

เครื่องวัดความแรงของสัญญาณความถี่วิทยุ

Field Strength Meter



โดย

นายอนุพงศ์ วงษ์ทศรัตน์

ปฏิญานិพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 37113

วัน, เดือน, ปี 4 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องวัดความแรงของสัญญาณความถี่วิทยุ

Field Strength Meter



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องวัดความแรงของสัญญาณความถี่วิทยุ

**Field Strength Meter**

ผู้จัดทำ

นายอนุพงศ์ วงษ์ทศรัตน์ รหัส 39014649



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร. ทองทศ วานิชศรี)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องวัดความแรงของสัญญาณความถี่วิทยุ

**FIELD STRENGTH METER**

โดย นายอนุพงศ์ วงษ์ทศรัตน์ 39014649

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร.ทองทศ วานิชศรี

**บทคัดย่อ**

โครงการนี้จึงทำการออกแบบสร้างเครื่องวัดความแรงของสัญญาณความถี่วิทยุ ในย่านความถี่ 50 MHz- 300 MHz โดยใช้ระบบ Triple Conversion โดยมีความถี่ IF 440 MHz, 45 MHz และ 10.7 MHz สัญญาณที่รับได้มีการดีมอดูเลตแบบ AM และ FM โดยสามารถวัดระดับความแรงของสัญญาณได้ ในหน่วย dBm

**ABSTRACT**

This project designs and invents a field strength meter for frequency range 50-300 MHz by using triple conversion system which has intermediate frequency at 440 MHz , 45 MHz and 10.7 MHz . It can receive AM/FM demodulated signal presenting field strength in dBm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

		หน้า
บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1	ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกกลูป	3
2.1.1	วงจรเฟสล็อกกลูป(PLL : Phase Locked Loop)	4
2.1.2	การหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกกลูป	10
2.1.3	วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูปแบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส	13
2.2	การออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน	14
2.3	การออกแบบวงจร Loop filter	19
2.4	วงจรมิกเซอร์	24
2.5	ควอดราเจอร์ดีเทกชัน (Quadrature Detection)	25
2.6	การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM)	28
2.7	การมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude Modulation : AM)	31
2.8	วงจรตัดคลื่นสัญญาณด้วยไดโอด (Precision Diode)	33
2.9	วงจรขยายแบบลอการิทึม (Log Amplifier)	34
2.10	วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)	36
2.10.1	การไบอัสทรานซิสเตอร์	36
2.10.2	การคำนวณวงจรขยายโดยใช้เอสพารามิเตอร์ (S Parameter)	37
2.10.3	อิมพีแดนซ์ แมชซิ่ง (Impedance Matching)	39
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	41
3.1	การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูป (Synthesizer)	41
3.1.1	การออกแบบวงจรกำเนิดความถี่ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม	41
3.1.2	การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	43
3.1.3	การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่	43
3.1.4	การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)	45
3.2	การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer)	46
3.3	การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter)	42
3.4	การออกแบบวงจรขยายความถี่ไอเอฟ (IF : Intermediate Frequency)	49
3.5	การออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)	50
3.6	การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter)	51
3.7	การออกแบบวงจรขยายเสียง (Audio Amplifier)	53
3.8	การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 490-740 เมกะเฮิรตซ์	54
3.8.1	การออกแบบวงจรกำเนิดความถี่ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม	54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า	
3.82	การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	54
3.8.3	การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่	54
3.8.4	การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)	55
3.9	การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer)	56
3.10	การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่กึ่งกลางความถี่ 440 เมกะเฮิรตซ์	57
3.11	การคำนวณวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็กที่ความถี่ 440 เมกะเฮิรตซ์	57
3.12	การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 485 เมกะเฮิรตซ์	63
3.12.1	การออกแบบวงจรกำเนิดความถี่ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม	63
3.12.2	การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	64
3.12.3	การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่	64
3.12.4	การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)	64
3.13	การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer)	66
3.14	การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่กึ่งกลางความถี่ 45 เมกะเฮิรตซ์	67
3.15	การคำนวณวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็กที่ความถี่ 45 เมกะเฮิรตซ์	67
3.16	วงจรเอเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (AM Demodulator)	73
3.16.1	การออกแบบวงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator)	73
3.16.2	การออกแบบวงจรมิกเซอร์	73
3.16.3	การออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านที่ความถี่ 455 กิโลเฮิรตซ์	74
3.16.4	การออกแบบวงจรเอเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (AM-Demodulator)	74
3.17	การออกแบบวงจรขยายเชิงลอการิทึม (Logarithm Amplifier)	76
3.17.1	การออกแบบวงจรดีเทกต์ระดับสัญญาณ (Level Detector)	76
3.17.2	การออกแบบวงจรขยายเชิงลอการิทึมด้วยไดโอด	76
3.18	การออกแบบวงจรขยายแบนด์กว้าง (Wideband Amplifier)	77
<b>บทที่ 4</b>	<b>การทดลองและผลการทดลอง</b>	<b>84</b>
4.1	วงจรขยายแบนด์กว้าง (Wideband Amplifier)	84
4.2	วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปความถี่ 490-740 เมกะเฮิรตซ์	85
4.2.1	วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม	85
4.2.2	วงจรพรีสเกลเลอร์ (Pre-scaler)	86
4.2.3	วงจรเปรียบเทียบเฟสและโมดูลัสคอนโทรลเลอร์	87
	คริสตัลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์	87
	สัญญาณล็อกดีเทกต์ (LD : Lock Detect)	88
	สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)	89
	สัญญาณ $\phi_R$ และ $\phi_V$	90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
4.2.4 วงจรรูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)	91
4.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์ (Band-Pass Filter 440 MHz)	93
4.4 วงจรขยายความถี่อาร์เอฟที่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์ (RF Amplifier)	94
4.5 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 485 เมกะเฮิร์ตซ์	95
4.5.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม	96
4.5.2 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Pre-scaler)	97
4.5.3 วงจรเปรียบเทียบเฟสและ โมดูลัสคอนโทรลเลอร์	97
คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์	98
สัญญาณล็อกดีเทก (LD : Lock Detect)	98
สัญญาณ โมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)	99
สัญญาณ $\phi_R$ และ $\phi_V$	99
4.5.4 วงจรรูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)	100
4.6 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์ (Band-Pass Filter 440 MHz)	101
4.7 วงจรขยายความถี่อาร์เอฟที่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์ (RF Amplifier)	102
4.8 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 55.7 เมกะเฮิร์ตซ์	104
4.8.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม	104
4.8.2 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Pre-scaler)	105
4.8.3 วงจรเปรียบเทียบเฟสและ โมดูลัสคอนโทรลเลอร์	106
คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์	106
สัญญาณล็อกดีเทก (LD : Lock Detect)	107
สัญญาณ โมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)	108
สัญญาณ $\phi_R$ และ $\phi_V$	108
4.8.4 วงจรรูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)	109
4.9 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (Band-Pass Filter 10.7 MHz)	111
4.10 วงจรขยายความถี่กลาง (Intermediate Frequency Amplifier)	112
4.11 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)	114
4.12 วงจรดีมอดูเลเตอร์แบบเอเอ็ม (AM Demodulator)	117
4.13 วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน แบบแอคทีฟ (Active Low-Pass Filter)	118
4.13.1 วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟที่มี	
ความถี่คัทออฟที่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์	118
4.13.2 วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ	
ที่มีความถี่คัทออฟที่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์	119
4.14 วงจรขยายเสียง (Audio Amplifier)	120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.15 วงจรตรวจสอบระดับสัญญาณ (Power Monitor)  
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์

หน้า

122

123

ภาคผนวก

หนังสืออ้างอิง

กิตติกรรมประกาศ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1 บทนำ

รูปที่ 1.1	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องวัดความแรงของสัญญาณความถี่วิทยุ	2
------------	--	---

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

รูปที่ 2.1	บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกกลูป	3
รูปที่ 2.2	บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกกลูป	4
รูปที่ 2.3	ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน	5
รูปที่ 2.4	ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน	5
รูปที่ 2.5	บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกกลูป	10
รูปที่ 2.6	วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย	11
รูปที่ 2.7	ผลตอบสนองความถี่ของระบบเฟสล็อกกลูป	12
รูปที่ 2.8	ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันแบบลำดับขั้น Step Function	12
รูปที่ 2.9	วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูปแบบพรีสเกลเลอร์สอง โมดูลัส	14
รูปที่ 2.10	บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก	15
รูปที่ 2.11	วงจร Series Resonant	15
รูปที่ 2.12	วงจร Parallel Resonant	16
รูปที่ 2.13	วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ Differential Amplifier	17
รูปที่ 2.14	วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน	17
รูปที่ 2.15	วงจร FET Oscillator	18
รูปที่ 2.16	วงจร Collpitts Oscillator	18
รูปที่ 2.17	Collpitts Oscillator ปรับค่าได้ตามแรงดัน	19
รูปที่ 2.18	วงจรลูปอันดับที่ 1	19
รูปที่ 2.19	วงจรลูปอันดับที่ 2	20
รูปที่ 2.20	วงจรลูปอันดับที่ 3	23
รูปที่ 2.21	บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์	24
รูปที่ 2.22	วงจรมิกเซอร์แบบ single – diode	25
รูปที่ 2.23	วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์	25
รูปที่ 2.24	บล็อกไดอะแกรมของระบบควอดราเจอร์รีเทกชัน	26
รูปที่ 2.25	สัญญาณเอฟเอ็ม	28
รูปที่ 2.26	แอมพลิจูดของคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม	30
รูปที่ 2.27	สเปกตรัมของคลื่นมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม เมื่อ $m_f = 0.5, 1.0, 2.5$ และ $4.0$	31
รูปที่ 2.28	คลื่นเอเอ็มที่เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณมอดูเลต	32

	หน้า
รูปที่ 2.29 (a) วงจรคัสซีนสัญญาณควัยโล โอค (b) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุต	34
รูปที่ 2.30 วงจรขยายสัญญาณแบบลดการรบกวน	35
รูปที่ 2.31 ตัวอย่างวงจร ไปอัสทรานซีสเตอร์	36
รูปที่ 2.32 การแมชชิงอิมพีแดนซ์	40
รูปที่ 2.33 วงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์จากตัวอย่าง	40
<b>บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง</b>	
รูปที่ 3.1 วงจรกำเนิดความถี่แบบคอลลีเทคชันนิคเบสรวม	41
รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลทาง AC ของวงจรถูกกำเนิดความถี่แบบคอลลีเทคชันนิคเบสรวม	41
รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดความถี่จริงที่ใช้งาน	42
รูปที่ 3.4 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 55.7 เมกะเฮิร์ตซ์	43
รูปที่ 3.5 การต่อวงจรของไอซี MC12017	43
รูปที่ 3.6 ส่วนประกอบต่าง ๆ ของไอซีเบอร์ MC145152-2	44
รูปที่ 3.7 วงจรดูปไฟลเตอร์	46
รูปที่ 3.8 วงจรภายใน ไอซีเบอร์ TUF-5	46
รูปที่ 3.9 วงจรมิกเซอร์ที่ไอเอฟ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	47
รูปที่ 3.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 5	47
รูปที่ 3.11 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 10	47
รูปที่ 3.12 วงจรกรองความถี่ผ่านที่กึ่งกลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	48
รูปที่ 3.13 วงจรสมมูลย์ทาง AC ของวงจรคอมมอนอิมิตเตอร์	49
รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลย์ทาง DC ของวงจรคอมมอนอิมิตเตอร์	50
รูปที่ 3.15 วงจรขยาย IF ที่ใช้งานจริง	50
รูปที่ 3.16 วงจรเอฟเอ็มคิมออสคูเลเตอร์ที่ใช้ไอซีเบอร์ MC3089	51
รูปที่ 3.17 แสครูปวงจรถองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key	52
รูปที่ 3.18 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์	52
รูปที่ 3.19 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 15 กิโลเฮิร์ตซ์	53
รูปที่ 3.20 วงจรขยายเสียง โดยใช้อีซีเบอร์ TDA2006	53
รูปที่ 3.21 วงจรกำเนิดความถี่จากไอซีเบอร์ POS-765	54
รูปที่ 3.22 การต่อวงจรของไอซี MC12032	54
รูปที่ 3.23 วงจรดูปไฟลเตอร์	55
รูปที่ 3.24 วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเลือกความถี่ที่ 490-740 เมกะเฮิร์ตซ์	56
รูปที่ 3.25 วงจรมิกเซอร์ที่ไอเอฟ 440 เมกะเฮิร์ตซ์	56
รูปที่ 3.26 เสลิคอลลีเทคเตอร์ที่กึ่งกลางความถี่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 3.27 วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์	57
รูปที่ 3.28 วงจรเมฆซึ่งอินพุตของทรานซิสเตอร์	60
รูปที่ 3.29 วงจรเมฆซึ่งเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์	60
รูปที่ 3.30 วงจรเมฆซึ่งระหว่างสเตรจของทรานซิสเตอร์	60
รูปที่ 3.31 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟที่ความถี่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์	62
รูปที่ 3.32 สมบัติซาร์ทของวงจขยายที่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์	62
รูปที่ 3.33 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน โดยมีความถี่ที่ต้องการที่ 485 เมกะเฮิร์ตซ์	63
รูปที่ 3.34 การค่อวงจรของไอซี MC12032	64
รูปที่ 3.35 วงจรคิวไฟลเดอริ์	65
รูปที่ 3.36 วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 485 เมกะเฮิร์ตซ์	65
รูปที่ 3.37 วงจรมิกเซอร์ที่ไอเอฟ 45 เมกะเฮิร์ตซ์	66
รูปที่ 3.38 วงจรกรองความถี่ผ่านที่กึ่งกลางความถี่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์	67
รูปที่ 3.39 วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์	67
รูปที่ 3.40 วงจรเมฆซึ่งอินพุตของทรานซิสเตอร์	70
รูปที่ 3.41 วงจรเมฆซึ่งเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์	71
รูปที่ 3.42 วงจรเมฆซึ่งระหว่างสเตรจของทรานซิสเตอร์	71
รูปที่ 3.43 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟที่ความถี่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์	72
รูปที่ 3.44 สมบัติซาร์ทของวงจขยายที่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์	72
รูปที่ 3.45 วงจรคริสตัลลออสซิลเลเตอร์ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์	73
รูปที่ 3.46 วงจรมิกเซอร์ด้วยโลซีเทอริ์ MC1496	73
รูปที่ 3.47 วงจรกรองความถี่ผ่านที่กึ่งกลางความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์	74
รูปที่ 3.48 วงจรคิเทกกรอบแบบใช้อปแอมป์	74
รูปที่ 3.49 วงจรรวมของถ่วงเอเอ็มคีมอดูเลเตอร์	75
รูปที่ 3.50 วงจรคิเทกระดับสัญญาณ	76
รูปที่ 3.51 วงจรขยายเชิงตอการิทึมด้วยไดโอด	76
รูปที่ 3.52 วงจรตรวจสอบระดับสัญญาณที่รับได้	77
รูปที่ 3.53 วงจรขยายแบนด์กว้างโดยใช้ไอซีเบอร์ MAR-8SM	77
รูปที่ 3.54 วงจรรวม	78
รูปที่ 3.55 วงจรรวม (ต่อ)	79
รูปที่ 3.56 วงจรรวม (ต่อ)	80
รูปที่ 3.57 วงจรรวม (ต่อ)	81
รูปที่ 3.58 วงจรรวม (ต่อ)	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.59	วงจรรวม (ต่อ)	83
<b>บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง</b>		
รูปที่ 4.1	กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถ่ายเบนคัทกว้าง	85
รูปที่ 4.2	กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้	86
รูปที่ 4.3	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ได้กับกำลังงานเอาต์พุตของวงจรถ่าย VCO	86
รูปที่ 4.4	สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรถ่ายเฟสล็อคเลเซอร์อินพุต 490 เมกะเฮิร์ตซ์	87
รูปที่ 4.5	สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรถ่ายเฟสล็อคเลเซอร์อินพุต 740 เมกะเฮิร์ตซ์	87
รูปที่ 4.6	สัญญาณและความถี่ที่ได้จากคริสตัลลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์	88
รูปที่ 4.7	สัญญาณที่ขาได้ออกลิเทกของ ไอซีเบอร์ MC 145152 ที่ความถี่ 490 เมกะเฮิร์ตซ์หลังจากความถี่ถูกล็อกแล้ว	88
รูปที่ 4.8	สัญญาณที่ขาได้ออกลิเทกของ ไอซีเบอร์ MC 145152 ที่ความถี่ 740 เมกะเฮิร์ตซ์หลังจากความถี่ถูกล็อกแล้ว	89
รูปที่ 4.9	สัญญาณที่ขา MC ของ ไอซีเบอร์ MC 145152 ที่ความถี่ 490 เมกะเฮิร์ตซ์	89
รูปที่ 4.10	รูปสัญญาณที่ขา MC ของ ไอซีเบอร์ MC 145152 ที่ความถี่ 740 เมกะเฮิร์ตซ์	90
รูปที่ 4.11	สัญญาณที่ขา $\phi_R$ และ $\phi_I$ ของ ไอซีเบอร์ MC 145152 ที่ความถี่ 490 เมกะเฮิร์ตซ์	90
รูปที่ 4.12	สัญญาณที่ขา $\phi_R$ และ $\phi_I$ ของ ไอซีเบอร์ MC 145152 ที่ความถี่ 740 เมกะเฮิร์ตซ์	91
รูปที่ 4.13	ระดับสัญญาณ โฟตรงที่ได้จากฟิลเตอร์ที่ความถี่ 490 เมกะเฮิร์ตซ์	91
รูปที่ 4.14	ระดับสัญญาณ โฟตรงที่ได้จากฟิลเตอร์ที่ความถี่ 740 เมกะเฮิร์ตซ์	92
รูปที่ 4.15	สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรถ่ายตั้งคราะห์ความถี่ ด้วยเฟสได้ออกความถี่ 490 เมกะเฮิร์ตซ์	92
รูปที่ 4.16	สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรถ่ายตั้งคราะห์ความถี่ ด้วยเฟสได้ออกความถี่ 740 เมกะเฮิร์ตซ์	93
รูปที่ 4.17	กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถ่ายกรองแถบความถี่ผ่าน ที่ความถี่กึ่งกลาง 440 เมกะเฮิร์ตซ์	94
รูปที่ 4.18	กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถ่ายอาร์เอฟที่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์	95
รูปที่ 4.19	สเปกตรัมของสัญญาณอาร์เอฟความถี่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์ที่ได้	95
รูปที่ 4.20	กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้	96

	หน้า
รูปที่ 4.21 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ได้กับกำลังงานเอาต์พุตของวงจร VCO	97
รูปที่ 4.22 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์อินพุต 485 เมกะเฮิรตซ์	97
รูปที่ 4.23 สัญญาณและความถี่ที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ที่ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์	98
รูปที่ 4.24 สัญญาณที่ขาได้ออกคิเทกของ ไอซีเบอร์ MC 145152 ที่ความถี่ 485 เมกะเฮิรตซ์หลังจากความถี่ถูกดีคอดแล้ว	98
รูปที่ 4.26 สัญญาณที่ขา MC ของ ไอซีเบอร์ MC 145152 ที่ความถี่ 485 เมกะเฮิรตซ์	99
รูปที่ 4.27 สัญญาณที่ขา $\phi_R$ และ $\phi_I$ ของ ไอซีเบอร์ MC 145152 ที่ความถี่ 485 เมกะเฮิรตซ์	100
รูปที่ 4.28 ระดับสัญญาณ โฟตรง์ที่ได้จากลูบฟิลเตอร์ที่ความถี่ 485 เมกะเฮิรตซ์	100
รูปที่ 4.29 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ ด้วยเฟสล็อกที่ความถี่ 485 เมกะเฮิรตซ์	101
รูปที่ 4.30 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ที่ความถี่กึ่งกลาง 45 เมกะเฮิรตซ์ แบนคัตออฟ 10 เมกะเฮิรตซ์	102
รูปที่ 4.31 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายอาร์เอฟที่ 45 เมกะเฮิรตซ์	103
รูปที่ 4.32 สเปกตรัมของสัญญาณอาร์เอฟความถี่ 45 เมกะเฮิรตซ์ที่ได้	103
รูปที่ 4.33 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้	105
รูปที่ 4.34 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ได้กับกำลังงานเอาต์พุตของวงจร VCO	105
รูปที่ 4.35 สัญญาณอินพุตจาก VCO เทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์	106
รูปที่ 4.36 สัญญาณและความถี่ที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์	107
รูปที่ 4.37 สัญญาณที่ขาได้ออกคิเทกของ ไอซีเบอร์ MC 145152 หลังจากความถี่ถูกดีคอดแล้ว	107
รูปที่ 4.38 สัญญาณที่ขา MC ของ ไอซีเบอร์ MC 145152	108
รูปที่ 4.39 สัญญาณที่ขา $\phi_R$ และ $\phi_I$ ของ ไอซีเบอร์ MC 145152	109
รูปที่ 4.40 ระดับสัญญาณ โฟตรง์ที่ได้จากลูบฟิลเตอร์ที่ความถี่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์	109
รูปที่ 4.41 สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ความถี่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์	110
รูปที่ 4.42 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ ด้วยเฟสล็อกที่ความถี่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์	110
รูปที่ 4.43 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ที่ความถี่กึ่งกลาง 10.7 เมกะเฮิรตซ์ แบนคัตออฟ 1 เมกะเฮิรตซ์	111
รูปที่ 4.44 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายไอเอฟที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์	112

	หน้า
รูปที่ 4.45 สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ไอเอฟที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ที่รับได้	112
รูปที่ 4.46 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มที่ใช้ในการทดสอบ	113
รูปที่ 4.47 สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มที่ใช้ในการทดสอบ	113
รูปที่ 4.48 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มที่ไอเอฟ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ที่รับได้	114
รูปที่ 4.49 สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มที่ไอเอฟ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ที่รับได้	114
รูปที่ 4.50 สัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการคิมออสโคป เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปซายน์	115
รูปที่ 4.51 สัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการคิมออสโคป เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม	115
รูปที่ 4.52 สัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการคิมออสโคป เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม	116
รูปที่ 4.53 สัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการคิมออสโคป เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปฟันเลื่อย	116
รูปที่ 4.54 สัญญาณที่ได้จากวงจรคิมออสโคปแบบเอฟเอ็ม	117
รูปที่ 4.55 สัญญาณ ไอเอฟที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์	117
รูปที่ 4.56 เอาต์พุตที่ได้จากวงจรคิมออสโคปสัญญาณ	118
รูปที่ 4.57 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเอคทิฟ ที่มีความถี่คutoffที่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์	119
รูปที่ 4.58 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเอคทิฟ ที่มีความถี่คutoffที่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์	120
รูปที่ 4.59 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายเสียง	121
รูปที่ 4.60 กราฟประสิทธิภาพผลของวงจรขยายเสียง	122
รูปที่ 4.61 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน ไฟตรงกับแรงดัน ไฟลบที่ได้	122

#### บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

		หน้า
บทที่ 1	บทนำ	
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการ	
	ตารางที่ 2.1 การกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตต่างๆ	30
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	
	ตารางที่ 3.1 ค่านอมัลไลซ์ของวงจรแบบบัตเตอร์เวิร์ท	42
	ตารางที่ 3.2 ค่าของ $Q$ แบบบัตเตอร์เวิร์ทเมื่อวงจรกรองความถี่มีอันดับต่าง ๆ	46
	ตารางที่ 3.3 ค่าของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คutoffต่าง ๆ	47
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	
	ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายของวงจรขยายแบนด์กว้าง	84
	ตารางที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ และกำลังเอาต์พุตที่ได้จากวงจร VCO	85
	ตารางที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ ที่ความถี่กึ่งกลาง 440 เมกะเฮิร์ตซ์	93
	ตารางที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับอัตราขยาย ของวงจรขยายอาร์เอฟที่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์	94
	ตารางที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ และกำลังเอาต์พุตที่ได้จากวงจร VCO	96
	ตารางที่ 4.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับ 6 ที่ความถี่กึ่งกลาง 45 เมกะเฮิร์ตซ์ แบนด์วิดท์ 10 เมกะเฮิร์ตซ์	101
	ตารางที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับอัตราขยาย ของวงจรขยายอาร์เอฟที่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์	103
	ตารางที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ และกำลังเอาต์พุตที่ได้จากวงจร VCO	104
	ตารางที่ 4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ที่ความถี่กึ่งกลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ แบนด์วิดท์ 1 เมกะเฮิร์ตซ์	111
	ตารางที่ 4.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ ที่มีความถี่คutoffที่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์	118
	ตารางที่ 4.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ ที่มีความถี่คutoffที่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์	119
	ตารางที่ 4.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายเสียง	120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.13 ประสิทธิภาพของวงจรรขยายเสียง  
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

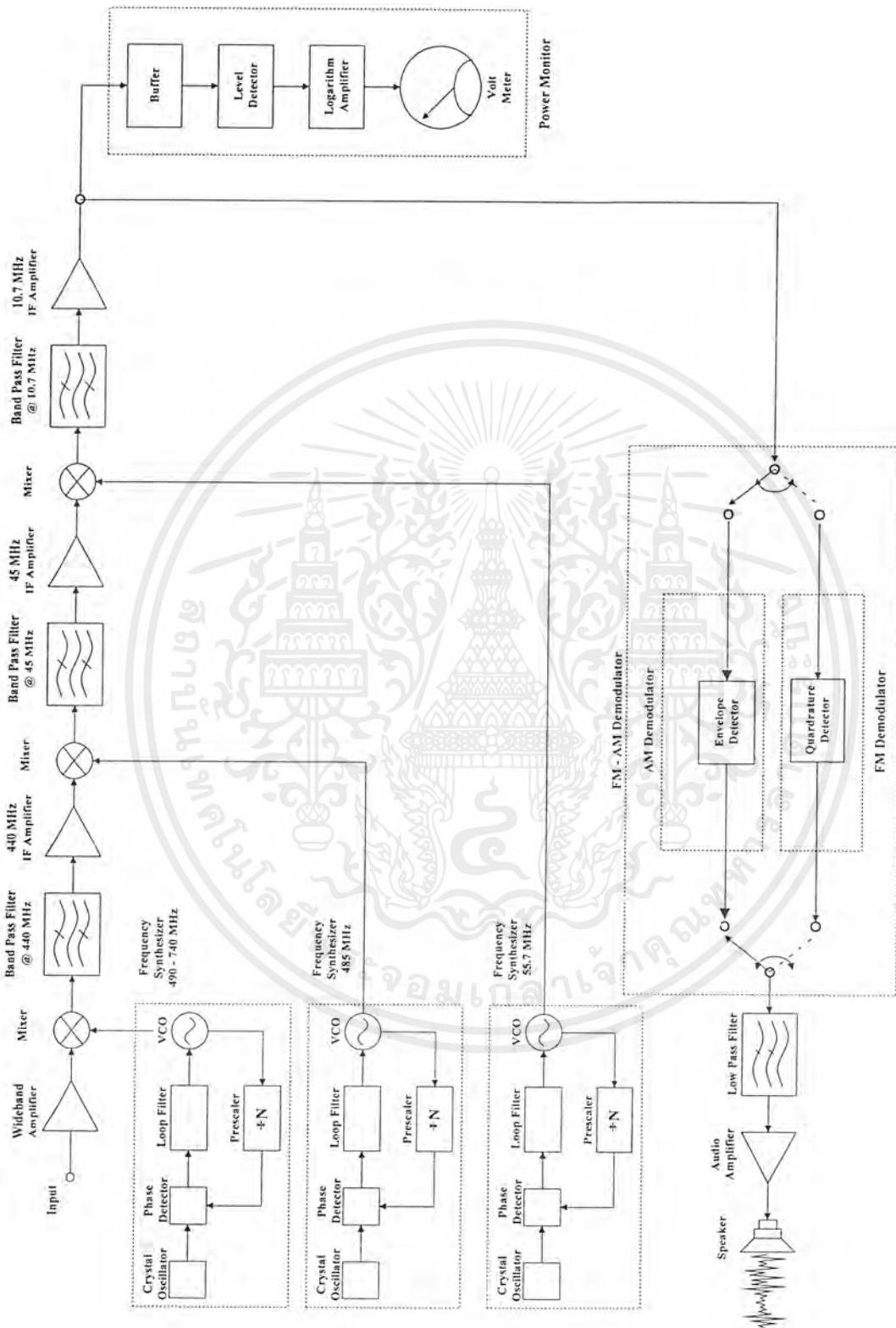
### บทนำ

นับจากอดีต การสื่อสารได้เข้ามามีบทบาทในการดำเนินชีวิตมากขึ้นเรื่อย ๆ จนกระทั่งในปัจจุบัน การสื่อสารก็ได้พัฒนาเพิ่มขึ้นไปเรื่อย ๆ โดยไม่จำกัดเพียงแต่ความถี่ต่ำเท่านั้น การคิด ปรับปรุง และพัฒนาอุปกรณ์ให้มีความทันสมัย จึงนับเป็นอีกกระบวนการหนึ่งที่ไม่อาจที่จะมองข้ามได้ ซึ่งปัจจุบันนี้ไม่เพียงแต่การใช้งานทางด้านความถี่สูงเท่านั้นที่ถูกนำไปใช้ในการสื่อสาร ยังมีงานทางด้านสาขาอื่นอีกมากที่มีการใช้งานด้านความถี่สูง ไม่ว่าจะเป็นด้านการแพทย์ การคมนาคม หรือแม้กระทั่งภายในสำนักงานหรือภายในที่พักส่วนบุคคลก็มีการใช้อุปกรณ์ทางด้านความถี่สูงเช่นกัน

การบำรุงรักษาและการตรวจสอบความเรียบร้อยของอุปกรณ์ที่ทำงานทางด้านความถี่สูง ก็มีอุปกรณ์ให้เลือกใช้ทดสอบและตรวจสอบอยู่มากมาย แต่ส่วนมากอุปกรณ์เหล่านั้น มักจะมีราคาสูงและไม่สะดวกในการเคลื่อนย้าย

โครงการนี้จึงทำการออกแบบเครื่องวัดความแรงของสัญญาณความถี่วิทยุ ที่รับได้ ณ บริเวณใด บริเวณหนึ่ง โดยไม่จำเป็นต้องเคลื่อนย้ายอุปกรณ์ขนาดใหญ่จากห้องปฏิบัติการหรือห้องวิจัย เหมาะที่จะนำไปใช้กับงานภาคสนาม ที่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์วัดความแรงของสัญญาณ ณ จุดนั้น

เครื่องวัดความแรงของสัญญาณความถี่วิทยุนี้ถูกออกแบบให้ใช้วัดสัญญาณความถี่สูงในย่าน 50 ถึง 300 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่มีการมอดูเลตแบบ เอฟเอ็มและเอเอ็ม โดยใช้กระบวนการทริปเปิลคอนเวอร์ชัน (Triple conversion) เพื่อทำการย้ายย่านความถี่ลงมาประมวลผลที่ความถี่ต่ำลงมา โดยเครื่องวัดนี้สามารถแสดงความแรงของสัญญาณได้ในหน่วยเดซิเบล โดยสามารถแสดงรูปบล็อกไดอะแกรมได้ตามรูปที่ 1.1 ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรถ่วงหน้าเป็นวงจรถ่วงรับวิทยุความถี่สูงที่สามารถรับความถี่ได้ในช่วง 50 ถึง 300 เมกะเฮิร์ตซ์ สัญญาณที่ได้จะถูกย้ายย่านความถี่ลงมาโดยกระบวนการทริปเปิลคอนเวอร์ชันในการย้ายย่านความถี่ ซึ่งจะทำให้ได้ค่าความถี่กลาง (Intermediate Frequency) จำนวน 3 ค่าคือ 440 , 45 และ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ โดยใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกกลูบในการสังเคราะห์ความถี่โลคอลขึ้นมา และส่วนสุดท้ายจะเป็นภาคตีเทกสัญญาณ โดยสัญญาณจะถูกส่งไปยังภาคแสดงความแรงของสัญญาณ และจะส่งไปตีมอดูเลตสัญญาณข่าวสารกลับคืนมาด้วยในเวลาเดียวกัน โดยใช้กระบวนการตีมอดูเลตสัญญาณซึ่งตีเทกได้ทั้งสัญญาณที่มอดูเลตแบบ เอเอ็มและเอฟเอ็ม และก่อนที่สัญญาณที่ผ่านการตีมอดูเลตจะถูกส่งไปขยายเสียงต่อด้วยวงจรถ่วงขยายเสียงจะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งสามารถเลือกชุดกรองความถี่ที่เหมาะสมกับข่าวสารที่รับได้



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องวัดความแรงของสัญญาณความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

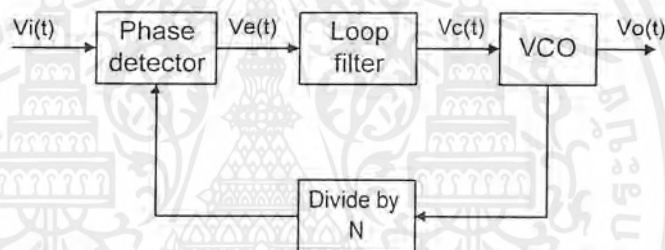
## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการ

#### 2.1 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกคูลูป

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูลูป (Phase locked loop synthesizer) เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดโปรแกรมได้ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด โดยการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกคูลูป ซึ่งเป็นระบบป้อนกลับที่มีการเปลี่ยนความถี่ และเฟสของวงจรของออสซิลเลเตอร์ตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา บล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูลูป แสดงดังรูปที่ 2.1 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (Phase Detector : PD)
2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter : LF)
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (Programmable Divider)
4. วงจรหารความถี่ที่สามารถโปรแกรมได้ (Programmable Divider)



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกคูลูป

การทำงานคร่าวๆ สามารถอธิบายได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม (control voltage)  $V_c(t)$  จะเท่ากับศูนย์ VCO จะทำงานโดยตั้งความถี่ไว้ที่  $f_o$  กับความถี่ของ VCO ถ้าเกิดความแตกต่างของสัญญาณทั้งสอง  $f_o$  กับเนื่องจากความถี่ไม่ตรงกันจะเกิดแรงดันคลาดเคลื่อนออกมา  $V_c(t)$  แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ ขยายแล้วป้อนให้กับ VCO ในกรณีนี้แรงดันควบคุม  $V_c(t)$  จะไปบังคับความถี่ของ VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างระหว่างความถี่  $f_o$  กับความถี่  $f_R$  ถ้าความถี่  $f_R$  ใกล้เคียงกับความถี่  $f_o$  จากการป้อนกลับของเฟสล็อกคูลูปซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับไปยังลูปฟิลเตอร์จะเป็นความถี่เอาต์พุตของ VCO ที่ถูกหารโดย N จะทำให้ VCO ซิงโครไนส์ หรือ ล็อก(lock) กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อกนั้นความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี

ในสภาวะล็อกความถี่จะได้ว่า

$$f_R = f_d \quad (2.1)$$

และความถี่ที่ได้จากการหาร

$$f_d = f_o / N \quad (2.2)$$

ดังนั้นความถี่ที่เอาต์พุตจะได้เป็น

$$f_o = Nf_d \quad (2.3)$$

แต่ในสภาวะล็อกความถี่ เฟสของสัญญาณทั้งสองจะยังคงต่างกันอยู่ ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน  $V_e(t)$  ที่จะไปคอยปรับความถี่ VCO จากค่าความถี่ฟรีรันนิ่ง (free-running) ให้เท่าตัวได้เองทำให้เฟสล็อกคู่สามารถติดตามการล็อกกับระบบซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน (capture range) จะขึ้นกับขอบแบนด์ของวงจรรองความถี่และอัตราขยายคู่อุปกรณ์ของระบบทั้งหมด เฟสล็อกคู่ที่มีการหารความถี่ชนิดโปรแกรมได้ภายในคู่เป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามากกว่าความถี่อ้างอิงความถี่เดียว

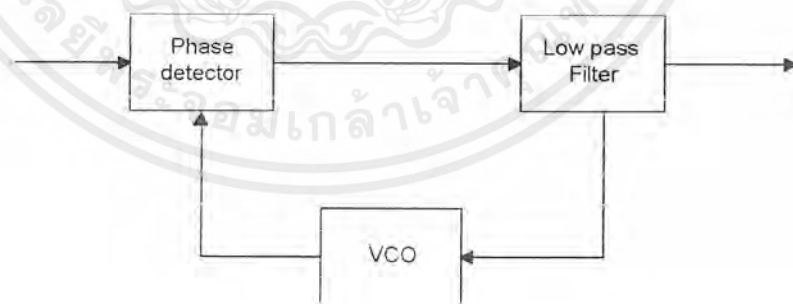
คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรรสังเคราะห์ความถี่ จะต้องผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ทีละขั้น ซึ่งเรียกว่า รีโซลูชัน (resolution)

### 2.1.1 วงจรเฟสล็อกคู่ (PLL : Phase Locked Loop)

วงจรรเฟสล็อกคู่เป็นหลักการทางการป้อนกลับที่น่าสนใจและนำมาประยุกต์ในวงจรต่างๆ มากมาย เช่น การสังเคราะห์ความถี่ (Frequency synthesis) , การคูณความถี่ (Frequency multiplication) และ เอฟเอ็ม/เอเอ็มดีมอดูเลชัน (FM/AM demodulation) เนื่องจากในปัจจุบันวงจรรเฟสล็อกคู่จะอยู่ในรูปของวงจรรวมที่สามารถหาได้ในตลาดทั่วไป

วงจรรเฟสล็อกคู่ จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน ได้แก่

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (PD : Phase Detector)
2. คู่อุปฟิลเตอร์ (Loop Filter)
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ (Voltage Controlled Oscillator)



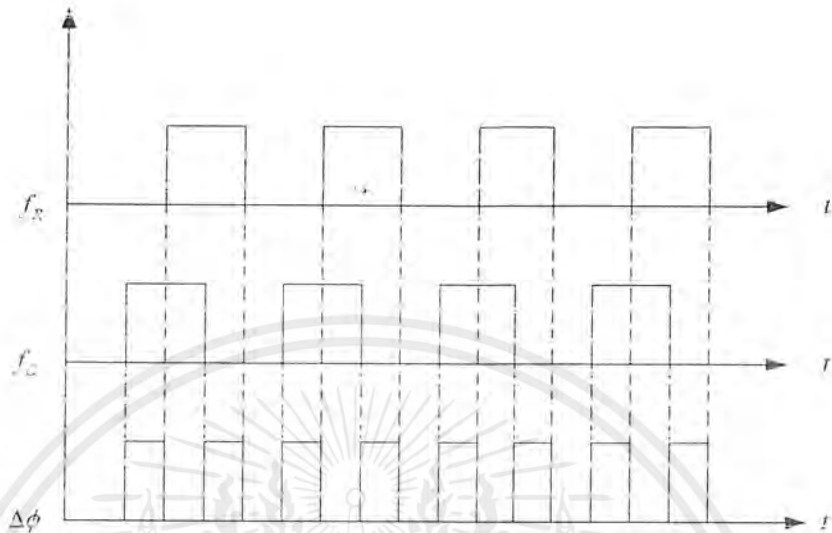
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรเฟสล็อกคู่

แต่ละส่วนจะมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบ ซึ่งหน้าที่ของแต่ละส่วนจะได้อธิบายดังนี้

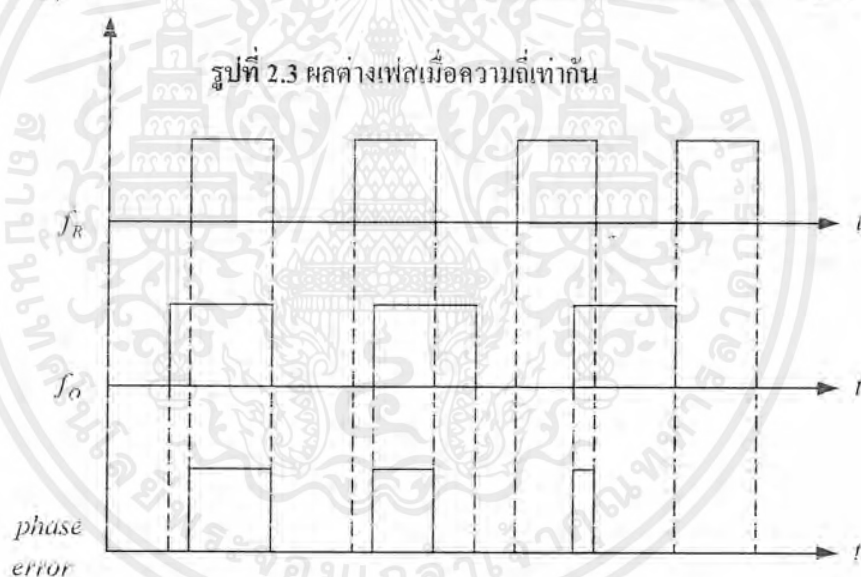
1.เฟสดีเทกเตอร์ ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีผลของเฟสที่ต่างกันเรียกว่า

ความผิดพลาดเฟส (Phase Error) ความผิดพลาดเฟสนี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สุดเป็น  $\pi/2$  เฟสดีเทกเตอร์จะทำการเปลี่ยนความผิดพลาดเฟสนี้ให้กลายเป็นระดับแรงดันด้วยค่าคอนเวอร์ชันแกน ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทกเตอร์จะแสดงดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน



รูปที่ 2.4 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่ไม่เท่ากัน

เฟสดีเทกเตอร์ จะมีใช้กัน 2 แบบ คือ แบบที่ 1 และแบบที่ 2

1.1 เฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 1 จะถูกออกแบบมาเพื่อทำการตรวจจับคลื่นสี่เหลี่ยม(square wave) ค้างๆทั้งทางอนาล็อกหรือทางดิจิทัล ซึ่งเฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 1 จะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นสำหรับเฟสอินพุตในช่วงหนึ่งตั้งแต่  $0 - \pi$

1.2 เฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 2 จะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะหรือขอบสัญญาณ โดยวงจรเฟสดีเทกเตอร์ชนิดนี้จะผลิตพัลส์บวกหรือลบขึ้นอยู่กับการนำหน้า (lead) หรือตามหลัง (lag) ของสัญญาณ วงจรวีซีโอ เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ความกว้างของพัลส์เหล่านี้จะเท่ากับช่วงกว้างระหว่างขอบของสัญญาณอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทกเตอร์และจะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ป้อนให้วีซีโอ ข้อดีของเฟสดีเทกเตอร์ชนิดนี้คือการมีเอาต์พุตที่ไม่ขึ้นกับควิตีไซเคิล (duty cycle) ของสัญญาณอินพุตและการไม่มีการกระเพื่อม (Ripple) ที่เอาต์พุตเหมือน ในกรณีของเฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 1

2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทกเตอร์ เนื่องจากเฟสดีเทกเตอร์ให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับบวมมาด้วย สัญญาณความถี่ที่ได้เกิดจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสมากออก ทำให้ระบบสามารถจับ (Capture) สัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาการล็อกไว้ได้อีกด้วย

3. วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) ใช้ปรับขนาดสัญญาณไฟตรง เพื่อให้การควบคุมด้วยเอาต์พุตของวงจรมีป้อนให้แก่วงจรวีซีโอ

4. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ (VCO) ทำหน้าที่ผลิตความถี่สัญญาณ โดยการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตด้วยคอนเวอร์ชันเกน ระดับของแรงดันนี้จะได้จากเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ล็อกมาจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้เอาต์พุตของวงจรวีซีโอเปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน เนื่องจากวงจรรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรมีความถี่สัญญาณจึงเป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับวงจรเฟสล็อกลูป วงจรวีซีโอ ไม่จำเป็นต้องมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไฟฟ้าที่มาควบคุมมากนักในกรณีทั่วไป แต่ถ้าไม่เป็นเชิงเส้นมากเกินไปแล้วอัตราขยายรอบก็จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณด้วย ฉะนั้นจึงต้องคำนึงถึงความเสถียรภาพของลูปด้วย

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถอธิบายอย่างคร่าวๆ ได้ดังนี้ เฟสดีเทกเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุต  $V_i(t)$  กับความถี่ของวงจรวีซีโอ และทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดัน  $V_e(t)$  และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปควบคุมอินพุตของวงจรวีซีโอ รูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ของวงจรวีซีโอ ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปความผิดพลาดของแรงดันจะผ่าน ลูปฟิลเตอร์  $V_e(t)$  ในฟีดแบ็กลูปจะมีค่าเป็นศูนย์ วงจรวีซีโอจะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง ซึ่งเราเรียกว่า ความถี่ฟรีรันนิ่งของวีซีโอ

ถ้ามีสัญญาณอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปและสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุตใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียง การฟีดแบ็กของเฟสล็อกลูปจะทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดันไปขับวงจรวีซีโอ ให้มีความถี่ซึ่งใกล้เคียงกับความถี่อินพุต ซึ่งแสดงว่าระบบเฟสล็อกลูปมีความถี่เอาต์พุตล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามคุณสมบัติของลูปดังนี้

1. เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อก ( $\omega_r \neq \omega_o$ )

เราสมมุติสัญญาณ  $V_i$  และ  $V_o$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์มีค่าเป็น

$$V_i(t) = E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.4)$$

$$V_o(t) = E_o \cos(\omega_o t + \phi_o) \quad (2.5)$$

ถ้าเฟสดีเทกเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนาลอกมักมีหลายเออร์ เราจะได้สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์เป็น

$$V_e(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] + K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \phi_o] \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้เป็น

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_0)t + \theta_i - \phi_0] \quad (2.7)$$

เนื่องจาก  $V_i$  และ  $V_o$  ไม่ซิงโครนัสกัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์  $V_d$  จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ  $K_d$  และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ  $V_i$  และ  $V_o$  คือ  $\omega_i$  และ  $\omega_0$  มีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นแรงดันไฟฟ้า  $V_d$  จะไม่สามารถผ่านฟิลเตอร์ได้ ทำให้ได้ค่า  $V_c$  และค่าพีคแบ็กของลูปจะไม่มีผลอะไรหรือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในลูป แรงดันเอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะมีค่าอยู่ที่ความถี่พรีรันนิ่ง ดังนั้น  $\omega_0$  และ  $\phi_0$  จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์คือ  $\omega_i$  และ  $\theta_i$  จะพูดได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อก แต่ถ้า  $\omega_i - \omega_0 = \pm \omega$  มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูปและการพีคแบ็กจะมีผลทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

## 2. เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะล็อก ( $\omega_i = \omega_0$ )

ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ มีความถี่ซิงโครนัสกับสัญญาณอินพุต  $V_i$  กับสัญญาณเอาต์พุต  $V_o$  จะมีค่าเป็น

$$V_o = E_o \cos(\omega_i t - \psi_o) \quad (2.8)$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับเวลา ซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_o = (\omega_i - \omega_o)t + \psi_o \quad (2.9)$$

และสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์หรือความผิดพลาดของสัญญาณ จะกลายเป็นสัญญาณไฟกระแสดตรง มีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.10)$$

ลูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณไฟกระแสดตรง  $V_d$  ผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.11)$$

วงจรวีซีโอจะเป็นออสซิลเลเตอร์ชนิดมอดูเลตความถี่ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของวงจรรอออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน ( $\omega_{inst}$ ) จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับสัญญาณควบคุมอินพุต  $V_c$  โดยความถี่เชิงมุมที่ศูนย์กลางเป็นดังนี้

$$\omega_{inst} = \frac{d(\omega_0 t + \phi_0)}{dt} = \omega_0 + K_0 V_d \quad (2.12)$$

$$\frac{d(\phi_0)}{dt} = K_0 V_d$$

เมื่อ  $K_0$  เป็นความไวในการมอดูเลตของวงจรวีซีโอ

แทนค่าสมการ (2.11) ลงใน (2.12) จะได้

$$\omega_i - \omega_o = K_d K_0 \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.13)$$

$$\psi_o = \theta_i - \cos^{-1}[(\omega_i - \omega_o) / K_d K_0] \quad (2.14)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์  $V_d$  สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K_o \quad (2.15)$$

ส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสสลับของเฟสดีเทกเตอร์เอาต์พุต  $V_d$  จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ ผ่านไปเป็นแรงดันควบคุมให้กับอินพุตของวงจรวีซีโอ

จากสมการ (2.15) จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง  $V_d$  จะไปทำให้ความถี่เชิงมุม ของวงจรวีซีโอมีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของวงจรวีซีโอคือ  $\omega_o$  ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของ สัญญาณอินพุต  $\omega_i$  นั่นคือ

$$\omega_{msr} = \omega_o + K_o V_d = \omega_o + (\omega_i - \omega_o) = \omega_i \quad (2.16)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น  $\omega_i - \omega_o$  มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ  $K_d K_o$  อย่างมาก สมการ(2.15) จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_o \cong \cos^{-1} 0 = \pi/2 \quad (2.17)$$

จากสมการ (2.17) หมายความว่า ถ้าความถี่ออฟเซตระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณ วงจรวีซีโอ จะมีค่าน้อยเมื่อลูไปไม่อยู่ในสภาวะล็อกและสัญญาณวงจรวีซีโอ จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต  $90^\circ$  เมื่อลูอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสควอดราเจอร์จะสอดคล้องกับ  $\omega_i = \omega_o$  ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า  $\psi_o$  ด้วยค่าเฟสเอาต์พุต  $\theta_o$  ดังนั้น

$$\theta_o = \psi_o - \pi/2 \quad (2.18)$$

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \\ &= K_d \cos[(\theta_i - \theta_o) - \pi/2] \\ &= K_d \sin(\theta_i - \theta_o) \end{aligned} \quad (2.19)$$

และจากสมการ (2.15) และ (2.19) จะได้ค่าความผิดพลาดเฟสเป็น

$$\theta_i - \theta_o = \sin^{-1}(\omega_i - \omega_o)/K_d K_o \quad (2.20)$$

เมื่อผลต่างของเฟส  $\theta_i - \theta_o$  มีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = K_d(\theta_i - \theta_o) \cong K_d \theta_e \quad (2.21)$$

เมื่อ  $\theta_e = \theta_i - \theta_o$  เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทกเตอร์แบบนี้เมื่อลูเข้าสู่การล็อกสัญญาณ ของวงจรวีซีโอ จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุต  $90^\circ$  คือ  $[\theta_i - (\theta + \pi/2)]$  ดังนั้นเฟสดีเทกเตอร์จะให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต  $V_i$  กับสัญญาณเอาต์พุต ของวงจรวีซีโอ คือ  $V_o$  ในลักษณะของควอดราเจอร์ คือ

$$\begin{aligned} V_d &= K_d [(\theta_i - \theta_o) - \pi/2] \\ &= K_d (\theta - \pi/2) \end{aligned} \quad (2.22)$$

สัญญาณเฟส  $V_d$  นี้จะผ่านลูปฟีดแบ็คไปป้อนให้กับอินพุตที่ควบคุมวงจรวีซีโอเพื่อแก้ไขให้ ความถี่ของวงจรวีซีโอเปลี่ยนจาก  $\omega_o$  ไปเป็น  $\omega_i$  และดำรงการล็อกให้คงอยู่ได้

$$\begin{aligned} V_d &= (\omega_i - \omega_o)/K_o \\ \omega_i &= \omega_o + K_o V_d \end{aligned} \quad (2.23)$$

จากสมการ (2.19) และ(2.20) จะหาค่าของความผิดพลาดเฟส  $\theta_e$  ได้เป็น

$$\theta_e = \pi/2 + [(\omega_i - \omega_o)]/K_d K_o \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.22) จะสังเกตได้ว่าเมื่อ  $\omega_0 = \omega_i$  แรงดันไฟฟ้าของวงจรวีซีโอจะมีเฟสควอดราเจอร์คือ มีเฟสต่างไปจาก  $90^\circ$  เมื่อ  $\omega_i$  เคลื่อนไปทางสูงกว่า  $\omega_0$  มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก  $90^\circ$  ไปสู่ค่าสูงสุด  $180^\circ$  ที่อยู่เหนือสุดของพิสัยการล็อกและถ้า  $\omega_i$  เคลื่อนไปทางต่ำกว่า  $\omega_0$  มุมเฟสจะลดลงจาก  $90^\circ$  ไปสู่ค่า  $0^\circ$  ที่ต่ำสุดของพิสัยการล็อก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า  $\theta_c$  ให้มากขึ้นตามเวลา  $\theta_c$  ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า  $V_d$  ไปทำให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุต โดย  $V_d$  จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณอินพุต  $\omega_i$  กับความถี่ฟรีรันนิ่ง  $\omega_0$  ของวงจรวีซีโอ แต่ถ้าจะสามารถแทรกกิ่งไค่นั้นจะต้องมีความผิดพลาดเฟสน้อย

สมมติว่าระบบเฟสล็อกมีเฟสอินพุตเปลี่ยนแปลงเป็นสเตปเท่ากับ  $\Delta\omega = \omega_i - \omega_0$  ลูปต้องการควบคุมแรงดันเพื่อทำให้วงจรวีซีโอมีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ  $\Delta\omega$  ดังนั้น  $V_c$  จะมีค่าเป็น

$$V_c = \Delta\omega / K_o \quad (2.25)$$

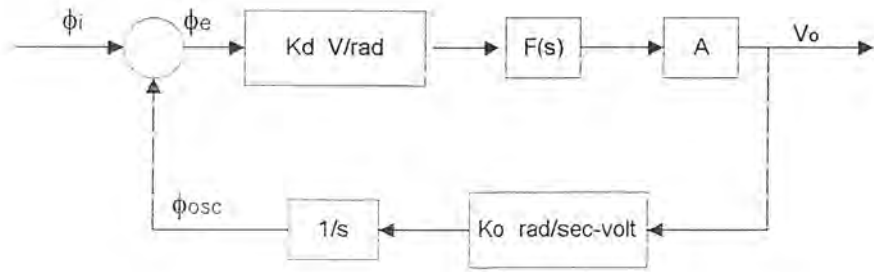
เมื่อลูปเข้าสู่สภาวะคงที่  $V_c = V_d F(s)$  เมื่อ  $F(s)$  คือ อัตราขยายต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงของลูปฟิลเตอร์สัญญาณ  $V_c$  จะทำให้ลูปเข้าสู่สภาวะล็อกดังเดิม ดังนั้นความผิดพลาดเฟสจะต้องเป็น

$$\begin{aligned} \theta - \frac{\pi}{2} &= V_d K_d \\ &= \Delta\omega / K_o K_d F(s) \end{aligned} \quad (2.26)$$

เมื่อความผิดพลาดเฟสมีค่าเพิ่มขึ้นลูปจะสามารถปรับตัวเองให้มีความถี่เอาต์พุตแทรกตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุตได้ดังเดิม

เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก เราสามารถจะวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกได้ในลักษณะระบบป้อนกลับที่เป็นเชิงเส้น โดยใช้เทคนิคการวิเคราะห์ระบบป้อนกลับแบบทั่วไปด้วยลาปลาซ ทรานส์ฟอร์มและสมการดิฟเฟอเรนเชียล

## 2.1.2 การหาทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของระบบเฟล็ดลือกูล



รูปที่ 2.5 บล็อกโคอะแกรมของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของเฟล็ดลือกูล

จากรูปที่ 2.5

$K_d$  = ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของเฟล็ดลือกูล

$F(s)$  = ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของฟิลเตอร์

$A$  = อัตราการขยายของวงจรรขยายสัญญาณ

$K_o$  = ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.27)$$

จาก

$$\omega = s\theta \quad (2.28)$$

$$\theta = \int \omega dt \quad (2.29)$$

และ

$$\theta = \frac{\omega}{s} \quad (2.30)$$

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

$$\text{จากทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน} = \frac{A}{1 + A I^2} \quad (2.31)$$

เมื่อ  $A$  = อัตราการขยาย ไปข้างหน้า

$F$  = อัตราการขยายที่คอนกลับ

จากรูปที่ 2.5 ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน คือ

$$\frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A \frac{K_o}{s}} \quad (2.32)$$

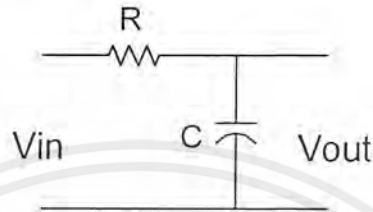
$$= \frac{s K_d F(s) A}{s + K_d F(s) s K_o} \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติเรามักจะให้ตัวแปรอินพุตเป็นความถี่มากกว่าเป็นเฟส จากสมการ (2.27) และ (2.28) เราจะได้ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$H(s) = \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{V_o}{s\phi_i} = \frac{K_d F(s) A}{s + K_d K_o A F(s)} \quad (2.34)$$

ถ้าวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย

จากรูปที่ 2.6

$$F(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + sRC} = \frac{1}{1 + s/\omega_i} \quad (2.35)$$

เมื่อ  $\omega_i = 1/RC$

แทนค่าสมการ (2.35) ลงในสมการ (2.34)

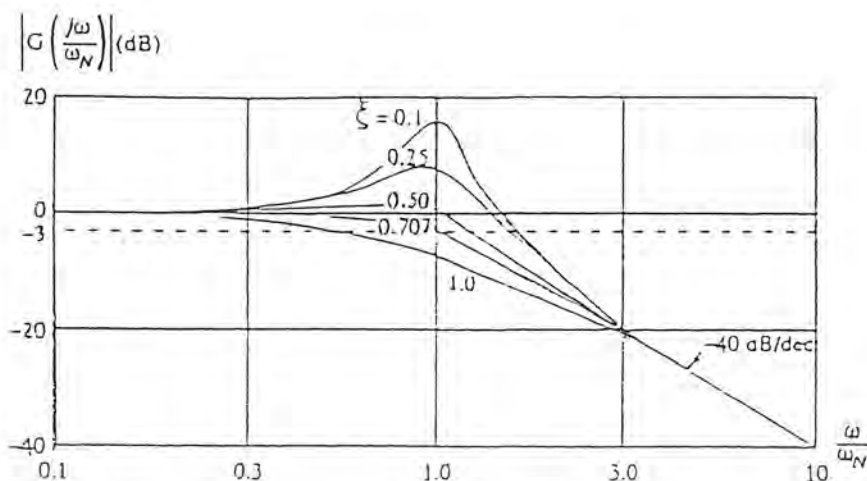
$$H(s) = \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{K_o} \left[ \frac{1}{1 + \frac{s}{K_v} + \frac{s^2}{\omega_n K_v}} \right] = \frac{1}{K_o} \left[ \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta s}{\omega_n} + 1} \right] \quad (2.36)$$

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

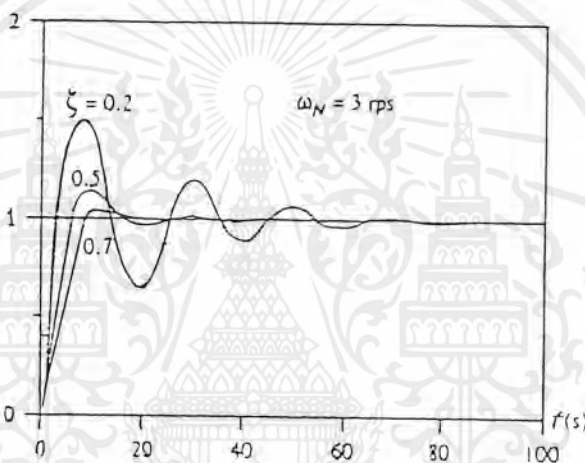
$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_i}{K_v}} \quad \text{เมื่อ } K_v = K_o K_d A$$

เราสามารถจะนำทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน  $H(s)$  นี้ไปหาผลตอบสนองของระบบได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองความถี่ของระบบเฟสล็อกคู่



รูปที่ 2.8 ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันแบบลำดับขั้น Step Function

จะสังเกตเห็นว่าหากแบนด์วิดท์ของลูปลดลงหรือค่า  $K$  เพิ่มขึ้น ค่า  $\zeta$  ของลูปลดลงผลตอบสนองทางความถี่ของลูปลจะเป็นพีก และผลตอบสนองต่อสเตรปของลูปลในช่วงเริ่มต้นชั่วขณะจะเกิดการออสซิลเลต ค่าพีกในผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุต และเป็นสาเหตุให้เกิดการแกว่งหรือให้ผลตอบสนองที่เร็วเมื่อลูปลมีการรบกวนเกิดขึ้นชั่วขณะ การออกแบบระบบเฟสล็อกลูปลให้มีคุณสมบัติการทำงานให้ดีที่สุดจึงควรกำหนดให้  $\zeta$  มีค่าเท่ากับ  $1/\sqrt{2}$  จะได้

$$\omega = 2K_V \tag{2.37}$$

และความถี่ที่คัทออฟ -3 dB แบนด์วิดท์ของลูปลจะได้เป็น

$$\omega_n = \sqrt{K_V \omega_1} = \sqrt{2}K_V \tag{2.38}$$

วงจรเฟสล็อกลูปลที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไป จะต้องให้มีพิสัยการล็อกกว้าง เพื่อที่จะได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ช่วงกว้าง นอกนั้นก็ต้องการให้ระบบมีแบนด์วิดท์ของลูปลแคบๆ เพื่อกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิถีพิถันความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกสามารถดำรงการล็อกไว้ได้กับสัญญาณอินพุต เราเรียกว่า “ พิสัยการล็อก ” เราสามารถหาพิสัยการล็อกได้โดยพิจารณาจากสมการของความผิดพลาดเฟส ซึ่งเราพบว่าความผิดพลาดเฟสจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ  $\pi$  น้อยที่สุดเท่ากับศูนย์ จะได้พิสัยการล็อก  $\Delta\omega = \omega_i - \omega_0$  เท่ากับ

$$\Delta\omega = (\theta_e - \pi/2)K_0K_dF(s) \quad (2.39)$$

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

$$\Delta\omega = (\pm \pi/2)K_0K_dF(s) \quad (2.40)$$

$$2\Delta\omega_L = \pm \pi K_0K_dF(s)$$

เมื่อ  $\Delta\omega_L$  คือ พิสัยการล็อก

เราจะสังเกตได้ว่า ถ้า  $\omega_i$  เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง  $\omega_0$  มาก โดยมีค่าไม่สอดคล้องกับสมการที่ (2.40) สถานะสมดุลของการซิงโครไนซ์จะไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้และลูปจะหลุดออกไปจากการล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การวิเคราะห์ถึงพิสัยการล็อกระบบต้องมีสถานะเดิมล็อกอยู่กับความถี่อินพุตแล้ว แต่มีอีกอย่างที่เราควรพิจารณาเมื่ออยู่ในสถานะที่ระบบยังไม่ล็อกกับสัญญาณอินพุตเพื่อกำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟสล็อกสามารถล็อกกับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้เราเรียกว่า พิสัยแคปเจอร์ ซึ่งสัมพันธ์กับค่าความถี่คutoff ของลูปฟิลเตอร์  $\omega_L$  และพิสัยล็อก  $\Delta\omega_L$  จะได้พิสัยแคปเจอร์เท่ากับ  $\Delta\omega_C$

$$\text{ในกรณีทั่วไป } \Delta\omega_L \gg \omega_i$$

$$\Delta\omega_C = \pm \sqrt{\omega_i \Delta\omega_L} \quad (2.41)$$

$$2\Delta\omega_C = 2\sqrt{\omega_i \Delta\omega_L} \quad (2.42)$$

$$\text{ในกรณีทั่วไป } \Delta\omega_L \gg \omega_i$$

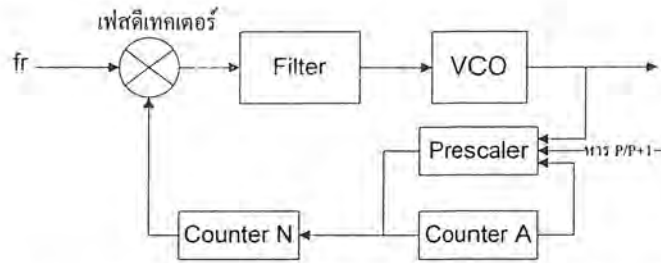
### 2.1.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขั้นละ  $f_R$  เท่ากับความถี่อ้างอิง วงจรเฟสล็อกในรูปแบบที่ 2.9 ใช้พริสเกลเลอร์ซึ่งเป็นวงจรรับที่ตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง P กับ P+1 เราเรียกพริสเกลเลอร์แบบนี้ว่า “ พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ” วงจรนับหาร  $N$  ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำ

เหตุผลที่ใช้พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลง และ ให้ใช้กับวงจรรหาร N ตระกูล TTL และ CMOS ได้ ทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่าน VHF, UHF ได้

ส่วนสำคัญของวงจรคือพริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ซึ่งเป็นไอซีตระกูล ECL มีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูง จะทำการหารล่วงหน้า (prescale) ก่อน และทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ค่าสลับกันในไอซีตัวเดียว โดยที่ตัวหารความถี่มีค่าต่างกันอยู่หนึ่ง คือ P และ P+1 เช่นหาร 64/65 เอาต์พุตของพริสเกลเลอร์จะป้อนไปให้แก่วงจรเคาน์เตอร์ตระกูล TTL 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลัก (main counter) ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พริสเกลเลอร์หารด้วย P หรือ P+1 สมมติว่าป้อนข้อมูลหรือพริสเกลต์ตัวเลขให้เคาน์เตอร์เสริม และในขณะที่พริสเกลเลอร์ให้ P+1 เป็นตัวหาร เคาน์เตอร์เสริมจะนับก่อน หลังลงไปเรื่อยๆ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังไปพร้อม ๆ กับเคาน์เตอร์เสริมเมื่อเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับจะส่งสัญญาณบังคับให้พริสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย P และ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังต่อไปจนเป็นศูนย์ เมื่อเคาน์เตอร์หลักและเคาน์เตอร์เสริมนับถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพริสเกลต์ด้วยตัวเลขข้อมูล (ความถี่) ใหม่อีกครั้ง ดังนั้นตัวเลขที่พริสเกลต์ให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พริสเกลต์ให้เคาน์เตอร์หลัก

สมมติตัวเลขที่พริสเกลต์ให้เคาน์เตอร์หลักเป็น N และเคาน์เตอร์เสริมเป็น A เริ่มแรกให้พริสเกลเลอร์อยู่ในสภาวะหารด้วย P+1 ซึ่งจะยังคงหารด้วย P+1 ไปจนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์ นั่นคือเวลาที่ในการนับของเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็น จำนวนไซเคิลของ VCO ที่ผ่านไปเท่ากับ P+1 คูณด้วย A ไซเคิล

หลังจากนั้นพริสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น P โดยสัญญาณบังคับจากเคาน์เตอร์ A ในขณะที่เคาน์เตอร์หลักนับผ่านไป แล้ว A ยังเหลืออยู่ N-A นั่นคือต้องใช้เวลานับเคาน์เตอร์หลักคิดเป็น จำนวนไซเคิลของ VCO ที่ผ่านไปเท่ากับ P คูณด้วย N-A

ดังนั้นรวมค่าตัวหารทั้งหมดจะได้เท่ากับ

$$\begin{aligned} N_f &= (P+1)A + P(N-A) \\ &= PN + A \end{aligned} \quad (2.43)$$

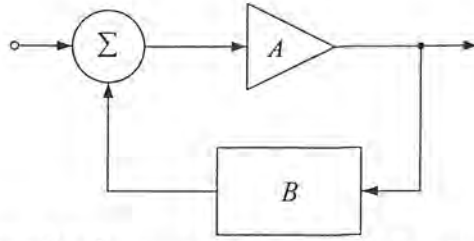
ความถี่ของ VCO จะเท่ากับ PN+A เท่าของความถี่อ้างอิงหรือ

$$F_{SYNTH} = F_{REF} (PN+A) \quad (2.44)$$

## 2.2 การออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน

### (VCO: Voltage Controlled Oscillator)

การออกแบบวงจรรอสซิลเลเตอร์อาศัยหลักการของการป้อนกลับแบบบวก (positive feedback) ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก

โดย A คือ Gain ของวงจรขยายในส่วนของ Forward Path

B คือ Feedback Ratio ในส่วนของ Feedback

วงจรจะออสซิลเลตได้ก็ต่อเมื่อ (Barkhausen Criterion)

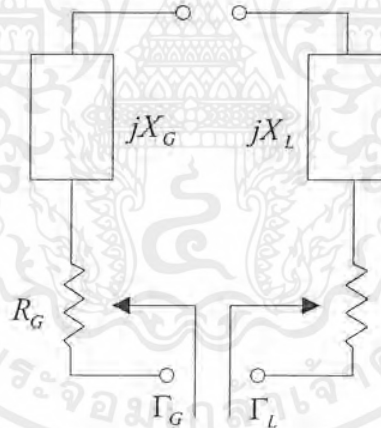
1.  $|AB| = 1$  และ

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

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

วงจรขยาย (A) จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้วงจรเกิดการออสซิลเลต หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลตจะถูกเลือกโดยวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ

Series Resonant



รูปที่ 2.11 วงจร Series Resonant

For Startup of Oscillation

$$|G_G| > G_L \text{ เมื่อ } G_G \text{ มีค่าเป็น Negative Conductance}$$

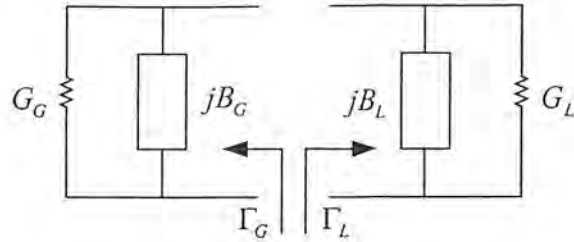
For Resonance (Steady State)

$$R_G + R_L = 0$$

$$X_G + X_L = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Parallel Resonance



รูปที่ 2.12 วงจร Parallel Resonant

For Startup of Oscillation

$$|G_G| > G_L \text{ เมื่อ } G_G \text{ มีค่าเป็น Negative Conductance}$$

For Resonance (Steady State)

$$G_G + G_L = 0$$

$$B_G + B_L = 0$$

Resonator

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

เราต้องการวงจรที่มีการสูญเสียต่ำแต่มีค่า Q (Quality Factor) สูงๆ

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์จะอาศัยหลักการของ Negative Resistance มาอธิบายเพราะง่ายกว่า ตัวอย่างของวงจรที่จะยกตัวอย่างมาอธิบาย อาศัยการอธิบายในเชิง Negative Resistance เช่นเดียวกัน เริ่มต้นจาก

หา Input Resistance

$$i = g_m \frac{V_i}{2} \text{ เมื่อสมมติให้ Input Resistance ของ FET และ}$$

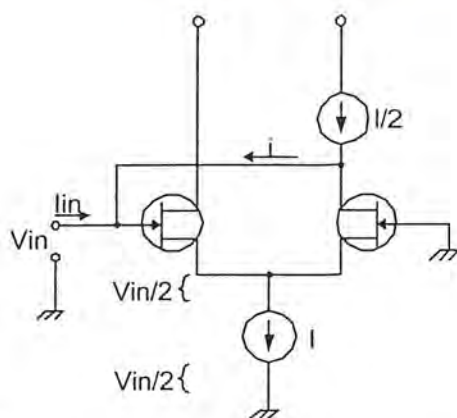
Constant Current มีค่ามากๆ ดังนั้น V ที่ตกคร่อม

$$V_{gs} \approx V_{in} / 2$$

$$\frac{V_{in}}{i_{in}} = \frac{-2}{g_m}$$

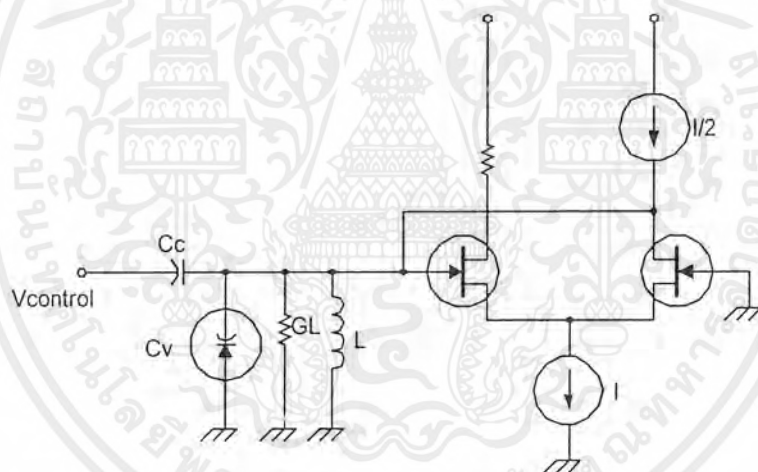
$$R_{in} = \frac{-2}{g_m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ Differential Amplifier

ดังนั้นหากทำการใช้ Resonator ทางด้านอินพุตของออสซิลเลเตอร์ ( $V_{in}$ ) เพื่อเลือกความถี่ และ ใช้ Varicap แทนตัวเก็บประจุ จะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน (VCO) ตามรูปที่ 3.14 ไอซีสำเร็จรูปที่อาศัยองค์ประกอบภายในเป็นออสซิลเลเตอร์ประเภทนี้ เช่น MC 1648 ทำงานได้ดีที่ความถี่น้อยกว่า 500 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 2.14 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน

เงื่อนไขการทำงานของวงจรประเภทนี้ คือ

$$|G_G| > G_L$$

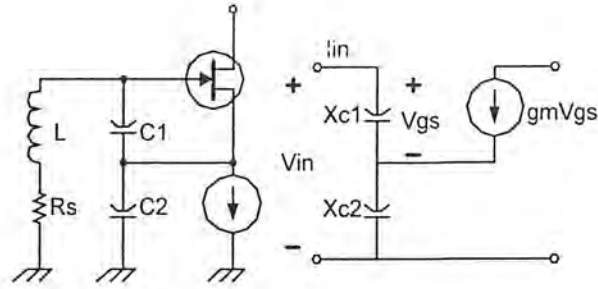
$$\frac{g_m}{2} > G_L$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## FET

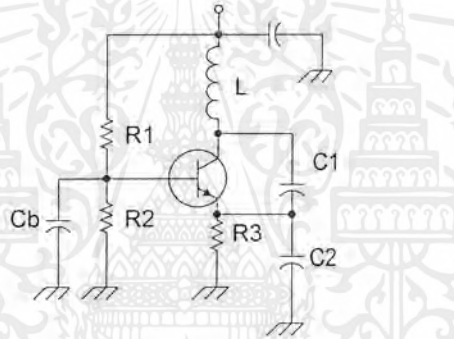


รูปที่ 2.15 วงจร FET Oscillator

$$V_{in} = i_{in}(X_{C1} + X_{C2}) + g_m V_{gs} X_{C2}$$

$$V_{gs} = V_{X_{C1}} = i_{in} X_{C1}$$

## วงจร Collpitts Oscillator



รูปที่ 2.16 วงจร Collpitts Oscillator

อาศัยหลักการอธิบายเช่นเดียวกัน จะได้

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L[C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]}} \quad (2.45)$$

เมื่อ  $R_3$  มากกว่า  $X_{C2}$  มากๆ

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

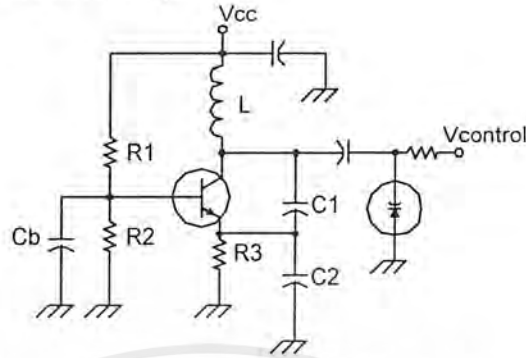
เมื่อ  $g_m = \frac{I_C}{V_T}$  ;  $V_T \approx 25 \text{ mV}$  ที่  $25^\circ\text{C}$

ดังนั้น

$$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega[C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]} \quad (2.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากต้องการทำออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้โดยใช้แรงดัน สามารถใช้ Varicap ในการทำงาน โดยวงจรจะอยู่ในรูปแบบของวงจรในรูปที่ 2.17 โดยมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่บล็อก DC ดังนั้นจึงต้องมีค่ามากกว่า ที่ความถี่สูงๆ อาจมากกว่า 0.1  $\mu\text{F}$



รูปที่ 2.17 Collpitts Oscillator ปรับค่าได้ตามแรงดัน

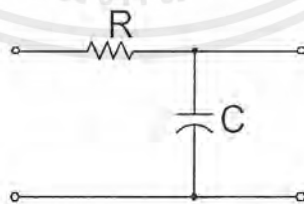
ดังนั้นความถี่ที่กำเนิดได้ คือ

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left[ \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \parallel C_v \right]}} \tag{2.47}$$

เอาต์พุตสามารถเหนี่ยวนำกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำไปใช้งานได้ หรืออาจดึงจากขาคอลเลกเตอร์ได้ แต่ต้องระวังค่าตัวต้านทานด้วย มิฉะนั้นวงจรอาจไม่เกิดการออสซิลเลตได้ เนื่องจากค่า Negative Resistance น้อยกว่า Positive Resistance (Load) และที่สำคัญ Q และ L ควรค่ามาก ๆ เพื่อไม่ให้ Loss วงจรมากอาจเป็นสาเหตุให้ไม่เกิดการออสซิลเลตได้เช่นเดียวกัน

### 2.3 การออกแบบวงจร Loop filter

รูปอันดับที่ 1



รูปที่ 2.18 วงจรรูปอันดับที่ 1

$$F(S) = \frac{1}{ST + 1} \tag{2.48}$$

จะได้ Closed Loop Transfer Function คือ

$$T(S) = \frac{K_v (1/S\tau + 1)}{S + K_v (1/S\tau + 1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \left( \frac{K_V}{S(S\tau + 1) + K_V} \right) \\
 &= \frac{K_V / \tau}{S^2 + S/\tau + K_V / \tau}
 \end{aligned} \tag{2.49}$$

เทียบกับทรานซ์เฟอ์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \tag{2.50}$$

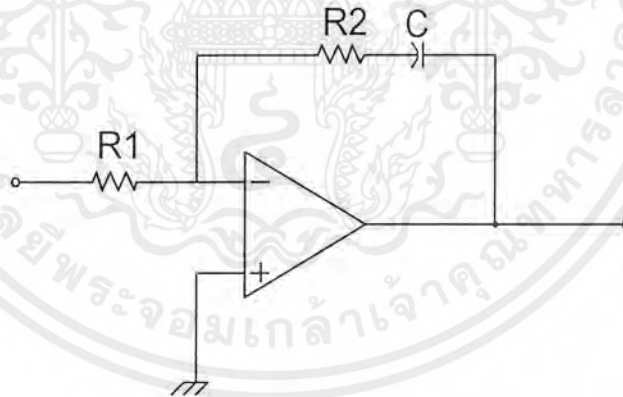
จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 \omega_n^2 &= \frac{K_V}{\tau} \\
 2\xi\omega_n &= \frac{1}{\tau} \\
 \xi &= \frac{1}{2\sqrt{\tau K_V}}
 \end{aligned} \tag{2.48}$$

เมื่อ

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

รูปอันดับที่ 2



รูปที่ 2.19 วงจรรูปอันดับที่ 2

$$\begin{aligned}
 F(S) &= \frac{R_2 + \frac{1}{SC}}{R_1} \\
 &= \frac{SR_2C + 1}{SR_1C} \\
 &= \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1}
 \end{aligned} \tag{2.51}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก

$$\begin{aligned}
 T(S) &= \frac{K_V F(S)}{S + K_V F(S)} \\
 &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)/S\tau_1}{S + K_V (S\tau_2 + 1)/S\tau_1} \\
 &= \frac{K(S\tau + 1)/\tau_1}{S^2 + K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} S + \frac{K_V}{\tau_1}}
 \end{aligned} \tag{2.52}$$

เทียบกับทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(S) = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \tag{2.53}$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 \omega_n^2 &= \frac{K_V}{\tau_1} \\
 2\xi\omega_n &= K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} \\
 \xi &= \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_V}{\tau_1}} \\
 &= \frac{\tau_2}{2} \omega_n
 \end{aligned} \tag{2.54}$$

ฉะนั้นสามารถปรับค่า  $\omega_n$  และ  $\xi$  เป็นอิสระจากกันได้ ทำการตรวจสอบเสถียรภาพโดยใช้ Bode Plot จาก Open – loop Transfer Function

$$\begin{aligned}
 T'(S) &= \frac{K_V F(S)}{S} \\
 &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S^2 \tau_1}
 \end{aligned} \tag{2.55}$$

แทน  $S = j\omega$  จะได้

$$T'(S) = \frac{2\xi \frac{S}{\omega_n} + 1}{\left(\frac{S}{\omega_n}\right)^2} \tag{2.56}$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|T'(j\omega)| = \frac{K_V}{\tau_1 \omega^2} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2}$$

$$\left| T' \frac{(j\omega)}{\omega_n} \right| = \left( \frac{\omega_n}{\omega} \right)^2 \sqrt{1 + 4\xi^2 \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)^2}$$
(2.57)

พิจารณาเฟสจะได้ว่า

$$\phi \left( \frac{j\omega}{\omega_n} \right) = \tan^{-1} \left( 2\xi \frac{\omega}{\omega_n} \right) - 180^\circ$$
(2.58)

กำหนดให้

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

$$|T'(jX)| = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2}$$
(2.59)

$$\phi(jX) = \tan^{-1}(2\xi X) - 180^\circ$$
(2.60)

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

$$1 = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2}$$
(2.61)

ยกกำลังสองแล้วจัดรูปใหม่

$$X^4 - 4\xi^2 X^2 - 1 = 0$$
(2.62)

หารากคำตอบที่เป็นบวก

$$X = \frac{\omega_1}{\omega_n} = \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}}$$
(2.63)

แทน X ลงในสมการ

$$\theta(jX) = \tan^{-1} \left( 2\xi \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \right)$$
(2.64)

ได้ Phase margin

$$\begin{aligned} \theta_M(jX) &= \theta(jX) + 180^\circ \\ &= \tan^{-1} \left( 2\xi \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \right) \end{aligned}$$
(2.65)

แบนด์วิดท์ -3 dB

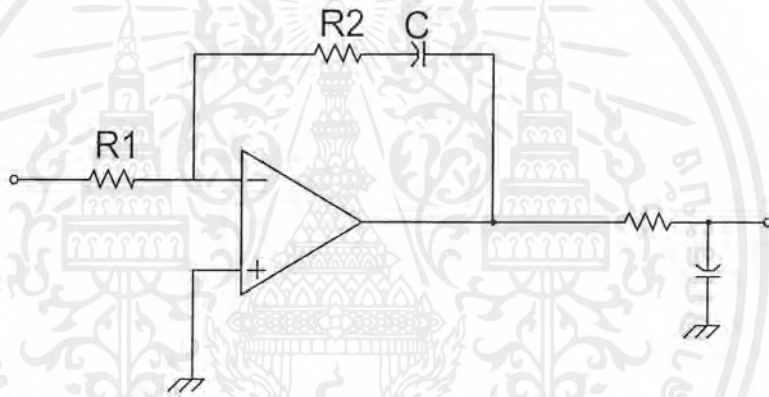
$$|T(j\omega)| = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2}$$

$$|T(j\omega)| = \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2 \omega^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega^2}}$$
(2.66)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
|T_B(j\omega)| &= \frac{1}{\sqrt{2}} \\
&= \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2\omega_B^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2\omega_B^2}} \\
(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2\omega_B^2 &= 2(2\xi\omega_n)^2\omega_B^2 + 2\omega_n^4 \\
\omega_B^4 - (2\omega_n^2)\omega_B^2 + \omega_n^4 + (4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 &= 2(4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 + 2\omega_n^4 \\
\omega_B^4 - (\omega_n^2)(2 + 4\xi^2)\omega_B^2 - \omega_n^4 &= 0 \\
\omega_B^2 &= \frac{(2 + 4\xi^2)(\omega_n^2) \pm \sqrt{(\omega_n^2(2 + 4\xi^2))^2 + 4\omega_n^4}}{2} \\
\omega_{\text{bandwidth}} &= \omega_n \sqrt{(1 + 2\xi^2) \pm \sqrt{2 + 4\xi^2 + 4\xi^4}} \quad (2.67)
\end{aligned}$$

### รูปอันดับ 3



รูปที่ 2.20 วงจรรูปอันดับที่ 3

$$F(S) = \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1} \frac{1}{S\tau_3 + 1} \quad (2.68)$$

เมื่อ

$$\tau_1 = R_1 C_1$$

$$\tau_2 = R_2 C_2$$

$$\tau_3 = R_3 C_3$$

จะได้ Closed-loop Transfer Function

$$\begin{aligned}
T(S) &= \frac{K_v F(S)}{S + K_v F(S)} \\
&= \frac{K_v (S\tau_2 + 1)}{S + \frac{K_v (S\tau_2 + 1)}{S\tau_1 (S\tau_3 + 1)}} \\
&= \frac{K_v (S\tau_2 + 1)}{S(S\tau_1 (S\tau_3 + 1)) + K_v (S\tau_2 + 1)}
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{K_V(S\tau_2 + 1)}{S^3\tau_1\tau_3 + S^2\tau_1 + SK_V\tau_2 + K_V} \\
 &= K_V \left( \frac{\tau_2}{\tau_2\tau_3} \right) \left( \frac{S + \frac{1}{\tau_2}}{S^3 + \frac{1}{\tau_3}S^2 + \frac{K_V\tau_2}{\tau_1\tau_3}S + \frac{K_V}{\tau_1\tau_3}} \right) \quad (2.69)
 \end{aligned}$$

Open-loop Transfer Function

$$\begin{aligned}
 T'(S) &= \frac{K_V F(S)}{S} \\
 &= \frac{K_V F(S\tau_2 + 1)}{S \cdot S\tau_1 (S\tau_3 + 1)} \quad (2.70)
 \end{aligned}$$

$$\phi(j\omega) = \tan^{-1}(\tau_2\omega) - \tan^{-1}(\tau_3\omega) - 180^\circ \quad (2.71)$$

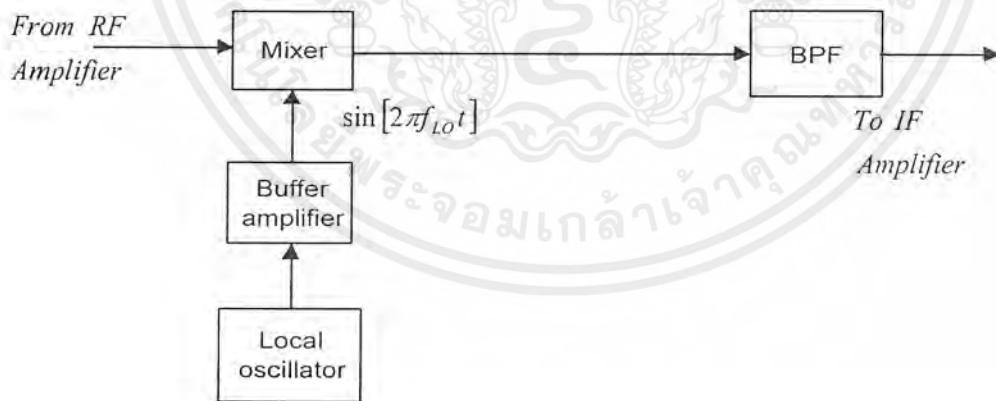
การหาเสถียรภาพโดยวิธี BODE จะได้ส่วนเฟส (Phase margin)

$$\begin{aligned}
 \phi_M(j\omega) &= \phi(j\omega) + 180^\circ \\
 &= \tan^{-1}(\tau_2\omega) - \tan^{-1}(\tau_3\omega) \quad (2.72)
 \end{aligned}$$

#### 2.4 วงจรมิกเซอร์

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรสำคัญที่นิยมใช้กันมากในวงจรเครื่องรับเครื่องส่งวิทยุ จุดประสงค์ของภาคมิกเซอร์นี้ใช้เพื่อทำการ down converter ความถี่วิทยุที่รับเข้ามาให้เป็นความถี่ IF (Intermediate frequency)

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



รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์

หลักการการทำงานของวงจรมิกเซอร์เป็นดังรูปที่ 2.21 สัญญาณ RF (Radio Frequency) จะถูกผสม (mix) เข้ากับสัญญาณ LO (Local Oscillator Frequency) ด้วยอุปกรณ์ไม่เชิงเส้น จริงๆแล้ว วงจรมิกเซอร์ก็คือวงจรขยายสัญญาณแบบไม่เชิงเส้น ทำงานคล้ายกับวงจรมอดูเลเตอร์เพียงแต่สัญญาณเอาต์พุตของวงจร

บาลานซ์มิกเซอร์ที่ได้จะเป็นความถี่ผลต่างระหว่างความถี่ RF และความถี่ LO ซึ่งแสดงได้โดยสมการคณิตศาสตร์ดังนี้

$$V_{out} = (\sin 2\pi f_{RF} t)(\sin 2\pi f_{LO} t) \quad (2.73)$$

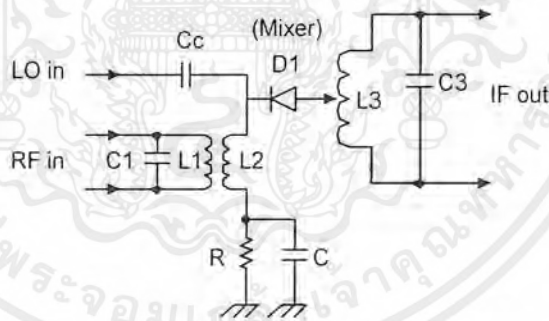
เมื่อ  $f_{RF}$  = ความถี่ของสัญญาณ RF (Hz)

$f_{LO}$  = ความถี่ของสัญญาณ LO(Hz)

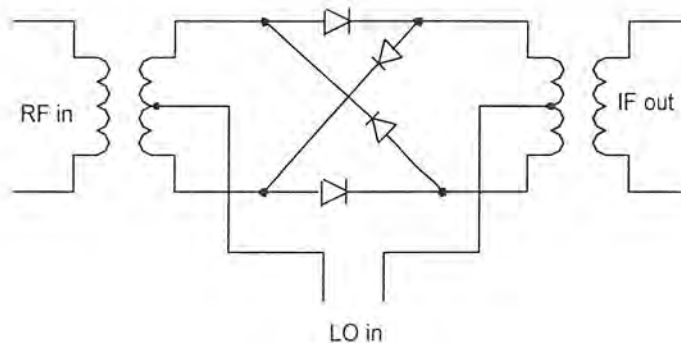
สามารถแปลงสมการโดยใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติ จะได้สัญญาณเอาต์พุตของมิกเซอร์เป็นดังนี้

$$V_{out} = 1/2 \cos[2\pi(f_{RF} - f_{LO})t] - 1/2 \cos[2\pi(f_{RF} + f_{LO})t] \quad (2.74)$$

ค่า  $(f_{RF} - f_{LO})$  คือ ค่าความถี่ IF (Intermediate frequency) ออกแบบวงจรมิกเซอร์นิยมใช้อุปกรณ์ไม่เชิงเส้น เช่นทรานซิสเตอร์ หรือ FET มากกว่าไดโอด เพราะวงจรมิกเซอร์แบบนี้จะสามารถขยายสัญญาณไปในตัวด้วย แต่วงจรมิกเซอร์แบบไดโอดสัญญาณเอาต์พุตจริง ที่ได้จากวงจรมิกเซอร์เป็นความถี่แบบ cross product ซึ่งจะมีค่าความสูญเสียสุทธิ (net loss) ต่อสัญญาณเรียกว่า conversion loss เพราะเกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้น และในขณะเดียวกันแอมพลิจูดของสัญญาณ IF จะต่ำกว่าสัญญาณ RF โดยทั่วไปค่า conversion loss จะมีค่าเท่ากับ 6 dB ตัวอย่างเช่น วงจรมิกเซอร์แบบ single-diode ดังในรูปที่ 2.22 วงจรมิกเซอร์อีกแบบหนึ่งที่น่าสนใจมากคือ วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ ดังในรูปที่ 2.23 ซึ่งมีการใช้งานอย่างกว้างขวางในเครื่องรับ-ส่งแบบ FM และ AM บางที่อาจเรียกว่า บาลานซ์มอดูเลเตอร์ (balanced modulators) หรือ โปรดักต์ดีเทกเตอร์ (product detector) เนื่องจากว่าวงจรมิกเซอร์มีข้อได้เปรียบกว่าวงจรมิกเซอร์ชนิดอื่น คือ ลดทอนสัญญาณรบกวน (noise reduction) และ กำจัดคลื่นพาหะทิ้งไปได้ (carrier suppression)



รูปที่ 2.22 วงจรมิกเซอร์แบบ single - diode



รูปที่ 2.23 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 ควอดร่าเจอร์ดีเทกชัน (Quadrature Detection)

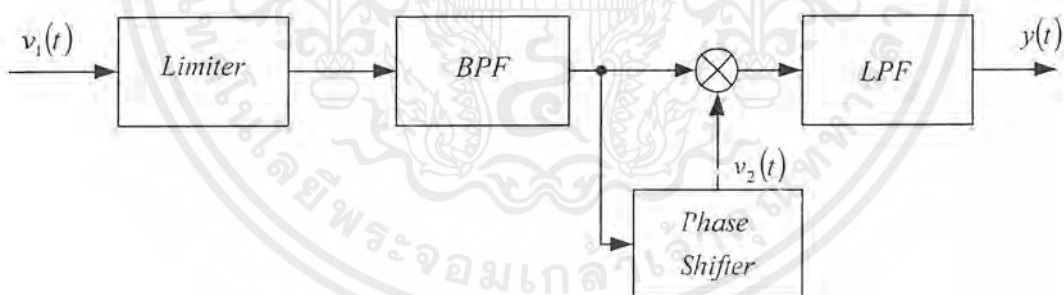
การตีโมดูลเลตสัญญาณเอพเอ็มแบบควอดร่าเจอร์ดีเทกชัน เป็นการใช้การแยกแยะเฟส (Phase discriminator) ในการดึงเอาสัญญาณเบสแบนด์ออกมาจากสัญญาณเอพเอ็ม ดังนั้นจึงต้องกล่าวถึง หลักการของวงจรแยกแยะเฟสเสียก่อนดังต่อไปนี้ วงจรแยกแยะเฟสจะอาศัยหลักการพื้นฐานของการดิฟเฟอเรนเชียล (differentiate) กล่าวคือ แสดงการดิฟเฟอเรนเชียลให้อยู่ในรูปของการประมาณค่าดังนี้

$$\frac{d}{dt} \phi(t) = \frac{1}{\tau} [\phi(t) - \phi(t - \tau)] \quad (2.75)$$

ในกรณีของสัญญาณเอพเอ็มนั้น เนื่องจาก  $\phi(t) = k \int_{-\infty}^t m(t) dt$  ดังนั้นจะสามารถผูกพันสมการ (2.75) กับสัญญาณเบสแบนด์  $m(t)$  ได้ในรูปต่อไปนี้

$$[\phi(t) - \phi(t - \tau)] = \tau \frac{d}{dt} \phi(t) = k m(t) \quad (2.76)$$

นั่นคือสามารถสร้าง  $\phi(t - \tau)$  และสร้างวงจรที่จะให้ผลต่างระหว่าง  $\phi(t)$  และ  $\phi(t - \tau)$  สัญญาณขาออกที่ได้ก็จะแปรตรงกับสัญญาณเบสแบนด์  $m(t)$  การสร้างสัญญาณ  $\phi(t - \tau)$  จากสัญญาณเอพเอ็มก็จะทำได้โดยใช้วงจรหน่วงเวลาหรือวงจรเลื่อนเฟสแบบเชิงเส้น (Linear phase shifter) นั่นเอง สำหรับการสร้างสัญญาณ  $\phi(t) - \phi(t - \tau)$  นั้นจะทำได้โดยนำสัญญาณเอพเอ็มเดิมกับสัญญาณเอพเอ็มที่ถูกหน่วงเวลามาเข้าวงจรคูณแล้วกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน รูปที่ 2.24 แสดงบล็อกไดอะแกรมของกระบวนการที่กล่าวมานี้ วงจรลิมิตเตอร์และวงจรกรองความถี่เฉพาะผ่านมีไว้จัดการกับระดับสัญญาณที่อาจจะเปลี่ยนแปลงตามเวลา และให้ผ่านเฉพาะแถบความถี่ที่เกี่ยวข้องตามลำดับ



รูปที่ 2.24 บล็อกไดอะแกรมของระบบควอดร่าเจอร์ดีเทกชัน

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

$$v_2(t) = \cos[\omega_c(t - \tau) + \phi(t - \tau)] = \sin[\omega_c t + \phi(t - \tau)] \quad (2.77)$$

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

$$y(t) \approx \sin[\phi(t) - \phi(t - \tau)] \quad (2.78)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเนื่องจาก  $\tau$  มีค่าเล็กมากทำให้  $\phi(t) - \phi(t - \tau) \ll \pi$  เราจึงสามารถประมาณค่าสมการ(2.79) เป็นดังนี้

$$y(t) \approx [\phi(t) - \phi(t - \tau)] = k\tau m(t) \quad (2.80)$$

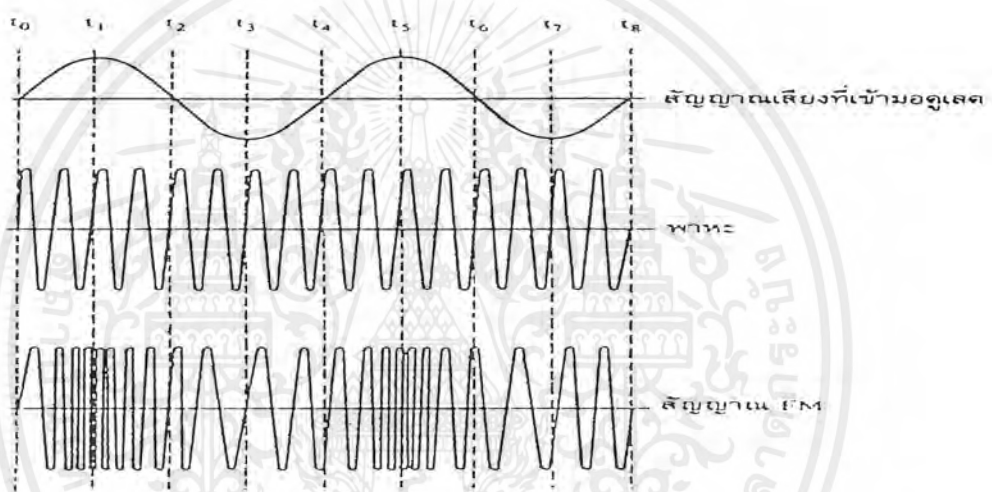
จะเห็นได้ว่าสามารถแยกสัญญาณข้อมูลออกมาได้ด้วยวิธีแยกแยะเฟสนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.6 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM)

ในการมอดูเลตทางความถี่ แอมพลิจูดของคลื่นพาหะจะไม่มีผลหรือไม่มีการเปลี่ยนแปลง แต่ความถี่ของคลื่นพาหะจะเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยความถี่จะเกิดการเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่ที่นำมาผสม (modulating signal) ความถี่ของคลื่นพาหะขณะที่ยังไม่มีการผสมเรียกว่าความถี่กึ่งกลาง (center frequency) เมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตมีขนาดเพิ่มขึ้นทางบวกจะทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะเพิ่มขึ้น และถ้าขนาดของสัญญาณมอดูเลตลดลง ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะลดลง จนกระทั่งสัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะเป็นความถี่กึ่งกลาง ในทำนองเดียวกันเมื่อสัญญาณที่ต้องการผสมเป็นลบ ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาหะก็จะลดลง และความถี่ของคลื่นพาหะจะมีค่าต่ำสุดเมื่อสัญญาณมอดูเลตมีค่าขนาดลดลงถึงจุดต่ำสุด ความถี่คลื่นพาหะจะเป็นความถี่กึ่งกลางอีกครั้งก็ต่อเมื่อสัญญาณมอดูเลตผ่านครึ่งไซเคิลกลับไปถึงศูนย์



รูปที่ 2.25 สัญญาณเอฟเอ็ม

จะเห็นได้ว่าขนาดของคลื่นพาหะจะคงที่เสมอไม่ว่าสัญญาณเสียงจะเปลี่ยนแปลงอย่างไร ส่วนที่เปลี่ยนแปลงคือความถี่ของคลื่นพาหะเท่านั้น การเปลี่ยนแปลงของความถี่ตามความแรงของสัญญาณมอดูเลตนั้นเรียกว่า การเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency deviation) ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของความถี่พาหะมาก ค่าการเปลี่ยนแปลงความถี่จะมีค่าสูงเป็นอัตราส่วน โดยตรงต่อกัน นอกจากนี้สิ่งที่ควรจะทำความเข้าใจคือการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดไปครบ 1 รอบ สัญญาณเอฟเอ็มก็จะเปลี่ยนตามไปครบ 1 รอบด้วย ถ้าค่าอัตราการเบี่ยงเบนสูง ก็แสดงว่าความถี่ของสัญญาณมอดูเลตสูง ดังนั้นค่าอัตราการเบี่ยงเบนจึงขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของสัญญาณมอดูเลต สัญญาณมอดูเลต  $e_m$  จะไปเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาหะ สมมติให้ความถี่พาหะเปลี่ยนไป  $ke_m$  กำหนดให้  $k$  คือค่าคงที่ เรียกว่า การเบี่ยงเบนความถี่คงที่ (Frequency Deviation Constant) ดังนั้นความถี่พาหะชั่วคราว (Instantaneous Deviation Constant) ที่เปลี่ยนไปคือ

$$f_i = f_c + ke_m \quad (2.81)$$

$f_c$  คือ ความถี่ของคลื่นพาหะที่ยังไม่มีการมอดูเลต ถ้า  $e_m$  เป็นคลื่นรูปไซน์ จะได้

$$e_m = E_m \sin \omega_m t \quad (2.82)$$

แทนค่าสมการ 2.81 ในสมการ 2.82 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_i = f_c + kE_m \sin \omega_m t \quad (2.83)$$

ความถี่สูงสุดที่เปลี่ยนไปตามสัญญาณเสียงคือ

$$\Delta f = kE_m \quad (2.84)$$

ดังนั้นสมการ 2.83 จะกลายเป็น

$$f_i = f_c + \Delta f \sin \omega_m t \quad (2.85)$$

ให้คลื่นพาหะที่ยังไม่ได้มอดูเลต คือ คลื่นรูปไซน์

$$e_c = \sin(\omega_c t + \phi) \quad (2.86)$$

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

สมการทั่วไปของ 2.86 คือ

$$e_c = \sin \theta(t) \quad (2.87)$$

เมื่อความถี่เปลี่ยนไป เช่น ในกรณีของการมอดูเลตทางความถี่ ความถี่เชิงมุมชั่วขณะ (Instantaneous Angular Frequency)

$$\omega_i = 2\pi f_i = d\theta(t)/dt \quad (2.88)$$

อินทิเกรตสมการ 2.88 ตามเวลาจะได้

$$\theta(t) = \int \omega_i dt \quad (2.89)$$

ค่าของ  $f_i$  ชั่วขณะนี้จะมีความสัมพันธ์กับการมอดูเลตตามสมการ 2.85 ความถี่เชิงมุมคงที่ (ในกรณีที่ยังไม่มีการมอดูเลต)

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \int \omega_c dt \\ &= \omega_c t + \phi \end{aligned} \quad (2.90)$$

$\phi$  คือ ค่าคงที่ของการอินทิเกรต จะเห็นได้ว่าสมการที่ 2.86 ได้มาจากการแทนค่าของสมการ 2.90 ในสมการ 2.87

สำหรับการมอดูเลตคลื่นไซน์ แทนค่าสมการ 2.85 ในสมการ 2.89 จะได้

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \int 2\pi(f_c + \Delta f \sin \omega_m t) dt \\ &= \omega_c t - \{\Delta f / f_m\} \cos \omega_m t + \phi \end{aligned} \quad (2.91)$$

และ  $\omega_m = 2\pi f_m$  คลื่นมอดูเลตไซน์สามารถหาได้จากการแทนค่าสมการ 2.91 ในสมการ 2.87 จะได้

$$e = \sin(\omega_c t - \{\Delta f / f_m\} \cos \omega_m t) \quad (2.92)$$

ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) สำหรับการมอดูเลตทางความถี่คือ

$$m_f = \Delta f / f_m \quad (2.93)$$

จากสมการ 2.92 จะได้

$$e = \sin(\omega_c t - m_f \cos \omega_m t) \quad (2.94)$$

สเปกตรัมจะประกอบด้วยคลื่นพาหะและฮาร์โมนิกข้างเคียงของความถี่มอดูเลต ความสูงของ

สเปกตรัมต่างๆ สามารถคำนวณได้จากฟังก์ชันของเบสเซล (Bessel's Function)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก  $m_f$  คือดัชนีการมอดูเลตตามสมการ 2.93 และ  $n$  คือจำนวนความถี่ข้างเคียง และ  $J_0(m_f)$  คือความสูงของคลื่นพาหะ ดูตารางที่ 2.1

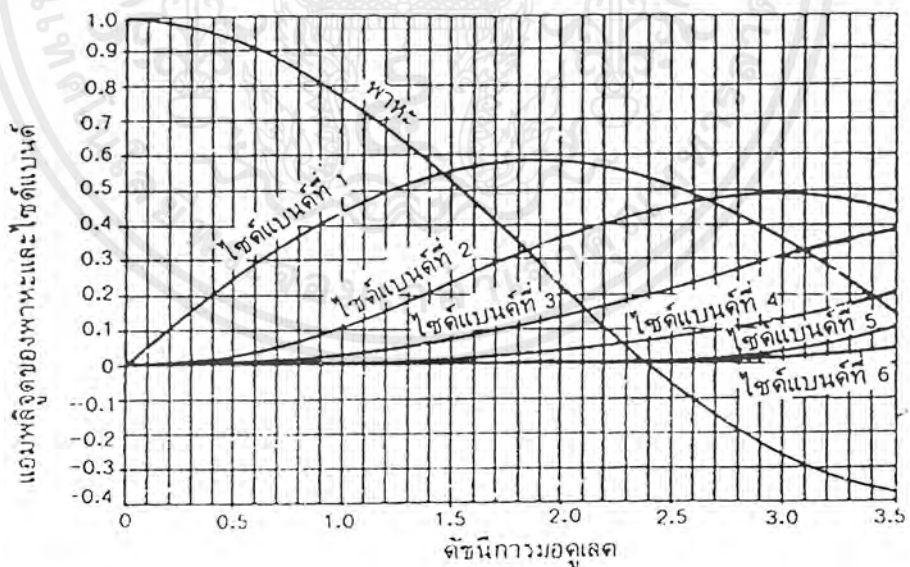
ดัชนีการมอดูเลต	พาหะ	ไซด์แบนด์คู่ที่															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0.00	1.00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.25	0.98	0.12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.5	0.94	0.24	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.5	0.51	0.56	0.22	0.06	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.05	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4.0	-0.40	0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5.0	-0.48	-0.11	0.05	0.26	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—
6.0	-0.45	-0.28	-0.24	0.11	0.26	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—
7.0	-0.30	-0.40	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—
8.0	-0.17	-0.23	-0.11	-0.29	0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	—	—	—	—	—
9.0	-0.09	-0.24	-0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—	—
10.0	-0.25	-0.04	-0.25	-0.06	-0.22	-0.33	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—
12.0	-0.05	-0.22	-0.08	-0.20	-0.18	-0.02	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	-0.21	-0.04	-0.19	-0.12	0.13	-0.21	0.03	-0.17	0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

ตารางที่ 2.1 การกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตต่างๆ จากตารางที่ 2.1 จะเห็นได้ว่า ถ้า  $m_f = 0.5$  สเปกตรัมต่างๆ จะประกอบด้วย

$$\text{คลื่นพาหะ } (f_c) \quad J_0(0.5) = 0.94$$

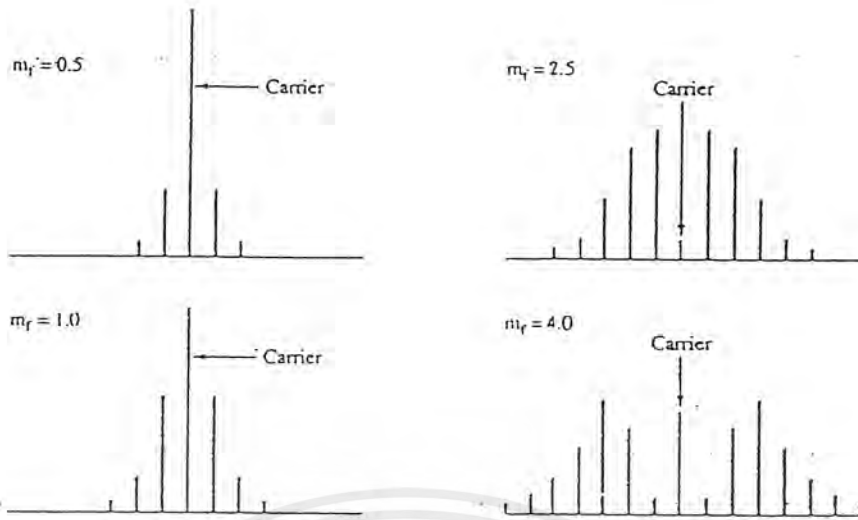
$$\text{ความถี่ข้างเคียงตัวที่ 1} \quad (f_c \pm f_m) \quad J_0(0.5) = 0.24$$

$$\text{ความถี่ข้างเคียงตัวที่ 2} \quad (f_c \pm 2f_m) \quad J_0(0.5) = 0.03$$



รูปที่ 2.26 แอมพลิจูดของคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ของการมอดูเลตแบบเอเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 สเปกตรัมของคลื่นมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม เมื่อ  $m_f = 0.5, 1.0, 2.5$  และ  $4.0$

สเปกตรัมตามค่าต่างๆ ของ  $m_f$  ดังรูปที่ 2.27 ในกรณีนี้ ช่องไฟของแต่ละสเปกตรัมจะห่างเท่ากับ ความถี่ของสัญญาณมอดูเลต ( $f_m$ ) และช่วงกว้างคลื่น (Bandwidth) จะมีค่าเท่ากับ

$$B_{FM} = 2nf_m \quad (2.95)$$

$n$  คือ จำนวนความถี่ข้างเคียงที่ต้องการ

$$B_{FM} = 2(m_f + 1)f_m \quad (2.96)$$

แทนค่า  $m_f$  จากสมการ 2.93 จะได้

$$B_{FM} = 2(\Delta f + f_m) \quad (2.97)$$

ในการหาเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต จะให้ความสนใจทางด้านความถี่ โดยการตั้งมาตรฐานว่า ถ้า ความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปจนถึงค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนก็เรียกว่า ครบ 100 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้น สมมติว่า ค่าการเบี่ยงเบนทางความถี่สูงสุดเป็น 75 กิโลเฮิร์ตซ์ และเมื่อป้อนสัญญาณมอดูเลตแล้วไม่มีการ เบี่ยงเบนทางความถี่เพียง 37.5 กิโลเฮิร์ตซ์ ก็หาค่า เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตได้  $= (37.5/75) * 100 = 50\%$

## 2.7 การมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude Modulation : AM)

การมอดูเลตเชิงขนาดคือ การนำสัญญาณมอดูเลตที่ต้องการเข้าไปผสมกับสัญญาณคลื่นพาหะ โดยทำให้ขนาดของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณมอดูเลตนั้น อธิบายได้ในรูปที่ 2.28 สมการคือ

$$e_c = E_c \sin(\omega_c t + \theta) = E_c \sin(2\pi f_c t + \theta) \quad (2.98)$$

เมื่อ  $e_c$  : ขนาดของคลื่นพาหะในขณะนั้น (instantaneous)

$E_c$  : ขนาดสูงสุดของคลื่นพาหะ

$\omega_c$  : ความถี่เชิงมุม

$f_c$  : ความถี่ของคลื่นพาหะ

$\theta$  : มุมของเฟส

จากสมการที่ 2.98 คุณสมบัติของคลื่นพาหะกำหนดได้โดย  $E_c$ ,  $f_c$  และ  $\theta$  นั่นคือ ถ้าตัวใดตัวหนึ่งในสามตัวนี้ เกิดการเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่ต้องการนำมามอดูเลต จะทำให้สัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณรวมของสัญญาณที่นำมามอดูเลต  $e_m$  มีค่าเป็นดังนี้

$$e_m = E_m \sin(pt) = E_m \sin(2\pi f_m t) \quad (2.99)$$

เมื่อ  $e_m$  : ขนาดของคลื่นสัญญาณมอดูเลตในขณะนั้น

$E_m$  : ขนาดสูงสุดของสัญญาณมอดูเลต

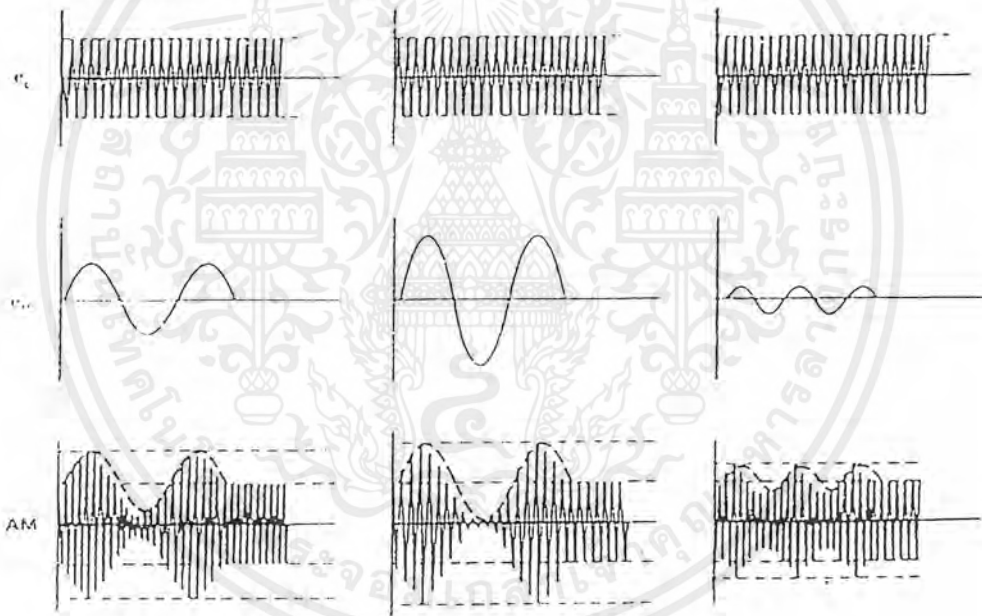
$p$  : ความถี่เชิงมุมของสัญญาณ  $= 2\pi f_m$

$f_m$  : ความถี่ของสัญญาณมอดูเลต

เมื่อทำการผสมสัญญาณมอดูเลต  $e_m$  นี้เข้ากับสัญญาณของคลื่นพาหะในสมการ 2.98 ค่า  $e_c$  จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของ  $e_m$  สัญญาณของคลื่นผสมจะมีค่าเป็น

$$\begin{aligned} e_{AM} &= (E_c + e_m) \sin(\omega_c t + \theta) \\ &= \{E_c + E_m \sin(pt)\} \sin(\omega_c t + \theta) \end{aligned} \quad (2.100)$$

ซึ่งเป็นสมการทั่วไปของคลื่นสัญญาณเอเอ็ม



รูปที่ 2.28 รูปคลื่นเอเอ็มที่เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณมอดูเลต

ตามรูปที่ 2.28 เป็นากรมอดูเลตเชิงขนาด ขอบบนของคลื่นผสมจะมีการเปลี่ยนแปลงสอดคล้องกับคลื่นสัญญาณมอดูเลต และจะเห็นได้ว่าขนาดสูงสุดของคลื่นผสมมีค่าเป็น  $E_c + E_m$  ขนาดต่ำสุดจะมีค่าเป็น  $E_c - E_m$  โดยการเปลี่ยนรูปแบบของสมการที่ 2.100 เล็กน้อย จะได้ว่า

$$e_{AM} = E_c (1 + E_m/E_c \sin pt) \sin \omega_c t \quad (2.101)$$

จากสมการที่ 2.101 ค่า  $E_m/E_c$  เรียกว่า ดัชนีการมอดูเลต ใช้สัญลักษณ์แทนด้วย  $m$  นั่นคือ

$$m = E_m/E_c \quad (2.102)$$

เมื่อดัชนีการมอดูเลตอธิบายอยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์ จะเรียกว่า เปอร์เซนต์การมอดูเลต

(modulation percentage)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ 2.101 เมื่ออธิบายในรูปของค่า  $m$  จะได้ว่า

$$\begin{aligned} e_{AM} &= E_c(1 + m \sin pt) \sin \omega_c t \\ &= E_c \sin \omega_c t + mE_c \sin pt \sin \omega_c t \end{aligned}$$

โดยอาศัยสมการของตรีโกณมิติ ทำการจัดเทอมที่สองด้านขวามือได้เป็น

$$\sin pt \sin \omega t = (1/2)\{\cos(\omega_c - p)t - \cos(\omega_c + p)t\}$$

ซึ่งจะได้ว่า

$$e_{AM} = E_c \sin \omega_c t + (mE_c/2)\{\cos(\omega_c - p)t - \cos(\omega_c + p)t\} \quad (2.103)$$

องค์ประกอบสามเทอมทางด้านขวามือของสมการที่ 2.103

1.  $E_c \sin \omega_c t$                       คือ องค์ประกอบของคลื่นพาหะ
2.  $(mE_c/2)\cos(\omega_c - p)t$         คือ องค์ประกอบไซด์แบนด์ด้านต่ำ
3.  $(mE_c/2)\cos(\omega_c + p)t$         คือ องค์ประกอบไซด์แบนด์ด้านสูง

เรียกการมอดูเลตเชิงขนาดที่มีองค์ประกอบของ สัญญาณพาหะ , ไซด์แบนด์ด้านสูง และ ไซด์แบนด์ด้านต่ำว่า การมอดูเลตเชิงขนาดแบบดับเบิลไซด์แบนด์ที่มีความถี่พาหะ (AM Double Sideband with Carrier : AM DSBWC)

ต่อไปจะได้ศึกษาถึงอัตราส่วนกำลังขององค์ประกอบทั้งสามของคลื่นผสม ถ้าให้ความต้านทานของโหลดเป็น  $R$  กำลังของคลื่นพาหะเป็น  $P_c$  กำลังของไซด์แบนด์ด้านสูงเป็น  $P_{c+s}$  และกำลังของไซด์แบนด์ด้านต่ำเป็น  $P_{c-s}$  จะได้ค่าต่างๆ ดังนี้

$$\begin{aligned} P_c &= \left(\frac{I_c}{\sqrt{2}}\right)^2 R = \frac{1}{2} I_c^2 R \\ P_{c+s} &= \left(\frac{m}{2} \times \frac{I_c}{\sqrt{2}}\right)^2 R = \frac{m^2}{4} P_c \\ P_{c-s} &= \left(\frac{m}{2} \times \frac{I_c}{\sqrt{2}}\right)^2 R = \frac{m^2}{4} P_c \end{aligned}$$

จะได้ว่ากำลังของคลื่นผสมทั้งหมด  $P$  มีค่าเป็น

$$P = P_c \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \quad (2.104)$$

## 2.8 วงจรตัดสัญญาณด้วยไดโอด (Precision Diode)

โดยปกติแล้วไดโอดจะไม่สามารถทำการเรียงกระแสโวลเตจที่มีค่าต่ำกว่า  $V_d$  ( $\sim 0.6V$ ) ได้ ซึ่งคือค่าโวลเตจ ที่ตกคร่อมไดโอดนั่นเอง วงจรที่ประพุดิตัวคล้ายกับไดโอดในอุดมคติสามารถออกแบบได้โดยใช้ไดโอดในรูปปิดป้อนกลับของออปแอมป์ ดังรูปที่ 2.29(a) จะพบว่าโวลเตจที่ตกคร่อมไดโอดจะถูกแบ่งโดย อัตราขยายรูปแบบเปิด  $A_{OL}$  ( $\sim 10^4$ ) ของออปแอมป์ ดังนั้น  $V_d$  จึงเสมือนถูกกำจัดไป

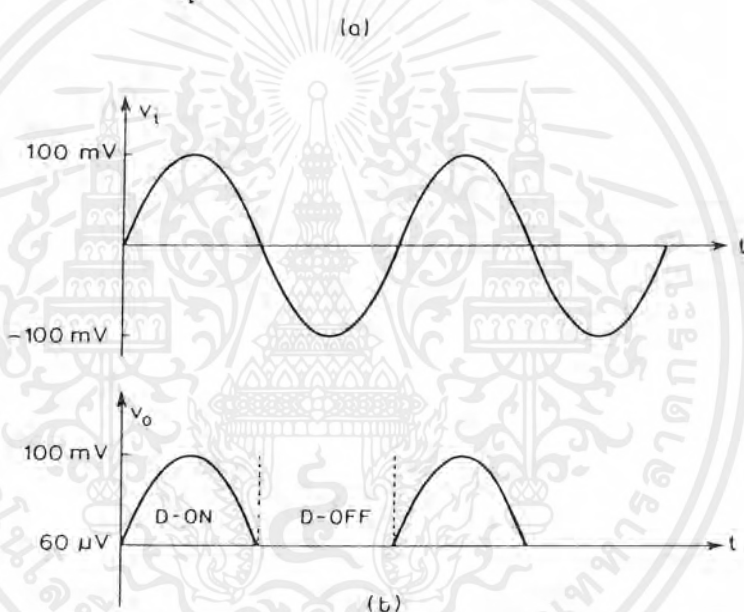
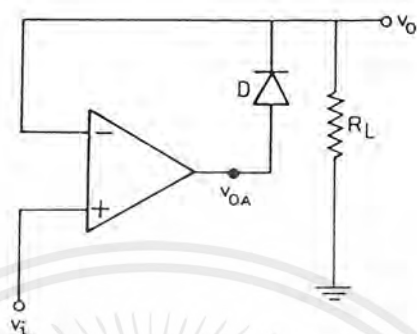
หากอินพุต  $v_i > V_d/A_{OL}$  แล้วเอาต์พุตของออปแอมป์  $v_{OA}$  จะมีค่ามากกว่า  $V_d$  และไดโอด  $D$

จะนำกระแส ดังนั้นวงจรจะประพุดิตัวเหมือนวงจรตามโวลเตจ (Voltage Follower) สำหรับอินพุต

$v_i > V_d/A_{OL}$  เช่น  $0.6/10^4 = 60\mu V$  และ เอาต์พุต  $v_o$  ตามอินพุตโวลเตจ  $v_i$  ในช่วงครึ่งวงรอบซีก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บวก ดังแสดงในรูปที่ 2.29(b) เมื่อ  $v_i$  เป็นลบหรือน้อยกว่า  $V_d/A_{OL}$  ไดโอดจะปิด (off) และไม่มีกระแสที่จะส่งไปยังโหลด  $R_L$  นอกจากค่ากระแสไบอัสของออปแอมป์ และกระแสอิมิตเตอร์ย้อนกลับของไดโอด วงจรเช่นนี้เรียกว่า วงจรตัดสัญญาณด้วยไดโอด (Precision Diode) ซึ่งสามารถเรียงกระแสของสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเล็กมากได้



รูปที่ 2.29 (a) วงจรตัดสัญญาณด้วยไดโอด (b) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุต

## 2.9 วงจรขยายแบบลอการิทึม (Log Amplifier)

วงจรรขยายแบบลอการิทึมแบบพื้นฐานแสดงได้ดังรูปที่ 2.30 โดยที่ ทรานซิสเตอร์ที่ขาเบสต่อลงกราวนด์ถูกใช้ในส่วนของการป้อนกลับ ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างโวลเตจและกระแสของทรานซิสเตอร์จะกลายเป็นไดโอดไป โดยให้

$$I_E = I_S (e^{qV_E/kT} - 1) \quad (2.105)$$

เนื่องจาก  $I_C = I_E$  สำหรับทรานซิสเตอร์ที่เบสต่อลงกราวนด์

$$I_C = I_S (e^{qV_E/kT} - 1) \quad (2.106)$$

$$I_S = \text{กระแสอิมิตเตอร์ที่อิมิตเตอร์} \approx 10^{-13} \text{ A}$$

$k$  = ค่าคงที่ของโบลทซ์มันน์ ( Boltzmann's Constant)

$T$  = อุณหภูมิสัมบูรณ์ (ในหน่วยเคลวิน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น 
$$\frac{I_C}{I_S} = (e^{qV_E/kT} - 1) \quad (2.107)$$

หรือ 
$$e^{qV_E/kT} = \frac{I_C}{I_S} + 1$$

$$\approx \frac{I_C}{I_S} \quad \text{เมื่อ } I_S \approx 10^{-13} \text{ A}, I_C \gg I_S$$

คำนวณค่าลอการิทึมธรรมชาติทั้งสองข้างจะได้

$$V_E = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (2.108)$$

จากรูปที่ 2.30

$$I_C = \frac{V_i}{R_1}$$

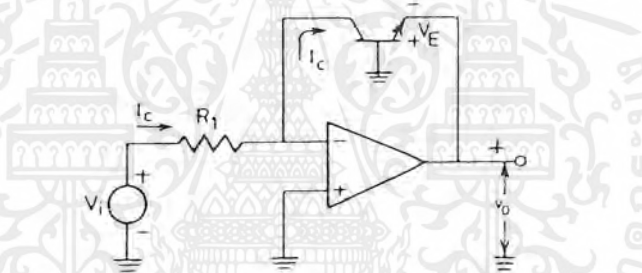
$$V_E = -V_o$$

ดังนั้น

$$V_o = -\frac{kT}{q} \ln\left(\frac{V_i}{R_1 I_S}\right) = -\frac{kT}{q} \ln\left(\frac{V_i}{V_{ref}}\right) \quad (2.109)$$

โดยที่

$$V_{ref} = R_1 I_S$$



รูปที่ 2.30 วงจรขยายสัญญาณแบบลอการิทึม

เอาต์พุต โวลเตจจะมีค่าเป็นสัดส่วนกับค่าลอการิทึมของอินพุต โวลเตจ แม้ว่าวงจรจะเป็น ลอการิทึมธรรมชาติ (natural log : ln) โดยมีสัดส่วนเป็น

$$\log_{10} X = 0.4343 \ln X \quad (2.110)$$

## 2.10 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)

### 2.10.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

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

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

การลดลงของ  $V_{BE}$  ซึ่งเกิดจากอุณหภูมิจะทำให้กระแสอิมิตเตอร์เพิ่มขึ้น  $V_E$  จึงเพิ่มขึ้นด้วยการเพิ่มขึ้นของ  $V_E$  จะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบลบทำให้เกิดรีเวิร์สไบอัสที่รอยต่อของเบส - อิมิตเตอร์ ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จึงลดลง และเนื่องจากการลดลงของ  $V_{BE}$  จะถูกชดเชยโดยการเพิ่มขึ้นของ  $V_E$  ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นไม่มาก พิจารณาจากสมการ

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

โดยที่  $\Delta I_C$  คือ การเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลกเตอร์

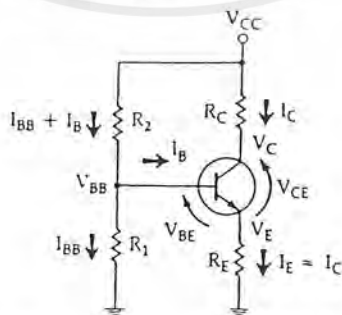
$I_C$  คือ กระแสคอลเลกเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

$\Delta V_{BE}$  คือ การเปลี่ยนแปลงของโวลเตจเบส - อิมิตเตอร์

$V_E$  คือ โวลเตจอิมิตเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ถ้าหากเราออกแบบให้  $V_E$  เป็น 20 เท่าของ  $\Delta V_{BE}$  กระแสคอลเลกเตอร์จะเปลี่ยนแปลงเพียงแค่ 5%  $V_E$  ค่ามากกว่านี้ก็จะดีกว่าถ้าหากการออกแบบไม่ต้องคำนึงถึงจุดไบอัสที่เจาะจง แต่สิ่งที่เราต้องพิจารณาร่วมด้วยก็คือ ค่า  $V_E$  ที่มากจะทำให้สูญเสียกำลังงานมาก และยังทำให้เกนของสัญญาณเอซิดลดลง เพื่อไม่ให้เกนต่ำลงสามารถใช้ตัวเก็บประจุบายพาสคร่อม  $R_E$  แต่ว่าการสูญเสียกำลังงานก็ยังคงมีอยู่

โดยทั่วไปสมมุติให้วงจรขยายทำงานในที่อุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไม่เกิน  $\pm 50^\circ\text{C}$  เราจะได้ค่า  $V_E$  เท่ากับ  $2.5 \text{ V}$  ซึ่งจะให้  $I_C$  เปลี่ยนแปลงเพียง  $\pm 5\%$



รูปที่ 2.31 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

### 2.10.2 การคำนวณวงจรรขยายโดยใช้เอสพารามิเตอร์ (S Parameter)

ค่าของเอสพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณสามารถหาได้จากค่าชี้ตของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ ณ จุดไบอัสที่เราออกแบบไว้

#### 2.10.2.1 เสถียรภาพ (Stability)

ในการคำนวณเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ด้วยเอสพารามิเตอร์ขั้นแรกต้องคำนวณหาปริมาณ  $D_S$ :

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

ค่าของเสถียรภาพ (K) หาได้จาก

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

ถ้าค่า K มากกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะอันคอนดิชันแนลีสเตเบิล (unconditionally stable) หมายความว่า ทรานซิสเตอร์จะมีเสถียรภาพทุกค่าอิมพีแดนซ์ของซอร์สและโหลด

ถ้าค่า K น้อยกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะโพเทนเชียลอันสเตเบิล (potentially unstable) หมายความว่า จะมีบางค่าของซอร์สและโหลดอิมพีแดนซ์ที่ทำให้วงจรรขยายเกิดการออสซิลเลต แต่ไม่ได้หมายความว่า จะใช้ทรานซิสเตอร์ไม่ได้เพียงแค่ต้องใช้ความระมัดระวังในการออกแบบ มีหลายวิธีเช่น เลือจุดไบอัสทรานซิสเตอร์ใหม่, ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น เป็นต้น

#### 2.10.2.2 Maximum Available Gain (MAG)

เป็นเกนสูงสุดที่สามารถขยายได้ สามารถหาได้โดย

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

ในการหา MAG ค่า K ต้องมีค่ามากกว่า 1 มิฉะนั้นจะไม่สามารถหาค่าได้

#### 2.10.2.3 Simultaneous Conjugate Match

เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนโหลด-ซอร์สของวงจรรขยาย (load-source reflection coefficient) เพื่อใช้ในการแมชชิงอิมพีแดนซ์กับวงจรอื่น ๆ ซึ่งคำนวณตามขั้นตอนดังนี้

1) หาค่า  $C_2$  :

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

2) หาค่า  $B_2$  :

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_S|^2$$

3) เราจะได้ค่าขนาด (Magnitude) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดจาก

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

- จะใช้เครื่องหมาย + หรือ - พิจารณาโดยใช้ค่าตรงกันข้ามกับเครื่องหมายของ  $B_2$

- มุมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดจะใช้ค่าของมุมของ  $C_2$  โดยใช้เครื่องหมายตรงกัน

ข้าม

#### 2.10.2.4 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์ส (source reflection coefficient)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

นำค่า  $\Gamma_S$  ที่ได้ไปหาอินพุตอิมพีแดนซ์และ  $\Gamma_L$  ไปหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เพื่อนำไปสร้างวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์

โดยอินพุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{in} = Z_S \times 50$$

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

และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{out} = Z_L \times 50$$

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

### 2.10.2.5 การคำนวณโดยกำหนดค่าเกณฑ์ (Design for a Specified Gain)

เป็นการออกแบบโดยกำหนดค่าเกณฑ์ใด ๆ ซึ่งคำนวณโดยการหาวงกลมซึ่งมีแกนคงที่ (a constant gain circle) โดยพล็อตลงบนสมิทซ์ชาร์ทซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

1. หาค่า  $D_S$  :

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

2. หาค่า  $D_2$  :

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |D_S|^2$$

3. หาค่า  $C_2$  :

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

4. หาค่า  $G$  :

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

5. จุดศูนย์กลางของวงกลมซึ่งมีแกนคงที่คือ

$$r_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2G}$$

6. รัศมีของวงกลมที่มีแกนคงที่คือ

$$p_o = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2G}$$

นำค่าที่ได้ไปวาดวงกลมลงบนสมิทซ์ชาร์ทซึ่งค่าของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่จะทำให้ได้เกณฑ์ต้องการจะต้องอยู่บนเส้นรอบวงของวงกลมนี้เท่านั้น เมื่อได้ค่าของ  $\Gamma_L$  แล้วก็จะได้ค่า  $\Gamma_S$  ซึ่งนำค่าต่าง ๆ ใต้นี้ไปสร้างวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์ต่อไป

### 2.10.2.6 วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circles)

ในการคำนวณทรานซิสเตอร์ซึ่งอยู่ในสถานะโพเทนเชียลอินสแตบิลิตี้ (ค่า  $K$  น้อยกว่า 1) จำเป็นต้องหาวงกลมเสถียรภาพของอินพุต (input stability circle) และวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต (output stability circle) เพื่อใช้ในการหาค่า  $\Gamma_S$  และ  $\Gamma_L$  ที่เหมาะสมต่อไป ขั้นตอนการหาค่าวงกลมเสถียรภาพมีดังนี้

1. หาค่า  $D_S$
2. หาค่า  $C_1$  :

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

3. หาค่า  $C_2$  :

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

4. หาจุดศูนย์กลางกลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

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

5. หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

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

6. หาจุดศูนย์กลางกลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

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

7. หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

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

### 2.10.3. อิมพีแดนซ์ แมชชิง (Impedance Matching)

เมื่อเรากำหนดได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์แล้ว เราต้องคำนวณวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์เพื่อให้ได้การส่งกำลังงานที่มากที่สุด (Maximum power transfer) เราสามารถคำนวณได้จากสมการ

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

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

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

โดยที่  $Q_S$  คือ ค่า  $Q$  ของส่วนอนุกรม

$Q_P$  คือ ค่า  $Q$  ของส่วนขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

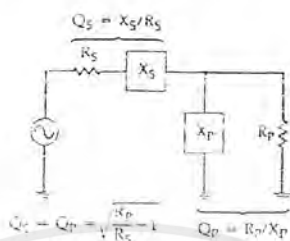
$R_p$  คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาขนาน

$X_p$  คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่นำมาขนาน

$R_s$  คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาอนุกรม

$X_s$  คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่นำมาอนุกรม

ซึ่งค่าของ  $X_p$  และ  $X_s$  อาจเป็นได้ทั้งแคปาซิทีฟและอินดักทีฟ



รูปที่ 2.32 การแมชชิงอิมพีแดนซ์

ตัวอย่างเช่น ให้ออกแบบวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์ระหว่างความต้านทานของซอร์ส  $100 \Omega$  กับ ความต้านทานของโหลด  $1000 \Omega$  ที่ความถี่  $100 \text{ MHz}$

วิธีทำ

$$Q_s = Q_p = \sqrt{\frac{1000}{100}} - 1 = \sqrt{9} = 3$$

จากสมการ

$$Q_s = \frac{X_s}{R_s}$$

$$X_s = Q_s R_s = 300 \Omega$$

จากสมการ

$$Q_p = \frac{R_p}{X_p}$$

$$X_p = \frac{R_p}{Q_p} = 333 \Omega$$

เราเลือกให้  $X_s$  เป็นอินดักทีฟและ  $X_p$  เป็นแคปาซิทีฟเนื่องจากคำนวณที่

$100 \text{ MHz}$  จะได้ :

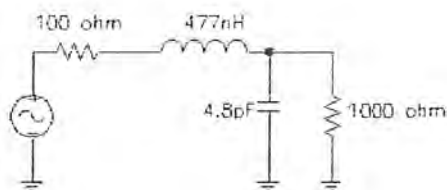
$$L = \frac{X_s}{\omega} = \frac{300}{2\pi(100 \times 10^6)}$$

$$= 477 \text{ nH}$$

$$C = \frac{1}{\omega X_p} = \frac{1}{2\pi(100 \times 10^6)(333)}$$

$$= 4.8 \text{ pF}$$

นำค่าต่างๆ ที่ได้ไปสร้างวงจร



รูปที่ 2.33 วงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์จากตัวอย่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การคำนวณและการสร้าง

ในบทที่ 3 นี้จะเป็นเรื่องของ การคำนวณและการสร้างวงจรขึ้นมาโดยอาศัยบล็อกไดอะแกรม ที่กล่าวมาในบทที่ 1 รวมถึงอาศัยทฤษฎีและหลักการในบทที่ 2 มาใช้ร่วมกันในการสร้างวงจร โดยการสร้างวงจรให้ได้ผลตอบสนองที่ใกล้เคียงกับทางทฤษฎีมากที่สุด การออกแบบวงจรแต่ละส่วนจะยึดจากบล็อกไดอะแกรม ที่กล่าวไว้ในบทที่ 1 โดยใช้ทฤษฎีจากบทที่ 2 มาสร้างเป็นวงจรแทนแต่ละบล็อก การออกแบบการสร้างวงจรจะเริ่มจาก

#### 3.1 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกู๊ปที่มีความถี่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์

วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกู๊ปออกแบบโดยใช้พรีสเกลเลอร์สอง โมดูลัส ( Dual modulus prescaler ) ซึ่งมีส่วนประกอบดังต่อไปนี้

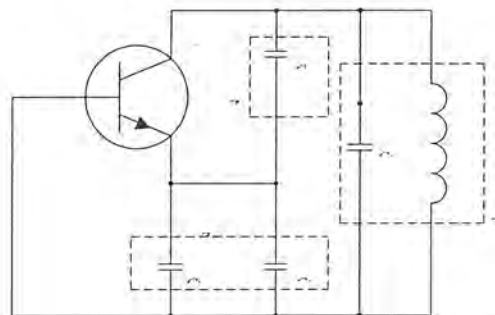
1. วงจรกำเนิดความถี่ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม ( Voltage Controlled Oscillator )
2. วงจรพรีสเกลเลอร์สอง โมดูลัส ( Dual modulus prescale ) โดยใช้ไอซีเบอร์ MC12017
3. วงจรเฟสดีเทคเตอร์ ( Phase detector ) ซึ่งอยู่ใน ไอซีเบอร์ MC145152-2
4. วงจรลูฟฟิลเตอร์ ( Loop Filter ) ใช้โอปแอมป์เบอร์ LM 358

#### 3.1.1 การออกแบบวงจรกำเนิดความถี่ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม

เริ่มต้นจากการออกแบบสร้างวงจรกำเนิดความถี่ ซึ่งในโครงงานนี้ได้ใช้วงจรกำเนิดความถี่แบบคอลพิคต์ชนิดเบสร่วม (common base) ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรกำเนิดความถี่แบบคอลพิคต์ชนิดเบสร่วม



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลทาง AC ของวงจรกำเนิดความถี่แบบคอลพิคต์ชนิดเบสร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรดังรูปที่ 3.2 สามารถคำนวณหาความถี่ที่ออสซิลเลตได้จาก

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

โดยที่  $f$  คือ ความถี่ที่ออสซิลเลต  
 $L$  คือ ค่าของขดลวดเหนี่ยวนำภายในวงจร  
 $C_T$  คือ ค่าของตัวเก็บประจุรวมภายในวงจร โดยคิดรวมทั้ง  $C_{bc}$  และ  $C_{be}$  ภายในของทรานซิสเตอร์ ซึ่งดูได้จากคาต้าชีต

เนื่องจากต้องการวงจรกำเนิดความถี่ที่ย่านความถี่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์

จาก คาต้าชีต จะได้  $C_{bc} = 1.8 \text{ pF}$  และ  $C_{be} = 52.6 \text{ pF}$

โดยใช้ค่า  $C_1 = 100 \text{ pF}$  และ  $C_2 = 330 \text{ pF}$

คำนวณหาค่า  $C_T$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} C_T &= C_{bc} + \left( \frac{C_1(C_2 + C_{be})}{C_1 + C_2 + C_{be}} \right) \\ &= 81.08 \text{ pF} \end{aligned}$$

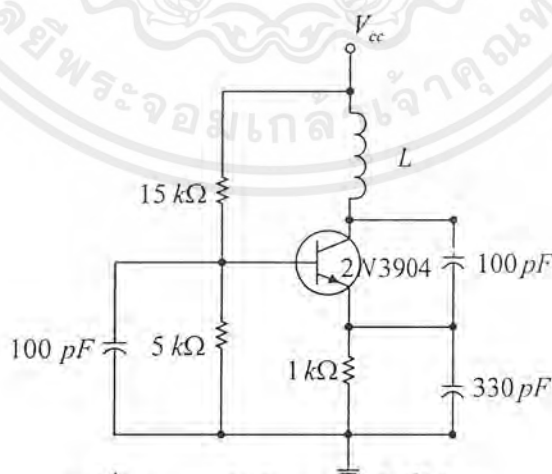
ทำให้สามารถหาค่าของตัวขดลวดเหนี่ยวนำได้ คือ

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

ที่ความถี่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{(2\pi \times 27 \times 10^6)^2 \times 81.08 \times 10^{-12}} \\ &= 100.69 \text{ nH} \end{aligned}$$

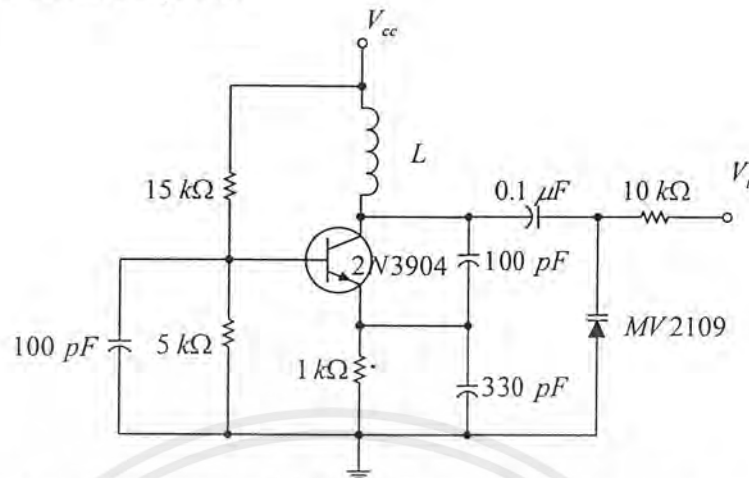
จากค่าภายในวงจรที่ได้ทำให้สามารถสร้างเป็นวงจรจริงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดความถี่จริงที่ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

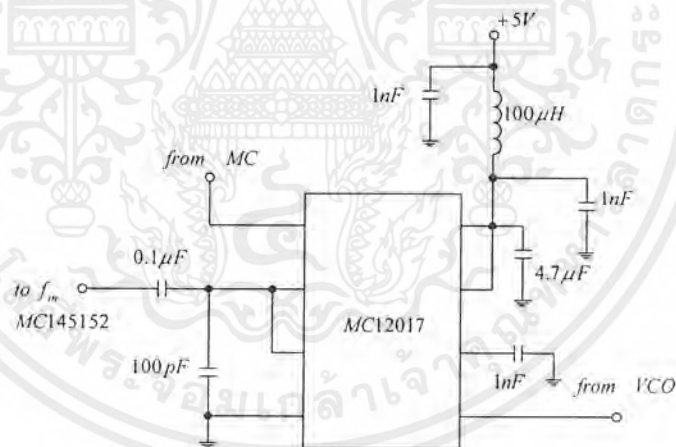
จากนั้นจะสามารถสร้างวงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน หรือ VCO ได้โดยต่อตัววาริแคป หรือ วาแรกเตอร์โคโอคเข้าไปดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันที่มีความถี่ 55.7 เมกะเฮิร์ตซ์

### 3.1.2 การออกแบบวงจรเฟรียสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

เฟรียสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลง เพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟรียสเคเตอร์ได้อิซีเบอร์ MC 12017 ซึ่งจะถูกต้องหารเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูป 3.5

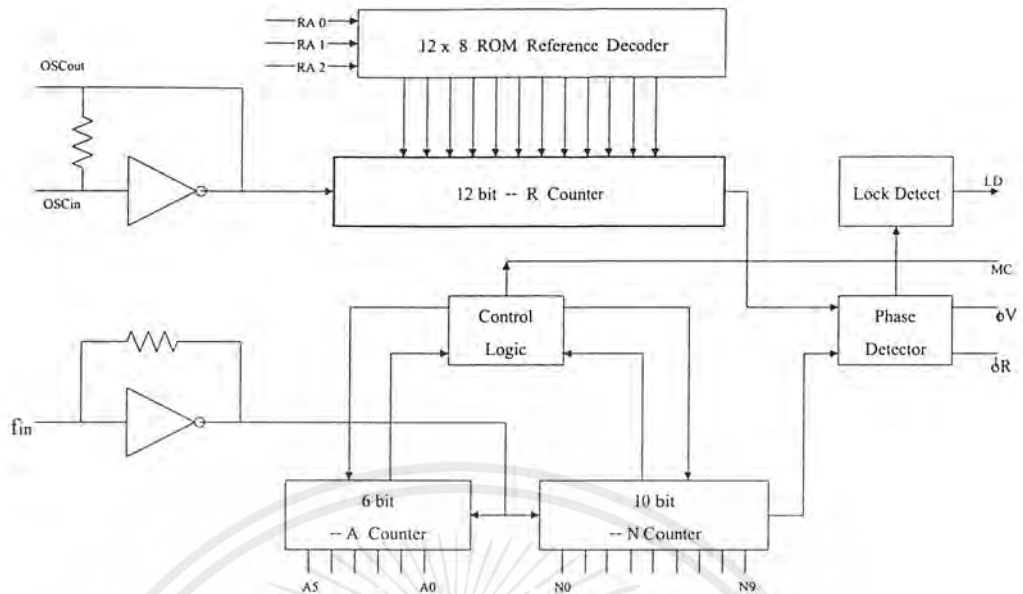


รูปที่ 3.5 การต่อวงจรของไอซี MC12017

### 3.1.3 การออกแบบวงจรเฟรียสเคเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ไอซีเบอร์ MC145152-2 ประกอบด้วยส่วนที่เป็นการโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาส่วนของความถี่อ้างอิงและส่วนของเฟรียสเคเตอร์ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งไอซีนี้สามารถตั้งโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาให้ได้ 16 บิตแบบขนาน โดย 10 บิตสำหรับตัวหาร N (10 bit / N Counter) และ 6 บิตสำหรับตัวหาร A (6 bit / A Counter) และมีโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Control : MC) เพื่อส่งสัญญาณไปควบคุมการหารของไอซี เฟรียสเกลเลอร์ นอกจากนี้ยังมีล็อกดีเทก (Lock Detect : LD) เพื่อใช้บอกสถานะการล็อกของเฟรียสก็อกู๊ปอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 ส่วนประกอบต่างๆ ของไอซีเบอร์ MC145152-2

ในส่วนความถี่อ้างอิง จะใช้คริสตอล 10.24 MHz เป็นตัวอ้างอิง และสามารถหารความถี่ลงมา โดยกำหนดค่า  $RA_0$ ,  $RA_1$  และ  $RA_2$  ได้ ในส่วนนี้ โดยกำหนด  $RA_0$ ,  $RA_1$  และ  $RA_2$  เป็น “1 0 1” ซึ่งเท่ากับ การหารด้วย 1024 ฉะนั้นจะได้ความถี่อ้างอิงภายในตัวไอซีคือ  $\frac{10.24MHz}{1024} = 10kHz$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่ มีวิธีการคำนวณดังนี้

1. ทำการหาค่าอัตราส่วนการหารทั้งหมด ( $N_t$ ) โดยคิดจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ของวงจร VCO ( $f_{vco}$ ) กับค่าความถี่อ้างอิง ( $f_{ref}$ ) ได้เป็นดังนี้

$$N_t = \frac{f_{vco}}{f_{ref}} = \frac{55.7MHz}{10kHz} = 5570$$

2. เปรียบเทียบค่าที่ได้กับสมการ  $N_t = NP + A$  จากค่าที่ตั้ง ของไอซี MC 145152-2 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 ตัวหารของ prescaler หาร 64 และ 65

แทนค่าสมการเป็นดังนี้;  $5570 = (N * 64) + A$

ดังนั้น  $N = 87$  แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB) 0001 0101 11 (LSB)

$A = 2$  แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB) 00 0010 (LSB)

สังเกตว่าถ้าตัวหารมีค่ามากขึ้นจะทำให้ความถี่ของวงจร VCO มีค่ามากขึ้นและถ้าตัวหารน้อยลงก็จะทำให้ความถี่ของวงจร VCO มีค่าลดลงตามไปด้วย ซึ่งค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปนี้จะมีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิง 10 kHz ต่อ 1 บิตของ A และจะเปลี่ยนแปลงไป 640 kHz ( $64 * 10 kHz$ ) ต่อ 1 บิตของ N

### 3.1.4 การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์ ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ LM 358 ซึ่งมีการออกแบบตามค่าค่าชี้ตของไอซีเบอร์ MC145152-2 โดย

กำหนดให้ (ตามคำแนะนำของ Data Motorola)

$$\begin{aligned}
 f_o &= 55.7 \text{ MHz (local oscillator frequency)} \\
 f_s &= 10 \text{ kHz (channel spacing)} \\
 f_b &= 0.01 f_s \text{ (loop bandwidth)} \\
 f_{rc} &= 20 f_b \text{ (filter cut off frequency)} \\
 \delta &= 0.8 \text{ (loop damping factor)} \\
 V_{DD} &= 5 \text{ volts (PLL supply voltage)} \\
 KV_{CO} &= 2\pi \frac{\Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} \text{ (VCO gain, measured on VCO)} \\
 C_1 &= 0.1 \mu\text{F (active integrator component)} \\
 K_\phi &= \frac{V_{DD}}{2\pi} \text{ (Phase detector gain)} \\
 \omega_n &= \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\delta^2 + 1 + \sqrt{((2\delta^2 + 1)^2 + 1)}}} \text{ (Natural frequency)} \\
 N_i &= \frac{f_o}{f_s} \text{ (Total Division ratio in feedback loop)} \\
 R_1 &= \frac{K_\phi KV_{CO}}{C_1 \omega_n^2 N_i} \\
 R_2 &= \frac{2\delta}{\omega_n C_1} \\
 C_c &= \frac{4}{2R_1 f_{rc}}
 \end{aligned}$$

จากสมการด้านบน ส่วนที่จะหาค่าลงในวงจรคือ  $R_1$ ,  $R_2$  และ  $C_c$  เพราะฉะนั้น แทนค่าลงในสมการคือ

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

$$KV_{CO} = 2\pi \frac{\Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} = 2\pi \frac{(59.06 - 47.68) \text{ MHz}}{15} = 4.7668 \times 10^6 \text{ rad/V (ได้จากการวัด)}$$

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

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

$$N_i = \frac{f_o}{f_s} = \frac{55.7 \times 10^6}{10 \times 10^3} = 5570$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

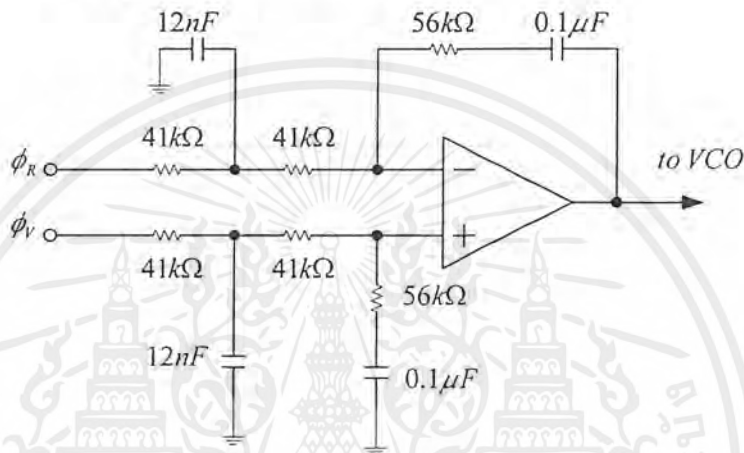
$$R_1 = \frac{0.7957 \times 4.7668 \times 10^6}{0.1 \times 10^6 \times (287.69)^2 \times 5570} = 82.306 \text{ k}\Omega$$

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

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} = \frac{4}{2 \times 82.306 \times 10^3 \times 20 \times 100} = 12.140 \text{ nF}$$

ตามคำแนะนำ ให้  $R_1$  แบ่งเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณคือ 41 k $\Omega$  และ 41 k $\Omega$  ตามลำดับ  $R_2$  ประมาณ 56 k $\Omega$

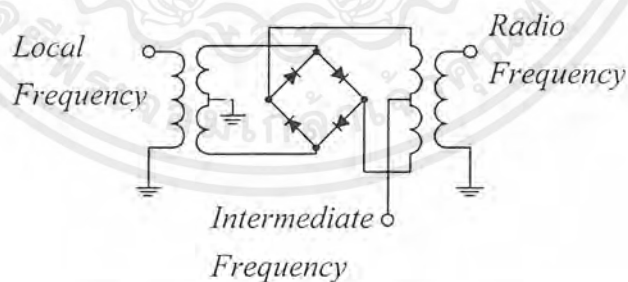
นำมาสร้างเป็นวงจร รูปฟิลเตอร์ ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรรูปฟิลเตอร์

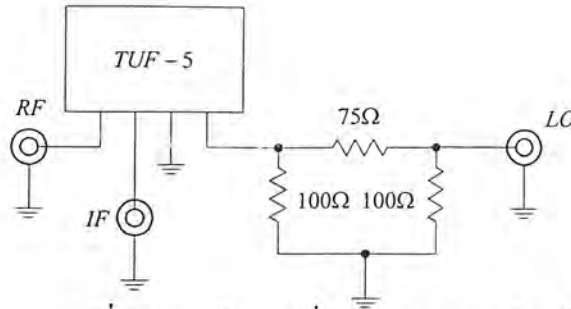
### 3.2 การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer)

ใช้ไอซีเบอร์ TUF-5 โดยให้สัญญาณความถี่ 45 MHz เป็นความถี่วิทยุ และให้สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 55.7 MHz เป็นความถี่โลคัล ต่อวงจรดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.8 วงจรภายในไอซีเบอร์ TUF-5

จะได้เอาต์พุตเป็นค่าความถี่กลางออกมาซึ่งเราต้องการเฉพาะค่าผลต่างของความถี่วิทยุและความถี่โลคัล เท่านั้นดังนั้นจึงต้องนำเอาต์พุตจากวงจรนี้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอีกครั้งหนึ่งเพื่อกรองเอาฮาร์โมนิกสูงๆ ทิ้งไป



รูปที่ 3.9 วงจรมิกเซอร์ที่ไอเอฟ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

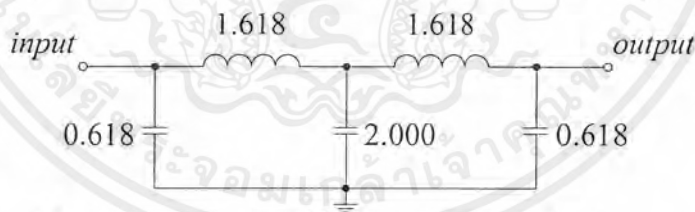
3.3 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter)

ออกแบบโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5 ซึ่งวงจรนี้ใช้กรองสัญญาณเอาเฉพาะช่วงที่ใช้งานผ่าน ซึ่งในการออกแบบ ต้องออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านก่อน แล้วจึงค่อยแปลงเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอีกทีหนึ่ง

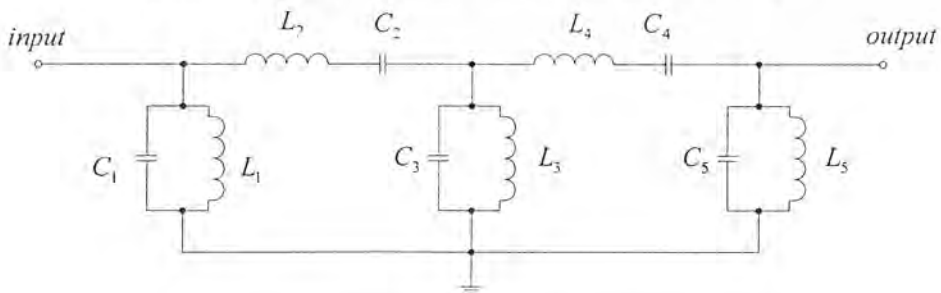
การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5 โดยใช้ค่าจากตารางที่ 3.1 จะได้วงจรดังรูปที่ 3.9 แล้วแปลงเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านโดยการเพิ่ม L , C ขนานและอนุกรมเข้าไปดังรูปที่ 3.11

N	C1	L2	C3	L4	L6	L6	C7
3	1	2	1				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2	1.802	1.247	0.445

ตารางที่ 3.1 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรแบบบัตเตอร์เวิร์ท



รูปที่ 3.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 5



รูปที่ 3.11 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของ  $L$  และ  $C$  ที่นำมาต่อในวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้  
สำหรับอุปกรณ์ที่ต่อขนาน

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

$$L = \frac{RB}{2\pi f^2 L_n}$$

สำหรับอุปกรณ์ที่ต่ออนุกรม

$$C = \frac{B}{2\pi f^2 C_n R}$$

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

เมื่อ  $C_n, L_n$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์จากตารางที่ 3.1

$R$  คือ ค่าความต้านทานของโหลดเท่ากับ 50 โอห์ม

$B$  คือ ค่าความกว้างของช่วงผ่าน (Bandwidth 3 dB)

เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบ จึงกำหนด  $B$  เท่ากับ 30 MHz

$f$  คือ ค่ากลางของช่วงความถี่ที่ยอมให้ความถี่ผ่าน เท่ากับ 10.7 MHz

ทำการแทนค่าสมการได้ค่า  $C$  และ  $L$  ดังต่อไปนี้

$$C_1 = C_5 = 1.967 \text{ nF}$$

$$C_2 = C_4 = 17.183 \text{ } \mu\text{F}$$

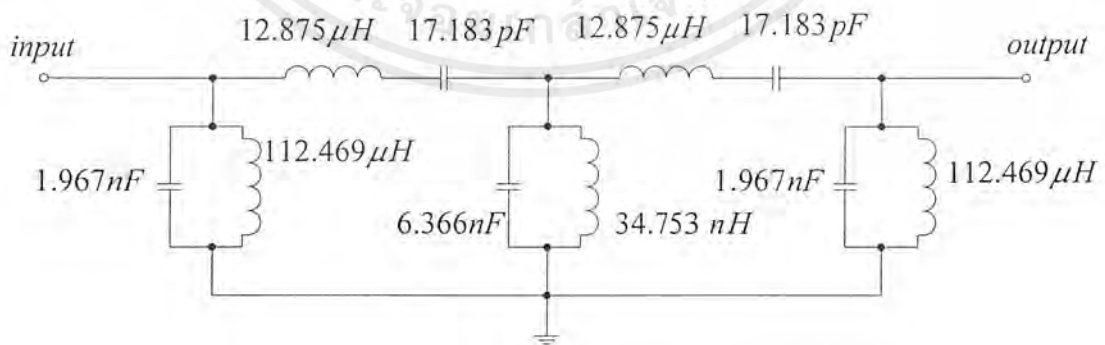
$$C_3 = 6.366 \text{ nF}$$

$$L_1 = L_5 = 112.469 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_2 = L_4 = 12.875 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_3 = 34.753 \text{ nH}$$

วงจรที่ออกแบบได้แสดงดังรูปที่ 3.12



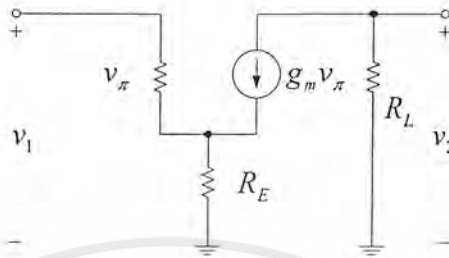
รูปที่ 3.12 วงจรกรองความถี่ผ่านที่กึ่งกลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 การออกแบบวงจรขยายความถี่ไอเอฟ (IF : Intermediate Frequency)

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน จะมีขนาดสัญญาณเล็ก จึงจำเป็นต้องมีวงจรขยายสัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป

พิจารณาวงจรสมมูลทาง AC



รูปที่ 3.13 วงจรสมมูลทาง AC ของวงจรคอมมอนอีมิเตอร์

จะได้

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{-g_m v_\pi R_L}{v_\pi + g_m v_\pi R_E}$$

$$-A_v = \frac{-g_m v_\pi R_L}{v_\pi + g_m v_\pi R_E}$$

โดยพิจารณาให้  $i_c \approx i_e = g_m v_\pi$

จะได้

$$R_E = \frac{g_m R_L - A_v}{A_v g_m}$$

กำหนดให้

$$A_v = 10$$

$$R_L = 50\Omega$$

$$I_C = 20mA$$

$$V_T = 25mV$$

จะได้

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = 0.8$$

$$\therefore R_E = 3.75\Omega$$

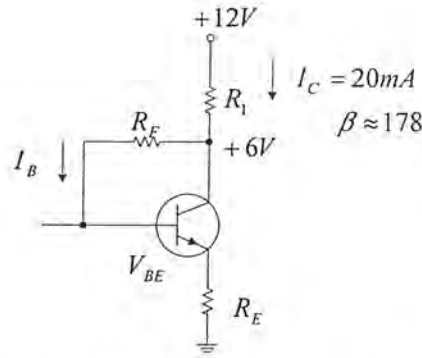
และ

$$R_F = \frac{g_m (Z_o)^2}{1 + g_m R_E}$$

$$\therefore R_F = 500\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### พิจารณาวงจรสมมูลย์ทาง DC



รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลย์ทาง DC ของวงจรคอมมอนอิมิตเตอร์

กำหนดให้

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

$$V_C = +6V$$

$$V_{BE} = 0.6mV$$

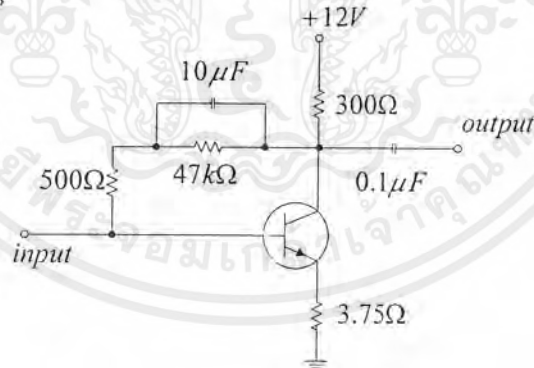
$$\beta = 178 \text{ (ได้จากการวัด)}$$

และ  $I_E \approx I_C = 20mA$

จะได้

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

$$R_F = \frac{V_C - V_{BE} - I_E R_E}{I_B} = 47.39 k\Omega$$

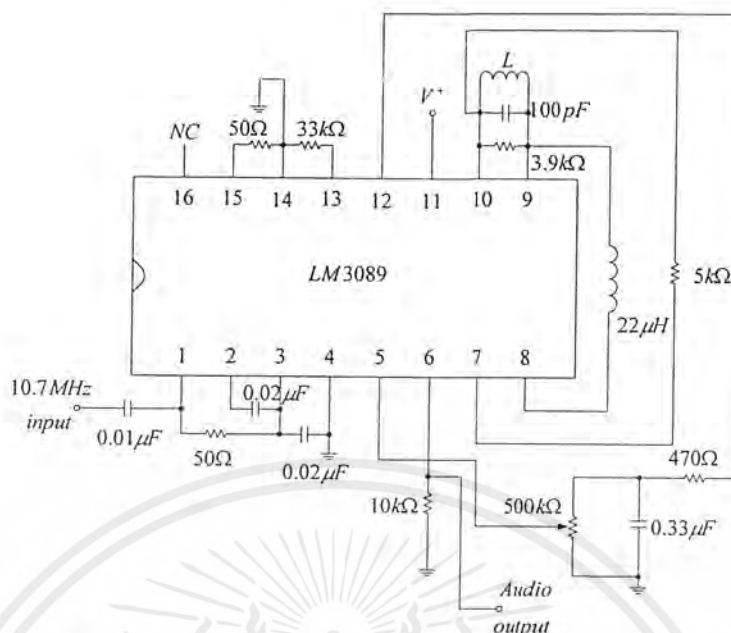


รูปที่ 3.15 วงจรขยาย IF ที่ใช้งานจริง

### 3.5 การออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)

สัญญาณที่ใช้ในการทดสอบมีการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม จึงทำการออกแบบวงจรเอฟเอ็ม ดีมอดูเลเตอร์เพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารเดิมกลับคืนมาใช้ไอซีเบอร์ MC3089 โดยต่อวงจรตามคำแนะนำในตาต้าชีต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ที่ใช้ไอซีเบอร์ MC3089

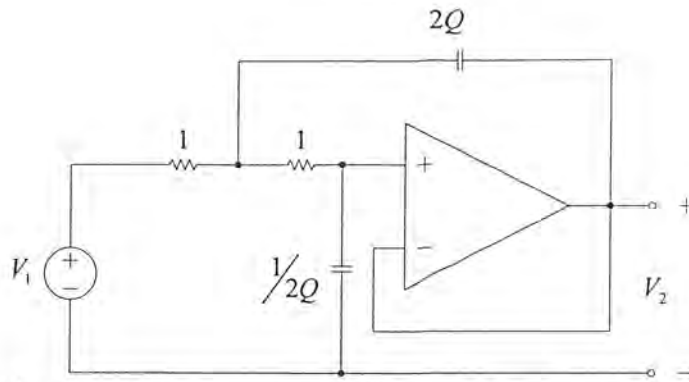
### 3.6 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter)

สัญญาณที่ผ่านการดีมอดูเลตมาแล้ว จะมีสัญญาณความถี่อื่นๆมารบกวน นอกเหนือจากช่วงความถี่ที่ต้องการ จึงจำเป็นต้องทำการกรองเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ที่ต้องการ โดยทำการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยสามารถเลือกใช้ให้เหมาะสมกับความถี่ข่าวสารที่ต้องการจะรับ (เอเอ็มและเอฟเอ็ม) โดยทำการออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดเอกทีกิฟ อันดับที่ 4 ค่าความถี่คัทออฟ 4 กิโลเฮิรตซ์ และ 20 กิโลเฮิรตซ์ ตามลำดับ โดย ค่า  $Q$  ของบัตเตอร์เวิร์ทที่อันดับต่างๆ เป็นดังตารางที่ 3.2 ดังนี้

Even-Order	2	4	6	8	10	Odd-Order	3	5	7	9	11
$Q_1$	0.71	0.54	0.52	0.51	0.51	$Q_1$	1.00	0.62	0.55	0.53	0.52
$Q_2$		1.31	0.71	0.50	0.56	$Q_2$		1.62	0.8	0.65	0.59
$Q_3$			1.93	0.90	0.71	$Q_3$			2.24	1.00	0.76
$Q_4$				2.56	1.10	$Q_4$				2.88	1.20
$Q_5$					3.20	$Q_5$					3.51

ตารางที่ 3.2 แสดงค่าของ  $Q$  แบบบัตเตอร์เวิร์ทเมื่อวงจรกรองความถี่มีอันดับต่างๆ และใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีอัตราขยายเป็น 1 แบบ Sallen and Key ที่มีกรนอนัลไลซ์ค่าความถี่ไว้ที่ 1 เรเดียน/วินาที และค่าอิมพีแดนซ์ที่ 1 โอห์ม มีวงจรต้นแบบเป็นดังรูปที่ 3.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 แสดงรูปวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key

เมื่อ  $C_1 = 2Q$   
 $C_2 = 1/2Q$

เมื่อทำการคำนวณค่า  $C$  จากค่า  $Q$  ตามตารางที่ 3.2 แล้ว จะต้องทำการสเกลความถี่และสเกลค่าอิมพีแดนซ์ไปเป็นค่าที่ใช้งานจริงตามความถี่ที่ต้องการได้โดยใช้สมการคือ

$$R_{new} = R_{old} \times R_m$$

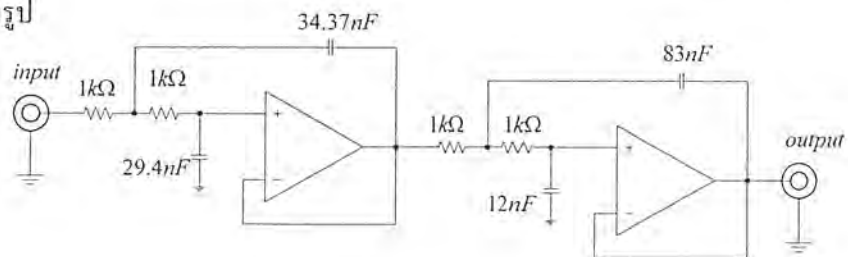
$$C_{new} = \frac{C_{old}}{2\pi f_c \times R_m}$$

เมื่อ  $f_c$  คือความถี่คัทออฟ และ  $R_m$  คือความต้านทานที่เปลี่ยนค่าไปจากเดิมเป็นจำนวนเท่า จะได้ผลเป็นดังตารางที่ 3.3

ความถี่		Q1	Q2
4 kHz	$R_1 = R_2$	1 kΩ	1 kΩ
	$C_1$	34.37 nF	83.0 nF
	$C_2$	29.4 nF	12.0 nF
15 kHz	$R_1 = R_2$	500 Ω	1 kΩ
	$C_1$	17.18 nF	20.85 nF
	$C_2$	14.72 nF	3.02 nF

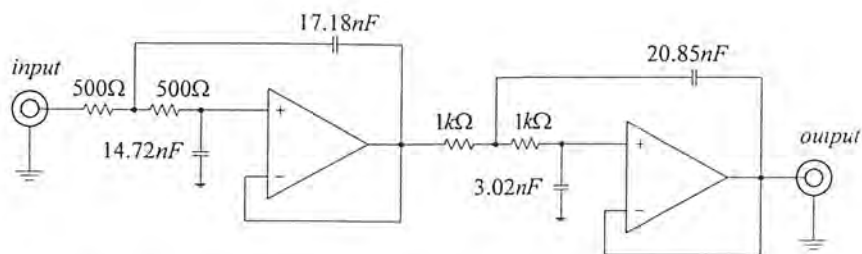
ตารางที่ 3.3 ค่าของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟต่างๆ

เมื่อนำค่าต่างๆ ที่ได้จากการคำนวณมาทำการสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านของแต่ละชุด จะได้วงจรในแต่ละชุด ดังรูป



รูปที่ 3.18 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 4 กิโลเฮิรตซ์

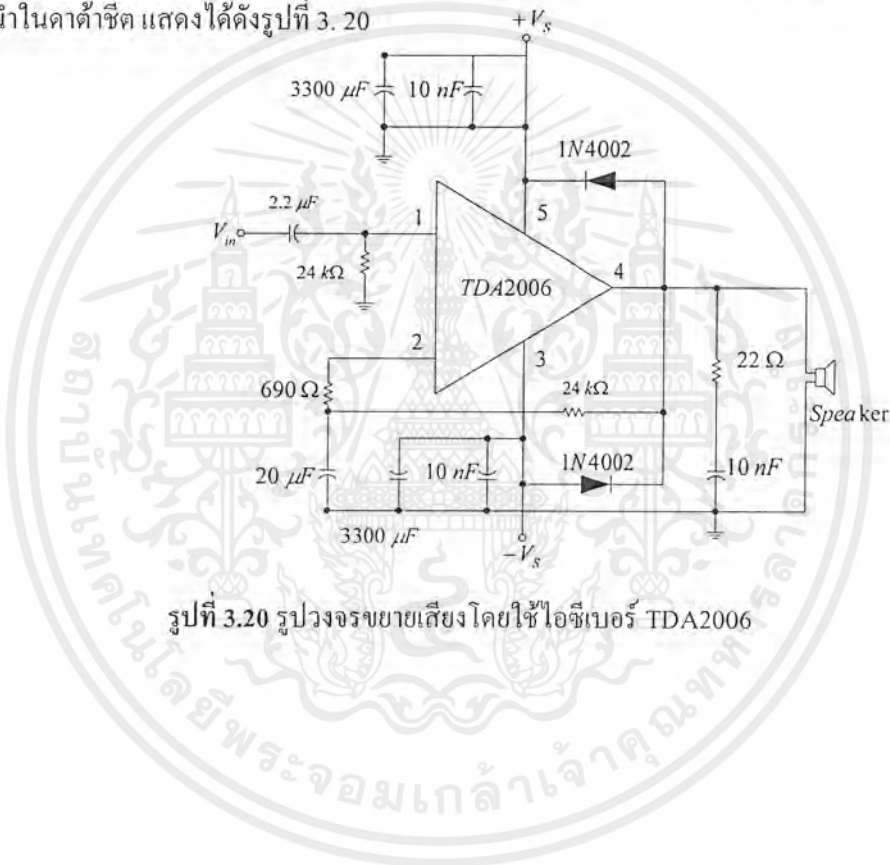
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.19 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์

### 3.7 การออกแบบวงจรขยายเสียง (Audio Amplifier)

ผลจากการคิมอดูเลตสัญญาณจะทำให้ได้ข่าวสารเดิมกลับคืนมา โดยจะใช้วงจรขยายเสียงเป็นตัวขยายกำลังงานเสียงที่ทำการคิเทกได้ โดยใช้ไอซีเบอร์ TDA2006 ที่ทำงานใน Class AB และต่อวงจรตามคำแนะนำในคาต้าลิต แสดงได้ดังรูปที่ 3.20



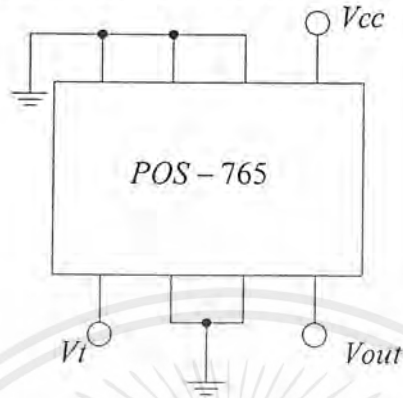
รูปที่ 3.20 รูปวงจขยายเสียงโดยใช้ไอซีเบอร์ TDA2006

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.8 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 490-740 เมกะเฮิรตซ์

#### 3.8.1 การออกแบบวงจรกำเนิดความถี่ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม

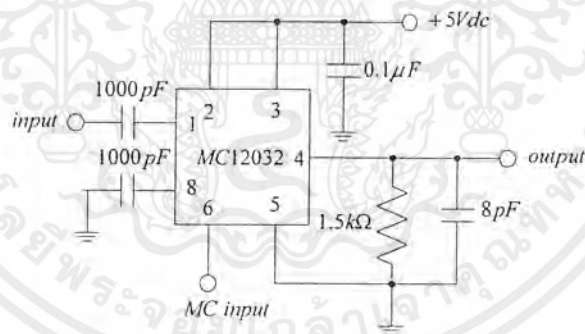
สำหรับวงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดันที่ 490-740 เมกะเฮิรตซ์ ได้ใช้ไอซีเบอร์ POS-765 ในการสร้างสัญญาณซึ่งสามารถกำเนิดความถี่ได้ในช่วง 485-765 เมกะเฮิรตซ์โดยทำการต่อวงจรดังรูป



รูปที่ 3.21 วงจรกำเนิดความถี่จากไอซีเบอร์ POS-765

#### 3.8.2 การออกแบบวงจรเฟรตเทกเตอร์แบบสองโมดูลัส

เฟรตเทกเตอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลง เพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทกเตอร์ได้ไอซีเบอร์ MC 12032 ซึ่งจะถูกตั้งหารเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูป 3.22



รูปที่ 3.22 การต่อวงจรของไอซี MC12032

#### 3.8.3 การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ในส่วนความถี่อ้างอิง จะใช้คริสตอล 10.24 เมกะเฮิรตซ์ เป็นตัวอ้างอิง และสามารถหารความถี่ลงมาโดยกำหนดค่า  $RA_0$ ,  $RA_1$  และ  $RA_2$  ได้ ในส่วนนี้ โดยกำหนด  $RA_0$ ,  $RA_1$  และ  $RA_2$  เป็น "100" ซึ่งเท่ากับการหารด้วย 512 ฉะนั้นจะได้ความถี่อ้างอิงภายในตัวไอซีคือ  $\frac{10.24\text{MHz}}{512} = 20\text{kHz}$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่จะทำการคำนวณเช่นเดียวกันกับในวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์

### 3.8.4 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรฟิลเตอร์ ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ LM 358 ซึ่งมีการออกแบบตามค่าชี้คของไอซีเบอร์ MC145152-2 โดยทำการคำนวณที่ความถี่ 740 เมกะเฮิรตซ์ และคำนวณเช่นเดียวกันกับการออกแบบวงจรฟิลเตอร์ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์ จะได้

$$K_\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi} = \frac{5}{2\pi} = 0.796$$

$$KV_{CO} = 2\pi \frac{\Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} = 2\pi \frac{(805 - 416.3) \text{ MHz}}{15} = 162.818 \times 10^6 \text{ rad/V} \quad (\text{ได้จากกรวัด})$$

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

$$\omega_n = \frac{2\pi \times 100}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1} \sqrt{((2(0.8)^2 + 1)^2 + 1)}} = \frac{628.31}{2.357} = 647.23 \text{ rad/sec}$$

$$N_1 = \frac{f_o}{f_s} = \frac{740 \times 10^6}{20 \times 10^3} = 37 \times 10^3$$

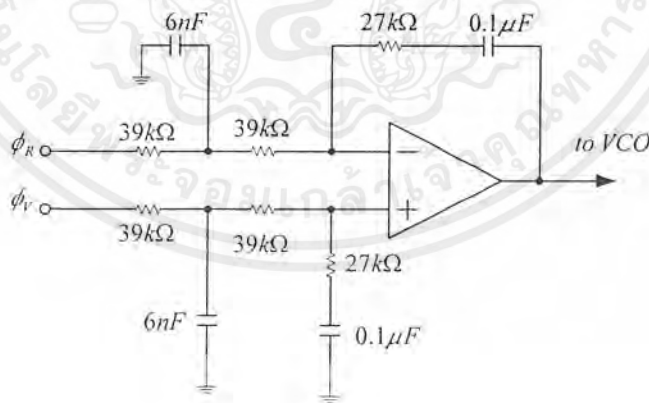
$$R_1 = \frac{0.796 \times 162.818 \times 10^6}{0.1 \times 10^6 \times (647.23)^2 \times 37000} = 83.617 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\delta}{\omega_n C_1} = \frac{2 \times 0.8}{647.23 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 24.72 \text{ k}\Omega$$

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} = \frac{4}{2 \times 83.617 \times 10^3 \times 20 \times 100} = 5.979 \text{ nF}$$

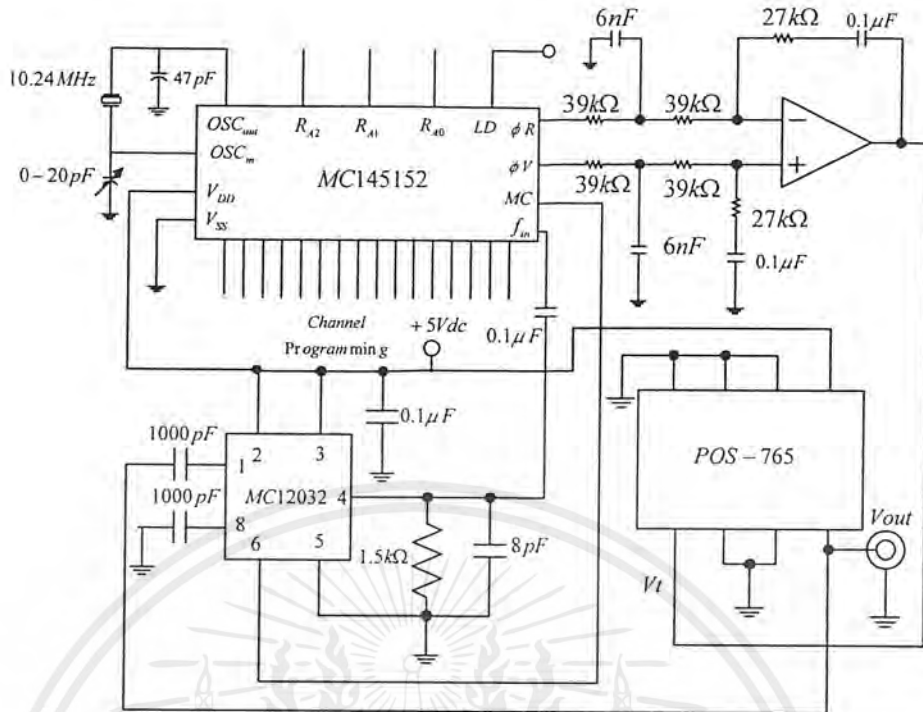
ตามคำแนะนำ ให้  $R_1$  แบ่งเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณคือ  $39 \text{ k}\Omega$  และ  $39 \text{ k}\Omega$  ตามลำดับ  $R_2$  ประมาณ  $27 \text{ k}\Omega$

นำมาสร้างเป็นวงจร ฟิลเตอร์ ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 วงจรฟิลเตอร์

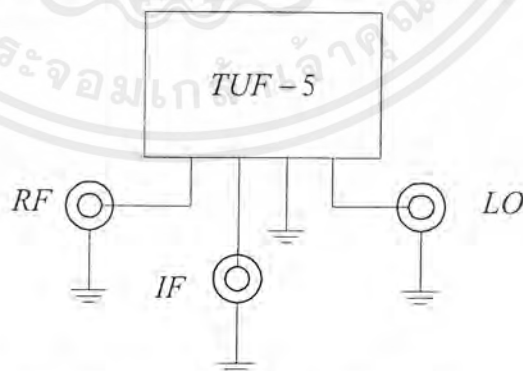
หลังจากทำการคำนวณได้ดังนี้แล้ว นำวงจรในแต่ละส่วนรวมเข้าด้วยกัน จะได้วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่สามารถเลือกค่าความถี่ได้ในช่วง 490-740 เมกะเฮิรตซ์ ดังรูป



รูปที่ 3.24 วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเลือกความถี่ที่ 490-740 เมกะเฮิร์ตซ์

3.9 การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer)

ใช้ไอซีเบอร์ TUF-5 โดยให้สัญญาณความถี่ช่วง 50-300 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นความถี่วิทยุ และให้สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 490-740 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นความถี่โลคอล โดยทำการเลือกค่าความถี่โลคอลให้ได้ความถี่กลางที่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยต่อวงจรดังรูปที่ 3.25 จะได้เอาต์พุต IF ออกมาซึ่งมาเราต้องการเฉพาะค่าผลต่างของความถี่วิทยุและความถี่โลคอล เท่านั้นดังนั้นจึงต้องนำเอาต์พุตจากวงจรนี้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอีกครั้งหนึ่งเพื่อกรองเอาฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการทิ้งไป

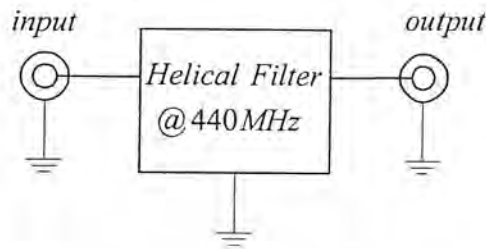


รูปที่ 3.25 วงจรมิกเซอร์ที่ไอเอฟ 440 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.10 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ที่กึ่งกลางความถี่ 440 เมกะเฮิรตซ์

สัญญาณที่ได้หลังจากผ่านมิกเซอร์จะประกอบด้วยความถี่ต่างๆ จึงต้องนำมาผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านเพื่อกรองเอาเฉพาะความถี่ที่ต้องการ โดยใช้วงจรเฮลิคอลลฟิลเตอร์ (Helical Filter) ที่มีค่าความถี่กึ่งกลางที่ 440 เมกะเฮิรตซ์ ดังแสดงดังรูป



รูปที่ 3.26 เฮลิคอลลฟิลเตอร์ที่กึ่งกลางความถี่ 440 เมกะเฮิรตซ์

### 3.11 การคำนวณวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็กที่ความถี่ 440 เมกะเฮิรตซ์

นำสัญญาณที่ได้จากวงจรถ่ายความถี่ผ่านไปทำการขยายขนาดสัญญาณ โดยในการสร้างเราเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFR90 และไบอัสทรานซิสเตอร์โดยให้  $V_{CE} = 65.0 V_{DC}$  และ  $I_C = 10 mA_{DC}$  จากค่าตัวชี้จะทราบค่าของ S พารามิเตอร์ที่ความถี่ 440 เมกะเฮิรตซ์ดังนี้

$$S_{11} = 0.15 \angle -125^\circ$$

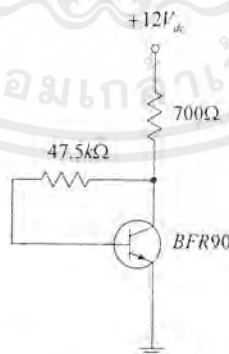
$$S_{12} = 0.08 \angle 70^\circ$$

$$S_{21} = 15.82 \angle 90^\circ$$

$$S_{22} = 0.49 \angle -25^\circ$$

เมื่อทราบค่า S พารามิเตอร์แล้วจึงทำการคำนวณตามขั้นตอนดังนี้

1. ทำการไบอัสวงจรให้ได้ค่า  $V_{CE} = 5 V_{DC}$  และ  $I_C = 10.0 mA_{DC}$  จะได้วงจรดังนี้



รูปที่ 3.27 วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

2. หาค่า  $D_S$  จากสมการ

$$\begin{aligned} D_S &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\ &= (0.15 \angle -125^\circ * 0.49 \angle -25^\circ) - (0.08 \angle 70^\circ * 5.82 \angle 90^\circ) \\ &= 0.07 \angle -150^\circ + 0.46 \angle -20^\circ \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 0.42 \angle -27.36^\circ$$

3. ค่าของเสถียรภาพ (K) จากสมการ

$$\begin{aligned} K &= \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|} \\ &= \frac{1 + |0.42|^2 - |0.15|^2 - |0.49|^2}{2 |0.08 \times 5.82|} \\ &= 0.98 \end{aligned}$$

เนื่องจาก  $K < 1$  ดังนั้นวงจรอยู่ในสถานะคอนดิชันนอลเสถียร (Conditional Stability)

4. เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด-ชอร์ตสของวงจรมหาสัญญาณ เพื่อใช้ในการแมชชิงอิมพีแดนซ์กับวงจรอื่น ๆ

4.1 หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุตจากสมการ

$$\begin{aligned} r_{S1} &= \frac{S_{11}^* - D_S^* S_{22}}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \\ &= \frac{0.15 \angle 125^\circ - 0.42 \angle 27.36^\circ * 0.49 \angle -25^\circ}{|0.15|^2 - |0.42|^2} \\ &= \frac{0.30 \angle 158.15^\circ}{0.15} \\ &= 2 \angle 158.15^\circ \end{aligned}$$

4.2 หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุตจากสมการ

$$\begin{aligned} p_{S1} &= \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \right| \\ &= \frac{0.08 \times 5.82}{0.15} \\ &= 3.104 \end{aligned}$$

4.3 หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุตจากสมการ

$$\begin{aligned} r_{S2} &= \frac{S_{22}^* - D_S^* S_{11}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \\ &= \frac{0.49 \angle 25^\circ - 0.42 \angle 27.36^\circ * 0.15 \angle -125^\circ}{|0.49|^2 - |0.42|^2} \\ &= \frac{0.52 \angle 30.52^\circ}{0.06} \\ &= 8.66 \angle 30.52^\circ \end{aligned}$$

4.4 หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุตจากสมการ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{0.08 \times 5.82}{0.06}$$

$$= 7.74$$

4.5 คำนวณค่าเกนสูงสุดที่ยังคงเสถียรภาพ

$$G_{\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

$$= \frac{5.82}{0.08} = 72.75$$

$$= 18.61 \text{ dB}$$

4.6 หาค่าของเกนที่ต้องการจากสมการ

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

โดยต้องการเกน 15 dB (31.62 เท่า)

$$= \frac{31.62}{5.82^2}$$

$$= 0.93$$

4.7 จุดศูนย์กลางของวงกลมซึ่งมีเกนคงที่จากสมการ

$$r_o = \frac{G(S_{22} - D_S S_{11}^*)}{1 + (|S_{22}|^2 - |D_S|^2)G}$$

$$= \frac{0.93 \times 0.52 \angle 30.52^\circ}{1 + 0.93(0.06)}$$

$$= 0.45 \angle 30.52^\circ$$

4.8 รัศมีของวงกลมที่มีเกนคงที่จากสมการ

$$P_o = \frac{\sqrt{1 - 2K |S_{12} S_{21}| G + |S_{12} S_{21}|^2 G^2}}{1 + (|S_{22}|^2 - |D_S|^2)G}$$

$$= \frac{\sqrt{1 - (2 \times 0.98 \times 0.08 \times 5.82 \times 0.93) + (0.08 \times 5.82 \times 0.93)^2}}{(1 + 0.93(0.06))}$$

$$= 0.55$$

4.9 หาสัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์สจากสมการ โดยจากสมิทซ์ชาร์ทเลือกจุดที่  $Z_L = 0.8$

จาก  $\Gamma_L = \frac{(Z_L - 1)}{(Z_L + 1)}$

$$= 0.11 \angle 180^\circ$$

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

$$= \left[ 0.15 \angle -125^\circ + \frac{(0.08 \angle 70^\circ * 5.82 \angle 90^\circ * 0.11 \angle 180^\circ)}{1 - (0.49 \angle -25^\circ * 0.11 \angle 180^\circ)} \right]^*$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Gamma_S = 0.144 \angle 253.24^\circ$$

และ

$$Z_S = \frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S}$$

$$= \frac{1 + 0.144 \angle 253.24^\circ}{1 - 0.144 \angle 253.24^\circ}$$

$$= 0.92 \angle -15.72^\circ$$

$$= 0.885 - j0.249$$

$$Z_{in} = Z_S \times 50 = 44.27 - j12.46$$

จาก

$$Z_{out} = Z_L \times 50 = 40$$

#### 4.10 คำนวณวงจรเมฆซึ่งอิมพีแดนซ์

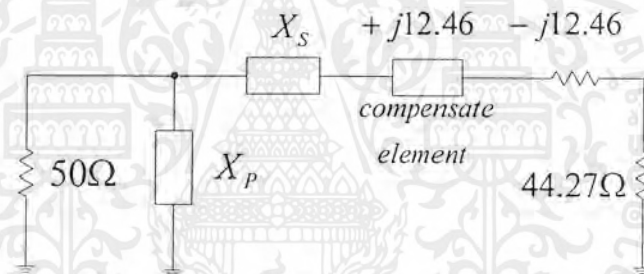
ที่อินพุต จาก  $Z_{in} = 44.27 - j12.46$

คำนวณหาค่า

$$Q = \sqrt{\frac{R_S}{R_{in}} - 1}$$

$$= \sqrt{\frac{50}{44.27} - 1}$$

$$= 0.36$$



รูปที่ 3.28 วงจรเมฆซึ่งอินพุตของทรานซิสเตอร์

$$X_P = \frac{R_S}{Q} = \frac{50}{0.36} = 138.88$$

$$X_S = R_{in} Q = 44.27 \times 0.36 = 15.93$$

เลือก  $X_S = X_L$  และ  $X_P = X_C$

$$X_S = +j15.93 + j12.46$$

$$= +j28.39, L = \frac{28.39}{2\pi \times 440 \times 10^6} = 10.26 \text{ nH}$$

$$X_P = -j120.98, C = \frac{1}{2\pi \times 45 \times 10^6 \times 120.98} = 2.989 \text{ pF}$$

ที่เอาต์พุต

$$Z_{out} = 40$$

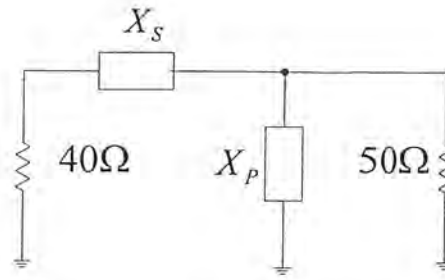
คำนวณหาค่า

$$Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_o} - 1}$$

$$= \sqrt{\frac{50}{40} - 1}$$

$$= 0.5$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.29 วงจรแมชชิงเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์

$$X_S = R_O Q = 40 \times 0.5 = 20$$

$$X_P = \frac{R_L}{Q} = \frac{50}{0.5} = 100$$

เลือก  $X_S = X_L$  และ  $X_P = X_C$

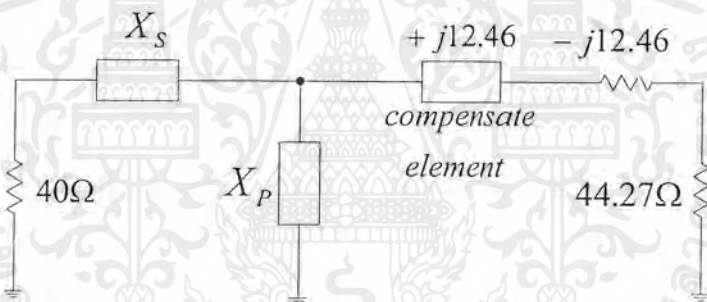
$$X_L = +j20$$

$$L = \frac{20}{2\pi \times 440 \times 10^6} = 7.234 \text{ nH}$$

$$X_C = -j100$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 440 \times 10^6 \times 100} = 3.6 \text{ pF}$$

เมื่อมีการต่อแต่ละสเตจเข้าด้วยกัน จำเป็นต้องมีการคำนวณค่าแมชชิงอิมพีแดนซ์ระหว่างสเตจ (interstage) ด้วย



รูปที่ 3.30 วงจรแมชชิงระหว่างสเตจของทรานซิสเตอร์

คำนวณหาค่า  $Q = \sqrt{\frac{R_{in}}{R_O} - 1}$

$$= \sqrt{\frac{44.27}{40} - 1} = 0.326$$

$$X_P = \frac{R_{in}}{Q} = \frac{44.27}{0.326} = 135.79$$

$$X_S = R_O Q = 40 \times 0.326 = 13.04$$

เลือก  $X_P = X_C$  และ  $X_S = X_L$

$$X_C = -j135.79$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 440 \times 10^6 \times 135.79} = 2.66 \text{ pF}$$

$$X_L = +j13.04$$

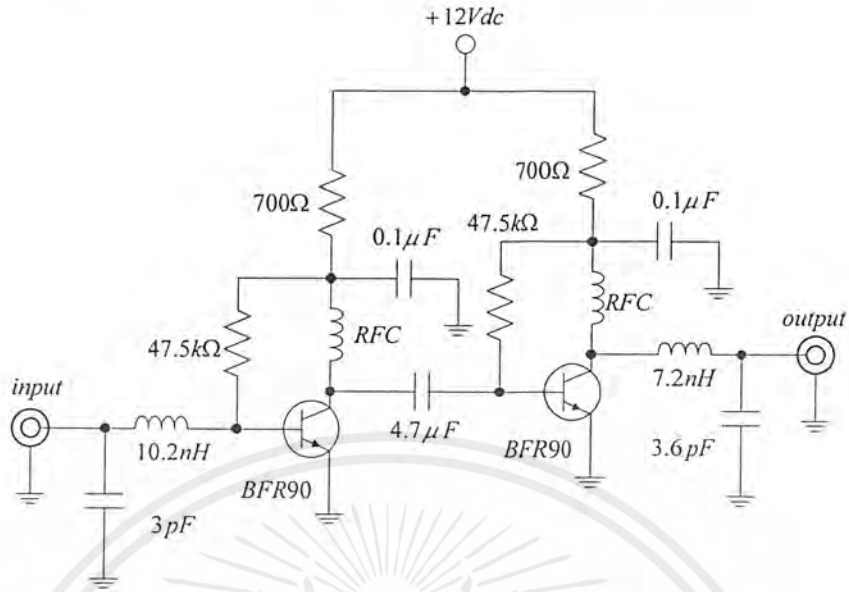
$$L = \frac{13.04}{2\pi \times 440 \times 10^6} = 4.716 \text{ nH}$$

$$X_{COM} = +j12.46$$

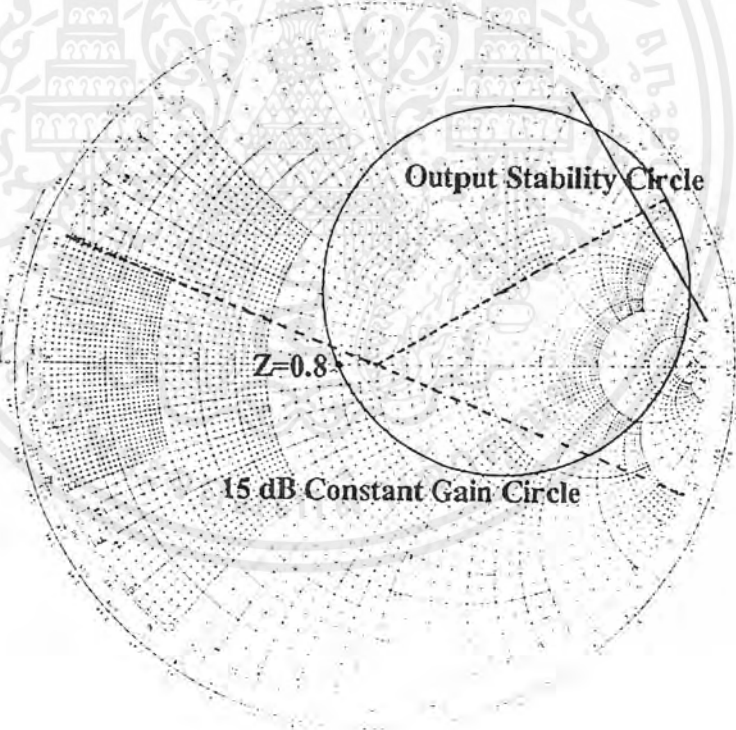
$$L = \frac{12.46}{2\pi \times 440 \times 10^6} = 4.52 \text{ nH}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้วงจรถ่ายสัญญาณอาร์เอฟที่ความถี่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นดังรูป



รูปที่ 3.31 วงจรถ่ายสัญญาณอาร์เอฟที่ความถี่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.32 สมบัติซาร์ทของวงจรถ่ายที่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.12 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 485 เมกะเฮิรตซ์

#### 3.12.1 การออกแบบวงจรกำเนิดความถี่ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม

ทำการออกแบบวงจร VCO แบบ Colpitts Oscillator โดยใช้ JFET เบอร์ J310 โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตหรือ  $I_D$  กับแรงดันที่ใช้ควบคุมการเปลี่ยนแปลงหรือ  $V_{GS}$  เป็นไปตามสมการ Square Law

$$I_{DS} = I_{DSS} [1 - (V_{GS}/V_P)]^2 \quad (3.1)$$

การคำนวณหาจุด Quiescent point ของวงจร VCO จะใช้สมการ Square Law และสมการ Load-line ของ self-bias คือ

$$V_{GS} = -I_D \times R_S \quad (3.2)$$

แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆของ JFET เบอร์ J310 จาก data sheet ดังนี้

$$I_{DSS} = 40 \text{ mA}$$

$$V_P = -4 \text{ V}$$

$$R_S = 100 \Omega$$

ทำการแก้สมการเพื่อหาจุด Q ดังนั้นจะได้ค่าต่างดังนี้

$$I_{DQ} = 15.278 \text{ mA}$$

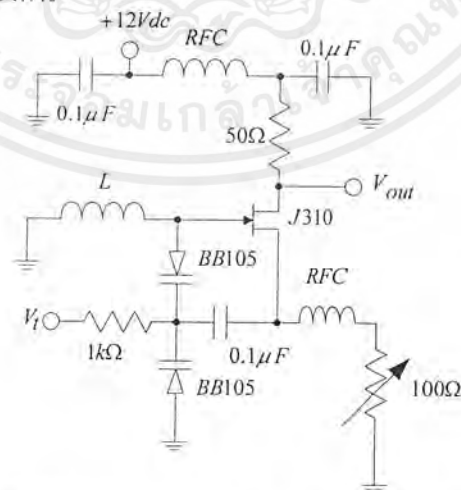
$$V_{GSQ} = 1.5278 \text{ V}$$

และคำนวณหาค่า  $L$ ,  $C_1$  และ  $C_2$  ได้จากสมการ

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}} \quad (3.3)$$

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.4)$$

โดย  $f$  คือ ความถี่ที่ต้องการ

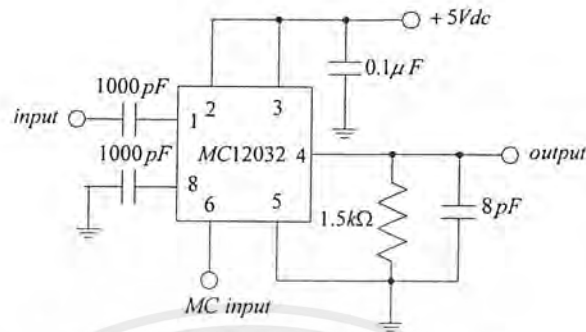


รูปที่ 3.33 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน โดยมีความถี่ที่ต้องการที่ 485 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.12.2 การออกแบบวงจรฟริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

ฟริสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลง เพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทกเตอร์ได้อิซซีเบอร์ MC 12032 ซึ่งจะถูกตั้งหารเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูป 3.34



รูปที่ 3.34 การต่อวงจรของไอซี MC12032

### 3.12.3 การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ในส่วนความถี่อ้างอิง จะใช้คริสตอล 10.24 เมกะเฮิรตซ์ เป็นตัวอ้างอิง และสามารถหารความถี่ลงมาโดยกำหนดค่า  $RA_0$ ,  $RA_1$  และ  $RA_2$  ได้ ในส่วนนี้ โดยกำหนด  $RA_0$ ,  $RA_1$  และ  $RA_2$  เป็น "1 0 1" ซึ่งเท่ากับหารด้วย 1024 ฉะนั้นจะได้ความถี่อ้างอิงภายในตัวไอซีคือ  $\frac{10.24 \text{ MHz}}{1024} = 10 \text{ kHz}$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่จะทำการคำนวณเช่นเดียวกันกับในวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์

### 3.12.4 การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ LM 358 ซึ่งมีการออกแบบตามค่าที่ตั้งของไอซีเบอร์ MC145152-2 โดยทำการคำนวณที่ความถี่ 485 เมกะเฮิรตซ์ และคำนวณเช่นเดียวกันกับการออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์ จะได้

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

$$KV_{CO} = 2\pi \frac{\Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} = 2\pi \frac{(519.67 - 311.84) \text{ MHz}}{12} = 108.82 \times 10^6 \text{ rad/V} \quad (\text{ได้จากการวัด})$$

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

$$\omega_n = \frac{2\pi \times 100}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1\sqrt{((2(0.8)^2 + 1)^2 + 1)}}} = \frac{628.31}{2.357} = 266.575 \text{ rad/sec}$$

$$N_t = \frac{f_o}{f_s} = \frac{485 \times 10^6}{10 \times 10^3} = 48.5 \times 10^3$$

$$R_1 = \frac{0.796 \times 108.82 \times 10^6}{0.1 \times 10^6 \times (266.575)^2 \times 48500} = 222.9116 \text{ k}\Omega$$

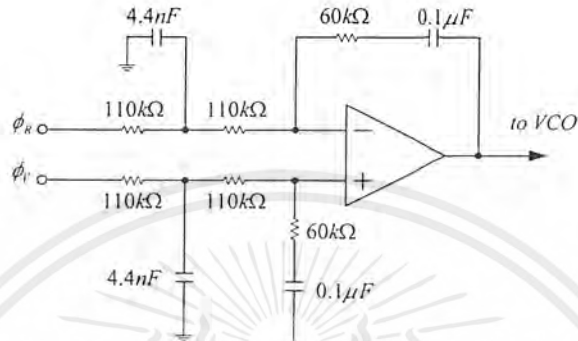
$$R_2 = \frac{2\delta}{\omega_n C_1} = \frac{2 \times 0.8}{266.575 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 60.020 \text{ k}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} = \frac{4}{2 \times 22.9116 \times 10^3 \times 20 \times 100} = 4.486 \text{ nF}$$

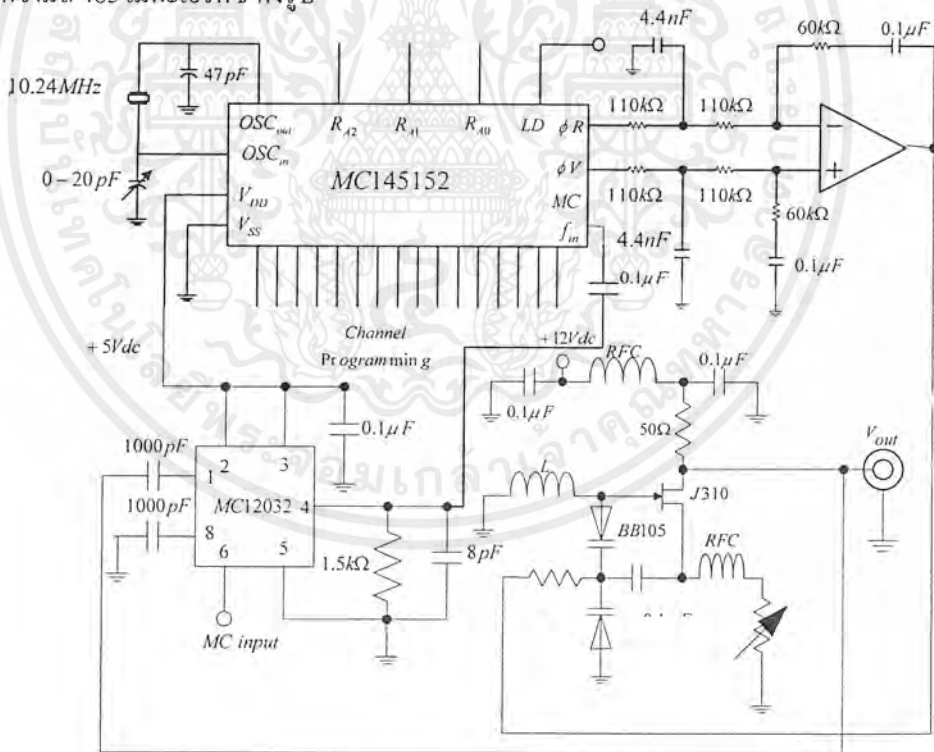
ตามคำแนะนำ ให้  $R_1$  แบ่งเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณคือ  $110 \text{ k}\Omega$  และ  $110 \text{ k}\Omega$  ตามลำดับ  $R_2$  ประมาณ  $60 \text{ k}\Omega$

นำมาสร้างเป็นวงจร รูปฟิลเตอร์ ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.35



รูปที่ 3.35 วงจรรูปฟิลเตอร์

หลังจากทำการคำนวณได้ดังนี้แล้ว นำวงจรในแต่ละส่วนรวมเข้าด้วยกัน จะได้วงจรสังเคราะห์ ความถี่ที่ค่าความถี่ 485 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังรูป

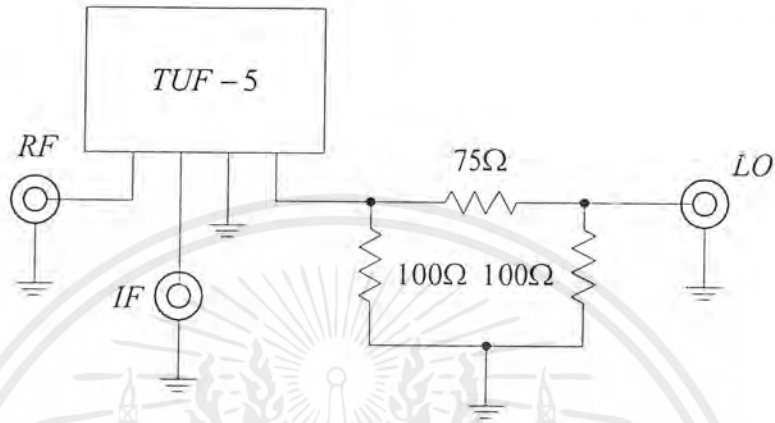


รูปที่ 3.36 วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 485 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.13 การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer)

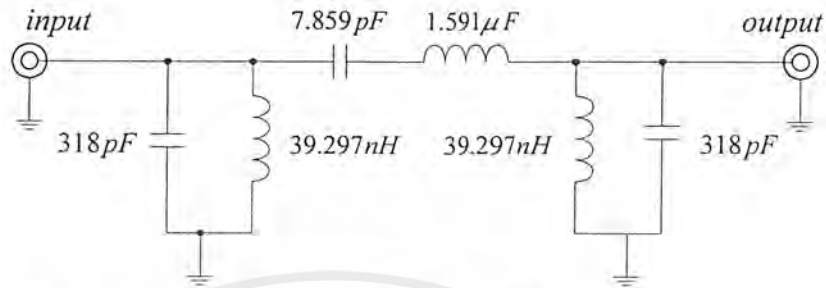
ใช้ไอซีเบอร์ TUF-5 โดยให้สัญญาณความถี่กลางที่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นความถี่วิทยุ และให้สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 485 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นความถี่โลคอส โดยต่อวงจรดังรูปที่ 3.25 จะได้เอาต์พุต IF ออกมาซึ่งมาเราต้องการเฉพาะค่าผลต่างของความถี่วิทยุและความถี่โลคอส เท่านั้นดังนั้นจึงต้องนำเอาต์พุตจากวงจรนี้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอีกครั้งหนึ่งเพื่อกรองเอาฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการทิ้งไป



รูปที่ 3.37 วงจรมิกเซอร์ที่ไอเอฟ 45 เมกะเฮิร์ตซ์

### 3.14 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่กึ่งกลางความถี่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์

ออกแบบโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านชนิดบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 3 โดยทำการคำนวณเช่นเดียวกันกับการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านที่กึ่งกลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์จะได้วงจรกรองความถี่ผ่านอันดับ 6 ที่ความถี่กึ่งกลาง 45 เมกะเฮิร์ตซ์ แบนด์วิดท์ 10 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังรูป



รูปที่ 3.38 วงจรกรองความถี่ผ่านที่กึ่งกลางความถี่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์

### 3.15 การคำนวณวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็กที่ความถี่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์

ในการสร้างเราเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N5179 และไบอัสทรานซิสเตอร์โดยให้  $V_{CE} = 6$   $V_{DC}$  และ  $I_C = 5.0 \text{ mA}_{DC}$  จากค่าตัวชี้จะทราบค่าของ S พารามิเตอร์ที่ความถี่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์ดังนี้

$$S_{11} = 0.9 \angle 325^\circ$$

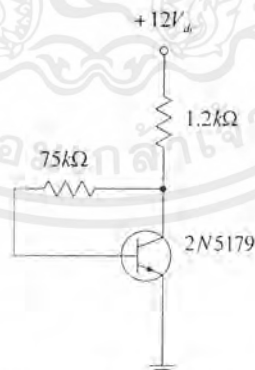
$$S_{12} = 0.015 \angle 70^\circ$$

$$S_{21} = 10 \angle 144^\circ$$

$$S_{22} = 0.88 \angle 350^\circ$$

เมื่อทราบค่า S พารามิเตอร์แล้วจึงทำการคำนวณตามขั้นตอนดังนี้

1. ทำการไบอัสวงจรให้ได้ค่า  $V_{CE} = 6 V_{DC}$  และ  $I_C = 5.0 \text{ mA}_{DC}$  จะได้วงจรดังนี้



รูปที่ 3.39 วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

2. หาค่า  $D_S$  จากสมการ

$$\begin{aligned} D_S &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\ &= (0.33 \angle -75^\circ)(0.64 \angle -25^\circ) - (0.04 \angle 65^\circ)(12.33 \angle 115^\circ) \\ &= 0.21 \angle -100^\circ + 0.15 \angle 34^\circ \\ &= 0.49 \angle -24.51^\circ \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3. ค่าของเสถียรภาพ (K) จากสมการ

$$\begin{aligned}
 K &= \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|} \\
 &= \frac{1 + |0.833|^2 - |0.9|^2 - |0.88|^2}{2 |0.015 \times 10|} \\
 &= 0.365
 \end{aligned}$$

เนื่องจาก  $K < 1$  ดังนั้นวงจรอยู่ในสถานะคอนดิชันนอลเสถียรภาพ (Conditional Stability)

### 4. เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด-ซอร์สของวงจรขยายสัญญาณ เพื่อใช้ในการแมชชิงอิมพีแดนซ์กับวงจรอื่น ๆ

#### 4.1 หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุตจากสมการ

$$\begin{aligned}
 r_{S1} &= \frac{S_{11}^* - D_S^* S_{22}}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \\
 &= \frac{0.9 \angle -325^\circ - 0.833 \angle 34.82^\circ * 0.88 \angle 350^\circ}{|0.9|^2 - |0.833|^2} \\
 &= \frac{0.9 \angle -325^\circ - 0.733 \angle 24.82^\circ}{|0.9|^2 - |0.833|^2} \\
 &= 1.896 \angle 70.96^\circ
 \end{aligned}$$

#### 4.2 หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุตจากสมการ

$$\begin{aligned}
 p_{S1} &= \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \right| \\
 &= \frac{10 \times 0.015}{0.116} \\
 &= 1.293
 \end{aligned}$$

#### 4.3 หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุตจากสมการ

$$\begin{aligned}
 r_{S2} &= \frac{S_{22}^* - D_S^* S_{11}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \\
 &= \frac{0.88 \angle -350^\circ - 0.833 \angle 34.82^\circ * 0.9 \angle 325^\circ}{|0.88|^2 - |0.833|^2} \\
 &= \frac{0.88 \angle -350^\circ - 0.749 \angle -0.18^\circ}{|0.88|^2 - |0.833|^2} \\
 &= \frac{0.194 \angle 52.833^\circ}{0.08} \\
 &= 2.425 \angle 52.833^\circ
 \end{aligned}$$

#### 4.4 หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุตจากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 p_{S2} &= \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \right| \\
 &= \frac{0.15}{0.08} \\
 &= 1.875
 \end{aligned}$$

4.5 คำนวณค่าเกนสูงสุดที่ยังคงเสถียรภาพ

$$\begin{aligned}
 G_{\max} &= \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \\
 &= \frac{10}{0.015} = 666.66 \\
 &= 28.23 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

4.6 หาค่าของเกนที่ต้องการจากสมการ

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

โดยต้องการเกน 23 dB (200 เท่า)

$$\begin{aligned}
 &= \frac{200}{10^2} \\
 &= 2
 \end{aligned}$$

4.7 จุดศูนย์กลางของวงกลมซึ่งมีเกนคงที่จากสมการ

$$\begin{aligned}
 r_o &= \frac{G(S_{22} - D_S S_{11}^*)}{1 + (|S_{22}|^2 - |D_S|^2)G} \\
 &= \frac{2 \times 0.194 \angle 52.833^\circ}{1 + 0.08(2)} \\
 &= 0.334 \angle 52.833^\circ
 \end{aligned}$$

4.8 รัศมีของวงกลมที่มีเกนคงที่จากสมการ

$$\begin{aligned}
 p_o &= \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + (|S_{22}|^2 - |D_S|^2)G} \\
 &= \frac{\sqrt{1 - (2 \times 0.365 \times 0.015 \times 10 \times 2) + (0.015 \times 10 \times 2)^2}}{(1 + 0.08(2))} \\
 &= 0.804
 \end{aligned}$$

4.9 หา ส.ป.ส. การสะท้อนของซอร์สจากสมการ โดยจากสมิทซ์ชาร์ทเลือกจุดที่  $Z_L = 1 - j1.8$

$$\begin{aligned}
 \text{จาก } \Gamma_l &= \frac{(Z_l - 1)}{(Z_l + 1)} \\
 &= 0.669 \angle -48.02^\circ
 \end{aligned}$$

$$\Gamma_s = \left[ S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_l}{1 - (\Gamma_l \cdot S_{22})} \right]^*$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$= \left[ 0.9 \angle 325^\circ + \frac{(0.15 \angle 214^\circ * 0.669 \angle -48.02^\circ)}{1 - (0.669 \angle -48.02^\circ * 0.88 \angle 350^\circ)} \right]^*$$

$$\Gamma_S = 0.787 \angle -32.806^\circ$$

และ

$$Z_S = \frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S}$$

$$= \frac{1 + 0.787 \angle -32.806^\circ}{1 - 0.787 \angle -32.806^\circ}$$

$$= 3.1525 \angle -65.94^\circ$$

$$= 1.28 - j2.87$$

$$Z_{in} = Z_S \times 50 = 64 + j143.5$$

จาก

$$Z_{out} = Z_L \times 50 = 50 + j90$$

## 4.10 คำนวณวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์

ที่อินพุต

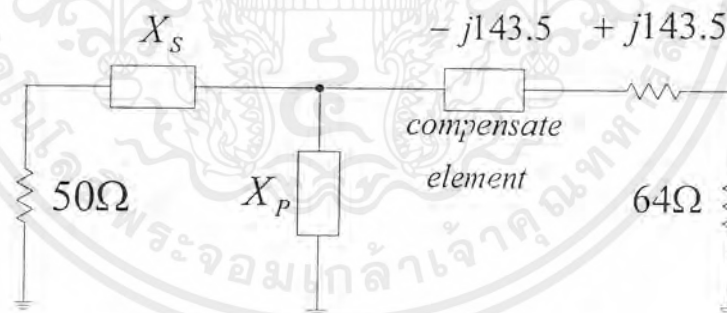
จาก  $Z_{in} = 64 + j143.5$

คำนวณค่า

$$Q = \sqrt{\frac{R_{in}}{R_S} - 1}$$

$$= \sqrt{\frac{64}{50} - 1}$$

$$= 0.529$$



รูปที่ 3.40 วงจรแมชชิงอินพุตของทรานซิสเตอร์

$$X_P = \frac{R}{Q} = \frac{64}{0.529} = 120.98$$

$$X_S = RQ = 50 \times 0.529 = 26.45$$

$$X_C = -j143.5$$

เลือก  $X_S = X_L$  และ  $X_P = X_C$ 

$$X_S = +j26.45$$

$$L = \frac{26.45}{2\pi \times 45 \times 10^6} = 93.54 \text{ nH}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

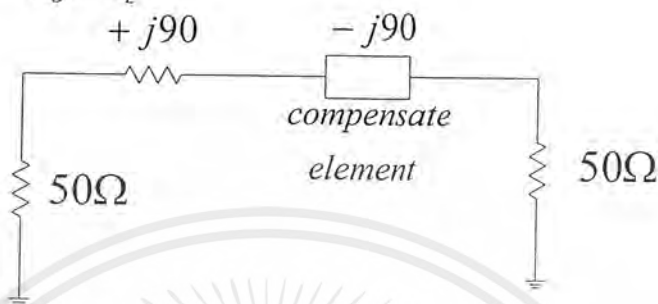
$$X_p = -j12.98 \quad C = \frac{1}{2\pi \times 45 \times 10^6 \times 120.98} = 29.23 \text{ pF}$$

$$X_c = -j143.5$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 45 \times 10^6 \times 143.5} = 24.64 \text{ pF}$$

ที่เอาต์พุต จาก  $Z_{out} = 50 + j90$

จะได้  $R_o = R_L$



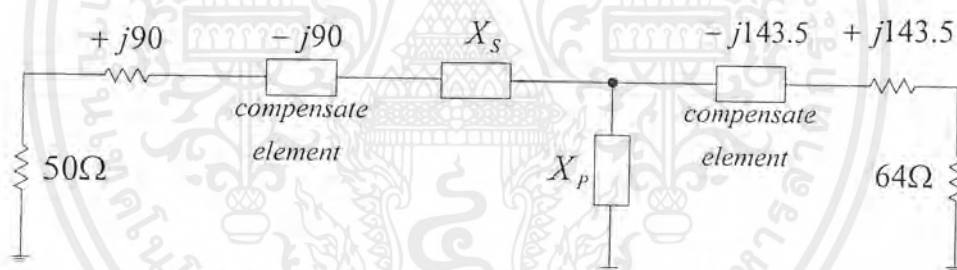
รูปที่ 3.41 วงจรแมชชีนนิ่งเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์

$$X_{COM} = -j90 \quad C = \frac{1}{2\pi \times 45 \times 10^6 \times 90} = 39.29 \text{ pF}$$

เมื่อมีการต่อระหว่างสเตจเข้าด้วยกัน

จำเป็นต้องมีการคำนวณแมชชีนนิ่งอิมพีแดนซ์ระหว่างสเตจ

ด้วย



รูปที่ 3.42 วงจรแมชชีนนิ่งระหว่างสเตจของทรานซิสเตอร์

คำนวณหาค่า

$$Q = \sqrt{\frac{R_m}{R_o} - 1} = \sqrt{\frac{64}{50} - 1} = 0.529$$

$$X_p = \frac{R_{in}}{Q} = \frac{64}{0.529} = 120.98$$

$$X_s = R_o Q = 50 \times 0.529 = 26.45$$

เลือก  $X_s = X_c$  และ  $X_p = X_L$

$$X_c = -j26.45 - j90$$

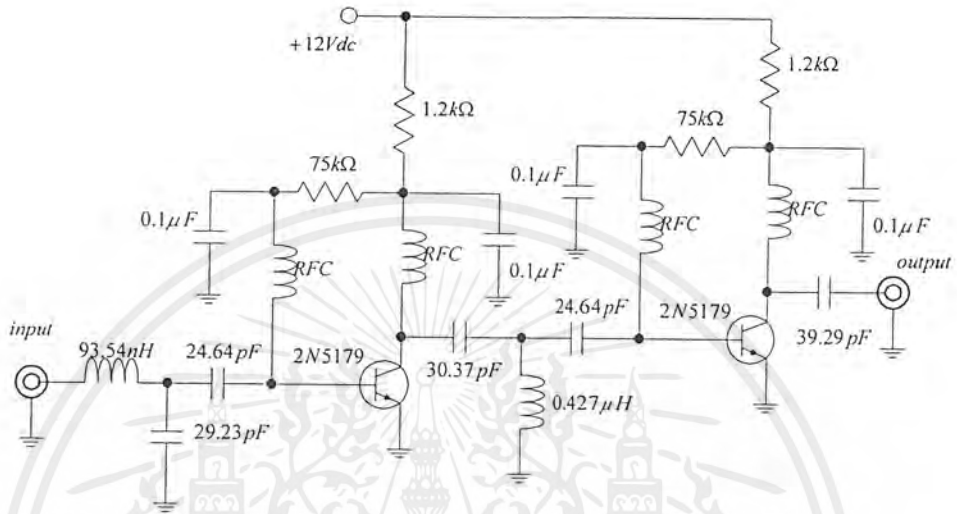
$$= -j116.45 \quad C = \frac{1}{2\pi \times 45 \times 10^6 \times 116.45} = 30.37 \text{ pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

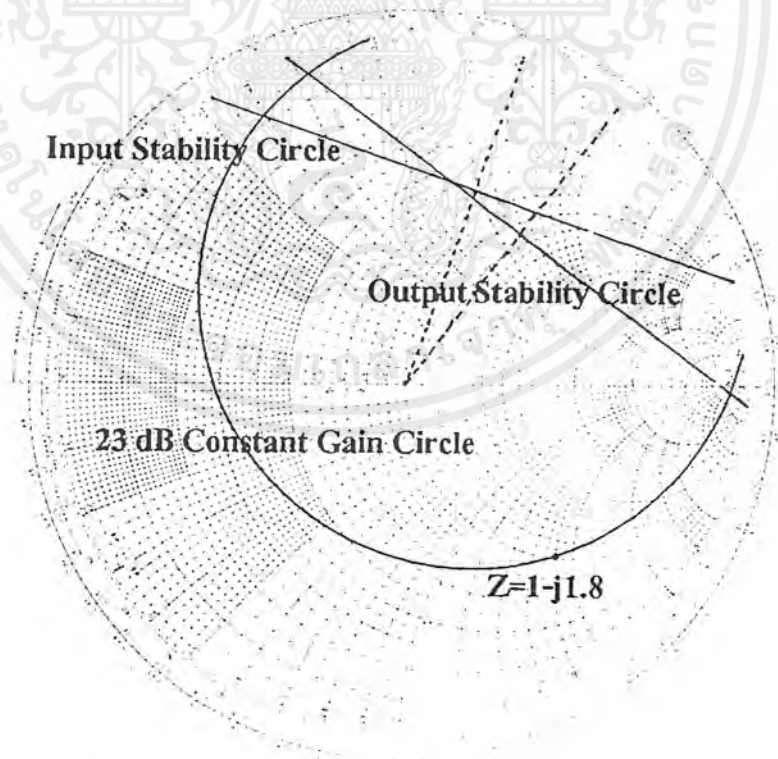
$$X_L = +j120.98 \quad L = \frac{120.98}{2\pi \times 45 \times 10^6} = 0.427 \mu H$$

$$X_{COM} = -j143.5 \quad C = \frac{1}{2\pi \times 45 \times 10^6 \times 143.5} = 24.64 pF$$

ดังนั้นจะได้วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟที่ความถี่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นดังรูป



รูปที่ 3.43 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟที่ความถี่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.44 สมบัติขั้วของวงจขยายที่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์

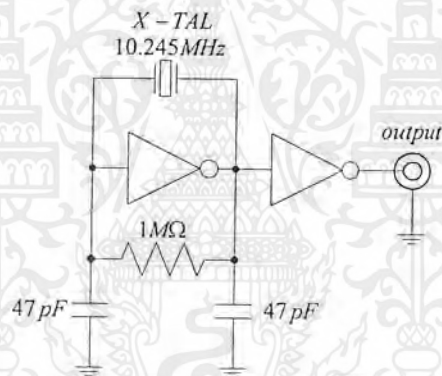
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.16 วงจรเอเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (AM Demodulator)

เพื่อที่จะทำการดีมอดูเลชันเอเอ็มกลับออกมา ต้องทำการย้ายย่านความถี่กึ่งกลางจาก 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ มาที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์เสียก่อน

#### 3.16.1 การออกแบบวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator)

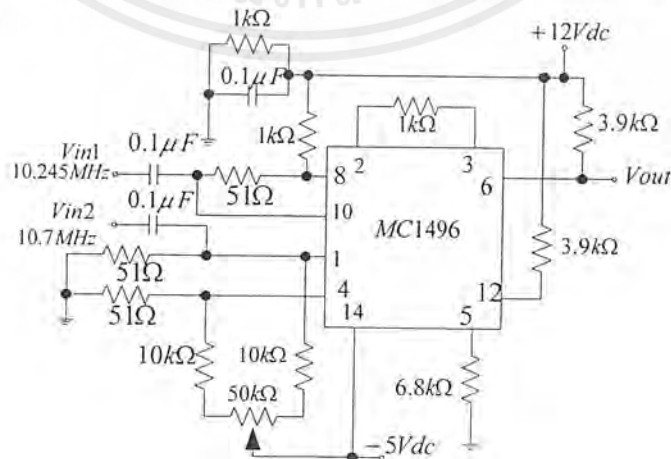
ในส่วนของการดีมอดูเลชันสัญญาณเอเอ็มต้องทำการย้ายย่านความถี่กึ่งกลางจากความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ มาที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ นั่นคือจำเป็นต้องมีสัญญาณพาหะความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อใช้ในการย้ายย่านความถี่ ในการทดลองนี้เลือกใช้วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ แต่ลำพังตัวคริสตอลเองนั้น ไม่สามารถที่จะกำเนิดความถี่เองได้ จะต้องใช้ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และ อินเวอร์เตอร์ในการทำงาน ค่าตัวเก็บประจุส่วนใหญ่จะเลือกใช้ความถี่ที่มีความถี่มีค่าน้อยอยู่ในช่วงระหว่าง 10 – 100 pF แต่ในการทดลองเลือกใช้ค่าประมาณ 33 pF ส่วนความต้านทานที่ขนานกับผลึกแร่ จะต้องใช้ค่าความต้านทานที่มีค่ามากๆ อยู่ในช่วง 1–10 MΩ แต่เราเลือกค่าที่ใช้ในการทดลองที่ค่าประมาณ 1 MΩ ส่วนอินเวอร์เตอร์ที่จะใช้งานมีให้เลือกหลายตระกูลด้วยกันเช่น CMOS หรือ TTL เป็นต้น การทดลองนี้เลือกใช้ไอซีตระกูลซีมอส เบอร์ 7404 ผลึกแร่ที่ใช้งานเลือกที่ 10.245 เฮิร์ตซ์ จะได้วงจรที่สมบูรณ์ดังรูปที่ 3.45



รูปที่ 3.45 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์

#### 3.16.2 การออกแบบวงจรมิกเซอร์

เพื่อทำการย้ายย่านความถี่ลงมาจำเป็นต้องมีมิกเซอร์ด้วย โดยใช้ไอซีเบอร์ MC1496 ต่อเป็นวงจรมิกเซอร์ดังรูปที่ 3.46

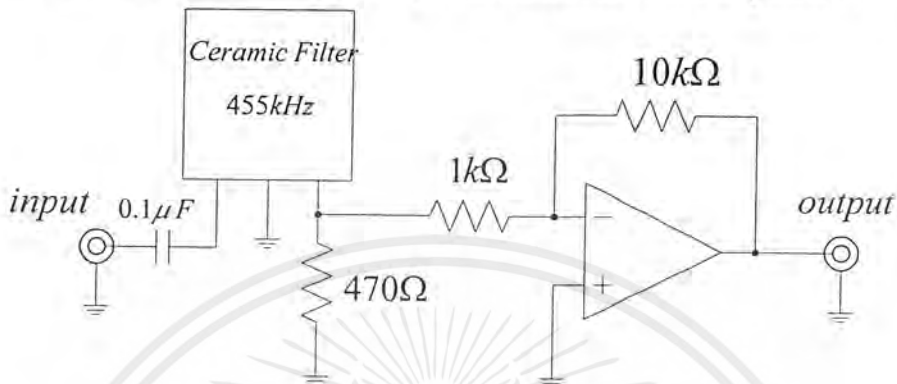


รูปที่ 3.46 วงจรมิกเซอร์ด้วยไอซีเบอร์ MC1496

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.16.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านที่ความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์

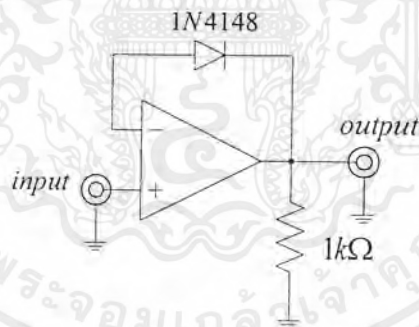
เอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ จะประกอบไปด้วยความถี่หลายความถี่จึงต้องนำวงจรกรองความถี่ผ่านมากรองเอาเฉพาะความถี่ที่ต้องการออกมา โดยใช้วงจรเซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter) ที่ความถี่กึ่งกลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ทำการต่อวงจรดังรูป โดยจะทำการต่อวงจรขยายแบบกลับเฟสที่มีอัตราขยาย 10 dB เพื่อทำการขยายขนาดสัญญาณให้สูงขึ้นก่อนที่จะส่งไปทำการดีมอดูเลตต่อไป



รูปที่ 3.47 วงจรกรองความถี่ผ่านที่กึ่งกลางความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์

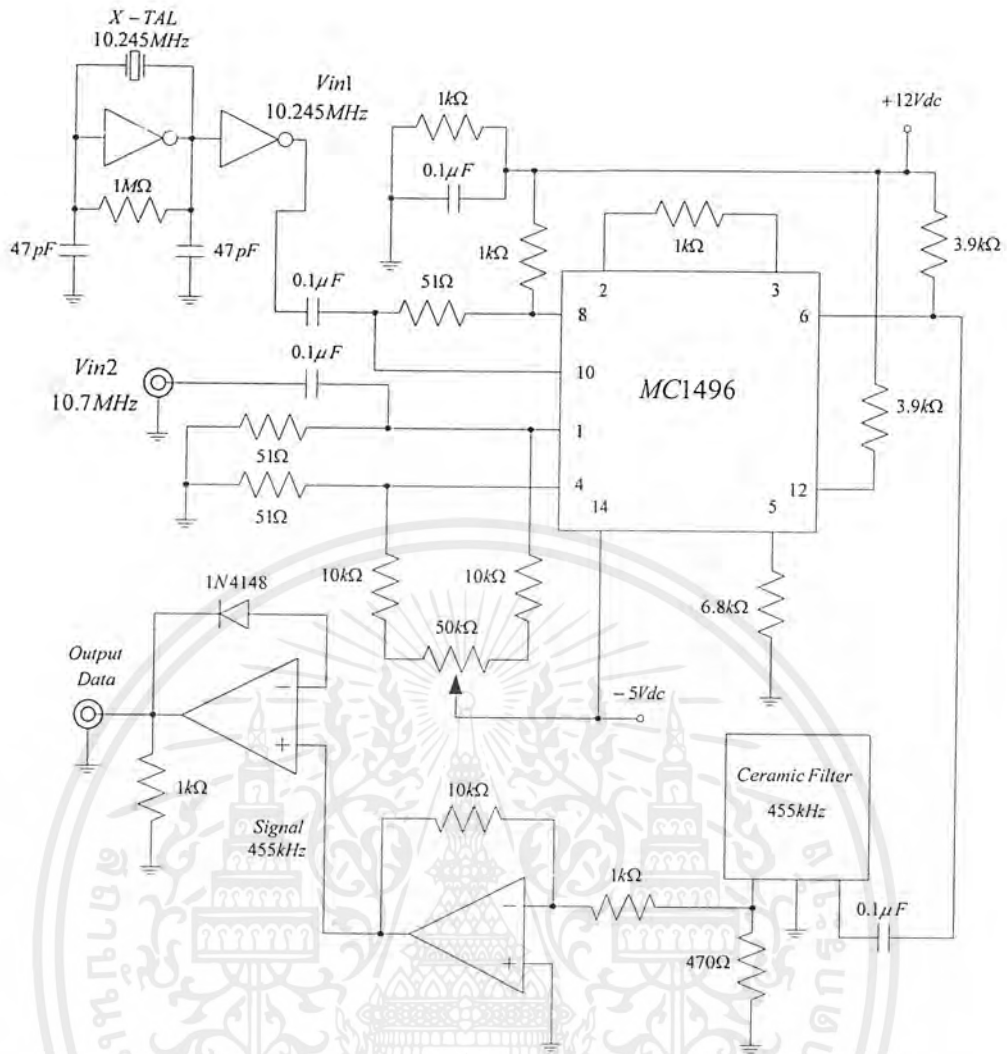
### 3.16.4 การออกแบบวงจรเอเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (AM-Demodulator)

โดยใช้หลักการของวงจรดีเทกทกรอบ (envelope detector) และใช้ไดโอดเข้าร่วมด้วยเพื่อให้สามารถดีเทกสัญญาณที่มีขนาดเล็กกว่าแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดได้ หรือสัญญาณเอเอ็มที่มีค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ (modulation index) สูงๆ ได้ โดยจะได้อวงจรดังรูป



รูปที่ 3.48 วงจรดีเทกทกรอบแบบใช้ไดโอดเข้าร่วม

เมื่อทำการนำวงจรที่ออกแบบในแต่ละส่วนมาต่อรวมเข้าด้วยกัน จะเป็นส่วนของวงจรเอเอ็มดีมอดูเลเตอร์ดังรูป



รูปที่ 3.49 วงจรรวมของส่วนเอเอ็มดีมอดูเลเตอร์

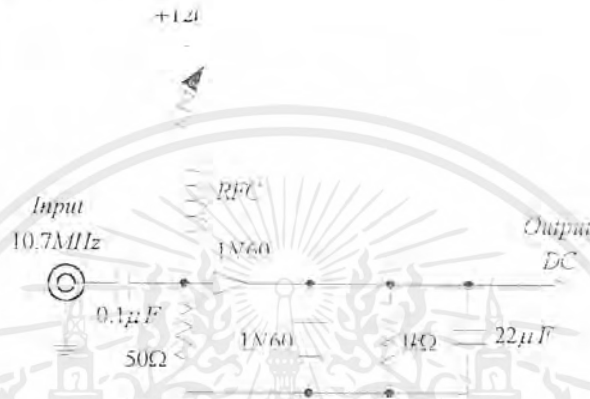
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.17 การออกแบบวงจรขยายเชิงลอการิทึม (Logarithm Amplifier)

ในเครื่องรับโดยทั่วไป จะรับย่านสัญญาณเข้าที่กว้างๆ และสัญญาณมักมีขนาดแตกต่างกันมากและเข้ามาในเวลาใกล้เคียงกัน จึงต้องพยายามบีบย่านสัญญาณเข้าที่กว้างให้เป็นย่านสัญญาณแคบลง โดยใช้ วงจรขยายเชิงลอการิทึม ซึ่งอาศัยคุณสมบัติของ ไดโอด ในการสร้าง โดยจะประกอบไปด้วยวงจรดังดังนี้

#### 3.17.1 การออกแบบวงจรดีเทกต์ระดับสัญญาณ (Level Detector)

วงจรดีเทกต์สัญญาณจะเปลี่ยนสัญญาณอินพุตที่เข้ามาเป็นสัญญาณ ไฟตรง เพื่อป้อนต่อไปยังวงจรขยายเชิงเส้น โดยจะได้วงจรดังรูป



รูปที่ 3.50 วงจรดีเทกต์ระดับสัญญาณ

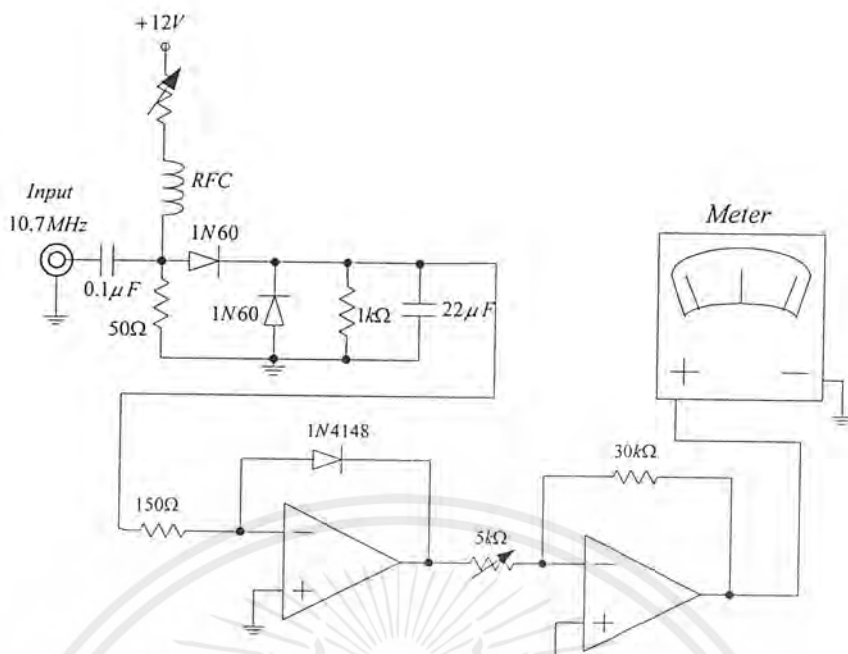
#### 3.17.2 การออกแบบวงจรขยายเชิงลอการิทึมด้วยไดโอด

สัญญาณที่ได้จากวงจรดีเทกต์ระดับสัญญาณจะถูกบีบช่องสัญญาณ ให้แคบลงเพื่อนำไปใช้ต่อไป ด้วยวงจรขยายเชิงลอการิทึม และเนื่องจากสัญญาณ ไฟตรงที่ได้จากวงจรขยายเชิงลอการิทึมมีขนาดเล็ก และเป็นสัญญาณ ไฟลบ จึงนำมาผ่านวงจรขยายแบบกลับเฟสที่สามารถปรับค่าเกน ได้ ดังแสดงดังรูป



รูปที่ 3.51 วงจรขยายเชิงลอการิทึมด้วยไดโอด

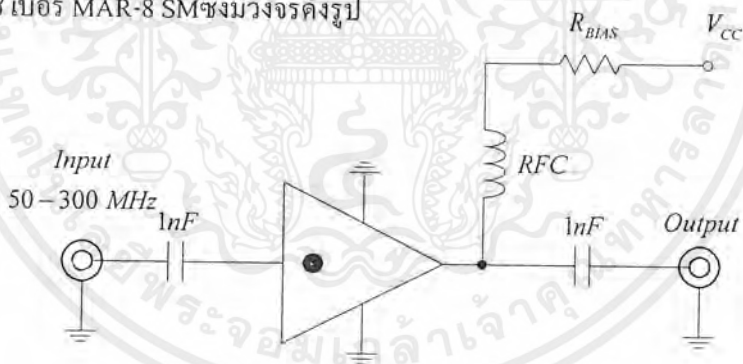
โดยจะนำเอาค่าพีคที่ได้จากวงจรขยายไอเอฟที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์มาใช้ในการตรวจสอบค่าระดับสัญญาณ ดังนั้นจะได้วงจร ในส่วนของวงจรตรวจสอบค่าระดับสัญญาณที่รับได้ดังรูป



รูปที่ 3.52 วงจรตรวจสอบระดับสัญญาณที่รับได้

3.18 การออกแบบวงจรขยายแบนด์กว้าง (Wideband Amplifier)

สัญญาณที่รับเข้ามาที่วงจรส่วนหน้าของเครื่องรับ จะมีขนาดสัญญาณเล็กมาก จึงทำการต่อวงจรขยายแบนด์กว้าง เพื่อเพิ่มขนาดสัญญาณให้มีขนาดสูงขึ้นเพียงพอที่จะส่งไปยังส่วนต่อไป โดยทำการออกแบบโดยใช้ ไอซี เบอร์ MAR-8 SM ซึ่งมีวงจรดังรูป

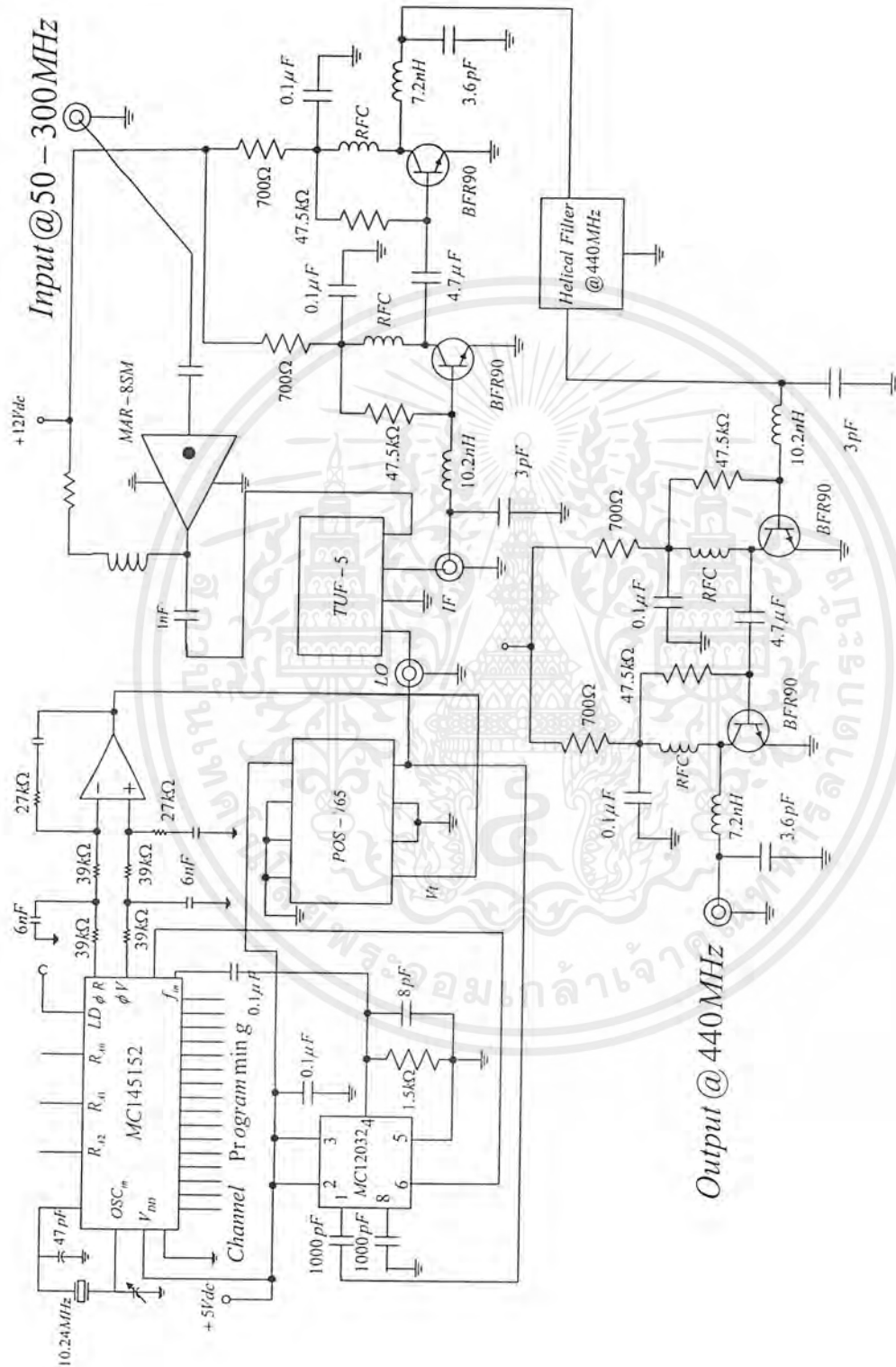


รูปที่ 3.53 วงจรขยายแบนด์กว้าง โดยใช้ไอซีเบอร์ MAR-8SM

โดยทำการคำนวณค่าความต้านทานที่ต่อไบอัส จากค่าตัวชี้ต แนะนำให้ใช้ค่ากระแสที่ขา 3 มีค่า 36 มิลลิแอมป์ และโวลเตจ 7.8 โวลต์ เมื่อป้อนไฟเลี้ยง 12 โวลต์ จะได้

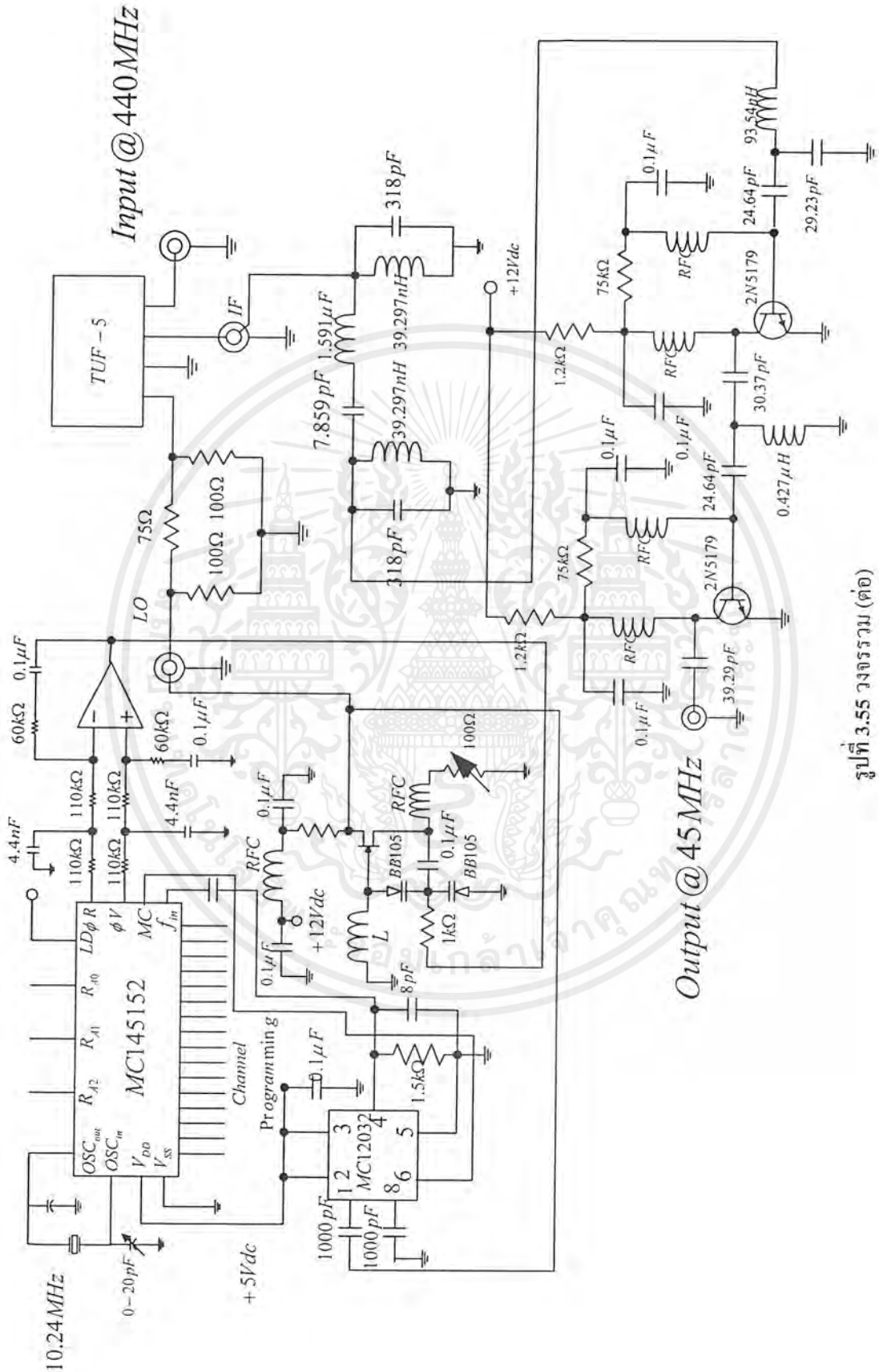
$$R_{BIAS} = \frac{12 - 7.8}{36mA} = 116.67\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



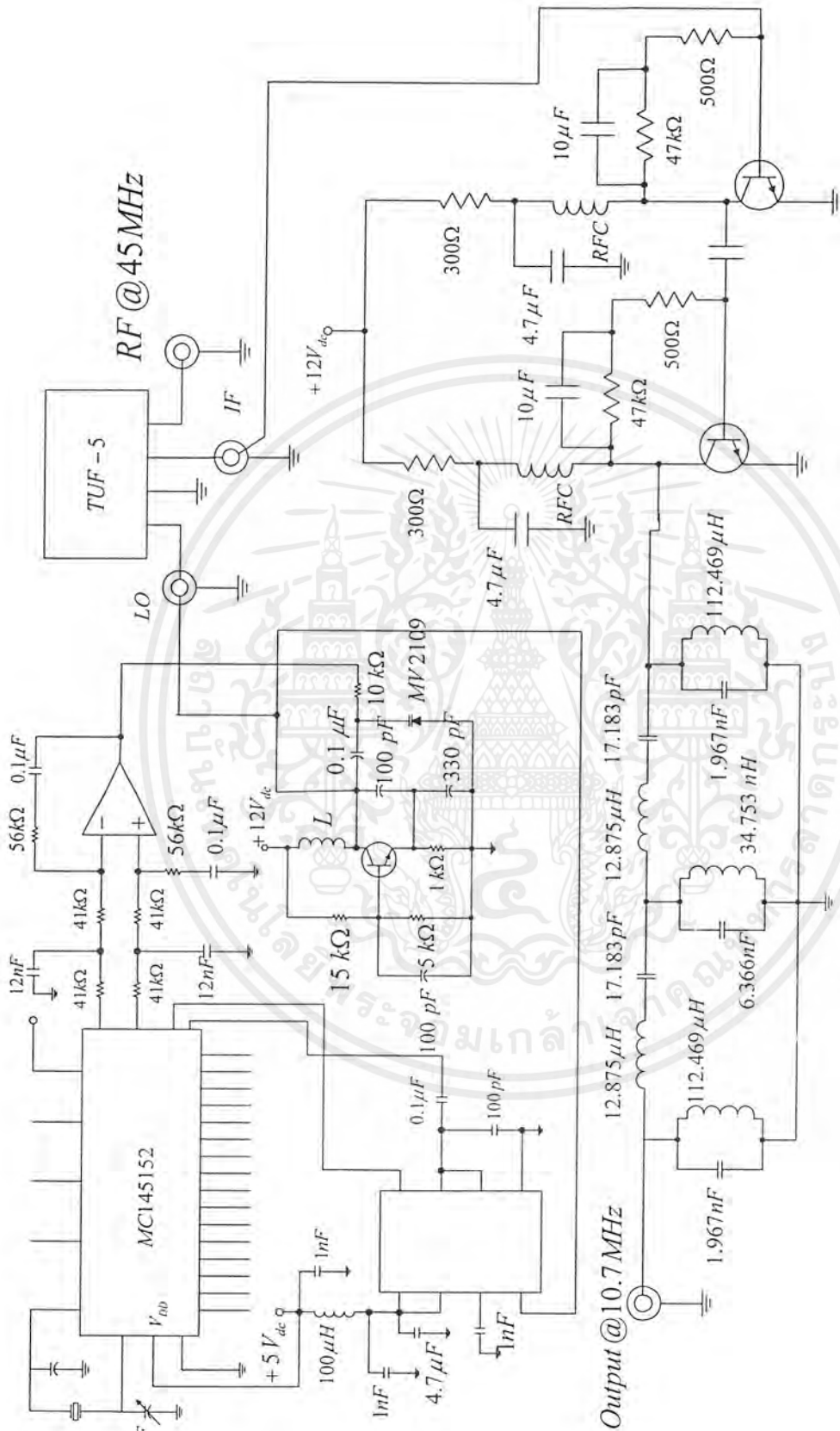
รูปที่ 3.54 วงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



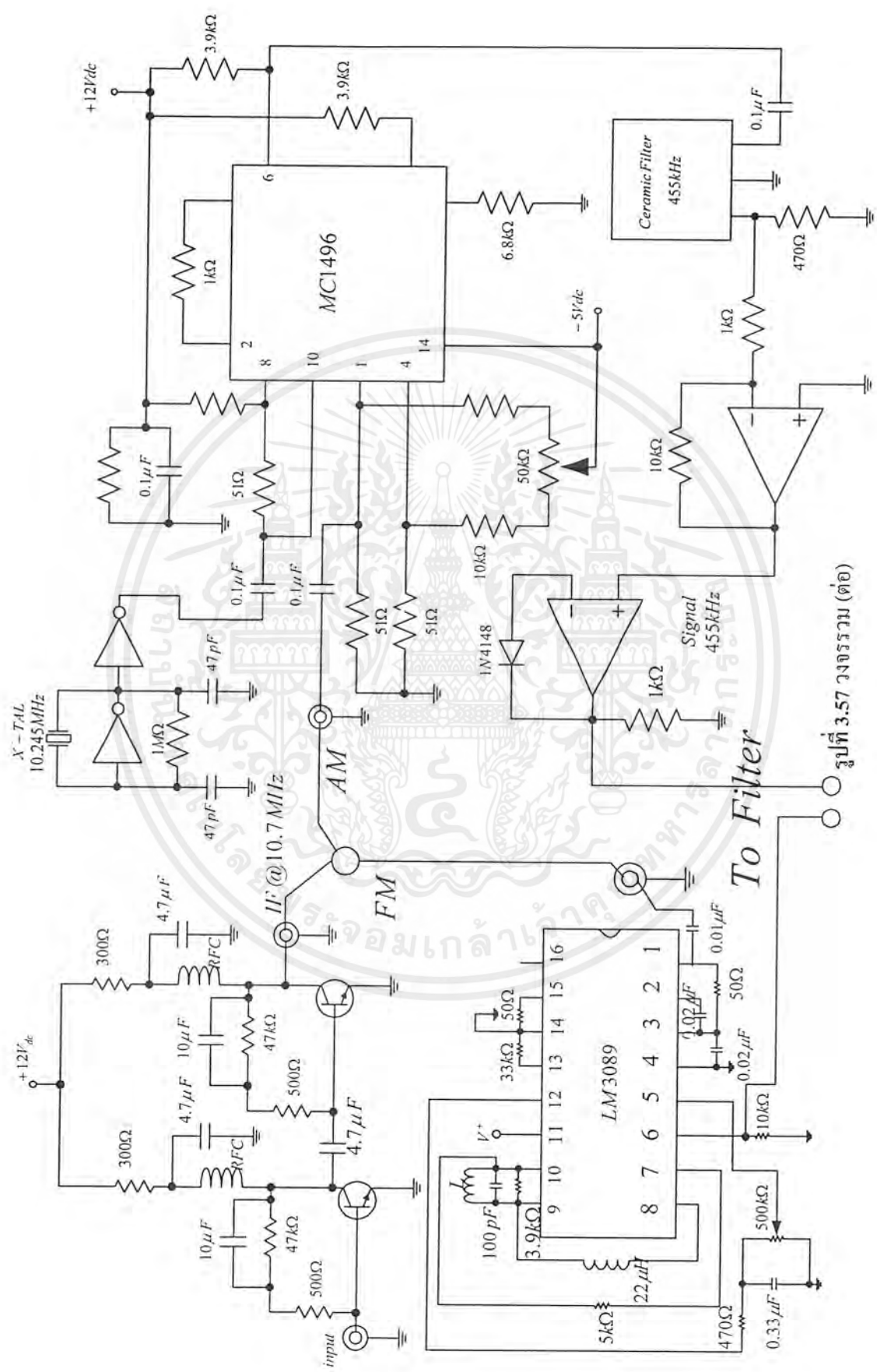
รูปที่ 3.55 วงจรรวม (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

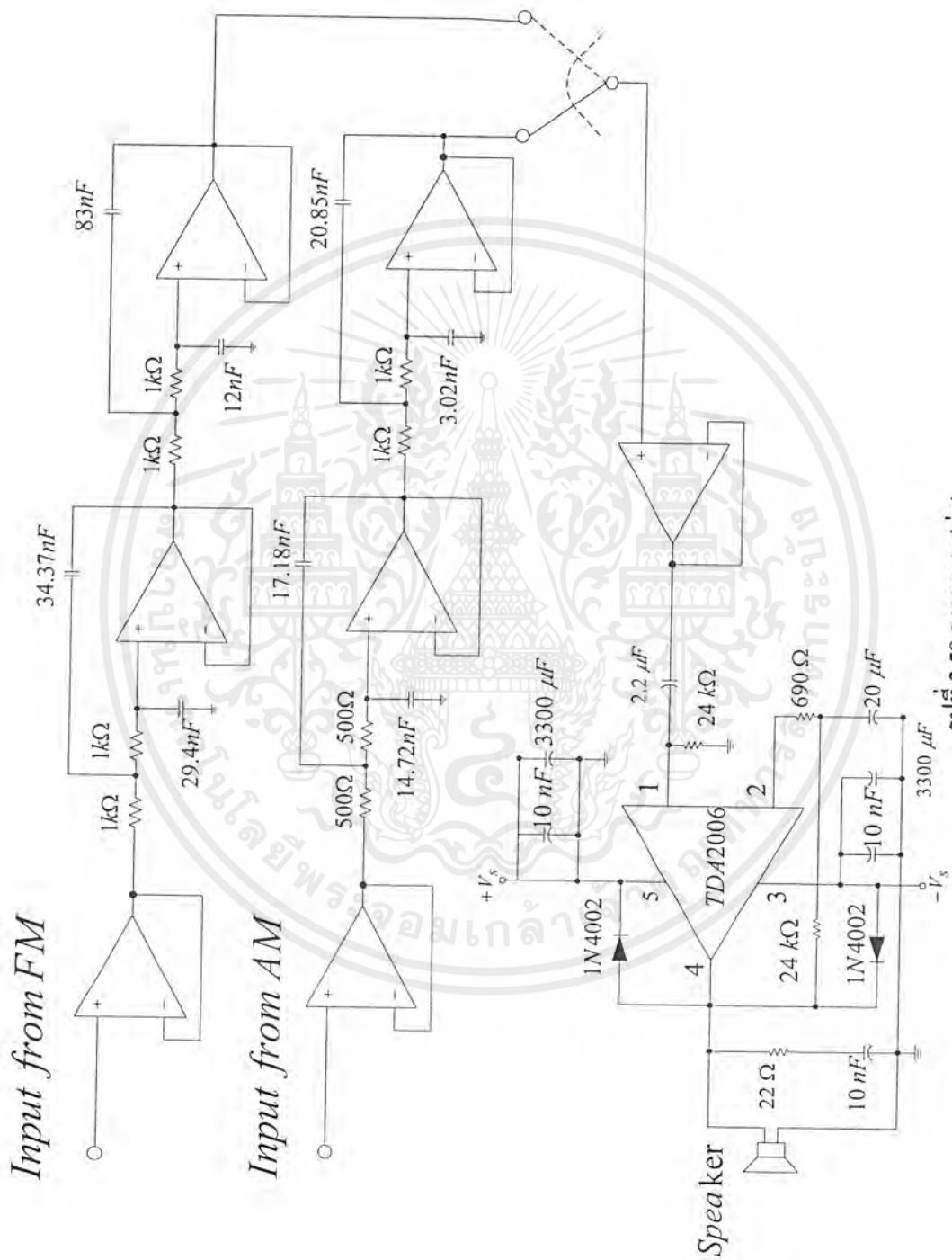


รูปที่ 3.56 วงจรรวม (ต่อ)

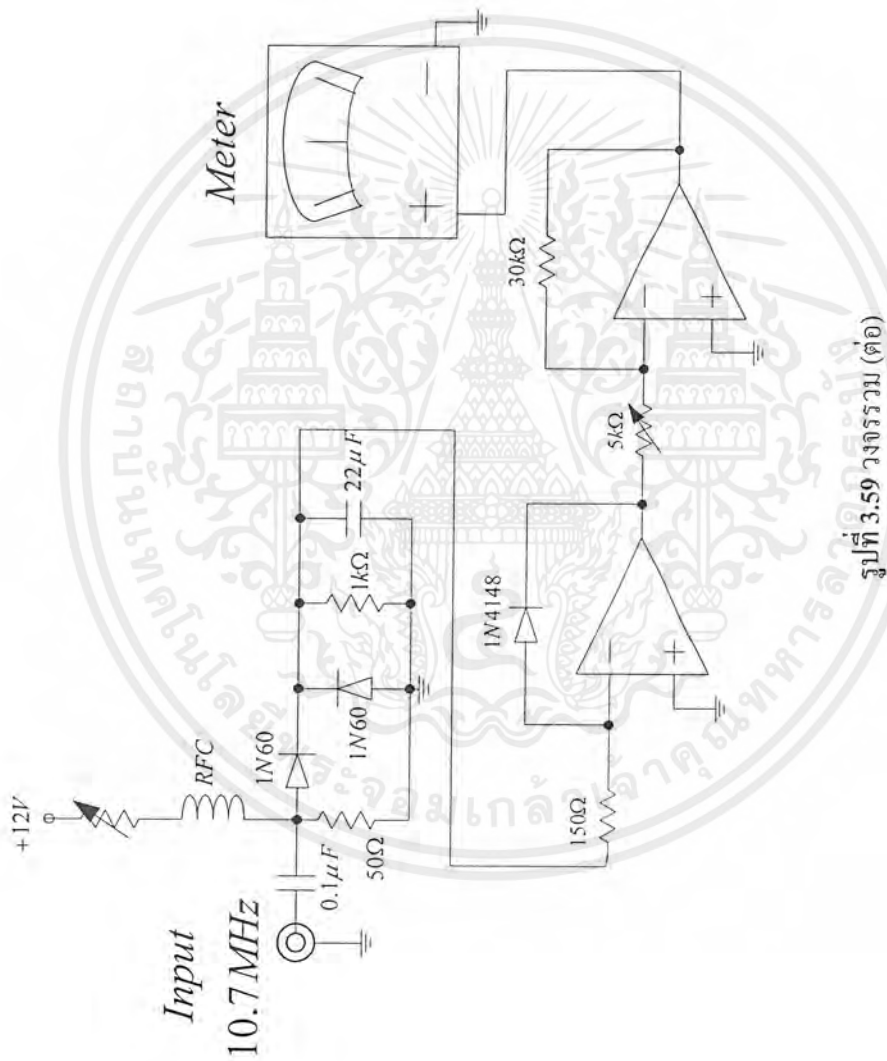
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

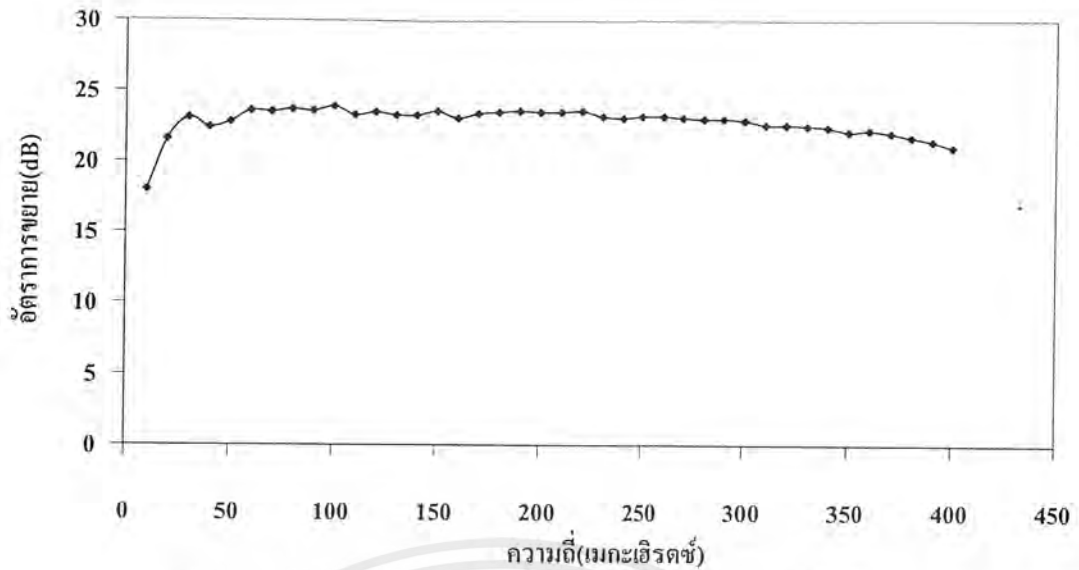
โครงการเครื่องวัดความแรงของสัญญาณความถี่วิทยุนี้ถูกออกแบบให้ใช้งาน ในช่วงความถี่ 50–300 เมกะเฮิรตซ์ โดยวิธีการทริปเปิดคอนเวอร์ชัน ดังจะมีผลการทดลองดังต่อไปนี้

#### 4.1 วงจรขยายแบนด์กว้าง (Wideband Amplifier)

วงจรขยายแบนด์กว้างจะทำการขยายสัญญาณที่รับได้ทางสายอากาศ โดยทดลองป้อนค่าความถี่ต่างๆ ที่ขนาดสัญญาณ  $-50$  dBm แล้วทำการวัดเอาต์พุต ได้ผลการทดลองดังนี้

ความถี่ (MHz)	เกน(dB)	ความถี่ (MHz)	เกน(dB)	ความถี่ (MHz)	เกน(dB)
10	18	150	23.6	290	23
20	21.6	160	23.1	300	22.9
30	23.1	170	23.4	310	22.6
40	22.4	180	23.5	320	22.6
50	22.8	190	23.6	330	22.5
60	23.6	200	23.5	340	22.5
70	23.5	210	23.5	350	22.1
80	23.7	220	23.6	360	22.2
90	23.6	230	23.2	370	22
100	23.9	240	23.1	380	21.7
110	23.3	250	23.2	390	21.4
120	23.5	260	23.2	400	21
130	23.3	270	23.1		
140	23.3	280	23		

ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายของวงจรขยายแบนด์กว้าง



รูปที่ 4.1 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายแบนด์กว้าง

#### 4.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 490-740 เมกะเฮิรตซ์ (490-740 MHz Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 490-740 เมกะเฮิรตซ์ ใช้เป็นตัวกำเนิดสัญญาณความถี่ไอคอสเพื่อลดความถี่ของสัญญาณอินพุตลงให้ได้เป็นสัญญาณ IF ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 490-740 เมกะเฮิรตซ์ ประกอบด้วยผลการทดลองต่างๆ ดังต่อไปนี้

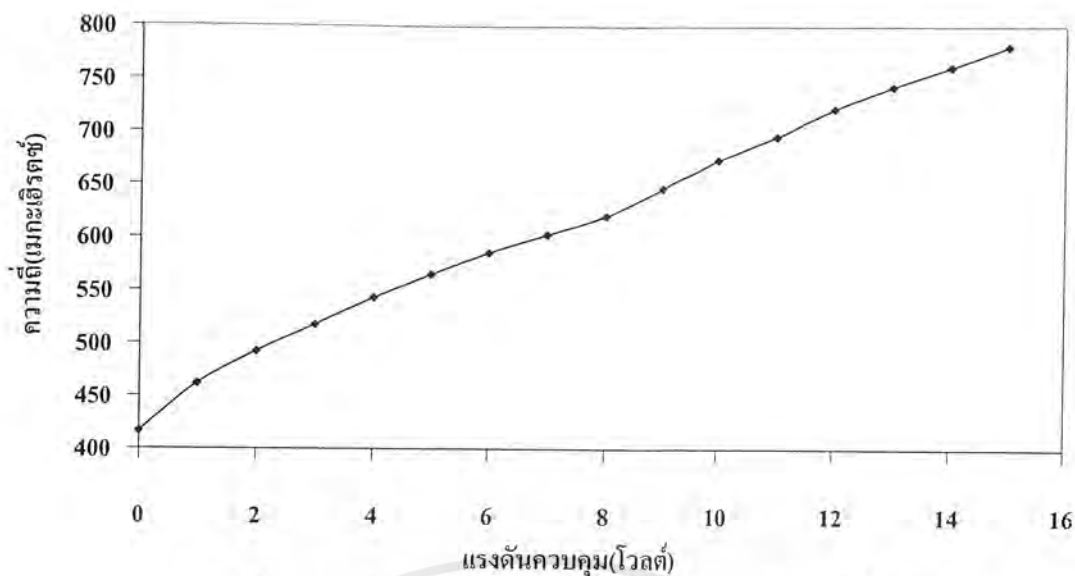
##### 4.2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม (VCO : Voltage Control Oscillator)

ผลการทดลองโดยการป้อนระดับแรงดันควบคุม โดยปรับค่าแรงดันควบคุมตั้งแต่ 0 ถึง 15 โวลต์ แสดงได้ตามตารางที่ 4.2 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจร VCO

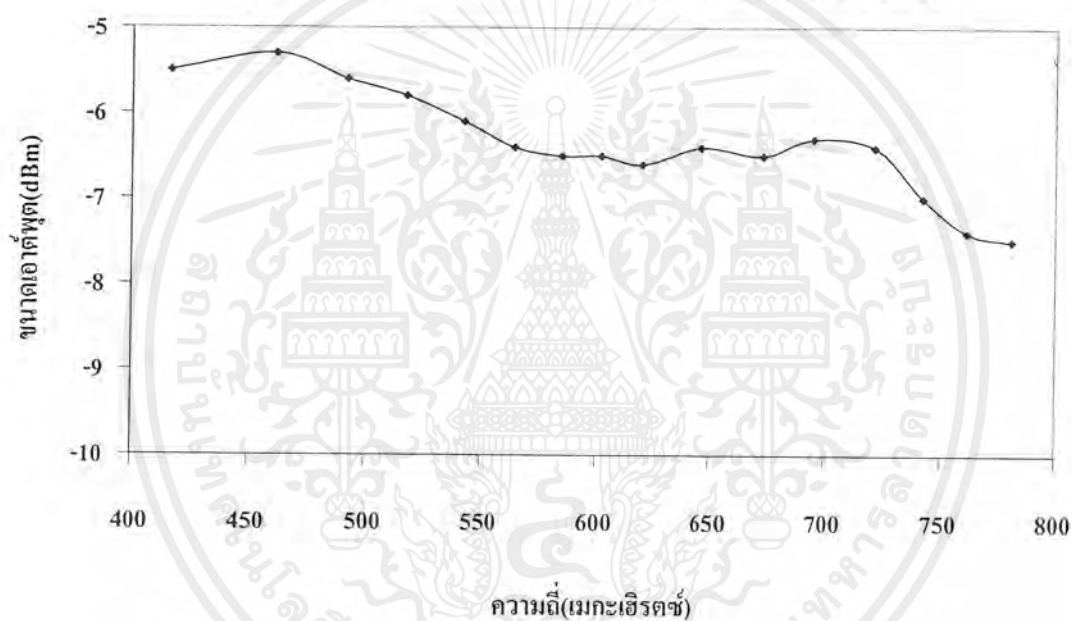
แรงดันควบคุม (โวลต์)	ความถี่ที่ได้ (MHz)	ขนาดเอาต์พุต (dBm)	แรงดันควบคุม (โวลต์)	ความถี่ที่ได้ (MHz)	ขนาดเอาต์พุต (dBm)
0	416.5	-5.5	8	619.5	-6.6
1	461.5	-5.3	9	646	-6.4
2	492	-5.6	10	673	-6.5
3	517.5	-5.8	11	695	-6.3
4	542.5	-6.1	12	721.5	-6.4
5	564.5	-6.4	13	742.5	-7
6	585	-6.5	14	761.5	-7.4
7	602	-6.5	15	781	-7.5

ตารางที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังเอาต์พุตที่ได้จากวงจร VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



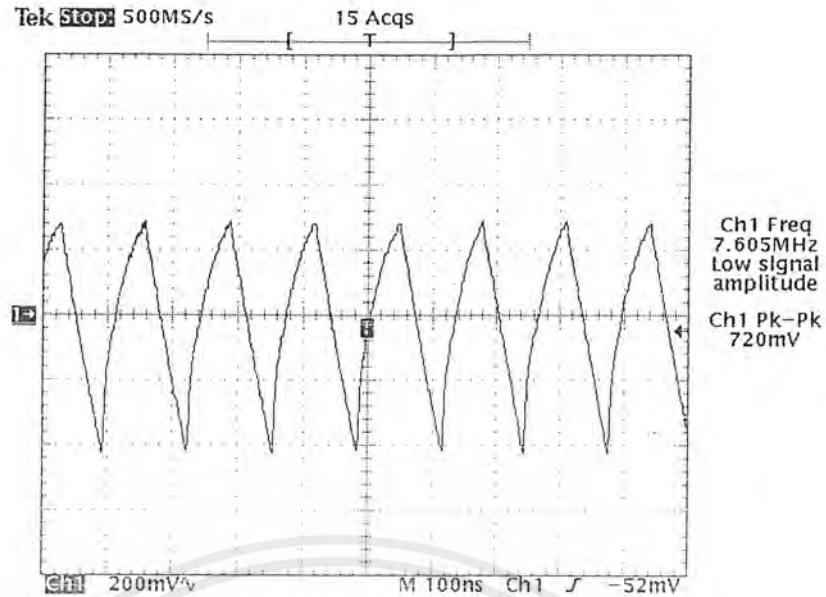
รูปที่ 4.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้



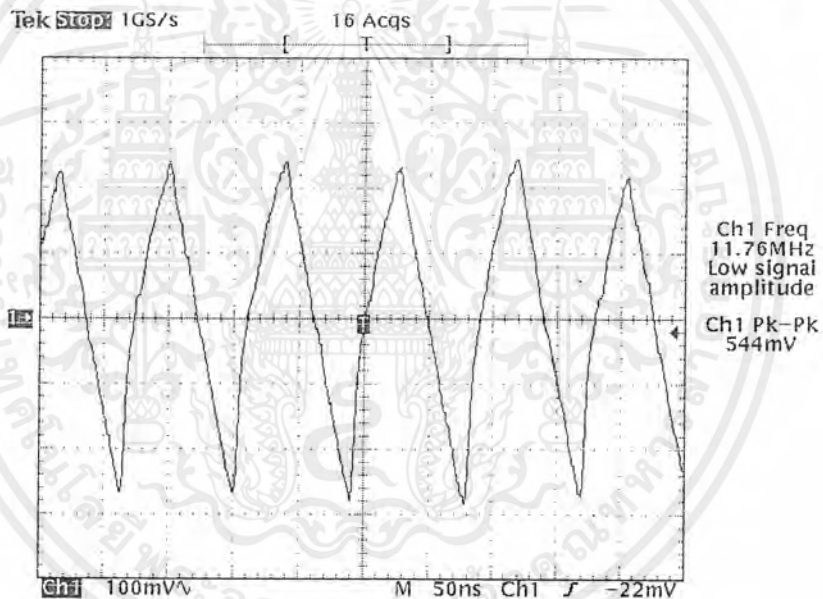
รูปที่ 4.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ได้กับกำลังงานเอาต์พุตของวงจร VCO

#### 4.2.2 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Pre-scaler)

วงจรพรีสเกลเลอร์ใช้ไอซีเบอร์ MC12032 (ทำการหารความถี่ 64/65) โดยอินพุตของวงจร พรีสเกลเลอร์ได้มาจากวงจร VCO (ในหัวข้อที่ 4.2.1) และเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์ จะถูกส่งต่อให้กับเฟสดีเทกเตอร์ (MC145152) โดยทำการทดลองเลือกค่าความถี่ 490 และ 740 เมกะเฮิรตซ์เป็นความถี่ที่ใช้ในการทดสอบ จะได้ผลการทดลองของวงจรพรีสเกลเลอร์เป็นดังนี้



รูปที่ 4.4 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์อินพุต 490 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.5 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์อินพุต 740 เมกะเฮิร์ตซ์

#### 4.2.3 วงจรเปรียบเทียบเฟสและโมดูลัสคอนโทรลเลอร์

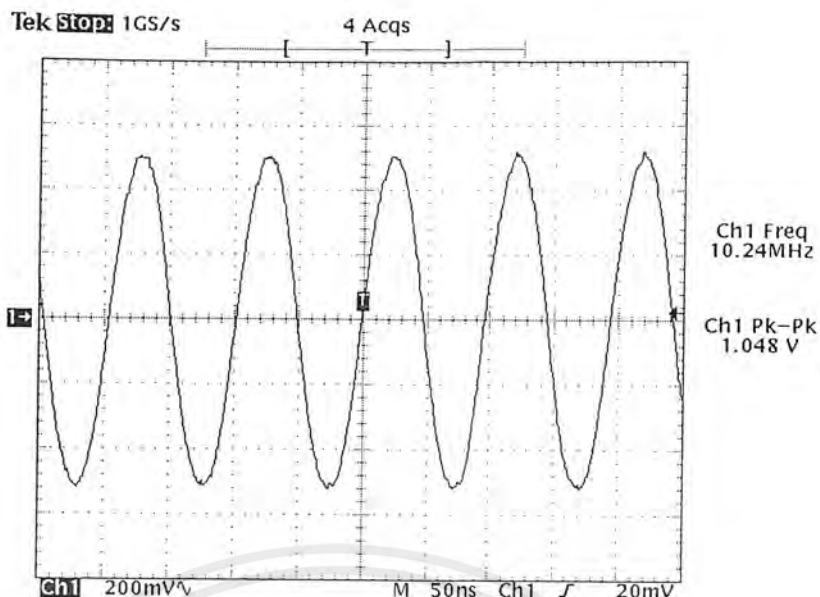
สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์จะถูกส่งต่อไปยังวงจรเปรียบเทียบเฟสและโมดูลัสคอนโทรลเลอร์เบอร์ MC145152 ซึ่งทำหน้าที่ในการควบคุมการหารของโมดูลัสพรีสเกลเลอร์และทำการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณที่ได้จากการหารแล้วผลการทดลองในส่วนต่างๆของ MC145152 ได้ผลการทดลองในส่วนต่างๆ ดังนี้

คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์

คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบเฟสกับเอาต์พุตที่ได้จากพรีสเกลเลอร์ (จาก VCO แต่ถูกลดความถี่ลงมาแล้ว) ผลการทดลองเป็นดัง

#### รูปที่ 4.6

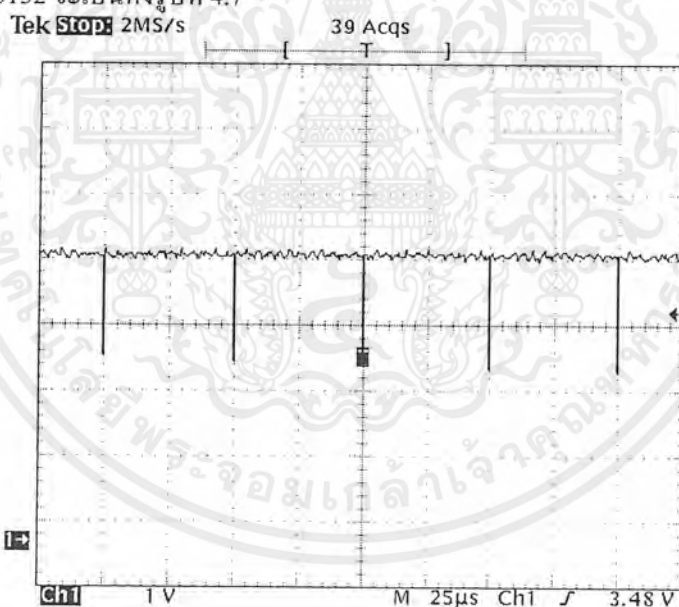
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 สัญญาณและความถี่ที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์

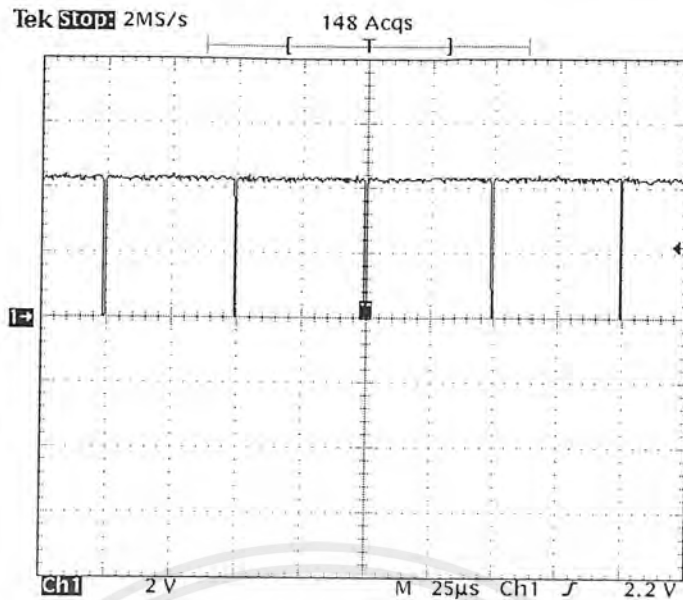
สัญญาณล็อกดีเทก (LD : Lock Detect)

หากความถี่ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ถูกล็อกแล้ว สัญญาณที่ได้จากขาล็อกดีเทก (ขาที่ 28) ของ MC145152 จะเป็นดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ขาล็อกดีเทกของไอซีเบอร์ MC 145152

ที่ความถี่ 490 เมกะเฮิร์ตซ์หลังจากความถี่ถูกล็อกแล้ว

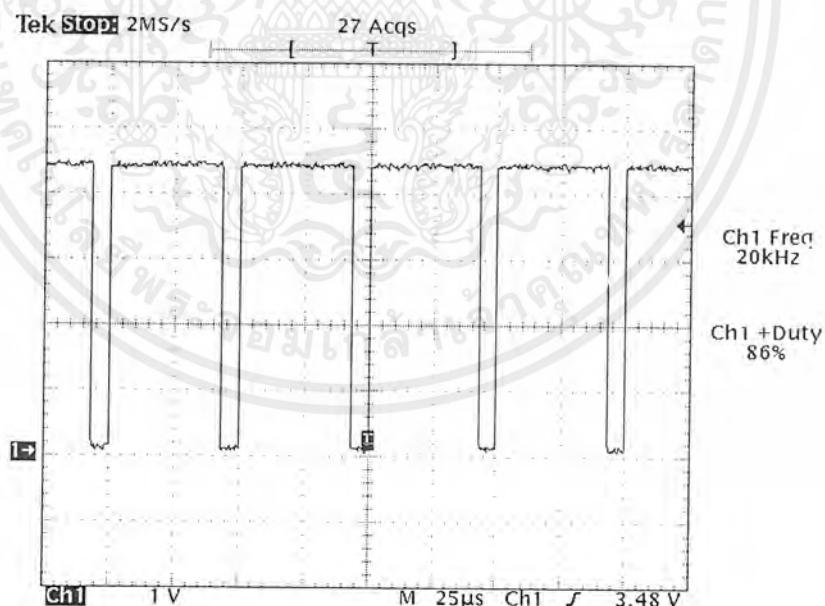


รูปที่ 4.8 สัญญาณที่ขาเลือกดีเทกของไอซีเบอร์ MC 145152

ที่ความถี่ 740 เมกะเฮิรตซ์หลังจากความถี่ถูกเลือกแล้ว

สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)

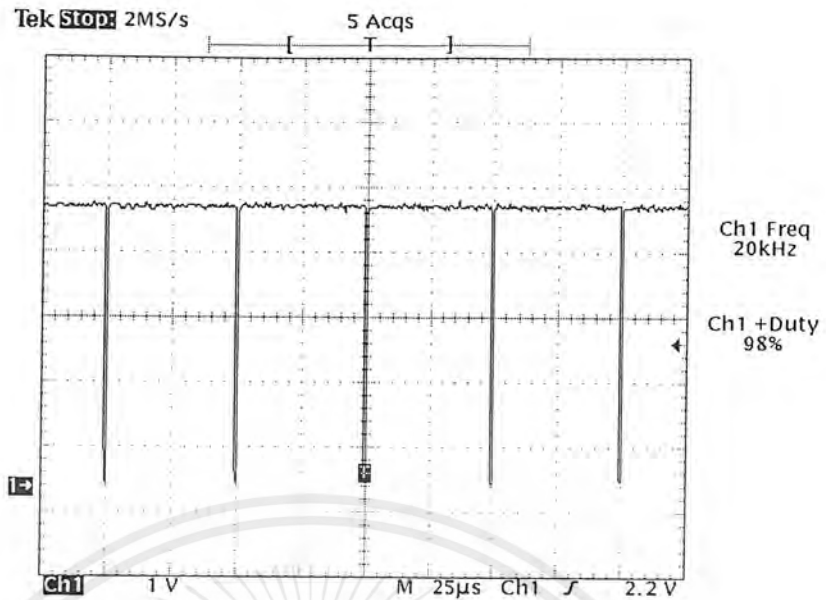
สัญญาณ โมดูลัสคอนโทรลใช้ในการควบคุมการหารของวงจรพีริสเกลเดอร์โดยคิวิตีไซเคิล (duty cycle) ที่ได้จะมีความสัมพันธ์กับค่าการตั้งหารที่ขา  $A_0 - A_5$  และ  $N_0 - N_9$  สัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสคอนโทรลแสดงดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ขา MC ของไอซีเบอร์ MC 145152

ที่ความถี่ 490 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

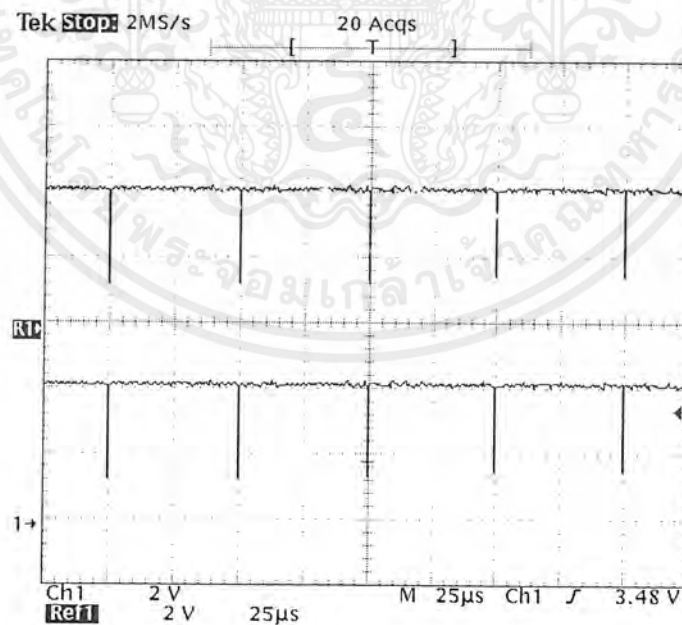


รูปที่ 4.10 สัญญาณที่ขา MC ของไอซีเบอร์ MC 145152 ที่ความถี่ 740 เมกะเฮิรตซ์

สัญญาณ  $\phi_R$  และ  $\phi_V$

สัญญาณ  $\phi_R$  และ  $\phi_V$  ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นหรือลง โดยหากวงจรสังเคราะห์

ความถี่ล๊อคความถี่แล้วจะได้รูปสัญญาณดังต่อไปนี้

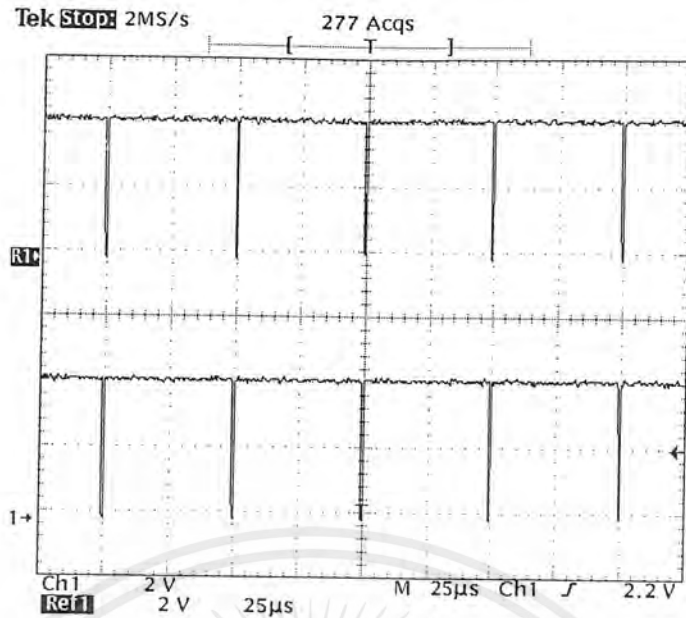


รูปที่ 4.11 สัญญาณที่ขา  $\phi_R$  และ  $\phi_V$  ของไอซีเบอร์ MC 145152 ที่ความถี่ 490 เมกะเฮิรตซ์

เมื่อ Ch1 คือ สัญญาณที่ได้จากขา  $\phi_R$

Ref1 คือ สัญญาณที่ได้จากขา  $\phi_V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



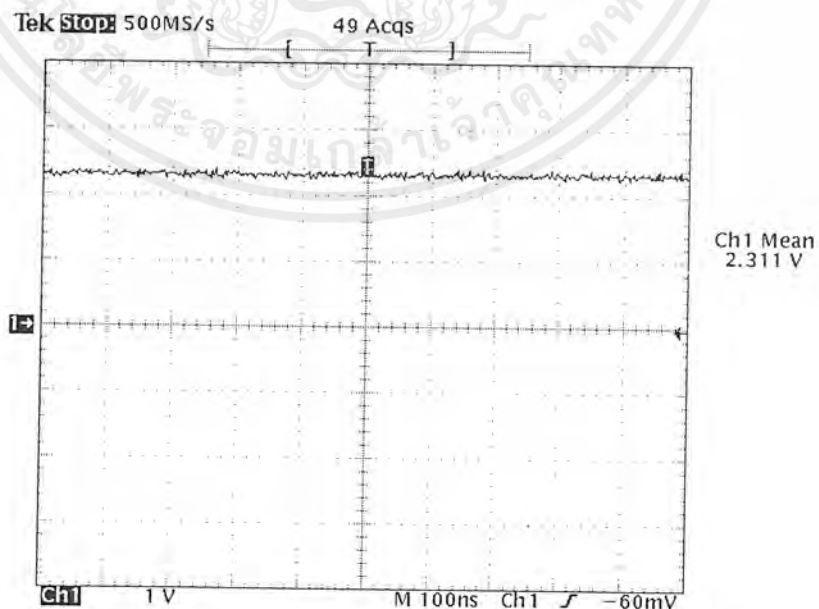
รูปที่ 4.12 สัญญาณที่ขา  $\phi_R$  และ  $\phi_V$  ของไอซีเบอร์ MC 145152 ที่ความถี่ 740 เมกะเฮิร์ตซ์

เมื่อ Ch1 คือ สัญญาณที่ได้จากขา  $\phi_R$

Ref1 คือ สัญญาณที่ได้จากขา  $\phi_V$

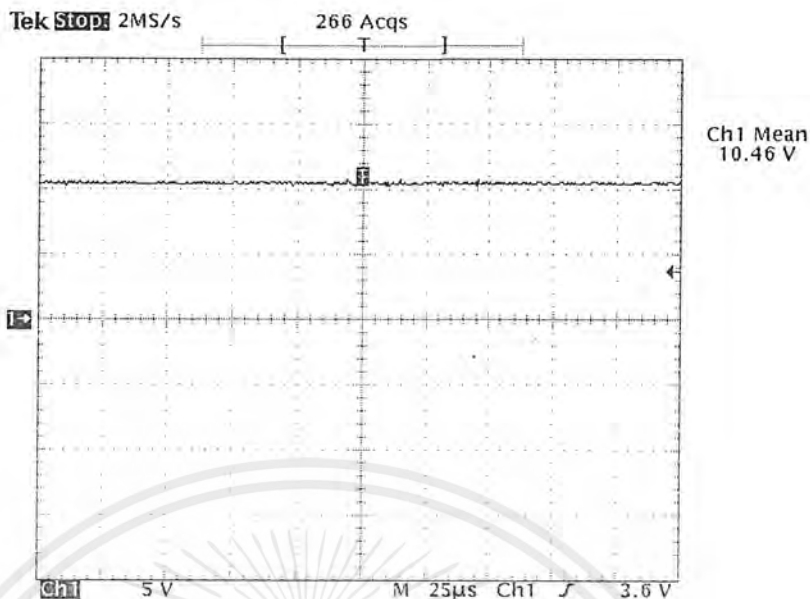
#### 4.2.4 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

โดยการนำสัญญาณจากขา  $\phi_R$  และ  $\phi_V$  ของไอซีเบอร์ MC 145152 ป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรลูปฟิลเตอร์ เพื่อกรองเอาแต่ส่วนที่เป็นไฟตรงซึ่งใช้ในการควบคุมแบบป้อนกลับไปยังวงจรรอสซิทิลเลเตอร์แบบปรับความถี่ได้ตามแรงดัน เอาต์พุตที่ได้จากวงจรถูกฟิลเตอร์จะเป็นแรงดันไฟตรงที่มีระดับแรงดันซึ่งให้ค่าความถี่ที่ต้องการ รูปที่ 4.13 แสดงระดับสัญญาณไฟตรงที่ได้จากวงจรถูกฟิลเตอร์



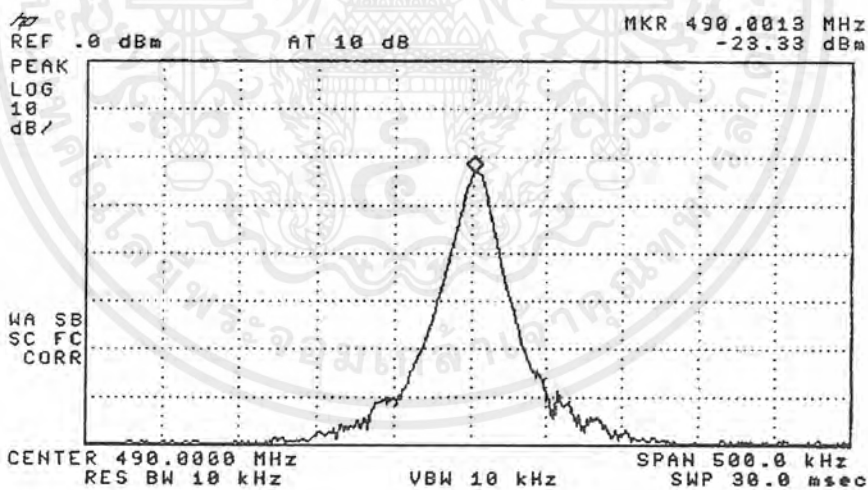
รูปที่ 4.13 ระดับสัญญาณไฟตรงที่ได้จากลูปฟิลเตอร์ที่ความถี่ 490 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 ระดับสัญญาณ ไฟตรงที่ได้จากอุปกรณ์ฟิลเตอร์ที่ความถี่ 740 เมกะเฮิร์ตซ์

เมื่อทำการวัดผลสเปกตรัมของสัญญาณที่ความถี่ที่เลือกหลังจากความถี่ได้ถูกบล็อกแล้วจะ ได้ผลของสัญญาณสเปกตรัมคิงรูป

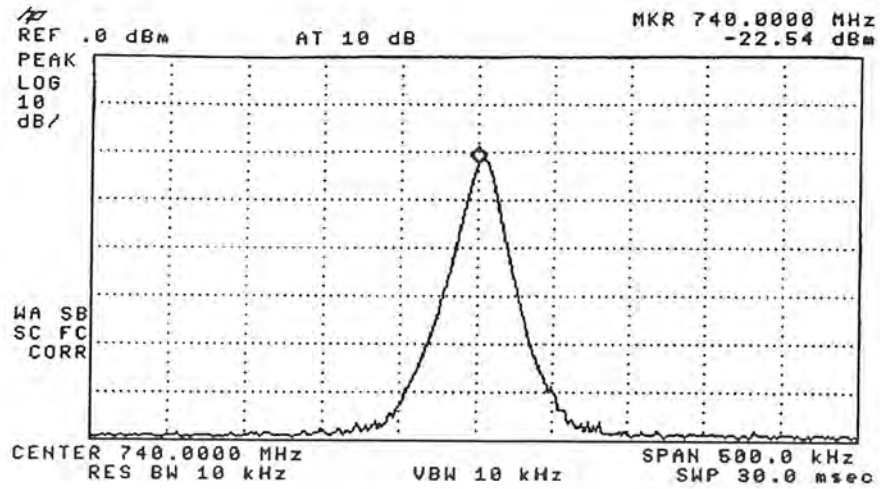


Ext. Att. 20 dB

รูปที่ 4.15 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่

ด้วยเฟสล็อกที่ความถี่ 490 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Ext. Att. 20 dB

รูปที่ 4.16 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ ด้วยเฟสล็อกความถี่ 740 เมกะเฮิรตซ์

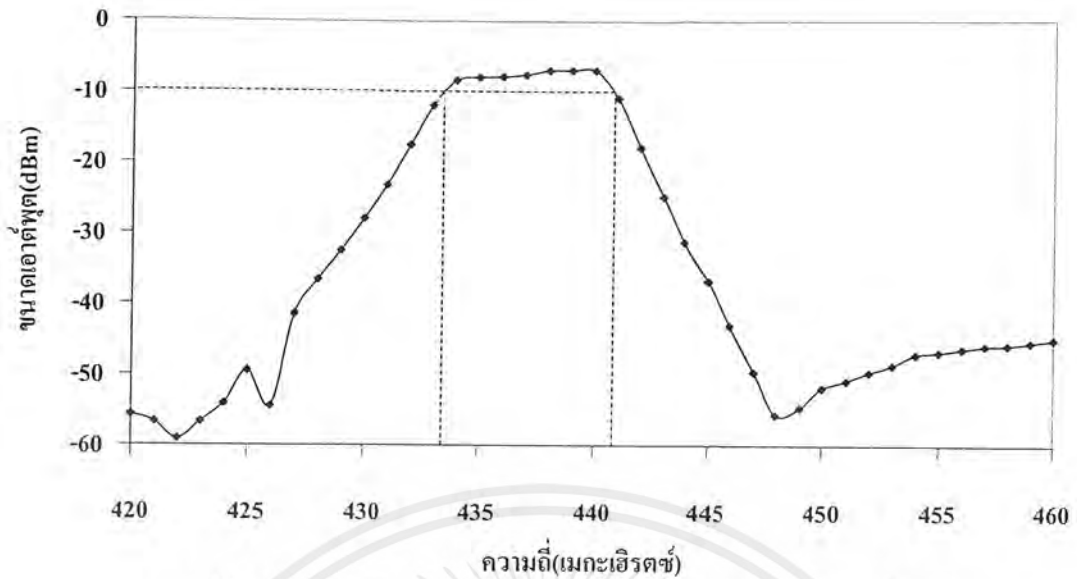
4.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 440 เมกะเฮิรตซ์ (Band-Pass Filter 440 MHz)

สัญญาณที่รับสัญญาณที่ได้จากวงจรมิกเซอร์จะประกอบด้วยความถี่ต่างๆ จึงจำเป็นต้องกรองความถี่ที่ต้องการออกมาโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่แบบเฮลิคอลล (Helical Filter) โดยทดลองป้อนสัญญาณขนาด 0 dBm ที่ความถี่ต่าง ๆ จะได้ผลตอบสนองทางความถี่เป็นดังนี้

ความถี่ (MHz)	ขนาดเอาต์พุต(dBm)	ความถี่ (MHz)	ขนาดเอาต์พุต(dBm)	ความถี่ (MHz)	ขนาดเอาต์พุต(dBm)
420	-55.7	434	-8.4	448	-55.7
421	-56.7	435	-8	449	-54.7
422	-59.1	436	-7.9	450	-51.9
423	-56.7	437	-7.6	451	-50.9
424	-54.1	438	-7	452	-49.7
425	-49.5	439	-7	453	-48.7
426	-54.5	440	-7	454	-47.2
427	-41.5	441	-10.9	455	-46.9
428	-36.7	442	-17.9	456	-46.4
429	-32.6	443	-24.9	457	-46
430	-28.1	444	-31.4	458	-45.9
431	-23.3	445	-36.9	459	-45.5
432	-17.6	446	-43.2	460	-45.1
433	-11.9	447	-49.7		

ตารางที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ความถี่กึ่งกลาง 440 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



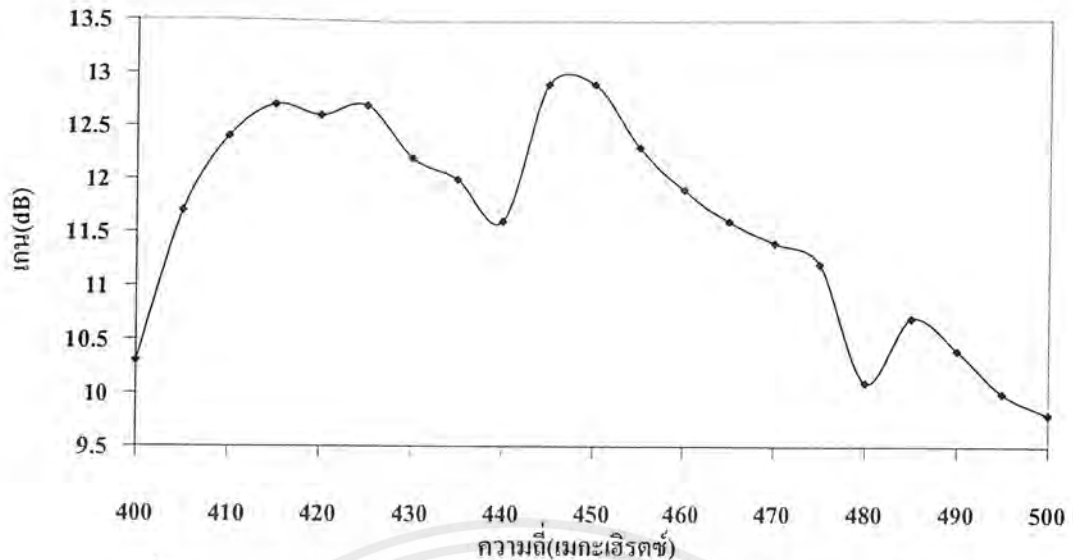
รูปที่ 4.17 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ที่ความถี่กึ่งกลาง 440 เมกะเฮิร์ตซ์

4.4 วงจรขยายความถี่อาร์เอฟที่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์ ( RF Amplifier)

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านจะถูกเลือกเฉพาะช่วงความถี่ที่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์ และจะทำการขยายก่อนส่งไปยังวงจรมิกเซอร์ในส่วนตัวไป โดยทำการวัดผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร ได้ผลการทดลองดังนี้

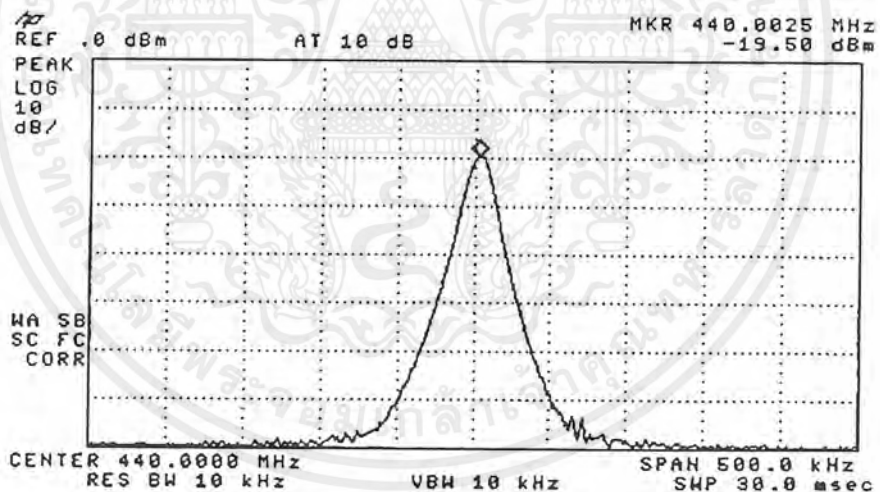
ความถี่ (MHz)	เกน(dB)	ความถี่ (MHz)	เกน(dB)	ความถี่ (MHz)	เกน(dB)
400	10.3	435	12	470	11.4
405	11.7	440	11.6	475	11.2
410	12.4	445	12.9	480	10.1
415	12.7	450	12.9	485	10.7
420	12.6	455	12.3	490	10.4
425	12.7	460	11.9	495	10
430	12.2	465	11.6	500	9.8

ตารางที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับอัตราขยายของวงจขยายอาร์เอฟที่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.18 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรายอาร์เอฟที่ 440 เมกะเฮิรตซ์

สัญญาณที่รับเข้ามา เมื่อทำการเลือกช่องสัญญาณความถี่ที่ต้องการแล้ว จะได้สัญญาณความถี่อาร์เอฟออกมา โดยจะนำไปผ่านวงจรมิกเซอร์เพื่อทำการย้ายย่านความถี่ต่อไป โดยจะได้ผลของสเปกตรัมที่ความถี่ 440 เมกะเฮิรตซ์ ดังรูป



Ext. Att. 20 dB

รูปที่ 4.19 สเปกตรัมของสัญญาณอาร์เอฟความถี่ 440 เมกะเฮิรตซ์ที่ได้

#### 4.5 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ความถี่ 485 เมกะเฮิรตซ์

##### (485 MHz Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ความถี่ 485 เมกะเฮิรตซ์ ใช้เป็นตัวกำเนิดสัญญาณความถี่โลกอลเพื่อลดความถี่ของสัญญาณอินพุตลงให้ได้เป็นสัญญาณ IF ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ความถี่ 485 เมกะเฮิรตซ์ ประกอบด้วยผลการทดลองต่างๆ ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

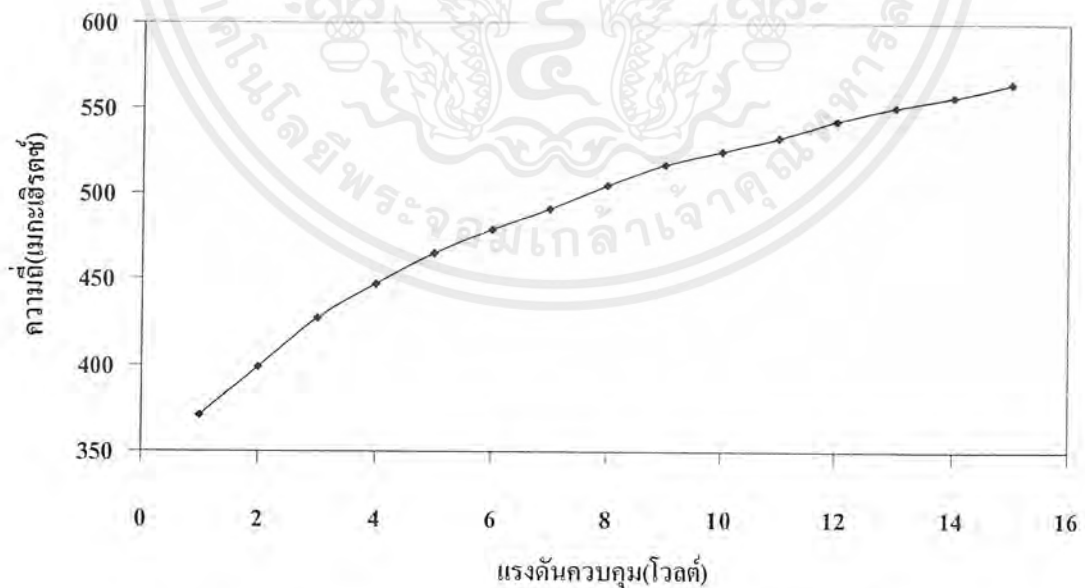
#### 4.5.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม

(VCO : Voltage Control Oscillator)

ผลการทดลองโดยการป้อนระดับแรงดันควบคุมโดยปรับค่าแรงดันควบคุมตั้งแต่ 0 ถึง 15 โวลต์ แสดงได้ตามตารางที่ 4.5 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจร VCO

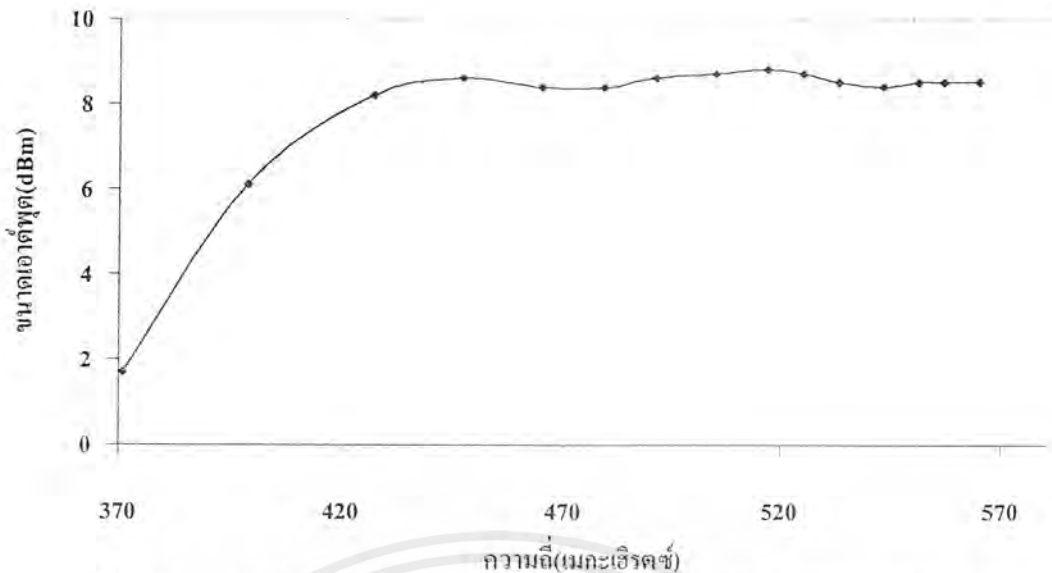
แรงดันควบคุม(โวลต์)	ความถี่ที่ได้(MHz)	ขนาดเอาต์พุต(dBm)	แรงดันควบคุม(โวลต์)	ความถี่ที่ได้(MHz)	ขนาดเอาต์พุต(dBm)
1	371	1.7	9	517	8.8
2	399	6.1	10	525	8.7
3	427	8.2	11	533	8.5
4	447	8.6	12	543	8.4
5	465	8.4	13	551	8.5
6	479	8.4	14	557	8.5
7	491	8.6	15	565	8.5
8	505	8.7			

ตารางที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังเอาต์พุตที่ได้จากวงจร VCO



รูปที่ 4.20 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้

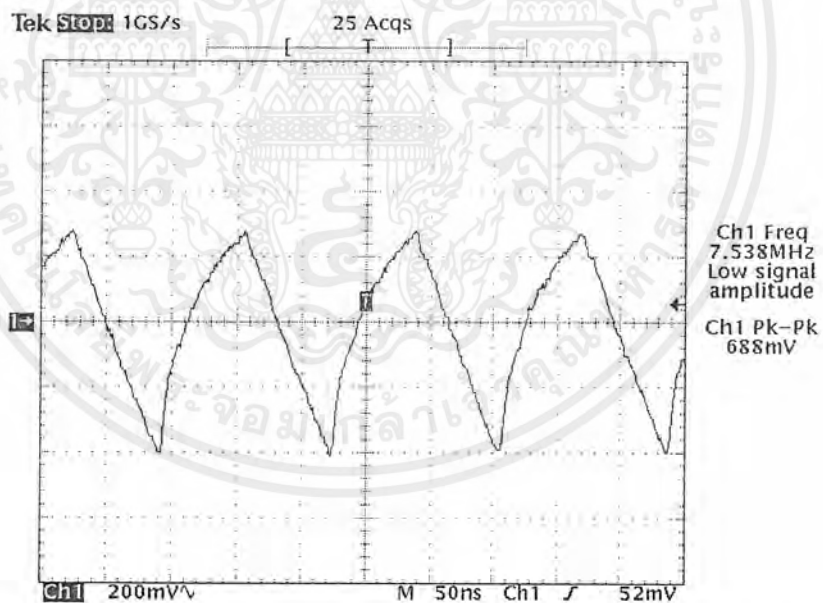
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ได้กับกำลังงานเอาต์พุตของวงจร VCO

#### 4.5.2 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Pre-scaler)

วงจรพรีสเกลเลอร์ใช้ไอซีเบอร์ MC12032 (ทำการหารความถี่ 64/65) โดยอินพุตของวงจร พรีสเกลเลอร์ได้มาจากวงจร VCO (ในหัวข้อที่ 4.5.1) และเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์จะถูกส่งต่อไปให้กับเฟสดีเทกเตอร์ (MC145152) โดยทำการทดลองเลือกค่าความถี่ 485 เมกะเฮิรตซ์เป็นความถี่ที่ใช้ในการทดสอบ จะได้ผลการทดลองของวงจรพรีสเกลเลอร์เป็นดังนี้



รูปที่ 4.22 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์อินพุต 485 เมกะเฮิรตซ์

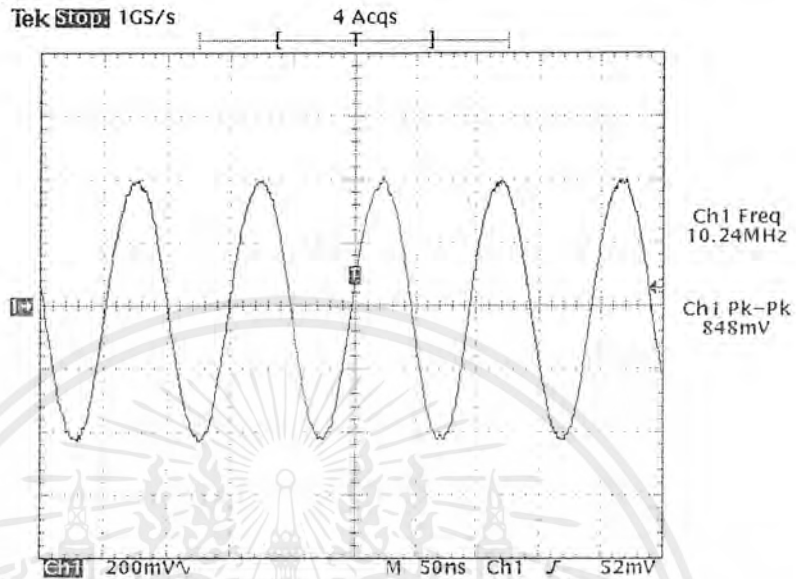
#### 4.5.3 วงจรเปรียบเทียบเฟสและโมดูลัสคอนโทรลเลอร์

สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์จะถูกส่งต่อไปกับวงจรเปรียบเทียบเฟสและ โมดูลัสคอนโทรลเลอร์เบอร์ MC145152 ซึ่งทำหน้าที่ในการควบคุมการหารของโมดูลัสพรีสเกลเลอร์และทำการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณที่ได้จากการหารแล้วผลการทดลองในส่วนต่างๆของ MC145152 ได้ผลการทดลองในส่วนต่างๆ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์

คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24เมกะเฮิร์ตซ์ ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบเฟสกับเอาต์พุตที่ได้จากฟรีสเกลเลอร์ (จาก VCO แต่ถูกลดความถี่ลงมาแล้ว) ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.5

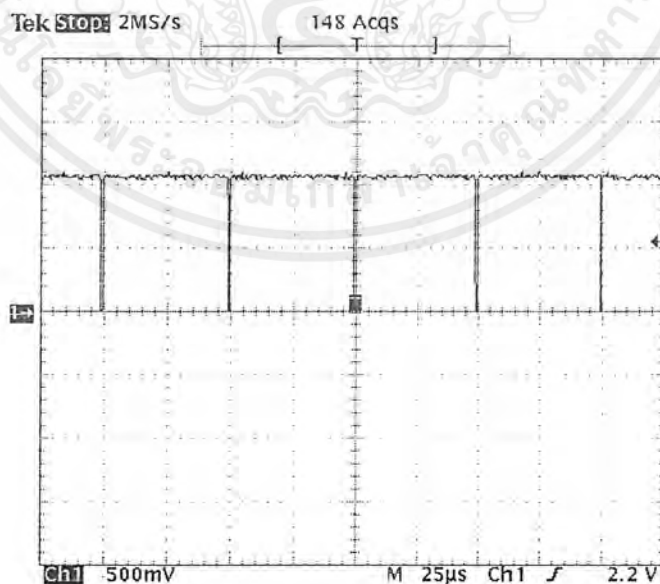


รูปที่ 4.23 สัญญาณและความถี่ที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์

ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์

### สัญญาณล็อกดีเทก (LD : Lock Detect)

หากความถี่ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ถูกล็อกแล้ว สัญญาณที่ได้จากขาล็อกดีเทก (ขาที่ 28) ของ MC145152 จะเป็นดังรูปที่ 4.24



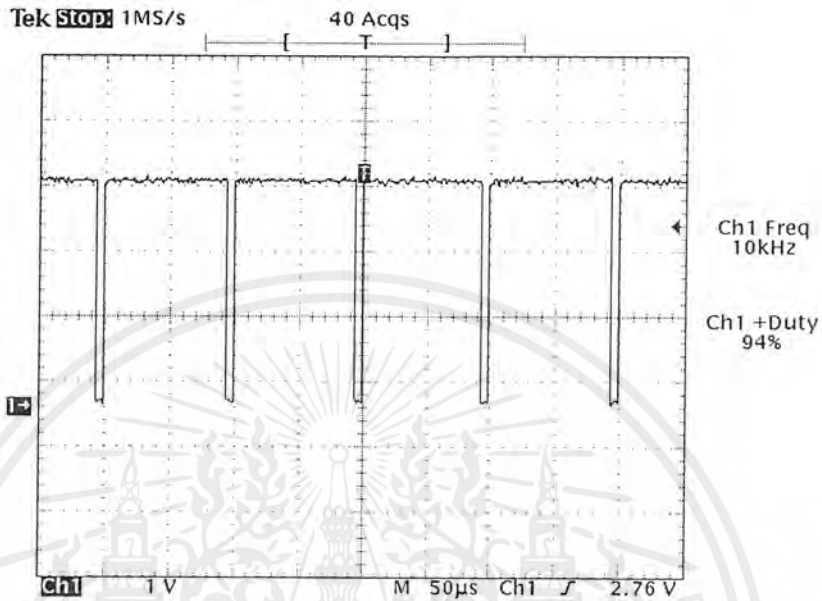
รูปที่ 4.24 สัญญาณที่ขาล็อกดีเทกของไอซีเบอร์ MC 145152

ที่ความถี่ 485 เมกะเฮิร์ตซ์หลังจากความถี่ถูกล็อกแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)

สัญญาณ โมดูลัสคอนโทรลใช้ในการควบคุมการหารของวงจรพรีสเกลเลอร์โดยคิวติไซเคิล (duty cycle) ที่ได้จะมีความสัมพันธ์กับค่าการตั้งหารที่หา  $A_0 - A_5$  และ  $N_0 - N_9$  สัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสคอนโทรลแสดงดังรูปที่ 4.25



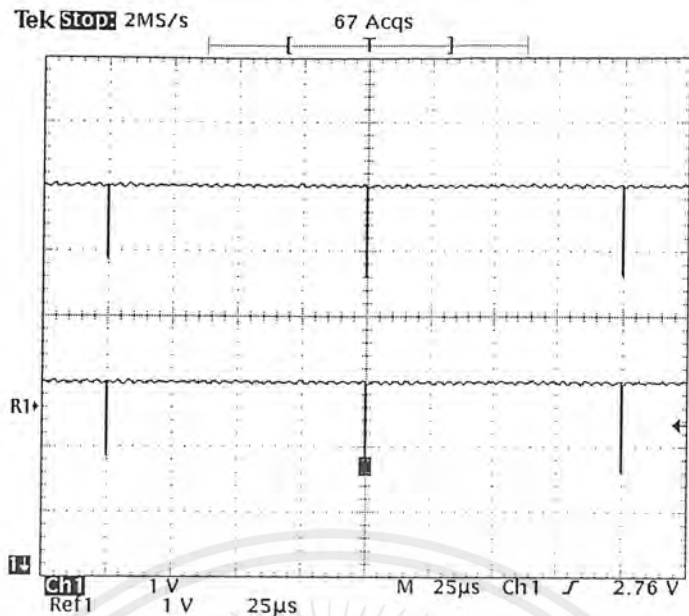
รูปที่ 4.26 สัญญาณที่ขา MC ของไอซีเบอร์ MC 145152

ที่ความถี่ 485 เมกะเฮิรตซ์

สัญญาณ  $\phi_R$  และ  $\phi_V$

สัญญาณ  $\phi_R$  และ  $\phi_V$  ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นหรือลง โดยหากวงจรสังเคราะห์

ความถี่ล๊อคความถี่แล้วจะได้รูปสัญญาณดังต่อไปนี้



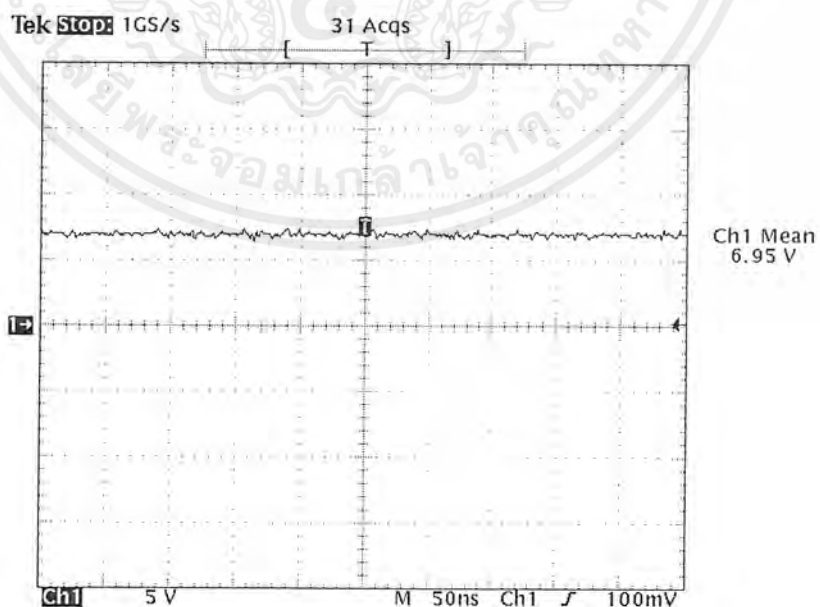
รูปที่ 4.27 สัญญาณที่ขา  $\phi_R$  และ  $\phi_V$  ของไอซีเบอร์ MC 145152 ที่ความถี่ 485 เมกะเฮิร์ตซ์

เมื่อ Ch1 คือ สัญญาณที่ได้จากขา  $\phi_R$

Ref1 คือ สัญญาณที่ได้จากขา  $\phi_V$

#### 4.5.4 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

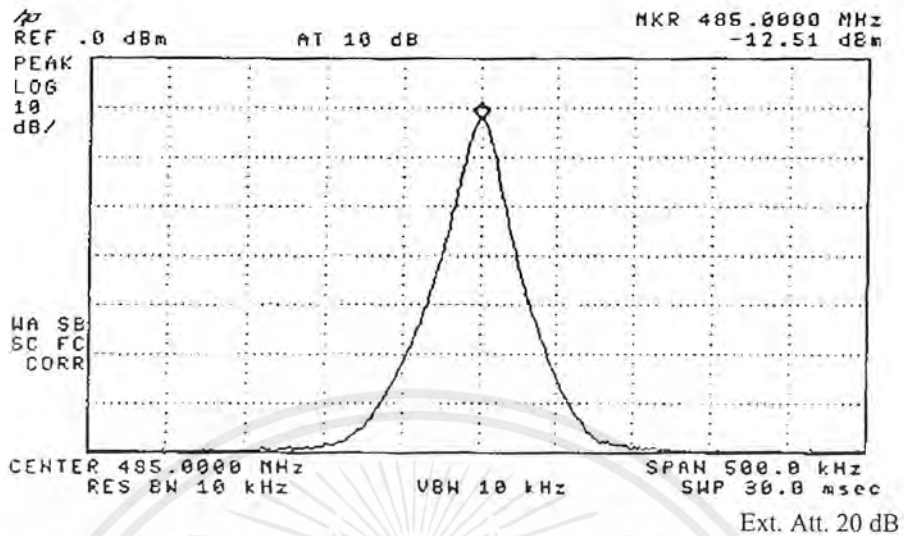
โดยการนำสัญญาณจากขา  $\phi_R$  และ  $\phi_V$  ของไอซีเบอร์ MC 145152 ป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรลูปฟิลเตอร์ เพื่อกรองเอาแต่ส่วนที่เป็นไฟตรงซึ่งใช้ในการควบคุมแบบป้อนกลับไปยังวงจรรอสซิชิลเลเตอร์แบบปรับความถี่ได้ตามแรงดัน เอาต์พุตที่ได้จากวงจรลูปฟิลเตอร์จะเป็นแรงดันไฟตรงที่มีระดับแรงดันซึ่งให้ค่าความถี่ที่ต้องการ รูปที่ 4.28 แสดงระดับสัญญาณไฟตรงที่ได้จากวงจรลูปฟิลเตอร์



รูปที่ 4.28 ระดับสัญญาณไฟตรงที่ได้จากลูปฟิลเตอร์ที่ความถี่ 485 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการวัดผลสเปกตรัมของสัญญาณที่ความถี่ 485 เมกะเฮิร์ตซ์หลังจากความถี่ถูกล็อกแล้ว จะได้ผลของสเปกตรัมเป็นดังรูป



รูปที่ 4.29 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ ด้วยเฟสล็อกความถี่ 485 เมกะเฮิร์ตซ์

4.6 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์ (Band-Pass Filter 440 MHz)

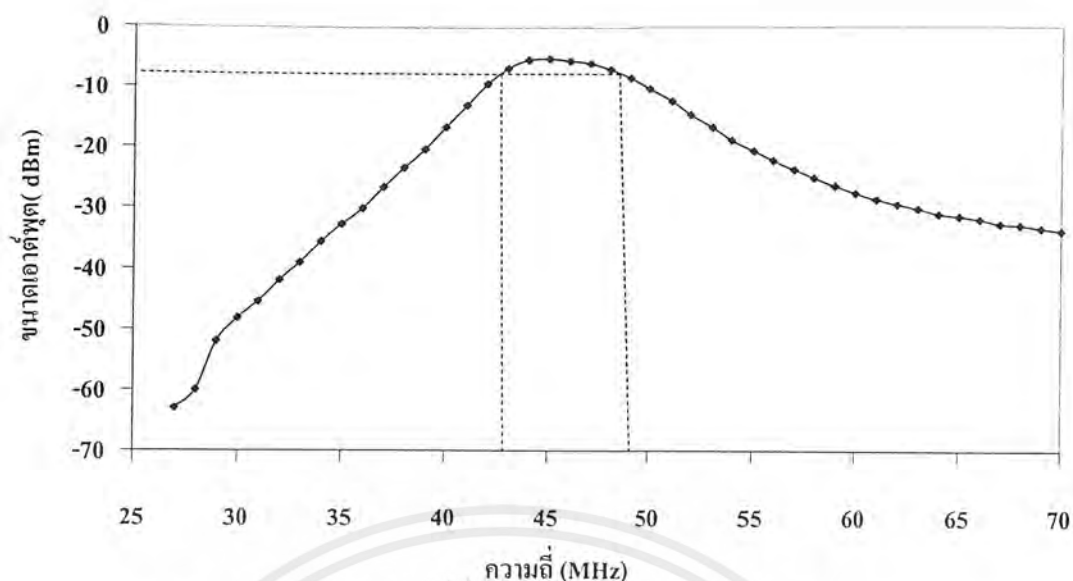
สัญญาณที่รับสัญญาณที่ได้จากวงจรมิกเซอร์จะประกอบด้วยความถี่ต่างๆ จึงจำเป็นต้องกรองความถี่ที่ต้องการออกมาโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่แบบเฮลิคอลล (Helical Filter) โดยทดลองป้อนสัญญาณขนาด 0 dBm ที่ความถี่ต่าง ๆ จะได้ผลตอบสนองทางความถี่เป็นดังนี้

ความถี่ (MHz)	ขนาดเอาต์พุต(dBm)	ความถี่ (MHz)	ขนาดเอาต์พุต(dBm)	ความถี่ (MHz)	ขนาดเอาต์พุต(dBm)	ความถี่ (MHz)	ขนาดเอาต์พุต(dBm)
27	-63	38	-23.5	49	-8.4	60	-27.6
28	-60	39	-20.4	50	-10.3	61	-28.6
29	-52	40	-16.7	51	-12.3	62	-29.4
30	-48.2	41	-13	52	-14.6	63	-30.1
31	-45.5	42	-9.4	53	-16.7	64	-31
32	-42	43	-6.8	54	-18.8	65	-31.4
33	-39.1	44	-5.4	55	-20.6	66	-31.9
34	-35.7	45	-5.2	56	-22.2	67	-32.6
35	-32.8	46	-5.6	57	-23.7	68	-32.8
36	-30.2	47	-6	58	-25.1	69	-33.3
37	-26.7	48	-7	59	-26.4	70	-33.7

ตารางที่ 4.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับ 6

ที่ความถี่ที่ถี่กลาง 45 เมกะเฮิร์ตซ์ แบนด์วิดท์ 10 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.30 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน  
ที่ความถี่กึ่งกลาง 45 เมกะเฮิรตซ์ แบนด์วิดท์ 10 เมกะเฮิรตซ์

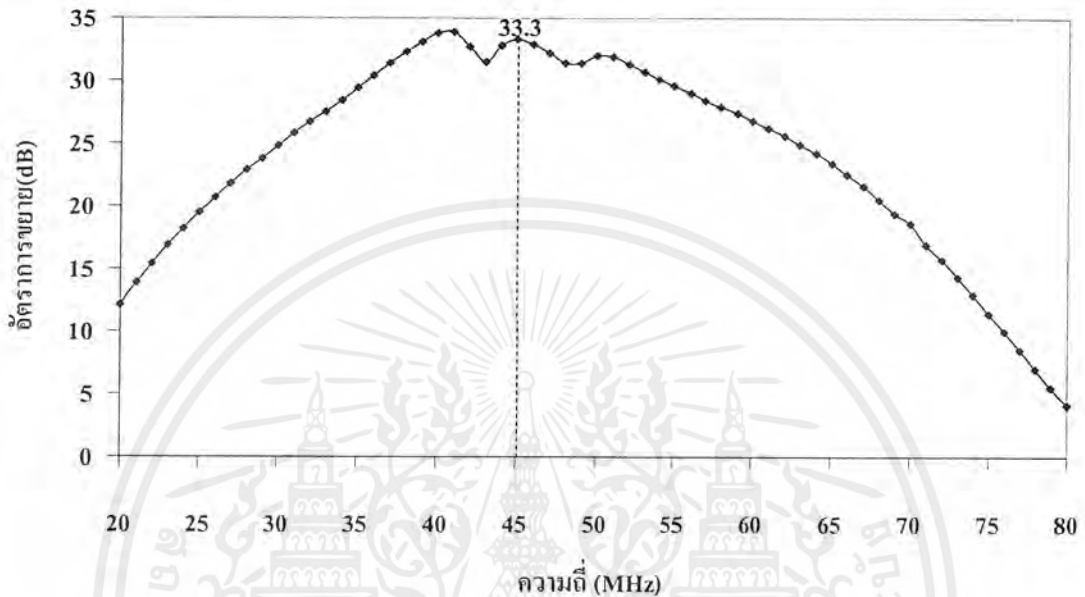
#### 4.7 วงจรขยายความถี่อาร์เอฟที่ 45 เมกะเฮิรตซ์ (RF Amplifier)

สัญญาณที่ผ่านวงจรรองความถี่ผ่านจะถูกเลือกเฉพาะช่วงความถี่ที่ 45 เมกะเฮิรตซ์ และจะทำการขยายก่อนส่งไปยังวงจรมิกเซอร์ในส่วนตัวไป โดยทำการวัดผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร ได้ผลการทดลองดังนี้

ความถี่ (MHz)	เกน(dB)	ความถี่ (MHz)	เกน(dB)	ความถี่ (MHz)	เกน(dB)	ความถี่ (MHz)	เกน(dB)
20	12.1	36	30.4	52	31.3	68	20.5
21	13.9	37	31.4	53	30.7	69	19.4
22	15.4	38	32.3	54	30.1	70	18.6
23	16.9	39	33.1	55	29.6	71	16.9
24	18.2	40	33.8	56	29	72	15.7
25	19.5	41	33.9	57	28.4	73	14.3
26	20.7	42	32.7	58	27.9	74	12.9
27	21.8	43	31.5	59	27.4	75	11.4
28	22.9	44	32.8	60	26.8	76	10
29	23.8	45	33.3	61	26.2	77	8.5
30	24.8	46	32.9	62	25.6	78	7
31	25.8	47	32.2	63	24.9	79	5.5
32	26.7	48	31.4	64	24.2	80	4.1

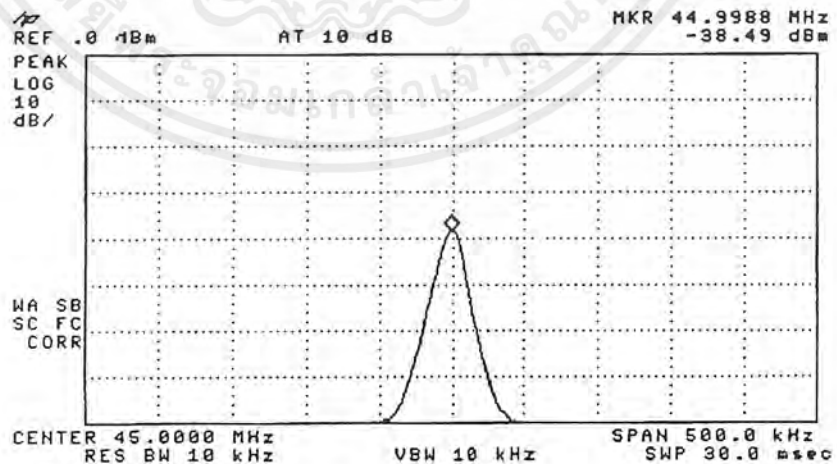
33	27.5	49	31.4	65	23.4		
34	28.4	50	32	66	22.5		
35	29.4	51	31.9	67	21.6		

ตารางที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับอัตราขยายของวงจรถ่ายอาร์เอฟที่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.31 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถ่ายอาร์เอฟที่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์

เช่นเดียวกันกับข้างต้น หากทำการเลือกช่องสัญญาณความถี่ที่ถูกต้องแล้ว จะได้สัญญาณความถี่อาร์เอฟออกมา โดยจะนำไปผ่านวงจรมิกเซอร์เพื่อทำการย้ายย่านความถี่ต่อไป โดยจะได้ผลของสเปกตรัมที่ความถี่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังรูป



Ext. Att. 20 dB

รูปที่ 4.32 สเปกตรัมของสัญญาณอาร์เอฟความถี่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์ที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.8 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ่ความถี่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์

##### (55.7 MHz Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ่ความถี่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์ ใช้เป็นตัวกำเนิดสัญญาณความถี่ โลคอลเพื่อลดความถี่ของสัญญาณอินพุตลงให้ได้เป็นสัญญาณ IF ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ่ความถี่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์ ประกอบด้วยผลการทดลองต่างๆ ดังต่อไปนี้

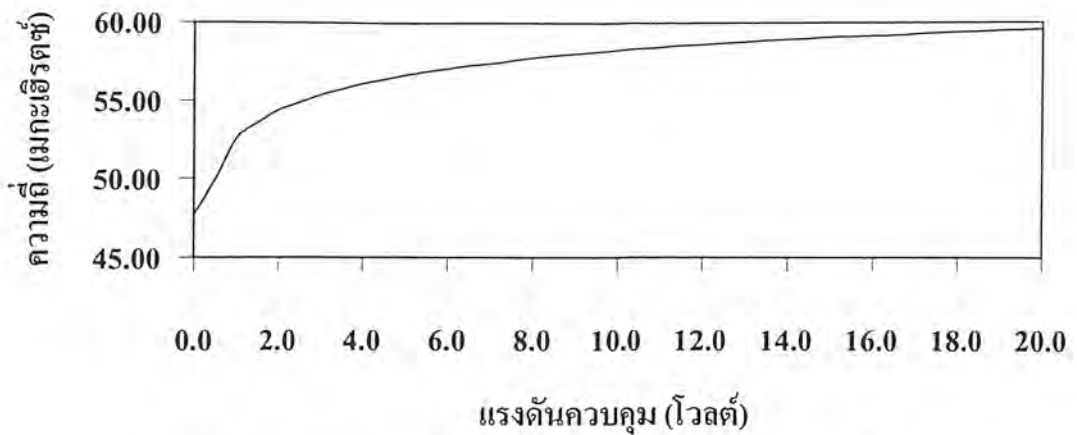
#### 4.8.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม

##### (VCO : Voltage Control Oscillator)

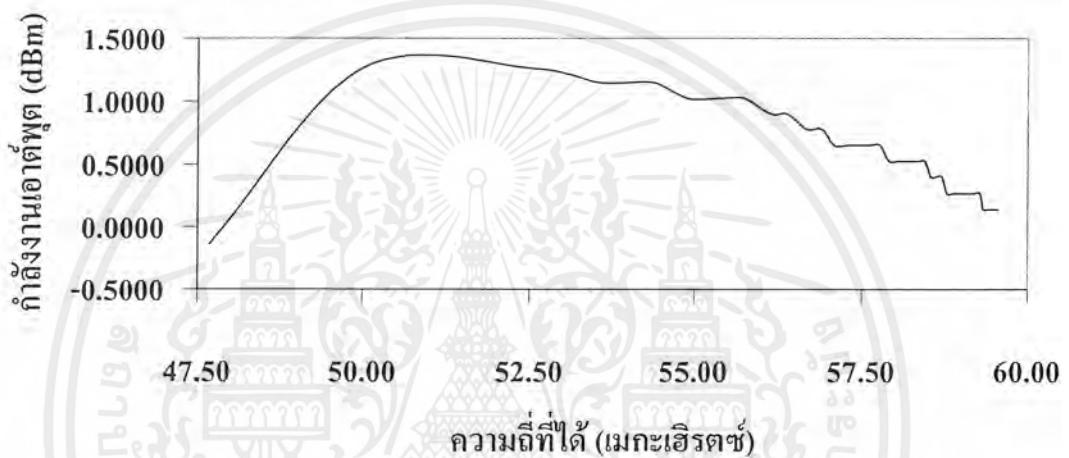
ผลการทดลองโดยการป้อนระดับแรงดันควบคุมโดยปรับค่าแรงดันควบคุมตั้งแต่ 0 ถึง 20 โวลต์ แสดงได้ตามตารางที่ 4.8 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจร VCO

แรงดันควบคุม (โวลต์)	ความถี่ที่ได้ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	แรงดันควบคุม (โวลต์)	ความถี่ที่ได้ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	แรงดันควบคุม (โวลต์)	ความถี่ที่ได้ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
0.0	47.68	-0.1401	6.5	57.29	0.6524	13.5	58.86	0.2652
0.5	49.99	1.2592	7.0	57.40	0.6524	14.0	58.92	0.2652
1.0	52.57	1.2592	7.5	57.61	0.6524	14.5	58.99	0.2652
1.5	53.57	1.1457	8.0	57.77	0.6524	15.0	59.06	0.2652
2.0	54.39	1.1457	8.5	57.91	0.5225	15.5	59.11	0.2652
2.5	54.88	1.0231	9.0	58.02	0.5225	16.0	59.17	0.2652
3.0	55.37	1.0231	9.5	58.14	0.5225	16.5	59.20	0.2652
3.5	55.75	1.0231	10.0	58.25	0.5225	17.0	59.28	0.2652
4.0	56.13	0.8986	10.5	58.35	0.5225	17.5	59.33	0.1379
4.5	56.39	0.8986	11.0	58.45	0.5225	18.0	59.38	0.1379
5.0	56.67	0.7803	11.5	58.54	0.3989	18.5	59.42	0.1379
5.5	56.90	0.7803	12.0	58.62	0.3989	19.0	59.47	0.1379
6.0	57.08	0.6524	12.5	58.70	0.3989	19.5	59.51	0.1379
			13.0	58.78	0.2652	20.0	59.56	0.1379

ตารางที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังเอาต์พุตที่ได้จากวงจร VCO



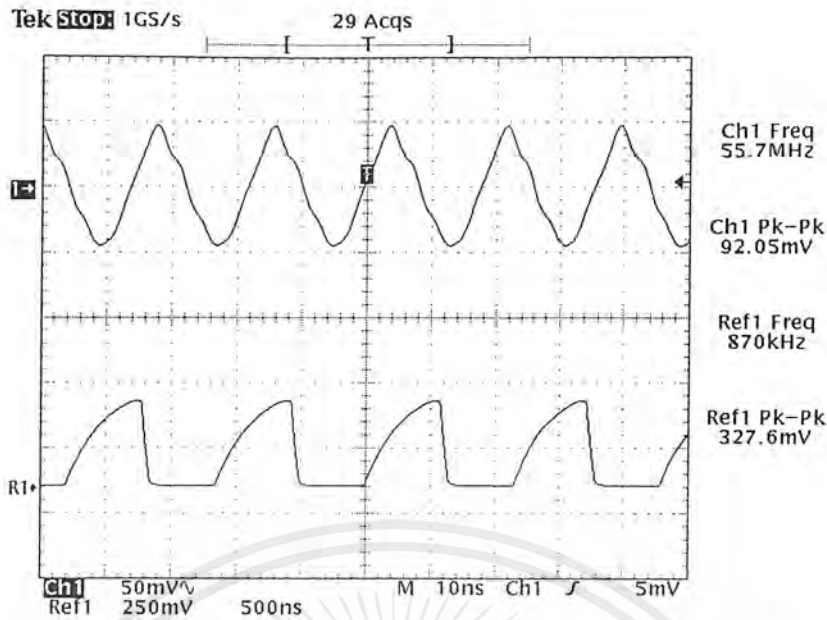
รูปที่ 4.33 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้



รูปที่ 4.34 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ได้กับกำลังงานเอาต์พุตของวงจร VCO

#### 4.8.2 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Pre-scaler)

วงจรพรีสเกลเลอร์ใช้ไอซีเบอร์ MC12017 (ทำการหารความถี่ 64/65) โดยอินพุตของวงจร พรีสเกลเลอร์ได้มาจากวงจร VCO (ในหัวข้อที่ 4.8.1) และเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์ จะถูกส่งต่อไปให้กับเฟสดีเทกเตอร์ (MC145152) ผลการทดลองของวงจรพรีสเกลเลอร์มีผลการทดลองดังนี้



รูปที่ 4.35 สัญญาณอินพุตจาก VCO เทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์

เมื่อ Ch1 คือ สัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจร VCO

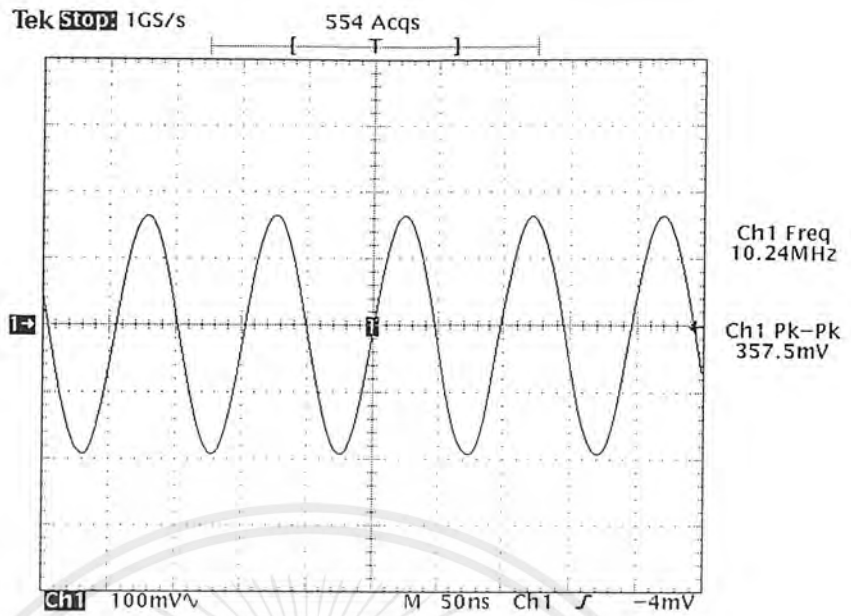
Ref1 คือ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์

#### 4.8.3 วงจรเปรียบเทียบเฟสและโมดูลัสคอนโทรลเลอร์

สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์จะถูกส่งต่อให้กับวงจรเปรียบเทียบเฟสและโมดูลัสคอนโทรลเลอร์เบอร์ MC145152 ซึ่งทำหน้าที่ในการควบคุมการหารของโมดูลัสพรีสเกลเลอร์และทำการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณที่ได้จากการหารแล้วผลการทดลองในส่วนต่างๆของ MC145152 ได้ผลการทดลองในส่วนต่างๆ ดังนี้

คริสตอลลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์

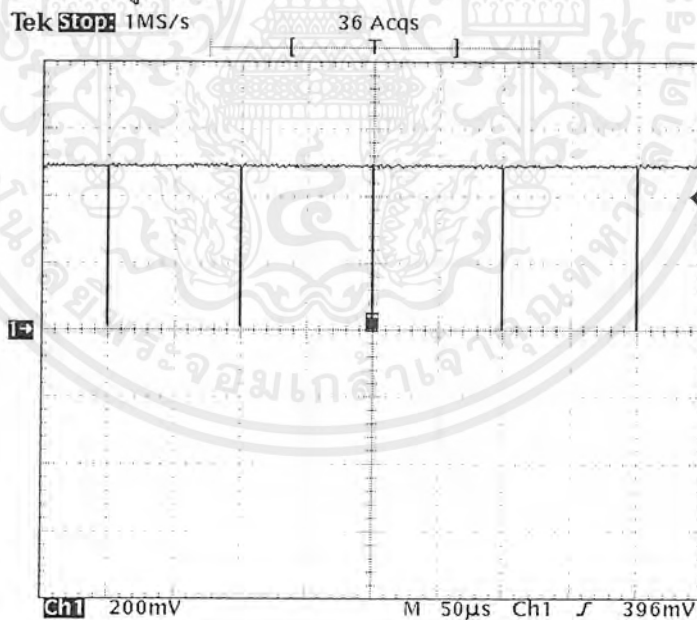
คริสตอลลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24เมกะเฮิร์ตซ์ ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบเฟสกับเอาต์พุตที่ได้จากพรีสเกลเลอร์ (จาก VCO แต่ถูกลดความถี่ลงมาแล้ว) ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.36



รูปที่ 4.36 สัญญาณและความถี่ที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์  
ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์

สัญญาณล็อกดีเทก (LD : Lock Detect)

หากความถี่ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ถูกล็อกแล้ว สัญญาณที่ได้จากขาล็อกดีเทก (ขา  
ที่ 28) ของ MC145152 จะเป็นคังรูปที่ 4.37

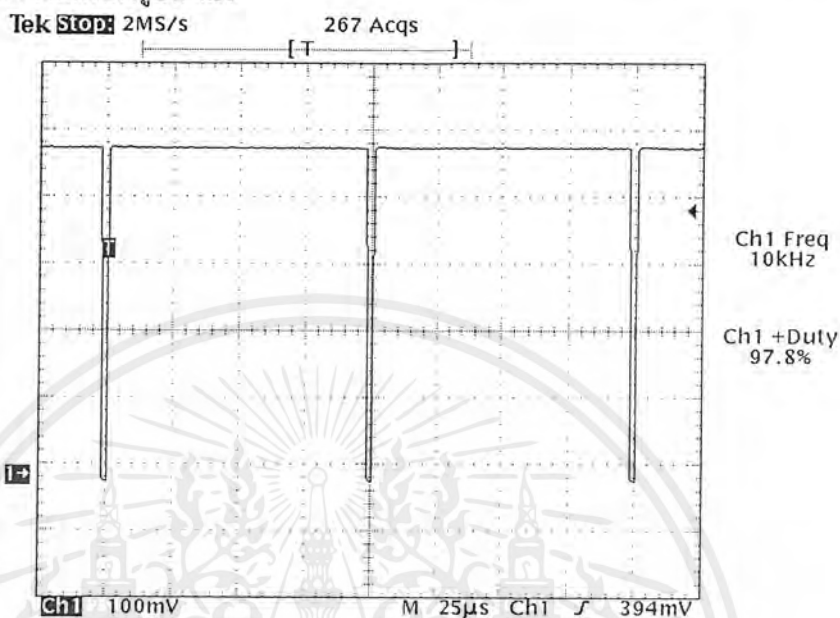


รูปที่ 4.37 สัญญาณที่ขาล็อกดีเทกของไอซีเบอร์ MC 145152  
หลังจากความถี่ถูกล็อกแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)

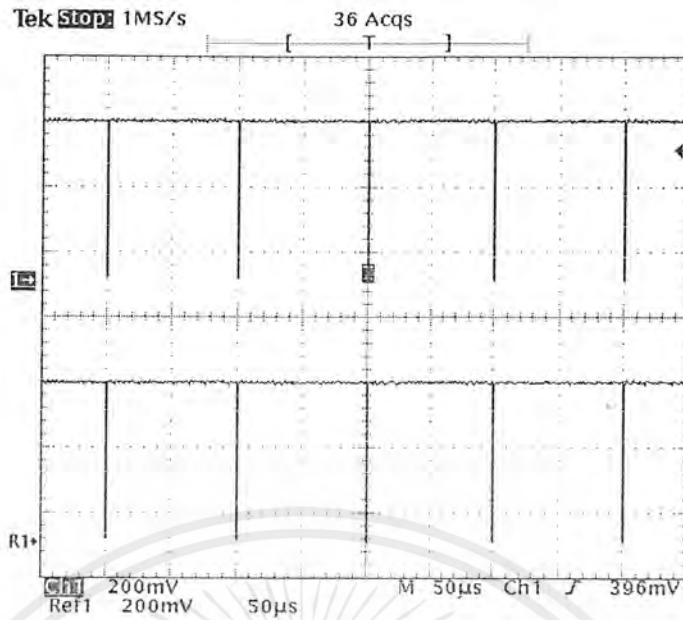
สัญญาณ โมดูลัสคอนโทรลใช้ในการควบคุมการหารของวงจรพีสเทลเลอร์โดยคิตีไซเคิล (duty cycle) ที่ได้จะมีความสัมพันธ์กับค่าการตั้งหารที่ขา  $A_0 - A_5$  และ  $N_0 - N_9$  สัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสคอนโทรลแสดงดังรูปที่ 4.39



รูปที่ 4.38 สัญญาณที่ขา MC ของไอซีเบอร์ MC 145152

สัญญาณ  $\phi_R$  และ  $\phi_V$

สัญญาณ  $\phi_R$  และ  $\phi_V$  ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นหรือลง โดยหากวงจรตั้งเคราะห์ความถี่ออกความถี่แล้วจะได้รูปสัญญาณดังต่อไปนี้

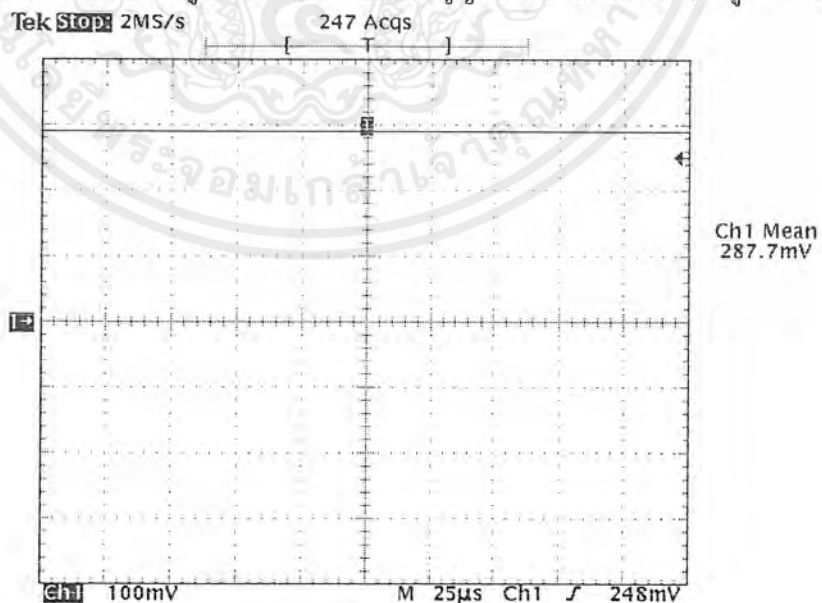


รูปที่ 4.39 สัญญาณที่ขา  $\phi_R$  และ  $\phi_V$  ของไอซีเบอร์ MC 145152

เมื่อ Ch1 คือ สัญญาณที่ได้จากขา  $\phi_R$   
 Ref1 คือ สัญญาณที่ได้จากขา  $\phi_V$

#### 4.8.4 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

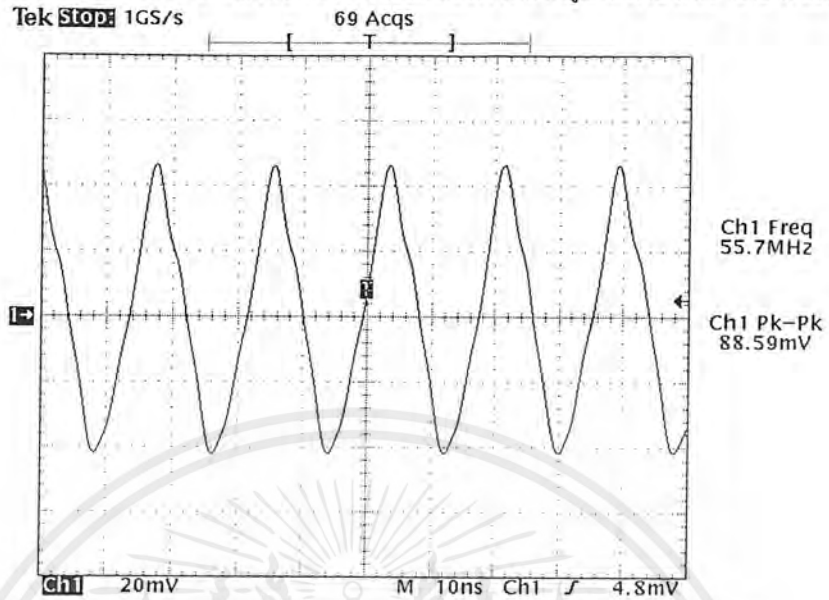
โดยการนำสัญญาณจากขา  $\phi_R$  และ  $\phi_V$  ของไอซีเบอร์ MC 145152 ป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรลูปฟิลเตอร์ เพื่อกรองเอาแค่ส่วนที่เป็น ไฟตรงซึ่งใช้ในการควบคุมแบบป้อนกลับไปยังวงจรรอสซิงเลเตอร์แบบปรับความถี่ได้ตามแรงดัน เอาต์พุตที่ได้จากวงจรลูปฟิลเตอร์จะเป็นแรงดันไฟตรงที่มีระดับแรงดันซึ่งให้ค่าความถี่ที่ต้องการ รูปที่ 4.41 แสดงระดับสัญญาณไฟตรงที่ได้จากวงจรลูปฟิลเตอร์



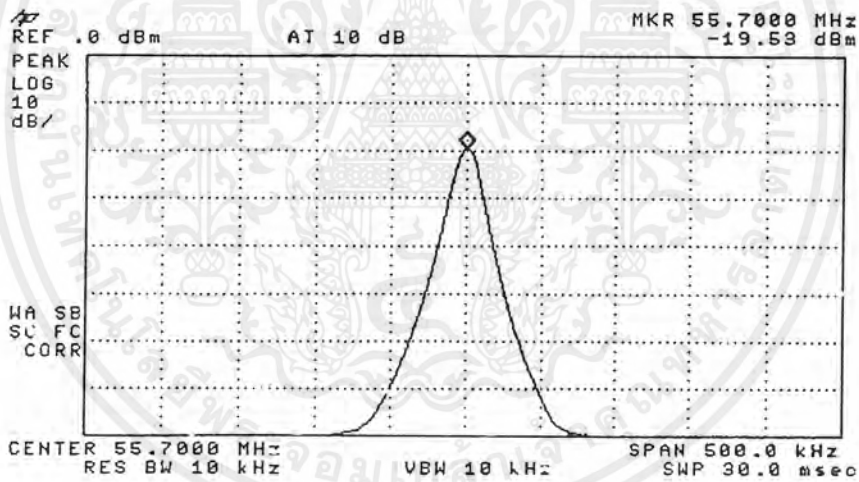
รูปที่ 4.40 ระดับสัญญาณไฟตรงที่ได้จากลูปฟิลเตอร์ที่ความถี่ 55.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปสัญญาณและสเปกตรัมทางความถี่ของสัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 55.7 เมกะเฮิร์ตซ์ หลังล็อกความถี่แล้ว แสดงได้ตามรูปที่ 4.42 และ 4.43 ตามลำดับ



รูปที่ 4.41 สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 55.7 เมกะเฮิร์ตซ์



Ext.Att. : 20 dB

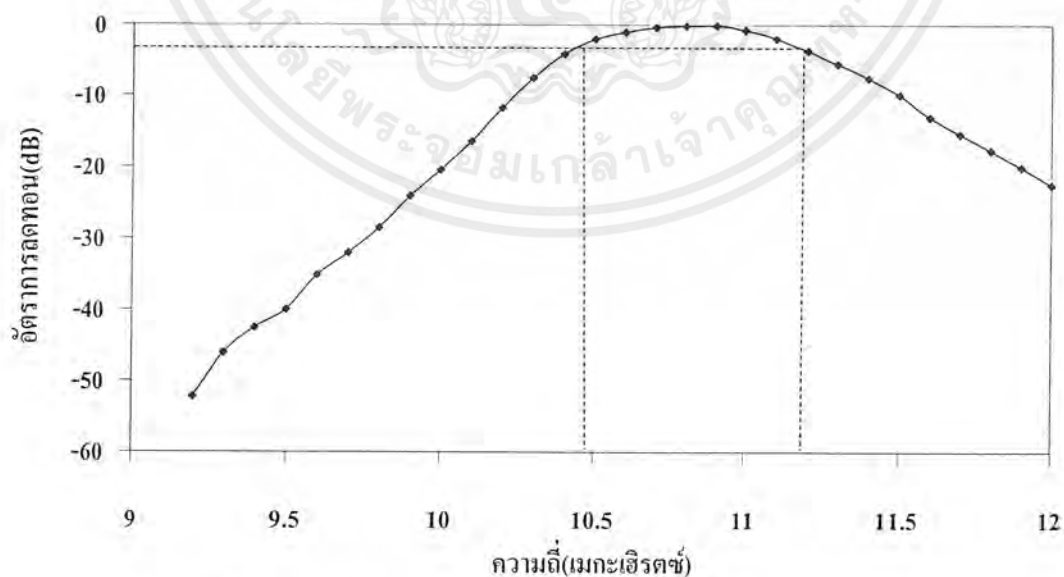
รูปที่ 4.42 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 55.7 เมกะเฮิร์ตซ์

#### 4.9 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (Band-Pass Filter 10.7 MHz)

สัญญาณที่ได้จากวงจรมิกเซอร์จะประกอบด้วยความถี่ต่างๆ จึงจำเป็นต้องกรองความถี่ที่ต้องการออกมาโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน โดยใช้วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท อันดับที่ 6 ซึ่งมีความถี่กึ่งกลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ มีแบนด์วิดท์ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ ( $Q = 10.7$ ) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ แสดงได้ตามตารางที่ 4.9 และรูปที่ 4.44

ความถี่ (เมกะเฮิร์ตซ์)	อัตราการลด ทอน (dB)	ความถี่ (เมกะเฮิร์ตซ์)	อัตราการลด ทอน (dB)	ความถี่ (เมกะเฮิร์ตซ์)	อัตราการลด ทอน (dB)
9.2	-52.24	10.2	-11.7	11.2	-3.6
9.3	-46.02	10.3	-7.52	11.3	-5.51
9.4	-42.49	10.4	-4.08	11.4	-7.53
9.5	-40	10.5	-1.99	11.5	-9.89
9.6	-35.13	10.6	-1.01	11.6	-13.05
9.7	-32.04	10.7	-0.35	11.7	-15.39
9.8	-28.51	10.8	-0.17	11.8	-17.72
9.9	-24.08	10.9	-0.08	11.9	-20
10	-20.44	11	-0.72	12	-22.49
10.1	-16.47	11.1	-1.93	12.1	-25.19

ตารางที่ 4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน  
ที่ความถี่กึ่งกลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ แบนด์วิดท์ 1 เมกะเฮิร์ตซ์

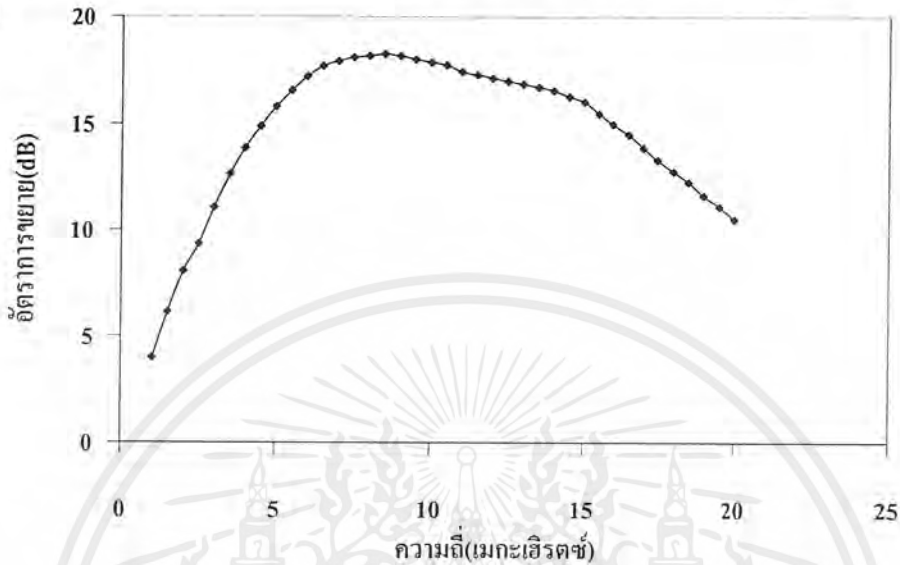


รูปที่ 4.43 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน  
ที่ความถี่กึ่งกลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ แบนด์วิดท์ 1 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

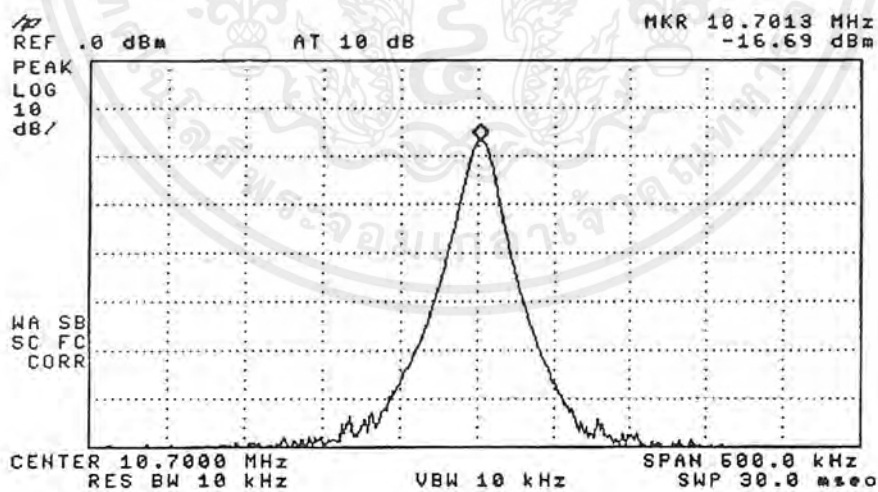
#### 4.10 วงจรขยายความถี่กลาง ( Intermediate Frequency Amplifier)

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านจะถูกเลือกเฉพาะช่วงความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านตามหัวข้อที่ 49 และเนื่องจากขนาดสัญญาณมีขนาดเล็ก ดังนั้นจึงจำเป็นต้องขยายสัญญาณที่ได้เพื่อให้มีความแรงของสัญญาณมากขึ้น โดยทำการวัดผลตอบสนองทางความถี่จะได้ผลดังรูป



รูปที่ 4.44 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายไอเอฟที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

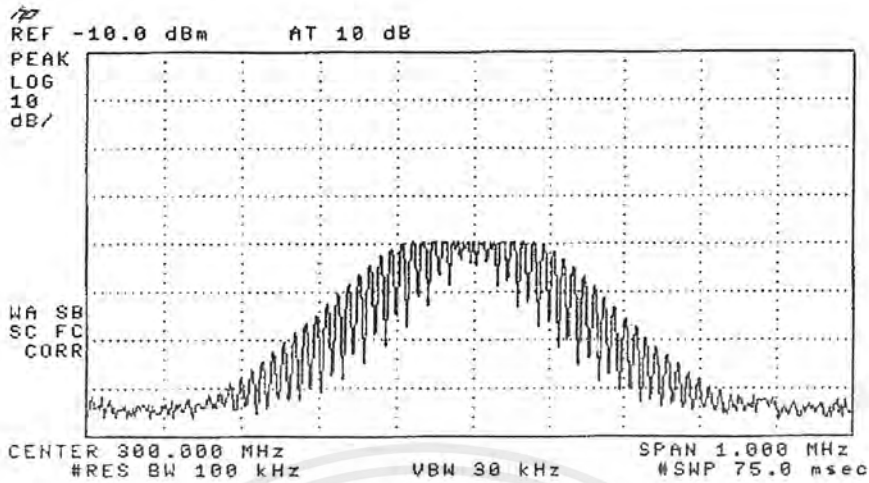
โดยสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณความถี่ไอเอฟ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่จะส่งไปใช้ในภาคดีมอดูเลเตอร์และภาคตรวจสอบระดับสัญญาณต่อไป



รูปที่ 4.45 สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ไอเอฟที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ที่รับได้

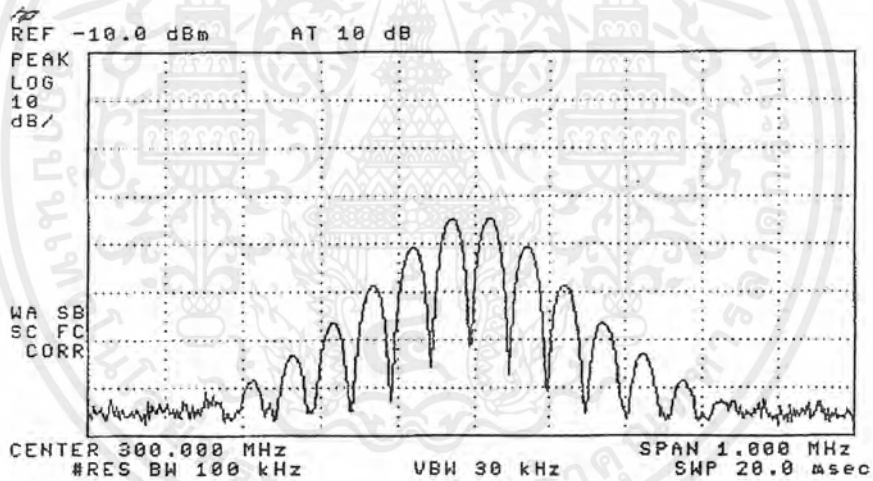
และโดยทำการทดสอบส่งสัญญาณที่มีการมอดูเลตแบบเอเอ็มและเอเอ็ม เข้ามา โดยป้อนสัญญาณความถี่ 300 เมกะเฮิร์ตซ์ที่มีการมอดูเลตแบบเอเอ็มและแบบเอเอ็ม สัญญาณข่าวสาร 1 กิโลเฮิร์ตซ์ขนาด -40 dBm และทำการวัดสเปกตรัมของสัญญาณไอเอฟที่รับได้ จะได้ผลดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Ext. Att. 20 dB

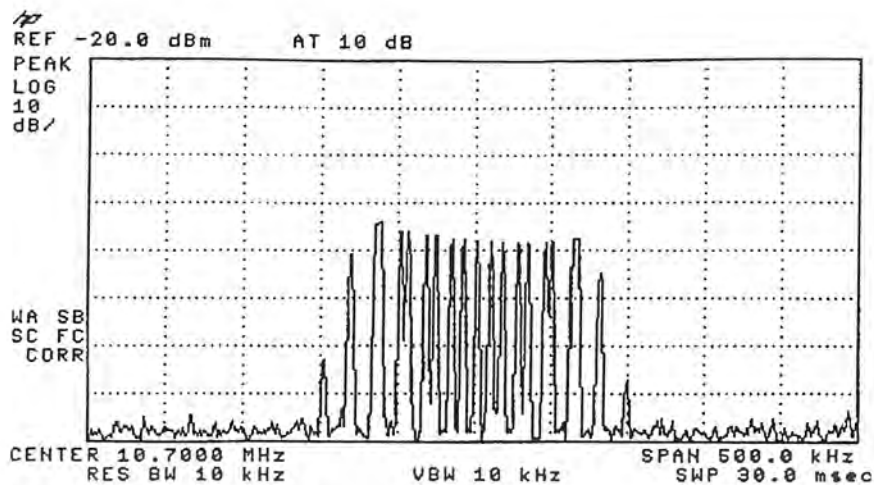
รูปที่ 4.46 สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มที่ใช้ในการทดสอบ



Ext. Att. 20 dB

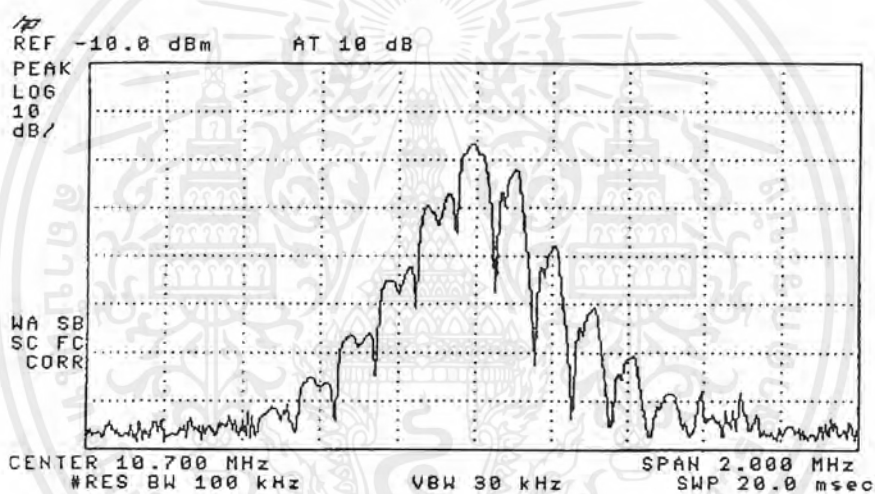
รูปที่ 4.47 สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มที่ใช้ในการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Ext. Att. 20 dB

รูปที่ 4.48 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มที่ไอเอฟ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ที่รับได้



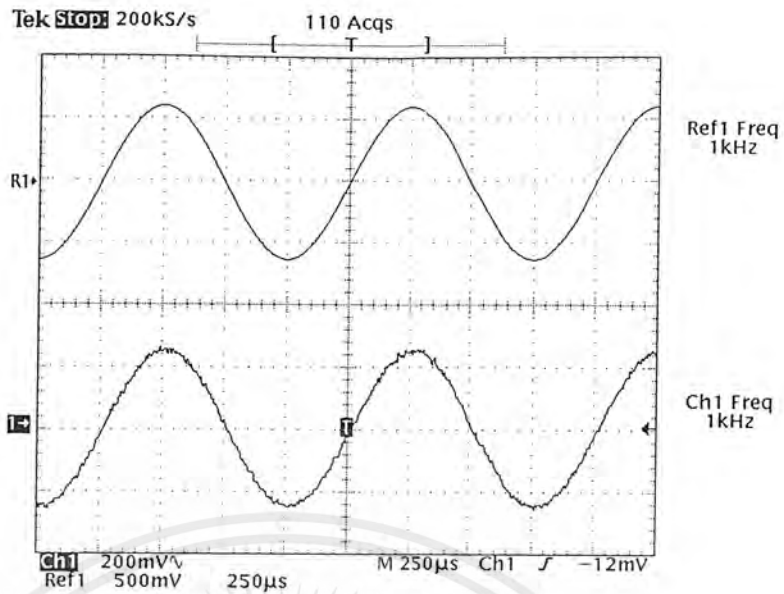
Ext. Att. 20 dB

รูปที่ 4.49 สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มที่ไอเอฟ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ที่รับได้

#### 4.11 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)

ในส่วนของการดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม โดยใช้ไอซีเบอร์ LM 3089 จะได้สัญญาณข่าวสารเอาต์พุตเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณข่าวสารที่เป็นอินพุตแสดงได้ตามรูปที่ 4.50 ถึง 4.543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

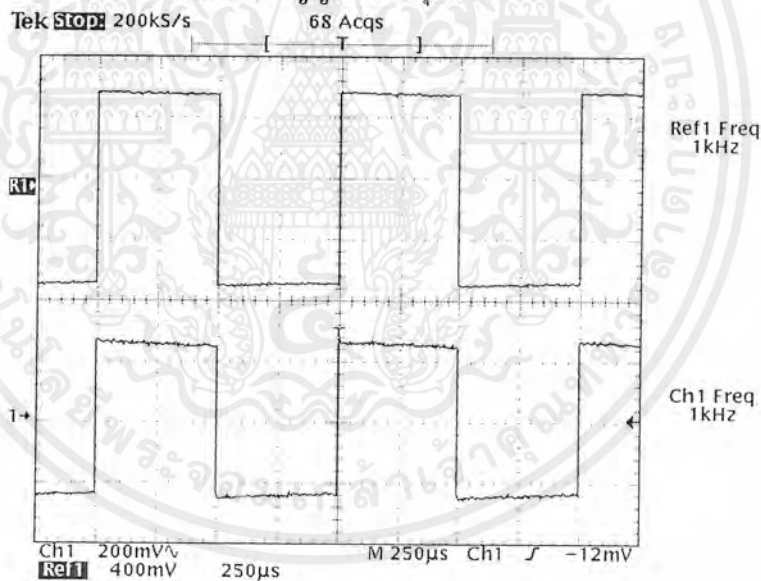


รูปที่ 4.50 สัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการติมอดูเลต

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์

เมื่อ Ref1 คือ สัญญาณอินพุตรูปไซน์

Ch1 คือ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้

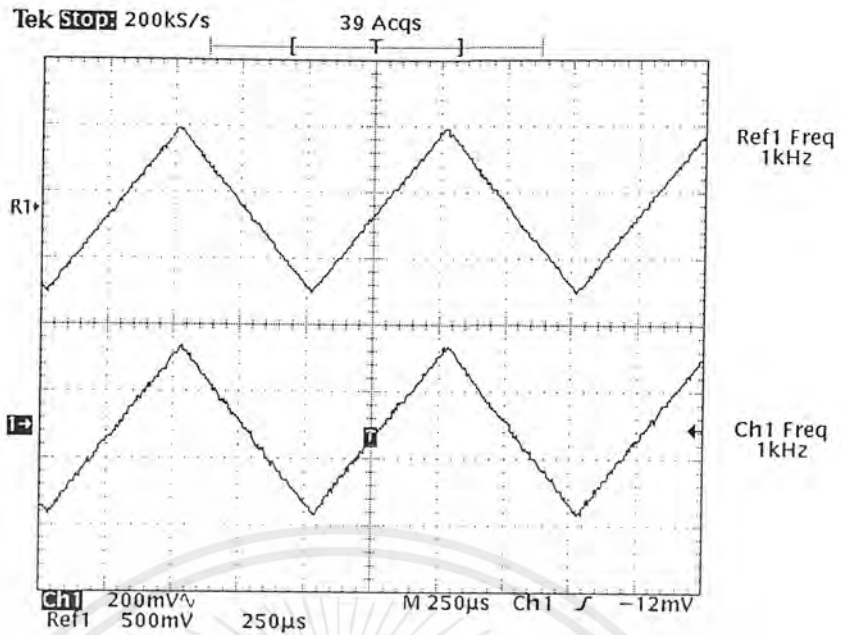


รูปที่ 4.51 สัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการติมอดูเลต

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม

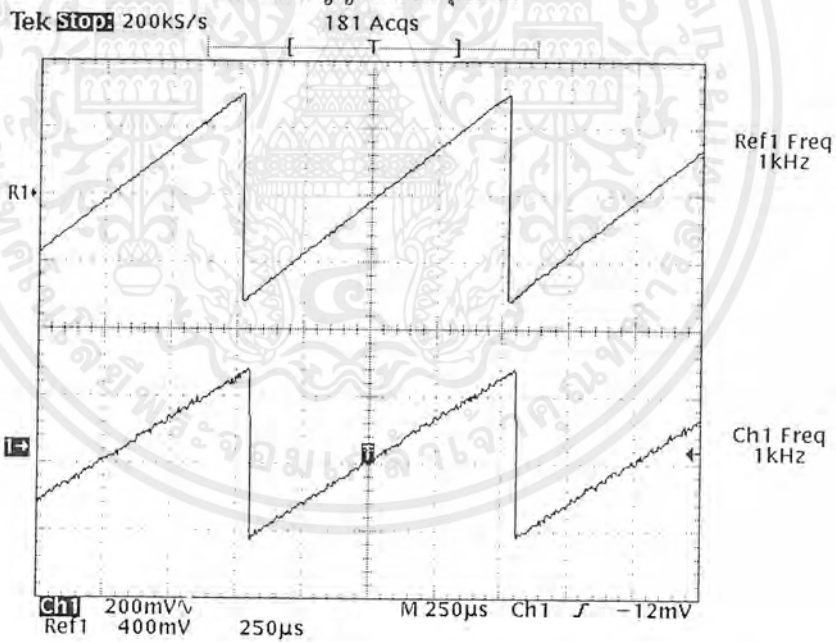
เมื่อ Ref1 คือ สัญญาณอินพุตรูปสี่เหลี่ยม

Ch1 คือ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้



รูปที่ 4.52 สัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการคิมอดูเลต  
เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

เมื่อ Ref1 คือ สัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยม  
Ch1 คือ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้

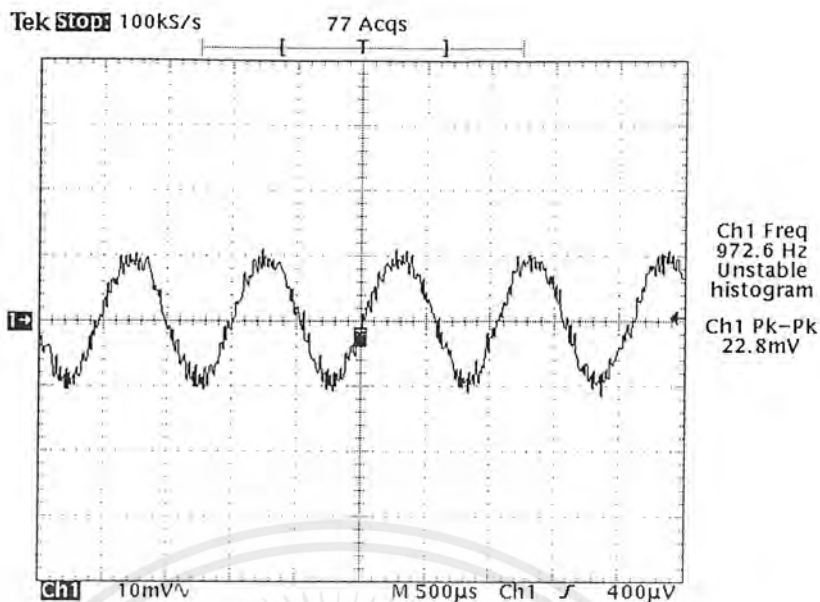


รูปที่ 4.53 สัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการคิมอดูเลต  
เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปฟันเลื่อย

เมื่อ Ref1 คือ สัญญาณอินพุตรูปฟันเลื่อย  
Ch1 คือ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้

และสัญญาณที่คิมอดูเลตได้จากสัญญาณที่ทำการทดสอบได้ผลดังรูป

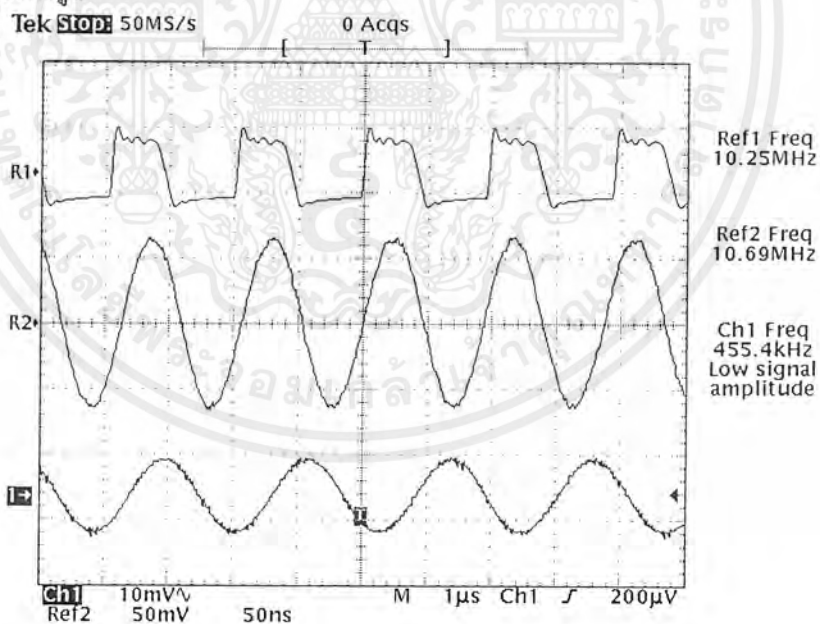
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.54 สัญญาณที่ได้จากวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบเอเอ็ม

#### 4.12 วงจรดีมอดูเลเตอร์แบบเอเอ็ม (AM Demodulator)

โดยทำการป้อนสัญญาณ โคลด 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ที่ได้จากวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ และสัญญาณอาร์เอฟ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อให้ได้สัญญาณไอเอฟที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ส่งไปให้วงจรดีมอดต่อไป ซึ่งได้ผลการทดลองดังรูป

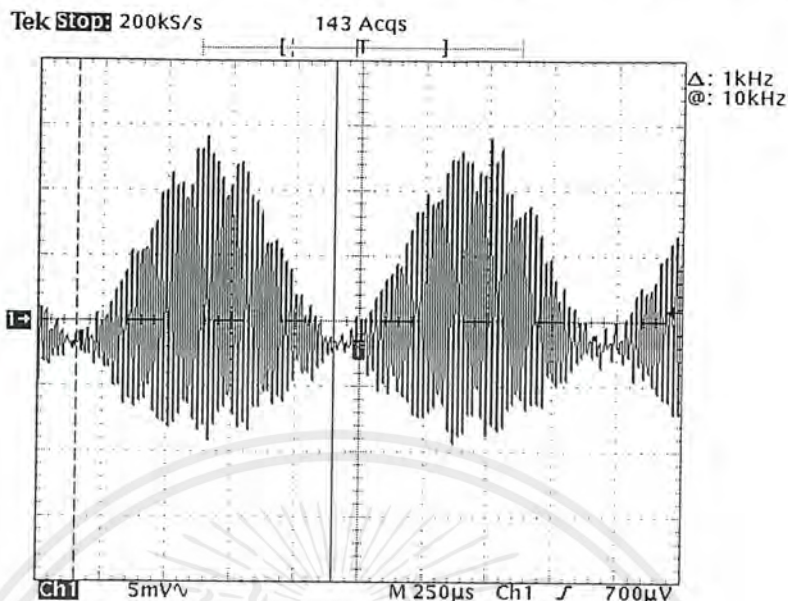


รูปที่ 4.55 สัญญาณไอเอฟที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์

เมื่อ	R1	สัญญาณ โคลดจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์
	R2	สัญญาณอาร์เอฟที่ป้อนให้วงจรมิกเซอร์
	Ch1	สัญญาณไอเอฟ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการคิมอูเลตสัญญาณเอเอ็มใช้กระบวนการคิเทกกรอบ จะได้เอาต์พุตออกมาดังรูป



รูปที่ 4.56 เอาต์พุตที่ได้จากวงจรคิเทกกรอบสัญญาณ

4.13 วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน แบบแอคทีฟ (Active Low-Pass Filter)

ในส่วนนี้ประกอบไปด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจำนวน 2 ชุดเพื่อให้เหมาะสมกับสัญญาณข่าวสารที่คิมอูเลตได้ โดยออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท อันดับที่ 4 ที่มีความถี่คัทออฟ ( $f_c$ ) ที่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ โดยผลตอบสนองทางความถี่ของฟิลเตอร์แต่ละชุดมีดังต่อไปนี้

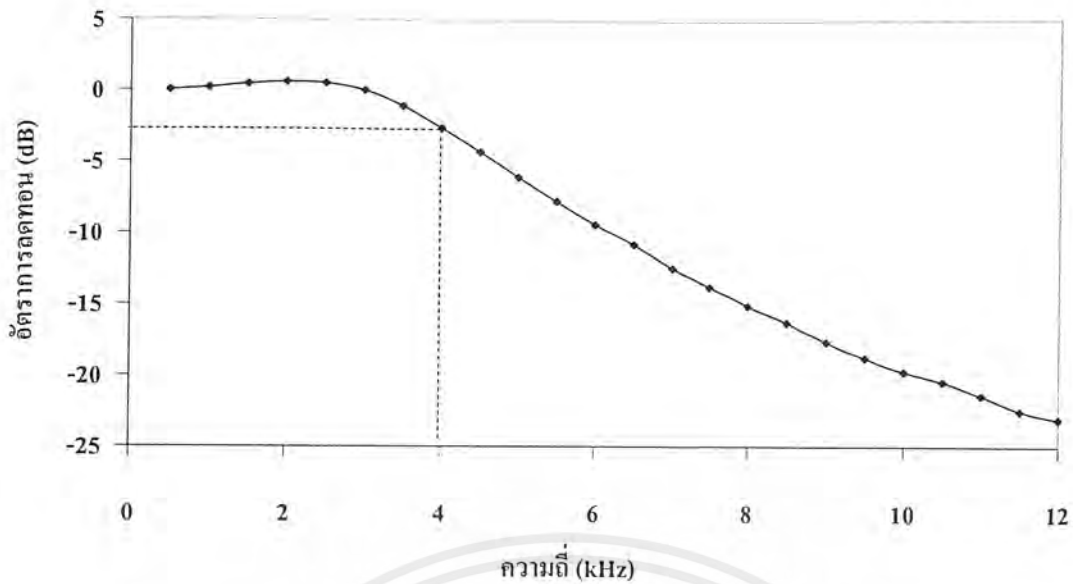
4.13.1 วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟที่มีความถี่คัทออฟที่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ ที่มีความถี่คัทออฟ 4 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงได้ตามตารางที่ 4.10

ความถี่ (กิโลเฮิร์ตซ์)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (กิโลเฮิร์ตซ์)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (กิโลเฮิร์ตซ์)	อัตราการลดทอน (dB)
0.5	0.00	4.5	-4.35	8.5	-16.31
1.0	0.17	5.0	-6.14	9.0	-17.65
1.5	0.42	5.5	-7.83	9.5	-18.79
2.0	0.59	6.0	-9.45	10.0	-19.74
2.5	0.51	6.5	-10.84	10.5	-20.45
3.0	0.00	7.0	-12.51	11.0	-21.41
3.5	-1.10	7.5	-13.85	11.5	-22.50
4.0	-2.65	8.0	-15.14	12.0	-23.10

ตารางที่ 4.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ ที่มีความถี่คัทออฟที่ 4 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

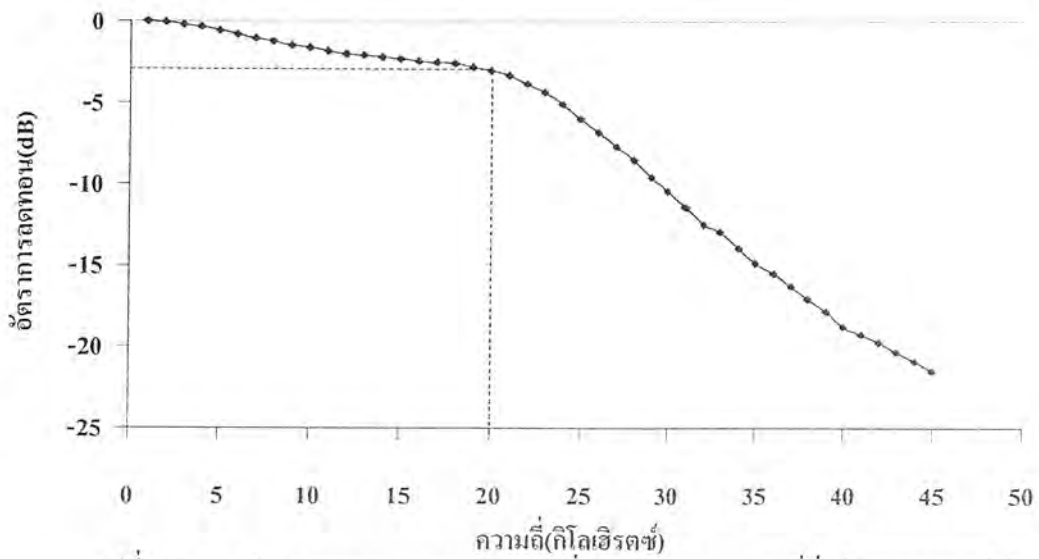


รูปที่ 4.57 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ  
ที่มีความถี่คัทออฟที่ 4 กิโลเฮิรตซ์

4.13.2 วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟที่มีความถี่คัทออฟที่ 20 กิโลเฮิรตซ์  
ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ ที่มีความถี่  
คัทออฟ 20 กิโลเฮิรตซ์ แสดงได้ตามตารางที่ 4.11

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
1	0	13	-2.08051	25	-6.0206	37	-16.3062
2	-0.06102	14	-2.21397	26	-6.8207	38	-17.0774
3	-0.21991	15	-2.29278	27	-7.70206	39	-17.8558
4	-0.3365	16	-2.42956	28	-8.51937	40	-18.786
5	-0.56521	17	-2.49877	29	-9.60344	41	-19.2515
6	-0.8001	18	-2.58022	30	-10.4576	42	-19.7433
7	-1.04153	19	-2.79324	31	-11.4373	43	-20.3546
8	-1.22961	20	-3.02391	32	-12.505	44	-20.9151
9	-1.48345	21	-3.33706	33	-12.9563	45	-21.5144

ตารางที่ 4.11 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ  
ที่มีความถี่คัทออฟที่ 20 กิโลเฮิรตซ์



รูปที่ 4.58 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเอกที่พี  
ที่มีความถี่คัทออฟที่ 20 กิโลเฮิรตซ์

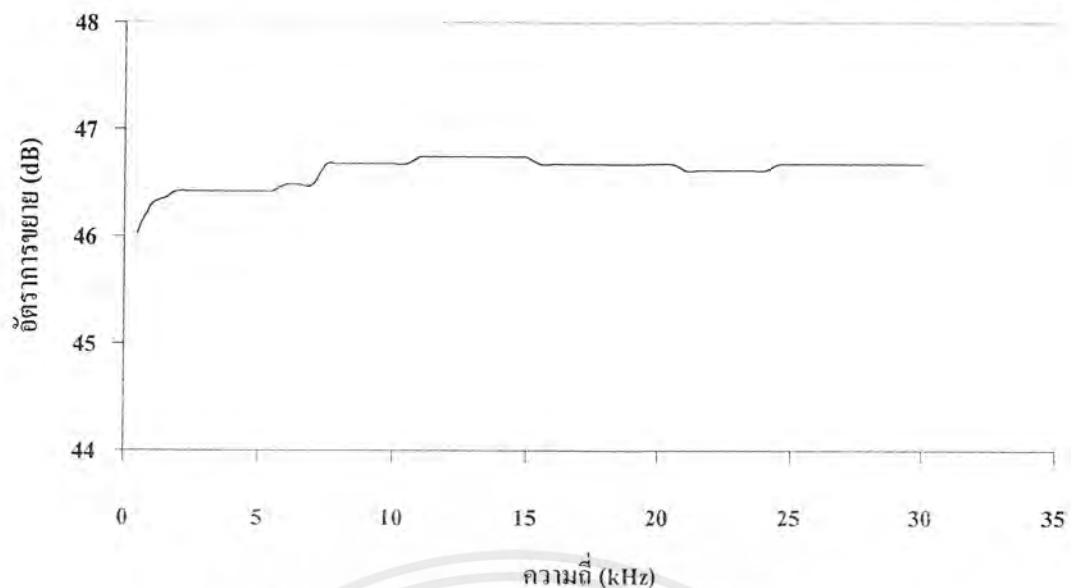
#### 4.14 วงจรขยายเสียง (Audio Amplifier)

สัญญาณที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะถูกนำมาผ่านไอซีเบอร์ TDA 2006 เพื่อขยายสัญญาณเสียงออกสู่ลำโพง โดยทำการทดลองป้อนสัญญาณรูปขายน้ความถี่ต่าง ๆ ที่มีขนาดของสัญญาณอินพุตเป็น  $10\text{ mV}_{p-p}$  ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.12 ดังนี้

ความถี่ (กิโลเฮิรตซ์)	เกน (dB)	ความถี่ (กิโลเฮิรตซ์)	เกน (dB)	ความถี่ (กิโลเฮิรตซ์)	เกน (dB)	ความถี่ (กิโลเฮิรตซ์)	เกน (dB)
0.5	46.02	8	46.67	15.5	46.67	23	46.61
1	46.29	8.5	46.67	16	46.67	23.5	46.61
1.5	46.35	9	46.67	16.5	46.67	24	46.61
2	46.42	9.5	46.67	17	46.67	24.5	46.67
2.5	46.42	10	46.67	17.5	46.67	25	46.67
3	46.42	10.5	46.67	18	46.67	25.5	46.67
3.5	46.42	11	46.74	18.5	46.67	26	46.67
4	46.42	11.5	46.74	19	46.67	26.5	46.67
4.5	46.42	12	46.74	19.5	46.67	27	46.67
5	46.42	12.5	46.74	20	46.67	27.5	46.67
5.5	46.42	13	46.74	20.5	46.67	28	46.67
6	46.48	13.5	46.74	21	46.61	28.5	46.67
6.5	46.48	14	46.74	21.5	46.61	29	46.67
7	46.48	14.5	46.74	22	46.61	29.5	46.67
7.5	46.67	15	46.74	22.5	46.61	30	46.67

ตารางที่ 4.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

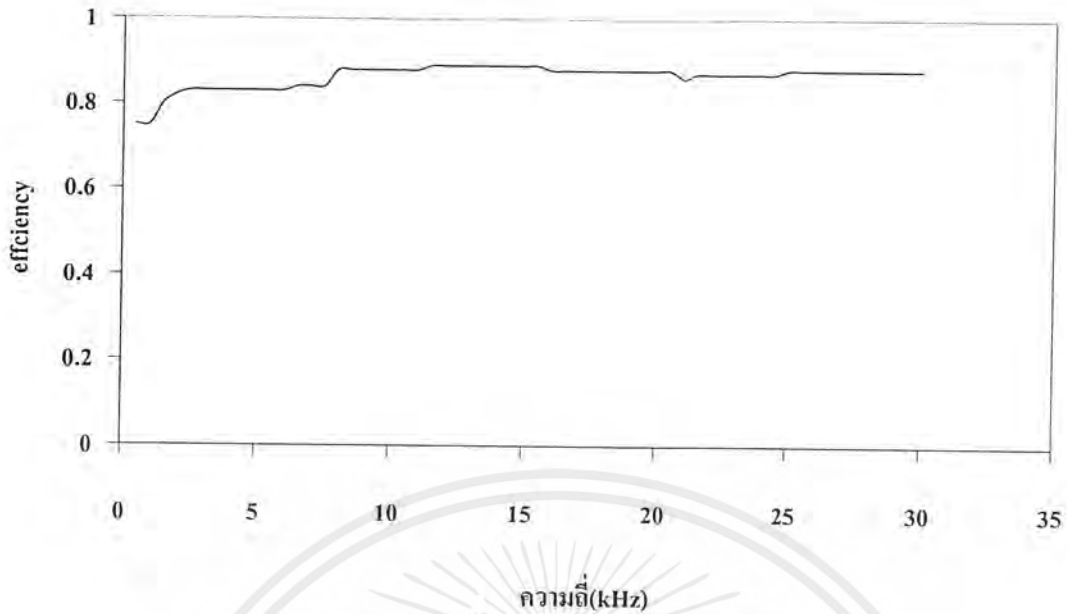


รูปที่ 4.59 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถายเสียง

ความถี่ (กิโลเฮิรตซ์)	ประสิทธิภาพ ผล	ความถี่ (กิโลเฮิรตซ์)	ประสิทธิภาพ ผล	ความถี่ (กิโลเฮิรตซ์)	ประสิทธิภาพ ผล	ความถี่ (กิโลเฮิรตซ์)	ประสิทธิภาพ ผล
0.5	0.75	8	0.88	15.5	0.89	23	0.87
1	0.75	8.5	0.88	16	0.88	23.5	0.87
1.5	0.8	9	0.88	16.5	0.88	24	0.87
2	0.82	9.5	0.88	17	0.88	24.5	0.87
2.5	0.83	10	0.88	17.5	0.88	25	0.88
3	0.83	10.5	0.88	18	0.88	25.5	0.88
3.5	0.83	11	0.88	18.5	0.88	26	0.88
4	0.83	11.5	0.89	19	0.88	26.5	0.88
4.5	0.83	12	0.89	19.5	0.88	27	0.88
5	0.83	12.5	0.89	20	0.88	27.5	0.88
5.5	0.83	13	0.89	20.5	0.88	28	0.88
6	0.83	13.5	0.89	21	0.86	28.5	0.88
6.5	0.84	14	0.89	21.5	0.87	29	0.88
7	0.84	14.5	0.89	22	0.87	29.5	0.88
7.5	0.84	15	0.89	22.5	0.87	30	0.88

ตารางที่ 4.13 ประสิทธิภาพของวงจรถายเสียง

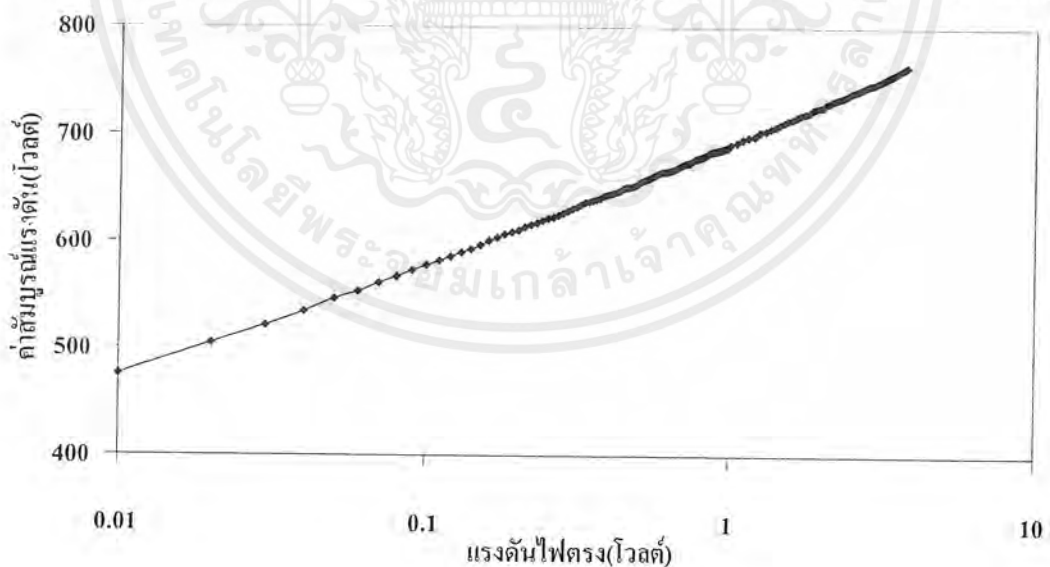
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.60 กราฟประสิทธิภาพผลของวงจรขยายเสียง

#### 4.15 วงจรตรวจสอบระดับสัญญาณ (Power Monitor)

โดยอาศัยหลักการทำงานของไดโอดที่มีผลตอบสนองต่อกระแสเชิงลอการิทึม จะได้ผลตอบสนองของไดโอดเมื่อทำการป้อนสัญญาณไฟตรงค่าตั้งแต่ 0.01 มิลลิโวลต์- 3.75 โวลต์ ปรับค่าที่ละ 0.01 มิลลิโวลต์ เข้าไปในวงจรขยายเชิงลอการิทึม จะได้ผลตอบสนองที่พล็อตบนกราฟกึ่งลอการิทึมเป็นดังนี้



รูปที่ 4.61 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงกับแรงดันไฟลบที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

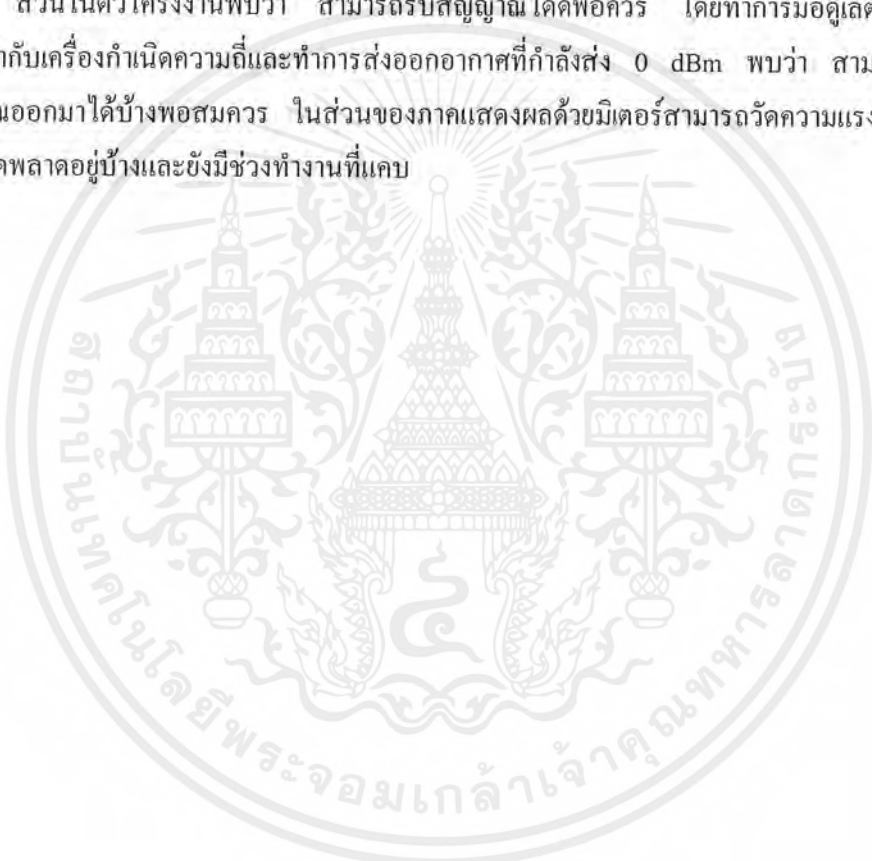
## บทที่ 5

### บทสรุปและวิจารณ์

โครงการเครื่องวัดความแรงของสัญญาณความถี่วิทยุนี้ เป็นเครื่องมือวัดชนิดหนึ่งที่ใช้งานในย่านความถี่สูง ดังนั้นในการออกแบบและสร้างวงจรทางด้านความถี่สูงจะมีความยากลำบากและพบปัญหาเกิดขึ้นมาก ไม่ว่าจะเป็นสัญญาณความถี่สูงที่เข้ามารบกวน และในการออกแบบ ไม่สามารถหลีกเลี่ยงค่าตัวเหนี่ยวนำ ได้ ซึ่งมักจะทำให้วงจรเกิดการออสซิลเลต และกราวนด์ของวงจรต้องทำให้มีขนาดใหญ่มาก

และในการทดลองมักจะเกิดปัญหาการรบกวนกันระหว่างอุปกรณ์ภายในห้องทดลอง หรือการออสซิลเลตที่เกิดจากตัววงจรเอง ทำให้ในบางครั้งไม่สามารถใช้งานได้ และในบางครั้งไม่สามารถเลือกหาอุปกรณ์ได้มากนัก เพราะหาซื้อลำบาก ทำให้ไม่สามารถทำให้วงจรต่างๆ มีประสิทธิภาพสูงมากได้

ส่วนในตัวโครงการพบว่า สามารถรับสัญญาณได้ดีพอควร โดยทำการมอดูเลตสัญญาณเสียงเพลงเข้ากับเครื่องกำเนิดความถี่และทำการส่งออกอากาศที่กำลังส่ง 0 dBm พบว่า สามารถดีมอดูเลตสัญญาณออกมาได้บ้างพอสมควร ในส่วนของภาคแสดงผลด้วยมิเตอร์สามารถวัดความแรงได้บ้าง แต่มีความผิดพลาดอยู่บ้างและยังมีช่วงทำงานที่แคบ





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATORS

Plug-In

LINEAR TUNING 15 to 2000 MHz



POS

MODEL NO.	FREQ. MHz		POWER OUTPUT dBm	TUNE VOLTAGE V		PHASE NOISE dBc/Hz SSB @ offset frequencies: Typ.				PULLING MHz	PUSHING MHz/V	TUNING SENSITIVITY MHz/V	HARMONICS dBc		3 dB MOD. BANDWIDTH kHz	POWER SUPPLY		CAPD DATA	Case Style	CONN. I/O	Price \$
	Min.	Max.	Typ.	Min.	Max.	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	Typ.	Typ.	Typ.	Typ.	Max.	Typ.	V.	mA	Page	Note B	QTY (5-49)	Qty (5-49)
NEW POS-25	15	25	+7	1	11	-105	-125			0.06	0.04	1-4	-26	-15	60	12	20	15-30	A06	hx	16.95
POS-50	25	50	+8.5	1	16	-110	-130			0.06	0.04	2.0-2.6	-19	-12	100	12	20	15-31	A06	hx	11.95
POS-75	37.5	75	+8	1	16	-110	-130			0.15	0.11	3.1-3.8	-27	-16	100	12	20	15-31	A06	hx	11.95
POS-100	50	100	+8.3	1	16	-107	-130			0.6	0.2	4.2-4.8	-23	-18	100	12	20	15-32	A06	hx	11.95
POS-150	75	150	+9.5	1	16	-103	-127			0.8	0.3	5.8-6.7	-23	-17	100	12	20	15-33	A06	hx	11.95
POS-200	100	200	+10	1	16	-102	-122			1.0	0.2	7.1-8.6	-24	-20	100	12	20	15-34	A06	hx	11.95
POS-300	150	280	+10	1	16	-100	-120			1.8	0.3	9.5-13	-30	-20	100	12	20	15-35	A06	hx	13.95
POS-400	200	380	+9.5	1	16	-98	-120			1.8	0.3	13.7-16.9	-28	-20	100	12	20	15-36	A06	hx	13.95
POS-535	300	525	+8.8	1	16	-93	-116			2.0	0.4	10.5-24	-26	-20	100	12	20	15-37	A06	hx	13.95
POS-765	485	765	+9.5	1	16	-85	-108			5.0	0.4	18-27	-21	-17	100	12	22	15-38	A06	hx	14.95
NEW POS-900W	500	900	+7	1	20	-95	-115			2.0	0.3	16-40	-26	-20	100	12	25	15-39	A06	hx	16.95
POS-1025	685	1025	+9	1	16	-84	-104			5.0	0.6	21-36	-23	-18	100	12	22	15-40	A06	hx	16.95
NEW POS-1060	750	1060	+12	1	20	-90	-112			50	3.0	18-32	-11	—	1000	8	30	15-41	A06	hx	14.95
NEW POS-1400	975	1400	+13	1	20	-95	-115			36	1.5	21-43	-11	—	1000	8	30	15-42	A06	hx	14.95
NEW POS-2000	1370	2000	+10	1	20	-95	-115			28	1.5	30-50	-11	—	1000	8	30	15-43	A06	hx	14.95

## features

- Octave bandwidth range (typ.)
- Linear tuning
- Low phase noise, characterized at 10 KHz and 100 KHz offsets
- Excellent harmonic suppression
- Output suitable for LO drive to mixers
- Low power consumption, typically 190 mW (most models)
- Usable with +15V supply for higher power output, typically 2 dB
- Useful in digital cordless phones, cellular up-and-down converters, CATV distribution and set top converters, wideband frequency synthesizers, test instruments, signal generators and agile communications systems

## NOTES:

- General Quality Control Procedures, Environmental specifications, Hi-Rel, MIL and TX description are given in General Information (Section 0).
- Connector types and case mounted options, case finishes are given in section 0, see "Case Styles & Outline Drawings".
- Prices and Specifications subject to change without notice.

1. Absolute Maximum Supply Voltage ( $V_{cc}$ ) & Tuning Voltage ( $V_{tune}$ ):

Model	( $V_{cc}$ )	( $V_{tune}$ )	Model	( $V_{cc}$ )	( $V_{tune}$ )
POS-25	+15V	+12V	POS-400	+16V	+18V
POS-50	+16V	+17V	POS-535	+16V	+18V
POS-75	+16V	+18V	POS-765	+16V	+18V
POS-100	+16V	+18V	POS-900W	+15V	+25V
POS-200	+16V	+18V	POS-1025	+16V	+18V
POS-150	+16V	+18V	POS-1060	+10V	+22V
POS-200	+16V	+18V	POS-1400	+10V	+22V
POS-300	+16V	+18V	POS-2000	+10V	+22V

2. Operating Temperature: -55°C to +85°C

## DESIGNERS KITS AVAILABLE

KIT NO.	NO. of Units in Kit	Description	Price \$ per Kit
K-POS1	10	1 of each: POS-50, 75, 100, 150, 200, 300, 400, 535, 765, 1025	124.95
K-POS2	7	1 of each: POS-50, 100, 200, 400, 535, 765, 1025	79.95
K-POS3	6	2 of each: POS-1060, 1400, 2000	79.95
K-JTOS1	10	1 of each: JTOS-50, 75, 100, 150, 200, 300, 400, 535, 765, 1025	149.95
K-JTOS2	7	1 of each: JTOS-50, 100, 200, 400, 535, 765, 1025	99.95
K-JTOS3	6	2 of each: JTOS-1300, 1650, 1910	114.95

เอกสาร บัณฑิต **Mini-Circuits**® การศึกษา INTERNET <http://www.minicircuits.com> โฆษณาด้านการค้า

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661

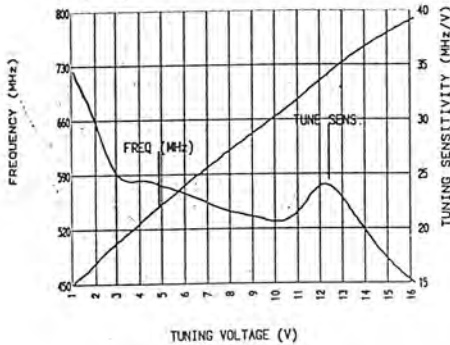
Distribution Centers: NORTH AMERICA 800-654-7949 417-335-5935 Fax 417-335-5945 EUROPE 44-1252-835094 Fax 44-1252-837010

# VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATORS

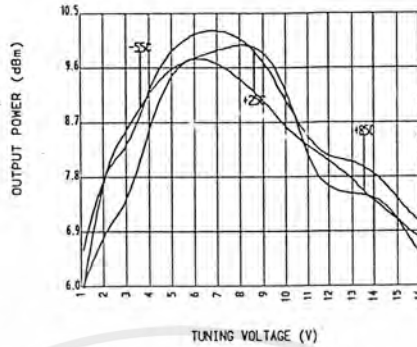
POS-765/JTOS-765

485 to 765 MHz

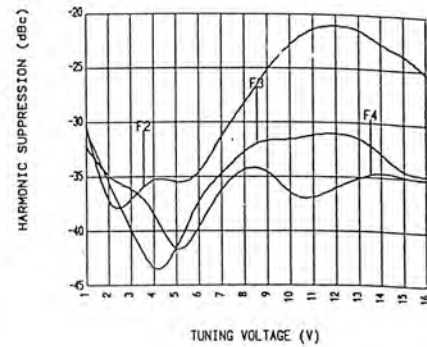
TUNING CHARACTERISTICS



POWER OUTPUT



HARMONICS SUPPRESSION

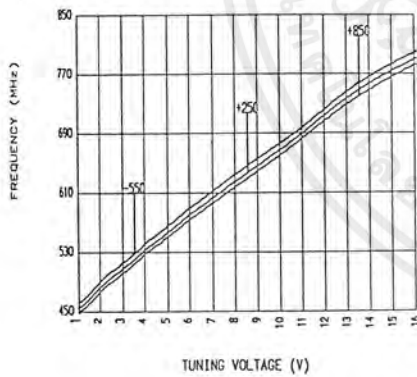


V-TUNE	FREQUENCY (MHz)	TUNING SENSITIVITY
1.0	458.58	35.0
2.0	488.18	29.6
3.0	512.46	24.3
4.0	537.73	25.3
5.0	562.06	24.3
6.0	585.85	23.8
7.0	608.52	22.7
8.0	630.40	21.9
9.0	652.12	21.7
10.0	672.95	20.8
11.0	694.83	21.9
12.0	720.38	25.5
13.0	743.41	23.0
14.0	763.22	19.8
15.0	780.43	17.2
16.0	795.96	15.5

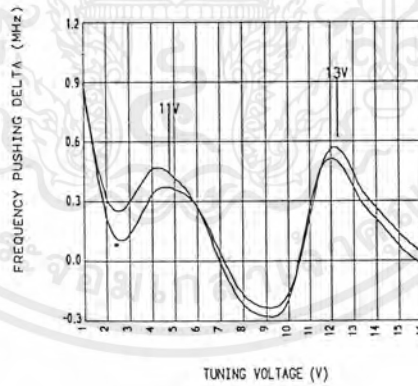
Pout (dBm)	Pout (dBm)		
	-55°C	+25°C	+85°C
1.0	6.03	6.65	6.07
2.0	8.15	8.08	7.02
3.0	8.63	8.25	7.39
4.0	9.31	9.46	8.82
5.0	9.66	9.98	9.64
6.0	9.80	10.21	9.82
7.0	9.91	10.25	9.69
8.0	10.03	10.11	9.41
9.0	9.92	9.71	9.06
10.0	9.24	9.00	8.59
11.0	7.96	8.39	8.31
12.0	7.62	8.13	8.09
13.0	7.54	8.09	7.76
14.0	7.54	7.90	7.41
15.0	7.12	7.42	7.10
16.0	6.53	7.07	6.81

HARMONICS (dBc)		
F2	F3	F4
-30.2	-30.5	-32.0
-38.7	-35.6	-35.1
-36.8	-39.5	-35.6
-34.4	-44.4	-37.8
-35.5	-41.4	-42.7
-34.8	-36.3	-39.2
-30.6	-34.4	-35.5
-28.0	-32.1	-33.7
-24.6	-31.2	-33.9
-22.5	-31.4	-36.6
-20.9	-30.8	-36.8
-20.8	-30.7	-35.6
-21.0	-31.0	-34.8
-22.6	-32.6	-34.1
-23.3	-34.4	-34.7
-25.1	-34.4	-34.8

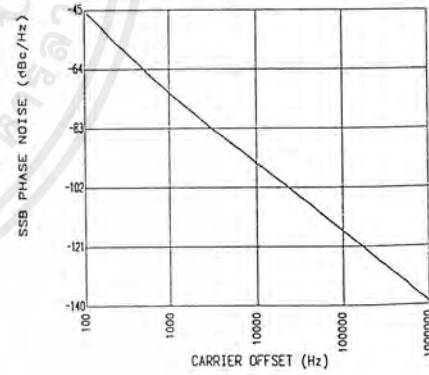
FREQ. VARIATION WITH TEMPERATURE



FREQUENCY PUSHING



PHASE NOISE



FREQUENCY (MHz)

V-TUNE	-55°C	+25°C	+85°C
1.0	465.25	458.58	452.66
2.0	495.97	488.18	481.77
3.0	520.33	512.46	506.55
4.0	545.93	537.73	531.95
5.0	570.77	562.06	556.06
6.0	594.83	585.85	579.35
7.0	617.68	608.52	601.52
8.0	640.03	630.40	623.18
9.0	661.98	652.12	644.62
10.0	681.98	672.95	665.68
11.0	702.20	694.83	688.36
12.0	728.47	720.38	712.66
13.0	752.52	743.41	734.83
14.0	772.63	763.22	754.73
15.0	789.40	780.43	772.20
16.0	804.72	795.96	787.93

FREQUENCY PUSHING (MHz) (REFERRED TO Vcc=12V)

11V	13V
0.88	0.92
0.21	0.10
0.29	0.10
0.54	0.41
0.44	0.39
0.32	0.32
-0.02	0.04
-0.24	-0.19
-0.27	-0.23
-0.28	-0.22
0.36	0.25
0.62	0.71
0.36	0.43
0.22	0.27
0.08	0.15
-0.01	0.05

PHASE NOISE

CARRIER OFFSET (Hz)	SSB PHASE NOISE (dBc/Hz)
100	-46
1000	-74
10000	-95
100000	-117
1000000	-140



**Mini-Circuits**

INTERNET <http://www.minicircuits.com>  
 P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661  
 Distribution Centers/ NORTH AMERICA 800-654-7949 \* 417-335-5935 Fax 417-335-5945 EUROPE 44-1252-835094 Fax 44-1252-837010

# broadband plug-in and surface mount Monolithic Amplifiers

50 ohms

up to 56 mW (+ 17.5 dBm) output  
dc to 2 GHz

case style selection

outline drawings Table of Contents



RAM



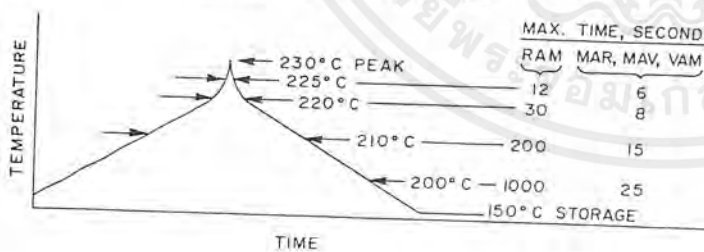
MAR



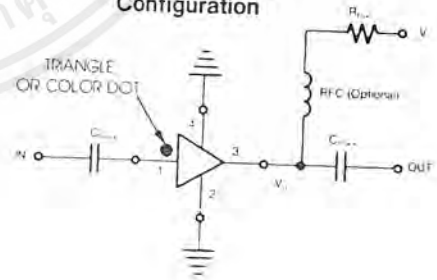
MAR-SM

MODEL NO.	FREQ. MHz	GAIN, dB Typical (at MHz)					MAXIMUM POWER, dBm		DYNAMIC RANGE		VSWR		MAXIMUM RATING (25°C)		DC POWER at Pin 3		PRICE \$ ▼ Qty. (25)	DISTRIBUTOR			
		f <sub>L</sub>	f <sub>U</sub>	100	500	1000	2000	(Note 4) MIN	Output 1dB Comp.	Input no (damage)	NF dB Typ.	IP3 dBm Typ.	In	Out	I(mA)	P(mW)		Current (mA)	Volt. Typ.	F A C T O R Y	L O C A L
□ MAR case VV105	MAR-1	DC-1000	18.5	17.5	15.5	—	13.0	+ 1.5	+ 20	5.5	+ 14.0	1.3:1	1.3:1	40	200	17	5.0	0.99	●	●	
	MAR-2	DC-2000	12.5	12.3	12.0	11.0	8.5	+ 4.5	+ 20	6.5	+ 17.0	1.3:1	1.4:1	60	325	25	5.0	1.35	●	●	
	MAR-3	DC-2000	12.5	12.2	12.0	10.5	8.0	+ 10.0	+ 20	6.0	+ 23.0	1.5:1	1.7:1	70	400	35	5.0	1.45	●	●	
	MAR-4	DC-1000	8.3	8.2	8.0	—	7.0	+ 12.5	+ 20	7.0	+ 25.5	1.5:1	1.7:1	85	500	50	5.25	1.55	●	●	
	MAR-6	DC-2000	20.0	18.5	16.0	11.0	9.0	+ 2.0	+ 20	3.0	+ 14.5	1.5:1	1.4:1	50	200	16	3.5	1.29	●	●	
	MAR-7	DC-2000	13.5	13.1	12.5	11.0	8.5	+ 5.5	+ 20	5.0	+ 19.0	1.4:1	1.5:1	60	275	22	4.0	1.75	●	●	
	MAR-8	DC-1000	32.5	28.0	22.5	—	19.0	+ 12.5	+ 20	3.3	+ 27.0	*	*	65	500	36	7.8	1.70	●	●	
○ MAR-SM case WW107	MAR-1SM	DC-1000	18.5	17.5	15.5	—	13.0	+ 1.5	+ 20	5.5	+ 14.0	1.3:1	1.2:1	40	200	17	5.0	1.04	●	●	
	MAR-2SM	DC-2000	12.5	12.3	12.0	11.0	8.5	+ 4.5	+ 20	6.5	+ 17.0	1.5:1	1.4:1	60	325	25	5.0	1.40	●	●	
	MAR-3SM	DC-2000	12.5	12.2	12.0	10.5	8.0	+ 10.0	+ 20	6.0	+ 23.0	1.6:1	1.7:1	80	425	35	5.0	1.45	●	●	
	MAR-4SM	DC-1000	8.3	8.2	8.0	—	7.0	+ 12.5	+ 20	7.0	+ 25.5	1.5:1	1.9:1	85	500	50	5.25	1.60	●	●	
	MAR-6SM	DC-2000	20.0	18.5	16.0	11.0	9.0	+ 2.0	+ 20	3.0	+ 14.5	1.7:1	1.7:1	50	200	16	3.5	1.34	●	●	
	MAR-7SM	DC-2000	13.5	13.1	12.5	11.0	8.5	+ 5.5	+ 20	5.0	+ 19.0	1.7:1	1.7:1	60	275	22	4.0	1.80	●	●	
	MAR-8SM	DC-1000	32.5	28.0	22.5	—	19.0	+ 12.5	+ 20	3.3	+ 27.0	*	*	65	500	36	7.8	1.75	●	●	
○ RAM case AF190	RAM-1	DC-1000	19.0	17.5	15.5	—	13.0	+ 1.5	+ 20	5.5	+ 14.0	1.3:1	1.3:1	40	200	17	5.0	4.95	●	●	
	RAM-2	DC-2000	12.5	12.0	11.8	11.0	8.5	+ 4.5	+ 20	6.5	+ 17.0	1.2:1	1.4:1	60	325	25	5.0	4.95	●	●	
	RAM-3	DC-2000	12.5	12.2	12.0	10.5	8.0	+ 10.0	+ 20	6.0	+ 23.0	1.6:1	1.7:1	80	425	35	5.0	4.95	●	●	
	RAM-4	DC-1000	8.5	8.2	8.0	—	7.0	+ 12.5	+ 20	7.0	+ 25.5	1.4:1	1.9:1	100	540	50	5.25	4.95	●	●	
	RAM-6	DC-2000	20.0	19.0	16.0	11.0	9.0	+ 2.0	+ 20	2.8	+ 14.5	1.4:1	1.3:1	50	200	16	3.5	4.95	●	●	
	RAM-7	DC-2000	13.5	13.1	12.5	11.0	8.5	+ 5.5	+ 20	4.5	+ 19.0	2.0:1	1.8:1	60	275	22	4.0	4.95	●	●	
	RAM-8	DC-1000	32.5	28.0	23.0	—	19.0	+ 12.5	+ 20	3.0	+ 27.0	*	*	65	420	36	7.8	4.95	●	●	

REFLOW - SOLDERING PROFILE



Typical Biasing Configuration



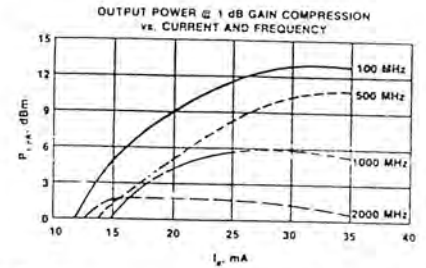
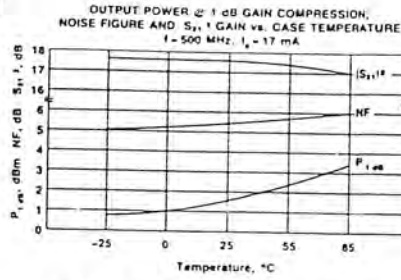
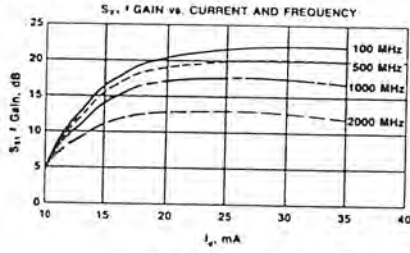
3-14 **Mini-Circuits**

Distribution Centers NORTH AMERICA 800-654-7949 417-335-5935 Fax 417-335-5945 EUROPE 44-252-835094 Fax 44-252-837010

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

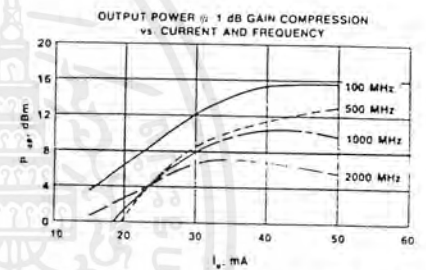
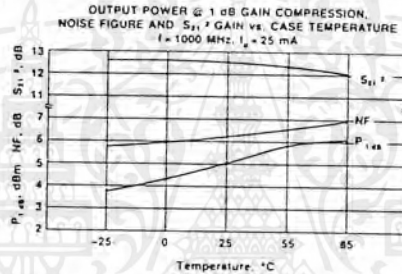
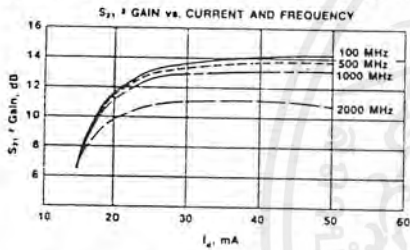
# Amplifiers

## MAR-1 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_D = 17\text{ mA}$ )



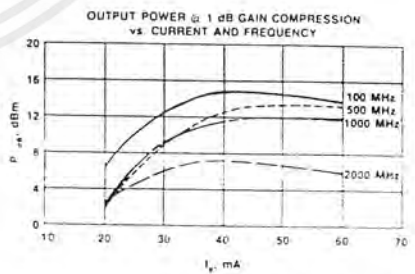
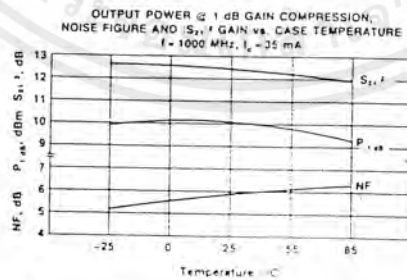
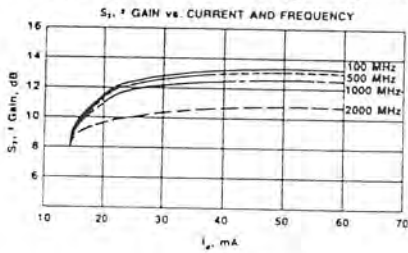
Freq. MHz	$S_{11}$ (Input Return Loss)			$S_{21}$ (Power Gain)		$S_{12}$ (Isolation Out-In)			$S_{22}$ (Output Return Loss)		
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
100	-23.10	0.07	164	18.5	171	-21.94	0.08	4	-23.10	0.07	-14
500	-24.44	0.06	106	17.5	141	-21.94	0.08	15	-23.10	0.07	-68
1000	-24.44	0.06	72	15.5	111	-20.00	0.10	24	-20.92	0.09	-124
1500	-27.96	0.04	59	13.7	87	-17.72	0.13	26	-20.00	0.10	-161
2000	-24.44	0.06	149	12.3	67	-15.92	0.16	21	-15.92	0.16	-177
2500	-20.00	0.10	142	10.6	49	-14.89	0.18	18	-15.92	0.16	155
3000	-18.42	0.12	139	9.3	34	-13.98	0.20	12	-16.48	0.15	144
3500	-13.98	0.20	129	7.9	19	-13.15	0.22	5	-15.92	0.16	135
4000	-11.06	0.28	120	6.6	3	-12.04	0.25	-4	-15.39	0.17	127

## MAR-2 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_D = 25\text{ mA}$ )



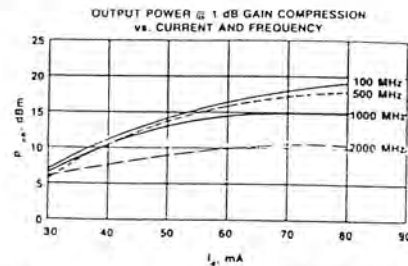
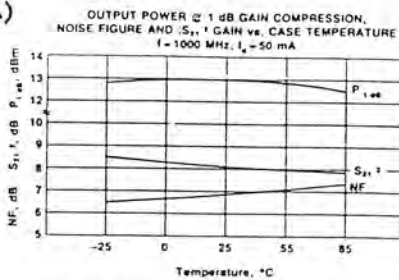
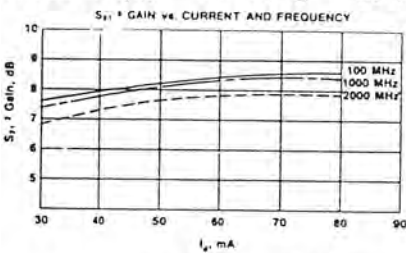
Freq. MHz	$S_{11}$ (Input Return Loss)			$S_{21}$ (Power Gain)		$S_{12}$ (Isolation Out-In)			$S_{22}$ (Output Return Loss)		
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
100	-18.42	0.12	173	13.0	174	-18.42	0.12	1	-17.72	0.13	-8
500	-19.17	0.11	154	12.8	156	-18.42	0.12	5	-18.42	0.12	-38
1000	-20.00	0.10	130	12.5	131	-17.72	0.13	7	-18.42	0.12	-75
1500	-21.94	0.08	120	11.8	109	-17.08	0.14	10	-18.42	0.12	-112
2000	-24.44	0.06	126	11.0	90	-16.48	0.15	9	-17.72	0.13	-121
2500	-20.92	0.09	147	10.4	67	-15.39	0.17	6	-17.72	0.13	-165
3000	-17.08	0.14	147	9.4	46	-14.42	0.19	-1	-17.72	0.13	171
3500	-13.56	0.21	136	8.2	30	-13.98	0.20	-5	-17.72	0.13	155
4000	-11.37	0.27	123	7.3	14	-13.56	0.21	-10	-18.42	0.12	142

## MAR-3 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_D = 35\text{ mA}$ )



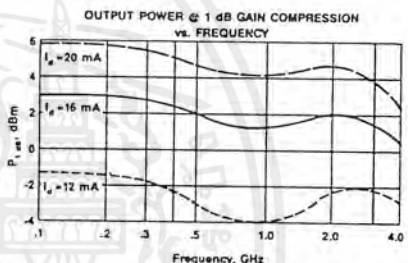
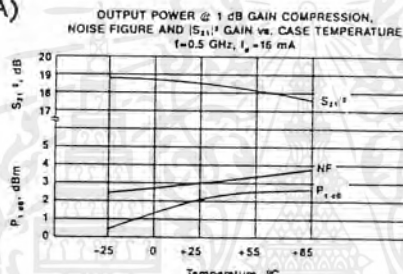
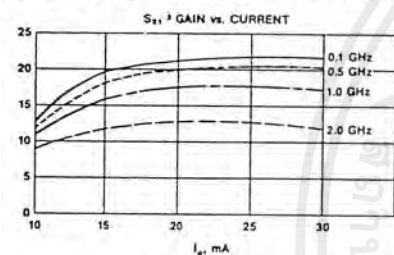
Freq. MHz	$S_{11}$ (Input Return Loss)			$S_{21}$ (Power Gain)		$S_{12}$ (Isolation Out-In)			$S_{22}$ (Output Return Loss)		
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
100	-23.10	0.07	172	13.0	174	-16.42	0.12	1	-16.48	0.15	-11
500	-24.44	0.06	156	12.8	152	-18.42	0.12	5	-15.92	0.16	-45
1000	-26.02	0.05	146	12.5	128	-17.72	0.13	10	-14.98	0.18	-88
1500	-27.96	0.04	172	11.8	103	-17.08	0.14	12	-13.56	0.21	-120
2000	-24.44	0.06	173	10.5	83	-14.98	0.16	11	-12.04	0.25	-142
2500	-15.39	0.17	175	10.3	59	-14.42	0.19	5	-11.70	0.26	-173
3000	-12.40	0.24	157	9.1	38	-13.98	0.20	-0	-12.04	0.25	168
3500	-9.90	0.32	140	7.8	21	-13.56	0.21	-6	-12.04	0.25	152
4000	-8.18	0.39	124	6.5	3	-13.15	0.22	-14	-12.04	0.25	136

## MAR-4 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_d = 50\text{ mA}$ )



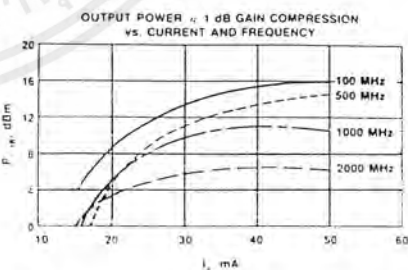
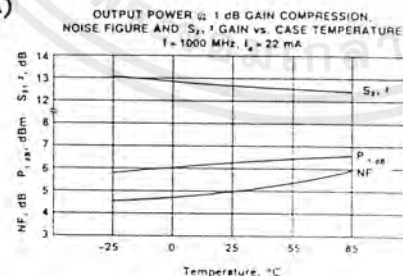
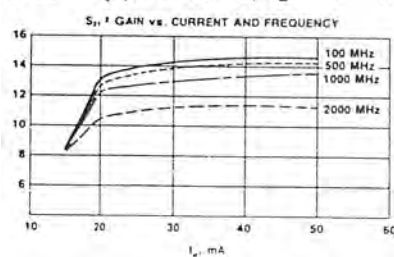
Freq. MHz	$S_{11}$ (Input Return Loss)			$S_{21}$ (Power Gain)		$S_{12}$ (Isolation Out-In)			$S_{22}$ (Output Return Loss)		
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
100	-14.42	0.19	177	8.2	174	-15.92	0.16	0	-20.00	0.10	-14
500	-14.89	0.18	169	8.2	156	-15.92	0.16	1	-17.72	0.13	-54
1000	-15.39	0.17	159	8.1	135	-15.92	0.16	3	-14.89	0.18	-94
1500	-15.39	0.17	157	8.0	112	-15.39	0.17	4	-12.40	0.24	-121
2000	-14.42	0.19	151	7.7	90	-14.42	0.19	3	-11.06	0.28	-145
2500	-12.40	0.24	159	7.6	69	-13.98	0.20	-1	-9.37	0.34	-165
3000	-10.17	0.31	151	6.9	46	-13.15	0.22	-6	-9.12	0.35	176
3500	-8.18	0.39	139	6.0	27	-12.77	0.23	-11	-8.64	0.37	160
4000	-6.74	0.46	126	4.9	8	-12.04	0.25	-23	-8.40	0.38	147

## MAR-6 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_d = 16\text{ mA}$ )



Freq. MHz	$S_{11}$ (Input Return Loss)			$S_{21}$ (Power Gain)		$S_{12}$ (Isolation Out-In)			$S_{22}$ (Output Return Loss)		
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
100	-27.96	.04	171	20.1	171	-22.5	.075	5	-27.96	.04	-30
500	-26.02	.05	-105	18.7	138	-21.3	.086	21	-20.00	.10	-104
1000	-17.72	.13	-118	16.4	107	-18.8	.115	28	-17.08	.14	-150
1500	-13.56	.21	-140	14.1	84	-17.1	.140	28	-16.48	.15	180
2000	-10.75	.29	-163	12.0	65	-15.8	.163	26	-15.92	.16	157
2500	-9.37	.34	-176	10.3	55	-15.2	.174	28	-15.92	.16	150
3000	-7.74	.41	169	8.7	42	-14.8	.181	25	-16.48	.15	143
3500	-6.74	.46	157	7.2	30	-14.2	.194	22	-17.72	.13	144
4000	-6.20	.49	146	6.1	18	-13.8	.203	20	-20.00	.10	156

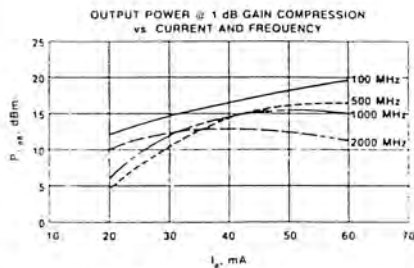
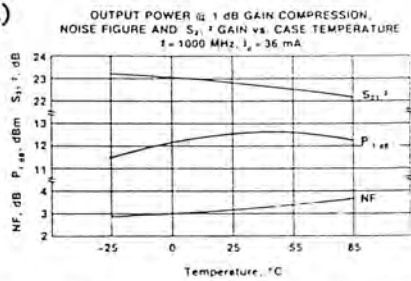
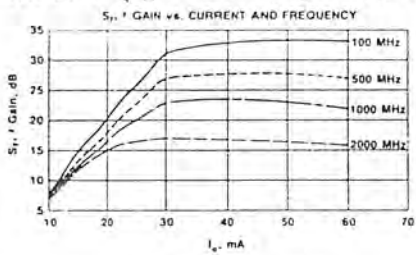
## MAR-7 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_d = 22\text{ mA}$ )



req. MHz	$S_{11}$ (Input Return Loss)			$S_{21}$ (Power Gain)		$S_{12}$ (Isolation Out-In)			$S_{22}$ (Output Return Loss)		
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang
100	-26.02	0.05	169	13.5	173	-19.17	0.11	1	-17.08	0.14	-7
500	-30.45	0.03	133	13.1	150	-18.42	0.12	6	-17.72	0.13	-41
1000	-40.00	0.01	58	12.5	122	-17.72	0.13	10	-19.17	0.11	-94
500	-24.44	0.06	-113	11.8	95	-16.48	0.15	10	-17.72	0.13	-148
1000	-16.48	0.15	-144	10.5	70	-15.39	0.17	7	-15.39	0.17	174
500	-11.37	0.27	-165	9.6	48	-14.89	0.18	1	-14.42	0.19	154
1000	-8.64	0.37	169	8.1	27	-13.96	0.20	-6	-14.89	0.18	144
500	-6.94	0.45	150	6.5	10	-14.42	0.19	-11	-15.39	0.17	144
1000	-5.98	0.51	134	5.0	-4	-14.42	0.19	-15	-15.39	0.17	152

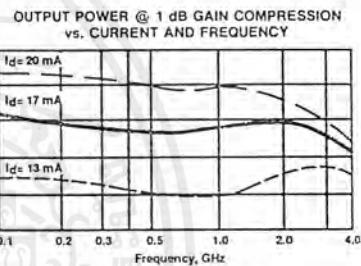
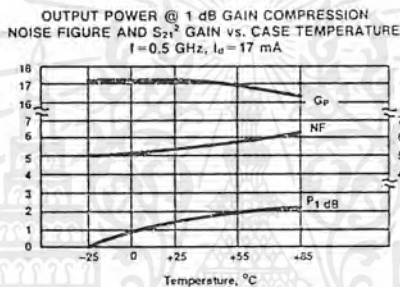
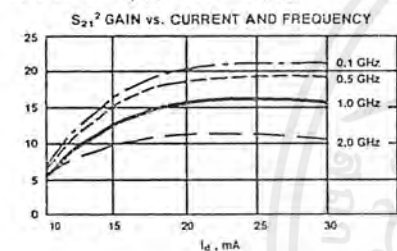
# Amplifiers

## MAR-8 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_d = 36\text{ mA}$ )



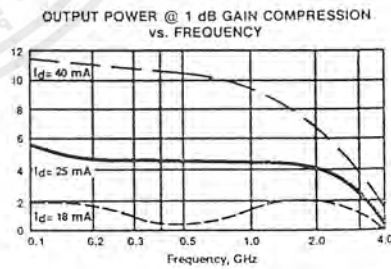
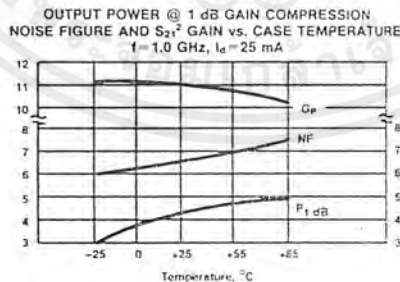
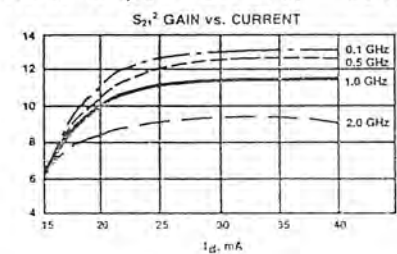
Freq. MHz	$S_{11}$ (Input Return Loss)			$S_{21}$ (Power Gain)		$S_{12}$ (Isolation Out-In)			$S_{22}$ (Output Return Loss)			K
	dB	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	dB	Mag	Ang	
100	-15.92	0.61	-21	33.0	162	-40.00	0.01	38	-4.73	0.58	-24	0.79
500	-8.18	0.39	-77	27.8	109	-27.96	0.04	52	-9.37	0.34	-96	0.75
1000	-11.37	0.27	-113	23.0	80	-24.44	0.06	51	-13.56	0.21	-147	0.89
1500	-11.70	0.26	-139	19.4	62	-21.94	0.08	46	-14.89	0.18	-174	0.96
2000	-10.46	0.30	-155	16.9	47	-20.00	0.10	44	-15.39	0.17	-153	0.97
2500	-9.63	0.33	-180	14.8	32	-18.42	0.12	32	-14.42	0.19	-127	1.01
3000	-8.87	0.36	-167	12.9	20	-17.72	0.13	27	-17.08	0.14	-111	1.07
3500	-7.54	0.42	-153	11.4	6	-17.08	0.14	21	-17.72	0.13	-107	1.06
4000	-6.94	0.45	-141	9.8	-5	-16.48	0.15	14	-19.17	0.11	-106	1.10

## MAV-1 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_d = 17\text{ mA}$ )



Freq. MHz	$S_{11}$ (Input Return Loss)		$S_{21}$ (Power Gain)		$S_{12}$ (Isolation Out-In)		$S_{22}$ (Output Return Loss)		
	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
100	.06	141	18.4	170	-22.3	.077	5	.07	-9
200	.08	112	18.1	160	-22.3	.077	9	.07	-15
400	.12	77	17.4	142	-21.6	.083	16	.07	-32
1000	.17	28	14.3	102	-18.9	.114	29	.08	-61
1500	.17	5	12.1	78	-16.6	.148	30	.08	-73
2000	.13	-12	10.2	59	-14.9	.179	25	.07	-90
2500	.08	-20	8.9	46	-13.6	.209	25	.05	-112
3000	.02	-37	7.7	31	-12.7	.232	18	.05	-134
3500	.05	128	6.7	15	-11.9	.253	10	.06	-160
4000	.12	113	5.7	-1	-11.3	.272	2	.06	-175

## MAV-2 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_d = 25\text{ mA}$ )



Freq. MHz	$S_{11}$ (Input Return Loss)		$S_{21}$ (Power Gain)		$S_{12}$ (Isolation Out-In)		$S_{22}$ (Output Return Loss)		
	Mag	Ang	dB	Ang	dB	Mag	Ang	Mag	Ang
100	.12	170	12.5	174	-18.5	.119	2	.12	-7
200	.12	160	12.4	168	-18.5	.119	4	.12	-14
400	.11	140	12.2	156	-18.1	.124	6	.12	-29
1000	.10	84	11.2	123	-17.0	.142	14	.13	-61
1500	.09	42	10.2	99	-16.1	.157	16	.12	-79
2000	.07	16	9.1	77	-14.8	.181	15	.11	-96
2500	.05	17	8.2	63	-13.7	.202	16	.09	-115
3000	.02	95	7.3	46	-13.2	.220	13	.08	-141
3500	.08	112	6.5	29	-12.4	.259	7	.09	-167
4000	.14	190	5.7	12	-11.6	.258	0	.11	-174

## หนังสืออ้างอิง

1. Roland E. Best , “ Phase Lock Loop ” , McGraw-Hill Book Company , 1984
2. Samuel Y. Liao , “ Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design ” , Prentice-Hall International Inc., 1987
3. Ferrel G. Stemler , “ Introduction to Communication System ” , Addison-Wesley Publishing Company , 1982
4. D. Roy Choudhury , “ Linear Integrated Circuits ” , Wiley Eastern Limited , November 1994
5. สุชาติ กังวารจิตต์ , “ เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร ” , บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด , กรุงเทพฯ , 2536



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้ สามารถทำสำเร็จได้ ด้วยคำปรึกษาและแนะนำให้ความช่วยเหลือ ของบุคคลต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

1. ดร.ทองทศ วานิชศรี อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ
2. นางสาวพิมล มานะกิจจงกล
3. นายณฤทธิ์ อึ้งธนิศรา
4. นายคณภูมิ พูลผล
5. นางสาวภัทริยา ชลากรกุล เอื้อเฟื้อเครื่องพรีนเตอร์

และบุคคลอื่นที่มีได้กล่าวถึงในที่นี้

ในโอกาสนี้จึงขอขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างยิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้