

การสื่อสารข้อมูลดิจิทัลไร้สาย

WIRELESS DIGITAL DATA COMMUNICATION



โดย

นายธีระชัย ตันททรัพย์ 40010346

นายปรีดา ธีรกุลวานิช 40010451

เลขที่.....
เลขทะเบียน.....42344
วัน, เดือน, ปี 17 พ.ค. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

การสื่อสารข้อมูลดิจิทัลไร้สาย

WIRELESS DIGITAL DATA COMMUNICATION

โดย

นายธีระชัย ตันทะพรชัย 40010346

นายปรีดา ธีรกุลวานิช 40010451

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. สุทธิชัย นพนาเคิพงษ์

ผศ. เกรียงไกร วงศ์โรจนกรณ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

b11203862

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การสื่อสารข้อมูลดิจิทัลไร้สาย

WIRELESS DIGITAL DATA COMMUNICATION

ผู้จัดทำ

1. นายธีระชัย ตันทรัพย์ชัย 40010346

2. นายปรีดา ธีรกุลวานิช 40010451



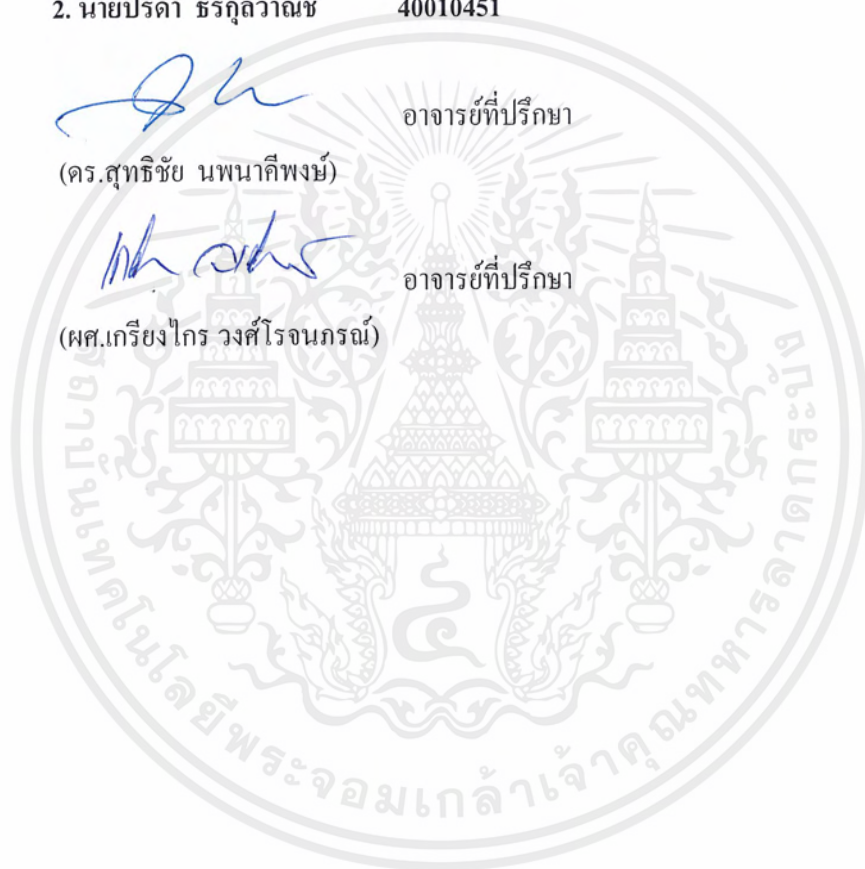
(ดร.สุทธิชัย นพนาถิพงษ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา



(ผศ.เกรียงไกร วงศ์โรจนกรณ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา



การสื่อสารข้อมูลดิจิทัลไร้สาย

WIRELESS DIGITAL DATA COMMUNICATION

โดย นายธีระชัย ตันท์พรชัย 40010346

นายปรีดา ธีรกุลวานิช 40010451

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. สุทธิชัย นพนาถิพงษ์

ผศ. เกรียงไกร วงศ์โรจนภรณ์

บทคัดย่อ

จากในอดีตถึงปัจจุบันได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีในการสื่อสารข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์ ตั้งแต่การใช้สายเคเบิล สายโคแอกเซียล และสายไฟเบอร์ออปติก จนกระทั่งในปัจจุบันได้พัฒนาจนมาเป็นการสื่อสารแบบไร้สายเพื่อความสะดวกและคล่องตัวต่อการใช้งานในการสื่อสาร

โดยในโครงการนี้จะทำการศึกษาและพัฒนาการสื่อสารข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์แบบไร้สาย โดยใช้ความถี่วิทยุ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ ในการรับส่งข้อมูลระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ โดยสามารถส่งความเร็วได้ถึง 9.6 กิโลบิตต่อวินาที และเครื่องส่งมีกำลังส่งได้ถึง 1 วัตต์

ABSTRACT

From the past to the present, there are many developments about communicate between computer PC. At the beginning, they use cable, coaxial and fiber optic. Nowadays, they use the wireless communication for the facility and flexible to use in the communication.

This project will research and develop about wireless computer communication. By using radio frequency range 144 MHz to transmit data between computer, It can send digital data at 9.6 kbps and transmitter has power up to 1 watt.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	6
2.1 พอร์ตอณูกรมอาร์เอส-232	6
2.2 วงจรมอดูเลตแบบเอฟเอสเค (Frequency Shift Keying : FSK)	9
2.2.1 การจัดสัญญาณเอฟเอสเค (FSK Signalling)	9
2.2.2 โคฮีเร้นท์เอฟเอสเค (Coherent FSK)	9
2.2.3 นอน โคฮีเร้นท์เอฟเอสเค (Non Coherent FSK)	10
2.3 วงจรกำเนิดความถี่ (Oscillator)	12
2.4 ระบบสังเคราะห์ความถี่	15
2.4.1 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกกลูป	16
2.4.2 การทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกกลูป	22
2.4.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูปแบบพรีสเกลเลอร์สอง โมดูลัส	25
2.5 การออกแบบระบบสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูป	26
2.5.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน (VCO)	28
2.5.2 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่ (Synthesizer)	33
2.5.3 การเลือกใช่วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)	34
2.5.4 การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)	35
2.6 วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ (Passive Filter)	39
2.6.1 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth Band Pass Filter)	39
2.6.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบิเชฟ (Chabyshev Low Pass Filter)	43
2.7 ริงมอดูเลเตอร์ (Ring Modulator)	44
2.8 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)	45
2.9 ควอดคราเจอร์ดีเทกชัน (Quadrature Detection)	46
2.10 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (Small Signal RF Amplifier)	48
2.10.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์	48
2.10.2 การคำนวณวงจขยายโดยใช้เอสพารามิเตอร์ (S-Parameter)	49
2.10.3 อิมพีแดนซ์แมต칭 (Impedance Matching)	52
2.11 วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier)	53
2.12 สายอากาศ (Antenna)	55
2.13 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง (IF Amplifier)	55
2.14 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator)	58
2.15 วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)	61

2.16 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Noninverting Amplifier)	62
2.17 วงจรบัฟเฟอร์ (Buffer)	62
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	63
3.1 วงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอรืจากมาตรฐานอาร์เอส-232 เป็นระดับแรงดันทีทีแอล	63
3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้วิธีเฟสล็อกกลูป	63
3.2.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์	64
3.2.2 วงจรหารความถี่ 32 เท่า	65
3.2.3 วงจรส่วนเฟสล็อกกลูป	65
3.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	66
3.3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน	66
3.3.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	67
3.3.3 วงจรเปรียบเทียบเฟส	67
3.3.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่	68
3.3.5 วงจรรูปฟิลเตอร์	69
3.4 วงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ (FSK Modulator)	70
3.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ	71
3.5.1 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่ใช้ไอซี 2N3866	71
3.5.2 วงจรขยายกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ใช้ไอซี 2N3866	75
3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	77
3.7 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	78
3.8 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่ใช้ไอซี BFR90	79
3.9 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	83
3.9.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน	83
3.9.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	84
3.9.3 วงจรเปรียบเทียบเฟส	84
3.9.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่	84
3.9.5 วงจรรูปฟิลเตอร์	84
3.10 วงจรมิกเซอร์	86
3.11 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	87
3.12 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	87
3.13 วงจรเอฟเอสเคดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator)	89
3.14 วงจรลดทอนสัญญาณ (Attenuator)	90
3.15 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	90

3.16	วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ	91
3.17	วงจรคิมอดูเลตโดยใช้เฟสล็อกกลุ๊ป	91
3.18	วงจรแปลงระดับแรงดันที่ทีแอลเป็นระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์ จากมาตรฐานอาร์เอส-232	93
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	94
4.1	วงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์จากมาตรฐานอาร์เอส-232 เป็นระดับแรงดันที่ทีแอล	94
4.2	วงจรกำเนิดสัญญาณ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้วิธีเฟสล็อกกลุ๊ป	95
4.2.1	วงจรคริสตอลกำเนิดความถี่ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์	95
4.2.2	วงจรหารความถี่ 32 เท่า	95
4.2.3	วงจรเฟสล็อกกลุ๊ป	96
4.3	วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ป 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	97
4.3.1	วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม	97
4.3.2	วงจรฟรีสเกลเลอร์	99
4.3.3	วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	99
4.3.4	วงจรรวมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ปที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	101
4.4	วงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์	101
4.5	วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ	102
4.6	วงจรขยายสัญญาณแบบคลาสซี (Class C-RF Power Amplifier)	104
4.7	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	107
4.8	วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	108
4.9	วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ	109
4.10	วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ป 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	112
4.10.1	วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม	112
4.10.2	วงจรฟรีสเกลเลอร์	114
4.10.3	วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	114
4.10.4	วงจรรวมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ปที่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	116
4.11	วงจรมิกเซอร์	116
4.12	วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	117
4.13	วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	118
4.14	วงจรคิมอดูเลตสัญญาณ	119
4.15	วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	120
4.16	วงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์	121
4.17	วงจรคิมอดูเลตแบบเฟสล็อกกลุ๊ป	121

4.18 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ความถี่ 4.8 กิโลเฮิร์ตซ์	122
4.19 วงจรแปลงระดับแรงดันที่ทีแอลเป็นระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์	122
จากมาตรฐานอาร์เอส-232	
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	124
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	



สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไคอะแกรมของภาคส่ง	4
รูปที่ 1.2 บล็อกไคอะแกรมของภาครับ	5
รูปที่ 2.1 รูปแบบข้อมูลอนุกรมแบบอะซิงโครนัส	7
รูปที่ 2.2 การจัดขาของคอนเน็กเตอร์พอร์ตอนุกรมตามมาตรฐานอาร์เอส-232 ทั้งแบบซีบี-9 และซีบี-25	8
รูปที่ 2.3 การต่ออุปกรณ์ภายนอกกับพอร์ตอนุกรมของคอมพิวเตอร์ในลักษณะต่างๆ	9
รูปที่ 2.4 การคิมอดูเลตแบบนอน โคฮีเร้นท์ของสัญญาณไบนารีเอฟเอสเค	11
รูปที่ 2.5 การออสซิลเลตทางกล	12
(a) ลูกตุ้มนาฬิกา	
(b) การออสซิลเลตแบบแดมป์ (Damped Oscillation)	
รูปที่ 2.6 การเกิดออสซิลเลตทางด้ำนวงจรไฟฟ้า	13
รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลของผลึกคริสตอล	13
รูปที่ 2.8 ผลึกควอร์ตซ์และการตัดผลึก	14
รูปที่ 2.9 วงจรกำเนิดความถี่แบบเพียร์ซ (Pierce Oscillator)	15
รูปที่ 2.10 เฟสโนยส์ปรากฏเป็นความถี่แปลกล้อมในบริเวณใกล้ๆ กับความถี่เอาต์พุต	16
(a) เอาต์พุตที่บริสุทธิ์	
(b) เอาต์พุตที่มีเฟสโนยส์	
รูปที่ 2.11 บล็อกไคอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกกลูป	17
รูปที่ 2.12 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตเท่ากัน	18
รูปที่ 2.13 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน	18
รูปที่ 2.14 บล็อกไคอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกกลูป	22
รูปที่ 2.15 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย	23
รูปที่ 2.16 ผลตอบสนองความถี่ของระบบเฟสล็อกกลูป	24
รูปที่ 2.17 ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันแบบลำดับขั้น	24
รูปที่ 2.18 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูปแบบพรีสเกลเลอร์สอง โมดูลัส	25
รูปที่ 2.19 บล็อกไคอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบลบ	27
รูปที่ 2.20 บล็อกไคอะแกรมของระบบสังเคราะห์ความถี่	27
รูปที่ 2.21 บล็อกไคอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก	28
รูปที่ 2.22 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	28
รูปที่ 2.23 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน	29
รูปที่ 2.24 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน	30
รูปที่ 2.25 วงจรเฟตออสซิลเลเตอร์ (FET Oscillator)	30

รูปที่ 2.26 วงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้ทรานซิสเตอร์	31
รูปที่ 2.27 วงจรวีซีโอโดยใช้ไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์	32
รูปที่ 2.28 วงจรคอลพิคออสซิลเลเตอร์	32
รูปที่ 2.29 คอลพิคออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าได้ตามแรงดัน	33
รูปที่ 2.30 วงจรลูปอันดับที่ 1	35
รูปที่ 2.31 วงจรลูปอันดับที่ 2	36
รูปที่ 2.32 วงจรลูปอันดับที่ 3	38
รูปที่ 2.33 ผลตอบสนองของแบตเตอรี่เวิร์ธ	40
รูปที่ 2.34 คุณสมบัติการลดทอนสำหรับวงจรกรองความถี่แบบแบตเตอรี่เวิร์ธ	40
รูปที่ 2.35 การแปลงแถบความถี่จากความถี่ต่ำผ่านเป็นแถบความถี่ผ่าน	42
รูปที่ 2.36 การแปลงองค์ประกอบวงจรจากความถี่ต่ำผ่านไปเป็นแถบความถี่ผ่าน	42
รูปที่ 2.37 แสดงผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเชบีเชฟ	43
รูปที่ 2.38 ริงมอดูเลเตอร์	44
รูปที่ 2.39 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์	45
รูปที่ 2.40 วงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิลไดโอด	46
รูปที่ 2.41 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์	46
รูปที่ 2.42 บล็อกไดอะแกรมของระบบควอดราเจอร์รีเคกซ์	47
รูปที่ 2.43 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์	48
รูปที่ 2.44 วงจร 2 พอร์ต ซึ่งอธิบายถึงเอสพารามีเตอร์	49
รูปที่ 2.45 การแมตซ์อิมพีแดนซ์	53
รูปที่ 2.46 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 3 สเตจ	56
รูปที่ 2.47 หม้อแปลงที่มีการปรับจูน 1 ด้าน	56
รูปที่ 2.48 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	56
รูปที่ 2.49 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่มีการปรับจูน 1 ด้าน	57
รูปที่ 2.50 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่มีการปรับจูน 2 ด้าน	57
รูปที่ 2.51 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่มีการปรับจูน 2 ด้าน	57
รูปที่ 2.52 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 1 สเตจ	57
รูปที่ 2.53 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 2 สเตจ	58
รูปที่ 2.54 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 3 สเตจ	58
รูปที่ 2.55 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางแบบคิฟเฟอร์เรนท	58
รูปที่ 2.56 (a) วงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์สดีง	59
(b) คุณสมบัติอินพุต-เอาต์พุต	
รูปที่ 2.57 (a) วงจรเปรียบเทียบแบบอินเวอร์สดีง	59
(b) คุณสมบัติอินพุต-เอาต์พุต	

รูปที่ 2.58 แสดงวงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์ตติงกับไบอัสบวก	60
รูปที่ 2.59 วงจรเปรียบเทียบแบบอินเวอร์ตติงกับไบอัสลบ	60
รูปที่ 2.60 วงจรเปรียบเทียบในทางปฏิบัติ	61
รูปที่ 2.61 วงจรขยายแบบกลับเฟส	61
รูปที่ 2.62 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส	62
รูปที่ 2.63 วงจรบัฟเฟอร์	62
รูปที่ 3.1 วงจรแปลงระดับสัญญาณอาร์เอส-232 (ภาคส่ง)	63
รูปที่ 3.2 ส่วนประกอบของวงจรกำเนิดความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์	64
รูปที่ 3.3 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์	64
รูปที่ 3.4 วงจรหารความถี่ 32 เท่า (วงจรของไอซี TC9122)	65
รูปที่ 3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ แบบเฟสล็อก	66
รูปที่ 3.6 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดันที่ความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	67
รูปที่ 3.7 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสโดยใช้ไอซี MC12032	67
รูปที่ 3.8 ส่วนประกอบต่างๆ ของไอซี 145152	68
รูปที่ 3.9 วงจรลูปฟิลเตอร์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	70
รูปที่ 3.10 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	70
รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเอฟเอสดูเตอร์	71
รูปที่ 3.12 วงจรแมตซ์อิงอิมพีแดนซ์ด้านอินพุต	73
รูปที่ 3.13 วงจรแมตซ์อิงอิมพีแดนซ์ด้านเอาต์พุต	74
รูปที่ 3.14 วงจรรวมของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ	74
รูปที่ 3.15 สมิทชาร์ทที่ใช้ในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุด้วย 2N3866	75
รูปที่ 3.16 วงจรแมตซ์อิงอิมพีแดนซ์ด้านอินพุต	76
รูปที่ 3.17 วงจรแมตซ์อิงอิมพีแดนซ์ด้านเอาต์พุต	76
รูปที่ 3.18 วงจรรวมของวงจรขยายกำลังสัญญาณความถี่วิทยุ	76
รูปที่ 3.19 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟอันดับ 7	77
รูปที่ 3.20 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	77
รูปที่ 3.21 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 3	78
รูปที่ 3.22 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 6	78
รูปที่ 3.23 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	79
รูปที่ 3.24 วงจรแมตซ์อิงอิมพีแดนซ์ของทรานซิสเตอร์	82
รูปที่ 3.25 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่ใช้ BFR90	82
รูปที่ 3.26 สมิทชาร์ทของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุขนาดเล็ก	83
รูปที่ 3.27 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดันที่ความถี่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	83
รูปที่ 3.28 วงจรลูปฟิลเตอร์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	85

รูปที่ 3.29 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	86
รูปที่ 3.30 วงจรภายใน TUF-5	86
รูปที่ 3.31 วงจรมิกเซอร์	86
รูปที่ 3.32 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	87
รูปที่ 3.33 วงจรสมมูลกระแสตรงของวงจรคอมมอนอีมิเตอร์	88
รูปที่ 3.34 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	89
รูปที่ 3.35 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ที่ใช้ไอซี LM3089	89
รูปที่ 3.36 วงจรลดทอนสัญญาณ	90
รูปที่ 3.37 วงจรลดทอนสัญญาณที่ใช้	90
รูปที่ 3.38 วงจรขยายแบบกลับเฟส	91
รูปที่ 3.39 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	91
รูปที่ 3.40 วงจรดีมอดูเลตโดยใช้เฟสล็อก	92
รูปที่ 3.41 วงจรลูปีฟิเคเตอร์	92
รูปที่ 3.42 วงจรแปลงระดับสัญญาณอาร์เอส-232 (ภาครับ)	93
รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ได้จากวงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์เป็นระดับแรงดันที่ทีแอล	94
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ได้จากวงจรคริสตอลกำเนิดความถี่ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์	95
รูปที่ 4.3 สัญญาณที่ได้จากวงจรหารความถี่ 32 เท่า	96
รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ได้จากวงจรเฟสล็อก	96
รูปที่ 4.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่แรงดันต่างๆ	97
รูปที่ 4.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ระดับแรงดันควบคุมค่าต่างๆ	98
รูปที่ 4.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่ความถี่ค่าต่างๆ	98
รูปที่ 4.8 สัญญาณที่ได้จากวงจรฟรีสเกลเลอร์ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	99
รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ได้จากคริสตอลอสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์	99
รูปที่ 4.10 สัญญาณที่ได้จากขาล็อกดิเทก, ϕ_R , ϕ_V ของ MC145152	100
รูปที่ 4.11 สัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสคอนโทรลของ MC145152	100
รูปที่ 4.12 สัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	101
รูปที่ 4.13 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	101
รูปที่ 4.14 สเปกตรัมสัญญาณคลื่นความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่มอดูเลตกับ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ เมื่อยังไม่มีสัญญาณดิจิทัล 9.6 กิโลบิตต่อวินาที มามอดูเลต	102
รูปที่ 4.15 สเปกตรัมสัญญาณคลื่นความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่มอดูเลตกับ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ เมื่อมีสัญญาณดิจิทัล 9.6 กิโลบิตต่อวินาที มามอดูเลตด้วย	102
รูปที่ 4.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตกับอัตราขยาย	103
รูปที่ 4.17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุต	104
รูปที่ 4.18 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ	104

รูปที่ 4.19	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตกับอัตราขยาย	105
รูปที่ 4.20	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตที่ฮาร์โมนิกต่างๆ	106
รูปที่ 4.21	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุต ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัว	106
รูปที่ 4.22	สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายกำลังสัญญาณ	107
รูปที่ 4.23	กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	107
รูปที่ 4.24	สเปกตรัมเมื่อรับสัญญาณที่ระยะทาง 10 เซนติเมตร	108
รูปที่ 4.25	สเปกตรัมเมื่อรับสัญญาณที่ระยะทาง 1 เมตร	108
รูปที่ 4.26	กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	109
รูปที่ 4.27	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตกับอัตราขยาย	110
รูปที่ 4.28	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุต	111
รูปที่ 4.29	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตที่ฮาร์โมนิกต่างๆ	112
รูปที่ 4.30	สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ	112
รูปที่ 4.31	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ระดับแรงดันควมคุมค่าต่างๆ	113
รูปที่ 4.32	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่ความถี่ค่าต่างๆ	113
รูปที่ 4.33	สัญญาณที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	114
รูปที่ 4.34	สัญญาณที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์	114
รูปที่ 4.35	สัญญาณที่ได้จากขาล็อกคิตเทก, ϕ_R , ϕ_V ของ MC145152	115
รูปที่ 4.36	สัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสคอนโทรลของ MC145152	115
รูปที่ 4.37	สัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	116
รูปที่ 4.38	สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	116
รูปที่ 4.39	เอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์	117
รูปที่ 4.40	กราฟแสดงความสัมพันธ์ทางกำลังงานของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	117
รูปที่ 4.41	กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	118
รูปที่ 4.42	กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	119
รูปที่ 4.43	สัญญาณที่ได้จากวงจรคิมอดูเลต	120
รูปที่ 4.44	สัญญาณที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	120
รูปที่ 4.45	สัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ	121
รูปที่ 4.46	สัญญาณที่ได้จากวงจรคิมอดูเลตแบบเฟสล็อก	121
รูปที่ 4.47	สัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ความถี่ 4.8 กิโลเฮิร์ตซ์	122
รูปที่ 4.48	สัญญาณที่ได้จากวงจรแปลงระดับแรงดันที่ที่แอลเป็นระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์	122
รูปที่ 4.49	สัญญาณเปรียบเทียบระหว่างภาคส่ง-รับ	123

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 การตั้งหารคริสตอลด้วย RA2, RA1 และ RA0	34
ตารางที่ 2.2 ค่าองค์ประกอบต่างๆ ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ	41
ตารางที่ 3.1 ค่านอร์มอลไลซ์ของวงจรแบบเชบีเชฟ ริปเปิ้ล 0.1 เดซิเบล	77
ตารางที่ 3.2 ค่านอร์มอลไลซ์ของวงจรแบบบัตเตอร์เวิร์ธ	78
ตารางที่ 4.1 ผลของวงจรวีซีโอที่ใช้ในการกำเนิดความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์	97
ตารางที่ 4.2 ผลของวงจรวีซีโอที่ใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	98
ตารางที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ	103
ตารางที่ 4.4 ผลของกำลังงานอินพุตต่อกำลังงานเอาต์พุต	103
ตารางที่ 4.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลังสัญญาณ	105
ตารางที่ 4.6 ผลของกำลังงานอินพุตต่อกำลังงานเอาต์พุตที่ฮาร์โมนิกต่างๆ	105
ตารางที่ 4.7 ผลของกำลังงานอินพุตต่อกำลังงานเอาต์พุตที่ทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัว	106
ตารางที่ 4.8 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	107
ตารางที่ 4.9 ผลตอบสนองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์	109
ตารางที่ 4.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (ภาครับ)	110
ตารางที่ 4.11 ผลของกำลังงานอินพุตต่อกำลังงานเอาต์พุต	110
ตารางที่ 4.12 ผลของกำลังงานอินพุตต่อกำลังงานเอาต์พุตที่ฮาร์โมนิกต่างๆ	111
ตารางที่ 4.13 ผลของวงจรวีซีโอที่ใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ที่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	113
ตารางที่ 4.14 ผลตอบสนองของกำลังงานของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	117
ตารางที่ 4.15 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	118
ตารางที่ 4.16 ผลตอบสนองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	119

บทที่ 1

บทนำ

ในช่วงระยะเวลาที่ผ่านมาการวิวัฒนาการทางด้านเทคโนโลยีได้พัฒนาการไปอย่างรวดเร็ว ทำให้มีอิทธิพลต่อความเป็นอยู่ของมนุษย์ เทคโนโลยีทำให้เกิดการทำงานที่รวดเร็วและแม่นยำยิ่งขึ้น โดยเฉพาะการนำเอาเทคโนโลยีมาใช้ในการติดต่อสื่อสารทำให้มีการพัฒนาวัสดุอุปกรณ์ต่างๆ ให้ทันสมัยและนำมาใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพและก่อให้เกิดวิธีการสื่อสารที่หลากหลายวิธีการเพื่อที่จะทำให้มนุษย์สะดวกสบายยิ่งขึ้นเช่น โทรเลข, โทรศัพท์, โทรศัพท และจนกระทั่งในปัจจุบันได้ใช้คอมพิวเตอร์เพื่อการสื่อสาร

การนำเอาคอมพิวเตอร์มาใช้ในการติดต่อสื่อสารก็เป็นอีกวิธีหนึ่งที่จะพัฒนาระบบการติดต่อสื่อสารของมนุษย์ทำให้ข่าวสารเปลี่ยนจากรูปแบบต่างๆ เช่น คำพูด, ข้อความบนกระดาษและรูปภาพถูกแปลงมาเป็นสัญญาณพัลส์ทางอิเล็กทรอนิกส์เพื่อที่จะทำให้คอมพิวเตอร์เข้าใจ การสื่อสารระหว่างคอมพิวเตอร์เรียกว่า “ การสื่อสารข้อมูล (Data Communication) ” ถ้าคอมพิวเตอร์อยู่ใกล้ๆ กัน เราอาจจะส่งข้อมูลถึงกันด้วยวิธีการง่ายๆ เช่น ใช้สายต่อตรงจากพอร์ตอาร์เอส-232 (RS-232) แบบนัลโมเด็ม (Null Modem) ระหว่างคอมพิวเตอร์ หรืออาจจะอยู่ในลักษณะของการใช้ข้อมูลร่วมกันเป็นข่ายการสื่อสารข้อมูลท้องถิ่นซึ่งเราเรียกว่า “ ระบบโครงข่ายท้องถิ่น (LAN: Local Area Network) ” แต่ถ้าคอมพิวเตอร์อยู่ไกลกันเราอาจจะใช้โมเด็ม (Modem) ในการส่งผ่านข้อมูลยังต้องอาศัยโครงข่ายการสื่อสารโทรศัพท์เป็นตัวกลางนำสัญญาณเชื่อมโยงระหว่างคอมพิวเตอร์ จึงเป็นการยากลำบากซึ่งถ้าหากบริเวณที่เราต้องการสื่อสารข้อมูลระยะไกลไม่มีข่ายสื่อสารโทรศัพท์

ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาระบบการสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless Communication) ซึ่งได้แก่ระบบการรับส่งโดยใช้คลื่นวิทยุ (RF : Radio Frequency) และระบบที่ใช้แสงขึ้นมา

ในส่วนของระบบที่ใช้คลื่นวิทยุ นั้นย่านความถี่ต่ำได้ถูกนำมาใช้งานอย่างหนาแน่น จึงต้องมีการพัฒนาระบบที่ใช้คลื่นความถี่สูง (High Frequency) ขึ้นมา ซึ่งมีข้อดีในแง่ทำให้ความจุ (Capacity) ในการส่งสัญญาณเพิ่มมากขึ้นและการส่งข้อมูลแบบดิจิทัลไปกับคลื่นพาหะความถี่สูงจะทำให้ระบบการส่งมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น การส่งข้อมูลแบบดิจิทัลมีคุณสมบัติหลายประการดังต่อไปนี้

1. สัญญาณดิจิทัลจะมีความไว (Sensitivity) กับสัญญาณรบกวนต่ำกว่าสัญญาณอนาล็อก
2. สามารถทำการสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่ (Regenerate) ได้ง่าย ทำให้สัญญาณรบกวนทางด้านรับต่ำ
3. สามารถปรับปรุงระบบการส่งให้มีความเร็วสูงขึ้นได้สะดวก
4. เป็นระบบที่มีความน่าเชื่อถือสูง

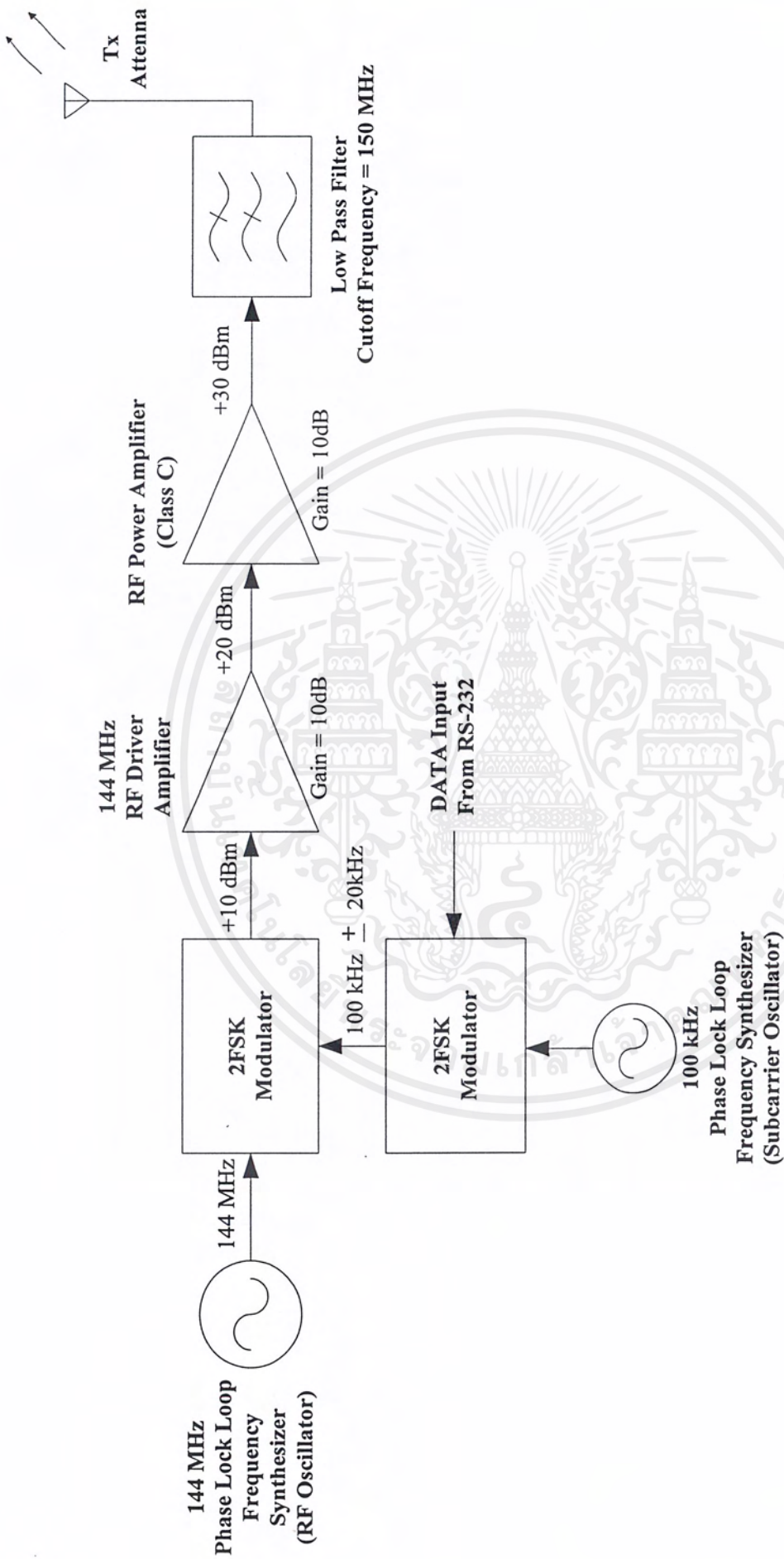
อุปกรณ์รับและส่งสัญญาณระยะไกล (Telemetry) เป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่ได้นำข้อดีของระบบการรับส่งข้อมูลแบบดิจิทัลโดยใช้คลื่นความถี่สูงมาใช้ ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการรับส่งข้อมูลในระยะทางไกลในบริเวณที่ไม่สะดวกต่อการเข้าถึงเช่น การตรวจสอบตำแหน่งของสินค้าที่เก็บในโกดัง การติดต่อสื่อสารระหว่างเรือกับชายฝั่ง เป็นต้น

ในโครงการนี้ได้ใช้คลื่นวิทยุย่านความถี่สูง 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ เป็นคลื่นพาหะในการรับส่งข้อมูล โดยที่เครื่องส่งมีกำลังส่ง 1 วัตต์ (Watt) และสามารถส่ง-รับสัญญาณดิจิทัลที่ความเร็ว 9.6 กิโลบิตต่อวินาที โดยใช้วิธีการมอดูเลตแบบเอฟเอสเค (FSK: Frequency Shift Keying) และวงจรที่ใช้ในเครื่องส่งและรับมีส่วนประกอบดังต่อไปนี้

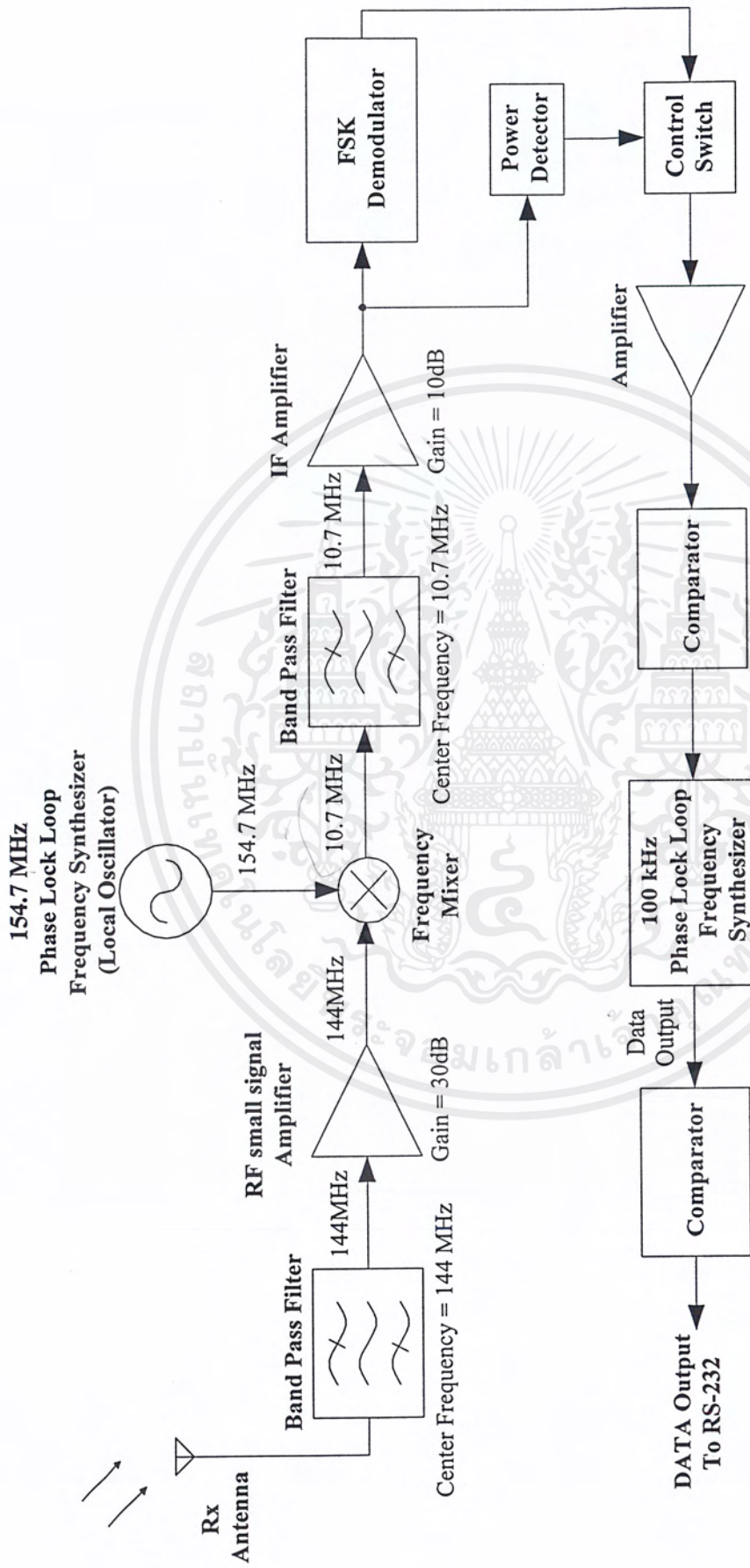
1. ภาคส่ง (Transmitter) มีส่วนประกอบดังนี้

- 1.1 วงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์จากมาตรฐานอาร์เอส-232 เป็นระดับแรงดันทีทีแอล (TTL) วงจรนี้ทำหน้าที่ในการแปลงระดับแรงดันจากอุปกรณ์เชื่อมต่อข้อมูล (DTE : Data Terminal Equipment) หรือเครื่องคอมพิวเตอร์ เป็นระดับแรงดันที่เหมาะสมกับอุปกรณ์ข้อมูลปลายทาง (DCE : Data Communication Equipment)
 - 1.2 วงจรกำเนิดความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้เฟสล็อกกลูป ทำหน้าที่ผลิตความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ และทำหน้าที่เป็นตัวมอดูเลตสัญญาณแบบเอฟเอสเค โดยมีส่วนประกอบดังนี้
 - วงจรกำเนิดความถี่ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยใช้คริสตัลลออสซิลเลเตอร์
 - วงจรหารความถี่ 32 เท่า
 - วงจรเฟสล็อกกลูป
 - 1.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ ทำหน้าที่เป็นวงจรถ่ายความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ เพื่อเป็นคลื่นพาหะในการส่งข้อมูลดิจิทัล โดยนำสัญญาณ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ มาทำการมอดูเลตแบบเอฟเอสเคในส่วนของอินพุตของวงจรวีซีโอ (VCO) โดยวงจรมีส่วนประกอบดังนี้
 - วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO: Voltage Control Oscillator)
 - วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส (Prescaler)
 - วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator)
 - วงจรสังเคราะห์ความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์
 - วงจรรูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)
 - 1.4 วงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ (FSK Modulator) ทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณดิจิทัลโดยใช้หลักการของวงจรวีซีโอ คือความถี่เอาต์พุตมีค่าแปรผันตามค่าแรงดันอินพุต
 - 1.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF small signal Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้มีค่าสูงขึ้นเนื่องจากสัญญาณยังมีค่ากำลังไม่เพียงพอที่จะทำการส่งได้ดีพอ
 - 1.6 วงจรขยายกำลังสัญญาณ (RF Power Amplifier) ทำหน้าที่เพิ่มกำลังงานของสัญญาณให้มีค่าสูงขึ้นตามที่ต้องการเพื่อให้ส่งได้ระยะทางที่ไกลขึ้น
 - 1.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ (Low Pass Filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องออกไปให้เหลือแต่ช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ ผ่านออกไปได้
- ## 2. ภาครับ (Receiver) มีส่วนประกอบดังนี้
- 2.1 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ (Band Pass Filter) ทำหน้าที่กรองเฉพาะแถบความถี่ที่ต้องการผ่านในช่วง 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ ออกไปได้

- 2.2 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่รับเข้ามาให้มีกำลังงานมีค่าสูงขึ้นเนื่องจากขนาดของสัญญาณมีขนาดเล็กและกำลังของสัญญาณต่ำ
- 2.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งใช้เป็นความถี่โลคอล (Local Frequency) เพื่อนำไปผสมสัญญาณ (Mix) กับความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยมีส่วนประกอบดังนี้
- วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน
 - วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส
 - วงจรเปรียบเทียบเฟส
 - วงจรสังเคราะห์ความถี่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์
 - วงจรลูปฟิลเตอร์
- 2.4 วงจรมิกเซอร์ (Mixer) ทำหน้าที่ผสมสัญญาณพาหะความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ กับความถี่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ และจะได้สัญญาณเอาต์พุตออกมาที่มีความถี่เป็น 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นความถี่กลาง (IF : Intermediate Frequency)
- 2.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง (IF Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่กลางให้มีค่ากำลังงานเพียงพอที่จะไปทำการดีมอดูเลต
- 2.6 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ (Band Pass Filter) ทำหน้าที่กรองเฉพาะแถบความถี่ผ่านในช่วง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์
- 2.7 วงจรเอฟเอสเคดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator) ใช้ไอซี LM3089 ในการดีมอดูเลตสัญญาณความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่มีสัญญาณดิจิทัลผสมคลื่นอยู่แบบเอฟเอสเค ซึ่งเป็นตัวเอฟเอ็มดีเทกเตอร์ (FM Detector) มีความไวในการรับสัญญาณได้ถึง -70 dBm
- 2.8 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเพื่อทำให้สัญญาณมีค่าเพียงพอที่จะทำการเปรียบเทียบระดับของสัญญาณได้
- 2.9 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ทำหน้าที่ตัดสินใจระดับสัญญาณที่ดีมอดูเลตได้จากวงจรเอฟเอสเคดีมอดูเลเตอร์
- 2.10 วงจรดีมอดูเลเตอร์โดยใช้วงจรเฟสล็อกกลูป ทำหน้าที่ดีมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลที่ความเร็ว 9.6 กิโลบิตต่อวินาที
- 2.11 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) ทำหน้าที่เปรียบเทียบระดับสัญญาณที่รับเข้ามาจากวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบเฟสล็อกกลูป โดยสัญญาณเอาต์พุตจะเป็น V_o เมื่อระดับแรงดันอินพุตมีค่าสูงกว่าระดับแรงดันอ้างอิงและถ้าระดับแรงดันอินพุตมีค่าต่ำกว่าระดับแรงดันอ้างอิงเอาต์พุตจะเป็น $-V_o$
- 2.12 วงจรแปลงระดับแรงดันทีทีแอล (TTL) ไปเป็นระดับสัญญาณคอมพิวเตอรืจากมาตรฐานอาร์เอส-232 ทำหน้าที่ในการแปลงระดับแรงดันที่มาจากอุปกรณ์ปลายทาง (เครื่องรับ) ให้เหมาะสมกับอุปกรณ์เชื่อมต่อข้อมูลหรือคอมพิวเตอร์



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของภาคส่ง



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมของภาครับ

บทที่ 2

ทฤษฎีหรือหลักการ

2.1 พอร์ตอนุกรมอาร์เอส-232 (RS-232)

มีทางเลือกอยู่ 2 ทางในการที่จะเคลื่อนย้ายข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ไปยังอุปกรณ์ต่อพ่วงอื่นๆ หรือคอมพิวเตอร์ นั่นคือ การรับส่งข้อมูลแบบขนานและการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม การรับส่งข้อมูลแบบขนานจะเป็นการส่งข้อมูลคราวละ 4 หรือ 8 บิต ในเวลาเดียวกัน ซึ่งจะทำให้การรับและส่งข้อมูลทำได้ที่ความเร็วสูง ซึ่งก็หมายความว่าจำนวนของสายที่ใช้ในการส่งจะต้องมีมากเท่ากับจำนวนบิตของข้อมูลที่จะส่งด้วย นอกจากนี้ยังจะต้องรวมถึงสายที่ใช้สำหรับการควบคุมและการตรวจสอบการรับส่งข้อมูลด้วย ซึ่งอาจจะต้องใช้สายมากเป็น 2 เท่าของจำนวนบิตข้อมูลที่จะส่งได้

ในขณะที่การรับส่งข้อมูลแบบอนุกรมเป็นการรับส่งข้อมูลครั้งละ 1 บิต แต่ก็สามารถรับส่งข้อมูลคราวละหลายๆ บิตได้ แต่จะต้องมีการตกลงกันระหว่างตัวส่งและตัวรับว่าจะรับส่งข้อมูลคราวละกี่บิต ตัวรับจะต้องรอรับข้อมูลมาให้ครบทุกบิตเสียก่อนจึงทำการประมวลผล ทำให้การสื่อสารข้อมูลอนุกรมมีความเร็วต่ำกว่าแบบขนาน ในด้านจำนวนสายสัญญาณการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรมจะใช้จำนวนสายที่น้อยกว่ามากและระยะทางในการสื่อสารข้อมูลทำได้มากกว่า

- การสื่อสารแบบอนุกรม

รูปแบบการสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม

1. แบบซิมเพล็กซ์ (Simplex) ข้อมูลที่ส่งได้ในทางเดียวเท่านั้น การสื่อสารแบบนี้อุปกรณ์สื่อสารด้านหนึ่งจะส่งข้อมูลไปในช่องสัญญาณได้เท่านั้น จะรับข้อมูลจากช่องสัญญาณไม่ได้ แต่อุปกรณ์สื่อสารอีกด้านหนึ่งจะรับข้อมูลจากช่องสัญญาณได้เท่านั้น และส่งข้อมูลไปในช่องสัญญาณไม่ได้

2. แบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์ (Half Duplex) หมายถึง การสื่อสารข้อมูลสองทิศทางโดยอุปกรณ์สื่อสารทั้ง 2 ด้านจะผลัดกันรับ-ส่ง การสื่อสารแบบนี้ส่วนใหญ่แล้วจะใช้ระบบสาย 2 เส้น

3. แบบฟูลดูเพล็กซ์ (Full Duplex) หมายถึง การสื่อสารข้อมูล 2 ทิศทางพร้อมกัน การสื่อสารแบบนี้ใช้ได้ทั้งระบบสาย 2 เส้นและสาย 4 เส้น

การสื่อสารแบบอนุกรมนั้นจะแบ่งออกได้เป็น 2 แบบ คือ การสื่อสารอนุกรมแบบซิงโครนัส (Synchronous) และการสื่อสารอนุกรมแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous)

1) การสื่อสารแบบซิงโครนัส

การสื่อสารแบบซิงโครนัสจะมีสัญญาณนาฬิกา (Clock) ร่วมอยู่กับการรับและส่งข้อมูลด้วย ตัวอย่างการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสก็คือคีย์บอร์ดของคอมพิวเตอร์ ซึ่งสายเส้นหนึ่งจะเป็นสายของสัญญาณนาฬิกา ส่วนสายอีกเส้นจะเป็นสายของข้อมูล ดังนั้นการติดต่อกันแบบซิงโครนัสนี้จะต้องใช้สายในการเชื่อมต่ออย่างน้อยที่สุด 3 เส้นคือ สัญญาณนาฬิกา, ข้อมูลและกราวนด์

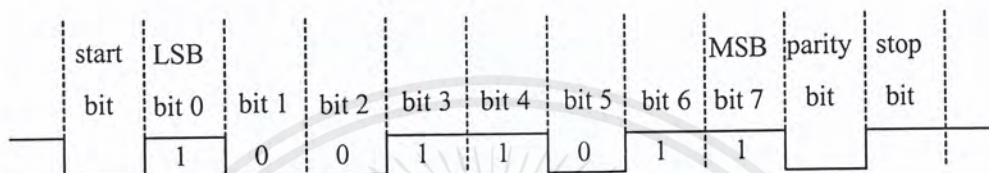
2) การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส

การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส คือ การรับและส่งข้อมูลโดยที่ไม่มีสัญญาณนาฬิการ่วมอยู่ด้วย เหมือนกับการรับส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส แต่จะใช้การกำหนดค่าสัญญาณนาฬิกาทั้งภาครับและภาคส่ง

ให้มีค่าเท่ากัน ซึ่งเรียกสัญญาณไฟฟ้าที่ใช้ว่า “ อัตราการถ่ายทอดข้อมูลข้อมูล หรือ บอดเรต (Baudrate) ” โดยมีหน่วยเป็นบิตต่อวินาที (bit per second : bps)

รูปแบบของข้อมูลที่ใช้ในการรับส่งแบบอะซิงโครนัสประกอบด้วย 4 ส่วนด้วยกัน คือ

1. บิตเริ่มต้น (Start Bit) ซึ่งจะมีขนาด 1 บิต
2. บิตข้อมูลอนุกรมจะมีขนาด 5, 6, 7 หรือ 8 บิต
3. บิตตรวจสอบพาริตี (Parity Bit) จะมีขนาด 1 บิตหรือไม่มี
4. บิตปิดท้าย (Stop Bit) จะมีขนาด 1, 1.5 หรือ 2 บิต



รูปที่ 2.1 รูปแบบข้อมูลอนุกรมแบบอะซิงโครนัส

รูปที่ 2.1 แสดงรูปแบบของข้อมูลอนุกรมแบบอะซิงโครนัสซึ่งไม่มีข้อมูลที่จะส่ง ข้อมูลจะมีสถานะลอจิก “1” ซึ่งจะเรียกสถานะนี้ว่า “ สถานะหยุดรอ (Waiting stage) ” การเริ่มต้นส่งข้อมูลจะเริ่มจากการให้หาข้อมูลมีลอจิก “0” ด้วยช่วงระยะเวลา 1 บิต ซึ่งจะเรียกว่า “ บิตเริ่มต้น (Starting bit) ” จากนั้นบิตข้อมูลจะถูกส่งออกไป โดยเริ่มจากบิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุด (LSB) ก่อน ซึ่งข้อมูลในไบต์ที่จะส่งอาจจะมีจำนวนบิต 5, 6, 7 หรือ 8 บิตก็ได้ จากนั้นตามด้วยบิตพาริตีเพื่อตรวจสอบความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการส่งข้อมูล บิตสุดท้ายที่จะส่งคือ “ บิตปิดท้าย (Stop bit) ” ซึ่งจะให้หาข้อมูลมีสถานะลอจิกเป็น “1” อีกครั้งด้วยระยะเวลาอย่างน้อย 1, 1.5 หรือ 2 บิต เพื่อเป็นการแสดงว่าสิ้นสุดข้อมูลแล้ว

อุปกรณ์พิเศษที่ได้รับการออกแบบมาสำหรับการรับและการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter : UART) อัตราความเร็วในการรับและส่งข้อมูลของการรับส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสคือ อัตราการถ่ายทอดข้อมูล หรือบอดเรต ซึ่งก็คือค่าจำนวนบิตต่อวินาทีที่ใช้ในการรับและส่งข้อมูล อัตราการถ่ายทอดข้อมูลมาตรฐานที่ใช้สำหรับพอร์ตอนุกรมอาร์เอส-232 ได้แก่ 110, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600 และ 19200 บิตต่อวินาที และมีค่าเพิ่มมากขึ้นตามเทคโนโลยีของคอมพิวเตอร์

การตรวจสอบพาริตีสามารถกำหนดให้เป็นแบบคี่ (Odd), แบบคู่ (Even) หรือไม่มีการตรวจสอบพาริตีก็ได้ การตรวจสอบพาริตีเป็นการตรวจสอบจำนวนรวมของบิตที่เป็นลอจิก “1” ภายในข้อมูลที่ส่ง 1 ไบต์ว่ามีจำนวนรวมเป็นเลขคู่หรือเลขคี่ โดยรวมบิตพาริตีเข้าไปด้วย

- มาตรฐานพอร์ตอนุกรมแบบอาร์เอส-232

มาตรฐานการเชื่อมต่อแบบอนุกรมอาร์เอส-232 เป็นมาตรฐานอุตสาหกรรมที่ออกแบบมาเพื่อใช้ในการส่งข้อมูลอนุกรมแบบซิงโครนัส 2 ทิศทาง โดยในอดีตนั้นถูกออกแบบมาเพื่อการส่งผ่านข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ไปยังโมเด็มเพียงอย่างเดียว เพื่อที่จะนำข้อมูลจากโมเด็มนี้สื่อสารผ่านสายโทรศัพท์ไปยังคอมพิวเตอร์อีกชุดซึ่งอยู่ห่างไกลกัน โดยคณะกรรมการที่เรียกว่า สมาคมอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์

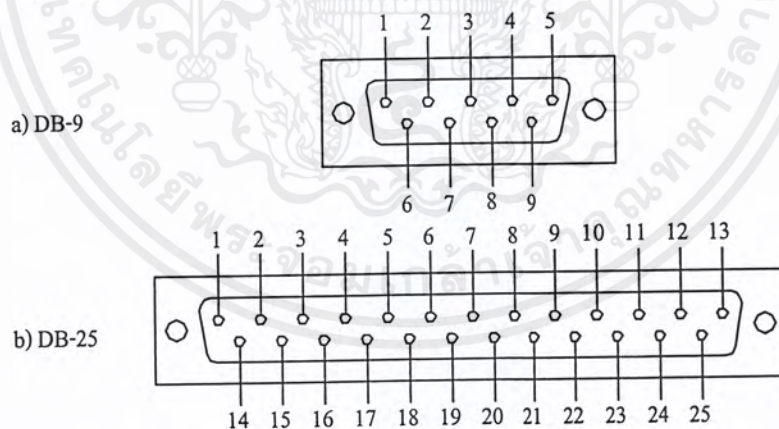
(Electronic Industries Association : EIA) ได้วางมาตรฐานที่มีชื่อเรียกกันว่า “ อีไอเอ อาร์เอส-232 ” มาตรฐานนี้ในช่วงแรกจะใช้คอนเน็กเตอร์ (Connector) เป็นแบบดีบี-25 (DB-25) โดยกำหนดความยาวสูงสุดของสายสัญญาณไว้ที่ 50 ฟุต มีระดับสัญญาณตั้งแต่ -3 ถึง -12 โวลต์ แสดงว่ามีข้อมูล (Mark) และ +3 ถึง +12 โวลต์ แสดงว่าเป็นช่องว่าง (Space)

มาตรฐานอาร์เอส-232 ได้มีการกำหนดรูปแบบไว้ว่าอุปกรณ์เชื่อมต่อข้อมูล (DTE :Data Terminal Equipment) ต้องเป็นอุปกรณ์ที่มีการประมวลผลในตัวเช่น ไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งจะมีความสามารถในการสร้างบิตข้อมูลแบบอนุกรมได้ ส่วนอุปกรณ์ข้อมูลปลายทาง (DCE : Data Communication Equipment) จะทำหน้าที่เป็นเพียงตัวรับข้อมูลที่ส่งมาจากอุปกรณ์เชื่อมต่อข้อมูลเท่านั้น โดยการรับส่งข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ทั้งสองจะกระทำผ่านมาตรฐานอาร์เอส-232

ข้อแตกต่างระหว่างอุปกรณ์เชื่อมต่อข้อมูลและวงจรอุปกรณ์ปลายทาง คือ คอนเน็กเตอร์ของอุปกรณ์เชื่อมต่อข้อมูลจะเป็นตัวผู้ ส่วนคอนเน็กเตอร์ของอุปกรณ์ข้อมูลปลายทางจะเป็นตัวเมีย ซึ่งพอร์ตอนุกรมของคอมพิวเตอร์ที่ใช้กันอยู่ทั่วไปจะเป็นแบบอุปกรณ์เชื่อมต่อข้อมูล ส่วนคอนเน็กเตอร์ที่อยู่ที่ไม่เต็มจะเป็นแบบอุปกรณ์ข้อมูลปลายทาง

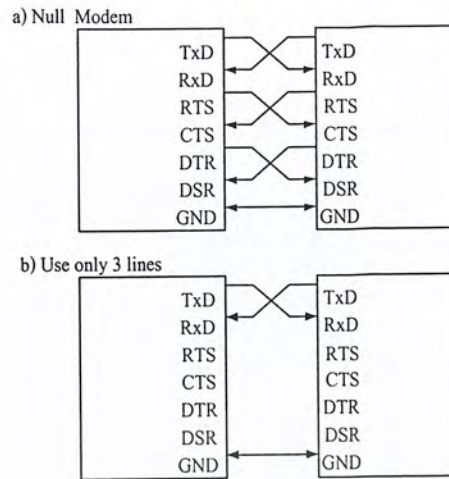
- คอนเน็กเตอร์สำหรับพอร์ตอาร์เอส-232 และการเชื่อมต่อ

มาตรฐานการเชื่อมต่อแบบอาร์เอส-232 จะใช้คอนเน็กเตอร์แบบดีบี-25 หรือดีบี-9 ตัวผู้ ซึ่งคอนเน็กเตอร์แบบดีบี-25 จะมีขาต่อใช้งานเพียง 9 เส้น เช่นเดียวกับคอนเน็กเตอร์แบบดีบี-9 เนื่องจากขาอื่นๆ ที่เคยใช้งานในอดีต ปัจจุบันมีการใช้งานไม่มากนักจึงถูกยกเลิกไป โดยแสดงดังรูปร่างและตำแหน่งขาในรูปที่ 2.2



connector DB-9	connector DB-25	Name of line signal	Type of Line signal
1	6	Data Carrier Detect:DCD	input
2	3	Received Data:RxD	input
3	2	Transmitted Data:TxD	output
4	20	Data Terminal Ready:DTR	output
5	7	Signal Ground:GND	-
6	6	Data Set Ready:DSR	input
7	4	Request To Send:RTS	output
8	5	Clear To Send:CTS	input
9	22	Ring Indicator:RI	input

รูปที่ 2.2 การจัดขาของคอนเน็กเตอร์พอร์ตอนุกรมตามมาตรฐานอาร์เอส-232 ทั้งแบบดีบี-9 และดีบี-25



รูปที่ 2.3 การต่ออุปกรณ์ภายนอกกับพอร์ตอนุกรมของคอมพิวเตอร์ในลักษณะต่างๆ

สำหรับการเชื่อมต่อคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์ภายนอกแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 โดยในรูปที่ 2.3(a) เป็นการเชื่อมต่อโดยตรงโดยไม่ผ่านโมเด็ม (Null modem) โดยมีการตรวจสอบเต็มรูปแบบ ส่วนในรูปที่ 2.3(b) เป็นการเชื่อมต่อโดยตรงโดยไม่ต้องผ่านโมเด็ม โดยใช้สายสัญญาณเพียง 3 เส้น โดยเส้นหนึ่งสำหรับส่งข้อมูล อีกเส้นสำหรับรับข้อมูล และเส้นสุดท้ายเป็นกราวด์

2.2 วงจรมอดูเลตแบบเอฟเอสเค (Frequency Shift Keying : FSK)

2.2.1 การจัดสัญญาณเอฟเอสเค (FSK Signalling)

สัญญาณเอฟเอสเคนั้นเป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีการเปลี่ยนแปลงของความถี่ตามขนาดของสัญญาณเบสแบนด์พัลส์พีซีเอ็ม โดยทั่วไปแล้วเอฟเอสเคมักใช้ในการส่งข้อมูลที่มีอัตราความเร็วต่ำตามข้อกำหนดรายละเอียด CCITT V2.1 และนิยมใช้เอฟเอสเคชนิด 2 ความถี่เท่านั้น เพราะเอฟเอสเคแบบนอนโคฮีเร้นท์ (Non Coherent) ชนิด 2 ความถี่สามารถกำเนิดและรับได้ง่ายทำให้มีราคาถูก

$$S_1(t) = A \cos(\omega_c + \omega_d)t, \text{ สำหรับสัญญาณมาร์ค และ } 0 < t < T$$

$$S_2(t) = A \cos(\omega_c - \omega_d)t, \text{ สำหรับสัญญาณสเปส (2.1)}$$

ในที่นี้ ω_d คือ ความถี่เบี่ยงเบน

จะเห็นได้ว่า สัญญาณมาร์คมีความถี่เท่ากับ $\omega_1 = \omega_c + \omega_d$ และสัญญาณสเปสมีความถี่เท่ากับ $\omega_2 = \omega_c - \omega_d$ สัญญาณเอฟเอสเคจึงเป็นสัญญาณดิจิทัลที่กำเนิดง่ายโดยการสวิตช์ไปมาของเครื่องกำเนิดสัญญาณ ω_1 และเครื่องกำเนิดสัญญาณ ω_2 สัญญาณเอฟเอสเคดังกล่าวมีเฟสไม่ต่อเนื่องกัน (Discontinuous phase) ที่รอยต่อสวิตช์

2.2.2 โคฮีเร้นท์เอฟเอสเค (Coherent FSK)

ถ้าเราหาค่าเฉลี่ยสัญญาณเอฟเอสเคด้วยเครื่องรับคอร์รีเลชัน (Correlation) สัญญาณตัวพาท้องถิ่นที่ต้องการ คือ

$$S_1(t) - S_2(t) = A \cos(\omega_c t + \omega_d t) - A \cos(\omega_c t - \omega_d t)$$

สัญญาณขาออกที่เวลาสุ่มตัวอย่าง $t = kT$ คือ $S_{o1}(kT)$ และ $S_{o2}(kT)$ ในที่นี้

$$S_{o1}(kT) = \int_0^T S_1(t)[S_1(t) - S_2(t)]dt$$

$$S_{o2}(kT) = \int_0^T S_2(t)[S_1(t) - S_2(t)]dt \quad (2.2)$$

ถ้าพลังงานของสัญญาณ E_1 และ E_2 เท่ากัน คือ $S_{o1}(kT) = -S_{o2}(kT)$ ฉะนั้นเทรชโฮลด์ (Threshold) ของเครื่องรับจึงตั้งไว้ที่ค่าศูนย์ ดังนั้นค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด P_e สำหรับเครื่องรับคอร์รีเลชัน

$$P_e = \frac{\text{erfc}\left(\frac{\gamma_{\max}}{2}\right)}{2} \quad (2.3)$$

ในที่นี้

$$\gamma_{\max}^2 = \frac{2}{\eta_0} \int_0^T [S_1(t) - S_2(t)]^2 dt \quad (2.4)$$

แทน $S_1(t)$ และ $S_2(t)$ จากสมการ (2.1) และอินทิเกรต โดยให้ $\omega_c T \gg 1$, $\omega_c \gg \omega_d$ จะได้

$$\gamma_{\max}^2 = \frac{2A^2T}{\eta} \left(1 - \frac{\sin 2\omega_d T}{2\omega_d T}\right)$$

ค่า $\gamma_{\max}^2$ จะมีค่ามากที่สุด ถ้าเลือกความถี่แบงเบนให้ $2\omega_d T = 3\pi/2$ ที่ค่า ω_d ค่านี้จะได้

$$\gamma_{\max}^2 = 2.42 \frac{A^2T}{\eta}$$

และ

$$P_e = \text{erfc} \sqrt{0.61 A^2 T / \eta}$$

เรากำหนด $S_{av} = A^2/2$ และ $E_{av} = A^2T/2$ เราสามารถแสดง P_e ในรูปของ

$$P_e = \text{erfc} \sqrt{1.2 S_{av} T / \eta}$$

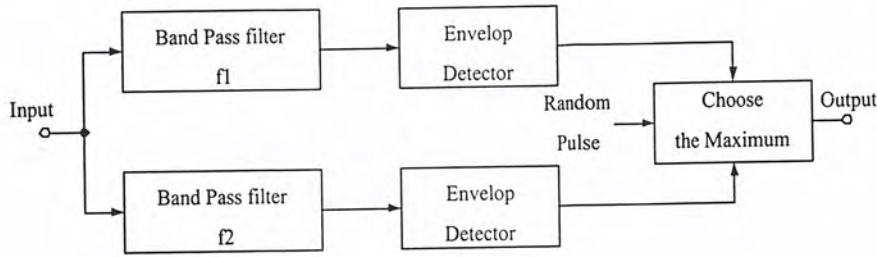
$$P_e = \text{erfc} \sqrt{1.2 E_{av} T / \eta} \quad (2.5)$$

เปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสำหรับโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคกับโคฮีเร้นท์พีเอสเค จะเห็นว่าโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคต้องการกำลังมากกว่าโคฮีเร้นท์พีเอสเคเท่ากับ 2.2 เดซิเบล และใช้แถบความถี่กว้างกว่าสัญญาณพีเอสเค

2.2.3 นอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเค (Non Coherent FSK)

ในการรับนอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเค เราใช้เครื่องกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter) 2 ตัว ที่มีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ f_1 และ f_2 ตามด้วยเครื่องรับเ็นเวลลอป (Envelope Detector) ในแต่ละกิ่ง (Branch) เ็นเวลลอปแต่ละกิ่งจะถูกสุ่มตัวอย่างพัลส์ละ 1 ครั้ง แล้วจึงนำมาเปรียบเทียบว่าเ็นเวลลอปของสัญญาณมาร้มมากกว่าเสียงรบกวนหรือของสัญญาณสเปสววกเสียงรบกวนจะมากกว่ากัน โดยสัญญาณเอาต์พุตเป็นของสัญญาณที่มีค่ามากกว่าดังรูปที่ 2.4 นอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคสามารถคิดเสมือน

เป็นสัญญาณเอเอสเค 2 ตัวที่มีความถี่ $f_c + f_d$ และ $f_c - f_d$ ซึ่งเราจะเปรียบเทียบวิสัยความสามารถของ
นอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคกับนอนโคฮีเร้นท์เอเอสเคต่อไป



รูปที่ 2.4 การคิมอดูเลตแบบนอนโคฮีเร้นท์ของสัญญาณไบนารีเอฟเอสเค

สมมุติสัญญาณที่ส่งเป็นสัญญาณมาร์ค $S_1(t) = A \cos(\omega_c + \omega_d)t$ ค่าความน่าจะเป็นของ
ความหนาแน่นของฟังก์ชัน (Probability Density Function : PDF) ของเอ็นเวลลอป r_1 คือ

$$p(r_1) = \left(\frac{r_1 I_0}{N} \right) \left(\frac{A r_1}{N} \right) \exp \left(\frac{-(r_1^2 + A^2)}{2N} \right), r_1 > 0 \quad (2.6)$$

ในที่นี้ $N = 7B_T$ และ B_T คือแถบความถี่ของเครื่องกรองความถี่

ในขณะที่เดียวกันเครื่องกรองแถบความถี่ผ่านที่กึ่งข้างล่างจะมีเฉพาะเสียงรบกวนเกาส์เซียน
(Guassian) ที่ผ่านเท่านั้นเอ็นเวลลอปของเสียงรบกวนจะมีค่าความน่าจะเป็นของความหนาแน่นของ
ฟังก์ชันเป็นเรย์ไลท์ (Rayleigh) ดังนี้

$$p(r_2) = \left(\frac{r_2}{N} \right) \exp \left(\frac{-r_2^2}{2N} \right), r_2 > 0$$

ความผิดพลาดจะเกิดขึ้นเมื่อ $r_2 > r_1$ และค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาด หาได้ดังนี้

$$P_e = P(r_2 > r_1) = \int_{r=0}^{\infty} p(r_1) \left[\int_{r=0}^{\infty} p(r_2) dr_2 \right] dr_1$$

อินทิกรัลในวงเล็บ จะได้ $\exp \left(\frac{-r_2^2}{2N} \right)$ ดังนี้

$$P_e = \int_0^{\infty} \left(\frac{r_1}{N} \right) \left[I_0 \left(\frac{A r_1}{N} \right) \exp \left(\frac{-r_1^2}{N} \right) \exp \left(\frac{-A^2}{2N} \right) \right] dr_1$$

และสมมุติสัญญาณมาร์คและสัญญาณสเปซมีโอกาสดเกิดเท่าๆ กัน ค่าความน่าจะเป็นความ
ผิดพลาดโดยเฉลี่ยสำหรับนอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคจะได้

$$P_e = \exp \left(\frac{-A^2}{4N} \right)$$

จะเห็นได้ว่า นอนโคฮีเร้นท์เอฟเอสเคได้ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดของเอเอสเคที่ออฟติมัม
เทรชโฮลด์ (Optimum Threshold) แต่ใช้อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวน

เพียงครึ่งหนึ่งของนอนโคฮีเร้นท์เอเอสเคเท่านั้น ในกรณีที่อัตราความเร็วในการส่งพัลส์ของสองระบบเท่ากัน และแถบความถี่ของเครื่องกรองความถี่ของทั้งสองระบบเท่ากัน ซึ่งหมายความว่า กำลังของเสียงรบกวนของทั้งสองระบบเท่ากัน อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวนในระบบเอเอสเคมีค่าเฉพาะในกรณีที่ส่งสัญญาณมาร์คเท่านั้น ในการส่งสัญญาณสเปคจะมีกำลังของสัญญาณที่ส่งเท่ากับศูนย์ กำลังเฉลี่ยของเอเอสเคจึงมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของค่าที่ใช้ในคำจำกัดความอัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวน ฉะนั้นที่ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดต่ำทั้งนอนโคฮีเร้นท์เอเอสเคและนอนโคฮีเร้นท์เอเอสเคจะได้ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดเท่ากันที่ค่าเฉลี่ยของอัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวนเท่ากัน นอกจากนี้เนื่องจากเอเอสเคต้องใช้ความถี่ 2 โทน เอเอสเคจึงถูกกำหนดให้ใช้แถบความถี่กว้างขึ้นอย่างน้อย 2 เท่า อย่างไรก็ตามเพื่อบรรลุถึงวิสัยความสามารถนี้ เอเอสเคก็มีข้อเสียที่สำคัญ คือ จำเป็นจะต้องใช้ออปติไมซ์เทรชโวลด์ (Optimize Threshold) ในการรับที่ค่าของอัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวนค่าหนึ่งๆ โดยการเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่าง r_1 และ $r_1(r_2-r_1)$ เทียบกับเทรชโวลด์ที่เป็นศูนย์ ทำให้เทรชโวลด์ของเอเอสเคไม่ขึ้นต่ออัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของเสียงรบกวน จึงเป็นเทรชโวลด์ที่เหมาะสมเสมอ โดยเฉพาะในกรณีที่เกิดเฟดดิ้ง (Fading) เอเอสเคจะเหมาะสมมากกว่า เพราะไม่มีเทรชโวลด์จึงไม่ต้องปรับเทรชโวลด์เนื่องจากผลกระทบของเฟดดิ้งที่มีต่อระดับสัญญาณ

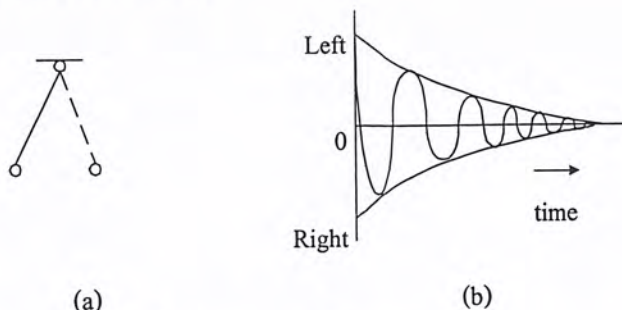
2.3 วงจรกำเนิดความถี่ (Oscillator)

วงจรออสซิลเลเตอร์แบ่งออกได้เป็น วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์ และวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ไม่ใช่คลื่นรูปไซน์

วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์ (Sine-wave Oscillator) จะให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ออกมาตลอดเวลา โดยมีขนาดและความถี่ที่ ชนิดของการออสซิลเลตแบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ดังนี้

- 1) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (LC)
- 2) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน (CR)
- 3) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ก้อนผลึก (Crystal)

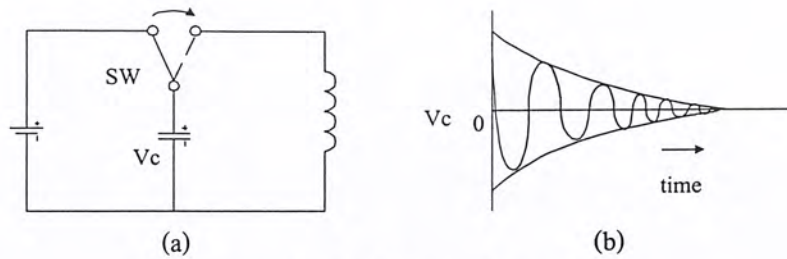
หลักการเบื้องต้นของการออสซิลเลต



รูปที่ 2.5 การออสซิลเลตทางกล

(a) ลูกตุ้มนาฬิกา

(b) การออสซิลเลตแบบแดมป์ (Damped Oscillation)



รูปที่ 2.6 การเกิดออสซิลเลตทางด้านวงจรไฟฟ้า

จากรูป 2.6(a) ถ้าสวิตช์ (SW) ถูกเลื่อนมาทางด้านขวาหลังทำการประจุที่ตัวเก็บประจุเต็มแล้ว กระแสจะไหลจากตัวเก็บประจุผ่านไปยังขดลวด เมื่อไปยังขดลวดหมดแล้ว กระแสไหลย้อนกลับทิศทางเข้าที่ตัวเก็บประจุ กลับไปกลับมาเช่นนี้ เนื่องจากผลของความต้านทานภายในวงจรทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไป ทำให้การออสซิลเลตถูกลดทอนลง ได้กราฟดังรูป 2.6(b) เพื่อที่จะช่วยให้การออสซิลเลตเป็นไปอย่างต่อเนื่องต้องใส่กำลังให้ระบบเท่ากับที่สูญเสียไป

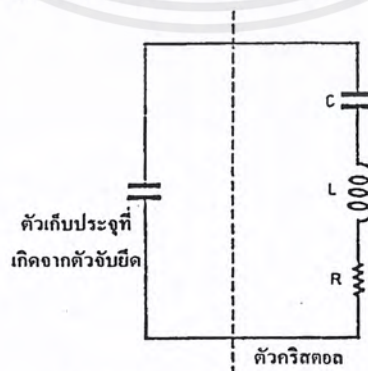
- วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ผลึกควอตซ์หรือคริสตอล (Crystal Oscillator)

ในวงจรเครื่องส่งที่ต้องการให้เสถียรภาพทางความถี่ของการส่งมีค่าสูง หรือความถี่มีค่าคงที่ตลอดเวลาเพื่อให้เครื่องรับสามารถรับสถานีได้ถูกต้อง วงจรกำเนิดความถี่ที่มีคุณสมบัติเรื่องเสถียรภาพทางความถี่ได้แก่ วงจรกำเนิดความถี่โดยใช้คริสตอล

คริสตอล แปลว่า ผลึก โดยความหมาย คือ ผลึกของวัสดุบางชนิดเช่น ผกึกควอตซ์, เกลือหิน, โรเซตล์ และทัวร์มาลีน วัสดุเหล่านี้รวมเรียกว่า พิโซอิเล็กตริก ซึ่งมีคุณสมบัติคือ มันจะก่อให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเมื่อบีบคองหรือกดผลึกเหล่านี้ด้วยแรงและในทำนองเดียวกันถ้าหากเราสร้างแรงดันไฟฟ้าให้กับมัน แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวผลึกจะมีผลทำให้ผลึกของวัสดุนั้นมีรูปร่างบิดเบี้ยวผิดไปจากเดิม

คริสตอลที่ใช้งานอยู่ทั่วไปทำมาจากผลึกควอตซ์ เมื่อมีแรงดันตกคร่อมผลึกควอตซ์ก็จะเกิดการสั่น ความถี่ที่สั่นได้มีค่าเกือบคงที่ซึ่งขึ้นกับความหนาของผลึกนั้น และเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิ

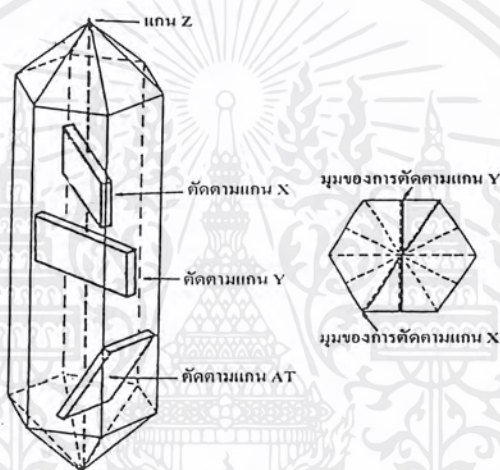
โดยหลักการแล้วลักษณะสมบัติของคริสตอล มีลักษณะคล้ายกับวงจรเรโซแนนซ์ (Resonance Circuit) ที่สามารถเขียนวงจรสมมูล (Equivalent Circuit) ได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลของผลึกคริสตอล

ค่าตัวเหนี่ยวนำ (Inductance) ในวงจรสมมูลของตัวคริสตอลจะมีค่าสูง แต่จะมีค่าตัวเก็บประจุ (Capacitance) ต่ำมาก ตัวคริสตอลเป็นเพียงผลึกควอตซ์ที่ยังต้องอาศัยตัวจับยึดเข้ากับกระป๋องโลหะ ดังนั้นในส่วนของตัวจับยึดคริสตอลจึงมีลักษณะเหมือนเป็นตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่อีกหนึ่งวงจรสมมูลรูปที่ 2.7 เนื่องจากตัวเก็บประจุในตัวผลึกของคริสตอลที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำ ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ต่อขนานอยู่ภายนอกจึงมีอิทธิพลต่อการออสซิลเลต (Oscillate) ของสัญญาณน้อยมากและในขณะเรโซแนนซ์ ส่วนของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานเกือบจะให้ความถี่เรโซแนนซ์เป็นความถี่เดียวกัน

ผลึกควอตซ์ที่ได้เป็นวัสดุจำพวกซิลิกอนไดออกไซด์ที่มีลักษณะเหมือนแก้ว ในส่วนของผลึกจะมีรูปร่างเป็น 6 ด้านเหมือนปริซึม ผลึกควอตซ์ที่ใช้งานจะได้รับการตัดด้วยลักษณะของแกน 3 แกน ดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 ผลึกควอตซ์และการตัดผลึก

แกน X เป็นแกนที่ลากระหว่างมุม 2 มุมของแท่งปริซึม ส่วนแกน Y จะเป็นแกนที่ลากตั้งฉากกับผิวหน้าของตัวคริสตอล ถ้าหากตัดคริสตอลตามแนวผลึกจากมุมหนึ่งไปยังอีกมุมหนึ่งที่อยู่ตรงข้ามก็เรียกว่า “การตัดแบบ X (X cut)” ซึ่งผลของการตัดแบบนี้จะทำให้ความถี่ที่ได้เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิ ในลักษณะที่อุณหภูมิสูงขึ้นค่าความถี่จะลดลง แต่ถ้าตัดในแนวแกน Y จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่นสูงขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น

จะเห็นได้ว่าไม่ว่าจะตัดในแกน X หรือแกน Y จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่นของคริสตอลขณะเรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิได้มาก ดังนั้นเราจึงต้องหาทางตัดแกนใดแกนหนึ่งเพื่อให้ผลการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิน้อยที่สุดหรือแทบจะกล่าวได้ว่ามันไม่มีผลเลย แกนที่ใช้ในการตัดคือแกน AT ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.8

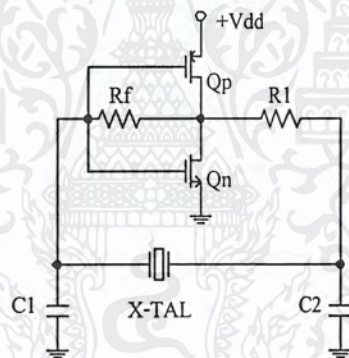
เราอาจตัดคริสตอลให้อยู่ในแกนอื่นๆ ก็ได้ ในแต่ละระนาบของการตัดจะให้ผลการเปลี่ยนแปลงช่วงความถี่ต่ออุณหภูมิตลอดจนความถี่ฮาร์โมนิก (Harmonic Frequency) ที่ใช้งานแตกต่างกัน

ส่วนความหนาของแผ่นคริสตอลจะเป็นตัวกำหนดความถี่ของการเรโซแนนซ์ ถ้าแผ่นคริสตอลยิ่งบาง ความถี่ของการเรโซแนนซ์ก็จะมีค่าสูงขึ้น แผ่นคริสตอลทำความถี่ได้สูงประมาณ 15 เมกกะเฮิร์ตซ์

ไม่เกิน 50 เมกกะเฮิร์ตซ์ แต่ถ้าหากต้องการความถี่ที่สูงกว่านี้อีกมักใช้ฮาร์โมนิกของสัญญาณนั่นเอง อุปกรณ์คริสตอลเป็นอุปกรณ์ที่ค่อนข้างบอบบาง ดังนั้นจึงต้องทำงานที่ระดับพลังงานต่ำๆ ในขณะที่ป้อนกลับระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตจะต้องไม่ให้ระดับแรงดันตกคร่อมตัวมันมากเกินไป ซึ่งจะทำให้คริสตอลทำงานผิดพลาดและเกิดความร้อนกับตัวมันมากเกินไป ซึ่งทำให้ทำงานผิดพลาดและอาจเสียหายได้

จากที่กล่าวแล้วว่าเราใช้คริสตอลกระตุ้นวงจรกำเนิดความถี่ ก็เพื่อเหตุผลในเรื่องต้องการให้ได้ความถี่ที่มีค่าเสถียรภาพสูง ค่าเสถียรภาพของวงจรกำเนิดความถี่สามารถหาได้จากการกำหนดค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ (Quality Factor : Q) ของตัวคริสตอลและสัมประสิทธิ์ของการผันแปรทางความถี่กับอุณหภูมิ โดยค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ของคริสตอลมักจะมีค่าที่สูงกว่าของวงจรจูนที่ประกอบไปด้วยตัวต้านทาน, ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ (RLC) ถึง 100 เท่า 1000 เท่า

วงจรกำเนิดความถี่โดยใช้คริสตอลนั้นมีหลายชนิด จากรูปที่ 2.9 เป็นวงจรกำเนิดความถี่โดยใช้คริสตอลที่นิยมใช้จริงอย่างแพร่หลาย เรียกว่า “ วงจรกำเนิดความถี่แบบเพียร์ซ ” ซึ่งใช้ซีมอสอินเวอร์เตอร์ (CMOS Inverter) และมีตัวต้านทาน R_f เป็นตัวกำหนดจุดทำงาน (DC-Operating Point) ภายในบริเวณที่มีอัตราขยายสูงของซีมอสอินเวอร์เตอร์ ตัวต้านทาน R_f ที่ต่อกับตัวเก็บประจุ C_1 ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ไว้ป้องกันไม่ให้อุปกรณ์เกิดการออสซิลเลตที่ฮาร์โมนิกที่สูงกว่าความถี่ของคริสตอล



รูปที่ 2.9 วงจรกำเนิดความถี่แบบเพียร์ซ (Pierce Oscillator)

2.4 ระบบสังเคราะห์ความถี่

คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรสังเคราะห์ความถี่ จะต้องผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ที่ละขั้น ซึ่งเรียกว่า “ เรโซลูชัน (Resolution) ”

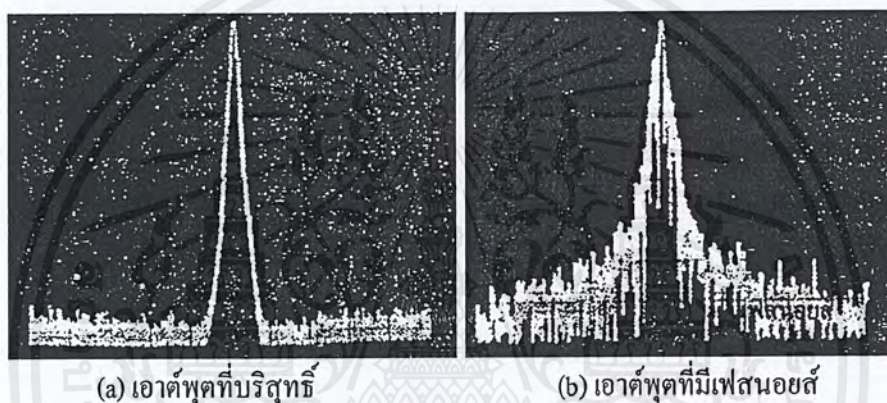
นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงความถี่ (Frequency Range) ที่ผลิตและเรโซลูชันระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่นๆ ก็มีความสำคัญสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุอีกด้วย ดังจะได้อธิบายต่อไป

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียวแต่เลือกความถี่ได้หลายค่า ในกรณีที่เปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่ต้องเปลี่ยนได้เร็วทันที่กล่าวอีกอย่างหนึ่งคือ ล็อกความถี่ได้ในเวลาอันรวดเร็ว คือช่วงเวลาล็อก (Lock-up time) สั้น คุณสมบัติ

การล็อกความถี่ใหม่ได้รวดเร็วขึ้นจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ โดยเฉพาะในระหว่างการเปลี่ยนจากสภาวะส่ง (รับ) มาเป็นสภาวะรับ (ส่ง) หรือในกรณีการสแกนความถี่

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอม คุณสมบัตินี้เราเรียกว่า “ ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (Spectrum Purity) ” นั่นคือความถี่ฮาร์โมนิกและสปีวเรียดต่างๆ จะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้ข้อเสียที่เกิดจากวงจรรอสซิลเลเตอร์จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่มีความถี่ไม่บริสุทธิ์ (ดูรูป 2.10) ข้อเสียดังกล่าวเรียกว่า “ เฟสโนイズ (Phase Noise) ”

ความถี่เที่ยงตรง (Accuracy) และเสถียรภาพ (Stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง สัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรรอสซิลเลเตอร์ชนิดใช้แร่กับควอตซ์ ฉะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพและความถี่เที่ยงตรงทางความถี่เทียบเท่ากับคริสตัลลออสซิลเลเตอร์



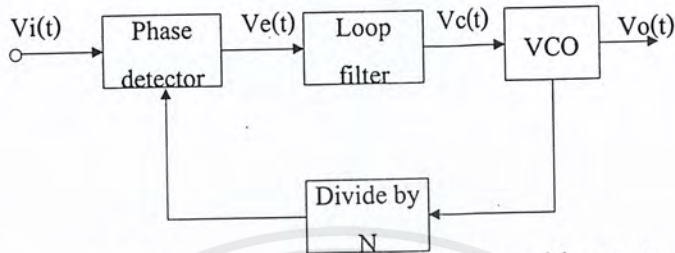
รูปที่ 2.10 เฟสโนイズปรากฏเป็นความถี่แปลกปลอมในบริเวณใกล้ๆ กับความถี่เอ้าท์พุท

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้กับเครื่องรับส่งวิทยุในย่านความถี่เอชเอฟ (3-30 เมกกะเฮิร์ตซ์) ก่อนข้างมีความซับซ้อน เพราะการใช้งานในย่านความถี่นี้ เราต้องการเรโซลูชันละเอียดถึง 100 เฮิร์ตซ์ นอกจากนี้ช่วงความถี่ 3 ถึง 30 เมกกะเฮิร์ตซ์ ก่อนข้างกว้างมาก วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ครอบคลุมช่วงความถี่กว้างๆ และมีเรโซลูชันละเอียดเช่นนี้จะต้องออกแบบเป็นพิเศษเพื่อให้มีคุณสมบัติของนอยส์ที่ดี และช่วงเวลาล็อกสั้นรวดเร็ว โดยทั่วไปนั้นอัตราส่วนของความถี่สูงสุดและต่ำสุดระหว่างช่วงความถี่ใช้งานจะมีค่าไม่เกิน 2 เท่า ในกรณีที่อัตราส่วนเกิน 2 เท่า เราต้องใช้วงจรวิธีโอหลายชุด แล้วมีสวิทช์เลือกเพื่อป้องกันการล็อกความถี่ฮาร์โมนิกและเพื่อให้ได้คุณสมบัติของนอยส์ที่ดีสำหรับช่วงเวลาที่ล็อกรวดเร็ว เราทำได้โดยการใช้ลูปซ้อนกันหลายลูป (Multiple Loop)

2.4.1 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกลูป

ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop Synthesizer) นั้นเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดที่ทำการโปรแกรมได้ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดที่พอเหมาะและมีความถี่ตามที่เรากำหนดโดยการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกลูป ซึ่งเป็นระบบป้อนกลับที่มีการเปลี่ยนความถี่และเฟสของวงจรรอสซิลเลเตอร์ตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา บล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกลูป แสดงดังรูปที่ 2.11 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (Phase Detector)
2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator)
4. วงจรหารความถี่ที่สามารถโปรแกรมได้ (Programmable Divider)



รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อก

การทำงานคร่าวๆ สามารถอธิบายได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม (Control voltage) $V_c(t)$ จะเท่ากับศูนย์ วิชีโอจะทำงานโดยตั้งความถี่ไว้ที่ f_0 กับความถี่ของวิชีโอ ถ้าเกิดความแตกต่างของสัญญาณทั้งสองเนื่องจากความถี่ไม่ตรงกัน จะเกิดแรงดันคลาดเคลื่อน $V_c(t)$ แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ ขยายแล้วป้อนให้กับวิชีโอ แรงดันควบคุม $V_c(t)$ นี้จะไปบังคับความถี่ของวิชีโอให้เปลี่ยนไปโดยจะลดความถี่ที่แตกต่างระหว่างความถี่ f_0 กับความถี่ f_R จากการป้อนกลับของเฟสล็อกสัญญาณที่กลับไปยังลูปฟิลเตอร์จะเป็นความถี่เอาต์พุตของวิชีโอ ที่ถูกหารโดย N จะทำให้วิชีโอเกิดการชิงโครโมสหรือล็อกกับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อกความถี่ของวิชีโอจะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี

ในสภาวะล็อกความถี่จะได้ว่า

$$f_R = f_d \quad (2.7)$$

และความถี่ที่ได้จากการหาร

$$f_R = f_d / N \quad (2.8)$$

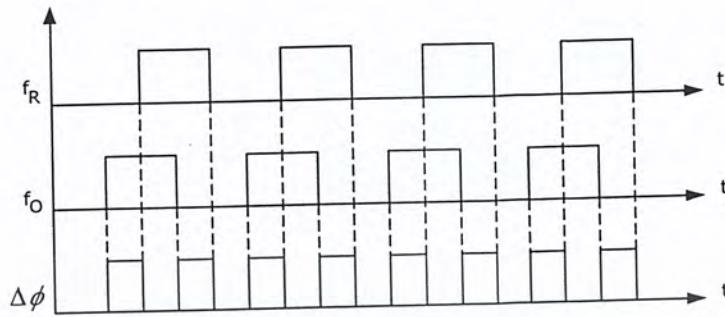
ดังนั้นความถี่ที่เอาต์พุตจะได้เป็น

$$f_R = N f_d \quad (2.9)$$

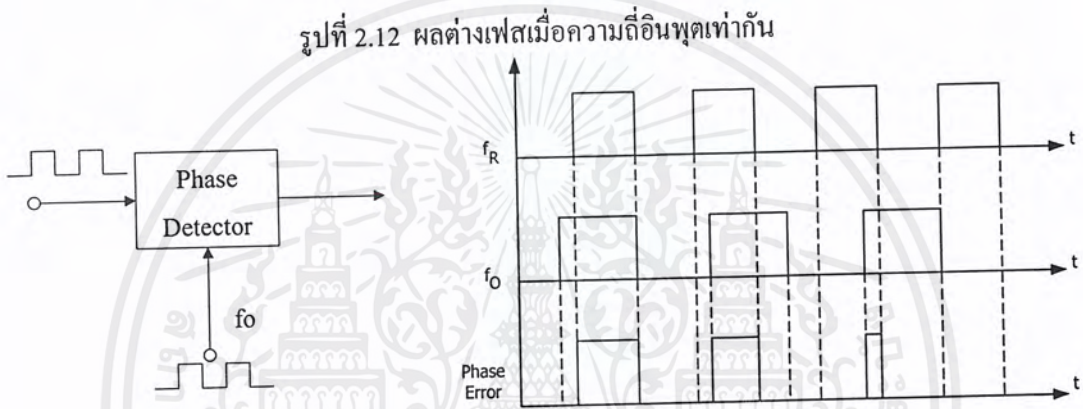
ในสภาวะล็อกความถี่ เฟสของสัญญาณทั้งสองจะยังคงต่างกันอยู่ ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน $V_c(t)$ ที่จะไปปรับความถี่วิชีโอจากค่าความถี่ฟรีรันนิ่ง ทำให้เฟสล็อกสามารถติดตามการล็อกกับระบบ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน (Capture range) กับขอบแบนด์ของฟิลเตอร์ และอัตราขยายลูปปิดของระบบทั้งหมด เฟสล็อกที่มีการหารความถี่ชนิดโปรแกรมได้ภายในลูปเป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามากจากความถี่อ้างอิงความถี่เดียว

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีผลของเฟสที่ต่างกัน เรียกว่า “ ความผิดพลาดเฟส (Phase Error) ” ความผิดพลาดเฟสนี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุด

เป็น $\pi/2$ ส่วนเปรียบเทียบเฟสจะทำการเปลี่ยนความผิดพลาดเฟสนี้ให้กลายเป็นระดับแรงดันด้วยค่าคอร์ดอร์ชันแกน ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของส่วนเปรียบเทียบเฟสแสดงดังรูป



รูปที่ 2.12 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตเท่ากัน



รูปที่ 2.13 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน

ส่วนเปรียบเทียบเฟส จะมีใช้กัน 2 แบบ คือ

1) ส่วนเปรียบเทียบเฟสแบบที่ 1 ถูกออกแบบมาเพื่อทำการตรวจจับคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave) ต่างๆ ทั้งทางอนาล็อกหรือทางดิจิทัล ซึ่งส่วนเปรียบเทียบเฟสแบบที่ 1 จะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นสำหรับเฟสอินพุตในช่วงหนึ่งตั้งแต่ $0-\pi$

2) ส่วนเปรียบเทียบเฟสแบบที่ 2 ใช้เพื่อทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะหรือขอบสัญญาณ โดยส่วนเปรียบเทียบเฟสชนิดนี้จะผลิตพัลส์บวกหรือลบ ขึ้นอยู่กับการนำหน้า (Lead) หรือการตามหลัง (Lag) ของสัญญาณวงจรวีซีโอเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ความกว้างของพัลส์เหล่านี้จะเท่ากับช่วงกว้างระหว่างขอบของสัญญาณอินพุตทั้งสองของส่วนเปรียบเทียบเฟส และจะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่ป้อนให้วีซีโอ ข้อดีของส่วนเปรียบเทียบเฟสชนิดนี้ คือ การมีเอาต์พุตที่ไม่ขึ้นกับดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ของสัญญาณอินพุต และการไม่มีการกระเพื่อม (Ripple) ที่เอาต์พุตเหมือนในกรณีของส่วนเปรียบเทียบเฟสแบบที่ 1

2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากส่วนเปรียบเทียบเฟส เนื่องจากส่วนเปรียบเทียบเฟสให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรวมมาด้วย สัญญาณความถี่ที่เกิดขึ้นจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์

จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสมากออก ทำให้ระบบสามารถจับสัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาการล็อกไว้ได้อีกด้วย

3. วงจรรอสซซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ (Voltage Control Oscillator) ทำหน้าที่ผลิตความถี่สัญญาณโดยการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตด้วยคอนเวอร์ชันแกน ระดับของแรงดันจะได้จากเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ล็อกมาจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้เอาต์พุตของวงจรวีซีโอเปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน เนื่องจากวงจรรอสซซิลเลเตอร์เป็นวงจรผลิตสัญญาณความถี่ ดังนั้นจึงเป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับวงจรเฟสล็อกลูป วงจรวีซีโอไม่จำเป็นต้องมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไฟฟ้าที่มาควบคุมมากนักในกรณีทั่วๆ ไป แต่ถ้าไม่เป็นเชิงเส้นมากเกินไปแล้วอัตราขยายรอบจะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณด้วย ฉะนั้นจึงต้องคำนึงถึงคุณสมบัติของลูปด้วย

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถอธิบายอย่างคร่าวๆ ได้ดังนี้ ส่วนเปรียบเทียบกับเฟสจะเปรียบเทียบกับเฟสของสัญญาณอินพุต $V_i(t)$ กับความถี่ของวงจรวีซีโอ และทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดัน $V_e(t)$ และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปควบคุมอินพุตของวงจรวีซีโอในรูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ของวงจรวีซีโอ

ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูป ความผิดพลาดของแรงดันจะผ่านลูปฟิลเตอร์ $V_d(t)$ ในส่วนของการป้อนกลับจะมีค่าเป็นศูนย์ วงจรวีซีโอจะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลางซึ่งเราเรียกว่า “ความถี่ฟรีรันนิ่งของวีซีโอ”

ถ้ามีสัญญาณอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปและสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุตใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียง การป้อนกลับของระบบเฟสล็อกลูปจะทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดันไปขับวงจรวีซีโอให้มีความถี่ซึ่งโครโนสกับความถี่อินพุตซึ่งแสดงว่าระบบเฟสล็อกลูปมีความถี่เอาต์พุตล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะ ดังนี้

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

เราสมมุติสัญญาณ V_i และ V_o เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์มีค่าเป็น

$$V_i(t) = E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.10)$$

$$V_o(t) = E_o \cos(\omega_o t + \phi_o) \quad (2.11)$$

ถ้าส่วนเปรียบเทียบกับมีคุณสมบัติเป็นตัวคูณสัญญาณอนาล็อก (Analog multiplier) เราจะได้สัญญาณเอาต์พุตของส่วนเปรียบเทียบกับเฟสเป็น

$$V_e(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] + K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \phi_o] \quad (2.13)$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้เป็น

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] \quad (2.14)$$

เนื่องจาก V_i และ V_o ไม่ซิงโครไนซ์กัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของส่วนเปรียบเทียบกับเฟส V_d จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ K_d และจะมีความถี่เชิงมุมเท่ากับ ω_i และ ω_o ซึ่งมีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นแรงดันไฟฟ้า V_d จะไม่สามารถผ่านลูปฟิลเตอร์ได้ ทำให้ได้ค่า V_e และค่าการป้อนกลับของลูปไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในลูป แรงดันเอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะมีค่าอยู่ที่

ความถี่พรีรันนิ่ง ดังนั้น ω_0 และ ϕ_0 จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ ω_i และ θ_i จะพูดได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อก แต่ถ้า $\omega_i - \omega_0 = \pm \omega$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูปและการป้อนกลับ จะมีผลทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

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

ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ มีความถี่เชิงโคโรนาสกับสัญญาณอินพุต V_i

$$V_0 = E_0 \cos(\omega_i t - \psi_0) \quad (2.15)$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับเวลา ซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_0 = (\omega_i - \omega_0)t + \psi_0 \quad (2.16)$$

สัญญาณเอาต์พุตของส่วนเปรียบเทียบกับเฟสหรือความผิดพลาดของสัญญาณจะกลายเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง มีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_0) \quad (2.17)$$

วงจรวีซีโอจะเป็นออสซิลเลเตอร์ชนิดมอดูเลตความถี่ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนอย่างทันทีทันใดของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (ω_{inst}) จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับสัญญาณควบคุมอินพุต V_c โดยความถี่เชิงมุมที่ศูนย์กลางเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} \omega_{inst} &= \frac{d(\omega_0 t + \phi_0)}{dt} = \omega_0 + K_0 V_d \\ \frac{d(\phi_0)}{dt} &= K_0 V_d \end{aligned} \quad (2.18)$$

เมื่อ K_0 เป็นความไวในการมอดูเลตของวงจรวีซีโอ

แทนค่าสมการ (2.14) ลงใน (2.15) จะได้

$$\omega_i - \omega_0 = K_d K_0 \cos(\theta_i - \psi_0) \quad (2.19)$$

$$\psi_0 = \theta_i - \cos^{-1}[(\omega_i - \omega_0)/K_d K_0] \quad (2.20)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของส่วนเปรียบเทียบกับเฟส V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_0)/K_0 \quad (2.21)$$

ส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสสลับของส่วนเปรียบเทียบกับเฟส V_d จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นแรงดันควบคุมให้กับอินพุตของวงจรวีซีโอ

จากสมการ (2.21) จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง V_d จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของวงจรวีซีโอมีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของวงจรวีซีโอคือ ω_0 ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต ω_i นั่นคือ

$$\omega_{mst} = \omega_0 + K_0 V_d = \omega_0 + (\omega_i - \omega_0) = \omega_i \quad (2.22)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น $\omega_i - \omega_0$ มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ $K_d K_0$ อย่างมาก สมการ (2.21) จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_0 \cong \cos^{-1} 0 = \pi/2 \quad (2.23)$$

จากสมการหมายความว่า ถ้าความถี่ออฟเซตระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณวงจรวีซีโอ จะมีค่าน้อยเมื่อลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อกและสัญญาณของวงจรวีซีโอจะมีเฟสที่ต่างกับสัญญาณอินพุต 90° เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสควอดคราเจอร์จะสอดคล้องกับ $\omega_i = \omega_0$ ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า ψ_0 ด้วยค่าเฟสเอาต์พุต θ_0 ดังนั้น

$$\theta_0 = \psi_0 - \pi/2 \quad (2.24)$$

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของส่วนเปรียบเทียบเฟสเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_i - \psi_0) \\ &= K_d \cos[(\theta_i - \theta_0) - \pi/2] \\ &= K_d \sin(\theta_i - \theta_0) \end{aligned} \quad (2.25)$$

และจะได้ค่าความผิดพลาดเฟสเป็น

$$\theta_i - \theta_0 = \sin^{-1}(\omega_i - \omega_0)/K_d K_0 \quad (2.26)$$

เมื่อผลต่างของเฟส $\theta_i - \theta_0$ มีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = K_d(\theta_i - \theta_0) \cong K_d \theta_e \quad (2.27)$$

เมื่อ $\theta_e = \theta_i - \theta_0$ เนื่องจากคุณสมบัติของส่วนเปรียบเทียบเฟสแบบนี้ เมื่อลูปเข้าสู่การล็อก สัญญาณของวงจรวีซีโอจะทำให้มีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุต 90° ดังนั้นส่วนเปรียบเทียบเฟสจะให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต V_i กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ คือ V_0 ในลักษณะของควอดคราเจอร์ คือ

$$\begin{aligned} V_d &= K_d[(\theta_i - \theta_0) - \pi/2] \\ &= K_d(\theta - \pi/2) \end{aligned} \quad (2.28)$$

สัญญาณเฟส V_d นี้จะผ่านลูปฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับอินพุตที่ควบคุมวงจรวีซีโอเพื่อแก้ไขให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเปลี่ยนจาก ω_0 ไปเป็น ω_i และดำรงการล็อกให้คงอยู่ได้

$$\begin{aligned} V_d &= (\omega_i - \omega_0)/K_0 \\ \omega_i &= \omega_0 + K_0 V_d \end{aligned} \quad (2.29)$$

หาค่าของความผิดพลาดเฟส θ_e ได้เป็น

$$\theta_e = \pi/2 + [(\omega_i - \omega_0)]/K_d K_0 \quad (2.30)$$

จากสมการ จะสังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega_0 = \omega_i$ ซึ่งจะได้ว่าแรงดันไฟฟ้าของวงจรวีซีโอจะมีเฟสควอดคราเจอร์ คือ มีเฟสต่างไป 90° เมื่อ ω_i เคลื่อนไปทางสูงกว่า ω_0 มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่อยู่เหนือสุดของพิสัยการล็อกและถ้า ω_i เคลื่อนไปทางต่ำกว่า ω_0 มุมเฟสจะลดลงจาก 90° ไปสู่ค่า 0° ที่ต่ำสุดของพิสัยการล็อก

ถ้าความถี่ของอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกลูปจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า θ_e ให้มากขึ้นตามเวลา θ_e ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า V_d ไปทำให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเลื่อนไปเท่ากับความถี่

ของสัญญาณอินพุต โดย V_d จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณอินพุต ω_i กับความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_0 ของวงจรวีซีโอ แต่ถ้าจะสามารถแทรกคั้งได้นั้นจะต้องมีความผิดพลาดเฟสน้อย

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

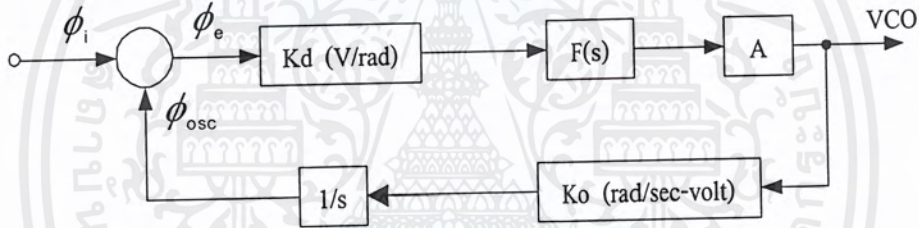
$$V_c = \Delta\omega / K_0 \quad (2.31)$$

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

$$\begin{aligned} \theta - \frac{\pi}{2} &= V_d K_d \\ &= \Delta\omega / K_0 K_d F(s) \end{aligned} \quad (2.32)$$

เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก เราสามารถวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกกลุ่ได้ในลักษณะระบบป้อนกลับที่เป็นเชิงเส้น โดยใช้การวิเคราะห์ระบบป้อนกลับด้วยลาปลาซทรานส์ฟอร์ม และสมการดิฟเฟอเรนเชียล

2.4.2 การทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกกลุ่



รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกกลุ่

จากรูปที่ 2.14 K_d = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสดีเทกเตอร์

$F(s)$ = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์

A = อัตราการขยายของวงจรขยายสัญญาณ

K_0 = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.33)$$

จาก

$$\omega = s\theta \quad (2.34)$$

$$\theta = \int \omega dt \quad (2.35)$$

และ

$$\theta = \frac{\omega}{s} \quad (2.36)$$

เนื่องจากเอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะเป็นค่าความถี่ที่ขึ้นอยู่กับอินพุตที่เป็นสัญญาณไฟตรง แต่เราต้องการค่าเฟส ϕ_{osc} ฉะนั้นจึงต้องใส่บล็อก $1/s$ เพื่อเปลี่ยน ω_{osc} ให้เป็น ϕ_i

จาก ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน
$$= \frac{A}{1 + AF} \quad (2.37)$$

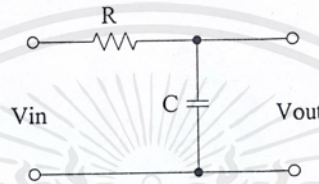
เมื่อ A = อัตราการขยายไปข้างหน้า

F = อัตราการขยายป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.14 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$\frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A \frac{K_o}{s}} \quad (2.38)$$

ถ้าวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย

จากรูปที่ 2.15

$$\begin{aligned} F(s) &= \frac{V_o}{V_i} \\ &= \frac{1}{1 + s/\omega_1} \end{aligned} \quad (2.39)$$

เมื่อ $\omega_1 = 1/RC$

แทนค่าสมการ (2.39) ลงในสมการ (2.38)

$$H(s) = \frac{V_o}{\phi_i} = \frac{1}{K_o} \left[\frac{1}{1 + \frac{s}{K_v} + \frac{s^2}{\omega_1 K_v}} \right] \quad (2.40)$$

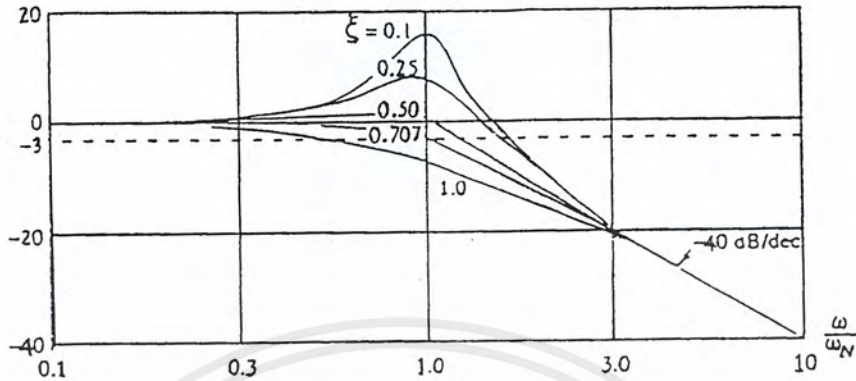
$$= \frac{1}{K_o} \left[\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi s}{\omega_n} + 1} \right]$$

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

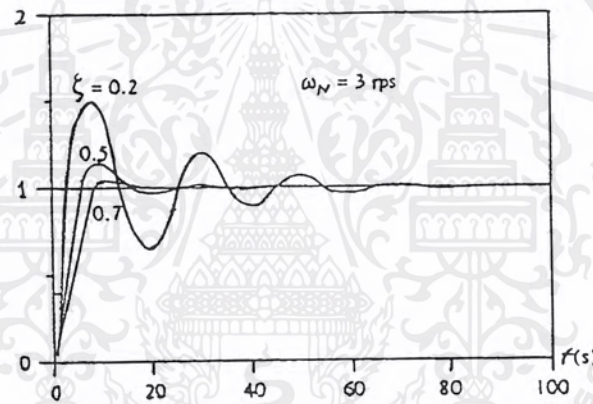
$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{K_v}}$$

เมื่อ $K_v = K_o K_d A$

เราสามารถจะนำทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $H(s)$ นี้ไปหาผลตอบสนองของระบบได้ดังนี้



รูปที่ 2.16 ผลตอบสนองทางความถี่ของระบบเฟสล็อกกลูป



รูปที่ 2.17 ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันแบบลำดับขั้น

จะเห็นว่าหากแบนด์วิดท์ของลูปฟิลเตอร์ ω ลดลงหรือค่า K เพิ่มขึ้น ค่า ζ ของลูปจะลดลง ผลตอบสนองทางความถี่ของลูปจะเป็นค่าสูงสุด และผลตอบสนองต่อสเตปของลูปในช่วงเริ่มต้นชั่วขณะ จะเกิดการออสซิลเลต ค่าสูงสุดในผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนในสัญญาณ เอาต์พุต และเป็นสาเหตุให้เกิดการแกว่ง การออกแบบระบบเฟสล็อกกลูปให้มีคุณสมบัติการทำงานที่ดีที่สุด จึงควรกำหนดให้ ζ มีค่าเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ จะได้

$$\omega = 2K_v \quad (2.41)$$

และความถี่ที่ตัดออฟ -3 เดซิเบล แบนด์วิดท์ของลูปจะได้เป็น

$$\omega_n = \sqrt{K_v \omega_1} = \sqrt{2K_v} \quad (2.42)$$

วงจรเฟสล็อกกลูปที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไปจะต้องให้มีพิสัยการล็อกกว้าง เพื่อที่จะได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ช่วงกว้าง นอกนั้นก็ต้องการให้ระบบมีแบนด์วิดท์ของลูปแคบๆ เพื่อกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์

พิกัดความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกสามารถดำรงการล็อกไว้ได้กับสัญญาณอินพุต เรียกว่า “พิสัยการล็อก” เราสามารถหาพิสัยการล็อกได้โดย พิจารณาจากสมการของความผิดพลาดเฟส ซึ่งพบว่า ความผิดพลาดเฟสจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ π และน้อยที่สุดเท่ากับศูนย์ จะได้พิสัยการล็อก $\Delta\omega = \omega_i - \omega_0$ เท่ากับ

$$\Delta\omega = (\theta_c - \pi/2)K_0K_dF(s) \quad (2.43)$$

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

$$\Delta\omega = (\pm\pi/2)K_0K_dF(s) \quad (2.44)$$

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

เมื่อ $2\Delta\omega_L$ คือ พิสัยการล็อก

เราจะสังเกตได้ว่า ถ้า ω_i เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง ω_0 มาก โดยมีค่าไม่สอดคล้องกับสมการที่ (2.44) สถานะสมดุลของการชิงโครนัสจะไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้ และลูบจะหลุดออกไปจากการล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

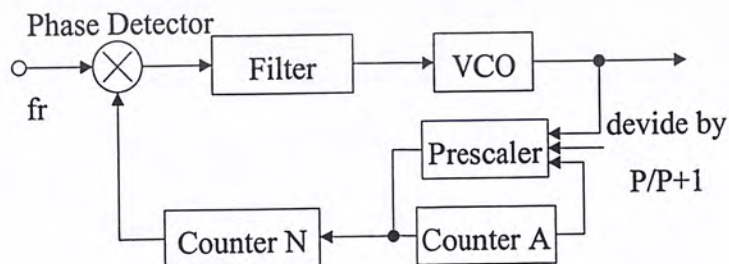
การวิเคราะห์ถึงพิสัยการล็อกระบบต้องมีสถานะเดิมล็อกอยู่กับความถี่อินพุตแล้ว แต่มีอีกอย่างที่เราควรพิจารณาเมื่ออยู่ในสถานะที่ระบบยังไม่ล็อกกับสัญญาณอินพุตเพื่อกำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟสล็อกสามารถล็อกกับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้เรียกว่า “พิสัยแคปเจอร์” ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่คัตออฟของลูบฟิลเตอร์ ω_L และพิสัยล็อก $\Delta\omega_L$ จะได้พิสัยแคปเจอร์เท่ากับ

$$\Delta\omega_c = \pm\sqrt{\omega_L\Delta\omega_L} \quad (2.45)$$

$$2\Delta\omega_c = 2\sqrt{\omega_L\Delta\omega_L} \quad (2.46)$$

2.4.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส ซึ่งมีตั้งความถี่ขั้นละ f_r เท่ากับความถี่อ้างอิง วงจรเฟสล็อกในรูปแบบที่ 2.18 ใช้พริสเกลเลอร์ที่ตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง P กับ $P+1$ เราเรียกพริสเกลเลอร์แบบนี้ว่า “พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส” วงจรนับหาร N_L ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำ



รูปที่ 2.18 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เหตุผลที่ใช้พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสก็เพื่อทำการลดทอนความถี่ลง และใช้กับวงจรหาร N ทรานซิสเตอร์ (TTL) และซีเอ็มอส (CMOS) ได้ ทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ได้ถึงย่านวีเอชเอฟ (VHF) และยูเอชเอฟ (UHF) ได้

ส่วนสำคัญของวงจร คือ พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ซึ่งเป็นไอซีทรานซิสเตอร์อีซีแอล (ECL) มีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูง จะทำการหารล่วงหน้า (Prescale) ก่อนและทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ค่าสลับกันในไอซีตัวเดียว โดยที่ตัวหารความถี่มีค่าต่างกันอยู่หนึ่ง คือ P และ P+1 เช่นหาร 64/65 เอาต์พุตของพริสเกลเลอร์จะป้อนไปให้แก่วงจรเคาน์เตอร์ทรานซิสเตอร์ที่ 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลัก ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริม

เคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พริสเกลเลอร์หารด้วย P หรือ P+1 สมมติว่าป้อนข้อมูลหรือพรีเซตตัวเลขให้เคาน์เตอร์เสริม และในขณะนี้พริสเกลเลอร์ให้ P+1 เป็นตัวหาร เคาน์เตอร์เสริมจะนับถอยหลังไปเรื่อยๆ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังไปพร้อมๆ กับเคาน์เตอร์เสริม เมื่อเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับจะส่งสัญญาณบังคับให้พริสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย P และเคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังต่อไปจนเป็นศูนย์ เมื่อเคาน์เตอร์หลักและเคาน์เตอร์เสริมนับถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพรีเซตด้วยตัวเลขข้อมูล (ความถี่) ใหม่อีกครั้ง ดังนั้นตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์เตอร์หลัก

สมมติตัวเลขที่เซตให้เคาน์เตอร์หลักเป็น N และเคาน์เตอร์เสริมเป็น A เริ่มแรกให้พริสเกลเลอร์อยู่ให้สถานะหาร P+1 ซึ่งจะยังคงหารจนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์นั่นคือเวลาที่ใช้ในการนับของเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็น จำนวนไซเคิลของวิธีโอทีผ่านไปเท่ากับ P+1 คูณด้วย A ไซเคิล

จากนั้นพริสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น P โดยสัญญาณบังคับจากเคาน์เตอร์หลัก A ในขณะนี้เคาน์เตอร์หลักนับผ่านไปแล้ว A ยังเหลืออยู่ N-A นั่นคือต้องใช้เวลานับเคาน์เตอร์หลักคิดเป็นจำนวนไซเคิลของวิธีโอทีผ่านไปเท่ากับ P คูณด้วย N-A

ดังนั้นรวมค่าตัวหารทั้งหมดจะได้เท่ากับ

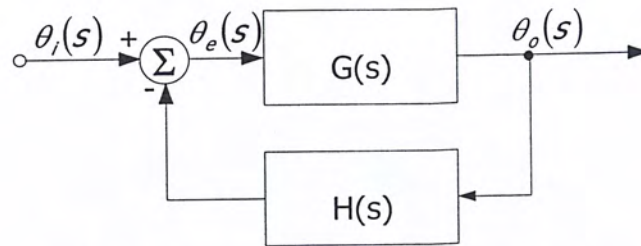
$$\begin{aligned} N_t &= (P+1)A + P(N-A) \\ &= PN + A \end{aligned} \quad (2.47)$$

ความถี่ของวิธีโอทีจะเท่ากับ $PN + A$ เท่าของความถี่อ้างอิงหรือ

$$F_{\text{SYNTH}} = F_{\text{REF}} (PN + A) \quad (2.48)$$

2.5 การออกแบบระบบสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูป

ระบบสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูปจะอาศัยทฤษฎีการป้อนกลับแบบลบ ดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบลบ

เมื่อ $\theta_i(s)$ = เฟสอินพุต (Phase Input)

$\theta_e(s)$ = เฟสเออเรอร์ (Phase Error)

$\theta_o(s)$ = เฟสเอาต์พุต (Phase Output)

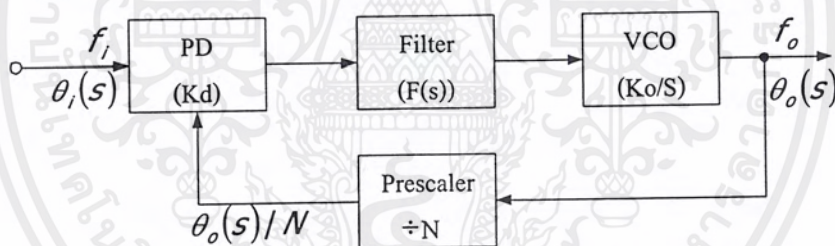
$G(s)$ = ฟอว์เวิร์คทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Forward Transfer Function)

$H(s)$ = ฟีดแบคทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Feedback Transfer Function)

จะได้ว่า

$$\theta_e(s) = \frac{1}{1 + G(s)H(s)} \theta_i(s)$$

$$\theta_o(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \theta_i(s)$$



รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของระบบตั้งความถี่

ผลต่างของเฟส $\theta_i(s)$ และ $\theta_o(s)/N$ จะถูกแปลงเป็นแรงดันและกรองโดยวงจรกรองความถี่ เพื่อควบคุมความถี่ของวงจรวีซีโอ จะได้ว่า

$$f_o = Nf_i$$

และจะได้

$$G(s) = K_v \frac{F(s)}{s}$$

เมื่อ $K_v = K_d K_o$

ถ้าให้ $N=1$ จะได้ว่า $H(s)=1$

จะได้ว่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันขณะเปิดวงจร (Open-loop Transfer Function)

$$\begin{aligned} T'(s) &= G(s)H(s) \\ &= K_v \frac{F(s)}{s} \end{aligned}$$

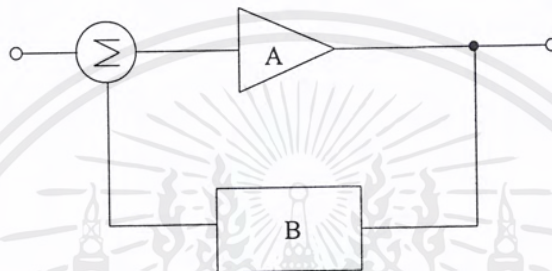
และทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันขณะปิดวงจร (Closed-loop Transfer Function)

$$T(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

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

2.5.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน (VCO)

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์อาศัยหลักการของการป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback) ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก

โดย A คือ เกน (Gain) ของวงจรขยายในส่วนของฟอร์เวิร์ดพาท (Forward Path)

B คือ อัตราส่วนป้อนกลับ (Feedback Ratio) ในส่วนย้อนกลับ

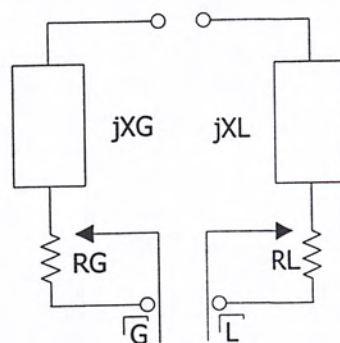
วงจรจะออสซิลเลตได้ก็ต่อเมื่อ (Barkhausen Criterion)

1. $|AB| = 1$ และ

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

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

วงจรขยาย (A) จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้วงจรเกิดการออสซิลเลต หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลตจะถูกเลือกโดยวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ การเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonance)



รูปที่ 2.22 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

- ในสภาวะเริ่มต้นของการออสซิลเลต

$$|G_G| > G_L$$

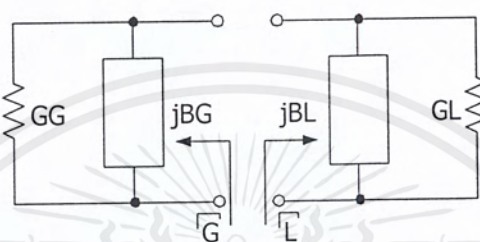
เมื่อ G_G มีค่าเป็นเนกาทีฟคอนดักแตนซ์ (Negative Conductance)

- ในสภาวะเรโซแนนซ์ (Steady State)

$$R_G + R_L = 0$$

$$X_G + X_L = 0$$

การเรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonance)



รูปที่ 2.23 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

- ในสภาวะเริ่มต้นของการออสซิลเลต

$$|G_G| > G_L$$

เมื่อ G_G มีค่าเป็นเนกาทีฟคอนดักแตนซ์

- ในสภาวะเรโซแนนซ์

$$G_G + G_L = 0$$

$$B_G + B_L = 0$$

เราต้องการวงจรที่มีการสูญเสียต่ำแต่มีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ (Quality Factor : Q) สูงๆ

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นจะอาศัยหลักการของเนกาทีฟรีซิสแตนซ์ (Negative Resistance) ตัวอย่างของวงจรที่จะยกตัวอย่างมาอธิบายอาศัยการอธิบายในเชิงเนกาทีฟรีซิสแตนซ์ เช่นเดียวกัน เริ่มต้นจาก

หาอินพุตรีซิสแตนซ์ (Input Resistance)

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

เมื่อสมมติให้ อินพุตรีซิสแตนซ์ของเฟต (FET) และคอนสแตนท์เคอร์เรนท์ (Constant Current)

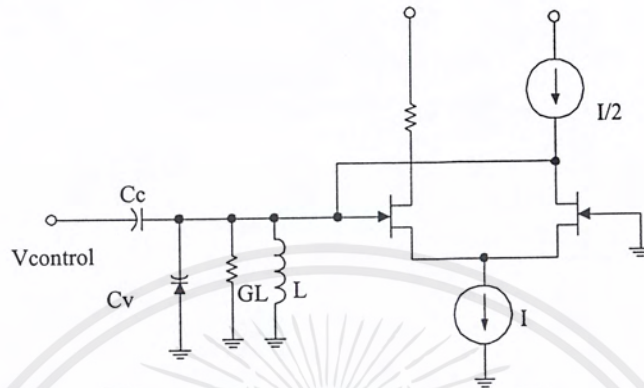
มีค่ามากๆ ดังนั้น V ที่ตกคร่อม

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

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

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

ดังนั้นหากการใช้เรโซเนเตอร์ ทางด้านอินพุตของออสซิลเลเตอร์ V_{in} เพื่อเลือกความถี่และใช้วารีแคปแทนตัวเก็บประจุ จะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันตามรูปที่ 2.24 ไอซีสำเร็จรูปที่อาศัยองค์ประกอบภายในเป็นออสซิลเลเตอร์ประเภทนี้ เช่น MC1648 ทำงานได้ดีที่ความถี่น้อยกว่า 500 เมกกะเฮิรตซ์



รูปที่ 2.24 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน

เงื่อนไขการทำงานของวงจรประเภทนี้ คือ

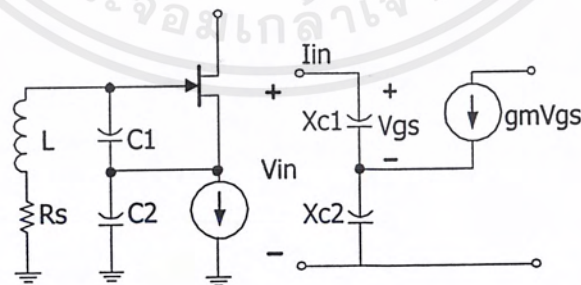
$$|G_G| > G_L$$

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

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

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

เฟต (FET)



รูปที่ 2.25 วงจรเฟตออสซิลเลเตอร์ (FET Oscillator)

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

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

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

$$\frac{V_{in}}{i_{in}} = X_{C1} + X_{C2} + g_m X_{C1} X_{C2}$$

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

ซึ่งจะเห็นได้ว่าความต้านทานอินพุตประกอบด้วยเนกาทีฟรีซิสแตนซ์

$$R = -g_m / \omega^2 C_1 C_2$$

ต่ออนุกรมอยู่กับ

$$C_{in} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$$

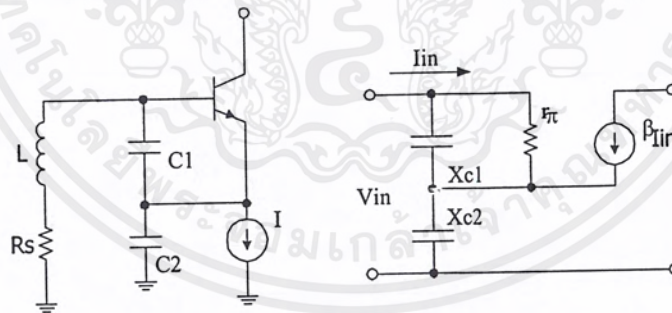
นำ L มาต่อเข้ากับวงจรโดย R_s คือความต้านทานอนุกรม จะได้ว่าวงจรจะเริ่มทำงานได้ คือ

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

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

$$\sqrt{\frac{R_s}{g_m}} < \frac{1}{\omega C_{in}}$$

ไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์ (BJT)



รูปที่ 2.26 วงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้ทรานซิสเตอร์

หาค่าความต้านทานอินพุต

$$V_{in} = i_{in} X_{C1} + i_{in} X_{C2} - i_b X_{C1} + i_b X_{C2}$$

$$0 = -i_{in} X_{C1} + i_b X_{C1} + i_b r_{\pi}$$

$$i_b = i_{in} \left(\frac{X_{C1}}{X_{C1} + r_{\pi}} \right)$$

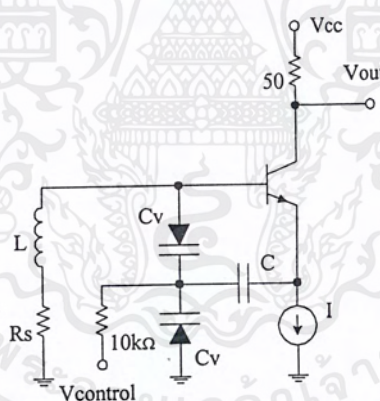
$$V_{in} = i_{in} X_{C1} + i_{in} X_{C2} + B X_{C2} \frac{i_{in} X_{C1}}{(X_{C1} + r_{\pi})} - \frac{i_{in} X_{C1} X_{C2}}{(X_{C1} + r_{\pi})}$$

$$\begin{aligned}\frac{V_{in}}{i_{in}} &= X_{C1} + X_{C2} + \frac{BX_{C2}X_{C1}}{(X_{C1} + r_{\pi})} - \frac{X_{C1}X_{C1}}{(X_{C1} + r_{\pi})} \\ Z_{in} &= \frac{(X_{C1} + X_{C2})(X_{C1} + r_{\pi}) + BX_{C2}X_{C1} - X_{C1}X_{C1}}{X_{C1} + r_{\pi}} \\ Z_{in} &= \frac{X_{C1}X_{C1} + X_{C2}X_{C1} + X_{C1}r_{\pi} + X_{C2}r_{\pi} + BX_{C2}X_{C1} - X_{C1}X_{C1}}{X_{C1} + r_{\pi}} \\ Z_{in} &= \frac{(1+B)X_{C1}X_{C2} + r_{\pi}(X_{C1} + X_{C2})}{X_{C1} + r_{\pi}}\end{aligned}$$

ถ้า $X_{C1} \ll r_{\pi}$

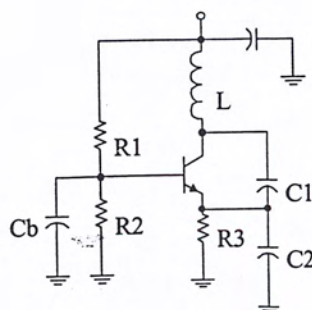
$$\begin{aligned}Z_{in} &\cong \frac{(1+B)}{r_{\pi}} X_{C1}X_{C2} + (X_{C1} + X_{C2}); g_m = B/r_{\pi} \\ &\cong \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega[C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]}\end{aligned}$$

ดังนั้นหากต้องการวงจรที่ปรับแต่งความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า ก็สามารถทำได้โดยใช้วารีแคป
คู่แทน C_1 และ C_2 ดังนั้นจะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ได้โดยใช้แรงดันตามรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 วงจรวีซีโอโดยใช้ไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์

วงจรคอลพิตออสซิลเลเตอร์ (Collpit Oscillator)



รูปที่ 2.28 วงจรคอลพิตออสซิลเลเตอร์

อาศัยหลักการอธิบายเช่นเดียวกัน จะได้

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L[C_1C_2/(C_1+C_2)]}} \quad (2.49)$$

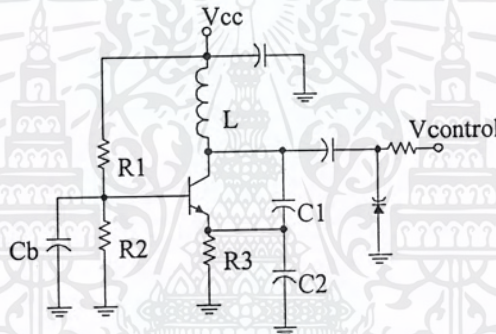
เมื่อ R_3 มากกว่า X_{C2} มากๆ

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

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

$$\text{ดังนั้น } Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega[C_1C_2/(C_1+C_2)]} \quad (2.50)$$

หากต้องการทำออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้โดยใช้แรงดัน สามารถใช้วารีแคปในการทำงาน ดังวงจรในรูปที่ 2.29 ทำหน้าที่ป้องกันไฟตรง ซึ่งต้องมีค่ามากๆ ที่ความถี่สูงอาจมากกว่า 0.1 ไมโครฟารัด



รูปที่ 2.29 คอลพิทออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าได้ตามแรงดัน

ดังนั้นความถี่ที่กำเนิดได้ คือ

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left[\left(\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\right) \parallel C_v\right]}} \quad (2.51)$$

เอาต์พุตสามารถเหนี่ยวนำกระแสที่ขดลวดเพื่อนำไปใช้งานได้หรืออาจดึงจากคอลเลกเตอร์ได้ แต่ต้องระวังค่าตัวต้านทานด้วย วงจรอาจไม่เกิดการออสซิลเลตได้ เนื่องจากค่าเนกาทีฟฟีดแบคน้อยกว่าโพสิทีฟฟีดแบค (Load) และที่ค่าความถี่สูงๆ ค่าความถี่ที่ต่ำกว่าค่าควอลิตี้แฟกเตอร์และตัวเหนี่ยวนำควมมีค่ามากๆ เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสีย (Loss) ในวงจรมากซึ่งอาจเป็นสาเหตุให้ไม่เกิดการออสซิลเลตได้

2.5.2 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่ (Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้คือ MC145152 ภายในเป็นอุปกรณ์ที่ทำขึ้นจากเฟต (FET) เนื่องจากกินกำลังงานน้อย ทำงานที่ความถี่สูงได้ดี ออกแบบง่าย การใช้งานเริ่มจากเลือกสัญญาณอ้างอิงที่จะใช้ในการเปรียบเทียบเฟสโดยใช้คริสตอลเป็นตัวกำเนิด เนื่องจากคริสตอลมีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์มาก

จากนั้นเราจะเลือกค่าของความกว้างของช่อง (Channel spacing) คือ ความถี่ที่ถูกหารแล้วจากคริสตอล ออกซิเลเตอร์ โดยการตั้งหารที่ขา RA2, RA1 และ RA0

Reference Address Code			Total Devide
RA2	RA1	RA0	Value
0	0	0	8
0	0	1	128
0	1	0	256
0	1	1	512
1	0	0	1024
1	0	1	2048
1	1	0	2410
1	1	1	8192

ตารางที่ 2.1 การตั้งหารคริสตอลด้วย RA2, RA1 และ RA0

คริสตอลที่ใช้ต้องสามารถหารด้วยเลขฐานสองได้ลงตัว เช่น คริสตอล 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์, คริสตอล 6.4 เมกกะเฮิร์ตซ์ เป็นต้น เช่น เลือกคริสตอล 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์ และเลือกความกว้างของช่องเท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจึงต้องตั้งหารด้วย 1024 คือตั้งค่า RA2 = 1, RA1 = 0 และ RA0 = 1 ดังนั้น คริสตอล 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์ จะถูกหารด้วย 1024 ลงมาเหลือความถี่เพียง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อที่จะใช้ในการล็อกความถี่และเฟสของสัญญาณอินพุต f_{in}

ต่อไปเป็นการคำนวณหาค่าการหารโดยการตั้งค่าหารที่บิต $N_0 - N_9$ และ $A_0 - A_5$ ซึ่งสามารถรับสัญญาณอินพุตได้สูงสุด 26 เมกกะเฮิร์ตซ์ ถ้าต้องการล็อกความถี่ที่สูงกว่านี้ต้องใช้พรีสเกลเลอร์ช่วยในการทำงาน

สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V จะถูกส่งต่อไปให้ลูปฟิลเตอร์ ส่วนสัญญาณล็อกดีเทก (Lock Detect : LD) เป็นสัญญาณที่แสดงสถานะการล็อกความถี่ ϕ_R , ϕ_V และล็อกดีเทกจะมีลักษณะเป็นอิมพัลส์แบบลบ และส่วนใหญ่สัญญาณที่ไม่ล็อกเกิดจากปัญหาเรื่องอิมพีแดนซ์ (Impedance) ดังนั้นจากวงจรวีซีโอต้องมีบัฟเฟอร์ที่ทำการปรับค่า Z_{out} ให้ตรงกับพรีสเกลเลอร์หรือตัวส่งกระจายความถี่

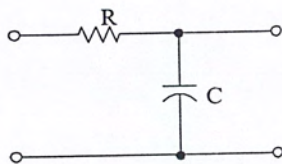
2.5.3 การเลือกใช่วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

การเลือกใช้ตัวพรีสเกลเลอร์ต้องคำนึงถึงปัจจัยต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. ค่าการหารของพรีสเกลเลอร์
2. ช่วงความถี่ที่ใช้งาน โดยพรีสเกลเลอร์แต่ละตัวสามารถรองรับช่วงความถี่ได้ไม่เท่ากัน
3. ขนาดของสัญญาณอินพุต โดยพรีสเกลเลอร์จะสามารถหารความถี่ได้ถูกต้องเมื่อขนาดของอินพุตอยู่ในช่วงใช้งาน ถ้าหากสูงเกินไปอาจจะทำให้เสียหายได้

2.5.4 การออกแบบวงจร ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

ลูปอันดับที่ 1



รูปที่ 2.30 วงจรลูปอันดับที่ 1

$$F(S) = \frac{1}{ST + 1} \quad (2.52)$$

จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปปิด คือ

$$\begin{aligned} T(S) &= \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \\ &= \left(\frac{K_v}{S(S\tau + 1) + K_v} \right) \\ &= \frac{K_v/\tau}{S^2 + S/\tau + K_v/\tau} \end{aligned} \quad (2.53)$$

เทียบกับทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.54)$$

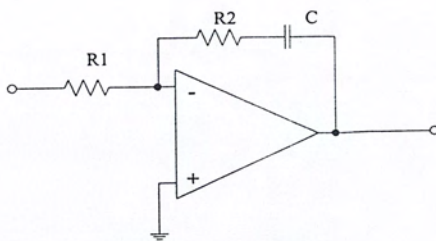
จะได้

$$\begin{aligned} \omega_n^2 &= \frac{K_v}{\tau} \\ 2\xi\omega_n &= \frac{1}{\tau} \\ \xi &= \frac{1}{2\sqrt{\tau K_v}} \end{aligned} \quad (2.55)$$

เมื่อ ω_n = ความถี่เนเชอรอลแองกูลาร์ (Natural Angular Frequency)

ξ = แดมปีงแฟกเตอร์ (Damping Factor)

รูปอันดับที่ 2



รูปที่ 2.31 วงจรรูปอันดับที่ 2

$$F(S) = \frac{R_2 + \frac{1}{SC}}{R_1} \quad (2.56)$$

จาก

$$\begin{aligned} T(S) &= \frac{K_v F(S)}{S + K_v F(S)} \\ &= \frac{K_v (SR_2 C + 1)}{SR_1 C} \\ &= \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1} \\ &= \frac{K(S\tau + 1)/\tau_1}{S^2 + K_v \frac{\tau_2}{\tau_1} S + \frac{K_v}{\tau_1}} \end{aligned} \quad (2.57)$$

เทียบกับทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(S) = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.58)$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \omega_n^2 &= \frac{K_v}{\tau_1} \\ 2\xi\omega_n &= K_v \frac{\tau_2}{\tau_1} \\ \xi &= \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_v}{\tau_1}} \\ &= \frac{\tau_2}{2} \omega_n \end{aligned} \quad (2.59)$$

ฉะนั้นสามารถปรับค่า ω_n และ ζ เป็นอิสระจากกันได้ ทำการตรวจสอบเสถียรภาพโดยใช้วิธีโบคพล็อต (Bode Plot) จากทรานส์เฟอว์ฟังก์ชันของรูปเปิด

$$\begin{aligned} T'(S) &= \frac{K_v F(S)}{S} \\ &= \frac{K_v (S\tau_2 + 1)}{S^2 \tau_1} \end{aligned} \quad (2.60)$$

แทน $S = j\omega$ จะได้

$$T'(S) = \frac{2\zeta \frac{S}{\omega_n} + 1}{\left(\frac{S}{\omega_n}\right)^2} \quad (2.61)$$

เมื่อ $\tau_1 = \frac{K_v}{\omega_n^2}$ และ $\tau_2 = \frac{2\zeta}{\omega_n}$

$$\begin{aligned} |\tau'(j\omega)| &= \frac{K_v}{\tau_1 \omega^2} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2} \\ \left| \tau' \frac{j\omega}{\omega_n} \right| &= \left(\frac{\omega_n}{\omega} \right)^2 \sqrt{1 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2} \end{aligned} \quad (2.62)$$

พิจารณาเฟส จะได้ว่า

$$\phi \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right) = \tan^{-1} \left(2\zeta \frac{\omega}{\omega_n} \right) - 180^\circ \quad (2.63)$$

กำหนดให้

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

$$|T'(jX)| = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\zeta^2 X^2} \quad (2.64)$$

$$\phi(jX) = \tan^{-1}(2\zeta X) - 180^\circ \quad (2.65)$$

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

$$1 = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\zeta^2 X^2} \quad (2.66)$$

$$X = \frac{\omega_1}{\omega_n} = \sqrt{2\zeta^2 + \sqrt{4\zeta^4 + 1}} \quad (2.67)$$

แทน X ลงในสมการ

$$\theta(jX) = \tan^{-1} \left(2\xi \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \right) \quad (2.68)$$

ได้ส่วนเฟส (Phase margin)

$$\begin{aligned} \theta_M(jX) &= \theta(jX) + 180^\circ \\ &= \tan^{-1} \left(2\xi \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \right) \end{aligned} \quad (2.69)$$

แบนด์วิดท์ -3 เดซิเบล

$$|T(j\omega)| = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.70)$$

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

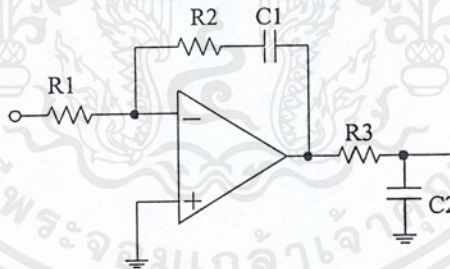
$$|T_B(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$= \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2}}$$

$$(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 = 2(2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 + 2\omega_n^4$$

$$\omega_{\text{bandwidth}} = \omega_n \sqrt{(1 + 2\xi^2) \pm \sqrt{2 + 4\xi^2 + 4\xi^4}} \quad (2.71)$$

รูปอันดับที่ 3



รูปที่ 2.32 วงจรรูปอันดับที่ 3

$$F(S) = \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1} \frac{1}{S\tau_3 + 1} \quad (2.72)$$

เมื่อ $\tau_1 = R_1 C_1$

$\tau_2 = R_2 C_2$

$\tau_3 = R_3 C_3$

จะได้ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของรูปปิด

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

$$\begin{aligned}
&= \frac{\frac{K_v (s\tau_2 + 1)}{s\tau_1 (s\tau_3 + 1)}}{s + \frac{K_v (s\tau_2 + 1)}{s\tau_1 (s\tau_3 + 1)}} \\
&= \frac{K_v (s\tau_2 + 1)}{s(s\tau_1 (s\tau_3 + 1)) + K_v (s\tau_2 + 1)} \\
&= \frac{K_v (s\tau_2 + 1)}{s^3 \tau_1 \tau_3 + s^2 \tau_1 + s K_v \tau_2 + K_v} \\
&= K_v \left(\frac{\tau_2}{\tau_2 \tau_3} \right) \left(\frac{s + \frac{1}{\tau_2}}{s^3 + \frac{1}{\tau_3} s^2 + \frac{K_v \tau_2}{\tau_1 \tau_3} s + \frac{K_v}{\tau_1 \tau_3}} \right) \quad (2.73)
\end{aligned}$$

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปเปิด

$$\begin{aligned}
T'(s) &= \frac{K_v F(s)}{s} \\
&= \frac{K_v F(s\tau_2 + 1)}{s \cdot s\tau_1 (s\tau_3 + 1)} \quad (2.74)
\end{aligned}$$

$$\phi(j\omega) = \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega) - 180^\circ \quad (2.75)$$

การหาเสถียรภาพโดยวิธี โปลพล็อต จะได้ส่วนเฟส

$$\begin{aligned}
\phi_M(j\omega) &= \phi(j\omega) + 180^\circ \\
&= \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega) \quad (2.76)
\end{aligned}$$

2.6 วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ (Passive Filter)

วงจรกรองความถี่มีหลายประเภทโดยถ้าคำนึงถึงชิ้นส่วนที่นำมาประกอบเป็นวงจรกรองความถี่จะแบ่งออกเป็นประเภทพาสซีฟและแอคทีฟ ชิ้นส่วนวงจรที่ใช้ในวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ ได้แก่ ตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ และขดลวดเหนี่ยวนำ ส่วนวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟประกอบด้วย ทรานส์ซิสเตอร์หรือไอซีในรูปออปแอมป์, ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุทำงานร่วมกัน

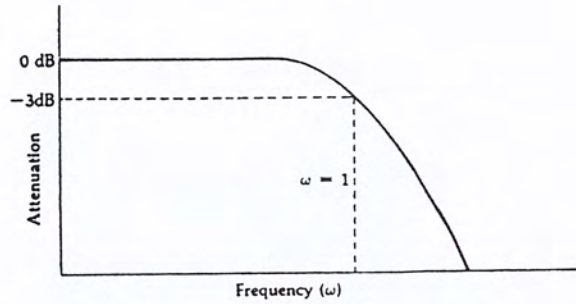
วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟที่ใช้ในโครงการแยกได้ดังนี้

1. วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth Band Pass Filter)

2. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบิเชฟ (Chabyshev Low Pass Filter)

2.6.1 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth Band Pass Filter)

วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ปานกลางซึ่งจะให้ค่าผลตอบแทนของแอมพลิจูดที่คงที่ (flat) ผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ธมีช่วงผ่านที่ราบเรียบและไม่มีการบิด โดยลักษณะผลตอบแทนของมันเป็นดังรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 ผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ธ

แม้ว่าผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ธจะมีค่าควิลิตี้แฟกเตอร์ปานกลางแต่ค่าการลดทอนก็อยู่ในช่วงที่ใช้งานได้ดี โดยค่าการลดทอนของวงจรกรองความถี่บัตเตอร์เวิร์ธคือ

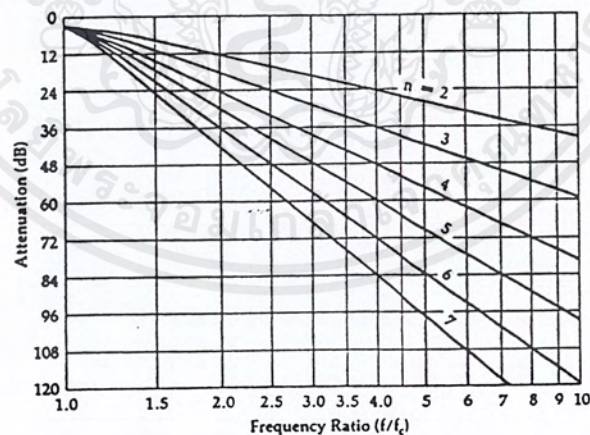
$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \quad (2.77)$$

โดย ω = ความถี่ที่มีค่าลดทอนตามที่ต้องการ

ω_c = ความถี่คัตออฟของวงจรกรองความถี่

n = จำนวนขององค์ประกอบในวงจรกรองความถี่

จากสมการ (2.77) เราจะสามารถหาค่าของการลดทอนที่ความถี่ใดๆ และอันดับใดๆ คุณสมบัติการลดทอนของวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธดังรูปที่ 2.34 โดยแกนความถี่เป็นความถี่นอร์มอลไลซ์ และกราฟเริ่มที่จุดคัตออฟ (-3 เดซิเบล)



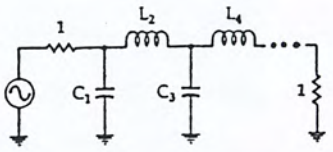
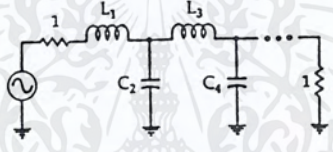
รูปที่ 2.34 คุณสมบัติการลดทอนสำหรับวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ

ค่าขององค์ประกอบแต่ละส่วนสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธที่นอร์มอลไลซ์แล้วที่มีการเทอर्मินาโทลและแหล่งกำเนิดเท่ากับ 1 โอห์ม สามารถหาได้จาก

$$A_k = 2 \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n}, \quad k=1,2,3,\dots,n \quad (2.78)$$

โดย n = จำนวนขององค์ประกอบในวงจรกรองความถี่

A_k = เป็นค่ารีแอกแตนซ์ที่ k ในแลคเคอร์และอาจจะเป็นได้ทั้งตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ

							
n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	1.414	1.414					
3	1.000	2.000	1.000				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.445
n	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7
							

ตารางที่ 2.2 ค่าองค์ประกอบต่างๆ ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ

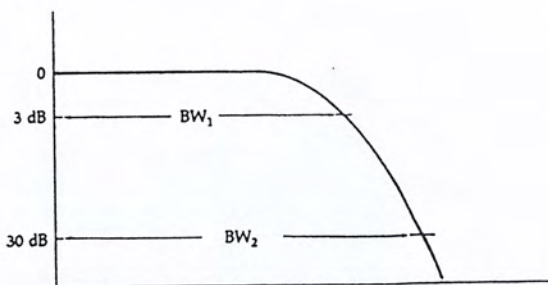
เทอม $(2k-1)\pi/2n$ อยู่ในหน่วยเรเดียน เราสามารถใช้สมการที่ 2.77 เพื่อหาค่าต่างๆ ภายในตารางที่ 2.2 ซึ่งแสดงถึงค่าขององค์ประกอบต่างๆ ภายในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธที่มี $R_s = R_L = 1$ โอห์ม

ในการออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านนั้นจะใช้คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาออกแบบ โดยการระบุคุณสมบัติการลดทอนของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านนั้นจะต้องทำในลักษณะของเส้นโค้งการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังรูปที่ 2.35 เห็นได้ว่าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะถูกแปลงไปเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน อัตราส่วนของแถบความถี่ที่ลดทอนจะมีค่าเท่าเดิม ตัวอย่างเช่น วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัตออฟ 3 เดซิเบล หรือมีแถบความถี่ 2 กิโลเฮิรตซ์ จะแปลงไปเป็นวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านที่มีแถบความถี่ 3 เดซิเบล เท่ากับ 2 กิโลเฮิรตซ์ โดยแกน f/f_c ที่ถูกนอร์มอลไลซ์แล้วของเส้นโค้งการลดทอนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะกลายเป็นอัตราส่วนของแถบความถี่ นั่นคือ

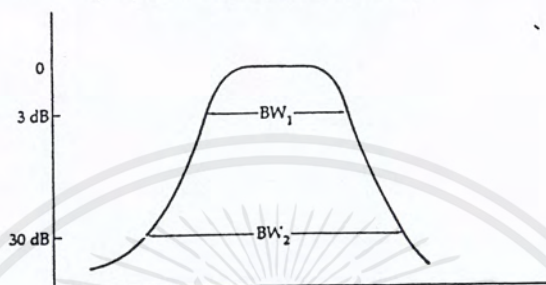
$$\frac{BW}{BW_c} = \frac{f}{f_c} \quad (2.79)$$

โดย BW = แถบความถี่ที่ค่าการลดทอนที่ต้องการ

BW_c = แถบความถี่ที่ 3 เดซิเบล ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน



(A) Low-pass prototype response.



(B) Bandpass response.

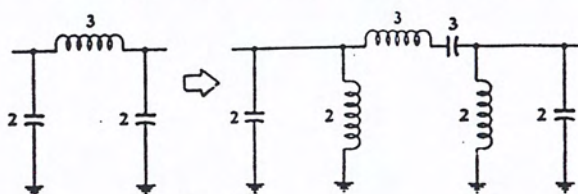
รูปที่ 2.35 การแปลงแถบความถี่จากความถี่ต่ำผ่านเป็นแถบความถี่ผ่าน

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะมีค่าสมมาตรเฉพาะในสเกลลอ็กเท่านั้น ซึ่งในสเกลลิเนียร์จะไม่อยู่ตรงกลาง โดยจะหาค่าความถี่กึ่งกลางจากสูตร

$$f_0 = \sqrt{f_a f_b} \quad (2.80)$$

โดย f_a และ f_b เป็นความถี่ใดๆ (ความถี่หนึ่งอยู่ก่อนช่วงผ่านอีกความถี่หนึ่งอยู่หลังช่วงผ่าน) วิธีสร้างวงจรกรองแถบความถี่ผ่านมีขั้นตอนดังนี้

1. ทำการแปลงความต้องการของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านไปเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจากสมการ (2.80)
2. หาอันดับที่เหมาะสมของวงจรโดยดูจากกราฟผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
3. หาผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
4. ทำการแปลงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านโดยเพิ่มส่วนประกอบเข้าไปในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ถ้าหากองค์ประกอบเป็นตัวเก็บประจุก็ใส่ตัวเหนี่ยวนำเพิ่มเข้าไปและเช่นกันกับตัวเหนี่ยวนำ โดยค่าที่เพิ่มเข้าไบนั้นมีค่าเท่ากับองค์ประกอบตัวเดิมที่มีอยู่และองค์ประกอบที่เพิ่มเข้าไปในวงจรนั้นจะขนานหรืออนุกรมตามองค์ประกอบตัวเดิมที่เพิ่มเข้าไبدังรูปที่ 2.36



รูปที่ 2.36 การแปลงองค์ประกอบวงจรจากความถี่ต่ำผ่านไปเป็นแถบความถี่ผ่าน

5. ทำการสเกลลิ่งค่าขององค์ประกอบจากสูตรดังนี้
สำหรับส่วนที่เป็นเรโซแนนซ์ขนาน

$$C = \frac{C_n}{2\pi RB} \quad (2.81)$$

$$L = \frac{RB}{2\pi f_0^2 L_n} \quad (2.82)$$

สำหรับส่วนที่เป็นเรโซแนนซ์อนุกรม

$$C = \frac{B}{2\pi f_0^2 C_n R} \quad (2.83)$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi B} \quad (2.84)$$

โดย R = โหลดอิมพีแดนซ์ที่ต้องการ

B = ความกว้างแถบความถี่ 3 เดซิเบล ที่ต้องการ

f_0 = ความถี่กึ่งกลางของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

L_n = ค่าตัวเหนี่ยวนำนอร์มอลไลซ์ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

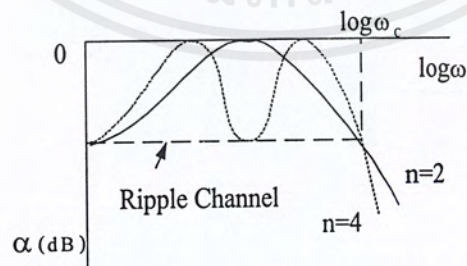
C_n = ค่าตัวเก็บประจุนอร์มอลไลซ์ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

2.6.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ (Chabyshev Low Pass Filter)

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ สามารถหาผลการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณตามสมการ ดังนี้

$$|H(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega/\omega_c)}} \quad (2.85)$$

โดยที่ ε เป็นค่าคงที่ และ C_n เป็นค่าเชบีเชฟโพลีโนเมียลแบบแรกที่ n ใดๆ และแสดงถึงจำนวนลูกคลื่นที่กระเพื่อมหรือริบเบิลที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่ที่ยอมให้ผ่านได้ของวงจรแบบนี้ ซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 2.37



รูปที่ 2.37 แสดงผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเชบีเชฟ

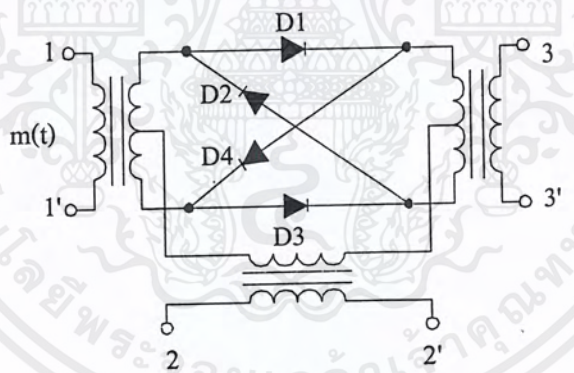
ค่า ε เป็นตัวกำหนดความกว้างของริบเบิล และอาจเป็นตัวกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่แบบนี้ ตัวอย่างเช่น วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ 1/2 เดซิเบล เป็นวงจรกรองความถี่ซึ่งการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณในช่วงความถี่ที่ยอมให้ผ่านได้จะมีลูกคลื่นของการกระเพื่อม

อยู่ในช่วงกว้างเท่ากับ $1/2$ เดซิเบล ดังอาจกล่าวได้ว่าที่ ω_c หรือ f_c ซึ่งเป็นความถี่คัตออฟนั้นเป็นจุดสิ้นสุดของการกระเพื่อมหรือเรียกว่า “ริปเปิลแชนเนล (Ripple channel)”

วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ มีข้อเสียเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ คือมีการกระเพื่อมเกิดขึ้นในช่วงความถี่ที่ยอมให้ผ่าน แต่อย่างไรก็ตามวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟเป็นวงจรกรองความถี่ที่ดีที่สุดในวงจรกรองความถี่ทุกแบบที่นิยม ตามรูปที่ 2.37 ค่า α ในกรณีเชบีเชฟมีค่าประมาณได้จากสูตร คือ $3(n-1) + 20 \log \mathcal{E}$ ซึ่งจะลาดชันลงเร็วกว่าวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ (คิดในหน่วยเดซิเบล) สำหรับย่านความถี่ที่ไม่ต้องการ

2.7 รีมอดูเลเตอร์ (Ring Modulator)

รีมอดูเลเตอร์เป็นมอดูเลเตอร์แบบสวิตช์ ซึ่งมีไดโอดต่อกันตามรูปที่ 2.38 การทำงานของวงจรสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ คือ สมมติว่าไม่มีสัญญาณ $m(t)$ เข้ามาช่วงขณะและให้คลื่นพาหะมีขนาดแรงพอสสมควร ในเวลาที่คลื่นพาหะมีสถานะเป็นบวก ไดโอด D_1 และ D_3 จะนำกระแส แต่ D_2 และ D_4 จะตัดกระแส ครั้นพอถึงเวลาที่คลื่นพาหะเปลี่ยนเป็นลบ ไดโอดจะทำงานสลับกัน ดังนั้นเมื่อพิจารณาโดยรวมจะเห็นว่าคลื่นพาหะจะเป็นตัวคอยควบคุมการตัดต่อวงจรให้สัญญาณจากอินพุตไปปรากฏเป็นบวกหรือลบสลับกันที่เอาต์พุตตามสถานะของคลื่นพาหะ กล่าวคือ สถานะการตัดต่อสวิตช์จะเป็นฟังก์ชันของเวลา



รูปที่ 2.38 รีมอดูเลเตอร์

ถ้าพิจารณาในเชิงคณิตศาสตร์ จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุต $V_o(t)$ เป็นผลคูณของสัญญาณ $m(t)$ กับสัญญาณสวิตช์ $S(t)$ แต่ $S(t)$ เป็นสัญญาณที่มีคาบสามารถกระจายเป็นอนุกรมฟูริเยร์ได้เป็น

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega_c t}$$

โดยที่ S_n คือ ค่าขนาดของคลื่นฮาร์โมนิกในอนุกรมฟูริเยร์ ดังนั้น

$$V_o(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n m(t) e^{jn\omega_c t}$$

เมื่อนำ $V_o(t)$ ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่มีความถี่กลาง ω_c และมีแบนด์วิดท์ที่เหมาะสม จะได้เอาต์พุตของวงจรแถบกรองความถี่ผ่าน คือ

$$V_{BPF} = S_{-1}m(t)e^{-jn\omega_c t}$$

$$= 2S_1m(t)\cos(\omega_c t)$$

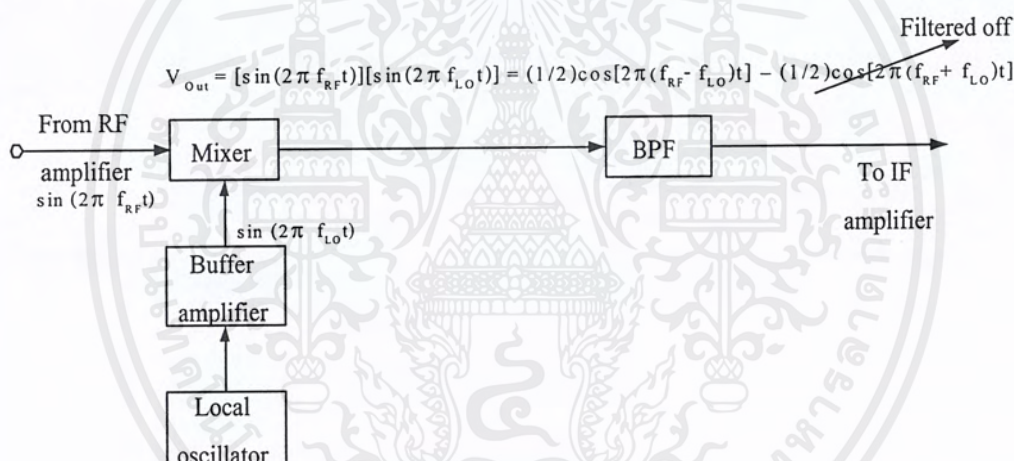
ทั้งนี้เพราะ $S_1 = S_{-1}$ จะเห็นว่า V_{BPF} นั้นคือสัญญาณคือเอสบี เอสซีนั่นเอง

ในทางปฏิบัติวงจรกรองความถี่ผ่าน มักจะสร้างขึ้นด้วยวงจรเทกซ์เรโซแนนซ์ ซึ่งประกอบด้วย ขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งก็คือค่านหนึ่งของเอาต์พุตหม้อแปลงและตัวเก็บประจุ

ข้อได้เปรียบของริงมอดูเลเตอร์ก็คือ มีเอาต์พุตที่แรงกว่าเป็น 2 เท่าของสัญญาณอินพุต เนื่องจาก อัตราส่วนของหม้อแปลงนั้นมีอัตราส่วนวงจรการพันเท่ากับ 2:1 ดังนั้นเอาต์พุตจึงมีขนาดแรงกว่าเป็น สองเท่าของสัญญาณอินพุตนั่นเอง

2.8 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรสำคัญที่นิยมใช้กันมากในวงจรเครื่องรับ-ส่งวิทยุ เพื่อใช้ทำการแปลง ความถี่ลง (Down Converter) โดยแปลงความถี่วิทยุที่รับมาให้เป็นความถี่กลาง (Intermediate Frequency)



รูปที่ 2.39 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์

หลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์เป็นดังรูปที่ 2.39 โดยสัญญาณความถี่วิทยุ (Radio Frequency) จะถูกผสม (mix) กับสัญญาณความถี่พื้นฐาน (Local Oscillator Frequency) ด้วยอุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้น จริงๆ แล้ว วงจรมิกเซอร์ก็คือวงจรขยายสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งทำงานคล้ายกับวงจรมอดูเลเตอร์ เพียงแต่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ที่ได้จะเป็นความถี่ผลต่างระหว่างความถี่วิทยุและความถี่พื้นฐาน ซึ่งแสดงได้โดยสมการคณิตศาสตร์ดังนี้

$$V_{out} = (\sin 2\pi f_{RF} t)(\sin 2\pi f_{LO} t) \quad (2.86)$$

เมื่อ f_{RF} = ความถี่ของสัญญาณวิทยุ

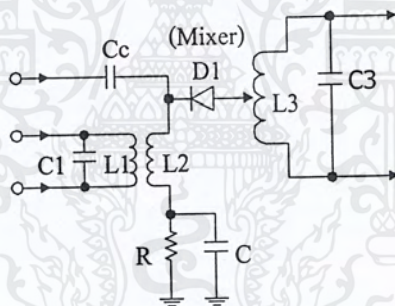
f_{LO} = ความถี่ของสัญญาณพื้นฐาน

สามารถแปลงสมการโดยใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติ จะได้สัญญาณเอาต์พุตของมิกเซอร์เป็นดังนี้

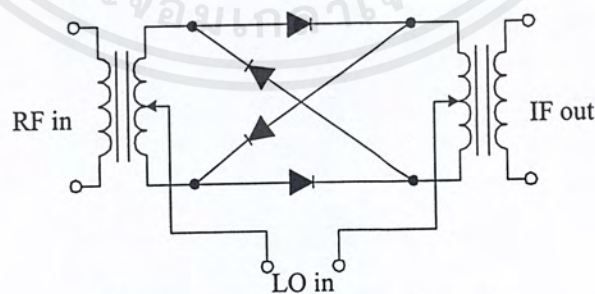
$$V_{out} = 1/2 \cos[2\pi(f_{RF} - f_{LO})t] - 1/2 \cos[2\pi(f_{RF} + f_{LO})t] \quad (2.87)$$

ค่า $(f_{RF} - f_{LO})$ คือ ค่าความถี่กลาง

การออกแบบวงจรมิกเซอร์นิยมใช้อุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นเช่น ทรานซิสเตอร์หรือเฟตมากกว่า ไดโอด เพราะวงจรแบบนี้จะสามารถขยายสัญญาณไปในตัวด้วย แต่วงจรมิกเซอร์แบบไดโอด สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์เป็นความถี่แบบครอสโปรดักท์ (Cross product) ซึ่งมีค่าความสูญเสียสุทธิ (Net loss) ต่อสัญญาณเรียกว่า “ ความสูญเสียคอนเวอร์ชัน (Conversion loss) ” เพราะเนื่องจากเกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้น และในขณะเดียวกันแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่กลางจะต่ำกว่าความถี่วิทยุ โดยทั่วไปค่าการสูญเสียคอนเวอร์ชันจะมีค่าเท่ากับ 6 เดซิเบล ตัวอย่างเช่น วงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิลไดโอดดังในรูป 2.40 วงจรมิกเซอร์อีกแบบที่นิยมใช้กันมากคือ วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ ดังในรูป 2.41 ซึ่งมีการใช้อย่างกว้างขวางในเครื่องรับส่งแบบเอฟเอ็มและเอเอ็ม บางทีเรียกว่า บาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced modulators) หรือ โปรดักต์ดีเทกเตอร์ (Product detector) เนื่องจากว่าวงจรบาลานซ์มิกเซอร์มีข้อได้เปรียบกว่าวงจรมิกเซอร์ชนิดอื่น คือ ลดทอนสัญญาณรบกวน (Noise reduction) และทำการกำจัดคลื่นพาหะทิ้งไปได้ (Carrier suppression)



รูปที่ 2.40 วงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิลไดโอด



รูปที่ 2.41 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์

2.9 ควอดราเจอร์ดีเทกชัน (Quadrature Detection)

การคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มแบบควอดราเจอร์ดีเทกชัน เป็นการใช้วิธีการแยกแยะเฟส (Phase discriminator) ในการคึงเอาสัญญาณเบสแบนด์ออกมาจากสัญญาณเอฟเอ็ม ดังนั้นจึงต้องกล่าวถึง

หลักการของวงจรแยกแยะเฟสเสียก่อนดังต่อไปนี้ วงจรแยกแยะเฟสจะอาศัยหลักการพื้นฐานของการดิฟเฟอเรนเชียล (differentiate) กล่าวคือ แสดงการดิฟเฟอเรนเชียลในรูปของการประมาณค่าดังนี้

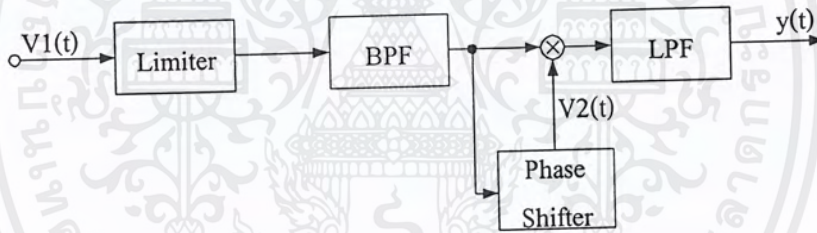
$$\frac{d}{dt}\phi(t) = \frac{1}{\tau}[\phi(t) - \phi(t-\tau)] \quad (2.88)$$

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

2.88 กับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ได้ในรูปต่อไปนี้

$$[\phi(t) - \phi(t-\tau)] = \tau \frac{d}{dt}\phi(t) = km(t) \quad (2.89)$$

นั่นคือสามารถที่จะสร้าง $\phi(t-\tau)$ และสร้างวงจรที่จะให้ผลต่างระหว่าง $\phi(t)$ และ $\phi(t-\tau)$ สัญญาณขาออกที่ได้ก็จะแปรตรงกับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ การสร้างสัญญาณ $\phi(t-\tau)$ จากสัญญาณเอพเอ็มก็จะทำได้โดยใช้วงจรหน่วงเวลาหรือวงจรเลื่อนเฟสแบบเชิงเส้น (Linear phase shifter) นั่นเอง สำหรับการสร้างสัญญาณ $\phi(t) - \phi(t-\tau)$ นั้นจะทำได้โดยนำสัญญาณเอพเอ็มเดิมกับสัญญาณเอพเอ็มที่ถูกหน่วงเวลาเข้ามาวงจรคูณแล้วกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน รูปที่ 2.42 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ



รูปที่ 2.42 บล็อกไดอะแกรมของระบบควอดราเจอร์ดีเทกชัน

ควอดราเจอร์ดีเทกชันนั้นเป็นชื่อเรียกระบบดีเทกชันที่ทำการหน่วงเวลาของวงจรหน่วงเวลาให้มีค่าเท่ากับ τ ที่ทำให้ $\omega_c \tau = \pi/2$ ดังนั้นถ้าให้สัญญาณเอพเอ็มที่เข้ามาเขียนได้เป็น

$$V_1(t) = \cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad \text{สัญญาณที่ผ่านวงจรหน่วงเวลาจะเขียนได้เป็น}$$

$$V_2(t) = \cos[\omega_c (t-\tau) + \phi(t-\tau)] = \sin[\omega_c t + \phi(t-\tau)] \quad (2.90)$$

เมื่อคูณสัญญาณ $V_1(t)$ และ $V_2(t)$ ด้วยวงจรคูณแล้วผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ผลที่ได้จะออกมาจะได้เป็น

$$y(t) \approx \sin[\phi(t) - \phi(t-\tau)] \quad (2.91)$$

และเนื่องจาก τ มีค่าเล็กมากทำให้ $\phi(t) - \phi(t-\tau) \ll \pi$ เราจึงสามารถประมาณค่าสมการ (2.91) เป็นดังนี้

$$y(t) \approx [\phi(t) - \phi(t-\tau)] = km(t) \quad (2.92)$$

จะเห็นได้ว่าสามารถแยกสัญญาณข้อมูลออกมาได้ด้วยวิธีแยกแยะเฟส

2.10 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)

2.10.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

คุณลักษณะภายในของตัวทรานซิสเตอร์ที่อาจเปลี่ยนแปลงได้ตามอุณหภูมิ คือ ΔV_{BE} และ $\Delta \beta$ จุดประสงค์ที่สำคัญในการไบอัสก็คือ การลดอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีผลต่อพารามิเตอร์ที่กล่าวไป

การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิจะทำให้ V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ลดลงในอัตราประมาณ 2.5 มิลลิโวลต์ ต่อองศาเซลเซียส จากอุณหภูมิห้องปกติคือ 0.7 โวลต์ และเนื่องจาก V_{BE} ลดลงทำให้ I_C เพิ่มขึ้น จะมีผลต่อค่าที่เราออกแบบไว้ (ค่าที่เรากำหนดตอนออกแบบคือ I_C และ V_{CE}) โวลต์เตจที่เปลี่ยนแปลงซึ่งขึ้นกับอุณหภูมินี้เราเรียกว่า ΔV_{BE} สิ่งที่เราจะนำมาลดผลกระทบของ ΔV_{BE} ก็คือ V_E

การลดลงของ V_{BE} ซึ่งเกิดจากอุณหภูมิจะทำให้กระแสอิมิตเตอร์เพิ่มขึ้นทำให้ V_E เพิ่มขึ้นด้วย และทำให้เกิดการป้อนกลับแบบลบ ซึ่งมีผลให้เกิดรีเวอร์สไบอัสที่รอยต่อของเบส-อิมิตเตอร์ ดังนั้นกระแสคอลเลคเตอร์จึงลดลง และเนื่องจากการลดลงของ V_{BE} จะถูกชดเชยโดยการเพิ่มขึ้นของ V_E ดังนั้นกระแสคอลเลคเตอร์จะเพิ่มขึ้นไม่มาก พิจารณาจากสมการ

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

โดยที่ ΔI_C คือ การเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลคเตอร์

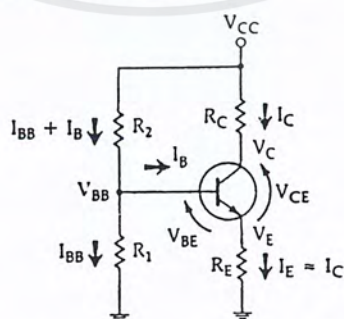
I_C คือ กระแสคอลเลคเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ΔV_{BE} คือ การเปลี่ยนแปลงของโวลต์เตจเบส-อิมิตเตอร์

V_E คือ โวลต์เตจอิมิตเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ถ้าหากออกแบบให้ V_E เป็น 20 เท่าของ ΔV_{BE} กระแสคอลเลคเตอร์จะเปลี่ยนแปลงเพียงแค่ 5% ถ้าหากการออกแบบไม่ต้องคำนึงถึงจุดไบอัสที่เจาะจง แต่สิ่งที่ต้องพิจารณาไปด้วยก็คือ ค่า V_E ที่มากจะทำให้สูญเสียกำลังงานมากและยังทำให้แกนของสัญญาณกระแสสลับลดลง เพื่อไม่ให้แกนต่ำลงสามารถใช้ตัวเก็บประจุบายพาสคร่อม R_E แต่ว่าการสูญเสียกำลังงานก็ยังคงมีอยู่

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



รูปที่ 2.43 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

2.10.2 การคำนวณวงจรขยายโดยใช้เอสพารามิเตอร์ (S Parameter)

สแกตเทอริงพารามิเตอร์ (Scattering Parameter)

เอสพารามิเตอร์ เป็นที่นิยมใช้มากเนื่องจากง่ายและสะดวกในการใช้งาน นอกจากนี้แล้วยังเป็นวิธีการออกแบบวงจรขยายกำลังต่ำที่มีประสิทธิภาพสูงและเป็นที่ยอมรับโดยทั่วไป

เอสพารามิเตอร์สามารถบอกคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรขยาย เช่น อิมพีแดนซ์แมตชิ่ง, อัตราขยาย และเสถียรภาพของวงจร ซึ่งจะแสดงในรูปของสมการคณิตศาสตร์ แนวคิดของเอสพารามิเตอร์นั้นได้มาจากการส่งคลื่นที่สร้างจากแหล่งกำเนิดส่งผ่านสายอากาศส่งไปยังโหลด ซึ่งเรียกว่า “ คลื่นตกกระทบ (Incident wave) ” ถ้าหากอิมพีแดนซ์ไม่แมตชิ่งกันจะทำให้เกิดสัญญาณสะท้อนกลับมายังแหล่งกำเนิด ซึ่งเรียกสัญญาณนี้ว่า “ คลื่นสะท้อน (Reflected wave) ”

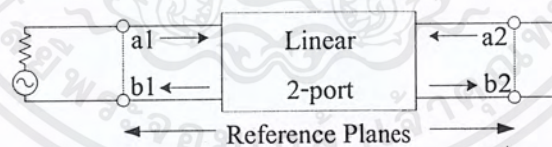
สำหรับเนตเวิร์กแบบ 2 พอร์ต (2-port network) เช่น ทรานซิสเตอร์ ถ้าเนตเวิร์กทั้งระบบสามารถวัดค่าความต้านทานได้ 50 โอห์ม แล้วเอสพารามิเตอร์จะสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนกลับได้ดังรูปที่ 2.44

S_{11} และ S_{22} ในระบบที่มีความต้านทานเท่ากับ 50 โอห์ม จะเป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของโวลต์เตจทางอินพุตและทางเอาต์พุต (Input/Output Voltage Reflection Coefficient) และสามารถหาความสัมพันธ์ได้จากสมการ

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.93)$$

เมื่อ $|\Gamma|$ คือ ขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของโวลต์เตจ

$|S_{21}|^2$ คือ อัตราขยายกำลัง (Power gain) ของทรานซิสเตอร์ขณะที่ไบอัสที่ความถี่ต่างๆ เนตเวิร์ก 2 พอร์ตจะถูกต่อด้วยแหล่งกำเนิดที่มีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม และโหลด



$$S_{11} = \text{สัมประสิทธิ์การสะท้อนด้านอินพุต} = \left. \frac{b1}{a1} \right|_{a2=0}$$

$$S_{22} = \text{สัมประสิทธิ์การสะท้อนด้านเอาต์พุต} = \left. \frac{b2}{a2} \right|_{a1=0}$$

$$S_{21} = \text{สัมประสิทธิ์การส่งผ่านไปข้างหน้า} = \left. \frac{b2}{a1} \right|_{a2=0}$$

$$S_{12} = \text{สัมประสิทธิ์การส่งผ่านย้อนกลับ} = \left. \frac{b1}{a2} \right|_{a1=0}$$

รูปที่ 2.44 วงจร 2 พอร์ต ซึ่งอธิบายถึงเอสพารามิเตอร์

ค่าของเอสพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณสามารถหาได้จากค่าดัชนีของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ที่จุดไบอัสที่เราออกแบบไว้

- เสถียรภาพ (Stability)

การคำนวณเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ด้วยเอสพารามีเตอร์ชั้นแรกต้องคำนวณหาปริมาณ D_s :

$$D_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.94)$$

ค่าของเสถียรภาพ (K) หาได้จาก

$$K = \frac{1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|} \quad (2.95)$$

ถ้าค่า $K > 1$ ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสถานะอันคอนชันแนลลีสเตเบิล (Unconditionally Stable)

หมายความว่า ทรานซิสเตอร์จะมีเสถียรภาพทุกๆ ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดและโหลด

ถ้าค่า $K < 1$ ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสถานะโพเทนเชียลลีสเตเบิล (Potentially Unstable)

หมายความว่า จะมีบางค่าของแหล่งกำเนิดและโหลดอิมพีแดนซ์ที่ทำให้วงจรขยายเกิดการออสซิลเลต

แต่ไม่ได้หมายความว่า จะใช้ทรานซิสเตอร์ไม่ได้ เพียงแต่ต้องใช้ความระมัดระวังในการออกแบบ

มีหลายวิธีเช่น เลือกจุดไบอัสทรานซิสเตอร์ใหม่, ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น เป็นต้น

- เกนสูงสุดที่สามารถขยายได้ (Maximum Available Gain : MAG)

เป็นเกนสูงสุดที่สามารถขยายได้ สามารถหาได้โดย

$$MAG = 10 \log \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (\text{เดซิเบล}) \quad (2.96)$$

ในการหา MAG ค่า K ต้องมีค่ามากกว่า 1 มิฉะนั้นจะไม่สามารถหาค่าได้

- ซิมัลทานีอัสคอนจูเกตแมตช์ (Simultaneous Conjugate Match)

เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนโหลด-แหล่งกำเนิดของวงจรขยาย (Load-source Reflection Coefficient) เพื่อใช้ในการแมตช์อิมพีแดนซ์กับวงจรอื่นๆ 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

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

- จะใช้เครื่องหมายบวก (+) หรือลบ (-) พิจารณาโดยใช้ค่าตรงกันข้ามกับเครื่องหมายของ B_2

- มุมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดนั้น จะใช้ค่าของมุมของ C_2 โดยใช้เครื่องหมายตรงกันข้าม

- สัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิด (Source Reflection Coefficient)

$$\Gamma_s = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - (\Gamma_L \cdot S_{22})} \right]^* \quad (2.97)$$

นำค่า Γ_s ที่ได้ไปหาอินพุตอิมพีแดนซ์และ Γ_L ไปหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เพื่อนำไปสร้างวงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์

โดยอินพุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{in} = Z_s \times 50 \quad (2.98)$$

$$\text{โดย } Z_s = \left[\frac{1 + \Gamma_s}{1 - \Gamma_s} \right] \quad (2.99)$$

และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{out} = Z_L \times 50 \quad (2.100)$$

$$\text{โดย } Z_L = \left[\frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \right] \quad (2.101)$$

- การคำนวณโดยกำหนดค่าเกนใดๆ (Design for a Specified Gain)

เป็นการออกแบบโดยกำหนดค่าเกนใดๆ ซึ่งคำนวณโดยการหาวงกลมซึ่งมีเกนคงที่ (a constant gain circle) โดยพล็อตลงบนสมิทชาร์ทซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

$$1. \text{ หาค่า } D_s : D_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$2. \text{ หาค่า } D_2 : D_2 = |S_{22}|^2 - |D_s|^2$$

$$3. \text{ หาค่า } C_2 : C_2 = S_{22} - D_s S_{11}^*$$

$$4. \text{ หาค่า } G : G = \frac{\text{Gain desired (absolute)}}{|S_{21}|^2} \quad (2.102)$$

5. จุดศูนย์กลางของวงกลมซึ่งมีเกนคงที่คือ

$$r_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2 G} \quad (2.103)$$

6. รัศมีของวงกลมที่มีเกนคงที่คือ

$$\rho_o = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2 G} \quad (2.104)$$

นำค่าที่ได้ไปวาดลงบนสมิทชาร์ท ซึ่งค่าของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่จะทำให้ได้เกนตามต้องการจะต้องอยู่บนเส้นรอบวงของวงกลมนี้เท่านั้น เมื่อได้ค่าของ Γ_L แล้วก็จะได้ค่า Γ_s ซึ่งนำค่าต่างที่ได้นี้ไปสร้างวงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ต่อไป

- วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circles)

ในการคำนวณค่าทรานซิสเตอร์ซึ่งอยู่ในสถานะโพเทนเชียลอื่นสเตเบิล ($K < 1$) จำเป็นต้องหาวงกลมเสถียรภาพของอินพุต (Input Stability Circle) และวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต (Output Stability Circle) เพื่อใช้ในการหาเลือกค่า Γ_s และ Γ_L ที่เหมาะสมต่อไป ขั้นตอนการหาค่าวงกลมเสถียรภาพมีดังนี้

1. หาค่า D_s

$$2. \text{หาค่า } C_1 : C_1 = S_{11} - D_s S_{22}^* \quad (2.105)$$

$$3. \text{หาค่า } C_2 : C_2 = S_{22} - D_s S_{11}^* \quad (2.106)$$

4. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$r_{s1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \quad (2.107)$$

5. หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$\rho_{s1} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \right| \quad (2.108)$$

6. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$r_{s2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2} \quad (2.109)$$

7. หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$\rho_{s2} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2} \right| \quad (2.110)$$

2.10.3 อิมพีแดนซ์แมต칭 (Impedance Matching)

เมื่อเราคำนวณได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์แล้ว เราต้องคำนวณวงจรแมตชิงอิมพีแดนซ์เพื่อให้ได้การส่งกำลังงานที่มากที่สุด (Maximum Power Transfer) เราสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$Q_s = Q_p = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} \quad (2.111)$$

$$Q_s = \frac{X_s}{R_s} \quad (2.112)$$

$$Q_p = \frac{R_p}{X_p} \quad (2.113)$$

โดยที่ Q_s คือ ค่า Q ของส่วนอนุกรม

Q_p คือ ค่า Q ของส่วนขนาน

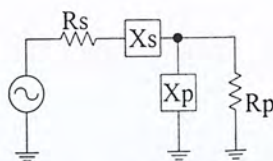
R_p คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาขนาน

X_p คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่นำมาขนาน

R_s คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาอนุกรม

X_s คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่นำมาอนุกรม

ซึ่งค่าของ X_p และ X_s อาจเป็นได้ทั้งคาปาซิทีฟและอินดักทีฟ



รูปที่ 2.45 การแมตชิงอิมพีแดนซ์

2.11 วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier)

ในวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับต่ำ มักจะพิจารณาในด้านของความต้องการให้มีสัญญาณรบกวนระดับต่ำ อัตราขยายสัญญาณและการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรเป็นหลักใหญ่ แต่ในวงจรขยายกำลังแล้วมักจะเน้นถึงความสามารถในการที่จะขับโหลดได้ต่ำสุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ยกตัวอย่างของโหลด เช่น ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ โหลดที่วงจรขยายกำลังต้องขับมักเป็นลำโพง, เครื่องบันทึกข้อมูลโดยอัตโนมัติ (Automatic Recorder) เป็นต้น เพื่อที่จะให้ได้งานทางกลจากโหลดเหล่านี้ แหล่งกำเนิดพลังงานที่จะต้องป้อนสัญญาณทางไฟฟ้าเข้าไป จะต้องจ่ายพลังงานออกมาได้หลายร้อยมิลลิวัตต์ โดยนัยกล่าวมาแล้วคือ การต้องการกำลังในการขับโหลดสูง ปัญหาที่ตามมาคือ การสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้มีประสิทธิภาพดีเพียงพอที่จะจ่ายกับวงจรได้

เมื่อพิจารณาถึงทรานซิสเตอร์จะพบว่ามิช็อนคือ สามารถทำงานที่ระดับไฟเลี้ยงต่ำแต่ยอมให้กระแสผ่านได้สูง ทำให้การสร้างแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่เหมาะสมกับวงจรทำได้ง่าย และมีประสิทธิภาพดีกว่าเมื่อเทียบกับการใช้หลอดสุญญากาศซึ่งต้องใช้ระดับศักดาสูง

ด้วยเหตุนี้เอง ถ้าไม่ใช่วงจรที่ขยายกำลังเป็นพิเศษ เช่น วงจรขยายเสียงที่ใช้หลอดสุญญากาศเป็นตัวขับโหลด หลอดสุญญากาศที่ใช้ในเครื่องส่งวิทยุเพื่อให้ได้กำลังงานสูงๆ จะนิยมใช้ทรานซิสเตอร์ในวงจรขยายกำลังเป็นส่วนใหญ่ แต่ตัวทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่มีความไวต่ออุณหภูมิและการจ่ายกำลังไปยังโหลดเกินความสามารถมาก ดังนั้นจะต้องพิจารณาเกี่ยวกับสภาวะของการถ่ายเทความร้อนออกจากตัว และการจ่ายกำลังได้สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์จะไม่เป็นอันตรายด้วย

ในการออกแบบวงจร จะใช้ทรานซิสเตอร์ซึ่งมีการแบ่งสภาวะการทำงานออกเป็น 3 สภาวะ คือ

- 1) สภาวะไม่นำกระแสของทรานซิสเตอร์ (Cut Off) คือ สภาวะที่ไม่จ่ายแรงดันไบอัสตรงหรือลดค่าแรงดันไบอัสตรง (V_{BE}) ให้ต่ำลงจนกระทั่งกระแสเบส (I_B) หยุดไหล จะทำให้กระแสคอลเลคเตอร์ (I_C) หยุดไหลด้วย แต่จะมีเพียงกระแสรั่วซึม (Leakage Current) ไหลเพียงเล็กน้อย
- 2) สภาวะนำกระแสของทรานซิสเตอร์ (Conduction) คือ สภาวะที่กระแสคอลเลคเตอร์สามารถไหลเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นสัดส่วนตามการควบคุมของกระแสเบส ซึ่งจะมีลักษณะเป็นเส้นตรง (Linear) ในการทำงานของทรานซิสเตอร์จะถูกกำหนดจุดทำงานให้อยู่ในบริเวณนี้
- 3) สภาวะอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์ (Saturation) คือ สภาวะที่เพิ่มกระแสเบสจนสูงถึงจุดๆ หนึ่งแล้วกระแสคอลเลคเตอร์จะไม่เปลี่ยนแปลงสูงขึ้น จุดที่กระแสคอลเลคเตอร์เริ่มไหลคงที่นี้เรียกว่า “จุดอิ่มตัว”

การตั้งจุดทำงานให้กับทรานซิสเตอร์

คือ การเลือกกำหนดค่ากระแสเบสของทรานซิสเตอร์ไว้ที่จุดต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. คลาสเอ คือ การตั้งค่าของกระแสเบสให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสอยู่ตรงบริเวณเส้นตรง ดังนั้น กระแสคอลเลกเตอร์จึงไหลอยู่ตลอดเวลา ถึงแม้ไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนเข้ามา วงจรนี้จะขยายสัญญาณอินพุตทั้งช่วงบวกและช่วงลบ ส่งออกไปทางเอาต์พุตอย่างสมบูรณ์

ข้อดี รูปสัญญาณทางเอาต์พุตมีลักษณะเหมือนอินพุต ไม่เกิดความเพี้ยน (อาจกลับเฟส 180°)

ข้อเสีย สิ้นเปลืองกระแสมาก เนื่องจากทรานซิสเตอร์จะมีกระแสอยู่ตลอดเวลา ถึงแม้ว่ายังไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามาก็ตาม

2. คลาสบี คือ การไม่จ่ายแรงดันไบอัสตรงกับทรานซิสเตอร์ จึงทำให้ทรานซิสเตอร์คัตออฟอยู่ตลอดเวลาขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเข้ามา ทำให้เบสกับอิมิตเตอร์ได้รับแรงดันไบอัสตรง ทรานซิสเตอร์จะนำกระแส (ในทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ส่วนบวกของสัญญาณจะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสและในทรานซิสเตอร์ชนิด NPN จะนำกระแสเมื่อเบสได้รับสัญญาณช่วงลบ) วงจรก็จะขยายสัญญาณส่วนนั้นออกไปทางเอาต์พุตเพียงส่วนเดียว คือ ส่วนบวกหรือส่วนลบก็แล้วแต่นิคมของทรานซิสเตอร์

ข้อดี ไม่สิ้นเปลืองกระแสขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา ทรานซิสเตอร์จะไม่นำกระแส จึงไม่มีกระแสคอลเลกเตอร์ไหล

ข้อเสีย รูปสัญญาณผิดเพี้ยนแบบครอสโอเวอร์ดิสทอร์ชัน (Cross Over Distortion)

3. คลาสซี คือ การจ่ายแรงดันไบอัสตรงให้ทรานซิสเตอร์สูงกว่าจุดคัตออฟเล็กน้อยขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา จึงทำให้มีกระแสเบสไหลและกระแสคอลเลกเตอร์ไหลได้เล็กน้อย เพื่อเป็นการแก้ไขข้อบกพร่องของวงจรขยายแบบคลาสบี เพราะว่าคลาสบีแม้จะต่อแบบวงจรพุช-พูล (Push-Pull) ในการขยายสัญญาณก็ยังเกิดการผิดเพี้ยนแบบครอสโอเวอร์ดิสทอร์ชัน

ข้อดี ทำให้การผิดเพี้ยนแบบครอสโอเวอร์ดิสทอร์ชันหมดไป

4. คลาสซี คือ การให้ไบอัสกับทรานซิสเตอร์ต่ำกว่าจุดคัตออฟ (จ่ายไบอัสทางอินพุตให้เป็นแบบไบอัสกลับ) ถึงแม้จะมีสัญญาณป้อนเข้าที่อินพุต ถ้ายังไม่แรงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ได้รับไบอัสตรง ทรานซิสเตอร์จะยังไม่นำกระแส ถ้าสัญญาณช่วงใดช่วงหนึ่งมีค่าสูงพอจนทรานซิสเตอร์ได้รับไบอัสตรง ทรานซิสเตอร์จะขยายสัญญาณส่วนนั้นออกไปทางเอาต์พุต (ทรานซิสเตอร์นำกระแสเฉพาะช่วงนั้น)

ข้อดี ไม่สิ้นเปลืองกระแส

ข้อเสีย รูปร่างสัญญาณผิดเพี้ยนมากไม่เหมาะกับวงจรขยายเสียง

2.12 สายอากาศ (Antenna)

สายอากาศเป็นส่วนสำคัญของเครื่องรับและเครื่องส่ง ทำหน้าที่แผ่คลื่นจากเครื่องส่งให้ออกสายอากาศและรับคลื่นวิทยุเข้าสู่เครื่องรับ สายอากาศก็เหมือนกับวงจรไฟฟ้าที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ สายอากาศส่วนใหญ่จึงทำด้วยลวดตัวนำเป็นท่อนหรือกลวง เป็นเส้นตรงหรือโค้งงอแล้วแต่ชนิดของสายอากาศ สายอากาศโดยทั่วไปจะมีขนาดใกล้เคียงกับความยาวคลื่น เราสามารถใช้สายอากาศทำหน้าที่เป็นได้ทั้งสายอากาศส่งหรือรับ เนื่องจากในทางทฤษฎีจะมีคุณสมบัติที่เหมือนกัน

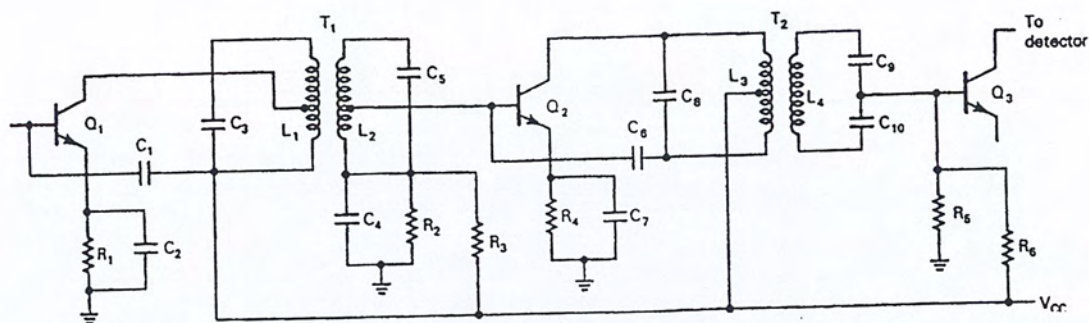
สายนำสัญญาณชนิดสมดุลความยาว $\lambda/4$ แบบวงจรเปิด คลื่นที่ออกจากเครื่องส่งผสมกับคลื่นสะท้อนได้ผลลัพธ์เป็นคลื่นนิ่ง พลังงานบางส่วนที่ออกไปยังปลายด้านที่เป็ดวงจรจะแพร่กระจายคลื่นออกอากาศไปได้ แต่ปริมาณคลื่นที่แพร่ออกไปจะน้อย ด้วยเหตุผล 2 ประการ คือ ประการแรกสภาพแวดล้อมซึ่งเป็นโหลดของสายนำสัญญาณไม่แมตช์ ทำให้พลังงานที่จ่ายให้โหลด (ส่งออกอากาศ) ได้น้อย ประการที่สอง สายทั้ง 2 เส้นอยู่ใกล้กันมากและเฟสต่างกัน 180° คลื่นที่แผ่ออกไปส่วนใหญ่จะหักล้างกันเอง

ถ้าเราถ่างปลายสายนำสัญญาณให้ห่างออกเป็น 2 เส้น การแพร่คลื่นทั้งคู่จะมีโอกาสหักล้างกันได้น้อยลงและพลังงานที่จ่ายให้โหลด (ส่งออกอากาศ) จะได้มากขึ้น การแพร่คลื่นจะเพิ่มขึ้นเต็มที่เมื่อปลายสายอยู่ในแนวเดียวกัน สายอากาศชนิดนี้เรียกว่า “ไดโพล” ความยาวของสายแต่ละข้างเท่ากับ $\lambda/4$ และความยาวรวมเท่ากับ $\lambda/2$ ไดโพลชนิดนี้จึงเรียกว่า “ไดโพลชนิดฮาล์ฟเวฟ (Half-wave dipole)”

ปลายทั้งสองของสายอากาศเสมือนเป็ดวงจร แรงดันจึงมากที่สุดและมีกระแสไหลน้อยที่สุด จุดกลางของสายอากาศซึ่งเรียกว่า “จุดป้อน (Feed point)” จะมีกระแสไหลมากที่สุดและแรงดันน้อยที่สุด ดังนั้นอิมพีแดนซ์ของไดโพลชนิดฮาล์ฟเวฟน่าจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่ความจริงอิมพีแดนซ์เท่ากับ 73 โอห์ม ทั้งนี้เนื่องจากพลังงานบางส่วนสูญเสียในการแพร่กระจายคลื่นออกไปและสะท้อนกลับ

2.13 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง (IF Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางเป็นวงจรขยายที่มีอัตราขยายสูง โดยมีวงจรที่ทำหน้าที่เพิ่มความถี่ให้ตรงกับความถี่กลาง วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางมีลักษณะคล้ายกับวงจรขยายสัญญาณวิทยุ (RF Amplifier) จะแตกต่างกันตรงที่วงจรขยายประเภทนี้จะทำงานในช่วงแบนด์วิดท์แคบๆ และที่ความถี่กลางเท่านั้น (10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์) การออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางนั้นจะทำให้ได้ง่ายกว่าวงจรขยายสัญญาณวิทยุ เนื่องจากความถี่ต่ำกว่าจะมีเสถียรภาพที่ดีกว่าและไม่มีการแพร่กระจายของคลื่น เนื่องจากวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางมีความถี่ที่ทำงานแน่นอน ดังนั้นวงจรขยายจะอาศัยการป้อนของตัวเหนี่ยวนำ โดยใช้การปรับจูนความถี่ 2 ครั้ง (Double-tuned circuit) ดังนั้นวงจรขยายสัญญาณที่ได้จะมีผลตอบสนองความถี่ที่ดี คือ มีเซฟแฟกเตอร์ (Shape factor) และความไว (Sensitivity) ที่ดีกว่า วงจรของภาครับนั้นตัวที่กำหนดอัตราขยายและความไวของเครื่องรับ คือ วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางอาจประกอบด้วย วงจรขยาย 2-5 ตัวต่ออนุกรมกัน ตามรูปที่ 2.46 แสดงวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางประกอบด้วยวงจรขยายย่อยๆ 3 สเตจด้วยกัน

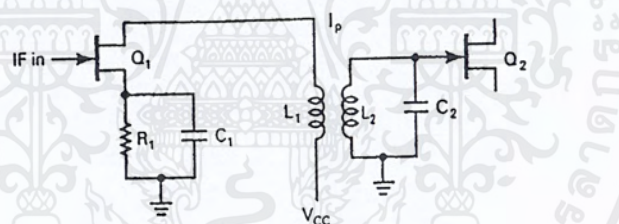


รูปที่ 2.46 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 3 สเตจ

เทคนิคที่ใช้ในการสร้างวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง เช่น

เทคนิคของอินดักทีฟคัปปลิง (Inductive Coupling) เทคนิคนี้อาศัยการถ่ายเทฟลักซ์แม่เหล็กจากด้านอินพุตของหม้อแปลงไปยังด้านเอาต์พุตด้วยอัตราส่วนของการพันหม้อแปลง (Turn Ratio) ของด้านปฐมภูมิ (Primary) และทุติยภูมิ (secondary) แยกได้เป็น 2 ประเภทคือ

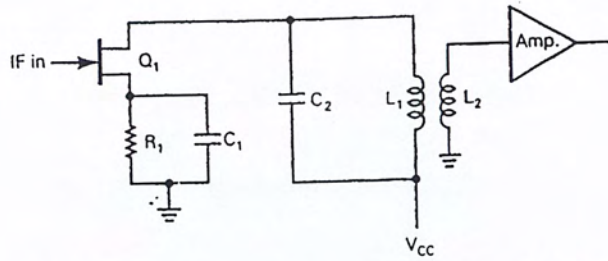
1) หม้อแปลงที่มีการปรับจูน 1 ด้าน (Single-Tuned Transformer) เป็นวงจรที่ประกอบด้วยหม้อแปลง 1 ตัว แสดงในรูปที่ 2.47 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้เป็นตามรูปที่ 2.48 ส่วนในรูปที่ 2.49 เป็นวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ทำการปรับจูนเฉพาะด้านอินพุต (Primary) เท่านั้น



รูปที่ 2.47 หม้อแปลงที่มีการปรับจูน 1 ด้าน

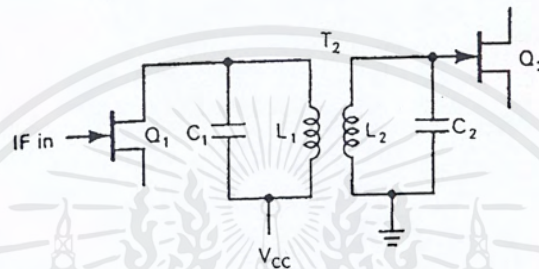


รูปที่ 2.48 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง

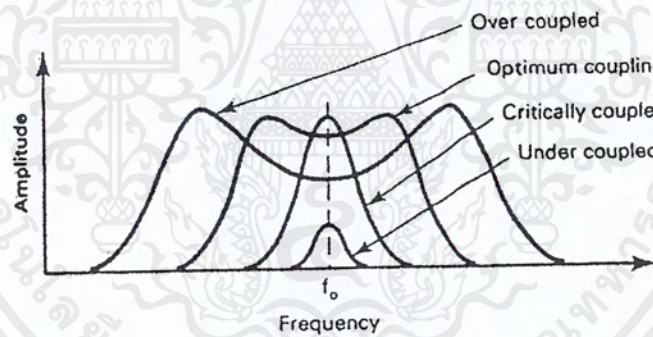


รูปที่ 2.49 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่มีการปรับจูน 1 ด้าน

2) หม้อแปลงที่มีการปรับจูน 2 ด้าน (Double-Tuned Transformer)

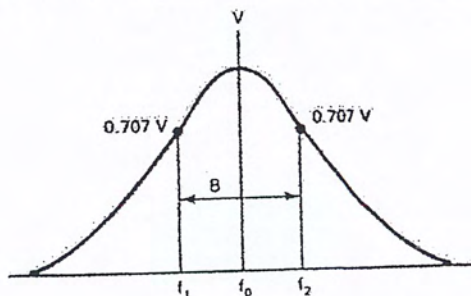


รูปที่ 2.50 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่มีการปรับจูน 2 ด้าน

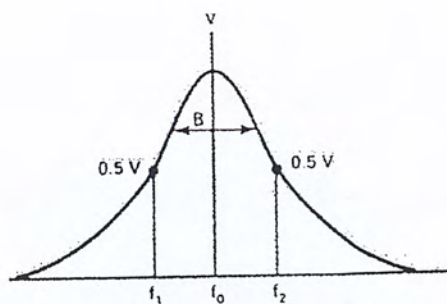


รูปที่ 2.51 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่มีการปรับจูน 2 ด้าน

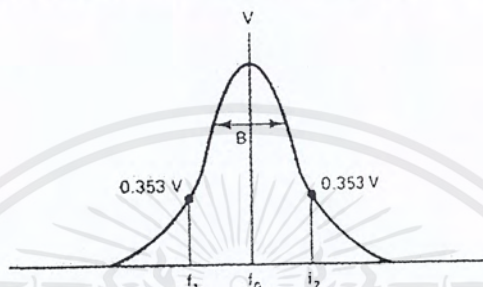
เมื่อทำการนำวงจรขยายสัญญาณความถี่ถึงกลางหลายๆ สเตจมาต่อกัน (Cascade) ผลตอบสนองที่ได้จะมีแบนด์วิดท์แคบลงดังแสดงในรูปที่ 2.52, รูปที่ 2.53 และรูปที่ 2.54 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางจำนวน 1 สเตจ, 2 สเตจ และ 3 สเตจต่อกัน



รูปที่ 2.52 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 1 สเตจ

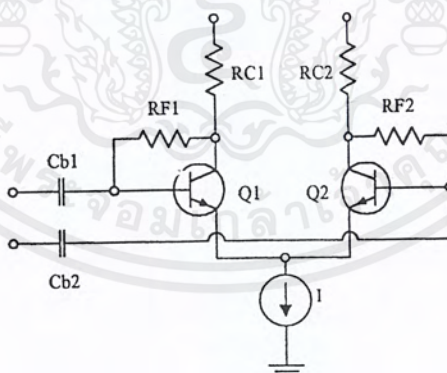


รูปที่ 2.53 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 2 สเตจ



รูปที่ 2.54 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 3 สเตจ

นอกจากวงจรที่กล่าวมาแล้ว วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางบางประเภทอาศัยการทำงานของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลเพอร์ (Differential Pair) ตามรูปที่ 2.55 คุณสมบัติของวงจรนี้คือ มีอัตราขยายสูง, มีอัตราของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: S/N) ที่ดีกว่า เพราะมีการหักล้างของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจร นอกจากนั้นยังเป็นวงจรจำกัดสัญญาณ (Limiter) ได้อีกด้วย (ใช้ในการคีมอคูเลตสัญญาณเอฟเอ็มเพื่อมิให้ขนาดสูงเกินไป)



รูปที่ 2.55 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางแบบดิฟเฟอเรนเชียล

2.14 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator)

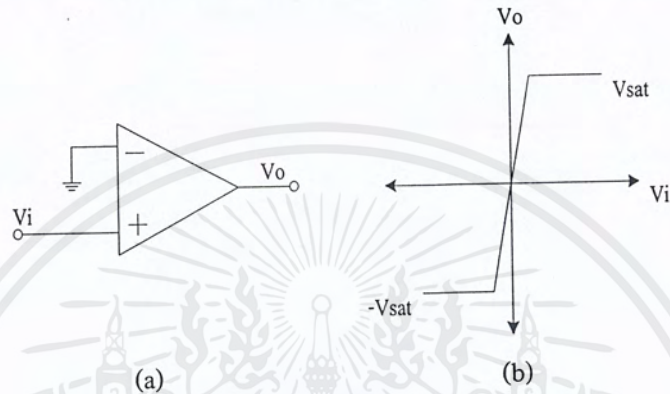
วงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะทำหน้าที่เปรียบเทียบระดับแรงดันสัญญาณเข้าหาหนึ่งกับแรงดันเปรียบเทียบที่เข้าสัญญาณเข้าอีกหาหนึ่ง ระดับแรงดันเปรียบเทียบอาจจะมีค่าเป็นบวก, ลบ หรือศูนย์ก็ได้ วงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะมีประโยชน์หลักในงานประเภทต่างๆ ต่อไปนี้

1. วงจรมิตทริกเกอร์ (Schmitt Trigger) หรือวงจรจัดสัญญาณสี่เหลี่ยม (Squaring Circuit) จะทำหน้าที่จัดรูปของสัญญาณต่างๆ ให้อยู่ในลักษณะของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม

2. วงจรตรวจจับสัญญาณข้ามระดับศูนย์ (Zero Level Detector) ทำหน้าที่แจ้งว่าสัญญาณได้เข้าระดับศูนย์เมื่อใด และกำลังเพิ่มระดับไปในทิศใด

- วงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์สดีง

สัญญาณอินพุตที่จะถูกป้อนเข้าอินพุตขาบวก ส่วนอินพุตขาลบจะถูกต่อลงกราวด์ ถ้า $V_i > 0$ ทั้งผลต่างของแรงดันอินพุตและระดับแรงดันเอาต์พุตต่างก็มีค่าเป็นบวก ในกรณีที่อัตราขยายแบบรอบเปิดมีค่ามากๆ V_o คำน้อยๆ ก็สามารถที่จะทำให้ V_o อยู่ในสภาวะอิ่มตัว หรือ $V_o = V_{sat}$



รูปที่ 2.56 (a) วงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์สดีง

(b) คุณสมบัติอินพุต-เอาต์พุต

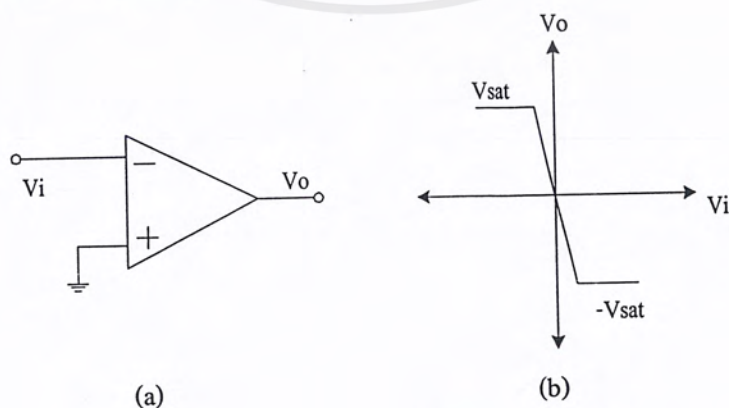
ถ้า $V_i < 0$ ทั้งผลต่างของแรงดันอินพุตและระดับแรงดันเอาต์พุตต่างก็มีค่าเป็นลบ ที่ V_i คำน้อยๆ ก็สามารถที่จะทำให้ V_o อยู่ในสถานะอิ่มตัว โดยทั่วไปจุดเปลี่ยนสถานะถูกสมมติให้อยู่ที่ 0 โวลต์นั่นคือ

$$V_o = V_{sat} \quad \text{for } V_i > 0$$

$$V_o = -V_{sat} \quad \text{for } V_i < 0$$

- วงจรเปรียบเทียบแบบอินเวอร์สดีง

ในทางกลับกันกับวงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์สดีง ถ้าขาบวกต่อลงกราวด์และทำการป้อนสัญญาณอินพุตที่ขาลบจะได้



(a)

(b)

รูปที่ 2.57 (a) วงจรเปรียบเทียบแบบอินเวอร์สดีง

(b) คุณสมบัติอินพุต-เอาต์พุต

$$V_o = V_{sat} \text{ for } V_i < 0$$

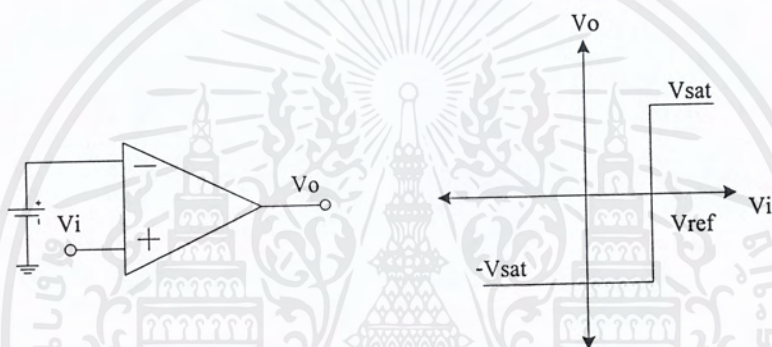
$$V_o = -V_{sat} \text{ for } V_i > 0$$

- วงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์สติดกับไบอัสบวก

จากวงจรในรูปที่ 2.58 แรงดันบวก V_{ref} ถูกป้อนเข้าอินพุตขาบวกและสัญญาณ V_i ถูกป้อนเข้าอินพุตขาบวก เมื่อระดับสัญญาณต่ำกว่า V_{ref} ผลต่างแรงดันอินพุตมีค่าลบและระดับแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าลบ (Negative Saturation Level) ในทางตรงกันข้ามเมื่อระดับสัญญาณอินพุตมีค่าเกินระดับของ V_{ref} ผลต่างแรงดันอินพุตมีค่าเป็นบวกและเอาต์พุตจะเปลี่ยนไปอยู่ในสถานะบวก (Positive Saturation Level) จะได้

$$V_o = V_{sat} \text{ for } V_i > V_{ref}$$

$$V_o = -V_{sat} \text{ for } V_i < V_{ref}$$



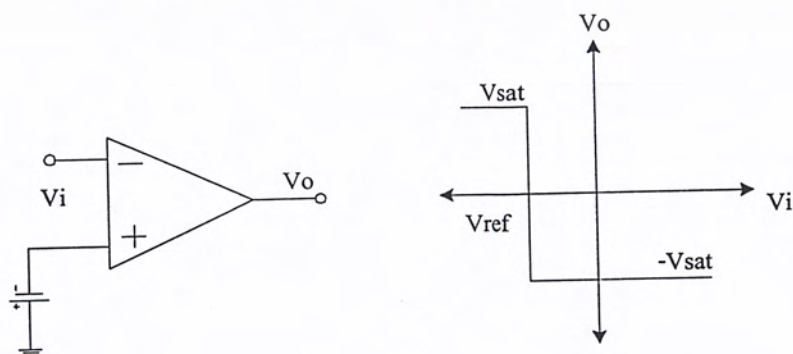
รูปที่ 2.58 แสดงวงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์สติดกับไบอัสบวก

- วงจรเปรียบเทียบแบบอินเวอร์สติดกับไบอัสลบ

พิจารณารูปที่ 2.59 แรงดันลบ $-V_{ref}$ ถูกป้อนเข้าที่อินพุตขาบวกและสัญญาณอินพุต V_i ถูกป้อนเข้าอินพุตขาลบ เมื่อระดับ V_i มีค่ามากกว่าระดับแรงดันไบอัส V_{ref} เป็นผลให้ผลต่างแรงดันอินพุตและระดับแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นบวก จะได้

$$V_o = V_{sat} \text{ for } V_i < V_{ref}$$

$$V_o = -V_{sat} \text{ for } V_i > V_{ref}$$



รูปที่ 2.59 วงจรเปรียบเทียบแบบอินเวอร์สติดกับไบอัสลบ

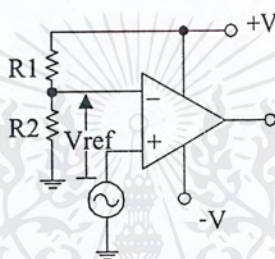
- วงจรเปรียบเทียบในทางปฏิบัติ

เนื่องจากระดับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้แก่อปแอมป์มักจะถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ตลอด ดังนั้นเราอาจจะอาศัยแรงดันไฟฟ้าเพื่อจะสร้างแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง V_{ref} ดังที่แสดงในรูปที่ 2.60

ในทางปฏิบัติอาจให้ R_1 เป็นค่าความต้านทานปรับค่าได้เพื่อสามารถเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงได้ตามต้องการ

เนื่องจากอิมพีแดนซ์จุดสัญญาณเข้ามีค่าสูง กระแสที่ไหลเข้าขาลบจึงมีค่าน้อยมาก ดังนั้นระดับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงจึงมีค่าเท่ากับ

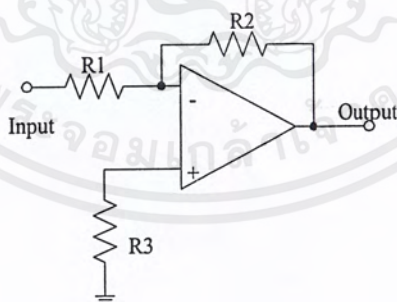
$$V_{ref} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \times V$$



รูปที่ 2.60 วงจรเปรียบเทียบในทางปฏิบัติ

2.15 วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

วงจรขยายแบบกลับเฟสสามารถกำหนดอัตราขยายได้ตามต้องการด้วยส่วนของการป้อนกลับ และวงจรขยายแบบกลับเฟสแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.61



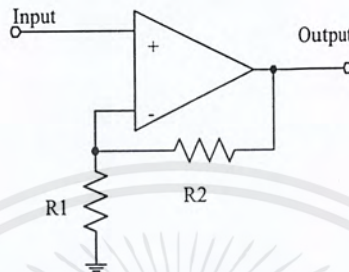
รูปที่ 2.61 วงจรขยายแบบกลับเฟส

จากรูปที่ 2.61 อัตราขยายของวงจรสามารถคำนวณได้ด้วยค่าอัตราส่วนของ R_2/R_1 นั่นคือแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับผลคูณของ R_2/R_1 กับแรงดันอินพุต สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะอยู่ในลักษณะมีเฟสกลับกับอินพุตเพราะเราทำการป้อนสัญญาณเข้าทางขาอินเวอร์ตติงอินพุต

ส่วนหนึ่งที่จะต้องพึงกระทำคือค่า R_3 ควรจะเลือกให้มีค่าใกล้เคียงกับค่าของ R_1 และ R_2 ขนานกัน เพื่อชดเชยการผิดพลาดเนื่องจากแรงดันออฟเซตที่อาจเกิดขึ้นจากกระแสไบอัส

โดยปกติถ้าป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไฟสลับ เอาต์พุตที่ได้ก็จะขึ้นอยู่กับอินพุต จะเห็นได้ว่า ผลตอบสนองต่อความถี่ของออปแอมป์ก็มีส่วนสำคัญ ดังนั้นในการใช้งานจึงต้องระวังไม่ให้เกินขอบเขต ทางด้านความถี่ โดยปกติอาจจะกำหนดค่าไว้ในรูปของอัตราขยายต่อความถี่ที่ค่าสูงสุดไว้

2.16 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Noninverting Amplifier)



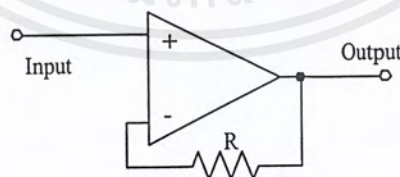
รูปที่ 2.62 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

จากรูปที่ 2.62 เป็นวงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส ซึ่งมีค่าความต้านทานอินพุตสูงมากและ อัตราขยายแรงดันของวงจรกำหนดด้วยค่าความต้านทาน โดยจะมีค่าเท่ากับ $(R_1 + R_2)/R_1$ สิ่งที่ทำให้ วงจรนี้แตกต่างจากวงจรขยายชนิดกลับเฟสคือ เอาต์พุตที่เกิดขึ้นมีเฟสเดียวกับสัญญาณอินพุต นอกจากนี้ วงจรยังให้ค่าความต้านทานอินพุตสูงมาก

ในขณะที่อินพุตอยู่ลอยๆ เลยๆ จะเห็นได้ว่าจะทำให้เอาต์พุตเกิดการอ้อมตัวทันทีนั้น หมายความว่า ระดับแรงดันเอาต์พุตจะเป็นค่าเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยงด้านบวกทันที

2.17 วงจรบัฟเฟอร์ (Buffer)

วงจรบัฟเฟอร์ให้อัตราการขยายเท่ากับ 1 โดยใช้เพื่อเป็นตัวกันชนหรือบัฟเฟอร์ระหว่างสองวงจร ที่ต้องการต่อเชื่อมถึงกัน



รูปที่ 2.63 วงจรบัฟเฟอร์

วงจรนี้จะให้ค่าความต้านทานอินพุตสูงมาก ดังนั้นเมื่อต่อเป็นโหลดของวงจรอื่นก็จะไม่ทำให้ แรงดันเอาต์พุตของวงจรที่จ่ายแรงดันให้นั้นตกลงได้ และในทำนองเดียวกันเมื่อนำไปใช้ขับวงจรอื่น ก็สามารถจ่ายกระแสไปให้วงจรอื่นได้โดยไม่ทำให้ระดับแรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์ตก เพราะ เนื่องจากออปแอมป์มีค่าความต้านทานเอาต์พุตต่ำมาก

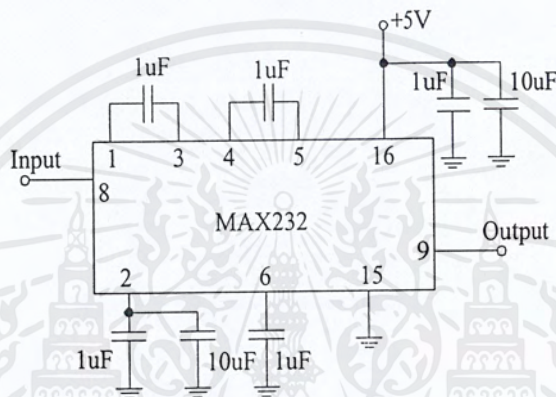
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

ภาคส่ง (Transmitter)

3.1 วงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์จากมาตรฐานอาร์เอส-232 เป็นระดับแรงดันทีทีแอล

วงจรมีหน้าที่ทำการแปลงแรงดันสัญญาณคอมพิวเตอร์จากมาตรฐานอาร์เอส-232 กล่าวคือจากระดับสัญญาณตั้งแต่ -3 ถึง -12 โวลต์ แสดงว่ามีข้อมูล (Mark) และ $+3$ ถึง $+12$ โวลต์ แสดงว่าเป็นช่องว่าง (Space) แปลงระดับแรงดันสัญญาณเป็นแบบทีทีแอล (0 ถึง 5 โวลต์) โดยมีวงจрдังรูปที่ 3.1



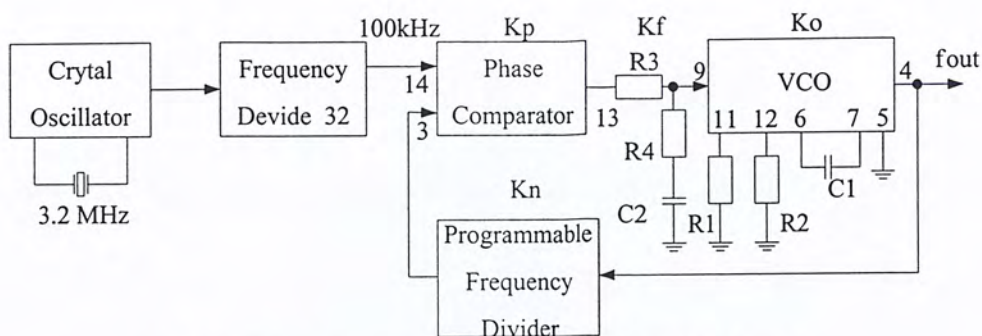
รูปที่ 3.1 วงจรแปลงระดับสัญญาณอาร์เอส-232 (ภาคส่ง)

3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้วิธีเฟสล็อกกลูป

วงจรนี้มีหน้าที่ผลิตความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยนำสัญญาณจากวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์ มาทำการหารความถี่ 32 เท่า โดยใช้ไอซี TC9112 และมาผ่านวงจรเฟสล็อกกลูปโดยใช้ไอซี 4046 เพื่อทำการล็อกความถี่ให้คงที่ตลอดเวลา

วงจรนี้มีส่วนประกอบที่สำคัญดังนี้

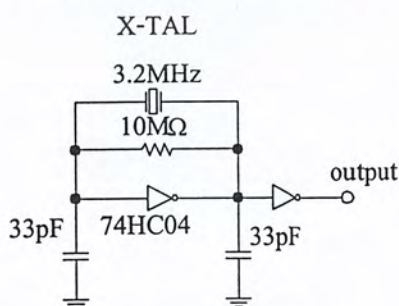
1. วงจรคริสตอลกำเนิดความถี่ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์
2. วงจรหารความถี่ 32 เท่า
3. วงจรเฟสล็อกกลูปมีส่วนประกอบสำคัญดังนี้
 - วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator)
 - วงจรวีซีโอ (Voltage Control Oscillator)
 - วงจรตั้งหาร N เท่า (Programmable Divider)



รูปที่ 3.2 ส่วนประกอบของวงจรกำเนิดความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

3.2.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์

วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ใช้ในการกำเนิดสัญญาณอ้างอิงเริ่มต้นให้กับวงจรในส่วนถัดไป (วงจรหารความถี่) โดยเลือกคริสตอลออสซิลเลเตอร์ เนื่องจากมีเสถียรภาพทางความถี่สูง ซึ่งปกติค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ที่ได้จากออสซิลเลเตอร์ประเภทนี้มีค่าตั้งแต่ 10,000 ขึ้นไป มีความมั่นคงทางความถี่มาก คือ มีการเบี่ยงเบน (Variation) หรือเปลี่ยนแปลงทางความถี่น้อย ประมาณ 1-10 ส่วนในล้านส่วน (1-10 ppm) ในส่วนของการออกแบบวงจรเริ่มต้น จากการเลือกอินเวอร์เตอร์ที่จะใช้ ซึ่งในที่นี้เลือก High Speed CMOS 74HC04 เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีหลายด้าน เช่น กินกระแสเล็กน้อย ทำงานที่ความถี่สูงได้ดี มีอินพุตอิมพีแดนซ์ค่อนข้างมาก ในส่วนของความต้านทานที่ป้อนกลับนี้ มีหน้าที่ในการไบอัสวงจรอินเวอร์เตอร์ ที่ทำงานในโหมดคิซิจิตอลให้สามารถทำงานในโหมดคอนวล็อกได้ ซึ่งปกติจะมีค่าหลายๆ ตามการทดลองเลือกค่าเท่ากับ 10 เมกกะโอห์ม โดยเมื่อต่อความต้านทานเข้าไปแล้วขาอินพุตและขาเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าโวลต์เตจประมาณครึ่งหนึ่งของไฟเลี้ยงวงจร (ประมาณ 2.5 โวลต์) ค่าตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ใช้ในการรักษาเสถียรภาพและการทำชิฟเฟสเพื่อให้เกิดการออสซิลเลต ซึ่งตามที่เราทราบแล้วว่า คริสตอลในวงจรนี้จะประพุดิตัวเหมือนตัวเหนี่ยวนำตัวหนึ่ง ดังนั้นจึงเกิดการออสซิลเลตขึ้น โดยค่าตัวเก็บประจุที่ใช้อยู่ในช่วงต่ำๆ คือ ประมาณ 20 ถึง 100 พิโคฟารัด แต่การทดลองใช้ค่ากลางๆ คือ 33 พิโคฟารัด อินเวอร์เตอร์อีกตัวทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์เพื่อกันในการรบกวนที่มีการโหลดกระแสมาก วงจรอาจไม่เกิดออสซิลเลตได้ โดยวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์

3.2.2 วงจรหารความถี่ 32 เท่า

ทำหน้าที่หารความถี่ที่ได้จากวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 3.2 เมกะเฮิร์ตซ์ ลงมาให้เหลือ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ จึงต้องทำการหารด้วย 32 โดยเลือกใช้ไอซี TC9122 เป็นตัวหาร โดยวิธีการคำนวณหาค่าการตั้งหารมีดังนี้

โดย $A_0 - D_0$ (ขา 3-6) แสดงค่าของเลขฐานสองในหลักหน่วย

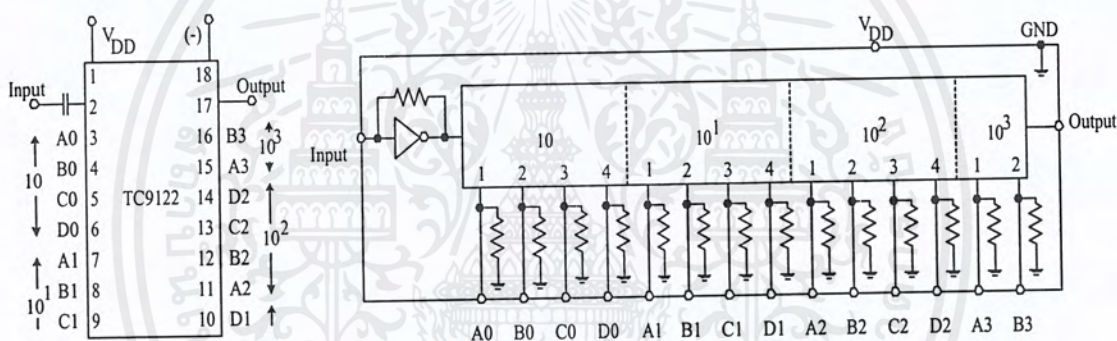
$A_1 - D_1$ (ขา 7-10) แสดงค่าของเลขฐานสองในหลักสิบ

$A_2 - D_2$ (ขา 11-14) แสดงค่าของเลขฐานสองในหลักร้อย

$A_3 - D_3$ (ขา 15-16) แสดงค่าของเลขฐานสองในหลักพัน

ดังนั้นการตั้งหาร 32 ซึ่งมีหลักหน่วย คือ 2 แปลงเป็นเลขฐานสองคือ 0010 และค่าในหลักสิบ คือ 3 แปลงเป็นเลขฐานสองคือ 0011

เพราะฉะนั้นต้องตั้งค่า B_0 , A_1 และ B_1 (ขาที่ 4, 7 และ 8 ของไอซี) เป็น 1 นอกนั้น (ค่า A-D บิตอื่นๆ) ให้เป็น 0 ทั้งหมด



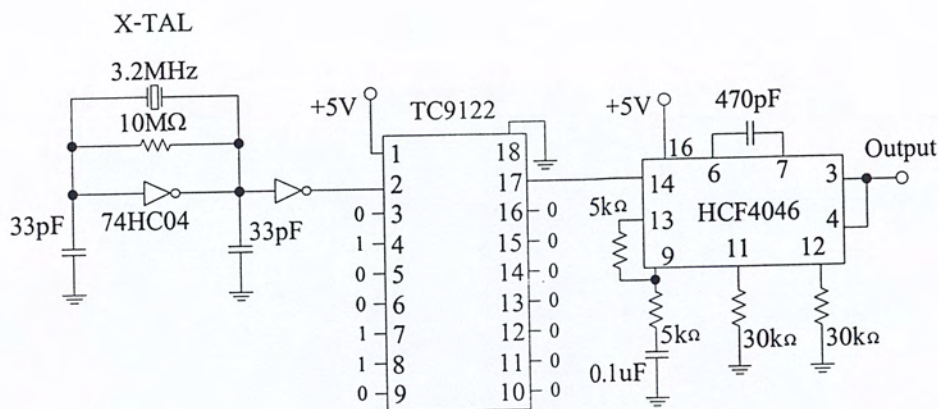
รูปที่ 3.4 วงจรหารความถี่ 32 เท่า (วงจรของไอซี TC9122)

3.2.3 วงจรส่วนเฟสล็อกกลูป

วงจรส่วนเฟสล็อกกลูปทำหน้าที่ล็อกความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ให้คงที่โดยใช้วิธีแบบเฟสล็อกกลูป และทำการมอดูเลตแบบเอฟเอสเค โดยนำสัญญาณดิจิทัลจากคอมพิวเตอร์มาทำการผสมสัญญาณดิจิทัลแบบเอฟเอสเคที่อินพุตของวงจรวีซีโอ เนื่องจากวงจรวีซีโอมีคุณสมบัติคือ ความถี่เอาต์พุตแปรผันตามแรงดันอินพุต โดยเมื่อแรงดันอินพุตมีค่าเป็น 0 โวลต์ ค่าความถี่เอาต์พุตจะเป็น f_0 และเมื่อแรงดันอินพุตมีค่าเป็น 5 โวลต์ ค่าความถี่เอาต์พุตจะเป็น f_1 ดังนั้นจะได้วงจรกำเนิดสัญญาณ 100 กิโลเฮิร์ตซ์แบบเฟสล็อกกลูปดังนี้

จากการคำนวณและการออกแบบวงจรเฟสล็อกกลูปตามค่าข้างต้นจะได้ค่าของส่วนประกอบต่างๆ ดังนี้

$R_1 = R_2 = 5$ กิโลโอห์ม และค่า $C_1 = 0.1$ ไมโครฟารัด ซึ่งจะได้ผลการทดลองและกราฟความสัมพันธ์ของวงจรวีซีโอในผลการทดลองบทที่ 4



รูปที่ 3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ แบบเฟสล็อกกลูป

3.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 144 เมกะเฮิร์ตซ์

3.3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)

การออกแบบวงจรวิธีโอแบบคอลพิตออสซิลเลเตอร์ โดยใช้เจฟต (JFET) J310 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอคัพต (I_D) กับแรงดันที่ใช้ควบคุม (V_{GS}) เป็นไปตามกฎสมการกำลังสอง

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

การคำนวณหาจุด Q ของวงจรวิธีโอจะใช้สมการกฎกำลังสองและสมการโหลดไลน์ (Load Line) ของไบอัสตัวเอง (self-bias) คือ

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

แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของเจฟต J310 จากตารางนี้

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

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

$$R_S = 100\ \Omega$$

ทำการแก้สมการเพื่อหาจุด Q ดังนั้นจะได้ค่าต่างๆ ดังนี้

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

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

และคำนวณหาค่า L, C_1 และ C_2 ได้จากสมการ

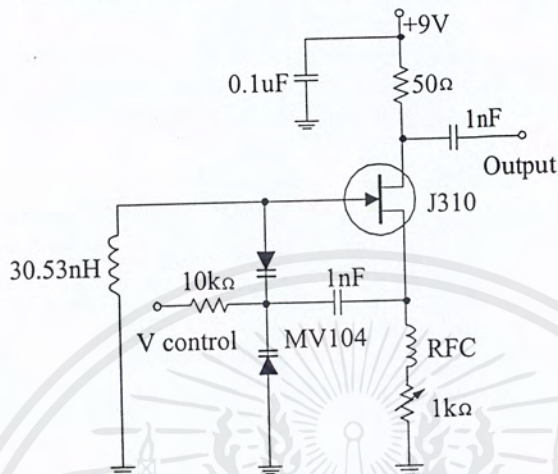
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

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

โดย f คือ ความถี่ที่ต้องการ

โดยที่ C_T เปิดจากค่าตัวชี้ของ MV104 ได้ค่าจากตารางของรีเวอร์สไบอัสโวลต์เตจ (Reverse Bias Voltage) กับค่าของไดโอดคาปาซิแตนซ์ (Diode Capacitance) จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ โดยการแทนค่าสูตรในสมการที่ 3.3 และ 3.4

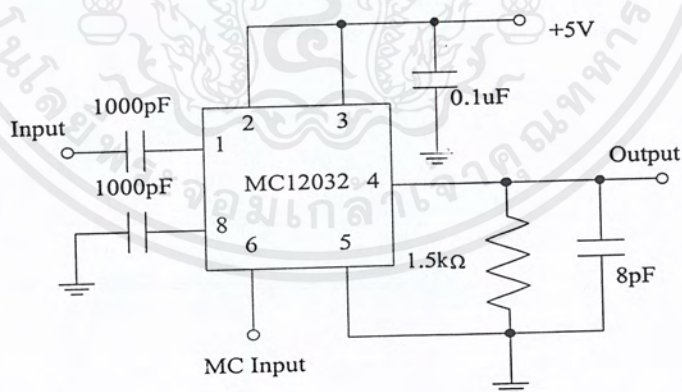
จะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน ดังรูป



รูปที่ 3.6 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดันที่มีความถี่ 144 เมกะเฮิรตซ์

3.3.2 วงจรฟรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

ฟรีสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลง เพื่อจะทำการป้อนให้กับวงจรเปรียบเทียบเฟสได้ ไอซี MC12032 ซึ่งจะถูกตั้งหารเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูป 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรฟรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสโดยใช้ไอซี MC12032

3.3.3 วงจรเปรียบเทียบเฟส

เป็นวงจรที่ใช้เปรียบเทียบเฟสของสัญญาณที่ได้มาจากวงจรวิธีล็อกกับเฟสของความถี่อ้างอิง โดยวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถผลิตความถี่ได้ตรงตามความถี่ที่เราต้องการก็ต่อเมื่อเฟสของทั้งสองส่วนนี้เท่ากัน ในการทดลองนี้จะใช้ไอซี MC145152 ซึ่งเป็นไอซีที่สามารถโปรแกรมได้ 16 บิต โดย 10 บิตบนจะกำหนดจาก N เคนเตอร์ และ 6 บิตล่างจะกำหนดจาก A เคนเตอร์

การออกแบบเรากำหนดให้ภายในไอซีมีความถี่อ้างอิง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งในส่วนของความถี่อ้างอิงนี้จะใช้คริสตัลลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์ เป็นตัวอ้างอิงโดยเราสามารถหาความถี่ของคริสตัลลออสซิลเลเตอร์ให้มีความถี่เท่ากับความถี่อ้างอิงที่เราต้องการคือ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ได้โดยการกำหนดค่า RA0, RA1 และ RA2 ซึ่งจะต่อเข้ากับขา 4, 5 และ 6 ของตัวไอซีเป็นค่า 1, 0 และ 1 ตามลำดับก็จะทำให้ได้ค่าความถี่อ้างอิงออกที่ขา OSC_{out} (ขา 26) มีค่าเท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามที่เรากำหนดไว้

การที่เราจะโปรแกรมให้วงจรสามารถผลิตความถี่ที่ต้องการนั้น สามารถคำนวณได้จากสมการ

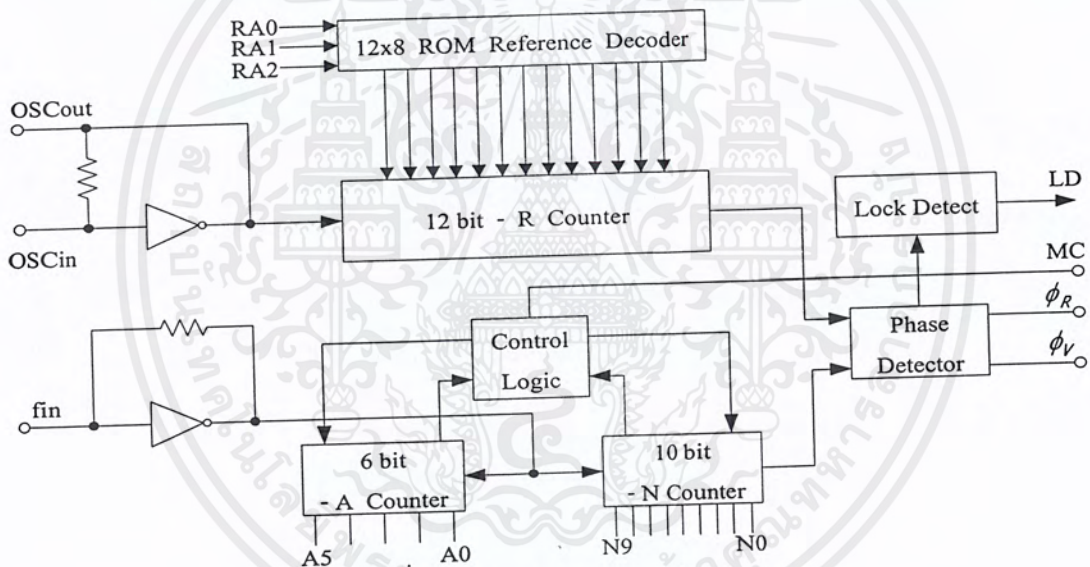
$$N_t = NP + A \quad (3.5)$$

โดยที่ N_t คือ ความถี่ที่เราต้องการหารด้วยค่าความถี่อ้างอิง

N คือ ตัวโปรแกรม $N_0 - N_9 = 10$ บิต ซึ่งเป็นตัวหารตั้งแต่ 63-1023

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

P คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์



รูปที่ 3.8 ส่วนประกอบต่างๆ ของไอซี 145152

3.3.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

โดยการออกแบบวงจรแบ่งเป็น

- คริสตัลลออสซิลเลเตอร์ เลือกใช้ความถี่ 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์
- $C_1, C_2 = 33$ พิโคฟาร์ด
- เลือกค่าความกว้างช่องสัญญาณที่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์
- ต้องหารคริสตัลด้วย 1024 ดังนั้นต้องตั้งค่า RA2, RA1 และ RA0 ให้หาร 1024 ก็คือการตั้งด้วย 1, 0 และ 1 ตามลำดับ
- ตั้งค่า $N_0 - N_9$ และ $A_0 - A_5$

$$\begin{aligned}
 \text{ความถี่ที่จะล็อก} &= [(N_0 - N_9) \times 64] + (A_0 - A_5) \\
 144\text{MHz}/10\text{kHz} &= [(N_0 - N_9) \times 64] + (A_0 - A_5) \\
 14400 &= [(225) \times 64] + 0 \\
 \text{เพราะฉะนั้น} \quad N_9 - N_0 &= 225 = 0011100001 \\
 A_5 - A_0 &= 0 = 000000 \\
 \text{โมดูลัสคอนโทรลดิวิไจเซอร์} &= (225 - 0) / 225 = 100\%
 \end{aligned}$$

3.3.5 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

การคำนวณวงจรลูปฟิลเตอร์สามารถทำได้ ดังนี้

$$f_o = 144\text{MHz}$$

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

(ความกว้างของช่อง)

$$f_b = 0.01f_s = 0.01(10\text{kHz}) = 100\text{Hz}$$

(แบนด์วิธของลูป)

$$f_{rc} = 20f_b = 20(100\text{Hz}) = 2\text{kHz}$$

$$\xi = 0.8$$

(แดมป์อิงแฟกเตอร์ของลูป)

$$V_{DD} = 9\text{V}$$

$$C_1 = 0.1\mu\text{F}$$

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

$$K_{vco} = 2\pi \left(\frac{\Delta f_{vco}}{\Delta V_{vco}} \right) = 50.41 \times 10^6 \text{ rad/V}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1} + \sqrt{(2\xi^2 + 1)^2 + 1}} = 287.69 \text{ rad/sec}$$

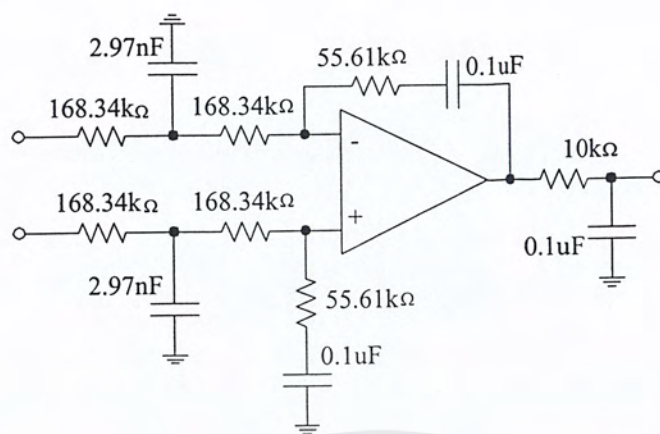
$$N_t = \frac{f_o}{f_s} = 14400$$

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{vco}}{C_1 \omega_n^2 N_t} = 336.38 \text{ k}\Omega$$

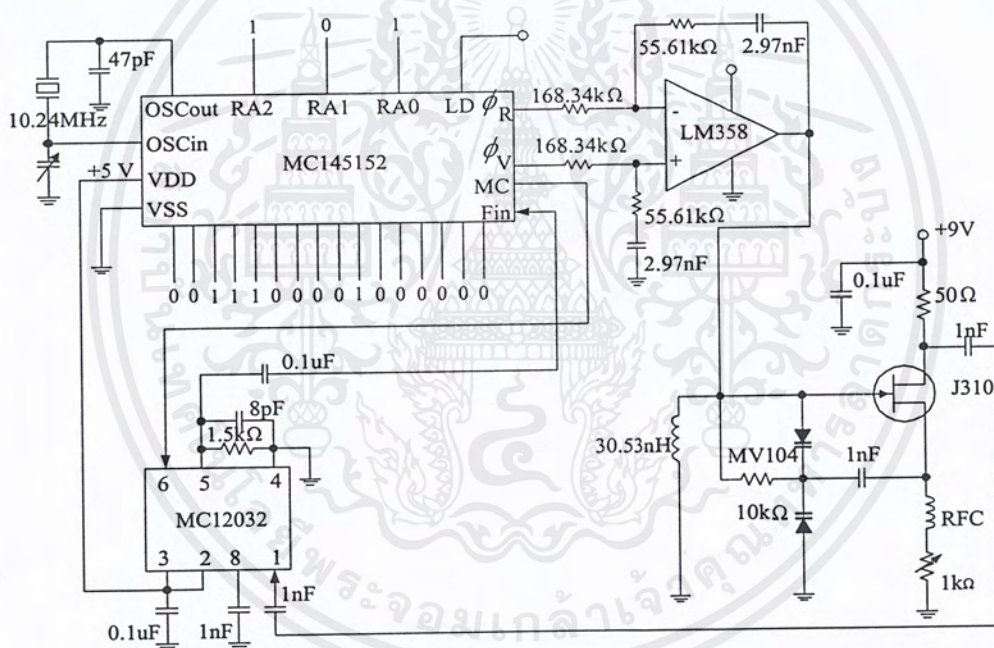
$$R_2 = \frac{2\xi}{\omega_n C_1} = 55.61 \text{ k}\Omega$$

$$C_c = \frac{2}{R_1 f_{rc}} = 2.97 \text{ nF}$$

จากค่าที่คำนวณได้ จะได้รูปวงจรดังนี้



รูปที่ 3.9 วงจรรูปฟีดแบ็คของวงจรสร้างคระห์ความถี่ที่ 144 เมกกะเฮิรตซ์

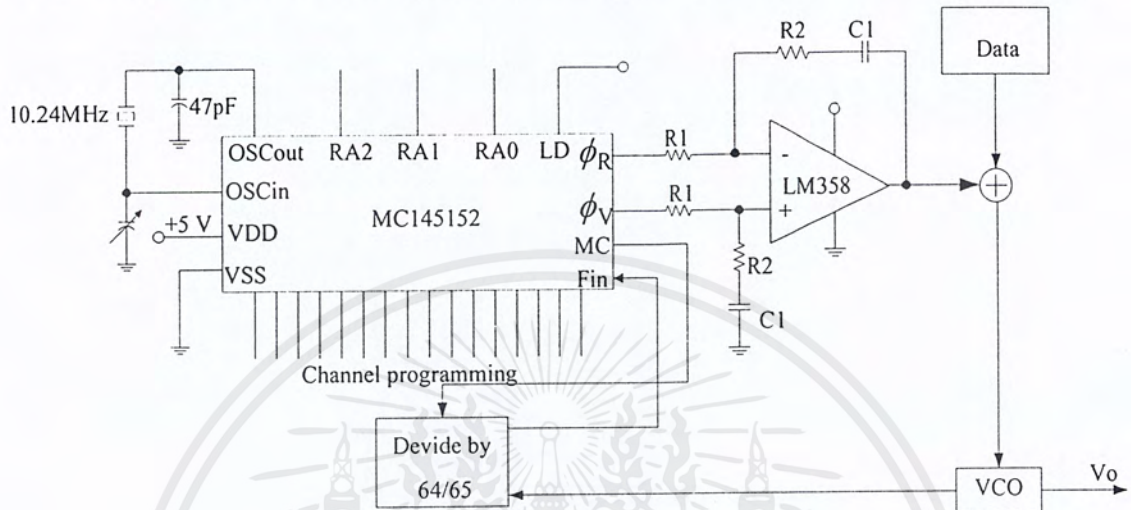


รูปที่ 3.10 วงจรสร้างคระห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 144 เมกกะเฮิรตซ์

3.4 วงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ (FSK Modulator)

การมอดูเลตสัญญาณแบบเอฟเอสเคนั้นจะทำการมอดูเลตในรูปของวงจรสร้างคระห์ความถี่ โดยนำสัญญาณอินพุตที่จะมอดูเลตมารวมกับขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงที่ไปควบคุมวงจรวีซีโอ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าตรงที่ส่งไปควบคุมวารีแคปก็จะไม่คงที่ โดยจะเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณอินพุต วงจรวีซีโอจะกำเนิดความถี่ออกมาค่าต่างๆ กัน โดยที่ความถี่เบี่ยงเบนก็จะขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายของวงจรวีซีโอ (K_{vco}) โดยที่ $K_{vco} = 2\pi\Delta f/\Delta V$ และค่าความแตกต่างของสัญญาณอินพุตที่นำมามอดูเลต (ΔV)

ในโครงงานนี้จะนำสัญญาณอินพุตที่เข้ามามอดูเลตกับแรงดันไฟตรงที่มาจากอุปกรณ์ของวงจรสร้างความถี่ ซึ่งตั้งค่าไว้ที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยขณะไม่มีสัญญาณมอดูเลตแรงดันควบคุมจะเท่ากับ V_c และกำเนิดความถี่ที่ f_c เท่ากับ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ เมื่อมีสัญญาณมอดูเลตเข้ามามีค่าเฉลี่ยเท่ากับ ΔV_i ดังนั้นแรงดันไฟตรงที่เข้ามาควบคุมวริแคปจะได้เท่ากับ $V_c + \Delta V_i$ และกำเนิดความถี่ $f_c + \Delta f_i$



รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อก

3.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

3.5.1 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่ใช้ไอซี 2N3866

(2N3866 Design for RF-Small signal amplifier)

กำหนดให้ไบอัสทรานซิสเตอร์ $V_{CE} = 15V_{DC}$ และ $I_C(DC) = 50mA_{DC}$ จากค่าตัวชี้ 2N3866 จะได้ค่าเอสพารามิเตอร์ ดังนี้

$$S_{11} = 0.563 \angle -187.446^\circ$$

$$S_{12} = 0.05 \angle 70^\circ$$

$$S_{21} = 6 \angle 80^\circ$$

$$S_{22} = 0.418 \angle -38^\circ$$

จากนั้นทำการคำนวณหาค่าต่างๆ ดังนี้

1. หาค่า D_s

$$\begin{aligned} D_s &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\ &= 0.064 \angle -28.54^\circ \quad |\Delta| = 0.064 \end{aligned}$$

2. คำนวณหาค่าความเสถียรภาพ (Stability : K) ได้ดังนี้

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

$$= 0.854$$

ได้ค่า $K < 1$ วงจรขยายสัญญาณอยู่ในสถานะโพเทนเชียล อันสเทบิลิตี้

3. หาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิด-โหลดของวงจรขยายสัญญาณ เพื่อใช้ในการแมตช์อิมพีแดนซ์กับวงจรอื่นๆ

- หาค่า C_1

$$\begin{aligned} C_1 &= S_{11} - D_s S_{22}^* \\ &= 0.589 \angle -187.41^\circ \end{aligned}$$

- หาค่า C_2

$$\begin{aligned} C_2 &= S_{22} - D_s S_{11}^* \\ &= 0.453 \angle -37.75^\circ \end{aligned}$$

- หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$\begin{aligned} r_{s2} &= \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \\ &= 1.882 \angle -187.41^\circ \end{aligned}$$

- หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$\rho_{s1} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \right| = 0.958$$

- หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$\begin{aligned} r_{s2} &= \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2} \\ &= 2.654 \angle -37.75^\circ \end{aligned}$$

- หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$\rho_{s2} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2} \right| = 1.758$$

- หาค่าอัตราขยายสูงสุด (Maximum Available Gain : MAG)

$$G_{MAG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} = \frac{6}{0.05} = 120 (20.79 \text{ dB})$$

- หาค่าอัตราขยายที่ต้องการ (Specific Gain)

$$G = \frac{\text{Gain desired}}{|S_{21}|^2} = \frac{100}{6^2} = 2.78$$

- หาจุดศูนย์กลางของวงกลมที่มีอัตราขยายคงที่

$$r_o = \frac{G C_2^*}{1 + D_2 G} = \frac{2.78 (0.453 \angle 37.75^\circ)}{1 + 0.17 (2.78)} = 0.855 \angle 37.75^\circ$$

- หาค่าของวงกลมที่มีอัตราขยายคงที่

$$\rho_o = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}||S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2 G} = 0.353$$

- หาสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งจ่าย โดยหาจากสมิทชาร์ท (Smith chart) เลือก

$Z_L = 2 + j1.4$ จะได้

$$\Gamma_1 = \frac{2 + j1.4 - 1}{2 + j1.4 + 1} = \frac{1 + j1.4}{3 + j1.4} = \frac{1.72 \angle 54.46^\circ}{3.31 \angle 25.01^\circ} = 0.52 \angle 29.45^\circ$$

$$\Gamma_s = \left(\frac{S_{11} - \Delta \Gamma_1}{1 + S_{22} \Gamma_1} \right)^* = 0.757 \angle -184.71^\circ$$

$$Z_{in} = 0.14 + j0.03$$

ดังนั้นจะได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ ดังนี้

$$Z_{in} = 7 + j1.5$$

$$Z_{out} = 100 - j70$$

คำนวณการอินพุตแมตซิ่ง (Input Matching)

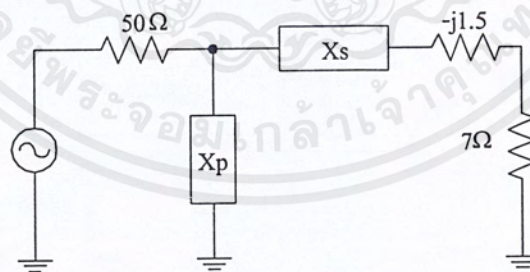
$$Q = 2.47$$

$$X_s = QR = 17.29$$

$$X_p = \frac{R}{Q} = 20.24$$

$$X_s = L = 21.36 \text{ nH}$$

$$X_p = C = 56.167 \text{ pF}$$



รูปที่ 3.12 วงจรแมตซิ่งอิมพีแดนซ์ด้านอินพุต

คำนวณการเอาต์พุตแมตซิ่ง (Output Matching)

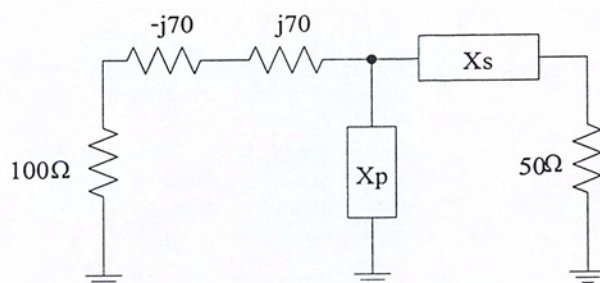
$$Q = 1$$

$$X_s = 50 \times 1 = 50$$

$$X_p = \frac{100}{1} = 100$$

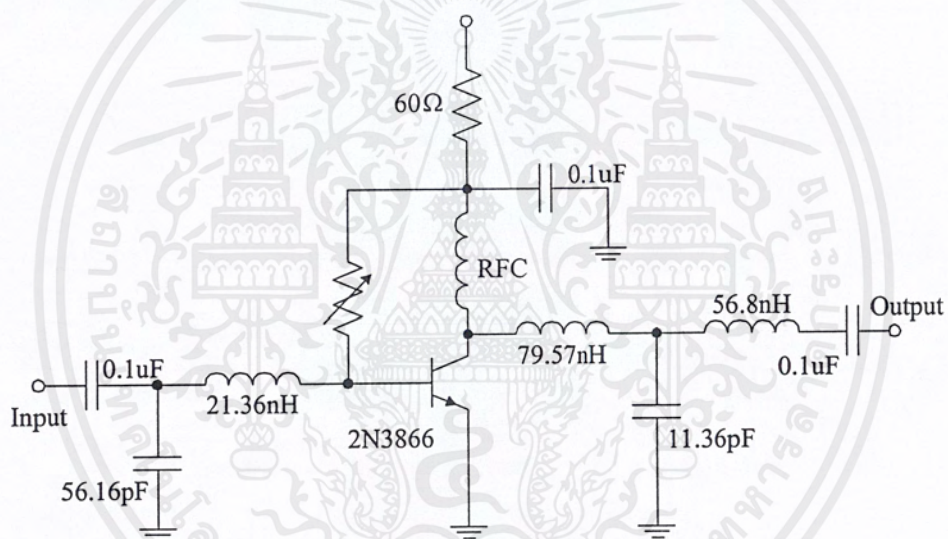
$$X_s = L = 56.84 \text{ nH}$$

$$X_p = C = 11.368 \text{ pF}$$

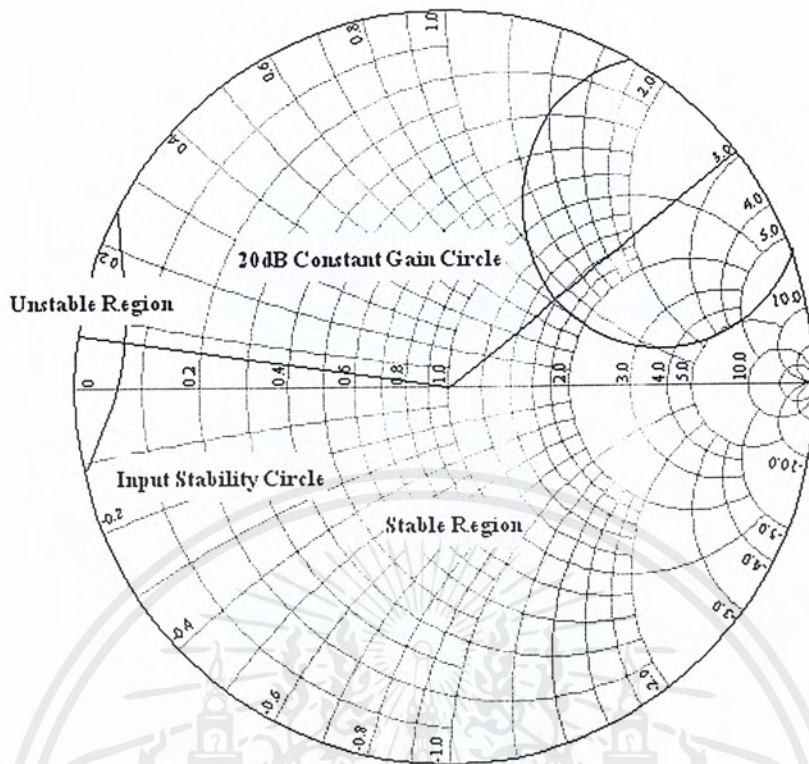


รูปที่ 3.13 วงจรแมตซิ่งอิมพีแดนซ์ด้านเอาต์พุต

ดังนั้นจะได้รูปวงจรรวมขยายสัญญาณความถี่วิทยุขนาดเล็ก (RF Amplifier) ได้ดังนี้



รูปที่ 3.14 วงจรรวมของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ



รูปที่ 3.15 สมิทชาร์ทที่ใช้ในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุด้วย 2N3866

3.5.2 วงจรขยายกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ใช้ไอซี 2N3866

(2N3866 Design for RF-low power amplifier)

จากค่าชี้ทของ 2N3866 จะได้ข้อมูลต่างๆ ที่ใช้ในการออกแบบดังนี้

$$P_{out} = 1.0 \text{ W}$$

$$V_{CE} = 28 \text{ V}_{dc}$$

$$Z_{in} = 0.08 - j0.26$$

$$Z_{out} = 0.8 - j3.3$$

จะได้รูปและค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance Network) ดังนี้ $Z_{in} = 4 - j13$

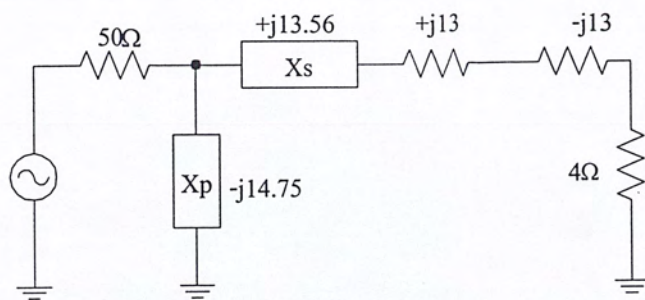
$$Q = \sqrt{\frac{50}{4} - 1} = 3.4$$

$$X_p = \frac{R_p}{Q} = 14.75 \Omega = C = 77.07 \text{ pF}$$

$$X_s = R_s Q = 13.56 \Omega = L = 15.41 \text{ nH}$$

$$\text{แต่ } L \text{ เดิม} = 13 \Omega = 14.77 \text{ nH}$$

$$X_{total} = 30.18 \text{ nH}$$



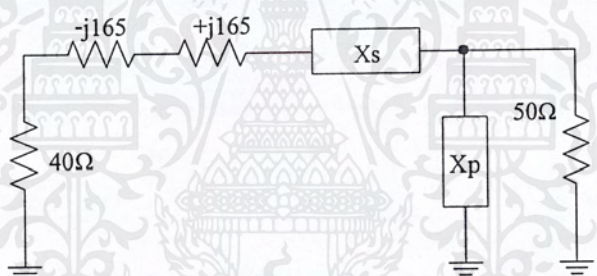
รูปที่ 3.16 วงจรเมตซิงอิมพีแดนซ์ด้านอินพุต

จะได้รูปและค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (Output Impedance Network) ดังนี้ $Z_{out} = 40 - j165$

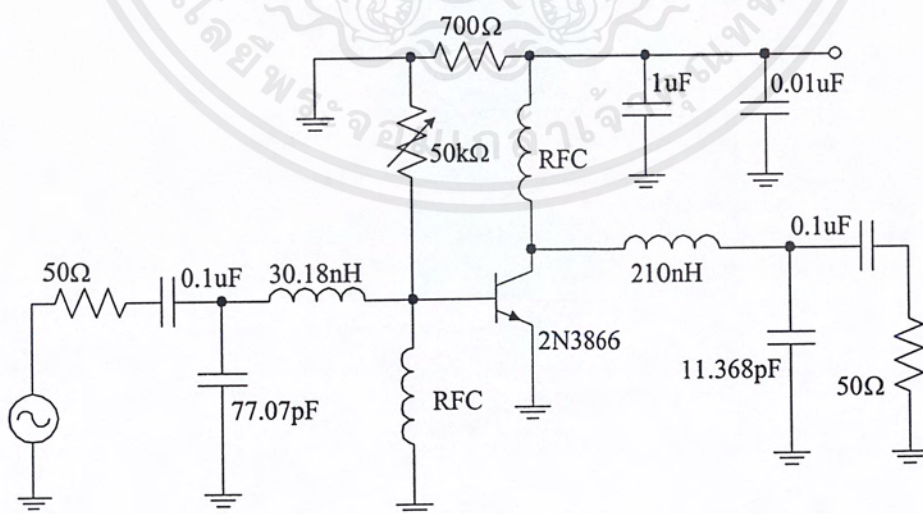
$$Q = \sqrt{\frac{50}{40}} - 1 = 0.5$$

$$X_p = \frac{R_p}{Q} = 100 \Omega = C = 11.368 \text{ pF}$$

$$X_s = R_s Q = 20 \Omega \text{ รวม } L \text{ เดิม } 165 \Omega \\ = 185 \Omega = L = 210.311 \text{ nH}$$



รูปที่ 3.17 วงจรเมตซิงอิมพีแดนซ์ด้านเอาต์พุต



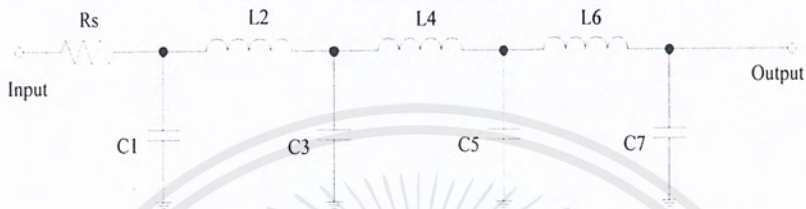
รูปที่ 3.18 วงจรรวมของวงจรขยายกำลังสัญญาณความถี่วิทยุ

3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์

ออกแบบโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟอันดับที่ 7 โดยใช้ค่าจากตารางที่ 3.1 จะได้วงจรดังรูปที่ 3.19

N	R_S/R_L	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7
7	1.00	1.262	1.520	2.239	1.680	2.239	1.520	1.262

ตารางที่ 3.1 ค่าออร์มอลไลซ์ของวงจรแบบเชบีเชฟ รีปเปิ้ล 0.1 เดซิเบล



รูปที่ 3.19 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟอันดับ 7

ค่าของ L และ C ที่นำมาต่อในวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้

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

$$L = \frac{R L_n}{2\pi f_c}$$

เมื่อ C_n , L_n คือ ค่าออร์มอลไลซ์จากตารางที่ 3.1

R คือ ค่าความต้านทานของโหลดเท่ากับ 50 โอห์ม

f_c คือ ค่าความถี่เท่ากับ 150 เมกกะเฮิร์ตซ์

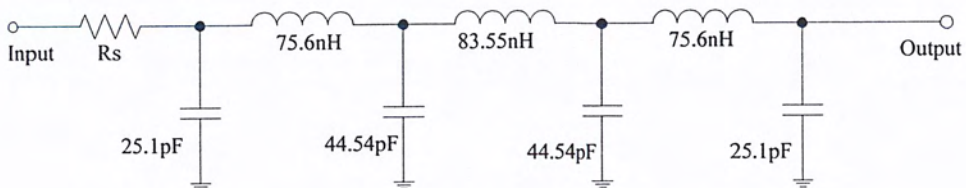
ทำการแทนค่าสมการได้ค่า C และ L ดังต่อไปนี้

$$C_1 = C_7 = 25.1 \text{ pF}$$

$$L_2 = L_6 = 75.6 \text{ nH}$$

$$C_3 = C_5 = 44.54 \text{ pF}$$

$$L_4 = 83.55 \text{ nH}$$



รูปที่ 3.20 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์

ภาครับ (Receiver)

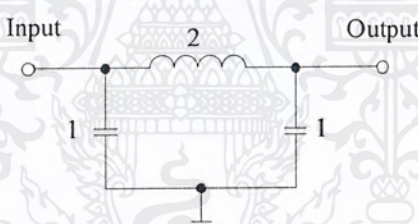
3.7 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 144 เมกะเฮิรตซ์

ออกแบบโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบแบตเตอรี่เวอร์อันดับที่ 6 โดยที่วงจรนี้ใช้กรองสัญญาณเฉพาะช่วงที่ใช้งานผ่าน ซึ่งในการออกแบบต้องออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านก่อน แล้วจึงค่อยแปลงเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอีกทีหนึ่ง

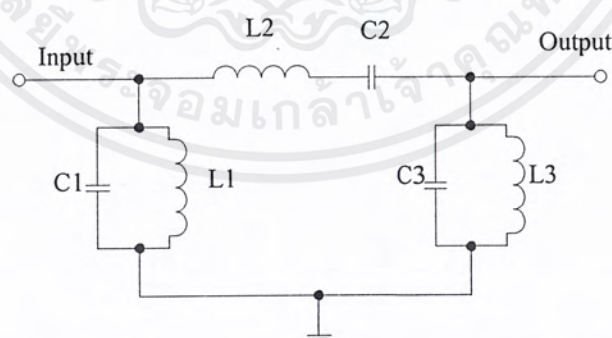
การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแบตเตอรี่เวอร์อันดับที่ 3 โดยใช้ค่าจากตารางที่ 3.2 จะได้วงจรดังรูปที่ 3.21 แล้วแปลงเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านโดยการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำขนานและตัวเก็บประจุอนุกรมเข้าไปดังรูปที่ 3.22

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 3.2 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรแบบแบตเตอรี่เวอร์



รูปที่ 3.21 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแบตเตอรี่เวอร์อันดับ 3



รูปที่ 3.22 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบแบตเตอรี่เวอร์อันดับที่ 6

ค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่นำมาต่อในวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้ 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 3.2

R คือ ค่าความต้านทานของโหลดเท่ากับ 50 โอห์ม

B คือ ค่าความกว้างของช่วงผ่าน (แบนด์วิดท์ 3 เดซิเบล)

เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบ จึงกำหนด B เท่ากับ 15 เมกกะเฮิร์ตซ์

f คือ ค่ากลางของช่วงความถี่ที่ยอมให้ความถี่ผ่าน เท่ากับ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์

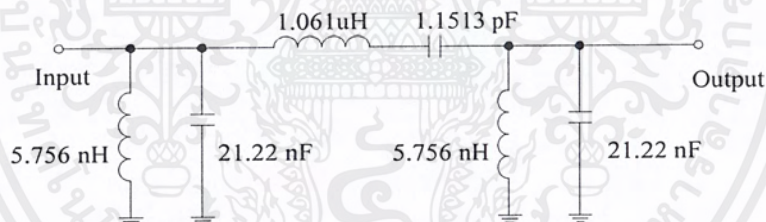
ทำการแทนค่าสมการได้ค่า C และ L ดังต่อไปนี้

$$C_1 = C_3 = 21.22 \text{ nF}$$

$$C_2 = 1.1513 \text{ pF}$$

$$L_1 = L_3 = 5.756 \text{ nH}$$

$$L_2 = 1.061 \text{ uH}$$



รูปที่ 3.23 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์

3.8 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่ใช้ไอซี BFR90 (BFR90 Design for RF-Small Signal Amplifier)

โดยกำหนดให้ไบอัสทรานซิสเตอร์ $V_{CE} = 5V_{DC}$ และ $I_C = 10mA_{DC}$ จากค่าดัชนี BFR90 จะได้ค่าของเอสพารามิเตอร์ดังนี้

$$S_{11} = 0.33 \angle -75^\circ$$

$$S_{12} = 0.04 \angle 65^\circ$$

$$S_{21} = 12.33 \angle 115^\circ$$

$$S_{22} = 0.64 \angle -25^\circ$$

จากนั้นทำการคำนวณหาค่าต่างๆ ดังนี้

1. หาค่า D_S

$$\begin{aligned} D_S &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\ &= 0.49 \angle -24.51^\circ \end{aligned}$$

2. คำนวณหาค่าความเสถียรภาพ (Stability : K) ได้ดังนี้

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

$$= 0.73$$

ได้ค่า $K < 1$ วงจรขยายสัญญาณอยู่ในสถานะโพเทนเชียล อันสแตบิลิตี้

3. หาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิด-โหลดของวงจรขยายสัญญาณ เพื่อใช้ในการแมตชิ่งอิมพีแดนซ์กับวงจรอื่นๆ

- หาค่า C_1

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

$$= 0.39 \angle 235.061^\circ$$

- หาค่า C_2

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

$$= 0.62 \angle -39.47^\circ$$

- หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$r_{s2} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2}$$

$$= 3 \angle 124.939^\circ$$

- หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$\rho_{s1} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_s|^2} \right| = 3.79$$

- หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$r_{s2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2}$$

$$= 3.64 \angle 39.47^\circ$$

- หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$\rho_{s2} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_s|^2} \right| = 2.9$$

- หาค่าอัตราขยายสูงสุด (Maximum Available Gain : MAG)

$$G_{MAG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} = \frac{12.33}{0.04} = 308.25 (24.88 \text{ dB})$$

- หาค่าอัตราขยายที่ต้องการ (Specific Gain)

$$G = \frac{\text{Gain desired}}{|S_{21}|^2} = \frac{100}{12.33^2} = 0.65$$

- หาจุดศูนย์กลางของวงกลมที่มีอัตราขยายคงที่

$$r_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2 G} = \frac{0.65(0.62 \angle 39.47^\circ)}{1 + 0.65(0.17)} = 0.36 \angle 39.47^\circ$$

- หารัศมีของวงกลมที่มีอัตราขยายคงที่

$$\rho_o = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}||S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2 G} = 0.717$$

- หาสมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งจ่าย โดยหาจากสมิทชาร์ท (Smith chart) เลือก

$$Z_L = 1 (\Gamma_L = 0) \text{ จะได้}$$

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

$$= S_{11} = 0.33 \angle -75^\circ$$

$$Z_s = \frac{1 + 0.33 \angle -75^\circ}{1 - 0.33 \angle -75^\circ} = 0.9499 - j0.679$$

$$Z_{in} = Z_s \times 50 = 47.49 - j33.95$$

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

จากนั้นนำค่า Z_{in} และ Z_{out} ไปคำนวณวงจรแมตซ์ชิงอิมพีแดนซ์

ที่อินพุตจาก $Z_{in} = 47.49 - j33.95$

$$\text{คำนวณหาค่า } Q = \sqrt{\frac{R}{R_{in}} - 1} = 0.229$$

$$X_p = \frac{R}{Q} = 217.48$$

$$X_s = RQ = 10.87$$

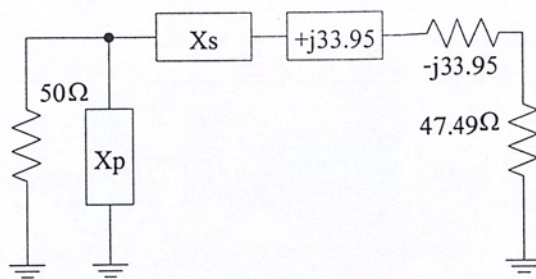
เลือก X_s ให้เป็นค่าอินดักแตนซ์ $X_s = 10.87 + 33.95 = 44.82$

$$X_s = X_L \text{ และ } X_p = X_c$$

$$X_s = +j44.82 \times L \quad L = \frac{44.82}{2\pi \times 70 \times 10^6} = 102 \text{ nH}$$

$$X_p = -j217.48 \times C \quad C = \frac{1}{2\pi \times 70 \times 10^6 \times 217.48} = 10 \text{ pF}$$

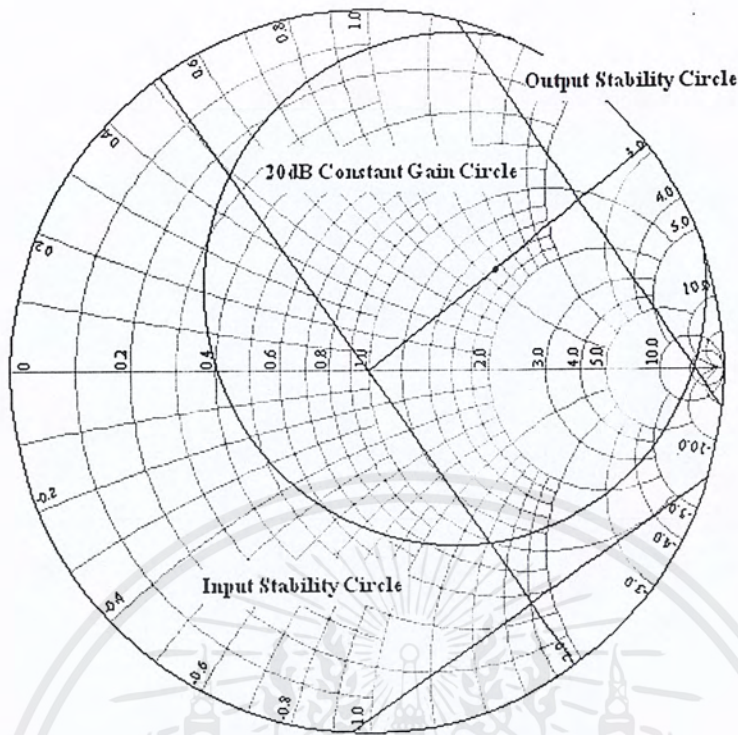
ที่เอาต์พุต $Z_{out} = 50$ ดังนั้นไม่ต้องทำการแมตซ์ชิง



รูปที่ 3.24 วงจรแมตชิงอินพุตของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 3.25 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่ใช้ BFR90



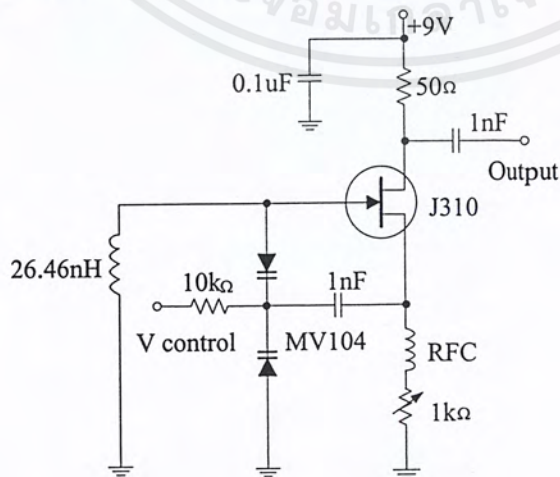
รูปที่ 3.26 สมิทาร์ทของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุขนาดเล็ก

3.9 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ใช้วิธีการเดียวกับวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยแบ่งเป็นส่วนๆ ดังนี้

3.9.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)

โดยที่ C_T เปิดจากค่าดัชนีของ MV104 ได้ค่าจากตารางของรีเวอร์สไบอัสโวลต์ตรงกับค่าของไดโอดคาปาซิแตนซ์จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ โดยการแทนค่าสูตรในสมการที่ 3.3 และ 3.4 จะได้วงจรดังรูป



รูปที่ 3.27 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดันที่ความถี่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

3.9.2 วงจรพรีสเกลเลอ์แบบสองโมดูลัส

การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอ์แบบสองโมดูลัสสำหรับความถี่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ใช้วิธีการเดียวกันกับความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ และมีรูปวงจรเช่นเดียวกัน

3.9.3 วงจรเปรียบเทียบเฟส

เรากำหนดให้ภายในไอซีมีความถี่อ้างอิง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ เช่นเดียวกับความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งในส่วนของความถี่อ้างอิงนี้จะใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์ เป็นตัวอ้างอิงโดยเราจะสามารถหารความถี่ของคริสตอลออสซิลเลเตอร์ให้มีความถี่เท่ากับความถี่อ้างอิงที่เราต้องการคือ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ได้โดยการกำหนดค่า RA0, RA1 และ RA2 ซึ่งจะต่อเข้ากับขา 4, 5 และ 6 ของตัวไอซี เป็นค่า 1, 0 และ 1 ตามลำดับ

3.9.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

โดยการออกแบบวงจรแบ่งเป็น

- คริสตอลออสซิลเลเตอร์ เลือกใช้ความถี่ 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์
- $C_1, C_2 = 33$ พิโคฟารัด
- เลือกค่าความกว้างช่องสัญญาณที่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์
- ต้องการคริสตอลด้วย 1024 ดังนั้นต้องตั้งค่า RA2, RA1 และ RA0 ให้หาร 1024 คือการตั้งด้วย 1, 0 และ 1 ตามลำดับ
- ตั้งค่า $N_0 - N_9$ และ $A_0 - A_5$

$$\text{ความถี่ที่จะล็อก} = [(N_0 - N_9) \times 64] + (A_0 - A_5)$$

$$154.7\text{MHz}/10\text{kHz} = [(N_0 - N_9) \times 64] + (A_0 - A_5)$$

$$15470 = [(24) \times 64] + 46$$

เพราะฉะนั้น $N_9 - N_0 = 241 = 0011110001$

$$A_5 - A_0 = 46 = 101110$$

โมดูลัสคอนโทรลดิวิไซเซอร์ = $(241 - 46) / 241 = 80.9\%$

3.9.5 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

$$f_0 = 154.7\text{MHz}$$

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

(ความกว้างของช่อง)

$$f_b = 0.01f_s = 0.01(10\text{kHz}) = 100\text{Hz}$$

(แบนด์วิดท์ของลูป)

$$f_{tc} = 20f_b = 20(100\text{Hz}) = 2\text{kHz}$$

$$\xi = 0.8$$

(แดมป์อิงแฟกเตอร์ของลูป)

$$V_{DD} = 9\text{V}$$

$$C_1 = 0.1\mu\text{F}$$

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

$$K_{vco} = 2\pi \left(\frac{\Delta f_{vco}}{\Delta V_{vco}} \right) = 54.79 \times 10^6 \text{ rad/V}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(2\xi^2 + 1)^2 + 1}}} = 287.69 \text{ rad/sec}$$

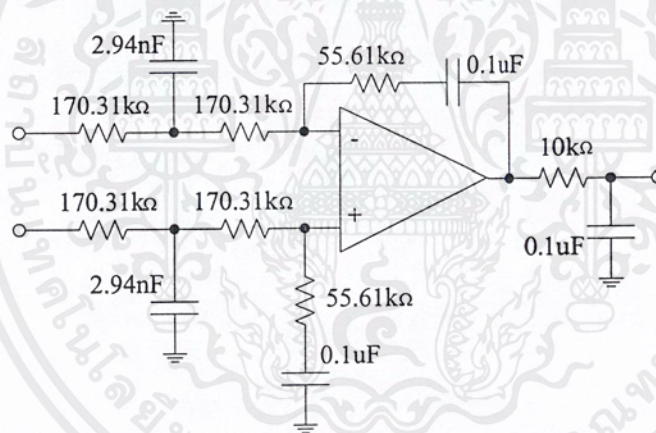
$$N_t = \frac{f_o}{f_s} = 15470$$

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{vco}}{C_1 \omega_n^2 N_t} = 340.62 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\xi}{\omega_n C_1} = 55.61 \text{ k}\Omega$$

$$C_c = \frac{2}{R_1 f_{rc}} = 2.94 \text{ nF}$$

จากค่าที่ได้จะได้รูปวงจรดังนี้



รูปที่ 3.28 วงจรฟิลเตอร์ของวงจรตั้งความถี่ที่ 154.7 เมกกะเฮิรตซ์

3.11 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ (Band Pass Filter 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์)

ออกแบบโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธอันดับที่ 6 และเลือกแบนด์วิดท์เท่ากับ 4 เมกกะเฮิร์ตซ์ ใช้วิธีการคำนวณแบบเดียวกับวงจรกรองความถี่ผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์

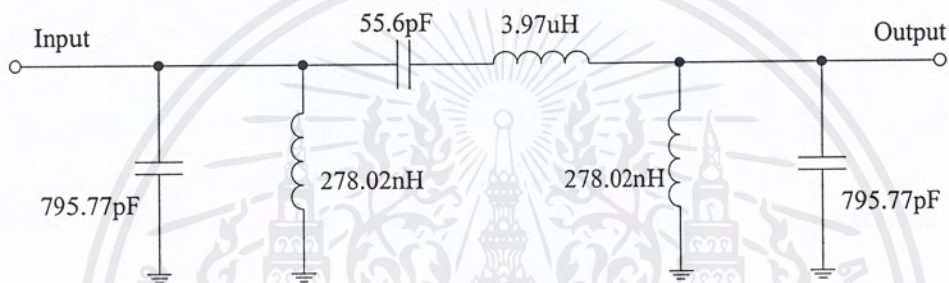
การออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธอันดับที่ 3 โดยใช้ค่าจากตารางที่ 3.2 แล้วแปลงเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านโดยการเพิ่ม L ขนานและ C อนุกรมเข้าไป คำนวณค่า L และ C ได้ค่าดังนี้

$$C_1 = C_3 = 795.77 \text{ pF}$$

$$C_2 = 55.6 \text{ pF}$$

$$L_1 = L_3 = 278.02 \text{ nH}$$

$$L_2 = 3.97 \text{ uH}$$



รูปที่ 3.32 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

3.12 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง (Intermediate Frequency : IF)

สัญญาณที่ผ่านวงจรมิกเซอร์จะมีขนาดสัญญาณเล็กเนื่องจากการลดทอนมาก จึงจำเป็นต้องมีวงจรขยายสัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป

จากสมการออกแบบวงจรขยายสัญญาณ

$$S_{21} \approx 10 \text{ dB}$$

$$g_{m(\min)} = \frac{1 + |S_{21}|}{Z_o} = \frac{1 + |10|}{50} = 0.22 \text{ S}$$

$$R_{F1} = Z_o (1 + |S_{21}|) = 50(1 + 10) = 550 \text{ } \Omega$$

กำหนดให้ $V_T = 25 \text{ mV}$

จาก $g_m = \frac{I_C}{V_T}$

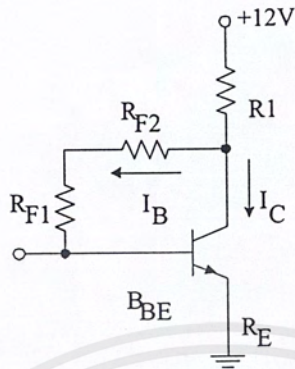
$$I_C = g_m V_T$$

$$\therefore I_{C(\min)} = 0.22 \times 25 \times 10^{-3}$$

$$= 5.5 \text{ mA}$$

$$R_{F1} = 550 \, \Omega$$

พิจารณาวงจรสมมูลทาง DC



รูปที่ 3.33 วงจรสมมูลกระแสตรงของวงจรคอมมอนอีมีตเตอร์

กำหนดให้

$$V_{CC} = +12 \text{ V}$$

$$V_{BE} = 0.65 \text{ V}$$

$$\beta = 113 \quad (\text{จากค่าตัวชี้ท})$$

$$R_1 = 200 \, \Omega$$

$$R_{F1} = 550 \, \Omega$$

และ

$$I_C = 10 \text{ mA}$$

คำนวณการไบอัสกระแสตรง

$$12 = (I_B + I_C) R_1 + (R_{F1} + R_{F2}) I_B + 0.65$$

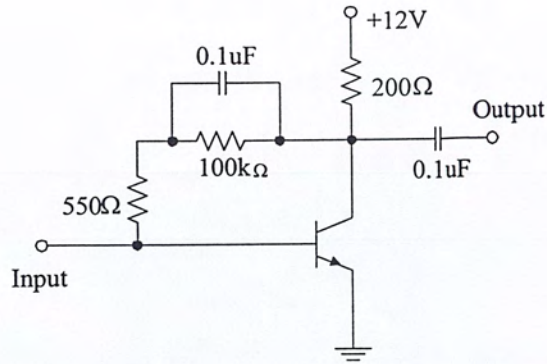
$$12 = \left(\frac{I_C}{\beta} + I_C \right) R_1 + (R_{F1} + R_{F2}) \frac{I_C}{\beta} + 0.65$$

$$11.35 = \left(R_1 + \frac{(R_{F1} + R_{F2})}{\beta} \right) I_C$$

แทนค่าตามที่กำหนดได้

$$R_{F2} = 105 \text{ k}\Omega$$

นำค่าที่คำนวณได้มาต่อวงจรได้ดังรูปที่



รูปที่ 3.34 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง

3.13 วงจรเอฟเอสเคดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator)

การออกแบบวงจรเอฟเอสเคดีมอดูเลเตอร์เพื่อที่จะให้ได้สัญญาณข่าวสารเดิมกลับคืนมานั้น ใช้หลักการควอดราเจอร์ดีเทกชัน โดยใช้ไอซี LM3089 ซึ่งเป็นเครื่องรับเอฟเอ็ม

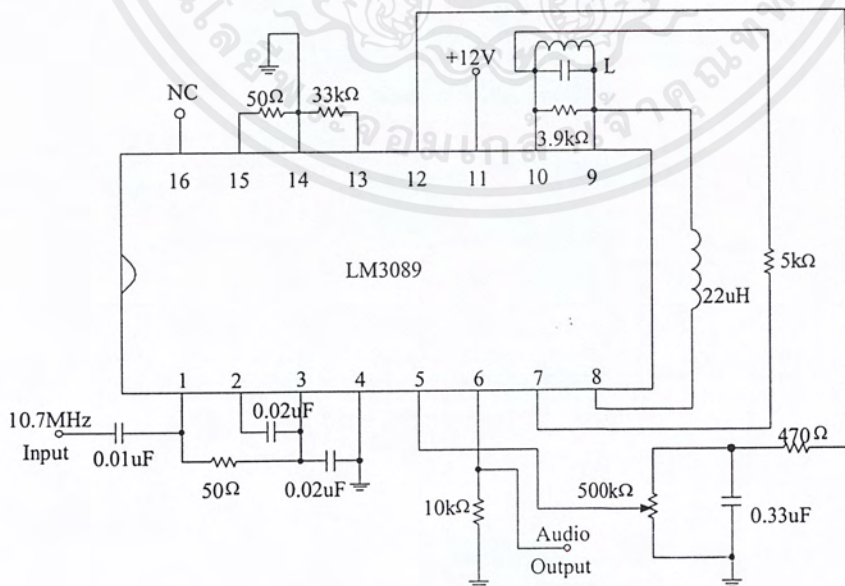
ส่วนสำคัญคือ การออกแบบวงจรของควอดราเจอร์ดีเทกชัน โดยใช้ความถี่พาหะเท่ากับ 10.7 เมกกะเฮิรตซ์ ดังนั้นค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต้องการสามารถคำนวณได้จาก

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

โดยกำหนดให้ $C = 0.001\mu\text{F}$ ดังนั้น

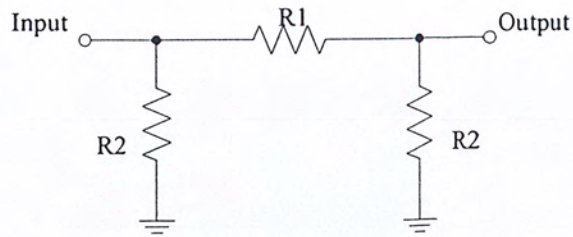
$$L = \frac{1}{(2\pi \times 10.7 \times 10^6)^2 \times 0.001 \times 10^{-6}} \approx 220\text{nH}$$

โดยใช้คอล์ยฟอร์ม (Coil form) ในการพันตัวเหนี่ยวนำเพื่อที่จะสามารถปรับแกนเฟโรไรท์ค่าตัวเหนี่ยวนำได้



รูปที่ 3.35 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ที่ใช้ไอซี LM3089

3.14 วงจรลดทอนสัญญาณ (Attenuator)



รูปที่ 3.36 วงจรลดทอนสัญญาณ

จากสูตร

$$N = 10^{\alpha(\text{dB})/20}$$

โดยที่ α คือค่าลดทอนสัญญาณ (Attenuation) ในหน่วยเดซิเบล ที่ต้องการลดทอน

$$R_2 = \frac{Z_o(N+1)}{N-1}$$

$$R_1 = \frac{Z_o(N^2-1)}{2N}$$

และค่า $Z_o = 50 \Omega$

ดังนั้นการออกแบบวงจรลดทอน 10 เดซิเบล คำนวณดังนี้

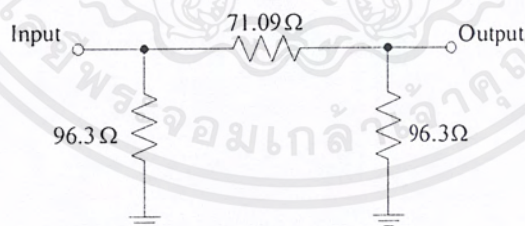
เมื่อ $\alpha = 10$

ดังนั้น

$$N = 10^{10/20} = 3.16$$

$$R_2 = \frac{50(3.16+1)}{3.16-1} = 96.3 \Omega$$

$$R_1 = \frac{50(3.16^2-1)}{2(3.16)} = 71.09 \Omega$$



รูปที่ 3.37 วงจรลดทอนสัญญาณที่ใช้

3.15 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

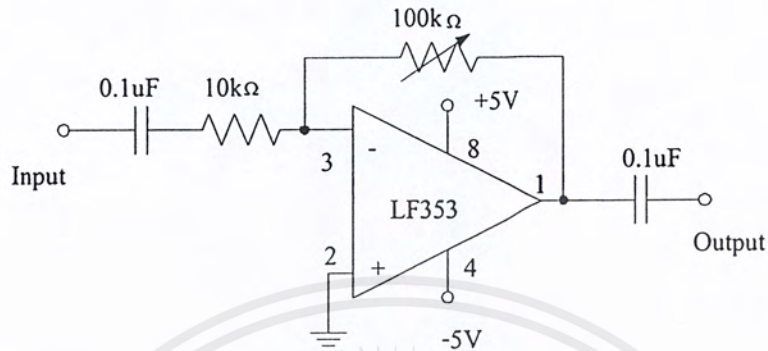
วงจรนี้ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากการคิมอดูเลเตอร์ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีขนาดต่ำมาขยายให้มีค่าเพียงพอที่จะมาทำการเปรียบเทียบสัญญาณได้

การคำนวณอัตราขยายสูงสุดดังนี้

$$A_v = \frac{-R_2}{R_1}$$

โดยใช้ $R_1 = 10\Omega$, $R_2 = 100\Omega$

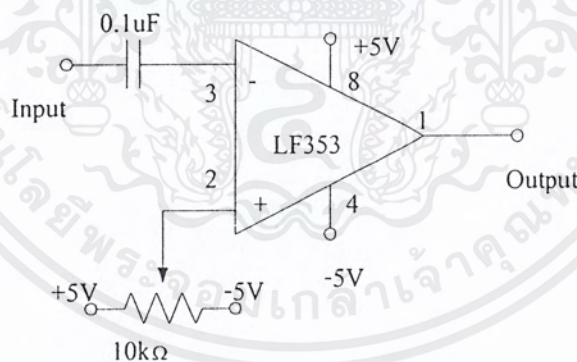
$$A_v = \frac{-100}{10} = -10$$



รูปที่ 3.38 วงจรขยายแบบกลับเฟส

3.16 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator)

วงจรนี้เป็นการเปรียบเทียบระดับสัญญาณด้วยจุดสัญญาณเข้าขาลบ โดยจะอาศัยระดับศักดาไฟฟ้าเพื่อสร้างระดับศักดาไฟฟ้าเปรียบเทียบกับขาสัญญาณเข้าบวก และสัญญาณที่เอาต์พุตจะมีค่าเป็น V_o เมื่อระดับแรงดันอินพุตมีค่าสูงกว่าแรงดันอ้างอิง และในทางตรงกันข้ามถ้าสัญญาณที่เอาต์พุตมีค่าเป็น $-V_o$ เมื่อระดับสัญญาณอินพุตมีค่าต่ำกว่าระดับแรงดันอ้างอิง รูปวงจรมีดังนี้

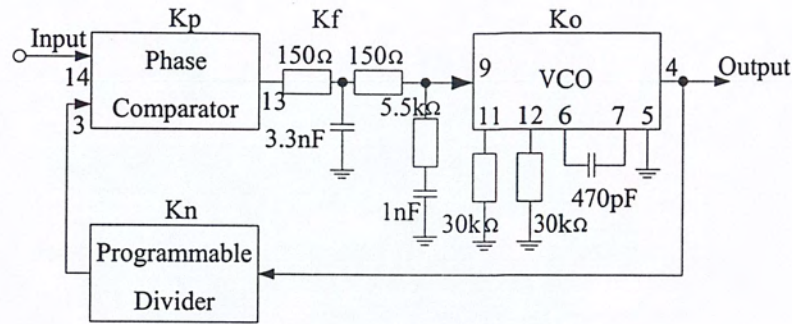


รูปที่ 3.39 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ

3.17 วงจรคีมอคูเลตโดยใช้เฟสล็อกกลูป

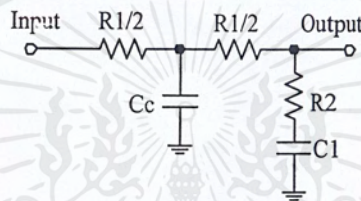
จากสัญญาณที่คีมอคูเลต 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่มีสัญญาณดิจิทัล 9.6 กิโลบิตต่อวินาที ผสมอยู่ที่ผ่านออกมาจากวงจรเฟมดีเทกเตอร์ LM3089 ผ่านวงจรขยายกลับเฟสและวงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะนำมาเข้าวงจรคีมอคูเลตแบบเฟสล็อกกลูปที่ขาของวงจรสัญญาณอินพุตที่ขา 14 และเอาต์พุตที่ได้คือสัญญาณ

คิิตอล 9.6 กิโลบิตต่อวินาที และนำสัญญาณไปเข้าวงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณอีกที่หนึ่งก็จะได้สัญญาณคิิตอลที่เราต้องการออกมา



รูปที่ 3.40 วงจรคิิตอลโดยใช้เฟสล็อกกลุ

การออกแบบวงจรคิิตอลแบบเฟสล็อกกลุส่วนของวงจรลูปฟิลเตอร์มีดังนี้



รูปที่ 3.41 วงจรลูปฟิลเตอร์

$$f_o = 100\text{kHz}$$

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

(ความกว้างของช่อง)

$$f_b = f_s = 100\text{kHz}$$

(แบนด์วิดท์ของลูป)

$$f_{nc} = 20f_b = 20(100\text{kHz}) = 2000\text{kHz}$$

$$\zeta = 0.8$$

(แดมป์อิงแฟกเตอร์ของลูป)

$$V_{DD} = 9\text{V}$$

$$C_1 = 1\text{nF}$$

$$K_\phi = \frac{V_{DD}}{4\pi} = 0.796$$

$$K_{vco} = 2\pi \left(\frac{\Delta f_{vco}}{\Delta V_{vco}} \right) = 62.83 \times 10^6 \text{ rad/V}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1} + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}} = 287.69\text{krad/sec}$$

$$N_t = \frac{f_o}{f_s} = 1$$

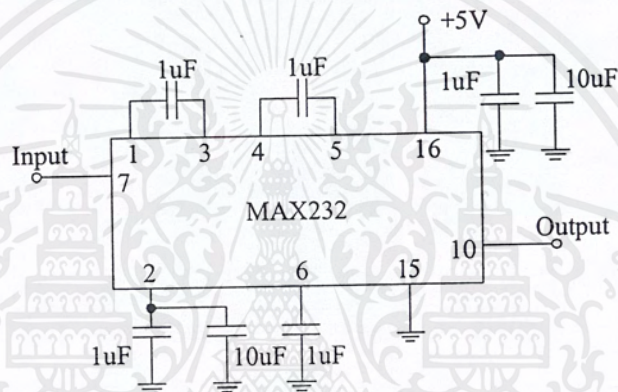
$$R_1 = \frac{K_\phi K_{vco}}{C_1 \omega_n^2 N_t} = 300 \, \Omega$$

$$R_2 = \frac{2\xi}{\omega_n C_1} = 5.61 \, k\Omega$$

$$C_c = \frac{2}{R_1 f_{rc}} = 3.3 \, nF$$

3.18 วงจรแปลงระดับแรงดันที่ทีแอลเป็นระดับสัญญาณคอมพิวเตอรืจากมาตรฐานอาร์เอส-232

วงจรมีหน้าที่ทำการแปลงจากแรงดันแบบทีแอล (0 ถึง 5 โวลต์) เป็นระดับสัญญาณคอมพิวเตอรืจากมาตรฐานอาร์เอส-232 กล่าวคือ จากระดับสัญญาณตั้งแต่ -3 ถึง -12 โวลต์ แสดงว่ามีข้อมูล (Mark) และ +3 ถึง +12 โวลต์ แสดงว่าเป็นช่องว่าง (Space) โดยมีวงจรดังรูปที่ 3.42



รูปที่ 3.42 วงจรแปลงระดับสัญญาณอาร์เอส-232 (ภาครับ)

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในโครงการนี้ได้ทำการเก็บผลการทดลองโดยใช้อุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้

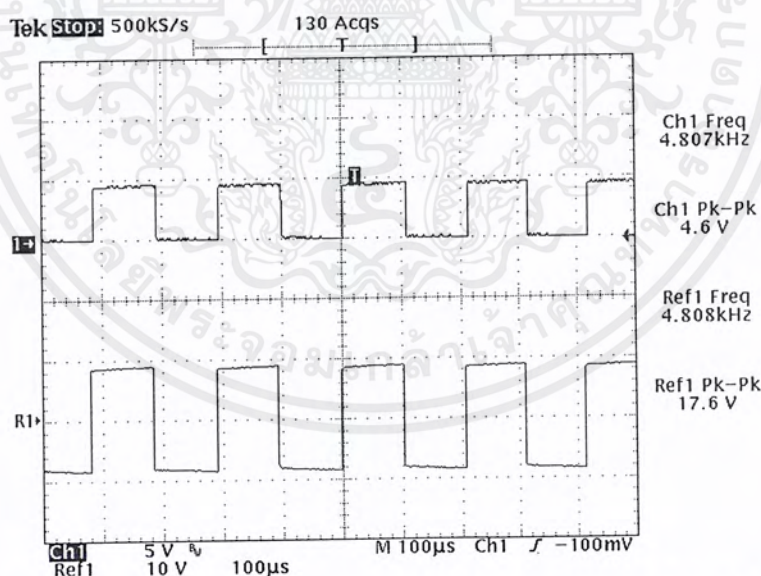
- เครื่องสเปกตรัมอานาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer) ซึ่งสามารถเก็บผลความถี่ตั้งแต่ 9 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 12.8 จิกะเฮิร์ตซ์, Hewlett Packard 8596E
- เครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่สูง (Signal Generator) สามารถกำเนิดความถี่ได้ตั้งแต่ 9 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 3.2 จิกะเฮิร์ตซ์, Hewlett Packard 8648C
- เครื่องออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) ซึ่งใช้ในการเก็บผลแบบ 2 ช่อง เก็บความถี่ได้ถึง 200 เมกะเฮิร์ตซ์, Tektronix TDS360

โดยการเก็บผลในบทนี้จะทำการเก็บผลแยกแยะระหว่างภาคส่งกับภาครับและเนื่องจากในที่นี้สเปกตรัมอานาไลเซอร์ได้ใส่ตัวลดทอน (Attenuator) 20 เดซิเบล ดังนั้นรูปผลการทดลองจากสเปกตรัมต้องบวกเพิ่ม 20 เดซิเบล ซึ่งได้ผลการทดลองต่างๆ ดังนี้

ภาคส่ง (Transmitter)

4.1 วงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์จากมาตรฐานอาร์เอส-232 เป็นระดับแรงดันที่ทีแอล

ระดับสัญญาณที่ออกมาจากคอมพิวเตอร์จะถูกส่งผ่านออกทางพอร์ตอนุกรมอาร์เอส-232 เพื่อทำการแปลงเป็นระดับแรงดันที่ทีแอล ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ได้จากวงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์เป็นระดับแรงดันที่ทีแอล

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรแปลงระดับสัญญาณ

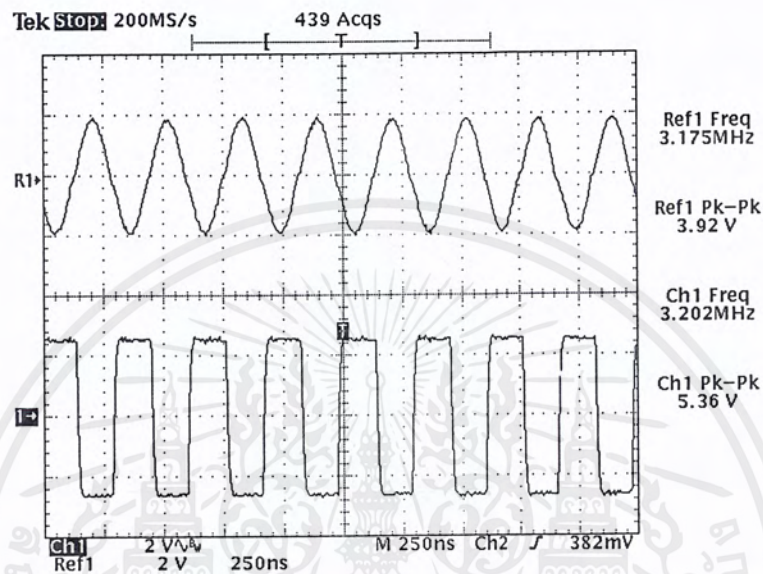
Ref1 : สัญญาณอินพุตซึ่งได้จากคอมพิวเตอร์

4.2 วงจรกำเนิดสัญญาณ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้วิธีเฟสล็อกกลูป

วงจรกำเนิดสัญญาณ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้วิธีเฟสล็อกกลูปนั้นจะประกอบด้วยวงจรย่อยภายในระบบ 3 ส่วนด้วยกัน คือ

4.2.1 วงจรคริสตอลกำเนิดความถี่ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์

คริสตอลออสซิลเลเตอร์ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงเพื่อกำเนิดความถี่ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์ ได้ผลการทดลองดังรูป



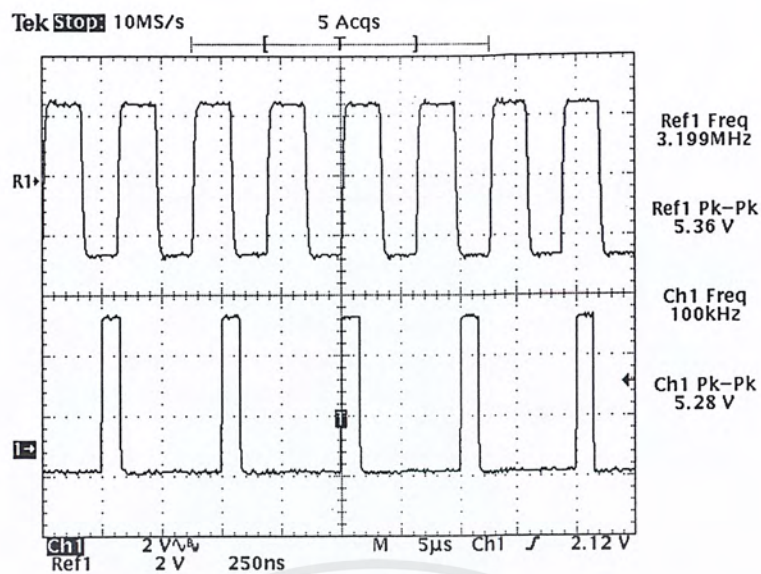
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ได้จากวงจรคริสตอลกำเนิดความถี่ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์

Ref1 : สัญญาณที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากบัฟเฟอร์

4.2.2 วงจรหารความถี่ 32 เท่า

เมื่อได้สัญญาณจากวงจรกำเนิดความถี่ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์ แล้วทำการป้อนสัญญาณเข้ายังวงจรหารความถี่ 32 เท่า เพื่อทำการหารความถี่ด้วย 32 เพื่อให้ได้เอาต์พุตเท่ากับ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ผลการทดลองเป็นดังรูป



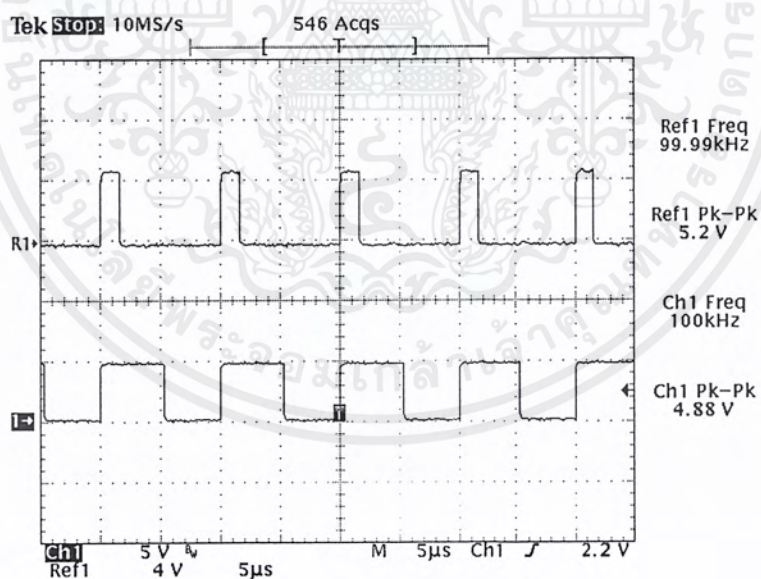
รูปที่ 4.3 สัญญาณที่ได้จากวงจรหารความถี่ 32 เท่า

Ref1 : สัญญาณที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการหารด้วย 32

4.2.3 วงจรเฟสล็อกกลุ่

เมื่อทำการหารความถี่ 3.2 เมกกะเฮิร์ตซ์ ด้วย 32 แล้วนำสัญญาณ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ เข้าวงจรเฟสล็อกกลุ่ที่ขาสัญญาณอินพุตหรือขา Signal in (ขา14) เพื่อทำการล็อกความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ให้คงที่



รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ได้จากวงจรเฟสล็อกกลุ่

Ref1 : สัญญาณคริสตอล 100 กิโลเฮิร์ตซ์

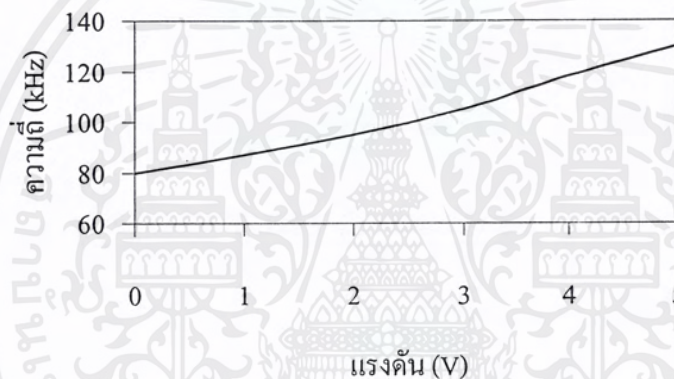
Ch1 : สัญญาณวีซีโอ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

- ผลการทดลองส่วนของวงจรวีซีโอ

จากกราฟผลของของวีซีโอจากกราฟดังนั้นเมื่อแรงดันอินพุตเป็น 0 โวลต์ จะได้ความถี่เอาต์พุตเป็น 80 กิโลเฮิร์ตซ์ และที่ 5 โวลต์ จะได้ความถี่เอาต์พุตที่ 130 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนี้

แรงดัน (V)	ความถี่ (kHz)
0	80
1	87
2	95
3	105
4	118
5	130

ตารางที่ 4.1 ผลของวงจรวีซีโอที่ใช้ในการกำเนิดความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่แรงดันต่างๆ

4.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 144 เมกกะเฮิร์ตซ์

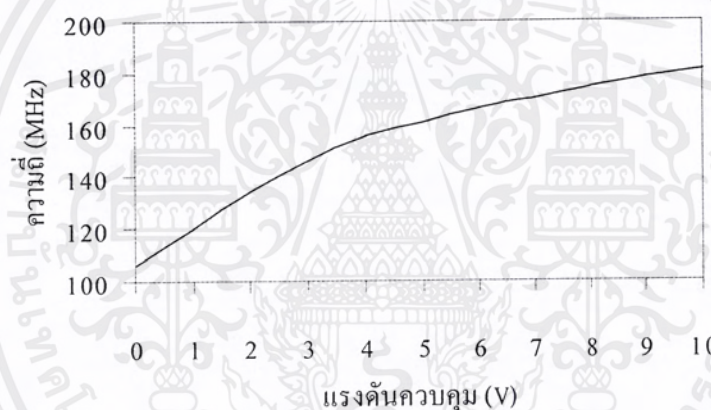
วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูปสำหรับความถี่วิทยุภาคส่งนั้น เราจะต้องเลือกความถี่ที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งประกอบด้วยวงจรย่อยภายในระบบ 3 ส่วนด้วยกัน คือ

4.3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม (VCO: Voltage Control Oscillator)

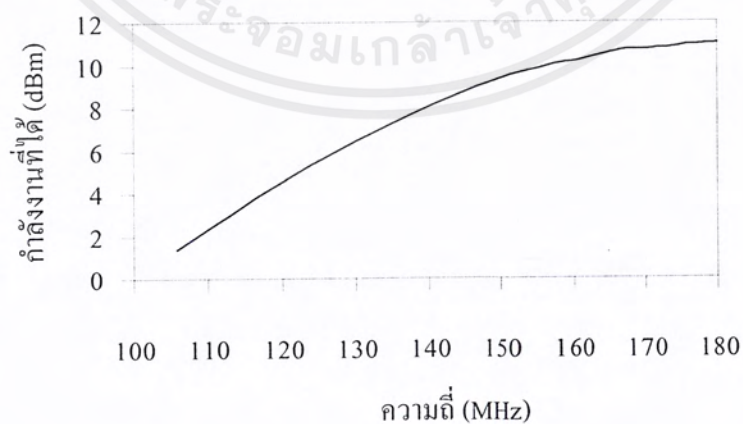
ผลการทดลองโดยการป้อนแรงดันควบคุมโดยปรับค่าแรงดันควบคุมตั้งแต่ 0-10 โวลต์ เพื่อนำไปใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูปที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยมีผลการทดลองดังนี้

แรงดันควบคุม (V)	ความถี่ที่ได้ (MHz)	กำลังงานที่ได้ (dBm)
0	105.8	1.4
1	120.5	4.63
2	134.1	7.12
3	146.6	8.98
4	155.8	9.89
5	161.5	10.29
6	166.3	10.66
7	170.3	10.74
8	174.8	10.87
9	178.1	10.94
10	181.3	11.03

ตารางที่ 4.2 ผลของวงจรวีซีไอที่ใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ที่ 144 เมกกะเฮิรตซ์



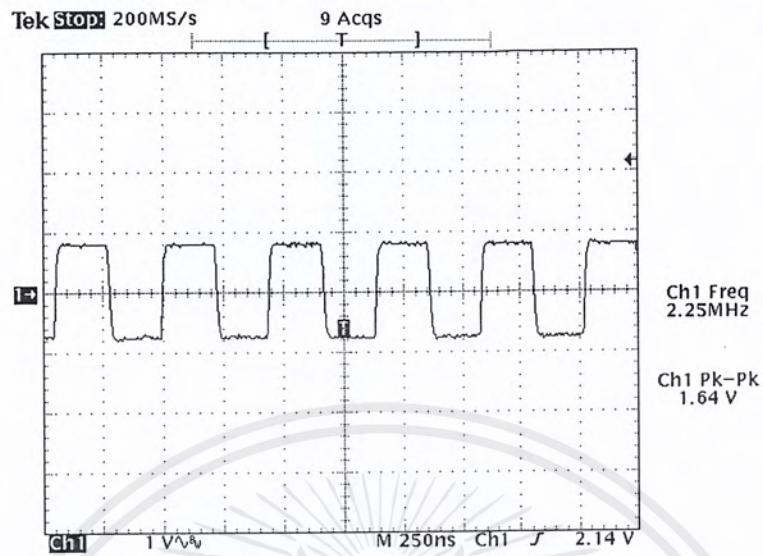
รูปที่ 4.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ระดับแรงดันควบคุมค่าต่างๆ



รูปที่ 4.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่ความถี่ค่าต่างๆ

4.3.2 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

วงจรพรีสเกลเลอร์ใช้ไอซี MC12032 (หารความถี่ 64/65) โดยอินพุตของวงจรพรีสเกลเลอร์ได้มาจากวงจรวีซีโอและเอาต์พุตจะถูกส่งต่อไปยังวงจรเปรียบเทียบเฟส โดยมีผลการทดลองดังนี้



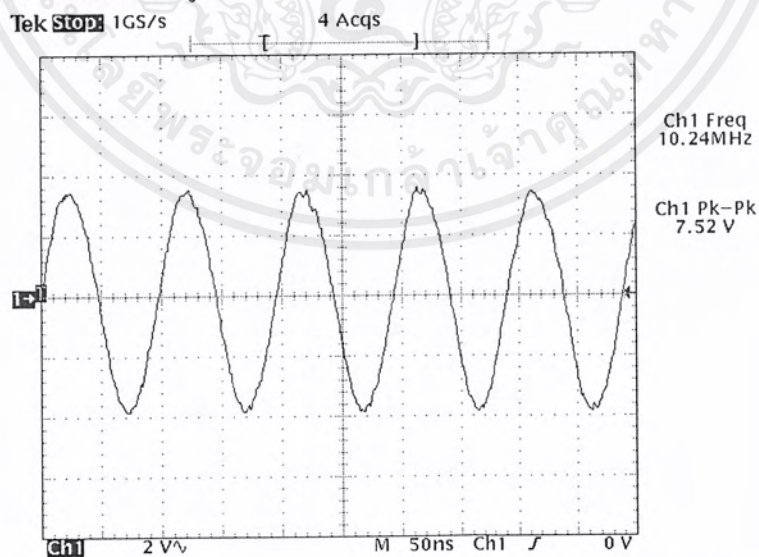
รูปที่ 4.8 สัญญาณที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์

4.3.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์

วงจรในส่วนของสังเคราะห์ความถี่ที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ ใช้ไอซี MC145152 ซึ่งประกอบด้วยผลการทดลองแยกเป็นส่วนๆ ตามขาต่างๆ เมื่อทำการล๊อคความถี่แล้ว มีดังนี้

- คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์

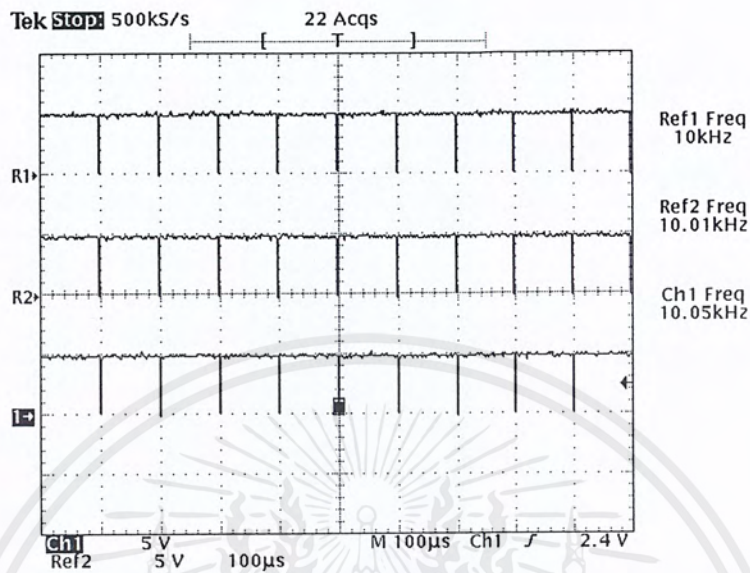
คริสตอลออสซิลเลเตอร์ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบเฟสกับเอาต์พุตที่ได้จากพรีสเกลเลอร์ ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์

- สัญญาณล็อกดีเทก, ϕ_R , ϕ_V

สัญญาณล็อกดีเทกใช้ในการแสดงว่าความถี่ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ถูกล็อกแล้ว ส่วนสัญญาณ ϕ_R , ϕ_V ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นหรือลง โดยหากวงจรสังเคราะห์ความถี่ถูกล็อกความถี่แล้วจะได้สัญญาณดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 สัญญาณที่ได้จากขาล็อกดีเทก, ϕ_R , ϕ_V ของ MC145152

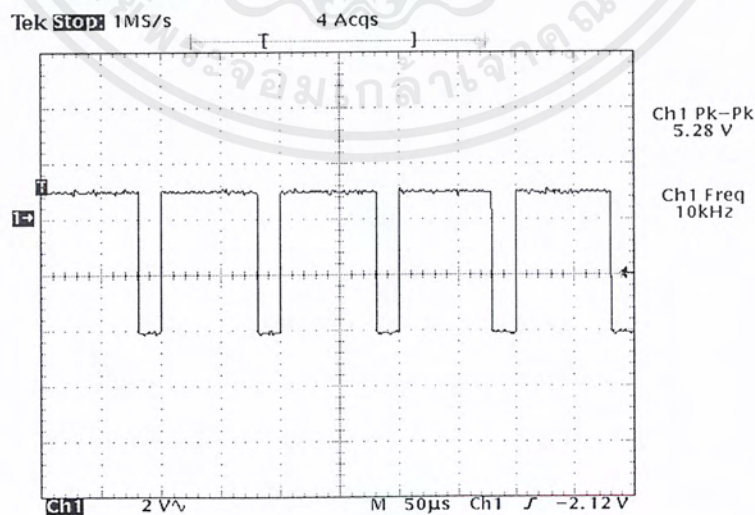
Ch1 : สัญญาณ ϕ_R

Ref1 : สัญญาณ ϕ_V

Ref2 : สัญญาณล็อกดีเทก

- สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)

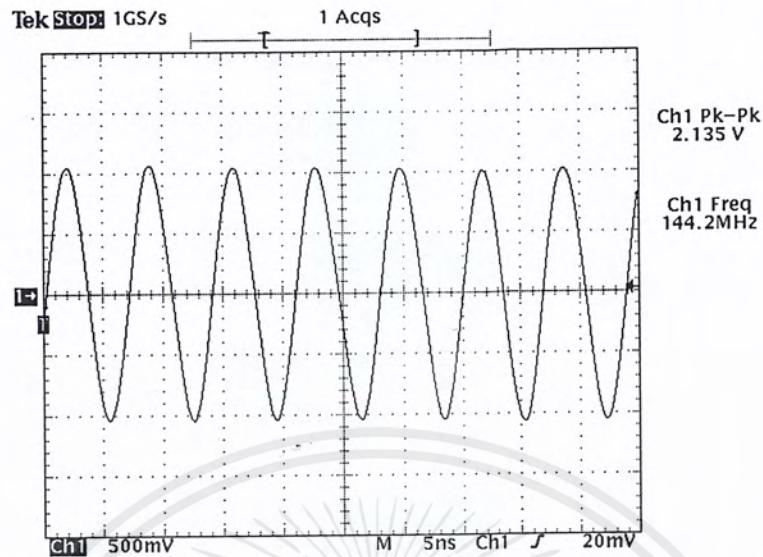
สัญญาณโมดูลัสคอนโทรลใช้ในการควบคุมการหารของวงจรพรีสเกลเลอร์ โดยคิวต์ไซเคิลที่ได้จะมีความสัมพันธ์กับค่าการตั้งหารที่ขา $A_0 - A_5$ และ $N_0 - N_5$ ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.11



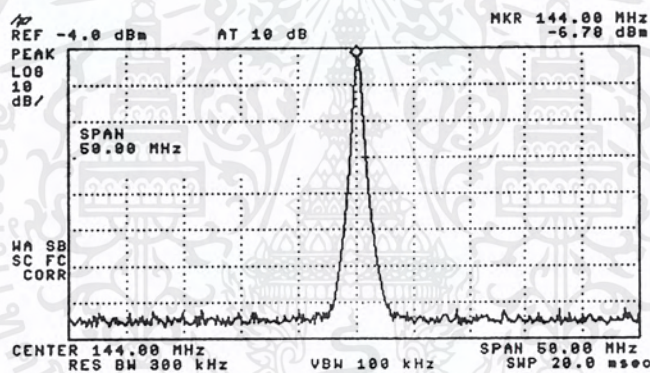
รูปที่ 4.11 สัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสคอนโทรลของ MC145152

4.3.4 วงจรรวมของวงจรส่งเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์

สัญญาณที่ได้จากวงจรส่งเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ เป็นดังรูป



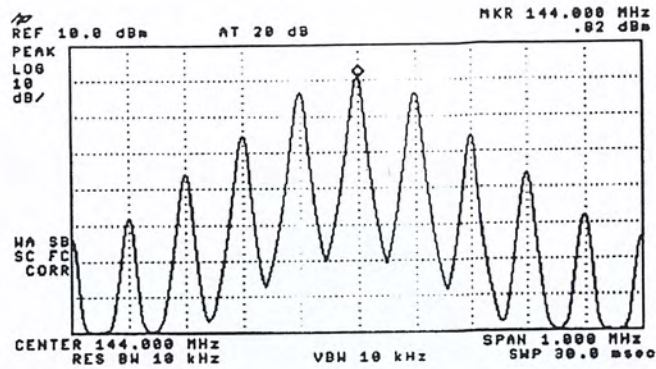
รูปที่ 4.12 สัญญาณที่ได้จากวงจรส่งเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์



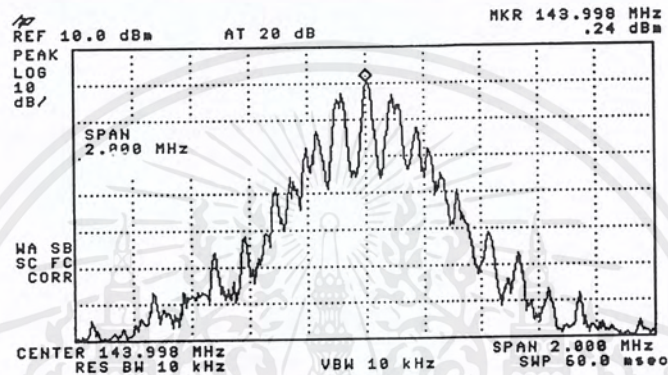
รูปที่ 4.13 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรส่งเคราะห์ความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์

4.4 วงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ (FSK Modulator)

ผลการทดลองของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ในรูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณสเปกตรัมเมื่อสัญญาณความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ถูกมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาหะ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยที่ไม่มีสัญญาณดิจิทัล 9.6 กิโลบิตต่อวินาที มามอดูเลตอยู่ด้วย และรูปที่ 4.15 แสดงสเปกตรัมเมื่อมีการผสมสัญญาณ 9.6 กิโลบิตต่อวินาที มามอดูเลตรวมอยู่ด้วย



รูปที่ 4.14 สเปกตรัมสัญญาณคลื่นความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่มีอัตรากว้าง 100 กิโลเฮิร์ตซ์
เมื่อยังไม่มีสัญญาณดิจิทัล 9.6 กิโลบิตต่อวินาที มามอดูเลต



รูปที่ 4.15 สเปกตรัมสัญญาณคลื่นความถี่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่มีอัตรากว้าง 100 กิโลเฮิร์ตซ์
เมื่อมีสัญญาณดิจิทัล 9.6 กิโลบิตต่อวินาที มามอดูเลตด้วย

4.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

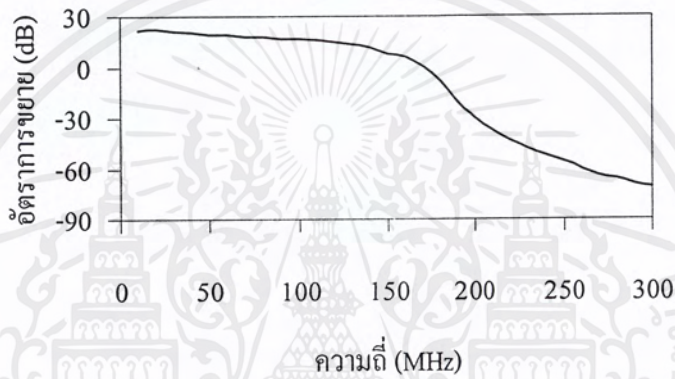
วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตแบบเอฟเอสเค ซึ่งมีขนาดของสัญญาณต่ำ ไม่สามารถที่จะส่งออกอากาศได้ โดยอัตราขยายสัญญาณของวงจรขยายสัญญาณที่ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ประมาณ 12 dBm

การทดลองโดยทำการเปลี่ยนความถี่อินพุตตั้งแต่ 0 ถึง 300 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยให้กำลังงานอินพุตเป็น 0 dBm เพื่อทำการหาความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตและกับกำลังงานเอาต์พุต

ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)
10	22	160	5.92
20	22.19	170	0.22
30	21	180	-8.72
40	20.8	190	-19.33
50	19.56	200	-29.82
60	18.98	210	-37

70	18.27	220	-43.29
80	17.91	230	-48
90	17.02	240	-52
100	16.88	250	-56
110	16.25	260	-60
120	14.82	270	-64
130	13.45	280	-66
140	11.38	290	-69
150	8.04	300	-71

ตารางที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ

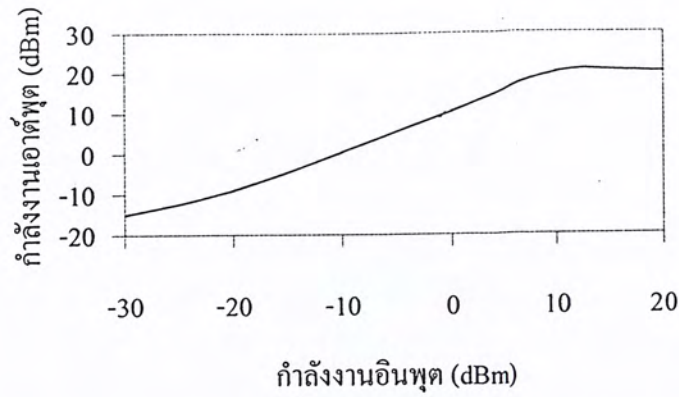


รูปที่ 4.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตกับอัตราขยาย

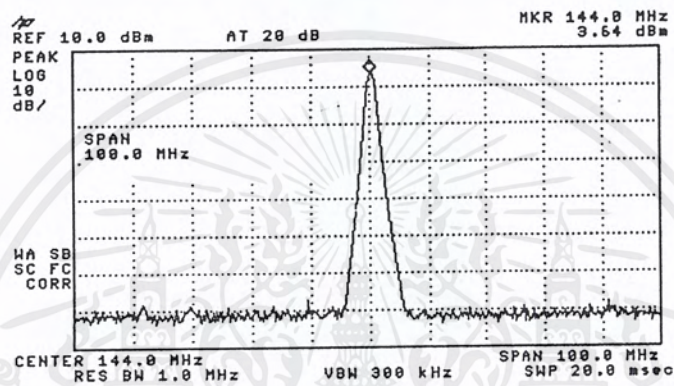
และทำการหาความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุตโดยทำการป้อนกำลังงานอินพุตตั้งแต่ -100 ถึง 20 dBm จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
20	20	-40	-19
10	20	-50	-21
0	10.48	-60	-22
-10	0.48	-70	-22
-20	-9	-80	-22
-30	-15	-90	-22

ตารางที่ 4.4 ผลของกำลังงานอินพุตต่อกำลังงานเอาต์พุต



รูปที่ 4.17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุต

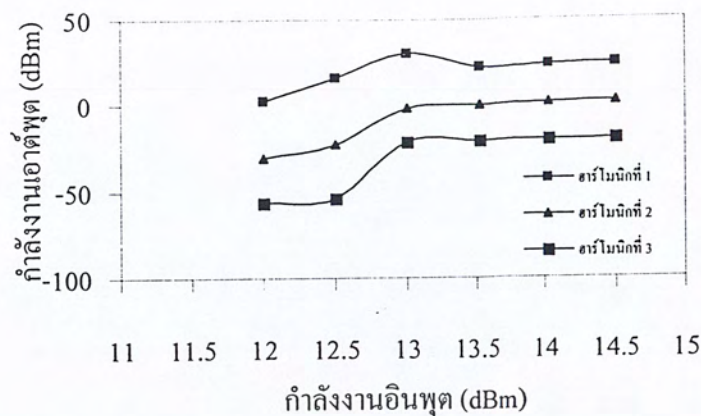


รูปที่ 4.18 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ

4.6 วงจรขยายสัญญาณแบบคลาสซี (Class C- RF Power Amplifier)

ทำการทดลองโดยหาความสัมพันธ์ของความถี่อินพุตและอัตราขยายที่ได้ โดยทำการเปลี่ยนความถี่อินพุตที่ป้อนเข้าวงจรขยายกำลังสัญญาณตั้งแต่ 10 ถึง 300 เมกกะเฮิร์ตซ์ และป้อนอินพุตที่ 14 dBm และทำการวัดค่ากำลังงานเอาต์พุตและทำการหาอัตราขยายได้ดังนี้

ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)
10	-57.7	160	-6.09
20	-45.1	170	-5.51
30	-42.35	180	-5.04
40	-39.23	190	-13.61
50	-34.91	200	-21.26
60	-31.96	210	-25.27
70	-31.80	220	-28.89
80	-29.13	230	-35.37

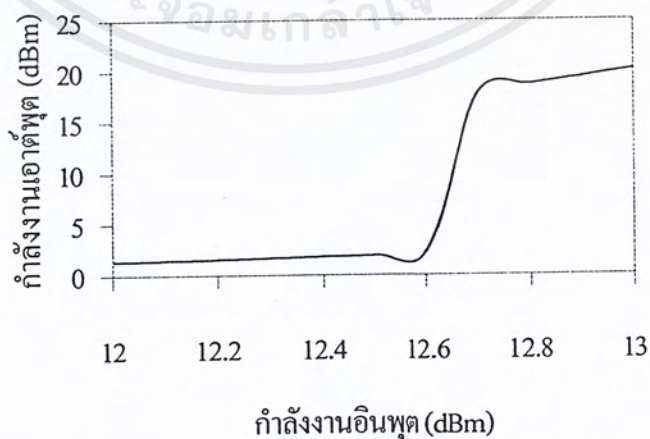


รูปที่ 4.20 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตที่ฮาร์โมนิกต่างๆ

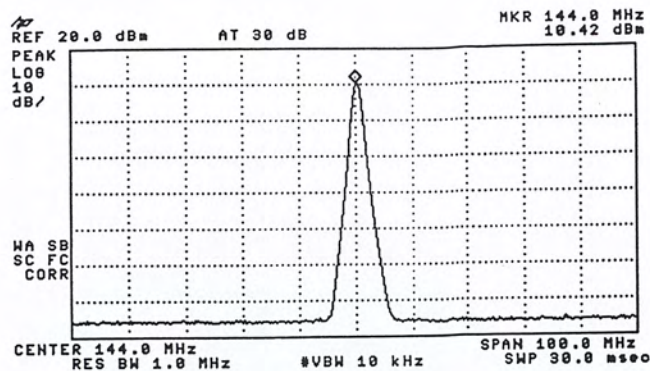
และทำการหาค่ากำลังงานที่ทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัว (Saturated) ซึ่งจากกราฟเราจะได้กำลังงานประมาณที่ 12.6 dBm ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ตัวนี้เกิดการอิ่มตัว

กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
12	1.37	12.6	2.28
12.1	1.46	12.7	17.83
12.2	1.58	12.8	18.72
12.3	1.69	12.9	19.43
12.4	1.81	13	20.21
12.5	1.95		

ตารางที่ 4.7 ผลของกำลังงานอินพุตต่อกำลังงานเอาต์พุตที่ทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัว



รูปที่ 4.21 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุตที่ทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัว



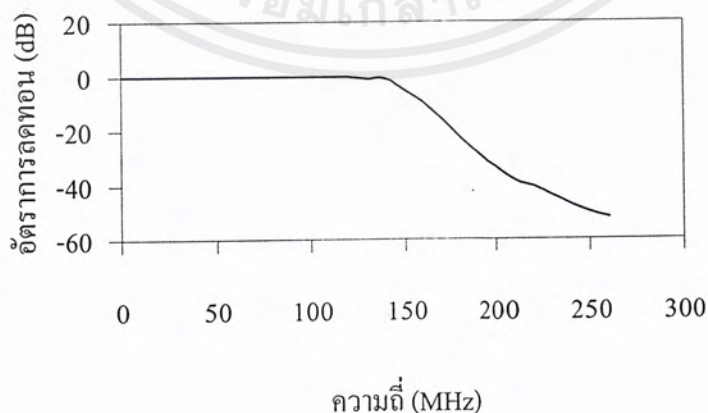
รูปที่ 4.22 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายกำลังสัญญาณ

4.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 144 เมกกะเฮิรตซ์

ทำการทดลองโดยนำสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) โดยเปลี่ยนความถี่ตั้งแต่ 0 ถึง 260 เมกกะเฮิรตซ์ โดยป้อนกำลังงานอินพุตที่ 0 dBm และทำการวัดค่ากำลังงานเอาต์พุตได้ดังนี้

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
70	0	160	-9.51
80	0	170	-16.01
90	0	180	-23.31
100	-0.2	190	-28.95
110	-0.24	200	-33.52
120	-0.29	210	-38.75
130	-0.93	220	-40.79
140	-1.08	230	-44.04
150	-5.53	240	-47.22

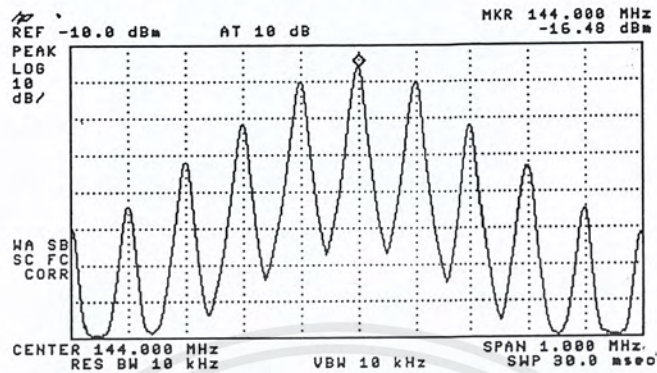
ตารางที่ 4.8 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 144 เมกกะเฮิรตซ์



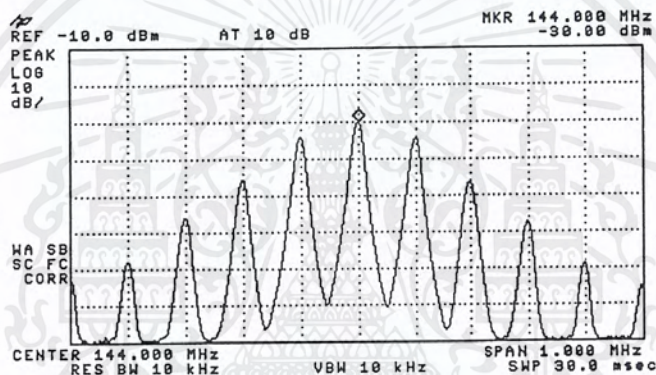
รูปที่ 4.23 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 144 เมกกะเฮิรตซ์

ภาครับ (Receiver)

โดยทำการทดลองโดยให้เครื่องส่งมีกำลังส่งประมาณ 0 dBm ที่ระยะห่างระหว่างเสาอากาศกับเครื่องส่งโดยที่เสาอากาศอยู่ที่ระยะทางใกล้ที่สุดจะมีการลดทอนประมาณ 20 เดซิเบลและที่ระยะห่างที่ 1 เมตรจะมีการลดทอนประมาณ 30 dBm จะได้ผลการทดลองดังรูป



รูปที่ 4.24 สเปกตรัมเมื่อรับสัญญาณที่ระยะทาง 10 เซนติเมตร



รูปที่ 4.25 สเปกตรัมเมื่อรับสัญญาณที่ระยะทาง 1 เมตร

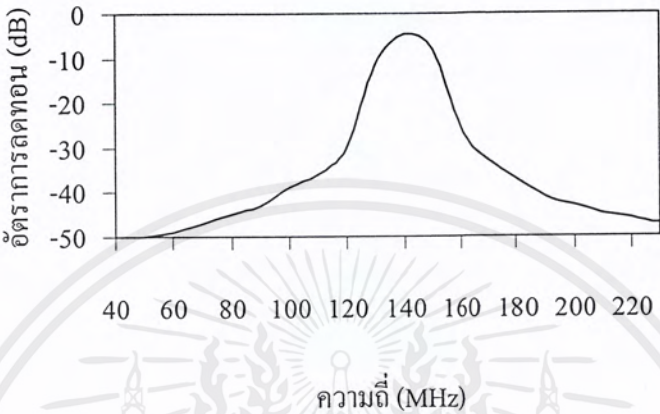
4.8 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์

ทำการเก็บผลการทดลองโดยทำการเปลี่ยนความถี่อินพุตตั้งแต่ 50 ถึง 260 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยที่ให้กำลังงานอินพุตเป็น 0 dBm และทำการวัดค่าของกำลังงานเอาต์พุตและหาค่าอัตราการขยายจะได้ดังนี้

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
50	-50	160	-25.37
60	-49	170	-33
70	-47	180	-37
80	-45	190	-41
90	-43	200	-43
100	-39	210	-45
110	-36	220	-46

120	-30	230	-47
130	-11.5	240	-45
140	-4.57	250	-33
150	-8.2	260	-30

ตารางที่ 4.9 ผลตอบสนองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 144 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.26 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 144 เมกะเฮิรตซ์

4.9 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

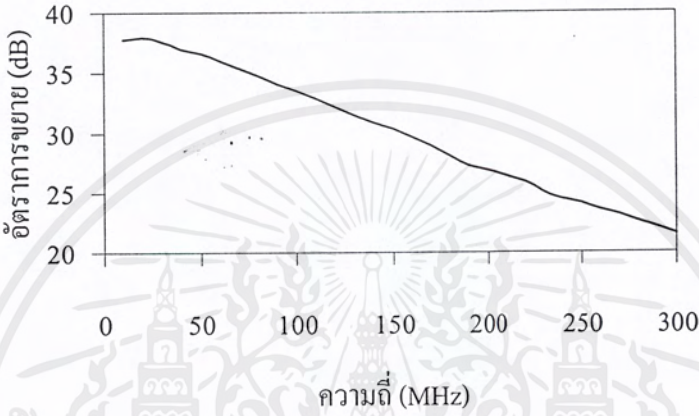
วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้รับได้จากภาคส่ง เพื่อให้สัญญาณที่รับมาจากภาคส่งมีขนาดของสัญญาณสูงขึ้น โดยได้อัตราขยายสัญญาณเท่ากับ 30 เดซิเบล

ทำการทดลองโดยทำการหาความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตกับค่าอัตราขยายโดยวิธีการที่เหมือนกันกับวงจรขยายสัญญาณภาคส่งจะได้ผลการทดลองและกราฟดังรูป

ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)
10	37.8	160	29.64
20	37.98	170	28.9
30	37.56	180	28.03
40	37.02	190	27.24
50	36.58	200	26.83
60	35.99	210	26.4
70	35.37	220	25.85
80	34.74	230	25.08
90	34.06	240	24.46

100	33.51	250	24.05
110	32.86	260	23.59
120	32.15	270	23.07
130	31.45	280	22.62
140	30.84	290	22.04
150	30.28	300	21.49

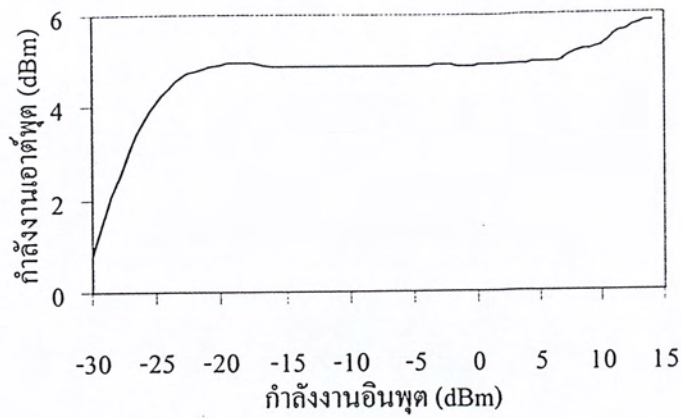
ตารางที่ 4.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (ภาครับ)



รูปที่ 4.27 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตกับอัตราขยาย

กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
-30	0.81	-5	4.89
-25	4.12	0	4.9
-20	4.93	5	4.97
-15	4.88	10	5.32
-10	4.88	15	5.81

ตารางที่ 4.11 ผลของกำลังงานอินพุตต่อกำลังงานเอาต์พุต

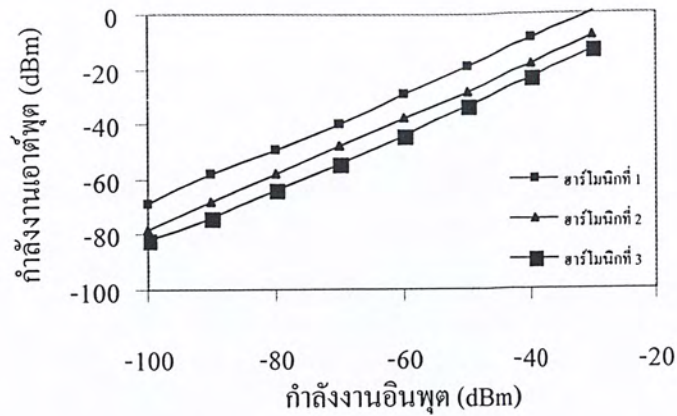


รูปที่ 4.28 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุต

และหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตโดยทำการวัดค่าของเอาต์พุตของฮาร์โมนิกที่ 1, 2 และ 3 ได้ผลการทดลองดังนี้

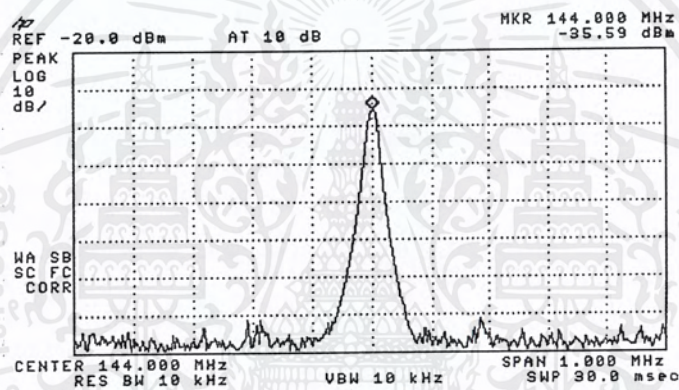
กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)		
	ฮาร์โมนิกที่ 1	ฮาร์โมนิกที่ 2	ฮาร์โมนิกที่ 3
-30	1	-8	-13
-40	-8.91	-18	-23
-50	-19.12	-28	-33
-60	-29.32	-38	-44
-70	-39.52	-48	-54
-80	-49.02	-58	-64
-90	-58	-68	-74
-100	-69	-78	-82

ตารางที่ 4.12 ผลของกำลังงานอินพุตต่อกำลังงานเอาต์พุตที่ฮาร์โมนิกต่างๆ



รูปที่ 4.29 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตที่ฮาร์โมนิกต่างๆ

และทำการเก็บผลสเปกตรัมเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็น -35 dBm จะได้กำลังงานเอาต์พุตออกมา -15 dBm จะได้อัตราขยายประมาณ 30 dB ดังรูป :



รูปที่ 4.30 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ

4.10 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ป 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ปสำหรับความถี่วิทยุภาครับนั้นจะใช้ความถี่ที่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ เพื่อใช้เป็นความถี่โลคอล ซึ่งประกอบด้วยวงจรย่อยภายในระบบ 3 ส่วนด้วยกัน คือ

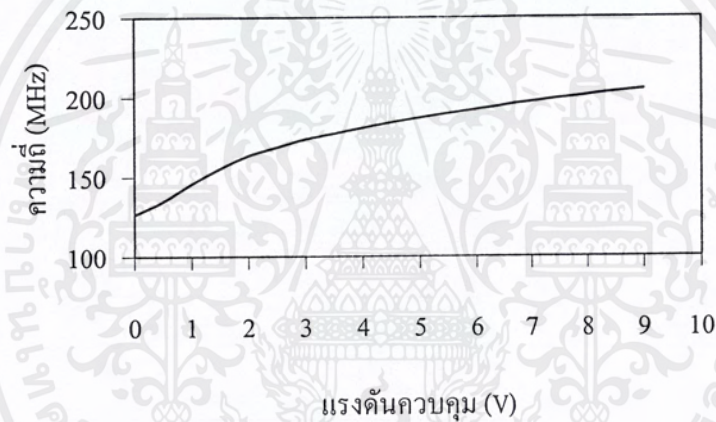
4.10.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม (VCO : Voltage Control

Oscillator)

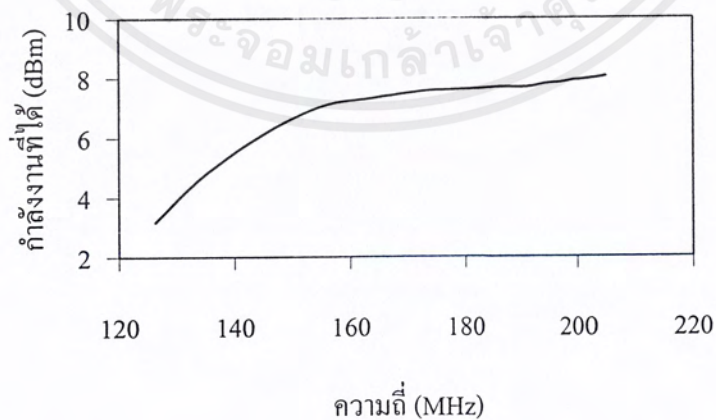
ผลการทดลองโดยการป้อนแรงดันควบคุมโดยปรับค่าแรงดันควบคุมตั้งแต่ 0-10 โวลต์ เพื่อนำไปใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ปที่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ อีกที่หนึ่ง โดยมีผลการทดลองดังนี้

แรงดันควบคุม (V)	ความถี่ที่ได้ (MHz)	กำลังงานที่ได้ (dBm)
0	126.3	3.18
1	145.67	6.19
2	163.32	7.3
3	173.79	7.57
4	180.77	7.61
5	187.03	7.68
6	192.21	7.7
7	196.94	7.83
8	201.01	7.93
9	204.78	8.04

ตารางที่ 4.13 ผลของวงจรวีซีโอที่ใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ที่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์



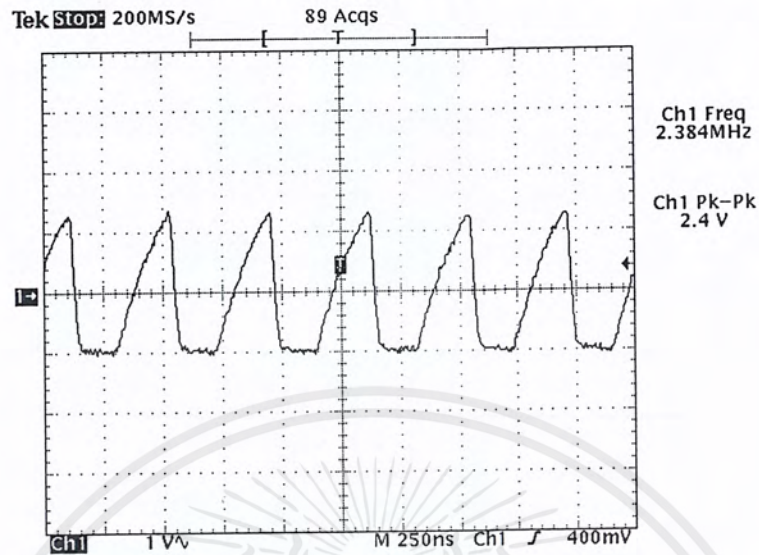
รูปที่ 4.31 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ระดับแรงดันควบคุมค่าต่างๆ



รูปที่ 4.32 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่ความถี่ค่าต่างๆ

4.10.2 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

วงจรพรีสเกลเลอร์ใช้ไอซี MC12032 (หารความถี่ 64/65) โดยอินพุตของวงจรพรีสเกลเลอร์ได้มาจากวงจรวีซีโอและเอาต์พุตจะถูกส่งต่อไปยังวงจรเปรียบเทียบเฟส โดยมีผลการทดลองดังนี้

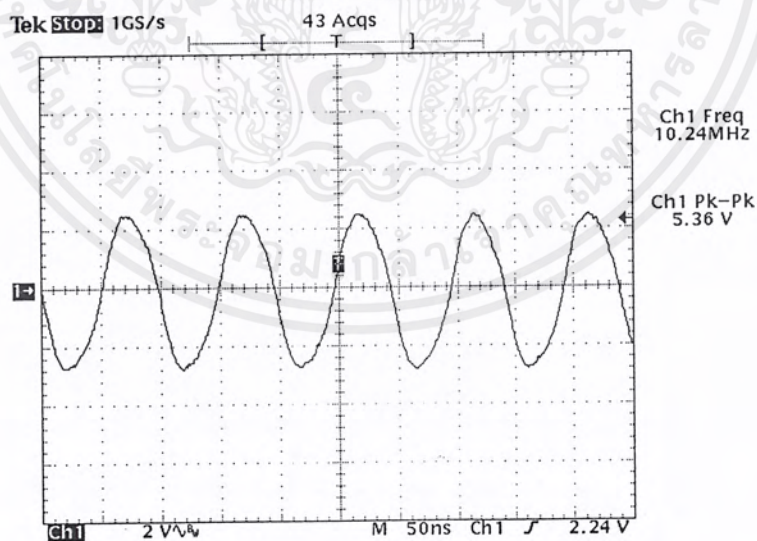


รูปที่ 4.33 สัญญาณที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

4.10.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

วงจรในส่วนของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ใช้ไอซี MC145152 ซึ่งประกอบด้วยผลการทดลองแยกเป็นส่วนๆ ตามขาต่างๆ เมื่อทำการล็อกความถี่แล้ว มีดังนี้

- คริสตัลลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์

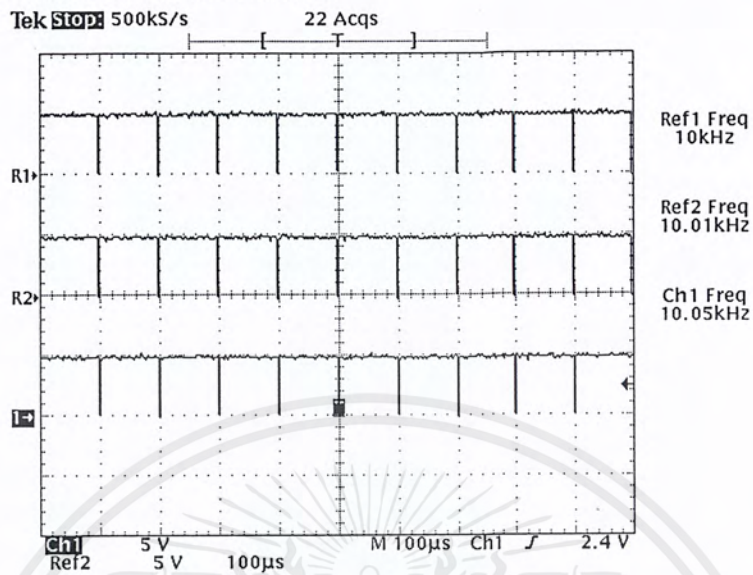


รูปที่ 4.34 สัญญาณที่ได้จากคริสตัลลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์

- สัญญาณล็อกดีเทก, ϕ_R , ϕ_V

สัญญาณล็อกดีเทกใช้ในการแสดงว่าความถี่ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ถูกล็อกแล้ว ส่วนสัญญาณ

ϕ_R , ϕ_V ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นหรือลง



รูปที่ 4.35 สัญญาณที่ได้จากขาล็อกดีเทก, ϕ_R , ϕ_V ของ MC145152

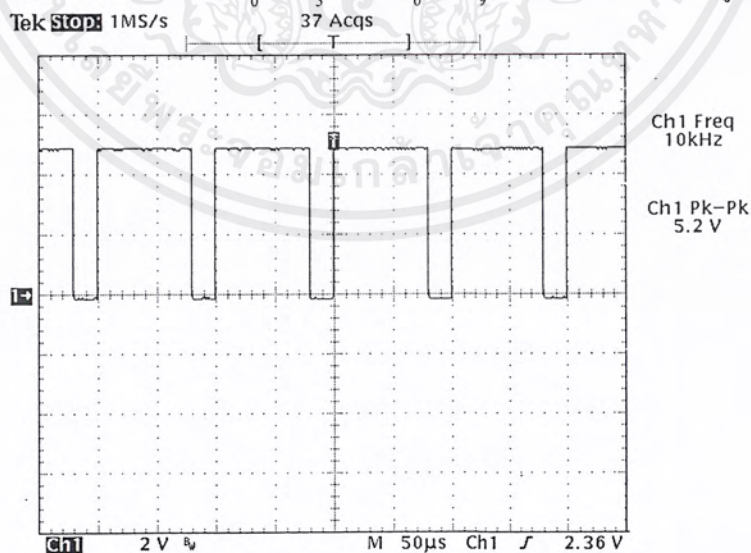
Ch1 : สัญญาณ ϕ_R

Ref1 : สัญญาณล็อกดีเทก

Ref2 : สัญญาณ ϕ_V

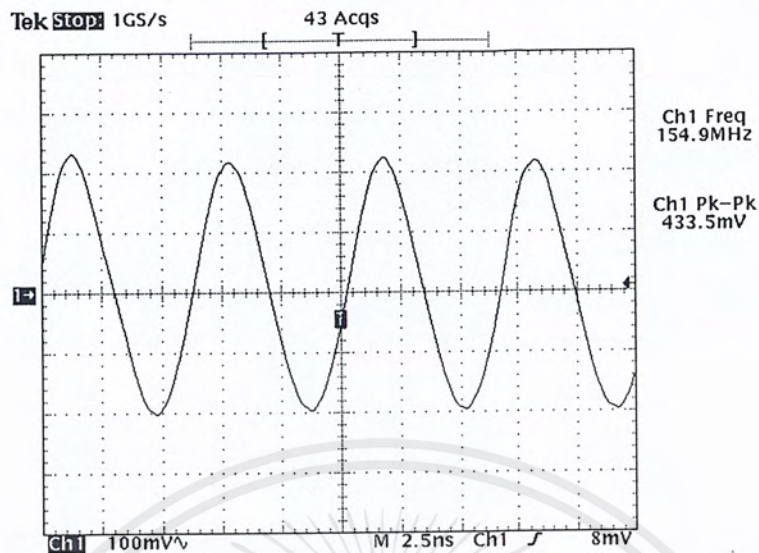
- สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)

สัญญาณ โมดูลัสคอนโทรลใช้ในการควบคุมการหารของวงจรพรีสเกลเลอร์ โดยคิวต์ไซเคิลที่ได้จะมีความสัมพันธ์กับค่าการตั้งหารที่ขา $A_0 - A_5$ และ $N_0 - N_5$, ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.36

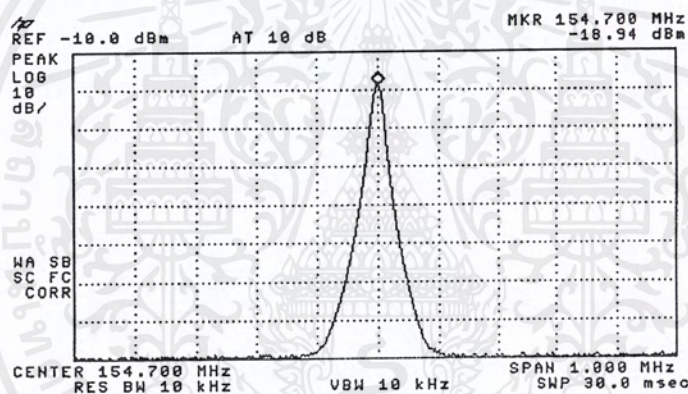


รูปที่ 4.36 สัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสคอนโทรลของ MC145152

4.10.4 วงจรรวมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์
สัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ เป็นดังรูป



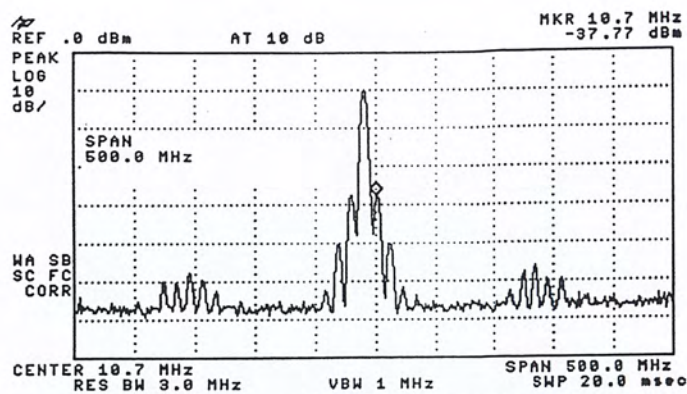
รูปที่ 4.37 สัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.38 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

4.11 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรที่ทำหน้าที่แปลงความถี่จาก 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ และความถี่ 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ เป็นความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจะได้ผลการทดลองแสดงดังรูป



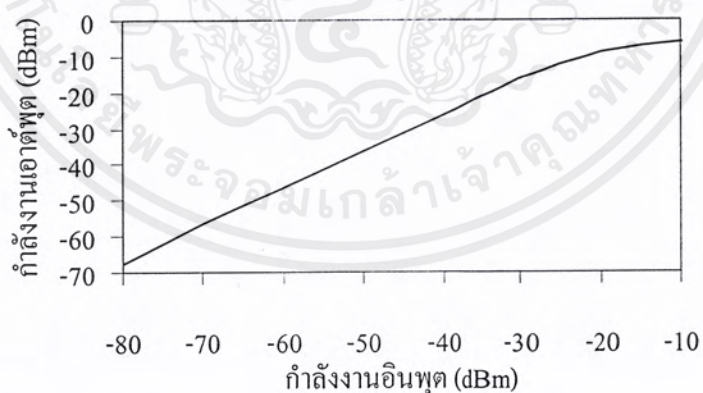
รูปที่ 4.39 เอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์

4.12 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง (IF Amplifier)

ทำการทดลองป้อนสัญญาณความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยเปลี่ยนค่ากำลังงานอินพุตตั้งแต่ -80 ถึง 0 dBm ได้ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุตแสดงดังตารางที่ 4.13

กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
-80	-67.48	-30	-16.20
-70	-56.48	-20	-8.80
-60	-46.41	-10	-6.00
-50	-36.31	0	-5.39
-40	-26.09		

ตารางที่ 4.14 ผลตอบสนองของกำลังงานของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง

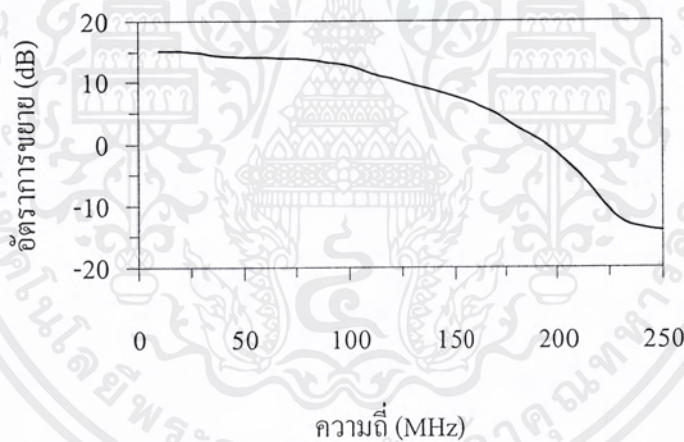


รูปที่ 4.40 กราฟแสดงความสัมพันธ์ทางกำลังงานของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง

ทำการทดลองป้อนสัญญาณที่มีกำลังงานอินพุต -40 dBm โดยเปลี่ยนค่าความถี่ตั้งแต่ 10 ถึง 250 เมกกะเฮิร์ตซ์ ได้ผลตอบสนองทางความถี่แสดงดังตารางที่ 4.15

ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)
10	15.10	140	8.67
20	15.04	150	7.68
30	14.68	160	6.56
40	14.16	170	4.84
50	14.07	180	2.71
60	14.03	190	0.81
70	13.84	200	-1.56
80	13.69	210	-4.76
90	13.21	220	-8.69
100	12.60	230	-12.25
110	11.42	240	-13.56
120	10.63	250	-13.98
130	9.58		

ตารางที่ 4.15 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง



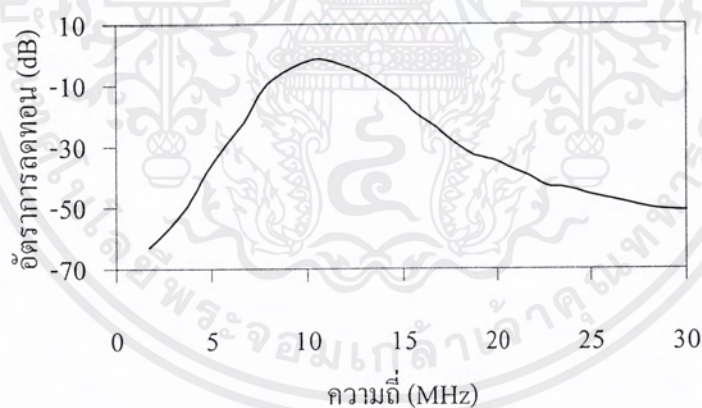
รูปที่ 4.41 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง

4.13 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

ทำการเก็บผลการทดลองโดยทำการเปลี่ยนความถี่อินพุตตั้งแต่ 1.7 ถึง 30.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยที่
ให้กำลังงานอินพุตเป็น 0 dBm และทำการวัดค่าของกำลังงานเอาต์พุตและหาค่าอัตราขยายจะได้ดังนี้

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
1.7	-63.06	16.7	-23.73
2.7	-57.08	17.7	-28.99
3.7	-49.43	18.7	-32.92
4.7	-38.6	19.7	-34.48
5.7	-29.91	20.7	-36.78
6.7	-21.99	21.7	-39.67
7.7	-11.31	22.7	-42.73
8.7	-5.92	23.7	-43.48
9.7	-2.71	24.7	-45.17
10.7	-1.38	25.7	-46.71
11.7	-2.88	26.7	-48.07
12.7	-5.44	27.7	-49.41
13.7	-9.29	28.7	-50.71
14.7	-13.74	29.7	-51.05
15.7	-19.63	30.7	-51.12

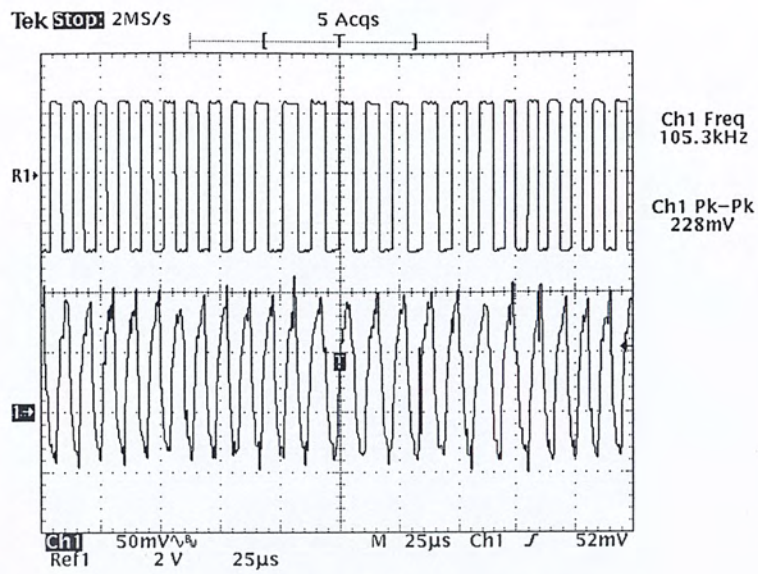
ตารางที่ 4.16 ผลตอบสนองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.42 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

4.14 วงจรดีมอดูเลตสัญญาณ

ในส่วนของวงจรดีมอดูเลตสัญญาณจะใช้ไอซี LM3089 โดยจะได้สัญญาณข่าวสารเอาต์พุตเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณข่าวสารที่เป็นอินพุตดังรูป



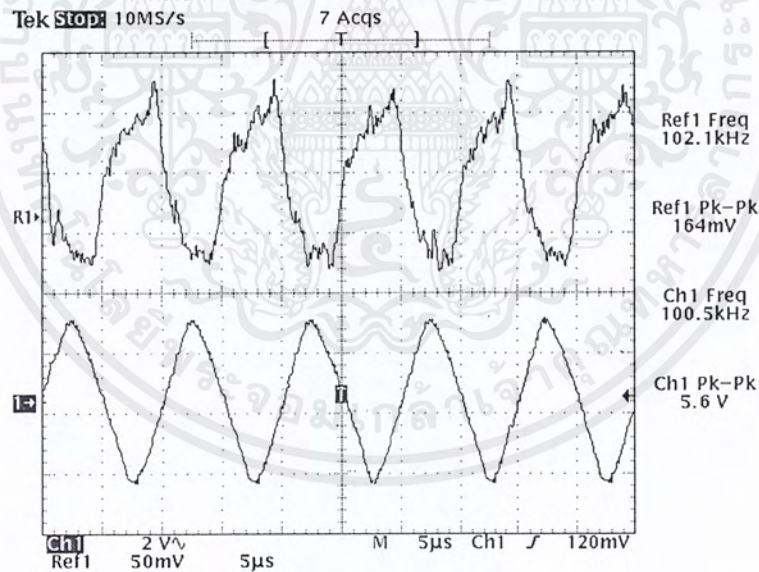
รูปที่ 4.43 สัญญาณที่ได้จากวงจรคีมอคูเลต

Ref1 : สัญญาณดิจิทัล 9.6 กิโลบิตต่อวินาที ที่นำมามอคูเลต

Ch1 : สัญญาณที่คีมอคูเลตได้จริง

4.15 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

สัญญาณที่ได้มาจากวงจรคีมอคูเลตจะมีขนาดสัญญาณเล็ก ดังนั้นจึงต้องนำไปผ่านวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส เพื่อให้สัญญาณมีขนาดใหญ่ขึ้น โดยผลการทดลองที่ได้เป็นดังนี้



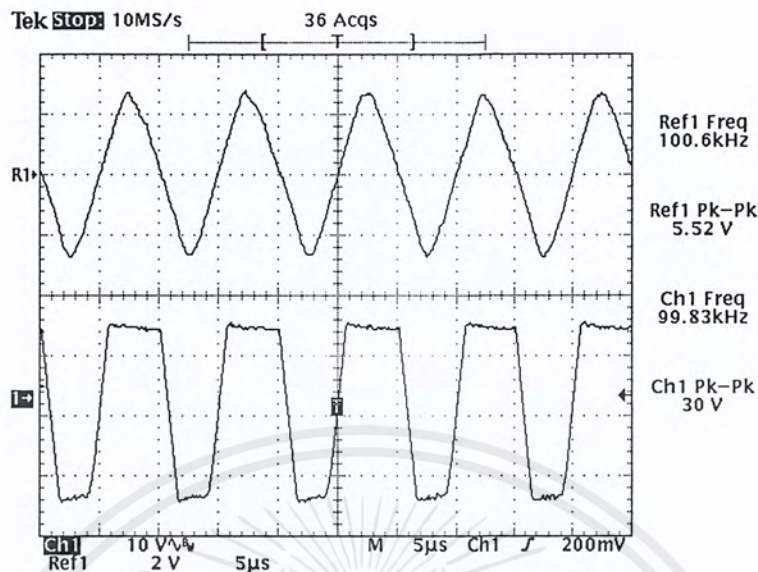
รูปที่ 4.44 สัญญาณที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการขยายสัญญาณ

Ref1 : สัญญาณอินพุตที่เข้าวงจรขยายสัญญาณ

4.16 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

นำสัญญาณที่ได้จากการขยายแล้วไปผ่านวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ จะได้ผลการทดลองดังรูป



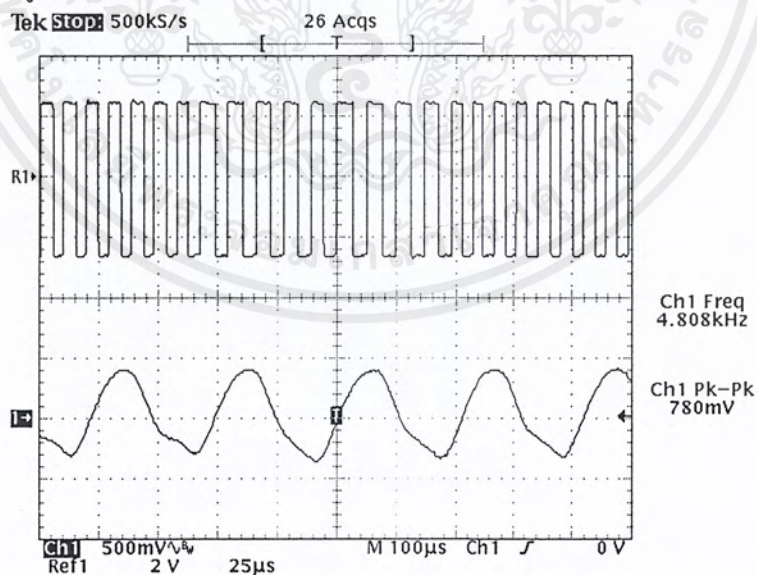
รูปที่ 4.45 สัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการเปรียบเทียบสัญญาณ

Ref1 : สัญญาณอินพุตที่เข้าวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

4.17 วงจรคิมอดูเลตแบบเฟสล็อกกลูป

สัญญาณที่ได้ยังมีการมอดูเลตของสัญญาณอยู่ จึงต้องทำการคิมอดูเลตสัญญาณอีกครั้ง โดยจะได้ผลการทดลองเป็นดังรูป



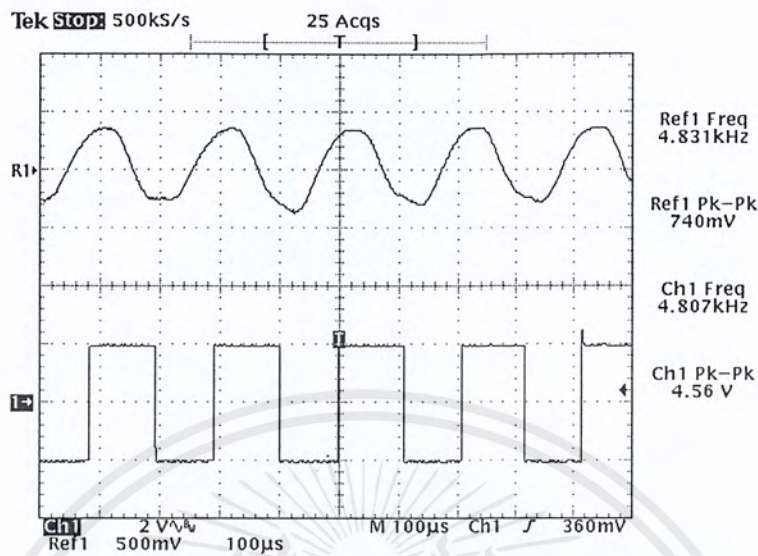
รูปที่ 4.46 สัญญาณที่ได้จากวงจรคิมอดูเลตแบบเฟสล็อกกลูป

Ref1 : สัญญาณอินพุตวงจรเฟสล็อกกลูป

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการคิมอดูเลตแบบเฟสล็อกกลูป

4.18 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ความถี่ 4.8 กิโลเฮิร์ตซ์

นำสัญญาณที่ได้จากการคิมอดูเลตไปเข้าวงจรเปรียบเทียบสัญญาณอีกครั้ง โดยจะได้ผลการทดลองดังรูป



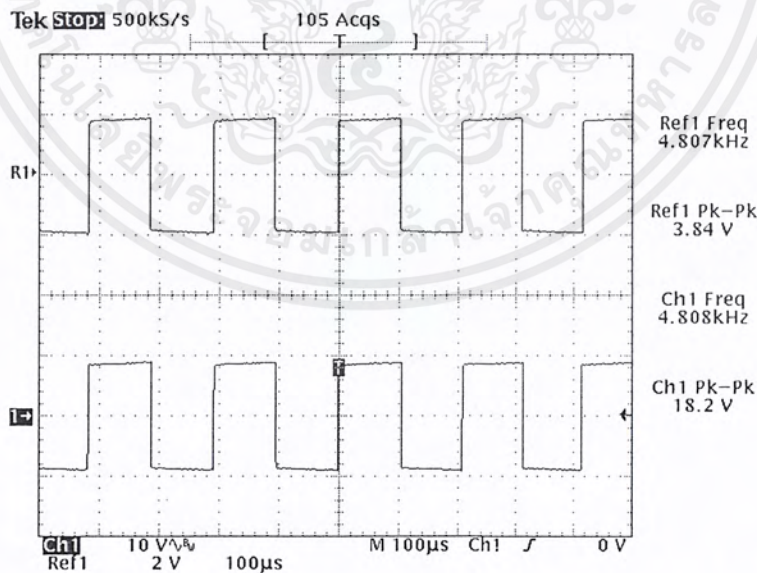
รูปที่ 4.47 สัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ความถี่ 4.8 กิโลเฮิร์ตซ์

Ref1 : สัญญาณที่คิมอดูเลตได้จากวงจรเฟสล็อกกลูป

Ch1 : สัญญาณที่ผ่านการเปรียบเทียบ

4.19 วงจรแปลงระดับแรงดันที่ทีแอลเป็นระดับสัญญาณคอมพิวเตอร้จากมาตรฐานอาร์เอส-232

นำสัญญาณที่ได้ผ่านวงจรแปลงระดับแรงดันเพื่อให้เป็นระดับสัญญาณคอมพิวเตอร้ จะได้ผลการทดลองดังรูป

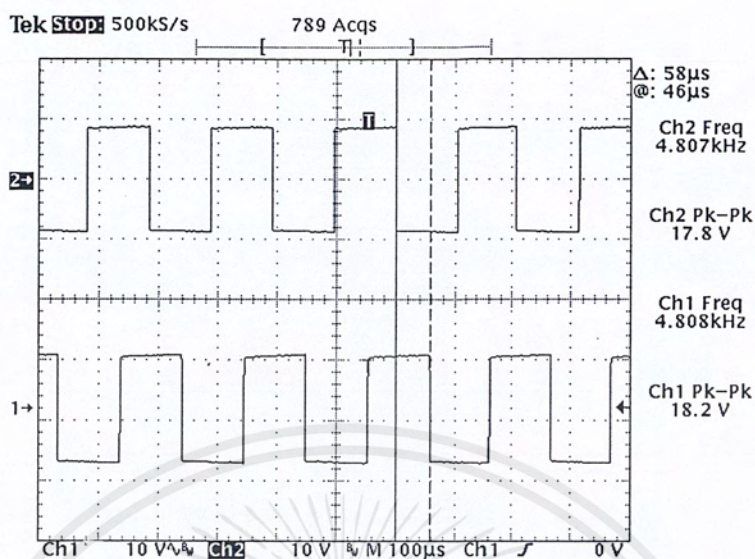


รูปที่ 4.48 สัญญาณที่ได้จากวงจรแปลงระดับแรงดันที่ทีแอลเป็นระดับสัญญาณคอมพิวเตอร้

Ch1 : ระดับสัญญาณคอมพิวเตอร้ที่ผ่านการแปลงระดับแรงดันมาตรฐานอาร์เอส-232

Ref1 : สัญญาณที่ผ่านวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

เมื่อเราทำการเปรียบเทียบสัญญาณที่อินพุตของภาคส่งและเอาต์พุตภาครับและหาค่าหน่วงเวลา (Delay Time) จะได้สัญญาณเป็นดังรูป



รูปที่ 4.49 สัญญาณเปรียบเทียบระหว่างภาคส่ง-รับ

Ch1 : สัญญาณข้อมูลทำการส่งที่เอาต์พุตของภาคส่ง

Ch2 : สัญญาณข้อมูลที่ได้รับได้ที่อินพุตของภาครับ

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

สรุปโครงการทั้งหมดนี้ได้ใช้ความถี่คลื่นพาห์ 144 เมกกะเฮิร์ตซ์ ในการรับส่งข้อมูลดิจิทัลโดยมีกำลังส่งประมาณ 1 วัตต์ สามารถส่งความเร็วได้ถึง 9.6 กิโลบิตต่อวินาที และโครงการนี้แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของภาคเครื่องส่งและเครื่องรับ ดังต่อไปนี้

ส่วนของภาคส่ง

1. วงจรแปลงระดับแรงดันจากอาร์เอส-232 เป็นระดับแรงดันที่ทีแอล
2. วงจรกำเนิดความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้เฟสล็อกกลูป
3. วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 144 เมกกะเฮิร์ตซ์
4. วงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์
5. วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ
6. วงจรขยายกำลังสัญญาณ
7. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์

ส่วนของภาครับ

1. วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 144 เมกกะเฮิร์ตซ์
2. วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ
3. วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 154.7 เมกกะเฮิร์ตซ์
4. วงจรมิกเซอร์
5. วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง
6. วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์
7. วงจรเอฟเอสเคดีมอดูเลเตอร์
8. วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส
9. วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ
10. วงจรดีมอดูเลเตอร์โดยใช้วงจรเฟสล็อกกลูป
11. วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ
12. วงจรแปลงระดับแรงดันที่ทีแอลไปเป็นระดับแรงดันอาร์เอส-232

ปัญหาที่พบในการทดลอง

ในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่นั้น สัญญาณรบกวนในตัวเองที่เกิดขึ้น (เช่น เฟสโนยส์ หรือ ไซค์เบนด้นอยส์) ยังมีอยู่มากอยู่จำเป็นที่จะต้องลดลงให้มากที่สุดเพื่อให้วงจรภาครับสามารถรับสัญญาณได้ชัดเจน ควรทำการคัปปลิงไฟเลี้ยงของวงจรให้เพียงพอเพื่อไม่ให้ความถี่สูงไปรบกวนวงจรในส่วนอื่นๆ ได้ และไม่ควรวางตัวเหนี่ยวนำ (L) ให้ใกล้กันจนเกินไป เพราะจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำของ

เส้นแรงแม่เหล็ก การใช้สายไฟในวงจรไม่ควรจะยาวจนเกินไปเพราะในความถี่สูงสายไฟจะประพฤติตัวเป็นตัวเหนี่ยวนำ

ในโครงการนี้เกี่ยวข้องกับความถี่สูง และปัญหาที่พบ คือ ในเรื่องการพันตัวเหนี่ยวนำให้ได้ค่าที่ต้องการซึ่งเป็นเรื่องที่ยากพอสมควร เนื่องจากจะเกิดการผิดพลาดของค่าตัวเหนี่ยวนำ ทำให้ไม่ได้ความถี่ตรงตามที่ต้องการ และก็ต้องใช้ความชำนาญในการฝึกฝนทำการทดลอง และต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำเป็นจำนวนมากในวงจรต่างๆ เช่น วงจรกรองความถี่, วงจรผลิตความถี่, วงจรขยายสัญญาณที่ความถี่สูง ฯลฯ

ปัญหาเรื่องของสัญญาณรบกวนเป็นเรื่องสำคัญ การแก้ไขเรื่องสัญญาณรบกวนนั้นเป็นเรื่องที่ละเอียดอ่อน วิธีที่จะแก้ปัญหานั้นมีอยู่หลายวิธี เช่น การกราวด์ดีดิง (Grounding), การชิลด์ (Shielding) เป็นต้น

และสุดท้ายนี้คือความยุ่งยากในการต่อวงจรความถี่สูง เนื่องจากขาดประสบการณ์กับความรู้ความชำนาญเพราะจะมีปัญหาที่สำคัญ คือ การรบกวนกันเองของความถี่สูง ทำให้การควบคุมความถี่ให้ได้ตามค่าที่ต้องการทำได้ยากมากขึ้น พร้อมทั้งอุปกรณ์และข้อมูลเกี่ยวกับวงจรความถี่สูงหาซื้อได้ยากและราคาค่อนข้างแพง

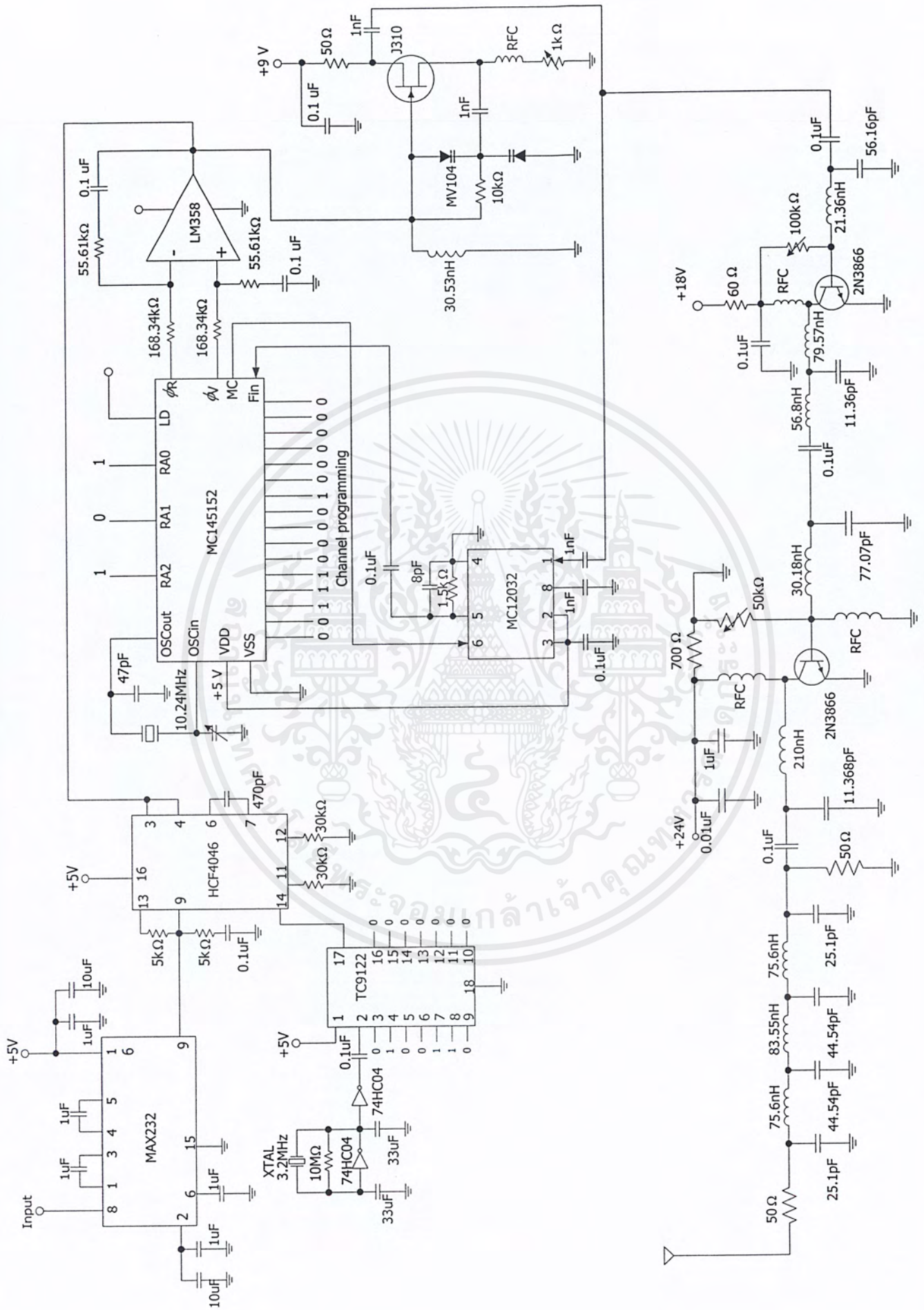
แนวทางในการพัฒนาและประยุกต์ใช้

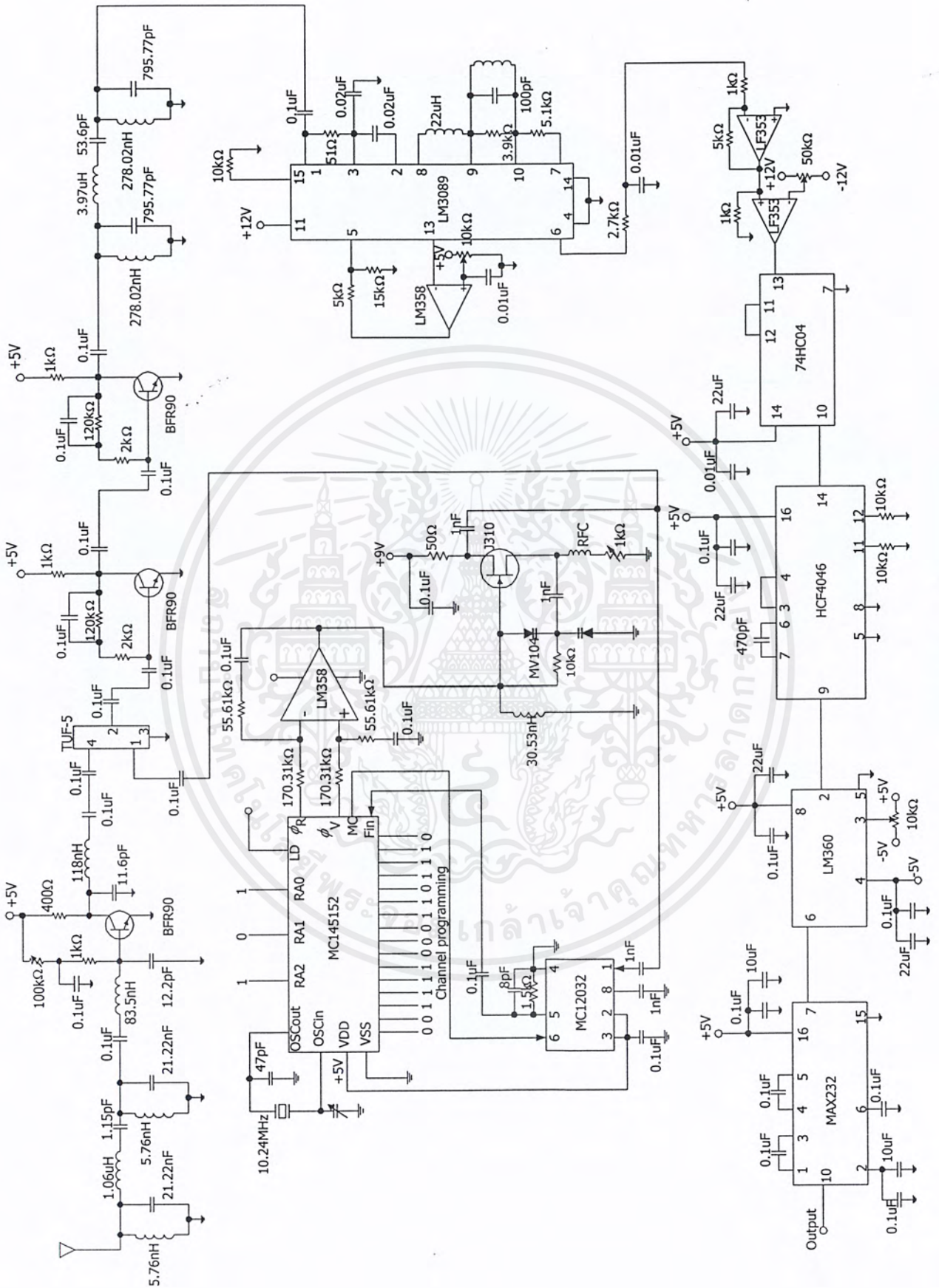
เราสามารถทำการพัฒนาโครงการนี้ให้เป็นเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและสามารถทำการเพิ่มความเร็วในการส่งข้อมูลโดยทำการมอดูเลตสัญญาณแบบบีพีเอสเค (BPSK), คิวพีเอสเค (QPSK) และอื่นๆ จะทำให้การมอดูเลตในการส่งสัญญาณมีคุณภาพขึ้นมากกว่าแบบเอฟเอสเค (FSK) และสามารถทำให้แบนด์วิดท์ในการส่งมีขนาดแคบลงโดยทำการมอดูเลตแบบจีเอฟเอสเค (GFSK : Guassian Frequency Shift Keying) ซึ่งจะช่วยลดแบนด์วิดท์ในการส่ง

ภาคผนวก

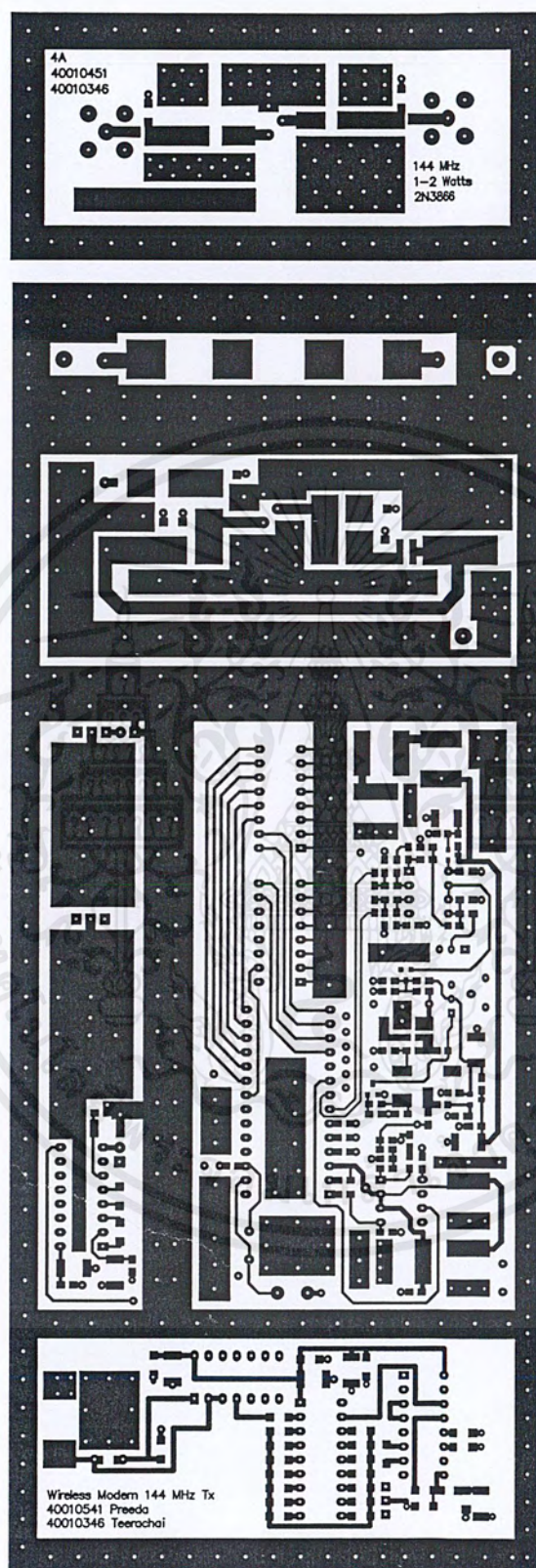
- วงจรรวมภาคส่ง
- วงจรรวมภาครับ
- ส่วนของโปรแกรม





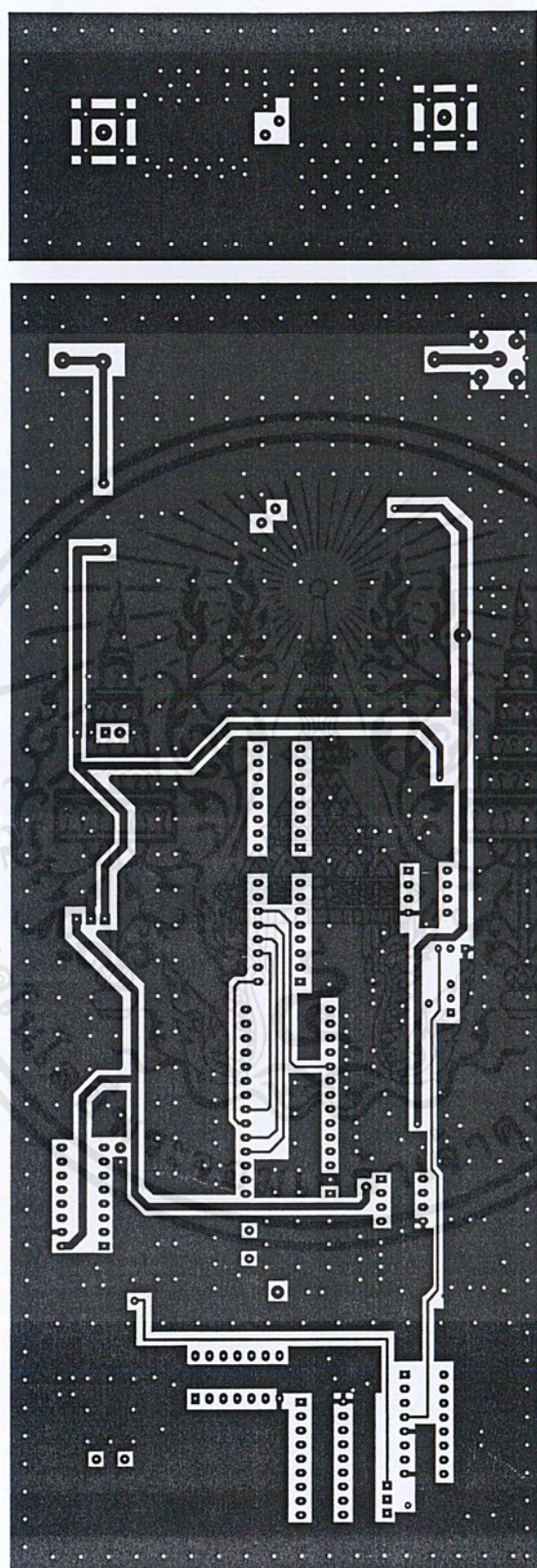


วงจรรวมภาพครบ



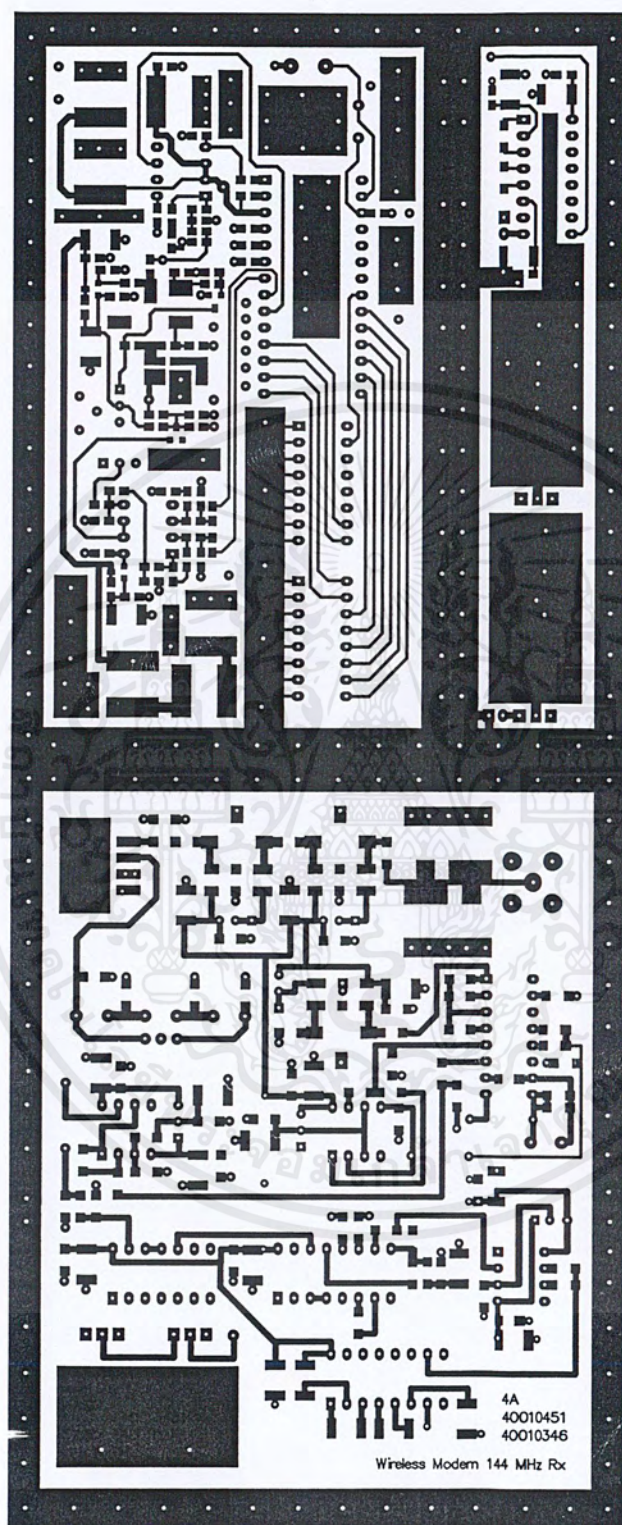
ลายวงจร PCB ภาคส่ง (ด้านหน้า)

อัตราส่วน 1:0.75



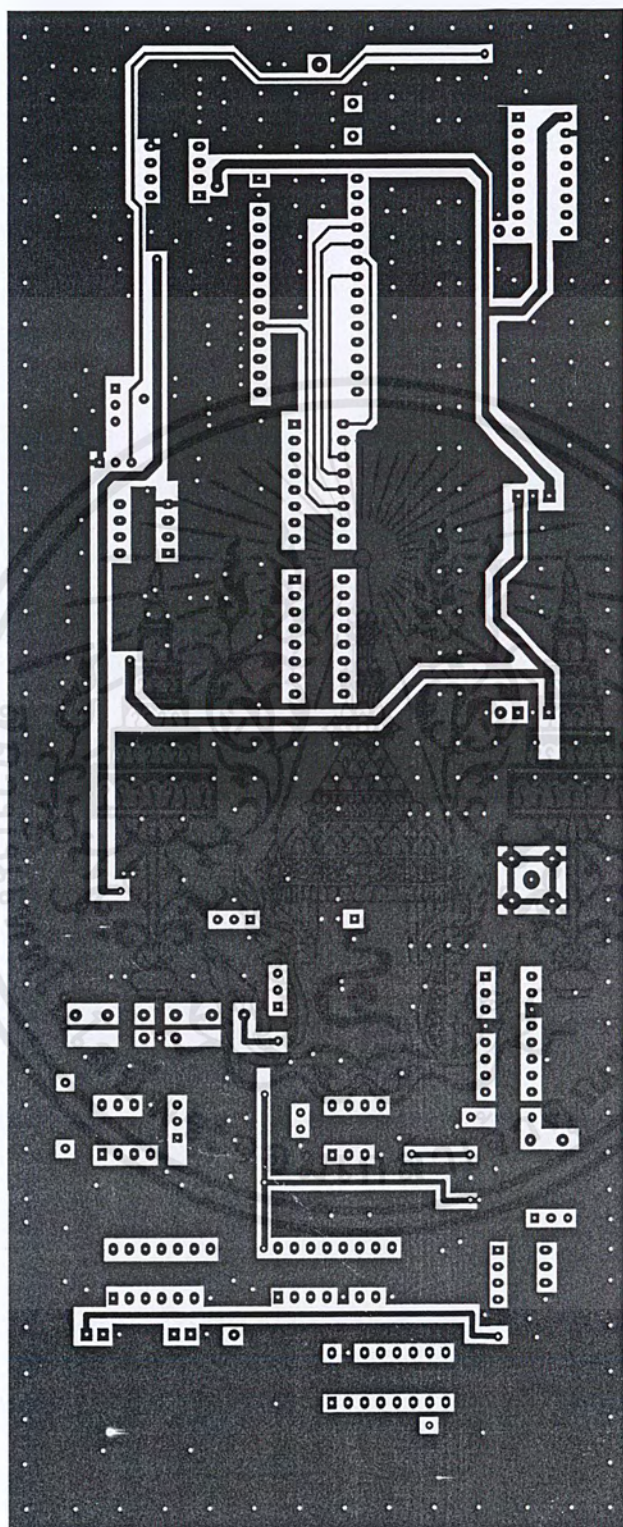
ลายวงจร PCB ภาคส่ง (ด้านหลัง)

อัตราส่วน 1:0.75



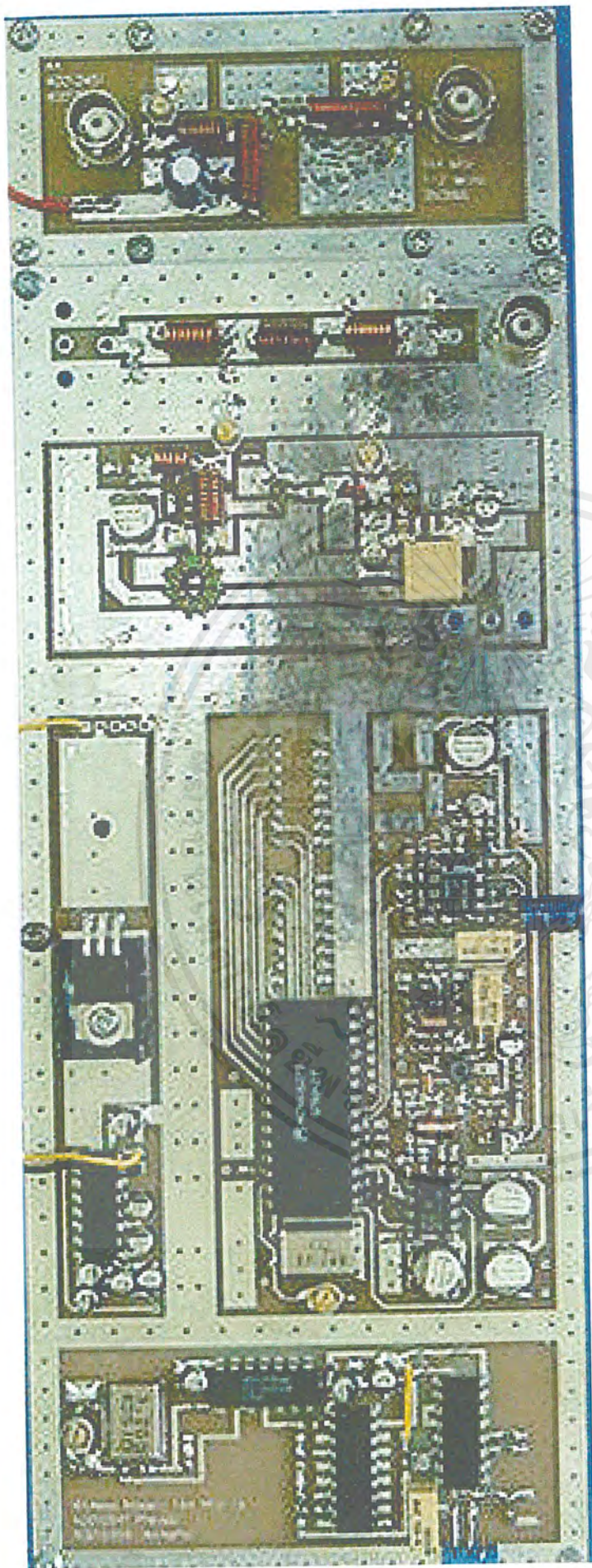
ลายวงจร PCB ภาครับ (ด้านหน้า)

อัตราส่วน 1:0.85



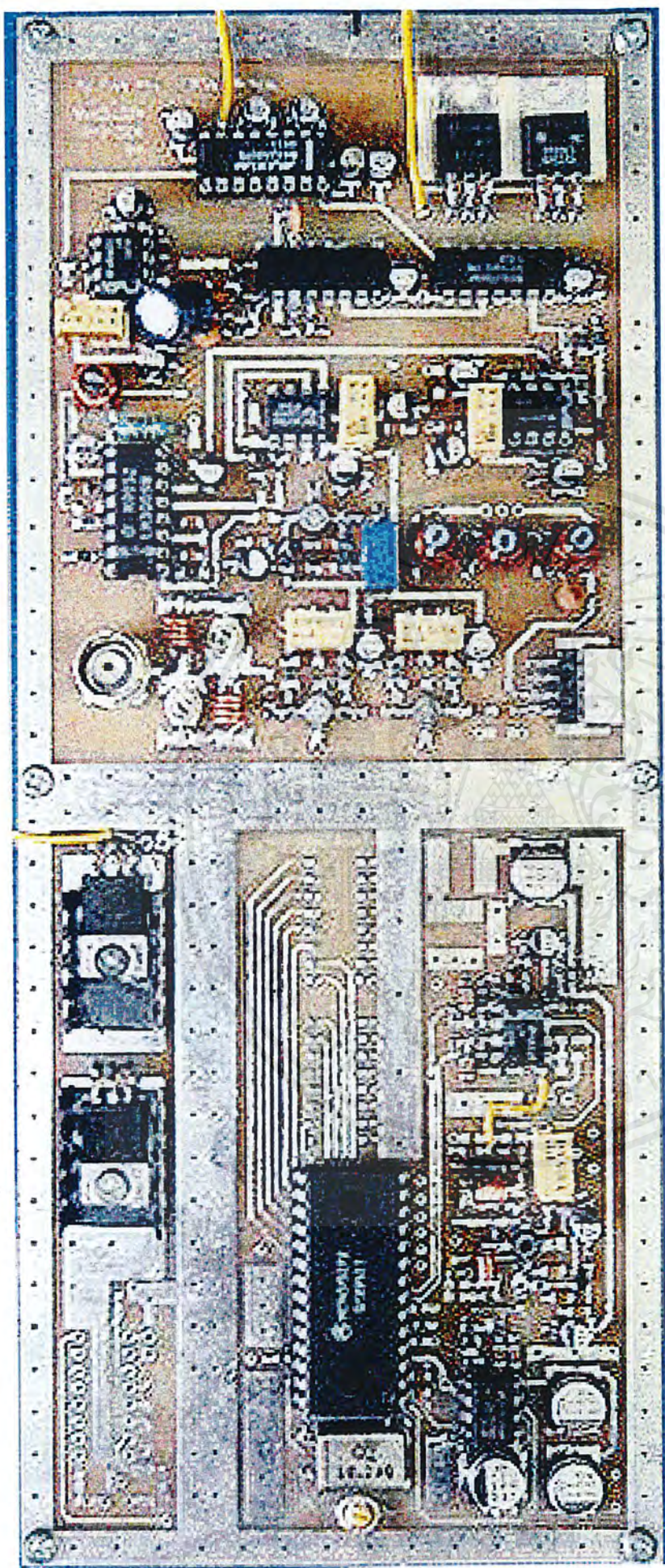
ลายวงจร PCB ภากรับ (ด้านหลัง)

อัตราส่วน 1:0.85

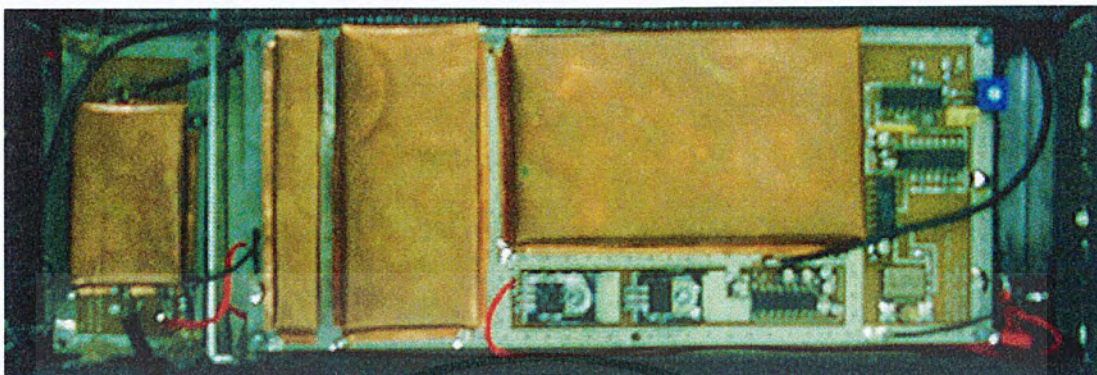


รูปวงจรภาคส่งบนแผ่น PCB

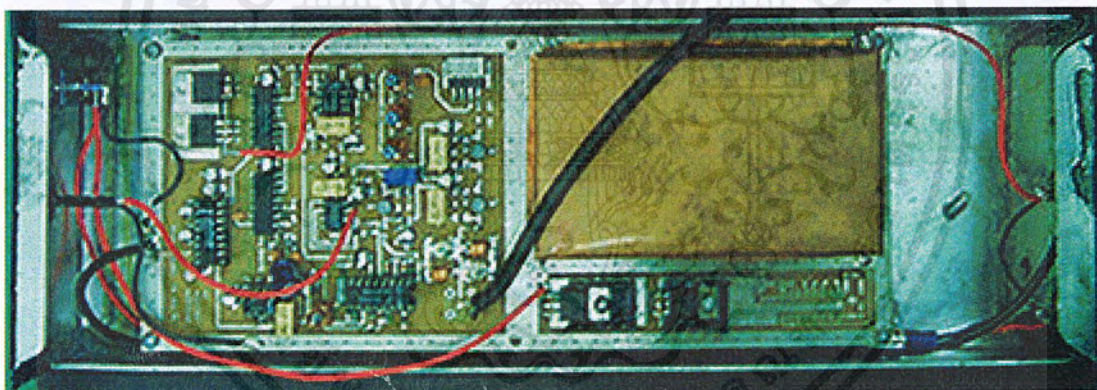




รูปวงจรภาครับแผ่น PCB



วงจรภาคส่งเมื่อทำการซัดและใส่ลงกล่อง



วงจรภาครับเมื่อทำการซัดและใส่ลงกล่อง

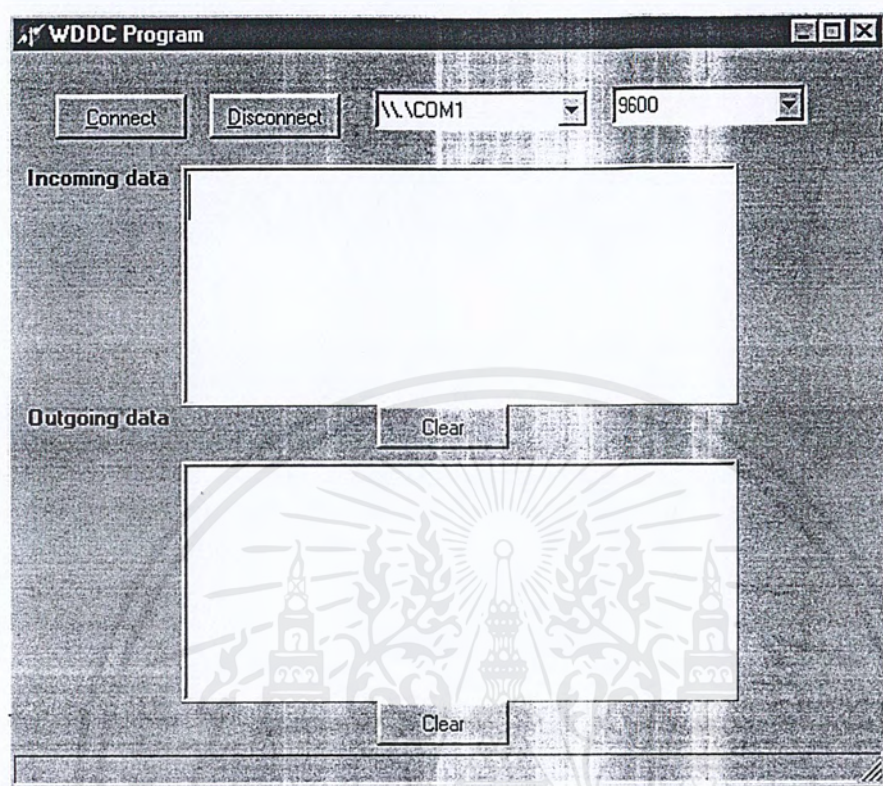


อุปกรณ์ภาคส่ง



อุปกรณ์ภาครับ

โปรแกรมที่ใช้ในการส่ง-รับข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์



ส่วนของโปรแกรม WDDC

```
unit Unit1;
interface
uses
  Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms,
  Dialogs,
  StdCtrls, CPDrv, ComCtrls, ExtCtrls;
type
  TForm1 = class(TForm)
    Panel1: TPanel;
    Panel2: TPanel;
    IncomingRichEdit: TRichEdit;
    OutgoingRichEdit: TRichEdit;
    cpDrv: TCommPortDriver;
    Button1: TButton;
    Button2: TButton;
    PortComboBox: TComboBox;
    BaudRateComboBox: TComboBox;
    StatusBar1: TStatusBar;
    Label1: TLabel;
    Label2: TLabel;
    Button3: TButton;
    Button4: TButton;
    procedure Button1Click(Sender: TObject);
    procedure Button2Click(Sender: TObject);
    procedure PortComboBoxChange(Sender: TObject);
    procedure BaudRateComboBoxChange(Sender: TObject);
    procedure OutgoingRichEditKeyPress(Sender: TObject; var Key:
Char);
    procedure cpDrvReceiveData(Sender: TObject; DataPtr: Pointer;
      DataSize: Cardinal);
    procedure OutgoingRichEditKeyDown(Sender: TObject; var Key: Word;
      Shift: TShiftState);
    procedure FormClose(Sender: TObject; var Action: TCloseAction);
    procedure Button3Click(Sender: TObject);
    procedure Button4Click(Sender: TObject);
  private
    { Private declarations }
  public
    { Public declarations }
  end;
var
  Form1: TForm1;
implementation
{$R *.DFM}
procedure TForm1.Button1Click(Sender: TObject);
begin
  cpdrv.connect;
  if cpdrv.Connected then statusbar1.simpletext := 'Connect' else
    statusbar1.simpletext := 'Disconnect';
end;

procedure TForm1.Button2Click(Sender: TObject);
begin
  cpdrv.Disconnect;
  if not cpdrv.Connected then statusbar1.simpletext := 'Disconnect';
end;

procedure TForm1.PortComboBoxChange(Sender: TObject);
```

```

begin
cpdrv.PortName := PortCombobox.Text;
statusbar1.simpletext := cpdrv.PortName;
end;

procedure TForm1.BaudRateComboBoxChange(Sender: TObject);
begin
cpdrv.BaudRateValue := strtoint(BaudrateCombobox.text);
statusbar1.simpletext := inttostr(cpdrv.BaudRateValue);
end;

procedure TForm1.OutgoingRichEditKeyPress(Sender: TObject; var Key:
Char);
begin
// Do nothing if not connected
if cpDrv.Connected then
cpDrv.SendChar( Key ) else
statusbar1.simpletext := 'Can not send';
end;

procedure TForm1.cpDrvReceiveData(Sender: TObject; DataPtr: Pointer;
DataSize: Cardinal);
var iLastLine, i: integer;
s, ss: string;
begin
// Convert incoming data into a string
s := StringOfChar( ' ', DataSize );
move( DataPtr^, pchar(s)^, DataSize );
// Exit if s is empty. This usually occurs when one or more NULL
characters
// (chr(0)) are received.
while pos( #0, s ) > 0 do
delete( s, pos( #0, s ), 1 );
if s = '' then
exit;
// Remove line feeds
i := pos( #10, s );
while i <> 0 do
begin
delete( s, i, 1 );
i := pos( #10, s );
end;
// Don't redraw the rich edit control until we finished updating it
//IncomingRichEdit.Lines.BeginUpdate;
// Get last line index
iLastLine := IncomingRichEdit.Lines.Count-1;
// If the rich edit is empty...
if iLastLine = -1 then
begin
// Remove line feeds from the string
i := pos( #10, s );
while i <> 0 do
begin
delete( s, i, 1 );
i := pos( #10, s );
end;
// Remove carriage returns from the string (break lines)
i := pos( #13, s );
while i <> 0 do
begin
ss := copy( s, 1, i-1 );

```



```

        delete( s, 1, i );
        IncomingRichEdit.Lines.Append( ss );
        i := pos( #13, s );
    end;
    IncomingRichEdit.Lines.Append( s );
end
else
begin
    // String to add is : last line added + new one
    s := IncomingRichEdit.Lines[iLastLine] + s;
    // Remove carriage returns (break lines)
    i := pos( #13, s );
    while i <> 0 do
    begin
        ss := copy( s, 1, i-1 );
        delete( s, 1, i );
        if iLastLine <> -1 then
        begin
            IncomingRichEdit.Lines[iLastLine] := ss;
            iLastLine := -1;
        end
        else
            IncomingRichEdit.Lines.Append( ss );
        i := pos( #13, s );
    end;
    if iLastLine <> -1 then
        IncomingRichEdit.Lines[iLastLine] := s
    else
        IncomingRichEdit.Lines.Append( s );
    end;
    //IncomingRichEdit.Lines.EndUpdate;
    // Scroll incoming text rich edit
    SendMessage( IncomingRichEdit.Handle, EM_SCROLLCARET, 0, 0 );
end;

procedure TForm1.OutgoingRichEditKeyDown(Sender: TObject; var Key:
Word;
    Shift: TShiftState);
begin
    if not cpDrv.Connected then
    begin
        if not cpDrv.Connected then
            Key := 0;
        end;
    end;
end;

procedure TForm1.FormClose(Sender: TObject; var Action:
TCloseAction);
begin
    cpdrv.Disconnect;
end;

procedure TForm1.Button3Click(Sender: TObject);
begin
    incomingRichedit.Clear;
end;
procedure TForm1.Button4Click(Sender: TObject);
begin
    outgoingrichedit.Clear;
end;
end.

```

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้ สามารถสำเร็จได้ด้วยคำแนะนำและความช่วยเหลือจากท่านอาจารย์
ดร. สุทธิชัย นพนาศิพงษ์ และ ผศ. เกรียงไกร วงศ์โรจนภรณ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาในโครงงานชิ้นนี้
ดร. ทองทศ วานิชศรี ซึ่งเป็นอาจารย์ที่คอยให้ความช่วยเหลือในเรื่องอุปกรณ์และคำแนะนำที่ดีในการทำ
โครงงานชิ้นนี้ และนายณฤทธิ์ ญัณฐนิศรา ที่ปรึกษาโทที่คอยให้คำชี้แนะ ช่วยเหลือ และคอยดูแลเสมอมา
ในโอกาสนี้จึงขอขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างยิ่งในความกรุณาที่มีตลอดเวลาที่ผ่านมา

ธีระชัย คันทน์พรชัย

ปริดา ธีรกุลวานิช

ผู้จัดทำปริญญานิพนธ์



หนังสืออ้างอิง

Jame K.Harly with illustration, "High Frequency Circuit Design" : Reston Publishing Company : 1980

Norm Dye & Helge Granberg, "Radio Frequency Transistor (Principles and Practical Applications)" :
1984

Chris Bowick, "RF Circuit Design", Indianapolis : Howard Sams & Co : 1982

Roland E.Best, "Phase-Locked Loop" : Mc Graw-Hill Book Company : 1984

Wayne Tomasi, "Electronic Communications Systems" : Prentice-Hall International, Inc : 1998

