

โมเด็มไร้สายความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์  
433 MHz WIRELESS MODEM



โดย  
นายมนัสชัย บรรจงศิริเจริญ  
นายวรวิญญู รุ่งประดับวงศ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขที่.....  
เลขทะเบียน..... 46449  
วัน, เดือน, ปี..... 2 เม.ย. 2546

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โมเด็มไร้สายความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์  
433MHz WIRELESS MODEM

โดย

นายมนัสชัย บรรจงศิริเจริญ 41014338

นายวรัญญู รุ่งประดับวงศ์ 41014368

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ทองทศ วานิชศิริ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทชั้นปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง โมเด็มไร้สายความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์

433 MHz Wireless Modem

ผู้ร่วมงาน 1. นายมนัสชัย บรรจงศิริเจริญ 41014338  
2. นายวรัญญู รุ่งประดับวงศ์ 41014368

..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ดร. ทองทอด วานิชศรี)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## โมเด็มไร้สายความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์

### 433 MHz Wireless Modem

โดย นายมนัสชัย บรรจงศิริเจริญ 41014338

นายวิญญู รุ่งประดับวงศ์ 41014368

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร.ทองทศ วานิชศรี

#### บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอการออกแบบและการสร้างโมเด็มไร้สาย ซึ่งใช้ในการรับส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์กับคอมพิวเตอร์ โดยใช้คลื่นวิทยุเป็นพาหะที่ความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์ และใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying) โมเด็มมีอัตราเร็วในการส่งข้อมูลที่ 9600 บิตต่อวินาที และเครื่องส่งมีกำลังส่งประมาณ 100 มิลลิวัตต์

#### ABSTRACT

This project presents a designed and implementation of wireless modem for personal computer by using radio frequency carrier at 433 MHz. The modulation technique is GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying). The data transfer rate is 9600 bps and output power of the transmitter is about 100 mW.

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	6
2.1 ออปแอมป์และการประยุกต์ใช้งาน	6
2.1.1 วงจรสมมูลของออปแอมป์	6
2.1.2 คุณสมบัติเด่นของออปแอมป์	7
2.1.3 ลักษณะอุดมคติของออปแอมป์	7
2.1.4 คุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญของออปแอมป์	9
2.1.5 การประยุกต์ใช้งานของออปแอมป์	10
2.2 วงจรกรอง	14
2.2.1 วงจรกรองแบบช่วงผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดพาสซีฟ	14
2.2.2 วงจรกรองแบบต่ำผ่านแบบเชบีเชฟชนิดพาสซีฟ	19
2.2.3 วงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟ	21
2.2.4 วงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟ	25
2.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป	27
2.3.1 วงจรเฟสล็อกกลูป	28
2.3.2 การหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกกลูป	34
2.3.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูปแบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส	38
2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน	40
2.5 การมอดูเลตทางความถี่	45
2.6 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก	49
2.6.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์	49
2.6.2 การคำนวณวงจขยายโดยใช้เอสพารามีเตอร์	50
2.6.2.1 เสถียรภาพ	50
2.6.2.2 อัตราขยายสูงสุดที่จะหาได้	51
2.6.2.3 ซิมัลทาเนียสคอนจูเกทแมตซ์	51
2.6.2.4 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์ส	51
2.6.2.5 การคำนวณโดยกำหนดค่าแกนใดๆ	52
2.6.3 อิมพีแดนซ์แมตซ์	53
2.7 เซรามิกฟิลเตอร์	55
2.8 วงจรกำเนิดความถี่โดยใช้คริสตอล	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9	พอร์ตอ努กรมอาร์เอส-232	58
2.9.1	รูปแบบการสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม	59
2.9.2	มาตรฐานพอร์ตอ努กรมแบบอาร์เอส-232	60
2.9.3	คอนเน็กเตอร์สำหรับพอร์ตอาร์เอส-232 และการเชื่อมต่อ	61
2.10	การส่งสัญญาณพัลส์และการจัดรูปใหม่	62
2.10.1	รูปแบบของวงจรส่งสัญญาณและคุณลักษณะของผลตอบสนองพัลส์	63
2.10.2	เงื่อนไขของอินเตอร์วิมบอลอินเตอร์เฟียเรนซ์ที่เป็นศูนย์	59
2.11	การจัดรูปใหม่	66
2.12	ดิจิตอลรีเจนเนอเรทีฟวีพีพีทีคิง	69
2.12.1	หลักการ	69
2.12.2	หน้าที่ของรีเจนเนอเรทีฟวีพีพีทีเตอร์	71
2.12.3	การจัดรูปใหม่	72
2.12.4	การจัดเวลาใหม่และการสร้างใหม่	72
2.13	พารามิเตอร์ที่ใช้ประเมินค่าการส่งแบบดิจิตอล	73
2.13.1	บิตเออเรอร์	73
2.13.2	ไอโคอะแกรม	76
2.14	ไทมิงจิตเตอร์	77
<b>บทที่ 3</b>	<b>การคำนวณและการสร้าง</b>	<b>79</b>
3.1	วงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์จากมาตรฐานอาร์เอส-232 เป็นระดับแรงดันทีทีแอล	79
3.2	วงจรควบคุมการรับส่งสัญญาณ	80
3.3	วงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	82
3.4	วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ 433 เมกะเฮิร์ตซ์	85
3.4.1	วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	85
3.4.2	วงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส	89
3.4.3	วงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่	90
3.4.4	วงจรรูปฟิลเตอร์	93
3.4.5	วงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์	96
3.4.6	วงจรมอดูเลตความถี่เอฟเอ็ม	98
3.5	วงจรไดโอดสวิตช์ด้านภาคส่ง	98
3.6	วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ	100
3.7	วงจรกรองแบบต่ำผ่านเซมิเซพชนิดพาสซีฟ	104
3.8	วงจรไดโอดสวิตช์เลือกรับส่ง	105
3.9	วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	107

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.10 วงจรมิกเซอร์ความถี่	108
3.11 วงจรกรองแบบแถบผ่านช่วง 10.7 เมกะเฮิรตซ์	109
3.12 วงจรขยายกำลังความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์	110
3.13 วงจรเอฟเอ็มคิมอคูเลเตอร์	111
3.14 การออกแบบวงจรกรองแบบต่ำผ่านแบบแอกทีฟ	113
3.15 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	116
<b>บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง</b>	118
4.1 ผลการทดลองวงจรแปลงระดับสัญญาณ	119
4.2 ผลการทดลองของวงจรควบคุมการรับส่งสัญญาณ	119
4.3 ผลการทดลองของวงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟ ความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิรตซ์	122
4.4 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ 433 เมกะเฮิรตซ์	124
4.4.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า ที่ 433 เมกะเฮิรตซ์	124
4.4.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า ที่ 433 เมกะเฮิรตซ์	128
4.4.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์	128
4.4.4 ผลการทดลองจากวงจรลูปฟิลเตอร์	131
4.4.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 433 เมกะเฮิรตซ์	132
4.5 ผลการทดลองเมื่อผ่านการมอดูเลตสัญญาณแบบเอฟเอ็ม	132
4.6 ผลการทดลองของวงจรขยายความถี่วิทยุ	133
4.7 ผลการทดลองของวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดพาสซีฟอันดับที่ 5 ความถี่คัทออฟที่ 500 เมกะเฮิรตซ์	138
4.8 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	141
4.9 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 443.7 เมกะเฮิรตซ์	143
4.10 ผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์ความถี่	144
4.11 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกะเฮิรตซ์	145
4.12 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	146
4.13 ผลการทดลองเมื่อผ่านวงจรเอฟเอ็มคิมอคูเลเตอร์	149
4.14 ผลการทดลองของวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟ ความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิรตซ์	152
4.15 ผลการทดลองของวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	156
4.16 ผลการทดลองเมื่อนำโมเด็มมาต่อเข้ากับคอมพิวเตอร์ทางพอร์ตอาร์เอส-232	157

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง



## สารบัญภาพ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของโมเด็มไร้สายความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	
รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ของออปแอมป์	6
รูปที่ 2.2 วงจรเทียบเคียงของออปแอมป์	7
รูปที่ 2.3 ลักษณะถ่ายโอนของออปแอมป์	8
รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่	9
รูปที่ 2.5 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	11
รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส 180 องศา	11
รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลในรูปที่ 2.6 เมื่อแทนด้วยแหล่งกำเนิดกระแส ตามทฤษฎีของนอร์ตัน	11
รูปที่ 2.8 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส	13
รูปที่ 2.9 วงจรบัฟเฟอร์และวงจรสมมูลของบัฟเฟอร์	14
รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองของบัคเตอร์เวิร์ธ	15
รูปที่ 2.11 คุณสมบัติการลดทอนสำหรับวงจรกรองแบบบัคเตอร์เวิร์ธ	15
รูปที่ 2.12 การแปลงแถบความถี่จากแบบต่ำผ่านเป็นแบบช่วงผ่าน	17
รูปที่ 2.13 การแปลงองค์ประกอบจากวงจรกรองแบบต่ำผ่าน ไปเป็นแบบช่วงผ่าน	18
รูปที่ 2.14 การลดทอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ	19
รูปที่ 2.15 รีปเบิลและฟังก์ชันการลดทอน	20
รูปที่ 2.16 การลดทอนของวงจรกรองความถี่แบบเกาส์เซียนที่นอร์มอลไลซ์แล้ว	24
รูปที่ 2.17 วงจรกรองแบบต่ำผ่านชนิดเอกทีฟ	25
รูปที่ 2.18 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านกรณี $K = 1$ และ $R_1 = R_2 = 1$	27
รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกกลูป	27
รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกกลูป	28
รูปที่ 2.21 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน	29
รูปที่ 2.22 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่ไม่เท่ากัน	29
รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกกลูป	34
รูปที่ 2.24 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย	36
รูปที่ 2.25 ผลตอบสนองความถี่ของระบบเฟสล็อกกลูป	37
รูปที่ 2.26 ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันแบบลำดับขั้น	37
รูปที่ 2.27 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูปแบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส	39

รูปที่ 2.28	บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก	40
รูปที่ 2.29	วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	41
รูปที่ 2.30	วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน	41
รูปที่ 2.31	วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้ดีฟเฟอร์เรนเชียลแอมพลิฟายเออร์	42
รูปที่ 2.32	วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน	43
รูปที่ 2.33	วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์	44
รูปที่ 2.34	วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ปรับค่าได้ตามแรงดัน	45
รูปที่ 2.35	สัญญาณเอฟเอ็ม	46
รูปที่ 2.36	แอมพลิจูดของคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม	48
รูปที่ 2.37	สเปกตรัมของคลื่นมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม เมื่อ $m_f = 0.5, 1.0, 2.5$ และ $4.0$	48
รูปที่ 2.38	ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์	50
รูปที่ 2.39	การแมตซ์อิมพีแดนซ์	53
รูปที่ 2.40	วงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์จากตัวอย่าง	54
รูปที่ 2.41	หม้อแปลงเรโซแนนซ์และเซรามิกส์ฟิลเตอร์	55
รูปที่ 2.42	วงจรสมมูลของผลึกคริสตอล	56
รูปที่ 2.43	ผลึกควอตซ์และการตัดผลึก	57
รูปที่ 2.44	วงจรถ่ายความถี่แบบเพียร์ซ	58
รูปที่ 2.45	รูปแบบข้อมูลอนุกรมแบบอะซิงโครนัส	59
รูปที่ 2.46	การจัดขาของคอนเน็กเตอร์พอร์ตอนุกรมตามมาตรฐานอาร์เอส-232 ทั้ง ดีบี-9 และ ดีบี-25	61
รูปที่ 2.47	การต่ออุปกรณ์ภายนอกกับพอร์ตอนุกรมของคอมพิวเตอร์ในลักษณะต่างๆ	62
รูปที่ 2.48	รูปแบบทั่วไปของวงจรส่งสัญญาณ	63
รูปที่ 2.49	คุณลักษณะของวงจรแบบต้านทานในทางอุดมคติ	64
รูปที่ 2.50	ผลตอบสนองอิมพีแดนซ์ของวงจรแบบต้านทานในทางอุดมคติ	65
รูปที่ 2.51	คุณลักษณะวงจรแบบต้านทานทางปฏิบัติ	65
รูปที่ 2.52	ผลตอบสนองเอาต์พุต	65
รูปที่ 2.53	คุณลักษณะการส่งที่ไม่เกิดอินเตอร์ซิมบอลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์	66
รูปที่ 2.54	โคชานน์โรลออฟ	67
รูปที่ 2.55	ลักษณะคลื่นของเรสปอนส์ที่ไม่เกิดอินเตอร์ซิมบอลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์	68
รูปที่ 2.56	คุณลักษณะแบบเกาส์เซียน	69
รูปที่ 2.57	ลักษณะสัญญาณตามเส้นทางการส่ง	70
รูปที่ 2.58	การเปรียบเทียบระหว่างการส่งแบบอนาล็อกและแบบดิจิทัล	71
รูปที่ 2.59	โครงสร้างของรีเจนเนอเรทีฟวีรีฟิเคเตอร์	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.60 วงจรไทม์มิ่ง	72
รูปที่ 2.61 การทำงานของวงจรสร้างพัลส์ใหม่	72
รูปที่ 2.62 ตัวอย่างของลักษณะคลื่นแบบไบโพลาร์	74
รูปที่ 2.63 การแจกแจงแอมพลิจูดของสัญญาณรบกวนที่จุดคิเทค	75
รูปที่ 2.64 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและเอเอเรอร์เรท	76
รูปที่ 2.65 ไอโคอะแกรม	77
<b>บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง</b>	
รูปที่ 3.1 วงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์จากมาตรฐานอาร์เอส-232 เป็นระดับแรงดันทีทีแอล	79
รูปที่ 3.2 ลายวงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์จากมาตรฐานอาร์เอส-232 เป็นระดับแรงดันทีทีแอล	79
รูปที่ 3.3 วงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์จากมาตรฐานอาร์เอส-232 เป็นระดับแรงดันทีทีแอลที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	80
รูปที่ 3.4 ไทม์มิ่งไดอะแกรมของสัญญาณในวงจรรับส่งสัญญาณ	81
รูปที่ 3.5 วงจรควบคุมการรับส่งสัญญาณ	81
รูปที่ 3.6 ลายวงจรควบคุมการรับส่งสัญญาณ	82
รูปที่ 3.7 วงจรควบคุมการรับส่งสัญญาณที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	82
รูปที่ 3.8 วงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนอันดับ 5 (นอร์มัลไลซ์)	83
รูปที่ 3.9 วงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟความถี่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	84
รูปที่ 3.10 ลายของวงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟความถี่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	84
รูปที่ 3.11 วงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟความถี่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	84
รูปที่ 3.12 วงจรกำเนิดความถี่แบบคอลพิคต์	85
รูปที่ 3.13 วงจรสมมูลทาง DC ของวงจรกำเนิดความถี่	86
รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ที่ต้องการออกแบบ	86
รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลเมื่อรวม $C_{in}$ กับ $C_v$	86
รูปที่ 3.16 วงจรกำเนิดสัญญาณ	87
รูปที่ 3.17 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	88
รูปที่ 3.18 ลายวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	88
รูปที่ 3.19 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	89
รูปที่ 3.20 วงจรของไอซี MC12034	89
รูปที่ 3.21 ลายวงจรของไอซี MC12034	90
รูปที่ 3.22 วงจรของไอซี MC12034 ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	90

รูปที่ 3.23	วงจรภายใน MC145152-2	91
รูปที่ 3.24	ลายวงจรเฟสดีเทกเตอร์	91
รูปที่ 3.25	วงจรเฟสดีเทกเตอร์ที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	92
รูปที่ 3.26	โครงสร้างวงจรรูปฟิลเตอร์	93
รูปที่ 3.27	วงจรรูปฟิลเตอร์	95
รูปที่ 3.28	ลายวงจรรูปฟิลเตอร์	96
รูปที่ 3.29	วงจรรูปฟิลเตอร์ที่วางอุปกรณ์บนพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	96
รูปที่ 3.30	วงจรที่สมบูรณ์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูบ ความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์	97
รูปที่ 3.31	ลายวงจรที่สมบูรณ์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูบ	97
รูปที่ 3.32	วงจรที่สมบูรณ์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูบ ที่วางอุปกรณ์บนพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	98
รูปที่ 3.33	วงจรไดโอดสวิตช์	99
รูปที่ 3.34	ลายวงจร ไดโอดสวิตช์	99
รูปที่ 3.35	วงจรไดโอดสวิตช์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	99
รูปที่ 3.36	วงจรแมชชิงอินพุตของทรานซิสเตอร์	101
รูปที่ 3.37	วงจรแมชชิงเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์	101
รูปที่ 3.38	วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ	102
รูปที่ 3.39	ลายวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ	102
รูปที่ 3.40	วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	103
รูปที่ 3.41	วงจรกรองแบบต่ำผ่านเซมิเซฟพอนิคพาสซีฟ อันดับที่ 5 (นอร์มัลไลซ์)	104
รูปที่ 3.42	วงจรกรองแบบต่ำผ่านเซมิเซฟพอนิคพาสซีฟ อันดับที่ 5 ความถี่คัทออฟ 500 เมกะเฮิร์ตซ์	104
รูปที่ 3.43	ลายวงจรกรองแบบต่ำผ่านเซมิเซฟพอนิคพาสซีฟ อันดับที่ 5 ความถี่คัทออฟ 500 เมกะเฮิร์ตซ์	105
รูปที่ 3.44	วงจรกรองแบบต่ำผ่านเซมิเซฟพอนิคพาสซีฟ อันดับที่ 5 ความถี่คัทออฟ 500 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	105
รูปที่ 3.45	วงจรไดโอดสวิตช์เล็กรับส่ง	105
รูปที่ 3.46	ลายวงจรไดโอดสวิตช์เล็กรับส่ง	106
รูปที่ 3.47	วงจรไดโอดสวิตช์เล็กรับส่งที่วางอุปกรณ์บนพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	106
รูปที่ 3.48	วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	107
รูปที่ 3.49	ลายวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	107

รูปที่ 3.50 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำที่วางอุปกรณ์ลงบนพีซีบี เรียบร้อยแล้ว	108
รูปที่ 3.51 ลายวงจรมิกเซอร์	108
รูปที่ 3.52 วงจรมิกเซอร์ความถี่ที่ใช้ไอซีเบอร์ JMS-11X ที่วางอุปกรณ์บนพีซีบี เรียบร้อยแล้ว	108
รูปที่ 3.53 วงจรกรองแบบแถบผ่าน 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	109
รูปที่ 3.54 ลายวงจรกรองแบบแถบผ่าน 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	109
รูปที่ 3.55 วงจรกรองแบบแถบผ่าน 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ที่วางอุปกรณ์บนพีซีบี เรียบร้อยแล้ว	109
รูปที่ 3.56 วงจรสมมูลทางคิซี (DC) ของวงจรคอมมอนอีมิเตอร์	110
รูปที่ 3.57 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	110
รูปที่ 3.58 ลายวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	111
รูปที่ 3.59 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	111
รูปที่ 3.60 วงจรคิมอคูเลเตอร์ที่ใช้ไอซีเบอร์ LM3089	112
รูปที่ 3.61 ลายวงจรคิมอคูเลเตอร์ที่ใช้ไอซีเบอร์ LM3089	112
รูปที่ 3.62 วงจรคิมอคูเลเตอร์ที่ใช้ไอซีเบอร์ LM3089 ที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	113
รูปที่ 3.63 วงจรต้นแบบของวงจรกรองแบบต่ำผ่าน Sallen and Key	114
รูปที่ 3.64 วงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดเอกที่ฟ ความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์	115
รูปที่ 3.65 ลายวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดเอกที่ฟ ความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์	115
รูปที่ 3.66 วงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดเอกที่ฟ ความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	116
รูปที่ 3.67 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	116
รูปที่ 3.68 ลายวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	117
รูปที่ 3.69 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	117
<b>บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง</b>	
รูปที่ 4.1 เปรียบเทียบระดับสัญญาณของวงจรแปลงระดับสัญญาณอาร์เอส-232 เป็นที่ทีแอล	119
รูปที่ 4.2 สัญญาณ RTS และสัญญาณ RTS ที่ผ่านวงจร RC คิเลย์	120
รูปที่ 4.3 สัญญาณ RTS และสัญญาณ RTS ที่ถูกคิเลย์ออกไป	120
รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ได้จากการ AND ระหว่างสัญญาณ RTS และสัญญาณ RTS ที่ถูกคิเลย์ออกไป	121

รูปที่ 4.5 สัญญาณที่ได้จากการ OR ระหว่างสัญญาณ RTS และสัญญาณ RTS ที่ถูกคิเล็ยออกไป	121
รูปที่ 4.6 เปรียบเทียบสัญญาณที่ได้จากการ AND และ OR ระหว่างสัญญาณ RTS และ RTS (คิเล็ย)	122
รูปที่ 4.7 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียน ชนิดพาสซีฟ ความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	123
รูปที่ 4.8 สัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟ ความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	124
รูปที่ 4.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้จากวงจรกำเนิด สัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	125
รูปที่ 4.10 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิด สัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	126
รูปที่ 4.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ฮาร์โมนิกที่ 2 และฮาร์โมนิกที่ 3 ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	127
รูปที่ 4.12 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีแอมพลิฟายเออร์	128
รูปที่ 4.13 สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 6.40 เมกะเฮิร์ตซ์ (ขา 26) ของ MC145152	129
รูปที่ 4.14 สัญญาณที่ได้จากขา Lock Detect (ขาที่ 28) ของ MC145152-2	129
รูปที่ 4.15 สัญญาณที่ขา $\phi_R$ (ขาที่ 7), $\phi_V$ (ขาที่ 8) ของ MC145152-2	130
รูปที่ 4.16 สัญญาณที่ได้จากขา MC (ขาที่ 9) ของ MC145152-2	131
รูปที่ 4.17 ระดับแรงดันไฟตรงที่ได้จากฟิลเตอร์ที่ความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์	131
รูปที่ 4.18 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์	132
รูปที่ 4.19 สเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห้ที่ถูกมอดูเลตแบบเอฟเอ็มกับ สัญญาณไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์	132
รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห้ที่ถูกมอดูเลตแบบเอฟเอ็มกับ สัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์	133
รูปที่ 4.21 สเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเอฟเอ็มกับสัญญาณสี่เหลี่ยม ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ เกาส์เซียน 5 กิโลเฮิร์ตซ์	133
รูปที่ 4.22 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จากวงจร ขยายกำลังความถี่วิทยุเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด $-20$ dBm	135
รูปที่ 4.23 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จากวงจร ขยายกำลังความถี่วิทยุเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด 0 dBm	136

รูปที่ 4.24 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุต ที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ	137
รูปที่ 4.25 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังงานสูงสุดที่ได้จากวงจร ขยายกำลังความถี่วิทยุ	138
รูปที่ 4.26 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้มาจากวงจรกรองแบบต่ำผ่าน บัตเตอร์เวิร์ท ชนิดพาสซีฟอันดับที่ 3 ความถี่คัทออฟที่ 500 เมกะเฮิรตซ์	140
รูปที่ 4.27 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณ ที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	142
รูปที่ 4.28 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุต ของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	143
รูปที่ 4.29 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 443.7 เมกะเฮิรตซ์	143
รูปที่ 4.30 สเปกตรัมของสัญญาณวิทยุความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์ (มีการลดทอนภายนอก 20 dB)	144
รูปที่ 4.31 สเปกตรัมของสัญญาณวิทยุความถี่ 443.7 เมกะเฮิรตซ์ (มีการลดทอนภายนอก 20 dB)	144
รูปที่ 4.32 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ความถี่ (มีการลดทอนภายนอก 20 dB)	145
รูปที่ 4.33 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์	146
รูปที่ 4.34 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จาก วงจรขยายกำลังความถี่กลางเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด $-20$ dBm	147
รูปที่ 4.35 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จาก วงจรขยายกำลังความถี่กลางเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด 0 dBm	148
รูปที่ 4.36 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุต ที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	149
รูปที่ 4.37 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตของวงจรมอดูเลเตอร์กับสัญญาณเอาต์พุต ของวงจรมอดูเลเตอร์ที่ระดับสัญญาณคลื่นพาห์ $-30$ dBm	149
รูปที่ 4.38 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตของวงจรมอดูเลเตอร์กับสัญญาณเอาต์พุต	150
รูปที่ 4.39 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตของวงจรมอดูเลเตอร์กับสัญญาณเอาต์พุต	150
รูปที่ 4.40 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตของวงจรมอดูเลเตอร์กับสัญญาณเอาต์พุต	151
รูปที่ 4.41 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับสัญญาณ ที่มอดูเลตได้ที่ระดับสัญญาณเอฟเอ็มอินพุต 300 mV	152
รูปที่ 4.42 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ท ชนิดแอกทีฟความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิรตซ์	153

รูปที่ 4.43 สัญญาณที่คีมอคูเลตได้หลังผ่านวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทซ์ ชนิดแอกทีฟอันดับที่ 4 ความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณคลื่นพาห์ -30 dBm	154
รูปที่ 4.44 สัญญาณที่คีมอคูเลตได้หลังผ่านวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทซ์ ชนิดแอกทีฟอันดับที่ 4 ความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณคลื่นพาห์ -50 dBm	154
รูปที่ 4.45 สัญญาณที่คีมอคูเลตได้หลังผ่านวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทซ์ ชนิดแอกทีฟอันดับที่ 4 ความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณคลื่นพาห์ -80 dBm	155
รูปที่ 4.46 สัญญาณที่คีมอคูเลตได้หลังผ่านวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทซ์ ชนิดแอกทีฟอันดับที่ 4 ความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณคลื่นพาห์ -100 dBm	155
รูปที่ 4.46 สัญญาณก่อนและหลังผ่านวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	156
รูปที่ 4.47 สัญญาณก่อนและหลังผ่านวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ	156
รูปที่ 4.48 เปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้ที่คีมอคูเลตได้และสัญญาณ ที่ผ่านวงจรคอมพาราเตอร์	157
รูปที่ 4.49 เปรียบเทียบสัญญาณที่ด้านส่งและสัญญาณที่ด้านรับ	157
รูปที่ 4.50 ภาพหน้าจอเมื่อรันโปรแกรม	158
รูปที่ 4.51 ผลการส่งข้อความจากคอมพิวเตอร์ต้นทางไปยังคอมพิวเตอร์ปลายทาง	158
รูปที่ 4.52 รูปไฟแสดงสถานะด้านหน้าโมเด็มขณะรอรับข้อมูล	159
รูปที่ 4.53 รูปไฟแสดงสถานะด้านหน้าโมเด็มขณะส่งข้อมูล	159
รูปที่ 4.54 รูปไฟแสดงสถานะด้านหน้าโมเด็มขณะรับข้อมูล	159
<b>บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป</b>	

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ค่าองค์ประกอบต่างๆของวงจรกรองแบบต่ำผ่านแบตเตอรี่เวิร์ทซ์ชนิดพาสซีฟ	16
ตารางที่ 2.2 องค์ประกอบต่างๆของวงจรกรองแบบเกาส์เซียนที่นอร์มอลไลซ์แล้ว	24
ตารางที่ 2.3 การจัดขาของคอนเน็กเตอร์พอร์ตอนุกรมตามมาตรฐานอาร์เอส-232 ทั้ง ดิบี-9 เทียบกับดิบี-25	61
ตารางที่ 3.1 ค่านอร์มัลไลซ์ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟอันดับที่ 5	82
ตารางที่ 3.2 ค่านอร์มัลไลซ์ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านเชบีเชฟชนิดพาสซีฟ	104
ตารางที่ 3.3 ค่า Q ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านแบตเตอรี่เวิร์ทซ์ที่อันดับต่างๆ	113
ตารางที่ 3.4 ค่า Q ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านแบตเตอรี่เวิร์ทซ์ที่อันดับต่างๆ	115
ตารางที่ 4.1 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟ ความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	123
ตารางที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ แบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	125
ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ แบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	126
ตารางที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ฮาร์โมนิกที่ 2 และฮาร์โมนิกที่ 3 กับกำลังงานเอาต์พุต ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	127
ตารางที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตและอัตราขยายที่ได้จาก วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด $-20$ dBm	134
ตารางที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตและอัตราขยายที่ได้จาก วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด 0 dB	135
ตารางที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุต ที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ	136
ตารางที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานสูงสุดที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ	137
ตารางที่ 4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้มาจากวงจรกรองแบบต่ำผ่านแบตเตอรี่เวิร์ทซ์ ชนิดพาสซีฟอันดับที่ 3	139
ตารางที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณ ที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	141
ตารางที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุต ของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	142
ตารางที่ 4.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	145

ตารางที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่กลาง เมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด $-20$ dBm	146
ตารางที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่กลาง เมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด $0$ dBm	147
ตารางที่ 4.15 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จาก วงจรขยายกำลังความถี่กลาง	148
ตารางที่ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับสัญญาณที่คีมอคูเลต ได้ที่ระดับสัญญาณเอฟเอ็มอินพุต $300$ mV	151
ตารางที่ 4.17 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟ ความถี่คัทออฟ $50$ กิโลเฮิร์ตซ์	153



## บทที่ 1

### บทนำ

ด้วยเทคโนโลยีที่พัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็วในปัจจุบัน ส่งผลให้เกิดการติดต่อสื่อสารในรูปแบบต่างๆ ขึ้นอย่างมากมาย ซึ่งการติดต่อสื่อสารแต่ละประเภทเหล่านั้นมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันขึ้นอยู่กับผู้ใช้ต้องการจุดประสงค์ใด ดังนั้นการติดต่อสื่อสารที่มีประสิทธิภาพย่อมนำมาซึ่งผลสำเร็จในการติดต่อสื่อสารนั้นๆ

ปัจจุบันได้มีการนำคอมพิวเตอร์มาใช้งานอย่างแพร่หลาย ซึ่งก็เป็นอีกวิธีหนึ่งที่จะพัฒนาระบบการติดต่อสื่อสารให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยการแปลงข่าวสารในรูปแบบต่างๆ เช่น คำพูด, รูปภาพ หรือข้อความบนกระดาษมาเป็นสัญญาณทางดิจิทัลที่คอมพิวเตอร์สามารถเข้าใจได้ การสื่อสารระหว่างคอมพิวเตอร์กับคอมพิวเตอร์เรียกว่า “การสื่อสารข้อมูล (Data Communication)” ในกรณีที่คอมพิวเตอร์อยู่ใกล้กัน การติดต่อสื่อสารอาจส่งข้อมูลสื่อสารผ่านพอร์ตอาร์เอส-232 (RS-232) โดยตรงแบบโมเด็ม (Null Modem) คือการไม่ใช้โมเด็ม หรืออาจจะอยู่ในลักษณะของการใช้ฐานข้อมูลร่วมกันเป็นข่ายการสื่อสารที่เรียกว่า “ระบบโครงข่ายท้องถิ่น (LAN : Local Area Network)” แต่หากคอมพิวเตอร์อยู่ไกลกันจำเป็นต้องใช้โมเด็ม (Modem) ในการสื่อสารข้อมูล ซึ่งจะมี 2 กระบวนการดังนี้

- การมอดูเลต (Modulation) หมายถึง การย้ายย่านความถี่ของสัญญาณข้อมูลโดยอาศัย คลื่นพาห้ (Carrier) เป็นตัวช่วยให้เกิดความเหมาะสมของการส่งสัญญาณผ่านตัวกลางไปยังเครื่องรับ แต่อย่างไรก็ตามถ้าย่านความถี่ของสัญญาณเดิมที่มีความเหมาะสมในการที่จะผ่านตัวกลางได้แล้ว ส่วนของวงจรมอดูเลตก็ไม่มีควาจำเป็นที่จะต้องใช้

- การดีมอดูเลต (Demodulation) หมายถึง การแยกเอาสัญญาณข้อมูลออกจากคลื่นพาห้ที่รับมาได้ทางเครื่องรับเพื่อนำไปใช้งานต่อไป

ในระบบการสื่อสารข้อมูล เช่น ระบบอินเทอร์เน็ต (Internet) ยังต้องอาศัยโครงข่ายการสื่อสารโทรศัพท์เป็นตัวกลางนำสัญญาณเชื่อมโยงระหว่างคอมพิวเตอร์ จึงเกิดความยากลำบากหากบริเวณที่ต้องการสื่อสารข้อมูลระยะไกลไม่มีโครงข่ายการสื่อสารโทรศัพท์ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาระบบการสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless Communication) ซึ่งได้แก่ ระบบการรับส่งโดยใช้คลื่นวิทยุ (RF : Radio Frequency) เป็นต้น

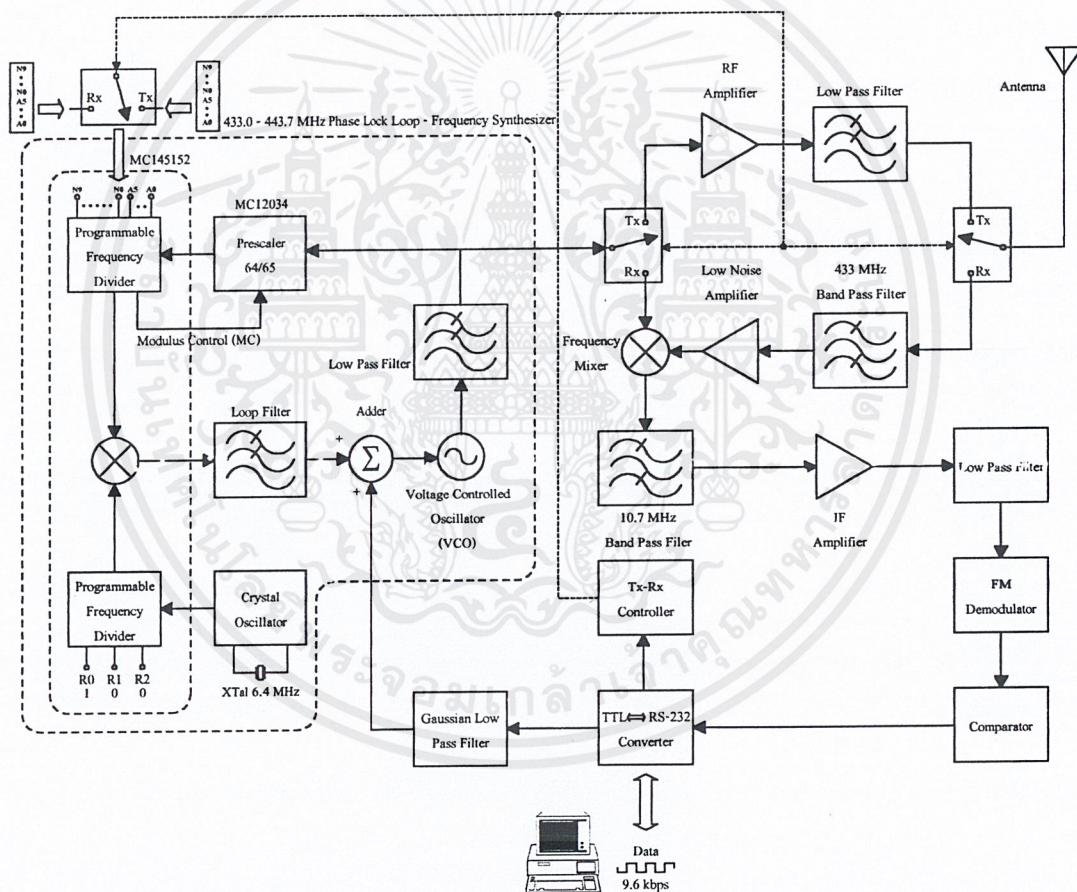
การสื่อสารด้วยคลื่นวิทยุนี้มีบทบาทสูงขึ้นในปัจจุบันเนื่องจากการสื่อสารด้วยคลื่นวิทยุสามารถสื่อสารกันได้เลยแม้มีสิ่งกีดขวางกั้นกลางระหว่างผู้ส่งข่าวสารและผู้รับข่าวสาร รวมถึงความสะดวกในการเคลื่อนย้ายเนื่องจากปราศจากสายนำสัญญาณแต่ใช้สายอากาศในการกระจายคลื่นวิทยุแทน คลื่นวิทยุย่านความถี่ต่ำได้ถูกนำมาใช้งานอย่างหนาแน่น จึงต้องมีการขยับความถี่ให้สูงขึ้น การใช้ระบบคลื่นพาห้ความถี่สูง และการมอดูเลตข้อมูลแบบดิจิทัล เนื่องจากข้อดีหลายประการ คือ

1. เป็นระบบที่มีความน่าเชื่อถือสูง
2. สามารถปรับปรุงระบบให้มีความเร็วสูงขึ้นได้สะดวก

3. สัญญาณดิจิทัลมีความไว (Sensitivity) กับสัญญาณรบกวนต่ำกว่าสัญญาณแอนะล็อก

4. สามารถทำการสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่ (Regenerate) ได้ง่าย ทำให้สัญญาณรบกวนทางด้านรับต่ำ

ในปฏิญานี้นี้จึงเป็นกรณีเสนอการออกแบบและการสร้าง โมเด็มไร้สาย (Wireless Modem) โดยใช้คลื่นพาห้ความถี่วิทยุย่าน 433 เมกะเฮิรตซ์ เป็นคลื่นพาห้ในการรับส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์ โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying) การสื่อสารเป็นแบบกึ่งสองทาง (Half Duplex) ซึ่งสามารถอธิบายวงจรในส่วนต่างๆแบบพอสังเขปเพื่อให้เห็นโครงสร้างและขอบเขตของโครงการนี้ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของโมเด็มไร้สายความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์

1. วงจรแปลงระดับสัญญาณ      วงจรนี้ทำหน้าที่แปลงระดับแรงดันระหว่างอุปกรณ์เชื่อมต่อข้อมูล (DTE : Data Terminal Equipment) หรือคอมพิวเตอร์ และอุปกรณ์ข้อมูลปลายทาง (DCE : Data Communication Equipment) ให้มีระดับแรงดันที่เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. วงจรควบคุมการรับส่งสัญญาณ (Tx-Rx Controller) ทำหน้าที่ในการควบคุมการรับส่งสัญญาณของโมเด็มไร้สาย โดยอาศัยสัญญาณจากพอร์ตอาร์เอส-232 คือ สัญญาณ RTS (Request to send), CTS (Clear to send), RxD (Received data) และ TxD (Transmitted data)

3. วงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟความถี่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ (5 kHz Passive Gaussian Low Pass Filter) ทำหน้าที่จำกัดแถบความถี่ของสัญญาณข้อมูลที่ส่งออกมาจากคอมพิวเตอร์ ให้เหลือช่วงความถี่ของสัญญาณไม่เกิน 5 กิโลเฮิร์ตซ์

4. วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 433.0 – 443.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (433 MHz Phase Lock Loop – Frequency Synthesizer) ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่ในช่วง 433.0 ถึง 443.7 เมกะเฮิร์ตซ์ และทำการมอดูเลตแบบเอฟเอสเค โดยประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังต่อไปนี้คือ

4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator) ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุม (VCO) เพื่อใช้ในระบบสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป โดยต้องการล็อกความถี่ในช่วง 433.0 ถึง 443.7 เมกะเฮิร์ตซ์

4.2 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler) ทำหน้าที่หารความถี่ลงมาเพื่อไม่ให้เกินช่วงความถี่ที่ไอซีเบอร์ MC145152 สามารถทำงานได้ (ความถี่อินพุตน้อยกว่า 25 เมกะเฮิร์ตซ์) พรีสเกลเลอร์ใช้แบบดิวอัลโมดูลัส (Dual Modulus Prescaler) ซึ่งสามารถหาร 64 หรือ 65 ได้โดยการกำหนดค่าลอจิกที่ขาอินพุต MC (Modulus Control)

4.3 วงจรหารความถี่อิตพุตแบบโปรแกรมค่าการหารได้ (Programmable Frequency Divider) เมื่อสัญญาณอินพุตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุมถูกหารความถี่ด้วยพรีสเกลเลอร์แล้วความถี่ที่ได้ยังไม่สามารถนำไปเปรียบเทียบกับเฟสได้ เนื่องจากความถี่ยังสูงอยู่และมีค่าไม่เท่ากับ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ตัวหารความถี่แบบตั้งค่าการหารได้ถูกนำมาใช้เพื่อควบคุมการหารความถี่ของของสัญญาณอินพุตและควบคุมจำนวนครั้งในการหาร 64 หรือ 65 ของดิวอัลโมดูลัสพรีสเกลเลอร์ ค่าการหารความถี่สามารถโปรแกรมผ่านขา N9-N0 และ A5-A0

4.4 วงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 4 เมกะเฮิร์ตซ์ (4 MHz Crystal Oscillator) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณอ้างอิงเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบเฟสและความถี่ โดยใช้คริสตัลเป็นตัวเรโซเนเตอร์เนื่องจากมีเสถียรภาพสูงและมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ต่ำ วงจรออสซิลเลเตอร์อยู่ในไอซีเบอร์ MC145152 ทำงานได้โดยต่อคริสตัลจากภายนอก

4.5 วงจรหารความถี่คริสตัลแบบโปรแกรมได้ (Programmable Frequency Divider) ทำหน้าที่หารความถี่จากคริสตัลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 4 เมกะเฮิร์ตซ์ให้เหลือความถี่เพียง 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นค่าความถี่ที่จะใช้ในการเปรียบเทียบเฟสและยังเป็นค่าความละเอียดในการปรับเปลี่ยนความถี่ด้วยสวิตช์อีกด้วย การโปรแกรมค่าการหารสามารถโปรแกรมผ่านขา R0, R1 และ R2 (ลายละเอียดการหารความถี่ดูได้จากตารางที่ “Data Sheet” ในภาคผนวก)

4.6 วงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่ (Phase-Frequency Detector) ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณสองสัญญาณ โดยสัญญาณหนึ่งคือสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากการหารความถี่จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ และอีกสัญญาณจากการหารความถี่จากวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันควบคุมไฟฟ้า (VCO)

4.7 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) เป็นวงจรกรองแบบต่ำผ่านชนิดเอกทิพ โดยสัญญาณที่ได้จากวงจรถ่ายเทียบเฟสจะประกอบด้วยองค์ประกอบทางคิซี (dc) และเอซี (ac) ซึ่งสิ่งที่ต้องการคือองค์ประกอบทางคิซี เพื่อนำไปใช้ควบคุมความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุม (VCO) ดังนั้นวงจรกรองแบบต่ำผ่านจึงถูกนำมาใช้เป็นวงจรถ่ายเทียบเฟส

4.8 วงจรรวมสัญญาณ (Adder) ทำหน้าที่รวมสัญญาณไฟตรงที่ได้จากลูปฟิลเตอร์เข้ากับสัญญาณข้อมูลที่มีการจำกัดแถบความถี่และลดทอนขนาดของสัญญาณแล้วเข้าด้วยกัน โดยขนาดสัญญาณข้อมูลจะมีผลต่ออัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของการมอดูเลชันแบบเอฟเอสเค ดังนั้นจึงต้องมีการปรับขนาดของสัญญาณข้อมูลที่เข้าตัวรวมสัญญาณ ให้เหมาะสมด้วยวงจรถอยขนาดของสัญญาณเสียก่อน

5. วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF Amplifier) ถูกนำมาใช้เพื่อขยายขนาดสัญญาณที่ได้จากวงจรถ่ายเทียบเฟสด้วยเฟสล็อกลูป ให้มีค่าสูงพอที่สามารถติดต่อสื่อสารกันได้

6. วงจรกรองแบบต่ำผ่าน 500 เมกะเฮิร์ตซ์ (500 MHz Low Pass Filter) ทำหน้าที่จำกัดแถบความถี่ที่สูงกว่า 500 เมกะเฮิร์ตซ์ออกไปให้เอาต์พุตความถี่ต่ำกว่า 500 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นความถี่คลื่นพาห่ส่งออกอากาศ

7. วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่เข้ามาจากสายอากาศและผ่านกรรเล็กรองช่วงความถี่แล้ว ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อส่งต่อไปกับวงจรมิกเซอร์

8. วงจรมิกเซอร์ความถี่ (Frequency Mixer) ทำหน้าที่เลื่อนแถบความถี่จากช่วงความถี่สูงของสัญญาณที่ต้องการ (433 เมกะเฮิร์ตซ์) โดยทำการผสมกับความถี่ที่ได้จากวงจรถ่ายเทียบเฟสความถี่ 443.7 เมกะเฮิร์ตซ์ มาเป็นช่วงความถี่ต่ำโดยมีความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

9. วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง (IF Power Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ความถี่

10. วงจรกรองแบบแถบผ่านช่วง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (10.7 MHz Band Pass Filter) ทำหน้าที่จำกัดแถบความถี่ที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ความถี่ โดยเลือกเอาผลต่างทางความถี่มาใช้งานจะได้เป็นความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ วงจรกรองแถบความถี่เป็นวงจรกรองชนิดที่ทำจากเซรามิก

11. วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ ทำหน้าที่แยกสัญญาณข้อมูลออกมาจากความถี่กลาง (10.7 เมกะเฮิร์ตซ์) โดยใช้หลักการดีมอดูเลตแบบ Quadrature detection

12. วงจรกรองแบบต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ทำหน้าที่กำจัดความถี่อื่น ๆ นอกเหนือจากข้อมูลที่ดีมอดูเลตได้ ทั้งนี้เนื่องจากการดีมอดูเลตจะมีคลื่นพาห่ผสมออกมาด้วย ดังนั้นหากคลื่นพาห่เหล่านั้นมีขนาดใหญ่ จะมีผลต่อการเปรียบเทียบระดับสัญญาณในภาคต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

13. วงจรคอมพาราเตอร์ (Comparator) ทำหน้าที่เปรียบเทียบแรงดันที่ได้จากวงจรดีเทกเตอร์กับแรงดันอ้างอิง (Reference Voltage) เอาต์พุตที่ได้จะเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม คือเมื่อสัญญาณอินพุต (สัญญาณความถี่กลาง) มีค่าต่ำกว่าที่กำหนด เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะเป็น “low” และเมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าสูงกว่าที่กำหนด เอาต์พุตจะเป็น “high” วงจรคอมพาราเตอร์ใช้ออปแอมป์ในการทำงาน

14. วงจรไดโอดสวิตช์ วงจรส่วนนี้สร้างจากไดโอด ซึ่งทำหน้าที่สวิตช์สัญญาณจากวงจรขยายความถี่วิทยุออกไปยังสายอากาศ หรือสวิตช์สัญญาณจากสายอากาศมายังวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (LNA) โดยในขณะที่ส่งออกอากาศจะไม่รับสัญญาณ และในขณะที่รับจะไม่ส่งสัญญาณออก วงจรไดโอดสวิตช์ในโมเด็มประกอบด้วย 2 วงจร คือ วงจรที่ทำหน้าที่เปิด-ปิดสัญญาณที่จะส่งออกอากาศและวงจรเลือกทิศทางสัญญาณ คือจากสายอากาศมายังวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ หรือเอาต์พุตจากภาคส่งไปยังสายอากาศ

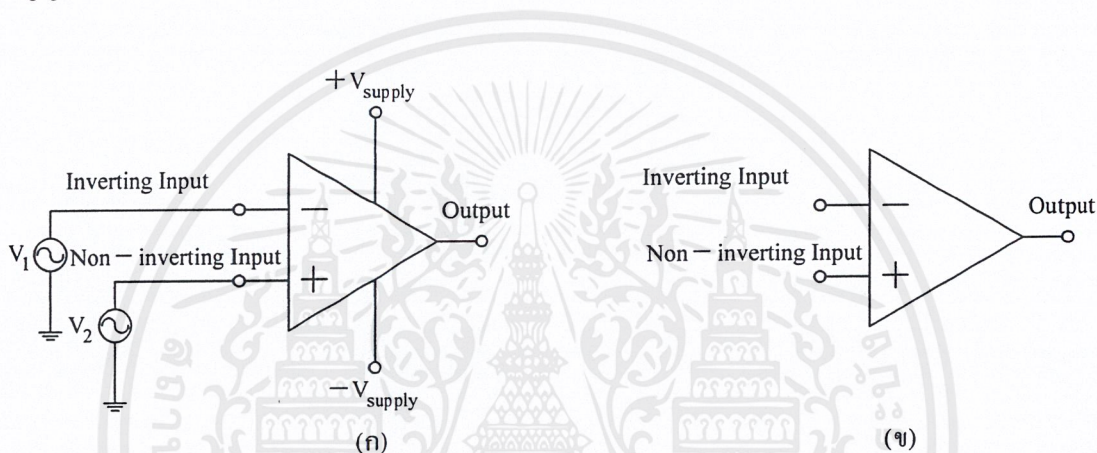


## บทที่ 2

### ทฤษฎีหรือหลักการ

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

ออปแอมป์ (Operational Amplifier : Op-Amp) เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ให้อัตราขยายสูงขณะทำงานที่ลูปปิด (close loop gain) และสามารถควบคุมคุณสมบัติการทำงานของออปแอมป์ได้จากค่าของอุปกรณ์ต่อภายนอก จากรูป 2.1 (ก) แสดงสัญลักษณ์ของออปแอมป์ซึ่งประกอบด้วยขาสัญญาณอินพุตจำนวน 2 ขาสัญญาณ (ขาสัญญาณอินพุตบวกและขาสัญญาณอินพุตลบ) และขาสัญญาณเอาต์พุต อีก 1 ขาสัญญาณ



รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ของออปแอมป์

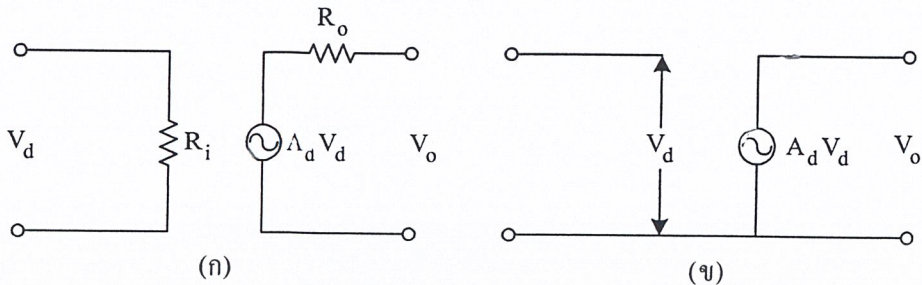
สัญญาณอินพุตแต่ละขาสัญญาณจะมีผลต่อสัญญาณเอาต์พุต และในการใช้สัญลักษณ์โดยทั่วไปมักจะละขาที่ต่อแรงดันไฟเลี้ยง (Voltage supply) บวกและลบเข้าตัวออปแอมป์ในฐานที่เข้าใจว่าจะต้องมีอยู่เสมอจึงทำให้สัญลักษณ์ของออปแอมป์ง่ายขึ้นดังรูปที่ 2.1 (ข) การทำงานของออปแอมป์แบ่งออกเป็น 2 กรณีคือการทำงานกรณีที่มีอินพุตด้านเดียว (single-end mode) และการทำงานกรณีที่มีอินพุตสองด้าน (differential mode)

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

ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์ที่มีอัตราขยาย (gain) และอิมพีแดนซ์อินพุต ( $Z_i$  หรือ  $R_i$ ) สูงมาก (มักมีค่าเป็นเมกะโอห์ม  $M\Omega$ ) และอิมพีแดนซ์เอาต์พุต ( $Z_o$  หรือ  $R_o$ ) ต่ำ (ต่ำกว่า  $100\Omega$ ) วงจรอย่างง่ายของออปแอมป์ประกอบด้วยขั้วอินพุต 2 ขั้วและขั้วเอาต์พุต 1 ขั้ว ดังรูปที่ 2.1 (ข) หากจ่ายสัญญาณอินพุตให้กับขั้วบวกของออปแอมป์จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีมุมเฟสเดียวกับสัญญาณอินพุต แต่ถ้าจ่ายสัญญาณอินพุตให้กับขั้วลบของออปแอมป์จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีมุมต่างเฟสกับสัญญาณอินพุต 180 องศา หรือมีมุมตรงข้ามกัน (out of phase) สามารถเขียนวงจรสมมูลทางกระแสสลับ (ac) ของออปแอมป์ในทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปฏิบัติได้ดังรูปที่ 2.2 (ก) ส่วนวงจรสมมูลทางกระแสกลับของออปแอมป์ในอุดมคติ (กำหนดให้  $R_i = \infty$  และ  $R_o = 0$ ) เป็นดังรูปที่ 2.2 (ข)



รูปที่ 2.2 วงจรเทียบเคียงของออปแอมป์

(ก) วงจรสมมูลของออปแอมป์ในทางปฏิบัติ

(ข) วงจรสมมูลของออปแอมป์ในทางอุดมคติ

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

ออปแอมป์ที่เป็นวงจรรายที่มีอัตราขยายสูงมาก โดยปกติจะมีอัตราขยายสูงถึงหลายหมื่นหลายแสนเท่า ข้อเด่นของออปแอมป์ก็คือเราสามารถกำหนดอัตราขยายให้กับออปแอมป์ได้ง่ายตามต้องการด้วยการต่อวงจรในลักษณะการป้อนกลับแบบลบ ซึ่งออปแอมป์ในอุดมคติจะมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

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

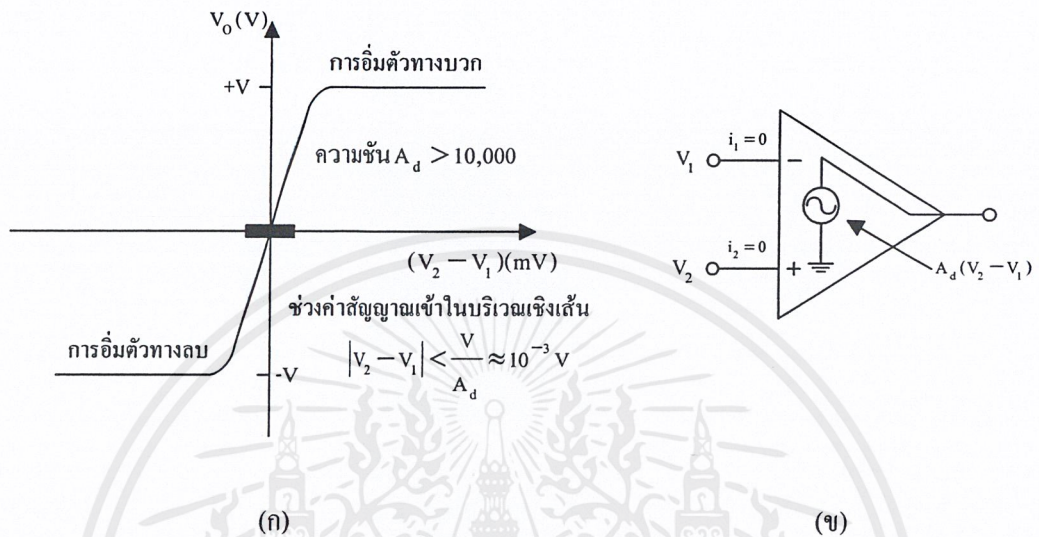
จากคำจำกัดความของออปแอมป์ในอุดมคติ ทำให้เราทราบว่าไม่ว่าสัญญาณจะเป็นอย่างไร สัญญาณนั้นสามารถทำให้ออปแอมป์ทำงานได้ตามปกติ และถ้าเชื่อมต่อการทำงานออปแอมป์กับวงจรอื่นก็จะไม่มีผลทำให้วงจรอื่นผิดพลาดไปอันเนื่องมาจากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์ ที่มีค่าเป็นอนันต์นั่นเอง

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

ในที่นี้เราจะสมมุติว่าออปแอมป์ในทางอุดมคตินั้น มีความต้านทานทางด้านเข้าเป็นอนันต์และความต้านทานทางด้านออกมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นลักษณะการถ่ายโอนสามารถแสดงดังรูปที่ 2.3(ก) การมีความต้านทานทางด้านเข้าเป็นอนันต์นั้นหมายความว่ากระแสขาเข้า  $i_1$  และ  $i_2$  เท่ากับศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งคู่ การมีความต้านทานทางด้านออกเท่ากับศูนย์หมายความว่าลักษณะการถ่ายโอนของออปแอมป์สามารถแทนด้วยแหล่งกำเนิดแรงดันพึ่งพิง (dependent voltage source) ดังรูปที่ 2.3(ข) ลักษณะถ่ายโอนของรูปที่ 2.3(ก) แสดงช่วงการทำงาน 3 ช่วงของออปแอมป์คือช่วงเชิงเส้น 1 ช่วง และช่วงอิ่มตัว 2 ช่วง ในช่วงเชิงเส้นนั้นแรงดันออก  $V_o$  จะอยู่ระหว่างแรงดันของแหล่งจ่ายทั้งสอง ( $+V$  และ  $-V$ )



รูปที่ 2.3 ลักษณะถ่ายโอนของออปแอมป์

(ก) กราฟแสดงจุดอิ่มตัว

(ข) วงจรสมมูลของออปแอมป์

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

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

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

$$|V_2 - V_1| = |V/A_d| \quad (2.2)$$

ออปแอมป์ทั่วไปอัตราขยายวงรอบเปิด ( $A_d$  : Open loop gain) มักจะมีค่าระหว่าง 10,000 ถึงหลายล้านเท่า ดังนั้นสำหรับแหล่งจ่ายกระแสตรงขนาด 10 ถึง 15 โวลต์ ความกว้างของเขตเชิงเส้นสำหรับสัญญาณเข้าจะมีประมาณ 1 มิลลิโวลต์หรือน้อยกว่าเท่านั้น ซึ่งนิยามของการทำงานในเขตเชิงเส้นก็คือ

1. กระแสเข้าเป็นศูนย์
2. แรงดันเข้า  $V_1$  และ  $V_2$  ต่างกันไม่เกิน 1 มิลลิโวลต์หรือน้อยกว่านั้น

ในเขตอิมิตัว ความแตกต่างระหว่างแรงดันขาเข้าทั้งสองจะมีค่ามากกว่าขอบเขตจำกัดของสัญญาณในเขตเชิงเส้น นั่นคือ  $|V_2 - V_1| = |V/A_d|$  ถ้า  $V_1 > V_2$  ออปแอมป์จะอิมิตัวทางลบหรือเราอาจกล่าวได้ว่าถ้า  $|V_2 - V_1| > 1$  มิลลิโวลต์ ออปแอมป์จะอยู่ในสภาพอิมิตัวทางลบ และน่าสังเกตว่าถ้า  $V_2 > V_1$  ออปแอมป์จะอิมิตัวทางบวก

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

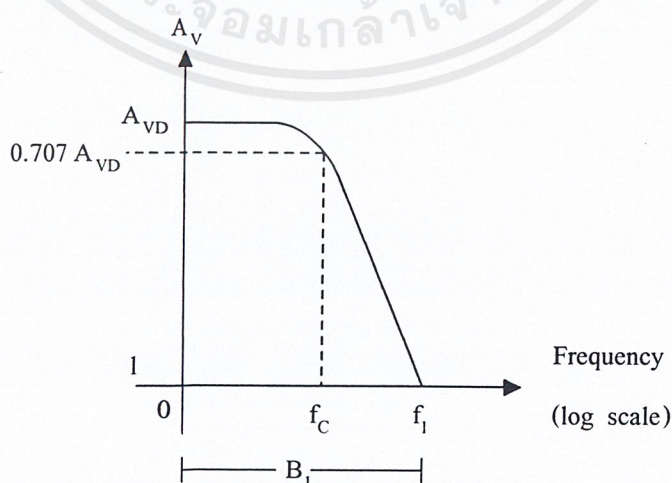
ก่อนการออกแบบวงจรที่ใช้ออปแอมป์ในการประยุกต์ใช้งานนั้น สิ่งหนึ่งที่ทำให้วงจรแต่ละวงจรมีผลตอบสนองที่ต่างกัมนั้นคือคุณสมบัติของออปแอมป์แต่ละตัวที่แตกต่างกัน คุณสมบัติของออปแอมป์ที่ควรรู้เพื่อการเลือกใช้งานออปแอมป์ได้อย่างมีประสิทธิภาพสามารถสรุปได้ดังนี้คือ

**แรงดันออฟเซตด้านอินพุต (Input Offset Voltage)** คือค่าแรงดันที่จะต้องป้อนเข้าที่อินพุตของออปแอมป์ผ่านตัวต้านทานที่เท่ากันทั้งสองตัว ทั้งทางด้านอินพุตบวกและอินพุตลบเพื่อให้แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์

**กระแสออฟเซตที่อินพุต (Input Offset Current :  $I_{os}$ )** คือค่าความแตกต่างกันของกระแสที่ไหลเข้าทางอินพุตของออปแอมป์เมื่อแรงดันที่อินพุตมีค่าเป็นศูนย์ ค่ากระแสออฟเซตปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 0.8-500 นาโนแอมป์

**กระแสไบอัสที่อินพุต (Input Bias Current :  $I_b$ )** คือกระแสอินพุตที่เข้าไปยังขาอินพุตของออปแอมป์ ซึ่งโดยปกติแล้วออปแอมป์จะมีขาอินพุต 2 ขา ดังนั้นจึงให้กระแสไบอัสที่อินพุตเป็นกระแสเฉลี่ยของกระแสอินพุตทั้งสองด้าน

**อัตราขยายแบนด์วิดท์ (Gain Bandwidth Product)** คือความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่โดยมีการกำหนดค่าคุณสมบัติสูงสุดของอัตราขยายเมื่อลูปเปิด ( $A_{VD}$ ) ไว้ในรูปของอัตราขยายดิฟเฟอเรนเชียล (Voltage differential gain) และเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนถึง  $f_c$  อัตราขยายลูปเปิด ( $A_{VD}$ ) จะมีค่าลดลงเท่ากับ 1 เราจึงเรียกความถี่  $f_c$  นี้ว่าความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับ 1 หรือเรียกว่าแบนด์วิดท์อัตราขยายเท่ากับ 1 (unity gain bandwidth)



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.4 สังเกตว่าความถี่ตำแหน่งที่มีอัตราขยายลดลงเป็น  $0.707 A_{VD}$  เราเรียกว่า ความถี่คัทออฟ (cutoff frequency :  $f_c$ ) ของออปแอมป์ซึ่งมีความสัมพันธ์กับ  $f_1$  ดังนี้คือ

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

**ความต้านทานเอาต์พุต (Output Resistance :  $R_o$ )** คือค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตขณะป้อนสัญญาณขนาดเล็ก เมื่อพิจารณาจากภายนอกวงจรเข้าไปที่ขั้วเอาต์พุตขณะทำงานที่ลูปปิด และแรงดันเอาต์พุตดีซีเท่ากับศูนย์โดยปกติมีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าประมาณ  $0.75 - 1000 \Omega$

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

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

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

**กระแสซัพพลาย (Supply Current)** คือกระแสจากแหล่งกำเนิดกำลังงานภายนอกเมื่อออปแอมป์ทำการขยายสัญญาณแล้วซึ่งอ้างอิงกับสัญญาณเอาต์พุตที่ปราศจากโหลด และพิจารณาออปแอมป์ทำงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้น

**ซัพพลายโวลเตจรีเจกชัน (Supply Voltage Rejection)** คืออัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันภายนอกต่อการเปลี่ยนแปลงระดับออฟเซตภายใน

**โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation)** คืออัตราการเปลี่ยนแปลงค่าระดับแรงดันเอาต์พุตเมื่อโหลดมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากเดิมตั้งแต่ไม่มีโหลดจนกระทั่งมีโหลด

**อัตราส่วนคอมมอนโหมดรีเจกชัน (Common Mode Rejection Ratio : CMRR)** บางทีเรียกว่าอัตราส่วนการขจัดสัญญาณโหมคร่วม ซึ่งก็คืออัตราส่วนของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการขยายสัญญาณอินพุตที่ต่างกันต่อสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการขยายสัญญาณอินพุตที่เหมือนกัน

### 2.1.5 การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์ (Op-Amp Application)

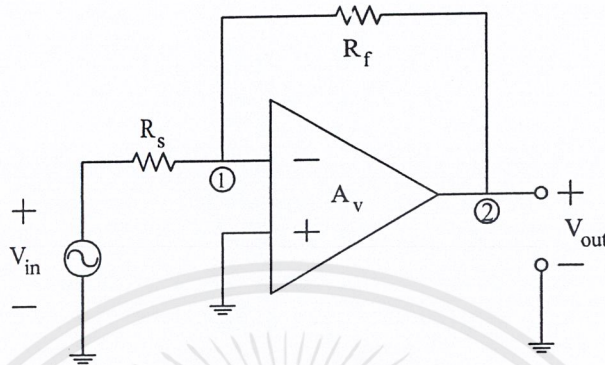
ออปแอมป์นำมาประกอบเป็นวงจรได้หลายวงจร ซึ่งในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานออปแอมป์ในวงจรบางประเภทเช่น วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส, วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส และวงจรบัฟเฟอร์

#### วงจรรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

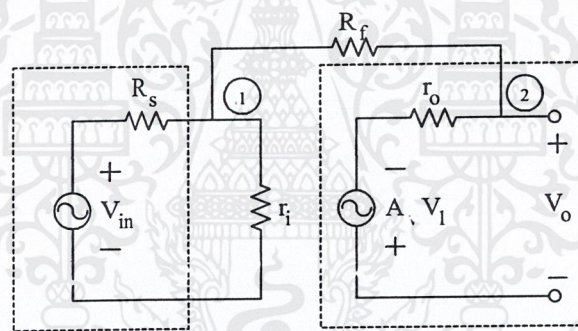
วงจรรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสซึ่งให้อัตราขยายหลังการป้อนกลับคงที่ และได้รับความนิยมนมากแบบหนึ่ง เขียนวงจรสมมูลของออปแอมป์ที่มีการป้อนกลับจากเอาต์พุตมายังอินพุตในรูปที่ 2.5 โดยแทนวงจรสมมูลของออปแอมป์ในทางปฏิบัติจะได้วงจรสมมูลของวงจรรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสดังรูปที่ 2.6 เมื่อแทนแหล่งกำเนิดสัญญาณแรงดันและความต้านทานอนุกรมในรูปที่ 2.6 ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

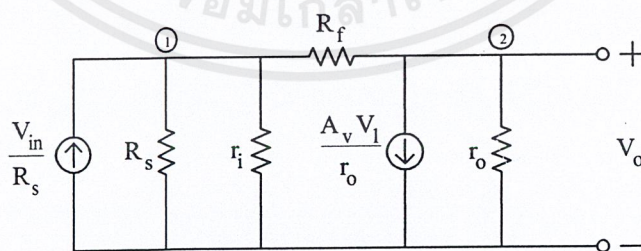
แหล่งกำเนิดกระแสและความต้านทานขนานของนอร์ตัน (Norton's equivalent circuit) จะได้วงจรสมมูล ดังรูปที่ 2.7 หลังจากนั้นใช้การวิเคราะห์แบบโนด (Nodal analysis) เพื่อหาค่าของอัตราส่วนระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต (อัตราขยาย) ในรูปของความต้านทานอินพุต, ความต้านทานเอาต์พุต, ความต้านทานป้อนกลับและอัตราขยายของออปแอมป์



รูปที่ 2.5 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส 180 องศา



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลในรูปที่ 2.6 เมื่อแทนด้วยแหล่งกำเนิดกระแสตามทฤษฎีของนอร์ตัน

โนด 1 :

$$V_1 \left( \frac{1}{R_s} + \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_f} \right) - V_o \left( \frac{1}{R_f} \right) = \frac{V_{in}}{R_s} \tag{2.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหนด 2 :

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

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

จากสมการที่ 2.4 และสมการที่ 2.6 สามารถเขียนความสัมพันธ์ในรูปของเมทริกซ์ได้คือ

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

ใช้การแก้สมการด้วยวิธีของคราเมอร์ (Cramer's rule) เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุตด้วยเมทริกซ์ ตามสมการที่ 2.7 จะได้

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

หากความต้านทานเอาต์พุต  $r_o$  มีค่าน้อยมากหรือเข้าใกล้ศูนย์ส่งผลให้สมการที่ 2.8 จะเหลือเพียง

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left[ \frac{-R_f}{R_s} \right] \times \frac{1}{\begin{bmatrix} 1 + \frac{1}{A_v} (1 + \frac{R_f}{R_s} + \frac{R_f}{r_i}) \end{bmatrix}} \quad (2.9)$$

และหากอัตราขยายของออปแอมป์ที่ใช้มีค่าสูงมากสามารถประมาณสมการที่ 2.9 ได้เหลือเพียง

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

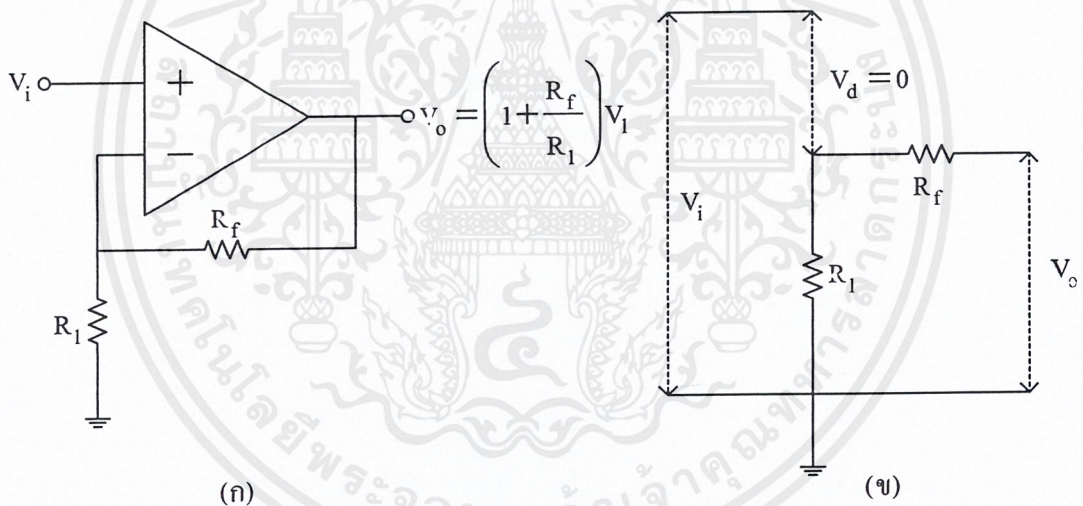
จากสมการที่ 2.10 พบว่าอัตราขยายจะมีค่าเป็นลบซึ่งแสดงว่าสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตมีความต่างเฟสกันอยู่ 180 องศาซึ่งทั้งหมดนั้นวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสจะทำงานได้โดยสมมุติฐานบนสมมุติฐาน (assumption) ที่ว่าอัตราขยายของออปแอมป์มีค่าสูงมาก, ความต้านทานด้านอินพุตมีค่ามาก, ความต้านทานเอาต์พุตมีค่าน้อยมากจึงจะได้รับความสัมพันธ์ตามสมการที่ 2.10 นั้นเอง

### วงจขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting Amplifier)

วงจขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟสมีลักษณะดังรูป 2.8(ก) ซึ่งเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.8(ข)

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

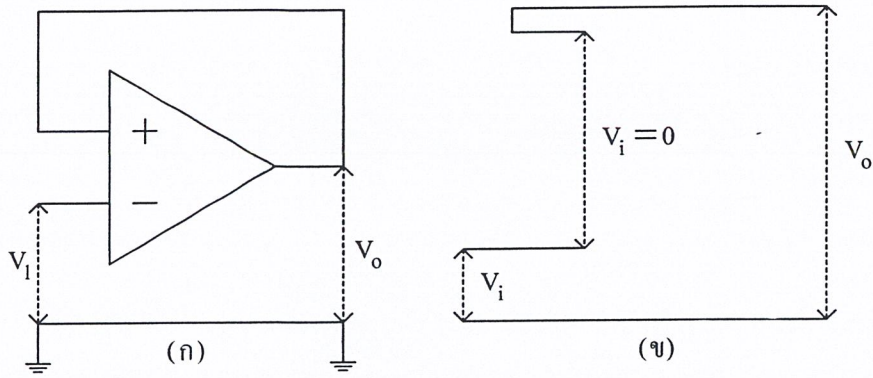
$$V_i = \left[ \frac{R_1}{R_1 + R_f} \right] V_o \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.8 วงจขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting Amplifier)

ดังนั้น

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (2.12)$$



รูปที่ 2.9 วงจรบัฟเฟอร์และวงจรสมมูลของบัฟเฟอร์

### วงจรบัฟเฟอร์ (Unity Follower or Buffer)

วงจรบัฟเฟอร์คือวงจรที่มีอัตราขยายเท่ากับ 1 และมีลักษณะดังรูป 2.9(ก) วงจรบัฟเฟอร์นี้มีให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสเดียวกันกับสัญญาณอินพุตซึ่งสามารถเขียนวงจรสมมูลกับกราวนด์ได้ดังรูป 2.9(ข) และจากรูป 2.9(ข) แสดงว่า

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

### 2.2 วงจรกรอง (Filter)

ถ้าพิจารณาอุปกรณ์ที่นำมาประกอบเป็นวงจรกรองความถี่ จะแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ

1. วงจรกรองประเภทพาสซีฟ อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร ได้แก่ ตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ และขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งในการทำงานไม่จำเป็นต้องใช้ไฟเลี้ยง

2. วงจรกรองประเภทแอคทีฟ อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร ได้แก่ ตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุและ ตัวขยายสัญญาณจำพวกทรานซิสเตอร์หรือ IC เช่น ออปแอมป์ ซึ่งในการทำงานจำเป็นต้องใช้ไฟเลี้ยง

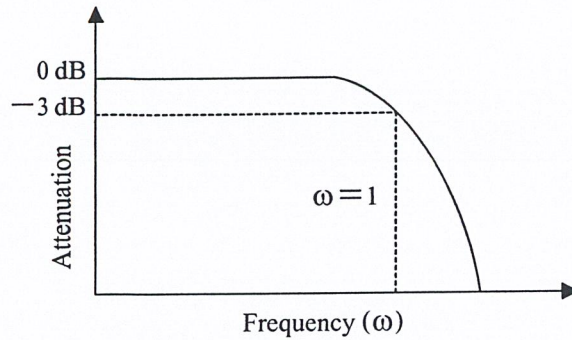
วงจรกรองความถี่ที่ใช้ในโครงการแยกได้ดังนี้

1. วงจรกรองแบบแถบผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดพาสซีฟ (Passive Butterworth Band Pass Filter)
2. วงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟ (Passive Gaussian Low Pass Filter)
3. วงจรกรองแบบต่ำผ่านเชบิเชฟชนิดพาสซีฟ (Passive Chebyshev Low Pass Filter)
4. วงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอคทีฟ (Active Butterworth Low Pass Filter)

รายละเอียดมีดังต่อไปนี้

#### 2.2.1 วงจรกรองแบบแถบผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดพาสซีฟ

วงจรกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ทเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีค่า  $Q$  ปานกลางซึ่งจะให้ค่าผลตอบสนองของแอมพลิจูดที่คงที่ (flat) ผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ทมีช่วงพาสแบนด์ที่ราบเรียบและไม่มีริบ-เบิล โดยลักษณะผลตอบสนองเป็นดังรูปที่ 2.10



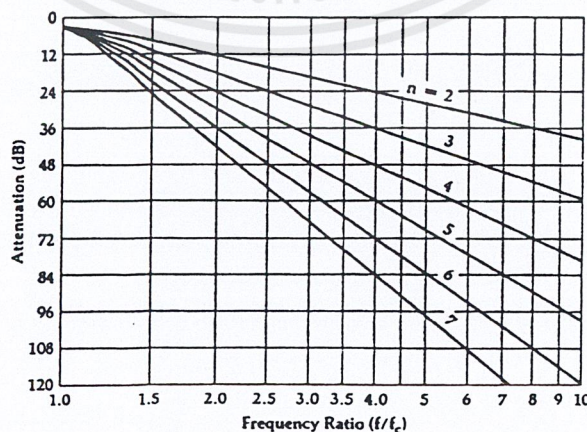
รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ธ

แม้ว่าผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ธจะมีค่า Q ปานกลางแต่ค่าการลดทอนก็อยู่ในช่วงที่ใช้  
งานได้ดี โดยค่าการลดทอนของวงจรกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ธคือ

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

- โดย  $\omega$  = ความถี่ที่มีค่าลดทอนตามที่ต้องการ
- $\omega_c$  = ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่
- $n$  = จำนวนขององค์ประกอบในวงจรกรองความถี่

จากสมการที่ 2.14 เราจะสามารถหาค่าของการลดทอนที่ความถี่ใดๆ และอันดับใดๆ  
คุณสมบัติการลดทอนของวงจรกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ธดังรูปที่ 2.11 โดยแกนความถี่เป็นความถี่นอร์มอล-  
ไลซ์และกราฟเริ่มที่จุดคัทออฟ (-3dB)



รูปที่ 2.11 คุณสมบัติการลดทอนสำหรับวงจรกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ธ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

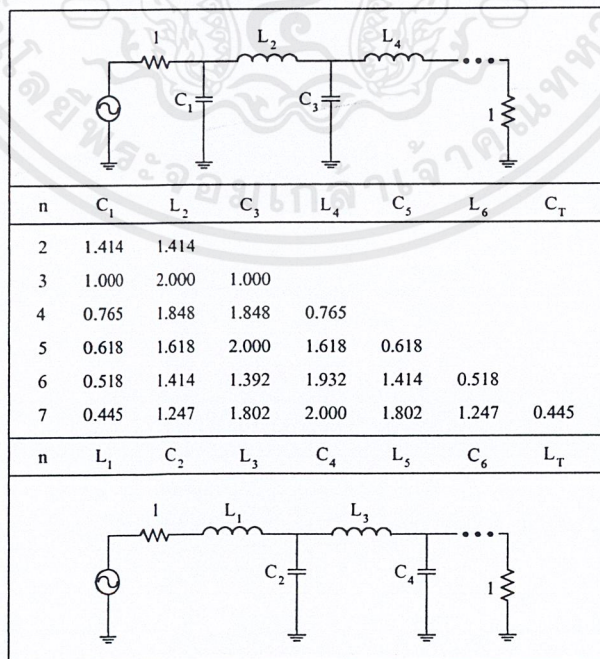
ค่าขององค์ประกอบแต่ละส่วนสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่นอร์มอลไลซ์แล้วที่มีการเทอรัมินโทลด์และแหล่งกำเนิดเท่ากับ 1 โอห์มสามารถหาได้จาก

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

โดย  $n$  = จำนวนขององค์ประกอบในวงจรกรองความถี่  
 $A_k$  = เป็นค่ารีแอคแตนซ์ที่  $k$  ในแลคเคอร์

เทอม  $(2k-1)\pi/2n$  อยู่ในหน่วยเรเดียนเราสามารถใส่สมการที่ 2.15 เพื่อหาค่าต่างๆ ภายในตารางที่ 2.1 ซึ่งแสดงถึงค่าขององค์ประกอบต่าง ๆ ภายในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่มี  $R_s = R_L = 1\Omega$

ในการออกแบบวงจรกรองแบบแถบผ่านนั้น จะใช้คุณสมบัติของวงจรกรองแบบต่ำผ่านมาออกแบบ แล้วใช้การทรานส์ฟอร์มจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยจะระบุนคุณสมบัติการลดทอนของวงจรกรองแบบแถบผ่านนั้น จะต้องทำในเทอรัมของเคิร์ฟตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังรูปที่ 2.12 โดยจะเห็นได้ว่าวงจรกรองแบบต่ำผ่านจะถูกทรานส์ฟอร์มไปเป็นวงจรกรองแบบแถบผ่าน อัตราส่วนของแถบความถี่ที่ลดทอนจะมีค่าเท่าเดิม ตัวอย่างเช่น วงจรกรองแบบต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟ 3-dB หรือมีแถบความถี่ 2 กิโลเฮิรตซ์ จะแปลงไปเป็นวงจรกรองแบบแถบผ่านที่มีแถบความถี่ 3-dB เท่ากับ 2 กิโล-เฮิรต โดยแกน  $f/f_c$  ที่ถูกนอร์มอลไลซ์แล้วของเคิร์ฟการลดทอนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะกลายเป็นอัตราส่วนของแถบความถี่ นั่นคือ

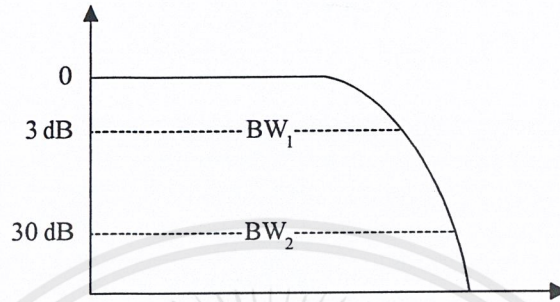


ตารางที่ 2.1 ค่าองค์ประกอบต่างๆของวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดพาสซีฟ

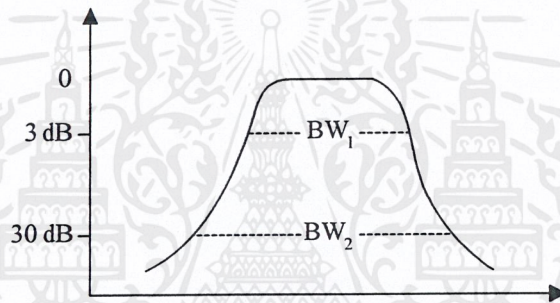
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{BW}{BW_C} = \frac{f}{f_C} \quad (2.16)$$

โดย  $BW$  = แถบความถี่ที่ค่าการลดทอนที่ต้องการ  
 $BW_C$  = แถบความถี่ที่  $-3$  dB ของวงจรกรองแบบแถบผ่าน



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.12 การแปลงแถบความถี่จากแบบต่ำผ่านเป็นแบบช่วงผ่าน

(ก) ผลตอบสนองแบบต่ำผ่าน

(ข) ผลตอบสนองแบบช่วงผ่าน

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแบบแถบผ่านจะมีค่าสมมาตรเฉพาะในสเกลล็อกเท่านั้น ซึ่งในสเกลลิเนียร์จะไม่อยู่ตรงกลาง โดยจะหาค่าความถี่กึ่งกลางจากสูตร

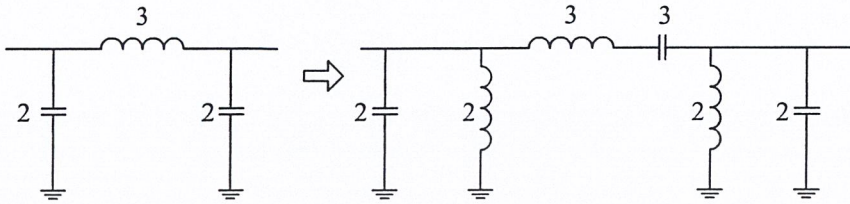
$$f_0 = \sqrt{f_a f_b} \quad (2.17)$$

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

1. ทำการแปลงความต้องการของวงจรกรองแบบแถบผ่านไปเป็นวงจรกรองแบบต่ำผ่าน จากสมการที่ 2.16
2. ทำการหาอันดับที่เหมาะสมของวงจร โดยพิจารณาจากกราฟผลตอบสนองของวงจรกรองแบบต่ำผ่าน
3. หาผลตอบสนองของวงจรกรองแบบต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ทำการแปลงวงจรกรองแบบต่ำผ่านไปเป็นวงจรกรองแบบแถบผ่าน โดยเพิ่มส่วนประกอบเข้าไปในวงจรกรองแบบต่ำผ่าน ถ้าหากองค์ประกอบเป็นตัวเก็บประจุก็ใส่ตัวเหนี่ยวนำเพิ่มเข้าไปในแบบขนาน และถ้าองค์ประกอบเป็นตัวเหนี่ยวนำก็ใส่ตัวเก็บประจุเพิ่มเข้าไปในแบบอนุกรม โดยค่าที่เพิ่มเข้าไบนั้นมีค่าเท่ากับองค์ประกอบตัวเดิมที่มีอยู่แสดงดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การแปลงองค์ประกอบจากวงจรกรองแบบต่ำผ่านไปเป็นแบบช่วงผ่าน

5. ทำการสเกลลิ่งค่าขององค์ประกอบจากสูตรดังนี้  
สำหรับส่วนที่เป็นรีโซแนนซ์ขนาน

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

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

สำหรับส่วนที่เป็นรีโซแนนซ์อนุกรม

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

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

โดย  $R$  = โหลดอิมพีแดนซ์ที่ต้องการ

$B$  = ความกว้างแถบความถี่  $-3$  dB ที่ต้องการ

$f_0$  = ความถี่กึ่งกลางของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน

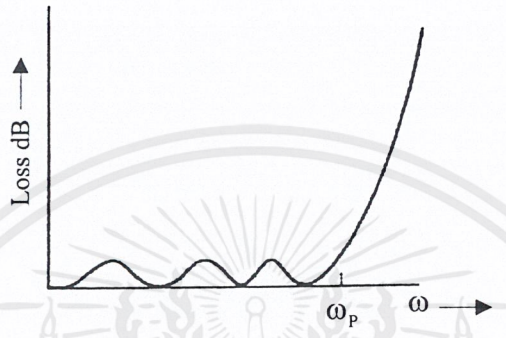
$L_n$  = ค่าตัวเหนี่ยวนำนอร์มอลไลซ์ของวงจรกรองแบบแถบผ่าน

$C_n$  = ค่าตัวเก็บประจุนอร์มอลไลซ์ของวงจรกรองแบบแถบผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 วงจรกรองแบบต่ำผ่านแบบเชบีเชฟชนิดพาสซีฟ

ที่ผ่านมากคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรกรองแบบบัตเตอร์เวิร์ธ คือมีการสูญเสียที่ราบเรียบมากตั้งแต่จุดกำเนิด ดังนั้นในช่วงผ่านจะมีความเรียบมากที่สุดที่จุดกำเนิดและจะต่ำลงเมื่อเข้าใกล้  $\omega_p$  ยิ่งไปกว่านั้นการลดทอนในช่วงหยุดจะมีค่าน้อยกว่าโพลีโนเมียลชนิดอื่นเช่น แบบเชบีเชฟ ซึ่งจะมีการลดทอนที่เพิ่มขึ้นในช่วงหยุดโดยการเปลี่ยนเงื่อนไขในช่วงผ่าน และมีรูปเบิ้ลแสดงได้ดังรูปที่ 2.14 โดยโพลีโนเมียลแบบเชบีเชฟนี้คุณสมบัติที่ถูกพัฒนาในทางอุดมคติแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 2.14 การลดทอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ

ฟังก์ชันเชบีเชฟอันดับที่ n

$$C_n(\Omega) = \cos(n \cos^{-1}\Omega) \quad \left| \Omega \right| \leq 1 \tag{2.22ก}$$

$$= \cosh(n \cosh^{-1}\Omega) \quad \left| \Omega \right| > 1 \tag{2.22ข}$$

ซึ่ง  $\Omega$  คือความถี่นอร์มัลไลซ์

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

ฟังก์ชันเชบีเชฟที่เป็นแบบโพลีโนเมียลในเทอม  $\Omega$  จากสมการ (2.22ก)

$$C_{n+1}(\Omega) + C_{n-1}(\Omega) = \cos((n+1)\cos^{-1}\Omega) + \cos((n-1)\cos^{-1}\Omega) \tag{2.23}$$

ใช้คุณสมบัติการเป็นเอกลักษณ์

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

โดยทางขวามือลดรูปได้เป็น

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

จากความสัมพันธ์

$$C_{n+1}(\Omega) = 2\Omega C_n(\Omega) - C_{n-1}(\Omega) \tag{2.24}$$

จากสมการ (2.22ก) จะได้ว่า

$$C_0(\Omega) = 1$$

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

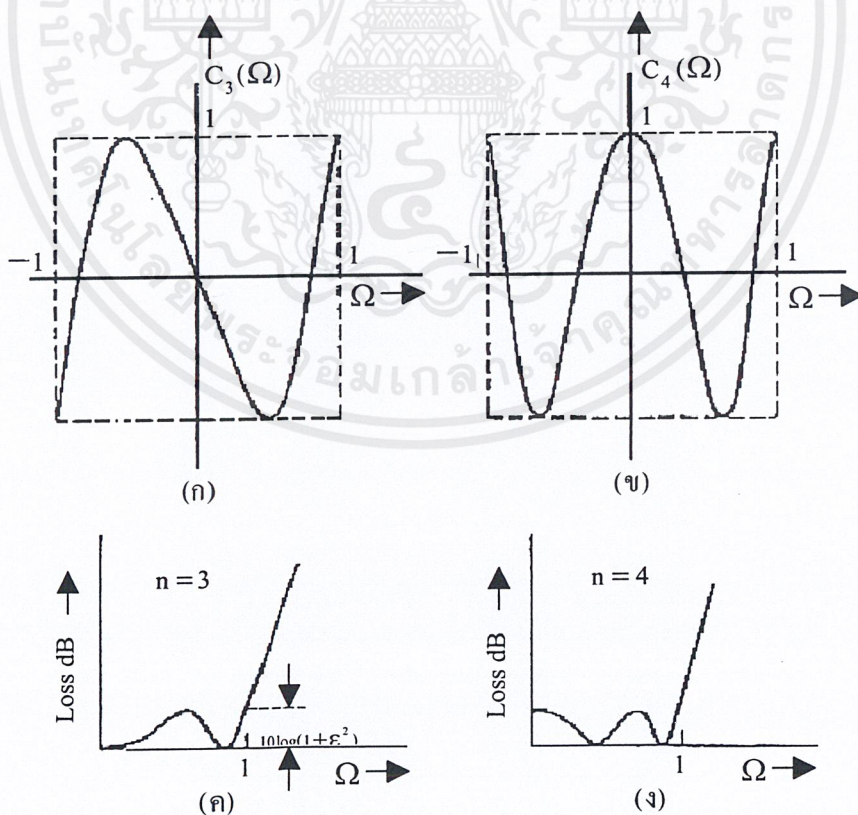
สำหรับสมการโพลิโนเมียลที่มีอันดับสูงขึ้น จะหาค่าได้จากความสัมพันธ์ดังสมการ (2.25) ดังนี้

$$\begin{aligned} C_2(\Omega) &= 2\Omega^2 - 1 \\ C_3(\Omega) &= 4\Omega^2 - 3\Omega \\ C_4(\Omega) &= 8\Omega^4 - 8\Omega^2 + 1 \\ C_5(\Omega) &= 16\Omega^5 - 20\Omega^3 + 5\Omega \quad \text{etc.} \end{aligned} \quad (2.25)$$

จากฟังก์ชันเชบีเชฟซึ่งแสดงรูปแบบของโพลิโนเมียลจะเห็นว่ามีรีปเปิ้ลอยู่ในช่วง  $-1 < \Omega < 1$  ฟังก์ชันการประมาณวงจรรองแบบต่ำผ่านเชบีเชฟได้จากโพลิโนเมียลของเชบีเชฟดังนี้

$$|H(j\Omega)| = \frac{V_{in}(j\omega)}{V_o(j\omega)} = \sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\Omega)} \quad (2.26)$$

ฟังก์ชันการลดทอนของ  $n=3$ ,  $n=4$  แสดงได้ดังรูป 2.15(ก), 2.15(ข) รีปเปิ้ลจะอยู่ระหว่างค่าต่ำสุดและค่าสูงสุดของ  $\sqrt{1 + \varepsilon^2}$  สำหรับ  $|\Omega| \leq 1$  และจำนวนของค่าต่ำสุดของ  $|H(j\omega)|$  ในช่วง  $-1 < \Omega < 1$  จะเท่ากับจำนวนอันดับ  $n$



รูปที่ 2.15 รีปเปิ้ลและฟังก์ชันการลดทอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาค่าการลดทอนของ  $H(j\omega)$  ที่ขอบของช่วงผ่านที่ความถี่  $\omega_p$  โดยให้ความถี่นอร์มัลไลซ์ที่ค่าเท่ากัน และค่า  $C_n(1) = 1$  ดังนั้นค่าการลดทอนจะเท่ากับ

$$A_{\max} = 10 \log_{10}(1+\mathcal{E}^2) \quad (2.27)$$

เพราะฉะนั้น  $\mathcal{E}$  มีค่าเท่ากับ

$$\mathcal{E} = \sqrt{10^{0.1A_{\max}} - 1} \quad (2.28)$$

### 2.2.3 วงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟ

วงจรกรองแบบเกาส์เซียน จะใช้การประมาณค่าแมกนิจูดแบบเกาส์เซียน (the gaussian magnitude approximation) เราจะมาดูผลการตอบสนองของวงจรกรองแบบเกาส์เซียน โดยนิยามแล้ว ฟังก์ชันเกาส์เซียนมีรูปแบบคือ

$$g(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-1/2[(x-m)/\sigma]^2} \quad (2.29)$$

โดย  $m =$  ค่าเฉลี่ย  
 $\sigma =$  ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน

ถ้าหากผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) ของวงจรกรองอยู่ในรูปแบบนี้แล้ว วงจรกรองนั้นจะถูกเรียกว่าเป็น วงจรกรองแบบเกาส์เซียน โดยผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองแบบเกาส์เซียนในอุดมคติ สามารถเขียนได้ว่า

$$f_g(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-1/2[(t-T)/\sigma]^2} \quad (2.30)$$

ซึ่งเป็นรูปแบบของสมการ 2.30 สามารถแสดงได้ว่าผลตอบสนองอิมพัลส์เป็นผลให้ผลตอบสนองสเต็ป (step response) ไม่มีโอเวอร์ชูตซึ่งเป็นผลตอบสนองที่เราต้องการ

เนื่องจากผลตอบสนองอิมพัลส์แบบเกาส์เซียนมีคุณสมบัติของโทมโคโนเมนที่ดี เราจึงหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน  $T(j\omega)$  ของมันออกมาเป็นค่าประมาณ โดยนิยาม  $T(j\omega)$  เป็นการแปลงฟูเรียร์ของผลตอบสนองอิมพัลส์ จะได้

$$\begin{aligned} T(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} f_g(t) e^{-j\omega t} dt \\ &= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-1/2[(t-T)/\sigma]^2} e^{-j\omega t} dt \\ &= e^{-\sigma^2\omega^2/2 - j\omega T} \end{aligned}$$

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน  $H(j\omega)$  (อินพุต/เอาต์พุต) สามารถหาได้ว่า

$$H(j\omega) = e^{(\omega/\omega_0)^2 + j\omega T} \quad (2.31)$$

โดย  $\omega_0^2 = 2/\sigma^2$  ความถี่  $\omega_0$  เป็นความถี่นอร์มอลไลซ์ซึ่งมีความเกี่ยวข้องกับจุด  $-3$  dB โดยดูจากสมการ 2.31 ว่ารูปร่างแอมพลิจูดของเกาส์เซียนในอุดมคติสามารถเขียนได้เป็น

$$|H(j\omega)| = e^{(\omega/\omega_0)^2} \quad (2.32)$$

จะได้ว่าจุด  $-3$  dB  $\omega_{3dB}$  เป็นดังนี้

$$|H(j\omega_{3dB})| = \sqrt{2} = e^{(\omega_{3dB}/\omega_0)^2}$$

ดังนั้น

$$\omega_{3dB} = \left(\frac{\ln 2}{2}\right)^{1/2} \cdot \omega_0$$

สมการ 2.32 แสดงให้เห็นว่า  $H(j\omega)$  มีเฟสเป็นลิเนียร์ ถ้าผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองเป็นแบบเกาส์เซียนแล้ว ค่าตัวเลขของมันจะคงที่หรืออาจกล่าวได้ในอีกมุมหนึ่งว่า ถ้าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน  $H(s)$  มีค่าตัวเลขที่แล้ว ผลตอบสนองอิมพัลส์ของมันจะเป็นค่าประมาณแบบเกาส์เซียน

รูปร่างแอมพลิจูดของเกาส์เซียนในสมการที่ 2.32 จะเห็นว่าเป็นไปไม่ได้ ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้โดยการประยุกต์ทฤษฎีของพาลีและไวเนอร์ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ถ้า  $A(\omega)$  มีค่าที่เป็นไปได้แล้ว

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\log A(\omega)|}{1 + \omega^2} d\omega \quad (2.33)$$

สมการข้างบนไม่มีค่าการอินทิเกรตสำหรับรูปร่างแอมพลิจูดของเกาส์เซียน ค่าประมาณที่เป็นไปได้ของรูปร่างแอมพลิจูดของเกาส์เซียนในอุดมคตินั้นสามารถหาได้จากการใช้การกระจายอนุกรมดังนี้

$$|H(j\omega_3)|^2 = e^{2(\omega/\omega_0)^2} = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{2^i}{i!} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2i} \quad (2.34)$$

ตัวอย่างของการประมาณค่าแบบเกาส์เชียนอันดับที่สามคือ

$$|H(j\omega)|^2 = 1 + 2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + \frac{2^2}{2!}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4 + \frac{2^3}{3!}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^6 \quad (2.35)$$

ค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  สามารถเลือกเพื่อให้ได้ค่าความกว้างของพาสแบนด์ที่ต้องการ เช่น โดยนิยามแล้วค่านอร์มอลไลซ์ของวงจรรองแบบเกาส์เชียนจะต้องมี  $|H(j)|^2 = 2$  ดังนั้นสำหรับวงจรรองแบบเกาส์เชียนที่ถูคนอร์มอลไลซ์อันดับที่สามจะได้เป็น

$$2 = 1 + 2\left(\frac{1}{\omega_0}\right)^2 + \frac{2^2}{2!}\left(\frac{1}{\omega_0}\right)^4 + \frac{2^3}{3!}\left(\frac{1}{\omega_0}\right)^6$$

โดยคำตอบของสมการข้างบนคือ  $\omega_0 = 1.692$  เช่นเดียวกันเมื่อ  $n=4$  เราจะหาค่า  $\omega_0 = 1.698$  ตัวอย่างทั้งสองแสดงว่าเมื่อ  $n$  มีค่าเพิ่มขึ้น  $\omega_0$  จะมีค่าเข้าใกล้ค่าอะซิมโทริก (asymptotic) โดยค่านี้จะสามารถหาได้โดยเมื่อ  $n$  มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจะทำให้ได้ค่าประมาณแบบเกาส์เชียนมีค่าเข้าใกล้อุดมคติดังสมการ 2.36 และ 2.37 โดยค่าอะซิมโทริกของ  $\omega_0$  สำหรับวงจรรองความถี่แบบเกาส์เชียนที่นอร์มอลไลซ์แล้วจะเท่ากับค่าของ

$$2 = e^{2(1/\omega_0)^2}$$

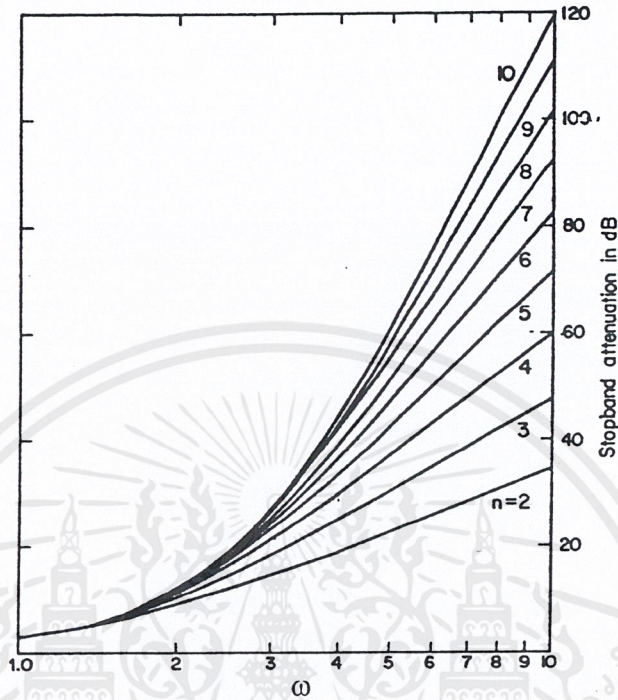
การสูญเสียต่อแบนด์ของวงจรรองความถี่แบบเกาส์เชียนที่นอร์มอลไลซ์แล้ว จะเป็นดังรูปที่ 2.16 เคิร์ฟเหล่านี้หาโดยใช้สมการ 2.35 ค่าสำหรับ  $\omega_0$  ถูกหาได้เช่นเดียวกันโดยการใช้  $|H(j)|^2 = 2$  เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรรองความถี่แบบเบสเซลพบว่าการสูญเสียต่อแบนด์ของวงจรรองแบบเกาส์เชียนอันดับที่  $n$  จะมีค่าการสูญเสียน้อยกว่าวงจรรองแบบเบสเซลอันดับที่  $n$

ในการหาดีเลย์ของวงจรรองแบบเกาส์เชียนอันดับที่  $n$  เราจะใช้สมการสำหรับ  $H(s)$  ซึ่งหาได้จาก

$$H(s)H(-s) = \sum_{i=0}^n \frac{(-2)^i}{i!} \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^{2i} \quad (2.36)$$

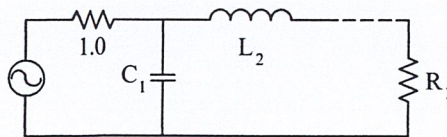
เมื่อทำการหาดีเลย์ได้แล้ว พบว่ามีค่าดีเลย์น้อยและมีผลตอบสนองสเต็ปดีมากซึ่งเป็นคุณลักษณะของวงจรรองความถี่แบบเกาส์เชียน โดยค่า Doubly Terminate Losses Ladder Element เมื่อใช้การประมาณค่าแบบเกาส์เชียนจะเป็นดังตารางที่ 2.2 โดยสามารถหาค่าต่างๆ จาก

$$C = \frac{C_n}{2\pi f_c R}, \quad L = \frac{RL_n}{2\pi f_c}$$



รูปที่ 2.16 การลดทอนของวงจรกรองความถี่แบบเกาส์เซียนที่นอร์มอลไลซ์แล้ว

n	R <sub>1</sub>	C <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	C <sub>3</sub>	L <sub>4</sub>	C <sub>5</sub>	L <sub>6</sub>	C <sub>7</sub>	L <sub>8</sub>	C <sub>9</sub>	L <sub>10</sub>
2	1.0000	2.1850	0.4738								
3	1.0000	2.2262	0.8167	0.2624							
4	1.0000	2.2450	0.9321	0.5302	0.1772						
5	1.0000	2.2533	0.9782	0.6485	0.3896	0.1312					
6	1.0000	2.2568	0.9982	0.7050	0.5004	0.3045	0.1026				
7	1.0000	2.2583	1.0073	0.7333	0.5606	0.4055	0.2473	0.0833			
8	1.0000	2.2590	1.0116	0.7479	0.5942	0.4658	0.3388	0.2065	0.0695		
9	1.0000	2.2593	1.0137	0.7556	0.6134	0.5025	0.3973	0.2892	0.1761	0.0591	
10	1.000	2.2594	1.0147	0.7579	0.6244	0.5250	0.4353	0.3451	0.2509	0.1525	0.0512

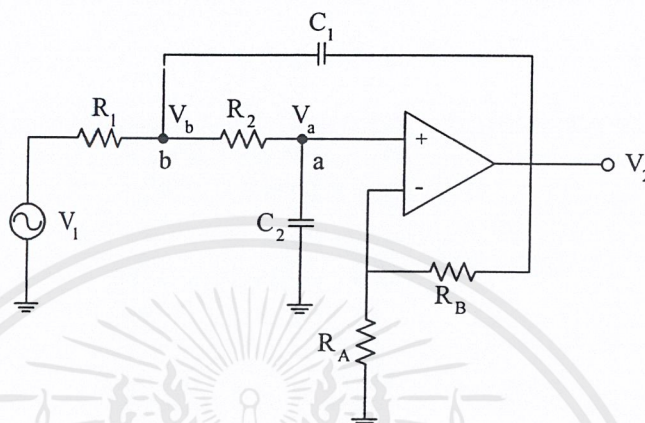


ตารางที่ 2.2 องค์ประกอบต่างๆของวงจรกรองแบบเกาส์เซียนที่นอร์มอลไลซ์แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.4 วงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟ

วงจรกรองแบบต่ำผ่าน คือวงจรที่ยอมให้สัญญาณความถี่ต่ำกว่าความถี่คัทออฟ (อัตราขยายของวงจรมีค่าลดลง 3 เดซิเบล หรือเอาต์พุตลดลงเหลือ 0.707 เท่า) ผ่านออกมาได้ โดยการสูญเสีย น้อยที่สุด ขณะที่สัญญาณที่ความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟ (อัตราขยายผ่านจะมีการสูญเสียมาก) ถูกกันไม่ให้ผ่านวงจรรอออกมา



รูปที่ 2.17 วงจรกรองแบบต่ำผ่านชนิดแอกทีฟ

ในปริญญานิพนธ์นี้จะเลือกใช้วงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟ (Butterworth Low Pass Filter) ซึ่งเป็นชนิดวงจรกรองที่มีคุณสมบัติเด่นเรื่องอัตราขยายคงที่ในช่วงผ่าน โดยแต่ละโพล (Pole) จะมีความชันของเส้นกราฟ (Roll-off) 20 เดซิเบล/ดีเคด (dB/decade)

จากวงจรดังรูปที่ 2.17 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_2$  และ  $V_1$  ซึ่งก็คือ

$$\frac{V_2}{V_a} = 1 + \frac{R_B}{R_A} = K$$

จากกฎของเคอร์ชอฟ (Kirchoff's Current Law) ที่โหนด a กระแสที่ออกมาจาก โหนดจะต้องมีผลรวมเท่ากับ 0 คือ

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

เช่นเดียวกัน ผลรวมของกระแสที่โหนด b คือ

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

#### จัดรูปสมการใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

และ

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

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

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

ฟังก์ชันการถ่ายโอน (Transfer Function) จะถูกเขียนในรูปแบบทั่วไปดังนี้

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

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

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

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

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

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

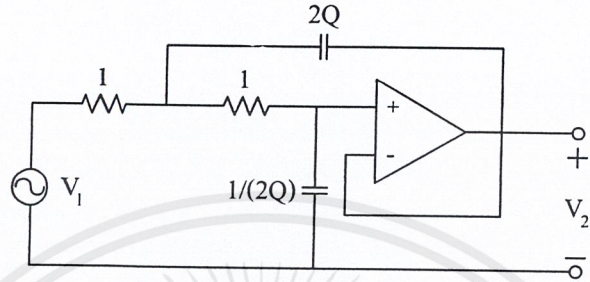
ซึ่งเราจะนำไปใช้ในการออกแบบวงจรรูปที่ 2.15 เมื่อเราได้วงจรออกมาเราจะคำนวณหาค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุต่าง ๆ จากหลักการสเกลลิง (Scaling) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{\text{new}} = K_m R_{\text{old}}$$

$$C_{\text{new}} = \frac{1}{K_m K_f} C_{\text{old}} \tag{2.37}$$

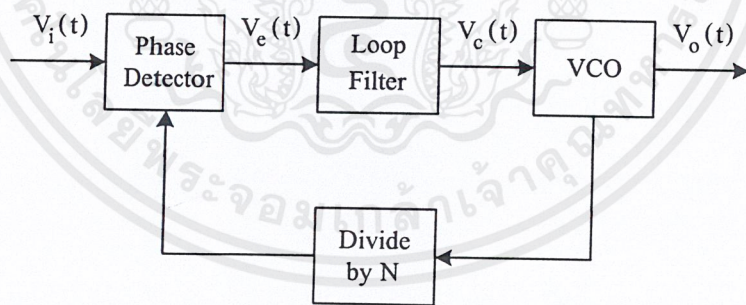
เมื่อ  $K_m$  เป็นค่าคงที่ที่กำหนด และ  $K_f = \frac{1}{2\pi f_c}$



รูปที่ 2.18 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านกรณี  $K = 1$  และ  $R_1 = R_2 = 1$

### 2.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ (Phase locked loop - Frequency Synthesizer) เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดโปรแกรมได้ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนดโดยการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกกลูบ ซึ่งเป็นระบบป้อนกลับที่มีการเปลี่ยนความถี่และเฟสของวงจรของออสซิลเลเตอร์ตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา บล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบแสดงดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกกลูบ

ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (Phase Detector : PD)
2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator : VCO)
4. วงจรหารความถี่ที่สามารถโปรแกรมได้ (Divide by N)

การทำงานคร่าวๆสามารถอธิบายได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม (control voltage)  $V_c(t)$  จะเท่ากับศูนย์ วัชโรจะทำงานโดยตั้งความถี่ไว้ที่  $f_o$  กับความถี่ของวัชโร ถ้าเกิดความแตกต่างของสัญญาณ เนื่องจากความถี่ไม่ตรงกันจะเกิดแรงดันคลาดเคลื่อนออกมา  $V_c(t)$  แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองผ่านฟิลเตอร์ จากนั้นจึงผ่านการขยายแล้วป้อนให้กับวัชโร ในการนี้แรงดันควบคุม  $V_c(t)$  จะไปบังคับความถี่ของวัชโร ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างระหว่างความถี่  $f_o$  กับความถี่  $f_R$  ถ้าความถี่อ้างอิง  $f_R$  ใกล้เคียงกับความถี่  $f_o$  จากการป้อนกลับของเฟสล็อกกลูบซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับไปยังฟิลเตอร์จะเป็นความถี่เอาต์พุตของวัชโรที่ถูกหาร โดย N จะทำให้วัชโร ซิงโครไนส์หรือล็อก (lock) กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อกนั้นความถี่ของวัชโร จะเท่ากับ ความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี

ในสภาวะล็อกความถี่จะได้ว่า

$$f_R = f_d \tag{2.38}$$

และความถี่ที่ได้จากการหาร

$$f_d = f_o / N \tag{2.39}$$

ดังนั้นความถี่ที่เอาต์พุตจะได้เป็น

$$f_o = N f_d \tag{2.40}$$

แต่ในสภาวะล็อกความถี่ เฟสของสัญญาณทั้งสองจะยังคงต่างกันอยู่ ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน  $V_c(t)$  ที่จะไปคอยปรับความถี่วัชโรจากค่าความถี่ฟรีรันนิ่ง (free-running) ให้เท่าตัวได้เอง ทำให้เฟสล็อกกลูบสามารถติดตามการล็อกกับระบบซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน (capture range) จะขึ้นกับขอบแบนด์ของวงจรถองความถี่และอัตราขยายลูปปิดของระบบทั้งหมด เฟสล็อกกลูบที่มีการหารความถี่ชนิดโปรแกรมได้ภายในลูป เป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามาจากความถี่อ้างอิงความถี่เดียว

คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรถงเคราะห์ความถี่ จะต้องผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรถงเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ที่ละขั้นซึ่งเรียกว่า รีโซลูชัน (resolution)

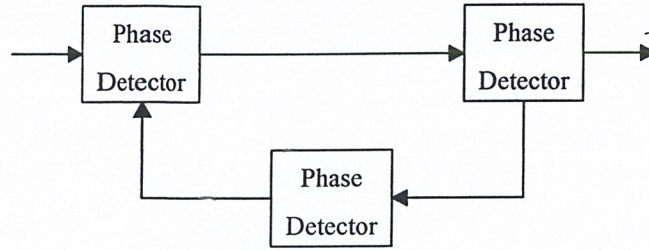
**2.3.1 วงจรเฟสล็อกกลูบ (PLL : Phase Locked Loop)**

วงจรเฟสล็อกกลูบเป็นหลักการทางการป้อนกลับที่น่าสนใจ และนำมาประยุกต์ในวงจรต่างๆมากมาย เช่น การสังเคราะห์ความถี่ (Frequency synthesis), การคูณความถี่ (Frequency multiplication) และเอฟเอ็ม/เอเอ็มดีมอดูเลชัน (FM/AM demodulation) เนื่องจากว่าในปัจจุบันวงจรเฟสล็อกกลูบจะอยู่ในรูปของวงจรรวมที่สามารถหาได้ทั่วไป

วงจรเฟสล็อกกลูบ จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน ได้แก่

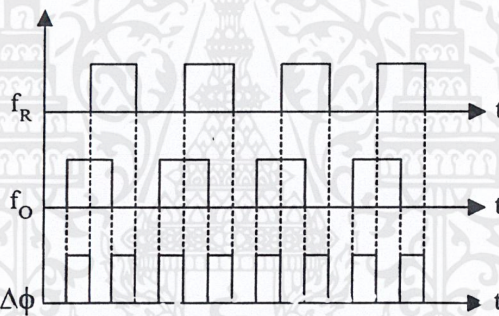
1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (PD : Phase Detector)
2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวัชโร

แต่ละส่วนจะมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบซึ่งหน้าที่ของแต่ละส่วนจะได้อธิบายดังนี้

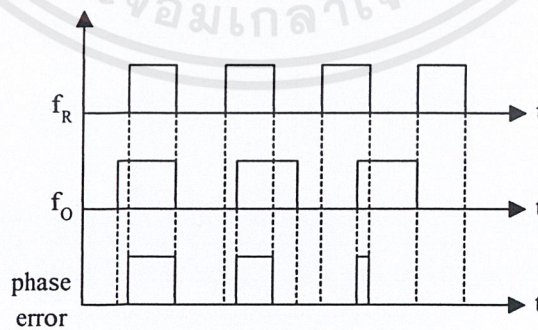


รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกคูล

1. เฟสดีเทกเตอร์ ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีผลของเฟสที่ต่างกันเรียกว่า ความผิดพลาดเฟส (Phase Error) ความผิดพลาดเฟสนี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็น  $\pi/2$  เฟสดีเทกเตอร์จะทำการเปลี่ยนความผิดพลาดเฟสนี้ให้กลายเป็นระดับแรงดันด้วยค่าคอนเวอร์ชันเกน ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทกเตอร์จะแสดงดังรูปที่ 2.21, 2.22



รูปที่ 2.21 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน



รูปที่ 2.22 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน

## เฟสดีเทกเตอร์มี 2 แบบคือ

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

1.2 เฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 2 จะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะหรือขอบสัญญาณ โดยวงจรเฟสดีเทกเตอร์ชนิดนี้จะผลิตพัลส์บวกหรือลบขึ้นอยู่กับการนำหน้า (lead) หรือตามหลัง (lag) ของสัญญาณวงจรวีซีโอเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ความกว้างของพัลส์เหล่านี้จะเท่ากับช่วงกว้างระหว่างขอบของสัญญาณอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทกเตอร์ และจะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่ป้อนให้วีซีโอ ข้อดีของเฟสดีเทกเตอร์ชนิดนี้คือการมีเอาต์พุตที่ไม่ขึ้นกับควิตีไซเคิล (duty cycle) ของสัญญาณอินพุตและการไม่มีการกระเพื่อม (Ripple) ที่เอาต์พุตเหมือนในกรณีของเฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 1

2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทกเตอร์ เนื่องจากเฟสดีเทกเตอร์ให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับร่วมมาด้วย สัญญาณความถี่ที่ได้เกิดจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสมากออกทำให้ระบบสามารถจับ (Capture) สัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาการล็อกไว้ได้อีกด้วย

3. วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) ใช้ปรับขนาดสัญญาณไฟตรงเพื่อให้การควบคุมดีขึ้น เอาต์พุตของวงจรมีจะป้อนให้แก่วงจรวีซีโอ

4. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้าหรือวงจรวีซีโอ (VCO) ทำหน้าที่ผลิตความถี่สัญญาณ โดยการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตด้วยคอนเวอร์ชันแกน ระดับของแรงดันนี้จะได้จากเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ลอกจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้เอาต์พุตของวงจรวีซีโอเปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน เนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรผลิตความถี่สัญญาณจึงเป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับวงจรเฟสล็อก ลูป วงจรวีซีโอไม่จำเป็นต้องมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไฟฟ้าที่มาควบคุมมากนัก ในกรณีทั่วไป แต่ถ้าไม่เป็นเชิงเส้นมากเกินไปแล้วอัตราขยายรอบก็จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณด้วย ฉะนั้นจึงต้องคำนึงถึงความเสถียรภาพของลูปด้วย

การทำงานของระบบเฟสล็อกสามารถอธิบายได้ดังนี้ เฟสดีเทกเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุต  $V_i(t)$  กับความถี่ของวงจรวีซีโอ และทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดัน  $V_e(t)$  และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปควบคุมอินพุตของวงจรวีซีโอ รูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ของวงจรวีซีโอ ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับระบบเฟสล็อก ความผิดพลาดของแรงดันจะผ่านลูปฟิลเตอร์  $V_d(t)$  ในพีคเบ็กลูปจะมีค่าเป็นศูนย์ วงจรวีซีโอจะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลางซึ่งเราเรียกว่า ความถี่ฟรีรันนิ่งของวีซีโอ

ถ้ามีสัญญาณอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับป้อนให้กับระบบเฟสล็อก และสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุตใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียง การพีคเบ็กของเฟสล็อกจะทำได้ความ

ผิดพลาดของแรงดัน ไปข้างหน้าจรวีซีโอให้มีความถี่ซึ่งโครโนสกับความถี่อินพุต ซึ่งแสดงว่าระบบเฟสล็อก  
 ลูปมีความถี่เอาต์พุตล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามคุณสมบัติของลูป  
 ดังนี้

1. เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อก ( $\omega_r \neq \omega_o$ ) เราสมมุติสัญญาณ  $V_i$  และ  $V_o$  เป็น  
 สัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าเป็น

$$V_i(t) = E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.41)$$

$$V_o(t) = E_o \cos(\omega_o t + \phi_o) \quad (2.42)$$

ถ้าเฟสดีเทกเตอร์มีคุณสมบัติเป็นแอนะล็อกมัลติพลายเออร์ จะได้สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทก-  
 เตอร์เป็น

$$V_c(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] + K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \phi_o] \quad (2.43)$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองแบบต่ำผ่านจะได้เป็น

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_i] \quad (2.44)$$

เนื่องจาก  $V_i$  และ  $V_o$  ไม่ซิงโครนัสกัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์  $V_d$  จะเป็น  
 สัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ  $K_d$  และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่าง  
 สัญญาณ  $V_i$  และ  $V_o$  คือ  $\omega_i$  และ  $\omega_o$  มีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นแรงดันไฟฟ้า  $V_d$  จะไม่สามารถผ่าน  
 ลูปฟิลเตอร์ได้ทำให้ได้ค่า  $V_c$  และค่าพีคแบ็คของลูปจะไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภาย  
 ในลูป แรงดันเอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะมีค่าอยู่ที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง ดังนั้น  $\omega_o$  และ  $\phi_o$  จะมีค่าเป็นอิสระ  
 อย่างสมบูรณ์ต่อ  $\omega_i$  และ  $\theta_i$  จะพูดได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อก แต่ถ้า  $\omega_i - \omega_o = \pm \omega$  มีค่าน้อยกว่าแบนด์  
 วิดท์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูป และการพีคแบ็คจะมีผลทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

2. เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะล็อก ( $\omega_i = \omega_o$ ) ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอมีความถี่  
 ซิงโครนัสกับสัญญาณอินพุต  $V_i$  กับสัญญาณเอาต์พุต  $V_o$  จะมีค่าเป็น

$$V_o = E_o \cos(\omega_i t - \psi_o) \quad (2.45)$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับเวลา ซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_o = (\omega_i - \omega_o)t + \psi_o \quad (2.46)$$

และสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์หรือความผิดพลาดของสัญญาณ จะกลายเป็นสัญญาณ  
 ไฟกระแสตรง มีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.47)$$

ลูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง  $V_i$  ผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.48)$$

วงจรวีธีโอจะเป็นออสซิลเลเตอร์ชนิดมอดูเลตความถี่ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนอย่างทันทีทันใดของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน ( $\omega_{inst}$ ) จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับสัญญาณควบคุมอินพุต  $V_d$  โดยความถี่เชิงมุมที่ศูนย์กลางเป็นดังนี้

$$\omega_{inst} = \frac{d(\omega_0 t + \phi_0)}{dt} = \omega_0 + K_0 V_d \quad (2.49)$$

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

เมื่อ  $K_0$  เป็นความไวในการมอดูเลตของวงจรวีธีโอ แทนค่าสมการ (2.48) ลงใน (2.49) จะได้

$$\omega_i - \omega_0 = K_d K_0 \cos(\theta_i - \psi_0) \quad (2.50)$$

$$\psi_0 = \theta_i - \cos^{-1}[(\omega_i - \omega_0)/K_d K_0] \quad (2.51)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์  $V_d$  สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_0)/K_0 \quad (2.52)$$

ส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสสลับของเฟสดีเทกเตอร์เอาต์พุต  $V_d$  จะผ่านวงจรรองแบบต่ำผ่านไปเป็นแรงดันควบคุมให้กับอินพุตของวงจรวีธีโอ

จากสมการ (2.48) จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง  $V_d$  จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของวงจรวีธีโอมีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของวงจรวีธีโอคือ  $\omega_0$  ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต  $\omega_i$  นั่นคือ

$$\omega_{mst} = \omega_0 + K_0 V_d = \omega_0 + (\omega_i - \omega_0) = \omega_i \quad (2.53)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น  $\omega_i - \omega_0$  มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ  $K_d K_0$  อย่างมาก สมการ(2.44) จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_0 \cong \cos^{-1} 0 = \pi/2 \quad (2.54)$$

จากสมการ (2.54) หมายความว่า ถ้าความถี่ออฟเซตระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณวงจรวีธีโอจะมีค่าน้อยเมื่อลูบไม่อยู่ในสภาวะล็อกและสัญญาณวงจรวีธีโอ จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต  $90^\circ$  เมื่อลูบอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสควอดราเจอร์จะสอดคล้องกับ  $\omega_i = \omega_0$  ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า  $\psi_0$  ด้วยค่าเฟสเอาต์พุต  $\theta_0$  ดังนั้น

$$\theta_0 = \psi_0 - \pi/2 \quad (2.55)$$

แรงดัน ไฟฟ้าเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_i - \psi_0) \\ &= K_d \cos[(\theta_i - \theta_0) - \pi/2] \\ &= K_d \sin(\theta_i - \theta_0) \end{aligned} \quad (2.56)$$

และจากสมการ (2.54) และ (2.55) จะได้ค่าความผิดพลาดเฟสเป็น

$$\theta_i - \theta_o = \sin^{-1}(\omega_i - \omega_o) / K_d K_o \quad (2.57)$$

เมื่อผลต่างของเฟส  $\theta_i - \theta_o$  มีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$v_d = K_d (\theta_i - \theta_o) \cong K_d \theta_c \quad (2.58)$$

เมื่อ  $\theta_c = \theta_i - \theta_o$  เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทกเตอร์แบบนี้ เมื่อลูปเข้าสู่การล็อกสัญญาณของวงจรวีซีโอ จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุต  $90^\circ$  คือ  $[\theta_i - (\theta_o + \pi/2)]$  ดังนั้นเฟสดีเทกเตอร์จะให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต  $V_i$  กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ คือ  $V_o$  ในลักษณะของควอคราเจอร์ คือ

$$\begin{aligned} V_d &= K_d [(\theta_i - \theta_o) - \pi/2] \\ &= K_d (\theta - \pi/2) \end{aligned} \quad (2.59)$$

สัญญาณเฟส  $V_d$  นี้จะผ่านลูปฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับอินพุตที่ควบคุมวงจรวีซีโอ เพื่อแก้ไขให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเปลี่ยนจาก  $\omega_o$  ไปเป็น  $\omega_i$  และทำให้การล็อกคงอยู่ได้

$$\begin{aligned} V_d &= (\omega_i - \omega_o) / K_o \\ \omega_i &= \omega_o + K_o V_d \end{aligned} \quad (2.60)$$

จากสมการ (2.59) และ (2.60) จะหาค่าของความผิดพลาดเฟส  $\theta_c$  ได้เป็น

$$\theta_c = \pi/2 + [(\omega_i - \omega_o) / K_d K_o] \quad (2.61)$$

จากสมการ(2.61) จะสังเกตได้ว่าเมื่อ  $\omega_o = \omega_i$  แรงดันไฟฟ้าของวงจรวีซีโอจะมีเฟสควอคราเจอร์คือ มีเฟสต่างไปจาก  $90^\circ$  เมื่อ  $\omega_i$  เคลื่อนไปทางสูงกว่า  $\omega_o$  มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก  $90^\circ$  ไปสู่ค่าสูงสุด  $180^\circ$  ที่อยู่เหนือสุดของพิคการล็อกและถ้า  $\omega_i$  เคลื่อนไปทางต่ำกว่า  $\omega_o$  มุมเฟสจะลดลงจาก  $90^\circ$  ไปสู่ค่า  $0^\circ$  ที่ต่ำสุดของพิคการล็อก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกลูปจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า  $\theta_c$  ให้มากขึ้นตามเวลา  $\theta_c$  ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า  $V_d$  ไปทำให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเลื่อนไปเท่ากับ ความถี่ของสัญญาณอินพุต โดย  $V_d$  จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณอินพุต  $\omega_i$  กับความถี่รีรันนิ่ง  $\omega_o$  ของวงจรวีซีโอ แต่จะสามารถแทรกกิ่งได้นั้นจะต้องมีความผิดพลาดเฟสน้อย

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

$$V_c = \Delta\omega / K_o \quad (2.62)$$

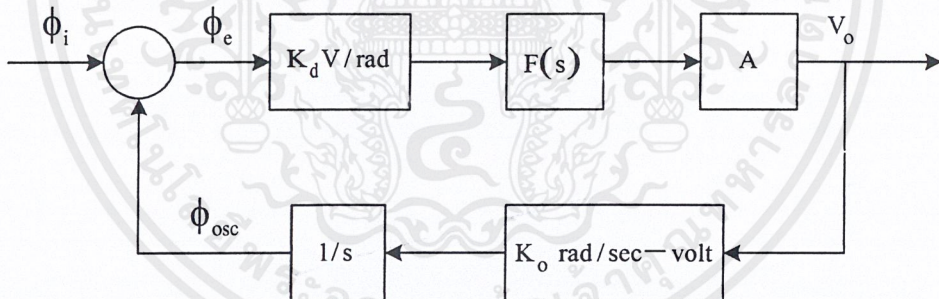
เมื่อลูปเข้าสู่สภาวะคงที่  $V_c = V_d F(s)$  เมื่อ  $F(s)$  คืออัตราขยายต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงของลูปฟิลเตอร์สัญญาณ  $V_c$  จะทำให้ลูปเข้าสู่สภาวะล็อกดังเดิม ดังนั้นความผิดพลาดเฟสจะต้องเป็น

$$\begin{aligned} \theta - \frac{\pi}{2} &= V_d K_d \\ &= \Delta\omega / K_o K_d F(s) \end{aligned} \quad (2.63)$$

เมื่อความผิดพลาดเฟสมีค่าเพิ่มขึ้น ลูปจะสามารถปรับตัวเองให้มีความถี่เอาต์พุตแทรกตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุตได้ดังเดิม

เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก เราสามารถจะวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกได้ในลักษณะระบบป้อนกลับที่เป็นเชิงเส้น โดยใช้เทคนิคการวิเคราะห์ระบบป้อนกลับแบบทั่วไปด้วยลาปลาซทรานส์ฟอร์มและสมการดิฟเฟอเรนเชียล

### 2.3.2 การหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อก



รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อก

จากรูปที่ 2.23

$K_d$  = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสดีเทคเตอร์

$F(s)$  = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์

$A$  = อัตราการขยายของวงจรวจรขยายสัญญาณ

$K_o$  = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

$$\omega = \frac{d\phi}{dt} \quad (2.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi = \int \omega dt \quad (2.65)$$

จาก

$$\omega = s\phi \quad (2.66)$$

และ

$$\phi = \frac{\omega}{s} \quad (2.67)$$

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

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน 
$$= \frac{A}{1 + AF} \quad (2.68)$$

เมื่อ  $A =$  อัตราการขยายไปข้างหน้า $F =$  อัตราการขยายป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.23 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

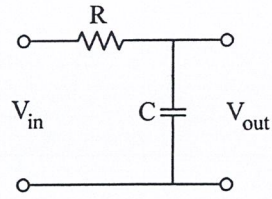
$$\frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A \frac{K_0}{s}} \quad (2.69)$$

$$= \frac{s K_d F(s) A}{s + K_d F(s) A K_0} \quad (2.70)$$

โดยปกติเรามักจะให้ตัวแปรอินพุตเป็นความถี่มากกว่าเป็นเฟส จากสมการ (2.67) และ (2.69) เราจะได้ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$H(s) = \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{V_o}{s\phi_i} = \frac{K_d F(s) A}{s + K_d K_0 A F(s)} \quad (2.71)$$

ถ้าวงจรมีฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นคั้งรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย

จากรูปที่ 2.24

$$\begin{aligned}
 F(s) &= \frac{V_o}{V_i} \\
 &= \frac{1}{1+sRC} \\
 &= \frac{1}{1+s/\omega_i}
 \end{aligned} \tag{2.72}$$

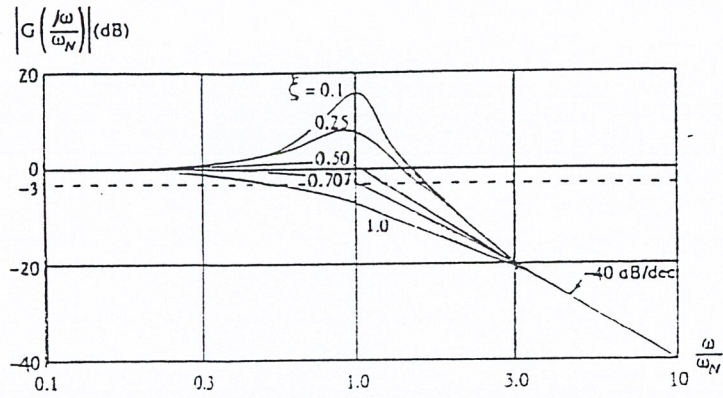
เมื่อ  $\omega_i = 1/RC$  แทนค่าสมการ (2.64) ลงในสมการ (2.65)

$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{K_o} \left[ \frac{1}{1 + \frac{s}{K_v} + \frac{s^2}{\omega_i K_v}} \right] \\
 &= \frac{1}{K_o} \left[ \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi s}{\omega_n} + 1} \right]
 \end{aligned} \tag{2.73}$$

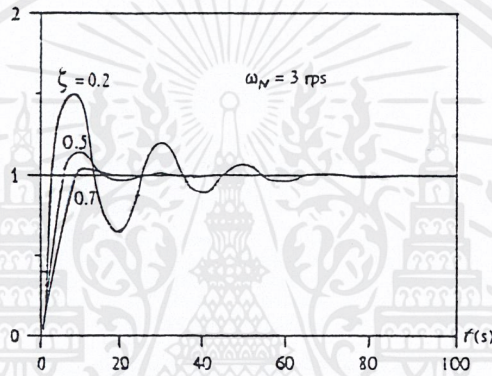
$$\omega_n = \sqrt{K_v \omega_i}$$

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

เราสามารถจะนำทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน  $H(s)$  นี้ไปหาผลตอบสนองของระบบได้ดังนี้



รูปที่ 2.25 ผลตอบสนองความถี่ของระบบเฟสล็อกกลูป



รูปที่ 2.26 ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันแบบลำดับขั้น (Step Function)

จะสังเกตเห็นว่าหากแบนด์วิดท์ของลูปฟิลเตอร์  $\omega$  ลดลงหรือค่า  $K$  เพิ่มขึ้น ค่า  $\zeta$  ของลูปลดลงผลตอบสนองทางความถี่ของลูปจะเป็นพีค และผลตอบสนองต่อสเตปของลูปในช่วงเริ่มต้นชั่วขณะจะเกิดการออสซิลเลต ค่าพีคในผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุต และเป็นสาเหตุให้เกิดการแกว่งหรือให้ผลตอบสนองที่แย่เมื่อลูปมีการรบกวนเกิดขึ้นชั่วขณะ การออกแบบระบบเฟสล็อกกลูปให้มีคุณสมบัติการทำงานให้ดีที่สุดจึงควรกำหนดให้  $\zeta$  มีค่าเท่ากับ  $1/\sqrt{2}$  จะได้

$$\omega = 2K_v \tag{2.74}$$

และความถี่ที่คัทออฟ -3 dB แบนด์วิดท์ของลูปจะได้เป็น

$$\omega_n = \sqrt{K_v} \omega_1 = \sqrt{2} K_v \tag{2.75}$$

วงจรเฟสล็อกที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไป จะต้องให้มีพิสัยการล็อกกว้าง เพื่อที่จะ  
ได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ช่วงกว้าง นอกนั้นก็ต้องการให้ระบบมี  
แบนด์วิดท์ของลูปแคบๆ เพื่อกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์

พิกัดความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกสามารถดำรงการล็อกไว้ได้กับสัญญาณ  
อินพุต เรียกว่า “พิสัยการล็อก” เราสามารถหาพิสัยการล็อกได้โดยพิจารณาจากสมการของความผิด  
พลาดเฟส ซึ่งเราพบว่าความผิดพลาดเฟสจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ  $\pi$  น้อยที่สุดเท่ากับศูนย์จะได้พิสัยการ  
ล็อก  $\Delta\omega = \omega_i - \omega_0$  เท่ากับ

$$\Delta\omega = (\theta_c - \pi/2) K_0 K_d F(s) \quad (2.76)$$

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

$$\Delta\omega = (\pm \pi/2) K_0 K_d F(s) \quad (2.77)$$

$$2\Delta\omega_L = \pm \pi K_0 K_d F(s)$$

เมื่อ  $\Delta\omega_i$  คือ พิสัยการล็อก

เราจะสังเกตได้ว่า ถ้า  $\omega_i$  เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง  $\omega_0$  มาก โดยมีค่าไม่สอดคล้องกับสมการที่ (2.77) สถานะสมดุลของการชิงโครนัสจะไม่สามารถคงอยู่ต่อไปได้และลูปจะหลุดออกไปจากการล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การวิเคราะห์ถึงพิสัยการล็อกของระบบนอกจากจะต้องมีสถานะเดิมล็อกอยู่กับความถี่อินพุตแล้วยังมีอีกอย่างที่เราควรพิจารณาเมื่ออยู่ในสถานะที่ระบบยังไม่ล็อกกับความถี่อินพุตเพื่อ  
กำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟสล็อกสามารถล็อกกับความถี่อินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่  
ช่วงนี้เราเรียกว่า พิสัยแคปเจอร์ ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่คัทออฟของลูปฟิลเตอร์  $\omega_i$  และพิสัยล็อก  
 $\Delta\omega_L$  จะได้พิสัยแคปเจอร์เท่ากัน

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

$$\Delta\omega_c = \pm \sqrt{\omega_i \Delta\omega_L} \quad (2.78)$$

$$2\Delta\omega_c = 2\sqrt{\omega_i \Delta\omega_L} \quad (2.79)$$

### 2.3.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรสังเคราะห์  
ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส มีขั้นตอนการตั้งความถี่ที่ละเอียดจนเท่ากับความถี่อ้างอิง  
วงจรเฟสล็อกในรูปแบบที่ 2.27 ใช้พริสเกลเลอร์ซึ่งเป็นวงจรมีที่ตัวหารเปลี่ยนได้ระหว่าง P กับ P+1

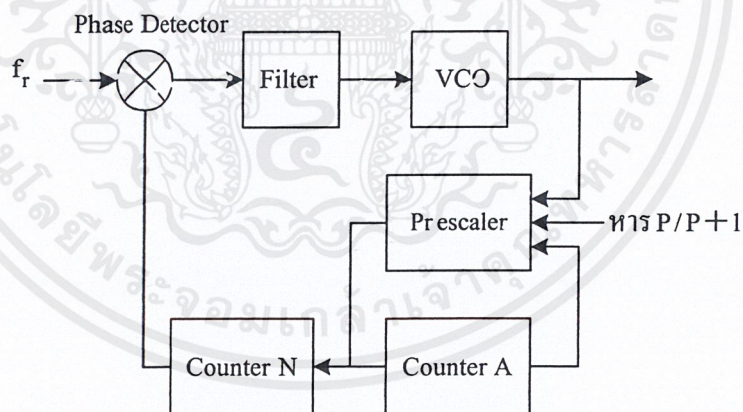
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรียกพริสเกลเลอร์แบบนี้ว่า “พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส” วงจรนับหาร  $N$ , ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำ

เหตุผลที่ใช้พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสก็เพื่อลดความถี่ลงและทำให้ใช้กับวงจรหาร  $N$  ตระกูลที่ทีแอลและซีมอสได้ ทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ไปยังย่านวีเอชเอฟ (VHF) และยูเอชเอฟ (UHF) ได้

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

เคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พริสเกลเลอร์หารด้วย  $P$  หรือ  $P+1$  สมมติว่าป้อนข้อมูลหรือพริเซตตัวเลขให้เคาน์เตอร์เสริม และในขณะที่พริสเกลเลอร์ให้  $P+1$  เป็นตัวหาร เคาน์เตอร์เสริมจะนับก่อน หลังลงไปเรื่อยๆ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังไปพร้อมๆกับเคาน์เตอร์เสริมเมื่อเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับจะส่งสัญญาณบังคับให้พริสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย  $P$  และเคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังต่อไปจนเป็นศูนย์ เมื่อเคาน์เตอร์หลักและเคาน์เตอร์เสริมนับถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพริเซตด้วยตัวเลขข้อมูล (ความถี่) ใหม่อีกครั้ง ดังนั้นตัวเลขที่พริเซตให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พริเซตให้เคาน์เตอร์หลัก



รูปที่ 2.27 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

สมมติตัวเลขที่พริเซตให้เคาน์เตอร์หลักเป็น  $N$  และเคาน์เตอร์เสริมเป็น  $A$  เริ่มแรกให้พริสเกลเลอร์อยู่ในสถานะหาร  $P+1$  ซึ่งจะยังคงหารด้วย  $P+1$  ไปจนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์ นั่นคือเวลาที่ในการนับของเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็นจำนวนไซเคิลของวิธีโอทีผ่านไปที่ผ่าน  $P+1$  คูณด้วย  $A$  ไซเคิล

หลังจากนั้นพริสเกลเลอร์จะถูบบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น P โดยสัญญาณบังคับจาก เคาน์เตอร์ A ในขณะที่เคาน์เตอร์หลักนับผ่านไป แล้ว A ยังเหลืออยู่ N-A นั่นคือต้องใช้เวลานับเคาน์เตอร์หลักคิดเป็นจำนวนไซเคิลของวิธีโอที่ผ่านไปเท่ากับ P คูณด้วย N-A ดังนั้นรวมค่าตัวหารทั้งหมดจะ ได้เท่ากับ

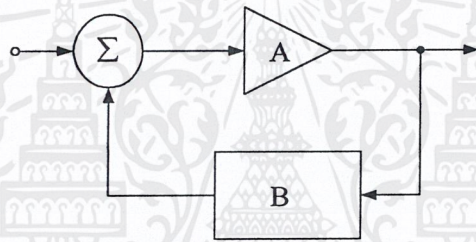
$$\begin{aligned}\pi &= (P+1)A + P(N-A) \\ &= PN + A\end{aligned}\quad (2.80)$$

ความถี่ของวิธีโอจะเท่ากับ  $PN+A$  เท่าของความถี่อ้างอิงหรือ

$$F_{\text{SYNTH}} = F_{\text{REF}} (PN+A) \quad (2.81)$$

## 2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO: Voltage Controlled Oscillator)

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์อาศัยหลักการของการป้อนกลับแบบบวก (positive feedback) ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก

A คือ อัตราขยายของวงจรรขยายในส่วนของฟอร์เวิร์ดพาท

B คือ อัตราขยายในส่วนของส่วนป้อนกลับ

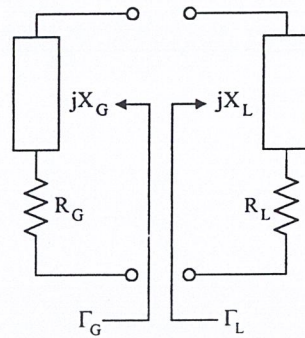
วงจระออสซิลเลตได้ก็ต่อเมื่อ (Barkhausen Criterion)

1.  $|AB|=1$  และ
2.  $\angle AB = 360^\circ$

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

วงจรรขยาย (A) จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้วงจรเกิดการออสซิลเลต หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลตจะถูกเลือกโดยวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ

### เรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonance)



รูปที่ 2.29 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

สำหรับช่วงเริ่มต้นของออสซิลเลเตอร์

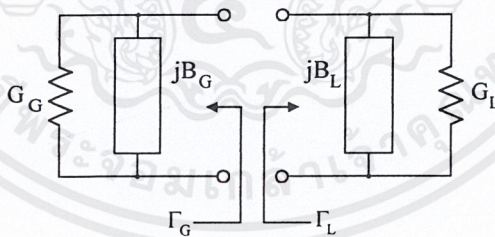
$$|G_G| > G_L \text{ เมื่อ } G_G \text{ มีค่าเป็นเนกาทีฟคอนดักแตนซ์ (Negative Conductance)}$$

สำหรับช่วงเรโซแนนซ์หรือช่วงมีเสถียรภาพ

$$R_G + R_L = 0$$

$$X_G + X_L = 0$$

### เรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonance)



รูปที่ 2.30 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

สำหรับช่วงเริ่มต้นของออสซิลเลเตอร์

$$|G_G| > G_L \text{ เมื่อ } G_G \text{ มีค่าเป็นเนกาทีฟคอนดักแตนซ์ (Negative Conductance)}$$

สำหรับช่วงเรโซแนนซ์หรือช่วงมีเสถียรภาพ

$$G_G + G_L = 0$$

$$B_G + B_L = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราต้องการวงจรที่มีการสูญเสียต่ำแต่มีค่า Q (Quality Factor) สูงๆ การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์จะอาศัยหลักการของความต้านทานแบบลบ (Negative Resistance) มาอธิบายเพราะง่ายกว่า ตัวอย่างของวงจรที่จะยกตัวอย่างมาอธิบาย อาศัยการอธิบายในเชิงความต้านทานแบบลบเช่นเดียวกัน เริ่มต้นจาก

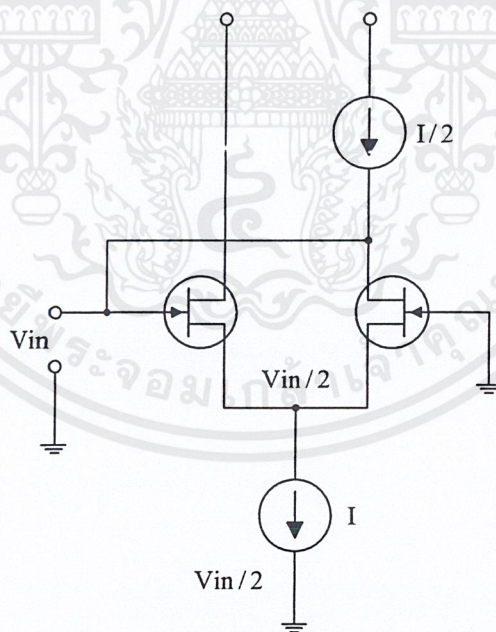
หาความต้านทานอินพุต

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

เมื่อสมมติให้ความต้านทานอินพุตของเฟสและกระแสคงที่ (Constant Current) มีค่ามากกว่าดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อม  $V_{gs} \approx V_{in}/2$

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

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

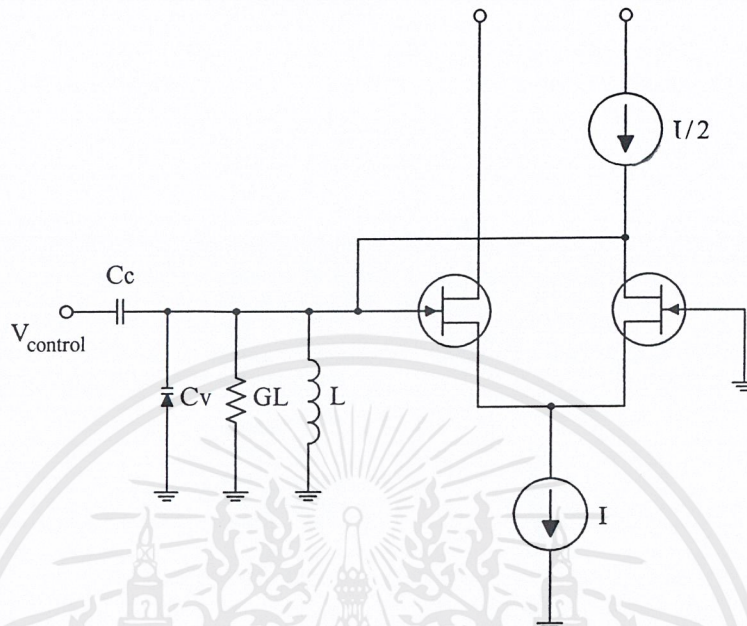


รูปที่ 2.31 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ฟิเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์

ดังนั้นหากทำการใช้เรโซเนเตอร์ทางด้านอินพุตของออสซิลเลเตอร์ ( $V_{in}$ ) เพื่อเลือกความถี่และใช้ว่าแลกเตอร์ใด โอดแทนตัวเก็บประจุ จะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้า (VCO) ตามรูปที่ 2.32 ไอซีสำเร็จรูปที่อาศัยองค์ประกอบภายในเป็นออสซิลเลเตอร์ประเภทนี้ เช่น MC1648 ทำงานได้ดีที่ความถี่น้อยกว่า 500 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 2.32 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เงื่อนไขการทำงานของวงจรประเภทนี้ คือ

$$|G_G| > G_L$$

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

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

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

**วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์**

อาศัยหลักการอธิบายเช่นเดียวกัน จะได้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L[C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]}} \tag{2.82}$$

เมื่อ  $R_3$  มากกว่า  $X_{C2}$  มากๆ

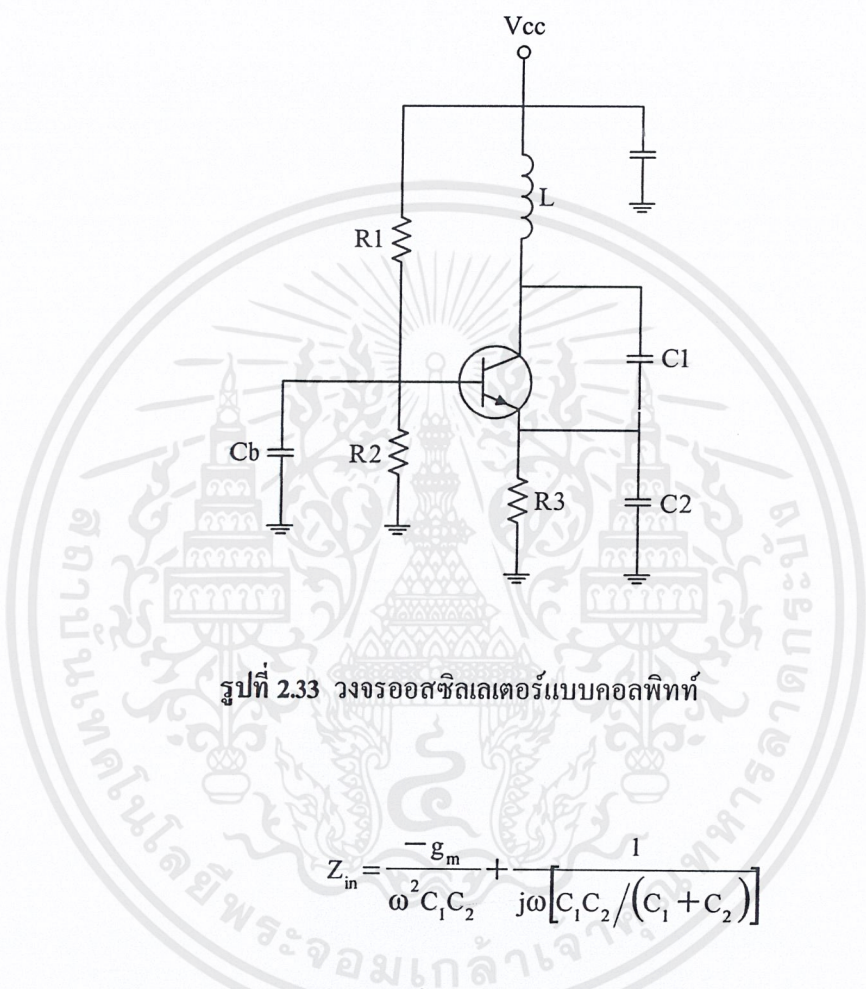
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

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

เมื่อ

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



รูปที่ 2.33 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์

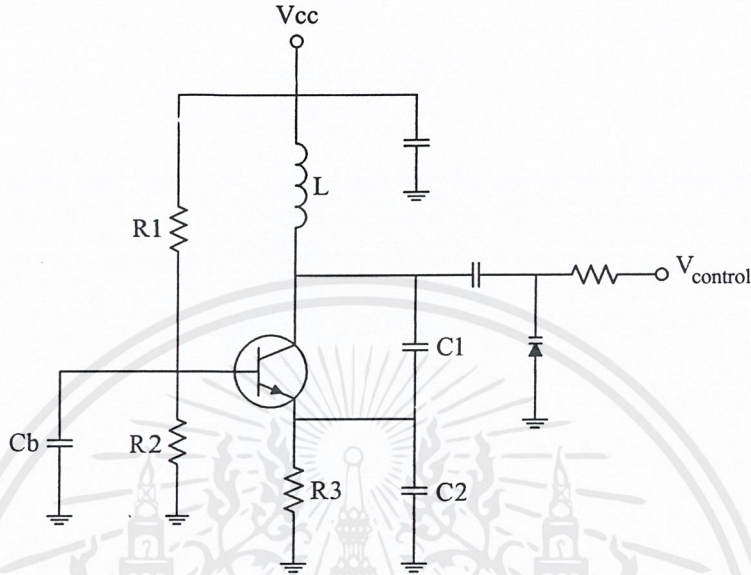
ดังนั้น

$$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega \left[ C_1 C_2 / (C_1 + C_2) \right]} \tag{2.83}$$

หากต้องการทำออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้โดยใช้แรงดัน สามารถใช้วาล์วแวลเตอร์ ไดโอดในการทำงานโดยวงจรจะอยู่ในรูปแบบของวงจรในรูปที่ 2.33 โดยมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่บดออก กระแสไฟตรงดังนั้นจึงต้องมีค่ามากๆ ที่ความถี่สูงๆ อาจมากกว่า 0.1 ไมโครฟารัด ดังนั้นความถี่ที่กำเนิดได้ คือ

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left[ \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \parallel C_v \right]}} \tag{2.84}$$

เอาต์พุตสามารถเหนี่ยวนำกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำไปใช้งานได้ หรืออาจดึงจากขาคอลเล็กเตอร์ได้แต่ต้องระวังค่าตัวต้านทานด้วย มิฉะนั้นวงจรอาจไม่เกิดการออสซิลเลตได้ เนื่องจากค่าความต้านทานแบบลบ (Negative Resistance) น้อยกว่าความต้านทานแบบบวก (Positive Resistance) และ



รูปที่ 2.34 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ที่ปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้า

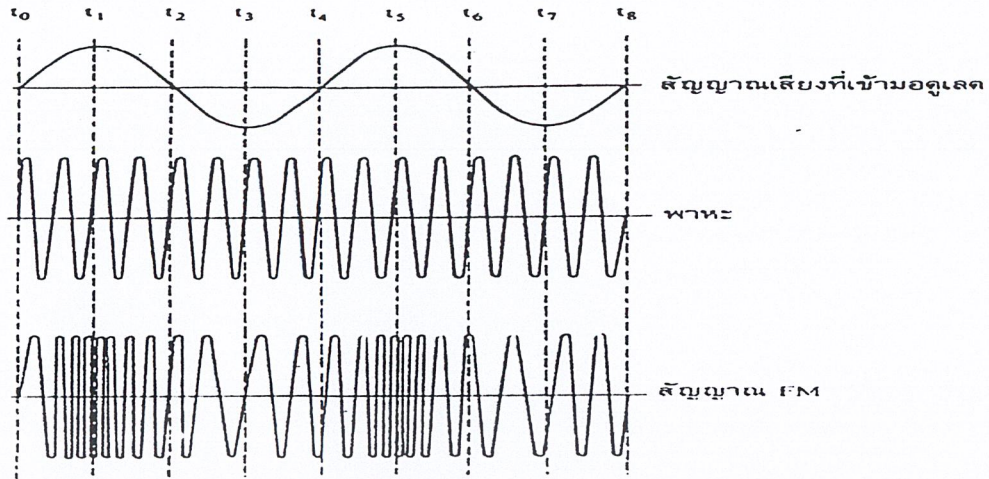
ที่สำคัญ Q และ L ควรมีค่ามากๆ เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียของวงจรมากอาจเป็นสาเหตุให้ไม่เกิดการออสซิลเลตได้เช่นเดียวกัน

### 2.5 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM)

ในการมอดูเลตทางความถี่ แอมพลิจูดของคลื่นพาหะจะไม่มีผลหรือไม่มีการเปลี่ยนแปลง แต่ความถี่ของคลื่นพาหะจะเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยความถี่จะเกิดการเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่ที่นำมาผสม (modulating signal) ความถี่ของคลื่นพาหะขณะที่ยังไม่มีการผสมเรียกว่าความถี่กึ่งกลาง (center frequency) เมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตมีขนาดเพิ่มขึ้นทางบวกจะทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะเพิ่มขึ้น และถ้าขนาดของสัญญาณมอดูเลตลดลง ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะลดลงจนกระทั่งสัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะจะเป็นความถี่กึ่งกลาง ในทำนองเดียวกันเมื่อสัญญาณที่ต้องการผสมเป็นลบ ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาหะก็จะลดลง และความถี่ของคลื่นพาหะจะมีค่าต่ำสุดเมื่อสัญญาณมอดูเลตมีค่าขนาดลดลงถึงจุดต่ำสุด ความถี่คลื่นพาหะจะเป็นความถี่กึ่งกลางอีกครั้งก็ต่อเมื่อสัญญาณมอดูเลตผ่านครึ่งไซเคิลกลับไปถึงศูนย์

จะเห็นว่าขนาดของคลื่นพาหะจะคงที่เสมอไม่ว่าสัญญาณเสียงจะเปลี่ยนแปลงอย่างไร ส่วนที่เปลี่ยนแปลงคือความถี่ของคลื่นพาหะเท่านั้น การเปลี่ยนแปลงของความถี่ตามความแรงของสัญญาณมอดูเลตนั้นเรียกว่า การเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency deviation) ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของความถี่พาหะมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.35 สัญญาณเอฟเอ็ม

ค่าการเปลี่ยนแปลงความถี่จะมีค่าสูงเป็นอัตราส่วนโดยตรงต่อกัน นอกจากนี้สิ่งที่ควรจะทำความเข้าใจคือ การเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดไปครบ 1 รอบ สัญญาณเอฟเอ็มก็จะเปลี่ยนตามไปครบ 1 รอบด้วย ถ้าค่า อัตราการเบี่ยงเบนสูง ก็แสดงว่าความถี่ของสัญญาณมอดูเลตสูง ดังนั้นค่าอัตราการเบี่ยงเบนจึงขึ้นอยู่กับค่า ความถี่ของสัญญาณมอดูเลต สัญญาณมอดูเลต  $e_m$  จะไปเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาหะ สมมติให้ ความถี่พาหะเปลี่ยนไป  $ke_m$  กำหนดให้  $k$  คือค่าคงที่ เรียกว่า การเบี่ยงเบนความถี่คงที่ (Frequency Deviation Constant) ดังนั้นความถี่พาหะชั่วคราว (Instantaneous Deviation Constant) ที่เปลี่ยนไปคือ

$$f_i = f_c + ke_m \quad (2.85)$$

$f_c$  คือ ความถี่ของคลื่นพาหะที่ยังไม่มีการมอดูเลต ถ้า  $e_m$  เป็นคลื่นรูปซายน์ จะได้

$$e_m = E_m \sin \omega_m t \quad (2.86)$$

แทนค่าสมการ 2.86 ในสมการ 2.85 จะได้

$$f_i = f_c + kE_m \sin \omega_m t \quad (2.87)$$

ความถี่สูงสุดที่เปลี่ยนไปตามสัญญาณเสียงคือ

$$\Delta f = kE_m \quad (2.88)$$

ดังนั้นสมการ 2.87 จะกลายเป็น

$$f_i = f_c + \Delta f \sin \omega_m t \quad (2.89)$$

ให้คลื่นพาหะที่ยังไม่ได้มอดูเลต คือ คลื่นรูปซายน์

$$e_c = \sin(\omega_c t + \phi) \quad (2.90)$$

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

สมการทั่วไปของ 2.90 คือ

$$e_c = \sin \theta(t) \quad (2.91)$$

เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง เช่น ในกรณีของการมอดูเลตทางความถี่ ความถี่เชิงมุมชั่วขณะ (Instantaneous Angular Frequency)

$$\omega_i = 2\pi f_i = d\theta(t)/dt \quad (2.92)$$

อินทิเกรตสมการ 2.92 ตามเวลาจะได้

$$\theta(t) = \int \omega_i dt \quad (2.93)$$

ค่าของ  $f_i$  ชั่วขณะนี้ จะมีความสัมพันธ์กับการมอดูเลตตามสมการ 2.89 ความถี่เชิงมุมคงที่ (ในกรณีที่ยังไม่มีการมอดูเลต)

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \int \omega_c dt \\ &= \omega_c t + \phi \end{aligned} \quad (2.94)$$

$\phi$  คือ ค่าคงที่ของการอินทิเกรต จะเห็นได้ว่าสมการที่ 2.90 ได้มาจากการแทนค่าของสมการ 2.94 ในสมการ 2.91

สำหรับการมอดูเลตคลื่นไซน์ แทนค่าสมการ 2.89 ในสมการ 2.93 จะได้

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \int 2\pi(f_c + \Delta f \sin \omega_m t) dt \\ &= \omega_c t - \left\{ \Delta f / f_m \right\} \cos \omega_m t + \phi \end{aligned} \quad (2.95)$$

และ  $\omega_m = 2\pi f_m$  คลื่นมอดูเลตไซน์สามารถหาได้จากการแทนค่าสมการ 2.95 ในสมการ 2.91 จะได้

$$e = \sin\left(\omega_c t - \left\{ \Delta f / f_m \right\} \cos \omega_m t\right) \quad (2.96)$$

ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) สำหรับการมอดูเลตทางความถี่คือ

$$m_f = \Delta f / f_m \quad (2.97)$$

จากสมการ 2.95 จะได้

$$e = \sin\left(\omega_c t - m_f \cos \omega_m t\right) \quad (2.98)$$

สเปกตรัมจะประกอบด้วยคลื่นพาหะและฮาร์โมนิกข้างเคียงของความถี่มอดูเลต ความสูงของสเปกตรัมต่างๆ สามารถคำนวณได้จากฟังก์ชันของเบสเซล (Bessel's Function)

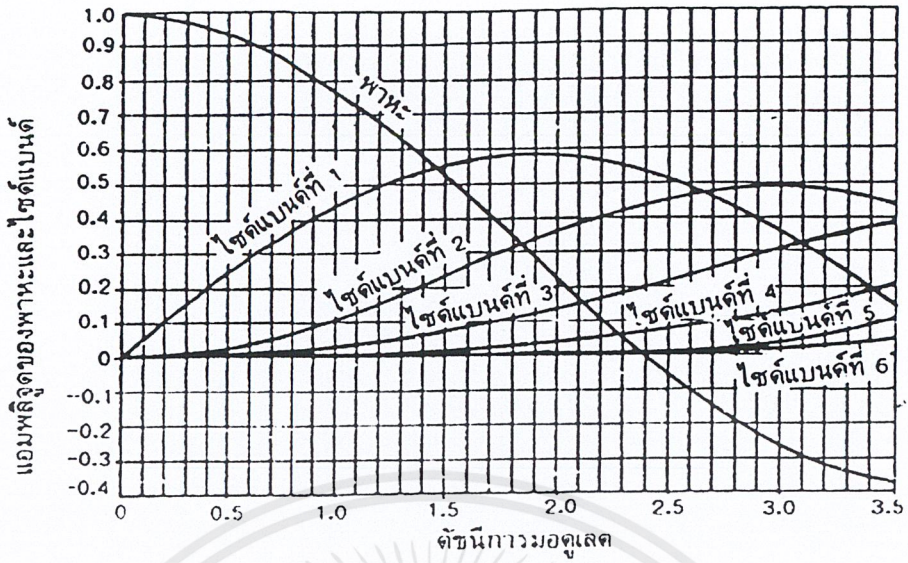
จาก  $m_f$  คือดัชนีการมอดูเลตตามสมการ 2.97 และ  $n$  คือจำนวนความถี่ข้างเคียง และ  $J_0(m_f)$  คือความสูงของคลื่นพาหะ

จะเห็นได้ว่า ถ้า  $m_f=0.5$  สเปกตรัมต่างๆ จะประกอบด้วย

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

สเปกตรัมตามค่าต่างๆ ของ  $m_f$  ดังรูปที่ 2.37 ในกรณีนี้ ช่องไฟของแต่ละสเปกตรัมจะห่างเท่ากับ ความถี่ของสัญญาณมอดูเลต ( $f_m$ ) และช่วงกว้างคลื่น (Bandwidth) จะมีค่าเท่ากับ

$$B_{FM} = 2nf_m \quad (2.99)$$



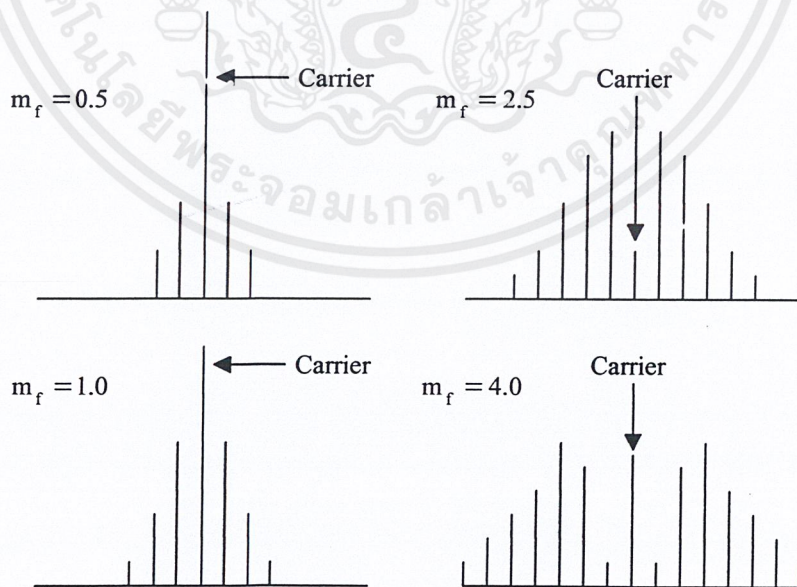
รูปที่ 2.36 แอมพลิจูดของคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม

$n$  คือ จำนวนความถี่ข้างเคียงที่ต้องการ

$$B_{FM} = 2(m_f + 1)f_m \tag{2.100}$$

แทนค่า  $m_f$  จากสมการ 2.97 จะได้

$$B_{FM} = 2(\Delta f + f_m) \tag{2.101}$$



รูปที่ 2.37 สเปกตรัมของคลื่นมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม เมื่อ  $m_f = 0.5, 1.0, 2.5$  และ  $4.0$

ในการหาเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต จะให้ความสนใจทางด้านความถี่ โดยการตั้งมาตรฐานว่า ถ้าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปจนถึงค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนก็เรียกว่า ครบ 100 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นสมมติว่า ค่าการเบี่ยงเบนทางความถี่สูงสุดเป็น 75 กิโลเฮิรตซ์ และเมื่อป้อนสัญญาณมอดูเลตแล้วไม่มีการเบี่ยงเบนทางความถี่เพียง 37.5 กิโลเฮิรตซ์ ก็หาค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตได้  $= (37.5/75) * 100 = 50%$

## 2.6 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)

### 2.6.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

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

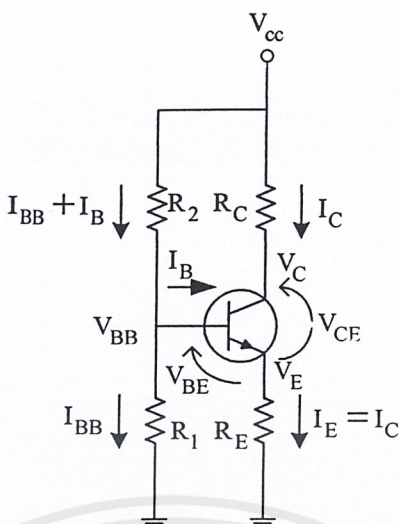
เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิทำให้  $V_{BE}$  ของทรานซิสเตอร์ลดลงในอัตราประมาณ  $2.5 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$  จากอุณหภูมิห้องปกติคือ  $0.7 \text{ V}$  และเนื่องจาก  $V_{BE}$  ลดลงทำให้  $I_C$  เพิ่มขึ้นและจะมีผลต่อค่าที่เราออกแบบไว้ (ค่าที่เรากำหนดตอนออกแบบคือ  $I_C$  และ  $V_{CE}$ ) นี่คือนสิ่งที่เราจะต้องป้องกันมิให้เกิดขึ้น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

การลดลงของ  $V_{BE}$  ซึ่งเกิดจากอุณหภูมิจะทำให้กระแสเอมิเตอร์เพิ่มขึ้น  $V_E$  จึงเพิ่มขึ้นด้วย การเพิ่มขึ้นของ  $V_E$  จะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบลบทำให้เกิดรีเวิร์สไบอัสที่รอยต่อของเบส-เอมิเตอร์ ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จึงลดลง และเนื่องจากการลดลงของ  $V_{BE}$  จะถูกชดเชยโดยการเพิ่มขึ้นของ  $V_E$  ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นไม่มาก พิจารณาจากสมการ

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

โดยที่  $\Delta I_C$  คือ การเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลกเตอร์  
 $I_C$  คือ กระแสคอลเลกเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง  
 $\Delta V_{BE}$  คือ การเปลี่ยนแปลงของโวลต์เตจเบส - เอมิเตอร์  
 $V_E$  คือ โวลต์เตจเอมิเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

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



รูปที่ 2.38 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

2.6.2 การคำนวณวงจรขยายโดยใช้เอสพารามิเตอร์ (S Parameter)

ค่าของเอสพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณสามารถหาได้จากค่าตัวชี้ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ ณ จุดไบอัสที่เราออกแบบไว้

2.6.2.1 เสถียรภาพ (Stability)

ในการคำนวณเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ด้วยเอสพารามิเตอร์ ขั้นแรกต้องคำนวณหาปริมาณ  $\Delta_S$  :

$$\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{2.102}$$

ค่าของเสถียรภาพ (K) หาได้จาก

$$K = \frac{1 + |\Delta_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|} \tag{2.103}$$

ถ้าค่า K มากกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะอันคอนชันแนลีสเตเบิล (unconditionally stable) หมายความว่า ทรานซิสเตอร์จะมีเสถียรภาพทุกๆค่าอิมพีแดนซ์ของซอร์สและโหลด

ถ้าค่า K น้อยกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะโพเทนเชียลอันสเตเบิล (potentially unstable) หมายความว่า จะมีบางค่าของซอร์สและโหลดอิมพีแดนซ์ที่ทำให้วงจรขยายเกิดการออสซิลเลต

แต่ไม่ได้หมายความว่า จะใช้ทรานซิสเตอร์ไม่ได้ เพียงแต่ต้องใช้ความระมัดระวังในการออกแบบ มีหลายวิธีเช่น เลือกจุดไบอัสทรานซิสเตอร์ใหม่, ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น เป็นต้น

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

เป็นเกนสูงสุดที่สามารถขยายได้ สามารถหาได้โดย

$$\text{MAG} = 10 \log \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (\text{dB}) \quad (2.104)$$

ในการหา MAG ค่า K ต้องมีค่ามากกว่า 1 มิฉะนั้นจะไม่สามารถหาค่าได้

### 2.6.2.3 ซิมัลทาเนียสคอนจูเกตแมตช์ (Simultaneous Conjugate Match)

เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนโหลด-ซอร์สของวงจรขยาย (load-source reflection coefficient) เพื่อใช้ในการแมตช์อิมพีแดนซ์กับวงจรอื่นๆซึ่งคำนวณตามขั้นตอนดังนี้

1. หาค่า  $C_2$  :  $C_2 = S_{22} - (\Delta_S S_{11}^*)$
2. หาค่า  $B_2$  :  $B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta_S|^2$
3. เราจะได้ค่าขนาด (Magnitude) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดจาก

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

- จะใช้เครื่องหมาย + หรือ - พิจารณาโดยใช้ค่าตรงกันข้ามกับเครื่องหมายของ  $B_2$
- มุมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดจะใช้ค่ามุมของ  $C_2$  โดยใช้เครื่องหมายตรงกันข้าม

### 2.6.2.4 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์ส (Source Reflection Coefficient)

$$\Gamma_S = \left[ S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - (\Gamma_L \cdot S_{22})} \right]^* \quad (2.105)$$

นำค่า  $\Gamma_S$  ที่ได้ไปหาอินพุตอิมพีแดนซ์และ  $\Gamma_L$  ไปหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เพื่อนำไปสร้างวงจรแมตช์อิมพีแดนซ์ โดยอินพุตอิมพีแดนซ์หาจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{in} = Z_S \times 50 \quad (2.106)$$

โดย

$$Z_S = \left[ \frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S} \right] \quad (2.107)$$

และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{out} = Z_L \times 50 \quad (2.108)$$

โดย

$$Z_L = \left[ \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \right] \quad (2.109)$$

### 2.6.2.5 การคำนวณโดยกำหนดค่าเกนใดๆ (Design for a Specified Gain)

เป็นการออกแบบโดยกำหนดค่าเกนใดๆซึ่งคำนวณโดยการหาวงกลมซึ่งมีเกนคงที่ (a constant gain circle) โดยพล็อตลงบนสมิตซาร์ทซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

1. หาค่า  $\Delta_S$ :

$$\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

2. หาค่า  $D_2$ :

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |\Delta_S|^2$$

3. หาค่า  $C_2$ :

$$C_2 = \epsilon_{22} - D_S \epsilon_{11}^*$$

4. หาค่า  $G$ :

$$G = \frac{\text{Gain desired (absolute)}}{|S_{21}|^2} \quad (2.110)$$

5. จุดศูนย์กลางของวงกลมซึ่งมีเกนคงที่คือ

$$\Gamma_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2G} \quad (2.111)$$

6. รัศมีของวงกลมที่มีเกนคงที่คือ

$$P_o = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2G} \quad (2.112)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำค่าที่ได้ไปวางกลมลงบนสมิตซาร์ทซึ่งค่าของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่จะทำให้ได้เกณฑ์ตามต้องการจะต้องอยู่บนเส้นรอบวงของวงกลมนี้เท่านั้น เมื่อได้ค่าของ  $\Gamma_L$  แล้วก็จะได้ค่า  $\Gamma_S$  ซึ่งนำค่าต่างที่ได้นี้ไปสร้างวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ต่อไป

**2.6.3 อิมพีแดนซ์แมตซ์ (Impedance Matching)**

เมื่อเราคำนวณได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์แล้ว เราต้องคำนวณวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์เพื่อให้ได้การส่งกำลังงานที่มากที่สุด (Maximum power transfer) เราสามารถคำนวณได้จากสมการ

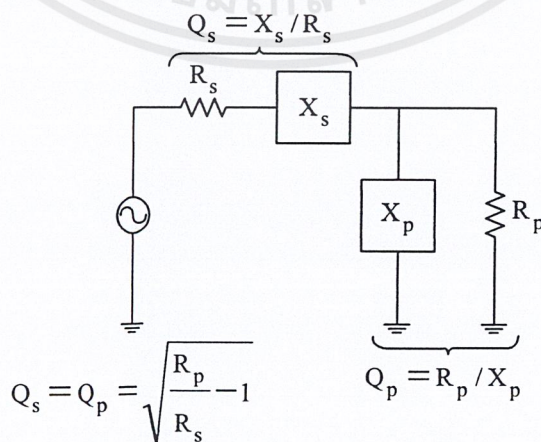
$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1} \tag{2.113}$$

$$Q_S = \frac{X_S}{R_S} \tag{2.114}$$

$$Q_P = \frac{R_P}{X_P} \tag{2.115}$$

- โดยที่  $Q_S$  คือ ค่า Q ของส่วนอนุกรม
- $Q_P$  คือ ค่า Q ของส่วนขนาน
- $R_P$  คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาขนาน
- $X_P$  คือ ค่ารีแอคแตนซ์ที่นำมาขนาน
- $R_S$  คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาอนุกรม
- $X_S$  คือ ค่ารีแอคแตนซ์ที่นำมาอนุกรม

ซึ่งค่าของ  $X_P$  และ  $X_S$  อาจเป็นได้ทั้งแคปาซิทีฟและอินดักทีฟ



**รูปที่ 2.39 การแมตซ์อิมพีแดนซ์**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

วิธีทำ

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

จากสมการ  $Q_S = \frac{X_S}{R_S}$

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

จากสมการ  $Q_P = \frac{R_P}{X_P}$

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

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

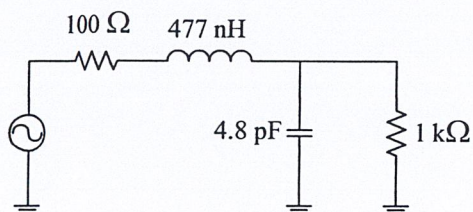
$$L = \frac{X_S}{\omega} = \frac{300}{2\pi(100 \times 10^6)}$$

$$= 477 \text{ nH}$$

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

$$= 4.8 \text{ pF}$$

นำค่าต่างๆ ที่ได้ไปสร้างวงจรดังรูปที่ 2.40

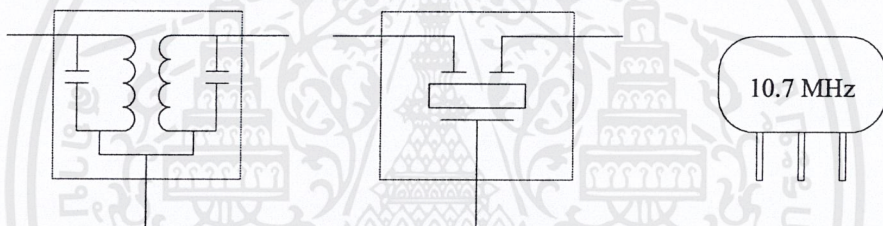


รูปที่ 2.40 วงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์จากตัวอย่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.7 เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter)

เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาสําหรับใช้แทนหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งมีความถี่เฉพาะ เช่น หม้อแปลงความถี่กลางของเครื่องรับวิทยุและของโทรทัศน์ เซรามิกฟิลเตอร์ทำจากสารพวกเพียโซอิเล็กทริกซึ่งจะมีค่าเรโซแนนซ์เฉพาะตัว เมื่อป้อนสัญญาณเข้าไปในเซรามิกฟิลเตอร์สัญญาณที่ผ่านได้คือความถี่ที่เรโซแนนซ์ทางด้านเอาต์พุตจะไม่มีสัญญาณออกมา ตัวอย่างความถี่ของเซรามิกฟิลเตอร์เช่น 455 กิโลเฮิร์ตซ์ สําหรับภาคความถี่กลางของเครื่องรับสัญญาณเอเอ็ม ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ของเครื่องรับสัญญาณเอฟเอ็มและความถี่อื่นๆที่ใช้ในเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ เช่น 5.5 เมกะเฮิร์ตซ์, 4.5 เมกะเฮิร์ตซ์, 38.9 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นต้นเซรามิกฟิลเตอร์มีขนาดเล็กสามารถใช้แทนหม้อแปลงที่เชื่อมโยงเฉพาะความถี่ได้โดยตรงทำให้สะดวกและประหยัดเวลาได้มาก เนื่องจากไม่ต้องถูกจูนหรือปรับแต่งความถี่แต่เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์พาสซีฟ ขยายสัญญาณไม่ได้ดังนั้นสัญญาณที่ใส่เข้าไปจะสูญเสียภายในเซรามิกฟิลเตอร์ (insert lose) สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะถูกบั่นทอนลงไปประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ เซรามิกฟิลเตอร์แบบ 3 ขาใช้สำหรับส่งผ่านสัญญาณจะเรียกว่า ตัวคัปปลิงฟิลเตอร์ (coupling filter) อีกแบบหนึ่งจะทำ 2 ขาเป็นตัวบายพาสฟิลเตอร์เพื่อการบายพาสความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้ง



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

รูปที่ 2.41 หม้อแปลงเรโซแนนซ์และเซรามิกฟิลเตอร์

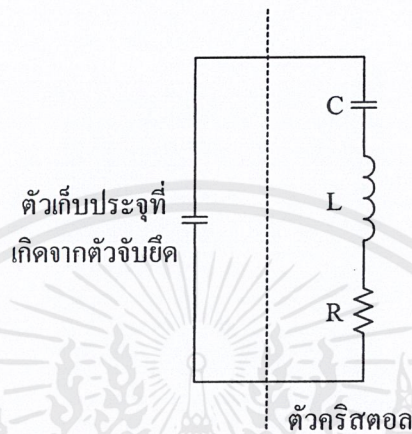
## 2.8 วงจรกำเนิดความถี่โดยใช้คริสตอล (Crystal Oscillator)

ในวงจรเครื่องส่งส่วนใหญ่ที่ต้องการให้เสถียรภาพทางความถี่ของการส่งมีค่าสูง หรือความถี่มีค่าคงที่ตลอดเวลาเพื่อให้เครื่องรับสามารถจูนรับสถานีได้ถูกต้องและตลอดไป วงจรกำเนิดความถี่ที่ให้คุณสมบัติเด่นในเรื่องเสถียรภาพทางความถี่ได้แก่ วงจรกำเนิดความถี่โดยใช้คริสตอล นอกจากนี้วงจรกำเนิดความถี่โดยใช้คริสตอลยังใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณที่มีความถี่มาตรฐาน ไว้สำหรับตรวจสอบเครื่องมือบางชนิดและยังใช้เป็นตัวสร้างแรงดันฐานเวลามาตรฐานใช้กับอุปกรณ์ที่ต้องการความเที่ยงตรง เช่น นาฬิกาอิเล็กทรอนิกส์

คริสตอล เป็นศัพท์ภาษาอังกฤษแปลว่า ผลึก โดยความหมายของตัวมันเองก็คือผลึกของวัสดุบางชนิดเช่น ฝนิกควออร์ตซ์ เกลือหิน โรเซลล์ และทัวร์มาลีน วัสดุเหล่านี้รวมเรียกว่า เพียโซอิเล็กทริก ซึ่งมีคุณสมบัติคือ มันจะก่อให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเมื่อบิดงอหรือคดผลึกเหล่านี้ด้วยแรง และในทำนองเดียวกันถ้าหากเราสร้างแรงดันไฟฟ้าให้กับมัน แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวผลึกเหล่านี้จะมีผลทำให้ผลึกของวัสดุเหล่านั้นมีรูปร่างบิดเบี้ยวผิดออกไปจากเดิม

คริสตอลที่ใช้งานอยู่ทั่วไปทำมาจากผลึกควอตซ์ เมื่อมีแรงดันตกคร่อมผลึกควอตซ์ก็จะเกิดการสั่นความถี่ที่สั้น ได้จะมีค่าเกือบคงที่ซึ่งขึ้นกับความหนาของผลึกนั้น ความถี่ที่เกิดขึ้นจะยังคงเปลี่ยนแปลงได้อีกเล็กน้อยเนื่องจากอุณหภูมิ

โดยหลักการแล้วลักษณะสมบัติของคริสตอลมีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรรีโซแนนซ์ (Resonance Circuit) ที่สามารถเขียนวงจรสมมูล (Equivalent Circuit) ได้ดังรูปที่ 2.42



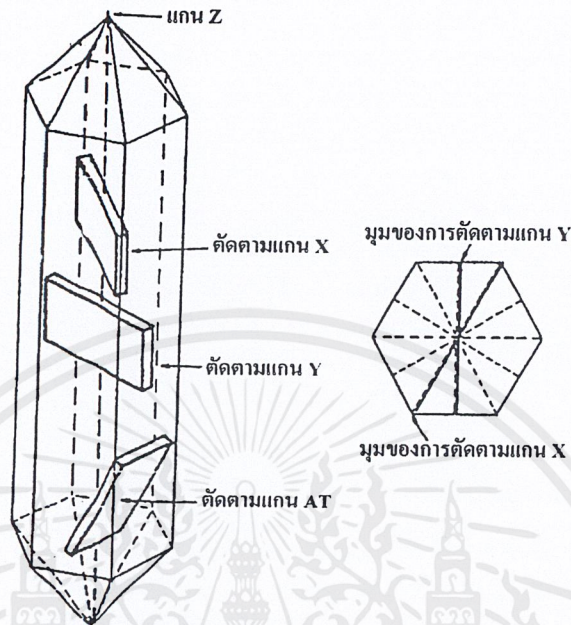
รูปที่ 2.42 วงจรสมมูลของผลึกคริสตอล

ค่าตัวเหนี่ยวนำ (Inductance) ในวงจรสมมูลของตัวคริสตอลจะมีค่าสูงแต่มีค่าตัวเก็บประจุ (Capacitance) ต่ำมาก ตัวคริสตอลเป็นเพียงผลึกควอตซ์ที่ยังต้องอาศัยตัวจับยึดเข้ากับกระป๋องโลหะดังนั้นในส่วนของตัวจับยึดคริสตอลจึงเกิดมีลักษณะเหมือนเป็นตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่อีกหนึ่งตัวดังวงจรสมมูลรูปที่ 2.42 เนื่องจากตัวเก็บประจุในตัวผลึกของคริสตอลที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำ ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ต่อขนานอยู่ภายนอกจึงมีอิทธิพลต่อการออสซิลเลต (Oscillate) ของสัญญาณน้อยมาก และในขณะรีโซแนนซ์นั้น ส่วนของวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานเกือบจะให้ความถี่รีโซแนนซ์เป็นความถี่เดียวกัน ผลึกควอตซ์ที่ได้เป็นวัสดุจำพวกซิลิกอนไดออกไซด์ที่มีลักษณะเหมือนแก้วในส่วนของผลึกจะมีรูปร่างเป็น 6 ด้านเหมือนปริซึมโดยผลึกควอตซ์ที่ใช้งานจะได้รับการตัดด้วยลักษณะของแกน 3 แกนดังแสดงในรูปที่ 2.43

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

จะเห็นได้ว่าไม่ว่าจะตัดในแกน X หรือแกน Y จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่นของ คริสตอลขณะรีโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิได้มาก ดังนั้นเราจึงต้องหาทางตัดแกนใดแกนหนึ่งเพื่อให้ผลการ

เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิน้อยที่สุดหรือแทบจะกล่าวได้ว่ามันไม่มีผลเลย แกนที่ใช้ในการตัดคือแกน AT ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.43



รูปที่ 2.43 ผลึกควอตซ์และการตัดผลึก

เราอาจตัดคริสตอลให้อยู่ในแกนอื่น ๆ ก็ได้ในแต่ละระนาบของการตัดจะให้ผลการเปลี่ยนแปลงช่วงความถี่ต่ออุณหภูมิ ตลอดจนความถี่ฮาร์โมนิก (Harmonic Frequency) ที่ใช้งานแตกต่างกัน

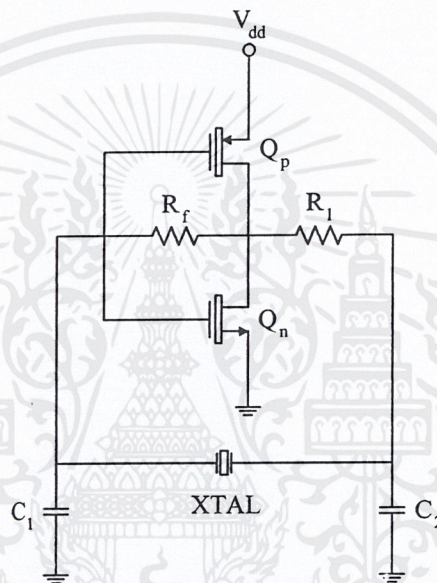
ส่วนความหนาของแผ่นคริสตอล จะเป็นตัวกำหนดความถี่ของการรีโซแนนซ์ถ้าแผ่น คริสตอล ยิ่งบางก็หมายความว่า ความถี่ของการรีโซแนนซ์มีค่าสูงขึ้น แผ่นคริสตอลที่ทำความถี่ได้สูงประมาณ 15 เมกะเฮิร์ตซ์ถึงไม่เกิน 50 เมกะเฮิร์ตซ์ แต่ถ้าหากต้องการความถี่ที่สูงกว่านี้อีกมักใช้ฮาร์โมนิกของสัญญาณนั่นเอง

อุปกรณ์จำพวกคริสตอลเป็นอุปกรณ์ที่ค่อนข้างจะบอบบาง ดังนั้นคริสตอลจึงต้องทำงานที่ระดับพลังงานต่ำๆ ในขณะที่สัญญาณป้อนกลับระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตจะต้องไม่ให้มีระดับแรงดันตกคร่อมตัวมันมากเกินไป ซึ่งจะทำให้คริสตอลทำงานผิดความถี่และเกิดความร้อนกับตัวมันมากเกินไปซึ่งจะเป็นผลทำให้ คริสตอลทำงานผิดความถี่และถ้าเกิดความร้อนกับตัวมันสูง ตัวมันอาจเสียหายได้

จากที่กล่าวแล้วว่าเราใช้คริสตอลกระตุ้นวงจรกำเนิดความถี่ ก็เพื่อเหตุผลในเรื่องต้องการให้ได้ความถี่ที่มีค่าเสถียรภาพสูง ค่าเสถียรภาพของวงจรกำเนิดความถี่สามารถหาได้จากการกำหนดค่า  $Q$  ของตัวคริสตอลและสัมประสิทธิ์การผันแปรทางความถี่กับอุณหภูมิ ค่า  $Q$  ของ คริสตอลมักจะมีค่าสูงกว่าค่า  $Q$  ของวงจรจูนที่ประกอบไปด้วย RLC ถึง 100 เท่า 1000 เท่า คริสตอลที่มีขายในปัจจุบันมีค่า  $Q$

ประมาณ 5,000 ถึง 30,000 เราจึงจะพอเห็นแล้วว่าวงจรกำเนิดความถี่โดยคริสตอลจึงมีเสถียรภาพทางความถี่สูงกว่าวงจรกำเนิดความถี่โดยใช้ LC มาก

วงจรกำเนิดความถี่โดยใช้คริสตอลนั้นมีหลายชนิด จากรูปที่ 2.44 เป็นวงจรกำเนิดความถี่โดยใช้คริสตอลที่นิยมใช้จริงอย่างแพร่หลาย เรียกว่า วงจรกำเนิดความถี่แบบเพียร์ซ ซึ่งใช้ซีมอส อินเวอร์เตอร์ (CMOS Inverter) และมีตัวต้านทาน  $R_f$  เป็นตัวกำหนดจุดทำงาน (DC-Operating Point) ภายในบริเวณที่มีอัตราขยายสูง (High Gain Region) ของซีมอส อินเวอร์เตอร์ ตัวต้านทาน  $R_1$  ที่ต่ออยู่กับ  $C_1$  ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองแบบต่ำผ่าน มีไว้สำหรับการป้องกันไม่ให้อาจเกิดการออสซิลเลทที่ฮาร์โมนิกที่สูงกว่าความถี่ของความถี่ของคริสตอล



รูปที่ 2.44 วงจรกำเนิดความถี่แบบเพียร์ซ (Pierce Oscillator)

## 2.9 พอร์ตอนุกรมอาร์เอส – 232 (RS-232)

หากเราต้องการที่จะเคลื่อนย้ายข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ไปยังอุปกรณ์อื่นๆ หรือคอมพิวเตอร์ด้วยกันมี 2 ทางเลือกนั่นคือ การรับส่งข้อมูลแบบขนานและการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม การรับส่งข้อมูลแบบขนานนั้นเป็นการส่งข้อมูลคราวละ 4 หรือ 8 บิต ในเวลาเดียวกัน ซึ่งจะทำให้การรับส่งข้อมูลทำได้ด้วยความเร็วสูง ซึ่งหมายความว่าจำนวนของสายที่ใช้ในการส่งจะต้องมีมากเท่ากับจำนวนบิตที่จะส่งด้วย นอกจากนี้ยังต้องรวมถึงสายที่ใช้สำหรับการควบคุมและการตรวจสอบการรับส่งข้อมูลด้วย ซึ่งอาจจะต้องใช้สายมากขึ้นเป็น 2 เท่าของจำนวนบิตข้อมูลที่ส่งได้

ในขณะที่การรับส่งข้อมูลแบบอนุกรมเป็นการรับส่งข้อมูลครั้งละ 1 บิต แต่ก็สามารถรับส่งข้อมูลคราวละ หลายๆ บิตได้ แต่จะต้องมีการตกลงกันระหว่างตัวส่งและตัวรับว่าจะรับส่งข้อมูลคราวละกี่บิต ตัวรับจะต้องรอรับข้อมูลมาให้ครบทุกบิตเสียก่อนจึงทำการประมวลผล ทำให้การสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมจะใช้จำนวนสายที่น้อยกว่ามากและระยะทางในการส่งข้อมูลทำได้ไกลกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.9.1 รูปแบบการสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม

1. **แบบซิมเพล็กซ์ (Simplex)** ข้อมูลส่งได้ในทางเดียวเท่านั้น การสื่อสารแบบนี้อุปกรณ์สื่อสารด้านหนึ่งจะส่งข้อมูลไปในช่องสัญญาณได้เท่านั้น แต่จะรับข้อมูลจากช่องสัญญาณไม่ได้ และอุปกรณ์สื่อสารอีกด้านหนึ่งจะรับข้อมูลจากช่องสัญญาณได้เท่านั้น แต่ส่งข้อมูลไปในช่องสัญญาณไม่ได้

2. **แบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์ (Half Duplex)** หมายถึง การสื่อสารข้อมูลสองทิศทางโดยอุปกรณ์สื่อสาร ทั้ง 2 ด้านจะผลัดกันรับส่ง การสื่อสารแบบนี้ส่วนใหญ่แล้วจะใช้ระบบสาย 2 เส้น

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

การสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมนั้นแบ่งออกได้เป็น 2 แบบ คือ การสื่อสารอนุกรมแบบซิงโครนัส (Synchronous) และการสื่อสารข้อมูลแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous)

#### 1. การสื่อสารแบบซิงโครนัส

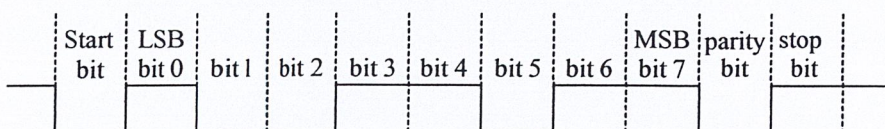
การสื่อสารแบบซิงโครนัสจะมีสัญญาณนาฬิกา ร่วมอยู่กับการรับและส่งข้อมูล ด้วยตัวอย่างการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสก็คือคีย์บอร์ดของคอมพิวเตอร์ ซึ่งสายเส้นหนึ่งจะเป็นสายของสัญญาณนาฬิกา ส่วนสายอีกเส้นจะเป็นสายของข้อมูล ดังนั้นการติดต่อกันแบบซิงโครนัสนี้จะต้องใช้สายในการเชื่อมต่ออย่างน้อยที่สุด 3 เส้น คือ สัญญาณนาฬิกา, ข้อมูลและกราวนด์

#### 2. การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส

การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส คือ การรับส่งข้อมูลที่ไม่มีสัญญาณนาฬิกา ร่วมอยู่ด้วยเหมือนกับการรับส่งข้อมูลแบบซิงโครนัส แต่จะใช้การกำหนดสัญญาณนาฬิกาทั้งภาครับภาคส่งให้มีค่าเท่ากัน ซึ่งเรียกสัญญาณนาฬิกาที่เรียกว่า “อัตราการถ่ายทอดข้อมูล หรือ บอดเรต (Baudrate)” โดยมีหน่วยเป็นบิตต่อวินาที (bit per second : bps)

รูปแบบของข้อมูลที่ใช้ในการรับส่งแบบอะซิงโครนัสประกอบด้วย 4 ส่วนด้วยกันคือ

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 2.45 รูปแบบข้อมูลอนุกรมแบบอะซิงโครนัส

รูปที่ 2.45 แสดงรูปแบบของข้อมูลอนุกรมแบบอะซิงโครนัสซึ่งไม่มีข้อมูลที่จะส่งข้อมูล จะมีสถานะลอจิก “1” ซึ่งจะเรียกสถานะนี้ว่า “สถานะหยุดรอ (Waiting stage)” การเริ่มต้นส่งข้อมูลจะเริ่มจากการให้ขาข้อมูลมีลอจิก “0” ด้วยช่วงระยะเวลา 1 บิตซึ่งเรียกว่า บิตเริ่มต้น(Starting bit) จากนั้นบิตข้อมูล บิตสุดท้ายที่จะส่งคือ บิตปิดท้าย(Stop bit) ซึ่งจะให้ขาข้อมูลมีสถานะลอจิกเป็น “1” อีกครั้งด้วยระยะเวลาอย่างน้อย 1, 1.5 หรือ 2 บิต เพื่อเป็นการแสดงว่าสิ้นสุดข้อมูลแล้ว

อุปกรณ์พิเศษที่ได้รับการออกแบบมาสำหรับการรับและการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter : UART) อัตราความเร็วในการรับและส่งข้อมูลของการรับส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัสคือ อัตราการถ่ายทอข้อมูล หรือบอดเรต ซึ่งก็คือค่าจำนวนบิตต่อวินาทีที่ใช้ในการรับส่งข้อมูล อัตราการถ่ายทอข้อมูลที่ใช้สำหรับพอร์ตอนุกรมอาร์เอส-232 ได้แก่ 110, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600 และ 19200 บิตต่อวินาที และมีค่ามากขึ้นตามเทคโนโลยีของคอมพิวเตอร์

การตรวจสอบพาริตีบิตสามารถสามารถกำหนดให้เป็นแบบคู่, แบบคี่หรือไม่มีกรตรวจสอบพาริตีก็ได้ การตรวจสอบพาริตีเป็นการตรวจสอบจำนวนรวมของบิตที่เป็นลอจิก “1” ภายในข้อมูลที่ส่ง 1 ไบต์ว่ามีจำนวนรวมเป็นเลขคู่หรือเลขคี่ โดยรวมบิตพาริตีเข้าไปด้วย

## 2.9.2 มาตรฐานพอร์ตอนุกรมแบบอาร์เอส-232

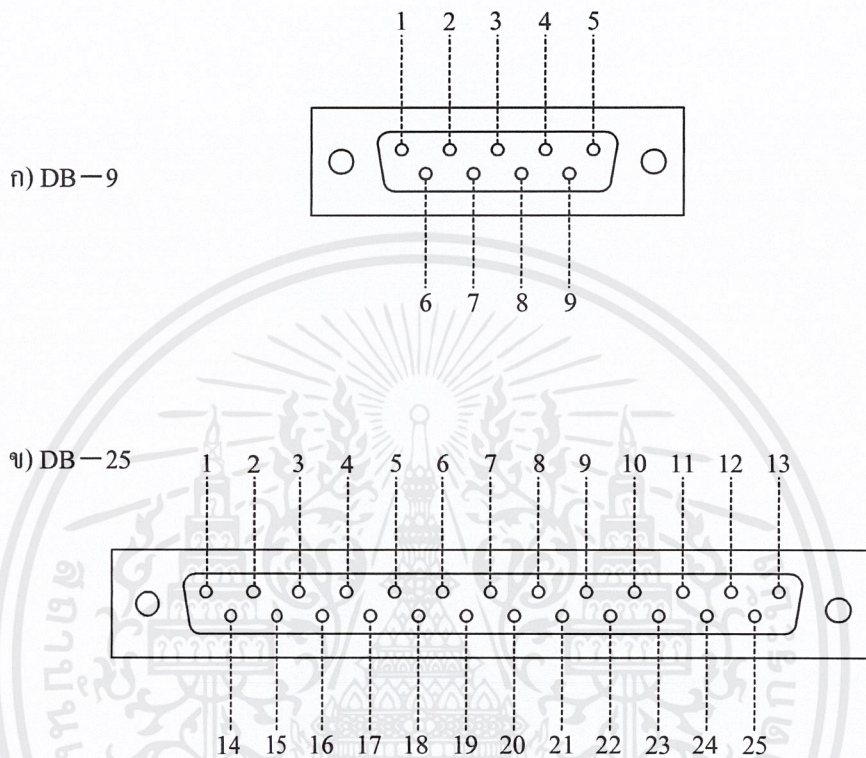
มาตรฐานการเชื่อมต่อแบบอนุกรมอาร์เอส-232 เป็นมาตรฐานอุตสาหกรรมที่ออกแบบมาเพื่อใช้ในการส่งข้อมูลอนุกรมแบบซิงโครนัส 2 ทิศทางโดยในอดีตนั้นถูกออกแบบเพื่อการส่งผ่านข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ไปยังโมเด็มเพียวอย่างเดียว เพื่อที่จะนำข้อมูลจากโมเด็มนี้สื่อสารผ่านสายโทรศัพท์ไปยังคอมพิวเตอร์อีกเครื่องหนึ่งที่อยู่ห่างไกลกันออกไป โดยคณะกรรมการสมาคมอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Industries Association : EIA) ได้วางมาตรฐานที่มีชื่อที่เรียกกันว่า “อีไอเอ อาร์เอส-232” มาตรฐานนี้ในช่วงแรกจะใช้คอนเน็กเตอร์ (Connector) เป็นแบบดีบี (DB-25) โดยกำหนดความยาวสูงสุดของสายของสายสัญญาณไว้ที่ 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 ซึ่งจะมีความสามารถในการสร้างบิตข้อมูลในรูปแบบอนุกรมได้ ส่วนอุปกรณ์ข้อมูลปลายทาง (DCE : Data Communication Equipment) จะทำหน้าที่เป็นเพียงตัวรับข้อมูลที่ส่งจากอุปกรณ์เชื่อมต่อข้อมูลเท่านั้น โดยการรับข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ทั้งสองจะกระทำผ่านมาตรฐานอาร์เอส-232

ข้อแตกต่างระหว่างอุปกรณ์เชื่อมต่อข้อมูลและวงจรถูกอุปกรณ์ปลายทาง คือ คอนเน็กเตอร์ของอุปกรณ์เชื่อมต่อข้อมูลจะเป็นตัวผู้ ส่วนคอนเน็กเตอร์ของอุปกรณ์ข้อมูลปลายทางจะเป็นตัวเมียซึ่งพอร์ตอนุกรมของคอมพิวเตอร์ที่ใช้กันอยู่ทั่วไปจะเป็นแบบอุปกรณ์เชื่อมต่อข้อมูล ส่วนคอนเน็กเตอร์ของโมเด็มจะเป็นแบบอุปกรณ์ข้อมูลปลายทาง

### 2.9.3 คอนเน็กเตอร์สำหรับพอร์ตอาร์เอส-232 และการเชื่อมต่อ

มาตรฐานนี้จะใช้คอนเน็กเตอร์แบบดีบี-25 หรือดีบี-9 ตัวผู้ซึ่งคอนเน็กเตอร์แบบดีบี-25 จะมีขาต่อใช้งานเพียง 9 เส้น เช่นเดียวกับคอนเน็กเตอร์แบบดีบี-9 เนื่องจากขาอื่นๆ ที่เคยใช้งานในอดีต ปัจจุบันมีการใช้งานไม่มากจึงถูกเลิกไป โดยแสดงผังรูปและตำแหน่งขาในรูปที่ 2.46



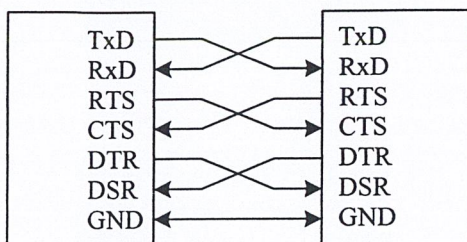
รูปที่ 2.46 การจัดขาของคอนเน็กเตอร์พอร์ตอนุกรมตามมาตรฐานอาร์เอส-232 ทั้ง ดีบี-9 และ ดีบี-25

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

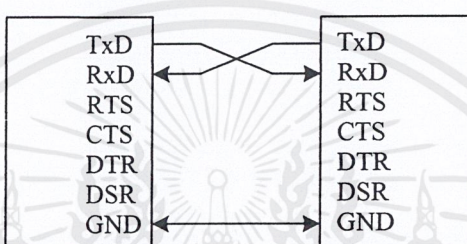
### ตารางที่ 2.3 การจัดขาของคอนเน็กเตอร์พอร์ตอนุกรมตามมาตรฐานอาร์เอส-232 ทั้ง ดีบี-9 เทียบกับดีบี-25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก) Null Modem



ข) Use only 3 lines



รูปที่ 2.47 การต่ออุปกรณ์ภายนอกกับพอร์ตอนุกรมของคอมพิวเตอร์ในลักษณะต่างๆ

สำหรับการเชื่อมต่อคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์ภายนอกแสดงได้ดังรูปที่ 2.47 โดยในรูปที่ 2.47(ก) เป็นการเชื่อมต่อโดยตรงโดยไม่ผ่านโมเด็ม (Null modem) โดยมีการตรวจสอบเต็มรูปแบบ ส่วนในรูปที่ 2.47(ข) เป็นการเชื่อมต่อโดยตรงโดยไม่ผ่านโมเด็ม และใช้สายเพียง 3 เส้น เส้นหนึ่งสำหรับส่งข้อมูล อีกเส้นสำหรับรับข้อมูล และเส้นสุดท้ายเป็นกราวด์

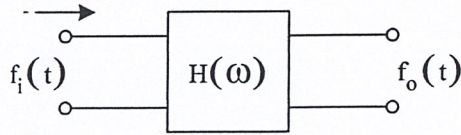
## 2.10 การส่งสัญญาณพัลส์และการจัดรูปใหม่ (Pulse transmission and Reshaping)

ก่อนที่ขบวนพัลส์ที่เป็นรหัสทางไบนารีจะถูกส่งไปยังสายส่งนั้น โดยทั่วไปจะจัดกลุ่มของพัลส์เป็นรหัสใหม่ตามความเหมาะสมกับคุณลักษณะของสายส่ง เมื่อถูกส่งออกไปแล้วรูปร่างของพัลส์เหล่านั้นจะเปลี่ยนแปลงซึ่งขึ้นอยู่กับการลดทอนสัญญาณของสายส่งและการพัวพัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องขยายสัญญาณที่ด้านรับเพื่อชดเชยการลดทอนเหล่านั้น พร้อมทั้งจัดรูปของสัญญาณที่พัวพันใหม่เพื่อที่จะทำให้สัญญาณพัลส์ที่ได้รับมีรูปร่างชัดเจนยิ่งขึ้น โดยทั่วไปลักษณะพัลส์นี้จะแตกต่างจากพัลส์ที่ได้ส่งมา และการจัดรูปโดยอาศัยการอิกควอลไลซ์ก็แตกต่างไปจากกรณีที่สัญญาณเป็นแบบแอนะล็อกเป็นอย่างมาก

ก่อนอื่นในตอนนี้จะกล่าวถึงลักษณะของพัลส์ที่ได้ส่งมาว่า เมื่อถึงด้านรับแล้วจะมีลักษณะเป็นอย่างไร และวิธีการจัดรูปของพัลส์นี้ใหม่เพื่อให้ได้รูปร่างที่แน่นอนได้อย่างไรเสียก่อน

### 2.10.1 รูปแบบของวงจรส่งสัญญาณและคุณลักษณะของผลตอบสนองพัลส์

ตามรูปที่ 2.48 แสดงรูปแบบของสายส่งในรูปของเนทเวอร์คแบบ 2 พอร์ต (2-port network) และมีคุณลักษณะทางความถี่เป็น  $H(\omega)$



รูปที่ 2.48 รูปแบบทั่วไปของวงจรส่งสัญญาณ

ตามที่ทราบกันดี เมื่อผู้ใช้งานแปลงฟูรีเออร์และการแปลงอินเวอร์ตจะได้ความสัมพันธ์  
ดังนี้

$$f_o(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F_i(\omega) H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.116)$$

และ

$$F_i = \int_{-\infty}^{+\infty} f_i(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.117)$$

ซึ่ง  $f_i(t)$  และ  $f_o(t)$  เป็นสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตตามลำดับสำหรับ  $H(\omega)$  เป็นคุณสมบัติทางความถี่ในการส่ง

$H(\omega)$  เป็นฟังก์ชันที่กำหนดความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตซึ่งเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer function) อย่างเช่นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองแบบต่ำผ่านในทางอุดมคติ (Ideal Low Pass Filter) ตามรูปที่ 2.48 จะเป็นดังนี้

$$H(\omega) = A(\omega) e^{-jB(\omega)} \quad (2.118)$$

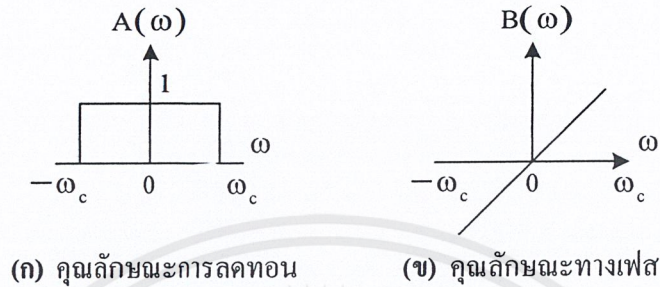
ในที่นี้

$$\left. \begin{aligned} A(\omega) &= 1 \quad ; \quad |\omega| \leq \omega_c \\ & \quad ; \quad |\omega| > \omega_c \\ B(\omega) &= \omega t_0 \quad (t_0 : \text{delay time}) \end{aligned} \right\} \quad (2.119)$$

เมื่อคำนวณหาผลตอบสนองอิมพัลส์  $h(t)$  โดยใช้การแปลงอินเวอร์ตฟูรีเออร์แล้วจะได้

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{+\omega_c} e^{-j\omega t_0} d\omega$$

$$= \frac{\sin \omega_c (t - t_0)}{\pi(t - t_0)}$$
(2.120)

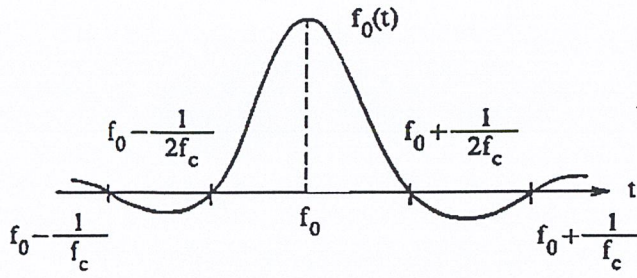


รูปที่ 2.49 คุณลักษณะของวงจรกรองแบบต่ำผ่านในทางอุดมคติ

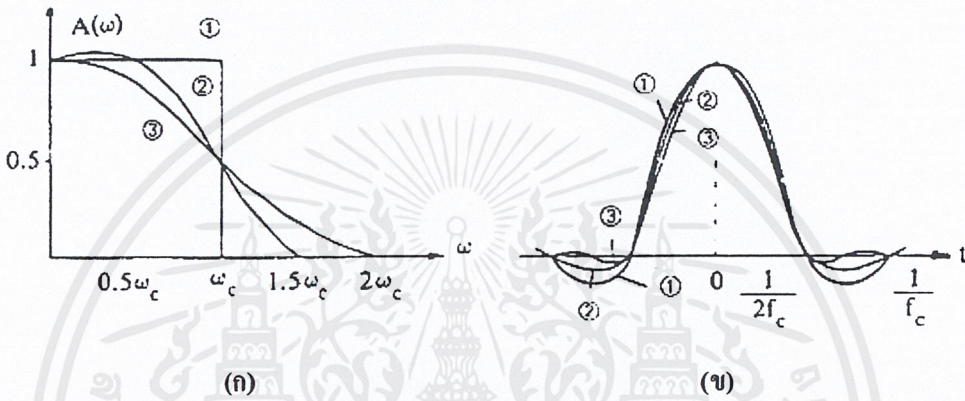
โดยทั่วไป  $h(t)$  คือเอาต์พุตของวงจรโดยที่อินพุตเป็นอิมพัลส์ฟังก์ชัน  $[\delta(t)]$  ดังนั้นจึงอาจกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่า ถ้าอินพุตเป็นพัลส์ที่มีขนาดแคบมากๆ เมื่อเทียบกับ  $1/f_c$  แล้วเอาต์พุตของวงจรกรองแบบต่ำผ่านในทางอุดมคติ ก็คือผลตอบสนองอิมพัลส์นั่นเอง ดังแสดงไว้ในรูป 2.50 จะเห็นได้ว่ามันจะมีค่าพีคที่  $t=t_0$  สำหรับความกว้างที่สำคัญของผลตอบสนองพัลส์คือ  $1/f_c$  และจะมีค่าเป็นศูนย์อีกทุกๆ  $1/2f_c$  ( $f_c$  คือความถี่คutoff ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านในทางอุดมคติ)

แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติมันไม่สามารถสร้างวงจรกรองแบบต่ำผ่านในทางอุดมคติ ซึ่งมีเฟสที่เป็นเชิงเส้นและแอมพลิจูดให้ชันมากตามรูปที่ 2.49 ได้ โดยทั่วไปจะทำให้แอมพลิจูดความชันลดลงตามรูป 2.51(ก) เมื่อเป็นเช่นนี้จะได้ผลตอบสนองเอาต์พุตตามรูป 2.51(ข) โดยเฉพาะวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแอมพลิจูด  $A(\omega) = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{\cos \pi \omega}{2\omega_c} \right)$  ในแถบความถี่  $|\omega| \leq 2\omega_c$  ซึ่งเรียกว่า cosine-squared filter ตามกราฟเบอร์ 3 ในรูป 2.51(ก) และจะถูกนำมาใช้ในการอิคควอลไลซ์ลักษณะคลื่น

วงจรกรองแบบอื่นที่นำมาใช้สำหรับการอิคควอลไลซ์โดยทั่วไปก็คือ วงจรกรองแบบเกาส์เซียน (Gaussian filter) ซึ่งคุณลักษณะของมันคือเอาต์พุตจะไม่มี damping แต่ในทางตรงกันข้ามจะมีแบนด์วิดท์กว้าง



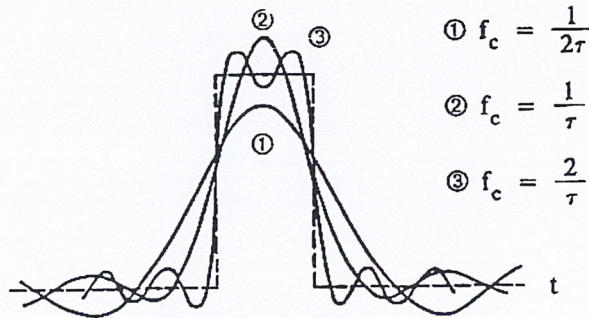
รูปที่ 2.50 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านในทางอุดมคติ



รูปที่ 2.51 คุณลักษณะวงจรกรองแบบต่ำผ่านทางปฏิบัติ

- (ก) ผลตอบสนองแอมพลิจูด
- (ข) ผลตอบสนองเอาต์พุต

กรณีที่เราพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของพัลส์  $\tau$  กับความถี่คัทออฟ  $f_c$  แล้ว ผลตอบสนองจะมีลักษณะแตกต่างจากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นเล็กน้อย ตามรูปที่ 2.52 เป็นผลตอบสนองที่ได้จากพัลส์ซึ่งมีความกว้าง  $\tau$  (แสดงโดยเส้นประ) โดยผ่านวงจรกรองแบบต่ำผ่านในทางอุดมคติซึ่งมีความถี่คัทออฟ  $f_c$  ถ้า  $f_c$  มีค่าสูงขึ้น จะทำให้ลักษณะคลื่นมีความชันขึ้นและ damping ก็จะมีมากขึ้น ดังนั้นถ้าส่งพัลส์ซึ่งมีแถบคลื่นจำกัดไปในสายส่งแล้ว พัลส์จะขยายขึ้นในแกนของเวลาและก็จะมีความชันมากขึ้น ทั้งยังมี damping ที่มากขึ้นด้วย

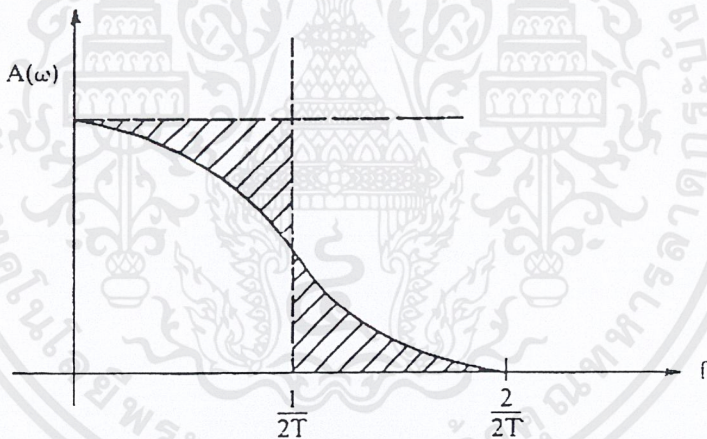


รูปที่ 2.52 ผลตอบสนองเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.10.2 เงื่อนไขของอินเทอร์ซิมบอลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์ (Intersymbol Interference) ที่เป็นศูนย์

ตามที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าพัลส์ที่ส่งไปในสายส่งจะเกิดการพัวพัน และแถบคลื่นจะถูกจำกัด พัลส์จะมีขนาดกว้างขึ้นตามแกนเวลา ขณะที่ทำการตีเทคที่ด้านรับนั้น สิ่งสำคัญก็คือพัลส์ที่กว้างขึ้นนี้จะไม่มีการกระทบกระเทือนต่อจุดตีเทคข้างเคียง แต่ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปสิ่งนี้จะเกิดขึ้นเสมอซึ่งเรียกว่า อินเทอร์ซิมบอลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์ (ISI) การที่จะทำให้อินเทอร์ซิมบอลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์นี้เป็นศูนย์ได้ก็อาศัยทฤษฎีของไนควิสต์ (Nyquist theorem) กล่าวคือ ในระหว่างทำการตีเทค (โดยอาศัยหลักการแซมปลิง) ที่จุดใดต้องทำให้พัลส์ข้างเคียงมีค่าเป็นศูนย์ คือถ้า  $T$  เป็น Nyquist interval แล้วจะได้พัลส์ซึ่งมีค่าแซมเปิ้ลเป็น  $r_0$  ที่  $t=0$  และจะมีค่าเป็นศูนย์ที่  $t=kT$  ( $k=1, 2, 3, \dots$ ) ดังนั้นเพื่อให้ได้คุณลักษณะดังกล่าวจึงใช้ วงจรกรองแบบต่ำผ่านในทางอุดมคติเป็นวงจรสำหรับตีเทค โดยที่ผลตอบสนองอิมพัลส์ของมันจะเป็นแซมปลิงฟังก์ชันและ Nyquist ได้ขยายทฤษฎีต่อไปว่า แม้ว่าจะยึดคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านในทางอุดมคติซึ่งมีความถี่คutoff  $1/2T$  ออกไปตามรูปที่ 2.53 ก็ตาม จะไม่ทำให้เกิดขึ้น ดังนั้นในการที่จะส่งแซมเปิ้ลทุกๆ  $T$  วินาที โดยปราศจากการเกิดอินเทอร์ซิมบอลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์ นั้นจำเป็นต้องใช้แบนด์วิดธ์ระหว่าง  $0 - 1/2T$  ( $1/2T$  นี้เรียกว่า ไนควิสต์แบนด์) และในทางตรงกันข้าม ถ้ามีแบนด์วิดธ์จาก  $0 - \omega$  แล้วจะสามารถส่งได้ทุกๆ  $T = 1/2\omega$  (Nyquist Interval)



รูปที่ 2.53 คุณลักษณะการส่งที่ไม่เกิดอินเทอร์ซิมบอลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์

## 2.11 การจัดรูปใหม่ (Reshaping)

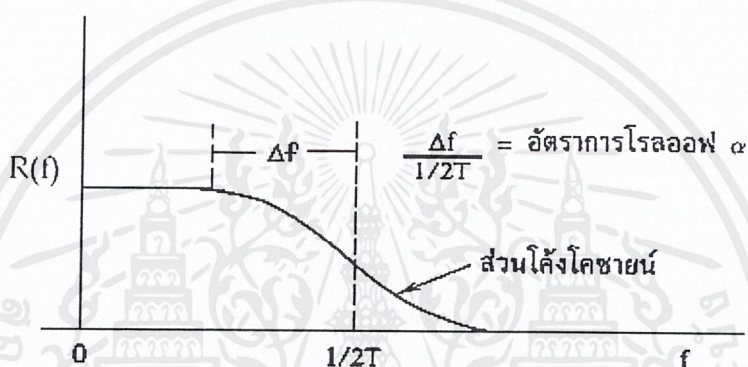
ลักษณะคลื่นที่ต้องการจะจัดรูปใหม่นั้น จะต้องมีความแบนด์วิดธ์แคบเท่าที่จะเป็นไปได้จึงจะทำให้ได้รับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (S/N) ที่ดี แต่อย่างไรก็ตามถ้าแบนด์วิดธ์แคบเกินไปจะทำให้อินเทอร์ซิมบอลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์ เพิ่มขึ้น ตามที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าแบนด์วิดธ์ที่แคบที่สุดสำหรับลักษณะคลื่นที่ปราศจากอินเทอร์ซิมบอลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์นั้น จะต้องใช้แซมปลิงฟังก์ชันจากผลตอบสนองอิมพัลส์ของ วงจรกรองแบบต่ำผ่านในทางอุดมคติ แต่ถ้าระหว่างจุดแซมปลิงมีรีปเปิ้ลมากหรือจุดแซมปลิงเคลื่อนไปจากจุดที่ต้องการตีเทคเพียงเล็กน้อยก็จะทำให้อินเทอร์ซิมบอลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์เพิ่มขึ้นเป็นอย่างมากจึงเป็นผลทำให้การตีเทคไม่ถูกต้อง อย่างไรก็ตามโดยการตัดทอนคุณลักษณะของวงจรกรองเอกสสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบต่ำผ่านในทางอุดมคติทางด้านปลายด้วยลักษณะคลื่นโคไซน์ตามรูปที่ 2.54 ออกด้วยปริมาณหนึ่งแล้ว การอิกวอไลซ์ก็ยังคงรักษามาตรฐานของในควิสท์ไว้ได้ และคุณลักษณะนี้เรียกว่า โคไซน์โรลออฟ (cosine roll-off) ซึ่งสเปคตรัมความถี่แสดงโดยสมการ 2.121

$$R(f) = \frac{r_0 T}{2} (1 + \cos \pi \alpha T f) \quad ; \quad |f| \leq \frac{1}{T} \tag{2.121}$$

$$; \quad |f| > \frac{1}{T}$$

$\alpha$  : อัตราการโรลออฟ



รูปที่ 2.54 โคไซน์โรลออฟ

และลักษณะคลื่น  $r(t)$  ที่สอดคล้องกับ  $R(f)$  นี้คือ

$$r(t) = \frac{r_0}{2} \times \sin \pi \frac{t}{T} \times \frac{\cos \left( \frac{\pi \alpha t}{T} \right)}{1 - \left( 2\alpha \frac{t}{T} \right)^2} \tag{2.122}$$

ถ้า  $\alpha = 0$  ก็จะเป็นแชนเปลิ่งฟังก์ชันซึ่งผ่านวงจรรองแบบต่ำผ่านในทางอุดมคติและถ้า  $\alpha = 1$  คุณลักษณะการอิกวอไลซ์นี้ถูกเรียกว่า full cosine roll-off

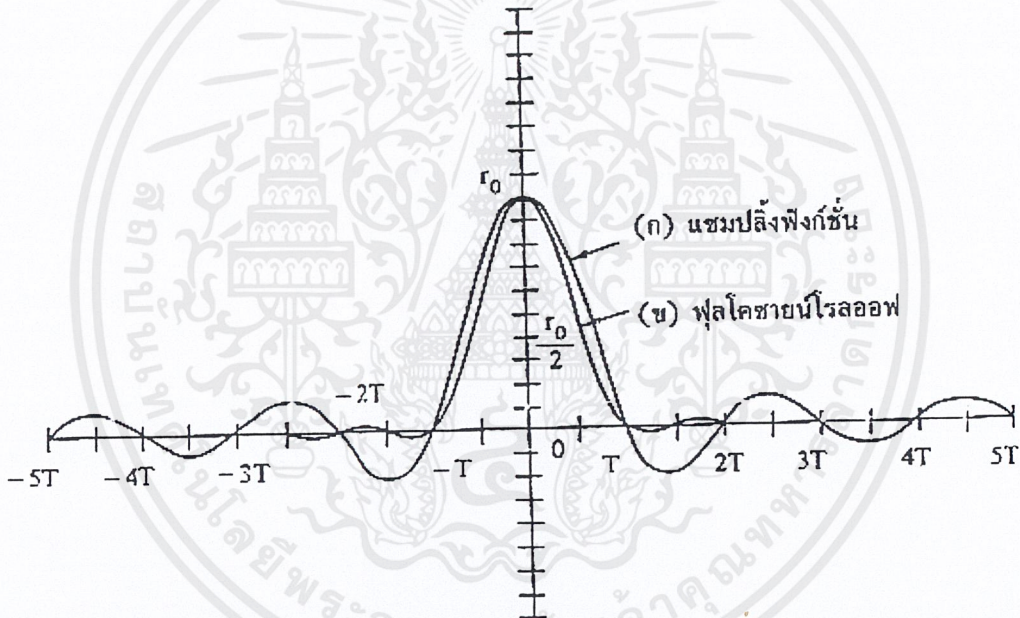
ดังแสดงได้ในรูปที่ 2.55 จะเห็นว่ามีรีปเปิ้ลเพียงเล็กน้อยระหว่างจุดแชนเปลิ่งและแถบความถี่ถูกกำหนดให้อยู่ที่  $1/T$  ดังนั้นคุณลักษณะนี้ถูกนำมาใช้กันอย่างกว้างขวาง สำหรับกรณีนี้สเปคตรัมของสัญญาณที่ได้รับจะมีลักษณะคล้ายกันกับคุณลักษณะของเกาส์เซียน และที่ทุกๆ จุดที่เทคอินเตอร์ซิมบออลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์จะไม่เป็นศูนย์เสมอไป แต่ว่าในทางปฏิบัตินั้นวงจรมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับของเกาส์เซียน และยังไปกว่านั้นการนำคณิตศาสตร์มาใช้ก็กระทำได้ง่าย ดังนั้นในการอิกวอไลซ์หรือการจัดรูป

ใหม่นี้จะนำคุณลักษณะของเกาส์เซียนมาใช้กันบ่อย คุณลักษณะดังกล่าวจะพิจารณาได้หลายรูปแบบ ซึ่งอาศัยความกว้างของพัลส์ที่มีแอมพลิจูดเป็นครึ่งหนึ่งของพิคเป็นหลักตามที่แสดงไว้ในรูป 2.56 เรียกว่าคุณลักษณะเกาส์เซียน  $x\%$

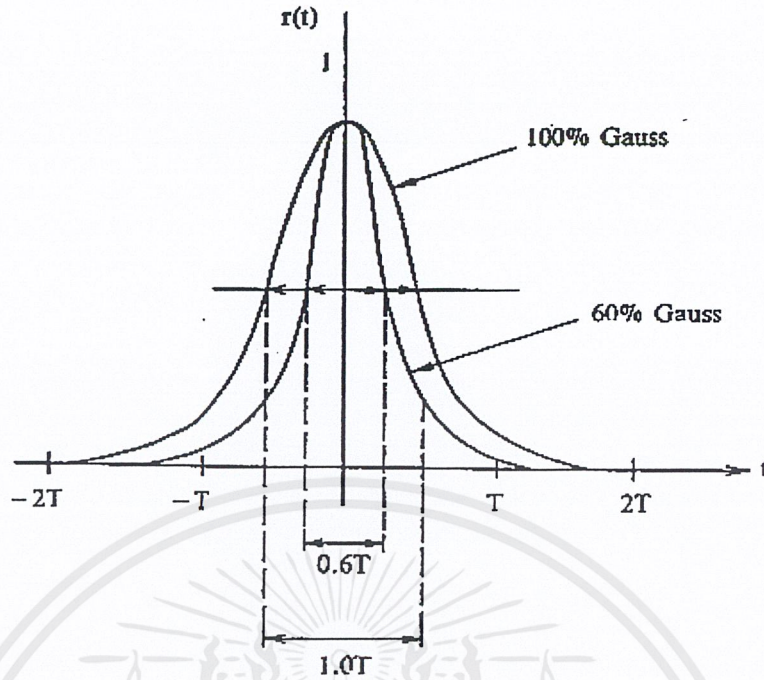
สำหรับลักษณะคลื่น  $r(t)$  ของคุณลักษณะเกาส์เซียน  $x\%$  และสเปกตรัม  $R(f)$  มีค่าตามสมการ 2.123 และ 2.124 ตามลำดับ

$$r(t) = Ae^{-\frac{2.77t^2}{x^2T^2}} \quad (2.123)$$

$$R(f) = A \frac{xT}{\sqrt{2.77}} e^{-\frac{(\pi xT)^2}{2.77} f^2} \quad (2.124)$$



รูปที่ 2.55 ลักษณะคลื่นของเรสพอนส์ที่ไม่เกิดอินเตอร์ซิมบอลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์



รูปที่ 2.56 คุณสมบัติแบบเกาส์เซียน

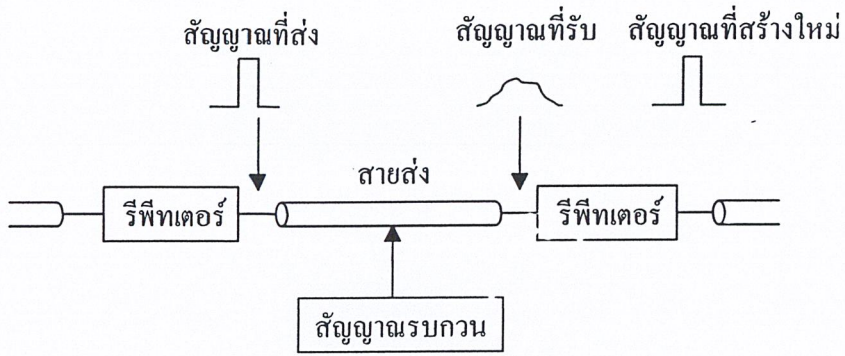
## 2.12 ดิจิตอลรีเจนเนอเรทีฟรีพีทติ้ง (Digital Regenerative Repeating)

### 2.12.1 หลักการ

สัญญาณจะถูกส่งไปยังปลายทางโดยผ่านตัวกลางที่ใช้สาย (wire) และไม่ใช่สาย (wireless) กรณีแรกนั้นตัวกลางอาจจะเป็นเคเบิลใยแก้ว สายเคเบิลเป็นคู่แบบสมดุลหรือสายเคเบิลแกนร่วม ซึ่งสายส่งทั้งหลายเหล่านี้จะเชื่อมโยงระหว่างต้นทางและปลายทาง สำหรับกรณีที่ไม่ใช่สายนั้นตัวกลางจะเป็นที่ว่างอิสระ ในระบบการส่งสัญญาณชนิดแอนะล็อกนั้น เมื่อสัญญาณถูกส่งออกไปผ่านตัวกลางที่ใช้สาย จะมีปัญหาเนื่องมาจากพัลส์สัญญาณรบกวนที่มาจากชุมสายโทรศัพท์ ซึ่งทำให้คุณภาพของสัญญาณแยลงเล็กน้อย สำหรับในระบบการส่งแบบดิจิตอลนั้น ปัญหานี้จะไม่เกิดขึ้นถ้ามีรีเจนเนอเรทีฟรีพีทเตอร์มาใช้และจะทำให้ได้รับสัญญาณซึ่งมีคุณภาพดีกว่า ในตอนแรกนี้จะอธิบายหลักการเบื้องต้นของ รีเจนเนอเรทีฟรีพีทติ้งก่อน พร้อมทั้งเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในการส่งระบบแอนะล็อกและดิจิตอลว่าเป็นอย่างไร

ตามรูปที่ 2.57 แสดงลักษณะของสัญญาณดิจิตอลซึ่งถูกส่งผ่านไปในตัวกลางและแสดงการสร้างสัญญาณใหม่เมื่อผ่านรีพีทเตอร์ไปแล้ว

ลักษณะพัลส์ที่พรา่เพี้ยนไปจะถูกสร้างขึ้นใหม่ ให้เหมือนลักษณะพัลส์ที่ส่งมาจากต้นทางแล้วจัดเวลาให้ถูกต้องเพื่อส่งพัลส์เหล่านั้นต่อไป หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ สิ่งรบกวนที่เข้ามาในระบบทั้งทางแอมพลิฟูดและเวลาจะถูกจำกัดออกไป ซึ่งเป็นผลทำให้มีคุณภาพดีกว่าที่ได้รับจากระบบแอนะล็อกอย่างเช่น ระบบเอเอ็ม (AM) และระบบเอฟเอ็ม (FM) ซึ่งความแตกต่างเหล่านี้แสดงไว้ในรูป 2.58



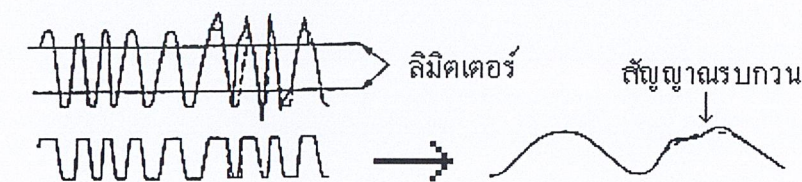
รูปที่ 2.57 ลักษณะสัญญาณตามเส้นทางการส่ง

จากรูป 2.58(ก) เมื่อมีสัญญาณรบกวนปนเข้ามาที่สัญญาณที่มอดูเลตแบบเอเอ็มแล้ว แม้ว่าทำการดีมอดูเลตแล้วก็ยังคงมีสัญญาณรบกวนปนอยู่กับสัญญาณที่ได้รับอยู่ ถ้ามีรีพีทเตอร์หลายๆตัว สัญญาณรบกวนในแต่ละช่วงจะสะสมไว้ซึ่งเมื่อทำการดีมอดูเลตขั้นสุดท้าย สัญญาณรบกวนนี้ก็จะมีความมากขึ้นด้วย สำหรับกรณีของเอฟเอ็มตามรูป 2.58(ข) นั้น แอมพลิจูดจะถูกจำกัดด้วยลิมิตเตอร์ ดังนั้นสัญญาณรบกวนในแกนของแอมพลิจูดจะลดลงไปบ้าง เมื่อทำการดีมอดูเลตแล้วปริมาณสัญญาณรบกวนจะมีน้อยกว่าที่ได้จากเอเอ็ม แต่อย่างไรก็ตามถ้าลักษณะคลื่นพรา่เพี้ยนไปเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนแล้ว สัญญาณรบกวนนี้จะสัมพันธ์กับเฟสอยู่จึงมีผลกระทบต่อกระเทือนทางเฟส และไม่สามารถจะจำกัดสัญญาณรบกวนดังกล่าวให้หมดสิ้นได้ สำหรับรูป 2.56 (ค) เป็นหลักการของรีเจนเนอเรทีฟรีพีทเตอร์ โดยการกำหนดเวลาที่ถูกต้องจะได้สัญญาณใหม่ในลักษณะของพัลส์ “มี” หรือ “ไม่มี” ดังจะเห็นได้จากรูปถ้าการตีเทคค่าของสัญญาณอยู่ในขอบเขต (threshold) ที่กำหนดให้แล้ว จะสร้างพัลส์ใหม่ได้โดยไม่มีผิดพลาด และจะไม่มีสัญญาณรบกวนหรือการพรา่เพี้ยน (ทางอุดมคติ) ในการทวนสัญญาณสำหรับช่วงต่อไป



คลื่นเอเอ็มที่มีสัญญาณรบกวนปนอยู่      ลักษณะคลื่นที่ดีมอดูเลตแล้ว

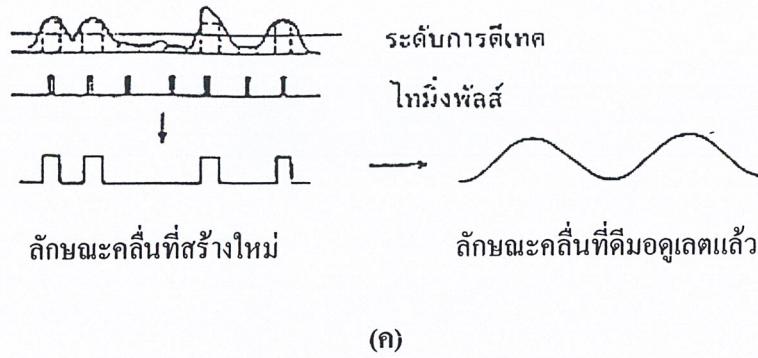
(ก)



คลื่นเอฟเอ็มที่มีสัญญาณรบกวนปนอยู่      ลักษณะคลื่นที่ดีมอดูเลตแล้ว

(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



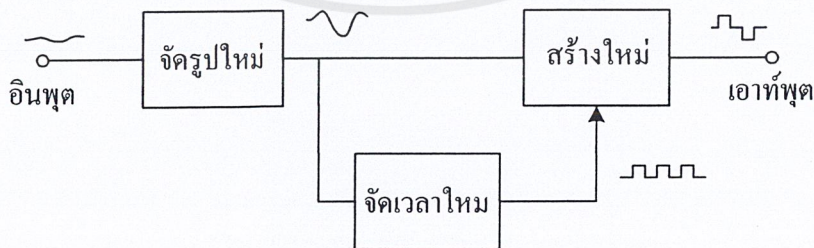
รูปที่ 2.58 การเปรียบเทียบระหว่างการส่งแบบอนาล็อกและแบบดิจิทัล

- (ก) ผลตอบสนองที่เกิดจากสัญญาณรบกวนในระบบเอเอ็ม
- (ข) ผลตอบสนองที่เกิดจากสัญญาณรบกวนในระบบเอฟเอ็ม
- (ค) ผลตอบสนองที่เกิดจากสัญญาณรบกวนในรีเจนเนอเรทีฟวีพีทีเตอร์

2.12.2 หน้าทีของรีเจนเนอเรทีฟวีพีทีเตอร์

ตามที่ได้กล่าวมาแล้วจากข้างต้นว่า เมื่อพัลส์ถูกส่งไปในสายเคเบิลนั้นจะมีการลดทอนสัญญาณและยังมีสัญญาณรบกวนแทรกเข้ามาปนอยู่ด้วย ดังนั้นจึงติดตั้งรีเจนเนอเรทีฟวีพีทีเตอร์ในระหว่างทางด้วยระยะห่างที่เหมาะสม เพื่อที่ปลายทางจะได้รับสัญญาณแล้วตีเทคได้อย่างถูกต้อง รีเจนเนอเรทีฟวีพีทีเตอร์มีหน้าที่ 3 ประการคือการจัดรูปใหม่ (Reshaping), การจัดเวลาใหม่ (Retiming) และการสร้างใหม่ (Regeneratin) ซึ่งหน้าที่ดังกล่าวเรียกรวมอย่างง่าย ๆ ว่า ฟังก์ชัน 3 อาร์ (3R)

การจัดรูปใหม่ คือการนำสัญญาณที่ลดทอนและแปร่งไป มาขยายและจัดรูปโดยการใช้อิควอลไลซิงแอมพลิฟายเออร์ (Equalizing Amplifier) ดังนั้นทางด้านรับก็สามารถตีเทคพัลส์ได้ว่า “มี” หรือ “ไม่มี” การจัดเวลาใหม่คือการกำหนดตำแหน่งเวลาที่เลือกกว่ามีพัลส์หรือไม่ และการสร้างใหม่คือการวัดแอมพลิจูดของพัลส์ที่ได้รับแล้ว จะสร้างพัลส์ออกไปใหม่เมื่อแอมพลิจูดที่วัดได้มีขนาดเกินกว่าระดับที่กำหนดไว้ บล็อกไดอะแกรมของรีเจนเนอเรทีฟวีพีทีเตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.59



รูปที่ 2.59 โครงสร้างของรีเจนเนอเรทีฟวีพีทีเตอร์

### 2.12.3 การจัดรูปใหม่

จากรูปที่ 2.59 เป็นบล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างของระบบจากรีเจนเนอเรทีฟวีรีฟิเตอร์ตัวหนึ่งไปยังวงจรดีเทคเตอร์ตัวต่อไป อีควอลไลซิงแอมพลิฟายเออร์มีหน้าที่ดังนี้

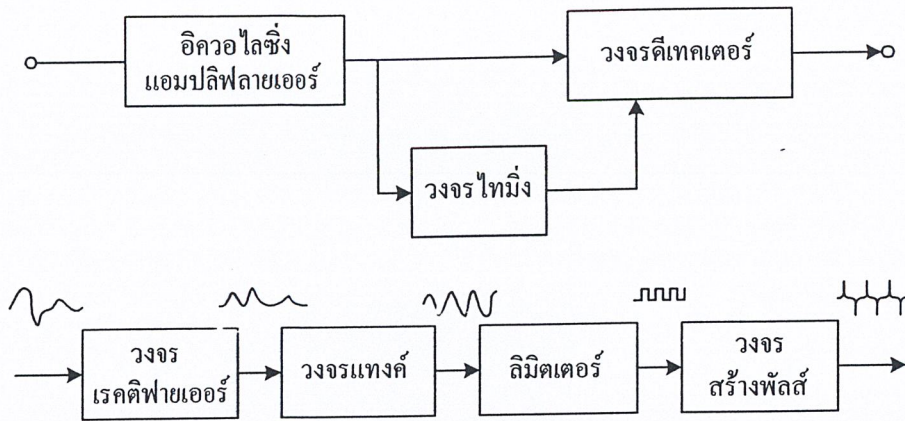
1) การลดทอนสัญญาณในสายเคเบิลแกนร่วมเป็นส่วนสำคัญโดยตรงกับ  $\sqrt{f}$  ( $f$  คือ ความถี่) คุณลักษณะของวิหวลไลเซอร์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปกับความถี่จะชดเชยคุณลักษณะของสายเคเบิล

2) ณ จุดดีเทคเตอร์ต้องมีอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (S/N) สูงสุด ดังนั้นการดีเทคจะไม่มีการผิดพลาดเกิดขึ้น

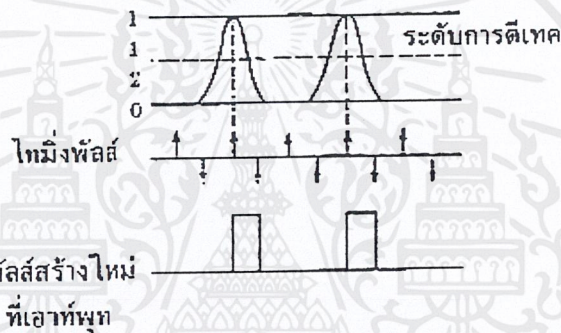
3) ตามรูปที่ 2.59 ถ้าลักษณะคลื่น  $r(t)$  ไม่เป็นศูนย์ที่  $T_0$  แล้วจะปรากฏสัญญาณรบกวนซึ่งเกิดจาก อินเตอร์ซิมบอลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์ ถ้ามีค่ามากจะเป็นผลทำให้มีบิตเออเรอร์ (bit error) ดังนั้นจึงต้องทำให้ อินเตอร์ซิมบอลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์ มีค่าน้อยเท่าที่จะเป็นไปได้ ด้วยเหตุนี้จึงใช้อีควอลไลซิงแอมพลิฟายเออร์ซึ่งมีคุณลักษณะเป็น  $A(f)$  เข้าชดเชยเพื่อให้ได้รับ  $r(t)$  ที่มีคุณลักษณะที่ดีที่สุดในการดีเทคต่อไป โดยทั่วไปแล้ว  $r(t)$  จะมีคุณลักษณะเป็นเกาส์เซียนหรือ full cosine roll-off ตามที่ได้กล่าวมาแล้วในตอน 2.11

### 2.12.4 การจัดเวลาใหม่และการสร้างใหม่

ในการดีเทคพัลส์ที่ได้รับจากเอาต์พุตของอีควอลไลซิงแอมพลิฟายเออร์ จะต้องกระทำที่บริเวณใกล้กับกึ่งกลางของพัลส์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุด ดังนั้นรีเจนเนอเรทีฟวีรีฟิเตอร์จะสร้างพัลส์ขึ้นใหม่จากสัญญาณที่ผ่านการอีควอลไลซ์แล้วโดยอาศัยเวลาที่จับได้นี้เป็นเวลาอ้างอิง ในการส่งสัญญาณดิจิตอลนั้น โดยทั่วไปจะใช้พัลส์แบบไบโพลาร์ (bipolar) หรือเรียกว่ามัลติโพลาร์ หรือ เอเอ็มไอ (AMI) รหัสนี้เมื่อเทียบกับยูนิโพลาร์ (unipolar) แล้วจะมีข้อดีคือจะไม่มีย่านประกอบดีซี (dc) ในกำลังสเปค ทรัมเพลี่ยของพัลส์และจะมีแบนด์วิดท์แคบ แต่ในทางกลับกันในการจับเวลาไม่จำเป็นต้องมีย่านประกอบความถี่ใดๆ ดังนั้นจึงเปลี่ยนสัญญาณให้เป็นยูนิโพลาร์โดยผ่านวงจรเรคตีฟายเออร์ก่อน แล้วจึงเข้าวงจรจับเวลาตามรูป 2.60 เมื่อลักษณะคลื่นผ่านวงจรสร้างพัลส์แล้วจะได้ไทมิงพัลส์ (timing pulse) ที่แหลมทั้งทางบวกและทางลบเพื่อไปกำหนดตำแหน่งของพัลส์ที่จะสร้างใหม่ในวงจรดีเทคต่อไป สำหรับหลักการในการสร้างพัลส์ใหม่แสดงไว้ในรูป 2.60 ระบบที่ส่งพัลส์แบบไบโพลาร์นั้น โดยทั่วไปหลังจากผ่านการอีควอลไลซ์แล้ว จะสร้างพัลส์ใหม่สำหรับทางบวกและทางลบด้วยวงจรซึ่งแยกกันต่างหาก แล้วจึงนำพัลส์มารวมกันเพื่อส่งต่อไปใส่สายส่ง



รูปที่ 2.60 วงจรถัดไป



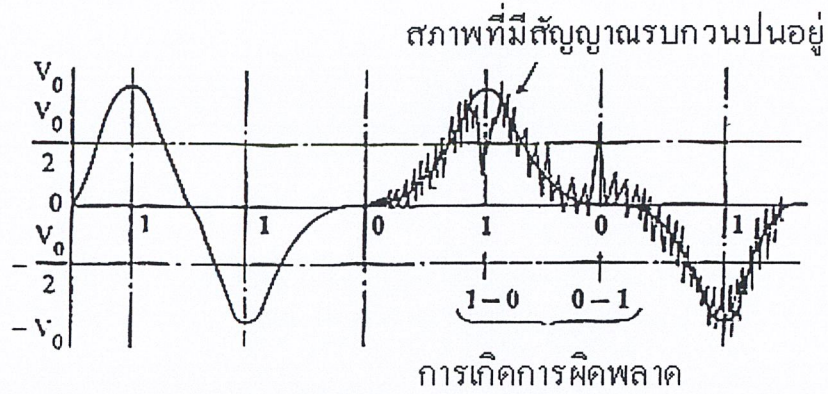
รูปที่ 2.61 การทำงานของวงจรถัดไปสร้างพัลส์ใหม่

### 2.13 พารามิเตอร์ที่ใช้ประเมินค่าการส่งแบบดิจิทัล

การประเมินค่าการทำงานของรีเจนเนอเรทีฟรีพีทเตอร์ตามที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น จะใช้อัตราการผิดพลาดหรือเออเรอร์เรตเป็นพื้นฐาน และนอกจากนั้นการประเมินค่าเกี่ยวกับลักษณะสัญญาณจะใช้ไคอะแกรม (eye diagram) ซึ่งจะอธิบายเพิ่มเติมดังต่อไปนี้

#### 2.13.1 บิตเออเรอร์ (Bit error)

ในการกำหนดรหัสให้ถูกต้องสำหรับวงจรในรีเจนเนอเรทีฟรีพีทเตอร์นั้น สัญญาณรบกวนจะต้องมีระดับต่ำกว่าระดับที่กำหนดว่าจะเป็น "0" หรือ "1" ตามรูป 2.62 แสดงตัวอย่างของรหัสชนิดไบโพลาร์ ซึ่งลักษณะคลื่นนี้จะมีสัญญาณรบกวนปนอยู่ด้วย ถ้าสัญญาณรบกวนนี้มีระดับสูงกว่าระดับที่กำหนดไว้ก็จะเกิดการผิดพลาดของรหัส



รูปที่ 2.62 ตัวอย่างของลักษณะคลื่นแบบไบโพลาร์

ลักษณะของสัญญาณรบกวนแบบเบี่ยงเบนคือเทอร์มัลนอยส์ (thermal noise) ซึ่งมันจะมีอยู่อย่างสม่ำเสมอในทุกความถี่และมีค่าแอมพลิจูดเป็นไปตามการแจกแจงแบบเกาส์เซียน (Gaussian Distribution) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าการแจกแจงแบบนอร์มัล ซึ่งแสดงโดยสมการ 2.125

$$P(V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{V^2}{2\sigma^2}} \tag{2.125}$$

ในที่นี้  $P(V)$  : ความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนขณะที่มีแอมพลิจูด  $V$   
 $\delta$  : กำลังเฉลี่ยกำลังสองของสัญญาณรบกวน  
 $V$  : แอมพลิจูดของสัญญาณรบกวนในขณะนั้น  
 ซึ่งการแจกแจงนี้แสดงไว้ในรูป 2.61 (ก)

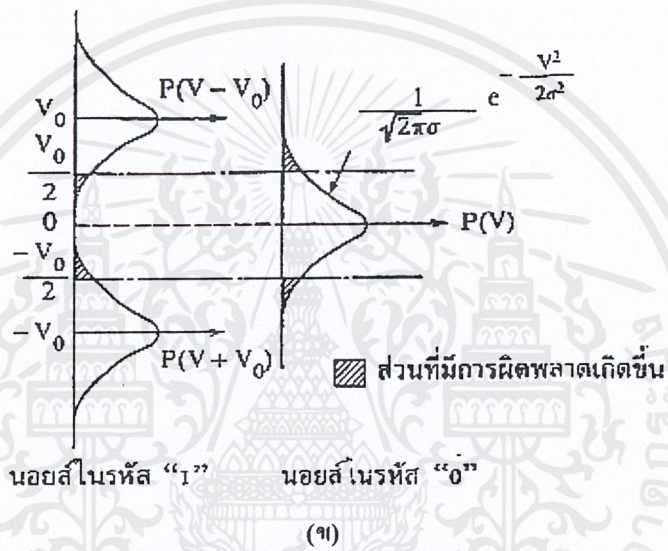
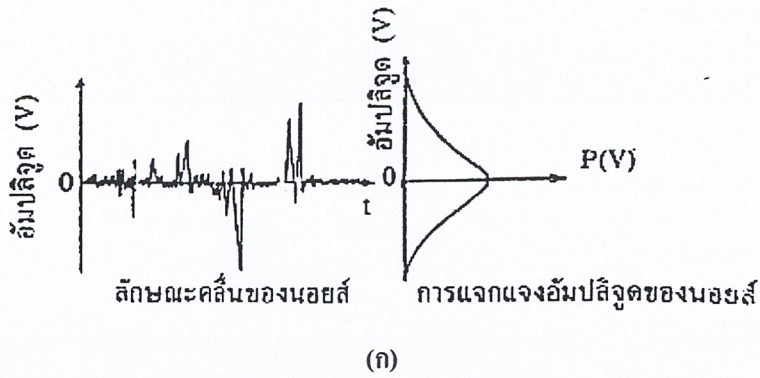
ถ้ากำหนดให้แอมพลิจูดของรหัสแบบไบโพลาร์เป็น  $\pm V_0$  และมีค่าขอบเขต (threshold) เป็น  $\pm V_0/2$  แล้ว กรณีที่รหัสเป็น “0” การผิดพลาดจะเกิดขึ้นเมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณรบกวนที่จุดคิดเทคมากกว่า  $V_0/2$  หรือน้อยกว่า  $-V_0/2$  ดังนั้นไม่ว่าการผิดพลาดจะเกิดขึ้นหรือไม่ขึ้นนั้น จะขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณรบกวนนี้ สำหรับการคำนวณอัตราการผิดพลาดนั้นอาศัยทฤษฎีของความน่าจะเป็นจะได้ดังนี้

จากรูป 2.63(ข) ความน่าจะเป็นของรหัส “0” ที่จะผิดพลาดเป็น “1” คือ

$$P_e(0 \rightarrow 1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^{-V_0/2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{V_0/2}^{+\infty} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx \tag{2.126}$$

$P_e$  ของ “0” ผิดพลาดเป็น “-1”  $P_e$  ของ “0” ผิดพลาดเป็น “+1”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.63 การแจกแจงแอมพลิจูดของสัญญาณรบกวนที่จุดตัดเทก  
 (ก) คุณลักษณะของเกาส์เซียนนอยส์  
 (ข) บิตเออเรอร์เนื่องจากสัญญาณรบกวน

และความน่าจะเป็นของรหัส “1” ที่จะผิดพลาดเป็น “0” คือ

$$P_c(+1 \rightarrow 0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-\infty}^{V_0/2} e^{-\frac{(x+V_0)^2}{2\sigma^2}} dx \tag{2.127}$$

$$P_c(-1 \rightarrow 0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-V_0/2}^{+\infty} e^{-\frac{(x+V_0)^2}{2\sigma^2}} dx \tag{2.128}$$

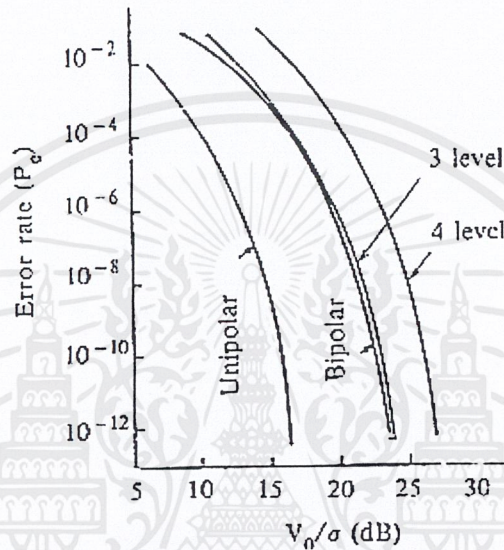
ดังนั้นความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดทั้งหมดคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_e = P_+ \times P(+1 \rightarrow 0) + P_- \times P_e(-1 \rightarrow 0) + P_0(0 \rightarrow 1) \quad (2.129)$$

ซึ่ง  $P_+$  และ  $P_-$  เป็นความน่าจะเป็นของการเกิด +1, -1 และ 0 ตามลำดับ โดยปกติแล้วอาจคิดได้ว่า  $P_+ = P_- = 1/4$  และ  $P_0 = 1/2$  กล่าวคือ ความน่าจะเป็นของการเกิด “1” และ “0” จะเท่ากันคือ 1/2

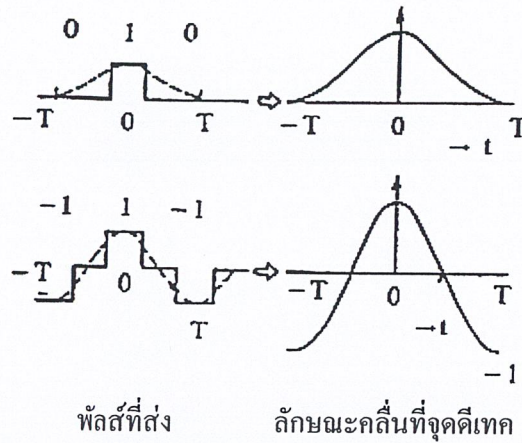
ถ้ากำหนดให้  $V_0/\delta$  เป็นอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (S/N) แล้วเมื่อคำนวณความสัมพันธ์นี้กับเออเรอร์เรท  $P_e$  แล้วจะแสดงได้ตามรูป 2.64



รูปที่ 2.64 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและเออเรอร์เรท

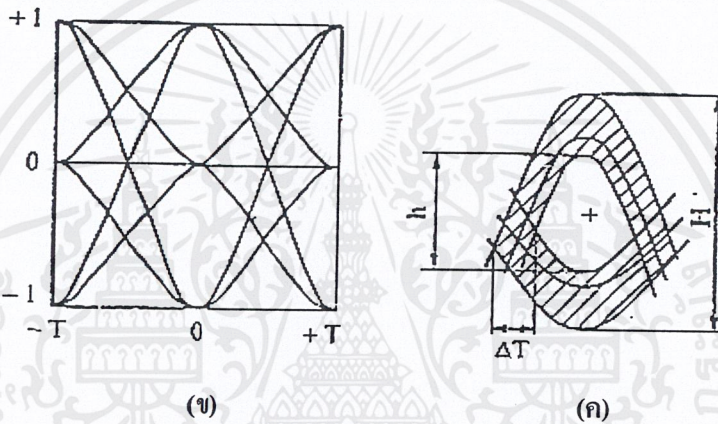
### 2.13.2 ไอไดอะแกรม

เป็นไดอะแกรมที่ใช้ประเมินค่าคุณภาพของการส่งแบบดิจิทัล ด้วยการสังเกตลักษณะคลื่นจากการวัด ไดอะแกรมนี้เป็นไออะแกรมซึ่งเกิดจากลักษณะคลื่นทุกคลื่นที่ปรากฏบนเครื่องวัด โดยที่คลื่นเหล่านั้นเป็นคลื่นที่อาจเกิดขึ้นได้ทุกกรณีในช่วงระหว่าง 2 บิต โดยมีจุดพิเศษเป็นจุดกึ่งกลางตัวอย่าง เช่น กรณีที่เป็นแบบไบโพลาร์ รหัส “010” และ “111” ถูกแสดงไว้ในรูป 2.65(ก) ถ้าเขียนลักษณะคลื่นทุกกรณีที่อาจเกิดขึ้นซ้อนกันอย่างอุดมคติแล้ว จะได้ตามรูป 2.65(ข) แต่ว่าในทางปฏิบัตินั้นจะมีสัญญาณรบกวนและอินเตอร์ซิมบออลอินเตอร์เฟียร์เรนซ์เกิดขึ้น จึงทำให้ความกว้างและส่วนสูงของไดอะแกรมมีขนาดเล็กลงตามรูป 2.65(ค)



พัลส์ที่ส่ง                      ลักษณะคลื่นที่จุดตีเทค

(ก)



(ข)

(ค)

รูปที่ 2.65 ไอโคอะแกรม

(ก) ลักษณะรหัสแบบไบโพลาร์

(ข) ไออะแกรม

(ค) ลักษณะคลื่นที่แย่ง

เมื่อเปรียบเทียบส่วนสูงของลักษณะคลื่นนี้กับคลื่นทางอุดมคติที่จุดตีเทคแล้วอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจะแย่งเป็นปริมาณตามสมการ 2.128

$$\Delta(S/N) = 20 \log(H/h) \tag{2.130}$$

และสำหรับอัตราการผลิตพลาก็จะแย่งด้วยปริมาณเดียวกันนี้

### 2.14 ไทมิงจิตเตอร์ (Timing Jitter)

พัลส์ที่ถูกสร้างใหม่ในรีเจนเนอเรทีฟรีพีทเตอร์นั้นจะมีช่วงห่างของพัลส์ต่างกันเล็กน้อย ด้วยสาเหตุหลายประการ การที่พัลส์เคลื่อนไปเนื่องจากระยะห่างของ ไทมิงพัลส์ (timing pulse) เปลี่ยนแปลง

ไปนี้เรียกว่า ไทมิงจิตเตอร์(timing jitter) และเนื่องจากจิตเตอร์นี้จะทำให้จุดที่ตีเทกว่าพัลส์จะมีหรือไม่มีนั้นเคลื่อนไปจากศูนย์กลางของไอโคอะแกรม ดังนั้นจะทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนแย่งลง วงจรที่สร้างไทมิงพัลส์จะเป็นวงจรแทงค์ (tank) ตามปกติแล้วในขณะเวลาหนึ่งความถี่โซแนนท์ของวงจรแทงค์จะแตกต่างจากความถี่ของพัลส์ (clock frequency) ที่รับมาจากอิกควอลิซิ่งแอมพลิฟายเออร์เล็กน้อย ดังนั้นเมื่อมีพัลส์ “1” เป็นอินพุตของวงจรไทมิง ตำแหน่งในการตีเทก็เคลื่อนไปเนื่องจากความถี่โซแนนท์ของวงจรแทงค์ในรีฟิเตอร์แต่ละตัวจะเคลื่อนไปไม่เท่ากัน ดังนั้นเมื่อมีพัลส์ผ่านรีฟิเตอร์ไปทุกครั้ง ระยะการเคลื่อนของจุดตีเทจะเพิ่มขึ้นอย่างสุ่ม (random) จึงเรียกจิตเตอร์ชนิดนี้ว่า แรนดัมจิตเตอร์ นอกจากนั้นเมื่อมีรูปแบบ (pattern) หนึ่งผ่านรีฟิเตอร์ไปทุกตัว การเคลื่อนของเฟสในแต่ละรีฟิเตอร์นั้นจะมีแนวโน้มที่เหมือนกันนี้เรียกว่า แพทเทิร์นจิตเตอร์ หรือซิสเทแมติกจิตเตอร์ (systematic jitter) โดยมีสาเหตุเนื่องมาจาก

1. อินพุตของวงจรแทงค์มีระยะห่างของเวลาซึ่งมีพัลส์เป็น 0 นั้นต่างกันจึงทำให้เวลาที่เอาต์พุตเคลื่อนไปด้วย
2. ความกว้างของสแควร์เวฟ (square wave) ที่ป้อนให้กับวงจรสร้างพัลส์ (pulse generating circuit) นั้นไม่คงที่

ถ้า  $N$  เป็นจำนวนรีฟิเตอร์แล้ว แรนดัมจิตเตอร์จะเพิ่มเป็นสัดส่วนกับ  $N^{1/4}$  สำหรับซิสเทแมติกจิตเตอร์นั้นจะเพิ่มเป็นสัดส่วนกับ  $N^{1/2}$  ดังนั้นในการออกแบบรีฟิเตอร์ซิสเทแมติกจิตเตอร์จะเป็นปัญหาที่สำคัญมากกว่า

### บทที่ 3

#### การคำนวณและการสร้าง

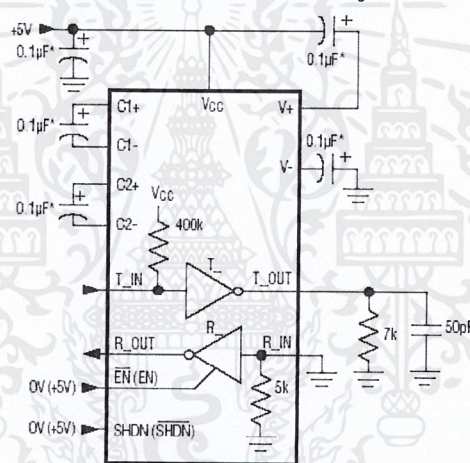
บทนี้จะเป็นเรื่องของการคำนวณและการสร้างวงจร โดยดำเนินการออกแบบเป็นลำดับตามบล็อกไดอะแกรมที่กล่าวมาในบทที่ 1 ซึ่งอาศัยทฤษฎีและหลักการที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 เพื่อให้การสร้างวงจรในทางปฏิบัติได้ผลตอบสนองใกล้เคียงกับทางทฤษฎีมากที่สุด การออกแบบการสร้างจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ภาคส่ง และภาครับ ดังนี้

#### ภาคส่ง

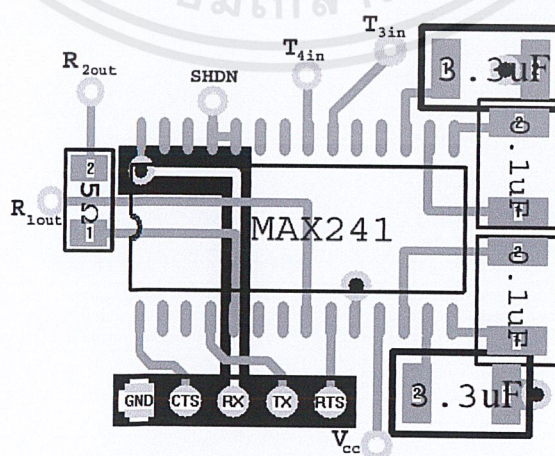
##### Transmitter

#### 3.1 วงจรแปลงระดับสัญญาณ

วงจรมีหน้าที่ทำการแปลงแรงดันสัญญาณเข้าและออกที่พอร์ตอนุกรมให้มีความเหมาะสมในการทำงาน เลือกใช้ไอซี MAX241 จากค่าตัวชี้สามารถต่อวงจรได้ตามรูปที่ 3.1

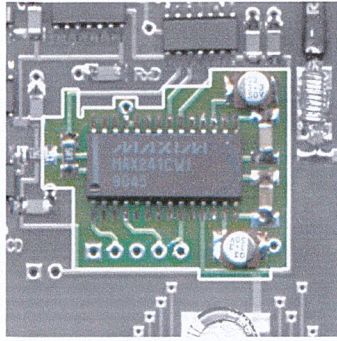


รูปที่ 3.1 วงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอรืจากมาตรฐานอาร์เอส-232 เป็นระดับแรงดันทีทีแอล



รูปที่ 3.2 ลายวงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอรืจากมาตรฐานอาร์เอส-232 เป็นระดับแรงดันทีทีแอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

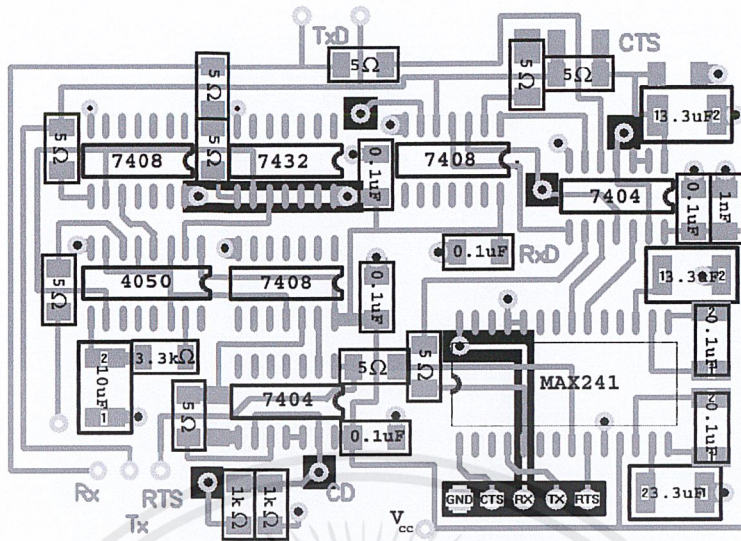


รูปที่ 3.3 วงจรแปลงระดับสัญญาณคอมพิวเตอร์จากมาตรฐานอาร์เอส-232 เป็นระดับแรงดันทีทีแอลที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

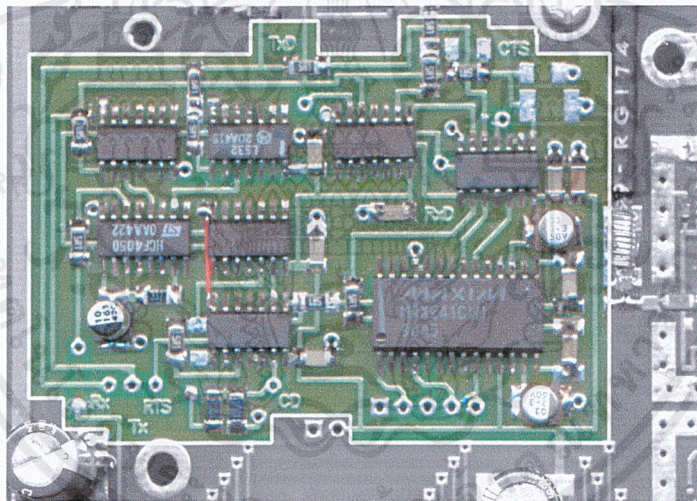
### 3.2 วงจรควบคุมการรับส่งสัญญาณ

วงจรควบคุมการรับส่งสัญญาณทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุมวงจรภาคส่ง ภาครับ และสัญญาณย้อนกลับไปยังพอร์ตอาร์เอส-232 ของคอมพิวเตอร์ (CTS, RxD)หน้าที่การทำงานของวงจรควบคุมการรับส่งสัญญาณสามารถอธิบายอย่างพอสังเขปได้ตามไทม์มิงไดอะแกรมข้างล่างคือ สัญญาณ RTS จากคอมพิวเตอร์จะร้องขอการส่งข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ผ่านโมเด็ม เริ่มต้นจะทำการผ่านสัญญาณ RTS และสัญญาณ  $\overline{CD}$  เข้ายังวงจร AND Gate โดยจะทำการผ่านสัญญาณ RTS และ  $\overline{CD}$  (Carrier Detect) เข้ายัง AND Gate เพื่อตรวจสอบสถานะภาพการรับข้อมูลของวงจรภาครับ สัญญาณ  $\overline{CD}$  มีสถานะลอจิกเป็น “0” แสดงว่ามีคลื่นพาห์ที่เครื่องรับสามารถตรวจจับได้ การร้องขอการส่งข้อมูลด้วยสัญญาณ RTS จะไม่เกิดขึ้นได้ หากสัญญาณ  $\overline{CD}$  มีสถานะเป็น “1” แสดงว่าไม่อยู่ในสถานะที่รับข้อมูล การร้องขอการส่งข้อมูลจึงเกิดขึ้นได้ วงจรควบคุมการรับส่งสัญญาณจะสร้างสัญญาณ CTS ย้อนกลับไปยังคอมพิวเตอร์ โดยทำการหน่วงเวลาระหว่างการรับและส่งให้มีช่วงเวลาเล็กน้อย เพื่อให้เกิดความปลอดภัยของวงจรภาครับ และวงจรภาคส่ง ขั้นตอนการสร้างสัญญาณสามารถแสดงได้ดังไทม์มิงไดอะแกรมรูปที่ 3.4





รูปที่ 3.6 ลายวงจรควบคุมการรับส่งสัญญาณ



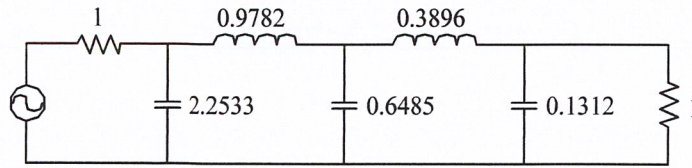
รูปที่ 3.7 วงจรควบคุมการรับส่งสัญญาณที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

### 3.3 วงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์

ทำการออกแบบวงจรกรองแบบเกาส์เซียน อันดับที่ 5 ให้ความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยจากตารางค่าออร์มัลไลซ์ดังตารางที่ 3.1 นำมาวาดวงจรออร์มัลไลซ์ได้ดังรูปที่ 3.8

n	$R_s/R_L$	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$	$C_5$
5	1.000	2.2533	0.9782	0.6485	0.3896	0.1312

ตารางที่ 3.1 ค่านอร์มัลไลซ์ของวงจรแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟอันดับที่ 5



รูปที่ 3.8 วงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนอันดับ 5 (นอร์มัลไลซ์)

ค่าของ  $L$  และ  $C$  ที่นำมาต่อในวงจรจริงสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้

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

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

เมื่อ  $C_n, L_n$  คือ ค่านอร์มัลไลซ์จากตารางที่ 3.1  
 $R$  คือ ค่าความต้านทานของโหลดเท่ากับ 50 โอห์ม  
 $f_c$  คือ ค่าความถี่คัตออฟ ในที่นี้เท่ากับ 320 กิโลเฮิรตซ์

กำหนดให้ค่า  $R=50 \Omega$  แทนค่าหา  $C$  และ  $L$  ได้ดังนี้

$$C_1 = \frac{2.2533}{(2\pi \times 5 \times 10^3 \times 50)} \\ = 1.494 \text{ uF}$$

$$C_3 = \frac{0.6485}{(2\pi \times 5 \times 10^3 \times 50)} \\ = 430.05 \text{ nF}$$

$$C_5 = \frac{0.1312}{(2\pi \times 5 \times 10^3 \times 50)} \\ = 87.005 \text{ nF}$$

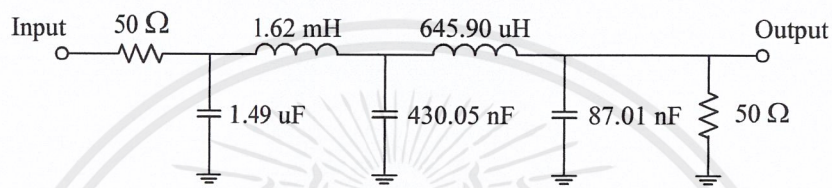
$$L_2 = \frac{50 \times 0.9782}{(2\pi \times 5 \times 10^3)}$$

$$= 1.622 \text{ mH}$$

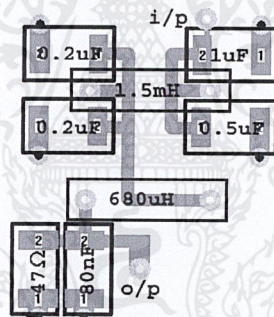
$$L_4 = \frac{50 \times 0.3896}{(2\pi \times 5 \times 10^3)}$$

$$= 645.904 \text{ mH}$$

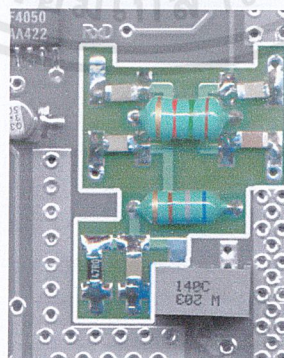
หลังจากผ่านการคำนวณเรียบร้อยแล้วจึงได้วงจรที่นำมาต่อจริงตามรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟความถี่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.10 ลายของวงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟความถี่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.11 วงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟความถี่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์  
ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

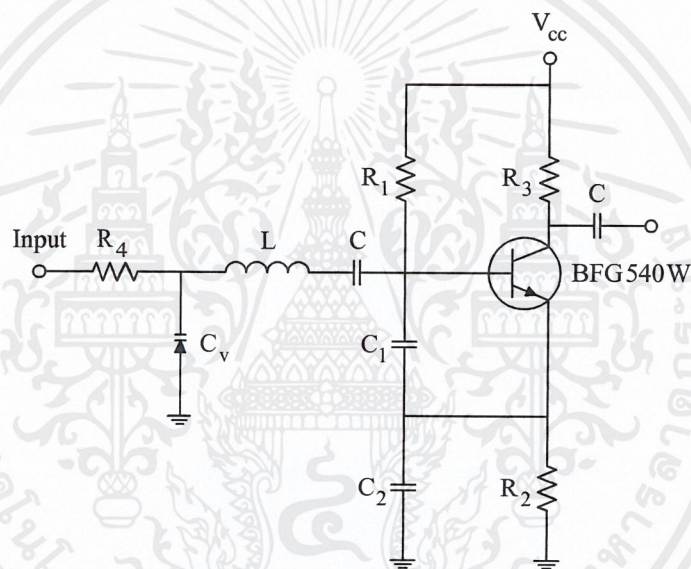
### 3.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบ 433 เมกะเฮิรตซ์

ประกอบด้วยวงจรต่างๆ ได้แก่

1. วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า
2. วงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส ใช้ไอซีเบอร์ MC12034
3. วงจรเฟสดีเทกเตอร์ ซึ่งอยู่ใน ไอซีเบอร์ MC145152-2
4. วงจรลูปฟิลเตอร์ ใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358

#### 3.4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เริ่มต้นจากการออกแบบสร้างวงจรถูกกำเนิดความถี่ ซึ่งในปริยฐานิพนธ์นี้ได้ใช้วงจรถูกกำเนิดความถี่แบบคอลพิตต์ชนิดอิมิตเตอร์ร่วม (Common Emitter)



รูปที่ 3.12 วงจรกำเนิดความถี่แบบคอลพิตต์ (Colpitts Oscillator)

ทำการไบอัสโดยให้

$$R1 = 100k\Omega + 20k\Omega$$

$$R2 = 56 \Omega$$

โดยในที่นี้ค่า  $\beta_{dc}$  ของ BFG540W มีค่าเท่ากับ 113 (ใน คาต้าลิต)

ต้องการ

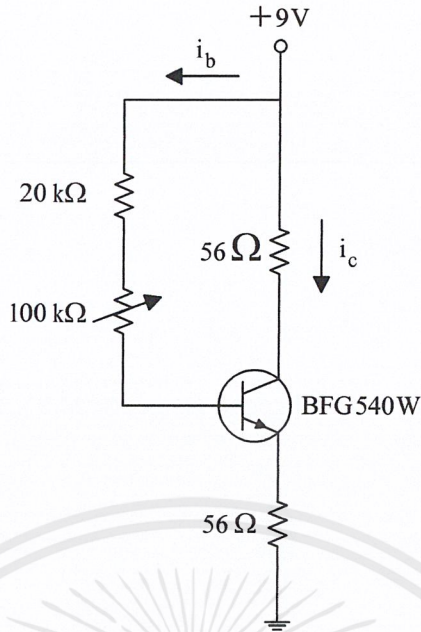
$$i_c = 10 \text{ mA}$$

$$g_m = i_c / V_T = 0.35$$

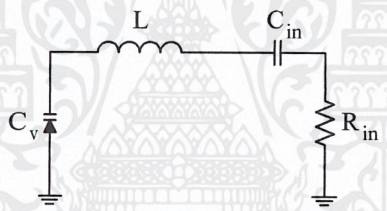
เพราะฉะนั้นจากการคำนวณจะได้

$$C_{in} = 16.5 \text{ pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

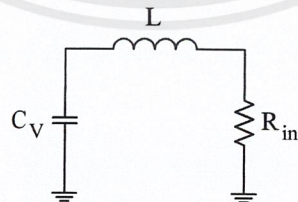


รูปที่ 3.13 วงจรสมมูลทาง DC ของวงจรกำเนิดความถี่



รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ที่ต้องการออกแบบ

จากรูปได้ว่า  $C_n = C_{in}$  อนุกรมกับ  $C_v$



รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลเมื่อรวม  $C_{in}$  กับ  $C_v$

วาเรกเตอร์ไดโอดใช้เบอร์ BB105 ซึ่งมีค่าความจุประมาณ 120-330 pF เลือค่า  $C_v$  กลางๆ ประมาณ 250 pF

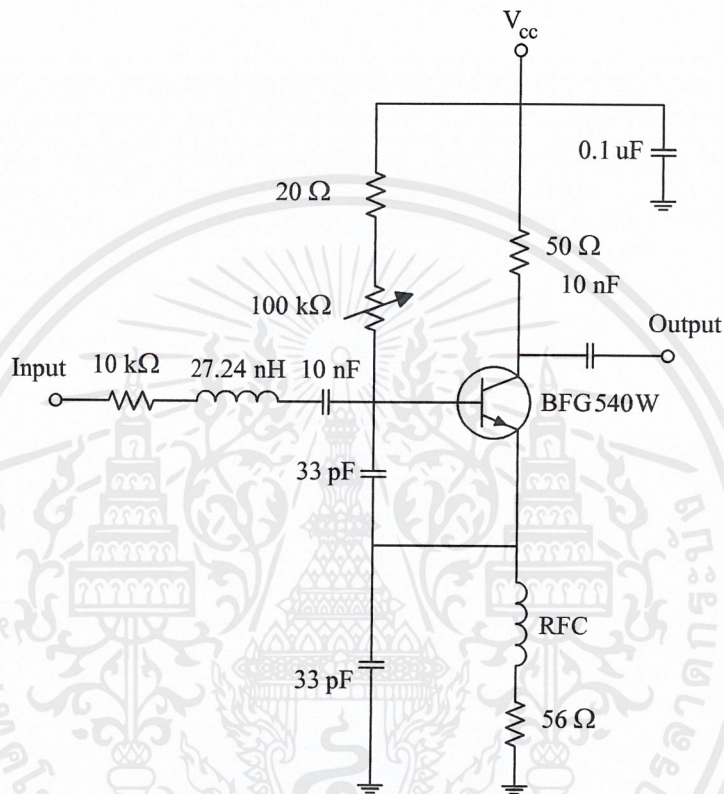
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นได้ค่า  $C_n$  และ  $L$  ดังนี้

$$C_n = 15.49 \text{ pF}$$

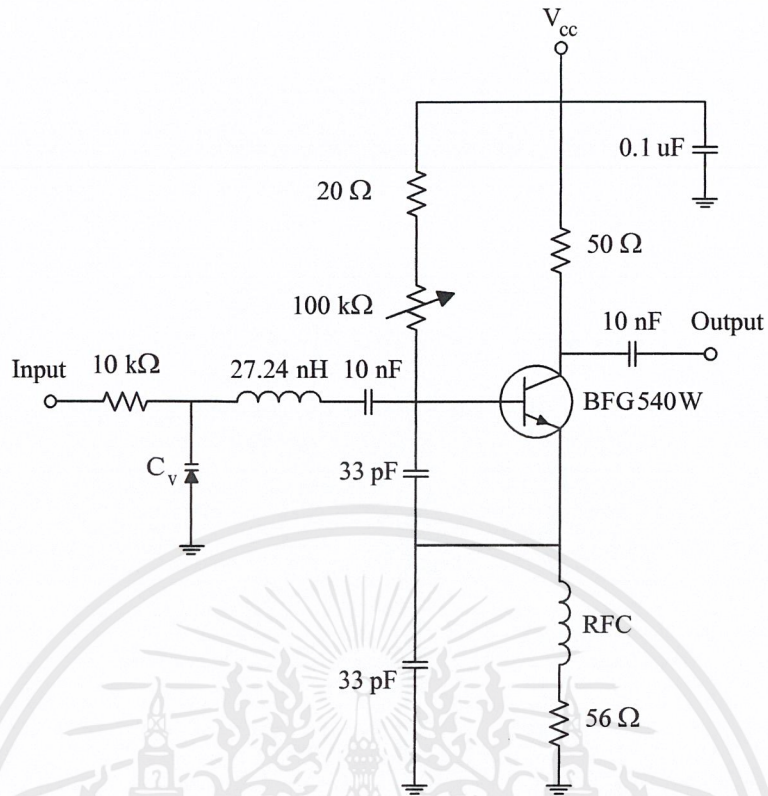
$$L = 27.24 \text{ nH}$$

เมื่อทำการใส่ค่าตามที่คำนวณแล้วจะได้วงจรกำเนิดสัญญาณดังรูป 3.16

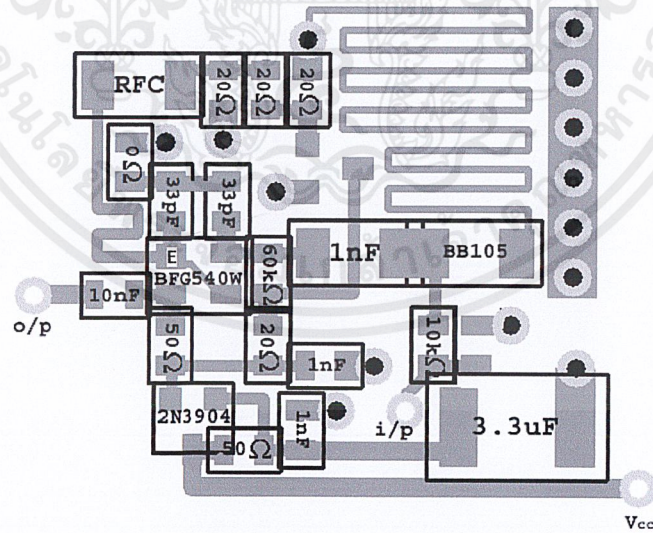


รูปที่ 3.16 วงจรกำเนิดสัญญาณ

จากค่าภายในวงจรที่ได้ทำให้สามารถสร้างเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าได้ดังรูป 3.17

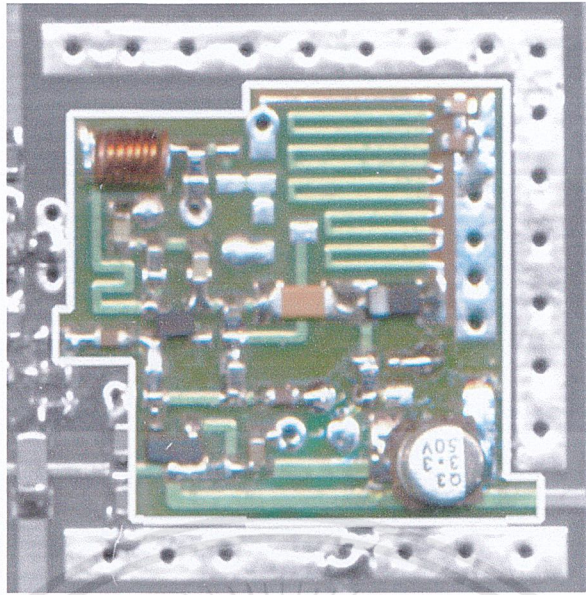


รูปที่ 3.17 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 3.18 ลายวงจรถ่ายสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

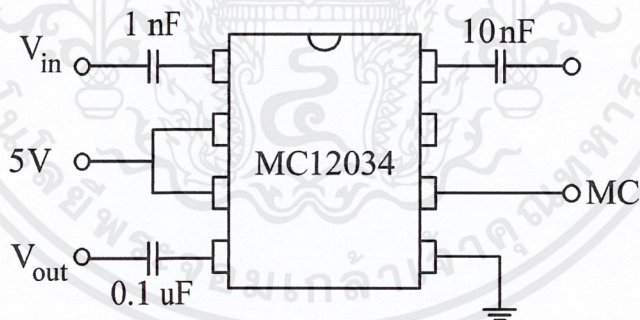
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



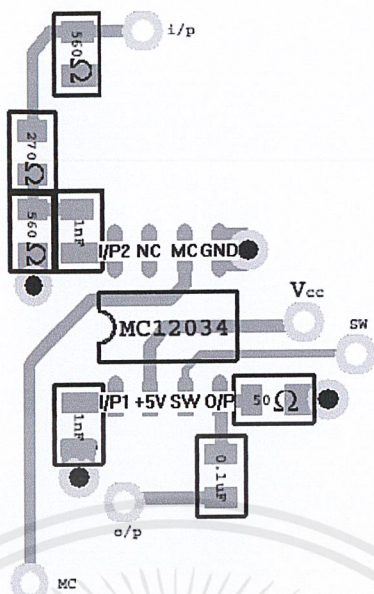
รูปที่ 3.19 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ปรับ ค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

### 3.4.2 วงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

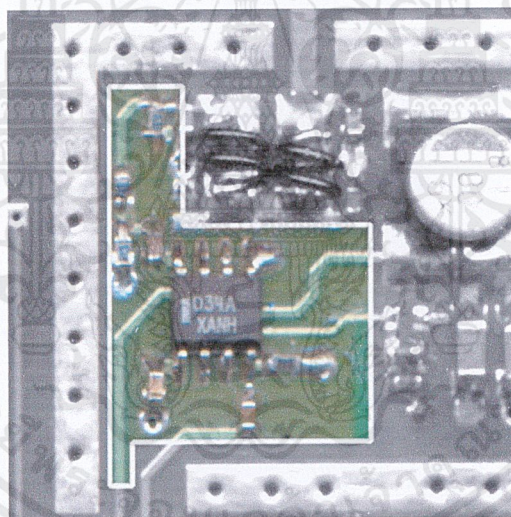
พรีสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลงเพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทกเตอร์ โดยใช้ไอซี MC12032 ซึ่งจะถูกต้องเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.20 วงจรของไอซี MC12034



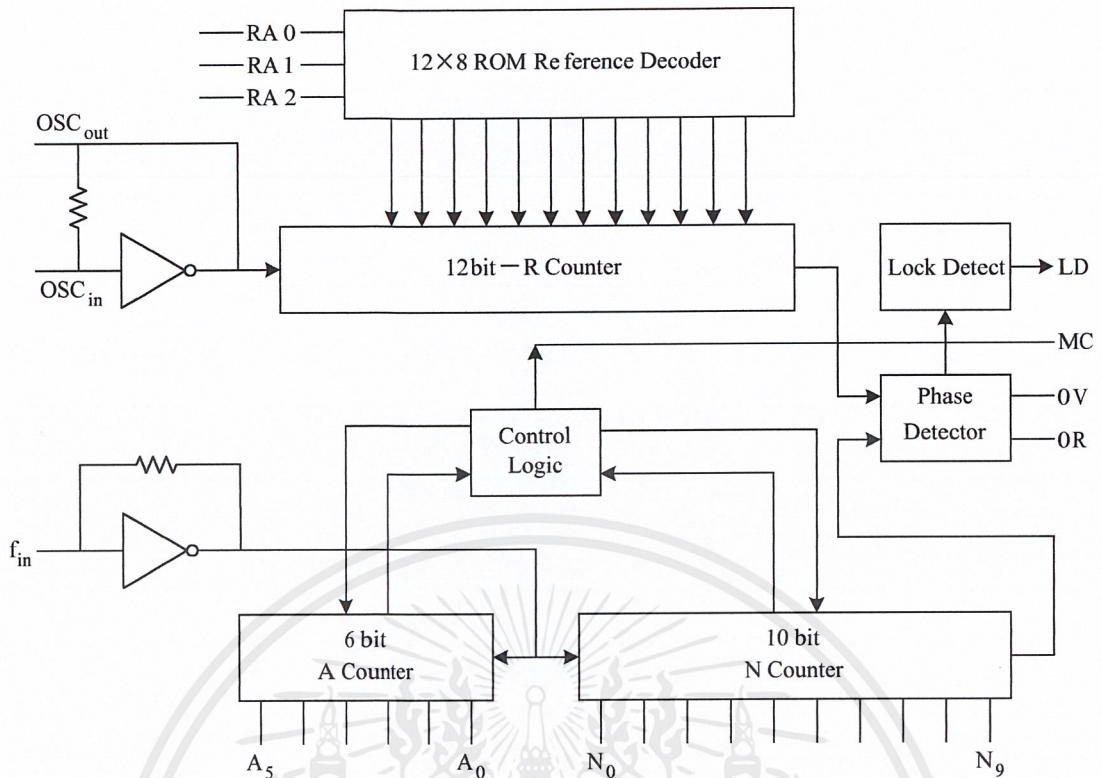
รูปที่ 3.21 ลายวงจรของไอซี MC12034



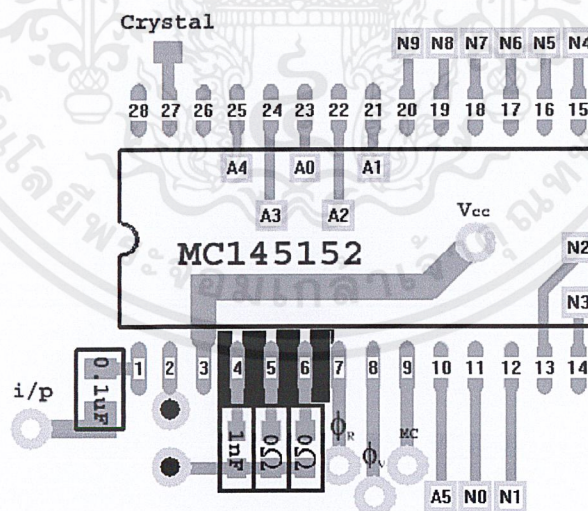
รูปที่ 3.22 วงจรของ ไอซี MC12034 ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

### 3.4.3 วงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ไอซี MC145152-2 ประกอบด้วยส่วนที่เป็นการโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาส่วนของความถี่อ้างอิง และส่วนของเฟสดีเทกเตอร์ดังแสดงได้ตามรูปที่ ซึ่งไอซีนี้สามารถตั้งโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาได้ 16 บิตแบบขนาน โดย 10 บิตสำหรับตัวหาร N (10 bit / N Counter) และ 6 บิตสำหรับตัวหารของไอซีฟรีสเกลเลอร์ นอกจากนี้ยังมีล็อกดีเทก (Lock Detect : LD) เพื่อใช้บอกสถานะการล็อกของเฟสล็อกอีกด้วย



รูปที่ 3.23 วงจรภายใน MC145152-2



รูปที่ 3.24 ลายวงจรเฟสดีเทกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.25 วงจรเฟสดีเทกเตอร์ที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

ในส่วนความถี่อ้างอิงจะใช้คริสตอล 6.40 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นตัวอ้างอิงและหารความถี่ลงมาโดยกำหนดจากค่า  $RA_0$ ,  $RA_1$  โดยในการโปรแกรมการหารความถี่ คำนวณได้ดังนี้ คือ

เนื่องจากค่าความถี่ที่ต้องการ ( $f_0$ )

ค่าช่วงความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณ (Channel Spacing :  $f_s$ )

จากค่าซีตของโมโตโรล่า ค่าอัตราส่วนในการหารของพีดีแบคคูลูป (Total Division Ratio In Feedback Loop) เทียบกับสมการ  $N_t = NP + A$

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

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

$P$  คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์ หาร 64

ในวงจรนี้เราต้องการที่จะกำเนิดความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยใช้ความถี่อ้างอิงจากคริสตอลความถี่ 6.40 เมกะเฮิร์ตซ์ สามารถออกแบบค่าตัวหารต่างๆ ได้ดังนี้

$$f_s = \frac{f_{\text{crystal}}}{R}$$

โดย  $f_{\text{crystal}}$  คือ ความถี่ของคริสตอล

$R$  คือ ค่าตัวหารคริสตอลภายในไอซีเบอร์ MC145152-2 โดยสามารถตั้งค่าได้จาก  $RA_0-RA_2$

ในวงจรนี้เราใช้  $f_{\text{crystal}} = 6.40$  MHz และตัวหาร  $R = 64$  (ตั้งค่า  $RA_0-RA_2$  เป็น 001) เพราะฉะนั้น

จะได้ว่า

$$f_s = \frac{6400000}{64}$$

$$f_s = 100000$$

นั่นคือจะได้ค่าช่วงความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณเท่ากับ 100 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้นจะสามารถหาค่าตัวหาร  $N_t$  ได้จาก

$$N_t = \frac{f_0}{f_s}$$

$$N_t = \frac{433000000}{100000}$$

$$N_t = 4300$$

และจาก  $N_t = NP + A$  จะได้ว่า

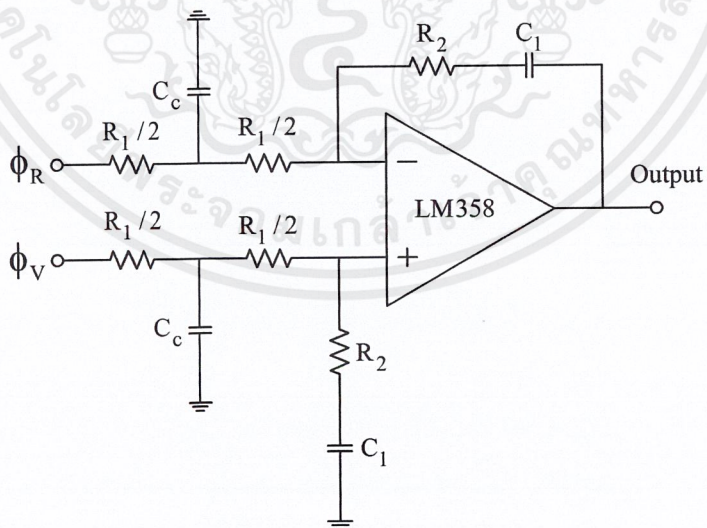
$$N_t = (64 \times N) + A$$

ดังนั้นเราจะได้  $N = 67$  แปลงเป็นเลขฐานสองได้ 0001000011

$A = 36$  แปลงเป็นเลขฐานสองได้ 101010

### 3.4.4 วงจรรูปฟิลเตอร์

การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์ออกแบบโดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358 โดยทำการออกแบบและคำนวณมีโครงสร้างวงจดังนี้



รูปที่ 3.26 โครงสร้างวงจรูปฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ (ตามคำแนะนำในค่าตั้งของโมโตโรล่า)

$$\begin{aligned}
 f_0 &= 433 \text{ MHz} && \text{(Local Oscillator Frequency)} \\
 f_s &= 100 \text{ kHz} && \text{(Channel Spacing)} \\
 f_b &= 0.01 f_s \\
 &= 0.01 \times 100 \times 10^3 \\
 &= 1 \text{ kHz} && \text{(Loop Bandwidth)} \\
 \zeta &= 0.8 && \text{(Loop Damping Factor)} \\
 V_{DD} &= 5 \text{ V} && \text{(PLL Power Supply)} \\
 K_{VCO} &= \frac{2\pi\Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} \\
 &= \frac{2\pi(450.5 - 401.3) \times 10^6}{(6 - 1)} \\
 &= 61.827 \times 10^6 \text{ Rad/V} \quad \text{(ได้จากกราฟของความถี่เทียบกับ}
 \end{aligned}$$

แรงดันควบคุมของออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน)

$$C_I = 0.1 \text{ uF} \quad \text{(Active Integrator Component)}$$

$$\begin{aligned}
 K_\phi &= \frac{V_{DD}}{2\pi} \\
 &= \frac{5}{2\pi} \\
 &= 0.7957 \text{ V/Rad}
 \end{aligned}$$

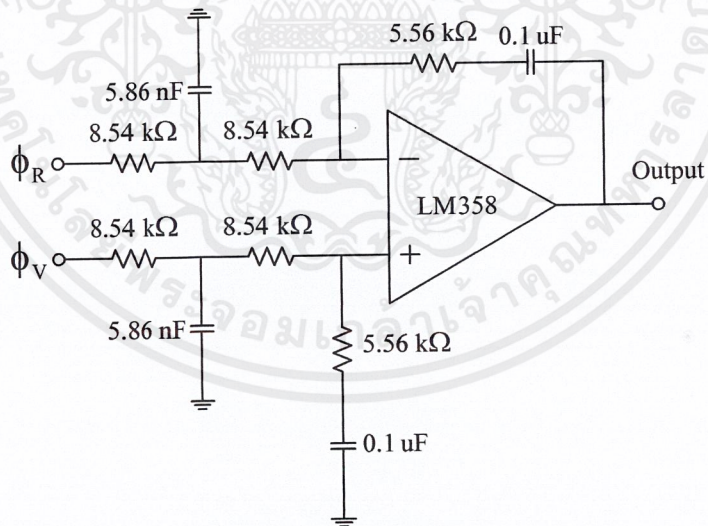
$$\begin{aligned}
 \omega_n &= \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1} + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}} \\
 &= \frac{2\pi(1000)}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1} + \sqrt{(2(0.8)^2)^2 + 1}} \\
 &= 2.877 \text{ rad/sec} \quad \text{(Natural Frequency)}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 N_t &= \frac{f_0}{f_s} \\
 &= \frac{433 \times 10^6}{100 \times 10^3} \\
 &= 4330
 \end{aligned}$$

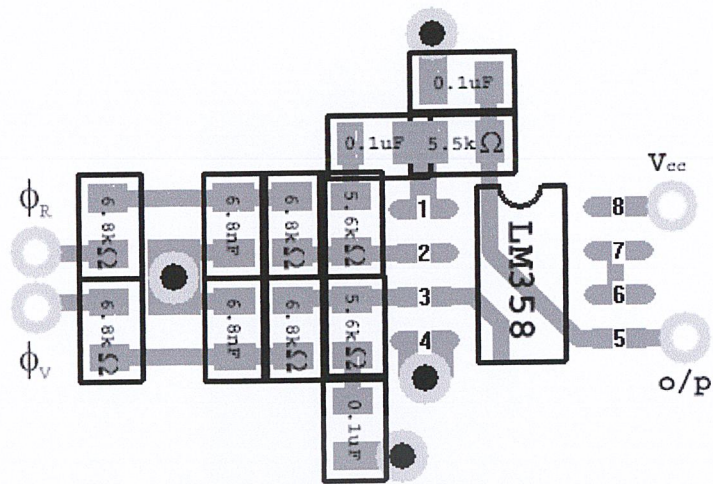
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1 N_t \omega_n^2} \\
 &= \frac{0.7957 \times 61.827 \times 10^6}{(0.1 \times 10^{-6}) \times 4330 \times (2.877 \times 10^3)^2} \\
 &= 13.727 \text{ k}\Omega \\
 R_2 &= \frac{2\zeta}{\omega_n C_1} \\
 &= \frac{2 \times 0.8}{(2.877 \times 10^3) \times (0.1 \times 10^{-6})} \\
 &= 5.561 \text{ k}\Omega \\
 C_c &= \frac{4}{2R_1 f_{rc}} \\
 &= \frac{4}{2(13.727 \times 10^3)(20 \times 10^3)} \\
 &= 7.258 \text{ nF}
 \end{aligned}$$

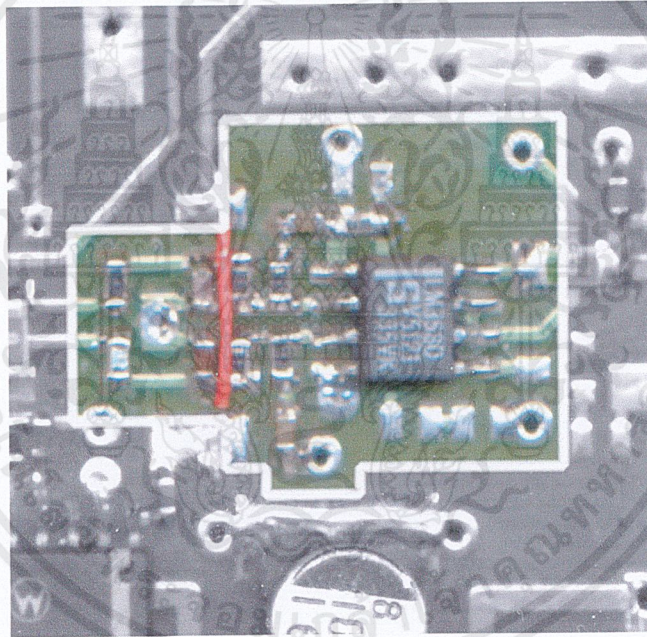
เพราะฉะนั้นจะได้วงจรตามรูป



รูปที่ 3.27 วงจรลูปฟิลเตอร์



รูปที่ 3.28 ลายวงจรรูปฟิลเตอร์

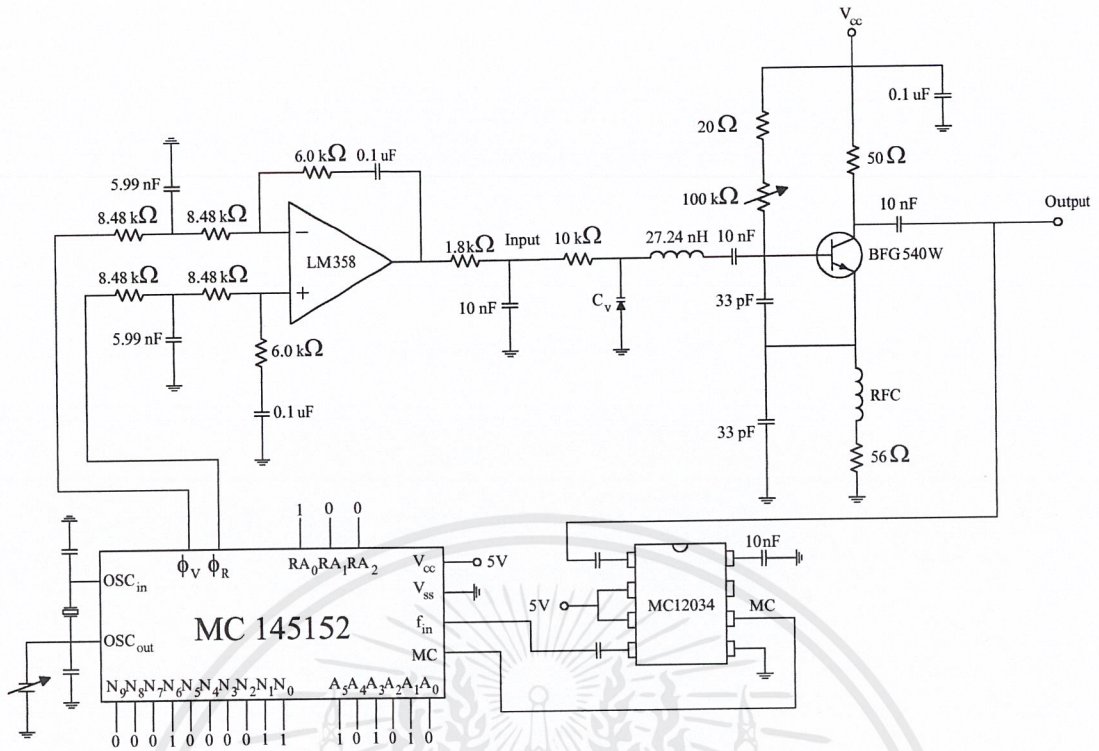


รูปที่ 3.29 วงจรรูปฟิลเตอร์ที่วางอุปกรณ์บนพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

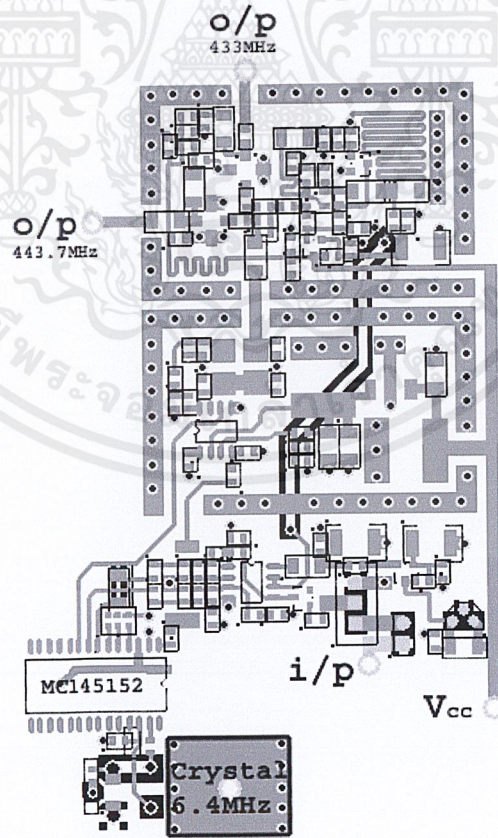
### 3.4.5 วงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์

หลังจากที่ออกแบบวงจรในแต่ละส่วนแล้วก็นำมาต่อเข้ารวมให้ครบรูปได้ดังรูป 3.30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

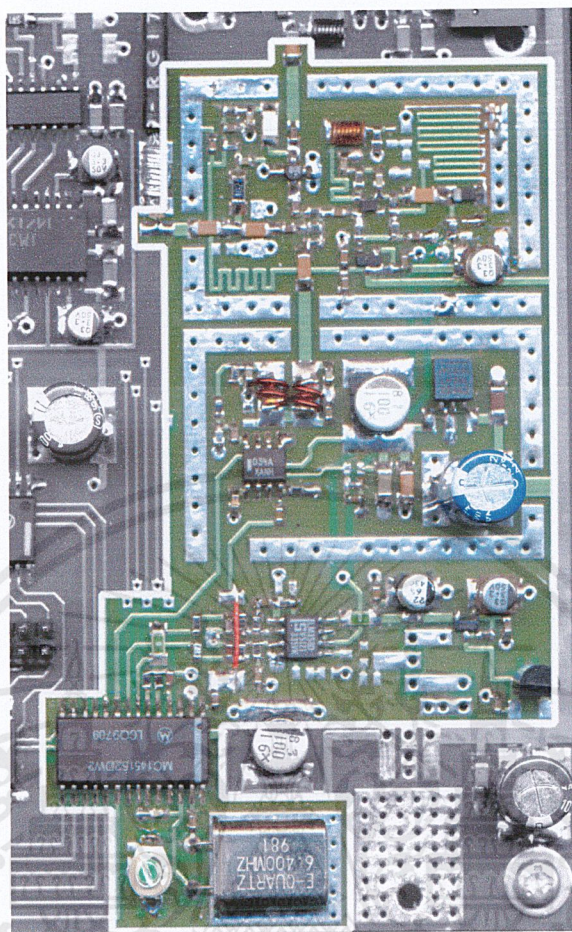


รูปที่ 3.30 วงจรที่สมบูรณ์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.31 ลายวงจรที่สมบูรณ์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.32 วงจรที่สมบูรณ์ของวงจรสั้งเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูป  
ที่วางอุปกรณ์บนพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

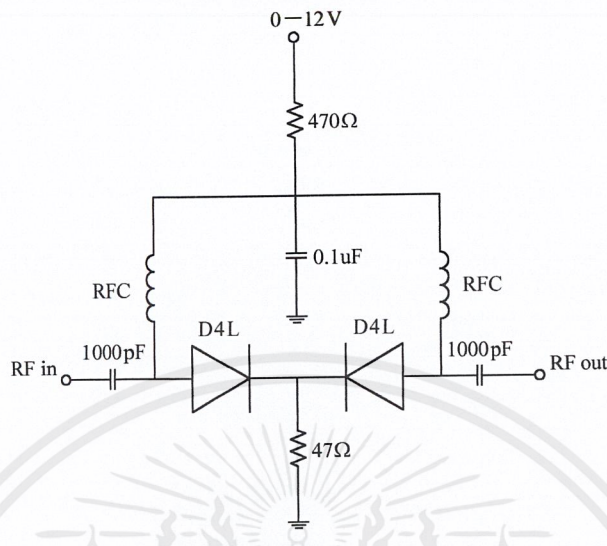
#### 3.4.6 วงจรมอดูเลตความถี่เอฟเอ็ม

การมอดูเลตความถี่เอฟเอ็มในปริยญาณิพนธ์นี้จะทำการมอดูเลตโดยใช้วงจรสั้งเคราะห์ความถี่ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้หลักการที่ว่าวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า จะเปลี่ยนความถี่เนื่องจากแรงดันควบคุมที่วงจรสั้งเคราะห์ความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์ก็จะสามารถทำการมอดูเลตความถี่เอฟเอ็มได้

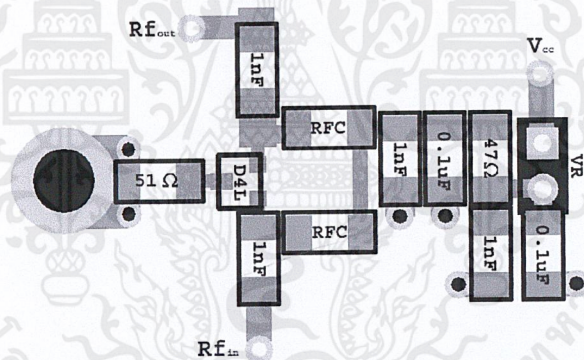
#### 3.5 วงจรไดโอดสวิตซ์ด้านภาคส่ง

วงจรไดโอดสวิตซ์ด้านภาคส่ง ถูกนำมาใช้เพื่อทำหน้าที่เปิดและปิดสัญญาณจากวงจรสั้งเคราะห์ความถี่ให้ส่งไปยังวงจรขยายในภาคต่อไปหรือไม่ โดยในขณะที่รับสัญญาณวงจรจะทำการปิดสัญญาณสั้งเคราะห์ความถี่ไม่ให้ออกไปยังเอาต์พุตแล้วย้อนกลับเข้าวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ การทำงานจะอาศัยการแปรค่าความต้านทานภายใน ซึ่งแปรผกผันกับกระแสที่ไบอัสไดโอดนั้นหมายความว่าหากไบอัส

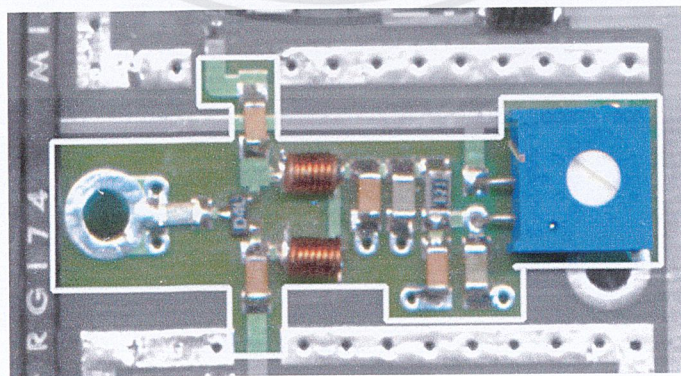
ให้มีกระแสไหลมากไดโอดจะมีความต้านทานต่ำ ในทางตรงกันข้ามหากไบอัสไดโอดให้มีกระแสไหลน้อย ไดโอดจะมีความต้านทานมาก การทำงานของวงจร ไดโอดสวิตช์ตามรูปที่ 3.33



รูปที่ 3.33 วงจรไดโอดสวิตช์



รูปที่ 3.34 ลายวงจรไดโอดสวิตช์



รูปที่ 3.35 วงจรไดโอดสวิตช์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.6 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ

วงจรขยายสัญญาณความถี่สูงถูกนำมาใช้เพื่อขยายสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์ซึ่งมีขนาดสัญญาณไม่สูงนักเท่านั้น เพื่อให้ความสามารถในการรับส่งของเครื่องรับส่งไกลขึ้น ในโครงการนี้ใช้โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศ (Microwave Office) ช่วยในการทดลองและโครงการนี้เลือกทรานซิสเตอร์เบอร์ BFG135 ซึ่งให้ค่า เอส-พารามิเตอร์ (S-parameter) ที่แรงดัน  $V_{CE}$  เท่ากับ 10 โวลต์ กระแสคอลเลกเตอร์ ( $I_C$ ) เท่ากับ 50 มิลลิแอมป์ดังต่อไปนี้คือ

$$S_{11} = 0.517 \angle -171.07^\circ$$

$$S_{12} = 0.078 \angle 56.32^\circ$$

$$S_{21} = 6.305 \angle 84.976^\circ$$

$$S_{22} = 0.238 \angle -133.64^\circ$$

เมื่อทราบค่า S พารามิเตอร์แล้วจึงทำการคำนวณหาค่าของเสถียรภาพ (K) จากสมการ

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

ซึ่ง ค่า  $\Delta_S$  หาจาก

$$\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

จะได้ค่า

$$K = 0.942$$

ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสถานะโพเทนเชียลอันเสถียร (Potentially unstable) คือจะมีค่าของชอร์ตและโหลดอิมพีแดนซ์ที่ทำให้วงจรขยายเกิดการออสซิลเลต (ค่าที่อยู่นอกวงกลมเสถียรภาพของอินพุต) แต่เมื่อทำการป้อนกลับแบบลบ ด้วยตัวต้านทานป้อนกลับ  $R = 1.2 \text{ k}\Omega$  ค่าของ S พารามิเตอร์ที่ความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์ จะเปลี่ยนไป

$$S_{11} = 0.5 \angle -177.63^\circ$$

$$S_{12} = 0.079 \angle 50.626^\circ$$

$$S_{21} = 6.147 \angle 92.532^\circ$$

$$S_{22} = 0.165 \angle -157.18^\circ$$

$$K = 1.0329$$

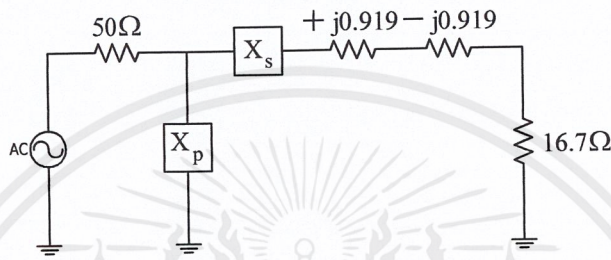
$$G_{msp} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} = 77.81(18.91\text{dB})$$

ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสถานะอันคอนดิชันแนลลีสเตเบิล (unconditionally stable) และจะได้ค่า

$$Z_{in} = 16.7 - j 0.919$$

$$Z_{out} = 36.6 - j 4.8$$

ทำการคำนวณแมชชิงอินพุตอิมพีแดนซ์



รูปที่ 3.36 วงจรแมชชิงอินพุตของทรานซิสเตอร์

ดังนั้น จะได้ค่า

$$Q = 1.412$$

$$X_s = QR = 23.58\Omega \quad \text{รวมค่า } L \text{ เดิมเข้าไปด้วย } (0.919 \Omega)$$

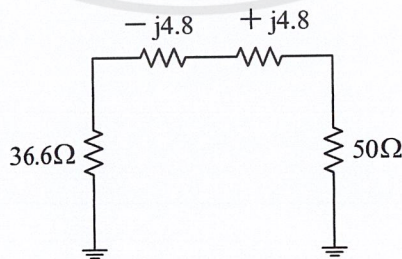
$$X_{total} = 24.499\Omega$$

$$L = 9.005 \text{ nH}$$

$$X_p = R/Q = 11.872\Omega$$

$$C = 31.078 \text{ pF}$$

ทำการคำนวณแมชชิงเอาต์พุตอิมพีแดนซ์

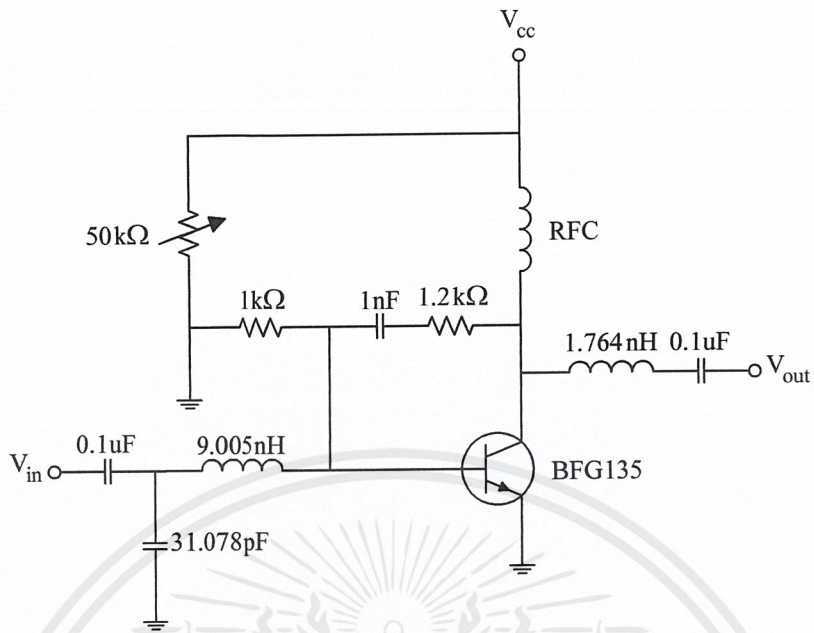


รูปที่ 3.37 วงจรแมชชิงเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์

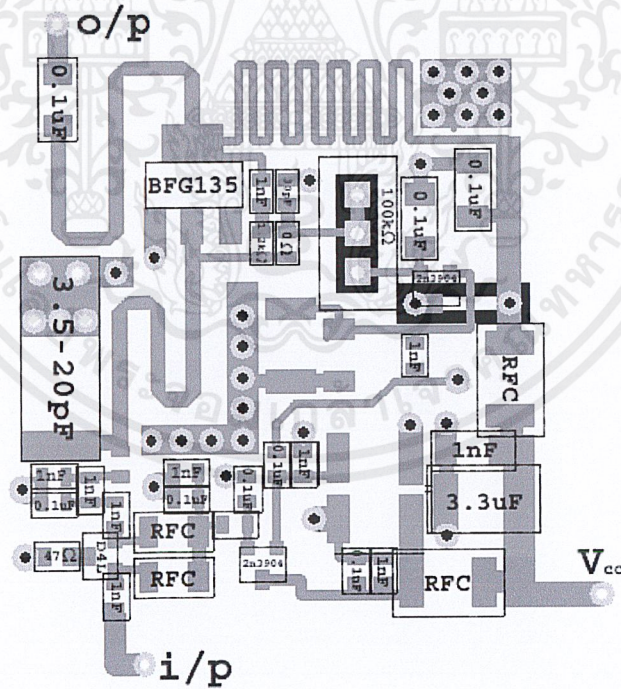
เนื่องจากค่า  $36.6 \Omega$  มีค่าใกล้เคียงกับ  $50\Omega$  จึงทำการใส่  $X_L = 4.8 \Omega$  เข้าไปก็เพียงพอแล้ว นำค่าที่คำนวณ

มาต่อวงจรได้ดังรูป 3.38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

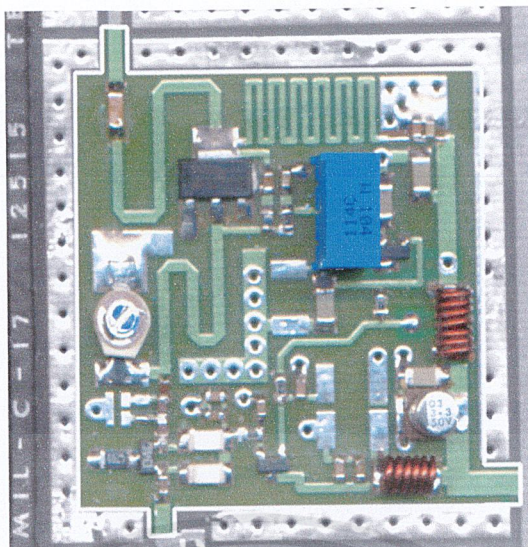


รูปที่ 3.38 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ



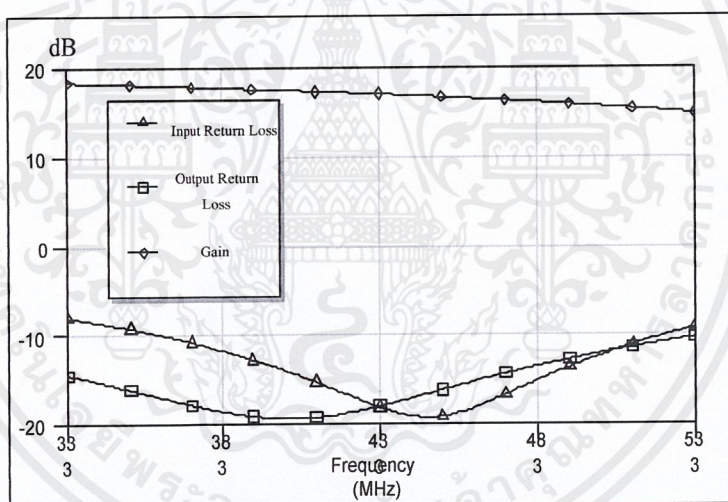
รูปที่ 3.39 ลายวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.40 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

ทำการจำลองแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม ไมโครเวฟออฟฟิต จะได้กราฟดังรูป



กราฟที่ 3.1 ความสัมพันธ์ของความสูญเสียเนื่องจากการป้อนกลับทางด้านอินพุต และด้านเอาต์พุต, อัตราขยายของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ

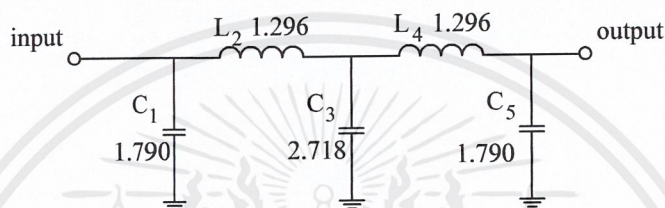
จากกราฟที่ความถี่ที่ 433 MHz จะได้  $gain = 17$  dB , ค่าความสูญเสียเนื่องจากการป้อนกลับทางด้านอินพุต มีค่า  $-18$  dB และ ค่าความสูญเสียย้อนกลับทางด้านเอาต์พุตมีค่า  $-18$  dB

### 3.7 วงจรกรองแบบต่ำผ่านเชบีเชฟชนิดพาสซีฟ

วงจรกรองแบบต่ำผ่านแบบเชบีเชฟชนิดพาสซีฟ ความถี่คัทออฟที่ 500 เมกะเฮิร์ตซ์ ริปเปิ้ล 0.5 dB อันดับที่ 5

n	$R_s/R_L$	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$	$C_5$
5	1.0	1.790	1.296	2.718	1.296	1.790

ตารางที่ 3.2 ค่าออร์มัลไลซ์ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านเชบีเชฟชนิดพาสซีฟ



รูปที่ 3.41 วงจรกรองแบบต่ำผ่านเชบีเชฟชนิดพาสซีฟ อันดับที่ 5 (นอร์มัลไลซ์)

ค่าของ L และ C ที่นำมาต่อในวงจรจริงสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้

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

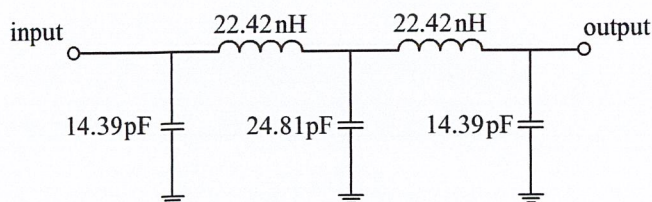
$$L = \frac{R L_n}{(2\pi f_c)}$$

เมื่อ  $C_n, L_n$  คือ ค่าออร์มัลไลซ์จากตารางที่ 3.2

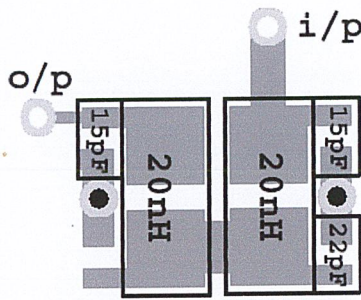
R คือ ค่าความต้านทานของโหลด เท่ากับ 50 โอห์ม

$f_c$  คือ ค่าความถี่คัทออฟ ในที่นี้เท่ากับ 500 เมกะเฮิร์ตซ์

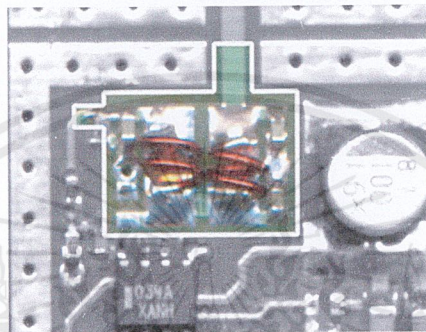
ได้วงจรดังรูป



รูปที่ 3.42 วงจรกรองแบบต่ำผ่านเชบีเชฟชนิดพาสซีฟ อันดับที่ 5 ความถี่คัทออฟ 500 เมกะเฮิร์ตซ์



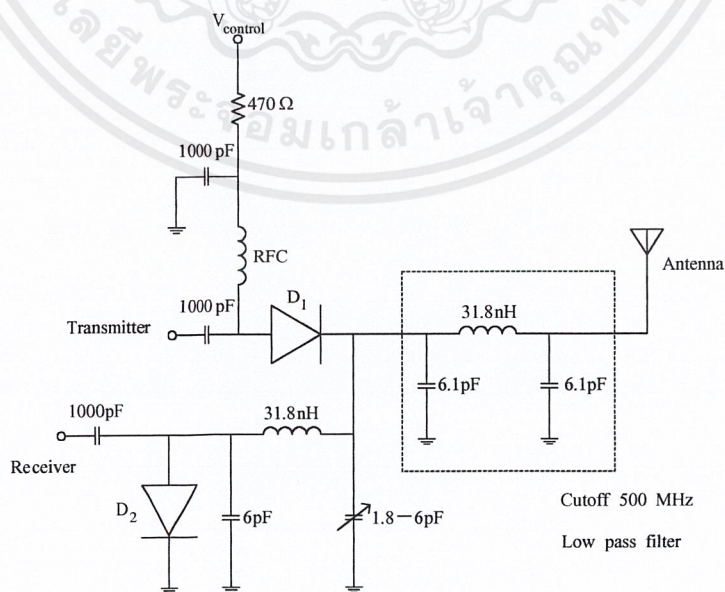
รูปที่ 3.43 ลายวงจรกรองแบบต่ำผ่านเชบีเชฟชนิดพาสซีฟ อันดับที่ 5 ความถี่คัทออฟ 500 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.44 วงจรกรองแบบต่ำผ่านเชบีเชฟชนิดพาสซีฟ อันดับที่ 5 ความถี่คัทออฟ 500 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

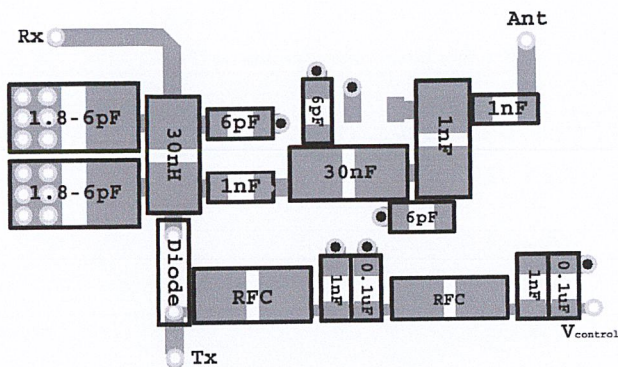
### 3.8 วงจรไดโอดสวิตช์เลือกรับส่ง

วงจรไดโอดสวิตช์เลือกรับส่งทำหน้าที่เปิดสัญญาณจากเครื่องส่งออกไปยังสายอากาศ โดยให้สัญญาณย้อนกลับเข้ายังวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำน้อยที่สุด เพื่อป้องกันวงจรพังเสียหาย และทำหน้าที่เปิดสัญญาณจากสายอากาศมายังวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

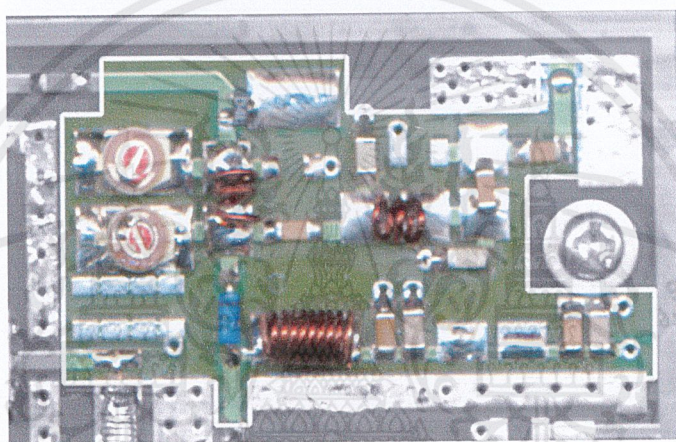


รูปที่ 3.45 วงจรไดโอดสวิตช์เลือกรับส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.46 ลายวงจรไดโอดสวิตช์เลือกรับส่ง



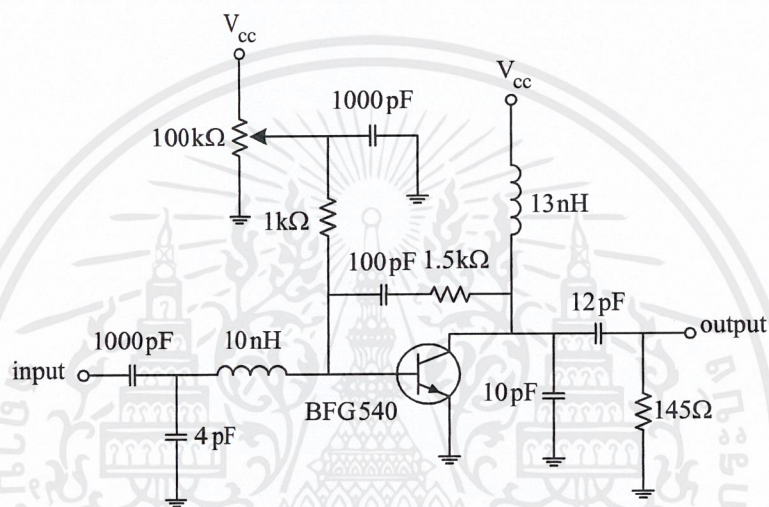
รูปที่ 3.47 วงจรไดโอดสวิตช์เลือกรับส่งที่วางอุปกรณ์บนพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

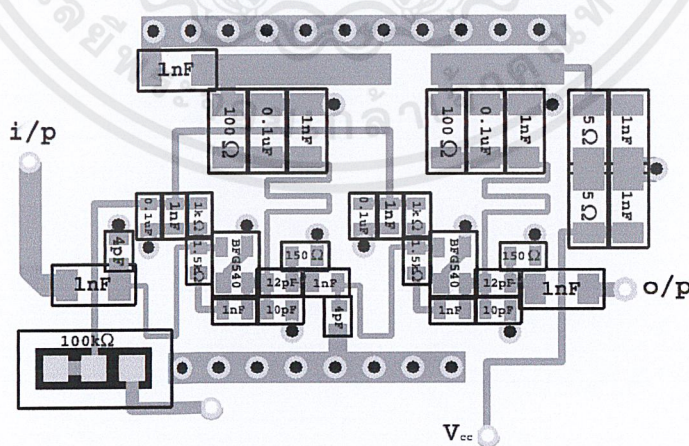
ภาครับ  
Receiver

3.9 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ BFG540W ทำการไบอัสกระแสเท่ากับ 10 มิลลิแอมป์ แรงดันไฟเลี้ยง 5 โวลต์ วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำแสดงได้ดังรูปที่ 3.48

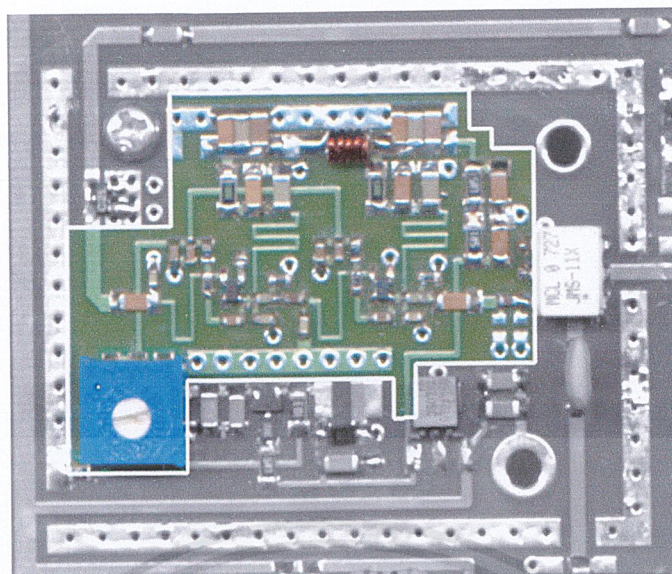


รูปที่ 3.48 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ



รูปที่ 3.49 ลายวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

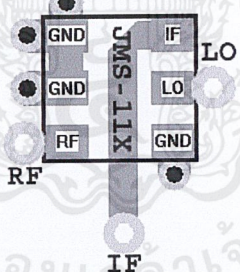
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



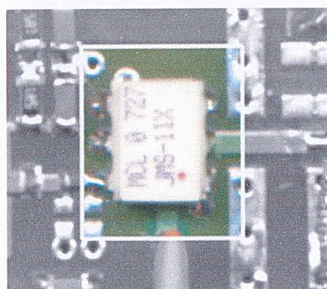
รูปที่ 3.50 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำที่วางอุปกรณ์ลงบนพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

### 3.10 วงจรมิกเซอร์ความถี่

วงจรมิกเซอร์ความถี่ใช้ JMS-11X โดยรับสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นความถี่ อาร์เอฟ (RF) และรับสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 443.7 เมกะเฮิร์ตซ์เป็นความถี่ โลกอลออสซิลเลเตอร์ (LO) ต่อวงจรดังรูปที่ 3.51



รูปที่ 3.51 ลายวงจรมิกเซอร์



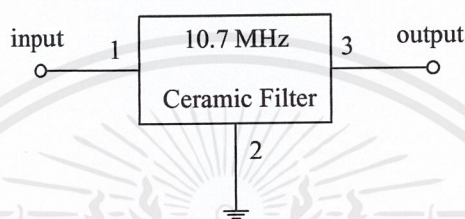
รูปที่ 3.52 วงจรมิกเซอร์ความถี่ที่ใช้ไอซีเบอร์ JMS-11X ที่วางอุปกรณ์บนพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

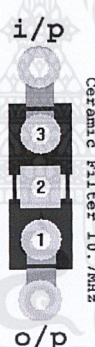
ได้เอาต์พุตสัญญาณไอเอฟ (IF) ออกมาซึ่งเราต้องการเฉพาะค่าผลต่างของความถี่ระหว่างอาร์เอฟ (RF) และ โลคอลลอสซิเลเตอร์ (LO) เท่านั้น ดังนั้นนำเอาต์พุตจากวงจรนี้ไปผ่านวงจรกรองช่วงความถี่ผ่านอีกครั้งหนึ่งเพื่อกรองเอาฮาร์โมนิกสูงๆ ทิ้งไป

### 3.11 วงจรกรองแบบแถบผ่านช่วง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

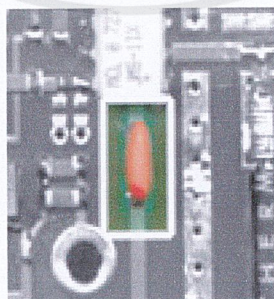
สัญญาณที่ออกมาจากวงจรมิกเซอร์นั้นจะมีฮาร์โมนิกอื่นๆรวมอยู่ด้วย ฉะนั้นจึงต้องมีวงจรกรองแบบแถบผ่านเพื่อกรองเฉพาะความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยเลือกใช้เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter) 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์มากรองสัญญาณหลังผ่านวงจรมิกเซอร์ มีลักษณะการต่อดังรูปที่ 3.53



รูปที่ 3.53 วงจรกรองแบบแถบผ่าน 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.54 ลายวงจรกรองแบบแถบผ่าน 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์



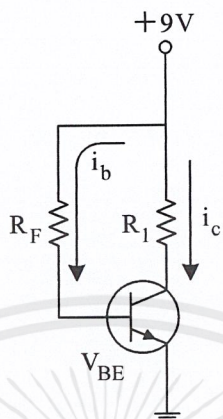
รูปที่ 3.55 วงจรกรองแบบแถบผ่าน 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ที่วางอุปกรณ์บนพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.12 วงจรขยายกำลังความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะมีขนาดสัญญาณเล็ก สัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป พิจารณาวงจรสมมูลทางดีซี (dc)

จึงจำเป็นต้องมีวงจรขยาย



รูปที่ 3.56 วงจรสมมูลทางดีซี (DC) ของวงจรคอมมอนอีมีเตอร์

กำหนดให้

$$V_{CC} = +9 \text{ V}$$

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

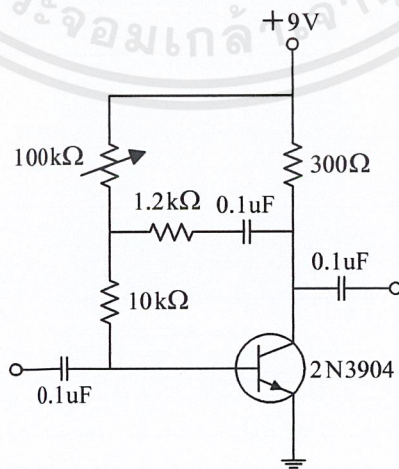
$$\beta = 191 \text{ (จากค่าตัวชี้ท)}$$

และ  $I_C = 10 \text{ mA}$  คำนวณ ดีซีไบอัส (dc bias) จะได้

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_c}{I_c} = 300\Omega$$

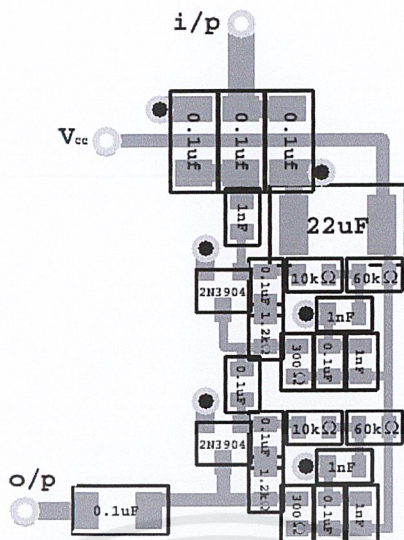
$$R_F = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = 46.38\text{k}\Omega$$

นำค่าที่คำนวณได้มาต่อวงจรได้ดังรูปที่ 3.57

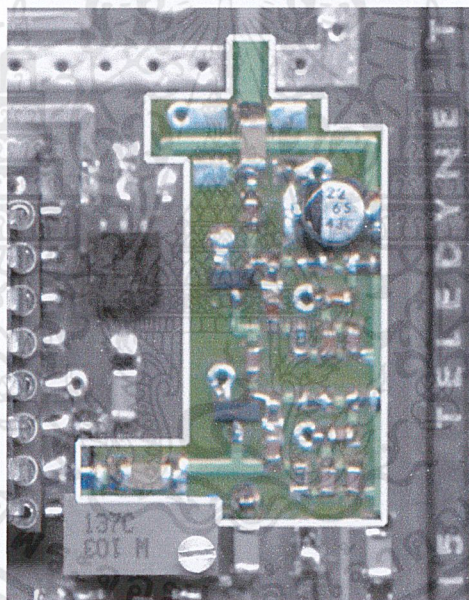


รูปที่ 3.57 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



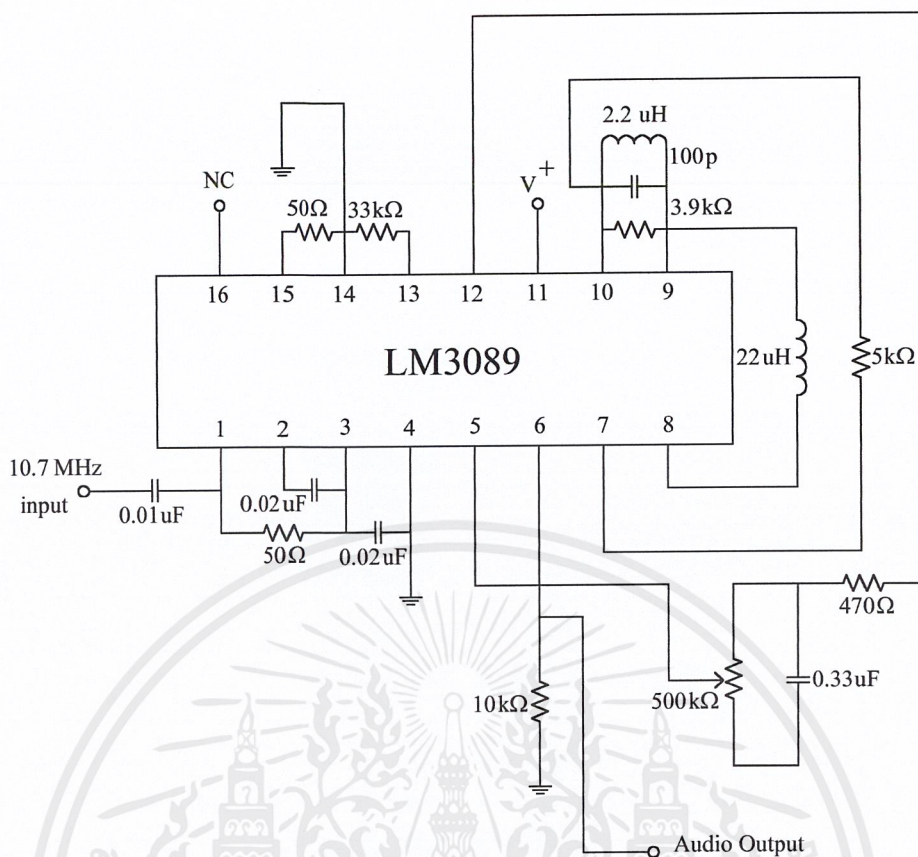
รูปที่ 3.58 ลายวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง



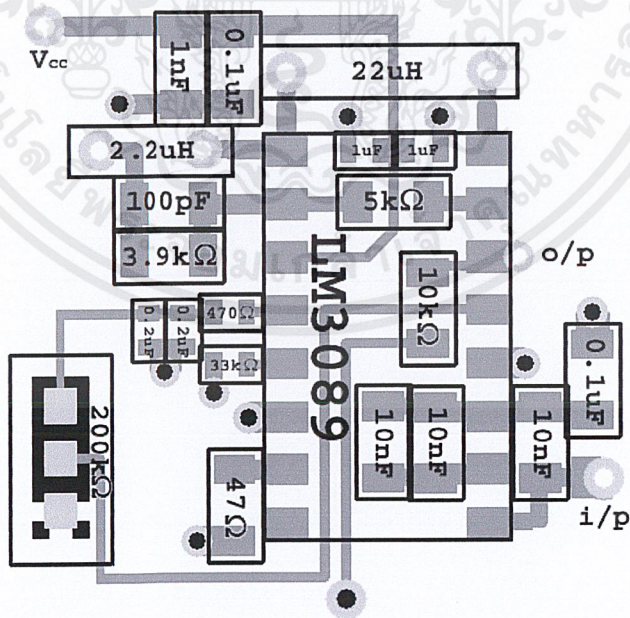
รูปที่ 3.59 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

### 3.13 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์

สัญญาณที่ใช้ในการทดสอบมีการมอดูเลตแบบจีเอฟเอสเค จึงทำการออกแบบวงจรจีเอฟเอสเค ดีมอดูเลเตอร์เพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารเดิมกลับคืนมาใช้ไอซีเบอร์ LM3089 โดยต้องวงจรตามคำแนะนำ ในคาต้าลิก

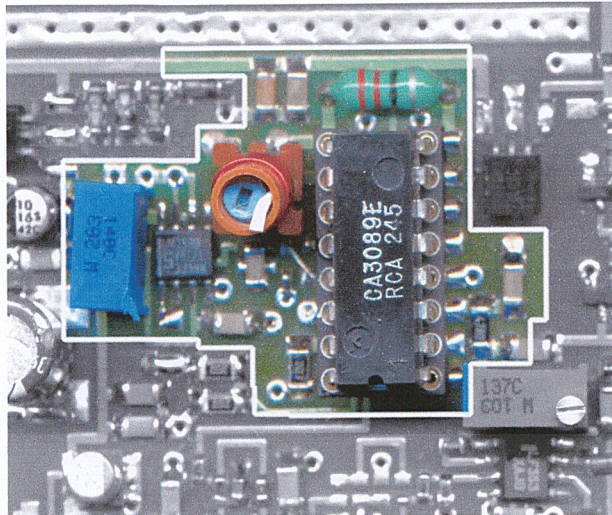


รูปที่ 3.60 วงจรคีมอคูเลเตอร์ที่ใช้ไอซีเบอร์ LM3809



รูปที่ 3.61 ลายวงจรคีมอคูเลเตอร์ที่ใช้ไอซีเบอร์ LM3809

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



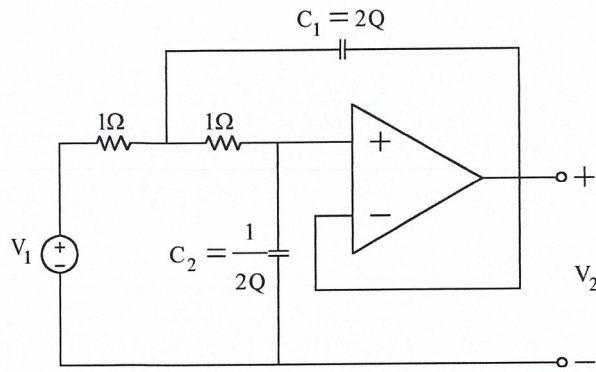
รูปที่ 3.62 วงจรดีมอดูเลเตอร์ที่ใช้ไอซีเบอร์ LM3089 ที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

### 3.14 การออกแบบวงจรกรองแบบต่ำผ่านแบบแอคทีฟ (Active Low Pass Filter)

ทำการออกแบบเป็นวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอคทีฟ อันดับที่ 4 และให้ความถี่คัทออฟที่ 50 กิโลเฮิรตซ์ โดยค่า Q ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่อันดับต่างๆ แสดงได้ในตารางที่ 3.3 คือ เลือกใช้วงจรกรองแบบต่ำผ่านที่มีอัตราขยายเป็น 1 แบบ Sallen and Key ที่มีการนอร์มัลไลซ์ค่าความถี่ที่ 1 เรเดียน/วินาที และค่าอิมพีแดนซ์ที่ 1 โอห์ม มีวงจรต้นแบบเป็นดังรูปที่ 3.63

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

ตารางที่ 3.3 ค่า Q ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทที่อันดับต่างๆ



รูปที่ 3.63 วงจรต้นแบบของวงจรกรองแบบต่ำผ่าน Sallen and Key

เมื่อ

$$C_1 = 2Q$$

$$C_2 = \frac{1}{2Q}$$

เมื่อทำการคำนวณค่า  $C$  จากค่า  $Q$  ตามตารางที่ 3.4 แล้วทำการสเกลความถี่และสเกลค่าอิมพีแดนซ์ไปเป็นค่าที่ใช้งานจริงตามความถี่ที่ต้องการได้โดยใช้สมการคือ

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

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

เมื่อ  $f_c$  คือความถี่คัทออฟ และ  $R_m$  คือความต้านทานที่ต้องการเปลี่ยนค่าไปจากเดิมเป็นจำนวนเท่า วงจรกรองแบบต่ำผ่านแบบเอกที่ฟิลเตอร์อันดับที่ 8 มีค่า  $Q$  ทั้งหมด 4 ค่า ซึ่งมีการคำนวณดังนี้

$$\theta_1 = 22.5^\circ \quad \theta_2 = 67.5^\circ$$

$$Q_1 = \frac{1}{2 \cos \theta_1} = \frac{1}{2 \cos 22.5^\circ} = 541.2 \text{m}$$

$$Q_2 = \frac{1}{2 \cos \theta_2} = \frac{1}{2 \cos 67.5^\circ} = 1.30$$

$$\text{ที่ } Q_1 = 0.54 \text{ จะได้ } R=1$$

$$C_1 = 2(0.54) = 1.08$$

$$C_2 = 1/2Q = 1/2(0.54) = 0.92$$

$$\text{ที่ } Q_2 = 1.30 \text{ จะได้ } R=1$$

$$C_1 = 2(1.30) = 2.6$$

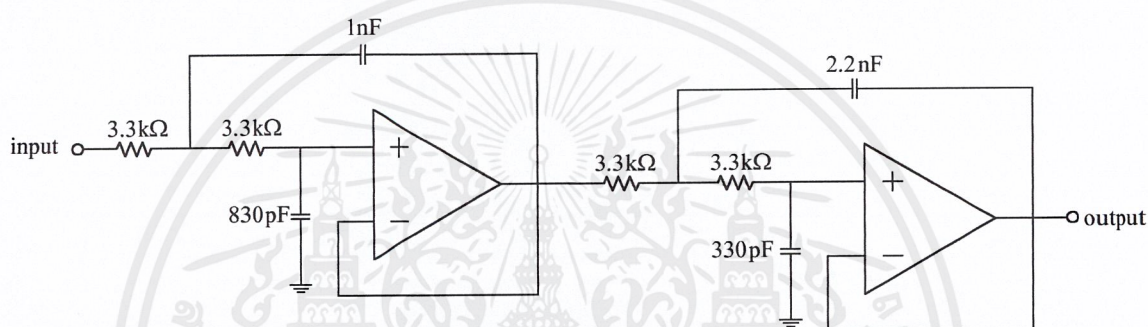
$$C_2 = 1/2Q = 1/2(1.3) = 0.38$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

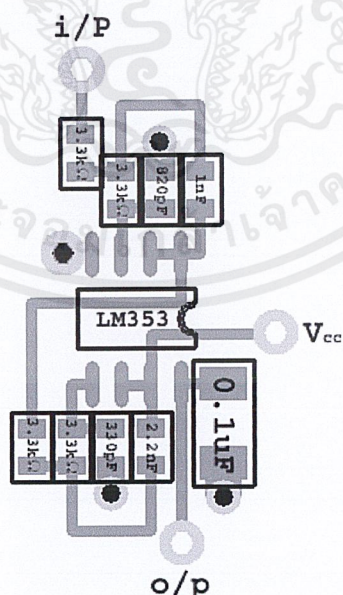
ความถี่	$R_1 = R_2 = 3.3k$	$Q_1$		$Q_2$	
		เดิม	ใหม่	เดิม	ใหม่
50kHz	$C_1$	1.08	1.04nF	2.6	2.5nF
	$C_2$	0.92	887pF	0.38	366pF

ตารางที่ 3.4 ค่าอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในวงจรกรองแบบต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์

เมื่อนำค่าต่างๆที่ได้จากการคำนวณมาทำการสร้างวงจรกรองแบบต่ำผ่านของแต่ละวงจรในแต่ละชุด โดยออกแอมป์ไอวงจรคือไอซีเบอร์ LF353 ดังรูปที่ 3.47

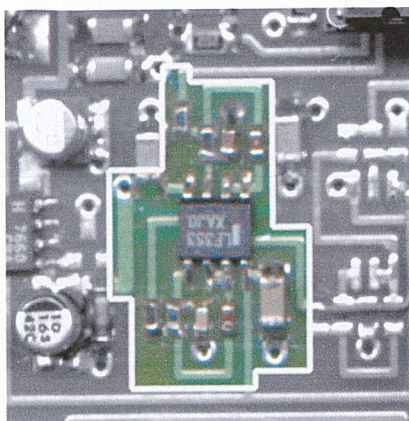


รูปที่ 3.64 วงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตรเตอร์เวีร์รชชนิดเอกที่ฟความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.65 ลายวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตรเตอร์เวีร์รชชนิดเอกที่ฟความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์

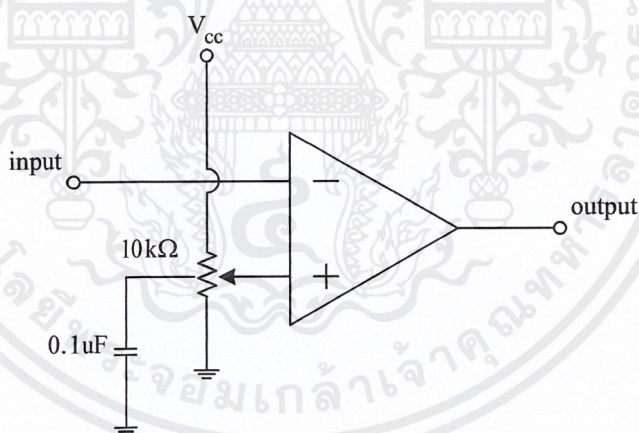
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



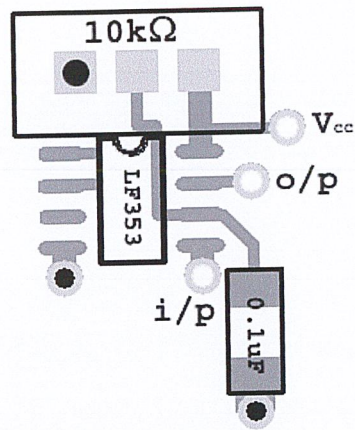
รูปที่ 3.66 วงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตรเตอร์วีร์ชชนิดแอกทีฟความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิรตซ์  
ที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

### 3.15 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ

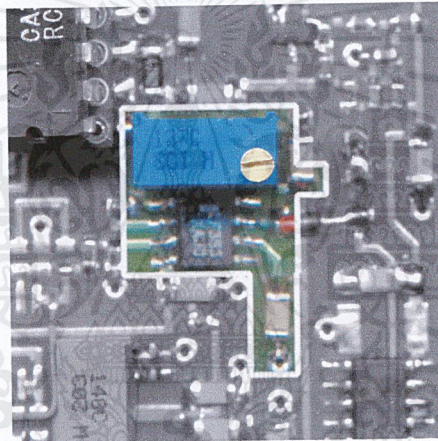
วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณใช้โอปแอมป์ เบอร์ LF353 ในการเปรียบเทียบระดับสัญญาณ โดย  
วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณจะทำการเปรียบเทียบแรงดันอ้างอิงกับขนาดของสัญญาณอินพุต วงจร  
เปรียบเทียบระดับสัญญาณในแสดง ได้ดังรูปที่ 3.67



รูปที่ 3.67 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ



รูปที่ 3.68 ลายวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ



รูปที่ 3.69 วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

ในบทที่ 3 นั้นเป็นการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้วงจรที่มีผลตอบสนองเป็นไปตามต้องการและตรงตามทฤษฎี แต่ในทางปฏิบัตินั้นวงจรต่างๆที่มีการออกแบบไว้อาจไม่ให้ผลตอบสนองที่ตรงตามทฤษฎีได้ทั้งหมด โดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงจรความถี่สูงคงเป็นไปได้ยากที่วงจรจะสามารถให้ผลตอบสนองที่สมบูรณ์ทุกอย่าง ผลการทดลองที่ได้จากวงจรตามที่ยกแบบไว้ในบทที่ 3 เป็นผลการทดลองที่เก็บผลโดยใช้อุปกรณ์ดังต่อไปนี้

1. ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) รุ่น TDS360 ของ Tektronix
2. สเปกตรัมอานาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer) รุ่น HP8596E ของ Hewlett Packard
3. เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator)
  - รุ่น HP8648C ของ Hewlett Packard
  - รุ่น AFG310 ของ Tektronix

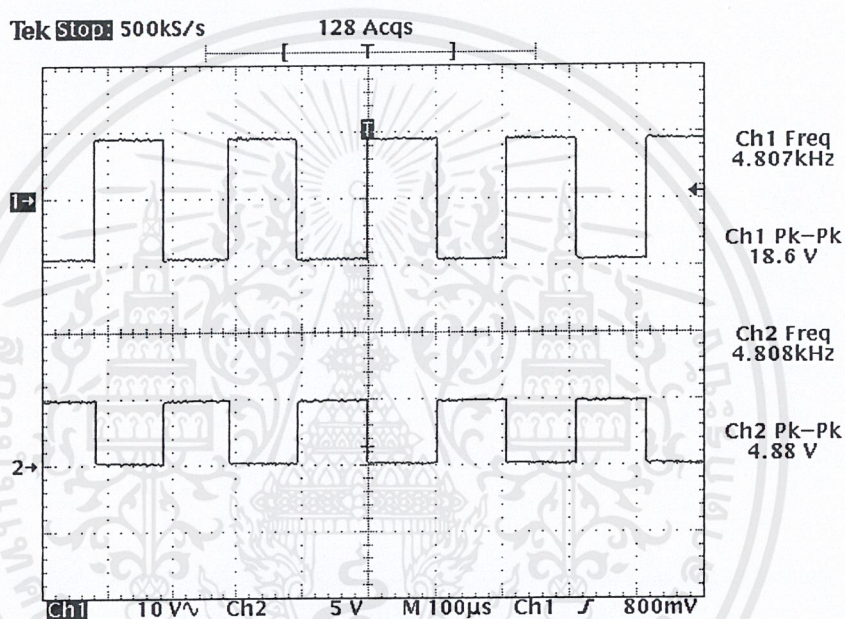
ผลการทดลองในบทที่ 4 นี้สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ

1. ผลการทดลองของวงจรภาคส่ง
2. ผลการทดลองของวงจรภาครับ

## ภาคส่ง Transmitter

### 4.1 ผลการทดลองวงจรแปลงระดับสัญญาณ

วงจรแปลงระดับสัญญาณจากระดับสัญญาณที่พอร์ตเอาต์พุตอาร์เอส-232 ให้เป็นระดับสัญญาณทีทีแอล ทำการทดลองป้อนสัญญาณสี่เหลี่ยมขนาด  $\pm 9$  โวลต์ (ระดับสัญญาณที่พอร์ตอาร์เอส-232) ความถี่ 4.8 กิโลเฮิรตซ์ (อัตราส่งข้อมูลสูงสุด) แล้ววัดผลเอาต์พุตของวงจรแปลงระดับสัญญาณ ซึ่งสามารถแสดงผลการวัดได้ดังรูปที่ 4.1



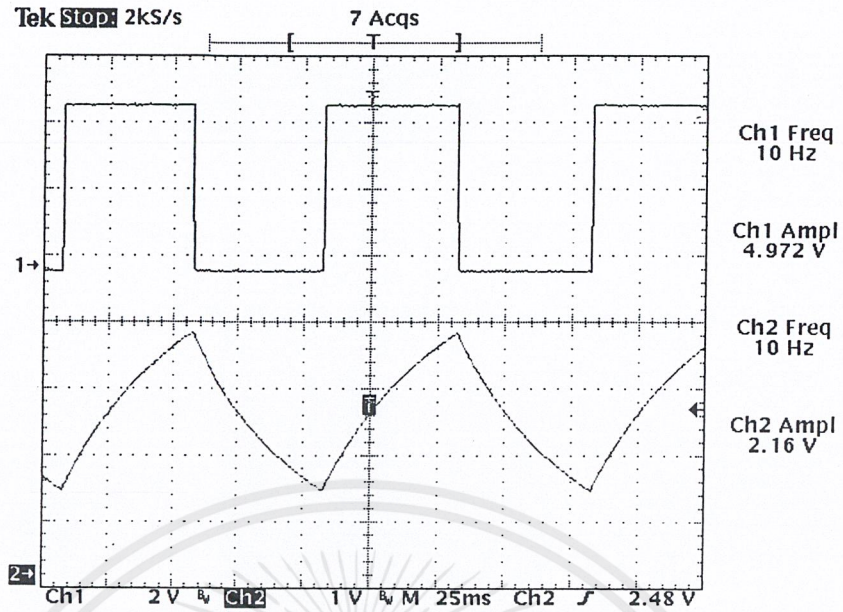
รูปที่ 4.1 เปรียบเทียบระดับสัญญาณของวงจรแปลงระดับสัญญาณอาร์เอส-232 เป็นทีทีแอล

Ch1 : สัญญาณอินพุตของวงจรแปลงระดับสัญญาณ

Ch2 : สัญญาณเอาต์พุตของวงจรแปลงระดับสัญญาณ

### 4.2 ผลการทดลองของวงจรควบคุมการรับส่งสัญญาณ

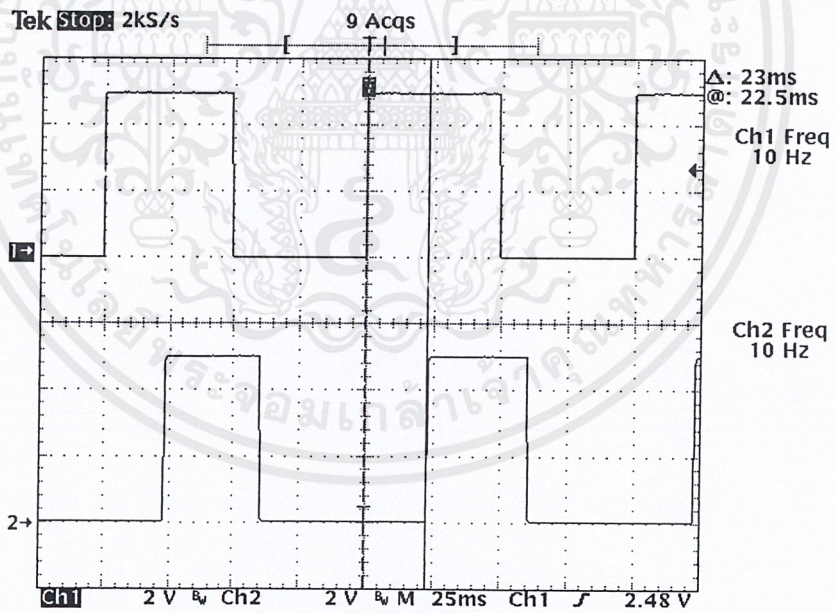
จากวงจรสร้างสัญญาณควบคุมการรับส่งสัญญาณ สามารถสามารถวัดผลการทดลองได้ดังนี้



รูปที่ 4.2 สัญญาณ RTS และสัญญาณ RTS ที่ผ่านวงจร RC ดีเลย์

Ch1 : สัญญาณ RTS

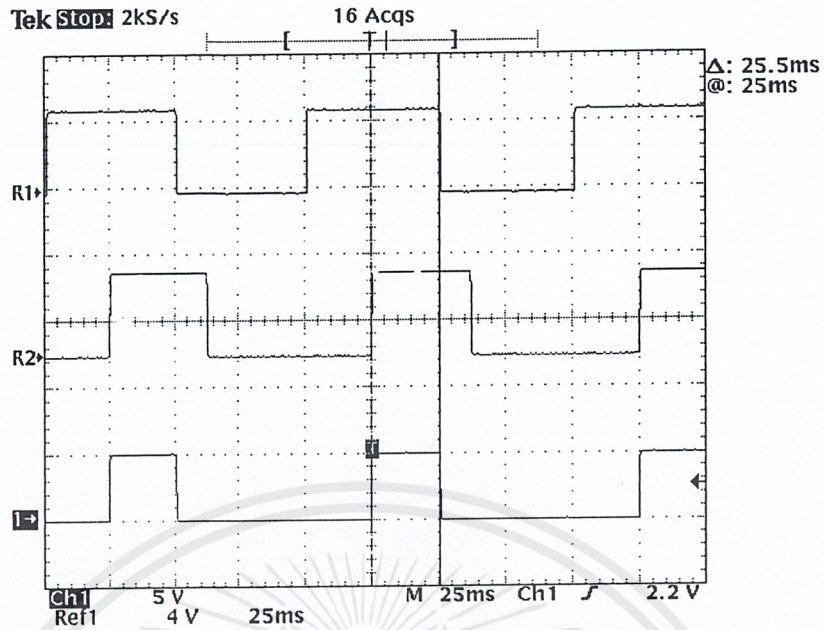
Ch2 : สัญญาณ RTS ที่ผ่านวงจร RC ดีเลย์



รูปที่ 4.3 สัญญาณ RTS และสัญญาณ RTS ที่ถูกดีเลย์ออกไป

Ch1 : สัญญาณ RTS

Ch2 : สัญญาณ RTS ที่ถูกดีเลย์ออกไป

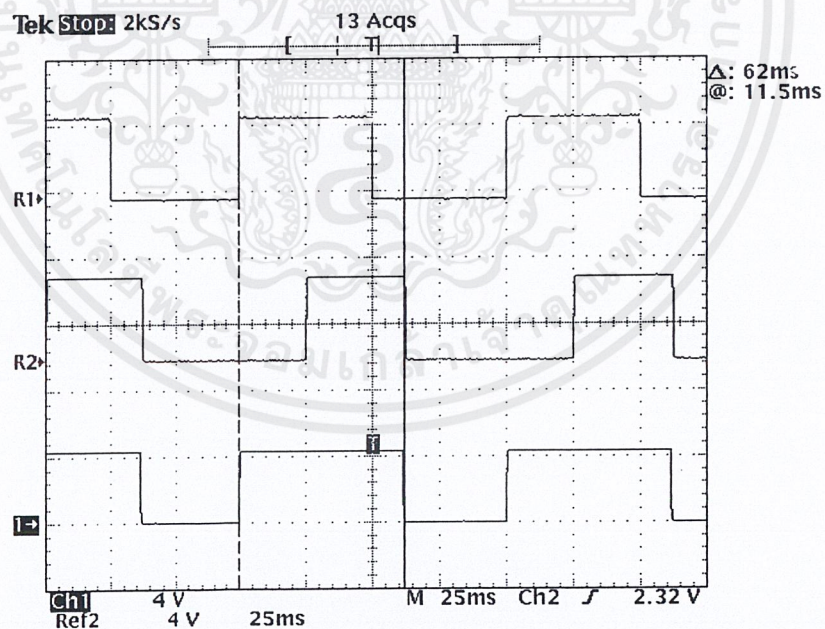


รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ได้จากการ AND ระหว่างสัญญาณ RTS และสัญญาณ RTS ที่ถูกดีเลย์ออกไป

R1 : สัญญาณ RTS

R2 : สัญญาณ RTS ที่ถูกดีเลย์ออกไป

Ch1 : สัญญาณ RTS ที่ AND กับสัญญาณ RTS ที่ถูกดีเลย์ออกไป

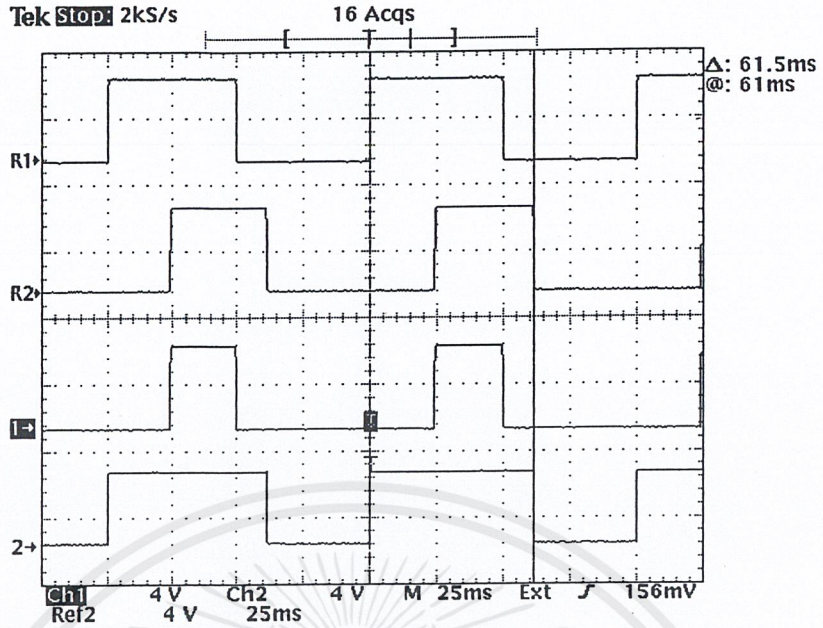


รูปที่ 4.5 สัญญาณที่ได้จากการ OR ระหว่างสัญญาณ RTS และสัญญาณ RTS ที่ถูกดีเลย์ออกไป

R1 : สัญญาณ RTS

R2 : สัญญาณ RTS ที่ถูกดีเลย์ออกไป

Ch1 : สัญญาณ RTS ที่ OR กับสัญญาณ RTS ที่ถูกดีเลย์ออกไป



รูปที่ 4.6 เปรียบเทียบสัญญาณที่ได้จากการ AND และ OR ระหว่างสัญญาณ RTS และ RTS (ดีเลย์)

- R1 : สัญญาณ RTS
- R2 : สัญญาณ RTS ที่ถูกดีเลย์ออกไป
- Ch1 : สัญญาณ RTS ที่ AND กับสัญญาณ RTS ที่ถูกดีเลย์ออกไป
- Ch2 : สัญญาณ RTS ที่ OR กับสัญญาณ RTS ที่ถูกดีเลย์ออกไป

4.3 ผลการทดลองของวงจรแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์

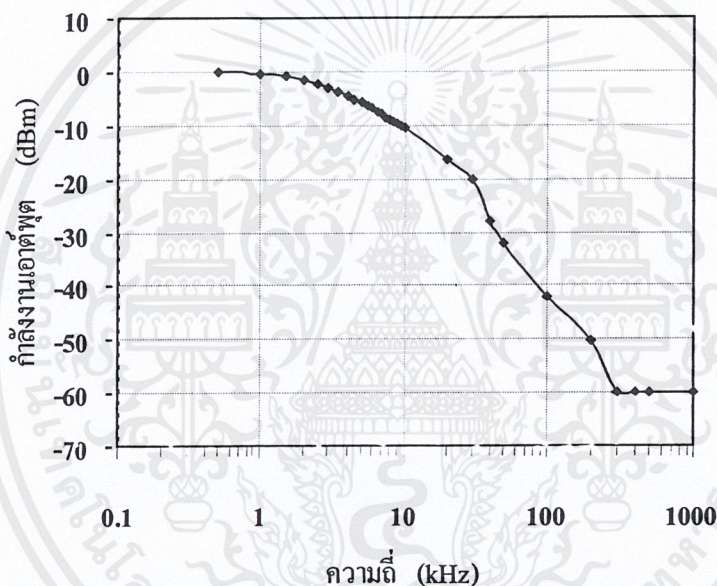
วงจรแบบต่ำผ่านเป็นชนิดพาสซีฟอันดับที่ 5 มีผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแสดงได้ดังตารางที่ 4.1 และรูปที่ 4.2

ความถี่ (kHz)	แรงดันเอาต์พุต (V)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (kHz)	แรงดันเอาต์พุต (V)	อัตราขยาย (dB)
0.5	2.000	0.000	8.0	0.720	-8.874
1.0	1.920	-0.355	8.5	0.680	-9.370
1.5	1.800	-0.915	9.0	0.656	-9.683
2.0	1.680	-1.514	9.5	0.624	-10.117
2.5	1.540	-2.270	10	0.592	-10.574
3.0	1.400	-3.098	20	0.298	-16.536
3.5	1.296	-3.768	30	0.194	-20.265
4.0	1.200	-4.437	40	0.080	-27.959
4.5	1.112	-5.099	50	0.050	-37.393

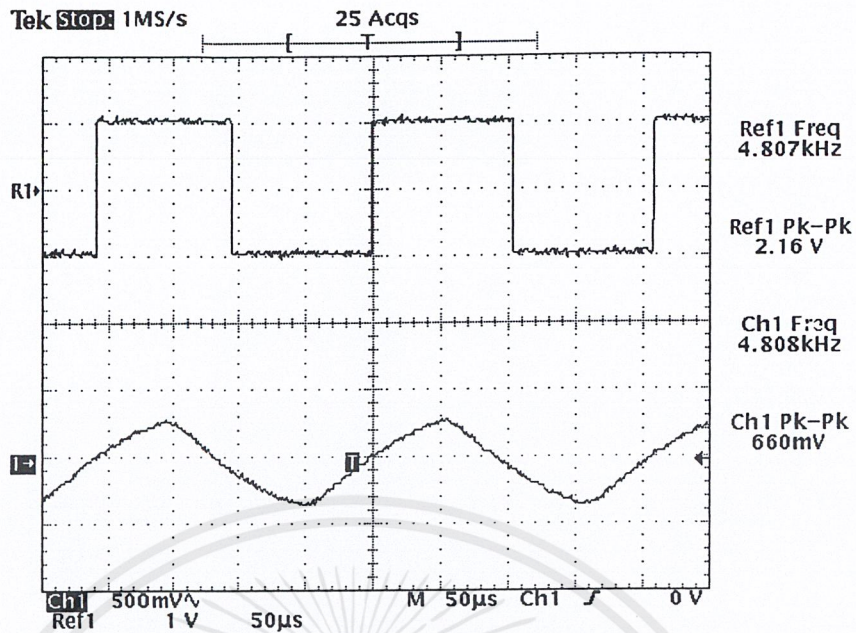
5.0	1.040	-5.680
5.5	0.968	-6.303
6.0	0.904	-6.897
6.5	0.848	-7.453
7.0	0.800	-7.959
7.5	0.752	-8.496

100	0.016	-41.938
200	0.006	-50.458
300	0.002	-60.000
400	0.002	-60.000
500	0.002	-60.000
1000	0.002	-60.000

ตารางที่ 4.1 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟ  
ความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.7 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟ  
ความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.8 สัญญาณเมื่อผ่านวงจรกรองแบบต่ำผ่านเกาส์เซียนชนิดพาสซีฟความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์

R1 : สัญญาณอินพุตสี่เหลี่ยมความถี่ 4.8 กิโลเฮิร์ตซ์

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

#### 4.4 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ป 433 เมกะเฮิร์ตซ์

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ปใช้ความถี่ที่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์ ประกอบด้วยวงจรย่อยภายในระบบ 4 ส่วนด้วยกัน ผลการทดลองในวงจรต่างๆประกอบด้วย

4.4.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์

4.4.2 ผลการทดลองจากวงจรฟรีสเกิลเลอร์

4.4.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์

- คริสตัลลออสซิลเลเตอร์ ความถี่ 6.40 เมกะเฮิร์ตซ์
- สัญญาณล็อกคีย์เทก (Lock Detect : LD)
- สัญญาณ  $\phi_R$  และ  $\phi_V$
- สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Controlled : MC)

4.4.4 ผลการทดลองจากวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

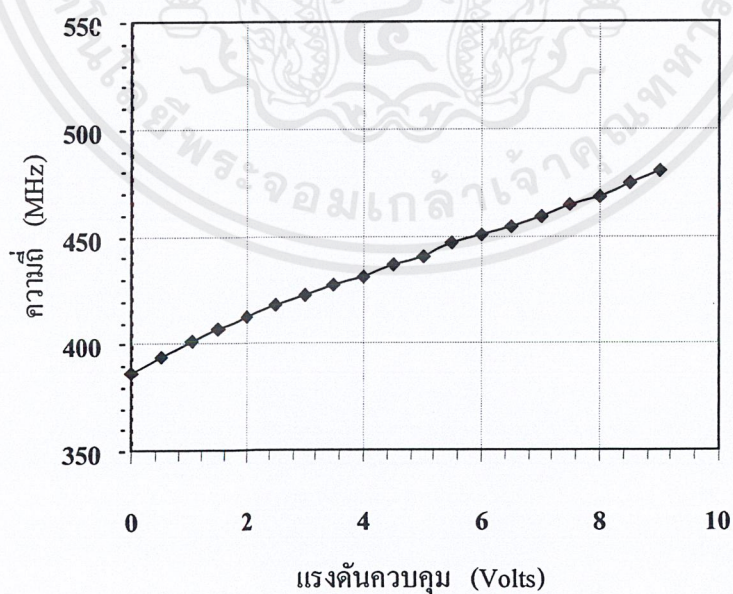
4.4.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์

4.4.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์

ผลการทดลองอยู่ในรูปแบบของตาราง และกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ใช้ควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้ เพื่อนำไปใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ปที่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์อีกทีหนึ่ง ผลการทดลองแสดงได้ตามตารางที่ 4.2 - 4.4 และรูปที่ 4.9 - 4.10

แรงดันควบคุม (Volts)	ความถี่ (MHz)	แรงดันควบคุม (Volts)	ความถี่ (MHz)
0	386.3	5	440.5
0.5	393.8	5.5	446.8
1	401.3	6	450.5
1.5	406.3	6.5	454.3
2	412.5	7	459.3
2.5	417.5	7.5	464.3
3	422.5	8	468
3.5	427.5	8.5	474.3
4	431.3	9	480.3
4.5	436.3		

ตารางที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้จาก  
วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

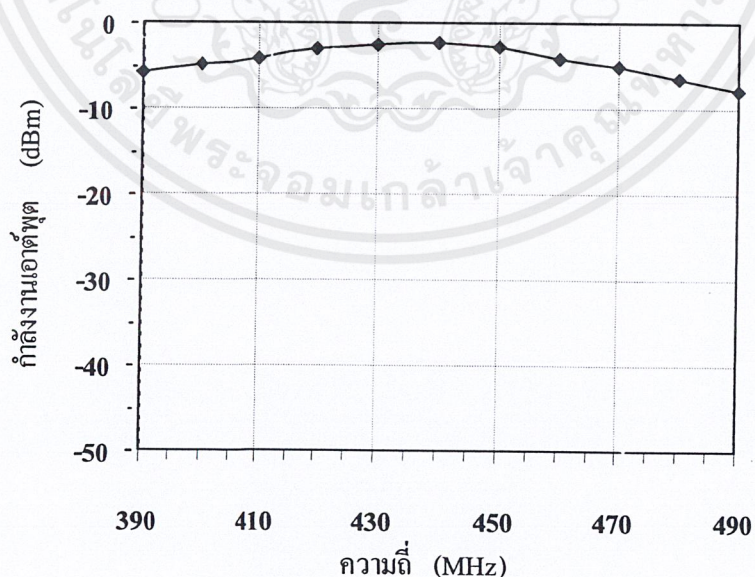


รูปที่ 4.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้จาก  
วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
390	-5.79
400	-4.97
410	-4.11
420	-3.1
430	-2.53
440	-2.39
450	-2.83
460	-4.11
470	-5.2
480	-6.6
490	-8

ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จาก  
วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

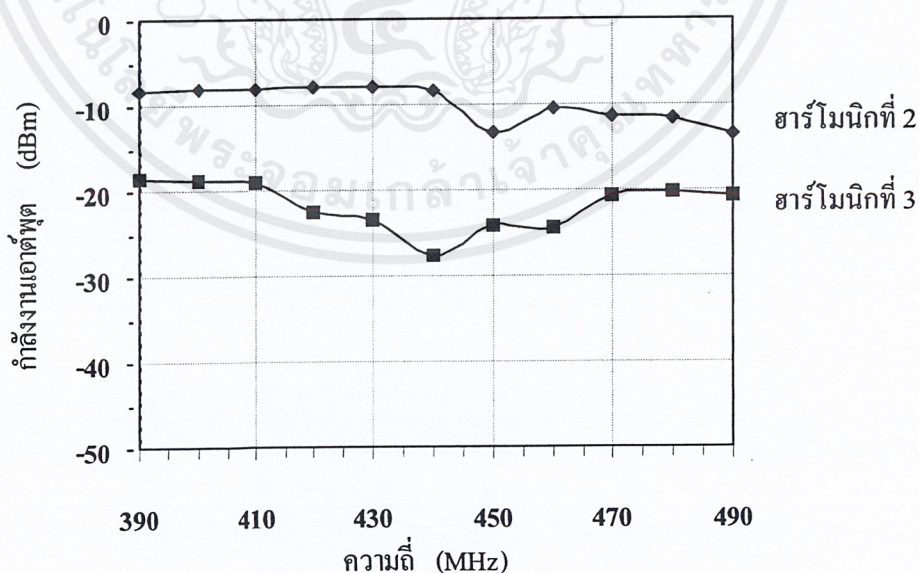


รูปที่ 4.10 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จาก  
วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ฮาร์โมนิกที่ 2 (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	ความถี่ฮาร์โมนิกที่ 3 (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
780	-8.37	1170	-18.63
800	-8.16	1200	-18.76
820	-8.08	1230	-19.07
840	-8.01	1260	-22.51
860	-8.01	1290	-23.51
880	-8.38	1320	-27.69
900	-13.34	1350	-24.24
920	-10.56	1380	-24.52
940	-11.4	1410	-20.79
960	-11.58	1440	-20.27
980	-13.57	1470	-20.78

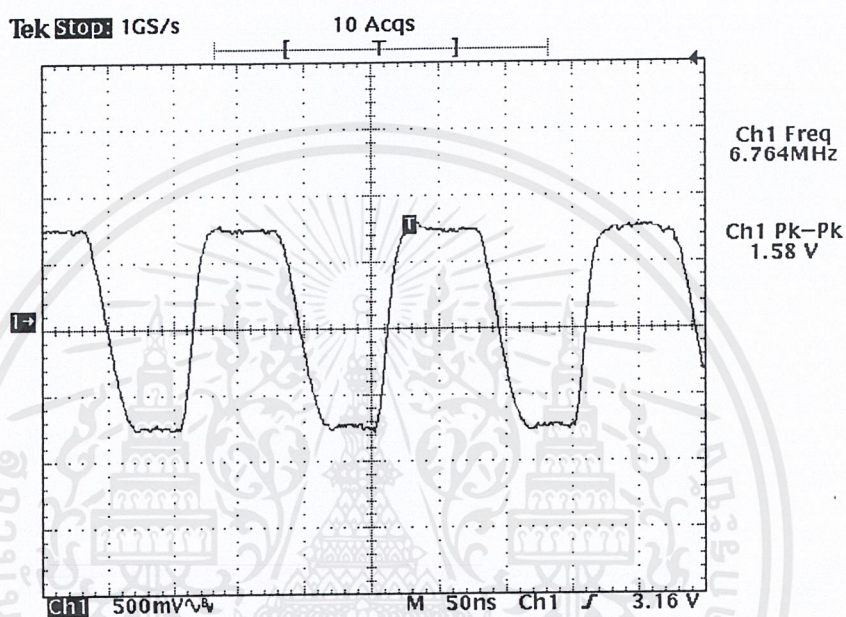
ตารางที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ฮาร์โมนิกที่ 2 และฮาร์โมนิกที่ 3 กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 4.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ฮาร์โมนิกที่ 2 และฮาร์โมนิกที่ 3 ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**4.4.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่ 433 เมกะเฮิรตซ์**  
 วงจรพริสเกลเลอร์ใช้ไอซีเบอร์ MC12034 ทำการหารที่ความถี่ 64/65 โดยอินพุตของ  
 วงจรพริสเกลเลอร์ได้มาจากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (ในหัวข้อ 4.4.1)  
 และเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพริสเกลเลอร์ (ขาที่ 4) จะถูกส่งต่อไปให้กับเฟสดีเทกเตอร์ (ขาที่ 1) ใน  
 MC145152-2 โดยทำการทดลองป้อนความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์ซึ่งมาจากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่า  
 ความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า ได้ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.12



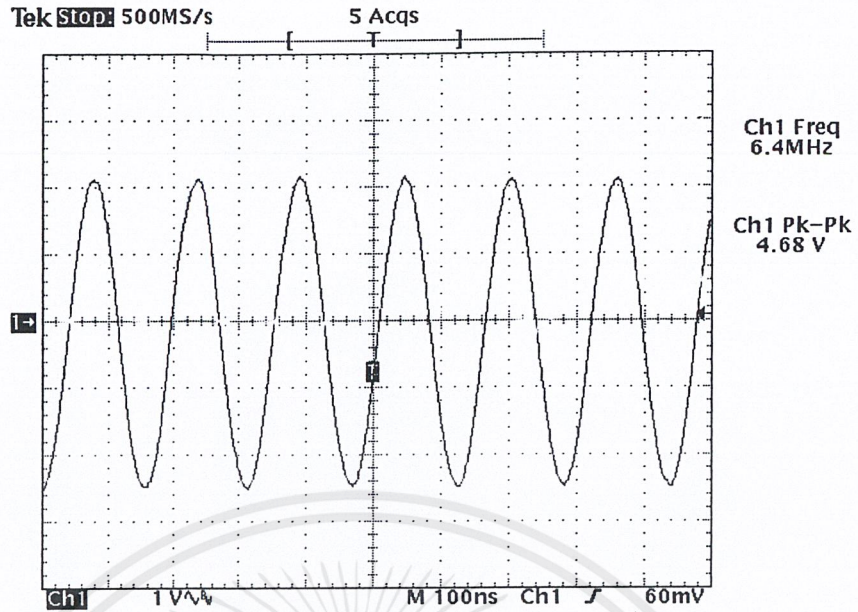
รูปที่ 4.12 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพริสเกลเลอร์

#### 4.4.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์

ในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์ใช้ไอซี  
 MC145152-2 ประกอบด้วยผลการทดลองแยกเป็นส่วนต่างๆ โดยเมื่อทำการล็อกความถี่แล้วมีผลการ  
 ทดลองดังนี้

- คริสตอลออสซิลเลเตอร์ ความถี่ 6.40 เมกะเฮิรตซ์

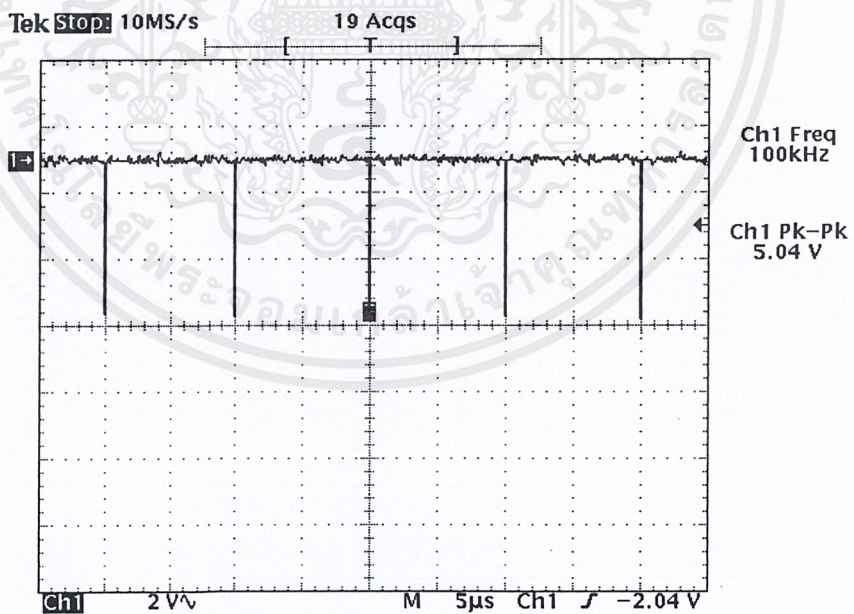
คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 6.40 เมกะเฮิรตซ์ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการ  
 เปรียบเทียบเฟสกับเอาต์พุตที่ได้จากพริสเกลเลอร์ ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 6.40 เมกะเฮิรตซ์ (ขา 26) ของ MC145152

- สัญญาณล็อกดีเทก (Lock Detect : LD)

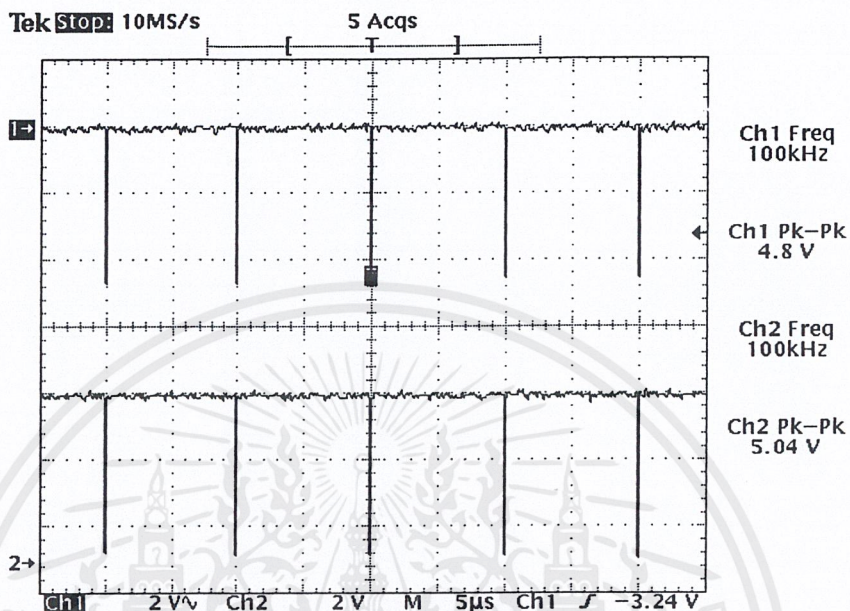
หากความถี่ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ถูกล็อกความถี่แล้ว สัญญาณที่ได้จากขา ล็อกดีเทก (ขาที่ 28) ของ MC145152-2 แสดงดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 สัญญาณที่ได้จากขา Lock Detect (ขาที่ 28) ของ MC145152-2

- สัญญาณ  $\phi_R$  และ  $\phi_V$

สัญญาณ  $\phi_R$  และ  $\phi_V$  ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นหรือลง หากวงจรสังเคราะห์ความถี่ล็อกความถี่แล้วจะได้รูปสัญญาณดังรูปที่ 4.15



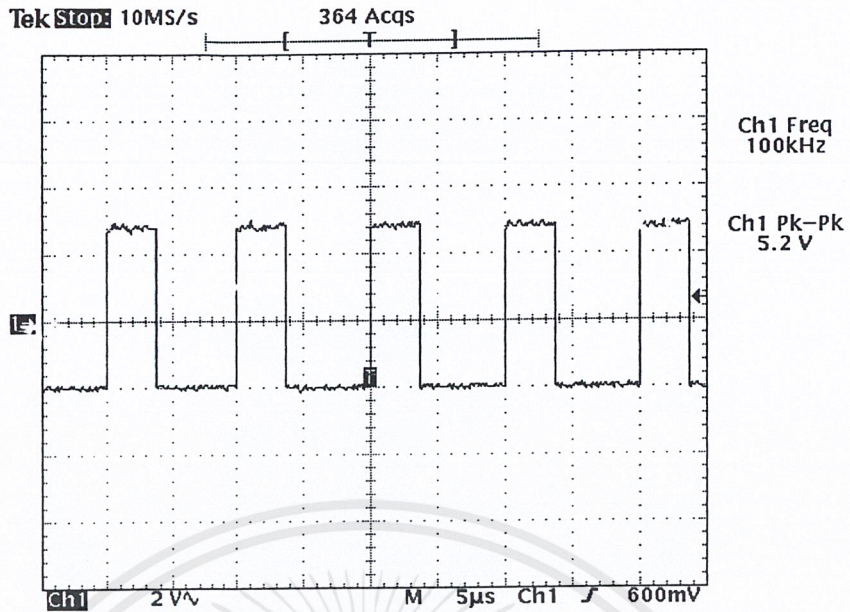
รูปที่ 4.15 สัญญาณที่ขา  $\phi_R$  (ขาที่ 7),  $\phi_V$  (ขาที่ 8) ของ MC145152-2

Ch1 : สัญญาณที่ได้จากขา  $\phi_R$

Ch2 : สัญญาณที่ได้จากขา  $\phi_V$

- สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Controlled : MC)

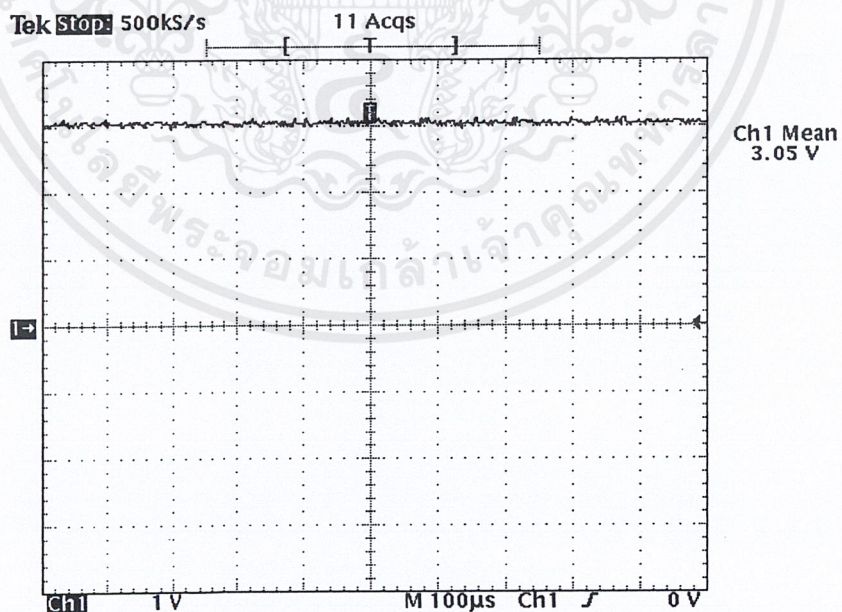
สัญญาณโมดูลัสคอนโทรลใช้ควบคุมการหารของพรีสเกลเลอร์ โดยคือ ไซเคิล (duty cycle) ที่ได้จะมีความสัมพันธ์กับการตั้งหารที่ขา  $A_0 - A_5$  และ  $N_0 - N_5$  และสัญญาณที่ได้จากโมดูลัสคอนโทรลแสดงดังรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 สัญญาณที่ได้จากขา MC (ขาที่ 9) ของ MC145152-2

#### 4.4.4 ผลการทดลองจากวงจรรูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

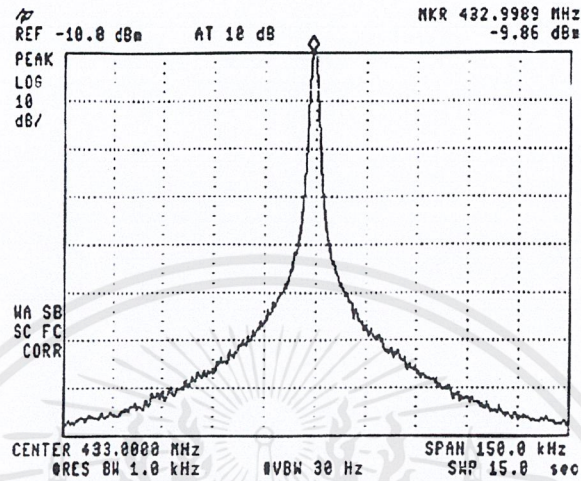
นำสัญญาณจากขา  $\phi_R$  (ขาที่ 7) และ  $\phi_V$  (ขาที่ 8) ของไอซี MC145152-2 ป้อนอินพุตให้กับวงจรรูปฟิลเตอร์เพื่อกรองเอาแต่ส่วนที่เป็นไฟตรง ซึ่งใช้เป็นแรงดันควบคุมป้อนกลับไปยังวงจรถ้าเนค สัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า เาต์พุตที่ได้จากวงจรรูปฟิลเตอร์แสดงจ้งรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 ระดับแรงดันไฟตรงที่ได้จากลูปฟิลเตอร์ที่ความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์

#### 4.4.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์

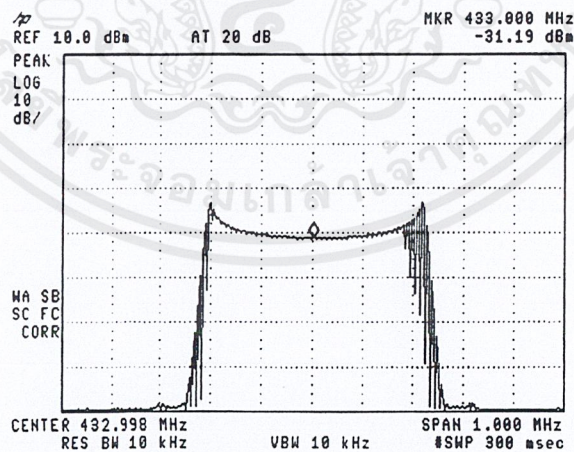
สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์หลังจากล็อกความถี่แล้วได้ผลเมื่อวัดด้วยสเปกตรัมอานาไลเซอร์เป็นดังรูปที่ 4.18 สัญญาณมีขนาดเท่ากับ



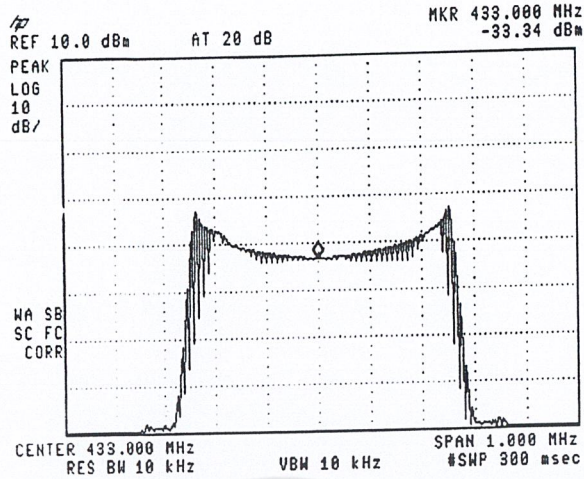
รูปที่ 4.18 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์

#### 4.5 ผลการทดลองเมื่อผ่านการมอดูเลตสัญญาณแบบเอฟเอ็ม (FM Modulator)

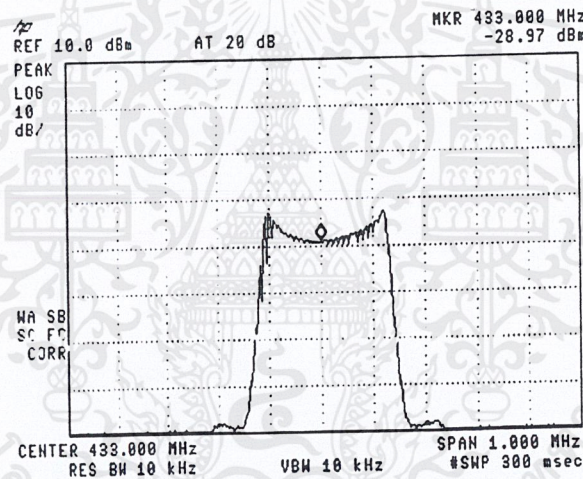
เมื่อทำการป้อนสัญญาณรูปซายน์ที่ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ เข้าไปมอดูเลตแบบเอฟเอ็มกับสัญญาณพาหะที่ความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์ ผลของสเปกตรัมเป็นดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 สเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาหะที่ถูกมอดูเลตแบบเอฟเอ็มกับสัญญาณไซน์ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห้ที่ถูกมอดูเลตแบบเอฟเอ็มกับสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์



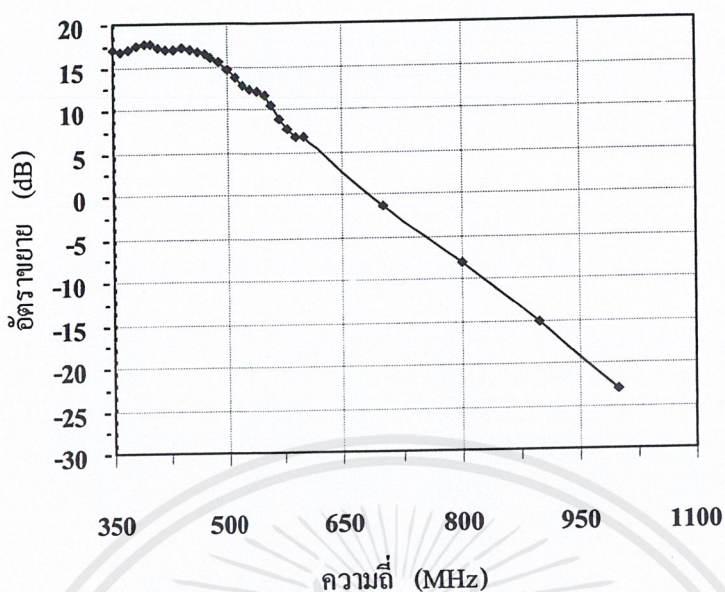
รูปที่ 4.21 สเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเอฟเอ็มกับสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเกาส์เซียน 5 กิโลเฮิร์ตซ์

#### 4.6 ผลการทดลองของวงจรขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

เนื่องจากการส่งสัญญาณระยะทางไกลๆต้องมีกำลังเอาต์พุตที่สูงคือ ถ้าสัญญาณยังมีกำลังมาก การส่งก็ยิ่งส่งไปได้ระยะทางไกล ดังนั้นจึงนำสัญญาณไปผ่านวงจรขยายเพื่อขับให้สัญญาณมีกำลังมากขึ้น ก่อนส่งผ่านสายอากาศออกไป ผลการทดลองเมื่อสัญญาณผ่านวงจรขยายแสดงได้ดังตารางที่ 4.5

ความถี่ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	อัตราขยาย (dB)
350	-3.07	16.93	500	-5.31	14.69
360	-3.29	16.71	510	-6.29	13.71
370	-3.04	16.96	520	-7.1	12.9
380	-2.55	17.45	530	-7.59	12.41
390	-2.24	17.76	540	-7.85	12.15
400	-2.38	17.62	550	-8.32	11.68
410	-2.74	17.26	560	-9.48	10.52
420	-2.99	17.01	570	-11.07	8.93
430	-2.97	17.03	580	-12.41	7.59
440	-2.88	17.12	590	-13.17	6.83
450	-3	17	600	-13.37	6.63
460	-3.2	16.8	700	-21.47	-1.47
470	-3.55	16.45	800	-28.07	-8.07
480	-3.9	16.1	900	-35.03	-15.03
490	-4.48	15.52	1000	-43.01	-23.01

ตารางที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตและอัตราขยายที่ได้จาก  
วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด -20 dBm

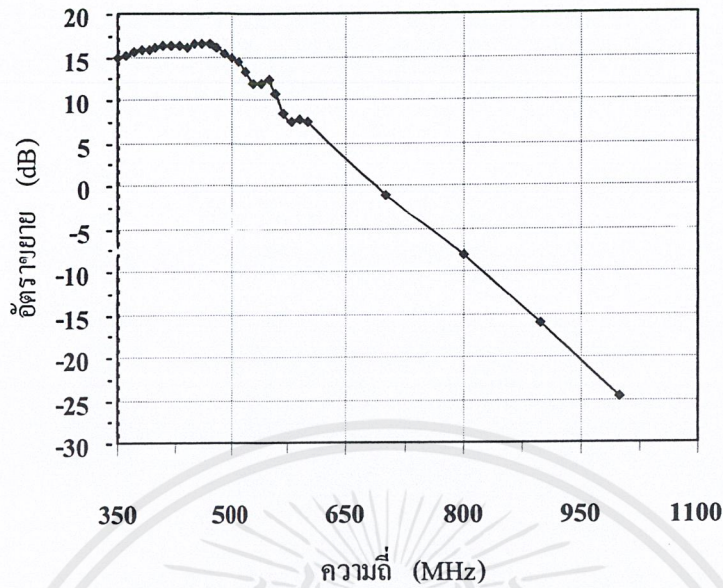


รูปที่ 4.22 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด  $-20$  dBm

กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
-20	-2.89	-9	8.49	2	18.52
-19	-1.87	-8	9.49	3	18.87
-18	-0.86	-7	10.33	4	19.1
-17	0.87	-6	11.3	5	19.24
-16	1.14	-5	12.33	6	19.38
-15	2.16	-4	13.36	7	19.5
-14	3.19	-3	14.44	8	19.61
-13	4.23	-2	15.37	9	19.71
-12	5.28	-1	16.46	10	19.75
-11	6.31	0	17.25	11	19.82
-10	7.35	1	17.98	12	19.91

ตารางที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตและอัตราขยายที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด  $0$  dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

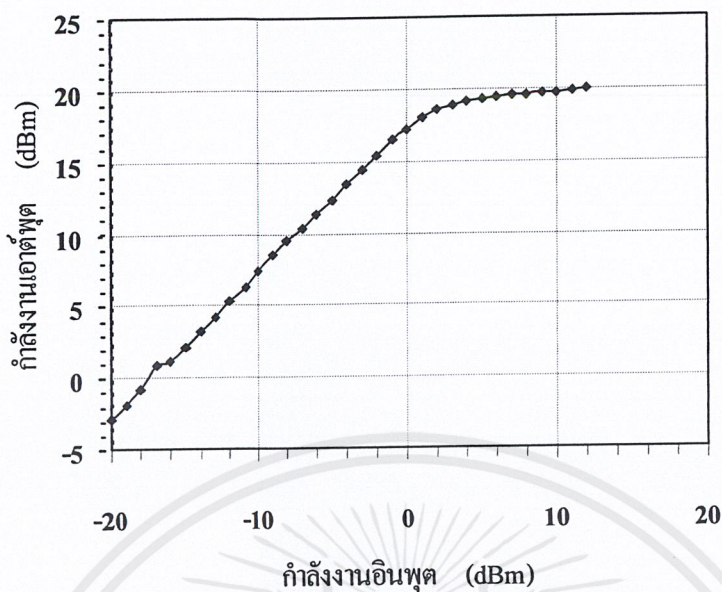


รูปที่ 4.23 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด 0 dBm

กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
-20	-2.89	-9	8.49	2	18.52
-19	-1.87	-8	9.49	3	18.87
-18	-0.86	-7	10.33	4	19.1
-17	0.87	-6	11.3	5	19.24
-16	1.14	-5	12.33	6	19.38
-15	2.16	-4	13.36	7	19.5
-14	3.19	-3	14.44	8	19.61
-13	4.23	-2	15.37	9	19.71
-12	5.28	-1	16.46	10	19.75
-11	6.31	0	17.25	11	19.82
-10	7.35	1	17.98	12	19.91

ตารางที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ

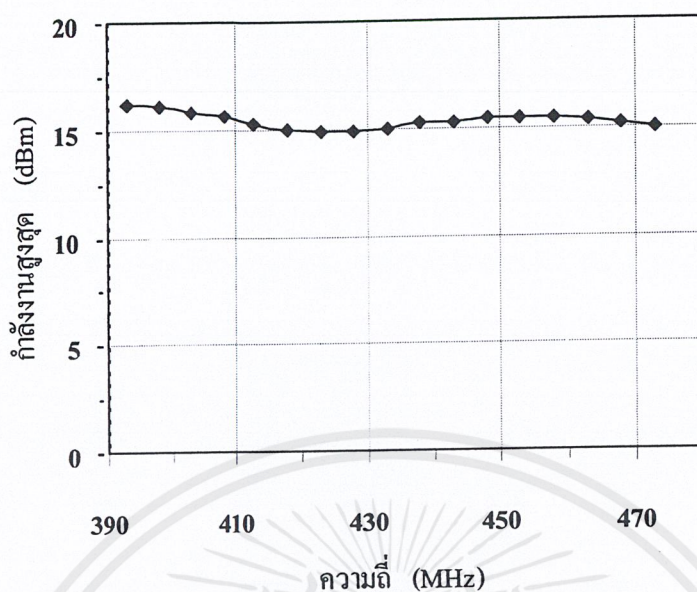
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.24 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ

ความถี่ (MHz)	กำลังงานสูงสุด (dBm)	ความถี่ (MHz)	กำลังงานสูงสุด (dBm)
393	16.23	438	15.21
398	16.08	443	15.28
403	15.83	448	15.42
408	15.63	453	15.47
413	15.21	458	15.45
418	15.01	463	15.33
423	14.9	468	15.19
428	14.89	473	15
433	14.97		

ตารางที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานสูงสุดที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ



รูปที่ 4.25 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังงานสูงสุดที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ

#### 4.7 ผลการทดลองของวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดพาสซีฟอันดับที่ 5

ความถี่คัทออฟที่ 500 เมกะเฮิรตซ์

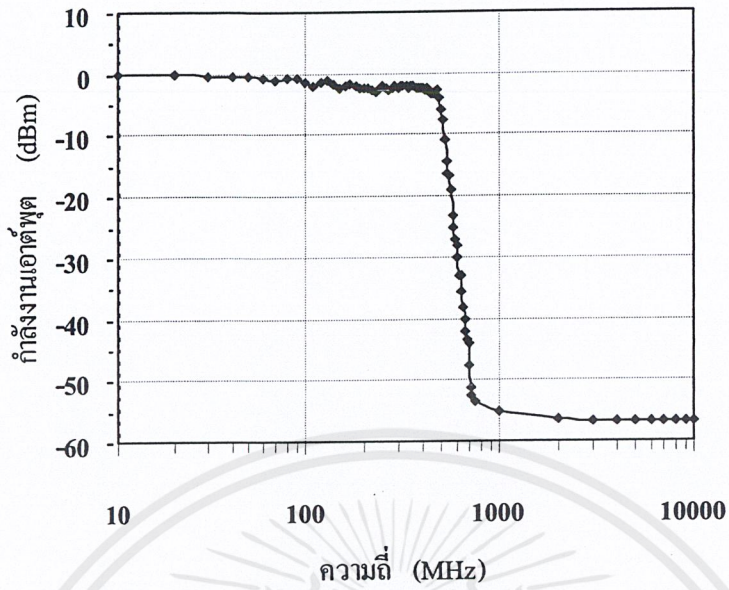
ผลตอบสนองทางความถี่แสดงดังตารางที่ 4.9 และรูปที่ 4.26

ความถี่ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	ความถี่ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	ความถี่ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
10	-0.25	290	-1.99	570	-23.22
20	-0.05	300	-2.21	580	-25.13
30	-0.32	310	-2.19	590	-27.2
40	-0.37	320	-1.89	500	-28.15
50	-0.34	330	-1.91	610	-30.14
60	-0.64	340	-2.26	620	-32.92
70	-0.94	350	-2.14	630	-33.12
80	-0.84	360	-2.06	640	-35.49
90	-0.77	370	-2.34	650	-38.14
100	-1.41	380	-2.49	660	-40.12
110	-1.89	390	-2.39	670	-42.18
120	-1.41	400	-2.49	680	-43.55
130	-1.07	410	-2.63	690	-44.13
140	-1.75	420	-2.53	700	-47.59
150	-2.4	430	-2.7	710	-51.14
160	-2.11	440	-3.31	720	-52.53
170	-1.79	450	-3.43	750	-53.53
180	-2.16	460	-2.94	1000	-55.13
190	-2.52	470	-2.66	2000	-56.53
200	-2.32	480	-2.8	3000	-56.87
210	-2.22	490	-3.89	4000	-56.87
220	-2.82	500	-5.91	5000	-56.87
230	-3.07	510	-7.72	6000	-56.87
240	-2.48	520	-10.68	7000	-56.87
250	-1.93	530	-14.27	8000	-56.87
260	-2.41	540	-16.3	9000	-56.87
270	-2.71	550	-16.81	10000	-56.87
280	-2.28	560	-18.97		

ตารางที่ 4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้มาจากวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ธ

### ชนิดพาสซีฟอันดับที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้มาจากวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ท  
ชนิดพาสซีฟอันดับที่ 3 ความถี่คัทออฟที่ 500 เมกะเฮิรตซ์

## ภากรับ

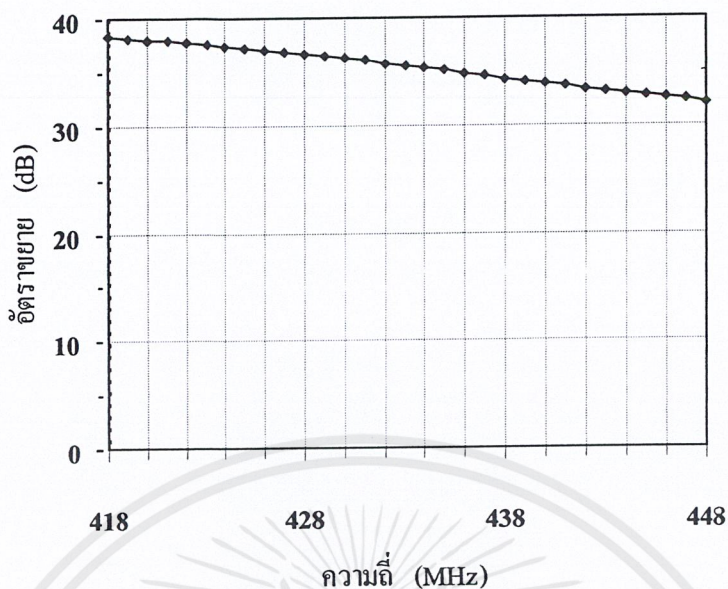
## Receiver

## 4.8 ผลการทดลองวงจรรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)

ผลการทดลองวงจรรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ แสดงในรูปความถี่กับอัตราขยาย ดังตารางที่ 4.10 หรือรูปที่ 4.27 และความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตดังตารางที่ 4.11 หรือรูปที่ 4.28

ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)
418.0	38.260	428.0	36.700	438.0	34.320
419.0	38.190	429.0	36.490	439.0	34.030
420.0	38.020	430.0	36.240	440.0	33.800
421.0	37.890	431.0	36.030	441.0	33.600
422.0	37.800	432.0	35.790	442.0	33.370
423.0	37.610	433.0	35.530	443.0	33.160
424.0	37.410	434.0	35.290	444.0	32.940
425.0	37.270	435.0	35.080	445.0	32.680
426.0	37.090	436.0	34.790	446.0	32.520
427.0	36.890	437.0	34.560	447.0	32.290

ตารางที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับอัตราขยายของวงจรรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

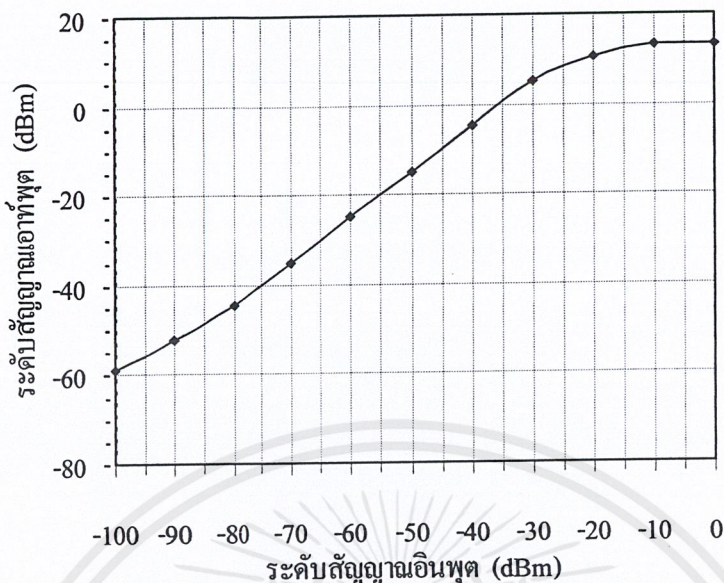


รูปที่ 4.27 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)
0.0	13.360
-10.0	13.050
-20.0	10.700
-30.0	5.280
-40.0	-4.570
-50.0	-14.830
-60.0	-24.910
-70.0	-34.970
-80.0	-44.620
-90.0	-52.320
-100.0	-58.810

ตารางที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

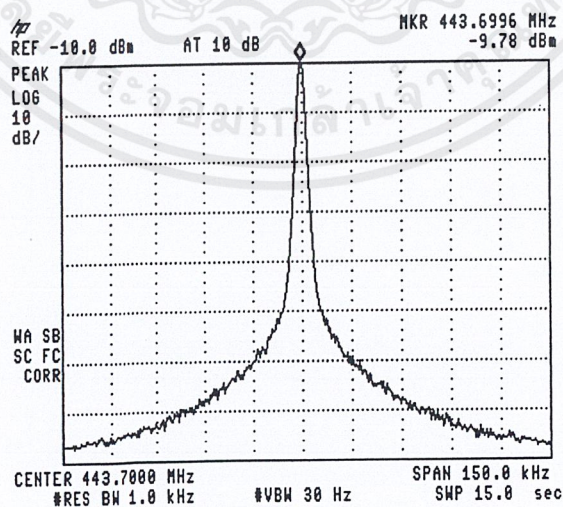
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.28 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรอบวงวนต่ำ

4.9 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 443.7 เมกะเฮิร์ตซ์

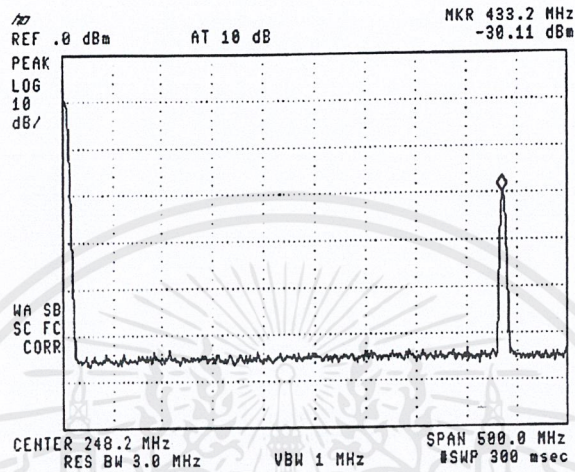
สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ 443.7 เมกะเฮิร์ตซ์โดยใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่วงจรถูกเปรียบเทียบกับวงจรสังเคราะห์ความถี่ทางด้านภาคส่ง เมื่อวัดด้วยสเปกตรัมอานาไลเซอร์เป็นดังรูปที่ 4.29 สัญญาณมีขนาดเท่ากับ



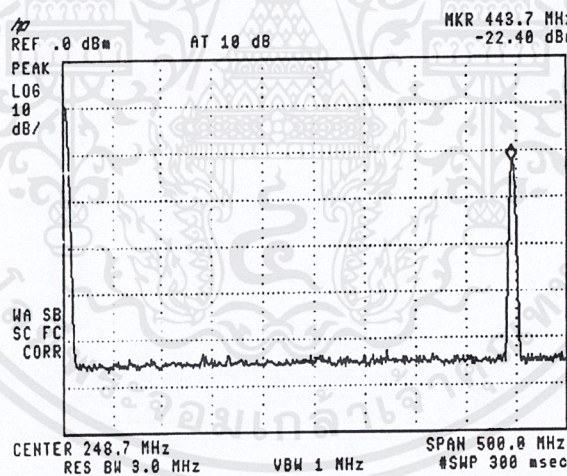
รูปที่ 4.29 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 443.7 เมกะเฮิร์ตซ์

#### 4.10 ผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์ความถี่ (Frequency Mixer)

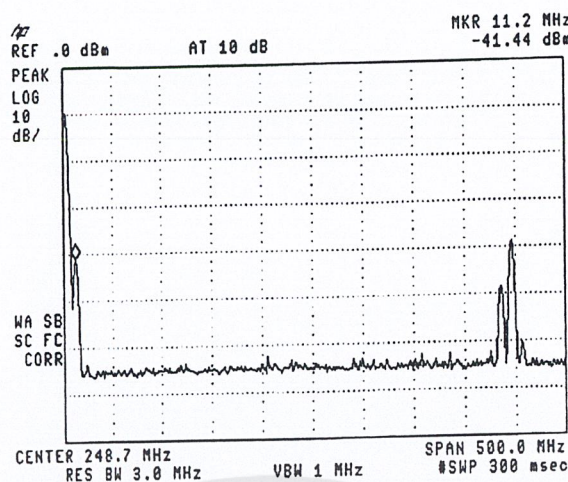
วงจรมิกเซอร์ทำหน้าที่ลดความถี่จาก 433 เมกะเฮิร์ตซ์มาเป็นความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (ความถี่กลาง) ทำการวัดผลด้วยสเปกตรัมอานาไลซ์เซอร์ โดยป้อนสัญญาณอินพุตจากเครื่องซิกแนลเจเนอเรเตอร์ที่ความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์และความถี่ 443.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.32



รูปที่ 4.30 สเปกตรัมของสัญญาณวิทยุความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์ (มีการลดทอนภายนอก 20 dB)



รูปที่ 4.31 สเปกตรัมของสัญญาณวิทยุความถี่ 443.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (มีการลดทอนภายนอก 20 dB)



รูปที่ 4.32 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ความถี่ (มีการลดทอนภายนอก 20 dB)

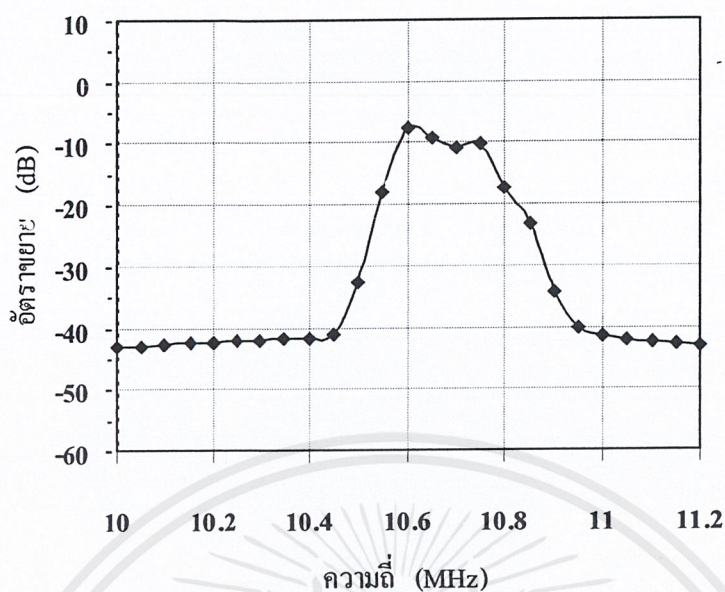
#### 4.11 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 10.7 เมกะเฮิรตซ์

ผลการวัดการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่โดยใช้เซรามิกซ์ฟิลเตอร์แสดงได้ดังตารางที่ 4.12 และกราฟดังรูปที่ 4.33

ความถี่ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	อัตราขยาย (dB)
10	-63.21	-43.21	10.65	-29.32	-9.32
10.05	-62.97	-42.97	10.7	-30.87	-10.87
10.1	-62.67	-42.67	10.75	-30.34	-10.34
10.15	-62.43	-42.43	10.8	-37.2	-17.2
10.2	-62.29	-42.29	10.85	-43.19	-23.19
10.25	-62.1	-42.1	10.9	-54.29	-34.29
10.3	-61.98	-41.98	10.95	-60.17	-40.17
10.35	-61.89	-41.89	11	-61.46	-41.46
10.4	-61.76	-41.76	11.05	-61.98	-41.98
10.45	-61.03	-41.03	11.1	-62.41	-42.41
10.5	-52.49	-32.49	11.15	-62.69	-42.69
10.55	-38.14	-18.14	11.2	-63.21	-43.21
10.6	-27.68	-7.68			

ตารางที่ 4.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.33 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

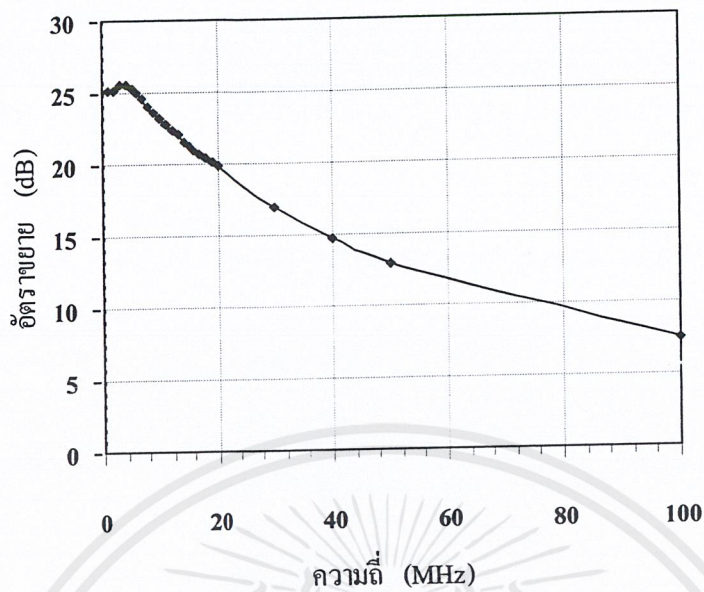
#### 4.12 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง

ผลการทดลองของวงจรขยายกำลังความถี่กลาง แสดงดังตารางที่ 4.13-4.15 และรูปที่ 4.34-4.36

ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)
1	25.07	9	23.63	17	20.73
2	25.08	10	23.16	18	20.46
3	25.6	11	22.75	19	20.11
4	25.51	12	22.36	20	19.82
5	25.3	13	22.04	30	17.01
6	24.97	14	21.58	40	14.71
7	24.52	15	21.31	50	12.92
8	24.08	16	21.04	100	7.45

ตารางที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จาก

วงจรขยายกำลังความถี่กลางเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด  $-20$  dBm

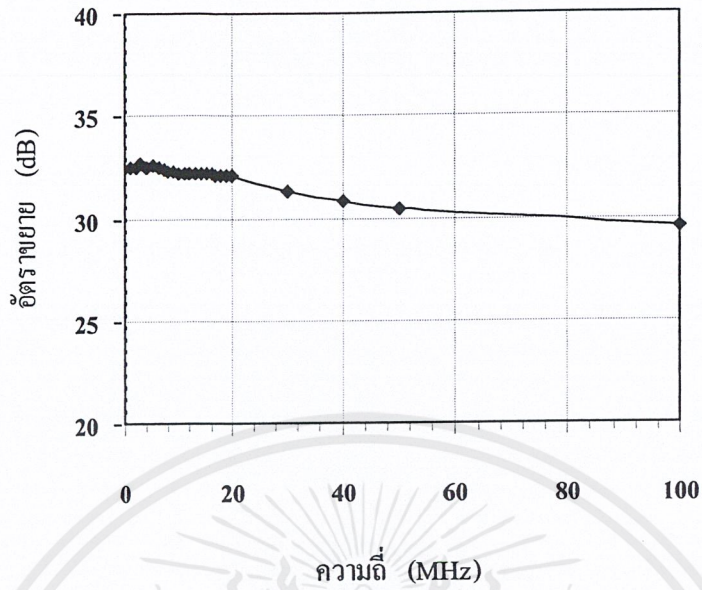


รูปที่ 4.34 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จาก  
วงจรถ่ายกำลังความถี่กลางเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด  $-20$  dBm

ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)
1	25.07	13	32.18
2	32.46	14	32.16
3	32.69	15	32.15
4	32.46	16	32.16
5	32.57	17	32.08
6	32.45	18	32.12
7	31.83	19	32.13
8	32.29	20	32.07
9	32.25	30	31.31
10	32.15	40	30.79
11	32.18	50	30.48
12	32.18	100	29.52

ตารางที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จาก  
วงจรถ่ายกำลังความถี่กลางเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด  $0$  dBm

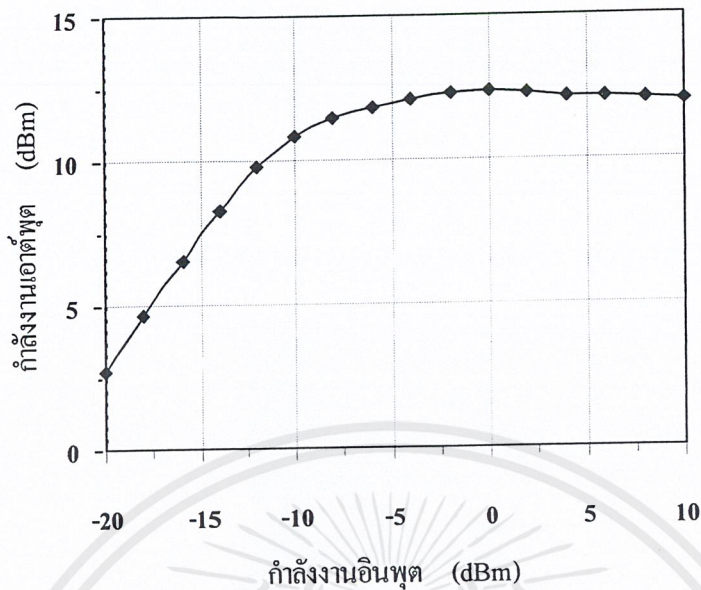
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.35 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายที่ได้จาก  
วงจรขยายกำลังความถี่กลางเมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาด 0 dBm

กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
-20	-20	-4	12.11
-18	-18	-2	12.27
-16	-16	0	12.36
-14	-14	2	12.29
-12	-12	4	12.18
-10	-10	6	12.18
-8	-8	8	12.11
-6	-6	10	12.01

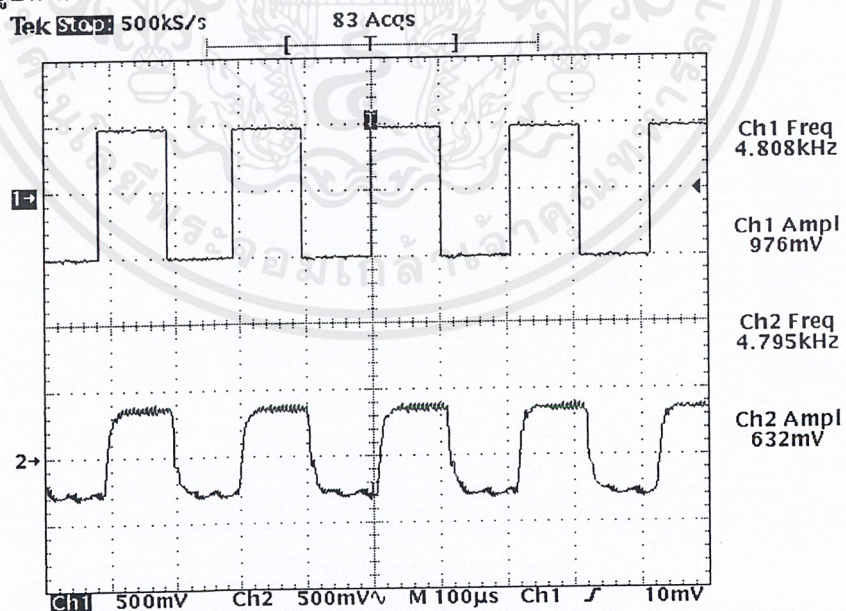
ตารางที่ 4.15 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุต  
ที่ได้จากวงจรขยายกำลังความถี่กลาง



รูปที่ 4.36 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุต  
ที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง

#### 4.13 ผลการทดลองเมื่อผ่านวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์

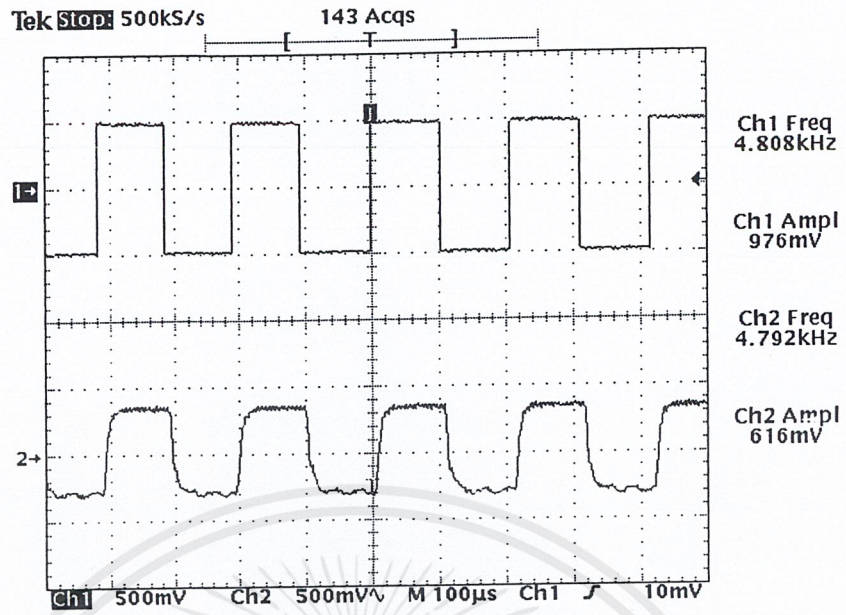
ผลการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณความถี่กลางที่มอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่ 4.8 กิโลเฮิรตซ์ แสดง  
ดังรูปที่ 4.37 ถึงรูปที่ 4.41



รูปที่ 4.37 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตของวงจรมอดูเลเตอร์กับสัญญาณเอาต์พุต  
ของวงจรดีมอดูเลเตอร์ที่ระดับสัญญาณคลื่นพาห์  $-30$  dBm

Ch1 : สัญญาณอินพุตที่เข้าวงจรมอดูเลเตอร์ Ch2 : สัญญาณเอาต์พุตของวงจรดีมอดูเลเตอร์

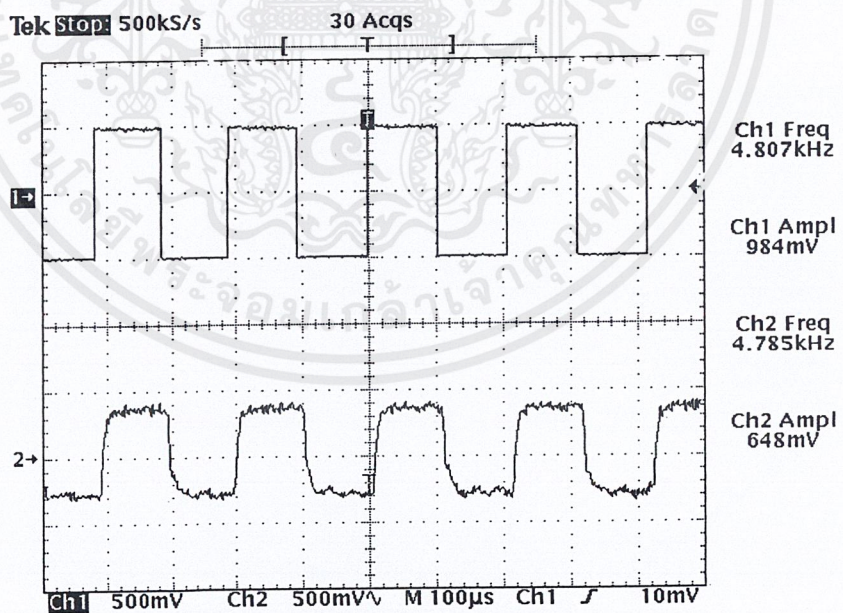
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.38 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตของวงจรมอดูเลเตอร์กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ที่ระดับสัญญาณคลื่นพาห์  $-50$  dBm

Ch1 : สัญญาณอินพุตที่เข้าวงจรมอดูเลเตอร์

Ch2 : สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์

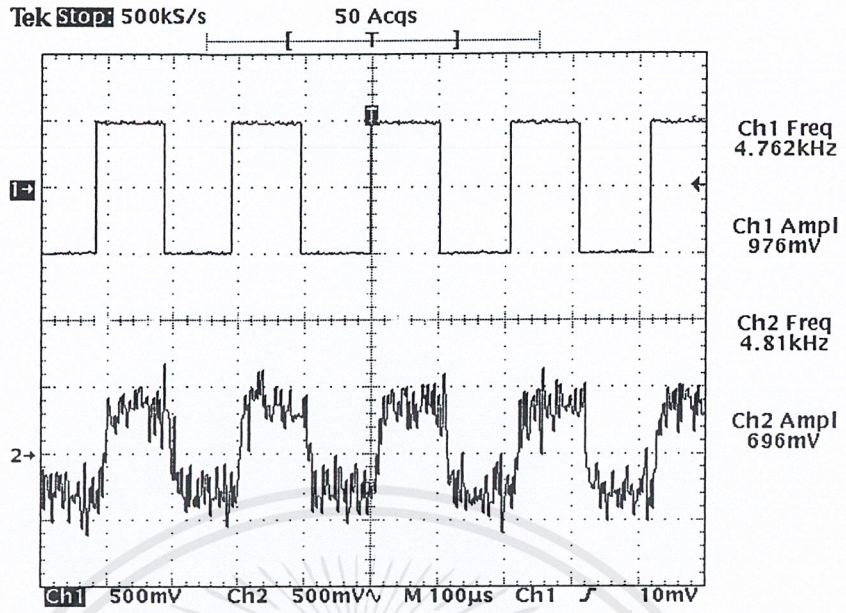


รูปที่ 4.39 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตของวงจรมอดูเลเตอร์กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ที่ระดับสัญญาณคลื่นพาห์  $-80$  dBm

Ch1 : สัญญาณอินพุตที่เข้าวงจรมอดูเลเตอร์

Ch2 : สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์

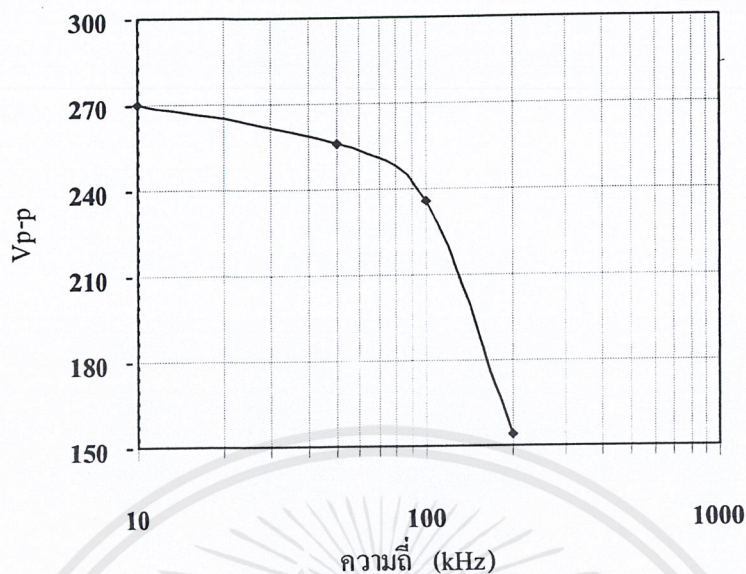
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.40 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตของวงจรมอดูเลเตอร์กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ที่ระดับสัญญาณคลื่นพาห์  $-100$  dBm  
**Ch1** : สัญญาณอินพุตที่เข้าวงจรมอดูเลเตอร์  
**Ch2** : สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์

ความถี่ kHz	แรงดันเอาต์พุต mV
1	272
2	272
3	272
4	272
5	272
10	270
50	256
100	236
200	154

ตารางที่ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับสัญญาณที่มอดูเลต  
 ได้ที่ระดับสัญญาณเอพเอ็มอินพุต 300 mV



รูปที่ 4.41 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุต กับสัญญาณที่คีมออสโคสโคปได้ที่ระดับสัญญาณเอพเอ็มอินพุต 300 mV

#### 4.14 ผลการทดลองของวงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์

วงจรกรองแบบต่ำผ่านบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์อันดับที่ 4 มีผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรแสดงได้ดังตารางที่ 4.17 และรูปที่ 4.42

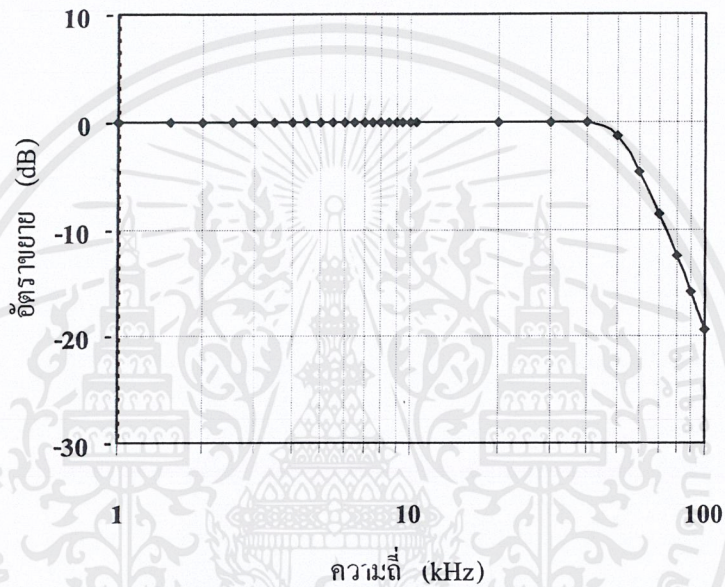
ความถี่ (kHz)	แรงดันเอาต์พุต (V)	อัตรายบาย (dB)	ความถี่ (kHz)	แรงดันเอาต์พุต (V)	อัตรายบาย (dB)
1.0	1.000	0.000	8.5	1.000	0.000
1.5	1.000	0.000	9.0	1.000	0.000
2.0	1.000	0.000	9.5	1.000	0.000
2.5	1.000	0.000	10.0	1.000	0.000
3.0	1.000	0.000	10.5	1.000	0.000
3.5	1.000	0.000	20	1.000	0.000
4.0	1.000	0.000	30	1.000	0.000
4.5	1.000	0.000	40	1.000	0.000
5.0	1.000	0.000	50	0.860	-1.310
5.5	1.000	0.000	60	0.584	-4.672
6.0	1.000	0.000	70	0.372	-8.589

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

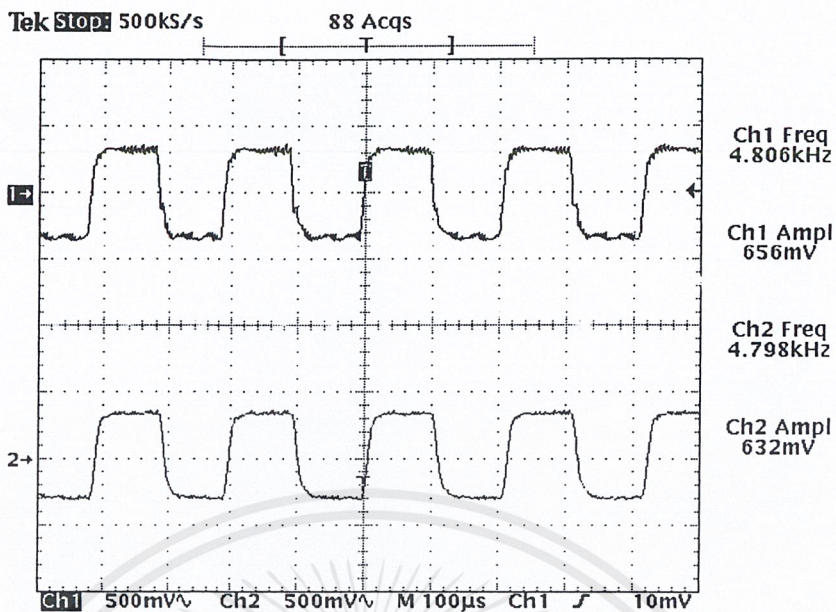
6.5	1.000	0.000
7.0	1.000	0.000
7.5	1.000	0.000
8.0	1.000	0.000

80	0.236	-12.542
90	0.162	-15.810
100	0.108	-19.332

ตารางที่ 4.17 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแบบต่ำผ่านแบตเตอรี่วีร์ท  
ชนิดเอกที่ฟความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์

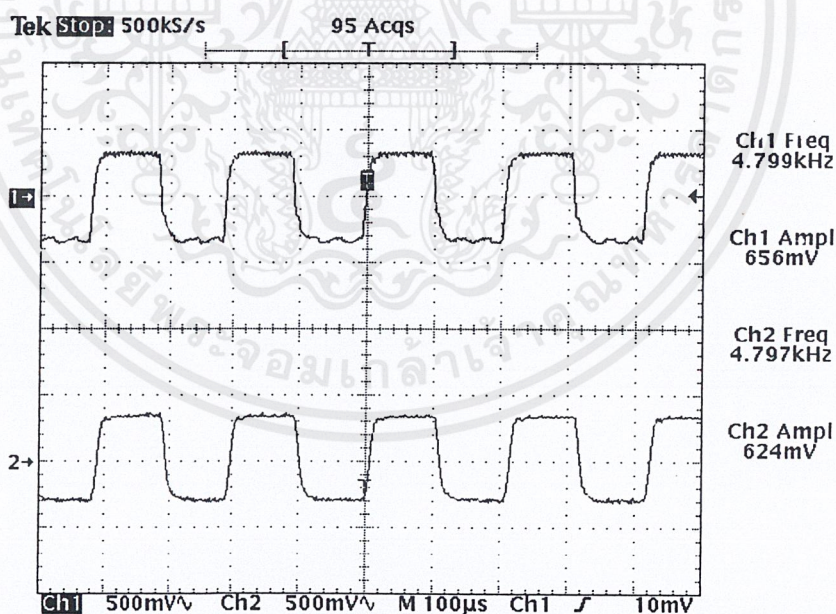


รูปที่ 4.42 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแบบต่ำผ่าน  
แบตเตอรี่วีร์ท ชนิดเอกที่ฟความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์



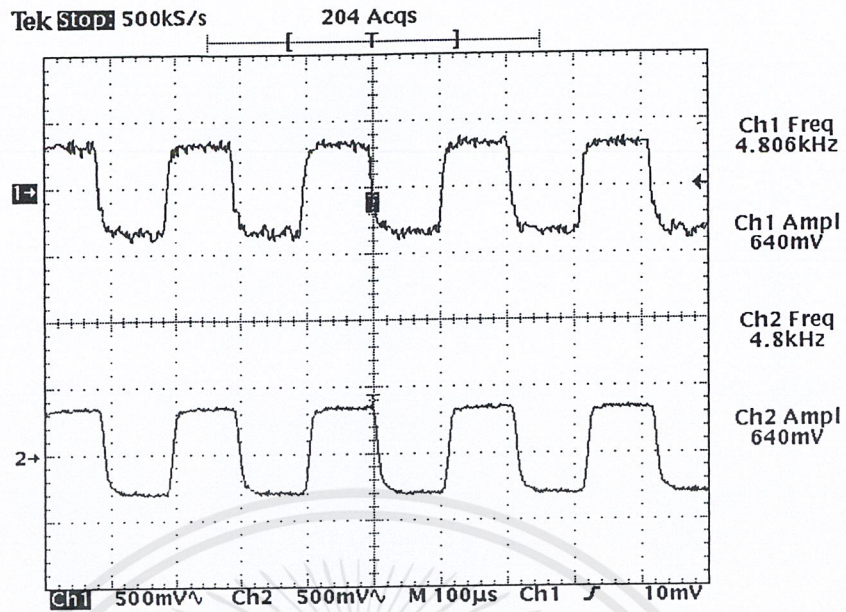
รูปที่ 4.43 สัญญาณที่ตีมอดูเลตได้หลังผ่านวงจรกรองแบบต่ำผ่านแบตเตอรี่วีร์รชชนิดแอกทีฟอันดับที่ 4 ความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณคลื่นพาห์  $-30$  dBm

Ch1 : สัญญาณที่ตีมอดูเลตได้  
 Ch2 : สัญญาณที่ตีมอดูเลตได้



รูปที่ 4.44 สัญญาณที่ตีมอดูเลตได้หลังผ่านวงจรกรองแบบต่ำผ่านแบตเตอรี่วีร์รชชนิดแอกทีฟอันดับที่ 4 ความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณคลื่นพาห์  $-50$  dBm

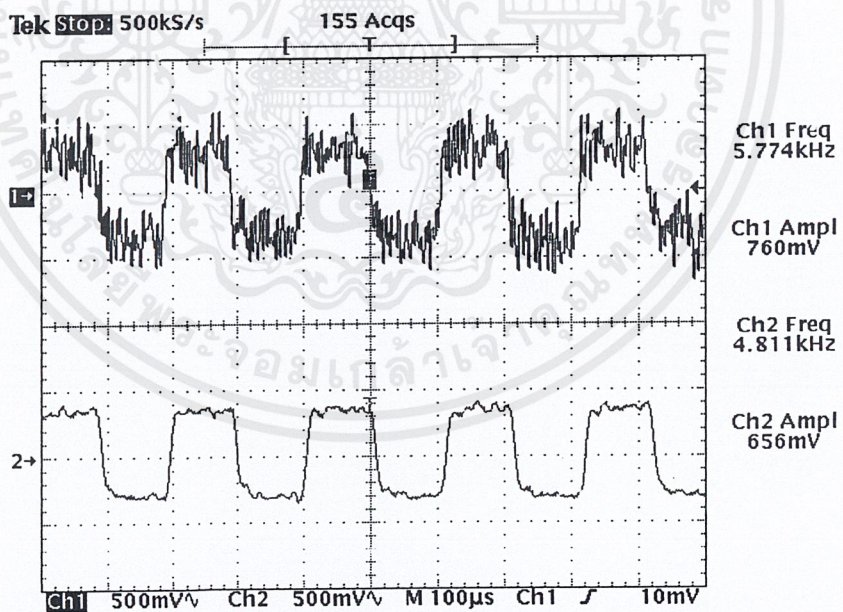
Ch1 : สัญญาณที่ตีมอดูเลตได้  
 Ch2 : สัญญาณที่ตีมอดูเลตได้



รูปที่ 4.45 สัญญาณที่ตีมอดูเลตได้หลังผ่านวงจรกรองแบบต่ำผ่านบิตเตอร์เวิร์ทชนิดเอกที่ฟอนที่ 4 ความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณคลื่นพาห์  $-80$  dBm

Ch1 : สัญญาณที่ตีมอดูเลตได้

Ch2 : สัญญาณที่ตีมอดูเลตได้



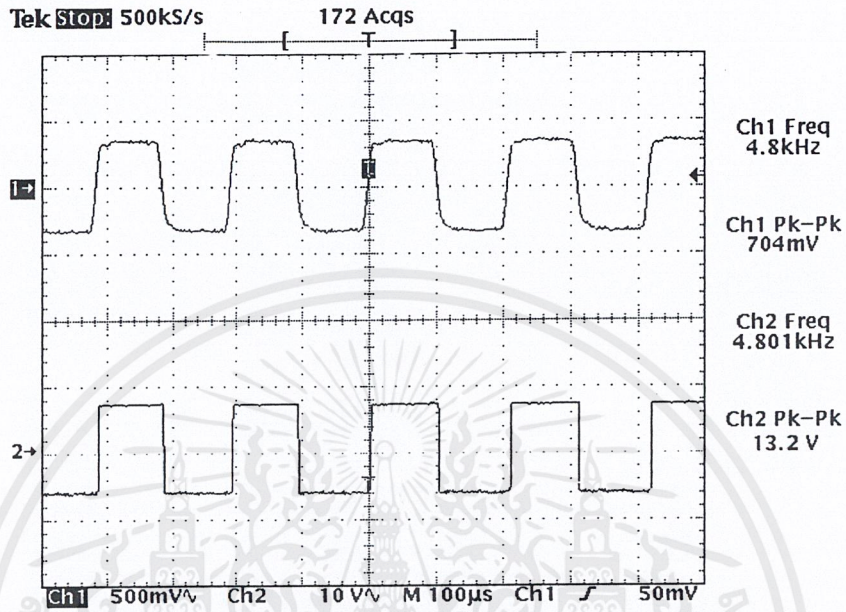
รูปที่ 4.46 สัญญาณที่ตีมอดูเลตได้หลังผ่านวงจรกรองแบบต่ำผ่านบิตเตอร์เวิร์ทชนิดเอกที่ฟอนที่ 4 ความถี่คัทออฟ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณคลื่นพาห์  $-100$  dBm

Ch1 : สัญญาณที่ตีมอดูเลตได้

Ch2 : สัญญาณที่ตีมอดูเลตได้

4.15 ผลการทดลองของวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ (Voltage Comparator)

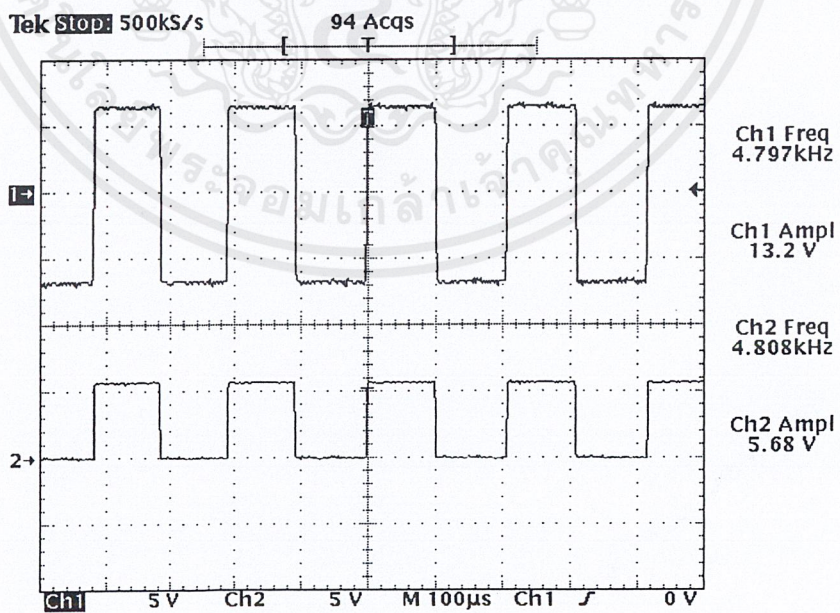
ผลการเปรียบเทียบระดับสัญญาณของสัญญาณที่ได้จากการคีมออสซิลอสโคป แล้วกรองด้วยวงจรกรอง แสดงได้ดังรูปที่ 4.46 และในรูปที่ 4.47 แสดงผลการตัดสัญญาณเฉพาะซีกบวกเพื่อให้สามารถนำไปใช้งานกับไอซีทีทีแอลได้



รูปที่ 4.46 สัญญาณก่อนและหลังผ่านวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ

Ch1 : สัญญาณที่คีมออสซิลอสโคปได้ (หลังผ่านวงจรกรอง)

Ch2 : สัญญาณหลังผ่านวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ



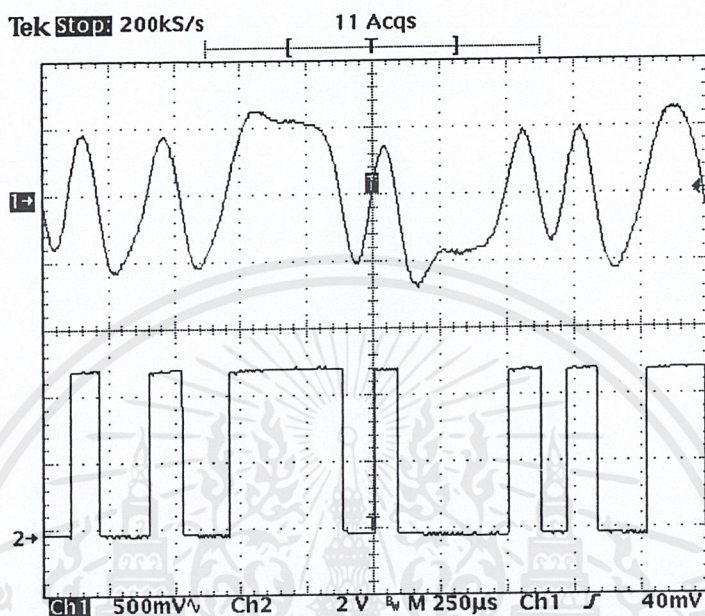
รูปที่ 4.47 สัญญาณก่อนและหลังผ่านวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ

Ch1 : สัญญาณที่คีมออสซิลอสโคปได้ (หลังวงจรกรอง) Ch2 : สัญญาณหลังผ่านวงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

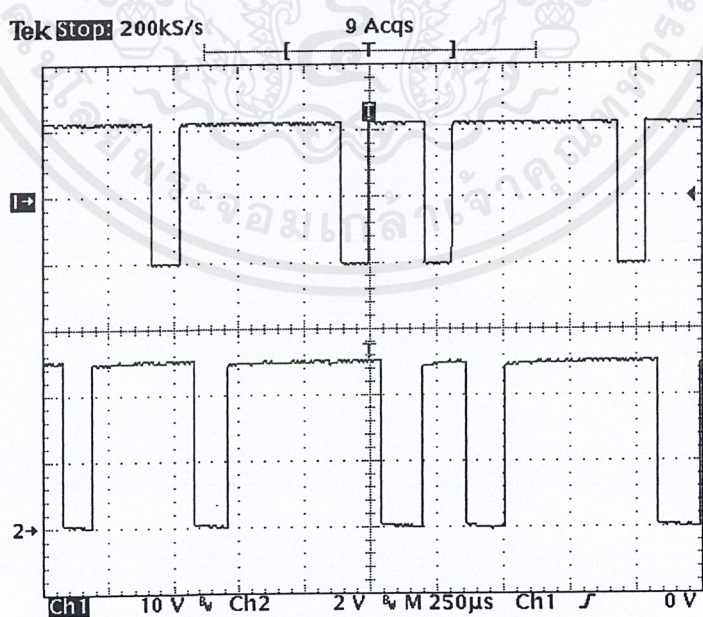
#### 4.16 ผลการทดลองเมื่อนำโมเด็มมาต่อเข้ากับคอมพิวเตอร์ทางพอร์ตาร์เอส-232

ที่แสดงมาก่อนหน้านี้เป็นผลที่ได้จากวงจรแต่ละส่วน ในส่วนนี้เป็นผลการทดลองเมื่อนำโมเด็มมาต่อเข้ากับคอมพิวเตอร์ทางพอร์ตาร์เอส-232 แล้วทำการรับส่งสัญญาณกันโดยใช้ซอฟต์แวร์ที่เขียนขึ้นมาจาก Visual Basic 6.0 ผลการทดลองแสดงรูปสัญญาณต่างๆ ได้ตามรูปที่ 4.48 และรูปที่ 4.49 ดังนี้



รูปที่ 4.48 เปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้ที่คีมอคูเลตได้และสัญญาณที่ผ่านวงจรคอมพิวเตอร์

Ch1 : สัญญาณที่คีมอคูเลตได้      Ch2 : สัญญาณเมื่อผ่านวงจรคอมพิวเตอร์



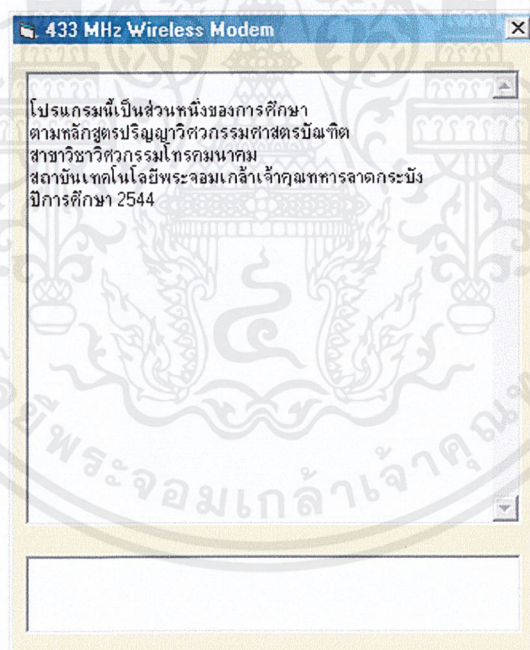
รูปที่ 4.49 เปรียบเทียบสัญญาณที่ด้านส่งและสัญญาณที่ด้านรับ

Ch1 : สัญญาณที่ด้านส่ง      Ch2 : สัญญาณที่ด้านรับ

ผลจากการรับส่งระหว่างคอมพิวเตอร์กับคอมพิวเตอร์ สามารถส่งได้เป็นระยะทางไม่ต่ำกว่า 35 เมตร และสามารถส่งได้จากชั้น 1 ไปยังชั้น 3 ตึกวิศวกรรมโทรคมนาคม โดยผลการรันโปรแกรมบนคอมพิวเตอร์แสดงดังรูปที่ 4.50 และ รูปที่ 4.51 ดังนี้



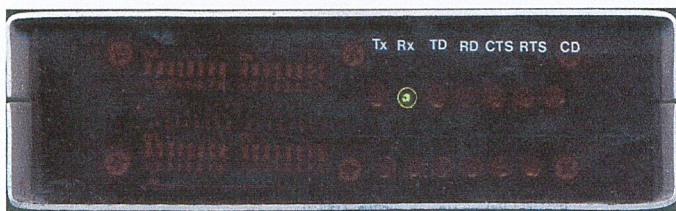
รูปที่ 4.50 ภาพหน้าจอเมื่อรันโปรแกรม



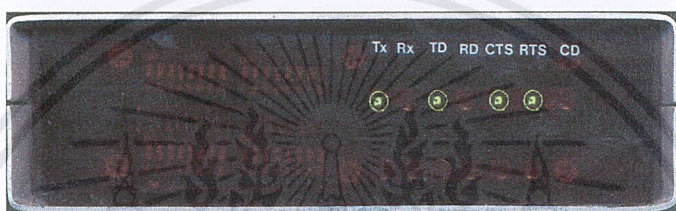
รูปที่ 4.51 ผลการส่งข้อความจากคอมพิวเตอร์ต้นทางไปยังคอมพิวเตอร์ปลายทาง

ในลักษณะเช่นเดียวกัน เมื่อส่งข้อความจากปลายทางมายังต้นทางก็จะสามารถแสดงผลได้ดังรูปที่ 4.51

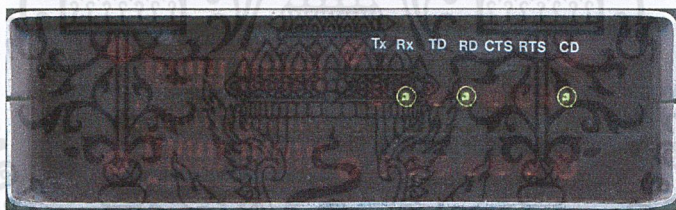
ในการรับส่งข้อมูลของโมเด็ม มีการแสดงสถานะการรับส่งหรือรอรับข้อมูลจากปลายทางเป็นการติดดับของหลอดแอลอีดี (LED) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.52 ถึงรูปที่ 4.54 ดังนี้



รูปที่ 4.52 รูปไฟแสดงสถานะด้านหน้าโมเด็มขณะรอรับข้อมูล



รูปที่ 4.53 รูปไฟแสดงสถานะด้านหน้าโมเด็มขณะส่งข้อมูล



รูปที่ 4.54 รูปไฟแสดงสถานะด้านหน้าโมเด็มขณะรับข้อมูล

## บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

ปริญญาานิพนธ์นี้ได้ทำการคำนวณและสร้างโมเด็มไร้สายความถี่ 433 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยสามารถส่งข้อมูลที่เป็นตัวอักษรระหว่างคอมพิวเตอร์ด้วยความเร็ว 9600 บิตต่อวินาที ซึ่งในการทำปริญญาานิพนธ์นี้พบปัญหาต่างๆ ได้แก่ การต่ออุปกรณ์ลงบนแผ่นพีซีบีที่ออกแบบมาให้ใช้กับอุปกรณ์ขนาดเล็ก ทั้งนี้ผู้ที่ทำการเชื่อมต่ออุปกรณ์ลงบนแผ่นพีซีบีต้องมีความระมัดระวังอย่างยิ่ง ต้องตรวจสอบดูขาของอุปกรณ์ทุกตัวว่าได้เชื่อมต่อแล้วหรือไม่ หากระหว่างการเชื่อมต้อมีเศษของตะกั่วเลยข้ามออกไปสัมผัสยังเส้นลายวงจรข้างเคียงทำให้เกิดการลัดวงจร ซึ่งอาจทำให้เกิดความเสียหายได้ หรือหากในช่วงการบัดกรีหัวแรงไปสัมผัสกับอุปกรณ์ใกล้เคียงอาจส่งผลให้อุปกรณ์เกิดความเสียหายและวงจรไม่สัมฤทธิ์ผล หลังจากต่อวงจรเสร็จแล้วในช่วงของการวัดผลก็ยากที่จะมาตรวจสอบและหาจุดผิดพลาดของวงจรได้ ทั้งนี้ต้องอาศัยเครื่องมือที่เหมาะสม เช่น ใช้คีมจับอุปกรณ์ที่มีปลายเรียวแหลม เลือกใช้เส้นตะกั่วขนาดเล็ก หัวแรงก็ต้องใช้ที่มีลักษณะปลายเล็กแหลมและมีระดับความร้อนที่เหมาะสมด้วย จึงจะสามารถเชื่อมต่อกับวงจรได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในปริญญาานิพนธ์นี้ได้แก้ไขเรื่องสัญญาณรบกวน คือ การกราวด์ดิ้ง (Grounding) การชิลด์ (Shielding) และสุดท้ายนี้คือความยุ่งยากในการต่อวงจรความถี่สูงเนื่องจากยังขาดประสบการณ์ ความรู้ความชำนาญเพราะจะมีปัญหาที่สำคัญ คือ การรบกวนกันเองของความถี่สูง ทำให้การควบคุมความถี่ให้ได้ตามค่าที่ต้องการทำได้ยากมากขึ้น พร้อมทั้งอุปกรณ์และข้อมูลเกี่ยวกับวงจรความถี่สูงหาซื้อได้ยากและมีราคาค่อนข้างสูง ในลายวงจรควรทำการคัปปลิงไฟเลี้ยงของวงจรให้เพียงพอเพื่อไม่ให้ความถี่สูงไปรบกวนวงจรในส่วนอื่นได้ การใช้สายไฟในวงจรไม่ควรยาวจนเกินไป เพราะในความถี่สูง สายไฟจะประพฤติตัวเป็นหัวเหนี่ยวานา ในปริญญาานิพนธ์นี้ได้แก้ไขปัญหานี้ของการพันค่าตัวเหนี่ยวานาให้ได้ค่าที่ต้องการโดยใช้โปรแกรมช่วยในการออกแบบ และเลือกใช้ตัวเหนี่ยวานาแบบสายนำสัญญาณไมโครสตริบ (Microstrip Transmission Line Inductor) นั่นคือใช้ โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิต

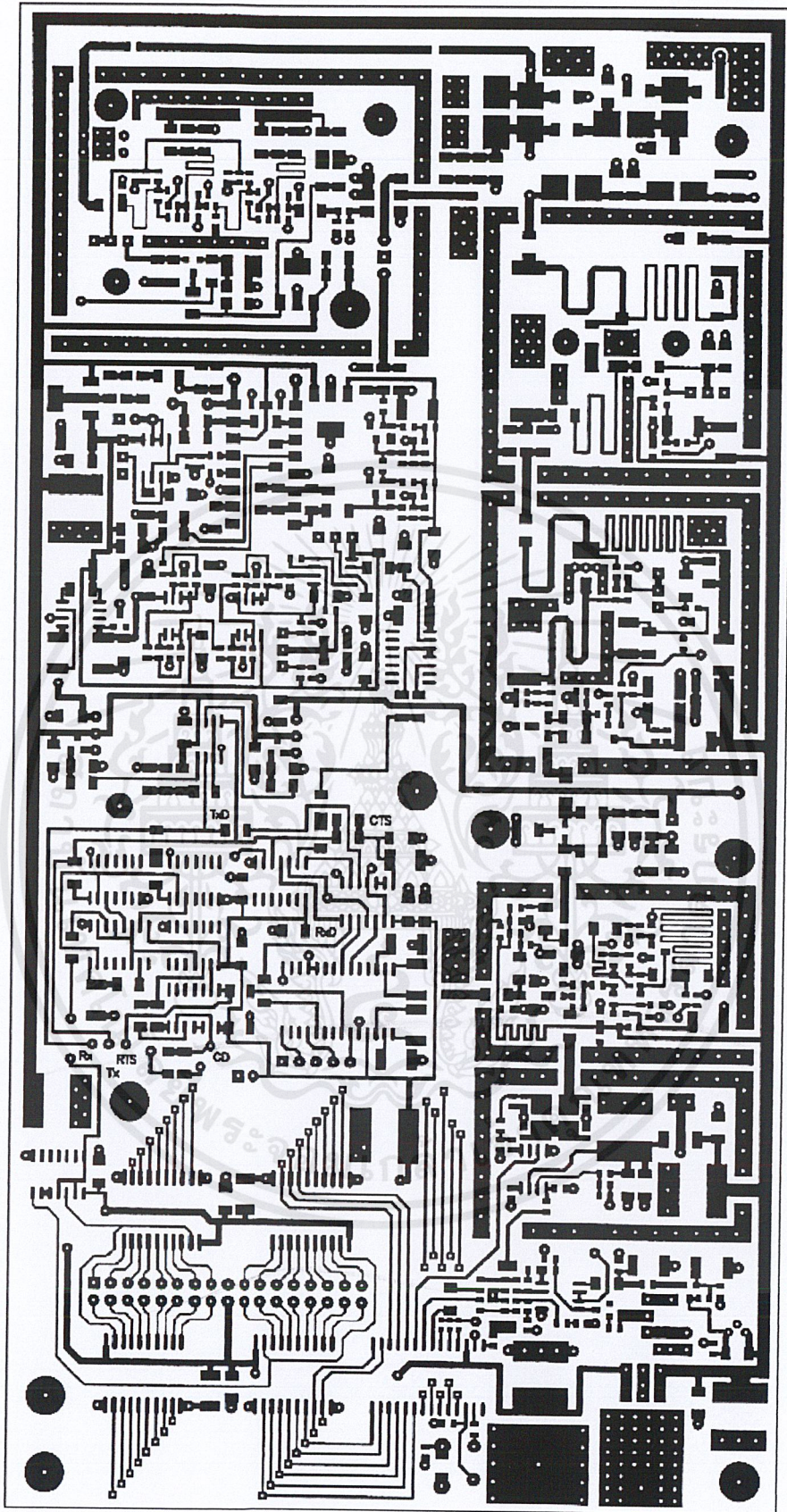
### แนวทางในการพัฒนาและประยุกต์ใช้

เราสามารถทำการพัฒนาปริญญาานิพนธ์นี้ให้เป็นเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Network) และสามารถเพิ่มความเร็วในการส่งข้อมูลให้มากกว่า 9600 บิตต่อวินาที ออกแบบวงจรบนแผ่นพีซีบีให้มีขนาดเล็กลง และทำการรับส่งได้แบบสองทาง (Full Duplex)



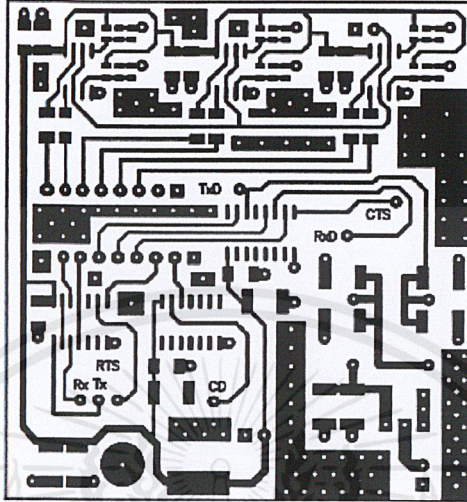
## ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

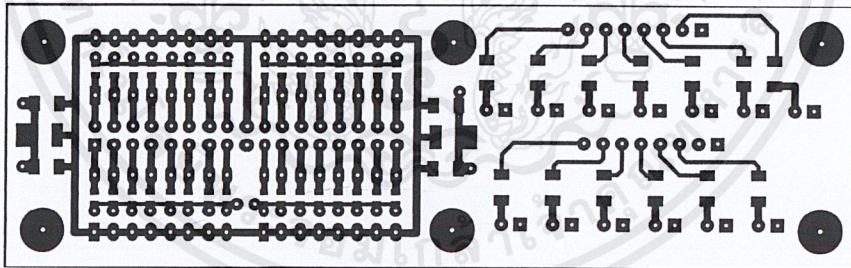


ลายวงจรรวม (1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

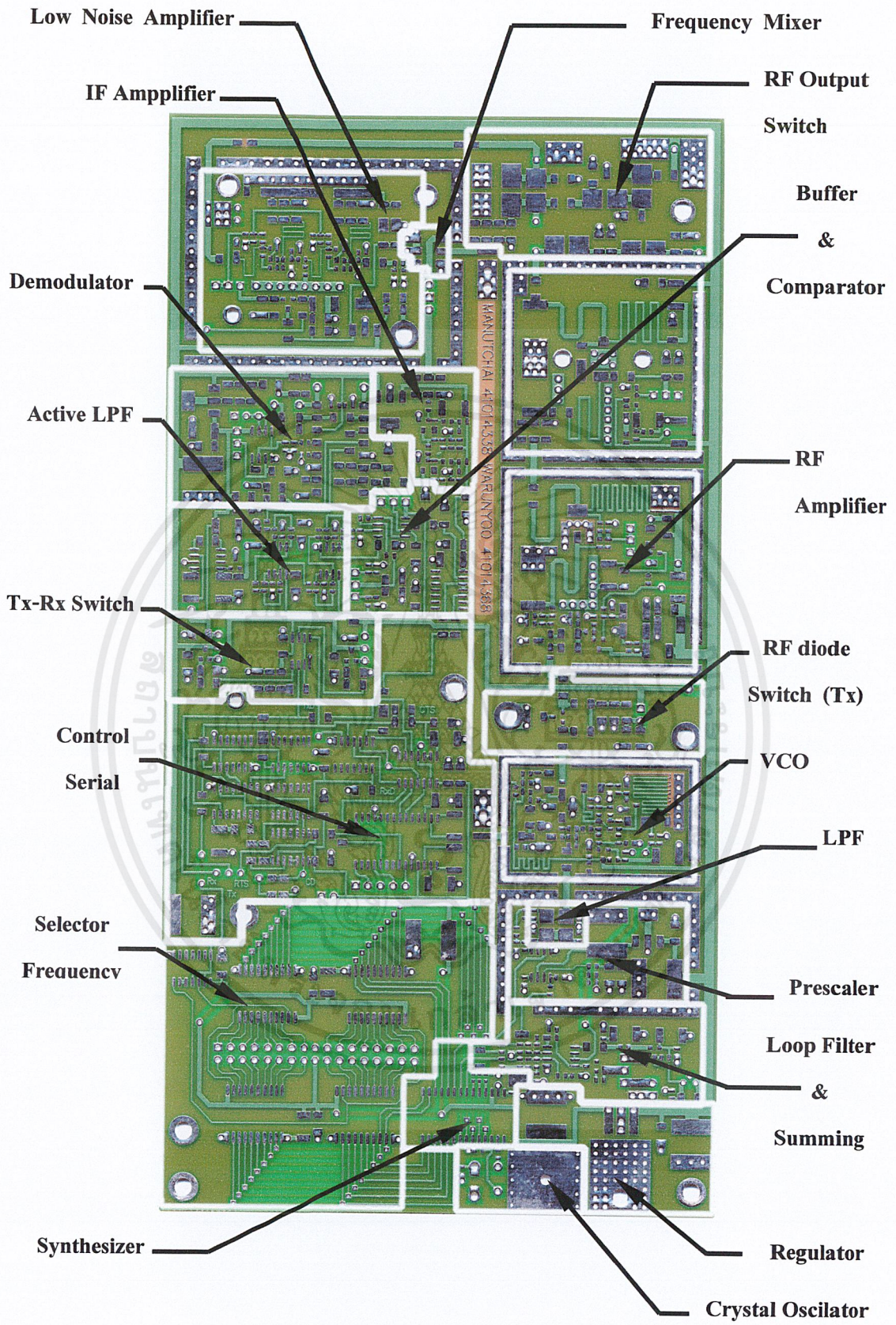


ลายวงจรรวม (2)



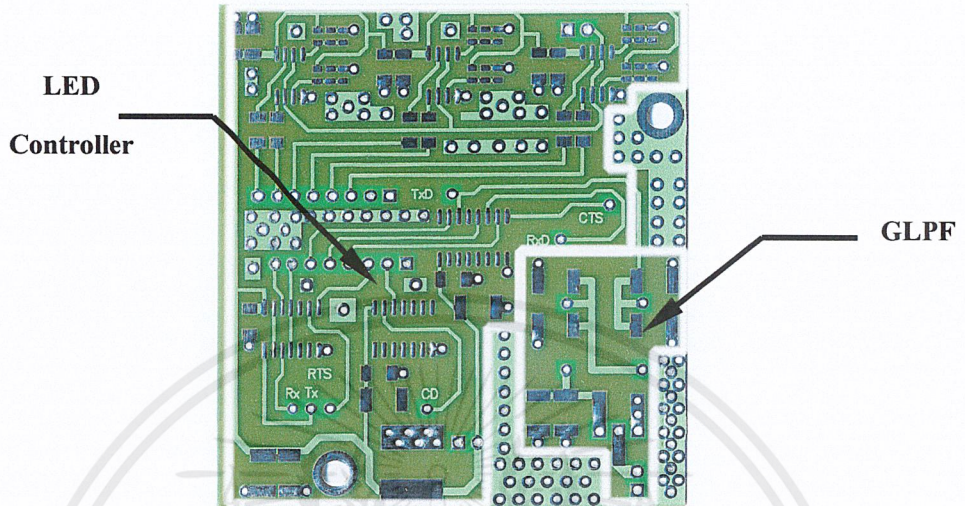
ลายวงจรรวม (3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

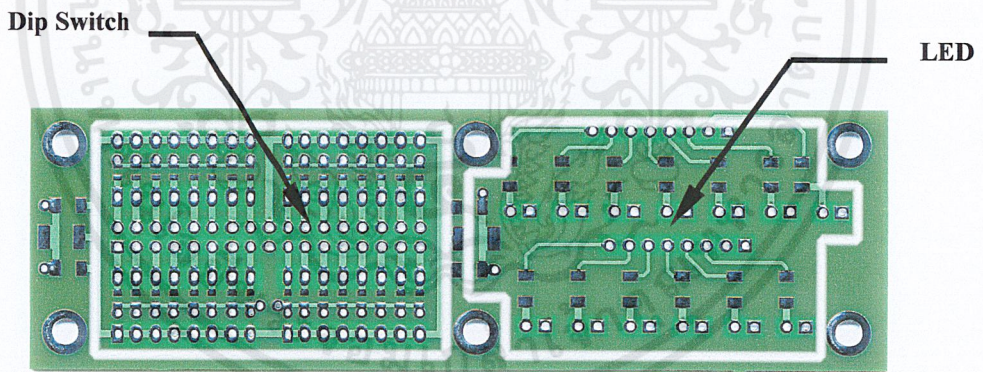


ตำแหน่งของวงจรบนแผ่นพีซีบี (1)

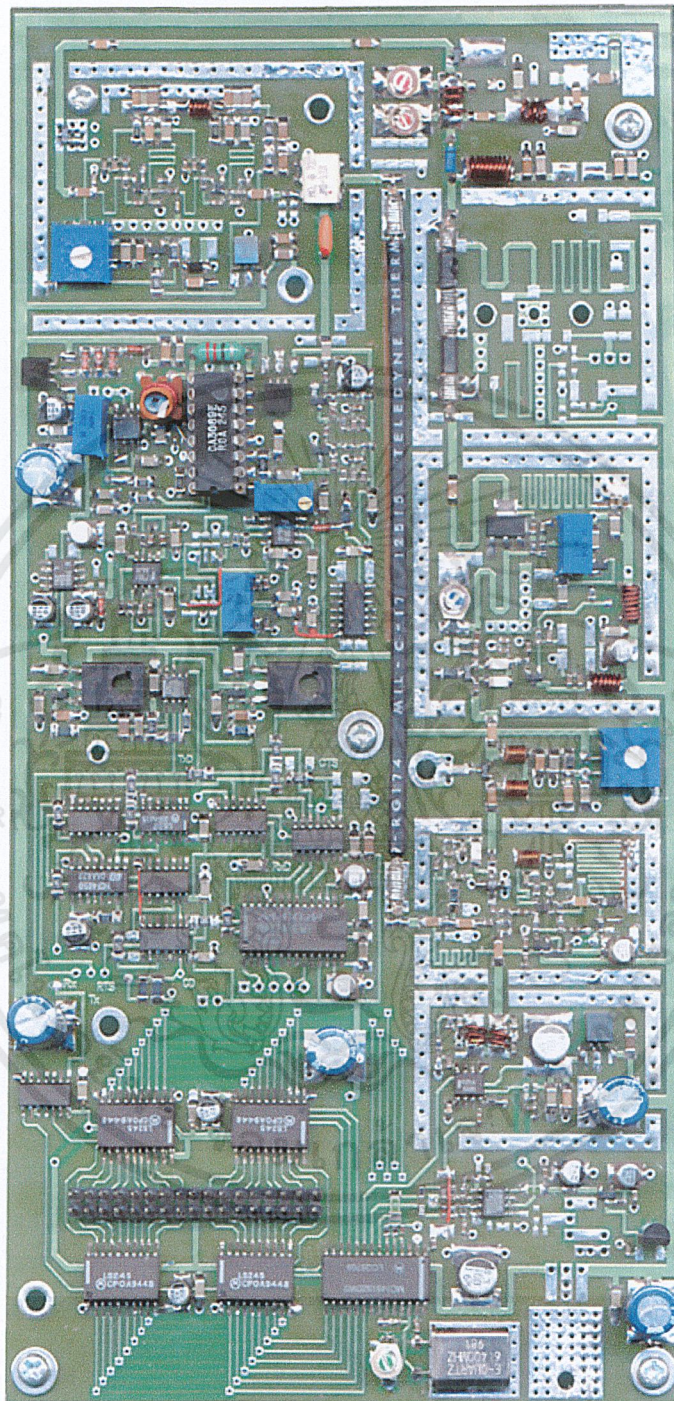
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ตำแหน่งของวงจรบนแผ่นพีซีบี (2)

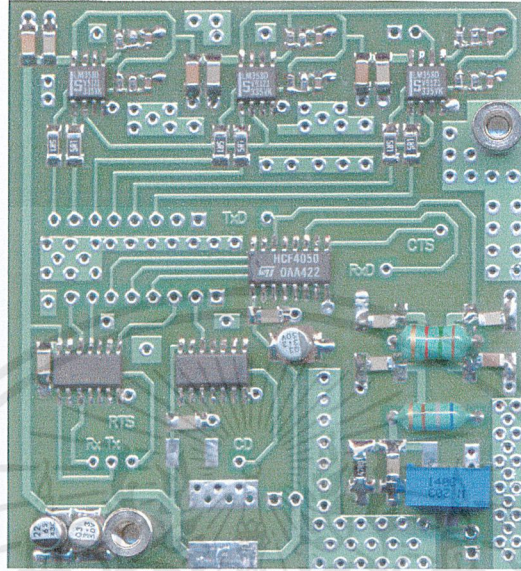


ตำแหน่งของวงจรบนแผ่นพีซีบี (3)

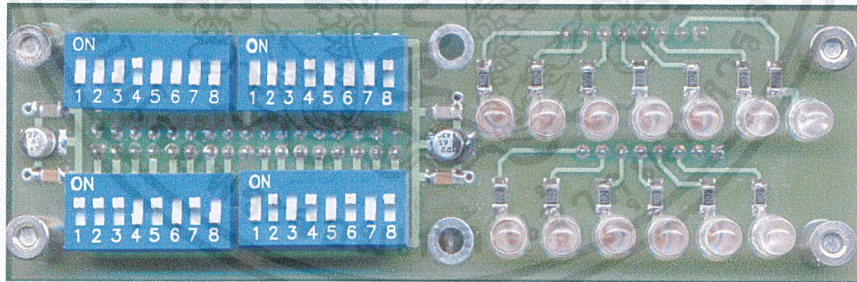


วงจบบนแผ่นพีซีบีที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว (1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจบบนแผ่นพีซีบีที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว (2)



วงจบบนแผ่นพีซีบีที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว (3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปโมเด็มไร้สายความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์ (1)



รูปโมเด็มไร้สายความถี่ 433 เมกะเฮิรตซ์ (2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Source Code

### form1

```
Option Explicit
Private Buffer As String
Private Temp_String As String
Private Sub Form_Load()
    MSComm1.CommPort = 1
    MSComm1.InputLen = 1
    MSComm1.PortOpen = True
    MSComm1.RThreshold = 1
    MSComm1.Settings = "9600,N,8,1"
    Temp_String = ""
End Sub
Private Sub Form_Unload(Cancel As Integer)
    End
End Sub
Private Sub MSComm1_OnComm()
    If MSComm1.CTSHolding Then Exit Sub
    Buffer = MSComm1.Input
    If Buffer <> Chr$(13) Then
        Temp_String = Temp_String & Buffer
    Else
        With Text1
            .Text = .Text & Temp_String & vbCrLf
            .SelStart = Len(.Text)
            .SelLength = 1
        End With
        Temp_String = ""
    End If
End Sub
Private Sub Text2_KeyPress(KeyAscii As Integer)
    Dim a As Integer
    Dim b As Integer
    Dim Value As String
    If KeyAscii = 13 Then
        KeyAscii = 0
        MSComm1.RTSEnable = True
        Value = Text2.Text & Chr$(13)
        Do While Not MSComm1.CTSHolding
            DoEvents
        Loop
        For b = 1 To 30000
            DoEvents
        Next
        For a = 1 To Len(Value)
            MSComm1.Output = Mid$(Value, a, 1)
        Next
        MSComm1.RTSEnable = False
        With Text1
            .Text = .Text & Text2.Text & vbCrLf
            .SelStart = Len(.Text)
            .SelLength = 1
        End With
        Text2.Text = ""
    End If
End Sub
```

## frmSplash

Option Explicit

```
Private Sub Form_KeyPress(KeyAscii As Integer)
    Unload Me
End Sub
```

```
Private Sub Form_Unload(Cancel As Integer)
    Form1.Visible = True
End Sub
```

```
Private Sub Frame1_Click()
    Unload Me
End Sub
```

```
Private Sub Timer1_Timer()
    Unload Me
End Sub
```



## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สามารถทำสำเร็จได้ด้วยคำปรึกษาและแนะนำให้ความช่วยเหลือของบุคคลต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. คร.ทองทศ วานิชศรี อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ
2. นายณฤทธิ์ ณัฐนิศรา
3. นางสาวมิ่งขวัญ ชนะชัยพันธ์
4. นางสาวจตุพร เชียงดี
5. นายวฤณ ตั้งสิทธิ์ภักดี

รวมถึงน้องๆห้องโปรเจกอาจารย์ทองทศทุกคน และบุคคลอื่นที่ได้กล่าวถึงในที่นี้

ในโอกาสนี้จึงขอขอบคุณทุกท่านเป็นอย่างยิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

1. L.W. Couch, " Digital and Analog Communication Systems", Macmillan Publishing Company, 1987
2. K.S. Shanmugam, "Digital and Analog Communication Systems", John Wiley & Sons, 1979
3. BP Lathi, "Modem Digital and Analog Communication Systems", Holt-Sannders, 1983
4. James Bignell and Robert Donovan, "Digital Electronics:3<sup>rd</sup> edition", Delmar Pubishers Inc., 1994
5. Chiris Bowick, "RF Circuit Design", Howard W. Same& Company, 1982
6. รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์, "วิศวกรรมการสื่อสาร", อักษรสยามการพิมพ์, 2540

