

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ไวร์เลสส์ โลคอลลูป  
WIRELESS LOCAL LOOP



โดย  
นาย กฤษณะ สายทองคำ  
นาย สมเกียรติ บุคดี  
นาย เอกชัย หาญอาสา

รพ.  
๗๒๘๑๖  
๒๕๔๙

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน **71942**  
วัน,เดือน,ปี - **6 มี.ย. 2550**

๑๑๗๖๐๙๐๙  
b.....  
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2549

ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว  
เอกอำนวยการ  
(ลงชื่อ).....  
ผ่านการตรวจชิ้นงานแล้ว  
เอกอำนวยการ  
(ลงชื่อ).....  
ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งไม่มีการตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำเอกสารไปใช้

ไวร์เลส ล็อบคอลลูป  
WIRELESS LOCAL LOOP



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2549

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ไร้เดสส์ โลคอลลูป

**WIRELESS LOCAL LOOP**

ผู้จัดทำ

1. นายกฤษณะ สายทองคำ 47015002
2. นายสมเกียรติ บุคดี 47015026
3. นายเอกชัย หาญอาษา 47015079



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ไวร์เลสส์ โลคอลลูป

## WIRELESS LOCAL LOOP

โดย นาย กฤษณะ สายทองคำ 47015002

นาย สมเกียรติ นุดดี 47015026

นาย เอกชัย หาญอาษา 47015079

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.สมยศ จุณณะปิยะ

ผศ.ดร.พิเชฐ ม่วงนวล

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นการออกแบบระบบ ไวร์เลสส์ โลคอลลูป เพื่อการเชื่อมต่อระหว่างผู้ใช้บริการ โทรศัพท์กับโครงข่ายด้วยการเชื่อมต่อแบบไร้สายแทนการเชื่อมต่อแบบสายเคเบิลหรือแบบสายทองแดงเหมาะสำหรับให้บริการในพื้นที่ห่างไกลและมีประชากรอยู่อาศัยไม่หนาแน่นมากนัก ทำให้ประหยัดต้นทุนและเวลาในการติดตั้งระบบ

### ABSTRACT

This thesis presents the design wireless local loop to use in the link between wireless link and the subscribers instead of cable wire or copper drop wire to be appropriate to provide the service for rural and not density populated to be saving cost and time to install .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เนื่องมาจากคณาจารย์ทุกท่านที่ให้คำปรึกษา ขอบขอบคุณ รศ. สมยศ จุณณะปิยะ และ ผศ.ดร. พิเชฐ ม่วงนวล สำหรับคำปรึกษาและแนวความคิด อีกทั้งยังคอยช่วยเหลือในด้านต่างๆ เป็นอย่างดี รวมถึงเพื่อนและรุ่นพี่ทุกๆ คนที่ให้คำชี้แนะในการแก้ไขปัญหาต่างๆ ที่เกี่ยวกับโครงการและผู้ที่สำคัญที่สุดที่ทำให้มีวันนี้ คือ บิดา มารดา อันเป็นที่เคารพพร้อมทั้งซึ่งได้เล็งดูมาเป็นอย่างดี พร้อมทั้งให้โอกาสในด้านการศึกษาอย่างเต็มที่ บุคคลทั้งหมดที่ได้กล่าวมาทาง คณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณไว้ ณ โอกาสนี้ด้วย

สุดท้ายนี้ทางคณะผู้จัดทำหวังว่าโครงการฉบับนี้คงจะเป็นประโยชน์และเป็นแนวทางแก่น้องๆ และผู้ที่ต้องการศึกษาต่อไป

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

เรื่อง	หน้า
<b>บทที่ 1 บทนำ</b>	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ	1
1.2 โครงสร้างของโครงการ	2
1.3 รายละเอียดของโครงการ	2
<b>บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ</b>	3
2.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบสื่อสารไร้สาย	3
2.1.1 แถบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	4
2.1.2 รูปแบบของระบบสื่อสาร	6
2.1.3 ระบบคลื่นพาหะที่เป็นคลื่นวิทยุ	8
2.1.4 เทคนิคการมอดูเลชัน	8
2.1.4.1 แอมพลิจูดมอดูเลชัน	9
2.1.4.2 ฟรีควเอนซีมอดูเลชัน	13
2.1.4.3 เฟสมอดูเลชัน	14
2.1.4.4 ความถี่ข้างเคียงและดัชนีมอดูเลชัน	16
2.1.4.5 เปรียบเทียบฟรีควเอนซีมอดูเลชันกับแอมพลิจูดมอดูเลชัน	18
2.2 ระบบโทรศัพท์เบื้องต้น	19
2.2.1 ระบบโทรศัพท์	19
2.2.2 ชุมสายโทรศัพท์	20
2.2.2.1 ระบบการเชื่อมต่อโทรศัพท์และชุมสาย	20
2.2.2.2 การอินเตอร์เฟสระหว่างเครื่องโทรศัพท์กับชุมสาย	20
2.2.3 สัญญาณพื้นฐานที่ใช้ในระบบโทรศัพท์	23
2.2.3.1 สัญญาณใช้ระหว่างผู้เข้ากับชุมสาย	23
2.2.3.2 สัญญาณใช้ระหว่างชุมสายกับชุมสาย	24
2.2.4 ระบบโทรศัพท์แบบส่งสัญญาณความถี่คู่ (Dual Tone Multi Frequency Type)	25
2.2.4.1 การเชื่อมต่อระบบ DTMF กับสายส่งสัญญาณ	25
2.2.4.2 ความถี่ของสัญญาณ	26
2.2.4.3 ไคนามิกอิมพีแดนซ์	26
2.2.4.4 ความสูญเสียที่เกิดจากการสะท้อนของสัญญาณ	27
2.2.4.5 ข้อดีของการส่งสัญญาณแบบ DTMF	27
2.2.5 การถอดรหัสสัญญาณ โทรศัพท์ (DTMF Decoder)	27
2.2.5.1 คุณสมบัติของไอซี MT8870	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
2.2.5.2 โครงสร้างภายในของ MT8870	27
2.2.5.3 ฟังก์ชันการทำงานภายใน MT8870	28
2.2.6 ไฮบริดจ์ (Hybrids)	31
2.2.6.1 ลักษณะโครงสร้างของไฮบริดจ์	31
2.2.6.2 หลักการทำงานของหม้อแปลงไฮบริดจ์	32
2.3 ระบบสังเคราะห์ความถี่	33
2.3.1 วิธีสังเคราะห์ความถี่	34
2.3.2 เฟสล็อกคูล	35
2.3.3 การใช้เฟสล็อกคูลในการสังเคราะห์ความถี่	36
2.3.3.1 พื้นฐานของเฟสล็อกคูล	37
2.3.4 วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิง	42
2.3.5 เทคนิคของการสังเคราะห์ความถี่	44
2.3.5.1 PLL แบบโดยตรง	44
2.3.5.2 PLL แบบคูณความถี่	45
2.3.5.3 PLL แบบปริสทอลล์	45
2.3.5.4 PLL แบบมิกซิงนอกคูล	46
2.3.5.5 PLL แบบมิกซิงในคูล	46
2.3.6 ระบบสังเคราะห์ความถี่ในเครื่องรับ - เครื่องส่ง	47
2.3.7 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่	48
2.4 โครงสร้างและสถาปัตยกรรมของ MCS-51 แบบแฟลช	49
2.4.1 คุณสมบัติทางเทคนิคของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 อนุกรม AT89XX	49
2.4.2 การจัดขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	52
2.4.3 โครงสร้างและการทำงานของพอร์ต	52
2.4.4 การใช้งานเป็นพอร์ตอินพุต	54
2.4.5 การใช้งานเป็นพอร์ตเอาต์พุต	54
2.4.6 การอ่านค่าลอจิกจากพอร์ต	54
2.4.7 หน่วยความจำโปรแกรม	55
2.4.8 หน่วยความจำข้อมูล	55
2.4.9 รีจิสเตอร์ฟังก์ชันที่ใช้ควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช	56
2.4.10 รีจิสเตอร์แสดงสถานะโปรแกรม	56
2.5 ออปแอมป์และการประยุกต์ใช้งาน	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
2.5.1 วงจรสมมูลย์ของออปแอมป์	58
2.5.2 คุณสมบัติเด่นของออปแอมป์	58
2.5.3 ลักษณะจุดมคติของออปแอมป์	59
2.5.4 คุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญของออปแอมป์	60
2.5.5 การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์	62
2.5.5.1 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)	62
2.5.5.2 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Non-Inverting Amplifier)	64
2.5.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแซลไลน์แอนดคีรี่	65
<b>บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง</b>	67
3.1 การออกแบบส่วนของชุดเชื่อมต่อระบบโทรศัพท์เข้ากับระบบวิทยุ	67
3.1.1 ส่วนเชื่อมต่อปลายทาง	67
3.1.1.1 ภาค Hybrids Interface Circuit	69
3.1.1.2 ภาค Ring Detection Circuit	69
3.1.1.3 ภาค DTMF Generator Circuit	72
3.1.1.4 ภาค DTMF Detection & Control Circuit	73
3.1.2 ส่วนเชื่อมต่อปลายทาง	75
3.1.2.1 ภาค Hybrids Interface Circuit	75
3.1.2.2 ภาค Telephone Status Detection Circuit	75
3.1.2.3 ภาค DTMF Detection & Ring Detection Circuit	79
3.1.2.4 ภาค DTMF Code Generator Circuit	79
3.1.2.5 ภาค Control Circuit	82
3.1.2.6 วงจรทวีแรงดัน	82
3.2 การออกแบบส่วนของระบบการรับ – ส่งสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุ	85
3.2.1 โมดูลทรานซีฟเวอร์ของ PHILIPS CT918	85
3.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟลำดับที่ 8 ความถี่ตัดที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ (Active Lowpass Filter)	93
3.2.3 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non-Inverting Amplifier)	95
<b>บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง</b>	97
4.1 การทดลองส่วนของชุดเชื่อมต่อระบบโทรศัพท์เข้ากับระบบวิทยุ	97
4.1.1 การทดลองวงจร Ring Detection Circuit	98
4.1.2 การทดลองวงจร DTMF Generator Circuit	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
4.1.3 การทดลองวงจร DTMF Detection	105
4.1.4 การทดลองวงจร Ring Generator Circuit	105
4.1.5 การทดลองวงจร Control Circuit	106
4.1.6 การทดลองวงจรทวีแรงดัน	108
4.2 การทดลองส่วนของวงจรรับ – ส่งสัญญาณผ่านคลื่นวิทยุ	109
4.2.1 การทดลองโปรแกรมเพื่อควบคุมการทำงานของโมดูลทรานซีฟเวอร์ CT918	109
4.2.2 การทดลองหาความถี่ของเครื่องส่ง CT 918	111
4.2.3 การทดลองหาเซนซิวิตี (Sensitivity) ของเครื่องรับ CT918B	113
4.2.4 การทดลองหาเซนซิวิตี (Sensitivity) ของเครื่องรับ CT918H	114
4.2.5 การทดลองวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส	114
4.2.6 การทดลองหาผลตอบสนองความถี่ของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส	115
4.2.7 การทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟลำดับที่ 8 ความถี่ตัดที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	117
4.3 ผลการทดลองใช้งานจริง	118
4.3.1 ผลการทดลองภายในหอพัก	118
4.3.2 ผลการทดลองระหว่างหอพัก	118
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	120
5.1 วิจารณ์และสรุปผลการทดลอง	120
5.2 ปัญหาและแนวทางการแก้ไข	120
5.3 แนวทางในการพัฒนาโครงการ	121
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงโครงข่ายของระบบไวร์เลสส์ โลคอล ลูป	1
รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบของระบบสื่อสาร	3
รูปที่ 2.2 แสดงกราฟรูปสัญญาณชาวนที่ 1 รอบ	4
รูปที่ 2.3 ระบบการส่งแบบซิมเพิล็กซ์	7
รูปที่ 2.4 ระบบการส่งแบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์	7
รูปที่ 2.5 ระบบการส่งแบบฟูลดูเพล็กซ์	8
รูปที่ 2.6 แสดงสัญญาณข้อมูล สัญญาณพาหะ และสัญญาณผลลัพ์ที่ได้จากการมอดูเลต	9
รูปที่ 2.7 สัญญาณแอมพลิจูดมอดูเลชั่นในแกนความถี่	11
รูปที่ 2.8 แสดงสัญญาณพาหะ สัญญาณข้อมูลและสัญญาณ FM และ PM	13
รูปที่ 2.9 สัญญาณชาวนปกติ สัญญาณชาวนที่มีเฟสนำ 90 องศา และสัญญาณชาวนที่มีเฟสตาม 90 องศา	14
รูปที่ 2.10 วงจร Indirect FM	15
รูปที่ 2.11 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณ FM	16
รูปที่ 2.12 ส่วนประกอบของวงจร SLIC	20
รูปที่ 2.13 ส่วนรับรู้ความต้องการใช้โทรศัพท์ด้วยวิธีลูบสตาร์ท	22
รูปที่ 2.14 ส่วนรับรู้ความต้องการใช้โทรศัพท์ด้วยวิธีการกรวดสตาร์ท	22
รูปที่ 2.15 แสดงสัญญาณพื้นฐานของโทรศัพท์	24
รูปที่ 2.16 วงจรภายในเครื่อง โทรศัพท์และการเชื่อมต่อกับชุมสายท้องถิ่น	25
รูปที่ 2.17 เป็นกคหมายเลข ค่าความถี่ในแนวนอนและแนวตั้งของหมายเลขนั้น ๆ	26
รูปที่ 2.18 แสดงรายละเอียดขาต่าง ๆ ของ MT8870	28
รูปที่ 2.19 แสดง โครงสร้างภายในของ MT8870	29
รูปที่ 2.20 แสดงความถี่ที่ได้จากภาคกรองความถี่	29
รูปที่ 2.21 แสดงวงจรตรวจสอบสัญญาณอย่างง่ายและเวลาคาร์ดีทิม	31
รูปที่ 2.22 แสดงการเชื่อมต่อของวงจร ไฮบริดจ์	32
รูปที่ 2.23 แสดง โครงสร้างของหม้อแปลง ไฮบริดจ์	33
รูปที่ 2.24 แสดงวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรง	34
รูปที่ 2.25 แสดงแผนผังของเฟสล็อกลูป	35
รูปที่ 2.26 แสดงแผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่	37
รูปที่ 2.27 แสดงบล็อกไดอะแกรมและทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกลูป	38
รูปที่ 2.28 ทรานเซียนของเฟสล็อกลูปอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอ้างอิง	40
รูปที่ 2.29 แสดงตัวอย่างวงจรลูปฟิลเตอร์	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.30 แสดงแผนผัง Programmable Divider โดยใช้ IC ตระกูล TTL	41
รูปที่ 2.31 แสดงหน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่งสำหรับเครื่องรับ - ส่งวิทยุย่าน 2 เมตร	42
รูปที่ 2.32 แสดงตัวอย่างแผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่ในทางปฏิบัติ	43
รูปที่ 2.33 แสดงตัวอย่างแผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่ง ที่ใช้แร่เพียงตัวเดียวเพื่อเลื่อนความถี่ระหว่างสภาวะรับสภาวะส่ง	44
รูปที่ 2.34 แสดง PLL แบบโดยตรง	45
รูปที่ 2.35 แสดง PLL แบบคูณความถี่	45
รูปที่ 2.36 แสดง PLL แบบปริสแมลเลอร์	46
รูปที่ 2.37 แสดง PLL แบบมิกซิ่งนอกloop	46
รูปที่ 2.38 แสดง PLL แบบมิกซิ่งในloop	46
รูปที่ 2.39 แผนผังของเครื่องรับ-ส่งวิทยุ VHF/FM	48
รูปที่ 2.40 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51แบบแฟลชในอนุกรม AT89Cxx	51
รูปที่ 2.41 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51แบบแฟลชในอนุกรม AT89Sxx	51
รูปที่ 2.42 สัญลักษณ์ของออปแอมป์	57
รูปที่ 2.43 วงจรเทียบเคียงของออปแอมป์	58
รูปที่ 2.44 ลักษณะถ่ายโอนของออปแอมป์	59
รูปที่ 2.45 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่	61
รูปที่ 2.46 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)	62
รูปที่ 2.47 วงจรสมมูลย์ของวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส 180 องศา	63
รูปที่ 2.48 วงจรสมมูลย์ในรูปที่ 2.47 เมื่อแทนด้วยแหล่งกำเนิดกระแสตามทฤษฎีโนอร์ตัน	63
รูปที่ 2.49 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Non-Inverting Amplifier)	64
รูปที่ 2.50 วงจรบัฟเฟอร์และวงจรสมมูลย์ของบัฟเฟอร์	64
รูปที่ 2.51 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองแบบเชลเลนแอนด์คีย์	65
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบโทรศัพท์ไวร์เลสส์โลกคอลลูปสำหรับ 1 คู่สายสัญญาณ	67
รูปที่ 3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมส่วนเชื่อมต่อกับเครื่องส่งวิทยุทางด้านต้นทาง	68
รูปที่ 3.3 แสดงวงจร Hybrids Interface Circuit	70
รูปที่ 3.4 แสดงวงจร Ring Detection Circuit	71
รูปที่ 3.5 แสดงวงจร DTMF Generator Circuit	72
รูปที่ 3.6 แสดงวงจร DTMF Detection & Control Circuit	74
รูปที่ 3.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมส่วนเชื่อมต่อกับเครื่องส่งวิทยุทางด้านปลายทาง	76

## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.8 แสดงวงจร Hybrids Interface Circuit	77
รูปที่ 3.9 แสดงวงจร Telephone Status Detection Circuit	78
รูปที่ 3.10 แสดงวงจร DTMF Detection & Ring Generator Circuit	80
รูปที่ 3.11 แสดงวงจร DTMF Code Generator Circuit	81
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาภายในตัว IC4 (CD4060)	82
รูปที่ 3.13 แสดงวงจร Control Circuit	83
รูปที่ 3.14 แสดงวงจรทวีแรงดัน	84
รูปที่ 3.15 แสดงบล็อกไดอะแกรมภายในของโมดูลทรานซีฟเวอร์ของ PHILIPS CT918	86
รูปที่ 3.16 แสดงตำแหน่งขาต่างๆของโมดูลทรานซีฟเวอร์ของ PHILIPS CT918	86
รูปที่ 3.17 แสดงไหมมิ่งไดอะแกรมสำหรับโปรแกรมค่า N และ REF	87
รูปที่ 3.18 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้โปรแกรมค่า N และ REF	91
รูปที่ 3.19 แสดงแผนผังการโปรแกรมการทำงานให้กับโมดูลทรานซีฟเวอร์ CT918	92
รูปที่ 3.20 โครงสร้างภายในของออปแอมป์เบอร์ TL074	93
รูปที่ 3.21 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบเชลเลนแอนคัลย์	93
รูปที่ 3.22 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอกทิฟที่ความถี่ตัดที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ ที่ออกแบบได้	95
รูปที่ 3.23 แสดงวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส	95
รูปที่ 3.24 โครงสร้างภายในของออปแอมป์เบอร์ LF 351	96
รูปที่ 3.25 แสดงวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสที่ออกแบบให้มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 6 เท่า	96
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณกระตุ้นที่ป้อนเป็นอินพุตและแสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 5 ของ IC11	97
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q3	98
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 10 กับขา 13 (DTMF “1”)	99
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 11 กับขา 13 (DTMF “2”)	99
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 12 กับขา 13 (DTMF “3”)	100
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 10 กับขา 14 (DTMF “4”)	100
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 11 กับขา 14 (DTMF “5”)	101
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 12 กับขา 14 (DTMF “6”)	101
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 10 กับขา 15 (DTMF “7”)	102
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 11 กับขา 15 (DTMF “8”)	102
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 12 กับขา 15 (DTMF “9”)	103
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 10 กับขา 16 (DTMF “*”)	103
รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 11 กับขา 16 (DTMF “0”)	104

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อ 12 กับขา 16 (DTMF “#”)	104
รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณกระดิ่งที่วัดได้ที่หม้อแปลง (T21)	106
รูปที่ 4.16 แสดงการทำงานของชุดอินเตอร์เฟส (ขณะวางหูโทรศัพท์)	107
รูปที่ 4.17 แสดงการทำงานของชุดอินเตอร์เฟส (ขณะยกหูโทรศัพท์)	107
รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณพัลส์ที่ขา 3 ของ IC 19 ที่จะนำไปสร้างแรงดันไฟตรง 48 โวลต์	108
รูปที่ 4.19 แสดงการทำงานของโมดูลทรานซีฟเวอร์ CT918 เมื่อลืดอกความถี่ได้	111
รูปที่ 4.20 แสดงการวัดความถี่ใช้งานจากเครื่องสเปกตรัมอนาลิเซอร์	111
รูปที่ 4.21 แสดงสเปกตรัมของเครื่องส่ง CT918B	112
รูปที่ 4.22 แสดงสเปกตรัมของเครื่องส่ง CT918H	112
รูปที่ 4.23 แสดงสัญญาณจากซิกแนลเจนเนอเรเตอร์ที่ส่งออกไปและสัญญาณจากเครื่องรับ CT918B ที่ดีเทคได้	113
รูปที่ 4.24 แสดงสัญญาณจากซิกแนลเจนเนอเรเตอร์ที่ส่งออกไปและสัญญาณจากเครื่องรับ CT918H ที่ดีเทคได้	114
รูปที่ 4.25 แสดงสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้และแสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้	115
รูปที่ 4.26 กราฟแสดงผลตอบสนองของวงจรมอดูเลชันแบบไม่กลับเฟส	116
รูปที่ 4.27 กราฟแสดงผลตอบสนองของวงจรมอดูเลชันแบบบิตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทิฟลำดับที่ 8	118
รูปที่ 4.28 แสดงสถานที่ทดสอบใช้งานจริงระหว่างหอพักเซททีบีกับหอพักริมน้ำ	119

## สารบัญตาราง

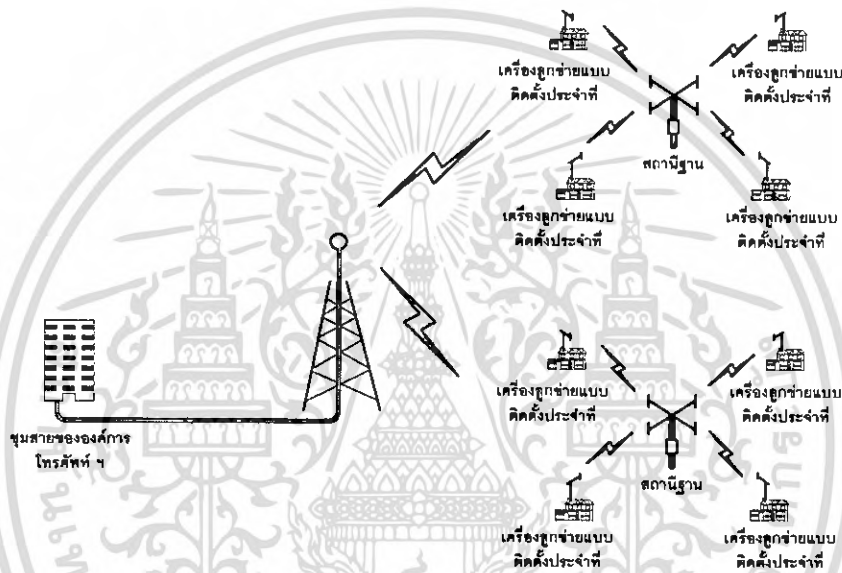
	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะและสัญญาณ ไซค์แบนด์ตามค่าดัชนี การมอดูเลชันคำนวณตามฟังก์ชันเบสเซล	17
ตารางที่ 2.2 แสดงค่าที่ถอดรหัสได้จากความถี่ต่าง ๆ	30
ตารางที่ 2.3 แสดงขนาดหน่วยความจำโปรแกรม หน่วยความจำข้อมูลและจำนวน ไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 อนุกรม AT89xx	50
ตารางที่ 2.4 แสดงหน้าที่พิเศษของพอร์ต 1 ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช	53
ตารางที่ 2.5 แสดงการเลือกแวงก์ของหน่วยความจำส่วนล่างเพื่อติดต่อกับรีจิสเตอร์แบงก์ R0 – R7	57
ตารางที่ 3.1 แสดงการกำหนดสัญญาณ DTMF ที่ต้องการ	72
ตารางที่ 3.2 แสดงรายละเอียดแต่ละขาของโมดูลทรานซีฟเวอร์ CT918	87
ตารางที่ 3.3 แสดงรูปแบบข้อมูลที่ใช้ในการ โปรแกรม	88
ตารางที่ 3.4 ตารางเลือกค่าบิต OLA, OLB	88
ตารางที่ 3.5 ตารางเลือกค่าบิต CRA, CRB	88
ตารางที่ 3.6 ตารางเลือกค่าบิต SR	89
ตารางที่ 3.7 แสดงค่า Q ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่ลำดับต่างๆ	94
ตารางที่ 3.8 แสดงค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอกทีฟที่ความถี่ตัด ที่ 5 กิโลเฮิรตซ์	94
ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลองของวงจร DTMF Detection	105
ตารางที่ 4.2 แสดงผลการทดลองของวงจร Control Circuit	106
ตารางที่ 4.3 แสดงรูปแบบข้อมูลที่ใช้ในการ โปรแกรม	109
ตารางที่ 4.4 แสดงข้อมูลที่ใช้ในการ โปรแกรมสำหรับโมดูล CT918B	110
ตารางที่ 4.5 แสดงข้อมูลที่ใช้ในการ โปรแกรมสำหรับโมดูล CT918H	110
ตารางที่ 4.6 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส	116
ตารางที่ 4.7 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ	117

## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

เทคโนโลยีทางด้านไร้สายทำให้มีการสร้างเครือข่ายระบบโทรศัพท์ของประเทศที่กำลังพัฒนาเกิดขึ้นอย่างรวดเร็วระบบ ไร้เลสส์ โลคอลลูป (Wireless Local Loop : WLL) บางครั้งเรียกว่าระบบ Fixed Cellular เป็นการใช้เทคโนโลยีด้านการสื่อสารผ่านคลื่นวิทยุแทนการใช้สายทองแดงในการวางโครงข่ายโทรศัพท์ ซึ่งทำให้มีการยืดหยุ่นและการลงทุนที่คุ้มค่า



รูปที่ 1.1 แสดงโครงข่ายของระบบ ไร้เลสส์ โลคอลลูป

ข้อดีของระบบ WLL คือ มีการลงทุนต่ำ การสร้างโครงข่ายทำได้อย่างรวดเร็ว และมีค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาต่ำ นอกจากนี้ขั้นตอนการสร้างระบบ WLL นั้นไม่จำเป็นต้องทราบพื้นที่ของผู้ใช้แต่ละเอื้อด มีความยืดหยุ่นในการวางแผนและการเปลี่ยนแปลง โครงสร้างระบบ ระบบนี้ได้รับการยอมรับว่ามีความสามารถที่จะใช้เป็นระบบสื่อสารหลักในภาวะที่เกิดวิกฤติ เช่น น้ำท่วม แผ่นดินไหว พายุ ผู้ให้บริการสามารถที่จะสร้างระบบ WLL ได้อย่างรวดเร็วในเวลาฉุกเฉินและยังสามารถใช้เป็นระบบสำรองของโครงข่ายที่มีการเชื่อมต่อแบบ ไร้สาย ดังนั้นการติดต่อสื่อสารที่ขาดไปเนื่องจากภาวะวิกฤติทำให้กลับมาใช้ได้ในเวลาอันสั้น

เมื่อเปรียบเทียบในแง่ของการติดตั้งระบบ WLL ถือว่ามีข้อดีกว่าการติดตั้งระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่บางประการ ดังนี้

1. ระบบ WLL เป็นการเชื่อมต่อแบบจุดต่อจุด ซึ่งให้ค่าการลดทอนมีอัตราส่วน 20 เดซิเบล/คิเคต (ค่าการลดทอนสำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีอัตราส่วน 40 เดซิเบล/คิเคต) ค่าการลดทอนนี้ไม่ได้ขึ้นอยู่กับความเร็วของการเชื่อมโยงข้อมูล โดยทั่วไปมีค่าประมาณ 30-50 เดซิเบล/คิเคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. งานสายอากาศในระบบ WLL ส่วนมากจะติดตั้งในจุดสูงๆ ทำให้ระบบ WLL รับสัญญาณที่เกิดการจางหาย (Fading) น้อยกว่าสถานะในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ ค่าอัตราส่วนพลังงานของสัญญาณต่อแบบสัญญาณรบกวน ( $E_b/N_0$ ) สำหรับการออกแบบสถานะการเชื่อมต่อแบบจุดต่อจุด สำหรับช่องสัญญาณขนาด 30 กิโลเฮิร์ตซ์เท่ากับ 14 เดซิเบล ในขณะที่ ค่า  $E_b/N_0$  สำหรับการออกแบบสถานะในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ เมื่อช่องสัญญาณขนาด 30 กิโลเฮิร์ตซ์เท่ากันมีค่าเท่ากับ 18 เดซิเบล

3. ระบบ WLL ไม่มีการแฮนด์ออฟ (Hand Off) เพราะเป็นการเชื่อมโยงรูปแบบจุดต่อจุดและยังเป็นการเชื่อมโยงทางอากาศจากดึกแต่ละดึกไปยังสถานีฐาน และยังสามารถที่จะเปลี่ยนแปลงการติดตั้งได้เพื่อลดการเกิดการรบกวนกันของสัญญาณเนื่องการเชื่อมโยงยังคงไม่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากไม่ค่อยมีการขยายเซลล์หรือแบ่งเซลล์มากนักหลังจากติดตั้งแล้ว ทำให้การออกแบบระบบ WLL มีความง่ายกว่าการออกแบบระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

การเข้าถึงของระบบ WLL หากพิจารณาในแง่ของการลงทุนแล้ว ถือว่ามีประสิทธิภาพและมีข้อจำกัดน้อยกว่าเทคโนโลยีแบบอื่นๆ ที่ได้ถูกออกแบบมา สำหรับผู้ให้บริการโทรศัพท์พื้นฐานเพื่อเชื่อมโยงไปยังบ้านผู้คนและย่านธุรกิจขนาดเล็ก เหตุผลอีกข้อหนึ่งคือ การเข้าถึงของระบบ WLL สามารถที่จะครอบคลุม และข้ามส่วนที่เป็นน้ำไปยังพื้นที่ให้บริการที่ห่างไกลในเวลาอันสั้น อีกทั้งยังสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการที่มีภูมิประเทศเป็นแบบภูเขา ด้วยเหตุผลดังกล่าวนี้คณะผู้จัดทำจึงได้เกิดแนวความคิดที่จะสร้างระบบโครงข่ายไร้สาย (Wireless Local Loop : WLL) ขึ้นมาเพื่อเป็นแนวทางในการแก้ไขปัญหาการสื่อสารที่กล่าวมาข้างต้น

## 1.2 โครงสร้างของโครงการ

ประกอบไปด้วยการทำงานหลักๆ 2 ส่วน คือ

### 1.2.1 ส่วนของต้นทางที่ใช้ติดต่อระหว่างชุมสายกับตัวภาครับ - ภาคส่ง

- ภาครับ - ภาคส่งคลื่นวิทยุ
- ภาคตรวจจับสัญญาณ โทรศัพท์
- วงจรแยกสัญญาณรับ - ส่ง

### 1.2.2 ส่วนของปลายทางที่ใช้ติดต่อระหว่างภาครับ - ภาคส่งกับโทรศัพท์

- ภาครับ - ภาคส่ง คลื่นวิทยุ
- ภาคตรวจสอบและกำเนิดสัญญาณ โทรศัพท์
- วงจรแยกสัญญาณรับ - ส่ง

## 1.3 รายละเอียดของโครงการ

### 1.3.1 สามารถสื่อสารโดยใช้คลื่นวิทยุแทนการใช้สายโทรศัพท์

### 1.3.2 ใช้ย่านความถี่เฮชเอฟในการรับส่งสัญญาณข้อมูลข่าวสารได้

### 1.3.3 สามารถรับส่งสัญญาณข้อมูลข่าวสารได้ในระยะไม่ต่ำกว่า 500 เมตร

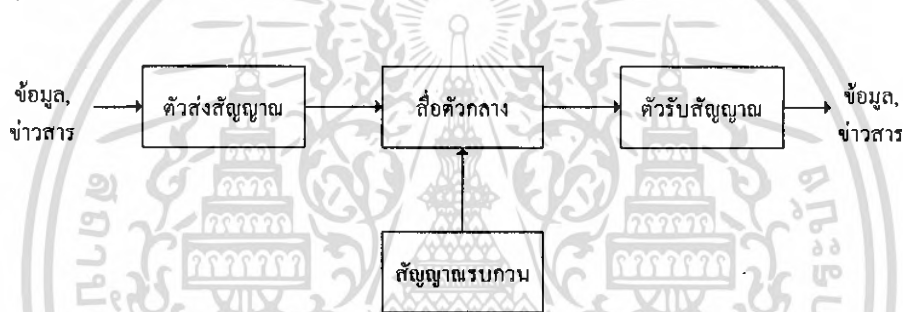
## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการ

#### 2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับระบบสื่อสารไร้สาย

การทำความเข้าใจระบบสื่อสารไร้สายควรที่จะทราบว่าสิ่งใดเป็นองค์ประกอบเบื้องต้นบ้าง ความคิดในครั้งแรกคงสงสัยว่าในเมื่อไม่มีสาย สิ่งใดบ้างที่จะเป็นสื่อหรือตัวกลางสำหรับระบบหากพิจารณาขึ้นไปในอดีตของวิธีการสื่อสารที่มนุษย์ใช้กันมาจะพบว่า มีรูปแบบการใช้พาหะในการสื่อสารเป็นหลักใหญ่ๆ อยู่ 2 รูปแบบนั่นคือ

1. ระบบที่ใช้คลื่นวิทยุเป็นพาหะ (Radio Carrier) ได้แก่ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่, ระบบวิทยุติดตามตัว, ระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม, ระบบวิทยุกระจายเสียง และระบบคลื่นไมโครเวฟ
2. ระบบที่ใช้คลื่นแสงเป็นพาหะ (Light Carrier) ได้แก่ ระบบส่งข้อมูลผ่านแสงอินฟราเรดที่นำไปประยุกต์ใช้ เช่น ระบบโคดอลเอเรียเน็ตเวิร์กไร้สาย, ระบบสื่อสารผ่านแสงเลเซอร์อินฟราเรด



รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบของระบบสื่อสาร

จากรูปที่ 2.1 ระบบสื่อสารไม่ว่ารูปแบบใดจะมีส่วนประกอบพื้นฐานที่เหมือนกันอยู่ 4 อย่างดังนี้

1. ตัวส่งสัญญาณ (Transmitter) คือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ถูกออกแบบมาเพื่อที่จะแปลงข้อมูลข่าวสารหรือเสียงพูดให้เป็นสัญญาณรูปแบบที่สามารถส่งออกไปในตัวกลาง หรือ ช่องสัญญาณ ได้แก่ อุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณคลื่นวิทยุไมโครเวฟ, คลื่นส่งวิทยุกระจายเสียง เป็นต้น
2. สื่อตัวกลางหรือช่องสื่อสาร (Communication Channel) เป็นตัวกลางที่ใช้สำหรับให้สัญญาณอิเล็กทรอนิกส์สามารถส่งจากผู้ส่ง ณ สถานที่หนึ่งผ่านไปยังผู้รับในอีกสถานที่หนึ่งได้ ตัวกลางในที่นี้ ได้แก่ คลื่นวิทยุ และในตัวกลางนี้มีส่วนทำให้สัญญาณที่ถูกส่งลดทอนลงไปได้ส่วนหนึ่ง
3. สัญญาณรบกวน (Noise) เป็นสัญญาณของพลังงานรูปแบบต่างๆ ที่มีลักษณะไม่แน่นอนเข้ามาในระบบสื่อสาร มีผลรบกวนสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งมาในช่องสื่อสารบางครั้งสัญญาณรบกวนอาจเกิดขึ้นในวงจรของตัวรับสัญญาณก็ได้ สำหรับระบบสื่อสารไร้สายนั้นสัญญาณรบกวนมีอยู่ทั่วไปในอากาศ เช่น สัญญาณจากปรากฏการณ์ฟ้าแลบ
4. ตัวรับสัญญาณ (Receiver) เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ถูกออกแบบให้รับสัญญาณที่ถูกส่งออกมาทางช่องสื่อสารและทำการแปลงสัญญาณให้กลับไปยังรูปแบบที่ผู้รับปลายทางสามารถเข้าใจได้

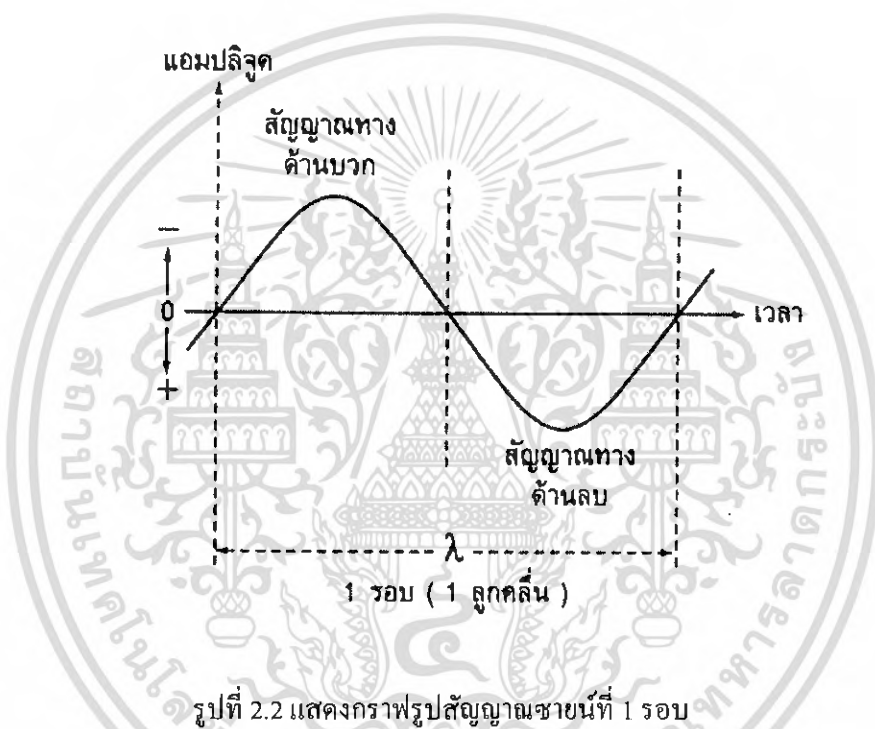
เช่น ตัวรับสัญญาณจากดาวเทียม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.1 แถบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ( Electromagnetics Spectrum )

เนื่องจากสื่อตัวกลางทั้งสองแบบมีคุณสมบัติเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า จะขออธิบายถึงการจัดเรียงความถี่ต่างๆ ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในระบบสื่อสาร ซึ่งเสมือนแผนที่แสดงการจัดสรรการใช้ความถี่ที่เป็นทรัพยากรสำคัญมาก เพราะคลื่นวิทยุและคลื่นแสงรวมอยู่ในแถบความถี่ดังกล่าวด้วย ก่อนอื่นคงต้องทราบคำนิยามของความถี่ก่อน

ความถี่ (Frequency) หมายถึงจำนวนรอบของการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณใดๆ ในช่วงเวลาหนึ่ง โดยหน่วยของการวัดความถี่นั้นมีค่าเป็น เฮิรตซ์ (Hertz) ส่วนประกอบของสัญญาณความถี่ก็จะมีระดับของสัญญาณหรือที่เรียกว่าแอมพลิจูด และความยาวของคลื่นเรียกว่า แลมด้า



แถบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบ่งออกเป็นแถบย่อยๆ ดังต่อไปนี้

#### 1. ช่วงความถี่ต่ำสุด (Extremely Low Frequencies)

ELFs : เป็นช่วงความถี่ 30 เฮิรตซ์ - 300 เฮิรตซ์ มีความยาวคลื่น  $10^7$ - $10^6$  เมตร คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในช่วงนี้เป็นสัญญาณเสียงความถี่ต่ำที่สุดที่มนุษย์สามารถได้ยิน และเป็นช่วงความถี่สำหรับระบบไฟฟ้าที่ใช้ภายในบ้านซึ่งอยู่ที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ - 60 เฮิรตซ์

#### 2. ช่วงความถี่เสียง (Voice Frequencies)

VF : เป็นช่วงความถี่ 300 เฮิรตซ์ - 3 กิโลเฮิรตซ์ มีความยาวคลื่น  $10^6$ - $10^5$  เมตร คลื่นช่วงนี้เป็นช่วงสัญญาณเสียงพูดปกติของมนุษย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3. ช่วงความถี่ต่ำมาก (Very Low Frequencies)

VLFs : เป็นช่วงความถี่ 3 กิโลเฮิร์ตซ์ - 30 กิโลเฮิร์ตซ์ มีความยาวคลื่น  $10^5$ - $10^4$  เมตร เป็นช่วงที่สัญญาณเสียงของเครื่องดนตรีและคลื่นสื่อสารของทางทหารใช้

### 4. ช่วงความถี่ต่ำ (Low Frequencies)

LFs : เป็นช่วงความถี่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ - 300 กิโลเฮิร์ตซ์ มีความยาวคลื่น  $10^4$  -  $10^3$  เมตร เป็นช่วงสัญญาณที่ใช้ในการนำร่องของระบบการบินและการเดินเรือ

### 5. ช่วงความถี่กลาง (Medium Frequencies)

MFs : เป็นช่วงความถี่ 300 กิโลเฮิร์ตซ์ - 3000 กิโลเฮิร์ตซ์ มีความยาวคลื่น  $10^3$ - $10^2$  เมตร จะถูกใช้สำหรับคลื่นวิทยุกระจายเสียงในระบบ AM (Amplitude Modulation: 535-1605 กิโลเฮิร์ตซ์) และยังใช้การสื่อสารในระบบการบินและการเดินเรือ

### 6. ช่วงความถี่สูง (High Frequencies)

HF : เป็นช่วงความถี่ 3 เมกะเฮิร์ตซ์ - 30 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความยาวคลื่น  $10^2$ - $10^1$  เมตร ความถี่สูงหรือที่เรียกว่าคลื่นสั้นนั้นใช้ในการกระจายเสียงวิทยุคลื่นสั้น เช่น สถานีวิทยุ Voice of America ใช้ในการสื่อสารคลื่นวิทยุแบบสองทิศทาง ใช้ในวิทยุสื่อสารของทหารและวิทยุสมัครเล่น

### 7. ช่วงความถี่สูงมาก (Very High Frequencies)

VHF : เป็นช่วงความถี่ 30 เมกะเฮิร์ตซ์ - 300 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความยาวคลื่น  $10^1$ -1 เมตร เป็นช่วงความถี่ที่มีความหนาแน่นของการใช้งานมากได้แก่วิทยุกระจายเสียงในระบบ FM (Frequency Modulation : 88-108 เมกะเฮิร์ตซ์) มีสถานีโทรทัศน์ช่อง 2 ถึงช่อง 13 มีบางช่วงความถี่สำหรับวิทยุสมัครเล่น และนอกจากนั้นยังมีการใช้งานการสื่อสารของการบินและการเดินเรือ

### 8. ช่วงความถี่อัลตราไฮ (Ultrahigh Frequencies)

UHF : เป็นช่วงความถี่ ความถี่ 300 เมกะเฮิร์ตซ์ - 3000 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความยาวคลื่น 1- $10^1$  เมตร เป็นช่วงความถี่ที่มีการใช้งานมากอีกช่วงหนึ่ง เช่นกัน มีสถานีโทรทัศน์ช่อง 14 ถึงช่อง 83 และถูกใช้งานอย่างมากในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ บริการทางด้านโทรศัพท์ระบบเซลลูลาร์ เป็นช่องความถี่สำหรับทหารระบบนำร่อง (Navigation) และระบบเรดาร์ (Radar) สำหรับความถี่ที่สูงกว่า 1000 เมกะเฮิร์ตซ์หรือ 1 จิกกะเฮิร์ตซ์ ขึ้นไปจะถูกเรียกว่าคลื่นไมโครเวฟ (Microwave)

### 9. ช่วงความถี่ซูเปอร์ไฮ (Superhigh Frequencies)

SHFs : เป็นช่วงความถี่ 3 จิกกะเฮิร์ตซ์ - 30 จิกกะเฮิร์ตซ์ มีความยาวคลื่น  $10^1$ - $10^2$  เมตร คือย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งถูกใช้งานอย่างมากในระบบสื่อสารของดาวเทียมและระบบเรดาร์

### 10. ช่วง ความถี่สูงสุด (Extremely High Frequencies)

EHFs : เป็นช่วงความถี่ 30 จิกกะเฮิร์ตซ์ - 300 จิกกะเฮิร์ตซ์ มีความยาวคลื่น  $10^2$ - $10^3$  เมตร ถูกใช้สำหรับระบบสื่อสารดาวเทียมและระบบเรดาร์ชนิดพิเศษ เนื่องจากอุปกรณ์สื่อสารที่ใช้ในย่านความถี่นี้มีความซับซ้อนมาก จึงยังมีการใช้งานในย่านนี้น้อยและสำหรับสัญญาณความถี่ที่อยู่เหนือขึ้นไปจากนี้จะถูกเรียกว่า มิลลิเมตรเวฟ (Millimeter Wave)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 11. ช่วงความถี่อินฟราเรด (Infrared)

มีความยาวคลื่น 0.7 - 100 ไมครอน สำหรับสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่สูงกว่า 300 จิกกะเฮิร์ตซ์ จะไม่นับเป็นคลื่นวิทยุ แต่จะมีการตั้งชื่อให้กับแต่ละแถบความถี่ ช่วงความถี่อินฟราเรดนี้อยู่ระหว่างคลื่นวิทยุที่สูงที่สุดและคลื่นแสงที่ตามองเห็นได้ ความยาวคลื่นอินฟราเรดนั้นมีหน่วยเป็นไมครอน( 1 ไมครอนเท่ากับหนึ่งในล้านส่วนของหนึ่งเมตรเท่ากับ  $10^6$  เมตร) คลื่นอินฟราเรดมักจะแพร่กระจายออกมาพร้อมกับความร้อน นั่นคือวัตถุใดที่กำเนิดความร้อนก็จะมีการแพร่กระจายสัญญาณอินฟราเรด สัญญาณอินฟราเรดสามารถสร้างขึ้นได้ด้วย LED (Light Emitting Diode) ชนิดพิเศษการใช้งานอินฟราเรดก็เช่นในงานดาราศาสตร์สำหรับการตรวจจับดาวและวัตถุในอวกาศใช้ในระบบควบคุมระยะไกล (Remote Control) เช่นของโทรทัศน์ นอกจากนี้อินฟราเรดยังมีคุณสมบัติเช่นเดียวกับแสงโดยสามารถถูกควบคุมด้วยเลนส์และกระจกได้

## 12. ช่วงความถี่ที่มองเห็นได้ (Visible Spectrum)

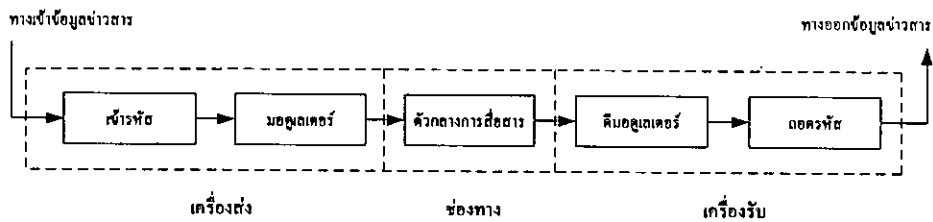
มีความยาวคลื่น 8000 - 4000 อังสตรอม เหนือความถี่ของอินฟราเรด เป็นแถบของคลื่นที่มนุษย์สามารถมองเห็นได้ นั่นคือแสงมีหน่วยของการวัดความยาวของคลื่นเป็นอังสตรอม (Angstrom) โดยหนึ่งอังสตรอมมีค่าเท่ากับหนึ่งส่วนหนึ่งหมื่นของไมครอนช่วงของคลื่นแสงสีแดงจะอยู่ที่ 8000Å ส่วนคลื่นแสงสีม่วงจะอยู่ที่ 4000Å แสงถูกใช้ในการสื่อสารหลายอย่าง เพราะสามารถมอดูเลตและส่งสัญญาณเข้าไปในสายใยแก้วนำแสง (Fiber Optic) ได้ แสงมีประโยชน์สูงสุดเนื่องจากความถี่มีค่าสูง จึงสามารถบรรจุข้อมูลจำนวนมากลงไปได้ แสงสามารถส่งออกไปในอากาศได้โดยการเพิ่มความเข้มของแสงและทำให้ลำของแสงมีขนาดเล็กลงซึ่งเรียกว่า เลเซอร์ (Laser) ทำให้มีการประยุกต์ใช้แสงเลเซอร์ในการมอดูเลตสัญญาณเสียง ภาพ และข้อมูลลงไปได้

สำหรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในความถี่ที่สูงกว่านี้เช่นเอ็กซ์เรย์(X-Rays),แกมมาเรย์ (Gamma Rays) และคอสมิกเรย์ (Cosmic Rays) ไม่ได้มีการนำมาประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารจึงไม่ขอกล่าวถึง

ความถี่วีเอชเอฟ (Very High Frequency : VHF) เป็นย่านความถี่ที่สูงมากโดยเริ่มตั้งแต่ที่ความถี่ 30-300 เมกะเฮิร์ตซ์ ใช้สำหรับการรับส่งสัญญาณโทรทัศน์ช่อง 2-13 การส่งสัญญาณวิทยุในระบบเอฟเอ็ม (Frequency Modulation : FM) รวมทั้งใช้ในการรับส่งวิทยุสมัครเล่น การสื่อสารในย่านความถี่สูงมากนี้มีทั้งแบบเชื่อมโยงระหว่างจุดต่อจุดและการสื่อสารแบบเคลื่อนที่ ระยะทางที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารจะไม่เกิน 50 กิโลเมตร

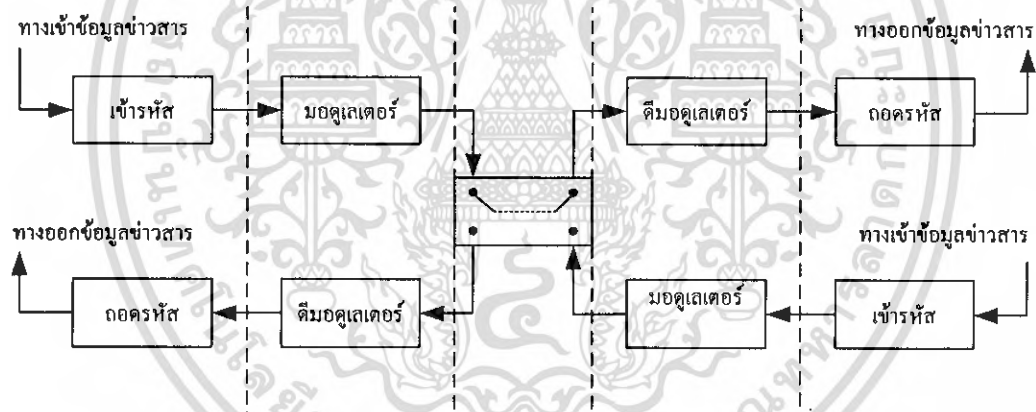
### 2.1.2 รูปแบบของระบบสื่อสาร

1. ซิมเพิล็กซ์(Simplex)หรือการติดต่อทางเดียวเป็นการส่งแบบแต่ละด้านจะทำหน้าที่เป็นเฉพาะตัวส่งหรือตัวรับอย่างใดอย่างหนึ่งเท่านั้น เมื่ออุปกรณ์ด้านหนึ่งเป็นฝ่ายส่งข้อมูลอุปกรณ์อีกด้านจะเป็นฝ่ายรับข้อมูลเสมอ เช่น การรับส่งสัญญาณวิทยุทางสถานีเป็นตัวส่งและเครื่องวิทยุเป็นตัวรับระบบการรับส่งแบบซิมเพิล็กซ์แสดงดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ระบบการส่งแบบซิมเพล็กซ์

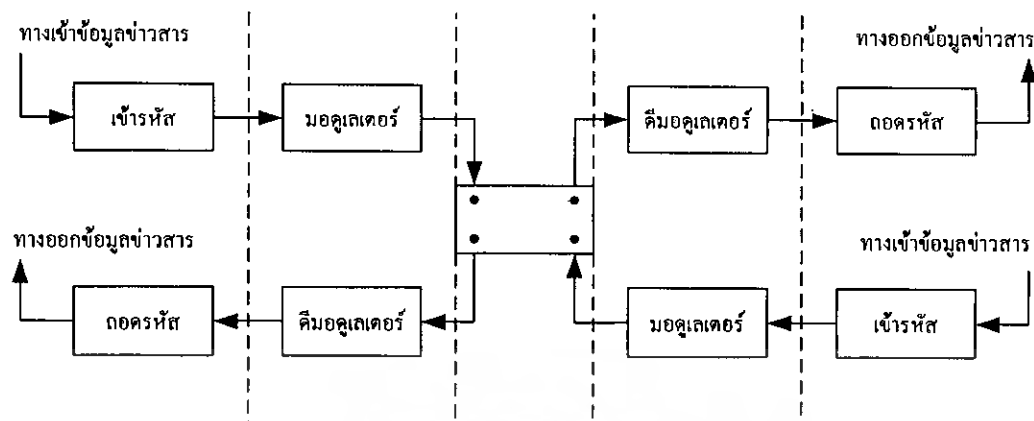
2. ฮาล์ฟดูเพล็กซ์ (Half-Duplex) หรือการติดต่อกึ่งสองทางจะมีการใช้อุปกรณ์ปลายทางที่พัฒนาขึ้นมาให้มีความสามารถทั้งส่งและรับได้ แต่จะรับและส่งพร้อมกันไม่ได้ต้องผลัดกันเป็นตัวส่งและตัวรับ มีการเปลี่ยนเส้นทางในการส่งข้อมูลกันได้แต่คนละเวลา การส่งแบบนี้นิยมเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าการสื่อสารแบบสองสาย (Two-Wire Communication) เนื่องจากอุปกรณ์ในสมัยก่อนไม่สามารถส่งข้อมูลและรับข้อมูลโดยใช้ 1 คู่สายในเวลาเดียวกันได้ ต้องผลัดกันส่งข้อมูลหรือรับข้อมูล สายที่ว่านี้ก็คือสายโทรศัพท์ที่ใช้ในการเชื่อมต่อ โมเด็มทั้งทางด้านส่งและทางด้านรับเข้าด้วยกันซึ่งระบบการติดต่อแบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์แสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ระบบการส่งแบบฮาล์ฟดูเพล็กซ์

3. ฟูลดูเพล็กซ์ (Full-Duplex) หรือ การติดต่อสองทาง วิธีนี้ดีที่สุดเพราะทั้งสองด้านจะสามารถทำการส่งและทำการรับข้อมูลได้ในเวลาเดียวกัน การส่งแบบนี้นิยมเรียกกันอีกชื่อหนึ่งว่า การสื่อสารแบบ 4 สาย (Four-Wire Communication) เนื่องจากอุปกรณ์มีการใช้ 1 คู่สายในการรับข้อมูลและใช้อีก 1 คู่สายในการส่งข้อมูลพร้อมกันในเวลาเดียวกันได้ ซึ่งคู่สถานีสามารถโต้ตอบกันได้ทันทีโดยไม่ต้องรอให้อีกสถานีหยุดพูดหยุดส่งเช่น การสนทนาทางโทรศัพท์ วิธีนี้จะแยกภาคเครื่องรับออกจากเครื่องส่งและใช้ความถี่ในการรับและการส่งไม่เหมือนกัน ซึ่งความถี่ห่างกันเพียงพอที่จะไม่รบกวนซึ่งกันและกัน โดยเครื่องวิทยุจะเปิดไว้ให้รับและส่งตลอดเวลาทั้งสองสถานีเลยก็ได้ หรือจะเปิดให้เครื่องรับเพียงอย่างเดียวและเปิดให้ส่งโดยการนำสัญญาณจากคู่สถานีไปบังคับก็จะได้ระบบการส่งแบบฟูลดูเพล็กซ์แสดงดังรูปที่ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



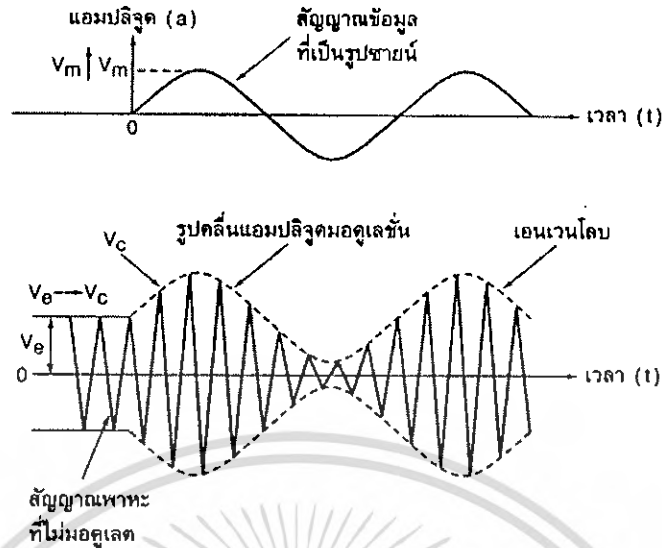
รูปที่ 2.5 ระบบการส่งแบบฟูลดูเพล็กซ์

### 2.1.3 ระบบคลื่นพาหะที่เป็นคลื่นวิทยุ (Radio Carrier)

การสื่อสารด้วยคลื่นวิทยุอาจเรียกได้ว่าเป็นการพัฒนาให้มนุษย์สามารถส่งข้อมูลหรือเสียงไปได้ไกลโดยไม่ต้องพึ่งสาย โดยธรรมชาติของคลื่นวิทยุเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าชั้นตอนคือมีการแพร่กระจายพลังงานคลื่นจากสายอากาศด้านผู้ส่ง ซึ่งคลื่นสามารถเดินทางได้เร็วเท่าความเร็วแสง นั่นคือ 186,000 ไมล์ ต่อวินาที หรือ  $3 \times 10^8$  เมตรต่อวินาที เมื่อคลื่นเดินทางมาถึงสายอากาศด้านผู้รับจะเกิดค่าต่างศักย์ไฟฟ้าจำนวนน้อยๆค่าหนึ่งซึ่งหากมีการขยายและแปลงสัญญาณที่มีการส่งมาก็จะได้สัญญาณเดิมกลับมาส่วนข้อมูลข่าวสารหรือเสียงของมนุษย์นั้นไม่มีวิธีการก็คือนำเสียงพูดรวมเข้าไปกับสัญญาณคลื่นวิทยุที่เป็นสื่ออีกช่วงความถี่หนึ่งเราเรียกชั้นตอนดังกล่าวว่าการมอดูเลชัน (Modulation) ในที่นี้จะกล่าวถึงในภายหลัง

### 2.1.4 เทคนิคการมอดูเลชัน (Modulation Technique)

จากความต้องการติดต่อสื่อสารระยะไกล สัญญาณเสียงพูดของมนุษย์ซึ่งอยู่ในช่วงความถี่ต่ำมีความยาวคลื่นมากหากต้องการส่งเสียงพูดออกไปในอากาศก็จำเป็นต้องใช้เสาอากาศที่มีขนาดสูงมากซึ่งไม่เหมาะสมและมีสัญญาณรบกวนได้ง่ายจึงมีการคิดค้นเทคนิคที่จะทำให้เปลี่ยนความถี่ของเสียงพูดให้ไปอยู่ในอีกช่วงความถี่หนึ่งบนแถบความถี่ซึ่งเหมาะสำหรับการส่งออกอากาศ การมอดูเลชันเป็นเทคนิคที่สำคัญ เป็นวิธีการเปลี่ยนรูปแบบของสัญญาณหนึ่ง (ในที่นี้คือสัญญาณพาหะ Carrier) ให้เป็นไปตามรูปแบบของสัญญาณในจุดหนึ่งซึ่งเป็นข้อมูลหรือเสียงพูดที่ต้องการส่ง สัญญาณข้อมูลหรือเสียงพูดจะถูกเรียกว่า มอดูเลตติ้งซิกแนล (Modulating Signal) ส่วนสัญญาณพาหะถูกเรียกว่า แครเรียร์ (Carrier) หรือ มอดูเลตเวฟ (Modulated Wave)



รูปที่ 2.6 แสดงสัญญาณข้อมูล สัญญาณพาหะและสัญญาณผลลัพ์ที่ได้จากการมอดูเลต

#### 2.1.4.1. การมอดูเลชันทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation)

แอมพลิจูดมอดูเลชันเป็นวิธีการที่คิดค้นได้ก่อนในบรรดาเทคนิคการมอดูเลตอื่นๆ เป็นการนำสัญญาณ 2 ชุดมาผสมกัน โดยสัญญาณแรกเป็นข้อมูลหรือเสียงที่ต้องการส่งสัญญาณที่สองเป็นสัญญาณพาหะแอมพลิจูดมอดูเลชันเป็นการนำสัญญาณข้อมูลมาปรับเปลี่ยนขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะ โดยที่ความถี่ของสัญญาณพาหะไม่มีการเปลี่ยนแปลง ในที่นี้สมมติว่าสัญญาณข้อมูลที่ต้องการนำมาทำการมอดูเลตมีความถี่ค่าหนึ่งคือ  $f_s$  และสัญญาณข้อมูลที่เป็นพาหะมีความถี่อีกค่าหนึ่งคือ  $f_c$  ผลลัพ์จากการมอดูเลชันจะเป็นดังรูปที่ 2.6

จากรูปที่ 2.6 เส้นปะซึ่งเกิดจากการต่อกันของแอมพลิจูดสัญญาณผลลัพ์จะมีชื่อเรียกว่า เอนเวน โบล (Envelope) ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกับคลื่นของ  $f_s$  ลักษณะของสัญญาณที่ได้รับจากการทำแอมพลิจูดมอดูเลชัน

สัญญาณรูปซายน์นั้น โดยปกติจะสามารถอธิบายได้ด้วยรูปสมการดังนี้

$$v = V \sin(2\pi ft) \quad (2.1)$$

เมื่อกำหนดให้

$V_s$  = แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณรูปซายน์ความถี่  $f_s$  เป็นความต่างศักย์มีหน่วยเป็น โวลต์

$V_c$  = แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณรูปซายน์ความถี่  $f_c$  เป็นความต่างศักย์มีหน่วยเป็น โวลต์

$t$  = เป็นเวลาใดๆ มีหน่วยเป็น วินาที

จะได้ว่าสัญญาณ

$$v_s = V_s \sin(2\pi f_s t) \quad (2.2)$$

$$v_c = V_c \sin(2\pi f_c t) \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อสังเกตค่าของแอมพลิจูดสูงสุดของความถี่สัญญาณข้อมูลไม่ควรที่จะมากกว่าแอมพลิจูดสูงสุดของความถี่สัญญาณพาหะ(Carrier) มิฉะนั้นจะเกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณข้อมูลได้ หลังจากการทำมอดูเลชันหากค่าแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลสูงกว่าของสัญญาณพาหะหลายๆจะเรียกได้ว่าเกิดการ โอเวอร์มอดูเลชัน(Overmodulation) และความสัมพันธ์ของค่าความต่างศักย์ของสัญญาณทั้งสองนั้นมีการกำหนดขึ้นเรียกว่า ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index บางครั้งก็มีชื่อเรียกดังนี้ Modulation Factor, Modulation Coefficient, Degree of Modulation) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่าความต่างศักย์ของสัญญาณข้อมูลกับความต่างศักย์ของสัญญาณพาหะดังสมการข้างล่างนี้

$$m = \frac{V_s}{V_c} \quad (2.4)$$

ค่าของดัชนีการมอดูเลชัน (Modulation Index) จะอยู่ในช่วง  $0 < m < 1$  เพราะหาก  $m$  มากกว่า 1 ก็จะทำให้เกิดการ โอเวอร์มอดูเลชัน (Overmodulation) ขึ้น และนิยมคูณ 100 เข้าไปเพื่อแสดงค่าเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลชันจากรูปคลื่นผลลัพธ์ทำให้พอสรุปได้ว่าค่าความต่างศักย์ที่เวลาใดๆของสัญญาณเกิดผลรวมของค่าแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณพาหะกับค่าแอมพลิจูดที่เวลาใดๆของสัญญาณข้อมูล จะได้ค่าตามสมการข้างล่างนี้

$$\begin{aligned} v_1 &= V_c + v_s \\ v_1 &= V_c + V_s \sin(2\pi f_s t) \end{aligned} \quad (2.5)$$

ค่าของ  $v_1$  เป็นค่าของแอมพลิจูดของสัญญาณผลลัพธ์ตามที่เรียกว่า เอนเวนโปลา (Envelope) ดังนั้นสมการที่แสดงถึงรูปคลื่นผลลัพธ์คือ

$$\begin{aligned} v_2 &= v_1 \sin(2\pi f_c t) \\ v_2 &= [V_c + V_s \sin(2\pi f_s t)] \cdot \sin(2\pi f_c t) \\ &= V_c \sin(2\pi f_c t) + V_s \sin(2\pi f_s t) \cdot \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (2.6)$$

หากพิจารณาจากสมการจะเห็นว่า สัญญาณพาหะ + (สัญญาณข้อมูล  $\times$  สัญญาณพาหะ) นั่นคือ ส่วนแรกจะเป็นสัญญาณพาหะ และส่วนที่สองจะเป็นผลคูณของสัญญาณพาหะและสัญญาณข้อมูล ดังนั้นวงจรที่จะนำมาใช้สร้างแอมพลิจูดมอดูเลชันจะต้องเป็นวงจรคูณสัญญาณ มีชื่อเรียกววงจรสำหรับทำ AM ว่ามอดูเลเตอร์ (Modulator) และจากสูตรตรีโกณมิติที่ผลคูณของซายน์

$$\sin A \sin B = \cos\left(\frac{A-B}{2}\right) - \cos\left(\frac{A+B}{2}\right) \quad (2.7)$$

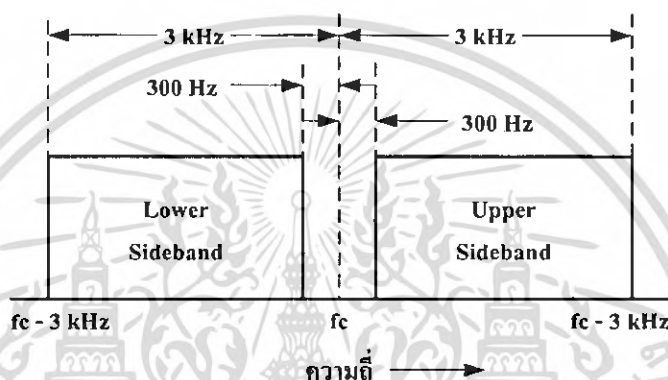
จากสมการข้างต้นชี้ให้เห็นว่าผลที่ได้จากการทำ Amplitude Modulation จะได้สัญญาณที่มีความถี่ใกล้เคียงกับสัญญาณพาหะ (Carrier) ออกมาด้วย เป็นสัญญาณที่มีความถี่ต่ำและสูงกว่าสัญญาณพาหะ เรียกว่า ไซด์แบนด์หรือไซด์ฟริควนซี (Sideband or Side Frequency)

$$f_{USB} = \text{Upper Sideband frequency} = f_c + f_s$$

$$f_{LSB} = \text{Lower Sideband frequency} = f_c - f_s$$

จากการวัดด้วยออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) สัญญาณที่ได้จะไม่สามารถแยกได้ว่ามีความถี่ข้างเคียงเกิดขึ้นด้วยแต่ถ้าใช้เครื่องมือสเปกตรัมอนาลิเซอร์ (Spectrum Analyzer) วิเคราะห์สัญญาณของแอมพลิจูดมอดูเลชัน (Amplitude Modulation) ก็จะทำให้ได้รูปกราฟของฟรีแควนซีโดเมน (Frequency Domain) ดังรูป 2.7

จากรูปที่ 2.7 ทำให้ทราบว่าสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลชันจะมีความถี่ใกล้เคียงเกิดขึ้นด้วยทั้งด้านบนและด้านล่างของความถี่พาหะ (Carrier) และจะได้ว่า AM ใช้ความกว้างของแถบสัญญาณหรือที่เรียกว่า Bandwidth เป็นจำนวนสองเท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณข้อมูล ถ้าหากสัญญาณข้อมูลมีความถี่  $f_s = 5$  กิโลเฮิรตซ์ จะได้ว่าต้องใช้แบนด์วิดท์ เท่ากับ 10 กิโลเฮิรตซ์ สำหรับสัญญาณ AM



รูปที่ 2.7 สัญญาณแอมพลิจูดมอดูเลชันในแกนความถี่

เมื่อพิจารณาถึงกำลัง (Power) ที่ส่งออกอากาศจะประกอบด้วยกำลังของคลื่นพาหะบวกกับกำลังของคลื่นความถี่ข้างเคียงทั้งสองด้าน (Sideband) เนื่องจากกำลังส่งของความถี่ข้างเคียงมีค่าขึ้นอยู่กับค่าของดัชนีมอดูเลชัน (Modulation Index) และค่าของกำลังส่งของ Sideband มีค่าดังนี้

$$P_{LSB} = P_{USB} = P_c (m)^2 / 4 \quad (2.8)$$

- เมื่อ
- $P_c$  = ค่ากำลังส่งของสัญญาณพาหะ (Carrier)
  - $P_{LSB}$  = ค่ากำลังส่งของสัญญาณด้านที่ต่ำกว่าสัญญาณพาหะ
  - $P_{USB}$  = ค่ากำลังส่งของสัญญาณด้านที่สูงกว่าสัญญาณพาหะ

จากสมการของกำลังข้างต้นทำให้ทราบว่ายิ่งเปอร์เซ็นต์มอดูเลชันยิ่งสูงมากเท่าใด กำลังส่งของสัญญาณความถี่ข้างเคียงก็จะยิ่งสูงมากขึ้น ทำให้การรับและการส่งสัญญาณดีขึ้น

แม้ว่า AM จะมีความง่ายและได้ผลที่ดีวิธีหนึ่ง แต่ก็เป็น การส่งสัญญาณที่ไม่ค่อยมีประสิทธิภาพ หากพิจารณากำลังส่งทั้งหมด เมื่อ  $P_t =$  กำลังส่งสัญญาณทั้งหมด

$$\begin{aligned} P_t &= P_c + P_{LSB} + P_{USB} \\ P_t &= P_c + [P_c (m)^2 / 4] + [P_c (m)^2 / 4] \end{aligned} \quad (2.9)$$

ที่  $m = 1$  หรือ 100% มอดูเลชันจะได้สัญญาณ Sideband ที่มีกำลังส่งสูงสุด

$$P_t = P_c + (P_c / 2) \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากกำลังส่งของสัญญาณพาหะ (Carrier) เป็น 100 วัตต์ กำลังส่งของสัญญาณไซด์แบนด์จะมีค่า 50 วัตต์ จากผลรวมทั้งหมด 150 วัตต์ ซึ่งเป็นสัญญาณข้อมูลเพียง 50 วัตต์ มีการสูญเสียไปกับกำลังส่งของสัญญาณพาหะถึง 2 ใน 3 ของพลังงานทั้งหมด โดยที่ไม่มีข้อมูลใดๆ อยู่ในสัญญาณนี้เลย ด้วยสาเหตุข้างต้นจึงมีการลดหรือเอาสัญญาณพาหะออกไป ซึ่งเรียกว่า การยับยั้ง (Suppression) ทำให้สัญญาณที่ได้มีเฉพาะสัญญาณไซด์แบนด์ สัญญาณ AM ที่มีการเอาสัญญาณพาหะออก เรียกว่า ดับเบิลไซด์แบนด์ยับยั้งเพรสแครร์เรียร์ (Double Sideband Suppressed Carrier : DSSC หรือ DSB) วงจรที่ใช้ในการสร้างสัญญาณ DSB เรียกว่า บาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balance Modulator) ด้วยการใช้ DSB จะทำให้กำลังถูกใส่ลงไปอยู่ในสัญญาณ Sideband ได้มากขึ้น

หากพิจารณาต่อไปอีกจะพบว่าสัญญาณข้อมูลนั้นมีอยู่ข้างกันทั้งความถี่ด้านบน (Upper Sideband) และความถี่ด้านล่าง (Lower Sideband) จึงมีการคิดค้นให้ส่งสัญญาณเพียงสัญญาณข้างเคียงด้านเดียว เรียกว่าซิงเกิลไซด์แบนด์ยับยั้งเพรสแครร์เรียร์ (Single Sideband Suppressed Carrier : SSSC หรือ SSB) เมื่อมีการใช้สัญญาณเพียงข้างเดียวทำให้สามารถประหยัดการครอบครองแถบความถี่ (Spectrum) ไปได้ครึ่งหนึ่ง จากเดิมที่สัญญาณ AM ต้องการใช้

ทั้ง DSB และ SSB มีประสิทธิภาพที่มากกว่าในแง่ของกำลังส่งที่ใช้ เนื่องจากมีการประหยัดกำลังส่งของสัญญาณพาหะ ทำให้สามารถนำกำลังส่งไปใส่เพิ่มในไซด์แบนด์ได้ และคุณสมบัติพิเศษอีกอย่างหนึ่งก็คือขณะที่ไม่มีสัญญาณข้อมูล หรือเสียงพูดเข้ามา ก็จะไม่มีความถี่วิทยุ (Radio Frequency) ส่งออกมา

สิ่งที่เกี่ยวข้องกับมอดูเลชันทางความถี่อีกเรื่องหนึ่งคือ ฟรีควเอนซีคอนเวอร์ชัน (Frequency Conversion) เป็นการแปลงสัญญาณข้อมูลหรือเสียงพูด ไปยังความถี่ที่สูงหรือต่ำกว่าในขณะที่ยังคงรักษาข้อมูลเบื้องต้นไว้ทั้งหมด เป็นเพียงการเลื่อนความถี่ไปเท่านั้น ในการแปลงความถี่ให้สูงขึ้นนั้น มีการใช้งานในการส่งสัญญาณออกอากาศ ส่วนในการแปลงความถี่ให้ต่ำลงนั้นมักมีใช้ในเครื่องรับวิทยุ เพื่อให้สามารถเลือกช่องสัญญาณ (Selectivity) ได้สะดวกขึ้น และเพิ่มค่ากำลังขยาย (Gain) ให้ดีขึ้น กล่าวกันว่าฟรีควเอนซีคอนเวอร์ชันเป็นรูปแบบหนึ่งของแอมพลิจูดมอดูเลชัน (Amplitude Modulation) และกระทำได้โดยใช้วงจรที่เรียกว่ามิกเซอร์ (Mixer) ในอุปกรณ์บางชนิดมิกเซอร์หมายถึงตัวแปลง (Converter) และฟังก์ชันการทำงานของมิกเซอร์เรียกว่า เฮเทอไดน์นิง (Heterodyning)

การทำงานของมิกเซอร์เหมือนกับตัวแอมพลิจูดมอดูเลเตอร์ (Amplitude Modulator) คือ จะทำการคูณสัญญาณอะนาล็อกของสัญญาณขาเข้ากับสัญญาณความถี่อ้างอิง (Local Oscillator) ผลลัพธ์ที่ได้จากการมิกเซอร์ประกอบไปด้วยสัญญาณความถี่ต่อไปนี้

$$f_s = \text{ความถี่ของสัญญาณข้อมูล}$$

$$f_0 = \text{ความถี่สัญญาณจากความถี่อ้างอิง (Local Oscillator)}$$

$$f_0 + f_s = \text{ความถี่ผลรวมของสัญญาณข้อมูลและสัญญาณอ้างอิง}$$

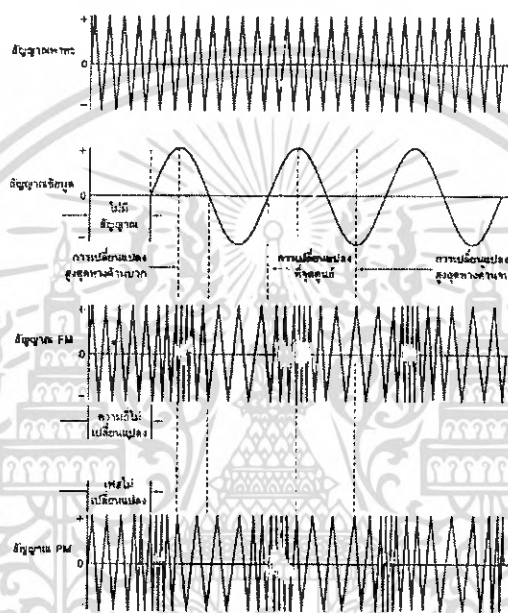
$$f_0 - f_s \text{ หรือ } f_s - f_0 = \text{ความถี่ผลต่างของสัญญาณข้อมูลและสัญญาณอ้างอิง}$$

ผลที่ได้คือสามารถเปลี่ยนความถี่ไปเป็นความถี่ที่สูงขึ้นหรือต่ำลงได้ และหากใช้วงจรกรอง (Filter) กรองเอาเฉพาะสัญญาณที่ต้องการออกมาก็จะได้สัญญาณที่ถูกเลื่อนไปอยู่ที่ความถี่หนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงแม้ว่าจะมีการเปลี่ยนไปยังความถี่อื่นแต่ผลจากการนำมอดูเลชันก่อนหน้าเข้าวงจรมิกเซอร์ก็ยังคงปรากฏอยู่ในสัญญาณผลลัพธ์

จากการวิเคราะห์คุณสมบัติของสัญญาณพาหะที่เป็นคลื่นรูปไซน์ ทำให้ทราบว่าสามารถทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณพาหะได้อีกสองวิธีการคือการเปลี่ยนความถี่เรียกว่า ฟรีแควนซีมอดูเลชันและการเลื่อนเฟส (Phase Shift) เรียกว่า เฟสมอดูเลชัน (Phase Modulation) และจากการเปลี่ยนการเลื่อนเฟสของสัญญาณทำให้เกิดการมอดูเลตทางความถี่ได้ด้วย ทั้งสองวิธีต่างก็เป็นการมอดูเลชันทางมุม (Angle Modulation)



รูปที่ 2.8 แสดงสัญญาณพาหะ สัญญาณข้อมูลและสัญญาณ FM และ PM

### 2.1.4.2. ฟรีแควนซีมอดูเลชัน (Frequency Modulation)

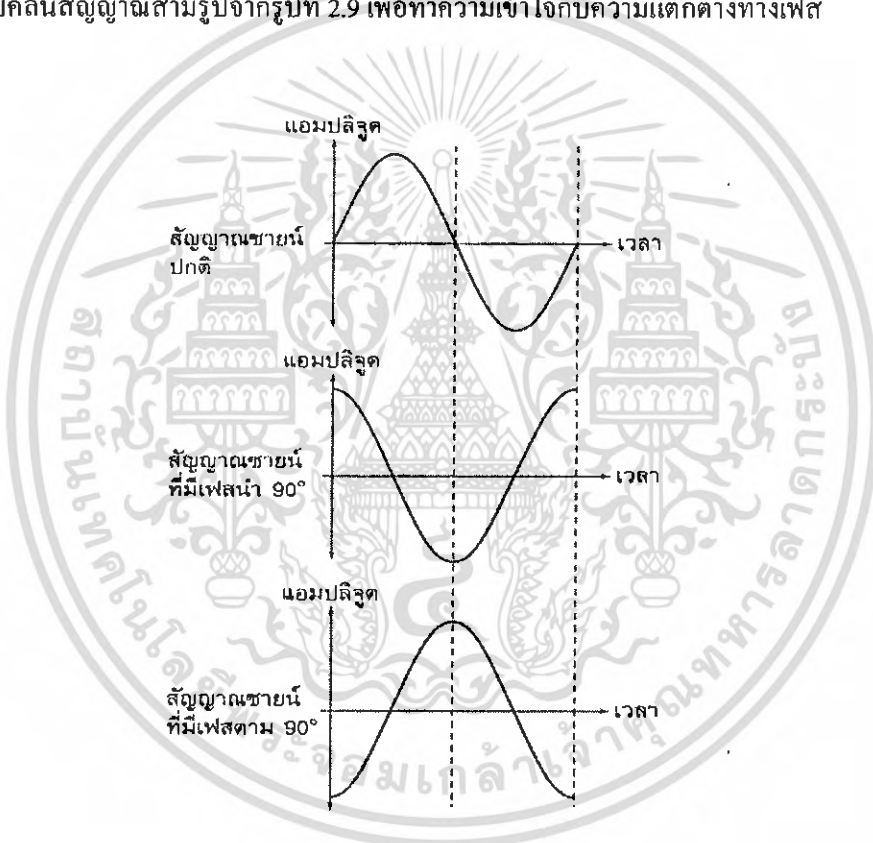
เป็นการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณพาหะตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล โดยที่ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณยังคงที่ การเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณพาหะจะมีความสัมพันธ์กับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล เช่นเมื่อข้อมูลมีแอมพลิจูดสูงสัญญาณพาหะก็จะมีค่าความถี่สูงขึ้นด้วย ขณะที่ไม่มีสัญญาณข้อมูลเข้ามาทำการมอดูเลตสัญญาณพาหะจะมีค่าความถี่กลางอยู่ค่าหนึ่งซึ่งเรียกว่า เซนเตอร์ฟรีแควนซี (Center Frequency) เมื่อมีสัญญาณข้อมูลเข้ามาก็จะทำให้เกิดความถี่เปลี่ยนแปลงสูงขึ้นหรือต่ำลงจากค่าความถี่กลางนี้ (Frequency Deviation) ค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนความถี่จะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณข้อมูลมีแอมพลิจูดสูงสุด ความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะเป็นตัวกำหนดให้ทราบถึงจำนวนครั้งในหนึ่งวินาทีที่เกิดการเบี่ยงเบนของความถี่ขึ้นไปสูงและต่ำกว่าค่าความถี่กลาง และอัตราดังกล่าวถูกเรียกว่า อัตราการเบี่ยงเบนทางความถี่ (Frequency Deviation Rate) ความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะมีผลต่ออัตราการเบี่ยงเบนทางความถี่ดังกล่าว แต่จะไม่มีผลต่อปริมาณของความถี่ที่เบี่ยงเบนไปจากค่าความถี่กลางซึ่งขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแสดงให้เห็นปริมาณการเบี่ยงเบนทางความถี่จะเป็นปริมาณของความถี่ที่เลื่อนสูงขึ้นหรือต่ำลงไปจากค่าความถี่กลาง เช่นหากมีความถี่กลางเป็น 900 เมกะเฮิร์ตซ์ และมีค่าเบี่ยงเบนเท่ากับ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ หมายความว่าสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วจะมีค่าความถี่สูงสุดเท่ากับ 900.2 เมกะเฮิร์ตซ์และมีค่าต่ำสุดเท่ากับ 899.8 เมกะเฮิร์ตซ์

### 2.1.4.3 เฟสมอดูเลชัน (Phase Modulation)

เป็นการเปลี่ยนแปลงของการเลื่อนเฟส(Phase Shift)ของความถี่ของสัญญาณพาหะตามสัญญาณข้อมูล การเลื่อนเฟสหมายถึงการเวลาที่แตกต่างกันระหว่างคลื่นไซน์สองลูกที่มีความถี่เดียวกัน คลื่นลูกหนึ่งมีเฟสนำ(Leading)หมายความว่า เป็นสัญญาณที่เวลาก่อนหน้าสัญญาณอีกลูกหนึ่ง หรือการที่มีเฟสตาม(Lagging)จะหมายความว่า เป็นสัญญาณที่เกิดที่เวลาหลังจากสัญญาณอีกลูกหนึ่ง โปรดพิจารณารูปคลื่นสัญญาณสามรูปจากรูปที่ 2.9 เพื่อทำความเข้าใจกับความแตกต่างทางเฟส



รูปที่ 2.9 สัญญาณชายน์ปกติ สัญญาณชายน์ที่มีเฟสนำ 90 องศา  
และสัญญาณชายน์ที่มีเฟสตาม 90 องศา

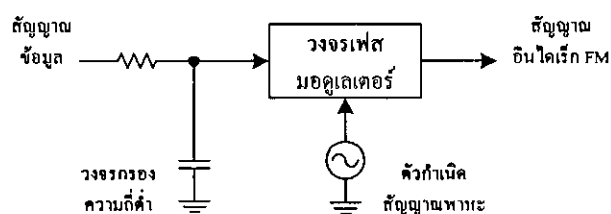
สำหรับการมอดูเลตทางเฟสนั้นการเปลี่ยนแปลงทางเฟสของสัญญาณพาหะจะขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล ตัวอย่างเช่นการเปลี่ยนแปลงทางบวกของสัญญาณข้อมูลอาจทำให้เกิดการเลื่อนเฟสตามส่วนสัญญาณทางลบอาจทำให้เกิดการเลื่อนเฟสนำ เมื่อสัญญาณข้อมูลเพิ่มขึ้นทางบวก (โดยไม่เกี่ยวข้องกับปริมาณแอมพลิจูด) ปริมาณของเฟสตามก็จะเพิ่มขึ้นพร้อมกับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลสัญญาณพาหะก็จะถูกทำให้หน่วงเวลาไป เป็นผลให้สัญญาณที่ออกมานั้นเป็นสัญญาณพาหะที่ความถี่ที่ซึ่งถูกบีบอัดออก หรืออาจกล่าวได้ว่าความถี่ต่ำลง เมื่อสัญญาณข้อมูลลดลงทางลบ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนุญต์เห็นาเปไซประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟสก็จะเปลี่ยนเป็นเฟสนำในช่วงนี้สัญญาณพาหะจะถูกเร่งความเร็วขึ้นนั่นคือความถี่ของพาหะก็จะสูงขึ้น จากปริมาณการเลื่อนเฟสมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ของสัญญาณพาหะเกิดเป็นการมอดูเลตทางความถี่โดยอ้อม (Indirect FM) ที่ได้จากการมอดูเลตทางเฟส (PM) แต่การมอดูเลตทางความถี่จะเกิดเมื่อการเลื่อนเฟสมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เท่านั้นหากไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเฟส การเปลี่ยนแปลงความถี่ก็จะไม่เกิดขึ้นหากพิจารณาสัญญาณข้อมูลขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มหรือลดแอมพลิจูด การเปลี่ยนแปลงความถี่จะเกิดขึ้นจากตัวมอดูเลตทางเฟสหรือตัวเลื่อนเฟส และหากสัญญาณข้อมูลไม่มีการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด สัญญาณพาหะจะไม่มีค่าความถี่เปลี่ยนแปลง จะเป็นสัญญาณพาหะความถี่เดิมที่ถูกเลื่อนเฟสไปค่าหนึ่งเท่านั้น

จากการมอดูเลตทางเฟสค่าเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดจะปรากฏในช่วงที่สัญญาณข้อมูลมีการเปลี่ยนแปลงในอัตราสูงสุด เช่น ณ จุดที่สัญญาณข้อมูลรูปซายน์มีการเปลี่ยนค่าความต่างศักย์จากบวกไปหาลบหรือจากลบไปหาบวก หรือจุดที่สัญญาณตัดกับแกนเวลาและมีค่าความต่างศักย์เป็นศูนย์นั่นเอง (Zero Crossingpoints) แต่สำหรับการมอดูเลตทางความถี่ค่าเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดจะเกิดในช่วงที่แอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลมีค่าสูงสุดทั้งทางบวกและทางลบ ถึงแม้ว่าตัวมอดูเลตทางเฟสจะสร้างสัญญาณแบบมอดูเลตความถี่ (FM) แต่ค่าเบี่ยงเบนความถี่จะปรากฏที่คนละช่วงเวลากัน นั่นคือความแตกต่างของการมอดูเลตทั้งสองแบบ

ในการมอดูเลตทางเฟส (PM) ค่าของเฟสนำและเฟสตามทีมากที่สุดจะปรากฏที่แอมพลิจูดสุดของสัญญาณข้อมูลและค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่สัญญาณขาออกของวงจรเลื่อนเฟสจะขึ้นอยู่อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล ยิ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณมีค่าสูงมากค่าเบี่ยงเบนความถี่จะยิ่งมากทำให้พอจะสรุปได้ว่าในการมอดูเลตทางเฟสนั้นการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะจะขึ้นอยู่กับปัจจัยสองอย่างคือ ความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล ในขณะที่การมอดูเลตทางความถี่ (FM) จะมีค่าเบี่ยงเบนความถี่ขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลเพียงอย่างเดียว

จากความแตกต่างดังกล่าว เมื่อนำสัญญาณข้อมูลมาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำซึ่งทำให้สัญญาณ ที่ความถี่สูงถูกลดทอนแอมพลิจูดลงไปและต่อเข้าวงจรมอดูเลตทางเฟส ผลของสัญญาณข้อมูลที่ความถี่สูงซึ่งทำให้เกิดการเบี่ยงเบนความถี่มากก็จะลดลงเนื่องจากวงจรกรองเป็นตัวชดเชยเป็นผลให้ความถี่สูงที่ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนความถี่มากลดลง ผลลัพธ์ของสัญญาณที่ได้ก็จะเหมือนกับสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ หรือที่เรียกว่า การมอดูเลตความถี่โดยอ้อม (Indirect FM)



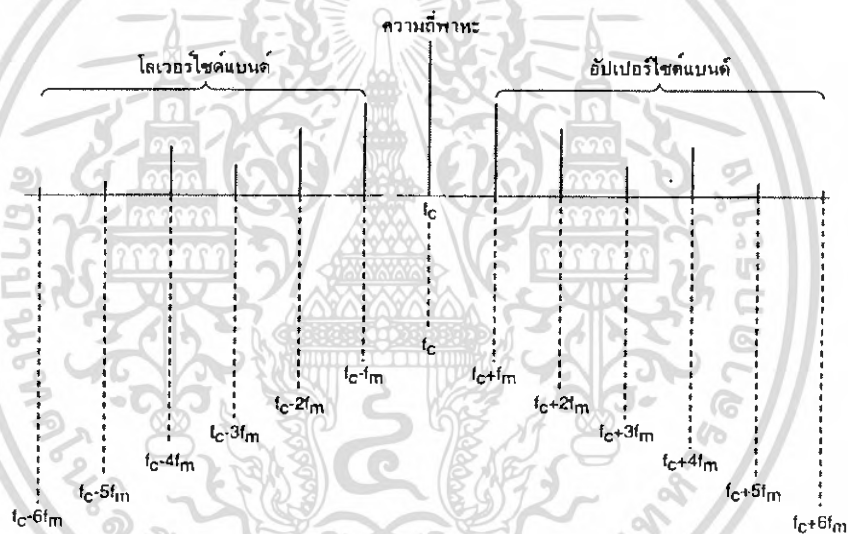
รูปที่ 2.10 วงจร Indirect FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่ใช้ในระบบสื่อสารส่วนใหญ่จะเป็นวงจรมอดูเลตทางเฟสมากกว่า เนื่องจากมีตัวคริสตอลออสซิลเลเตอร์ทำให้สามารถสร้างสัญญาณพาหะที่มีความถี่เที่ยงตรงและเสถียรได้ดี ในขณะที่วงจรมอดูเลตทางความถี่จะต้องการตัวสร้างสัญญาณความถี่ในช่วงกว้างๆ ซึ่งตัวคริสตอลออสซิลเลเตอร์ไม่สามารถทำได้ แต่จากตัวอย่างข้างต้นสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ก็ถูกสร้างได้จากวงจรมอดูเลชันทางเฟส และยิ่งกว่านั้นวงจรมอดูเลชันทางเฟสก็สามารถสร้างได้ง่ายกว่าวงจรมอดูเลชันทางความถี่

#### 2.1.4.4 ความถี่ข้างเคียงและดัชนีมอดูเลชัน

ผลจากการมอดูเลตไม่ว่าด้วยวิธีการใดจะทำให้เกิดความถี่ข้างเคียงขึ้นในการมอดูเลตทางความถี่ และทางเฟสก็เกิดความถี่ข้างเคียงที่เป็นความถี่ของผลรวม และผลต่างของสัญญาณพาหะ และสัญญาณข้อมูลขึ้นเช่นกัน ตามทฤษฎีแล้วจะเกิดคู่ของความถี่ข้างเคียงขึ้นเป็นจำนวนอนันต์คู่ทั้งด้านบนและด้านล่างของความถี่กลาง ทำให้สัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่และเฟสมีการใช้งานแถบความถี่ (Spectrum) มากกว่าสัญญาณที่มอดูเลตทางแอมพลิจูด



รูปที่ 2.11 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณ FM

จากรูปที่ 2.11 แถบความถี่ของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่โดยทั่วไป มีสัญญาณพาหะมอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์ที่ความถี่เดียวจะมีลักษณะที่น่าสังเกตคือความถี่ข้างเคียงจะเว้นระยะห่างจากสัญญาณความถี่พาหะและความถี่ข้างเคียงด้วยกันเป็นระยะเท่าๆ กัน เท่ากับความถี่ของสัญญาณข้อมูล และแอมพลิจูดของสัญญาณข้างเคียงจะไม่เท่ากัน หากสมมุติว่าสัญญาณความถี่ข้างเคียงต่างๆ เป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่และแอมพลิจูดเฉพาะตัวเมื่อนำมารวมกันจะได้ผลลัพธ์เป็นสัญญาณที่มอดูเลตทางความถี่นั่นเอง

ลักษณะต่างๆ ของจำนวนความถี่ข้างเคียง ขนาดแอมพลิจูดของความถี่ข้างเคียงและระยะห่างระหว่างความถี่ จะขึ้นอยู่กับค่าเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency Deviation) และความถี่ของสัญญาณข้อมูล แม้ว่าสัญญาณมอดูเลชันทางความถี่จะมีความถี่ข้างเคียงจำนวนอนันต์ แต่ความถี่ข้างเคียงที่มีแอม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปลิวสูงเพียงพอเท่านั้นจึงจะถือว่าเป็นสัญญาณที่มีข้อมูลอยู่โดยปกติสัญญาณที่มีแอมพลิจูดต่ำกว่า 1 เปรอร์เซ็นต์ของสัญญาณพาหะที่ยังไม่ถูกมอดูเลต จะถือว่าไม่มีความสำคัญ

จากความสัมพันธ์ข้างต้น ทำให้เกิดอัตราส่วนระหว่างค่าเบี่ยงเบนความถี่กับความถี่ของสัญญาณข้อมูล ซึ่งเรียกว่า ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) มีตัวย่อว่า  $m$

$$m = \frac{f_d}{f_m} \tag{2.11}$$

เมื่อ  $f_d$  = ค่าเบี่ยงเบนความถี่

$f_m$  = ความถี่ของสัญญาณข้อมูล

ตารางที่ 2.1 แสดงแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะและสัญญาณไซด์แบนด์ตามค่าดัชนีการมอดูเลชันคำนวณตามฟังก์ชันเบสเซล

ดัชนีมอดูเลชัน	พาหะ	ไซด์แบนด์ (เป็นคู่)															
		1st	2d	3d	4th	5th	6th	7th	8th	9th	10th	11th	12th	13th	14th	15th	16th
0.00	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.50	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.00	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.50	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.00	0.22	0.68	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.50	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3.00	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4.00	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5.00	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-
6.00	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.38	0.25	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-
7.00	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.34	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-
8.00	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.34	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-	-	-
9.00	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	0.20	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-	-
10.00	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.01	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-
12.00	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.00	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

ค่าเบี่ยงเบนความถี่และค่าความถี่ของสัญญาณข้อมูลมักจะใช้ค่ามากที่สุด เพื่อนำมาคำนวณดัชนีการมอดูเลตและนอกจากนั้นค่าดัชนีดังกล่าว ( $m$ ) ก็ถูกเรียกว่า อัตราการเบี่ยงเบนด้วย ตัวอย่างของค่าดัชนีเช่นในวิทยุกระจายเสียงระบบ FM จะมีค่าเบี่ยงเบนความถี่ได้มากที่สุด 75 กิโลเฮิร์ตซ์ และมีค่าความถี่ของสัญญาณข้อมูลสูงสุด 15 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจะได้ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ  $m = 75/15 = 5$

เมื่อทราบค่าดัชนีการมอดูเลตจะทำให้สามารถทราบจำนวนและขนาดของแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่ข้างเคียงได้ด้วยการคำนวณด้วยสมการฟังก์ชันเบสเซล (Bessel Function) ซึ่งก่อนข้างจับช้อน ผลที่ได้จะออกมาในรูปของข้อมูลในตารางที่ 2.1 กอลัมน์ซ้ายมือสุดเป็นค่าดัชนีการมอดูเลตและกอลัมน์ที่เหลือเป็นแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะและสัญญาณข้างเคียงทั้งสองด้านโดยสัญญาณข้างเคียงที่มีแอมพลิจูดต่ำกว่า 1 เปรอร์เซ็นต์ ของสัญญาณพาหะจะไม่ถูกแสดงบนตาราง ขอให้สังเกตว่า

สัญญาณข้างเคียงและพาหะบางตัวมีค่าแอมพลิจูดเป็นลบ ซึ่งแสดงว่ามีการเลื่อนเฟสไป 180 องศา หรือกลับเฟสนั่นเอง

สัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่ (FM) จะใช้แถบความถี่กว้างเท่าใดนั้นก็ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตด้วยเช่นกัน หากค่าดัชนีการมอดูเลตมากก็จะใช้แถบความถี่กว้างมาก ดังนั้นสามารถประหยัดแถบความถี่ได้ด้วยการจำกัดค่าของดัชนีการมอดูเลต ความกว้างของแถบความถี่สามารถหาได้จากค่าดัชนีการมอดูเลตและผลจากตารางที่ 2.1 ดังสมการดังนี้

แถบความถี่กว้างของความถี่ (Bandwidth) =  $2 f_m \times$  จำนวนของความถี่ข้างเคียงที่สำคัญ  
เมื่อ  $f_m$  = ความถี่ของสัญญาณข้อมูล

จากตารางมีข้อสังเกตอย่างหนึ่งคือเมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นสัญญาณของพาหะจะมีขนาดแอมพลิจูดลดลง และแอมพลิจูดของสัญญาณข้างเคียงก็จะมีค่ามากขึ้นจนถึงจุดหนึ่งที่ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะหายไป เปรียบเทียบกับสัญญาณในแบบมอดูเลชันทางแอมพลิจูด ปริมาณการมอดูเลตจะแสดงอยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งค่าดังกล่าวเป็นอัตราส่วนของแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลกับแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะ หากปริมาณทั้งสองเท่ากันอัตราส่วนจะเป็นหนึ่ง เป็นผลให้เกิดการมอดูเลตขึ้น 100 เปอร์เซ็นต์ แต่หากสัญญาณข้อมูลมีค่าสูงกว่าจะทำให้เกิดการมอดูเลตมากเกินไป (Over Modulation) และเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณขึ้นสำหรับการมอดูเลตทางความถี่และเฟสการที่แอมพลิจูดและความถี่ของสัญญาณข้อมูลสูงขึ้นจะไม่ทำให้เกิดการมอดูเลตมากเกินไป หรือสัญญาณผิดเพี้ยนแต่อย่างใด แต่จะทำให้เกิดการเบี่ยงเบนความถี่มากขึ้น ปริมาณการมอดูเลตในแบบความถี่สามารถหาได้จากอัตราส่วนของค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่เกิดขึ้นจริงต่อค่าสูงสุดของค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่ยอมรับได้

#### 2.1.4.5 เปรียบเทียบเฟรควเอนซีมอดูเลชันกับแอมพลิจูดมอดูเลชัน

กล่าวได้ว่าการมอดูเลตทางความถี่นั้นมีข้อดีว่าการมอดูเลตทางแอมพลิจูดหลายอย่างดังต่อไปนี้

1. สัญญาณ FM มีความทนต่อการรบกวนของสัญญาณรบกวน (Noise) ได้ดีกว่าสัญญาณแบบ AM สัญญาณรบกวนมักมีลักษณะเป็นสัญญาณแคบที่มีแอมพลิจูดสูงและมีความถี่สูงด้วยหากสัญญาณรบกวนมีความแรงมากพอเมื่อรวมเข้ากับสัญญาณที่ถูกมอดูเลตก็อาจจะลบล้างสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกไปได้โดยส่วนใหญ่สัญญาณรบกวนจะมีการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดมากกว่าสัญญาณ FM ซึ่งมีค่าแอมพลิจูดคงที่และในวงจรเครื่องรับสัญญาณก็จะมีจำกัดขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณ ดังนั้นผลของสัญญาณรบกวนจะมีน้อยมาก

2. หากสัญญาณที่มีความถี่เดียวกันแต่มีความแรงของสัญญาณไม่เท่ากัน สัญญาณที่มีความแรงมากกว่าสองเท่าจะสามารถกรองช่องสัญญาณได้ และจำกัดสัญญาณที่อ่อนกว่าออกไปได้เป็นปรากฏการณ์ของช่องสัญญาณ เรียกว่า แคปเจอร์เอฟเฟกต์ (Capture Effect) เนื่องจากในเครื่องรับแบบ FM มีวงจรจำกัดสัญญาณ (Limiters) ซึ่งจะจำกัดสัญญาณที่มีความถี่เดียวกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ แต่หากขนาดความแรงของทั้งสองสัญญาณมีค่าใกล้เคียงกันอาจจะเกิดเหตุการณ์ที่มีการสลับช่องสัญญาณที่รับได้ไปมาเมื่อสัญญาณใดสัญญาณหนึ่งรับได้อ่อนกว่าอีกสัญญาณหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ระบบเครื่องส่งสัญญาณมอดูเลชันทางความถี่จะมีประสิทธิภาพมากกว่าเนื่องจากสัญญาณ FM มีค่าแอมพลิจูดของสัญญาณคงที่ จึงไม่จำเป็นที่จะต้องใช้วงจรขยายเชิงเส้นในการขยายกำลังของสัญญาณ สัญญาณ FM มักถูกสร้างที่สัญญาณระดับต่ำ และขยายด้วยวงจรขยายคลาสซี (Class C) หลายๆ ชุดเพื่อเพิ่มกำลังส่งทำให้การขยายสัญญาณมีประสิทธิภาพมากกว่าในเครื่องส่งสัญญาณมอดูเลตทางแอมพลิจูดซึ่งต้องการรักษาข้อมูลไว้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้วงจรขยายคลาสเอ (Class A) หรือคลาสบี (Class B) ซึ่งมีประสิทธิภาพต่ำกว่า

ถึงแม้ว่าการมอดูเลตทางความถี่จะมีข้อดีกว่าแต่ก็มีข้อเสียเช่นเดียวกัน ดังนี้

1. แม้ว่าสัญญาณ FM จะทนต่อการรบกวนของสัญญาณรบกวนได้ดีกว่า แต่หากสัญญาณรบกวนนั้นเป็นสัญญาณที่ความถี่สูงซึ่งมีแอมพลิจูดขนาดใหญ่กว่าสัญญาณของข้อมูลที่มีความถี่สูงก็จะทำให้สัญญาณนั้นผิดเพี้ยนได้ เพราะสัญญาณรบกวนอาจกำจัดสัญญาณข้อมูลที่มีความถี่สูงดังกล่าวออกไปได้วิธีแก้ไขอาจสามารถทำได้โดยการเพิ่มวงจรเน้นสัญญาณก่อนเข้าวงจรมอดูเลตความถี่ หรือที่เรียกว่าเทคนิคปริเอมฟาสิส (Pre-emphasis) ในวงจรเครื่องส่งก็จะมีวงจรขยายสัญญาณที่ความถี่สูงก่อนเข้าวงจรมอดูเลต และวงจรดังกล่าวจะเพิ่มพลังงานให้กับสัญญาณที่ความถี่สูงให้มีความความแรงสัญญาณมากกว่าสัญญาณรบกวนสำหรับในเครื่องรับก็จะมีวงจรลดสัญญาณใช้เทคนิคที่เรียกว่า ดีเอมฟาสิส (De-emphasis) เพื่อจะลดสัญญาณที่ถูกขยายที่ความถี่สูงเป็นการชดเชยสัญญาณ ผลลัพธ์ที่ได้ก็จะเพิ่มอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนขึ้น และทำให้สัญญาณมีความถูกต้องมากขึ้น

2. ข้อเสียที่สำคัญของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ก็คือ สัญญาณ FM จะใช้แถบความถี่มากกว่าสัญญาณที่มอดูเลตทางแอมพลิจูดแบนด์วิดธ์ของสัญญาณ FM จะกว้างกว่าสัญญาณ AM ที่ส่งข้อมูลในแบบเดียวกัน แม้ว่าค่าดัชนีการมอดูเลตทางความถี่จะสามารถจำกัดให้น้อยที่สุด แต่แบนด์วิดธ์ของสัญญาณก็ยิ่งมากกว่าสัญญาณมอดูเลตทางแอมพลิจูดและการลดค่าดัชนีการมอดูเลตความถี่จะทำให้ความทนต่อสัญญาณรบกวนน้อยลงด้วย

3. วงจรที่ใช้ในการมอดูเลตทางความถี่มีความซับซ้อนกว่าการมอดูเลตทางแอมพลิจูด

## 2.2 ระบบโทรศัพท์เบื้องต้น

### 2.2.1 ระบบโทรศัพท์

การสื่อสารทางโทรศัพท์ เป็นการเชื่อมโยงสัญญาณเสียงพูดระหว่างฝ่ายเรียกกับฝ่ายผู้ถูกเรียกให้สามารถติดต่อพูดคุยถึงกันได้ในปัจจุบันวิวัฒนาการของการสื่อสารทางโทรศัพท์นั้นนอกจากสัญญาณเสียงแล้วก็สามารถที่จะส่งสัญญาณภาพและข้อมูลไปพร้อมกันด้วยการสื่อสารทางโทรศัพท์มีส่วนประกอบที่สำคัญ 3 ส่วน คือ

1. เครื่องรับโทรศัพท์ (Telephone Set) เป็นอุปกรณ์ที่ผู้ใช้จะใช้ในการติดต่อพูดคุยระหว่างกันประกอบด้วย เครื่องส่ง (Transmitter) , เครื่องรับ (Receiver) , กระดิ่ง (Ringing) ; ฮุกสวิทช์ (Hook Switch) และหน้าปิดสำหรับหมอนหรือคดหมายเลข เครื่องส่งและเครื่องรับรวมกันเรียกว่าแฮนด์เซต (Hand Set)

2. สายโทรศัพท์ (Telephone Line) เครื่องรับโทรศัพท์แต่ละเครื่องจะมีสายโทรศัพท์ 1 คู่ เพื่อเชื่อมโยงและเป็นสื่อ นำสัญญาณต่างๆ จากชุมสายมายังเครื่องรับโทรศัพท์ สายโทรศัพท์ที่ต่อเชื่อมโยงระหว่างชุมสายเพื่อให้บริการระหว่างชุมสาย เรียกว่า ทรวงก์ (Trunk)

3. ขุมสายโทรศัพท์ (Telephone Exchange) เป็นสถานที่ที่รวมคู่สายของเครื่องรับโทรศัพท์แต่ละเครื่องในพื้นที่ และหน้าที่เชื่อมต่อคู่สายให้กับผู้ใช้โทรศัพท์ พร้อมทั้งส่งสภาวะการใช้งานต่าง ๆ ให้กับผู้ใช้โทรศัพท์ทราบ

### 2.2.2 ขุมสายโทรศัพท์

ฟังก์ชันการทำงานหลักๆ ของขุมสายโทรศัพท์ คือการส่งสัญญาณควบคุมไปยังอุปกรณ์อินเตอร์เฟสการรับหมายเลขจากผู้ถูกเรียก การควบคุมระบบสวิตซ์ซึ่งการกำหนดมาตรฐานของสัญญาณที่ใช้

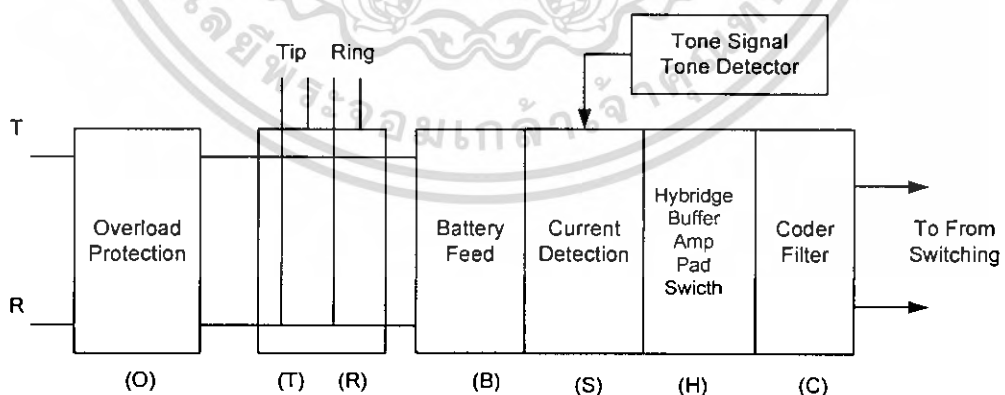
#### 2.2.2.1 ระบบการเชื่อมต่อโทรศัพท์และขุมสาย

ภายในขุมสายโทรศัพท์จะประกอบด้วยลูกข่ายหรือผู้ใช้ (Subscriber) หลาย ๆ จุดสายสัญญาณที่ใช้ในการเชื่อมต่อจากผู้เข้าขุมสาย คือ สายทิป (Tip) และสายริง (Ring) ซึ่งจะเรียกการติดต่อโดยผ่านสัญญาณเหล่านี้ว่าระบบไลน์ไซด์ (Line Side) ซึ่งการเชื่อมต่อโทรศัพท์ของผู้ใช้เข้ากับขุมสายโดยการผ่านสวิตซ์ ภายในเครื่องรับโทรศัพท์

ส่วนวงจรไฮบริดจ์จะทำหน้าที่แยกสัญญาณออกเป็นสองส่วนคือ เป็นสายสัญญาณที่ใช้สำหรับรับสัญญาณเพียงอย่างเดียวดังนั้นสัญญาณตั้งแต่ส่วนนี้ไปเรียกว่า ทรัังก์ไซด์ (Trunk Side) ซึ่งทรัังก์ไซด์เป็นการติดต่อระหว่างขุมสายเท่านั้น สำหรับเหตุผลที่ต้องแยกสัญญาณรับและส่งออกจากกันก็เพื่อที่จะให้สามารถปรับระดับสัญญาณให้มีระดับที่เหมาะสมกับระยะทางระหว่างขุมสายได้อย่างเป็นอิสระนั่นเอง ซึ่งทำให้เกิดผลดีต่อประสิทธิภาพการได้ยินของผู้ใช้

#### 2.2.2.2 การอินเตอร์เฟสระหว่างเครื่องโทรศัพท์กับขุมสาย

การอินเตอร์เฟสในส่วนของไลน์ไซด์นับว่าเป็นส่วนสำคัญมากที่สุดของระบบโทรศัพท์ ฟังก์ชันการทำงานในส่วนนี้ก็คือ ฟังก์ชัน BORSCHT ซึ่งประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ คือ



รูปที่ 2.12 ส่วนประกอบของวงจร SLIC

1. แบตเตอรี่ฟีด (Battery Feed:B) วงจรในส่วนนี้ทำหน้าที่คือเป็นแหล่งจ่ายแบตเตอรี่ขนาด 48 โวลต์ให้แก่เครื่องโทรศัพท์ที่สามารถทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณต่างๆ ได้โดยมีความต้านทานต่ำและมีอิมพีแดนซ์สูง

2. ส่วนป้องกันแรงดันเกิน (Over Voltage Protection:O) จะทำหน้าที่ป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดจากสัญญาณทรานเซียนสูงๆ เช่นแรงดันที่เหนี่ยวนำเข้าในวงจรขณะเกิดฟ้าผ่าหรืออันตรายที่เกิดจากการลัดวงจร

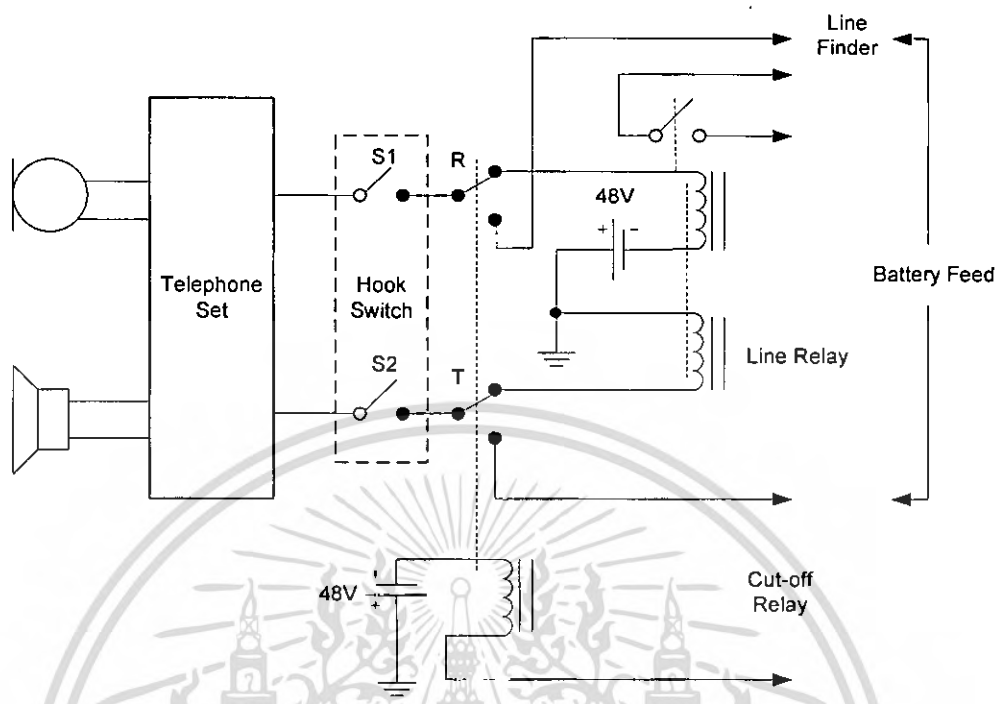
3. ส่วนกำเนิดสัญญาณกริ่ง (Ringing:R) หลังจากทีระบบสวิตซ์ซึ่งได้ทำการต่อวงจรของผู้เรียกเข้ากับชุมสายแล้ว ชุมสายก็จะส่งสัญญาณกระดิ่งไปยังโทรศัพท์เครื่องนั้นวิธีการจะใช้รีเลย์เป็นตัวช่วยในการต่อวงจรสร้างเข้ากับสายทิปและริง

4. ส่วนรับรู้การทำงาน of โทรศัพท์ (Supervision:S) หน้าที่ในส่วนนี้คือรับรู้การขอใช้โทรศัพท์เมื่อมีการยกหู การรับรู้เลขหมายโทรศัพท์ที่ถูกส่งมาโดยเป็นระบบที่ใช้สัญญาณพัลส์แทนหมายเลขตลอดจนตรวจสอบสถานะการใช้งาน เช่นกำลังสนทนากันอยู่หรือสิ้นสุดการสนทนาวงจรในส่วนนี้จะต้องแยกแยะระหว่างผลอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนกระแสรั่วไหลและผลอันเนื่องมาจากความยาวของสายสัญญาณที่จะลดทอนกระแสไปบางส่วน เนื่องจากวงจรในส่วนรับรู้สภาพการทำงาน of โทรศัพท์ใช้การตรวจสอบการทำงานจากปริมาณกระแสที่ไหลสำหรับวิธีการนี้มี 2 วิธี คือ ลูปสตาร์ท และกราวด์สตาร์ท

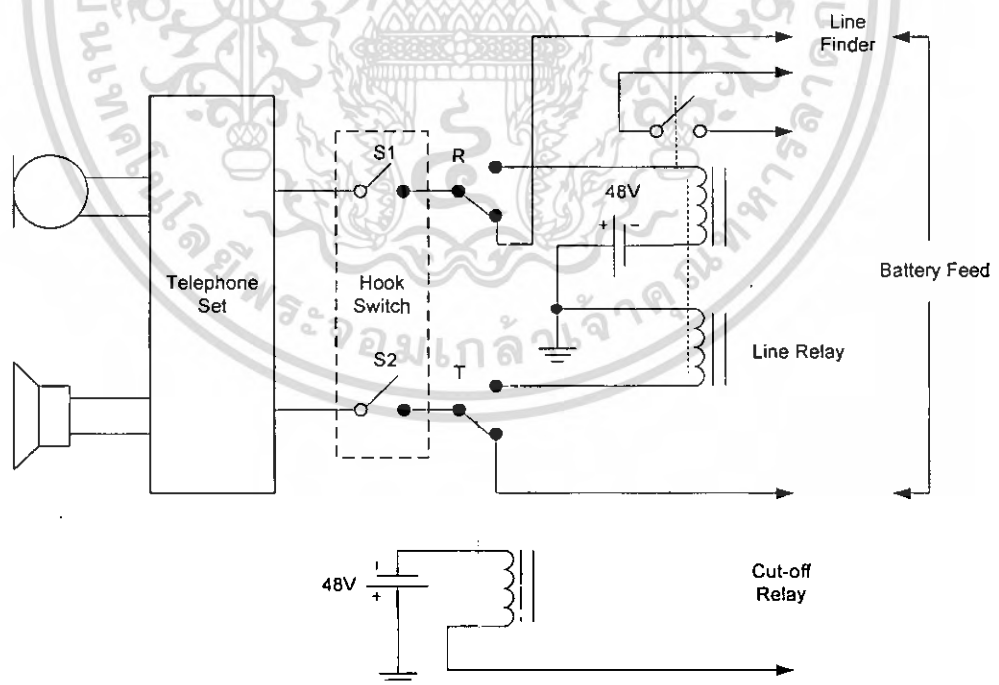
- วิธีลูปสตาร์ท (Loop Start) ดังรูปที่ 2.13 แสดงให้เห็นวงจรสมมูลของวิธีการลูปสตาร์ทในวงจรเรียล 2 ตัว ทำหน้าที่ตรวจสอบการทำงาน of โทรศัพท์โดยในสถานะ ออน-ฮุก (On Hook) ทั้งไลน์รีเลย์ (Line Relay) และคัทออฟรีเลย์ (Cut Off Relay) จะไม่ถูกกระตุ้นให้ทำงานและไม่มีกระแสไหลเข้าสู่เครื่องรับโทรศัพท์เพราะวงจรถูกเปิดอยู่เมื่อผู้ใช้ยกหูโทรศัพท์ขึ้นจะมีกระแสจากแบตเตอรี่ไหลผ่านไปยังขดลวดของไลน์รีเลย์ ทำให้รีเลย์ทำงานหน้าสัมผัสของรีเลย์จะถูกต่อเข้ากับส่วนตรวจสอบการขอใช้โทรศัพท์ (Line Finder) จากนั้นวงจรกำเนิดสัญญาณให้หมุนก็จะส่งสัญญาณให้หมุนออกไปซึ่งสัญญาณนี้จะไปกระตุ้นให้ คัทออฟรีเลย์ทำงานและทำให้สายนำสัญญาณทิปและริงที่ตอนแรกต่ออยู่กับไลน์รีเลย์ไปต่อกับส่วนแบตเตอรี่ฟีด

- วิธีกราวด์สตาร์ท (Ground Start) วิธีนี้ใช้ตรวจสอบความต้องการใช้สายอุปกรณ์ PBXs (Private Branch Exchanges) รูปที่ 2.14 เป็นวงจรสมมูลของวิธีการกราวด์สตาร์ทจะเห็นว่าวงจรสวิตซ์ของอุปกรณ์ใน PBXs จะทำหน้าที่เชื่อมต่อไลน์รีเลย์กับอุปกรณ์ PBXs และสวิตซ์ต่อเข้ากับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งของ PBXs อีกที่หนึ่ง PBXs จะทำหน้าที่ต่อวงจรให้กระแสไหลครบวงจร โดยผ่านกราวด์ดังนั้นทำให้มีกระแสไหลผ่านขดลวดรีเลย์เพียงขดเดียว ซึ่งก็เพียงพอให้รีเลย์ทำงานได้แล้วหลังจากนั้นการทำงานก็เหมือนลูปสตาร์ท เมื่ออุปกรณ์ PBXs ได้รับสัญญาณให้หมุนจากชุมสายแล้วสวิตซ์ของอุปกรณ์ PBXs ที่ต่ออยู่กับกราวด์จะถูกปลดออกเป็นอันสิ้นสุด การทำงานในส่วนนี้

5. การเข้ารหัสและถอดรหัส (Coding and Decoding :C) หน้าที่ของส่วนนี้คือการเข้ารหัสข้อมูลดิจิทัลที่ใช้กันก็คือ PCM (Pulse Code Modulation) ซึ่งภาครับจะต้องใช้วงจรถอดรหัสและแปลงรหัสให้อยู่ในรูปของสัญญาณอะนาล็อกต่อไป



รูปที่ 2.13 ส่วนรับรู้ความต้องการใช้โทรศัพท์ด้วยวิธีรูปสตาร์ท



รูปที่ 2.14 ส่วนรับรู้ความต้องการใช้โทรศัพท์ด้วยวิธีการกราวด์สตาร์ท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. วงจรไฮบริดจ์ (Hybrids:H) ทำหน้าที่แปลงระบบสายส่งจาก 2 สายให้เป็น 4 สาย เพื่อจะแยกสัญญาณรับ-ส่งออกจากกันทำให้ใช้วงจรรายสัญญาณที่จะรับ-ส่งให้เหมาะสมได้

7. ส่วนทดสอบ (Test:T) เป็นส่วนที่ออกแบบไว้สำหรับใช้ในการตรวจสอบหาจุดบกพร่องของการทำงานในวงจรอินเตอร์เฟส ตรวจสอบอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งที่อยู่กับคู่สายนั้นๆ ซึ่งทั้งหมดก็คือฟังก์ชัน BORSCHT ส่วนการใช้งานจริงนั้นปัจจุบันอยู่ในรูปไอซีเป็นส่วนใหญ่ โดยวงจรอินเตอร์เฟสที่มีฟังก์ชันการทำงาน BORSCHT ครบเรียกว่า SLIC (Subscriber Line Interface Circuit)

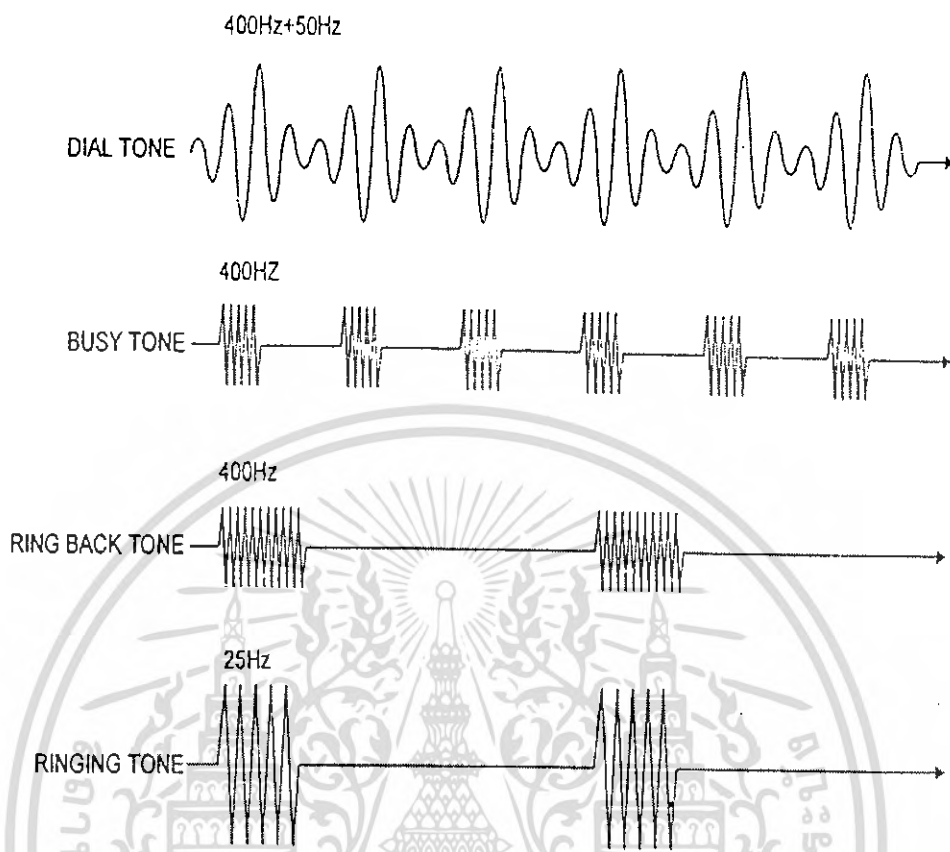
### 2.2.3 สัญญาณพื้นฐานที่ใช้ระบบโทรศัพท์

สัญญาณพื้นฐานที่ใช้ในระบบโทรศัพท์ประกอบด้วยสัญญาณ 2 ประเภท คือสัญญาณที่ใช้ภายในชุมสาย (Inter Exchange Signaling) และสัญญาณระหว่างชุมสายกับผู้ใช้ (Subscriber Signaling)

#### 2.2.3.1 สัญญาณที่ใช้ระหว่างผู้เช่ากับชุมสาย

แบ่งออกได้ 2 อย่าง คือ สัญญาณที่ผู้ใช้ส่งให้ชุมสายและสัญญาณที่ส่งมาจากชุมสายอันได้แก่

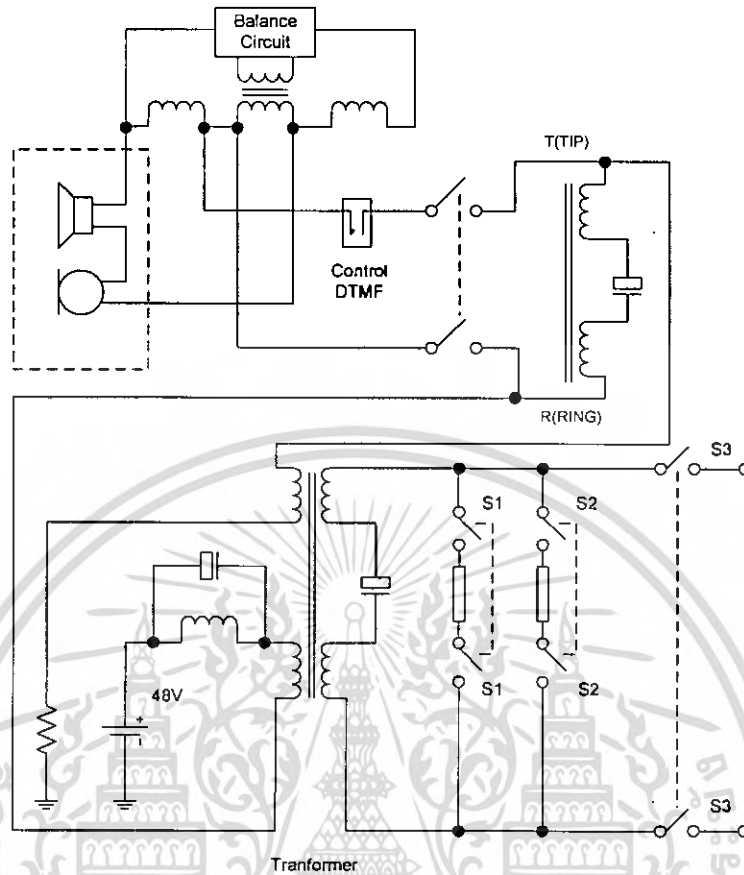
1. สัญญาณ ออฟ - ฮุก คือ สภาพผู้ใช้ยกหูโทรศัพท์ที่จะมีสภาพเป็นลูปปิด (Close Loop)
2. สัญญาณ ออน - ฮุก คือ สภาพผู้ใช้วางหูโทรศัพท์ที่จะมีสภาพเป็นลูปเปิด (Open Loop)
3. สัญญาณหมุนเลขหมาย (Drilling) คือ สภาพที่ผู้เช่าหมุนเลขหมายซึ่งถ้าเป็นเครื่องโทรศัพท์แบบ Rotary Dial สัญญาณจะเป็นพัลส์ถ้าเป็นระบบกดปุ่ม (Touch Tone) สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณ DTMF ส่งไปยังชุมสายและสัญญาณที่ชุมสายส่งกลับมาให้ผู้ใช้โทรศัพท์
4. สัญญาณพร้อมให้หมุน (Dial Tone) เป็นสัญญาณที่ทางชุมสายใช้แจ้งไปยังผู้ใช้บริการโทรศัพท์ว่าอุปกรณ์ต่างๆภายในชุมสายพร้อมที่จะทำการต่อโทรศัพท์ให้แก่ผู้ใช้โทรศัพท์ ซึ่งเป็นสัญญาณต่อเนื่องความถี่ 425 เฮิรตซ์ มอดูเลตด้วยความถี่ 50 เฮิรตซ์ ผู้เช่าจะได้ยิน โทนนีเมื่อทำการยกหูโทรศัพท์
5. สัญญาณเรียกกลับ (Ring Back Tone) เป็นสัญญาณบอกผู้เรียกให้ทราบว่าทางสายของผู้ถูกเรียกวางและกำลังเรียกอยู่เป็นสัญญาณไซน์ (Sine Wave) ความถี่ 425 เฮิรตซ์โดยจะส่ง 1 วินาทีหยุด 4 วินาที
6. สัญญาณกระดิ่ง (Ringing Tone) เป็นสัญญาณที่ทางชุมสายส่งไปยังเครื่องรับเพื่อบอกให้ทราบว่ามีการติดต่อเข้ามา เป็นสัญญาณชาขนเป็นความถี่ 25 เฮิรตซ์ ค่าแรงดัน 70- 90 Vrms โดยจะส่ง 1 วินาที หยุด 4 วินาที
7. สัญญาณแจ้งว่าสายไม่ว่าง (Busy Tone) เป็นสัญญาณที่บอกให้ผู้เรียกทราบว่ายังไม่สามารถติดต่อกับเครื่องรับโทรศัพท์หมายเลขนั้นในเวลานั้นได้โดยจะส่ง 0.5 วินาทีหยุด 0.5 วินาทีความถี่ของสัญญาณชาขน 425 เฮิรตซ์ภายในเวลา 45 วินาทีแล้วเกิดสภาวะเงียบ



รูปที่ 2.15 แสดงสัญญาณพื้นฐานของ โทรศัพท์

### 2.2.3.2 สัญญาณที่ใช้ระหว่างชุมสายกับชุมสาย

1. สัญญาณตรวจจับการใช้งาน (Seizure) เป็นสัญญาณที่จะส่งให้ชุมสายปลายทางทราบว่าคู่สายขณะนี้ถูกใช้งานอยู่
2. สัญญาณบอกเลขหมาย (Address Information)
3. สัญญาณตอบรับ (Answer Signal)
4. สัญญาณยกเลิกการติดต่อ (Clear Forward) จะถูกส่งเมื่อฝ่ายเรียกเป็นฝ่ายวางหูผลของสัญญาณนี้ทำให้วงจรทางด้านปลายทางทำการยกเลิกการต่อวงจรต่าง ๆ
5. สัญญาณยกเลิกการติดต่อกลับ (Clear Back) จะถูกส่งเมื่อฝ่ายถูกเรียกวางหู ผลของสัญญาณนี้ทำให้ชุมสายด้านต้นทางเริ่มจับเวลา เมื่อเวลาผ่านไป 90 - 120 วินาที ชุมสายด้านต้นทางก็จะยกเลิกการติดต่อออกไปเพื่อให้ชุมสายปลายทางยกเลิกเช่นกัน



รูปที่ 2.16 วงจรภายในเครื่องโทรศัพท์และการเชื่อมต่อกับชุมสายท้องถิ่น

เมื่อสิ้นสุดการสนทนาทั้ง 2 ฝ่ายวางหูโทรศัพท์ลงสัญญาณจากชุดสวิทช์ก็จะบอกชุมสายให้ทำการเปิดวงจรที่ติดต่อกับอุปกรณ์ต่างๆทำให้อุปกรณ์ต่างๆว่างพร้อมสำหรับการติดต่อครั้งต่อไป

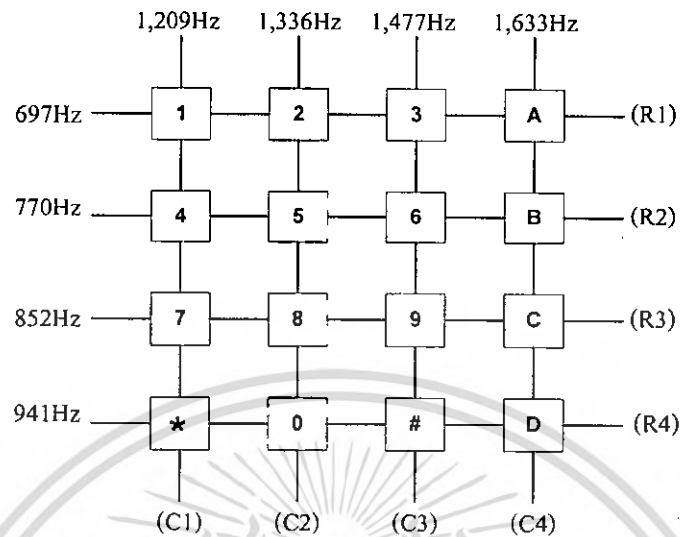
#### 2.2.4 ระบบโทรศัพท์แบบส่งสัญญาณความถี่คู่ (Dual Tone Multi Frequency Type)

เป็นระบบการส่งอีกแบบหนึ่งซึ่งพบได้มากกว่าในระบบการส่งเป็นสัญญาณพัลส์ระบบนี้หรือเรียกชื่อย่อว่า DTMF มีวิธีการส่งหมายเลขของผู้ที่ต้องการติดต่อด้วยโดยการส่งสัญญาณความถี่ 2 ความถี่มอดูเลตกันไป ซึ่งจะเป็นตัวแทนของหมายเลขที่กดความถี่ที่ส่งออกไปจะอยู่ในย่านความถี่ของเสียงพูด (0 – 4 กิโลเฮิร์ตซ์) ซึ่งค่าความถี่ที่ต่ำกว่าจะเป็นความถี่ที่แสดงในแนวนอนและอีกค่าหนึ่งก็จะเป็นในแนวตั้งซึ่งค่าต่างๆ จะแสดงไว้ในรูปที่ 2.17 เช่น เมื่อกดหมายเลข 5 จะมีความถี่ 770 เฮิร์ตซ์และ 1,336 เฮิร์ตซ์มอดูเลตกันออกไป

##### 2.2.4.1 การเชื่อมต่อระบบ DTMF กับสายส่งสัญญาณ

1. ระดับแรงดันและกระแสจะต้องรักษาให้คงที่ตลอดระยะเวลาของสายส่งสัญญาณ
2. วงจรออสซิลเลเตอร์จะต้องมีอิมพีแดนซ์ที่สมดุลกับสายส่งสัญญาณ
3. ความถี่ที่ถูกผลิตขึ้นจะต้องไม่มีความผิดเพี้ยนทั้งคาบและขนาดของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 เป็นกคหมายเลข ค่าความถี่ในแนวนอนและแนวตั้งของหมายเลขนั้น ๆ

#### 2.2.4.2 ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ

สำหรับข้อกำหนดของความผิดเพี้ยนของสัญญาณมีดังต่อไปนี้

1. สัญญาณอื่นที่สอดแทรกเข้ามาในสายส่งสัญญาณรวมกันแล้วจะต้องน้อยกว่าระดับของสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจริงอย่างน้อย 20 เดซิเบล
2. สำหรับสัญญาณที่สอดแทรกเข้ามาจะต้องมีข้อกำหนดดังต่อไปนี้
3. ต้องมีค่ามากกว่า -33 เดซิเบล เทียบกับ 1 มิลลิวัตต์ ในช่วง 300-3,400 เฮิรตซ์
4. ที่ความถี่ที่สูงกว่า 3,400 เฮิรตซ์ สัญญาณสอดแทรกจะต้องลดลง 12 เดซิเบล
5. ต้องมีระดับสัญญาณไม่มากกว่า 80 เดซิเบล ต่อออกไปจนถึง ความถี่ 50 กิโลเฮิรตซ์ โดยที่ความผิดเพี้ยนถูกกำหนดในรูปเดซิเบล คือ

$$\text{ความผิดเพี้ยน} = RL = 20 \log \left[ \frac{Z_L + Z_G}{Z_L - Z_G} \right] = 20 \log \left[ \frac{\sqrt{v_1^2 + v_2^2 + v_3^2}}{\sqrt{v_L^2 + v_H^2}} \right] \quad (2.12)$$

- เมื่อ  $v_1$  ถึง  $v_n$  คือ ระดับของสัญญาณที่สอดแทรกเข้ามา  
 $v_L$  คือ ระดับของสัญญาณความถี่ต่ำกว่า  
 $v_H$  คือ ระดับของสัญญาณความถี่สูง

#### 2.2.4.3 ไคนามิกอิมพีแดนซ์

วงจรกำเนิดความถี่สำหรับระบบ DTMF จะต้องมีอิมพีแดนซ์อย่างน้อย 900 โอห์ม

ขณะที่ทำการผลิตความถี่ออกมาแล้วต้องมีอิมพีแดนซ์ให้ต่ำที่สุดขณะที่ไม่ได้ทำการผลิตสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.2.4.4 ความสูญเสียที่เกิดจากการสะท้อนของสัญญาณ

เป็นพารามิเตอร์อีกตัวที่จะต้องควบคุมโดยกำหนดค่าการสูญเสียในการสะท้อนกลับของสัญญาณหรือ RL ด้วยสมการ

$$RL = 20 \log \left[ \frac{Z_L + Z_G}{Z_L - Z_G} \right] \quad (2.13)$$

เมื่อ  $Z_L$  คือ อิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณ

$Z_G$  คือ อิมพีแดนซ์ของเครื่องโทรศัพท์

ค่ามาตรฐานสำหรับ RL ต้องมากกว่า 14 เดซิเบลในช่วงความถี่ระหว่าง 300 เฮิรตซ์ ถึง 3,400 เฮิรตซ์ ในช่วงความถี่ 50 - 300 เฮิรตซ์ และในช่วงความถี่ 3,400 - 20,000 เฮิรตซ์

#### 2.2.4.5 ข้อดีของการส่งสัญญาณแบบ DTMF

1. ลดระยะเวลาในการส่งหมายเลขโทรศัพท์ไปยังชุมสาย
3. สามารถนำไปเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายในชุมสายได้อย่างมีประสิทธิภาพ

#### 2.2.5 ไอซีถอดรหัสสัญญาณความถี่โทรศัพท์ (DTMF Decoder)

การถอดรหัสความถี่โทรศัพท์ หมายถึง การแปลงสัญญาณความถี่ซึ่งเกิดจากการกดปุ่มตัวเลขของ โทรศัพท์ชนิดกดปุ่ม (DTMF: Dual Tone Multi Frequency) ให้เป็นระบบตัวเลขทางดิจิทัลซึ่งใช้ไอซี MT8870 ใช้แปลงความถี่โทรศัพท์ให้เป็นเลขฐานสองขนาด 4 บิตในยุคก่อนการออกแบบวงจรถอดรหัส ความถี่โทรศัพท์ มักใช้เฟสล็อกคัลป์ ซึ่งสร้างปัญหาในเรื่องของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไป การปรับแต่งและ ขนาดของวงจร

##### 2.2.5.1 คุณสมบัติของไอซี MT8870

- เป็นตัวรับและถอดรหัสความถี่
- กินไฟน้อยใช้ไฟเลี้ยงระดับเดียวกับไอซี TTL
- สามารถตั้งอัตราขยายในตัวไอซีได้
- สามารถปรับคาร์ดใหม่ได้
- เป็นไอซีคุณภาพสูง

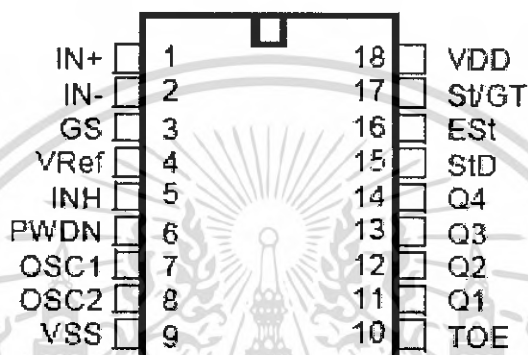
##### 2.2.5.2 โครงสร้างภายในของ MT8870

ประกอบไปด้วยวงจรกรองความถี่และวงจรถอดรหัสฟังก์ชันทางดิจิทัลเป็นไอซีที่สร้างโดยใช้เทคโนโลยี IS-MOS ในส่วนของวงจรกรองความถี่ใช้เทคนิคของสวิทช์คาปาซิเตอร์สำหรับกรองความถี่สูงความถี่ต่ำส่วนวงจรถอดรหัสใช้เทคนิคการนับทางดิจิทัลเพื่อตรวจจับและถอดรหัสทั้ง 16 ความถี่ ออกเป็นเลขฐานสองขนาด 4 บิต และเช็คช่วงเวลาสัญญาณเข้ามาส่วนภาคอินพุตเป็นออปแอมป์ ซึ่งสามารถปรับอัตราขยายได้โดยต่ออุปกรณ์ภายนอกเอาท์พุตเป็นวงจรแลตซ์ 3 สถานะ

### 2.2.5.3 ฟังก์ชันการทำงานภายในของ MT8870

โครงสร้างภายในของ MT8870 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 5 ส่วน คือ

- ภาคกรองความถี่ (Filter Section)
- ภาคถอดรหัส (Decoder Section)
- ภาคตรวจสอบสัญญาณ (Steering Circuit)
- ภาคกำเนิดความถี่ (Oscillator)
- ภาคขยายสัญญาณความแตกต่าง (Differential Input)



18 PIN CERDIP/PLASTIC DIP/SOIC

รูปที่ 2.18 แสดงรายละเอียดขาต่าง ๆ ของ MT8870

#### - ภาคกรองความถี่

ในส่วนนี้จะแยกสัญญาณ DTMF ที่เข้ามาออกเป็นสองกลุ่มความถี่คือช่วงความถี่สูงและช่วงความถี่ต่ำโดยใช้วงจรกรองความถี่อันดับ 6 ชนิดสวิตช์คาปาซิเตอร์ (Six – Order Switched Capacitor Band Pass Filter) ซึ่งความถี่ที่แยกได้มี 2 ช่วง คือ ช่วงความถี่สูงและช่วงความถี่ต่ำ

#### - ภาคถอดรหัส

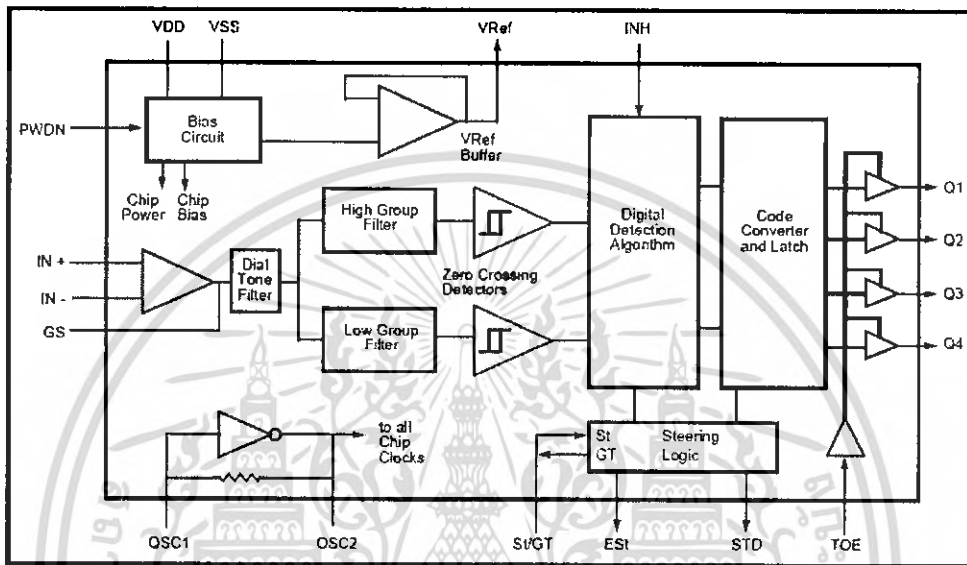
ความถี่ DTMF ที่ถูกกรองเรียบร้อยแล้วจะผ่านเข้าวงจรถอดรหัสความถี่ออกเป็นตัวเลข โดยใช้เทคนิคการนับแบบดิจิทัล และมีการตรวจสอบความถี่ที่เข้ามาว่าเป็นความถี่มาตรฐาน DTMF หรือไม่เพื่อป้องกันความถี่อื่นเข้ามาผสมเมื่อตรวจสอบว่าความถี่นั้นถูกต้องสัญญาณที่ขา Est (Early Steering) ก็จะแอกทีฟ สำหรับค่าที่ถอดรหัสได้ความถี่ต่าง ๆ แสดงในตารางที่ 2.2

#### - ภาคตรวจสอบสัญญาณ

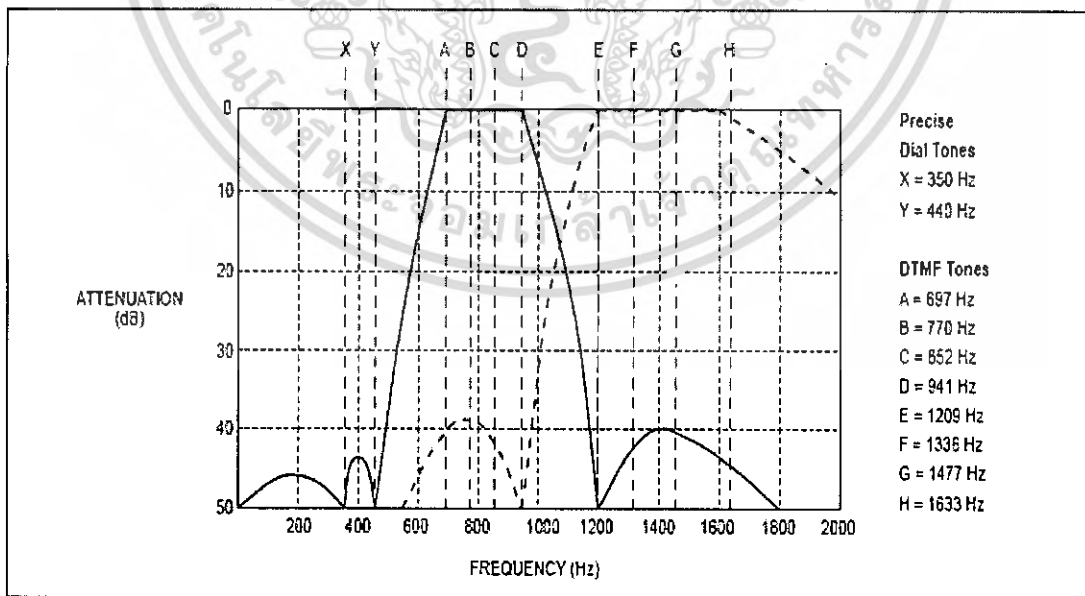
ก่อนที่จะมีการถอดรหัสความถี่ออกไปที่เอาต์พุต จะมีการตรวจสอบช่วงความถี่ที่เข้ามาว่ามีระยะเวลาตามที่กำหนดหรือไม่ โดยสังเกตจากระยะเวลาการกดปุ่มโทรศัพท์ ซึ่งต้องกดปุ่มให้มีความถี่ออกมาเป็นช่วงเวลาพอสมควร มิฉะนั้นวงจรส่วนนี้ไม่รับโดยถือว่าสัญญาณนั้นไม่ถูกต้อง ส่วนช่วงเวลายาวเท่าใดสามารถตั้งได้โดยใช้ RC ต่อภายนอก สัญญาณที่ Est จะเป็น “High” นานใกล้เคียงกับระยะเวลาที่มีความถี่ DTMF เข้ามา เมื่อขา Est เป็น “High” ทำให้ Vc สูงขึ้นตัวเก็บประจุจะคายประจุ ทำให้แรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Vc สูงขึ้นจนถึงค่าเทรซโฮลด์ วงจรอครหัสจึงจะอครหัสออกมาเป็นตัวเลขขนาด 4 บิต รายละเอียดการทำงานดูได้จากแผนภูมิเวลาหรือไทม์มิ่งไดอะแกรม (Timing Diagram) สำหรับค่าว่าการค์ไทม์ หมายถึงช่วงคาบเวลาของความถี่ที่เข้ามา ซึ่งจะต้องนานเท่ากับหรือมากกว่าช่วงเวลาที่เรารตั้งไว้ จึงจะได้รับการยอมรับว่าสัญญาณความถี่นั้นถูกต้องจึงจะสามารถแปลงเป็นตัวเลขได้ ถ้าสัญญาณความถี่เข้ามาสั้นกว่าก็จะไม่มีการอครหัสเป็นตัวเลขออกไป



รูปที่ 2.19 แสดงโครงสร้างภายในของ MT8870



รูปที่ 2.20 แสดงความถี่ที่ได้จากภาคกรองความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ภาควิชาสัญญาณความแตกต่าง

วงจรส่วนอินพุตของ MT8870 เป็นภาพขยายออปแอมป์ที่สามารถปรับอัตราขยายโดยต่อวงจรภายนอกเพิ่มเข้ากับอินพุต ซึ่งสามารถคำนวณอัตราความแตกต่างของอินพุตและอิมพีแดนซ์ได้ดังนี้

$$\text{อัตราขยาย (Av Differential)} = R5/R1 \quad (2.14)$$

$$\text{อินพุตอิมพีแดนซ์ (Zin Differential)} = 2\sqrt{R1^2 + (1/\omega c)^2} \quad (2.15)$$

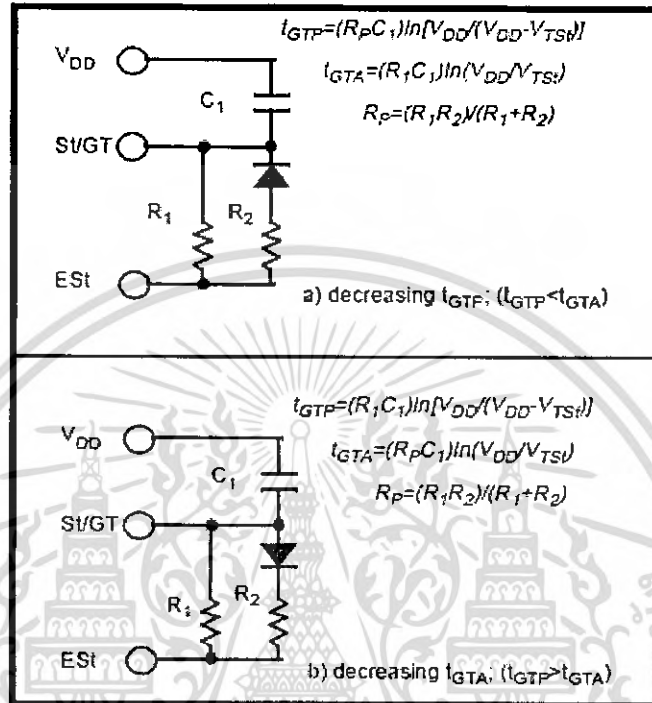
ตารางที่ 2.2 แสดงค่าที่ถอดรหัสได้จากความถี่ต่าง ๆ

F-LOW	F-HIGH	NO	TOE	Q4	Q3	Q2	Q1
679	1209	1	H	0	0	0	1
679	1336	2	H	0	0	1	0
679	1477	3	H	0	0	1	1
770	1209	4	H	0	1	0	0
770	1336	5	H	0	1	0	1
770	1477	6	H	0	1	1	0
852	1209	7	H	0	1	1	1
852	1336	8	H	1	0	0	0
852	1477	9	H	1	0	0	1
941	1209	0	H	1	0	1	0
941	1477	*	H	1	0	1	1
941	1633	#	H	1	1	0	0
697	1633	A	H	1	1	0	1
770	1633	B	H	1	1	1	0
852	1633	C	H	1	1	1	1
941	1633	D	H	0	0	0	0
-	-	ANY	L	Z	Z	Z	Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ภาคกำเนิดความถี่

ในภาคนี้ภายในวงจรไอซีจะมีวงจรเวลาอยู่ภายในเพียงแต่ต่อแร่คริสตอลขนาด 3.58 เมกะเฮิรตซ์ ก็สามารถใช้งานได้ที่ทันที



รูปที่ 2.21 แสดงวงจรตรวจสอบสัญญาณอย่างง่ายและเวลาการรีดไทม์

## 2.2.6 ไฮบริดจ์ (Hybrids)

### 2.2.6.1 ลักษณะโครงสร้างของไฮบริดจ์

ไฮบริดจ์เป็นส่วนหนึ่งของอุปกรณ์เชื่อมโยงระหว่างชุมสายที่ต่างเขตกันหรือเรียกว่า วงจรทางไกล (Toll Circuit) ซึ่งอุปกรณ์เชื่อมโยงประกอบด้วย 3 ส่วน คือ

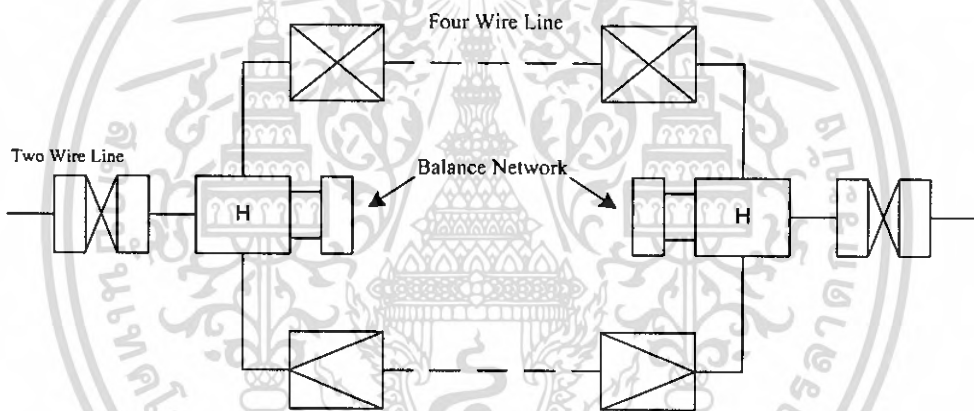
- วงจรไฮบริดจ์ (Hybrids Circuit)
- วงจรสมดุล (Balance Circuit)
- ขดลวดคดทอนสัญญาณ

หากพิจารณาถึงองค์ประกอบของข่ายสายโทรศัพท์ สามารถแบ่งเป็นส่วนใหญ่ๆ ได้ 2 ส่วนด้วยกันคือ วงจรท้องถิ่น (Local Circuit or Local Exchange) และวงจรทางไกล ถ้าหากเชื่อมต่อ 2 เขต นี้เข้าด้วยกันเรียกส่วนที่เชื่อมต่อว่าวงจรทางไกล โดยมี Toll Line เป็นสายเชื่อมต่อในการส่งสัญญาณภายในเขตเดียวกันหรือภายในชุมสายท้องถิ่น (Local Exchange) เดียวกัน โดยมากจะอาศัยการส่งสัญญาณเสียงโดยตรง ซึ่งสามารถใช้สายส่งเพียง 1 คู่สายเท่านั้น แต่ในการส่งสัญญาณทางไกล ระยะทางของในแต่ละชุมสายห่างกันมากดังนั้นจึงจำเป็นต้องอาศัยการส่งสัญญาณโดยการใช้อำนาจเป็นตัวนำสัญญาณเสียงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการผสมสัญญาณเสียงเข้ากับสัญญาณพาหะแล้วส่งเข้าสายส่งเพื่อให้ระยะทางในการรับส่งสัญญาณไกลมากขึ้น การสื่อสารด้วยโทรศัพท์ เป็นการสื่อสาร 2 ทาง แบบ ฟูลดูเพล็กซ์ ดังนั้นการรับส่งสัญญาณโดยอาศัยคลื่นพาหะต้องใช้สัญญาณ 2 คู่ เพื่อแยกการส่งและรับสัญญาณออกจากกัน แต่อย่างไรก็ตามแต่ละชุมสายท้องถิ่นจะรับส่งสัญญาณจาก 1 คู่สายเท่านั้นเพื่อให้ชุมสายท้องถิ่นสามารถต่อกับวงจรทางไกลได้จึงต้องมีวงจรเปลี่ยนจาก 2 คู่สายให้เป็น 1 คู่สายขณะที่รับสัญญาณจากวงจรทางไกลและในขณะเดียวกันก็ต้องทำหน้าที่เปลี่ยนจาก 1 คู่สายให้เป็น 2 คู่สายด้วยในกรณีที่ต้องส่งสัญญาณ ซึ่งวงจรดังกล่าวก็คือวงจรไฮบริดจ์นั่นเอง

ส่วนของบาลานซ์เน็ตเวิร์ก (Balance Network) มีไว้ปรับกระแสในวงจรไฮบริดจ์ให้อยู่ในภาวะสมดุลโดยปรับให้อิมพีแดนซ์เท่ากับ Characteristic Impedance ของสายโทรศัพท์คือ 600 โอห์ม ผลที่เกิดจากบาลานซ์เน็ตเวิร์กไม่สมดุล คือ อิมพีแดนซ์ของวงจรบาลานซ์เน็ตเวิร์ก ไม่เท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายโทรศัพท์ทำให้เกิดไซด์โทน (Side Tone) หรือเสียงข้างเคียง ซึ่งจะทำให้ผู้พูดได้ยินเสียงตัวเองในหูฟัง การแก้ไขก็ต้องปรับอิมพีแดนซ์ของบาลานซ์เน็ตเวิร์กให้เท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายโทรศัพท์

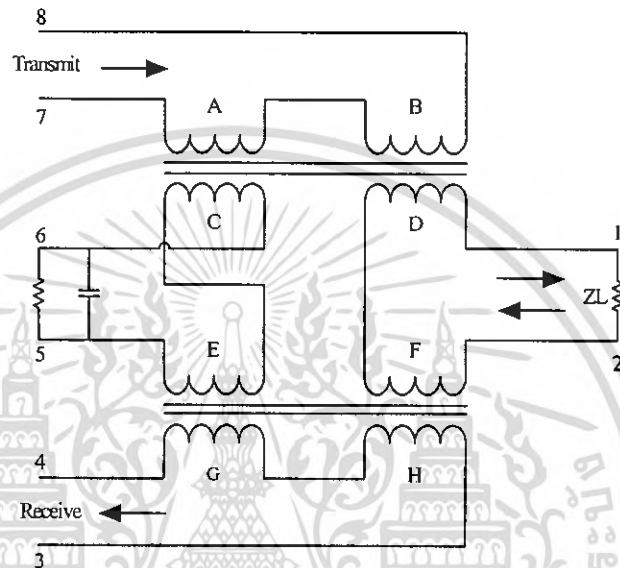


รูปที่ 2.22 แสดงการเชื่อมต่อของวงจรไฮบริดจ์

### 2.2.6.2 หลักการทำงานของหม้อแปลงไฮบริดจ์

วงจรไฮบริดจ์ประกอบด้วยหม้อแปลงแกนร่วม 2 ชุด คือ A,B,C,D และ E,F,G,H ดังแสดงในรูปที่ 2.23 ในตอนแรกสมมุติให้สัญญาณเข้ามาทางขั้ว 7-8 ซึ่งเป็นสัญญาณที่ส่งมาจากอีกชุมสายหนึ่ง กระแสไหลผ่านขดลวด B และขดลวด A ทำให้เกิดโวลต์เดจเหนี่ยวนำไปยังขดลวด D และ C ที่ขดลวด D กระแสที่เกิดจากโวลต์เดจเหนี่ยวนำของขดลวด B จะไหลไปยังเครื่องรับสัญญาณ ที่ได้จะเหมือนสัญญาณที่เข้ามาทุกประการและกระแสดังกล่าวจะไหลผ่านขดลวด F เกิดเป็นโวลต์เดจเหนี่ยวนำไปยังขดลวด H เกิดกระแสไหลผ่านในส่วนวงจรของ H แต่ขณะเดียวกันที่ขดลวด C จะเกิดกระแสด้วยเพราะโวลต์เดจเหนี่ยวนำจากขดลวด A กระแสไหลเข้าสู่บาลานซ์เน็ตเวิร์ก และผ่านขดลวด E ด้วย ทำให้เกิดโวลต์เดจเหนี่ยวนำมาที่ขดลวด G เกิดกระแสไหลในวงจรส่วนของ G ซึ่งขดลวด G และขดลวด H มีทิศทางตรงข้ามกัน กระแสจึงหักล้างกันหมดพอดีไม่มีกระแสไหลออกทางขั้ว 3-4

ในกรณีที่สัญญาณถูกส่งมาจากขั้ว 1-2 เมื่อไปยังเครื่องรับอีกสายหนึ่งกระแสจะไหลผ่าน ขดลวด F กับ D ทำให้เกิดโวลต์เตจเหนี่ยวนำไปยัง B และ H เกิดกระแสไหล โดยกระแสจากขดลวด H จะไหลออกไปยังขั้ว 3 และไหลกลับเพื่อครบวงจรทางขั้ว 4 ผ่านขดลวด G เกิดโวลต์เตจเหนี่ยวนำไปยัง E ทำให้มีกระแสไหลในบาลานซ์เน็ตเวิร์ก และไหลผ่านขดลวด C เกิดโวลต์เตจเหนี่ยวนำไปยังขดลวด A และมีกระแสไหลที่ A ส่วนกระแสที่ B จะไหลไปยังขดลวด A จึงหักล้างกันหมดพอดีทำให้ไม่มีกระแสไปยังขั้ว 7-8



รูปที่ 2.23 แสดงโครงสร้างของหม้อแปลงไฮบริดจ์

### 2.3 ระบบสังเคราะห์ความถี่

เครื่องรับ-ส่งวิทยุในปัจจุบันส่วนใหญ่นิยมใช้วิธีสังเคราะห์ความถี่แทบทั้งสิ้น วงจรที่ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่จะเรียกว่า ซินธิไซเซอร์ ซึ่งแปลว่าสังเคราะห์(ความถี่)วิธีวิเคราะห์ความถี่นี้ทำให้เครื่องรับ-ส่งวิทยุเปลี่ยนโฉมหน้าไปอย่างมาก โดยเฉพาะรูปร่างของตัวเครื่องจะมีปุ่มควบคุมต่างๆ มากขึ้นเนื่องจากมีขีดความสามารถเพิ่มขึ้นสามารถโปรแกรมเลือกความถี่ใช้งานได้มากจึงทำให้เกิดความคล่องตัวในการวางข่ายการสื่อสาร

ความจริงแล้วหลักการสังเคราะห์ความถี่ได้คิดค้นกันมาตั้งแต่ปี พ.ศ.2475 และได้พัฒนาโดยลำดับแต่เริ่มแพร่หลายกันจริงๆ ก็เมื่อประมาณปี พ.ศ.2513 เนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตไอซีช่วยให้การออกแบบใช้งานมีความสะดวกสบายมากกว่าแต่ก่อน

วงการแรกที่นำระบบสังเคราะห์ความถี่มาใช้ก็คือ วงการทหาร (Military) และกิจการเดินอากาศ (Aviation) แล้วจึงค่อยๆ นำมาใช้ในวงจรเครื่องรับ-ส่งวิทยุสื่อสารทั่วไปตามลำดับ

วิธีสังเคราะห์ความถี่แต่ละแบบมีความซับซ้อนแตกต่างกันซึ่งจะขึ้นอยู่กับช่วงความถี่ (Frequency Range) ช่วงห่างระหว่างขั้น (Step Size หรือ Resolution)

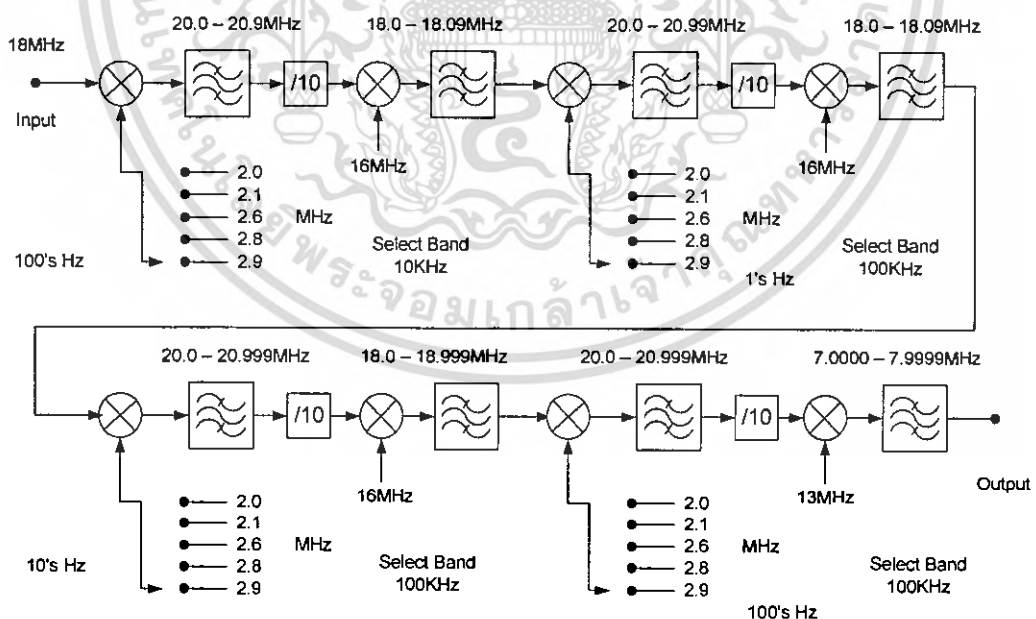
### 2.3.1 วิธีสังเคราะห์ความถี่

ความจริงของวงสังเคราะห์ความถี่ก็คือวงจรที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำลังต้องการ (คือ สังหรือโปรแกรมได้) การโปรแกรมสามารถทำได้โดยการตั้งสวิทช์หรือกดปุ่ม แต่ในปัจจุบันนิยมตั้งงานด้วยคอมพิวเตอร์ ช่วงความถี่ที่ใช้งานของวงสังเคราะห์ความถี่ จะจำกัดอยู่ในช่วงความถี่ที่แน่นอน แล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนได้ที่ละขั้นเรียกว่า รีโซลูชัน (Resolution)

วิธีสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธี คือ

1. วิธีสังเคราะห์โดยตรง (Direct Synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่ามาผสมกันเพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติจะใช้แรมป์กับความถี่หลายชุด
2. วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยอ้อม (Indirect Synthesis) วิธีนี้จะอาศัย เฟสล็อกคัลลูป (Phase Locked Loop) เรียกย่อๆ ว่า PLL

จากรูปที่ 2.24 แสดงวิธีการสังเคราะห์ความถี่โดยตรง หากเราต้องการให้เอาท์พุทมีความถี่อยู่ระหว่าง 7 ถึง 8 เมกะเฮิร์ตซ์ และมีค่าของรีโซลูชัน 100 เฮิร์ตซ์ นั่นคือเราต้องสามารถตั้งความถี่ได้ดังนี้คือ 7.000, 7.001, 7.002, 7.003, ... ขึ้นไปจนถึง 7.999 เมกะเฮิร์ตซ์ สังเกตว่าเราใช้ความถี่หลัก 10 ความถี่ คือ 2.0, 2.1, ... ถึง 2.9 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นตัวกำหนดความถี่ ความถี่หลักดังกล่าวนี้สามารถผลิตมาจากการผสมสัญญาณ 100 เฮิร์ตซ์ และพาหะ 2 เมกะเฮิร์ตซ์ จะเห็นว่าสวิทช์เลือกความถี่ทั้งสิบความถี่นี้ก็คือสวิทช์ตั้งโปรแกรมเลือกความถี่ที่ต้องการจะเห็นว่ามี 4 ตัว



รูปที่ 2.24 แสดงวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรง

นอกจากความถี่หลัก 10 ความถี่ดังกล่าวแล้วเราจะต้องอาศัยการผสมความถี่อื่นอีกด้วยจากรูปที่ 2.24 เราใช้ความถี่ 18 เมกะเฮิร์ตซ์ ผสมกับความถี่ใดความถี่หนึ่งในความถี่หลักทั้งสิบความถี่ผลรวมของการผสมจะผ่านฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ย่าน 20-20.9 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วผ่านการหารด้วยสิบที่วงจรเคาน์เตอร์ เพื่อผสมกับความถี่ 16 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วกรองเอาเฉพาะที่เป็นความถี่ในย่าน 18.00, 18.01,... ถึง 18.09 เมกะเฮิร์ตซ์

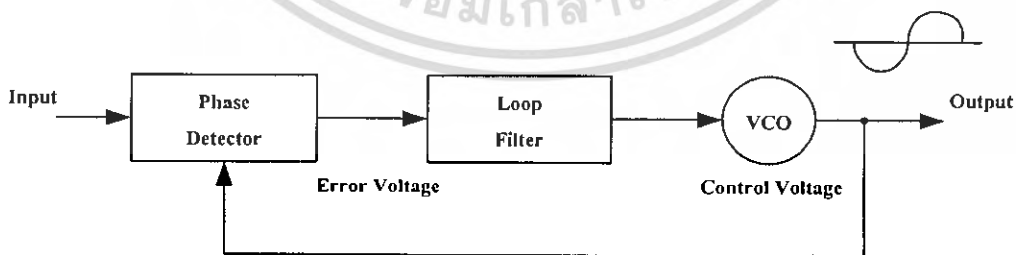
เอาท์พุทจากชุดแรกนี้เมื่อผ่านเข้าต่อไปจะเอาสัญญาณความถี่ระหว่าง 18.00-18.09 เมกะเฮิร์ตซ์ ผสมกับความถี่หลัก 2.0-2.9 เมกะเฮิร์ตซ์ อีกซึ่งเราทำการเลือกหรือ โปรแกรมได้โดยการเปิดสวิตช์จากนั้นก็ผ่านการกรองแล้วหารด้วยสิบและผสมกับสัญญาณ 16 เมกะเฮิร์ตซ์ เอาท์พุทของชุดที่สอง (จะตั้งความถี่ได้ระหว่าง 18.000, 18.001, ..., 18.099 เมกะเฮิร์ตซ์) เมื่อเราทำการผสมคลื่นเช่นนี้อีกครั้ง ก็จะสังเคราะห์ความถี่ได้ระหว่าง 18.000, 18.0001 ถึง 18.0999 เมกะเฮิร์ตซ์ ในชุดสุดท้ายเราจะทำแตกต่างจากเดิมโดยผสมกับสัญญาณ 2.0-2.9 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วก็ไปผ่านการกรองเอาเฉพาะสัญญาณ 20-20.999 เมกะเฮิร์ตซ์ จึงผสมกับสัญญาณ 13 เมกะเฮิร์ตซ์ ก็จะได้เอาท์พุทเป็น 7.000-7.9999 เมกะเฮิร์ตซ์ ตามที่ต้องการ

สังเกตชุดผสมและหารความถี่ส่วนใหญ่จะซ้ำๆ กันอย่างไรก็ดี วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรงไม่ค่อยจะเป็นที่นิยมมากนักเพราะความสิ้นเปลืองแร่ และยังจะต้องใช้ผสมคลื่นหลาย ๆ ครั้ง

วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยอ้อมหรือวิธีเฟสล็อกคูลูปนั้น เราจะอาศัยการกำเนิดสัญญาณจากวงจรรอสซิลเลเตอร์ซึ่งควบคุมความถี่โดยปรับแรงดันที่เรียกว่า VCO สัญญาณจาก VCO จะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับ ความถี่อ้างอิงแล้วนำผลลัพธ์ความถี่คลาดเคลื่อนมาแปลงเป็นแรงดันไปควบคุมการอสซิลเลทของ VCO อีกครั้งหนึ่ง

### 2.3.2 เฟสล็อกคูลูป

เฟสล็อกคูลูป (Phase Locked Loop) เป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรรอสซิลเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอกเฟสล็อกคูลูปประกอบด้วยภาคที่สำคัญ คือภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector) ภาคลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) และภาคVCO ดังแสดงในรูปที่ 2.25 ในที่นี้สมมติว่าเราต่อเอาท์พุทจากวงจร VCO



รูปที่ 2.25 แสดงแผนผังของเฟสล็อกคูลูป

สมมุติว่ามีสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณมีคาบ (Periodic) เข้ามาที่อินพุตภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบกับเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาท์พุทที่ได้จากภาคเฟสดีเทคเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบแรงดันผลต่างนี้จะป้อนไปยังวงจรรูปฟิลเตอร์ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดโลว์พาสกรองเอาแต่เฉพาะความถี่ตามที่ต้องการเพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลทของ VCO ต่อไป

เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก (Lock) ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่อินพุตพอดี อาจจะมีเฟสที่แตกต่างกันออกไปแต่เฟสที่แตกต่างกันออกไปนั้นจะมีค่าคงที่ (Constant Phase Difference) กรณีที่มีเฟสไม่ตรงกับภาคเฟสดีเทคเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน(Error Voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อมิให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อก เอาท์พุทของ VCO จะมีแอมพลิจูดคงที่เสมอแต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่อินพุต

เราสามารถนำเฟสล็อกคู่ไปสังเคราะห์ (หรือผลิต) ความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพเทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้วงจรนี้จะเรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาท์พุท (จาก VCO) ให้มีความถี่ตามที่ต้องการได้หลายความถี่โดยจะมีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพสูงเทียบเท่าคริสตอลออสซิลเลเตอร์

ความจริงเฟสล็อกคู่ยังมีประโยชน์อื่นอีก เช่น ในการคิมอดสัญญาณ FM (หรือ PM) เนื่องจากเอาท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์มีค่าความสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงเฟสของคลื่นพาหะ

### 2.3.3 การใช้เฟสล็อกคู่ในการสังเคราะห์ความถี่

ไม่ว่าระบบสังเคราะห์จะมีความซับซ้อนเพียงใดเมื่อทำการพิจารณาถี่ลงไปแล้วเราจะพบว่ามีเฟสล็อกคู่เป็นหัวใจในการสังเคราะห์อยู่เสมอ จากรูปที่ 2.26 เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่ายประกอบด้วย 5 ภาค คือ ภาค VCO เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณที่เอาท์พุทของระบบสังเคราะห์ความถี่, ภาคหาร N ทำหน้าที่หารความถี่แบบตั้งโปรแกรมให้หารด้วยค่าตัวเลขตามที่ต้องการได้ (Programmable Divider), ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิงคริสตอลออสซิลเลเตอร์หรือสัญญาณอื่นๆ (Reference Generator), ภาคเทียบเฟสและภาคลูปฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเฉพาะความถี่ต่ำไปใช้

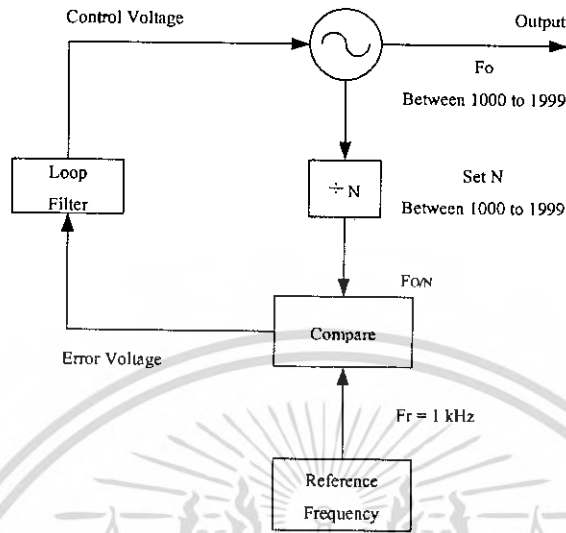
จากแผนผังในรูปที่ 2.26 จะเห็นว่าสัญญาณอินพุตของภาคเทียบเฟสมาจาก 2 แหล่งคือ จาก VCO มีความถี่เท่ากับ  $F_0/N$  และจากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่เท่ากับ  $F_R$  เอาท์พุทจากการเปรียบเทียบก็คือผลต่างระหว่างสัญญาณ  $F_0/N$  กับ  $F_R$  ซึ่งจะกรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อบังคับการออสซิลเลทของวงจร VCO ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรงจนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากันในสภาวะล็อกความถี่ของ VCO เมื่อผ่านวงจรหาร N จะเท่ากับความถี่อ้างอิงนั่นคือ

$$F_0 = N F_R \quad (2.16)$$

(คำนวณจาก  $F_0/N = F_R$  ที่วงจรเทียบเท่า)

กล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ เอาท์พุทจะมีความถี่เป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง สมมุติว่าค่าของความถี่  $F_R$  และค่าของ N เป็นคือ  $F_R = 1$  กิโลเฮิร์ตซ์,  $N=1000$  จะได้  $F_0 = 1$  เมกะเฮิร์ตซ์ ถ้าเพิ่ม N ขึ้นทีละ 1 เป็น 1001, 1002, ... ค่า  $F_0$  จะเพิ่มขึ้นทีละ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นไปเรื่อยๆ เป็น 1.001, 1.002, ... เมกะเฮิร์ตซ์

ขอให้สังเกตว่าเฟสล็อกคูลดังกล่าว สามารถผลิตความถี่ได้เฉพาะในช่วงความถี่ที่วงจร VCO และวงจรหาร N สามารถทำงานได้เท่านั้น และค่าตัวเลขในการหาร (คือ N) ย่อมเป็นตัวเลขจำนวนเต็มเสมอ



รูปที่ 2.26 แสดงแผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่

### 2.3.3.1 พื้นฐานของเฟสล็อกคูล

เฟสล็อกคูลได้ถูกคิดค้นขึ้นมาครั้งแรกตั้งแต่ก่อนปีค.ศ.1932 โดยวิศวกรชาวฝรั่งเศส De Bellescize ซึ่งเขาได้รับการยกย่องว่าเป็นผู้คิดค้น “Coherent Communication” เฟสล็อกคูลถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายในทางอุตสาหกรรมเมื่อมันถูกผลิตมาในรูปแบบของวงจรรวมแล้ว ไอซีเฟสล็อกคูลตัวแรกราวๆ ปี ค.ศ.1965 เป็นอุปกรณ์อะนาล็อกล้วนๆ โดยใช้ Analog multiplier (Four - quadrant multiplier) เป็น เฟสดีเทคเตอร์และลูปฟิลเตอร์ใช้วงจรกรองความถี่ RC แบบพาสซีฟหรือแอคทีฟ และใช้ออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) ในการผลิตความถี่เอาท์พุทของเฟสล็อกคูล ทุกวันนี้เฟสล็อกคูลชนิดนี้เรียกว่าลิเนียร์เฟสล็อกคูล (LPLL) หลายปีผ่านไปเฟสล็อกคูลไม่มีการเปลี่ยนแปลงอะไรมากนัก แต่ก็เริ่มเข้าสู่ส่วนที่เป็นดิจิทัล ดิจิตอลเฟสล็อกคูลตัวแรกเกิดขึ้นราวปี ค.ศ.1970 ซึ่งเป็นอุปกรณ์ผสม นั่นคือเฉพาะส่วนที่เป็นเฟสดีเทคเตอร์เท่านั้นที่สร้างจากวงจรดิจิทัลซึ่งสร้างมาจากเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกทหรือเจเคฟลิปฟลอป ส่วนที่เหลือยังคงเป็นวงจรอะนาล็อกเฟสล็อกคูลชนิดนี้เรียกว่า (ADPLL) ไม่กี่ปีต่อมาเฟสล็อกคูลที่เป็นดิจิทัลทั้งหมดได้ถูกสร้างขึ้น (DPLL) จะไม่มีตัวต้านทานหรือตัวเก็บประจุอยู่ภายในเลย เฟสล็อกคูลจะไม่เกี่ยวข้องกัฮาร์ดแวร์แต่จะเป็นเฟสล็อกคูลชนิดที่เรียกว่า ซอฟต์แวร์เฟสล็อกคูล (SPLL) ในปัจจุบัน DPLL นิยมใช้กันมากเนื่องจากนำมาประยุกต์ใช้งานได้โดยทั่วไปจึงมีราคาถูก

เฟสล็อกคูล คือวงจรที่จะทำการซิงโครไนซ์ (Synchronize) ความถี่หรือเฟสของสัญญาณเอาท์พุท (ที่ผลิตโดยออสซิลเลเตอร์) กับสัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณอินพุท เมื่อซิงโครไนซ์กันแล้วซึ่งมักจะเรียกกันว่าอยู่ในสถานะล็อก (Lock State) ความแตกต่างระหว่างเฟสของสัญญาณเอาท์พุทของออสซิลเลเตอร์กับสัญญาณอ้างอิงจะมีค่าเท่ากับศูนย์หรือน้อยมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

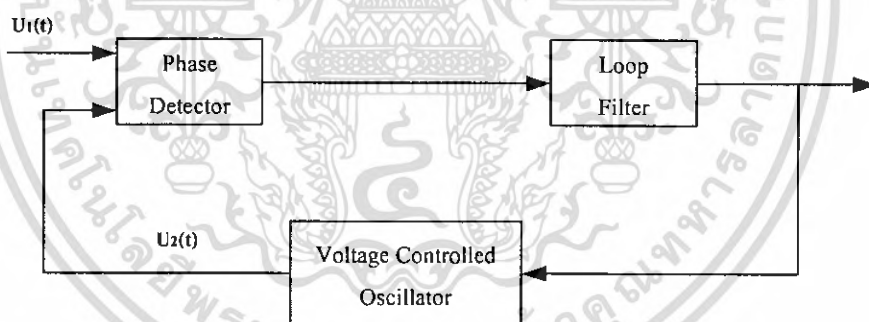
บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูปแสดงได้ดังรูปที่ 2.27 ซึ่งประกอบด้วยบล็อกการทำงานพื้นฐานดังนี้

1. ออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator: VCO)
2. เฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector: PD)
3. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter: LP)

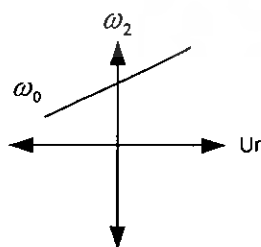
วงจรเฟสล็อกคูลูปบางวงจรจะใช้ออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยกระแสแทนที่ VCO ในกรณีนี้เฟสดีเทคเตอร์จะเสมือนเป็นแหล่งจ่ายกระแสแทนที่จะเป็นแหล่งจ่ายแรงดันแต่อย่างไรก็ตามหลักการทำงานก็ยังคงเหมือนกัน

ก่อนที่จะกล่าวถึงหลักการทำงานของ PLL จะขอกำหนดสัญญาณต่างๆ ในเฟสล็อกคูลูปดังต่อไปนี้

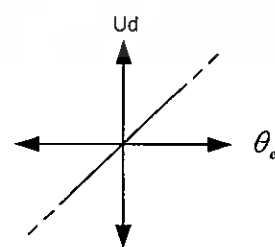
- $U_1(t)$  คือ สัญญาณอ้างอิง (หรือสัญญาณอินพุต)
- $\omega_1$  คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณอ้างอิง
- $U_2(t)$  คือ สัญญาณเอาต์พุตของ VCO
- $\omega_2$  คือ ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต
- $U_d(t)$  คือ สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์
- $U_f(t)$  คือ สัญญาณเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์
- $\theta_e$  คือ ความต่างเฟส (Phase Error) ระหว่างสัญญาณ  $U_1(t)$  กับสัญญาณ  $U_2(t)$



(a) บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป



(b) ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ VCO



(c) ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเฟสดีเทคเตอร์

รูปที่ 2.27 แสดงบล็อกไดอะแกรมและทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกคูลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติหากนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกโคจรแอมพลิจูดของเฟสล็อกคัล VCO จะผลิตความถี่เชิงมุม  $\omega_2$  ซึ่งกำหนดโดยสัญญาณเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์หรือเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$\omega_2(t) = \omega_0 + K_o U_f(t) \quad (2.17)$$

เมื่อ  $\omega_2$  คือความถี่เชิงมุมกลางของ VCO (VCO Gain) มีหน่วยเป็น  $S^{-1}V^{-1}$  สมการข้างต้นสามารถพล็อตเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.27 (b)

เฟสดีเทคเตอร์ (หรืออาจเรียกว่าเฟสคอมพาราเตอร์) จะทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของสัญญาณเอาต์พุตกับเฟสของสัญญาณอินพุตและทำให้เกิดสัญญาณเอาต์พุต  $U_d(t)$  ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยประมาณกับความต่างเฟส  $\theta_c$  เขียนสมการได้เป็น

$$U_d(t) = K_d \theta_c \quad (2.18)$$

เมื่อ  $K_d$  คือเกนของเฟสดีเทคเตอร์ มีหน่วยเป็น  $V \cdot rad^{-1}$  สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์จะเป็นสัญญาณ AC ที่ซึ่ (Superimposed) อยู่บนส่วนประกอบทาง DC แต่สัญญาณ AC เป็นสิ่งที่ไม่ต้องการดังนั้นลูปฟิลเตอร์จะทำหน้าที่กำจัดสัญญาณ AC ออกไปเพื่อให้เหลือแต่แรงดัน DC ไปควบคุมความถี่ของ VCO

พิจารณาการทำงานโดยรวมของเฟสล็อกคัลอันดับแรกสมมติให้ความถี่เชิงมุม  $\omega_1$  ของสัญญาณอินพุต  $U_i(t)$  เท่ากับความถี่กลาง  $\omega_0$  สภาวะนี้ VCO จะทำการผลิตความถี่ที่ความถี่กลางของมันและจะเห็นว่าความต่างเฟส  $\theta_c$  เท่ากับศูนย์ สัญญาณเอาต์พุต  $U_d(t)$  ของเฟสดีเทคเตอร์จะเป็นศูนย์ด้วย ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์  $U_f$  จะเท่ากับศูนย์ ซึ่งสภาวะที่ความถี่อินพุต  $\omega_1$  เท่ากับความถี่กลางของมัน VCO นี้จะเป็นเงื่อนไขที่ทำให้ VCO ผลิตความถี่ที่ความถี่กลางของ VCO

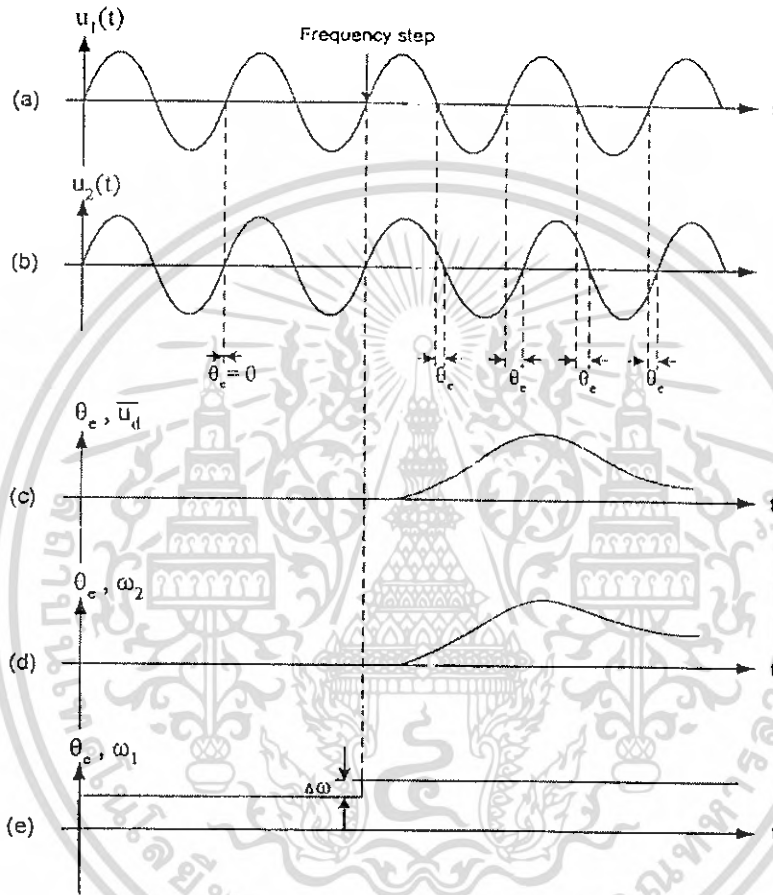
สมมติให้ในสภาวะเริ่มต้นความต่างเฟส  $\theta_c$  ไม่เท่ากับศูนย์ สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์  $U_d(t)$  ก็จะไม่เท่ากับศูนย์ หลังจากช่วงเวลาหนึ่ง สัญญาณเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ก็จะมีค่าหนึ่งๆ (ที่ไม่เท่ากับศูนย์) ทำให้ VCO ผลิตความถี่ขึ้นมาก่าหนึ่ง ซึ่งในที่สุดจะทำให้ความต่างเฟส  $\theta_c$  เท่ากับศูนย์

สมมติให้ความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดที่เวลา  $t_0$  เป็นจำนวน  $\Delta\omega$  ดังแสดงในรูปที่ 2.28 ซึ่งจะทำให้เฟสของสัญญาณอินพุตเริ่มจะนำ (Leading) เฟสของสัญญาณเอาต์พุตและทำให้เกิดความต่างเฟสขึ้นตามเวลาทำให้สัญญาณเอาต์พุต  $U_d(t)$  ของเฟสดีเทคเตอร์เพิ่มขึ้นตามเวลาด้วย หลังจากช่วงเวลาหนึ่งที่กำหนดโดยลูปฟิลเตอร์สัญญาณเอาต์พุต  $U_f(t)$  ของลูปฟิลเตอร์ก็จะเพิ่มขึ้นและมีผลทำให้ VCO ก็จะผลิตความถี่สูงขึ้นซึ่งจะทำให้ความต่างเฟสมีค่าน้อยลง หลังจากช่วงเวลาหนึ่ง VCO ก็จะผลิตความถี่ที่เท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตค่าความต่างเฟสในสภาวะนี้จะมีค่าเท่ากับศูนย์หรือค่าใดค่าหนึ่ง ขึ้นอยู่กับชนิดของลูปฟิลเตอร์ที่ใช้

จะเห็นว่าในขณะนี้ VCO จะผลิตความถี่มากกว่าความถี่กลาง  $\omega_0$  ของ VCO เป็นจำนวน  $\Delta\omega$  ซึ่งจะทำให้สุดท้ายสัญญาณ  $U_d(t)$  มีค่า  $U_f = \Delta\omega / K_o$  ถ้าความถี่กลางของสัญญาณอินพุตถูกมอดูเลตทางความถี่ (FM) ด้วยสัญญาณความถี่ต่ำใดๆ แล้ว สัญญาณเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ก็จะถูกตีมอดูเลต

ด้วยคั้งนั้นเราอาจใช้เฟสล็อกคูลูปเป็น FM ดีเทคเตอร์ได้ การพิจารณาอย่างง่ายที่ผ่านมานี้แสดงให้เห็นว่าเฟสล็อกคูลูปไม่มีอะไรซับซ้อนเป็นเพียงแต่ระบบเซอร์โว ซึ่งควบคุมเฟสของสัญญาณเอาต์พุต  $U_2(t)$

อย่างไรก็ตามในบางกรณีที่ความถี่สัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงไปมาอย่างทันทีทันใด อาจจะทำให้ระบบไม่ล็อกก็ได้ซึ่งกลไกภายในของเฟสล็อกคูลูปจะพยายามกลับมาอยู่ที่สภาวะล็อกอีกครั้ง แต่จะล็อกได้หรือไม่นั้นก็ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบอย่างอื่นอีกด้วย



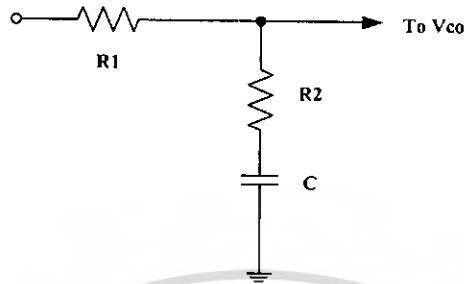
รูปที่ 2.28 ทราจเขียนของเฟสล็อกคูลูปอันเนื่องมาจากกาเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอ้างอิง

- (a) สัญญาณอ้างอิง
- (b) สัญญาณเอาต์พุต  $U_2(t)$  ของ VCO
- (c) สัญญาณ  $U_d(t)$  ซึ่งเป็นฟังก์ชันของเวลา
- (d) ความถี่เชิงมุม  $\omega_2$  ของ VCO ซึ่งเป็นฟังก์ชันของเวลา
- (e) ความถี่เชิงมุม  $\omega_1$  ของสัญญาณอ้างอิง  $U_1(t)$

ลูปฟิลเตอร์ เป็นวงจรชนิดโลว์พาสธรรมดา ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำมาควบคุมความถี่ของ VCO โดยทั่วไปมักใช้ลูปฟิลเตอร์ชนิดพาสซีฟ (มีแต่ R กับ C หรืออาจใช้ฟิลเตอร์ชนิดแอกทีฟก็ได้) ดังแสดงในรูปที่ 2.29 ลูปฟิลเตอร์นี้เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงความถี่ก่อนเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

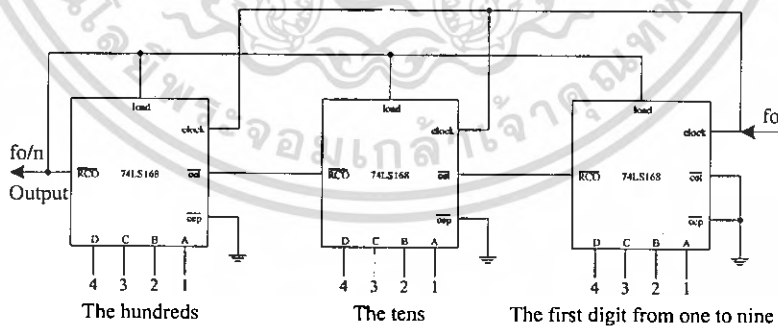
สู่สถานะล๊อคที่เรียกว่าคุณสมบัติชั่วคราว (Transient) ถ้าเลือกอัตราขยายลูป (Loop Gain) และค่าคงตัวของลูป (Loop Time Constant) ไม่เหมาะสมความถี่ของเฟสล๊อคลูปจะไม่ล๊อคและจะเปลี่ยนไปเปลี่ยนมา



รูปที่ 2.29 แสดงตัวอย่างวงจรลูปฟิลเตอร์

ยังมีอีกภาคหนึ่งที่มีผลต่อช่วงเวลาที่ใช้ในการล๊อคความถี่นั่นก็คือ ภาคหาร N เวลาที่ใช้ในการล๊อคความถี่เมื่อ N มีค่าน้อยสุดจะไม่เท่ากับเมื่อ N มีค่ามากที่สุด วงจรหาร N เกิดจากวงจรนับฐานสิบ (Decade Counter) หลายๆ ชุดมาต่อร่วมกับเกทต่างๆ เพื่อให้สามารถเลือกสั่งให้วงจรนับทำหน้าที่หารความถี่ได้ตามตัวเลขที่ตั้งไว้

วงจรหาร N นี้เป็นตัวที่รับคำสั่งเกี่ยวกับความถี่ไปควบคุม VCO เพื่อให้กำเนิดสัญญาณตามที่ต้องการตัว N จะเป็นตัวที่กำหนดขั้วความถี่และจำนวนช่วงของความถี่ในวงจรรูปที่ 2.30 แสดงวงจรหารชนิดที่ใช้ไอซีตระกูล TTL



รูปที่ 2.30 แสดงแผนผัง Programmable Divider โดยใช้ IC ตระกูล TTL

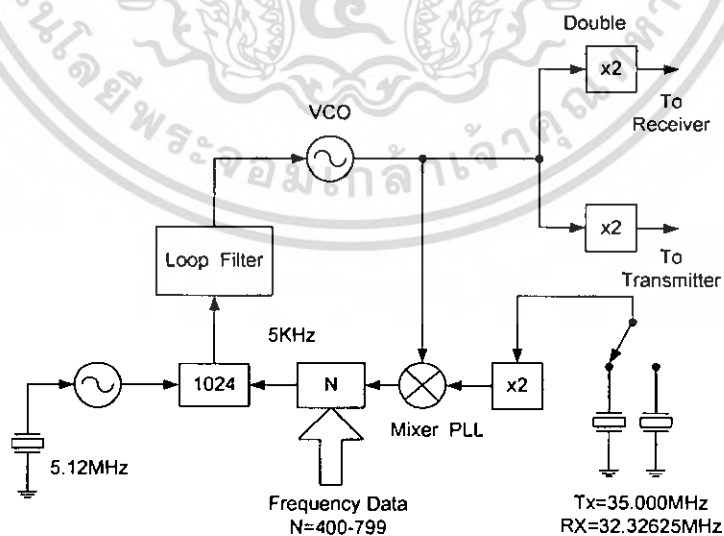
วงจรหาร N บางชนิดใช้วิธีป้อนข้อมูล N เป็นแบบอนุกรม (Serial) วงจรหารประเภทนี้ จะมีความซับซ้อนเพราะต้องมีสัญญาณนาฬิกา (Clock) มีวงจรแลตซ์ในการป้อนข้อมูลวงจรหาร N ประเภทนี้จะถูกควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาสำคัญของวงจรสังเคราะห์ความถี่อีกอย่างหนึ่งก็คือ วงจรหาร  $N$  (หรือวงจรหารที่ตั้งโปรแกรมได้) ไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่า 25 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้ ดังนั้นเราจึงต้องหาทางลดทอนความถี่ที่ป้อนแก่วงจรหาร  $N$  ลงเพื่อให้วงจรลอจิกของวงจรหาร  $N$  ทำงานได้ วิธีต่างๆ ที่นิยมได้แก่ การใช้ความถี่จากออสซิลเลเตอร์พิเศษมา믹ซ์กับ VCO ให้ความถี่ลดลงก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรกรองอีกวิธีหนึ่งก็คือใช้วิธีปริสกลแบบสองโมดูลัสหารล่วงหน้าโดยใช้ตัวหาร 2 ค่า

#### 2.3.4 วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิง

วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิงนี้จะแตกต่างจากเฟสล็อกคัลบราร์  $N$  แบบที่กล่าวมาแล้วตรงที่เอาที่พุดของ VCO ผ่านการผสมหรือมิกซิงกับสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ ก่อนที่จะป้อนให้วงจรหาร  $N$  รูปที่ 2.31 แสดงแผนผังของระบบสังเคราะห์ความถี่ของเครื่องรับ - ส่งวิทยุระยะ 2 เมตร ความถี่ของ VCO ในสภาวะรับกับสภาวะส่งจะไม่เท่ากัน (เพราะเลื่อนความถี่ให้ห่างกันเท่ากับ IF) VCO จะทำงานในย่านความถี่ 72 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วทวีคูณ 2 เท่าทั้งสภาวะรับและสภาวะส่งเป็นความถี่ระหว่าง 144 ถึง 148 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งจะตรงกับความถี่ของ VCO สภาวะส่งคือ 72 ถึง 74 เมกะเฮิร์ตซ์ และ VCO ในสภาวะรับ 66.6525 ถึง 68.6525 เมกะเฮิร์ตซ์ (ใช้ป้อนด้านต่ำโดยมี IF เท่ากับ 10.695 เมกะเฮิร์ตซ์) จะสังเกตุว่า VCO จะมิกซ์กับ PLL ออสซิลเลเตอร์ซึ่งทวีคูณความถี่ 2 เท่าทำให้ความถี่ถูกลดทอนลงเป็น 2 และ 4 เมกะเฮิร์ตซ์ ย่านความถี่นี้บางทีเรียกว่าเป็นความถี่ IF ของ PLL (นิยมเรียก PLL-IF) จากนั้นจะป้อนเข้าสู่วงจรหาร  $N$  โดย  $N$  มีค่าระหว่าง 400 ถึง 799 เมกะเฮิร์ตซ์ เหตุผลสำคัญที่ต้องลดทอนความถี่ VCO ลงมาเป็นความถี่ PLL-IF ก็เพื่อให้วงจรหาร  $N$  ทำงานในย่านความถี่ต่ำลงมาได้ ความถี่อ้างอิงเกิดจากแรมบ์กับความถี่ 5.12 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วหารด้วย 1,024 เป็น 5 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเมื่อ VCO ถูกทวีคูณ 2 เท่ารีโซลูชันจะกลายเป็นขั้นละ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ความถี่อ้างอิงกับความถี่เอาต์พุดของวงจรหาร  $N$  จะเทียบเฟสกันแล้วป้อนไปยังลูปฟิลเตอร์และ VCO ตามลำดับ



รูปที่ 2.31 แสดงหน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิงสำหรับเครื่องรับ - ส่งวิทยุย่าน 2 เมตร (ความถี่ย่าน 150 เมกะเฮิร์ตซ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

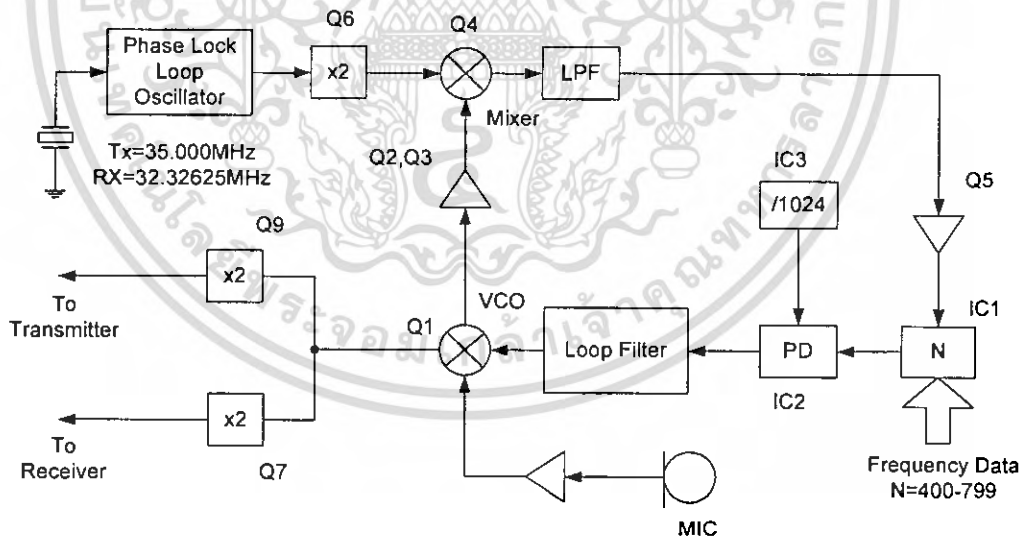
จากแผนผังในรูปที่ 2.31 จะเห็นว่าค่าของ N ที่ป้อนให้แก่วงจรหาร N ในสภาวะรับและสภาวะส่งมีค่าเท่าเดิม แต่ความถี่ของ VCO เปลี่ยนไปได้เพราะความถี่ของ PLL ออสซิลเลเตอร์สามารถเปลี่ยน (ด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์) โดยทำให้ VCO เลื่อนความถี่ไป 5.3475 เมกะเฮิรตซ์ (คือ IF 10.695 เมกะเฮิรตซ์ หารด้วย 2) การที่ VCO ต้องเปลี่ยนความถี่จากสภาวะรับเป็นสภาวะส่ง (หรือกลับกัน) นั้นเฟสล็อก ลูปจะต้องล็อกความถี่ใหม่ ฉะนั้นการออกแบบวงจรต้องคำนึงถึงคุณลักษณะการล็อกความถี่ด้วย

สำหรับวงจรในรูปที่ 2.32 เป็นวงจรในทางปฏิบัติซึ่งใกล้เคียงกับหน่วยสังเคราะห์ความถี่ในรูปที่ 2.33 ซึ่งหลักการสำคัญต่างๆ ในกรณีสังเคราะห์ความถี่แบบนี้ นั้น ความถี่เอาต์พุตจะเลื่อน ไปเท่ากับความถี่ ที่ผสม (ในที่นี้คือ 25x2 เท่ากับ 70 เมกะเฮิรตซ์ และ 32.32625x2 เท่ากับ 64.6525 เมกะเฮิรตซ์ เรียกความถี่ ที่เลื่อนไปนี้ว่าความถี่ออฟเซต) เราจะได้ความสำคัญดังนี้

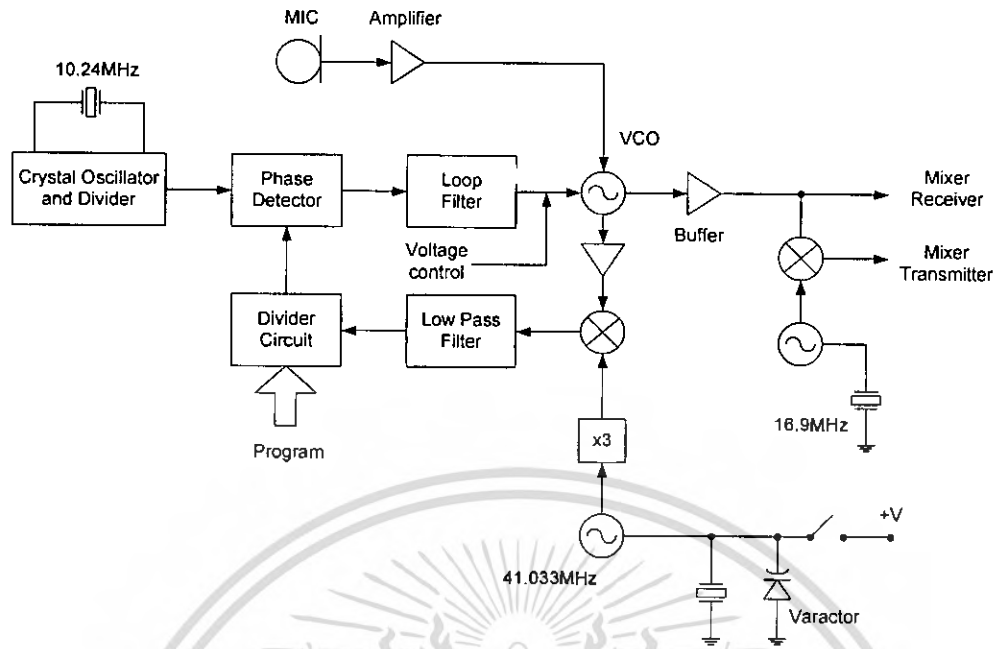
$$F_0 = F_{\text{offset}} + N_{\text{ref}} \tag{2.19}$$

คำนวณจาก

$$(F_0 - F_{\text{offset}}) / N = F_{\text{ref}} \text{ ที่วงจรเทียบเฟส} \tag{2.20}$$



รูปที่ 2.32 แสดงตัวอย่างแผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่ในทางปฏิบัติ



รูปที่ 2.33 แสดงตัวอย่างแผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่งที่ใช้แร่เพียงตัวเดียวเพื่อเลื่อนความถี่ระหว่างสภาวะรับสภาวะส่ง

การมอดูเลตนิยมทำที่เฟสล็อกคูลูป บางวงจรอาจจะมีวริเคปอีกตัวหนึ่งเพื่อใช้ในการมอดูเลต โดยเฉพาะ ตัวอย่างของการการสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่งอีกตัวอย่างหนึ่งดังแสดงในรูปที่ 2.33 ก็จะใช้คล้ายคลึงกับตัวอย่างแรก (ดูรูปที่ 2.31) เว้นแต่จะใช้แร่บังคับความถี่เพียงตัวเดียวในการมิกซิ่งกับสัญญาณจาก VCO ที่มีมิกเซอร์ภาคส่งเพื่อส่งออกอากาศสำหรับในกรณีของการรับ-ส่งผ่านรีพีทเตอร์ซึ่งความถี่เลื่อนไป  $\pm 600$  เมกะเฮิร์ตซ์ ทำได้โดยการป้อนข้อมูล N ตัวใหม่จากไมโครคอมพิวเตอร์ให้แก่วงจรหาร N จะเห็นว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเสียเวลาในการลอคความถี่ที่เลื่อนไป 600 เมกะเฮิร์ตซ์ เวลาที่ใช้ในการลอคความถี่เมื่อเลื่อนความถี่ไปน้อยๆ เช่นนี้ จำเป็นที่จะต้องมีความแน่นอนและรวดเร็วเพียงพอ

ข้อเสียของระบบนี้ คือ การเลื่อนความถี่ยุ่งยากและต้องคำนวณตัวเลขที่ซับซ้อนขึ้นแต่โดยทั่วไปแล้วเครื่องรับ-ส่งวิทยุที่ควบคุมด้วยไมโครคอมพิวเตอร์เราจะต้องใช้คอมพิวเตอร์เป็นตัวป้อนข้อมูลเพื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของภาคสังเคราะห์ความถี่เอง

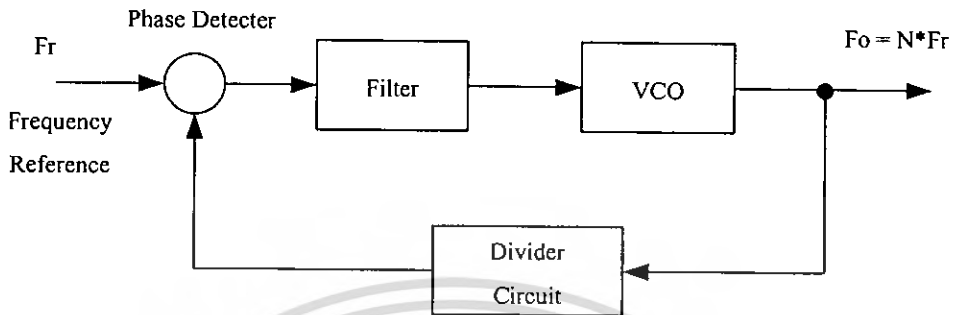
### 2.3.5 เทคนิคของการสังเคราะห์ความถี่

การสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นละ  $f_r$  เท่ากับความถี่อ้างอิง

#### 2.3.5.1 PLL แบบโดยตรง

วิธีการสังเคราะห์ความถี่วิธีนี้จะใช้ PLL โดยตรงนับว่าเป็นวิธีที่ง่าย ความถี่เอาท์พุทมีค่าเป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง (ดูรูปที่ 2.34) ในที่นี้ VCO ต้องสามารถทำงานได้ตลอดย่านความถี่เอาท์พุท

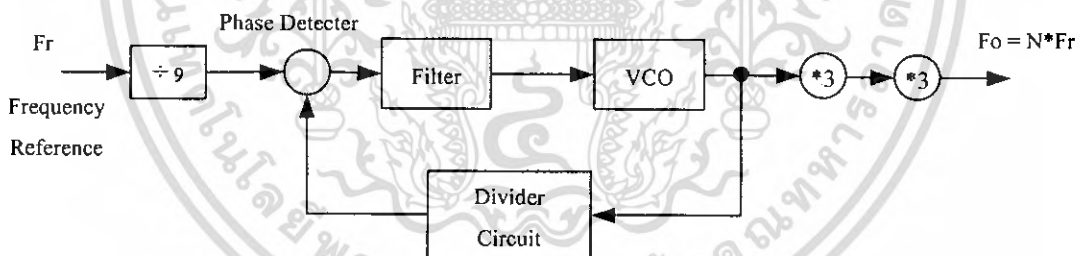
ความถี่อาจจะขึ้นไปได้ถึง 200 เมกะเฮิร์ตซ์ อย่างไรก็ตามก็ถึงวงจรนับที่ โปรแกรมตัวหาร  $N$  นั้นมีราคาแพงเราจึงจำเป็นต้องปรับปรุงวิธีสังเคราะห์ความถี่เป็นแบบอื่น



รูปที่ 2.34 แสดง PLL แบบโดยตรง

### 2.3.5.2 PLL แบบคูณความถี่

จะสังเกตเห็นว่าในรูปที่ 2.35 เราทำการหารความถี่อ้างอิง  $f_r$  ลง 9 เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรเฟสดีเทกเตอร์ และเอาที่พุดจาก VCO ก็คูณความถี่ขึ้นไป 9 เท่า วิธีนี้จะช่วยลดความถี่การทำงานของวงจรหาร  $N$  ลง แต่ก็ทำให้ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ใช้ในการเทียบเฟสต่ำลง



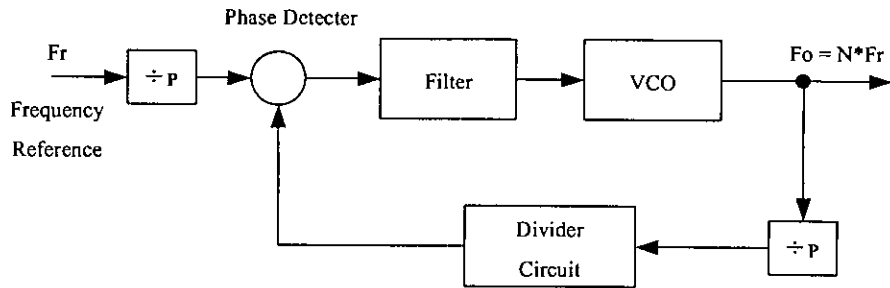
รูปที่ 2.35 แสดง PLL แบบคูณความถี่

### 2.3.5.3 PLL แบบปริสเกลเลอร์

PLL ในรูปที่ 2.36 ให้วิธีการหารความถี่อ้างอิง  $f_r$  ลง  $P$  เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรเฟสดีเทกเตอร์ และใช้วิธีการคูณความถี่ขึ้นไป  $P$  เท่าภายในลูบ แทนที่จะคูณความถี่ภายนอกดังเช่น PLL แบบคูณความถี่วงจร VCO ในกรณีนี้ต้องทำงานขึ้นไปถึงความถี่ใช้งานโดยไม่ต้องมีวงจรมัลติพลาย

วงจรรับหาร  $P$  เป็นชุดวงจรฟลิปฟลอปธรรมดาซึ่งตัวหารกำหนดไว้ตายตัวและสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เราเรียกว่า วงจรปริสเกลเลอร์ ส่วนวงจรรับหาร  $N$  ซึ่ง โปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำลงเช่นเดียวกับ PLL ในรูปที่ 2.35

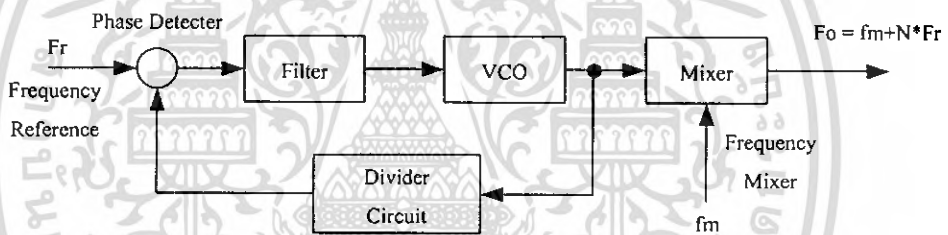
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.36 แสดง PLL แบบปรีสเกลเลอร์

### 2.3.5.4 PLL แบบมิกซิงนอกloop

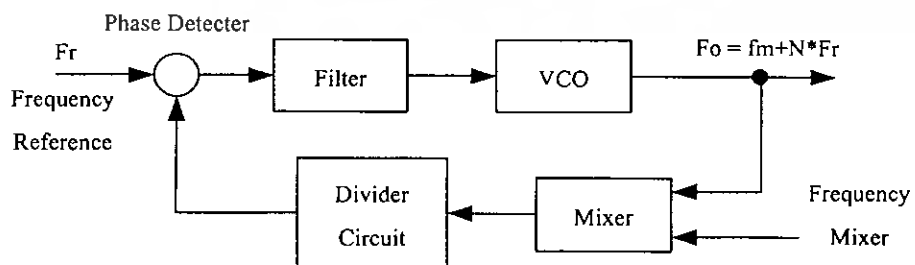
PLL ในรูปที่ 2.37 อาศัยความถี่อีกความถี่หนึ่งเพื่อผสมกับความถี่ VCO ให้เอาต์พุตของ PLL มีค่าความถี่ที่สูงขึ้น ในที่นี้เราปรับขึ้นได้ขึ้นละ  $f_c$  เท่ากับความถี่อ้างอิงและความถี่เอาต์พุตเท่ากับ ผลรวมความถี่ที่นำมามิกซ์กับความถี่จาก VCO



รูปที่ 2.37 แสดง PLL แบบมิกซิงนอกloop

### 2.3.5.5 PLL แบบมิกซิงในloop

PLL ในรูปที่ 2.38 เป็นการมิกซ์อีกแบบหนึ่ง ซึ่งได้นำเอาการมิกซ์มาไว้ในลูปสัญญาณ จาก VCO และความถี่มิกซ์  $f_m$  กับความถี่ VCO เช่นเดียวกับในรูปที่ 2.37



รูปที่ 2.38 แสดง PLL แบบมิกซิงในloop

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.6 ระบบสังเคราะห์ความถี่ในเครื่องรับ - ส่งวิทยุ

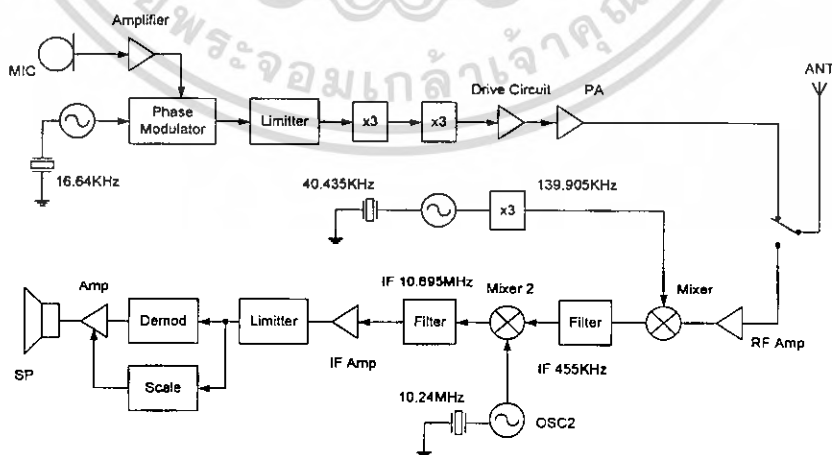
ข้อดีที่เห็นได้ชัดของระบบสังเคราะห์ความถี่ก็คือ ทำให้จำนวนช่องใช้งานเพิ่มขึ้นมหาศาลซึ่งเครื่องรับ - ส่งในสมัยก่อนมีจำนวนช่องใช้งานเพียงไม่กี่ช่อง แต่เครื่องรับ - ส่งรุ่นใหม่มีจำนวนช่องใช้งานได้นับร้อยช่อง ทำให้สามารถเลือกใช้ความถี่ได้หลายความถี่ และเปลี่ยนความถี่ได้สะดวก

สำหรับเครื่องรับ - ส่งวิทยุที่ใช้แรมป์กับความถี่นั้น หากทำการเพิ่มจำนวนช่องใช้งานจะต้องใช้แรมป์เพิ่มเติมอีกหลายก้อน และเมื่อเปลี่ยนความถี่ก็ต้องเปลี่ยนแรมป์ใหม่ทำให้ไม่คล่องตัวในการใช้งาน

นอกจากนี้ระบบสังเคราะห์ความถี่ เป็นระบบที่ผสมเอาวงจรดิจิทัลมาใช้งานด้วยจึงทำให้การทำงานของเครื่องรับ - ส่งวิทยุยังสะดวกขึ้นไปอีก เพราะเมื่อเอาไมโครคอมพิวเตอร์มาต่อร่วมกับวงจรสังเคราะห์ความถี่เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรสังเคราะห์ความถี่แล้ว ยิ่งทำให้เครื่องรับ - ส่งวิทยุมีความสามารถต่างๆ เพิ่มขึ้นมากมาย เช่น มีหน่วยความจำ (Memory) สามารถสแกนความถี่ได้

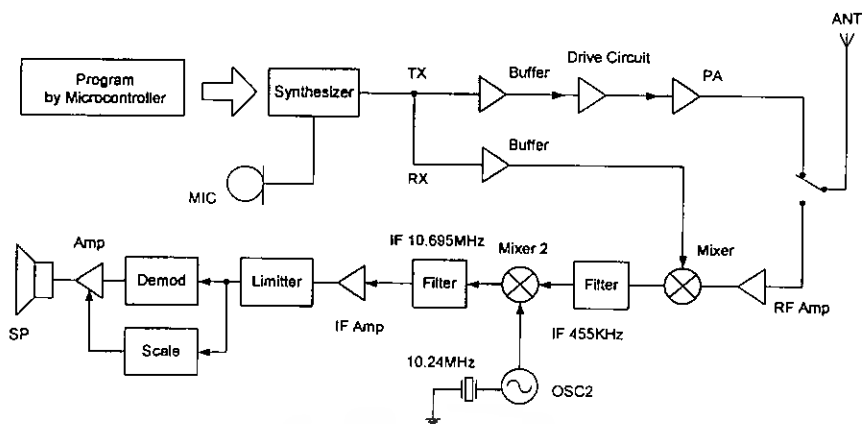
การตั้งความถี่ภายในเครื่องได้แก่การ การตั้งโปรแกรมโดยใช้ไดโอดหรือจัมเปอร์ หรือใช้หน่วยความจำ เช่น ROM, EPROM, RAM หรืออุปกรณ์อื่นๆ แทน

ลองเปรียบเทียบระหว่างแผนผังของเครื่องรับ-ส่งวิทยุ VHF/FM ชนิดใช้แรมป์กับความถี่กับชนิดที่ใช้แรมป์สังเคราะห์ความถี่ในรูปที่ 2.39 จะเห็นว่าทั้งสองชนิดจะมีความแตกต่างกันก็ตรงที่ภาคออสซิลเลเตอร์เป็นส่วนใหญ่นั้นคือ หน่วยออสซิลเลเตอร์ทั้งภาครับและส่ง (ของชนิดสังเคราะห์ความถี่) กลายเป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งสามารถปรับค่าส่งหรือโปรแกรมได้จากภายนอก โดยหน่วยสังเคราะห์ความถี่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณป้อนไปให้ทั้งภาครับและภาคส่งแทน ขอให้สังเกตดูว่าในสภาวะส่งในรูปที่ 2.39 (a) สัญญาณก่อนที่จะป้อนให้แก่ภาคขยายสุดท้าย (ขยายกำลัง) จะต้องเป็นสัญญาณความถี่ที่ต้องการเหมือนกันคือ 150 เมกะเฮิรตซ์ และในสภาวะรับดังแสดงในรูปที่ 2.39 (b) ก็เช่นเดียวกันสัญญาณป้อนหรืออินเจกชัน (Injection) เข้าที่มิกเซอร์ก็จะต้องเป็นสัญญาณความถี่เดียวกันคือ 139.905 เมกะเฮิรตซ์ เพื่อให้เกิด IF (ในกรณีสังเคราะห์ความถี่) ซึ่งสามารถกระทำได้ที่วงจร VCO ของภาคสังเคราะห์ความถี่ได้เลย



(a) แสดงตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับ - ส่งวิทยุที่ใช้แรมป์กับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) แสดงตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับ - ส่งวิทยุที่ใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่

รูปที่ 2.39 แผนผังของเครื่องรับ-ส่งวิทยุ VHF/FM

### 2.3.7 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติที่เกี่ยวกับช่วงความถี่ (Frequency range) ที่ต้องผลิตและรีไซเคิลขั้นระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่นๆ ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญสำหรับเครื่องรับ - ส่งวิทยุอีกด้วย ดังจะได้อธิบายต่อไปนี้

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงความถี่ที่ใช้งาน) และมีความละเอียดของความถี่ขึ้นอยู่กับรีไซเคิลขั้นในกรณีที่เราเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนได้เร็วตามทันที หรือจะกล่าวได้อีกอย่างหนึ่งก็คือ ล็อคค่าของความถี่ได้ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลาล็อค (Lock-up time) สั้นคุณสมบัติการล็อคความถี่ใหม่ได้รวดเร็วนั้นมีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับเครื่องรับ - ส่งวิทยุ โดยเฉพาะระหว่างการเปลี่ยนแปลงจากสถานะส่ง มาเป็นสถานะรับ หรือในกรณีสแกนความถี่

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่างๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (Spectrum Purity) นั่นคือความถี่ฮาร์โมนิกส์และสปีวเรียสต่างๆ จะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุดนอกจากนั้นนอยส์จากวงจรออสซิลเลเตอร์จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่มีความถี่ไม่บริสุทธิ์ ไม่ใช่เพียงความถี่เดียว ในช่วงใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ นอยส์ดังกล่าวนี้เรียกว่า เฟส นอยส์ (Phase Noise)

ความเที่ยงตรง (Accuracy) และเสถียรภาพ (Stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิงโดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดที่ใช้แร่บังคับความถี่ ฉะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพและความเที่ยงตรงเทียบเท่ากับคริสตอลออสซิลเลเตอร์

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้กับเครื่องรับ - ส่งวิทยุในย่านความถี่ HF (3 ถึง 30 เมกะเฮิร์ตซ์) ก่อนข้างที่จะมีความซับซ้อน เพราะการใช้งานในย่านความถี่นี้เราต้องการรีไซเคิลขั้นที่ละเอียดถึง 100 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นอย่างน้อย บางเครื่องสามารถทำได้ถึง 10 เมกะเฮิร์ตซ์ นอกจากนี้ช่วงความถี่ 3 ถึง 30 เมกะเฮิร์ตซ์ ก่อนข้างที่จะกว้างมากๆ วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ครอบคลุมช่วงความถี่ที่กว้างๆ และมีรีไซเคิลขั้นที่สั้นรวดเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปอัตราส่วนของความถี่สูงสุดและต่ำสุดระหว่างช่วงความถี่ที่ใช้งานจะมีค่าความถี่ไม่เกิน 2 เท่า ในกรณีที่มีย่อตราส่วนเกิน 2 เท่า เราต้องใช้วงจร VCO หลายชุดแล้วมีสวิตช์เลือกเพื่อป้องกันการลื่นของความถี่ฮาร์โมนิกส์และเพื่อให้ได้คุณสมบัติที่ยืดหยุ่นที่จำเป็นสำหรับช่วงเวลาเลือกที่รวดเร็วที่เราทำได้โดยการใช้ลูปซ้อนกันหลายๆ ลูป (Multi Loop)

#### 2.4 โครงสร้างและสถาปัตยกรรมของ MCS-51 แบบแฟลช

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ที่ใช้ในโครงการนี้จะอ้างถึงไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ซึ่งมีหน่วยความจำภายในเป็นแบบแฟลช (Flash Memory) ของ Atmel มีเบอร์ขึ้นต้นด้วย AT89xx เหตุผลที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์แบบนี้ มีด้วยกันหลายประการ

- หน่วยความจำโปรแกรมภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ เป็นแบบแฟลช ทำให้สามารถลบและเขียนใหม่ได้นับพันครั้ง จึงสามารถใช้งานในรูปแบบของไมโครคอนโทรลเลอร์ชิปเดี่ยวไม่ต้องใช้หน่วยความจำภายนอก ส่งผลให้สามารถใช้งานพอร์ตอินพุตเอาต์พุต ของไมโครคอนโทรลเลอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

- ต้นทุนและเวลาในการพัฒนาระบบ ไมโครคอนโทรลเลอร์ลดลงอย่างมากเนื่องจากไม่ต้องใช้เครื่องมือพัฒนาจำพวกอิมูเลเตอร์ และเครื่องโปรแกรมอีพรอม

- บริษัทผู้ผลิตได้ทำการผลิต ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลนี้ออกมาหลายเบอร์และมีความสามารถแตกต่างกันไป ทำให้มีทางเลือกในการใช้งานสูง

- ด้วยการใช้หน่วยความจำภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ทำให้สามารถป้องกันการคัดลอกข้อมูลของหน่วยความจำโปรแกรมได้เป็นอย่างดี

- ในบางเบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ผลิตโดย Atmel สามารถทำการ โปรแกรมข้อมูลในหน่วยความจำโปรแกรมได้ โดยไม่ต้องถอดตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ ออกมาทำการ โปรแกรมใหม่หรือเรียกว่า การโปรแกรมในวงจรหรือในระบบ (In System Programming) โดยใช้ลักษณะการติดต่อแบบ SPI (Serial Peripheral Interface) ทำให้การพัฒนาหรือการซ่อมบำรุง ตลอดจนการปรับปรุงหรืออัปเดตข้อมูลในหน่วยความจำโปรแกรมทำได้อย่างสะดวกภายใต้งบประมาณที่ไม่สูงมากนัก

- ชุดคำสั่งและสถาปัตยกรรมพื้นฐาน เหมือนกับไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ของผู้ผลิตอื่นไม่ว่าจะเป็นอินเทล ซิเมนส์ หรือ ดัลลัส

##### 2.4.1 คุณสมบัติทางเทคนิคของไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล MCS-51 อนุกรม AT89xx

- เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ซีพียู ขนาด 8 บิต
- ภายในมีหน่วยความจำโปรแกรมเป็นแบบแฟลชสามารถลบและเขียนใหม่ได้เป็นพันครั้ง
- หน่วยความจำข้อมูลพื้นฐานเป็นหน่วยความจำแบบแรมในบางเบอร์จะมีหน่วยความจำแบบอีพรอมเพิ่มเติม
- ขาพอร์ตเป็นแบบสองทิศทางสามารถใช้งานเป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุต
- มีวงจรสื่อสารอนุกรมแบบฟูลดูเพล็กซ์
- ไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ขนาด 16 บิต อย่างน้อย 2 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

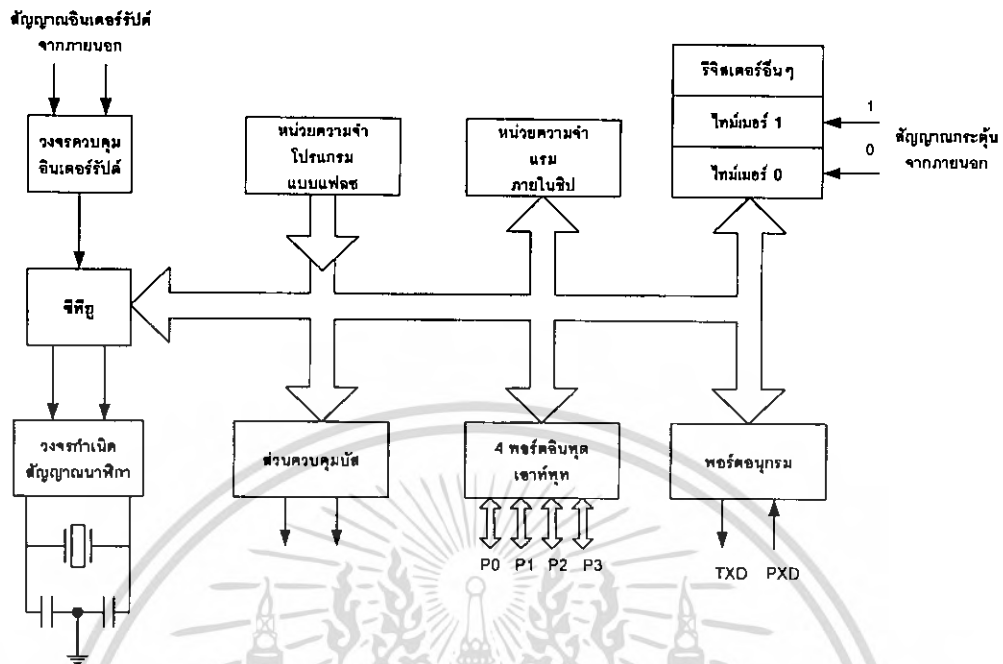
- สามารถขยายหน่วยความจำภายนอกเพิ่มเติมได้สูงสุด 64 กิโลไบต์
- มีวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาอยู่ภายในชิป
- มีวงจรสื่อสารอนุกรมแบบ SPI สำหรับในอนุกรม AT89Sxx
- มีวอตต์ต็อกไทม์เมอร์ในตัว สำหรับอนุกรม AT89Sxx

ในรูปที่ 2.40 เป็นโครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ในอนุกรม AT89Cxx จะเห็นได้ว่ามีโครงสร้างเหมือนกับไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 อนุกรม AT89Sxx หากแต่แตกต่างกันเฉพาะหน่วยความจำโปรแกรมแบบแฟลชที่เพิ่มเติมเข้ามา สำหรับรูปที่ 2.41 เป็นโครงสร้างพื้นฐานของอนุกรม AT89Sxx จะเห็นได้ว่ามีส่วนประกอบที่เพิ่มเติมแตกต่างจาก AT89Cxx อยู่หลายส่วน เช่น วงจรเชื่อมต่ออนุกรมแบบ SPI ซึ่งในไมโครคอนโทรลเลอร์อนุกรมนี้ในการเขียนข้อมูลในหน่วยความจำโปรแกรมโดยไม่ต้องถอดตัวชิปออกไปจากระบบหรือเรียกว่าการโปรแกรมวงจรไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ ขนาด 16 บิต ที่เพิ่มเติมเข้ามาอีกหนึ่งตัวเป็นไทม์เมอร์ 2 และวงจรวอตต์ต็อก ที่ใช้ในการตรวจสอบการทำงานผิดพลาดของซีพียู

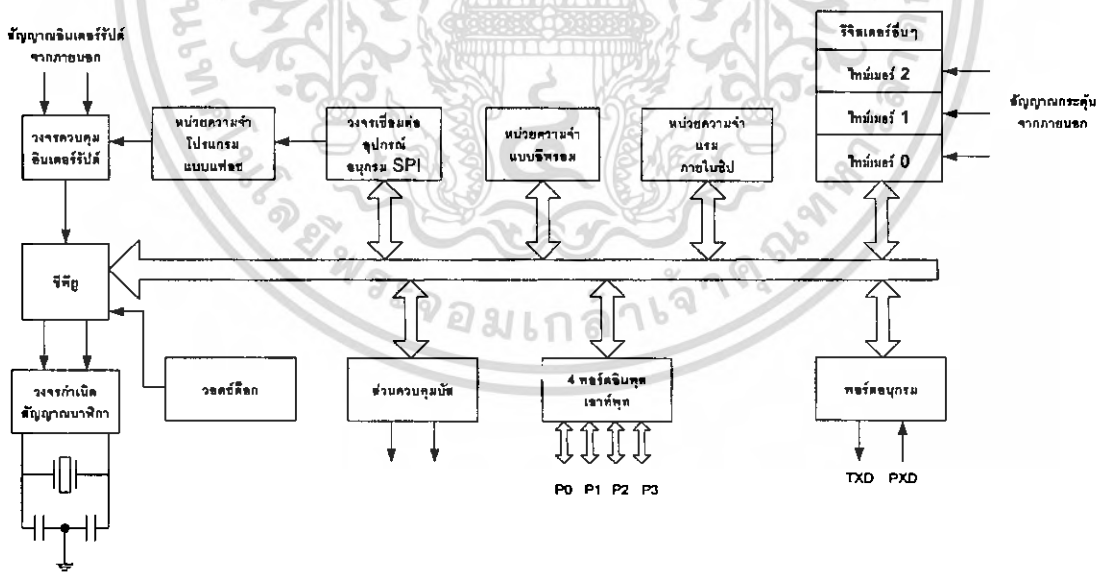
ตารางที่ 2.3 แสดงขนาดหน่วยความจำโปรแกรม หน่วยความจำข้อมูลและจำนวนไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 อนุกรม AT89xx

เบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์	หน่วยความจำโปรแกรม	หน่วยความจำข้อมูล	จำนวนไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์
AT89C1051	แบบแฟลชขนาด 1 กิโลไบต์	แรม 64 ไบต์	1
AT89C2051	แบบแฟลชขนาด 2 กิโลไบต์	แรม 128 ไบต์	2
AT89C51	แบบแฟลชขนาด 4 กิโลไบต์	แรม 128 ไบต์	3
AT89C52	แบบแฟลชขนาด 8 กิโลไบต์	แรม 256 ไบต์	3
AT89C55	แบบแฟลชขนาด 20 กิโลไบต์	แรม 256 ไบต์	3
AT89S8252	แบบแฟลชขนาด 8 กิโลไบต์	แรม 256 ไบต์ อีอีพรอม 2 กิโลไบต์	3
AT89S53	แบบแฟลชขนาด 12 กิโลไบต์	แรม 64 ไบต์	3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.40 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89Cxx



รูปที่ 2.41 โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89Sxx

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.4.2 การจัดขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ทุกเบอร์จะมีสถาปัตยกรรมและขาใช้งานพื้นฐานเหมือนกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.40 และ 2.41 โดยมีรายละเอียดขั้นต้นดังนี้

- ขา Vcc ใช้สำหรับต่อไปเลี้ยง 5 โวลต์

- ขา GND เป็นขากาวัดสำหรับต่อกราวด์ของระบบ

- ขาพอร์ต (P0.0-P0.7) มี 8 ขา แต่ละขาสามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ต 0 ขาใดขาหนึ่งเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล "1" ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อกับส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปล่อยลอย (Float) จึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงสามารถใช้งานได้ นอกจากนั้นขาพอร์ตนี้ยังถูกใช้งานในการติดต่อกับขาแอดเดรสไบต์ต่ำของหน่วยความจำภายนอก(A0-A7)และขาข้อมูล (D0-D7)โดยใช้กระบวนการมัลติเพล็กซ์เข้าช่วยเพื่อสลับการทำงานให้เป็นได้ทั้งขาติดต่อแอดเดรสและขาข้อมูล

- ขาพอร์ต (P1.0-P1.7) มี 8 ขา แต่ละขาสามารถกำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ต 1 ขาใดขาหนึ่งเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล "1" ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อกับส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปล่อยลอยจึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงสามารถใช้งานเป็นขาพอร์ตอินพุตได้นอกจากนั้นขาพอร์ตนี้ยังถูกใช้งานในการติดต่อกับขาแอดเดรสของหน่วยความจำภายนอก (A8-A15) ไมโครคอนโทรลเลอร์ นอกจากนี้ขาที่ยังเป็นขาอินพุตสำหรับรับแรงดันไฟสูงสำหรับการ โปรแกรมหน่วยความจำภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ สำหรับในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชต้องการแรงดันสำหรับการ โปรแกรม 12 โวลต์

- ขาพอร์ต (P2.0-P2.7) มี 8 ขา แต่ละขาสามารถ กำหนดให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตสำหรับใช้งานทั่วไป ถ้าหากต้องการกำหนดให้ขาพอร์ต 2 ขาใดขาหนึ่งเป็นอินพุตสามารถทำได้โดยการเขียนข้อมูล "1" ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการติดต่อกับส่งผลให้ขาพอร์ตนั้นมีสถานะปล่อยลอยจึงมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงสามารถใช้งานเป็นขาพอร์ตอินพุตได้นอกจากนั้นขาพอร์ตนี้ยังถูกใช้งานในการติดต่อกับขาแอดเดรสของหน่วยความจำภายนอก (A8-A15) ไมโครคอนโทรลเลอร์ นอกจากนี้ขาที่ยังเป็นขาอินพุตสำหรับรับแรงดันไฟสูงสำหรับการ โปรแกรมหน่วยความจำภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ สำหรับในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชต้องการแรงดันสำหรับการ โปรแกรม 12 โวลต์

- XTAL1และXTAL2 เป็นขาสำหรับต่อคริสตัลเพื่อสร้างสัญญาณนาฬิกาในการกำหนดจังหวะการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

#### 2.4.3 โครงสร้างและการทำงานของพอร์ต

ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชมีพอร์ตให้ใช้งานได้ทั้งสิ้น 4 พอร์ต คือ พอร์ต 0 ถึง พอร์ต 3 แต่ละพอร์ตมีขนาด 8 บิต เป็นพอร์ตแบบ 2 ทิศทาง กล่าวคือ สามารถเป็นได้ทั้งอินพุตสำหรับสัญญาณข้อมูลเข้าและเอาต์พุตสำหรับส่งสัญญาณข้อมูลออกทุกพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51แบบแฟลชมีวงจรถัก (Latch) และวงจรถับตลอดจนบัฟเฟอร์อินพุต ดังแสดงให้เห็นในตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 แสดงหน้าที่พิเศษของพอร์ต 1 ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

ขา	เบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์	หน้าที่พิเศษ
P1.0	AT89C52/AT89Sxx	ขา T2 เป็นขาอินพุตนับค่าของไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ 2 และเป็นขาเอาต์พุตของการกำเนิดสัญญาณนาฬิกา โดยไทม์เมอร์ 2 (Clock Out)
P1.1	AT89C52/AT89Sxx	ขา T2EX เป็นขาอินพุตทริกเกอร์สำหรับการแคปเจอร์/รีโพลด์และการควบคุมทิศทางของสัญญาณ
P1.4	AT89Sxx	ขา SS (Slave Select) เป็นขาเลือกการติดต่อในกรณีที่ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นอุปกรณ์สเลฟ ในระบบการติดต่อแบบ SPI
P1.5	AT89Sxx	ขา MOIS (Master Data Output, Slave Date Data Input) ใช้ในการติดต่อกับพอร์ต SPI
P1.6	AT89Sxx	ขา MOIS (Master Data Output, Slave Date Data Input) ใช้ในการติดต่อกับพอร์ต SPI
P1.7	AT89Sxx	ขา SCK (Master Clock Output) เป็นขาสัญญาณนาฬิกาของการติดต่อกับพอร์ต SPI

ที่พอร์ต 0 และพอร์ต 2 จะใช้งานเป็นพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตสำหรับงานทั่วไป และใช้ในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก สำหรับพอร์ต 3 ทั้งพอร์ตและพอร์ต 1 บางขานอกจากจะใช้เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตตามปกติแล้ว ยังสามารถใช้งานในหน้าที่พิเศษได้อีก ขึ้นอยู่กับว่าเราใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ใดดังสรุปได้ในตารางที่ 2.4

วงจรภายในของแต่ละพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเป็นของพอร์ต 0 วงจรแลตช์ของแต่ละบิตในแต่ละพอร์ตก็คือ วงจรดีฟลิปฟล็อปนั่นเอง การอ่านค่าสถานะของพอร์ตและสถานะของวงจรแลตช์สามารถกระทำได้อย่างอิสระต่อกันด้วยสัญญาณที่แยกจากกัน นั่นคือสัญญาณอ่านข้อมูลจากขาพอร์ตและสัญญาณอ่านข้อมูลจากวงจรแลตช์ ส่วนการเขียนข้อมูลมายังพอร์ตต้องส่งสัญญาณมายังขา CLK ของดีฟลิปฟล็อปในขณะที่ข้อมูลจะส่งผ่านมายังขาบัสข้อมูลภายในเข้าสู่ขา D ของดีฟลิปฟล็อป

ที่พอร์ตนี้มีวงจรมัลติเพล็กซ์สำหรับกำหนดลักษณะการทำงานของพอร์ตว่าต้องการให้เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตปกติ หรือใช้ในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกไมโครคอนโทรลเลอร์

เนื่องจากที่ขาพอร์ต 0 ไม่มีวงจรพูลอัปภายในหากมีการนำพอร์ต 0 ไปใช้งานเป็นพอร์ตอินพุตจะต้องต่อตัวต้านทานพูลอัปภายนอกเข้ากับขาพอร์ต 0 ทุกขาด้วย

#### 2.4.4 การใช้งานเป็นพอร์ตอินพุต

เนื่องจากพอร์ตทั้งหมดของ ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชสามารถเป็นได้ทั้งอินพุตเอาต์พุต ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งต้องทำความเข้าใจถึงการกำหนดลักษณะการทำงานให้แก่พอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

ในการกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุตต้องเริ่มต้นด้วยการเขียนข้อมูล “1” มาที่แต่ละบิตของพอร์ตที่ต้องการใช้งานเป็นอินพุต เพื่อหยุดการทำงานของเฟดที่ใช้ในการจับสัญญาณเอาต์พุตของบิตนั้นๆ ทำให้ขาสัญญาณของพอร์ตเชื่อมต่อเข้ากับวงจรพูลอัพภายในโดยตรงส่งผลให้ขาของพอร์ตนั้นๆ มีลอจิกเป็น “1” สามารถรับสัญญาณ ลอจิก “0” จากอุปกรณ์ภายนอกได้ง่าย สัญญาณข้อมูลจากอุปกรณ์ภายนอกจะถูกส่งเข้ามาเก็บไว้ในวงจรบัฟเฟอร์ภายในพอร์ต แล้วรอให้ซีพียูมาอ่านค่าเข้าไป เมื่อเป็นเช่นนี้อุปกรณ์ภายนอกที่เชื่อมต่อกับพอร์ตอินพุตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช ควรกำหนดให้ทำงานในสถานะลอจิก “0” จะดีและสะดวกที่สุด (ซึ่งในปัจจุบันอุปกรณ์อินพุตที่เชื่อมต่อไมโครคอนโทรลเลอร์เกือบทั้งหมดทำงานที่ลอจิก “0” แล้ว)

#### 2.4.5 การใช้งานเป็นพอร์ตเอาต์พุต

โดยปกติแล้วขาพอร์ตจะกำหนดให้มีลักษณะเป็นเอาต์พุตอยู่แล้ว ดังนั้นจึงสามารถส่งข้อมูลออกไปได้อย่างง่ายดายและตรงไปตรงมากล่าวคือเมื่อต้องการส่งข้อมูล “0” ออกไปทางเอาต์พุต ก็ให้เขียนข้อมูล “0” ไปยังวงจรแลตช์ ซึ่งก็จะส่งต่อไปยังเฟดทำงานที่ขาพอร์ตที่กำหนดให้ทำงานก็จะเกิดลอจิก “0” ขึ้นในทางตรงกันข้าม หากต้องการส่งข้อมูล “1” ออกไปก็ให้เขียนข้อมูล “1” ไปยังวงจรแลตช์ วงจรจับก็จะหยุดทำงาน ทำให้ที่ขาพอร์ตเชื่อมต่อกับวงจรพูลอัพภายในเกิดเป็นลอจิก “1” ไปยังวงจรแลตช์ วงจรจับก็จะหยุดทำงานทำให้ที่ขาพอร์ตเชื่อมต่อกับวงจรพูลอัพภายในเกิดเป็นลอจิก “1” ที่ขาพอร์ตนั้น ซึ่งจะคล้ายกับการกำหนดให้เป็นขาอินพุตมาก เพียงแต่แตกต่างกันที่กระบวนการในการเคลื่อนย้ายของข้อมูล โดยถ้าเป็นอินพุตจะมีสัญญาณมาอ่านข้อมูลที่บัฟเฟอร์ เว้นแต่ในกรณีที่ต้องการตรวจสอบข้อมูลที่ส่งออกมาทางเอาต์พุต เมื่อใช้งานในพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเป็นพอร์ตเอาต์พุตของแต่ละขา (หรือแต่ละบิต) ของแต่ละพอร์ตมีความสามารถในการจ่ายกระแสหรือที่เรียกว่า กระแสซอร์สได้สูงสุด 10 มิลลิแอมป์ และทุกขาารวมกันในแต่ละพอร์ต (ทั้ง 8 บิต) สูงสุด 26 มิลลิแอมป์ สำหรับพอร์ต 0 ได้สูงสุด 15 มิลลิแอมป์ สำหรับพอร์ต 1 ถึง 3 ในกรณีที่ใช้งานทุกพอร์ตเอาต์พุตจะสามารถจ่ายกระแสได้รวมกันสูงสุด 71 มิลลิแอมป์ ดังนั้นในการใช้งานเป็นพอร์ตเอาต์พุต เพื่อไม่ให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับความสามารถในการจ่ายกระแสจึงควรต่อวงจรบัฟเฟอร์ทางเอาต์พุต เพื่อช่วยในการขับกระแสอีกทางหนึ่ง

#### 2.4.6 การอ่านค่าลอจิกจากพอร์ต

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชสามารถอ่านค่าลอจิกจากพอร์ตได้ 2 ลักษณะคืออ่านจากขาพอร์ตโดยตรงและอ่านจากวงจรแลตช์ของแต่ละพอร์ต

ในกรณีที่พอร์ตต่อกับขาเบสของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และขาอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตัวนั้นต่อลงกราวด์หากมีการส่งข้อมูล “1” ไปยังทรานซิสเตอร์ทำงานในสถานะลอจิกที่ขาพอร์ตจะเป็น “0” เนื่องจากเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานจะเสมือนขาพอร์ตนั้นถูกต่อลงกราวด์ ทำให้อ่านค่าลอจิกจะได้ผลตรง

ข้ามกับที่ส่งออกมา แต่ถ้าทำงานอ่านค่าลอจิกที่วงจรแลตช์ จะได้ค่าตรงกับที่ต้องการส่งจริง ดังนั้นในการอ่านค่าลอจิกพอร์ตจึงต้องเลือกวิธีการให้เหมาะสมกับอุปกรณ์ที่นำมาต่อด้วย

#### 2.4.7 หน่วยความจำโปรแกรม

การจัดหน่วยความจำโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในเบอร์ต่างๆ ที่นิยมใช้งานอันประกอบด้วยเบอร์ AT89C51 และ AT89C52 จะเห็นได้ว่าทั้ง 2 เบอร์สามารถต่อเพิ่มหน่วยความจำโปรแกรมได้สูงสุด 64 กิโลไบต์ โดยสามารถเลือกหน่วยความจำโปรแกรมภายในอย่างเดียวหรือรวมกับภายนอกหรือเลือกใช้หน่วยความจำภายนอกอย่างเดียวก็ได้โดยภายใน AT89C51 จะมีหน่วยความจำโปรแกรมภายใน 4 กิโลไบต์ ในขณะที่ AT89C52 จะมีขนาด 8 กิโลไบต์

ในกรณีที่ใช้หน่วยความจำภายในและภายนอกรวมกันหากใช้ AT89C51 ก็สามารถติดต่อหน่วยความจำภายนอกได้ 60 กิโลไบต์ และถ้าใช้เบอร์ AT89C52 ก็จะสามารถติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกได้ 56 กิโลไบต์

หน่วยความจำโปรแกรมมีแอดเดรสเริ่มต้นที่ 0000H เมื่อชิพยูได้รับคำสั่งให้เริ่มต้นการทำงานจะต้องเริ่มต้นการทำงานที่แอดเดรส 0000H นี้เสมอ อย่างไรก็ตามในพื้นที่หน่วยความจำโปรแกรมไม่ว่าจะใช้จากภายนอกหรือภายในก็ตามต้องมีการสงวนพื้นที่บางตำแหน่งไว้สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์ 6 ประเภท ประเภทละ 8 ไบต์ ประกอบด้วย

- พื้นที่สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์ 0 จากภายนอกให้กำหนดไว้ที่แอดเดรส 0003H
- พื้นที่สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์จากไทม์เมอร์ 0 กำหนดไว้ที่แอดเดรส 000BH
- พื้นที่สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์ 1 จากภายนอกกำหนดไว้ที่แอดเดรส 001BH
- พื้นที่สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์ของการสื่อสารอนุกรมกำหนดไว้ที่แอดเดรส 000BH
- พื้นที่สำหรับการบริการอินเตอร์รัปต์จากไทม์เมอร์ 2 กำหนดไว้ที่แอดเดรส 002BH

#### 2.4.8 หน่วยความจำข้อมูล

มีด้วยกัน 2 แบบคือ หน่วยความจำข้อมูลภายนอกและภายในโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89xx สามารถติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอกได้สูงสุด 64 กิโลไบต์ในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก การติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชจะเห็นได้ว่า คล้ายกับการติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกแตกต่างกันที่มีสัญญาณที่ใช้สำหรับอ่าน และเขียนความจำข้อมูลภายนอก นั่นคือ  $\overline{RD}$  และ  $\overline{WR}$

สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชในอนุกรม AT89xx ทุกเบอร์จะมีหน่วยความจำข้อมูลภายในเป็นแบบแรม โดยแต่ละเบอร์จะมีขนาดแตกต่างกันไปในเบอร์ AT89C51 มีหน่วยความจำข้อมูลภายในขนาด 128 ไบต์ ในขณะที่เบอร์ AT89C52 มีขนาด 256 ไบต์ สำหรับการจัดสรรความจำข้อมูลภายในแบ่งเป็น 3 ส่วนคือ หน่วยความจำข้อมูลส่วนล่าง ส่วนบน และรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ แต่ละส่วนมีขนาด 128 ไบต์

## 2.4.9 รีจิสเตอร์ฟังก์ชันที่ใช้ควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช

ทั้งหมดมี 22 ตัว สำหรับในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลช เบอร์ AT89C51 และ 28 ตัว ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 แบบแฟลชเบอร์ AT89Sxx ทั้งนี้เนื่องจากใน AT89C52 และ AT89Sxx มีจำนวนไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์มากกว่า AT89C51 รีจิสเตอร์ SFR มีแอดเดรสอยู่ที่ 80H – FFH

### 2.4.10 รีจิสเตอร์แสดงสถานะของโปรแกรม

เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต สามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต นั้นหมายถึงสามารถกระทำคำสั่งหรือกำหนดค่าในแต่ละบิตของรีจิสเตอร์ตัวนี้ได้โดยอิสระ มีแอดเดรสอยู่ที่ D0H เป็นรีจิสเตอร์ที่เก็บสถานะของการทำงานของโปรแกรมในขณะนั้น จะเรียกสถานะต่างๆ ของโปรแกรมว่า แฟล็ก (flag) เมื่อซีพียูกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์ และลอจิกแล้วเกิดการเปลี่ยนแปลงสถานะขึ้น ผลของการเปลี่ยนแปลงนั้นจะปรากฏที่บิตต่างๆ ของรีจิสเตอร์ PSW

บิต 7	บิต 6	บิต 5	บิต 4	บิต 3	บิต 2	บิต 1	บิต 0
CY	AC	FO	RS1	RS0	OV	-	P

- CY: แฟล็กทด เป็น “1” เมื่อมีการกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์และลอจิกแล้วค่าของแอดคิวมูลเตอร์เกิน 225 (ฐานสิบ) หรือ FFH

- AC: แฟล็กทดเสริมเป็น “1” เมื่อมีการกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์แล้วทำให้เกิดทศข้ามจากบิต 3 มายังบิต 4 มักใช้ในการแปลงค่าเป็นเลขฐานสิบ

- FO: แฟล็กใช้งานทั่วไป เมื่อผู้เขียน โปรแกรมกำหนดค่าที่บิตแล้ว ไม่ว่าจะกระทำคำสั่งใดๆ ที่บิตนี้ จะไม่มีการเปลี่ยนแปลง

- RS1: บิตเลือกรีจิสเตอร์แบงก์ใช้งานร่วมกับบิต RS0 เพื่อเลือกแบงก์ของรีจิสเตอร์ R0 – R7

- RS0: บิตเลือกรีจิสเตอร์แบงก์ใช้ร่วมกับบิต RS1 เพื่อเลือกแบงก์ของรีจิสเตอร์ R0 – R7

- OV: บิตเกินเป็น “1” เมื่อมีการกระทำคำสั่งทางคณิตศาสตร์แล้วทำให้ตัวทศข้ามจากบิต 7 ของแอดคิวมูลเตอร์หรือแอดคิวมูลเตอร์มีค่าเกิน 127 (ฐานสิบ) นอกจากนั้นยังใช้เป็นการแสดงค่าลบด้วย

- P: บิตพาริตี ใช้ในการตรวจสอบจำนวนค่า “1” ภายในแอดคิวมูลเตอร์ ถ้าหากในแอดคิวมูลเตอร์มีจำนวนบิตที่เป็น “1” รวมกันเป็นเลขคู่ บิตนี้จะเป็น “1”

จะเห็นได้ว่านอกจากรีจิสเตอร์ PSW ถูกใช้ในการเก็บสถานะของโปรแกรมแล้วที่บิต RS0 และ RS1 ยังใช้ในการเลือกแบงก์ของหน่วยความจำส่วนล่างซึ่งเป็นพื้นที่ของรีจิสเตอร์ R0 – R7 ด้วยแสดงดังรายละเอียดในตารางที่ 2.5 โดยปกติแล้วในการใช้งานรีจิสเตอร์ R0 – R7 มักนิยมเลือกใช้แบงก์ 0 เป็นลำดับแรกหากไม่เพียงพอจึงเลือกแบงก์อื่นๆมาใช้แต่ต้องระมัดระวังในการกำหนดค่า และลำดับการติดต่อให้ติดกันสำหรับผู้เริ่มใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 จึงควรเลือกใช้รีจิสเตอร์ R0 – R7 ในแบงก์ 0 เพียงแบงก์เดียวให้ชำนาญก่อน

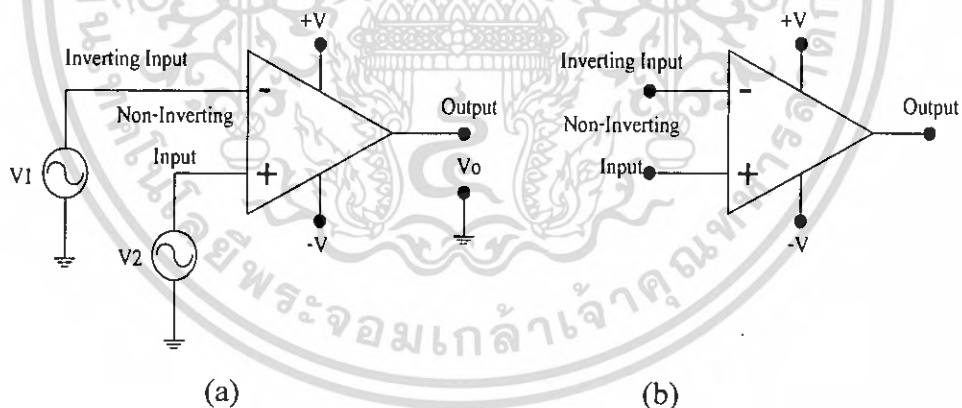
ตารางที่ 2.5 แสดงการเลือกแ่งก้ของหน่วยความจำส่วนล่าง เพื่อติดต่อกับรีจิสเตอร์แ่งก้ R0 - R7

RS1	RS0	แ่งก้ของรีจิสเตอร์	ช่วงแอดเดรส
0	0	แ่งก้ 0	00H - 07H
0	1	แ่งก้ 1	08H - 0FH
1	0	แ่งก้ 2	10H - 17H
1	1	แ่งก้ 3	18H - 1FH

การกำหนดค่ารีจิสเตอร์ PWS เพื่อเลือกใช้งานรีจิสเตอร์ R0 - R7 ควรกำหนดไว้ในส่วนตอนต้นของโปรแกรมเสมอ เพื่อจะได้เขียนโปรแกรมติดต่อยรีจิสเตอร์ R0 - R7 ได้อย่างสะดวกและไม่ผิดพลาด

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

ออปแอมป์ (Operational Amplifier : Op-Amp) เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ให้อัตราขยายสูงขณะทำงานที่ลูปปิด (Close Loop Gain) และสามารถควบคุมคุณสมบัติการทำงานของออปแอมป์ได้จากค่าของอุปกรณ์ที่ต่อภายนอก จากรูปที่ 2.42 (a) แสดงสัญลักษณ์ของออปแอมป์ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณอินพุตจำนวน 2 ขาสัญญาณ (ขาสัญญาณอินพุตบวกและขาสัญญาณอินพุตลบ) และขาสัญญาณเอาต์พุตอีก 1 ขาสัญญาณ

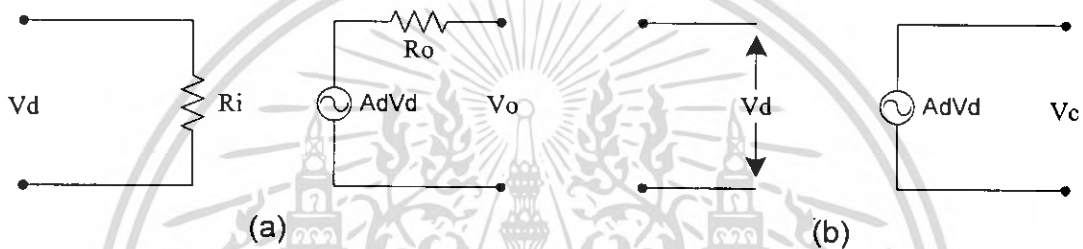


รูปที่ 2.42 สัญลักษณ์ของออปแอมป์

สัญญาณอินพุตแต่ละขาสัญญาณจะมีผลต่อสัญญาณเอาต์พุตและในการใช้สัญญาณโดยทั่วไปมักจะละขาสัญญาณที่ต่อแรงดันไฟเลี้ยง บวกและลบเข้าตัวออปแอมป์ในฐานะที่เข้าใจว่าจะต้องมีอยู่เสมอจึงทำให้สัญลักษณ์ของออปแอมป์ดังรูปที่ 2.42 (b) การทำงานของออปแอมป์แบ่งออกเป็น 2 กรณี คือการทำงานกรณีที่มีอินพุตด้านเดียว (Single End Mode) และการทำงานกรณีที่มีอินพุตสองด้าน (Differential Mode)

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

ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีอัตราขยาย (Gain) และอิมพีแดนซ์อินพุต ( $Z_i$  หรือ  $R_i$ ) สูงมาก มักมีค่าเป็น เมกะโอห์ม และอิมพีแดนซ์เอาต์พุต ( $Z_o$  หรือ  $R_o$ ) ต่ำ (ต่ำกว่า 100 โอห์ม) วงจรอย่างง่ายของออปแอมป์ประกอบด้วยขั้วอินพุต 2 ขั้วและขั้วเอาต์พุต 1 ขั้ว ดังรูปที่ 2.42 (b) หากจ่ายสัญญาณอินพุตให้กับขั้วบวกของออปแอมป์ จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีมูมเฟสเดียวกับสัญญาณอินพุต แต่ถ้าจ่ายสัญญาณอินพุตให้กับขั้วลบของออปแอมป์ จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีมูมต่างเฟสกับสัญญาณอินพุต 180 องศาหรือมีมูมตรงข้าม (Out of Phase) สามารถเขียนวงจรสมมูลทางกระแสสลับของออปแอมป์ในทางปฏิบัติได้ดังรูปที่ 2.43 (a) ส่วนวงจรสมมูลทางกระแสสลับของออปแอมป์ในอุดมคติ (กำหนดให้  $R_i = \infty$  และ  $R_o = 0$ ) เป็นดังรูปที่ 2.43 (b)



รูปที่ 2.43 วงจรเทียบเคียงของออปแอมป์

(a) วงจรสมมูลของออปแอมป์ในทางปฏิบัติ

(b) วงจรสมมูลของออปแอมป์ในทางอุดมคติ

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

ออปแอมป์ที่เป็นวงจรรขยายที่มีอัตราขยายสูงมาก โดยปกติจะมีอัตราสูงถึงหลายหมื่นหลายแสนเท่า ข้อเด่นของออปแอมป์ก็คือ เราสามารถกำหนดอัตราขยายให้กับออปแอมป์ได้ง่ายตามต้องการ ด้วยการต่อวงจรในลักษณะการป้อนกลับแบบลบซึ่งออปแอมป์ในอุดมคติ จะมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้คือ

1. มีอัตราขยายแรงดัน ( $A_v \longrightarrow \infty$ ) เป็นอนันต์
2. มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เป็นอนันต์ ( $R_i \longrightarrow \infty$ ) หรือกล่าวได้ว่ากระแสอินพุตเป็นศูนย์
3. มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เป็นศูนย์ ( $R_o \longrightarrow 0$ )
4. มีผลตอบสนองต่อความถี่ได้จากสัญญาณไฟตรงถึงความถี่อนันต์

จากคำจำกัดความของออปแอมป์ ในอุดมคติทำให้เราทราบว่าไม่ว่าสัญญาณจะเป็นอย่างไร สัญญาณนั้นสามารถทำให้ออปแอมป์ทำงานได้ตามปกติ และถ้าเชื่อมต่อการทำงานออปแอมป์กับวงจรอื่นก็ไม่มีผลทำให้วงจรอื่นทำงานผิดพลาดไป อันเนื่องมาจากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์ที่มีค่าเป็นอนันต์นั่นเอง

### 2.5.3 ลักษณะทางอุดมคติของออปแอมป์ (Op-Amp's Idea Characteristic)

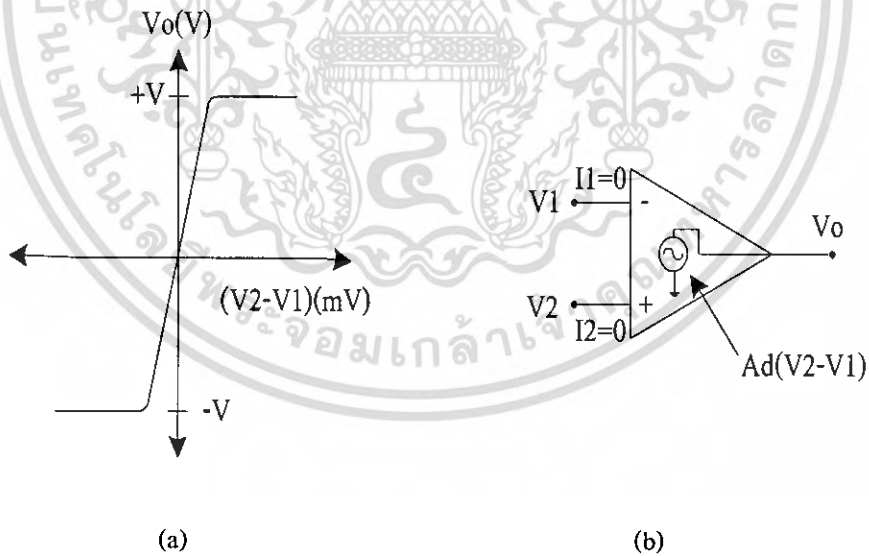
ในที่นี้เราจะสมมติว่าออปแอมป์ในอุดมคติ นั้น มีความต้านทานทางด้านเข้าเป็นอนันต์ และความต้านทานทางด้านออกมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นลักษณะการถ่ายโอนสามารถแสดงดังในรูปที่ 2.44 (a) การมีความต้านทานทางด้านเข้าเป็นอนันต์นั้นหมายความว่ากระแสเข้า  $I_1$  และ  $I_2$  เท่ากับศูนย์ทั้งคู่การมีความต้านทานทางด้านออกเท่ากับศูนย์หมายความว่าลักษณะถ่ายโอนของออปแอมป์สามารถแทนด้วยแหล่งกำเนิดแรงดันไม่อิสระ (Dependent Voltage Source) ดังรูปที่ 2.44 (b) ลักษณะถ่ายโอนของรูปที่ 2.44 (a) แสดงช่วงการทำงาน 3 ช่วงของออปแอมป์คือ ช่วงเชิงเส้น 1 ช่วง และช่วงอิ่มตัวอีก 2 ช่วง ในช่วงเชิงเส้นนั้นแรงดันออก  $V_o$  จะอยู่ระหว่างแรงดันของแหล่งจ่ายทั้งสอง ( $+V$  และ  $-V$ )

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

$$V_o = A_d (V_2 - V_1) \quad (2.21)$$

โดยที่  $A_d$  คืออัตราขยายแรงดันซึ่งมักจะมีค่าเกินกว่าหมื่นแต่เนื่องจากอัตราขยายมีค่ามากและช่วงของสัญญาณเอาต์พุตก็มีจำกัด  $|V_o| < |V|$  ดังนั้นช่วงของสัญญาณเข้าในเชิงเส้นจึงมีขนาดเล็กมาก

$$|V_2 - V_1| = \left| \frac{V}{A_d} \right| \quad (2.22)$$



รูปที่ 2.44 ลักษณะถ่ายโอนของออปแอมป์

(a) กราฟแสดงจุดอิ่มตัว

(b) วงจรสมมูลย์ของออปแอมป์

ออปแอมป์ที่ต่างๆ ไปอัตราขยายวงรอบเปิด (Ad: Open Loop Gain) มักจะมีค่าระหว่างหนึ่งถึงหลายล้านเท่า ดังนั้นสำหรับแหล่งจ่ายกระแสตรงขนาด 10 ถึง 15 โวลต์ ความกว้างของเขตเชิงเส้นสำหรับสัญญาณเข้าจะมีประมาณ 1 มิลลิโวลต์ หรือน้อยกว่าเท่านั้นซึ่งนิยามของการทำงานในเขตเชิงเส้นก็คือ

1. กระแสเข้าเป็นศูนย์

2. แรงดันเข้า  $V_1$  และ  $V_2$  ต่างกันไม่เกิน 1 มิลลิโวลต์ หรือน้อยกว่านั้น

ในเขตอ้อมตัวความแตกต่างระหว่างแรงดันขาเข้าทั้งสองจะมีค่ามากกว่าขอบเขตจำกัดของสัญญาณ

ในเชิงเส้นนั้น คือ  $|V_2 - V_1| = \left| \frac{V}{A_d} \right|$  ถ้า  $V_2 > V_1$  ออปแอมป์จะอ้อมตัวทางลบหรือเราอาจกล่าวได้ว่าถ้า

$|V_2 - V_1| > 1$  มิลลิโวลต์ ออปแอมป์จะอยู่ในสภาพอ้อมตัวทางลบและน่าสังเกตว่าถ้า  $V_2 > V_1$  ออปแอมป์จะอ้อมตัวที่ทางบวก

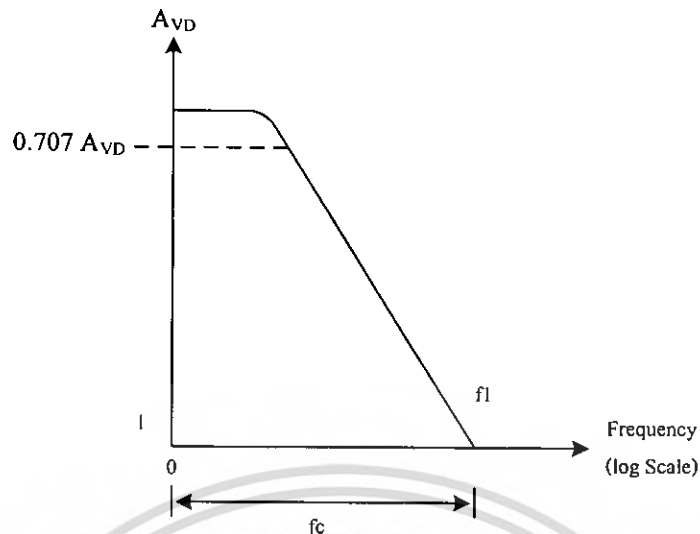
#### 2.5.4 คุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญของออปแอมป์ (Op-Amp Importance Characteristics)

ก่อนการออกแบบวงจรที่ใช้ออปแอมป์ในการประยุกต์ใช้งานนั้นสิ่งหนึ่งที่ทำให้วงจรแต่ละวงจรมีผลตอบสนองที่ต่างกันนั้นคือคุณสมบัติของออปแอมป์แต่ละตัวที่แตกต่างกัน คุณสมบัติของออปแอมป์ที่ควรรู้เพื่อการเลือกใช้งานออปแอมป์ได้อย่างมีประสิทธิภาพสามารถสรุปได้ดังนี้คือ

แรงดันออฟเซตที่อินพุต (Input Offset Voltage) คือค่าแรงดันที่จะต้องป้อนเข้าที่อินพุตของออปแอมป์ผ่านตัวต้านทานที่เท่ากันทั้งสองตัวทั้งทางค่านอินพุตบวกและอินพุตลบเพื่อทำให้แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์

กระแสออฟเซตที่อินพุต (Input Offset Current :  $I_{os}$ ) คือค่าความต่างของกระแสที่ไหลเข้าทางอินพุตออปแอมป์เมื่อแรงดันที่อินพุตมีค่าเป็นศูนย์ค่ากระแสออฟเซตปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 0.8 ถึงช่วง 500 มิลลิแอมป์ กระแสไบอัสที่อินพุต (Input Bias Current:  $I_B$ ) คือกระแสอินพุตที่เข้ายังขาอินพุตของออปแอมป์ซึ่งโดยปกติแล้วออปแอมป์จะมีขาอินพุต 2 ขา ดังนั้นจึงให้กระแสไบอัสเป็นกระแสเฉลี่ยของอินพุตทั้งสองด้าน

อัตราขยายแบนด์วิดธ์ (Gain Bandwidth) คือความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่โดยมีการกำหนดค่าคุณสมบัติสูงสุดของอัตราขยายเมื่อลูเปิด ( $A_{vd}$ ) ไว้ในรูปของอัตราขยายคิฟเฟอร์เรนเซียลและเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนถึง  $f_c$  อัตราขยายลูเปิดจะมีค่าลดลงเท่ากับ 1 เราจึงเรียกความถี่ที่  $f_c$  นี้ว่าความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับ 1 หรือเรียกว่า แบนด์วิดธ์อัตราขยายเท่ากับ 1 (Unity Gain Bandwidth)



รูปที่ 2.45 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่

จากรูปที่ 2.45 สังเกตว่าความถี่ที่ตำแหน่งที่มีอัตราขยายลดลงเป็น  $0.707A_{VD}$  เราเรียกว่าความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency:  $f_c$ ) ของออปแอมป์ซึ่งมีความสัมพันธ์กับ  $f_1$  ดังนี้คือ

$$f_1 = A_{VD} f_c \quad (2.23)$$

ความต้านทานเอาต์พุต (Out Resistance:  $R_o$ ) คือค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตขณะป้อนสัญญาณขนาดเล็กเมื่อพิจารณาจากภายนอกวงจรเข้าไปที่ขั้วเอาต์พุตขณะทำงานที่ลูปปิดและแรงดันเอาต์พุตคือที่เท่ากับศูนย์โดยปกติมีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าประมาณ 0.75 – 1000 โอห์ม

ความต้านทานอินพุต (Input Resistance:  $R_i$ ) คือความต้านทานของขั้วอินพุตขั้วใดขั้วหนึ่งของออปแอมป์ โดยมีขั้วหนึ่งที่เหลือต่อลงกราวด์โดยทดสอบขณะที่ทำงานที่ลูปปิด

อัตราขยายสัญญาณเมื่อสัญญาณมีขนาดใหญ่ (Large Signal Voltage Gain) คืออัตราส่วนระหว่างระดับแรงดันเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงของระดับอินพุต

กระแสป้อนกลับ (Feedback Current) คือปริมาณกระแสทั้งหมดพิจารณาที่ขั้วที่มีการป้อนกลับของสัญญาณ (ขั้วลบ) เมื่อออปแอมป์อยู่ในช่วงที่สามารถทำงานได้ปกติ

กระแสซัพพลาย (Supply Current) คือกระแสจากแหล่งกำเนิดกำลังงานภายนอกเมื่อออปแอมป์ทำงานขยายสัญญาณแล้วซึ่งอ้างอิงกับสัญญาณเอาต์พุตที่ปราศจากโหลดและพิจารณาออปแอมป์ทำงานในช่วงที่ทำงานเป็นเชิงเส้น

ซัพพลายโวลต์เตจรีเจกชัน (Supply Voltage Rejection) คืออัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟเลี้ยงภายนอกต่อการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันออฟเซตภายใน

โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation) คืออัตราการเปลี่ยนแปลงค่าระดับแรงดันเอาต์พุตเมื่อโหลดมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากเดิมตั้งแต่ไม่มีโหลดจนกระทั่งมีโหลด

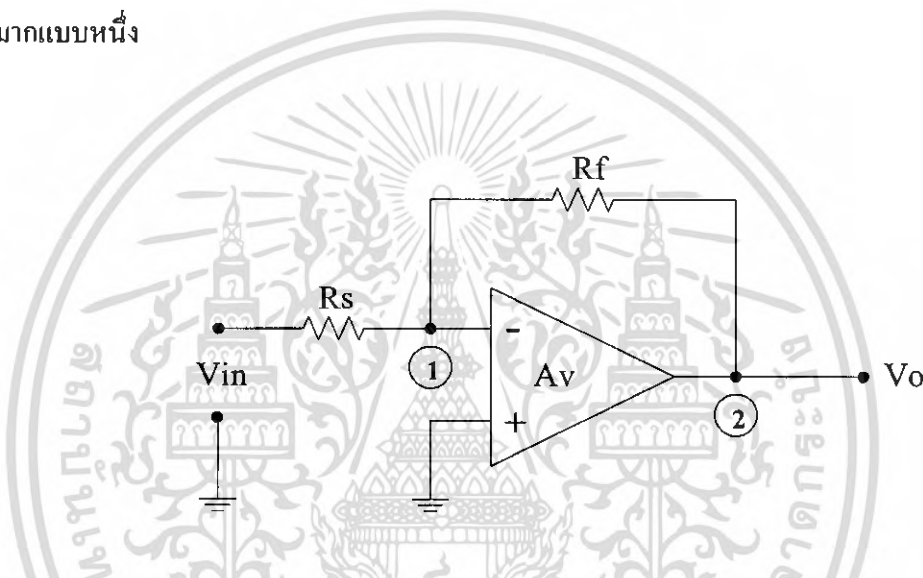
อัตราส่วนคอมมอน โหมดรีเจกชัน (Common Mode Rejection Ratio: CMRR) บางทีเรียกว่าอัตราส่วนการ ขจัดสัญญาณ โหมดร่วมซึ่งก็คืออัตราส่วนของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการขยายสัญญาณอินพุตที่ต่างกัน ต่อสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการขยายสัญญาณอินพุตที่เหมือนกัน

### 2.5.5 การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์ (Op-Amp Application)

ออปแอมป์นำมาประกอบเป็นวงจรได้หลายวงจรซึ่งในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้งาน ออปแอมป์ในวงจรบางประเภทเช่น วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส, วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับ เฟสและบัฟเฟอร์

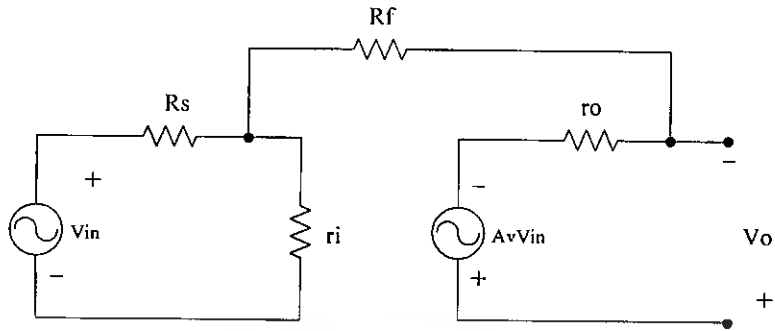
#### 2.5.5.1 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

วงจขยายสัญญาณแบบกลับเฟส ซึ่งให้อัตราขยายหลังการป้อนกลับที่คงที่และได้รับ ความนิยมนมากแบบหนึ่ง

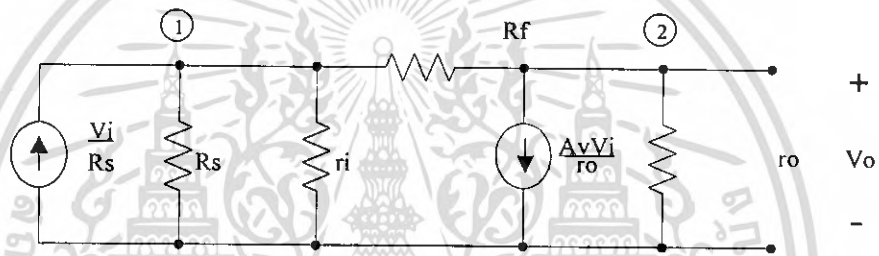


รูปที่ 2.46 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

เขียนวงจรสมมูลของออปแอมป์ที่มีการป้อนกลับจากเอาต์พุตมายังอินพุตในรูปที่ 2.46 โดยแทน วงจรสมมูลของออปแอมป์ในทางปฏิบัติ จะได้วงจรสมมูลของวงจขยายกลับเฟสดังรูปที่ 2.47 เมื่อแทน แหล่งกำเนิดสัญญาณแรงดันและความต้านทานอนุกรมในรูปที่ 2.47 ด้วยแหล่งกำเนิดกระแสและความ ต้านทานขนานของนอร์ตัน (Norton's Equivalent Circuit) จะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ 2.48 หลังจากนั้นใช้ การวิเคราะห์แบบ โหนด(Node Analysis) เพื่อหาค่าของอัตราส่วนระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต (Gain) ในรูปความต้านทานอินพุต ความต้านทานเอาต์พุตความต้านทานป้อนกลับและอัตราขยายของ ออปแอมป์



รูปที่ 2.47 วงจรสมมูลย์ของวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส 180 องศา



รูปที่ 2.48 วงจรสมมูลย์ในรูปที่ 2.47 เมื่อแทนด้วยแหล่งกำเนิดกระแสตามทฤษฎีอินอร์ตัน

จากรูปที่ 2.48 จะได้สมการดังนี้

$$\text{Node 1 : } V_1 \left( \frac{1}{R_s} + \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_f} \right) - V_o \left( \frac{1}{R_f} \right) = \frac{V_{in}}{R_s} \quad (2.24)$$

$$\text{Node 2 : } -V_1 \left( \frac{1}{R_f} \right) + V_o \left( \frac{1}{R_f} + \frac{1}{r_o} \right) = \frac{-A_v V_1}{r_o} \quad (2.25)$$

$$-V_1 \left( \frac{1}{R_f} + \frac{A_v}{r_o} \right) + \left( \frac{1}{R_f} + \frac{1}{r_o} \right) V_o = 0 \quad (2.26)$$

จากสมการที่ 2.24 และสมการที่ 2.26 เมื่อแก้สมการจะได้อัตราขยายของออปแอมป์ที่ใช้มีค่าสูงมาก

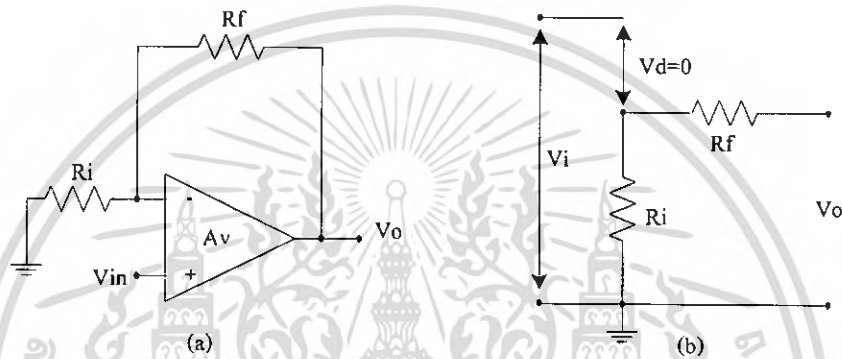
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \left( \frac{R_f}{R_i} \right) \quad (2.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการอัตราขยายพบว่าอัตราขยายจะมีค่าเป็นลบซึ่งแสดงว่าสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตมีความต่างเฟสกันอยู่ 180 องศา ซึ่งทั้งหมดนั้นวงจรขยายกลับเฟสจะทำงานได้สมมุติฐานบนสมมุติฐาน (Assumption) ที่ว่าอัตราขยายของออปแอมป์มีค่าสูงมาก, ความต้านทานทางด้านอินพุตมีค่ามาก, ความต้านทานเอาต์พุตมีค่าน้อยมากจึงจะได้รับความสัมพันธ์ตามสมการที่ 2.27

2.5.5.2 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Non-Inverting Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟสมีลักษณะดังรูปที่ 2.49 (a) ซึ่งเขียนเป็นวงจรสมมูลย์ได้ดังรูปที่ 2.49 (b)



รูปที่ 2.49 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Non-Inverting Amplifier)

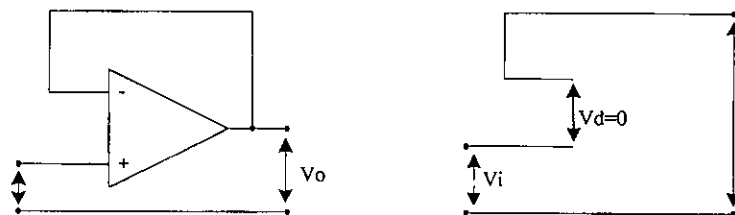
เนื่องจาก  $V_d=0$  จึงหาค่า  $V_i$  ได้โดยหลักการแบ่งแรงดันไฟฟ้าดังนี้ คือ

$$V_i = \left[ \frac{R_i + R_f}{R_i} \right] V_o \tag{2.28}$$

ดังนั้น

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{R_i + R_f}{R_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \tag{2.29}$$

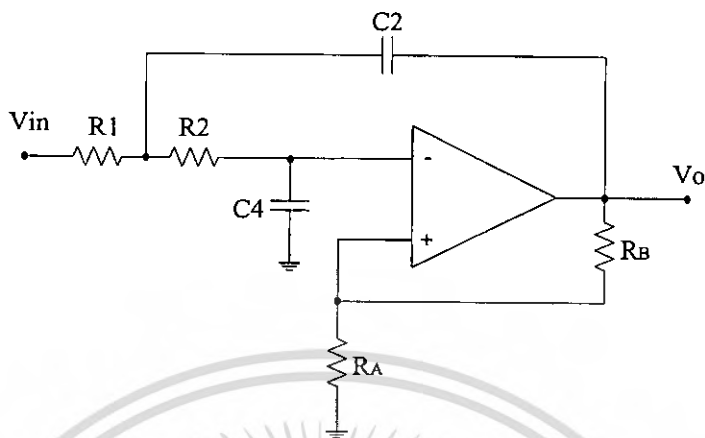
ดังนั้นหากให้ค่า  $R_f = 0$  จะทำให้ได้วงจรขยายที่มีอัตราขยายเท่ากับ 1 หรือเป็นวงจรบัฟเฟอร์นั่นเอง



รูปที่ 2.50 วงจรบัฟเฟอร์และวงจรมวลย์ของบัฟเฟอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแซลไลน์แอนดคีย์ (Sallen and Key)



รูปที่ 2.51 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองแบบแซลไลน์แอนดคีย์

รูปที่ 2.51 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองแบบแซลไลน์แอนดคีย์ซึ่งก็คือ วงจรกรองที่ใช้  
ออปแอมป์ตัวเดียวที่มี

$$Y_1 = G_1 \quad Y_2 = sC_2 \quad Y_3 = G_3 \quad Y_4 = sC_4$$

$$Y_5 = Y_6 = 0 \quad \text{และ} \quad K = 1 + (R_B/R_A)$$

ซึ่งเมื่อแทนค่าอุปกรณ์ตามสมการข้างบนนี้ลงในสมการที่ 2.30

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{KY_1Y_3}{(Y_1 + Y_2 + Y_5)(Y_3 + Y_4 + Y_6) + Y_3(Y_4 + Y_6) - K\{Y_6(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_5)Y_2Y_3\}} \quad (2.30)$$

จะได้

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{KG_1G_3}{(G_1 + sG_3)(G_3 + sC_4) + G_3(sC_4) - \{sC_2C_3\}}$$

$$= \frac{KG_1G_3}{s^2C_2C_4 + s(G_3C_2 + G_1C_4 + G_3C_4 - KG_3C_2) + G_1C_3} \quad (2.31)$$

เมื่อแทนค่า  $G_1 = 1/R_1$  และ  $G_3 = 1/R_2$  ลงในสมการที่ 2.31 แล้วทำการจัดรูปใหม่จะได้

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{K}{R_1R_3C_2C_4} \frac{1}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_1C_2} + \frac{1}{R_3C_2} + \frac{1-K}{R_3C_4}\right) + \frac{1}{R_1R_3C_2C_4}} \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากวงจรในรูปที่ 2.51 เป็นวงจรที่มีการป้อนกลับแบบบวกอยู่ด้วย ดังนั้นวงจรดังกล่าวอาจขาดเสถียรภาพได้โดยเราสามารถแสดงได้ว่าเงื่อนไขที่ทำให้วงจรเสถียรภาพ (โพลทุกตัวอยู่ด้านซ้ายของระนาบเชิงซ้อน) คือ

$$\frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1-K}{R_3 C_4} > 0$$

หรือ

$$K < 1 + \frac{C_4}{C_2} \left( 1 + \frac{R_3}{R_1} \right) \quad (2.33)$$

เมื่อเทียบกับสมการที่ 2.32

$$H_{LP}(s) = \frac{H_0 \omega_0^2}{s^2 + s \left( \frac{\omega_0}{Q} \right) + \omega_0^2}$$

เราจะเห็นได้ว่าวงจรรูปที่ 2.51 คือวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสองที่มีอัตราขยายไฟตรง

$$H_0 = K \quad (2.34)$$

และความถี่ธรรมชาติแบบไร้การหน่วง

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_3 C_2 C_4}} \quad (2.35)$$

นอกจากนี้เราพบว่า

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1-K}{R_3 C_4} \quad (2.36)$$

ซึ่งเมื่อแทนค่า  $\omega_0$  จากสมการที่ 2.35 ลงในสมการที่ 2.36 แล้วจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\begin{aligned} Q &= \frac{1}{\sqrt{R_1 R_3 C_2 C_4}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1-K}{R_3 C_4}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\frac{R_3 C_4}{R_1 C_2} + \frac{R_1 C_4}{R_3 C_2} + (1-K) \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_3 C_4}}} \quad (2.37) \end{aligned}$$

จากสมการข้างบนเราสามารถนำไปออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชลเลนแอนด์คีย์ได้

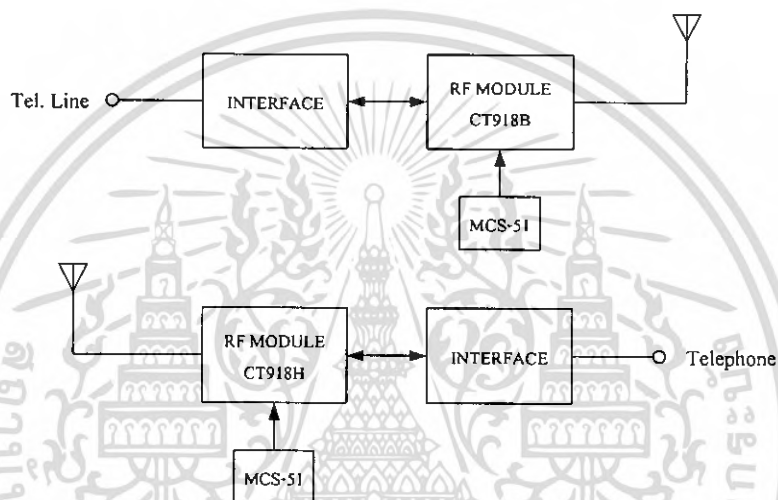
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การคำนวณและการสร้าง

ในบทนี้จะเป็นเรื่องของ การคำนวณและการสร้างวงจรขึ้นมา โดยอาศัยหลักการต่างๆ ที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 มาใช้ในการสร้างวงจร ซึ่งในการออกแบบนั้นจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลักๆ ดังนี้

1. การออกแบบส่วนของชุดเชื่อมต่อระบบโทรศัพท์เข้ากับระบบวิทยุ
2. การออกแบบส่วนของระบบการรับ – ส่งสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุ



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบโทรศัพท์ไร้สายโกลบอลสำหรับ 1 คู่สายโทรศัพท์

#### 3.1 การออกแบบส่วนของชุดเชื่อมต่อระบบโทรศัพท์เข้ากับระบบวิทยุ

ประกอบด้วย 2 ส่วนด้วยกัน คือ

1. ส่วนเชื่อมต่อต้นทาง
2. ส่วนเชื่อมต่อปลายทาง

##### 3.1.1 ส่วนเชื่อมต่อต้นทาง

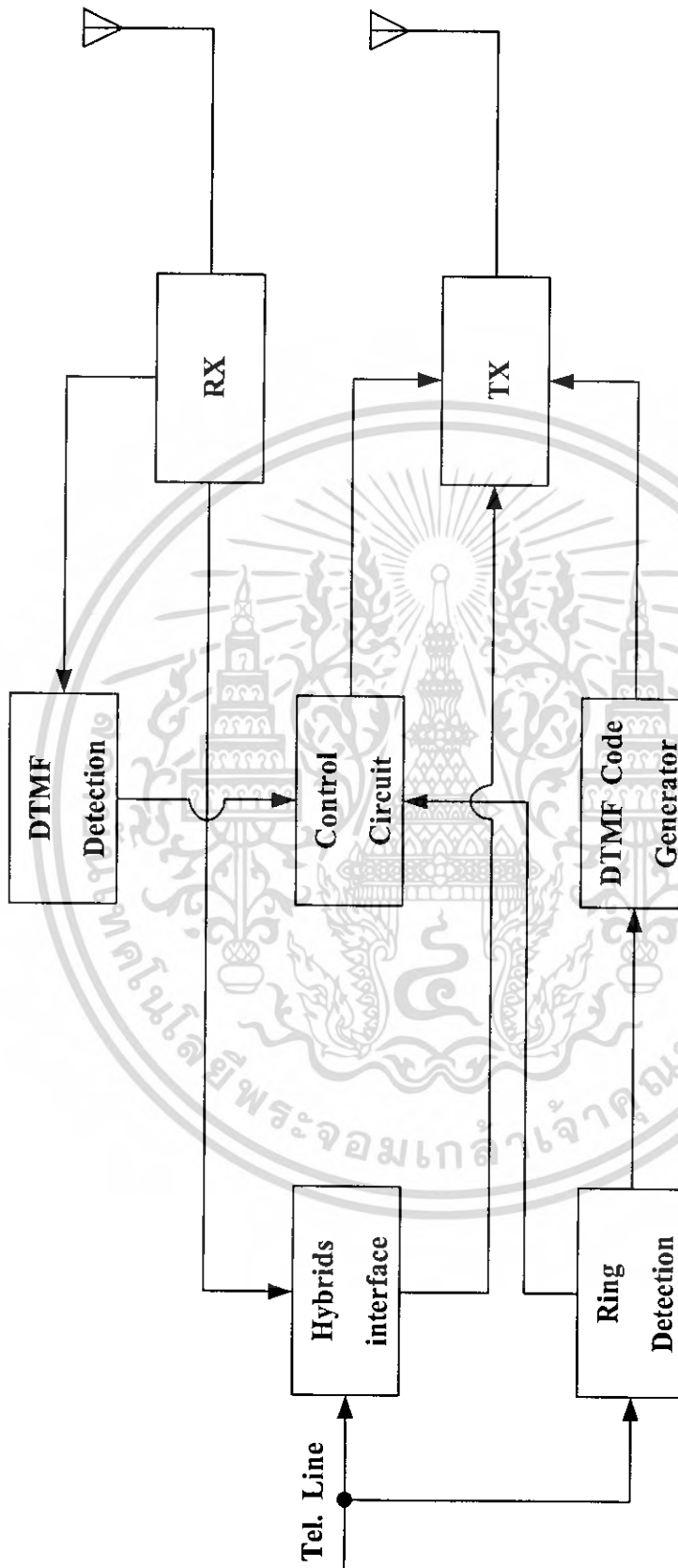
ทำหน้าที่เชื่อมต่อและควบคุมการเชื่อมต่อระหว่างเครื่องรับโทรศัพท์ต้นทาง กับเครื่องรับส่งวิทยุ เพื่อให้สามารถติดต่อสื่อสารกับเครื่องรับ โทรศัพท์ทางด้านปลายทางได้ ซึ่งมีการทำงานตามบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 3.2

หลักการทำงานตามบล็อกไดอะแกรม

จากรูปที่ 3.2 จะแบ่งลักษณะการทำงานเป็น 2 โหมด คือ โหมดการเรียกเข้าและโหมดการเรียกออก

โหมดการเรียกเข้าเมื่อมีผู้เรียกเข้าทางชุมสายโทรศัพท์จะส่งสัญญาณกระดิ่งส่งเข้ามาตามคู่สายโทรศัพท์ที่ส่วนเชื่อมต่อที่ต่อกับเครื่องส่งนี้ต่อเอาไว้ จากนั้นสัญญาณกระดิ่งจะถูกตรวจจับโดยภาค Ring Detection แล้วจึงถูกดีเทคให้เป็นระดับแรงดันเพื่อส่งไปให้อีกภาค DTMF Generator ทำการสร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงบล็อก ไดอะแกรมส่วนที่เชื่อมต่อกับเครื่องส่งวิทยุทางด้านต้นทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DTMF Code รหัสสัญญาณกระดิ่งป้อนเข้าสู่เครื่องส่ง ส่งให้ส่วนเชื่อมต่อปลายทางที่ต่ออยู่กับเครื่องรับ เพื่อให้ส่วนเชื่อมต่อปลายทางรับรู้ว่ามีการเรียกเข้ามาซึ่งขณะเดียวกันแรงดันที่ได้จากภาค Ring Detection ก็จะถูกส่งไปยังภาค Control เพื่อควบคุมให้เครื่องส่งทำการส่ง DTMF Code ออกไปยังปลายทาง

โหมดการเรียกออกหรือโหมดการเชื่อมต่อ เมื่อฝ่ายถูกเรียกยกหูโทรศัพท์ส่วนเชื่อมต่อปลายทาง จะทำการส่ง DTMF Code รหัสการยกหู ส่งไปยังเครื่องรับที่อยู่ต้นทางจากนั้นภาค DTMF Detection ที่ต้นทางจะทำการรับสัญญาณ DTMF Code รหัสการยกหู เพื่อทำการเปรียบเทียบโค๊ดรหัสที่กำหนดเอาไว้ เมื่อเปรียบเทียบแล้วว่าตรงกันจะทำการดีเทคสัญญาณให้เป็นแรงดันออกมาส่งไปยังภาค Control เพื่อให้ภาค Control Circuit ทำการควบคุม Hybrids Interface ให้เชื่อมต่อกับเครื่องรับและเครื่องส่ง เข้ากับคู่สาย โทรศัพท์ เพื่อที่จะสามารถพูดคุยการสนทนาโต้ตอบกันได้เมื่อฝ่ายถูกเรียกวางโทรศัพท์ DTMF Code รหัสสำหรับการวางหูจะถูกส่งกลับมา ทำให้ภาค Control ที่ต้นทางรับรู้ว่าให้ทำการตัดการติดต่อโดยที่ภาค Control จะไปควบคุมให้เครื่องส่งหยุดส่ง

### 3.1.1.1 ภาค Hybrids Interface Circuit

วงจรนี้จะทำหน้าที่เชื่อมต่อเครื่องรับกับเครื่องส่งเข้ากับคู่สายโทรศัพท์

หลักการทำงานของวงจร

จากรูปที่ 3.3 Hybrids Interface จะทำหน้าที่ปรับอิมพีแดนซ์ของวงจรภายในให้เท่ากับอิมพีแดนซ์ของคู่สายโทรศัพท์คือ 600 โอห์ม และยังทำหน้าที่บาลานซ์เฟสของสัญญาณระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่งไม่ให้รบกวนกันและกัน โดยที่เฟสจะหักล้างกันหมด โดยมี VR40 เป็นตัวปรับบาลานซ์และมี VR39 เป็นตัวปรับระดับสัญญาณที่มาจากเครื่องส่ง

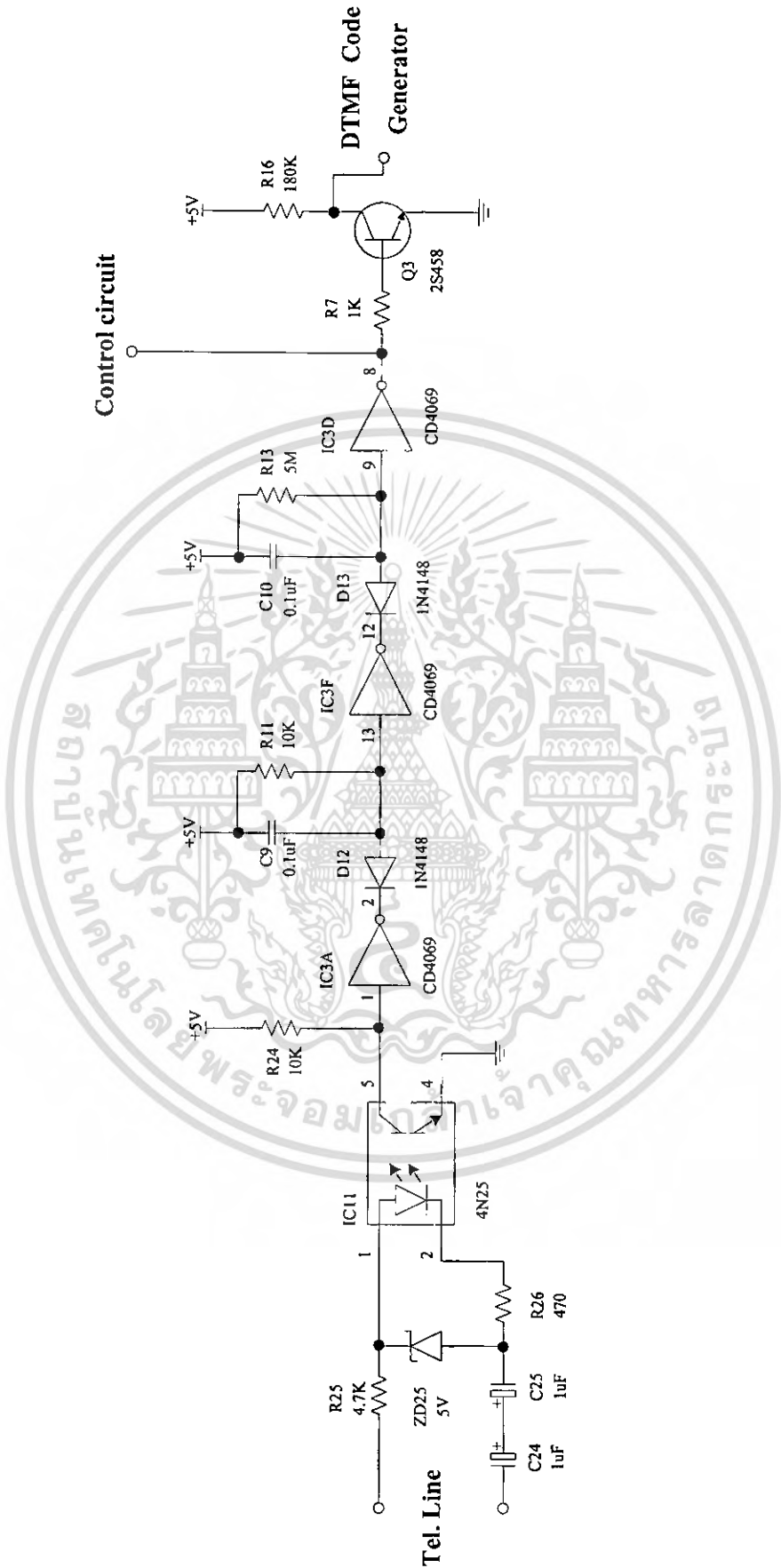
### 3.1.1.2 ภาค Ring Detection Circuit

วงจรนี้จะทำหน้าที่ตรวจสอบและดีเทคสัญญาณกระดิ่งให้มีระดับแรงดันเมื่อมีการเรียกเข้าซึ่งเอาท์พุทที่ได้จากภาคนี้จะส่งไปยังภาคอื่นๆ เพื่อให้ทำการเชื่อมต่อกับส่วนเชื่อมต่อวิทยุทางด้านปลายทาง

หลักการทำงานของวงจร

จากรูปที่ 3.4 เมื่อมีสัญญาณกระดิ่งซึ่งมีแรงดันประมาณ 70 Vrms 25 เฮิร์ตซ์ จากชุมสายโทรศัพท์เข้ามาตามคู่สาย สัญญาณดังกล่าวจะถูกลดระดับลงเหลือประมาณ 5 โวลต์ โดย ZD 25 (5 โวลต์) เพื่อส่งไปเป็นไบอัสให้กับขา 1 ของ IC11 (4N25) โดยมี R25 และ R26 เป็นตัวจำกัดกระแส ส่วน C24, C25 ทำหน้าที่เป็นตัวป้องกันแรงดันไฟตรงที่เข้ามาตามคู่สายโทรศัพท์ ไม่ให้ผ่านเข้าไปในวงจรได้และเมื่อ IC11 (4N25) นำกระแสจะทำให้ที่ขา 5 มีระดับแรงดันประมาณ 0 โวลต์หรือลอจิก "0" ซึ่งจะเป็นสัญญาณของการนำกระแสและหยุดนำกระแส ตามความถี่ของสัญญาณกระดิ่งที่รับเข้ามาเป็นอินพุทให้กับขา 1 ของ IC11 (4N25) จากนั้นสัญญาณที่ออกมาจากขา 5 ของ IC11 ก็จะไปผ่าน IC3 ซึ่งทำหน้าที่เป็นเกทอินเวอร์เตอร์ ซึ่งให้เอาท์พุทที่ขา 2 เป็น 1 เมื่อขา 1 ได้รับลอจิก "0" จะเห็นว่าในวงจรมีการจัดเรียง D12, D13, C9, C10, R24, R11, R13 เพื่อทำการแปลงสัญญาณพัลส์ที่เกิดจากการนำกระแสและหยุดการนำกระแส ของ IC3 ให้เป็นระดับแรงดันไฟตรง ทำให้ได้เอาท์พุทที่ขา 8 ของ IC3 เป็นระดับลอจิก "1"





รูปที่ 3.4 แสดงวงจร Ring Detection Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลา 1 วินาที และระดับลอจิก “0” ตามจังหวะการตั้งของสัญญาณกระดิ่งเพื่อเป็นไบอัสให้กับ Q3 (2S458) ให้นำกระแสเป็นอินพุตเข้าสู่ภาค Control และ DTMF Generator

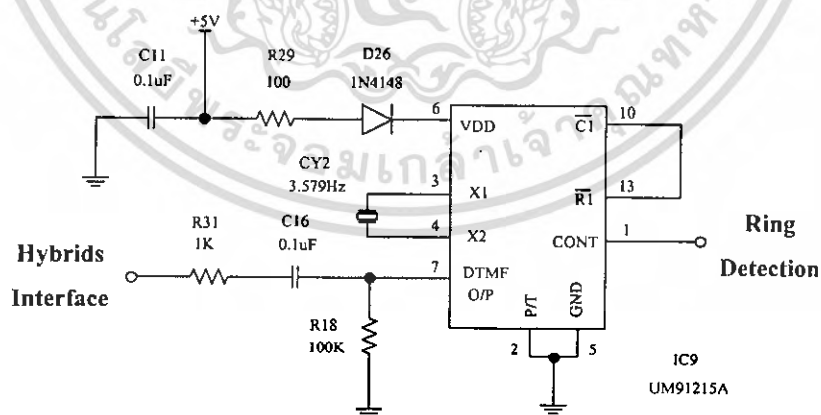
### 3.1.1.3 ภาค DTMF Generator Circuit

วงจรภาคนี้จะทำหน้าที่สร้าง DTMF Code เป็นรหัสแทนสัญญาณกระดิ่งเพื่อส่งไปยัง ส่วนวงจรเชื่อมต่อวิทยุที่ต่ออยู่กับเครื่องรับโทรศัพท์ปลายทางให้สร้างสัญญาณกระดิ่งจ่ายให้กับโทรศัพท์ หลักการทำงานของวงจร

จากรูปที่ 3.5 จะใช้ IC9 (UM91215A) เป็นตัวสร้าง DTMF Code ของสัญญาณกระดิ่ง โดยการที่ IC9 จะเป็นตัวสร้าง DTMF Code คอเมื่อขาที่ 1 มีลอจิกเป็น “0” ซึ่งสัญญาณที่สร้างขึ้นจะถูกส่งออกทาง ขา 7 โดยที่ DTMF Code ที่ส่งออกทางขา 7 สามารถเลือกรหัสสัญญาณได้ จากการกำหนดเลือกคู่ของขา IC9 ที่ขา 10, 11, 12 ซึ่งอยู่ในแนวตั้งกับขา 13, 14, 15, 16 ที่อยู่ในแนวนอนให้ต่อดังกัน เช่น หาก ต้องการ DTMF “1” ก็ให้เชื่อมขาที่ 10, 13 ของ IC9 ให้ต่อดังกัน

1	2	3	A	R1 (13)
4	5	6	B	R2 (14)
7	8	9	C	R3 (15)
*	0	#	D	R4 (16)
C1 (10)	C2 (11)	C3 (12)	GND(5)	

ตารางที่ 3.1 แสดงการกำหนดสัญญาณ DTMF ที่ต้องการ



รูปที่ 3.5 แสดงวงจร DTMF Generator Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.1.4 ภาค DTMF Detection & Control Circuit

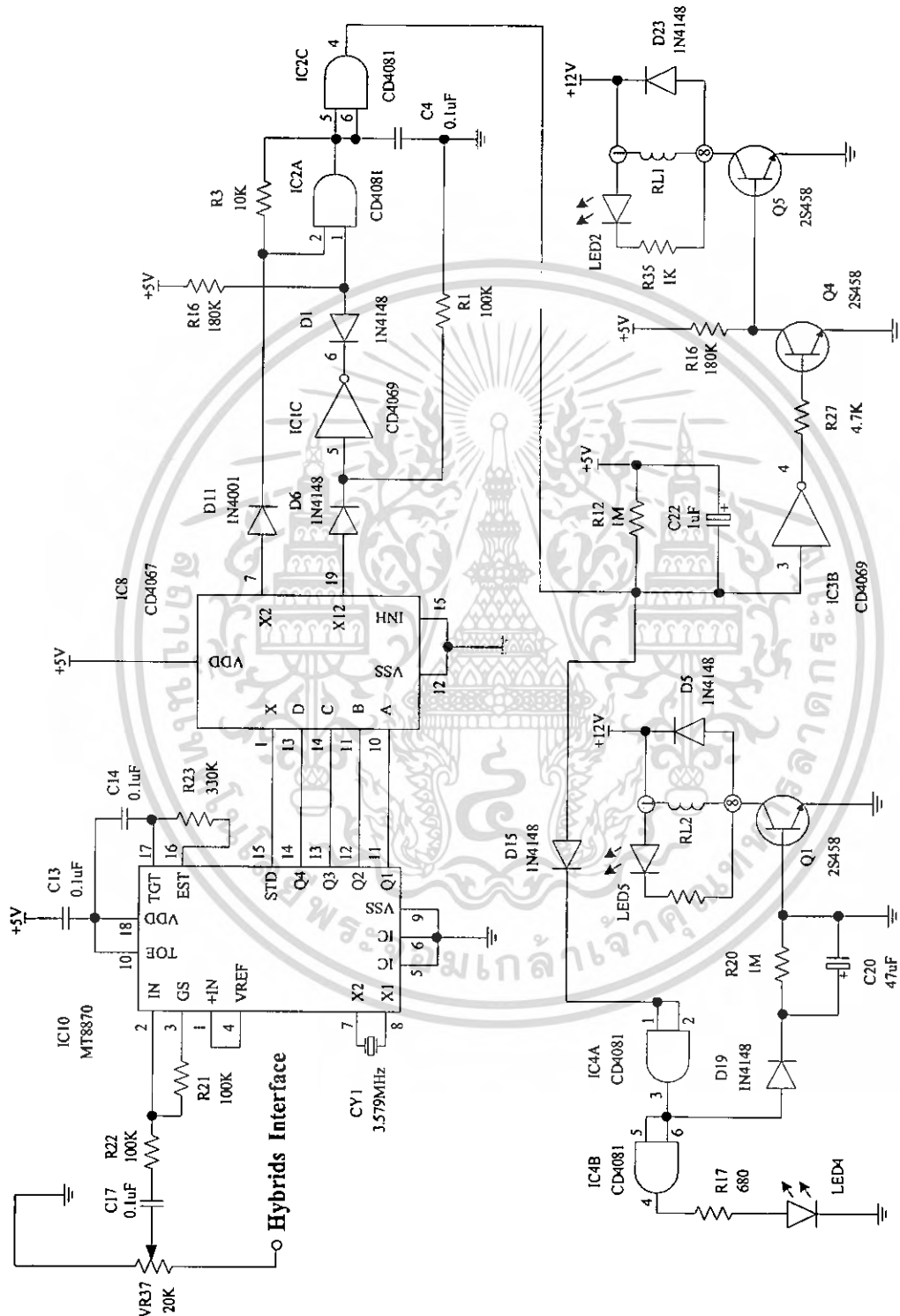
วงจรมีหน้าที่หลักคือ ควบคุมการเชื่อมต่อของ Hybrids Interface

#### หลักการการทำงานของวงจร

จากรูปที่ 3.6 เมื่อมี DTMF Code รหัสสัญญาณการยกหูหรือวางหูมายังเครื่องรับที่ต้นทาง โดยมี VR 37 เป็นตัวปรับระดับแรงดันของสัญญาณที่ได้รับจากนั้นรหัสสัญญาณที่ได้จะถูกนำมาตีเทคให้เป็นเลขไบนารี 4 บิต โดยใช้ IC 10 (MT8870) เป็นตัวตีเทคสัญญาณ ป้อนเข้าสู่ IC 8 (CD4067) ซึ่งทำหน้าที่เป็นมัลติเพล็กซ์สวิตช์ (Multiplex Switch) ที่ให้อาห์ทุกเป็นระดับแรงดันลอจิก “1” ซึ่งในโครงการนี้จะใช้สัญญาณ DTMF “2” สำหรับการยกหูโทรศัพท์ และให้สัญญาณ DTMF “#” สำหรับการวางหูของโทรศัพท์ปลายทางดังนั้นขาที่ 7 และขาที่ 19 ของ IC8 จึงเป็นเอาต์พุตที่ให้ออจิก “1” เพื่อนำไปควบคุมให้เครื่องส่งทำการส่งเมื่อมีการยกหูและหยุดส่งเมื่อทำการวางหู

กรณีเมื่อโทรศัพท์ปลายทางมีการยกหูจะปรากฏลอจิก “1” ที่ขา 7 ของ IC8 ป้อนเป็นอินพุตให้กับขา 1 ของ IC2A และที่ขา 2 IC2A จะมีสถานะเป็น “1” ทำให้ได้เอาต์พุตที่ขา 3 เป็นลอจิก “1” ป้อนเป็นอินพุตให้กับ IC2C ที่ขา 5 และ ขา 6 ให้อาห์พุตที่ขา 4 เป็นลอจิก “1” ส่งผลให้อาห์พุตขา 4 ของ IC3B มีลอจิกเป็น “0” ทำให้ Q4 หยุดนำกระแส แต่ส่งผลให้ Q5 นำกระแสทำให้อุปกรณ์โทรศัพท์เชื่อมต่อกับวงจร Hybrids Interface และเชื่อมต่อกับเครื่องรับเข้าที่ Hybrids Interface อันเนื่องจากรีเลย์ RL2 ทำงานและเอาต์พุตที่ขา 4 ของ IC3B ซึ่งมีสถานะเป็นลอจิก “1” ก็ยังไปเป็นอินพุตที่ขา 1 และขา 2 ให้กับ IC4A ส่งผลให้ LED 4 ติด ซึ่งเป็นตัวบอกสถานะการยกหูของโทรศัพท์ปลายทางและเมื่อ LED 4 ติดจะส่งผลให้ Q1 เกิดการนำกระแสทำให้อุปกรณ์ RL2 ทำงาน ผลคือเครื่องส่งพร้อมทำการส่ง

กรณีเมื่อโทรศัพท์ปลายทางวางหู ทางส่วนเชื่อมต่อวิทยุต้นทางจะรับรู้ว่าการวางหูโทรศัพท์ที่ปลายทางจากสัญญาณ DTMF “#” ซึ่งจะป้อนมาเป็นอินพุตให้กับ IC 10 (MT8870) ทำการถอดรหัสเป็นเลขไบนารี 4 บิต ส่งไปเข้าที่ IC 8 ซึ่งจะให้อาห์พุตที่ขา 19 เป็นระดับแรงดันลอจิก “1” เมื่อลอจิก “1” ถูกส่งผ่าน IC1C (CD4069) ก็จะถูกอินเวอร์ส ได้อาห์พุตออกที่ขา 6 เป็นลอจิก “0” ส่งผลให้อาห์พุตของ IC2C ที่ขา 4 มีลอจิกเป็น “0” ด้วยและลอจิก “0” มาเป็นอินพุตให้กับ IC3B ก็จะได้อาห์พุตที่ขา 4 เป็นลอจิก “1” ทำให้ Q4 นำกระแสส่งผลให้ Q5 หยุดการทำงาน ดังนั้นจึงทำให้อุปกรณ์ RL1 หยุดการทำงาน เป็นผลให้เครื่องส่งหยุดการทำงาน



รูปที่ 3.6 แสดงวงจร DTMF Detection & Control Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2 ส่วนเชื่อมต่อปลายทาง

ทำหน้าที่เชื่อมต่อและควบคุมระบบการติดต่อระหว่างเครื่องรับโทรศัพท์ปลายทางกับเครื่องรับวิทยุเพื่อให้สามารถติดต่อสื่อสารกับเครื่องรับโทรศัพท์ทางด้านต้นทางได้ซึ่งมีการทำงานตามบล็อกไดอะแกรม รูปที่ 3.7

หลักการทำงานตามบล็อกไดอะแกรม

จากรูปที่ 3.7 จะแบ่งลักษณะการทำงานเป็น 2 โหมดคือ โหมดการเรียกเข้าและโหมดการเรียกออก โหมดการเรียกเข้า เมื่อมีผู้เรียกเข้ามาหรือมีโทรศัพท์สัญญาณกระดิ่งผ่านเข้ามายังเครื่องรับซึ่งจะส่งต่อไปยังภาค DTMF Detection จะทำการตีเทคสัญญาณกระดิ่ง ที่เข้ามาให้เป็นระดับแรงดันป้อนไปยังภาค Ring Generator ซึ่งจะทำให้การสร้างสัญญาณกระดิ่งเข้าสู่คู่สายโทรศัพท์ส่งไปยังภาครับโทรศัพท์เพื่อให้ผู้ถูกเรียกได้ยินสัญญาณกระดิ่งว่ามีผู้เรียกเข้ามา

โหมดการเรียกออกหรือโหมดการตอบรับ เมื่อผู้ถูกเรียกทำการยกหูโทรศัพท์ส่วนของภาค Status Telephone Detection จะทำหน้าที่ตรวจสอบสถานะการยกหู โดยมีภาค DC Generator ทำหน้าที่สร้างไฟตรง 48 โวลต์ ป้อนเข้าสู่คู่สายโทรศัพท์เมื่อมีการยกหูโทรศัพท์ เพื่อเป็นการเลียนแบบการทำงานของคู่สายโทรศัพท์ขององค์การโทรศัพท์ แล้วจึงส่งระดับแรงดันไปให้ภาค Control Circuit รับรู้เพื่อที่จะทำการควบคุมให้ส่วนของภาค Hybrids Interface ทำการเชื่อมต่อเครื่องรับโทรศัพท์ปลายทางเข้าสู่คู่สายโทรศัพท์ที่ต้นทาง ในขณะที่ระดับแรงดันที่ได้มาจากภาค Status Telephone Detection ก็จะถูกส่งไปให้ภาค DTMF Generator ให้สร้างโทรศัพท์การยกหู แล้วจึงส่งออกทางเครื่องส่งของส่วนเชื่อมต่อปลายทางเพื่อให้ที่ส่วนต้นทางรับรู้ว่ามีการยกหูขึ้นทางด้านของเครื่องรับโทรศัพท์ปลายทาง และเมื่อส่วนเชื่อมต่อต้นทางรับทราบโทรศัพท์ดังกล่าวแล้ว ก็จะทำให้การเชื่อมต่อคู่สายให้สามารถพูดคุยสนทนาตอบโต้กันได้เมื่อผู้ใช้ที่อยู่ปลายทางต้องการที่จะเรียกออกไปยังเครื่องรับโทรศัพท์ต้นทางระบบการเชื่อมต่อก็จะมีลักษณะเช่นเดียวกันเพียงแต่สลับขั้นตอนการทำงานเท่านั้น

#### 3.1.2.1 ภาค Hybrids Interface Circuit

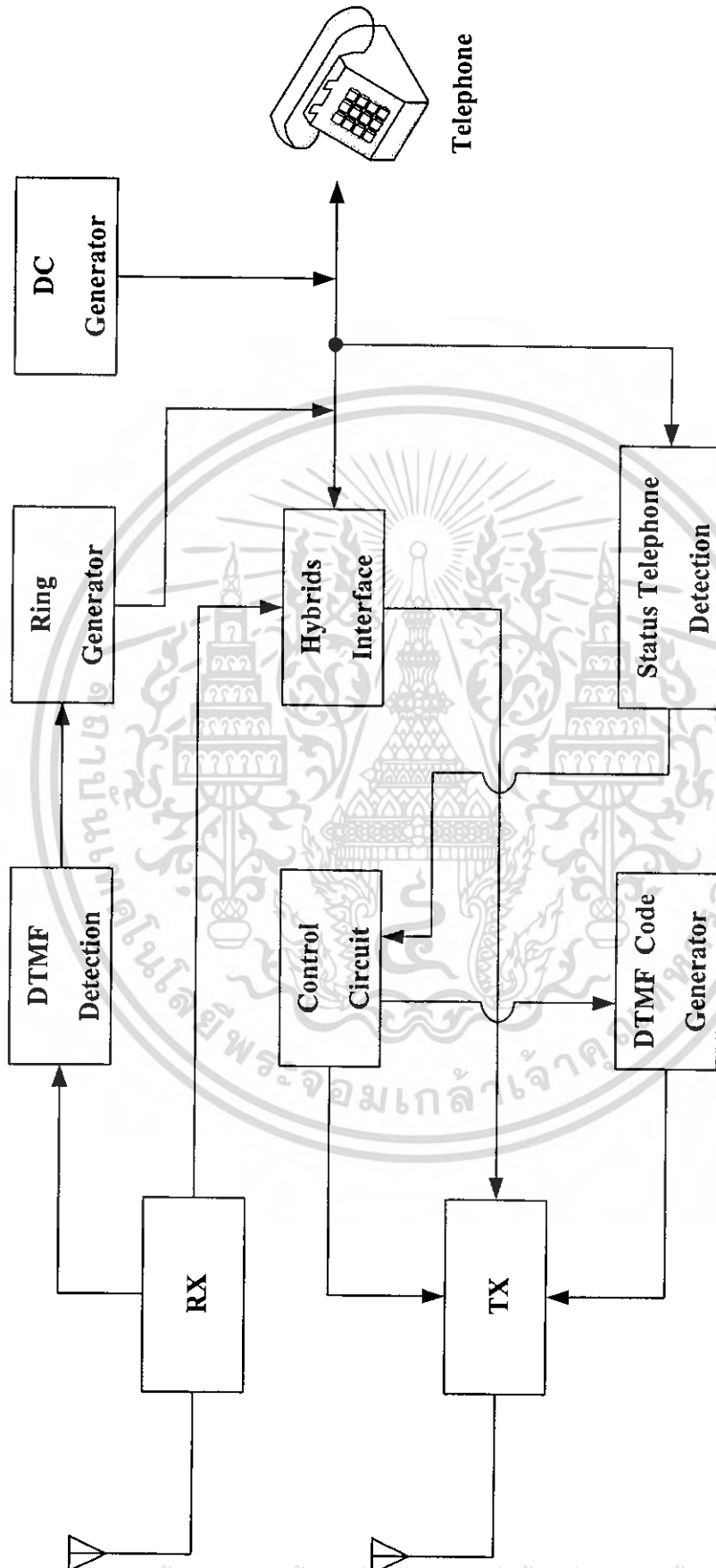
วงจรนี้จะทำหน้าที่เชื่อมต่อเครื่องรับและเครื่องส่งเข้ากับคู่สายโทรศัพท์

หลักการการทำงานของวงจร

จากรูปที่ 3.8 Hybrids Interface จะทำหน้าที่ปรับอิมพีแดนซ์ของวงจรภายในให้เท่ากับอิมพีแดนซ์ของคู่สายโทรศัพท์คือ 600 โอห์ม และยังทำหน้าที่ บาลานซ์เฟสของสัญญาณระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่งเพื่อไม่ให้รบกวนซึ่งกันและกันโดยเฟสจะหักล้างกันหมด โดยมี VR28 ทำหน้าที่เป็นตัวปรับบาลานซ์ และมี VR6 เป็นตัวปรับระดับสัญญาณที่มาจากเครื่องส่ง

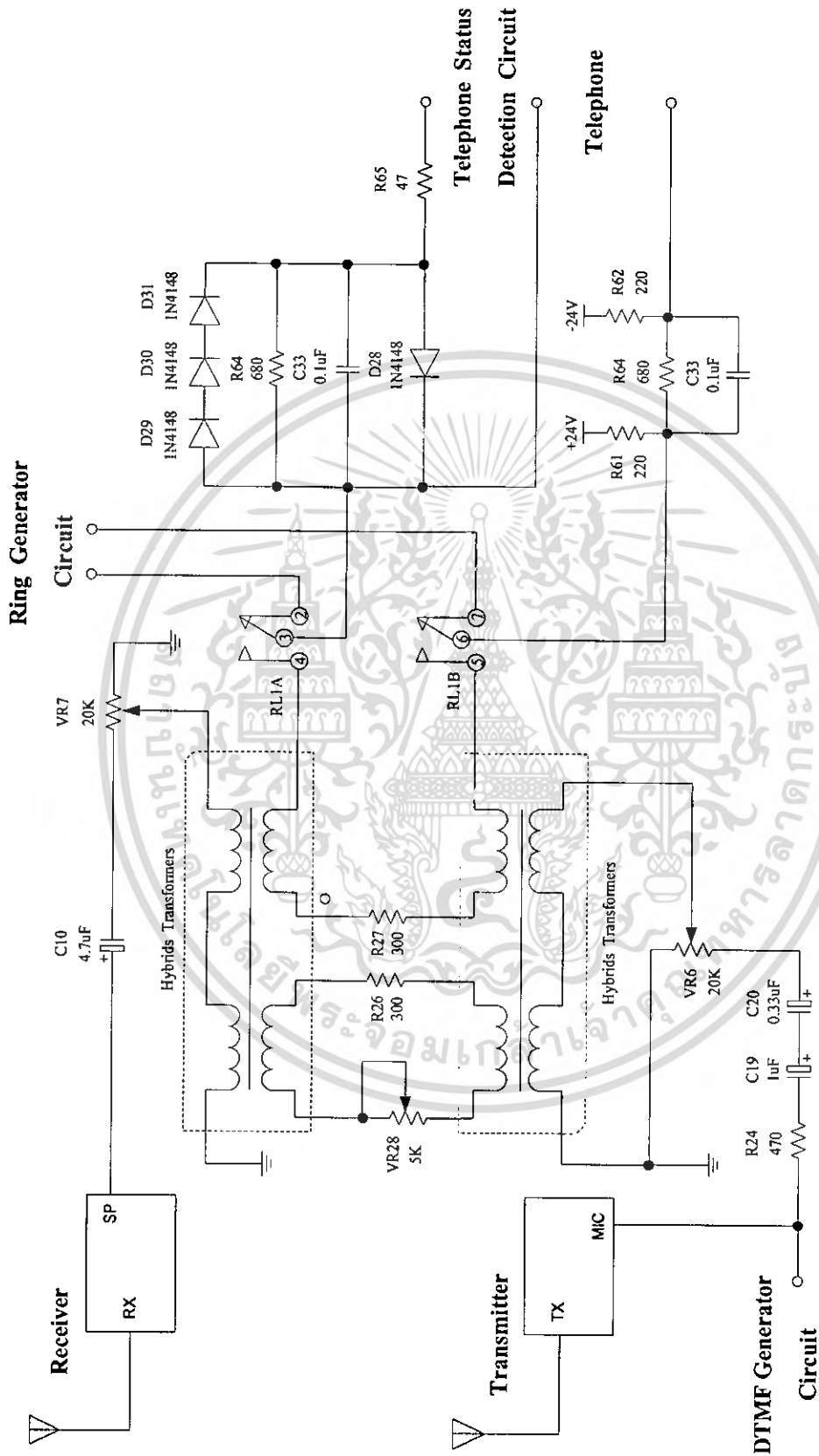
#### 3.1.2.2 ภาค Telephone Status Detection Circuit

จากวงจรที่ 3.9 จะทำหน้าที่ตรวจสอบการยกหูโทรศัพท์โดยที่เมื่อมีการยกหูจะทำให้เกิดแรงดันส่วนหนึ่งที่ส่งมาจากภาค DC Generator ป้อนเป็นอินพุตให้กับ IC20 (4N25) โดยที่ R65 ทำหน้าที่จำกัดกระแส และเมื่ออินพุตขา 1 ของ IC20 ถูกไบอัส จะทำให้เอาต์พุตออกมาที่ขา 5 เป็นลอจิก "0" จำบให้แก่วงจรหน่วงเวลาซึ่งประกอบด้วย R37, R63, R50, C30, C31, D24 และ D26 ได้เอาต์พุตที่ขา 4 ของ IC3 เป็นระดับลอจิก "1" ส่งไปเป็นอินพุตให้กับภาค Control Circuit



รูปที่ 3.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมส่วนเชื่อมต่อกับเครื่องส่งวิทยุทางด้านปลายทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



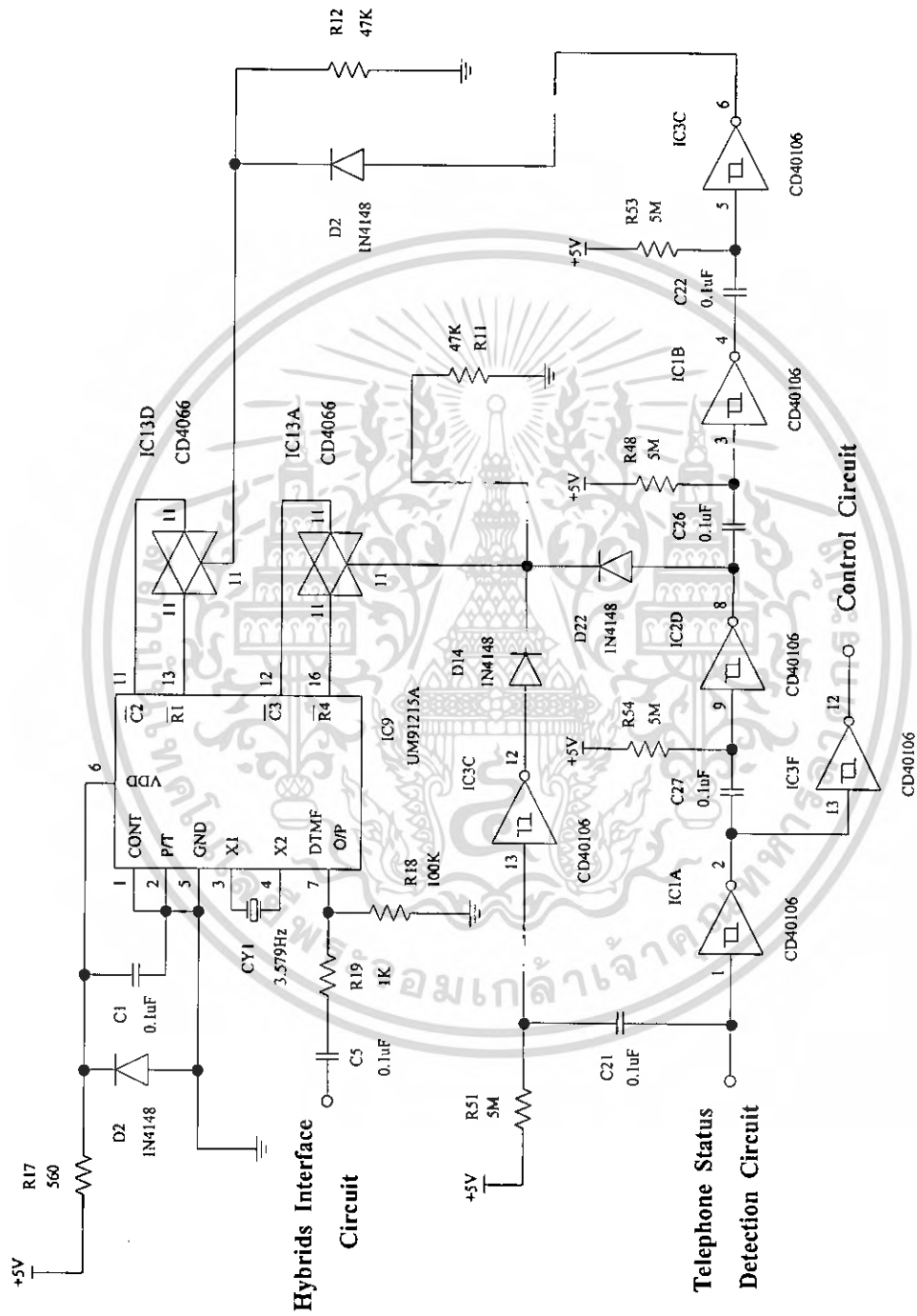
รูปที่ 3.8 แสดงวงจร Hybrids Interface Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้









รูปที่ 3.11 แสดงวงจร DTMF Code Generator Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

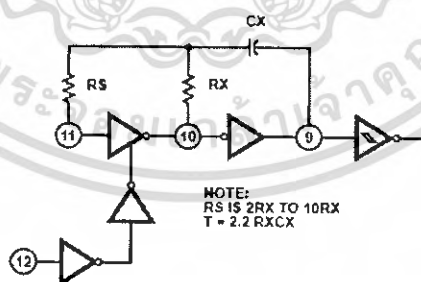
เมื่อมีการวางหู โทรศัพท์จะทำให้อินพุตของวงจรหน่วงเวลา R25 และ C21 เป็นลอจิก “0” อยู่ใน ช่วงเวลาหนึ่งก่อนที่จะกลับไปเป็นลอจิก “1” อีกครั้งที่ขา 13 ของ IC3C ซึ่งช่วงเวลาที่ขา 13 เป็นลอจิก “0” อยู่จะทำให้ได้เอาต์พุตเป็นลอจิก “1” ที่ขา 12 ส่งไปเป็นอินพุตให้กับขา 13 ของ IC13A ทำให้ขา 12 และ ขา 16 ของ IC9 ต่อถึงกันได้เอาต์พุตที่ขา 7 ของ IC9 เป็นสัญญาณ DTMF “#” ส่งไปให้ส่วนเชื่อมต่อต้น ทางรับรู้ว่าเครื่องรับ โทรศัพท์ปลายทางอยู่ในสภาวะวางหู

### 3.1.2.5 ภาค Control Circuit

วงจรภาคนี้จะทำหน้าที่ตรวจสอบสภาวะการใช้งานโทรศัพท์และความคุมการตัดต่อรีเลย์ ให้ถูกต้องตามสภาวะการใช้งานรวมทั้งกำหนดเวลาในการใช้งานโทรศัพท์เอาไว้เพื่อเป็นการถนอมอายุ การใช้งานของเครื่องส่ง

#### หลักการทำงานของวงจร

จากรูปที่ 3.13 เมื่อมีการยกหูโทรศัพท์จะทำให้เกิดแรงดันอินพุตสถานะลอจิก “1” จ่ายให้กับ ขา 5 และ ขา 6 ของ IC1B (CD4081) ได้เอาต์พุตที่ขา 4 เป็นลอจิก “1” จ่ายเป็นไบอัสให้กับ Q2 ทำให้รีเลย์ RL10 ต่อวงจรโทรศัพท์เข้ากับหม้อแปลงไฮบริดจ์ ส่วนของการเชื่อมต่อวงจรรับส่งสัญญาณจะถูก ควบคุมโดย IC4 (CD4060) ซึ่งเป็นไอซีเคาน์เตอร์และออสซิลเลเตอร์ เป็นตัวกำหนดเวลาในการใช้งาน โทรศัพท์เอาไว้ โดยโงรงงานนี้กำหนดเวลาในการใช้งานเอาไว้ประมาณ 30 นาที และสัญญาณอีกส่วน จะแบ่งไปเป็นอินพุตให้กับขา 12 และ ขา 13 ของ IC12D ได้เอาต์พุตที่ขา 11 เป็นลอจิก “1” จ่ายเป็น ไบอัสให้กับ Q4 ส่งผลให้รีเลย์ RL8 ต่อกับเครื่องส่งเพื่อทำการส่งสัญญาณและเมื่อมีการยกหูนานเกิน ประมาณ 30 นาที จะทำให้ที่ขา 1 ของ IC4 มีสถานะเป็นลอจิก “1” ส่งเป็นอินพุตให้กับขา 1 ของ IC2C (CD40106) ได้เอาต์พุตที่ขา 2 เป็นลอจิก “0” ส่งไปเป็นอินพุตที่ขา 8 ของ IC12C ได้เอาต์พุตที่ขา 10 เป็น ลอจิก “0” ส่งผลให้ Q4 และ Q5 หยุดนำกระแสทำให้รีเลย์ RL8 ตัดการเชื่อมต่อกับเครื่องส่ง ทำให้ เครื่องส่งหยุดการทำงาน

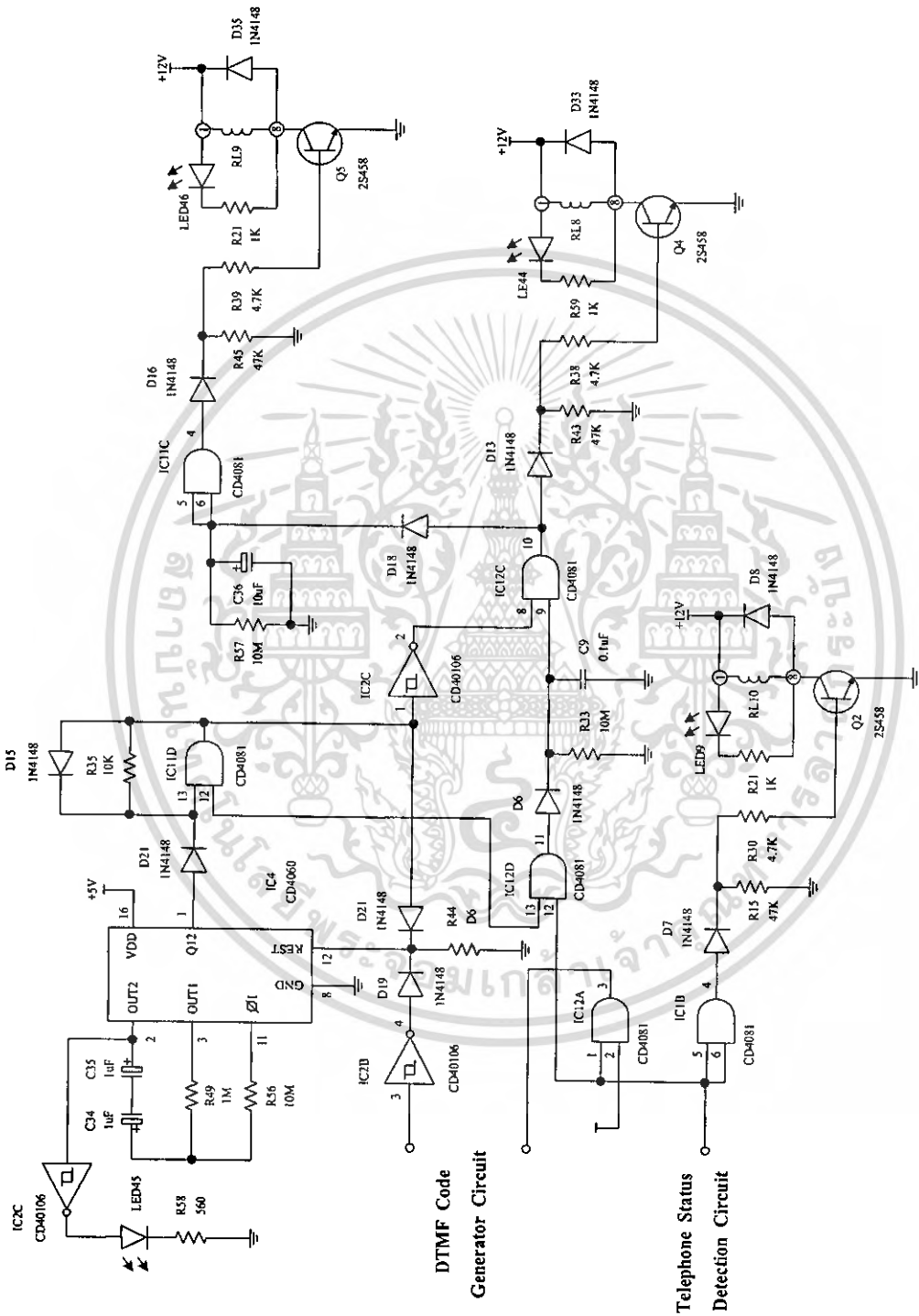


รูปที่ 3.12 แสดงวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาภายในตัว IC4 (CD4060)

### 3.1.2.6 วงจรทวีแรงดัน

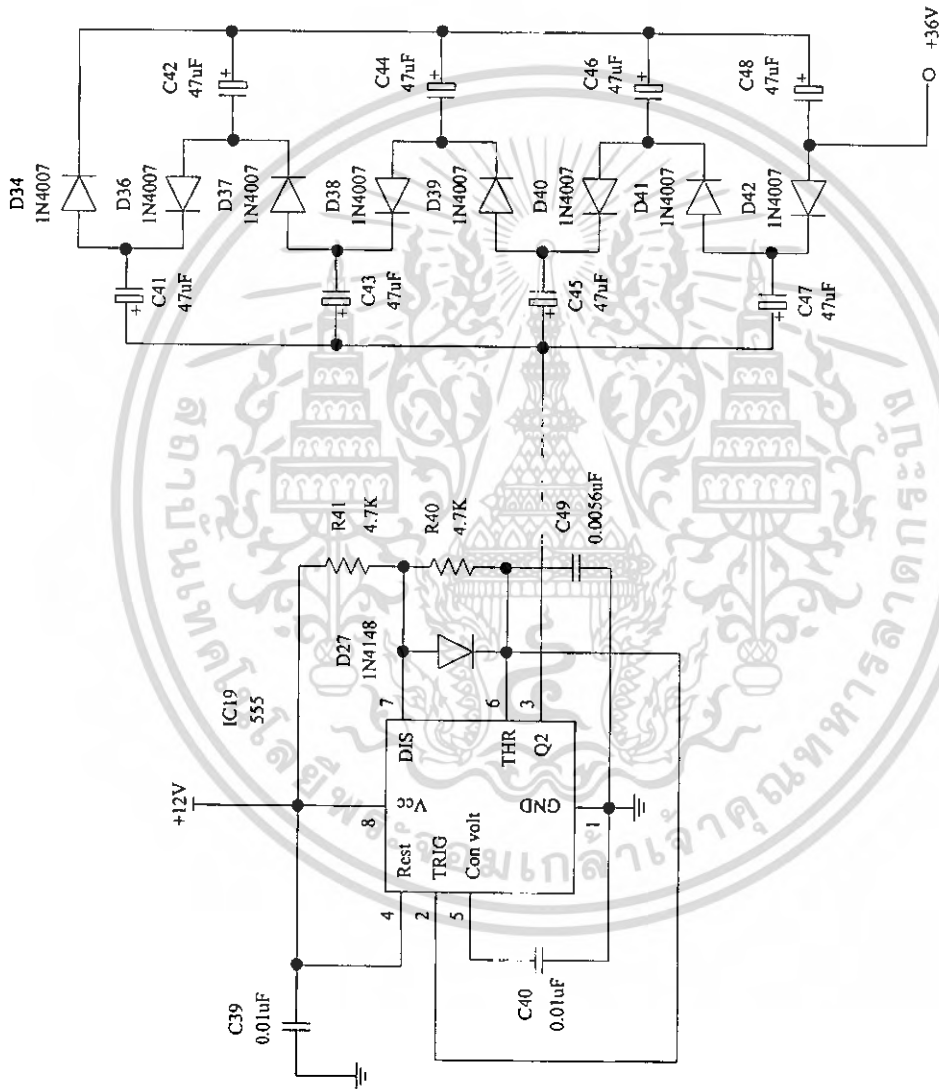
วงจรภาคนี้จะทำหน้าที่สร้างแรงดันไฟตรง 48 โวลต์ เพื่อจ่ายให้กับเครื่องโทรศัพท์เมื่อ มีการยกหูขณะที่มีการใช้งานโทรศัพท์โดยการสร้างพัลส์ 12 โวลต์ จากวงจรอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์แล้ว นำสัญญาณนี้ไปผ่านวงจรทวีแรงดัน 3 เท่า เพื่อให้ได้เป็นแรงดันไฟตรง 36 โวลต์โดยใช้ตัวเก็บประจุเป็น ตัวเพิ่มแรงดันให้สูงขึ้นและแรงดัน 12 โวลต์ จากแหล่งจ่ายไฟตรงทำให้ได้แรงดันรวมเท่ากับ 48 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรถ้าการควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 แสดงวงจรทวิแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 การออกแบบส่วนของระบบการรับ – ส่งสัญญาณด้วยคลื่นวิทยุ

ประกอบด้วย 3 ส่วนด้วยกัน คือ

1. โมดูลทรานซีฟเวอร์ของ PHILIPS CT918
2. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทิฟลำดับที่ 8 ความถี่ตัดที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ (Active Lowpass Filter)
3. วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non - Inverting Amplifier)

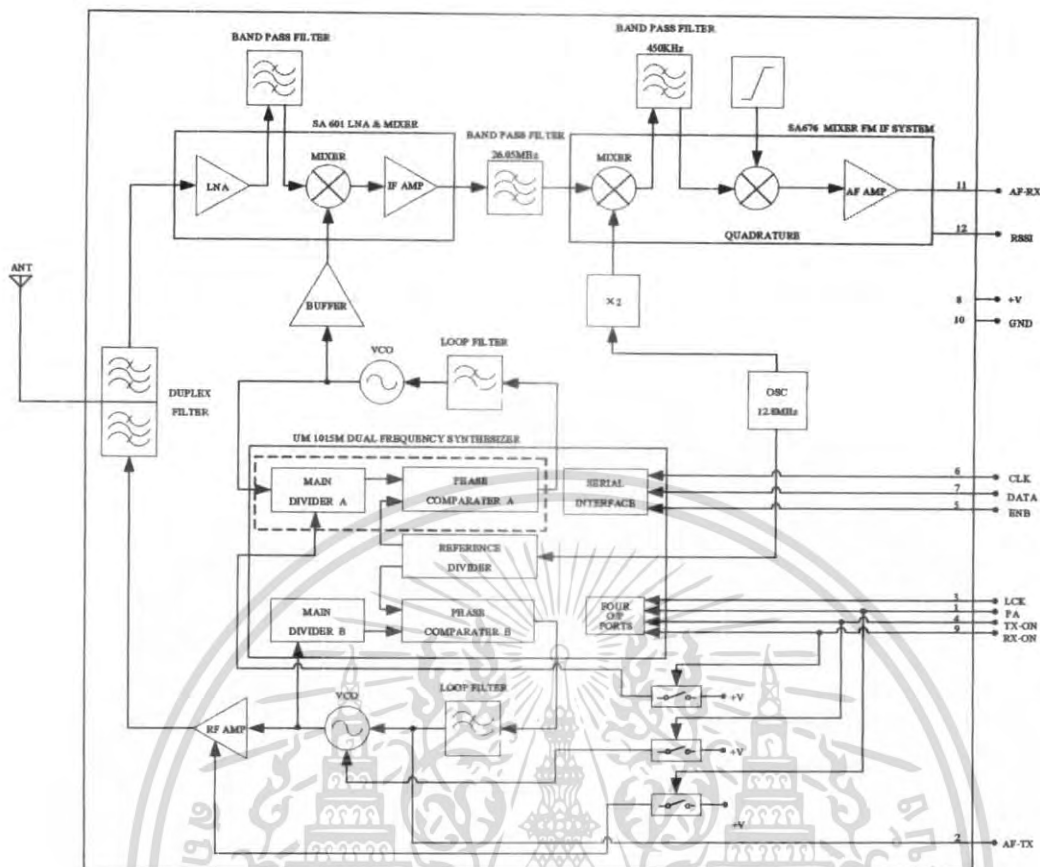
#### 3.2.1 โมดูลทรานซีฟเวอร์ของ PHILIPS CT918

เนื่องจากสัญญาณที่เราส่งออกไปเป็นสัญญาณที่มีช่วงแบนด์วิดธ์อยู่ที่ประมาณ 4 กิโลเฮิร์ตซ์ และจะต้องสามารถสนทนากันในช่วงเวลาเดียวกันได้ หรือเป็นการสื่อสารแบบพูลดูเพล็กซ์ ดังนั้นในการออกแบบส่วนของวงจรเชื่อมต่อกับสัญญาณผ่านคลื่นวิทยุ จึงได้นำเอาโมดูลทรานซีฟเวอร์ของ PHILIPS CT918 ทำหน้าที่รับ - ส่งสัญญาณแบบเอฟเอ็มแบนด์แคบ (FM Narrow Band) ในย่านความถี่ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยมีไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ AT89C51 ทำหน้าที่ในการควบคุมการทำงานของโมดูลทรานซีฟเวอร์ CT918

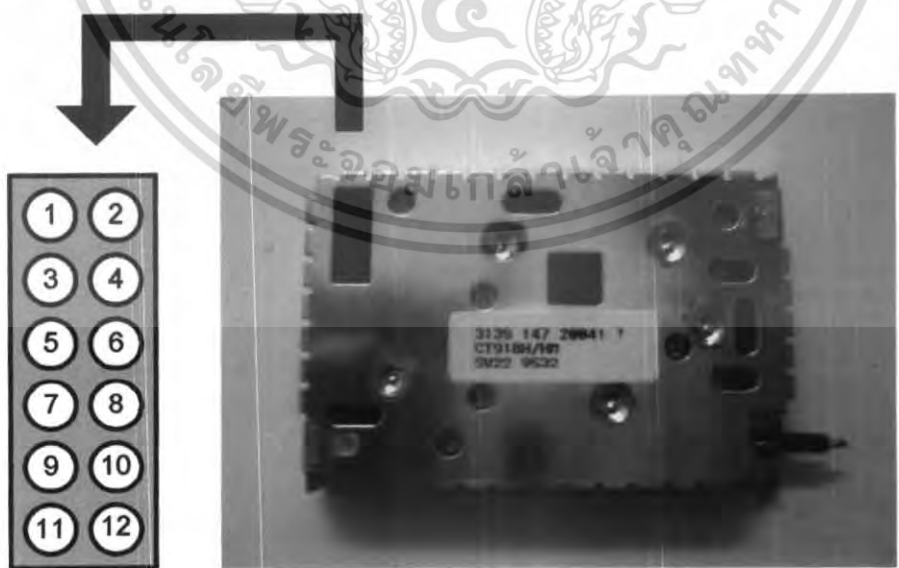
โมดูลทรานซีฟเวอร์ของ PHILIPS CT918 จะแบ่งเป็น 2 เบอร์คือ CT918B และ CT918H ทำหน้าที่รับ - ส่งสัญญาณ โดยมีรายละเอียดดังนี้

- โมดูลทรานซีฟเวอร์ CT918B ความถี่ที่ใช้งาน คือ
  - TX 928 - 929 เมกะเฮิร์ตซ์
  - RX 883 - 884 เมกะเฮิร์ตซ์
- โมดูลทรานซีฟเวอร์ CT918H ความถี่ที่ใช้งาน คือ
  - TX 883 - 884 เมกะเฮิร์ตซ์
  - RX 928 - 929 เมกะเฮิร์ตซ์
- แบนด์วิดธ์ ใน 1 ช่วงสัญญาณ 5 กิโลเฮิร์ตซ์, 10 กิโลเฮิร์ตซ์, 20 กิโลเฮิร์ตซ์, 25 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นอยู่กับการโปรแกรมค่า REF (Reference Divider Coefficient)
- กำลังส่ง 10 dBm หรือ 10 mW
- ลักษณะการผสมสัญญาณเป็นแบบเอฟเอ็มแบนด์แคบ
- ไฟเลี้ยง 3.7 - 5.5 VDC
- วงจรหาร N (Main Divider Coefficient) เริ่มจาก 1024 ถึง 131071 โดยต้องแปลงเป็นเลขไบนารี 17 บิต ก่อนที่จะนำไปใช้งาน
- ความถี่ฐานเวลา 12.8 เมกะเฮิร์ตซ์
- ความถี่ IF 1<sup>st</sup> 26.05 เมกะเฮิร์ตซ์
- ความถี่ IF 2<sup>nd</sup> 450 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 แสดงบล็อกโคจรภายในของไมโครทรานซีฟเวอร์ของ PHILIPS CT918



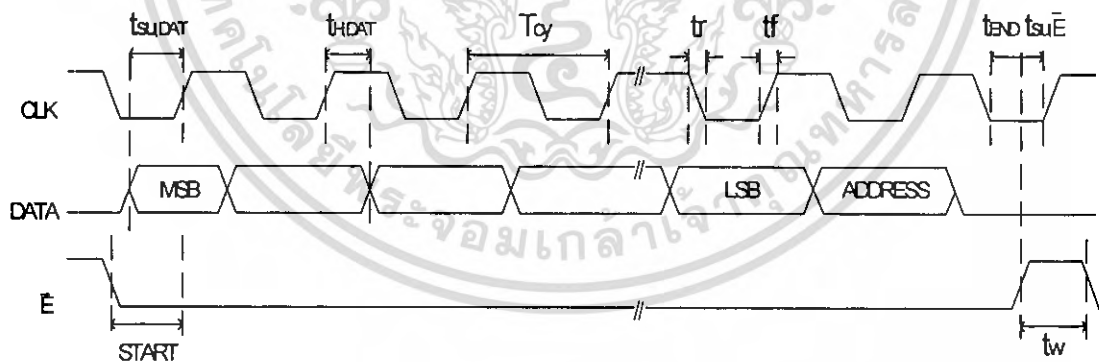
รูปที่ 3.16 แสดงตำแหน่งขาต่างๆของ ไมโครทรานซีฟเวอร์ของ PHILIPS CT918

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 แสดงรายละเอียดแต่ละขาของโมดูลทรานซีฟเวอร์ CT918

Pin No.	Pin Name	Description
1	PA	เป็นขาที่ใช้ควบคุมภาค PA (Low = on , High = off)
2	AF-TX	เป็นขาอินพุต
3	LCK	เป็นขาแสดงของเฟสล็อกคูลป์ เมื่อความถี่ล็อก (High = lock)
4	TX-ON	เป็นขาควบคุมการทำงานของภาคส่ง (Low = on , High = off)
5	ENB	เป็นขาที่ใช้ในการ โปรแกรมหารค่า N,REF (ตาม Timing Diagram)
6	CLK	เป็นขาที่ใช้ในการ โปรแกรมหารค่า N,REF (ตาม Timing Diagram)
7	DATA	เป็นขาที่ใช้ในการ โปรแกรมหารค่า N,REF (ตาม Timing Diagram)
8	VCC	เพาเวอร์ซัพพลายอินพุต
9	RX-ON	เป็นขาที่ใช้ควบคุมภาครับ (Low = off , High = on)
10	GND	กราวด์
11	AF-RX	เป็นขาเอาต์พุต
12	RSSI	เป็นขาแสดงความแรงของสัญญาณที่รับได้

ในการโปรแกรมค่าต่างๆ จะ โปรแกรมตามรูปแบบของ โปรแกรมไอซีสังเคราะห์ความถี่เบอร์ UMA1015M ของบริษัท PHILIPS โดยจะต้อง โปรแกรมค่าต่างๆ ให้เป็นไปตามลักษณะของการส่งเป็น ขบวนพัลส์ ซึ่งมีไทม์มิ่งไดอะแกรม ดังนี้



รูปที่ 3.17 แสดงไทม์มิ่งไดอะแกรมสำหรับ โปรแกรมค่า N และ REF

จากรูปที่ 3.17 จะเห็นว่าลักษณะการส่งขบวนพัลส์ มีทั้งหมด 4 ชุด ชุดละ 21 บิต ดูจากตารางที่ 3.3 โดยแต่ละชุดเมื่อส่งครบ 21 บิต ก็ส่งพัลส์เข้าขา ENB 1 ลูก ซึ่งพัลส์แต่ละลูกจะถูกเก็บเข้ารีจิสเตอร์ขณะ ขอบขาขึ้นของสัญญาณ CLK

ตารางที่ 3.3 แสดงรูปแบบข้อมูลที่ใช้ในการโปรแกรม

FIRST	REGISTER BIT ALLOCATION																				LAST
p1	p2	p3	p4	p5	p6	p7	p8	p9	p10	p11	p12	p13	p14	p15	p16	p17	p18	p19	p20	p21	
DATA FIELD																	ADDRESS				
X	X	V DON	P0	OLA	OLB	CRA	CRB	X	X	SPDA	SPDB	P3	P2	P1	X	X	0	0	0	1	
MA16	SYNTHESIZER A MAIN DIVIDER COEFFICIENT																MA0	0	1	0	0
0	0	0	0	SR	R11	REFERENT DIVIDER COEFFICIENT											R0	0	1	0	1
MA16	SYNTHESIZER B MAIN DIVIDER COEFFICIENT																MB0	0	1	1	0

การโปรแกรมจะเริ่มจาก MSB ก่อน (บิต p1)

รายละเอียดบิตข้อมูลตามตารางที่ 3.3

SPDA, SPDB	Software Power Down for Synthesizer A and B (0 = Power Down)
P3, P2, P1, P0	Output bit (1 = High Impedance)
V DON	Voltage Doubles Enable (1 = Enable)
OLA, OLB	Output of Lock Synthesizer A and B (ดูตารางที่ 3.4)
CRA, CRB	Charge Pump A/B Current to I <sub>set</sub> Ratio Select (ดูตารางที่ 3.5)
SR	Referent Frequency Ratio Select (ดูตารางที่ 3.6)
SYNTHESIZER A MAIN DIVIDER COEFFICIENT	เป็นค่า N ของภาครับ 17 บิต
SYNTHESIZER B MAIN DIVIDER COEFFICIENT	เป็นค่า N ของภาคส่ง 17 บิต
REFERENT DIVIDER COEFFICIENT	เป็นค่า REF ของโมดูล 12 บิต

ตารางที่ 3.4 ตารางเลือกค่าบิต OLA , OLB

OLA	OLB	OUT PUT TO PIN LCK
0	0	P0
0	1	Lock status of synthesizer B
1	0	Lock status of synthesizer A
1	1	Lock status of synthesizer A & B

ตารางที่ 3.5 ตารางเลือกค่าบิต CRA , CRB

CRA,CRB	CURRENT AT PUMP
0	$I_{cp} = 12 \times I_{set}$
1	$I_{cp} = 24 \times I_{set}$

ตารางที่ 3.6 ตารางเลือกค่าบิต SR

SR	SYNTHESIZER A	SYNTHESIZER B
0	R	R
1	R	2R

## การคำนวณหาค่า Reference Divider Coefficient

สำหรับโมดูล CT 918B และ CT 918H สามารถคำนวณได้จาก

$$REF = \frac{F_{ref}}{F_{st}} \quad (3.1)$$

โดยที่ REF คือ Reference Divider Coefficient

$F_{ref}$  คือ ความถี่อ้างอิง = 12.8 เมกะเฮิร์ตซ์

$F_{st}$  คือ ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ

ในโครงการนี้กำหนดค่า  $F_{st}$  เท่ากับ 25 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจะคำนวณได้ค่า REF เท่ากับ 512 และเมื่อแปลงเป็นเลขฐานสอง 0010 0000 0000

## การคำนวณหาค่า Main Divider Coefficient

ในการคำนวณหาค่า Main Divider Coefficient นั้นจะแบ่งเป็น 2 โหมด คือ โหมดภาคส่ง และ โหมดภาครับ ซึ่งสามารถคำนวณได้ดังนี้

สำหรับโมดูลภาคส่งของโมดูล CT 918B และ CT918H

$$N_{tx} = \frac{F_{tx}}{F_{st}} \quad (3.2)$$

สำหรับโมดูลภาครับของโมดูล CT 918B

$$N_{rx} = \frac{F_{rx} - F_{if}}{F_{st}} \quad (3.3)$$

สำหรับโมดูลภาครับของโมดูล CT 918H

$$N_{rx} = \frac{F_{rx} + F_{if}}{F_{st}} \quad (3.4)$$

โดยที่  $N_{tx}$  คือ Main Divider Coefficient ของภาคส่ง

$N_{rx}$  คือ Main Divider Coefficient ของภาครับ

$F_{tx}$  คือ ความถี่ที่ต้องการส่ง

$F_{rx}$  คือ ความถี่ที่ต้องการรับ

$F_{if}$  คือ ความถี่ IF 1<sup>st</sup> เท่ากับ 26.05 เมกะเฮิร์ตซ์

### สำหรับโมดูล CT918B

เราสามารถคำนวณค่า Main Divider Coefficient ได้จากรายละเอียดดังนี้

ความถี่ที่ส่ง 928 เมกะเฮิร์ตซ์

ความถี่ที่รับ 883 เมกะเฮิร์ตซ์

ดังนั้นจากสมการ (3.3) และสมการ (3.4) จะได้

$$N_{tx} = \frac{928MHz}{25MHz} = 37120$$

เมื่อแปลงเป็นเลขฐานสองจะเท่ากับ 0 1001 0001 0000 0000

$$N_{rx} = \frac{883MHz - 26.05MHz}{25MHz} = 34278$$

เมื่อแปลงเป็นเลขฐานสองจะเท่ากับ 0 1000 0101 1110 0110

### สำหรับโมดูล CT918H

เราสามารถคำนวณค่า Main Divider Coefficient ได้จากรายละเอียดดังนี้

ความถี่ที่ส่ง 883 เมกะเฮิร์ตซ์

ความถี่ที่รับ 928 เมกะเฮิร์ตซ์

ดังนั้นจากสมการ (3.3) และสมการ (3.4) จะได้

$$N_{tx} = \frac{883MHz}{25MHz} = 35320$$

เมื่อแปลงเป็นเลขฐานสองจะเท่ากับ 0 1000 1001 1111 1000

$$N_{rx} = \frac{928MHz + 26.05MHz}{25MHz} = 38162$$

เมื่อแปลงเป็นเลขฐานสองจะเท่ากับ 0 1001 0101 0001 0010

ดังนั้นจากการคำนวณค่า Main Divider Coefficient และ Reference Divider Coefficient  
จะได้ค่าที่จะนำไปโปรแกรมลงในตารางที่ (3.3) ดังนี้

สำหรับโมดูล CT 918B

REF = 0010 0000 0000

Synthesizer A Main Divider Coefficient (RX) = 0 1000 0101 1110 0110

Synthesizer B Main Divider Coefficient (TX) = 0 1001 0001 0000 0000

สำหรับโมดูล CT 918H

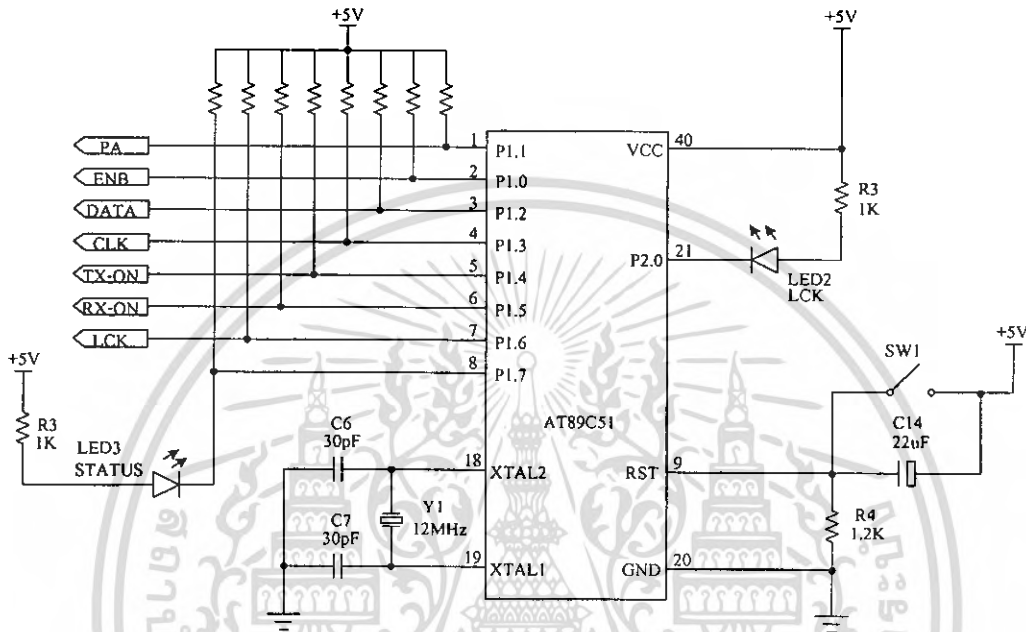
REF = 0010 0000 0000

Synthesizer A Main Divider Coefficient (RX) = 0 1001 0101 0001 0010

Synthesizer B Main Divider Coefficient (TX) = 0 1000 1001 1111 1000

วงจรในส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์

ในการโปรแกรมค่า Main Divider Coefficient และ Reference Divider Coefficient ของไอซีสังเคราะห์ความถี่เบอร์ UMA1015M เราจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ทำหน้าที่เป็นตัวโปรแกรมเพื่อให้ RF Module สามารถผลิตความถี่ และ แบนด์วิดท์ออกมาได้ตามที่เราต้องการ



รูปที่ 3.18 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้โปรแกรมค่า N และ REF

โดยทำการตั้งค่าต่างๆ ผ่านทางพอร์ต 1 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ดังนี้

- พอร์ต 1.0 ต่อเข้ากับขา PA และเซตบิท เป็น "0"
- พอร์ต 1.1 ต่อเข้ากับขา ENB
- พอร์ต 1.2 ต่อเข้ากับขา DATA
- พอร์ต 1.3 ต่อเข้ากับขา CLK
- พอร์ต 1.4 ต่อเข้ากับขา TX - ON และเซตบิท เป็น "0"
- พอร์ต 1.5 ต่อเข้ากับขา RX - ON และเซตบิท เป็น "1"
- พอร์ต 1.6 ต่อเข้ากับขา LCK เพื่อตรวจสอบการล็อกความถี่ของไอซีสังเคราะห์ความถี่
- พอร์ต 1.7 ต่อเข้ากับขา LED เพื่อแสดงสถานะการล็อกความถี่ของไอซีสังเคราะห์ความถี่
- พอร์ต 2.0 ต่อเข้ากับขา LED เพื่อแสดงผลการโปรแกรมค่า REF และค่า N ว่าเป็นไปตามที่โปรแกรมไว้หรือไม่หากล็อก LED จะสว่างค้าง

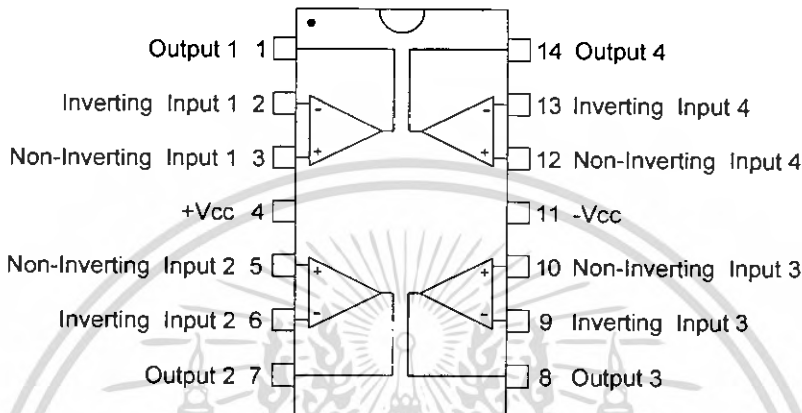
ลักษณะของ โปรแกรมที่เขียนขึ้น จะเริ่มการทำงานจากการตั้งค่าการทำงานของ ไมครูล จากนั้นก็ จะเริ่มส่งพัลส์ทั้งหมด 4 ชุด ชุดละ 21 บิตเมื่อส่งครบหมดแล้ว ไมโครคอนโทรลเลอร์จะตรวจสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

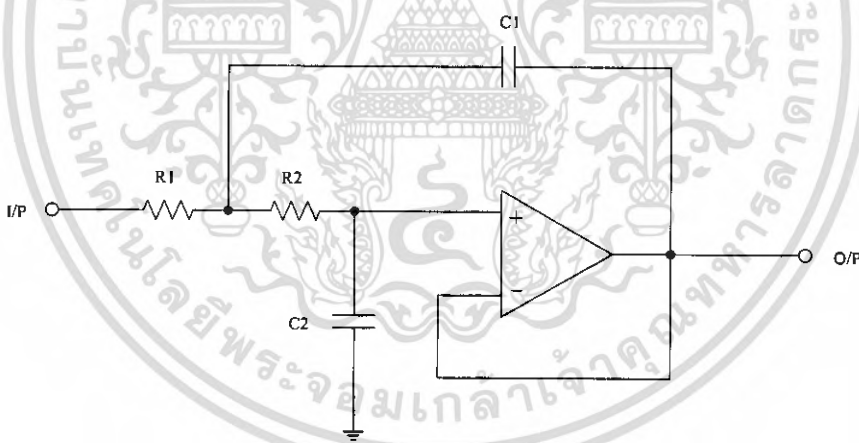


3.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟลำดับที่ 8 ความถี่ตัดที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ (Active Lowpass Filter)

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 8 สามารถสร้างได้ง่ายโดยใช้ออปแอมป์เบอร์ TL074 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังแสดงในรูปที่ 3.20 วงจรนี้อาจเรียกว่า วงจรกรองความถี่ต่ำแบบเชลเลนแอนด์คีย์ โดยที่ความถี่ตัด (Cut Off Frequency : $f_c$ ) สามารถกำหนดได้จากค่าของอุปกรณ์ที่ต่ออยู่ภายนอกดัง รูปที่ 3.21



รูปที่ 3.20 โครงสร้างภายในของออปแอมป์เบอร์ TL074



รูปที่ 3.21 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบเชลเลนแอนด์คีย์

โดยที่  $C1 = 2Q$   
 $C2 = 1/2Q$

เมื่อทำการคำนวณค่า C จากค่า Q ตามตารางที่ (3.7) แล้วจึงเลือกความถี่ตัด และ ค่าอิมพีแดนซ์ที่ต้องการใช้งานจริง โดยคำนวณจากสมการที่ (3.5) และสมการที่ (3.6)

$$R_{new} = R_{old} R_m \tag{3.5}$$

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{2\pi \cdot f_c \cdot R_m} \tag{3.6}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.7 แสดงค่า Q ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่ลำดับต่างๆ

FILTER ORDER	Stege 1	Stege 2	Stege 3	Stege 4	Stege 5
	Q	Q	Q	Q	Q
2	0.7071				
3	1.0000				
4	0.5412	1.3065			
5	0.6180	1.6181			
6	0.5177	0.7071	1.9320		
7	0.5549	0.8019	2.2472		
8	0.5098	0.6013	0.8999	2.5628	
9	0.5321	0.6527	1.0000	2.8802	
10	0.5062	0.5612	0.7071	1.1013	3.1969

เนื่องจากโครงงานนี้ต้องการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 8 จากตารางที่ (3.7) จะเห็นว่าจะต้องหาค่า Q ทั้งหมด 4 ค่า โดยแสดงการคำนวณดังนี้

$$\text{ที่ } Q_1 = 0.5098 \quad \text{จะได้} \quad C_1 = 2Q = 1.0196$$

$$C_2 = 1/2Q = 0.9807$$

$$\text{ที่ } Q_2 = 0.6013 \quad \text{จะได้} \quad C_1 = 2Q = 1.2026$$

$$C_2 = 1/2Q = 0.8315$$

$$\text{ที่ } Q_3 = 0.8999 \quad \text{จะได้} \quad C_1 = 2Q = 1.7998$$

$$C_2 = 1/2Q = 0.5556$$

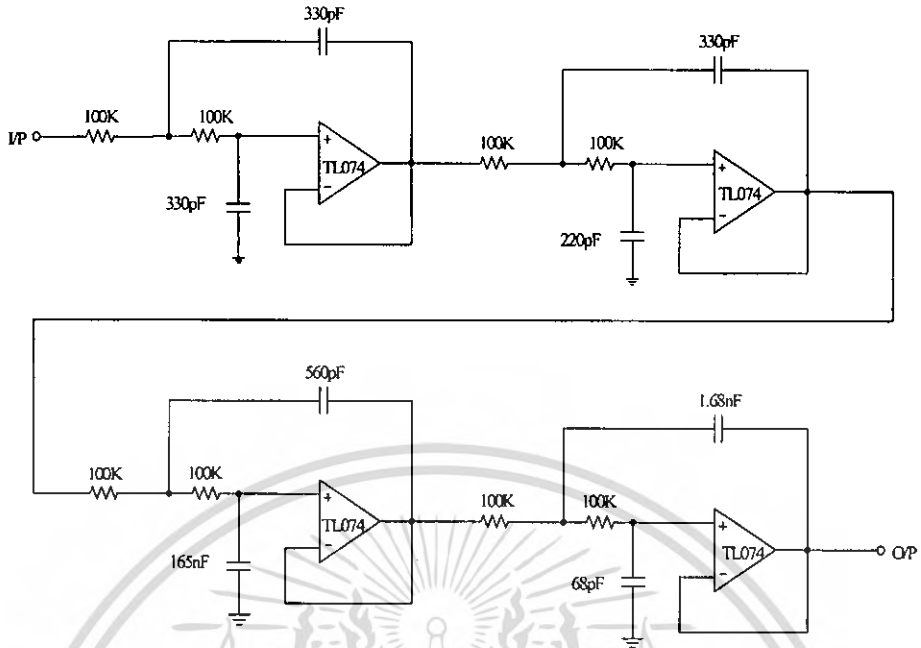
$$\text{ที่ } Q_4 = 2.5628 \quad \text{จะได้} \quad C_1 = 2Q = 5.1256$$

$$C_2 = 1/2Q = 0.2951$$

เมื่อกำหนดค่า  $R_m = R_{new} = R_1 = R_2 = 100$  กิโลโอห์ม และ  $f_c = 5$  กิโลเฮิรตซ์ จะสามารถคำนวณหาค่า  $C_{new}$  จากสมการที่ (3.6) ซึ่งจะได้ผลการคำนวณตามตารางที่ (3.8) ตารางที่ 3.8 แสดงค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอคทีฟที่ความถี่ตัดที่ 5 กิโลเฮิรตซ์

ความถี่ตัด	Q1		Q2		Q3		Q4	
5KHz	$R_1=R_2=100K\Omega$							
	C1new	C2new	C1new	C2new	C1new	C2new	C1new	C2new
	324.54pF	312.16pF	382.79pF	264.67pF	572.89pF	176.85pF	1.63nF	93.93pF

จากผลการคำนวณค่าอุปกรณ์ต่างๆ จะสามารถทำให้ออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอคทีฟที่ความถี่ตัดที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ โดยการนำวงจรกรองความถี่ที่มีค่าความถี่ตัดเท่ากันมาต่อเรียงกันดังรูปที่ (3.22) ซึ่งเราเรียกว่า การต่อแบบแคสเคด (Cascade)



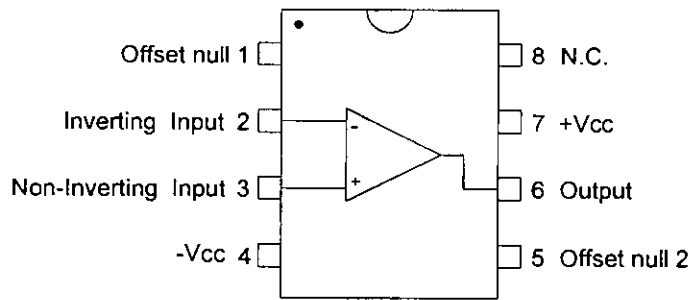
รูปที่ 3.22 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอกทีฟที่มีความถี่ตัดที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ ที่ออกแบบได้

### 3.2.3 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non - Inverting Amplifier)



รูปที่ 3.23 แสดงวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

เนื่องจากสัญญาณที่เราส่งออกไปจะต้องผ่านวงจรต่างๆ ทำให้ความแรงของสัญญาณถูกลดทอนลงไปจนไม่สามารถนำมาใช้งานได้ จึงจำเป็นต้องมีวงจรขยายสัญญาณเข้ามาช่วย โดยวงจรที่ทำการออกแบบจะต้องเป็นวงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส เนื่องจากสามารถปรับอัตราขยายเป็น 1 ได้ เพื่อให้เป็นบัฟเฟอร์ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ชิปออปแอมป์เบอร์ LF 351

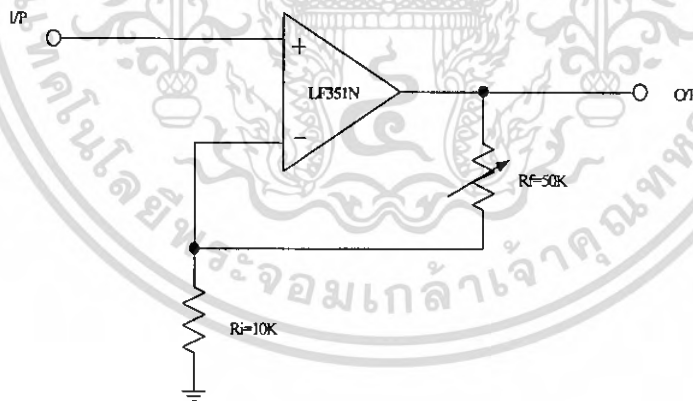


รูปที่ 3.24 โครงสร้างภายในของออปแอมป์เบอร์ LF 351

โดยเราสามารถคำนวณหาอัตราขยายของวงจรจากสมการที่ 3.7

$$A_v (\text{max}) = 1 + \frac{R_f}{R_i} = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.7)$$

กำหนดให้  $R_f = 50$  กิโลโอห์ม (เป็นความต้านทานปรับค่าได้) และให้  $R_i = 10$  กิโลโอห์ม (เป็นความต้านทานค่าคงที่) ซึ่งจากการคำนวณหาอัตราขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟสปรากฏว่าได้ อัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 6 เท่า ดังนั้นวงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟสที่ออกแบบได้จะเป็นดังในรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.25 แสดงวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสที่ออกแบบให้มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 6 เท่า

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 เป็นการออกแบบวงจรในส่วนต่างๆ ตามบล็อกไดอะแกรม ส่วนในบทนี้จะเป็นผลการทดลองของวงจรต่างๆ

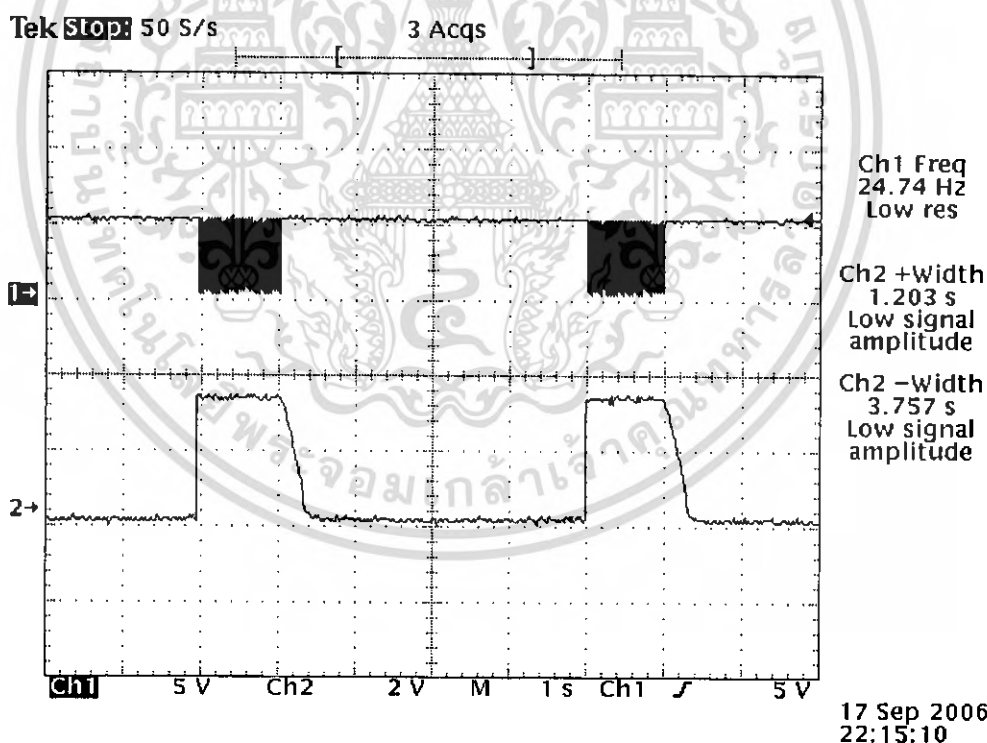
#### 4.1 การทดลองส่วนของชุดเชื่อมต่อระบบโทรศัพท์เข้ากับระบบวิทยุ

##### 4.1.1 การทดลองวงจร Ring Detection Circuit

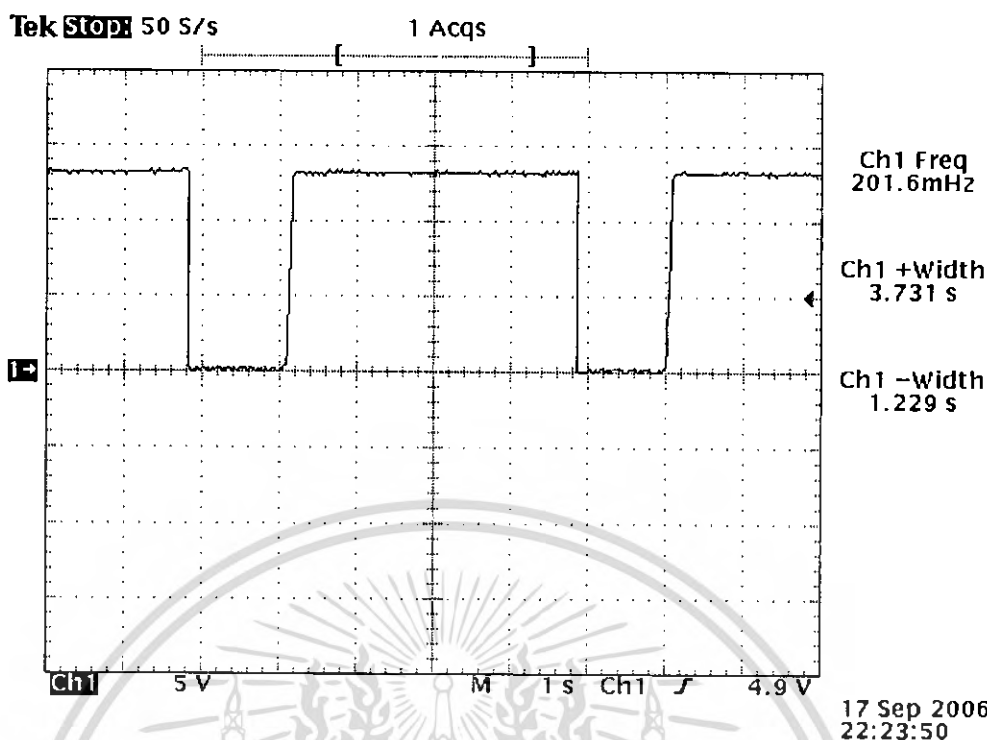
###### ขั้นตอนการทดลอง

1. ประกอบวงจรตามรูปที่ 3.4
2. ทำการป้อนสัญญาณกระตุ้นเข้าที่อินพุตของวงจร Ring Detection Circuit
3. ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 5 IC11 (4N25) และทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 8 ของ IC3 และทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q3 แล้วบันทึกผลการทดลอง

###### ผลการทดลอง



รูปที่ 4.1 (Ch1) แสดงสัญญาณกระตุ้นที่ป้อนเป็นอินพุต  
(Ch2) แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 5 ของ IC11



รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q3

จากการทดลองในรูปที่ 4.1 เมื่อทำการป้อนสัญญาณกระตุ้นเพื่อส่งไปเป็นไบอัสให้กับขา 1 ของ IC11 (4N25) จะทำให้ IC11 นำกระแสและได้แรงดันประมาณ 0 โวลต์หรือลอจิก “0” ที่ขา 5 ดังปรากฏในรูปที่ 4.2 ซึ่งจะเป็นสัญญาณของการนำกระแสและหยุดนำกระแส ตามความถี่ของสัญญาณกระตุ้นที่รับเข้ามาเป็นอินพุตให้กับขา 1 ของ IC11 (4N25) จากนั้นสัญญาณที่ออกมาจากขา 5 ของ IC11 ก็จะไปผ่าน IC3 ซึ่งทำหน้าที่เป็นเกทอินเวอร์เตอร์ ซึ่งให้เอาต์พุตที่ขา 2 เป็น 1 เมื่อขา 1 ได้รับลอจิก “0” จะเห็นว่าในวงจรมีการจัดเรียง D12, D13, C9, C10, R24, R11, R13 เพื่อทำการแปลงสัญญาณพัลส์ที่เกิดจากการนำกระแสและหยุดการนำกระแส ของ IC3 ให้เป็นระดับแรงดันไฟตรง ทำให้ได้เอาต์พุตที่ขา 8 ของ IC3 เป็นระดับลอจิก “1” ช่วงเวลา 1 วินาที และระดับลอจิก “0” ตามจังหวะการดังของสัญญาณกระตุ้นเพื่อเป็นไบอัสแก่ Q3 (2S458) ให้นำกระแสเป็นอินพุตเข้าสู่ภาค Control และ DTMF Generator

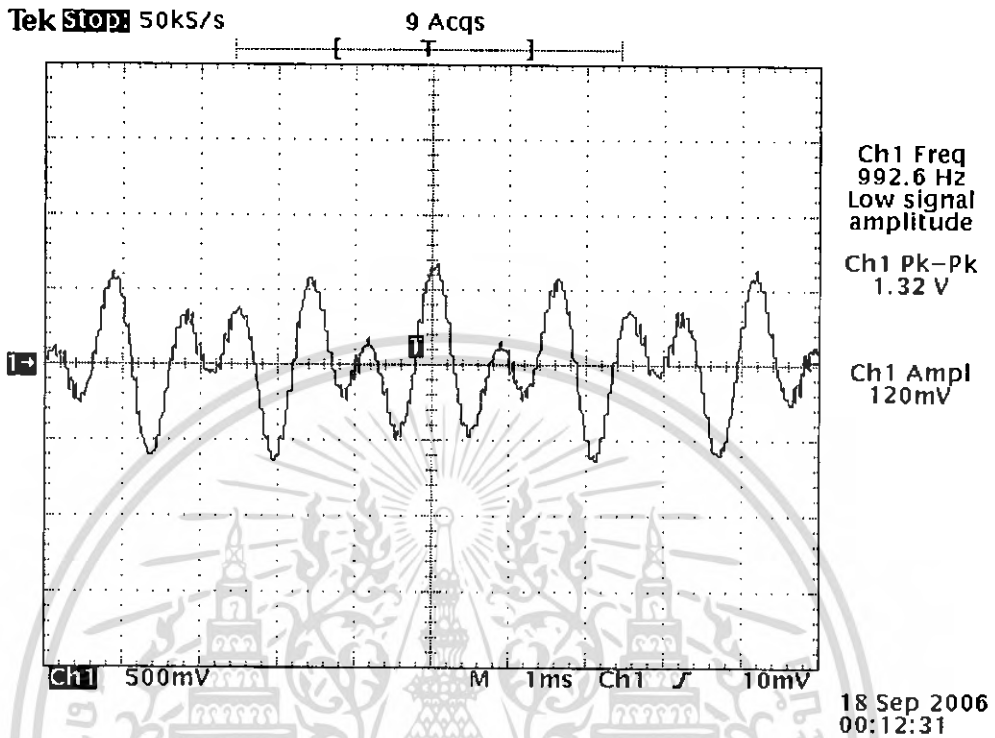
#### 4.1.2 การทดลองวงจร DTMF Generator Circuit

##### ขั้นตอนการทดลอง

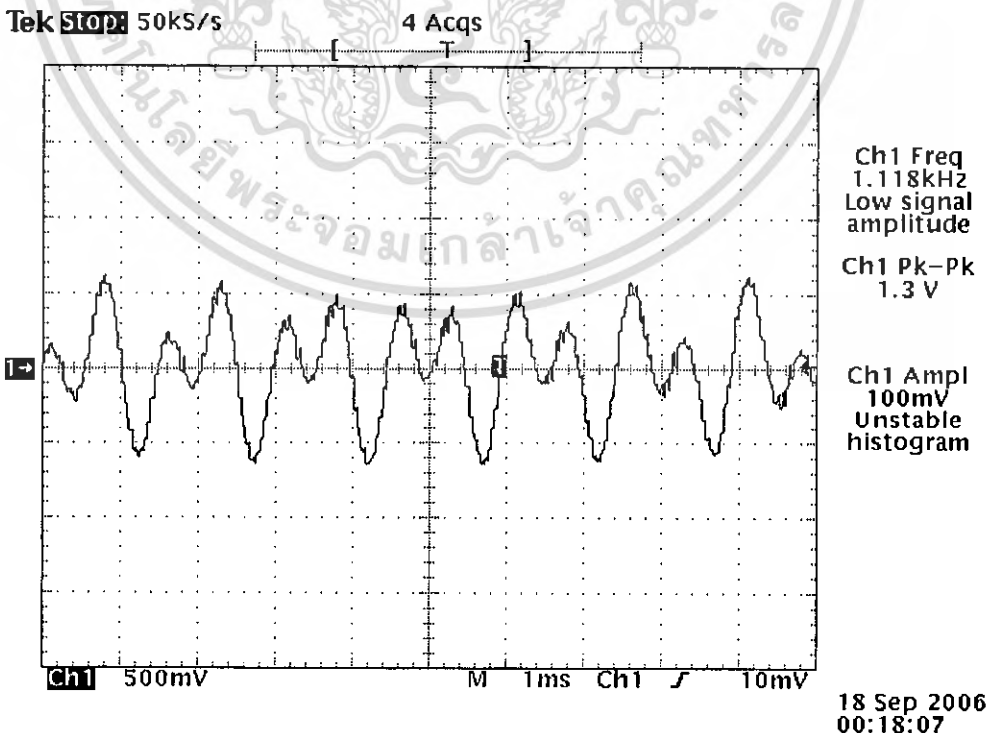
1. ประกอบวงจรตามรูปที่ 3.5 (โดยปล่อยลวดขา 10-13 เอาไว้ก่อน)
2. ทำการป้อนแรงดันที่มีสภาวะลอจิก “0” ให้กับขา IC9 (UM91215A)
3. ทำการเชื่อมต่อขา 10 กับขา 13 , ขา 11 กับขา 13 , ขา 12 กับขา 13 , ขา 10 กับขา 14 , ขา 11 กับขา 14 , ขา 12 กับขา 14 , ขา 10 กับขา 15 , ขา 11 กับขา 15 , ขา 12 กับขา 15 , ขา 10 กับขา 16 , ขา 11 กับขา 16 , ขา 12 กับขา 16 แล้วบันทึกผลการทดลอง

ผลการทดลอง

จากรูปทดลองภาคกำเนิดสัญญาณ DTMF จะได้สัญญาณดังนี้

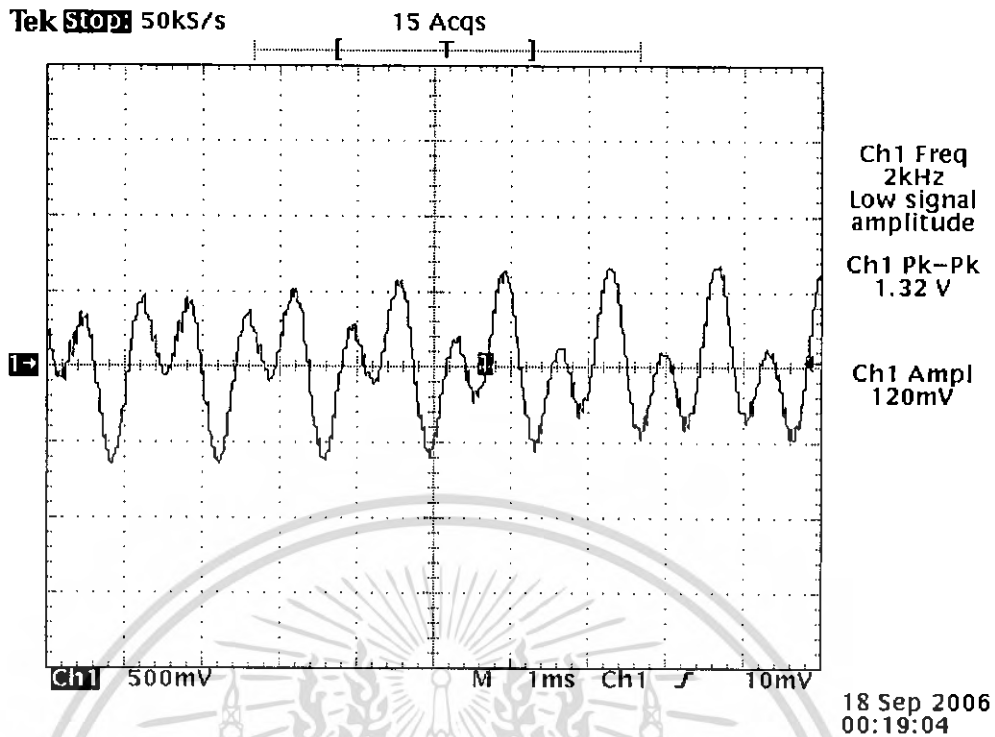


รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 10 กับขา 13 (DTMF “1”)

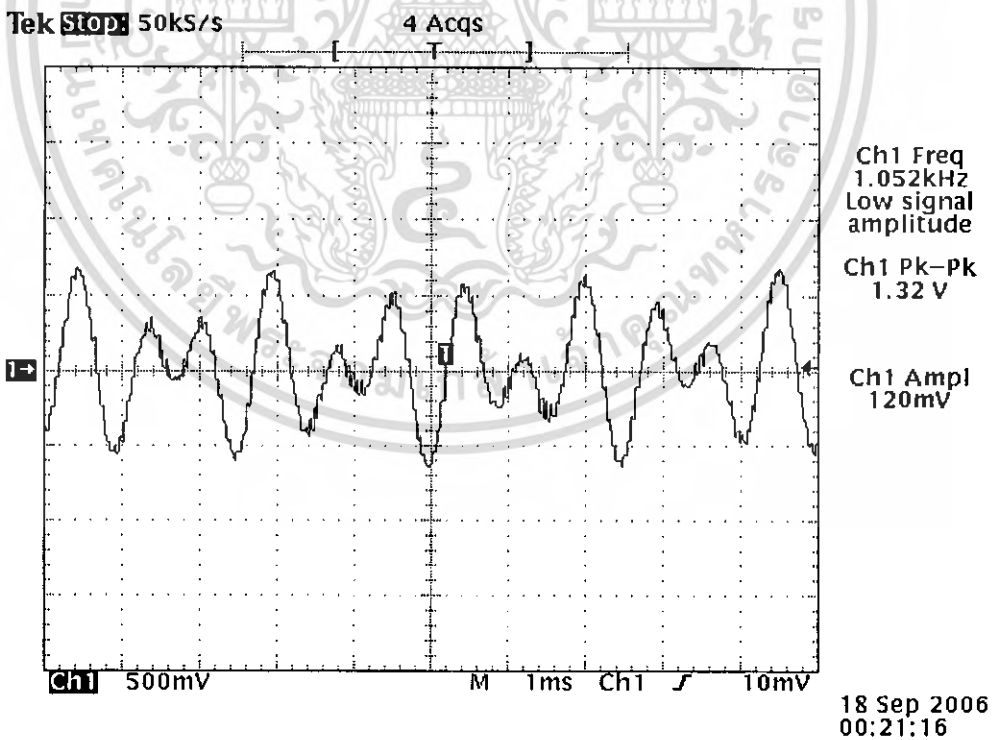


รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 11 กับขา 13 (DTMF “2”)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

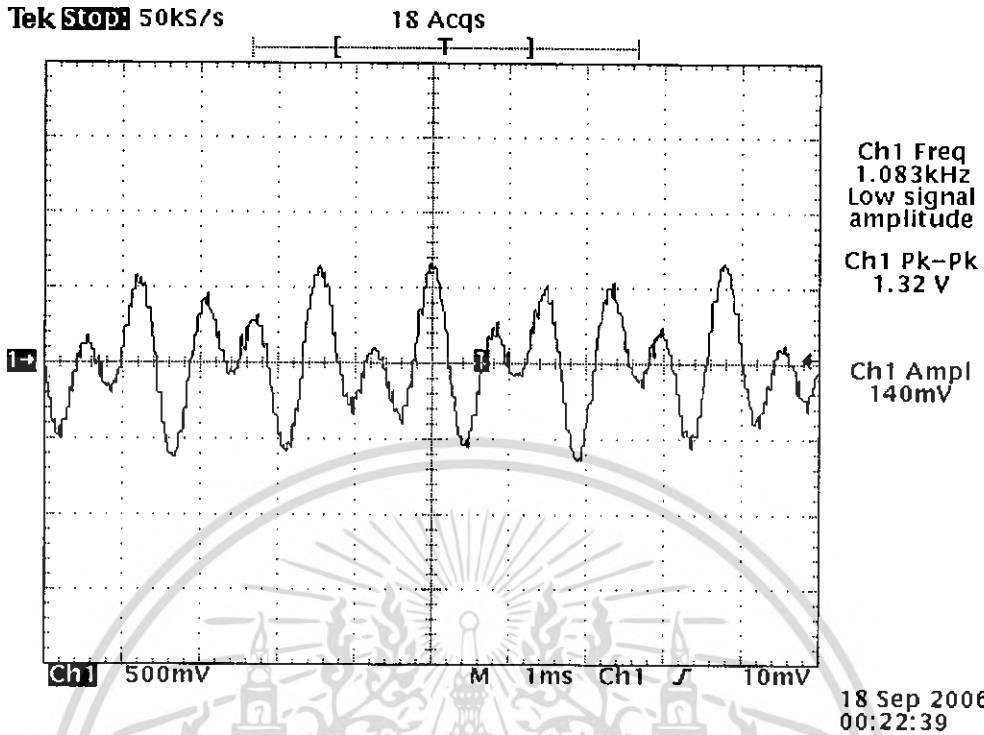


รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 12 กับขา 13 (DTMF “3”)

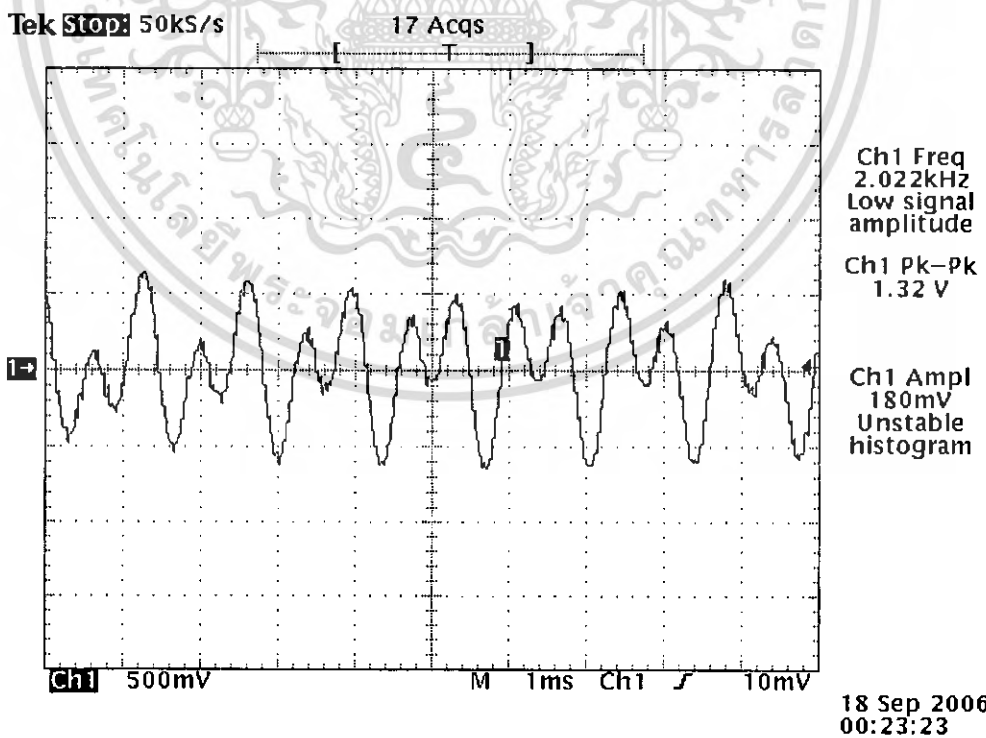


รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 10 กับขา 14 (DTMF “4”)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

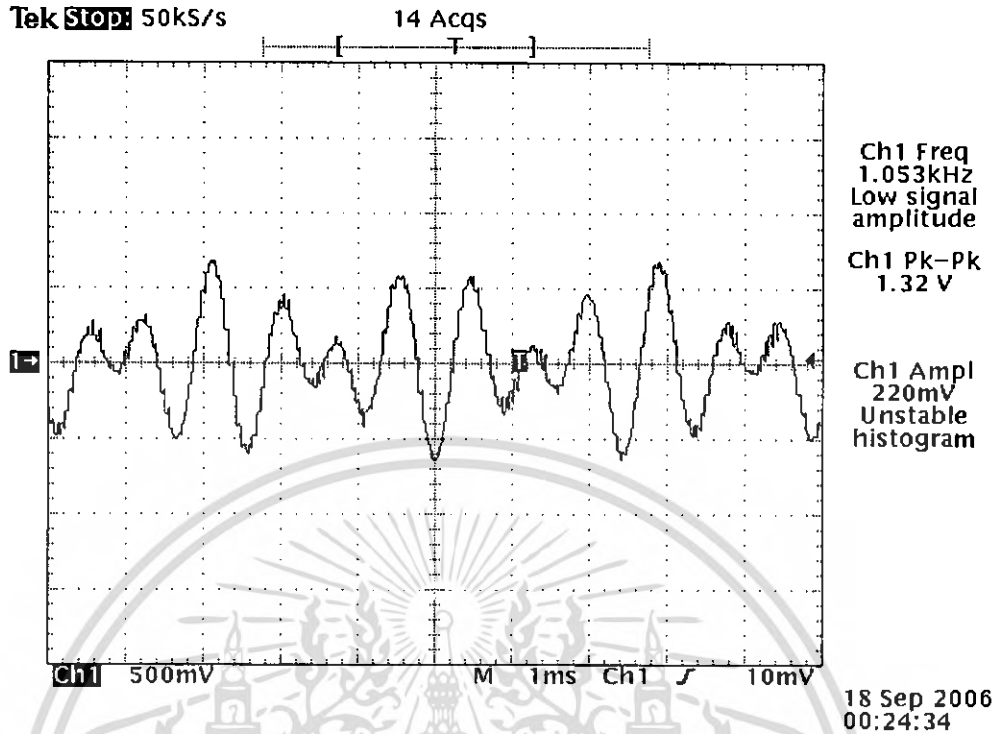


รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 11 กับขา 14 (DTMF “5”)

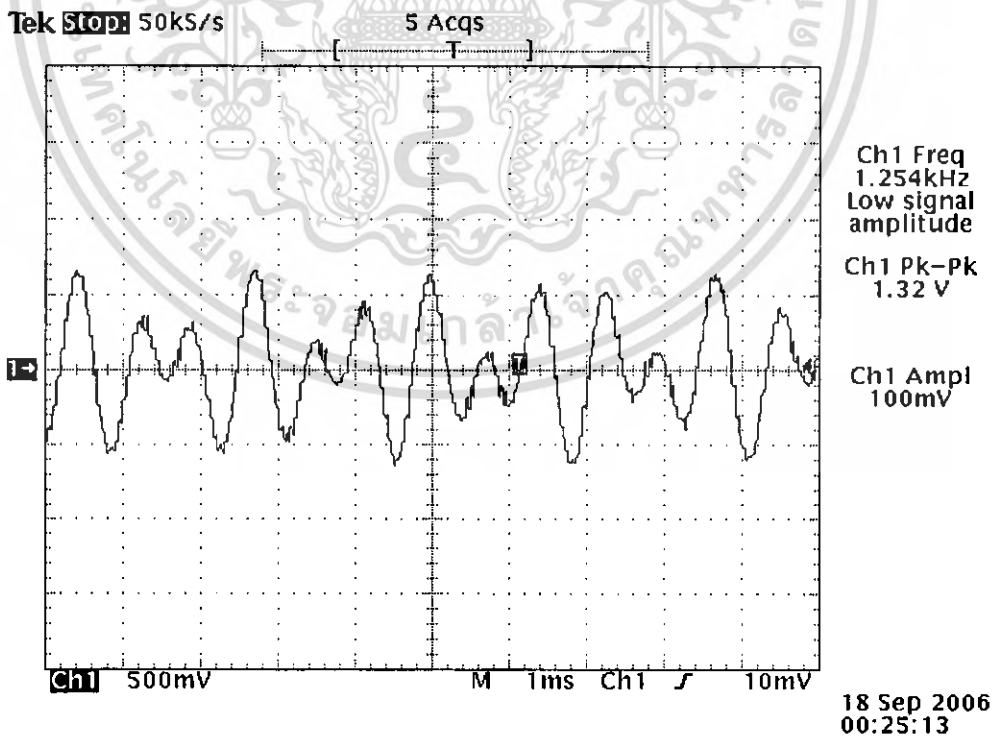


รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 12 กับขา 14 (DTMF “6”)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

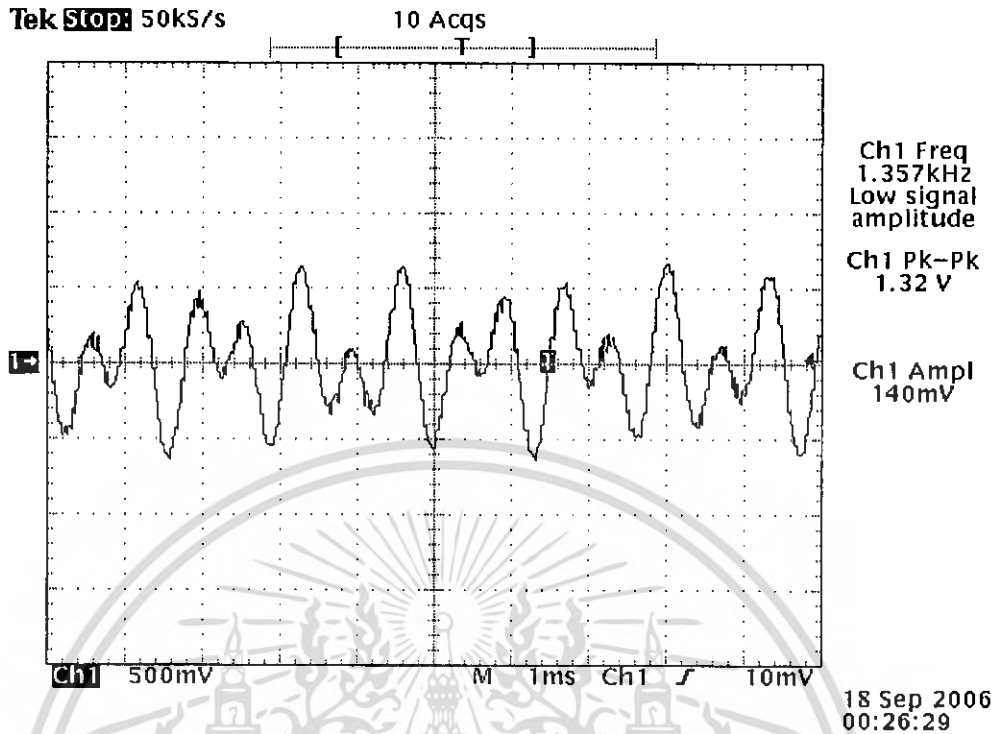


รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 10 กับขา 15 (DTMF “7”)

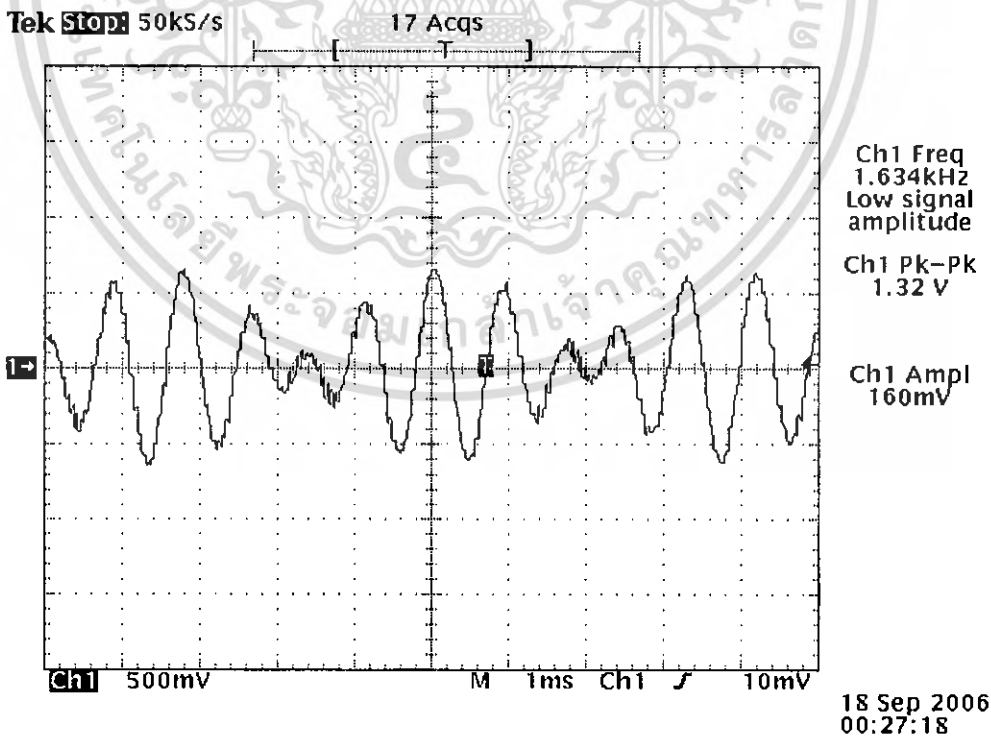


รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 11 กับขา 15 (DTMF “8”)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

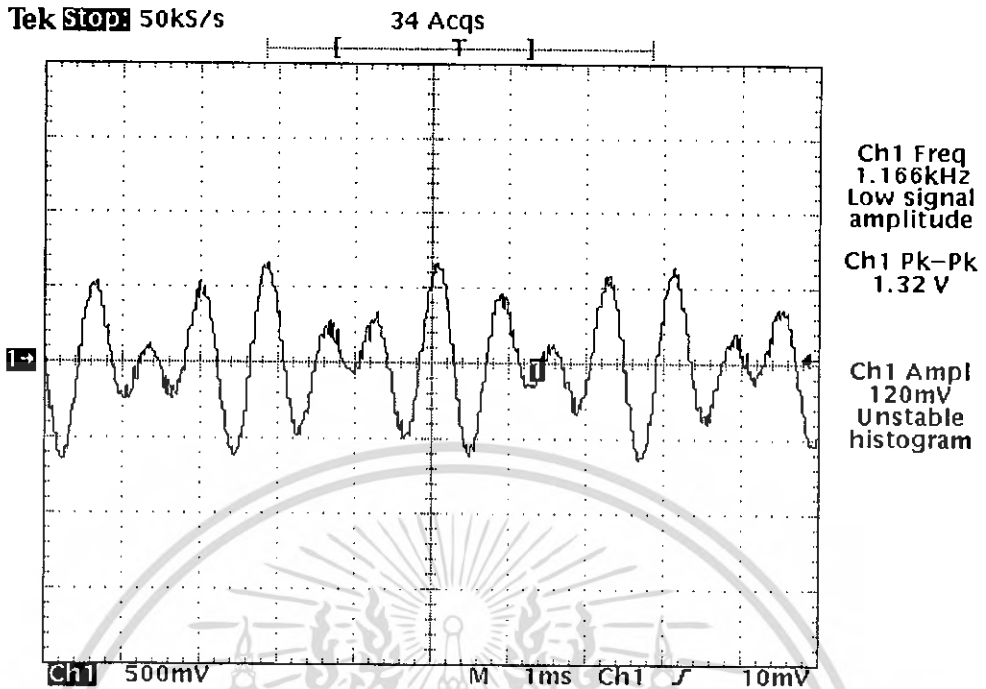


รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 12 กับขา 15 (DTMF “9”)



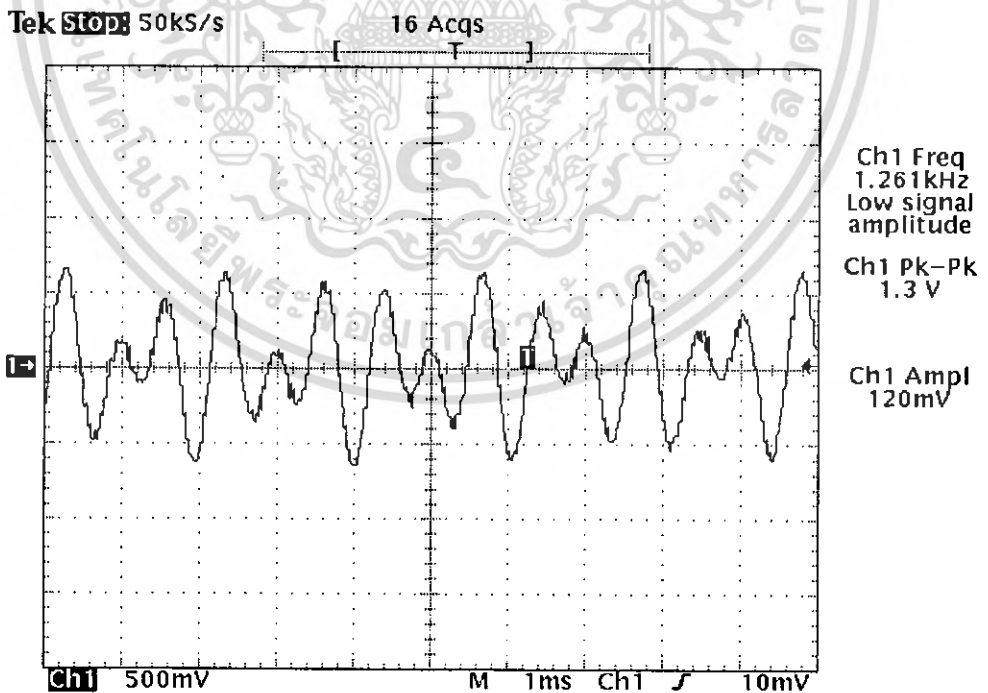
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 10 กับขา 16 (DTMF “\*”)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



18 Sep 2006  
00:29:34

รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 11 กับขา 16 (DTMF “0”)



18 Sep 2006  
00:30:05

รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณที่ได้จากการเชื่อมต่อขา 12 กับขา 16 (DTMF “#”)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.1.3 การทดลองวงจร DTMF Detection

#### ขั้นตอนการทดลอง

1. ประกอบวงจรตามรูปที่ 3.6
2. ทำการป้อนสัญญาณ (DTMF “1”) ถึง (DTMF “#”) ที่ได้จากการทดลองที่ 4.1.2
3. ทำการวัดสัญญาณลอจิกที่ขา 11 (Q4) , ขา 12 (Q3) , ขา 13 (Q2) และขา 14 (Q1) ของ IC10 (MT8870)

#### ผลการทดลอง

DTMF Code	สัญญาณเอาต์พุต			
	ขา 11	ขา 12	ขา 13	ขา 14
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
*	1	0	1	0
0	1	0	1	1
#	1	1	0	0

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลองของวงจร DTMF Detection

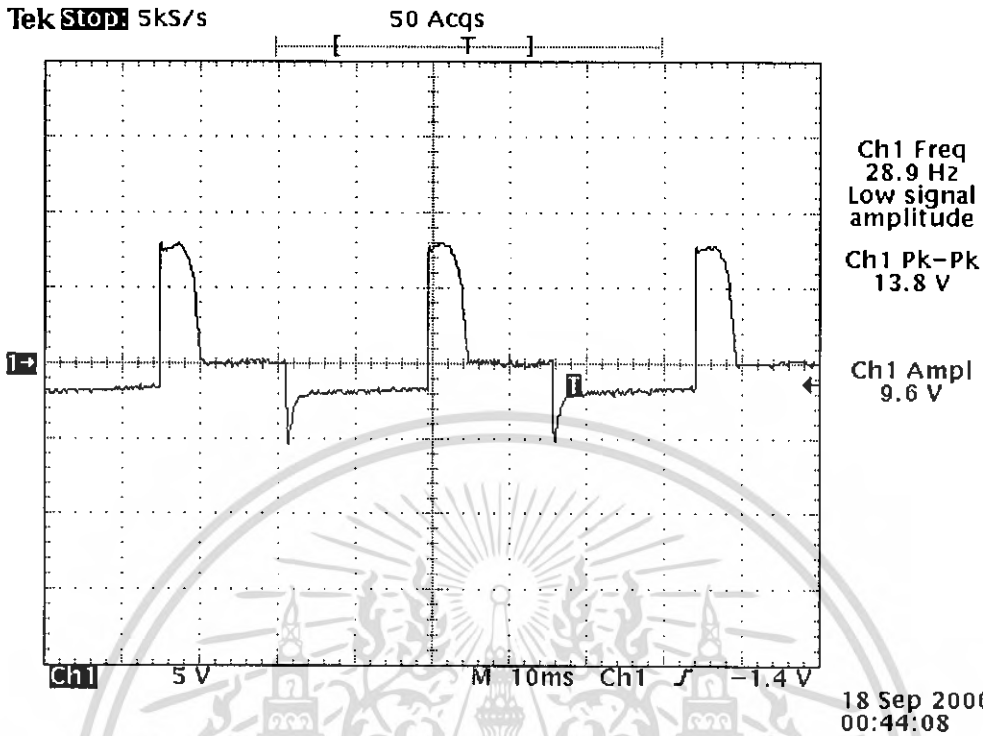
จากการทดลองจะเห็นว่าเมื่อทำการป้อนสัญญาณ DTMF ตั้งแต่ 1 - # ผลที่ได้คือ IC10(MT8870) จะทำการตีเทคให้เป็นเลข ไบนารี 4 บิต เพื่อที่จะนำไปใช้ในการตรวจสอบสถานะการยกหูหรือวางหูซึ่งในโครงการนี้เราได้ทำการกำหนดให้ DTMF “2” คือสถานะยกหู และ DTMF “#” คือสถานะวางหู

### 4.1.4 การทดลองวงจร Ring Generator Circuit

#### ขั้นตอนการทดลอง

1. ประกอบวงจรตามรูปที่ 3.10
2. ทำการป้อนสัญญาณ (DTMF “1”)
3. ทำการวัดแรงดันที่หม้อแปลงไฟฟ้า (T21) ทางด้านเอาต์พุตแล้วบันทึกผลการทดลอง

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณกระดิ่งที่วัดได้ที่หม้อแปลง (T21)

4.1.5 การทดลองวงจร Control Circuit

ขั้นตอนการทดลอง

1. ประกอบวงจรตามรูปที่ 3.7
2. ทำการป้อนสัญญาณ (DTMF "2") ถึง (DTMF "#")
3. ทำการวัดแรงดันที่ขา 7 และขา 9 พร้อมทั้งสังเกตการทำงานของรีเลย์ RL1 , RL2 แล้วบันทึกผลการทดลอง

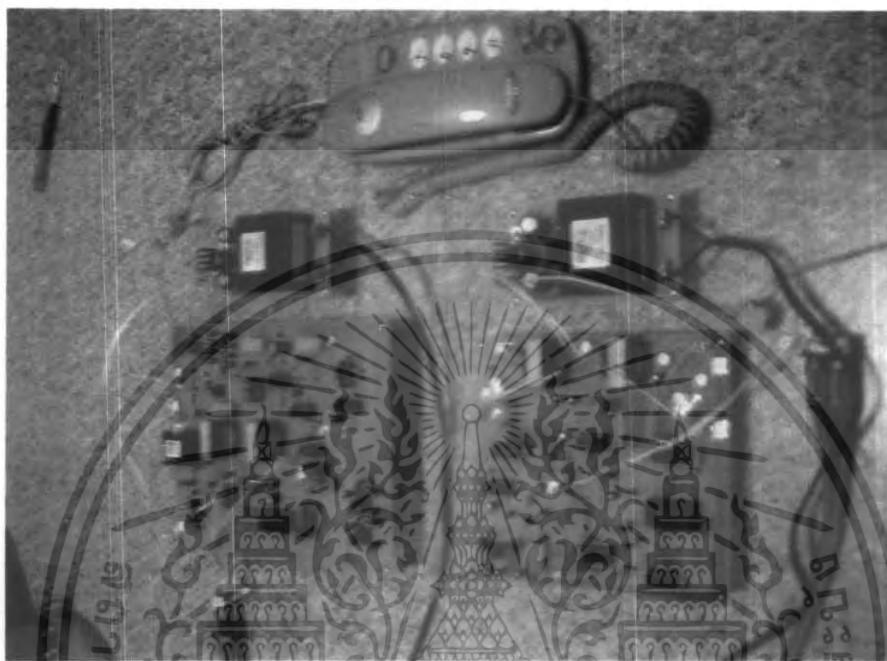
ผลการทดลอง

อินพุต	เอาต์พุตขา 7	เอาต์พุตขา 19	สถานะ LED 4	สถานะ LED 5
DTMF "2"	ลอจิก "1"	ลอจิก "0"	ติด	ติด
DTMF "#"	ลอจิก "0"	ลอจิก "1"	ดับ	ดับ

ตารางที่ 4.2 แสดงผลการทดลองของวงจร Control Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำโครงงานนี้ได้กำหนดให้สัญญาณ (DTMF“2”) แทนการยกหูและสัญญาณ (DTMF“#”) แทนการวางหู ดังนั้นจะเห็นว่าเมื่อ LED 4 และ LED 5 “ติด” เมื่ออินพุตเป็น (DTMF “2”) ทำให้รีเลย์ RL1 และ RL2 ทำงานส่งผลให้เครื่องส่งพร้อมที่จะทำการส่งเมื่อมีการยกหู และเมื่อ LED 4 และ LED 5 “ดับ” ก็จะทำให้รีเลย์ RL1 และ RL2 หยุดทำงานส่งผลให้เครื่องส่งหยุดทำงานเมื่อมีการวางหู



รูปที่ 4.16 แสดงการทำงานของชุดอินเตอร์เฟส (ขณะวางหูโทรศัพท์)



รูปที่ 4.17 แสดงการทำงานของชุดอินเตอร์เฟส (ขณะยกหูโทรศัพท์)

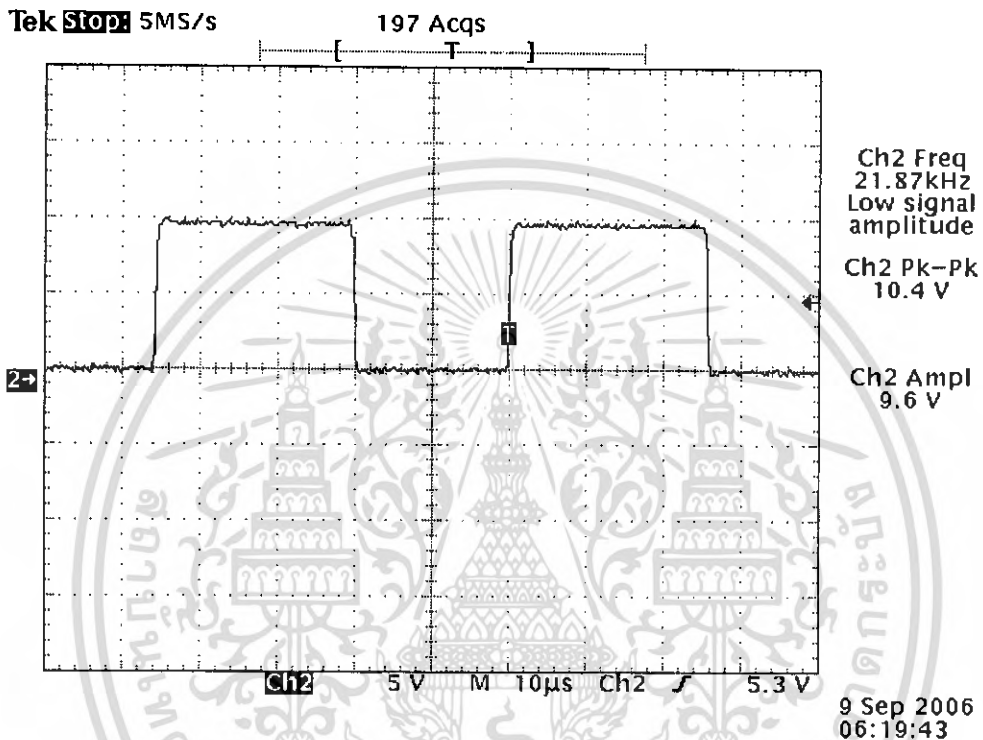
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1.6 การทดลองวงจรทวีแรงดัน

##### ขั้นตอนการทดลอง

1. ประกอบวงจรตามรูปที่ 3.14
2. ทำการวัดสัญญาณพัลส์ที่ขา 3 ของ IC 19 ( LM555) แล้วทำการบันทึกผลการทดลอง

##### ผลการทดลอง



รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณพัลส์ที่ขา 3 ของ IC 19 ที่จะนำไปสร้างแรงดันไฟตรง 48 โวลต์

จากผลการทดลองจะเห็นว่าสัญญาณพัลส์ที่ได้จากวงจรอะอสเตเบิลิลิตี้ไวเบเรเตอร์จะมีขนาดเท่ากับ 10.4 โวลต์ ซึ่งในทางทฤษฎีเราต้องการสัญญาณพัลส์ขนาดเท่ากับ 12 โวลต์ เพื่อที่จะนำมาสร้างแรงดันไฟตรง 48 โวลต์ เพื่อจ่ายให้กับโทรศัพท์เมื่อมีการยกหู โดยที่สัญญาณพัลส์ขนาด 12 โวลต์ นี้เมื่อนำไปผ่านวงจรทวีแรงดัน 3 เท่าก็จะได้แรงดันไฟตรง 36 โวลต์ และเมื่อรวมกับแรงดัน 12 โวลต์ ที่มาจากแหล่งจ่ายไฟตรง เราก็จะได้แรงดันไฟตรง 48 โวลต์ ถึงแม้ว่าในการทดลองเราจะได้ผลไม่ตรงกับทางทฤษฎีแต่ในทางปฏิบัติ เมื่อเราทำการยกหูโทรศัพท์ปรากฏว่าโทรศัพท์สามารถใช้งานได้ดีเป็นที่น่าพอใจ



สำหรับโมดูล CT918B

REF = 0010 0000 0000

Synthesizer A Main Divider Coefficient (RX) = 0 1000 0101 1110 0110

Synthesizer B Main Divider Coefficient (TX) = 0 1001 0001 0000 0000

ตารางที่ 4.4 แสดงข้อมูลที่ใช้ในการ โปรแกรมสำหรับโมดูล CT918B

FIRST	REGISTER BIT ALLOCATION																				LAST
p1	p2	p3	p4	p5	p6	p7	p8	p9	p10	p11	p12	p13	p14	p15	p16	p17	p18	p19	p20	p21	
DATA FIELD																	ADDRESS				
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	
0	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	
0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	

สำหรับโมดูล CT918H

REF = 0010 0000 0000

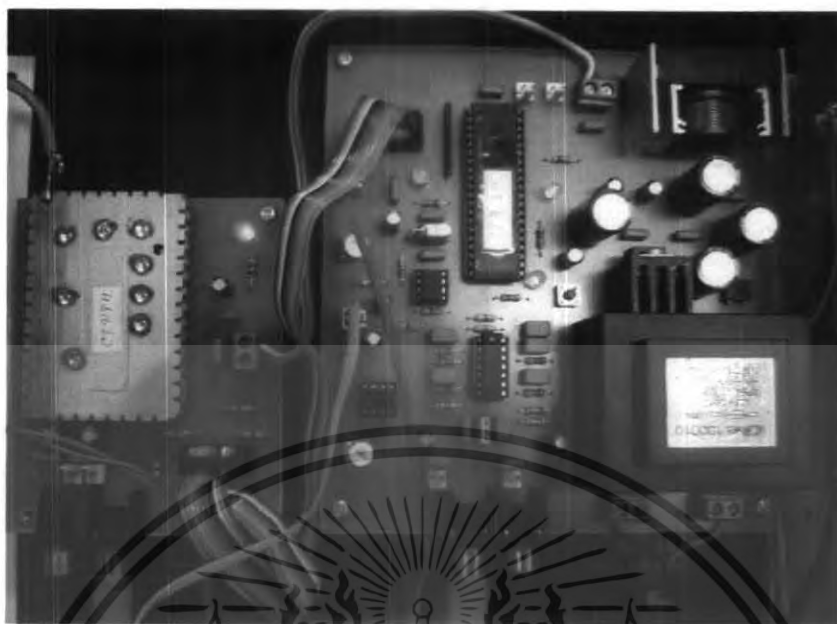
Synthesizer A Main Divider Coefficient (RX) = 0 1001 0101 0001 0010

Synthesizer B Main Divider Coefficient (TX) = 0 1000 1001 1111 1000

ตารางที่ 4.5 แสดงข้อมูลที่ใช้ในการ โปรแกรมสำหรับโมดูล CT918H

FIRST	REGISTER BIT ALLOCATION																				LAST
p1	p2	p3	p4	p5	p6	p7	p8	p9	p10	p11	p12	p13	p14	p15	p16	p17	p18	p19	p20	p21	
DATA FIELD																	ADDRESS				
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	
0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	
0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	

ลักษณะของโปรแกรมที่เขียนขึ้น จะเริ่มการทำงานจากการตั้งค่าการทำงานของโมดูลจากนั้นก็เริ่มส่งพัลส์ทั้งหมด 4 ชุด ชุดละ 21 บิต เมื่อส่งครบหมดแล้วไมโครคอนโทรลเลอร์จะตรวจสอบว่า LCK ว่าอยู่ในสถานะ “High” หรือไม่หากไม่ใช่เราจะต้องนำไมโครคอนโทรลเลอร์ มาโปรแกรมใหม่ สังเกตจาก LED STATUS จะมีการกระพริบ หากโมดูลล๊อคความถี่แล้ว LED LCK จะติดสว่างค้าง ดังแสดงในรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 แสดงการทำงานของไมโครทราวนซีฟเวอร์ CT918 เมื่อลือคความถี่ได้

#### 4.2.2 การทดสอบหาความถี่ของเครื่องส่ง CT 918

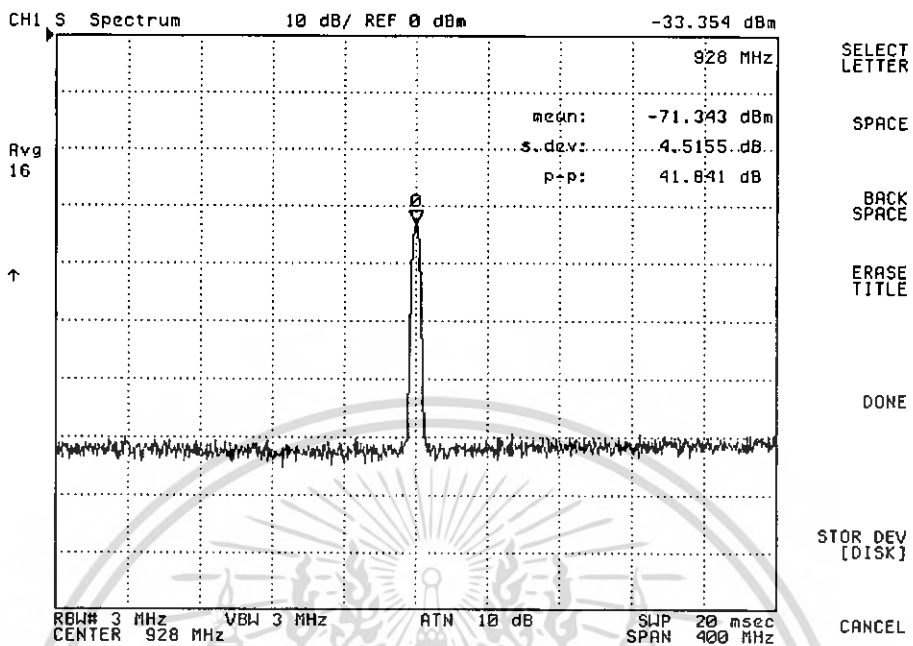
จุดประสงค์ของการทดสอบนี้ เพื่อต้องการหาช่วงความถี่ที่ใช้งานของ ไมโครทราวนซีฟเวอร์ CT918 ว่าตรงกับช่วงความถี่ที่ได้ทำการออกแบบเอาไว้หรือไม่ โดยใช้สเปคตรัมอนาไลเซอร์วัดทางด้านเอาต์พุตของเครื่องส่ง CT918



รูปที่ 4.20 แสดงการวัดความถี่ใช้งานจากเครื่องสเปคตรัมอนาไลเซอร์

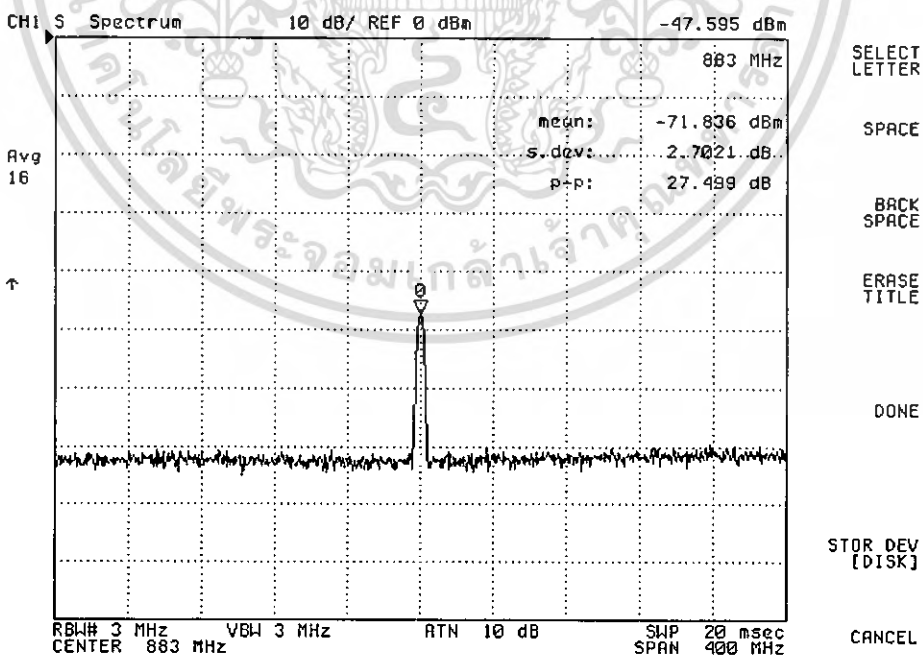
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลการทดลองหาความถี่ของเครื่องส่ง CT918B



รูปที่ 4.21 แสดงสเปกตรัมของเครื่องส่ง CT918B

## ผลการทดลองหาความถี่ของเครื่องส่ง CT918H



รูปที่ 4.22 แสดงสเปกตรัมของเครื่องส่ง CT918H

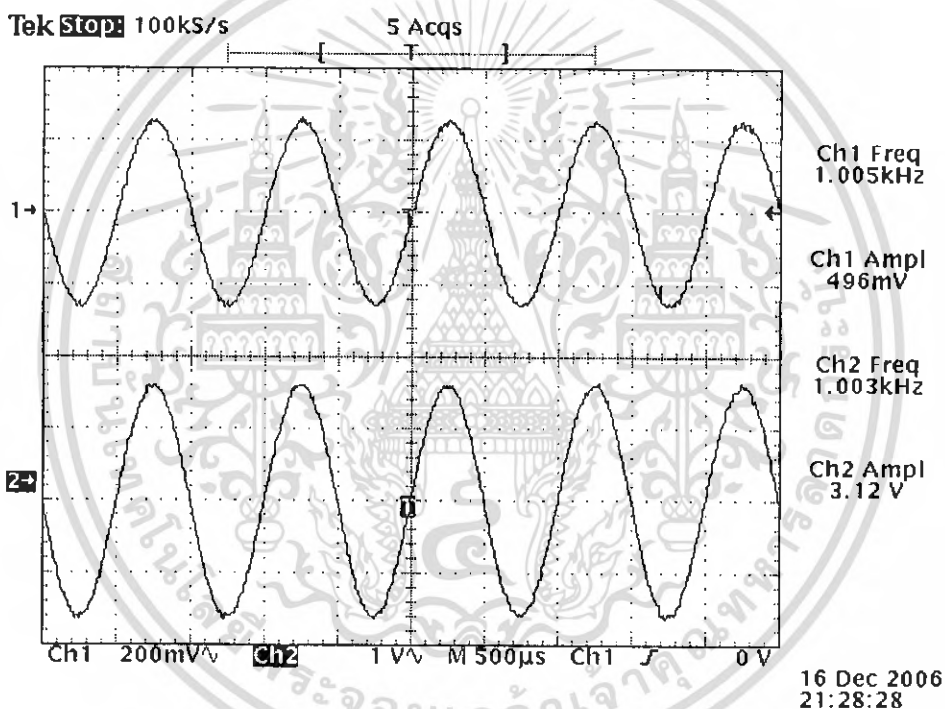
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองวัดค่าสเปกตรัมจากเครื่องส่ง CT918 ทั้งสองเครื่องปรากฏว่าเครื่องส่ง CT918B มีความถี่ใช้งานอยู่ที่ 928 เมกะเฮิร์ตซ์ ส่วนเครื่องส่ง CT918H มีความถี่ใช้งานอยู่ที่ 883 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งค่าที่ได้ตรงกับความถี่ที่ได้ทำการออกแบบเอาไว้

#### 4.2.3 การทดลองหาเซนซิวิตี (Sensitivity) ของเครื่องรับ CT918B

โดยใช้ซิกแนลเจนเนเรเตอร์ (HP8648B) ป้อนสัญญาณขาอินพุตที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ -100 dBm ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปมอดูเลตกับความถี่ 883 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่เครื่องส่ง CT918B สร้างขึ้นมาแล้วจึงเริ่มปรับแอมพลิจูดเพิ่มขึ้นจากเดิมจนกว่าเครื่องรับ CT918B จะดีเทคสัญญาณขาอินพุตที่มีความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ออกมาได้

ผลการทดลอง



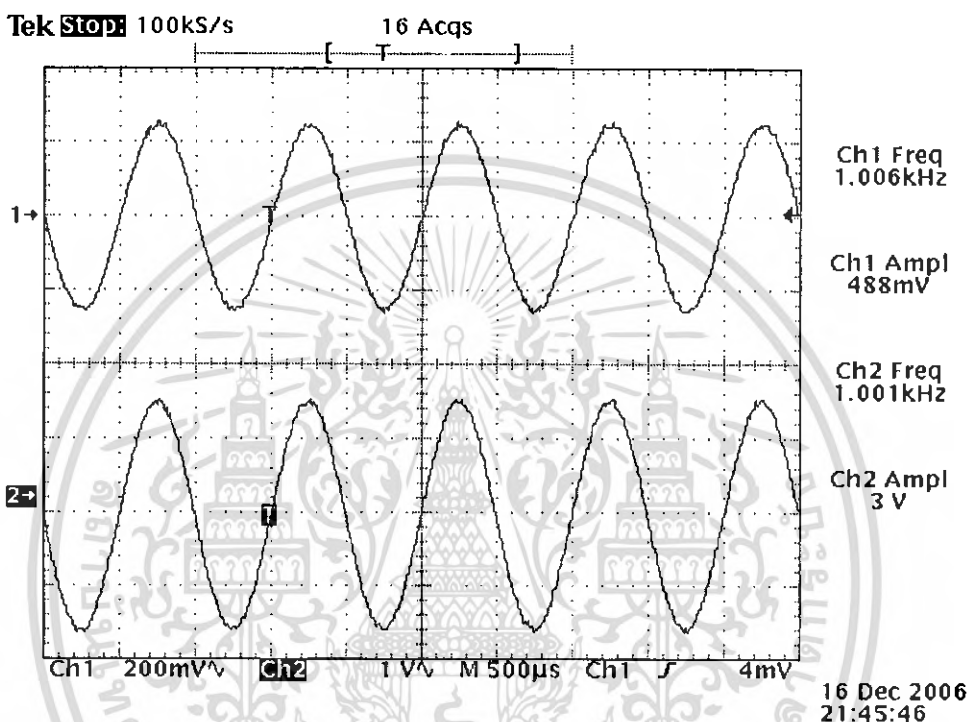
รูปที่ 4.23 (Ch1) สัญญาณจากซิกแนลเจนเนเรเตอร์ที่ส่งออกไป  
(Ch2) สัญญาณจากเครื่องรับ CT918B ที่ดีเทคได้

จากการทดลองปรับแอมพลิจูดทางด้านซิกแนลเจนเนเรเตอร์ตั้งแต่ -100dBm ปรากฏว่าเครื่องรับ CT918B เริ่มดีเทคสัญญาณได้ โดยสัญญาณไม่ผิดเพี้ยน ที่แอมพลิจูดเท่ากับ -80dBm ดังนั้นเซนซิวิตีของเครื่องรับ CT918B จึงเท่ากับ -80dBm

#### 4.2.4 การทดสอบหาเซนซิวิตี (Sensitivity) ของเครื่องรับ CT918H

โดยใช้ซิกแนลเจนเนเรเตอร์ (HP8648B) ป้อนสัญญาณขาอินพุตที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ -100 dBm ความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ ไปมอดูเลตกับความถี่ 928 เมกะเฮิรตซ์ ที่เครื่องส่ง CT918B สร้างขึ้นมาแล้วจึงเริ่มปรับแอมพลิจูดเพิ่มขึ้นจากเดิมจนกว่าเครื่องรับ CT918H จะดีเทคสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ ออกมาได้

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.24 (Ch1) สัญญาณจากซิกแนลเจนเนเรเตอร์ที่ส่งออกไป  
(Ch2) สัญญาณจากเครื่องรับ CT918H ที่ดีเทคได้

จากการทดลองปรับแอมพลิจูดทางด้านซิกแนลเจนเนเรเตอร์ตั้งแต่ -100dBm ปรากฏว่าเครื่องรับ CT918H เริ่มดีเทคสัญญาณได้ โดยสัญญาณไม่ผิดเพี้ยน ที่แอมพลิจูดเท่ากับ -80dBm ดังนั้นเซนซิวิตีของเครื่องรับ CT 918H จึงเท่ากับ -80dBm

#### 4.2.5 การทดลองวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non - Inverting Amplifier)

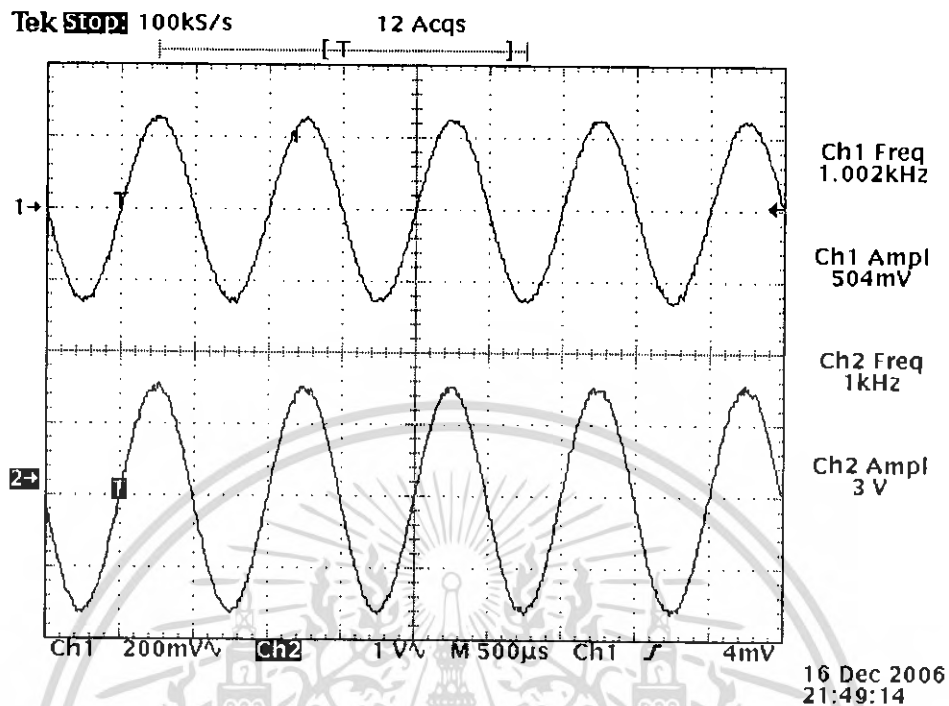
จุดประสงค์ของการทดลองนี้ เพื่อต้องการทดสอบการทำงานของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส โดยได้ออกแบบวงจรให้มีอัตราขยายเท่ากับ 6 เท่า

ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการป้อนสัญญาณขาอินพุตที่มีความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ที่มีแอมพลิจูด 500 มิลลิโวลต์ เข้าที่ขา 3 ของวงจรตามรูปที่ 3.25 ซึ่งเป็นอินพุตของออปแอมป์ (LF351)
2. ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 6 ของออปแอมป์ แล้วบันทึกผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลการทดลอง



รูปที่ 4.25 (Ch1) แสดงสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้  
(Ch2) แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้

จากผลการทดลองจะเห็นว่าอัตราส่วนของเอาต์พุตต่ออินพุต หรืออัตราขยายของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสที่ออกแบบได้มีค่าเท่ากับ 5.95 ซึ่งใกล้เคียงกับค่าที่เราคำนวณเอาไว้ ซึ่งค่าอัตราขยายที่ได้สามารถปรับใช้ให้เหมาะสมกับการใช้งานด้วยการปรับค่าความต้านทานปรับค่าที่มีอยู่ในวงจรขยายที่ได้ทำการออกแบบไว้

#### 4.2.6 การทดลองหาผลตอบสนองความถี่ของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

จุดประสงค์ของการทดลองนี้ เพื่อต้องการสังเกตผลตอบสนองของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟสเมื่อทำงานที่ความถี่ในช่วง 100 เฮิรตซ์ – 10 กิโลเฮิรตซ์

##### ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการป้อนสัญญาณขาอินพุตที่มีแอมพลิจูด 500 มิลลิโวลต์ ให้กับวงจรตามรูปที่ 3.25 แล้วจึงเปลี่ยนค่าความถี่ไปเรื่อยๆ ตั้งแต่ 100 เฮิรตซ์ – 10 กิโลเฮิรตซ์
2. สังเกตการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณแล้วบันทึกผลการทดลอง

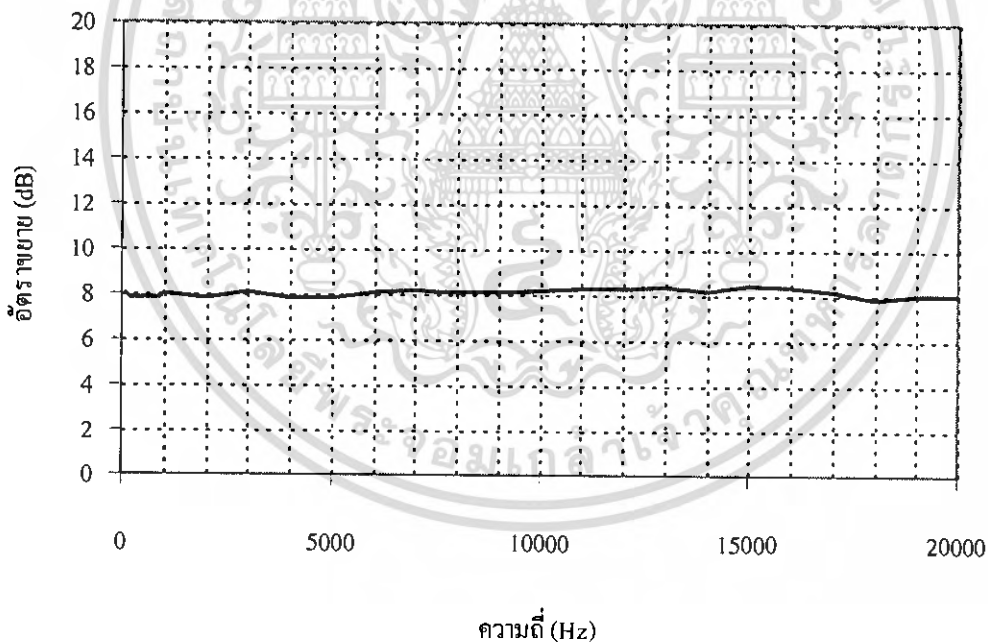
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.6 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรถ่ายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส

ความถี่ (Hz)	แอมพลิจูด (Volt)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (Hz)	แอมพลิจูด (Volt)	อัตราขยาย (dB)
100	3.02	8.027	7000	3.16	8.154
200	3.08	7.861	8000	3.12	8.057
300	3.04	7.803	9000	3.12	8.057
400	3.04	7.803	10000	3.16	8.184
500	3.04	7.803	11000	3.24	8.291
600	3.08	7.861	12000	3.24	8.291
700	3.04	7.803	13000	3.26	8.319
800	3.04	7.803	14000	3.18	8.211
900	3.04	7.803	15000	3.32	8.398
1000	3.02	8.027	16000	3.26	8.319
2000	3.04	7.803	17000	3.16	8.154
3000	3.12	8.057	18000	3.04	7.803
4000	3.08	7.861	19000	3.02	8.027
5000	3.08	7.861	20000	3.02	8.027
6000	3.12	8.057			

จากผลการทดลองจะเห็นว่าถึงแม้ว่าจะเปลี่ยนความถี่ไปที่ค่าใดๆ ก็ตาม วงจรถ่ายก็ยังคงให้อัตราขยายอยู่ในช่วงประมาณ 6.029 เท่า – 6.915 เท่าหรือช่วง 7.803dB – 8.398dB



รูปที่ 4.26 กราฟแสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรถ่ายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส

#### 4.2.7 การทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟลำดับที่ 8 ความถี่ตัดที่ 5 กิโลเฮิรตซ์

จุดประสงค์ของการทดลองนี้ เพื่อต้องการทดสอบหาค่าความถี่ตัดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟลำดับที่ 8 ว่ามีค่าตรงกับที่ออกแบบเอาไว้หรือไม่

ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการป้อนสัญญาณที่มีแอมพลิจูดคงที่เท่ากับ 1 โวลต์ให้กับวงจรตามรูปที่ 3.22 แล้วจึงเปลี่ยนความถี่ไปเรื่อยๆ เริ่มตั้งแต่ 100 เฮิรตซ์ – 10 กิโลเฮิรตซ์
2. สังเกตการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณแล้วบันทึกผลการทดลอง

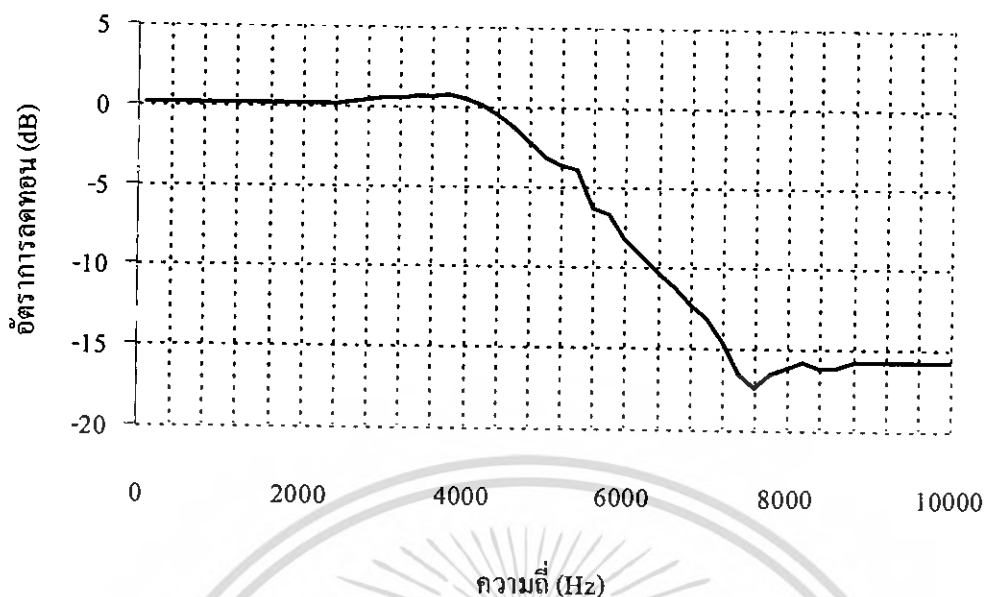
#### ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.7 แสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ

ความถี่ (Hz)	แรงดันเอาต์พุต (Volt)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (Hz)	แรงดันเอาต์พุต (Volt)	อัตราการลดทอน (dB)
100	1.032	0.136	5200	0.432	-3.645
200	1.032	0.136	5400	0.408	-3.893
400	1.032	0.136	5600	0.232	-6.345
600	1.032	0.136	5800	0.212	-6.736
800	1.024	0.103	6000	0.148	-8.297
1000	1.024	0.103	6200	0.118	-9.281
1200	1.016	0.068	6400	0.092	-10.362
1400	1.016	0.068	6600	0.076	-11.192
1600	1.016	0.068	6800	0.058	-12.365
1800	1.016	0.068	7000	0.048	-13.187
2000	1.016	0.068	7200	0.034	-14.685
2200	1.016	0.068	7400	0.022	-16.575
2400	1.024	0.103	7600	0.018	-17.447
2600	1.064	0.269	7800	0.022	-16.575
2800	1.088	0.366	8000	0.024	-16.197
3000	1.104	0.429	8200	0.026	-15.852
3200	1.128	0.523	8400	0.024	-16.197
3400	1.144	0.584	8600	0.024	-16.197
3600	1.152	0.614	8800	0.026	-15.852
3800	1.168	0.674	9000	0.026	-15.852
4000	1.128	0.523	9200	0.026	-15.852
4200	1.024	0.103	9400	0.026	-15.852
4400	0.904	-0.438	9600	0.026	-15.852
4600	0.762	-1.184	9800	0.026	-15.852
4800	0.608	-2.164	10000	0.026	-15.852
5000	0.488	-3.115			

จากผลการทดลองป้อนความถี่ตั้งแต่ 100 เฮิรตซ์ ไปจนถึง 10 กิโลเฮิรตซ์ จะสังเกตเห็นว่าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีความถี่ตัดอยู่ที่ประมาณ 4.3 กิโลเฮิรตซ์ ถึงแม้ว่าจะไม่ใกล้เคียงกับค่าที่ทำการคำนวณไว้ในบทที่ 3 มากนักแต่การใช้งานจริงเราต้องการวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่ตัดที่ 4 กิโลเฮิรตซ์ เนื่องจากแบนด์วิดธ์ของสัญญาณเสียงที่เราต้องการนั้นอยู่ในช่วง 4 กิโลเฮิรตซ์ เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแอคทีฟที่ความถี่ตัดที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์

#### 4.3 ผลการทดลองใช้งานจริง

จุดประสงค์ของการทดลองนี้ เพื่อต้องการทดสอบการติดต่อสื่อสารแบบพูลคูเพล็กซ์

##### 4.3.1 ผลการทดลองภายในหอพัก

1. สถานที่ทำการทดลอง ภายในหอพักเฮซทีบี เขตลาดกระบัง ซอยริมสวน ระยะทางในแนวเส้นตรงประมาณ 40 เมตร

2. สายอากาศที่ใช้ เครื่องที่ต่ออยู่กับคู่สายโทรศัพท์ขององค์การโทรศัพท์และเครื่องที่ติดอยู่กับบ้านผู้ใช้บริการใช้เสาอากาศแบบเส้นลวดทั้งคู่

##### 3. ผลการทดลอง

3.1 การติดต่อจากคู่สายภายในออกไปสู่คู่สายภายนอก ปรากฏว่าสัญญาณเสียงที่ติดต่อได้ ขณะที่เรียกออกไปยังคู่สายภายนอกไม่ค่อยชัดเจน เสียงค่อนข้างเบาและมีสัญญาณรบกวนเล็กน้อย

3.2 การติดต่อจากคู่สายภายนอกเข้ามายังคู่สายภายใน ปรากฏว่าสัญญาณเสียงที่ติดต่อได้ ขณะที่เรียกเข้ามายังคู่สายภายในไม่ค่อยชัดเจน เสียงค่อนข้างเบาและมีสัญญาณรบกวนเล็กน้อย

##### 4.3.2 ผลการทดลองระหว่างหอพัก

1. สถานที่ทำการทดลอง ระหว่างคาเฟ่ของหอพักเฮซทีบี เขตลาดกระบัง ซอยริมสวน กับคาเฟ่ของหอพักริมน้ำ ซอยข้างโรงงานเอฟบีที (เก่า) ระยะทางในแนวเส้นตรงประมาณ 600 เมตร

2. สายอากาศที่ใช้ เครื่องที่ต่ออยู่กับคู่สายโทรศัพท์ขององค์การโทรศัพท์และเครื่องที่ติดอยู่กับบ้านผู้ใช้บริการใช้เสาอากาศแบบเส้นลวดทั้งคู่

### 3. ผลการทดลอง

3.1 การติดต่อจากคู่สายภายในออกไปยังคู่สายภายนอก ปรากฏว่าสัญญาณเสียงที่ติดต่อได้ ขณะที่เรียกออกไปยังคู่สายภายนอกค่อนข้างชัดเจน

3.2 การติดต่อจากคู่สายภายนอกเข้ามายังคู่สายภายใน ปรากฏว่าสัญญาณเสียงที่ติดต่อได้ ขณะที่เรียกเข้ามายังคู่สายภายในค่อนข้างชัดเจน



รูปที่ 4.28 แสดงสถานที่ทดสอบใช้งานจริงระหว่างหอพักเอชทีบีกับหอพักริมน้ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทวิจารณ์และสรุป

#### 5.1 วิจารณ์และสรุปผลการทดลอง

โครงการนี้สร้างขึ้นมาเพื่อให้บริการการระบบโทรศัพท์ขั้นพื้นฐานในพื้นที่ทุรกันดาร โดยทั่วไปแล้วจะต้องทำการติดตั้งสายเคเบิลเข้าไปยังพื้นที่นั้นๆ ซึ่งยากแก่การติดตั้งอันเนื่องจากสภาพภูมิประเทศที่ทุรกันดารและไกลจากตัวชุมสายโทรศัพท์ ดังนั้นวิธีที่จะช่วยในการแก้ปัญหาี้คือการเปลี่ยนจากการส่งสัญญาณผ่านสายเคเบิลมาเป็นการส่งสัญญาณผ่านทางคลื่นวิทยุแทนซึ่งจะช่วยลดความสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายในการติดตั้งสายเคเบิลเข้าไป อีกทั้งยังช่วยลดค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาระบบอีกด้วย

โครงการที่สร้างขึ้นประกอบด้วยส่วนประกอบหลักๆ สองส่วน คือ

1. ชุดอินเตอร์เฟสระบบโทรศัพท์ทำหน้าที่เชื่อมต่อระบบวิทยุเข้ากับระบบโทรศัพท์ โดยที่ชุดอินเตอร์เฟสที่สร้างขึ้นจะมีสองชุดสำหรับ 1 คู่สายโทรศัพท์ ประกอบด้วย ส่วนเชื่อมต่อต้นทางซึ่งจะต่ออยู่กับชุมสายโทรศัพท์ และส่วนเชื่อมต่อปลายทางซึ่งจะต่ออยู่กับเครื่องโทรศัพท์ที่เป็นพื้นที่ที่ไม่มีคู่สายโทรศัพท์หรือบริเวณที่ทุรกันดารยากแก่การให้บริการระบบ โทรศัพท์อื่นเนื่องจากการลากสายโทรศัพท์เข้าไปยังพื้นที่นั้น

2. ชุดเครื่องรับ - ส่งวิทยุทำหน้าที่เชื่อมต่อสัญญาณต่างๆ ในระบบโทรศัพท์เพื่อให้ชุดอินเตอร์เฟสทั้งสองชุดสามารถติดต่อกันแบบพลุดูเพล็กซ์ได้โดยปราศจากสายนำสัญญาณ

จากผลการทดลองเมื่อนำทั้งสองส่วนมาประกอบเพื่อให้ทำงานร่วมกัน โดยการทดลองโทรเรียกเข้าและทดลองโทรเรียกออก ปรากฏว่าผลการทดลองทั้งหมดเป็นที่น่าพอใจตรงตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งเอาไว้ และสามารถนำไปใช้งานได้จริง

#### 5.2 ปัญหาและแนวทางการแก้ไข

1. วงจรตรวจสอบการยกหูวางหูทำงานผิดพลาด ขณะมีการยกหูวางหู ปัญหาเกิดจากวงจร DTMF Detection ไม่สามารถทำการดีเทคสัญญาณ DTMF ได้

แนวทางการแก้ไข ทำการปรับค่าของตัวต้านทานปรับค่าที่อยู่ในภาคขยายสัญญาณเพื่อให้ได้ช่วงเวลาในการทรักตามที่ต้องการจนกว่าจะสามารถดีเทคสัญญาณได้ถูกต้อง

2. ความแรงของสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารไม่เพียงพอกับความถี่ความต้องการ ปัญหาเกิดจากสัญญาณที่เราส่งออกไปจะต้องผ่านวงจรต่างๆ ทำให้ความแรงของสัญญาณถูกลดทอนลงไป จนไม่สามารถนำมาใช้งานได้

แนวทางการแก้ไข จะต้องมียวงจรขยายเข้ามาช่วยซึ่งในการออกแบบจะใช้วงจรขยายแบบไม่กลับเฟสเพราะสามารถปรับอัตราขยายเป็น 1 เพื่อใช้เป็นบัฟเฟอร์ได้

3. วงจรไฮบริดจ้อยู่ในสถานะไม่สมดุลปัญหาเกิดจากการที่อิมพีแดนซ์ของวงจรบาลานซ์เน็ตเวิร์กไม่เท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายโทรศัพท์ (600โอห์ม) ทำให้เกิดไซด์โทน (Side Tone) หรือเสียงข้างเคียงผลที่ตามมาคือ ผู้พูดจะได้ยินเสียงตัวเองในหูฟัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวทางการแก้ไข ต้องพยายามปรับอิมพีแดนซ์ของบาลานซ์เน็ตเวิร์กให้เท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายโทรศัพท์

4. สัญญาณเสียงระหว่างการสนทนากันค่อนข้างเบาไม่ชัดเจน ปัญหาเกิดจากสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในระบบ

แนวทางการแก้ไข ทำการเปลี่ยนสายนำสัญญาณภายในระบบมาเป็นสายชีลด์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น

### 5.3 แนวทางการพัฒนาโครงการ

1. ในอนาคตหากราคาอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารถูกลง เราสามารถเพิ่มระยะทางในการติดต่อสื่อสารให้มากขึ้นได้ โดยการเปลี่ยนความถี่ไปใช้ในย่านไมโครเวฟ

2. ทำการแปลงจากสัญญาณอะนาล็อกไปเป็นสัญญาณดิจิทัลสำหรับการเข้ารหัสสัญญาณเสียง เพื่อช่วยในการป้องกันปัญหาการดักฟังโทรศัพท์ และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในขณะที่ทำการสนทนา



## หนังสืออ้างอิง

1. สุชิน จำจด . วิศวกรรมโทรศัพท์. กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2536
2. สุชาติ กังวารจิตต์. หลักการทำงานของเครื่องรับวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร .กรุงเทพฯ: ซีเอ็ดดูเคชั่น, 2541
3. ไพโรจน์ ไววานิชกิจ, กมล เหมะรังษี .เปิดโลกการสื่อสารไร้สาย .กรุงเทพฯ: ซีเอ็ดดูเคชั่น, 2539
4. โกศล เพ็ชรสุวรรณ . เทคโนโลยีโทรคมนาคม. พิมพ์ครั้งที่4.กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2542
5. นคร ภักดีชาติ, ชัยวัฒน์ ลิ้มพรจิตรวิไล. ทดลองและใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ด้วยภาษาซี ฉบับ P89V51RD2 .กรุงเทพฯ: อินโนเวตีฟ เอ็กเพอริเมนต์, 2543
6. รศ. สมยศ จุณณะปิยะ. การประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล MCS-51 .พิมพ์ครั้งที่ 5. กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546
7. ดร. จิรยุทธ์ มหัทธนกุล . การออกแบบวงจรกรองสัญญาณอนาล็อก. กรุงเทพฯ: แมกกรอ- อิล, 2544
8. วิโรจน์ อัสวรังสี, ชัชวาล เต็มฤทธิวงศ์, กรชูลี ไข่สถิต .การใช้งานอปแอมป์และทีเนียร์ไอซี. กรุงเทพฯ: ซีเอ็ดดูเคชั่น, 2536
9. Peter Stavroulakis. Wireless local loop. John Wiley & Sons LTD, 2003

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

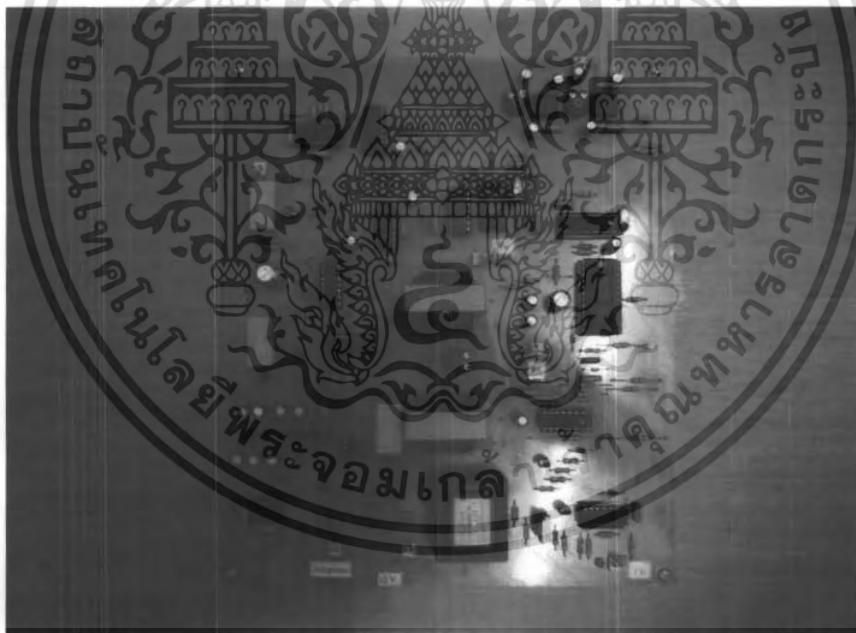


ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

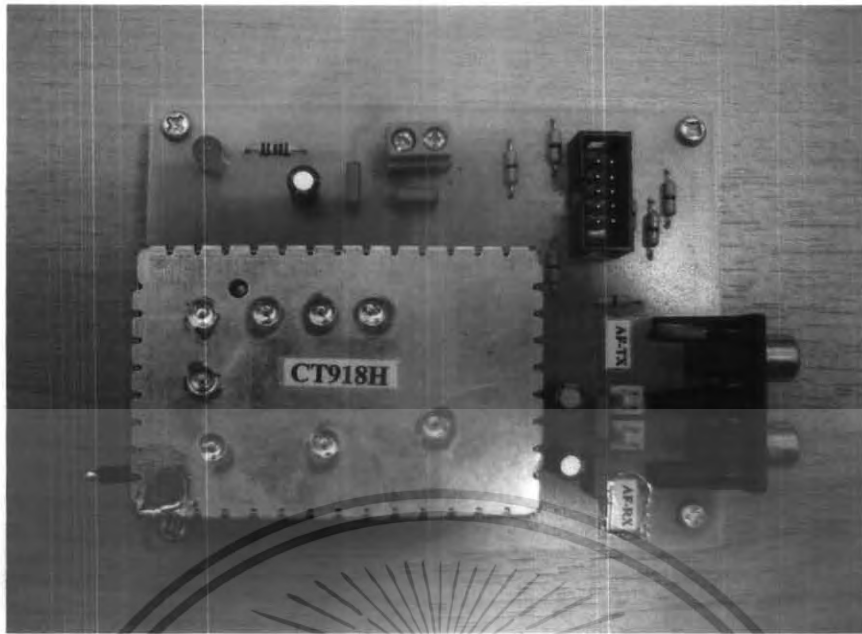


รูปถ่ายแสดงวงจรอินเทอร์เฟซต้นทาง

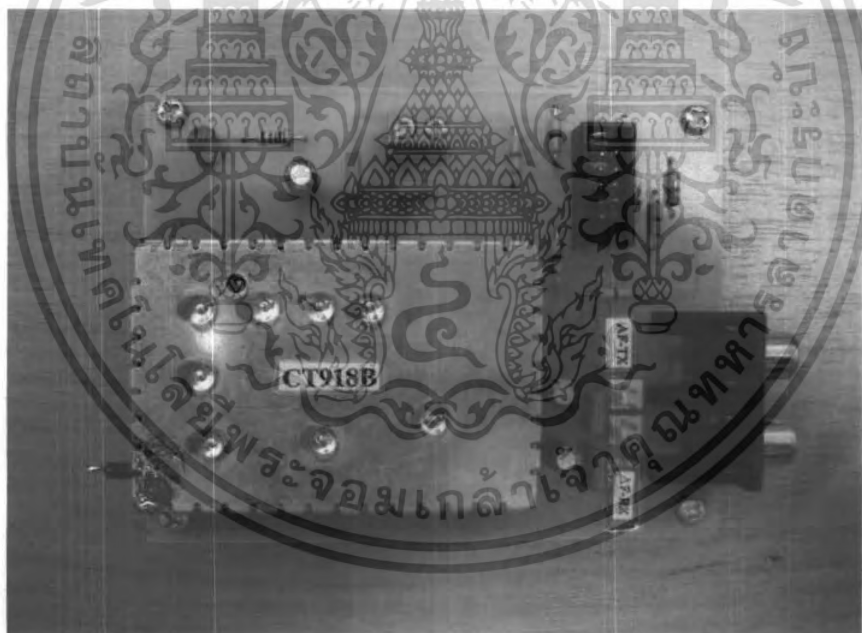


รูปถ่ายแสดงวงจรอินเทอร์เฟซปลายทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

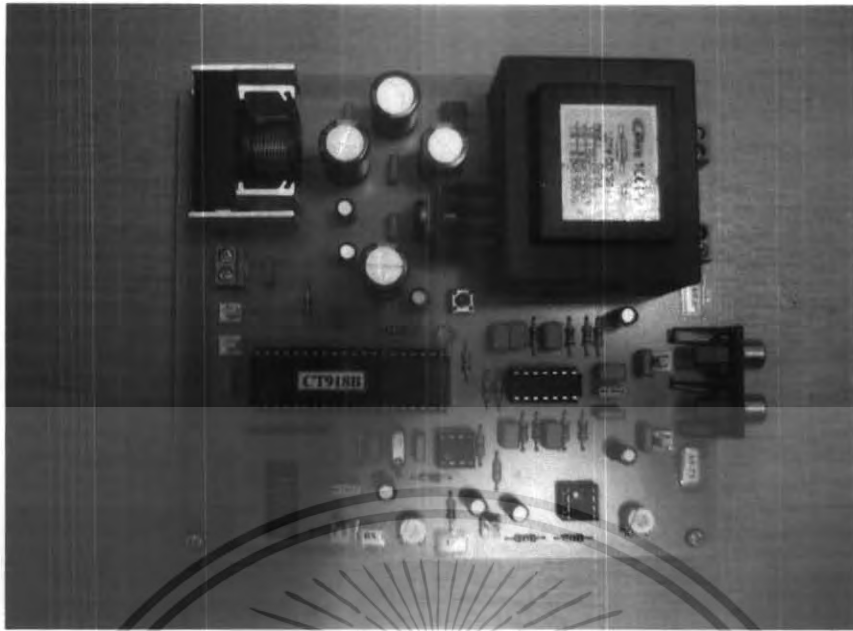


รูปถ่าย ไมครูลทรานซ์ไฟเวอร์ CT918H



รูปถ่าย ไมครูลทรานซ์ไฟเวอร์ CT918B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

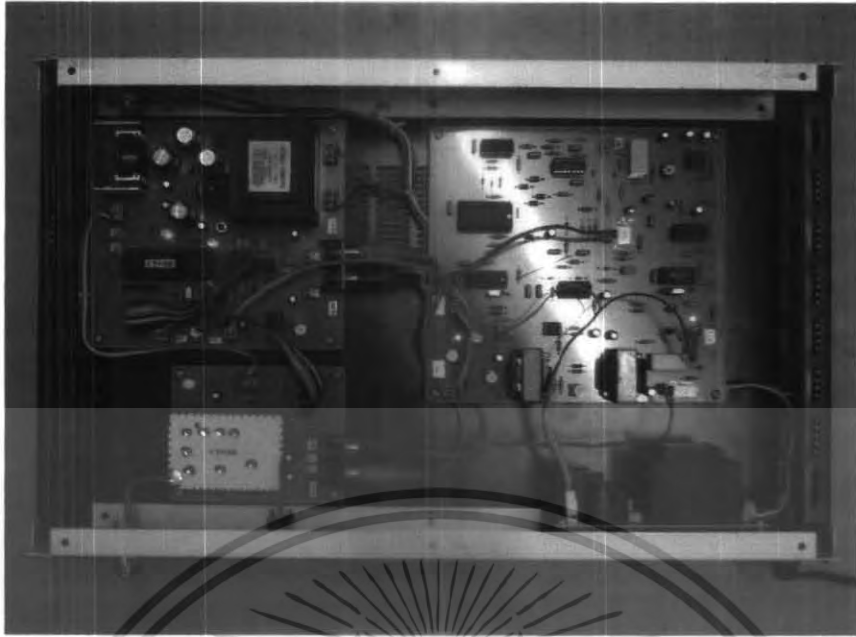


รูปถ่ายวงจรที่ใช้ควบคุมการทำงาน โมดูลทรานซิสเตอร์ CT918B



รูปถ่ายวงจรที่ใช้ควบคุมการทำงาน โมดูลทรานซิสเตอร์ CT918H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

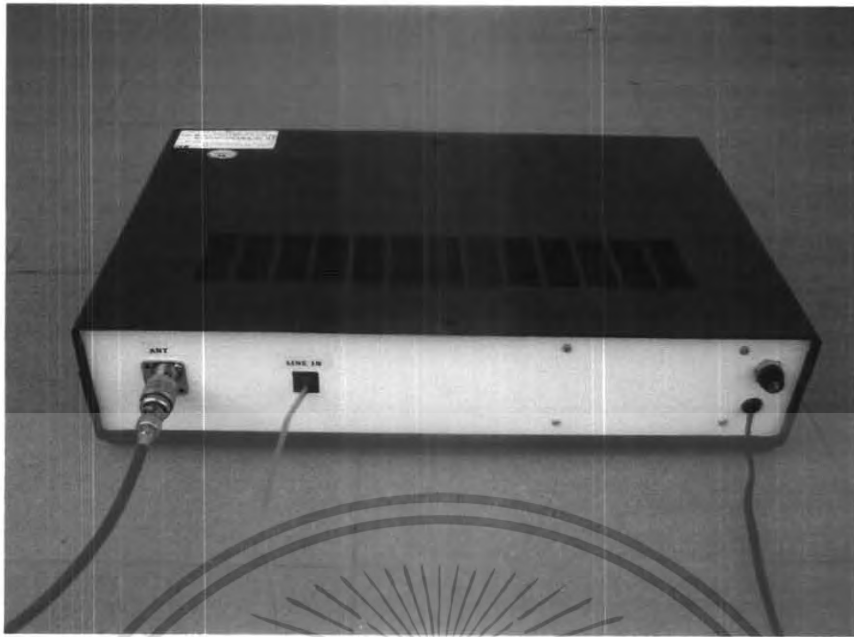


รูปถ่ายแสดงลักษณะการเชื่อมต่อวงจรต่างๆ ในส่วนของเครื่องต้นทาง

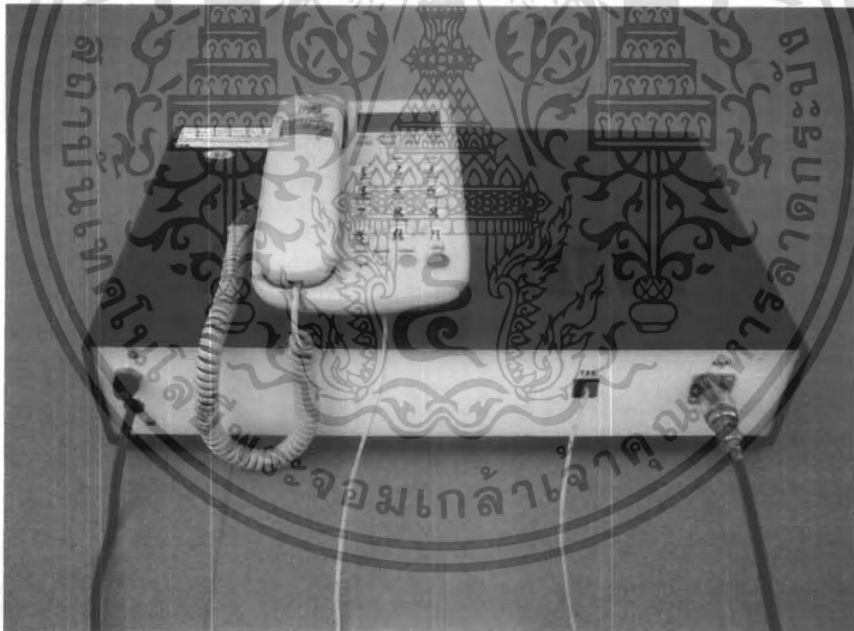


รูปถ่ายแสดงลักษณะการเชื่อมต่อวงจรต่างๆ ในส่วนของเครื่องปลายทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปถ่ายแสดงการต่อใช้งานในส่วนเครื่องต้นทาง



รูปถ่ายแสดงการต่อใช้งานในส่วนเครื่องปลายทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้