

ระบบโทรศัพท์ทางไกลชนบทผ่านวิทยุคลื่นสั้น

RURAL TELEPHONE SYSTEM BY USING SHORT WAVE RADIO



โดย

นายพรรษา เจริญวัฒนากุล

นายสมเกียรติ รัตนกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เลขหม.....

เลขทะเบียน..... 32621

วัน, เดือน, ปี 10 พ.ค. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบโทรศัพท์ทางไกลชนบทผ่านวิทยุคลื่นสั้น

RURAL TELEPHONE SYSTEM BY USING SHORT WAVE RADIO



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง ระบบโทรศัพท์ทางไกลชนบทผ่านวิทยุคลื่นสั้น

**RURAL TELEPHONE SYSTEM BY USING SHORT WAVE RADIO**

ผู้จัดทำ

1. นายพรรษา เจริญวัฒนากุล 39013018
2. นายสมเกียรติ รัตนกุล 39013060



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์สุรพล บุญจันทร์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ระบบโทรศัพท์ทางไกลชนบทผ่านวิทยุคลื่นสั้น

### RURAL TELEPHONE SYSTEM BY USING SHORT WAVE RADIO

โดย นายพรรษา เจริญวัฒนากุล 39013018

นายสมเกียรติ รัตนกุล 39013060

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ สุรพล บุญจันทร์

#### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาทดลองวิธีการติดต่อสื่อสารสำหรับพื้นที่ซึ่งยังไม่มีบริการโทรศัพท์ ทั้งนี้เนื่องจากสภาพพื้นที่ไม่อำนวยความสะดวกในการติดตั้งระบบโทรศัพท์ หรือไม่คุ้มค่ากับการลงทุนของผู้ให้บริการ โดยโครงการนี้จะศึกษาการนำเอาความถี่ย่านความถี่สูง (HF) ช่วง 3-30 เมกะเฮิรต์ หรือช่วงความถี่คลื่นสั้น นำมาใช้งาน สำหรับเชื่อมต่อพื้นที่ที่อยู่นอกเขตการให้บริการเข้ากับโครงข่ายโทรศัพท์ที่มีอยู่เพื่อให้สามารถทำการติดต่อกันได้ การออกแบบคำนึงถึงความประหยัด ใช้ต้นทุนในการดำเนินการ และ ความสะดวกในการติดตั้งและใช้งาน

#### ABSTRACT

This projects is an experiment to establish communications in rural areas . An areas that not according in topography for establishment or not profitable for service provider. This projects trying to use radio frequency in short wave band or HF band (3-30 MHz ) link to Telephone Network for communications. This considers on economize and simple equipment and establishment .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	
ABSTRACT	
บทที่1 บทนำ	1
บทที่2 ทฤษฎีและหลักการทำงาน	2
2.1 ระบบ โทรศัพท์	2
2.2 ชุมสายโทรศัพท์	2
2.3 สัญญาณพื้นฐานที่ใช้ในระบบโทรศัพท์	5
2.4 ระบบ DTMF	7
2.5 แอมพลิจูดมอดูเลชั่น	9
2.6 การสร้างสัญญาณมอดูเลทเชิงขนาด	15
2.7 การดีเทคสัญญาณAM	20
2.8 การควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ	24
2.9 เครื่องส่งสัญญาณวิทยุ	26
บทที่3 การออกแบบและสร้างวงจร	31
3.1 ส่วนตรวจจับการใช้งานของผู้เรียก	32
3.2 ส่วนควบคุมการเลือกเลขหมายและจ่ายสัญญาณ	32
3.3 ส่วนเมตริกสวิทช์	35
3.4 ส่วนกำเนิดสัญญาณ	35
3.5 ส่วนมอดูเลทสัญญาณและภาคส่ง	35
3.6 ส่วนภาครับ	36
3.7 ส่วนติดต่อกับชุมสายโทรศัพท์	37
3.8 วงจรสร้างสัญญาณความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตและวงจรคูณสัญญาณ	38
3.9 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	40
3.10 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ	41
3.11 วงจรกรองความถี่สูง	45
3.12 วงจรกรองความถี่เป็นช่วง	46
3.13 วงจรที่ใช้ในการทดลอง	49
3.14 การออกแบบวงจรกรองความถี่วิทยุ	52
บทที่4 ผลการทดลองและวงจรการทดลอง	55
4.1 ผลการทดลองวงจรมอดูเลทสัญญาณเอเอ็ม DSB	55
4.2 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่	58
4.3 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำ	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4	วงจรรองความถี่ 10 กิโลเฮิร์ต	59
4.5	วงจรรองแถบความถี่ผ่าน 20 กิโลเฮิร์ต แบนด์วิดท์ 7 กิโลเฮิร์ต	60
4.6	การทดลองวงจรมอดูเลทสัญญาณ DSB	61
4.7	วงจรรอซซิทเลเตอร์ 27 เมกะเฮิร์ต	62
4.8	วงจเรเอ็มมอดูเลเตอร์	63
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์		64
ภาคผนวก		
กิตติกรรมประกาศ		
หนังสืออ้างอิง		



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า	
รูปที่ 2.1	ส่วนประกอบของวงจร SLIC	3
รูปที่ 2.2	ส่วนรับรู้ความต้องการใช้โทรศัพท์ด้วยวิธีรูปสตาร์ท	4
รูปที่ 2.3	ส่วนรับรู้ความต้องการใช้โทรศัพท์ด้วยวิธีกราวด์สตาร์ท	5
รูปที่ 2.4	การจัดปุ่มและระบบสัญญาณ	8
รูปที่ 2.5	แสดงสัญญาณข้อมูล สัญญาณพาห์ และสัญญาณผลลัพธ์ที่ได้จากการมอดูเลท	9
รูปที่ 2.6	สัญญาณแอมพลิฟิเคชันมอดูเลชันในแกนความถี่	11
รูปที่ 2.7	ตัวอย่างสัญญาณ DSB	13
รูปที่ 2.8	สเปกตรัมสัญญาณ DSB	13
รูปที่ 2.9	มอดูเลเตอร์แบบผลคูณ	15
รูปที่ 2.10	วงจรแบริเอเบิลทรานคอนคักเตนซ์	16
รูปที่ 2.11	บล็อกไดอะแกรมและตัวอย่างวงจรมอดูเลทสัญญาณ AM	17
รูปที่ 2.12	สเปกตรัมของสัญญาณตามสมการ (2.9)	17
รูปที่ 2.13	บล็อกไดอะแกรมของมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ที่ใช้สร้างสัญญาณ DSB	19
รูปที่ 2.14	หลักการทํางานของมอดูเลเตอร์แบบสวิตชิง	19
รูปที่ 2.15	การคํานวณสัญญาณ AM ด้วยไดโอด	20
รูปที่ 2.16	วงจรคํานวณ AM ใช้ไดโอด	20
รูปที่ 2.17	วงจรคํานวณ AM ใช้ทรานซิสเตอร์	21
รูปที่ 2.18	รูปคลื่นในวงจรซิงโครนัสคํานวณ	21
รูปที่ 2.19	วงจรซิงโครนัสคํานวณ	22
รูปที่ 2.20	วงจร โปรคักคํานวณ	23
รูปที่ 2.21	วงจรกํานวณแรงดัน AGC อย่างง่าย	24
รูปที่ 2.22	แผนผังเครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮเทอโรโรไดน์	25
รูปที่ 2.23	AGC วงจรสร้างแรงไฟควบคุมจากสัญญาณเสียง	26
รูปที่ 2.24	วงจรซูเปอร์เฮเทอโรโรไดน์	28
รูปที่ 3.1	บล็อกไดอะแกรมโดยรวมของอุปกรณ์คํานวณผู้เข้า	31
รูปที่ 3.2	วงจรตรวจจับสถานะของคู่สาย	32
รูปที่ 3.3	วงจรเลือกเลขหมาย	33
รูปที่ 3.4	เมตริกสวิทช์	35
รูปที่ 3.5	บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลทสัญญาณ	36
รูปที่ 3.6	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณ	36
รูปที่ 3.7	บล็อกไดอะแกรมการทํางานของส่วนติดต่อกับชุมสายโทรศัพท์	37
รูปที่ 3.8	วงจรกํานวณสัญญาณความถี่ 10 กิโลเฮิร์ต	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่3.9 วงจรยกกำลังสอง	39
รูปที่3.10 วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์	39
รูปที่3.11 กราฟตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ	40
รูปที่3.12 วงจรกรองความถี่ต่ำ	40
รูปที่3.13 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ Active	41
รูปที่3.14 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ BUTTERWORTH อันดับ 4 มีความถี่ตัดที่ 4 KHz	44
รูปที่3.15 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ BUTTERWORTH อันดับ 2 มีความถี่ตัดที่ 4 KHz	44
รูปที่3.16 กราฟคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่สูง	45
รูปที่3.17 วงจรกรองความถี่สูงคั่นแบบ	45
รูปที่3.18 วงจรกรองความถี่สูงที่ปรับปรุงแล้ว	46
รูปที่3.19 กราฟคุณสมบัติของวงจรกรองช่วงความถี่	46
รูปที่3.20 วงจรกรองความถี่เป็นช่วง	47
รูปที่3.21 กราฟตอบสนองความถี่ของวงจรกรองช่วงความถี่	48
รูปที่3.22 วงจรกรองความถี่ต่ำ 0-3.2 กิโลเฮิร์ต	49
รูปที่3.23 กราฟตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำ	50
รูปที่3.24 วงจร Bandpass- filter 10 กิโลเฮิร์ต	50
รูปที่3.25 กราฟตอบสนองความถี่ของวงจรรูปที่ 3.24	51
รูปที่3.26 วงจร Bandpass-filter 16.5-23.5 กิโลเฮิร์ต	51
รูปที่3.27 กราฟตอบสนองของวงจรกรองความถี่ดังแสดงในรูปที่ 3.26	52
รูปที่3.28 วงจรกรองความถี่แบบพาย ( $\pi$ ) ที่ใช้กรองความถี่สามอนิกที่เอาท์พุท	54
รูปที่4.1 วงจรการทดลองมอดูเลทแบบบาลานซ์	55
รูปที่4.2 ผลการทดลองวงจรมอดูเลทแบบบาลานซ์	55
รูปที่4.3 สเปกตรัมสัญญาณ AM-DSB	56
รูปที่4.4 วงจรบวกสัญญาณ	56
รูปที่4.5 สัญญาณที่ออกจากวงจรวกสัญญาณ	57
รูปที่4.6 สเปกตรัมของสัญญาณที่บวกกัน	57
รูปที่4.7 สัญญาณ DTMF (หมายเลข 2) ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	58
รูปที่4.8 ผลการทดลองวงจรวก Bandpass-filter 10 กิโลเฮิร์ต	59
รูปที่4.9 วงจร Bandpass-filter 10 กิโลเฮิร์ต	59
รูปที่4.10 วงจร Bandpass-filter 20 กิโลเฮิร์ต	60
รูปที่4.11 ผลการทดลองวงจรวก Bandpass-filter 20 กิโลเฮิร์ต	60
รูปที่4.12 วงจรดีมอดูเลเตอร์	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่4.13 ผลการทดลองจากรูปที่ 4.9	61
รูปที่4.14 วงจรออสซิลเลเตอร์	62
รูปที่4.15 ผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์	62
รูปที่4.16 วงจรทดลองการมอดูเลทแบบเอเอ็ม	63
รูปที่4.17 ผลการทดลองการมอดูเลทแบบเอเอ็ม	63
รูปที่5.1 แสดงเครื่องอินเตอร์เฟสกับชุมสายโทรศัพท์และเครื่อง PABX	66
รูปที่5.2 เครื่อง PABX (ด้านหน้า)	67
รูปที่5.3 เครื่อง PABX (ด้านบน)	67
รูปที่5.4 เครื่อง PABX (ด้านหลัง)	68
รูปที่5.5 เครื่องอินเตอร์เฟสกับชุมสายโทรศัพท์ (ด้านหน้า)	68
รูปที่5.6 เครื่องอินเตอร์เฟสกับชุมสายโทรศัพท์ (ด้านบน)	69
รูปที่5.7 เครื่องอินเตอร์เฟสกับชุมสายโทรศัพท์ (ด้านหลัง)	69



## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
ตารางที่ 2.1	คุณสมบัติของสัญญาณต่างๆที่ใช้ในการแจ้งภาวะการใช้โทรศัพท์	6
ตารางที่ 2.2	ระดับสัญญาณระหว่างคู่สายโทรศัพท์ในช่วงการใช้งานต่างๆ	7
ตารางที่ 3.1	ตารางหาค่าของวงจรรองความถี่แบบ Butterworth	54



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

ในปัจจุบันการสื่อสารมีความเจริญก้าวหน้าอย่างมาก เราสามารถที่จะติดต่อกันได้ไม่ว่าจะอยู่ที่ใดในโลกนี้ โทรศัพท์จัดเป็นระบบการติดต่อสื่อสารพื้นฐานอย่างหนึ่งที่มีความจำเป็นมากในปัจจุบันนี้ แต่การให้บริการโทรศัพท์ยังครอบคลุมไม่ทั่วถึงทุกพื้นที่ เนื่องจากพื้นที่บางแห่งอยู่ห่างไกลพื้นที่ให้บริการมาก สภาพภูมิประเทศเป็นอุปสรรคในการดำเนินการ หรือปริมาณการใช้งานไม่คุ้มค่าต่อการลงทุนของผู้ประกอบการ

ปริญญานิพนธ์โทรศัพท์ทางไกลชนบทผ่านวิทยุคลื่นสั้นเป็นการทดลองการใช้ความถี่วิทยุย่านความถี่สูงหรือช่วงความถี่ 3-30 เมกะเฮิรตมาใช้งานเป็นส่วนเชื่อมการติดต่อระหว่างพื้นที่ที่อยู่ห่างไกลออกไปที่ไม่สามารถให้บริการโทรศัพท์ตามปกติได้ ถึงแม้ว่าในปัจจุบันการให้บริการโทรศัพท์ทางไกลชนบทขององค์การโทรศัพท์จะมี ทั้งระบบ ความถี่ระบบไมโครเวฟ อยู่แล้วก็ตาม แต่การให้บริการก็ยังไม่สามารถทำได้อย่างทั่วถึง อีกทั้งต้นทุนในการดำเนินการมีราคาสูงทำให้ไม่สามารถที่จะขยายการบริการออกไปได้อย่างรวดเร็ว โดยปริญญานิพนธ์นี้จะคำนึงถึงเรื่องความประหยัด สามารถทำการติดตั้งได้ใช้งานได้ง่าย

สำหรับปริญญานิพนธ์นี้จะทดลองการส่งสัญญาณโทรศัพท์ 2 ช่องสัญญาณ สำหรับการติดต่อกับชุมสายโทรศัพท์ โดยสามารถใช้บริการคู่สายภายในได้ 4 คู่สาย และการติดต่อภายในพื้นที่นั้นสามารถทำได้โดยไม่ต้องผ่านชุมสายโทรศัพท์โดยการทดลองนี้จะใช้การผสมสัญญาณโทรศัพท์กับความถี่วิทยุแบบเอเอ็ม(Amplitude Modulation )

เนื้อหาภายในปริญญานิพนธ์จะแบ่งออกเป็นส่วนต่างๆ คือ

บทที่ 1 “บทนำ” กล่าวถึงลักษณะของปริญญานิพนธ์อย่างกว้างๆ และบอกให้ผู้ศึกษาทราบถึงส่วนประกอบของเนื้อหาของปริญญานิพนธ์

บทที่ 2 “ทฤษฎีและหลักการ” ในส่วนนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของระบบโทรศัพท์ส่วนประกอบของระบบโทรศัพท์ ชุมสายโทรศัพท์ การเชื่อมต่อระหว่างชุมสายกับผู้ใช้ สัญญาณต่างๆที่ใช้ในระบบโทรศัพท์ ระบบ DTMF วิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบเอเอ็ม การสร้างสัญญาณเอเอ็ม การคิ่อมอดูเลตสัญญาณ แบบเอเอ็ม และหลักการทำงานของเครื่องรับวิทยุ

บทที่ 3 “การออกแบบและสร้างวงจร” แสดงบล็อกไดอะแกรมโดยรวมของปริญญานิพนธ์ วิธีการสร้างวงจรในแต่ละส่วน และ การทำงานของวงจรในส่วนต่างๆ

บทที่ 4 “การทดลองและผลการทดลอง” ในส่วนนี้จะแสดงวงจรที่ใช้ในการทดลอง และผลการทดลองที่ได้ในส่วนต่างๆ ตามบล็อกไดอะแกรมที่ออกแบบไว้

บทที่ 5 “บทสรุปและวิจารณ์” ในบทนี้จะกล่าวถึงปัญหาและอุปสรรคต่างๆ ในการทำโครงการนี้ และแนวทางในการพัฒนาต่อไป

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการทำงาน

#### 2.1 ระบบโทรศัพท์

โทรศัพท์คือ เครื่องมือสื่อสารเชื่อมโยงนำเสียงพูดระหว่างผู้ใช้ที่อยู่ ณ สถานที่แห่งหนึ่งกับบุคคลที่ต้องการติดต่อกับ ณ สถานที่อีกแห่งหนึ่ง ให้สามารถพูดติดต่อกันได้เหมือนบุคคลทั้งสองนั่งสนทนาอยู่ด้วยกัน ระบบโทรศัพท์มีส่วนประกอบที่สำคัญ 3 ส่วนด้วยกันคือ

##### 2.1.1 เครื่องรับโทรศัพท์

เครื่องรับโทรศัพท์เป็นอุปกรณ์ที่ผู้ใช้จะใช้ในการติดต่อกัน ประกอบด้วย เครื่องส่ง (Transmitter) , เครื่องรับ(Receiver), กระดิ่ง (Ringing) , สุกสวิทช์(Hook Switch) และหน้าปัทม์สำหรับหมุนหรือกดหมายเลข เครื่องส่งและเครื่องรับรวมกันเรียกว่า Hand Set

##### 2.1.2 สายโทรศัพท์

เครื่องรับโทรศัพท์แต่ละเครื่อง จะมีสายโทรศัพท์ 1 คู่ เพื่อเชื่อมโยงและเป็นสื่อนำสัญญาณต่างๆ จากชุมสายมายังเครื่องรับโทรศัพท์ ในขณะที่เดียวกันก็ทำหน้าที่เป็นสื่อในการนำส่งสัญญาณไฟฟ้าที่แปลงมาจากสัญญาณเสียงระหว่างเครื่องรับโทรศัพท์ สายโทรศัพท์ที่ต่อเชื่อมโยงระหว่างชุมสายเพื่อให้บริการระหว่างชุมสายเรียกว่า ทังก์(Trunk)

##### 2.1.3 ชุมสายโทรศัพท์

ชุมสายโทรศัพท์ เป็นสถานที่ที่รวมคู่สายของเครื่องรับโทรศัพท์แต่ละเครื่องในละแวกที่ใกล้เคียงกัน และทำหน้าที่เชื่อมคู่สายให้กับผู้ใช้โทรศัพท์ พร้อมกับส่งสัญญาณแจ้งภาวะการใช้ต่างๆ ให้ผู้ใช้ทราบ

#### 2.2 ชุมสายโทรศัพท์

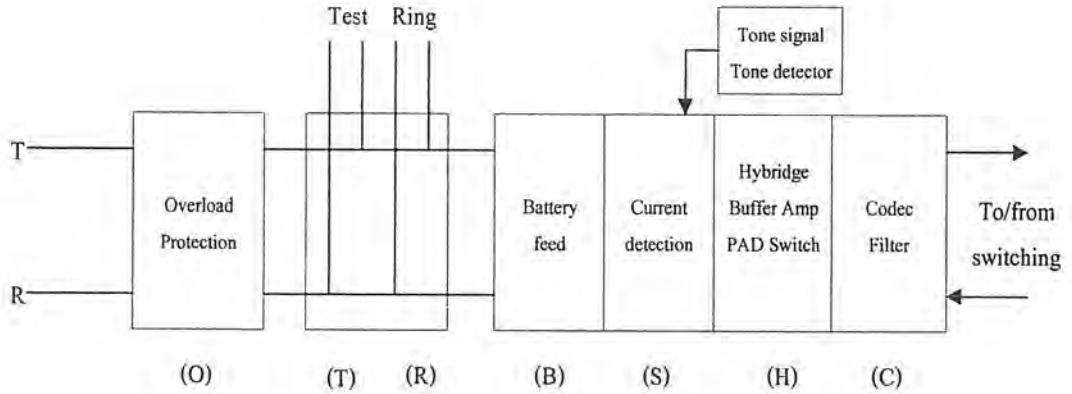
ฟังก์ชันการทำงานโดยหลักๆ ของชุมสายโทรศัพท์คือ การส่งสัญญาณควบคุมไปยังอุปกรณ์อินเทอร์เฟซ การรับหมายเลขจากผู้เรียกไปยังผู้ถูกเรียก การควบคุมระบบสวิตชิง การกำหนดมาตรฐานของสัญญาณที่ใช้

##### 2.2.1 ระบบการเชื่อมต่อโทรศัพท์และชุมสาย

ภายในชุมสายโทรศัพท์จะประกอบด้วยลูกข่ายหรือผู้ใช้ (Subscriber) หลายๆจุด สายสัญญาณที่ใช้ในการเชื่อมต่อจากผู้ใช้มายังชุมสายก็คือ สายทิป(Tip) และริง (Ring) ซึ่งจะเรียกการติดต่อโดยผ่านสายสัญญาณเหล่านี้ว่าระบบไลน์ไซด์ (Linedside) ซึ่งการเชื่อมต่อเครื่องโทรศัพท์ของผู้ใช้เข้ากับชุมสายโดยการผ่านสุกสวิทช์ภายในเครื่องรับโทรศัพท์

ในส่วนไขว้จรไฮบริดจ์ทำหน้าที่แยกสัญญาณทำหน้าที่แยกสัญญาณออกเป็นสองส่วนคือ เป็นสายสัญญาณที่ใช้สำหรับรับสัญญาณเพียงอย่างเดียว และส่งเพียงอย่างเดียว ดังนั้นสัญญาณตั้งแต่ส่วนนี้ไปเรียกว่าทังก์ไซด์ (Trunk side) ซึ่งทังก์ไซด์เป็นการติดต่อกันระหว่างชุมสายเท่านั้น สำหรับเหตุผลที่ต้องแยกสัญญาณรับและส่งออกจากกันก็เพื่อที่จะให้สามารถปรับระดับสัญญาณให้มีระดับที่เหมาะสมกับระยะทางระหว่างชุมสายได้อย่างเป็นอิสระนั่นเองซึ่งทำให้เกิดผลดีต่อประสิทธิภาพการได้ยินของผู้ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบของวงจร SLIC

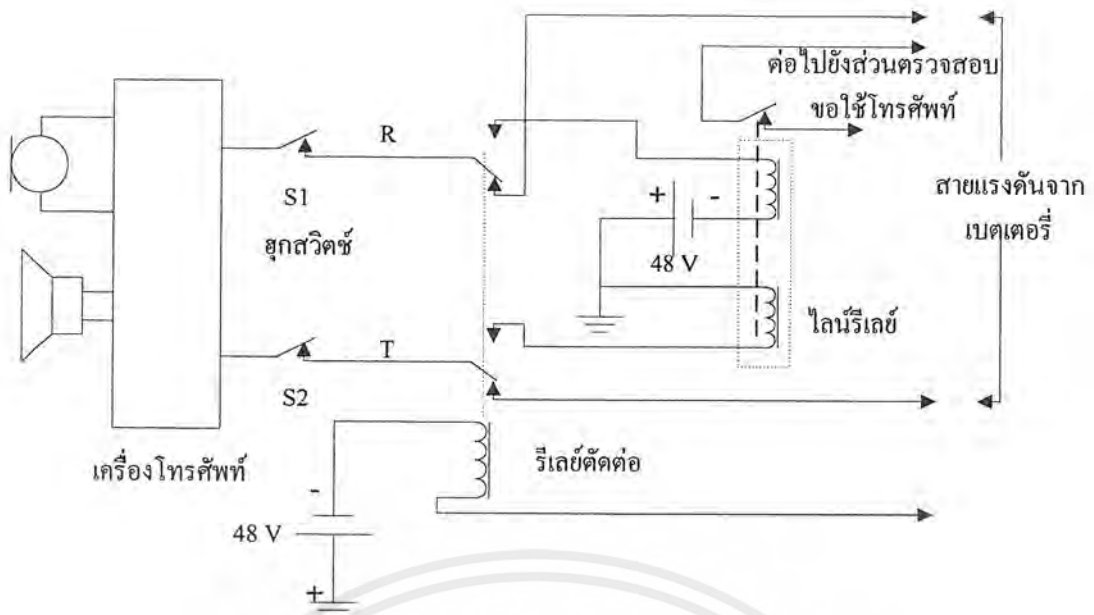
### 2.2.2 การอินเตอร์เฟสระหว่างเครื่องโทรศัพท์กับชุมสาย

การอินเตอร์เฟสในส่วนของไลน์ไซด์ นับว่าเป็นส่วนสำคัญมากที่สุดของระบบโทรศัพท์ ฟังก์ชันการทำงานในส่วนนี้ก็คือ ฟังก์ชัน BORSCHT นั่นเอง ซึ่งประกอบด้วยส่วนต่างๆ คือ

1. เบตเตอรี่ ฟีด ( Battery feed :B) วงจรในส่วนนี้ทำหน้าที่คือ เป็นแหล่งจ่ายเบตเตอรี่ขนาด 48 โวลท์ ให้แก่เครื่องโทรศัพท์ สามารถทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณต่างๆได้ โดยมีความต้านทานต่ำ และมีอิมพีแดนซ์สูง
2. ส่วนป้องกันแรงดันเกิน (Over voltage Protection : O) จะทำหน้าที่ป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดจากสัญญาณทรานเซียนสูงๆ เช่น แรงดันที่เหนี่ยวนำเข้ามาในวงจรขณะเกิดฟ้าผ่า หรืออันตรายที่เกิดจากการลัดวงจร
3. ส่วนกำเนิดสัญญาณกระดิ่ง ( Ringing :R) หลังจากที่ระบบสวิตซ์ได้ทำการต่อวงจรของผู้เรียกเข้ากับชุมสายแล้ว ชุมสายก็จะส่งสัญญาณกระดิ่งไปยังโทรศัพท์เครื่องนั้น วิธีการจะใช้รีเลย์เป็นตัวช่วยในการต่อวงจรสร้างสัญญาณเข้ากับสายสัญญาณทึบและริง
4. ส่วนรับรู้การทำงานของโทรศัพท์ (Supervision : S) หน้าที่ในส่วนนี้คือ รับรู้การขอใช้โทรศัพท์เมื่อมีการยกหูขึ้น การรับรู้เลขหมายโทรศัพท์ที่ถูกส่งมาโดยเป็นระบบที่ใช้สัญญาณพัลซ์แทนหมายเลข ตลอดจน ตรวจสอบสถานะการใช้งาน เช่น กำลังสนทนากันอยู่ หรือสิ้นสุดการสนทนา วงจรในส่วนนี้จะต้องสามารถแยกแยะระหว่างผลอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนกระแสไหล และผลอันเนื่องมาจากความยาวของสายสัญญาณที่จะลัดทอนกระแสไปบางส่วน เนื่องจากวงจรในส่วนรับรู้สภาพการทำงาน of โทรศัพท์ใช้การตรวจสอบการทำงานจากปริมาณกระแสที่ไหลสำหรับวิธีการนั้นก็มียู่ 2 วิธีด้วยกัน คือ ลูปสตาร์ท และกราวด์สตาร์ท

วิธี ลูปสตาร์ท (Loop Start) ดังรูปที่ 2.2 แสดงให้เห็นวงจรสมมูลย์ของวิธีการลูปสตาร์ท ในวงจรใช้รีเลย์ 2 ตัวทำหน้าที่ตรวจสอบการทำงานของโทรศัพท์ โดยในสภาวะ ออน-ฮุก (On Hook) ทั้งไลน์รีเลย์ (Line Relay) และ คัทออฟรีเลย์ (Cut-off Relay) จะไม่ถูกกระตุ้นให้ทำงาน และไม่มีกระแสไหลเข้าสู่





รูปที่ 2.3 ส่วนรับรู้ความต้องการใช้โทรศัพท์ด้วยวิธีการวัดสสารัท

6. วงจรไฮบริดจ์ (Hybridge : H) วงจรนี้ทำหน้าที่แปลงระบบสายส่งจากระบบ 2 สายให้เป็น 4 สาย เพื่อที่จะแยกสัญญาณส่งและรับออกจากกันทำให้สามารถใช้งานขยายสัญญาณที่จะรับหรือส่งให้เหมาะสมได้

7. ส่วนทดสอบ (Test : T) เป็นส่วนที่ออกแบบไว้สำหรับใช้ในการตรวจสอบหาจุดบกพร่องของการทำงาน ในวงจรอินเตอร์เฟส ตรวจสอบอุปกรณ์สวิชช์ซึ่งที่ต่ออยู่กับคู่สายนั้นๆ ซึ่งทั้งหมดก็คือฟังก์ชัน BORSCHT ส่วนในการใช้งานจริงนั้น ปัจจุบันอยู่ในรูปของไอซีเป็นส่วนใหญ่โดยวงจรอินเตอร์เฟสที่มีฟังก์ชันการทำงาน BORSCHT ครบเรียกว่า SLIC (Subscriber Line Interface Circuit)

### 2.3 สัญญาณพื้นฐานที่ใช้ในระบบโทรศัพท์

สัญญาณพื้นฐานที่ใช้ในระบบโทรศัพท์ ประกอบด้วยสัญญาณที่ใช้ภายในชุมสาย (Inter Exchange Signalling) และสัญญาณระหว่างชุมสายกับผู้ใช้ (Subscriber Signalling)

#### 2.3.1 สัญญาณที่ระหว่างผู้เข้ากับชุมสาย

มี 2 อย่างคือ สัญญาณที่ผู้ใช้ส่งให้ชุมสาย และสัญญาณที่ส่งมาจากชุมสายอันได้แก่

1. สัญญาณ ออฟ-ฮุก คือ สภาพผู้ข้ยกหูโทรศัพท์จะมีสภาพเป็นลูปปิด (Close loop)
2. สัญญาณ ออน-ฮุก คือ สภาพที่ผู้ข้วางหูโทรศัพท์ มีสภาพเป็นลูปเปิด (Open loop)
3. สัญญาณหมุนหมายเลข (Drilling) คือ สภาพที่ผู้ข้หมุนหมายเลข ซึ่งถ้าเป็นเครื่อง

แบบ Rotary dial สัญญาณจะเป็นพัลส์ ถ้าเป็นระบบกดปุ่ม (Touch Tone) สัญญาณที่ได้ก็จะเป็นสัญญาณ DTMF ส่งไปยังชุมสาย และสัญญาณที่ชุมสายส่งกลับมาให้ผู้ใช้โทรศัพท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. สัญญาณพร้อมให้หมุน (Dial tone) เป็นสัญญาณที่ทางชุมสายใช้แจ้งไปยังผู้ใช้โทรศัพท์ว่า อุปกรณ์ต่างๆภายในชุมสายพร้อมที่จะทำการต่อโทรศัพท์ให้แก่ผู้ใช้โทรศัพท์

5. สัญญาณเรียกกลับ (Ringback tone) เป็นสัญญาณที่บอกผู้เรียกให้ทราบว่าทางสายของผู้ถูกเรียกว่าง และกำลังเรียกอยู่

6. สัญญาณกริ่ง (Ringing tone) เป็นสัญญาณที่ทางชุมสายส่งไปยังเครื่องผู้รับบอกให้รู้ว่ามีการติดต่อกัน

7. สัญญาณแจ้งว่าสายไม่ว่าง (Busy tone) เป็นสัญญาณที่บอกให้ผู้เรียกทราบว่า ยังไม่สามารถติดต่อกับเครื่องรับโทรศัพท์หมายเลขนั้นในเวลานั้นได้ คุณสมบัติของสัญญาณ ต่างๆเหล่านี้ มีแสดงในตารางที่ 2.1

### 2.3.2 สัญญาณที่ใช้ติดต่อระหว่างชุมสายกับชุมสาย

1. สัญญาณจับวงจร (Seizure) เป็นสัญญาณให้ชุมสายปลายทางทราบว่าคู่สายขณะนี้ถูกใช้งานอยู่ ชุมสายปลายทางจะทำการเตรียมอุปกรณ์ที่รับเลขหมายของผู้ถูกเรียกที่จะส่งมา

2. สัญญาณบอกเลขหมาย (Address information )

3. สัญญาณตอบรับ (Answer Signal) สัญญาณนี้จะถูกส่งเมื่อผู้ถูกเรียกยกหูรับ

4. สัญญาณยกเลิกการติดต่อ (Clear Forward) จะถูกส่งเมื่อฝ่ายเรียกเป็นฝ่ายวางหู ผลของสัญญาณนี้ทำให้วงจรทางด้านปลายทางทำการยกเลิกการต่อวงจรต่างๆ

5. สัญญาณยกเลิกการติดต่อกลับ (Clear Back) จะถูกส่งเมื่อฝ่ายถูกเรียกวางหู ผลของสัญญาณนี้ทำให้ชุมสายด้านต้นทางเริ่มจับเวลา เมื่อเวลาผ่านไป 90-120 วินาที ชุมสายด้านต้นทางก็จะยกเลิกการติดต่อพร้อมกับส่งสัญญาณยกเลิกการติดต่อ ออกไป เพื่อให้ชุมสายปลายทางยกเลิกเช่นกัน

### ตารางแสดงคุณสมบัติของสัญญาณต่างๆที่ใช้ในการแจ้งภาวะการใช้โทรศัพท์

ชนิดของสัญญาณ	การส่งสัญญาณ	ความถี่(เฮิร์ต)
สัญญาณพร้อมให้หมุน	- ต่อเนื่องไม่ขาดสาย	350+480
สัญญาณเรียกกลับ	- ดัง 2 วินาที หยุด 4 วินาที	440+480
สัญญาณกริ่ง	- ดัง 1 วินาที หยุด 4 วินาที	25
สัญญาณแจ้งคู่สายไม่ว่าง	- ดัง 0.5 วินาที หยุด 0.5วินาที	480+620
สัญญาณชุมสายไม่ว่าง	- ดัง 0.2 วินาที หยุด 0.3 วินาที	480 + 620

### ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของสัญญาณต่างๆที่ใช้ในการแจ้งภาวะการใช้โทรศัพท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณระหว่างคู่สายโทรศัพท์ที่มีทั้งสัญญาณกระแสไฟตรง (DC) และสัญญาณไฟกระแสสลับ (AC) ซึ่งสัญญาณระหว่างคู่สายโทรศัพท์จะแตกต่างกันไปดังที่แสดงไว้ในตารางที่ 2.1

ตารางระดับสัญญาณระหว่างคู่สายโทรศัพท์ในช่วงการใช้งานต่างๆ

ช่วงเวลาการใช้งาน	ระดับสัญญาณไฟกระแสตรง	ระดับสัญญาณไฟกระแสสลับ
ไม่ได้ใช้งาน ไม่ได้ยกหูฟังขึ้น	48 โวลต์	
ยกหูฟังขึ้น มีสัญญาณหมุน	10 โวลต์	600 มิลลิโวลต์
กดหมายเลข	10 โวลต์	ไม่เกิน 0.5 โวลต์
มีสัญญาณแจ้งว่าสายไม่ว่าง	10 โวลต์	400 มิลลิโวลต์
มีสัญญาณเรียกกลับ	10 โวลต์	400 มิลลิโวลต์
มีสัญญาณกริ่ง(สำหรับเครื่องผู้รับ)	48 โวลต์	100 มิลลิโวลต์
มีการพูดระหว่างสาย	10 โวลต์	ไม่เกิน 1 โวลต์(สัญญาณเสียง)

ตารางที่ 2.2 ระดับสัญญาณระหว่างคู่สายโทรศัพท์ในช่วงการใช้งานต่างๆ

#### 2.4 ระบบ DTMF (Dual Tone Multiple Frequency)

ในยุคแรกเริ่มของการใช้โทรศัพท์ เครื่องรับโทรศัพท์ที่ใช้จะเป็นแบบหน้าปัทม์หมุน ซึ่งการหมุนหมายเลขจะทำให้เกิดพัลส์ (pulse) ของกระแสในจำนวนเท่ากับหมายเลขที่หมุน จำนวนพัลส์ที่เกิดขึ้นจะถูกส่งไปยังชุมสายด้วยความเร็ว 10 พัลส์ต่อวินาที (pulse per second, pps) หรือ 20 พัลส์ต่อวินาที

เนื่องจากโทรศัพท์ที่ใช้หน้าปัทม์หมุนสำหรับการติดต่อผ่านชุมสายไม่ค่อยจะอำนวยความสะดวกให้กับผู้ใช้โทรศัพท์เท่าใดนัก เพราะเป็นระบบเชิงกล ทำงานค่อนข้างช้า ดังนั้นจึงได้มีการคิดสร้างโทรศัพท์ชนิดกดปุ่มขึ้น ระบบโทรศัพท์ชนิดกดปุ่มนี้เรียกว่า DTMF เนื่องจากการกดปุ่มหมายเลขแต่ละปุ่มบนหน้าปัทม์เครื่องรับโทรศัพท์นั้น ทำให้เกิดสัญญาณที่ประกอบขึ้นจากความถี่ 2 ความถี่ ส่งออกไปตามสายโทรศัพท์ไปยังชุมสาย เพื่อเรียกให้ชุมสายรู้ว่าผู้ใช้โทรศัพท์ต้องการติดต่อกับโทรศัพท์เครื่องใดแทนการส่งพัลส์ของกระแสการหมุนหน้าปัทม์ของเครื่องรับโทรศัพท์หน้าปัทม์หมุน

ระบบ DTMF นี้จะมีความถี่มาตรฐานในย่านความถี่เสียงที่แตกต่างกัน 8 ความถี่โดยจะแบ่งความถี่เหล่านี้ออกเป็น 2 กลุ่ม คือ กลุ่มความถี่ต่ำ 4 ความถี่ และกลุ่มความถี่สูง 4 ความถี่และสัญญาณ DTMF นี้ จะมาจากการรวมสัญญาณความถี่จากกลุ่มความถี่ต่ำ 1 ความถี่ และความถี่จากกลุ่มความถี่สูงอีก 1 ความถี่ ดังนั้นสัญญาณ DTMF จึงมีได้ทั้งหมด 16 สัญญาณ(4 ความถี่ต่ำ คูณ 4 ความถี่สูง)

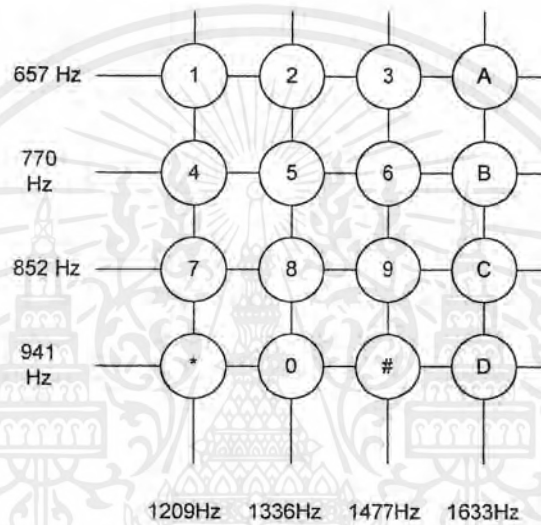
การเลือกความถี่มาตรฐานของระบบ DTMF นี้ ผู้ออกแบบระบบได้ใช้ความพยายามอย่างมากในการเลือกความถี่ที่จะใช้เพราะเนื่องจากต้องระวังไม่ให้สัญญาณเสียงต่างๆที่เกิดขึ้นในสายโทรศัพท์ เช่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณการแจ้งภาวะต่างๆ สัญญาณรบกวนภายในสายโทรศัพท์ มีความถี่อยู่ในช่วงความถี่ DTMF และ ยังต้องระวังความถี่ที่อาจเกิดขึ้นจากการรวมตัวกันแบบฮาร์โมนิกของค่าความถี่ใดความถี่หนึ่งของความถี่ DTMF และในที่สุดก็ได้ความถี่มาตรฐานทั้ง 8 ดังรูปที่ 2.4

ระบบ DTMF นี้เรียกอีกอย่างหนึ่งว่า ระบบ 4 X 4 เนื่องจากการใช้เป็นขนาด 4 X 4 ในการสร้างสัญญาณ DTMF และได้กำหนดปุ่มแต่ละปุ่มเหล่านั้นได้ด้วยตัวเลข 0-9, \* (star หรือ sterisk) , # (pound) , A, B, C, D ซึ่งในการกดปุ่มๆหนึ่งจะให้สัญญาณความถี่คู่หนึ่งออกมาดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.4

ในการใช้งานทั่วไป จะใช้เฉพาะปุ่มตัวเลข 0-9 เท่านั้น ส่วนปุ่ม \*, #, A, B, C และ D สามารถนำมาใช้งานอื่นๆได้



รูปที่ 2.4 การจัดปุ่มและระบบสัญญาณ

โทรศัพท์ที่ใช้ระบบ DTMF ผู้ใช้สามารถฟังเสียงสัญญาณ DTMF ได้โดยการยกหูโทรศัพท์ที่ขึ้นฟัง แล้วกดปุ่มใดปุ่มหนึ่งบนหน้าปัทม์ ตัวอย่างเช่นการกดปุ่มหมายเลข 8 จะเกิดสัญญาณความถี่ 852 เฮิรต์ และ 1336 เฮิรต์ ขึ้นพร้อมกัน หรือกดปุ่มหมายเลข 6 ก็เกิดสัญญาณความถี่ 770 เฮิรต์และ 1477 เฮิรต์ สัญญาณจะถูกส่งผ่านคู่สายไปยังชุมสายเพื่อทำการตรวจสอบเลขหมายที่ต้องการติดต่อโดยการถอดรหัสความถี่ของสัญญาณที่ถูกส่งเข้าไป ระบบ DTMF ทำให้สามารถลดเวลาการเรียกใช้โทรศัพท์ลงได้มาก สามารถใช้วงจรสารกึ่งตัวนำมาทำงานแทนอุปกรณ์เชิงกล ทำให้มีขนาดเล็กลงอายุการใช้งานมากขึ้น ความผิดพลาดในการใช้งานน้อยลง และยังสามารถให้บริการอื่นๆ ตามอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

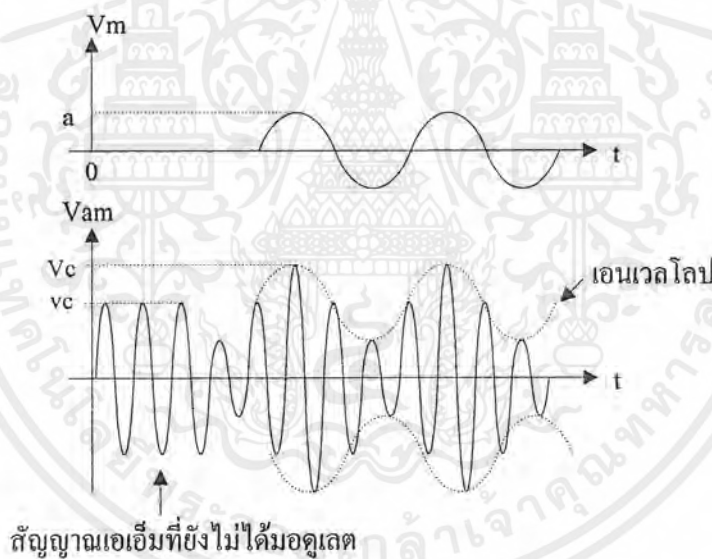
## 2.5 แอมพลิจูดมอดูเลชัน

แอมพลิจูดมอดูเลชันนับเป็นวิธีการมอดูเลชันที่เก่าแก่ที่สุดของโลกวิธีหนึ่ง เริ่มใช้ในสมัยศตวรรษที่ 18 จนทุกวันนี้ก็ยังใช้อยู่ แอมพลิจูดมอดูเลชันที่ใช้กันอยู่ทุกวันนี้ส่วนมากใช้ในระบบวิทยุกระจายเสียง (broadcasting) การแพร่ภาพของทีวี การรับสัญญาณผ่านคลื่นสั้น (shortwave) หรือคลื่นความถี่สูง (high frequency) และในระบบเรดาร์ (radar) แบบง่าย ๆ เป็นต้น

สถานีวิทยุกระจายเสียงระบบเอเอ็มที่ใช้อยู่ในประเทศไทยนั้นใช้คลื่นความถี่ตั้งแต่ 550 KHz จนถึง 1,600 KHz ระบบเอเอ็มโดยทั่วไปสามารถแบ่งประเภทตามลักษณะคลื่นได้ดังนี้

### 2.5.1 การมอดูเลชันแอมพลิจูดแบบทั่วไป (Conventional Amplitude Modulation)

แอมพลิจูดมอดูเลชันเป็นวิธีการที่คิดค้นได้ก่อนในบรรดาเทคนิคการมอดูเลทแบบอื่นๆ เป็นการนำสัญญาณสองชุดมาผสมกัน โดยสัญญาณแรกเป็นข้อมูลหรือเสียงที่ต้องการส่ง สัญญาณที่สองเป็นสัญญาณพาห์แอมพลิจูดมอดูเลชันเป็นการนำสัญญาณข้อมูลมาปรับเปลี่ยนขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณพาห์ โดยความถี่ของสัญญาณพาห์ไม่มีการเปลี่ยนแปลง ในที่นี้สมมติว่าสัญญาณข้อมูลที่ต้องการนำมาทำการมอดูเลทมีความถี่ค่าหนึ่งคือ  $f_s$  และสัญญาณข้อมูลที่เป็นคลื่นพาห์มีความถี่อีกค่าหนึ่งคือ  $f_c$  ผลลัพธ์จากการมอดูเลชันจะเป็นดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงสัญญาณข้อมูล สัญญาณพาห์ และสัญญาณผลลัพธ์ที่ได้จากการมอดูเลท

จากรูปที่ 2.5 เส้นประซึ่งเกิดจากการต่อของแอมพลิจูดสัญญาณผลลัพธ์ จะมีชื่อเรียกว่าเอนเวลโลป (Envelope) ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกับคลื่นของ  $f_s$  ลักษณะของสัญญาณที่ได้รับจากการทำแอมพลิจูดมอดูเลชัน สัญญาณรูปขายนั่นนั้นโดยปกติจะสามารถอธิบายได้ด้วยรูปสมการดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้

$V_s$  = แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ความถี่  $f_s$  เป็นความต่างศักย์มีหน่วยเป็น โวลต์

$V_c$  = แอมพลิจูดของสัญญาณรูปไซน์ความถี่  $f_c$  เป็นความต่างศักย์มีหน่วยเป็น โวลต์

$V_c$  = แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณรูปไซน์ความถี่  $f_c$  เป็นความต่างศักย์มีหน่วยเป็น โวลต์

$T$  = เป็นเวลาใดๆ มีหน่วยเป็นวินาที

จะได้ว่าสัญญาณ

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

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

ข้อสังเกต ค่าของแอมพลิจูดสูงสุดของความถี่ของสัญญาณข้อมูลไม่ควรที่จะมากกว่าแอมพลิจูดสูงสุดของความถี่ของสัญญาณพาห้ (Carrier) มิฉะนั้นอาจเกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณข้อมูลได้ หลังจากการทำมอดูเลชันหากค่าแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลสูงกว่าของสัญญาณพาห้มากๆ จะเรียกได้ว่าการโอเวอร์มอดูเลชัน (Overmodulation) และความสัมพันธ์ของค่าความต่างศักย์ของสัญญาณทั้งสองนั้นมีการกำหนดขึ้นเรียกว่าดัชนีการมอดูเลท (Modulation index) บางครั้งก็มีชื่อเรียกดังนี้ modulation factor, modulation coefficient, Degree of Modulation ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่าความต่างศักย์ของสัญญาณข้อมูลกับความต่างศักย์ของสัญญาณพาห้ดังสมการข้างล่างนี้

$$m = \frac{V_s}{V_c}$$

ค่าของดัชนีการมอดูเลชันจะอยู่ในช่วง  $0 < m < 1$  เพราะหาก  $m$  มากกว่า 1 ก็จะเกิดการโอเวอร์มอดูเลชันขึ้น และนิยามคูณ 100 เข้าไปเพื่อแสดงค่าเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลชัน

จากรูปคลื่นผลลัพธ์ทำให้พอสรุปได้ว่าค่าความต่างศักย์ที่เวลาใดๆของสัญญาณเกิดจากผลรวมของค่าแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณพาห้กับค่าแอมพลิจูดที่เวลาใดของสัญญาณข้อมูล จะได้ค่าตามสมการข้างล่างนี้

$$V_1 = V_c + V_s$$

$$V_1 = V_c + V_s \sin(2\pi f_s t)$$

ค่าของ  $V_1$  เป็นค่าของแอมพลิจูดของสัญญาณผลลัพธ์ตามที่เรียกว่าเอนเวลโลป ดังสมการที่แสดงถึงรูปคลื่นผลลัพธ์คือ

$$V_2 = V_1 \sin(2\pi f_c t)$$

$$V_2 = [V_c + V_s \sin(2\pi f_s t)] \sin(2\pi f_c t)$$

$$= V_c \sin(2\pi f_c t) + V_s \sin(2\pi f_s t) \sin(2\pi f_c t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากพิจารณาจากสมการจะได้ว่า  $V_2 = \text{สัญญาณพาห้} + (\text{สัญญาณข้อมูล} \times \text{สัญญาณพาห้})$  นั่นคือ ส่วนแรกจะเป็นสัญญาณพาห้ และส่วนที่สองจะเป็นผลคูณของสัญญาณพาห้และสัญญาณข้อมูล ดังนั้น วงจรที่จะนำมาใช้สร้างแอมพลิจูดมอดูเลชันจะต้องเป็นวงจรคูณสัญญาณ มีชื่อเรียกว่าวงจรทำ AM ว่ามอดูเลเตอร์ (Modulator) และจากสูตรตรีโกณมิติที่ผลคูณของซายน์

$$\sin A \sin B = \frac{1}{2} \{ \cos(A - B) - \cos(A + B) \}$$

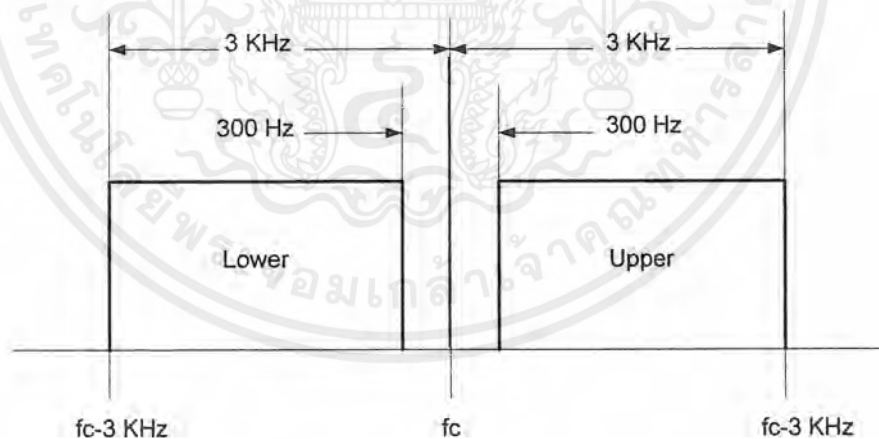
$$V_2 = V_c \sin(2\pi f_c t) + \frac{1}{2} V_s \cos 2\pi (f_c - f_s) - \frac{1}{2} V_s \cos 2\pi (f_c + f_s) \quad (2.4)$$

จากสมการ(2.4) ข้างต้นชี้ให้เห็นว่าผลที่ได้จากการทำ Amplitude Modulator จะได้สัญญาณที่ความถี่ใกล้เคียงกับสัญญาณพาห้ที่ออกมาด้วย เป็นสัญญาณที่ความถี่ต่ำและสูงกว่าสัญญาณพาห้ เรียกว่าไซด์แบนด์หรือไซด์ฟริควเอนซี (Sidebands or Side Frequency)

$$f_{\text{USB}} = \text{Upper Sidebands Frequency} = f_c + f_s$$

$$f_{\text{LSB}} = \text{Lower Sidebands Frequency} = f_c - f_s$$

จากการวัดด้วยออสซิลโลสโคป สัญญาณที่ได้จะไม่สามารถแยกได้ว่ามีความถี่ข้างเคียงเกิดขึ้นด้วย แต่ถ้าใช้เครื่องมือสเปกตรัมอะนาไลเซอร์ (Spectrum analyzer) วิเคราะห์สัญญาณของแอมพลิจูดมอดูเลชัน (Amplitude Modulation) จะได้รูปกราฟของฟริควเอนซีโดเมน (Frequency domain) ดังรูป 2.6



รูปที่ 2.6 สัญญาณแอมพลิจูดมอดูเลชันในแกนความถี่

จากรูปที่ 2.6 ทำให้ทราบว่าสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลชันจะมีความถี่ใกล้เคียงเกิดขึ้นด้วยทั้งด้านบนและด้านล่างของความถี่พาห้ (Carrier) และจะได้ AM ใช้ความกว้างของแถบสัญญาณหรือที่เรียกว่า Bandwidth เป็นจำนวนสองเท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณข้อมูล ถ้าหาก

สัญญาณข้อมูลมีความถี่  $f_s=5\text{KHz}$  จะได้ว่าต้องใช้แบนด์วิดท์เท่ากับ  $10\text{KHz}$  สำหรับสัญญาณ AM เมื่อพิจารณาถึงกำลัง (Power) ที่ส่งออกอากาศ จะประกอบด้วยกำลังของคลื่นพาห်บวกกับกำลังของคลื่นความถี่ข้างเคียงทั้งสองด้าน (Sidebands) เนื่องจากกำลังส่งของความถี่ข้างเคียงมีค่าขึ้นอยู่กับค่าของดัชนีมอดูเลชัน และค่ากำลังส่งของไซด์แบนด์มีค่าดังนี้

$$P_{LSB} = P_{USB} = \frac{P_c (m)^2}{4} \quad (2.5)$$

เมื่อ

$P_c$  = ค่ากำลังส่งของสัญญาณพาห်

$P_{(LSB)}$  = ค่ากำลังส่งของสัญญาณด้านที่ต่ำกว่าสัญญาณพาห်

$P_{(USB)}$  = ค่ากำลังส่งของสัญญาณด้านที่สูงกว่าสัญญาณพาห်

จากสมการ(2.5) ของกำลังข้างต้นทำให้ทราบว่ายิ่งเปอร์เซ็นต์มอดูเลชันยิ่งสูงมากเท่าใด กำลังส่งของสัญญาณข้างเคียงก็จะยิ่งสูงมากขึ้น ทำให้การรับและการส่งสัญญาณดีขึ้น

แม้ว่า AM จะมีความง่ายและได้ผลที่ดีวิธีหนึ่ง แต่ก็เป็นการส่งสัญญาณที่ไม่ค่อยมีประสิทธิภาพ หากพิจารณาจากกำลังส่งทั้งหมด เมื่อ  $P_t$  คือกำลังส่งสัญญาณทั้งหมด

$$P_t = P_c + P_{(LSB)} + P_{(USB)}$$

$$P_t = P_c + \frac{P_c m^2}{4} + P_c m^2$$

ที่  $M=1$  หรือ 100% มอดูเลชันจะได้สัญญาณ Sidebands ที่มีกำลังสูงสุด

$$P_t = P_c + \frac{P_c}{2}$$

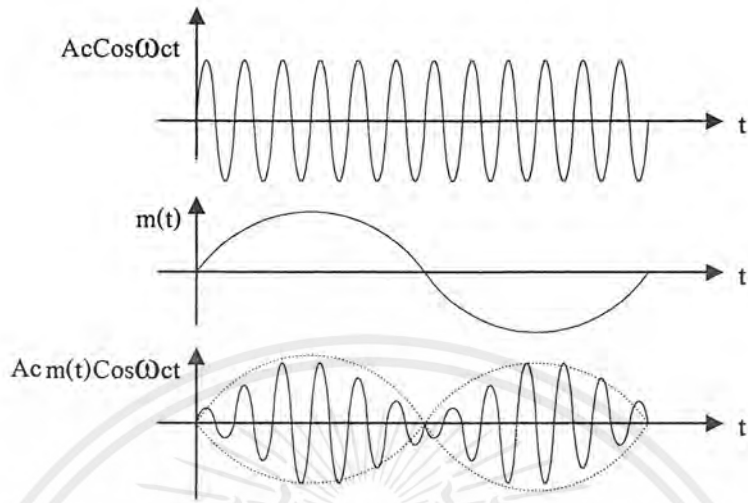
### 2.5.2 การมอดูเลทแบบ ไซด์แบนด์คู่ (Double Side Band :DSB)

การมอดูเลทแบบ DSB มีชื่อเต็มว่า Double Side Band Suppressed carrier modulation นั้นตามความหมายคือการมอดูเลทที่ให้สัญญาณที่มอดูเลทเรียบร้อยแล้วมีไซด์แบนด์ทั้งสองด้าน และสกัดเอาสัญญาณพาห်ออกไป วัตถุประสงค์หลักของการมอดูเลทแบบนี้คือต้องการลดกำลังส่งในส่วนที่เป็นสัญญาณพาห်ออกจากสัญญาณ AM เป็นการเพิ่มประสิทธิภาพด้านกำลังส่ง เมื่อทำการสกัดสัญญาณพาห်ออกไปแล้วสัญญาณ DSB ที่ได้จะก็จะเขียนได้ดังนี้

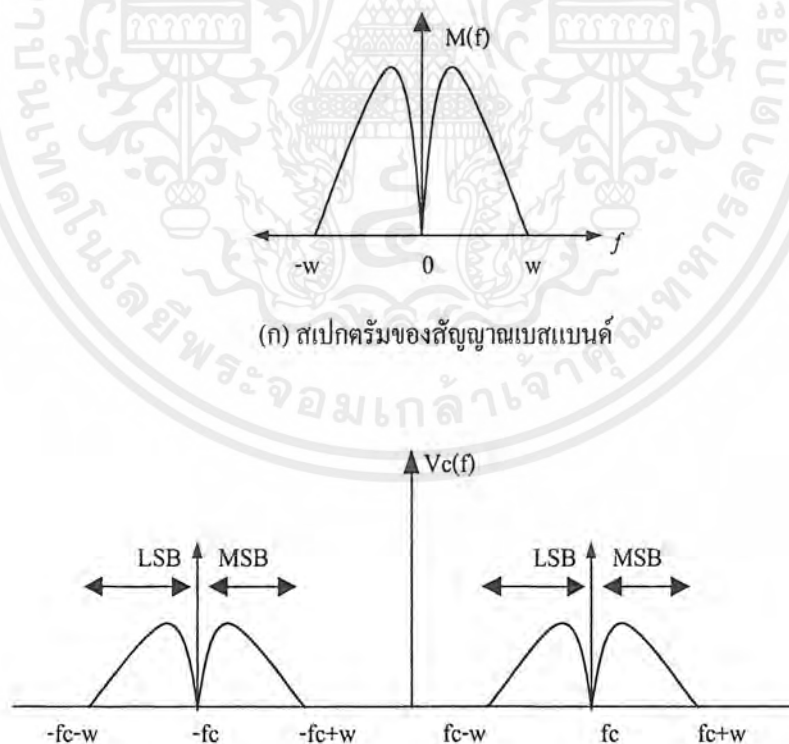
$$v_c(t) = A_c m(t)\text{Cos}\omega_c t \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามลักษณะสมการ (2.6) นี้  $V_c(t)$  จะมีค่ากลับเฟสทันทีตรงตำแหน่งที่  $m(t)=0$  ดังนั้นค่ายอดคลื่นของสัญญาณหรือเอนเวลโลปที่ได้ ก็จะเป็น  $|m(t)|$  แทนที่จะเป็น  $m(t)$  ในกรณีนี้เอนเวลโลปคิเทกชันจะใช้ไม่ได้ผล ดังตัวอย่าง รูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ตัวอย่างสัญญาณ DSB



รูปที่ 2.8 สเปกตรัมสัญญาณ DSB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการหาสเปกตรัมของสัญญาณ DSB ตามสมการ (2.6) จะได้ ผลดังนี้

$$V_c(t) = \frac{A}{2} [M(f + f_c) + M(f - f_c)]$$

ซึ่งรูปร่างของสัญญาณที่ได้จะเหมือนกับสัญญาณ AM ยกเว้นว่าไม่มีสเปกตรัมของสัญญาณพาหุอยู่เท่านั้น เพราะฉะนั้นเมื่อเขียนรูปสเปกตรัมจะได้ดังรูปที่ 2.8 เมื่อพิจารณากำลังส่งของสัญญาณ DSB นี้ เนื่องจากไม่ต้องมีสัญญาณพาหุออกไปด้วย ดังนั้นกำลังส่งก็จะเหลืออยู่ใน ไซด์แบนด์ทั้งสองข้าง ดังนี้

$$P_{DSB} = 2P_{SD} = \frac{A^2}{2} \langle m^2(t) \rangle \quad (2.7)$$

กำลังส่งที่ต้องใช้ ในกรณีนี้เมื่อมีการเปรียบเทียบกับกรณีของสัญญาณ AM จะพบว่า การที่ไม่ต้องส่งสัญญาณพาหุออกไปทำให้ประหยัดกำลังส่งได้อย่างน้อยครึ่งหนึ่งของกำลังส่งที่ใช้ในสัญญาณ AM การพิจารณาเรื่องเกี่ยวกับกำลังส่งในทางปฏิบัติยังต้องคำนึงถึงเงื่อนไขที่สำคัญอีกประการหนึ่งคือ ค่ากำลังส่งสูงสุดที่เครื่องส่งจะสามารถทำงานได้อย่างปกติ ค่าสูงสุดนี้ถูกกำหนดจากคุณสมบัติของเครื่องขยายกำลังที่ใช้อยู่ เพราะเครื่องขยายกำลังจะเกิดการอิ่มตัว และทำให้สัญญาณขาออกผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณเดิม ถ้าให้กำลังงานสูงสุดดังกล่าวเป็น  $\frac{A^2 \max}{2}$  แล้วทำการเปรียบเทียบกำลังที่จะใส่เข้าไปในไซด์แบนด์ของสัญญาณ DSB และสัญญาณ AM ได้ เป็นการเปรียบเทียบกำลังส่งของไซด์แบนด์ของสัญญาณทั้งสองภายใต้เงื่อนไขกำลังส่งสูงสุดได้ ก่อนอื่นพิจารณากรณีของสัญญาณ DSB จาก สมการที่ (2.7) เนื่องจาก  $m^2(t) < 1$  เพราะฉะนั้นเราสามารถให้  $A_c = A_{\max}$  ได้ ซึ่งทำให้  $P_{sb}$  ในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ  $\frac{A^2 \max}{4}$  สำหรับกรณีของสัญญาณ AM จากสมการที่ 2.6 เราจะพบว่า ค่า  $A_c$  สูงสุดที่เป็นไปได้ นั้นจะเท่ากับ  $A_{\max}/2$  ซึ่งจะพบว่า  $P_{sb} = \frac{A^2 \max}{16}$  โดยสรุปจะได้ว่า

กรณีของ DSB

$$P_{sb} = \frac{A^2 \max}{4}$$

กรณีของ AM

$$P_{sb} = \frac{A^2 \max}{16}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.3 การมอดูเลตแบบไซด์แบนด์เดี่ยว (Single Side Band :SSB)

การมอดูเลตแบบ SSB หรือ Single side band suppressed carrier modulation นี้เป็นการมอดูเลตที่จะให้  $\omega_c$  สัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้ว มีไซด์แบนด์ด้านเดียว และสัญญาณพาห้จะถูกกำจัด  $\omega_m$  ออกไปเช่นเดียวกับการมอดูเลตแบบ DSB เมื่อเป็นเช่นนี้สัญญาณ SSB  $\omega_m$  ก็จะต้องการแบนด์วิดท์เท่ากับสัญญาณเบสแบนด์เท่านั้น ในขณะที่เดียวกันก็ไม่มีสัญญาณพาห้ที่อยู่ด้วย สัญญาณ SSB จึงจัดว่าเป็นสัญญาณที่มีประสิทธิภาพ ทั้งในด้านใช้การแบนด์วิดท์และการใช้กำลังส่ง สัญญาณ SSB เป็นการเลื่อนความถี่ของสัญญาณเบสแบนด์ให้สูงขึ้น ดังนั้นถ้าเราพิจารณาเฉพาะที่ความถี่ใดความถี่หนึ่งในสัญญาณเบสแบนด์ เราก็จะสามารถเขียนสัญญาณ SSB ในอาณาจักรของส่วนประกอบความถี่ ได้ดังนี้

$$V_c(t) = \frac{1}{2} A_c A_m \cos(\omega_c \pm \omega_m)t \quad (2.8)$$

โดยที่เครื่องหมาย + หมายถึงสัญญาณไซด์แบนด์ด้านสูง และ เครื่องหมาย - หมายถึงสัญญาณไซด์แบนด์ด้านต่ำ จะเห็นว่าสัญญาณที่มีความถี่  $\omega_m$  แต่สมการ ไม่ได้แสดงการเปลี่ยนแปลงของขอดคลื่นในรูปของสัญญาณไซน์ ที่มีความถี่  $\omega_m$  เป็น แต่จะมีขนาดของขอดคลื่นที่มีค่าคงที่ ในลักษณะนี้เราจะไม่สามารถใช้การดีเทคแบบเอนเวลโลปดีเทคชันได้อย่างแน่นอน

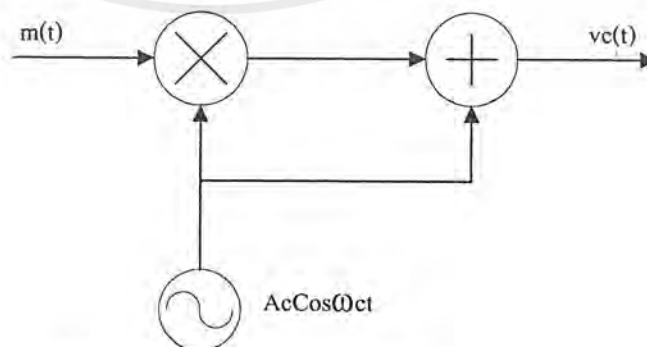
เมื่อเราพิจารณาในด้านกำลังส่ง ก็จะพบว่า สัญญาณ SSB ใช้กำลังส่งเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณ DSB กล่าวคือ

$$P_{SSB} = \frac{1}{2} P_{DSB} = P_{SB} = \frac{A_c^2}{4} (m^2(t))$$

เมื่อกล่าวโดยสรุปแล้วสัญญาณ SSB ก็เป็นสัญญาณที่มีประสิทธิภาพในเชิงการใช้กำลังส่งและในเชิงของการใช้แบนด์วิดท์มากที่สุดแต่มีความยุ่งยากในการสร้างเครื่องส่งเครื่องรับ

## 2.6 การสร้างสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด

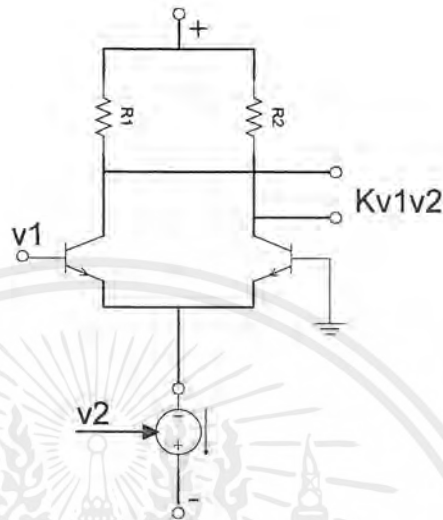
### 2.6.1 มอดูเลเตอร์แบบผลคูณ



รูปที่ 2.9 มอดูเลเตอร์แบบผลคูณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอดูเลชันแบบผลคูณ จะเป็นวงจรที่สร้างผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์เข้ากับสัญญาณพาห้เขียนเป็นไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.9 ในกรณีที่เป็นสัญญาณ DSB ก็ไม่จำเป็นจะต้องมีวงจรบวก การสร้างวงจรคูณนั้นสร้างได้หลายแบบ และแบบที่นิยมใช้กัน คือวงจรคูณแบบ แวริเอเบิลทรานสคอนดักแตนซ์ (Variable Transconductance multiplier) ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 วงจรแวริเอเบิลทรานสคอนดักแตนซ์

ลักษณะของวงจรเป็นวงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล ซึ่งอัตราขยายขึ้นอยู่กับค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ ดังนั้น  $v_2$  จะเป็นสัญญาณที่ควบคุมอัตราขยายของวงจร เพราะเป็นตัวทำให้กระแสอิมิตเตอร์เปลี่ยนแปลงไป เมื่อป้อน  $v_1$  เข้าที่ขั้วเบสของทรานซิสเตอร์และอัตราขยายจะขึ้นอยู่กับ  $V_2$  สัญญาณขาออกที่ได้จะมีรูปร่างเป็น  $Kv_1v_2$  ซึ่งก็จะเป็นผลคูณของสัญญาณทั้งสองตามต้องการ

#### 2.6.2 มอดูเลเตอร์แบบ กฎกำลังสอง และมอดูเลเตอร์แบบ บาลานซ์

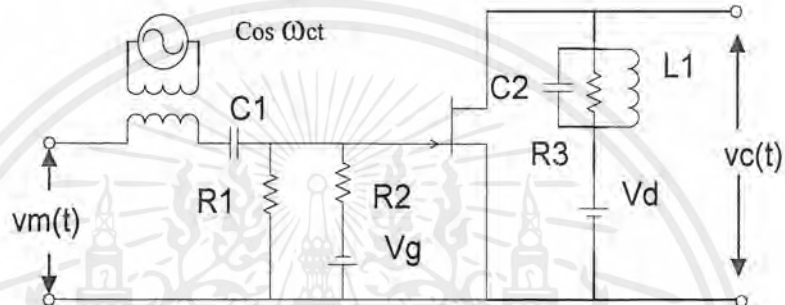
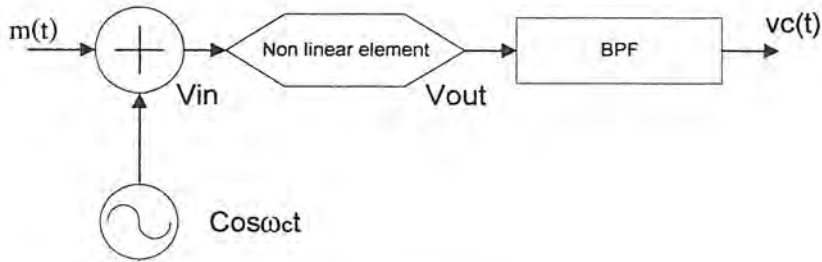
มอดูเลเตอร์แบบกฎกำลังสองเป็นมอดูเลเตอร์ที่ใช้ประโยชน์จากความไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น ทรานซิสเตอร์หรือ ไดโอด เป็นต้น จากรูปที่ 2.11 เป็นการแสดงบล็อกไดอะแกรมและตัวอย่างของวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์ในการสร้างสัญญาณ AM โดยมี 2 วงจร LC เป็นวงจรฟิลต์เตอร์ที่จะกรองเอาช่วงความถี่เฉพาะที่ต้องการออกมา ตามกฎกำลังสองนั้น เราจะสมมุติว่าความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรให้สัญญาณขาออกสามารถเขียนออกมาอยู่ในรูปของสัญญาณขาเข้าในรูปต่อไปนี้

$$V_o = a_1 V_i + a_2 V_i^2$$

กล่าวคือสัญญาณขาออกจะมีเทอมที่แปรผันตามกำลังสองของสัญญาณขาเข้าพร้อมๆกัน กับเทอมที่แปรผันตามสัญญาณขาเข้า ดังนั้นถ้าสัญญาณขาเข้าเป็น  $v_m(t) + \cos \omega_c t$  ก็จะเขียนสัญญาณขาออกได้ในรูปต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o(t) = a_1 v_m(t) + a_2 \cos^2 \omega_c t + a_1 \left\{ 1 + \frac{2a_2}{a_1} v_m(t) \right\} \cos \omega_c t \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.11 บล็อกโคอะแกรมและตัวอย่างวงจรมอดูเลตสัญญาณ AM

จะเห็นว่าเทอมสุดท้ายเป็นสัญญาณที่เป็นสัญญาณ AM ตามต้องการ เพราะฉะนั้นถ้าสามารถกรองเอาเทอมอื่นๆ ออกไปให้หมดก็จะได้สัญญาณ AM เหลือออกมาเท่านั้น การพิจารณาว่าจะสามารถกรองเอาเทอมอื่นออกได้หรือไม่นั้น สามารถทำได้โดยการพิจารณาที่สเปกตรัมของสัญญาณแต่ละเทอมว่ามาซ้อนทับสเปกตรัมของสัญญาณ AM หรือไม่ ถ้าหากไม่มาซ้อนกันและห่างกันพอสมควรก็จะสามารถกรองเอาเฉพาะสัญญาณ AM ออกมาได้ ถ้าพิจารณาสัญญาณขาออก จากสมการ (2.9) จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณในเทอมอื่นๆชัดเจนอยู่แล้ว ยกเว้น  $a_2 v_m^2(t)$  ในเทอมของ การหาฟูเรียร์ทรานฟอร์มของสัญญาณในเทอมนี้จะทำได้โดยอาศัยหลักการทรานฟอร์มของคอนวูลูชันของสัญญาณ คือ

$$h(t) \rightarrow H(f)$$

$$x(t) \rightarrow X(f)$$

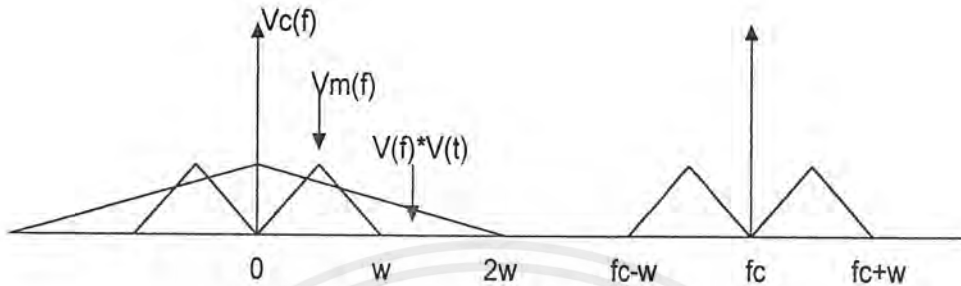
จะได้

$$h(t) * x(t) \rightarrow H(f)X(f)$$

$$h(t)x(t) \rightarrow H(f)X(f)$$

เพราะฉะนั้น พูรีเยร์ทรานสฟอร์ม ของ  $a_2 v_m^2(t)$  ก็จะเขียนได้เป็น

$$a_2 V(f) * V(f) \longleftrightarrow a_2 v_m^2(t)$$



รูปที่ 2.12 สเปกตรัมของสัญญาณตามสมการที่ (2.9)

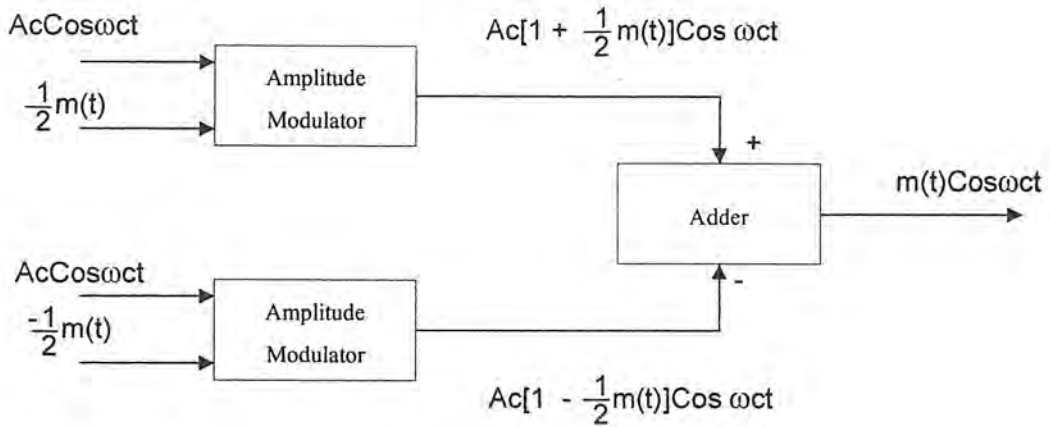
ซึ่งหมายความว่าถ้าสัญญาณ  $v_m(t)$  มีแบนด์วิดท์เป็น  $W$  สัญญาณ  $v_m^2(t)$  ก็จะมีแบนด์วิดท์ของสัญญาณกว้างเป็น  $2W$  ดังรูปที่ 2.12 ความถี่ของสัญญาณพาห้คือ  $f_c$  จะต้องสูงกว่า  $3W$  เป็นอย่างน้อย เมื่อใช้  $f_c$  สูงเพียงพอที่จะสามารถกรองเอาเฉพาะสัญญาณ AM ออกมาได้โดยใช้ฟิลเตอร์ที่มี แบนด์วิดท์  $2W$  และมีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่  $f_c$  จากสมการที่(8) และรูปที่ 2.12 จะเห็นว่าถ้า  $a_1=0$  สัญญาณที่ได้จะแปรตามกำลังสองของสัญญาณขาเข้าเท่านั้น ซึ่งจะทำให้ไม่มีสเปกตรัมของ  $f_c$  เกิดขึ้นสัญญาณขาออกที่ได้จะเป็นสัญญาณ DSB ไป อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ จะหาวงจรที่มีการตอบสนองตามต้องการนี้ลำบาก ดังนั้นโดยทั่วไปจึง มักจะใช้การมอดูเลทแบบ AM ที่เหมือนกัน 2 ชุดมาสร้างสัญญาณ AM ที่มีรูปร่างเป็น

$$A_c \left[ 1 + \frac{1}{2} m(t) \right] \cos \omega_c t$$

และ

$$A_c \left[ 1 - \frac{1}{2} m(t) \right] \cos \omega_c t$$

แล้วนำสัญญาณทั้งสองมาลบออกจากกัน ซึ่งผลที่ได้จะเป็นสัญญาณ DSB ลักษณะของมอดูเลเตอร์ที่ทำงานดังกล่าวนี้เรียกว่า มอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์



รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ ที่ใช้สร้างสัญญาณ DSB

2.6.3 มอดูเลเตอร์แบบ สวิตซ์ (Switching Modulator)

ในการส่งสัญญาณ AM ด้วยกำลังสูงๆ เช่นสถานีวิทยุกระจายเสียง AM นั้น อาจทำได้โดยใช้วงจรขยายกำลังที่ความถี่ที่จะส่งออก แต่ในการขยายกำลังสูงๆ นั้นมักมีปัญหาในเรื่องของการไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งอาจทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณได้ ทำให้เกิดสเปกตรัมของความถี่อื่นๆ นอกแถบความถี่ของสัญญาณได้ ดังนั้น ในระยะหลังจึงมักจะใช้วิธีขยายสัญญาณเบสแบนด์ให้มีขนาดใหญ่ตามความต้องการเสียก่อนแล้วจึงนำมอดูเลทกับสัญญาณพาห์ โดยวิธีการสวิตซ์ ดังรูปที่ 2.14 สัญญาณที่ผ่านการสวิตซ์นั้นตอนแรกจะเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม แต่เมื่อผ่านวงจรแทรกซ์ซึ่งเป็นวงจรเรโซแนนซ์ RLC แบบขนานจะทำให้ได้คลื่นซายน์ออกมา โดยให้ความถี่ของการ สวิตซ์เป็น  $f_c$  และตั้งความถี่ ของวงจรเรโซแนนซ์ ให้เท่ากับ สัญญาณขาออกจากมอดูเลเตอร์ก็จะเป็นสัญญาณ AM ดังรูปที่ 2.14



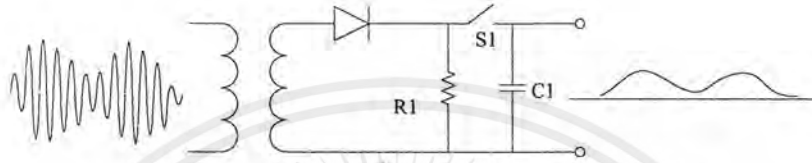
รูปที่ 2.14 หลักการทำงานของมอดูเลเตอร์แบบสวิตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.7 การตีเทคสัญญาณ AM

### 2.7.1 วงจรตีเทคเตอร์ใช้ไดโอด

วงจรตีมอดสัญญาณ AM ที่นิยมมากที่สุดคือ วงจรตีเทคเตอร์ใช้ไดโอด วงจรนี้ง่ายและใช้ได้ ในเครื่องรับ AM ทุกชนิด ในรูปที่ 2.15 ความจริงสวิทช์ S1 ไม่จำเป็นต้องใช้ แต่ในที่นี้เขียนเพื่อ อธิบายให้เข้าใจง่ายขึ้น ตอนแรกสมมติให้ S1 เปิดวงจร วงจรนี้เป็นวงจรเรกติฟายครึ่งคลื่นธรรมดา ไดโอดจะนำกระแสช่วงเวลาที่คลื่น AM เป็นบวกเท่านั้น เกิดพัลส์บวกคร่อม R1 ในช่วงเวลาที่คลื่น AM เป็นลบ D1 จะ OFF

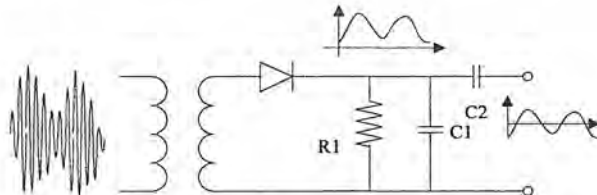


รูปที่ 2.15 การตีเทคสัญญาณ AM ด้วยไดโอด

เมื่อ S1 ปิดวงจร C1 จะต่อขนานกับ R1 โดย C จะถูกประจุด้วยพัลส์บวกของ AM ทันที และ ในระหว่างช่วงเวลาที่ D1 เป็น OFF (พัลส์ลบเข้ามา) C1 ก็พยายามคายประจุออกให้แก่ R1 เนื่องจากค่าคง ตัวเวลา R1, C1 นั้นสั้นทำให้ C1 มีแรงดันตกคร่อมเล็กน้อย เอาท์พุทจึงปรากฏเป็นลักษณะกรอบของ สัญญาณ AM ส่วนบนมีริบเบิล (Ripple) ปะปนอยู่เล็กน้อยซึ่งโดยปกติความถี่คลื่นพาห้สูงกว่าความถี่ ของกรอบคลื่นอยู่แล้ว ริบเบิลจึงแทบจะมองไม่เห็น

ลองพิจารณาขบวนการตีมอดในแง่ความถี่ คงจำได้ว่าคลื่น AM ประกอบด้วยองค์ประกอบ 3 ตัว คือคลื่นพาห้หนึ่งตัว และคลื่นไซด์แบนด์อีกสองตัว (USB กับ LSB) เมื่อป้อนสัญญาณทั้งสามตัวให้แก่ D1 จะเกิดการผสมคลื่นแบบโมลิเนียน์ ทำให้เกิดผลลัพธ์เป็นความถี่ผลต่าง ซึ่งความถี่ผลต่างนี้ก็คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาคูณเลขนั่นเอง ฉะนั้นการที่จะแยกสัญญาณความถี่ต่ำออกมาจากความถี่สูง (RF) ก็ทำได้โดยการใช้ C1 ต่อในลักษณะลัดวงจรที่ความถี่สูงให้เหลือแต่เฉพาะสัญญาณเสียงเท่านั้น

เอาท์พุทที่ได้จากการตีเทคจะมีแรงดัน DC ปนมาด้วย ซึ่งเราต่อเอาท์พุทผ่าน C2 โดยให้ C2 ทำ หน้าที่กั้นไฟ DC รูปที่ 2.16

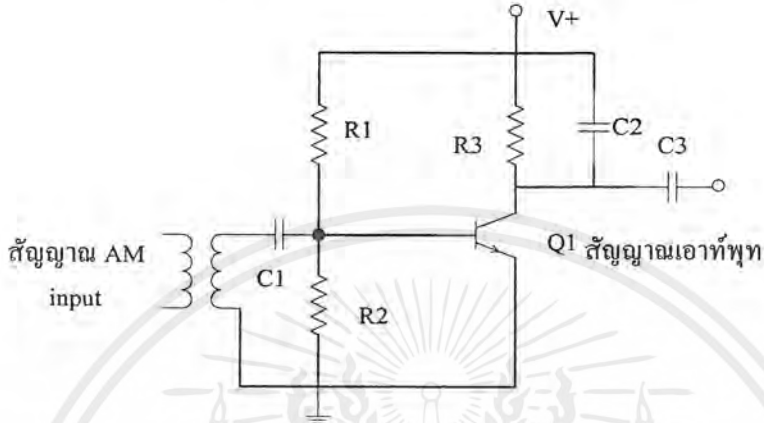


รูปที่ 2.16. วงจรตีเทคเตอร์ AM ใช้ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.7.2 วงจรดีเทคเตอร์ใช้ทรานซิสเตอร์

ในวงจรดีเทคเตอร์ที่ใช้ไดโอด เรานิยมใช้ไดโอดชนิดเจอร์เมเนียม (Germanium Diode) เป็นตัวดีเทคสัญญาณ AM เนื่องจากมีแรงดันตกคร่อมน้อย แต่ในการใช้งานจริงๆ บางครั้งจำเป็นต้องขยายสัญญาณที่ดีเทคออกมา ในกรณีเช่นนี้เราอาจใช้ทรานซิสเตอร์เป็นตัวดีเทคก็ได้ โดยไบแอสให้เป็นวงจรขยายคลาส B ดังนั้นสัญญาณ AM ก็จะถูกดีเทคและขยายพร้อมกันเลยทีเดียว



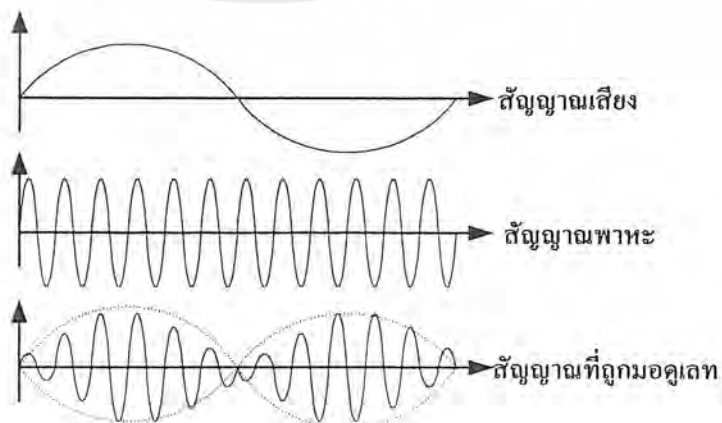
รูปที่ 2.17 วงจรดีเทคเตอร์ AM ใช้ทรานซิสเตอร์

ในรูปที่ 2.17 C1 ไบแอสด้วย R1 กับ R2 ให้ทำงานในคลาส B ตัวต้านทาน R1 เป็นตัวโหลดและเป็นตัวเข้าประจุ C2 เป็นตัวกรองสัญญาณ RF ที่ส่ง ส่วนสัญญาณเสียงผ่าน C3 ออกไปยังเอาต์พุต

### 2.7.3 วงจรซิงโครนัสดีเทคเตอร์

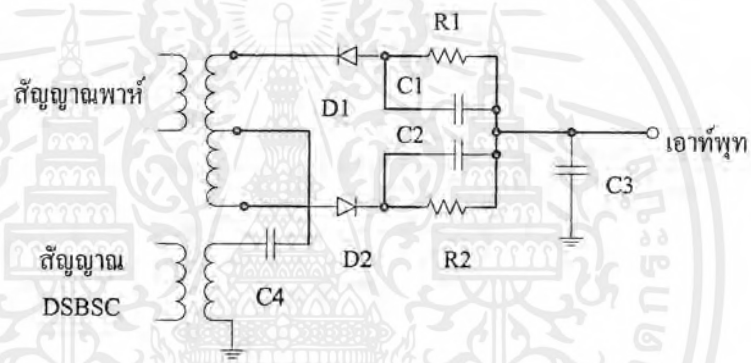
การหาคูเลทกรอบคลื่นของสัญญาณ AM เราสามารถใช้ทรานซิสเตอร์หรือไดโอดอาศัยหลักการเรกคิฟายธรรมดา แต่ในกรณีของสัญญาณ AMDSBC กรอบคลื่นของสัญญาณมิใช่ตัวสัญญาณ(เสียง) ที่เข้ามาออกเลข

รูปที่ 2.18 รูปคลื่นในวงจรซิงโครนัสดีเทคเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.18 สัญญาณเสียง 10 กิโลเฮิร์ต โมดูลบทบนคลื่นพาห์ 100 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากคลื่นพาห์ถูกกำจัดออกไปเหลือแต่เฉพาะ ไซค์เบนค์สองข้างรวมกัน จึงได้กรอบรูปสัญญาณเป็นตามรูปที่ 2.18 กรอบรูปนี้มีความถี่เท่ากับสองเท่า (คือ 20 กิโลเฮิร์ต) ของสัญญาณที่เข้ามาอคูเลทจะเห็นว่าเรานำหลักการดีเทค AM ธรรมดามาใช้ไม่ได้ผลจึงต้องใช้วิธีดีเทคแบบพิเศษที่เรียกว่าซิงโครนัสดีเทคเตอร์ (Synchronous Detector) จากรูปที่ 2.19 วงจรซิงโครนัสดีเทคเตอร์ประกอบด้วย ไดโอดคู่มิอินพุตเข้ามาสองทาง ทางหนึ่งมาจากคลื่นพาห์ซึ่งสัญญาณนี้ต้องผลิตขึ้นเองที่เครื่องรับ ความถี่ของคลื่นพาห์ที่เครื่องรับนั้นไม่จำเป็นต้องเท่ากับความถี่คลื่นพาห์ที่เครื่องส่ง (ไม่จำเป็นต้องตรงพอดี) แต่เฟสจะต้องตรงกันระหว่างเครื่องส่งตลอดเวลา ในรูปที่ 2.19 สัญญาณพาห์จะบังคับให้ไดโอด D1 กับ D2 ทำงานปิดเปิดเหมือนสวิทช์ กล่าวคือ เมื่อสัญญาณพาห์เป็นลบที่ขั้วบนของหม้อแปลง T1 และเป็นบวกที่ขั้วล่าง D1 กับ D2 จะนำกระแสแต่กระแสยังคงไม่ไหลผ่าน C4 เพราะว่ากระแสทั้งหมดจะวนเวียนอยู่ในลูป D1 กับ D2 และสภาวะนี้เป็นสภาวะที่ไม่สมดุลย์(มีค่าคลื่นพาห์) เมื่อสัญญาณพาห์กลับขั้ว D1 กับ D2 ทำ ก็ถูกไบแอสกลับทาง กระแสจึงไม่ไหล การต่อขนานกันระหว่าง R1, C1 และ R2, C2 ทำหน้าที่เป็นโหลดให้แก่ไดโอด ON



รูปที่ 2.19 วงจรซิงโครนัสดีเทคเตอร์

และบังคับให้ไดโอด OFF เฉพาะไซค์เกิดแถบๆของคลื่นพาห์ C4 ทำหน้าที่กรองความถี่สูงของคลื่นพาห์ทิ้งไป สัญญาณที่เข้ามาอคูเลทควรมีระดับสัญญาณต่ำ เพื่อมิให้ไดโอด D1 และ D2 ไบแอสตรง ฉะนั้นช่วงเวลาที่สัญญาณเข้ามาอคูเลทสามารถผ่านไปยัง C4 และเอาต์พุตที่ได้ก็คือช่วงเวลาที่คลื่นพาห์เป็นไบแอสตรงให้ไดโอดนั้นคือคลื่นพาห์จึงเสมือนทำการสุ่มตัวอย่าง (Sampling) ของสัญญาณที่เข้ามาอคูเลทออกไปยังเอาต์พุต (รูปที่ 2.18) สังเกตว่าคลื่นพาห์สุ่มตัวอย่างสัญญาณค่าบวกของสัญญาณ DSB ในช่วงไซค์เกิดบวกของคลื่นพาห์และสุ่มตัวอย่างค่าลบของสัญญาณ DSB ในช่วงไซค์เกิดลบของคลื่นพาห์ ผลที่ได้จึงเป็นสัญญาณเสียงที่เข้ามาอคูเลท

จะเห็นว่าถ้าคลื่นพาห์ในรูปที่ 2.18 มีเฟสผิดพลาด ตำแหน่งที่สุ่มตัวอย่างจะเลื่อนไปทำให้ได้ค่าสัญญาณที่ผิดพลาด ด้วยเหตุนี้ สัญญาณพาห์ที่เกิดขึ้นใหม่นี้จึงต้องมีเฟสตรงกับเฟสของคลื่นพาห์ที่เครื่องส่งพอดี นี่เป็นข้อเสียของระบบ AM ไร้คลื่นพาห์ (DSB) เพราะว่าเครื่องรับต้องใช้วงจรที่ซับซ้อนในการ

ควบคุมเฟสและความถี่ให้ถูกต้อง อย่างไรก็ตามในระบบแพร่ภาพโทรทัศน์และระบบกระจายเสียง FM สเตอริโอเราก็ใช้การมอดูเลทแบบ AMDSBC แต่ทว่าเราจำเป็นต้องส่งสัญญาณซิงค์(Synchronize) มาควบคุมการกำเนิดคลื่นพาห์ใหม่ที่เครื่องรับ ทำให้มีเฟสและความถี่ตรงกับที่เครื่องส่ง

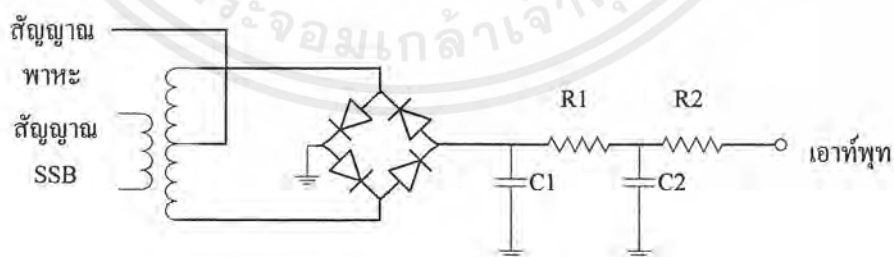
#### 2.7.4 โปรดักต์ดีเทคเตอร์

การดีมอดสัญญาณ SSB นั้นเราใช้วงจรไดโอดธรรมดาที่ดีมอดสัญญาณ AM ไม่ได้ เนื่องจากกรอบรูปคลื่นของสัญญาณ SSB เปลี่ยนแปลงตามแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลทเท่านั้นไม่ได้ เปลี่ยนตามความถี่(ยกเว้นในกรณีที่เรามอดูเลทด้วยสัญญาณเสียงที่มีแอมพลิจูดคงที่ แต่ความถี่แปรเปลี่ยนไป ในกรณีนี้กรอบของสัญญาณ SSB จะคงที่ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลง) ฉะนั้นวงจรดีมอดของสัญญาณ SSB จึงต้องปรับตามความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณพาห์(ความถี่สูง)

ในการดีมอดสัญญาณ SSB เราต้องผลิตสัญญาณพาห์ขึ้นใหม่แล้วนำสัญญาณ SSB ไปเปรียบเทียบกับกัน วงจรดีมอดสัญญาณ SSB ก็เป็นวงจรมิกเซอร์แบบอนลิเนียร์อีกแบบหนึ่ง เราอาจใช้ไดโอดเป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์หรือใช้วงจร MOSFET เกตคู่(Dual Gate)

วงจรโปรดักต์ดีเทคเตอร์ (Product Detector) ในรูปที่ 2.20 ใช้ไดโอดต่อเป็นวงเหมือนวงจรคลื่นพาห์ที่กำเนิดขึ้นใหม่เรียกว่า BFO(Breat Frequency Oscillator) ป้อนไปที่จุดกลางของหม้อแปลง ส่วนสัญญาณ SSB ป้อนเข้าที่ขดไพรมารี สัญญาณทั้งสองผสมกัน คร่อมไดโอดต่างๆ ถ้าคลื่นพาห์มีความถี่ผิดพลาดจากเดิมที่เครื่องส่งไม่เกิน 50 เฮิร์ต สัญญาณผลต่างจะเกิดที่เอาต์พุตเป็นสัญญาณเสียงที่เข้ามามอดูเลท วงจร R1,R2,C1,C2 เป็นวงจรกรองความถี่สูงทิ้งไป ขอมให้เฉพาะสัญญาณเสียงผ่านไปได้

จะเห็นว่าคลื่นพาห์ที่สร้างขึ้นใหม่ในการดีมอดสัญญาณ SSB เราไม่จำเป็นต้องให้เที่ยงตรงเหมือนกับการดีมอด DSB คงจำได้ว่าในระบบ AMSC (ไร้คลื่นพาห์) เราต้องกำเนิดคลื่นพาห์ขึ้นใหม่โดยรักษาเฟสและความถี่ให้เหมือนกับคลื่นพาห์ตัวเดิม แต่ในระบบ SSB ความถี่ขอมให้ผิดพลาดได้ไม่เกิน 50 เฮิร์ต ของตัวเดิม ดังนั้นเครื่องรับไม่ต้องใช้วงจรซับซ้อนมากเกินไป นี่เป็นเหตุผลสำคัญที่ระบบ SSB ได้รับความนิยมมากกว่าระบบ DSB



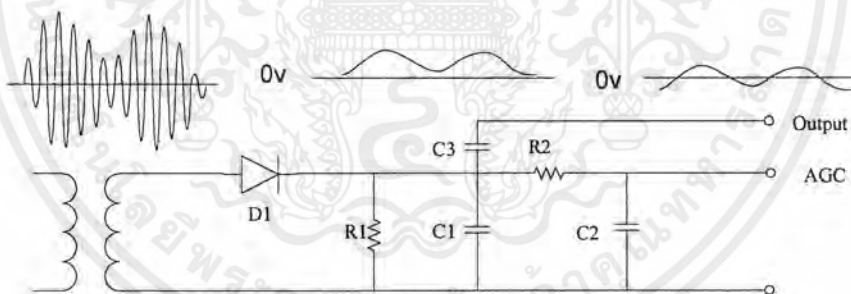
รูปที่ 2.20 วงจร โปรดักต์ดีเทคเตอร์

เนื่องจากคลื่นพาห้ใหม่ในระบบ SSB มีความถี่และเฟสผิดพลาดไปจากคลื่นพาห้ตัวเดิมได้(ที่ถูกจำกัดที่เครื่องส่ง) ฉะนั้นคุณภาพเสียง (ของสัญญาณที่เข้ามาอคูเลท) จะค่อยลงไปบ้าง อย่างไรก็ตามก็ยังสามารถฟังได้

## 2.8 การควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

ในการจูนรับสัญญาณ AM ปกติเราจะรับสัญญาณจากบางสถานีได้อ่อน บางสถานีได้แรง การที่ระดับสัญญาณที่รับได้เปลี่ยนแปลงเช่นนี้ทำให้วงจรทำงานเกิดการผิดพลาด ( เช่น อาจเกิดโอเวอร์โวลทจจ RF หรือดีเทคเตอร์) ดังนั้นเราจะต้องควบคุมอัตราขยายสัญญาณมิให้ขยายมากในกรณีที่ได้รับสัญญาณแรงและขยายเต็มที่เมื่อได้รับสัญญาณอ่อน วิธีการนี้เรียกว่า การควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ(Automatic Gain Control หรือ AGC) ด้วยเหตุนี้เอาท์พุทก่อนป้อนให้วงจรดีเทคเตอร์จะมีระดับสัญญาณประมาณเท่ากันทั้งในกรณีที่ได้รับสัญญาณแรงและรับสัญญาณอ่อน

วงจร AGC รูปที่ 2.21 อาศัยหลักการดีเทคสัญญาณทำนองเดียวกับการคิมอดสัญญาณ AM แต่วัตถุประสงค์ของการดีเทคก็เพื่อตรวจว่าสัญญาณที่รับได้มีความแรงมากน้อยเพียงใดในที่นี้เราใช้ไดโอดกับ R1,C1 แต่เพิ่ม R2,C2 เพื่อให้สัญญาณที่ดีเทคได้มีความสม่ำเสมอมากขึ้น เนื่องจากการกรองสัญญาณความถี่ต่ำสองครั้ง แรงดันที่ได้จากวงจรนี้จะเป็นไฟ DC ซึ่งมีค่ามากน้อยตามระดับความแรงของสัญญาณที่รับได้ ถ้ารับสัญญาณแรง ไฟ DC จะมาก ถ้าสัญญาณรับได้อ่อน ไฟ DC จะน้อย ไฟ DC นี้เป็นแรงดันที่นำไปควบคุมอัตราขยายของเครื่องรับเรียกว่า ไฟ AGC ถ้าหากเรากลับขั้วไดโอด D1 เป็นตรงข้าม เราจะได้ไฟ AGC เป็นไฟ DC ค่าลบแทนที่จะเป็นค่าบวก

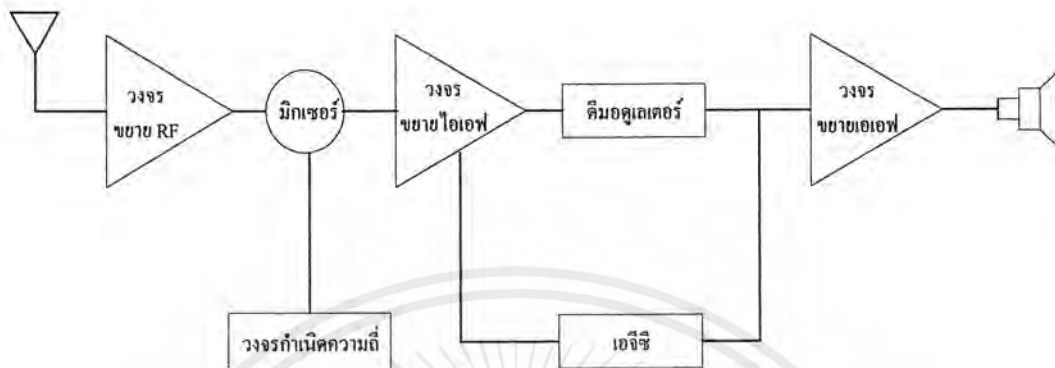


รูปที่ 2.21 วงจรกำเนิดแรงดัน AGC อย่างง่าย

แรงดัน AGC ที่ได้จากการดีเทค ถูกป้อนไปยังวงจรขยาย IF และวงจร RF เพื่อเป็นแรงดันไปแอสควบคุมอัตราขยายของวงจรเหล่านี้ สมมติว่ารับสัญญาณได้แรงไฟ AGC จะมีค่าสูงเพื่อไปลดอัตราขยายของวงจรขยาย RF และ IF ในกรณีที่ได้รับสัญญาณอ่อน ไฟ AGC จะมีค่าน้อยลงและอัตราขยายของวงจรจะเพิ่มขึ้น ทำให้เราได้ระดับสัญญาณเสียงค่อนข้างสม่ำเสมอไม่ว่าจะรับสัญญาณแรงหรืออ่อนก็ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

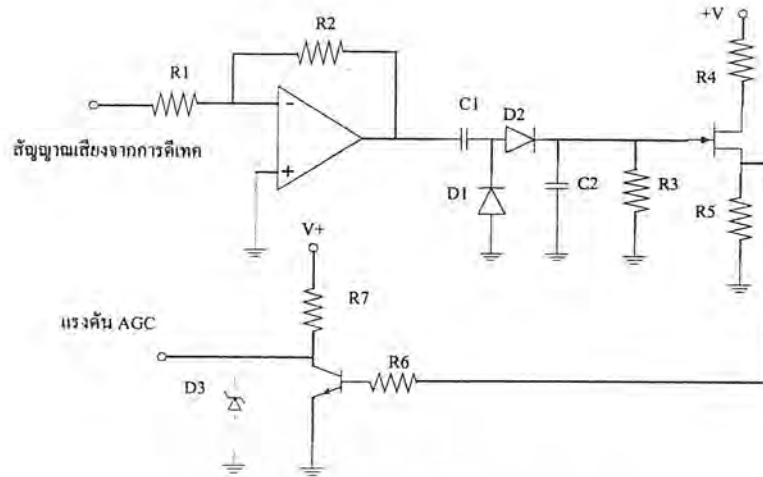
สำหรับเครื่องรับ SSB ความแรงของสัญญาณจะขึ้นอยู่กับสัญญาณมอดูเลตซึ่งเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ดังนั้นดีเทคไฟ AGC จึงทำได้ยาก บางครั้งเรานิยมใช้วิธี AGC แบบอื่น เช่นในวิธีปรับด้วยมือ(Manual AGC) มักเรียกว่า ปรับอัตราขยาย RF (RF Gain)



รูปที่ 2.22 แผนผังเครื่องรับชนิดซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ แสดงการควบคุม AGC

วงจร AGC ในเครื่องรับ SSB จะเป็นดังรูปที่ 2.23 สัญญาณ SSB เป็นสัญญาณ AM แต่เป็น AM ที่ปราศจากคลื่นพาห้ไฟ AGC จึงต้องผลิตจากส่วนอื่น ( ที่ไม่ใช่คลื่นพาห้ ) ของสัญญาณแทน ในวงจรนี้เราใช้ความแรงของสัญญาณเสียงมาผลิตไฟ AGC กล่าวคือสัญญาณเสียงที่ผ่านการขยายจากออปแอมป์ (OP-AMP) จะถูกดีเทคด้วย D1,D2,C1,C2 ซึ่งทำงานเป็นวงจรทวีแรงดัน (Voltage Doubler) แรงดันที่ได้คร่อม C2 จะมีค่ามากน้อยเป็นสัดส่วนกับความแรงของสัญญาณ SSB อย่างไรก็ตามถ้าไม่มีสัญญาณเสียง แรงดันนี้จะเป็นศูนย์ ทำให้ช่วงเวลาในการหยุดพักระหว่างคำและระหว่างประโยค C2 จะคายประจุสู่ R1 ฉะนั้น เราต้องเลือกค่าคงตัวของ R1,C2 ให้พอเหมาะเพื่อป้องกันมิให้แรงไฟ AGC เปลี่ยนแปลงทันทีในระหว่างช่วงเวลาที่หยุดพัค

ทรานซิสเตอร์ Q1 เป็น JFET ส่วน Q2 เป็นวงจรคั่น( หรืออินเตอร์เฟซ ) ระหว่างวงจรถีเทค AGC กับวงจรภาครับที่ถูกควบคุมด้วยไฟ AGC,Q1 มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก ทำหน้าที่ขยายไฟ DC คร่อม C2 กับ R1 แล้วป้อนให้กับเบสของ Q2 ซึ่งเป็นตัวเปรียบเทียบแรงดันว่า ถ้าหากได้ไฟ DC จากวงจรถีเทคมากพอ D2 จะนำกระแส ในที่นี้แรงดัน AGC มีค่าต่ำและลงที่ที่ 3 โวลต์ด้วยซีเนอร์ไดโอด D3 เมื่อ Q2 ON ซีเนอร์จะ OFF (ถูกไบแอสกลับ)แรงไฟ AGC จะลดลงตามแรงไฟที่ได้จากการดีเทค ฉะนั้นเมื่อเครื่องรับสัญญาณแรงไฟ AGC จะเพิ่มขึ้นทำให้อัตราขยายของวงจรภาครับลดลงไปด้วยสัญญาณเสียงจึงมีระดับสม่ำเสมอ



รูปที่ 2.23 AGC วงจรสร้างแรงไฟควบคุมจากสัญญาณเสียง

## 2.9 เครื่องส่งสัญญาณวิทยุ(Radio Transmitters)

จุดเริ่มต้นของการส่งสัญญาณวิทยุนั้นประกอบด้วยการสร้างสัญญาณที่เป็นสื่อหรือคลื่นพาห้ที่เรียกว่าแคร์เรียร์เจเนอเรชัน (Carrier Generation) นำสัญญาณมามอดูเลทกับสัญญาณข้อมูลหรือเสียงแล้วจึงทำการขยายสัญญาณเพื่อส่งออกไปยังสายอากาศหรือตัวนำคลื่นเป็นสัญญาณความถี่วิทยุ RF ของยกตัวอย่างเช่นเครื่องส่งสัญญาณรหัสสมอร์สหรือเครื่องส่งสัญญาณแบบคลื่นต่อเนื่อง (CW, Continuous Wave) ที่ให้สัญญาณแบบสั้นหรือยาวที่เรียกว่าคอตส์แอนด์แดชส์ (Dots and Dashes) โดยมีวงจรสร้างสัญญาณพาห้ก็คือ ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งต่อเชื่อมเข้ากับวงจรขยายเพื่อเพิ่มกำลังส่งออกไปกับสายอากาศ ส่วนที่สร้างสัญญาณข้อมูลเพียงต่อสัญญาณที่ได้จากออสซิลเลเตอร์เข้ากับสวิทช์แบบกดติดปล่อยดับ ที่ต่อสัญญาณลงกราวด์ จากตัวอย่างดังกล่าวทำให้พอที่จะมองภาพของส่วนประกอบของเครื่องส่งสัญญาณได้ดังนี้

2.9.1 วงจรสร้างสัญญาณพาห้ (Carrier Generator) โดยส่วนมากจะเป็นวงจรคริสตัลอสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) ซึ่งจะให้สัญญาณความถี่ที่ต้องการได้เที่ยงตรงและมีเสถียรภาพดี โดยส่วนมากมักมีการต่อวงจรขยายแบบบัฟเฟอร์เพื่อแยกวงจรออสซิลเลเตอร์ออกจากโหลด เป็นการป้องกันการเปลี่ยนความถี่เนื่องจากค่าโหลดของวงจรออสซิลเลเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงไป

2.9.2 วงจรมอดูเลทสัญญาณ (Modulator) ทำการแปลงคุณสมบัติของสัญญาณพาห้ให้มีลักษณะตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลหรือเสียงพูดที่ต้องการส่ง จากตัวอย่างข้างต้นก็เหมือนกับสวิทช์ที่ต่อลงกราวด์หรือจะเป็นวงจรมอดูเลทในวิธีการต่างๆ เช่น แอมพลิจูดมอดูเลชัน (AM) หรือเฟรควเ้นซิมมอดูเลชัน (FM) ดังที่ได้กล่าวในหัวข้อที่ผ่านมา

2.9.3 วงจรขยาย (Amplifier) เป็นการขยายสัญญาณในรูปแบบต่างๆในขั้นตอนที่ต่างกัน ตัวอย่างเช่น วงจรขยายภาคสุดท้ายก่อนที่จะออกไปสายอากาศ สำหรับวงจรมีการจัดออกเป็นหลายแบบ เรียกว่าคลาส (Class) ตามวิธีการไบแอส

2.9.4 วงจรอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching Circuit) เป็นวงจรที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อระหว่างวงจรมีความถี่วิทยุ (RF Amplifier) ในแต่ละภาคเพื่อให้ได้กำลังส่งมากที่สุด การที่จะทำให้มีการถ่ายพลังงานมากที่สุดจากวงจรมีความถี่วิทยุหนึ่งไปยังอีกความถี่วิทยุหนึ่งจะต้องมีค่าของอิมพีแดนซ์ของวงจรแรกเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรถัดไป วงจรอิมพีแดนซ์แมตชิ่งโดยทั่วไปเป็นวงจรของตัวนำและตัวเก็บประจุ ที่มีรูปแบบการต่อต่างๆกัน เช่น โครงข่ายรูป L และโครงข่ายรูป  $\pi$  หรืออาจจะเป็นหม้อแปลงรูปโดนัทที่เป็นแกนผงเหล็กเรียกว่าเทอร์รอยด์ (Toroid)

#### 2.9.5 เครื่องรับสัญญาณ (Communications Receivers)

หน้าที่ของเครื่องรับสัญญาณคือทำการเลือกช่องสัญญาณที่ต้องการออกมาจากสัญญาณอื่นๆที่ถูกส่งออกมาในอากาศ และขยายสัญญาณกลับไปเป็นสัญญาณข้อมูลที่สามารถใช้งานได้ โดยปกติเครื่องรับจะมีปฏิกิริยาสองประการที่ต้องคำนึงถึงนี้

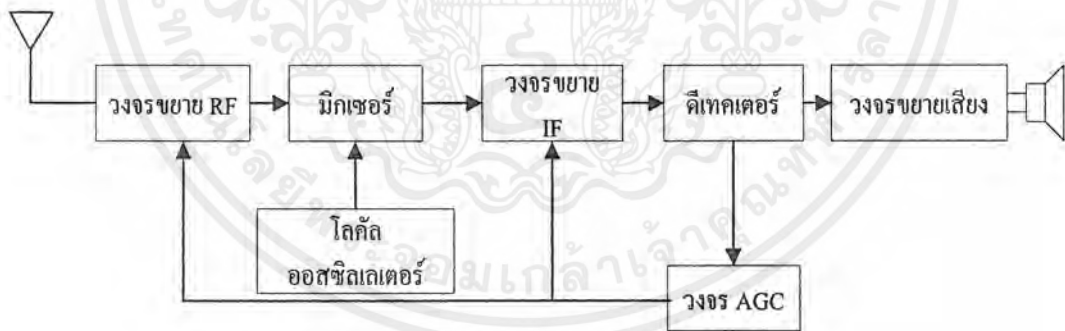
2.9.6 ค่าซีเล็กติวิตี (Selectivity) หมายถึงความสามารถในการรับสัญญาณโดยเลือกเอาเฉพาะช่องสัญญาณที่ต้องการเข้ามาเท่านั้น หากค่าเครื่องรับสัญญาณมีค่าซีเล็กติวิตี (Selectivity) ที่ดีก็จะสามารถรับสัญญาณช่องที่ต้องการและกำจัดช่องสัญญาณข้างเคียงออกไปได้

2.9.7 ค่าเซนซิวิตี (Sensitivity) หมายถึงความสามารถในการรับสัญญาณที่ต้องการที่มีขนาดเล็กหรือสัญญาณอ่อนแล้วนำมาขยายให้ได้สัญญาณที่มีความแรงมากขึ้น โดยปกติค่าเซนซิวิตีจะแสดงถึงการขยายสัญญาณด้วย นั่นคือยังมีกำลังขยายมากค่าเซนซิวิตีก็ยิ่งดี และจะแสดงอยู่ในรูปของค่าแรงดันของสัญญาณขาเข้าที่มีขนาดเล็กที่สุดซึ่งจะสามารถขยายสัญญาณได้มากกว่า 10 เท่าของสัญญาณรบกวน

สำหรับเครื่องรับที่มีรูปแบบง่ายได้แก่เครื่องแบบความถี่วิทยุ TRF (Tuned Radio Frequency Receiver) ซึ่งมีการทำงานดังนี้สัญญาณที่รับเข้ามาทางสายอากาศจะถูกต่อเข้ากับวงจรรวมซึ่งมีการต่อกับวงจรมีความถี่วิทยุที่เป็นวงจรที่เป็นวงจรสำหรับภาคความถี่ย่านคลื่นวิทยุ วงจรรวมอาจมีการต่อขนานกันหลายชั้น ซึ่งจะช่วยให้เพิ่มค่าซีเล็กติวิตีให้กับเครื่องรับ ส่วนวงจรมีความถี่วิทยุภาคความถี่ย่านคลื่นวิทยุ (RF Radio Frequency Amplifier) ก็ได้ช่วยให้เครื่องรับมีค่าซีเล็กติวิตีดีขึ้น เป็นการขยายสัญญาณที่รับเข้ามาก่อนที่จะนำไปเข้าวงจรตรวจจับสัญญาณ (Detector) ผลที่ได้ก็จะเป็นสัญญาณข้อมูลหรือสัญญาณเสียงที่สามารถนำมาขยายต่อในวงจรมีความถี่เสียง (AF Audio Frequency Amplifier) ให้ได้สัญญาณออกมาที่ลำโพง วงจรเครื่องรับในแบบ TRF นั้นยังมีความยุ่งยากในการปรับความถี่มาก เนื่องจากการปรับวงจรรวมที่มีหลายชุดต่อกัน จะต้องทำการปรับหลายครั้ง ต่อมาในภายหลังจึงมีการต่อวงจรรวมหลายๆชุดเข้าด้วยกัน ทำให้การปรับเครื่องรับสัญญาณง่ายขึ้น ปัญหาที่สำคัญอีกอย่างของเครื่องรับสัญญาณแบบ TRF ก็คือค่าซีเล็กติวิตีจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของความถี่ของสัญญาณที่สูงขึ้น ค่าซีเล็กติวิตีจะมีค่าที่ความถี่ต่ำ

เครื่องรับที่มีการแก้ไขปัญหาลำบากด้านได้อย่างดีก็คือเครื่องรับในแบบที่เรียกว่าซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Superheterodyne) หลักการของวงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ก็คือการแปลงความถี่ของสัญญาณที่เข้ามา โปรดดูรูปไดอะแกรมของวงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ดังรูปที่ 2.24

วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุให้ค่ากำลังขยายและค่าซีเล็กติวิตีในช่วงแรกๆที่เรียกกันว่าปริซีเล็คเตอร์ (Preselector) ถัดมาในภาคที่สองเป็นวงจรจูน (Tuned Circuit) สำหรับช่วยในการเลือกสัญญาณที่ต้องการหรือช่วงสัญญาณที่ต้องการ วงจรจูนอาจสร้างให้มีค่า Q สูงๆทำให้มีค่าซีเล็กติวิตีดีขึ้น แต่โดยปกติแล้ววงจรจูนในภาคนี้มักต้องการทำงานในช่วงความถี่ที่กว้าง เพื่อให้สามารถรับสัญญาณได้หลายช่อง ในเครื่องรับบางเครื่องอาจไม่ใช้วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุในชุดแรกเนื่องจากไม่มีความจำเป็น เพราะความแรงของสัญญาณที่ได้รับอาจมีมากอยู่แล้ว เช่นในสัญญาณความถี่ต่ำแต่จะไปขยายสัญญาณอีกครั้งในภาคความถี่ตัวกลาง (IF Amplifier) แต่โดยทั่วไปจะเป็นการดีกว่าที่จะมีวงจรขยายความถี่วิทยุอยู่เพื่อเพิ่มค่าซีเล็กติวิตี เนื่องจากจะได้กำลังขยายมากขึ้นและเพิ่มค่าซีเล็กติวิตีเพราะเป็นวงจรจูนอยู่ด้วยส่วนหนึ่ง และทำให้อัตราส่วนของสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวนมากขึ้นด้วย (Signal / Noise Ratio) อีกเหตุผลหนึ่งที่จะต้องมียังวงจรขยายความถี่เพราะจะช่วยแยกสัญญาณรบกวนที่อาจเกิดขึ้นได้กับเครื่องรับข้างเคียงที่เป็นผลมาจากการแพร่กระจายของสัญญาณจากวงจร โลคอลออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator) ที่อาจผ่านไปในสายอากาศได้สัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์มีความแรงมากอาจจะรั้งไหลและไปเข้าที่ขาเข้าของวงจรมิกเซอร์ได้ ในการสร้างวงจรขยายและวงจรมิกเซอร์หากใช้อุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ชนิดมอสเฟต (MOSFET) ก็จะช่วยลดสัญญาณรบกวนได้ดีกว่าอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (Bipolar Transistor)



รูปที่ 2.24 วงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

สัญญาณที่ได้ออกมาจากมิกเซอร์จะเป็นผลรวมและผลต่างของความถี่ของสัญญาณขาเข้าและสัญญาณความถี่คงที่จาก LO และจะมีวงจรจูนซึ่งเป็นวงจรกรองเพื่อเลือกเอาสัญญาณผลต่างของความถี่ที่ต้องการออกมา นั่นคือค่าความถี่กลาง (Intermediate Frequency) วงจรของมิกเซอร์อาจสร้างจากไดโอดหรือบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balance Modulator) สำหรับเครื่องรับที่สามารถรับสัญญาณได้ในช่วงความถี่หนึ่งๆ วงจร LO จะต้องสามารถจูนได้ ความถี่ของวงจรจะต้องสามารถเปลี่ยนได้ใน

ช่วงความถี่ที่ค่อนข้างกว้าง เพื่อที่จะทำให้วงจรมิกเซอร์สามารถแปลงความถี่ที่เข้ามาให้เป็นความถี่กลาง IF ได้ ในวงจรทั่วไปมิกเซอร์และ LO จะเป็นวงจรแยกกัน แต่สำหรับวงจรความถี่ต่ำมิกเซอร์อาจจะรวมกับ LO ได้ ซึ่งเรียกได้ว่าเป็นวงจรแปลง(Converter)

สัญญาณขาออกของมิกเซอร์เป็นสัญญาณที่ความถี่กลาง (Intermediate Frequency) ซึ่งมีคุณสมบัติของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตจากทางค่านเครื่องส่งเช่นเดียวกับสัญญาณที่ถูกส่งมาจะถูกขยายโดยวงจรขยายความถี่กลางอีกหลายชุด และในเครื่องรับส่วนใหญ่จะมีวงจรขยายอยู่ในภาคความถี่กลางนี้เมื่อ IF มักอยู่ในช่วงความถี่ต่ำกว่าสัญญาณขาเข้า วงจรขยายความถี่กลางก็จะมีการสร้างวงจรจูนในภาคนี้ด้วย ซึ่งก็จะทำให้ค่าซีเล็กติวิตีที่ดีขึ้นอีกระดับหนึ่ง วงจรจูนในที่นี้ก็คือ วงจรกรองแบบคริสตอล (Crystal) ,เมคานิคอล (Mechanical) และแบบเซรามิก(Ceramic)

สัญญาณ IF จะถูกส่งต่อไปเข้าวงจรตรวจจับหรือดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่เข้ามาให้กลับคืนเป็นสัญญาณข้อมูลเดิมหรือคือเสียงพูดจากต้นทาง ผลลัพธ์เป็นสัญญาณที่ได้มักจะถูกต่อเข้ากับวงจรขยายสัญญาณคลื่นความถี่เสียง (Audio Amplifier) เพื่อให้ได้ค่าความแรงของสัญญาณที่เพียงพอจะออกไปที่ลำโพง

วงจรที่สำคัญอีกชุดหนึ่งในเครื่องรับแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ก็คือ วงจรควบคุมกำลังขยายอัตโนมัติ AGC (Automatic Gain Control) ขนาดของสัญญาณที่ออกมาจากวงจรดีมอดูเลเตอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับขนาดของสัญญาณขาเข้าที่รับเข้ามา สัญญาณที่ได้ออกมาเป็นสัญญาณในแบบไฟสลักจะถูกปรับและกรองเป็นสัญญาณไฟตรง ซึ่งไฟตรงนี้จะถูกป้อนกลับ (Feed Back) ไปยังวงจรขยายความถี่กลาง หรือในบางครั้งอาจเป็นวงจรขยายความถี่วิทยุ เพื่อควบคุมกำลังขยายของเครื่องรับวัดอุปสรรคของ AGC ก็เพื่อช่วยควบคุมผลลัพธ์ของสัญญาณขาออกให้คงที่ตลอดช่วงระดับของสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุที่เข้ามา

ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นวิทยุที่สายอากาศของเครื่องรับสามารถมีค่าตั้งแต่ระดับไมโครโวลต์ไปจนถึงระดับหลายโวลต์ ซึ่งแสดงถึงช่วงกว้างของสัญญาณที่เรียกว่าช่วงไดนามิก (Dynamic Range) โดยปกติเครื่องรับมักมีกำลังขยาย (Gain) เพื่อที่จะรับสัญญาณที่มีระดับอ่อนได้ดี แต่ถ้าหากสัญญาณขาเข้ามีแอมพลิจูดสูงมากก็จะทำให้วงจรขยายมากเกินไปเกิดโอเวอร์โหลด (Load Over) เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณและทำให้ไม่สามารถเข้าใจข้อความที่ถูกส่งมาได้ โดยการใช่วงจรควบคุมกำลังขยายอัตโนมัติ กำลังขยายโดยรวมของเครื่องรับจะสามารถปรับอัตโนมัติขึ้นอยู่กับสัญญาณขาเข้า หากสัญญาณที่ออกมาหลังวงจรตรวจจับสูงมาก วงจร AGC จะให้กำเนิดสัญญาณไฟกระแสตรงที่มีค่าความต่างศักย์ค่าสูงค่าหนึ่งซึ่งจะถูกป้อนย้อนกลับไปลดกำลังขยายของวงจรขยายความถี่กลาง

ปัญหาที่พบและสำคัญมากในวงจรซูเปอร์เฮเทอโรไดน์เมื่อความถี่กลางมีค่าต่ำก็คือเรื่องของอิมเมจฟรีแควนซี(Image Frequency) ซึ่งมีลักษณะเป็นความถี่ที่อยู่ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการแต่อยู่สูงขึ้นไปสองเท่าของความถี่กลาง IF และอยู่ต่ำลงมากกว่าความถี่ที่ต้องการสองเท่า เมื่อความถี่อิมเมจฟรีแควนซีเข้ามาในวงจรมิกเซอร์และได้ผลลัพธ์ของสัญญาณความถี่กลางที่มีค่าความถี่เช่นเดียวกับสัญญาณจริง ทำให้สัญญาณที่ถูกเลือกมาผิดค่าเกิดเป็นสัญญาณรบกวนกับสัญญาณที่ต้องการ

สัญญาณอิมเมจอาจเกิดได้ในกรณีที่แถบความถี่มีการใช้งานอย่างหนาแน่น สัญญาณอีกช่องหนึ่งอาจเข้ามาควนสัญญาณช่องที่ต้องการก็ได้

วิธีการแก้ปัญหาเบื้องต้นก็อาจใช้วงจรจูนเพื่อเลือกเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ที่ต้องการเข้ามาในเครื่องรับเท่านั้น และกำจัดสัญญาณอิมเมจออกไป แต่การแก้ไขดังกล่าวก็ไม่สามารถทำได้ในวงจรเครื่องรับที่ต้องการใช้กับความถี่ในช่วงกว้าง วิธีการที่สองที่ใช้ในการแก้ปัญหาก็คือเพิ่มค่าความถี่กลาง IF ให้มากขึ้นจนอิมเมจฟรีแควนซึ่งอยู่ห่างมากจนเลขออกนอกวงจรถูไป แต่เมื่อค่าความถี่กลางสูงขึ้นก็จะทำให้ฮ็อกแบบวงจรยากขึ้น ดังนั้นการออกแบบวงจรซูเปอร์เฮตเทอโรไดน์ต้องออกแบบให้ความถี่กลางมีค่ามากที่สุดเพื่อลดผลของอิมเมจฟรีแควนซี่ และในขณะที่เดียวกันต้องทำให้มีค่าน้อยที่สุดเพื่อที่จะให้ฮ็อกแบบวงจรได้ง่ายขึ้นที่ความถี่ต่ำ วิธีแก้ปัญหาสัญญาณอิมเมจสุดท้ายที่นิยมก็คือใช้วงจรแปลงความถี่สองครั้งเรียกว่า คู่ออลคอนเวอร์ชันซูเปอร์

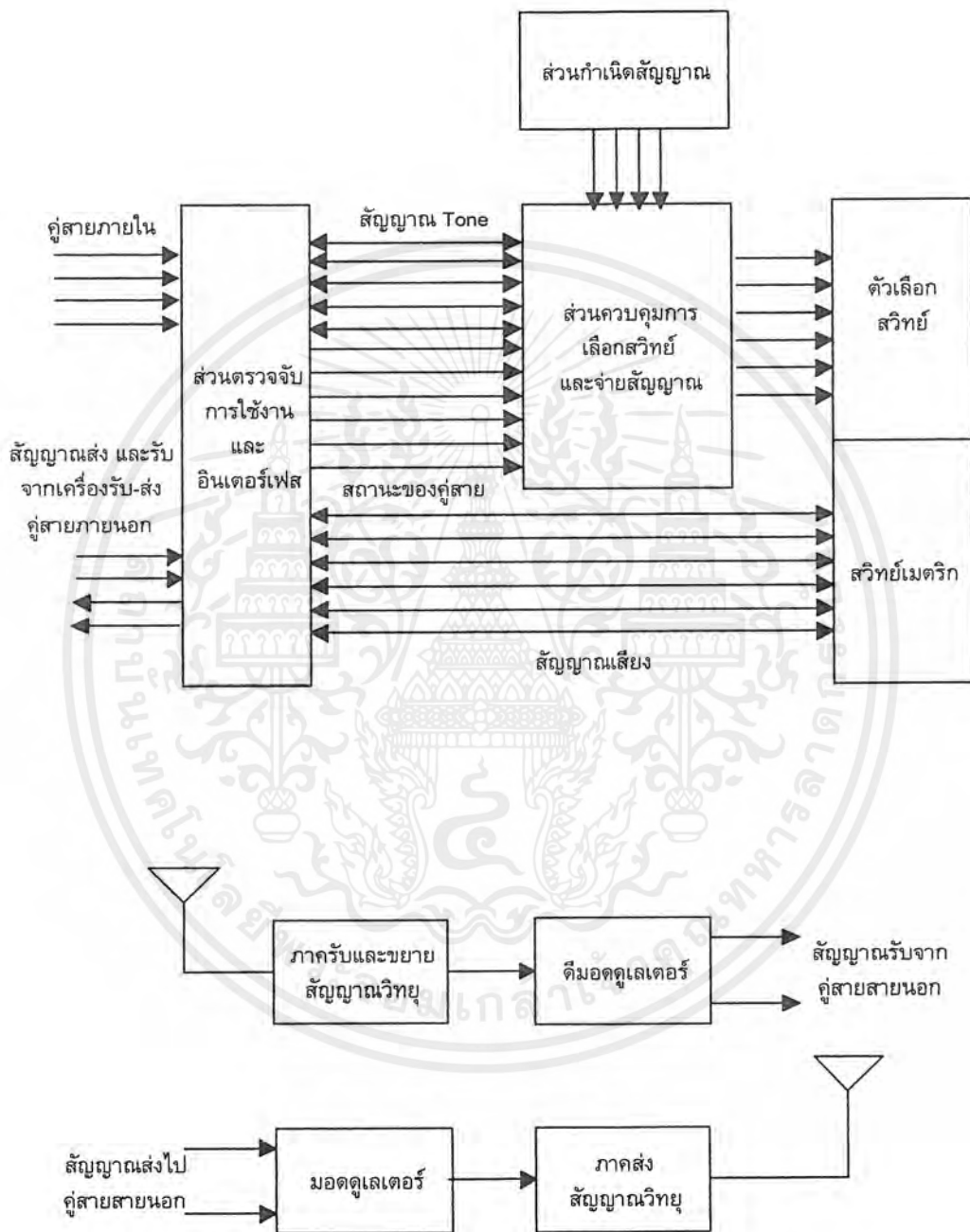


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและสร้างวงจร

จากรูปที่ 3.1 เป็นบล็อกไดอะแกรมการทำงานในส่วนควบคุมทั้งหมดของส่วนที่อยู่กับพื้นที่ให้บริการ

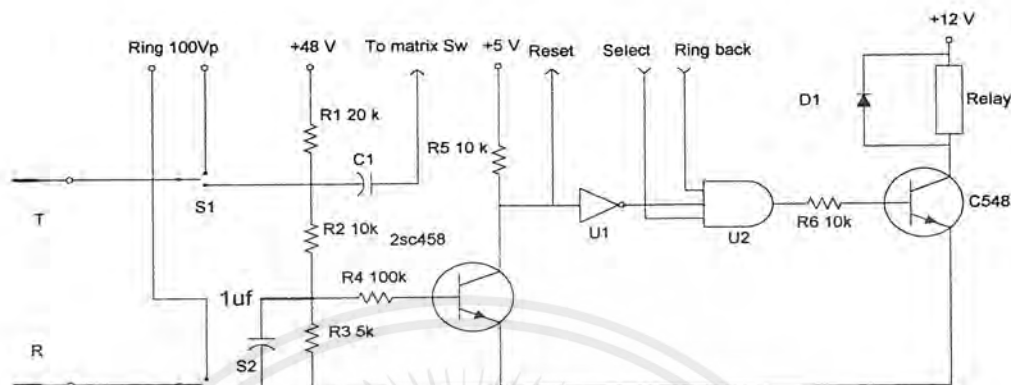


รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมโดยรวมของอุปกรณ์ด้านผู้เช่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1 ส่วนตรวจับการใช้งานของผู้เรียก

เป็นส่วนตรวจับการยกหูและวางหูของผู้เรียก โดยอาศัยการตรวจับแรงดันที่เปลี่ยนแปลงจาก 48 โวลท์ขณะยกหู ดังแสดงในรูป 3.2



รูปที่ 3.2 วงจรตรวจับสถานะของคู่สาย

จากรูปที่ 3.2 ความต้านทาน R2 และ R3 เป็นตัวแบ่งแรงดันสำหรับไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงาน ขณะที่ไม่มีกรยกหูแรงดันที่คู่สายประมาณ 48 โวลท์ แรงดันที่ตกคร่อม R3 ยังคงมีค่ามากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานทำให้แรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์ต่ำ และเมื่อมีการยกหูโทรศัพท์แรงดันระหว่างคู่สายจะตกลงมาเหลือประมาณ 6-9 โวลท์ แรงดันที่ตกคร่อม R3 มีค่าลดลงไม่พอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงาน จึงเปรียบเสมือนวงจรเปิด แรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์มีค่ามาก สามารถใช้จุดนี้เป็นตัวบอกสถานะของคู่สายได้

วงจรมีสัญญาณกระตุ้นมาจากส่วนกำเนิดสัญญาณ เมื่อมีการเรียกเข้ามาจะมีสัญญาณเลือกเลขหมายปรากฏที่ขาอินพุทของ AND เกต หากว่าในขณะนั้นไม่มีการใช้งานจะทำให้เอาต์พุทของ AND เกตเป็นลอจิกสูงทำให้เกิดเสียงกระดิ่งดังขึ้นที่เครื่องของผู้ถูกเรียก เมื่อผู้ถูกเรียกยกหูโทรศัพท์ขึ้น จะทำให้แรงดันสายตกลงมาทำให้ทรานซิสเตอร์ Q1 ไม่ทำงานส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ Q2 หยุดทำงานการติดต่อสนทนาจึงเกิดขึ้นได้

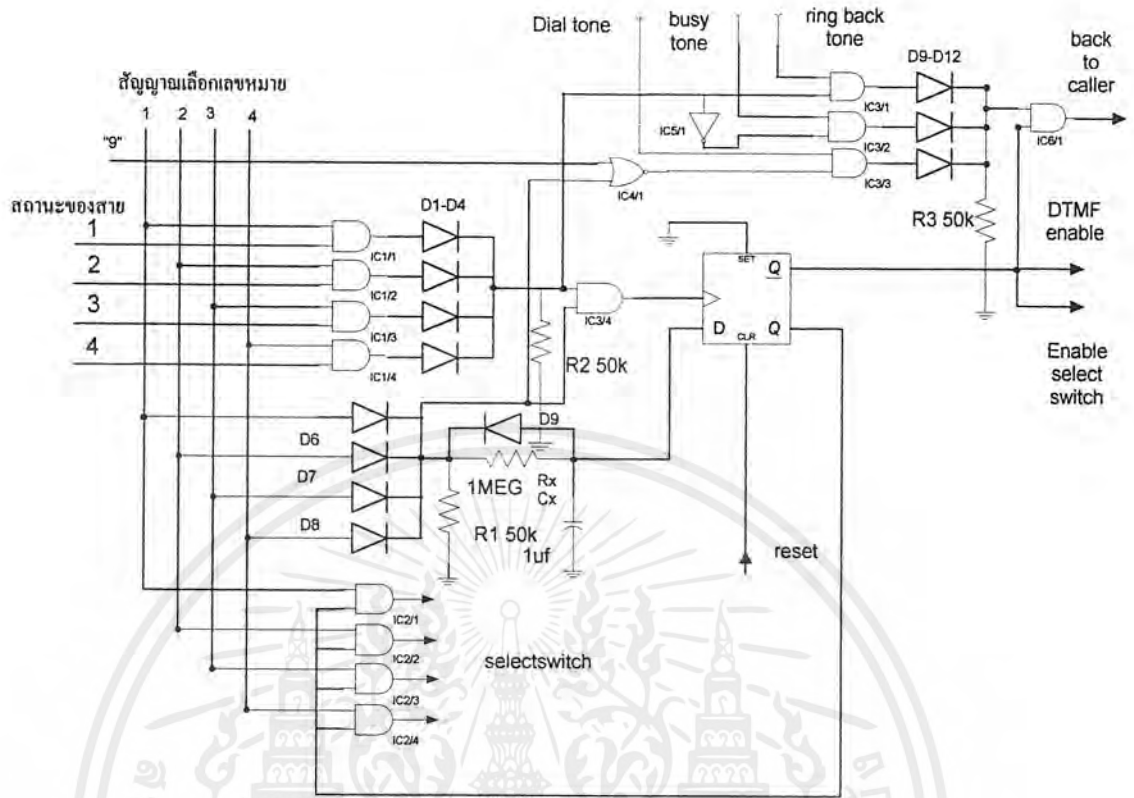
### 3.2 ส่วนควบคุมการเลือกเลขหมายและจ่ายสัญญาณ

ในส่วนของการเลือกเลขหมายและจ่ายสัญญาณประกอบด้วยส่วนต่างๆคือ

3.2.1 วงจรตรวจสอบการกดเลขหมาย วงจรแสดงในภาคผนวกรูปที่ 1

3.2.2 วงจรต่อคู่สายภายนอกวงจรแสดงในภาคผนวกรูปที่ 2

### 3.2.3 วงจรเลือกเลขหมายวงจรแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรเลือกเลขหมาย

สถานะของคู่สายแต่ละคู่จะถูกส่งมาจากวงจรตรวจจับสถานะคู่สาย เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณการเรียกเลขหมายที่ได้จากวงจรตรวจจับการกดสัญญาณเลขหมาย หากไม่มีการใช้งาน สถานะของคู่สายจะเป็นลอจิก "0" และสัญญาณเลือกเลขหมายจะเป็นลอจิก "1" เข้ามายังเลขหมายที่ต้องการเรียก เมื่อผู้เรียกยกหู ชุดจ่ายสัญญาณจะจ่ายสัญญาณได้อัตโนมัติให้ผู้เรียกเพื่อออกเลขหมาย สัญญาณเลือกเลขหมายจะปรากฏที่เลขหมายที่ต้องการ ชุดจ่ายสัญญาณจะจ่ายสัญญาณเรียกกลับไปยังผู้เรียก เมื่อผู้ถูกเรียกยกหูรับ สัญญาณสถานะของสายจะเป็นลอจิก "1" เมื่อนำมา AND กับสัญญาณเลือกเลขหมายก็จะได้สัญญาณที่กระตุ้นให้ D-FlipFlop ทำงานทำให้ชุดเลือกสวิทช์เลือกต่อสวิทช์เมตริก เพื่อให้ต่อคู่สายเข้าด้วยกัน

Rx และ Cx เป็นตัวหน่วงเวลาเพื่อตรวจสอบสถานะของคู่สายที่เรียกว่าถูกใช้งานหรือไม่ หากคู่สายถูกใช้งานอยู่ก่อนจะเกิดสัญญาณไปกระตุ้นดีฟลิปฟลอปในขณะที่แรงดันที่ขาเอาต์พุต (ขา 5) ยังเป็นลอจิก "0" ทำให้ขาเอาต์พุตของดีฟลิปฟลอปเป็นลอจิก "0" สวิทช์จะไม่ต่อวงจรให้ หากไม่มีการใช้คู่สายอยู่ก่อนสัญญาณที่

ไปกระตุ้นดีฟลิปฟลอปจะยังไม่เกิด ทำให้มีเวลาที่จะทำให้แรงดันที่  $C_x$  มีค่าสูงถึงระดับลอจิก"1" เมื่อมีการบก  
 หุรับ จะได้เอาที่พหุของดีฟลิปฟลอปเป็นลอจิก"1" ทำให้ชุดเลือก สวิตช์ทำงานได้

การคำนวณค่า  $R_x$  และ  $C_x$

จากสมการขาร์จประจุของคาปาซิเตอร์

$$V_c = E(1 - e^{-t/RC})$$

เมื่อระดับสัญญาณอินพุตที่เป็นลอจิก"1" ของ CMOS GATE ทำงานที่  $V_{dd} = 5$  V คือ 3.5 โวลต์  
 หากต้องการหน่วงเวลา  $t$  วินาที จะได้ว่า

$$V_c = E(1 - e^{-t/RC})$$

$$1 - \frac{V_c}{E} = e^{-t/RC}$$

$$\ln\left(1 - \frac{V_c}{E}\right) = -\frac{t}{RC}$$

ดังนั้นเราสามารถกำหนดค่าเวลาที่หน่วงได้จาก  $R_x, C_x$  ดังสมการ  
 เช่นต้องการหน่วงเวลา 1 วินาที จะได้ว่า

เมื่อ  $V_H$  ของ CMOS = 3.5 V

$$V_{cc} = 5V$$

$$RC = -\frac{1}{\ln\left(1 - \frac{3.5}{5}\right)}$$

$$RC = 0.8305$$

ดังนั้นหากเลือกใช้ค่า  $C = 1 \mu F$

ใช้

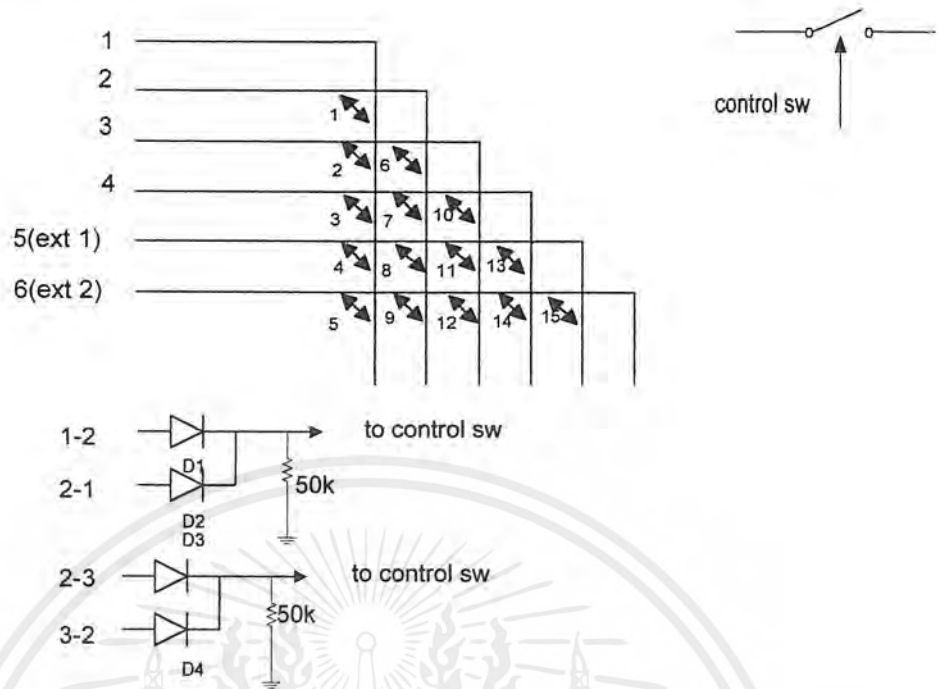
$$R = \frac{0.8305}{1 \times 10^{-6}}$$

$$= 830.5 \text{ K}\Omega$$

และหากใช้  $R = 1 \text{ M}\Omega$  ,  $C = 1 \mu F$

จะได้  $t = 1.203$  วินาที

### 3.3 ส่วนเมตริกสวิตช์



รูปที่ 3.4 เมตริกสวิตช์

เมตริกสวิตช์ใช้ไอซีเบอร์ 4066 ซึ่งทำงานเป็นอนาล็อกสวิตช์ ไอซี 4066 หนึ่งตัวจะประกอบด้วย สวิตช์ 4 ตัว ในโครงการนี้ใช้กับการติดต่อคู่สายให้กับผู้ใช้ 4 เลขหมายภายในและ 2 เลขหมายภายนอก ดังนั้นจึงต้องใช้สวิตช์จำนวน 15 ตัวเพื่อให้สามารถติดต่อกันได้ทุกเลขหมาย

ในวงจร ใช้ไดโอดและความต้านทานประกอบกันทำหน้าที่เป็น OR เกต ในการเลือกต่อสวิตช์ตัวเดียวกันในกรณีการเรียกจาก 1 ไป 2 หรือจาก 2 ไป 1, จาก 1 ไป 3 หรือจาก 3 ไป 1

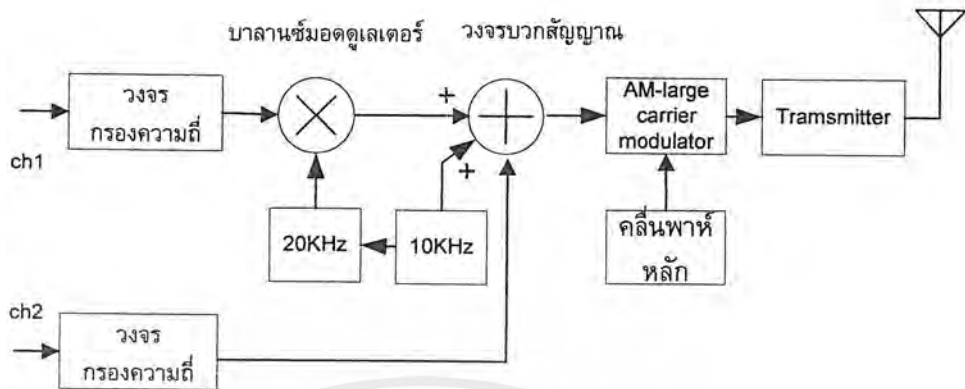
### 3.4 ส่วนกำเนิดสัญญาณ

เป็นส่วนกำเนิดความถี่สำหรับการใช้งานในระบบโทรศัพท์ ประกอบด้วย สัญญาณ ให้หมุนเลขหมาย (dial tone) สัญญาณเรียกกลับ (ringback tone) สัญญาณบอกสายไม่ว่าง (busy tone) สัญญาณกระดิ่ง (ringing)

### 3.5 ส่วนมอดูเลตสัญญาณและภาคส่ง

วงจรในส่วนนี้ทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณเสียงทั้งสองช่องเข้ากับคลื่นพาห้หลัก โดยการมอดูเลตสัญญาณช่องที่หนึ่งเข้ากับสัญญาณ 20 กิโลเฮิร์ต แบบไซค์แบนด์คู่ ก่อนจากนั้นนำสัญญาณที่ได้ไปบวกกับสัญญาณช่องที่สอง และสัญญาณนำร่อง 10 กิโลเฮิร์ต เพื่อใช้สำหรับการกู้สัญญาณคลื่นพาห้รองของด้านรับ

หลังจากนั้นนำสัญญาณที่ได้ ส่งไปมอดูเลทกับคลื่นพาห้หลักอีกครั้งในแบบเอเอ็มธรรมดา ก่อนส่งไปยังภาคส่ง เพื่อส่งสัญญาณผ่านสายอากาศ



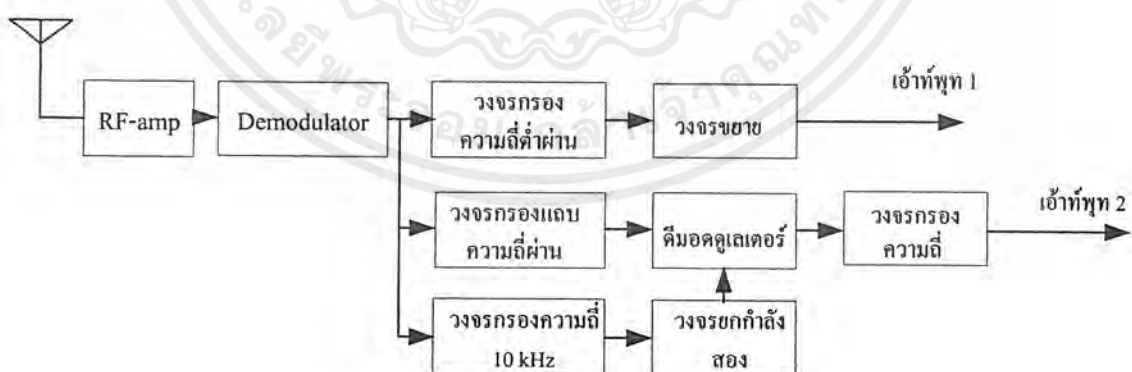
รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลทสัญญาณ

สัญญาณความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตสร้างจากวงจรกำเนิดความถี่แบบเวียนปริคัจดังรูปที่ 3.8 สัญญาณนี้นำไปเข้าวงจรคูณสัญญาณได้ความถี่เป็น สองเท่าคือ 20 กิโลเฮิร์ต โดยอาศัยสมการดังนี้

$$\text{Cos}^2 \omega = \frac{1}{2}(1 + \text{Cos}2\omega)$$

หมายถึงสัญญาณที่ออกจากวงจรยกกำลังสองจะประกอบด้วยส่วนที่เป็นแรงดันไฟตรงและสัญญาณที่ความถี่เป็น 2 เท่าของสัญญาณเดิม เมื่อนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ก็จะได้เฉพาะส่วนที่เป็นวงจรแสดงดังรูปที่ 3.9

### 3.6 ส่วนภาครับ



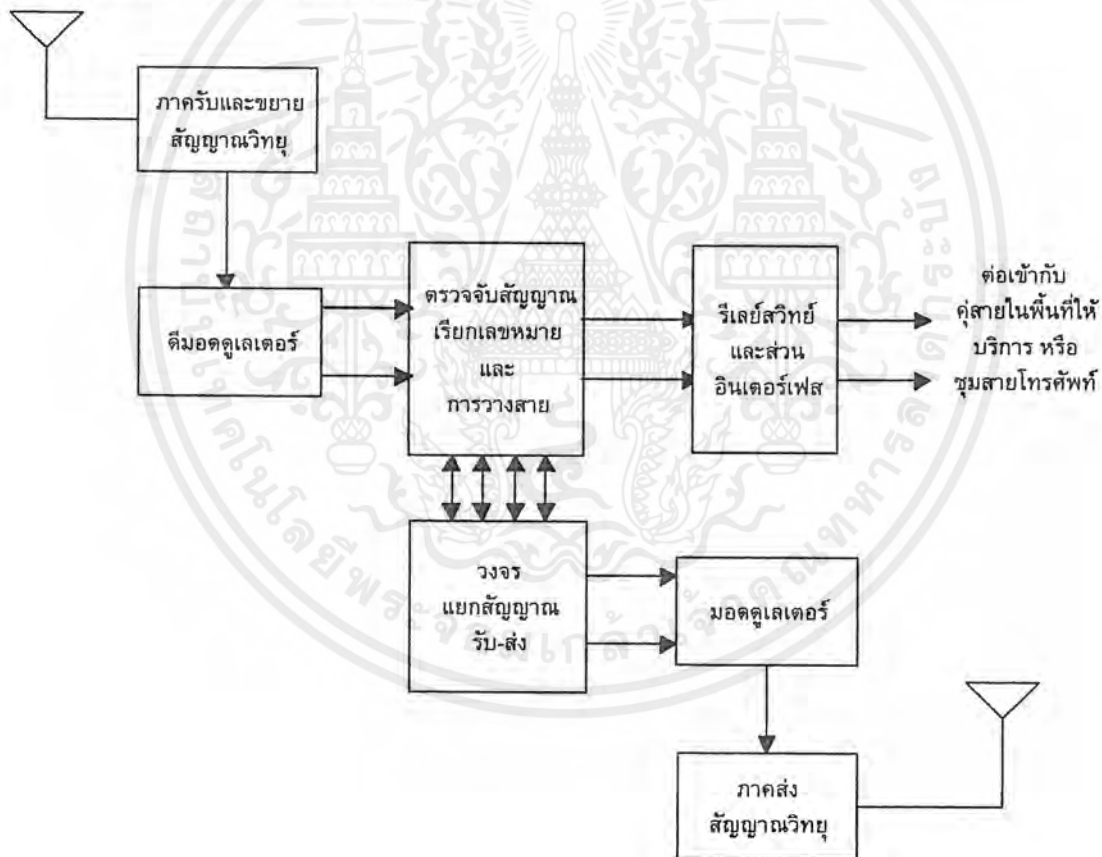
รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนของภาครับประกอบด้วยภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุ วงจรดีมอดูเลทครั้งที่หนึ่งจะได้สัญญาณที่เป็นสัญญาณรวมออกมา จากนั้นวงจรกรองความถี่จะทำการแยกเอาเฉพาะสัญญาณที่ต้องการออกมา สัญญาณรวมนี้เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะได้สัญญาณความถี่เสียงของสัญญาณช่องที่สองออกมา ส่วนสัญญาณช่องที่หนึ่งนั้นถูกมอดูเลทมาด้วยความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตจะผ่านวงจรกรองแถบความถี่ไปเข้าวงจรดีมอดูเลทอีกครั้ง สัญญาณ 10 กิโลเฮิร์ตจะผ่านวงจรกรองความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตมาเข้าวงจรยกกำลังสองเพื่อให้ได้สัญญาณ ความถี่ 20 KHz เพื่อใช้ในการคิเทคสัญญาณ DSB ทำให้สามารถคิเทคเอาสัญญาณช่องที่สองออกมาได้ วงจรแสดงดังรูปที่ 3.9

### 3.7 ส่วนติดต่อกับชุมสายโทรศัพท์

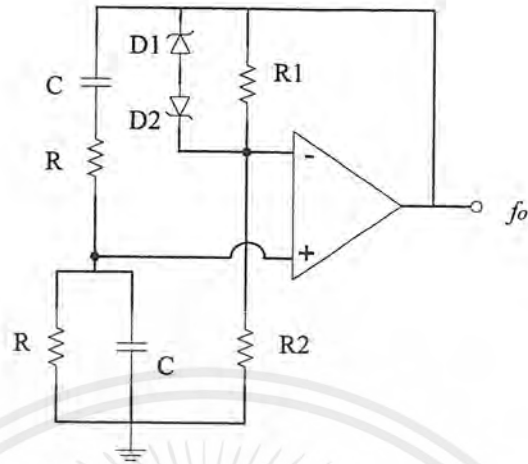
ส่วนติดต่อกับชุมสายโทรศัพท์ประกอบด้วยเครื่องรับและเครื่องส่งในการติดต่อกันด้านผู้เช่าการทำงานเป็นลักษณะเดียวกันกับด้านติดกับผู้เช่า ประกอบด้วยส่วนที่ทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณการเรียกเข้ามาจากเลขหมายอื่น จากนั้นก็ทำการต่อสัญญาณทั้งหมดให้กับด้านผู้เช่า ซึ่งทางส่วนนี้จะเป็นส่วนตัดสินใจในการต่อคู่สายให้กับคู่สายภายในตามสภาวะของการใช้งาน



รูปที่ 3.7 บล็อกโคอะแกรมการทำงานของส่วนติดกับชุมสาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.8 วงจรสร้างสัญญาณ ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ต และ วงจรคูณสัญญาณ



รูปที่ 3.8 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ 10 KHz

จากรูปที่ 3.8 ความถี่ของวงจรสามารถหาได้จาก

$$f_o \cong \frac{1}{2\pi RC}$$

ดังนั้นเมื่อต้องการความถี่ 10 KHz สามารถหาค่าอุปกรณ์ได้โดยการกำหนดความถี่  $f_o$  และ ค่า  $RC$  ที่สามารถหาได้ ดังนี้

$$10\text{KHz} \cong \frac{1}{2\pi RC}$$

$$RC = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^3}$$

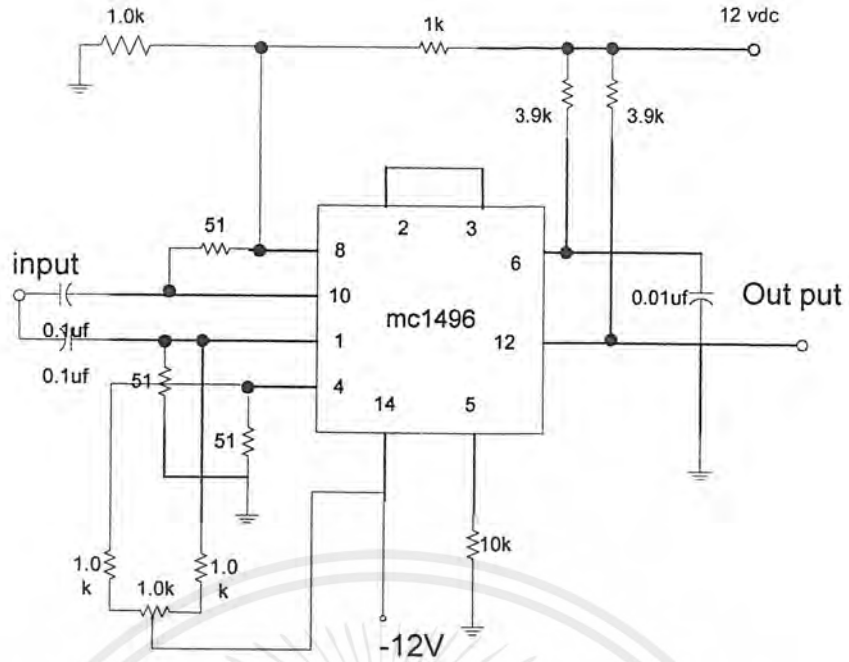
$$RC = 15.9154943 \times 10^{-6}$$

$$R = \frac{15.91543 \times 10^{-6}}{C}$$

ดังนั้น  $R = 15.91543 \times 10$

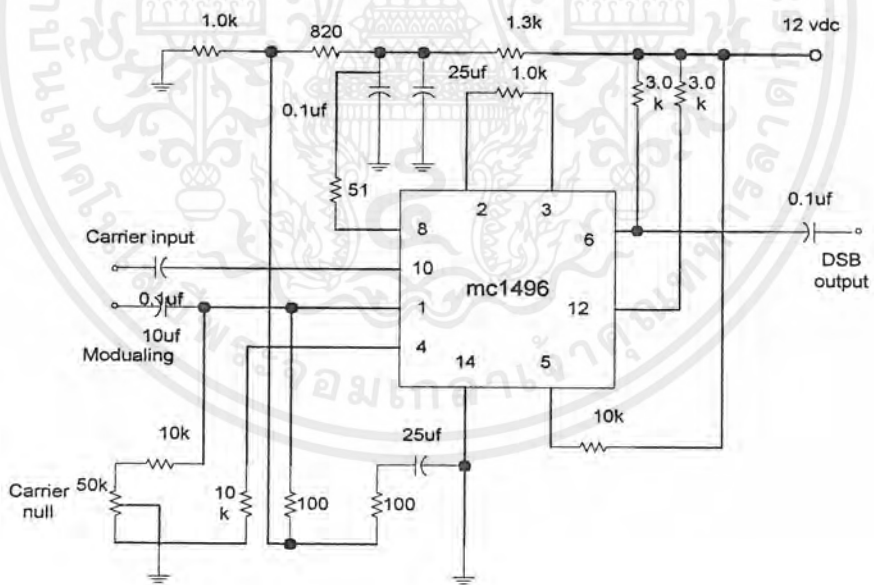
เมื่อเลือกใช้  $C = 0.01 \mu\text{F}$  จะได้ค่า  $R = 1591.54$

ดังนั้นใช้ค่า Capacitor = 0.01  $\mu\text{F}$  และใช้ความต้านทานปรับค่าได้ขนาด 2 k $\Omega$



รูปที่ 3.9 วงจรยกกำลังสอง

จากรูปที่ 3.9ทำเป็นวงจรกำลังสอง โดยการ ให้ สัญญาณ Input ทั้งสองตัวเป็นสัญญาณเดียวกัน จะ ได้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเป็น ความถี่ขนาดสองเท่าของสัญญาณอินพุต

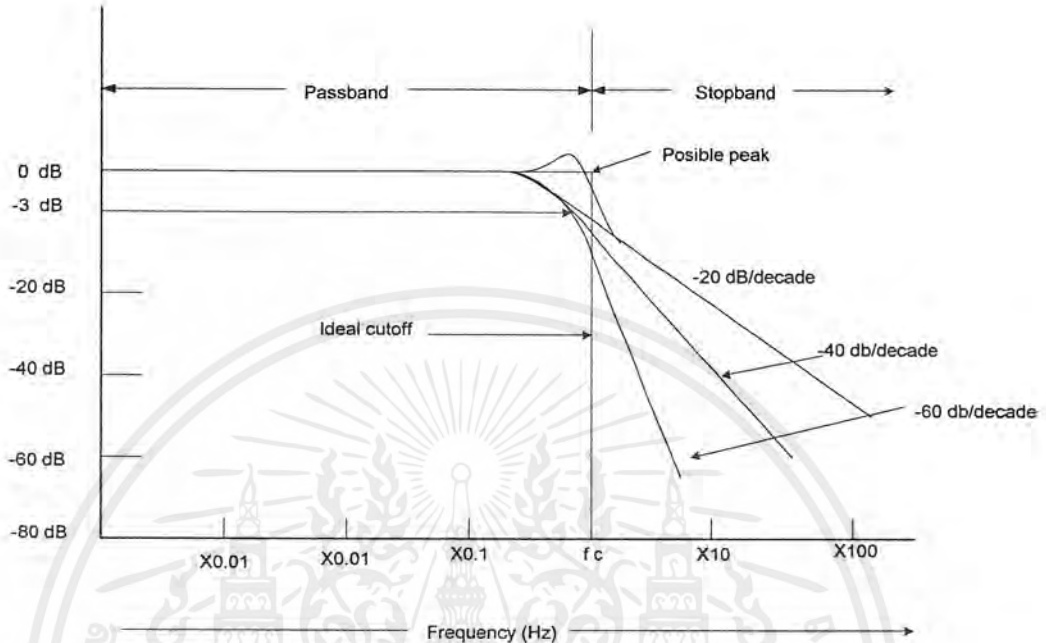


รูปที่ 3.10 วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

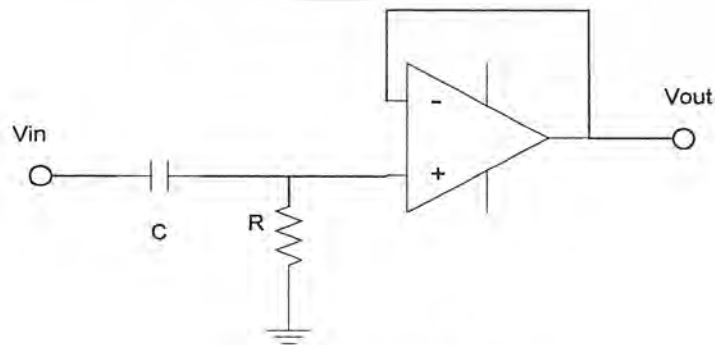
### 3.9 วงจรกรองความถี่ต่ำ (LOW-PASS FILTER)

ในการใช้งานวงจรอิเล็กทรอนิกส์บางครั้ง เราอาจต้องการให้สัญญาณบางความถี่ผ่านเข้ามาเท่านั้น โดยที่สัญญาณที่มีความถี่นอกเหนือจากนี้จะถูกกำจัดออกไป และนี่คือประโยชน์ของวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ



รูป3.11 กราฟตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

ในอุดมคติ วงจรกรองความถี่ต่ำจะกันไม่ให้สัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่คutoff ผ่านเข้าไป ในวงจรเลยหากสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่า  $f_c$  เพียงเล็กน้อย แต่ในทางปฏิบัติ ลักษณะของความถี่สูงที่ถูกกันออกไปนั้นจะไม่เป็นเช่นนั้น แต่จะค่อยๆ ถูกลดอัตราขยายลงเรื่อยๆ จุดที่ความถี่มีค่าเท่ากับ  $f_c$  ถูกเรียกได้หลายชื่อ เช่น ความถี่ 0.707 (ขนาดของ  $V_{out}$  ลดลงเหลือเพียง 70.7% เทียบกับ  $V_{in}$  สูงสุด) ความถี่  $-3$  dB (อัตราขยายของแรงดันเอาต์พุตลดลง 3 dB) หรือความถี่หักมุมเป็นต้น และเรียกช่วงของสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่า  $f_c$  ว่าช่วงที่ผ่านได้ (pass band) และช่วงที่ความถี่สูงกว่า  $f_c$  ว่าช่วงที่ถูกกั้น (stop band)



รูปที่ 3.12 วงจรกรองความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 3.12 แสดงตัวอย่างวงจรกรองความถี่ต่ำแบบพื้นฐาน ซึ่งใช้อุปกรณ์ที่ถูกต้องในลักษณะของวงจรตามแรงดัน และใช้หลักการแบ่งแรงดันธรรมดา ณ ขั้วอินพุทบวก โดยใช้คุณสมบัติที่ว่าความถี่ของสัญญาณอินพุทจะมีผลต่อค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ ดังสมการ

$$X_c = \frac{1}{\omega_c} \quad \omega = 2\pi f$$

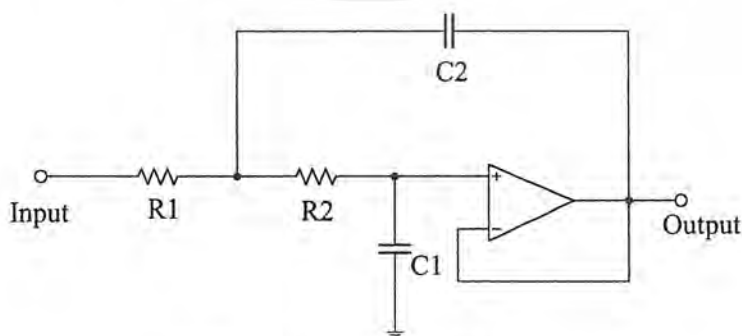
$$= \frac{1}{2\pi f}$$

โดยที่  $f$  คือ ความถี่ของสัญญาณอินพุท ดังนั้นเมื่อสัญญาณอินพุทมีความถี่ต่ำ  $X_c$  จะมีค่าสูง ทำให้แรงดันเกือบทั้งหมดจากอินพุทตกคร่อมตัวเก็บประจุ และเป็นผลทำให้แรงดันเอาต์พุท  $V_{out}$  มีค่าประมาณเท่ากับ  $V_{in}$  ด้วย ในขณะที่สัญญาณความถี่สูงจะทำให้  $X_c$  มีค่าต่ำทำให้ตัวเก็บประจุเสมือนถูกลัดวงจร ดังนั้น  $V_{out}$  จึงมีค่าต่ำด้วย สรุปได้ว่าช่วงของสัญญาณที่มีความถี่ต่ำจะผ่านไปปรากฏที่เอาต์พุทได้ โดยที่สัญญาณความถี่สูงจะถูกกั้นเอาไว้ และสามารถหาความถี่  $f_c$  ที่แบ่งช่วงสัญญาณออกเป็นสองส่วนได้ดังสมการ

$$f_c \approx \frac{1}{2\pi RC}$$

### 3.10 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในการออกแบบจะใช้อุปกรณ์ปร่วมกันกับค่าความต้านทานซึ่งในส่วนของวงจรในส่วนก่อนการสุ่มตัวอย่างของข้อมูลจะต้องอาศัยการกำหนดค่าความถี่ที่สูงที่สุด ซึ่งในการสื่อสารเรททราบกันอยู่แล้วว่าสัญญาณเสียงในช่วง 300-3400 Hz เป็นช่วงที่มีสเปกตรัมที่เพียงพอในการสื่อสารความหมาย ดังนั้นในโครงการนี้จึงได้มีการกำหนดให้ความถี่สูงสุดของสัญญาณเสียงมีค่าเพียง 4 KHz เท่านั้น การออกแบบวงจรจึงได้นำเอาวิธีการกรองความถี่แบบแอคทีฟมาประยุกต์ใช้กับวงจรกรองความถี่แบบ BUTTERWORTH ซึ่งจะให้ผลการตอบสนองทางความถี่ที่ราบเรียบสม่ำเสมอในช่วงของย่านความถี่ที่ผ่าน



รูปที่ 3.13 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ Active

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณ

$$\text{ที่ Node ที่ 1} \quad \frac{V1 - Vin}{R1} + \frac{V1 - Vo}{R2} + (V1 - Vo)SC1 = 0 \quad (3.1)$$

$$\text{ที่ Node ที่ 2} \quad \frac{Vo - V1}{R2} + VoSC2 = 0 \quad (3.2)$$

จากสมการที่ 3.2 เรานำมาจัดใหม่ได้เป็น

$$Vo \left\{ \frac{1}{R2} + S \right\} \frac{C2}{R2} = V1 \quad (3.3)$$

นำสมการ (3.3) ที่ได้มาแทนในสมการที่ (3.1) แล้วจัดรูปใหม่จะได้เป็น

$$Vo \left\{ (1 + SR2C2) \left( \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + SC1 \right) - SC1 - \frac{1}{R2} \right\} = \frac{Vin}{R1} \quad (3.4)$$

$$Vin = S2R1R2C1C2 + S[R2C2 + R1C2] + 1$$

เมื่อทราบสเฟอไรฟังก์ชันของ วงจรกรองความถี่ต่ำเป็น

$$T(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + s\left(\frac{\omega}{Q}\right) + \omega_0^2} \quad (3.5)$$

เมื่อค่าอัตราขยายมีค่าเท่ากับ 1 และ จัดเทอมของสมการที่ (3.4) ให้เหมือนกับสมการที่ (3.5)

$$T(s) = \frac{1/(R1R2C1C2)}{s^2 + s\left\{ \frac{R2C2 + R1C2}{R1R2C1C2} \right\} + \frac{1}{R1R2C1C2}} \quad (3.6)$$

เมื่อจับเทียบสัมประสิทธิ์เราจะได้ว่า

$$\omega_0^2 = 1/(R1R2C1C2) \quad Q = \frac{(R1R2C1C2)^{1/2}}{C2(R1+R2)} \quad (3.7)$$

โดยปกติในการคำนวณเพื่อให้ง่ายขึ้นเราจะทำการนอร์มอลไลซ์ค่า  $\omega_0$  ให้มีค่าเป็น 1 เรเดียน/วินาที จากนั้นจึงค่อยนำเอาวิธีการของการทำสเกลลิ่ง (Magnitude Scaling และ frequency Scaling) มาช่วยทำให้ได้ค่าในการออกแบบที่ง่ายขึ้นโดย

$$C_{new} = C_{old}/(k_f k_m)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการนอร์มอลไลซ์ค่าของ  $w_0$ , ค่าของ  $R_1$  และ  $R_2$  ให้มีค่า เป็น 1 เราสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุได้ในเทอมของค่า  $Q$  ได้จากสมการ

$$w_0^2 = w_0 = R_1 = R_2 = 1 \quad , \quad Q = 1/2(C_2)$$

$$C_1 = 2Q \text{ และ } C_2 = 1/2Q$$

ดังนั้นถ้าเราทราบเพียงค่าความถี่คutoff ที่มีระดับสัญญาณเอาต์พุตลดลงมาเมื่อเทียบกับอินพุต เป็น - 3 dB และทราบค่าของทรานสเฟอร์ฟังก์ชันเราก็สามารถได้ทราบค่าอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจรกรองความถี่ต่ำได้

วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ BUTTERWORTH จะมีค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรเป็น  
- ที่วงจรอันดับที่ 4

$$T(S) = \frac{1}{(S^2 + 0.76536686S + 1)(S^2 + 1.84775907S + 1)}$$

เนื่องจากเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่ 4 เราจะสามารถแยกส่วนของโพลได้เป็น 2 ส่วน และสามารถใช้หลักการต่อวงจรแบบคาสเคดกันเพื่อให้ได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่คูณนอร์มอลไลซ์แล้วตามสมการข้างบน

เราจะแยกพิจารณา การเกิดโพลคู่แรกคือ ที่ตำแหน่ง  $S^2 + 0.76536686S + 1 = 0$

จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเราจะได้  $Q = 1/0.76536686$

ดังนั้นค่าของอุปกรณ์ในวงจรส่วนนี้จะมีค่าเป็น

$$R_1 = R_2 = 1 \quad C_1 = 2Q = 2.613125946 \quad C_2 = (2Q)^{-1} = 0.38268343$$

เรามีความสัมพันธ์  $k_f = 2 \times \pi \times \text{Frequency} = 2 \times \pi \times 4 \text{ kHz} = 25132.74123$

และ  $C_{\text{new}} = C_{\text{old}} / (k_f k_m)$

โดยค่า  $k_m$  จะถูกแทนด้วยค่าของความต้านทานที่จะใช้ในวงจร

เราจะเลือกค่า ให้  $C_1 = 33 \text{ nF}$

ดังนั้น  $C_2$  จะเป็นอัตราส่วนกันกับค่าของ  $C_1$  ซึ่งหาค่า  $C_2$  ได้โดยการเทียบบัญญัติไตรยางค์

$$C_2 = 33 \text{ nF} (0.38268343) / 2.613125946 = 4.832738 \text{ nF} \text{ ใช้ค่าประมาณ } 5 \text{ nF}$$

$$k_m = C_{\text{old}} / (k_f C_{\text{new}}) = 2.613125946 / (25132.74123 \times 33 \text{ nF})$$

$$= 3.15 \text{ K} \text{ ใช้ค่าการประมาณคือ } 3 \text{ K}$$

เพราะฉะนั้นค่า  $R_1 = R_2 = 3 \text{ K}$

พิจารณา การเกิดโพลคู่ต่อมาคือ ที่ตำแหน่ง  $S^2 + 1.84775907S + 1 = 0$

ก็จะได้ว่าค่าเป็น

$$R_1 = R_2 = 1 \quad C_1 = 2Q = 1.082392197 \quad C_2 = (2Q)^{-1} = 0.923879535$$

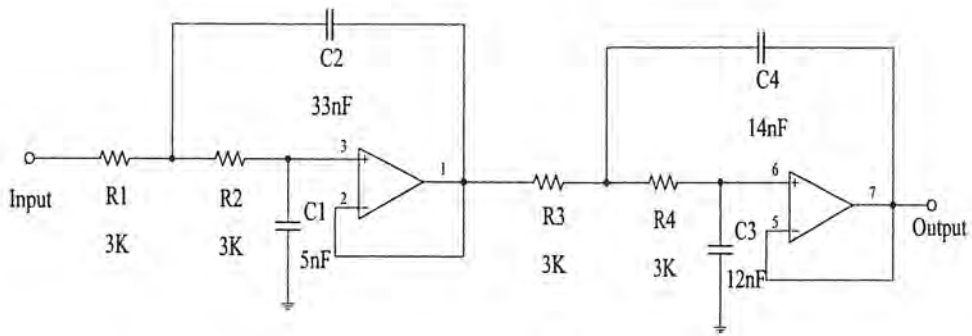
เราจะเลือกค่า ให้  $C_1 = 14 \text{ nF}$

$$C_2 = 14 \text{ nF} (0.923879535) / 1.082392197 = 11.94974754 \text{ nF} \text{ ประมาณ } 12 \text{ nF}$$

$$k_m = C_{\text{old}} / (k_f C_{\text{new}}) = 1.082392197 / (25132.74123 \times 14 \text{ nF})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

= 3.76215 K ใช้ค่าโดยประมาณ 3 K



รูปที่ 3.14 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ BUTTERWORTH อันดับที่ 4 มีความถี่คัทออฟที่ 4 kHz

- ที่วงจรอันดับที่ 2

$$T(S) = \frac{1}{(S^2 + 1.41421356 S + 1)}$$

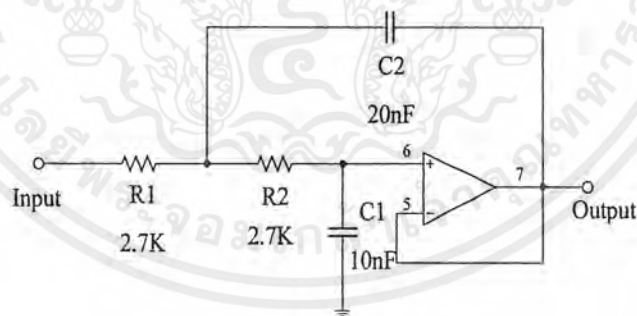
โพลจะอยู่ที่ตำแหน่ง  $(S^2 + 1.41421356 S + 1) = 0$

$$R_1 = R_2 = 1 \quad C_1 = 2Q = 1.41421356 \quad C_2 = (2Q)^{-1} = 0.707106781$$

เราจะเลือกค่าให้  $C_1 = 20 \text{ nF}$

$$C_2 = 20 \text{ nF} (0.707106781) / 1.41421356 = 10 \text{ nF}$$

$$k_m = C_{\text{old}} / (k_f C_{\text{new}}) = 1.41421356 / (25132.74123 \times 20 \text{ nF}) \\ = 2.813488 \text{ K ใช้ค่าโดยประมาณ } 2.7 \text{ K}$$

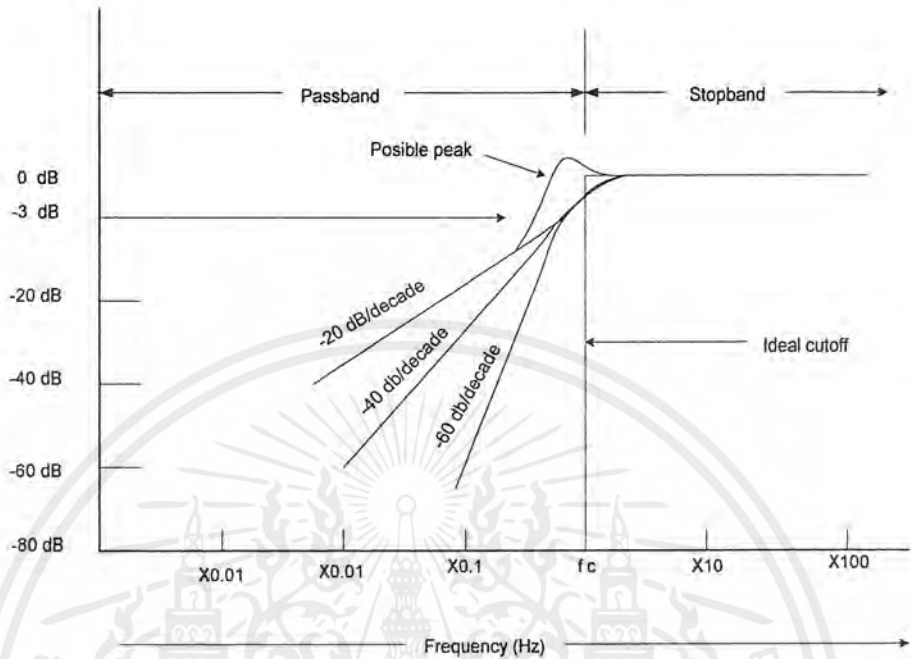


รูปที่ 3.15 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ BUTTERWORTH อันดับที่ 2 มีความถี่คัทออฟที่ 4 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

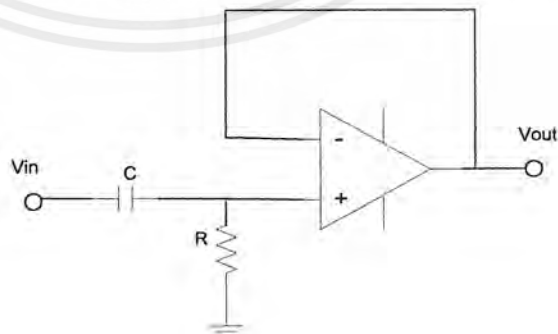
### 3.11 วงจรกรองความถี่สูง (HIGH-PASS FILTER)

จากชื่อของวงจรชนิดนี้ เราสามารถบอกได้ทันทีว่าวงจรจะยอมให้สัญญาณความถี่สูงผ่านเข้าไปสู่เอาต์พุตได้ แต่จะไม่ให้สัญญาณความถี่ต่ำผ่านออกไป



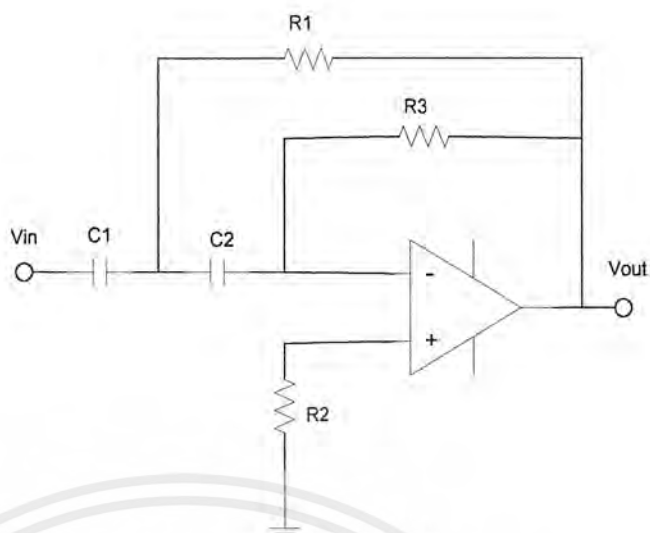
รูป 3.16 กราฟคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่สูง

เราสามารถสร้างวงจรนี้ได้ โดยสลับตำแหน่งของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุของวงจรกรองความถี่ต่ำดังรูป 3.17 และ สามารถอธิบายจากคุณสมบัติที่ว่า ที่ความถี่สูง อิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่าต่ำ ดังนั้น สัญญาณอินพุตเกือบทั้งหมดจึงตกคร่อม R และมีศักดาเท่ากับ  $V_{out}$  แต่ที่ความถี่ต่ำกว่า  $f_c$  อิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่าสูง ทำให้แรงดันเกือบทั้งหมดตกคร่อมตัวเก็บประจุเอง และเป็นผลให้แรงดันตกคร่อมตัวต้านทานและแรงดันเอาต์พุตมีค่าต่ำมาก และมีค่าความถี่คutoff ซึ่งหาได้จากสมการเดียวกับวงจรกรองความถี่ต่ำ



รูปที่ 3.17 วงจรกรองความถี่สูง ต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

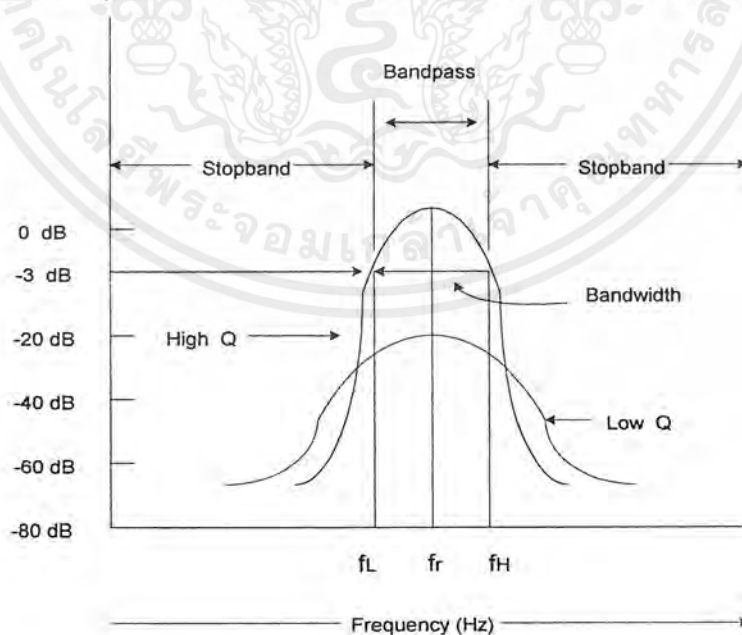


รูป3.18 วงจรกรองความถี่สูงที่ปรับปรุงแล้ว

รูป3.18 แสดงวงจรกรองความถี่สูง ซึ่งถูกปรับปรุงให้มีความชันสูงถึง  $-40 \text{ dB/decade}$  และเพื่อให้การทำงานมีประสิทธิภาพสูงสุด  $C1$  ควรมีค่าเท่ากับ  $C2$   $R3$  ควรมีค่าเท่ากับ  $R2$  โดยมี  $R2$  เป็นตัวป้อนสัญญาณกลับเพื่อการกรองสัญญาณอีกครั้งหนึ่ง

### 3.12 วงจรกรองความถี่เป็นช่วง (BAND-PASS FILTER)

วงจรกรองความถี่เป็นช่วงหรือแบนด์พาสฟิลเตอร์ คือ วงจรที่ยอมให้สัญญาณบางความถี่ผ่านได้เท่านั้นรูปที่ 3.19 แสดงคุณสมบัติการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่เป็นช่วง



รูปที่ 3.19 กราฟคุณสมบัติของวงจรกรองช่วงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะพบว่า ณ ความถี่ที่เอาต์พุตมีขนาดสูงสุด เราเรียกว่า ความถี่เรโซแนนท์ (resonant frequency) และที่ความถี่ซึ่งแรงดันเอาต์พุตลดลงเหลือ 70.7% ทั้งด้านที่ความถี่สูงขึ้น และที่ความถี่ลดลง เรียกว่า  $f_H$  และ  $f_L$  ตามลำดับ โดยที่ผลต่างของความถี่ทั้งสองนี้ ( $f_H - f_L$ ) จะแสดงแบนด์วิดท์ (BW) ของวงจร ถ้า BW มีขนาดต่ำกว่า 10% ของความถี่เรโซแนนท์ ( $f_r$ ) จะเรียกวงจรนี้ว่า วงจรฟิลเตอร์ช่วงแคบ แต่จะเรียกเป็นวงจรฟิลเตอร์ช่วงกว้างถ้าหากแบนด์วิดท์มีค่าสูงกว่า 10% ของ  $f_r$  นอกจากนี้ยังให้นิยามสำหรับค่า Q (quality factor) ว่าเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เรโซแนนท์และแบนด์วิดท์ ดังสมการ

$$Q = \frac{f_r}{BW}$$

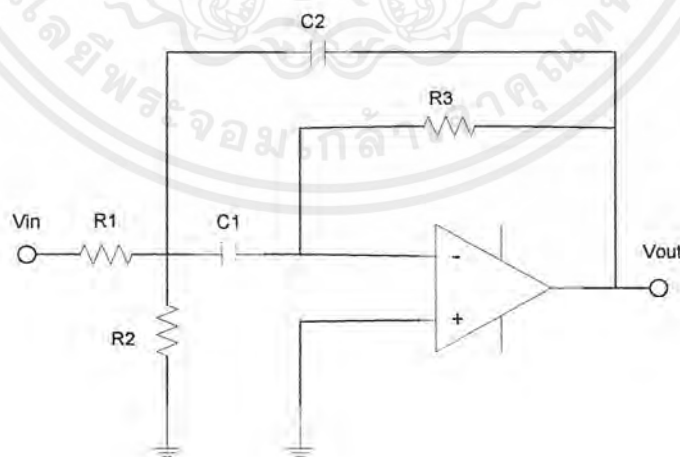
วงจรที่มีค่า Q สูงมากเท่าใด แบนด์วิดท์ก็จะยิ่งแคบเท่านั้น และเอาต์พุตจะมีขนาดสูงขึ้นด้วย

วงจรในรูปที่ 3.20 แสดงวงจรกรองความถี่เป็นช่วง ซึ่งใช้การรวมวงจรความถี่สูงและวงจรกรองความถี่ต่ำเข้าด้วยกัน (โดยวงจรใดมาก่อนก็ได้)  $R_1$  และ  $C_2$  คืออุปกรณ์ในการกรองความถี่ต่ำผ่าน ส่วน  $C_1$  และ  $R_2$  ใช้กรองความถี่สูง และสามารถหาความถี่เรโซแนนท์  $f_r$  จากสมการโดยที่

$$R_p = R_1/R_2$$

$$= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$f_r \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{R_p R_3 C_1 C_2}}$$



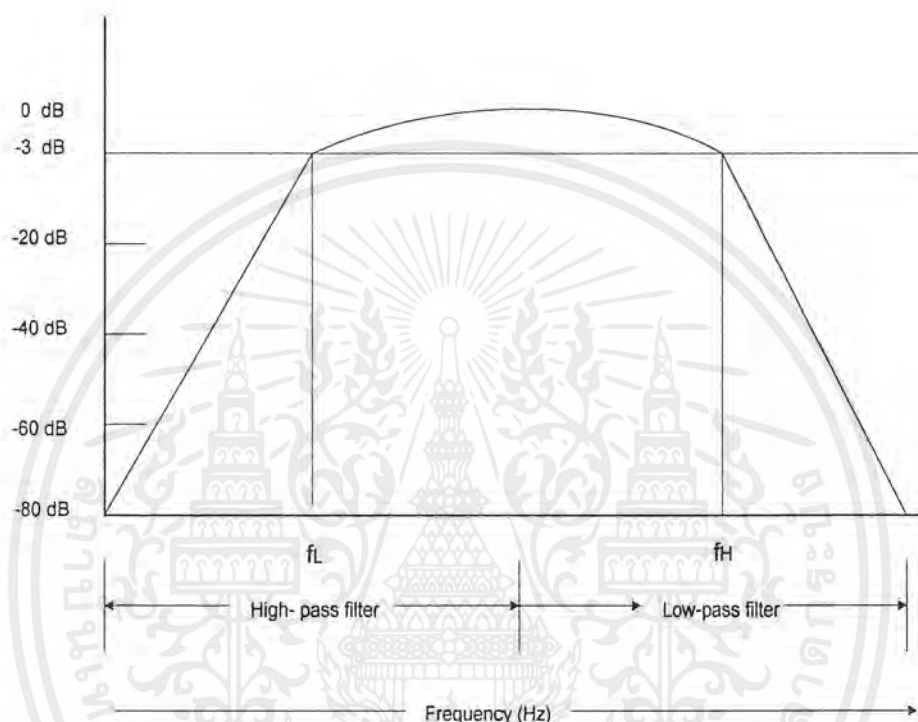
รูปที่ 3.20 วงจรกรองความถี่เป็นช่วง(Bandpass-filter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และหาค่า  $Q$  จากสมการ

$$Q = 0.5 \sqrt{\frac{R_3}{R_p}} \quad ; \quad C_1 = C_2$$

จากสมการในการคำนวณหา  $f_c$  และ  $Q$  จะพบว่าตัวต้านทาน  $R_3$  จะมีบทบาทสำคัญมากตัวอย่างเช่น เมื่อตัวต้านทานป้อนกลับ  $R_3$  นี้มีค่าต่ำ  $f_c$  จะมีค่าสูง  $Q$  มีค่าต่ำ เป็นต้น



รูปที่ 3.21 กราฟตอบสนองความถี่ของวงจรกรองช่วงความถี่

ในกรณีที่ต้องการวงจรกรองความถี่เป็นช่วงๆ ซึ่งมีความกว้างมากๆ เราสามารถนำวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูงมาต่อรวมกันได้เลย โดยใช้  $f_c$  สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำเป็น  $f_H$  และใช้  $f_c$  ของวงจรกรองความถี่สูงเป็น  $f_L$  ซึ่งจะได้กราฟแสดงการตอบสนองต่อความถี่ดังรูปที่ 3.21

สำหรับวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์เลือกใช้วงจร Multiple feedback order 2 ที่มีการจัดวงจรดังรูปที่ 3.20

ถ้าให้ค่า  $Q$  เป็นค่า Quality factor ของวงจร

$\omega_0$  เป็นความถี่ศูนย์กลาง

$H$  เป็นเกนของวงจร

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรแสดงได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o(S)}{V_i(S)} = \frac{H\left(\frac{\omega_o}{Q}\right)S}{S^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)S + \omega_o^2}$$

$$\omega_o^2 = \frac{1}{R_3 C_1 C_2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \left( \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \right)}}$$

$$H = \frac{-R_3 C_3}{R_1 (C_1 + C_2)}$$

สำหรับการออกแบบจะกำหนดค่า Q, ω<sub>o</sub>, H และกำหนดค่า C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> โดยให้ C<sub>1</sub>=C<sub>2</sub> ค่า R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> และ R<sub>3</sub> หาได้จาก

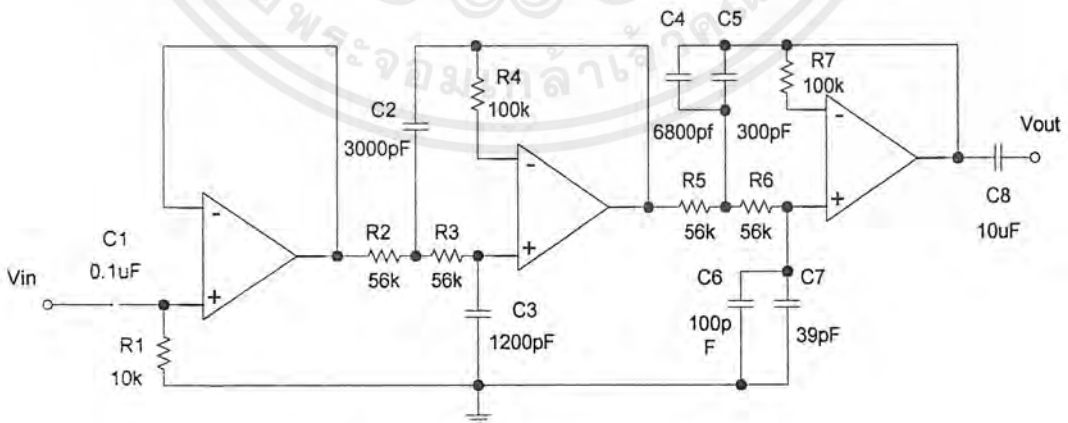
$$R_1 = \frac{Q}{|H|\omega_o C_1}$$

$$R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - |H|)\omega_o C_1}$$

$$R_3 = \frac{2Q}{\omega_o C_1}$$

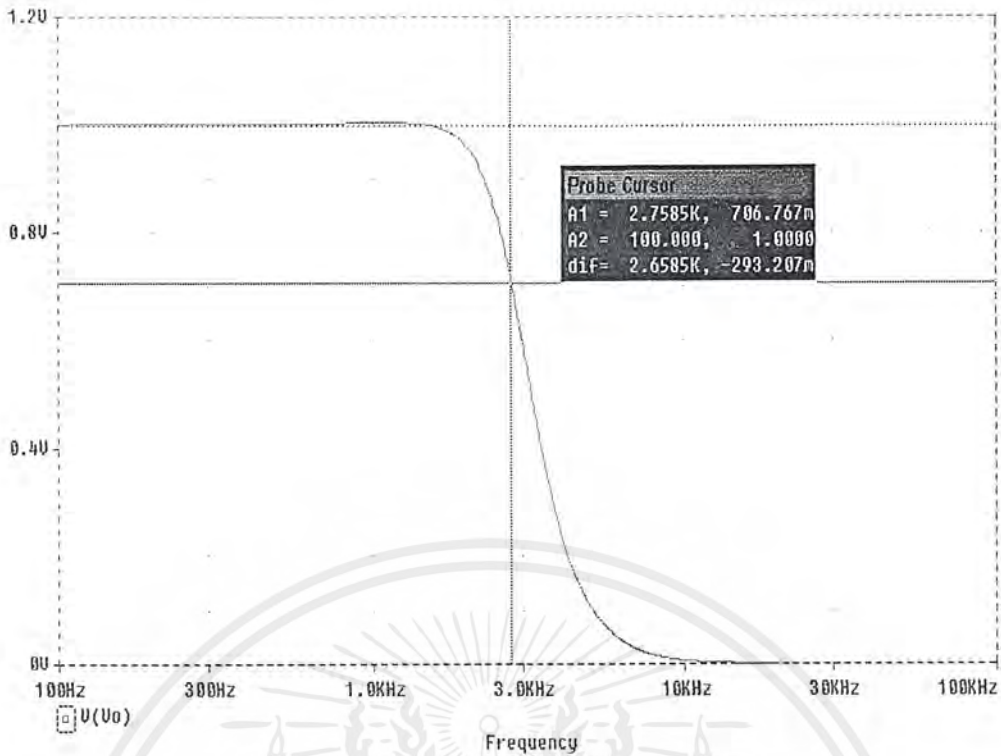
3.13 วงจรที่ใช้ในการทดลอง

3.13.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ วงจรนี้ให้การตอบสนองความถี่ ตั้งแต่ 0-3.2 กิโลเฮิร์ต



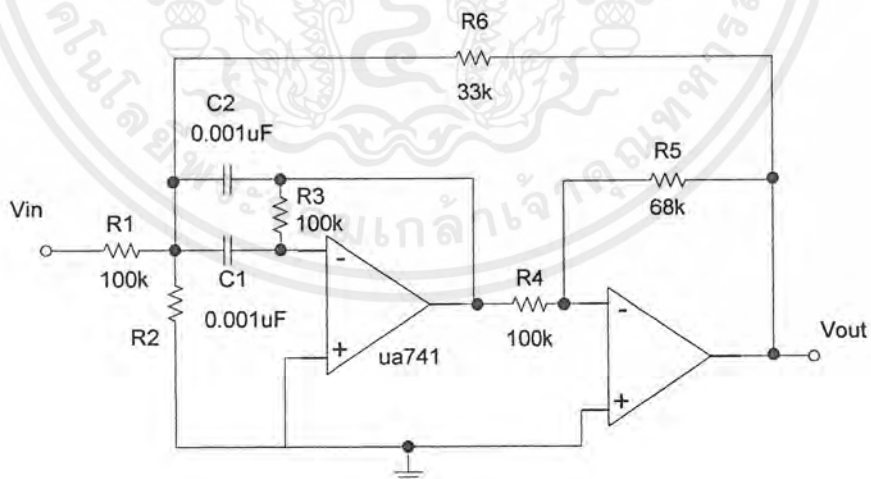
รูปที่ 3.22 วงจรกรองความถี่ต่ำ 0-3.2 กิโลเฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



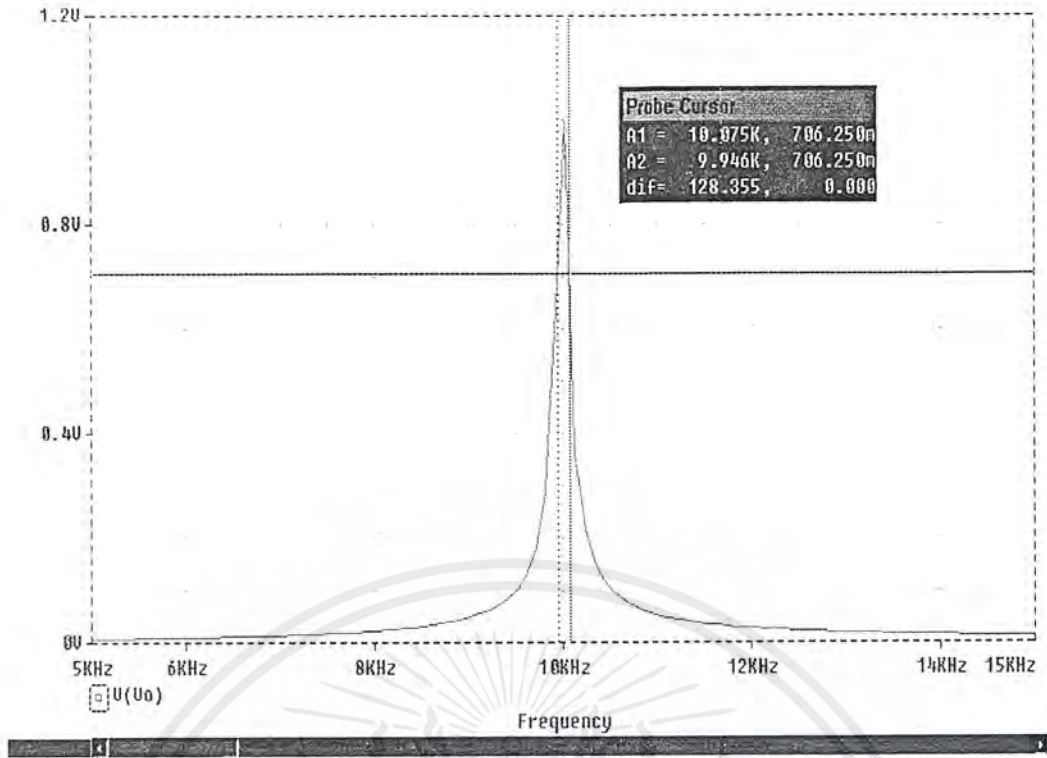
รูปที่ 3.23 กราฟตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำ

3.13.2 วงจรกรองช่วงความถี่ 10 กิโลเฮิร์ต วงจรนี้ใช้สำหรับการกรองเอาความถี่ 10 กิโลเฮิร์ต ออกมาจาก สัญญาณที่ดีที่ออกมาได้ เพื่อใช้เป็นตัวกำเนิดสัญญาณพาห้วง 20 กิโลเฮิร์ต กราฟผลการตอบสนองความถี่แสดงในรูปที่ 3.25 วงจรนี้ให้ แบนด์วิดท์แคบมาก



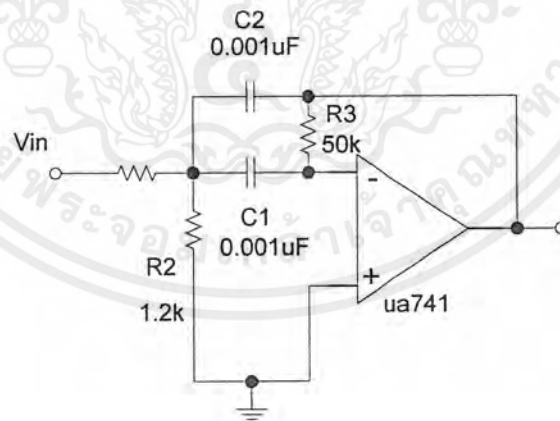
รูปที่ 3.24 วงจรBandpass-filter 10 กิโลเฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



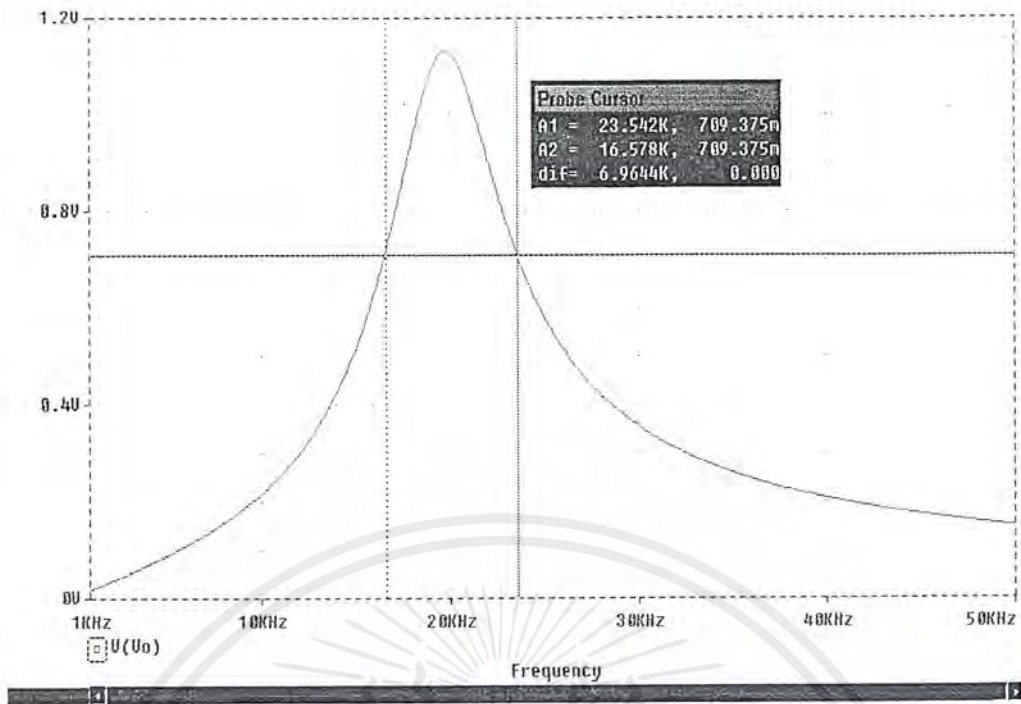
รูปที่ 3.25 กราฟตอบสนองความถี่ของวงจรรูปที่ 3.24

3.13.3 วงจรกรองความถี่ 20 กิโลเฮิร์ต วงจรส่วนนี้ใช้กรองสัญญาณที่มีคุณลักษณะมาในรูปแบบของ AM DSB ซึ่งให้การตอบสนองความถี่ช่วง ประมาณ 16.5–23.5 กิโลเฮิร์ต จะครอบคลุม แบนด์วิดท์ ของ สัญญาณ DSB



รูปที่ 3.26 วงจรBandpass-filter 16.5-23.5 กิโลเฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.27 กราฟตอบสนองของวงจรกรองความถี่ดังแสดงในรูปที่ 3.26

### 3.14 การออกแบบวงจรกรองความถี่วิทยุเอท์พุท

ลักษณะวงจรกรองความถี่แบบพาส ( $\pi$ ) แสดงในรูปที่ 3.27 ในที่นี้เลือกวงจรกรองความถี่แบบ บัตเตอร์เวิร์ธ (โดยทั่วไปใช้แบบเชบีเชฟเพราะมีการลดทอนน้อยกว่า)

ในการหาค่าของขดลวดเหนี่ยวนำและ ตัวเก็บประจุในวงจรจะอาศัย ตารางที่ 3.1 ตารางนี้ใช้ในการออกแบบวงจรกรองได้ทั้งชนิด ต่ำผ่าน (low pass), สูงผ่าน (high pass), แถบผ่าน (band pass), กำจัดความถี่ (band reject) ได้ทั้งหมด ในตารางนี้จะให้ค่าที่เป็นค่า เทียบหนึ่ง (normalize) ค่าจริงต้องใช้สูตรในการเปลี่ยนสเกลอีกที โดยใช้สูตร

กรณีวงจรกรองความถี่ชนิดต่ำผ่าน

$$L_n (\text{true}) = \frac{R_L L_n (\text{table})}{\omega}$$

$$C_n (\text{true}) = \frac{C_n (\text{table})}{\omega R_L}$$

โดย	$R_s$	คือ	ความต้านทานทางอินพุท
	$R_L$	คือ	ความต้านทานโหลด
	$\pi$	คือ	$2\pi f$ เมื่อคือ $f$ ความถี่ตัดผ่าน (-3 dB)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วน  $n$  หมายถึงอันดับหรือออเดอร์(order) ของวงจรกรองถ้ำลำดับสูงหมายถึงมีความชันของ  
การตอบสนองสูง โดยมีค่าความชันลำดับละ  $-3$  dB/octave

ในที่นี้เลือก  $n$  เท่ากับ 4 จากตารางจะได้ค่าเทียบหนึ่งของอุปกรณ์คือ

$$C1 = 0.7654$$

$$L2 = 1.8478$$

$$C3 = 1.8478$$

$$L4 = 0.7654$$

เมื่อ  $R_s$  และ  $R_L$  เท่ากับ 50 โอห์มความถี่ตัดเท่ากับ 30 MHz เมื่อใช้สูตรเลื่อนสเกลจะได้ค่าที่แท้จริงดัง  
นี้

$$L_2 (true) = \frac{50 \times 1.8478}{2 \pi \times 30 \times 10^6}$$

$$C_1 (true) = \frac{0.7654}{2 \pi \times 30 \times 10^6 \times 50}$$

$$L_4 (true) = \frac{50 \times 0.7654}{2 \pi \times 30 \times 10^6}$$

$$C_3 (true) = \frac{1.8478}{2 \pi \times 30 \times 10^6 \times 50}$$

หรือจะได้ค่าดังนี้

$$C1 = 81.21 \text{ pF}$$

$$L2 = 0.49 \text{ uH}$$

$$C3 = 196.05 \text{ pF}$$

$$L4 = 0.2 \text{ uH}$$

ค่า  $L$  ที่ได้ก็นำมาใช้พันขดลวดเพื่อสร้างวงจร โดยใช้สูตร ดังนี้

$$L = \frac{a^2 N^2}{9a + 10b}$$

เมื่อ

$L$  = ค่าความเหนี่ยวนำ มีค่าเป็น ไมโครเฮนรี่ (uH)

$a$  = รัศมีของขดลวด มีหน่วยเป็นนิ้ว

$N$  = จำนวนรอบในการพัน

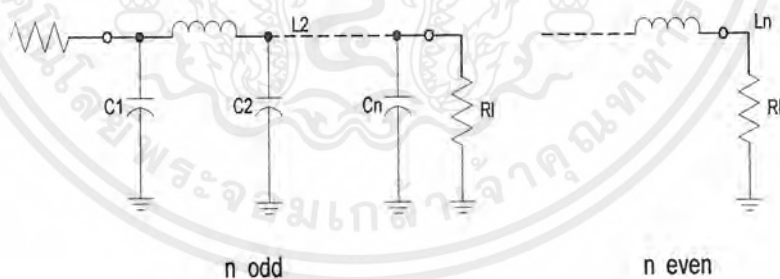
$B$  = ความยาวของขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE H1. BUTTERWORTH LOW-PASS FILTER ( $R_L = 1\Omega$ )

X	$R_s$	C1	L2	C3	L4	C5	L6	C7	L8
T	$1/R_s$	L1	C2	L3	C4	L5	C6	L7	C8
n = 2	1	1.4142	1.4142						
	$\infty$	1.4142	0.7071						
n = 3	1	1.0	2.0	1.0					
	$\infty$	1.5	1.3333	0.5					
n = 4	1	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654				
	$\infty$	1.5307	1.5772	1.0824	0.3827				
n = 5	1	0.6180	1.6180	2.0	1.6180	0.6180			
	$\infty$	1.5451	1.6944	1.3820	0.8944	0.3090			
n = 6	1	0.5176	1.4142	1.9291	1.9319	1.4142	0.5176		
	$\infty$	1.5529	1.7593	1.5529	1.2016	0.7579	0.2588		
n = 7	1	0.4450	1.2470	1.8019	2.0	1.8019	1.2470	0.4450	
	$\infty$	1.5576	1.7988	1.6588	1.3972	1.0550	0.6560	0.2225	
n = 8	1	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902
	$\infty$	1.5607	1.8246	1.7828	1.5283	1.2588	0.9371	0.5776	0.1951

ตารางที่ 3.1 ตารางหาค่าของวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ

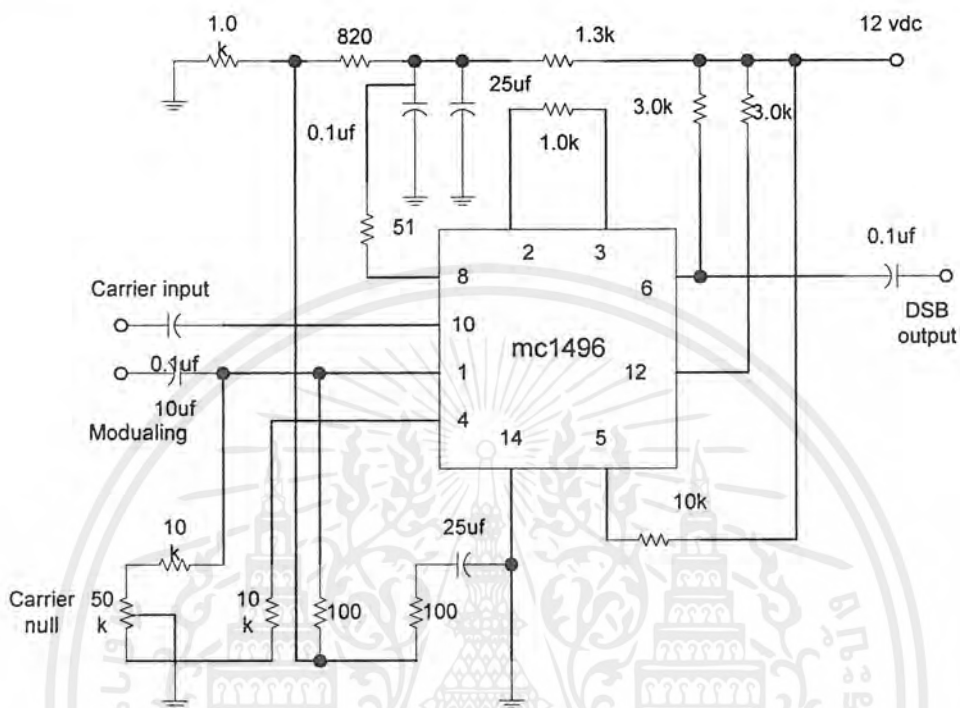
รูปที่ 3.28 วงจรกรองความถี่แบบพาย ( $\pi$ ) ที่ใช้กรองความถี่สามอนิกที่เอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

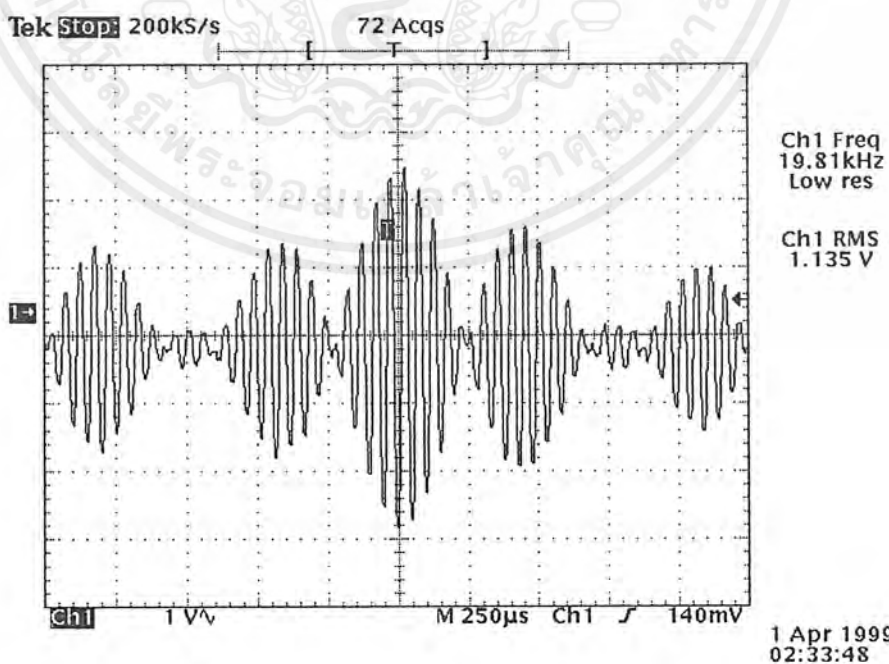
บทที่ 4

ผลการทดลองและวงจรการทดลอง

4.1 ผลการทดลองวงจรมอดูเลตสัญญาณ เอเอ็ม DSB

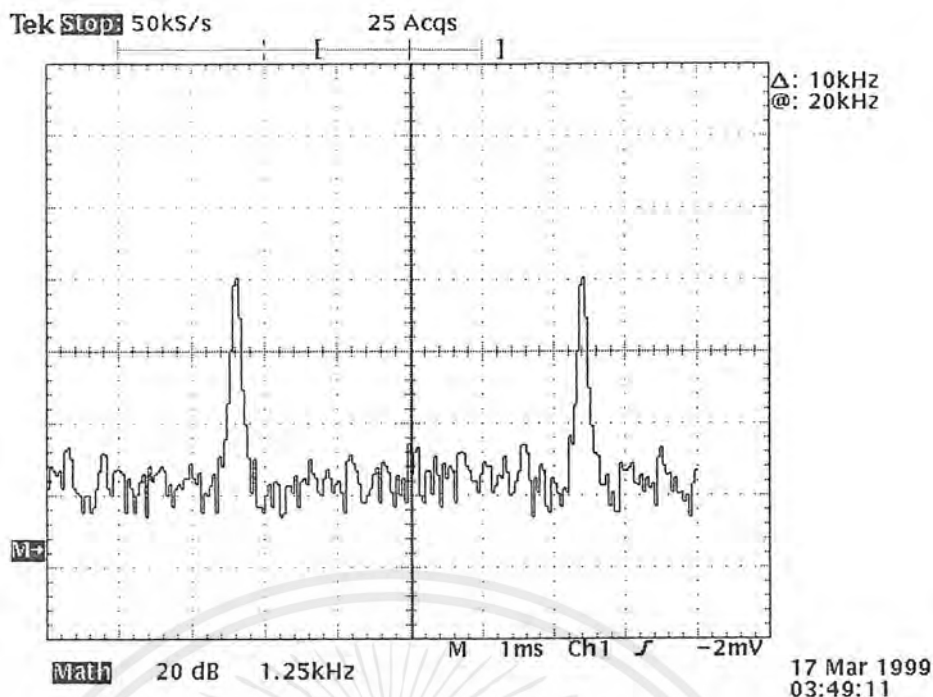


รูปที่ 4.1 วงจรการทดลองมอดูเลตแบบบาลานซ์



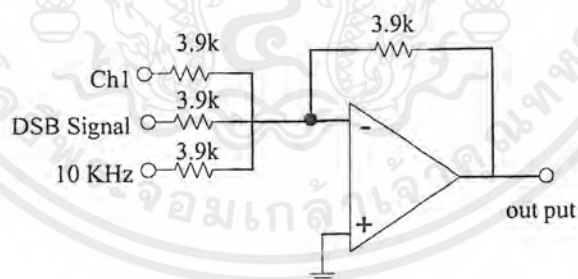
รูปที่ 4.2 ผลการทดลองวงจรมอดูเลตแบบบาลานซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



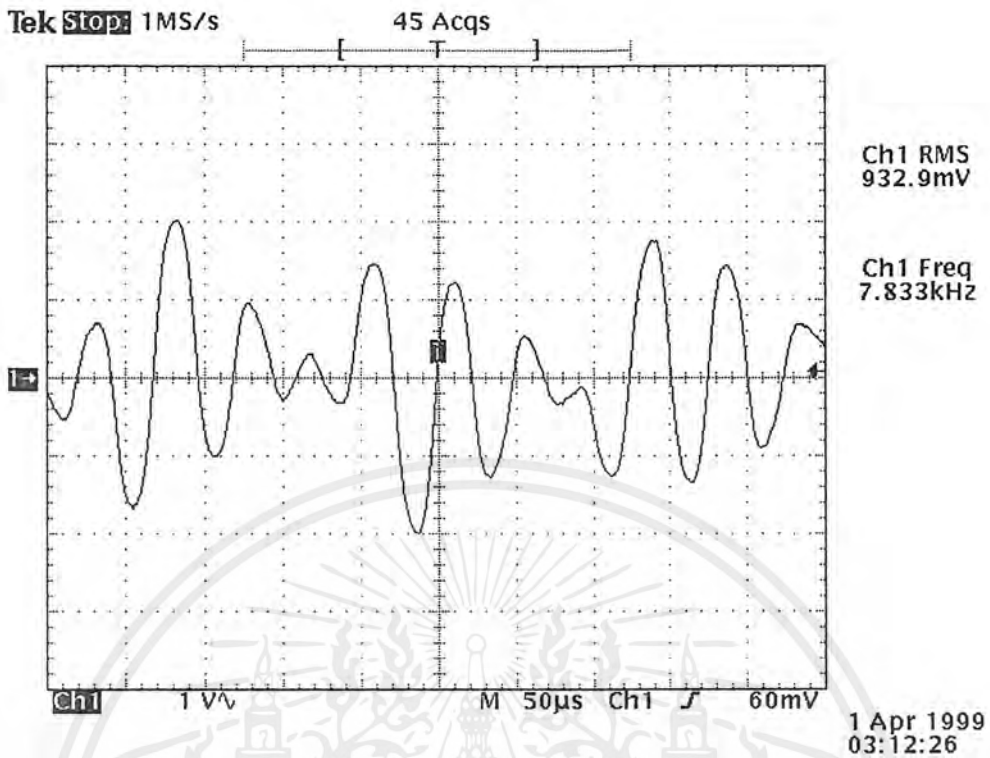
รูปที่ 4.3 สเปกตรัมสัญญาณ AM-DSB

จากรูปที่ 4.1 เป็นวงจรสำหรับมอดูเลตสัญญาณแบบบาลานซ์ผลการทดลองได้ดังรูปที่ 4.2 โดยการทดลองใช้ความถี่คลื่นพาห้ร่ง 20 กิโลเฮิร์ต กับสัญญาณความถี่ DTMF หมายเลข 2 เป็นสัญญาณช่องที่หนึ่งการมอดูเลตในครั้งหนึ่ง ได้สัญญาณดับเบิลไซด์แบนด์ออกมาดังรูปที่ 4.2 รูปที่ 4.3 เป็นสเปกตรัมของสัญญาณที่มอดูเลตแบบ AM-DSB จะเห็นว่าความถี่พาห้จะถูกคดให้หายไป เหลือเป็นสัญญาณไซด์แบนด์อยู่ 2 ข้าง

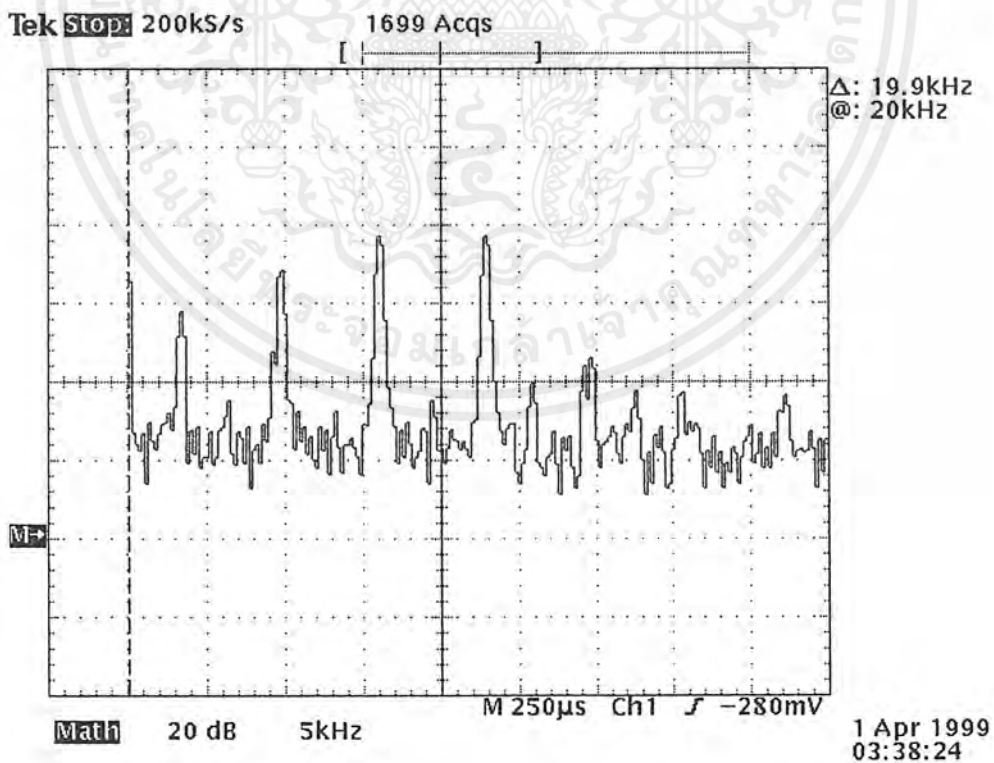


รูปที่ 4.4 วงจรบวกสัญญาณ

หลังจากนั้นนำสัญญาณที่ได้ไปบวกกับสัญญาณของช่องที่สองโดยใช้วงจรบวกสัญญาณ รูปที่ 4.4 ได้สัญญาณออกมาเป็นดังรูปที่ 4.5 สัญญาณนี้ประกอบด้วยสัญญาณ ที่รวมกัน 3 สัญญาณ คือ สัญญาณ ความถี่คลื่นพาห้ร่ง 10 กิโลเฮิร์ต สัญญาณ ความถี่เสียงช่องที่หนึ่งที่ถูกมอดูเลตมาและ ช่องที่สอง



รูปที่ 4.5 สัญญาณที่ออกจากวงจรบวกสัญญาณ



รูปที่ 4.6 สเปกตรัมของสัญญาณที่บวกกัน

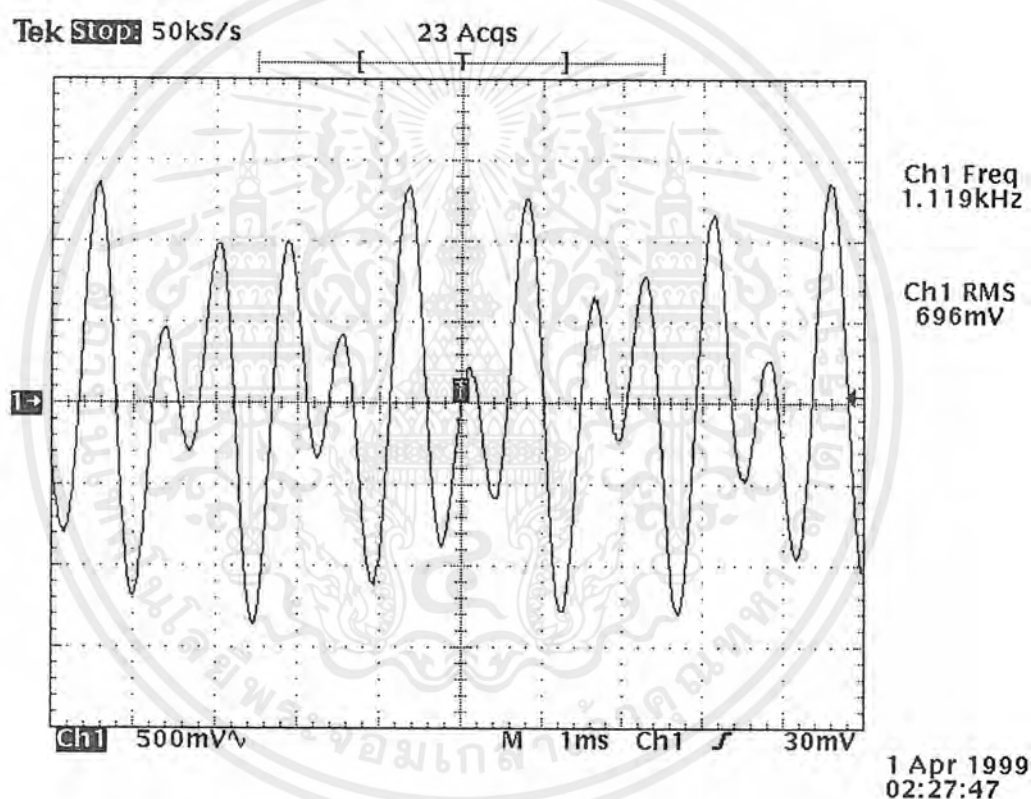
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่

สัญญาณที่ผ่านวงจรบวกสัญญาณจะมีสเปกตรัมของสัญญาณดังรูปที่ 4.6 เป็นสัญญาณที่พร้อมส่งเข้าไปยังวงจรมอดูเลทครั้งที่สองกับความถี่คลื่นพาห้หลักก่อนส่งออกอากาศ

วงจรบวกสัญญาณให้ได้สัญญาณออกมามาจากนั้นนำสัญญาณผ่านเข้าวงจรกรองความถี่เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรกรองความถี่ก่อนว่าสามารถกรองเอาความถี่ที่ต้องการออกมาได้หรือไม่ก่อนที่จะนำมาใช้จริง วงจรกรองความถี่มีสองวงจรคือวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยมีความถี่ตัดที่ 3.2 กิโลเฮิร์ต ซึ่งเป็นย่านความถี่เสียงที่สามารถรับฟังได้รู้เรื่อง และวงจรกรองแถบความถี่มีความถี่ศูนย์กลางที่ 20 กิโลเฮิร์ต เพื่อกรองสัญญาณที่มีคุณลักษณะระหว่างสัญญาณช่องที่หนึ่งกับความถี่พาห้รอง 20 กิโลเฮิร์ต เพื่อนำไปเข้าวงจรคิมอดูเลทอีกครั้งจะได้สัญญาณช่องที่หนึ่งออกมา และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน สำหรับกรองเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ช่องที่สองออกมา

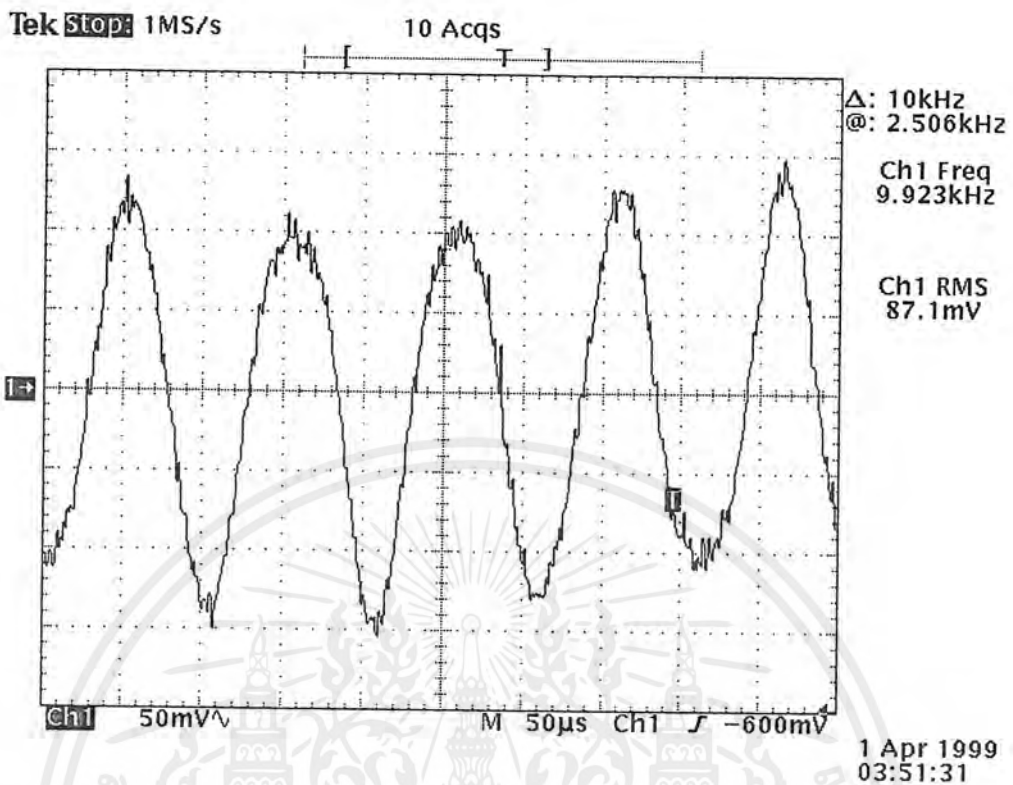
#### 4.3 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำ



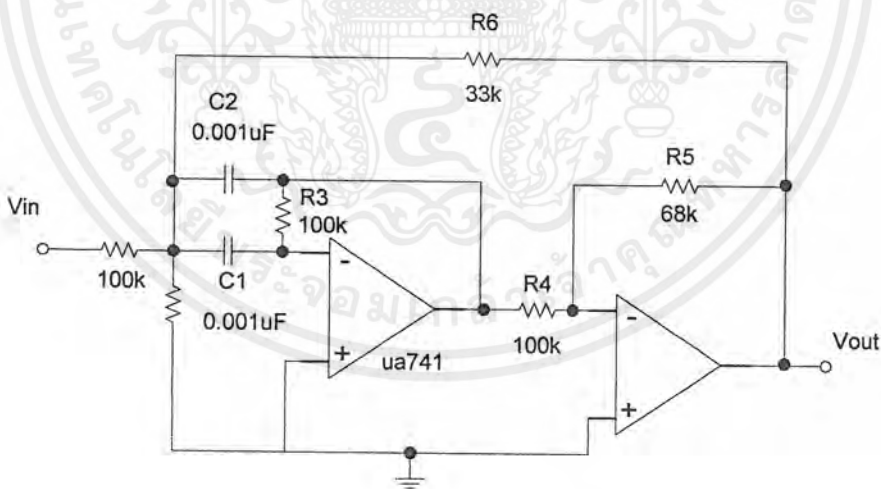
รูปที่ 4.7 สัญญาณ DTMF (หมายเลข 2) ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากรูปที่ 4.7 เป็นสัญญาณ DTMF ที่ใส่เข้าช่องที่ 2 สัญญาณสามารถผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำออกมาได้ ส่วนสัญญาณอื่นๆ ผ่านออกมาได้น้อย เพราะผลของการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ ซึ่งวงจรแสดงใน รูปที่ 3.23 และกราฟผลตอบสนองความถี่ดังรูปที่ 3.25

#### 4.4 วงจรกรองความถี่ 10 กิโลเฮิร์ต



รูปที่ 4.8 ผลการทดลองวงจรBandpass-filter 10 กิโลเฮิร์ต



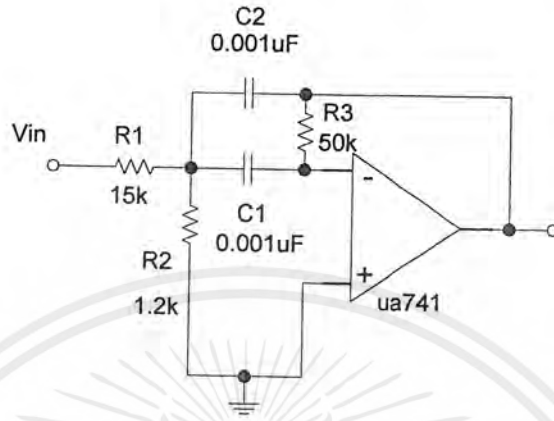
รูปที่ 4.9 วงจรBandpass-filter 10 กิโลเฮิร์ต

จากรูปเป็นสัญญาณ 10 กิโลเฮิร์ต ที่ได้จากการกรองเอาเฉพาะความถี่ออกมา จะเห็นว่าสัญญาณที่ได้ยังมีสัญญาณอื่นปนอยู่ อีกเล็กน้อย หากนำไปกรองอีกครั้งก็จะได้สัญญาณที่ดีขึ้น

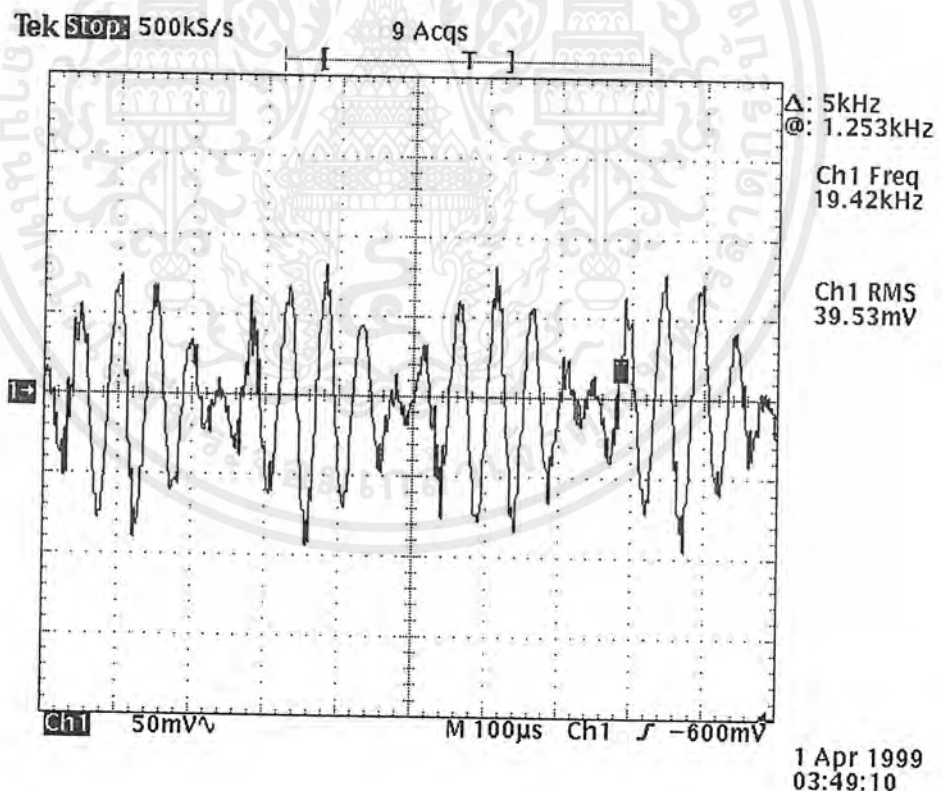
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 20 กิโลเฮิร์ต แบบตัววัดที่ 7 กิโลเฮิร์ต

วงจรกรองแถบความถี่ผ่านทำหน้าที่กรองเอาความถี่ที่เกิดจากรมอดุลเลชันสัญญาณความถี่คลื่นพาห้รอกับสัญญาณเสียงช่องที่หนึ่งออกมาจากสัญญาณที่รับเข้ามาได้จากภาครับ แล้วนำไปทำการตีมอดุลเลชันอีกครั้ง วงจรกรองแถบความถี่แสดงดังรูปที่ 4.10 ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.10 วงจรBandpass-filter 20 กิโลเฮิร์ต

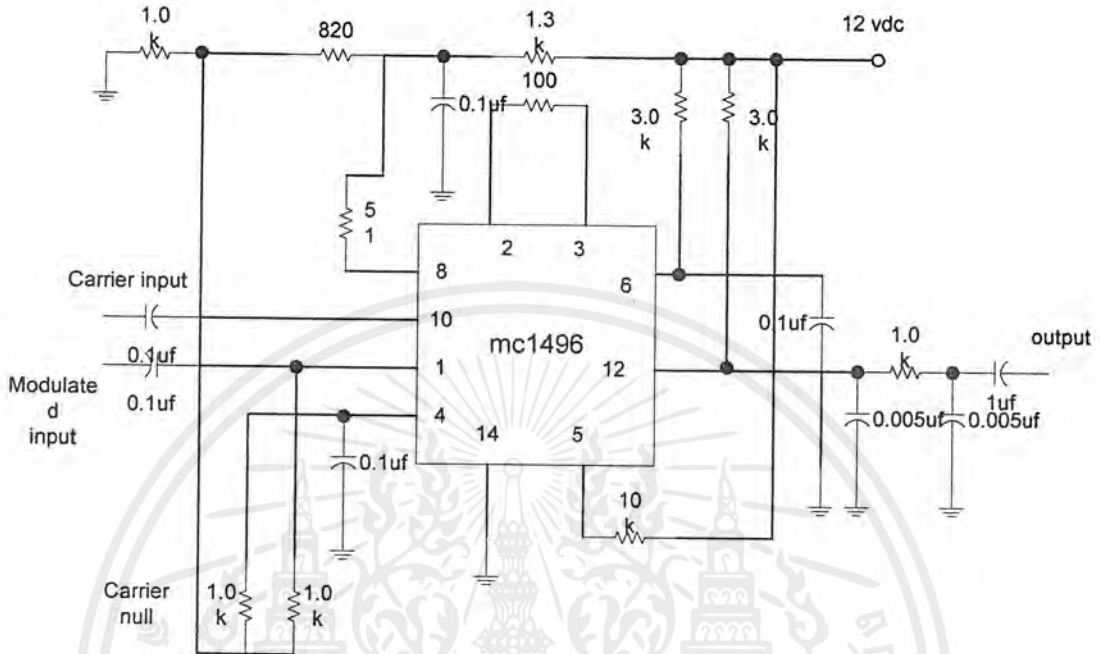


รูปที่ 4.11 ผลการทดลองวงจรBandpass-filter 20 กิโลเฮิร์ต

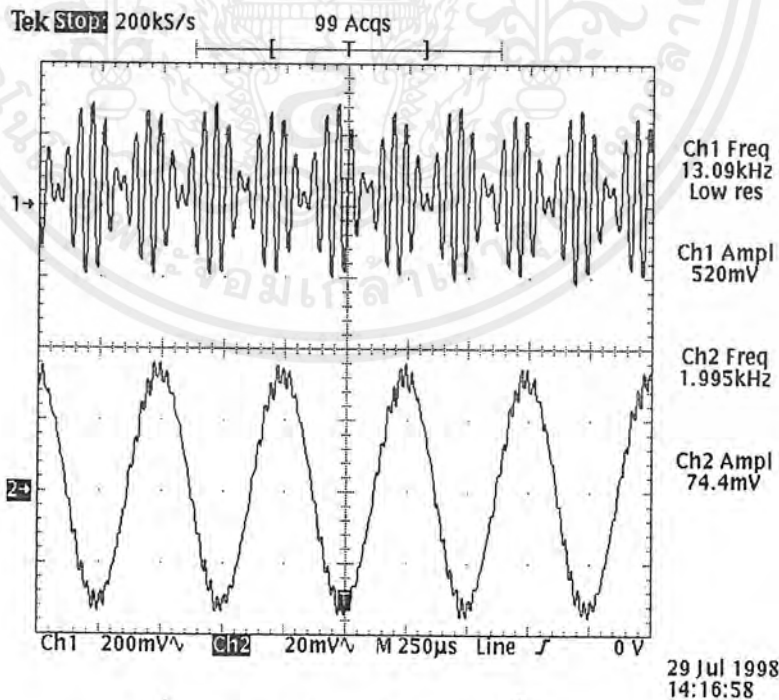
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรูปที่ 4.11 คือสัญญาณที่มอดูเลทกันมาระหว่างสัญญาณช่องที่หนึ่งกับสัญญาณความถี่ 20 กิโลเฮิร์ต ต้องทำการดีมอดูเลทอีกครั้งจึงจะได้สัญญาณเดิมออกมา โดยใช้สัญญาณ 10 กิโลเฮิร์ต ที่ได้จากวงจรกรอง มาเป็นสัญญาณช่วยในการดีเทคสัญญาณ DSB

4.6 การทดลองวงจรดีมอดูเลท สัญญาณ DSB



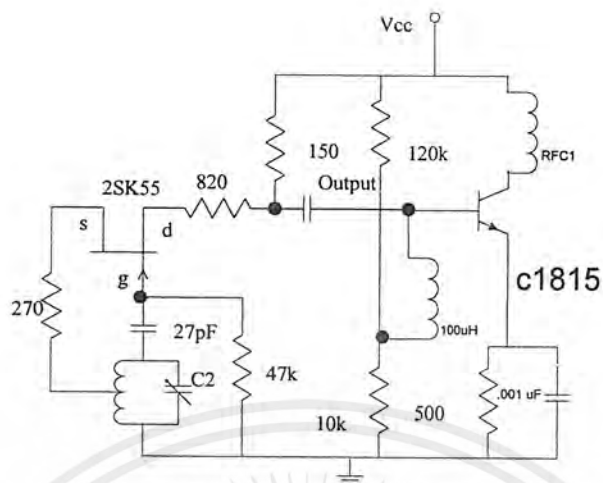
รูปที่ 4.12 วงจรดีมอดูเลท



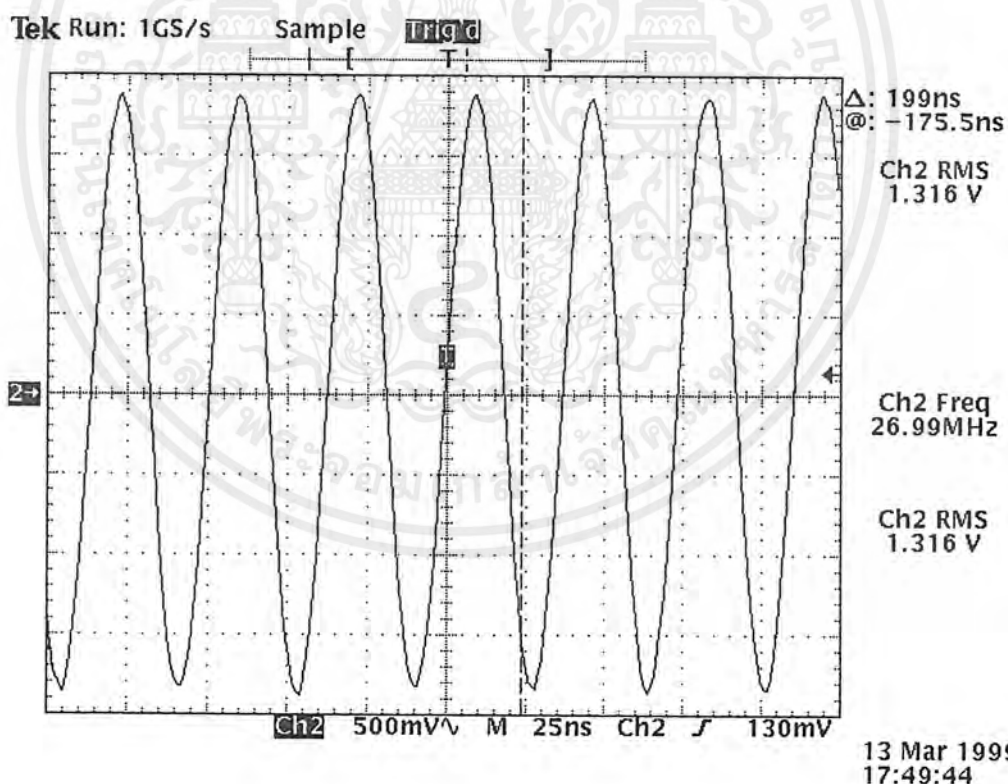
ปที่ 4.13 ผลการทดลองจากวงจรรูปที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ 27 เมกะเฮิร์ต



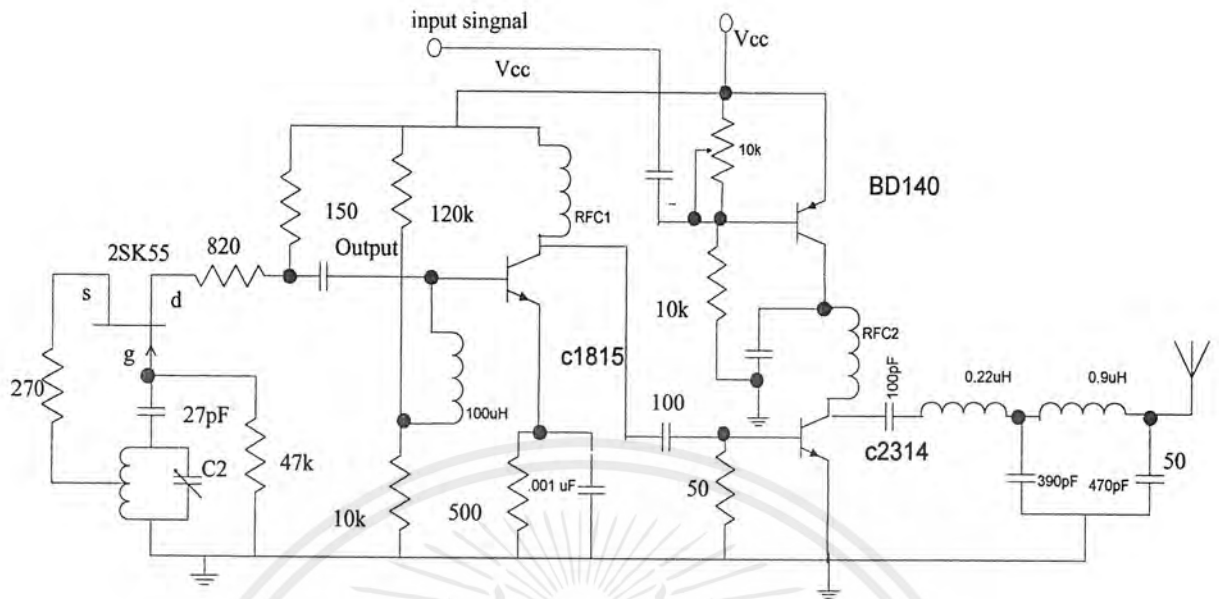
รูปที่ 4.14 วงจรออสซิลเลเตอร์



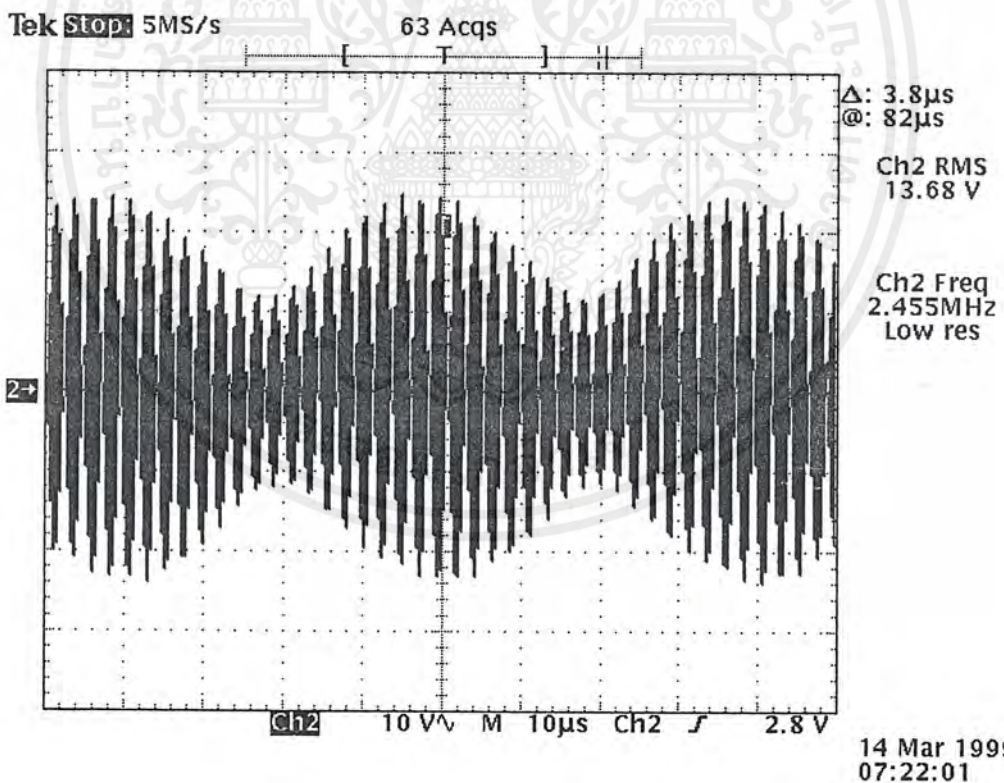
รูปที่ 4.15 ผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.8 วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์



รูปที่ 4.16 วงจรทดลองการมอดูเลตแบบเอเอ็ม



รูปที่ 4.17 ผลการทดลองการมอดูเลตแบบเอเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทสรุปและวิจารณ์

โครงการงาน "ระบบโทรศัพท์ทางไกลชนบทผ่านวิทยุคลื่นสั้น" เป็นการนำระบบโทรศัพท์ที่ใช้ในการติดต่อสื่อสาร ให้สามารถใช้งานได้ในพื้นที่ห่างไกลซึ่งการติดต่อสื่อสารทำได้ไม่สะดวก และไม่คุ้มค่าต่อการที่จะลงทุนวางสายเคเบิลหรือการใช้อุปกรณ์ดาวเทียมสื่อสารที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน โครงการนี้เป็นแนวความคิดที่นำมาใช้แก้ปัญหาเหล่านี้ โดยจะคำนึงถึงความประหยัดต้นทุนและความสะดวกในการใช้งาน

จากการศึกษาและทำการทดลองสามารถผลได้ดังนี้

#### 5.1 จากการทดลองในส่วนวงจรชุดสายโทรศัพท์

##### 5.1.1 วงจรตรวจจับสัญญาณกระดิ่ง

จากการประกอบวงจรโดยใช้ไอซีเบอร์ 567 โดยอาศัยวงจรเฟสล็อกคูลป์ คอยตรวจจับความถี่ 400 Hz ของสัญญาณกระดิ่ง โดยที่เอาท์พุทของวงจรจะเปลี่ยนสถานะจาก high เป็น low ตามจังหวะของสัญญาณกระดิ่ง ซึ่งเอาท์พุทที่ได้นี้จะนำไปใช้เป็นสัญญาณ reset ของวงจรถ่ายรูปโทรศัพท์ ซึ่งสัญญาณเสียงพูดขณะสนทนาก็จะมีความถี่ 400 Hz ด้วย ทำให้ขณะที่กำลังสนทนาอยู่คู่สายโทรศัพท์ก็จะถูกตัดออก จึงแก้ไขวงจรโดยใช้วงจร โมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ โดยทำการเซ็ทคาบเวลาของสัญญาณเอาท์พุทของวงจรตรวจจับสัญญาณกระดิ่งจะต้องมีสถานะเป็น low มากกว่า 200 ms จึงจะมีสัญญาณไป reset วงจรถ่ายรูปโทรศัพท์

##### 5.1.2. วงจรที่ทำหน้าที่เป็นไฮบริดจ์

ในส่วนนี้ได้ใช้ไอซีเบอร์ MC34114 ซึ่งเป็นไอซีที่รวมเอาวงจรโทรศัพท์ต่างๆไว้ในตัวถึงเดียว จากการทดลองเมื่อนำมาต่อใช้งานสามารถทำงานได้ดี สัญญาณเสียงที่ได้มีความชัดเจนดี และยังมีสัญญาณรบกวนต่ำด้วย

##### 5.1.3. วงจรถอดรหัสสัญญาณ โทรศัพท์ (DTMF)

วงจรถอดรหัสสัญญาณ DTMF ใช้ไอซีถอดรหัสเบอร์ MC145436 เป็นตัวถอดรหัสสัญญาณ DTMF โดยที่เอาท์พุทของวงจรที่ได้จะเป็นรหัส BCD 8421 เมื่อนำเอาท์พุทที่ได้ไปถอดรหัสเป็นเลขฐานสิบทำให้สามารถทราบว่ามีกรกดหมายเลขใด ซึ่งการทำงานของวงจรในส่วนนี้สามารถทำการถอดรหัสได้อย่างถูกต้องแม่นยำดี

##### 5.1.4 วงจรสวิตช์เมตริก

วงจรสวิตช์เมตริกทำหน้าที่ต่อช่องสัญญาณเสียงที่ต้องการจะสนทนาเข้าด้วยกัน โดยใช้ไอซีเบอร์ 4066 ซึ่งเป็น analog switch มาใช้งาน สามารถทำการต่อเชื่อมช่องสัญญาณได้ดี แต่จะเสียบหายได้ง่ายถ้ามีแรงดันไฟสูงผ่านตัวมันหลายๆขณะทำการยกหรือวางหูโทรศัพท์ แก้ไขได้โดยต่อตัวเก็บประจุร่วมกับอินพุทของไอซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.1.5 ส่วนตรวจจบการใช้งานของผู้ใช้

ในส่วนนี้จะทำการตรวจสอบสถานะของโทรศัพท์เมื่อมีการขกหรือวางหูเครื่องโทรศัพท์เพื่อใช้ตรวจสอบและตัดสินใจในการต่อช่องสัญญาณหรือจ่ายสัญญาณควบคุมต่างๆออกไป ซึ่งการทำงานของระบบมีความผิดพลาดมากเนื่องจากการเลือกใช้อุปกรณ์ประเภทซีมอสซึ่งมีความไวสูง สัญญาณรบกวนได้ง่ายเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสถานะ

### 5.2 จากการทำทดลองวงจรเครื่องส่ง

5.2.1. มีการรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณเนื่องจากการฟิลค์แควอร์สัญญาณยังตัดความถี่ได้ไม่ดี

5.2.2. การกรองเอาสัญญาณ 10 กิโลเฮิร์ตมีความเพี้ยนของเฟสมากทำให้การคิมมอดูเลทมีสัญญาณรบกวนออกมามาก

5.2.3. วงจรสร้างความถี่ 20 กิโลเฮิร์ต ใช้วงจรยกกำลังสองโดยการมอดูเลทแบบบาลานซ์ เกิดสัญญาณรบกวนเนื่องจาก ไม่สามารถทำให้สัญญาณพาห์ถูกกดได้หมดจริง

5.2.4. วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

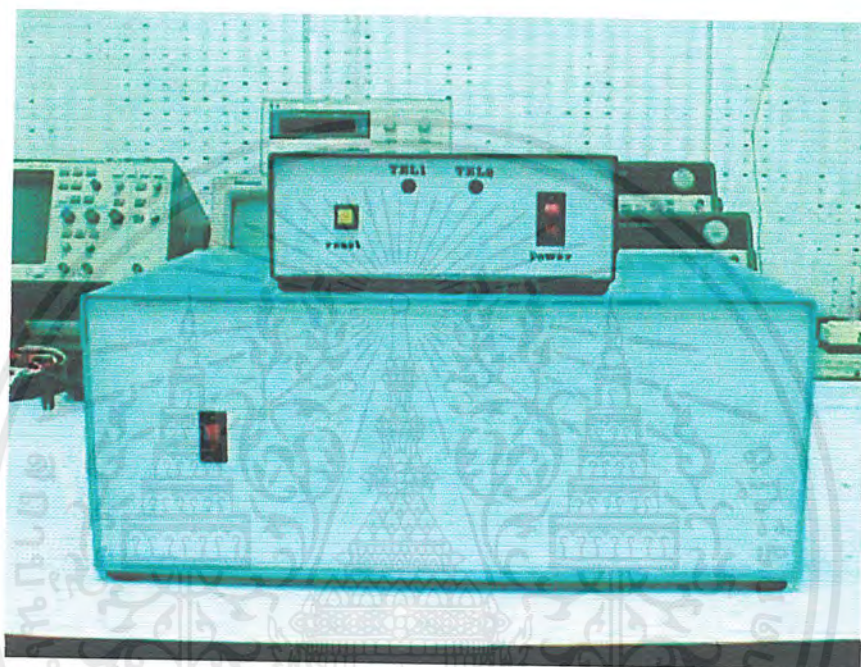
ในโครงการนี้ได้ใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (band-pass filter) 20 กิโลเฮิร์ต ซึ่งเป็นวงจรแบบ active โดยใช้อปแอมป์ 741 ต้องการให้มิมแบนวิดท์ 8 กิโลเฮิร์ต เมื่อต่อวงจรแล้วนำไปวัดสัญญาณเอาท์พุทเพื่อดูการตอบสนองความถี่ ปรากฏว่าเอาท์พุทที่ได้มีช่วงของการตอบสนองกว้างมากทำให้แบนวิดท์กว้างขึ้นกว่าที่ต้องการ เมื่อนำไปใช้กรองสัญญาณทำให้สัญญาณที่ได้มีความถี่ข้างเคียงปะปนออกมามากคุณภาพของระบบลดลง จึงแก้ไขโดยการออกแบบวงจรใหม่ให้มีออคเตอร์สูงขึ้นกว่าเดิม( $n=4$ ) สัญญาณเอาท์พุทที่ได้มีความกว้างตามที่ต้องการ

### แนวทางในการพัฒนา

1. ในส่วนของวงจรผสมสาย วงจรยังมีขนาดใหญ่ หากนำไมโครคอนโทรลเลอร์มาประยุกต์ใช้จะทำให้สามารถลดขนาดของวงจรลงได้มาก และในการใช้งานยังไม่สะดวกเช่น ในที่นี้ในการเรียกจากคู่สายภายนอกเข้ามาเมื่อเครื่องรับ รับสาย ผู้เรียกต้องกดปุ่ม # แล้วตามด้วยเลขหมายภายในที่ต้องการติดต่อ ซึ่งสามารถทำให้ สะดวกขึ้นโดยการเพิ่มในส่วนการตอบรับ และบอกวิธีการใช้งานของระบบนี้

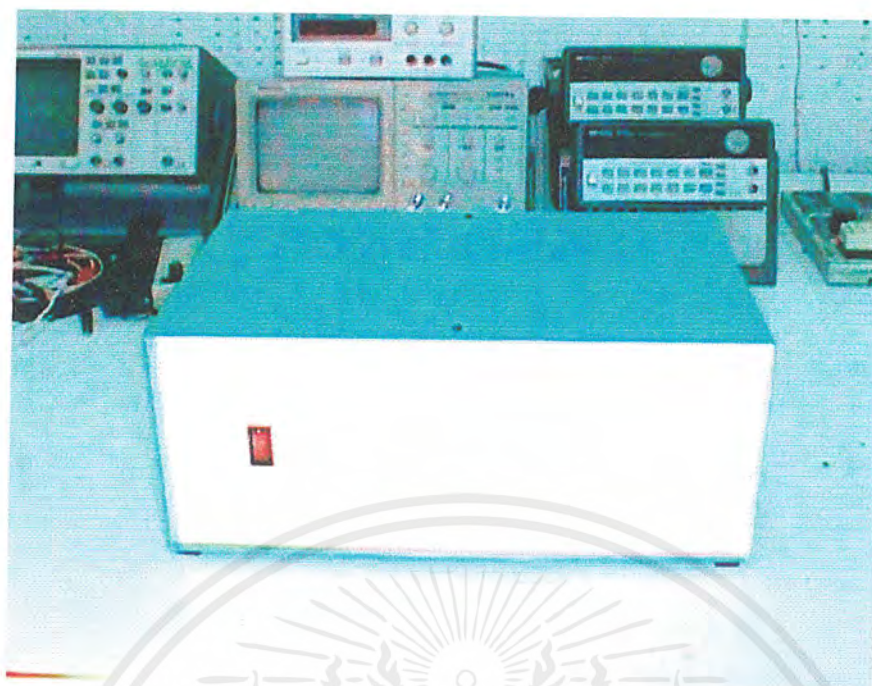
2. ในการส่งสัญญาณวิทยุ นั้น หากส่งเป็นสัญญาณดิจิทัลไปจะสามารถป้องกันการเกิดสัญญาณรบกวนระหว่างช่องได้ดีกว่าการใช้วิธีการกรองความถี่ ทั้งนี้อาจจะใช้การมัลติเพล็กซ์สัญญาณแบบดิจิทัลก็จะสามารถทำให้ได้ช่องสัญญาณที่มากขึ้น โดยการนำสัญญาณที่ต้องการติดต่อกับนอกมาทำการแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิทัล อาจใช้วิธีเคลต้ามอดูเลชัน ที่สามารถใช้ข้อมูลเพียงบิตเดียวต่อการสุ่มตัวอย่างในแต่ละครั้งแต่คุณภาพของสัญญาณอาจลดลง แต่สามารถทำให้ดีขึ้นโดยการเพิ่มความถี่ในการสุ่มตัวอย่างให้สูงขึ้นได้ เนื่องจากในการส่งไปกับสัญญาณวิทยุ นั้นเรามีแบนด์วิดท์ที่มากพอที่จะส่งสัญญาณนี้ได้ จากนั้นนำมามัลติเพล็กซ์ก่อนนำไปมอดูเลทกับสัญญาณพาห์ ทำให้ไม่ต้องใช้วงจรบาลานซ์มอดูเลทวงจรฟิลค์เตอร์และวงจรคุมความถี่

3. ในส่วนของเครื่องรับ/ส่งนั้นหากเปลี่ยนเป็นความถี่ย่านวีเซชเอฟ และหากสามารถนำอุปกรณ์ดูเพ็กเก็จเซอร์มาใช้ก็จะสามารถลดขนาดจำนวนสายอากาศที่ใช้ส่งและรับได้ วงจรมอดูเลทสัญญาณแบบเอฟเอ็มสามารถหาวงจรและสร้างวงจรได้ง่ายกว่า หรืออาจใช้โมดูลเครื่องส่งและเครื่องรับ แทนการสร้างวงจรเองทั้งหมด ทำให้ความเชื่อถือของวงจรมีมากขึ้น

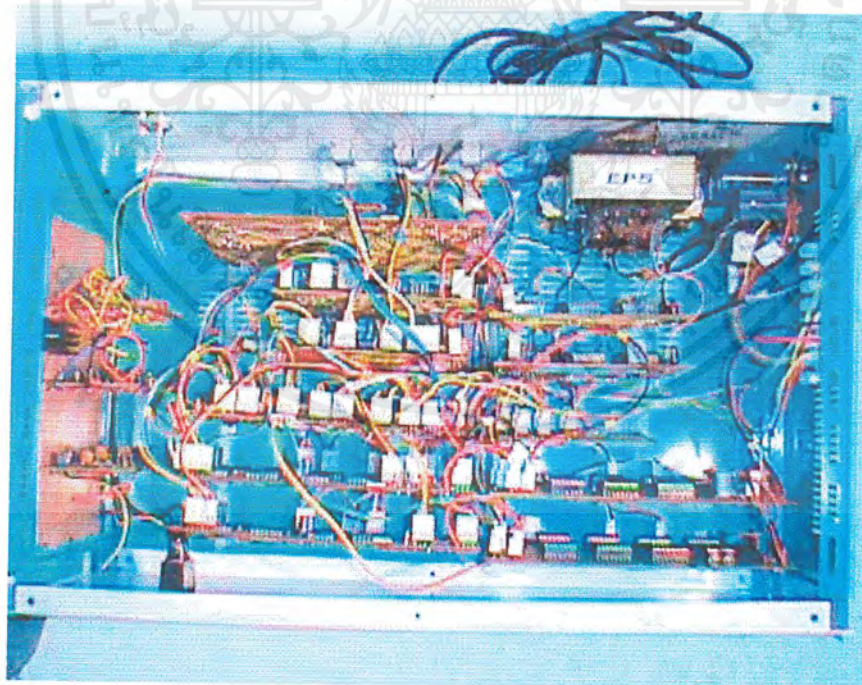


รูปที่ 5.1 แสดงเครื่องอินเตอร์เฟสกับชุมสายโทรศัพท์และเครื่อง PABX

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

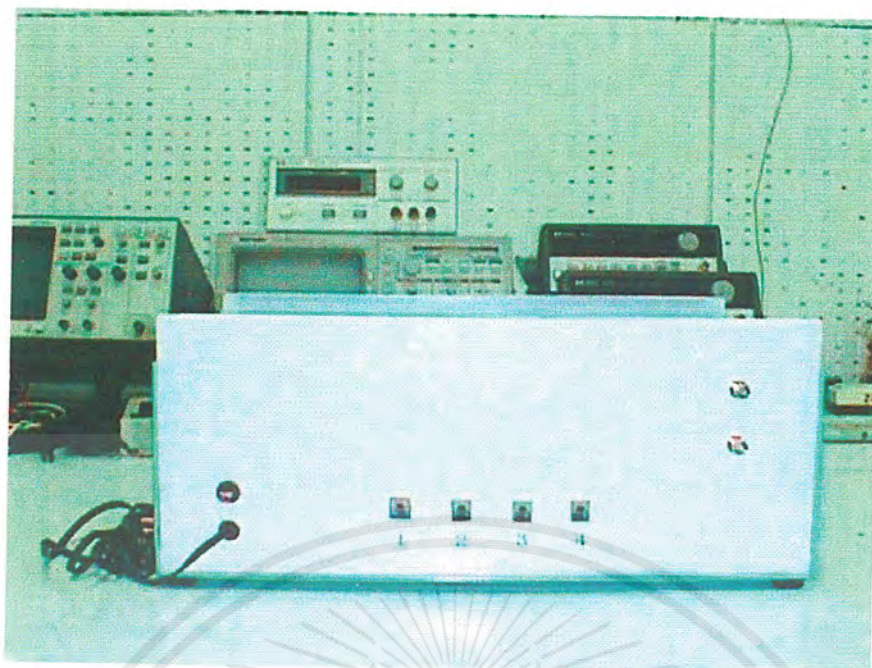


รูปที่ 5.2 เครื่อง PABX (ด้านหน้า)

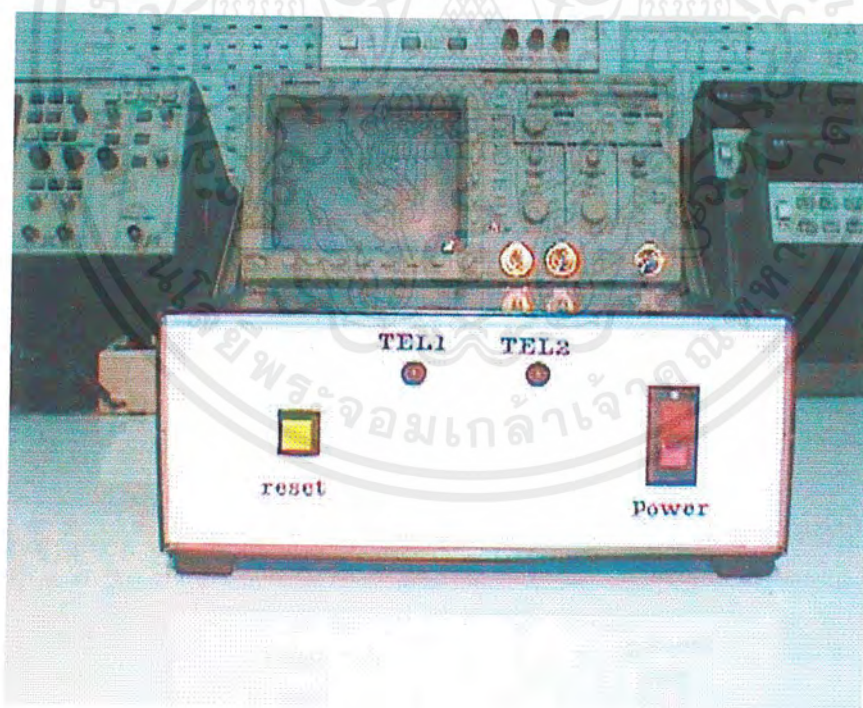


รูปที่ 5.3 เครื่อง PABX (ด้านหลัง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

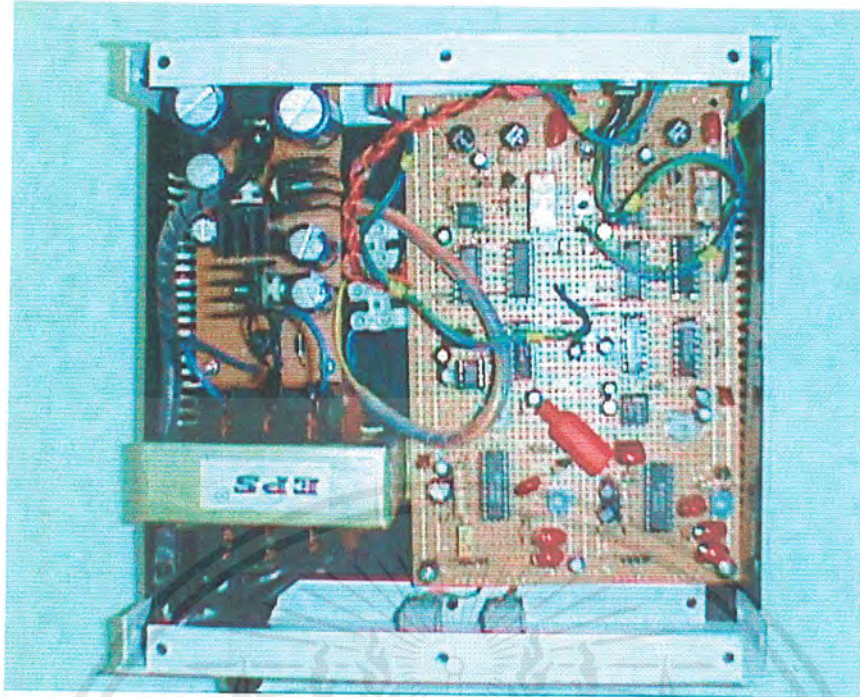


รูปที่ 5.4 เครื่อง PABX (ด้านหลัง)

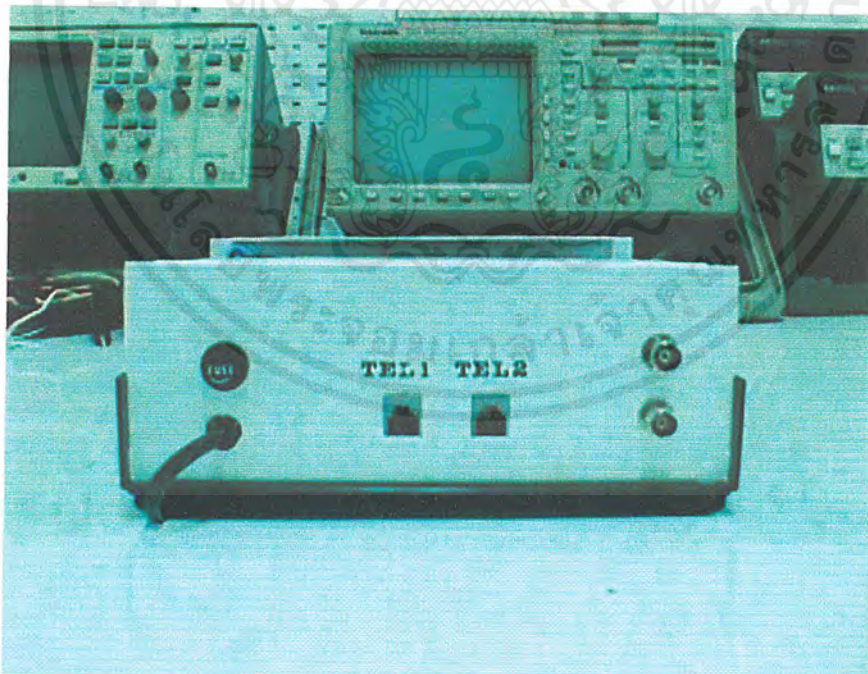


รูปที่ 5.5 เครื่องอินเตอร์เฟสกับชุมสายโทรศัพท์(ด้านหน้า)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 เครื่องอินเตอร์เฟซกับชุมสายโทรศัพท์ (ด้านบน)

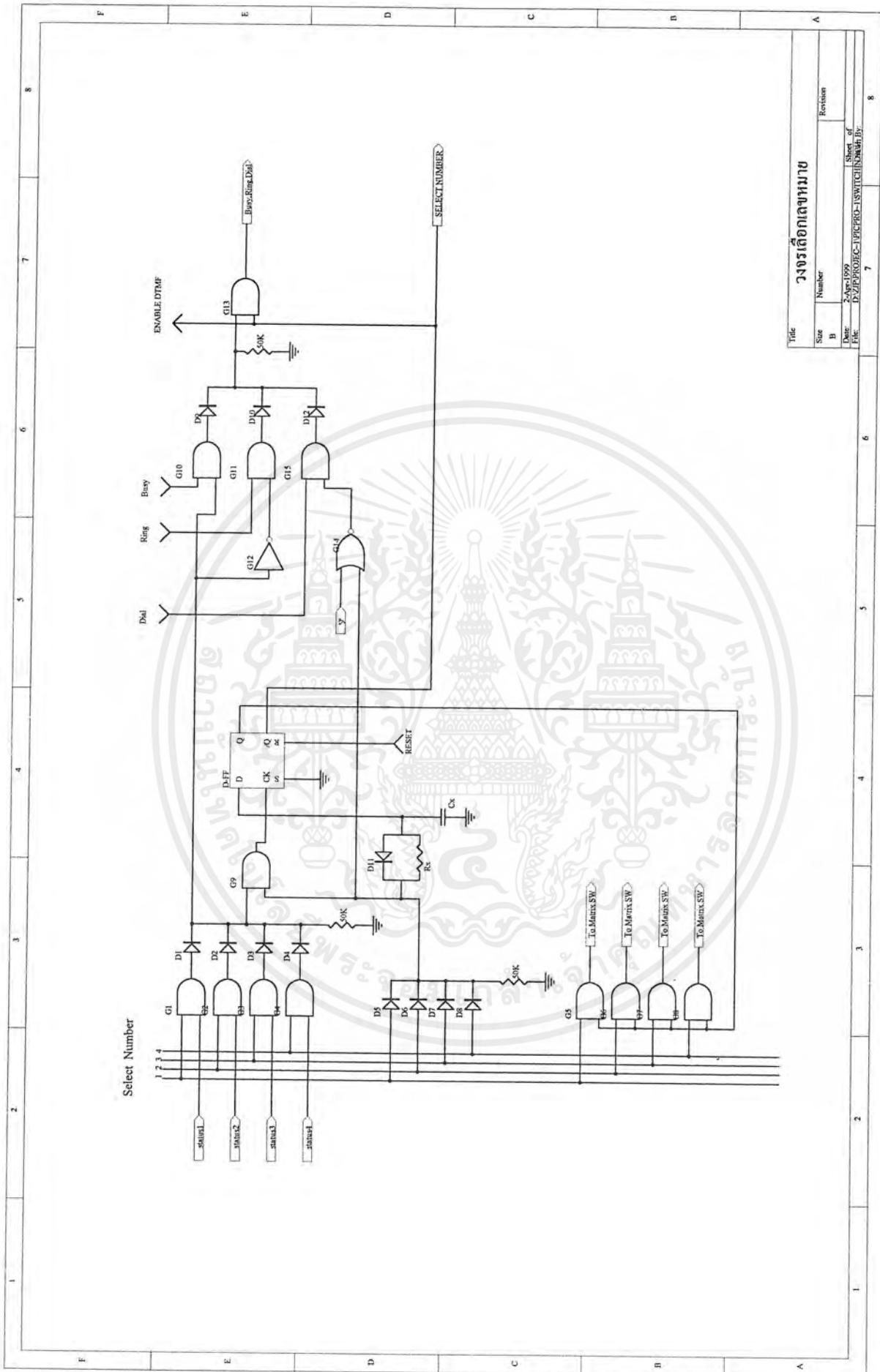


รูปที่ 5.7 เครื่องอินเตอร์เฟซกับชุมสายโทรศัพท์ (ด้านหลัง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



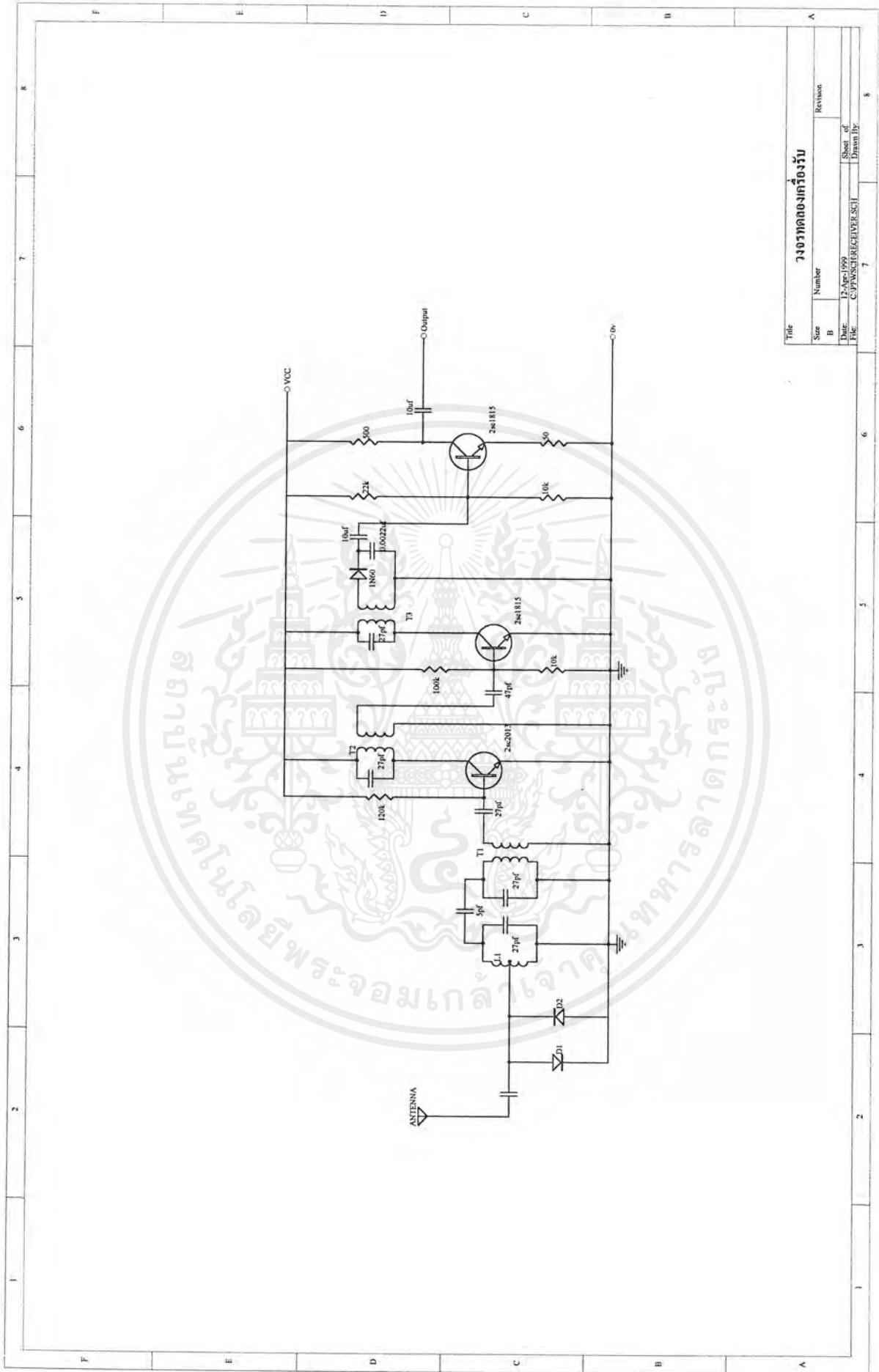
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title		วงจรเลือกเลขหมาย	
Size	Number	Revision	
B			
Date:	2-Apr-1999		Sheet of
File:	D:\Z\F\PROJECT-1\FPC-PRO-1\SWITCH\IN\SW1.Dwg		8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





Title		วงจรทดลองเครื่องรับ	
Size	Number	Revision	
B			
Date:	13 Apr 1999	Sheet of	
File:	C:\PSPICE\GEGEVEE\SCH	Drawn by	
		7	8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC145436A

## Advance Information Low-Power Dual Tone Multiple Frequency Receiver

The MC145436A is a low-power and improved input sensitivity version of the MC14LC5436.

The MC145436A is a silicon gate CMOS LSI device containing the filter and decoder for detection of a pair of tones conforming to the DTMF standard with outputs in hexadecimal. Switched capacitor filter technology is used together with digital circuitry for the timing control and output circuits. The MC145436A provides excellent power line noise and dial tone rejection and is suitable for applications in central office equipment, PABX, and keyphone systems, remote control equipment and consumer telephony products.

The MC145436A offers the following performance features:

- Single + 5 V Power Supply
- Detects All 16 Standard Digits
- Uses Inexpensive 3.58 MHz Crystal
- Provides Guard Time Controls to Improve Speech Immunity
- Output in 4-Bit Hexadecimal Code
- Built-In 60 Hz and Dial Tone Rejection
- Pin Compatible with SSI-204, MC145436, and MC14LC5436
- Functional and Applicational Compatible with MC145436 and MC14LC5436



**P SUFFIX**  
PLASTIC DIP  
CASE 646



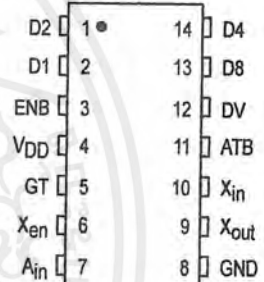
**DW SUFFIX**  
SOG PACKAGE  
CASE 751G

### ORDERING INFORMATION

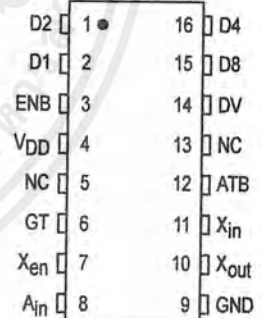
MC145436AP Plastic DIP  
MC145436ADW SOG Package

### PIN ASSIGNMENTS

#### PDIP



#### SOG



NC = NO CONNECTION

This document contains information on a new product. Specifications and information herein are subject to change without notice.

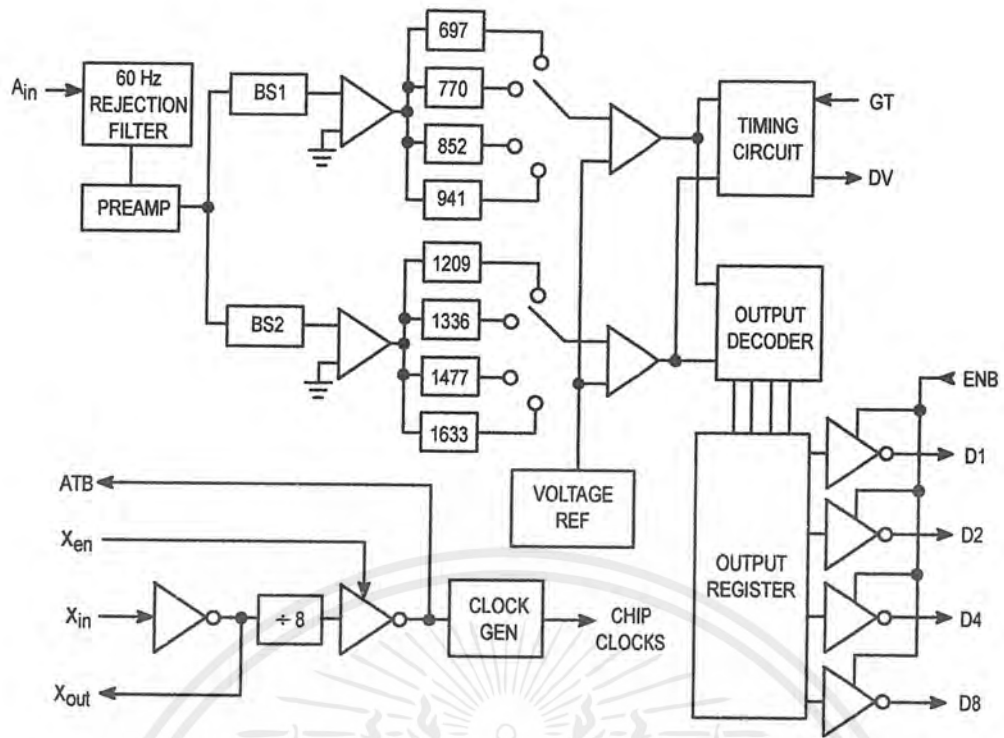
REV 1  
1/96

© Motorola, Inc. 1996



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## BLOCK DIAGRAM



**MAXIMUM RATINGS** (Voltages Referenced to GND Unless Otherwise Noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	- 0.5 to + 6.0	V
Input Voltage, Any Pin Except A <sub>in</sub>	V <sub>in</sub>	- 0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	V
Input Voltage, A <sub>in</sub>	V <sub>in</sub>	V <sub>DD</sub> - 10 to V <sub>DD</sub> + 0.5	V
DC Current Drain per Pin	I	± 10	mA
Power Dissipation	P <sub>D</sub>	100	mW
Operating Temperature Range	T <sub>A</sub>	- 40 to + 85	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	- 65 to + 150	°C

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid applications of any voltage higher than the maximum rated voltages to this high impedance circuit.

For proper operation it is recommended that V<sub>in</sub> and V<sub>out</sub> be constrained to the range V<sub>SS</sub> ≤ (V<sub>in</sub> or V<sub>out</sub>) ≤ V<sub>DD</sub>. Reliability of operation is enhanced if unused inputs are tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V<sub>SS</sub> or V<sub>DD</sub>).

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

(All Polarities Referenced to V<sub>SS</sub> = 0 V, V<sub>DD</sub> = 5.0 V ± 10%, T<sub>A</sub> = - 40 to + 85°C, Unless Otherwise Noted)

Parameter	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	4.5	5	5.5	V
Supply Current (f <sub>CLK</sub> = 3.58 MHz)	I <sub>DD</sub>	—	5	8	mA
Input Current	GT ENB, X <sub>in</sub> , X <sub>en</sub>	I <sub>in</sub>	—	450 ± 1	μA
Input Voltage Low	ENB, GT, X <sub>en</sub>	V <sub>IL</sub>	—	1.5	V
Input Voltage High	ENB, GT, X <sub>en</sub>	V <sub>IH</sub>	3.5	—	V
I <sub>out</sub> Data and DV Pins: V <sub>out</sub> = 4.5 V (Source)		I <sub>OH</sub>	800	—	μA
I <sub>out</sub> Data and DV Pins: V <sub>out</sub> = 0.4 V (Sink)		I <sub>OL</sub>	1.0	—	mA
Input Impedance	A <sub>in</sub>	R <sub>in</sub>	90	100	kΩ
Fanout	ATB	F <sub>out</sub>	—	10	
Input Capacitance	X <sub>en</sub> , ENB	C <sub>in</sub>	—	6	pF

**ANALOG CHARACTERISTICS** (V<sub>DD</sub> = 5.0 V ± 10%, T<sub>A</sub> = - 40 to + 85°C, Unless Otherwise Noted)

Parameter	Min	Typ	Max	Unit
Signal Level for Detection (A <sub>in</sub> )	- 35	—	- 2	dBm
Twist = High Tone/Low Tone	- 10	—	10	dB
Frequency Detect Bandwidth	± (1.5 + 2 Hz)	± 2.5	± 3.5	% f <sub>O</sub>
60 Hz Tolerance	—	—	0.8	V <sub>rms</sub>
Dial Tone Tolerance (Note 1) (Dial Tone 330 + 440)	—	—	0	dB
Noise Tolerance (Notes 1 and 2)	—	—	- 12	dB
Power Supply Noise (Wide Band)	—	—	10	mV p-p
Talk Off (Mitel Tape #CM7290)	—	2	—	Hits

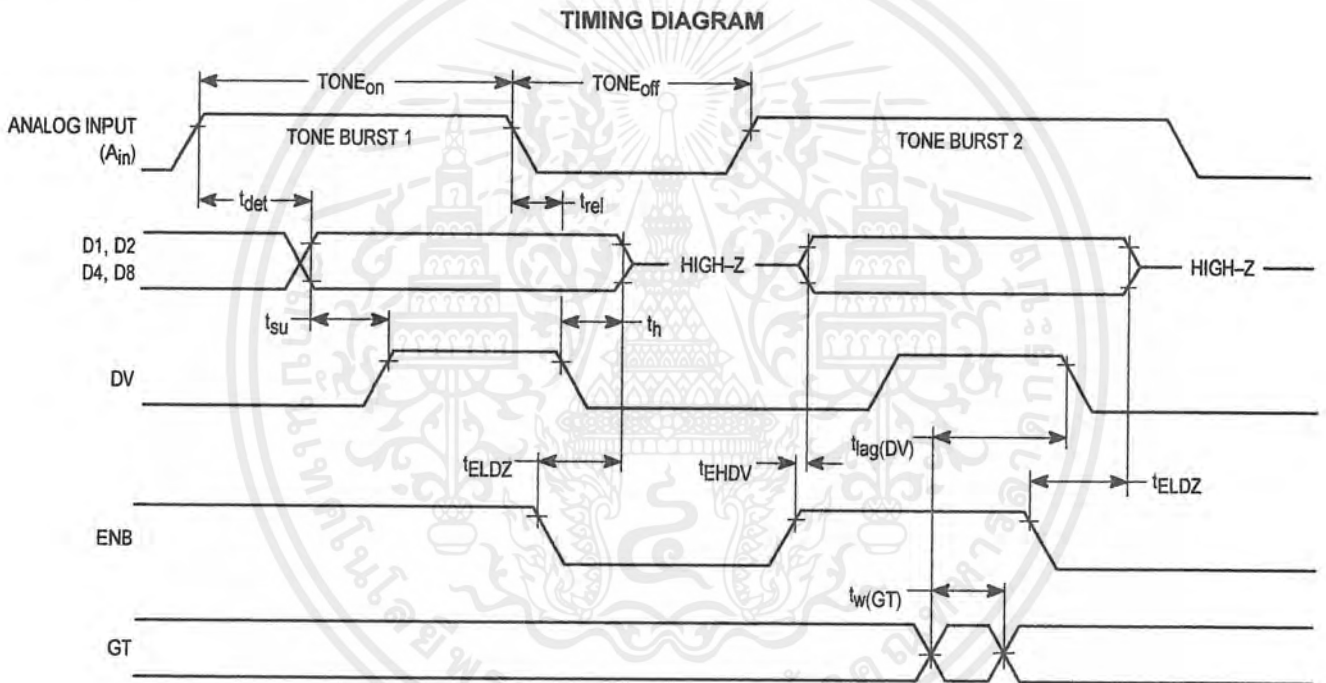
**NOTES:**

1. Referenced to lower amplitude tone.
2. Bandwidth limited (0 to 3.4 kHz) Gaussian Noise.

AC CHARACTERISTICS ( $V_{DD} = 5.0\text{ V} \pm 10\%$ ,  $T_A = -40$  to  $+85^\circ\text{C}$ )

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Tone On Time	For Detection	$TONE_{on}$	40	—	—	ms
	For Rejection		—	—	20	
Pause Time	For Detection	$TONE_{off}$	40	—	—	ms
	For Rejection		—	—	20	
Detect Time	GT = 0	$t_{det}$	22	—	40	ms
	GT = 1		32	—	50	
Release Time	GT = 0	$t_{rel}$	28	—	40	ms
	GT = 1		18	—	30	
Data Setup Time		$t_{su}$	7	—	—	$\mu\text{s}$
Data Hold Time		$t_h$	4.2	4.6	5	ms
Pulse Width	GT	$t_w(GT)$	18	—	—	$\mu\text{s}$
DV Reset Lag Time		$t_{lag}(DV)$	—	—	5	ms
ENB High to Output DV*		$t_{EHDV}$	—	120	500	ns
ENB Low to Output High-Z*		$t_{ELDZ}$	—	110	300	ns

\* Data out:  $C_L = 35\text{ pF} \parallel R_L = 500\ \Omega$ .



## PIN DESCRIPTIONS

### VDD

#### Positive Power Supply (PDIP, SOG — Pin 4)

The digital supply pin, which is connected to the positive side of the power supply.

### VSS

#### Ground (PDIP — Pin 8, SOG — Pin 9)

Ground return pin is typically connected to the system ground.

### D1, D2, D4, D8

#### Data Output (PDIP — Pins 2, 1, 14, 13; SOG — Pins 2, 1, 16, 15)

These digital outputs provide the hexadecimal codes corresponding to the detected digit. The digital outputs become valid after a tone pair has been detected and are cleared when a valid pause is timed. See Table 1 for hexadecimal codes. These output pins are high impedance when the enable pin is at logic 0.

### ENB

#### Enable (PDIP, SOG — Pin 3)

Outputs D1, D2, D4, D8 are enabled when ENB is at a logic 1, and high impedance (disabled) when ENB is at a logic 0.

### GT

#### Guard Time (PDIP — Pin 5, SOG — Pin 6)

The guard time control input provides two sets of detected time and release time, both within the allowed ranges of tone on and tone off (see Figure 1). A longer tone detect time rejects signals too short to be considered valid. With  $GT = 1$ , talk off performance is improved, since it reduces the probability that tones simulated by speech will maintain signal conditions long enough to be accepted. In addition, a shorter release time reduces the probability that a pause simulated by an interrupt in speech will be detected as a valid pause. On the other hand, a shorter tone detect time with a long

release time would be appropriate for an extremely noisy environment where fast acquisition time and immunity to dropouts would be required. In general, the tone signal time generated by a telephone is 100 ms, nominal, followed by a pause of about 100 ms. A high-to-low or low-to-high transition on the GT pin resets the internal logic and the MC145436A is immediately ready to accept a new tone input. If left open, this pin is internally pulled to ground.

### Xen

#### Oscillator Enable (PDIP — Pin 6, SOG — Pin 7)

A logic 1 on  $X_{en}$  enables the on-chip crystal oscillator. When using alternate time base from the ATB pin,  $X_{en}$  should be tied to  $V_{SS}$ .

### Ain

#### Analog Input (PDIP — Pin 7, SOG — Pin 8)

This pin accepts the analog input and is internally biased so that the input signal may be ac coupled. The input may be dc coupled so long as it does not exceed the positive supply (see Figure 2).

### Xin/Xout

#### Oscillator In and Oscillator Out (PDIP — Pins 10, 9; SOG — Pins 11, 10)

These pins connect to an internal crystal oscillator. In operation, a parallel resonant crystal is connected from  $X_{in}$  to  $X_{out}$ , as well as a  $1\text{ M}\Omega$  resistor in parallel with the crystal. When using the alternate clock source from ATB,  $X_{in}$  should be tied to  $V_{DD}$ .

### ATB

#### Alternate Time Base (PDIP — Pin 11, SOG — Pin 12)

This pin serves as a frequency reference when more than one MC145436A is used, so that only one crystal is required for multiple MC145436As. When doing so, all ATB pins should be tied together as shown in Figure 3. When only one MC145436A is used, this pin should be left unconnected. The output frequency of ATB is 447.4 kHz.

### DV

#### Data Valid (PDIP — Pin 12, SOG — Pin 14)

DV signals a detection by going high after a valid tone pair is sensed and decoded at output pins D1, D2, D4, D8. DV remains high until a loss of the current DTMF signal occurs or until a transition in GT occurs.

Table 1. Hexadecimal Codes

Digit	Output Code			
	D8	D4	D2	D1
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
0	1	0	1	0
*	1	0	1	1
#	1	1	0	0
A	1	1	0	1
B	1	1	1	0
C	1	1	1	1
D	0	0	0	0

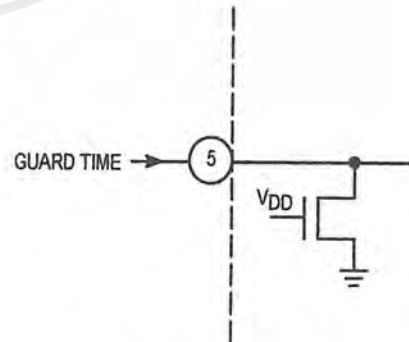


Figure 1. Guard Time

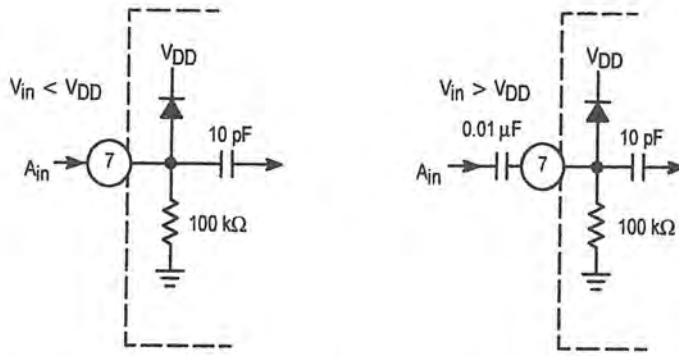


Figure 2. Analog Input (Operational Information Based on PDIP Package)

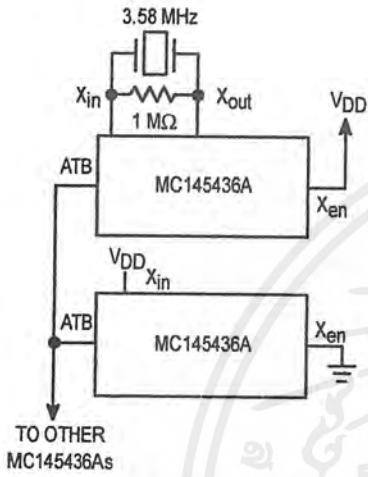


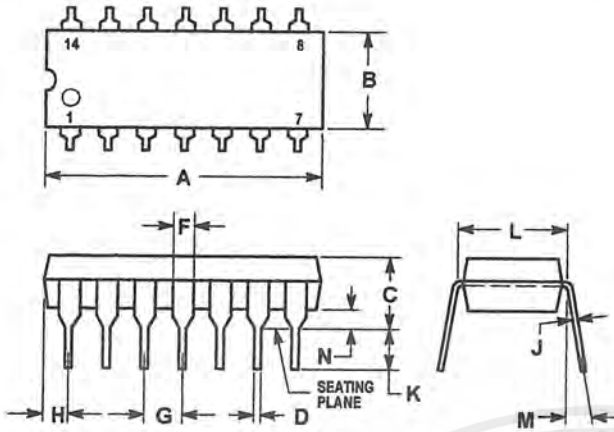
Figure 3. Multiple MC145436As

	COL 1	COL 2	COL 3	COL 4	
697	1	2	3	A	ROW 1
770	4	5	6	B	ROW 2
852	7	8	9	C	ROW 3
941	*	0	#	D	ROW 4
	1209	1336	1477	1633	STD DTMF (Hz)

Figure 4. 4 × 4 Keyboard Matrix

# PACKAGE DIMENSIONS

## P SUFFIX PLASTIC DIP CASE 646-06

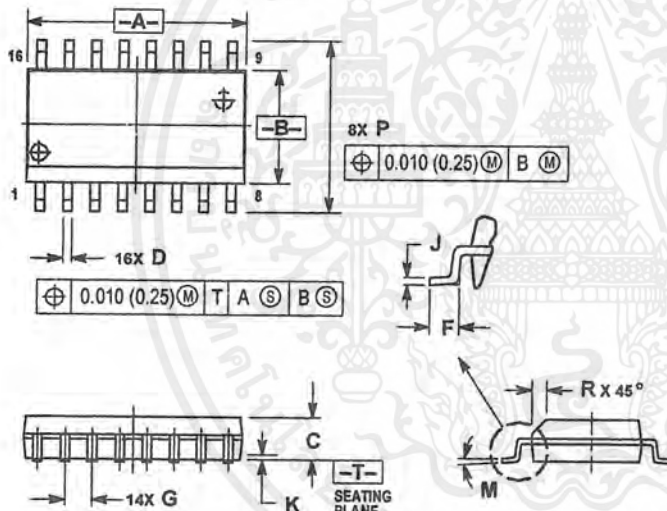


NOTES:

- LEADS WITHIN 0.13 (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
- DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
- DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
- ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	19.56
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	10°	0°	10°
N	0.015	0.039	0.39	1.01

## DW SUFFIX SOG PACKAGE CASE 751G-02



NOTES:

- DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
- CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
- DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
- MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
- DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.13 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	10.15	10.45	0.400	0.411
B	7.40	7.60	0.292	0.299
C	2.35	2.65	0.093	0.104
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.50	0.90	0.020	0.035
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.25	0.32	0.010	0.012
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	10.05	10.55	0.395	0.415
R	0.25	0.75	0.010	0.029

## LM567/LM567C Tone Decoder

### General Description

The LM567 and LM567C are general purpose tone decoders designed to provide a saturated transistor switch to ground when an input signal is present within the passband. The circuit consists of an I and Q detector driven by a voltage controlled oscillator which determines the center frequency of the decoder. External components are used to independently set center frequency, bandwidth and output delay.

### Features

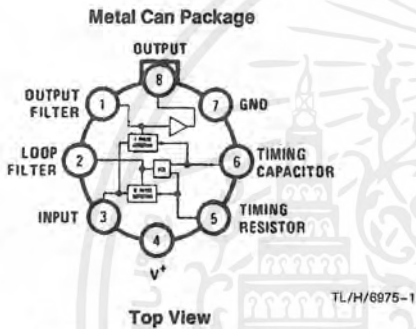
- 20 to 1 frequency range with an external resistor
- Logic compatible output with 100 mA current sinking capability

- Bandwidth adjustable from 0 to 14%
- High rejection of out of band signals and noise
- Immunity to false signals
- Highly stable center frequency
- Center frequency adjustable from 0.01 Hz to 500 kHz

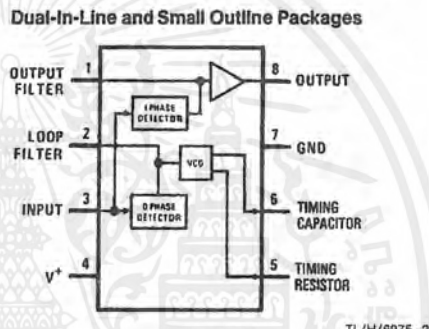
### Applications

- Touch tone decoding
- Precision oscillator
- Frequency monitoring and control
- Wide band FSK demodulation
- Ultrasonic controls
- Carrier current remote controls
- Communications paging decoders

### Connection Diagrams



Order Number LM567H or LM567CH  
See NS Package Number H08C



Order Number LM567CM  
See NS Package Number M08A  
Order Number LM567CN  
See NS Package Number N08E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage Pin	9V
Power Dissipation (Note 1)	1100 mW
$V_B$	15V
$V_3$	-10V
$V_3$	$V_4 + 0.5V$
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	
LM567H	-55°C to +125°C
LM567CH, LM567CM, LM567CN	0°C to +70°C

## Soldering Information

Dual-In-Line Package	260°C
Soldering (10 sec.)	
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

## Electrical Characteristics

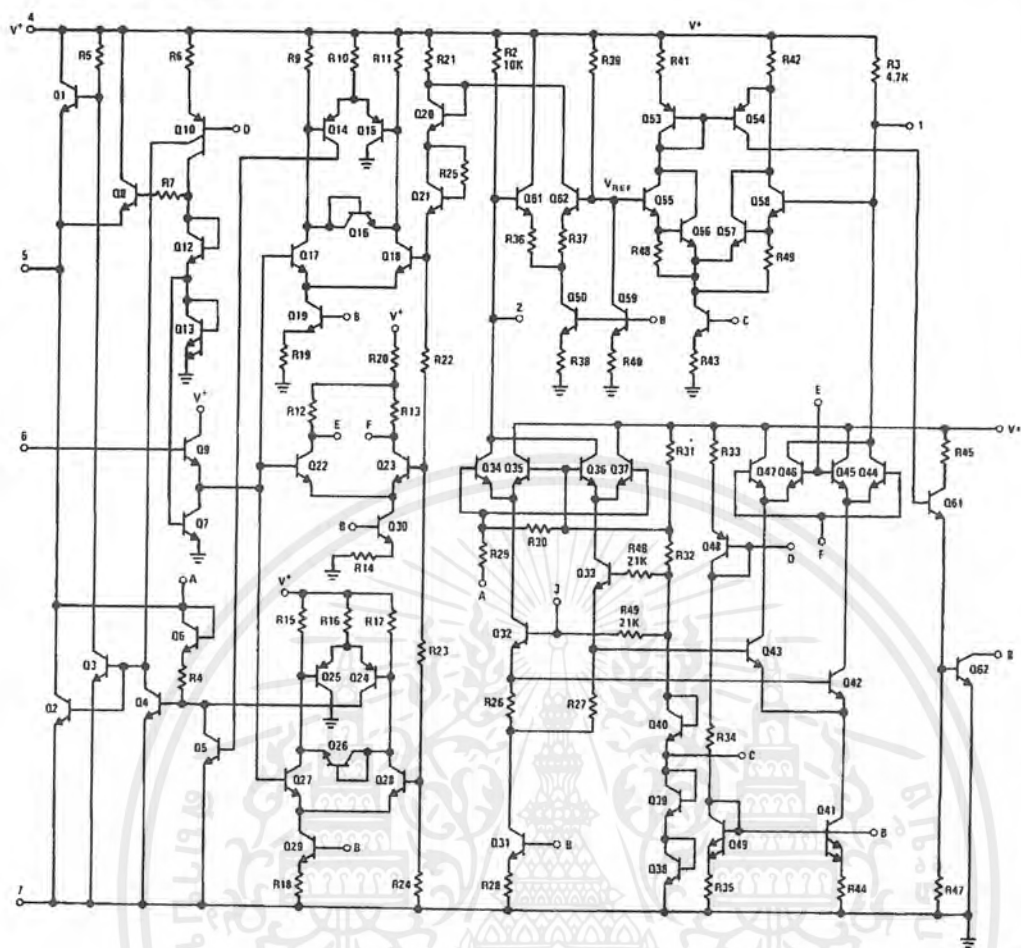
AC Test Circuit,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V^+ = 5V$

Parameters	Conditions	LM567			LM567C/LM567CM			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage Range		4.75	5.0	9.0	4.75	5.0	9.0	V
Power Supply Current Quiescent	$R_L = 20k$		6	8		7	10	mA
Power Supply Current Activated	$R_L = 20k$		11	13		12	15	mA
Input Resistance		18	20		15	20		k $\Omega$
Smallest Detectable Input Voltage	$I_L = 100 \text{ mA}$ , $f_i = f_o$		20	25		20	25	mVrms
Largest No Output Input Voltage	$I_C = 100 \text{ mA}$ , $f_i = f_o$	10	15		10	15		mVrms
Largest Simultaneous Outband Signal to Inband Signal Ratio			6			6		dB
Minimum Input Signal to Wideband Noise Ratio	$B_n = 140 \text{ kHz}$		-6			-6		dB
Largest Detection Bandwidth		12	14	16	10	14	18	% of $f_o$
Largest Detection Bandwidth Skew			1	2		2	3	% of $f_o$
Largest Detection Bandwidth Variation with Temperature			$\pm 0.1$			$\pm 0.1$		%/°C
Largest Detection Bandwidth Variation with Supply Voltage	4.75 - 6.75V		$\pm 1$	$\pm 2$		$\pm 1$	$\pm 5$	%V
Highest Center Frequency		100	500		100	500		kHz
Center Frequency Stability (4.75-5.75V)	$0 < T_A < 70$ $-55 < T_A < +125$		$35 \pm 60$ $35 \pm 140$			$35 \pm 60$ $35 \pm 140$		ppm/°C ppm/°C
Center Frequency Shift with Supply Voltage	4.75V - 6.75V 4.75V - 9V		0.5 2.0	1.0 2.0		0.4 2.0	2.0 2.0	%/V %/V
Fastest ON-OFF Cycling Rate			$f_o/20$			$f_o/20$		
Output Leakage Current	$V_B = 15V$		0.01	25		0.01	25	$\mu\text{A}$
Output Saturation Voltage	$e_i = 25 \text{ mV}$ , $I_B = 30 \text{ mA}$ $e_i = 25 \text{ mV}$ , $I_B = 100 \text{ mA}$		0.2 0.6	0.4 1.0		0.2 0.6	0.4 1.0	V
Output Fall Time			30			30		ns
Output Rise Time			150			150		ns

Note 1: The maximum junction temperature of the LM567 and LM567C is 150°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient or 45°C/W, junction to case. For the DIP the device must be derated based on a thermal resistance of 110°C/W, junction to ambient. For the Small Outline package, the device must be derated based on a thermal resistance of 160°C/W, junction to ambient.

Note 2: Refer to RETS567X drawing for specifications of military LM567H version.

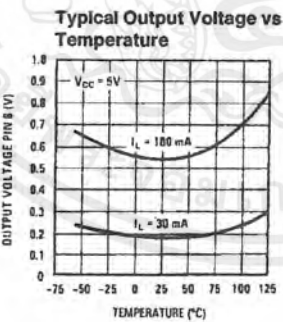
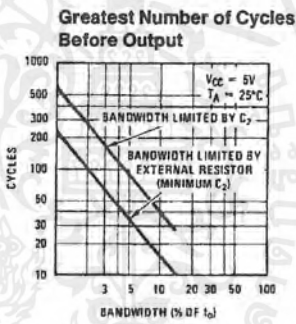
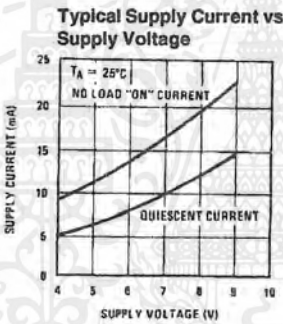
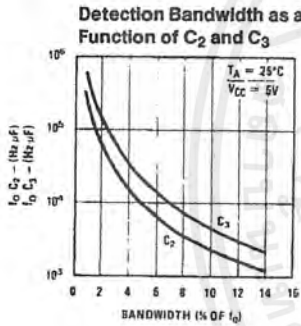
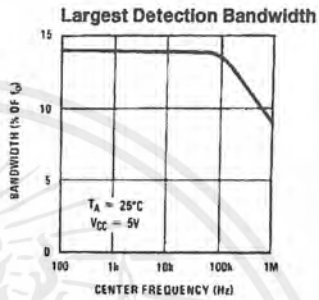
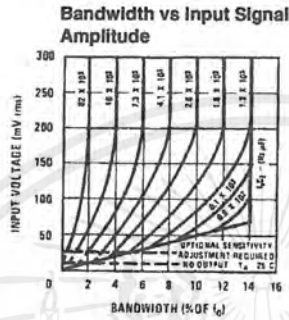
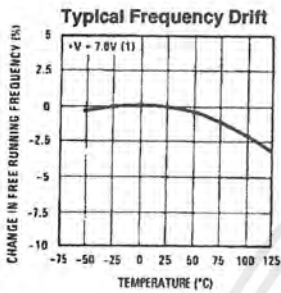
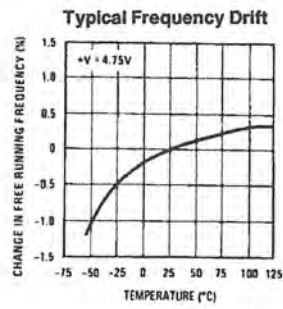
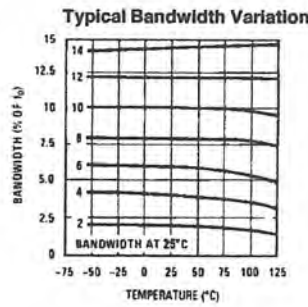
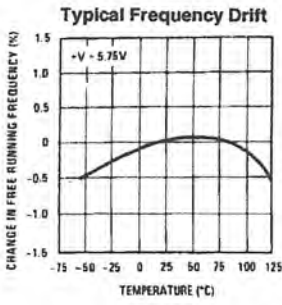
# Schematic Diagram



TL/H/6875-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Typical Performance Characteristics

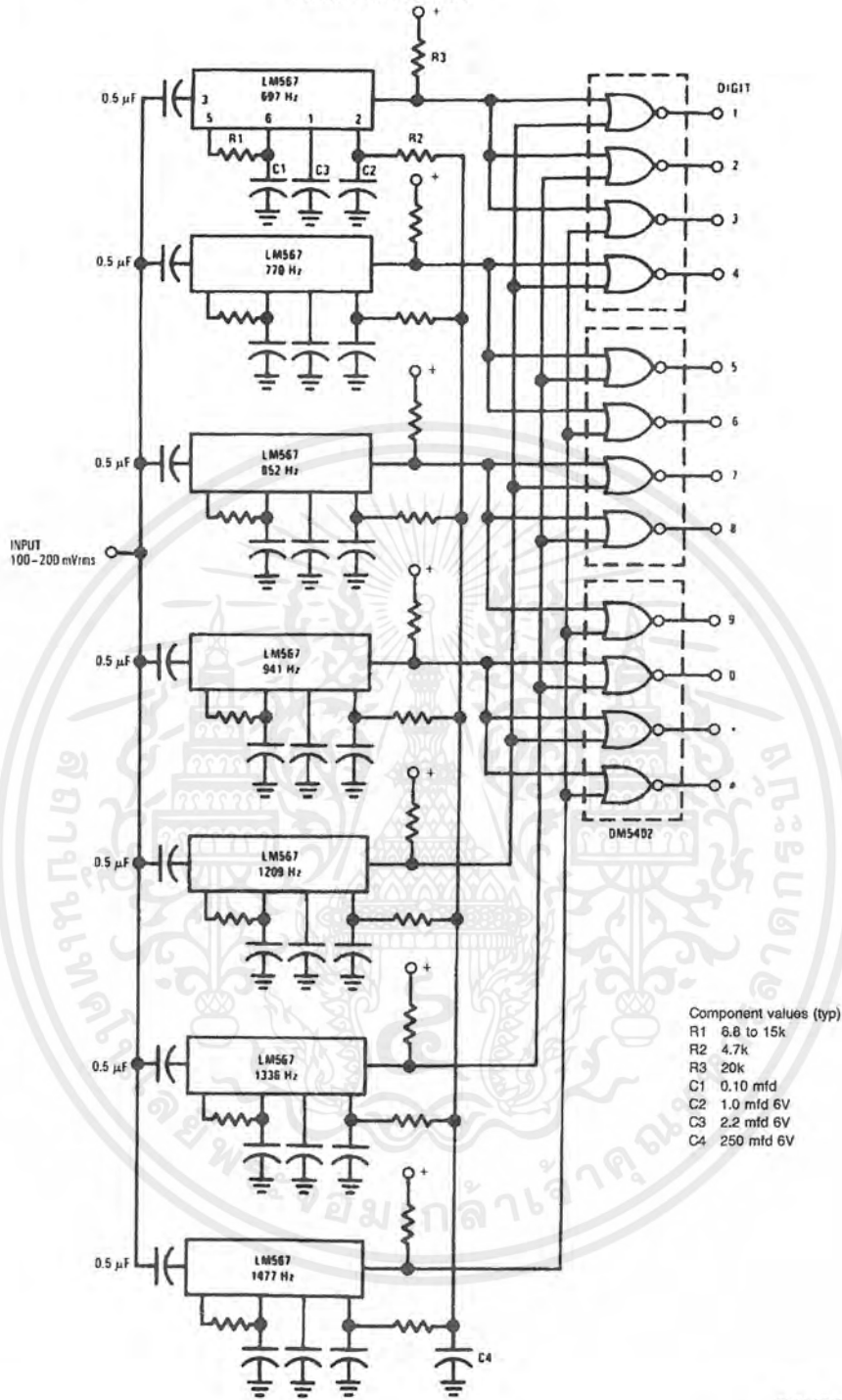


TL/H/6975-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Typical Applications

## Touch-Tone Decoder

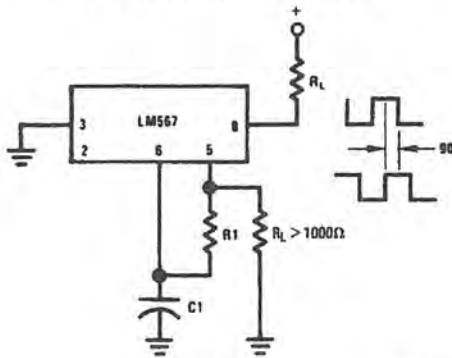


TL/H/6975-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Applications (Continued)

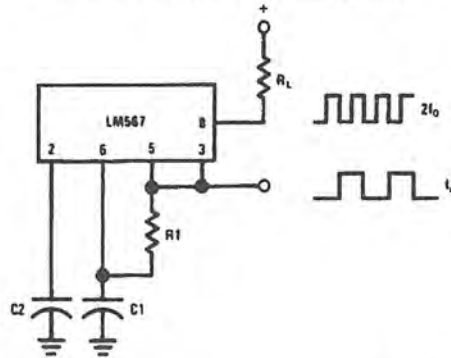
Oscillator with Quadrature Output



Connect Pin 3 to 2.8V to Invert Output

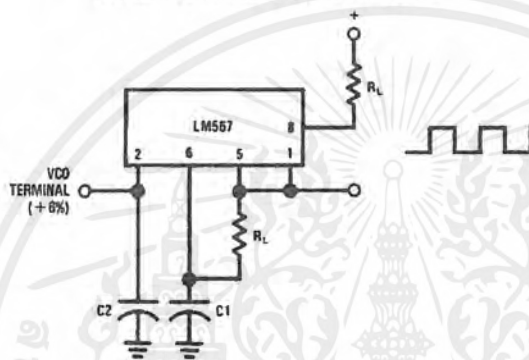
TL/H/6975-6

Oscillator with Double Frequency Output



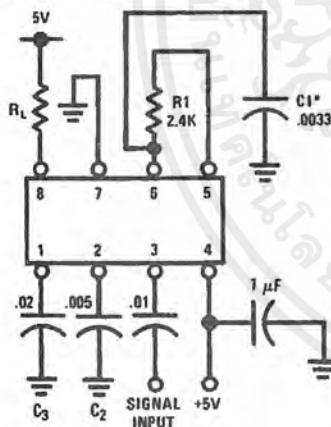
TL/H/6975-7

Precision Oscillator Drive 100 mA Loads



TL/H/6975-8

AC Test Circuit



$f_0 = 100 \text{ kHz} + 5V$

\*Note: Adjust for  $f_0 = 100 \text{ kHz}$ .

TL/H/6975-9

## Applications Information

The center frequency of the tone decoder is equal to the free running frequency of the VCO. This is given by

$$f_0 \approx \frac{1}{1.1 R_1 C_1}$$

The bandwidth of the filter may be found from the approximation

$$BW = 1070 \sqrt{\frac{V_1}{f_0 C_2}} \text{ in \% of } f_0$$

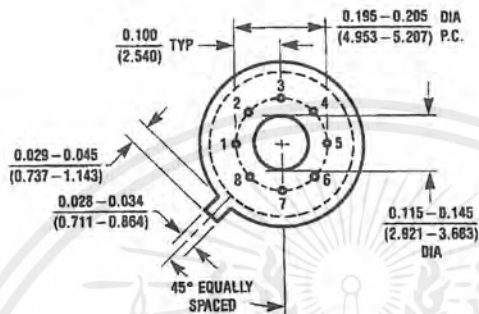
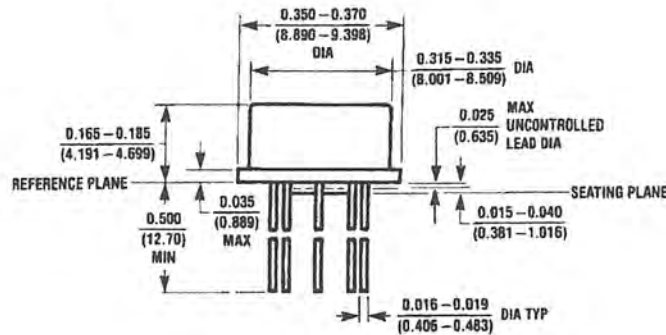
Where:

$V_1$  = Input voltage (volts rms),  $V_1 \leq 200 \text{ mV}$

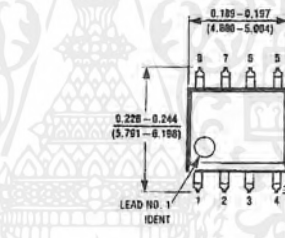
$C_2$  = Capacitance at Pin 2 ( $\mu\text{F}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters)



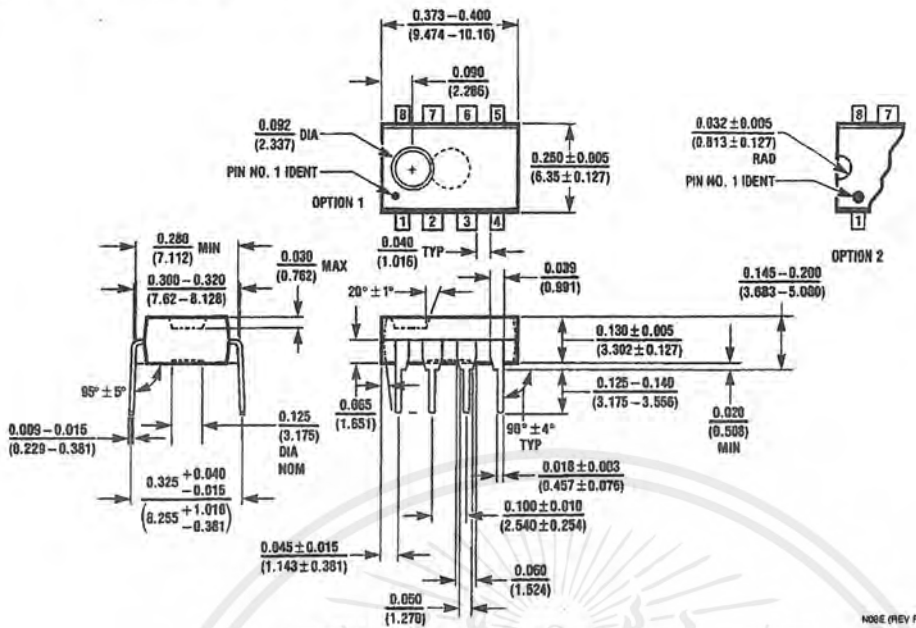
**Metal Can Package (H)**  
Order Number LM567H or LM567CH  
NS Package Number H08C



**Small Outline Package (M)**  
Order Number LM567CM  
NS Package Number M08A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters) (Continued)



Molded Dual-In-Line Package (N)  
 Order Number LM567CN  
 NS Package Number N08E

NOTE (REV F)

**LIFE SUPPORT POLICY**

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



**National Semiconductor Corporation**  
 1111 West Bardin Road  
 Arlington, TX 75017  
 Tel: 1(800) 272-9959  
 Fax: 1(800) 737-7018

**National Semiconductor Europe**  
 Fax: (+49) 0-180-530 85 86  
 Email: cnjwgo@tovm2.nsc.com  
 Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85  
 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32  
 Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58  
 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

**National Semiconductor Hong Kong Ltd.**  
 13th Floor, Straight Block,  
 Ocean Centre, 5 Canton Rd.  
 Tsimshatsui, Kowloon  
 Hong Kong  
 Tel: (852) 2737-1600  
 Fax: (852) 2736-9960

**National Semiconductor Japan Ltd.**  
 Tel: 61-043-299-2309  
 Fax: 61-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

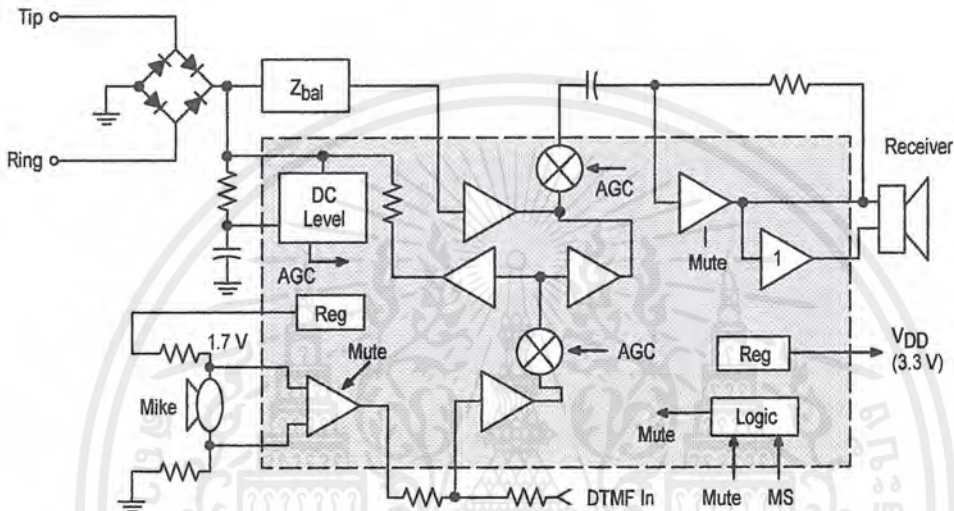
# Speech Networks

## Telephone Speech Network with Dialer Interface

MC34114P, DW

$T_A = -20^\circ$  to  $+70^\circ\text{C}$ , Case 707, 751D

- Operation Down to 1.2 V
- Adjustable Transmit, Receive, and Sidetone Gains by External Resistors
- Differential Microphone Amplifier Input Minimizes RFI
- Transmit, Receive, and Sidetone Equalization on both Voice and DTMF Signals
- Regulated 1.7 V Output for Biasing Microphone
- Regulated 3.3 V Output for Powering External Dialer
- Microphone and Receive Amplifiers Muted During Dialing
- Differential Receive Amplifier Output Eliminates Coupling Capacitor
- Operates with Receiver Impedances of 150  $\Omega$  and Higher





# MC1496, B

## Balanced Modulators/ Demodulators

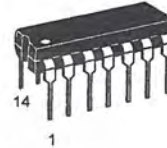
These devices were designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN531 for additional design information.

- Excellent Carrier Suppression -65 dB typ @ 0.5 MHz  
-50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common Mode Rejection -85 dB typical

This device contains 8 active transistors.

### BALANCED MODULATORS/DEMODULATORS

#### SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

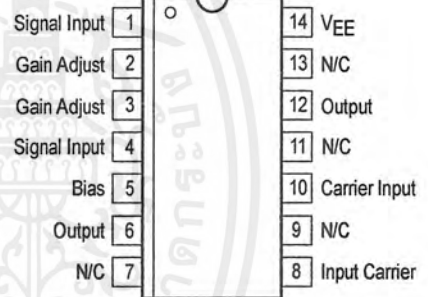


D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751A  
(SO-14)

P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 646



#### PIN CONNECTIONS



#### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC1496D	T <sub>A</sub> = 0°C to +70°C	SO-14
MC1496P		Plastic DIP
MC1496BP	T <sub>A</sub> = -40°C to +125°C	Plastic DIP

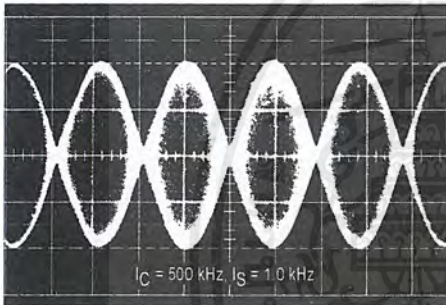


Figure 1. Suppressed Carrier Output Waveform

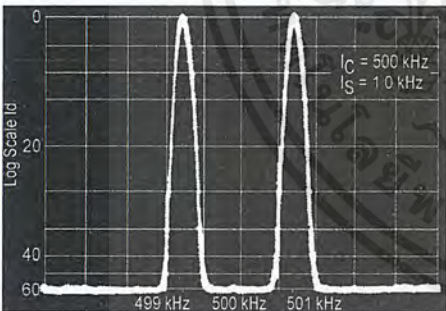


Figure 2. Suppressed Carrier Spectrum

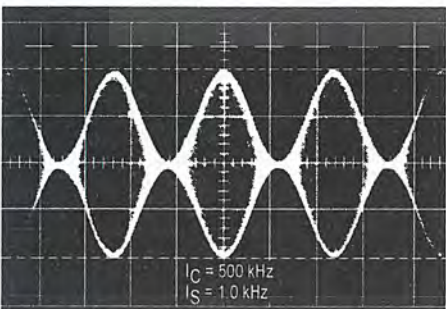
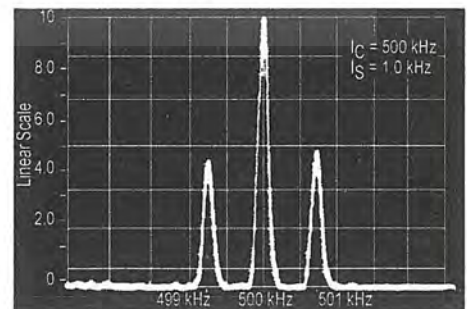


Figure 3. Amplitude Modulation Output Waveform

Figure 4. Amplitude-Modulation Spectrum



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC1496, B

## MAXIMUM RATINGS (T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V <sub>6</sub> – V <sub>8</sub> , V <sub>10</sub> – V <sub>1</sub> , V <sub>12</sub> – V <sub>8</sub> , V <sub>12</sub> – V <sub>10</sub> , V <sub>8</sub> – V <sub>4</sub> , V <sub>8</sub> – V <sub>1</sub> , V <sub>10</sub> – V <sub>4</sub> , V <sub>6</sub> – V <sub>10</sub> , V <sub>2</sub> – V <sub>5</sub> , V <sub>3</sub> – V <sub>5</sub> )	ΔV	30	Vdc
Differential Input Signal	V <sub>8</sub> – V <sub>10</sub> V <sub>4</sub> – V <sub>1</sub>	+5.0 ±(5+15R <sub>e</sub> )	Vdc
Maximum Bias Current	I <sub>5</sub>	10	mA
Thermal Resistance, Junction-to-Air Plastic Dual In-Line Package	R <sub>θJA</sub>	100	°C/W
Operating Temperature Range	T <sub>A</sub>	0 to +70	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	–65 to +150	°C

NOTE: ESD data available upon request.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 12 Vdc, V<sub>EE</sub> = –8.0 Vdc, I<sub>5</sub> = 1.0 mAdc, R<sub>L</sub> = 3.9 kΩ, R<sub>e</sub> = 1.0 kΩ, T<sub>A</sub> = T<sub>low</sub> to T<sub>high</sub>, all input and output characteristics are single-ended, unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig.	Note	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Carrier Feedthrough V <sub>C</sub> = 60 mVrms sine wave and offset adjusted to zero V <sub>C</sub> = 300 mVpp square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V <sub>CFT</sub>	– –	40 140	– –	μVrms mVrms
Carrier Suppression f <sub>S</sub> = 10 kHz, 300 mVrms f <sub>C</sub> = 500 kHz, 60 mVrms sine wave f <sub>C</sub> = 10 MHz, 60 mVrms sine wave	5	2	V <sub>CS</sub>	40 –	65 50	– –	dB k
Transadmittance Bandwidth (Magnitude) (R <sub>L</sub> = 50 Ω) Carrier Input Port, V <sub>C</sub> = 60 mVrms sine wave f <sub>S</sub> = 1.0 kHz, 300 mVrms sine wave Signal Input Port, V <sub>S</sub> = 300 mVrms sine wave  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	8	8	BW <sub>3dB</sub>	– –	300 80	– –	MHz
Signal Gain (V <sub>S</sub> = 100 mVrms, f = 1.0 kHz;  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc)	10	3	A <sub>VS</sub>	2.5	3.5	–	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	–	r <sub>ip</sub> c <sub>ip</sub>	– –	200 2.0	– –	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	–	r <sub>op</sub> c <sub>oo</sub>	– –	40 5.0	– –	kΩ pF
Input Bias Current I <sub>bS</sub> = $\frac{I_1 + I_4}{2}$ ; I <sub>bC</sub> = $\frac{I_8 + I_{10}}{2}$	7	–	I <sub>bS</sub> I <sub>bC</sub>	– –	12 12	30 30	μA
Input Offset Current I <sub>ioS</sub> = I <sub>1</sub> –I <sub>4</sub> ; I <sub>ioC</sub> = I <sub>8</sub> –I <sub>10</sub>	7	–	I <sub>ioS</sub>    I <sub>ioC</sub>	– –	0.7 0.7	7.0 7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T <sub>A</sub> = –55°C to +125°C)	7	–	TC <sub>Iio</sub>	–	2.0	–	nA/°C
Output Offset Current (I <sub>6</sub> –I <sub>9</sub> )	7	–	I <sub>oo</sub>	–	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T <sub>A</sub> = –55°C to +125°C)	7	–	TC <sub>Ioo</sub>	–	90	–	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f <sub>S</sub> = 1.0 kHz	9	4	CMV	–	5.0	–	Vpp
Common-Mode Gain, Signal Port, f <sub>S</sub> = 1.0 kHz,  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	9	–	ACM	–	–85	–	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	–	V <sub>out</sub>	–	8.0	–	Vpp
Differential Output Voltage Swing Capability	10	–	V <sub>out</sub>	–	8.0	–	Vpp
Power Supply Current I <sub>6</sub> + I <sub>12</sub> I <sub>14</sub>	7	6	I <sub>CC</sub> I <sub>EE</sub>	– –	2.0 3.0	4.0 5.0	mAdc
DC Power Dissipation	7	5	P <sub>D</sub>	–	33	–	mW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## GENERAL OPERATING INFORMATION

**Carrier Feedthrough**

Carrier feedthrough is defined as the output voltage at carrier frequency with only the carrier applied (signal voltage = 0).

Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer (R1 of Figure 5).

**Carrier Suppression**

Carrier suppression is defined as the ratio of each sideband output to carrier output for the carrier and signal voltage levels specified.

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1496 has been characterized with a 60 mVrms sinewave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications.

Carrier feedthrough is independent of signal level,  $V_S$ . Thus carrier suppression can be maximized by operating with large signal levels. However, a linear operating mode must be maintained in the signal-input transistor pair – or harmonics of the modulating signal will be generated and appear in the device output as spurious sidebands of the suppressed carrier. This requirement places an upper limit on input-signal amplitude (see Figure 20). Note also that an optimum carrier level is recommended in Figure 22 for good carrier suppression and minimum spurious sideband generation.

At higher frequencies circuit layout is very important in order to minimize carrier feedthrough. Shielding may be necessary in order to prevent capacitive coupling between the carrier input leads and the output leads.

**Signal Gain and Maximum Input Level**

Signal gain (single-ended) at low frequencies is defined as the voltage gain,

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_L}{R_E + 2r_e} \quad \text{where } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_5(\text{mA})}$$

A constant dc potential is applied to the carrier input terminals to fully switch two of the upper transistors "on" and two transistors "off" ( $V_C = 0.5 \text{ Vdc}$ ). This in effect forms a cascode differential amplifier.

Linear operation requires that the signal input be below a critical value determined by  $R_E$  and the bias current  $I_5$ .

$$V_S \leq I_5 R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that in the test circuit of Figure 10,  $V_S$  corresponds to a maximum value of 1.0 V peak.

**Common Mode Swing**

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper

switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen.

**Power Dissipation**

Power dissipation,  $P_D$ , within the integrated circuit package should be calculated as the summation of the voltage-current products at each port, i.e. assuming  $V_{12} = V_6$ ,  $I_5 = I_6 = I_{12}$  and ignoring base current,  $P_D = 2 I_5 (V_6 - V_{14}) + I_5 V_5 - V_{14}$  where subscripts refer to pin numbers.

**Design Equations**

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions.

**A. Operating Current**

The internal bias currents are set by the conditions at Pin 5. Assume:

$$I_5 = I_6 = I_{12}, \\ I_B < I_C \text{ for all transistors}$$

then :

$$R_5 = \frac{V - \phi}{I_5} - 500 \Omega \quad \text{where: } R_5 \text{ is the resistor between Pin 5 and ground} \\ \phi = 0.75 \text{ at } T_A = +25^\circ\text{C}$$

The MC1496 has been characterized for the condition  $I_5 = 1.0 \text{ mA}$  and is the generally recommended value.

**B. Common-Mode Quiescent Output Voltage**

$$V_6 = V_{12} = V + - I_5 R_L$$

**Biasing**

The MC1496 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2.0 V collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table;

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_6, V_{12}) - (V_8, V_{10})] \geq 2 \text{ Vdc} \\ 30 \text{ Vdc} \geq [(V_8, V_{10}) - (V_1, V_4)] \geq 2.7 \text{ Vdc} \\ 30 \text{ Vdc} \geq [(V_1, V_4) - (V_5)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_{12}, V_8 = V_{10}, V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into Pins 1, 4, 8 and 10 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

**Transadmittance Bandwidth**

Carrier transadmittance bandwidth is the 3.0 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$\gamma_{21C} = \frac{i_o \text{ (each sideband)}}{v_s \text{ (signal)}} \Big|_{V_O = 0}$$

Signal transadmittance bandwidth is the 3.0 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$\gamma_{21S} = \frac{i_o \text{ (signal)}}{v_s \text{ (signal)}} \Big|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_O = 0}$$

**Coupling and Bypass Capacitors**

Capacitors C1 and C2 (Figure 5) should be selected for a reactance of less than 5.0 Ω at the carrier frequency.

**Output Signal**

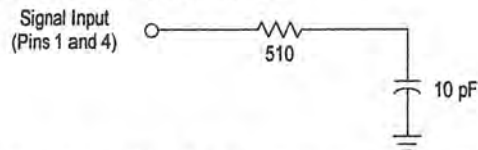
The output signal is taken from Pins 6 and 12 either balanced or single-ended. Figure 11 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

**Negative Supply**

V<sub>EE</sub> should be dc only. The insertion of an RF choke in series with V<sub>EE</sub> can enhance the stability of the internal current sources.

**Signal Port Stability**

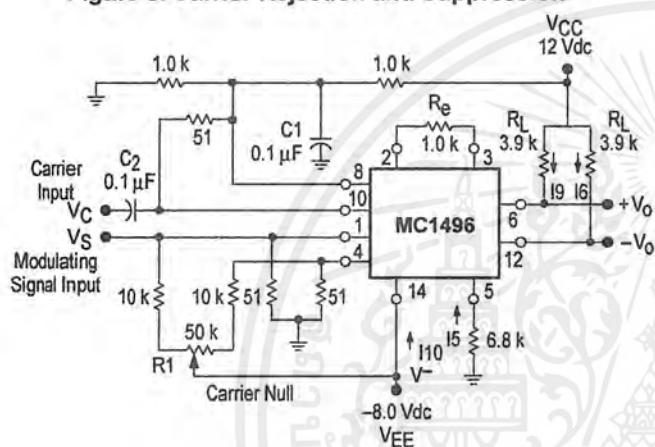
Under certain values of driving source impedance, oscillation may occur. In this event, an RC suppression network should be connected directly to each input using short leads. This will reduce the Q of the source-tuned circuits that cause the oscillation.



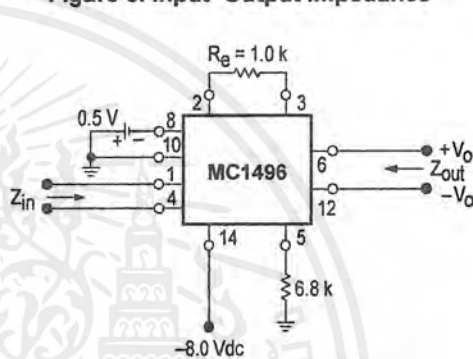
An alternate method for low-frequency applications is to insert a 1.0 kΩ resistor in series with the input (Pins 1, 4). In this case input current drift may cause serious degradation of carrier suppression.

**TEST CIRCUITS**

**Figure 5. Carrier Rejection and Suppression**

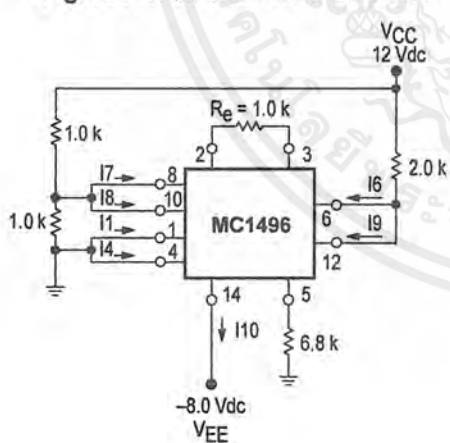


**Figure 6. Input-Output Impedance**

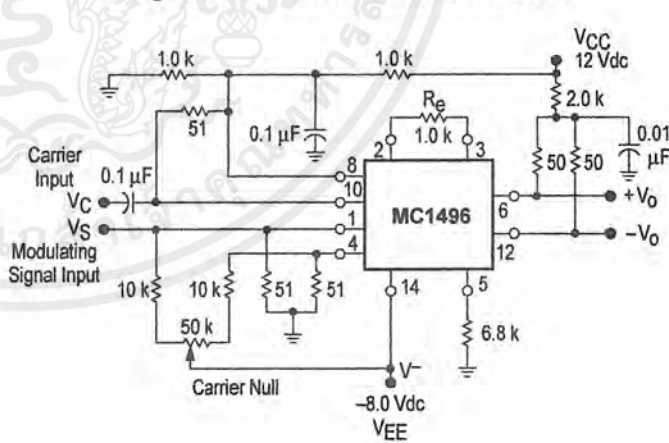


NOTE: Shielding of input and output leads may be needed to properly perform these tests.

**Figure 7. Bias and Offset Currents**



**Figure 8. Transconductance Bandwidth**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 9. Common Mode Gain

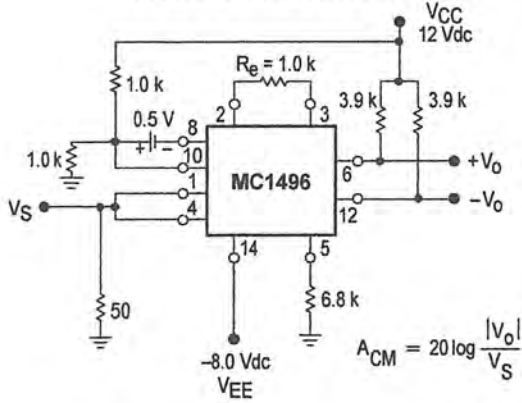
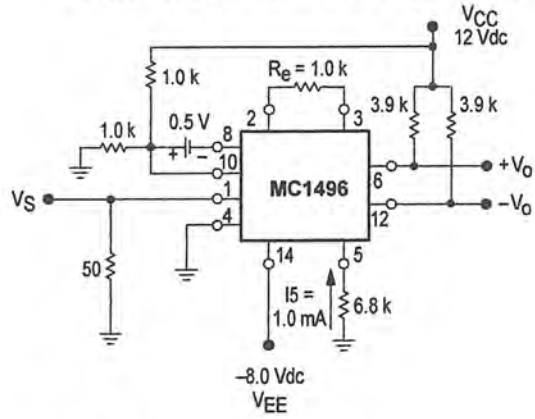


Figure 10. Signal Gain and Output Swing



TYPICAL CHARACTERISTICS

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5,  $f_C = 500$  kHz (sine wave),  $V_C = 60$  mVrms,  $f_S = 1.0$  kHz,  $V_S = 300$  mVrms,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.

Figure 11. Sideband Output versus Carrier Levels

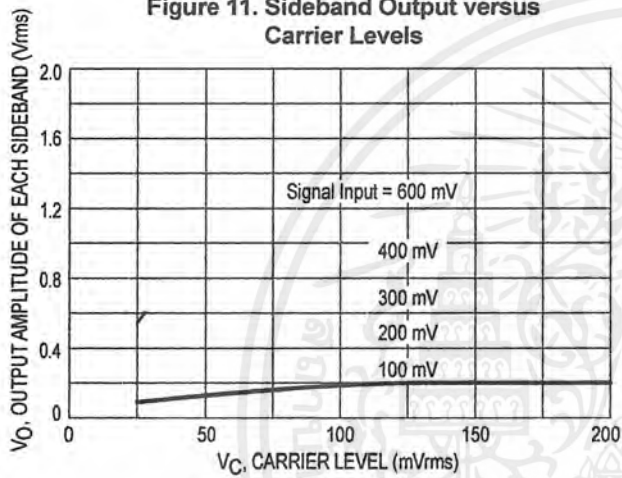


Figure 12. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Resistance versus Frequency

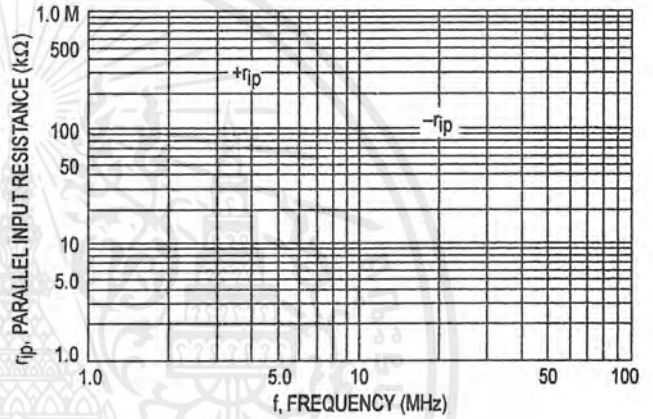


Figure 13. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Capacitance versus Frequency

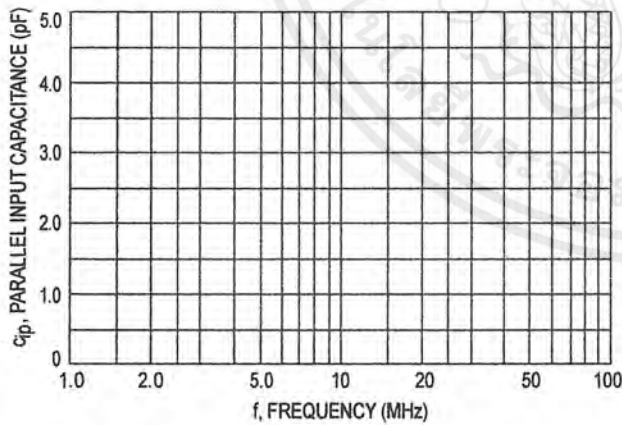
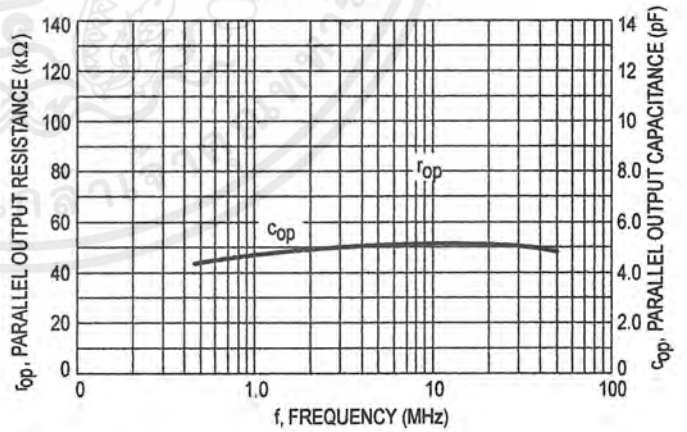


Figure 14. Single-Ended Output Impedance versus Frequency



TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5,  $f_C = 500$  kHz (sine wave),  $V_C = 60$  mVrms,  $f_S = 1.0$  kHz,  $V_S = 300$  mVrms,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.

Figure 15. Sideband and Signal Port Transadmittances versus Frequency

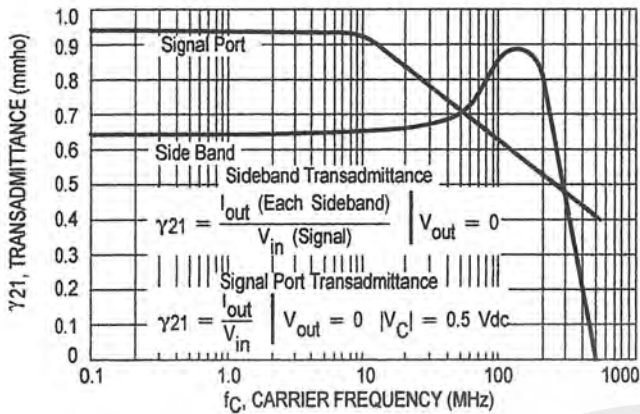


Figure 16. Carrier Suppression versus Temperature

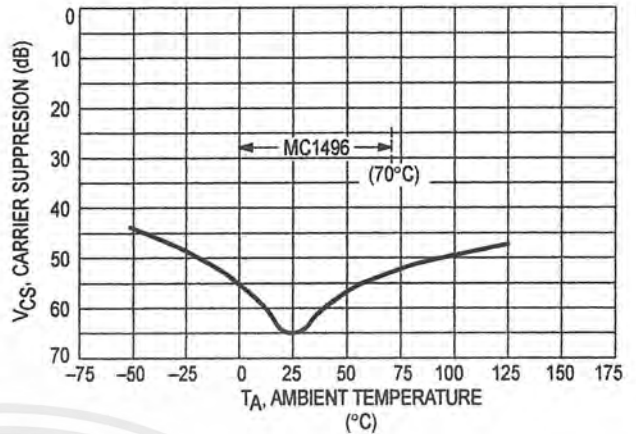


Figure 17. Signal-Port Frequency Response

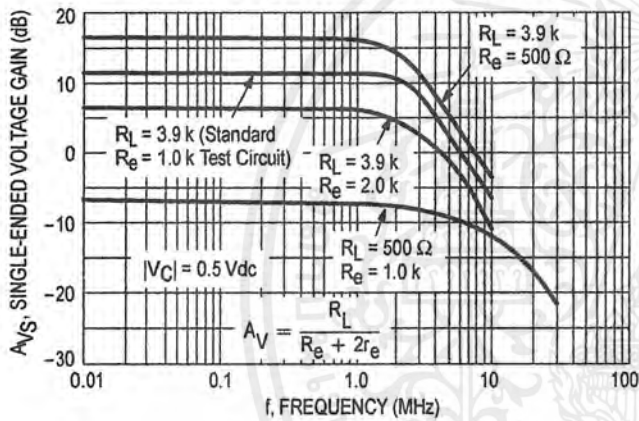


Figure 18. Carrier Suppression versus Frequency

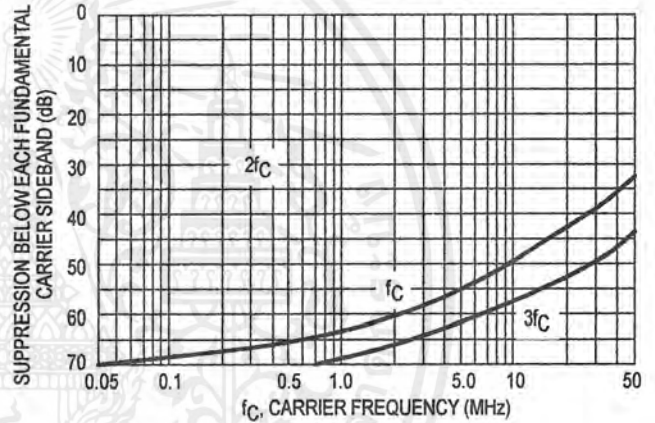


Figure 19. Carrier Feedthrough versus Frequency

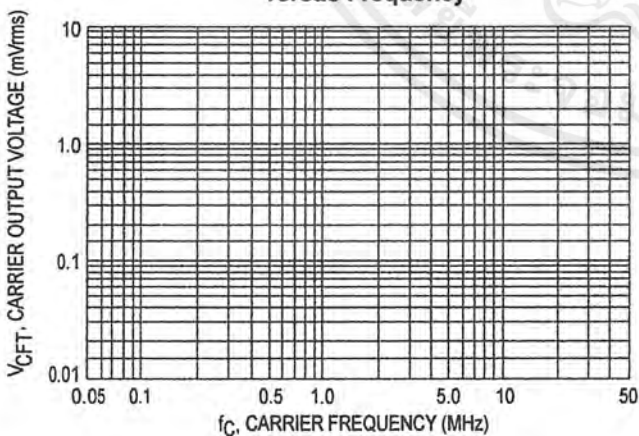
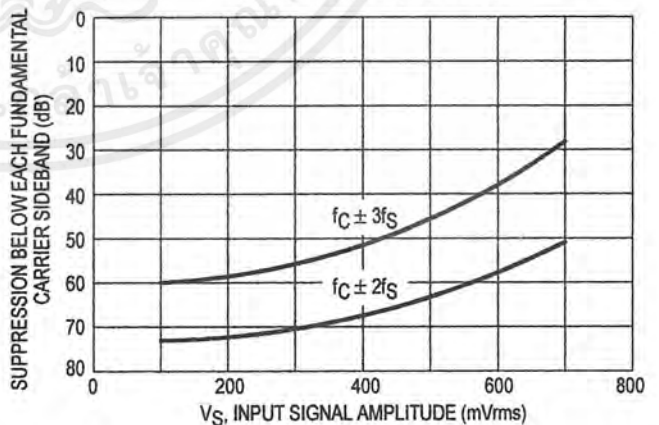


Figure 20. Sideband Harmonic Suppression versus Input Signal Level



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 21. Suppression of Carrier Harmonic Sidebands versus Carrier Frequency

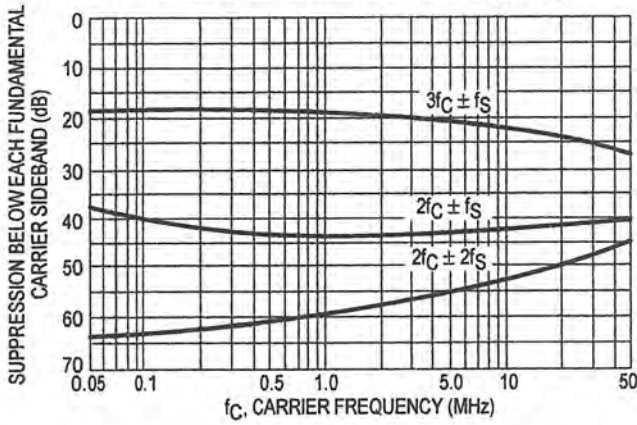
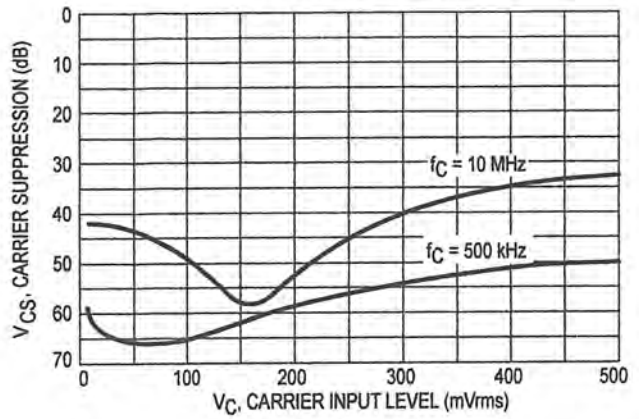


Figure 22. Carrier Suppression versus Carrier Input Level



OPERATIONS INFORMATION

The MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 23.

This circuit consists of an upper quad differential amplifier driven by a standard differential amplifier with dual current sources. The output collectors are cross-coupled so that full-wave balanced multiplication of the two input voltages occurs. That is, the output signal is a constant times the product of the two input signals.

Mathematical analysis of linear ac signal multiplication indicates that the output spectrum will consist of only the sum and difference of the two input frequencies. Thus, the device may be used as a balanced modulator, doubly balanced mixer, product detector, frequency doubler, and other applications requiring these particular output signal characteristics.

The lower differential amplifier has its emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also, external load resistors are employed at the device output.

Signal Levels

The upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. The lower differential amplifier is operated in a linear mode for most applications.

For low-level operation at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components

and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

For high-level operation at the carrier input port and linear operation at the modulating signal port, the output signal will contain sum and difference frequency components of the modulating signal frequency and the fundamental and odd harmonics of the carrier frequency. The output amplitude will be a constant times the modulating signal amplitude. Any amplitude variations in the carrier signal will not appear in the output.

The linear signal handling capabilities of a differential amplifier are well defined. With no emitter degeneration, the maximum input voltage for linear operation is approximately 25 mV peak. Since the upper differential amplifier has its emitters internally connected, this voltage applies to the carrier input port for all conditions.

Since the lower differential amplifier has provisions for an external emitter resistance, its linear signal handling range may be adjusted by the user. The maximum input voltage for linear operation may be approximated from the following expression:

$$V = (15) (R_E) \text{ volts peak.}$$

This expression may be used to compute the minimum value of  $R_E$  for a given input voltage amplitude.

Figure 23. Circuit Schematic

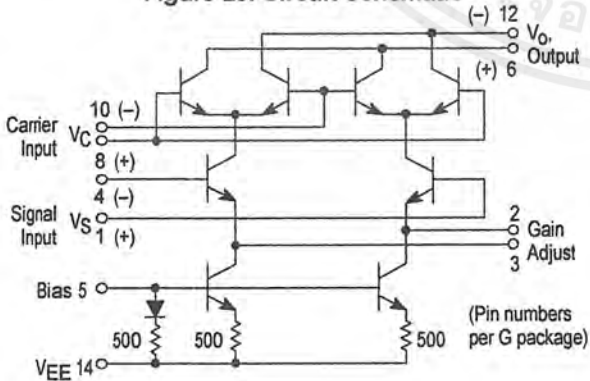


Figure 24. Typical Modulator Circuit

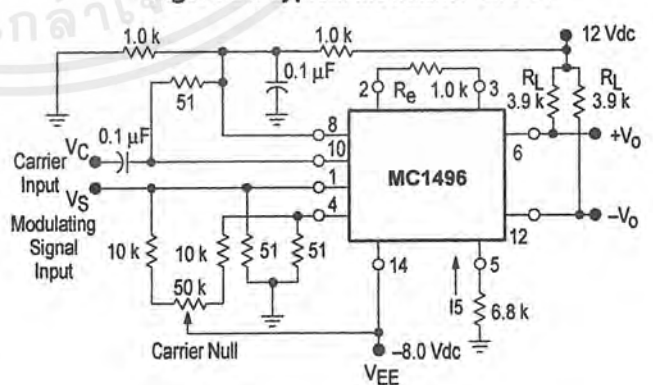


Figure 25. Voltage Gain and Output Frequencies

Carrier Input Signal ( $V_C$ )	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	$f_M$
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_M$
Low-level ac	$\frac{R_L V_C(\text{rms})}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	$f_C \pm f_M$
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_C \pm f_M, 3f_C \pm f_M, 5f_C \pm f_M, \dots$

- NOTES: 1. Low-level Modulating Signal,  $V_M$ , assumed in all cases.  $V_C$  is Carrier Input Voltage.  
 2. When the output signal contains multiple frequencies, the gain expression given is for the output amplitude of each of the two desired outputs,  $f_C + f_M$  and  $f_C - f_M$ .  
 3. All gain expressions are for a single-ended output. For a differential output connection, multiply each expression by two.  
 4.  $R_L$  = Load resistance.  
 5.  $R_E$  = Emitter resistance between Pins 2 and 3.  
 6.  $r_e$  = Transistor dynamic emitter resistance, at 25°C;

$$r_e \approx \frac{26 \text{ mV}}{I_E (\text{mA})}$$

7.  $K$  = Boltzmann's Constant,  $T$  = temperature in degrees Kelvin,  $q$  = the charge on an electron.

$$\frac{KT}{q} \approx 26 \text{ mV at room temperature}$$

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1496 gain parameter which is most often of interest to the designer. This gain has significance only when the lower differential amplifier is operated in a linear mode, but this includes most applications of the device.

As previously mentioned, the upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. Approximate gain expressions have been developed for the MC1496 for a low-level modulating signal input and the following carrier input conditions:

- 1) Low-level dc
- 2) High-level dc
- 3) Low-level ac
- 4) High-level ac

These gains are summarized in Figure 25, along with the frequency components contained in the output signal.

## APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1496. The suggested circuit for this application is shown on the front page of this data sheet.

In some applications, it may be necessary to operate the MC1496 with a single dc supply voltage instead of dual supplies. Figure 26 shows a balanced modulator designed for operation with a single 12 Vdc supply. Performance of this circuit is similar to that of the dual supply modulator.

### AM Modulator

The circuit shown in Figure 27 may be used as an amplitude modulator with a minor modification.

All that is required to shift from suppressed carrier to AM operation is to adjust the carrier null potentiometer for the proper amount of carrier insertion in the output signal.

However, the suppressed carrier null circuitry as shown in Figure 27 does not have sufficient adjustment range. Therefore, the modulator may be modified for AM operation by changing two resistor values in the null circuit as shown in Figure 28.

### Product Detector

The MC1496 makes an excellent SSB product detector (see Figure 29).

This product detector has a sensitivity of 3.0 microvolts and a dynamic range of 90 dB when operating at an intermediate frequency of 9.0 MHz.

The detector is broadband for the entire high frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 50 kHz the 0.1  $\mu\text{F}$  capacitors on Pins 8 and 10 should be increased to 1.0  $\mu\text{F}$ . Also, the output filter at Pin 12 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the MC1496, the emitter resistance between Pins 2 and 3 may be increased or decreased to adjust circuit gain, sensitivity, and dynamic range.

This circuit may also be used as an AM detector by introducing carrier signal at the carrier input and an AM signal at the SSB input.

The carrier signal may be derived from the intermediate frequency signal or generated locally. The carrier signal may be introduced with or without modulation, provided its level is sufficiently high to saturate the upper quad differential

amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mVrms input level is recommended.

**Doubly Balanced Mixer**

The MC1496 may be used as a doubly balanced mixer with either broadband or tuned narrow band input and output networks.

The local oscillator signal is introduced at the carrier input port with a recommended amplitude of 100 mVrms.

Figure 30 shows a mixer with a broadband input and a tuned output.

**Frequency Doubler**

The MC1496 will operate as a frequency doubler by introducing the same frequency at both input ports.

Figures 31 and 32 show a broadband frequency doubler and a tuned output very high frequency (VHF) doubler, respectively.

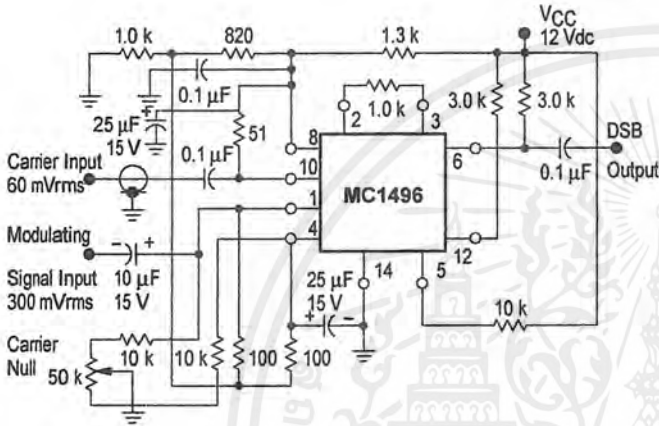
**Phase Detection and FM Detection**

The MC1496 will function as a phase detector. High-level input signals are introduced at both inputs. When both inputs are at the same frequency the MC1496 will deliver an output which is a function of the phase difference between the two input signals.

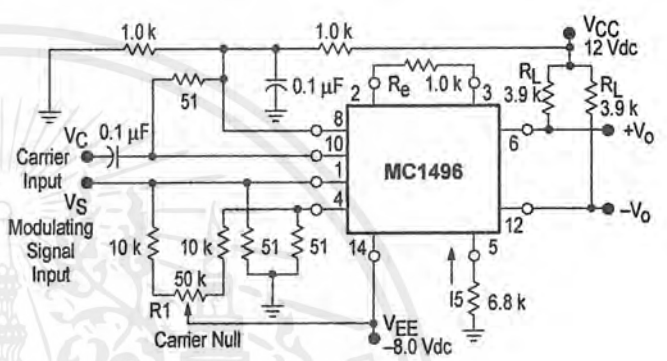
An FM detector may be constructed by using the phase detector principle. A tuned circuit is added at one of the inputs to cause the two input signals to vary in phase as a function of frequency. The MC1496 will then provide an output which is a function of the input signal frequency.

**TYPICAL APPLICATIONS**

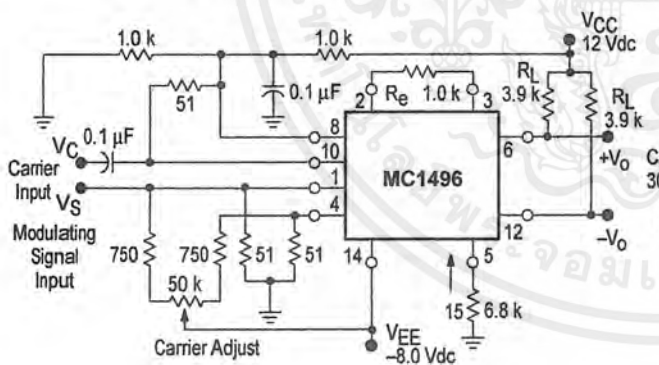
**Figure 26. Balanced Modulator (12 Vdc Single Supply)**



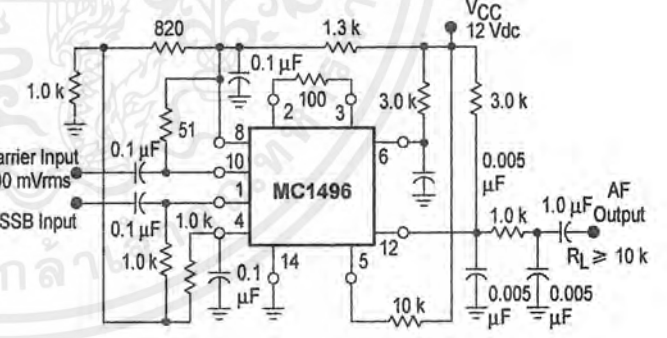
**Figure 27. Balanced Modulator-Demodulator**



**Figure 28. AM Modulator Circuit**

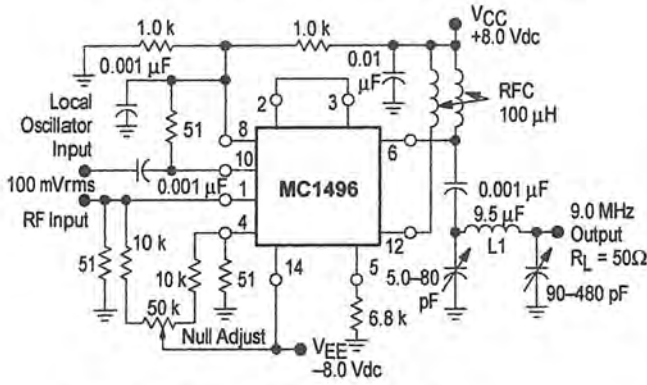


**Figure 29. Product Detector (12 Vdc Single Supply)**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 30. Doubly Balanced Mixer  
(Broadband Inputs, 9.0 MHz Tuned Output)



L1 = 44 Turns AWG No. 28 Enameled Wire, Wound on Micrometals Type 44-6 Toroid Core.

Figure 31. Low-Frequency Doubler

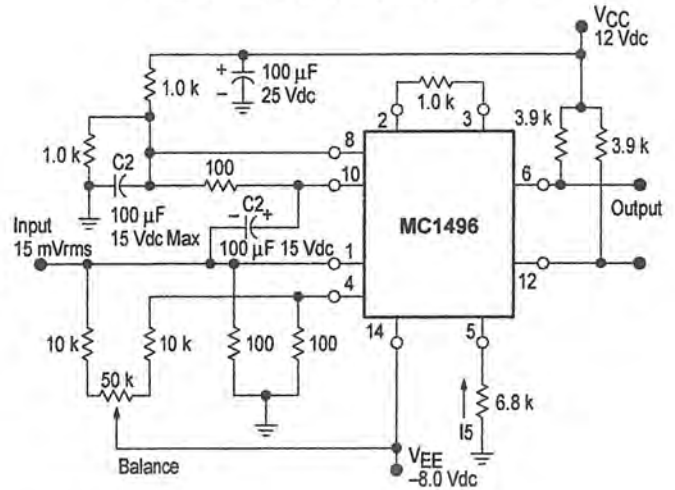
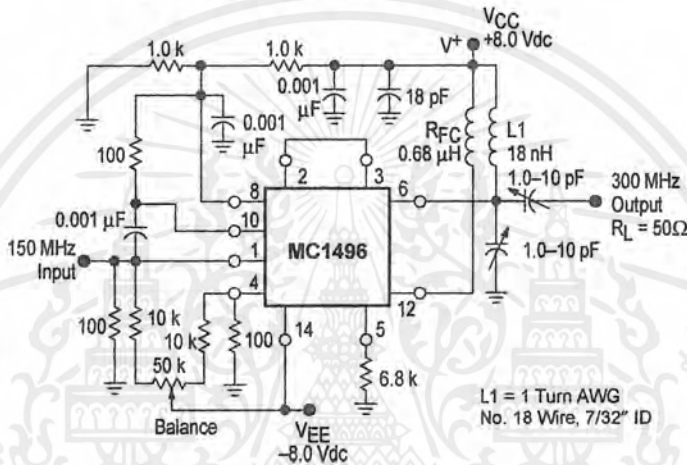
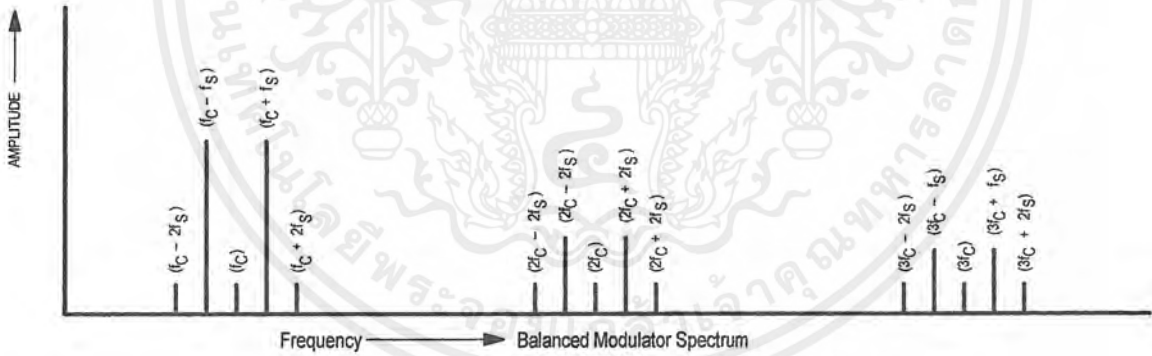


Figure 32. 150 to 300 MHz Doubler



L1 = 1 Turn AWG No. 18 Wire, 7/32" ID




DEFINITIONS

$f_C$	Carrier Fundamental	$f_C \pm n f_S$	Fundamental Carrier Sideband Harmonics
$f_S$	Modulating Signal	$n f_C$	Carrier Harmonics
$f_C \pm f_S$	Fundamental Carrier Sidebands	$n f_C \pm n f_S$	Carrier Harmonic Sidebands

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

**How to reach us:**

**USA/EUROPE/Locations Not Listed:** Motorola Literature Distribution;  
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

**MFAX:** RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-8609  
**INTERNET:** <http://Design-NET.com>

**JAPAN:** Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,  
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

**ASIA/PACIFIC:** Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,  
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



**MOTOROLA**

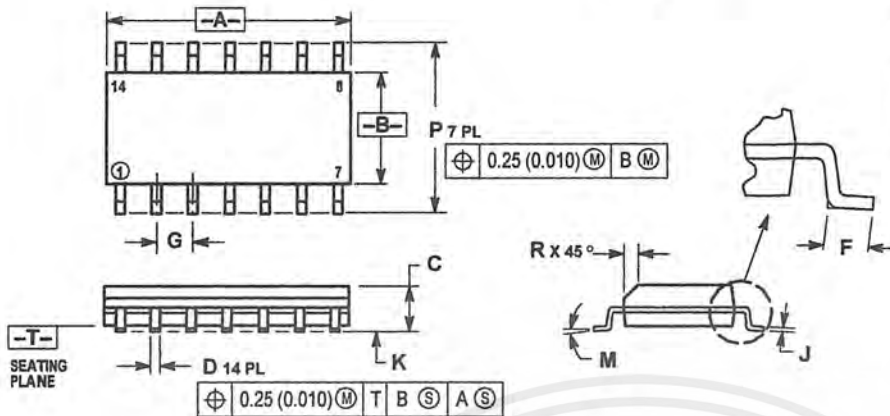
MC1496/D



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นแก่ค่าใช้จ่ายในการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OUTLINE DIMENSIONS

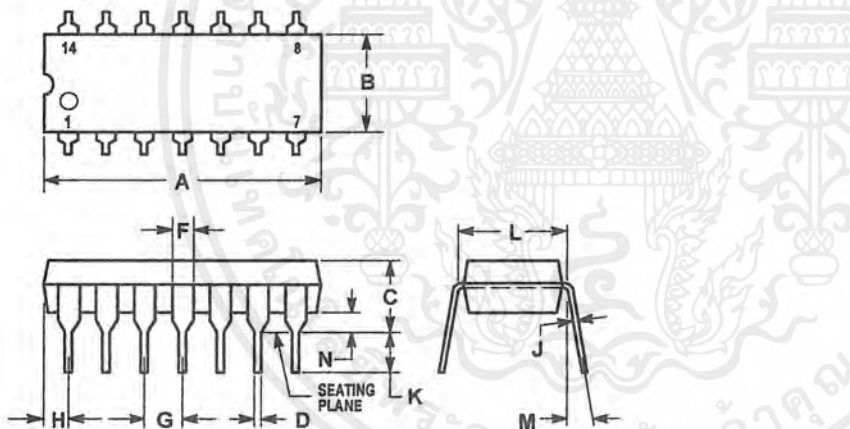
D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751A-03  
(SO-14)  
ISSUE F



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.005) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 646-06  
ISSUE L



NOTES:

1. LEADS WITHIN 0.13 (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
3. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
4. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จล่วงไปได้ด้วยดี ก็ด้วยความช่วยเหลือ ให้คำแนะนำ และคำปรึกษา จากอาจารย์สุรพล บุญจันทร์ ทางคณะผู้จัดทำจึงขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย ขอขอบคุณเพื่อนๆ ทุกคนที่ ให้กำลังใจ และโดยเฉพาะอย่างยิ่ง ผู้ร่วมทำโปรเจกต์ ที่เสียสละเป็นอย่างมากในการทำโปรเจกต์ครั้งนี้ และขอขอบคุณการสื่อสารแห่งประเทศไทยที่ให้โอกาสในการทำงานโดยตลอด

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

ชูชัย ธารสารตั้งเจริญ & AEG, "การออกแบบโดยใช้ซอฟต์แวร์", หจก.สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์  
บัณฑิต โรจน์อาชยานนท์, "หลักการไฟฟ้าสื่อสาร", จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2536  
ประสิทธิ์ ประพัฒน์มงคล, "หลักการระบบสื่อสาร", ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2533  
ศุชาติ กังวารจิตร์, "เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร", ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2532  
Joseph J. Carr, Secrets of RF Circuit Design, McGraw Hill Inc, 1991



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้