

ระบบการสื่อสารไร้สายสำหรับล่ามแปลภาษา

WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM FOR LANGUAGE TRANSLATOR



โดย

นาย คำ ชันทะวีวอน

นางสาว จันทร์นิตดา มังคะจิตร

เลขหมึก.....  
เลขทะเบียน..... 42635  
วัน, เดือน, ปี..... 5 ส.ย. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ระบบการสื่อสารไร้สายสำหรับล่ามแปลภาษา

## WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM FOR LANGUAGE TRANSLATOR

โดย

นาย คำ ชันทะวีวอน

นางสาว จันทน์นิตดา มังคะจิตร

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ประภากร สุวรรณะ

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ระบบการสื่อสารไร้สายสำหรับล่ามแปลภาษา

## WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM FOR LANGUAGE TRANSLATOR

โดย

นาย คำ ชันทะวีวอน รหัสประจำตัว 42015719

นางสาว จันทน์นัคนดา มังคะจิตร รหัสประจำตัว 42015723

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ประภากร สุวรรณะ

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2544

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง


เรื่อง ระบบการสื่อสารไร้สายสำหรับล่ามแปลภาษา

ผู้จัดทำ

นาย คำ ขันทะวีวอน รหัส 42015719

นางสาว จันทร์นัศดา มังคะจิตร รหัส 42015723



  
.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ.ประภากร สุวรรณะ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ระบบการสื่อสารไร้สายสำหรับล่ามแปลภาษา

นาย คำ ชันทะวีวอน รหัส 42015719  
นางสาว จันทน์นัคคา มังคะจิตร รหัส 42015723  
ผศ.ประภากร สุวรรณะ (อาจารย์ที่ปรึกษา)  
ปีการศึกษา 2544

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้ เสนอการออกแบบวิทยุเอฟ เอ็ม สำหรับรับฟังล่ามแปลภาษา ซึ่งถูกพัฒนา  
มาจากระบบวิทยุ FM แบบแถบความถี่แคบของโทรศัพท์ไร้สายไปให้เป็นวิทยุรับ-ส่ง ระยะเวลา เพื่อ  
จุดประสงค์ใช้ในการประชุมนานาชาติ โดยที่ผู้เข้าร่วมประชุมสามารถเลือกรับฟังภาษาจากล่ามที่  
ต้องการได้ ระบบล่ามแปลภาษาแบบ FM นี้ จะส่งสัญญาณออกที่ความถี่ในย่าน 46 เมกะเฮิรตซ์ ด้วย  
กำลังส่งไม่เกิน 20 มิลลิวัตต์ ด้วยจำนวนช่อง 4 ช่องความถี่ และที่ภาคส่งจะสามารถส่งสัญญาณ  
ความถี่เสียงได้ 4 ช่องในเวลาเดียวกัน สำหรับภาครับสามารถรับสัญญาณได้ 4 ช่องเช่นเดียวกัน การ  
ผลิตความถี่ทั้งในเครื่องส่งและเครื่องรับ ควบคุมด้วยเฟสล็อกถูปล

## WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM FOR LANGUAGE TRANSLATOR

Mr. Kham Khanthavivone 42015719

Ms. Channatda Mangkhachith 42015723

Assist Prof.Prapakorn Suwana (Advisor)

Academic Year 2544

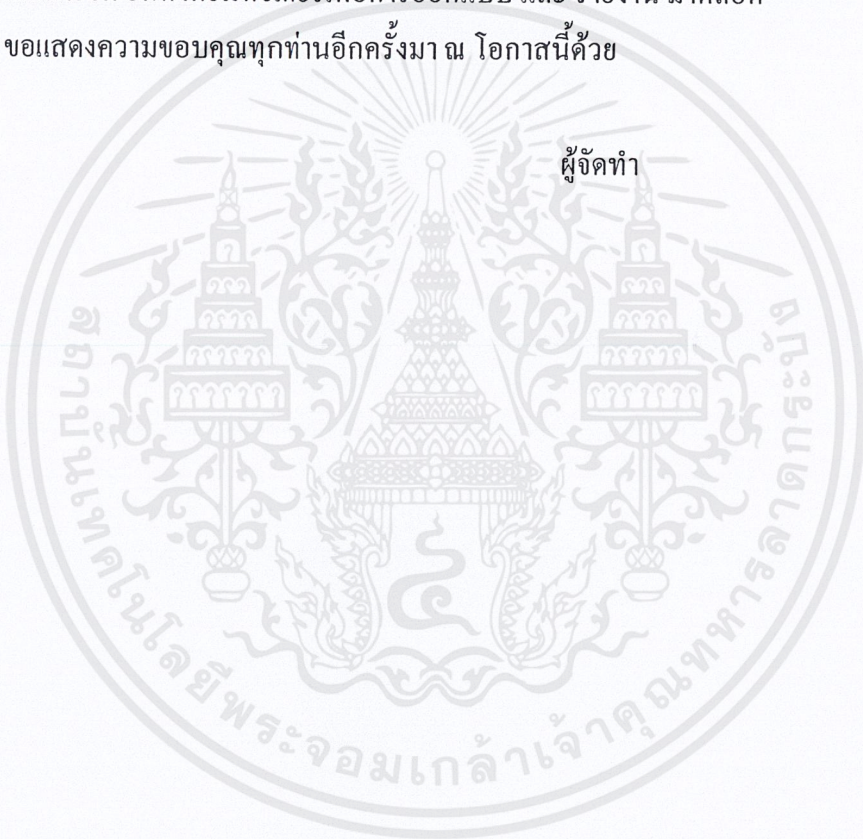
### Abstract

This thesis presents a 4-channels FM Radio for Languages Translation which is modified from cordless telephone narrow band FM radio to be used for international conferences. The radio is designed to be able to operate at different frequencies, in the range of 46 MHz with 4 channels of operation. The system operates at the maximum power of 20 mW, The transmitter offers 4 channels at the same time. Generation of frequencies in both transmitters and receivers are controlled by Phase Lock Loop.

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ผศ.ประภากร สุวรรณะ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา ให้แนวคิดเพื่อเสนอโครงการ การออกแบบ และเป็นที่ปรึกษาจนโครงการสำเร็จเป็นไปตามที่ออกแบบไว้ ขอขอบคุณอาจารย์หลาย ๆ ท่านจากภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ที่ให้แนวทางในการแก้ปัญหา และ เพิ่มเติมในส่วนของโครงการให้เสร็จสิ้น และที่ขาดมิ ได้คือองค์การ ใจกาที่สนับสนุนอุปกรณ์พื้นฐานทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่ใช้ทั้งเพื่อการออกแบบ การ ทดลอง และการวัด อีกทั้งคอมพิวเตอร์เพื่อการออกแบบ และ รายงาน มาตลอด ขอแสดงความขอบคุณทุกท่านอีกครั้งมา ณ โอกาสนี้ด้วย

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

|   | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อ  | I    |
| ABSTRACT  | II   |
| กิตติกรรมประกาศ   | III  |
| สารบัญ  | IV   |
| สารบัญรูป   | VI   |
| สารบัญตาราง   | IX   |
| บทที่ 1 บทนำ  | 1    |
| 1.1 ความเป็นมาของโครงการ  | 1    |
| 1.2 แนวความคิดและโครงสร้างของโครงการ                              | 2    |
| 1.3 เนื้อหาของโครงการ   | 4    |
| บทที่ 2 การมอดคูเลชันเชิงความถี่ FM                               | 5    |
| 2.1 บทนำ  | 5    |
| 2.1.1 การมอดคูเลชันความถี่  | 6    |
| 2.1.2 การมอดคูเลชันทางเฟส   | 6    |
| 2.2 ความถี่ข้างเคียงและดัชนีการมอดคูเลชัน                         | 8    |
| 2.3 การเบี่ยงเบนความถี่   | 10   |
| 2.4 การมอดคูเลตเชิงมุมของคลื่น                                    | 12   |
| 2.4.1 การมอดคูเลชันทางเฟส และ ความถี่                             | 12   |
| 2.4.2 องค์ประกอบความถี่แบบฟูเรียร์ ของสัญญาณที่ถูกมอดคูเลตเชิงมุม | 13   |
| 2.4.3 การมอดคูเลชันเชิงมุมช่วงแคบ                                 | 13   |
| 2.4.4 การมอดคูเลชันแบบสัญญาณรูปซายด์                              | 13   |
| 2.4.5 แบนด์วิดท์ของการประสมเชิงมุม                                | 14   |
| 2.5 ไซค์แบนด์ของ FM   | 14   |
| 2.6 วงจรเรโซแนนซ์   | 15   |
| 2.7 การดีมอดคูเลต   | 18   |
| บทที่ 3 ส่วนประกอบของเครื่องส่งคลื่นวิทยุระบบ FM                  | 21   |
| 3.1 หลักการทำงานของ Phase-locked loop                             | 22   |
| 3.2 เครื่องส่ง FM   | 23   |
| 3.2.1 ภาคไมโครโฟนปริแอมป์ และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน               | 24   |
| 3.2.2 ภาคออมเพรชเซอร์   | 24   |

|   |    |
|---|----|
| 3.2.3 ภาคมอดคูเลเตอร์                       | 25 |
| 3.2.3.1 ภาค VCO                             | 26 |
| 3.2.3.2 ภาคบัฟเฟอร์                         | 27 |
| 3.3 ภาคขยาย                                 | 27 |
| บทที่ 4 ส่วนประกอบของเครื่องรับระบบ FM      | 28 |
| 4.1 เครื่องรับ FM                           | 28 |
| 4.1.1 การถ่ายทอดกำลังงาน                    | 28 |
| 4.1.2 การเลือกความถี่ IF                    | 30 |
| 4.2 Double Conversion Receiver              | 30 |
| 4.3 การกำจัดความถี่เงา                      | 31 |
| บทที่ 5 เฟสล็อกคิปรินธิไซเซอร์              | 32 |
| 5.1 เฟสล็อกคิปร                             | 32 |
| 5.2 การใช้เฟสล็อกคิปรในการสังเคราะห์ความถี่ | 33 |
| 5.3 การสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในโครงการ     | 34 |
| 5.4 การออกแบบ LPF ของเฟสล็อกคิปร            | 39 |
| บทที่ 6 ผลการทดลองของภาคส่ง                 | 43 |
| 6.1 วงจรรวมภาคส่ง                           | 43 |
| 6.2 ผลการวัดที่จุดต่างๆ ของภาคส่ง           | 43 |
| บทที่ 7 ผลการทดลองของภาครับ                 | 50 |
| 7.1 วงจรรวมภาครับ                           | 50 |
| 7.2 วิเคราะห์ผลการทดลองของเครื่องรับวิทยุ   | 58 |
| บทที่ 8 บทสรุปแล่วิจารณ์                    | 60 |
| หนังสืออ้างอิง                              |    |
| ภาคผนวก                                     |    |

## สารบัญรูป

|  | หน้า |
|--|------|
| รูปที่ 1.1 แผนภาพการทำงานของภาคส่ง สำหรับวิทยุระบบ FM แบบ Narrow Band                      | 2    |
| รูปที่ 1.2 แผนภาพการทำงานของภาครับ สำหรับวิทยุระบบ FM แบบ Narrow Band                      | 3    |
| รูปที่ 2.1 แสดงสัญญาณพาหะ สัญญาณข้อมูลและสัญญาณ FM และ PM                                  | 5    |
| รูปที่ 2.2 สัญญาณชาयน์ปกติ สัญญาณชาयน์ที่มีเฟสนำ 90 องศา และสัญญาณชาयน์ที่มีเฟสตาม 90 องศา | 7    |
| รูปที่ 2.3 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณ FM  | 9    |
| รูปที่ 2.4 กราฟแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM                                   | 15   |
| รูปที่ 2.5 วงจรเรโซแนนซ์แบบใช้ LC  | 15   |
| รูปที่ 2.6 วงจรเรโซแนนซ์ปรับค่าได้   | 17   |
| รูปที่ 2.7 การนำสัญญาณความถี่ออกจากวงจรรีโซแนนซ์   | 17   |
| รูปที่ 2.8 แสดงวงจรรู้นเลือกความถี่วิทยุ   | 17   |
| รูปที่ 2.9 วงจร Resonance แบบอนุกรม  | 18   |
| รูปที่ 2.10 วงจร Resonance แบบขนาน   | 19   |
| รูปที่ 2.11 รูปวงจร resonance แบบขนาน  | 20   |
| รูปที่ 3.1 แผนภาพของภาคส่ง วิทยุระบบ FM แบบ Narrow Band                                    | 23   |
| รูปที่ 3.2 วงจรของภาคปริเอมปี และ LPF  | 24   |
| รูปที่ 3.3 วงจรของภาคค้อมเพรชเซอร์   | 25   |
| รูปที่ 3.4 แสดงการเปลี่ยนฟิงชันของ compressor และ expander                                 | 25   |
| รูปที่ 3.5 วงจรของภาค VCO และ FM มอดคูเลเตอร์  | 25   |
| รูปที่ 3.6 วงจรการทำงานของภาค VCO  | 26   |
| รูปที่ 3.7 รูปการพันขดลวดของ L ที่มีค่า 120 nH   | 27   |
| รูปที่ 3.8 วงจรของภาคบัฟเฟอร์  | 27   |
| รูปที่ 3.9 วงจรของภาคขยาย RF   | 27   |
| รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ Narrow band FM                                   | 28   |
| รูปที่ 4.2 วงจรสมมุติแสดงการถ่ายทอดกำลังงาน  | 29   |
| รูปที่ 4.3 กราฟแสดงการถ่ายทอดกำลังงานของอิมพีแดนซ์ $Z_S$ และ $Z_L$ ที่แมทซ์กัน             | 29   |
| รูปที่ 4.4 แผนภาพการทำงานของภาครับแบบ Double conversion                                    | 31   |
| รูปที่ 5.1 แผนผังของเฟสล็อกกลูป  | 32   |
| รูปที่ 5.2 แผนผังของเฟสล็อกกลูปซินธิไซเซอร์  | 34   |
| รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรมวงจรภายในไอซี MC 145166  | 36   |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

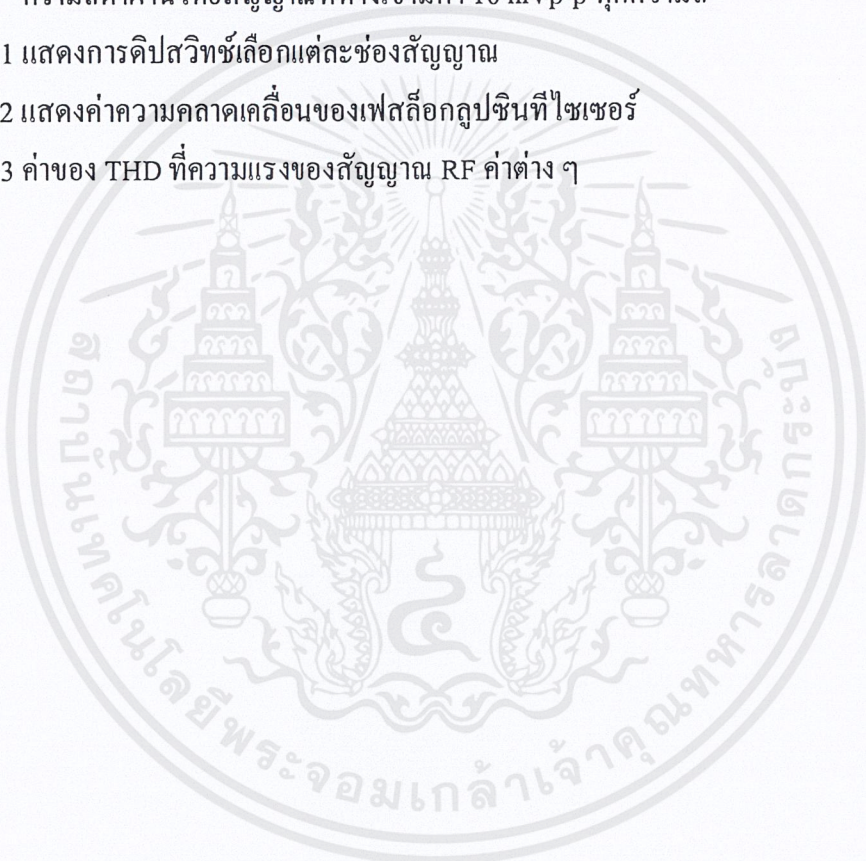
|   |    |
|---|----|
| รูปที่ 5.4 LPF ที่ใช้กับ PLL  | 39 |
| รูปที่ 5.5 การตอบสนองความถี่ของ LPF ในรูปที่ 5.4  | 40 |
| รูปที่ 5.6 แสดงการต่อ $C_2$ ไว้ระหว่าง $R_{1A}$ กับ $R_{1B}$  | 41 |
| รูปที่ 5.7 การตอบสนองความถี่ของ LPF ในรูปที่ 5.6  | 41 |
| รูปที่ 6.1 วงจรรวมภาคส่งสัญญาณ  | 43 |
| รูปที่ 6.2 รูปคลื่นของเครื่องส่งช่องที่ 1 (46.63 MHz) ในขณะที่ยังไม่ถูกมอดดูเลท                       | 43 |
| รูปที่ 6.3 รูปคลื่นของเครื่องส่งช่องที่ 2 (46.77 MHz) ในขณะที่ยังไม่ถูกมอดดูเลท                       | 44 |
| รูปที่ 6.4 รูปคลื่นของเครื่องส่งช่องที่ 3 (46.87 MHz) ในขณะที่ยังไม่ถูกมอดดูเลท                       | 44 |
| รูปที่ 6.5 รูปคลื่นของเครื่องส่งช่องที่ 4 (46.97 MHz) ในขณะที่ยังไม่ถูกมอดดูเลท                       | 45 |
| รูปที่ 6.6 องค์ประกอบความถี่ของเครื่องส่งช่องที่ 1 (46.63 MHz) ที่จุดต่อสายอากาศ โดย $R_L = 50\Omega$ | 46 |
| รูปที่ 6.7 องค์ประกอบความถี่ของเครื่องส่งช่องที่ 1 (46.77 MHz) ที่จุดต่อสายอากาศ โดย $R_L = 50\Omega$ | 46 |
| รูปที่ 6.8 องค์ประกอบความถี่ของเครื่องส่งช่องที่ 1 (46.87 MHz) ที่จุดต่อสายอากาศ โดย $R_L = 50\Omega$ | 47 |
| รูปที่ 6.9 องค์ประกอบความถี่ของเครื่องส่งช่องที่ 1 (46.97 MHz) ที่จุดต่อสายอากาศ โดย $R_L = 50\Omega$ | 47 |
| รูปที่ 6.10 การตอบสนองความถี่ของวงจรไมโครโฟนปรีแอมป์และวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน                          | 49 |
| รูปที่ 7.1 วงจรรวมภาครับสัญญาณ  | 50 |
| รูปที่ 7.2 รูปแสดงสัญญาณคลื่นที่วัดได้จาก โทคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 1                        | 51 |
| รูปที่ 7.3 รูปแสดงสัญญาณคลื่นที่วัดได้จาก โทคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 2                        | 51 |
| รูปที่ 7.4 รูปแสดงสัญญาณคลื่นที่วัดได้จาก โทคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 3                        | 52 |
| รูปที่ 7.5 รูปแสดงสัญญาณคลื่นที่วัดได้จาก โทคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 4                        | 52 |
| รูปที่ 7.6 การวัด การทำงานของเครื่องรับวิทยุ  | 52 |
| รูปที่ 7.7 แสดงสัญญาณที่วัดจาก IF ที่ 1   | 53 |
| รูปที่ 7.8 แสดงสัญญาณที่วัดจาก โทคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ 2  | 53 |
| รูปที่ 7.9 แสดงสัญญาณที่วัดจาก IF ที่ 2   | 54 |
| รูปที่ 7.10 แสดงรูปสัญญาณที่ตีมอดดูเลทได้   | 54 |
| รูปที่ 7.11 สัญญาณที่ตีมอดดูได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า $-30$ dBm                     | 55 |
| รูปที่ 7.12 สัญญาณที่ตีมอดดูได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า $-40$ dBm                     | 55 |
| รูปที่ 7.13 สัญญาณที่ตีมอดดูได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า $-50$ dBm                     | 56 |
| รูปที่ 7.14 สัญญาณที่ตีมอดดูได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า $-60$ dBm                     | 56 |

|   |    |
|---|----|
| รูปที่ 7.15 สัญญาณที่ตีมอดได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า $-65$ dBm | 56 |
| รูปที่ 7.16 สัญญาณที่ตีมอดได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า $-70$ dBm | 57 |
| รูปที่ 7.17 สัญญาณที่ตีมอดได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า $-75$ dBm | 57 |
| รูปที่ 7.18 สัญญาณที่ตีมอดได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า $-80$ dBm | 57 |
| รูปที่ 7.19 การคำนวณค่า THD จากองค์ประกอบความถี่ที่วัดได้                       | 58 |



## สารบัญตาราง

|  | หน้า |
|--|------|
| ตารางที่ 2.1 แสดงขนาดของสัญญาณพาหะและสัญญาณไซด์แบนด์ตามค่าดัชนีการมอดูเลชัน<br>คำนวณตามฟังก์ชันเบสเซลล์                                  | 11   |
| ตารางที่ 2.2 แสดงค่าของความถี่ต่าง ๆ ของการส่งสัญญาณ FM ในลักษณะอื่น ๆ   | 11   |
| ตารางที่ 5.1 แสดงค่าต่าง ๆ ของช่องสัญญาณทั้ง 10 ช่อง   | 37   |
| ตารางที่ 6.1 กำลังส่งของเครื่องส่งทั้ง 4 ช่องความถี่ ( $R_L = 50\Omega$ )  | 48   |
| ตารางที่ 6.2 ผลการวัด การตอบสนองของความถี่ ของไมโครโฟนปลีแอมป์และวงจรกรอง<br>ความถี่ต่ำผ่าน โดยสัญญาณที่ทางเข้ามีค่า 10 mVp-p ทุกความถี่ | 48   |
| ตารางที่ 7.1 แสดงการดิปสวิทช์เลือกแต่ละช่องสัญญาณ  | 51   |
| ตารางที่ 7.2 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสคือกลุ่มซินทีไซเซอร์  | 58   |
| ตารางที่ 7.3 ค่าของ THD ที่ความแรงของสัญญาณ RF ค่าต่าง ๆ   | 59   |



## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความเป็นมาของโครงการ

การสื่อสารในปัจจุบันนี้นับว่ามีบทบาทมากต่อการดำรงชีวิต การดำเนินธุรกิจ การศึกษา และประโยชน์อื่นๆอีกอย่างมากมาย จากคุณประโยชน์ดังกล่าวจึงทำให้เกิดการใช้งานอย่างกว้างขวาง ซึ่งในการติดต่อสื่อสารนั้นจะมีวิธีการสื่อสารอยู่หลายแบบด้วยกัน เช่น คลื่นไมโครเวฟ สายเคเบิลใยแสง สายโลหะ คลื่นความถี่วิทยุ ซึ่งใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยการแบ่งความถี่การใช้งานจำนวนหลายช่องเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน ระบบการสื่อสารโดยสัญญาณวิทยุมีส่วนสำคัญต่างๆที่เกี่ยวข้องกับระบบดังนี้

ตัวส่งสัญญาณ (Transmitter) เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ถูกออกแบบมาเพื่อแปลงข้อมูลข่าวสารหรือเสียงพูดให้เป็นสัญญาณรูปแบบที่สามารถส่งผ่านตัวกลาง หรือ ช่องสัญญาณ เช่น คลื่นวิทยุไมโครเวฟ หรือคลื่นวิทยุกระจายเสียงเป็นต้น

สื่อตัวกลางหรือช่องสื่อสาร (Communication Channel) เป็นตัวกลางที่ให้สัญญาณอิเล็กทรอนิกส์สามารถส่งผ่านจากผู้ส่ง ณ จุดสถานที่หนึ่งผ่านไปอีกสถานที่หนึ่งได้ เช่น อากาศ สายตัวนำ และในตัวกลางนี้มีส่วนทำให้สัญญาณที่ถูกส่งมาลดทอนลงไปด้วย

สัญญาณรบกวน (Noise) เป็นสัญญาณของพลังงานรูปแบบต่าง ๆ ที่ไม่เป็นที่ต้องการแทรกเข้ามาในระบบสื่อสาร มีผลให้เกิดการรบกวนสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งมาในช่องสื่อสาร สัญญาณรบกวนนี้เกิดจากหลายสาเหตุ ได้แก่ เกิดจากบรรยากาศ (ฟ้าแลบ ฟ้าผ่า) เกิดจากการกระทำของมนุษย์ (การสปาร์คของแปรงถ่านในมอเตอร์ หรือ หัวเทียน หรือ วงจรที่ทำงานแบบสวิทช์) และเกิดจากตัวอุปกรณ์ในวงจร ภาครับ

ตัวรับสัญญาณ (Receiver) เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ที่ถูกออกแบบให้รับสัญญาณที่ถูกส่งออกมาทางช่องสื่อสารและทำการแปลงสัญญาณให้กลับไปอยู่ในรูปแบบที่ผู้รับปลายทางสามารถเข้าใจได้เช่น เครื่องรับสัญญาณวิทยุ

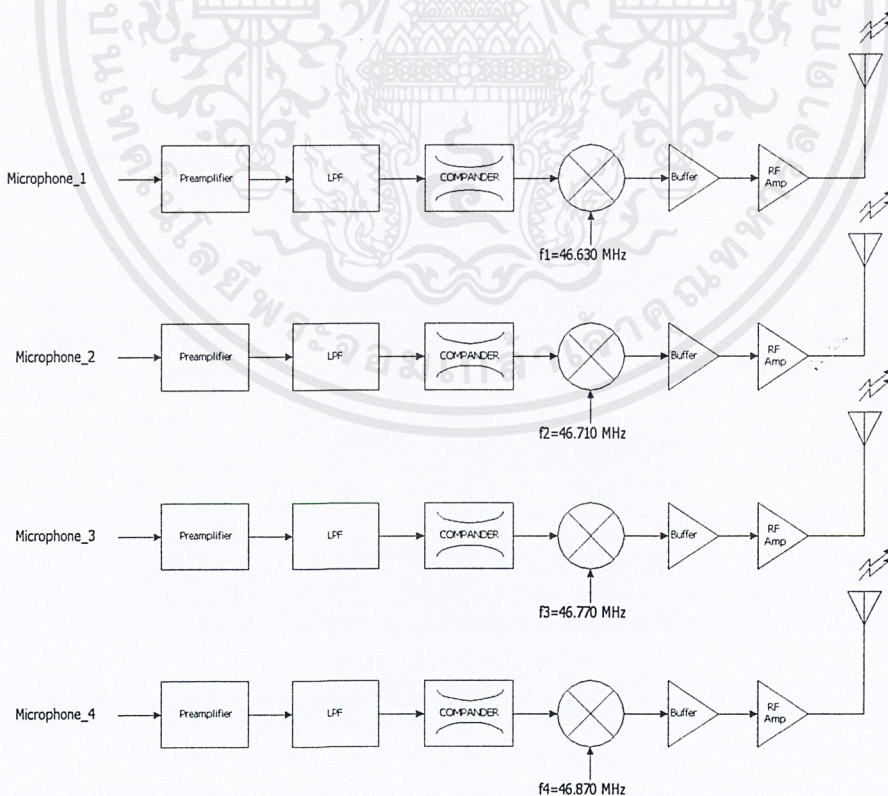
คลื่นชนิดหนึ่งที่น่าสนใจในระบบการสื่อสารแบบวิทยุ ชนิดหนึ่งคือคลื่นความถี่ในย่าน VHF (Very High Frequency) มีช่วงความถี่ 30-300 MHz ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่ใช้งานกันอย่างมากสำหรับวิทยุกระจายเสียงในระบบ FM (Frequency Modulation) สำหรับสถานีโทรทัศน์ช่อง 2 ถึง ช่อง 13 สำหรับวิทยุสมัครเล่น นอกจากนั้นยังมีการใช้งานทางด้านการศึกษา การบิน การเดินเรือ และอื่นๆ ในที่นี้จะกล่าวถึงการกระจายเสียงวิทยุระบบ FM ซึ่งนิยมกันอย่างแพร่หลายทางธุรกิจ และการบันเทิง ระบบการกระจายคลื่นที่น่าสนใจอีกอย่างหนึ่งคือระบบวิทยุ FM Narrow band ที่ใช้ในกิจการด้านโทรศัพท์ การศึกษาและงานวิจัย

## 1.2 แนวความคิดและโครงสร้างของโครงการ

โครงการนี้จะนำเสนอการประยุกต์ใช้ ระบบสื่อสารไร้สาย โดยออกแบบเครื่องรับ - ส่งวิทยุ FM เพื่อประโยชน์สำหรับงานประชุมเช่น การประชุมนานาชาติ ที่ใช้ภาษาต่างๆ กัน เครื่องรับ - ส่งวิทยุระบบ FM ที่กล่าวถึงนี้มีระยะการรับ - ส่งคลื่น ในระยะใกล้ โดยถูกออกแบบให้มีความเหมาะสมสำหรับการฟังล่ามแปลภาษาในห้องประชุม คุณสมบัติของภาคส่งโดยทั่วไป จะส่งสัญญาณออกที่ความถี่ในย่าน 46 เมกะเฮิรตซ์ ด้วยกำลังส่งไม่เกิน 20 mW ด้วยจำนวนช่อง 4 ช่องความถี่ หลักการทำงานพื้นฐานของภาคส่งสัญญาณนี้ จะเริ่มจากนำสัญญาณข้อมูลที่จะถูกส่งออกแต่ละช่อง ไปมอดดูเลต (Modulate) กับคลื่นพาหะ (Carrier) แบบ Narrow band FM ของแต่ละช่องความถี่ และส่งไปยังภาคขยาย เพื่อนำส่งออกอากาศต่อไป

ในส่วนของภาครับจะใช้วิธีการสวิตช์เลือกช่องสัญญาณที่ต้องการ โดยการใช้สวิตช์ทำหน้าที่เป็นตัวเข้ารหัสเพื่อเลือกความถี่ให้ตรงกับสัญญาณที่ต้องการรับโดยใช้หลักการของเฟสล็อก ลูป (Phase Lock Loop) ที่ทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมความถี่ที่ต้องการ จากนั้นจะนำสัญญาณที่ได้มาทำการดีมอดดูเลตที่ภาคดีมอดดูเลเตอร์ (Demodulator) เพื่อแยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณพาหะ ส่วนประกอบทั้งภาคส่งและภาครับถูกแสดงโดยแผนภาพดังรูป 1.1 และรูป 1.2 ตามลำดับ

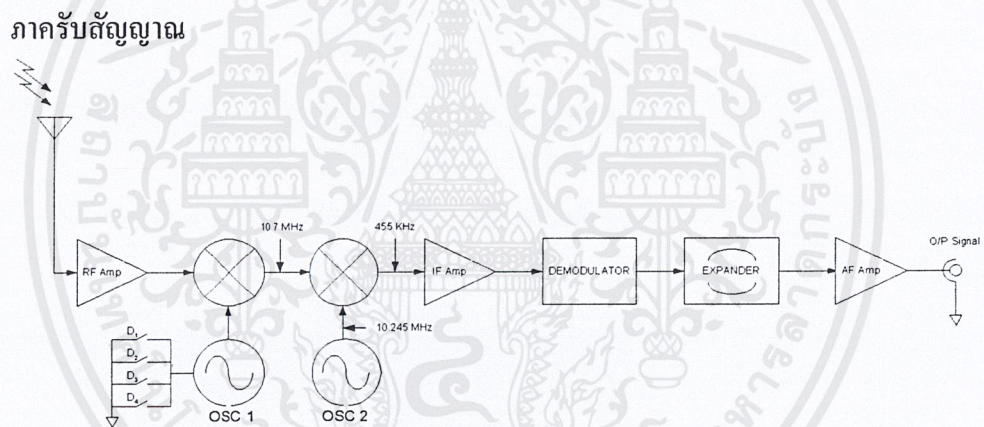
### ภาคส่งสัญญาณ



รูปที่ 1.1 แผนภาพการทำงานของภาคส่ง สำหรับวิทยุระบบ FM แบบ Narrow Band

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการป้อนสัญญาณความถี่จากไมโครโฟนผ่านภาคขยายปริแอมป์ (Pre-amp) แล้วเข้าสู่วงจรความถี่ต่ำผ่าน หลังจากนั้นสัญญาณนี้ถูกส่งผ่านไปยังภาคคอมแพนเดอร์ (Compander) ซึ่งทำหน้าที่บีบขนาดของสัญญาณที่เข้ามาเพื่อพิสัยพลวัต (Dynamic range) ของสัญญาณที่จะส่ง ซึ่งจะมีผลทำให้ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio) มีค่าเพิ่มขึ้น จากนั้นสัญญาณนี้จะถูกส่งไปทำการมอดูเลตกับสัญญาณของความถี่พาหะ เพื่อทำการแปลงคุณสมบัติของสัญญาณพาหะให้มีลักษณะตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลหรือเสียงพูดที่ต้องการส่ง โดยในส่วนของความถี่พาหะนั้นถูกสร้างมาจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จิงรูปที่ 1.1 การผสมสัญญาณของแต่ละช่องจะเหมือนกัน แต่ความถี่พาหะของแต่ละช่องสัญญาณจะต่างกัน ซึ่งสัญญาณพาหะแต่ละช่องประกอบด้วยความถี่  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$ , และ  $f_4$  ซึ่งมีขนาด 46.630 MHz, 46.770 MHz, 46.870 MHz, และ 46.970 MHz ตามลำดับสำหรับช่อง 1 ถึง ช่อง 4 หลังจากนั้นสัญญาณเหล่านี้จะถูกส่งผ่านมายังส่วนของบัฟเฟอร์ (Buffer) แล้วทำการขยายโดยภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF-Amp) ก่อนส่งออกอากาศต่อไป รายละเอียดเพิ่มเติมสำหรับภาคส่งจะถูกกล่าวถึงในบทต่อไป



รูปที่ 1.2 แผนภาพการทำงานของภาครับ สำหรับวิทยุระบบ FM แบบ Narrow Band

รูปที่ 1.2 เป็นแผนภาพเครื่องรับสัญญาณของระบบวิทยุนี้ สัญญาณที่เข้ามาทางสายอากาศจะเข้าสู่วงจรขยาย RF เพื่อทำการขยายสัญญาณให้แรงขึ้น เพื่อเพิ่มความไวในการรับสัญญาณ จากนั้นภาคมิกเซอร์ (Mixer) ภาคแรกจะผสมสัญญาณที่ออกมาจากวงจรขยาย RF และความถี่ที่ได้จากโวลต์ออกอสซิลเลเตอร์ตัวที่หนึ่ง (First Local Oscillator) โดยในส่วนนี้จะสามารถเลือกรับช่องสัญญาณได้โดยการใช้สวิตช์เลือกความถี่จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ เมื่อผ่านการรวมสัญญาณแล้วก็จะได้ผลต่างของสัญญาณเพื่อนำไปผ่านฟิลเตอร์ (Filter) เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์เพื่อส่งไปยังภาคมิกเซอร์ภาคที่สอง ซึ่งจะทำการรวมความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ และความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ จากโวลต์ออกอสซิลเลเตอร์ตัวที่สอง เมื่อผ่านการรวมสัญญาณแล้วก็จะได้ผลต่างของ

สัญญาณเพื่อนำไปผ่านฟิลเตอร์ เพื่อเลือกเฉพาะความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ แล้วนำสัญญาณนี้ไปที่ภาคดีมอดคูเลต หลังจากนั้นจะได้สัญญาณเสียงออกมา ซึ่งสัญญาณเสียงที่ออกมานั้นจะนำเข้าสู่ภาคขยายการบีบอัด (Expander) เพื่อทำการขยายสัญญาณที่ถูกบีบมาจากภาคส่ง ให้ได้สัญญาณเริ่มแรกแล้วนำสัญญาณเสียงผ่านวงจรขยายกำลังก่อนที่จะถูกขับเข้าสู่หูฟัง (Headphone) รายละเอียดเพิ่มเติมจะถูกกล่าวในบทต่อไป

### 1.3 เนื้อหาของโครงการ

การนำเสนอรายงานสำหรับโครงการนี้จะกล่าวถึงเนื้อหาตามหัวข้อต่างๆ ดังนี้

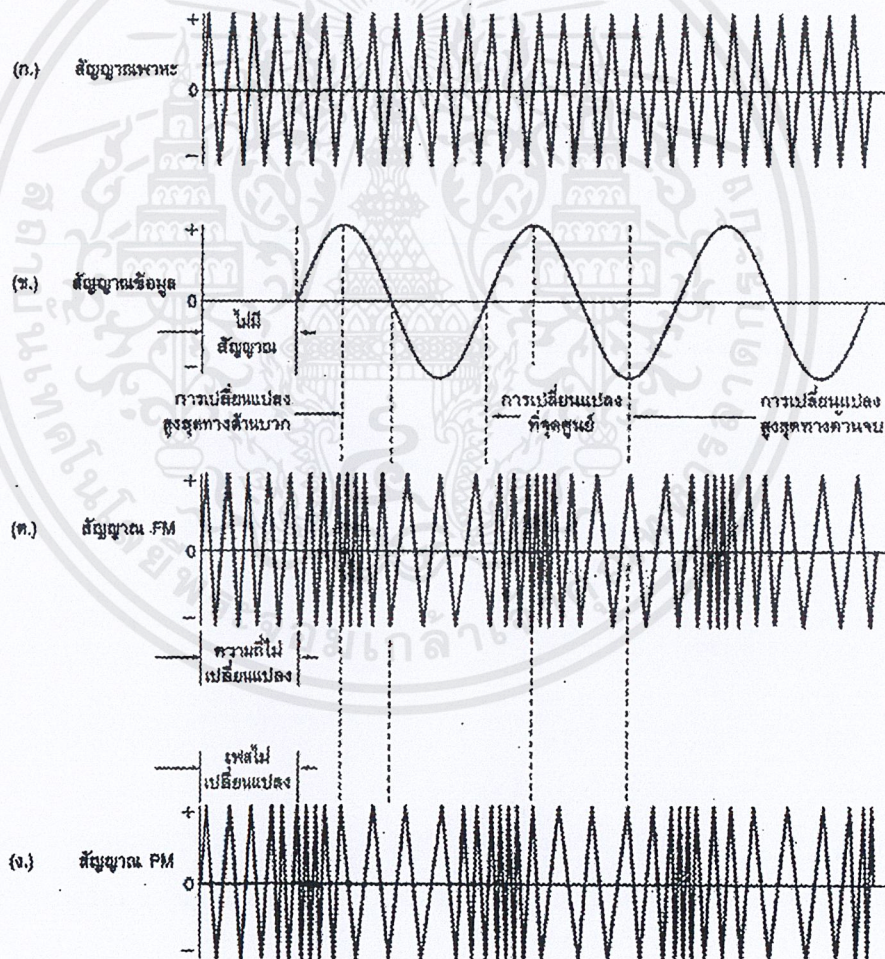
- บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงเนื้อหาโดยรวมของโครงการอย่างคร่าวๆ
- บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการพื้นฐานเพื่อการออกแบบโครงการนี้ ซึ่งได้แก่ การมอดคูเลชันเชิงความถี่ (FM) ซึ่งประกอบด้วย ฟรีควเอนซีมอดคูเลชัน, และ เฟสมอดคูเลชัน, ความถี่ข้างเคียงดัชนีการมอดคูเลชัน, การเบี่ยงเบนความถี่, การมอดคูเลตเชิงมุมของคลื่นแบนด์วิดท์ของการประสมเชิงมุม, การดีมอดคูเลต, และไซค์แบนด์ของ FM
- บทที่ 3 กล่าวถึงส่วนประกอบของเครื่องส่งระบบ FM
- บทที่ 4 กล่าวถึงส่วนประกอบของเครื่องรับระบบ FM โดยบทนี้จะเป็นการนำเสนอแผนภาพเครื่องรับและความถี่ค่าต่างๆ ที่ได้เลือกใช้ในโครงการนี้
- บทที่ 5 เฟสล็อกกลูปซิงธิไซเซอร์ เป็นเฟสล็อกกลูปที่ใช้ในโครงการ ซึ่งเฟสล็อกกลูปนี้จะเป็นส่วนหลักในการสังเคราะห์ความถี่เพื่อเลือกของสัญญาณของเครื่องรับ
- บทที่ 6 นำเสนอผลการทดลองที่ได้จากภาคส่ง
- บทที่ 7 นำเสนอผลการทดลองที่ได้จากภาครับ
- บทที่ 8 บทสรุปและวิจารณ์ของเครื่องรับและเครื่องส่ง

## บทที่ 2

### การมอดูเลชันเชิงความถี่ FM

#### 2.1 บทนำ

จากการวิเคราะห์คุณสมบัติของสัญญาณพาหะที่เป็นคลื่นรูปไซน์ ทำให้ทราบว่าสามารถทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณพาหะในเชิงมุมได้อีกสองวิธีการคือ การเปลี่ยนความถี่ (Frequency) เรียกว่า ฟริควนซีมอดูเลชัน (Frequency Modulation) : FM และการเลื่อนเฟส (Phase Shift) เรียกว่า เฟสมอดูเลชัน (Phase Modulation) : PM และจากเปลี่ยนการเลื่อนเฟสของสัญญาณก็ทำให้เกิดการมอดูเลตทางความถี่ได้ด้วย ทั้งสองวิธีต่างก็เป็นการมอดูเลชันเชิงมุม (Angle Modulation)



รูปที่ 2.1 แสดงสัญญาณพาหะ สัญญาณข้อมูลและสัญญาณ FM และ PM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.1 การมอดูเลชันความถี่ (Frequency Modulation)

เป็นการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณพาหะตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล โดยที่ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณยังคงที่ การเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณพาหะจะมีความสัมพันธ์กับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล เช่นเมื่อสัญญาณข้อมูลมีขนาดสูงสัญญาณพาหะก็จะมีค่าความถี่สูงขึ้นด้วย ขณะที่ไม่มีสัญญาณข้อมูลเข้ามาทำการมอดูเลตสัญญาณพาหะจะมีค่าความถี่กึ่งกลางอยู่ค่าหนึ่งเรียกว่า เซนเตอร์ฟรีควเอนซี (Center Frequency) เมื่อมีสัญญาณข้อมูลเข้ามาก็จะทำให้เกิดความถี่เปลี่ยนแปลงสูงขึ้นหรือต่ำลงจากความถี่กึ่งกลางนี้ ปริมาณที่เปลี่ยนแปลงไปของความถี่ดังกล่าวซึ่งเกิดจากสัญญาณข้อมูลจะถูกเรียกว่า ค่าเบี่ยงเบนทางความถี่ (Frequency Deviation) ค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนความถี่จะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณข้อมูลมีขนาดสัญญาณสูงสุด ความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะเป็นตัวกำหนดให้ทราบถึงจำนวนครั้งในหนึ่งวินาที ที่เกิดจากการเบี่ยงเบนของความถี่ขึ้นไปสูงและต่ำกว่าค่าความถี่กึ่งกลาง และอัตราดังกล่าวถูกเรียกว่า อัตราการเบี่ยงเบนทางความถี่ (Frequency Deviation Rate) ความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะมีผลต่ออัตราการเบี่ยงเบนทางความถี่ดังกล่าว แต่จะไม่มีผลต่อปริมาณของความถี่ที่เบี่ยงเบนไปจากค่าความถี่กึ่งกลางซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณข้อมูลเท่านั้น

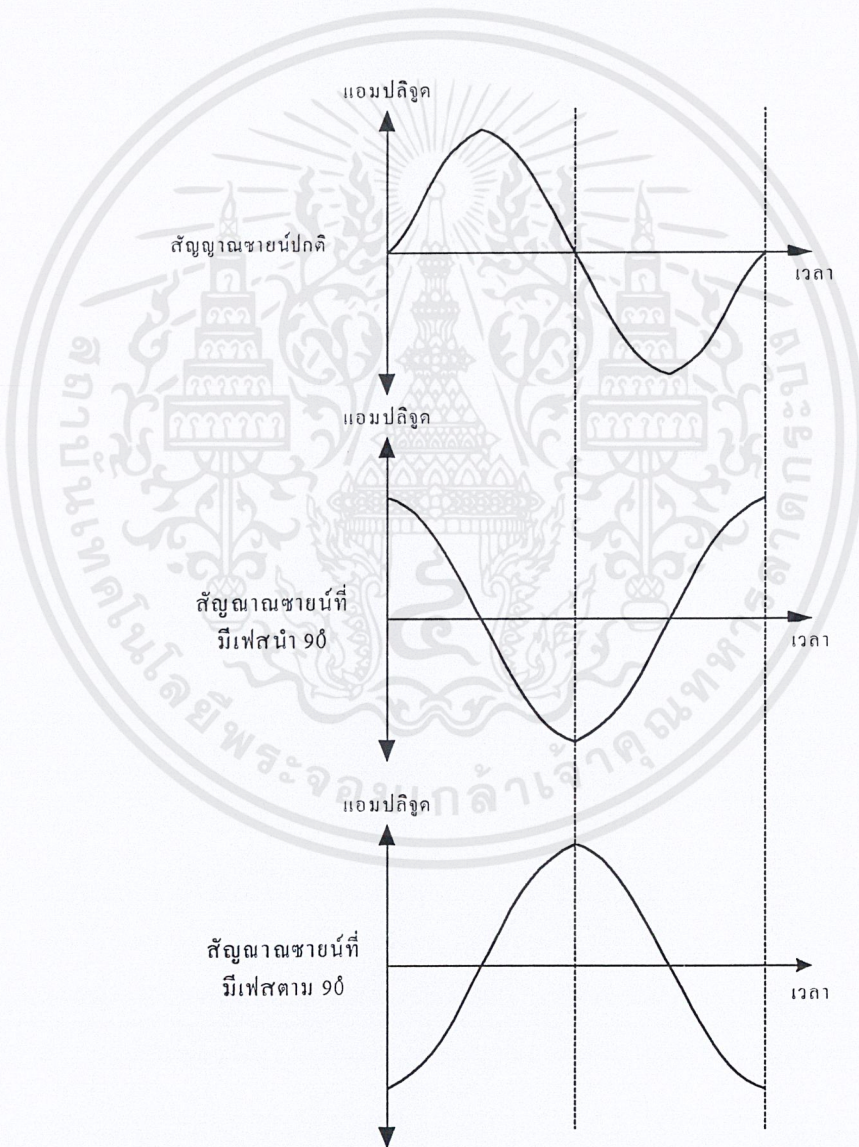
การแสดงให้เห็นถึงปริมาณการเบี่ยงเบนทางความถี่ จะเป็นปริมาณของความถี่ที่เลื่อนสูงขึ้นหรือต่ำลงไปจากค่าความถี่กึ่งกลาง เช่นหากค่าความถี่กึ่งกลางเป็น 900 MHz และมีค่าเบี่ยงเบนเท่ากับ 200 KHz หมายความว่าสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วจะมีค่าความถี่สูงสุดเท่ากับ 900.2 MHz และต่ำสุดเท่ากับ 899.8 MHz

### 2.1.2 การมอดูเลชันทางเฟส (Phase Modulation)

เป็นการเปลี่ยนปริมาณของการเลื่อนเฟส (Phase Shift) ของความถี่คงที่ของสัญญาณพาหะตามสัญญาณข้อมูล การเลื่อนเฟสหมายถึงการเวลาที่แตกต่างกันระหว่างคลื่นไซน์สองลูกที่มีความถี่เดียวกัน คลื่นลูกหนึ่งที่มีเฟสนำ (Leading) หมายความว่าสัญญาณที่เวลาก่อนหน้าสัญญาณอีกลูกหนึ่ง หรือการที่มีเฟสตาม (Lagging) จะหมายความว่าสัญญาณที่เกิดที่เวลาหลังจากสัญญาณอีกลูกหนึ่งโปรดพิจารณารูปคลื่นสัญญาณสามรูป (ดูรูปที่ 2.2) เพื่อทำความเข้าใจกับความแตกต่างทางเฟส

สำหรับการมอดูเลตทางเฟสนั้น การเปลี่ยนแปลงทางเฟสของสัญญาณพาหะจะขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณข้อมูล ตัวอย่างเช่นการเปลี่ยนแปลงทางบวกของสัญญาณข้อมูลอาจทำให้เกิดการเลื่อนเฟสตาม ส่วนสัญญาณทางลบอาจทำให้เกิดการเลื่อนเฟสนำ เมื่อสัญญาณข้อมูลเพิ่มขึ้นทางบวก (โดยไม่เกี่ยวข้องกับปริมาณของขนาด) ปริมาณของเฟสตามก็จะเพิ่มขึ้นพร้อมกับขนาดของสัญญาณข้อมูล สัญญาณพาหะก็จะถูกทำให้หน่วงเวลาไป เป็นผลให้สัญญาณที่ออกมานั้นเป็นสัญญาณพาหะที่ความถี่คงที่ซึ่งถูกยึดออก หรืออาจกล่าวได้ว่าความถี่ต่ำลง เมื่อสัญญาณข้อมูลลดลงทางลบเฟสก็จะ

เปลี่ยนเป็นเฟสนำ ในช่วงนี้สัญญาณพาหะจะถูกเร่งความเร็วขึ้น นั่นคือความถี่ของพาหะก็จะสูงขึ้น จากปริมาณการเลื่อนเฟสมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ของสัญญาณพาหะ เกิดเป็นการมอดูเลตทางความถี่โดยอ้อม (Indirect FM) ที่ได้จากการมอดูเลตทางเฟส (PM) แต่การมอดูเลตทางความถี่จะเกิดเมื่อการเลื่อนเฟสมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เท่านั้น หากไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเฟสการเปลี่ยนแปลงความถี่ก็จะไม่เกิดขึ้น หากพิจารณาสัญญาณข้อมูลขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มหรือลดขนาด การเปลี่ยนแปลงความถี่จะเกิดขึ้นจากตัวมอดูเลตทางเฟสหรือตัวเลื่อนเฟส และหากสัญญาณข้อมูลไม่มีการเปลี่ยนแปลงขนาด สัญญาณพาหะจะไม่มีค่าความถี่เปลี่ยนแปลง จะเป็นสัญญาณพาหะความถี่เดิมที่ถูกเลื่อนเฟสไปค่าหนึ่งเท่านั้น



รูปที่ 2.2 สัญญาณชาชนูปกติ สัญญาณชาชนที่มีเฟสนำ 90 องศา และสัญญาณชาชนที่มีเฟสตาม 90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการมอดคูเลตทางเฟส ค่าเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดจะปรากฏในช่วงที่สัญญาณข้อมูลมีการเปลี่ยนแปลงในอัตราสูงสุด เช่น ณ จุดที่สัญญาณข้อมูลรูปซายน์มีการเปลี่ยนค่าความต่างศักย์จากบวกไปหาลบ หรือจากลบไปหาบวก หรือจุดที่สัญญาณตัดกับแกนเวลาและมีค่าความต่างศักย์เป็นศูนย์นั่นเอง (Zero Crossingpoints) แต่สำหรับการมอดคูเลตทางความถี่ ค่าเบี่ยงเบนความถี่มากที่สุดจะเกิดในช่วงที่ขนาดของสัญญาณข้อมูลมีค่าสูงสุดทั้งทางบวกและทางลบ ถึงแม้ว่าตัวมอดคูเลตทางเฟสจะสร้างสัญญาณแบบมอดคูเลตทางความถี่ (FM) แต่ค่าเบี่ยงเบนความถี่จะปรากฏที่คนละช่วงเวลากัน นั่นคือความแตกต่างของการมอดคูเลตทั้งสองแบบ

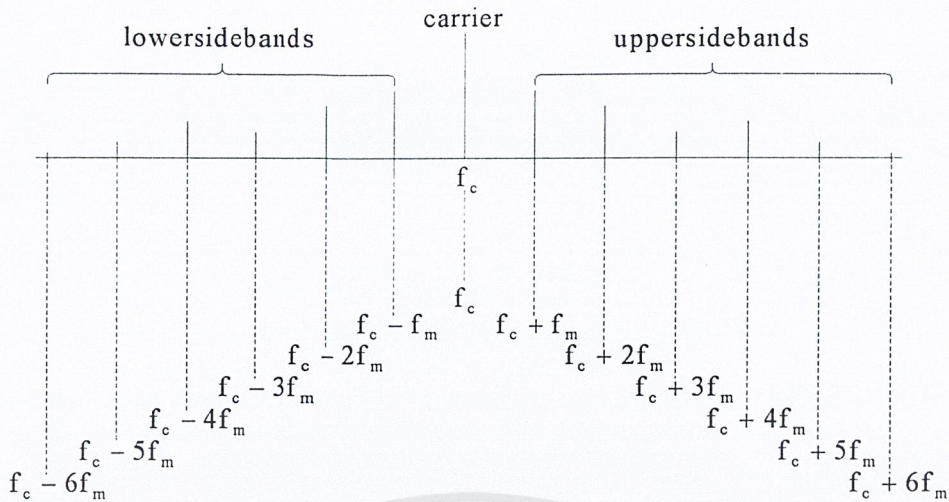
ในการมอดคูเลตทางเฟส (PM) ค่าของเฟสนำและเฟสตามทีมากที่สุดจะปรากฏที่ขนาดสูงสุดของสัญญาณข้อมูล และค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่สัญญาณขาออกของวงจรเลื่อนเฟสจะขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล ยิ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณมีค่าสูงมากค่าเบี่ยงเบนความถี่จะยิ่งมาก ทำให้พอจะสรุปได้ว่าในการมอดคูเลตทางเฟสนั้นการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะจะขึ้นอยู่กับปัจจัยสองอย่างคือ ความถี่และขนาดของสัญญาณข้อมูล ในขณะที่การมอดคูเลตทางความถี่ (FM) จะมีค่าเบี่ยงเบนความถี่ขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณข้อมูลเพียงอย่างเดียว

จากความแตกต่างดังกล่าว เมื่อนำสัญญาณข้อมูลมาผ่านวงจรรองความถี่ต่ำซึ่งทำให้สัญญาณที่ความถี่สูงถูกลดทอนขนาดลงไปและต่อเข้าวงจรมอดคูเลตทางเฟส ผลของสัญญาณข้อมูลที่ความถี่สูงซึ่งทำให้เกิดการเบี่ยงเบนความถี่มากก็จะลดลงเนื่องจากวงจรรองเป็นตัวชดเชย เป็นผลให้ความถี่สูงที่ทำให้เกิดการเบี่ยงเบนความถี่มากลดลง ผลลัพธ์ของสัญญาณที่ได้ก็จะเหมือนกับสัญญาณมอดคูเลตทางความถี่ หรือที่เรียกว่าการมอดคูเลตทางความถี่โดยอ้อม (Indirect FM)

## 2.2 ความถี่ข้างเคียงและดัชนีการมอดคูเลชัน

ผลจากการมอดคูเลตไม่ว่าด้วยวิธีการใดจะทำให้เกิดความถี่ข้างเคียงขึ้น ในการมอดคูเลตทางความถี่และทางเฟสก็เกิดความถี่ข้างเคียงที่เป็นความถี่ของผลรวมและผลต่างของ สัญญาณพาหะและสัญญาณข้อมูลขึ้นเช่นกัน ตามทฤษฎีแล้วจะเกิดคู่ของความถี่ข้างเคียงขึ้นเป็นจำนวนอนันต์คู่ทั้งด้านบนและด้านล่างของความถี่กลาง ทำให้สัญญาณที่ถูกมอดคูเลตทางความถี่และเฟสมีการใช้งานแถบความถี่ (Spectrum) มากกว่าสัญญาณที่มอดคูเลตทางขนาด

(ดูรูปที่ 2.3) แถบความถี่ของสัญญาณมอดคูเลตทางความถี่โดยทั่วไป ที่สัญญาณพาหะถูกมอดคูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์ที่ความถี่เดียว จะมีลักษณะที่หน้าตัดคือความถี่ข้างเคียงจะเว้นระยะห่างจากสัญญาณความถี่พาหะและความถี่ข้างเคียงด้วยกัน เป็นระยะเท่า ๆ กัน เท่ากับความถี่สัญญาณข้อมูล หากความถี่ของสัญญาณข้อมูลมีค่าเท่ากับ 500 Hz สัญญาณความถี่ข้างเคียงคู่แรกจะอยู่สูงกว่า และต่ำกว่าสัญญาณพาหะอยู่ 500 Hz และขนาดของสัญญาณข้างเคียงจะไม่เท่ากัน หากสมมุติว่าสัญญาณความถี่ข้างเคียงต่าง ๆ เป็นสัญญาณรูปซายน์ที่มีความถี่และขนาดเฉพาะตัว เมื่อนำมารวมกันจะได้เป็นผลลัพธ์



รูปที่ 2.3 แสดงแถบความถี่ของสัญญาณ FM

ลักษณะต่าง ๆ ของจำนวนความถี่ข้างเคียง ขนาดของความถี่ข้างเคียง และระยะห่างระหว่างความถี่ จะขึ้นอยู่กับค่าเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency Deviation) และความถี่ของสัญญาณข้อมูล แม้ว่าสัญญาณมอดูเลชันทางความถี่จะมีความถี่ข้างเคียงจำนวนอนันต์ แต่ความถี่ข้างเคียงที่มีขนาดสูงเพียงพอเท่านั้นจึงจะถือว่าเป็นสัญญาณที่มีข้อมูลอยู่ โดยปกติสัญญาณที่มีขนาดต่ำกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของสัญญาณพาหะที่ยังไม่ถูกมอดูเลต จะถือว่าไม่มีความสำคัญ

จากความสัมพันธ์ข้างต้น ทำให้เกิดอัตราส่วนระหว่างค่าเบี่ยงเบนความถี่กับความถี่ของสัญญาณข้อมูล ซึ่งเรียกว่าดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) มีตัวย่อว่า  $m$

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

เมื่อ  $f_d$  = ค่าเบี่ยงเบนความถี่  
 $f_m$  = ความถี่ของสัญญาณข้อมูล

ค่าเบี่ยงเบนความถี่และความถี่ของสัญญาณข้อมูลมักจะใช้ค่ามากที่สุด เพื่อนำมาคำนวณดัชนีการมอดูเลต และนอกจากนั้นค่าดัชนีดังกล่าว ( $m$ ) ก็ถูกเรียกว่าอัตราการเบี่ยงเบนด้วย ตัวอย่างของค่าดัชนี เช่นในวิทยุกระจายเสียงระบบ FM จะมีค่าเบี่ยงเบนความถี่ได้มากที่สุด 75 KHz และมีค่าความถี่ของสัญญาณข้อมูลสูงสุด 15 KHz ดังนั้นจะได้ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ  $m = \frac{75}{15} = 5$

เมื่อทราบค่าดัชนีการมอดูเลตจะทำให้สามารถทราบจำนวนและขนาดของสัญญาณความถี่ข้างเคียงได้ด้วยการคำนวณสมการฟังก์ชันเบสเซล (Bessel function) ซึ่งค่อนข้างซับซ้อน ผลที่ได้จะออกมาในรูปของข้อมูลในตารางที่ 2.1 คอลัมน์ซ้ายมือสุดเป็นค่าดัชนีการมอดูเลตและคอลัมน์ที่เหลือเป็นขนาดของสัญญาณพาหะและสัญญาณข้างเคียงทั้งสองด้าน โดยสัญญาณข้างเคียงที่มีขนาดต่ำกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของสัญญาณพาหะจะไม่ถูกแสดงบนตาราง ขอให้สังเกตว่าสัญญาณข้างเคียงและพาหะบางตัวมีค่าขนาดเป็นลบ ซึ่งแสดงว่ามีการเลื่อนเฟสไป 180 องศา หรือกลับเฟสนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่ (FM) จะใช้แถบความถี่กว้างเท่าใดนั้นก็ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตด้วยเช่นกัน หากค่าดัชนีการมอดูเลตมากก็จะใช้แถบความถี่กว้างมาก ดังนั้นสามารถประหยัดแถบความถี่ได้ด้วยการจำกัดค่าของดัชนีการมอดูเลต ความกว้างของแถบความถี่สามารถหาได้จากค่าดัชนีการมอดูเลตและผลจากตารางที่ 2.1 ดังสมการดังนี้

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

จากตารางมีข้อสังเกตอย่างหนึ่งคือ เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นสัญญาณของพาหะจะมีขนาดลดลง และขนาดของสัญญาณข้างเคียงก็จะมีค่ามากขึ้นจนถึงจุดหนึ่งที่ค่าขนาดของสัญญาณพาหะหายไป เปรียบเทียบกับสัญญาณในระบบมอดูเลชันทางขนาด ปริมาณการมอดูเลตจะแสดงอยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งค่าดังกล่าวเป็นอัตราส่วนของขนาดของสัญญาณข้อมูลกับขนาดของสัญญาณพาหะ หากปริมาณทั้งสองเท่ากันอัตราส่วนจะเป็นหนึ่งเป็นผลให้เกิดการมอดูเลตขึ้น 100 เปอร์เซ็นต์ แต่หากสัญญาณข้อมูลมีค่าสูงกว่าจะทำให้เกิดการมอดูเลตมากเกินไป (Over modulation) และเกิดความเพี้ยนของสัญญาณขึ้น สำหรับการมอดูเลตทางความถี่ และเฟสการที่ขนาดและความถี่ของสัญญาณข้อมูลสูงขึ้นไปจะไม่ทำให้เกิดการมอดูเลตมากเกินไป หรือสัญญาณผิดเพี้ยนแต่อย่างไร แต่จะทำให้เกิดค่าเบี่ยงเบนความถี่มากขึ้น ซึ่งเป็นผลให้ค่าดัชนีการมอดูเลตทางความถี่สูงขึ้น และต้องใช้แถบความถี่กว้างมากขึ้น ปริมาณการมอดูเลตในระบบความถี่สามารถหาได้จาก อัตราส่วนของค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่เกิดขึ้นจริงต่อค่าสูงสุดของค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่ยอมรับได้

เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตทางความถี่ = (ค่าเบี่ยงเบนความถี่จริง/ค่าเบี่ยงเบนที่สูงที่สุด)  $\times$  100  
ค่าเปอร์เซ็นต์ดังกล่าวไม่ควรเกิน 100 เปอร์เซ็นต์ เนื่องจากสถานีส่งสัญญาณแบบ FM ถูกกำหนดให้ใช้แถบความถี่เพียงช่วงหนึ่ง หากเกินกว่านี้ก็จะไปรบกวนช่องสัญญาณอื่นที่อยู่ข้างเคียง

### 2.3 การเบี่ยงเบนความถี่

การเปลี่ยนแปลงของความถี่จะถูกเรียกว่า การเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency Deviation) และใช้สัญลักษณ์  $\Delta f_c$  ตัวอย่างเช่น เครื่องส่งต้องการส่งพาหะของสัญญาณความถี่ที่ 50 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยมีการเบี่ยงเบนความถี่  $\pm 100$  กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นความถี่ของสัญญาณพาหะจะเปลี่ยนแปลง ไปอยู่ระหว่าง 49.9 เมกะเฮิร์ตซ์ ถึง 50.1 เมกะเฮิร์ตซ์ ทำให้ผลรวมของการเปลี่ยนแปลงความถี่มีค่าเท่ากับ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ ( $2 \times 100$  กิโลเฮิร์ตซ์) ซึ่งจะถูกรเรียกว่า Carrier Swing ( การเปลี่ยนแปลงของความถี่จากต่ำสุดไปสูงสุด) โดยจะสามารถหาค่าของสัญญาณ Carrier Swing =  $2 \times$  Frequency Deviation

ในการจำกัดค่าเบี่ยงเบน (Deviation Limits) ความเหมาะสมที่มีต่อการเบี่ยงเบนเป็นความถี่ของคลื่นพาหะควรมีค่าเท่าใดนั้น คือสิ่งที่เราต้องได้พิจารณาเพื่อให้ได้ความถี่เบี่ยงเบนที่เหมาะสม ตัวอย่างเช่น ถ้าให้คลื่นพาหะ 10 เมกะเฮิร์ตซ์ ก็ควรมีการเปลี่ยนแปลงเป็น 2 เท่าของคลื่น

พาหะคือ  $10 \times 2$  เมกะเฮิรตซ์ โดยการผิดเพี้ยนจะไม่เกิดขึ้นจากการประสมสัญญาณ เราจะเห็นว่าความถี่เบี่ยงเบนมีค่า  $\pm 10$  เมกะเฮิรตซ์ (Carrier Swing = 20 เมกะเฮิรตซ์) แต่ถ้านำหลักการเช่นนี้มาใช้ แถบความถี่จะมีค่ากว้างเกินไป นอกจากนี้หากทุกสถานีส่งความถี่ช่วง 2 เท่าของความถี่พาหะพวกมันจะซ้อนทับกัน ซึ่งเป็นเหตุให้เราไม่สามารถที่จะแยกสัญญาณในแต่ละช่องได้ ดังนั้นองค์การ FCC (Federal communication Commission) ของสหรัฐอเมริกาได้กำหนดขอบเขตของแบนด์วิดท์ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดและความถี่เสียงสูงสุดในการส่งคลื่นวิทยุแต่ละระดับ ไว้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.1 แสดงขนาดของสัญญาณพาหะและสัญญาณไซด์แบนด์ตามค่าดัชนีการมอดดูเลขชี้จำนวนตามฟังก์ชันเบสเชลล์

| ดัชนีมอดดูเลขชี้ | พาหะ  | ไซด์แบนด์(เป็นลบ) |       |       |       |       |       |       |       |                 |       |      |      |      |      |      |      |   |
|------------------|-------|-------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-----------------|-------|------|------|------|------|------|------|---|
|                  |       | 1st               | 2d    | 3d    | 4th   | 5th   | 6th   | 7th   | 8th   | 9 <sup>th</sup> | 10th  | 11th | 12th | 13th | 14th | 15th | 16th |   |
| 0.00             | 1.00  | -                 | -     | -     | -     | -     | -     | -     | -     | -               | -     | -    | -    | -    | -    | -    | -    | - |
| 0.25             | 0.98  | 0.12              | -     | -     | -     | -     | -     | -     | -     | -               | -     | -    | -    | -    | -    | -    | -    | - |
| 0.50             | 0.94  | 0.24              | 0.03  | -     | -     | -     | -     | -     | -     | -               | -     | -    | -    | -    | -    | -    | -    | - |
| 1.00             | 0.77  | 0.44              | 0.11  | 0.02  | -     | -     | -     | -     | -     | -               | -     | -    | -    | -    | -    | -    | -    | - |
| 1.50             | 0.51  | 0.56              | 0.23  | 0.06  | 0.01  | -     | -     | -     | -     | -               | -     | -    | -    | -    | -    | -    | -    | - |
| 2.00             | 0.22  | 0.58              | 0.35  | 0.13  | 0.03  | -     | -     | -     | -     | -               | -     | -    | -    | -    | -    | -    | -    | - |
| 2.50             | -0.05 | 0.50              | 0.45  | 0.22  | 0.07  | 0.02  | -     | -     | -     | -               | -     | -    | -    | -    | -    | -    | -    | - |
| 3.00             | -0.26 | 0.34              | 0.49  | 0.31  | 0.13  | 0.04  | 0.01  | -     | -     | -               | -     | -    | -    | -    | -    | -    | -    | - |
| 4.00             | -0.40 | -0.07             | 0.36  | 0.43  | 0.28  | 0.13  | 0.05  | 0.02  | -     | -               | -     | -    | -    | -    | -    | -    | -    | - |
| 5.00             | -0.18 | -0.33             | 0.05  | 0.36  | 0.39  | 0.26  | 0.13  | 0.05  | 0.02  | -               | -     | -    | -    | -    | -    | -    | -    | - |
| 6.00             | 0.15  | -0.28             | -0.24 | 0.11  | 0.36  | 0.25  | 0.13  | 0.06  | 0.02  | -               | -     | -    | -    | -    | -    | -    | -    | - |
| 7.00             | 0.30  | 0.00              | -0.30 | -0.17 | 0.16  | 0.34  | 0.34  | 0.23  | 0.13  | 0.06            | 0.02  | -    | -    | -    | -    | -    | -    | - |
| 8.00             | 0.17  | 0.23              | -0.11 | -0.29 | -0.10 | 0.34  | 0.34  | 0.32  | 0.22  | 0.13            | 0.06  | 0.03 | -    | -    | -    | -    | -    | - |
| 9.00             | -0.09 | 0.24              | 0.14  | -0.18 | -0.27 | 0.20  | 0.20  | 0.33  | 0.30  | 0.21            | 0.12  | 0.06 | 0.03 | 0.01 | -    | -    | -    | - |
| 10.00            | -0.25 | 0.04              | 0.25  | 0.06  | -0.22 | -0.01 | -0.01 | 0.22  | 0.31  | 0.29            | 0.20  | 0.12 | 0.06 | 0.03 | 0.01 | -    | -    | - |
| 12.00            | -0.05 | -0.22             | -0.08 | 0.20  | 0.18  | -0.07 | -0.24 | -0.17 | 0.05  | 0.23            | 0.30  | 0.27 | 0.20 | 0.12 | 0.07 | 0.03 | 0.01 | - |
| 15.00            | -0.01 | 0.21              | 0.04  | 0.19  | -0.12 | 0.13  | 0.21  | 0.03  | -0.17 | -0.22           | -0.09 | 0.10 | 0.24 | 0.28 | 0.25 | 0.18 | 0.12 | - |

ตารางที่ 2.2 แสดงค่าของความถี่ต่างๆ ของการส่งสัญญาณ FM ในลักษณะอื่น ๆ

| ชนิดของการใช้งาน                                       | ค่าความถี่ที่ใช้งาน                                  | แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ | ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด                         | ความถี่เสียงสูงสุด |
|--|--|-------------------------|--|--------------------|
| การกระจายเสียงวิทยุ FM                                 | 88-108 MHz   | 200 KHz                 | $\pm 75$ KHz                                   | 15 KHz             |
| ระบบเสียงของเครื่องรับโทรทัศน์                         | 5.5 MHz  | 100 KHz                 | $\pm 25$ KHz(monaural)<br>$\pm 50$ KHz(stereo) | 15 KHz             |
| ตำรวจดับเพลิง, รถพยาบาล, รถแทรกซึ้ง, เจ้าหน้าที่ป่าไม้ | 50 MHz<br>และ<br>122 - 174 MHz                       | 20 KHz                  | $\pm 5$ KHz                                    | 3 KHz              |
| วิทยุสมัครเล่น, วิทยุ CB class A                       | 216 - 470 MHz  | 15 KHz                  | $\pm 3$ KHz                                    | 3 KHz              |
| ไมโครโฟนไร้สาย, โทรศัพท์มือถือ                         | เหมือนกับกรณีของ Narrowband FM แต่กำลังจะต่ำกว่า 1 W |                         |  |                    |
| วิดีโอเทป  | มีความถี่พาหะที่ใช้งาน 3.4 MHz และแบนด์วิดท์ 4.0 MHz |                         |  |                    |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 การมอดูเลตเชิงมุมของคลื่น (Angle modulation)

การประสมเชิงมุมแทนด้วยสมการ

$$X_c(t) = A \cos[w_c t + \varphi(t)]$$

A และ  $w_c$  คือค่าคงที่ของมุมเฟส  $\varphi(t)$  ซึ่งเป็น function กับสัญญาณข่าวสาร

$$X_c(t) = A \cos \theta(t) \quad (2.1)$$

$$\theta(t) = w_c(t) + \varphi(t) \quad (2.2)$$

สามารถหาค่าความถี่ของ  $X_c$  โดยดิฟเฟอเรนทิเอทเฟส  $\theta(t)$  เทียบกับเวลา

$$w_i = \frac{d\theta(t)}{dt} = w_c + \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (2.3)$$

ถ้าหากว่า  $\varphi(t)$  มีค่าคงที่  $w_i = w_c$

$\frac{d\varphi(t)}{dt}$  คือระยะเวลาเบี่ยงเบนของเฟสและความถี่ จะแทนด้วย  $\Delta w$

$$\Delta w = |w_i - w_c|_{\max} \quad (2.4)$$

$\Delta w$  คือค่าเบี่ยงเบนความถี่ของการประสมเชิงมุม

### 2.4.1 การมอดูเลตชั้นทางเฟส และความถี่ (Phase and frequency modulation)

- Phase modulation

ระยะเวลาเบี่ยงเบนของเฟสในคลื่นพาหะที่เบี่ยงเบน จะขึ้นกับสัญญาณข่าวสาร

$$\varphi(t) = K_p m(t) \quad (2.5)$$

$K_p$  คือค่าเบี่ยงเบนทางเฟสตาม  $m(t)$

- Frequency modulation

ระยะเวลาเบี่ยงเบนของความถี่ในคลื่นพาหะ จะขึ้นกับสัญญาณข่าวสาร

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = K_f m(t) \quad (2.6)$$

$$\varphi(t) = K_f \int_{t_0}^t m(\lambda) d\lambda + \varphi(t_0) \quad (2.7)$$

$K_f$  คือค่าเบี่ยงเบนทางความถี่ตาม  $m(t)$

$\varphi(t_0)$  มุมเริ่มต้นที่ค่า  $t = t_0$  ซึ่งโดยปกติ  $t_0 = \infty$  และ  $\varphi(\infty) = 0$

เพราะฉะนั้นเราจะได้รูปคลื่นประสมเชิงมุม (Angle modulation signal) ดังนี้

$$x_{PM}(t) = A \cos[w_c t + K_p m(t)] \quad (2.8)$$

$$x_{FM}(t) = A \cos[w_c t + K_f \int_{-\infty}^t m\lambda d\lambda] \quad (2.9)$$

## 2.4.2 องค์ประกอบความถี่แบบฟูเรียร์ ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตเชิงมุม

### (Fourier Spectra ของ Angle Modulated Signal)

จากสมการที่ (2.1)

$$x_c(t) = \text{Re}(Ae^{j(w_c t + \phi(t))}) = \text{Re}(Ae^{jw_c t} + e^{j\phi(t)}) \quad (2.10)$$

ด้วยการขยาย  $e^{j\phi(t)}$  ใน Power Series จะได้

$$\begin{aligned} x_c(t) &= \text{Re} \left\{ Ae^{jw_c t} \left[ 1 + j\phi(t) - \frac{\phi^2(t)}{2!} \dots + j^n \frac{\phi^n(t)}{n!} \dots \right] \right\} \\ &= A \left[ \cos w_c t - \phi(t) \sin w_c t - \frac{\phi^2(t)}{2!} \cos w_c t + \frac{\phi^3(t)}{3!} \sin w_c t + \dots \right] \end{aligned} \quad (2.11)$$

ซึ่งเราจะเห็นได้ว่าการประสมเชิงมุมจะประกอบด้วยคลื่นที่ยังไม่ได้ประสมและคลื่นที่ประสมกับสัญญาณพาหะ

## 2.4.3 การมอดูเลชันเชิงมุมช่วงแคบ (Narrow band Angle Modulation)

ถ้าหากว่า  $|\phi(t)|_{\max} \ll 1$

จากสมการที่ (2.11) เราสามารถหาค่าที่เทียบเท่าได้

$$x_c(t) \approx A \cos w_c t - A \phi(t) \sin w_c t \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.12) เรียกว่า Narrow band (NB)

ซึ่งการประสมเชิงมุมตามสมการ

$$x_{\text{NBPM}}(t) \approx A \cos w_c t - A K_p m(t) \sin w_c t \quad (2.13)$$

$$x_{\text{NBFM}}(t) \approx A \cos w_c t - A \left[ K_f \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda \right] \sin w_c t \quad (2.14)$$

## 2.4.4 การมอดูเลชันแบบสัญญาณรูปไซน์ (Sinusoidal Modulation)

- Modulation Index:

ถ้าหากว่า  $m(t)$  คือคลื่นสัญญาณพาหะ

$$m(t) = \begin{cases} a_m \sin w_m t & \text{สำหรับ PM} \\ a_m \cos w_m t & \text{สำหรับ FM} \end{cases} \quad (2.15)$$

จากสมการ (2.5) และ (2.6)

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \beta \sin w_m t \\ \beta &= \begin{cases} K_p a_m & \text{สำหรับ PM} \\ K_f \frac{a_m}{w_m} & \text{สำหรับ FM} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.16)$$

$\beta$  คือค่าดัชนีการประสม

Modulation Index สำหรับการประสมเชิงมุมสามารถหาได้จากสมการ

$$\beta = \frac{\Delta w}{w_m}$$

$\Delta w$  คือค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด

## 2.4.5 แบนด์วิดท์ของการประสมเชิงมุม

### (Bandwidth of Angle-modulation)

ความกว้างของแถบความถี่คลื่น FM โดยประมาณคำนวณได้จาก Carson's Rule

$$BW = 2(\beta + 1) w_m \quad (2.17)$$

สมการนี้คำนวณได้จาก Carson's Rule จะควบคุม %Power Spectrum ประมาณ 98% ของกำลังส่ง

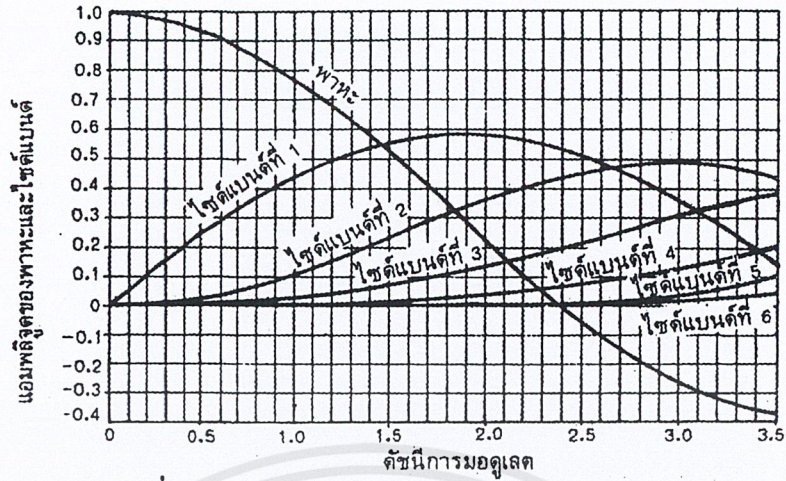
ถ้าหาก  $\beta \leq 1$  สัญญาณนี้คือสัญญาณ Narrow band ซึ่ง Bandwidth มีค่าเทียบเท่า  $2 w_m$  ( $BW = 2 w_m$ ) ปกติ  $\beta < 0.2$  ก็พอที่จะนำใช้สมการนี้ได้ Bandwidth จะมีหน่วยเป็น Hz ในนั้น  $\Delta w = \Delta f$  และ  $\Delta w_m = f_m$

ตัวอย่างในการส่งคลื่น FM ที่ใช้งานในวิทยุ ค่าความถี่สูงสุดของ  $v_m(t) \approx 3\text{KHz}$  และ  $\Delta f_c = \pm 5\text{KHz}$  จะมีค่า  $BW = 2(3+5) \text{KHz} = 16 \text{KHz}$  ซึ่งวิทยุรับ-ส่งจะอยู่ใน Narrow band FM

## 2.5 ไซด์แบนด์ของ FM

ในระบบ FM ถ้าเรามอดดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนนับอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะ ทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นมากมาย ความจริงแล้วไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมาก ๆ มักมีขนาดเล็กมากจนไม่ต้องคำนึงถึง ซึ่งสัญญาณ FM จะรักษาขนาดไว้คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่า กำลังของคลื่นพาหะยอมกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของพาหะกับไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดดูเลต เนื่องจากดัชนีการมอดดูเลตเป็นตัวกำหนดจำนวนของไซด์แบนด์ที่สำคัญ และขนาดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่าง ๆ (ดูรูปที่ 2.4) แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดดูเลตค่าต่าง ๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดดูเลตเป็นศูนย์จะมีแต่คลื่นพาหะอย่างเดียว (เท่ากับ 1 หน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์เมื่อดัชนีการมอดดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น ขนาดของไซด์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้น แต่ขนาดของพาหะกับเล็กลง จนกระทั่งดัชนีการมอดดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ ตอนนี้กำลังของคลื่น FM จะไปอยู่ในไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดดูเลตเพิ่มขึ้นอีก คลื่นพาหะก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก (เป็นค่าลบแสดงว่าเฟสตรงกันข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดดูเลตเป็น 3.1 ขนาดของพาหะจะเท่ากับ -0.3 หน่วย) สังเกตว่าจุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์นั้นมีอยู่หลายจุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 กราฟแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM

กราฟในรูปที่ 2.4 เขียนได้เป็นตารางดังแสดงในตารางที่ 2.1 เพื่อให้ดูง่ายขึ้น ในที่นี้เราตัดไซด์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของพาหะเดิม (ก่อนมอดูเลต) ออกไปโดยไม่คำนึงถึง เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ 0.94 หน่วย ไซด์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วย ไซด์แบนด์ทั้งคู่ถูดออกไปอันดับที่สองมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.03 หน่วย ไซด์แบนด์อื่นนอกจากนี้มีแอมพลิจูดน้อยสามารถตัดทิ้งได้ เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้น

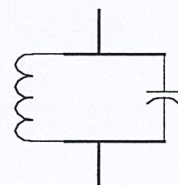
### 2.6 วงจรเรโซแนนซ์ (Resonance)

เป็นวงจรที่ต่อร่วมระหว่างตัวเก็บประจุ (C) กับขดลวดเหนี่ยวนำ (L) บางครั้งเราอาจจะเรียกชื่อวงจรเรโซแนนซ์ ว่าวงจรจูน (Tune) หรือวงจรแท็งก์ (Tank) เป็นต้น

วงจรเรโซแนนซ์ถูกนำมาใช้ในเครื่องรับและเครื่องส่งวิทยุต่างๆ ไป ด้วยวัตถุประสงค์ให้วงจรเรโซแนนซ์เป็นตัวเลือกความถี่และให้เป็นตัวกำหนดความถี่ที่เกิดขึ้น ให้เป็นความถี่หรือให้เป็นทางผ่านของความถี่แล้วแต่กรณีวงจรเรโซแนนซ์แบบใช้ขดลวดร่วมกับตัวเก็บประจุ มีอยู่ 2 แบบคือ วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series resonance) และวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel resonance) ดังแสดงในรูปที่ 2.5



(ก) วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม



(ข) วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

รูปที่ 2.5 วงจรเรโซแนนซ์แบบใช้ LC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ธรรมชาติของวงจรเรโซแนนซ์จะยอมให้ความถี่ค่าหนึ่งผ่านไปได้ดี เรียกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งเมื่อป้อนความถี่เรโซแนนซ์แก่วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม กระแสจะผ่านได้มากที่สุด โดยมีแรงดันตกคร่อมวงจรต่ำที่สุด ถ้าป้อนความถี่เรโซแนนซ์แก่วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน กระแสจะผ่านได้น้อยที่สุด โดยมีแรงดันตกคร่อมวงจรสูงที่สุด โดยปกติวงจรเรโซแนนซ์จะต้องมีแบนด์วิดท์ที่ยอมให้ความถี่ข้างเคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ทั้งด้านสูงและด้านต่ำผ่านไปได้ช่วงหนึ่ง ความถี่เรโซแนนซ์จึงหมายถึงความถี่ที่ผ่านวงจรตลอดแบนด์วิดท์ ซึ่งอาจจะกว้างหรือแคบขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์นั้นๆ ซึ่งมีสูตรคำนวณความถี่ คำนวณค่าการเหนี่ยวนำของขดลวดและคำนวณค่าความจุของตัวเก็บประจุของวงจรเรโซแนนซ์ดังนี้

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.18)$$

- เมื่อ  $f_r$  = ความถี่เรโซแนนซ์ มีหน่วยเป็นเฮิรต (Hz)  
 $L$  = ค่าการเหนี่ยวนำของขดลวด มีหน่วยเป็นเฮนรี (H)  
 $C$  = ค่าความจุของตัวเก็บประจุ มีหน่วยเป็นฟารัด (F)

ในสูตรเกี่ยวกับวงจรเรโซแนนซ์ ในบางครั้งเมื่อทราบค่าความถี่ที่ต้องการแล้ว แต่ยังต้องการทราบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด หรือค่าความจุของตัวเก็บประจุ ซึ่งหาได้จากสูตรต่อไปนี้

การหาค่าการเหนี่ยวนำของขดลวด

$$\begin{aligned} L &= 1 / (4 \pi^2 f_r^2 C) \\ &= 1 / (39.51 f_r^2 C) \\ &= 0.02531 / (f_r^2 C) \quad [H] \end{aligned} \quad (2.19)$$

การหาขนาดค่าความจุของตัวเก็บประจุ

$$\begin{aligned} C &= 1 / (4 \pi^2 f_r^2 L) \\ &= 1 / (39.51 f_r^2 L) \\ &= 0.02531 / (f_r^2 L) \quad [F] \end{aligned} \quad (2.20)$$

ค่าความถี่เรโซแนนซ์จะขึ้นอยู่กับค่าการเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าความจุของตัวเก็บประจุในวงจรเรโซแนนซ์ที่ทำงานกับความถี่ค่าเดียวจะใช้การเหนี่ยวนำและความจุคงที่ ถ้าจะใช้วงจรเรโซแนนซ์ทำงานได้กับหลายความถี่ต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้ เพื่อให้วงจรเปลี่ยนค่าความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ต้องการได้ ส่วนขอบเขตของความถี่เรโซแนนซ์ขึ้นอยู่กับ



ค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดของอุปกรณ์ ที่ใช้ปรับ ตัวอย่างการปรับความถี่แสดงดังในรูปที่ 2.6

(ก) แบบอนุกรม

(ข) แบบขนาน

รูปที่ 2.6 วงจรเรโซแนนซ์ปรับค่าได้

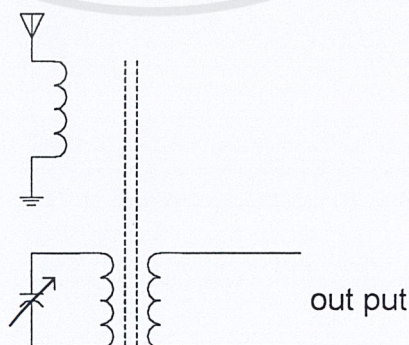
ในวงจรเครื่องรับวิทยุมักจะใช้วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน เช่น วงจรจูนเลือกความถี่สถานีต่างๆ วงจรเปลี่ยนความถี่ออสซิลเลเตอร์ และวงจรจูนความถี่ปานกลาง ในการเอามาใช้งานนั้นจะอยู่ในรูปแบบของหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งขดลวดจะถูกพันไว้บนแกนเฟอร์ไรต์ การนำความถี่เรโซแนนซ์ไปใช้งานอาจใช้หนึ่งขดลวดอีกขดหนึ่งต่างหาก หรือใช้วิธีต่อแยกจากหม้อแปลงแบบพันขดลวดอันเดียว ดังรูปที่ 2.7



(ก) แบบแยกขดลวด

(ข) แบบต่อแยกขดลวด

รูปที่ 2.7 การนำสัญญาณความถี่ออกจากวงจเรโซแนนซ์



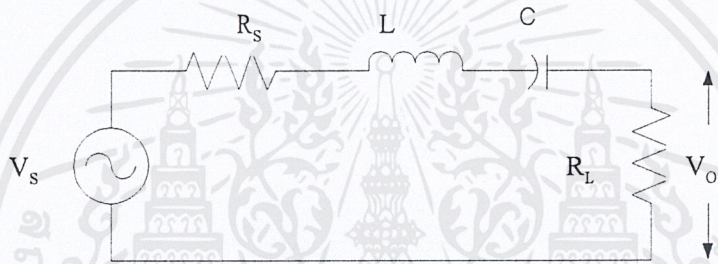
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรจูนเลือกความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.7 การดีมอดูเลต (Demodulation)

การแยกสัญญาณคือการแยกความถี่ที่เราไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ประสมเข้ามา โดยสัญญาณที่ประสมเข้ามามีคลื่นพาหะส่วนมากในเครื่องรับวิทยุจะมีความถี่ 455 KHz ซึ่งเป็นความถี่กลางในการรับและเราจำเป็นต้องได้แยกความถี่ 455 KHz ออกจากสัญญาณข่าวสารที่ประสมมา ในการแยกนี้ต้องได้อาศัย Oscillator จากข้างนอกที่ผลิตความถี่เท่ากับความถี่ที่เราต้องการแยกออก ตัวอย่างเช่นต้องการแยก 455 KHz ต้องให้ออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ 455 KHz ออกเพื่อไปหักล้างความถี่ที่ไม่ต้องการออก แล้วจะได้สัญญาณข่าวสารที่ยังเหลือ การสร้างออสซิลเลเตอร์ส่วนมากจะใช้ค่า LC Oscillator ในรูปการของการต่ออนุกรมและการต่อขนาน

- วงจร Resonance แบบอนุกรม  
(Series Resonance)



รูปที่ 2.9 วงจร Resonance แบบอนุกรม

ในวงจรรูปที่ 2.9 จะได้

$$\frac{v_o(s)}{v_s(s)} = H(s) = \frac{R_L}{R_s + sL + \frac{1}{sC} + R_L} \quad (2.21)$$

$$H(s) = \frac{\frac{R_L}{R_L + R_s} \times s \left( \frac{R_s + R_L}{L} \right)}{s^2 + s \left( \frac{R_s + R_L}{L} \right) + \frac{1}{LC}} \quad (2.22)$$

K : Passband gain

$$K = \frac{R_L}{R_L + R_s}$$

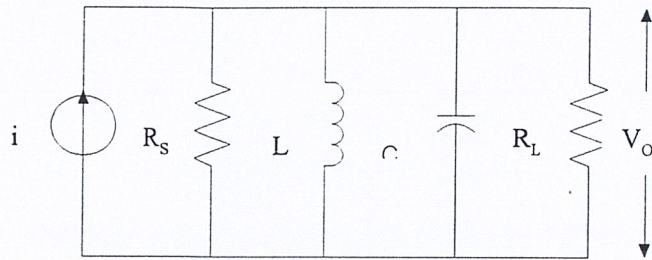
$$\text{ความถี่ศูนย์กลาง } \omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad [R/s] \quad (2.23)$$

$$-3\text{dB(BW)} : \text{BW} = \frac{R_s + R_L}{L} \quad [R/s] \quad (2.24)$$

$$Q_p = \frac{1}{R_L + R_s} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจร Resonance แบบขนานหรือวงจรแทงค์  
(Parallel Resonance or Tank Circuit)



รูปที่ 2.10 วงจร Resonance แบบขนาน

จากรูปวงจรที่ 2.10 จะได้ค่าแอดมิแตนซ์  $Y_T$  จะมีค่าเป็น

$$Y_T = \frac{1}{R} + \frac{1}{SL} + SC = \frac{SL + R + S^2LCR}{SLR}$$

ซึ่ง  $v_o = i z_T$  โดยที่  $z_T = 1/Y_T$  จะได้

$$v_o = \frac{iSLR}{S^2LCR + SL + R} \left( \frac{1}{LCR} \right) \left( \frac{1}{LCR} \right) \quad (2.26)$$

$$\frac{v_o}{i} = 2(S) = \frac{S \left( \frac{1}{C} \right) \left[ \frac{R}{R} \right]}{S^2 + S \left( \frac{1}{RC} \right) + \frac{1}{LC}} \quad (2.27)$$

$$Z_{TANK} = \frac{RS \left( \frac{1}{RC} \right)}{S^2 + S \left( \frac{1}{RC} \right) + \frac{1}{LC}} \quad (2.28)$$

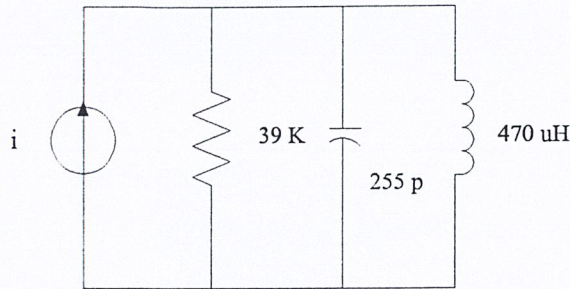
$$w_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.29)$$

จะได้  $BW = \frac{1}{RC} \quad (2.30)$

$$Q_p = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.31)$$

$$R = R_s // R_L$$

ตัวอย่าง วงจรที่ใช้เข้าไปในบทนิพนธ์ในภาค Detector ที่นำไปใช้วงจร Quadrature tank



รูปที่ 2.11 รูปวงจร resonance แบบขนาน

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{225 \times 10^{-12} \times 470 \times 10^{-6}}}$$

$$f_p = 460 \text{ KHz}$$

$$BW = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 39 \times 10^3 \times 255 \times 10^{-12}}$$

$$BW = 16 \text{ KHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### ส่วนประกอบของเครื่องส่งคลื่นวิทยุระบบ FM

จุดเริ่มต้นของการส่งวิทยุที่ประกอบด้วย การสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ที่เรียกว่า แคร้เรียร์เจเนอเรชัน (Carrier generation) นำสัญญาณข้อมูลหรือเสียง ไปมอดูเลต แล้วจึงทำการขยายสัญญาณเพื่อส่งออกไปยังสายอากาศหรือตัวนำคลื่นเป็นสัญญาณความถี่วิทยุ (RF) โดยมีวงจรสร้างสัญญาณพาหะก็คือออสซิลเลเตอร์ ซึ่งต่อเชื่อมเข้ากับวงจรขยายเพื่อเพิ่มกำลังส่งออกไปกับสายอากาศ ซึ่งเราสามารถอธิบายส่วนประกอบของเครื่อง ส่งสัญญาณ ได้ดังนี้

**วงจรสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ (Carrier Generator)** โดยส่วนมากจะเป็นวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) ซึ่งจะให้สัญญาณความถี่ที่ต้องการ ได้เที่ยงตรงและมีเสถียรภาพดี โดยส่วนมากมักมีการต่อวงจรขยายบัฟเฟอร์เข้าไปเพื่อแยกวงจรออสซิลเลเตอร์ออกจากโหลดเป็นการป้องกันการเปลี่ยนความถี่เนื่องจากค่าโหลดของวงจรออสซิลเลเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงไป และนอกจากนั้นก็ยังได้นำใช้ R,L,C เป็นตัวออสซิลเลเตอร์อีกด้วย ในปริญญานิพนธ์นี้ใช้เฟสล็อกในการสร้างความถี่คลื่นพาห์

**วงจรมอดูเลตสัญญาณ (Modulator)** ทำการแปลงคุณสมบัติของสัญญาณพาหะให้มีลักษณะตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลหรือเสียงพูดที่ต้องการส่ง

**วงจรขยาย (Amplifier)** เป็นการขยายในรูปแบบต่าง ๆ ให้มีกำลังที่แรงขึ้นกว่าเดิม ในขั้นตอนที่ต่างกันตัวอย่างเช่นวงจรขยายภาคสุดท้ายก่อนที่จะออกไปที่สายอากาศ

**วงจรมีพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching circuit)** เป็นวงจรที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อระหว่างวงจรขยายความถี่วิทยุ (RF amplifier) ในแต่ละภาคเพื่อให้ถ่ายเทกำลังไปยังภาคต่อไปให้ได้มากที่สุด การที่จะทำให้มีการถ่ายพลังงานมากที่สุดจากวงจรขยายชุดหนึ่งไปยังอีกชุดหนึ่งจะต้องมีค่าของอิมพีแดนซ์ของวงจรแรกเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรถัดไป วงจรมีพีแดนซ์แมตชิ่งโดยทั่วไป เป็นวงจรของตัวนำและตัวเก็บประจุ LC (Inductors and Capacitors) ที่มีรูปแบบการต่อต่าง ๆ กันเช่น โครงข่ายรูป L และโครงข่ายรูป T หรืออาจเป็นหม้อแปลงรูปโดนัทที่เป็นแกนผงเหล็ก เรียกว่า ทอรอยด์ (Toroid)

**วงจรกระบวนการเสียง (Speech Processing Circuit)** เป็นวงจรอีกส่วนหนึ่งซึ่งทำหน้าที่เกี่ยวกับเสียงในระบบของเครื่องส่ง เช่นในเครื่องส่งอาจมีวงจรที่ใช้สำหรับป้องกันการมอดูเลชันมากเกินไป (Over Modulation) หรือตัวอย่างของวงจรกระบวนการเสียง เช่นวงจรจำกัดขนาดของเสียง (Voice Clipper) ซึ่งใช้ไดโอดในการลดแอมพลิจูดของสัญญาณในการมอดูเลตสัญญาณเสียง

### 3.1 หลักการทำงานของ Phase-locked loop

เฟสล็อกประกอบด้วยเฟสดีเทคเตอร์ (phase detector) ลูปฟิลเตอร์ (loop filter) และ voltage controlled oscillator (VCO) ซึ่งเฟสดีเทคเตอร์จะทำหน้าที่เปรียบเทียบกับเฟสของสัญญาณอินพุตกับเฟสของสัญญาณของ VCO และให้แรงดัน (หรือกระแส) เอาท์พุทซึ่งมีขนาดแปรผันกับผลต่างของเฟส สำหรับลูปฟิลเตอร์นั้นจะทำหน้าที่เพื่อหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณอินพุตจากเฟสดีเทคเตอร์ โดยสัญญาณเอาท์พุทจากลูปฟิลเตอร์จะถูกใช้เพื่อควบคุม VCO

- ในกรณีที่ไม่มีสัญญาณอินพุต สัญญาณเอาท์พุทจากลูปฟิลเตอร์จะเป็นศูนย์ ซึ่งจะทำให้ VCO ออสซิลเลตอยู่ที่ความถี่ free-running

$$\omega_o = 2\pi f_o$$

- เมื่อสัญญาณอินพุตความถี่  $\omega_s = 2\pi f_s$  โดยที่  $f_s$  มีค่าใกล้เคียงกับ  $f_o$  สัญญาณจาก VCO จะ synchronize กับสัญญาณอินพุต

- ในกรณีที่ PLL นั้น lock อยู่กับสัญญาณอินพุต ความถี่ของสัญญาณ VCO  $f_{VCO} = f_s$  โดยมีผลต่างเฟสที่คงที่  $\phi_o$

- ถ้า  $f_s$  เปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ PLL ยังสามารถที่จะตามติดกับสัญญาณอินพุตได้

- Lock range คือช่วงความถี่ที่ PLL สามารถรักษาคาร์ล็อกกับสัญญาณอินพุตได้

- Capture range คือช่วงความถี่ที่ PLL สามารถ lock กับสัญญาณอินพุตได้ (จากสภาวะ unlocked เข้าสู่สภาวะ locked)

- โดยปกติ Capture range จะน้อยกว่า lock range

- ความถี่ของ VCO 
$$\omega_{ose} = \omega_o + K_o V_e \quad (3.1)$$

โดยที่  $\omega_o = \text{free-running frequency}$

$K_o = \text{VCO gain}$

$V_e = \text{error voltage ที่ขับ VCO}$

- Output ของ phase detector

$$V_d = K_D \phi_d = K_D (\phi_s - \phi_o) \quad (3.2)$$

โดยที่

$K_D = \text{phase detector gain}$

$\phi_d = \text{phase difference } (\phi_s - \phi_o)$

- Output phase ของ VCO สามารถเขียนได้เป็น

$$\phi_o(t) = \phi_o \Big|_{t=0} + \int_0^t \omega_{ose}(t) dt$$

$$\phi_o(s) = \frac{\omega_{ose}}{s} = \frac{K_o V_e}{s} \quad (3.3)$$

∴ VCO สามารถถูกจำลองการทำงานด้วย integrator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$\frac{V_e}{\phi_s} = \frac{sK_D AF(s)}{s + K_D K_o AF(s)} = \frac{K_L}{K_o} \left[ \frac{sF(s)}{s + K_L F(s)} \right] \quad (3.4)$$

เมื่อ

$$K_L = K_D K_o A \quad \text{total dc loop gain}$$

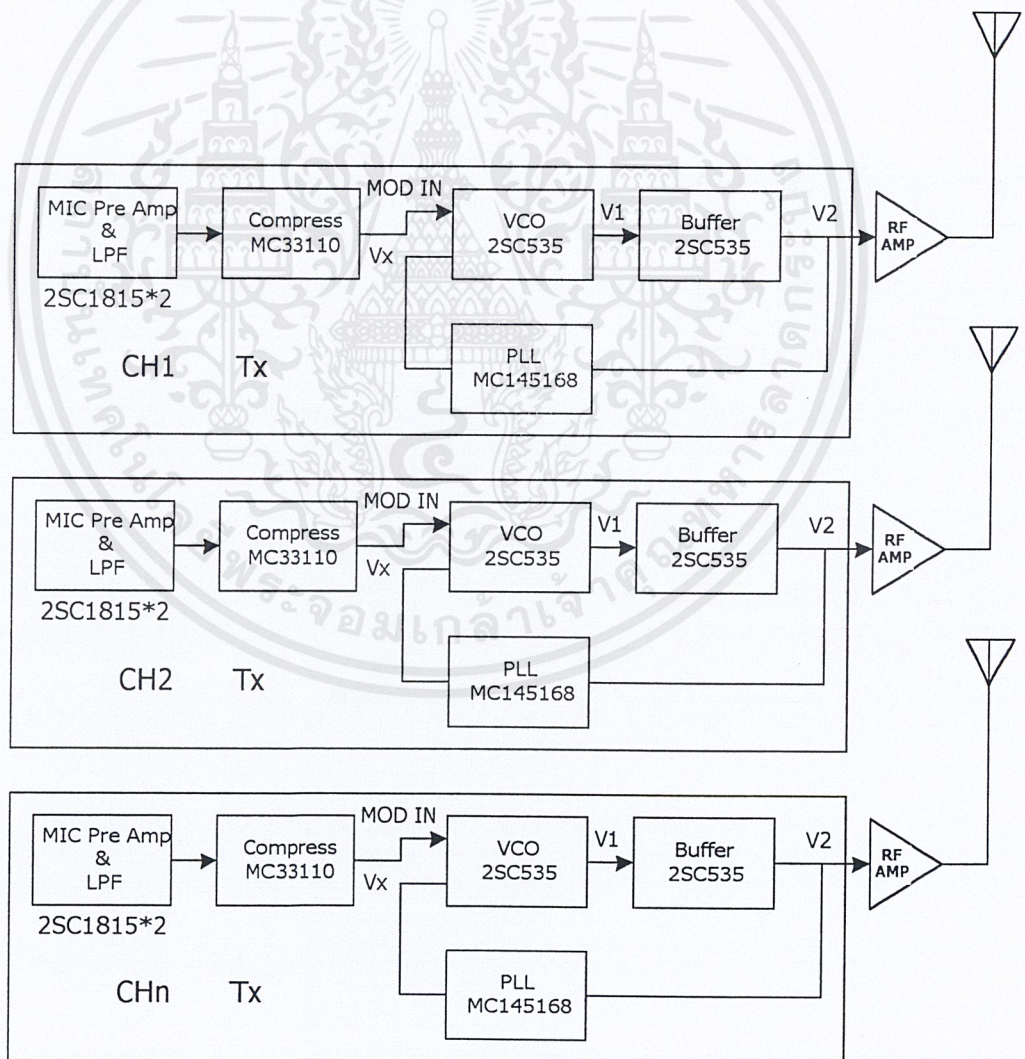
- หรือความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_e$  กับ  $\Delta\omega_s$  (frequency deviation)

คือ

$$\frac{V_e}{\Delta\omega_s} = \frac{1}{s} \frac{V_e}{\phi_s} = \frac{K_L}{K_o} \left[ \frac{F(s)}{s + K_L F(s)} \right] \quad (3.5)$$

### 3.2 เครื่องส่ง FM

ในการทำงานของภาคส่งจะประกอบด้วยภาคต่าง ๆ ดังข้างล่างนี้



รูปที่ 3.1 แผนภาพของภาคส่ง วิทยุระบบ FM แบบ Narrow Band

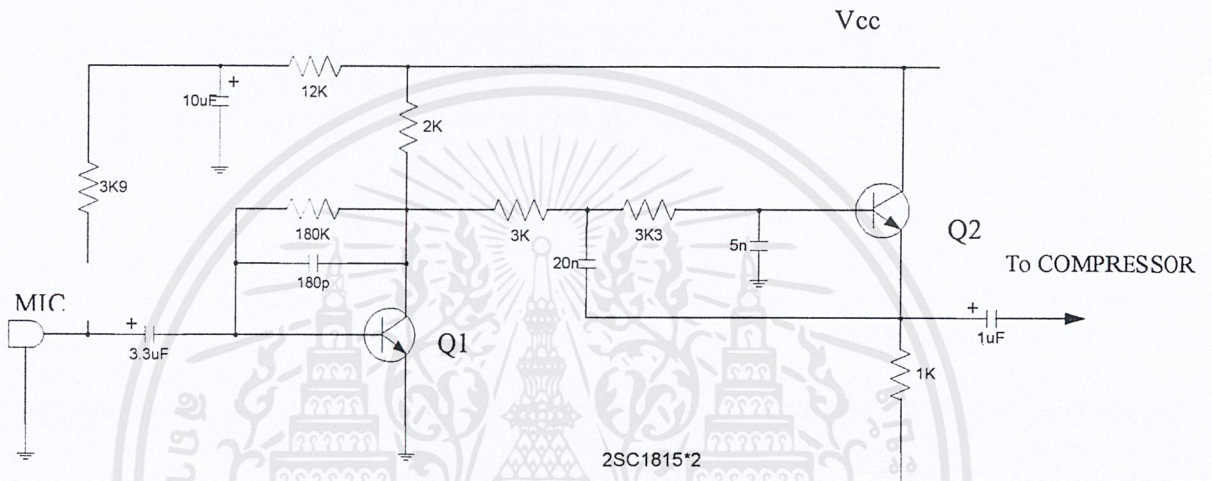
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.1 ภาคไมโครโฟนปรีแอมป์ และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ทำหน้าที่ขยายสัญญาณจากไมโครโฟน ซึ่งมีขนาดเล็กให้มีความแรงขึ้น เพียงพอที่จะนำไปมอดคูเลตกับคลื่นพาห์ และเป็นส่วนหนึ่งของ LPF เพื่อป้องกันมิให้ความถี่ข้างเคียงที่เกิดจากการมอดคูเลชันกว้างเกินไป สัญญาณที่ถูกขยายแล้ว จะต้องถูกจำกัดแบนด์วิดท์ โดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท อันดับที่ 3

Q1 จะทำหน้าที่ทั้งเป็นวงจขยายและส่วนกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 1

Q2 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน อันดับที่ 2 ซึ่งมีค่าความถี่คัทออฟประมาณ 5 KHz



รูปที่ 3.2 วงจรของภาคปรีแอมป์ และ LPF

### 3.2.2 ภาคคอมเพรสเซอร์ (Compressor)

ใช้วงจรรวม MC 33110 ดังในรูปที่ 3.3 ซึ่งถ้าเลือกทำงานในโหมดคอมเพรส จะทำงานเป็นวงจขยาย ซึ่งปรับค่าอัตราขยาย โดยถูกควบคุมด้วยระดับสัญญาณที่ทางเข้า ค่าเฉลี่ยของระดับสัญญาณที่ทางเข้า จะถูกเปลี่ยนเป็นไฟตรง แล้วนำไปควบคุมค่าอัตราขยาย โดยมีความสัมพันธ์

$$v_o = \frac{\sqrt{v_{in}}}{10} \quad (3.1)$$

ดังในรูปที่ 3.4 สัญญาณที่มีขนาดเล็ก จะถูกขยาย ในขณะที่สัญญาณที่มีความแรงจะถูกลดทอน ซึ่งจะมีผลทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนดีขึ้น และป้องกันการเกิดโอเวอร์มอดคูเลชัน



สำหรับการทำงานในวงจรที่แสดงในรูปที่ 3.5 นั้น วารีแคป MV 2109 จะทำหน้าที่ควบคุมความถี่ของ VCO ร่วมกับขดลวด 120 nH ซึ่งค่า C จะเปลี่ยนแปลงโดยแรงดันที่ได้รับจาก LPF ของเฟสล็อกคูลูป วารีแคป MV 2101 จะทำหน้าที่เป็นตัวมอดคูเลเตอร์ MV 2101 จะถูกไบอัสไว้ที่ระดับ  $V_{cc}/2$  เมื่อได้รับสัญญาณ ค่า C ของ MV 2101 จะเปลี่ยนแปลง ทำให้เกิดการมอดคูเลตแบบ FM

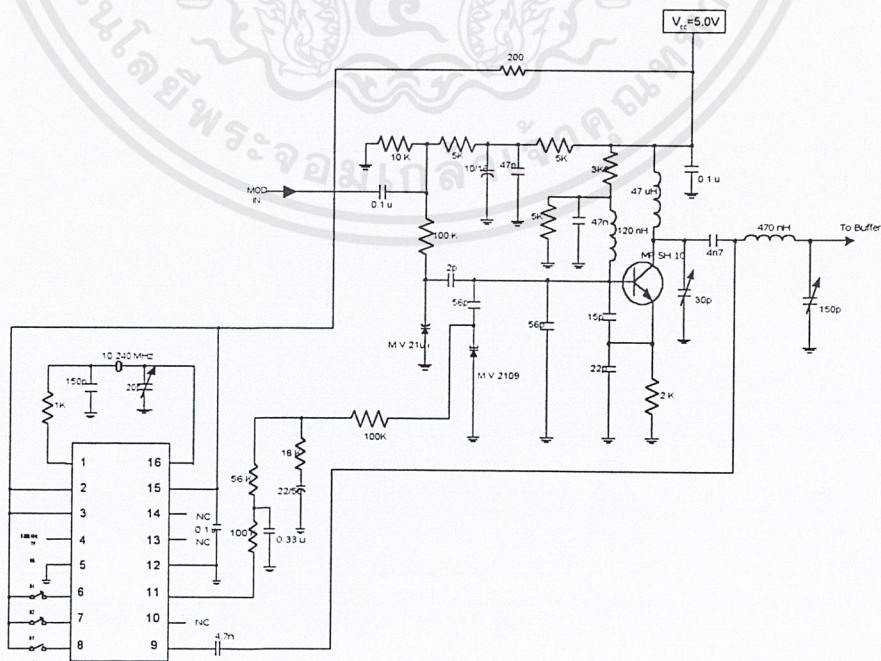
### 3.2.3.1 ภาควโค

ถือว่าเป็นส่วนสำคัญในการออกแบบวงจรความถี่สูง ซึ่ง VCO จะทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมหรือบังคับการเปลี่ยนแปลงความถี่ให้ได้ตามต้องการ โดยการควบคุมแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไปตามการขยายในลูปและยังรักษาการทำงานได้ในสภาวะที่มีการรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟ ทำให้ผลที่เกิดขึ้นจากการรบกวนภายใน ในทางปฏิบัตินี้ของลง ซึ่งลักษณะเฉพาะของ VCO จะมีดังนี้

ช่วงความถี่ (Frequency Range) แต่ละช่องจะถูกควบคุมด้วย VCO ตามลักษณะเฉพาะต่างๆ

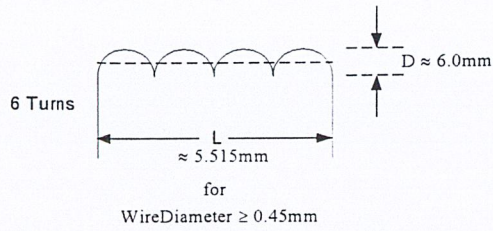
ความไวในการควบคุม (VCO Sensitivity) บางครั้งเรียกว่า VCO Gain ซึ่งความเร็วนี้จะเป็นการเปลี่ยนแปลงความถี่ต่อแรงดัน สำหรับ VCO ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดันมีหน่วยเป็น Hz/Volt หรือ rad/sec.Volt ในนั้นความเร็วของ VCO ก็เป็นส่วนที่สำคัญคือจะมีผลต่อลูปเกนของเฟสล็อกคูลูปและการคิมมอดคูเลเตอร์

ความเป็นเชิงเส้น (Linearity) นี้จะได้อธิบายการเปลี่ยนจากความถี่ที่เป็นเชิงเส้นตามการควบคุมของระดับแรงดัน (1 เปรอร์เซ็นต์ที่เปลี่ยนเป็นมากที่สุดนั้นจะถูกพิจารณาว่าดีที่สุด) ความเป็นเชิงเส้น มีความสำคัญมากในกรณีที่ใช้เฟสล็อกคูลูป ใช้งานเป็นตัวมอดคูเลเตอร์



รูปที่ 3.6 วงจรการทำงานของภาควโค

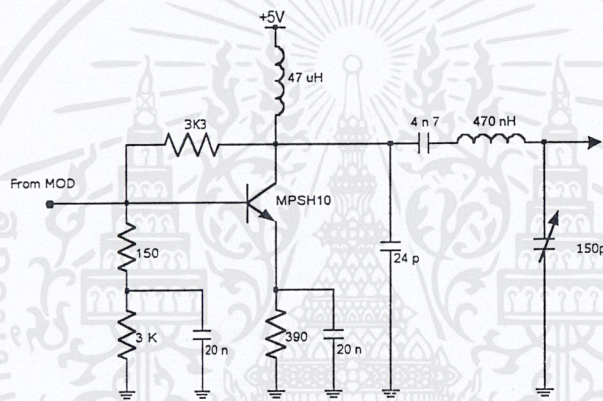
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 รูปการพันขดลวดของ L ที่มีค่า 120 nH

### 3.2.3.2 ภาคบัฟเฟอร์ ( Buffer)

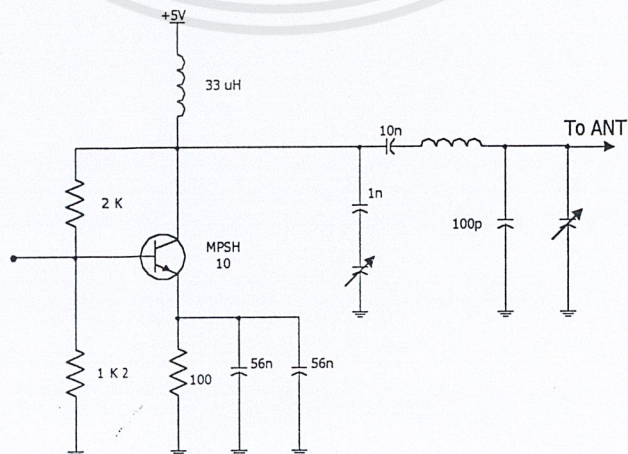
สำหรับในภาคนี้จะทำหน้าที่เป็นตัวกันชนระหว่างภาค VCO และภาค Amplifier โดยจะรักษาไม่ให้ภาค VCO มีผลกระทบที่เกิดจากการโหลดจากสัญญาณ ต่อภาค VCO ซึ่งอาจเป็นการก่อให้เกิดปัญหาได้



รูปที่ 3.8 วงจรของภาคบัฟเฟอร์

### 3.3 ภาคขยาย (RF Amp)

ซึ่งหน้าที่ของภาคนี้นั้น จะทำให้สัญญาณที่พร้อมเพื่อจะส่งออกไปทางสายอากาศ มีความแรงขึ้น โดยวงจรการทำงานจริงมีดังในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรของภาคขยาย RF

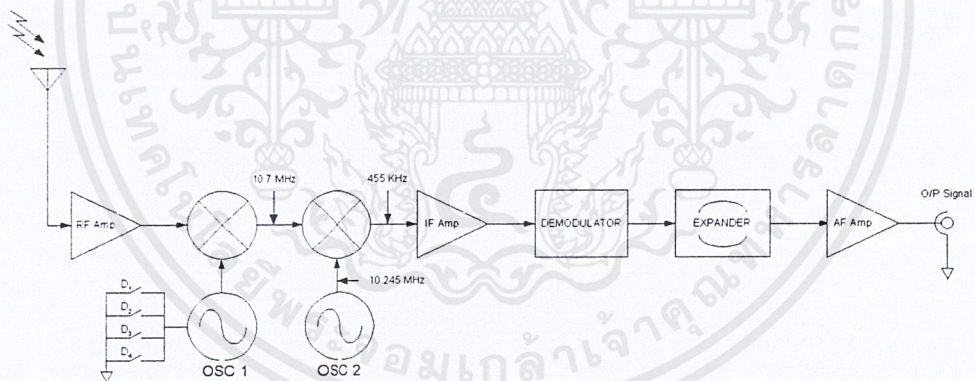
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

## ส่วนประกอบของเครื่องรับระบบ FM

## 4.1 เครื่องรับ FM

ในการทำงานของเครื่องรับระบบแบนด์แคปเอฟเอ็ม (Narrow band FM) จะประกอบด้วย ส่วนต่างๆ ดังนี้ เมื่อรับสัญญาณผ่านเข้ามาทางเสาอากาศแล้วจะทำการขยายให้มีสัญญาณแรงขึ้นแล้ว จึงนำมารวมกับสัญญาณ จากโกลคอลลอสซิเลเตอร์ที่มิกเซอร์ภาคแรก แล้วจะได้สัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่ง IF ภาคแรกจะทำหน้าที่กำจัดความถี่เงา (Image frequency) จากนั้นจะผ่านการขยายแล้วจึงนำไปยังมิกเซอร์ภาคที่สอง ซึ่งจะเป็นการรวมสัญญาณความถี่จากโกลคอลลอสซิเลเตอร์ภาคที่สองโดยในภาคนี้มีความถี่เท่ากับ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่มิกเซอร์ภาคที่สองนี้ภายหลังที่รวมสัญญาณแล้วจะได้ผลของสัญญาณมีค่าเท่ากับ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งภาคนี้จะทำงานในลักษณะ เป็นการควบคุมแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth) เพื่อลดการรบกวนกันของแต่ละช่องสัญญาณแล้ว จึงนำไปตีมอดคูเลตเพื่อแยกสัญญาณ จากนั้นสัญญาณจะเข้าสู่ภาค Expander เพื่อทำการขยาย สัญญาณที่ถูกกดมาจากภาคส่งแล้วนำสัญญาณส่งไปยังภาค Headphone เพื่อทำการขยายสัญญาณ เสียงแรงขึ้น แล้วส่งออกไป



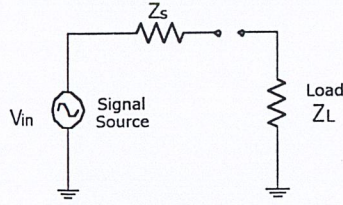
รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ Narrow band FM

## 4.1.1 การถ่ายทอดกำลังงาน (Power Transfer)

ในอินพุทของเครื่องรับสัญญาณ ซึ่งก็คือสัญญาณจากสายอากาศที่เข้าไปยังวงจรภาครับนั้นเอง ในนั้นอิมพีแดนซ์ระหว่างสายอากาศกับวงจรภายในเครื่องรับจะเป็นส่วนที่ถือว่ามีความสำคัญอย่างมาก เนื่องจากว่าอิมพีแดนซ์ระหว่างเครื่องรับและสายอากาศนั้นจะทำให้มีการถ่ายทอดกำลังงานได้มากที่สุด ตัวอย่างของเครื่องรับสัญญาณโดยทั่วไปจะมีค่า 50 , 75 และ 300 โอห์ม โดยอิมพีแดนซ์สายอากาศแต่ละค่านี้จะใช้เฉพาะในแต่ละกรณี เช่นว่าเครื่องรับโทรทัศน์ชนิด 75 โอห์ม ก็จะใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับสายโคแอกซ์ (coax) และชนิด 300 โอห์มก็จะใช้กับสายคู่ (twin-lead) ซึ่งการถ่ายทอดกำลังงานจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายกับโหลด ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรสมมุติแสดงการถ่ายทอดกำลังงาน

โดย  $V_{in}$  คือแหล่งกำเนิดแรงดัน (คงที่)

$Z_s$  คืออิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดแรงดัน

$Z_L$  คืออิมพีแดนซ์ของโหลด

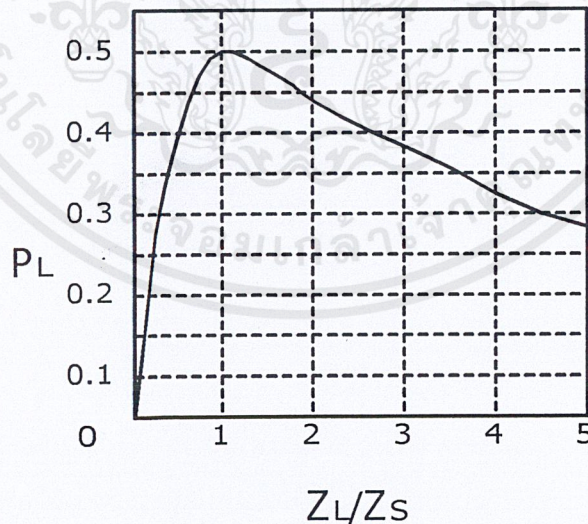
ซึ่งกระแสอยู่ในวงจรที่ผ่านอิมพีแดนซ์  $Z_s$  และ  $Z_L$  จะมีดังนี้

$$\frac{V_{in}}{Z_s + Z_L} = i_L$$

และกำลังที่จ่ายให้กับโหลดก็คือ

$$\left( \frac{V_{in}}{Z_s + Z_L} \right) Z_L = P_L$$

$$\text{ขณะที่อินพุตเป็น } \left( \frac{V_{in}}{Z_s + Z_L} \right) (Z_s + Z_L) = P_{in}$$



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงการถ่ายทอดกำลังงานของอิมพีแดนซ์  $Z_s$  และ  $Z_L$  ที่แตกต่างกัน

ในรูปที่ 4.3 เป็นการแสดงกราฟของ  $P_L$  ตามอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงระหว่าง  $Z_s$  และ  $Z_L$  ซึ่งจะพบว่ากำลังงานที่โหลดได้รับมากที่สุดคือ  $Z_L/Z_s = 1$  นั้นแสดงว่า  $P_{out} = P_{in}/2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1.2 การเลือกความถี่ IF

ข้อควรพิจารณาในการเลือกความถี่ IF มีอยู่หลายประการ ส่วนมากจะเกี่ยวกับแบนด์วิดท์ ในทางทฤษฎีแบนด์วิดท์จะขึ้นอยู่กับความถี่ใช้งานและค่า  $Q$  ของวงจรตามสมการ  $BW = f_0/Q$  ฉะนั้นถ้าหากเราต้องการซีเลกติวิตี (Selectivity) ที่ดี แบนด์วิดท์จะต้องแคบ เพราะฉะนั้นวงจรจะต้องมีค่า  $Q$  สูงและความถี่จะต้องมีค่าต่ำ ดังนั้นเราจึงนิยมเลือกความถี่ IF ให้มีค่าต่ำกว่าความถี่ใช้งาน ซึ่งจะเป็นผลดีในการออกแบบวงจรอีกด้วยเพราะวงจรความถี่ต่ำออกแบบให้มีเสถียรภาพดีและอัตราขยายสูงได้ง่าย

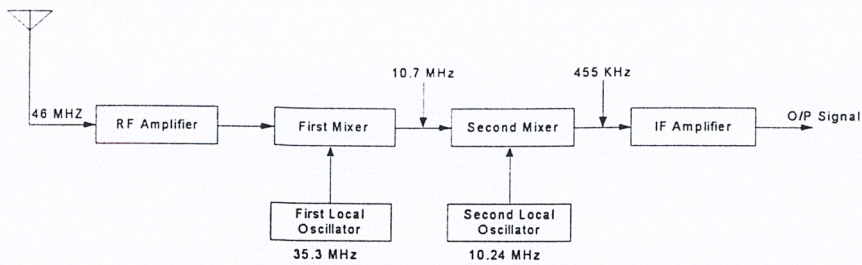
เหตุผลอีกประการหนึ่งในการเลือกความถี่ IF ก็คือ ต้องให้แบนด์วิดท์มีค่าพอเหมาะเช่นสมมุติว่าเครื่องรับระบบ FM ใช้ความถี่ IF เป็น 60 เมกะเฮิร์ตซ์ และ  $Q$  ของวงจรมีค่าเท่ากับ 60000 แบนด์วิดท์ จะได้ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งแคบเกินกว่าจะใช้ประโยชน์ได้ เพราะแบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM มีค่าอย่างน้อย 200 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นเราจะต้องคำนึงถึงแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่จะรับด้วย

แต่ตัวจริงในโครงการนี้ การเลือกความถี่ IF ก็คือต้องให้แบนด์วิดท์มีค่าพอเหมาะเช่นเครื่องรับระบบ FM ใช้ความถี่ IF เป็น 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ และ  $Q$  ของวงจรมีค่าเท่ากับ 53.5 แบนด์วิดท์ จะได้ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งมีค่าพอเหมาะที่จะใช้กับวิทยุ FM ระบบ Wide band ซึ่งจะไม่เพียงพอกับ FM Narrow band จึงต้องใช้แบบ Double conversion

ข้อพิจารณาอีกข้อหนึ่งก็คือ การกำจัดสัญญาณความถี่เงา (Image frequency) ความถี่เงาเป็นสัญญาณ RF ที่เราไม่ต้องการ เพราะเมื่อสัญญาณความถี่เงาเข้ามาผสมกับสัญญาณออสซิลเลเตอร์ จะได้ความถี่เท่ากับสัญญาณ IF พอดี ถ้าหากว่า IF มีความถี่เท่ากับ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ และความถี่ใช้งานเท่ากับ 46 เมกะเฮิร์ตซ์ ถ้าใช้ความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ต่ำกว่าความถี่ใช้งาน จะได้ความถี่ออสซิลเลเตอร์เท่ากับ 46 เมกะเฮิร์ตซ์ - 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ = 35.3 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นเมื่อสัญญาณออสซิลเลเตอร์และสัญญาณ RF ผสมกันความถี่ผลต่างที่เกิดขึ้นจึงเท่ากับ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์พอดี อย่างไรก็ตามยังมีสัญญาณอีกตัวหนึ่ง ซึ่งเมื่อรวมกับความถี่ 35.3 เมกะเฮิร์ตซ์ ของโลคอลออสซิลเลเตอร์แล้ว จะได้ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ พอดี สัญญาณนั้นจะถูกเรียกว่าสัญญาณความถี่เงา (Image frequency) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 24.6 เมกะเฮิร์ตซ์ สัญญาณความถี่เงานี้จะห่างจากความถี่ RF ที่เราต้องการให้ผ่านเท่ากับ 2 เท่าของ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเราสามารถใช้งานวงจรรองความถี่เพื่อกำจัดเอาความถี่เงาออกได้

#### 4.2 Double Conversion Receiver

ความถี่ RF ที่รับเข้ามาจะมีแบนด์วิดท์ตามที่ต้องการ โดยจะผ่านการแปลงความถี่ 2 ครั้งคือ จาก RF ถึงความถี่กลาง IF เท่ากับ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ และแปลงเป็น 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งแสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมดังนี้



รูปที่ 4.4 แผนภาพการทำงานของภาครับแบบ Double conversion

จากรูปจะพบว่าสัญญาณที่เข้ามาทาง Antenna มีค่าความถี่ 46 เมกะเฮิร์ตซ์ ( $\pm 5$  KHz) จะทำการขยายความถี่ที่ภาค RF แล้วป้อนให้แก่ภาคมิกเซอร์ตัวที่หนึ่ง ซึ่งโคมคอลลอสซิลเลเตอร์ภาคที่หนึ่งจะผลิตความถี่สูงหรือต่ำกว่าความถี่ RF ก็ได้ ดังแสดงในรูปข้างบน ความถี่โคมคอลลอสซิลเลเตอร์ภาคที่หนึ่งจะต่ำกว่า ความถี่ RF โดยมีค่าเท่ากับ 35.3 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งขาออกของมิกเซอร์ตัวแรกจะมีค่าเท่ากับ 56.7 เมกะเฮิร์ตซ์ และ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งความถี่ที่สามารถผ่าน Ceramic Filter ไปได้มีเพียง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์  $\pm 100$  กิโลเฮิร์ตซ์ เท่านั้น ส่วนสัญญาณ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ออกไปจากมิกเซอร์ตัวแรกจะเป็นขาเข้าให้แก่มิกเซอร์ตัวที่สอง โดยโคมคอลลอสซิลเลเตอร์ตัวที่สองจะผลิตความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ เข้าที่มิกเซอร์ตัวที่สอง จากมิกเซอร์ภาคนี้จะได้สัญญาณ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อผ่าน Ceramic Filter ออกไป จากที่ IF เท่ากับ 455 กิโลเฮิร์ตซ์  $\pm 5$  กิโลเฮิร์ตซ์ จะเป็นภาคที่มีความถี่กลางต่ำกว่าความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งความถี่ในช่วงนี้มีค่าแบนด์วิดท์แคบเราสามารถควบคุมและลดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณด้วยกัน จากนั้นเรายังสามารถสร้างและออกแบบวงจรสำหรับแยกสัญญาณได้ง่าย

#### 4.3 การกำจัดความถี่เงา (Image Frequency Rejection)

สัญญาณ RF ที่เข้าไปทำการขยายแล้วจะถูกรวมกับสัญญาณออสซิลเลเตอร์ ซึ่งจะเกิดสัญญาณความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยสัญญาณ RF นี้จะมีสองค่าที่ไปรวมกับออสซิลเลเตอร์แล้วได้ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่ง RF ตัวแรกคือตัวที่เราต้องการ และ RF ตัวที่สองคือตัวที่เราไม่ต้องการ สัญญาณ RF ตัวที่สองนี้เรียกว่า ความถี่เงา

ถ้าว่าความถี่โคมคอลลอสซิลเลเตอร์สูงกว่าความถี่ RF ความถี่เงาที่เกิดขึ้นจะมีค่าตามสมการข้างล่างนี้

$$\text{Image Frequency} = \text{RF} + 2 * \text{IF}$$

ถ้าหากความถี่โคมคอลลอสซิลเลเตอร์ต่ำกว่าความถี่ RF ความถี่เงาที่เกิดขึ้นจะมีค่าตามสมการข้างล่างนี้

$$\text{Image Frequency} = \text{RF} - 2 * \text{IF}$$

จากนั้นเราจะเห็นได้ว่าความถี่เงาจะมีค่าเป็น  $2 * \text{IF}$  ซึ่งเป็นความถี่ที่สูงพอที่จะกำจัดด้วยวงจรกรองความถี่ ทำให้ความถี่เงาหายไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

## เฟสล็อกกลูบซินธิไซเซอร์

เครื่องรับส่งวิทยุในปัจจุบันส่วนใหญ่นิยมใช้วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบทั้งคลื่น วงจรที่ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่เรียกว่า ซินธิไซเซอร์ (synthesizer) ซึ่งแปลว่าสังเคราะห์ (ความถี่) วิธีสังเคราะห์ความถี่นี้ทำให้วงการเครื่องรับส่งวิทยุเปลี่ยนโฉมหน้าไปอย่างมาก โดยเฉพาะรูปร่างของตัวเครื่องจะมีปุ่มควบคุมต่าง ๆ มากขึ้น เนื่องจากมีขีดความสามารถเพิ่มขึ้น สามารถโปรแกรมเลือกความถี่ใช้งานได้มาก จึงทำให้เกิดความคล่องตัวในการวางขายการสื่อสาร

ความจริงวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็คือ วงจรที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด ซึ่งช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงความถี่ที่แน่นอน แล้วแต่ใช้งาน โดยวิธีสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีคือ

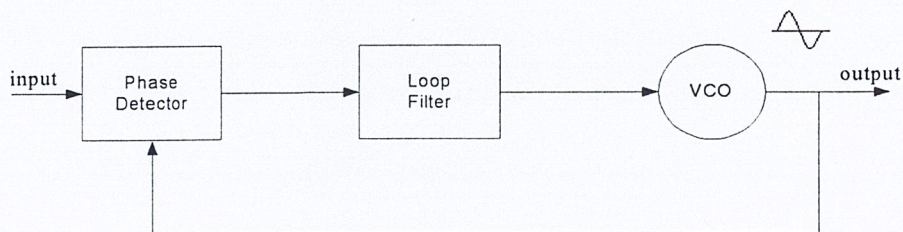
-วิธีสังเคราะห์โดยตรง (direct synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่ามาผสมกัน เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติต้องใช้แร่บังคับความถี่หลายชุด

- วิธีสังเคราะห์โดยอ้อม (indirect synthesis) วิธีนี้อาศัยเฟสล็อกกลูบ (phase locked loop เรียกย่อว่า PLL)

วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยอ้อมหรือวิธีเฟสล็อกกลูบนั้น เราอาศัยการกำเนิดสัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งควบคุมความถี่ได้โดยปรับแรงดันที่เรียกว่า VCO สัญญาณจาก VCO จะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิงแล้วนำผลลัพธ์ความถี่คลาดเคลื่อนมาแปลงเป็นแรงดัน ไปควบคุมการออสซิลเลตของ VCO อีกครั้งหนึ่ง

## 5.1 เฟสล็อกกลูบ

เฟสล็อกกลูบเป็นระบบป้อนกลับ ที่บังคับให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกกลูบประกอบด้วยภาคสำคัญ 3 ภาค คือ ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทคเตอร์ (Phase detector) ภาคฟิลเตอร์ (Loop filter) และภาค VCO (ดูรูปที่ 5.1)



รูปที่ 5.1 แผนผังของเฟสล็อกกลูบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าหากว่ามีสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณเป็นคาบ (Periodic) เข้ามาที่อินพุทภาคเทียบเฟสจะทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาท์พุทที่ได้จากภาคเฟสดีเทคเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้ป้อนไปให้วงจรรูปฟิลเตอร์ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดโทพาสกรองเอาแต่เฉพาะไฟตรง เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลตของ VCO ต่อไป

เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก (Lock) ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่อินพุทพอดี อาจจะมีเฟสที่แตกต่างกันออกไป แต่เฟสที่แตกต่างกันออกไปนั้นจะมีค่าคงที่ (Constant phase difference) ในกรณีที่มิมีเฟสไม่ตรงกันภาคเฟสดีเทคเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อก เอาท์พุทของ VCO จึงมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่อินพุท

เราสามารถนำเฟสล็อกกลับไปสังเคราะห์ (หรือผลิต) ความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพเทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้ วงจรนี้จะเรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาท์พุท (จาก VCO) ให้มีความถี่ตามที่ต้องการ ได้หลายความถี่ โดยจะมีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพสูงเทียบเท่าคริสตอลออสซิลเลเตอร์

ความจริงเฟสล็อกยังมีประโยชน์อื่นอีก เช่น ในการคิมอดสัญญาณ FM (หรือ PM) เนื่องจากเอาท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์มีค่าความสัมพันธ์กับการเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาหะ

## 5.2 การใช้เฟสล็อกในการสังเคราะห์ความถี่

ไม่ว่าระบบสังเคราะห์ความถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใดเมื่อทำการพิจารณาลึกลงไปแล้วเราจะพบว่า มีเฟสล็อกเป็นหัวใจในการสังเคราะห์อยู่เสมอ (ดูรูปที่ 5.2) เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่าย ประกอบด้วย 6 ภาค คือ ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิงด้วย คริสตอลออสซิลเลเตอร์หรือสัญญาณอื่น ๆ (Reference generator) ซึ่งเป็นภาคกำเนิดความถี่ให้แก่วงจรหาร R เพื่อเป็นความถี่อ้างอิงป้อนให้กับภาคเฟสดีเทคเตอร์ (Phase detector) โดยที่ภาคเฟสดีเทคเตอร์จะมีความถี่ที่มาจากเอาท์พุทของระบบสังเคราะห์ความถี่ภาคหาร N ซึ่งทำหน้าที่หารความถี่แบบตั้งโปรแกรมให้หารด้วยค่าตัวเลขตามที่ต้องการได้ (Programmable divider) ภาคเทียบเฟสและภาครูปฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำไปใช้

จากแผนผังในรูปที่ 5.2 จะเห็นว่า สัญญาณอินพุทของภาคเทียบเฟสมาจาก 2 แหล่ง คือ จาก VCO มีความถี่เท่ากับ  $F_0/N$  และจากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่เท่ากับ  $F_R$  เอาท์พุทจากการเปรียบเทียบก็คือ ผลต่างระหว่างสัญญาณ  $F_0/N$  กับ  $F_R$  ซึ่งจะกรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อไปบังคับการออสซิลเลตของวงจร VCO ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรง จนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากัน

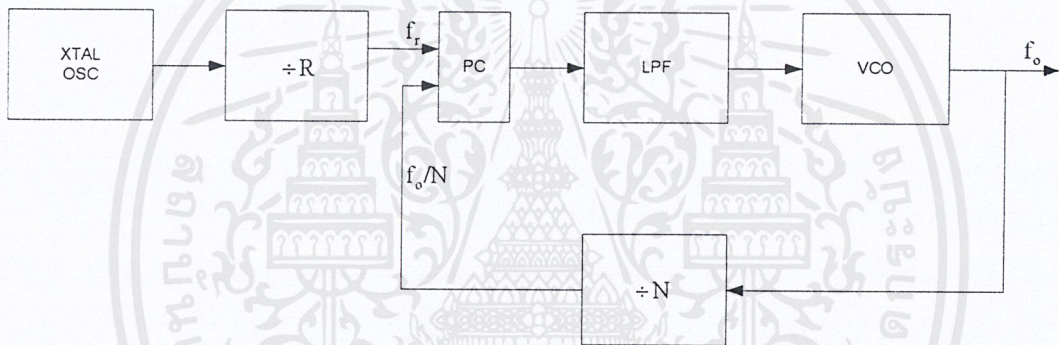
ในสภาวะล็อก (Lock) ความถี่ของ VCO เมื่อผ่านวงจรหาร  $N$  จะเท่ากับความถี่อ้างอิง นั่นคือ

$$F_0 = NF_R \quad (5.1)$$

(คำนวณ จาก  $F_0/N = F_R$  ที่วงจรเทียบเท่า)

หรือกล่าวอีกในหนึ่งก็คือ เอาท์พุทจะมีความถี่เป็น  $N$  เท่าของความถี่อ้างอิง สมมติว่าค่าของความถี่  $F_R$  และค่าของ  $N$  เป็นดังนี้  $F_R = 5\text{KHz}$ ,  $N = 1000$  จะได้  $F_0 = 5\text{ MHz}$  ถ้าเพิ่ม  $N$  ขึ้นทีละ 1 เป็น 1001, 1002, 1003, ... ค่า  $F_0$  จะเพิ่มขึ้นทีละ 5 KHz ไปเรื่อย ๆ เป็น 5.005, 5.010, 5.015...MHz ตามลำดับ

ขอให้สังเกตว่า เฟสล็อกดังกล่าวกว่า สามารถผลิตความถี่ได้เฉพาะในช่วงความถี่ที่วงจร VCO และวงจรหาร  $N$  สามารถทำงานได้เท่านั้น และค่าตัวเลขในการหาร (คือ  $N$ ) ย่อมเป็นตัวเลขจำนวนเต็มเสมอ



รูปที่ 5.2 แผนผังของเฟสล็อกแบบซินธิไซเซอร์

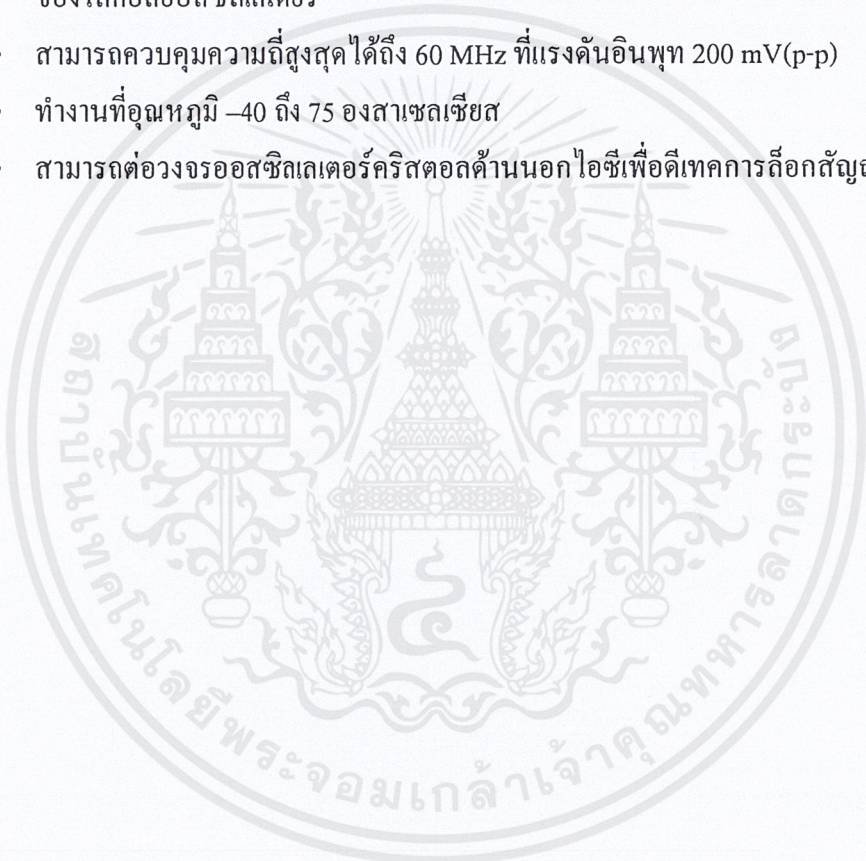
### 5.3 การสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในโครงการ

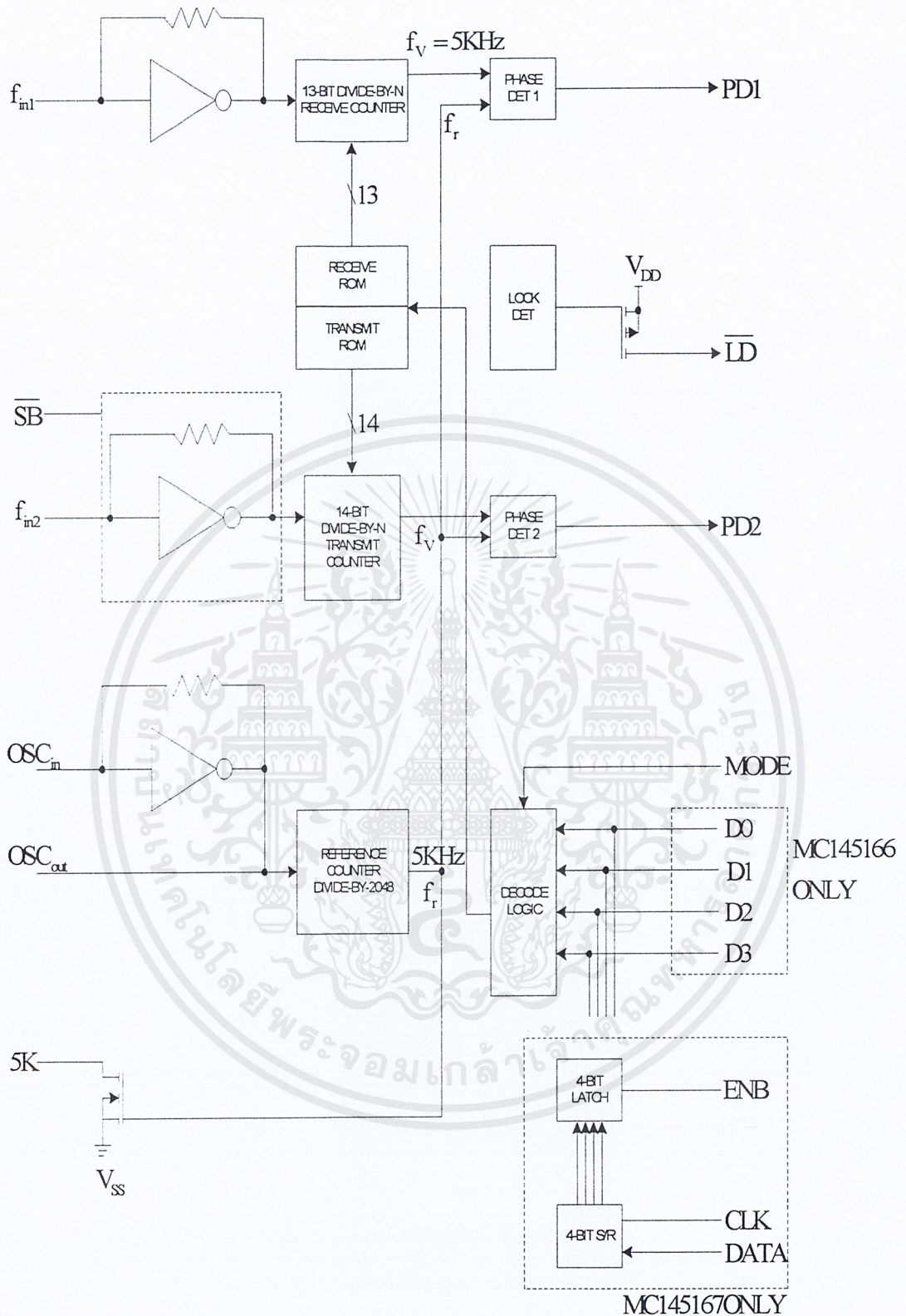
จากปัญหานี้ที่จำเป็นต้องทำเป็นเครื่องรับ-ส่งระบบเอฟเอ็มแบนด์แคบ (Narrow Band FM) ซึ่งจะมีประสิทธิภาพในการรับข้อมูลค่อนข้างดี ถ้ามีการใช้งานความถี่ที่คงที่ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องมีการสังเคราะห์ความถี่เพื่อทำการล็อกความถี่ใช้งานเพียงความถี่เดียว และจะไม่เปลี่ยนแปลงเมื่อเราทำการปิดเปิดเครื่องใหม่ โดยในโครงการนี้จะใช้ IC MC145168 เป็นตัวสำคัญในการสังเคราะห์ความถี่ โดยที่การทำงานของไอซีจะมีรายละเอียดพอสังเขปดังนี้

ไอซีเบอร์ MC145168 และ ไอซีเบอร์ MC145151 ซึ่งจะมีการทำงานที่คล้าย ๆ กัน จึงขออธิบายเฉพาะไอซีเบอร์ MC145168 โดยที่ไอซีเบอร์ MC145168 จะมีวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบความถี่คู่ (Dual Phase Locked Loop) อยู่ภายใน ซึ่งจะเป็นการสะดวกมากในการใช้งานล็อกความถี่สามารถใช้เป็นทั้งเครื่องรับและเครื่องส่งในตัวเดียวกัน และไอซีตัวนี้ยังถูกนำมาใช้กับเครื่องรับ

โทรศัพท์ไร้สายตามบ้านซึ่งมีความถี่ 46/49 MHz และมีช่องสัญญาณความถี่ใช้งาน 15 ช่องสัญญาณ โดยที่วงจรภายในของไอซีจะมีส่วนทำงานของภาครับและภาคส่งแยกออกจากกัน ซึ่งทางด้านภาครับและภาคส่งจะประกอบไปด้วยส่วนควบคุมความถี่เตอร์สำหรับรอม (Programmable counter ROMs) และเฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector) แยกออกจากกัน ส่วนสัญญาณความถี่อ้างอิงจะใช้จากชุดออสซิลเลเตอร์ชุดเดียวกัน ซึ่งทั้งทางภาครับและภาคส่งจะใช้ความถี่เดียวกันคือ 5 KHz สำหรับเปรียบเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตของโพลอสซิลเลเตอร์เพื่อทำการล็อกความถี่ที่ต้องการโดยการกำหนดจากความถี่ของช่องสัญญาณทั้ง 10 ช่องสัญญาณ และคุณสมบัติอื่นของไอซีมีดังนี้

- มี 10 ช่องสัญญาณสำหรับทั้งทางภาครับและภาคส่งซึ่งจะใช้สำหรับการล็อกความถี่ของโพลอสซิลเลเตอร์
- สามารถควบคุมความถี่สูงสุดได้ถึง 60 MHz ที่แรงดันอินพุต 200 mV(p-p)
- ทำงานที่อุณหภูมิ -40 ถึง 75 องศาเซลเซียส
- สามารถต่อวงจรออสซิลเลเตอร์คริสตอลค่านอกไอซีเพื่อดีเทคการล็อกสัญญาณ





รูปที่ 5.3 แผนผังวงจรภายในไอซี MC 145166

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการทำงานของวงจรภายในของไอซีสามารถใช้แผนผังอธิบายได้ดังนี้

จากรูปที่ 5.3 เมื่อรับสัญญาณเข้ามาที่ขา  $f_{in1}$  ซึ่งสัญญาณที่รับเข้ามาจะต้องมากกว่า 200 mVp-p วงจรตั้งคราะห์ความถี่จึงจะทำการล็อกความถี่ เมื่อสัญญาณเข้ามาจะผ่านวงจรบัพเฟอร์เพื่อขจัดสัญญาณรบกวนบางส่วนที่มาับสัญญาณ จากนั้นจะส่งไปยังส่วนที่ทำการหาร N ซึ่งจะถูกรหารโดย N ที่เกิดจากการเลือกช่องสัญญาณการทำงาน ซึ่งจะถูกรกำหนดจากการป้อนข้อมูลที่ป้อนเป็นไบนารีที่ D0-D3 เป็นการกำหนดแอสแตรส (Address) ของรอม (ROM) ทางด้านรับโดยค่าความถี่ และค่า N ของแต่ละช่องสัญญาณสามารถดูได้จากตาราง

ตารางที่ 5.1 แสดงค่าต่าง ๆ ของช่องสัญญาณทั้ง 10 ช่อง

| Channels |    |    |    |     | Handset (Mode = 0) |          |                 |          | Base (Mode = 1) |          |                 |          |
|----------|----|----|----|-----|--------------------|----------|-----------------|----------|-----------------|----------|-----------------|----------|
|          |    |    |    |     | Transmit           |          | Receive         |          | Transmit        |          | Receive         |          |
| D3       | D2 | D1 | D0 | CH# | $f_{in2}$ (MHz)    | $\div N$ | $f_{in1}$ (MHz) | $\div N$ | $f_{in2}$ (MHz) | $\div N$ | $f_{in1}$ (MHz) | $\div N$ |
| 0        | 0  | 0  | 1  | 1   | 49.670             | 9934     | 35.915          | 7183     | 46.610          | 9322     | 38.975          | 7795     |
| 0        | 0  | 1  | 0  | 2   | 49.845             | 9969     | 35.935          | 7187     | 46.630          | 9326     | 39.150          | 7830     |
| 0        | 0  | 1  | 1  | 3   | 49.860             | 9972     | 35.975          | 7195     | 46.670          | 9334     | 39.165          | 7833     |
| 0        | 1  | 0  | 0  | 4   | 49.770             | 9954     | 36.015          | 7203     | 46.710          | 9342     | 39.075          | 7815     |
| 0        | 1  | 0  | 1  | 5   | 49.875             | 9975     | 36.035          | 7207     | 46.730          | 9346     | 39.180          | 7836     |
| 0        | 1  | 1  | 0  | 6   | 49.830             | 9966     | 36.075          | 7215     | 46.770          | 9354     | 39.135          | 7827     |
| 0        | 1  | 1  | 1  | 7   | 49.890             | 9978     | 36.135          | 7227     | 46.830          | 9366     | 39.195          | 7839     |
| 1        | 0  | 0  | 0  | 8   | 49.930             | 9986     | 36.175          | 7235     | 46.870          | 9374     | 39.235          | 7847     |
| 1        | 0  | 0  | 1  | 9   | 49.990             | 9998     | 36.235          | 7247     | 46.930          | 9386     | 39.295          | 7859     |
| 1        | 0  | 1  | 0  | 10  | 49.970             | 9994     | 36.275          | 7255     | 46.970          | 9394     | 39.275          | 7855     |

NOTES:

1. Other input combinations will be defaulted to channel 10.
2. 0 = logic low. 1 = logic high.

ตัวอย่างการทำงานก็คือเมื่อทำการเลือกช่อง 1 เป็นช่องใช้งาน และกำหนดโหมดการทำงานเป็น “1” ดังนั้นสัญญาณที่รับเข้ามาที่  $f_{in1}$  คือ 38.97 เมกะเฮิร์ตซ์ สัญญาณจะถูกหารด้วย N คือ 7795 ซึ่งผลหารที่ได้มีค่า 5 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อจะนำไปเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิง 5 กิโลเฮิร์ตซ์ เมื่อความถี่ที่ถูกหารด้วย N มีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิง เฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector) ก็จะทำให้แรงดันที่ PD 1 ประมาณครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟเลี้ยงซึ่งจะทำการล็อกความถี่ แต่ถ้าสัญญาณที่รับเข้ามาแล้วถูกหารด้วย N แล้วมีค่ามากกว่าความถี่อ้างอิง แรงดันที่เอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์จะมีค่าประมาณแรงดันประมาณศูนย์เนื่องจากให้เอาต์พุตเป็นพัลส์ (Pulse) ลบ ซึ่งไอซีจะไม่ล็อกความถี่ สัญญาณจาก PD 1 ก็จะถูกส่งไปทำการควบคุมวงจร โลกคอลลอสซิลเลเตอร์ให้ผลิตความถี่มีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

38.97 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อที่จะทำให้วงจรทำการล็อกความถี่ ซึ่งเมื่อรับสัญญาณที่ถูกหารด้วย N แล้วมีค่าต่ำกว่าความถี่อ้างอิง เฟสดีเทคเตอร์ก็จะให้เอาท์พุทประมาณแรงดันไฟเลี้ยง เนื่องจากเฟสดีเทคเตอร์ให้เอาท์พุทเป็นพัลส์บวก แล้วจึงส่งไปควบคุมการทำงานของโลคอลลอสซิลเลเตอร์ต่อไป

สำหรับโหมคทางด้านส่งก็จะมีการทำงานเหมือนกันกับทางด้านรับคือ จะรับสัญญาณเข้ามาที่  $f_{in2}$  โดยที่ขา  $f_{in2}$  จะทำงานเมื่อขา SB ได้รับการป้อนแรงดันเป็น “1” ที่เป็นเช่นนี้เพราะจะเป็นการประหยัดพลังงานเมื่อไอซีทำหน้าที่เป็นเครื่องรับเพียงอย่างเดียวก็จะทำให้สามารถประหยัดพลังงานได้ครึ่งหนึ่ง สำหรับแรงดันที่รับเข้ามาจะต้องมีค่ามากกว่า 200 mVp-p เช่นกันกับในด้านรับเพื่อที่จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่ทำงาน และการทำงานก็จะเหมือนกับการทำงานของทางด้านส่งทุกประการ

ส่วนขาสัญญาของไอซีที่ถูกใช้งานก็จะมีดังนี้

- OSC<sub>in</sub>/OSC<sub>out</sub> (ขา 1, ขา 16)

จะเป็นขาที่ใช้สำหรับต่อเป็นสัญญาณอ้างอิงจากวงจรออสซิลเลเตอร์ภายนอก ซึ่งส่วนมากจะเป็นคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) สำหรับโทรศัพท์ไร้สายตามบ้านที่ใช้ความถี่ 46/49 เมกะเฮิร์ตซ์จะใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์เพื่อผลิตความถี่สำหรับเป็นสัญญาณความถี่อ้างอิงของวงจรภายนอกต่อไป

- MODE (ขา 2)

เป็นขาสำหรับเลือกโหมคการทำงานของไอซี โดยจากแผนผังการทำงานของวงจรภายในขานี้จะทำหน้าที่ถอดรหัสลอจิกสำหรับเลือกแอสเตรสของรอม (ROM Address) เมื่อขานี้มีสถานะเป็น “1” ไอซีจะถูกกำหนดให้ทำงานในเบสโหมค (Base Mode) หรือตัวเครื่องโทรศัพท์ที่วางอยู่กับที่ของระบบ 46/49 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งจะเป็นตัวส่งสัญญาณไปยังหูฟังซึ่งไม่มีสาย แต่เมื่อขานี้มีสถานะเป็น “0” ไอซีจะถูกกำหนดให้ทำงานในโหมคแฮนด์เซต (Handset Mode) ส่วนในโครงการนี้ในด้านเครื่องส่งจะใช้โหมค “0” และในด้านเครื่องรับจะใช้โหมค “1” ซึ่งความถี่ผลต่างของด้านส่งและด้านรับจะเป็นความถี่กลางคือ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เช่น ในการใช้ช่อง 1 ในการรับส่งจะได้ความถี่ด้านส่งคือ 49.67 เมกะเฮิร์ตซ์ ส่วนความถี่ทางด้านรับคือ 38.97 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นผลต่างคือ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

- SB (ขา 3)

เป็นขาที่ใช้เพื่อเป็นการประหยัดพลังงาน เมื่อไอซีทำงานในการรับสัญญาณเพียงอย่างเดียวการทำงานของขานี้ก็คือ เมื่อได้รับแรงดันเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยง หรือเป็น “1” รูปของการรับและการส่งข้อมูลในตัวไอซีจะถูกควบคุมการทำงานทั้งคู่ แต่เมื่อขานี้เป็น “0” รูปของส่วนรับจะถูกควบคุมเพียงส่วนเดียว แต่โหมคการส่งจะไม่ถูกควบคุมจึงเป็นการประหยัดพลังงานลงครึ่งหนึ่ง

- Data Input (D0-D3) (ขา 5 - ขา 8)

จะเป็นขาสำหรับอินพุทที่เป็นไบนารีสำหรับเลือกช่องสัญญาณสำหรับรับและส่ง ซึ่งมี

ทั้งหมด 10 ช่องสัญญาณ เป็นการเลือกสัญญาณความถี่ที่จะทำการล็อกในการส่งและการรับ แต่เมื่อข้อมูลไบนารีที่ป้อนเข้ามามีค่ามากกว่า 1010 ไบซึ่งจะกำหนดว่าเป็นการเลือกช่อง 15 เป็นช่องสัญญาณในการใช้งาน ซึ่งค่าความถี่แต่ละโหมค แต่ละช่องสัญญาณแสดงดังตารางที่ 5.1

สำหรับการเลือกช่องสัญญาณเพื่อใช้งานโครงงานนี้จะใช้เพียง 4 ช่องสัญญาณ เนื่องจากข้อจำกัดทางแถบความถี่ใช้งานของทางด้านภาครับสัญญาณ ซึ่งช่องสัญญาณที่ใช้คือ 1,4,7,9 ตามลำดับที่ต้องเลือกอย่างนี้ เพราะต้องการจะลดผลของการรบกวนกันของสัญญาณพาหะเมื่อผ่านการมอดูเลตแล้วจะมีความกว้างของแถบความถี่ใช้งานมากขึ้น ซึ่งจะก่อให้เกิดการรบกวนกันของสัญญาณและระยะห่างทางความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณประมาณ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

$$- f_{in1}, f_{in2} \text{ (ขา 14, ขา 9)}$$

เป็นขาอินพุทของความถี่ที่จะนำมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิง โดยอินพุทจะถูกหารด้วย N (ค่าดังตาราง) ของการรับและการส่ง สัญญาณจะมาจากเอาต์พุทของวงจรถอดออสซิลเลเตอร์หรือ VCO โดยจะมีขนาดของสัญญาณมากกว่า 200 mVp-p จึงจะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่ทำงาน

$$- PD1, PD2 \text{ (ขา 13, ขา 11)}$$

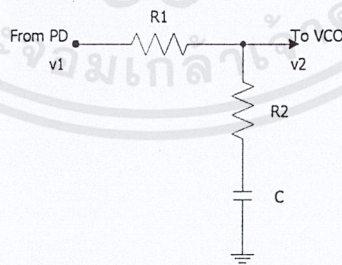
เป็นขาเอาต์พุทของเฟสดีเทคเตอร์ จะเป็นการสร้างสัญญาณความผิดพลาด (Error-Signal) ซึ่งอัตราการขยายของเฟสดีเทคเตอร์คือ  $VDD/4\pi$  โวลต์ต่อเรเดียน และผลจากการเปรียบเทียบเฟสมีดังนี้

ถ้าความถี่  $f_v > f_r$  เอาต์พุทที่ได้จะเป็นพัลส์ลบ

ถ้าความถี่  $f_v < f_r$  เอาต์พุทที่ได้จะเป็นพัลส์บวก

ถ้าความถี่  $f_v = f_r$  เอาต์พุทที่ได้จะเป็นสถานะ อิมพีแดนซ์สูง หรือ เป็ดวงจร

#### 5.4 การออกแบบ LPF ของเฟสล็อกกรุป



รูปที่ 5.4 LPF ที่ใช้กับ PLL

จากวงจรในรูปที่ 5.4 และสมการที่ 3.5

$$F(S) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{1 + S\tau_2}{1 + S(\tau_1 + \tau_2)} \quad (5.2)$$

$$\tau_1 = R_1 C_1 \quad (5.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tau_2 = R_2 C_2 \quad (5.4)$$

ค่าของ  $\tau_1, \tau_2$  สามารถหาได้จาก

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{K_d K_{vco}}{N_{mean} W_n^2} \quad (5.5)$$

$$\tau_2 = \frac{2\xi}{W_n} \quad (5.6)$$

$K_d$  = ค่าคงที่ของเฟสดีเทคเตอร์ ในที่นี้มีค่า =  $V_{DD}/4\pi$  V/Rad

$K_{vco}$  = ค่าคงที่ของ VCO =  $\frac{2\pi(v_{coMAX} - F_{vcoMIN})}{V_{ccoMAX} - V_{ccoMIN}}$   $\frac{R/S}{V}$

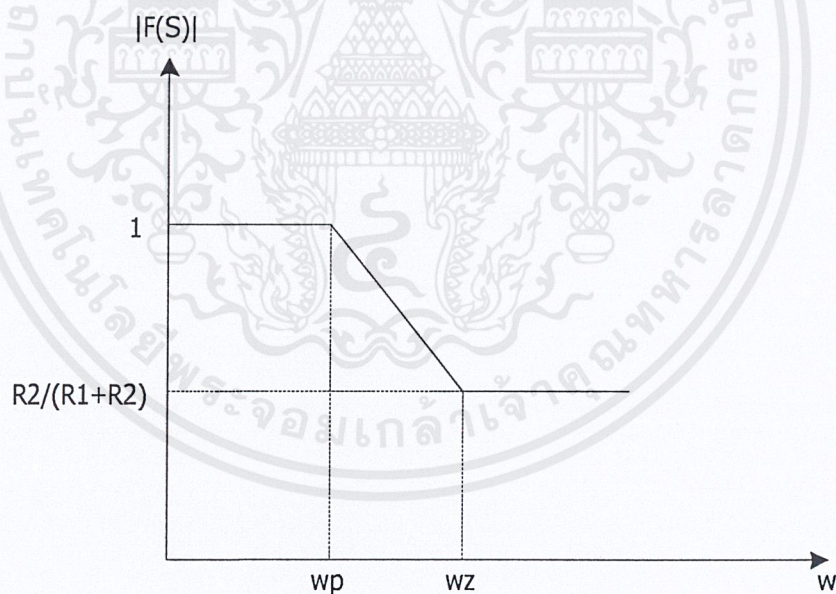
$N_{mean}$  = ค่า ÷ N เฉลี่ย =  $\sqrt{N_{MAX} \cdot N_{MIN}}$

$W_n$   $\equiv$  Natural Frequency ของ Loop ในการใช้งานเป็น ตัวตั้งคราะห์ความถี่

$W_n \leq \frac{2\pi F_{Ref}}{10}$  โดยที่  $F_{Ref}$  คือความถี่ที่ทางเข้าของเฟสดีเทคเตอร์

$\xi$   $\equiv$  damping factor ของระบบ PLL โดยทั่วไปจะใช้ค่า  $\xi$  ประมาณ 0.7 ถึง 1.0

การตอบสนองความถี่ของวงจรในรูปที่ 5.4 จะเป็นดังรูปที่ 5.5



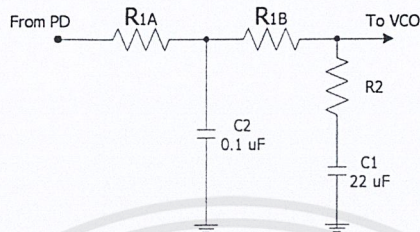
รูปที่ 5.5 การตอบสนองความถี่ของ LPF ในรูปที่ 5.4

$$W_p = \text{Pole Frequency} = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} \quad (5.6)$$

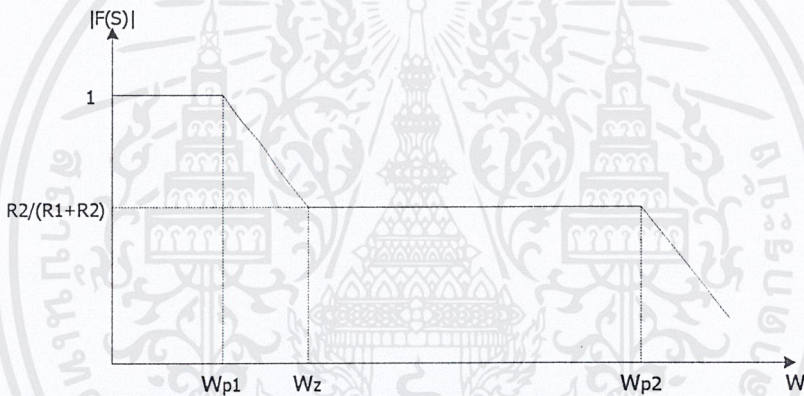
$$W_z = \text{Zero Frequency} = \frac{1}{\tau_2} \quad (5.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันที่ทางขาเข้าของ VCO (ทางออกของ LPF) ควรมีคุณสมบัติเป็นไฟตรงที่เรียบที่สุด เพื่อให้ความถี่ของ VCO คงที่มากที่สุด ถ้าเรากำหนดค่า  $\omega_n$  ค่าไฟตรงที่ได้จะเรียบมาก แต่ Loop จะใช้เวลาในการถือถนน เพื่อให้ไฟตรงที่ทางเข้า VCO เรียบมากยิ่งขึ้นเราอาจทำได้โดยการแยก  $R_1$  เป็น  $R_{1A}$  กับ  $R_{1B}$  และต่อ  $C_2$  ไว้ระหว่าง  $R_{1A}$  กับ  $R_{1B}$  ดังรูปที่ 5.6 ซึ่งจะมีการตอบสนองความถี่ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.6 แสดงการต่อ  $C_2$  ไว้ระหว่าง  $R_{1A}$  กับ  $R_{1B}$



รูปที่ 5.7 การตอบสนองความถี่ของ LPF ในรูปที่ 5.6

โดยทำให้  $\omega_{p2} \gg \omega_z$  หรือ  $C_1 \gg C_2$

$$\omega_{p1} \approx \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} \quad (5.8)$$

โดย  $\tau_1 = (R_{1A} + R_{1B})C_1$  (5.9)

$$\tau_2 = R_2 C_1 \quad (5.10)$$

$$\omega_z = \frac{1}{\tau_2} \quad (5.11)$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{\tau_3} \quad (5.12)$$

โดยที่  $\tau_3 \approx \frac{1}{C_2(R_{1A} // [R_{1B} + R_2])}$  (5.13)

## การออกแบบ

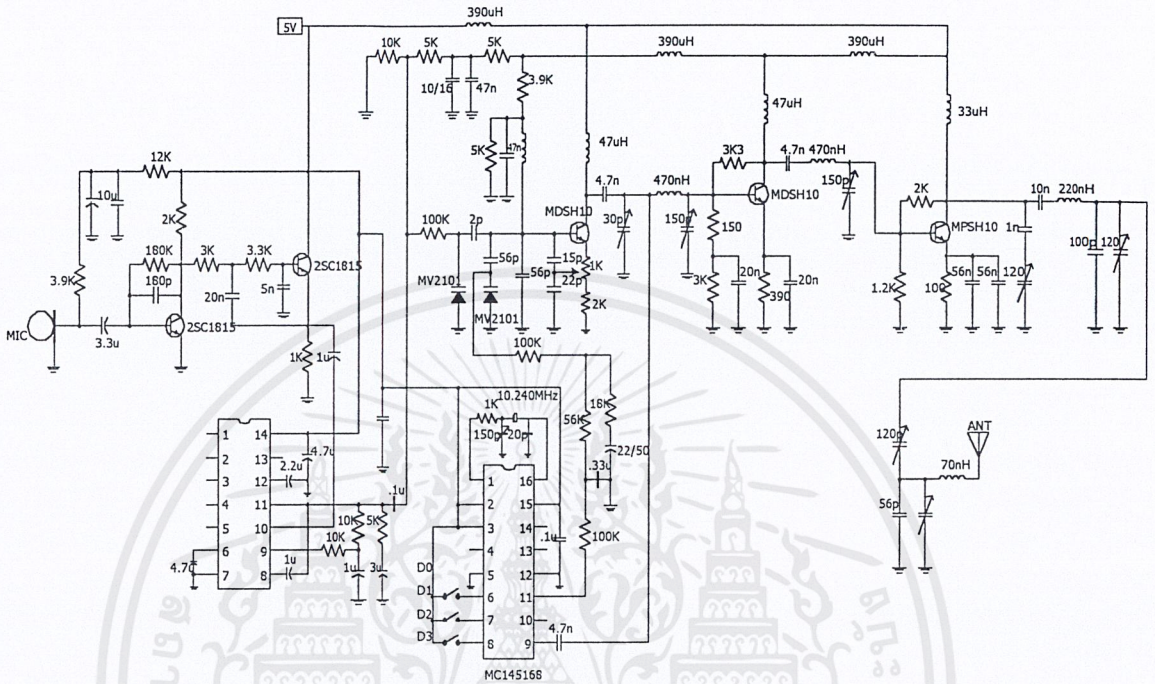
- ก) โดยการกำหนดค่า  $w_n$  และ  $\xi$  จะสามารถหาค่าของ  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  ได้จากสมการ (5.5) และ (5.6) ให้  $w_n \approx 5$  R/S และ  $S=1$  จะได้  $\tau_1 = 3.9$  Sec,  $\tau_2 = 0.4$  Sec
- ข) เลือกค่า  $C_1$  จะได้อค่าของ  $R_2$  ให้  $C_1 = 22\mu\text{F}$  จะได้  $R_2 = 18\text{K}$  และ  $R_{1A} + R_{1B} \approx 157.7\text{K}$  ให้  $R_{1A} = 100\text{K}$ ,  $R_{1B} = 56\text{K}$
- ค) จาก  $\tau_2 \approx 0.4$  Sec จะได้  $w_z = 2.5$  R/S ให้  $w_{p2} \approx 10$   $w_{z2} = 250$  R/S จะได้  $C_2 \approx 0.1\mu\text{F}$



บทที่ 6

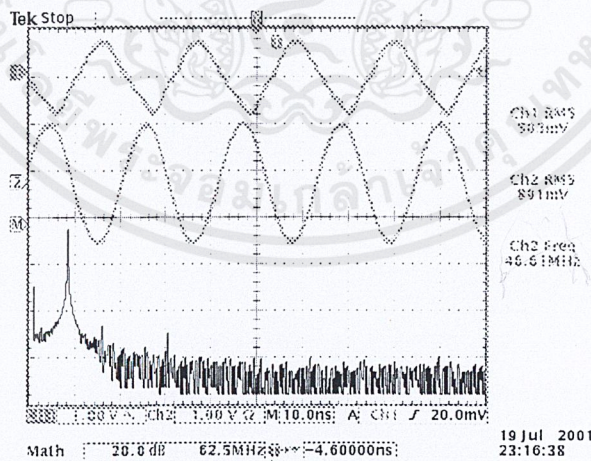
ผลการทดลองของภาคส่ง

6.1 วงจรรวมภาคส่ง



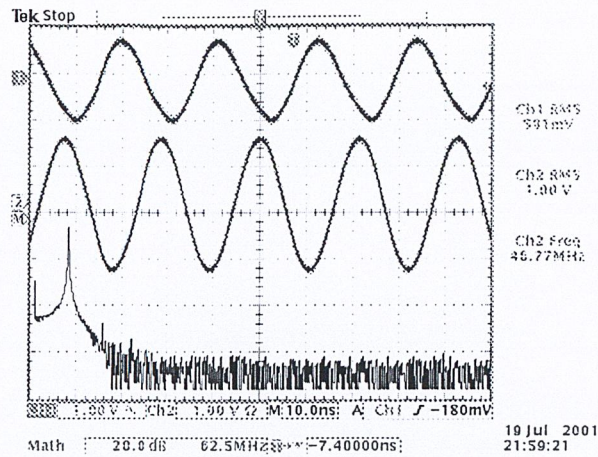
รูปที่ 6.1 วงจรรวมภาคส่งสัญญาณ

6.2 ผลการวัดที่จุดต่างๆ ของภาคส่ง



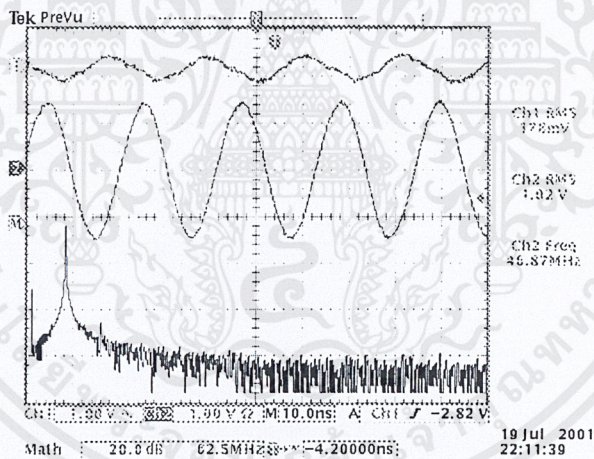
- รูปที่ 6.2 รูปคลื่นของเครื่องส่งช่องที่ 1 (46.63 MHz) ในขณะที่ยังไม่ถูกมอดดูเลท
- รูปคลื่นบน      สัญญาณที่ทางออกของวงจร VCO
- รูปคลื่นกลาง    สัญญาณที่จุดต่อสายอากาศส่งโดยใช้  $R_L = 50\Omega$
- รูปคลื่นล่าง      องค์ประกอบความถี่ของสัญญาณที่จุดต่อสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



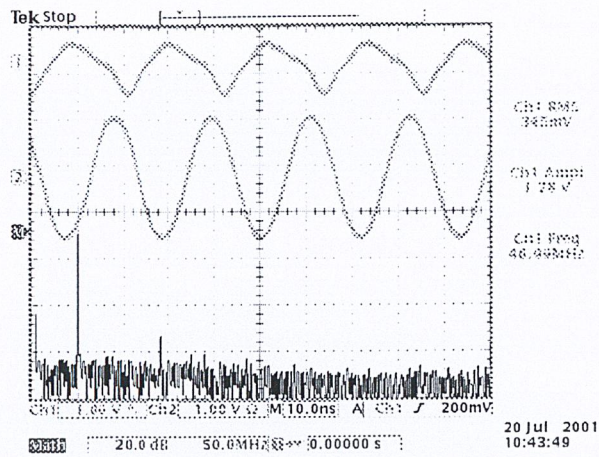
รูปที่ 6.3 รูปคลื่นของเครื่องส่งช่องที่ 2 (46.77 MHz) ในขณะที่ยังไม่ถูกมอดดูเลท

- รูปคลื่นบน สัญญาณที่ทางออกของวงจร VCO
- รูปคลื่นกลาง สัญญาณที่จุดต่อสายอากาศส่งโดยใช้  $R_L = 50\Omega$
- รูปคลื่นล่าง องค์ประกอบความถี่ของสัญญาณที่จุดต่อสายอากาศ



รูปที่ 6.4 รูปคลื่นของเครื่องส่งช่องที่ 3 (46.87 MHz) ในขณะที่ยังไม่ถูกมอดดูเลท

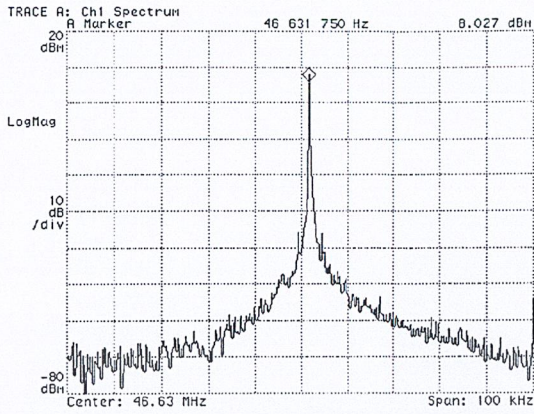
- รูปคลื่นบน สัญญาณที่ทางออกของวงจร VCO
- รูปคลื่นกลาง สัญญาณที่จุดต่อสายอากาศส่งโดยใช้  $R_L = 50\Omega$
- รูปคลื่นล่าง องค์ประกอบความถี่ของสัญญาณที่จุดต่อสายอากาศ



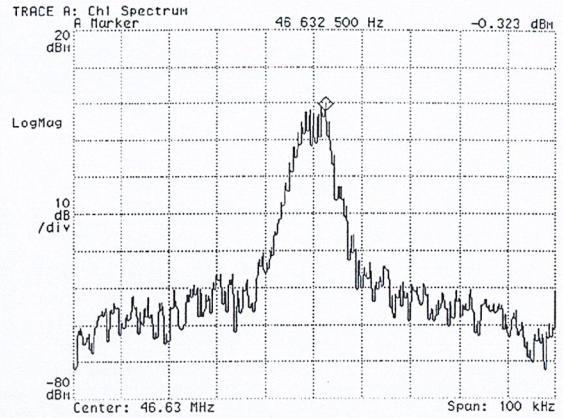
รูปที่ 6.5 รูปคลื่นของเครื่องส่งช่องที่ 4 (46.97 MHz) ในขณะที่ยังไม่ถูกมอดดูเลท

- รูปคลื่นบน สัญญาณที่ทางออกของวงจร VCO
- รูปคลื่นกลาง สัญญาณที่จุดต่อสายอากาศส่ง โดยใช้  $R_L = 50\Omega$
- รูปคลื่นล่าง องค์ประกอบความถี่ของสัญญาณที่จุดต่อสายอากาศ

Date: 19/07/01 Time: 16:16



Date: 19/07/01 Time: 16:20



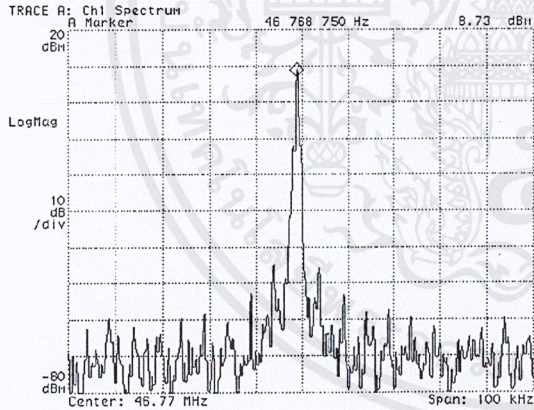
รูปที่ 6.6 องค์กรประกอบความถี่ของเครื่องส่งช่องที่ 1 (46.63 MHz) ที่จุดต่อสายอากาศ โดย

$$R_L = 50\Omega$$

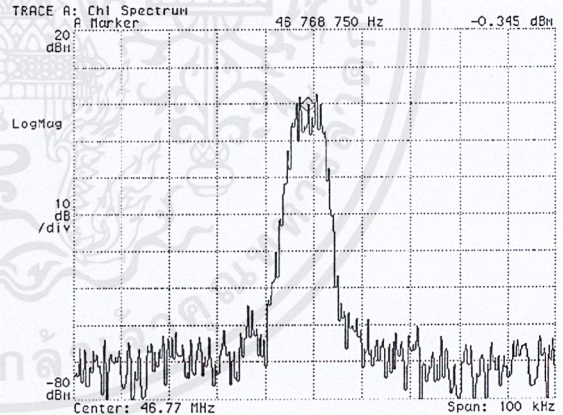
รูปคลื่นด้านซ้าย ในขณะที่ยังไม่ถูกมอดดูเลท

รูปคลื่นด้านขวา ถูกมอดดูเลทด้วยความถี่ 1 KHz ขนาด 0.5 Vp-p

Date: 19/07/01 Time: 16:24



Date: 19/07/01 Time: 16:26



รูปที่ 6.7 องค์กรประกอบความถี่ของเครื่องส่งช่องที่ 1 (46.77 MHz) ที่จุดต่อสายอากาศ โดย

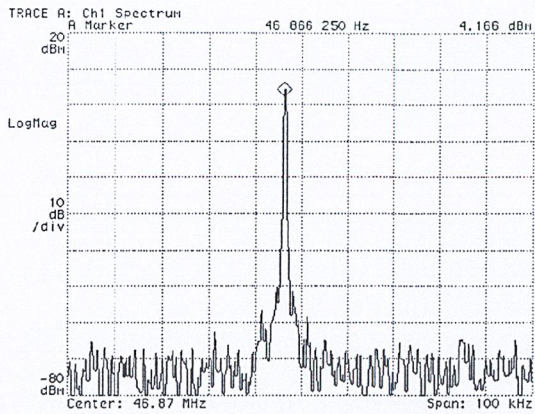
$$R_L = 50\Omega$$

รูปคลื่นด้านซ้าย ในขณะที่ยังไม่ถูกมอดดูเลท

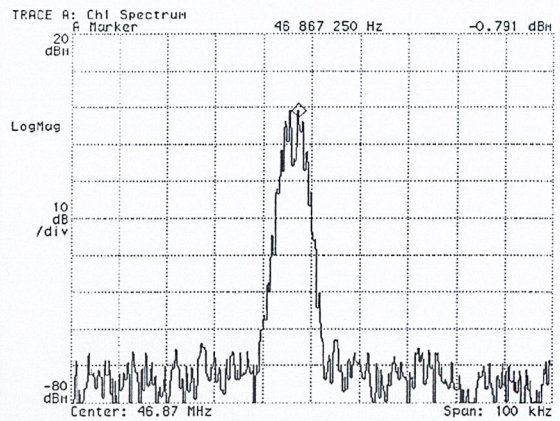
รูปคลื่นด้านขวา ถูกมอดดูเลทด้วยความถี่ 1 KHz ขนาด 0.5 Vp-p

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Date: 19/07/01 Time: 16:30



Date: 19/07/01 Time: 16:33



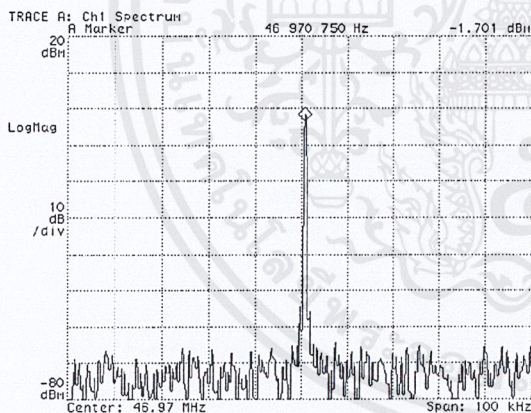
รูปที่ 6.8 องค์กรประกอบความถี่ของเครื่องส่งช่องที่ 1 (46.87 MHz) ที่จุดต่อสายอากาศ โดย

$$R_L = 50\Omega$$

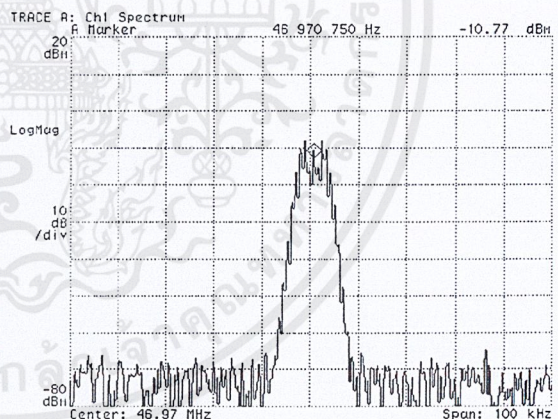
รูปคลื่นด้านซ้าย ในขณะที่ยังไม่ถูกมอดดูเลท

รูปคลื่นด้านขวา ถูกมอดดูเลทด้วยความถี่ 1 KHz ขนาด 0.5 Vp-p

Date: 19/07/01 Time: 16:40



Date: 19/07/01 Time: 16:42



รูปที่ 6.9 องค์กรประกอบความถี่ของเครื่องส่งช่องที่ 1 (46.97 MHz) ที่จุดต่อสายอากาศ โดย

$$R_L = 50\Omega$$

รูปคลื่นด้านซ้าย ในขณะที่ยังไม่ถูกมอดดูเลท

รูปคลื่นด้านขวา ถูกมอดดูเลทด้วยความถี่ 1 KHz ขนาด 0.5 Vp-p

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.2 , 6.4 , 6.6 และ 6.8 สามารถคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าของเครื่องส่งแต่ละช่องได้ดังตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 กำลังส่งของเครื่องส่งทั้ง 4 ช่องความถี่ ( $R_L = 50\Omega$ )

| ช่องที่ | ความถี่ (MHz) | $v_o (V_{rms})$ | Po (mW) |
|---------|---------------|-----------------|---------|
| 1       | 46.63         | 0.89            | 15      |
| 2       | 46.77         | 1.00            | 20      |
| 3       | 46.87         | 1.02            | 20      |
| 4       | 46.99         | 1.28            | 32      |

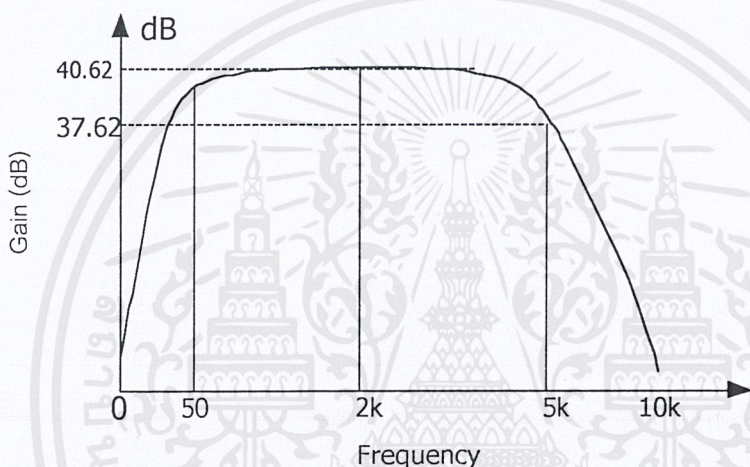
การตอบสนองความถี่ของไมโครโฟนปริ๊อัมป์และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ป้อนสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณ ขนาด 10 mVp-p คงที่ทุกความถี่ เข้าที่จุดต่อไมโครโฟน และวัดขนาดของสัญญาณที่ทางออกของวงจรไมโครโฟนปริ๊อัมป์ ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 6.2 และนำไปพลอตกราฟการตอบสนองความถี่ดังรูปที่ 6.10

ตารางที่ 6.2 ผลการวัด การตอบสนองความถี่ ของไมโครโฟนปริ๊อัมป์และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยสัญญาณที่ทางเข้ามีค่า 10 mVp-p ทุกความถี่

| ความถี่ (Hz) | ขนาด $v_o (V_{p-p})$ | อัตราขยาย dB |
|--------------|----------------------|--------------|
| 50           | 1                    | 40           |
| 70           | 1.08                 | 40.66        |
| 100          | 1.16                 | 41.29        |
| 140          | 1.18                 | 41.43        |
| 200          | 1.2                  | 41.58        |
| 280          | 1.23                 | 41.79        |
| 400          | 1.26                 | 41.8         |
| 560          | 1.26                 | 41.8         |
| 800          | 1.27                 | 41.9         |
| 1.13 K       | 1.31                 | 42.34        |
| 1.6 K        | 1.4                  | 42.92        |
| 2.3 K        | 1.4                  | 42.92        |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

|       |      |       |
|-------|------|-------|
| 3.2 K | 1.3  | 42.3  |
| 4.0 K | 1.1  | 40.82 |
| 4.5 K | 0.87 | 38.79 |
| 5.0 K | 0.68 | 36.65 |
| 6.5 K | 0.4  | 32    |
| 7.0 K | 0.36 | 31.12 |
| 8.0 K | 0.2  | 26    |
| 10 K  | 0    | 1     |



รูปที่ 6.10 การตอบสนองความถี่ของวงจรไมโครโฟนปลีเอมปีและวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

การทดลองรับ-ส่งภายในอาคารได้ผลดังต่อไปนี้

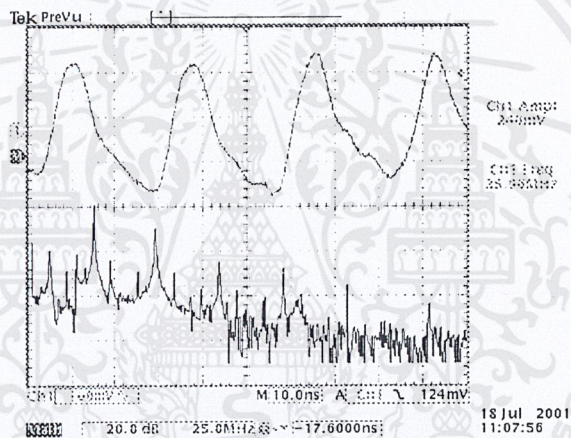
- ระยะทางที่สามารถรับได้ประมาณ 10 m
- บางบริเวณเป็นจุดบอด เนื่องจากการทดลองภายในอาคาร ทำให้ส่วนประกอบต่างๆ เช่นผนัง และเฟอร์นิเจอร์ เช่นตู้เหล็กในห้อง จะลดทอนและสะท้อนคลื่นทำให้เกิดจุดบอด



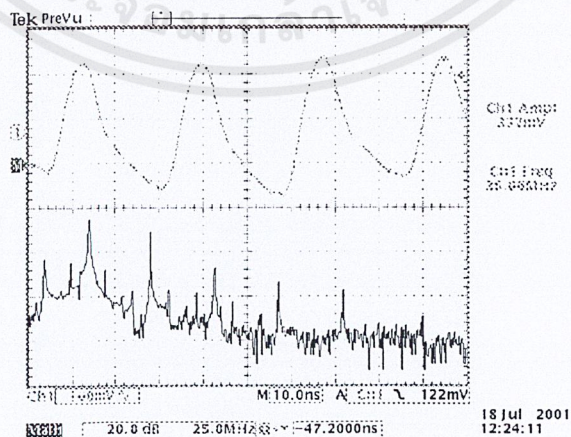
7.1.1 โลกอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ซึ่งเป็นเฟสล็อกลูปซินทีไซเซอร์โดยใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ทางออก ของโลกอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 (ขา 3 ของ MC13135) และปรับคิปลสวิทซ์เลือกช่อง

ตาราง 7.1 แสดงการคิปลสวิทซ์เลือกแต่ละช่องสัญญาณ

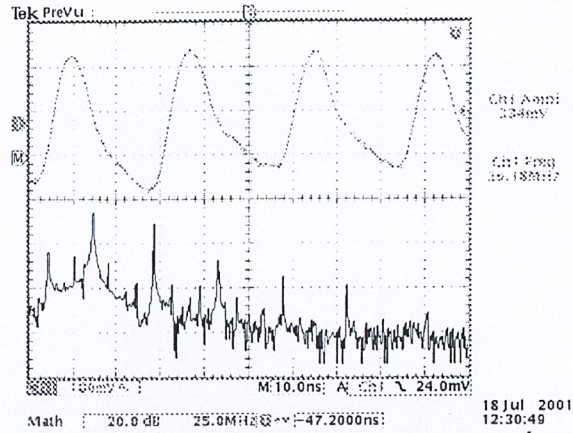
| ลำดับช่อง | D3 | D2 | D1 | D0 |
|-----------|----|----|----|----|
| CH1       | 0  | 0  | 1  | 0  |
| CH2       | 0  | 1  | 1  | 0  |
| CH3       | 1  | 0  | 0  | 0  |
| CH4       | 1  | 0  | 1  | 0  |



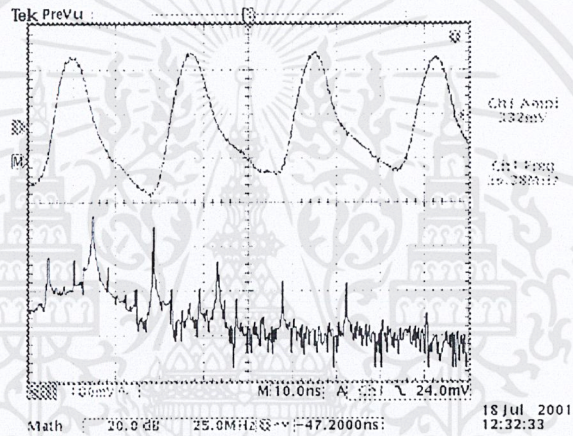
รูปที่ 7.2 รูปแสดงสัญญาณคลื่นที่วัดได้จาก โลกอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 1  
 ในรูปที่ 7.2 เป็นการปรับคิปลสวิทซ์ให้รับสัญญาณช่องที่ 1 โดยมีความถี่เท่ากับ 35.96 MHz



รูปที่ 7.3 รูปแสดงสัญญาณคลื่นที่วัดได้จาก โลกอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 2  
 ในรูปที่ 7.3 เป็นการปรับคิปลสวิทซ์ให้รับสัญญาณช่องที่ 2 โดยมีความถี่เท่ากับ 36.06 MHz

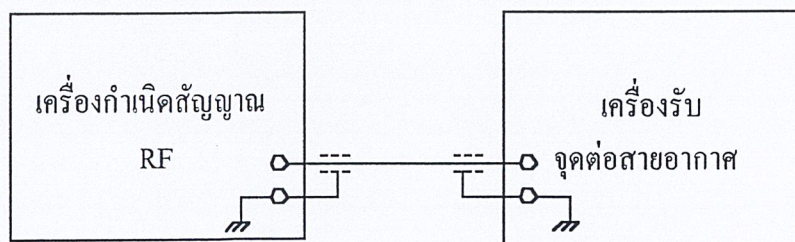


รูปที่ 7.4 รูปแสดงสัญญาณคลื่นที่วัดได้จากโกลบอลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 3  
 ในรูปที่ 7.4 เป็นการปรับคิปลวิทซ์ให้รับสัญญาณช่องที่ 3 โดยมีความถี่เท่ากับ 36.18 MHz

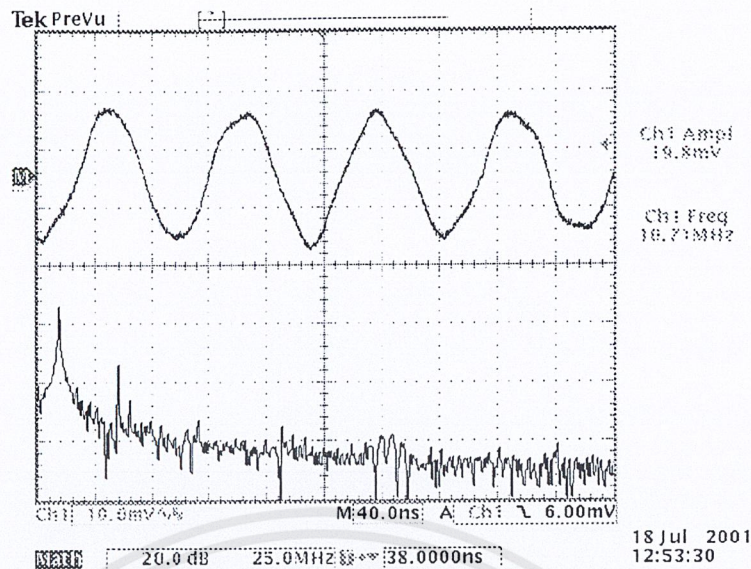


รูปที่ 7.5 รูปแสดงสัญญาณคลื่นที่วัดได้จากโกลบอลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 4  
 ในรูปที่ 7.5 เป็นการปรับคิปลวิทซ์ให้รับสัญญาณช่องที่ 4 โดยมีความถี่เท่ากับ 36.28 MHz

7.1.2 การทำงานของเครื่องรับวิทยุ ใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ RF ป้อนสัญญาณให้กับเครื่องรับวิทยุ โดยการต่อสัญญาณจาก เครื่องกำเนิดสัญญาณ RF เข้าที่จุดต่อสายอากาศ โดยเลือกตั้งความถี่คลื่นพาห้เป็นของช่องสัญญาณที่ 1 (46.63 MHz) ดังในรูปที่ 7.6



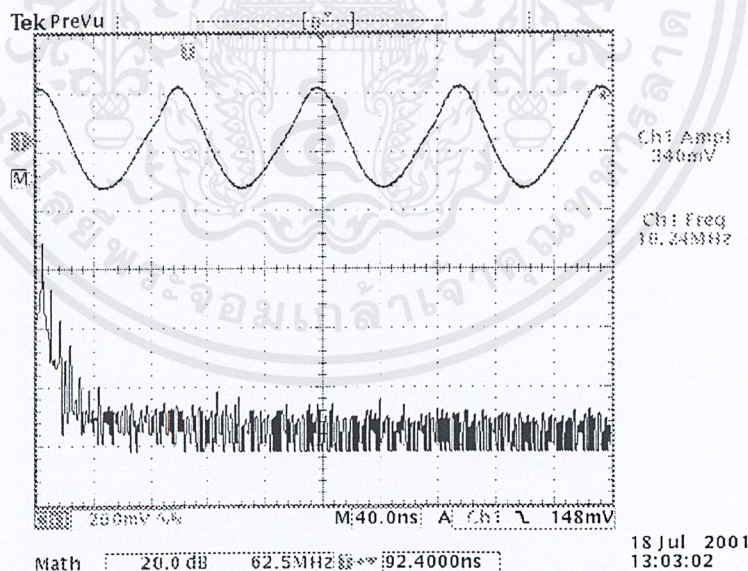
รูปที่ 7.6 การวัด การทำงานของเครื่องรับวิทยุ



รูปที่ 7.7 แสดงสัญญาณที่วัดจาก IF ที่ 1

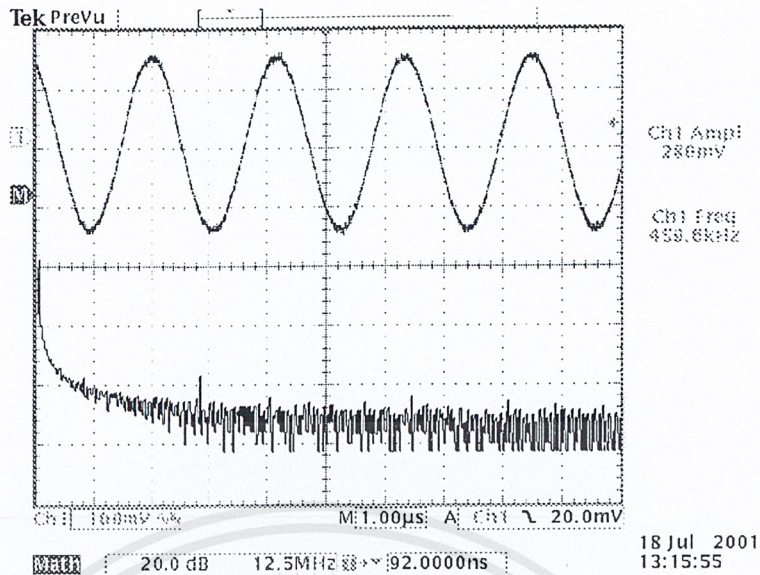
ในรูปที่ 7.7 เป็นรูปสัญญาณที่วัดได้จากทางออกของ มิกเซอร์ที่ 1 (ขา 18 ของ MC13135) โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ RF ต่อเข้ากับสายอากาศซึ่งตั้งค่า

ความถี่ของคลื่นพาห้ :46.63 MHz  
 ความแรงของสัญญาณ RF:-40 dBm  
 มอดดูเลชั่น :OFF



รูปที่ 7.8 แสดงสัญญาณที่วัดจาก โคลลอสซิลเลเตอร์ที่ 2

ในรูปที่ 7.8 เป็นรูปสัญญาณ ซึ่งวัดที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่ออสซิลเลท (ขา 5 ของ MC13135)



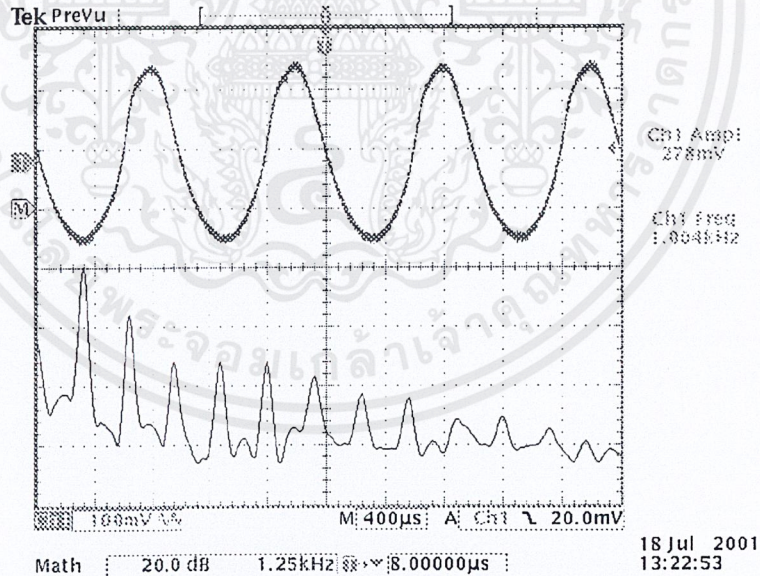
รูปที่ 7.9 แสดงสัญญาณที่วัดจาก IF ที่ 2

ในรูปที่ 7.9 เป็นรูปสัญญาณที่วัดได้จากทางออกของมิกเซอร์ที่ 2 (ขา 9 ของ MC13135) โดยการใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ RF ต่อเข้ากับสายอากาศ ซึ่งตั้งค่า

ความถี่ของคลื่นพาห้ :46.63 MHz

ความแรงของสัญญาณ RF :-40 dBm

มอดดูเลชั่น :OFF



รูปที่ 7.10 แสดงรูปสัญญาณที่ตีมอดดูเลทได้

ในรูปที่ 7.10 เป็นรูปสัญญาณ ซึ่งวัดที่ทางออกของวงจรขยายสัญญาณเสียง (ขา 16 ของ MC13135) โดยการใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ RF ต่อเข้ากับสายอากาศ

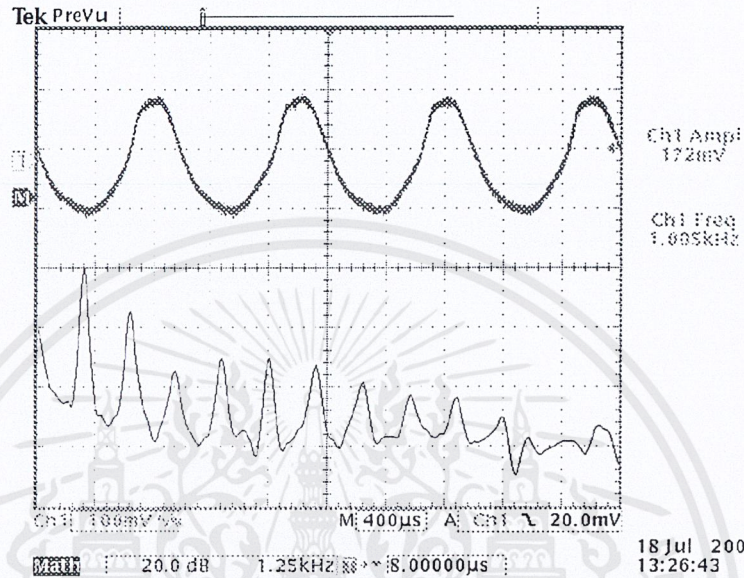
ความถี่คลื่นพาห้ :46.63 MHz

ความแรงของสัญญาณ RF :-40 dBm

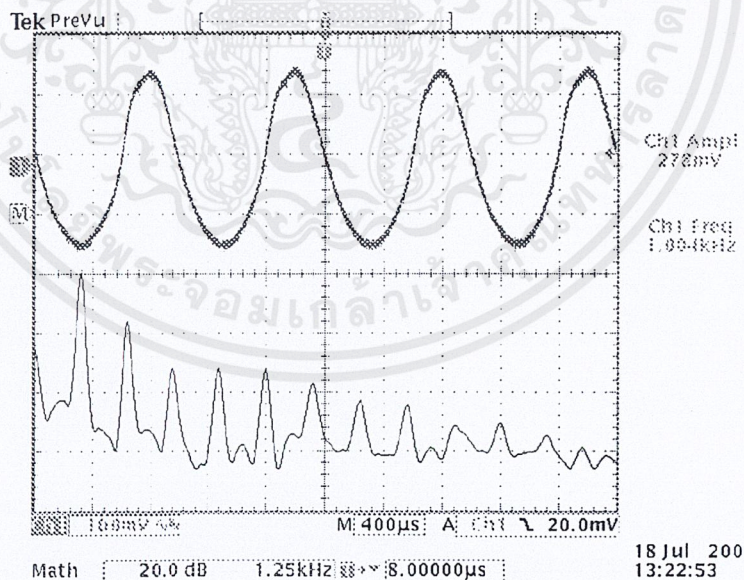
มอดดูเลชั่นด้วยความถี่ :1KHz แบบ FM (ความถี่เบี่ยงเบน  $\pm 3.5$  KHz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.1.3 ความไวในการรับสัญญาณและความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้ โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ RF ต่อเข้ากับสายอากาศ โดยใช้ความถี่คลื่นพาห์ 46.63 MHz มอดดูเลชันด้วยความถี่ 1KHz แบบ FM โดยมีความถี่เบี่ยงเบน  $\pm 3.5$  KHz ปรับระดับความแรงของสัญญาณ RF ค่าต่างๆ เมื่อวัดสัญญาณที่ทางออกของวงจรขยายเสียง (ขา 16 ของ MC13135)

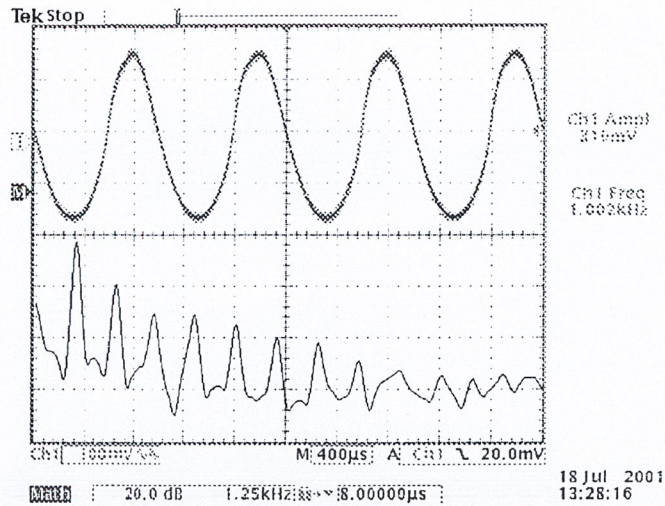


รูปที่ 7.11 สัญญาณที่ตีมอดได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า  $-30$  dBm

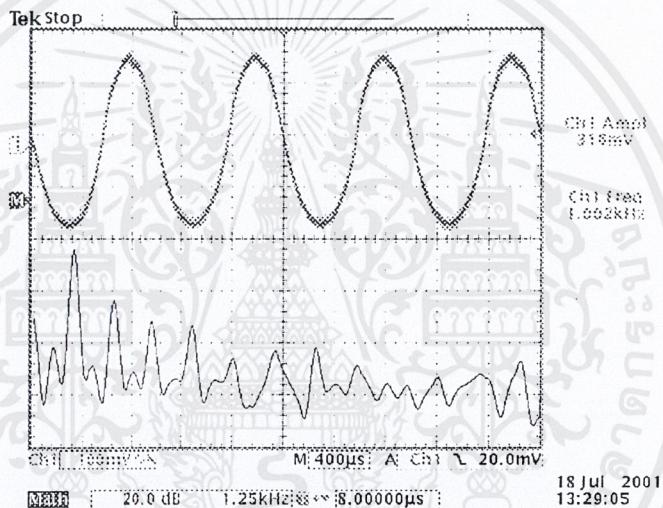


รูปที่ 7.12 สัญญาณที่ตีมอดได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า  $-40$  dBm

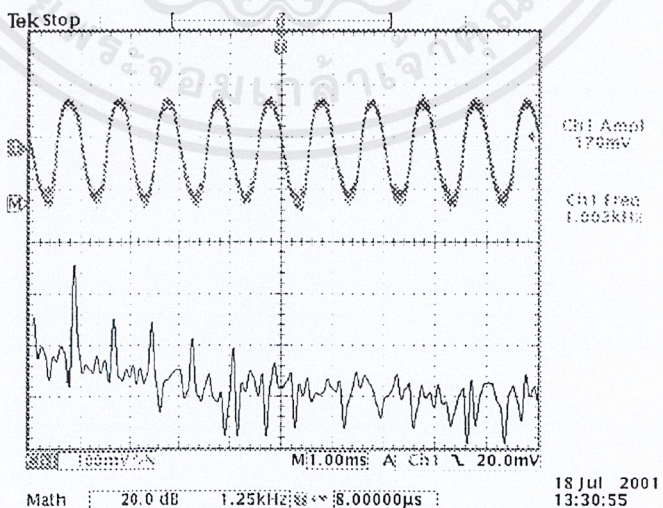
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.13 สัญญาณที่ตีมอดได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า  $-50$  dBm

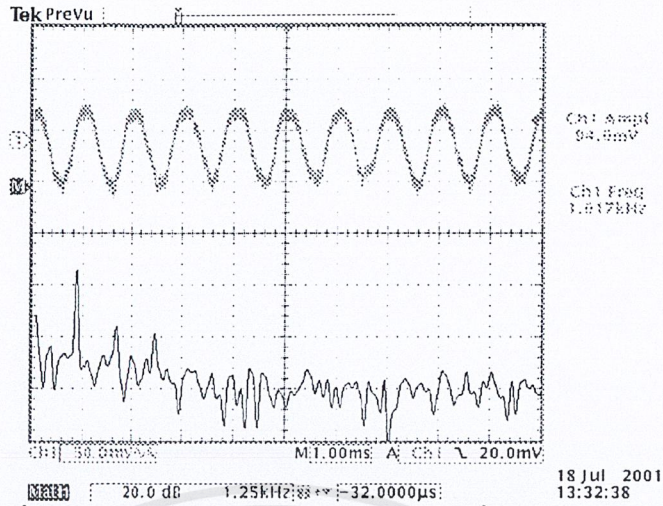


รูปที่ 7.14 สัญญาณที่ตีมอดได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า  $-60$  dBm

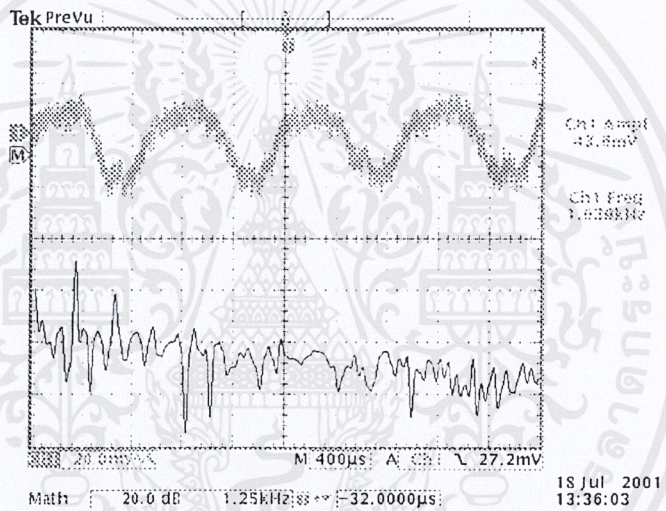


รูปที่ 7.15 สัญญาณที่ตีมอดได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า  $-65$  dBm

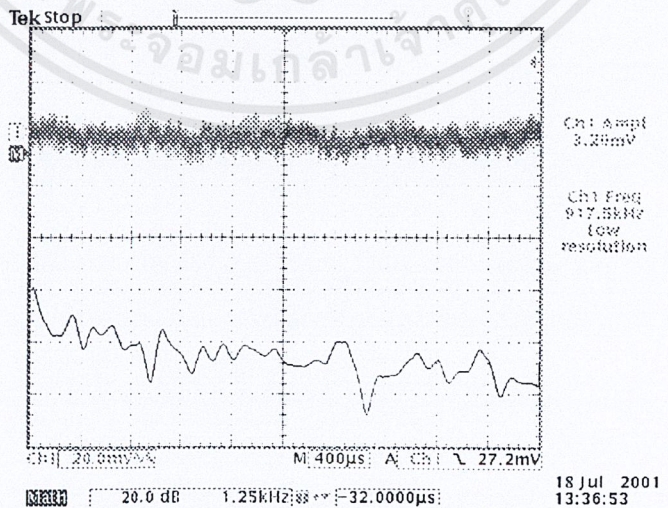
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.16 สัญญาณที่ตีมอดได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า -70 dBm



รูปที่ 7.17 สัญญาณที่ตีมอดได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า -75 dBm



รูปที่ 7.18 สัญญาณที่ตีมอดได้ โดยความแรงของสัญญาณ RF ที่สายอากาศมีค่า -80 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 7.2 วิเคราะห์ผลการทดลองของเครื่องรับวิทยุ

7.2.1 ความคลาดเคลื่อนของเฟสล็อกกลุ่ปซินที่ไซเซอร์ที่ใช้ในการผลิตความถี่ของ โลกคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 จากรูปที่ 7.2, 7.3, 7.4 และ 7.5 นำมาคำนวณความคลาดเคลื่อนได้ดังต่อไปนี้

ตารางที่ 7.2 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนของเฟสล็อกกลุ่ปซินที่ไซเซอร์

| ช่องสัญญาณ | ความถี่คลื่นพาห์ | ความถี่ของโลกคอลลอสซิลเลเตอร์ 1 | ความถี่ที่วัดได้ | % Error |
|------------|------------------|---------------------------------|------------------|---------|
| 1          | 46.63 MHz        | 35.93 MHz                       | 35.96 MHz        | -0.08   |
| 2          | 46.77 MHz        | 36.07 MHz                       | 36.06 MHz        | 0.02    |
| 3          | 46.87 MHz        | 36.17 MHz                       | 36.18 MHz        | -0.02   |
| 4          | 46.97 MHz        | 36.27 MHz                       | 36.28 MHz        | -0.02   |

เนื่องจากการผลิตความถี่ของโลกคอลลอสซิลเลเตอร์ตัวที่ 1 ถูกควบคุมด้วยเฟสล็อกกลุ่ปความคลาดเคลื่อนจึงมีค่าต่ำมาก

7.2.2 ความไวในการรับและคุณภาพของสัญญาณที่รับได้จากรูปที่ 7.11 , 7.12 , 7.13 , 7.14 , 7.15 , 7.16 , 7.17 และ 7.18 สามารถนำมาคำนวณหาค่า Harmonic Distortion ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 7.19 การคำนวณค่า THD จากองค์ประกอบความถี่ที่วัดได้

ขนาดของฮาร์โมนิกส์ต่าง ๆ ที่วัดได้อยู่ในหน่วย dB ซึ่งเป็นหน่วยสัมพัทธ์ ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าอ้างอิง

$$dBV_n = 20 \log \frac{V_n}{V_{Ref}}$$

ขนาด  $V_n = V_{Ref} 10^{\frac{dBV_n}{20}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อความสะดวก เราจะให้ขนาดของความถี่พื้นฐาน (Fundamental) เป็น 0 dB และ  $V_{\text{Ref}} = 1V_{\text{rms}}$  ดังนั้น

$$V_1 = 1V_{\text{rms}}$$

รูปที่ 7.19 dB ของ Harmonics ที่ n โดยถือว่า 0 dB อยู่ที่ค่า a1 จะได้

$$\text{dBV}_n = 0 + (a_n - a_1) = A_n$$

$$\text{ขนาดของ } V_n = 10^{\frac{A_n}{20}} [V_{\text{rms}}]$$

จากรูปที่ 7.11 , 7.12 , 7.13 , 7.14 , 7.15 , 7.16 , 7.17 และ 7.18 สามารถหาขนาดของ  $V_n$  ได้ดังในตารางที่ 7.3 และสามารถคำนวณหา Harmonic Distortion ได้ตามนิยาม

$$\% \text{THD} = \frac{V_{\text{nrms TOTAL}}}{V_{\text{Fund TOTAL}}} \times 100$$

$$\text{โดยที่ } V_{\text{nrms total}} = \sqrt{V_{2\text{wrms}}^2 + V_{3\text{wrms}}^2 + \dots + V_{\text{nrms}}^2}$$

$$\text{และ } V_{\text{Fund}} = 1$$

ตารางที่ 7.3 ค่าของ THD ที่ความแรงของสัญญาณ RF ค่าต่าง ๆ

| ความแรงของสัญญาณ RF | ขนาดของสัญญาณที่รับได้ | % THD     |
|---------------------|------------------------|-----------|
| -30                 | 172 mVp-p              | 15.49     |
| -40                 | 278 mVp-p              | 15.16     |
| -50                 | 310 mVp-p              | 12.64     |
| -60                 | 316 mVp-p              | 10.95     |
| -65                 | 170 mVp-p              | 10.00     |
| -70                 | 94 mVp-p               | 8.36      |
| -75                 | 43.6 mVp-p             | 10.95     |
| -80                 | 0                      | วัดไม่ได้ |

## บทที่ 8

### บทสรุปแลวจารณ์

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงข้อดีและปัญหาตัวจริงที่เกิดจากการสร้างเครื่องรับ-ส่งวิทยุรับส่ง FM ระบบ Narrow band ที่มีย่านความถี่ของการรับ-ส่ง 46.63 MHz – 46.97 MHz

#### ข้อดี

ในเครื่องรับวิทยุนี้ สามารถรับสัญญาณได้ 4 ช่อง ซึ่งมีความถี่ 46.63 MHz , 46.77 MHz , 46.87 MHz และ 46.97 MHz ตามลำดับแต่ 1 ถึง 4 โดยในการรับความถี่จะใช้สวิทช์เป็นตัวเลือกช่องสัญญาณ โดยการควบคุมของเฟสล็อกกลุ๊ป ซึ่งในนี้ได้เลือกใช้ไอซีเบอร์ MC13135 เป็นอุปกรณ์หลักในการสร้างภาครับสัญญาณ เพราะไอซีเบอร์นี้จะประกอบมีภาค มิกเซอร์ ภาค IF ที่มีความถี่ 10.7 MHz และ 455 KHz ภาค VCO ที่มีหน้าที่ผลิตความถี่ตามการควบคุมของเฟสล็อกกลุ๊ป นอกนั้นก็ยังมีภาคดีมอด โดยทั้งหมดจะประกอบมีอยู่ภายในตัวไอซี เพราะฉะนั้นจึงทำให้ง่ายต่อการใช้วงจร และยังทำให้วงจรมีขนาดเล็กเหมาะสำหรับการพกพา

นอกจากไอซีดังกล่าวแล้วยังมีภาค expander ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณที่ถูกกดมา และลดสัญญาณที่ถูกขยายมาจากภาคส่ง ทำให้ได้คุณภาพเสียงที่ดี และยังมีไอซีเบอร์ TDA 7050 อีกที่ทำหน้าที่เป็นตัวขับสัญญาณเสียงออกสู่ Headphone จากสวิทช์เลือกความถี่ในการรับสัญญาณจะใช้ ไอซีเบอร์ MC 145168 ที่ทำหน้าที่เป็น PLL เพื่อควบคุม VCO เพื่อผลิตความถี่ให้รับช่องสัญญาณตามต้องการได้ โดยการเลือกสวิทช์ตามคู่มือของเบอร์ไอซี MC 145168 เลือกสัญญาณ

โดยรวมแล้วภาครับนี้สามารถที่จะใช้ Battery ขนาด 3V ซึ่งจริงๆ แล้ววงจรกินกระแสเพียง 15 mA และมีความสามารถรับสัญญาณได้อย่างต่ำถึง  $-70$  dBm ซึ่งทำให้เครื่องรับมีประสิทธิภาพดี

สำหรับภาคส่ง ความถี่ที่ใช้ส่งนั้นอยู่ในย่าน 46.63-46.97 MHz และมีค่าความถี่เบี่ยงเบน  $\pm 3.5$  KHz โดยใช้กำลังส่ง 20 mW ซึ่งภาคเครื่องส่งดังกล่าวนี้ใช้ไฟเลี้ยงที่ 5V และกินกระแส 40 mA ในการทำงานที่ภาค pre-amp ของวงจร สามารถตอบสนองความถี่ของสัญญาณเสียงได้ถึง  $-3$  dB ที่ 5 KHz และเพื่อลดสัญญาณที่เกินและเพิ่มสัญญาณที่อ่อนมานั้นจึงใช้ภาค compander โดย ไอซีเบอร์ MC 33110 จากนั้นจึงส่งไปภาคมอดดูเลทและภาคขยาย ที่ใช้ transistor เบอร์ MPSH 10 ซึ่งเป็น transistor low noise โดยภาค VCO ของภาคส่งนี้จะควบคุมความถี่ในการส่งด้วยไอซีเบอร์ MC 145168 เป็นตัวควบคุมความถี่ในการส่ง

ปัญหาและข้อบกพร่องของเครื่องรับและเครื่องส่งในโครงการนี้

- เครื่องรับ

ในการสร้างได้พบกับปัญหาหลายๆ อย่างได้แก่ การออกแบบ PLL ซึ่งทำให้การเลือกรับสัญญาณได้ช้า และการเลือกรับช่องสัญญาณยังทำได้ยุ่งยาก เพราะเป็นการเลือกโดยใช้สวิตช์ที่มีระดับถึง 4 bit นอกนั้นคุณภาพของเสียงยังไม่ค่อยดีในบางช่องที่เครื่องรับสัญญาณยังอ่อน เสียงที่ได้จะไม่ชัดคือมีเสียงขาด และนอกจากนั้นที่เครื่องรับยังมีเสาอากาศที่ขาว ซึ่งเป็นการยากในการพกพา

- เครื่องส่ง

เป็นภาคที่ออกแบบค่อนข้างยากเหมือนกัน เพราะสร้างจากอุปกรณ์แต่ละตัวที่ไม่ใช่วงจรรวมอยู่ภายในไอซีเหมือนเครื่องรับ เพราะฉะนั้นการออกแบบจึงมีข้อจำกัดทางด้านอุปกรณ์ เป็นต้นว่าทรานซิสเตอร์ ที่จะหาตัวเหมาะสมกับความถี่ที่ต้องการยาก ทำให้ภาคเครื่องส่งนี้ไม่สามารถสร้างกำลังส่งได้มากเท่าที่ควร และนอกจากการออกแบบวงจรแล้ว ในการสร้างลายวงจรตัวจริงก็จะต้องได้ใช้ความระมัดระวังมากในจุดต่อ จุดเชื่อมสายและลายเส้น เพราะสิ่งเหล่านี้ถ้าหากไม่เหมาะสมแล้ว อาจทำให้เกิดสัญญาณรบกวนจากภายในวงจรได้เสียเอง ซึ่งวิธีการแก้ปัญหาที่ดีที่สุดสำหรับโครงการนี้คือการทำให้พื้นที่กราวใหญ่ และการลดค่า impedance และค่า capacitance จากลายวงจรในย่านความถี่สูง นอกจากเกิดมีการรบกวนจากภายในแล้วยังมีการรบกวนที่เกิดจากภายนอกอีก อันเนื่องมาจากสัญญาณที่อยู่รอบๆ บริเวณ ได้แก่โทรศัพท์ที่ใช้ความถี่ในย่านความถี่เดียวกัน นอกนั้นยังเกิดจากสนามไฟฟ้าต่างๆ อันได้แก่ supply และสิ่งที่ดีถือว่าเป็นปัญหาที่สุดในโครงการนี้ก็คือ การส่งกำลังงานออกอากาศโดยผ่านสายอากาศ ซึ่งการหาอิมพีแดนซ์ ระหว่างตัวภาคส่งและสายอากาศนั้น ทำได้ยาก เป็นเหตุให้การถ่ายทอดกำลังงานไม่ออก เป็นสาเหตุให้เกิดการสะท้อนกับในวงจร ทำให้ PLL ไม่สามารถควบคุมการทำงานได้เป็นปกติ ฉะนั้นจึงทำให้การส่งพลังงานออกสู่อากาศในระบบนี้ไม่ดีเท่าที่ควร

สิ่งที่จะต้องทำการปรับปรุงและแก้ไขในโครงการนี้

เพื่อให้เครื่องรับ-ส่งนี้ สามารถนำไปใช้ได้ตามความต้องการนั้น จำเป็นต้องได้ปรับปรุงหลายๆ ด้าน อันได้แก่ประสิทธิภาพของเสียง ระยะการส่ง และกำลังส่งควรให้มากขึ้น เพื่อจะทำให้ได้ระยะการรับที่ไกล และมีความไวในการรับสัญญาณได้สูง ซึ่งสิ่งดังกล่าวถือว่าจำเป็นมาก



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

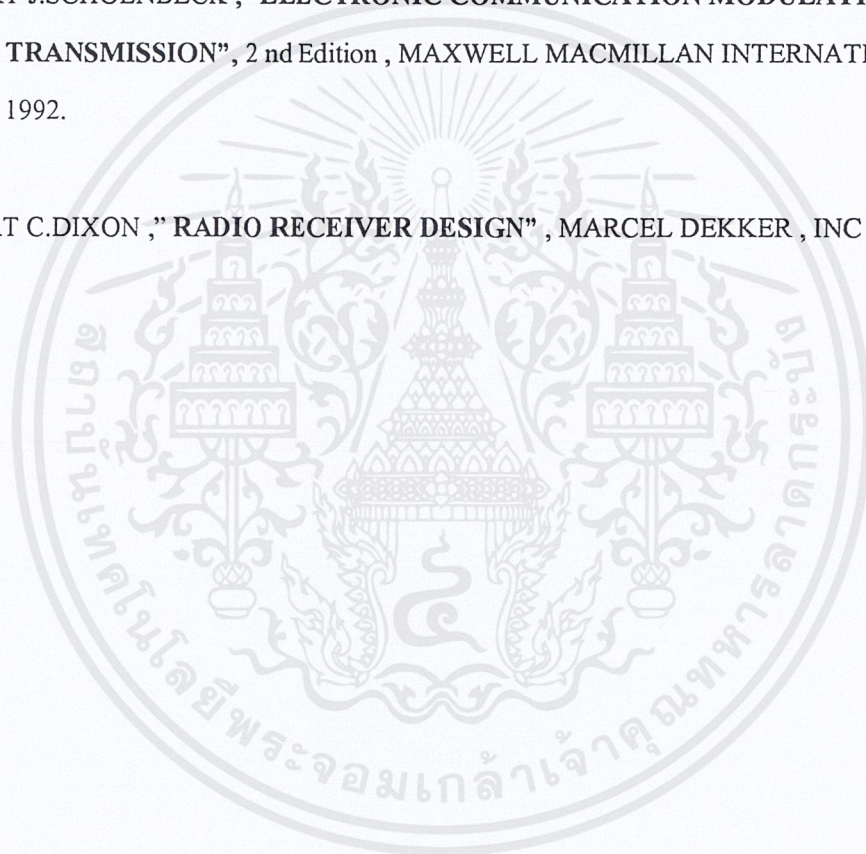
## หนังสืออ้างอิง

ศุชาติ กังวาลจิตต์ , หลักการทำงานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร , บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด  
พิมพ์ครั้งที่ 1 , กรุงเทพฯ , พ.ศ.2538

ไพโรจน์ ไววานิชกิจ , กมล เขมะรังษี , เปิดโลกการสื่อสารไร้สาย , บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด ,  
กรุงเทพฯ , พ.ศ.2539

ROBERT J.SCHOENBECK ,” ELECTRONIC COMMUNICATION MODULATION AND  
TRANSMISSION” , 2 nd Edition , MAXWELL MACMILLAN INTERNATIONAL ,  
1992.

ROBERT C.DIXON ,” RADIO RECEIVER DESIGN” , MARCEL DEKKER , INC , 1998.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MMBV2101LT1, MMBV2103LT1 thru MMBV2105LT1, MMBV2107LT1 thru MMBV2109LT1  
MV2101, MV2103 thru MV2105, MV2107 thru MV2109, MV2111, MV2113 thru MV2115

| Device             | C <sub>T</sub> , Diode Capacitance<br>V <sub>R</sub> = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz<br>pF |     |      | Q, Figure of Merit<br>V <sub>R</sub> = 4.0 Vdc,<br>f = 50 MHz | TR, Tuning Ratio<br>C <sub>2</sub> /C <sub>30</sub><br>f = 1.0 MHz |     |     |
|--------------------|---|-----|------|---|--|-----|-----|
|                    | Min   | Nom | Max  | Typ   | Min  | Typ | Max |
| MMBV2101LT1/MV2101 | 6.1   | 6.8 | 7.5  | 450   | 2.5  | 2.7 | 3.2 |
| MMBV2103LT1/MV2103 | 9.0   | 10  | 11   | 400   | 2.5  | 2.9 | 3.2 |
| MMBV2104LT1/MV2104 | 10.8  | 12  | 13.2 | 400   | 2.5  | 2.9 | 3.2 |
| MMBV2105LT1/MV2105 | 13.5  | 15  | 16.5 | 400   | 2.5  | 2.9 | 3.2 |
| MMBV2107LT1/MV2107 | 19.8  | 22  | 24.2 | 350   | 2.5  | 2.9 | 3.2 |
| MMBV2108LT1/MV2108 | 24.3  | 27  | 29.7 | 300   | 2.5  | 3.0 | 3.2 |
| MMBV2109LT1/MV2109 | 29.7  | 33  | 36.3 | 200   | 2.5  | 3.0 | 3.2 |
| MV2111             | 42.3  | 47  | 51.7 | 150   | 2.5  | 3.0 | 3.2 |
| MV2113             | 61.2  | 68  | 74.8 | 150   | 2.6  | 3.0 | 3.3 |
| MV2114             | 73.8  | 82  | 90.2 | 100   | 2.6  | 3.0 | 3.3 |
| MV2115             | 90  | 100 | 110  | 100   | 2.6  | 3.0 | 3.3 |

MMBV2101LT1, MMBV2103LT1 thru MMBV2105LT1 and MMBV2107LT1 thru MMBV2109LT1 are also available in bulk. Use the device title and drop the "T1" suffix when ordering any of these devices in bulk.

### PARAMETER TEST METHODS

#### 1. C<sub>T</sub>, DIODE CAPACITANCE

(C<sub>T</sub> = C<sub>C</sub> + C<sub>J</sub>), C<sub>T</sub> is measured at 1.0 MHz using a capacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).

#### 2. TR, TUNING RATIO

TR is the ratio of C<sub>T</sub> measured at 2.0 Vdc divided by C<sub>T</sub> measured at 30 Vdc.

#### 3. Q, FIGURE OF MERIT

Q is calculated by taking the G and C readings of an admittance bridge at the specified frequency and substituting in the following equations:

$$Q = \frac{2\pi fC}{G}$$

(Boonton Electronics Model 33AS8). Use Lead Length ~ 1/16".

#### 4. TCC, DIODE CAPACITANCE TEMPERATURE COEFFICIENT

TCC is guaranteed by comparing C<sub>T</sub> at V<sub>R</sub> = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz, T<sub>A</sub> = -65°C with C<sub>T</sub> at V<sub>R</sub> = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz, T<sub>A</sub> = +85°C in the following equation which defines TCC:

$$TCC = \frac{C_T(+85^\circ\text{C}) - C_T(-65^\circ\text{C})}{85 + 65} \cdot \frac{10^6}{C_R(25^\circ\text{C})}$$

Accuracy limited by measurement of C<sub>T</sub> to ± 0.1 pF.

MMBV2101LT1, MMBV2103LT1 thru MMBV2105LT1, MMBV2107LT1 thru MMBV2109LT1  
 MV2101, MV2103 thru MV2105, MV2107 thru MV2109, MV2111, MV2113 thru MV2115

TYPICAL DEVICE PERFORMANCE

FIGURE 1 — DIODE CAPACITANCE versus REVERSE VOLTAGE

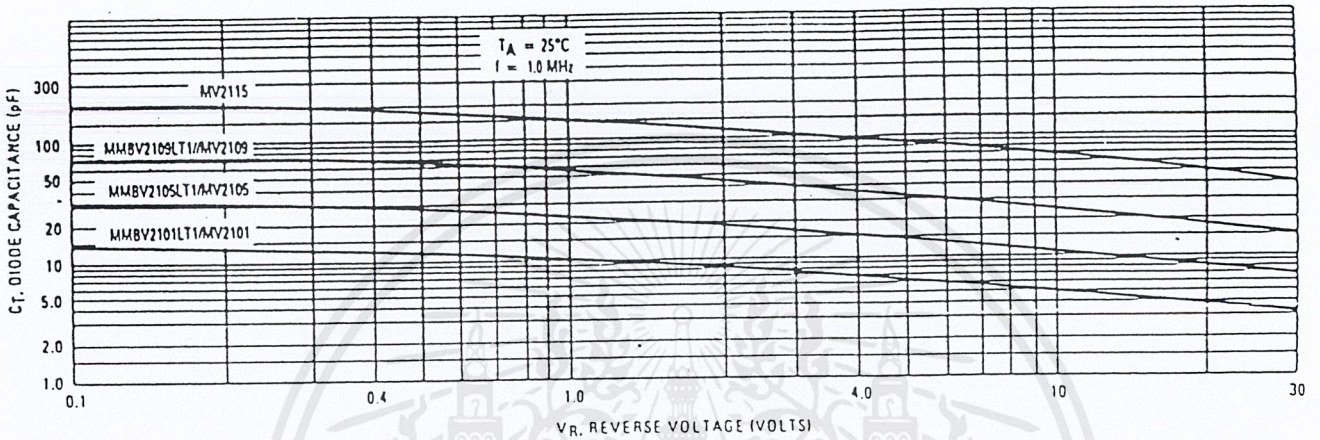


FIGURE 2 — NORMALIZED DIODE CAPACITANCE versus JUNCTION TEMPERATURE

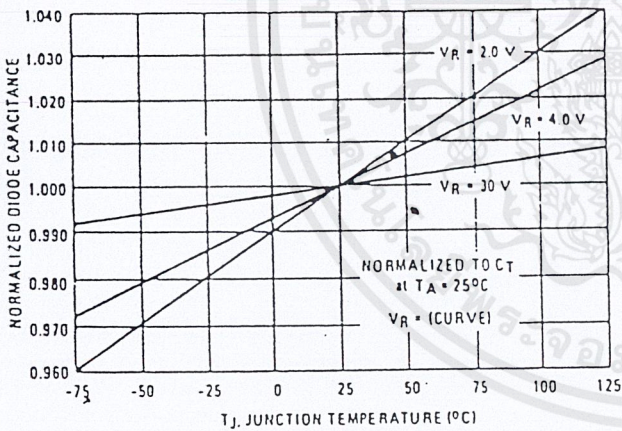


FIGURE 3 — REVERSE CURRENT versus REVERSE BIAS VOLTAGE

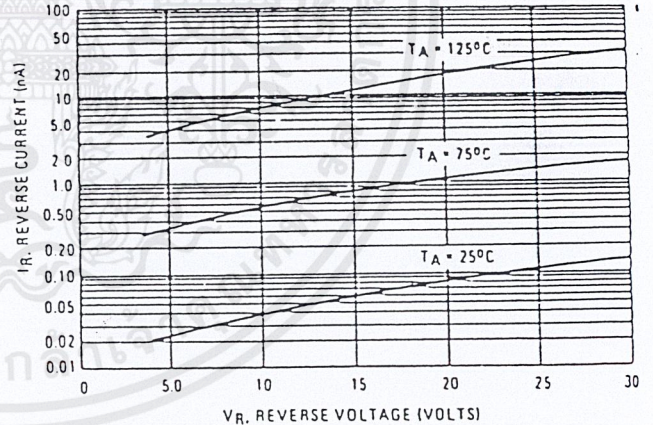


FIGURE 4 — FIGURE OF MERIT versus REVERSE VOLTAGE

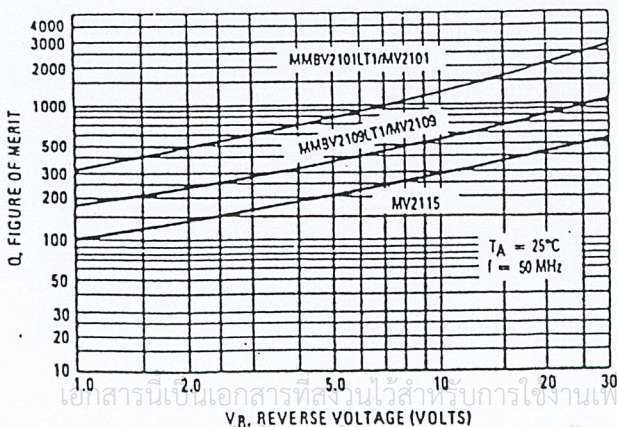
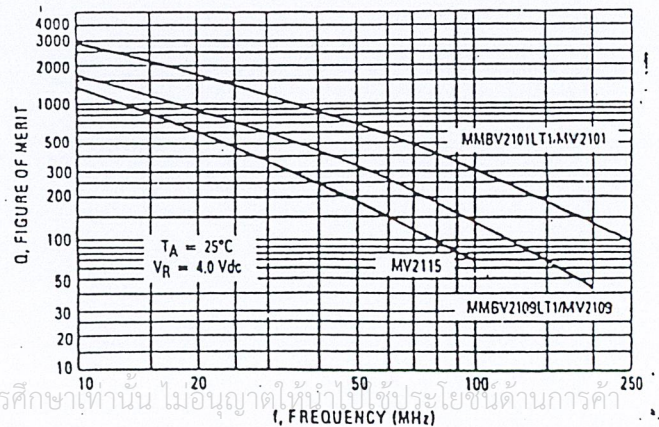


FIGURE 5 — FIGURE OF MERIT versus FREQUENCY

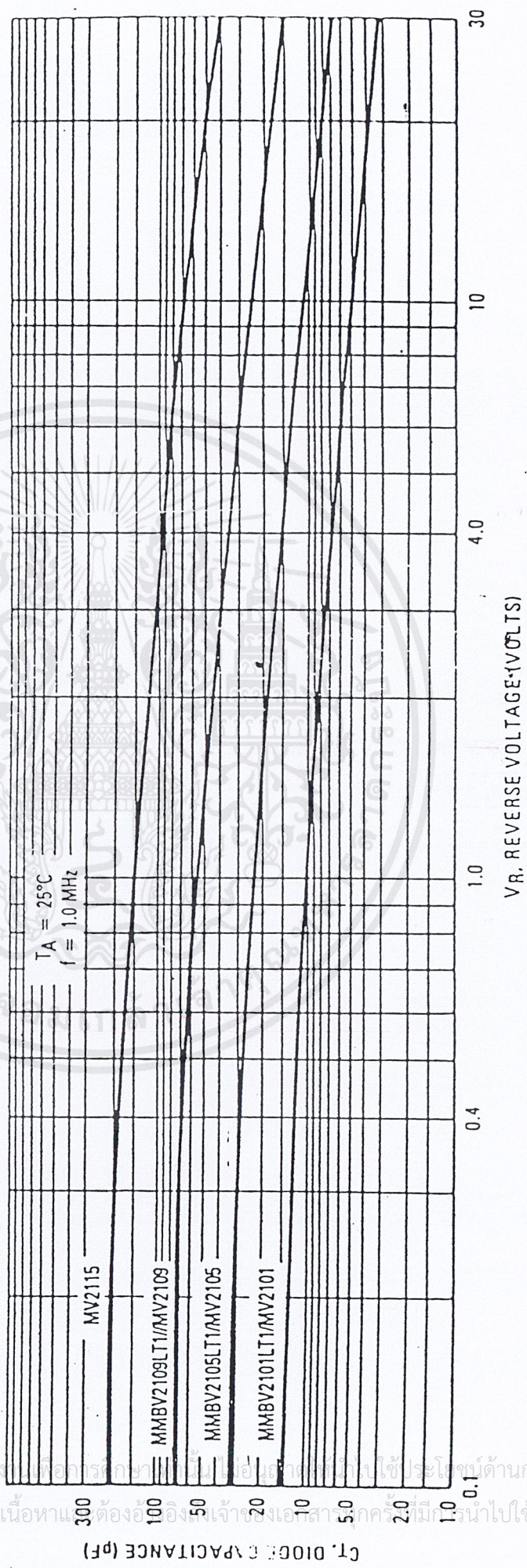


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MMBV2101LT1, MMBV2103LT1 thru MMBV2105LT1, MMBV2107LT1 thru MMBV2109LT1  
 MV2101, MV2103 thru MV2105, MV2107 thru MV2109, MV2111, MV2113 thru MV2115

TYPICAL DEVICE PERFORMANCE

FIGURE 1 — DIODE CAPACITANCE versus REVERSE VOLTAGE



FOR DETAILED INFORMATION SEE THE LATEST ISSUE OF HANDBOOK SC01 OR DATASHEET

## SILICON PLANAR VARIABLE CAPACITANCE DOUBLE DIODES

The BB204B and BB204G are double diodes with common cathode in a plastic TO-92 variant, primarily intended for electronic tuning in band II (f.m.). They are recommended for stages where large signals occur (e.g. oscillator circuits).

### QUICK REFERENCE DATA

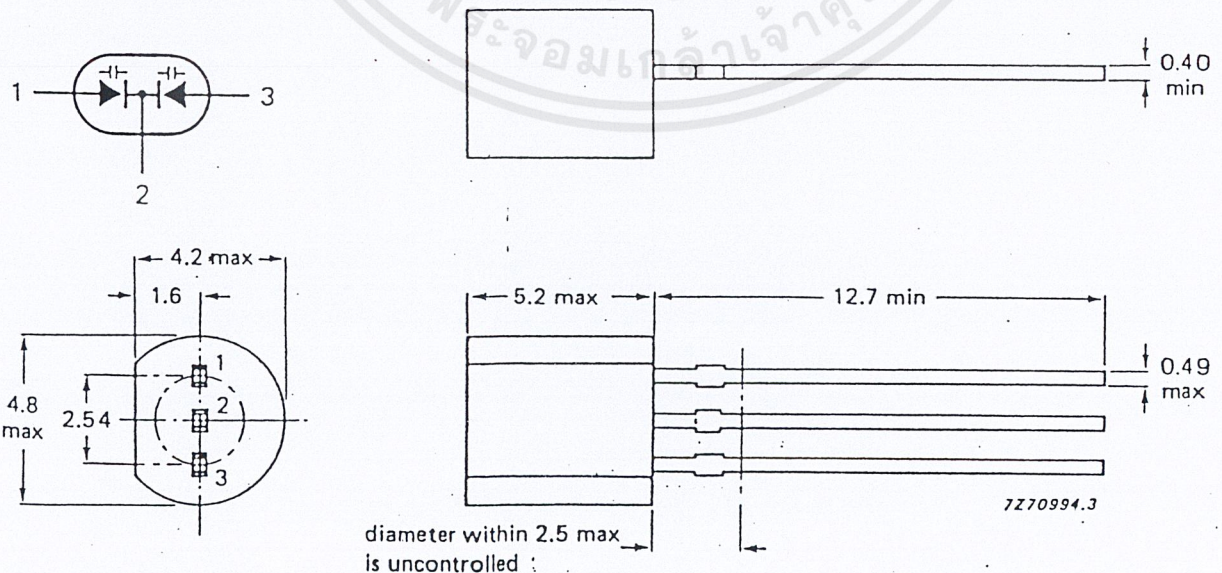
For each diode:

|                                    |  |      |              |
|------------------------------------|--|------|--------------|
| Continuous reverse voltage         | $V_R$  | max. | 30 V         |
| Junction temperature               | $T_j$  | max. | 100 °C       |
| Reverse current at $V_R = 30$ V    | $I_R$  | <    | 50 nA        |
| Diode capacitance at $f = 1$ MHz   | $C_d$  |      | BB204G       |
|                                    |  |      | BB204B       |
| $V_R = 3$ V                        |  |      | 34 – 39      |
| $V_R = 8$ V                        |  |      | 37 – 42 pF   |
|                                    |  |      | 22 – 27      |
|                                    |  |      | 24 – 29 pF   |
| Capacitance ratio at $f = 1$ MHz   | $\frac{C_d(V_R = 3\text{ V})}{C_d(V_R = 30\text{ V})}$ |      | 2,5 to 2,8   |
| Series resistance at $f = 100$ MHz | $r_D$  | typ. | 0,2 $\Omega$ |
|                                    |  | <    | 0,4 $\Omega$ |

### MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 TO-92 variant.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC33110

## Low Voltage Compander

The MC33110 contains two variable gain circuits configured for compressing and expanding the dynamic range of an audio signal. One circuit is configured as an expander, while the other circuit can be configured as a compressor or expander. Each circuit has a full wave rectifier to provide average value information to a variable gain cell located in either the input stage or the feedback path. An internal, temperature stable bandgap reference provides the necessary precision voltages and currents required.

The MC33110 will operate from a supply voltage of 2.1 to 7.5 V, over a temperature range of  $-40^{\circ}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$ . The device is designed to accommodate an 80 dB dynamic range from  $-60$  dB to  $+20$  dB, referenced to 100 mVrms.

Applications include cordless telephone, cellular mobile, most voice RF links, and any application where the signal-to-noise ratio can be improved by reducing the transmitted dynamic range. Other applications include speakerphone and voice activated intercom, dictating machine, standard telephone, etc.

The MC33110 is packaged in a 14 pin DIP for through-the-hole applications and an SO-14 surface mount.

- Operating Supply Voltage: 2.1 to 7.5 V
- No Precision External Components Required
- 80 dB Dynamic Range Compressed to 40 dB, Reexpandable to 80 dB
- Unity Gain Level: 100 mVrms
- Adjustable Response Time
- Ambient Operating Temperature:  $-40^{\circ}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$
- Temperature Compensated Reference
- Applications include Cordless Phone, CB Radio, Speakerphone, etc.

LOW VOLTAGE COMPANDER

SILICON MONOLITHIC  
INTEGRATED CIRCUIT

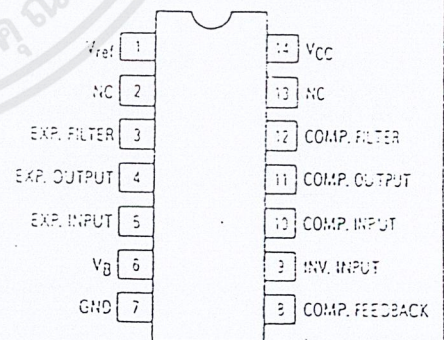


P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 64E

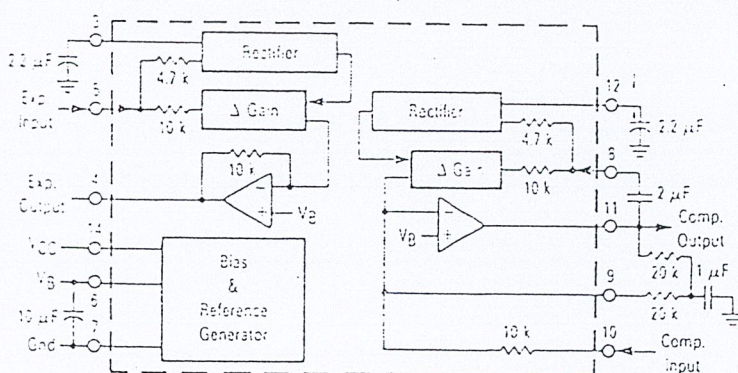


D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751A  
(SO-14)

PIN CONNECTIONS  
(TOP VIEW)



SIMPLIFIED BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

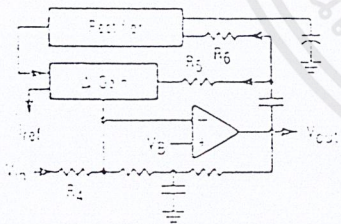
| Device   | Temperature Range                              | Package     |
|----------|--|-------------|
| MC33110D | $-40^{\circ}\text{C}$ to $+85^{\circ}\text{C}$ | SO-14       |
| MC33110P |  | Plastic DIP |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIN DESCRIPTION

| Name                | Pin   | Description  |
|---------------------|-------|--|
| V <sub>ref</sub>    | 1     | Normally this pin is not used and is left open. It can be used to make limited adjustments to the 0 dB level. Any noise or leakage at this pin will affect the 0 dB level and gain tracking. |
| NC                  | 2, 13 | No connection. These pins are not internally connected   |
| Expander Filter     | 3     | Connect to an external capacitor to filter the full wave rectifier's output. This capacitor affects attack and decay times, as well as low frequency accuracy.                               |
| Expander Output     | 4     | Output of the expander amplifier.  |
| Expander Input      | 5     | The input impedance is nominally 3.2 kΩ. Nominal signal range is 3.16 mVrms to 316 mVrms. Must be capacitor coupled to the signal source.  |
| V <sub>g</sub>      | 6     | An internal reference voltage, nominally V <sub>CC</sub> /2. This is an AC ground and must be well filtered to obtain high power supply rejection and low crosstalk.                         |
| Ground              | 7     | Connect to a clean power supply ground   |
| Compressor Feedback | 8     | Input to the compressor variable gain stage and rectifier. Normally the signal is supplied by the compressor's output (Pin 11). Input impedance is nominally 3.2 kΩ.                         |
| Inverting Input     | 9     | Inverting input to the compressor amplifier. Normally, this is connected to the compressor's output through a filtered DC feedback path.   |
| Compressor Input    | 10    | The input impedance is nominally 10 kΩ. Nominal signal range is 100 μVrms to 1.0 Vrms. Must be capacitor coupled to the signal source.   |
| Compressor Output   | 11    | Output of the compressor amplifier.  |
| Compressor Filter   | 12    | Connect to an external capacitor to filter the full wave rectifier's output. This capacitor affects attack & decay times, and low frequency accuracy.  |
| V <sub>CC</sub>     | 14    | Power supply pin. Connect to a power supply providing between 2.1 V and 7.0 V. Nominal current consumption is 3.6 mA.  |

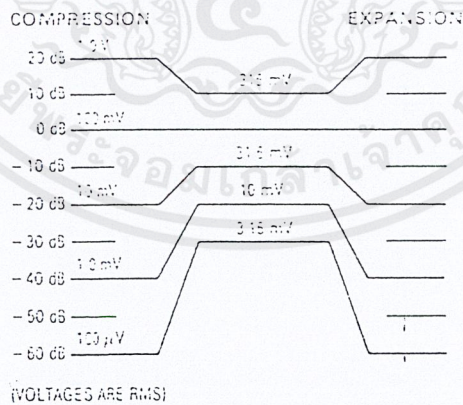
COMPRESSOR



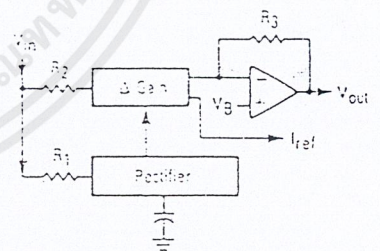
$$V_{out} = \sqrt{\frac{R_3 \times R_5 \times I_{ref} \times V_{in}}{7.2 \times R_4}}$$

$$= 0.3162 \times \sqrt{V_{in}}$$

TRANSFER FUNCTIONS



EXPANDER



$$V_{out} = \frac{7.2 \times R_3 \times V_{in}^2}{R_1 \times R_2 \times I_{ref}}$$

$$= 10 \times V_{in}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

| Rating                             | Symbol          | Value                 | Unit |
|------------------------------------|-----------------|-----------------------|------|
| V <sub>CC</sub> Supply Voltage     | V <sub>CC</sub> | +12, -0.5             | Vdc  |
| High Input Voltage (Pin 5 & 10)    | V <sub>IH</sub> | V <sub>CC</sub> + 0.5 | Vdc  |
| Low Input Voltage                  | V <sub>IL</sub> | -0.5                  | Vdc  |
| Output Source Current (Pin 4 & 11) | I <sub>O+</sub> | Self-Limiting         |      |
| Output Sink Current                | I <sub>O-</sub> | 20                    | mA   |
| Junction Temperature               | T <sub>J</sub>  | -65, +150             | °C   |

Devices should not be operated at these values. The "Recommended Operating Conditions" table provides conditions for actual device operation.

**RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS**

| Characteristic                               | Symbol          | Min | Typ | Max   | Unit |
|--|-----------------|-----|-----|-------|------|
| V <sub>CC</sub> Supply Voltage               | V <sub>CC</sub> | 2.1 | —   | 7.0   | Vdc  |
| Input Voltage Range                          | V <sub>IN</sub> |     |     |       | Vrms |
| Compressor, 2.1 V < V <sub>CC</sub> < 7.0 V  |                 | 0   | —   | 1.0   |      |
| Expander, V <sub>CC</sub> = 2.1 V            |                 | 0   | —   | 0.25  |      |
| Expander, 3.0 V < V <sub>CC</sub> < 7.0 V    |                 | 0   | —   | 0.316 |      |
| Input Frequency                              | f <sub>IN</sub> | 100 | —   | 20 k  | Hz   |
| Output Load                                  | R <sub>L</sub>  |     |     |       | Ω    |
| Compressor (Pin 11, V <sub>O</sub> = 100 mV) |                 | 300 | —   | ∞     |      |
| Expander (Pin 4, V <sub>O</sub> = 100 mV)    |                 | 150 | —   | ∞     |      |
| Ambient Temperature                          | T <sub>A</sub>  | -40 | —   | +85   | °C   |

All limits are not necessarily functional concurrently.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 5.0 V, f = 1.0 kHz, unless otherwise noted, T<sub>A</sub> = 25°C, see Figure 1)**

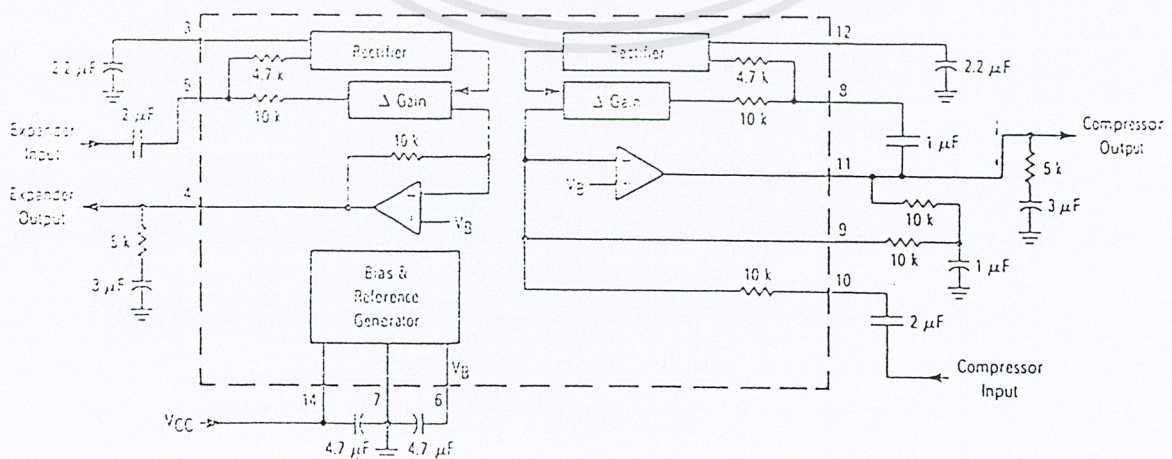
| Characteristic  | Symbol              | Min       | Typ                       | Max       | Unit |
|---|---------------------|-----------|---------------------------|-----------|------|
| <b>POWER SUPPLY</b>   |                     |           |                           |           |      |
| Power Supply Current<br>V <sub>CC</sub> = +5.0 V<br>V <sub>CC</sub> = +2.1 V                            | I <sub>CC</sub>     | —         | 3.5<br>3.3                | 5.5<br>—  | mA   |
| V <sub>IN</sub> Voltage<br>V <sub>CC</sub> = +5.0 V<br>2.1 V < V <sub>CC</sub> < 7.0 V                  | V <sub>IN</sub>     | 2.4<br>—  | 2.5<br>V <sub>CC</sub> /2 | 2.6<br>—  | Vdc  |
| <b>COMPRESSOR</b>   |                     |           |                           |           |      |
| Gain<br>V <sub>IN</sub> = 100 mVrms, Pin 1 = Open   | G <sub>(CO)</sub>   | -1.5      | 0                         | 1.5       | dB   |
| Gain Tracking   | G <sub>(CT)</sub>   |           |                           |           | dB   |
| V <sub>IN</sub> = 1.0 Vrms, output relative to G <sub>(CO)</sub>  |                     | -9.0      | +10                       | -11       |      |
| V <sub>IN</sub> = 10 mVrms, output relative to G <sub>(CO)</sub>  |                     | —         | -10                       | —         |      |
| V <sub>IN</sub> = 1.0 mVrms, output relative to G <sub>(CO)</sub>                                       |                     | —         | -20                       | —         |      |
| V <sub>IN</sub> = 100 μVrms, output relative to G <sub>(CO)</sub>                                       |                     | -31       | -30                       | -29       |      |
| Total Harmonic Distortion<br>V <sub>IN</sub> = 100 mVrms, f = 1.0 kHz                                   | THD                 | 0         | 0.1                       | 1.5       | %    |
| Power Supply Rejection<br>f = 1.0 kHz, C <sub>FB</sub> = 10 μF, V <sub>IN</sub> = -20 dB                | PSRR                | —         | 22                        | —         | dB   |
| Attack Time (Capacitor at Pin 12 = 2.2 μF)  | t <sub>AT</sub> (C) | —         | 6.0                       | —         | ms   |
| Decay Time (Capacitor at Pin 12 = 2.2 μF)   | t <sub>DT</sub> (C) | —         | 20                        | —         | ms   |
| Input Impedance   |                     |           |                           |           |      |
| Pin 10  | R <sub>IN</sub>     | —         | 10                        | —         | kΩ   |
| Pin 8   |                     | —         | 3.2                       | —         |      |
| Peak Output Current<br>Pin 11   | I <sub>PK</sub>     | —         | 0.3                       | —         | mA   |
| Output Offset<br>Pin 11, with respect to Pin 6, NO SIGNAL<br>Change from NO SIGNAL to 1.0 Vrms at Input | V <sub>CO</sub>     | -150<br>— | 0<br>50                   | +150<br>— | mVdc |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ ,  $f = 1.0\text{ kHz}$ , unless otherwise noted,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , see figure 1)

| Characteristic   | Symbol     | Min                  | Typ                      | Max                  | Unit     |
|--|------------|----------------------|--------------------------|----------------------|----------|
| <b>EXPANDER</b>  |            |                      |                          |                      |          |
| 0 dB Gain<br>( $V_{in} = 100\text{ mVrms}$ , Pin 1 = open)   | $G_{(EO)}$ | -15                  | 0                        | 15                   | dB       |
| Gain Tracking<br>(@ $V_{in} = 316\text{ mVrms}$ , output relative to $G_{(EO)}$ )<br>(@ $V_{in} = 31.6\text{ mVrms}$ , output relative to $G_{(EO)}$ )<br>(@ $V_{in} = 10\text{ mVrms}$ , output relative to $G_{(EO)}$ )<br>(@ $V_{in} = 3.16\text{ mVrms}$ , output relative to $G_{(EO)}$ ) | $G_t$      | +19<br>—<br>—<br>-61 | +20<br>-20<br>-40<br>-60 | +21<br>—<br>—<br>-59 | dB       |
| Total Harmonic Distortion<br>$V_{in} = 100\text{ mVrms}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$  | THD        | 0                    | 0.06                     | 1.5                  | %        |
| Power Supply Rejection ( $f = 1.0\text{ kHz}$ , $C_{VFB} = 10\text{ }\mu\text{F}$ )  | PSRR       | —                    | 37                       | —                    | dB       |
| Attack Time (Capacitor @ Pin 3 = $2.2\text{ }\mu\text{F}$ )  | $t_a(E)$   | —                    | 19                       | —                    | ms       |
| Decay Time (Capacitor @ Pin 3 = $2.2\text{ }\mu\text{F}$ )   | $t_d(E)$   | —                    | 20                       | —                    | ms       |
| Input Impedance<br>Pin 5   | $R_{in}$   | —                    | 3.2                      | —                    | $\Omega$ |
| Peak Output Current<br>Pin 4   | $I_{pk}$   | —                    | 1.0                      | —                    | mA       |
| Output Offset<br>Pin 4, with respect to Pin 6, NO SIGNAL<br>Change from NO SIGNAL to $316\text{ mVrms}$ at Input   | $V_{CO}$   | -150<br>—            | 0<br>25                  | +150<br>—            | mVdc     |
| <b>MISCELLANEOUS</b>   |            |                      |                          |                      |          |
| Gain (Pin 10 to Pin 4; Pin 11 capacitor coupled to Pin 5;<br>$V_{CC} = 7.0\text{ V}$ , $V_{in} = 1.0\text{ Vrms}$<br>$V_{CC} = 3.0\text{ V}$ , $V_{in} = 1.0\text{ Vrms}$<br>$V_{CC} = 2.1\text{ V}$ , $V_{in} = 21.6\text{ mVrms}$ )  | $A_v$      | -2.5<br>-2.5<br>-2.5 | 0<br>0<br>0              | +2.5<br>+2.5<br>+2.5 | dB       |
| Channel Separation<br>Expander to Compressor, output measured at Pin 11<br>$V_{in}$ @ Pin 5 = $316\text{ mVrms}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$<br>$V_{in}$ @ Pin 5 = $316\text{ mVrms}$ , $f = 10\text{ kHz}$   | CS         | 43<br>—              | 48<br>68                 | —<br>—               | dB       |
| Compressor to Expander, output measured at Pin 4<br>$V_{in}$ @ Pin 10 = $1.0\text{ Vrms}$ , $f = 1.0\text{ kHz}$<br>$V_{in}$ @ Pin 10 = $1.0\text{ Vrms}$ , $f = 10\text{ kHz}$  |            | 65<br>—              | 107<br>114               | —<br>—               | dB       |

FIGURE 1 — TEST CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COMPRESSOR

EXPANDER

FIGURE 2 — COMPRESSOR TRANSFER CHARACTERISTICS

FIGURE 3 — EXPANDER TRANSFER CHARACTERISTICS

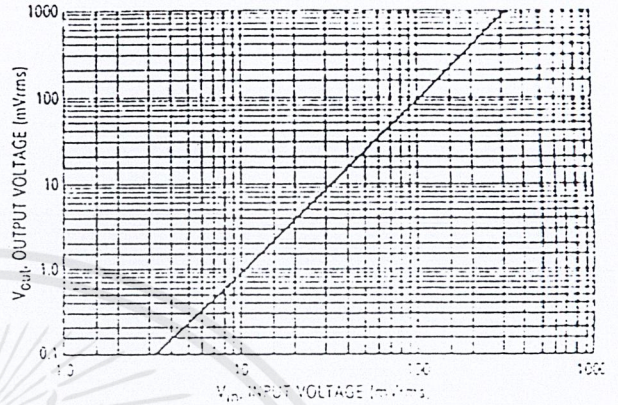
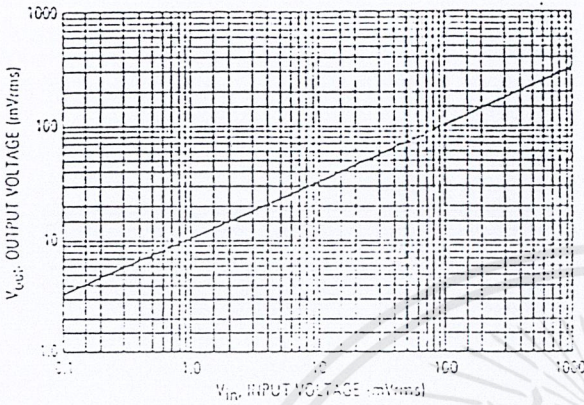


FIGURE 4 — COMPRESSOR TRANSFER CHARACTERISTICS

FIGURE 5 — EXPANDER TRANSFER CHARACTERISTICS

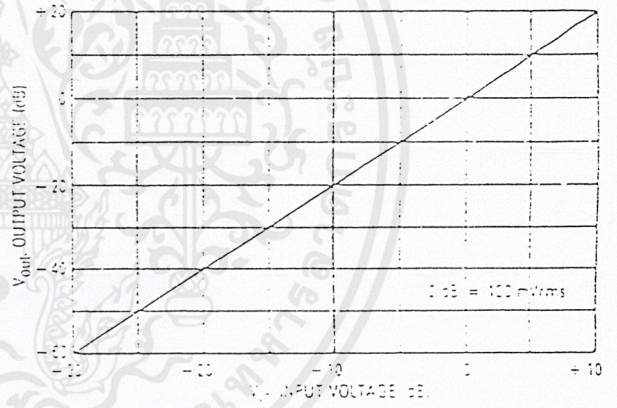
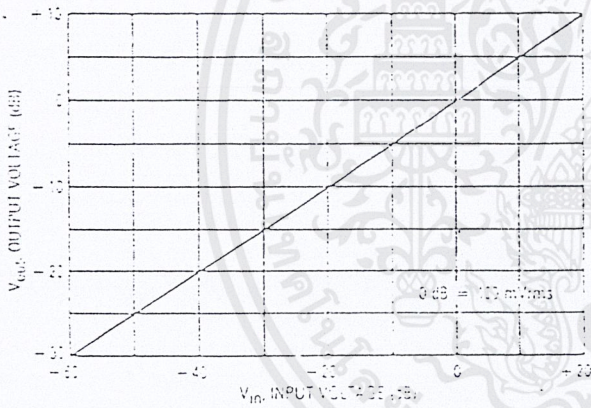
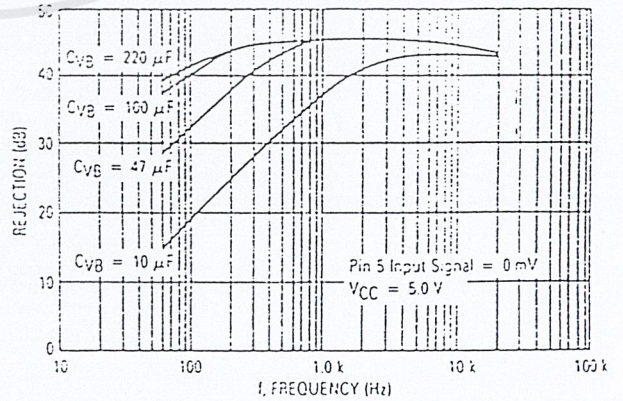
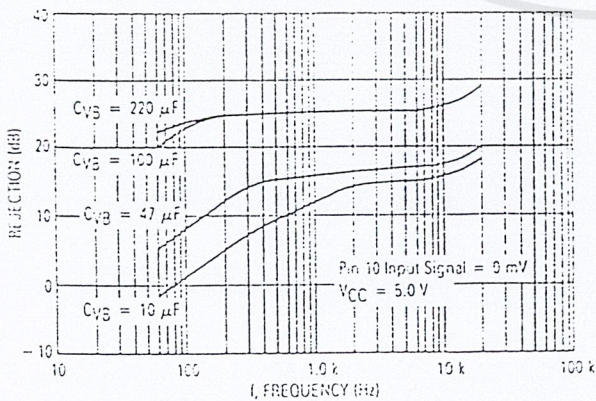


FIGURE 6 — POWER SUPPLY REJECTION (COMPRESSOR)

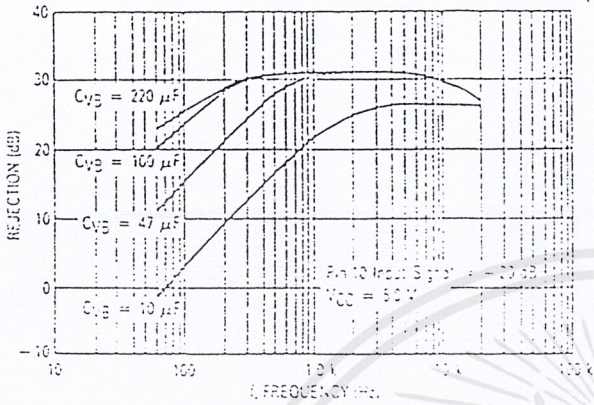
FIGURE 7 — POWER SUPPLY REJECTION (EXPANDER)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### COMPRESSOR

FIGURE 8 — POWER SUPPLY REJECTION (COMPRESSOR)



### EXPANDER

FIGURE 9 — POWER SUPPLY REJECTION (EXPANDER)

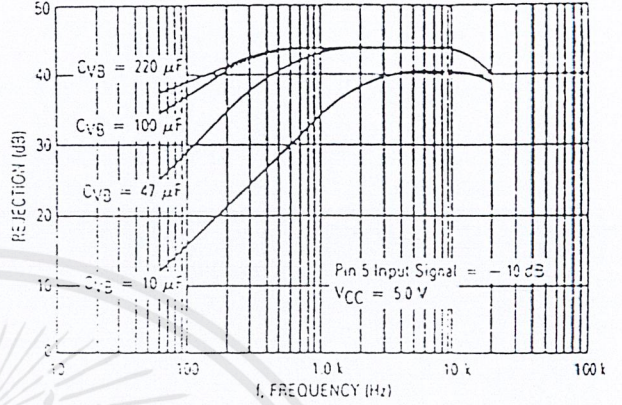


FIGURE 10 — FREQUENCY RESPONSE (COMPRESSOR)

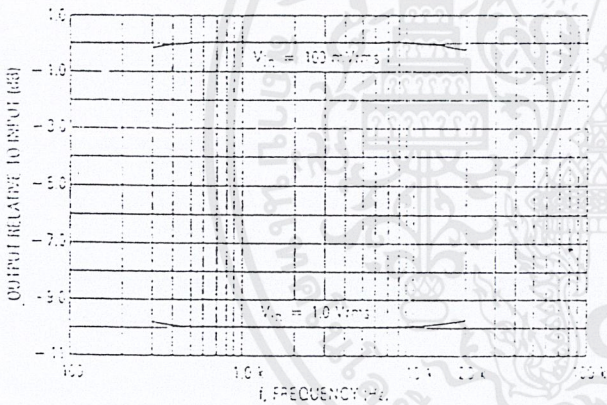


FIGURE 11 — FREQUENCY RESPONSE (EXPANDER)

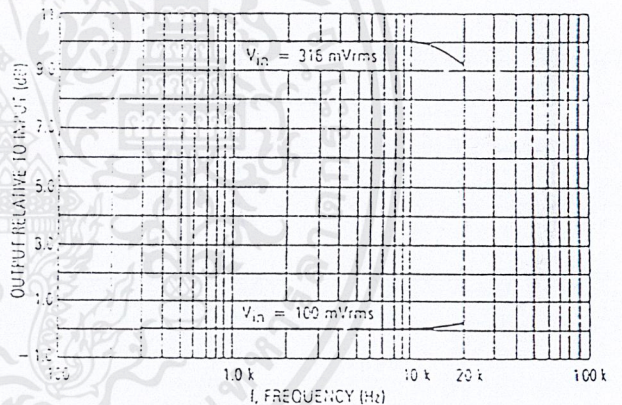


FIGURE 12 — FREQUENCY RESPONSE (COMPRESSOR)

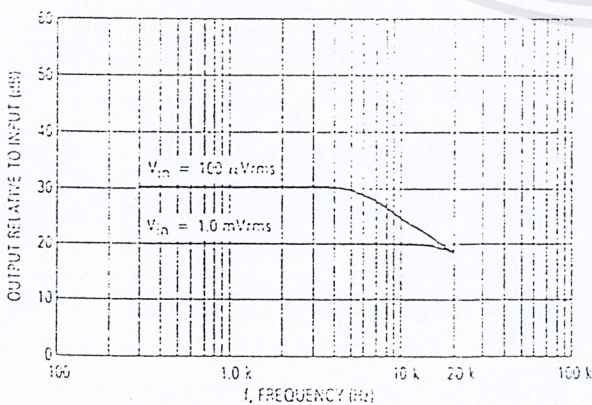
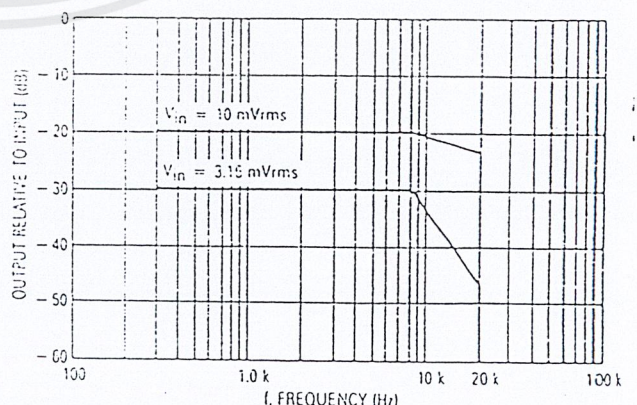


FIGURE 13 — FREQUENCY RESPONSE (EXPANDER)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 14 — ATTACK AND DECAY TIMES (COMPRESSOR)

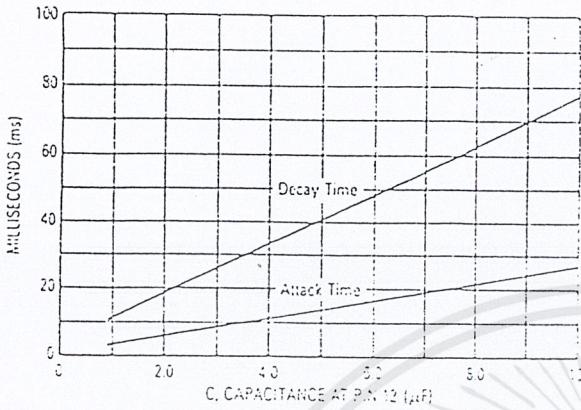


FIGURE 15 — ATTACK AND DECAY TIMES (EXPANDER)

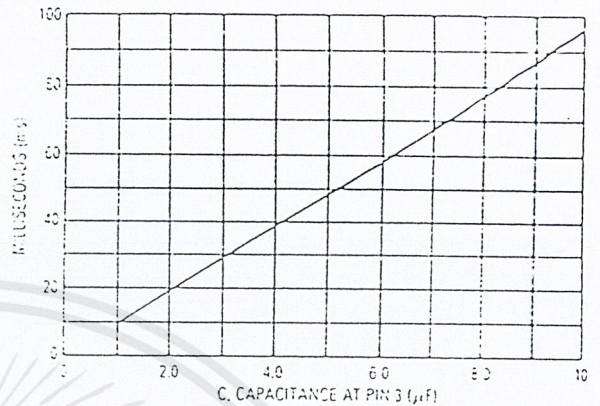
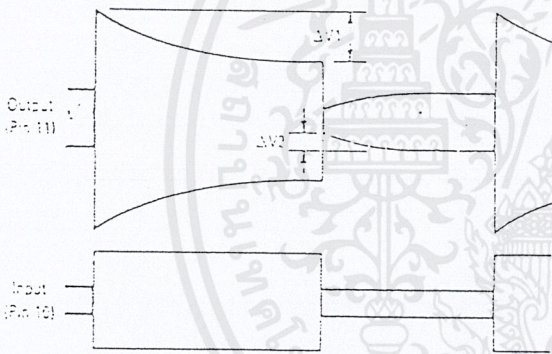
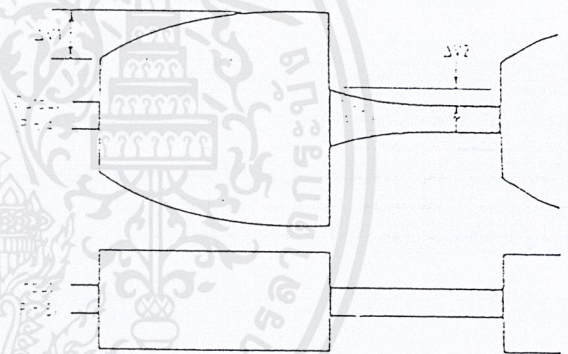


FIGURE 16 — ATTACK AND DECAY TIMES (COMPRESSOR)



Attack Time = Time to 63% of ΔV1.  
Decay Time = Time to 63% of ΔV2.

FIGURE 17 — ATTACK AND DECAY TIMES (EXPANDER)



Attack Time = Time to 63% of ΔV1.  
Decay Time = Time to 63% of ΔV2.

FIGURE 18 — MAXIMUM INPUT SIGNAL

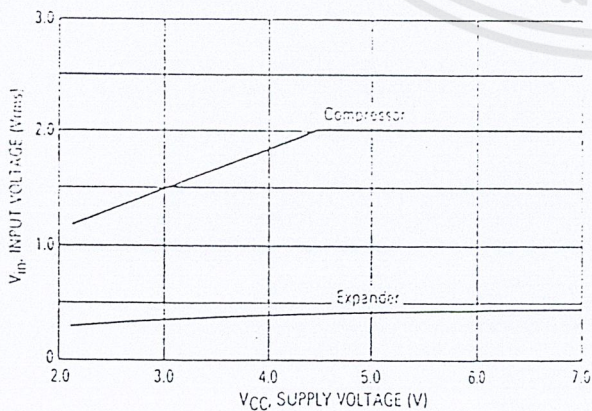
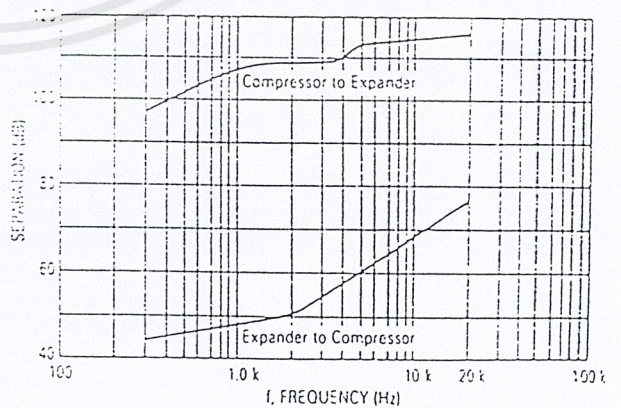


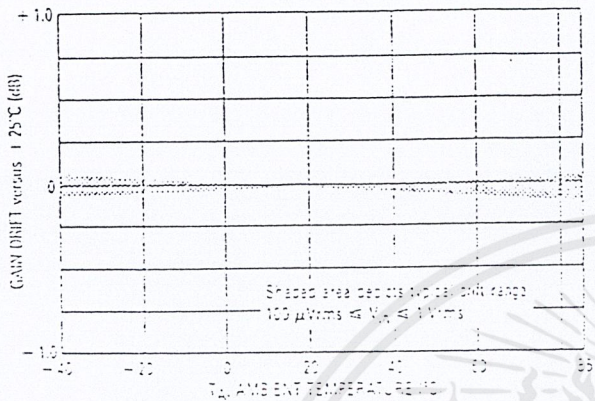
FIGURE 19 — CHANNEL SEPARATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## COMPRESSOR

FIGURE 20 — COMPRESSOR GAIN TRACKING versus TEMPERATURE



## EXPANDER

FIGURE 21 — EXPANDER GAIN TRACKING versus TEMPERATURE

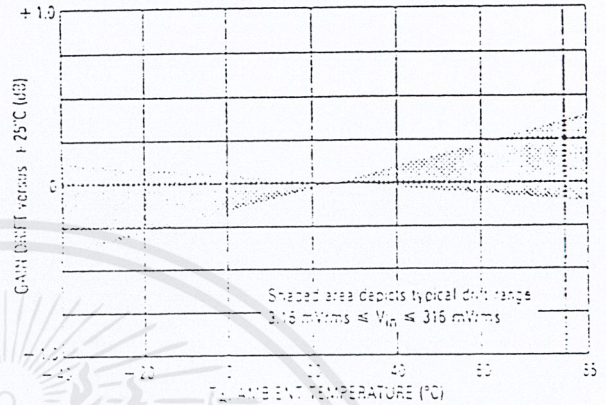


FIGURE 22 — COMPRESSOR THD versus TEMPERATURE

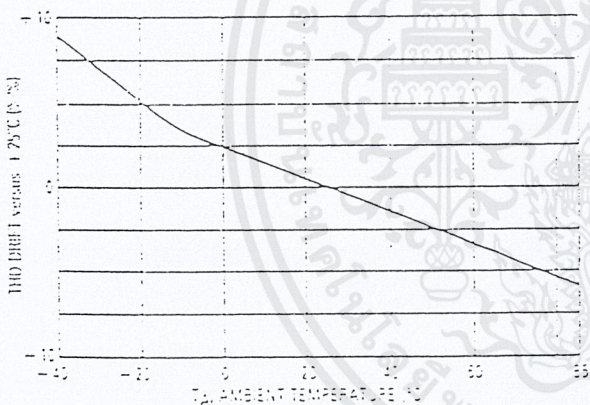
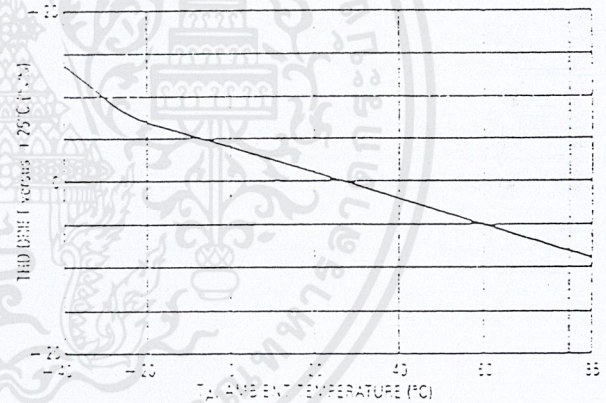


FIGURE 23 — EXPANDER THD versus TEMPERATURE



## FUNCTIONAL DESCRIPTION

### Introduction

The MC33110 compander (COMPRESSOR and EXPANDER) is composed of two variable gain circuits which provide compression and expansion of the signal dynamic range. The compressor will take a signal with an 80 dB dynamic range (100  $\mu$ V to 1.0 Vrms), and reduce that to a 40 dB dynamic range by attenuating strong signals, while amplifying low level signals. The expander does the opposite in that the 40 dB signal range is increased to a dynamic range of 80 dB by amplifying

strong signals and attenuating low level signals. The 0 dB level is internally set at 100 mVrms — that is the signal level which is neither amplified nor attenuated. Both circuits contain the necessary precision full wave rectifier, variable gain cell, and temperature compensated references required for accurate and stable performance.

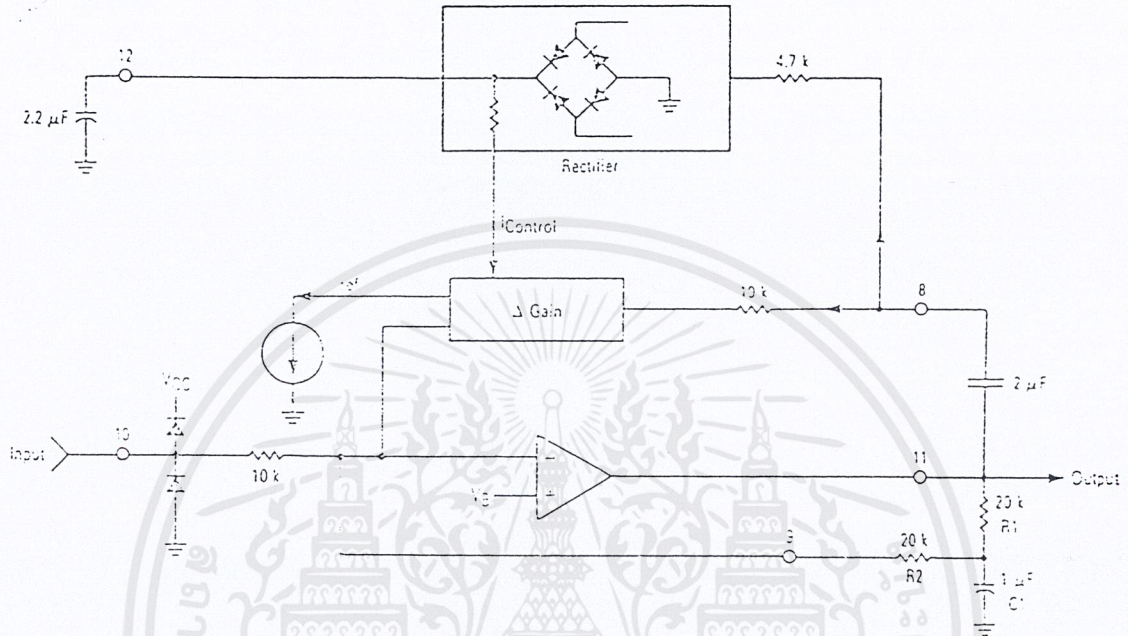
Note: All dB values mentioned in this data sheet, unless otherwise noted, are referred to 100 mVrms.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Compressor

The compressor is an operational amplifier with a fixed input resistor and a variable gain cell in its feedback path as shown in Figure 24.

FIGURE 24 — COMPRESSOR



The amplifier output is sampled by the precision rectifier which, in turn, supplies a DC signal ( $I_{Control}$ ), representative of the rectifier's AC signal, to the variable gain cell. The reference current ( $I_{ref}$ ) is an internally generated precision current. The effective impedance of the variable gain cell varies with the ratio of the two currents, and decreases as  $I_{Control}$  increases, thereby providing compression. The output is related to the input by the following equation:

$$V_{out} = 0.3162 \times \sqrt{V_{in}} \quad (\text{Equation 1})$$

In terms of dB levels, the relationship is:

$$V_{out}(dB) = 0.5 \times V_{in}(dB) \quad (\text{Equation 2})$$

where 0 dB = 100 mVrms (see Figure 2 and 4).

The inputs and output are internally biased at  $V_B$  ( $V_{CC}/2$ ), and must therefore be capacitor coupled to external circuitry. Pin 10 input impedance is nominally 10 k $\Omega$  ( $\pm 20\%$ ), and the maximum functional input signal is shown in Figure 18. Bias currents required by the op amp and the variable gain cell are internally supplied. Due to clamp diodes at the input (to  $V_{CC}$  and ground), the input signal must be maintained between the supply rails. If the input signal goes more than 0.5 V above  $V_{CC}$  or below ground, excessive currents will flow and distortion will show up at the output.

When no AC signals are present at the input, the variable gain cell will attempt to set such a high gain that the circuit may become unstable. For this reason resistors  $R_1$  and  $R_2$ , and capacitor  $C_1$  are added to provide DC stability. The pole formed by  $R_1$ ,  $R_2$  and  $C_1$  should have

a pole frequency no more than 1/10th of the lowest frequency of interest. The pole frequency is calculated from:

$$f = \frac{R_1 + R_2}{2\pi \times R_1 R_2 C_1} \quad (\text{Equation 3})$$

for the component values shown, the pole frequency is  $\approx 16$  Hz.

Likewise, the capacitor between Pins 11 and 8 should be selected such that, in conjunction with the input impedance at Pin 8 ( $\approx 3200 \Omega$ ,  $\pm 20\%$ ), the resulting pole frequency is no more than 1/10 of the lowest frequency of interest. With the components shown, the pole frequency is  $< 30$  Hz. This pole frequency is calculated from:

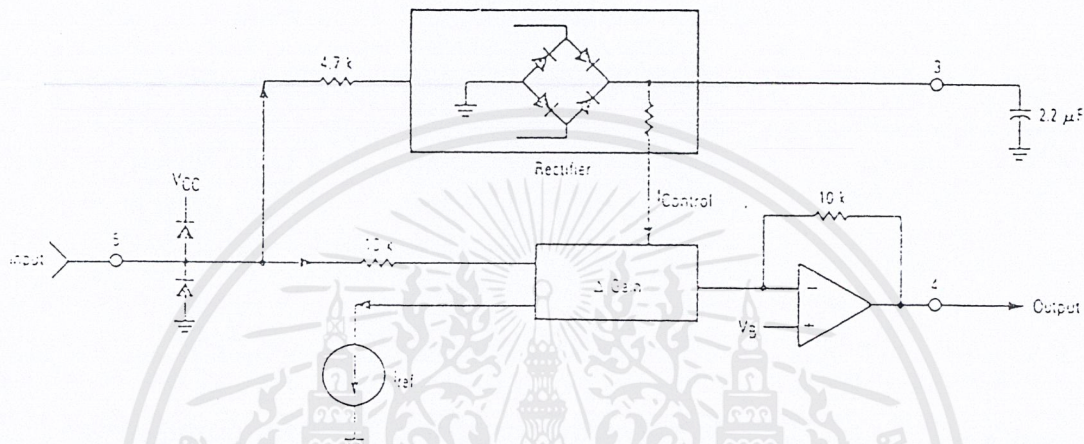
$$f = \frac{1}{2\pi \times 3.2 \text{ k} \times C} \quad (\text{Equation 4})$$

The output of the rectifier is filtered by the capacitor at Pin 12, which, in conjunction with an internal 10 k $\Omega$  resistor, provides the time constant for the attack and decay times. Figure 14 and 16 indicate how the times vary with the capacitor value. The attack time for the compressor is always faster than the decay time due to the fact that the rectifier is fed from the output rather than the input. Since the output is initially larger than expected (immediately after the input has increased), the external capacitor is charged more quickly during the initial part of the time constant. When the input is decreased, the time constant is closer to that calculated by  $t = RC$ . If the attack and decay times are decreased by using a smaller capacitor, performance at low frequencies will degrade.

**Expander**

The expander is an operational amplifier with a fixed feedback resistor and a variable gain cell in its input path as shown in Figure 25.

FIGURE 25 — EXPANDER



The input signal is sampled by the precision rectifier which, in turn, supplies a DC signal ( $i_{Control}$ ), representative of the AC input signal, to the variable gain cell. The reference current ( $i_{Ref}$ ) is an internally generated precision current. The effective impedance of the variable gain cell varies with the ratio of the two currents, and decreases as  $i_{Control}$  increases, thereby providing expansion. The output is related to the input by the following equation:

$$V_{out} = 10 \times (V_{in})^2 \quad \text{(Equation 5)}$$

In terms of dB levels, the relationship is:

$$V_{out}(dB) = 2.0 \times V_{in}(dB) \quad \text{(Equation 6)}$$

where 0 dB = 100 mVrms (see Figure 3 and 5).

The inputs and output are internally biased at  $V_b$  ( $V_{CC}/2$ ), and must therefore be capacitor coupled to external circuitry. The input impedance at Pin 5 is nominally  $3.2 \text{ k}\Omega$  (= 20%), and the maximum functional input signal is shown in Figure 18. Bias currents required by the op amp and the variable gain cell are internally supplied. Due to clamp diodes at the input (to  $V_{CC}$  and ground), the input signal must be maintained between the supply rails. If the input signal goes more than 0.5 V

above  $V_{CC}$  or below ground, excessive currents will flow, and distortion will show up at the output.

The output of the rectifier is filtered by the capacitor at Pin 3, which, in conjunction with an internal 10 k resistor, provides the time constant for the attack and decay times. Figure 15 and 17 indicate how the times vary with the capacitor value. If the attack and decay times are decreased by using a smaller capacitor, performance at low frequencies will degrade.

**Power Supply**

The MC33110 requires a power supply voltage between 2.1 V and 7.0 V, and a nominal current of 3.5 mA. The supply voltage should be well filtered and free of ripple. A minimum of  $4.7 \mu\text{F}$  in parallel with a  $0.01 \mu\text{F}$  capacitor is recommended for filtering and RF bypass.

$V_b$  (Pin 6) is an internally generated mid supply reference, and is used internally as an AC ground. The external capacitor at Pin 6 filters this voltage, and its value affects the power supply noise rejection as shown in Figures 6 through 9. This reference voltage may be used to bias external circuitry as long as the current draw is limited to  $<10 \mu\text{A}$ .

## APPLICATIONS INFORMATION

### Signal-to-Noise Improvement

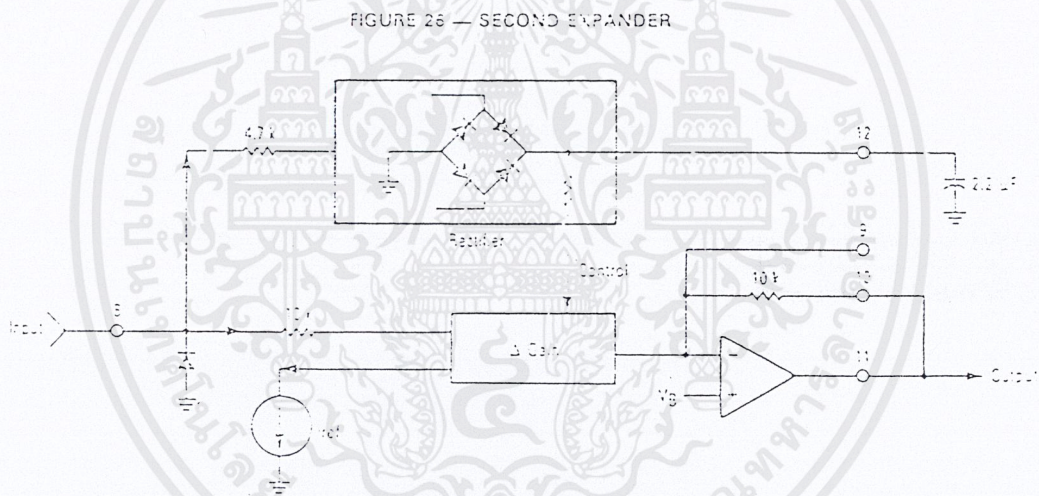
Among the basic reasons for the original development of compander type circuits was to improve the signal-to-noise ratio of long distance telecom circuits, and of voice circuits which are transmitted over RF links (CBs, walkie-talkies, cordless phones, etc.). Since much of the noise heard at the receiving end of a transmission is due to noise picked up, for example, in the airway portion of the RF link, the compressor was developed to increase the low-level signals at the transmitting end. Then any noise picked in the RF link would be a smaller percentage of the transmitted signal level. At the receiving end, the signal is then expanded back to its original level, retaining the same high signal-to-noise ratio. While the above explanation indicates it is not necessary to attenuate strong signals (at the transmitting end), a benefit of doing this is the reduced dynamic range which must be handled

by the system transmitter and receiver. The MC33110 was designed for a two-to-one compression and expansion, i.e. an 80 dB dynamic signal is compressed to a 40 dB dynamic range, transmitted to the receiving end and then expanded back to an 80 dB dynamic range.

The MC33110 compander is not limited to RF or long distance telephony applications. It can be used in any system requiring an improved signal-to-noise ratio such as telephones, speakerphones, tape recorders, digital recording, and many others.

### Second Expander

Should the application require it, the MC33110 can be configured as two expanders by reconfiguring the compressor side as shown in Figure 26.



This circuit will provide the same performance as the expander at Pins 3 through 5.

### Power Supplies, Grounding

The PC board layout, the quality of the power supplies and the ground system at the IC are very important in order to obtain proper operation. Noise, from any source, coming into the device on VCC or ground, can cause a distorted output, or incorrect gain level.

VCC must be decoupled to the appropriate ground at the IC (within 1" max) with a 4.7 µF capacitor and a 0.01 µF ceramic. A tantalum capacitor is recommended for the larger value if very high frequency noise is present since electrolytic capacitors simply have too much inductance at those frequencies. The quality of the power supply voltage should be checked at the IC with a high frequency scope. Noise spikes (always present if digital circuits are

near this IC) can easily exceed 400 mV, and if they get into the IC, the output can have noise or distortion. Noise can be reduced by inserting resistors and/or inductors between the supply and the IC.

If switching power supplies are used, there will usually be spikes of 0.5 V or greater at frequencies of 50 kHz to 1.0 MHz. These spikes are generally more difficult to reduce because of their greater energy content. In extreme cases, a three terminal regulator (MC78L05ACP), with appropriate high frequency filtering, should be used and dedicated to the analog portion of the circuit.

The ripple content of the supply should not allow its magnitude to exceed the values in the Recommended Operating Conditions table.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The PC board tracks supplying VCC and ground to the MC33110 should preferably not be at the tail end of the bus distribution, after passing through a maze of digital circuitry. The analog circuitry containing the MC33110 should be close to the power supply, or the connector where the supply voltages enter the board. If VCC is supplying considerable current to other parts of the board, then it is preferable to have dedicated lines from the supply or connector directly to the MC33110 and associated circuitry.

#### PC Board Layout

Although this device is intended for use in the audio frequency range, the amplifiers have a bandwidth of

≈300 kHz, and can therefore oscillate at frequencies outside the voiceband should there be excessive stray capacitance or other unintended feedback loops. A solid ground plane is strongly recommended to minimize coupling of any digital noise into the analog section. Use of wire wrapped boards should definitely be avoided.

Since many applications of the MC33110 compander involve voice transmission over RF links, care must be taken in the design of the product to keep RF signals out of the MC33110 and associated circuitry. This involves proper layout of the PC boards, the physical arrangement of the boards, shielding, proper RF ground, etc.

### GLOSSARY

**ATTACK TIME** — The settling time for a circuit after its input signal has been increased.

**ATTENUATION** — A decrease in magnitude of a communication signal, usually expressed in dB.

**BANDWIDTH** — The range of information carrying frequencies of a communication system.

**CHANNEL SEPARATION** — The ability of one circuit to reject outputting signals which are being processed by another circuit. Also referred to as crosstalk, it is usually expressed in dB.

**COMPANDER** — A contraction of the words compressor and expander. A compander is composed of two circuits, one of each kind.

**COMPRESSOR** — A circuit which compresses or reduces the dynamic range of a signal by attenuating strong signals and amplifying low level signals.

**dB** — A power or voltage measurement unit, referred to another power or voltage. It is generally computed as:  
 $10 \times \log (P_1/P_2)$  for power measurements, and  
 $20 \times \log (V_1/V_2)$  for voltage measurements.

**dBm** — An indication of signal power. 1.0 mW across 600  $\Omega$  or 0.775 V rms, is typically defined as 0 dBm for telecom applications. Any voltage level is converted to dBm by:

$$\text{dBm} = 20 \times \log (V_{\text{rms}}/0.775), \text{ or}$$

$$\text{dBm} = \{20 \times \log (V_{\text{rms}})\} + 2.22.$$

**dBm** — Indicates a dBm measurement relative to 1.0  $\mu$ W power level into 600  $\Omega$ . Generally used for noise measurements, 0 dBm = -90 dBm.

**dBmC** — Indicates a dBm measurement using a C-message weighting filter.

**DECAY TIME** — The settling time for a circuit after its input signal has been decreased.

**EXPANDER** — A circuit which expands or increases the dynamic range of a signal by amplifying strong signals and attenuating low level signals.

**GAIN** — The change in signal amplitude (increase or decrease) after passing through an amplifier, or other circuit stage. Usually expressed in dB, an increase is a positive number and a decrease is a negative number.

**POWER SUPPLY REJECTION RATIO** — The ability of a circuit to reject outputting noise, or ripple, which is present on the power supply lines. PSRR is usually expressed in dB.

**SIGNAL-TO-NOISE RATIO** — The ratio of the desired signal to unwanted signals (noise) within a defined frequency range. The larger the number, the better.

**VOICEBAND** — That portion of the audio frequency range used for transmission across the telephone system. Typically, it is 300 to 3400 Hz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

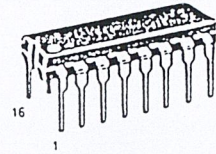
*Advance Information*  
**Dual PLLs for 46/49 MHz**  
**Cordless Telephones**  
CMOS

These devices are dual phase-locked loop frequency synthesizers intended for use primarily in 46/49 MHz cordless phones with up to 15 channels. These parts contain two mask-programmable counter ROMs for receive and transmit loops with two independent phase detect circuits. A common reference oscillator and reference divider are shared by the receive and transmit circuits.

Other features include a lock detect circuit for the transmit loop, illegal code default, a buffered oscillator output for mixing purposes in the system, and a 5.0 kHz tone output.

- Maximum Operating Frequency: 60 MHz @  $V_{in} = 200$  mV p-p
- Operating Temperature Range:  $-40$  to  $+75^{\circ}\text{C}$
- Operating Voltage Range: 2.5 to 5.5 V
- On-Chip Oscillator Circuit Supports External Crystal
- Operating Power Consumption: 3.0 mA @ 3.0 V
- Lock Detect Signal
- Standby Mode for Power Savings: 1.5 mA @ 3.0 V
- Two Versions:
  - MC145168 — Up to 15-Channel ROM with 4-Bit Binary Code Input for Channel Pair Selection
  - MC145169 — Up to 15-Channel ROM with Serial Interface for Channel Pair Selection
- Custom 20-Channel ROM Versions of the MC145169 are Possible; Consult Factory

**MC145168**  
**MC145169**



P SUFFIX  
PLASTIC DIP  
CASE 648

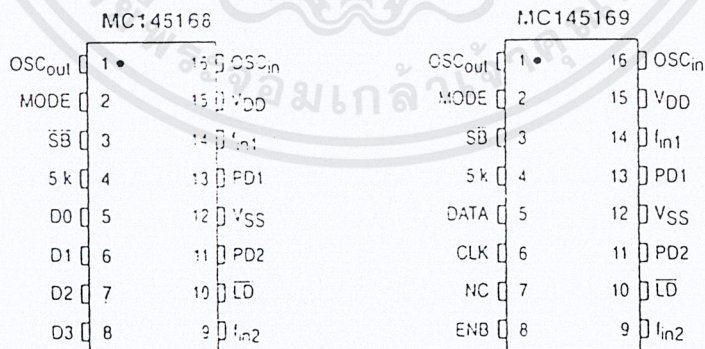


DW SUFFIX  
SOG PACKAGE  
CASE 751G

**ORDERING INFORMATION**

- |            |             |
|------------|-------------|
| MC145168P  | Plastic DIP |
| MC145168DW | SOG Package |
| MC145169P  | Plastic DIP |
| MC145169DW | SOG Package |

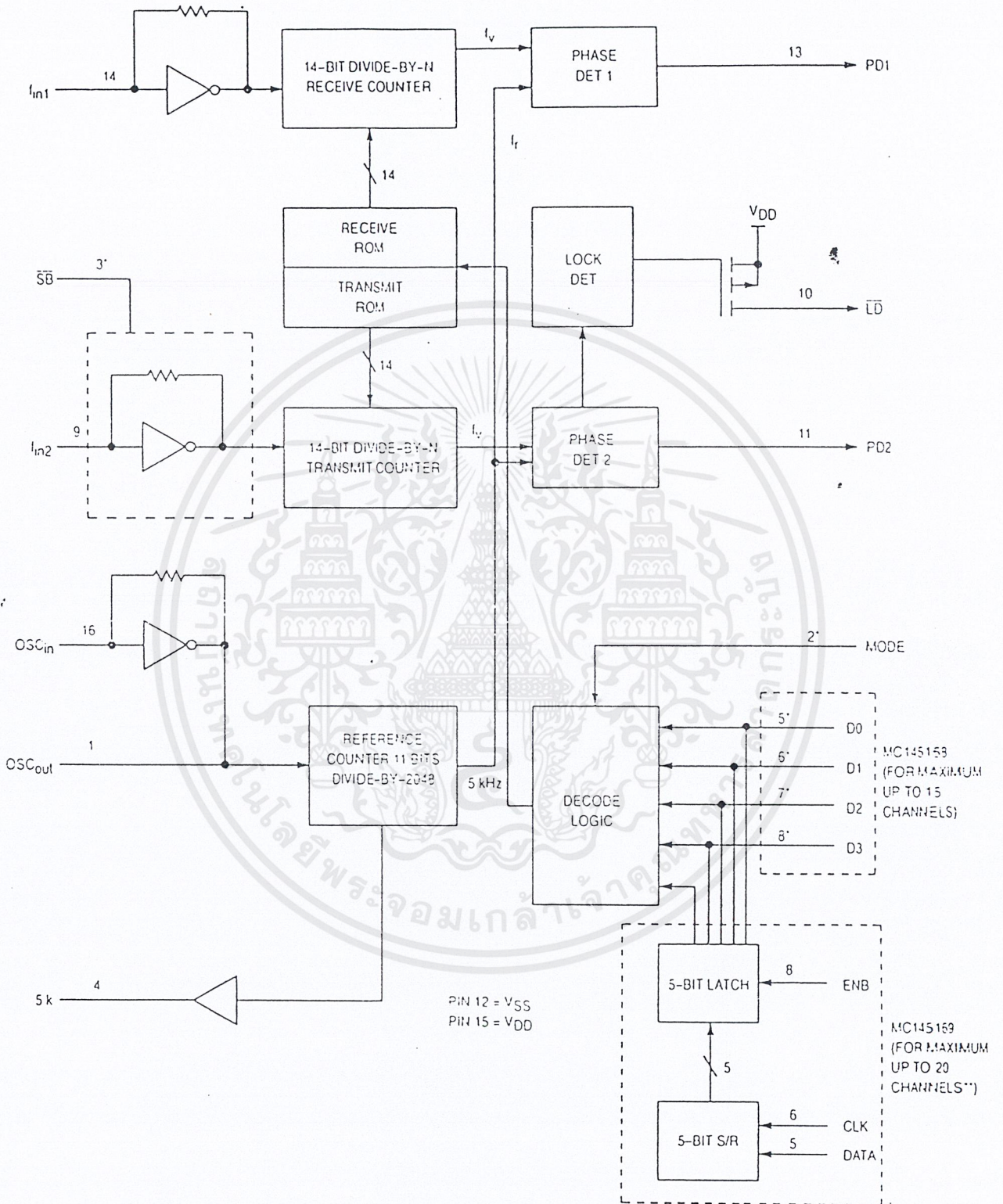
**PIN ASSIGNMENTS**



NC = NO CONNECTION

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

BLOCK DIAGRAM



\* On-chip pull-down.

\*\* The standard MC145169 is 15 channels; see Tables 1 and 2. Custom versions up to 20 channels are possible.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MAXIMUM RATINGS\*** (Voltages Referenced to  $V_{SS}$ )

| Symbol            | Rating                                     | Value                   | Unit |
|-------------------|--|-------------------------|------|
| $V_{DD}$          | DC Supply Voltage                          | - 0.5 to + 6.0          | V    |
| $V_{in}$          | Input Voltage, All Inputs                  | - 0.5 to $V_{DD} + 0.5$ | V    |
| $I_{in}, I_{out}$ | DC Current Drain Per Pin                   | 10                      | mA   |
| $I_{DD}, I_{SS}$  | DC Current Drain $V_{DD}$ or $V_{SS}$ Pins | 30                      | mA   |
| $T_{Stg}$         | Storage Temperature Range                  | - 65 to + 150           | °C   |

\* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation should be restricted to the limits in the Electrical Characteristics tables or Pin Descriptions section.

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation,  $V_{in}$  and  $V_{out}$  should be constrained to the range  $V_{SS} \leq (V_{in} \text{ or } V_{out}) \leq V_{DD}$ .

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either  $V_{SS}$  or  $V_{DD}$ ). Unused outputs must be left open.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (Voltages Referenced to  $V_{SS}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

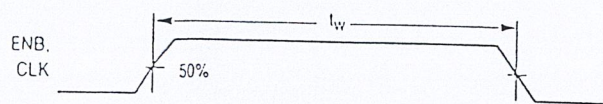
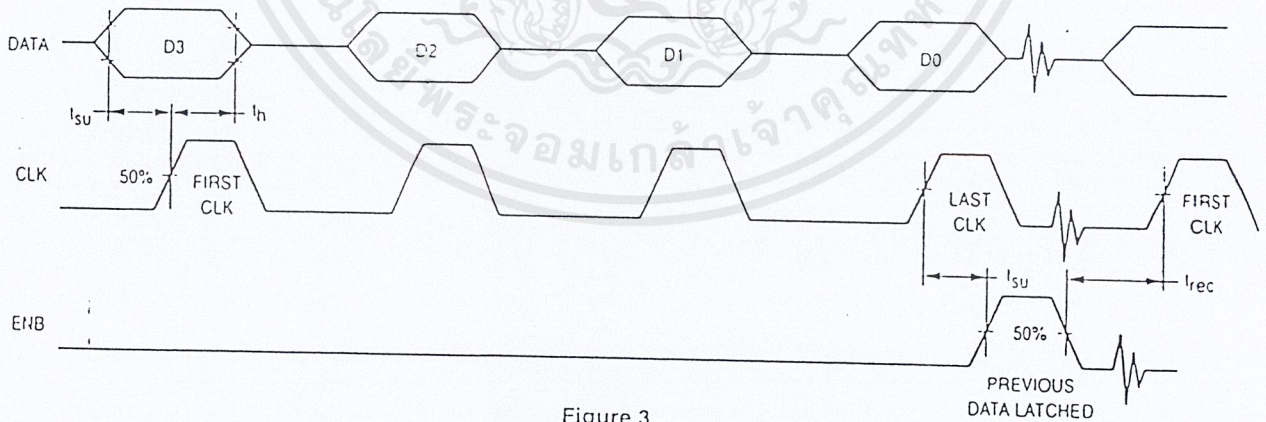
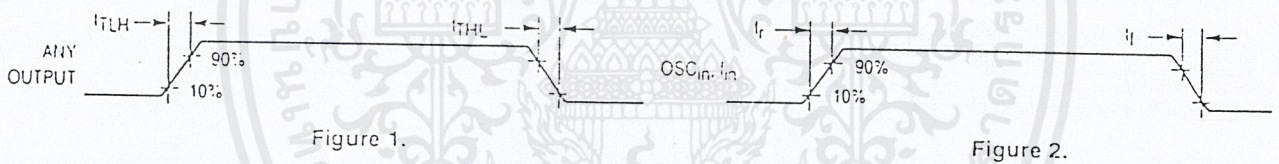
| Symbol    | Characteristic   | $V_{DD}$                                  | Guaranteed Limit            |                              | Unit          |               |
|-----------|--|---|-----------------------------|------------------------------|---------------|---------------|
|           |  |   | Min                         | Max                          |               |               |
| $V_{DD}$  | Power Supply Voltage Range   | —   | 2.5                         | 5.5                          | V             |               |
| $V_{OL}$  | Output Voltage<br>( $I_{out} = 0$ )  | 2.5<br>5.5                                | —                           | 0.05<br>0.05                 | V             |               |
| $V_{OH}$  | ( $V_{in} = V_{DD}$ or 0)  | 2.5<br>5.5                                | 2.45<br>5.45                | —<br>—                       |               |               |
| $V_{IL}$  | Input Voltage<br>( $V_{out} = 0.5 \text{ V}$ or $V_{DD} - 0.5 \text{ V}$ )                   | 0 Level                                   | 2.5<br>5.5                  | —<br>—                       | 0.75<br>1.65  | V             |
| $V_{IH}$  |  | 1 Level                                   | 2.5<br>5.5                  | 1.75<br>3.85                 | —<br>—        |               |
| $I_{OH}$  | Output Current<br>( $V_{out} = 2.2 \text{ V}$ )<br>( $V_{out} = 5.0 \text{ V}$ )             | Source                                    | 2.5<br>5.5                  | - 0.18<br>- 0.55             | —<br>—        | mA            |
| $I_{OL}$  |  |   | Sink                        | 2.5<br>5.5                   | 0.18<br>0.55  |               |
| $I_{IL}$  | Input Current<br>( $V_{in} = 0$ )  | OSC <sub>in</sub> , $f_{in1}$ , $f_{in2}$ | 2.5<br>5.5                  | —<br>—                       | - 30<br>- 65  | $\mu\text{A}$ |
| $I_{IH}$  |  |   | ( $V_{in} = V_{DD} - 0.5$ ) | DATA, $\overline{SB}$ , Mode | 2.5<br>5.5    |               |
| $I_{IH}$  | ( $V_{in} = V_{DD} - 0.5$ )  | OSC <sub>in</sub> , $f_{in1}$ , $f_{in2}$ |                             |                              | 2.5<br>5.5    | —<br>—        |
| $I_{IH}$  |  |   | ( $V_{in} = V_{DD} - 0.5$ ) | DATA, $\overline{SB}$ , Mode | 2.5<br>5.5    | —<br>—        |
| $C_{in}$  | Input Capacitance  | —   |                             |                              | —             | 14.0          |
| $C_{out}$ | Output Capacitance   | —   | —                           | 8.0                          | pF            |               |
| $I_{DD}$  | Standby Current, $\overline{SB} = V_{SS}$ or Open  | 2.5<br>5.5                                | —<br>—                      | 1.4<br>3.5                   | mA            |               |
| $I_{dd}$  | Operating Current<br>(200 mV p-p input at $f_{in1}$ , $f_{in2}$ , $\overline{SB} = V_{DD}$ ) | 2.5<br>5.5                                | —<br>—                      | 2.8<br>6.2                   | mA            |               |
| $I_{OZ}$  | Three-State Leakage Current<br>( $V_{out} = 0 \text{ V}$ or $5.5 \text{ V}$ )                | 5.5                                       | —                           | $\pm 1.0$                    | $\mu\text{A}$ |               |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $C_L = 50\text{ pF}$ )

| Symbol           | Characteristic                                     | Figure No.   | VDD                                 | Guaranteed Limit |                | Unit          |
|------------------|--|--|-------------------------------------|------------------|----------------|---------------|
|                  |  |  |                                     | Min              | Max            |               |
| $t_{\text{LH}}$  | Output Rise Time                                   | 1, 5   | 3.0<br>5.0                          | —<br>—           | 200<br>100     | ns            |
| $t_{\text{HL}}$  | Output Fall Time                                   | 1, 5   | 3.0<br>5.0                          | —<br>—           | 200<br>100     | ns            |
| $t_r, t_f$       | Input Rise and Fall Time, $\text{OSC}_{\text{in}}$ | 2  | 3.0<br>5.0                          | —<br>—           | 5.0<br>4.0     | $\mu\text{s}$ |
| $f_{\text{max}}$ | Input Frequency<br>Input = Sine Wave 200 mV p-p    | $\text{OSC}_{\text{in}}$<br>$f_{\text{in1}}$<br>$f_{\text{in2}}$ | 3.0 - 5.0<br>3.0 - 5.0<br>3.0 - 5.0 | —<br>—<br>—      | 12<br>60<br>60 | MHz           |
| $t_{\text{su}}$  | Setup Time (MC145169)                              | DATA to CLK  | 3.0<br>5.0                          | 100<br>50        | —<br>—         | ns            |
|                  |  | ENB to CLK   | 3.0<br>5.0                          | 200<br>100       | —<br>—         |               |
| $t_{\text{h}}$   | Hold Time (MC145169), CLK to DATA                  | 3  | 3.0<br>5.0                          | 80<br>40         | —<br>—         | ns            |
| $t_{\text{rec}}$ | Recovery Time (MC145169), ENB to CLK               | 3  | 3.0<br>5.0                          | 80<br>40         | —<br>—         | ns            |
| $t_{\text{w}}$   | Input Pulse Width (MC145169), CLK and ENB          | 3  | 3.0<br>5.0                          | 80<br>60         | —<br>—         | ns            |

SWITCHING WAVEFORMS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## PIN DESCRIPTIONS

### INPUT PINS

#### OSC<sub>in</sub>/OSC<sub>out</sub>

Reference Oscillator Input/Output (Pins 16, 1)

These pins form a reference oscillator when connected to an external parallel-resonant crystal. For a 46/49 MHz cordless phone application, a 10.24 MHz crystal is needed. OSC<sub>in</sub> may also serve as input for an externally generated reference signal. This signal is typically ac coupled to OSC<sub>in</sub>, but for larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may also be used. In the external reference mode, no connection is required for OSC<sub>out</sub>.

#### MODE

Mode Select (Pin 2)

Mode is for determining whether the part is to be used in the base or handset of a cordless phone. Internally, this pin is used in the decoding logic for selecting the ROM address. When high, the device is set in the base mode, and when low, it is set in the handset mode. This input has an internal pull-down device.

#### $\overline{SB}$

Standby (Pin 3)

The standby pin is used to save power when not transmitting. When high, both the transmit and receive loops are in operation. When low, the transmit loop is disabled, thereby reducing power consumption. This input has an internal pull-down device.

#### D0 – D3 (MC145168 Only)

Data Inputs (Pins 5, 6, 7, 8)

These inputs provide the 4-bit binary code for selecting the 1 of 15 channels for the transmit and receive loops. When address data other than 1 – 15 are input, the decoding logic defaults to channel 1. The frequency assignments, with reference to Mode and D0 – D3, are shown in Tables 1 and 2. These inputs have internal pull-down devices.

#### f<sub>in1</sub>, f<sub>in2</sub>

Frequency Inputs (Pins 14, 9)

f<sub>in1</sub> and f<sub>in2</sub> are inputs to the divide-by-N receive and transmit counters, respectively. These signals are typically derived from the loop VCO and are ac coupled. The minimum input level is 200 mV p-p. For larger amplitude signals (standard CMOS logic levels), dc coupling may be used.

#### DATA, CLK (MC145169 Only)

Data, Clock (Pins 5, 6)

These pins provide the binary input by using serial channel programming. A logic high represents a 1. Each low-to-high transition of the clock shifts one bit of data into the on-chip shift register. Data is entered MSB first (see Figure 3).

#### ENB (MC145169 Only)

Enable (Pin 8)

The enable pin controls the data transfer from the shift register to the latch. A positive pulse transfers the data. This pin should normally be held low to avoid loading erroneous data into the latch.

### OUTPUT PINS

#### 5 k

5-kHz Tone Signal (Pin 4)

This is a 5 kHz tone signal derived from the reference oscillator. This pin is a push-pull output.

#### $\overline{LD}$

Lock Detect Signal (Pin 10)

The lock detect signal is associated with the transmit loop. The lock output goes high to indicate an out-of-lock condition. This is a P-channel open-drain output.

#### PD1/PD2

Transmit/Receive Phase Detector Outputs (Pins 13, 11)

These are three-state outputs of the transmit and receive phase detectors for use as loop error signals. Phase detector gain is  $V_{DD}/4 \pi$  volts per radian.

Frequency  $f_V > f_r$  or  $f_V$  leading: negative pulses

Frequency  $f_V < f_r$  or  $f_V$  lagging: positive pulses

Frequency  $f_V = f_r$  and phase coincidence: high-impedance state

NOTE:  $f_V$  is the output of the N counter.  $f_r$  is the output of the reference counter.

### POWER SUPPLY

#### V<sub>DD</sub> (Pin 15)

This pin is the positive supply potential and may range from +2.5 to +5.5 V with respect to V<sub>SS</sub>.

#### V<sub>SS</sub> (Pin 12)

This pin is the negative supply potential and is usually ground.

Table 1. Handset Frequencies of Each Corresponding Channel in a 46/49 MHz Cordless Phone for the Korean Market

| Channels |    |    |    |     | RX Freq (MHz) | Receive (Note 3) |          | TX Freq (MHz) | Transmit        |          | Mode |
|----------|----|----|----|-----|---------------|------------------|----------|---------------|-----------------|----------|------|
| D3       | D2 | D1 | D0 | CH# |               | $f_{in1}$ (MHz)  | $\div N$ |               | $f_{in2}$ (MHz) | $\div N$ |      |
| 0        | 0  | 0  | 1  | 1   | 46.610        | 35.915           | 7183     | 49.670        | 49.670          | 9934     | 0    |
| 0        | 0  | 1  | 0  | 2   | 46.630        | 35.935           | 7187     | 49.845        | 49.845          | 9969     | 0    |
| 0        | 0  | 1  | 1  | 3   | 46.670        | 35.975           | 7195     | 49.860        | 49.860          | 9972     | 0    |
| 0        | 1  | 0  | 0  | 4   | 46.710        | 36.015           | 7203     | 49.770        | 49.770          | 9954     | 0    |
| 0        | 1  | 0  | 1  | 5   | 46.730        | 36.035           | 7207     | 49.875        | 49.875          | 9975     | 0    |
| 0        | 1  | 1  | 0  | 6   | 46.770        | 36.075           | 7215     | 49.830        | 49.830          | 9966     | 0    |
| 0        | 1  | 1  | 1  | 7   | 46.830        | 36.135           | 7227     | 49.890        | 49.890          | 9978     | 0    |
| 1        | 0  | 0  | 0  | 8   | 46.870        | 36.175           | 7235     | 49.930        | 49.930          | 9986     | 0    |
| 1        | 0  | 0  | 1  | 9   | 46.930        | 36.235           | 7247     | 49.990        | 49.990          | 9998     | 0    |
| 1        | 0  | 1  | 0  | 10  | 46.970        | 36.275           | 7255     | 49.970        | 49.970          | 9994     | 0    |
| 1        | 0  | 1  | 1  | 11  | 46.510        | 35.815           | 7163     | 49.695        | 49.695          | 9939     | 0    |
| 1        | 1  | 0  | 0  | 12  | 46.530        | 35.835           | 7167     | 49.710        | 49.710          | 9942     | 0    |
| 1        | 1  | 0  | 1  | 13  | 46.550        | 35.855           | 7171     | 49.725        | 49.725          | 9945     | 0    |
| 1        | 1  | 1  | 0  | 14  | 46.570        | 35.875           | 7175     | 49.740        | 49.740          | 9948     | 0    |
| 1        | 1  | 1  | 1  | 15  | 46.590        | 35.895           | 7179     | 49.755        | 49.755          | 9951     | 0    |

NOTES:

- 0 = logic low, 1 = logic high.
- Power-up and illegal inputs are defaulted to channel 1 in the MC145169. Illegal inputs are defaulted to channel 1 in MC145168.
- First IF frequency of receive is 10.695 MHz; second IF is 455 kHz.
- $\div N = (f_{in}/f_{ref})$  where  $f_{in}$  is the VCO frequency and  $f_{ref}$  is the reference frequency (5.0 kHz).

Table 2. Base Frequencies of Each Corresponding Channel in a 46/49 MHz Cordless Phone for the Korean Market

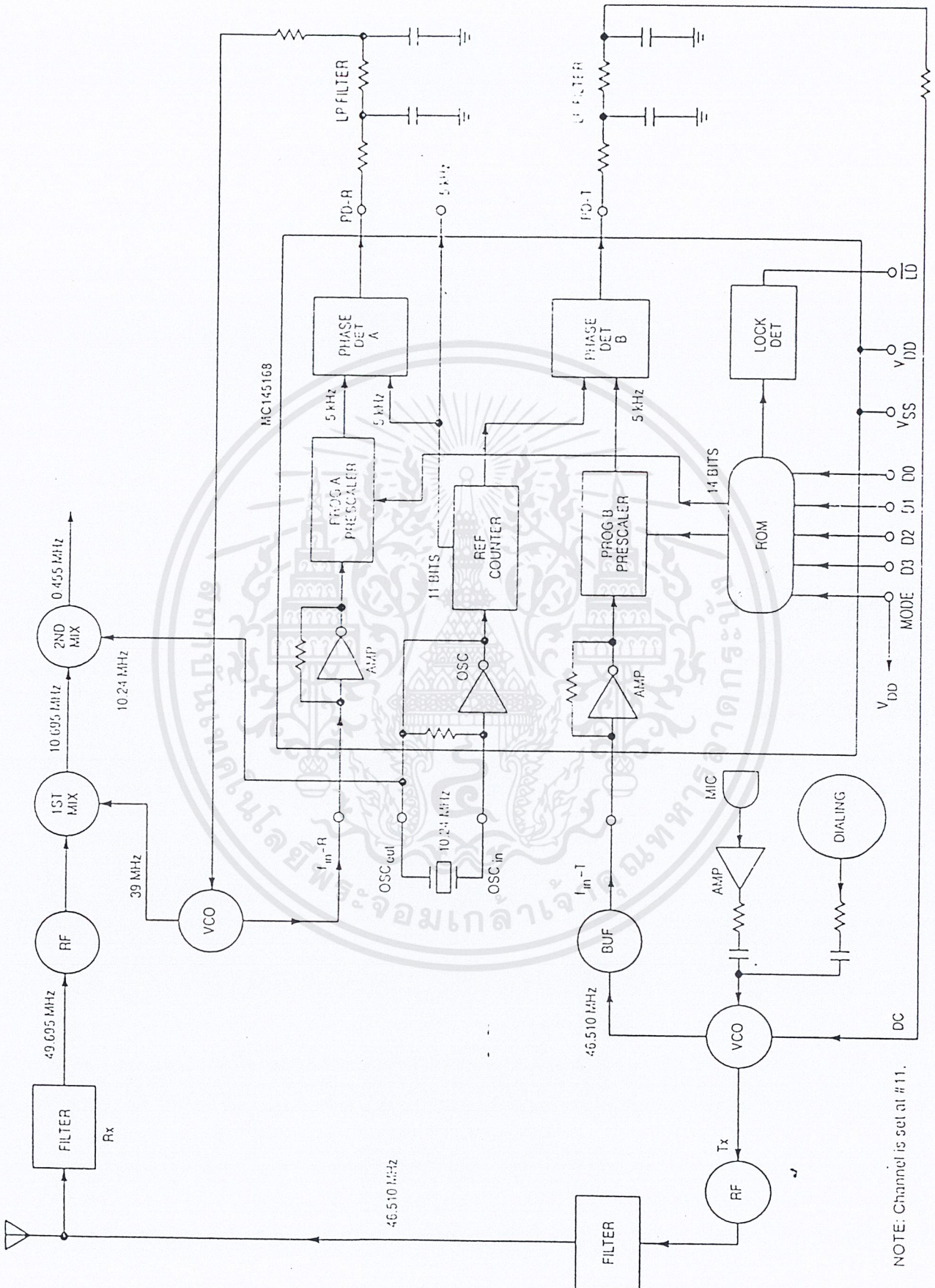
| Channels |    |    |    |     | RX Freq (MHz) | Receive (Note 3) |          | TX Freq (MHz) | Transmit        |          | Mode |
|----------|----|----|----|-----|---------------|------------------|----------|---------------|-----------------|----------|------|
| D3       | D2 | D1 | D0 | CH# |               | $f_{in1}$ (MHz)  | $\div N$ |               | $f_{in2}$ (MHz) | $\div N$ |      |
| 0        | 0  | 0  | 1  | 1   | 49.670        | 38.975           | 7795     | 46.610        | 46.610          | 9322     | 1    |
| 0        | 0  | 1  | 0  | 2   | 49.845        | 39.150           | 7830     | 46.630        | 46.630          | 9325     | 1    |
| 0        | 0  | 1  | 1  | 3   | 49.860        | 39.165           | 7833     | 46.670        | 46.670          | 9334     | 1    |
| 0        | 1  | 0  | 0  | 4   | 49.770        | 39.075           | 7815     | 46.710        | 46.710          | 9342     | 1    |
| 0        | 1  | 0  | 1  | 5   | 49.875        | 39.180           | 7835     | 46.730        | 46.730          | 9345     | 1    |
| 0        | 1  | 1  | 0  | 6   | 49.830        | 39.135           | 7827     | 46.770        | 46.770          | 9354     | 1    |
| 0        | 1  | 1  | 1  | 7   | 49.890        | 39.195           | 7839     | 46.830        | 46.830          | 9356     | 1    |
| 1        | 0  | 0  | 0  | 8   | 49.930        | 39.235           | 7847     | 46.870        | 46.870          | 9374     | 1    |
| 1        | 0  | 0  | 1  | 9   | 49.990        | 39.295           | 7859     | 46.930        | 46.930          | 9386     | 1    |
| 1        | 0  | 1  | 0  | 10  | 49.970        | 39.275           | 7855     | 46.970        | 46.970          | 9394     | 1    |
| 1        | 0  | 1  | 1  | 11  | 49.695        | 39.000           | 7800     | 46.510        | 46.510          | 9302     | 1    |
| 1        | 1  | 0  | 0  | 12  | 49.710        | 39.015           | 7803     | 46.530        | 46.530          | 9306     | 1    |
| 1        | 1  | 0  | 1  | 13  | 49.725        | 39.030           | 7806     | 46.550        | 46.550          | 9310     | 1    |
| 1        | 1  | 1  | 0  | 14  | 49.740        | 39.045           | 7809     | 46.570        | 46.570          | 9314     | 1    |
| 1        | 1  | 1  | 1  | 15  | 49.755        | 39.060           | 7812     | 46.590        | 46.590          | 9318     | 1    |

NOTES:

- 0 = logic low, 1 = logic high.
- Power-up and illegal inputs are defaulted to channel 1 in the MC145169. Illegal inputs are defaulted to channel 1 in MC145168.
- First IF frequency of receive is 10.695 MHz; second IF is 455 kHz.
- $\div N = (f_{in}/f_{ref})$  where  $f_{in}$  is the VCO frequency and  $f_{ref}$  is the reference frequency (5.0 kHz).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของ บริษัท ทรานส์เทคโนโลยี จำกัด  
 Figure 6: DPLL Application in 46/49 MHz Cordless Phone 15-Channel Base  
 โยชน์ทางด้าน การค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

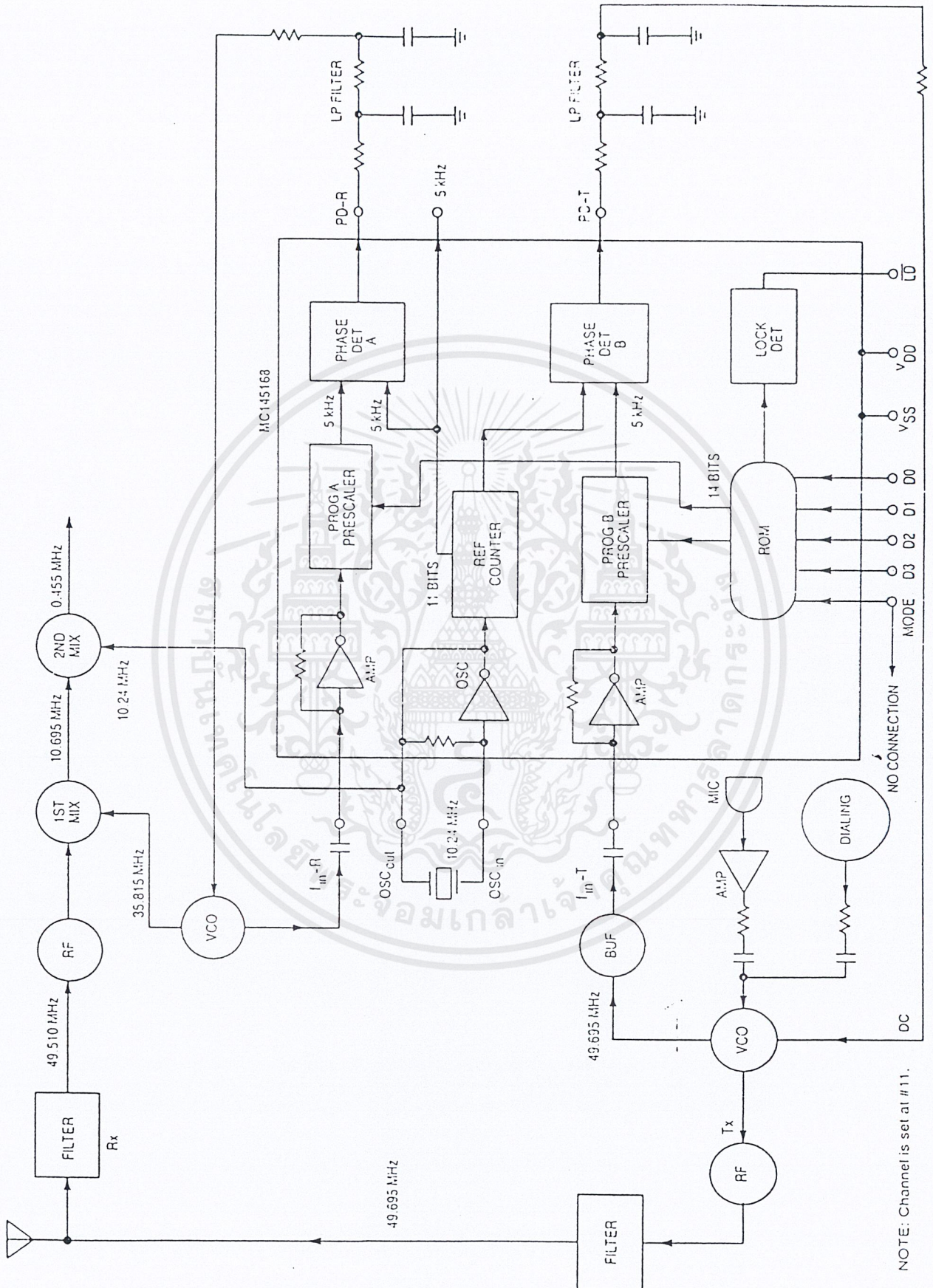


Figure 7. DPLL Application in 46/49 MHz Cordless Phone 15-Channel Handset

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือสงวนชื่อผู้พิมพ์หรือผู้จำหน่ายไว้เพื่อใช้ในการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

# FM Communications Receivers

The MC13135/MC13136 are the second generation of single chip, dual conversion FM communications receivers developed by Motorola. Major improvements in signal handling, RSSI and first oscillator operation have been made. In addition, recovered audio distortion and audio drive have improved. Using Motorola's MOSAIC™ 1.5 process, these receivers offer low noise, high gain and stability over a wide operating voltage range.

Both the MC13135 and MC13136 include a Colpitts oscillator, VCO tuning diode, low noise first and second mixer and LO, high gain limiting IF, and RSSI. The MC13135 is designed for use with an LC quadrature detector and has an uncommitted op amp that can be used either for an RSSI buffer or as a data comparator. The MC13136 can be used with either a ceramic discriminator or an LC quad coil and the op amp is internally connected for a voltage buffered RSSI output.

These devices can be used as stand-alone VHF receivers or as the lower IF of a triple conversion system. Applications include cordless telephones, short range data links, walkie-talkies, low cost land mobile, amateur radio receivers, baby monitors and scanners.

- Complete Dual Conversion FM Receiver – Antenna to Audio Output
- Input Frequency Range – 200 MHz
- Voltage Buffered RSSI with 70 dB of Usable Range
- Low Voltage Operation – 2.0 to 6.0 Vdc (2 Cell Ni-Cad Supply)
- Low Current Drain – 3.5 mA Typ
- Low Impedance Audio Output < 25 Ω
- VHF Colpitts First LO for Crystal or VCO Operation
- Isolated Tuning Diode
- Buffered First LO Output to Drive CMOS PLL Synthesizer

## MC13135 MC13136

### DUAL CONVERSION NARROWBAND FM RECEIVERS



P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 724



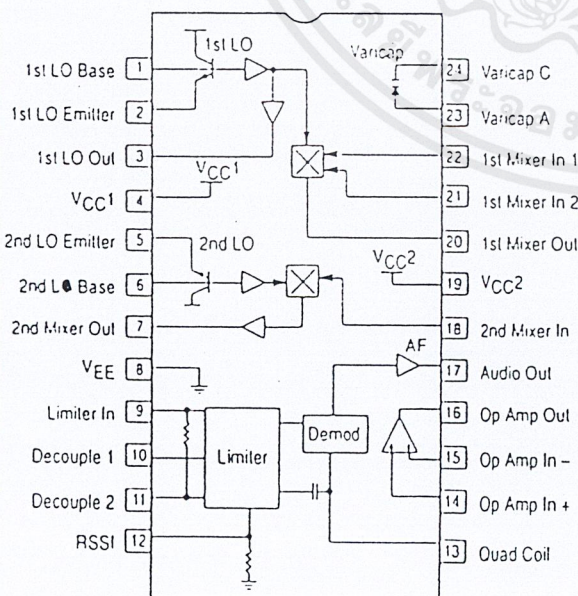
DW SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751E  
(SO-24L)

#### ORDERING INFORMATION

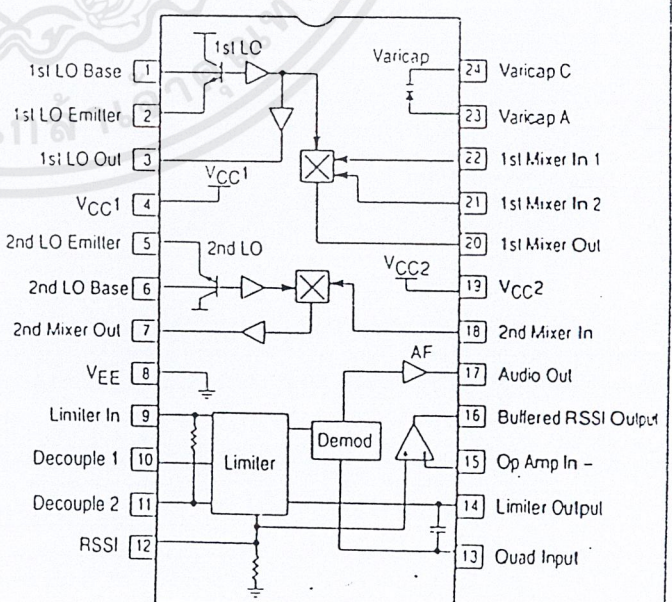
| Device    | Operating Temperature Range    | Package     |
|-----------|--------------------------------|-------------|
| MC13135P  | T <sub>A</sub> = -40° to +85°C | Plastic DIP |
| MC13135DW |                                | SO-24L      |
| MC13136P  | T <sub>A</sub> = -40° to +85°C | Plastic DIP |
| MC13136DW |                                | SO-24L      |

#### PIN CONNECTIONS

MC13135



MC13136



Each device contains 142 active transistors.

## MAXIMUM RATINGS

| Rating                    | Pin   | Symbol                | Value       | Unit             |
|---------------------------|-------|-----------------------|-------------|------------------|
| Power Supply Voltage      | 4, 19 | V <sub>CC</sub> (max) | 6.5         | V <sub>dc</sub>  |
| RF Input Voltage          | 22    | RF <sub>in</sub>      | 1.0         | V <sub>rms</sub> |
| Junction Temperature      | -     | T <sub>J</sub>        | +150        | °C               |
| Storage Temperature Range | -     | T <sub>stg</sub>      | -65 to +150 | °C               |

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| Rating                    | Pin   | Symbol           | Value      | Unit            |
|---------------------------|-------|------------------|------------|-----------------|
| Power Supply Voltage      | 4, 19 | V <sub>CC</sub>  | 2.0 to 6.0 | V <sub>dc</sub> |
| Maximum 1st IF            | -     | f <sub>IF1</sub> | 21         | MHz             |
| Maximum 2nd IF            | -     | f <sub>IF2</sub> | 3.0        | MHz             |
| Ambient Temperature Range | -     | T <sub>A</sub>   | -40 to +85 | °C              |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C, V<sub>CC</sub> = 4.0V<sub>dc</sub>, I<sub>O</sub> = 49.7MHz, I<sub>MOD</sub> = 1.0kHz, Deviation = ±3.0kHz, f<sub>1stLO</sub> = 39MHz, f<sub>2ndLO</sub> = 10.245MHz, IF1 = 10.7MHz, IF2 = 455kHz, unless otherwise noted. All measurements performed in the test circuit of Figure 1.)

| Characteristic                                 | Condition                  | Symbol              | Min        | Typ        | Max        | Unit              |
|--|----------------------------|---------------------|------------|------------|------------|-------------------|
| Total Drain Current                            | No Input Signal            | I <sub>CC</sub>     | -          | 4.0        | 6.0        | mA <sub>dc</sub>  |
| Sensitivity (Input for 12 dB SINAD)            | Matched Input              | V <sub>SIN</sub>    | -          | 1.0        | -          | μV <sub>rms</sub> |
| Recovered Audio<br>MC13135<br>MC13136          | V <sub>REF</sub> = 1.0 mV  | A <sub>FO</sub>     | 170<br>215 | 220<br>265 | 300<br>355 | mV <sub>rms</sub> |
| Limiter Output Level<br>(Pin 14, MC13136)      | -                          | V <sub>LIM</sub>    | -          | 130        | -          | mV <sub>rms</sub> |
| 1st Mixer Conversion Gain                      | V <sub>REF</sub> = -40 dBm | MX <sub>gain1</sub> | -          | 12         | -          | dB                |
| 2nd Mixer Conversion Gain                      | V <sub>REF</sub> = -40 dBm | MX <sub>gain2</sub> | -          | 13         | -          | dB                |
| First LO Buffered Output                       | -                          | V <sub>LO</sub>     | -          | 100        | -          | mV <sub>rms</sub> |
| Total Harmonic Distortion                      | V <sub>REF</sub> = -30 dBm | THD                 | -          | 1.2        | 3.0        | %                 |
| Demodulator Bandwidth                          | -                          | BW                  | -          | 50         | -          | kHz               |
| RSSI Dynamic Range                             | -                          | RSSI                | -          | 70         | -          | dB                |
| First Mixer 3rd Order Intercept<br>(Input)     | Matched<br>Unmatched       | TOI <sub>Mix1</sub> | -          | -17<br>-11 | -          | dBm               |
| Second Mixer 3rd Order<br>Intercept (RF Input) | Matched<br>Input           | TOI <sub>Mix2</sub> | -          | -27        | -          | dBm               |
| First LO Buffer Output Resistance              | -                          | R <sub>LO</sub>     | -          | -          | -          | Ω                 |
| First Mixer Parallel Input Resistance          | -                          | R                   | -          | 722        | -          | Ω                 |
| First Mixer Parallel Input Capacitance         | -                          | C                   | -          | 3.3        | -          | pF                |
| First Mixer Output Impedance                   | -                          | Z <sub>O</sub>      | -          | 330        | -          | Ω                 |
| Second Mixer Input Impedance                   | -                          | Z <sub>I</sub>      | -          | 40         | -          | kΩ                |
| Second Mixer Output Impedance                  | -                          | Z <sub>O</sub>      | -          | 1.8        | -          | kΩ                |
| Detector Output Impedance                      | -                          | Z <sub>O</sub>      | -          | 25         | -          | Ω                 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TEST CIRCUIT INFORMATION

Although the MC13136 can be operated with a ceramic discriminator, the recovered audio measurements for both the MC13135 and MC13136 are made with an LC quadrature detector. The typical recovered audio will depend on the external circuit; either the Q of the quad coil, or the RC matching network for the ceramic discriminator. On the MC13136, an external capacitor between Pins 13 and 14 can be used with a quad coil for slightly higher recovered audio. See Figures 10 through 13 for additional information.

Since adding a matching circuit to the RF input increases the signal level to the mixer, the third order intercept (TOI) point is better with an unmatched input (50  $\Omega$  from Pin 21 to Pin 22). Typical values for both have been included in the Electrical Characterization Table. TOI measurements were taken at the pins with a high impedance probe/spectrum analyzer system. The first mixer input impedance was measured at the pin with a network analyzer.

Figure 1a. MC13135 Test Circuit

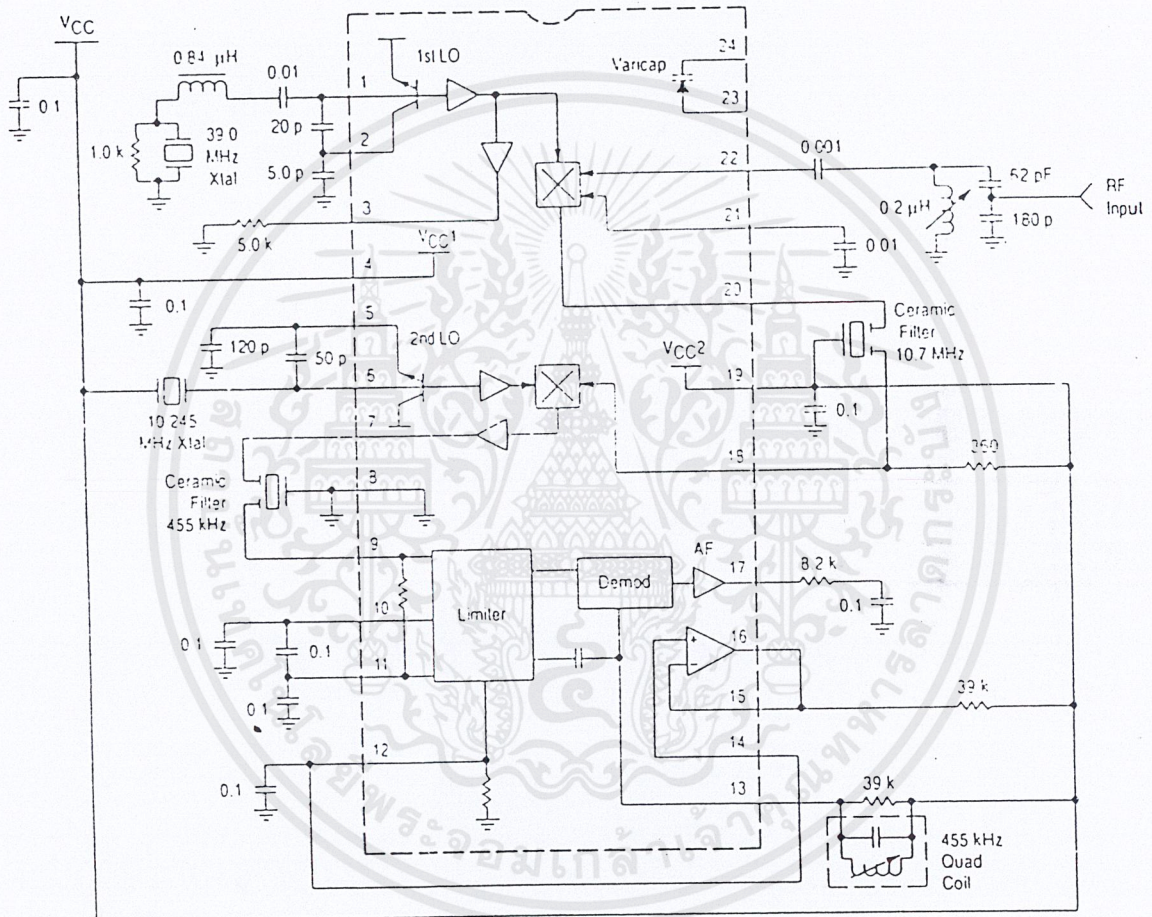
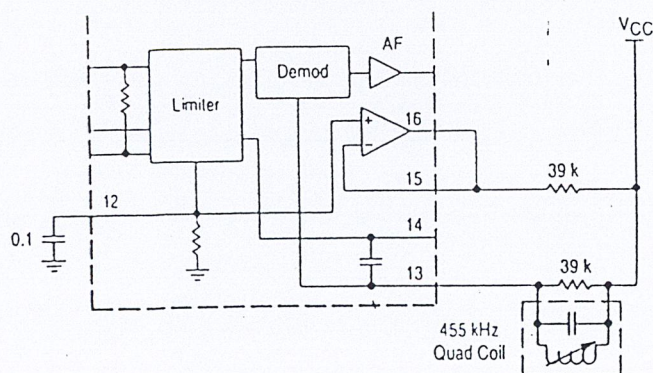


Figure 1b. MC13136 Quad Detector Test Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 2. Supply Current versus Supply Voltage

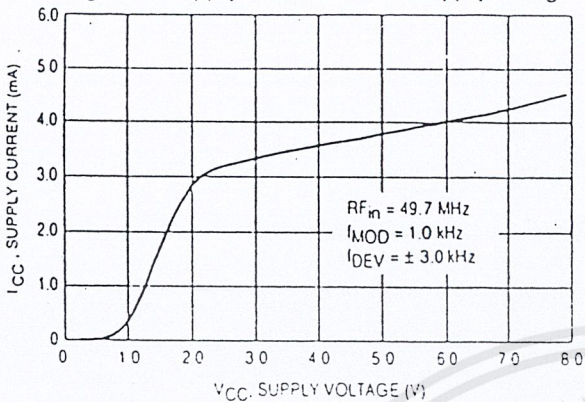


Figure 3. RSSI Output versus RF Input

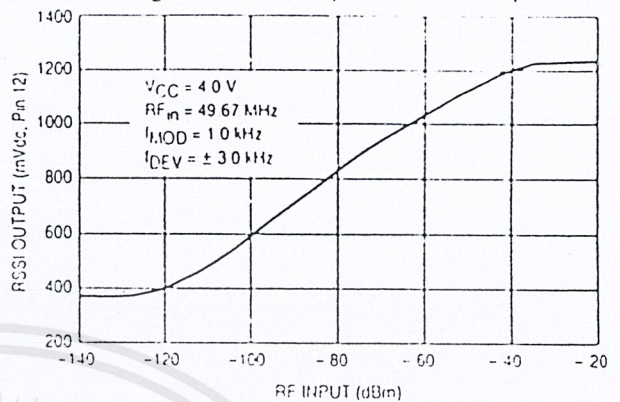


Figure 4. Varactor Capacitance, Resistance versus Bias Voltage

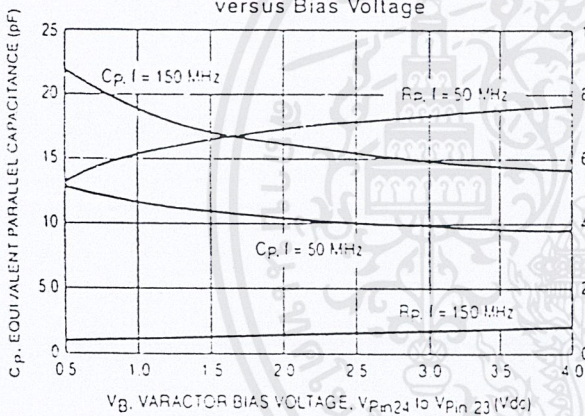


Figure 5. Oscillator Frequency versus Varactor Bias

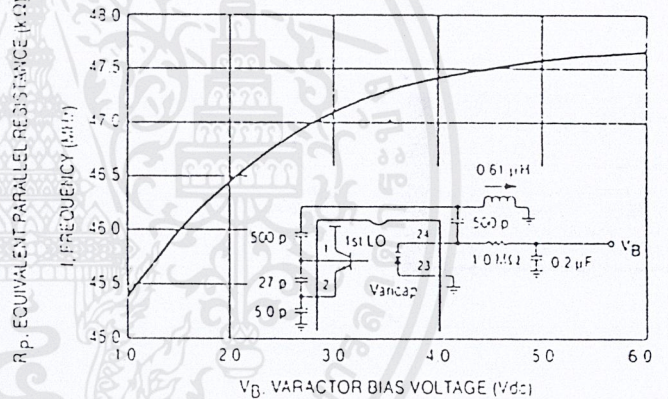


Figure 6. Signal Levels versus RF Input

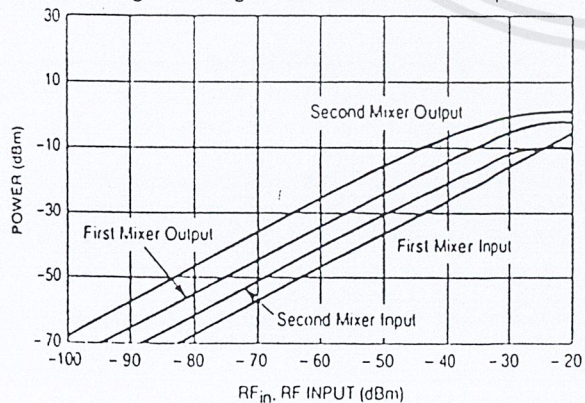
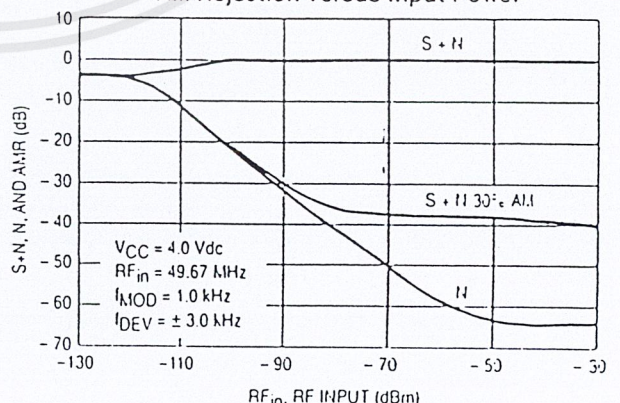


Figure 7. Signal + Noise, Noise, and AM Rejection versus Input Power



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 8. Op Amp Gain and Phase versus Frequency

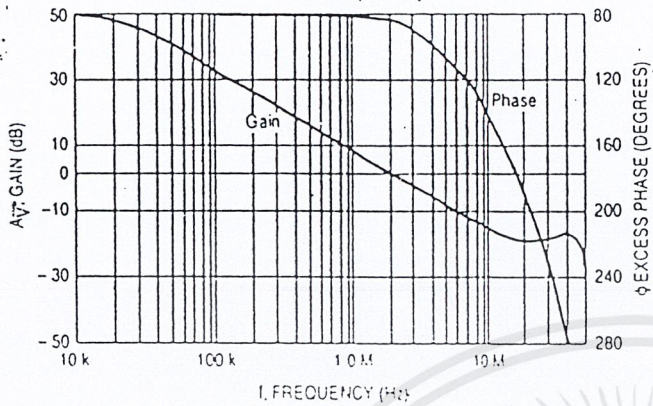


Figure 9. First Mixer Third Order Intermodulation (Unmatched Input)

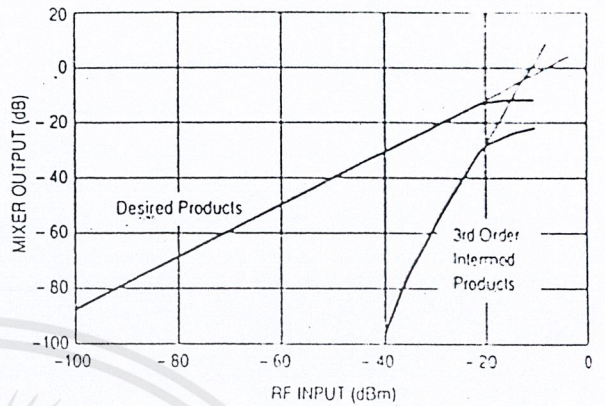


Figure 10. Recovered Audio versus Deviation for MC13135

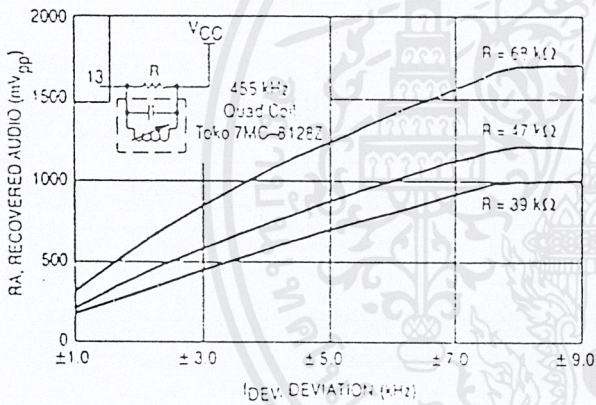


Figure 11. Distortion versus Deviation for MC13135

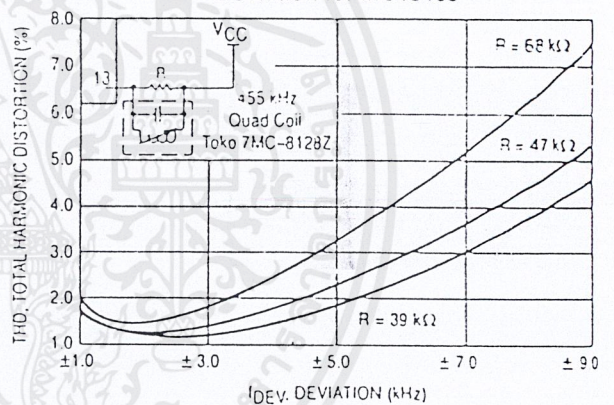


Figure 12. Recovered Audio versus Deviation for MC13136

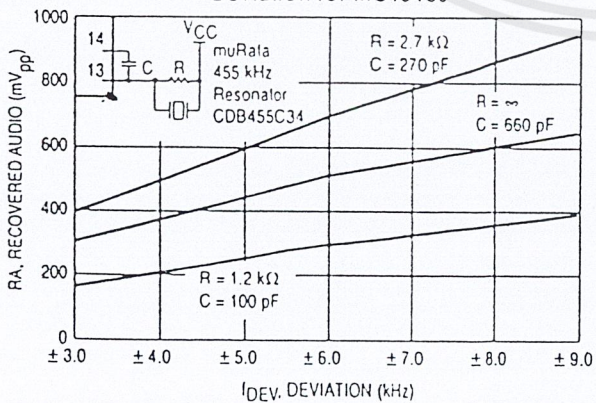
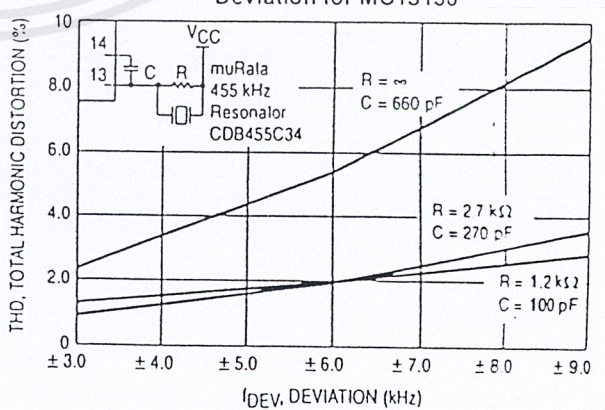


Figure 13. Distortion versus Deviation for MC13136



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## CIRCUIT DESCRIPTION

The MC13135/13136 are complete dual conversion receivers. They include two local oscillators, two mixers, a limiting IF amplifier and detector, and an op amp. Both provide a voltage buffered RSSI with 70 dB of usable range, isolated tuning diode and buffered LO output for PLL operation, and a separate  $V_{CC}$  pin for the first mixer and LO. Improvements have been made in the temperature performance of both the recovered audio and the RSSI.

### VCC

Two separate  $V_{CC}$  lines enable the first LO and mixer to continue running while the rest of the circuit is powered down. They also isolate the RF from the rest of the internal circuit.

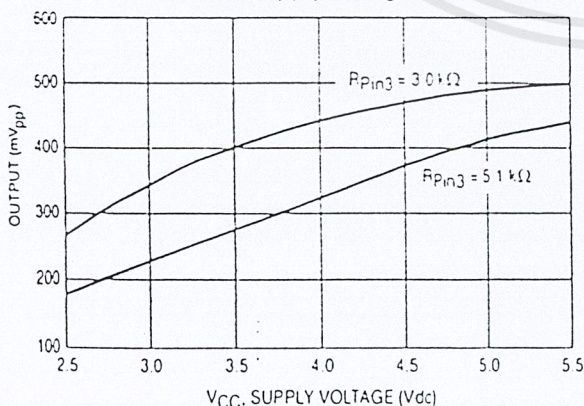
### Local Oscillators

The local oscillators are grounded collector Colpitts, which can be easily crystal-controlled or VCO controlled with the on-board varactor and external PLL. The first LO transistor is internally biased, but the emitter is pinned-out and  $I_Q$  can be increased for high frequency or VCO operation. The collector is not pinned out, so for crystal operation, the LO is generally limited to 3rd overtone crystal frequencies, typically around 60 MHz. For higher frequency operation, the LO can be provided externally as shown in Figure 16.

### Buffer

An amplifier on the 1st LO output converts the single-ended LO output to a differential signal to drive the mixer. Capacitive coupling between the LO and the amplifier minimizes the effects of the change in oscillator current on the mixer. Buffered LO output is pinned-out at Pin 3 for use with a PLL, with a typical output voltage of 320 mV<sub>pp</sub> at  $V_{CC} = 4.0$  V and with a 5.1 k resistor from Pin 3 to ground. As seen in Figure 14, the buffered LO output varies with the supply voltage and a smaller external resistor may be needed for low voltage operation. The LO buffer operates up to 60 MHz, typically. Above 60 MHz, the output at Pin 3 rolls off at approximately 60 dB per octave. Since most PLLs require about 200 mV<sub>pp</sub> drive, an external amplifier may be required.

Figure 14. Buffered LO Output Voltage versus Supply Voltage



### Mixers

The first and second mixer are of similar design. Both are double balanced to suppress the LO and input frequencies to give only the sum and difference frequencies out. This configuration typically provides 40 to 60 dB of LO suppression. New design techniques provide improved mixer linearity and third order intercept without increased noise. The gain on the output of the 1st mixer starts to roll off at about 20 MHz, so this receiver could be used with a 21 MHz first IF. It is designed for use with a ceramic filter, with an output impedance of 330  $\Omega$ . A series resistor can be used to raise the impedance for use with a crystal filter, which typically has an input impedance of 4.0 k $\Omega$ . The second mixer input impedance is approximately 4.0 k $\Omega$ ; it requires an external 360  $\Omega$  parallel resistor for use with a standard ceramic filter.

### Limiting IF Amplifier and Detector

The limiter has approximately 110 dB of gain, which starts rolling off at 2.0 MHz. Although not designed for wideband operation, the bandwidth of the audio frequency amplifier has been widened to 50 kHz, which gives less phase shift and enables the receiver to run at higher data rates. However, care should be taken not to exceed the bandwidth allowed by local regulations.

The MC13135 is designed for use with an LC quadrature detector, and does not have sufficient drive to be used with a ceramic discriminator. The MC13136 was designed to use a ceramic discriminator, but can also be run with an LC quad coil, as mentioned in the Test Circuit Information section. The data shown in Figures 12 and 13 was taken using a muRata CDB455C34 ceramic discriminator which has been specially matched to the MC13136. Both the choice of discriminators and the external matching circuit will affect the distortion and recovered audio.

### RSSI/Op Amp

The Received Signal Strength Indicator (RSSI) on the MC13135/13136 has about 70 dB of range. The resistor needed to translate the RSSI current to a voltage output has been included on the internal circuit, which gives it a tighter tolerance. A temperature compensated reference current also improves the RSSI accuracy over temperature. On the MC13136, the op amp on board is connected to the output to provide a voltage buffered RSSI. On the MC13135, the op amp is not connected internally and can be used for the RSSI or as a data slicer (see Figure 17c).

Figure 15. PLL Controlled Narrowband FM Receiver at 46/49 MHz

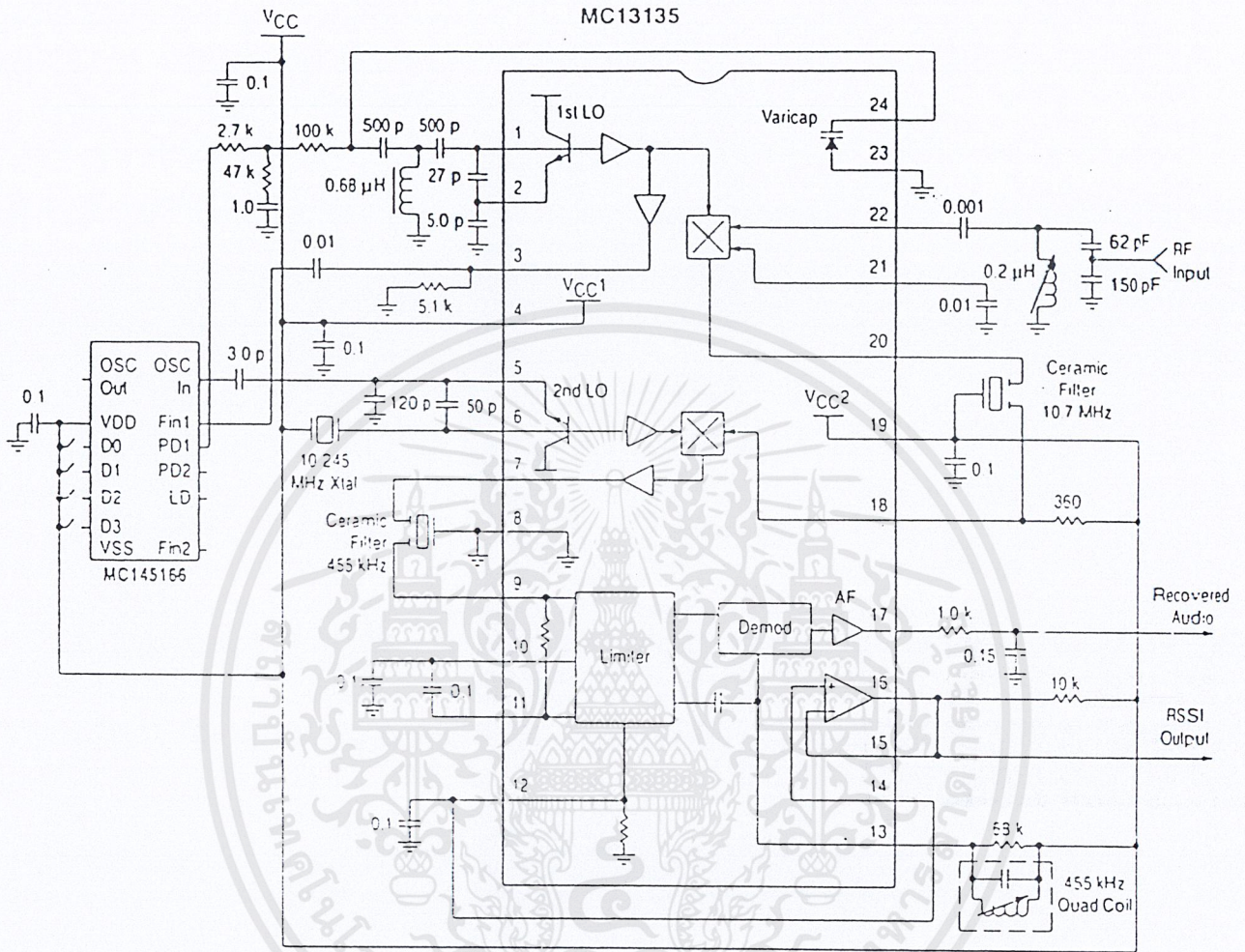
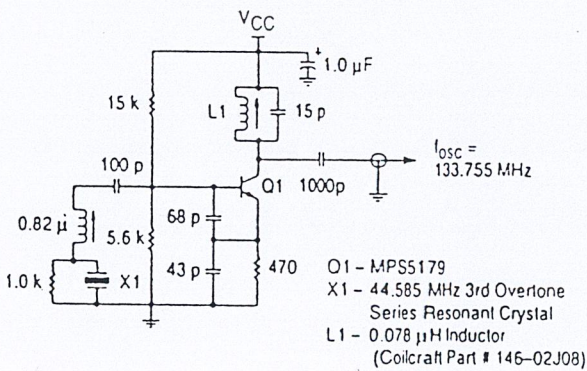
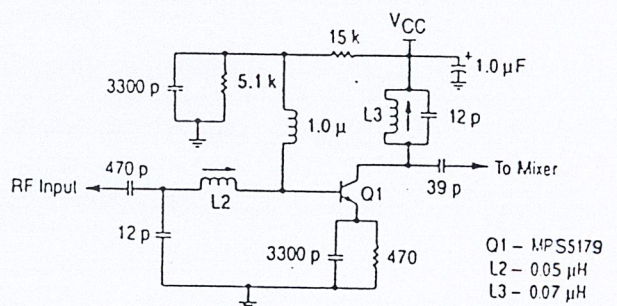


Figure 16. 144 MHz Single Channel Application Circuit

1st LO External Oscillator Circuit



Preamp for MC13135 at 144.455 MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 17a. Single Channel Narrowband FM Receiver at 49.7 MHz

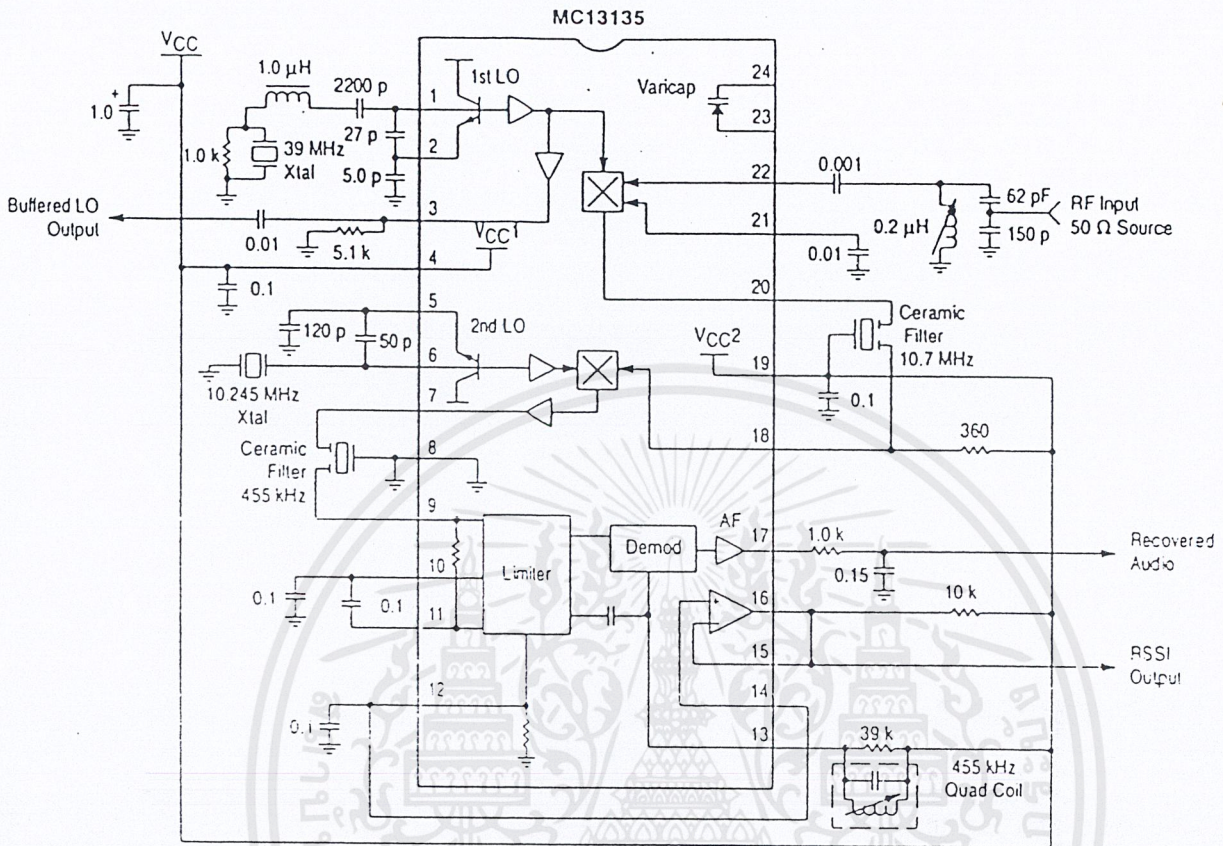
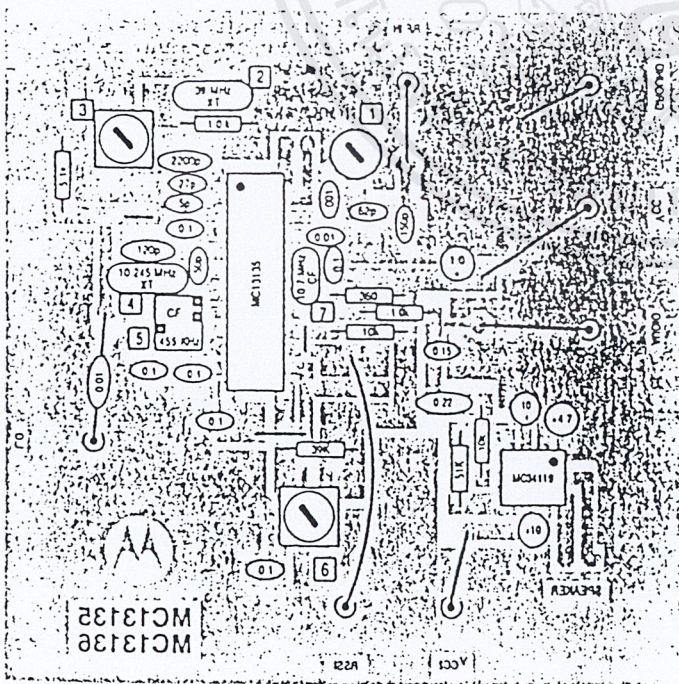
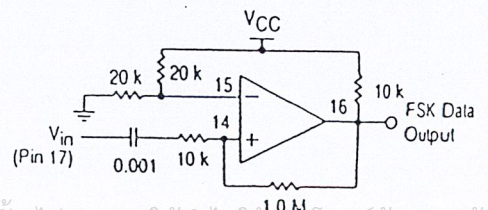


Figure 17b. PC Board Component View



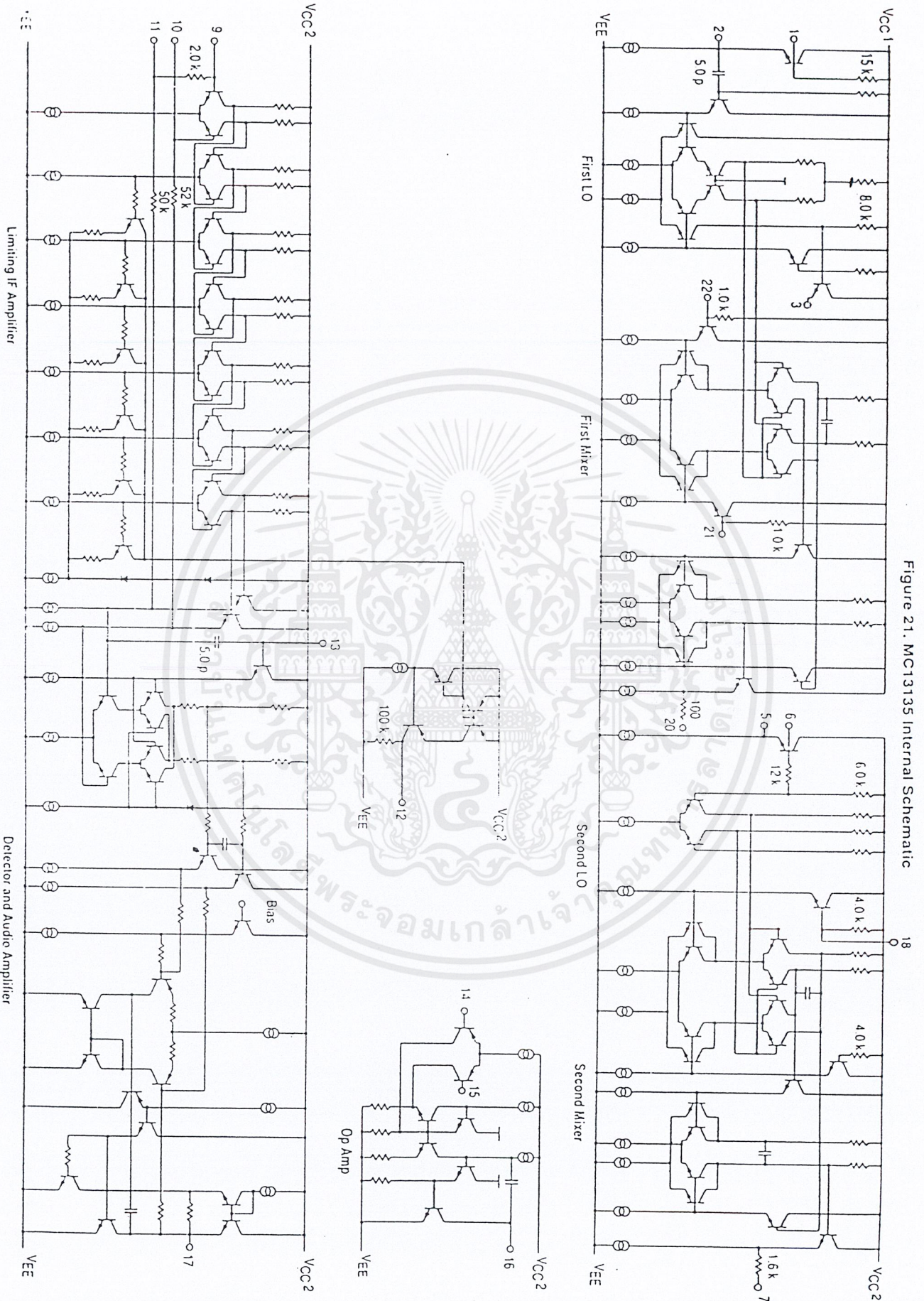
- NOTES:
- 0.2  $\mu\text{H}$  (unshielded) inductor
  - 39 MHz Series mode resonant 3rd Overtone Crystal
  - 1.5  $\mu\text{H}$  tunable (shielded) inductor
  - 10.245 MHz Fundamental mode crystal, 32 pF load
  - 455 kHz ceramic filter, muRata CFU 455B or equivalent
  - Quadrature coil, Toko 7MC-8128Z (7mm) or Toko RMC-2A6597HM (10mm)
  - 10.7 MHz ceramic filter, muRata SFE10.7MJ-A or equivalent

Figure 17c. Optional Data Slicer Circuit (Using Internal Op Amp)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 21. MC13135 Internal Schematic

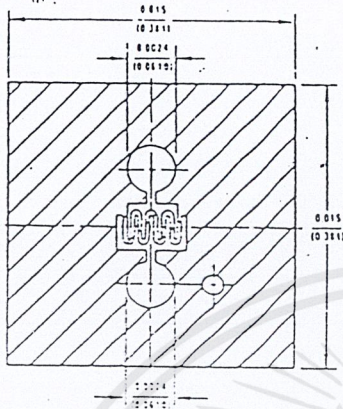


This device contains 147 active transistors

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## Process 42 NPN RF Amp



### DESCRIPTION

Process 42 is an overlay double diffused silicon epitaxial device.

### APPLICATION

This device was designed for use in low noise UHF/VHF amplifiers with collector current in the 100  $\mu$ A to 10 mA range in common emitter or common base mode of operation, and low frequency drift, high output UHF oscillators.

### PRINCIPAL DEVICE TYPES

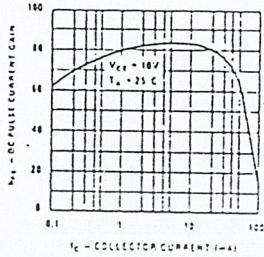
- TO-72 2N5179
- TO-92 2SC535 (ECB), MPS-H10 (BEC)

| PARAMETER     | TEST CONDITIONS  | MIN | TYP  | MAX | UNITS | NOTES           |
|---------------|--|-----|------|-----|-------|-----------------|
| PG            | $f = 450 \text{ MHz}, V_{CE} = 10V, I_C = 2 \text{ mA}$                      | 10  | 13   |     | dB    | Fig. 1          |
| NF            | $f = 450 \text{ MHz}, V_{CE} = 10V, I_C = 2 \text{ mA}$<br>$R_g = 50\Omega$  |     | 3.0  | 5.0 | dB    | Fig. 1          |
| $P_{OUT}$     | $f = 500 \text{ MHz}, V_{CB} = 15V, I_E = 8 \text{ mA}$                      | 30  | 50   |     | mW    | TO-92<br>Fig. 3 |
| PG            | $f = 200 \text{ MHz}, V_{CE} = 10V, I_C = 2 \text{ mA}$                      | 22  | 27   |     | dB    | Fig. 2          |
| NF            | $f = 200 \text{ MHz}, V_{CE} = 10V, I_C = 2 \text{ mA}$<br>$R_g = 120\Omega$ |     | 2.0  | 3.5 | dB    | Fig. 2          |
| $h_{fe}$      | $f = 100 \text{ MHz}, V_{CE} = 10V, I_C = 5 \text{ mA}$                      | 6.0 | 10.5 | 15  |       |                 |
| $r_{b'c}$     | $f = 79.9 \text{ MHz}, V_{CE} = 10V, I_C = 5 \text{ mA}$                     |     | 3.5  | 10  | ps    | TO-72           |
| $C_{cb}$      | $f = 1.0 \text{ MHz}, V_{CB} = 10V, I_E = 0$                                 |     | 0.4  | 0.5 | pF    | TO-72           |
| $C_{ce}$      | $f = 1.0 \text{ MHz}, V_{CE} = 10V, I_B = 0$                                 |     | 0.2  | 0.3 | pF    | TO-72           |
| $C_{eb}$      | $f = 1.0 \text{ MHz}, V_{EB} = 0.5V, I_C = 0$                                |     | 0.8  | 1.5 | pF    | TO-72           |
| $h_{FE}$      | $V_{CE} = 10V, I_C = 5 \text{ mA}$   | 30  | 90   | 200 |       |                 |
| $h_{FE}$      | $V_{CE} = 6V, I_C = 1 \text{ mA}$  | 25  | 75   |     |       |                 |
| $V_{CE(SAT)}$ | $I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 5 \text{ mA}$                                    |     | 0.07 | 0.2 | V     |                 |
| $BV_{CEO}$    | $I_C = 1 \text{ mA}$   | 20  | 30   | 40  | V     |                 |
| $BV_{CBO}$    | $I_C = 100 \mu\text{A}$  | 35  |      |     | V     |                 |
| $BV_{EBO}$    | $I_E = 10 \mu\text{A}$   | 4.0 |      |     | V     |                 |
| $I_{CBO}$     | $V_{CB} = 30V$   |     |      | 100 | nA    |                 |
| $I_{EBO}$     | $V_{EB} = 3V$  |     |      | 50  | nA    |                 |

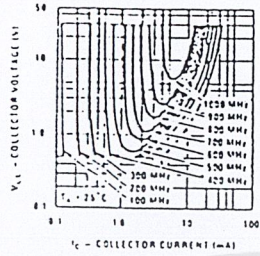
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Process 4.2

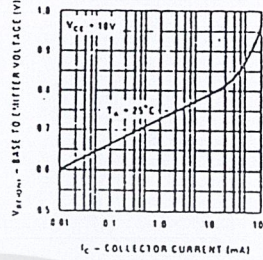
DC Pulse Current Gain vs Collector Current



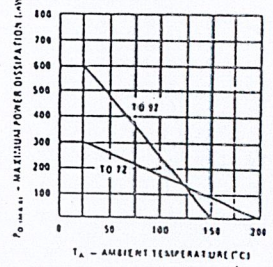
Contours Of Constant Gain Bandwidth Product (fT)



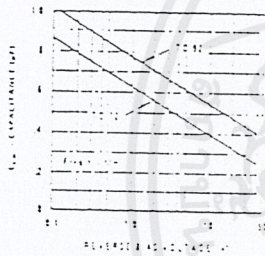
Base-Emitter On Voltage vs Collector Current



Maximum Power Dissipation vs Ambient Temperature



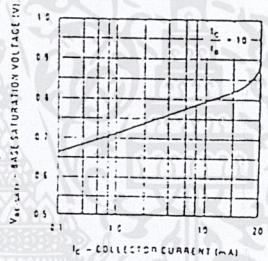
Reverse Transfer Capacitance vs Reverse Bias Voltage



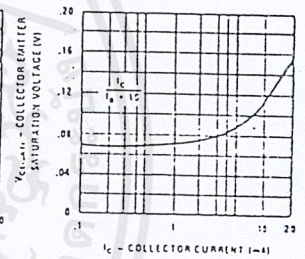
Input Capacitance vs Reverse Bias Voltage



Base-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current

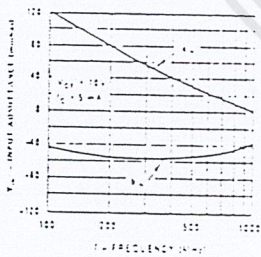


Collector-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current

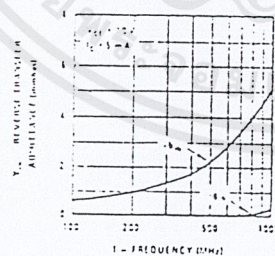


COMMON BASE Y PARAMETERS VS FREQUENCY

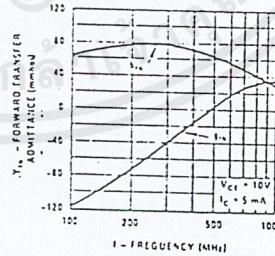
Input Admittance vs Frequency



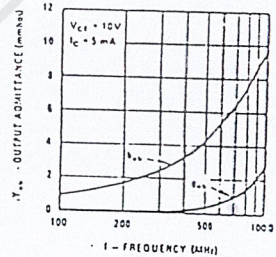
Reverse Transfer Admittance vs Frequency



Forward Transfer Admittance vs Frequency



Output Admittance vs Frequency



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COMMON EMITTER Y PARAMETERS VS FREQUENCY

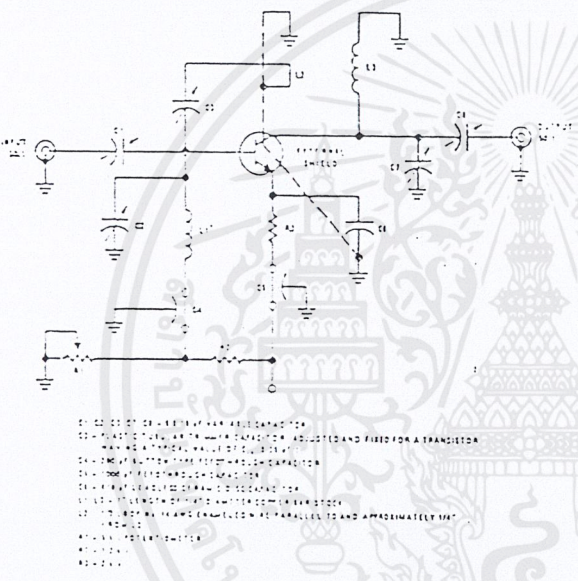
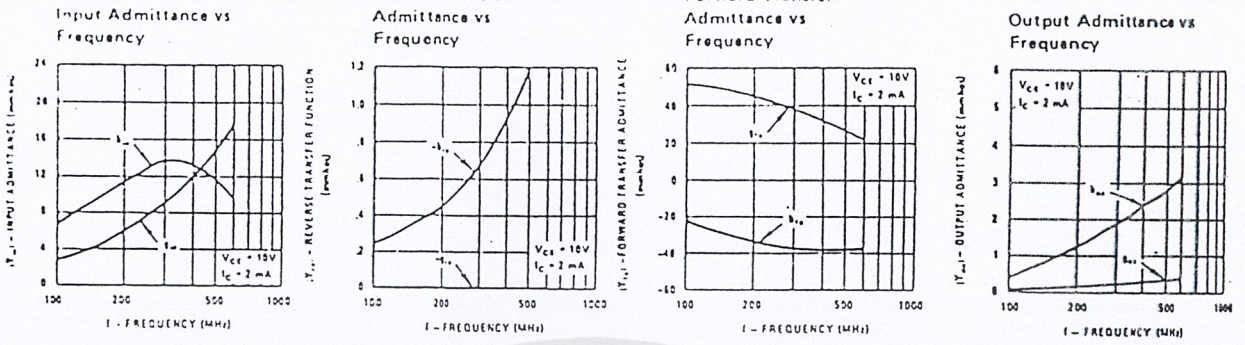


FIGURE 1. Neutralized 450-MHz Gain and Noise Figure Circuit

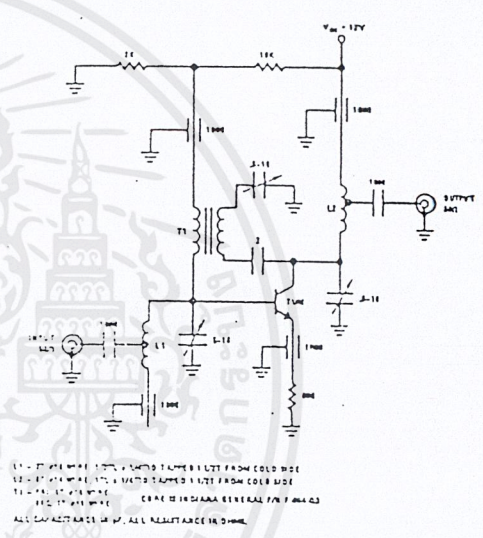


FIGURE 2. Neutralized 200-MHz PF & NF Circuit

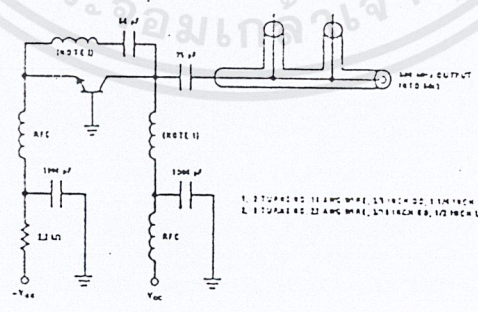


FIGURE 3. 500 MHz Oscillator Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SILICON EPICAP DIODES

... designed in the popular PLASTIC PACKAGE for high volume requirements of FM Radio and TV tuning and AFC, general frequency control and tuning applications; providing solid-state reliability in replacement of mechanical tuning methods.

Also available in Surface Mount Package up to 33 pF.

- High Q
- Controlled and Uniform Tuning Ratio
- Standard Capacitance Tolerance — 10%
- Complete Typical Design Curves

### MAXIMUM RATINGS

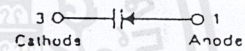
| Rating   | Symbol    | MV21XX      | MMBV21XXLT1 | Unit        |
|--|-----------|-------------|-------------|-------------|
|  |           | Value       | Value       |             |
| Reverse Voltage  | $V_R$     | 30          |             | Volts       |
| Forward Current  | $I_F$     | 200         |             | mA          |
| Forward Power Dissipation<br>@ $T_A = 25^\circ\text{C}$<br>Derate above $25^\circ\text{C}$ | $P_D$     | 280<br>2.8  | 200<br>2.0  | mW<br>mW/°C |
| Junction Temperature   | $T_J$     | +125        |             | °C          |
| Storage Temperature Range  | $T_{stg}$ | -55 to +150 |             | °C          |

### DEVICE MARKING

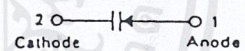
|                   |                  |                  |
|-------------------|------------------|------------------|
| MMBV2101LT1 = M4G | MMBV2105LT1 = 4U | MMBV2109LT1 = 4J |
| MMBV2103LT1 = 4H  | MMBV2107LT1 = 4W |                  |
| MMBV2104LT1 = 4Z  | MMBV2108LT1 = 4X |                  |

**MMBV2101LT1**  
**MMBV2103LT1 thru**  
**MMBV2105LT1**  
**MMBV2107LT1 thru**  
**MMBV2109LT1\***  
**MV2101**  
**MV2103 thru MV2105**  
**MV2107 thru MV2109**  
**MV2111**  
**MV2113 thru MV2115\***

CASE 318-07, STYLE 8  
SOT-23 (TO-236AB)



CASE 182-02, STYLE 1  
(TO-226AC)



6.8–100 pF  
30 VOLTS  
VOLTAGE-VARIABLE  
CAPACITANCE DIODES

\*MMBV2101LT1, MMBV2105LT1, MMBV2109LT1, MV2101, MV2104, MV2108, MV2109, MV2111, MV2113 and MV2115 are Motorola designated preferred devices.

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

| Characteristic   | Symbol      | Min | Typ | Max | Unit             |
|--|-------------|-----|-----|-----|------------------|
| Reverse Breakdown Voltage<br>( $I_R = 10 \mu\text{A dc}$ )                                       | $V_{(BR)R}$ | 30  | —   | —   | Vdc              |
| Reverse Voltage Leakage Current<br>( $V_R = 25 \text{ Vdc}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )         | $I_R$       | —   | —   | 0.1 | $\mu\text{A dc}$ |
| Diode Capacitance Temperature Coefficient<br>( $V_R = 4.0 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ MHz}$ ) | $TC_C$      | —   | 280 | —   | ppm/°C           |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้