

วิทยุเอฟ เอ็ม สำหรับรับฟังล่ามแปลภาษา  
FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR



โดย

นางสาวภัทธีรา พงนา  
นายยุทธชัย อินป่า

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 42703  
วัน, เดือน, ปี..... 6 ส.ย. 2545

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

ปฏิญานีพจน์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิทยุเอฟ เอ็ม สำหรับรับฟังคำแปลภาษา  
FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR

โดย

นางสาวภัทธีรา พงนา รหัสประจำตัว 40010545

นายยุทธชัย อินป่า รหัสประจำตัว 40010618

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ประภากร สุวรรณะ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2543

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วิทยุเอฟ เอ็ม สำหรับรับฟังลุ่มแปลภาษา

ผู้จัดทำ

1. นางสาวกัทธีรา พงนา รหัส 40010545

2. นายยุทธชัย อินปา รหัส 40010618



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วิทยุเอฟ เอ็ม สำหรับรับฟังลุ่มแปลภาษา

นางสาวภัทธิรา พงนา รหัส 40010545  
นายยุทธชัย อินปา รหัส 40010618  
ผศ.ประภากร สุวรรณะ (อาจารย์ที่ปรึกษา)  
ปีการศึกษา 2543

### บทคัดย่อ

ปัจจุบันระบบการสื่อสารได้ถูกประยุกต์ใช้ในระบบงานต่าง ๆ มากมาย สำหรับวิทยุเอฟเอ็ม รับฟังลุ่มแปลภาษานี้ถูกพัฒนาเพื่อใช้สำหรับในการประชุมนานาชาติ โดยที่ผู้เข้าร่วมสามารถที่จะรับฟังภาษาจากลุ่มที่ต้องการได้ สำหรับปฏิญานินพจน์นี้สามารถรับฟังได้ 6 ภาษา ( 6 ช่องสัญญาณ ) ซึ่งปฏิญานินพจน์นี้ประกอบด้วยส่วนของภาครับสัญญาณและภาคส่งสัญญาณ ซึ่งประกอบด้วยวงจรสังเคราะห์ความถี่ ( Phase Lock Loop : PLL ) ในการเลือกความถี่ทางด้านเครื่องรับสัญญาณและเครื่องส่งสัญญาณ

ปฏิญานินพจน์ฉบับนี้ประกอบด้วยรายละเอียดของโครงงาน ทั้งในส่วนของภาคทฤษฎีและปฏิบัติ โดยแสดงในส่วนของภาครับสัญญาณและภาคส่งสัญญาณ ผลการทดลอง คุณสมบัตินี้และรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ของวงจร

## FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR

Miss. Pattira	Potjana	40010545
Mr. Yuttachai	Inpa	40010618
Assist. Prof.Prapakorn	Suwanna ( Advisor )	
Educational	2543	

### Abstract

Nowadays communication systems are applied in many fields. This project presents a 6 Channels FM Radio for Language Translator developed for using in an International conference. This allows representatives from different countries able to understand their languages from different translator . This report presents both the receiver and transmitter that consists of Phase Locked Loop (PLL) to set frequency for each channel of the receiver and transmitter circuits.

This report also includes theories, the design, and final test results of this work.

## กิตติกรรมประกาศ

ในการจัดทำปริญญาบัตรนี้ ได้รับแนะนำจากท่านอาจารย์ที่ปรึกษา ( ผศ. ประภากร สุวรรณะ ) ที่คอยให้คำแนะนำ แนวความคิดในการทำงานในแต่ละขั้นตอนอย่างใกล้ชิด รวมทั้งรุ่นพี่ปริญญาโท ที่คอยชี้แนะแนวทางแก้ปัญหาต่าง ๆ ทำให้สามารถแก้ปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นกับโครงการนี้ ทำให้รายงานเล่มนี้สำเร็จลุล่วงมาได้ด้วยดี และขอขอบคุณพ่อแม่ รุ่นพี่ และเพื่อน ๆ ที่ได้คอยให้กำลังใจและช่วยเหลือในการจัดโครงการในครั้งนี้เสมอมา

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VI
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น	3
2.1 ระบบวิทยุอย่างง่าย	3
2.2 การผสมคลื่นแบบ FM	3
2.3 ดัชนีการมอดคูเลท	5
2.4 ไชด์แบนด์ FM	6
2.5 แบนด์วิทช์ของสัญญาณ FM	7
2.6 วงจรเรโซแนนซ์	8
บทที่ 3 เครื่องรับระบบ FM	13
3.1 การเลือกความถี่ IF	14
3.2 วงจรขยาย IF	15
3.3 ลิมิเตอร์	16
3.4 การจับสัญญาณที่แรงกว่า	16
3.5 พีเอมฟาสิสและดีเอมฟาสิส	17
3.6 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ	18
บทที่ 4 ระบบสังเคราะห์ความถี่	20
4.1 วิธีสังเคราะห์ความถี่	20
4.2 เฟสล็อกกลูป	22
4.3 การใช้เฟสล็อกกลูปในการสังเคราะห์ความถี่	23
4.4 ระบบสังเคราะห์ความถี่ในเครื่องรับส่งวิทยุ	25
4.5 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
4.6 วงจรต่าง ๆ ในเฟสลือกल्प	26
4.7 การสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในโครงการ	29
บทที่ 5 การสร้างและการทำงานของวงจร	31
บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง	43
บทที่ 7 บทสรุปและวิจารณ์	52
เอกสารอ้างอิง	
ภาคผนวก	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาครับสัญญาณ	1
รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาคส่งสัญญาณ	2
รูปที่ 2.1 แสดงสัญญาณเสียงกับสัญญาณพาหะที่มอดูเลท	4
รูปที่ 2.2 แสดงการเปลี่ยนแปลงของพาหะและไซด์แบนด์ในวิทยุระบบ FM	6
รูปที่ 2.3 แสดงสเปกตรัมของระดับพลังงานของดัชนีการมอดูเลทค่าต่างๆ	8
รูปที่ 2.4 วงจรเรโซแนนซ์แบบใช้ LC	9
รูปที่ 2.5 วงจรเรโซแนนซ์ปรับค่าได้	10
รูปที่ 2.6 การนำสัญญาณความถี่ออกจากวงจรเรโซแนนซ์	11
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรจูนเลือกความถี่วิทยุ	12
รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ Narrow Band FM	14
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรขยาย IF	16
รูปที่ 3.3 แสดงการเปรียบเทียบแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลทกับนอยส์	17
รูปที่ 3.4 แสดงขบวนการพรีเอมฟาสิสที่เครื่องส่งและดีเอมฟาสิสที่เครื่องรับ	17
รูปที่ 3.5 แสดงวิธีการควบคุมความถี่ AFC ของเครื่องรับ FM	18
รูปที่ 3.6 แสดงวงจร AFC อย่างง่าย	19
รูปที่ 4.1 แสดงวิธีการสังเคราะห์ความถี่โดยตรง	21
รูปที่ 4.2 แสดงแผนผังของเฟสล็อกคัล	22
รูปที่ 4.3 แสดงแผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่	24
รูปที่ 4.4 แสดงวงจร VCO แบบใช้ FET	27
รูปที่ 4.5 แสดงวงจร VCO ชนิดเป็น IC โมโตโรลา MC 1648	28
รูปที่ 4.6 แสดงตัวอย่างรูปฟิลเตอร์	28
รูปที่ 4.7 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันการทำงานของ MC 145168	30
รูปที่ 5.1 แสดงวงจรส่วน Local oscillator LA 1185 , MC145168	35
รูปที่ 5.2 แสดงวงจรส่วน FM reciever	36
รูปที่ 5.3 รูปวงจรส่วน Expander	37
รูปที่ 5.4 แสดงวงจรส่วน Compress	38
รูปที่ 5.5 แสดงวงจรส่วน Oscillator และ Prescale	39
รูปที่ 5.6 แสดงวงจรส่วนเฟสล็อกคัล	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 5.7 แสดงวงจรส่วน Summing และ Mixer	41
รูปที่ 5.8 แสดงวงจรส่วน Power Amplifier	42
รูปที่ 6.1 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ Channel 11	44
รูปที่ 6.2 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ Channel 6	44
รูปที่ 6.3 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ Channel 10	45
รูปที่ 6.4 แสดงสัญญาณความถี่ IF1 ที่ได้จากชุด MIXER ของ MC13135(สำหรับช่อง11)	45
รูปที่ 6.5 แสดงสัญญาณความถี่ IF1 ที่ได้จากชุด MIXER ของ MC13135(สำหรับช่อง10)	46
รูปที่ 6.6 แสดงสัญญาณความถี่ IF2 ที่ได้จากชุด MIXER ของ MC13135(สำหรับช่อง11)	46
รูปที่ 6.7 แสดงสัญญาณความถี่ IF2 ที่ได้จากชุด MIXER ของ MC13135(สำหรับช่อง10)	47
รูปที่ 6.8 แสดงสัญญาณเอ๊าท์พุทที่ได้จากการคิมอดดูเลท ของ MC13135(สำหรับช่อง11)	47
รูปที่ 6.9 แสดงสัญญาณเอ๊าท์พุทที่ได้จากการคิมอดดูเลท ของ MC13135(สำหรับช่อง10)	48
รูปที่ 6.10 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ Channel 1	49
รูปที่ 6.11 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ Channel 5	50
รูปที่ 6.12 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ Channel 1	50
รูปที่ 6.10 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ Channel 6	51

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 6.1 แสดงความถี่ที่เอาท์พุทของเฟสล็อกกลุ๊ป และความถี่ที่ได้จากการ Multiplier	43
ตารางที่ 6.2 แสดงการตอบสนองความถี่ของเครื่องรับ	43
ตารางที่ 6.3 แสดงค่าความถี่เอาท์พุทของเฟสล็อกกลุ๊ป MC 145151	48
ตารางที่ 6.4 แสดงค่า N ที่บิตต่าง ๆ ของ MC 145151	49

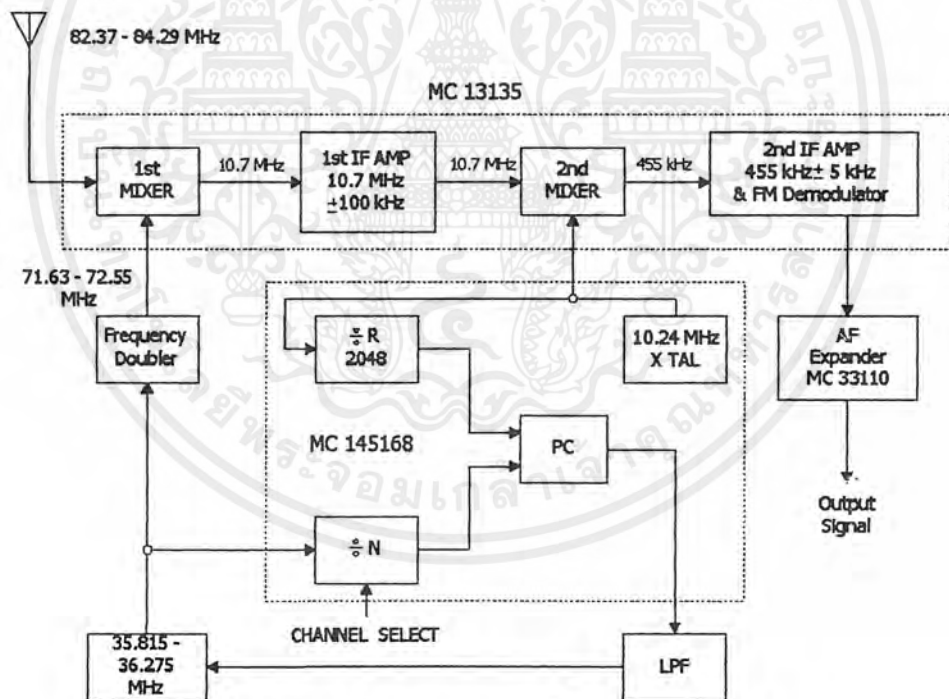


# บทที่ 1

## บทนำ

ในโครงการนี้เป็นการศึกษาการทำงานของเครื่องรับส่งวิทยุ โดยที่ภาครับสัญญาณสามารถรับสัญญาณความถี่เสียงได้ 6 ช่องสัญญาณเสียง ซึ่งสัญญาณเสียงแต่ละช่องสัญญาณที่ส่งเข้ามาได้มีการมอดูเลทกับคลื่นพาหะของแต่ละช่องตามความถี่แล้ว ซึ่งในโครงการนี้สัญญาณ FM ที่รับเข้ามามีค่าประมาณ (82.37 MHz, 82.53 MHz, 82.69 MHz, 82.89 MHz, 83.09 MHz, 83.29 MHz) โดยเครื่องรับและส่งสัญญาณวิทยุจะใช้หลักการสวิทช์เลือกช่องสัญญาณที่ต้องการรับฟังจากนั้นก็ให้นำสัญญาณที่ได้มาทำการดีเทค (Detected) เพื่อให้ได้สัญญาณเสียงที่ต้องการ

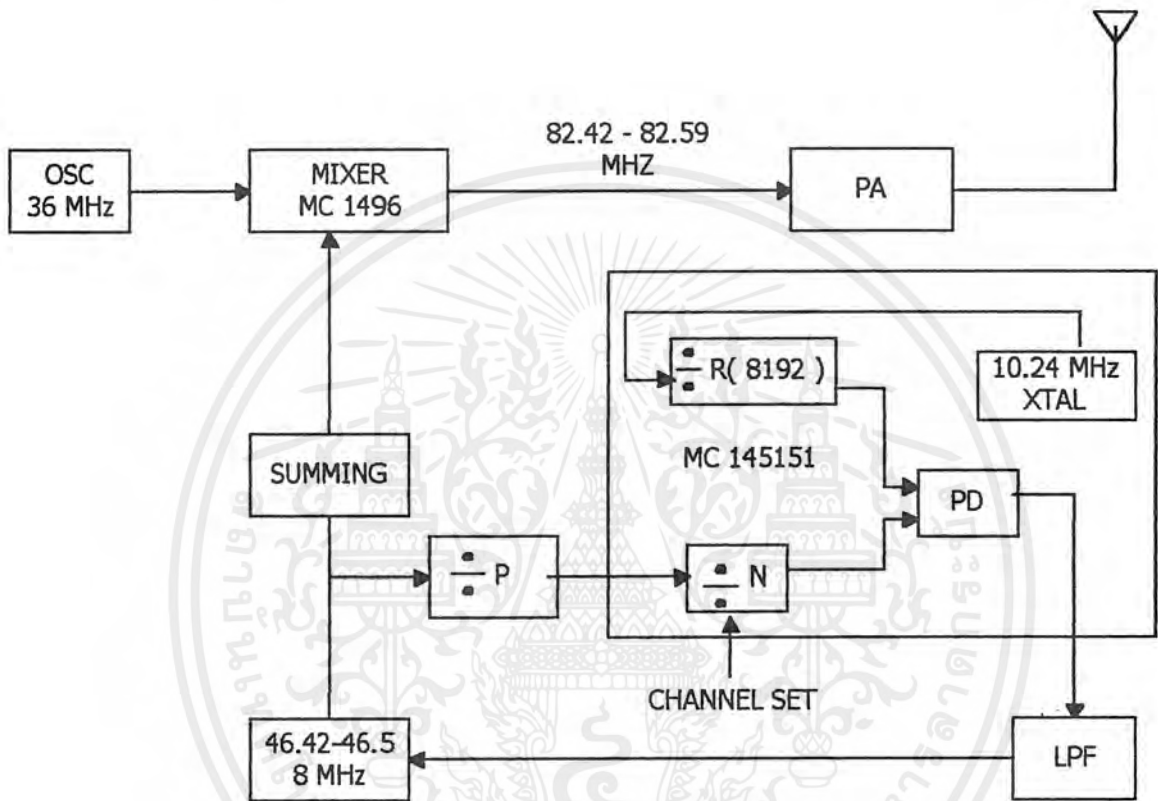
### ภาครับสัญญาณ



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาครับสัญญาณ

จากรูปที่ 1.1 ซึ่งเป็นบล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณ โดยเมื่อรับสัญญาณเข้ามาทางเสาอากาศก็จะนำมามอดูเลทรวมกับสัญญาณความถี่ที่ได้จากภาคโอสซิลเลเตอร์ที่ภาคมิกเซอร์ภาคแรก ซึ่งส่วนนี้จะสามารถเลือกรับช่องสัญญาณได้โดยการสวิทช์เลือกความถี่โดยวงจรสังเคราะห์ความถี่ จากนั้นสัญญาณที่ได้ก็จะผ่านฟิลเตอร์เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ 10.7 MHz เท่านั้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั้นที่ผ่านมาได้ แล้วจะส่งต่อไปยังภาคมิกเซอร์ภาคที่ 2 ซึ่งจะทำการรวมความถี่ 10.7 MHz กับความถี่ 10.24 MHz จากโลกอสซิลเลเตอร์ภาคที่ 2 เมื่อผ่านการรวมสัญญาณแล้วก็จะนำสัญญาณไปผ่านฟิลเตอร์เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ 455 kHz ซึ่งจะถูกส่งต่อไปยังภาคดีมอดูเลทก็จะได้สัญญาณเสียงออกมา



รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาคส่งสัญญาณ

### ภาคส่งสัญญาณ

จากรูปที่ 1.2 เป็นบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งสัญญาณของเครื่องส่ง ซึ่งเมื่อเราทำการป้อนสัญญาณความถี่เสียงเข้ามา สัญญาณเสียงจะถูกมอดูเลทกับสัญญาณความถี่พาหะจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณจะทำการผลิตความถี่ 42.37 MHz ,46.53 MHz ,46.69 MHz ,46.89 MHz ,47.09 MHz , 47.29 MHz นำมาทำการรวมกัน ( SUMMING ) แล้วนำไปส่งเข้ายังส่วนของมิกเซอร์กับความถี่ 36 MHz เพื่อให้ได้สัญญาณพาหะมีค่าเป็น 82.37 MHz , 82.53 MHz , 82.69 MHz , 82.89 MHz , 83.09 MHz ,83.29 MHz หลังจากนั้นก็จะส่งผ่านสัญญาณที่ไ้ไปยังสายอากาศ โดยส่วนของการผลิตสัญญาณพาหะแต่ละช่องนั้นเราสามารถทำการเปลี่ยนแปลงได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่า N ตามที่แสดงไว้ในส่วนของการออกแบบนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีเบื้องต้น

#### 2.1 ระบบวิทยุอย่างง่าย

ระบบวิทยุโดยทั่วไป ในที่นี้เราแสดงไว้เฉพาะการติดต่อทางเดียวจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับเท่านั้น จะเห็นว่าประกอบด้วยส่วนสำคัญคือ เครื่องส่ง เครื่องรับ สายอากาศ และ สัญญาณข่าวสาร ถูกป้อนเข้าที่อินพุท ทำให้เกิดเอาท์พุทเป็นคลื่นที่ได้รับการมอดูเลทแล้ว แผ่กระจายออกจากสายอากาศส่งไปยังเครื่องรับ คลื่นที่รับจากสายอากาศรับจะถูกแปลงโดยเครื่องรับ เพื่อให้สัญญาณข่าวสารกลับคืนออกมา

ที่เครื่องส่ง สัญญาณข่าวสารและสัญญาณพาหะความถี่สูงจะถูกส่งไปยังวงจรมอดูเลท ซึ่งทำหน้าที่มอดูเลทสัญญาณข่าวสารลงบนสัญญาณพาหะความถี่สูง สัญญาณพาหะที่ถูกมอดูเลทแล้วจะต้องผ่านการขยายให้มีกำลังมากขึ้น แล้วจึงป้อนแก่สายอากาศส่ง เพื่อให้สามารถส่งไปได้ไกล โดยที่เครื่องรับสามารถรับได้ชัดเจน คลื่นจากเครื่องส่งนี้จะแผ่กระจายออกจากสายอากาศส่ง โดยมีทิศทางมุ่งไปยังเครื่องรับ

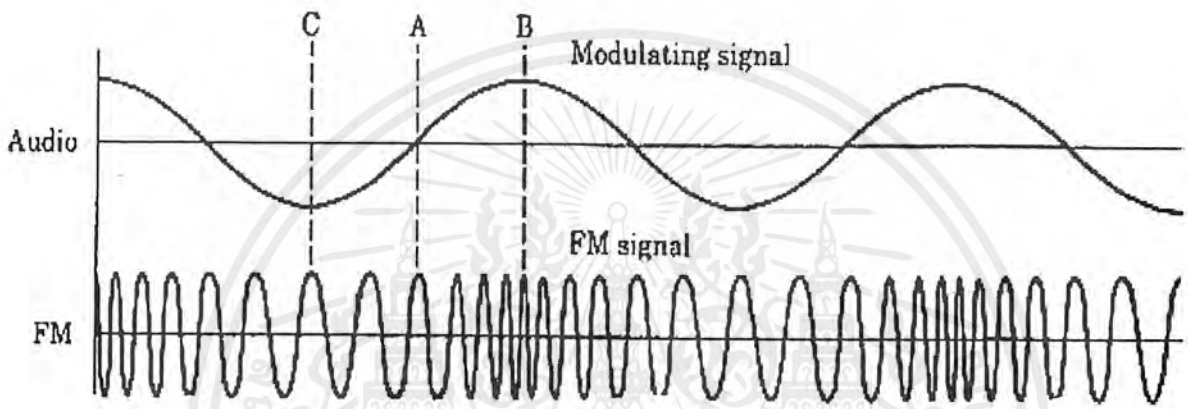
ที่เครื่องรับ คลื่นที่ส่งมาจะรับได้โดยสายอากาศรับ เครื่องรับจะเลือกรับเฉพาะคลื่นที่ต้องการเท่านั้น แล้วขยายให้คลื่นนั้นมีกำลังแรงขึ้นเพื่อป้อนให้วงจรดีมอดูเลท ทำหน้าที่แปลงคลื่นพาหะที่ถูกมอดูเลทกลับมากขึ้นเพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารที่ต้องการตามเดิม

ข้อสังเกตในระบบวิทยุคือ ถ้ามีเครื่องส่งหลายเครื่องอยู่ในพื้นที่ใกล้เคียงกัน เราจะต้องใช้คนละความถี่ มิฉะนั้นสัญญาณที่เครื่องรับจะสับสน (รับสัญญาณรบกวนหรือแข่งกัน) เราสามารถใช้ความถี่เครื่องส่งซ้ำกัน ได้ก็ต่อเมื่อเครื่องส่งแต่ละเครื่องอยู่ห่างไกลกันและไม่ทำให้เกิดการรบกวน ทั้งนี้เพราะคลื่นวิทยุจะมีความแรงลดลงที่ระยะห่างไกลจากเครื่องส่งมากขึ้น

#### 2.2 การผสมคลื่นแบบเอฟเอ็ม (FM : frequency modulation)

การผสมคลื่นแบบเอฟเอ็ม หมายถึงการนำเอาสัญญาณความถี่เสียงเข้าไปผสมหรือมอดูเลทกับสัญญาณความถี่พาหะ เมื่อทำการผสมแล้วอิทธิพลจากแอมพลิจูดของคลื่นเสียงจะทำให้ความถี่วิทยุซึ่งเป็นพาหะนั้นเบี่ยงเบนเปลี่ยนไปจากเดิม เมื่อเรากำหนดความถี่พาหะขึ้นมาจะเรียกว่า ความถี่กึ่งกลาง (center frequency) การเอาสัญญาณความถี่เสียงที่เป็นไซน์เข้าไปผสมนั้นเมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงมีขนาดเพิ่มขึ้นทางบวกจะทำให้คลื่นพาหะค่อย ๆ เพิ่มความถี่สูงขึ้นกว่าความถี่กลาง แต่ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงมีขนาดลดลง คลื่นพาหะจะค่อย ๆ ลดความถี่ลงจนกระทั่งสัญญาณเสียงลดลงเป็นศูนย์ ความถี่คลื่นพาหะก็จะมีค่าเท่ากับความถี่กลาง

ในทำนองเดียวกันเมื่อสัญญาณเสียงผ่านระดับศูนย์เริ่มเข้าสู่ช่วงลบ คลื่นพาหะก็จะค่อย ๆ ลดความถี่ลง เมื่อสัญญาณเสียงมีแอมพลิจูดเป็นลบสูงสุดแล้วก็จะค่อย ๆ ลดลงวิ่งเข้าหาระดับศูนย์ (เพิ่มขึ้นทางบวก) ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้น จนเท่ากับความถี่กึ่งกลางอีกครั้ง จึงเห็นได้ว่า ความถี่กึ่งกลางของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลงเบี่ยงเบน (deviation) สูงขึ้นหรือต่ำลงครบรอบเท่ากับคลื่นเสียง 1 ไซเคิลพอดี



รูปที่ 2.1 แสดงสัญญาณเสียงกับสัญญาณพาหะที่มอดูเลต

สัญญาณ ความถี่เสียงความถี่ต่ำจะมีอัตราการครบรอบไซเคิลช้า เมื่อเข้าผสมแบบเอฟเอ็มแล้วจะทำให้อัตราการเบี่ยงเบนของความถี่ครบรอบต่ำ และถ้าสัญญาณเสียงความถี่สูงจะมีการครบรอบไซเคิลเร็ว เมื่อเข้าไปผสมแบบเอฟเอ็มแล้วอัตราการเบี่ยงเบนของคลื่นเอฟเอ็มก็จะสูงตามไปด้วย นั่นก็คือถ้าเอาเสียงทุ้มเข้าไปผสมคลื่นเอฟเอ็มที่ได้จะมีอัตราการเบี่ยงเบนต่ำ และถ้าเอาเสียงแหลมเข้าไปผสมคลื่นเอฟเอ็มที่ได้จะมีอัตราการเบี่ยงเบนสูง ดังนั้นอัตราการเบี่ยงเบนของคลื่นพาหะในเอฟเอ็มจึงขึ้นอยู่กับความถี่ของคลื่นที่นำมาผสม

กล่าวโดยสรุป สัญญาณเอฟเอ็มมีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนตามสัญญาณที่เข้ามอดูเลต
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะ มีค่าเท่ากับความถี่สัญญาณที่มอดูเลต
3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบน (deviation) เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3 ดัชนีการมอดูเลต

ในระบบ AM ปริมาณการมอดูเลตเรานิยมวัดเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งดูได้ จาก การเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดหรือรอบคลื่น AM ทั้งด้านต่ำสุดและสูงสุด แต่ในระบบ FM เราวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตโดยดูการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งเรานิยมเรียกเสียใหม่ว่า ดัชนีการมอดูเลต ลองพิจารณาความหมายของดัชนีการมอดูเลตต่อไปนี้

$$m = f_d / f_m$$

ในที่นี้  $f_d$  คือช่วงความถี่เบี่ยงเบน

$f_m$  คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

ค่าตัวเลขของดัชนีการมอดูเลตจะมีค่าสูง ( แตกต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตซึ่ง เมื่อคิดเป็นอัตราส่วนจะได้อยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 ) ตัวอย่างเช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM เรา กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 kHz สมมติว่าเราใช้สัญญาณเสียง 1 kHz มอดูเลตให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ ค่าดัชนีการมอดูเลตจะเป็น

$$m = 75 \text{ kHz} / 1 \text{ kHz} = 75$$

สังเกตว่าดัชนีการมอดูเลตในระบบ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามา มอดูเลต ในทางปฏิบัติเรานิยมวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน ( deviation ratio ) ซึ่งเป็นอัตรา ส่วนระหว่างความถี่เบี่ยงเบน ( ของระบบ ) สูงสุด (  $f_{d \text{ max}}$  ) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามา มอดูเลต (  $f_{m \text{ max}}$  ) ในระบบกระจายเสียง FM ค่าอัตราการเบี่ยงเบน (  $\Delta$  ) จะเท่ากับ

$$\begin{aligned} \Delta &= f_{d \text{ max}} / f_{m \text{ max}} \\ &= 75 \text{ kHz} / 15 \text{ kHz} \end{aligned}$$

$$\Delta = 5$$

ในระบบ AM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเพื่อให้เปอร์เซ็นต์ การมอดูเลตสูงขึ้น การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด ( กรอบคลื่น ) ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้น แต่ในระบบ FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตสูงขึ้น การเบี่ยงเบนความถี่ของ พาหะจะเบี่ยงเบนได้มากขึ้น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของพาหะ จะเบี่ยงเบนได้เต็มที่ 75 kHz ถ้าเรามอดูเลตทำให้ความถี่ของพาหะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ 75 kHz แสดงว่า เรามอดูเลตเต็มที่ 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = (f_d / f_{d \text{ max}}) \times 100$$

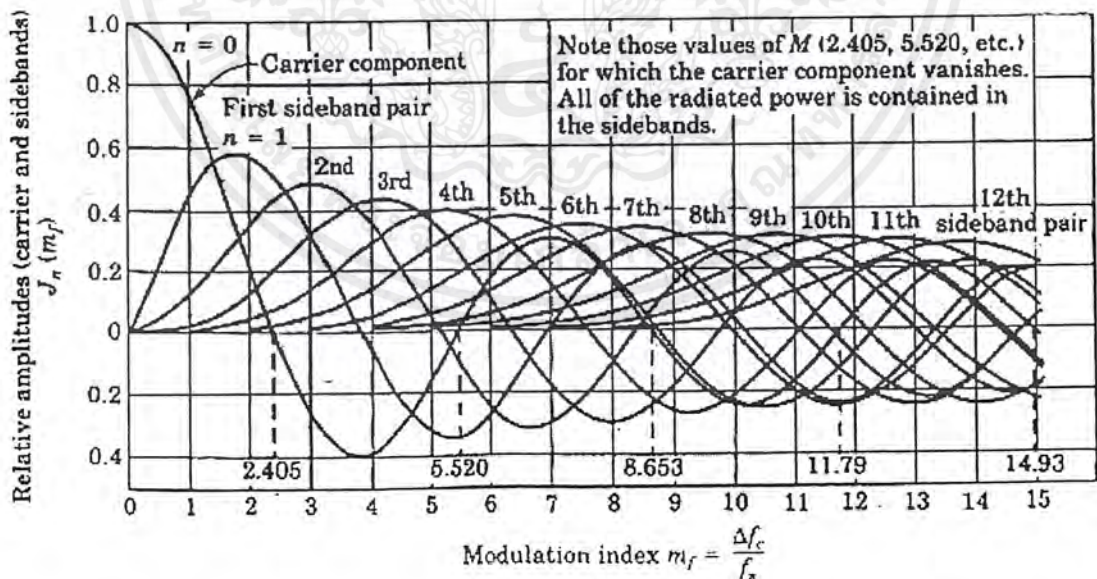
ในที่นี้  $f_d$  คือ ความถี่เบี่ยงเบนเนื่องจากสัญญาณที่เข้ามาออกดูเลท

$f_{d\max}$  คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

## 2.4 ไซด์แบนด์ FM

ความแตกต่างระหว่างระบบ AM กับ FM ที่เห็นได้ชัดก็คือ ไซด์แบนด์ ในระบบ AM ถ้าเราออกดูเลทด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไซด์แบนด์ 2 ตัว คือ USB และ LSB แต่ในระบบ FM ถ้าเราออกดูเลทด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนนับอนันต์ เนื่องจากระเบียงเบนความถี่ของพาหะทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นอีกมากมาย ความจริงแล้วไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมาก ๆ มักจะมีแอมพลิจูดเล็กมากไม่ต้องคำนึงถึง

ในระบบ AM ไซด์แบนด์อาจเสริมหรือหักล้างจากพาหะที่มีแอมพลิจูดคงที่ ซึ่งส่งผลให้กรอบคลื่นของพาหะเปลี่ยนแปลง แต่ในระบบ FM สัญญาณ FM จะรักษาแอมพลิจูดไว้คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่า กำลังของคลื่นพาหะยอมกระจายอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของพาหะกับไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดดูเลท เนื่องจากดัชนีการมอดดูเลทเป็นตัวกำหนดไซด์แบนด์ที่สำคัญ และแอมพลิจูดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่างๆ



รูปที่ 2.2 แสดงการเปลี่ยนแปลงของพาหะและไซด์แบนด์ในวิทยุระบบ FM

ในรูปที่ 2.2 แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาหะกับไซค์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์แล้วจะมีเฉพาะคลื่นพาหะอย่างเดียว ( เท่ากับ 1 หน่วย ) คลื่น ไซค์แบนด์เป็นศูนย์ เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซค์แบนด์จะเพิ่มขึ้น แอมพลิจูดของไซค์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้น แต่แอมพลิจูดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่น พาหะจะเป็นศูนย์ ตอนนี้กำลังของคลื่น FM จะไปอยู่ในไซค์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก คลื่นพาหะก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก ( เป็น ค่าลบแสดงว่า เฟสตรงข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็น 3.1 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ - 0.3 หน่วย ) สังเกตว่าที่จุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์นั้นมีหลายจุด

## 2.5 แบนด์วิธของสัญญาณ FM

ในระบบ FM จำนวนไซค์แบนด์และแอมพลิจูดของไซค์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลต โดยความถี่ของไซค์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต กล่าวคือ ไซค์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ  $f_c \pm f_m$  ไซค์แบนด์คู่ที่สองมีความถี่เท่ากับ  $f_c \pm 2f_m$  ... เป็นต้น ฉะนั้นแบนด์วิธของ FM ต้องครอบคลุมจำนวนไซค์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว นั่นคือ แบนด์วิธขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต แต่ดัชนีการมอดูเลต เราก็สามารถคำนวณหาแบนด์วิธได้

ตัวอย่างเช่น ความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามามอดูเลต เท่ากับ 3 kHz ความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 18 kHz เราคำนวณค่าดัชนีการมอดูเลตได้ดังนี้

$$\begin{aligned} m &= f_d / f_m \\ &= 18 \text{ kHz} / 3 \text{ kHz} = 6 \end{aligned}$$

นำค่า  $m = 6$  ไปหาไซค์แบนด์สำคัญ จะมีจำนวนไซค์แบนด์อยู่ 9 คู่ เราจึงคำนวณแบนด์วิธได้ดังนี้

$$\begin{aligned} BW &= f_m \times \text{จำนวนไซค์แบนด์} \times 2 \\ &= 3 \text{ kHz} \times 9 \times 2 \\ &= 54 \text{ kHz} \end{aligned}$$

ความจริงแล้วในทางปฏิบัตินิยมใช้สูตรคำนวณแบนด์วิธแบบประมาณค่า  $f_{d \text{ max}}$  และ  $f_{m \text{ max}}$  เลย ไม่ต้องเสียเวลานับจำนวนไซค์แบนด์ ดังนี้

$$BW = 2(m+1)f_{m \max}$$

หรือ

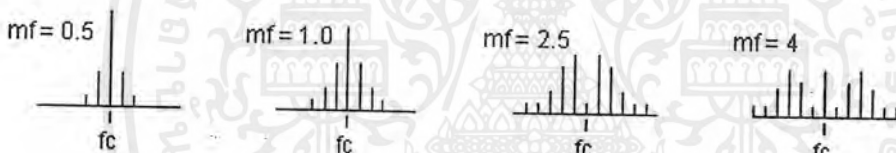
$$BW = 2(f_{d \max} + f_{m \max})$$

จากตัวอย่างดังกล่าวเรากำหนดได้ว่า

$$\begin{aligned} BW &= 2 \times (6+1) \times 3 \\ &= 42 \text{ kHz} \end{aligned}$$

หรือ

$$\begin{aligned} BW &= 2 \times (18+3) \\ &= 42 \text{ kHz} \end{aligned}$$



รูปที่ 2.3 แสดงสเปกตรัมของระดับพลังงานของดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ

## 2.6 วงจรเรโซแนนซ์

วงจรเรโซแนนซ์ (resonance) เป็นวงจรที่ต่อรวมระหว่างตัวเก็บประจุ (c) กับขดลวดเหนี่ยวนำ (L) บางคนวงจรแบบนี้ด้วยชื่ออื่น เช่น วงจรจูน (tune) วงจรแท็งก์ (tank) เป็นต้น

วงจรเรโซแนนซ์ถูกนำมาใช้ในเครื่องรับและเครื่องส่งวิทยุต่างๆ ไป ด้วยวัตถุประสงค์ให้วงจรเรโซแนนซ์เป็นตัวเลือกความถี่ และให้เป็นตัวกำหนดความถี่ที่กำเนิดขึ้น ให้เป็นความถี่หรือให้เป็นทางผ่านของความถี่แล้วแต่กรณีวงจรเรโซแนนซ์แบบใช้ขดลวดร่วมกับตัวเก็บประจุ มีอยู่ 2 แบบ คือ วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (series resonance) และ วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน (parallel resonance) ดังแสดงดังรูปที่ 2.4



( ก ) วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม ( ข ) วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน  
รูปที่ 2.4 วงจรเรโซแนนซ์แบบใช้ LC

ธรรมชาติของวงจรเรโซแนนซ์จะยอมให้ความถี่ค่าหนึ่งผ่านได้ดี เรียกว่าความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อป้อนความถี่เรโซแนนซ์แก่วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม กระแสจะผ่านได้มากที่สุด โดยมีแรงดันตกคร่อมวงจรค่าที่สูงสุด ถ้าป้อนความถี่เรโซแนนซ์แก่วงจรเรโซแนนซ์ขนาน กระแสจะผ่านได้น้อยที่สุด โดยมีแรงดันตกคร่อมวงจรสูงที่สุด โดยปกติวงจรเรโซแนนซ์จะต้องมีแบนด์วิดท์ที่ยอมให้ความถี่ข้างเคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ทั้งด้านสูงและด้านต่ำผ่านไปได้ช่วงหนึ่ง ความถี่เรโซแนนซ์จึงหมายถึงความถี่ที่ผ่านวงจรตลอดแบนด์วิดท์ ซึ่งอาจจะกว้างหรือแคบขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์นั้น ๆ มีสูตรคำนวณความถี่ ค่าการเหนี่ยวนำของขดลวด และค่าความจุของตัวเก็บประจุของวงจรเรโซแนนซ์ดังนี้

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

- เมื่อ  $f_r$  = ความถี่เรโซแนนซ์ มีหน่วยเป็นเฮิรตซ์ (Hz)  
 $L$  = ค่าการเหนี่ยวนำของขดลวด มีหน่วยเป็นเฮนรี่ (H)  
 $C$  = ค่าความจุของตัวเก็บประจุมิหน่วยเป็นฟารัด (F)

ในสูตรเกี่ยวกับวงจรเรโซแนนซ์ ในบางครั้งเมื่อทราบค่าความถี่ที่ต้องการแล้วแต่ ยังต้องการทราบค่าการเหนี่ยวนำของขดลวดหรือค่าความจุของตัวเก็บประจุ ซึ่งจะหาได้จากสูตรต่อไปนี้

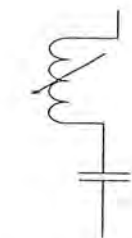
การหาค่าการเหนี่ยวนำของขดลวด

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

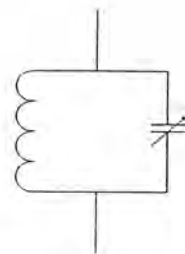
การหาขนาดค่าความจุของตัวเก็บประจุ

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

ค่าความถี่เรโซแนนซ์จะขึ้นอยู่กับค่าการเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าความจุของตัวเก็บประจุในวงจรเรโซแนนซ์ที่ทำงานกับความถี่ค่าเดียวจะใช้การเหนี่ยวนำและค่าความจจะคงที่ ถ้าจะให้วงจรเรโซแนนซ์ทำงานได้กับหลายความถี่ต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้ เพื่อให้วงจรเปลี่ยนค่าความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ปรับค่าได้ ส่วนขอบเขตของความถี่เรโซแนนซ์ขึ้นอยู่กับค่าสูงที่สุดและค่าต่ำสุดของอุปกรณ์ ที่ใช้ปรับตัวอย่างการหาค่าความถี่แสดงดังรูปที่ 2.5



( ก ) แบบอนุกรม



( ข ) แบบขนาน

รูปที่ 2.5 วงจรเรโซแนนซ์ปรับค่าได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรเครื่องรับวิทยุมักจะใช้วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน เช่น วงจรจูนเลือกความถี่สถานีต่าง ๆ วงจรเปลี่ยนความถี่ออสซิลเลเตอร์ และ วงจรจูนความถี่ปานกลาง ในการเอามาใช้งานนั้นจะอยู่ในรูปของหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งขดลวดจะถูกพันไว้บนแกนเฟอร์ไรต์ การนำความถี่เรโซแนนซ์ไปใช้งานอาจใช้เหนี่ยวนำเข้าขดลวดอีกขดหนึ่งต่างหาก หรือใช้วิธีต่อแยกจากหม้อแปลงแบบพันขดลวดอันเดียว ดังรูปที่ 2.6



( ก ) แบบแยกขดลวด ( ข ) แบบ ต่อแยกขดลวด  
รูปที่ 2.6 การนำสัญญาณความถี่ออกจากวงจรเรโซแนนซ์

ต่อไปนี้จะลองตรวจสอบว่า วงจรเรโซแนนซ์ของเครื่องรับวิทยุที่ทำหน้าที่จูนเลือกคลื่นที่ใช้ตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้ หรือเรียกว่า วาไรเอเบิลคาปาซิเตอร์ ( variable capacitance ) ที่มีค่าระหว่าง  $10 - 150 \text{ pF}$  และขดลวดมีการเหนี่ยวนำ  $600 \text{ } \mu\text{H}$  โดยจะลองคำนวณดูว่าจะใช้เลือกคลื่นความถี่ในช่วงใด

หาค่าความถี่สูงสุดเมื่อปรับตัวเก็บประจุมีค่าต่ำสุด  $15\text{pF}$

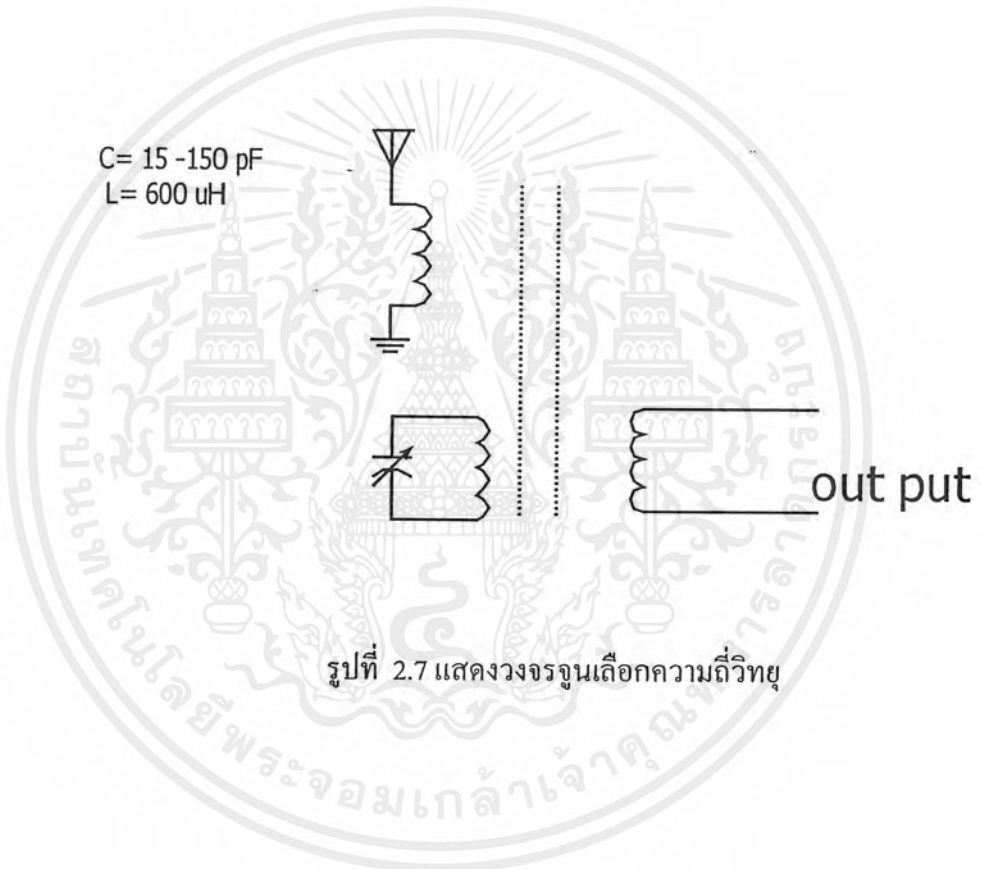
$$\begin{aligned} f_{\max} &= 0.159 / \sqrt{(600 * 10^{-6} * 15 * 10^{-12})} \text{ Hz} \\ &= 1,677,156 \text{ Hz} \\ &= 1,677.156 \text{ kHz} \end{aligned}$$

หาค่าความถี่ต่ำสุดเมื่อปรับตัวเก็บประจุมีค่าสูงสุด  $150 \text{ pF}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 f_{\min} &= 0.159 / \sqrt{(600 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^{-12})} \text{ Hz} \\
 &= 530,363.3 \text{ Hz} \\
 &= 530.363 \text{ kHZ}
 \end{aligned}$$

C = 15 -150 pF  
L = 600 uH



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรจูนเลือกความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## เครื่องรับระบบ FM

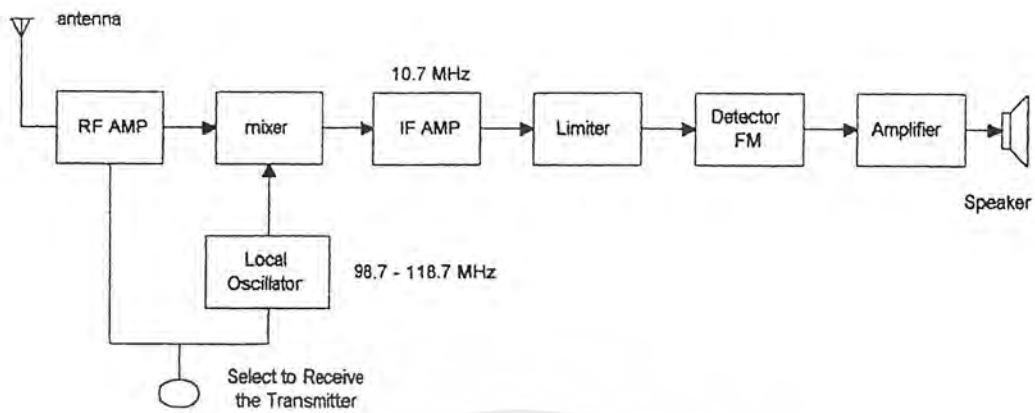
จากบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบ FM ซึ่งจะมีความคล้ายคลึงกับเครื่องรับระบบ AM มากจะแตกต่างกันก็ตรงที่ขบวนการดีเทกต์สัญญาณเท่านั้น สำหรับความถี่ IF มักจะใช้ค่า 10.7 MHz เพื่อกำจัดสัญญาณเงาและเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ของวงจรรวมที่รับสัญญาณ FM ได้ ความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งจะมีค่า  $\pm 75$  KHz ดังนั้นแบนด์วิดท์ของเครื่องรับต้องมีค่า 150 KHz เป็นอย่างน้อยซึ่งปกติมักจะเผื่อให้กว้างอีกเล็กน้อยเป็น 180 ถึง 200 KHz

สมมติว่าเราจูนเครื่องรับไว้ที่ 100 MHz ถูกบิดหน้าปัดจะเลื่อนไปตรงกับความถี่ 100 MHz (บนหน้าปัด) วงจรขยาย RF จะจูนไว้ที่ 100 MHz ส่วนไดคอดอสซิลเลเตอร์จะจูนไว้ที่ 110.7 MHz เมื่อผ่านกรรมวิธีของสเตอโรไดนามิกในวงจรมิกเซอร์ ผลต่างของความถี่จะปรากฏที่อินพุตของวงจรรวม IF เท่ากับ 110.7 MHz ลบด้วย 100 MHz ซึ่งจะเท่ากับ 10.7 MHz ดังนั้นสัญญาณความถี่ที่ IF นี้จะถูกขยายและกำจัดแบนด์วิดท์ให้กว้างเพียงพอที่จะรับสัญญาณ FM และแคบเพียงพอที่จะกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการอื่น ๆ ทิ้งไป

สำหรับการทำงานของเครื่องรับระบบแบนด์แคบเอฟเอ็ม (Narrow band FM) จะประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้ เมื่อรับสัญญาณผ่านเข้ามาทางเสาอากาศแล้วจะทำการขยายสัญญาณให้มีความแรงขึ้นแล้วจึงนำมารวมกับสัญญาณจากไดคอดอสซิลเลเตอร์ที่มิกเซอร์ภาคแรกเป็นการป้องกันความถี่เงา (Image Frequency) ซึ่งจะได้ความถี่กลาง 10.7 MHz จากนั้นจะผ่านการขยายแล้วจะส่งผ่านไปยังมิกเซอร์ภาคที่ 2 ซึ่งจะเป็นการรวมกันกับสัญญาณความถี่จากไดคอดอสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 10.245 MHz จะทำให้ได้สัญญาณความถี่กลางในระบบ AM โดยจะมีความถี่ IF เท่ากับ 455 KHz และที่มิกเซอร์ภาคที่ 2 นี้จะทำงานในลักษณะเป็นการควบคุมแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth) ให้แคบลงเพื่อลดการรบกวนกันของแต่ละช่องสัญญาณ จากนั้นจะทำการขยายแล้วจึงนำไปสู่มอดูเลทเพื่อให้เกิดสัญญาณที่ทำการส่งมาต่อไป

ถ้าพาหะของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ  $\pm 50$  KHz (โดยความถี่ FM เท่ากับ 100 MHz คงเดิม ไดคอดอสซิลเลเตอร์คงเดิม และ IF คงเดิม) สัญญาณ IF จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ  $\pm 50$  KHz ด้วย ดังนั้นสัญญาณที่มอดูเลทมาบนพาหะจะยังอยู่ในสัญญาณ IF โดยไม่มีความเพี้ยนแม้ว่าความถี่ของสัญญาณ FM จะลดทอนจาก 100 MHz ลงมาเหลือแค่เพียง 10.7 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกโคจรของเครื่องรับ Narrow band FM

### 3.1 การเลือกความถี่ IF

ข้อควรพิจารณาในการเลือกความถี่ IF มีอยู่หลายประการซึ่งส่วนมากจะเกี่ยวข้องกับแบนด์วิดท์ในทางทฤษฎีแบนด์วิดท์จะขึ้นอยู่กับความถี่ใช้งานและค่า  $Q$  ของวงจร ตามสูตร  $BW = f_o / Q$  ฉะนั้นถ้าหากเราต้องการค่าซีเล็กติวิตีที่ดี แบนด์วิดท์จะต้องแคบ เพราะฉะนั้นวงจรจะต้องมีค่า  $Q$  สูงแต่ความถี่จะต้องมีค่าต่ำ ดังนั้นเราจึงนิยมเลือกความถี่ IF ให้มีค่าต่ำกว่าความถี่ใช้งาน ซึ่งจะเป็นผลดีในการออกแบบวงจรอีกด้วย เพราะวงจรความถี่ต่ำออกแบบให้มีเสถียรภาพดีและอัตราขยายสูงได้ง่ายกว่า (เช่น เมื่อความถี่สูงขึ้นปัญหาเกี่ยวกับการแพร่คลื่น การสูญเสียไดอิเล็กตริก ความต้านทานผิว (skin) ความจุเสถียร และความเหนี่ยวนำเสถียรจะเกิดขึ้น ทั้งหมดนี้มักมีผลให้วงจรขาดเสถียรภาพ)

เหตุผลอีกประการหนึ่งในการเลือกความถี่ IF ก็คือ ต้องให้แบนด์วิดท์มีค่าพอเหมาะ เช่น สมมุติว่าเครื่องรับระบบ AM ใช้ความ IF เป็น 60 KHz และ  $Q$  ของวงจรมีค่าเท่ากับ 60 แบนด์วิดท์จะได้ 1 KHz ซึ่งแคบเกินกว่าจะใช้ประโยชน์ได้ เพราะแบนด์วิดท์ของสัญญาณ AM มีค่าอย่างน้อย 10 KHz ดังนั้นเราจะต้องคำนึงถึงแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่จะรับด้วย

ข้อพิจารณาอีกข้อหนึ่งก็คือ การกำจัดสัญญาณความถี่เงา (Image Frequency) ความถี่เงาเป็นสัญญาณ RF ที่เราไม่ต้องการ เพราะเมื่อสัญญาณความถี่เงาเข้ามาผสมกับสัญญาณออสซิลเลเตอร์จะได้ความถี่เท่ากับสัญญาณ IF พอดี สมมุติเราเลือกความถี่ IF เป็น 200 KHz และความถี่ใช้งานเท่ากับ 4.2 MHz ถ้าใช้ความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์สูงกว่าความถี่ใช้งาน จะได้ความถี่ออสซิลเลเตอร์เท่ากับ  $4.2 \text{ MHz} + 0.2 \text{ MHz} = 4.4 \text{ MHz}$  ดังนั้นเมื่อสัญญาณออสซิลเลเตอร์และสัญญาณ RF ผสมกันความถี่ผลต่างที่เกิดขึ้นจึงเท่ากับ 200 KHz พอดี อย่างไรก็ตามยังมีสัญญาณอีกตัวหนึ่งซึ่งเมื่อผสมกับความถี่ 4.4MHz (ของโลคอลออสซิลเลเตอร์) แล้วได้ความถี่เท่ากับ 200 KHz พอดี เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณนั้นจะถูกเรียกว่าสัญญาณความถี่เงา (Image Frequency) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 4.6 MHz สัญญาณความถี่เงานี้จะผ่านมิกเซอร์ไปยังวงจรขยาย IF ได้เช่นกัน

ลองพิจารณาอีกตัวอย่างหนึ่ง สมมติว่าให้ IF เท่ากับ 455 KHz สัญญาณที่ต้องการเป็น 1,110 KHz ใช้ความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์สูงกว่า RF เราสามารถคำนวณหาความถี่เงาได้ดังนี้

$$\text{- คำนวณหาความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์} = 1,110 \text{ KHz} + 455 \text{ KHz} = 1,565 \text{ KHz}$$

$$\text{- คำนวณหาความถี่เงา} = 1,565 \text{ KHz} + 455 \text{ KHz} = 2,020 \text{ KHz}$$

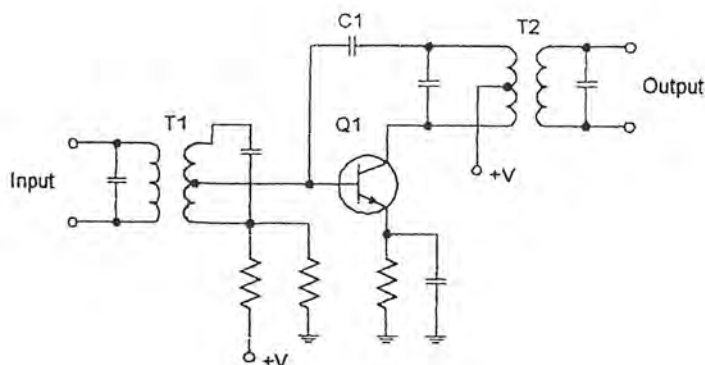
จะเห็นว่าความถี่เงายู่ห่างจากความถี่ใช้งานเท่ากับ 2 เท่าของความถี่ IF การกำจัดสัญญาณความถี่เงาสามารถทำได้โดยการบีบให้ซีเลกติวิตีหรือแบนด์วิดท์ของวงจรขยาย RF และมิกเซอร์แคบลง สังเกตว่าถ้าความถี่ IF ยิ่งสูง ความถี่เงายิ่งห่างจากความถี่ใช้งานออกไปมากขึ้นนั่นคือ ถ้าเราต้องการกำจัดสัญญาณความถี่เงาให้ได้ผลดี ควรจะเลือกค่าของความถี่ IF สูง ๆ ซึ่งผลสรุปข้อนี้จะค้านกับผลสรุปข้อแรก ดังนั้น การเลือกความถี่ IF จึงไม่ควรที่จะเลือกค่าที่สูงเกินไปหรือต่ำเกินไป ควรใช้ค่าที่อยู่กลาง ๆ

สำหรับเครื่องรับระบบ FM (ย่าน 87.5 MHz. ถึง 108 MHz) ส่วนใหญ่นิยมใช้ความถี่ IF เท่ากับ 10.7 MHz เราจะใช้ความถี่ค่านี้นี้เนื่องจากให้แบนด์วิดท์กว้างพอ (ประมาณ 200 KHz) สำหรับสัญญาณ FM นอกจากนี้ความถี่เงายังอยู่ห่างเลยจากความถี่ใช้งานไปถึง 21.4 MHz (2 เท่าของ 10.7 MHz)

### 3.2 วงจรขยาย IF

วงจรขยาย IF ก็คือวงจรขยาย RF นั่นเอง แต่วงจรขยาย IF ทำงานที่ความถี่คงที่ (ไม่ต้องปรับความถี่อีก) ดูตัวอย่างวงจรในรูปที่ 3.2 ความแตกต่างของวงจร IF กับ RF ในที่นี้อยู่ตรงที่ใช้หม้อแปลงคัปเปิล (Double tune) มีวงจรเรโซแนนซ์ 2 ด้านคือ ทางด้านไพรมารีและทางด้านเซคันดารี ซึ่งจะมีผลช่วยให้ซีเลกติวิตีมีเสถียรภาพที่ดี ตัวเก็บประจุ  $C_1$  ในวงจรทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับเพื่อ สะเทินวงจรหรือหักล้าง (Neutralize) มิให้เกิดการออสซิลเลทขึ้น

เราสามารถออกแบบวงจรขยาย IF โดยใช้ฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาส (BPF) เพื่อให้ค่าซีเลกติวิตีที่แทนที่จะต้องใช้หม้อแปลงคัปเปิลจูน เทคนิคแบบนี้นิยมใช้ในเครื่องรับวิทยุสื่อสารเพราะสัญญาณที่รับมีแบนด์วิดท์แคบ



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรขยาย IF

### 3.3 ลิ้มิตเตอร์

สัญญาณ FM (มีความถี่เท่ากับ IF) อาจจะมีสัญญาณนอยส์ปนมาด้วย วงจรลิ้มิตเตอร์จะทำหน้าที่ขลิบสัญญาณทั้งด้านบวกและด้านลบ รวมทั้งนอยส์ก็จะถูกกำจัดทิ้งไปด้วย สังเกตว่าความถี่ของสัญญาณ FM ก่อนและหลังลิ้มิตเตอร์ไม่เปลี่ยนแปลง หลักการของวงจรลิ้มิตเตอร์นี้ก็คือ ป้อนสัญญาณที่มีแอมพลิจูดเกินช่วงทำงานของวงจร (Overdrive) จนกระทั่งวงจรขยายอิมพัลส์หรือคัทออฟ ถ้าสัญญาณ IF ที่ป้อนเข้ามามีแอมพลิจูดน้อย เอาท์พุทจากลิ้มิตเตอร์จะมีนอยส์ปนออกมาทางออกโอเอท์พุท ถ้าป้อนแอมพลิจูดมาแรง ๆ นอยส์จะเงียบไป ปรากฏการณ์นี้จะมีความสัมพันธ์กับค่า "Quiting" ของภาคออกโอเอท์พุท (ความถี่เสียงและค่าความไวของเครื่องรับ FM ด้วย เช่น สเตปกระบวนว่าสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลท มีแต่พาหะอย่างเดียว) ป้อนเข้าอินพุทของเครื่องรับ ทำให้นอยส์จากวงจรขยายเสียงลดลงไป 20 dB การที่จะลดนอยส์ให้ได้ก็คือการขยายสัญญาณที่อินพุท (IF) ให้มาก ๆ พอที่จะขับให้วงจรลิ้มิตเตอร์ขลิบสัญญาณเพื่อกำจัดนอยส์ที่เข้ามาบนสัญญาณ FM ตามหลักการของวงจรลิ้มิตเตอร์

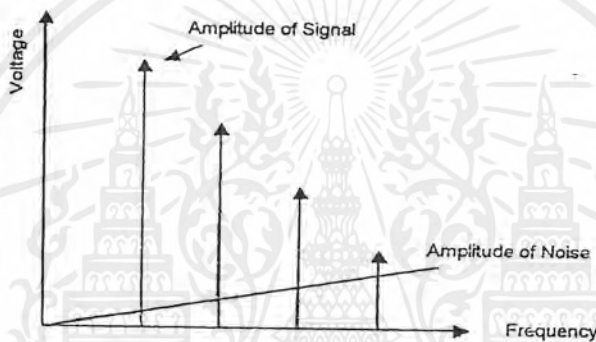
### 3.4 การจับสัญญาณที่แรงกว่า

ระบบ FM จะมีคุณสมบัติประจำตัวก็คือ สามารถกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการหรือนอยส์ที่เข้ามาบนสัญญาณ FM ได้ สมมุติว่า ใช้เครื่องรับระบบ FM ในพื้นที่ซึ่งมีสถานีส่งออกอากาศพร้อม ๆ กันที่ความถี่เดียวกันหรือใกล้เคียงกัน เช่น ในกรณีที่เครื่องรับวิทยุติดรถยนต์รับสัญญาณ FM ของสถานีหนึ่ง เมื่อขับรถผ่านมายังพื้นที่หนึ่ง มีสถานีส่งคลื่นที่มีความถี่เดียวกัน (หรือใกล้เคียงกัน) สัญญาณที่รับได้จะกลายเป็นสัญญาณ FM ของสถานีใหม่ และบางทีสัญญาณ FM ที่รับได้จะสลับไปสลับมาระหว่าง 2 สถานี ในกรณีเช่นนี้เครื่องรับระบบ FM จะรับสัญญาณที่แรงกว่า ปรากฏการณ์นี้เราจะเรียกว่า การจับสัญญาณที่แรงกว่า (Capture effect) ทั้งนี้เพราะสัญญาณที่อ่อนกว่าจะถูกกำจัดออกไปทำนองเดียวกับการกำจัดนอยส์ในระบบ FM ในบางกรณีที่สัญญาณทั้งคู่มีขนาดใกล้เคียงกัน เครื่องรับอาจรับสัญญาณจากทั้ง 2 สถานีสลับไปสลับมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

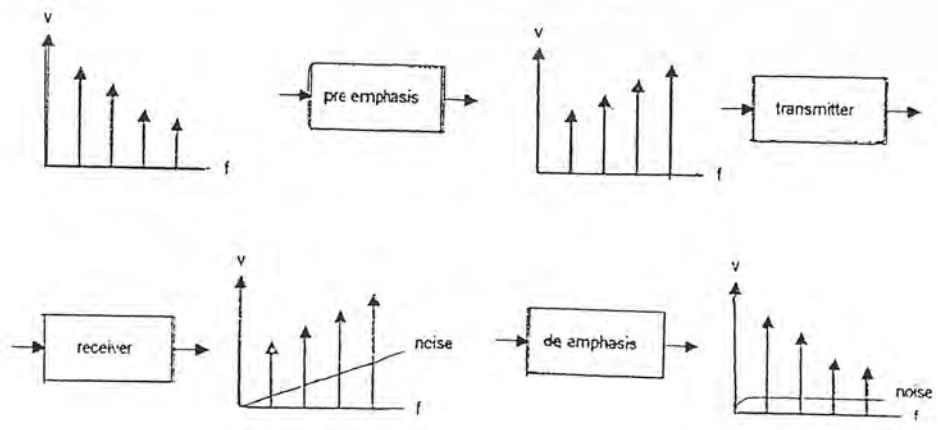
### 3.5 프리เอมฟาสิตและดีเอมฟาสิต

รูปคลื่นส่วนใหญ่จะประกอบด้วยองค์ประกอบฮาร์โมนิกมากมาย และทางด้านความถี่สูงมักจะมีแอมพลิจูดต่ำ ๆ ตัวอย่างเช่น เสียงพูดซึ่งอยู่ในย่านความถี่ประมาณ 20 ถึง 20,000 Hz แต่เสียงพูดทั่วไปมักจะอยู่ในช่วง 500 Hz สำหรับผู้ชาย และ 800 Hz สำหรับผู้หญิง เป็นต้น แต่ในนอยส์ในระบบ FM จะเป็นตรงกันข้าม คือ นอยส์ในระบบ FM จะมีแอมพลิจูดสูงขึ้นเป็นสัดส่วนกับความถี่ ดังนั้นถ้าเราเขียนรูปเทียบกันดังแสดงในรูปที่ 3.3 จะเห็นว่าที่ความถี่ด้านสูงจะมีนอยส์รบกวนมากกว่าด้านต่ำ วิธีการแก้ไขให้คุณภาพสัญญาณทางด้านความถี่สูงดีขึ้นทำได้โดยการใช้วิธีการระดับหรือเน้น (Emphasis) สัญญาณให้มีแอมพลิจูดสูงขึ้นในย่านความถี่ด้านสูง กรรมวิธีนี้เรียกว่า 프리เอมฟาสิต (Pre-emphasis)



รูปที่ 3.3 แสดงการเปรียบเทียบแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามาออกคูเดทกับนอยส์

จากรูปที่ 3.4 สัญญาณมอดูเลทจะผ่านขบวนการฟรีเอมฟาสิตที่เครื่องส่งเพื่อให้สัญญาณความถี่สูงเน้นแรงขึ้น แล้วจึงมอดูเลทที่เครื่องส่งออกอากาศต่อไป ทำให้สัญญาณความถี่สูงมีความแรงขึ้นจนนอยส์รบกวนได้ยาก เมื่อคลื่นมาถึงเครื่องรับและหลังจากการทำดีมอดแล้ว เราจะต้องคืนสัญญาณที่เน้นความถี่สูงให้เหมือนเดิม ดังนั้นเราจึงต้องมีวงจรลดความถี่สูงซึ่งจะลดทอนความแรงทางด้านความถี่สูงลงกรรมวิธีนี้เรียกว่า ดีเอมฟาสิต (De-emphasis)

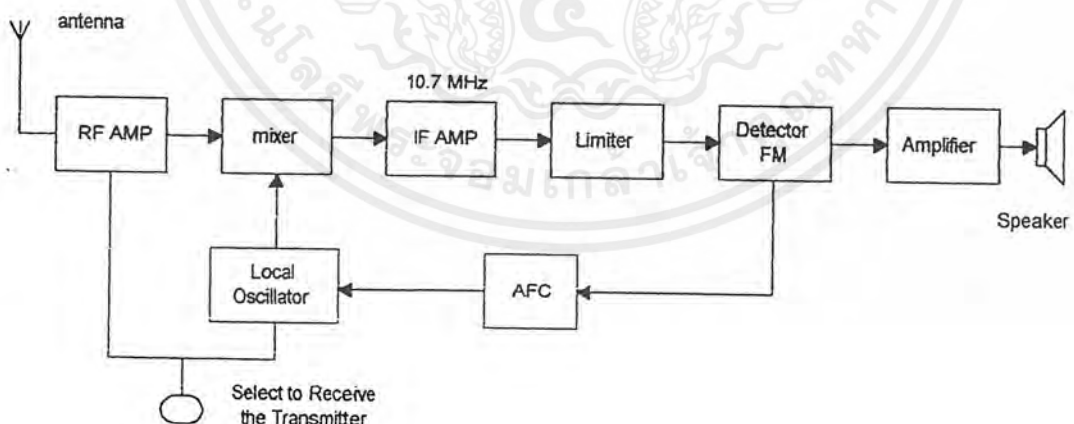


เอกสารรูปที่ 3.4 แสดงขบวนการฟรีเอมฟาสิตที่เครื่องส่ง และดีเอมฟาสิตที่เครื่องรับ

วงจรที่ใช้ในกรรมวิธีพรีเอมฟาสิตและดีเอมฟาสิตก็คือวงจรฟิลเตอร์นั่นเอง คุณสมบัติของฟิลเตอร์ในตอนพรีเอมฟาสิตและดีเอมฟาสิตจะต้องเป็นในลักษณะตรงกันข้าม ในระบบกระจายเสียง FM โดยมากเรากำหนดคุณสมบัติของวงจรฟิลเตอร์ (ทั้งพรีเอมฟาสิตและดีเอมฟาสิต) เป็นค่าคงตัวเวลา (Time constant) เท่ากับ 75  $\mu$ s ซึ่งแอมพลิจูดจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้น (พรีเอมฟาสิต) หรือลดลง (ดีเอมฟาสิต) ตั้งแต่ความถี่ 2,122 Hz เป็นต้นไป

### 3.6 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ

เมื่อเครื่องรับ FM ทำงานในย่านความถี่ VHF (เช่น 88-108 MHz) ความถี่ของวงจรโลกออสซิลเลเตอร์จะต้องมีเสถียรภาพสูง มิฉะนั้นจะเกิดความเพี้ยนในคอนดิทโมด เช่น สมมุติว่าเครื่องรับทำงานที่ 100 MHz ความถี่เกิดเปลี่ยนไป (Drift) 0.1 เปอร์เซนต์ จะทำให้ความถี่ IF เปลี่ยนไป 100 KHz สัญญาณ FM จะตกเลนนอกแบนด์วิดท์ไปเลย วิธีการรักษาเสถียรภาพความถี่ก็คือใช้เรอับังคับความถี่ อย่างไรก็ตามการใช้เรอับังคับความถี่ไม่ค่อยสะดวกนักในเครื่องรับวิทยุกระจายเสียง FM เพราะเราจำเป็นต้องปรับจูน (เลือกสถานี) ความถี่อยู่บ่อย ๆ โดยไม่ต้องเปลี่ยนเรอับังคับความถี่ใหม่ แต่สำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ (สื่อสาร) เราใช้เรอับังคับความถี่ได้เพราะช่องความถี่ใช้งานไม่มาก สำหรับการควบคุมให้ความถี่ของโลกออสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับกระจายเสียง FM ให้มีเสถียรภาพ เราต้องใช้วิธีพิเศษเพื่อให้ออสซิลเลเตอร์ล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุท วิธีการนี้เรียกว่า การควบคุมความถี่อัตโนมัติ (Automatic Frequency Control หรือ AFC)



รูปที่ 3.5 แสดงวิธีการควบคุมความถี่ AFC ของเครื่องรับ FM

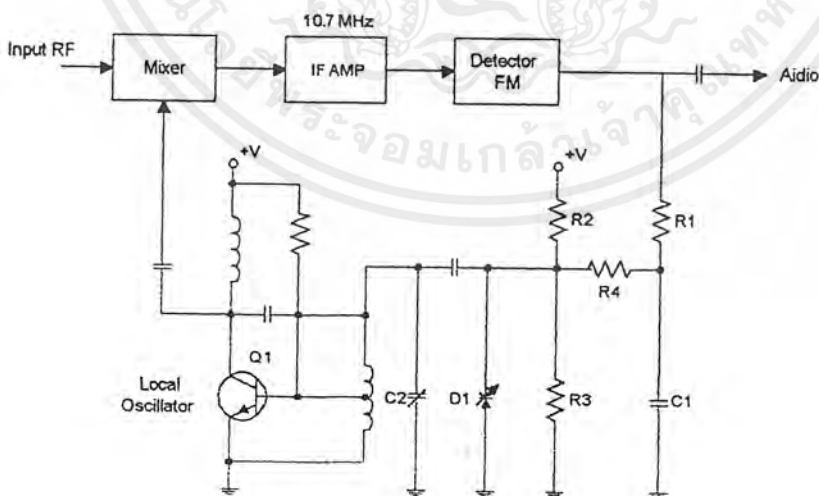
หลักการของ AFC ก็คือใช้วาแรกเตอร์เป็นส่วนหนึ่งในวงจรเทงค์ของโลกออสซิลเลเตอร์ค่าความจุของวาแรกเตอร์จะควบคุมโดยการให้ไบแอสจากแรงดันคลาดเคลื่อน เนื่องจากการที่ออสซิลเลเตอร์มีความถี่เลื่อนไปหาแรงดันคลาดเคลื่อนนำมาจากเอาท์พุทของวงจรถัดคริมิเนเตอร์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(หรือวงจรเรโซเนเตอร์) เมื่อออสซิลเลเตอร์มีความถี่ที่ถูกต้อง เอาท์พุทจากคิสคริมิเนเตอร์จะเป็น ศูนย์ เมื่อความถี่ของออสซิลเลเตอร์เลื่อนสูงขึ้นหรือต่ำลง แรงดันคลาดเคลื่อนจะมีค่าเป็นบวกหรือลบ การเป็นบวกหรือลบนี้จะแสดงความคลาดเคลื่อนทางความถี่ของออสซิลเลเตอร์ว่าจะมีค่ามากหรือน้อย

อย่างไรก็ตามเอาท์พุทจากวงจรคิสคริมิเนเตอร์จะมีสัญญาณเสียงปนอยู่ด้วย ดังนั้นก่อนที่จะป้อนมาให้ออสซิลเลเตอร์ เราจะต้องเอาส่วนที่เป็นสัญญาณเสียงออกไปเสียก่อน สัญญาณเสียงนี้เรากรองทิ้งไปโดยใช้ฟิลเตอร์ชนิดโลพาส เพื่อให้ได้เฉพาะแรงดัน DC และความถี่ต่ำ ๆ ใกล้เคียงกับ DC มาป้อนให้วาระเตอร์

จากตัวอย่างวงจรในรูปที่ 3.6  $Q_1$  เป็นโคลคอสซิลเลเตอร์  $C_2$  เป็นวงจรจูนซึ่งมี  $D_1$  เป็นวาระเตอร์ต่อขนานเป็นส่วนหนึ่งของวงจรจูนด้วย เอาท์พุทจากวงจรมอด FM ป้อนสัญญาณไปให้วงจรของเสียง และป้อนให้วงจร AFC ด้วย สัญญาณเสียงจะถูกกรองด้วยฟิลเตอร์  $R_1C_1$  เหลือแต่เฉพาะแรงดันคลาดเคลื่อนที่มีความถี่ต่ำมาก ๆ มาเสริมหรือลดกับแรงดันไบอัสให้แก่วาระเตอร์ วงจรที่ไบอัสให้แก่วาระเตอร์ประกอบด้วย  $R_2R_3$  สำหรับ  $R_4$  ทำหน้าที่กั้นระหว่างฟิลเตอร์กับออสซิลเลเตอร์ เมื่อวาระเตอร์มีความจุเปลี่ยน จะมีผลทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงไปด้วย

สังเกตว่าการทำงานของวงจรในรูปที่ 3.6 นี้ก็เหมือนกับวงจรเฟสล็อกูปนั่นเอง แต่ในกรณีนี้วงจรมอด FM ทำหน้าที่เป็นเฟสล็อกเตอร์  $R_1C_1$  ทำหน้าที่เป็นรูปฟิลเตอร์ ส่วน  $Q_1$  กับ  $D_1$  เป็น VCO และวงจรมิกเซอร์ทำหน้าที่แปลงและลดทอนความถี่ RF กับออสซิลเลเตอร์ให้มีความถี่ต่ำลงเป็น 10.7 MHz



รูปที่ 3.6 แสดงวงจร AFC อย่างง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ระบบสังเคราะห์ความถี่

เครื่องรับส่งวิทยุในปัจจุบันส่วนใหญ่นิยมใช้วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบทั้งคลื่น วงจรที่ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่จะเรียกว่า ซินธิไซเซอร์ ซึ่งแปลว่าสังเคราะห์ (ความถี่) วิธีสังเคราะห์ความถี่นี้ทำให้เครื่องรับส่งวิทยุเปลี่ยนโฉมหน้าไปอย่างมาก โดยเฉพาะรูปร่างของตัวเครื่องจะมีปุ่มควบคุมต่าง ๆ มากขึ้น เนื่องจากมีขีดความสามารถเพิ่มขึ้น สามารถโปรแกรมเลือกความถี่ใช้งาน ได้มาก จึงทำให้เกิดความคล่องตัวในการวางขายการสื่อสาร

ความจริงแล้วหลักการสังเคราะห์ความถี่ได้คิดค้นกันมาตั้งแต่ปี พ.ศ. 2475 แล้ว และได้พัฒนามาโดยลำดับ แต่เริ่มแพร่หลายกันจริง ๆ ก็เมื่อประมาณปี พ.ศ. 2513 เนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตไอซีช่วยให้การออกแบบใช้งานมีความสะดวกสบายมากกว่าแต่ก่อน

วงการแรกที่น่าระบบสังเคราะห์ความถี่มาใช้ก็คือ วงการทหาร (Military) และกิจการเดินอากาศ (Aviation) แล้วจึงค่อย ๆ นำมาใช้ในวงการเครื่องรับส่งวิทยุสื่อสารทั่วไปตามลำดับ

วิธีการสังเคราะห์ความถี่แต่ละแบบมีความซับซ้อนแตกต่างกัน ซึ่งจะขึ้นอยู่กับช่วงความถี่ (Frequency range) ช่วงห่างระหว่างขั้น (Step size หรือ Resolution)

#### 4.1 วิธีสังเคราะห์ความถี่

ความจริงวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็คือ วงจรที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอ-เหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เราต้องการ (คือสั่งหรือโปรแกรมได้) การโปรแกรมสามารถทำได้โดยการตั้งสวิตช์หรือคอปุ่ม แต่ในปัจจุบันนิยมสั่งงานด้วยคอมพิวเตอร์ ช่วงความถี่ที่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงความถี่ที่แน่นอน แล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนได้ที่ละขั้น เรียกว่า เรโซลูชัน (Resolution)

วิธีสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีคือ

1. วิธีสังเคราะห์โดยตรง (Direct synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่ามาผสมกันเพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติจะใช้แรมป์กับความถี่หลายชุด

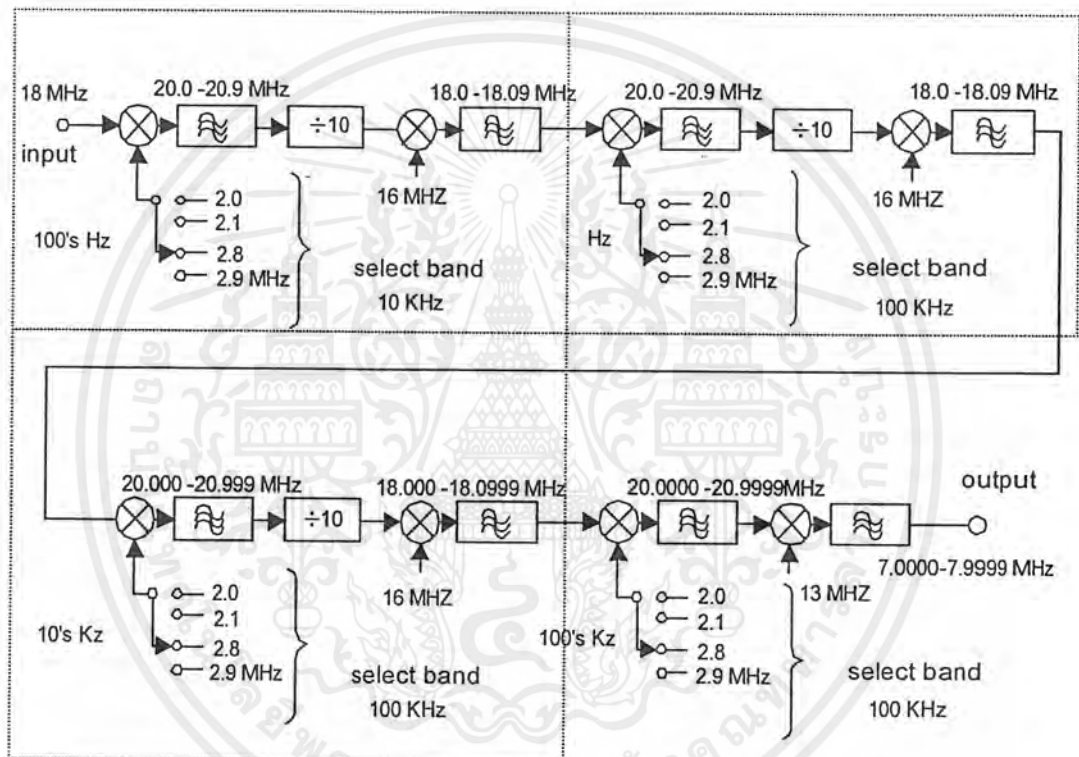
2. วิธีสังเคราะห์โดยอ้อม (Indirect synthesis) วิธีนี้จะอาศัยเฟสล็อกคูล (Phase Locked Loop เรียกย่อ ๆ ว่า PLL)

จากรูปที่ 4.1 แสดงวิธีการสังเคราะห์ความถี่โดยตรง ในที่นี่เราต้องการให้เอาท์พุทมีความถี่อยู่ระหว่าง 7 ถึง 8 MHz และมีค่าของเรโซลูชัน 100 Hz นั่นคือเราต้องสามารถตั้ง

ความถี่ได้ดังนี้ คือ 7.000, 7.001, 7.002, 7.003, ... ขึ้นไปจนถึง 7.999 MHz สังเกตว่าเราใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาและวิจัยเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่หลัก 10 ความถี่ คือ 2.0 , 2.1 , ... ถึง 2.9 MHz เป็นตัวกำหนดความถี่ ความถี่หลักดังกล่าวนี้สามารถผลิตมาจากการผสมสัญญาณ 100 Hz และ พาหะ 2 MHz จะเห็นว่าสวิตช์เลือกความถี่ทั้งสิบความถี่นี้ ก็คือสวิตช์ตั้งโปรแกรมเลือกความถี่ที่ต้องการ จากรูปที่ 4.1 จะเห็นว่ามี 4 ตัว ตั้งหนึ่งเลือกความถี่ขึ้นละ 100 Hz ตัวถัดไปเลือกขึ้นละ 1 KHz ต่อไป 10 KHz และ 100 KHz ตามลำดับ



รูปที่ 4.1 แสดงวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรง

นอกจากความถี่หลัก 10 ความถี่ดังกล่าวแล้วเราจะต้องอาศัยการผสมความถี่อื่นอีกด้วย จากรูปที่ 4.1 เราใช้ความถี่ 18 MHz ผสมกับความถี่ใดความถี่หนึ่งในความถี่หลักทั้งสิบความถี่ ผลรวมของการผสมจะผ่านฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ย่าน 20 ถึง 20.9 MHz แล้วผ่านการหารด้วยสิบที่วงจรถ่ายโอนเพื่อผสมกับความถี่ 16 MHz แล้วกรองเอาเฉพาะที่เป็นความถี่ในย่าน 18 MHz ตามเดิม สังเกตว่าเอาที่พุกจากชุดนี้เราสามารถสังเคราะห์ความถี่ได้ระหว่าง 18.00 , 18.01 , ... ถึง 18.09 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

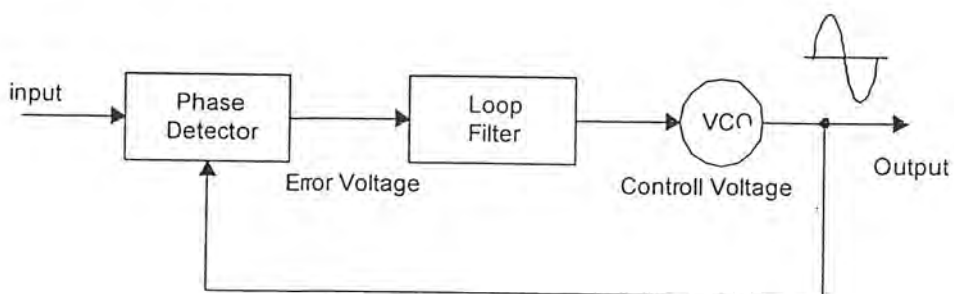
เอาท์พุทจากชุดแรกนี้เมื่อผ่านเข้าชุดต่อไปก็จะเอาสัญญาณความถี่ระหว่าง 18.00 ถึง 18.09 MHz ไปผสมกับความถี่หลัก 2.0 ถึง 2.9 MHz อีก ซึ่งเราทำการเลือกหรือโปรแกรมได้โดยการปิดสวิทช์ จากนั้นก็ผ่านการกรองแล้วหารสิบและผสมกับสัญญาณ 16 MHz เอาท์พุทของชุดที่สอง (จุด A ก็จะต้องความถี่ได้ระหว่าง 18.000 , 18.001 , ..., 18.099 MHz) เมื่อเราทำการผสมคลื่นเช่นนี้อีกครั้ง เราก็จะสังเคราะห์ความถี่ได้ระหว่าง 18.000 , 18.001 , ... ถึง 18.099 MHz ในชุดสุดท้ายเราจะทำแตกต่างจากเดิมโดยเมื่อผสมกับสัญญาณ 2.0 ถึง 2.9 MHz แล้ว เราก็นำไปผ่านการกรองเอาแต่เฉพาะสัญญาณระหว่าง 20 ถึง 20.999 MHz และผสมกับสัญญาณ 13 MHz ก็จะได้เอาท์พุทเป็น 7.000 ถึง 7.999 MHz ตามที่ต้องการ

สังเกตว่าชุดผสมและหารความถี่ส่วนใหญ่ (ที่เขียน DECADE) จะซ้ำ ๆ กัน อย่างไรก็ตามก็วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรงไม่ค่อยจะเป็นที่นิยมนัก เพราะความสิ้นเปลืองแร่ และยังต้องใช้การผสมคลื่นหลายๆ ครั้ง

วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยอ้อมหรือวิธีเฟสล็อกคูลูปนั้น เราจะอาศัยการกำเนิดสัญญาณจากวงจรรอสซิชิลเลเตอร์ ซึ่งควบคุมความถี่ได้โดยปรับแรงดันที่เรียกว่า VCO สัญญาณจาก VCO จะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิงแล้วนำผลลัพธ์ความถี่คลาดเคลื่อนมาแปลงเป็นแรงดันไปควบคุมการอสซิชิลเลท ของ VCO อีกครั้งหนึ่ง

## 4.2 เฟสล็อกคูลูป

เฟสล็อกคูลูป (Phase Locked Loop) เป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรรอสซิชิลเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกคูลูปประกอบด้วยภาคสำคัญ 3 ภาค คือ ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทกเตอร์ (Phase detector) ภาคลูป-ฟิลเตอร์ (Loop filter) และภาค VCO ดังแสดงในรูปที่ 4.2 ในที่นี้สมมติว่าเราต่อเอาท์พุทจากวงจรรอสซิชิลเลเตอร์



รูปที่ 4.2 แสดงแผนผังของเฟสล็อกคูลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่ามีสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณรายคาบ (Periodic) เข้ามาที่อินพุท ภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาท์พุทที่ได้จากภาคเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้จะป้อนไปยังวงจรรูปฟิลเตอร์ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิด โล-พาสกรองเอาแต่เฉพาะความถี่ต่าง ๆ ตามที่ต้องการ เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลทของ VCO ต่อไป

เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก (Lock) ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่อินพุทพอดี อาจจะมีเฟสที่แตกต่างกันออกไป แต่เฟสที่แตกต่างกันออกไปนั้นจะมีค่าคงที่ (Constant phase difference) ในกรณีที่มีเฟสไม่ตรงกันภาคเฟสดีเทกเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (Error voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อมิให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อก เอาท์พุทของ VCO จะมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่อินพุท

เราสามารถนำเฟสล็อกลูปไปสังเคราะห์ (หรือผลิต) ความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียร-ภาพเทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้ วงจรนี้จะเรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาท์พุท (จาก VCO) ให้มีความถี่ตามที่ต้องการได้หลายความถี่ โดยจะมีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพสูงเทียบเท่าคริสตอลออสซิลเลเตอร์

ความจริงเฟสล็อกลูปยังมีประโยชน์อื่นอีก เช่น ในการคิมอดสัญญาณ FM (หรือ PM) เนื่องจากเอาท์พุทของเฟสดีเทกเตอร์มีค่าความสัมพันธ์กับการเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาหะ

#### 4.3 การใช้เฟสล็อกลูปในการสังเคราะห์ความถี่

ไม่ว่าระบบสังเคราะห์ความถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใดเมื่อทำการพิจารณาตีกลงไปแล้วเราจะพบว่าเฟสล็อกลูปเป็นหัวใจในการสังเคราะห์ที่อยู่เสมอ จากรูปที่ 4.3 เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่ายประกอบด้วย 5 ภาค คือ ภาค VCO เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณที่เอาท์พุทของระบบสังเคราะห์ความถี่ภาคหาร N ทำหน้าที่หารความถี่แบบตั้งโปรแกรมให้หารด้วยค่าตัวเลขตามที่ต้องการได้ (Programmable divider) ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิง คริสตอลออสซิลเล-เตอร์หรือสัญญาณอื่น ๆ (Reference generator) ภาคเทียบเฟสและภาคลูปฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำไปใช้

จากแผนผังในรูปที่ 4.3 จะเห็นว่า สัญญาณอินพุทของภาคเทียบเฟสมาจาก 2 แหล่ง คือ จาก VCO มีความถี่เท่ากับ  $F_o/N$  และจากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่เท่ากับ  $F_r$  เอาท์พุทจากการเปรียบเทียบก็คือ ผลต่างระหว่างสัญญาณ  $F_o/N$  กับ  $F_r$  ซึ่งจะกรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อบังคับการออสซิลเลทของวงจร VCO ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรง จนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากัน

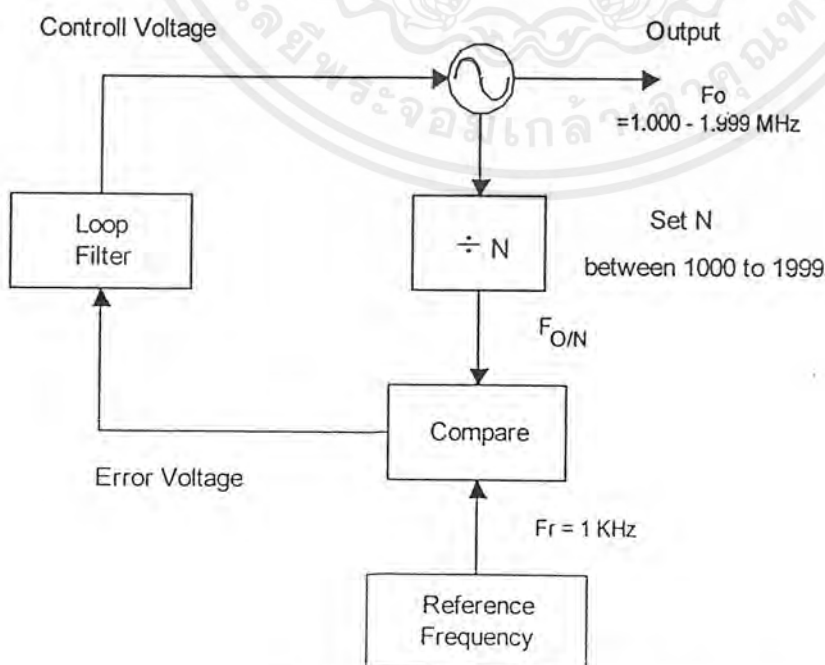
ในสภาวะล็อก (Lock) ความถี่ของ VCO เมื่อผ่านวงจรหาร  $N$  จะเท่ากับความถี่อ้างอิง นั่นคือ

$$F_o = NF_r$$

(คำนวณ จาก  $F_o/N = F_r$  ที่วงจรเทียบเท่า)

หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ เอาท์พุทจะมีความถี่เป็น  $N$  เท่าของความถี่อ้างอิง สมมติว่าค่าของความถี่  $F_r$  และค่าของ  $N$  เป็นดังนี้  $F_r = 1\text{KHz}$  ,  $N = 1000$  จะได้  $F_o = 1\text{MHz}$  ถ้าเพิ่ม  $N$  ขึ้นทีละ 1 เป็น 1001 , 1002 , 1003,...ค่า  $F_o$  จะเพิ่มขึ้นทีละ 1 KHz ไปเรื่อยๆ เป็น 1.001 , 1.002 , 1.003 ,... MHz ตามลำดับ

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 4.3 แสดงแผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 ระบบสังเคราะห์ความถี่ในเครื่องรับส่งวิทยุ

ข้อดีที่เห็นได้ชัดของระบบสังเคราะห์ความถี่ก็คือ ทำให้จำนวนช่องใช้งานเพิ่มขึ้นอย่างมหาศาลซึ่งเครื่องรับส่งในสมัยก่อนมีจำนวนช่องใช้งานเพียงไม่กี่ช่อง แต่เครื่องรับส่งรุ่นใหม่มีจำนวนช่องใช้งานได้นับร้อยช่อง ทำให้สามารถเลือกใช้ความถี่ได้หลายความถี่ และเปลี่ยนความถี่ใช้งาน ได้สะดวก

สำหรับเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้แร่บังคับความถี่นั้น หากทำการเพิ่มจำนวนช่องใช้งานจะต้องใช้แร่เพิ่มเติมอีกหลายก้อน และนอกจากนี้เมื่อเปลี่ยนความถี่ก็จะต้องเปลี่ยนแร่ใหม่ ทำให้ไม่คล่องตัวในการใช้งาน

นอกจากนี้ระบบสังเคราะห์ความถี่ เป็นระบบที่ผสมเอาวงจรดิจิทัลมาใช้งานด้วย จึงทำให้การใช้งานเครื่องรับส่งวิทยุยิ่งสะดวกขึ้นไปอีก เพราะเมื่อเอาไมโครคอมพิวเตอร์มาต่อร่วมกับวงจรสังเคราะห์ความถี่เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรสังเคราะห์ความถี่แล้ว ยิ่งทำให้เครื่องรับส่งวิทยุมีความสามารถต่าง ๆ เพิ่มขึ้นได้อีกมากมาย เช่น มีหน่วยความจำ (Memory) สามารถแสกน (Scan) ความถี่ได้ ฯลฯ เครื่องรับส่งวิทยุประเภทนี้อาจจะมีแผงกดปุ่ม (Keypad) เพื่อโปรแกรมสั่งงานได้จากภายนอกเครื่องและมีหน่วยคิสเพลย์ (Display) แสดงความถี่ซึ่งอาจจะใช้ LCD หรือ LED การเปลี่ยนความถี่ของเครื่องบางรุ่นนิยมใช้แกนหมุนเป็นแผ่นบังแสง (Optical encoder) ร่วมกับสวิตช์ เพื่อให้เกิดความรู้สึกของการปรับจูนความถี่ แต่บางรุ่นก็นิยมใช้สวิตช์ร้อมวิด (Thumbwheel) ธรรมดา

การตั้งความถี่ภายในเครื่อง ได้แก่ การตั้งโปรแกรมโดยใช้ไดโอดหรือจัมเปอร์ หรือใช้หน่วยความจำ เช่น ROM , EPROM , RAM หรืออุปกรณ์อื่น ๆ แทน

#### 4.5 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติที่เกี่ยวกับช่วงความถี่ (Frequency range) ที่ต้องผลิตและเรโซลูชันระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่น ๆ ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุอีกด้วย ดังจะได้อธิบายต่อไปนี้

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงความถี่ที่ใช้งาน) และมีความละเอียดของความถี่ขึ้นอยู่กับเรโซลูชัน ในกรณีที่เรเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนได้เร็วตามทันที หรือจะกล่าวได้อีกอย่างหนึ่งก็คือ ล็อกค่าของความถี่ได้ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลา ล็อก (Lock-up time) สั้น

คุณสมบัติการถือความถี่ใหม่ได้รวดเร็วขึ้นมีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ โดยเฉพาะในระหว่างการเปลี่ยนจากสภาวะส่ง (รับ) มาเป็นสภาวะรับ (ส่ง) หรือในกรณีแอสแกนความถี่

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่าง ๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (Spectrum purity) นั่นคือความถี่ฮาร์โมนิกส์และสปีวเรียดต่าง ๆ จะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้ นอยส์จากวงจรออสซิลเลเตอร์จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่มีความถี่ไม่บริสุทธิ์ ไม่ใช่เพียงความถี่เดียว ในช่วงใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ นอยส์ดังกล่าวนี้จะเรียกว่า เฟส นอยส์ (Phase noise)

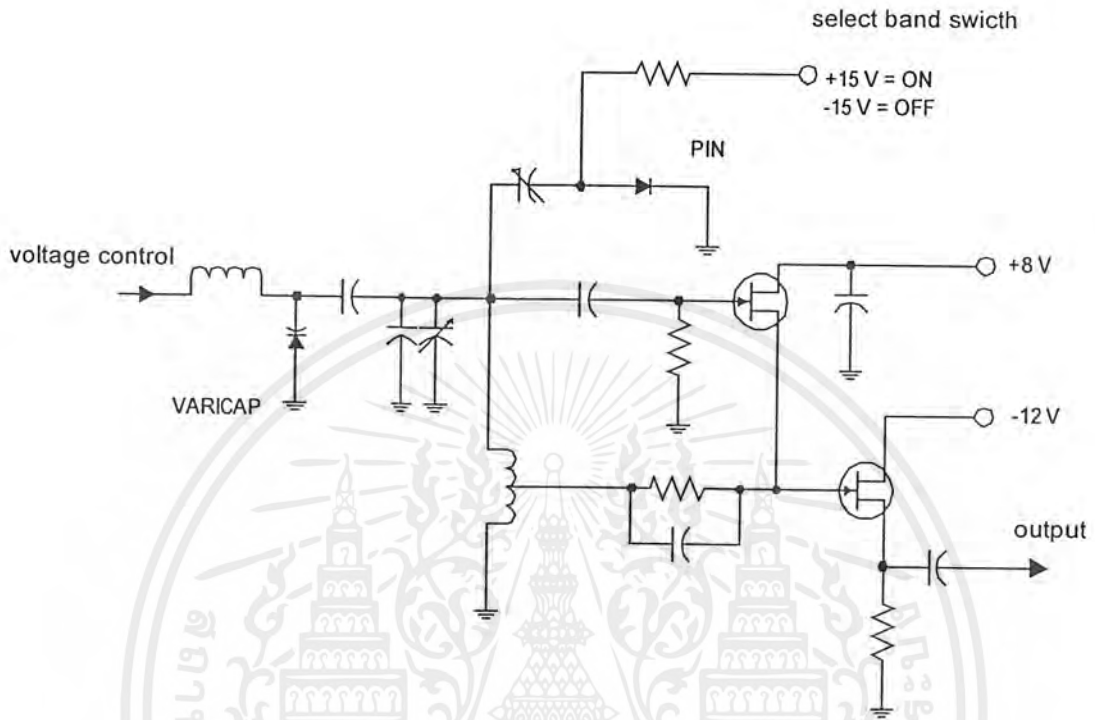
ความเที่ยงตรง (Accuracy) และเสถียรภาพ (Stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดที่ใช้แร่บังคับความถี่ฉะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพและความเที่ยงตรงเทียบเท่ากับคริสตัลออสซิลเลเตอร์

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้กับเครื่องรับส่งวิทยุในย่านความถี่ HF (3 ถึง 30 MHz) ก่อน-ข้างที่จะมีความซับซ้อน เพราะการใช้งานในย่านความถี่นี้ เราต้องการเรโซลูชันที่ละเอียดถึง 100 Hz. เป็นอย่างน้อย บางเครื่องสามารถทำได้ถึง 10 Hz นอกจากนี้ช่วงความถี่ 3 ถึง 30 MHz ก่อนข้างที่จะกว้างมาก ๆ วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ครอบคลุมช่วงความถี่ที่กว้าง ๆ และมีเรโซลูชันที่ละเอียดเช่นนี้ จะต้องถูกออกแบบเป็นกรณีพิเศษเพื่อให้มีคุณสมบัติ นอยส์ที่ดี และช่วงเวลาที่สลับที่สั้นรวดเร็ว โดยทั่วไปอัตราส่วนของความถี่สูงสุดและต่ำสุดระหว่างช่วงความถี่ที่ใช้งานจะมีค่าความถี่ไม่เกิน 2 เท่าในกรณีที่ม้อตราส่วนเกิน 2 เท่า เราต้องใช้วงจร VCO หลายชุดแล้วมีสวิตช์เลือกเพื่อป้องกันการถือความถี่ฮาร์โมนิกส์ และเพื่อให้ได้คุณสมบัติ นอยส์ที่ดีสำหรับช่วงเวลาที่สลับที่รวดเร็ว นั้น เราทำได้โดยการใช้ลูปลูปซ้อนกันหลาย ๆ ลูป (Multi loop)

#### 4.6 วงจรต่าง ๆ ในเฟส ล็อก ลูป

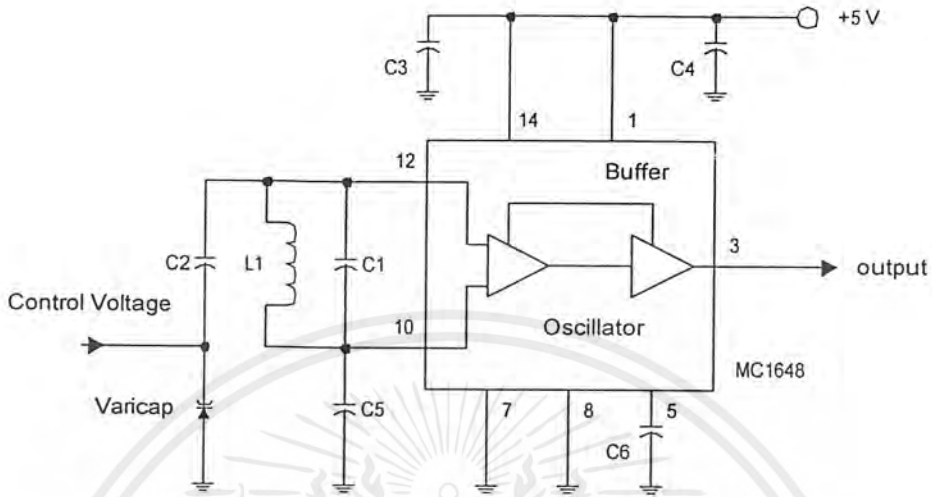
วงจรสำคัญที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณที่เอาท์พุทก็คือ วงจร VCO โดยทั่วไปจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วาร์เพนเตอร์หรือวารีแคปเป็นส่วนหนึ่งในวงจรจูน ดังแสดงในรูปที่ 4.4 คุณสมบัติที่สำคัญของวงจร VCO ที่จะต้องคำนึงถึงก็คือ เฟส นอยส์ซึ่งเกิดจากนอยส์ภายในตัววาร์เพนเตอร์ ค่า Q เลื่อนไหลของวงจรจูน (Drift) และคุณสมบัติในตัวอุปกรณ์แอคทีฟไม่คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงวงจร VCO แบบใช้ FET

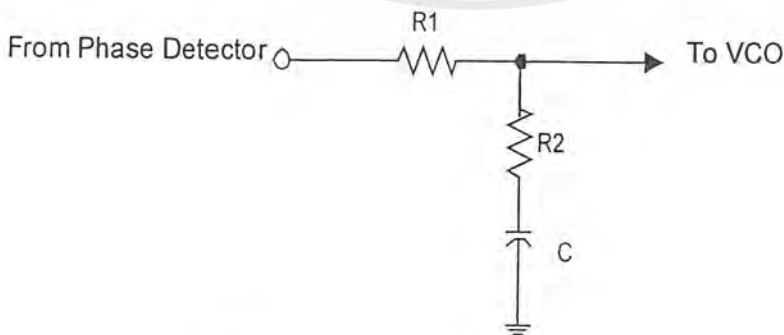
วงจร VCO นิยมใช้ FET เนื่องจากมีนอยส์ต่ำและอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูง แต่บางครั้งอาจจะใช้ไอซี เช่น IC MC 1648 ดังแสดงในรูปที่ 4.5 ซึ่งเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ ECL โดยจะให้เอาต์พุตประมาณ 900 mV(p-p) ซึ่งเพียงพอสำหรับเป็นวงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ แต่อย่างไรก็ดีคุณสมบัติของออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ FET ไม่ได้ ตั้งเกตุว่าความถี่ของวงจร VCO จะถูกควบคุมด้วยแรงดันควบคุมที่ป้อนมาไบแอสแก่เวริแคปในวงจรจน ถ้าแรงดันที่ไบแอสแก่เวริแคปเพิ่มขึ้นส่วนใหญ่ VCO จะมีความถี่สูงขึ้น แต่ก็มีบางวงจรที่ทำให้ความถี่ VCO ลดลง แต่เป็นส่วนน้อย (เช่น ในกรณีที่ใช้วงจรขยายอินเวอร์เตอร์มาขยายแรงดันควบคุมก่อน)



รูปที่ 4.5 แสดงวงจร VCO ชนิดเป็น IC ของโมโตโรลาเบอร์ MC 1648

ลูปฟิลเตอร์ เป็นวงจรชนิด โลพาซธรรมชาติ ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะสัญญาณ

ความถี่ต่ำมาควบคุมความถี่ของ VCO โดยทั่วไปมักใช้ลูปฟิลเตอร์ชนิดพาสซีฟ (มีแต่ R กับ C หรืออาจใช้ฟิลเตอร์ชนิดแอกทีฟก็ได้) ดังแสดงในรูปที่ 4.6 ลูปฟิลเตอร์นี้เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงความถี่ก่อนเข้าสู่สถานะล็อกที่เรียกว่าคุณสมบัติชั่วคราว (Transient) ถ้าเลือกอัตราขยายลูป (Loop gain) และค่าคงตัวของลูป (Loop time constant) ไม่เหมาะสม ความถี่ของเฟสล็อกลูปจะไม่ล็อกและจะเปลี่ยนไปเปลี่ยนมา



รูปที่ 4.6 แสดงตัวอย่างลูปฟิลเตอร์

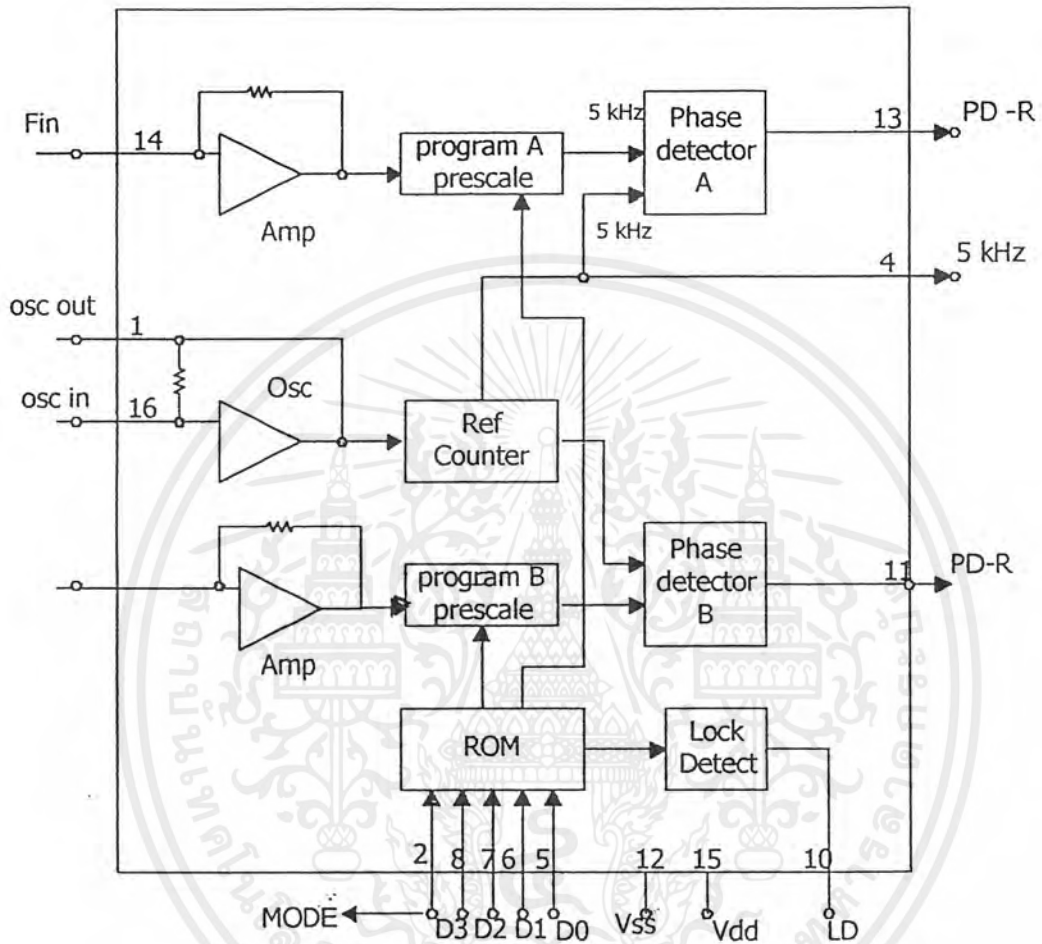
ยังมีอีกภาคหนึ่งที่มีผลต่อช่วงเวลาที่ใช้ในการล๊อคความถี่ นั่นก็คือ ภาคหาร N (หรือ Programmable divider) เวลาที่ใช้ในการล๊อคความถี่เมื่อ N มีค่าน้อยสุดจะไม่เท่ากับเมื่อ N มีค่ามากที่สุด วงจรหาร N เกิดจากวงจรมับฐานสิบ (Decade counter) หลาย ๆ ชุด มาต่อร่วมกับเกทต่าง ๆ เพื่อให้สามารถเลือกสั่งให้วงจรมับฐานสิบทำหน้าที่หารความถี่ได้ตามตัวเลขที่ตั้งไว้

#### 4.7 การสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในโครงการ

จากโครงการที่ทำเป็นเครื่องรับระบบเอฟเอ็มแบนด์แคบ (Narrow Band FM) ซึ่งโครงการนี้จะมีประสิทธิภาพในการรับข้อมูลค่อนข้างดี ถ้ามีการใช้งานความถี่ที่คงที่ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องมียังวงจรสังเคราะห์ความถี่เพื่อทำการล๊อคความถี่ใช้งานเพียงความถี่เดียว และจะไม่เปลี่ยนแปลงเมื่อเราทำการปิดเปิดเครื่องใหม่ โดยในโครงการนี้จะใช้ IC MC145168 เป็นตัวสำคัญในการสังเคราะห์ความถี่ โดยที่การทำงานของไอซีจะมีรายละเอียดพอสังเขปดังนี้

ไอซีเบอร์ MC145168 จะมีวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบความถี่คู่ (Dual Phase Locked Loop) อยู่ภายใน ซึ่งจะเป็นการสะดวกมากในการใช้งานล๊อคความถี่สามารถใช้เป็นทั้งเครื่องรับและเครื่องส่งในตัวเดียวกัน และไอซีตัวนี้ยังถูกนำมาใช้งานกับเครื่องรับโทรทัศน์ไร้สายตามบ้านซึ่งมีความถี่ 46/49 MHz และมีช่องสัญญาณความถี่ใช้งาน 15 ช่องสัญญาณ โดยที่วงจรภายในของ ไอซีจะมีส่วนการทำงานของภาครับและภาคส่งแยกออกจากกัน ซึ่งทางด้านภาครับและภาคส่งจะประกอบไปด้วยส่วนควบคุมเคานท์เตอร์สำหรับรอม (Programmable counter ROMs) และเฟสดี-เทคเตอร์ (Phase Detector) แยกออกจากกัน ส่วนสัญญาณความถี่อ้างอิงจะใช้จากชุดออสซิลเลเตอร์ชุดเดียวกัน ซึ่งทั้งทางภาครับและภาคส่งจะใช้ความถี่เดียวกันคือ 5 KHz สำหรับเปรียบเทียบกับสัญญาณเอาต์พุทของโคคอลลออสซิลเลเตอร์เพื่อทำการล๊อคความถี่ที่ต้องการ โดยการกำหนดจากความถี่ของช่องสัญญาณทั้ง 15 ช่องสัญญาณ และคุณสมบัติอื่นของไอซีมีดังนี้

- มี 15 ช่องสัญญาณสำหรับทั้งทางภาครับและภาคส่งซึ่งจะใช้สำหรับในการเลือกความถี่ของโคคอลลออสซิลเลเตอร์
- สามารถควบคุมความถี่สูงสุดได้ถึง 60 MHz ที่แรงดันอินพุท 200 mV(p-p)
- ทำงานที่อุณหภูมิ -40 ถึง 75 องศาเซลเซียส
- ใช้ได้กับไฟเลี้ยงตั้งแต่ 2.5 – 5.5 โวลท์



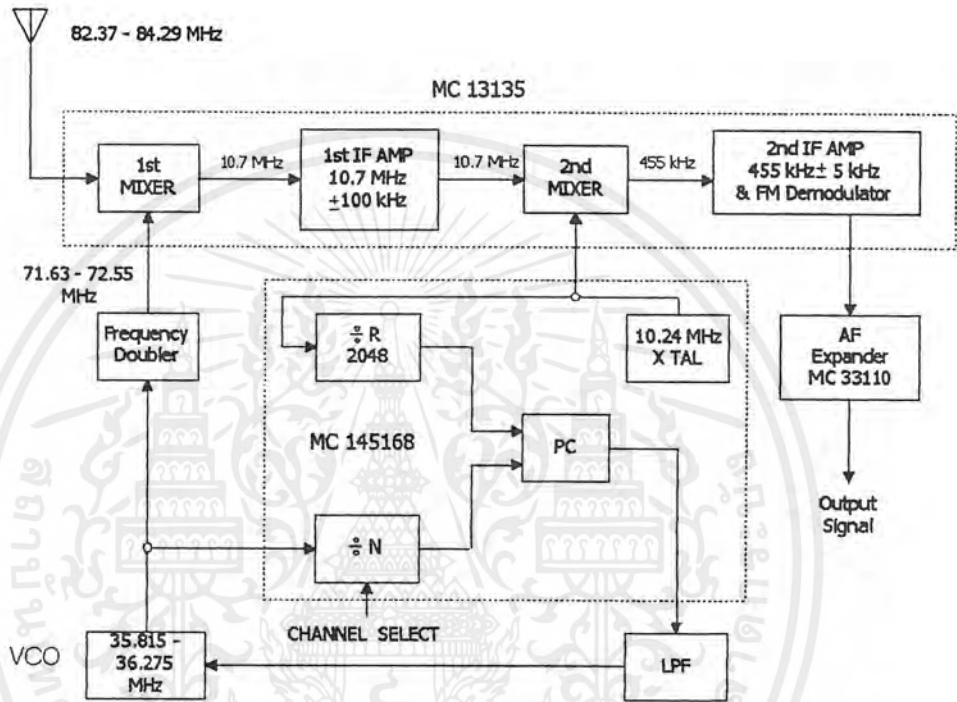
รูปที่ 4.7 บล็อก ไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันการทำงาน MC 145168

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### การสร้างและการทำงานของวงจร

#### ภาครับสัญญาณ



รูปที่ 5.1 แสดงบล็อกโคจรของวงจรส่วนภาครับสัญญาณ

จากรูปที่ 5.1 แสดงบล็อกโคจรของวงจรส่วนของภาครับสัญญาณ ซึ่งใช้ IC ทั้งหมด 4 ตัว ได้แก่ LA 1185 ทำหน้าที่ในส่วนออสซิลเลเตอร์และมัลติพลีเออร์ความถี่ให้มีค่าเป็น 2 เท่า , MC 145168 ทำหน้าที่ส่วนเฟสล็อกกลูป , MC 13135 ทำหน้าที่ เป็นชุดรับสัญญาณเข้ามาจากเครื่องส่ง , MC 33110 ทำหน้าที่ในส่วน แอ็กแฟนเดอร์ ลดทอนสัญญาณรบกวนต่าง ๆ

#### 1.Oscillator & Multiplier

ส่วนของโลคอลออสซิลเลเตอร์นี้มีความสำคัญอย่างยิ่งสำหรับการทำงานในภาครับสัญญาณ โดยออสซิลเลเตอร์จะต่อวงจรอยู่ในลักษณะ common collector คือ สัญญาณป้อนเข้าที่ขาเบส ที่เป็น LC ที่เป็นออสซิลเลเตอร์แบบโคพิทท์ ( Colpits ossilator ) โดยความถี่ออสซิลเลเตอร์ถูกควบคุมโดยแรงดันรีเวิร์สไบอัสที่ป้อนให้กับ varicap MV 2109

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเป็นแรงดันได้มาจากโลว์พาสฟิลเตอร์ของส่วนเฟสล็อกลูป โดยค่าคาปาซิแตนซ์จะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันที่เข้ามาควบคุม ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นได้

ส่วนมัลติพลีเออร์ นี้จะถูกผลิตอยู่ภายใน IC ตัวเดียวกันกับ oscillator โดยการทำงานที่ขา 4 เป็นสัญญาณ input ของ mixer สัญญาณ อีกด้านของ mixer จะนำเอาสัญญาณที่ขา 7 ผ่าน buffer เพื่อเข้าไปยัง mixer ทำให้ค่าความถี่ที่ได้เป็น 2 เท่าของความถี่ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งค่าความถี่ที่ได้ถือว่าเป็นความถี่โลคอลลอสซิลเลเตอร์

## 2. Phase locked loop

ส่วนเฟสล็อกลูป นั้นได้นำ MC 145168 ซึ่งสามารถทำงานเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบคู่ (Dual phase lock loop) มาใช้งานในการเลือกช่อง สัญญาณโดยมีการกำหนดความถี่อ้างอิงไว้ที่ 5 kHz จากความสัมพันธ์

$$Nf_r = f_{in}$$

โดยการใช้คริสตอล 10.24 MHz ใช้  $N = 2048$  เมื่อมีความถี่เข้ามาที่ขา 14 ก็จะทำให้การเปรียบเทียบกับความถี่ reference และจะอยู่ในสภาวะล็อก เมื่อทำการหาร  $N$  ตามตำแหน่งของดิฟสวิทช์ แล้วมีค่าเท่ากับความถี่reference โดยเราจะสามารถเลือกช่องสัญญาณได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่าหาร  $N$  ตามตำแหน่งของดิฟสวิทช์

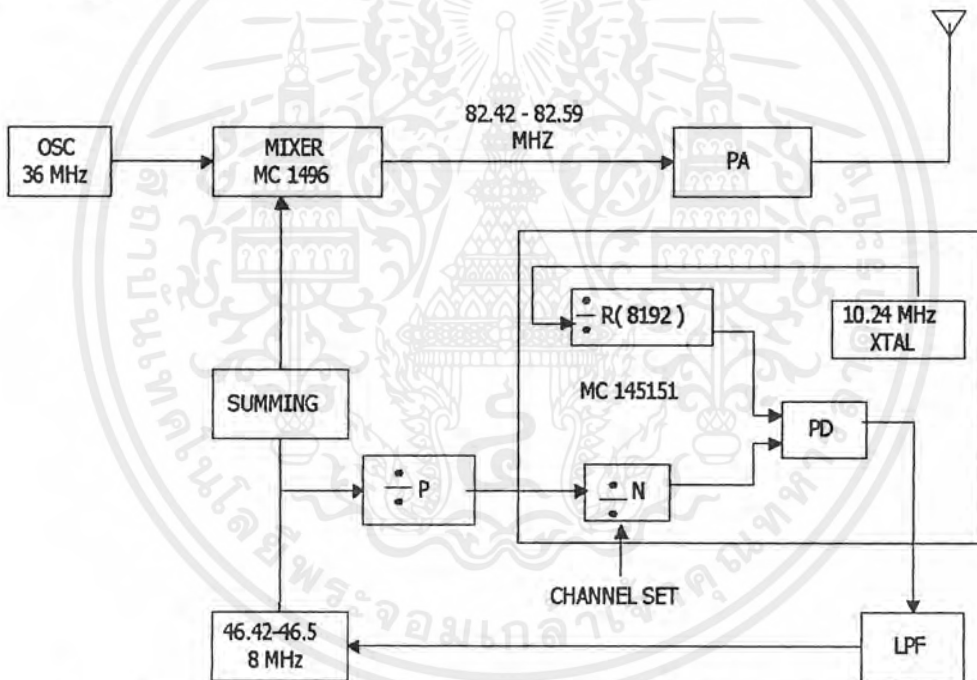
## 3. FM reciver

เมื่อมีการรับสัญญาณเข้ามีที่ขา 22 ของ MC 13135 สัญญาณที่เลือกรับเข้ามาจะส่งต่อไปยังภาคมิกเซอร์ภาคแรก ซึ่งอยู่ภายใน MC 13135 ทำการรวมกับสัญญาณจากโลคอลลอสซิลเลเตอร์ ทำให้ได้ความถี่ IF 1 มีค่าเท่ากับ 10.7 MHz หลังจากนั้นจะนำไปผ่านเซรามิกส์ฟิลเตอร์เพื่อทำการกรองให้เฉพาะความถี่ 10.7 MHz ผ่านออกมา หลังจากนั้นนำสัญญาณเข้าสู่ภาคที่ 2 ซึ่งเป็นการรวมระหว่างความถี่ 10.24 MHz กับสัญญาณ IF 1 ได้สัญญาณความถี่ IF 2 เท่ากับ 455 KHz ผ่านเซรามิกส์ฟิลเตอร์ 455 KHz เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวน จากนั้นเข้าสู่ภาค Limiter ที่ขา 9 โคขงจรลิมิตเตอร์จะขลิบสัญญาณเพื่อกำจัดคั่นอยส์ต่าง ๆ ในสัญญาณ IF จากนั้นสัญญาณ IF 2 ก็จะถูกส่งเข้าภาคดีเทคเตอร์เพื่อทำการแยกสัญญาณเสียงโดยวิธีควอดราเจอร์ดีเทคเตอร์ทำการผสม 2 สัญญาณที่มีความถี่เท่ากัน แต่ เฟสต่างกัน ทำให้ได้สัญญาณเอาท์พุทที่ขา 17 ต่อไปยังส่วนแอดแดพเตอร์ต่อไป

4. ถ้วนแอ็กแทนเดอร์

สำหรับ MC 33110 นั้นมีฟังก์ชันการทำงาน สำหรับ compander โดยประกอบด้วย ส่วนของ compress และ expand ขึ้นอยู่กับทางเลือกใช้งาน โดยด้านcompress นั้น จะใช้ในส่วนของภาคส่งสัญญาณ โดยทำการลดทอนสัญญาณที่มีแอมพลิจูด มากกว่า 100 mV ( 0 dB) และขยายสัญญาณที่มีขนาดต่ำกว่า 100 mV ให้มีแอมพลิจูดเพิ่มมากขึ้น ในส่วนแอ็กแทนเดอร์ซึ่งเป็น ส่วนที่ใช้ในโครงงานนี้นั้นเป็นการใช้ในภาครับสัญญาณ เพื่อทำขยายสัญญาณที่มีขนาดมากกว่า 100 mV ( 0 dB ) ให้มีขนาดมากขึ้นและลดทอนสัญญาณที่มีขนาดต่ำกว่า 100 mV ให้มีขนาดเล็กลงซึ่งจะทำให้สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนต่าง ๆ ทำให้ S/N ดีขึ้นด้วย

**ภาคส่งสัญญาณ**



จากรูปแสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งสัญญาณซึ่งประกอบด้วยส่วนของ PLL ,OSC, MIXER และ VCO ของแต่ละช่องสัญญาณเสียงทางด้านภาคส่งสัญญาณ

1. Oscillator & PLL

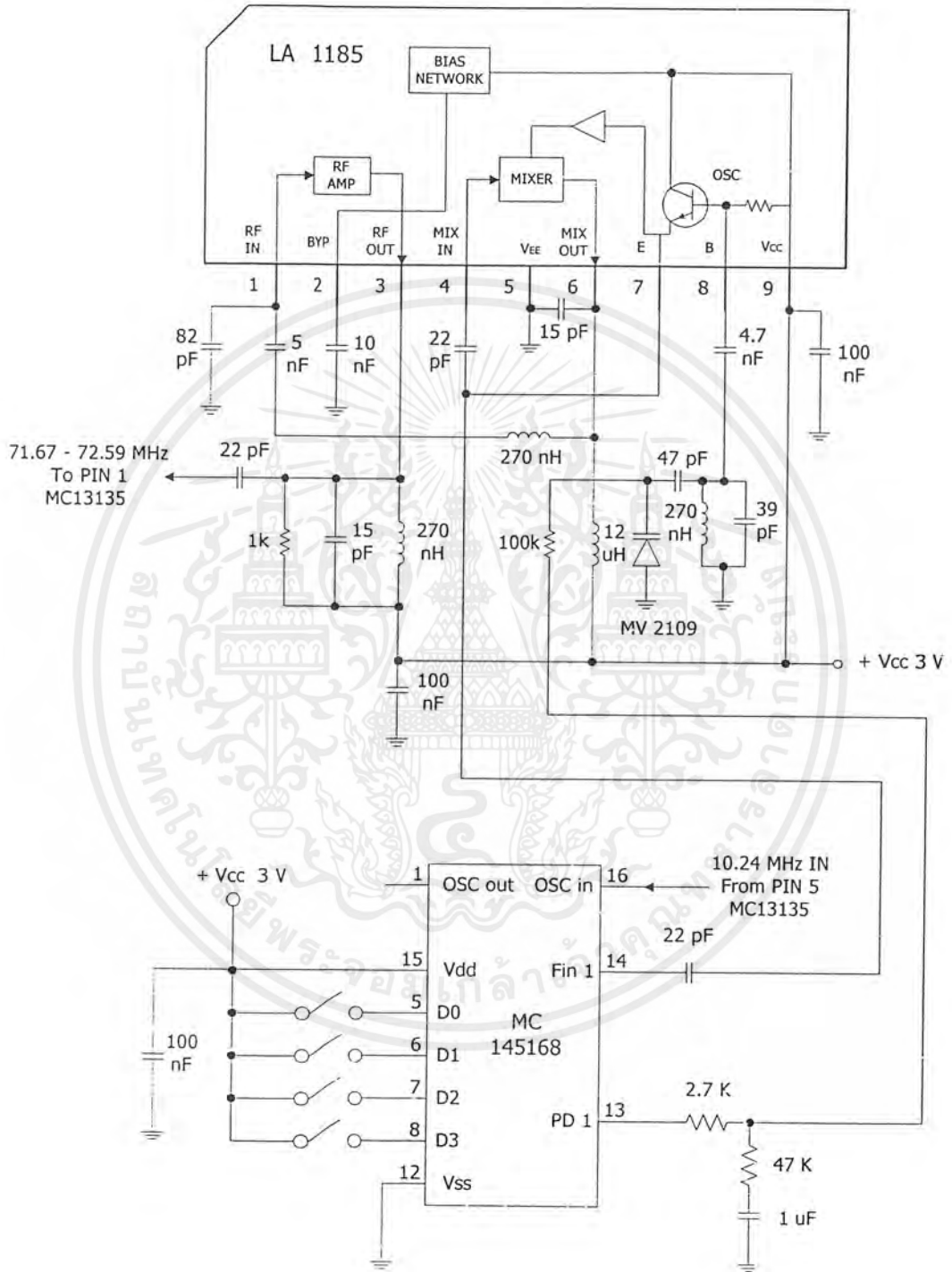
ในขั้นตอนแรกของการออกแบบวงจร เราจะต้องทำการออกแบบโดยการสร้าง VCO ที่สามารถผลิตความถี่ประมาณตั้งแต่ 46-47.5 MHz เพื่อนำไปมิกซ์กับความถี่ในส่วนต่อไป โดยลักษณะของการต่อวงจรส่วน Oscillator นั้น ต่อวงจรในลักษณะของ common collector ซึ่งเป็น ออสซิลเลเตอร์แบบ โคพิทออสซิลเลเตอร์ โดยความถี่ของ oscillator จะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันรีเวิร์สไบคัสที่ป้อนให้ที่ MV 2109 ซึ่งค่าแรงดันที่ป้อนให้กับ Varicap นั้นมาจากส่วน LPF ของ ส่วนเฟสล็อกลูป ซึ่งในส่วนของวงจรเฟสล็อกลูปนั้นได้นำ MC 145151 มาใช้ในการควบคุมการ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกช่องสัญญาณที่จะรับฟัง โดย MC 145151 นั้นสามารถรับความถี่ที่อินพุทได้ ไม่เกิน 20 MHz เราจึงต้องนำความถี่ที่มาจากส่วนของ VCO ไปเข้าในวงจร ทาร P ที่ MC 10131 ซึ่งในโครงการนี้ นำมาใช้หารความถี่ให้ลดลง 4 เท่า เพื่อที่จะป้อนให้กับ MC 145151 ได้ โดยนำสัญญาณที่ได้ไปป้อนเข้าที่ขา 1 ( $f_{in}$ ) เพื่อทำการลือคความถี่ให้ได้ค่าตามที่ต้องการโดยการเปลี่ยนแปลงค่า N ที่คิพสวิทช์บิตต่างๆ จากนั้นนำสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ ที่ถูกส่งออกมาที่ขา 4 (PD out) ไปเข้ายังวงจรในส่วนของ LPF เพื่อส่งค่าแรงดันไปควบคุมการสร้างความถี่ของวงจร VCO ต่อไป โดยในการเลือกช่องสัญญาณเสียง 6 ช่องนั้นจะอาศัยการเลือกตำแหน่งของคิพสวิทช์ตามตาราง ดังนั้นรูปแบบการทำงานและรูปแบบของวงจรทั้ง 6 ช่องสัญญาณเสียงจะเหมือนกันแล้วส่งสัญญาณไปเข้ายังส่วนของชุดซุ่มมิ่งอีกต่อไป

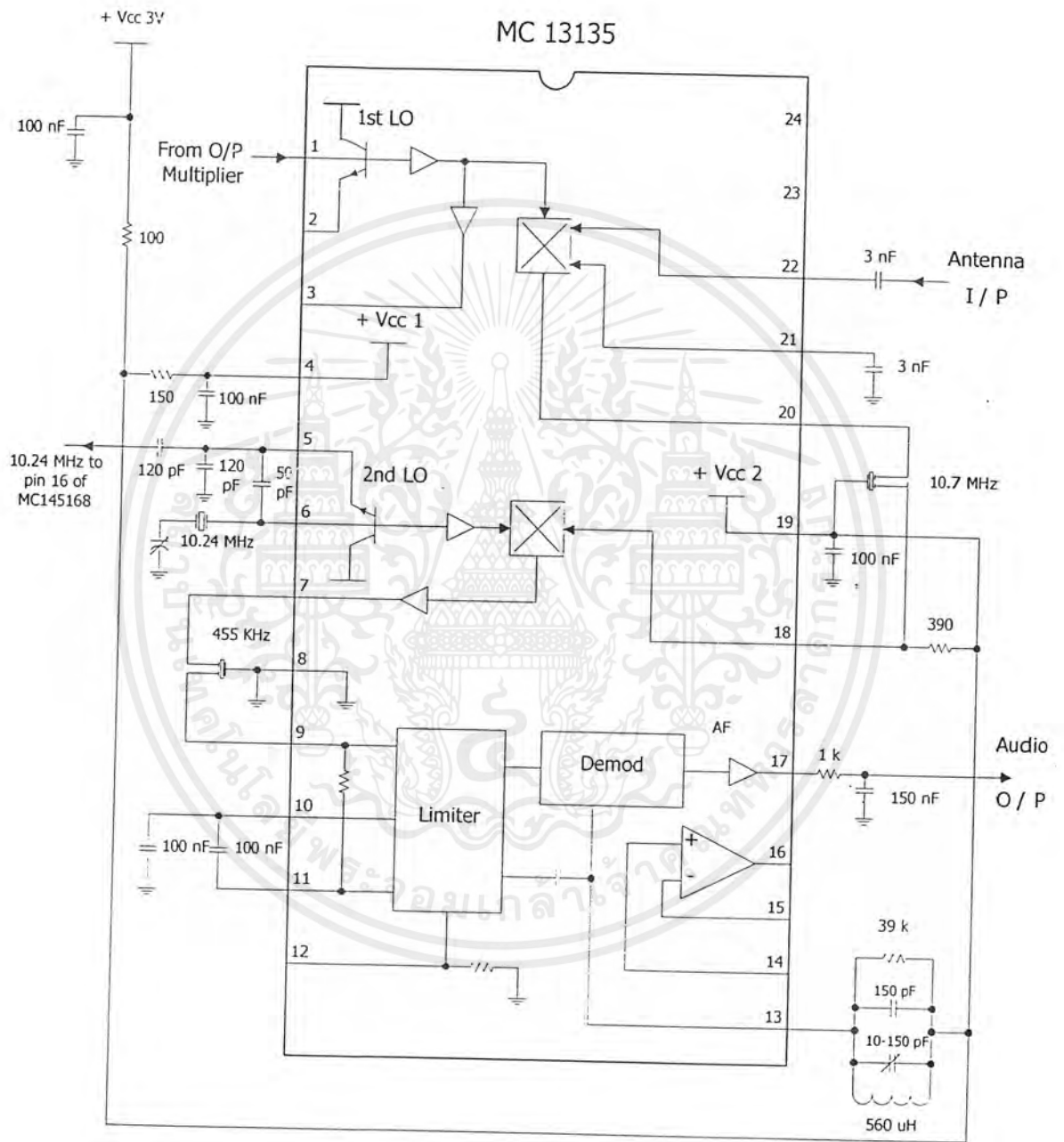
## 2. ส่วนของซุ่มมิ่งและมิกเซอร์

วงจรซุ่มมิ่งจะทำหน้าที่รวมสัญญาณที่ถูกมอดดูเลทแล้วทั้งหมด 6 ช่องสัญญาณ คือ 42.37 MHz, 46.53 MHz, 46.69 MHz, 46.89 MHz, 47.09 MHz, 47.29 MHz เข้าด้วยกันแล้วทำการส่งต่อไปยังชุดมิกเซอร์กับความถี่พาหะคงที่ 36 MHz ซึ่งในวงจรนี้ได้นำ คริสตัล 12 MHz มาทำการต่อวงจรเรโซแนนซ์ให้ได้ ฮาร์โมนิคที่ 3 ออกมา ก็จะได้ค่าความถี่พาหะที่เราต้องการคือ 82.37 MHz, 82.53 MHz, 82.69 MHz, 82.89 MHz, 83.09 MHz, 83.29 MHz ตามลำดับ แล้วทำการส่งต่อไปยังชุดเพาเวอร์แอมพลิไฟลท์ทำการขยายสัญญาณให้มีความแรงก่อนส่งออกอากาศต่อไป

แสดงวงจรส่วนต่าง ๆ ของชุดภาครับสัญญาณ

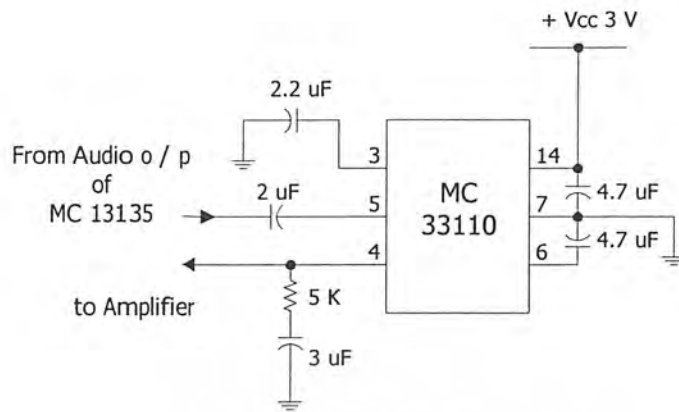


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับครูผู้สอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 5.1 แสดงวงจรส่วน Local oscillator LA 1185 MC 145168  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 รูปวงจรส่วนวงจร FM receiver

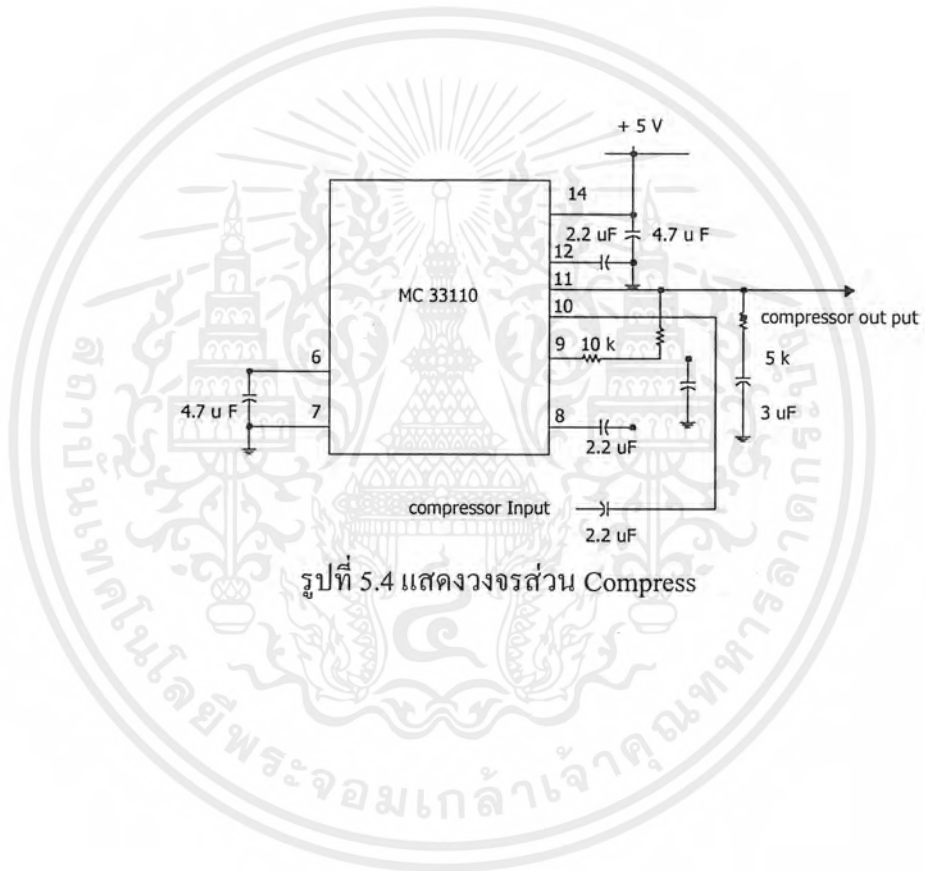
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 รูปวงจรส่วนEXPANDER

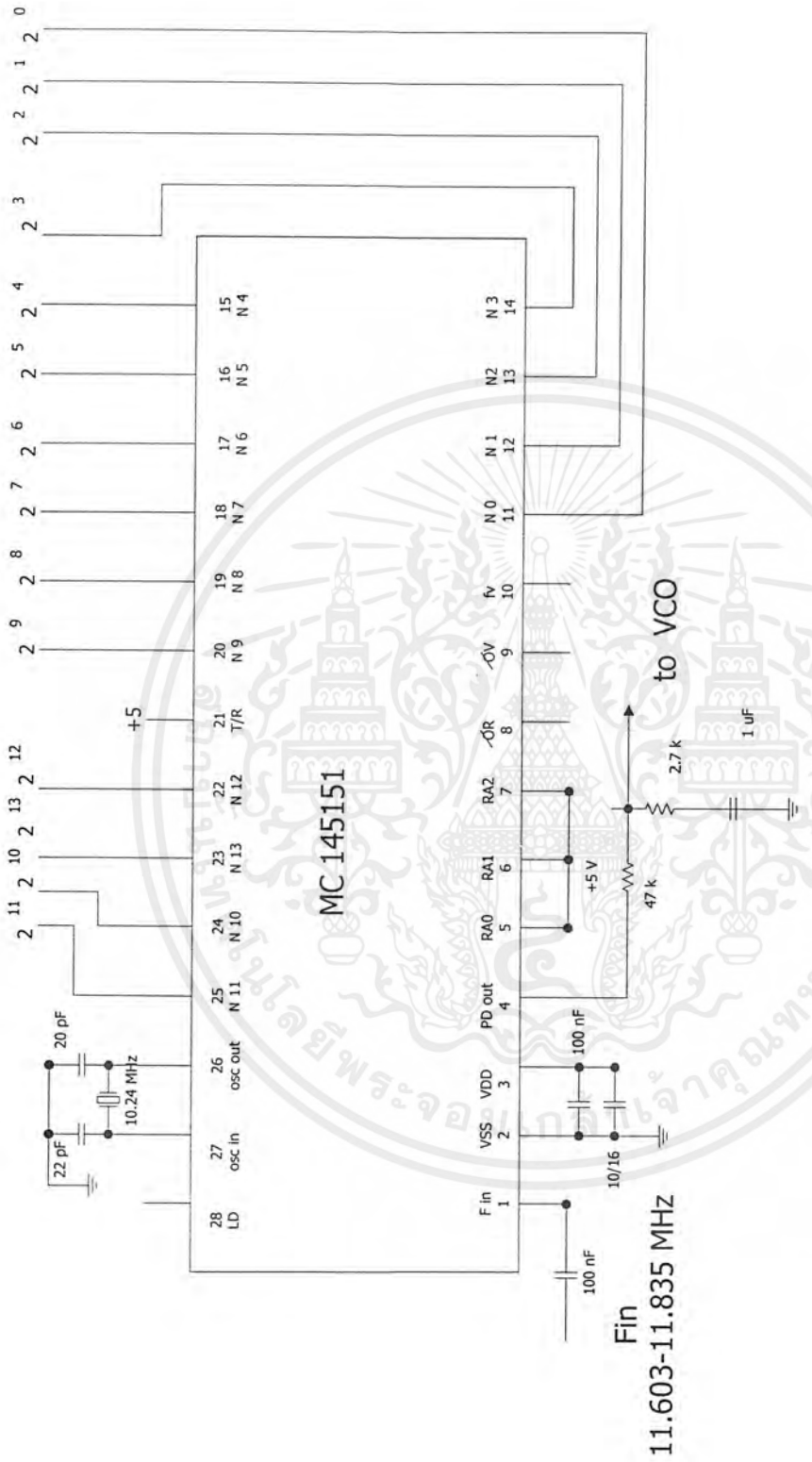
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงวงจรส่วนต่าง ๆ ของชุดภาคส่งสัญญาณ



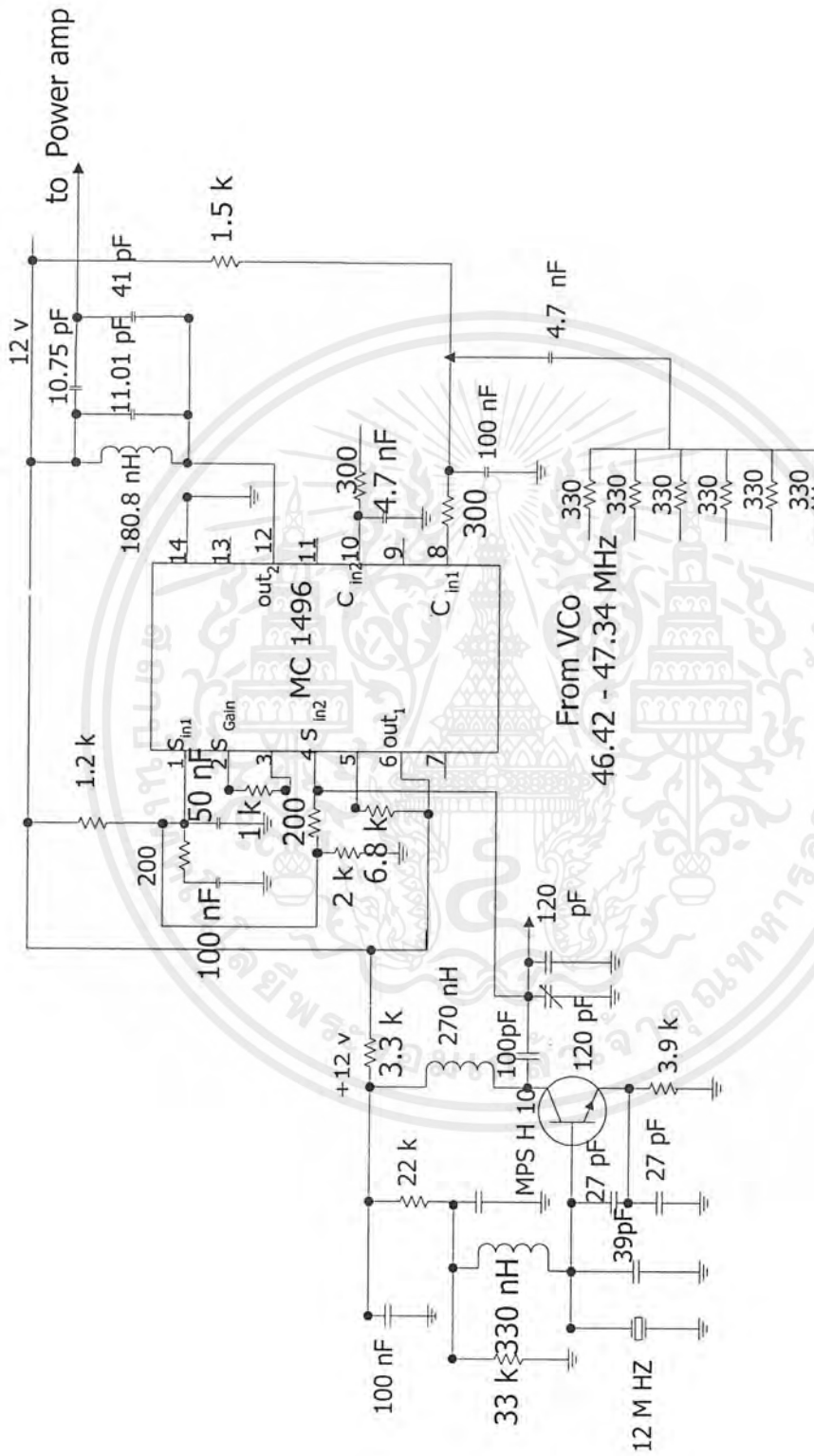
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





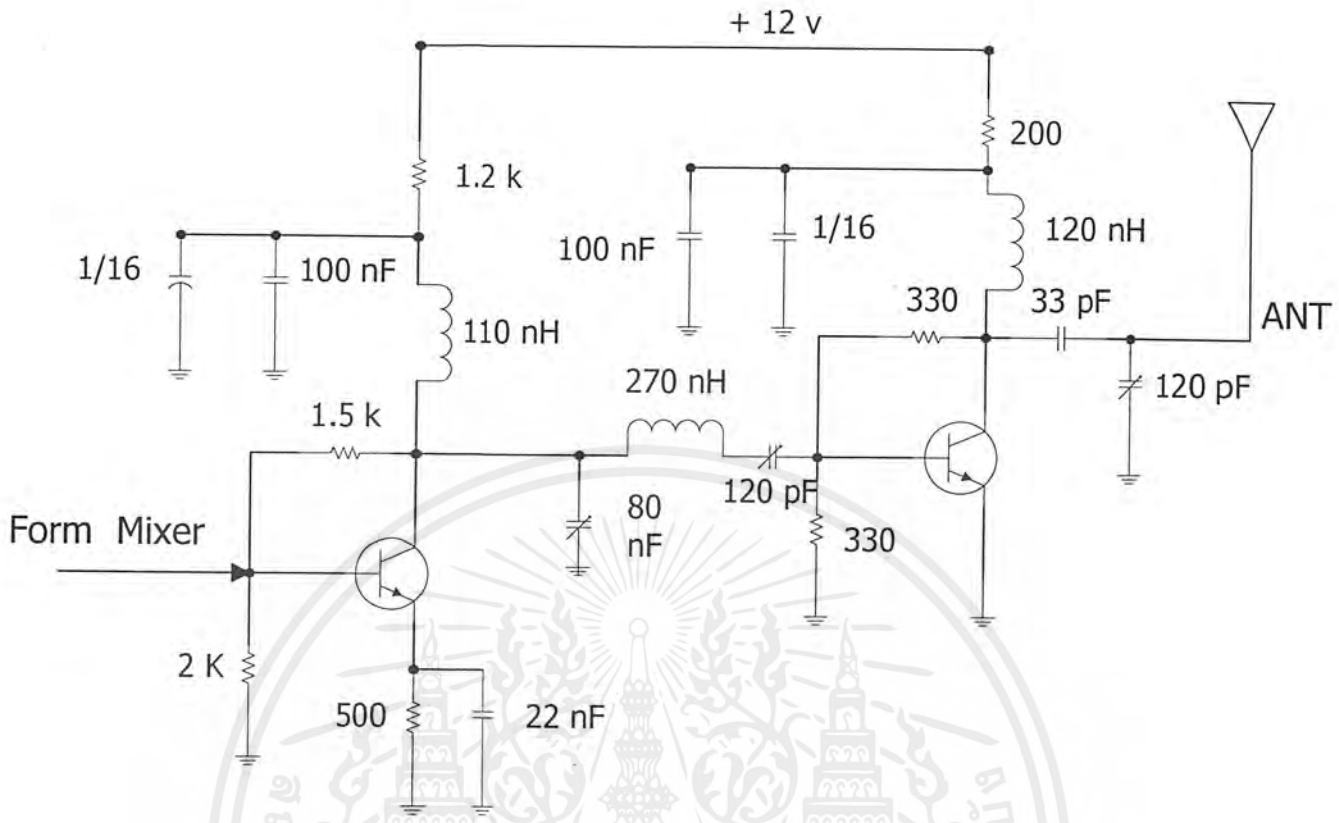
รูปที่ 5.6 แสดงวงจรส่วนเฟสล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 แสดงวงจร Summing และ Mixer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 แสดงวงจรส่วน Power Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### การทดลองและผลการทดลอง

#### ภาครับสัญญาณ

1. ความถี่ที่เอาต์พุตของวงจร Phase Locked Loop ของ IC MC 145168 และ ความถี่หลัง จาก Multiplier จาก IC LA1185

CH . NO.	D3	D2	D1	D0	Rx frequency (MHz )	O/P PLL	÷ N( 10 )	Muttiplier ( MHz )
11	1	0	1	1	82.37	35.81	7163	71.62
15	1	1	1	1	82.53	35.90	7179	71.80
3	0	0	1	1	82.69	35.97	71.95	71.94
6	0	1	1	0	82.89	36.07	7215	72.14
8	1	0	0	0	83.09	35.18	7235	72.36
10	1	0	1	0	83.29	36.27	7255	72.50

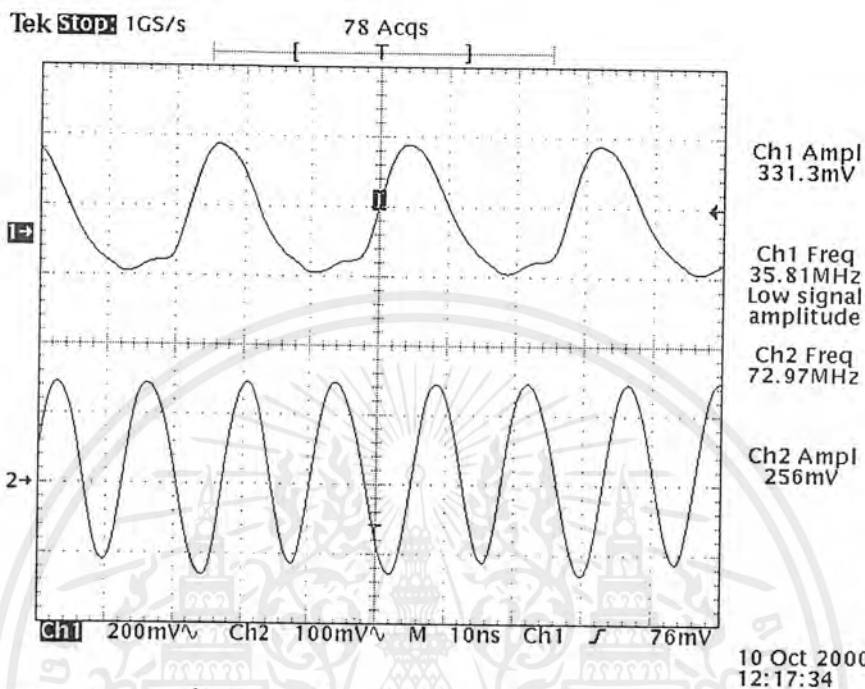
ตารางที่ 6.1 แสดงความถี่ที่เอาต์พุตของเฟสล็อกคัลป์ และความถี่ที่ได้จากการ Multiplier

2. ทดสอบความไวของวงจรโดยการป้อนสัญญาณจาก SYNTHESIZER ความถี่ 82.370MHz และ 83.29MHz ซึ่งถูกมอดคูลูเลทด้วยความถี่ 1 kHz เข้าที่จุดต่อสายอากาศ จาก RF Gennerator แล้วทำการวัดสัญญาณที่เอาต์พุตเมื่อแรงดันที่อินพุตเป็นค่าต่าง ๆ ตามตาราง

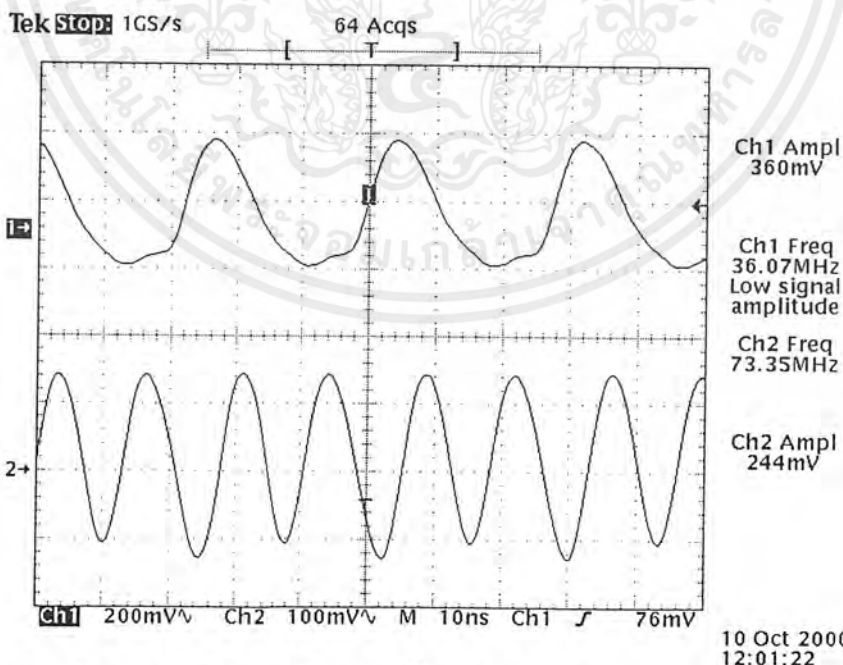
ความถี่ อินพุต (MHz)	dBm ค่าต่างๆ							
	-10 (100uW)	-20 (10uW)	-30 (1uW)	-40 (100nW)	-50 (10nW)	-60 (1nW)	-70 (100pW)	-80 (10pW)
	O/p(p-p) mV	O/p'(p-p) mV	O/p(p-p) mV	O/p(p-p) mV	O/p(p-p) mV	O/p(p-p) mV	O/p(p-p) mV	O/p(p-p) mV
82.370	620	620	620	620	620	620	620	600
83.290	620	620	620	620	620	620	620	580

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ตารางที่ 6.2 แสดงการตอบสนองความถี่ของเครื่องรับ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ทดลองวัดรูปสัญญาณที่ได้จากการล๊อคความถี่ของ IC MC145168 วัดที่ขา 7 และความถี่ multiplier ที่ ขา 1 ของ MC13135

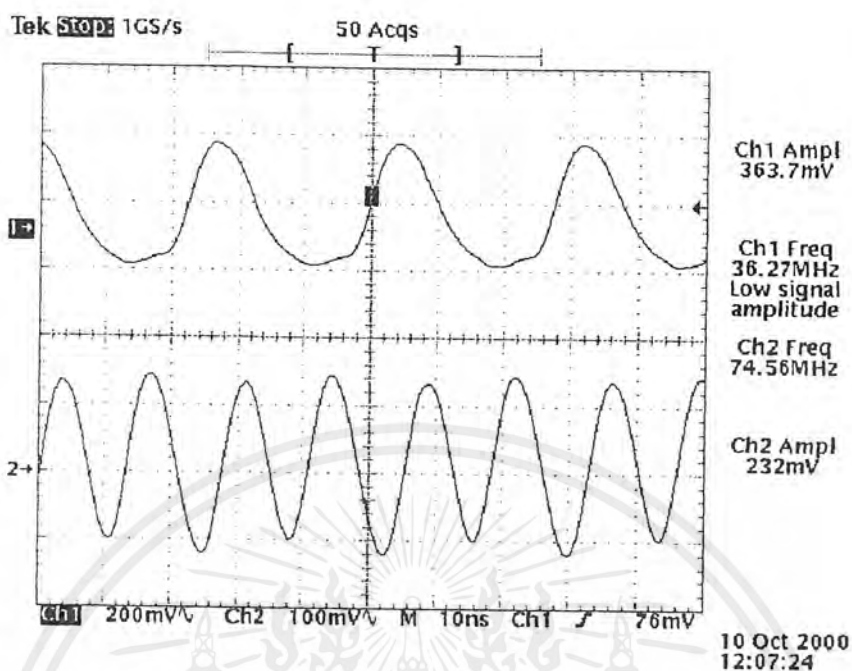


รูปที่ 6.1 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการล๊อคความถี่ของ Channel 11 (Channel 1 ที่เครื่องรับ)



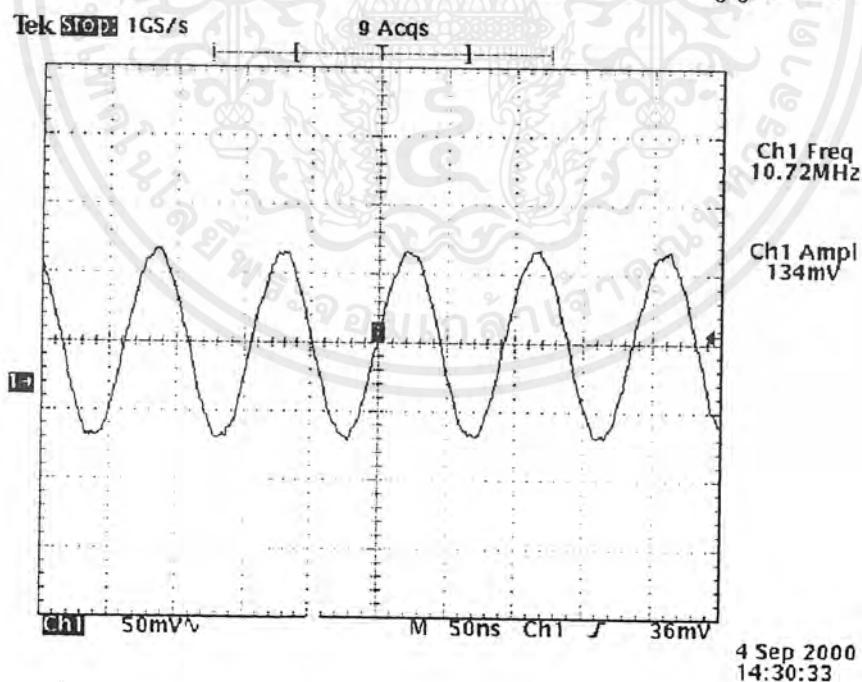
รูปที่ 6.2 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการล๊อคความถี่ของ Channel 6 (Channel ที่ 4 ของเครื่องรับ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



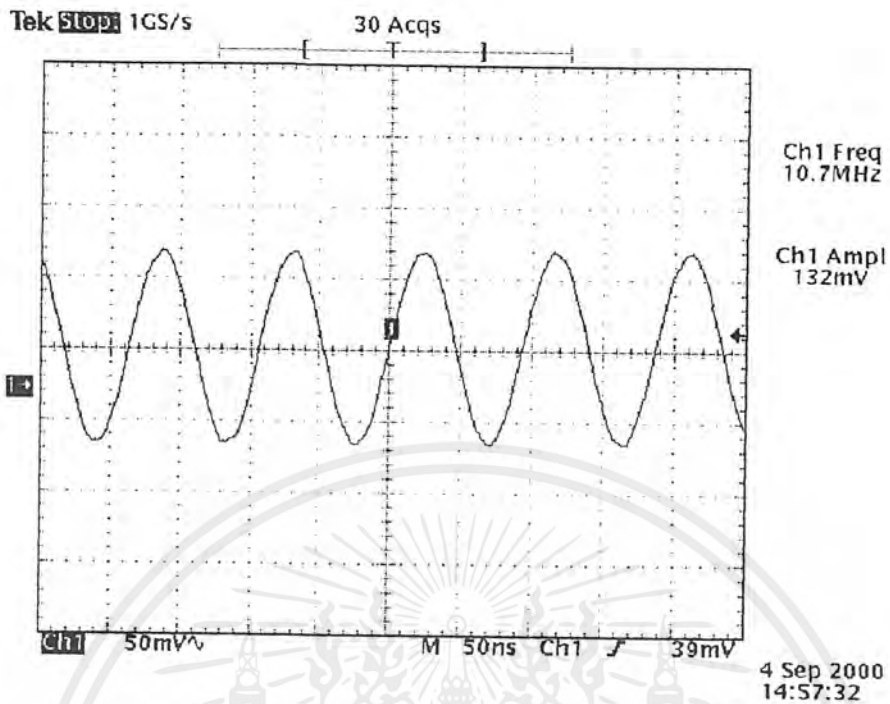
รูปที่ 6.3 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ Channel 10

4. ทดลองใช้สัญญาณ sine wave 1 kHz มอดคูลความถี่ 82.37 MHz (ช่อง 11) และ 83.29 MHz (ช่อง 10) ขนาด -10 dbm จากซินธิไซเซอร์แล้วป้อนที่เครื่องรับลองรับสัญญาณความถี่ IF1



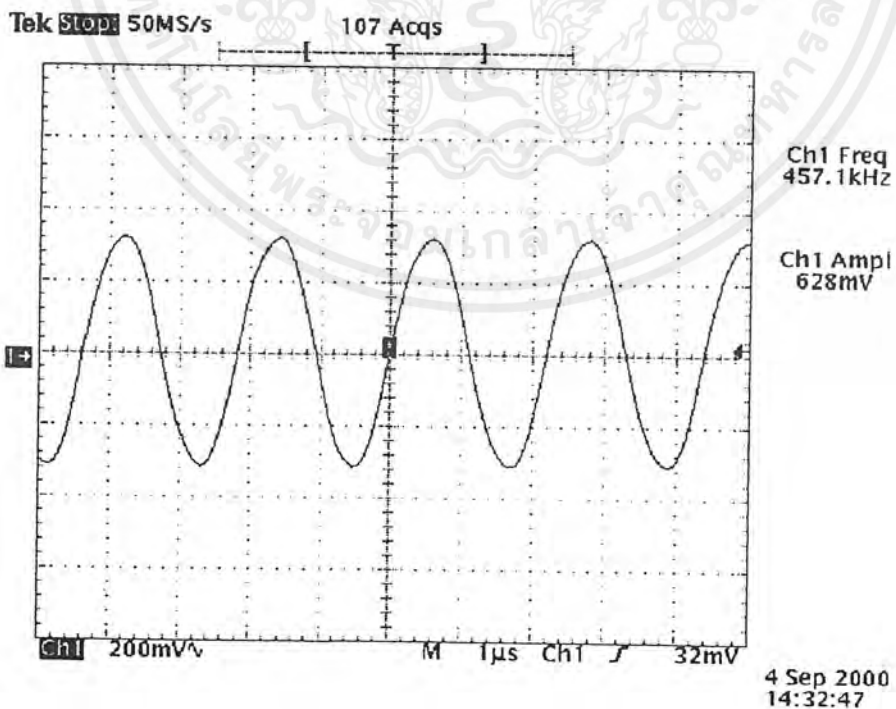
รูปที่ 6.4 แสดงสัญญาณความถี่ IF1ที่ได้จากชุด MIXER ของ MC13135 (สำหรับช่อง11)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



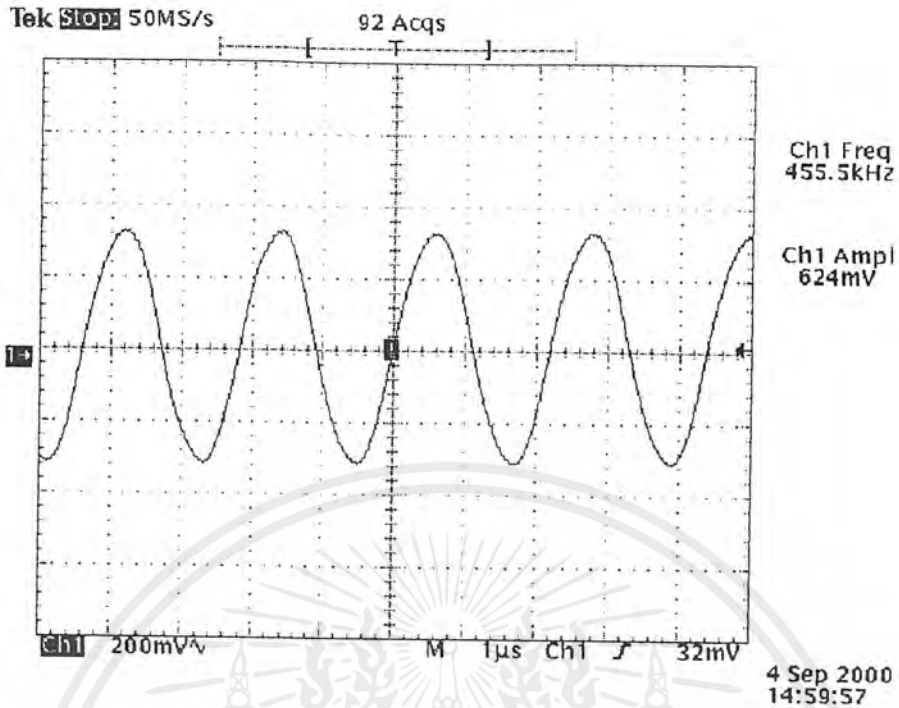
รูปที่ 6.5 แสดงสัญญาณ ความถี่ IF1 ที่ได้จากชุด MIXER ของ MC13135 (สำหรับช่อง 10)

5. ทดลองใช้สัญญาณ sine wave 1 kHz มอดดูเลทความถี่ 82.37 MHz (ช่อง 11) และ 83.29 MHz (ช่อง 10) ขนาด  $-10$  dbm จากซินริไซเซอร์แล้วป้อนที่เครื่องรับลองรับสัญญาณความถี่ IF2



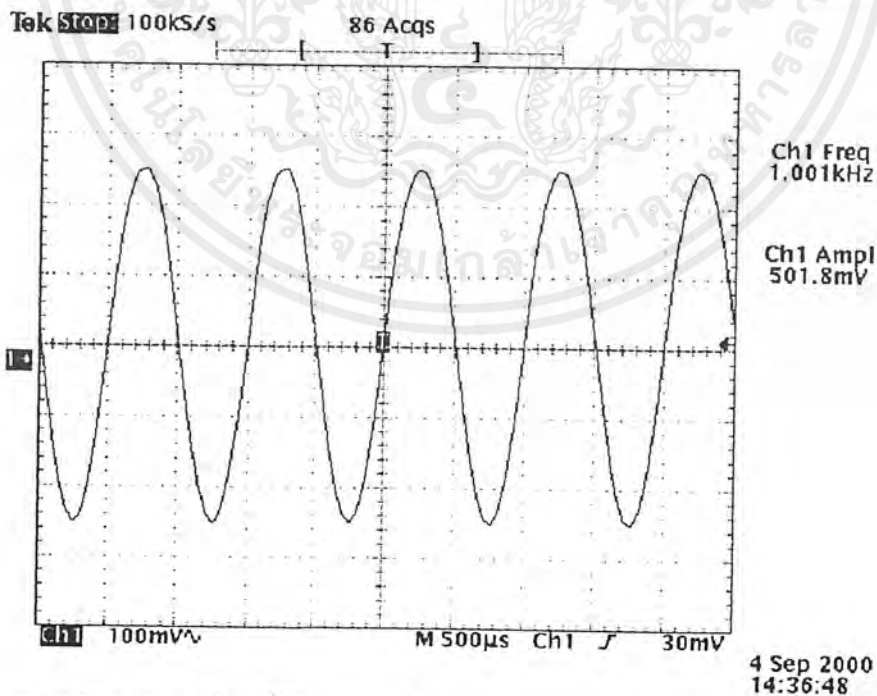
รูปที่ 6.6 แสดงสัญญาณความถี่ IF 2 ที่ได้จากชุด MIXER ของ MC 13135 ( สำหรับช่อง 11)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



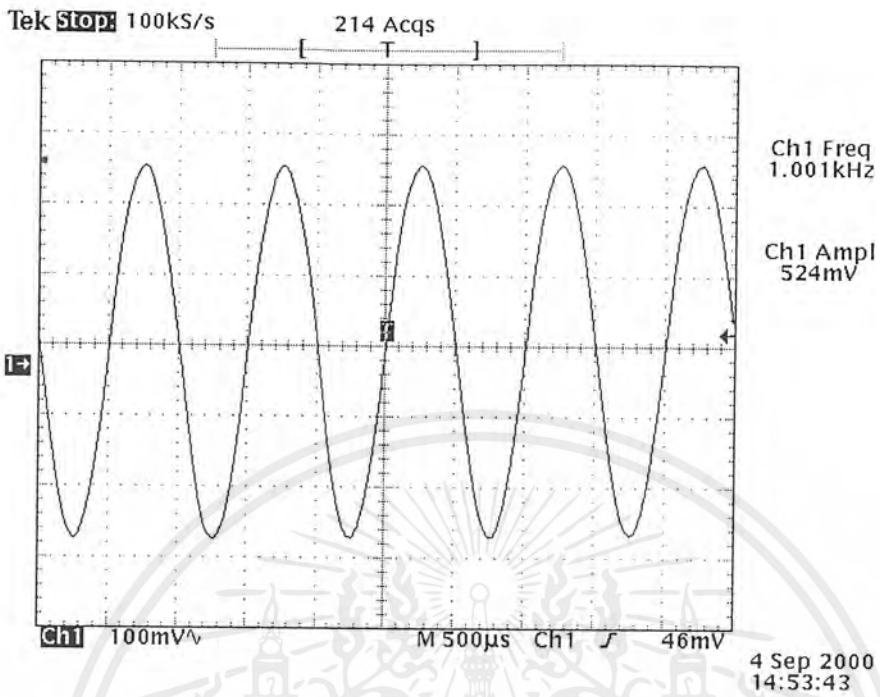
รูปที่ 6.7 แสดงสัญญาณความถี่ IF 2 ที่ได้จากชุด MIXER ของ MC 13135 (สำหรับช่อง 10)

6. ทดลองใช้สัญญาณ sine wave 1 kHz มอดดูเลทความถี่ 82.37 MHz (ช่อง 11) และ 83.29 MHz (ช่อง 10) ขนาด  $-10$  dbm จากซินธิไซเซอร์แล้ววัดสัญญาณที่เอาต์พุตดูรูปสัญญาณที่ได้มอดดูเลท



รูปที่ 6.8 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการมอดดูเลท ของ MC 13135 (สำหรับ ช่อง 11)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.9 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการคิมอคลูลเลขของ MC 13135 (สำหรับช่อง 10)

**ภาคส่งสัญญาณ**

**1. ความถี่ที่ได้ที่เอาต์พุตของวงจร Phase Lock Loop ของ MC 145151**

Channel No.	ความถี่ที่ได้จากการคำนวณ (MHz)	ความถี่หลังหาร P (F in) (MHz)	÷ N <sub>(10)</sub>	ความถี่ที่วัดได้ (MHz)	ERROR
1	46.42	11.605	9284	46.43	0.021
2	46.58	11.645	9316	46.58	0
3	46.74	11.685	9348	46.75	0.022
4	46.94	11.735	9388	46.95	0.021
5	47.14	11.785	9428	47.14	0
6	47.34	11.835	9468	47.35	0.021

ตารางที่ 6.3 แสดงค่าความถี่ที่เอาต์พุตของเฟสล็อกคูลู MC 145151

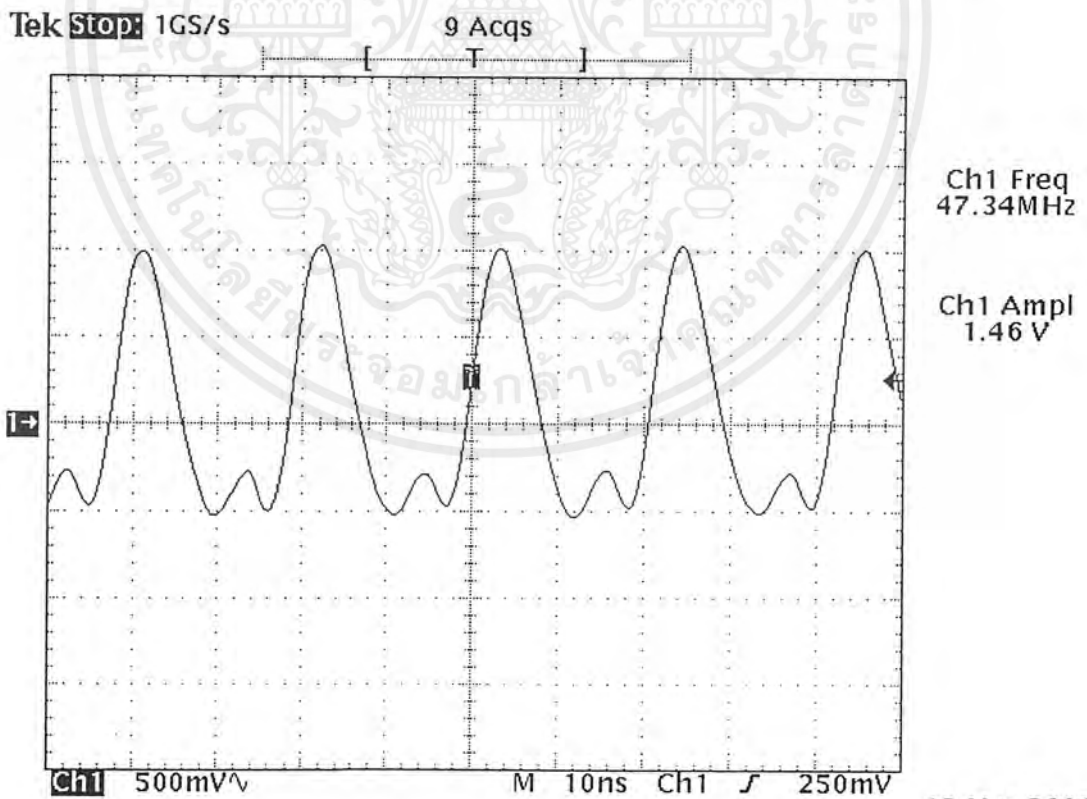
โดย (F in) = N (F ref) เมื่อ F ref = 10.24 MHz = 1.25 KHz

ตารางแสดงค่า N ที่บิตต่างๆ

Channel No.	N <sub>13</sub>	N <sub>12</sub>	N <sub>11</sub>	N <sub>10</sub>	N <sub>9</sub>	N <sub>8</sub>	N <sub>7</sub>	N <sub>6</sub>	N <sub>5</sub>	N <sub>4</sub>	N <sub>3</sub>	N <sub>2</sub>	N <sub>1</sub>	N <sub>0</sub>	N <sub>(10)</sub>
1	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	9284
2	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	9316
3	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	9348
4	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	9388
5	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	9428
6	1	0	0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	9468

ตารางที่ 6.4 แสดงค่า N ที่บิต ต่างๆของ MC 145151

2. ผลการทดลองวัดสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ MC 145151 เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า N ที่บิต ต่างๆ



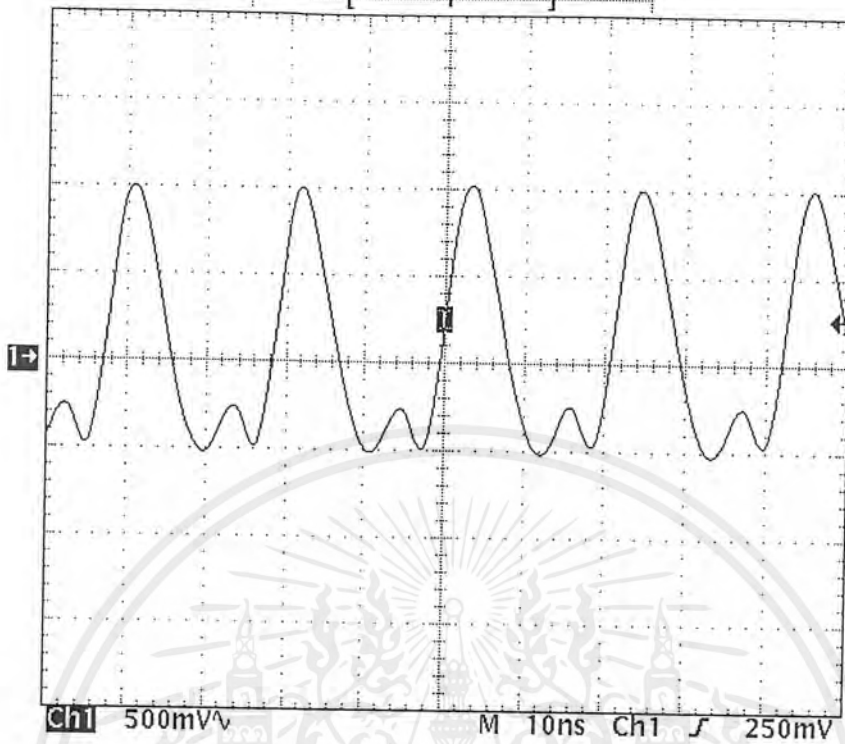
18 Mar 2001  
19:06:56

รูปที่ 6.10 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ Channel 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Stop: 1GS/s

14 Acqs



Ch1 Freq  
47.14MHz

Ch1 Ampl  
1.48 V

Ch1 500mV M 10ns Ch1 250mV

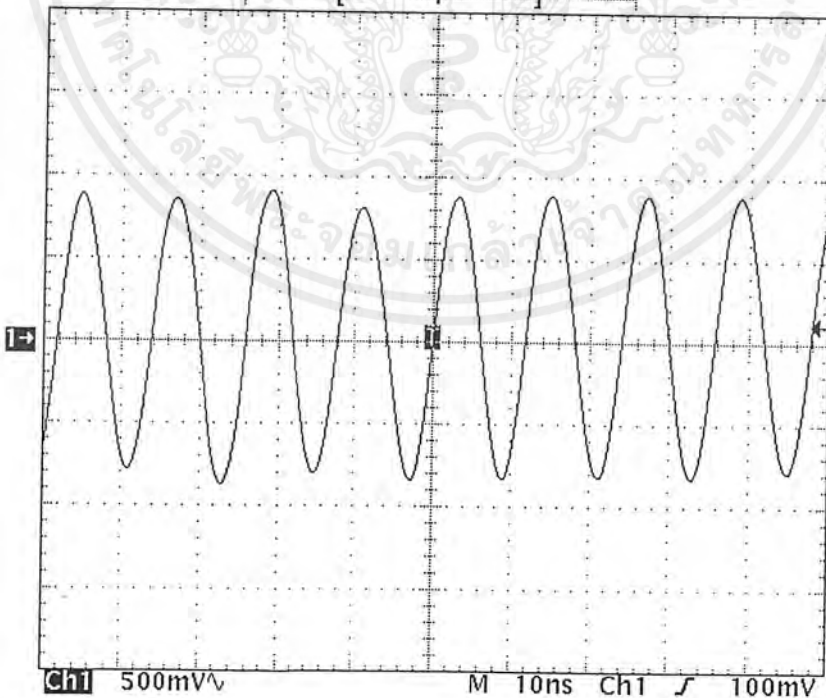
18 Mar 2001  
19:04:04

รูปที่ 6.11 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการลือคความถี่ของ Channel 5

3. ผลการทดลองวัดรูปสัญญาณพาหะที่เอาท์พุทของ MC 1496 ก่อนที่จะส่งออกอากาศ

Tek Stop: 1GS/s

29 Acqs



Ch1 Freq  
82.38MHz

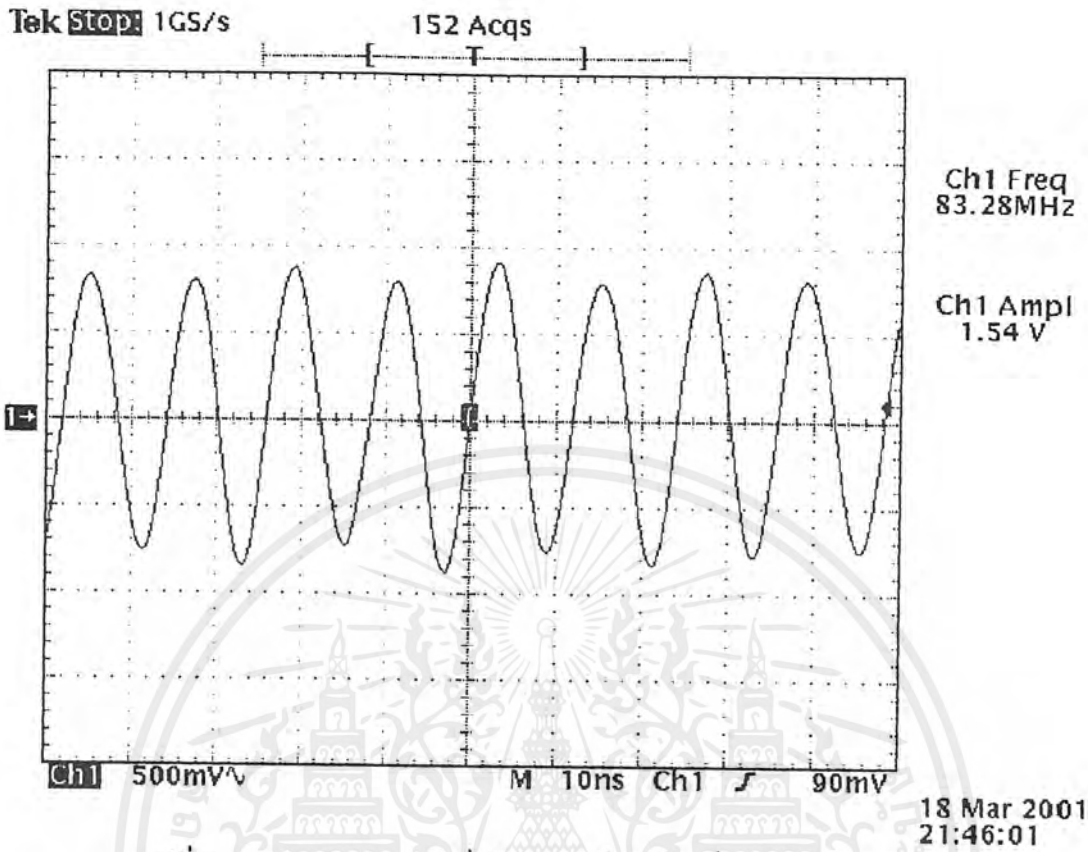
Ch1 Ampl  
1.7 V

Ch1 500mV M 10ns Ch1 100mV

18 Mar 2001  
21:06:35

รูปที่ 6.12 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการลือคความถี่ของ Channel 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.12 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการล็อคความถี่ของ Channel 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 7

### บทสรุปและวิจารณ์

จากปริศยานิพนธ์ที่ทำนี้จะเห็นว่าเกี่ยวกับภาครับ-ส่งสัญญาณ ซึ่งเป็นภาคที่สำคัญมาก สำหรับระบบสื่อสารที่จะต้องใช้สัญญาณความถี่ที่สูงในการสื่อสารข้อมูล เพราะถ้าหากเครื่องรับมีประสิทธิภาพสูงทั้งในด้านความไว (Sensitivity) และความเที่ยงตรง (Accuracy) สูงก็จะทำให้สามารถรับข้อมูลได้อย่างมีประสิทธิภาพ และถูกต้องมากขึ้น แต่ในทางปฏิบัติการสื่อสารด้วยความถี่ที่สูงการออกแบบหรือการประกอบวงจรจะเกิดปัญหาขึ้นมากมาย ซึ่งสามารถสรุปปัญหาที่เกิดจากการสร้างและการทดลองดังนี้

1. เนื่องจากต้องใช้ความถี่ที่สูงในการสื่อสาร ดังนั้นในการวัดและทดสอบการทำงานของวงจรเพื่อให้ได้คุณสมบัติตามที่เรากำลังต้องการ มีความจำเป็นที่จะต้องใช้เครื่องมือในการวัดและทดสอบที่มีประสิทธิภาพสูง แต่ในการสร้างโครงการในลักษณะนี้มีนักศึกษาหลายกลุ่มด้วยกันที่จะต้องใช้อุปกรณ์เดียวกัน จึงทำให้เกิดการขาดแคลนเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำงาน เป็นผลให้การทำงานในการสร้างโครงการล่าช้า

2. การปรับแต่งวงจรทำได้ยากลำบากต้องอาศัยความละเอียดในการสร้างวงจรสูง เพราะเป็นวงจรที่ใช้ความถี่สูง เช่น ในการสร้างวงจรจะสร้างวงจรลงบนลายทองแดงเอนกประสงค์ และการต่ออุปกรณ์ก็จะต่อกันให้ใกล้ที่สุดเท่าที่จะทำได้ เพื่อเป็นการลดค่าคาปาซิแตนซ์แฝงที่เกิดจากระยะการเดินทางของสัญญาณ และควรจะทำให้อุปกรณ์มีพื้นที่ที่กว้างให้มากที่สุดเพื่อเป็นการลดสัญญาณรบกวน

3. ในการต่อวงจรขยายสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุต้องอาศัยความละเอียดในการต่อและวางตัวอุปกรณ์สูงมาก ๆ เพื่อเป็นการป้องกันการเกิดการออสซิลเลท จึงทำให้เสียเวลาในส่วนนี้อีกส่วนหนึ่งเพิ่มขึ้นไปอีก

4. ในการใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์เพื่อใช้ในการกำเนิดค่าความถี่นั้น ค่าจริงที่เกิดขึ้น อาจจะคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่กำหนดไว้ ทำให้เกิดความผิดพลาดในวงจร ซึ่งจะมีปัญหาหากในการจัดทำเครื่องส่งที่จะทำให้ความถี่ตามค่าที่เรากำหนดบิตไว้ไม่เฟสล็อกถูก เกิดความผิดพลาดไปด้วย

5. ในการผสมคลื่นความถี่สองความถี่(มิกเซอร์) เกิดการรบกวนเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะทางด้านเครื่องส่งวิทยุ ซึ่งทำให้สัญญาณที่ส่งออกอากาศมีความถี่ที่เราไม่ต้องการเกิดขึ้นรบกวนอีกมากมาย จะมีผลต่อด้านเครื่องรับวิทยุ จึงรับสัญญาณได้ไม่ชัดเจน

## เอกสารอ้างอิง

1. ชูชัย ธารสารตั้งเจริญ, พิชัย กักคิพานิชเจริญ, ระบบสื่อสารวิทยุ, หจก.สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, กรุงเทพฯ
2. สุชาติ กังวาลจิตต์, หลักการทำงานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร, บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด, พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ, พ.ศ. 2538
3. อุดม จีนประดับ, ทฤษฎีและตัวอย่างโจทย์การสื่อสารด้วยอิเล็กทรอนิกส์, แมคกรอฮิล, กรุงเทพฯ, พ.ศ. 2540
4. บุญชัช เนติศักดิ์, ทฤษฎีและปฏิบัติ เครื่องรับวิทยุ AM / FM บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น, กรุงเทพฯ, พ.ศ. 2540
5. HADY, JAME K, **HIGH FREQUENCY CIRCUIT DESIGN**, RESTON PUBLISHING COMPANY INC., 1979

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



3017B

Monolithic Linear IC

## FM Front End

C-15218

The LA1185 is an FM front end for radio-cassette recorder, music center use. Its MIX is of doubled-balanced type. The on-chip OSC BUFF AMP improves the strong input characteristic.

### Use

- FM front end for radio-cassette recorders and music centers

### Functions and Features

- RF amp, MIX, OSC.
- Improvement in cross modulation characteristic due to the use of double-balanced MIX.
- Improvement in strong input characteristic.
- Minimum number of external parts required.
- Less spurious radiation from local oscillator.
- Operating voltage range : 1.5 to 8.0V

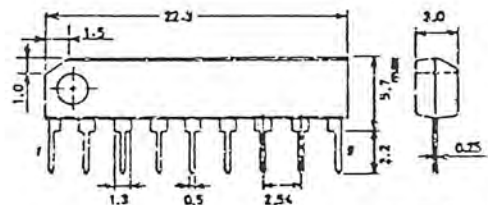
### Maximum Ratings at $T_a=25^\circ\text{C}$

			unit
Maximum Supply Voltage	$V_{CCmax}$	8	V
Maximum Pin Voltage	$V_{3-5}$	12	V
	$V_{6-5}$	$V_{CC}+0.8$	V
Allowable Power Dissipation	$P_{dmax}$	$T_a \geq 80^\circ\text{C}$	150 mW
Operating Temperature	$T_{opg}$	-20 to +80	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{stg}$	-40 to +125	$^\circ\text{C}$

### Operating Conditions at $T_a=25^\circ\text{C}$

			unit
Recommended Supply Voltage	$V_{CC}$	4.5	V
Operating Voltage Range	$V_{CC op}$	1.5 to 8.0	V

Case Outline 3017B-S9IC  
(unit:mm)

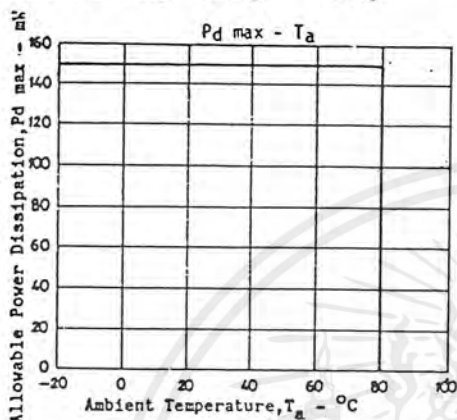


SANYO: SEP 9

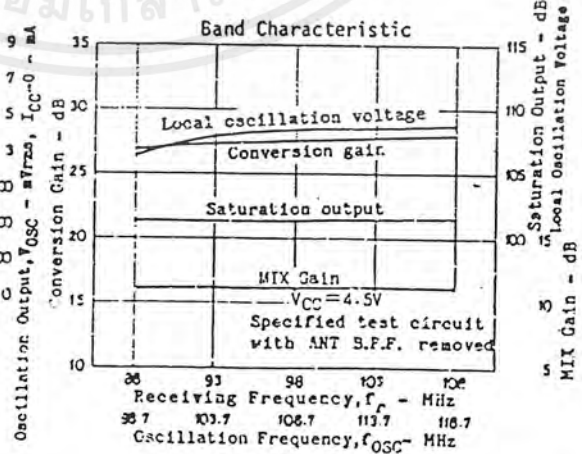
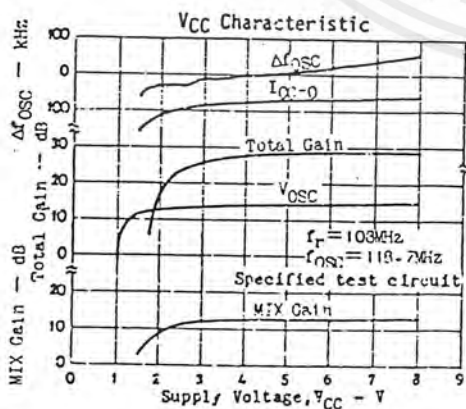
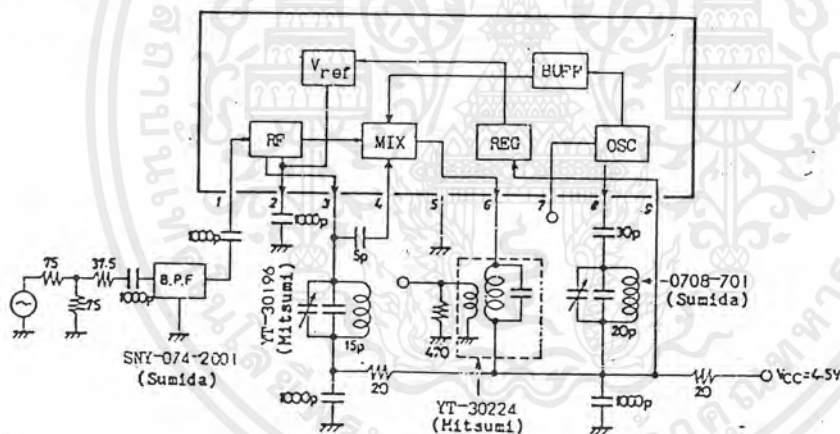
LA1185

Operating Characteristics at  $T_a=25^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{CC}=4.5\text{V}$ ,  $f_r=108\text{MHz}$ ,  $f_{osc}=118.7\text{MHz}$ ,  
See specified Test Circuit.

			min	typ	max	unit
Current Dissipation	$I_{CC}$	Quiescent		5.5	8.0	mA
Output Saturation Voltage	$V_o$	100dBu	95	115	135	mVrms
Local Oscillation Voltage	$V_{OSC}$	$V_{CC}=2\text{V}$	190	235		mVrms
Oscillation Stop Voltage	$V_{stop}$			1.4	1.6	V

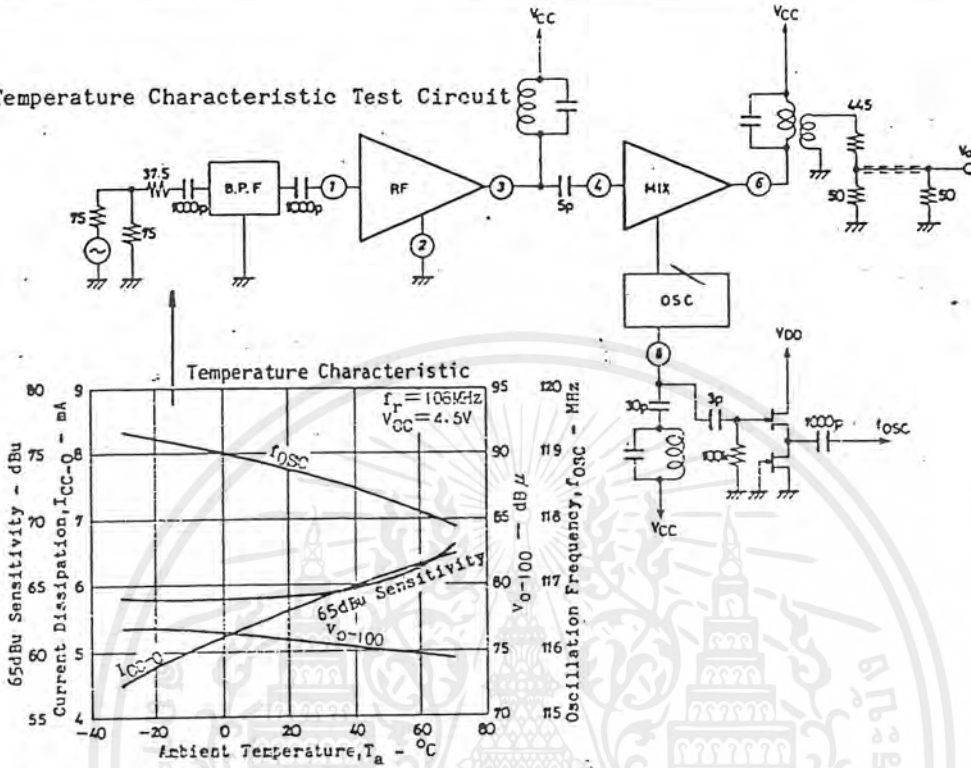


Test Circuit and Equivalent Circuit Block Diagram

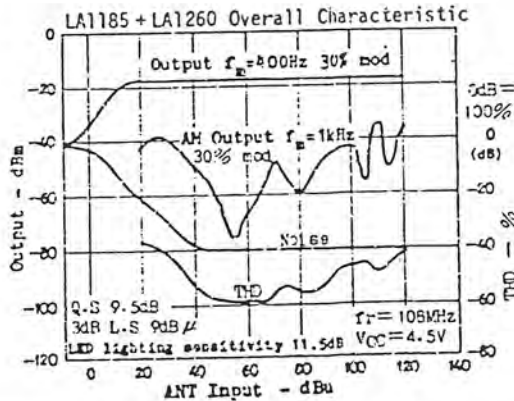
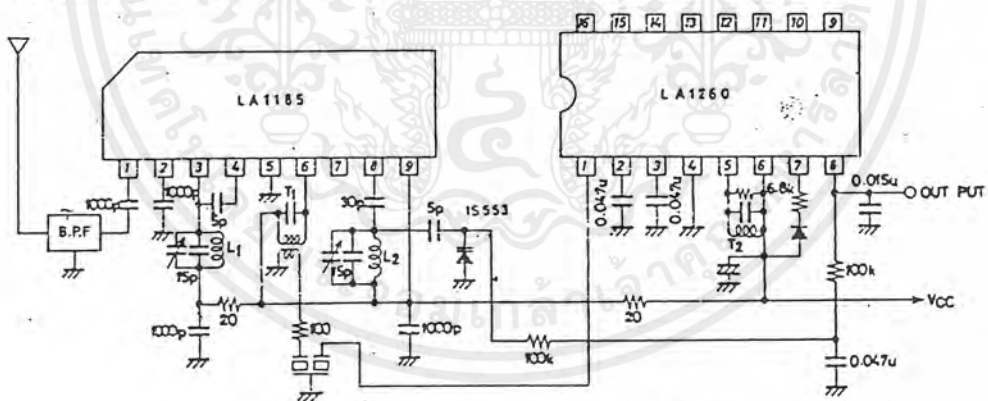


LA1185

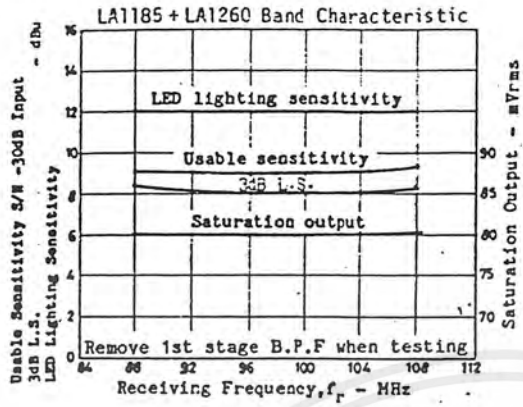
Temperature Characteristic Test Circuit



Sample Application Circuit: LA1185 + LA1260 US band



	Mitsumi	Sumida
T1:	YT-30224	2153-4016-006
T2:	YT-30194	2153-4095-339
L1:	YT-30196	0708-700
L2:	YT-40001	0708-701
B.P.F.:	YT-30025	5NY-074-2001



## 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 @  $V_{in} = 200 \text{ mV p-p}$
- 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

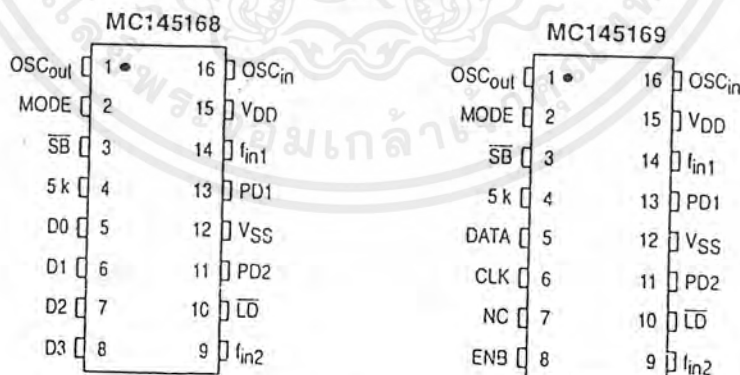


DW SUFFIX  
SOG PACKAGE  
CASE 751G

#### ORDERING INFORMATION

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

#### PIN ASSIGNMENTS



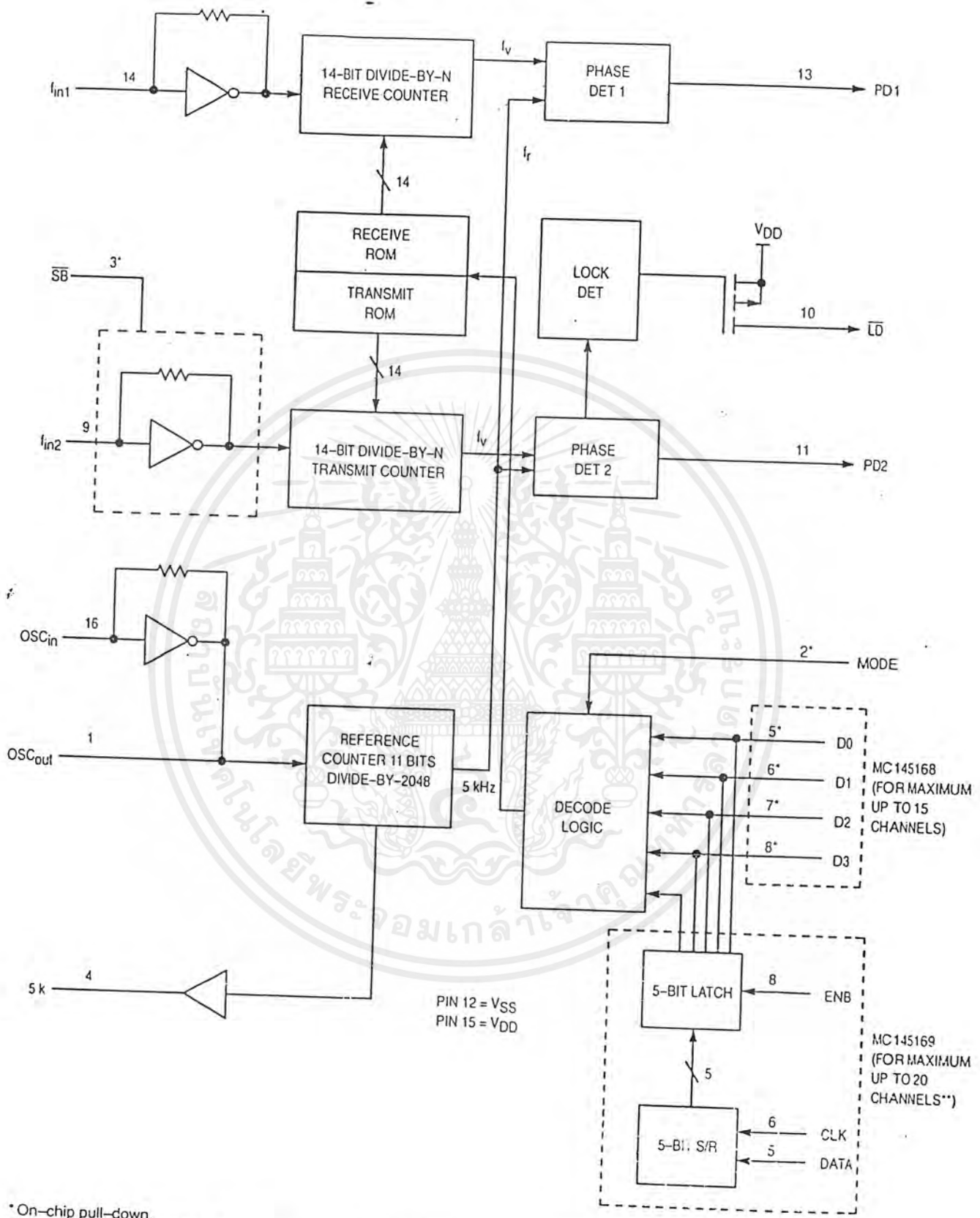
NC = NO CONNECTION

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

REV 1  
8/95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS\* (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Symbol	Rating	Value	Unit
V <sub>DD</sub>	DC Supply Voltage	- 0.5 to + 6.0	V
V <sub>in</sub>	Input Voltage, All Inputs	- 0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	V
I <sub>in</sub> , I <sub>out</sub>	DC Current Drain Per Pin	10	mA
I <sub>DD</sub> , I <sub>SS</sub>	DC Current Drain V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> Pins	30	mA
T <sub>slg</sub>	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<sub>in</sub> and V<sub>out</sub> should be constrained to the range V<sub>SS</sub> ≤ (V<sub>in</sub> or V<sub>out</sub>) ≤ V<sub>DD</sub>.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V<sub>SS</sub> or V<sub>DD</sub>). Unused outputs must be left open.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>, T<sub>A</sub> = 25°C)

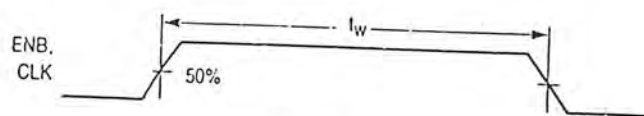
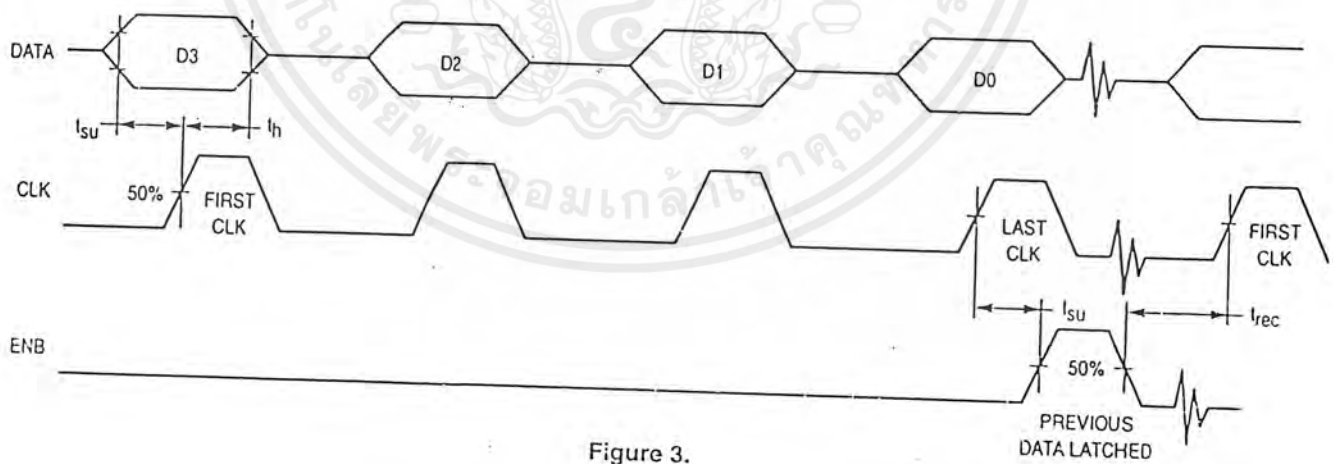
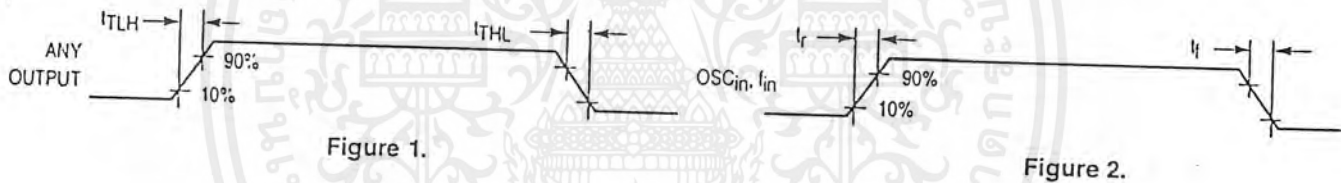
Symbol	Characteristic	V <sub>DD</sub>	Guaranteed Limit		Unit
			Min	Max	
V <sub>DD</sub>	Power Supply Voltage Range	—	2.5	5.5	V
V <sub>OL</sub>	Output Voltage (I <sub>out</sub> = 0)	0 Level 2.5 5.5	—	0.05 0.05	V
V <sub>OH</sub>	(V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0)	1 Level 2.5 5.5	2.45 5.45	— —	V
V <sub>IL</sub>	Input Voltage (V <sub>out</sub> = 0.5 V or V <sub>DD</sub> - 0.5 V)	0 Level 2.5 5.5	— —	0.75 1.65	V
V <sub>IH</sub>		1 Level 2.5 5.5	1.75 3.85	— —	V
I <sub>OH</sub>	Output Current (V <sub>out</sub> = 2.2 V) (V <sub>out</sub> = 5.0 V)	Source 2.5 5.5	- 0.18 - 0.55	— —	mA
I <sub>OL</sub>	(V <sub>out</sub> = 0.3 V) (V <sub>out</sub> = 0.5 V)	Sink 2.5 5.5	0.18 0.55	— —	mA
I <sub>IL</sub>	Input Current (V <sub>in</sub> = 0)	OSC <sub>in</sub> , f <sub>in1</sub> , f <sub>in2</sub> 2.5 5.5	— —	- 30 - 66	μA
I <sub>IH</sub>	(V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> - 0.5)	DATA, $\overline{SB}$ , Mode 2.5 5.5	— —	- 0.05 - 0.11	μA
I <sub>IH</sub>		OSC <sub>in</sub> , f <sub>in1</sub> , f <sub>in2</sub> 2.5 5.5	— —	30 66	μA
I <sub>IH</sub>		DATA, $\overline{SB}$ , Mode 2.5 5.5	— —	50 121	μA
C <sub>in</sub>	Input Capacitance	—	—	14.0	pF
C <sub>out</sub>	Output Capacitance	—	—	8.0	pF
I <sub>DD</sub>	Standby Current, $\overline{SB}$ = V <sub>SS</sub> or Open	2.5 5.5	— —	1.4 3.6	mA
I <sub>DD</sub>	Operating Current (200 mV p-p input at f <sub>in1</sub> , f <sub>in2</sub> , $\overline{SB}$ = V <sub>DD</sub> )	2.5 5.5	— —	2.8 6.2	mA
I <sub>OZ</sub>	Three-State Leakage Current (V <sub>out</sub> = 0 V or 5.5 V)	5.5	—	± 1.0	μA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

SWITCHING WAVEFORMS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 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	9326	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	7836	46.730	46.730	9346	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	9365	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

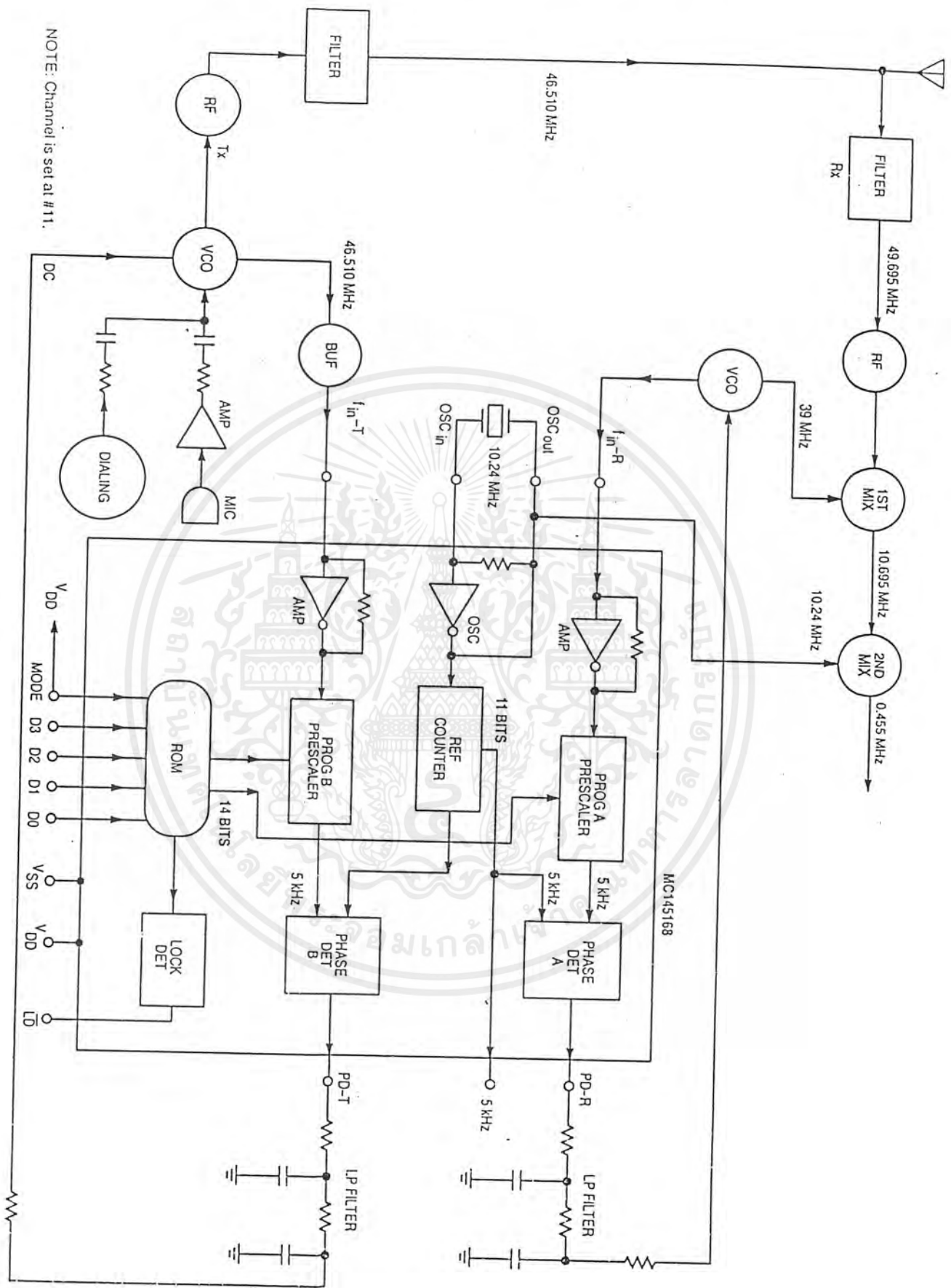
NOTES:

- 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



Figure 6. PLL Application in 46/49 MHz Cordless Phone 15-Channel Base



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

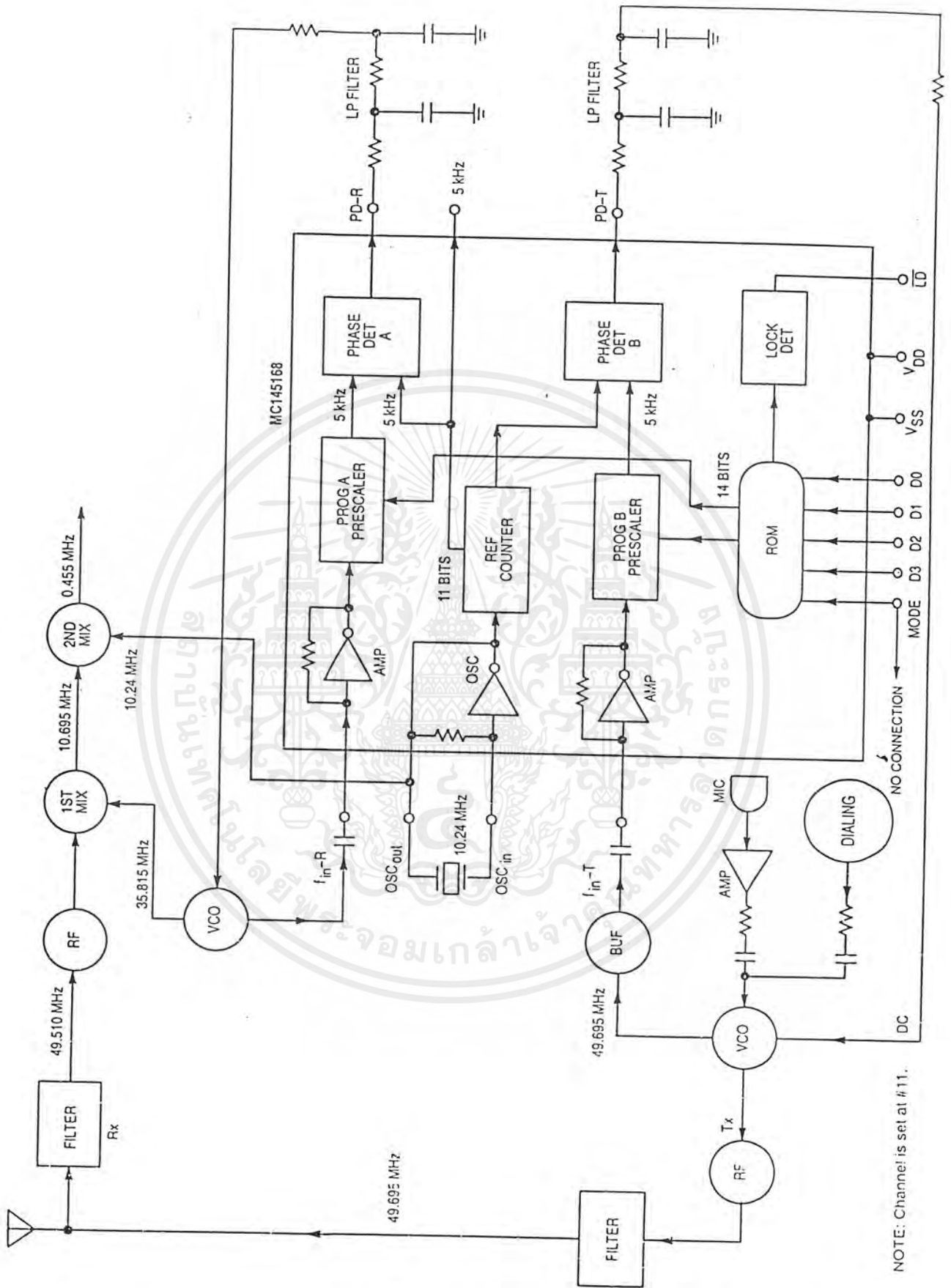


Figure 7. DPLL Application in 46/49 MHz Cordless Phone 15-Channel Handset

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Parallel-Input PLL Frequency Synthesizer

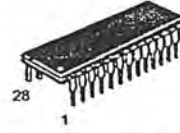
### Interfaces with Single-Modulus Prescalers

The MC145151-2 is programmed by 14 parallel-input data lines for the N counter and three input lines for the R counter. The device features consist of a reference oscillator, selectable-reference divider, digital-phase detector, and 14-bit programmable divide-by-N counter.

The MC145151-2 is an improved-performance drop-in replacement for the MC145151-1. The power consumption has decreased and ESD and latch-up performance have improved.

- Operating Temperature Range: -40 to 85°C
- Low Power Consumption Through Use of CMOS Technology
- 3.0 to 9.0 V Supply Range
- On- or Off-Chip Reference Oscillator Operation
- Lock Detect Signal
- + N Counter Output Available
- Single Modulus/Parallel Programming
- 8 User-Selectable + R Values: 8, 128, 256, 512, 1024, 2048, 2410, 8192
- + N Range = 3 to 16383
- "Linearized" Digital Phase Detector Enhances Transfer Function Linearity
- Two Error Signal Options: Single-Ended (Three-State) or Double-Ended
- Chip Complexity: 8000 FETs or 2000 Equivalent Gates

## MC145151-2



P SUFFIX  
PLASTIC DIP  
CASE 710



DW SUFFIX  
SOG PACKAGE  
CASE 751F

### ORDERING INFORMATION

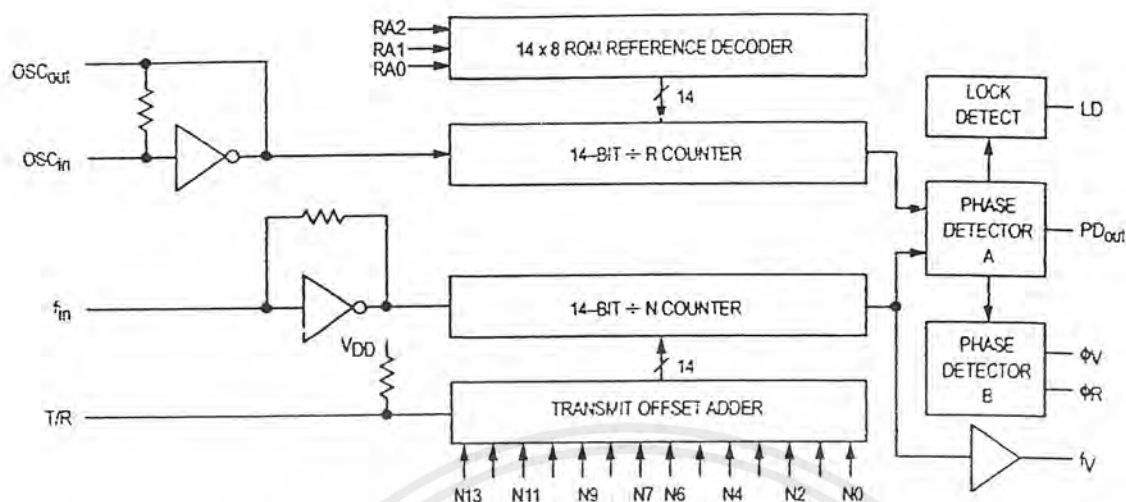
MC145151P2 Plastic DIP  
MC145151DW2 SOG Package

### PIN ASSIGNMENT

$f_{in}$	1	28	LD
VSS	2	27	OSC <sub>in</sub>
VDD	3	26	OSC <sub>out</sub>
PD <sub>out</sub>	4	25	N11
RA0	5	24	N10
RA1	6	23	N13
RA2	7	22	N12
$\phi_R$	8	21	T/R
$\phi_V$	9	20	N9
$f_V$	10	19	N8
N0	11	18	N7
N1	12	17	N6
N2	13	16	N5
N3	14	15	N4



## MC145151-2 BLOCK DIAGRAM



NOTE: N0 – N13 inputs and inputs RA0, RA1, and RA2 have pull-up resistors that are not shown.

### PIN DESCRIPTIONS

#### INPUT PINS

##### $f_{in}$ Frequency Input (Pin 1)

Input to the + N portion of the synthesizer.  $f_{in}$  is typically derived from loop VCO and is ac coupled into the device. For larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may be used.

##### RA0 – RA2 Reference Address Inputs (Pins 5, 6, 7)

These three inputs establish a code defining one of eight possible divide values for the total reference divider, as defined by the table below.

Pull-up resistors ensure that inputs left open remain at a logic 1 and require only a SPST switch to alter data to the zero state.

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

##### N0 – N11 N Counter Programming Inputs (Pins 11 – 20, 22 – 25)

These inputs provide the data that is preset into the + N counter when it reaches the count of zero. N0 is the least significant and N13 is the most significant. Pull-up resistors en-

sure that inputs left open remain at a logic 1 and require only an SPST switch to alter data to the zero state.

##### T/R Transmit/Receive Offset Adder Input (Pin 21)

This input controls the offset added to the data provided at the N inputs. This is normally used for offsetting the VCO frequency by an amount equal to the IF frequency of the transceiver. This offset is fixed at 856 when T/R is low and gives no offset when T/R is high. A pull-up resistor ensures that no connection will appear as a logic 1 causing no offset addition.

##### OSC<sub>in</sub>, OSC<sub>out</sub> Reference Oscillator Input/Output (Pins 27, 28)

These pins form an on-chip reference oscillator when connected to terminals of an external parallel resonant crystal. Frequency setting capacitors of appropriate value must be connected from OSC<sub>in</sub> to ground and OSC<sub>out</sub> to ground. OSC<sub>in</sub> may also serve as the 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 to OSC<sub>out</sub>.

#### OUTPUT PINS

##### PD<sub>out</sub> Phase Detector A Output (Pin 4)

Three-state output of phase detector for use as loop-error signal. Double-ended outputs are also available for this purpose (see  $\phi_V$  and  $\phi_R$ ).

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



## MC14515X-2 FAMILY CHARACTERISTICS AND DESCRIPTIONS

### MAXIMUM RATINGS\* (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>DD</sub>	DC Supply Voltage	- 0.5 to + 10.0	V
V <sub>in</sub> , V <sub>out</sub>	Input or Output Voltage (DC or Transient) except SW1, SW2	- 0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	V
V <sub>out</sub>	Output Voltage (DC or Transient), SW1, SW2 (R <sub>pull-up</sub> = 4.7 kΩ)	- 0.5 to + 15	V
I <sub>in</sub> , I <sub>out</sub>	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	± 70	mA
I <sub>DD</sub> , I <sub>SS</sub>	Supply Current, V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> Pins	± 30	mA
P <sub>D</sub>	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	- 65 to + 150	°C
T <sub>L</sub>	Lead Temperature, 1 mm from Case for 10 seconds	260	°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.

† Power Dissipation Temperature Derating:

Plastic DIP: - 12 mW/°C from 65 to 85°C

SOG Package: - 7 mW/°C from 65 to 85°C

These devices contain protection circuitry to protect 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 these high-impedance circuits. For proper operation, V<sub>in</sub> and V<sub>out</sub> should be constrained to the range V<sub>SS</sub> ≤ (V<sub>in</sub> or V<sub>out</sub>) ≤ V<sub>DD</sub> except for SW1 and SW2.

SW1 and SW2 can be tied through external resistors to voltages as high as 15 V, independent of the supply voltage.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V<sub>SS</sub> or V<sub>DD</sub>), except for inputs with pull-up devices. Unused outputs must be left open.

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Symbol	Parameter	Test Condition	V <sub>DD</sub> V	- 40°C		25°C		85°C		Unit
				Min	Max	Min	Max	Min	Max	
V <sub>DD</sub>	Power Supply Voltage Range		—	3	9	3	9	3	9	V
I <sub>SS</sub>	Dynamic Supply Current	f <sub>in</sub> = OSC <sub>in</sub> = 10 MHz, 1 V p-p ac coupled sine wave R = 128, A = 32, N = 128	3 5 9	— — —	3.5 10 30	— — —	3 7.5 24	— — —	3 7.5 24	mA
I <sub>SS</sub>	Quiescent Supply Current (not including pull-up current component)	V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> I <sub>out</sub> = 0 μA	3 5 9	— — —	800 1200 1600	— — —	800 1200 1600	— — —	1600 2400 3200	μA
V <sub>in</sub>	Input Voltage — f <sub>in</sub> , OSC <sub>in</sub>	Input ac coupled sine wave	—	500	—	500	—	500	—	mV p-p
V <sub>IL</sub>	Low-Level Input Voltage — f <sub>in</sub> , OSC <sub>in</sub>	V <sub>out</sub> ≥ 2.1 V Input dc V <sub>out</sub> ≥ 3.5 V coupled V <sub>out</sub> ≥ 6.3 V square wave	3 5 9	— — —	0 0 0	— — —	0 0 0	— — —	0 0 0	V
V <sub>IH</sub>	High-Level Input Voltage — f <sub>in</sub> , OSC <sub>in</sub>	V <sub>out</sub> ≤ 0.9 V Input dc V <sub>out</sub> ≤ 1.5 V coupled V <sub>out</sub> ≤ 2.7 V square wave	3 5 9	3.0 5.0 9.0	— — —	3.0 5.0 9.0	— — —	3.0 5.0 9.0	— — —	V
V <sub>IL</sub>	Low-Level Input Voltage — except f <sub>in</sub> , OSC <sub>in</sub>		3 5 9	— — —	0.9 1.5 2.7	— — —	0.9 1.5 2.7	— — —	0.9 1.5 2.7	V
V <sub>IH</sub>	High-Level Input Voltage — except f <sub>in</sub> , OSC <sub>in</sub>		3 5 9	2.1 3.5 6.3	— — —	2.1 3.5 6.3	— — —	2.1 3.5 6.3	— — —	V
I <sub>in</sub>	Input Current (f <sub>in</sub> , OSC <sub>in</sub> )	V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub>	9	± 2	± 50	± 2	± 25	± 2	± 22	μA
I <sub>IL</sub>	Input Leakage Current (Data, CLK, ENB — without pull-ups)	V <sub>in</sub> = V <sub>SS</sub>	9	—	- 0.3	—	- 0.1	—	- 1.0	μA
I <sub>IH</sub>	Input Leakage Current (all inputs except f <sub>in</sub> , OSC <sub>in</sub> )	V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub>	9	—	0.3	—	0.1	—	1.0	μA

(continued)

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	Test Condition	V <sub>DD</sub> V	-40°C		25°C		85°C		Unit
				Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I <sub>IL</sub>	Pull-up Current (all inputs with pull-ups)	V <sub>in</sub> = V <sub>SS</sub>	9	-20	-400	-20	-200	-20	-170	μA
C <sub>in</sub>	Input Capacitance		—	—	10	—	10	—	10	pF
V <sub>OL</sub>	Low-Level Output Voltage — OSC <sub>out</sub>	I <sub>out</sub> = 0 μA V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub>	3 5 9	— — —	0.9 1.5 2.7	— — —	0.9 1.5 2.7	— — —	0.9 1.5 2.7	V
V <sub>OH</sub>	High-Level Output Voltage — OSC <sub>out</sub>	I <sub>out</sub> = 0 μA V <sub>in</sub> = V <sub>SS</sub>	3 5 9	2.1 3.5 6.3	— — —	2.1 3.5 6.3	— — —	2.1 3.5 6.3	— — —	V
V <sub>OL</sub>	Low-Level Output Voltage — Other Outputs	I <sub>out</sub> = 0 μA	3 5 9	— — —	0.05 0.05 0.05	— — —	0.05 0.05 0.05	— — —	0.05 0.05 0.05	V
V <sub>OH</sub>	High-Level Output Voltage — Other Outputs	I <sub>out</sub> = 0 μA	3 5 9	2.95 4.95 8.95	— — —	2.95 4.95 8.95	— — —	2.95 4.95 8.95	— — —	V
V(BR)DSS	Drain-to-Source Breakdown Voltage — SW1, SW2	R <sub>pull-up</sub> = 4.7 kΩ	—	15	—	15	—	15	—	V
I <sub>OL</sub>	Low-Level Sinking Current — MC	V <sub>out</sub> = 0.3 V V <sub>out</sub> = 0.4 V V <sub>out</sub> = 0.5 V	3 5 9	1.30 1.90 3.80	— — —	1.10 1.70 3.30	— — —	0.66 1.08 2.10	— — —	mA
I <sub>OH</sub>	High-Level Sourcing Current — MC	V <sub>out</sub> = 2.7 V V <sub>out</sub> = 4.6 V V <sub>out</sub> = 8.5 V	3 5 9	-0.60 -0.90 -1.50	— — —	-0.50 -0.75 -1.25	— — —	-0.30 -0.50 -0.80	— — —	mA
I <sub>OL</sub>	Low-Level Sinking Current — LD	V <sub>out</sub> = 0.3 V V <sub>out</sub> = 0.4 V V <sub>out</sub> = 0.5 V	3 5 9	0.25 0.64 1.30	— — —	0.20 0.51 1.00	— — —	0.15 0.36 0.70	— — —	mA
I <sub>OH</sub>	High-Level Sourcing Current — LD	V <sub>out</sub> = 2.7 V V <sub>out</sub> = 4.6 V V <sub>out</sub> = 8.5 V	3 5 9	-0.25 -0.64 -1.30	— — —	-0.20 -0.51 -1.00	— — —	-0.15 -0.36 -0.70	— — —	mA
I <sub>OL</sub>	Low-Level Sinking Current — SW1, SW2	V <sub>out</sub> = 0.3 V V <sub>out</sub> = 0.4 V V <sub>out</sub> = 0.5 V	3 5 9	0.80 1.50 3.50	— — —	0.48 0.90 2.10	— — —	0.24 0.45 1.05	— — —	mA
I <sub>OL</sub>	Low-Level Sinking Current — Other Outputs	V <sub>out</sub> = 0.3 V V <sub>out</sub> = 0.4 V V <sub>out</sub> = 0.5 V	3 5 9	0.44 0.64 1.30	— — —	0.35 0.51 1.00	— — —	0.22 0.36 0.70	— — —	mA
I <sub>OH</sub>	High-Level Sourcing Current — Other Outputs	V <sub>out</sub> = 2.7 V V <sub>out</sub> = 4.6 V V <sub>out</sub> = 8.5 V	3 5 9	-0.44 -0.64 -1.30	— — —	-0.35 -0.51 -1.00	— — —	-0.22 -0.36 -0.70	— — —	mA
I <sub>OZ</sub>	Output Leakage Current — PD <sub>out</sub>	V <sub>out</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> Output in Off State	9	—	±0.3	—	±0.1	—	±1.0	μA
I <sub>OZ</sub>	Output Leakage Current — SW1, SW2	V <sub>out</sub> = V <sub>DD</sub> or V <sub>SS</sub> Output in Off State	9	—	±0.3	—	±0.1	—	±3.0	μA
C <sub>out</sub>	Output Capacitance — PD <sub>out</sub>	PD <sub>out</sub> — Three-State	—	—	10	—	10	—	10	pF

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $C_L = 50$  pF, Input  $t_r = t_f = 10$  ns)

Symbol	Parameter	VDD V	Guaranteed Limit 25°C	Guaranteed Limit -40 to 85°C	Unit
$t_{PLH}, t_{PHL}$	Maximum Propagation Delay, $f_{in}$ to MC (Figures 1 and 4)	3 5 9	110 60 35	120 70 40	ns
$t_{PHL}$	Maximum Propagation Delay, ENB to SW1, SW2 (Figures 1 and 5)	3 5 9	160 80 50	180 95 60	ns
$t_w$	Output Pulse Width, $\phi_R, \phi_V$ , and LD with $f_R$ in Phase with $f_V$ (Figures 2 and 4)	3 5 9	25 to 200 20 to 100 10 to 70	25 to 260 20 to 125 10 to 80	ns
$t_{TLH}$	Maximum Output Transition Time, MC (Figures 3 and 4)	3 5 9	115 60 40	115 75 60	ns
$t_{THL}$	Maximum Output Transition Time, MC (Figures 3 and 4)	3 5 9	60 34 30	70 45 38	ns
$t_{TLH}, t_{THL}$	Maximum Output Transition Time, LD (Figures 3 and 4)	3 5 9	180 90 70	200 120 90	ns
$t_{TLH}, t_{THL}$	Maximum Output Transition Time, Other Outputs (Figures 3 and 4)	3 5 9	160 80 60	175 100 65	ns

SWITCHING WAVEFORMS

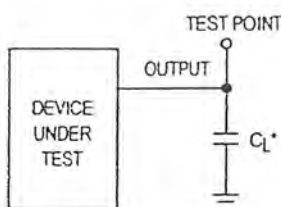


Figure 1.

Figure 2.

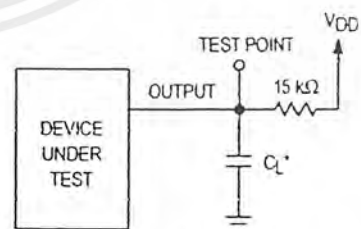


Figure 3.



\* Includes all probe and fixture capacitance.

Figure 4. Test Circuit



\* Includes all probe and fixture capacitance.

Figure 5. Test Circuit

TIMING REQUIREMENTS (Input  $t_r = t_f = 10$  ns unless otherwise indicated)

Symbol	Parameter	VDD V	Guaranteed Limit 25°C	Guaranteed Limit - 40 to 85°C	Unit
$f_{clk}$	Serial Data Clock Frequency, Assuming 25% Duty Cycle NOTE: Refer to CLK $t_{w(H)}$ below (Figure 6)	3 5 9	dc to 5.0 dc to 7.1 dc to 10	dc to 3.5 dc to 7.1 dc to 10	MHz
$t_{su}$	Minimum Setup Time, Data to CLK (Figure 7)	3 5 9	30 20 18	30 20 18	ns
$t_h$	Minimum Hold Time, CLK to Data (Figure 7)	3 5 9	40 20 15	40 20 15	ns
$t_{su}$	Minimum Setup Time, CLK to ENB (Figure 7)	3 5 9	70 32 25	70 32 25	ns
$t_{rec}$	Minimum Recovery Time, ENB to CLK (Figure 7)	3 5 9	5 10 20	5 10 20	ns
$t_{w(H)}$	Minimum Pulse Width, CLK and ENB (Figure 6)	3 5 9	50 35 25	70 35 25	ns
$t_r, t_f$	Maximum Input Rise and Fall Times — Any Input (Figure 8)	3 5 9	5 4 2	5 4 2	$\mu$ s

SWITCHING WAVEFORMS

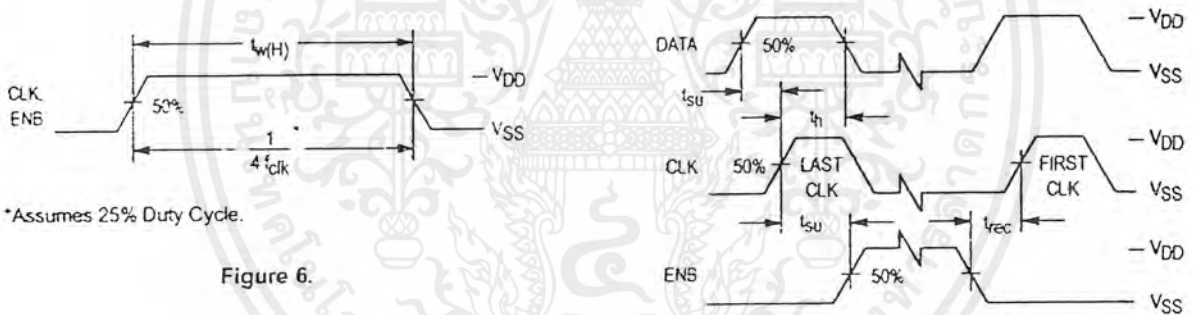


Figure 6.

Figure 7.

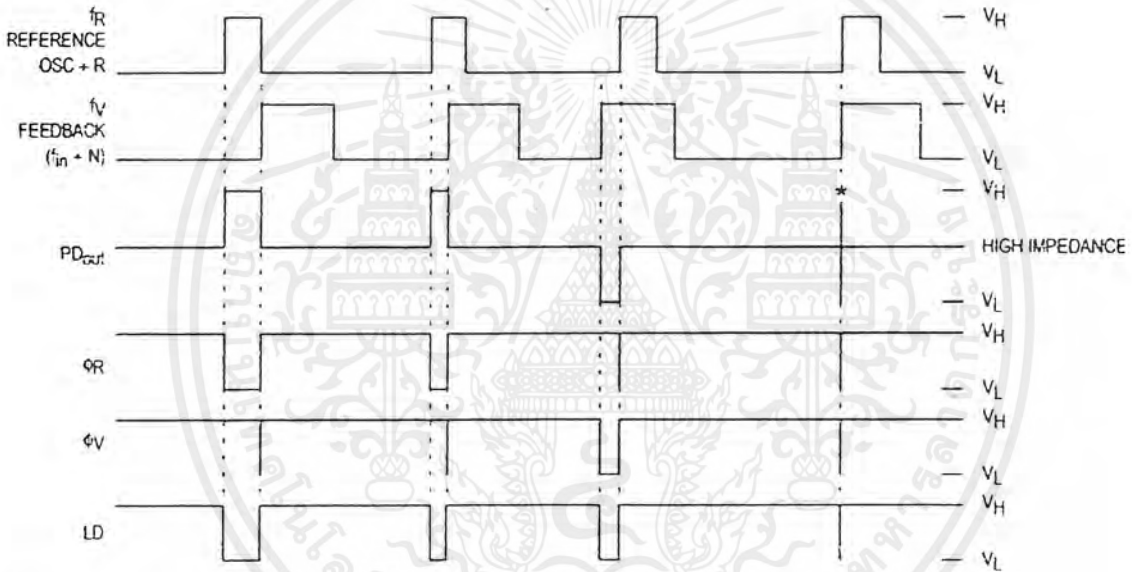


Figure 8.

FREQUENCY CHARACTERISTICS (Voltages References to  $V_{SS}$ ,  $C_L = 50$  pF, Input  $t_r = t_f = 10$  ns unless otherwise indicated)

Symbol	Parameter	Test Condition	$V_{DD}$ V	-40°C		25°C		85°C		Unit
				Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$f_i$	Input Frequency ( $f_{in}$ , OSC <sub>in</sub> )	$R \geq 8, A \geq 0, N \geq 8$ $V_{in} = 500$ mV p-p ac coupled sine wave	3	—	6	—	6	—	6	MHz
			5	—	15	—	15	—	15	
			9	—	15	—	15	—	15	
		$R \geq 8, A \geq 0, N \geq 8$ $V_{in} = 1$ V p-p ac coupled sine wave	3	—	12	—	12	—	7	MHz
			5	—	22	—	20	—	20	
			9	—	25	—	22	—	22	
		$R \geq 8, A \geq 0, N \geq 8$ $V_{in} = V_{DD}$ to $V_{SS}$ dc coupled square wave	3	—	13	—	12	—	8	MHz
			5	—	25	—	22	—	22	
			9	—	25	—	25	—	25	

NOTE: Usually, the PLL's propagation delay from  $f_{in}$  to MC plus the setup time of the prescaler determines the upper frequency limit of the system. The upper frequency limit is found with the following formula:  $f = P / (t_p + t_{set})$  where  $f$  is the upper frequency in Hz,  $P$  is the lower of the dual modulus prescaler ratios,  $t_p$  is the  $f_{in}$  to MC propagation delay in seconds, and  $t_{set}$  is the prescaler setup time in seconds. For example, with a 5 V supply, the  $f_{in}$  to MC delay is 70 ns. If the MC12028A prescaler is used, the setup time is 16 ns. Thus, if the 64/65 ratio is utilized, the upper frequency limit is  $f = P / (t_p + t_{set}) = 64 / (70 + 16) = 744$  MHz.



$V_H$  = High Voltage Level.  
 $V_L$  = Low Voltage Level.

\* At this point, when both  $f_R$  and  $f_V$  are in phase, the output is forced to near mid-supply.

NOTE: The  $PD_{out}$  generates error pulses during out-of-lock conditions. When locked in phase and frequency the output is high and the voltage at this pin is determined by the low-pass filter capacitor.

Figure 9. Phase Detector/Lock Detector Output Waveforms



# 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 NiCad 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



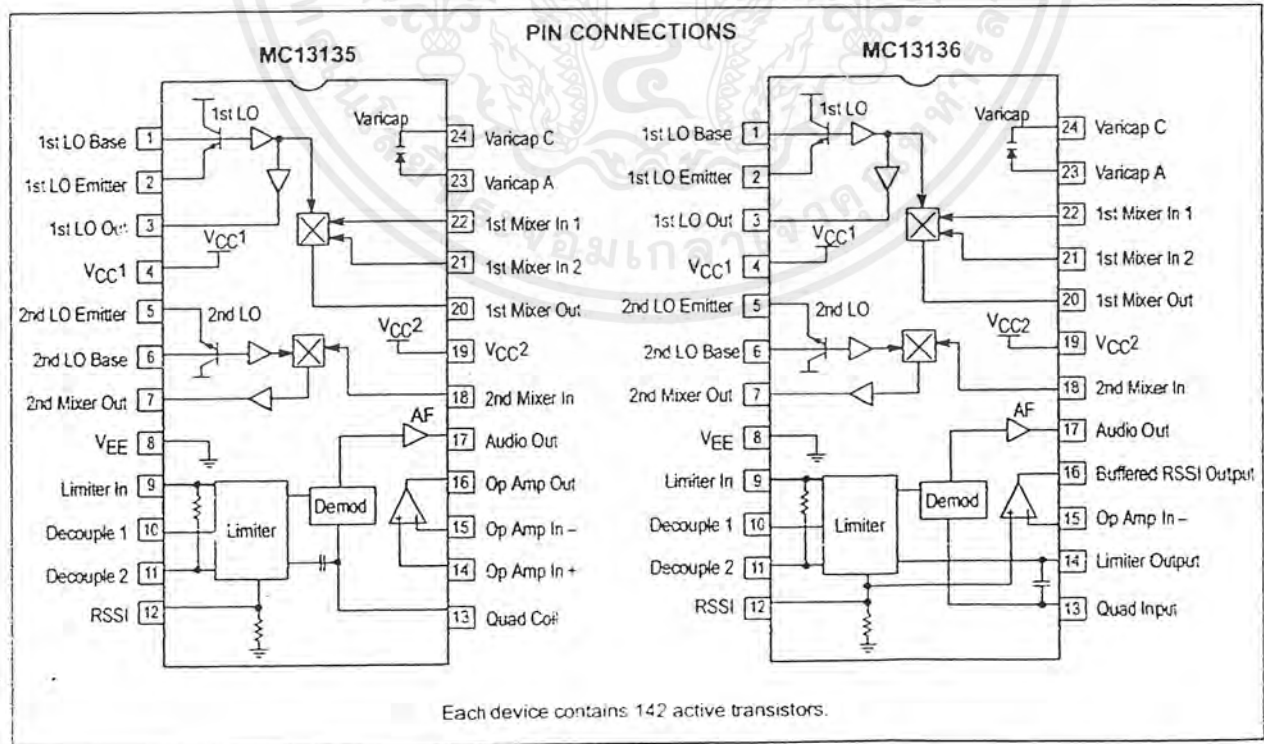
P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 724



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
MC13136DW		SO-24L



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MC13135 MC13136

### 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>, f<sub>c</sub>=49.7MHz, f<sub>MOD</sub>=1.0kHz, Deviation=±3.0kHz, f<sub>1stLO</sub>=3.2MHz, 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 MC13135 MC13136	V <sub>RF</sub> = 1.0 μV	A <sub>FO</sub>	170 215	220 265	300 365	mV <sub>rms</sub>
Limiter Output Level (Pin 14, MC13136)	–	V <sub>LIM</sub>	–	130	–	mV <sub>rms</sub>
1st Mixer Conversion Gain	V <sub>RF</sub> = – 40 dBm	MX <sub>gain1</sub>	–	12	–	dB
2nd Mixer Conversion Gain	V <sub>RF</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>RF</sub> = – 30 dBm	THD	–	1.2	3.0	%
Demodulator Bandwidth	–	BW	–	50	–	kHz
RSSI Dynamic Range	–	RSSI	–	70	–	dB
First Mixer 3rd Order Intercept (Input)	Matched Unmatched	TO <sub>Mix1</sub>	– –	–17 –11	– –	dBm
Second Mixer 3rd Order Intercept (RF Input)	Matched Input	TO <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>	–	4.0	–	kΩ
Second Mixer Output Impedance	–	Z <sub>O</sub>	–	1.8	–	kΩ
Detector Output Impedance	–	Z <sub>O</sub>	–	25	–	Ω

## MC13135 MC13136 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 Ω 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

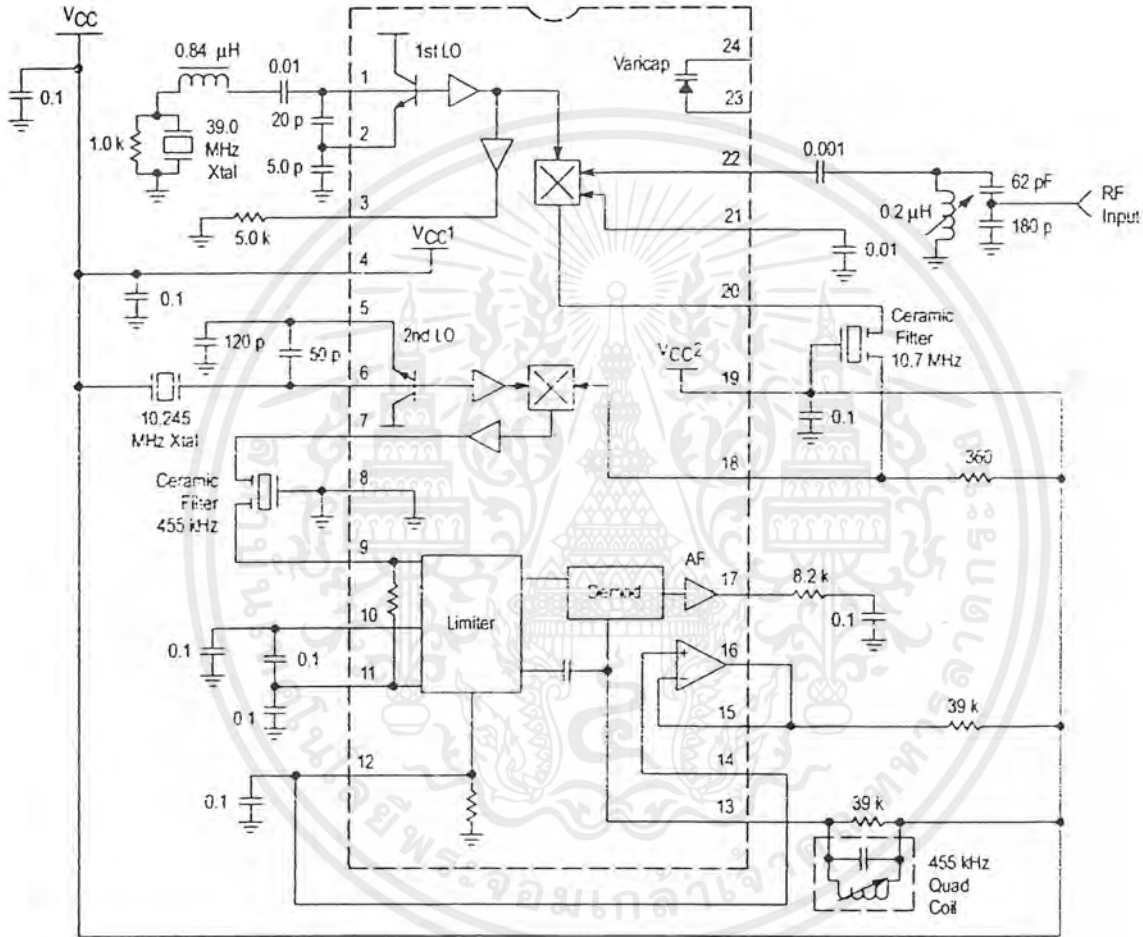


Figure 1b. MC13136 Quad Detector Test Circuit

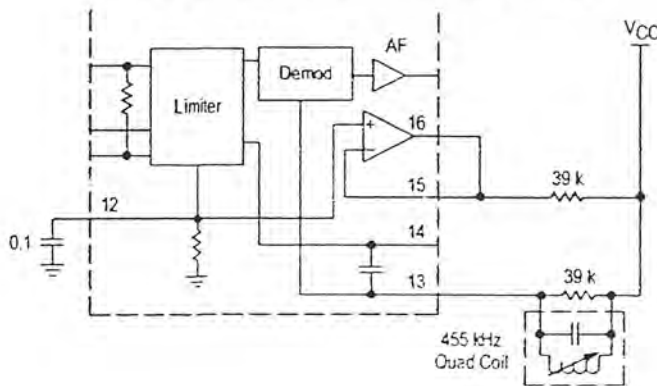


Figure 2. Supply Current versus Supply Voltage

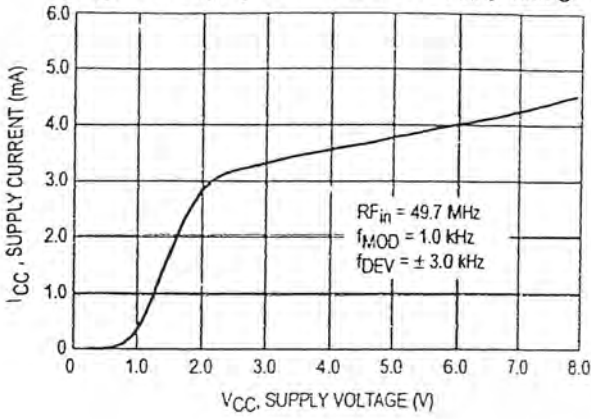


Figure 3. RSSI Output versus RF Input

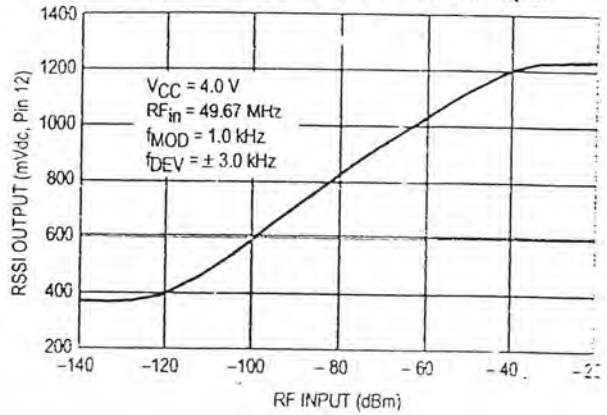


Figure 4. Varactor Capacitance, Resistance versus Bias Voltage

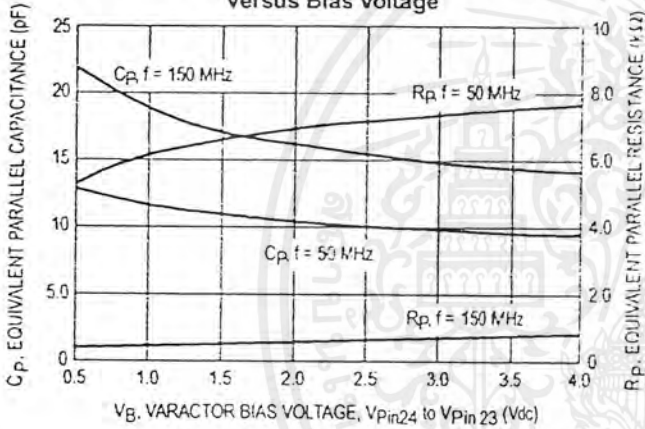


Figure 5. Oscillator Frequency versus Varactor Bias

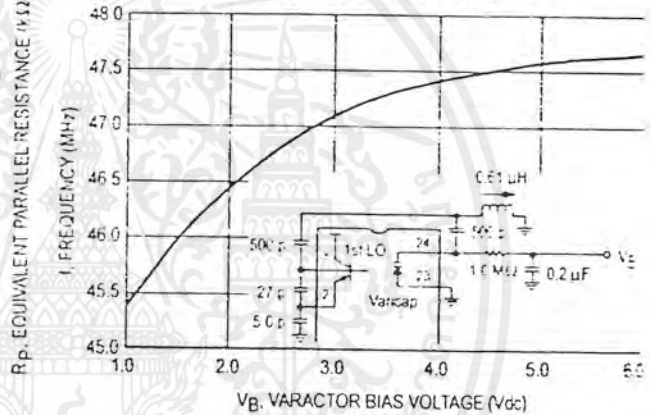


Figure 6. Signal Levels versus RF Input

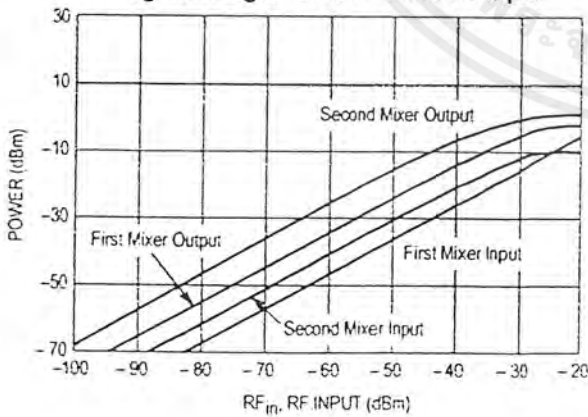
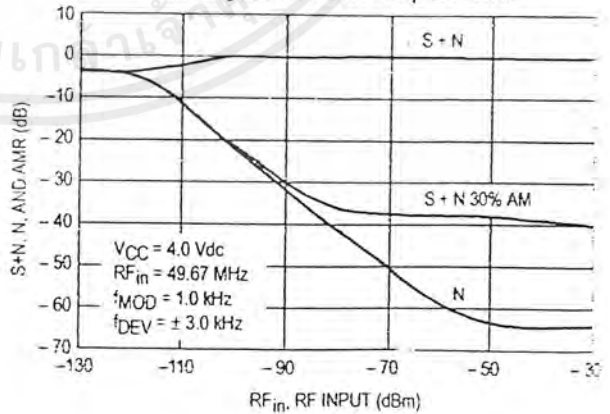


Figure 7. Signal + Noise, Noise, and AM Rejection versus Input Power



# MC13135 MC13136

Figure 8. Op Amp Gain and Phase versus Frequency

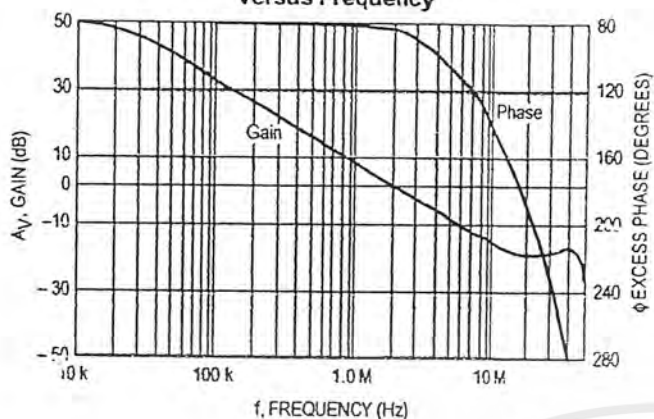


Figure 9. First Mixer Third Order Intermodulation (Unmatched Input)

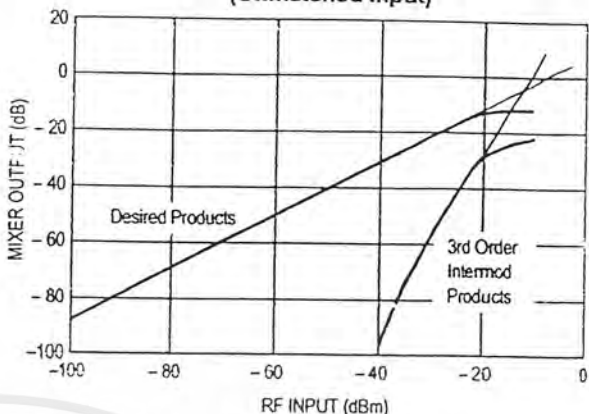


Figure 10. Recovered Audio versus Deviation for MC13135

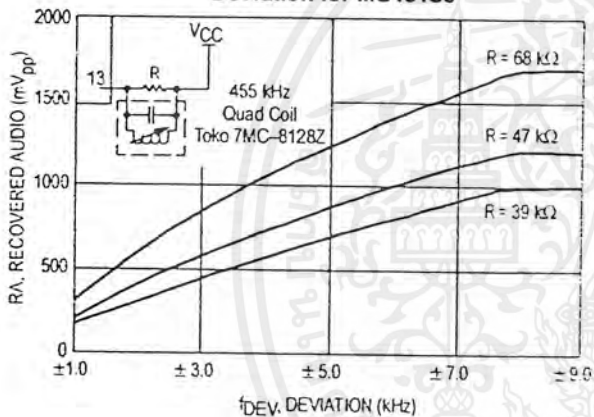


Figure 11. Distortion versus Deviation for MC13135

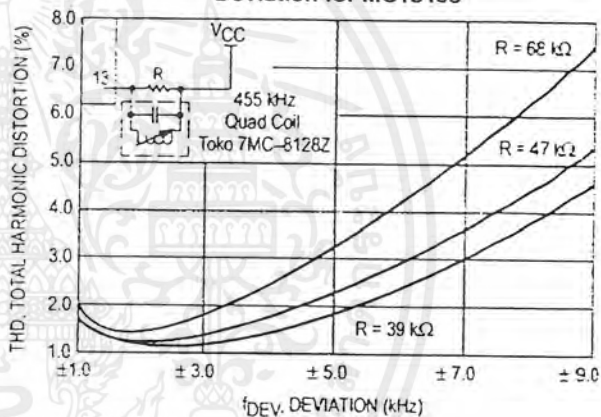


Figure 12. Recovered Audio versus Deviation for MC13136

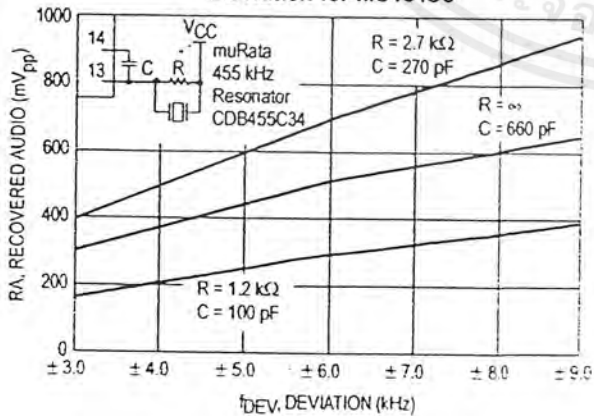
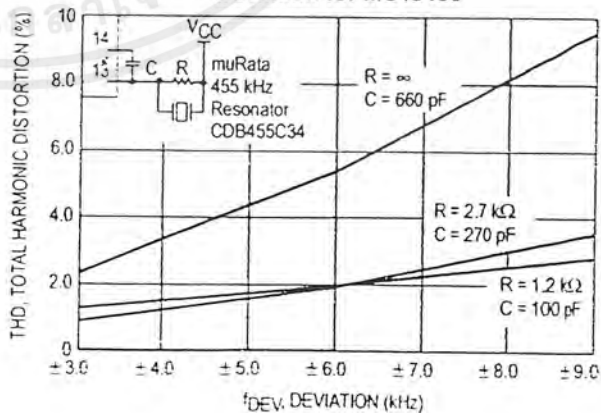


Figure 13. Distortion versus Deviation for MC13136



## MC13135 MC13136

### 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.

#### $V_{CC}$

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.

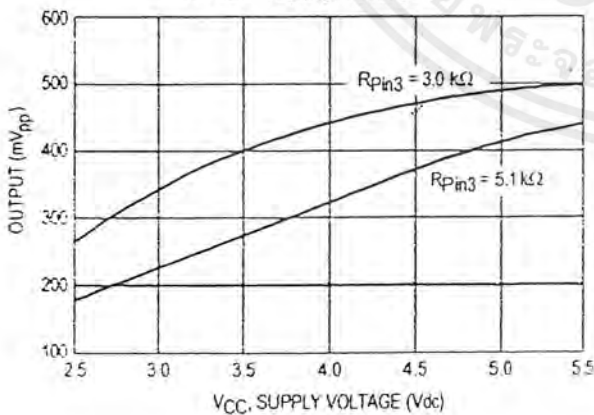
#### Local Oscillators

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 6.0 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 Ω. 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 kΩ. The second mixer input impedance is approximately 4.0 kΩ; it requires an external 360 Ω 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).

# MC13135 MC13136

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

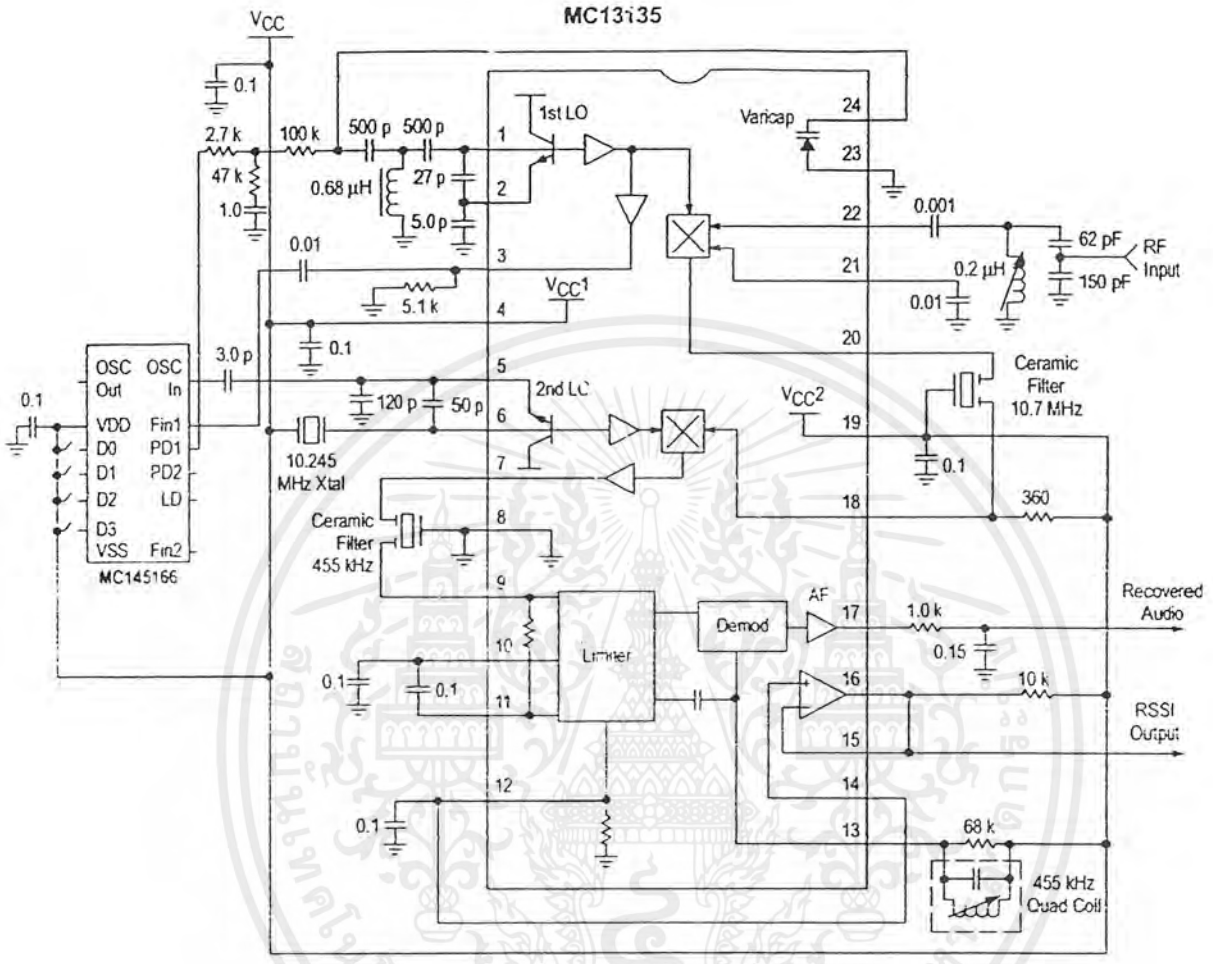
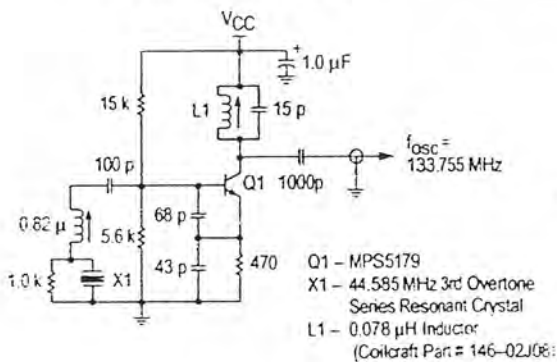
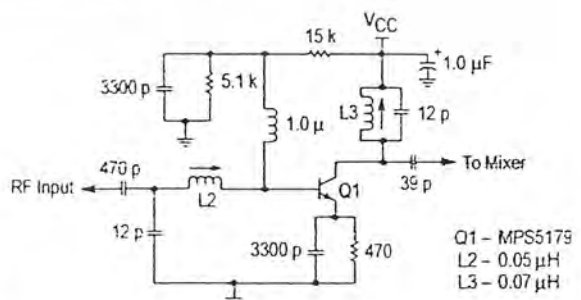


Figure 16. 144 MHz Single Channel Application Circuit

1st LO External Oscillator Circuit



Preamp for MC13135 at 144.455 MHz





# MC13135 MC13136

Figure 18. PC Board Solder Side View

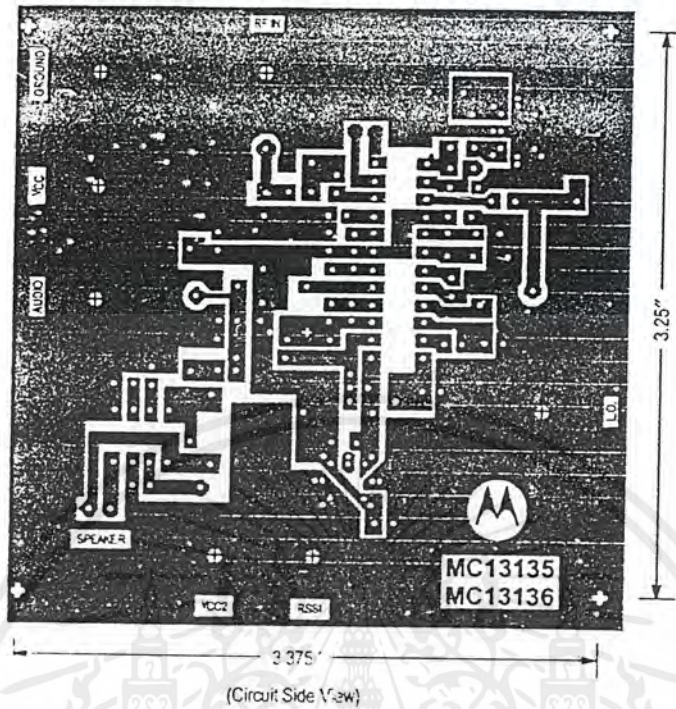
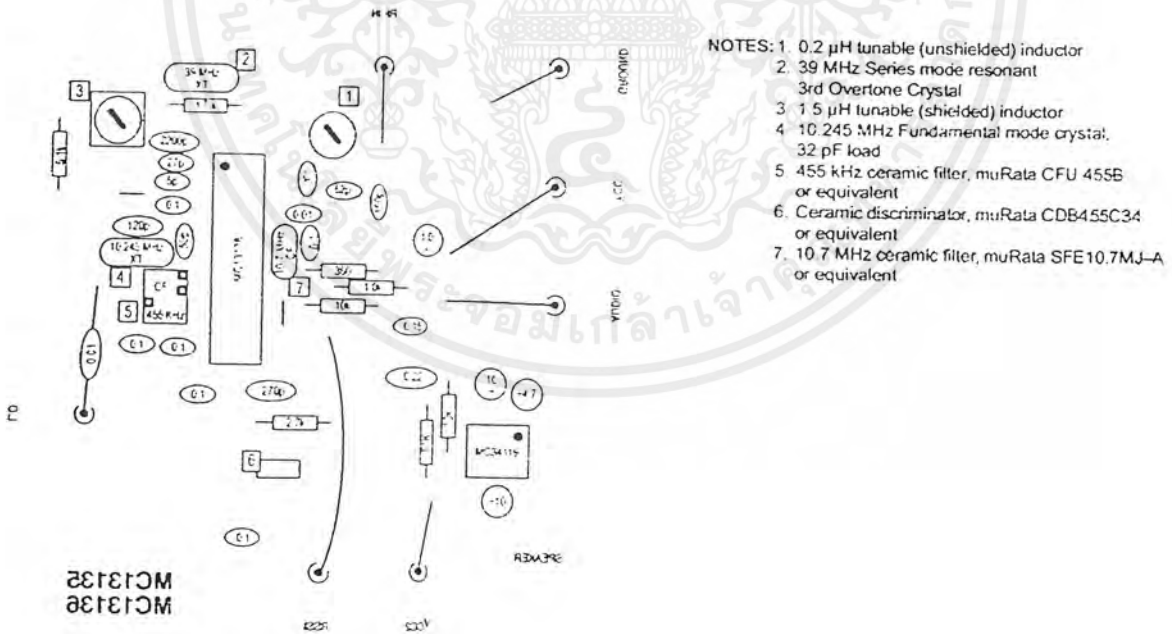


Figure 19. PC Board Component View



# MC13135 MC13136

Figure 20a. Single Channel Narrowband FM Receiver at 49.7 MHz

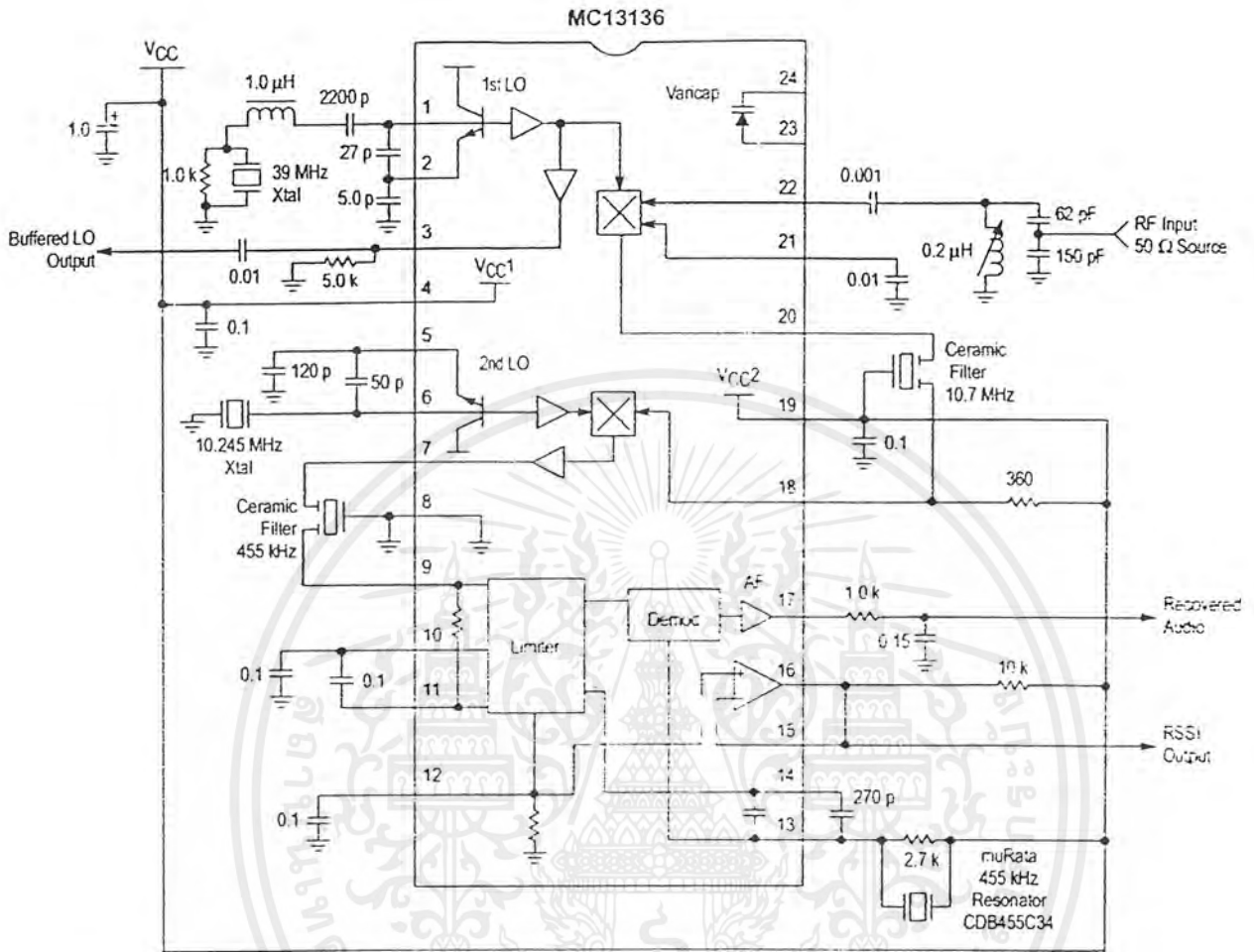
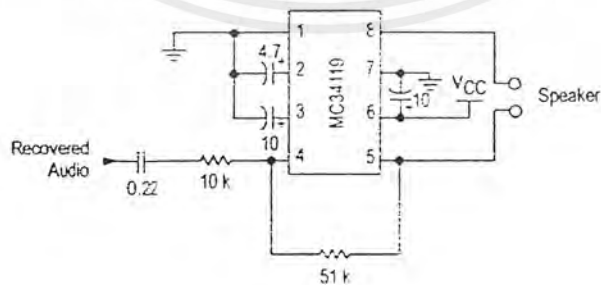


Figure 20b. Optional Audio Amplifier Circuit



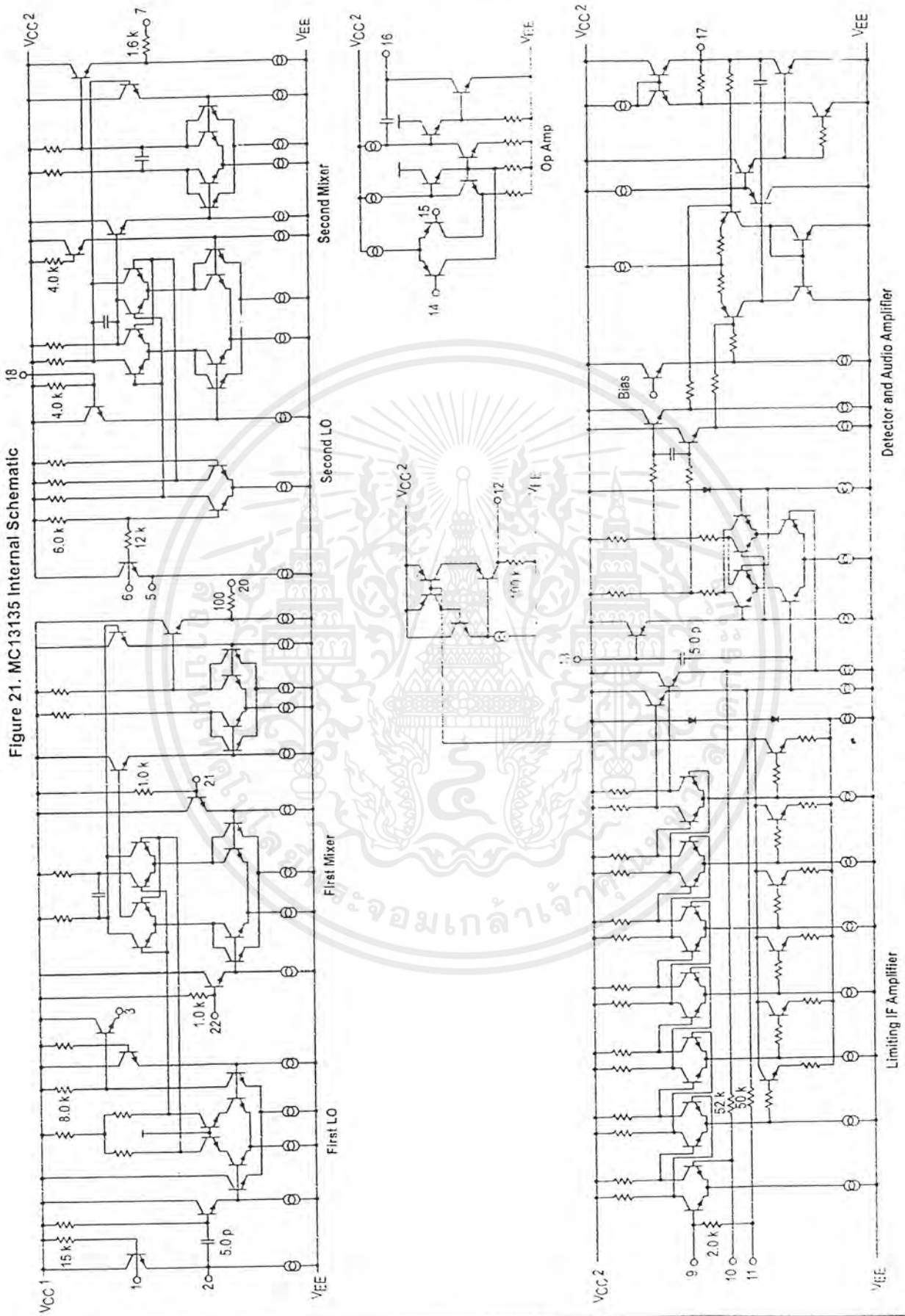
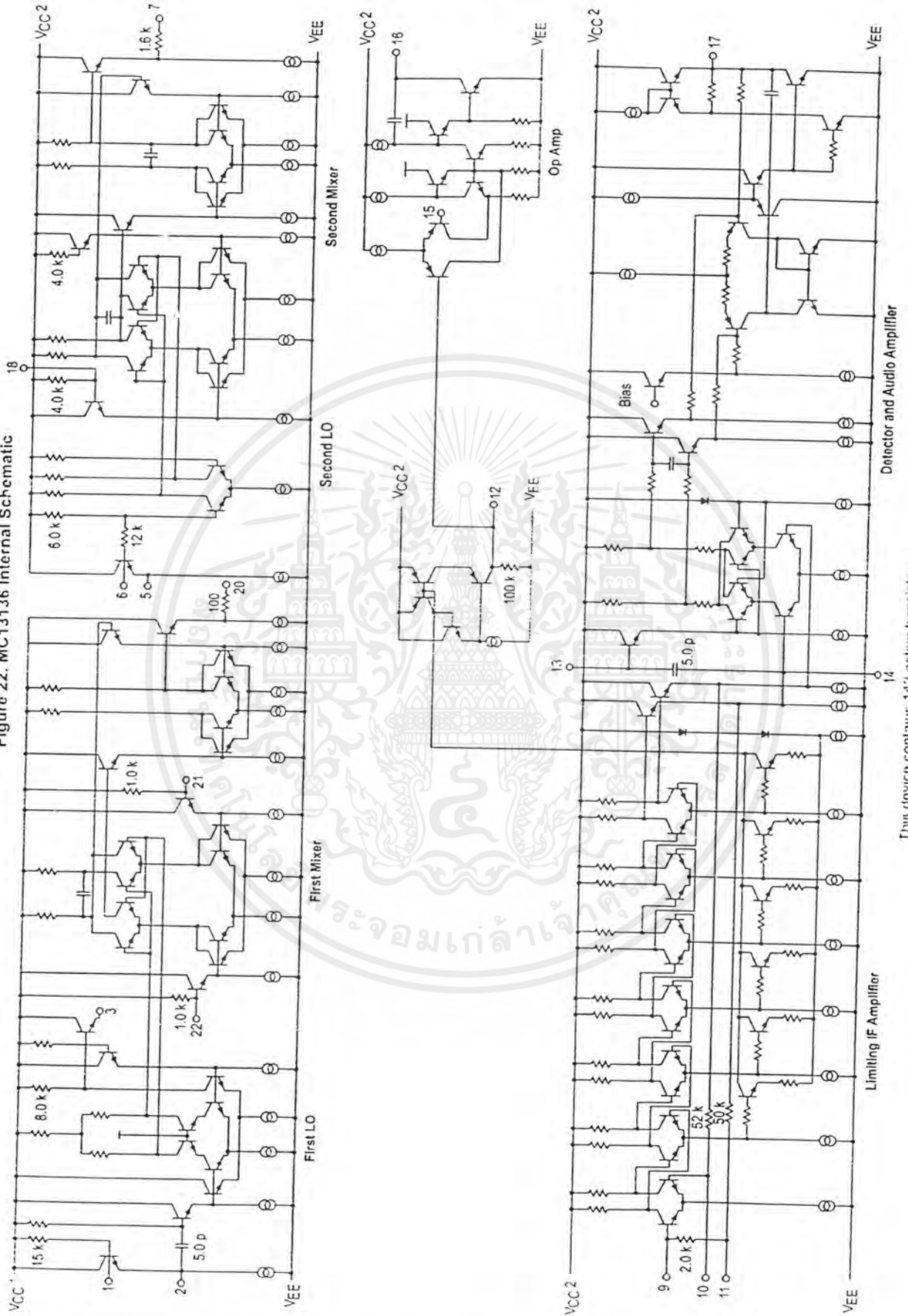


Figure 21. MC13135 Internal Schematic

This device contains 137 active transistors.

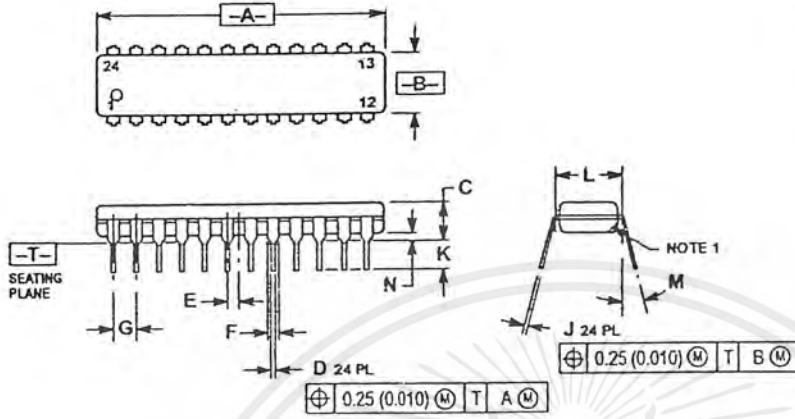
Figure 22. MC13136 Internal Schematic



This device contains 142 active transistors.

# MC13135 MC13136 OUTLINE DIMENSIONS

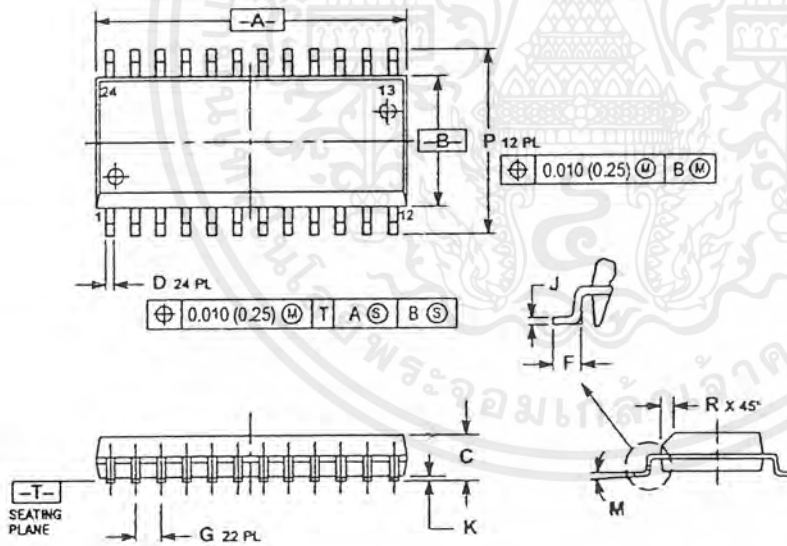
P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 724-03  
ISSUE D



- NOTES:
1. CHAMFERED CONTOUR OPTIONAL.
  2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
  3. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  4. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.230	1.265	31.25	32.13
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.020	0.38	0.51
E	0.050 BSC		1.27 BSC	
F	0.040	0.060	1.02	1.52
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.007	0.012	0.18	0.30
K	0.110	0.140	2.80	3.55
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.020	0.040	0.51	1.01

DW SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751E-04  
(SO-24L)  
ISSUE E




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

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	15.25	15.54	0.601	0.612
B	7.40	7.60	0.292	0.299
C	2.35	2.65	0.093	0.104
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.41	0.90	0.016	0.035
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.23	0.32	0.009	0.013
K	0.13	0.29	0.005	0.011
M	0°	8°	0°	8°
P	10.05	10.55	0.395	0.415
R	0.25	0.75	0.010	0.029

# MC13135 MC13136



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

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

#### How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;  
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Motorola Japan Ltd., SPD, Strategic Planning Office, 141,  
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan. 81-3-5487-8488

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFA00@email.sps.mot.com – TOUCHSTONE 1-602-244-6609  
Motorola Fax Back System – US & Canada ONLY 1-800-774-1848  
– <http://sps.motorola.com/mfax/>

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 88 Tai Ping Industrial Park,  
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ MC13135/D

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC33110

## Low Voltage Compaander

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 7.0 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.

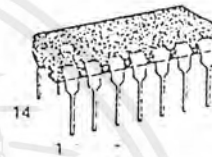
Applications include cordless telephone, CB, walkie-talkie, most voice RF links, and any application where the signal-to-noise ratio can be improved by reducing the transmitted dynamic range. Other applications include speakerphone and voice activated intercom, dictating machine, standard telephone, 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 7.0 V
- No Precision External Components Required
- 80 dB Dynamic Range Compressed to 40 dB, Re-expandable 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

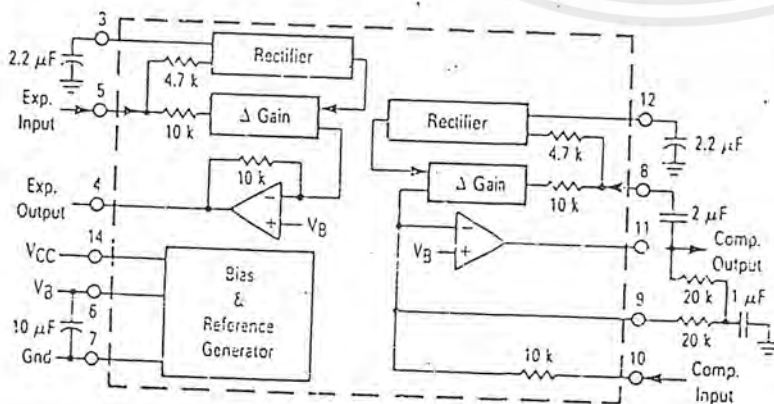


P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 646

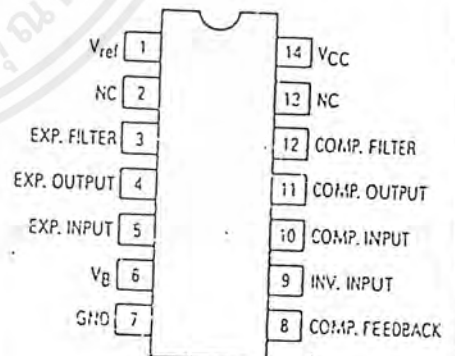


D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751A  
(SO-14)

SIMPLIFIED BLOCK DIAGRAM



PIN CONNECTIONS  
(TOP VIEW)



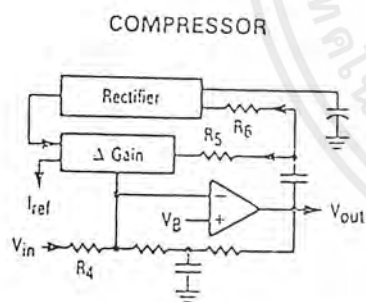
ORDERING INFORMATION

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

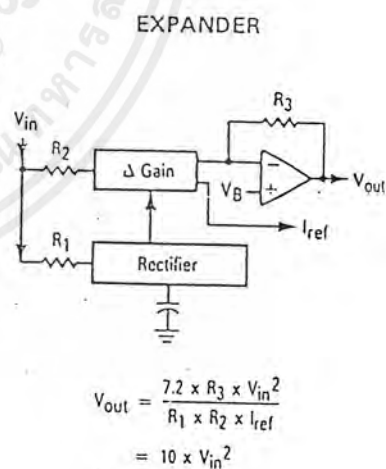
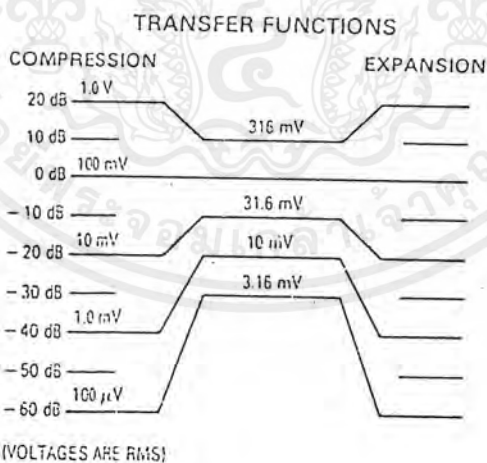
PIN DESCRIPTION

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>B</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 3.5 mA.



$$V_{out} = \sqrt{\frac{R_5 \times R_6 \times I_{ref} \times V_{in}}{7.2 \times R_4}}$$

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



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

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

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 Compressor, 2.1 V < V <sub>CC</sub> < 7.0 V Expander, V <sub>CC</sub> = 2.1 V Expander, 3.0 V < V <sub>CC</sub> < 7.0 V	V <sub>IR</sub>	0 0 0	— — —	1.0 0.25 0.316	Vrms
Input Frequency	F <sub>in</sub>	100	—	20 k	Hz
Output Load Compressor (Pin 11, V <sub>O</sub> = 100 mV) Expander (Pin 4, V <sub>O</sub> = 100 mV)	R <sub>L</sub>	300 150	— —	∞ ∞	Ω
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 V <sub>CC</sub> = +5.0 V V <sub>CC</sub> = +2.1 V	I <sub>CC</sub>	— —	3.5 3.3	5.5 —	mA	
V <sub>B</sub> Voltage V <sub>CC</sub> = +5.0 V 2.1 V < V <sub>CC</sub> < 7.0 V	V <sub>B</sub>	2.4 —	2.5 V <sub>CC</sub> /2	2.6 —	Vdc	
<b>COMPRESSOR</b>						
0 dB Gain V <sub>in</sub> = 100 mVrms, Pin 1 = Open	G <sub>(CO)</sub>	-1.5	0	1.5	dB	
Gain Tracking (V <sub>in</sub> = 1.0 Vrms, output relative to G <sub>(CO)</sub> ) (V <sub>in</sub> = 10 mVrms, output relative to G <sub>(CO)</sub> ) (V <sub>in</sub> = 1.0 mVrms, output relative to G <sub>(CO)</sub> ) (V <sub>in</sub> = 100 μVrms, output relative to G <sub>(CO)</sub> )	G <sub>t</sub>	+9.0 — — -31	+10 -10 -20 -30	+11 — — -29	dB	
Total Harmonic Distortion V <sub>in</sub> = 100 mVrms, f = 1.0 kHz	THD	0	0.1	1.5	%	
Power Supply Rejection f = 1.0 kHz, C <sub>V<sub>B</sub></sub> = 10 μF, V <sub>in</sub> = -20 dB	PSRR	—	22	—	dB	
Attack Time (Capacitor (C Pin 12 = 2.2 μF)	t <sub>a</sub> (C)	—	6.0	—	ms	
Decay Time (Capacitor (C Pin 12 = 2.2 μF)	t <sub>d</sub> (C)	—	20	—	ms	
Input Impedance	R <sub>in</sub>	Pin 10 Pin 8	— —	10 3.2	— —	kΩ
Peak Output Current	I <sub>pk</sub>	Pin 11	—	0.3	—	mA
Output Offset Pin 11, with respect to Pin 6, NO SIGNAL Change from NO SIGNAL to 1.0 Vrms at Input	V <sub>OO</sub>	-150 —	0 50	+150 —	mVdc	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## COMPRESSOR

FIGURE 2 — COMPRESSOR TRANSFER CHARACTERISTICS

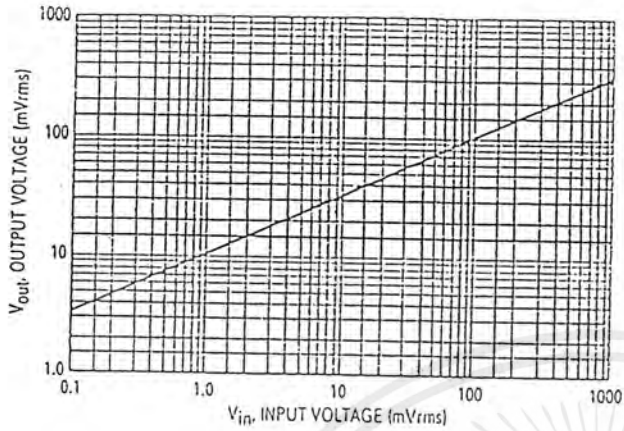


FIGURE 4 — COMPRESSOR TRANSFER CHARACTERISTICS

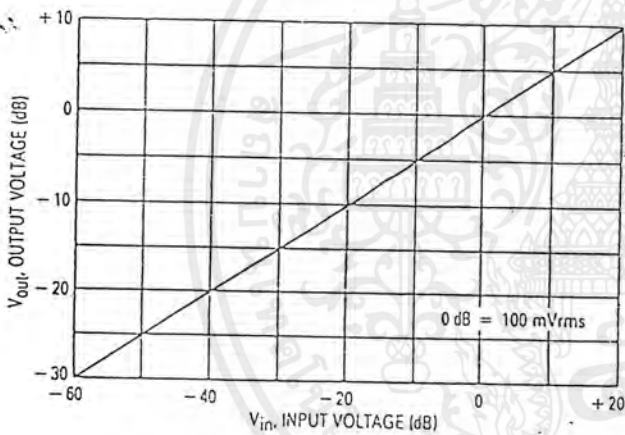
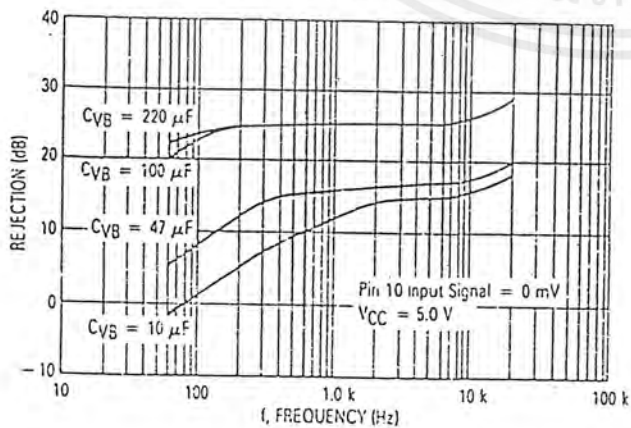


FIGURE 6 — POWER SUPPLY REJECTION (COMPRESSOR)



## EXPANDER

FIGURE 3 — EXPANDER TRANSFER CHARACTERISTICS

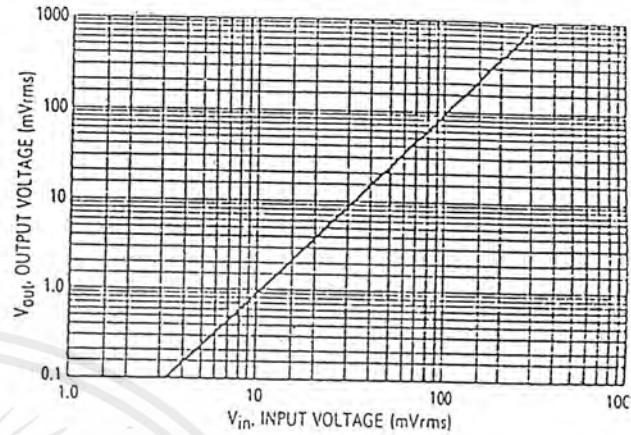


FIGURE 5 — EXPANDER TRANSFER CHARACTERISTICS

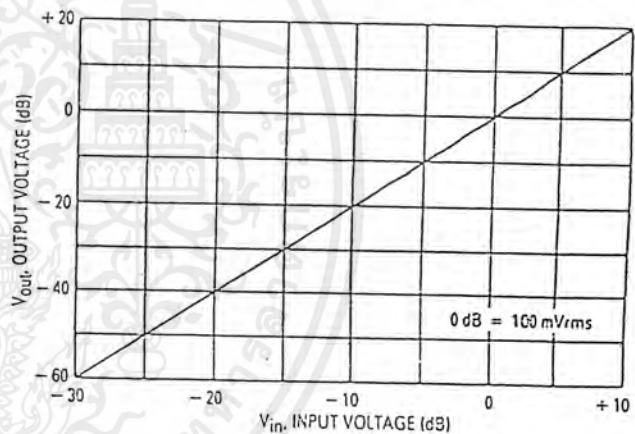
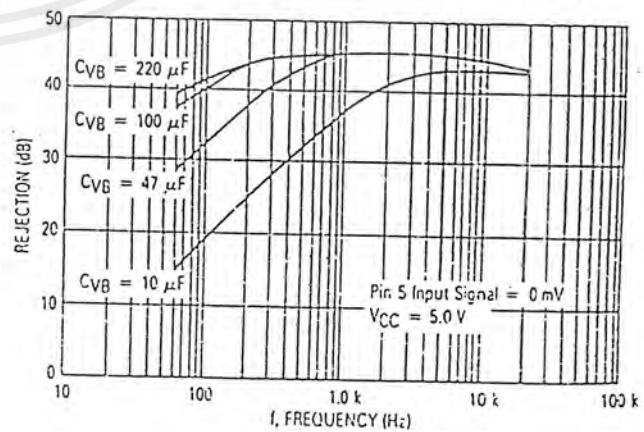


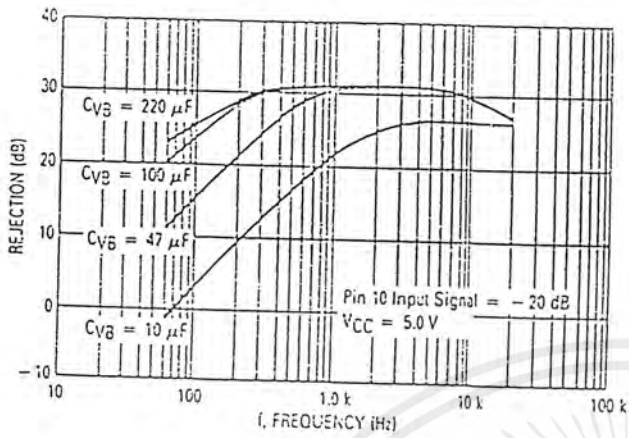
FIGURE 7 — POWER SUPPLY REJECTION (EXPANDER)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## COMPRESSOR

FIGURE 8 — POWER SUPPLY REJECTION (COMPRESSOR)



## EXPANDER

FIGURE 9 — POWER SUPPLY REJECTION (EXPANDER)

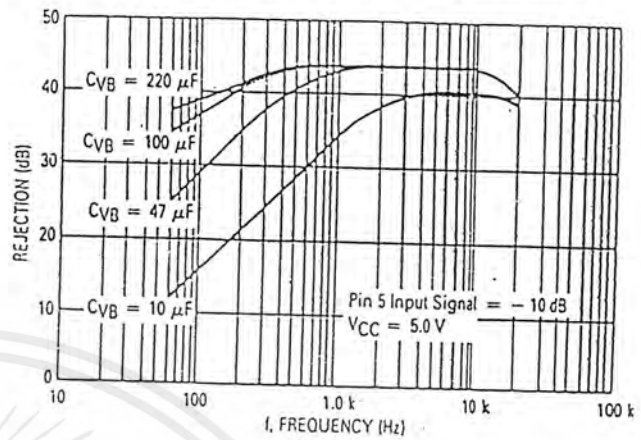


FIGURE 10 — FREQUENCY RESPONSE (COMPRESSOR)

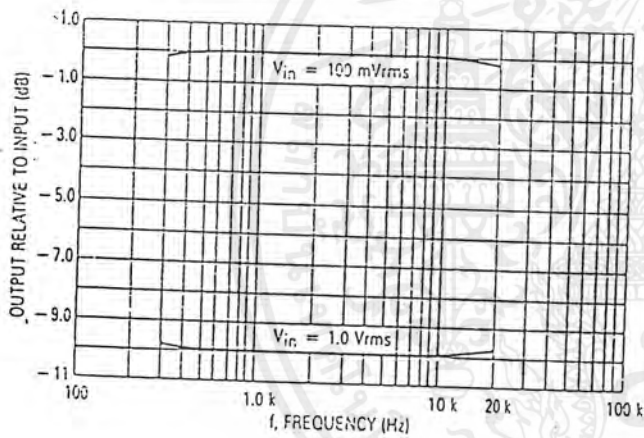


FIGURE 11 — FREQUENCY RESPONSE (EXPANDER)

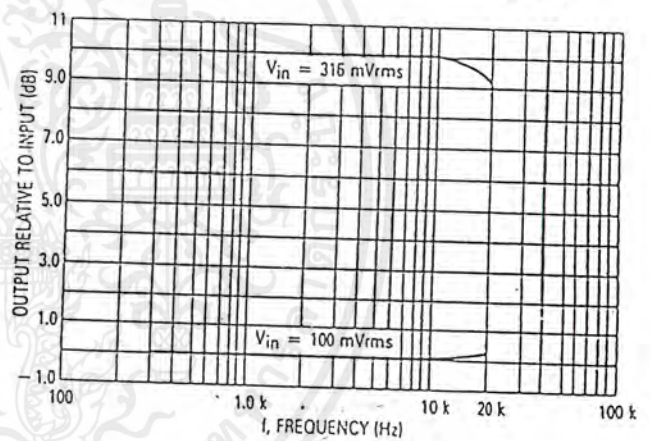


FIGURE 12 — FREQUENCY RESPONSE (COMPRESSOR)

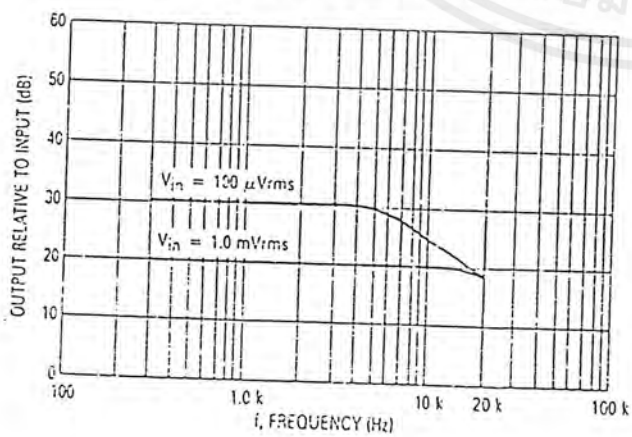
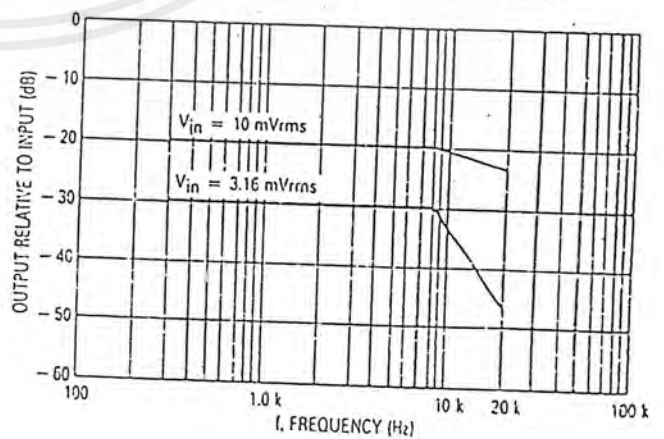


FIGURE 13 — FREQUENCY RESPONSE (EXPANDER)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 14 — ATTACK AND DECAY TIMES (COMPRESSOR)

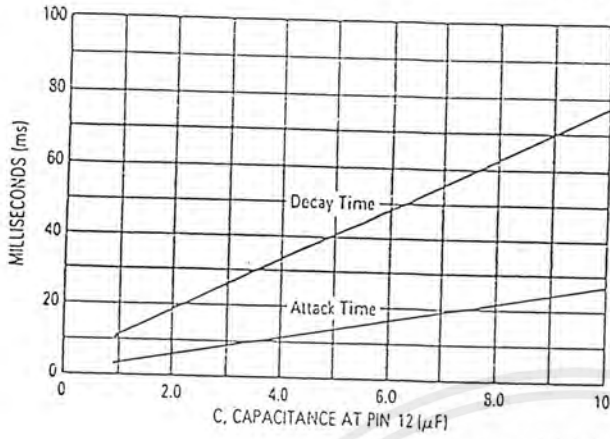


FIGURE 15 — ATTACK AND DECAY TIMES (EXPANDER)

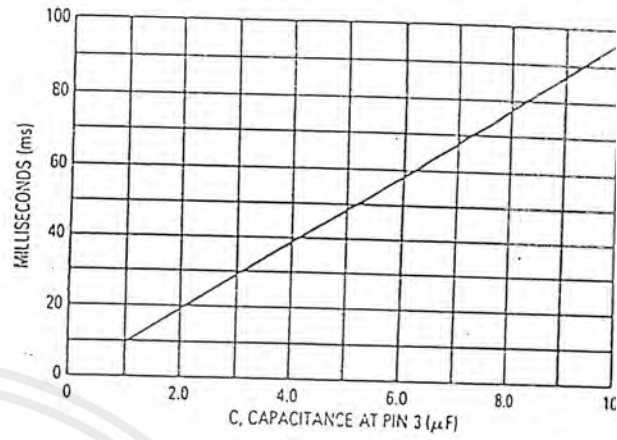


FIGURE 16 — ATTACK AND DECAY TIMES (COMPRESSOR)

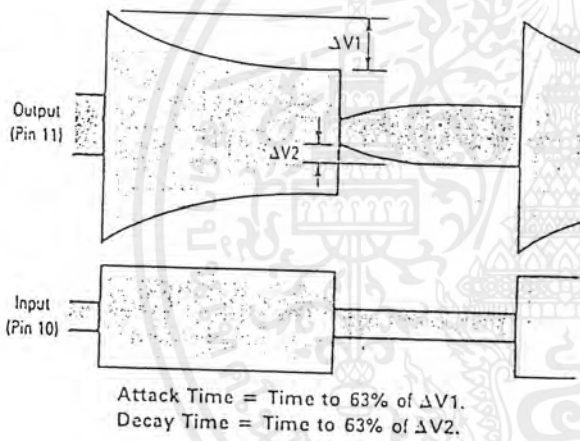


FIGURE 17 — ATTACK AND DECAY TIMES (EXPANDER)

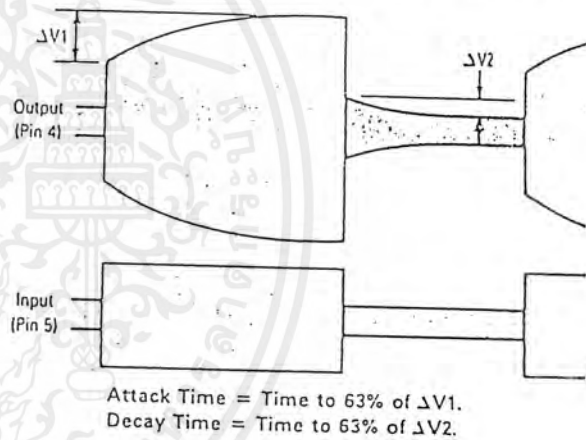


FIGURE 18 — MAXIMUM INPUT SIGNAL

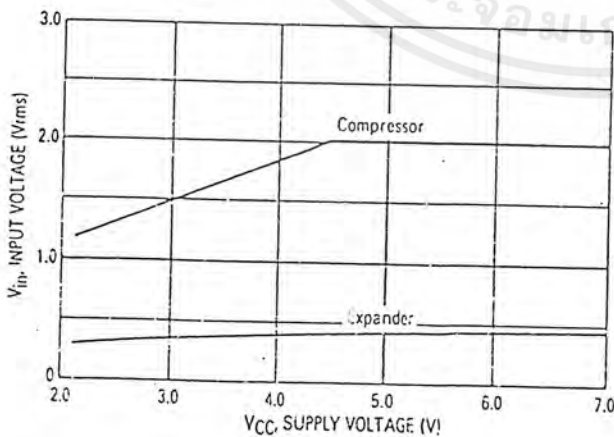
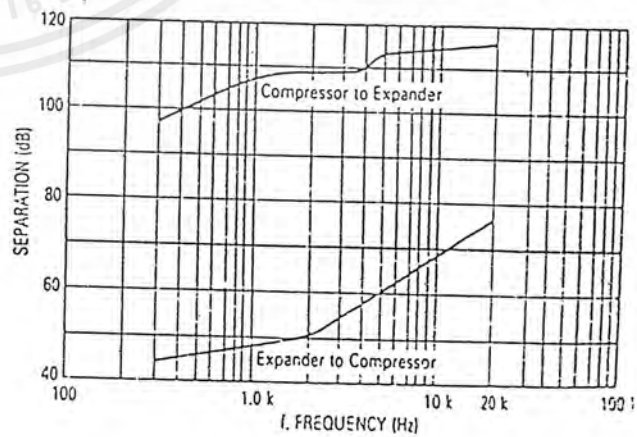


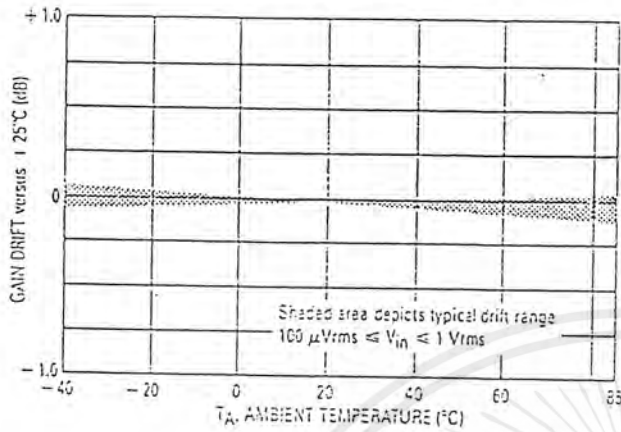
FIGURE 19 — CHANNEL SEPARATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## COMPRESSOR

FIGURE 20 — COMPRESSOR GAIN TRACKING versus TEMPERATURE



## EXPANDER

FIGURE 21 — EXPANDER GAIN TRACKING versus TEMPERATURE

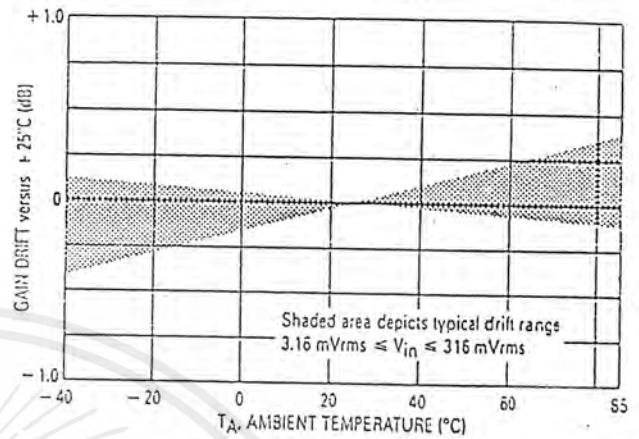


FIGURE 22 — COMPRESSOR THD versus TEMPERATURE

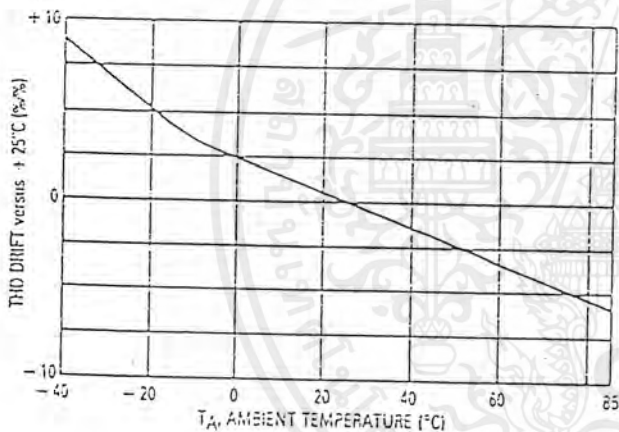
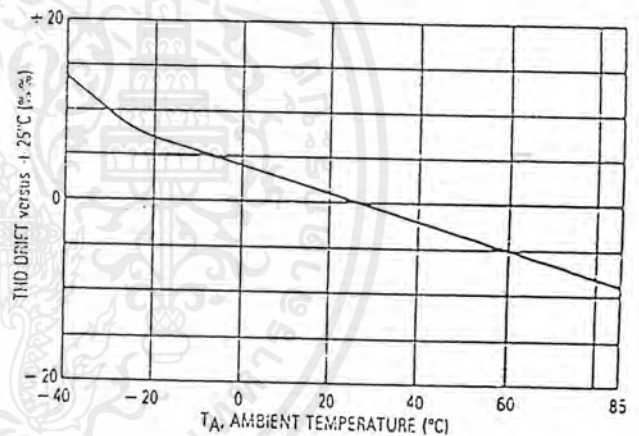


FIGURE 23 — EXPANDER THD versus TEMPERATURE



## 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 μV 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.

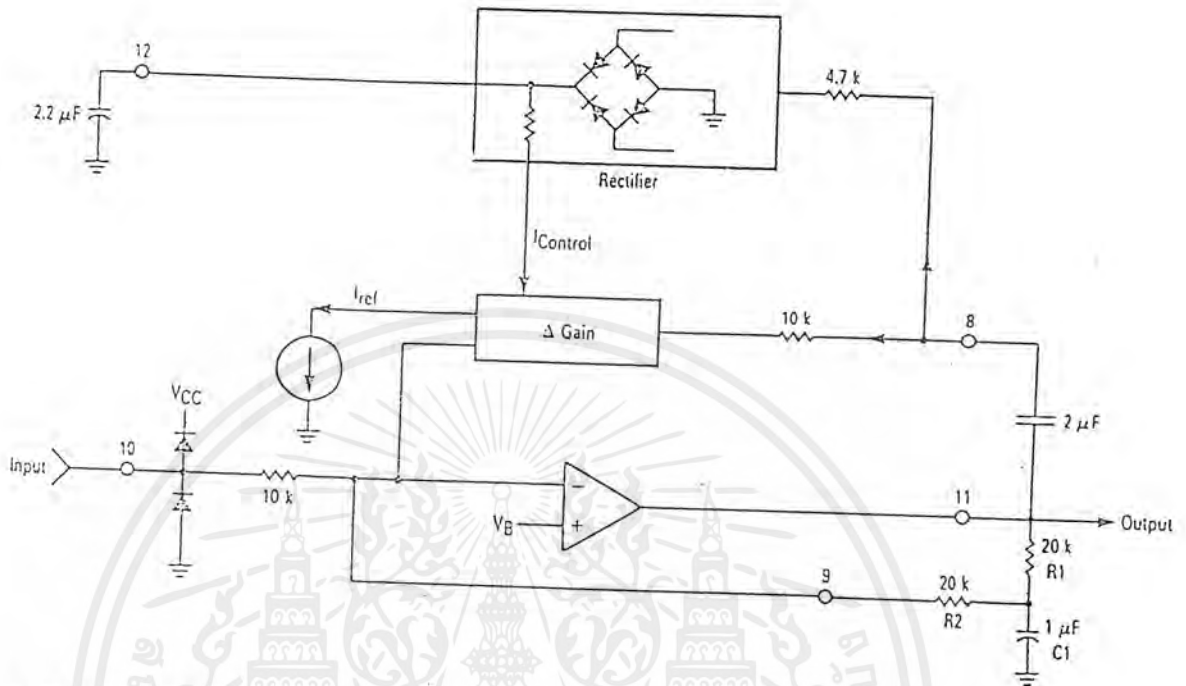
Note: All dB values mentioned in this data sheet, unless otherwise noted, are referred to 100 mVrms.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 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:

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

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

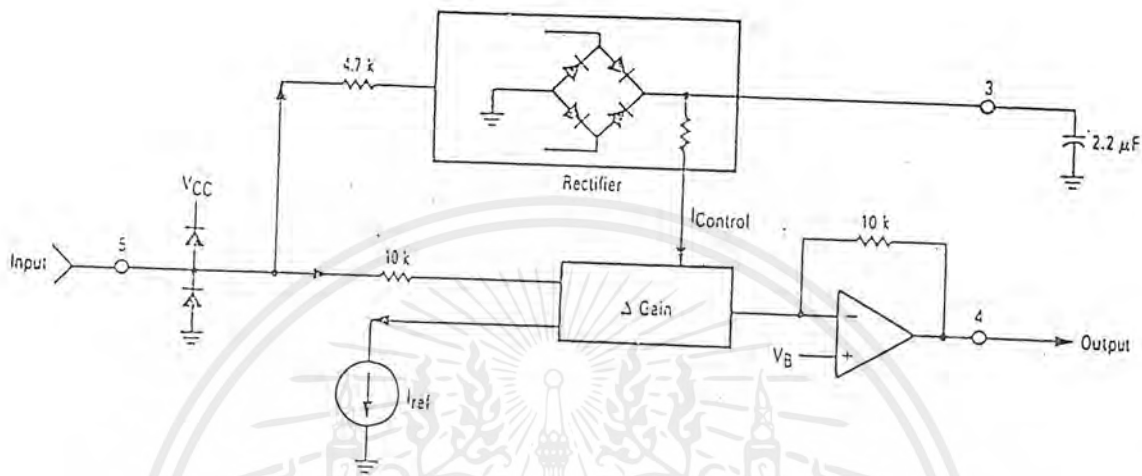
$$f = \frac{1}{2\pi \times 3.2 \text{ k} \times C} \quad (\text{Equation 4})$$

The output of the rectifier is filtered by the capacitor at Pin 12, which, in conjunction with an internal 10 k 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 kΩ ( $\pm 20\%$ ), 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 VCC and ground), the input signal must be maintained between the supply rails. If the input signal goes more than 0.5 V

above VCC 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 μF in parallel with a 0.01 μF 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 μA.

## APPLICATIONS INFORMATION

### Signal-to-Noise Improvement

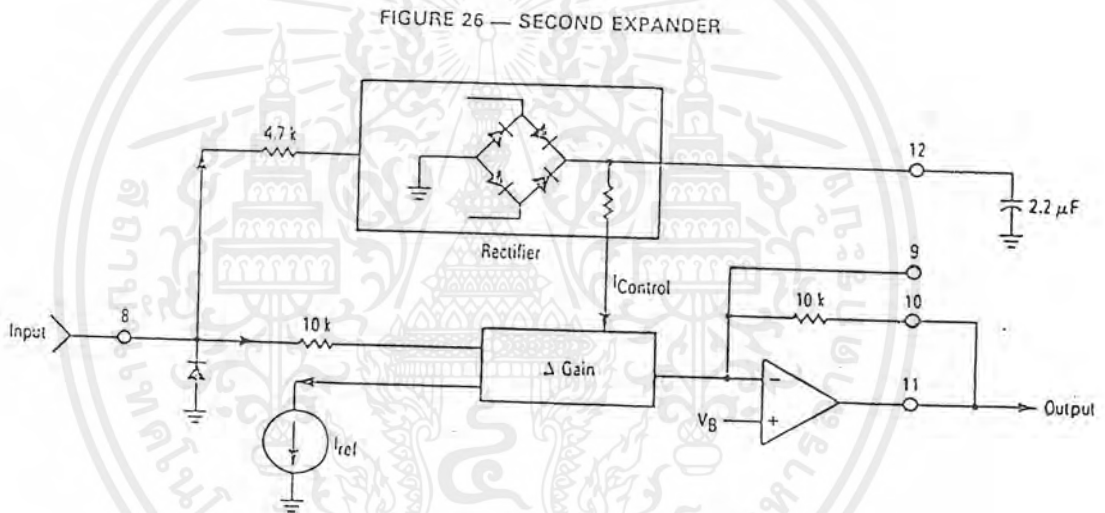
Among the basic reasons for the original development of compander type circuits was to improve the signal-to-noise ratio of long distance telecom circuits, and of voice circuits which are transmitted over RF links (CBs, walkie-talkies, cordless phones, etc.). Since much of the noise heard at the receiving 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  $V_{CC}$  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  $V_{CC}$  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

$\approx 300$  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:

$$10 \times \log (P_1/P_2) \text{ for power measurements, and} \\ 20 \times \log (V_1/V_2) \text{ for voltage measurements.}$$

**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 pW 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.