

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

โมเด็มไร้สาย

WIRELESS MODEM



โดย  
นางสาวกอบกาญจน์ วิจิตรโชติ  
นายรัชวัฒน์ กระโจนทอง  
นายเอกพจน์ คงสวัสดิ์

ปฏิญานិพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า  
เลขที่ 55489  
เลขทะเบียน  
วัน,เดือน,ปี: 10 พ.ค. 2548



โมเด็มไร้สาย  
WIRELESS MODEM

โดย

นางสาวกอบกาญจน์	วิจิตร โชติ	44015228
นายชัยวัฒน์	กระโจมทอง	44015234
นายเอกพจน์	คงสวัสดิ์	44015269



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2546

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง โมเด็มไร้สาย

ผู้จัดทำ

1. นางสาวกอบกาญจน์ วิจิตรโชติ รหัส 44015228
2. นายชัยวัฒน์ กระจ่างทอง รหัส 44015234
3. นายเอกพจน์ คงสวัสดิ์ รหัส 44015269



*ประภากร สุวรรณะ* อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ. ประภากร สุวรรณะ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## โมเด็มไร้สาย

นางสาวกอบกาญจน์ วิจิตรโชติ  
นายชัยวัฒน์ กระจ่างทอง  
นายเอกพจน์ คงสวัสดิ์  
ผศ.ประภากร สุวรรณะ (อาจารย์ที่ปรึกษา)  
ปีการศึกษา 2546

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นรายงานการศึกษาเกี่ยวกับ โมเด็มไร้สาย ซึ่งเป็นเครื่องมือที่ใช้ในการรับ-ส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์ โดยอัตราเร็วสูงสุดในการรับ-ส่งข้อมูล อยู่ที่ 14400 บิตต่อวินาที โดยข้อมูลจะถูกมอดูเลตแบบ FSK การรับส่งข้อมูลเป็นแบบ Full Duplex จำนวน 10 ช่องสัญญาณ ที่ภาครับจะทำการดีมอดูเลต เพื่อให้ได้เป็นสัญญาณดิจิทัลกลับกันมาเป็นข้อมูลเข้าสู่คอมพิวเตอร์ต่อไป โดยการทดลองส่งสัญญาณพัลส์ขนาด 5 Vp-p ความถี่ 5 kHz เพื่อเป็นการจำลองการส่งข้อมูล ซึ่งเป็นโมเด็มไร้สายเครื่องนี้ก็สามารถรับส่งได้ทั้ง 10 ช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## WIRELESS MODEM

Miss.Kobkarn Vijitchote

Mr.Chaiwat Krajomethong

Mr.Ekkaphod Kongsawad

Assist.Prof.Prapakorn Suwana (Advisor)

Education Year2003

### Abstract

This thesis present about wireless modem. It is an equipment for send – receive Data computer. The signal from a computer is sent to another one with 14400 bit per second. Data is modulated by FSK type. Send – receive by Full duplex communication 10 channels. At receiver section , The signal is demodulated come back to digital signal. Test system by send pulse amplitude 5 Vp-p frequency 5 kHz for simulate that wireless modem can send – receive all 10 channels.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณอาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ประภากร สุวรรณะ และรุ่นพี่ปริญญาโท(พีพัฒน์ และพีศักดิ์) ที่ได้ให้คำปรึกษาในการทำโครงการชิ้นนี้ ตลอดจนข้อคิดเห็นในทางปฏิบัติ แนวทางในการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ และขอบคุณ นายพรเทพ ศรีแสงอยู่ ที่ช่วยเป็นที่ปรึกษาในการเขียนโปรแกรมส่วนต่าง ๆ จนสำเร็จมาได้ด้วยดี ซึ่งถ้าขาดบุคคลดังกล่าวแล้ว ผู้จัดทำก็คงไม่สามารถที่จะทำงานให้สำเร็จลงได้

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 หลักการสื่อสารข้อมูล	2
2.1 องค์ประกอบการสื่อสารข้อมูล	2
2.2 รูปแบบการสื่อสาร	4
2.3 อัตราบิตและอัตราบอด	4
2.4 การมอดูเลตสัญญาณ	5
2.5 การคิ่อมอดูเลตทางความถี่	10
2.6 เปรียบเทียบการส่งสัญญาณแบบอนาลอกกับแบบดิจิทัล	13
2.7 ทิศทางการถ่ายทอดสัญญาณ	13
บทที่ 3 โครงสร้างและการทำงาน	15
3.1 บทนำ	15
3.2 ออสซิลเลเตอร์	16
3.3 ภาครับ	26
บทที่ 4 ผลการทดลอง	29
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์	40
หนังสืออ้างอิง	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปร่างภาพ

	หน้า
บทที่ 1	1
รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างของระบบ	1
บทที่ 2	2
รูปที่ 2.1 องค์ประกอบขั้นพื้นฐานของระบบการสื่อสาร โทรคมนาคม	3
รูปที่ 2.2 แสดงสัญญาณความถี่เสียงกับสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบ FM และ PM	6
รูปที่ 2.3 แสดงการมอดูเลตคลื่น FM ใน Frequency domain	6
รูปที่ 2.4 กราฟแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM	8
รูปที่ 2.5 รูปคลื่น FM ในเชิงความถี่ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0, 0.5, 1, 1.5, 2, 3	9
รูปที่ 2.6 การแปลงสัญญาณ D/A แบบ FSK	11
รูปที่ 2.7 การถ่ายทอดสัญญาณแบบทิศทางเดียว	14
รูปที่ 2.8 การถ่ายทอดสัญญาณแบบกึ่งสองทิศทาง	14
รูปที่ 2.9 การถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทิศทาง	14
บทที่ 3	15
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของโครงงาน	15
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกลูป	17
รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรสังเคราะห์ความถี่	18
รูปที่ 3.4 แสดงส่วนของการสังเคราะห์ความถี่	19
รูปที่ 3.5 วงจร Voltage Control Oscillator ที่ใช้ในการมอดูเลตข้อมูล	24
รูปที่ 3.6 วงจร Voltage Control Oscillator ที่ใช้เป็น Local oscillator	25
รูปที่ 3.7 แสดงส่วนของภาครับ	26
รูปที่ 3.8 วงจร Gilbert multiplier balanced	27
บทที่ 4	29
รูปที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน VCO กับ ความถี่ของสถานี A	29
รูปที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน VCO กับความถี่ของสถานี B	29
รูปที่ 4.3 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local oscillator A ใน channel ที่ 1 และ 2	30
รูปที่ 4.4 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local oscillator A ใน channel ที่ 3 และ 4	30
รูปที่ 4.5 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local oscillator A ใน channel ที่ 5 และ 6	30
รูปที่ 4.6 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local oscillator A ใน channel ที่ 7 และ 8	31
รูปที่ 4.7 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local oscillator A ใน channel ที่ 9 และ 10	31
รูปที่ 4.8 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 1 และ 2	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.9 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 3 และ 4	32
รูปที่ 4.10 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 5 และ 6	32
รูปที่ 4.11 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 7 และ 8	32
รูปที่ 4.12 สัญญาณความถี่พาหะใน channel ที่ 9 และ 10	33
รูปที่ 4.13 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local oscillator B ใน channel ที่ 1 และ 2	33
รูปที่ 4.14 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local oscillator B ใน channel ที่ 3 และ 4	33
รูปที่ 4.15 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local oscillator B ใน channel ที่ 5 และ 6	34
รูปที่ 4.16 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local oscillator B ใน channel ที่ 7 และ 8	34
รูปที่ 4.17 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local oscillator B ใน channel ที่ 9 และ 10	34
รูปที่ 4.18 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 1 และ 2	35
รูปที่ 4.19 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 3 และ 4	35
รูปที่ 4.20 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 5 และ 6	35
รูปที่ 4.21 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 7 และ 8	36
รูปที่ 4.22 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 9 และ 10	36
รูปที่ 4.23 สัญญาณ Lock Detector Output	36
รูปที่ 4.24 แสดงสัญญาณข้อมูล(ขนาด 5V ความถี่ 5 kHz)	37
รูปที่ 4.25 แสดงสัญญาณข้อมูลหลังถูกลบโดยไดโอด	37
รูปที่ 4.26 แสดงสัญญาณข้อมูลที่ได้จากภาครับ channel 1 ของ station A	38
รูปที่ 4.27 แสดงสัญญาณข้อมูลที่ได้จากภาครับ channel 10 ของ station A	38
รูปที่ 4.28 แสดงสัญญาณข้อมูลที่ได้จากภาครับ channel 1 ของ station B	39
รูปที่ 4.29 แสดงสัญญาณข้อมูลที่ได้จากภาครับ channel 10 ของ station B	39

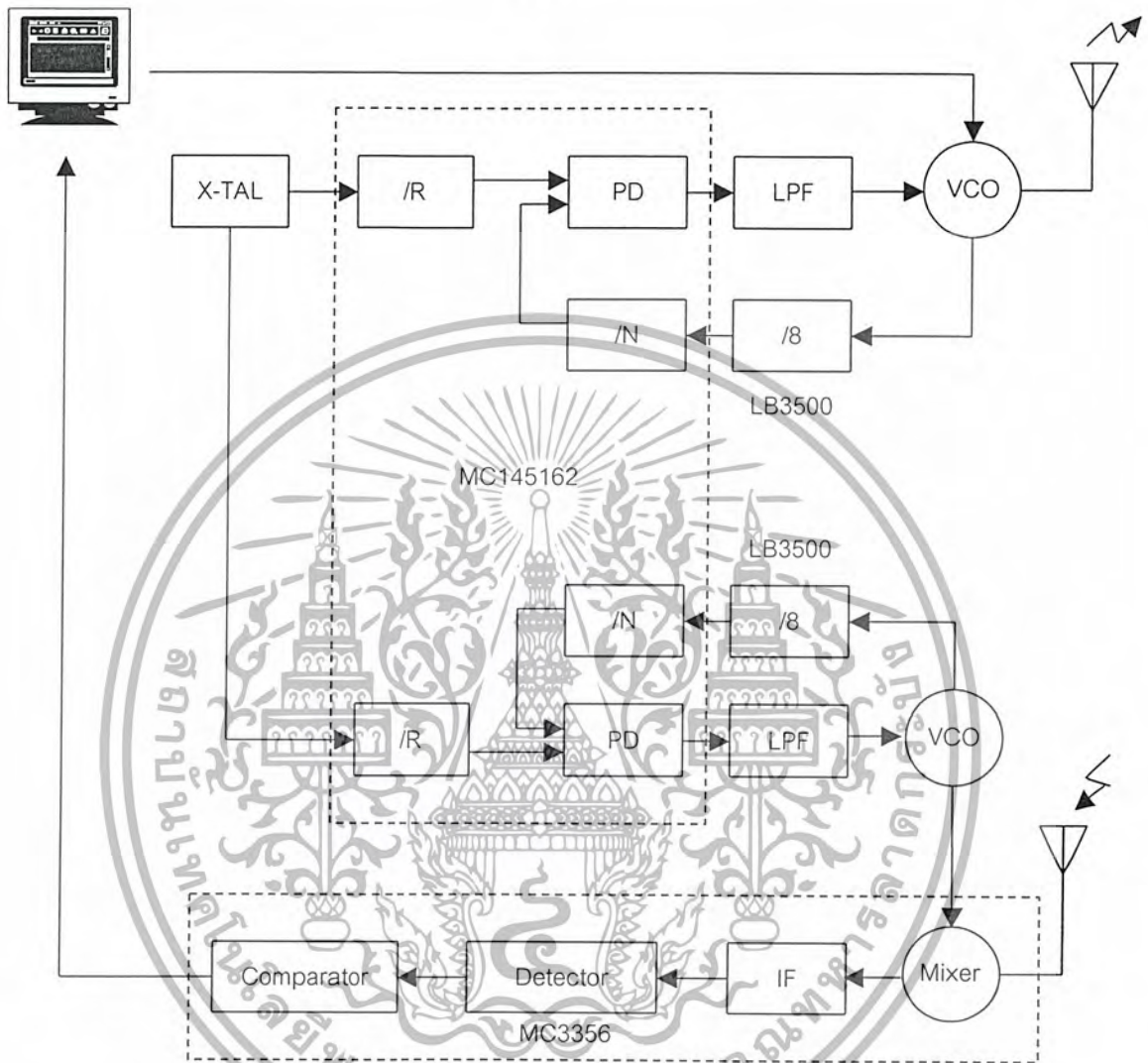
## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1 แสดงการกระจายคลื่นพาหะและไชนด์แบนด์ที่มีดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ	9
ตารางที่ 2 แสดงการเซทค่าให้ IC MC145162	20
ตารางที่ 3 แสดงการเซทค่าให้ IC MC145162	20
ตารางที่ 4 แสดงการเซทค่าให้ IC MC145162	21
ตารางที่ 5 แสดงการเซทค่าให้ IC MC145162	21



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1  
บทนำ



รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างของระบบ

โครงการนี้จะมีสถานีในการรับส่งข้อมูล 2 สถานี ซึ่งแต่ละสถานีจะมีภาครับและภาคส่งอยู่ภายใน ในการส่งข้อมูล ข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ซึ่งเป็นสัญญาณดิจิทัล จะถูกมอดูเลทเชิงเลขแบบ FSK กลายเป็นสัญญาณอนาลอกจากนั้นจึงถูกส่งออกไป โดยส่วนของสถานี A จะส่งข้อมูลในย่านความถี่ 71.60-74.48 MHz และ ส่วนของสถานี B จะส่งข้อมูลในย่านความถี่ 78.02-80.90 MHz ในส่วนของภาครับ เมื่อรับสัญญาณ RF เข้ามา จะถูกผสมกับสัญญาณ Local ที่ได้มาจากวงจร Local oscillator เพื่อให้ได้ความถี่ IF (10.7MHz) สัญญาณ IF ที่ได้จะถูกนำไปดีเทค (Detect) ได้เป็นสัญญาณข้อมูล แล้วจึงส่งต่อไปยัง ส่วน comparator เพื่อแปลงกลับเป็นสัญญาณดิจิทัลเข้าสู่เครื่องคอมพิวเตอร์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### หลักการสื่อสารข้อมูล

#### 2.1 องค์ประกอบการสื่อสาร (Component of Communication)

โดยความหมายดั้งเดิม คือ การติดต่อระหว่างมนุษย์ด้วยกัน แต่ในต่อมารวมไปถึงการอ่านหนังสือ การสนทนาทางโทรศัพท์ หรือการดูภาพวาดต่าง ๆ จุดประสงค์หลัก ก็เพื่อให้เกิดการรับและส่งข่าวสารระหว่างกัน สิ่งสำคัญในการสื่อสาร แบ่งออกได้ 3 ส่วนด้วยกัน แหล่งกำเนิด หรือผู้ส่ง, สื่อกลาง หรือตัวกลาง และ แหล่งรับ หรือผู้รับ แต่องค์ประกอบขั้นพื้นฐานของระบบสื่อสารโทรคมนาคมสามารถจำแนกออกเป็นส่วนประกอบได้ดังนี้

1. ผู้ส่งข่าวสารหรือแหล่งกำเนิดข่าวสาร(Source) อาจจะเป็นสัญญาณต่าง ๆ เช่น สัญญาณภาพ ข้อมูล และเสียง เป็นต้น ในการติดต่อสื่อสารสมัยก่อนอาจจะใช้แสงไฟ คิววินไฟ หรือท่าทางต่าง ๆ ก็นับว่าเป็นแหล่งกำเนิดข่าวสาร

2. ผู้รับข่าวสารหรือจุดหมายปลายทางของข่าวสาร(Sink) ซึ่งจะรับรู้จากสิ่งที่ผู้ส่งข่าวสารหรือแหล่งกำเนิดข่าวสารส่งผ่านมาให้ ครอบคลุมถึงการติดต่อสื่อสารบรรลู่วัตถุประสงค์ ผู้รับสารหรือจุดหมายปลายทางของข่าวสารก็จะได้รับข่าวสารนั้น ๆ ถ้าผู้รับสารหรือจุดหมายปลายทางไม่ได้รับข่าวสาร ก็แสดงว่าการสื่อสารนั้นไม่ประสบความสำเร็จ กล่าวคือไม่มีการสื่อสารนั่นเอง

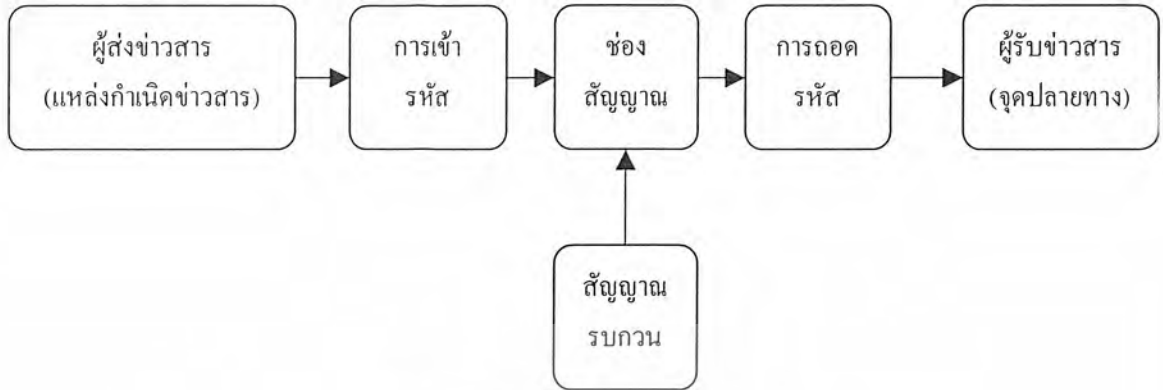
3. ช่องสัญญาณ(Channel) หมายถึง สื่อกลางหรือตัวกลางที่ข่าวสารเดินทางผ่าน อาจจะเป็นอากาศ สายนำสัญญาณต่าง ๆ หรือแม้กระทั่งของเหลวเช่น น้ำ น้ำมัน เป็นต้น เปรียบเสมือนเป็นสะพานที่จะให้ข่าวสารข้ามจากฝั่งหนึ่งไปยังอีกฝั่งหนึ่ง

4. การเข้ารหัส(Encoding) เป็นการช่วยให้ผู้ส่งข่าวสารและผู้รับข่าวสารมีความเข้าใจตรงกันในการสื่อความหมาย จึงมีความจำเป็นต้องแปลงความหมายนี้ การเข้ารหัสจึงหมายถึงการแปลงข่าวสารให้อยู่ในรูปพลังงานที่พร้อมจะส่งไปในสื่อกลาง ทางผู้ส่งมีความสามารถในการแปลงพลังงานที่พร้อมจะส่งไปในสื่อกลาง

5. การถอดรหัส(Decoding) หมายถึงการที่ผู้รับข่าวสารแปลงพลังงานจากสื่อกลางให้กลับไปอยู่ในรูปข่าวสารที่ส่งมาจากผู้ส่งข่าวสาร โดยมีความเข้าใจหรือรหัสตรงกัน

6. สัญญาณรบกวน(Noise) เป็นสิ่งที่มีอยู่ในธรรมชาติ มักจะลดทอนหรือรบกวนระบบ อาจเกิดขึ้นได้ทั้งทางด้านผู้ส่งข่าวสาร ผู้รับข่าวสาร และช่องสัญญาณ แต่ในการศึกษาขั้นพื้นฐานมักจะสมมติให้ทางด้านผู้ส่งข่าวสารและผู้รับข่าวสารไม่มีความผิดพลาด ตำแหน่งที่ใช้วิเคราะห์มักจะเป็นที่ตัวกลางหรือช่องสัญญาณ เมื่อไรที่รวมสัญญาณรบกวนด้านผู้ส่งข่าวสารและด้านผู้รับข่าวสาร สิ่งที่จะส่งมาจะเป็นข่าวสารจากแหล่งกำเนิดรวมกับสัญญาณรบกวนทางด้านส่ง ในทางปฏิบัติมักจะใช้วงจรกรอง(Filter) กรองสัญญาณรบกวนแต่ต้นทาง เพื่อให้การสื่อสารมีคุณภาพดียิ่งขึ้น และคอยดำเนินการ เช่น การเข้ารหัสแหล่งข้อมูล เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 องค์ประกอบขั้นพื้นฐานของระบบสื่อสารโทรคมนาคม

สิ่งที่เราควรคำนึงถึง เมื่อพูดถึงระบบสื่อสาร คือ “ประสิทธิภาพ (performance)” ซึ่งขึ้นอยู่กับเงื่อนไข 3 อย่างคือ

1. เพื่อให้การสื่อสารมีประสิทธิภาพ ข่าวสารที่ใช้ต้องเป็นที่เข้าใจกัน อย่างเช่นภาษาในการพูดควรเป็นภาษาเดียวกัน
2. รูปแบบของข่าวสาร ควรเข้ากันได้กับแหล่งกำเนิด, สื่อกลาง และแหล่งรับ อย่างเช่น ถ้าเป็นการสื่อสารระหว่างคอมพิวเตอร์ด้วยกัน ข่าวสารต้องอยู่ในรูปเลขฐานสอง ซึ่งเป็นรหัสที่วงจรรภายในจะเข้าใจได้
3. ในระบบสื่อสารแล้ว โอกาสที่จะเกิดการรบกวนจากภายนอก หรือภายในระบบเองก็มีได้เช่นกัน จึงต้องมีการป้องกันไว้ด้วยส่วนหนึ่ง

ตัวกลางการสื่อสาร (Communication medium) เป็นช่องทางหรือตัวกลาง ซึ่งสัญญาณของระบบสื่อสารใช้เป็นทางผ่านจากจุดส่งไปยังจุดรับ เราสามารถแบ่งชนิดของการสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ตามชนิดของตัวกลางการสื่อสารได้ 2 แบบ คือ

- ก.) แบบมีสาย (wire) สายในที่นี้อาจเป็นสายตัวนำไฟฟ้า 1 คู่ หรือ เส้นใยนำแสง(optic fiber)
- ข.) แบบไร้สาย (wireless)หรือวิทยุ(radio) สัญญาณของระบบสื่อสารแบบไร้สายจะอยู่ในรูปแบบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งรวมถึงแสง

## 2.2 รูปแบบการสื่อสาร

เราสามารถแบ่งชนิดของการสื่อสารตามรูปแบบของสัญญาณได้เป็น 2 แบบคือ

1. การสื่อสารแบบฐาน (base band communication) ในการสื่อสารแบบแถบฐานนี้จะต้องเป็นการสื่อสารแบบใช้สายเท่านั้น เราไม่สามารถส่งสัญญาณแถบฐานแบบวิทยุได้ ยิ่งไปกว่านี้ สายส่ง 1 คู่สาย สามารถส่งสัญญาณแถบฐานได้เพียง 1 สัญญาณเท่านั้น ในการส่งสัญญาณแถบฐานหลายสัญญาณผ่านตัวกลางเดียวกัน อาจทำได้โดยสลับเวลาในการรับส่ง

2. การสื่อสารแบบมอดูเลชัน หรือ แบบผ่านแถบความถี่ (band pass communication) ซึ่งจะเป็นการสื่อสารแบบมีสาย หรือ ไร้สายก็ได้ ในกรณีที่ เป็นแบบมีสาย สายส่ง 1 คู่สายสามารถส่งสัญญาณพร้อมกันได้หลายสัญญาณ

## 2.3 อัตราบิต และ อัตราบอด (Bit Rate versus Baud Rate)

อัตราบิตเป็นการส่งข้อมูลแบบอนุกรมจากเครื่องคอมพิวเตอร์เครื่องหนึ่งไปยังอุปกรณ์ต่อพ่วงหรือยังคอมพิวเตอร์อีกเครื่องหนึ่ง วัดเป็นจำนวนบิตต่อวินาที อาจมีค่าไม่เท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงในสายส่ง (Baud Rate) ก็ได้

อัตราบอด เป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอนาล็อกในสายส่ง ซึ่งอาจจะเป็นอัตราการเปลี่ยนความถี่ อัตราการเปลี่ยนขนาดของสัญญาณหรืออัตราการเปลี่ยนช่วงต่อหนึ่งของมุม(phase) ในหนึ่งวินาทีก็ได้ และอัตราบอดไม่จำเป็นต้องมีค่าเท่ากับอัตราการส่งข้อมูล ซึ่งวัดเป็น Bit Per Second โดยอัตราบอดอาจจะมีค่าน้อยกว่าหรือมากกว่าอัตราการส่งข้อมูลก็ได้ ขึ้นอยู่กับเทคนิคการผสมสัญญาณที่ใช้

ในสมัยก่อนการรับส่งข้อมูลใช้เทคนิคการผสมสัญญาณแบบง่าย ๆ เช่น การเปลี่ยนแปลงความถี่ตามข้อมูล "0" และ "1" ที่ได้รับ อัตราการส่งข้อมูลและอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณในสายส่งมีค่าเท่ากัน เราจึงถือว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณในสายส่ง (Baud Rate) คืออัตราการส่งข้อมูลนั่นเอง ต่อมาเทคนิคการผสมสัญญาณซับซ้อนมากขึ้น ทำให้เราสามารถส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงโดยอัตราการเปลี่ยนแปลงในสายยังคงเท่าเดิม ดังนั้นเมื่อเราพูดว่าโมเด็มรับส่งข้อมูลด้วยความเร็ว 1200 บอด เราจะไม่ทราบเลยว่า โมเด็มนั้นรับส่งข้อมูลได้กี่บิตต่อวินาที เนื่องจากว่าถ้าโมเด็มผสมสัญญาณ 1 บิตต่อหนึ่งลูกคลื่น โมเด็มนั้นจะรับส่งข้อมูลด้วยความเร็ว 1200 บิตต่อวินาที หรือถ้าโมเด็มผสมสัญญาณ 2 บิตต่อหนึ่งลูกคลื่นที่เปลี่ยนแปลงในสายส่ง โมเด็มจะรับส่งข้อมูลได้เร็วถึง 2400 บิตต่อวินาที โดยยังคงมีอัตราการเปลี่ยนแปลงในสายส่งเท่ากับ 1200 บอดเหมือนเดิม เพราะฉะนั้น เราจึงเลิกใช้คำว่า Baud Rate สำหรับบอกความเร็ว การรับส่งข้อมูลของโมเด็มมาใช้คำว่า Bit Rate หรืออัตราการส่งข้อมูลเป็นบิตต่อวินาทีแทน ซึ่งสื่อความหมายได้เข้าใจตรงกันมากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 การมอดูเลตสัญญาณ (signal modulation)

การมอดูเลต คือ ขบวนการเลื่อนแถบความถี่ของสัญญาณ โดยสัญญาณข่าวสารจะไปทำให้พารามิเตอร์บางประการของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลง

การดีมอดูเลต หรือ การดีเทค (Demodulation or Detection) เป็นขบวนการย้อนกลับของการมอดูเลต คือการแยกสัญญาณข่าวสารออกจากคลื่นพาหะ

### 2.4.1 การมอดูเลตสัญญาณอนาลอก

วิธีการมอดูเลตสัญญาณอนาลอกเพื่อส่งผ่านไปในช่วงทางสื่อสารอนาลอกนั้นมี 3 วิธีด้วยกันคือ

1. การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation , AM)
2. การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation , FM)
3. การมอดูเลตทางเฟส (Phase Modulation , PM)

ในโครงการนี้เป็นการส่งโดยใช้การมอดูเลตทางความถี่ จึงขอกล่าวแต่ในส่วนของการมอดูเลตทางความถี่ ดังนี้

ในขบวนการมอดูเลต เราใช้คลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่สูงเป็นพาหะแล้วเปลี่ยนคุณสมบัติบางอย่างของพาหะด้วยสัญญาณข่าวสาร

คลื่นรูปไซน์ที่เราใช้เป็นพาหะนั้นเราสามารถเขียนสมการทางคณิตศาสตร์แทนได้ดังนี้

$$e = A \sin(\omega t + \phi)$$

เมื่อ  $e$  คือ ค่าแรงดัน(หรือกระแส)ของคลื่นพาหะใดๆ

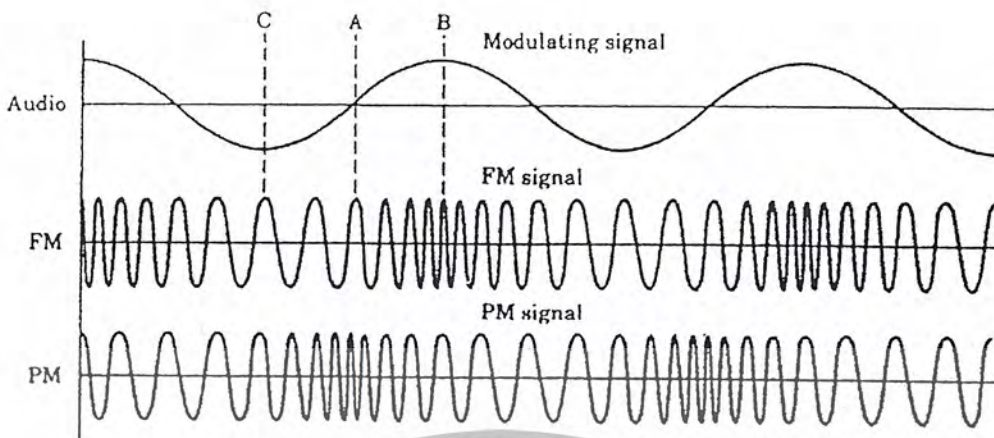
$A$  คือ แอมพลิจูด (หรือขนาด) สูงสุดของคลื่นพาหะ

$\omega$  คือ ความถี่เชิงมุม

$t$  คือ เวลา

$\phi$  คือ เฟสหรือมุมทางไฟฟ้า

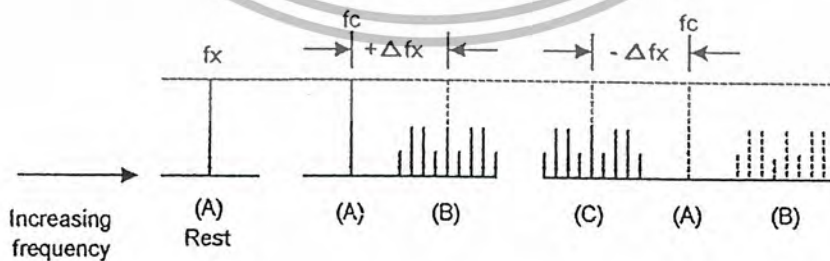
จากสมการข้างต้นจะเห็นว่า คุณสมบัติประจำตัวของคลื่นรูปไซน์ที่สำคัญจะมีอยู่ 3 ประการ ซึ่งเราสามารถเปลี่ยนแปลงหรือมอดูเลตได้ คือ แอมพลิจูด ความถี่เชิงมุม และ เฟส การมอดูเลตทางความถี่นั้นเป็นการเปลี่ยนคุณสมบัติทางความถี่ของคลื่นพาหะตามการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณข่าวสารที่นำไปมอดูเลต จากรูปที่ 2.2 เป็นสัญญาณที่แสดงใน Time Domain เป็นสัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลตระหว่างสัญญาณข่าวสารกับสัญญาณพาหะ (FM signal)



รูปที่ 2.2 แสดงสัญญาณความถี่เสียงกับสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบ FM และ PM

จากรูปที่ 2.3 เป็นรูปสัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลตสัญญาณใน 1 ไชเคิล ซึ่งจะแสดงในรูปของ Frequency domain โดยมีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่จุด A ส่วนจุด B จะเป็นจุดที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่มีค่ามากกว่าความถี่ศูนย์กลาง ( $+\Delta f$ ) และที่จุด C จะเป็นจุดที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่มีค่าน้อยกว่าความถี่ศูนย์กลาง ( $-\Delta f$ )

การเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณพาหะไปพร้อม ๆ กับความถี่ของสัญญาณที่กำลังถูกมอดูเลตนั้นจะมีผลทำให้มีไซด์แบนด์เกิดขึ้นรอบๆ สัญญาณพาหะ และจำนวนไซด์แบนด์ที่เกิดขึ้นจะมีความถี่ออกจากความถี่ศูนย์กลาง โดยที่ผลรวมของแรงดันและไซด์แบนด์ของสัญญาณพาหะที่ออกห่างจากความถี่ศูนย์กลาง และจะมีค่าที่เท่ากับแรงดันและไซด์แบนด์ที่ค่าของความถี่ศูนย์กลาง



รูปที่ 2.3 แสดงการมอดูเลตคลื่น FM ใน Frequency domain

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบ FM เรารีดเพอร์เซ็นต์การมอดูเลท โดยดูจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งเรานิยม เรียกชื่อใหม่ว่า ดัชนีการมอดูเลท ลองพิจารณาความหมายของดัชนีการมอดูเลทต่อไปนี้

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

เมื่อ  $f_d$  คือช่วงความถี่เบี่ยงเบน

$f_m$  คือความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลท

ค่าตัวเลขของดัชนีการมอดูเลทจะมีค่าสูง (แตกต่างเปอร์เซ็นต์การมอดูเลทซึ่งเมื่อคิดเป็นอัตราส่วนจะได้อยู่ระหว่าง 0 ถึง 1) ตัวอย่างเช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM เรากำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 kHz สมมติว่าเราใช้สัญญาณเสียง 1 kHz มอดูเลทให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ ค่าดัชนีมอดูเลทจะเป็น

$$M = \frac{75 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}} = 75$$

สังเกตว่า ค่าดัชนีการมอดูเลทในระบบ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลท ในทางปฏิบัติเรานิยมวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (deviation ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เบี่ยงเบน (ของระบบ) สูงสุด ( $f_{dmax}$ ) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลท ( $f_{mmax}$ ) ในระบบกระจายเสียง FM ค่าอัตราการเบี่ยงเบน ( $\Delta$ ) จะเท่ากับ

$$\Delta = \frac{f_{dmax}}{f_{mmax}} = \frac{75 \text{ kHz}}{15 \text{ kHz}} = 5$$

ในระบบ FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลทสูงขึ้น การเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะเบี่ยงเบนได้มากขึ้น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเต็มที่ไม่เกิน 75 kHz ถ้าเรามอดูเลททำให้ความถี่ของพาหะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ 75 kHz แสดงว่าเรามอดูเลท 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

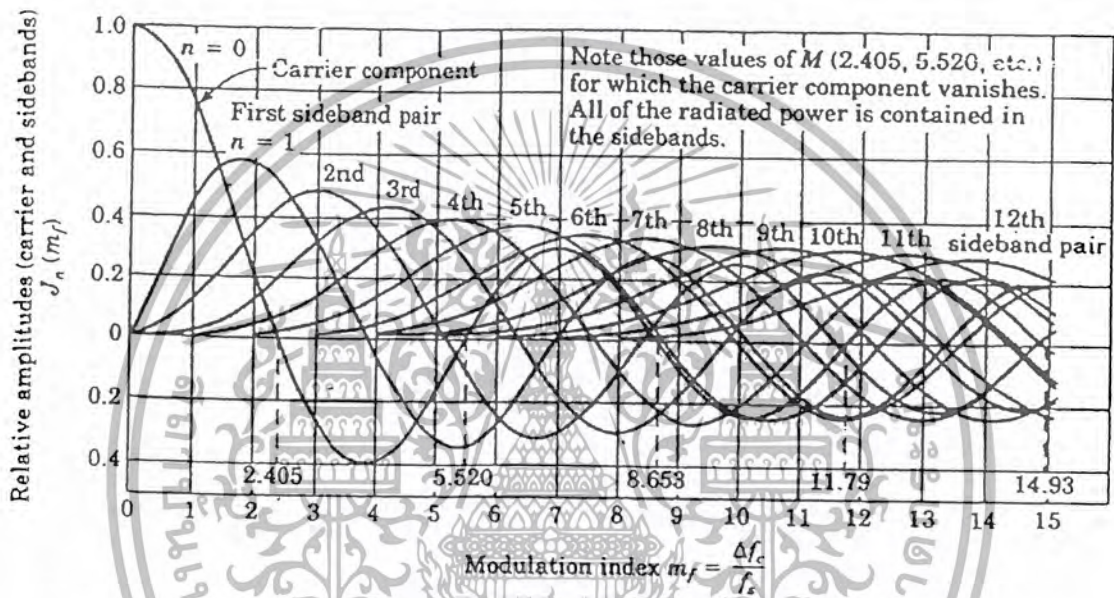
$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลท} = \frac{f_d}{f_{dmax}} \times 100$$

ในที่นี้  $f_d$  คือความถี่เบี่ยงเบน เนื่องจากสัญญาณที่เข้ามอดูเลท

$f_{dmax}$  คือความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการมอดูเลทแบบ FM ถ้าเรามอดูเลทด้วยสัญญาณซายน์ก็จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนนับอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นมากมาย ความจริงแล้วไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมาก ๆ มักมีแอมพลิจูดเล็กมากจนไม่ต้องคำนึงถึง ในระบบ FM สัญญาณ FM จะรักษาแอมพลิจูดไว้คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่ากำลังของคลื่นพาหะ ย่อมกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของพาหะกับไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลท เนื่องจากดัชนีการมอดูเลทเป็นตัวกำหนดจำนวนของไซด์แบนด์ที่สำคัญและแอมพลิจูดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่าง ๆ



รูปที่ 2.4 กราฟแสดงแอมพลิจูดของคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM

ในรูปที่ 2.4 แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลทค่าต่าง ๆ จะเห็นได้ว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลทเป็นศูนย์จะมีแต่คลื่นพาหะอย่างเดียว (เท่ากับ 1 หน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์เมื่อดัชนีการมอดูเลทเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น แอมพลิจูดของไซด์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้น แต่แอมพลิจูดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลทเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ ตอนนี้นำกำลังของคลื่น FM จะไปอยู่ไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดูเลทเพิ่มขึ้น คลื่นพาหะก็จะเพิ่มขึ้นอีก (เป็นค่าลบแสดงว่าเฟสตรงกันข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลทเป็น 3.1 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ -0.3 หน่วย) สังเกตว่าจุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์นั้นมีหลายจุด

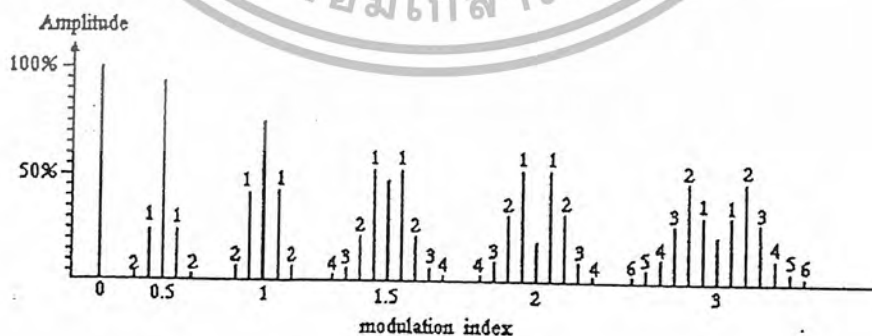
กราฟในรูปที่ 2.4 เขียนได้เป็นตารางดังแสดงในตารางที่ 1. และเพื่อให้ดูง่ายขึ้น ในที่นี้เราตัดไซด์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของพาหะเดิม (ก่อนมอดูเลท) ออกไปโดยไม่คำนึงถึงเช่น ดัชนีการมอดูเลทเท่ากับ 0.5 แอมพลิจูดของพาหะเท่ากับ 0.94 หน่วย ไซด์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วย ไซด์แบนด์คู่ที่สองถัดไปมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.03 หน่วย ไซด์แบนด์อื่นนอกจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้มีแอมพลิจูดน้อยจนสามารถตัดทิ้งไปได้ เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้นการกระจายคลื่นไซด์แบนด์จะเป็นดังรูปที่ 2.5

ดัชนีการมอดูเลต	พหุคูณ	ไซด์แบนด์คู่ที่															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0	1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.5	0.84	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.5	-0.05	0.5	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4	-0.4	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-
6	0.15	0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-
7	0.3	0	-0.3	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-
8	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.1	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-	-	-
9	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.26	0.2	0.33	0.3	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-	-
10	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.2	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-
12	-0.05	-0.22	-0.08	0.2	0.18	-0.17	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.3	0.27	0.2	0.12	0.07	0.03	0.01
15	-0.01	0.21	0.04	0.18	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.08	0.1	0.24	0.26	0.25	0.18	0.12

ตารางที่ 1 แสดงการกระจายคลื่นพหุคูณและไซด์แบนด์ที่มีดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ



รูปที่ 2.5 รูปคลื่น FM ในเชิงความถี่ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0, 0.5, 1, 1.5, 2, 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบ FM จำนวนไซด์แบนด์และแอมพลิจูดของไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลท โดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลท กล่าวคือ ไซด์แบนด์คู่แรก มีความถี่เท่ากับ  $f_c \pm f_m$  ไซด์แบนด์คู่ที่สองมีความถี่เท่ากับ  $f_c \pm 2f_m$  ,..... ฯลฯ แบนด์วิดธ์ของ คลื่น FM ต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว นั่นคือแบนด์วิดธ์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลท และความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลท แต่ดัชนีการมอดูเลทเท่ากับ  $f_c/f_m$

ดังนั้น ถ้าเราทราบความถี่เบี่ยงเบนและความถี่ของสัญญาณมอดูเลทเราก็สามารถคำนวณหา แบนด์วิดธ์ได้ ตัวอย่างเช่น ความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลทเท่ากับ 3 kHz ความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 18 kHz เราคำนวณค่าดัชนีการมอดูเลทได้ดังนี้

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

$$= \frac{18 \text{ kHz}}{3 \text{ kHz}} = 6$$

นำค่า  $m = 6$  ไปหาไซด์แบนด์สำคัญที่พิจารณาได้จากตารางในรูปที่ 2.4 จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลทเท่ากับ 6 จำนวนไซด์แบนด์จะมีอยู่ 9 คู่ เราจึงคำนวณหาแบนด์วิดธ์ได้ดังนี้

$$BW = f_m \times \text{จำนวนไซด์แบนด์} \times 2$$

$$= 3 \text{ kHz} \times 9 \times 2$$

$$= 54 \text{ kHz}$$

ความจริงแล้วในทางปฏิบัตินิยมใช้สูตรคำนวณแบบประมาณจากค่า  $f_{dmax}$  และ  $f_{mmax}$  เลยไม่ ต้องเสียเวลานับจำนวนไซด์แบนด์ ดังนี้

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

$$\text{หรือ } BW = 2(f_{dmax} + f_{mmax}), \text{ เมื่อ } m = \frac{f_{dmax}}{f_{mmax}}$$

จากตัวอย่างดังกล่าวเราสามารถได้ว่า

$$BW = 2 \times (6+1) \times 3$$

$$= 42 \text{ kHz}$$

$$BW = 2 \times (18+3)$$

$$= 42 \text{ kHz}$$

เสมือนกับว่าเราพิจารณาใช้จำนวนไซด์แบนด์เพียงคู่ 7 คู่ เมื่อเทียบกับการคำนวณในตอนต้น

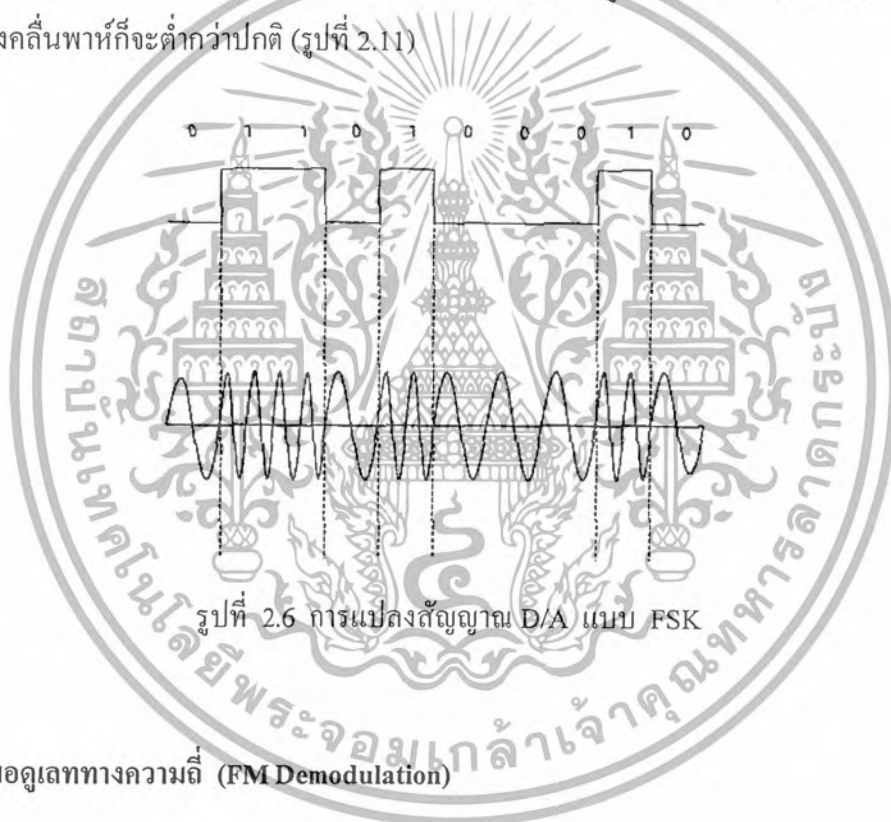
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.4.2 การมอดูเลตสัญญาณแบบดิจิตอล

อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณข้อมูลดิจิตอลให้เป็นสัญญาณอนาลอกย่านความถี่เสียงเราเรียกว่า โมเด็ม (Modem) เทคนิคการแปลงสัญญาณข้อมูลดิจิตอลให้เป็นสัญญาณอนาลอกนั้นมีอยู่ด้วยกัน 3 วิธีคือ

1. การมอดูเลตเชิงเลขทางแอมพลิจูด (Amplitude – Shift Keying or ASK)
2. การมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่ (Frequency – Shift Keying or FSK)
3. การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟส (Phase – Shift Keying or PSK)

ในการมอดูเลตแบบ FSK ขนาดของคลื่นพาห้จะไม่เปลี่ยนแปลง ที่เปลี่ยนแปลงคือความถี่ของคลื่นพาห้ นั่นคือเมื่อบิตมีค่าเป็น “1” ความถี่ของคลื่นพาห้จะสูงกว่าปกติ และเมื่อบิตมีค่าเป็น “0” ความถี่ของคลื่นพาห้ก็จะต่ำกว่าปกติ (รูปที่ 2.11)



รูปที่ 2.6 การแปลงสัญญาณ D/A แบบ FSK

#### 2.5 การดีมอดูเลตทางความถี่ (FM Demodulation)

การดีมอดูเลตสามารถแบ่งได้เป็นหลายวิธีดังนี้

- FM to AM conversion
- phase shift or quadrature detection
- Zero crossing Detection

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนึ่งใน FM Demodulation ที่มีความนิยมมากชนิดหนึ่งคือ quadrature detector ซึ่งสามารถใช้วิธีการง่าย ๆ โดย IC เพราะมันต้องการเพียงแค่วงจรจูนและบาลานซ์มอดูเลท

FM detector จะถูกสร้างขึ้นโดยใช้พื้นฐาน phase detector วงจรจูนจะทำการเพิ่มสัญญาณอินพุตจากหนึ่งสัญญาณเป็น สองสัญญาณโดยมีเฟสที่แตกต่างกันหลาย ๆ เฟส และจะทำการจัดหาเอาท์พุทซึ่งเป็นฟังก์ชันของสัญญาณความถี่ทางอินพุต

FM จะทำการใช้สัญญาณอินพุตหนึ่งอินพุตของ phase detector อ้างอิงกับ  $V_1$  ที่อินเฟสกัน และสัญญาณ phase shift อื่นๆ อุปกรณ์ L, C, R ในส่วนของ phase shift จะเป็นตัวเลือกสัญญาณที่มีการเลื่อนจากความถี่ carrier ไป 90 องศา กับ สัญญาณเฟส quadrature  $V_Q$

Phase detector สามารถดำเนินการโดยส่วนบาลานซ์มอดูเลท เอาท์พุทของบาลานซ์มอดูเลทสามารถเขียนได้เป็น

$$X_o(V_o \text{ or } I_o) = a_1 V_1 + a_2 V_1 V_Q$$

ซึ่ง  $V_1 = V_1 \sin \omega_c t$  และ  $V_Q = V_2 \sin(\omega_c t + \phi)$

ในเทอมของ  $a_2 V_1 V_Q$  ของ

$$\begin{aligned} a_2 V_1 V_Q &= V_1 \sin \omega_c t \times V_2 \sin(\omega_c t + \phi) \\ &= B \cos(\omega_c t + \phi - \omega_c t) - B \cos(\omega_c t + \phi + \omega_c t) \\ &= B \cos(\phi) - B \cos(2\omega_c t + \phi) \end{aligned}$$

การเบี่ยงเบนทางความถี่ ของผลลัพธ์ FM จะมีความสอดคล้องกับ phase shift สูงและต่ำ ด้วยเหตุนี้ เอาท์พุทของ phase detector เป็นฟังก์ชันของ  $\omega_m$  ในท้ายที่สุดเราจะได้

$$X_o = C \sin(\omega_c t + m_f \sin \omega_m t) + B \cos(\phi(m_f, \omega_m)) - B \cos(2(\omega_c t + m_f \sin \omega_m t) + \phi(m_f, \omega_m))$$

ในเทอมของความถี่สูง  $\omega_c$  และ  $2\omega_c$  สามารถที่มีฟิลเตอร์ออกได้ จนในที่สุดจะกลับคืนสู่  $B \cos(\phi(m_f, \omega_m))$  ในเครื่องรับ FM ส่วนมาก IC จะเป็นส่วนในการกระทำการ quadrature detector พื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.6 เปรียบเทียบการส่งสัญญาณแบบอนาลอกกับแบบดิจิทัล

1. สัญญาณรบกวน ที่เกิดขึ้นในการส่งสัญญาณแบบอนาลอกจะถูก “ขยาย” เมื่อสัญญาณถูกขยาย แต่แบบดิจิทัลจะเป็นการ “ทบทวน” สัญญาณใหม่ให้กลับเหมือนเดิม ดังนั้นการส่งแบบดิจิทัลจึงดีกว่าการส่งแบบอนาลอก

2. การมัลติเพล็กซ์ การส่งสัญญาณข้อมูลจากแหล่งกำเนิดหลายแหล่ง โดยผ่านตัวกลางสายส่งเดียวกัน เป็นวิธีที่ประหยัดค่าใช้จ่าย เพียงแต่ต้องมีเทคนิคที่เรียกว่า “การมัลติเพล็กซ์” (Multiplex) และ “การดีมัลติเพล็กซ์” (Demultiplex) เพื่อแยกแต่ละสัญญาณออกจากกันเมื่อสัญญาณทั้งหมดถึงปลายทาง ค่าใช้จ่ายในการมัลติเพล็กซ์ และดีมัลติเพล็กซ์สัญญาณในการส่งสัญญาณแบบอนาลอกนั้นแพงกว่าที่ใช้ในการส่งสัญญาณแบบดิจิทัลมาก

3. ความเร็ว ในการส่งสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัลสามารถทำได้เร็วกว่า และส่งได้มากกว่าแบบอนาลอก เหตุผลสำคัญที่จะต้องมีการมอดูเลชัน สำหรับระบบสื่อสารแบบไร้สาย มีดังต่อไปนี้

1. สัญญาณแถบฐานที่เกิดจากต้นกำเนิดชนิดเดียวกัน จะมีแถบความถี่ใกล้เคียงกัน เช่น เสียงมนุษย์ทุกคนก็จะมีแถบความถี่ประมาณ 300Hz – 3KHz คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่กระจายออกไป จะมีแถบความถี่ที่ซ้อนทับกัน ทำให้ข้อมูลของแต่ละข้อมูลเกิดการรบกวนกันและกัน หากผ่านการมอดูเลท เราสามารถเลื่อนแถบความถี่ของสัญญาณแถบฐานมิให้ซ้อนทับกันได้ จากการเลื่อนความถี่คลื่นพาห้ที่ไม่เท่ากัน

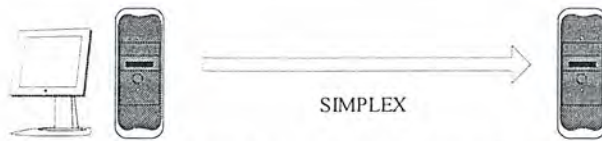
2. เป็นการยากมากในการที่จะสร้างสายอากาศที่จะแผ่กระจายคลื่นของสัญญาณแถบฐานให้มีคุณภาพสูงตลอดย่านความถี่ของสัญญาณแถบฐาน เนื่องจากสัญญาณแถบฐานมักมีความถี่ต่ำ และแถบความถี่กว้าง (ค่าความถี่ต่ำสุดและสูงสุดต่างกันหลายเท่า) โดยการผ่านขบวนการมอดูเลท แถบความถี่ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลท จะมีค่าแถบความถี่เชิงสัมพันธ์แคบลงมาก ทำให้สามารถสร้างสายอากาศที่สามารถแผ่กระจายคลื่น ได้ดีตลอดแถบความถี่ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลท

## 2.7 ทิศทางการถ่ายทอดสัญญาณ

อุปกรณ์การสื่อสารที่นำมาใช้งานร่วมกับสายสัญญาณจะเป็นตัวบังคับให้ข้อมูลถูกถ่ายทอดออกไปยังเป้าหมายที่ต้องการ การถ่ายทอดหรือการที่ข้อมูลถูกส่งออกไปทางสายสื่อสารจะต้องได้รับการกำหนดขั้นตอนที่แน่นอนเพื่อที่ผู้ส่งจะได้ทราบว่าเมื่อใดจึงจะส่งข้อมูลออกไป และส่งออกไปอย่างไร ส่วนทางผู้รับก็จะได้ทราบว่าข้อมูลจะมาเมื่อใดและจะนำข้อมูลไปใช้ได้อย่างไร การกำหนดขั้นตอนเหล่านี้สามารถควบคุมได้หลายระดับ ในระดับต่ำสุดที่ติดต่อกับอุปกรณ์โดยตรงมีวิธีการควบคุมทิศทางการส่งข้อมูล (Transmission direction) 3 วิธีคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.7.1 การถ่ายทอดสัญญาณแบบทิศทางเดียว



รูปที่ 2.7 การถ่ายทอดสัญญาณแบบทิศทางเดียว

การควบคุมทิศทางการส่งข้อมูลแบบทิศทางเดียว (Simplex transmission) ขอมมีการส่งข้อมูลจากผู้ส่งไปยังผู้รับเท่านั้น ทางฝั่งผู้รับไม่สามารถส่งข้อมูลย้อนกลับมายังผู้ส่งได้ การสื่อสารแบบทิศทางเดี่ยวนี้อาจต้องการช่องสื่อสารเพียง 1 ช่อง ตัวอย่างของการสื่อสารในทิศทางเดียว คือ การส่งวิทยุกระจายเสียง (broadcasting)

### 2.7.2 การถ่ายทอดสัญญาณแบบกึ่งสองทิศทาง



รูปที่ 2.8 การถ่ายทอดสัญญาณแบบกึ่งสองทิศทาง

การถ่ายทอดสัญญาณแบบกึ่งสองทิศทาง (half-duplex transmission) ยินยอมให้ผู้ส่งสามารถส่งข้อมูลไปยังผู้รับได้และผู้รับก็สามารถส่งข้อมูลกลับมายังผู้ส่งข้อมูลได้เช่นกันแต่มีเงื่อนไขว่าทั้งผู้ส่งและผู้รับจะส่งข้อมูลพร้อมกันไม่ได้ ตัวอย่างได้แก่การใช้วิทยุสื่อสารของตำรวจ หรือวิทยุสื่อสารใช้งานทั่วไป (CB radio)

### 2.7.3 การถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทิศทางสมบูรณ์



รูปที่ 2.9 การถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทิศทางสมบูรณ์

การถ่ายทอดสัญญาณแบบสองทิศทางสมบูรณ์ (full-duplex transmission) ยินยอมให้ทั้งฝ่ายผู้ส่งและผู้รับข้อมูลสามารถส่งข้อมูลไปยังอีกฝ่ายหนึ่งได้ตลอดเวลา วิธีการนี้จึงใช้ประโยชน์จากการสื่อสารข้อมูลอย่างเต็มที่ ข้อจำกัดเพียงประการเดียวคือเครื่องคอมพิวเตอร์จะต้องมีความสามารถในการรับและส่งข้อมูลได้อย่างเต็มที่ในเวลาเดียวกัน ตัวอย่างเช่น โทรศัพท์ และ โทรศัพท์เคลื่อนที่

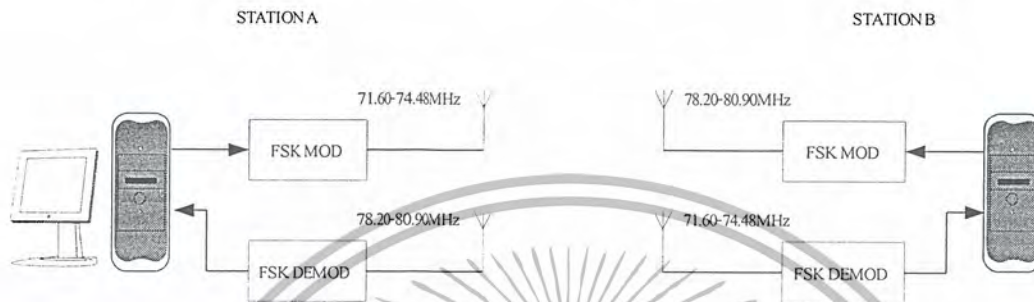
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

## โครงสร้างและการทำงาน

## 3.1 บทนำ

ระบบการสื่อสารพื้นฐานของโครงงานสามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังในรูป



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมระบบการสื่อสารของโครงงาน

ในโครงงานนี้ จะใช้การมอดูเลท แบบ Directly สัญญาณข้อมูลเป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งมีองค์ประกอบของสัญญาณซายน์ ทุกความถี่ (fundamental ถึง infinity) ประกอบเข้าด้วยกัน ดังนั้นเมื่อเรานำเอาสัญญาณดิจิทัลไปผ่านการมอดูเลท แบบตัวตรีจะมีความกว้างอนันต์ ความกว้างของแถบความถี่ของคลื่น FM Modulated Wave โดยประมาณสามารถคำนวณได้จากสมการ Carson's rule

$$FM BW \approx 2(mf + 1)\omega_{mMAX}$$

mf = Modulation Index

$\omega_{mMAX}$  = ความถี่สูงสุดของ Modulation Signal

จากพื้นฐานในการออกแบบระบบสื่อสารที่ดี คือ จะต้องพยายามทำให้ความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสาร มีความกว้างให้น้อยที่สุดที่จะเป็นไปได้ โดยไม่ทำให้สูญเสียข้อมูลข่าวสารที่มีนัยสำคัญ

เพราะฉะนั้น การที่จะให้แบนด์วิดท์ ของการส่งแบบ FM มีความกว้างน้อยที่สุดก็คือ จะต้องทำให้มี Side Band เพียง 1 คู่ ซึ่งการจะทำให้มี Side Band 1 คู่ ก็คือจะต้องใช้ mf = 0.25

จากการที่สัญญาณดิจิทัล เมื่อผ่านการมอดูเลทแล้วจะมี BW อนันต์ เราจึงทำการจำกัด BW โดยการนำเอาสัญญาณดิจิทัลไปผ่านวงจร LPF เพื่อจำกัด BW โดยกำลังของสัญญาณหลังจากผ่าน LPF อยู่ที่ 95% ซึ่ง BW จะอยู่ที่  $13fo = 6.5R$  ( $fo$  = fundamental frequency,  $R$  = Bit Rate หน่วย bit per second)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จาก } mf = \frac{\Delta f}{f_{\text{mod}}}$$

$$\Delta f_{\text{MAX}} = 0.25 f_{\text{modMAX}}$$

$$f_{\text{modMAX}} = \frac{BW}{2}$$

$$\Delta f_{\text{MAX}} = 0.125 BW$$

$$f_{\text{modMAX}} \approx 13f_0 = 6.5R \quad , R = \text{Bit Rate}$$

$$R_{\text{MAX}} = \frac{f_{\text{modMAX}}}{6.5}$$

$$= \frac{BW}{2 \times 6.5}$$

เนื่องจาก BW จะถูกจำกัดที่ BW ของ Ceramic filter ซึ่งจะมี BW อยู่ที่ 200k

$$R_{\text{MAX}} = \frac{200 \text{ kHz}}{2 \times 6.25}$$

$$R_{\text{MAX}} = 15.384 \text{ kbps}$$

สรุปว่า การรับส่งข้อมูลมีความเร็วสูงสุดอยู่ที่ 15.384 Kbps ซึ่งถ้าคูณกันตามมาตรฐานของความเร็วในการรับส่งข้อมูลของ โมเด็ม ก็คือ จะมีความเร็วสูงสุดอยู่ที่ 14.4 kbps

### 3.2 Oscillator

เป็นส่วนที่ใช้ในการผลิตสัญญาณ Local และสัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งกรรมวิธีที่ใช้ในการผลิตจะใช้การสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกคูล (Phase Lock Loop Synthesizer)

เครื่องรับส่งวิทยุในปัจจุบันส่วนใหญ่นิยมใช้วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบทั้งสิ้น วงจรที่ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่เรียกว่า ซินธิไซเซอร์ วิธีการสังเคราะห์ความถี่แต่ละแบบมีความซับซ้อนแตกต่างกัน ซึ่งขึ้นอยู่กับช่วงความถี่ (Frequency range) ช่วงห่างระหว่างขั้น (step size or resolution)

ความจริงวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็คือ วงจรที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด (คือตั้งหรือ โปรแกรมได้) การโปรแกรมสามารถทำได้โดยการตั้งสวิตช์หรือกดปุ่ม แต่ในปัจจุบันนิยมสั่งงานด้วยคอมพิวเตอร์

ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงความถี่ที่แน่นอน แล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนได้ที่ละขั้น เรียกว่า (Resolution)

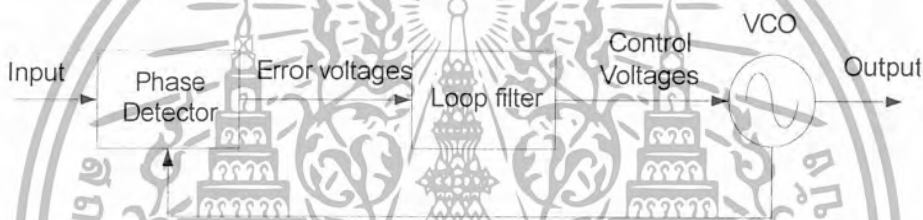
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งได้เป็น 2 วิธีการคือ

1. วิธีการสังเคราะห์โดยตรง (direct synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่ามาผสมกัน เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติต้องใช้แรมป์กับความถี่หลายชุด
2. วิธีการสังเคราะห์โดยอ้อม (indirect synthesis) วิธีนี้อาศัยเฟสล็อกคูลูป (phase locked loop or PLL)

### 3.2.2 เฟสล็อกคูลูป

เฟสล็อกคูลูปเป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกคูลูปประกอบด้วยภาคสำคัญ 3 ภาค คือ ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทกเตอร์ (phase detector) ภาคลูปฟิลเตอร์ (loop filter) และภาค VCO ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.2 บล็อกโคอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป

สมมติว่ามีสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณรายคาบ (Periodic) เข้ามาที่อินพุตได้จากภาคเทียบเฟส ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาท์พุทที่ได้จากภาคเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้ป้อนไปให้วงจรลูปฟิลเตอร์ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดโลพาสกรองเอาแต่เฉพาะความถี่ต่าง ๆ ที่ต้องการ เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลต VCO ต่อไป

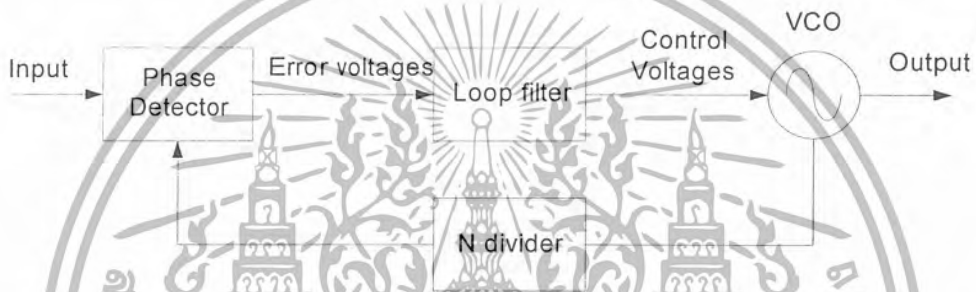
เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก (lock) ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี อาจมีเฟสแตกต่างกันไป แต่ค่าเฟสที่แตกต่างนั้นจะมีค่าคงที่ (constant phase difference) ในกรณีที่เฟสไม่ตรงกันภาคเฟสดีเทกเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (error voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อมิให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อก เอาท์พุทของ VCO จึงมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุต

เราสามารถนำเฟสล็อกคูลูปไปใช้สังเคราะห์ความถี่ (หรือผลิต) ความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพเทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้ วงจรนี้เราเรียกว่า ระบบสังเคราะห์ความถี่ เฟสล็อกคูลูปยังมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประโยชน์อื่นอีก เช่น การคิ่มอดสัญญาณ FM (หรือ PM) เนื่องจากเอาท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์มีค่าสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของคลื่นพาหะ

ไม่ว่าในระบบสังเคราะห์ความถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใด เมื่อพิจารณาลึกลงไปแล้วจะพบว่า มีเฟสล็อกถูปรเป็นหัวใจในการสังเคราะห์เสมอ รูปที่ 3.4 เป็นตัวอย่างของการสังเคราะห์ความถี่อย่างง่ายประกอบด้วย 4 ภาค คือ ภาค VCO เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณเอาท์พุทของระบบสังเคราะห์ความถี่ ภาคหาร N ทำหน้าที่หารความถี่แบบตั้งโปรแกรมให้หารด้วยค่าตัวเลขตามต้องการได้ ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิง คริสตอลออสซิลเลเตอร์หรือสัญญาณอื่น ๆ (reference generator) ภาคเทียบเฟส และภาคลูปฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ค่าไปใช้งาน



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรสังเคราะห์ความถี่

ดังรูปที่แสดง จะเห็นว่าสัญญาณอินพุทของภาคเทียบเฟสมาจากแหล่ง 2 แหล่งคือ จาก VCO มีความถี่เท่ากับ  $F_o/N$  และจากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่เท่ากับ  $F_r$  เอาท์พุทจากการเปรียบเทียบก็คือผลต่างระหว่างสัญญาณ  $F_o/N$  กับ  $F_r$  ซึ่งจะกรองเอาเฉพาะความถี่ค่าเท่านั้น เพื่อบังคับการออสซิลเลทของวงจรวโค ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรงกัน จนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากัน

**คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่**

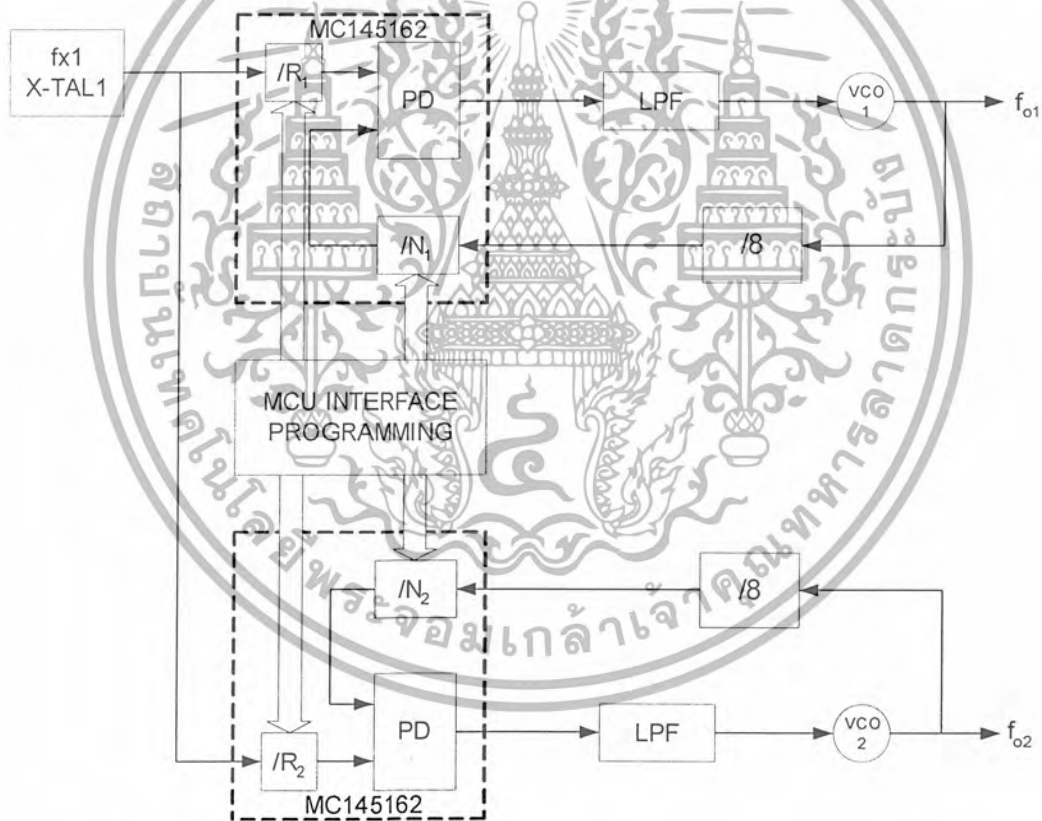
โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า และมีความละเอียดของความถี่ขึ้นอยู่กับ เรโซลูชัน ในกรณีที่เรเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนตามได้เร็วทันที กล่าวอีกนัยคือ ล็อกความถี่ได้ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลาล็อก(lock-up time) สั้น คุณสมบัติการล็อกความถี่ใหม่ได้รวดเร็วนั้นมีความจำเป็นอย่างยิ่ง โดยเฉพาะในระหว่างการเปลี่ยนจากสถานะส่ง (รับ) มาเป็นสภาวะรับ (ส่ง) หรือในกรณีการสแกนความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกต่าง ๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (Spectrum purity) นั่นคือความถี่ฮาร์มอนิกและสปีวเรียสต่าง ๆ จะต้องถูกจำกัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้ขอยส์จากวงจรรอสซิลเลเตอร์ จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่มีความถี่ไม่บริสุทธิ์ ไม่ใช่เพียงความถี่เดียว

ความเที่ยงตรง(Accuracy) และ เสถียรภาพ ทางความถี่ ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรรอสซิลเลเตอร์ชนิดใช้แร่บังกาบความถี่ ฉะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพและความเที่ยงตรงทางความถี่เทียบเท่ากับคริสตอลออสซิลเลเตอร์

การสังเคราะห์ความถี่ในโครงงานนี้จะใช้ IC เบอร์ MC 145162 ซึ่งเป็น Phase Locked Loop Frequency Synthesizer ในการสังเคราะห์ความถี่ขึ้นมาใช้ในส่วนอง ความถี่พาหะ และ ความถี่Local



รูปที่3.4 แสดงส่วนของการสังเคราะห์ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของสถานี A

ความถี่ Local ที่ต้องการ และการตั้งค่า N ,R แสดงดังตารางที่ 2

ความถี่ Local (MHz)	ค่า N	การเซตค่า N															
		N15	N14	N13	N12	N11	N10	N9	N8	N7	N6	N5	N4	N3	N2	N1	N0
67.32	3366	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0
67.64	3382	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0
67.96	3398	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	1	1	0
68.28	3414	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0
68.60	3430	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0
68.92	3446	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0
69.24	3462	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0
69.56	3478	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0
69.88	3494	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0
70.2	3510	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0

\* ค่า R มีค่าเป็น 4096 , ความถี่อ้างอิง ( Fref ) = 2.5 kHz

ตารางที่ 2 แสดงการเซตค่าให้ IC MC145162

ความถี่ส่งที่ต้องการ และการตั้งค่า N ,R แสดงดังตารางที่ 3

ความถี่ (MHz)	ค่า N	การเซตค่า N															
		N15	N14	N13	N12	N11	N10	N9	N8	N7	N6	N5	N4	N3	N2	N1	N0
71.60	3580	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0
71.92	3596	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
72.24	3612	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0
72.56	3628	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0
72.88	3644	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0
73.20	3660	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0
73.52	3676	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0
73.84	3692	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
74.16	3708	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	0
74.48	3724	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0

\* ค่า R มีค่าเป็น 4096 , ความถี่อ้างอิง ( Fref ) = 2.5 kHz

ตารางที่ 3 แสดงการเซตค่าให้ IC MC145162

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของสถานี B

ความถี่ Local ที่ต้องการ และการตั้งค่า N ,R แสดงดังตารางที่ 4

ความถี่ Local (MHz)	ค่า N	การเซตค่า N														
		N15	N14	N13	N12	N11	N10	N9	N8	N7	N6	N5	N4	N3	N2	N1
60.90	3045	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1
61.22	3061	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1
61.54	3077	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1
61.86	3093	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1
62.18	3109	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1
62.50	3125	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1
62.82	3141	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1
63.14	3157	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	1	1
63.46	3173	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
63.78	3189	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1

\* ค่า R มีค่าเป็น 4096 , ความถี่อ้างอิง ( Fref ) = 2.5 kHz

ตารางที่ 4 แสดงการเซตค่าให้ IC MC145162

ความถี่ส่งที่ต้องการ และการตั้งค่า N ,R แสดงดังตารางที่ 5

ความถี่ (MHz)	ค่า N	การเซตค่า N															
		N15	N14	N13	N12	N11	N10	N9	N8	N7	N6	N5	N4	N3	N2	N1	N0
78.02	3901	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1
78.34	3917	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1
78.66	3933	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1
78.98	3949	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1
79.30	3965	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1
79.62	3981	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1
79.94	3997	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	1
80.26	4013	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1
80.58	4029	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	1
80.90	4045	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1

\* ค่า R มีค่าเป็น 4096 , ความถี่อ้างอิง ( Fref ) = 2.5 kHz

ตารางที่ 5 แสดงการเซตค่าให้ IC MC145162

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.3 วงจรที่ใช้ในโครงการ

วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่ผลิตความถี่เฉพาะออกมาใช้งาน และรักษาแอมพลิจูดให้คงที่ตามที่กำหนดวงจรออสซิลเลเตอร์ส่วนมากจะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ , ตัวเหนี่ยวนำ , ตัวเก็บประจุ และ ตัวต้านทานเป็นหลัก การทำงานของวงจรจะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงพลังงานระหว่างกัน และกันของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ทรานซิสเตอร์จะทำหน้าที่เพียงขยายสัญญาณ และจ่ายพัลส์ของพลังงานที่มีทั้งเฟสและขนาด ไปเสริมกับพลังงานที่เปลี่ยนแปลงอยู่ในตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ทำให้เกิดการออสซิลเลทอยู่ตลอดเวลา ส่วนตัวต้านทานจะมีหน้าที่จัดกระแสที่เหมาะสมป้อนให้แก่ทรานซิสเตอร์ เพื่อให้ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้

ทรานซิสเตอร์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ จะทำหน้าที่เปรียบเสมือนตัวแปลงพลังงานไฟฟ้า กระแสตรงที่ขาคอลเล็กเตอร์ ซึ่งต่ออยู่กับแหล่งจ่ายไฟ แล้วจ่ายออกมาเป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับที่วงจรทางด้านเอาต์พุต ลักษณะการขยายของทรานซิสเตอร์ โดยมีการป้อนกลับแบบบวกจะทำให้วงจรยังคงออสซิลเลทอยู่ได้

ในการคงสถานะการออสซิลเลทอยู่ได้ จำเป็นต้องมีการป้อนกลับในลักษณะเสริม เพื่อไปกระตุ้นวงจรทางด้านอินพุตของทรานซิสเตอร์หรือวงจรเบสให้ทำงาน นอกจากนี้จำนวนพลังงานที่ป้อนไปยังวงจรเบสจะต้องมีประสิทธิภาพเพียงพอที่จะชดเชยพลังงานที่สูญเสียในวงจรเบสได้ ค่า Q (Quantity factor) ถูกกำหนดขึ้นมาเพื่อบอกขีดความสามารถของวงจรเรโซแนนซ์ในระบบ โดยกำหนดให้มีค่าเท่ากับคาร์ีแอกแดนซ์หารด้วยค่าความต้านทานในวงจรเรโซแนนซ์

จะเห็นได้ว่าค่า Q ยิ่งมากเท่าไรวงจรเรโซแนนซ์ก็ยิ่งมีประสิทธิภาพมากขึ้นเท่านั้น เนื่องจากวงจรเสมือนทางไฟฟ้าของผลึกแร่ก็คือ วงจรเรโซแนนซ์ที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ, ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ดังนั้นผลึกแร่จึงมีค่า Q ด้วย ค่า Q ที่อยู่ภายในผลึกของแร่ควอตซ์จะค่าถึงสิบล้านที่ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ และสองหมื่นถึงหนึ่งล้านขึ้นไปที่ความถี่อื่น ๆ ซึ่งค่า Q ของผลึกจะมีค่าสูงกว่าค่า Q ของวงจรแท่ง LC มาก ดังนั้นวงจรคริสตออสซิลเลเตอร์จึงมีค่าเสถียรทางอุณหภูมิที่ดีกว่า

หลักการพื้นฐานของ ออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถออกแบบได้ตามรูปที่ 1 เกิดจากการรวมของส่วนที่มีอัตราขยาย  $A(j\omega)$  และส่วนป้อนกลับทางความถี่  $H(j\omega) = \beta A$  ตามสมการ

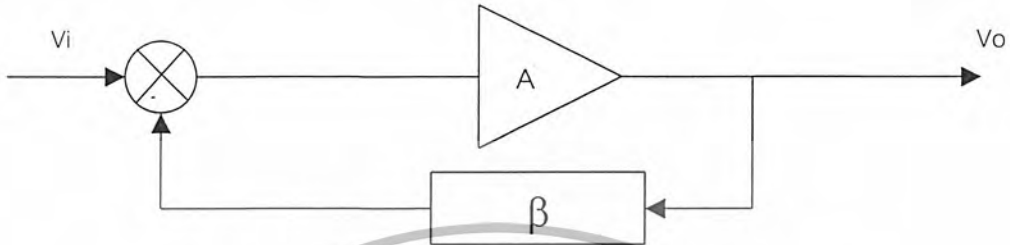
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{(1 - \beta A)}$$

ซึ่งระบบจะเกิดการออสซิลเลท เมื่อ  $\beta A = 1$  ที่ความถี่ของการออสซิลเลท

ณ.ที่ความถี่ออสซิลเลท ผลรวมของเฟสขีพภายในลูปนั้น ต้องเป็น 360 องศาและขนาดของ open loop gain ต้องเป็น 1 สำหรับวงจร common emitter นั้น เฟสขีพจะเป็น 180 องศา ถ้าวางจรที่ใช้เป็นการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

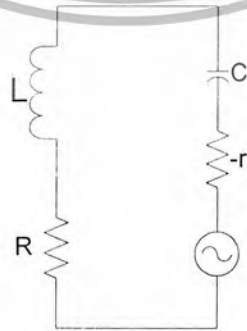
ป้อนกลับจาก collector ไป base การป้อนกลับของวงจรเฟสชิฟนั้น จะเพิ่มขึ้น 180 องศา ถ้าใช้วงจรที่เป็น common Base สัญญาณระหว่าง Emitter กับ Collector จะไม่มีเฟสชิฟ ซึ่งการป้อนกลับของวงจรเฟสชิฟต้องเป็น 0 องศา หรือ 360 องศา



รูปที่ 3.5 ออสซิลเลเตอร์ควรมีทั้งส่วนขยายและส่วนป้อนกลับ

อย่างไรก็ตามรูปแบบที่แสดงในรูปที่ 3.5 นั้นมีความจำเป็นและเพียงพอต่อการวิเคราะห์ และกำหนดเงื่อนไขของการออสซิลเลท ซึ่งง่ายต่อการใช้รูปแบบดังในรูปที่ 3.6 ซึ่งแสดงการวิเคราะห์ในเทอมของความถี่ของวงจรทางลบ ซึ่งสิ่งนี้เป็นความคิดพื้นฐานที่จะปรับและกระตุ้นวงจรที่จะให้เกิดการออสซิลเลทอย่างต่อเนื่อง ถ้าไม่มีความต้านทานทางลบแล้ว พลังงานก็จะลุดหายไป มันเป็นฟังก์ชันของวงจรขยายที่จะเป็นตัวผลิต ความต้านทานทางลบหรือคงสภาพการออสซิลเลทด้วยการจ่ายพลังงานจำนวนที่เท่ากับจำนวนที่ลุดหายไป ซึ่งการเลือกวงจรนั้นต้องคำนึงถึงแฟคเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

- ความถี่ของการออสซิลเลท
- ย่านในการจูน
- การเลือกทรานซิสเตอร์
- ชนิดของตัวเรโซแนนซ์



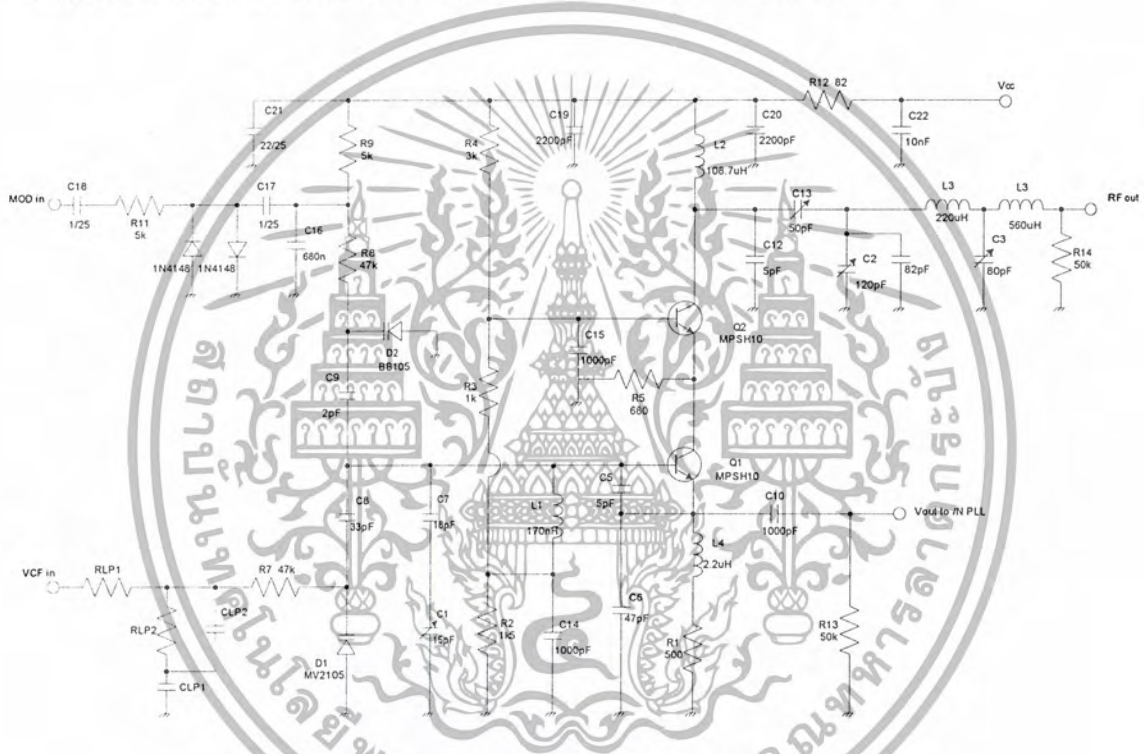
รูปที่ 3.6 ออสซิลเลเตอร์ จะออกแบบให้มี Negative resistance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโครงงานนี้ได้ Varactor Diode มาช่วยในการปรับค่าความถี่ในวงจรออสซิลเลเตอร์ คุณสมบัตินี้ที่สำคัญของ Varactor Diode คือ เมื่อรอยต่อพีเอ็นที่ได้รับไป้อตย้อนกลับ ค่าความจุไฟฟ้า (Capacitance) จะแปรผันกับแรงดันไป้อตย้อนกลับ

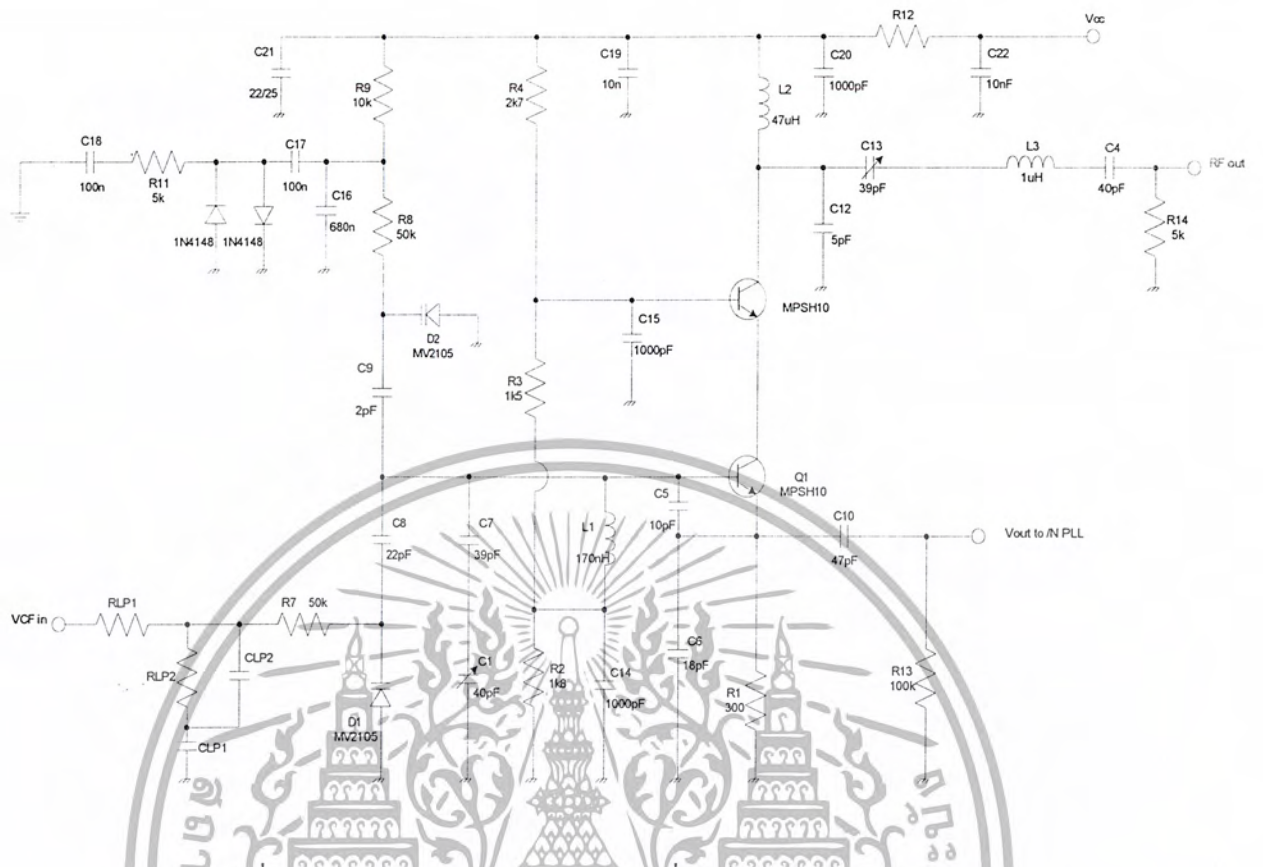
$$C = \frac{K}{\sqrt[n]{V_{REV}}}$$

โดยการนำ Varactor Diode ไปต่อคร่อม LC Tank ของวงจรออสซิลเลเตอร์ จะได้วงจร Voltage controlled Oscillator : VCO ซึ่งสามารถใช้งานเป็น FM Modulator ได้



รูปที่ 3.6 วงจร Voltage control oscillator ที่ใช้ในการมอดูเลตข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

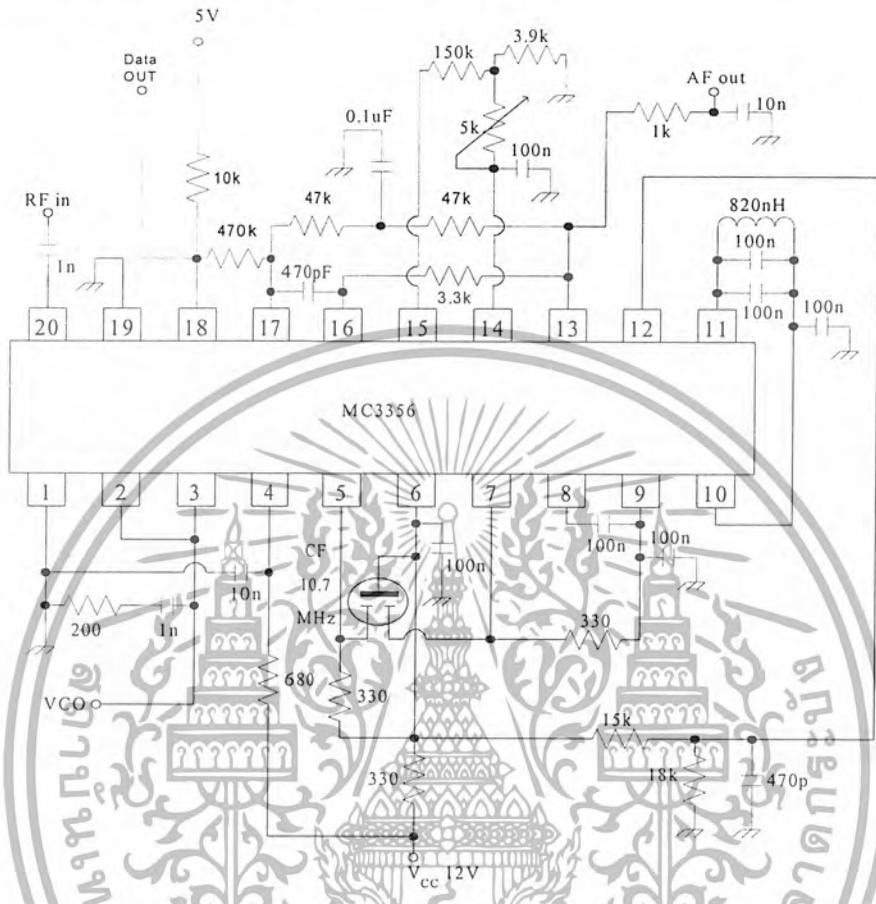


รูปที่ 3.7 วงจร Voltage control oscillator ที่ใช้เป็น Local oscillator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ภาครับ

โครงสร้างการทำงานของภาครับแสดงดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.8 แสดงส่วนของภาครับ

ส่วนของภาครับ จะใช้ IC เบอร์ MC 3356 ซึ่งทำหน้าที่เป็น PSK Receiver รับสัญญาณ RF จากสายอากาศ มาผสมกับสัญญาณ Local เพื่อให้ได้ความถี่ 10.7MHz และนำไปตีเทคเพื่อให้ได้ข้อมูลออกมาต่อไป ส่วนของบล็อกไดอะแกรมและโครงสร้างต่างๆภายในตัว IC สามารถดูได้จาก Data sheet ในส่วนของภาคผนวก

ภาคмикเซอร์ (mixer) ทำหน้าที่รับเอาสัญญาณ 2 ความถี่ มาเพื่อผสมสัญญาณให้ได้สัญญาณออกทางเอาท์พุทตามที่ต้องการ โดยวงจรмикเซอร์แบ่งออกเป็น 2 ประเภท

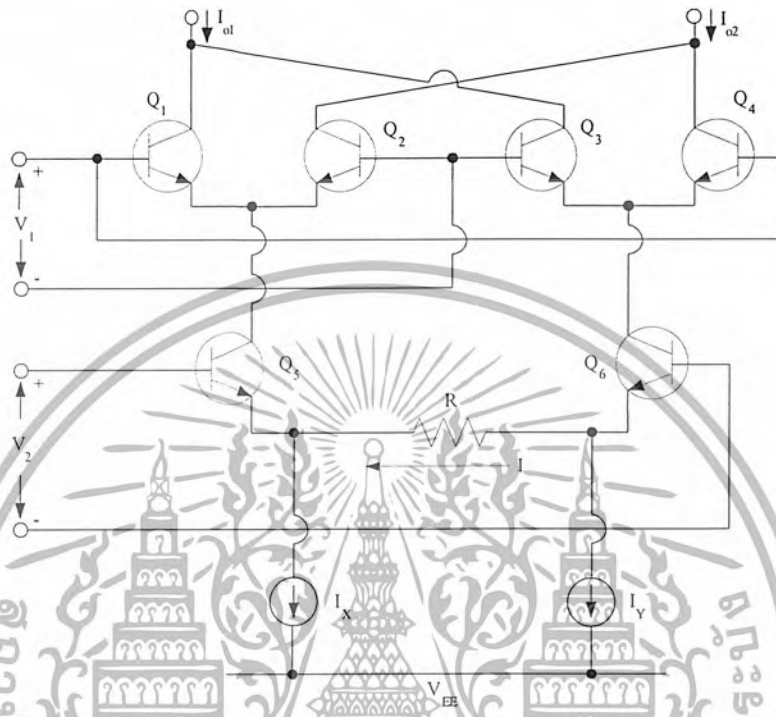
1. ประเภทเอกทีพ (active) ใช้อุปกรณ์จำพวกทรานซิสเตอร์หรือ ไอซี รวมทั้งอุปกรณ์อื่น ๆ ที่ให้อัตราการขยาย ในการผสมคลื่น

2. ประเภทพาสซีฟ (passive) ใช้ไดโอดซึ่งไม่มีการขยายสัญญาณ

หรืออาจแบ่งวงจรวมจรмикเซอร์ได้เป็นอีก 2 ประเภท คือ แบบบาลานซ์ (balanced) และแบบอับบาลานซ์ (unbalanced) วงจรмикเซอร์แบบบาลานซ์ (balance) นั้น อยู่ในตัวของ IC เป็นวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Gilbert multiplier balanced สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตจะเป็นค่าผลบวกและผลต่างของความถี่อินพุต ( $\omega_A \pm \omega_B$ ) ที่ป้อนให้กับวงจร ดังวงจรตัวอย่างของ Gilbert multiplier balanced



รูปที่ 3.9 วงจร Gilbert multiplier balanced

พบว่าเอาต์พุตของวงจรจะมีค่าเป็น

$$|I_{o1}| = |I_{o2}| = K \times V_1 \times V_2$$

ผลที่ได้จะมีค่าเป็น  $|I_{o1}| = |I_{o2}| = \frac{K V_1 V_2}{2} (\cos(\omega_A + \omega_B)t - \cos(\omega_A - \omega_B)t)$  พบว่าค่าของความถี่ที่ได้จะมีค่าเป็นเพียงจำนวนผลบวกและผลต่างของความถี่เท่านั้น

วงจรมิกเซอร์แบบอานบาลานซ์ (unbalanced) ในการผสมสัญญาณผลที่ได้ทางเอาต์พุตจะปรากฏสัญญาณหลาย ๆ ความถี่ขึ้น หากต้องการแยกสัญญาณที่ต้องการ จะใช้ฟิลเตอร์ช่วยในการกรองสัญญาณ

สมมุติให้ความถี่สัญญาณจาก Local Oscillator และ Crystal Oscillator มีสัญญาณดังนี้

$$V_{Local} = V_{LP} \sin \omega_A t$$

$$V_{Crystal} = V_{CP} \sin \omega_B t$$

จากความไม่สมดุลของมิกเซอร์ ผลทางเอาต์พุตที่ได้จะเป็น

$$V_{mixer} = AV_{in} + BV_{in}^2 + \dots$$

โดย  $V_{in} = V_{LP} \sin \omega_A t + V_{CP} \sin \omega_B t$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้น สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จะเป็น

$$\begin{aligned}
 V_{\text{mixer}} &= A(V_{LP} \sin \omega_A t + V_{CP} \sin \omega_B t) + B(V_{LP} \sin \omega_A t + V_{CP} \sin \omega_B t)^2 + \dots \\
 &= A(V_{LP} \sin \omega_A t + V_{CP} \sin \omega_B t) + B(V_{LP}^2 \sin^2 \omega_A t + 2V_{LP} V_{CP} \sin \omega_A t \sin \omega_B t + \\
 &\quad V_{CP}^2 \sin^2 \omega_B t) + \dots \\
 &= A(V_{LP} \sin \omega_A t + V_{CP} \sin \omega_B t) + B V_{LP}^2 \sin^2 \omega_A t + 2B V_{LP} V_{CP} \sin \omega_A t \sin \omega_B t + \\
 &\quad B V_{CP}^2 \sin^2 \omega_B t + \dots
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= A(V_{LP} \sin \omega_A t + V_{CP} \sin \omega_B t) + \frac{B V_{LP}}{2} (1 - \cos 2\omega_A t) + \frac{B V_{CP}}{2} (1 - \cos 2\omega_B t) + \\
 &\quad 2B V_{LP} V_{CP} (\cos(\omega_A - \omega_B)t - \cos(\omega_A + \omega_B)t) + \dots
 \end{aligned}$$

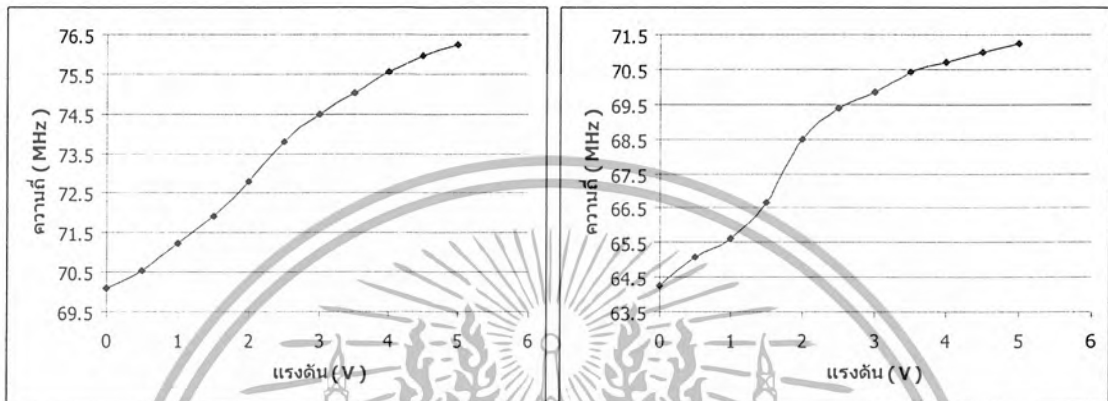
ผลที่ได้จากการรวมสัญญาณนั้น จะทำให้ได้ความถี่ออกมาเป็น  $\omega_A, \omega_B, 2\omega_A, 2\omega_B, \omega_A - \omega_B, \omega_A + \omega_B, \dots$  ซึ่งเป็นการขยายสัญญาณของพจน์  $V_{in}^N$

ในการมิกซ์ความถี่ ความถี่ที่เราต้องการคือ  $\omega_A - \omega_B$  จึงสามารถใช้ Lowpass filter ช่วยในการกรองสัญญาณทำให้ได้ความถี่ที่ต้องการ

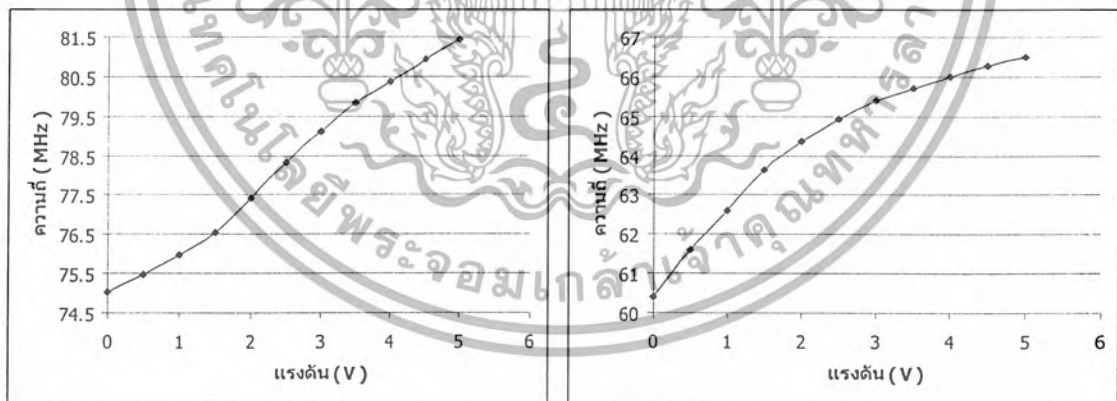
## บทที่ 4

## ผลการทดลอง

จากการทดลองป้อนแรงดันควบคุมวงจร VCO จะได้ความถี่ที่วงจรผลิตออกมามีความสัมพันธ์กันดังรูป



รูปที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน VCO กับ ความถี่ ของ Station A  
(a) ความถี่พาหะ (b) ความถี่ของ Local oscillator

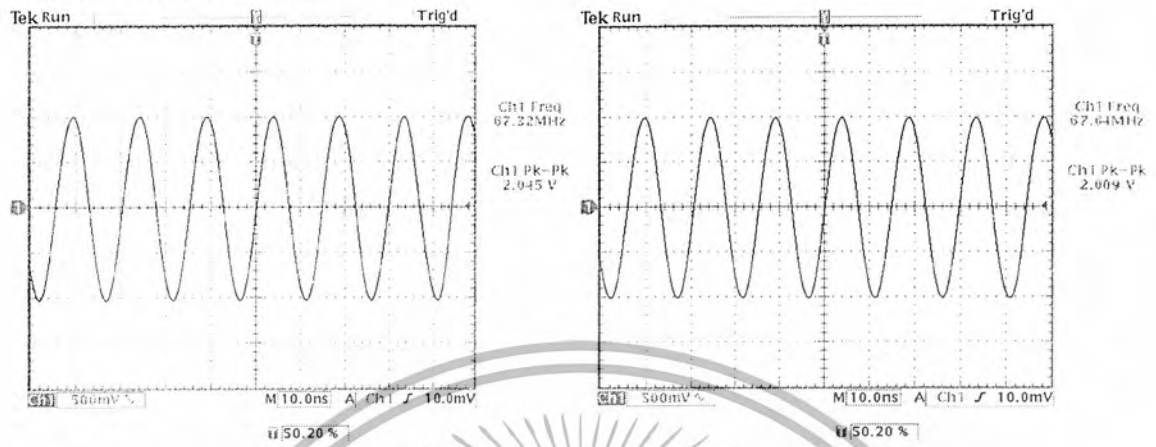


รูปที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน VCO กับ ความถี่ของ Station B  
(a) ความถี่พาหะ (b) ความถี่ของ Local oscillator

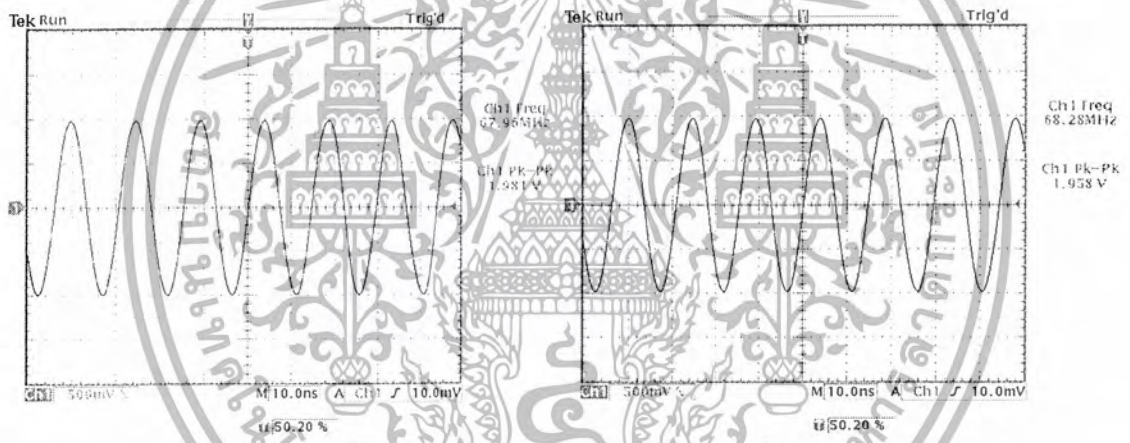
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Station A

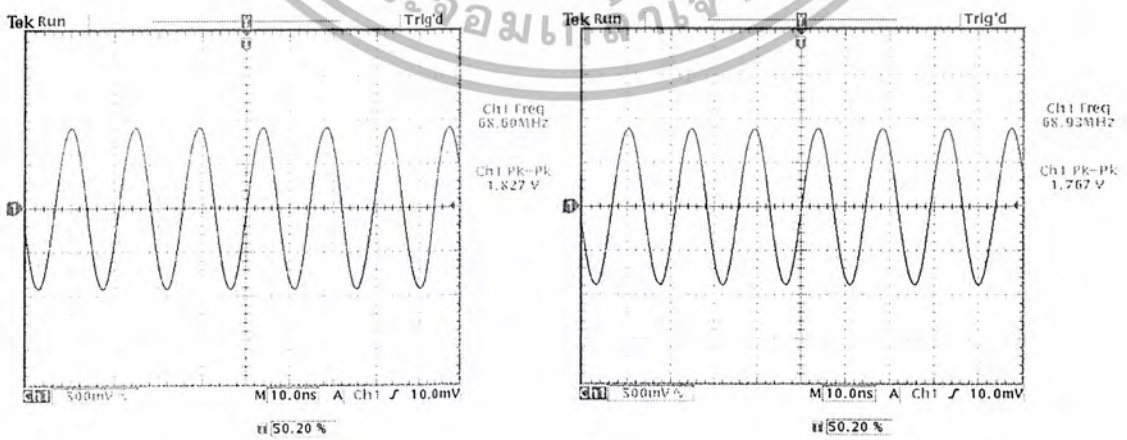
ความถี่ของ Local Oscillator



รูปที่ 4.3 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local Oscillator A ใน channel ที่ 1 และ 2

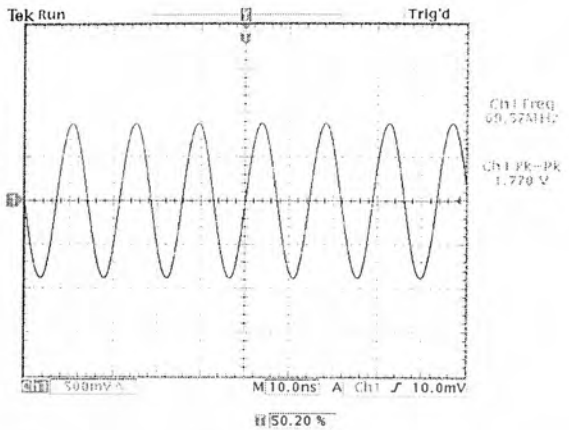
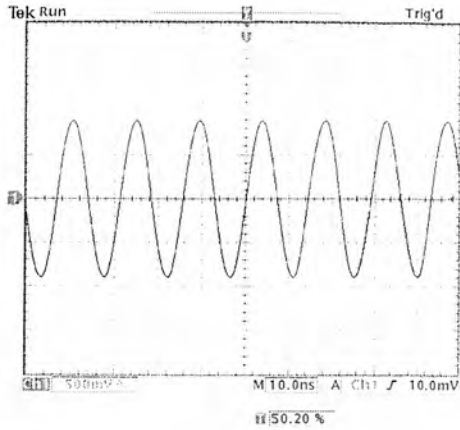


รูปที่ 4.4 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local Oscillator A ใน channel ที่ 3 และ 4

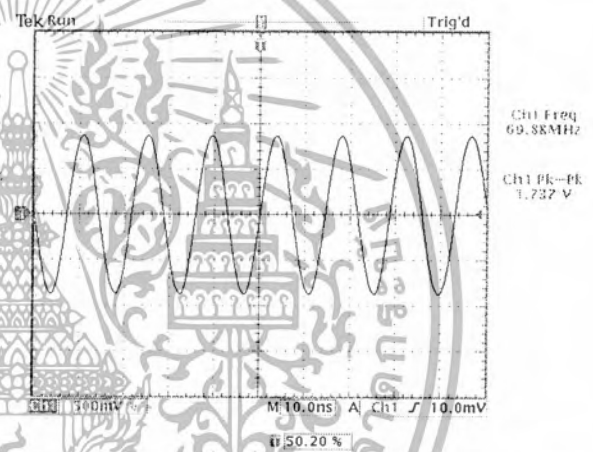
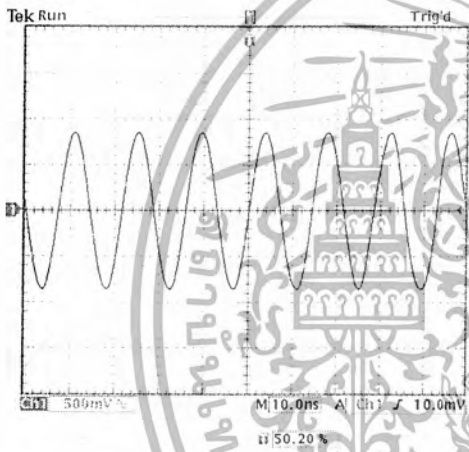


รูปที่ 4.5 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local Oscillator A ใน channel ที่ 5 และ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

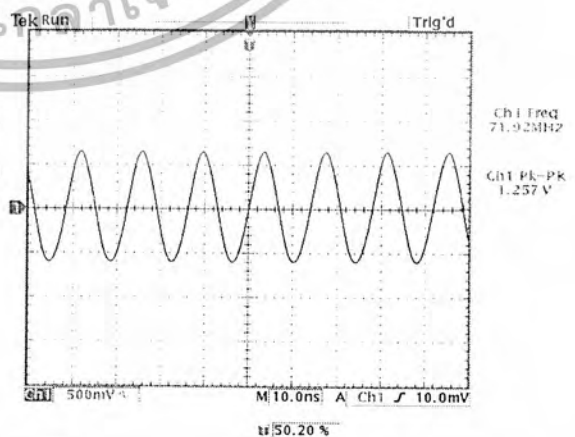
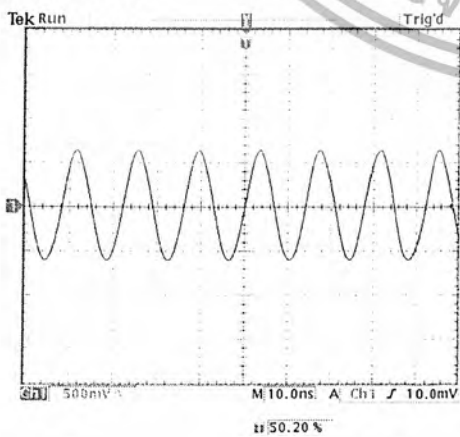


รูปที่ 4.6 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local Oscillator A ใน channel ที่ 7 และ 8



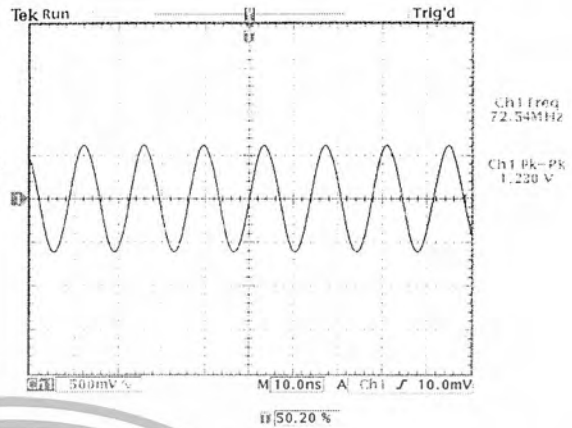
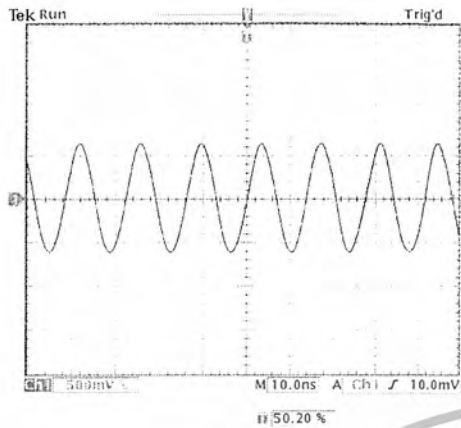
รูปที่ 4.7 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local Oscillator A ใน channel ที่ 9 และ 10

ความถี่พาหะ

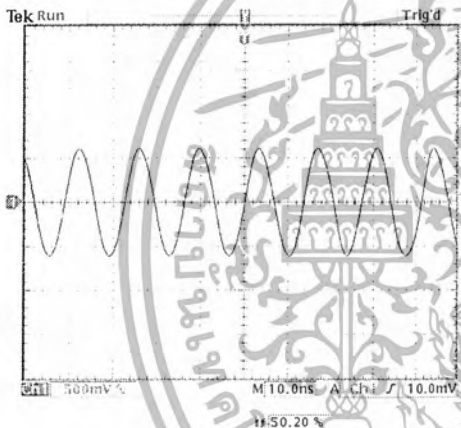


รูปที่ 4.8 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 1 และ 2

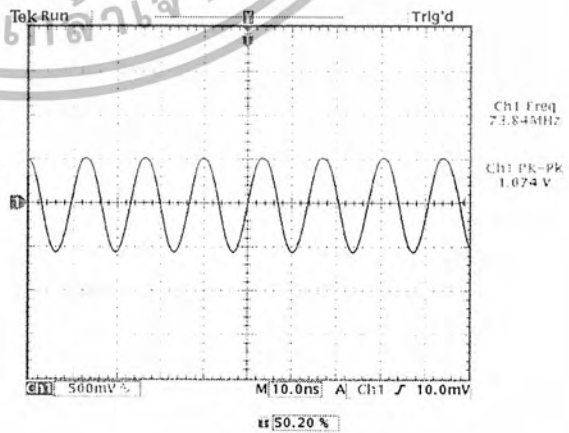
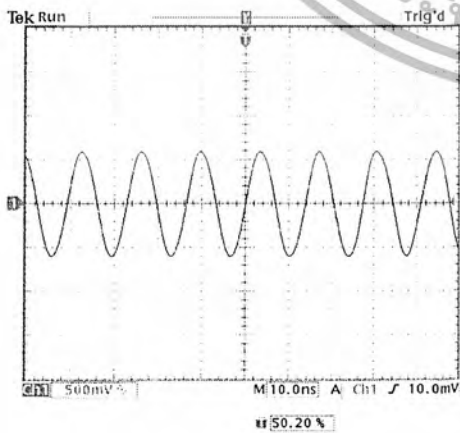
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 3 และ 4

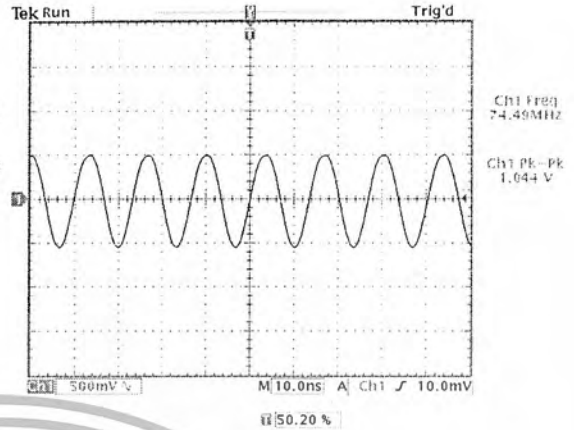
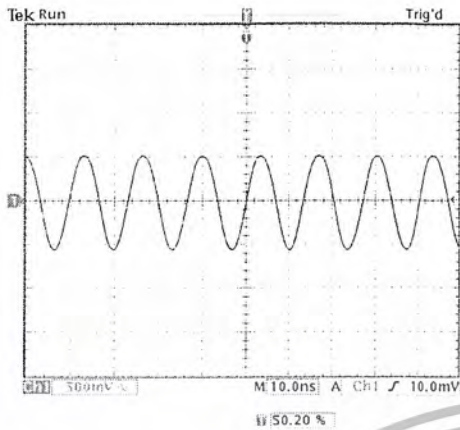


รูปที่ 4.10 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 5 และ 6



รูปที่ 4.11 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 7 และ 8

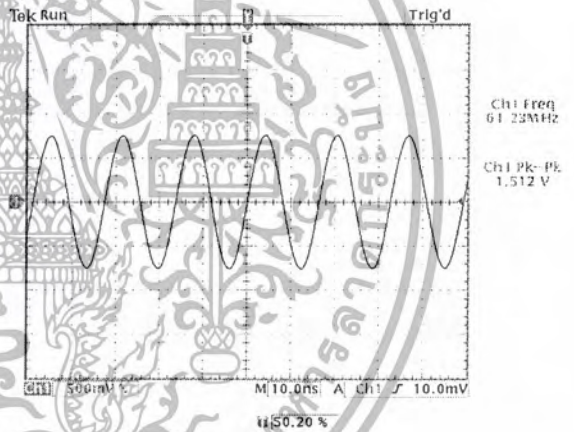
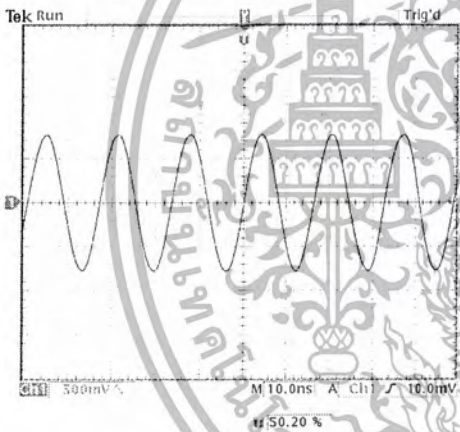
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



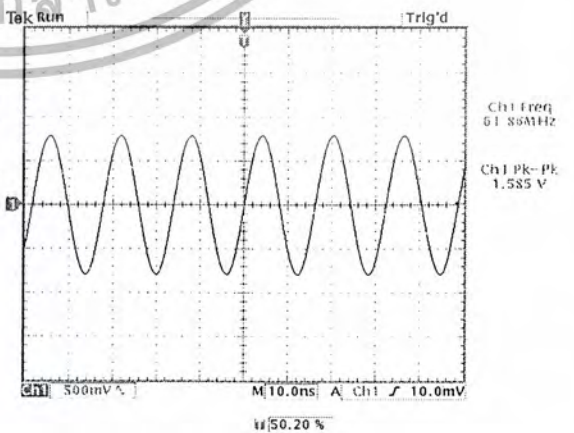
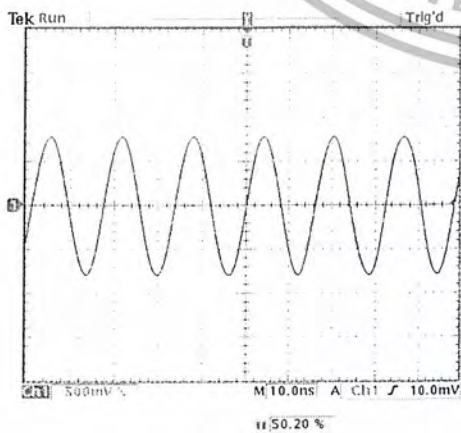
รูปที่ 4.12 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 9 และ 10

Station B

ความถี่ของ Local Oscillator

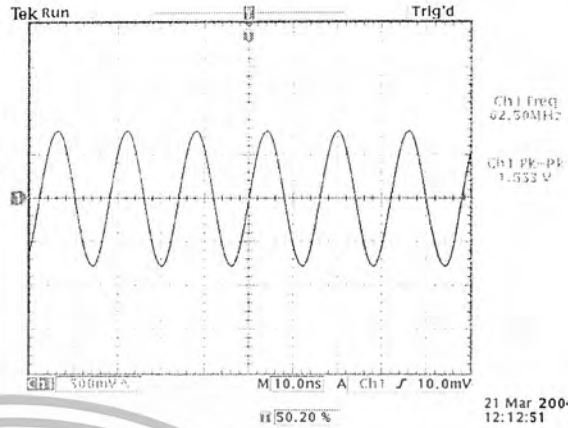
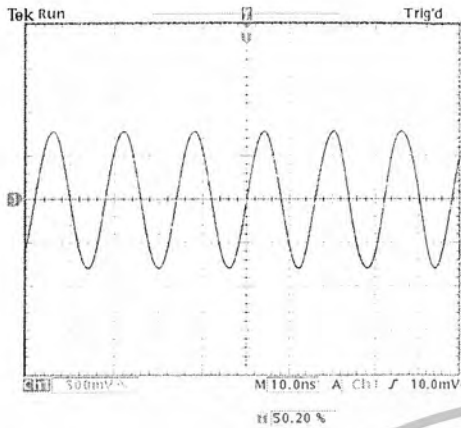


รูปที่ 4.13 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local Oscillator B ใน channel ที่ 1 และ 2

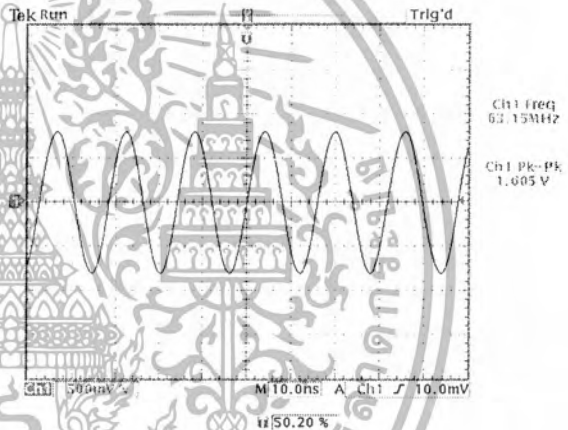
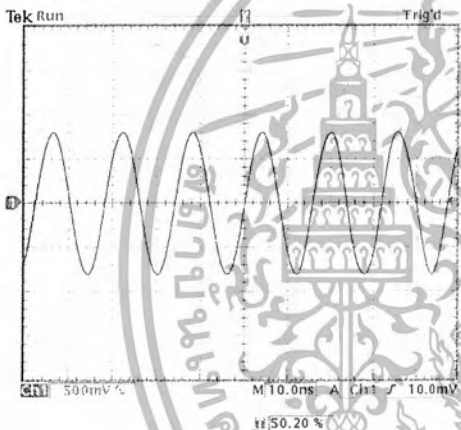


รูปที่ 4.14 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local Oscillator B ใน channel ที่ 3 และ 4

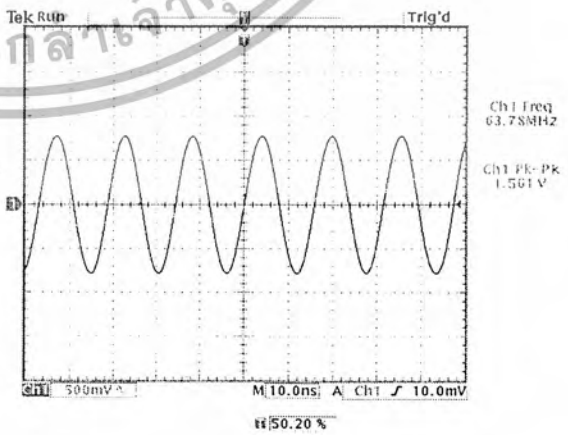
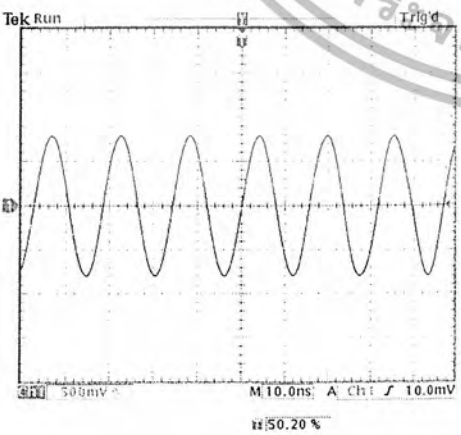
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local Oscillator B ใน channel ที่ 5 และ 6



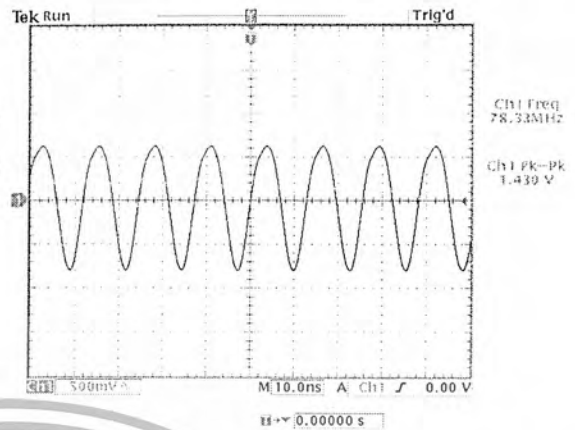
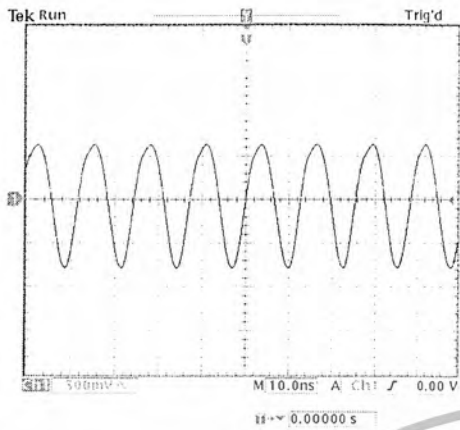
รูปที่ 4.16 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local Oscillator A ใน channel ที่ 7 และ 8



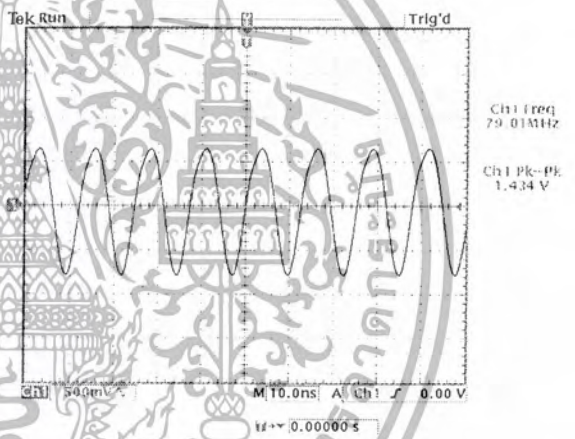
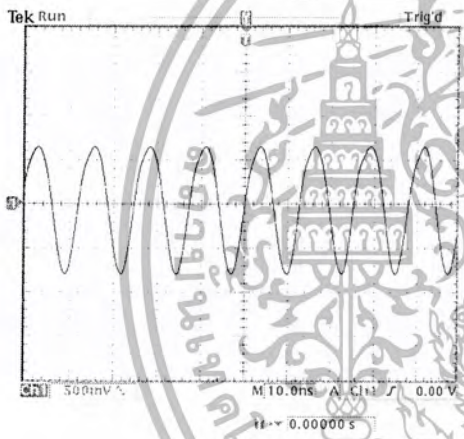
รูปที่ 4.17 สัญญาณความถี่ที่ได้จาก Local Oscillator B ใน channel ที่ 9 และ 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

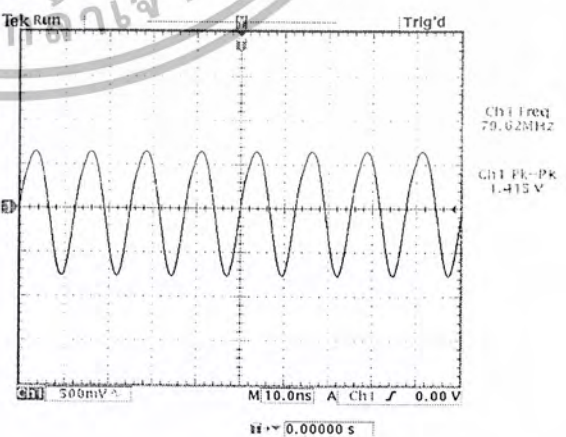
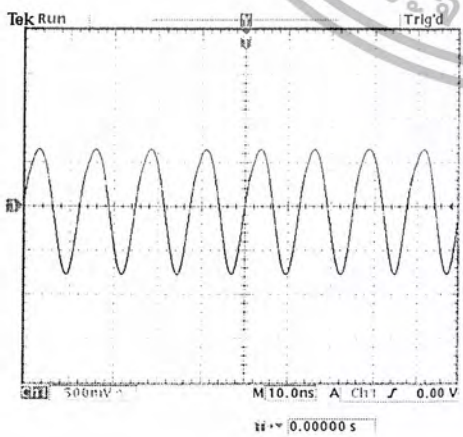
ความถี่พาหะ



รูปที่ 4.18 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 1 และ 2

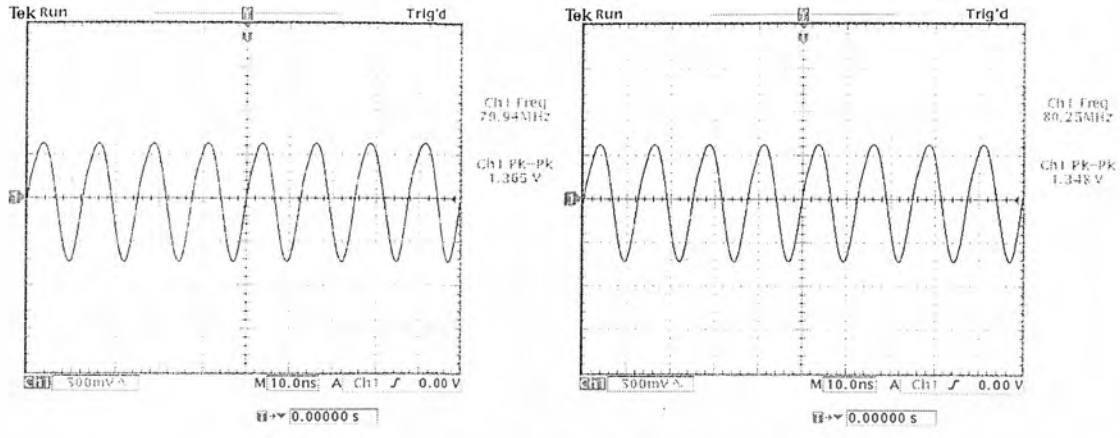


รูปที่ 4.19 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 3 และ 4

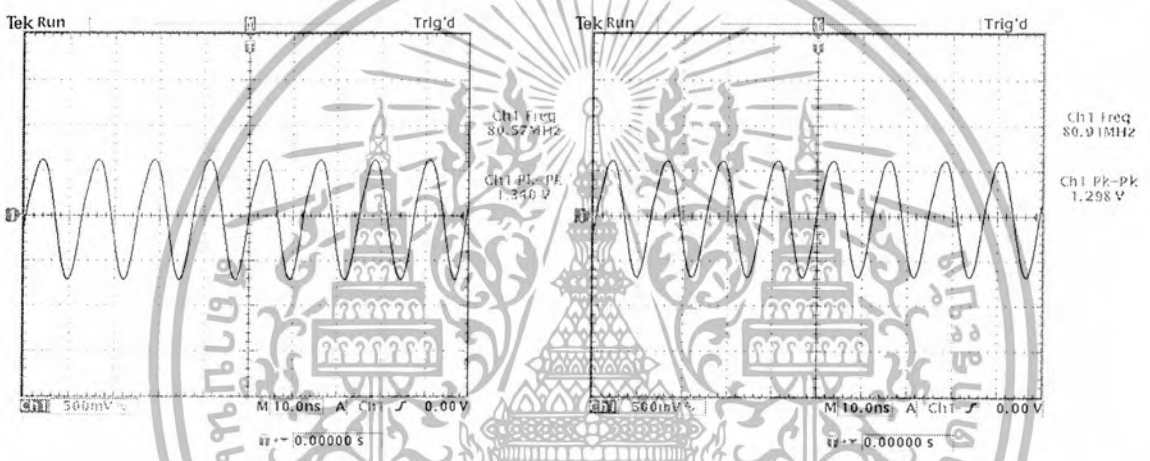


รูปที่ 4.20 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 5 และ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

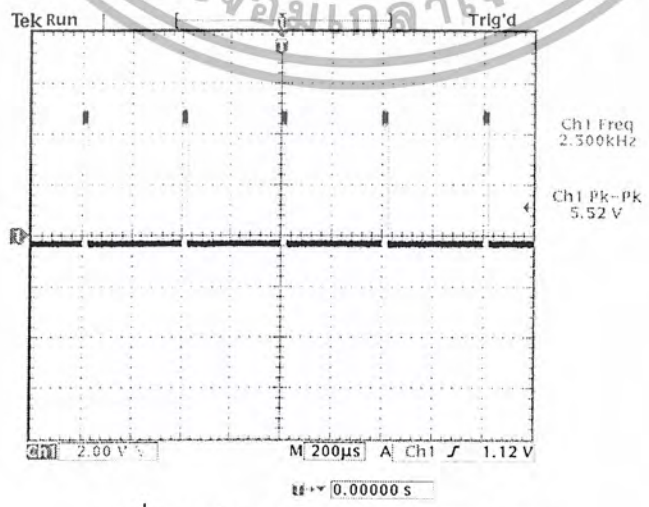


รูปที่ 4.21 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 7 และ 8



รูปที่ 4.22 สัญญาณความถี่พาหะ ใน channel ที่ 9 และ 10

การทดสอบว่าวงจรถ่ายสัญญาณเสียงได้หรือไม่สามารถตรวจสอบได้โดยจับสัญญาณที่ขา 16 ของ IC เบอร์ MC 145162 ถ้ามีการล็อกสัญญาณจะอยู่ที่ระดับ high



รูปที่ 4.23 สัญญาณ Lock Detector Output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดสอบ

ทดสอบโดยการป้อนสัญญาณ Pulse ขนาด 5V ความถี่ 5 kHz เป็นการจำลองสัญญาณข้อมูลจากเครื่องคอมพิวเตอร์

ภาคส่ง



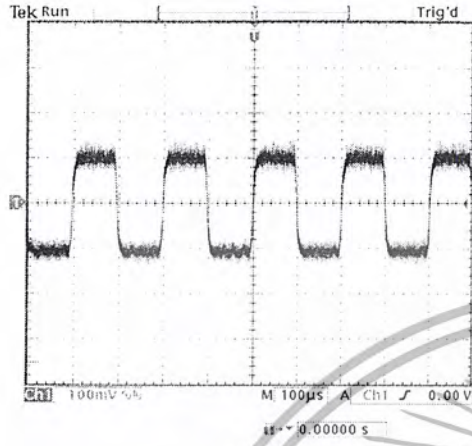
รูปที่ 4.24 แสดงสัญญาณข้อมูล (ขนาด 5V ความถี่ 5kHz)

รูปที่ 4.25 แสดงสัญญาณข้อมูลหลังถูกคลิบโดย ไดโอด

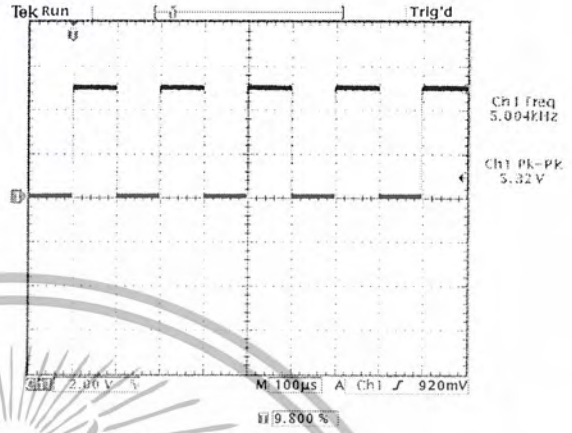
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาครับ

Station A

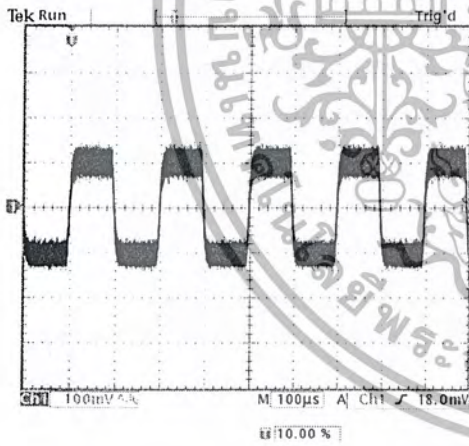


(ก)

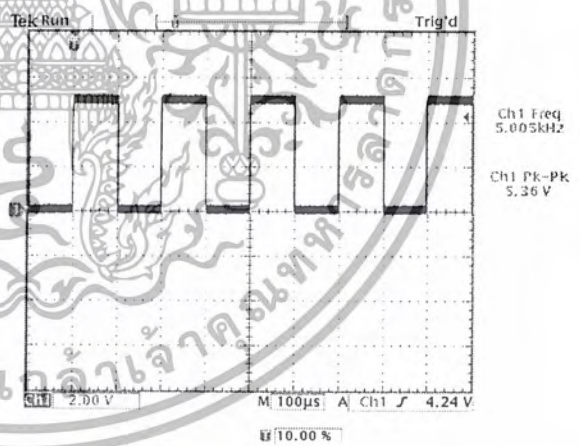


(ข)

รูปที่ 4.26 แสดงสัญญาณข้อมูลที่ได้จากภาครับ channel 1 ของ station A  
(ก) สัญญาณหลังการDemodulate (ข) Output ที่ได้จากผ่าน Comparator



(ก)



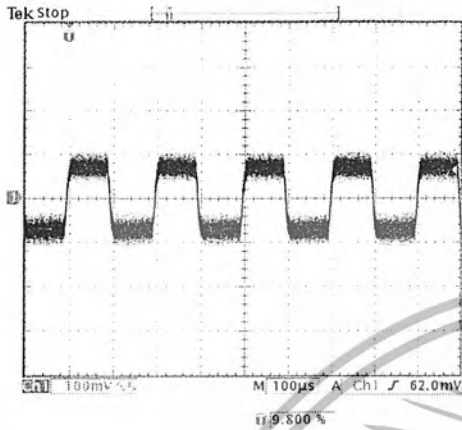
(ข)

รูปที่ 4.27 แสดงสัญญาณข้อมูลที่ได้จากภาครับ channel 10 ของ station A  
(ก) สัญญาณหลังการDemodulate (ข) Output ที่ได้จากผ่าน Comparator

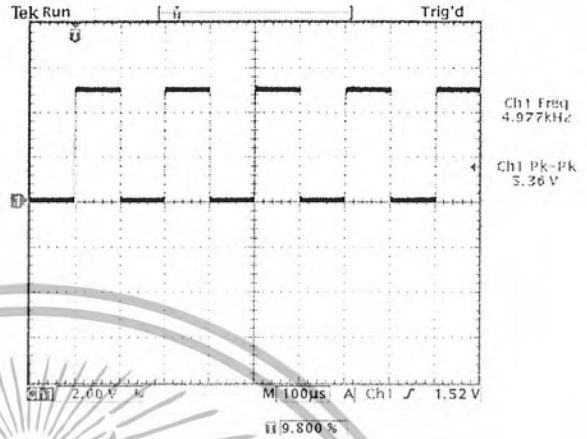
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาครับ

Station B

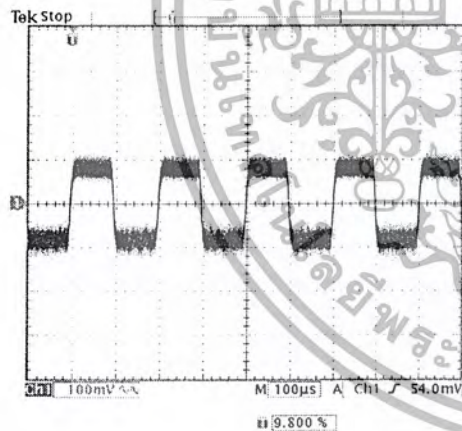


(ก)

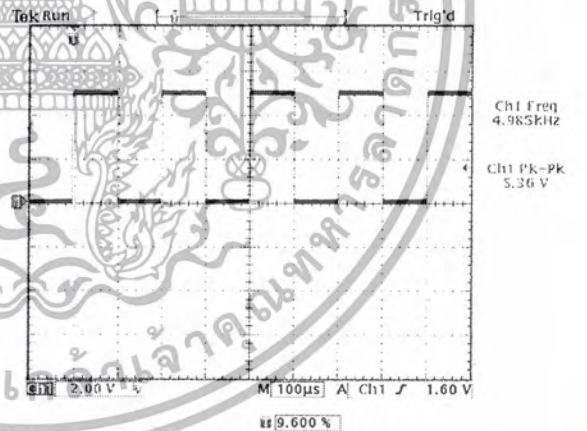


(ข)

รูปที่ 4.28 แสดงสัญญาณข้อมูลที่ได้จากภาครับ channel 1 ของ station B  
(ก) สัญญาณหลังการDemodulate (ข) Output ที่ได้จากผ่าน Comparator



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.29 แสดงสัญญาณข้อมูลที่ได้จากภาครับ channel 10 ของ station B  
(ก) สัญญาณหลังการDemodulate (ข) Output ที่ได้จากผ่าน Comparator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทสรุปและวิจารณ์

ในการทำโครงการนี้ ประเด็นสำคัญที่จะต้องศึกษาก็คือการสังเคราะห์ความถี่และการสร้างวงจรรออสซิลเลเตอร์ ในส่วนของการสังเคราะห์ความถี่นั้นได้ใช้ไอซีเบอร์ MC145162 ซึ่งเป็น Programmable Dual PLL Frequency Synthesizers ปัญหาสำคัญของการใช้ไอซีเบอร์นี้ก็คือการโปรแกรมค่าต่างๆต้องโปรแกรมแบบ serial ซึ่งผู้จัดทำได้ใช้เวลาในการศึกษาจุดนี้นานพอสมควรทำให้เสียเวลาไปมาก การสังเคราะห์ความถี่นั้นจุดที่ต้องพิจารณาอย่างดีก็คือความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวงจร VCO และ ส่วนของ Loop Filter ซึ่งเป็นปัญหาสำคัญที่ทำให้ได้ความถี่ไม่ตรงตามที่โปรแกรมไว้

ส่วนของการรับ-ส่ง เนื่องจากโครงการนี้ส่วนของภาคส่งมีกำลังส่งต่ำ ดังนั้นประเด็นสำคัญที่ต้องคำนึงถึงก็คือการ Matching เพื่อให้สามารถส่งผ่านคลื่นได้สูงสุด ในส่วนของภาครับใช้ไอซีเบอร์ MC3356 ซึ่งเป็น Wideband FSK Receiver ในการ Demodulate ผลของสัญญาณที่ผ่านการ Demodulate ที่ขา 13 ของไอซี พบว่ารูปของสัญญาณที่ได้ไม่ค่อยดีนักเนื่องจากมีการรบกวน จากสัญญาณของภาคส่งที่อยู่ในสถานีเดียวกัน และ สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการ Layout ที่ไม่ค่อยดีนัก แต่ก็ไม่เป็นปัญหามากนักเนื่องจากสัญญาณที่ได้ถูกนำไปเข้าในส่วนของ Comparator เพื่อเปรียบเทียบให้ได้เป็นสัญญาณดิจิทัล

## หนังสืออ้างอิง

1. ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์, “พื้นฐานการสื่อสาร”, ภาควิชาโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.กรุงเทพฯ.2530
2. ดร. ประสิทธิ์ ประพัฒน์มงคล. ”หลักการระบบสื่อสาร”, ซีเอ็ดยูเคชั่น, กรุงเทพฯ.2521
3. ดร. ประสิทธิ์ ทิมพุดิ, ”การสื่อสาร โทรคมนาคม”, ซีเอ็ดยูเคชั่น, กรุงเทพฯ.2539





ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**LB3500**

Monolithic Digital Integrated Circuit  
1/8 PRESCALER FOR PLL ELECTRONIC TUNING

The LB3500 is an ECL prescaler with 1/8 frequency division ratio developed for use in PLL electronic tuning FM radio application. Adoption of high performance bipolar process enables the frequency division of 150MHz max.

**Features**

- . FM frequency can be divided into C-MOS operating frequency.
- . Control pin is provided to inhibit the operation of prescaler when it is not in use.
- . If used in conjunction with our PLL synthesizer IC7220, electronic tuning system can be formed.

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

Maximum Supply Voltage	$V_{CCmax}$	8	V
Allowable Power Dissipation	$P_{Dmax}$	200	mW
Operating Temperature	$T_{opg}$	-20 to +80	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{stg}$	-40 to +125	$^\circ\text{C}$

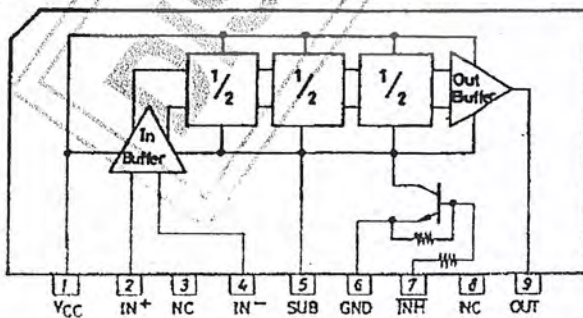
**Allowable Operating Condition at  $T_a=25^\circ\text{C}$**

Supply Voltage Range	$V_{CC}$	min	typ	max	unit
		4.5		5.5	V

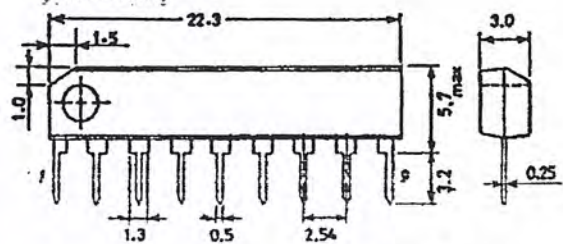
**Electrical Characteristics at  $T_a=25^\circ\text{C}$**

Current Dissipation	$I_{CC}$	min	typ	max	unit
			16	24	mA
Maximum Operating Frequency	$f_{max}$	$v_{in}=150\text{mV}_{rms}$		150	MHz
Minimum Operating Frequency	$f_{min}$	$v_{in}=150\text{mV}_{rms}$		30	MHz
Input Voltage Range	$V_{IN}$			100	600 mV <sub>rms</sub>
Output Amplitude	$V_{OUT}$			0.9	V <sub>p-p</sub>
INH Pin High Level Voltage	$V_{INH(H)}$			3	5.5 V

**Equivalent Circuit Block Diagram and Pin Assignment**



**Case Outline 3017B-S9IC (unit:mm)**

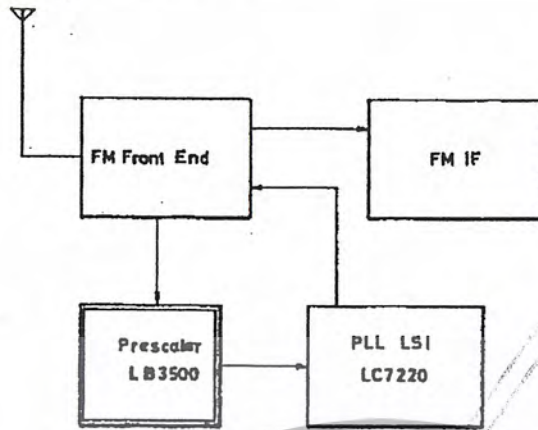


SANYO: SEP9

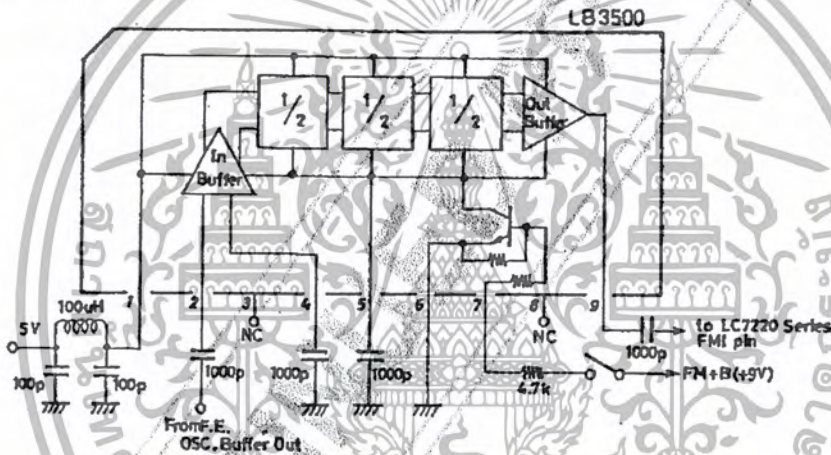
These specifications are subject to change without notice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SANYO PLL Synthesizer Tuner System



Application Circuit



Information furnished by SANYO is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by SANYO for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use, and no license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of SANYO.

# MMBV2101LT1 Series, MV2105, MV2101, MV2109, LV2205, LV2209



ON Semiconductor™

<http://onsemi.com>

## Silicon Tuning Diodes

### 6.8–100 pF, 30 Volts Voltage Variable Capacitance Diodes

These devices are designed in popular plastic packages for the high volume requirements of FM Radio and TV tuning and AFC, general frequency control and tuning applications. They provide solid-state reliability in replacement of mechanical tuning methods. Also available in a Surface Mount Package up to 33 pF.

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



#### MARKING DIAGRAM



TO-236AB, SOT-23  
CASE 318-08  
STYLE 8



XXX = Device Code\*  
M = Date Code  
\* See Table



TO-226AC, TO-92  
CASE 182  
STYLE 1



XX = Device Code Line 1\*  
XXXX = Device Code Line 2\*  
M = Date Code  
\* See Table

#### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	$V_R$	30	Vdc
Forward Current	$I_F$	200	mAdc
Forward Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	225	mW
		1.8	mW/ $^\circ\text{C}$
@ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	MMBV21xx	280	
	MV21xx LV22xx	2.8	
Junction Temperature	$T_J$	+150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

#### DEVICE MARKING

MMBV2101LT1 = M4G	MMBV2108LT1 = 4X	MV2109 = MV2109
MMBV2103LT1 = 4H	MMBV2109LT1 = 4J	LV2205 = LV2205
MMBV2105LT1 = 4U	MV2101 = MV2101	LV2209 = LV2209
MMBV2107LT1 = 4W	MV2105 = MV2105	

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage ( $I_R = 10 \mu\text{Adc}$ ) MMBV21xx, MV21xx LV22xx	$V_{(BR)R}$	30 25	-	-	Vdc
Reverse Voltage Leakage Current ( $V_R = 25 \text{ Vdc}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$I_R$	-	-	0.1	$\mu\text{Adc}$
Diode Capacitance Temperature Coefficient ( $V_R = 4.0 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ MHz}$ )	$TC_C$	-	280	-	ppm/ $^\circ\text{C}$

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MMBV2101LT1 Series, MV2105, MV2101, MV2109, LV2205, LV2209

Device	C <sub>T</sub> , Diode Capacitance V <sub>R</sub> = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz pF			Q, Figure of Merit V <sub>R</sub> = 4.0 Vdc, f = 50 MHz	TR, Tuning Ratio C <sub>2</sub> /C <sub>30</sub> f = 1.0 MHz		
	Min	Nom	Max	Typ	Min	Typ	Max
MMBV2101LT1/MV2101	6.1	6.8	7.5	450	2.5	2.7	3.2
MMBV2103LT1	9.0	10	11	400	2.5	2.9	3.2
LV2205/MMBV2105LT1/MV2105	13.5	15	16.5	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2107LT1	19.8	22	24.2	350	2.5	2.9	3.2
MMBV2108LT1	24.3	27	29.7	300	2.5	3.0	3.2
LV2209/MMBV2109LT1/MV2109	29.7	33	36.3	200	2.5	3.0	3.2

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

### PARAMETER TEST METHODS

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

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

#### 2. TR, TUNING RATIO

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

#### 3. Q, FIGURE OF MERIT

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

$$Q = \frac{2\pi f C}{G}$$

(Boonton Electronics Model 33AS8 or equivalent). Use Lead Length ≈ 1/16".

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

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

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

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

MMBV2101LT1 Series, MV2105, MV2101, MV2109, LV2205, LV2209

TYPICAL DEVICE CHARACTERISTICS

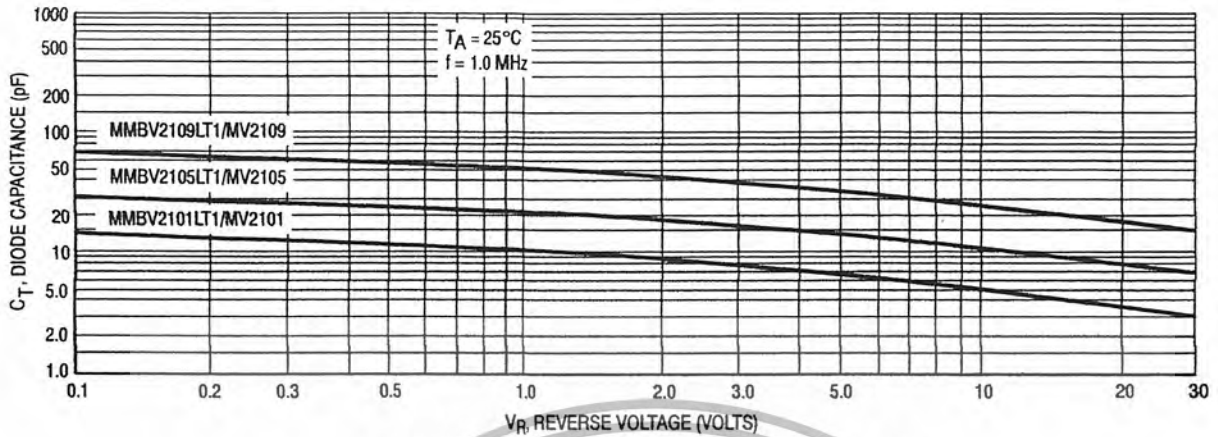


Figure 1. Diode Capacitance versus Reverse Voltage

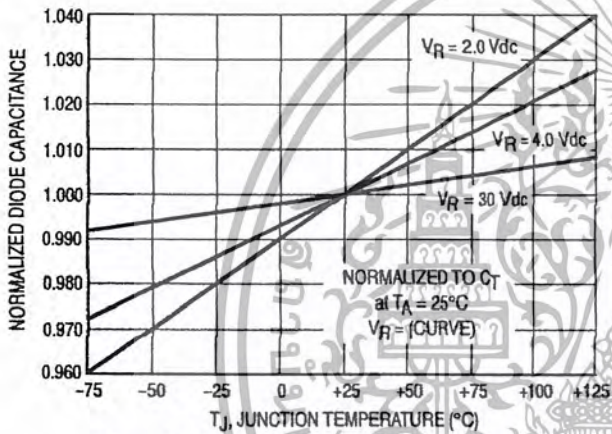


Figure 2. Normalized Diode Capacitance versus Junction Temperature

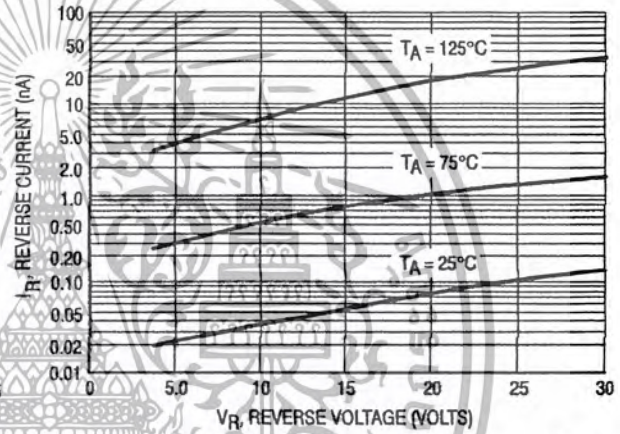


Figure 3. Reverse Current versus Reverse Bias Voltage

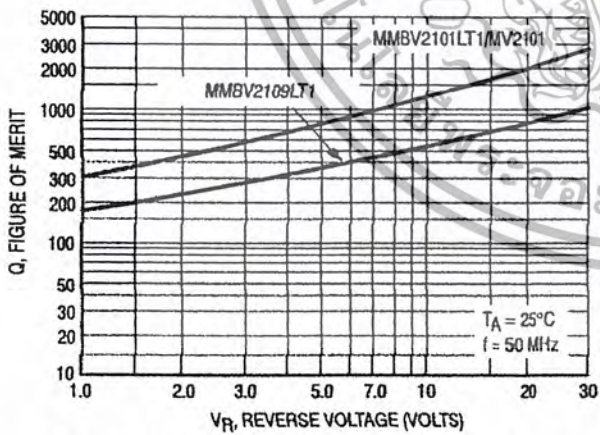


Figure 4. Figure of Merit versus Reverse Voltage

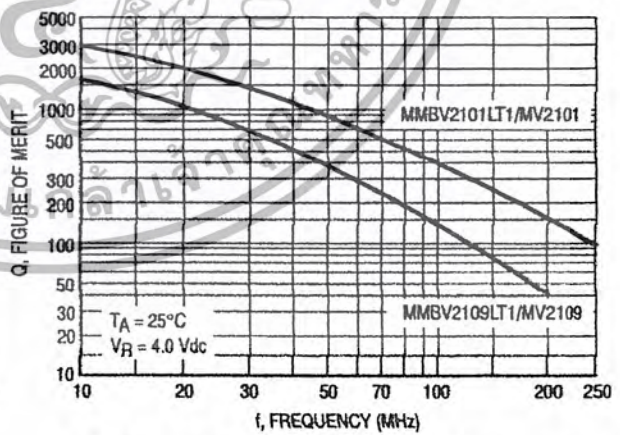
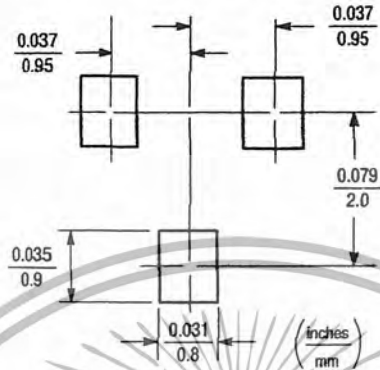


Figure 5. Figure of Merit versus Frequency

**INFORMATION FOR USING THE SOT-23 SURFACE MOUNT PACKAGE**  
**MINIMUM RECOMMENDED FOOTPRINT FOR SURFACE MOUNTED APPLICATIONS**

Surface mount board layout is a critical portion of the total design. The footprint for the semiconductor packages must be the correct size to insure proper solder connection

interface between the board and the package. With the correct pad geometry, the packages will self align when subjected to a solder reflow process.



SOT-23

**SOT-23 POWER DISSIPATION**

The power dissipation of the SOT-23 is a function of the pad size. This can vary from the minimum pad size for soldering to a pad size given for maximum power dissipation. Power dissipation for a surface mount device is determined by  $T_{J(max)}$ , the maximum rated junction temperature of the die,  $R_{\theta JA}$ , the thermal resistance from the device junction to ambient, and the operating temperature,  $T_A$ . Using the values provided on the data sheet for the SOT-23 package,  $P_D$  can be calculated as follows:

$$P_D = \frac{T_{J(max)} - T_A}{R_{\theta JA}}$$

The values for the equation are found in the maximum ratings table on the data sheet. Substituting these values into the equation for an ambient temperature  $T_A$  of 25°C, one can calculate the power dissipation of the device which in this case is 225 milliwatts.

$$P_D = \frac{150^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{556^\circ\text{C/W}} = 225 \text{ milliwatts}$$

The 556°C/W for the SOT-23 package assumes the use of the recommended footprint on a glass epoxy printed circuit board to achieve a power dissipation of 225 milliwatts. There are other alternatives to achieving higher power dissipation from the SOT-23 package. Another alternative would be to use a ceramic substrate or an aluminum core board such as Thermal Clad™. Using a board material such as Thermal Clad, an aluminum core board, the power dissipation can be doubled using the same footprint.

**SOLDERING PRECAUTIONS**

The melting temperature of solder is higher than the rated temperature of the device. When the entire device is heated to a high temperature, failure to complete soldering within a short time could result in device failure. Therefore, the following items should always be observed in order to minimize the thermal stress to which the devices are subjected.

- Always preheat the device.
- The delta temperature between the preheat and soldering should be 100°C or less.\*
- When preheating and soldering, the temperature of the leads and the case must not exceed the maximum temperature ratings as shown on the data sheet. When using infrared heating with the reflow soldering method, the difference shall be a maximum of 10°C.
- The soldering temperature and time shall not exceed 260°C for more than 10 seconds.
- When shifting from preheating to soldering, the maximum temperature gradient shall be 5°C or less.
- After soldering has been completed, the device should be allowed to cool naturally for at least three minutes. Gradual cooling should be used as the use of forced cooling will increase the temperature gradient and result in latent failure due to mechanical stress.
- Mechanical stress or shock should not be applied during cooling.
- \* Soldering a device without preheating can cause excessive thermal shock and stress which can result in damage to the device.

**SOLDER STENCIL GUIDELINES**

Prior to placing surface mount components onto a printed circuit board, solder paste must be applied to the pads. A solder stencil is required to screen the optimum amount of solder paste onto the footprint. The stencil is made of brass or stainless steel with a typical thickness of 0.008 inches.

The stencil opening size for the surface mounted package should be the same as the pad size on the printed circuit board, i.e., a 1:1 registration.

**TYPICAL SOLDER HEATING PROFILE**

For any given circuit board, there will be a group of control settings that will give the desired heat pattern. The operator must set temperatures for several heating zones, and a figure for belt speed. Taken together, these control settings make up a heating "profile" for that particular circuit board. On machines controlled by a computer, the computer remembers these profiles from one operating session to the next. Figure 7 shows a typical heating profile for use when soldering a surface mount device to a printed circuit board. This profile will vary among soldering systems but it is a good starting point. Factors that can affect the profile include the type of soldering system in use, density and types of components on the board, type of solder used, and the type of board or substrate material being used. This profile shows temperature versus time.

The line on the graph shows the actual temperature that might be experienced on the surface of a test board at or near a central solder joint. The two profiles are based on a high density and a low density board. The Vitronics SMD310 convection/infrared reflow soldering system was used to generate this profile. The type of solder used was 62/36/2 Tin Lead Silver with a melting point between 177-189°C. When this type of furnace is used for solder reflow work, the circuit boards and solder joints tend to heat first. The components on the board are then heated by conduction. The circuit board, because it has a large surface area, absorbs the thermal energy more efficiently, then distributes this energy to the components. Because of this effect, the main body of a component may be up to 30 degrees cooler than the adjacent solder joints.

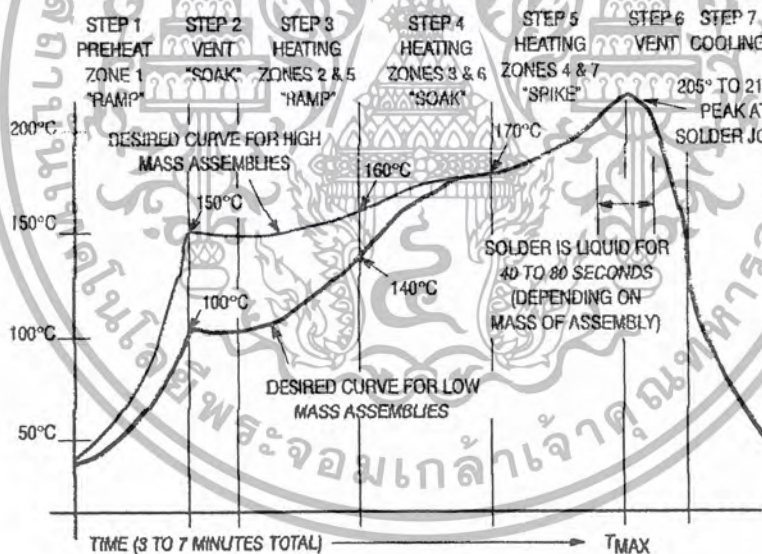
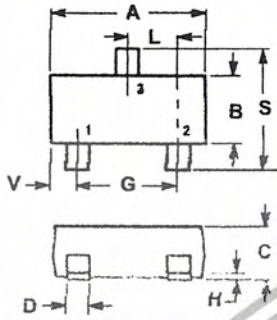


Figure 6. Typical Solder Heating Profile

MMBV2101LT1 Series, MV2105, MV2101, MV2109, LV2205, LV2209

PACKAGE DIMENSIONS

SOT-23 (TO-236AB)  
CASE 318-08  
ISSUE AF



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. MAXIMUM LEAD THICKNESS INCLUDES LEAD FINISH THICKNESS. MINIMUM LEAD THICKNESS IS THE MINIMUM THICKNESS OF BASE MATERIAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.1102	0.1197	2.80	3.04
B	0.0472	0.0551	1.20	1.40
C	0.0350	0.0440	0.89	1.11
D	0.0150	0.0200	0.37	0.50
G	0.0701	0.0807	1.78	2.04
H	0.0095	0.0040	0.13	0.100
J	0.0024	0.0070	0.061	0.177
K	0.0140	0.0285	0.35	0.69
L	0.0350	0.0401	0.89	1.02
S	0.0630	0.1039	1.60	2.64
V	0.0177	0.0236	0.45	0.60

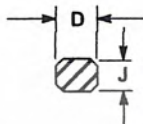
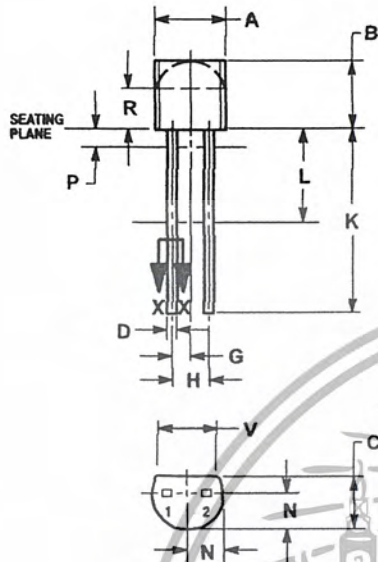
STYLE 8:  
PIN 1. ANODE  
2. NO CONNECTION  
3. CATHODE



MMBV2101LT1 Series, MV2105, MV2101, MV2109, LV2205, LV2209

PACKAGE DIMENSIONS

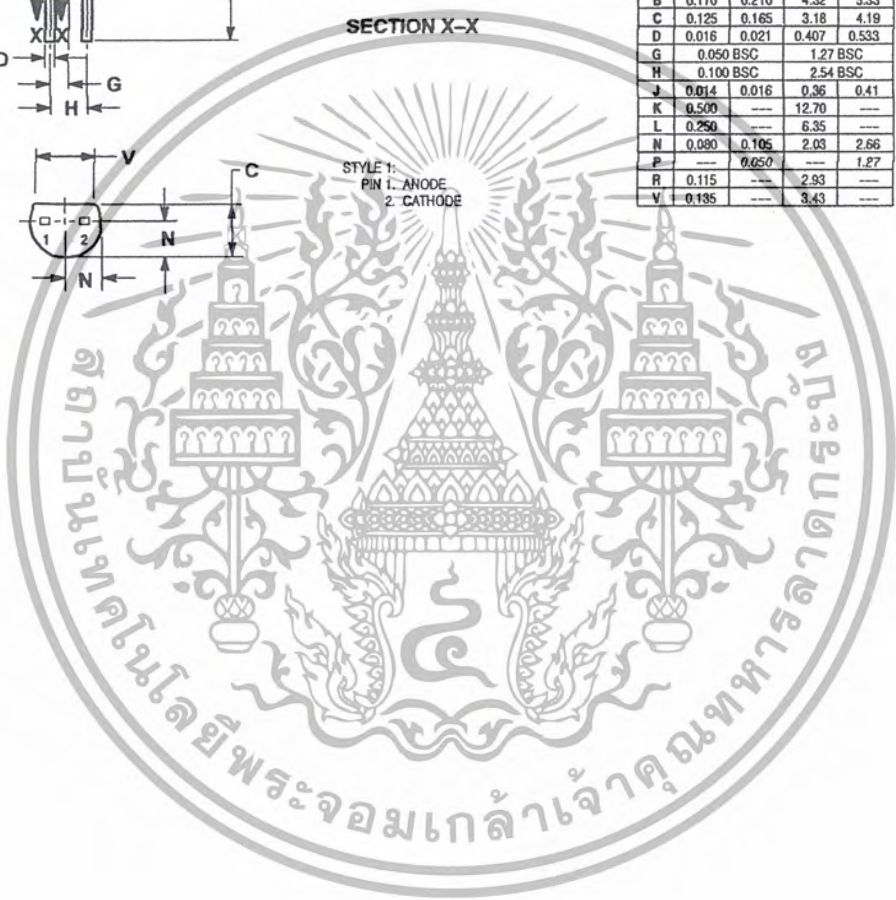
TO-92 (TO-226AC)  
CASE 182-06  
ISSUE L



SECTION X-X

- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND ZONE R IS UNCONTROLLED.
  4. LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.


DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.175	0.205	4.45	5.21
B	0.170	0.210	4.32	5.33
C	0.125	0.165	3.18	4.19
D	0.016	0.021	0.407	0.533
G	0.050 BSC		1.27 BSC	
H	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.014	0.016	0.36	0.41
K	0.500	---	12.70	---
L	0.250	---	6.35	---
N	0.090	0.105	2.03	2.66
P	---	0.650	---	1.27
R	0.115	---	2.93	---
V	0.135	---	3.43	---



STYLE 1:  
PIN 1: ANODE  
PIN 2: CATHODE



Thermal Clad is a trademark of the Bergquist Company.

**ON Semiconductor** and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC 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 special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC 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. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC 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 SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC 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 SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

#### PUBLICATION ORDERING INFORMATION

##### Literature Fulfillment:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA  
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
Email: ONlit@hibbertco.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center  
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031  
Phone: 81-3-5740-2700  
Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

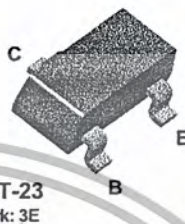
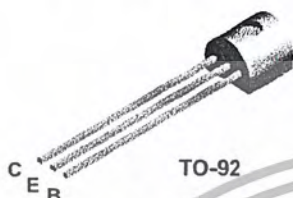
For additional information, please contact your local Sales Representative.

MMBV2101LT1/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MPSH10**

**MMBTH10**



**NPN RF Transistor**

This device is designed for use in low noise UHF/VHF amplifiers, with collector currents in the 100  $\mu$ A to 20 mA range in common emitter or common base mode of operations, and in low frequency drift, high output UHF oscillators. Sourced from Process 42.

**Absolute Maximum Ratings\*** TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V <sub>CEO</sub>	Collector-Emitter Voltage	25	V
V <sub>CBO</sub>	Collector-Base Voltage	30	V
V <sub>EBO</sub>	Emitter-Base Voltage	3.0	V
I <sub>C</sub>	Collector Current - Continuous	50	mA
T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

\*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

**NOTES:**

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

**Thermal Characteristics** TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max		Units
		MPSH10	*MMBTH10	
P <sub>D</sub>	Total Device Dissipation Derate above 25°C	350	225	mW
		2.8	1.8	mW/°C
R <sub>θJC</sub>	Thermal Resistance, Junction to Case	125		°C/W
R <sub>θJA</sub>	Thermal Resistance, Junction to Ambient	357	556	°C/W

\*Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06.\*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**NPN RF Transistor**  
(continued)

**Electrical Characteristics**

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage*	$I_C = 1.0 \text{ mA}, I_B = 0$	25		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 100 \text{ } \mu\text{A}, I_E = 0$	30		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10 \text{ } \mu\text{A}, I_C = 0$	3.0		V
$I_{CBO}$	Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 25 \text{ V}, I_E = 0$		100	nA
$I_{EBO}$	Emitter Cutoff Current	$V_{EB} = 2.0 \text{ V}, I_C = 0$		100	nA

**ON CHARACTERISTICS**

$h_{FE}$	DC Current Gain	$I_C = 4.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}$	60		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 4.0 \text{ mA}, I_B = 0.4 \text{ mA}$		0.5	V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$I_C = 4.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}$		0.95	V

**SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS**

$f_T$	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 4.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V},$ $f = 100 \text{ MHz}$	650		MHz
$C_{cb}$	Collector-Base Capacitance	$V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$		0.7	pF
$C_{rb}$	Common-Base Feedback Capacitance	$V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$	0.35	0.65	pF
$rb'C_c$	Collector Base Time Constant	$I_C = 4.0 \text{ mA}, V_{CB} = 10 \text{ V},$ $f = 31.8 \text{ MHz}$		9.0	pS

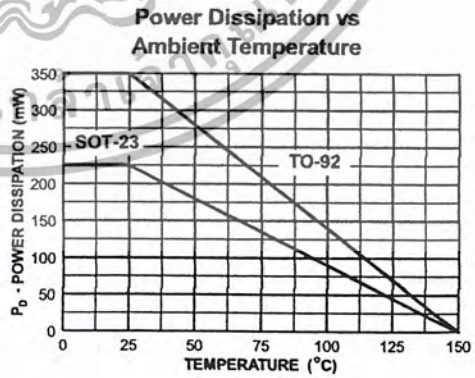
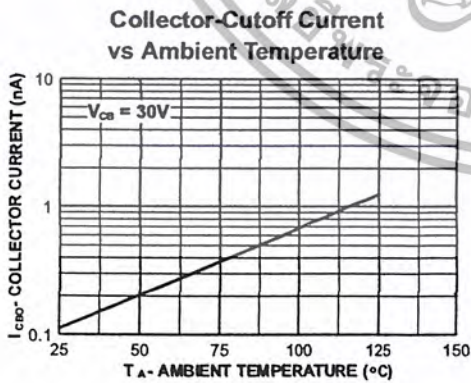
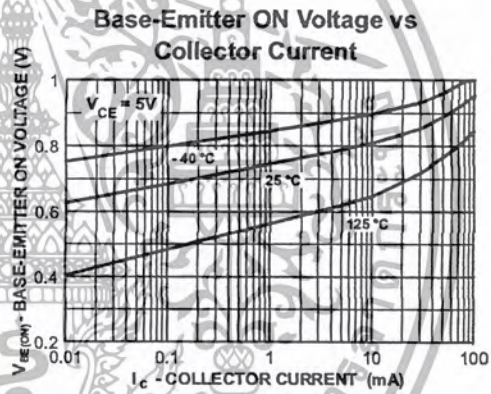
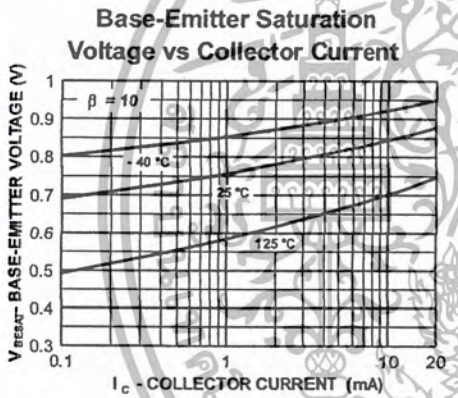
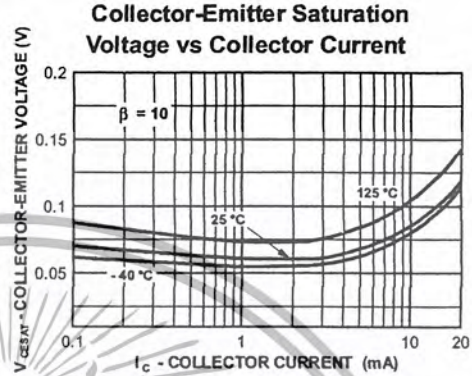
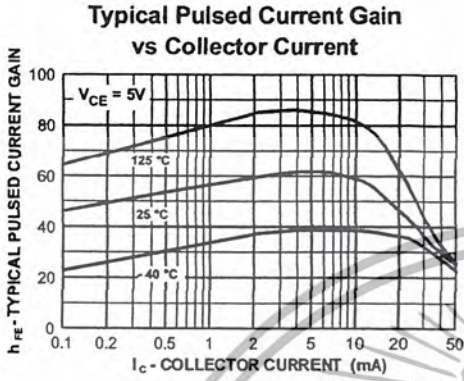
\*Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300 \text{ } \mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$

**Spice Model**

NPN (Is=69.28E-18 Xti=3 Eg=1.11 Vaf=100 Bf=308.6 Ne=1.197 Ise=69.28E-18 Ikf=22.83m Xtb=1.5 Br=1.11 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=4 Cjc=1.042p Mjc=.2468 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=1.52p Mje=.3223 Vje=.75 Tr=1.558n Tf=135.8p Iif=.27 Vtf=10 Xtf=30 Rb=10)

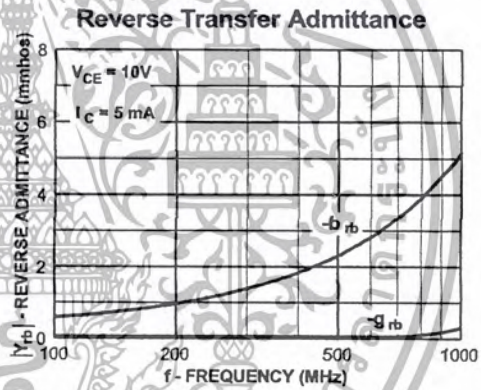
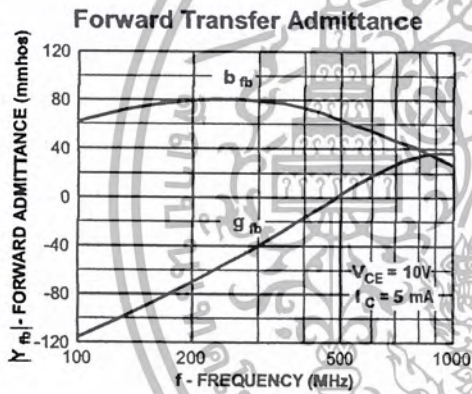
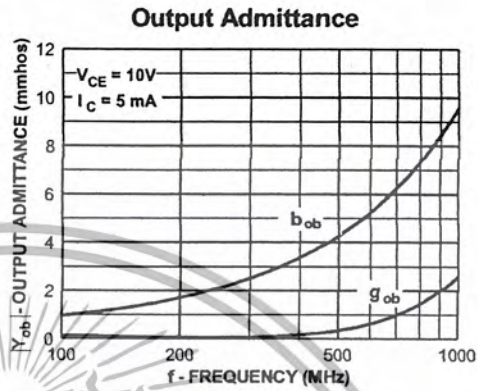
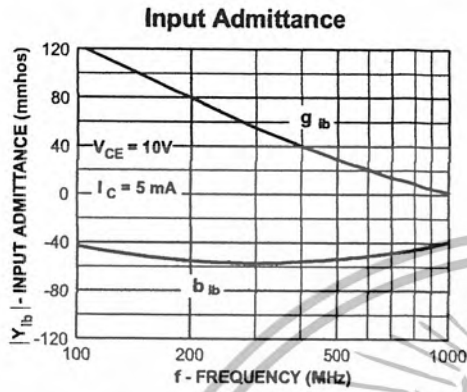
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics



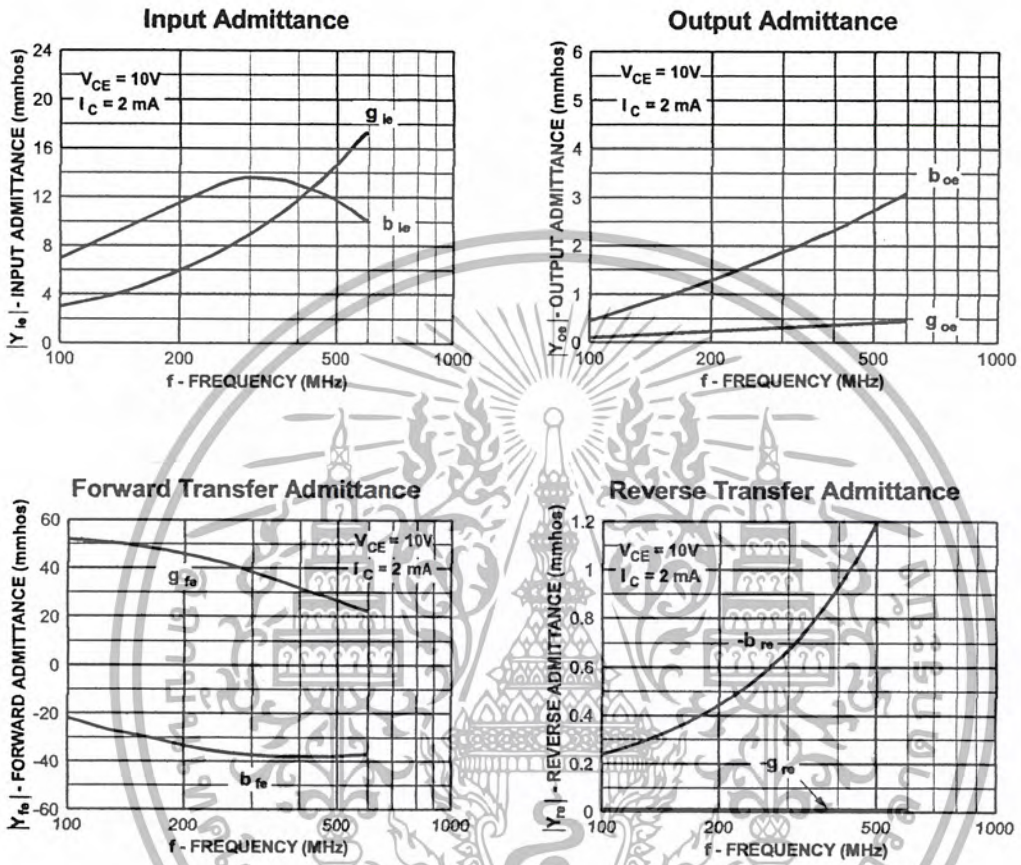
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Common Base Y Parameters vs. Frequency



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Common Emitter Y Parameters vs. Frequency



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits

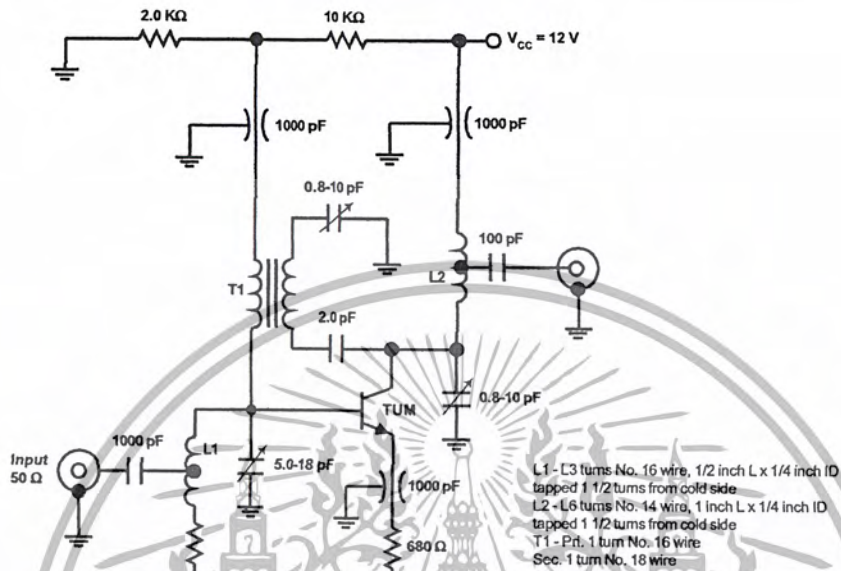


FIGURE 1: Neutralized 200 MHz PG and NF Circuit

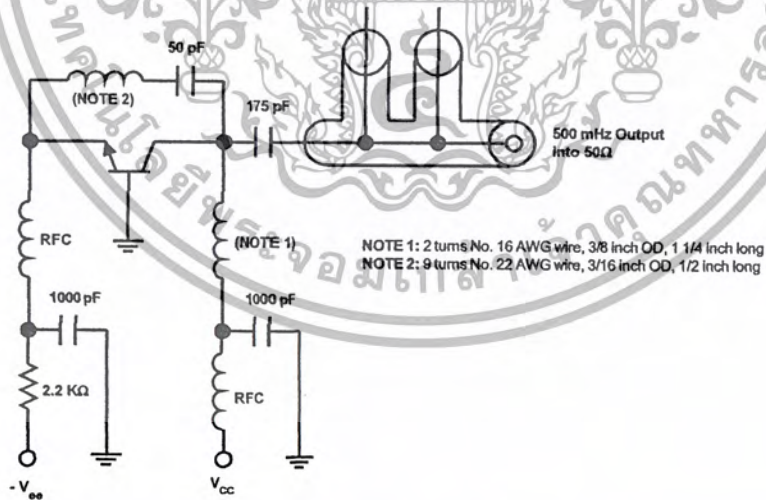


FIGURE 2: 500 MHz Oscillator Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 60 MHz and 85 MHz Universal Programmable Dual PLL Frequency Synthesizers CMOS

The MC145162 is a dual phase-locked loop (PLL) frequency synthesizer especially designed for CT-1 cordless phone applications worldwide. This frequency synthesizer is also for any product with a frequency operation at 60 MHz or below.

The MC145162-1 is a high frequency derivative of the MC145162, for products with operating frequencies of 85 MHz or below.

The device features fully programmable receive, transmit, reference, and auxiliary reference counters accessed through an MCU serial interface. This feature allows this device to operate in any CT-1 cordless phone application. The device consists of two independent phase detectors for transmit and receive loops. A common reference oscillator, driving two independent reference frequency counters, provides independent reference frequencies for transmit and receive loops. The auxiliary reference counter allows the user to select an additional reference frequency for receive and transmit loops if required.

- Operating Voltage Range: 2.5 to 5.5 V
- Operating Temperature Range: -40 to +75°C
- Operating Power Consumption: 3.0 mA @ 2.5 V
- Maximum Operating Frequency:
  - MC145162 — 60 MHz @ 200 mV p-p,  $V_{DD} = 2.5$  V
  - MC145162-1 — 85 MHz @ 250 mV p-p,  $V_{DD} = 2.5$  V
- Three or Four Pins Used for Serial MCU Interface
- Built-In MCU Clock Output with Frequency of Reference Oscillator  $\div 3/\div 4$
- Power Saving Mode Controlled by MCU
- Lock Detect Signal
- On-Chip Reference Oscillator Supports External Crystals to 16.0 MHz
- Reference Frequency Counter Division Range: 16 to 4095
- Auxiliary Reference Frequency Counter Division Range: 16 to 16,383
- Transmit Counter Division Range: 16 to 65,535
- Receive Counter Division Range: 16 to 65,535

### MC145162 MC145162-1



**P SUFFIX**  
PLASTIC DIP  
CASE 648



**D SUFFIX**  
SOG PACKAGE  
CASE 751B

#### ORDERING INFORMATION

MC145162P	Plastic DIP
MC145162D	SOG Package
MC145162P1	Plastic DIP
MC145162D1	SOG Package

#### PIN ASSIGNMENT

CLK	1	16	LD
AD <sub>in</sub>	2	15	TxPD <sub>out</sub>
D <sub>in</sub>	3	14	f <sub>in</sub> -T
ENB	4	13	TxPS/fTx
MCUCLK	5	12	V <sub>DD</sub>
V <sub>SS</sub>	6	11	RxPS/FRx
OSC <sub>in</sub>	7	10	RxPD <sub>out</sub>
OSC <sub>out</sub>	8	9	f <sub>in</sub> -R



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

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

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

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

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

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

Symbol	Characteristic	$V_{DD}$	Guaranteed Limit		Unit	
			Min	Max		
$V_{DD}$	Power Supply Voltage Range	—	2.5	5.5	V	
$V_{OL}$	Output Voltage ( $I_{out} = 0$ )	2.5	—	0.1	V	
		5.5	—	0.1		
$V_{OH}$	( $V_{in} = V_{DD}$ or 0 )	2.5	2.45	—	V	
		5.5	5.45	—		
$V_{IL}$	Input Voltage ( $V_{out} = 0.5 \text{ V or } V_{DD} - 0.5 \text{ V}$ )	2.5	—	0.75	V	
		5.5	—	1.65		
$V_{IH}$	( $V_{in} = V_{DD} - 0.5$ )	2.5	1.75	—	V	
		5.5	3.85	—		
$I_{OH}$	Output Current ( $V_{out} = 2.2 \text{ V}$ ) ( $V_{out} = 5.0 \text{ V}$ )	2.5	- 0.18	—	mA	
		5.5	- 0.55	—		
$I_{OL}$	Output Current ( $V_{out} = 0.3 \text{ V}$ ) ( $V_{out} = 0.5 \text{ V}$ )	2.5	0.18	—	mA	
		5.5	0.55	—		
$I_{IL}$	Input Current ( $V_{in} = 0$ )	OSC <sub>in</sub> , $f_{in-T}$ , $f_{in-R}$	2.5	—	- 30	$\mu\text{A}$
			5.5	—	- 66	
		AD <sub>in</sub> , CLK, D <sub>in</sub> , ENB	2.5	—	- 1.0	
			5.5	—	- 1.0	
$I_{IH}$	( $V_{in} = V_{DD} - 0.5$ )	OSC <sub>in</sub> , $f_{in-T}$ , $f_{in-R}$	2.5	—	30	$\mu\text{A}$
			5.5	—	66	
		AD <sub>in</sub> , CLK, D <sub>in</sub> , ENB	2.5	—	5.0	
			5.5	—	5.0	
$I_{OZ}$	Three-State Leakage Current ( $V_{out} = 0 \text{ V or } 5.5 \text{ V}$ )	5.5	—	$\pm 100$	nA	
$C_{in}$	Input Capacitance	—	—	8.0	pF	
$C_{out}$	Output Capacitance	—	—	8.0	pF	
$I_{DD}(\text{stdby})$	Standby Current (All Counters are in Power-Down Mode with Oscillator On)	2.5	—	0.3	mA	
		5.5	—	1.5		
$I_{DD}$	Operating Current MC145162: 200 mV p-p input at $f_{in-T}$ and $f_{in-R} = 60 \text{ MHz}$ MC145162-1: 250 mV p-p input at $f_{in-T}$ and $f_{in-R} = 85 \text{ MHz}$ with OSC = 10.24 MHz	2.5	—	3.0	mA	
		5.5	—	10		

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

Symbol	Characteristic	Figure No.	VDD	Guaranteed Limit		Unit	
				Min	Max		
$t_{\text{LH}}$	Output Rise Time	1	2.5 5.5	— —	200 100	ns	
$t_{\text{HL}}$	Output Fall Time	1	2.5 5.5	— —	200 100	ns	
$t_r, t_f$	Input Rise and Fall Time	OSC <sub>in</sub>	2	2.5 5.5	— —	5.0 4.0	$\mu\text{s}$
$t_w$	Input Pulse Width	CLK and ENB	3	2.5 5.5	80 60	— —	ns
$f_{\text{max}}$	Input Frequency Input = Sine Wave @ $\geq 200\text{ mV p-p}$ for MC145162 Input = Sine Wave @ $\geq 250\text{ mV p-p}$ for MC145162-1	OSC <sub>in</sub> $f_{\text{in-R}}, f_{\text{in-T}}$		2.5 – 5.5 2.5 – 5.5	— —	16 60	MHz
$t_{\text{st}}$	Minimum Start-Up Time					10	ms
$t_{\text{su}}$	Setup Time	DATA to CLK ENB to CLK	5	2.5 5.5	100 200	— —	ns
$t_{\text{h}}$	Hold Time	CLK to DATA	5	3.0 5.0	80 40	— —	ns
$t_{\text{rec}}$	Recovery Time	ENB to CLK	5	3.0 5.0	80 40	— —	ns
$t_{\text{su1}}$	Setup Time	ENB to CLK	4	2.5 – 5.5	80	—	ns
$t_{\text{h1}}$	Hold Time	CLK to ENB	4	2.5 – 5.5	600	—	ns
$f$	Phase Detector Frequency				dc	12.5	kHz
$f_{\text{MCUCLK}}$	Output Clock Frequency ( $\text{OSC}_{\text{in}} \div 3$ )	MCUCLK			dc	5.33	MHz

### SWITCHING WAVEFORMS

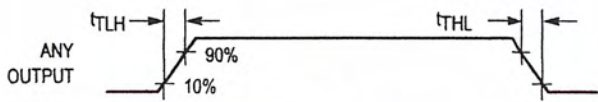


Figure 1.

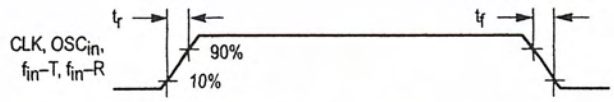


Figure 2.

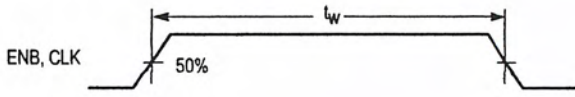


Figure 3.

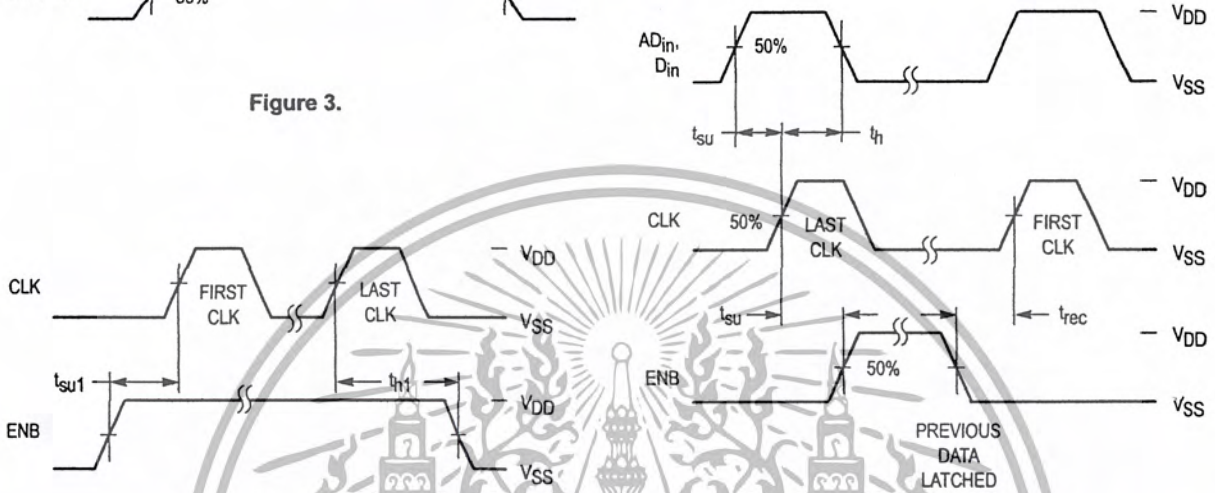


Figure 4. ENB High During Serial Transfer

Figure 5. ENB Low During Serial Transfer

## PIN DESCRIPTIONS

### INPUT PINS

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

##### Reference Oscillator Input/Output (Pins 7, 8)

These pins form a reference oscillator when connected to an external parallel-resonant crystal. Figure 6 shows the relationship of different crystal frequencies and reference frequencies for cordless phone applications in various countries. OSC<sub>in</sub> may also serve as input for an externally generated reference signal which is typically ac coupled.

#### MCUCLK

##### System Clock (Pin 5)

This output pin provides a signal of the crystal frequency (OSC<sub>out</sub>) divided by 3 or 4 that is controlled by a bit in the control register.

This signal can be a clock source for the MCU or other system clocks.

#### AD<sub>in</sub>, D<sub>in</sub>, CLK, ENB

##### Auxiliary Data In, Data In, Clock, Enable (Pins 2, 3, 1, 4)

These four pins provide an MCU serial interface for programming the reference counter, the transmit-channel counter, and the receive-channel counter. They also provide various controls of the PLL including the power saving mode and the programming format.

#### TxPS/f<sub>Tx</sub>, RxPS/f<sub>Rx</sub>

##### Transmit Power Save, Receive Power Save (Pins 13, 11)

For a normal application, these output pins provide the status of the internal power saving mode operation. If the transmit-channels counter circuitry is in power down mode, TxPS/f<sub>Tx</sub> outputs a high state. If the receive-channels counter circuitry is in power down mode, RxPS/f<sub>Rx</sub> is set high. These outputs can be applied for controlling the external power switch for the transmitter and the receiver to save MCU control pins.

In the Tx/Rx channel counter test mode, the TxPS/f<sub>Tx</sub> and RxPS/f<sub>Rx</sub> pins output the divided value of the transmit channel counter (f<sub>Tx</sub>) and the receive channel counter (f<sub>Rx</sub>), respectively. This test mode operation is controlled by the

control register. Details of the counter test mode are in the Tx/Rx Channel Counter Test section of this data sheet.

#### f<sub>in-T</sub>/f<sub>in-R</sub>

##### Transmit/Receive Counter Inputs (Pins 14, 9)

f<sub>in-T</sub> and f<sub>in-R</sub> are inputs to the transmit and the receive counters, respectively. These signals are typically driven from the loop VCO and ac coupled. The minimum input signal level is 200 mV p-p @ 60.0 MHz.

### OUTPUT PINS

#### TxPD<sub>out</sub>/RxPD<sub>out</sub>

##### Transmit/Receive Phase Detector Outputs (Pins 15, 10)

These are three-state outputs of the transmit and receive phase detectors for use as loop error signals (see Figure 7 for phase detector output waveforms). Phase detector gain is V<sub>DD</sub>/4 π volts per radian.

Frequency f<sub>V</sub> > f<sub>R</sub> or f<sub>V</sub> leading: output = negative pulse.

Frequency f<sub>V</sub> < f<sub>R</sub> or f<sub>V</sub> lagging: output = positive pulse.

Frequency f<sub>V</sub> = f<sub>R</sub> and phase coincidence: output = high-impedance state.

NOTE: f<sub>R</sub> is the divided-down reference frequency at the phase detector input and f<sub>V</sub> is the divided-down VCO frequency at the phase detector input.

#### LD

##### Lock Detect (Pin 16)

The lock detect signal is associated with the transmit loop. The output at a high level indicates an out-of-lock condition (see Figure 7 for the LD output waveform).

### POWER SUPPLY

#### V<sub>DD</sub>

##### Positive Power Supply (Pin 12)

V<sub>DD</sub> is the most positive power supply potential ranging from 2.5 to 5.5 V with respect to V<sub>SS</sub>.

#### V<sub>SS</sub>

##### Negative Power Supply (Pin 6)

V<sub>SS</sub> is the most negative supply potential and is usually connected to ground.

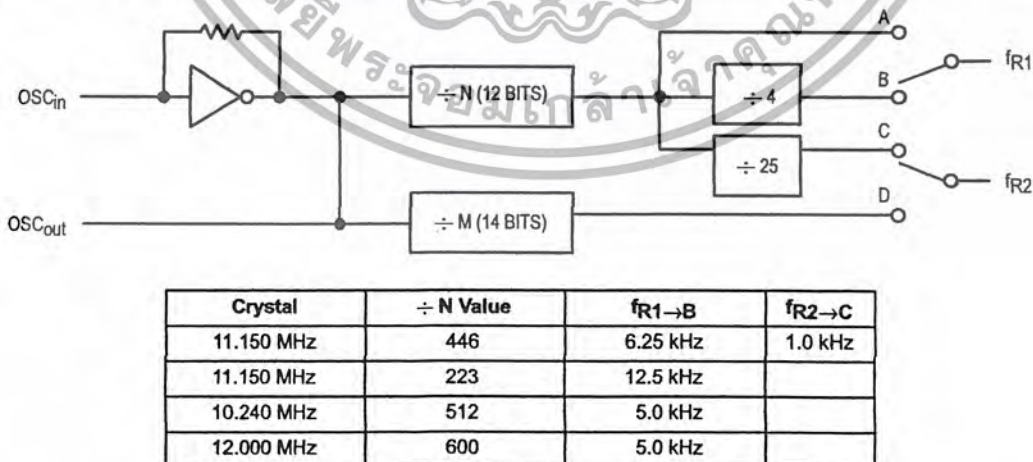
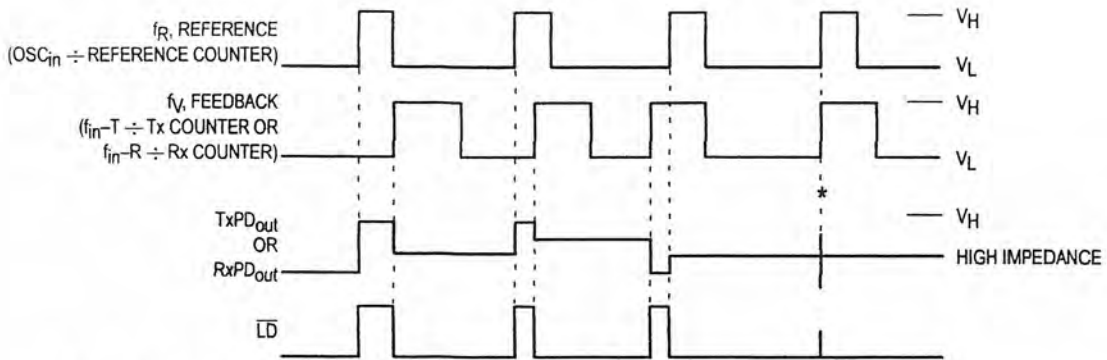


Figure 6. Reference Frequencies for Cordless Phone Applications of Various Countries



$V_H$  = 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  $TxPD_{out}$  and  $RxPD_{out}$  generate error pulses during out-of-lock conditions. When locked in phase and frequency, the output is high impedance and the voltage at that pin is determined by the low-pass filter capacitor.

Figure 7. Phase Detector/Lock Detector Output Waveforms

## MCU PROGRAMMING SCHEME

The MCU programming scheme is defined in two formats controlled by the ENB input. If the enable signal is high during the serial data transfer, control register/reference frequency programming is selected. If the ENB is low, programming of the transmit and receive counters is selected. During programming of the transmit and receive counters, both  $AD_{in}$  and  $D_{in}$  pins can input the data to the transmit and receive counters. Both counters' data is clocked into the PLL internal shift register at the leading edge of the CLK signal. It is not necessary to reprogram the reference frequency counter/control register when using the enable signal to program the transmit/receive channels.

In programming the control register/reference frequency scheme, the most significant bit (MSB) of the programming word identifies whether the input data is the control word or the reference frequency data word. If the MSB is 1, the input data is the control word (Figure 8). Also see Figure 8 and Table 1 for control register and bit function. If the MSB is 0, the input data is the reference frequency (Figure 9).

The reference frequency data word is a 32-bit word containing the 12-bit reference frequency data, the 14-bit auxiliary reference frequency counter information, the reference frequency selection plus, the auxiliary reference frequency counter enable bit (Figure 9).

If the AUX REF ENB bit is high, the 14-bit auxiliary reference frequency counter provides an additional phase reference frequency output for the loops. If AUX REF ENB bit is low, the auxiliary reference frequency counter is forced into

power-down mode for current saving. (Other power down modes are also provided through the control register per Table 2 and Figure 8.) At the falling edge of the ENB signal, the data is stored in the registers.

There are two interfacing schemes for the universal channel mode: the three-pin and the four-pin interfacing schemes. The three-pin interfacing scheme is suited for use with the MCU SPI (serial peripheral interface) (Figure 10), while the four-pin interfacing scheme is commonly used for general I/O port connection (Figure 11).

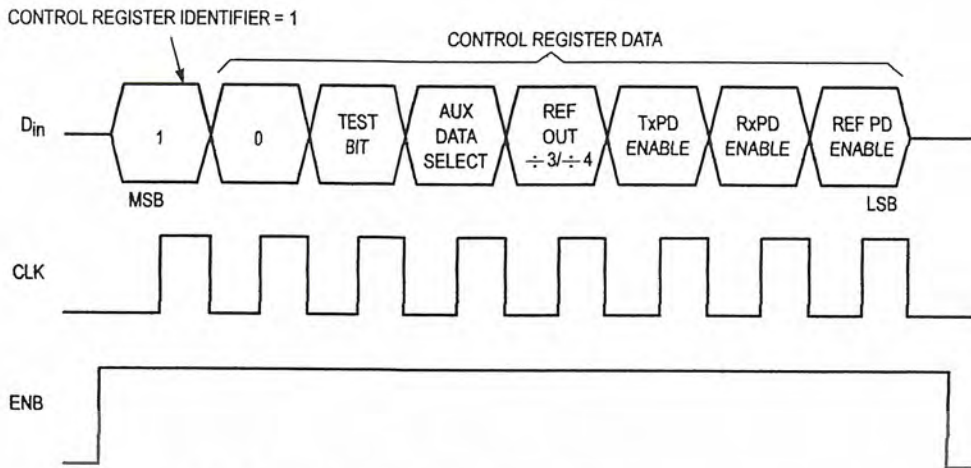
For the three-pin interfacing scheme, the auxiliary data select bit is set to 0. All 32 bits of data, which define both the 16-bit transmit counter and the 16-bit receive counter, latch into the PLL internal register through the data in pins at the leading edge of CLK. See Figures 12 and 13.

For the four-pin interfacing scheme, the auxiliary data select bit is set to 1. In this scheme, the 16-bit transmit counter's data enters into the  $AD_{in}$  pin at the same time as the 16-bit receive counter's data enters into the  $D_{in}$  pin. This simultaneous entry of the transmit and receive counters causes the programming period of the four-pin scheme to be half that of the three-pin scheme (see Figures 14 and 15).

While programming Tx/Rx Channel Counter, the ENB pin must be pulsed to provide falling edge to latch the shifted data after the rising edge of the last clock. Maximum data transfer rate is 500 kbps.

### NOTE

10 ms should be allowed for initial start-up time for the oscillator to allow all registers to clear and enable programming of new register values.



NOTE: ENB must be high during the serial transfer.

Figure 8. Programming Format of the Control Register

Table 1. Control Register Function Bits Description

Test Bit	Set to 1 for Tx/Rx channel counter test mode Set to 0 for normal application
Aux Data Select	Set to 1 for both AD <sub>in</sub> and D <sub>in</sub> pins inputting the transmit 16-bits data and receive 16-bits data respectively. Set to 0 for normal application interfacing with MCU serial peripheral interface. Does not use AD <sub>in</sub> pin; tie AD <sub>in</sub> to VSS.
REF <sub>out</sub> ÷ 3/÷ 4	If set to 1, REF <sub>out</sub> output frequency is equal to OSC <sub>out</sub> ÷ 3. If set to 0, REF <sub>out</sub> output is OSC <sub>out</sub> ÷ 4.
TxPD Enable	If set to 1, the transmit counter, transmit phase detector, and the associated circuitry is in power-down mode. Tx PS/f <sub>Tx</sub> is set "High".
RxPD Enable	If set to 1, the receive counter, receive phase detector, and the associated circuitry is in power-down mode. Rx PS/f <sub>Rx</sub> is set "High".
Ref PD Enable	If set to 1, both 12-bit and 14-bit reference frequency counters are in power-down mode.

Table 2. Control Register Power Down Bits Function

TxPD Enable	RxPD Enable	REF PD Enable	Tx-Channel Counter	Rx-Channel Counter	Reference Frequency Counter
0	0	0	—	—	—
0	0	1	—	—	Power Down
0	1	0	—	Power Down	—
0	1	1	—	Power Down	Power Down
1	0	0	Power Down	—	—
1	0	1	Power Down	—	Power Down
1	1	0	Power Down	Power Down	—
1	1	1	Power Down	Power Down	Power Down

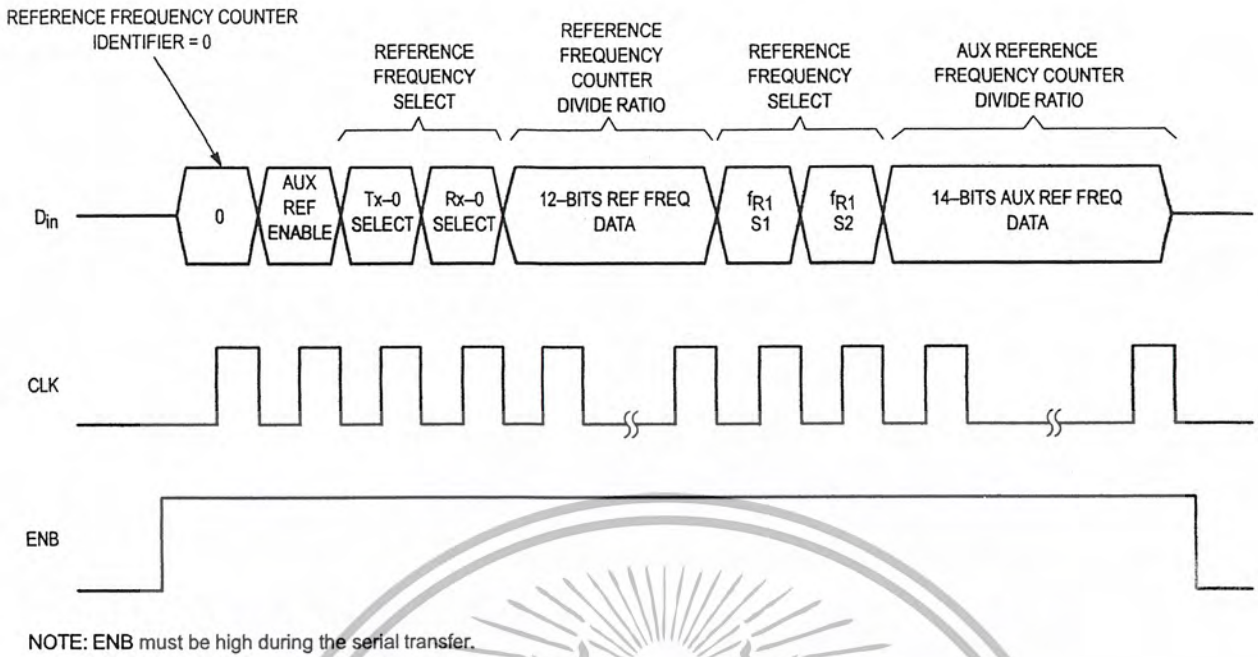


Figure 9. Programming Format of the Auxiliary/Reference Frequency Counters

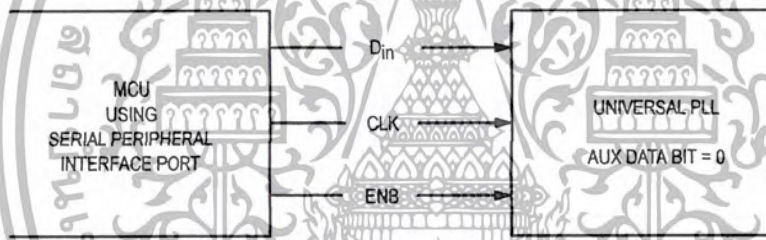


Figure 10. MCU Interface Using SPI

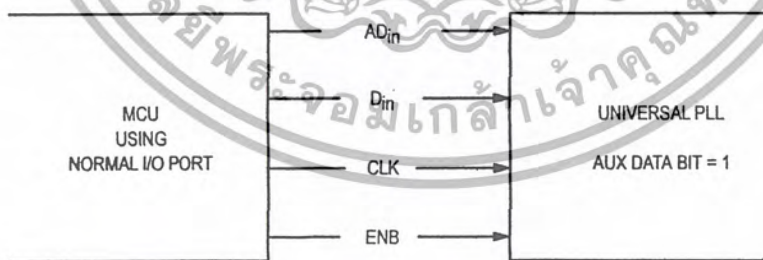
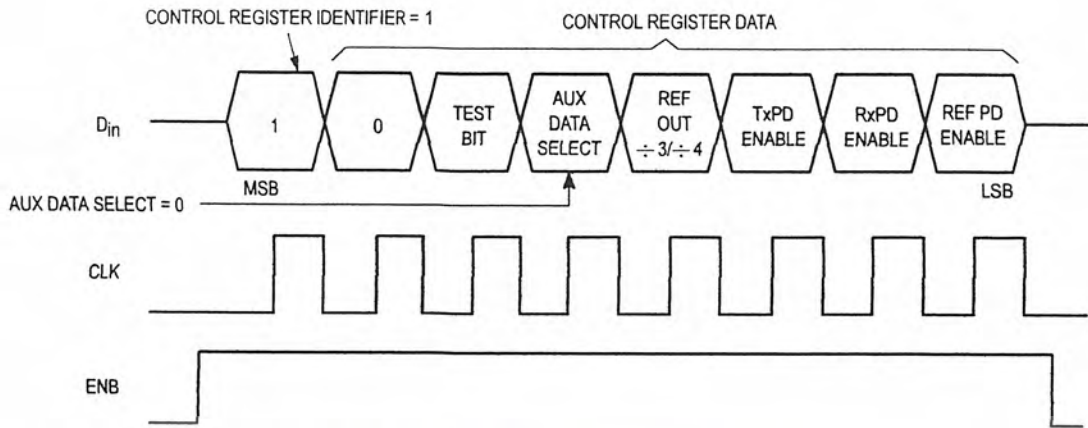
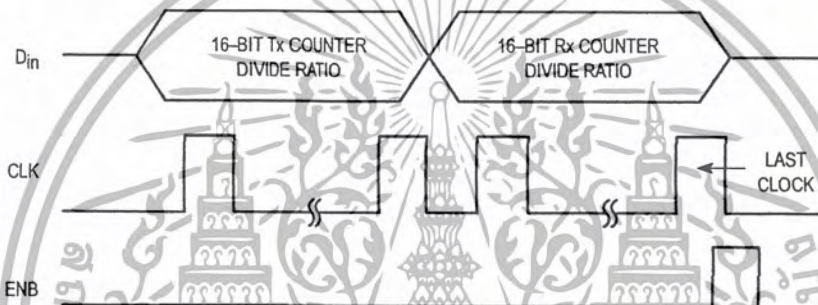


Figure 11. MCU Interface Using Normal I/O Ports with Both  $D_{in}$  and  $AD_{in}$  for Faster Programming Time



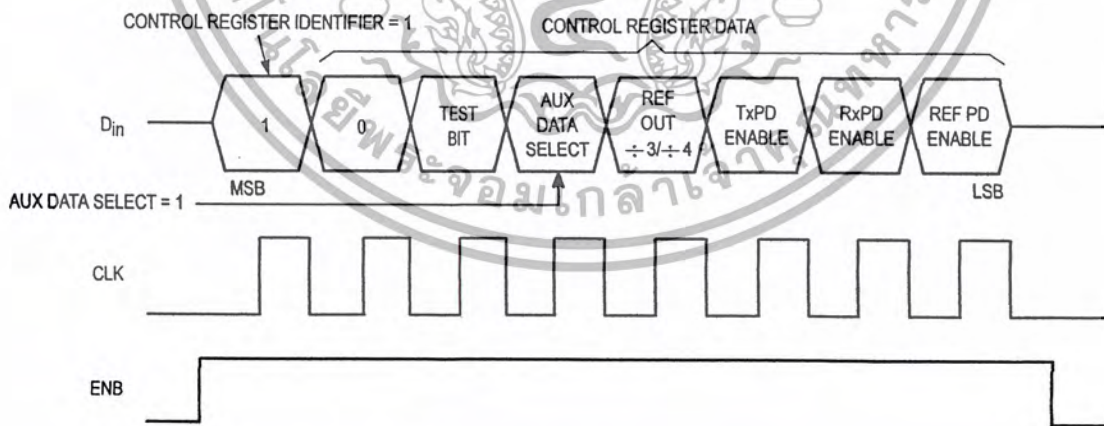
NOTE: ENB must be high during the serial transfer.

Figure 12. Programming Format for Control Register (3-Pin Interfacing Scheme)



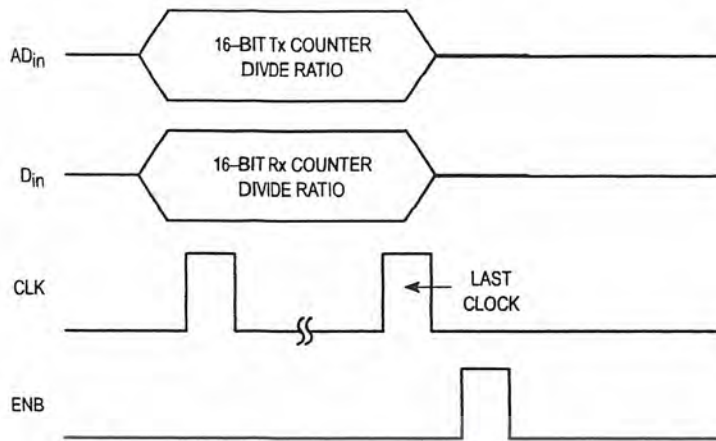
NOTE: ENB must be low during the serial transfer.

Figure 13. Programming Format for Transmit and Receive Counters (3-Pin Interfacing Scheme)



NOTE: ENB must be high during the serial transfer.

Figure 14. Programming Format for Control Register (4-Pin Interfacing Scheme)



NOTE: ENB must be low during the serial transfer.

Figure 15. Programming Format for Transmit and Receive Counters (4-Pin Interfacing Scheme)

Table 3. Global CT-1 Reference Frequency Setting vs Channel Frequencies

Country	Channels Frequency	f <sub>R1</sub>	f <sub>R2</sub>
U.S.A.	46/49 MHz (10, 15, 25 Channels)	5.0 kHz	—
France	26/41 MHz	6.25 kHz/12.5 kHz	—
Spain	31/41 MHz	5.0 kHz	—
Australia	30/39 MHz	5.0 kHz	—
U.K.	1.7/47 MHz	6.25 kHz	1.0 kHz
New Zealand	1.7/34/40 MHz	6.25 kHz	1.0 kHz

### REFERENCE FREQUENCY SELECTION AND PROGRAMMING

Figure 16 shows the bit function of the reference frequency programming word. The user can either select the "fixed" reference frequency for all channels accordingly or provide a specific reference frequency for a particular channel by using two reference frequency counters (e.g., for an application in France, the base set transmit channel common fixed reference frequency is 6.25 kHz or 12.5 kHz). (See Table 3 and Figure 6 for reference frequencies for various countries.) However, transmit channels 6, 8, and 14 can be set to 25 kHz, and channel 8 reference frequency can be set to 50 kHz. But this reference frequency may not be applied to the receiving side; therefore, the receiving side reference frequency must be generated by another reference frequency counter. The higher the reference frequency, the better the phase noise performance and faster the lock time, but the PLL consumes more current if both reference frequency counters are in operation.

In general, the 12-bit reference frequency counter plus the  $\div 4$  and  $\div 25$  module can offer all the reference frequencies

for global CT-1 transmit and receive channel requirements. Users can select their own reference frequency by introducing the additional 14-bit auxiliary reference frequency counter.

Again, the 14-bit auxiliary reference frequency counter can be shut down by the auxiliary reference enable bit in the reference counter programming word by setting the bit to 0. At this state, the f<sub>R2</sub> is automatically connected to point C (the  $\div 25$  block output), and f<sub>R1</sub> can be connected to point A or B by setting the f<sub>R1</sub>-S1 and f<sub>R1</sub>-S2 bits in the reference counter programming word. The 14-bit auxiliary reference frequency counter data will be in "Don't Care" state.

If the 14-bit auxiliary reference frequency counter is enabled (auxiliary reference enable = 1), then f<sub>R2</sub> is automatically connected to point D (14-bit counter output), and f<sub>R1</sub> can be selected to connect to point A, B, or C, depending on the bit setting of f<sub>R1</sub>-S1 and f<sub>R1</sub>-S2.

Table 4 and Figure 16 describe the functions of the auxiliary reference enable bit and the f<sub>R1</sub>-S1 and f<sub>R1</sub>-S2 bits selection.

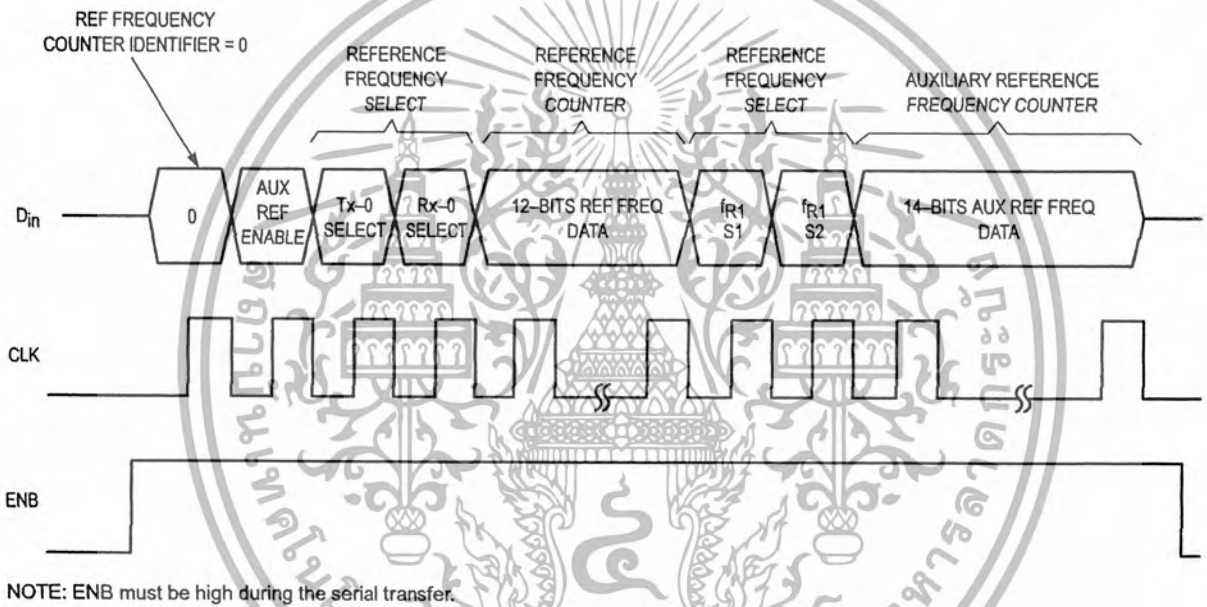
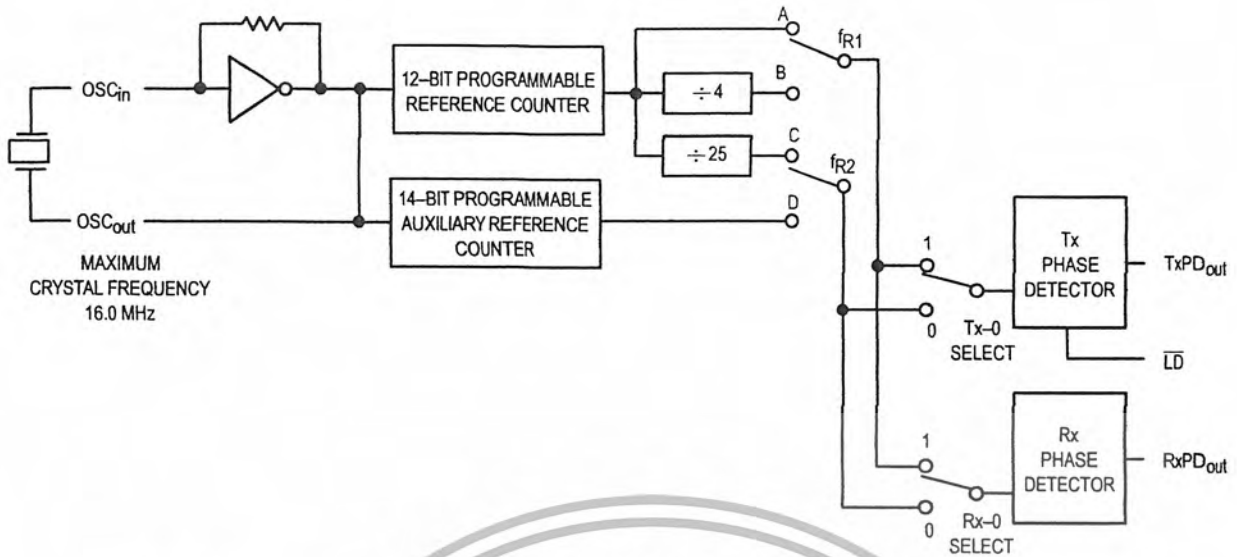


Figure 16. Reference Frequency Counter/Selection Programming Mode

Table 4. Bit Function and the Reference Frequency Selection Bit Setting of the Reference Frequency Counter Programming Word

AUX REF Enable	Auxiliary Reference Frequency Counter Mode	Module Select	f <sub>R1</sub> S1	f <sub>R1</sub> S2	f <sub>R1</sub> Routing
0	14-Bit Auxiliary Reference Frequency Counter Disable	f <sub>R2</sub> → C	0	0	N/A
			0	1	f <sub>R1</sub> → A
			1	0	f <sub>R1</sub> → B
			1	1	N/A
1	14-Bit Auxiliary Reference Frequency Counter Enable	f <sub>R2</sub> → D	0	0	N/A
			0	1	f <sub>R1</sub> → A
			1	0	f <sub>R1</sub> → B
			1	1	f <sub>R1</sub> → C

N/A = Not Applicable

## POWER SAVING OPERATION

This PLL has a programmable power-saving scheme. The transmit and receive counters and the reference frequency counter can be powered down individually by setting the TxPD enable, RxPD enable, and Ref PD enable bits of the control register. The functions of the power down control bits are explained in Table 2 and the programming format is in Figure 8.

The output pins TxPS/f<sub>Tx</sub> and RxPS/f<sub>Rx</sub> output the status of the internal power saving setting. If the bit TxPD enable is set "high" (transmit counter is set to power-down mode), then the TxPS/f<sub>Tx</sub> pin will also output a "high" state. This TxPS/f<sub>Tx</sub> output can control an external power switch to switch off the transmitter, as shown in Figure 17. This scheme can be applied to the RxPS/f<sub>Rx</sub> output to control the receiver power saving operation as required.

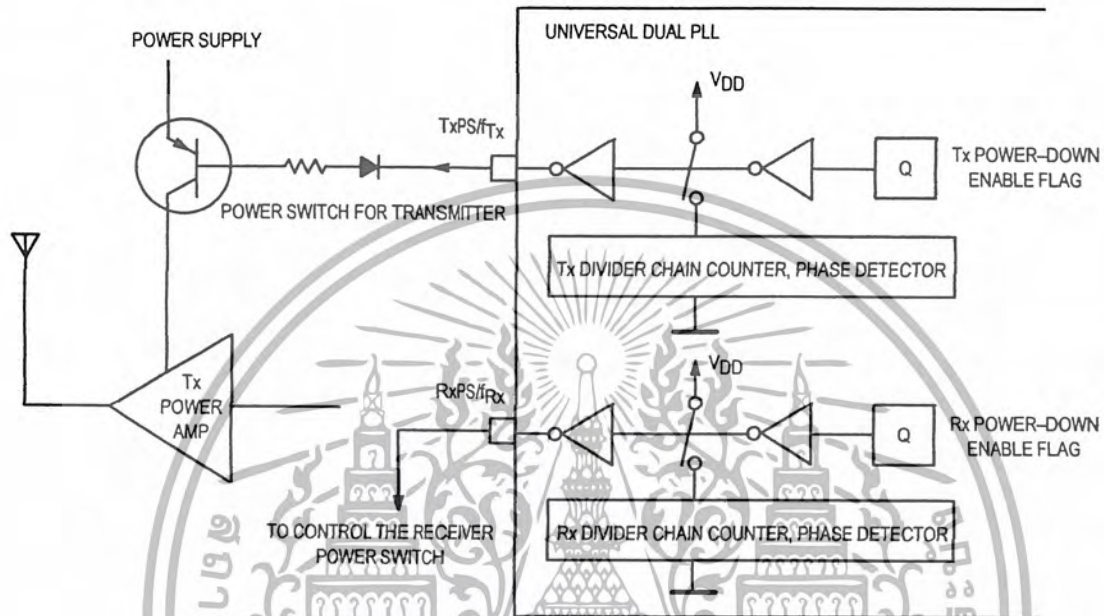


Figure 17. TxPS/f<sub>Tx</sub> and RxPS/f<sub>Rx</sub> Outputs to Control Power Switches of the Transmitter and the Receiver

## POWER SAVING OPERATION

This PLL has a programmable power-saving scheme. The transmit and receive counters and the reference frequency counter can be powered down individually by setting the TxPD enable, RxPD enable, and Ref PD enable bits of the control register. The functions of the power down control bits are explained in Table 2 and the programming format is in Figure 8.

The output pins TxPS/fTx and RxPS/fRx output the status of the internal power saving setting. If the bit TxPD enable is set "high" (transmit counter is set to power-down mode), then the TxPS/fTx pin will also output a "high" state. This TxPS/fTx output can control an external power switch to switch off the transmitter, as shown in Figure 17. This scheme can be applied to the RxPS/fRx output to control the receiver power saving operation as required.

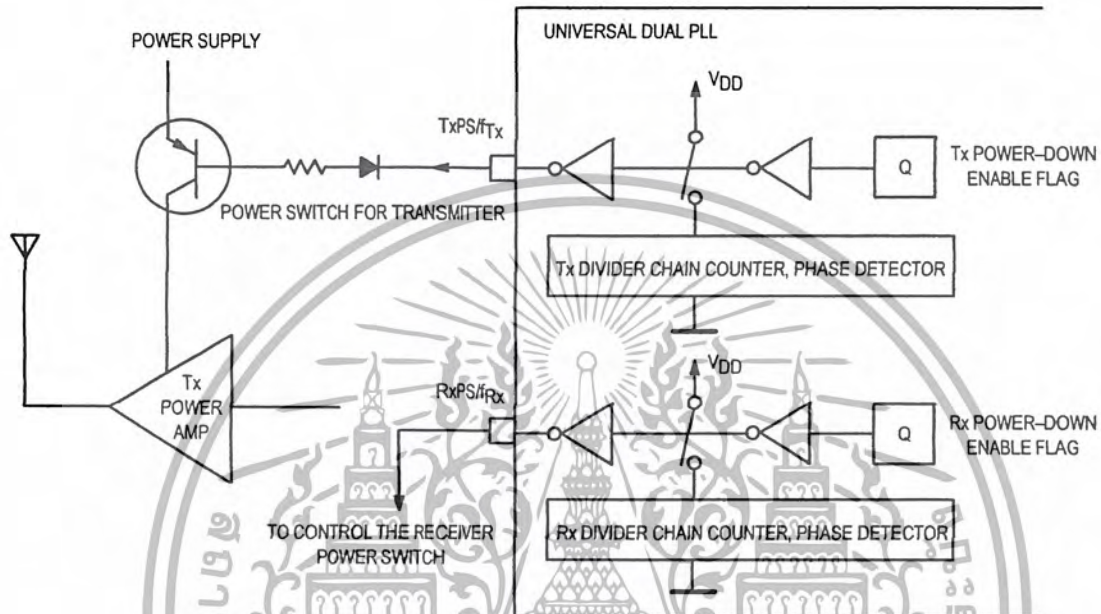


Figure 17. TxPS/fTx and RxPS/fRx Outputs to Control Power Switches of the Transmitter and the Receiver

### Tx/Rx CHANNEL COUNTER TEST

In normal applications, the TxPS/f<sub>Tx</sub> and the RxPS/f<sub>Rx</sub> output pins indicate the power saving mode status. However, the user can examine the Tx and Rx channel counter outputs by setting the Test bit in the control register to 1. The final value

of the transmit-channel counter and the receive-channel counter multiplex out to TxPS/f<sub>Tx</sub> and RxPS/f<sub>Rx</sub> respectively. The user can verify the divided-down output waveform associated with the RF input level in the PLL circuitry implementation (Figure 18).

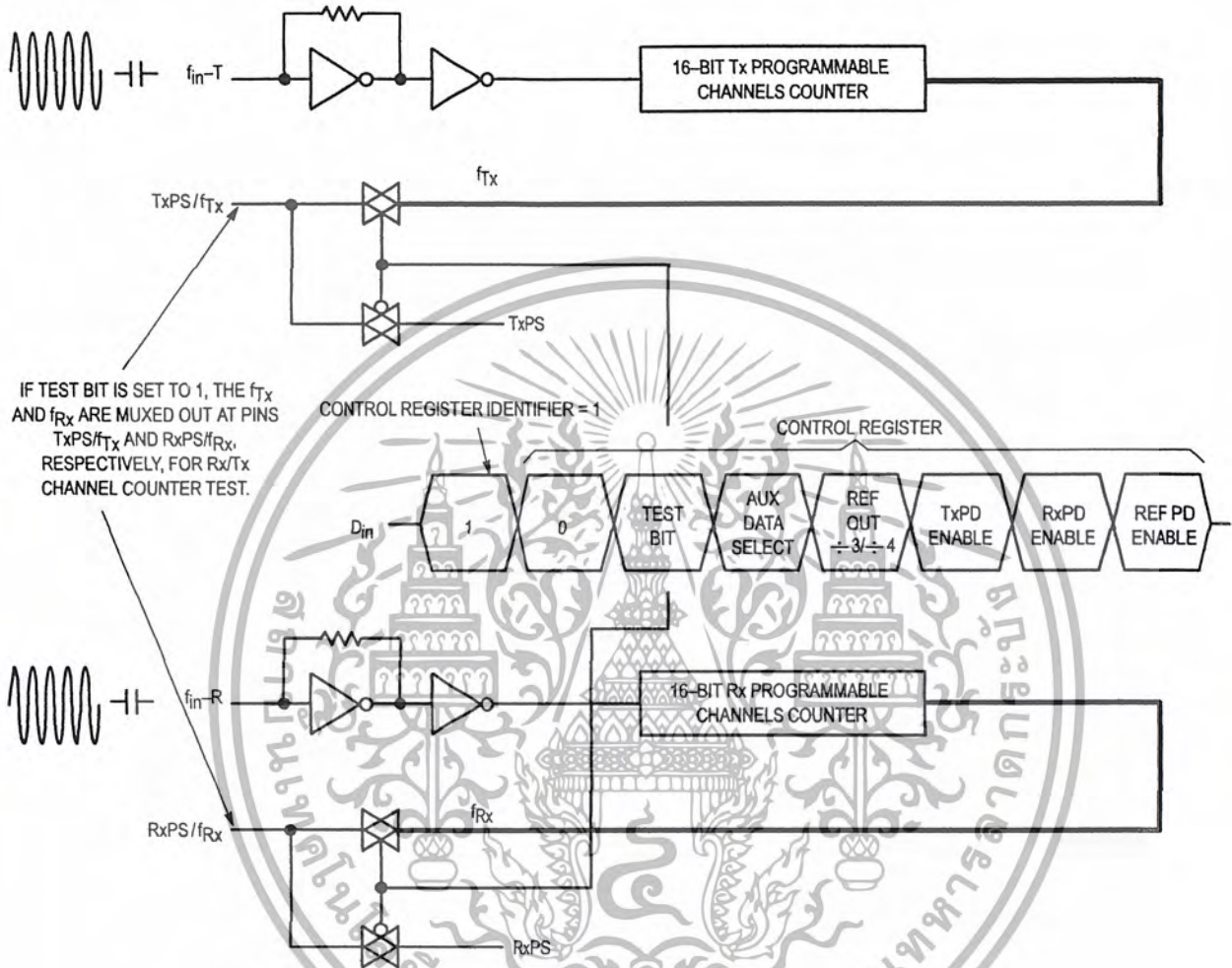


Figure 18. RF Buffer Sensitivity

Table 5. France CT-1 Base Set Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 6.25 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.7 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 6.25 kHz)
1	26.4875	4238	30.7875	4926
2	26.4750	4236	30.7750	4924
3	26.4625	4234	30.7625	4922
4	26.4500	4232	30.7500	4920
5	26.4375	4230	30.7375	4918
6	26.4250	4228	30.7250	4916
7	26.4125	4226	30.7125	4914
8	26.4000	4224	30.7000	4912
9	26.3875	4222	30.6875	4910
10	26.3750	4220	30.6750	4908
11	26.3625	4218	30.6625	4906
12	26.3500	4216	30.6500	4904
13	26.3375	4214	30.6375	4902
14	26.3250	4212	30.6250	4900
15	26.3125	4210	30.6125	4898

Table 6. France CT-1 Handset Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 6.25 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.7 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 6.25 kHz)
1	41.4875	6638	37.1875	5950
2	41.4750	6636	37.1750	5948
3	41.4625	6634	37.1625	5946
4	41.4500	6632	37.1500	5944
5	41.4375	6630	37.1375	5942
6	41.4250	6628	37.1250	5940
7	41.4125	6626	37.1125	5938
8	41.4000	6624	37.1000	5936
9	41.3875	6622	37.0875	5934
10	41.3750	6620	37.0750	5932
11	41.3625	6618	37.0625	5930
12	41.3500	6616	37.0500	5928
13	41.3375	6614	37.0375	5926
14	41.3250	6612	37.0250	5924
15	41.3125	6610	37.0125	5922

Table 7. Spain CT-1 Base Set Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.695 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)
1	31.0250	6205	29.2300	5846
2	31.0500	6210	29.2550	5851
3	31.0750	6215	29.2800	5856
4	31.1000	6220	29.3050	5861
5	31.1250	6225	29.3300	5866
6	31.1500	6230	29.3550	5871
7	31.1750	6235	29.3800	5876
8	31.2000	6240	29.4050	5881
9	31.2500	6250	29.4550	5891
10	31.2750	6255	29.4800	5896
11	31.3000	6260	29.5050	5901
12	31.3250	6265	29.5300	5906

Table 8. Spain CT-1 Handset Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.7 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)
1	39.9250	7985	20.3300	4066
2	39.9500	7990	20.3550	4071
3	39.9750	7995	20.3800	4076
4	40.0000	8000	20.4050	4081
5	40.0250	8005	20.4300	4086
6	40.0500	8010	20.4550	4091
7	40.0750	8015	20.4800	4096
8	40.1000	8020	20.5050	4101
9	40.1500	8030	20.5550	4111
10	40.1750	8035	20.5800	4116
11	40.2000	8040	20.6050	4121
12	40.2250	8045	20.6300	4126

Table 9. New Zealand CT-1 Base Set Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.7 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 6.25 kHz)
1	1.7820	1782	29.7625	4762
2	1.7620	1762	29.7500	4760
3	1.7420	1742	29.7375	4758
4	1.7220	1722	29.7250	4756
5	1.7020	1702	29.7125	4754
6	34.3500	5496	29.7000	4752
7	34.3625	5498	29.6875	4750
8	34.3750	5500	29.6750	4748
9	34.3875	5502	29.6625	4746
10	34.4000	5504	29.6500	4744

Table 10. New Zealand CT-1 Handset Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 6.25 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz)	Rx Counter Value
1	40.4625	6474	2.2370	2237
2	40.4500	6472	2.2170	2217
3	40.4375	6470	2.1970	2197
4	40.4250	6468	2.1770	2177
5	40.4125	6466	2.1570	2157
6	40.4000	6464	23.6500	3784
7	40.3875	6462	23.6625	3786
8	40.3750	6460	23.6750	3788
9	40.3625	6458	23.6875	3790
10	40.3500	6456	23.7000	3792

Table 11. Australia CT-1 Base Set Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.695 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)
1	30.0750	6015	29.0800	5816
2	30.1250	6025	29.1300	5826
3	30.1750	6035	29.1800	5836
4	30.2250	6045	29.2300	5846
5	30.2750	6055	29.2800	5856
6	30.1000	6020	29.1050	5821
7	30.1500	6030	29.1550	5831
8	30.2000	6040	29.2050	5841
9	30.2500	6050	29.2550	5851
10	30.3000	6060	29.3050	5861

Table 12. Australia CT-1 Handset Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.7 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)
1	39.7750	7955	19.3800	3876
2	39.8250	7965	19.4300	3886
3	39.8750	7975	19.4800	3896
4	39.9250	7985	19.5300	3906
5	39.9750	7995	19.5800	3916
6	39.8000	7960	19.4050	3881
7	39.8500	7970	19.4550	3891
8	39.9000	7980	19.5050	3901
9	39.9500	7990	19.5550	3911
10	40.0000	8000	19.6050	3921

Table 13. U.K. CT-1 Base Set Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 1.00 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.7 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 6.25 kHz)
1	1.6420	1642	36.75625	5881
2	1.6620	1662	36.76875	5883
3	1.6820	1682	36.78125	5885
4	1.7020	1702	36.79375	5887
5	1.7220	1722	36.80625	5889
6	1.7420	1742	36.81875	5891
7	1.7620	1762	36.83125	5893
8	1.7820	1782	36.84375	5895

Table 14. U.K. CT-1 Handset Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 6.25 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 455 kHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 1.00 kHz)
1	47.45625	7593	2.097	2097
2	47.46875	7595	2.117	2117
3	47.48125	7597	2.137	2137
4	47.49375	7599	2.157	2157
5	47.50625	7601	2.177	2177
6	47.51875	7603	2.197	2197
7	47.53125	7605	2.217	2217
8	47.54375	7607	2.237	2237

Table 15. U.S.A. (10 Channels) CT-1 Base Set Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.695 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)
1	46.610	9322	38.975	7795
2	46.630	9326	38.150	7830
3	46.670	9334	38.165	7833
4	46.710	9342	39.075	7815
5	46.730	9346	39.180	7836
6	46.770	9354	39.135	7827
7	46.830	9366	39.195	7839
8	46.870	9374	39.235	7847
9	46.930	9386	39.295	7859
10	46.970	9394	39.275	7855

Table 16. U.S.A. (10 Channels) CT-1 Handset Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.7 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)
1	49.670	9934	35.915	7183
2	49.845	9969	35.935	7187
3	49.860	9972	35.975	7195
4	49.770	9954	36.015	7203
5	49.875	9975	36.035	7207
6	49.830	9966	36.075	7215
7	49.890	9978	36.135	7227
8	49.930	9986	36.175	7235
9	49.990	9998	36.235	7247
10	49.970	9994	36.275	7255

Table 17. U.S.A. (25 Channels) CT-1 Base Set Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.7 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)
1	43.72	8744	38.06	7612
2	43.74	8748	38.14	7628
3	43.82	8764	38.16	7632
4	43.84	8768	38.22	7644
5	43.92	8784	38.32	7664
6	43.96	8788	38.38	7676
7	44.12	8824	38.40	7680
8	44.16	8832	38.46	7692
9	44.18	8836	38.50	7700
10	44.20	8840	38.54	7708
11	44.32	8864	38.58	7716
12	44.36	8872	38.66	7732
13	44.40	8880	38.70	7740
14	44.46	8892	38.76	7752
15	44.48	8896	38.80	7760
16	46.61	9322	38.97	7794
17	46.63	9326	39.145	7829
18	46.67	9334	39.16	7832
19	46.71	9342	39.07	7814
20	46.73	9346	39.175	7835
21	46.77	9354	39.13	7826
22	46.83	9366	39.19	7838
23	46.87	9374	39.23	7846
24	46.93	9386	39.29	7858
25	46.97	9394	39.27	7854

Table 18. U.S.A. (25 Channels) CT-1 Handset Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.7 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)
1	48.76	9752	33.02	6604
2	48.84	9768	33.04	6608
3	48.86	9772	33.12	6624
4	48.92	9748	33.14	6628
5	49.02	9804	33.22	6644
6	49.08	9816	33.26	6652
7	49.10	9820	33.42	6684
8	49.16	9832	33.46	6692
9	49.20	9840	33.48	6696
10	49.24	9848	33.50	6700
11	49.28	9856	33.62	6724
12	49.36	9872	33.66	6732
13	49.40	9880	33.70	6740
14	49.46	9892	33.76	6752
15	49.50	9900	33.78	6756
16	49.67	9934	33.91	7182
17	49.845	9969	33.93	7186
18	49.86	9972	33.97	7194
19	49.77	9954	36.01	7202
20	49.875	9975	36.03	7206
21	49.83	9966	36.07	7214
22	49.89	9978	36.13	7226
23	49.93	9986	36.17	7234
24	49.99	9998	36.23	7246
25	49.97	9994	36.27	7254

Table 19. Korea CT-1 Base Set Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)	$f_{in-R}$ Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.695 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)
1	46.610	9322	38.975	7795
2	46.630	9326	38.150	7830
3	46.670	9334	38.165	7833
4	46.710	9342	39.075	7815
5	46.730	9346	39.180	7836
6	46.770	9354	39.135	7827
7	46.830	9366	39.195	7839
8	46.870	9374	39.235	7847
9	46.930	9386	39.295	7859
10	46.970	9394	39.275	7855
11	46.510	9302	39.000	7800
12	46.530	9306	39.015	7803
13	46.550	9310	39.030	7806
14	46.570	9314	39.045	7809
15	46.590	9318	39.060	7812

Table 20. Korea CT-1 Handset Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)	$f_{in}$ -R Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.7 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)
1	49.670	9934	35.915	7183
2	49.845	9969	35.935	7187
3	49.860	9972	35.975	7195
4	49.770	9954	36.015	7203
5	49.875	9975	36.035	7207
6	49.830	9966	36.075	7215
7	49.890	9978	36.135	7227
8	49.930	9986	36.175	7235
9	49.990	9998	36.235	7247
10	49.970	9994	36.275	7255
11	49.695	9939	35.815	7163
12	49.710	9942	35.835	7167
13	49.725	9945	35.855	7171
14	49.740	9948	35.875	7175
15	49.755	9951	35.895	7179

Table 21. China CT-1 Base Set Frequency

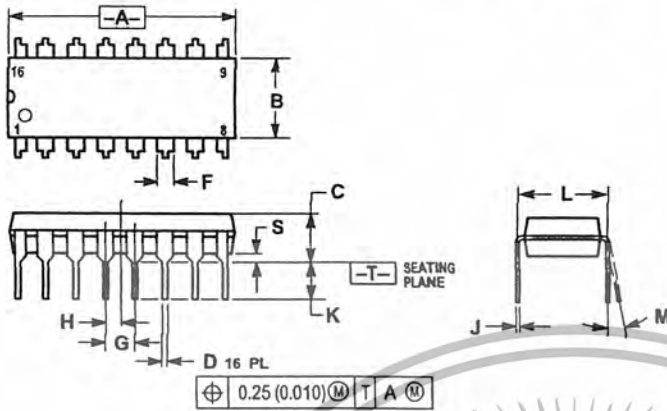
Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)	$f_{in}$ -R Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.7 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)
1	45.250	9050	37.550	7510
2	45.275	9055	37.575	7515
3	45.300	9060	37.600	7520
4	45.325	9065	37.625	7525
5	45.350	9070	37.650	7530
6	45.375	9075	37.675	7535
7	45.400	9080	37.700	7540
8	45.425	9085	37.725	7545
9	45.450	9090	37.750	7550
10	45.475	9095	37.775	7555

Table 22. China CT-1 Handset Frequency

Channel Number	Tx Channel Frequency (MHz)	Tx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)	$f_{in}$ -R Input Frequency (MHz) [1st IF = 10.7 MHz]	Rx Counter Value (Ref. Freq. = 5.00 kHz)
1	48.250	9650	34.550	6910
2	48.275	9655	34.575	6915
3	48.300	9660	34.600	6920
4	48.325	9665	34.625	6925
5	48.350	9670	34.650	6930
6	48.375	9675	34.675	6935
7	48.400	9680	34.700	6940
8	48.425	9685	34.725	6945
9	48.450	9690	34.750	6950
10	48.475	9695	34.775	6955

## PACKAGE DIMENSIONS

### P SUFFIX PLASTIC DIP CASE 648-08

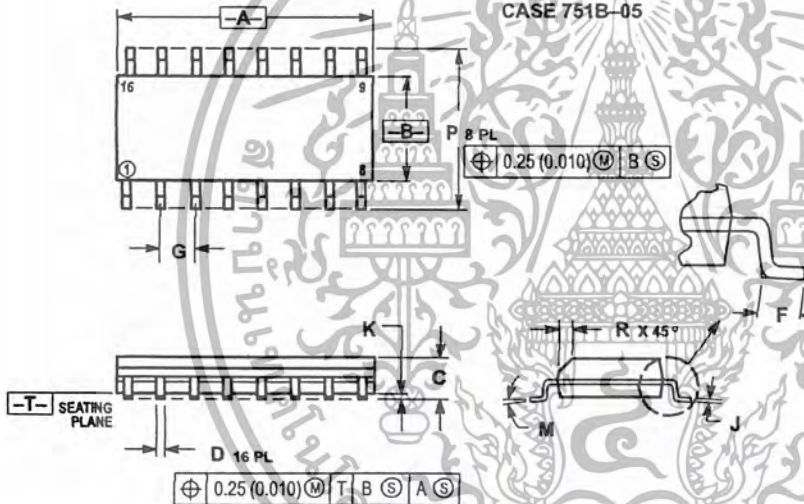


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

### D SUFFIX SOG PACKAGE CASE 751B-05



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 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

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

**Mfax™:** RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 1-602-244-6609  
Motorola Fax Back System – US & Canada ONLY 1-800-774-1848  
– http://sps.motorola.com/mfax/

**HOME PAGE:** http://motorola.com/sps/

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

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

**CUSTOMER FOCUS CENTER:** 1-800-521-6274



MC145162/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

Order this document by MC3356/D

# MC3356

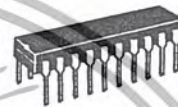
## Wideband FSK Receiver

The MC3356 includes Oscillator, Mixer, Limiting IF Amplifier, Quadrature Detector, Audio Buffer, Squelch, Meter Drive, Squelch Status output, and Data Shaper comparator. The MC3356 is designed for use in digital data communications equipment.

- Data Rates up to 500 kilobaud
- Excellent Sensitivity: -3 dB Limiting Sensitivity  
30  $\mu$ Vrms @ 100 MHz
- Highly Versatile, Full Function Device, yet Few External Parts are Required
- Down Converter Can be Used Independently — Similar to NE602

### WIDEBAND FSK RECEIVER

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

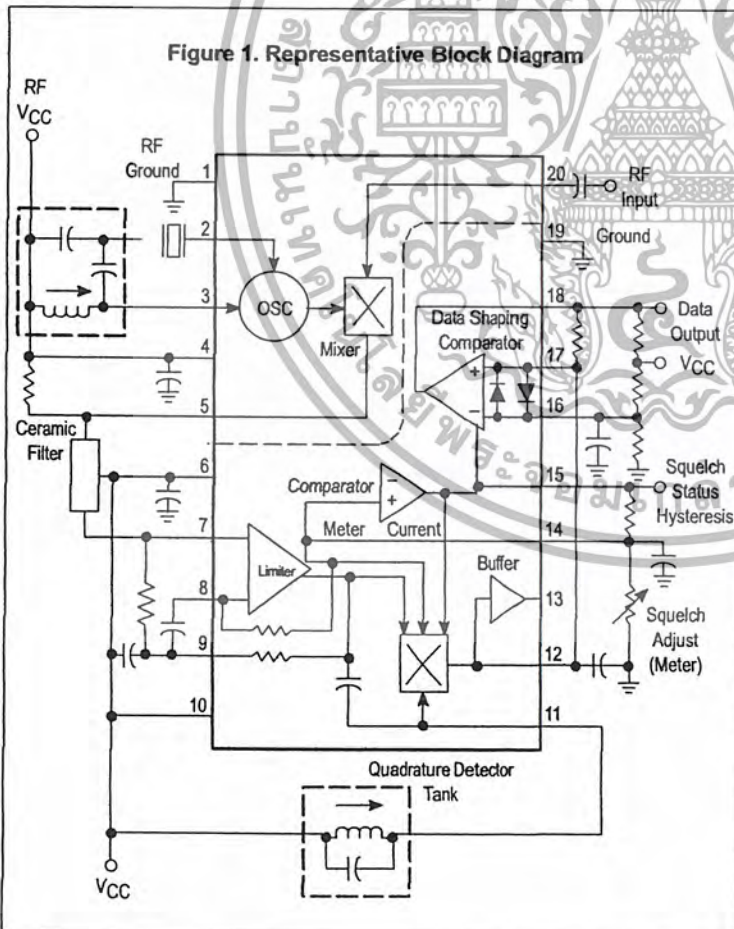


P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 738

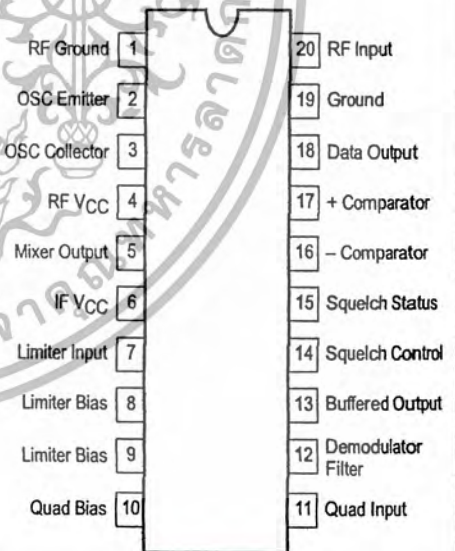
DW SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751D  
(SO-20L)



Figure 1. Representative Block Diagram



### PIN CONNECTIONS



### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC3356DW	$T_A = -40$ to $+85^\circ\text{C}$	SO-20L
MC3356P		Plastic DIP

© Motorola, Inc. 1996

Rev 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC3356

## MAXIMUM RATINGS

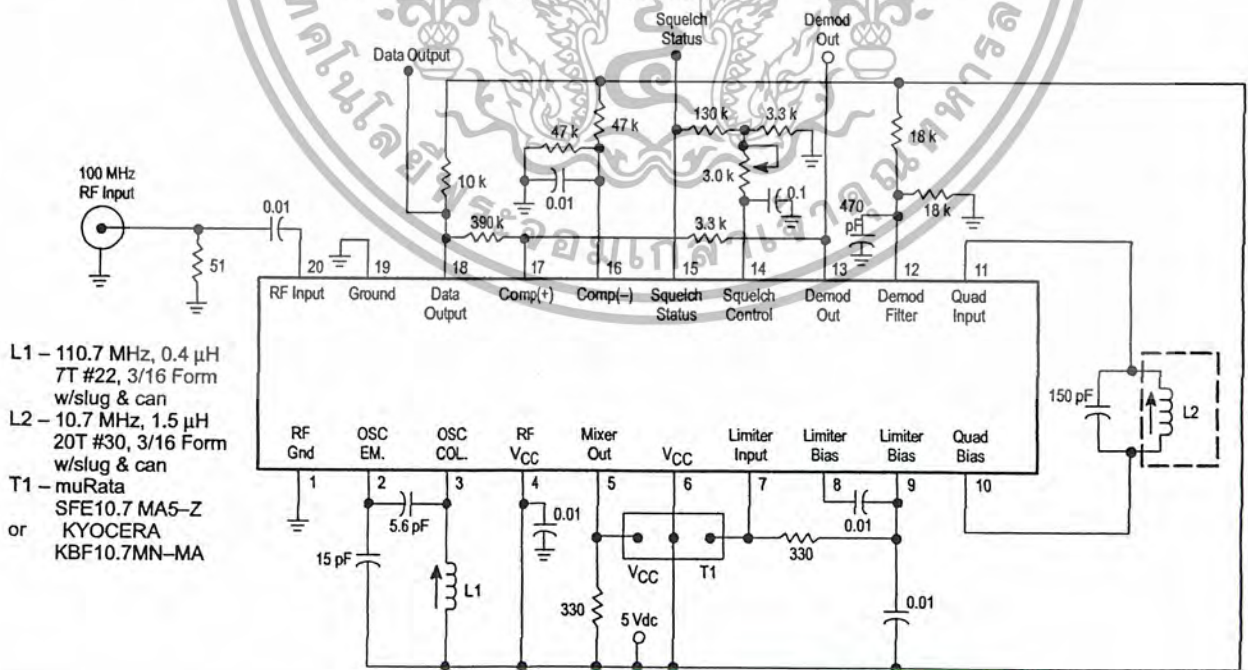
Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC(max)</sub>	15	Vdc
Operating Power Supply Voltage Range (Pins 6, 10)	V <sub>CC</sub>	3.0 to 9.0	Vdc
Operating RF Supply Voltage Range (Pin 4)	RF V <sub>CC</sub>	3.0 to 12.0	Vdc
Junction Temperature	T <sub>J</sub>	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C
Power Dissipation, Package Rating	P <sub>D</sub>	1.25	W

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (V<sub>CC</sub> = 5.0 Vdc, f<sub>o</sub> = 100 MHz, f<sub>osc</sub> = 110.7 MHz, Δf = ±75 kHz, f<sub>mod</sub> = 1.0 kHz, 50 Ω source, T<sub>A</sub> = 25°C, test circuit of Figure 2, unless otherwise noted.)

Characteristics	Min	Typ	Max	Unit
Drain Current Total, RF V <sub>CC</sub> and V <sub>CC</sub>	-	20	25	mAdc
Input for -3 dB limiting	-	30	-	μVrms
Input for 50 dB quieting ( $\frac{S+N}{N}$ )	-	60	-	μVrms
Mixer Voltage Gain, Pin 20 to Pin 5	2.5	-	-	
Mixer Input Resistance, 100 MHz	-	260	-	Ω
Mixer Input Capacitance, 100 MHz	-	5.0	-	pF
Mixer/Oscillator Frequency Range (Note 1)	-	0.2 to 150	-	MHz
IF/Quadrature Detector Frequency Range (Note 1)	-	0.2 to 50	-	MHz
AM Rejection (30% AM, RF V <sub>in</sub> = 1.0 mVrms)	-	50	-	dB
Demodulator Output, Pin 13	-	0.5	-	Vrms
Meter Drive	-	7.0	-	μA/dB
Squelch Threshold	-	0.8	-	Vdc

NOTE: 1. Not taken in Test Circuit of Figure 2; new component values required.

Figure 2. Test Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 3. Output Components of Signal, Noise, and Distortion

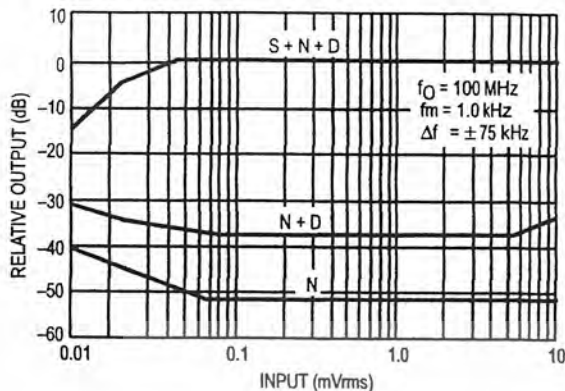
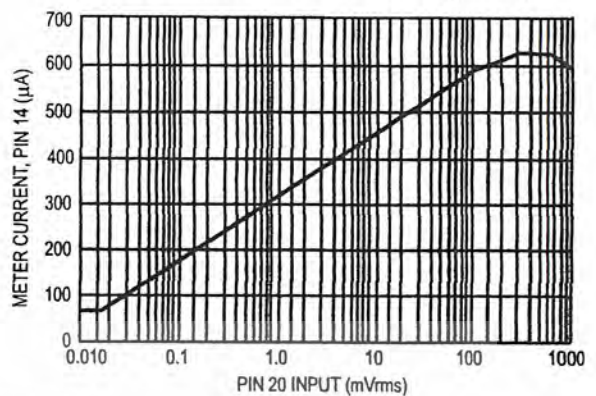


Figure 4. Meter Current versus Signal Input



## GENERAL DESCRIPTION

This device is intended for single and double conversion VHF receiver systems, primarily for FSK data transmission up to 500 K baud (250 kHz). It contains an oscillator, mixer, limiting IF, quadrature detector, signal strength meter drive, and data shaping amplifier.

The oscillator is a common base Colpitts type which can be crystal controlled, as shown in Figure 1, or L-C controlled as shown in the other figures. At higher  $V_{CC}$ , it has been operated as high as 200 MHz. A mixer/oscillator voltage gain of 2 up to approximately 150 MHz, is readily achievable.

The meter functions well from an input signal of 10  $\mu$ Vrms, below which the squelch is unpredictable, up to about 10 mVrms, before any evidence of overload. Operation up to 1.0 Vrms input is permitted, but non-linearity of the meter output is incurred, and some oscillator pulling is suspected. The AM rejection above 10 mVrms is degraded.

The limiting IF is a high frequency type, capable of being operated up to 50 MHz. It is expected to be used at 10.7 MHz in most cases, due to the availability of standard ceramic resonators. The quadrature detector is internally coupled to the IF, and a 5.0 pF quadrature capacitor is internally provided. The -3dB limiting sensitivity of the IF itself is approximately 50  $\mu$ V (at Pin 7), and the IF can accept signals up to 1.0 Vrms without distortion or change of detector quiescent dc level.

The IF is unusual in that each of the last 5 stages of the 6 state limiter contains a signal strength sensitive, current sinking device. These are parallel connected and buffered to produce a signal strength meter drive which is fairly linear for IF input signals of 10  $\mu$ V to 100 mVrms (see Figure 4).

A simple squelch arrangement is provided whereby the meter current flowing through the meter load resistance flips a comparator at about 0.8 Vdc above ground. The signal strength at which this occurs can be adjusted by changing the meter load resistor. The comparator (+) input and output are available to permit control of hysteresis. Good positive

action can be obtained for IF input signals of above 30  $\mu$ Vrms. The 130 k $\Omega$  resistor shown in the test circuit provides a small amount of hysteresis. Its connection between the 3.3 k resistor to ground and the 3.0 k pot, permits adjustment of squelch level without changing the amount of hysteresis.

The squelch is internally connected to both the quadrature detector and the data shaper. The quadrature detector output, when squelched, goes to a dc level approximately equal to the zero signal level unsquelched. The squelch causes the data shaper to produce a high ( $V_{CC}$ ) output.

The data shaper is a complete "floating" comparator, with back to back diodes across its inputs. The output of the quadrature detector can be fed directly to either input of this amplifier to produce an output that is either at  $V_{CC}$  or  $V_{EE}$ , depending upon the received frequency. The impedance of the biasing can be varied to produce an amplifier which "follows" frequency detuning to some degree, to prevent data pulse width changes.

When the data shaper is driven directly from the demodulator output, Pin 13, there may be distortion at Pin 13 due to the diodes, but this is not important in the data application. A useful note in relating high/low input frequency to logic state: low IF frequency corresponds to low demodulator output. If the oscillator is above the incoming RF frequency, then high RF frequency will produce a logic low (input to (+) input of Data Shaper as shown in Figures 1 and 2).

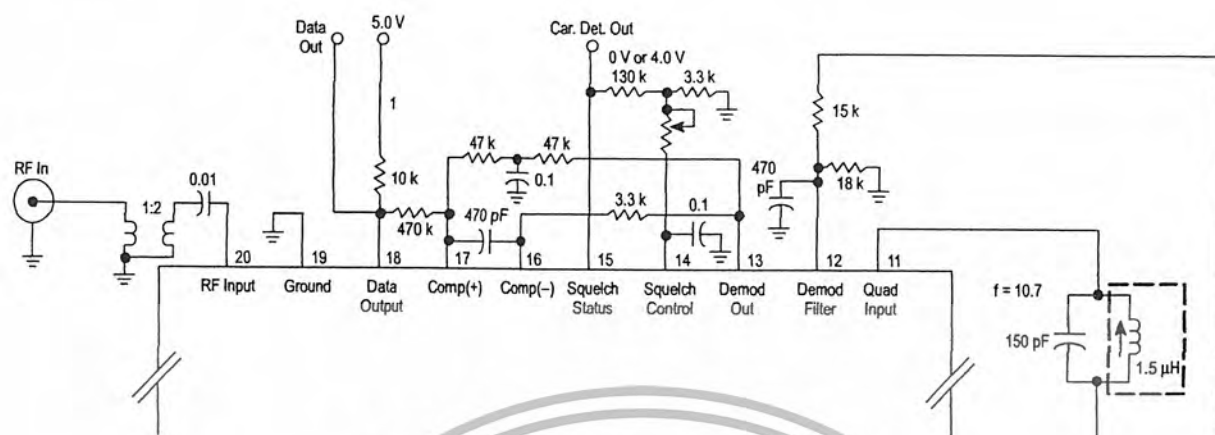
## APPLICATION NOTES

The MC3356 is a high frequency/high gain receiver that requires following certain layout techniques in designing a stable circuit configuration. The objective is to minimize or eliminate, if possible, any unwanted feedback.



## MC3356

Figure 6. Application with Self-Adjusting Bias on Data Shaper



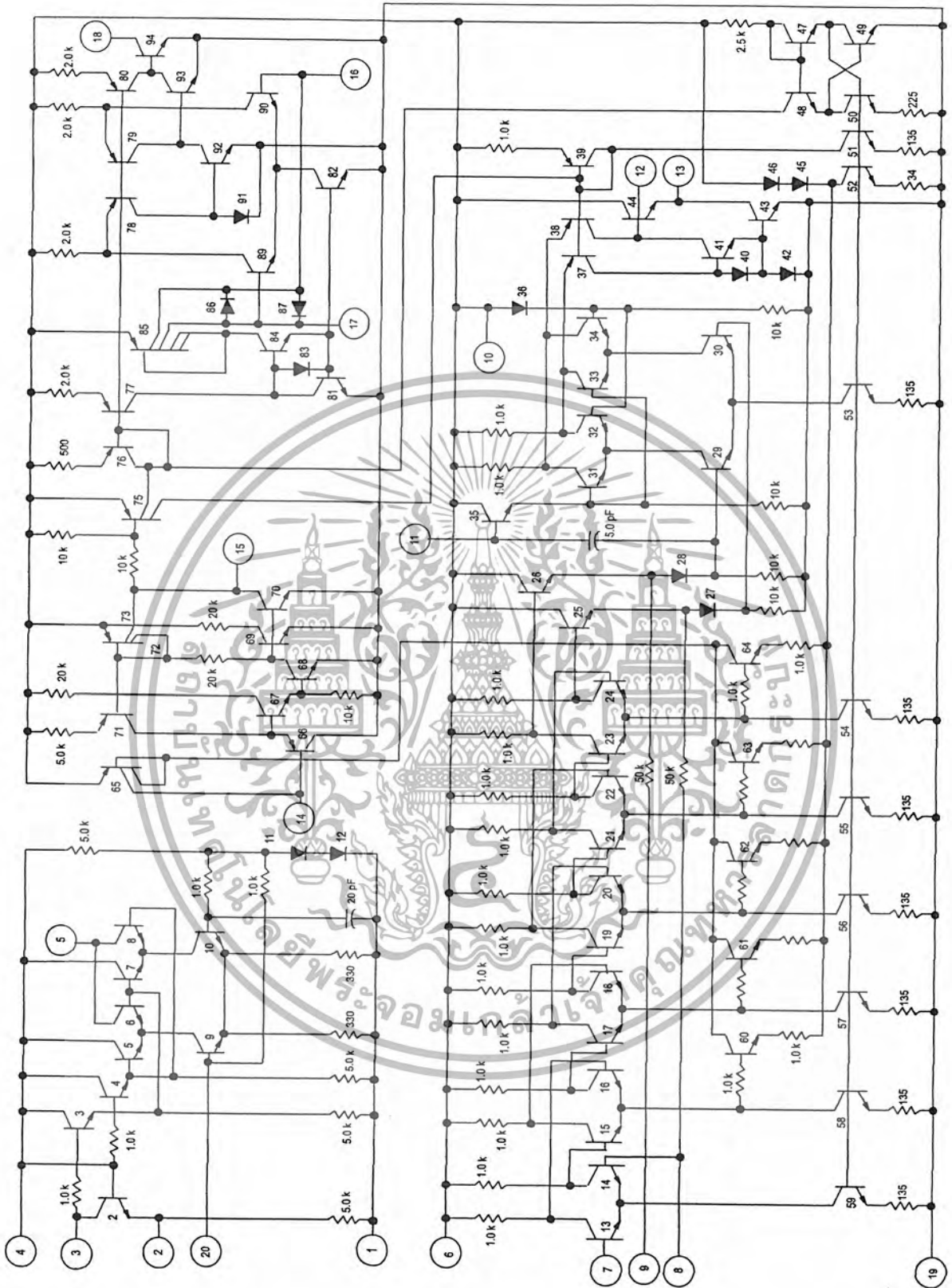
### APPLICATION NOTES (continued)

Depending on the external circuit, inverted or noninverted data is available at Pin 18. Inverted data makes the higher frequency in the FSK signal a "one" when the local oscillator is above the incoming RF. Figure 5 schematic shows the comparator with hysteresis. In this circuit the dc reference voltage at Pin 17 is about the same as the demodulated output voltage (Pin 13) when no signal is present. This type circuit is preferred for systems where the data rates can drop to zero. Some systems have a low frequency limit on the data rate, such as systems using the MC3850 ACIA that has a start or stop bit. This defines the low frequency limit that can appear in the data stream.

Figure 5 circuit can then be changed to a circuit configuration as shown in Figure 6. In Figure 6 the reference voltage for the comparator is derived from the demodulator output through a low pass circuit where  $\tau$  is much lower than the lowest frequency data rate. This and similar circuits will compensate for small tuning changes (or drift) in the quadrature detector.

Squelch status (Pin 15) goes high (squelch off) when the input signal becomes greater than some preset level set by the resistance between Pin 14 and ground. Hysteresis is added to the circuit externally by the resistance from Pin 14 to Pin 15.

Figure 7. Internal Schematic

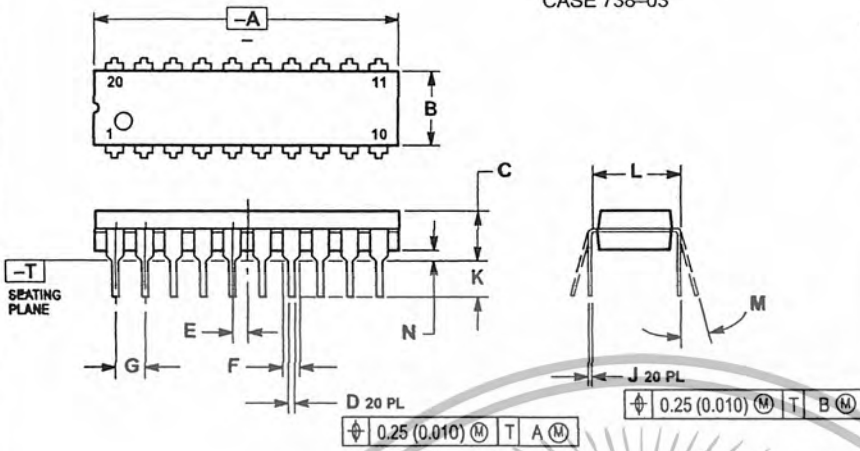


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC3356

## OUTLINE DIMENSIONS

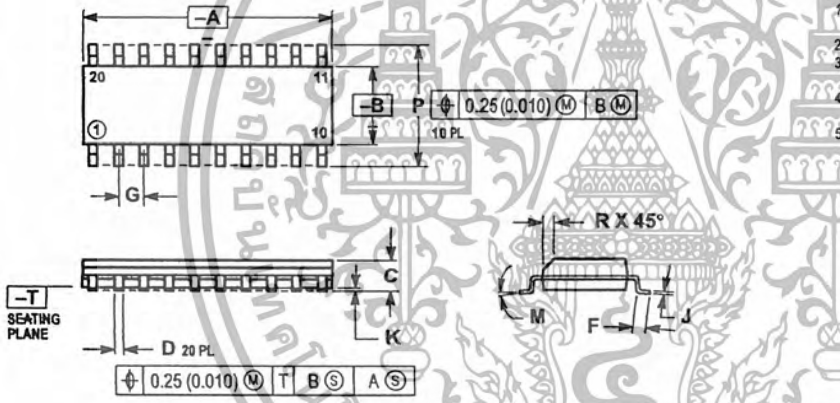
### P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 738-03



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. DIMENSION 'L' TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
  4. DIMENSION 'B' DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
  5. 738-02 OBSOLETE, NEW STANDARD 738-03.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	25.66	27.17	1.010	1.070
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	3.81	4.57	0.150	0.180
D	0.39	0.55	0.015	0.022
E	1.27 BSC		0.050 BSC	
F	1.27	1.77	0.050	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
J	0.21	0.38	0.008	0.015
K	2.80	3.55	0.110	0.140
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.51	1.01	0.020	0.040


### DW SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751D-03 (SO-20L)



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
  3. DIMENSION A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
  4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
  5. 751D-01, AND -02 OBSOLETE, NEW STANDARD 751D-03.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	12.65	12.95	0.499	0.510
B	7.40	7.60	0.292	0.299
C	2.35	2.65	0.093	0.104
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.50	0.90	0.020	0.035
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.25	0.32	0.010	0.012
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	10.05	10.55	0.395	0.415
R	0.25	0.75	0.010	0.029



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. 303-675-2140 or 1-800-441-2447

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

**Mfax™:** RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609  
- US & Canada ONLY 1-800-774-1848

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

**INTERNET:** <http://motorola.com/sps>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้