

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบสื่อสารผ่านสายไฟฟ้า

AC Power Line Communication Systems



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 103103  
วัน,เดือน,ปี..... 28 ส.ค. 2552

b. 120991114  
i. ....

ปริญญานิพนธ์นี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรของปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบสื่อสารผ่านสายไฟฟ้าบ้าน  
AC Power Line Communication Systems



ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2551

ภาควิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบสื่อสารผ่านสายไฟบ้าน

ผู้จัดทำ

1. นาย ปณัศย์ พงศ์พิชญ์ชัย รหัส 49015198
2. นาย สมบูรณ์ แสงจันทร์ รหัส 49015212
3. นาย อภิสิทธิ์ กลมเกลี้ยง รหัส 49015218



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ระบบสื่อสารผ่านสายไฟบ้าน

นาย ปณิษฐ์ พงศ์พิเชษฐ์ชัย รหัส 49015198  
นาย สมบูรณ์ แสงจันทร์ รหัส 49015212  
นาย อภิสิทธิ์ กลมเกลี้ยง รหัส 49015218  
ผศ.ประภากร สุวรรณนะ (อาจารย์ที่ปรึกษา)  
รศ.ชนิษฐา แซ่ตั้ง (อาจารย์ที่ปรึกษา)  
ปีการศึกษา 2551

## บทคัดย่อ

“โครงการการส่งผ่านข้อมูลผ่านสายไฟบ้าน” ประกอบด้วยเครื่องรับและเครื่องส่ง ความถี่คลื่นพาห์ตั้งแต่ 5.075MHz – 5.425MHz แบนด์วิท 25 KHz ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวเลือกช่องสัญญาณ โดยสามารถเลือกได้ 14 ช่อง โดยเครื่องส่งจะทำการมอดูเลตสัญญาณตั้งแต่ 400-4KHz ขนาด ไม่เกิน 1.4 Vp-p หลังจากนั้นสัญญาณจะถูกส่งเข้าไปในระบบสายไฟบ้าน และเครื่องรับจะทำการรับสัญญาณจากสายไฟบ้านและทำการดีมอดูเลตขึ้น ด้วยการผ่านMIXER สองครั้งเพื่อหลีกเลี่ยงการรบกวนจากความถี่เงา เพื่อให้ได้สัญญาณที่ผ่านการดีมอดูเลตขึ้นแล้วได้อย่างถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AC Power Line Communication Systems

Mr.Panut Pongpichetchai ID.49015198

Mr.Somboon Sangjan ID.49015212

Mr.Apsit Klomklieng ID.49015218

Assist.Prof. Prapakorn Suwanna (Advisor)

Assoc. Prof. Khanittha Sea – Tang (Advisor)

Academic Year 2008

## Abstract

This project, AC Power Line Communication Systems, consists of the transmitter and the receiver in the range of wave range of 5.075 – 5.425 MHz and 25 KHz bandwidth. A microcontroller is used to select the signal channels and it can select up to 14 channels. The transmitter modulates the signal ranging from 400 to 4 KHz, not more than 1.4 Vp-p. After that, the signal is transmitted through AC power line. The receiver receives the signal and then demodulates it by going through mixer twice in order to avoid the interference from image frequency. This way, the demodulated signal is correct and accurate.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ.....	1
บทที่ 2 การสื่อสารเบื้องต้น.....	2
2.1 ระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์.....	2
2.1.1 ตัวกลางการสื่อสาร.....	2
2.1.2 เครื่องส่ง.....	3
2.1.3 เครื่องรับ.....	3
2.2 แแถบความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	4
2.3 รูปแบบของการสื่อสาร.....	4
2.3.1 แบบทิศทางเดียว.....	4
2.3.2 แบบกึ่งสองทาง.....	5
2.3.3 แบบสองทิศทาง.....	5
2.4 การมอดูเลต.....	5
2.4.1 การมอดูเลตทางความถี่.....	6
2.4.2 การมอดูเลตทางเฟส.....	6
2.5 ดัชนีการมอดูเลต.....	8
2.6 ไซด์แบนด์.....	9
2.7 แบนด์วิดท์ของ FM.....	10
2.8 เครื่องส่ง FM.....	10
2.9 เครื่องรับ FM.....	11
บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานของเฟสล็อกคัล	13
3.1 หลักการทำงานพื้นฐานของเฟสล็อกคัล.....	13
3.2 ลักษณะสัญญาณของเฟสล็อกคัลในสถานะล็อก.....	15
3.3 การพิจารณาสถานะชั่วขณะของเฟสล็อกคัลในสถานะล็อก.....	16
3.4 เสถียรภาพของเฟสล็อกคัลแบบพื้นฐาน.....	18
3.5 องค์ประกอบพื้นฐานของเฟสล็อกคัล.....	20
3.6 ตัวดักจับเฟสแบบเอ็กซ์คูสิฟออร์.....	21
3.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	23
3.8 วงจรออสซิลเลเตอร์.....	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
<b>บทที่ 4 การส่งสัญญาณข้อมูลดิจิทัลโดยการมอดูเลต.....</b>	27
<b>4.1 หลักการส่งสัญญาณข้อมูลดิจิทัลโดยการมอดูเลต.....</b>	27
4.1.1 การเปลี่ยนแปลงขนาดตามสัญญาณดิจิทัล.....	27
4.1.2 การเปลี่ยนความถี่ตามสัญญาณดิจิทัล.....	27
4.1.3 การเปลี่ยนเฟสตามสัญญาณดิจิทัล.....	28
<b>4.2 การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลทางความถี่.....</b>	29
<b>4.3 ทฤษฎีในการส่งข้อมูลอนาล็อกและดิจิทัล.....</b>	29
<b>บทที่ 5 การออกแบบและการทดลอง.....</b>	31
<b>5.1 การออกแบบและสร้างภาครับ.....</b>	31
5.1.1 การออกแบบเฟสล็อกคูลูปในการหารค่า R และ N ด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์.....	31
5.1.2 การออกแบบและทดลองวงจร Isolator.....	34
5.1.3 การทดลองในส่วนของ Voltage Control Oscillator (VCO) ภาครับ.....	36
5.1.4 การออกแบบวงจร LPF.....	38
5.1.5 การออกแบบวงจร ISOLATOR.....	39
5.1.6 การออกแบบวงจร LO2, IF2 และ Demodulator.....	40
<b>5.2 การออกแบบและทดลองภาคส่ง.....</b>	41
5.2.1 การออกแบบและทดลองวงจร VCO และ Modulator.....	41
5.2.2 การออกแบบและทดลองวงจร Drive & PowerAmp.....	46
5.2.3 การออกแบบวงจร โลว์พาสฟิวเตอร์ร่วมกับเอาต์พุตจากเฟสล็อกคูลูป.....	48
<b>บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง.....</b>	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์.....	2
รูปที่ 2.2 รูปแบบการสื่อสารตามทิศทาง.....	5
รูปที่ 2.3 (ก) สัญญาณข้อมูล (ข) คลื่นพาห้ (ค) สัญญาณ FM.....	7
รูปที่ 2.4 แผนผังเครื่องส่ง FM อย่างง่าย.....	11
รูปที่ 2.5 ก Tuner - RF (TRF) receiver.....	12
รูปที่ 2.5 ข วงจรกรองความถี่แถบผ่าน.....	12
รูปที่ 3.1 การเข้าสู่สภาวะล็อกของเฟสล็อกคูลูป.....	14
รูปที่ 3.2 องค์ประกอบของเฟสล็อกคูลูป.....	14
รูปที่ 3.3 คลื่นสัญญาณของเฟสล็อกคูลูปในสภาวะล็อก.....	15
รูปที่ 3.4 ผลการตอบสนองของเฟสล็อกคูลูปเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเฟสที่อินพุต.....	17
รูปที่ 3.5 ผลการทดลองของเฟสล็อกคูลูปเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่อินพุต.....	18
รูปที่ 3.6 การเปลี่ยนแปลงของเฟสกับเวลา.....	19
รูปที่ 3.7 รูปแบบเชิงเส้นของเฟสล็อกคูลูปชนิดที่หนึ่ง (Type 1 PLL).....	19
รูปที่ 3.8 กราฟโบเดพล็อตแสดงเสถียรภาพของ Type 1 PLL.....	20
รูปที่ 3.9 คุณสมบัติของตัวคักจับเฟสในทางอุดมคติ.....	20
รูปที่ 3.10 ตัวคักจับเฟสแบบเอ็กซ์คูซิฟออร์.....	21
รูปที่ 3.11 สัญญาณของตัวคักจับเฟสแบบเอ็กซ์คูซิฟออร์.....	22
รูปที่ 3.12 กราฟคุณสมบัติค่าเอาท์พุท $V_d$ เฉลี่ยของเอ็กซ์คูซิฟออร์.....	22
รูปที่ 3.13 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้กับเฟสล็อกคูลูป.....	24
รูปที่ 3.14 การตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	25
รูปที่ 3.15 ระบบที่มีการป้อนกลับแบบลบ.....	25
รูปที่ 3.16 ผลของตำแหน่ง โพลและรูปแบบการออสซิลเลท.....	26
รูปที่ 4.1 แสดงการมอดคูเลตของสัญญาณดิจิทัลแบบต่างๆ.....	28
รูปที่ 5.1 การใช้ ATMEGA8 โปรแกรม IC MC145162.....	31
รูปที่ 5.2 Flowchart ของโปรแกรม ในไมโครคอนโทรลเลอร์.....	32
รูปที่ 5.3 Timing Diagram ของส่วน Control Register.....	32
รูปที่ 5.4 Timing Diagram ของส่วน Transmit and Receive Counters (หาร N).....	33
รูปที่ 5.5 Timing Diagram ของส่วน Reference Frequency Counter (หาร R).....	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.6 แสดงการเลือกใช้ Register ภายใน IC MC145162.....	34
รูปที่ 5.7 แสดงการต่อวงจร VCO.....	35
รูปที่ 5.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ของวงจร VCO.....	36
รูปที่ 5.9 รูปวงจรต่อวงจร VCO.....	36
รูปที่ 5.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ของวงจร VCO.....	38
รูปที่ 5.11 รูปLPF ภาครับ.....	38
รูปที่ 5.12 วงจร ISOLATOR .....	40
รูปที่ 5.13 วงจร LO2 , IF2 และ Demodulator.....	41
รูปที่ 5.14 วงจรVCO ของภาคส่ง.....	41
รูปที่ 5.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $V_{in}$ กับ $F_{out}$ .....	45
รูปที่ 5.16 รูปคลื่นเอาต์พุตที่ R9.....	45
รูปที่ 5.17 วงจร Drive & PowerAmp .....	46
รูปที่ 5.18 รูปคลื่นที่วัดได้จาก R-Load .....	47
รูปที่ 5.19 วงจร LPF.....	48
รูปที่ 6.1 รูปคลื่นสัญญาณ VCO ของภาคส่ง.....	51
รูปที่ 6.2 รูปคลื่นสัญญาณหลังผ่าน POWER-AMP ภาคแรก ของภาคส่ง.....	51
รูปที่ 6.3 รูปคลื่นสัญญาณ ที่ ISOLATOR ของภาคส่ง.....	52
รูปที่ 6.4 รูปคลื่นสัญญาณ ที่ ISOLATOR ของภาคส่ง.....	52
รูปที่ 6.5 รูปคลื่นสัญญาณ ก่อนเข้า IF 1.....	53
รูปที่ 6.6 รูปคลื่นสัญญาณ หลังผ่าน IF 1 .....	53
รูปที่ 6.8 รูปคลื่นสัญญาณ ก่อนเข้า IF 2.....	54
รูปที่ 6.9 รูปคลื่นสัญญาณ หลังผ่าน IF 2.....	54
รูปที่ 6.10 รูปคลื่นสัญญาณ LO .....	55
รูปที่ 6.11 เปรียบเทียบสัญญาณ input กับ สัญญาณหลัง Demod แล้วและผ่าน Comparator.....	55
รูปที่ 6.12 รูปวงจรภาคส่ง.....	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ย่านความถี่ ความถี่ และความยาวคลื่น.....	4
ตารางที่ 2.2 รูปฟังก์ชันของเบสเลชชนิดหนึ่ง $J_n(mf)$ .....	9
ตารางที่ 5.1 แสดงการ โปรแกรมหาค่าหาร $N$ จากดิฟเฟอเรนเชียล.....	33
ตารางที่ 5.2 แสดงการเปลี่ยนแปลงของความถี่เอาท์พุทเมื่อแรงดันอินพุทเปลี่ยนแปลง.....	35
ตารางที่ 5.3 แสดงผลการทดลองแล้วป้อน $V_{in}$ และความถี่ที่ได้.....	37
ตารางที่ 5.4 แสดงผลการทดลองระหว่าง $V_{out}$ ต่อ $V_{in}$ ที่ความถี่ต่างๆ.....	44



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

ความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีในปัจจุบันทำให้ การติดต่อสื่อสาร มีบทบาทอย่างยิ่งต่อชีวิตประจำวัน จากแนวคิดที่ว่าทำอย่างไรให้การดำรงชีวิตมีความสะดวกสบายมากขึ้น โดยใช้ระบบสื่อสารที่ทันสมัยทำให้เกิด โครงการงานการติดต่อสื่อสารข้อมูลผ่านระบบไฟฟ้าบ้านนี้โดยโครงการนี้เป็นการศึกษาเบื้องต้นของการส่งข้อมูลดิจิทัลผ่านตัวกลางคือสายไฟฟ้าบ้านซึ่งมีอยู่ทุกแห่งที่ไฟฟ้าเข้าถึง โดยไม่จำเป็นต้องเดินสายนำสัญญาณเพิ่ม เพียงแต่นำตัวรับและตัวส่ง ติดตั้งเข้ากับปลั๊กพาวเวอร์ตามที่อยู่อาศัยเท่านั้น โครงการนี้สามารถนำไปพัฒนาต่อได้อีกมากมายเช่นการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าภายในที่อยู่อาศัย หรือนำไปพัฒนาต่อเป็น โมเด็มเป็นต้น

#### วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. ศึกษากระบวนการสื่อสารขั้นต้น
2. ศึกษาการใช้งานเฟสโค้ดคลุป
3. ศึกษาการมอดูเลตและการดีมอดูเลตสัญญาณ
4. ศึกษาการประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อเลือกย่านความถี่ทั้งในภาครับและภาคส่ง

#### ขอบเขตของโครงการ

สื่อสารส่งข้อมูลจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ ในบริเวณที่มีสายไฟ AC Line และเป็นเฟสเดียวกัน

#### ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เรียนรู้เกี่ยวกับระบบการสื่อสารขั้นต้น
2. เรียนรู้เกี่ยวกับการใช้งานเฟสโค้ดคลุป
3. เรียนรู้เกี่ยวกับการมอดูเลตและการดีมอดูเลตสัญญาณ
4. เรียนรู้เกี่ยวกับการประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อเลือกย่านความถี่ทั้งในภาครับและภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### การสื่อสารเบื้องต้น

การติดต่อสื่อสารพื้นฐานของมนุษย์นั้น เป็นการสื่อสารความหมายโดยเสียงพูดและการเขียน การสื่อสารโดยการเขียนพัฒนาจากการส่งข่าวสารโดยการนำสาร กลายเป็นหนังสือพิมพ์ ระบบไปรษณีย์ และการส่งโทรเลข จนถึงปัจจุบันเป็นการสื่อสารทางอิเล็กทรอนิกส์ สำหรับการสื่อสารโดยการพูด พัฒนามาจากการพูดคุยระหว่างกันธรรมดา ไปเป็นโทรศัพท์และวิทยุ วิทยุคมนาคมต่าง ๆ มักจะมุ่งเน้นให้ติดต่อสื่อสาร ได้ไกลขึ้นและรวดเร็วขึ้น ความเจริญก้าวหน้าทางการสื่อสารด้านวิทยุ ช่วยให้เราติดต่อสื่อสาร ได้ไกลมากขึ้น โดยการเปลี่ยนเสียงพูดไปเป็นสัญญาณไฟฟ้า ขยายให้เป็นการเคลื่อนเสียง (Audio) แล้วทำการเกาะผสมกับคลื่นพาหะ (Carrier) แล้วส่งไปยังเครื่องรับที่อยู่ห่างออกไป

#### 2.1 ระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Communication Systems)

การสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ หมายถึง การส่ง (Transmission) การรับ (Reception) และการประมวลผลข้อมูลหรือข่าวสาร (Information, Data, Signal) ระหว่างจุดสองจุดหรือมากกว่าด้วยการใช้อิเล็กทรอนิกส์ ในรูปที่ 2.1 เป็นบล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์

##### 2.1.1 ตัวกลางการสื่อสาร (Communication Medium)

เป็นช่องทางหรือตัวกลางซึ่งสัญญาณของระบบสื่อสาร ใช้เป็นทางผ่านจากจุดส่งไปยังจุดรับ เราสามารถแบ่งชนิดของการสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ตามชนิดของตัวกลางสื่อสารได้ 2 แบบคือ

(1) แบบมีสาย (Wire) สายในที่นี้อาจเป็นสายตัวนำไฟฟ้า 1 คู่ หรือเส้นใยนำแสง (Optic) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fiber)

(2) แบบไร้สาย (Wireless) หรือวิทยุ (Radio) สัญญาณของระบบสื่อสารแบบไร้สาย จะอยู่ในรูปแบบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารวมถึงแสง

### 2.1.2 เครื่องส่ง (Transmitter)

เป็นอุปกรณ์หรือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ถูกออกแบบ สำหรับแปลงสัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณที่จะสื่อสาร ให้กลายเป็นสัญญาณที่มีรูปแบบและระดับพลังงานที่เหมาะสมกับตัวกลางสื่อสารของแต่ละระบบ เครื่องส่งอาจจะเป็นเพียงแค่อุปกรณ์ของระบบ โทรเลขแบบไร้สายหรืออาจเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์สลับซับซ้อน ของระบบสื่อสารควมเทียม สัญญาณที่จะสื่อสารอาจอยู่ในรูปของสัญญาณ เสียง ภาพ หรือข้อมูลในรูปของสัญญาณดิจิทัล ซึ่งสัญญาณแต่ละชนิดจะมีค่าความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) แตกต่างกัน

### 2.1.3 เครื่องรับ (Receiver)

จะเป็นวงจรและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อีกชุดหนึ่ง ซึ่งจะทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่รับมาได้ จากตัวกลาง ให้กลายเป็นสัญญาณที่มีรูปแบบ และระดับพลังงานที่ เหมาะสมกับอุปกรณ์ปลายทางด้านรับ เช่น เครื่องรับของ ระบบโทรเลขไร้สายจะเป็น เพียงขดลวดโซลินอยด์หรือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ซับซ้อนของการรับสัญญาณโทรทัศนผ่านควมเทียม

สัญญาณทางอิเล็กทรอนิกส์เกือบทุกสัญญาณ จะเกิดจากผลรวมของคลื่นชาชน้หลายๆ ความถี่ การเดินทางของสัญญาณในวงจร จากจุดหนึ่ง ไปยังอีกจุดหนึ่งหรือการเดินทางของสัญญาณ จากวงจรหนึ่งไปยังอีกวงจรหนึ่ง หรือจากระบบหนึ่งไปสู่อีกระบบหนึ่ง สามารถพิจารณาเป็นการเดินทางของคลื่นชาชน้ทุกความถี่ที่มีอยู่ในสัญญาณนั้น จากที่หนึ่งไปยังอีกที่หนึ่ง ในรูปแบบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Wave) ซึ่งอาจเป็นการเคลื่อนที่ผ่านตัวนำไฟฟ้า หรือตัวอุปกรณ์ต่างๆ และการเคลื่อนที่ผ่านอากาศ หรืออวกาศในรูปแบบแผ่รังสี (Radiation)

ความกว้างของแถบความถี่ของสัญญาณ คือค่า แถบความถี่ของ คลื่นชาชน้หลายความถี่ที่รวมกันเป็นสัญญาณ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับผลต่างของความถี่สูงสุดกับความถี่ต่ำสุดที่มีอยู่ในสัญญาณซึ่งความกว้างของแถบความถี่ของสัญญาณ คือค่าแถบความถี่ของคลื่นชาชน้หลายความถี่ที่รวมกันเป็นสัญญาณซึ่งจะมีค่าเท่ากับผลต่างของความถี่สูงสุด กับความถี่ต่ำสุดที่มีอยู่ในสัญญาณและถ้ามีสัญญาณมากกว่าหนึ่งสัญญาณในอาณาบริเวณเดียวกัน และสัญญาณเหล่านั้นมีแถบความถี่ที่ทับซ้อนกันจะทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันถ้าระดับกำลังสัญญาณต่างๆที่มีแถบความถี่ซ้อนกันมีค่าใกล้เคียงกันก็จะเกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน สัญญาณใดก็ตามที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่เราสื่อสาร จะถูกเรียกว่าสัญญาณรบกวน (Noise)

การเดินทางของสัญญาณ จากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ จะถูกลดทอนให้มีกำลังต่ำลงในขณะที่ผ่านตัวกลางเมื่อสัญญาณมีกำลังไฟฟ้าลดลง จะมีโอกาสถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนที่อยู่ระหว่างเส้นทาง ยิ่งไปกว่านั้น ในตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ก็เป็น แหล่งสัญญาณรบกวนอีกด้วย ถ้าความกว้างแถบความถี่ของสัญญาณยิ่งกว้าง ก็จะต้องเพิ่ม โอกาสที่จะถูกรบกวนมากยิ่งขึ้น

## 2.2 แถบความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

แถบความถี่ของสัญญาณ (Signal Bandwidth) คือแถบความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่สัญญาณครอบครองอยู่ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับผลต่างของความถี่สูงสุดกับความถี่ต่ำสุดของสัญญาณ แถบความถี่ทั้งหมดของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถนำมาใช้ประโยชน์ในการสื่อสาร ได้ถูกแบ่งเป็นแถบความถี่ต่าง ๆ และได้ถูกตั้งชื่อ โดย CCIR (The International Radio Consultative Committee)

ความกว้างของแถบความถี่ของช่องสื่อสาร (Communication Channel Bandwidth) จะต้องมีค่ากว้างพอที่จะให้ความถี่ที่มีนัยสำคัญทั้งหมดของสัญญาณข้อมูลข่าวสาร ผ่านไปได้ทั้งหมด ความกว้างแถบความถี่ของสื่อสาร  $BW_{CH}$  จะต้องมีค่าเท่ากับหรือมากกว่า แถบความถี่ของสัญญาณ

ย่านความถี่	ความถี่	ความยาวคลื่น
Very Low Frequency (VLF)	ต่ำกว่า 30 KHz	ยาวกว่า 10 Km
Low Frequency (LF)	30 – 300 KHz	10 – 1 Km
Medium Frequency (MF)	300 – 3000 KHz	1000 – 100 m
High Frequency (HF)	3 – 30 MHz	100 – 10 m
Very High Frequency (VHF)	30 – 300 MHz	10 – 1 m
Ultra High Frequency (UHF)	300 – 3000 MHz	100 – 10 cm
Super High Frequency (SHF)	3 – 30 GHz	10 – 1 cm
Extremely High Frequency (EHF)	30 – 300 GHz	10 – 1 mm

ตารางที่ 2.1 แสดงย่านความถี่ ความถี่ และความยาวคลื่น

## 2.3 รูปแบบของการสื่อสาร

เราสามารถแบ่งรูปแบบของการสื่อสารได้หลายรูปแบบหรือหลายชนิด เช่น แบ่งตามลักษณะตัวกลางที่จะแบ่งได้ 2 แบบคือ แบบมีสายกับแบบไร้สาย ถ้าแบ่งตามรูปแบบของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณก็จะสามารถแบ่งได้ 2 แบบคือการสื่อสารแบบแถบฐานและการสื่อสารแบบมอดูเลชัน ไม่ว่าจะเป็นแบบใดในการรับส่งสัญญาณจำนวน  $n$  สัญญาณ ผ่านระบบสื่อสารในเวลาเดียวกัน และผ่านตัวกลางเดียวกัน จะต้องใช้ช่องสื่อสารจำนวน  $n$  ช่องสื่อสารแถบความถี่ของช่องสื่อสารแต่ละช่องจะซ้อนทับกันไม่ได้ และความกว้างแถบความถี่ของช่องสื่อสารแต่ละช่อง ควรมีความกว้างให้น้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ โดยต้องไม่เสียข้อมูลที่มีนัยสำคัญ เราอาจแบ่งรูปแบบการสื่อสารตามทิศทางการสื่อสารหรือจำนวนของช่องสื่อสารได้ 3 แบบ

2.3.1 แบบทิศทางเดียว (Simplex; SPX, SX) ฝ่ายหนึ่งจะส่งเพียงอย่างเดียว อีกฝ่ายจะรับเพียงอย่างเดียว การสื่อสารแบบทิศทางเดียวนี้อาจต้องการช่องสื่อสารเพียงช่องเดียว ตัวอย่างของการสื่อสารทิศทางเดียว คือ การส่งวิทยุกระจายเสียง (Broad casting)



รูปที่ 2.2 แสดงรูปแบบการสื่อสารตามทิศทาง

2.3.2 แบบกึ่งสองทาง (Half Duplex; HDX, HX) เป็นการสื่อสารแบบสองทางแต่สลับเวลากัน ในขณะที่อีกฝ่ายหนึ่งเป็นฝ่ายส่ง อีกฝ่ายหนึ่งจะเป็นฝ่ายรับ การสื่อสารแบบกึ่งสองทาง ต้องการช่องสื่อสารเพียงช่องเดียว ตัวอย่างเช่น วิทยุโทรคมนาคม (Walkie - Talkie)

2.3.3 แบบสองทิศทาง (Full Duplex; FDX, FX) เป็นการสื่อสารแบบสองทิศทาง โดยทั้งที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สองฝ่ายสามารถรับส่งพร้อมกันในเวลาเดียวกัน การสื่อสารแบบสองทิศทางนี้ ต้องการช่องสื่อสารสองช่องในเวลาเดียวกัน ตัวอย่างเช่น โทรศัพท์มือถือ (Mobile Phone)

## 2.4 การมอดดูเลท (Modulation)

การมอดดูเลท คือกระบวนการเลื่อนแถบความถี่ของสัญญาณ โดยสัญญาณ Modulating Signal จะไปทำให้ Parameter บางประการของคลื่นพาห์ Carrier ซึ่งมักจะมีความถี่สูงกว่าสัญญาณเปลี่ยนแปลง

$$\text{คลื่นพาห์ : } V_c = V_{cp} \sin(\omega_c t + \theta) \quad (2.1)$$

$$\text{สัญญาณ : } V_m \sin \omega_m t \quad (2.2)$$

การมอดดูเลทสามารถทำได้ 2 แบบ คือ การมอดดูเลทเชิงขนาด (Amplitude Modulation) กับ การมอดดูเลทเชิงมุม (Angular Modulation)

การมอดดูเลทเชิงขนาด (Amplitude Modulation: AM) ขนาดของคลื่นพาห์จะเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณ

$$V_{AM} = [V_{cp} + V_{mp} \sin \omega_m t] \sin \omega_c t \quad (2.3)$$

การมอดดูเลทเชิงมุม (Angular Modulation) สามารถแบ่งได้ 2 รูปแบบคือ

2.4.1 การมอดดูเลททางความถี่ (Frequency Modulation: FM) ความถี่ของคลื่นพาห์จะเปลี่ยนแปลงตามขนาดสัญญาณ

$$V_{FM} = V_{cp} \sin [\omega_c t + K_f V_{mp} / \omega_m t \sin \omega_m t] \quad (2.4)$$

$K_f$  คือ ค่าคงที่ของการมอดดูเลท

2.4.2 การมอดดูเลททางเฟส (Phase Modulation: PM) เฟสของคลื่นพาห์จะเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณ

$$V_{PM} = V_{cp} [ \sin \omega_c t + K_p V_{mp} \sin \omega_m t ] \quad (2.5)$$

$K_p$  คือ ค่าคงที่ของการมอดดูเลท

การตีมอดดูเลทหรือการดีเทคเตอร์เป็นขบวนการย้อนกลับของการมอดดูเลท คือการแยกเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณออกจากคลื่นพาห์ ซึ่งในโครงการนี้เลือกใช้การมอดูเลตเชิงความถี่ เพราะไม่ต้องการให้สัญญาณที่ถูกมอดูเลตมีการเปลี่ยนแปลงทางขนาน ซึ่งจะถูกรบกวนจากสัญญาณที่เราไม่ต้องการ (Noise) ได้ง่ายในการส่งสัญญาณผ่านสายไฟบ้าน (AC Line)

การมอดูเลตเชิงความถี่

การมอดูเลตเชิงความถี่นั้นสัญญาณข้อมูล จะทำให้ความถี่คลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปในขณะที่แอมพลิจูดยังคงเดิม ด้านเครื่องรับจะตัดการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดออกไปก่อนที่จะนำไปสู่การมอดูเลต ซึ่งทำให้สัญญาณรบกวนต่างๆที่มีผลทำให้แอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงถูกตัดออกไปด้วยลักษณะของสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่แสดงดังรูป สมมติว่าเริ่มพิจารณาที่สัญญาณข้อมูลมีค่าสูงสุด คือ  $t = x$  แล้ว

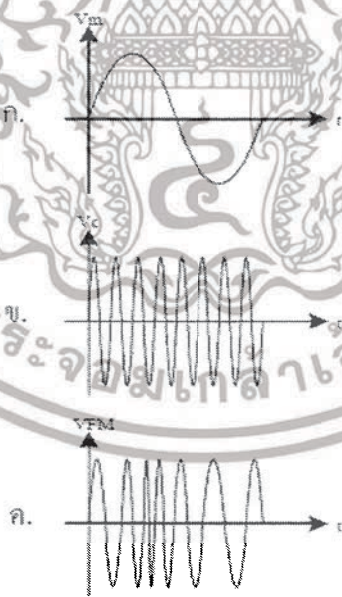
$$\text{สัญญาณข้อมูล } V_a = A \cos \omega_a t \quad ; \quad \omega_c = 2\pi f_a \quad (2.6)$$

$$\text{สัญญาณคลื่นพาห์ } V_c = B \cos \omega_c t \quad ; \quad \omega = 2\pi f \quad (2.7)$$

ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์จะเปลี่ยนแปลงไปรอบๆความถี่  $\omega_c$  ดังนั้น

$$\omega = \omega_c + \Delta\omega \cos \omega_a t \quad (2.8)$$

โดย  $\Delta\omega$  คือความถี่ที่เปลี่ยนแปลงมากที่สุด ถูกเรียกความถี่เบี่ยงเบน (Frequency deviation)



รูปที่ 2.3 แสดง (ก) สัญญาณข้อมูล (ข) คลื่นพาห์ (ค) สัญญาณ FM

สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลตแล้วโดยนำสมการ 2.3 แทนลงในสมการ 2.2

$$V_{fm} = B \cos [\omega_c + \Delta\omega \cos \omega_a t]t \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{fm} = B \cos [\omega_c + \Delta\omega \cos \omega_a t]t \quad (2.10)$$

$$\theta(t) = [\omega_c + \Delta\omega \cos \omega_a t]t$$

จากสมการ 2.5 จะได้

$$V_{fm} = B \cos [\omega_c t + m_f \sin \omega_a t] \quad (2.11)$$

โดย  $m$  คือค่าอัตราส่วนระหว่าง  $\Delta\omega/\omega_a$  เรียกว่า ดัชนีการมอดคูเลท (Modulation Index) ซึ่งค่า  $m$  นี้มีความสำคัญในการกำหนดแบนวิดท์

## 2.5 ดัชนีการมอดคูเลท

ในระบบ AM ปริมาณการมอดคูเลทเรานิยามวัดเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดคูเลท ซึ่งดูได้จากการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดหรือรอบคลื่น AM ทั้งด้านต่ำสุดและสูงสุด แต่ในระบบ FM เราวัดเปอร์เซ็นต์การมอดคูเลทโดยดูจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งเรานิยมเรียกชื่อว่า ดัชนีการมอดคูเลท ลองพิจารณาความหมายของดัชนีการมอดคูเลทต่อไปนี้

$$m = f_d / f_m$$

ในที่นี้  $f_d$  คือ ช่วงความถี่เบี่ยงเบน

$f_m$  คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดคูเลท

ค่าตัวเลขของดัชนีการมอดคูเลทจะมีค่าสูง (แตกต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดคูเลท) ซึ่งเมื่อคิดเป็นอัตราส่วนจะได้อยู่ระหว่าง 0 ถึง 1) ตัวอย่างเช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM

เรากำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ ค่าดัชนีการมอดคูเลทจะเป็น

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

สังเกตว่าค่าดัชนีการมอดคูเลทในระบบ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดคูเลทในทางปฏิบัติเรานิยามวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (Deviation ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เบี่ยงเบน(ของระบบ)สูงสุด  $f_d (\text{max})$  ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามอดคูเลท  $f_m (\text{max})$  ในระบบกระจายเสียง FM ค่าอัตราส่วนการเบี่ยงเบน ( $\Delta$ ) จะเท่ากับ

$$\Delta = f_d (\text{max}) / f_m (\text{max}) = 75 \text{ KHz} / 15 \text{ KHz} = 5$$

ระบบ AM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดคูเลทเพื่อให้เปอร์เซ็นต์การมอดคูเลทสูงขึ้น การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้น แต่ใน FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดคูเลทสูงขึ้น การเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะเบี่ยงเบนได้มากขึ้นในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเต็มที่ไม่เกิน 75 กิโลเฮิร์ต แสดงว่าเรามอดคูเลทเต็มที่ 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดคูเลท} = f_d \cdot 100 / f_m (\text{max})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

fd คือ ช่วงความถี่เบี่ยงเบนเนื่องจากสัญญาณที่เข้ามาอดดูเลข

fd (max) คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด

## 2.6 ไซด์แบนด์ (Sidebands)

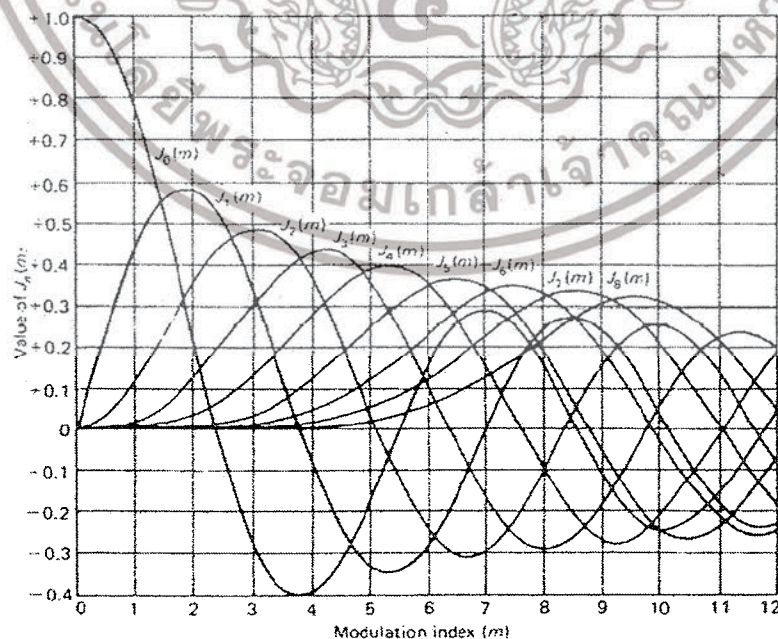
สำหรับองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณ FM นั้น พิจารณาตามค่าดัชนีการมอดดูเลขที่ค่าของดัชนีการมอดดูเลขน้อยๆ ( $m < 0.25$ ) ซึ่งบางตำราอาจกำหนดที่  $m < 1$  แล้วจะเรียกสัญญาณ FM นี้ว่า 'เอฟเอ็มแบนด์แคบ' (narrowband FM : NBFM) จากสมการ 2.6 เราสามารถกระจายด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ (Teyler's series) ได้ดังนี้

$$V_{fm} = B \cos \omega_c t - Bmf \sin \omega_a t \sin \omega_c t - m^2 \sin^2 \omega_a t \cos^2 \omega_c t + \dots \quad (2.12)$$

แทนฟังก์ชันของตรีโกณมิติในสมการ 2.12 จะได้

$$V_{fm} = B \cos \omega_c t - Bmf \sin \omega_a t \sin \omega_c t \quad (2.13)$$

ซึ่งจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าหลังจากผ่านการมอดดูเลขแล้วจะตัดความถี่ของคลื่นพาห้  $\omega_c$  ผลรวมและผลต่างความถี่ของคลื่นพาห้กับสัญญาณข้อมูล คือ  $\omega_c + \omega_a$  และ  $\omega_a - \omega_c$  ตามลำดับ ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มแคบจะมีค่าเท่ากับ  $2 \omega_c$  ถ้าหากค่าดัชนีการมอดดูเลขมีค่ามากๆ แล้ว ไม่สามารถที่จะตัดพจน์ที่มีค่า  $m$  ที่ยกกำลังสูงๆออกได้ ซึ่งจะทำให้เกิดไซด์แบนด์มากมาย เรียกว่า เอฟเอ็มแบนด์กว้าง (Wideband: FM) โดยค่าของไซด์แบนด์ต่างๆ นั้น ได้มีการสรุปเป็นกราฟและตารางไว้จากฟังก์ชันเบสเซลชนิดหนึ่ง (Bessel function of the first kind) ดังแสดงในตารางที่ 2.2 ข้างล่าง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของ  $J_n(m_f)$  ที่ Modulation Index ต่างๆ

Bessel Functions of the First Kind  $J_n(m_f)$

$mf$	$J_0$	$J_1$	$J_2$	$J_3$	$J_4$	$J_5$	$J_6$	$J_7$	$J_8$	$J_9$	$J_{10}$	$J_{11}$	$J_{12}$	$J_{13}$	$J_{14}$
0.00	1.00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.25	0.98	0.12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.5	0.94	0.34	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.4	0	0.52	0.43	0.20	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—
5.0	-0.18	-0.23	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—
6.0	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.15	0.06	0.02	—	—	—	—	—
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	—	—	—
9.0	-0.09	0.25	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.31	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	—
10.0	-0.25	0.05	0.25	0.06	-0.22	-0.25	-0.01	0.22	0.32	0.29	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01

ตารางที่ 2.2 แสดงรูปฟังก์ชันของเบสเซลชนิดหนึ่ง  $J_n(m_f)$

## 2.7 แบนด์วิดท์ของ FM

ในระบบ FM จำนวนไซด์แบนด์และแอมพลิจูดของไซด์แบนด์ ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดคูเลท โดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดคูเลทกล่าวคือ ไซด์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ  $f + f_c$  ไซด์แบนด์คู่ที่สองมีความถี่เท่ากับ  $f + 2f_m$ ... ฉะนั้นแบนด์วิดท์ของคลื่น FM ต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว นั่นคือแบนด์วิดท์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดคูเลทและความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดคูเลท แต่ดัชนีมอดคูเลทเท่ากับ  $f_d/f_c$  ดังนั้นถ้าเราทราบค่าความถี่เบี่ยงเบนและความถี่ของสัญญาณมอดคูเลทเราก็สามารถคำนวณหาค่าแบนด์วิดท์ได้

ตัวอย่างเช่น ความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดคูเลทเท่ากับ 3 กิโลเฮิร์ต ความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 18 กิโลเฮิร์ต เราสามารถคำนวณค่าดัชนีการมอดคูเลทได้ดังนี้

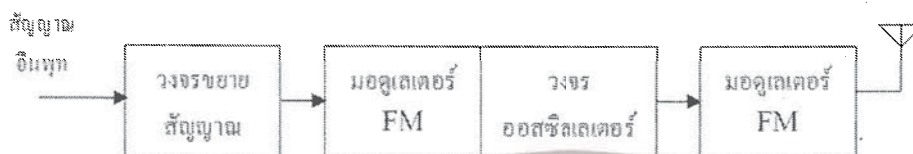
$$\begin{aligned} m &= f_d / f_m \\ &= 18 \text{ KHz} / 3 \text{ KHz} \\ &= 6 \end{aligned}$$

นำค่า  $m = 6$  ไปหาไซด์แบนด์สำคัญที่พิจารณาได้จากตารางที่ 2.1 จะเห็นได้ว่า เมื่อดัชนีการมอดคูเลทเท่ากับ 6 จำนวนไซด์แบนด์จะมีอยู่ 9 คู่ เราจึงคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้ดังนี้

## 2.8 เครื่องส่ง FM

จากแผนผังของเครื่องส่ง FM ตามรูปที่ 2.4 สัญญาณอินพุตผ่านการขยายแล้วป้อนสู่มอดคูเลเตอร์ วงจรมอดคูเลเตอร์นี้จะทำการเปลี่ยนความถี่ออสซิลเลเตอร์ โดยมีช่วงความถี่เบี่ยงเบนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดและความถี่ของสัญญาณอินพุท พาหะ FM ที่ถูกมอดูเลตแล้ว จะถูกขยายโดย ภาวขยายกำลังสุดท้ายป้อนสู่อากาศเพื่อส่งออกอากาศต่อไป



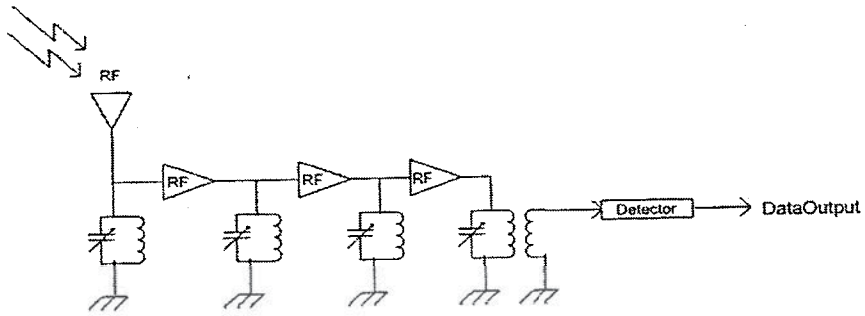
รูปที่ 2.4 แสดงแผนผังเครื่องส่ง FM อย่างง่าย

เครื่องส่งที่กล่าวมาข้างต้นอาจเกิดปัญหาเมื่อเราต้องการส่งออกอากาศที่ความถี่สูงๆ เช่น เครื่องส่งกระจายเสียง FM (ซึ่งมีความถี่อยู่ระหว่าง 88 ถึง 108 เมกะเฮิร์ต) ทำงานที่ความถี่สูง ทำให้ยากต่อการควบคุมให้ความถี่คงที่ นอกจากนี้การควบคุมการเบี่ยงเบนความถี่ทำได้ยากขึ้นด้วยวิธีแก้ปัญหาดังกล่าวสามารถทำได้หลายวิธีแตกต่างกันออกไป ข้อดีประการหนึ่งของระบบ FM ก็คือ วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier หรือ PA) สามารถทำงานในคลาส C ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงกว่า ทั้งนี้เพราะแอมพลิจูดของสัญญาณ FM คงที่ไม่มีผลทำให้สัญญาณผิดเพี้ยน สัญญาณนั้นอยู่ในช่วงความเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ FM เท่านั้น

## 2.9 เครื่องรับ FM

หลักการของเครื่องรับเป็นแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Super heterodyne) คือจะมีภาค มิกเซอร์ (Mixer) และ โลคอลลอสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator) ประเด็นสำคัญที่เลือกใช้เครื่องรับที่เป็นแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ เนื่องจากต้องจำกัดให้แบนด์วิดท์และ  $\omega$  อยู่ที่ย่านเดียวเพื่อง่ายต่อการสร้างวงจรของภาคต่อไป ไม่ว่าจะเป็นส่วนของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน (Band Pass Filter) วงจรขยายความถี่กลาง (IF Amplifier) และดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator) ซึ่งขอยกตัวอย่าง ในส่วนของวงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ใช้กับภาควิทยุแบบ Tuned-RF ดังรูปที่ 2.5 ข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 (ก) แสดง Tuner - RF (TRF) receiver



รูปที่ 2.5 (ข) แสดงวงจรกรองความถี่แถบผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## ทฤษฎีพื้นฐานของเฟสล็อกคัล

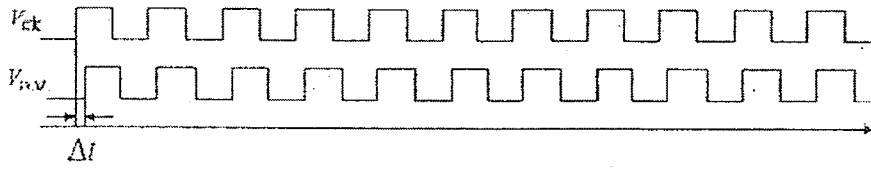
เฟสล็อกคัลเป็นอุปกรณ์หรือวงจรที่ใช้ในการรักษาอัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณระหว่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตให้มีค่าเท่ากัน โดยจะมีผลทำให้มีความถี่เท่ากันด้วย จากคุณสมบัติดังกล่าว จึงนำเฟสล็อกคัลไปใช้งานอย่างกว้างขวาง เช่น ในการคิมอดสัญญาณและใช้ในการสร้างหรือกำเนิดความถี่ โดยองค์ประกอบพื้นฐานของเฟสล็อกคัลมีอยู่ 3 ส่วนคือ ตัวคักจับเฟส วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้า และส่วนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งองค์ประกอบของแต่ละส่วนก็มีหลายแบบเช่นกัน ดังนั้นเมื่อนำองค์ประกอบดังกล่าวมาประกอบกันเป็นเฟสล็อกคัล ก็จะได้เฟสล็อกคัลหลายรูปแบบ แต่ละแบบก็มีคุณสมบัติการทำงานที่แตกต่างกัน การศึกษาทำความเข้าใจจึงเป็นเรื่องจำเป็นที่จะทำให้สามารถเลือกใช้และออกแบบได้เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งาน

#### 3.1 หลักการทำงานพื้นฐานของเฟสล็อกคัล

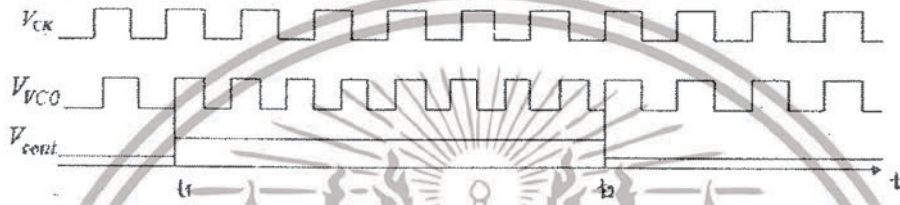
การทำงานของเฟสล็อกคัลในสภาวะล๊อค คือ การที่ความถี่เอาต์พุตจากวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้า มีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิงหรืออินพุต และอัตราการเปลี่ยนแปลงของเฟสอินพุตและเอาต์พุตเทียบกับเวลาจะมีค่าเท่ากัน พิจารณาถึงการเข้าสู่สภาวะล๊อค พิจารณารูปที่ 3.1 (ก) แสดงการเปรียบเทียบเฟสระหว่าง เอาต์พุตจาก VCO กับเฟสของอินพุตอ้างอิงหรือล๊อค จะเห็นว่าที่ขอบขาขึ้นของ  $V_{vco}$  จะเกิดมีเฟสผิดพลาดขึ้นเป็นเวลา  $t$  เมื่อเทียบกับ  $V_{ck}$  และเราต้องการกำจัดความผิดพลาดนี้ออกไปกำหนดให้  $V_{cont}$  แรงดันอินพุตของ VCO โดยเมื่อ  $V_{cont}$  สูงขึ้น ความถี่เอาต์พุตที่จะสูงขึ้นพิจารณารูปที่ 3.1 (ข) ความถี่อินพุตของ VCO เริ่มสูงขึ้นที่เวลา  $t = t_1$  วงจรจะมีการเพิ่มของเฟสอย่างรวดเร็วจนที่เวลา  $t = t_2$  ความผิดพลาดของเฟสจะมีค่าเป็นศูนย์และ  $V_{cont}$  กลับเข้าสู่สภาวะแรกโดยเฟสของเอาต์พุต VCO กับเฟสของอินพุตอ้างอิงหรือล๊อคอินเฟสกัน

จากหลักการข้างต้นทำให้เราสามารถทราบได้ว่า วงจรเฟสล็อกคัลแบบง่ายนั้นประกอบด้วยตัวคักเฟส (PD) และวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้า (VCO) ต่อกันในลักษณะป้อนกลับดังรูปที่ 3.2 (ก) โดย PD จะเป็นตัวเปรียบเทียบเฟสระหว่าง  $V_{out}$  กับ  $V_{in}$  โดยจะให้ค่าแรงดันเฟสผิดพลาดออกไปปรับ VCO จนเฟสมีการปรับและเข้าสู่สภาวะล๊อค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



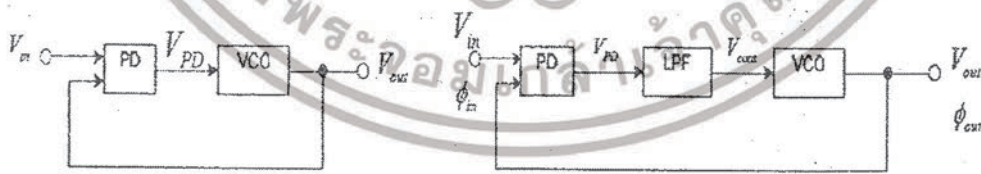
(ข)

รูปที่ 3.1 แสดงการเข้าสู่สภาวะถือคของเฟสล็อกคลุป์

(ก) เฟสเอาท์พุทจาก VCO กับเฟสของอินพุท

(ข) การปรับเฟสของวงจรเพื่อกำจัดเฟสผิดพลาด

อย่างไรก็ตามต้องมีการปรับปรุวงจรรูปที่ 3.2 (ก) เนื่องจากเอาท์พุทของ PD หรือ VP ประกอบด้วยส่วนของแรงดันคิซีและแรงดันเอซีที่มีความถี่สูง ดังนั้นเพื่อให้แรงดันอินพุทของVCO มีเฉพาะของส่วนคิซี เพื่อให้เอาท์พุทออกมาคงที่ ต้องมีการใส่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเข้าไประหว่างวงจร PD กับ VCO ดังรูปที่ 3.2 (ข) เพื่อจะกำหนดส่วนที่มีความถี่สูงออกไปโดย LPF ที่ใส่เข้าไปต้องมีอัตราการขยายเป็นหนึ่งที่มีความถี่ต่ำ



(ก)

(ข)

รูปที่ 3.2 แสดงองค์ประกอบของเฟสล็อกคลุป์

(ก) PD กับ VCO

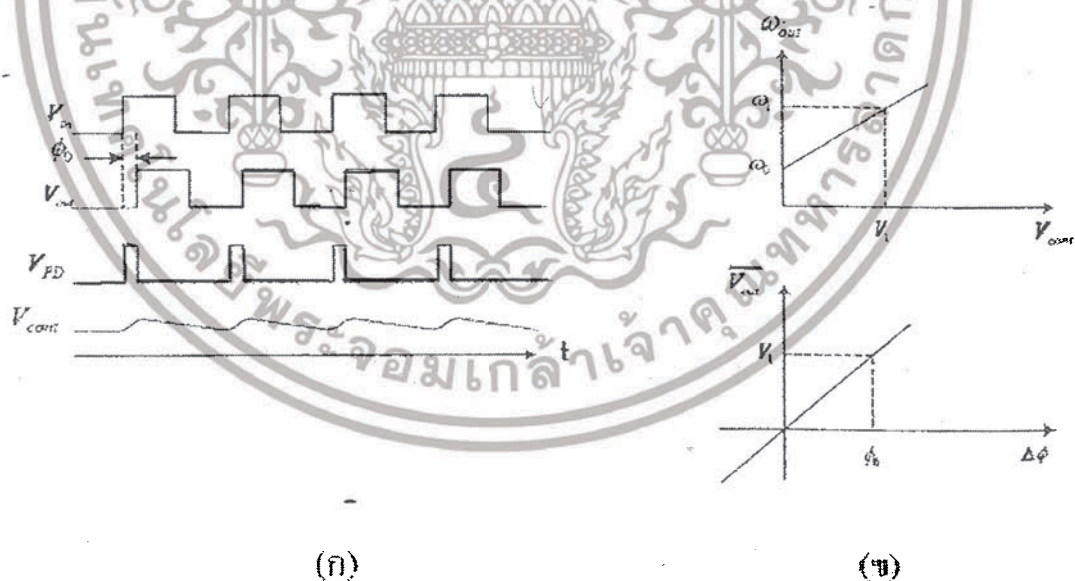
(ข) PD, VCO และ LPF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณารูปที่ 3.2 (ก) เงื่อนไขวงจรภายใต้สภาวะล็อกคือ  $\phi_{out} - \phi_{in}$  จะต้องมีค่าคงที่ และมีขนาดเล็กและจะต้องไม่เปลี่ยนแปลงกับเวลา โดยสรุปจะได้ว่า เมื่อเฟสล็อกอยู่ในสภาวะล็อกเฟสของเอาต์พุตจาก VCO เมื่อเทียบกับอินพุตจะต้องมีค่าผิดพลาดเฟสน้อยแต่ความถี่ทั้งสองจะต้องเท่ากัน

**3.2 ลักษณะสัญญาณของเฟสล็อกอยู่ในสภาวะล็อก**

เมื่อวงจรเฟสล็อกอยู่ในสภาวะล็อก รูปสัญญาณในแต่ละจุดนั้นแสดงดังรูปที่ 3.3 (ก) โดย  $V_{out}$  กับ  $V_{in}$  จะมีความต่างเฟสหรือเฟสผิดพลาดน้อยมาก แต่ความถี่จะเท่ากัน โดย PD เป็นตัวสร้างพัลส์ที่เกิดจากค่าเฟสที่ผิดพลาดของอินพุตกับเอาต์พุต และ LPF จะกรองเอาเฉพาะแรงดันที่เป็นดีซีคือ VPD ป้อนให้กับ VCO โดยพัลส์ขนาดเล็กลงใน VLPF เรียกว่าริบเปิล (Ripple) พิจารณา รูปที่ 3.3 (ก) พารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่าคือ  $\Phi_0$  และระดับแรงดันดีซีของ  $V_{cont}$  สามารถหาค่าได้จากการพิจารณาโดยใช้กราฟแสดงคุณสมบัติของ PD และ VCO ดังแสดงในรูปที่ 3.3 (ข) โดยถ้าเฟสล็อกอยู่ในสภาวะล็อกแล้ว ความถี่ของอินพุตและเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากัน โดยกำหนดให้มีค่าเท่ากับ  $\omega_1$  และทำให้แรงดันที่วงจร VCO ต้องการคือ  $V_1$  ดังในรูปที่ 3.3 (ก)



รูปที่ 3.3 แสดงคลื่นสัญญาณของเฟสล็อกอยู่ในสภาวะล็อก

(ก) รูปคลื่นสัญญาณในแต่ละจุด

(ข) กราฟแสดงคุณสมบัติของ VCO และ PD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยขนาดแรงดัน  $V_1$  ได้จากส่วนของ PD ซึ่งเกิดจากค่าความผิดพลาดเฟส 0 จากกราฟ คุณสมบัติของ VCO และ PD จะได้  $\omega_{out} = \omega_0 + K_{vco}V_{cont}$  และ  $V_{PD} = K_{PD}\Delta\Phi$  ทำให้ได้

$$V_1 = \omega_1 - \omega_0 / K_{vco} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} \Phi_0 &= V_1 / K_{PD} \\ &= \omega_1 - \omega_0 / K_{PD} K_{vco} \end{aligned} \quad (3.2)$$

จากสมการ 3.2 ทำให้ทราบคุณสมบัติที่สำคัญสองประการ คือเมื่อความถี่อินพุตเกิดการเปลี่ยนแปลง ทำให้เกิดความต่างเฟสหรือความผิดพลาดเฟสขึ้น และค่าผิดพลาดของเฟสจะมีค่าต่ำเมื่อค่า  $K_{PD}K_{VCO}$  ต้องมีค่าสูง โดย  $K_{PD}$  ก็คือค่าอัตราขยายของวงจรถักจับเฟส หรือ PD และ  $K_{VCO}$  คืออัตราขยายของวงจรรอสซิงเทเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้า

### 3.3 การพิจารณาสถานะชั่วขณะของเฟสล็อกอยู่ในสถานะล็อก

เมื่อวงจรถักจับเฟสอยู่ในสถานะล็อกแล้วเกิดการเปลี่ยนแปลงเฟสหรือความถี่ที่อินพุต จะทำการพิจารณาหาผลการตอบสนองของเฟสล็อกว่าเป็นอย่างไร โดยพิจารณาเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของเฟสอินพุตก่อน โดยสมมติให้รูปแบบของอินพุตและเอาต์พุตเป็นดังนี้

$$V_{in}(t) = V_A \cos \omega_1 t \quad (3.3)$$

$$V_{out}(t) = V_B \cos(\omega_1 t + \Phi) \quad (3.4)$$

โดยที่ไม่พิจารณาความถี่ฮาร์โมนิกที่สูงและ  $\Phi_0$  คือค่าความผิดพลาดเฟสคงที่ พิจารณารูปที่ 3.4 จะเห็นว่าเฟสอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นในลักษณะเป็นขั้นคือ  $\Phi_1$  และเกิดขึ้นที่เวลา  $t = t_1$  จะทำให้เฟสที่อินพุตมีค่าเท่ากับ  $\Phi_{in} = \omega_1 t + \Phi_1 U(t_2 + t_1)$  ณ เวลานั้นเอาต์พุตของ LPF ยังไม่เพิ่มขึ้นอย่างทันทีทันใด และ VCO ยังคงออสซิลเลทที่ความถี่เดิมคือ  $\omega_1$

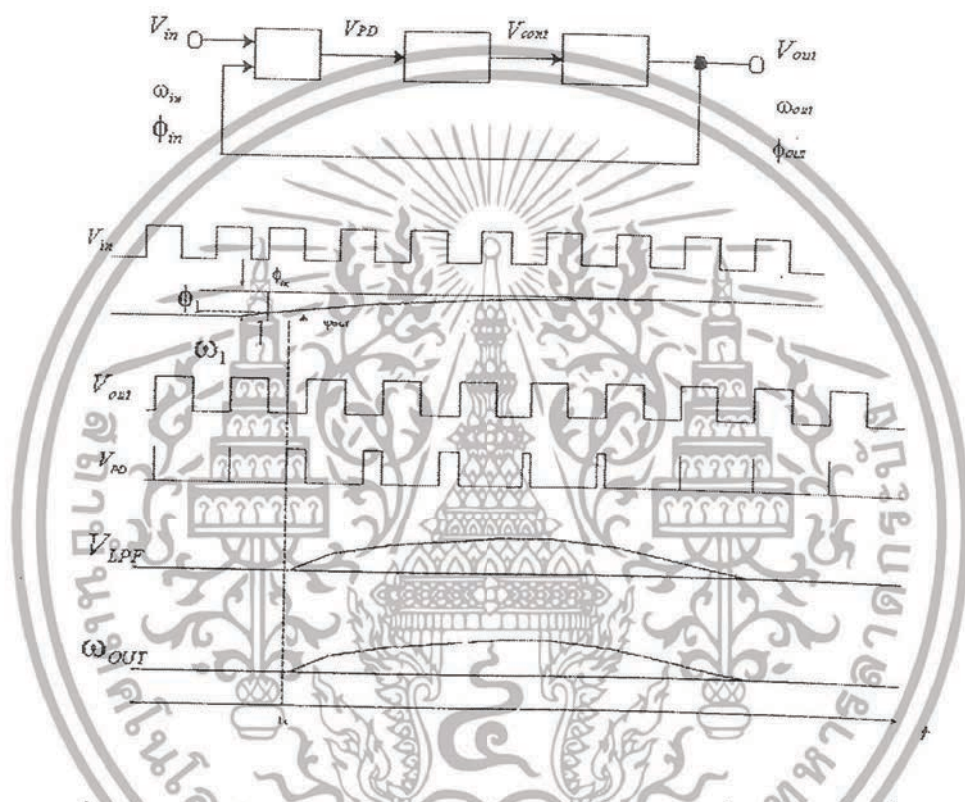
หลังจากนั้นค่าความต่างเฟสของอินพุตกับเอาต์พุตค่อยๆ เพิ่มขึ้น ทำให้พัลส์ขึ้นที่เอาต์พุตของ PD และส่งผลให้เกิด VLPF เพิ่มขึ้น ผลลัพธ์คือทำให้ความถี่ของ VCO เพิ่มขึ้น เพื่อพยายามลดค่าผิดพลาดของเฟสที่สถานะชั่วขณะนี้ จะไม่เกิดการลื่นไถลขึ้นเนื่องจากค่าความผิดพลาดเฟสเปลี่ยนแปลงตามเวลา ภายหลังจากที่ความถี่ของ VCO เริ่มเปลี่ยนแล้ว เฟสล็อกจะเข้าสู่สถานะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

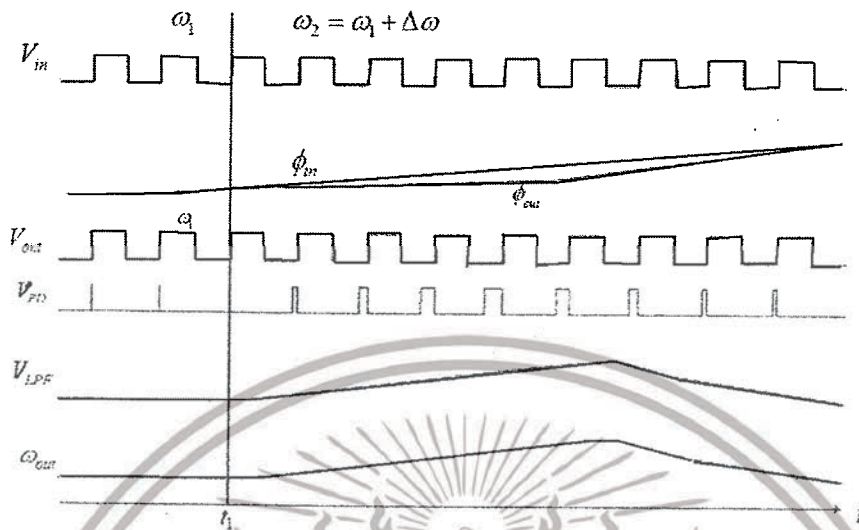
ตามเดิม โดย  $\omega_{out}$  จะกลับมาเท่ากับ  $\omega_1$  นั่นคือ  $V_{LPF}$  และ  $\Phi_{out} - \Phi_{in}$  จะกลับสู่ค่าเริ่มต้นตามเดิม โดยเมื่อลูปอยู่ในสภาวะสงบ เอาท์พุทจะมีค่าเท่ากับ

$$V_{out}(t) = V_B \cos [\omega_1 t + \Phi_0 + \Phi_1 u(t_0 - t_1)] \quad (3.5)$$



รูปที่ 3.4 แสดงผลการตอบสนองของเฟสล็อกคูลูปเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเฟสที่อินพุท

สิ่งที่สำคัญเมื่อลูปกลับเข้าสู่สภาวะล็อกคือ พารามิเตอร์ทุกตัว จะกลับเข้าสู่สภาวะเริ่มต้นทั้งหมด คือ  $\Phi_{out} - \Phi_{in}$ ,  $V_{LPF}$  และค่าความถี่ของ VCO จะเท่ากับสภาวะเริ่มต้น ต่อไปเป็นการพิจารณาผลการตอบสนองของเฟสล็อกคูลูปเมื่อความถี่อินพุทเปลี่ยนแปลงชั่วขณะ โดยอินพุทเพิ่มขึ้นที่ความถี่เดิม  $\Delta\omega$  ที่เวลา  $t = t_1$  ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงผลการทดลองของเฟสล็อกคูลูปเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่อินพุท

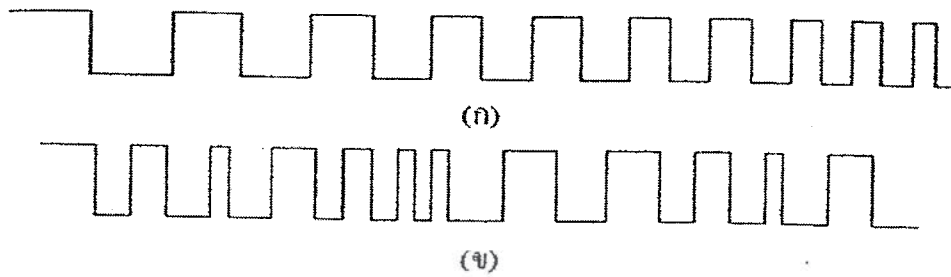
โดยความถี่เริ่มต้นของ VCO คือ  $\omega_1$  เมื่อมีความถี่อินพุทเปลี่ยน PD จะเกิดพัลส์โดยความกว้างค่อยๆเพิ่มมากขึ้นและ  $V_{LPF}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นจน  $\omega_{out}$  เข้าใกล้  $\omega_1 + \Delta\omega$  หรือก็คือ ความถี่อินพุทโดยเอาที่พุงจาก PD จะมีค่าลดลง ภายใต้อาจะสงบ ระดับดีซีที่วงจรกรองความถี่มีค่าเท่ากับ  $(\omega_1 + \Delta\omega - \omega_0) / K_{VCO}$  จะเห็นได้ว่า การเปลี่ยนแปลงของเฟสหรือความถี่ที่อินพุทจะนำมาซึ่งระดับแรงดันเพื่อควบคุมความถี่ VCO เพื่อลดค่าเฟสผิดพลาดลง

### 3.4 เสถียรภาพของเฟสล็อกคูลูปแบบพื้นฐาน

การพิจารณาเกี่ยวกับเสถียรภาพของเฟสล็อกคูลูป จะต้องทราบฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ ดังนั้น ต้องพิจารณาหา  $\Phi_{out}(S) / \Phi_{in}(S)$  ทั้งถูกเปิดและปิดลูป

พิจารณา  $\Phi_{out}(S) / \Phi_{in}(S)$  เป็นตัวบ่งบอกให้ทราบถึงอะไรนั้น ให้เปรียบเทียบกับฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่อันดับหนึ่งอย่างง่ายคือ  $V_{out}(S) / V_{in}(S) = 1 / (1 + S/\omega_0)$  จากฟังก์ชันถ่ายโอนจะเห็นว่า  $V_{in}$  เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว  $V_{out}$  ไม่สามารถที่จะตามอินพุทได้ตลอดย่านที่เปลี่ยนแปลง ในทำนองเดียวกัน  $\Phi_{out}(S) / \Phi_{in}(S)$  จะแสดงให้เห็นความสัมพันธ์ว่าเฟสของเอาต์พุท มีการเปลี่ยนแปลงไปกับเฟสของอินพุทอย่างไร เมื่อมีอินพุทที่เปลี่ยนแปลงช้าหรือเร็ว

การเปลี่ยนแปลงของเฟสกับเวลา แสดงดังรูปที่ 3.6 โดยรูปที่ 3.6 (ก) เป็นการเปลี่ยนแปลงของเฟสอย่างช้าๆ และรูปที่ 3.6 (ข) เฟสมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว



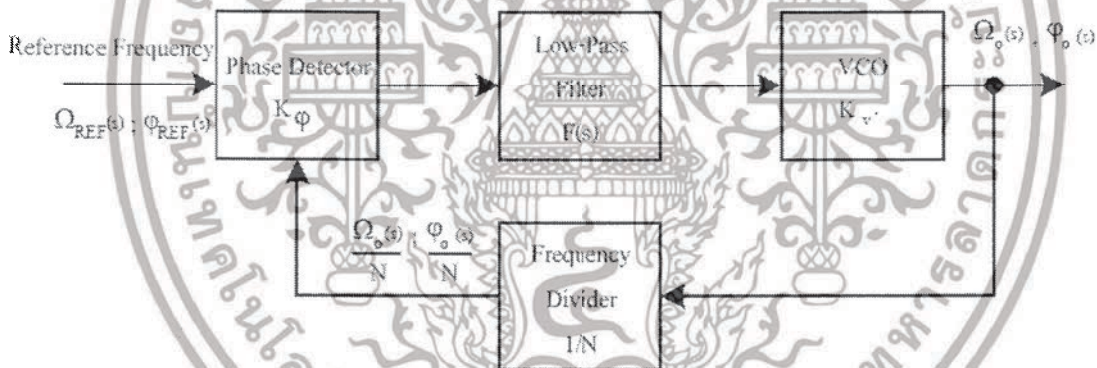
รูปที่ 3.6 แสดงการเปลี่ยนแปลงของเฟสกับเวลา

(ก) เป็นการเปลี่ยนแปลงของเฟสอย่างช้าๆ

(ข) เฟสมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว

พิจารณา  $\Phi_{out}(S) / \Phi_{in}(S)$  โดยทำการสร้างรูปแบบเชิงเส้นของเฟสล็อกคูลูป ดังแสดงใน

รูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงรูปแบบเชิงเส้นของเฟสล็อกคูลูปชนิดที่หนึ่ง (Type 1 PLL)

เราสามารถหาผลตอบสนองแบบขั้นบันได (Step Response) ของระบบชนิดที่หนึ่ง (Type 1) ได้โดยการพิจารณาเปรียบเทียบกับทฤษฎีของระบบควบคุม (Control System) จากรูปแบบของสมการอันดับสองของระบบดังสมการที่ 3.6

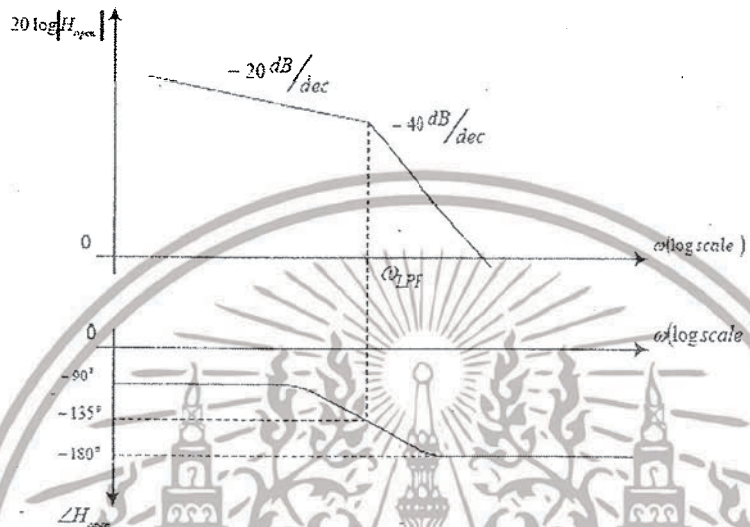
$$H(S) = \omega^2_n / s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega^2_n \quad (3.6)$$

ค่าของเอ็กซ์โปเนนเชียล จะลดลงสัมพันธ์กับค่าของเทอม  $\zeta \omega_n$  โดยมีค่าเท่ากับ

$$\zeta \omega_n = \omega_{LPF} / 2 \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลลัพธ์ที่ได้ จะเห็นว่าจะต้องมีการเลือกระหว่างความสามารถเข้าสู่สภาวะสงบอย่างรวดเร็วกับแรงดันริบเปิดที่จะไปควบคุม VCO

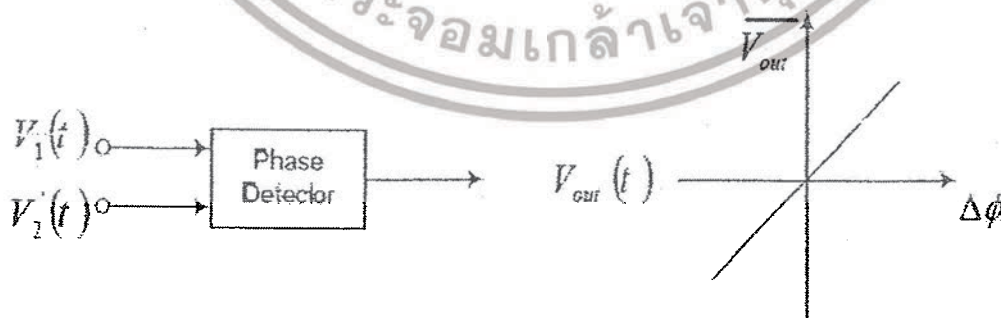


รูปที่ 3.8 แสดงกราฟโบลเดพล็อตแสดงเสถียรภาพของ Type 1 PLL

### 3.5 องค์ประกอบพื้นฐานของเฟสล็อกคูล

ตัวตรวจจับเฟส (Phase Detector)

ตัวตรวจจับเฟส (Phase Detector) หรือ PD คือวงจรที่เอาต์พุตเฉลี่ย  $V_{out}$  หรือ  $V_d$  มีขนาดสัมพันธ์กับความต่างเฟส  $\Delta\phi$  ระหว่างสองอินพุต ในทางอุดมคติความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตเฉลี่ย  $V_{out}$  กับ  $\Delta\phi$  จะมีลักษณะเป็นเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 3.9

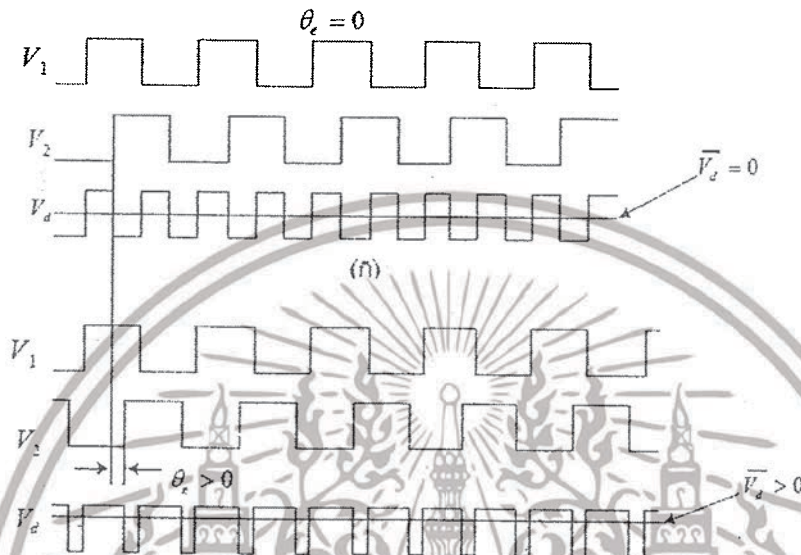


รูปที่ 3.9 แสดงคุณสมบัติของตัวตรวจจับเฟสในทางอุดมคติ

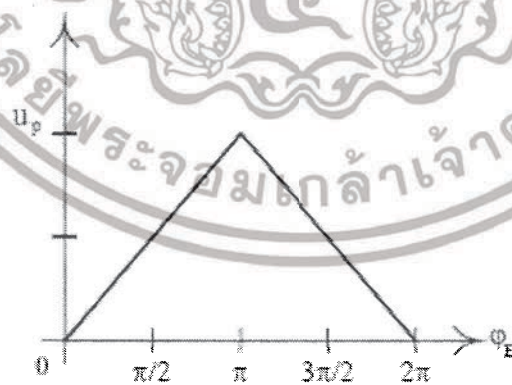
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ผิวดลาค  $\theta_c$  จะมีค่าไปในทิศทางบวกซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.11 (ข) โดยค่า Duty Cycle จะมีค่ามากกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ ค่าของ  $V_d$  เล็กก็จะมีค่าเป็นบวก ซึ่งแสดงเป็นเส้นประในสัญญาณ  $V_d$



รูปที่ 3.11 แสดงสัญญาณของตัวคิกจิบเฟสแบบเอ็กซ์คูลูซีฟออร์  
 (ก) สัญญาณค่าฟลิตผิวดลาคเท่ากับศูนย์  
 (ข) สัญญาณค่าฟลิตผิวดลาคมีค่าเป็นบวก



รูปที่ 3.12 แสดงกราฟคุณสมบัติค่าเอาท์พุท  $V_d$  เฉลี่ยของเอ็กซ์คูลูซีฟออร์

ในกรณีของชุดเปรียบเทียบแบบเท็กซ์คูลูซีฟออร์ค่าเกณฑ์ของตัวคิกจิบเฟส  $K_d$  จะเป็นค่าคงที่เมื่อกำหนดให้แรงดันของแหล่งจ่ายไฟที่จ่ายให้กับเอ็กซ์คูลูซีฟออร์ คือ  $V_{DD}$  และศูนย์โดยกำหนดระดับลอจิก คือ  $V_{DD}$  และศูนย์ ดังนั้น  $K_d$  จะมีค่าดังสมการ 3.8  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_d = V_{dd} / \pi \quad (3.8)$$

คุณสมบัติโดยสรุปของตัวคักจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีพอร์เมื่อนำมาใช้ในเฟสล็คคูลูป

(1) ขณะยังไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา เอาท์พุทของเอ็กซ์คลูซีพอร์ จะมีค่าเท่ากับ  $V_{DD}/2$  ทำให้เฟสล็คคูลูปทำงานอยู่ที่ความถี่ปานกลาง

(2) เมื่ออยู่ในสถานะล็คคเอาท์พุทของเอ็กซ์คลูซีพอร์ จะมีค่า Duty Cycle 50 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้น VCO ที่ใช้งานร่วมกันจะต้องให้เอาท์พุทที่มีค่า Duty Cycle เท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ด้วย

(3) คักจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีพอร์สามารถล็คคที่ความถี่ฮาร์โมนิกได้ ดังนั้น พยายามอย่าใช้งานที่ความถี่ซึ่งมีค่าความถี่ฮาร์โมนิกของสัญญาณตรงกับย่านความถี่ของ VCO

### 3.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เฟสล็คคูลูปแบบอนาลอค วงจรกรองความถี่ต่ำที่นิยมใช้กับเฟสล็คคูลูปแบบดิจิตอลแสดงดังรูปที่ 3.13 โดยรูปที่ 3.13(ก) เป็นวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟซึ่งมี 1 โพล และ 1 ซีโพล มีฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$F(S) = 1 + S\tau_2 / (1 + S(\tau_1 + \tau_2)) \quad (3.9)$$

เมื่อ  $\tau_1 = R_1C_1$  และ  $\tau_2 = R_2C_2$  โดยมีค่าการตอบสนองวงจรวงจรดังรูปที่ 3.13(ก) ส่วนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังรูปที่ 3.13(ข) เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ ซึ่งมีการตอบสนองเหมือนกับวงจรกรองความถี่ต่ำแบบพาสซีฟ แต่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟจะให้ค่าอัตราขยาย  $K_a$  และฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

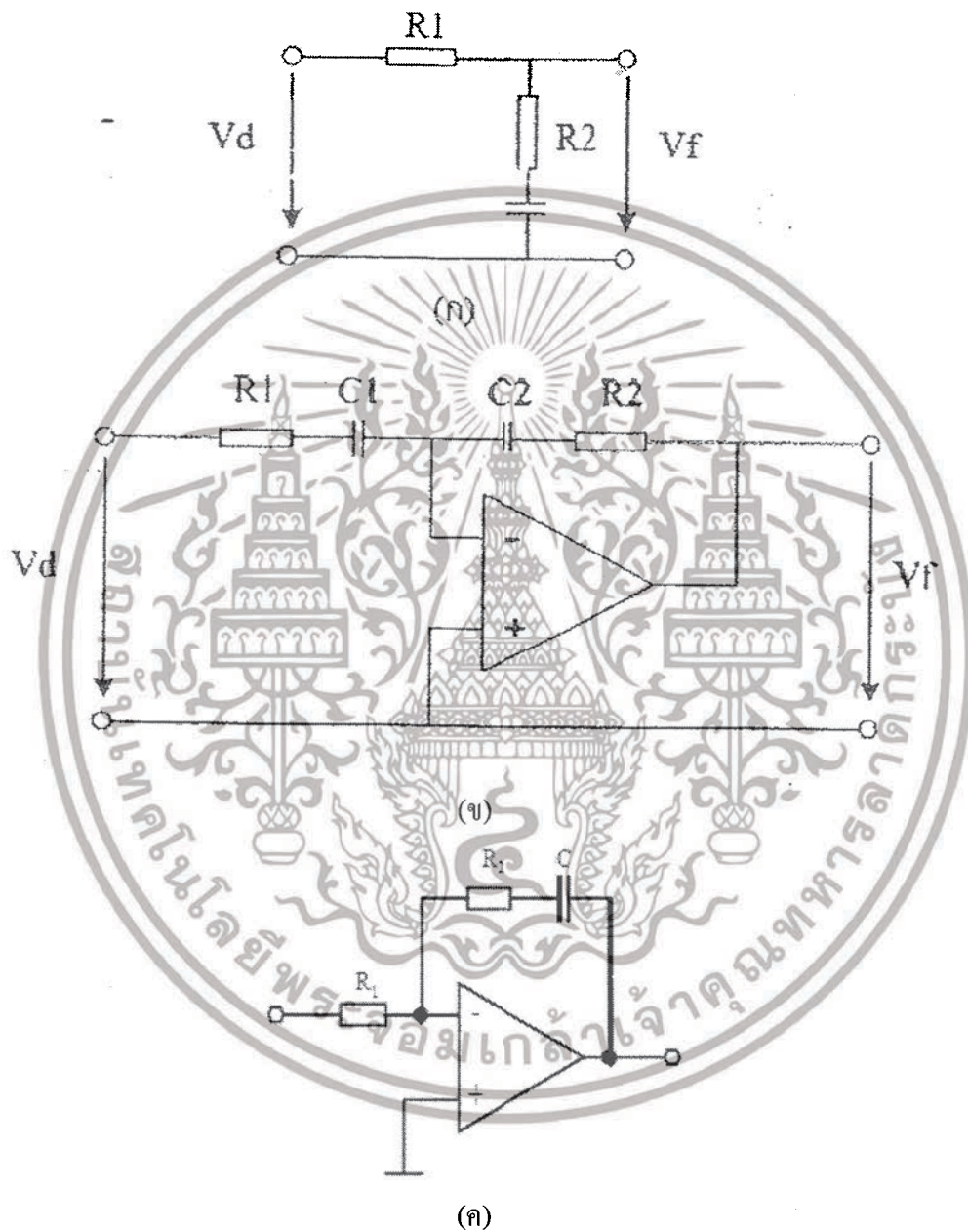
$$F(S) = K_a (1 + S\tau_2) / (1 + S\tau_1) \quad (3.10)$$

เมื่อ  $\tau_1 = R_1C_1$  และ  $\tau_2 = R_2C_2$  และ  $K_a = -C_1/C_2$  โดยมีค่าการตอบสนองวงจรวงจรดังรูปที่ 3.13(ค) เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำอีกแบบหนึ่งคือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ PI แอกทีฟ ซึ่งวงจรมีฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$F(S) = 1 + S\tau_2 / S\tau_1 \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $\tau = R_1C_1$  และ  $\tau = R_2C_2$  วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ PI แยกทีพจะมีค่าการตอบสนองของวงจรดังรูปที่ 3.13(ค)



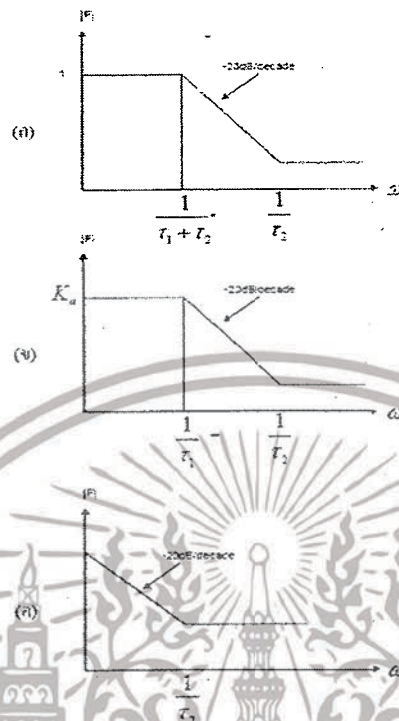
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้กับเฟสล็อกคูลูป

(ก) วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟ

(ข) วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแยกทีพ

(ค) วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบ PI แยกทีพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

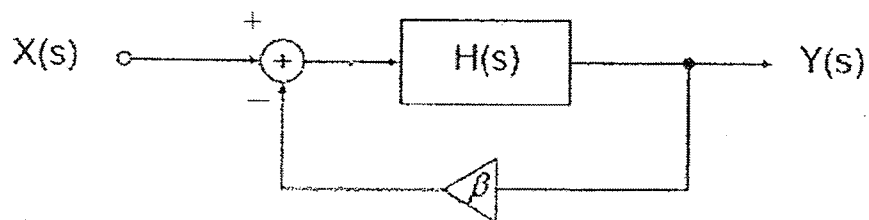


รูปที่ 3.14 แสดงการตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

- (ก) วงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟ
- (ข) วงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ
- (ค) วงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบ PI แอคทีฟ

### 3.8 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรรออสซิลเลเตอร์จะผลิตเอาต์พุตพัลส์ออกมา โดยปกติอยู่ในรูปแบบแรงดัน โดยวงจรไม่จำเป็นต้องมีการป้อนอินพุต วงจรผลิตเอาต์พุตออกมาอย่างต่อเนื่องและไม่จำกัด ระบบที่มีการป้อนกลับแบบ (Negative Feedback) สามารถที่จะออสซิลเลทได้โดยการออกแบบให้วงจรมีขยทที่ไม่ดี (Badly – Designed Amplifier) ระบบที่มีการป้อนกลับแบบลบแสดงดังรูปที่ 3.15

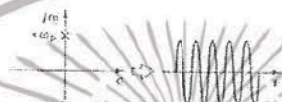
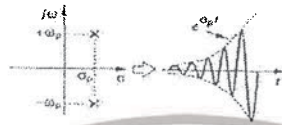


รูปที่ 3.15 แสดงระบบที่มีการป้อนกลับแบบลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.15 สมมติค่าของ  $\beta$  คือค่าคงที่และจะมีค่าเท่ากับหนึ่ง ถ้าระบบมีการป้อนกลับแบบเต็มที่โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบปิดคือ

$$Y/X(s) = H(s) / 1 + \beta H(s) \quad (3.12)$$



รูปที่ 3.16 แสดงผลของตำแหน่งโพลและรูปแบบการออสซิลเลท

(ก) ระบบที่ไม่เสถียรภาพขนาดการออสซิลเลทเพิ่มขึ้น

(ข) ระบบที่ไม่เสถียรภาพขนาดการออสซิลเลทคงที่

(ค) ระบบที่มีเสถียรภาพขนาดการออสซิลเลทลดลงเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การส่งสัญญาณข้อมูลดิจิทัลโดยการมอดูเลต

#### 4.1 หลักการส่งสัญญาณข้อมูลดิจิทัลโดยการมอดูเลต

การสื่อสารในปัจจุบันได้นิยมนำเอาการ มอดูเลตสัญญาณแบบดิจิทัลมอดูเลชันมาใช้กันแบบแพร่หลายเพราะว่าระบบดิจิทัลให้ค่าความแน่นอนน่าเชื่อถือสูงกว่าระบบอนาลอก และมีการรบกวนอันเนื่องมาจากสัญญาณต่ำ ซึ่งในระบบปัจจุบันนี้ อุปกรณ์ต่างๆ ในด้านดิจิทัล ได้มีการพัฒนาก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็ว ทำให้ต้นทุนการผลิตอุปกรณ์ต่ำลง และนอกจากนี้แล้วระบบดิจิทัลมอดูเลชัน ยังสามารถทำการเข้ารหัส ก่อนทำการมอดูเลตแล้วทำการถอดรหัส หลังการดีมอดูเลต ทำให้การส่งข้อมูลมีความผิดพลาดน้อยลงในการมอดูเลชันทางดิจิทัลมีด้วยกัน 3 แบบ ใหญ่ๆ คือ

1. การเปลี่ยนขนาดของสัญญาณตามสัญญาณดิจิทัล (Amplitude Shift Keying , ASK)
2. การเปลี่ยนความถี่ตามสัญญาณดิจิทัล (Frequency Shift , FSK)
3. การเปลี่ยนเฟสตามสัญญาณดิจิทัล (Phase Shift Keying , PSK)

##### 4.1.1 การเปลี่ยนแปลงขนาดตามสัญญาณดิจิทัล (Amplitude Shift Keying , ASK)

รูปคลื่นที่ได้จากการมอดูเลตสัญญาณแบบดิจิทัลเปลี่ยนขนาดตามสัญญาณที่ได้ ตามระดับของสัญญาณดิจิทัลที่เปลี่ยนแปลงไป ที่ระดับดิจิทัลมีสถานะเป็นลอจิก 0 สัญญาณพาหะที่ได้จะมีขนาดอยู่ในระดับที่ต่ำ และถ้าสัญญาณที่ได้เป็น 1 สัญญาณพาหะที่ได้จะอยู่ในระดับที่สูง วงจรที่ใช้มอดูเลตเป็นวงจรที่ง่าย ราคาถูกแต่ข้อเสียคือวงจรทางภาคดีมอดูเลตจะเกิดความผิดพลาดได้ง่าย อันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนที่จะมีผลต่อขนาดของสัญญาณ และทางภาครับยังต้องมีวงจรชดเชยการลดทอนของสัญญาณในสายออด โนมิติ และอัตราการส่งข้อมูลอยู่ที่ระดับต่ำ

##### 4.1.2 การเปลี่ยนความถี่ตามสัญญาณดิจิทัล (Frequency Shift Keying , FSK)

รูปคลื่นสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตแบบนี้ จะเป็นการเปลี่ยนความถี่ตามสัญญาณดิจิทัล ถ้าสัญญาณดิจิทัลเป็น 0 หรือ 1 สัญญาณคลื่นพาหะที่ได้จะมีความถี่ที่ต่างกัน อัตราการส่งข้อมูลจะมีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงกว่า เอ.เอส.เค เล็กน้อย สำหรับการส่งสัญญาณในสายที่มีแบนด์วิดท์ ไม่เกิน 3.4 KHZ จะสามารถส่งอัตราบิตเลตได้ไม่เกิน 1200 บิตต่อวินาทีและวงจรยังมีส่วนประกอบของวงจรที่ง่ายและมีเสถียรภาพต่อสัญญาณรบกวนได้ดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.1.3 การเปลี่ยนเฟสตามสัญญาณดิจิทัล (Phase Shift keying , PSK)

รูปคลื่นพาหะที่ได้จะมีการเปลี่ยนเฟสตามสัญญาณดิจิทัล จะส่งสัญญาณที่ความถี่เดียวกัน แต่เฟสของสัญญาณจะต่างกันตามสัญญาณดิจิทัลที่เข้ามา 0 กับ 1 มีเฟสต่างกันอยู่ 180 องศา วงจรของภาครับและภาคส่งข้อมูลจะมีความยุ่งยากมาก และ ราคาสูง แต่ข้อดีก็คือสามารถส่งอัตราข้อมูลได้สูงกว่า 1200 บิตต่อวินาที แต่ความเสถียรภาพที่มีต่อสัญญาณรบกวนยังไม่มีดี



รูปที่ 4.1 แสดงการมอดูเลตของสัญญาณดิจิทัลแบบต่างๆ

จากที่กล่าวมาการส่งสัญญาณแบบ FSK จะมีเสถียรภาพต่อสัญญาณรบกวนได้ดีกว่า ASK และ PSK แต่การควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้าไม่จำเป็นจะต้องใช้อัตราการส่งข้อมูลที่สูงมากนัก แต่ถ้าต้องการความเสถียรภาพต่อสัญญาณที่สูงดังนั้นเราจึงเลือกใช้การส่งข้อมูลแบบ ASK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมอดูเลตแบบ FSK ที่ใช้จะใช้ความถี่อยู่ 2 ความถี่ ที่สถานะลอจิก 1 ใช้ ความถี่ 125KHz เป็นความถี่มาร์ค และที่สถานะลอจิก 0 ใช้ความถี่ 115KHz เป็นความถี่สเปซ อัตราการส่งข้อมูลทาง อินพุทเรียกว่าอัตรามิต โดยมีหน่วยเป็นบิตต่อวินาที และอัตราการรับข้อมูลทางด้านรับเรียกว่าอัตราบอด ดังนั้น การส่งสัญญาณในอัตรามิตและอัตราบอดจะต้องเท่ากันเสมอสัญญาณที่ลอจิก 0 เป็น  $1\omega$  และที่ลอจิก 1 ให้เป็น  $2\omega$  และเราก็จะได้สมการมอดูเลตแบบ FSK ตามสมการดังต่อไปนี้

$$V(t) = A \cos(\omega c \pm \omega)t$$

A = ขนาดของสัญญาณ SK

$$\omega c = 2\pi Fc$$

$\Delta\omega$  = ความถี่เบี่ยงเบนของความถี่มาร์คและความถี่สเปซ

t = เวลา มีหน่วยเป็น วินาที

#### 4.2 การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลสองทางความถี่ (FSK Modulator)

การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลสองทางความถี่ คือการมอดูเลตทางความถี่ของคลื่นพาห์ โดยความแตกต่างของความถี่ คลื่นพาห์จะบอกถึงค่าของข้อมูลดิจิทัลการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลสองทางความถี่ (FSK Modulator) จะทำการเปลี่ยนข้อมูลดิจิทัลแบบอนุกรมเป็นคลื่นไซน์อนาล็อก โดยความถี่สูงแทนลอจิก 1 หรือความถี่มาร์ค และความถี่ต่ำแทนลอจิก 0 หรือความถี่สเปซ โดยป้อนข้อมูลดิจิทัลเข้าสู่ FSK Generator ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนข้อมูลดิจิทัลเป็นความถี่คลื่นไซน์อนาล็อกตามระดับของลอจิกของสัญญาณดิจิทัล

การทำงานจะมีวงจรกำเนิดความถี่ 2 วงจรคือ วงจรผลิตความถี่สูงและผลิตความถี่ต่ำ ในการดำเนินสัญญาณ FSK เบื้องต้นนั้นเราจะใช้สวิทซ์ในการ เปิด/ปิด ความถี่ดังรูปข้างบน โดยสัญญาณดิจิทัล 1 จะถูกแทนด้วยความถี่สูง และสัญญาณดิจิทัลลอจิก 0 จะถูกแทนด้วยความถี่ต่ำ จากนั้นจะส่งมารวมกันให้เป็นสัญญาณ FSK ส่งออกไปยังวงจรภาคต่อไป

#### 4.3 ทฤษฎีในการส่งข้อมูลอนาลอกและดิจิทัล

เวลาส่งผ่านข้อมูลไปในสื่อที่จะเป็นรูปแบบของสัญญาณแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ Analog และ Digital ก่อนที่จะส่งต้องมีการแปลงสัญญาณให้อยู่เป็นแบบ 0 และ 1 ก่อนจะส่งต้องมีการแปลงสัญญาณเป็น Digital ก่อน ถึงจะส่งได้ (เรียกว่า Digital to Digital ) บางครั้งต้องการแปลงเป็น Analog ให้อยู่ในรูปแบบของสัญญาณ Digital เพื่อคุณภาพสัญญาณที่ดี (เรียกว่า Digital to Analog) บางครั้งอาจจะแปลงสัญญาณ Digital เป็น Analog เพื่อส่งข้อมูลลงสายโทรศัพท์ เช่น Modem ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บางเวลาอาจมีการเปลี่ยน Analog ให้อยู่ในรูปของสัญญาณ Analog เพราะความถี่ไม่เหมาะสมที่จะส่งไปหรือความถี่ต่ำไปเช่นสัญญาณวิทยุ

การแปลงสัญญาณ มี 4 กระบวนการคือ

1. digital data , digital signals
2. analogs data , digital signals
3. digital data , analog signal
4. analog data , analog signal

#### Digital to Digital

เป็นการเปลี่ยนข้อมูลในระดับบิตไปเป็นสัญญาณดิจิทัล เช่น ในการส่งข้อมูลจาก Computer ไป Printer ทำโดยการเอาบิต 1 และ บิต 0 มาใส่พลังงานไฟฟ้า แล้วกระจายลงในสายสัญญาณให้เป็น Pulse

#### Analog to Digital

ในบางครั้งเราต้องการแปลงสัญญาณ Analog เป็น Digital เช่นเสียงคนที่ต้องส่งในระยะทางไกล เราจะต้องแปลงเสียงเป็น Digital เสียก่อนเช่นนี้เรียกว่า Analog to digital เป็นการแปลงสัญญาณอนาลอกไปเป็นสัญญาณดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

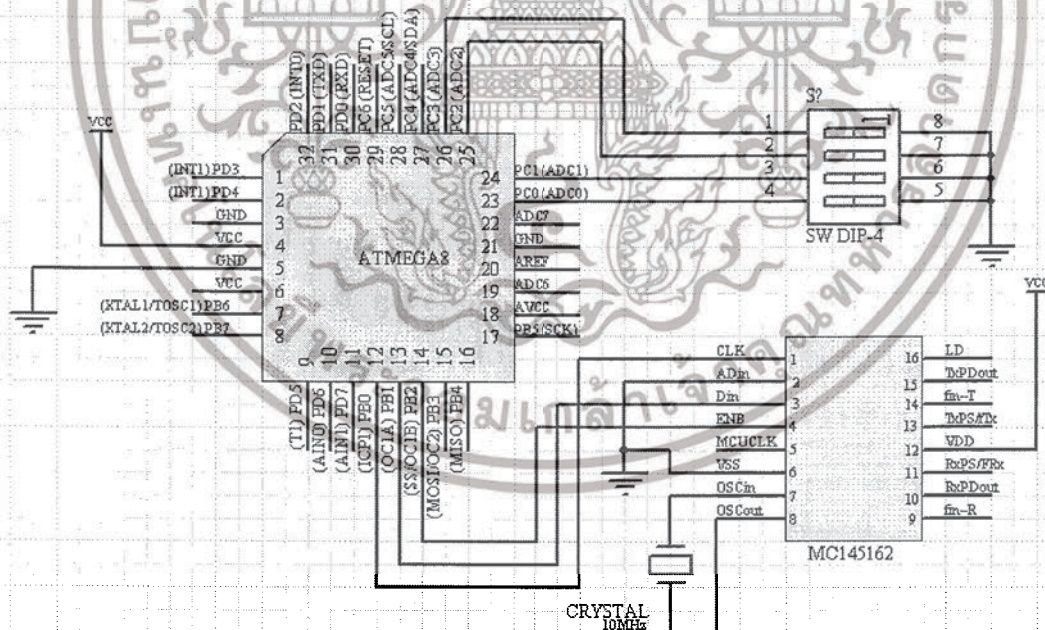
### การออกแบบและการทดลอง

#### 5.1 การออกแบบและสร้างภาครับ

ในการออกแบบวงจรทั้งหมดจะมีส่วนของโคคอลลอสซิลเลเตอร์ วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ สำหรับภาคเฟลตีเทคเตอร์เพื่อกำหนดความถี่ที่จะผ่านเข้าไปไบอัสให้กับวาริแคปไดโอดด้วย นอกจากนี้วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ต้องสามารถกำจัดริบเบิลที่เกิดขึ้น ณ เอาท์พุทได้อีกด้วย

##### 5.1.1 การออกแบบเฟลตีคอลลูปในการหาค่า R และ N ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

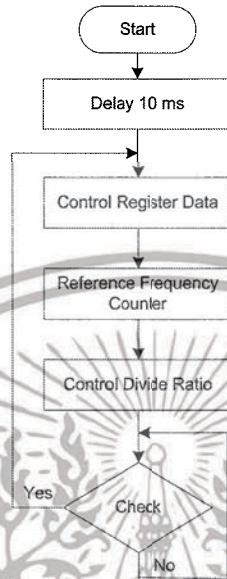
สำหรับการเลือกเซนแนลและเฟลตีคอลลูป ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ (ATMEGA8) การเลือกเซนแนลนั้นจะทำการเลือกที่ DIP สวิตช์สามารถเลือกได้ สิบหกช่องด้วยกัน โดยการเลือกนั้นจะเลือกเป็นรหัสBCD และไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งรหัสผ่านพอร์ตอนุกรมเข้า IC MC145162 เพื่อสร้างเพื่อทำการหาความถี่ตามที่เรต้องการ วงจรดังรูป



รูปที่ 5.1 การใช้ ATMEGA8 โปรแกรม IC MC145162

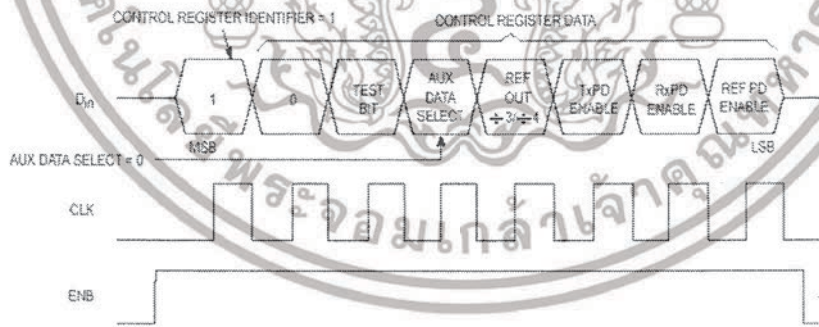
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเขียน Flowchart ของโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 5.2 Flowchart ของโปรแกรม ในไมโครคอนโทรลเลอร์

ส่วนของ โปรแกรมสำหรับ Control Register ป้อนค่า Din, ENB, CLK จาก Timing Diagram ดังรูป



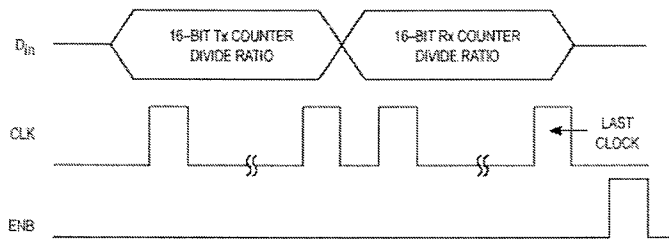
NOTE: ENB must be high during the serial transfer.

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

รูปที่ 5.3 Timing Diagram ของส่วน Control Register

ส่วนของ โปรแกรมสำหรับ Transmit and Receive Counters (หาร N) ป้อนค่า Din, ENB, CLK จาก Timing Diagram ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



NOTE: ENB must be low during the serial transfer.

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

รูปที่ 5.4 Timing Diagram ของส่วน Transmit and Receive Counters (หาร N)

มีค่าหาร N ของ Rx ทั้งหมด 16 ค่า (16 channel)

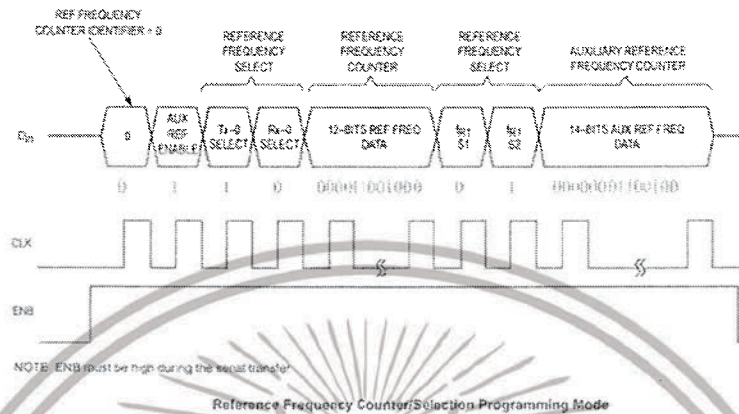
การโปรแกรมโดยการเซตค่า Channel จากคิพสวิตช์ ได้ค่าดังตารางส่วนสวิตช์

สวิตช์เลือกช่องสัญญาณ				ช่องสัญญาณที่
0	0	0	0	1
0	0	0	1	2
0	0	1	0	3
0	0	1	1	4
0	1	0	0	5
0	1	0	1	6
0	1	1	0	7
0	1	1	1	8
1	0	0	0	9
1	0	0	1	10
1	0	1	0	11
1	0	1	1	12
1	1	0	0	13
1	1	0	1	14
1	1	1	0	15
1	1	1	1	16

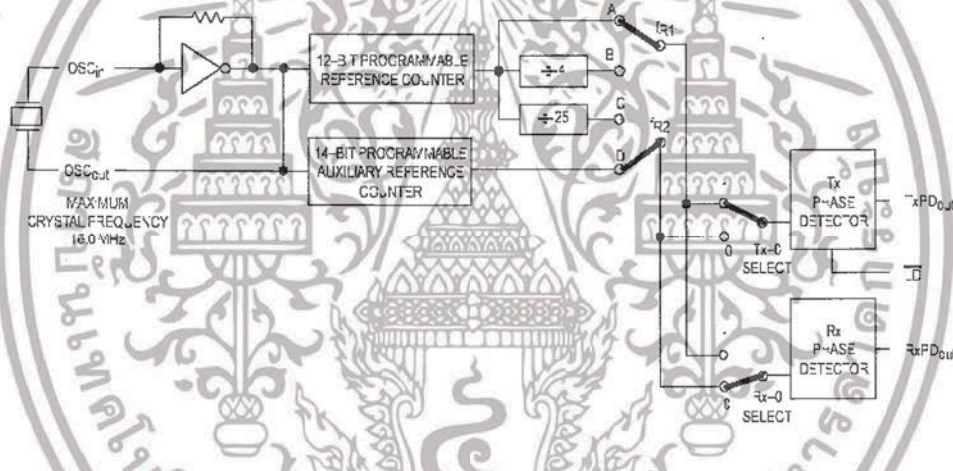
ตารางที่ 5.1 แสดงการโปรแกรมค่าหาร N จากคิพสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนของโปรแกรมสำหรับ Reference Frequency Counter (หาร R) ป้อนค่า Din, ENB, CLK จาก Timing Diagram และเลือกใช้ Register ดังรูป



รูปที่ 5.5 Timing Diagram ของส่วน Reference Frequency Counter (หาร R)

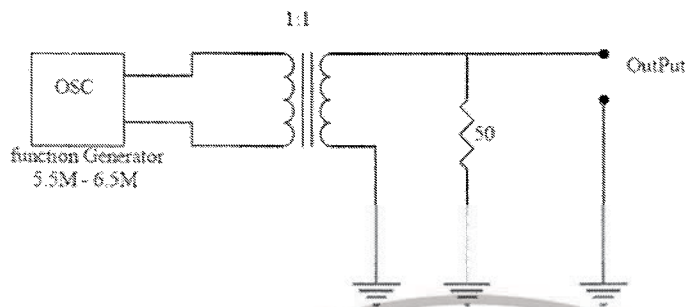


รูปที่ 5.6 แสดงการเลือกใช้ Register ภายใน IC MC145162

5.1.2 การออกแบบและทดลองวงจร Isolator

วิธีการออกแบบ Isolator ตัดเอาแท่งเฟอร์ไรต์ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 8mm และทดลอง พันขดไฟมาโรและเชคคันทารีในอัตราหนึ่งต่อหนึ่งที่จำนวนรอบต่างๆ และทำการทดลองเพื่อดูว่า จำนวนรอบเท่าไรที่เหมาะสมกับความถี่ที่ต้องการใช้สาเหตุที่ทำเช่นนี้เนื่องจากว่าเราไม่สามารถหาค่า จำเพาะของแท่งเฟอร์ไรต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

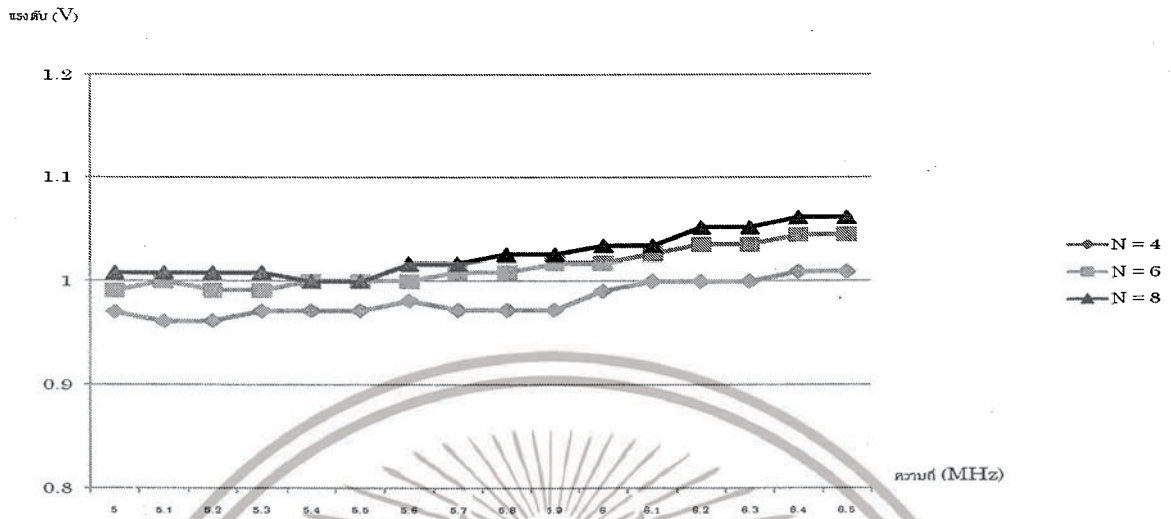


รูปที่ 5.7 วงจรการต่อทดลอง Isolator

Frequency MHz	L=4		L=6		L=8	
	In(V)	out(V)	In(V)	out(V)	in(V)	out(V)
5.0	1.01	0.98	1.15	1.14	1.19	1.20
5.1	1.03	0.99	1.14	1.14	1.19	1.20
5.2	1.04	1.00	1.16	1.15	1.19	1.20
5.3	1.04	1.01	1.16	1.15	1.19	1.20
5.4	1.05	1.02	1.16	1.16	1.20	1.20
5.5	1.06	1.03	1.15	1.15	1.20	1.20
5.6	1.06	1.04	1.16	1.16	1.20	1.22
5.7	1.07	1.04	1.16	1.17	1.20	1.22
5.8	1.07	1.04	1.17	1.18	1.19	1.22
5.9	1.08	1.05	1.16	1.18	1.19	1.22
6.0	1.07	1.06	1.16	1.18	1.18	1.22
6.1	1.07	1.07	1.15	1.18	1.18	1.22
6.2	1.08	1.08	1.14	1.18	1.16	1.22
6.3	1.07	1.07	1.14	1.18	1.16	1.22
6.4	1.07	1.08	1.13	1.18	1.14	1.21
6.5	1.07	1.08	1.12	1.17	1.14	1.21

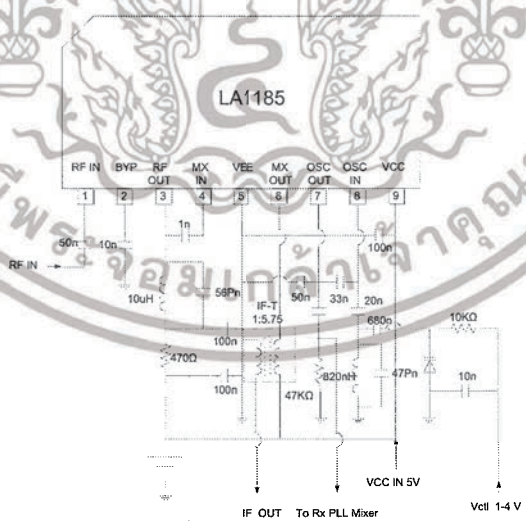
ตารางที่ 5.2 แสดงผลการทดลองระหว่าง  $V_{out}$  ต่อ  $V_{in}$  ที่ความถี่ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{out}$  ต่อ  $V_{in}$  ที่ความถี่ต่างๆ จากกราฟ จะเห็นว่าที่จำนวน 6 รอบ มีความเหมาะสมที่นำมาใช้งานเนื่องจากว่าอัตราส่วนระหว่าง  $V_{out}$  ต่อ  $V_{in}$  ใกล้หนึ่งมากที่สุด ทั้งนี้เนื่องจากว่าจำนวนรอบ Primary และ secondary ได้ถูกออกแบบในอัตรา 1:1

5.1.3 การทดลองในส่วนของ Voltage Control Oscillator (VCO)ภาครับ



รูปที่ 5.9 รูปวงจรต่อวงจร VCO

$F_{min} = 15.775\text{MHz}$

$F_{max} = 16.125\text{MHz}$

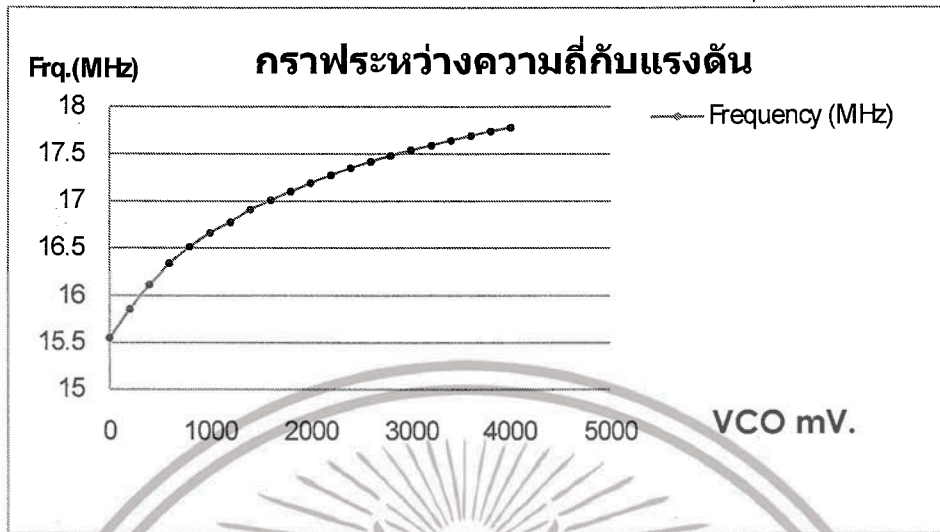
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทดลองป้อนแรงดันตั้งแต่ 0 โวลต์ ถึง 4 โวลต์ โดยเพิ่มทีละ 0.20 โวลต์ ที่ตำแหน่ง VCTL  
จากนั้นวัดค่าความถี่ที่ตำแหน่ง To Rx PLL MIXER

แรงดัน mV	Frequency (MHz)
0	15.552
200	15.859
400	16.119
600	16.339
800	16.517
1000	16.667
1200	16.779
1400	16.912
1600	17.011
1800	17.104
2000	17.195
2200	17.277
2400	17.353
2600	17.42
2800	17.484
3000	17.541
3200	17.594
3400	17.645
3600	17.696
3800	17.742
4000	17.783

ตารางที่ 5.3 แสดงการเปลี่ยนแปลงของความถี่เอาต์พุตเมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลง  
นำค่าที่ได้จากตารางมาแสดงเป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ได้ดัง  
รูปต่อไปนี้

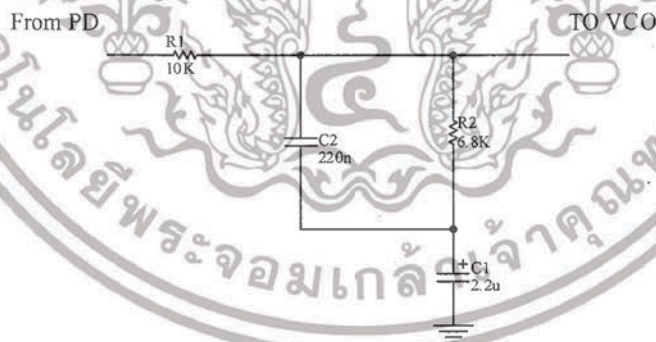
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและความถี่ของวงจร VCO

**5.1.4 การออกแบบวงจร LPF**

วงจรกรองความถี่ต่ำสำหรับเอาต์พุตจากเฟสล็อกคัลเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่สำหรับที่ความถี่สูงจะมีการต่อค่า C เพิ่มขึ้นด้วย  
 ความถี่เอาต์พุตอยู่ในช่วง :  $F_{out} = 15.775 \text{ MHz} - 16.125 \text{ MHz}$



รูปที่ 5.11 รูป LPF ภาครับ

สำหรับ  $\omega_{p2} \geq \omega_z$

$$F(s) = \frac{\omega_{p1}\omega_{p2}}{\omega_z} \times \frac{s + \omega_z}{(s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2})}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{p1} = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{1}{C_1(R_1 + R_2)}$$

$$\omega_z = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{R_2 C_1}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{(R\omega_{p2})(C_2)}, \quad R\omega_{p2} = R_1 // R_2$$

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{K}{(\omega_n)^2 (N_T)} = 38.47 \text{ mS}$$

$$\tau_2 = \frac{2\delta}{\omega_n} = 015.78 \text{ mS}$$

$$\tau_1 = 22.69 \text{ mS}$$

เลือกใช้ค่า  $C_1 = 2.2 \text{ uF}$

$$R_1 = \frac{\tau_1}{c_1} = 10.31 \text{ K}\Omega \quad \text{เลือกใช้ค่า } R_1 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = \frac{\tau_2}{C_1} = 7.173 \text{ K}\Omega \quad \text{เลือกใช้ค่า } R_2 = 6.8 \text{ K}\Omega$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_1(R_{1a} + R_{1b} + R_2)} = 5.509 \text{ Rad / Sec}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1} = 27.06 \text{ Rad / Sec}$$

$$\tau_2 = 14.96 \text{ mS}$$

เลือกใช้  $\omega_{p2} = 1.2 \text{ KRad / Sec}$

$$R\omega_{p2} = R_1 // R_2 = 4048 \Omega$$

$$C_2 = 1/(\omega_{p2}^2 R) = 0.247 \text{ uF}$$

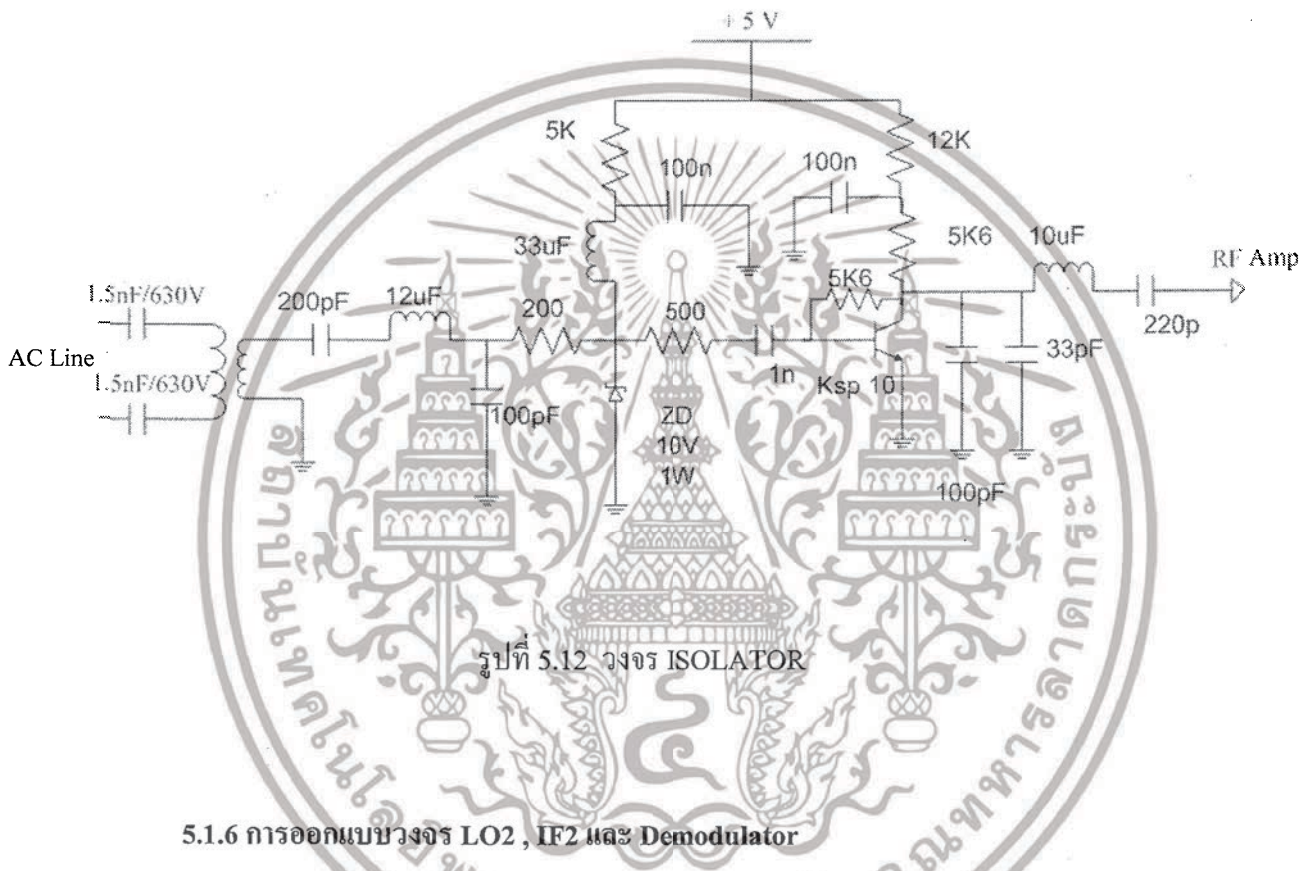
เลือกใช้  $C_2 = 0.22 \text{ uF}$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_2 R \omega_{p2}} = 1123 \text{ Rad / Sec}$$

### 5.1.5 การออกแบบวงจร ISOLATOR

เพื่อแยกเครื่องรับออกจากระบบ AC Power Line และสัญญาณที่ต่ำกว่า 5 MHz ไม่สามารถเข้ามารบกวนเครื่องรับได้ และ ป้องกันแรงดันสูง 220V 50 Hz เข้ามาในวงจรได้ เนื่องจากค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

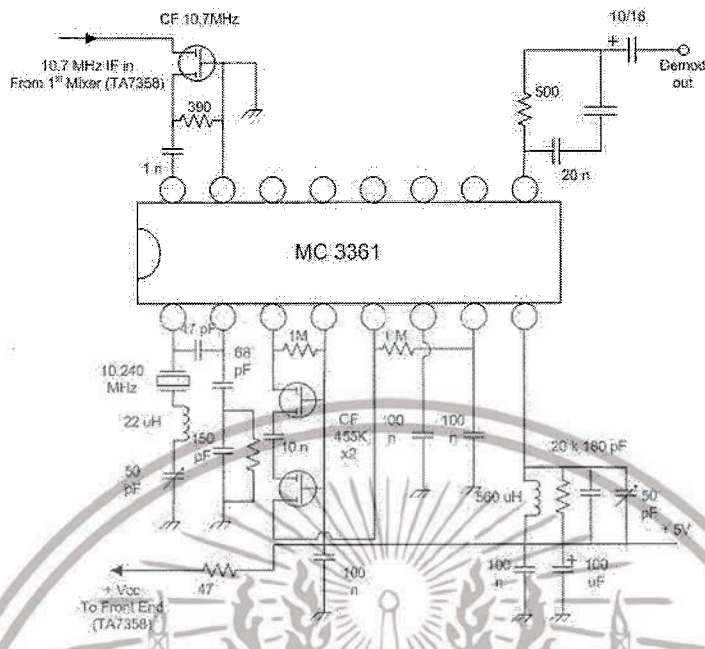
อิมพีแดนซ์ของคาปาซิเตอร์ที่ความถี่ 50Hz จะสูงมาก ทำให้แรงดัน 220V 50 Hz ไม่สามารถผ่านเข้ามาในวงจรเครื่องรับ และส่วนของวงจรฟิวเตอร์ ยังช่วยกรองความถี่ที่สูงกว่าย่านที่เราใช้งานออกไปอีกเพื่อไม่ไปรบกวนการทำงานขออบภาครับ



### 5.1.6 การออกแบบวงจร LO2 , IF2 และ Demodulator

วงจรจะทำการสร้างความถี่ 10.245 MHz จากคริสตัล เพื่อนำไป MIX กับสัญญาณ IF เพื่อให้สัญญาณอยู่ที่ 455 KHz เพื่อนำไป Demodulator ต่อไป โดยที่ตัวชิพ เบอร์ MC3361 นี้ได้รวมเราส่วนวงจร MIXER และ IF AMP และ Demodulator เข้าไปอยู่ในชิพเดียวกัน

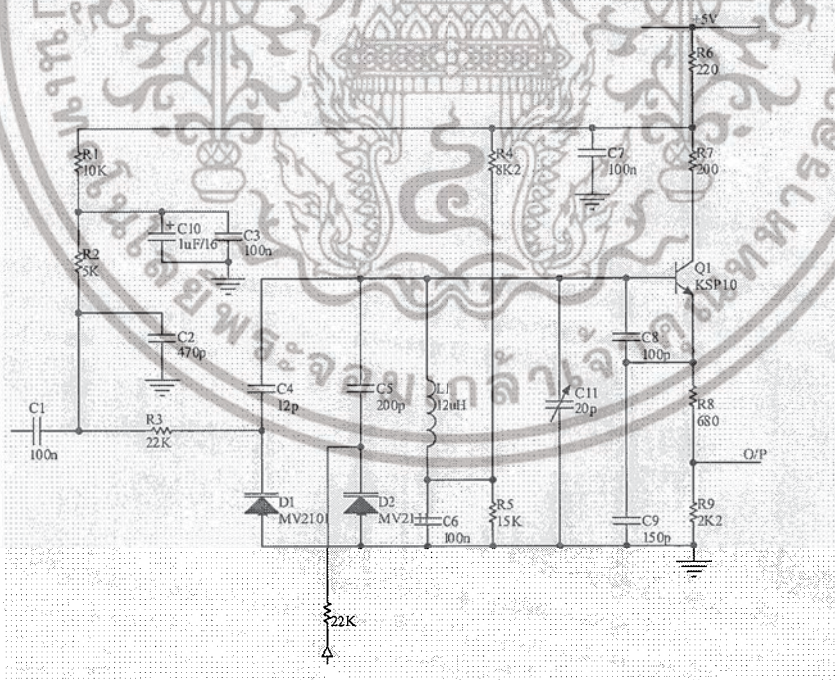
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 วงจร LO2, IF2 และ Demodulator

5.2 การออกแบบและทดสอบภาคส่ง

5.2.1 การออกแบบและทดสอบวงจร VCO และ Modulator



ป้อน  $V_{in}$

รูปที่ 5.14 วงจรVCO ของภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_{\min} = 4.900 [ 5.075 ] \text{ MHz}$$

$$F_{\max} = 5.600 [ 5.425 ] \text{ MHz}$$

$$\text{MOD Deviation} = 4.0 \text{ KHz}$$

$$\text{VCO} \approx 0.7\text{V} - 4.4\text{V}$$

$$C_{\text{Fix}} \text{ max} \leq 82.73$$

### VCO Varicap MV2111

$$C_{\min} \approx 45.51\text{pF} \text{ ที่ } 4.4\text{V}$$

$$C_{\max} \approx 84.8\text{pF} \text{ ที่ } 0.7\text{V}$$

### MOD Varicap MV2101

$$C_{\min} \approx 6.068\text{pF} \text{ ที่ } 5.06\text{V}$$

$$C_{\max} \approx 6.584\text{pF} \text{ ที่ } 4.40\text{V}$$

### COLLECTOR LOAD

$$R_{LC} \approx 200 \Omega$$

$$C_{LC} \approx 10\text{pF}$$

### EMITTER LOAD

$$R_{LE} \approx 2.5\text{K} \Omega$$

$$C_{LE} \approx 3\text{pF}$$

### Parameter MSP10

$$I_{CQ} \approx 0.8\text{mA}$$

$$V_{CEQ} \approx 2.2\text{V}$$

$$V_{BE} \approx 0.66\text{V}$$

$$R_{CE} \approx 112.5\text{K} \Omega$$

$$\beta_0 \approx 60 \text{ A/A}$$

$$C_{b'e} \approx 7.24\text{pF}$$

$$g_m \approx 30.95\text{mS}$$

$$R_{b'c} \approx 6.76\text{M} \Omega$$

$$R_{bb'} \approx 10 \Omega$$

$$R_{b'e} \approx 1.94\text{K} \Omega$$

$$\beta_{f_{\max}} \approx 52.4\text{A/A}$$

$$F_T \approx 613\text{MHz}$$

### VCO

$$C_{\text{Total}} f_{\max} \approx 67.31\text{pF}$$

$$C_{vs} \approx 200\text{pF} \quad C_p \approx 14.97\text{pF}$$

$$\Delta C_F \approx 22.46\text{pF}$$

$$C_{f_{\min}} \approx 37.03\text{pF}, C_{f_{\max}} \approx 59.53\text{pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOD

$$C_{M(0)} \approx 2.765 \text{ pF}$$

$$C_{MS} = 5 \text{ pF}, \Delta C_M \approx 0.195 \text{ pF}$$

CB

$$C_{bTotal} = C_B + C_{b'e}$$

$$C_{bTotal} \geq 66.52 \text{ pF}$$

$$C_b = 100 \text{ pF}$$

CA

$$C_{A_{Total}} = C_A + C_{LE}$$

$$C_{A_{Total}} \geq 121.4 \text{ pF}$$

$$C_A = 150 \text{ pF}$$



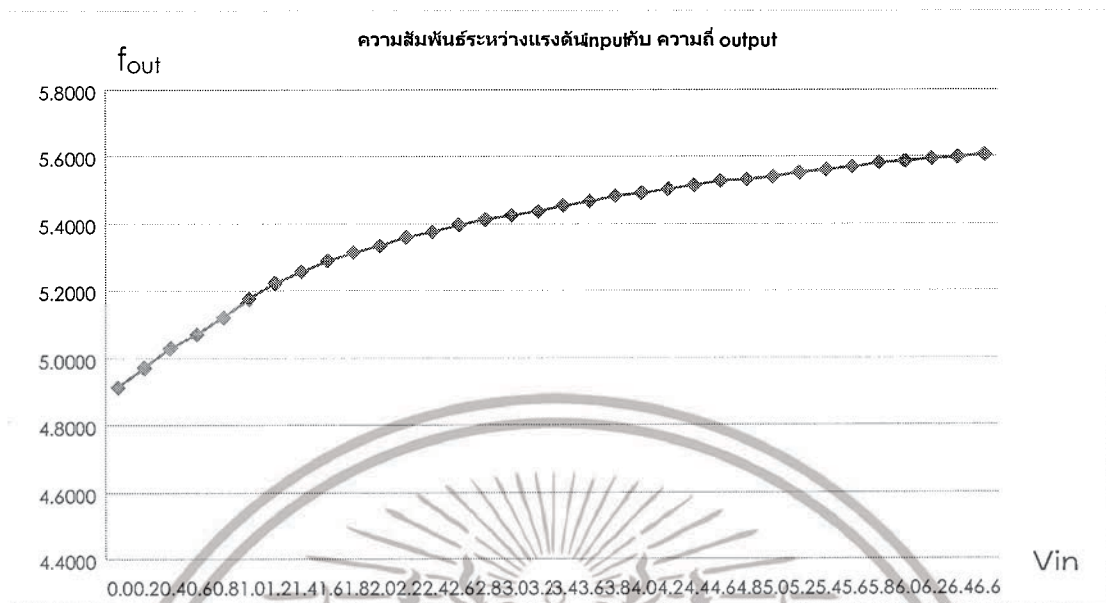
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากคำนวณหาค่า CL และออกแบบวงจรเสร็จแล้วทำการทดลองป้อนแรงดันคิซีเข้าที่จุดป้อน  $V_{in}$  เพื่อทดสอบว่าวงจรได้ผลิตความถี่อยู่ในย่านที่เราต้องการหรือไม่

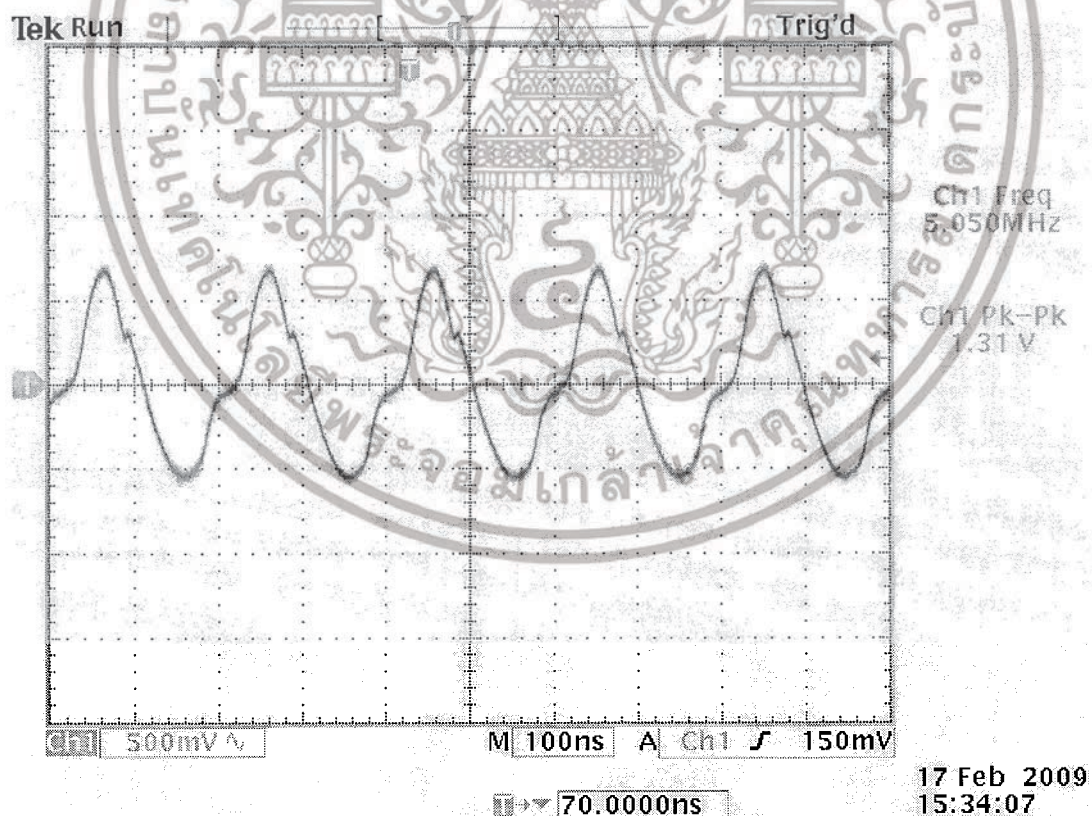
$V_{in}$ (V.)	$f_{out}$ (MHz)
0.0	4.9142
0.2	4.9732
0.4	5.0304
0.6	5.0720
0.8	5.1204
1.0	5.1755
1.2	5.2192
1.4	5.2515
1.6	5.2855
1.8	5.3092
2.0	5.3339
2.2	5.3548
2.4	5.3716
2.6	5.3922
2.8	5.4092
3.0	5.4213
3.2	5.4365
3.4	5.4514
3.6	5.4656
3.8	5.4793
4.0	5.4902
4.2	5.5009
4.4	5.5142
4.6	5.5248
4.8	5.5318
5.0	5.5399
5.2	5.5535
5.4	5.5609
5.6	5.5667
5.8	5.5803
6.0	5.5858
6.2	5.5930
6.4	5.5975
6.6	5.6067

ตารางที่ 5.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงของความถี่ต่อแรงคินอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{in}$  กับ  $F_{out}$



รูปที่ 5.16 รูปคลื่นเอาต์พุตพร้อม R9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$Y_{21e} \approx 274.1 - j29.98 \text{ mS}$$

$$Y_{12e} \approx -502.7 - j116.12 \text{ uS}$$

$$Y_{22e} \approx 1064 + j1095 \text{ uS}$$

### Maximum Gain

$$\text{Stern Stability Factor : } K \approx 182.9$$

$$75\% \text{ Class B } P_{o_{\max}} \approx 24.43 \text{ dB}$$

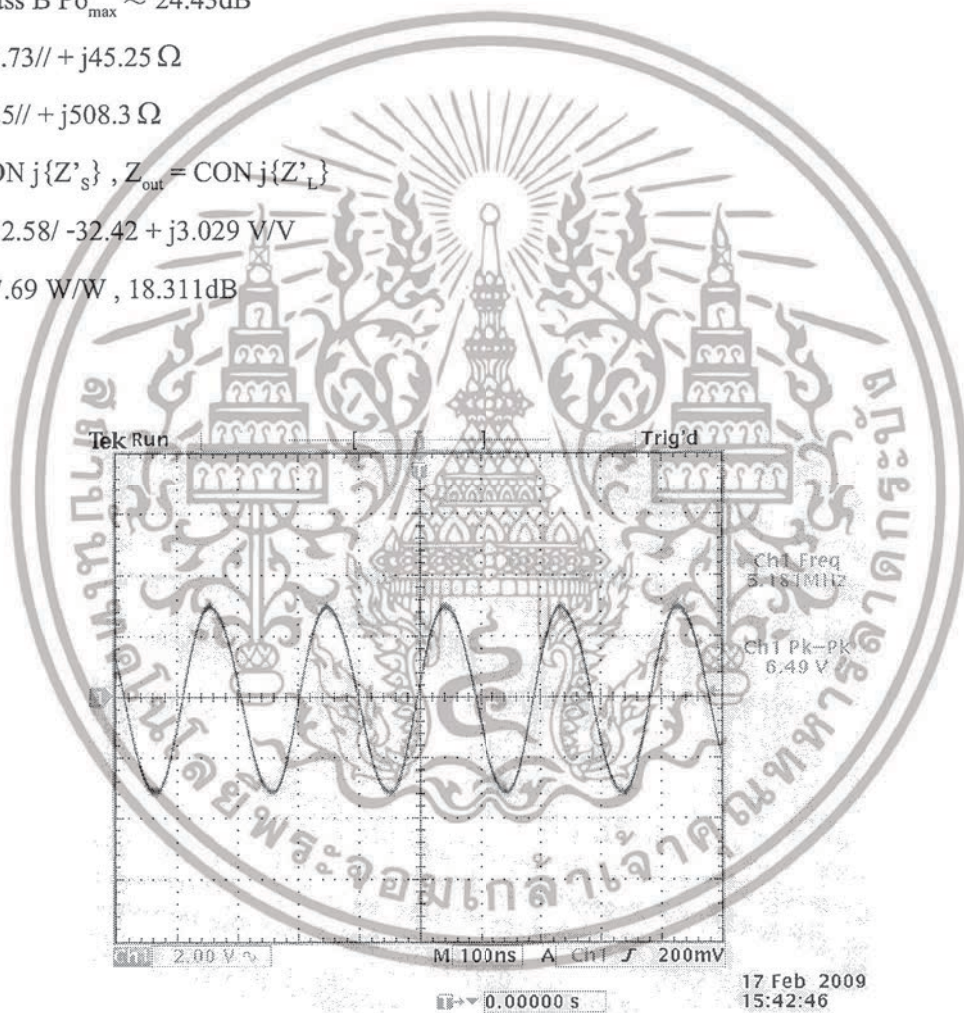
$$Z'_s = 20.73 // + j45.25 \text{ } \Omega$$

$$Z'_L = 325 // + j508.3 \text{ } \Omega$$

$$Z_{in} = \text{CON } j\{Z'_s\}, Z_{out} = \text{CON } j\{Z'_L\}$$

$$AV \approx 32.58 / -32.42 + j3.029 \text{ V/V}$$

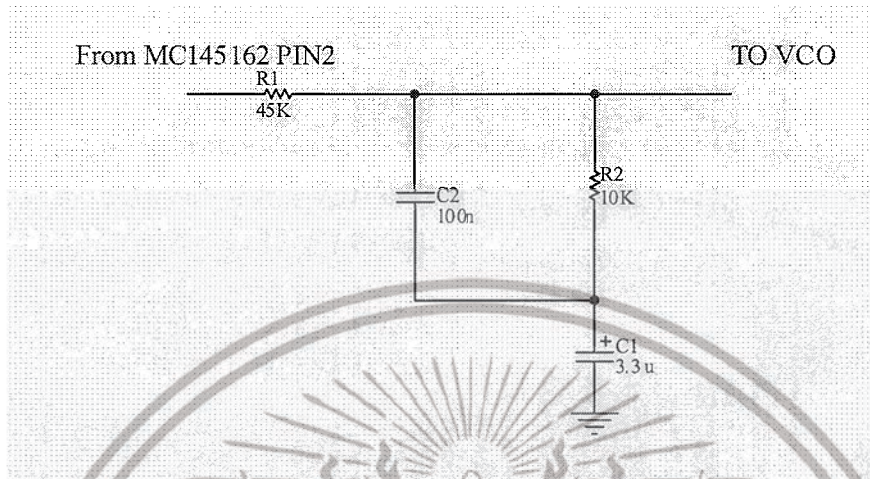
$$P_G \approx 67.69 \text{ W/W}, 18.311 \text{ dB}$$



รูปที่ 5.18 รูปคลื่นที่วัดได้จาก R- Load = 50  $\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.2.3 การออกแบบวงจรโลว์พาสฟิวเตอร์ร่วมกับเอาต์พุตจากเฟสล็อกลูป



รูปที่ 5.19 วงจร LPF

$$K_d = 0.397 \text{ V/Rad} ; K_{vco} = 0.932 \text{ M (Rad/Sec)/V}$$

$$K = (K_d)(K_{vco}) = 370.004 \text{ K}^{-1}$$

$$F_{ref} = 12.5 \text{ KHz} = 78.54 \text{ K Rad/Sec}$$

$$N_{TMAX} = 434, \quad N_{TMIN} = 406$$

$$\omega_n = 69.63 \text{ Rad/Sec}, \quad \delta = 1.144$$

สำหรับ  $\omega_{p2} \geq \omega_z$

$$F(s) = \frac{\omega_{p1}\omega_{p2}}{\omega_z} \times \frac{s + \omega_z}{(s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2})}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{1}{C_1(R_1 + R_2)}$$

$$\omega_z = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{R_2 C_1}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{(R\omega_{p2})(C_2)}, \quad R\omega_{p2} = R_1 // R_2$$

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{K}{(\omega_n)^2 (N_T)} = 0.181 \text{ S}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tau_2 = \frac{2\delta}{\omega_n} = 0.032S$$

$$\tau_1 = 0.149S$$

เลือกใช้ค่า  $C1 = 3.3 \mu F$

เลือกใช้ค่า  $R1 = 45K \Omega$

เลือกใช้ค่า  $R2 = 1 K \Omega$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C1(R_{1a} + R_{1b} + R_2)} = 5.509 \text{ Rad / Sec}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1} = 30.03 \text{ Rad / Sec}$$

$$10\omega_z \leq \omega_2 \leq 0.1\omega_{ref}$$

เลือกใช้  $\omega_{p2} = 1.2K \text{ Rad / Sec}$

$$R\omega_{p2} = R1 // R2 = 8.181K\Omega, C2 = 1/(\omega_{p2}^2 R) = 100nF$$

เลือกใช้  $C2 = 100 nF$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_2 R \omega_{p2}} = 1.22 \text{ Rad / Sec}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### สรุปผลการทดลอง

จากทดลองโครงการที่ได้ออกแบบและจัดทำขึ้นนั้น ซึ่งทั้งเครื่องรับและเครื่องส่ง ประกอบด้วยส่วนสำคัญที่เหมือนกันคือ ใช้นิโครคอนโทรลเลอร์ในการเลือกย่านช่วงความถี่ ซึ่งตัว ไมโครคอนโทรลเลอร์จะเข้าไปโปรแกรม ไอซี MC145162 ซึ่งเป็นเฟลลีสติกชิป จากการทดลองทั้งเครื่องรับและเครื่องส่งสามารถบรรลุวัตถุประสงค์ที่ต้องการ คือวงจร VCO สามารถผลิตความถี่ได้อย่างถูกต้องกล่าวคือภาคส่งสามารถผลิตความถี่ตั้งแต่ 15.552MHz ที่แรงดัน VCO 0V และ 17.783MHz ที่แรงดัน VCO 4V ซึ่งครอบคลุมตลอดย่านความถี่ที่ใช้งาน 15.775 – 16.125 MHz และเครื่องส่งสามารถผลิตความถี่ตั้งแต่ 4.914MHz ที่แรงดัน VCO 0 V และ 5.514 MHz ที่แรงดัน VCO 4.4V ซึ่งครอบคลุมตลอดช่วงความถี่ที่ใช้งาน คือ 5.075 – 5.425 MHz

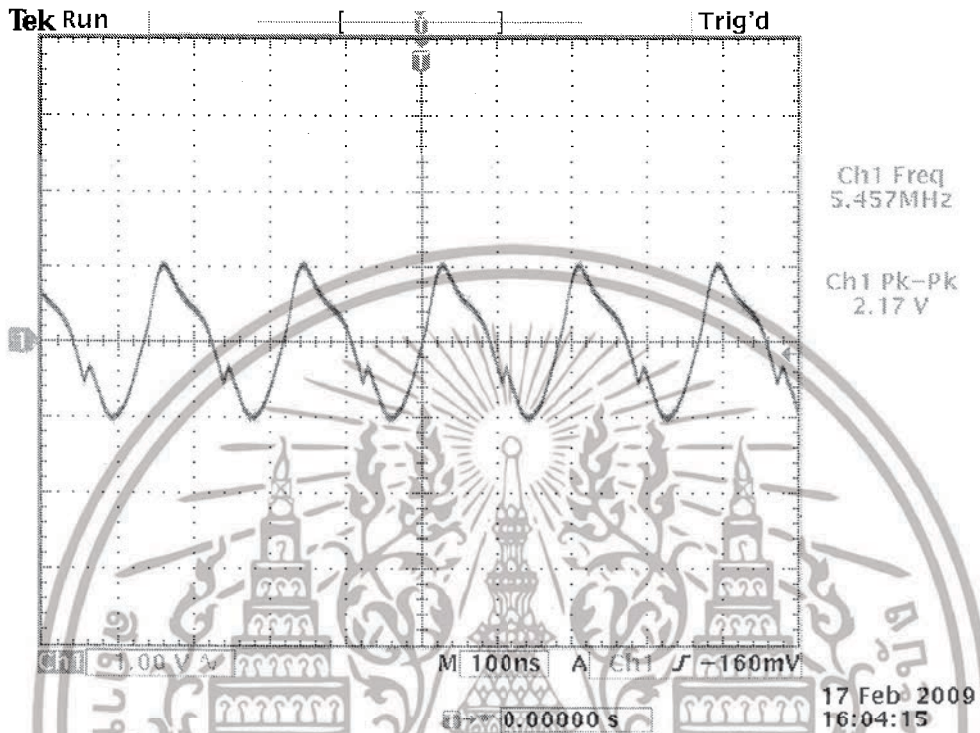
จากการทดลองเลือกย่านความถี่ผ่านทางดิฟเฟอเรนเชียล และทดลองวัดความถี่ที่ VCO ผลิตได้นั้น ซึ่งการทดลองนี้เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของโปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ไป กำหนดค่าพารามิเตอร์ภายใน MC145162 จากการทดลองความถี่ที่ได้ผลิตไปจากที่กำหนดเล็กน้อยประมาณ 0.06% ในเครื่องส่งกำหนดให้เริ่มต้นที่ 5.075 MHz แต่ในงานจริงได้ 5.078MHz และการทดลองเลือกย่านผ่านทางดิฟเฟอเรนเชียล นั้นสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องคือ แต่ละย่านห่างกัน 25KHz ซึ่งสาเหตุที่ความถี่ที่ได้ออกมาไม่ตรงนั้นเกิดจากสัญญาณ Clock 10MHz ที่เราป้อนเข้าไปนั้นมีค่าผิดพลาดขึ้นซึ่งส่งผลไปให้วงจรหารความถี่ทำงานผิดพลาดขึ้น

ในการทดลองการส่งข้อมูลผ่านสายไฟบ้านได้ทำการส่งสัญญาณให้กับเครื่องส่ง สัญญาณจะถูกมอดและส่งเข้าระบบ AC LINE โดยทั้งเครื่องรับและเครื่องส่งนั้นจะมี หม้อแปลง 1 : 1 ทำหน้าที่เป็น ISOLATOR เพื่อแยก DC กับ AC

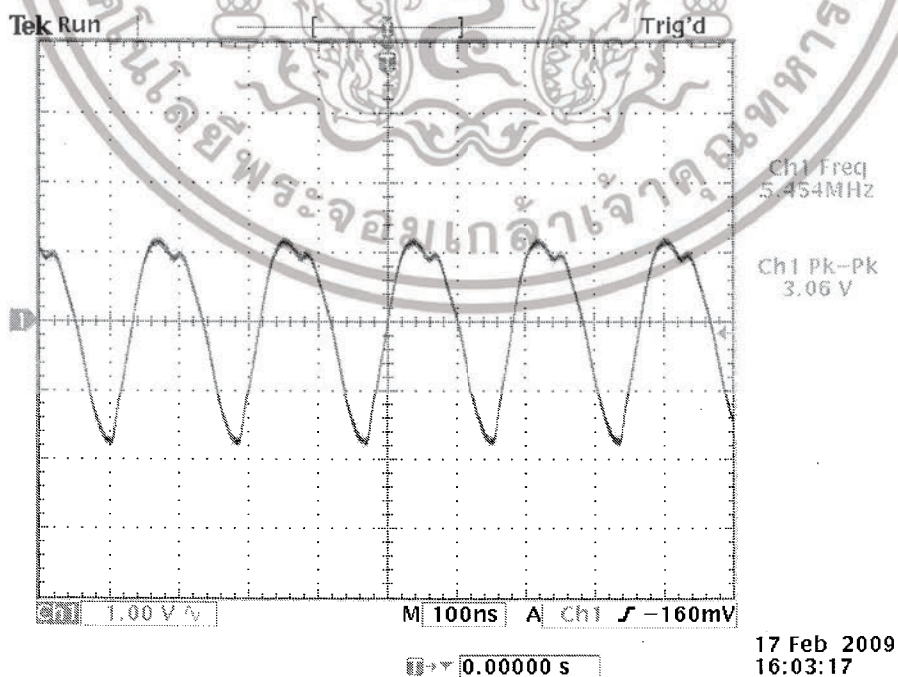
เมื่อสัญญาณที่ส่งมาถึงเครื่องรับก็จะมีหม้อแปลงแบบเดียวกับภาคส่ง สัญญาณที่ภาครับมาได้ จะต้องมีความถี่คลื่นพาห้อยู่ในช่วง 5.075 MHz ถึง 5.425 MHz โดยสัญญาณที่รับมานี้จะถูกนำมา มิกกับ VCO ในส่วนของภาครับ จะได้ความถี่ IF ที่ 10.7 MHz และนำความถี่นี้ไปมิกอีกครั้งหนึ่ง กับ OSC ที่ความถี่ 10.240 Mhz จะทำให้ได้ความถี่ 455kHz และถูกนำไป Demodulator แบบ FM Quadrature detector

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลการทดลอง



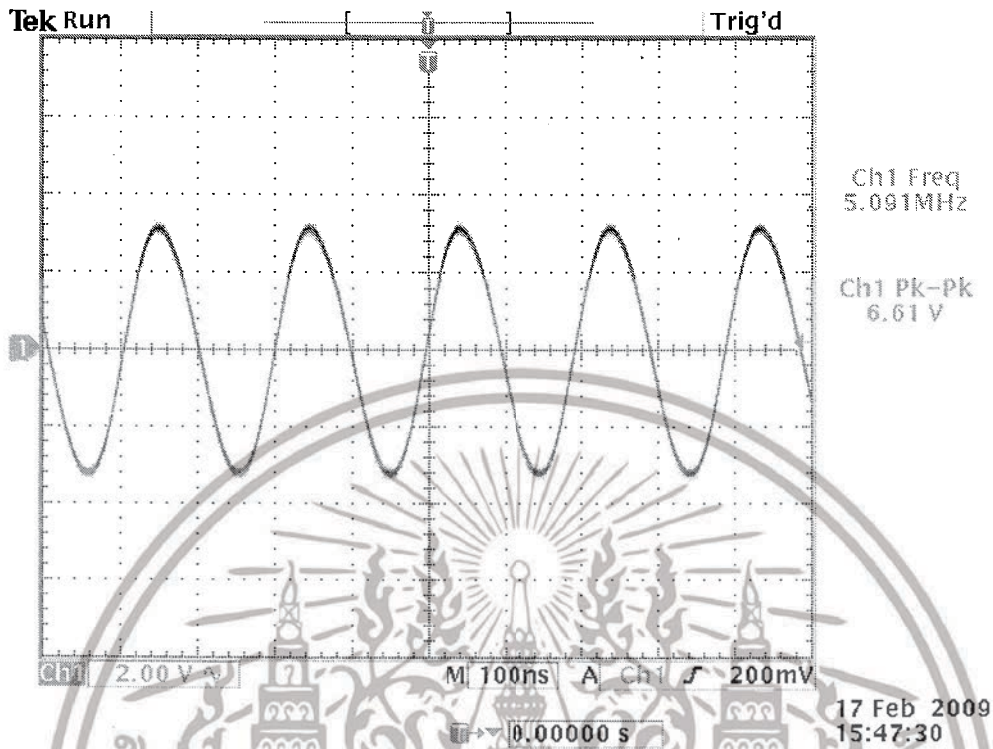
รูปที่ 6.1 รูปคลื่นสัญญาณ VCO ของภาคส่ง



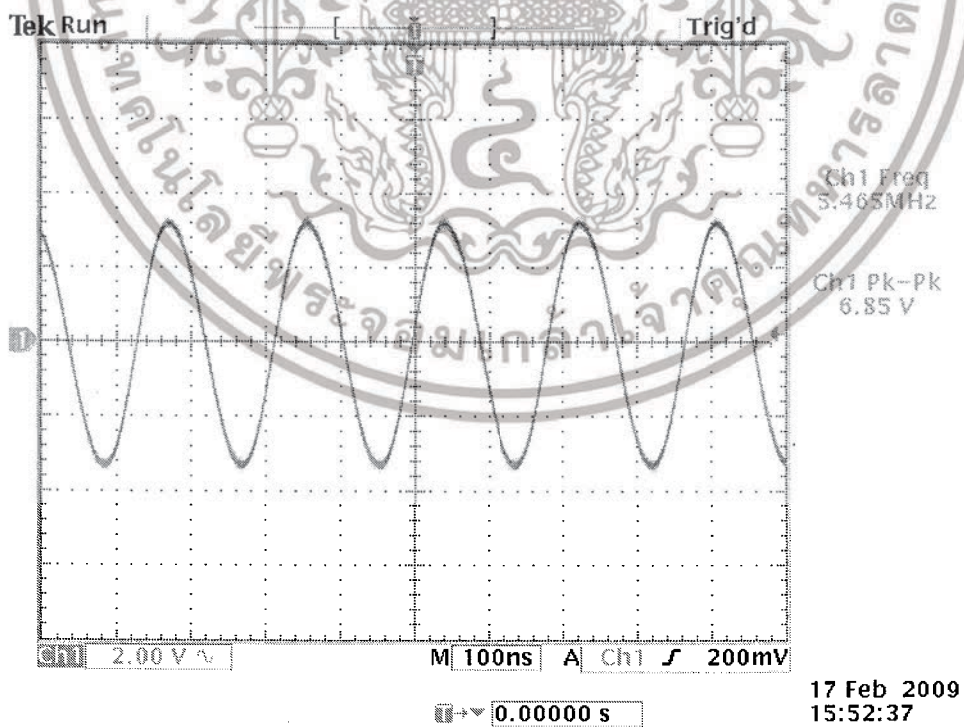
รูปที่ 6.2 รูปคลื่นสัญญาณหลังผ่าน POWER AMP ภาคแรก ของภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

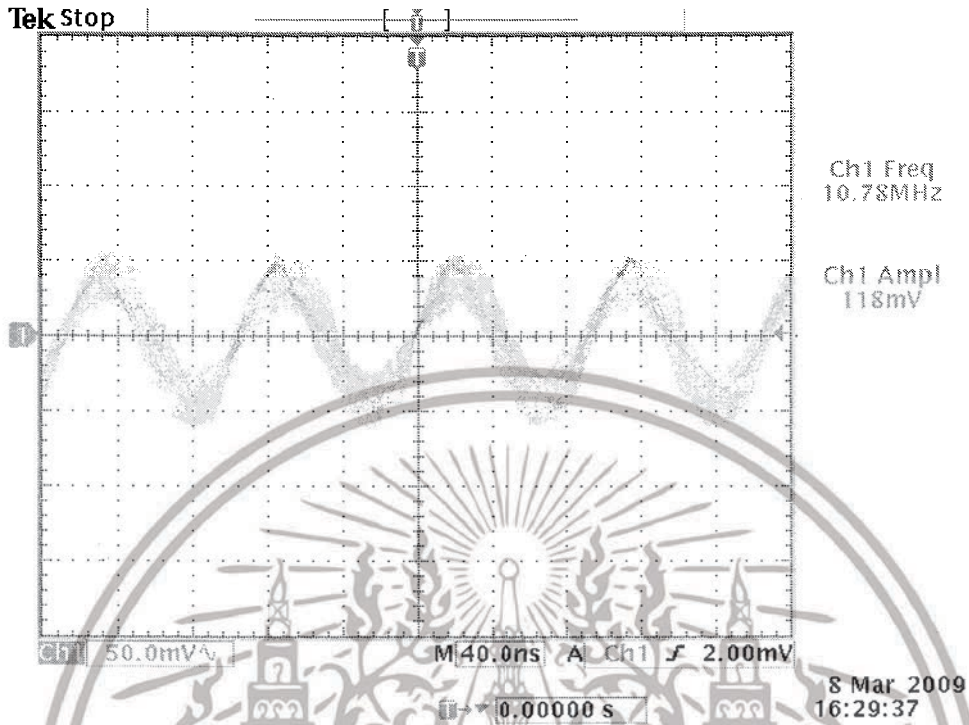


รูปที่ 6.3 รูปคลื่นสัญญาณ ที่ ISOLATOR ของภาคส่ง

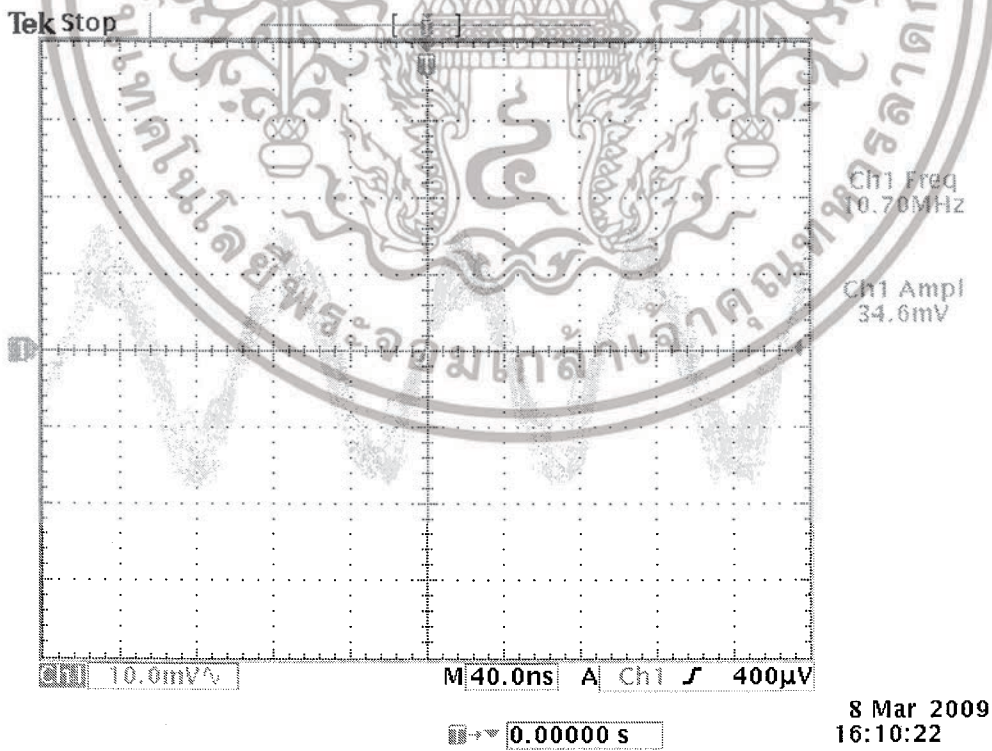


รูปที่ 6.4 รูปคลื่นสัญญาณ ที่ ISOLATOR ของภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

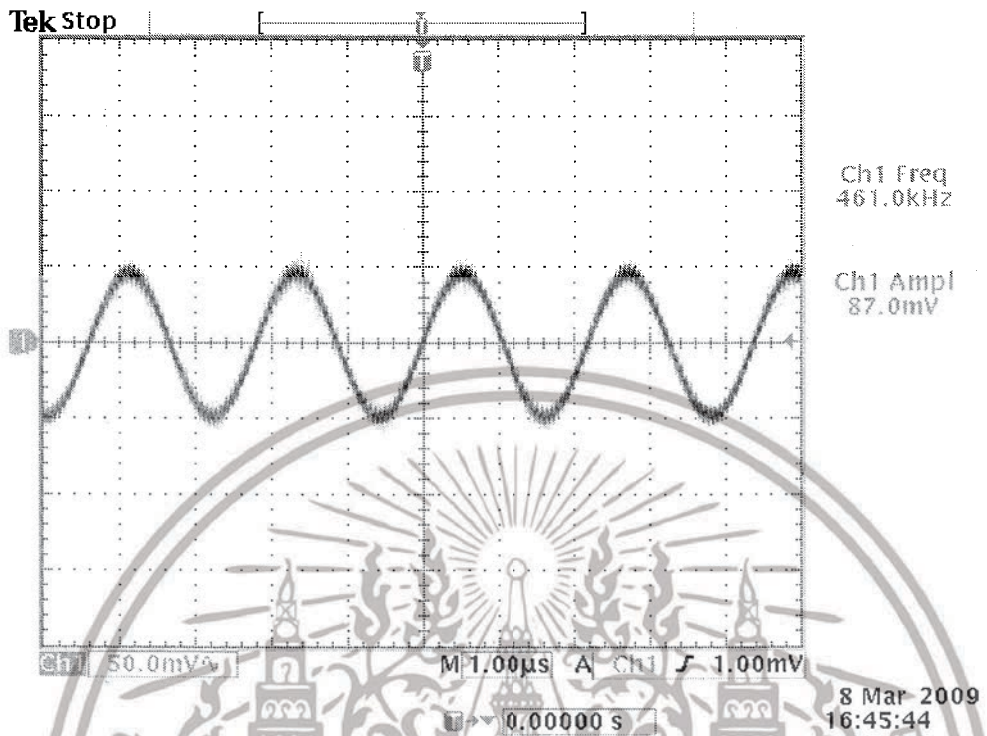


รูปที่ 6.5 รูปคลื่นสัญญาณ ก่อนเข้า IF 1

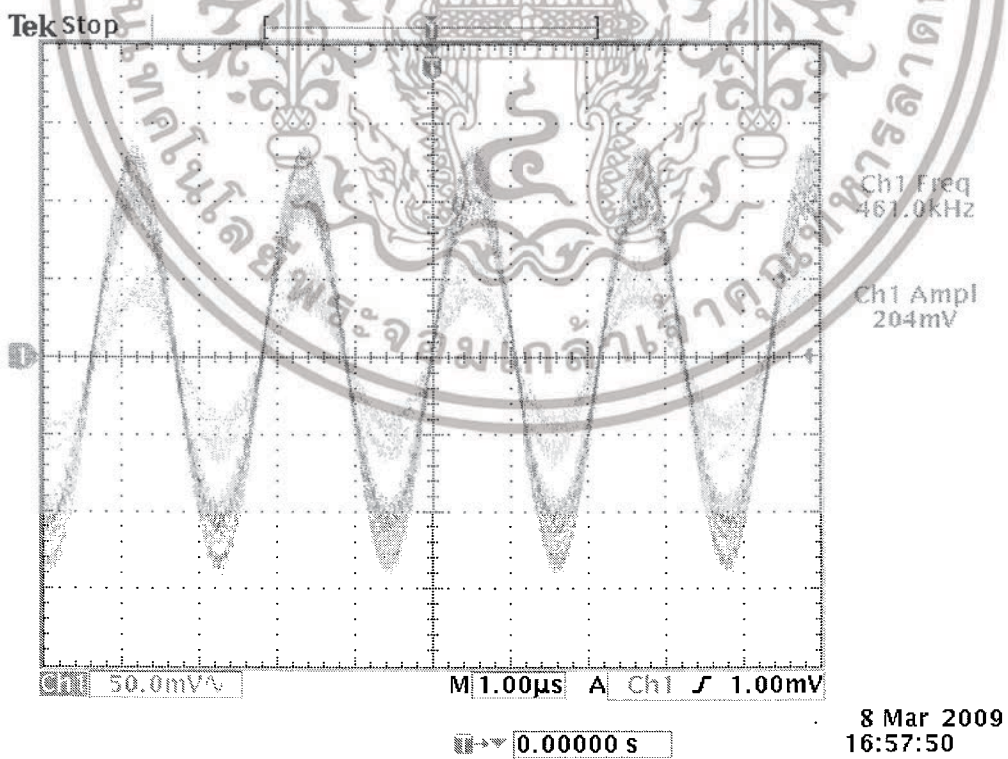


รูปที่ 6.6 รูปคลื่นสัญญาณ หลังผ่าน IF 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.8 รูปคลื่นสัญญาณ ก่อนเข้า IF 2

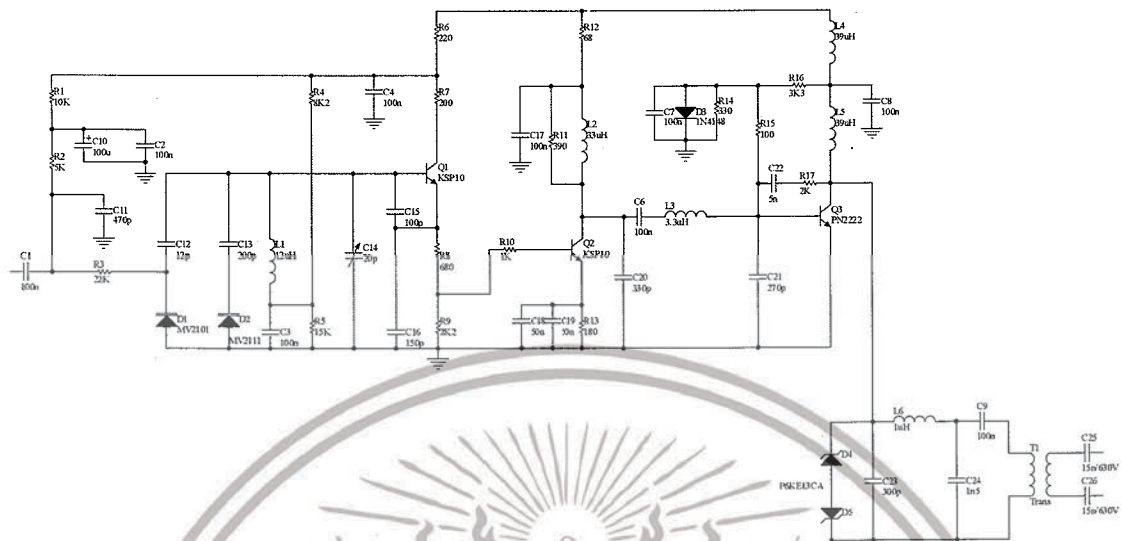


รูปที่ 6.9 รูปคลื่นสัญญาณ หลังผ่าน IF 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.11 เปรียบเทียบสัญญาณ input กับ สัญญาณหลัง Demod แล้วและผ่าน Comparator  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.12 รูปวงจรภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 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<sub>DD</sub> = 2.5 V
  - MC145162-1 — 85 MHz @ 250 mV p-p, V<sub>DD</sub> = 2.5 V
- Three or Four Pins Used for Serial MCU Interface
- Built-In MCU Clock Output with Frequency of Reference Oscillator ÷3/÷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

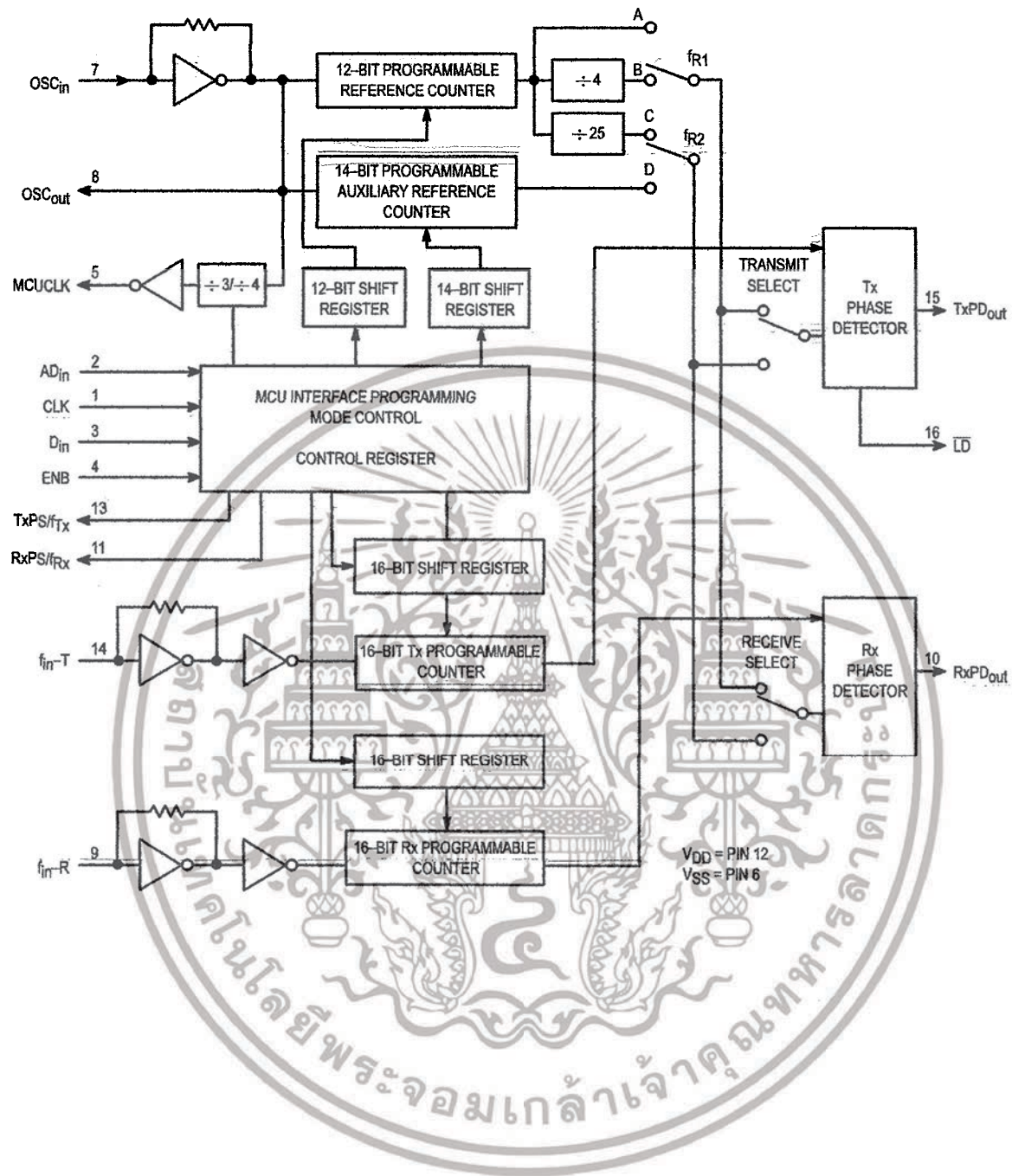
MC145162P	Plastic DIP
MC145162D	SOG Package
MC145162P1	Plastic DIP
MC145162D1	SOG Package

### 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-T</sub>
ENB	4	13	TxPS/Tx
MCUCLK	5	12	V <sub>DD</sub>
V <sub>SS</sub>	6	11	RxPS/Rx
OSC <sub>in</sub>	7	10	RxPD <sub>out</sub>
OSC <sub>out</sub>	8	9	f <sub>in-R</sub>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**BLOCK DIAGRAM**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MAXIMUM RATINGS\*** (Voltages Referenced to VSS)

Symbol	Rating	Value	Unit
VDD	DC Supply Voltage	- 0.5 to + 6.0	V
Vin	Input Voltage, All Inputs	- 0.5 to VDD + 0.5	V
Iin, Iout	DC Current Drain Per Pin	10	mA
IDD, ISS	DC Current Drain VDD or VSS Pins	30	mA
Tstg	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, Vin and Vout should be constrained to the range VSS ≤ (Vin or Vout) ≤ VDD.

Unused pins must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either VSS or VDD). Unused outputs must be left open.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (Voltages Referenced to VSS, TA = 25°C)

Symbol	Characteristic	VDD	Guaranteed Limit		Unit
			Min	Max	
VDD	Power Supply Voltage Range	—	2.5	5.5	V
VOL	Output Voltage (Iout = 0)	0 Level	2.5	0.1	V
		5.5	—	0.1	
VOH	(Vin = VDD or 0)	1 Level	2.5	2.45	—
		5.5	5.45	—	
VIL	Input Voltage (Vout = 0.5 V or VDD - 0.5 V)	0 Level	2.5	0.75	V
		5.5	—	1.65	
VIH		1 Level	2.5	1.75	—
		5.5	3.85	—	
IOH	Output Current (Vout = 2.2 V)	Source	2.5	-0.18	mA
	(Vout = 5.0 V)		5.5	-0.55	
IOL	(Vout = 0.3 V)	Sink	2.5	0.18	—
	(Vout = 0.5 V)		5.5	0.55	
IIL	Input Current (Vin = 0)	OSCin, fin-T, fin-R	2.5	—	μA
			5.5	-30	
		ADin, CLK, Din, ENB	2.5	-1.0	—
			5.5	-1.0	
IIH	(Vin = VDD - 0.5)	OSCin, fin-T, fin-R	2.5	30	—
			5.5	66	
		ADin, CLK, Din, ENB	2.5	5.0	—
			5.5	5.0	
Ioz	Three-State Leakage Current (Vout = 0 V or 5.5 V)	5.5	—	± 100	nA
Cin	Input Capacitance	—	—	8.0	pF
Cout	Output Capacitance	—	—	8.0	pF
IDD(stdby)	Standby Current (All Counters are in Power-Down Mode with Oscillator On)	2.5	—	0.3	mA
		5.5	—	1.5	
IDD	Operating Current				mA
	MC145162: 200 mV p-p input at fin-T and fin-R = 60 MHz	2.5	—	3.0	
	MC145162-1: 250 mV p-p input at fin-T and fin-R = 85 MHz with OSC = 10.24 MHz	5.5	—	10	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Symbol	Characteristic	Figure No.	VDD	Guaranteed Limit		Unit	
				Min	Max		
$t_{\text{TLH}}$	Output Rise Time	1	2.5 5.5	— —	200 100	ns	
$t_{\text{THL}}$	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> $f_{\text{in-R}}, f_{\text{in-T}}$ $f_{\text{in-R}}, f_{\text{in-T}}$		2.5–5.5 2.5–5.5 2.5–5.5	— — —	16 60 85	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
$t_h$	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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### SWITCHING WAVEFORMS



Figure 1.

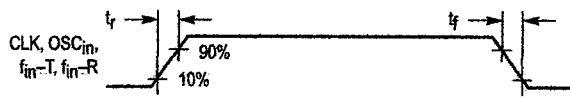


Figure 2.

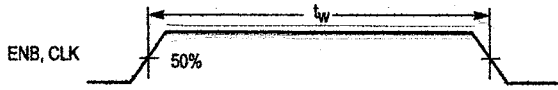


Figure 3.

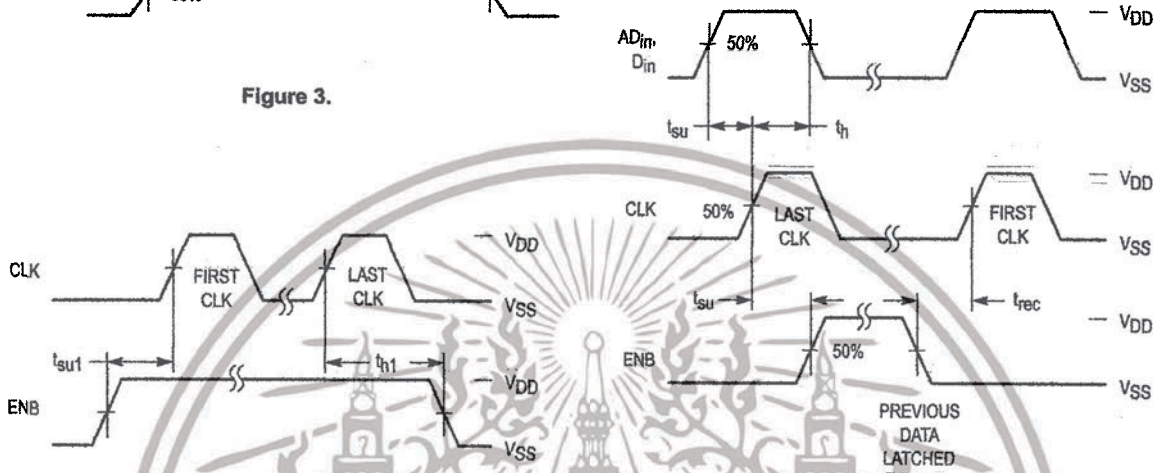


Figure 4. ENB High During Serial Transfer

Figure 5. ENB Low During Serial Transfer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 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, 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.

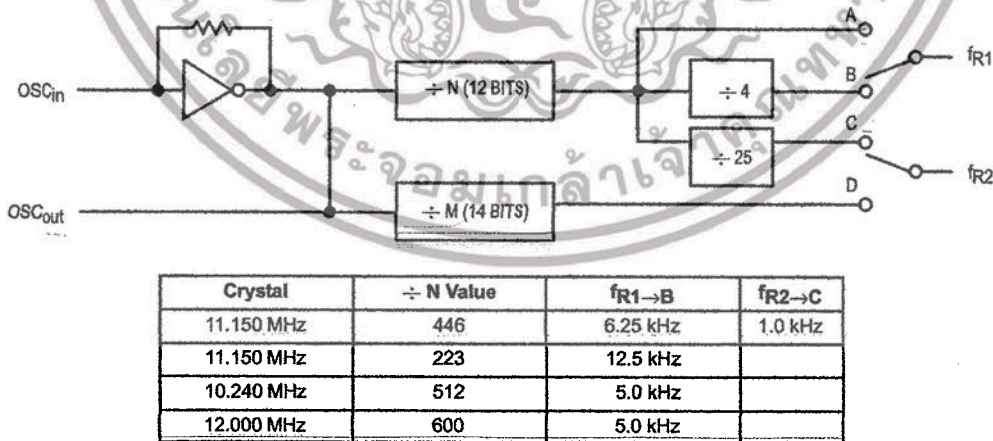
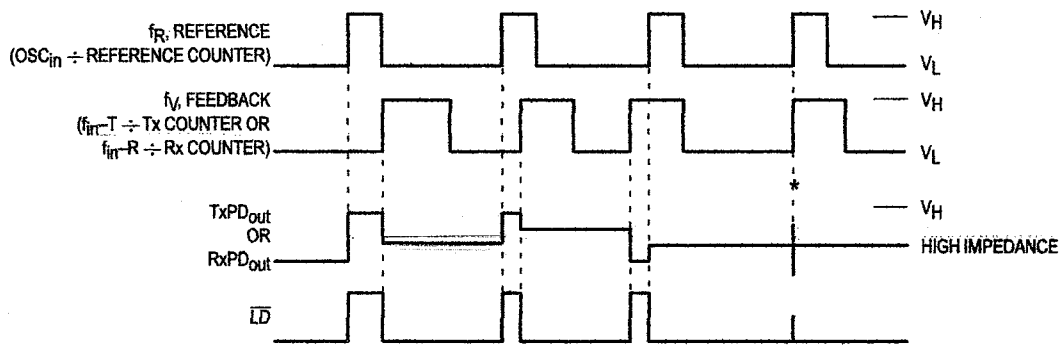


Figure 6. Reference Frequencies for Cordless Phone Applications of Various Countries



$V_H$  = 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).

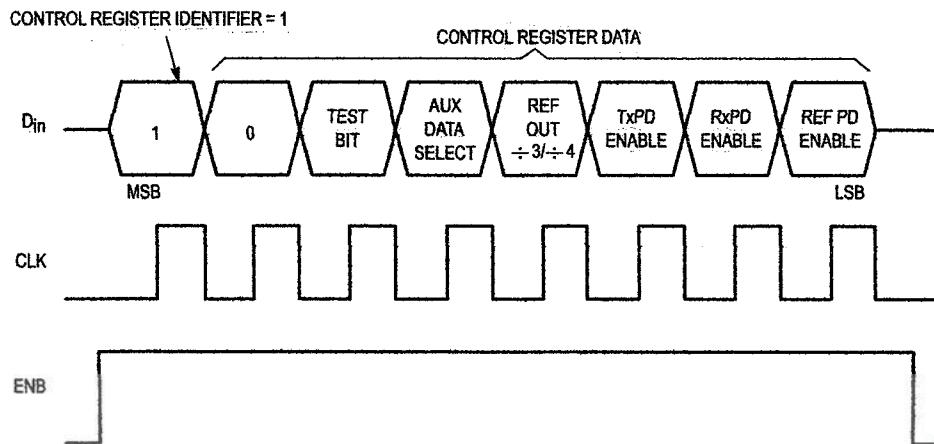
For the three-pin interfacing scheme, the auxiliary data select bit is set to 0. All 32 bits of data, which define both the 16-bit transmit counter and the 16-bit receive counter, latch into the PLL internal register through the data in pins at the leading edge of CLK. See Figures 12 and 13.

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/T <sub>x</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/R <sub>x</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

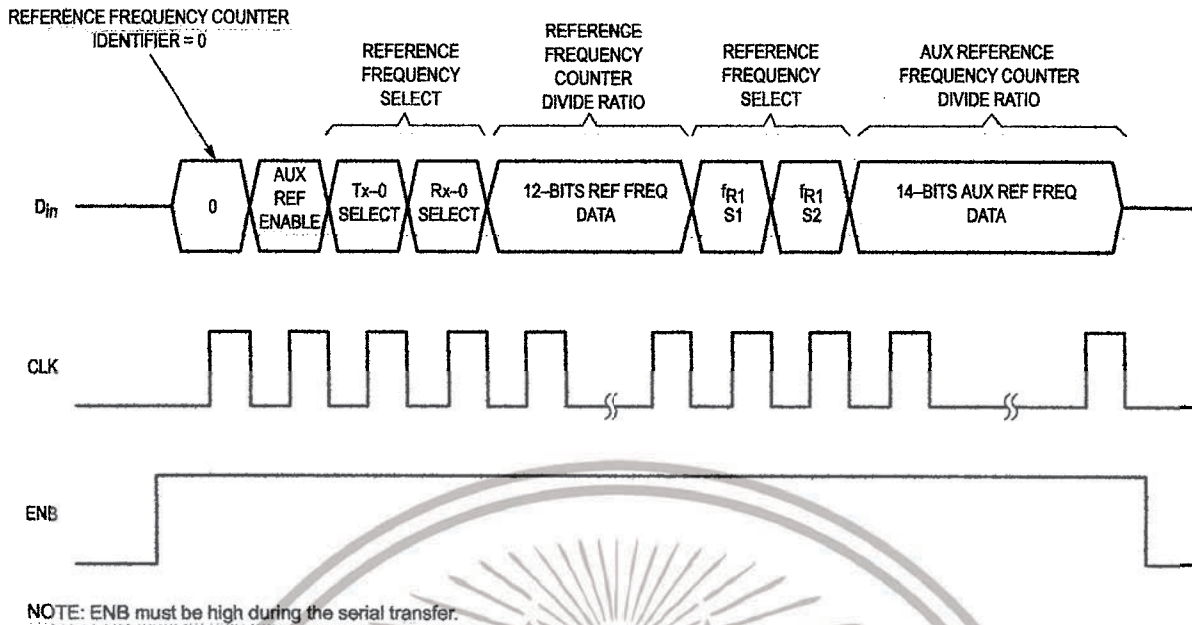


Figure 9. Programming Format of the Auxiliary/Reference Frequency Counters

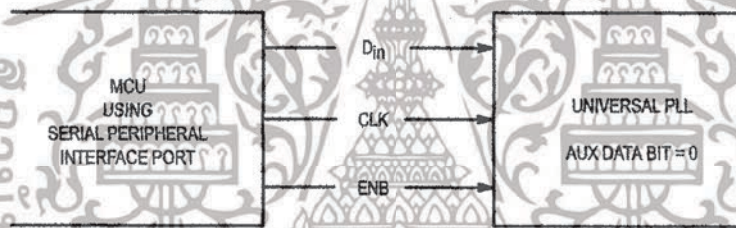


Figure 10. MCU Interface Using SPI

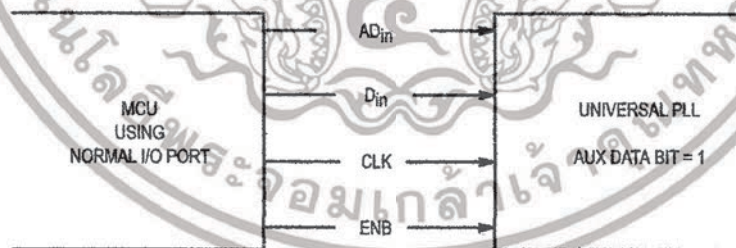
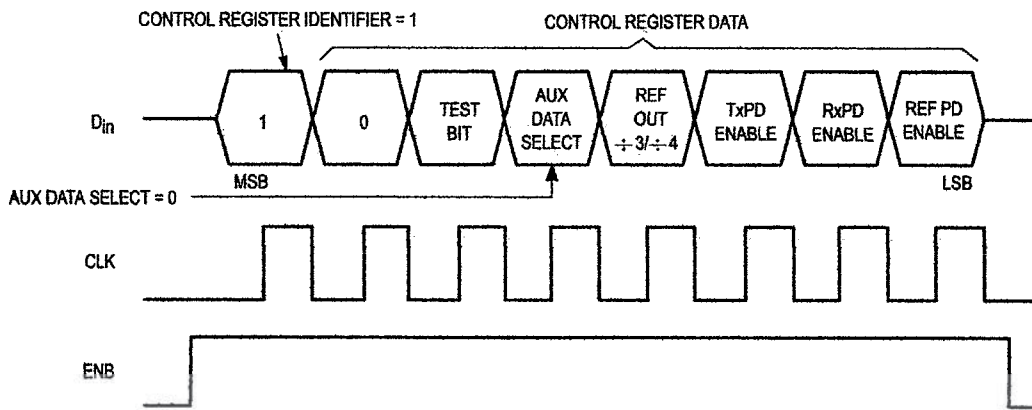
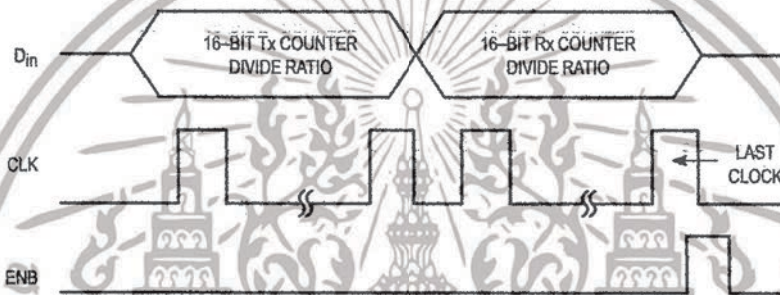


Figure 11. MCU Interface Using Normal I/O Ports with Both  $D_{in}$  and  $AD_{in}$  for Faster Programming Time



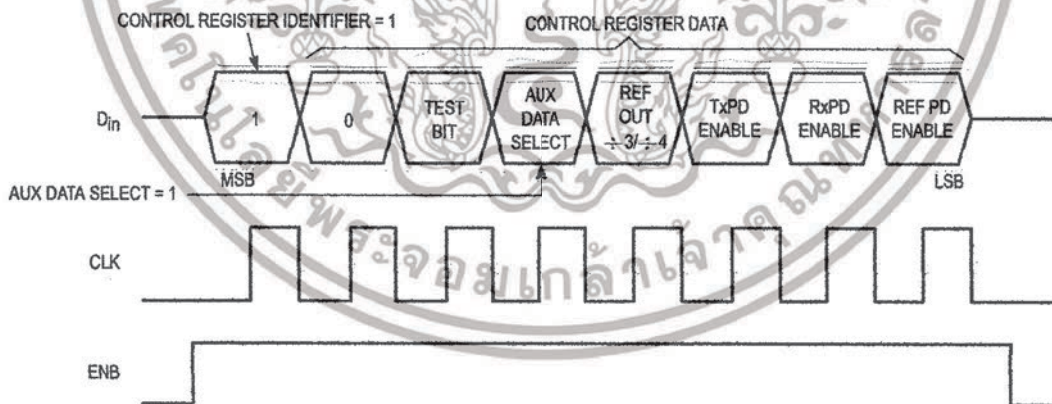
NOTE: ENB must be high during the serial transfer.

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



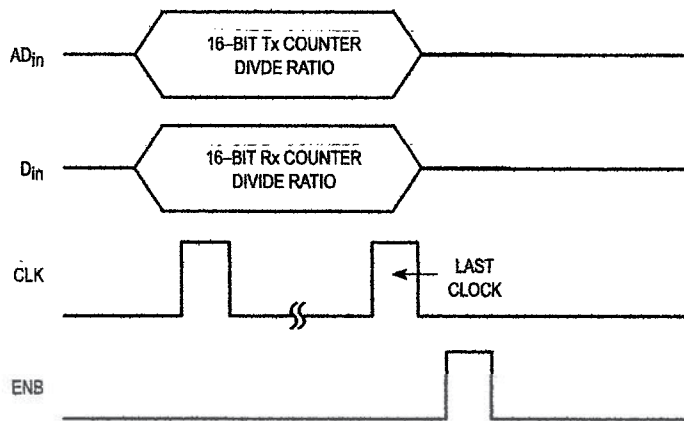
NOTE: ENB must be low during the serial transfer.

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 ÷ 4 and ÷ 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 ÷ 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 program 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.

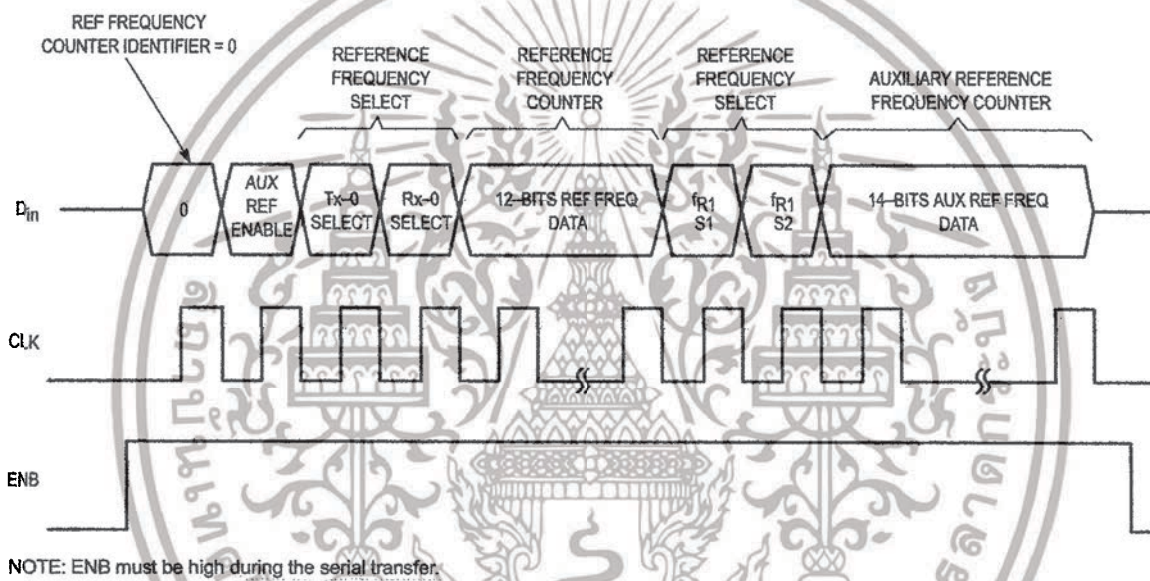
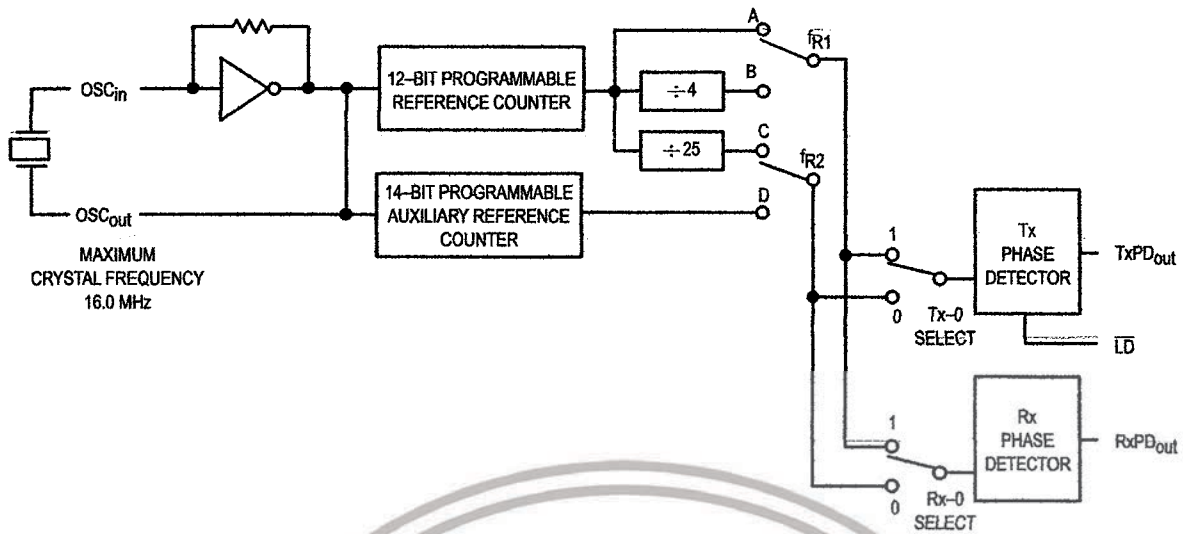


Figure 16. Reference Frequency Counter/Selection Programming Mode

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	fR1 S1	fR1 S2	fR1 Routing
0	14-Bit Auxiliary Reference Frequency Counter Disable	fR2 → C	0	0	N/A
			0	1	fR1 → A
			1	0	fR1 → B
			1	1	N/A
1	14-Bit Auxiliary Reference Frequency Counter Enable	fR2 → D	0	0	N/A
			0	1	fR1 → A
			1	0	fR1 → B
			1	1	fR1 → 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/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.

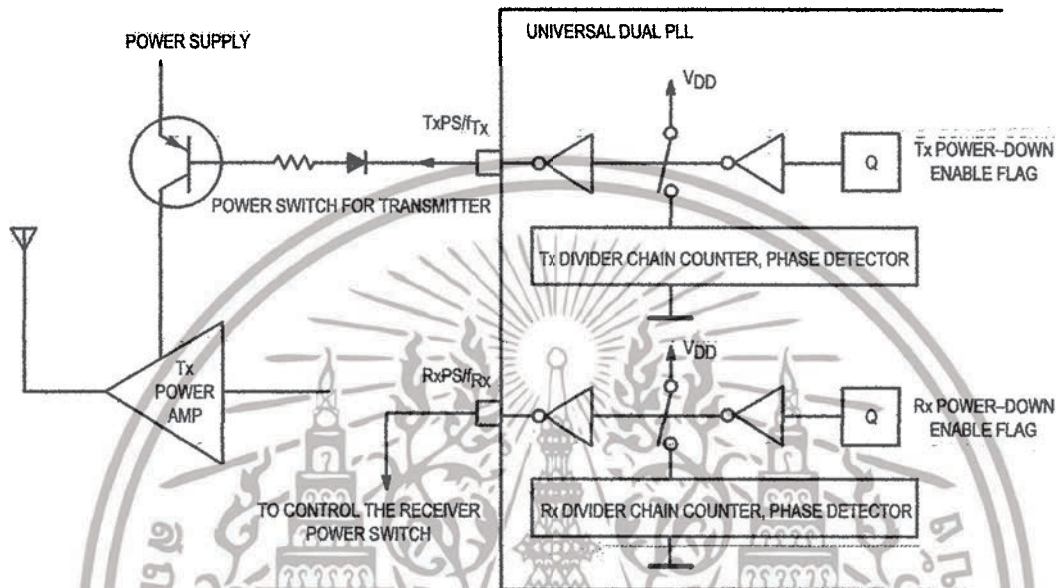


Figure 17. TxPS/fTx and RxPS/fRx Outputs to Control Power Switches of the Transmitter and the Receiver

### 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).

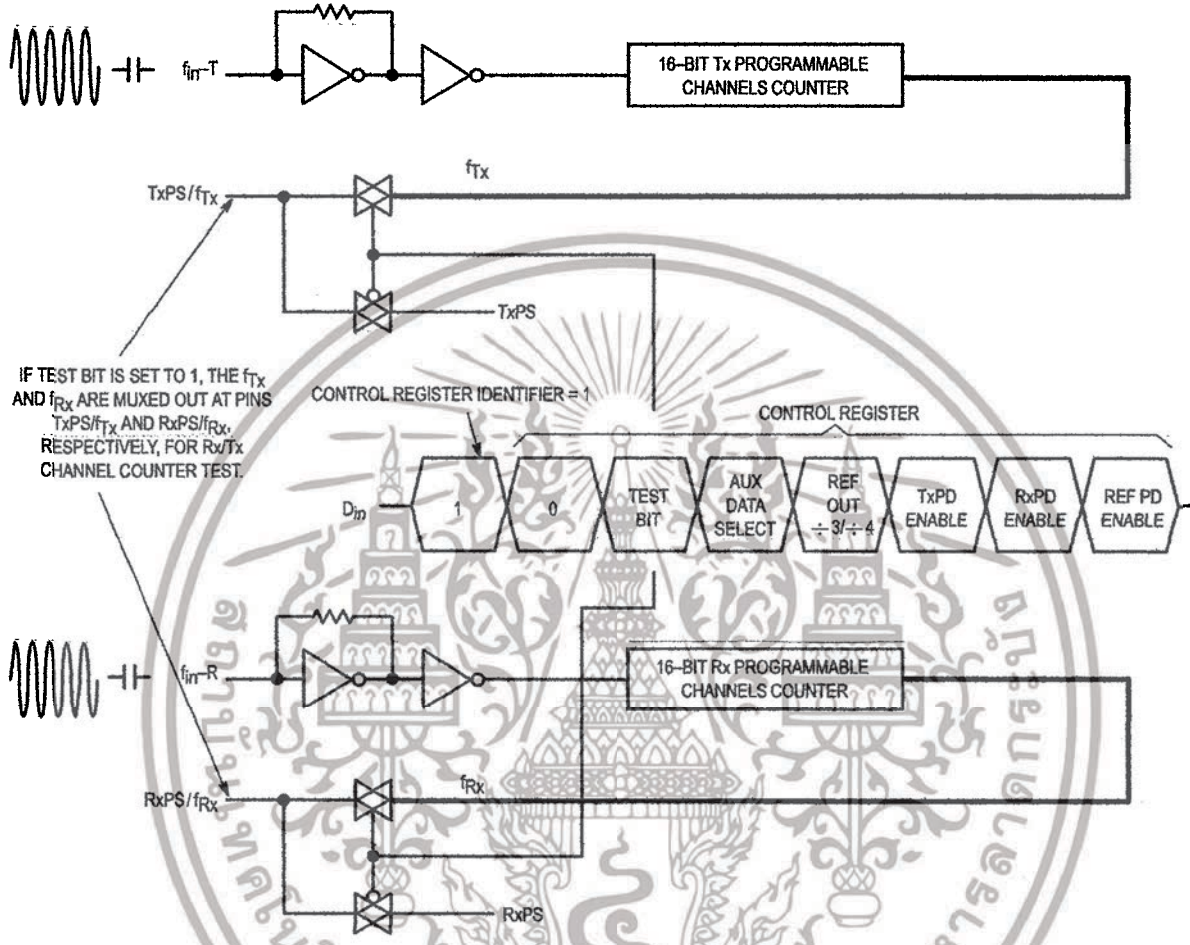


Figure 18. RF Buffer Sensitivity

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**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

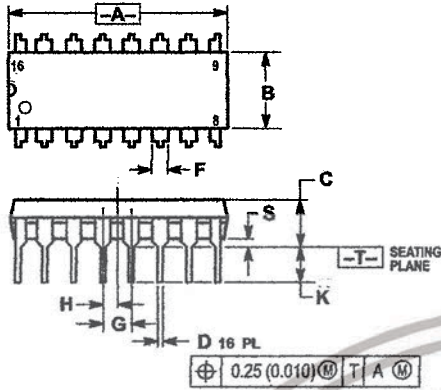
**Table 22. China CT-1 Handset Frequency**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## PACKAGE DIMENSIONS

### P SUFFIX PLASTIC DIP CASE 648-08

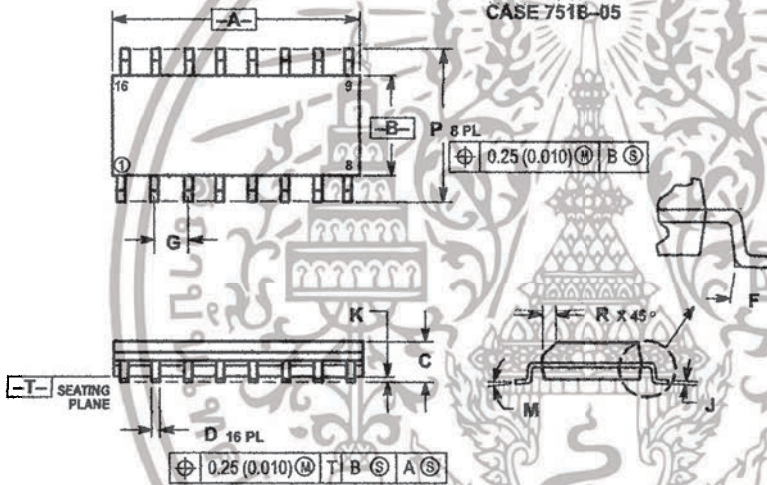


NOTES:

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	0.285	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

### D SUFFIX SDG 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	9.60	10.00	0.380	0.393
B	3.60	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 (M) 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 1-800-244-6609  
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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# MC3361C

## Low Power Narrowband FM IF

The MC3361C includes an Oscillator, Mixer, Limiting Amplifier, Quadrature Discriminator, Active Filter, Squelch, Scan Control and Mute Switch. This device is designed for use in FM dual conversion communications equipment.

- Operates from 2.0 to 8.0 V Supply
- Low Drain Current 2.8 mA Typical @  $V_{CC} = 4.0$  Vdc
- Excellent Sensitivity: Input Limiting Voltage –  
– 3.0 dB = 2.6  $\mu$ V Typical
- Low Number of External Parts Required
- Operating Frequency Up to 60 MHz
- Full ESD Protection

### LOW POWER NARROWBAND FM IF

SEMICONDUCTOR  
TECHNICAL DATA



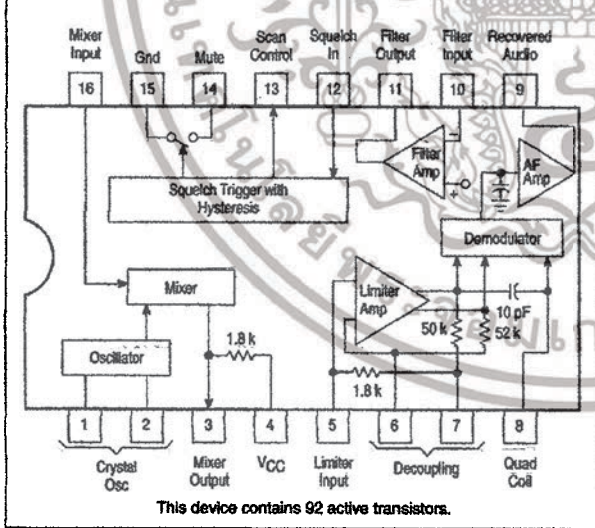
P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 648



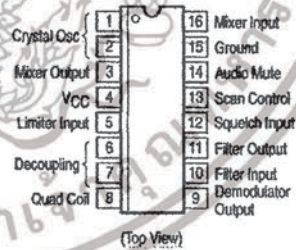
D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751B  
(SO-16)

8

Representative Block Diagram



PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC3361CD	$T_A = -30$ to $+70^\circ\text{C}$	SO-16
MC3361CP		Plastic DIP

6367253 0098007 T84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MC3361C

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

Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	4	V <sub>CC(max)</sub>	10	Vdc
Operating Supply Voltage Range	4	V <sub>CC</sub>	2.0 to 8.0	Vdc
Detector Input Voltage	8	-	1.0	Vp-p
Input Voltage (V <sub>CC</sub> ≥ 4.0 V)	16	V <sub>16</sub>	1.0	V <sub>RMS</sub>
Mute Function	14	V <sub>14</sub>	-0.5 to +5.0	V <sub>pk</sub>
Junction Temperature	-	T <sub>J</sub>	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	-	T <sub>A</sub>	-30 to +70	°C
Storage Temperature Range	-	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 4.0 Vdc, f<sub>0</sub> = 10.7 MHz, Δf = ± 3.0 kHz, f<sub>mod</sub> = 1.0 kHz, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise noted.)

Characteristic	Pin	Min	Typ	Max	Unit	
Drain Current (No Signal)	4	Squelch "Off"	2.0	2.8	3.5	mA
		Squelch "On"	3.7	5.2	6.8	
Recovered Audio Output Voltage (V <sub>in</sub> = 10 mVrms)	9	130	170	210	mVrms	
Input Limiting Voltage (-3.0 dB Limiting)	16	-	2.8	6.0	μV	
Total Harmonic Distortion	9	-	0.86	-	%	
Recovered Output Voltage (No Input Signal)	9	60	180	360	mVrms	
Drop Voltage AF Gain Loss	9	-3.0	-0.6	-	dB	
Detector Output Impedance	-	-	450	-	Ω	
Filter Gain (10 kHz) (V <sub>in</sub> = 0.3 mVrms)	-	40	50	-	dB	
Filter Output Voltage	11	0.5	0.7	0.9	Vdc	
Mute Function Low	14	-	30	60	Ω	
Mute Function High	14	1.0	11	-	MΩ	
Scan Function Low (Mute "Off") (V <sub>12</sub> = 1.0 Vdc)	13	-	0	0.4	Vdc	
Scan Function High (Mute "On") (V <sub>12</sub> = Gnd)	13	3.0	3.9	-	Vdc	
Trigger Hysteresis	-	-	45	100	mV	
Mixer Conversion Gain	3	-	26	-	dB	
Mixer Input Resistance	16	-	3.3	-	kΩ	
Mixer Input Capacitance	16	-	9.0	-	pF	

8

6367253 0098008 910

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC3361C

Figure 1. Test Circuit

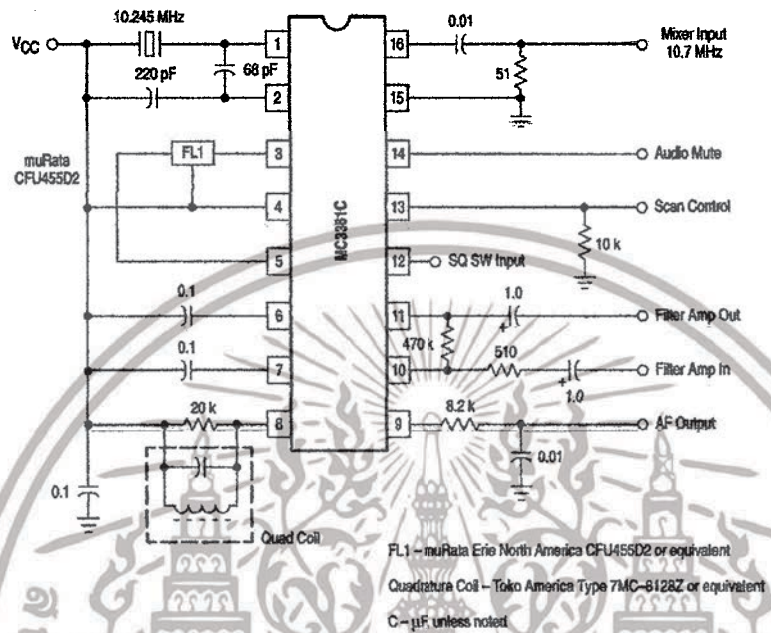


Figure 2. Audio Output, Distortion versus Supply Voltage

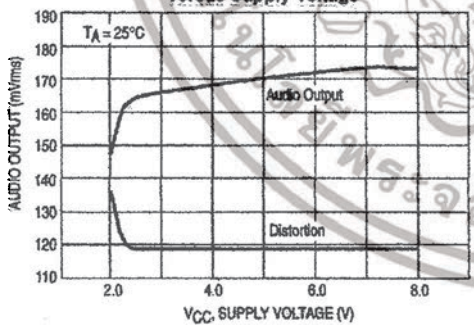
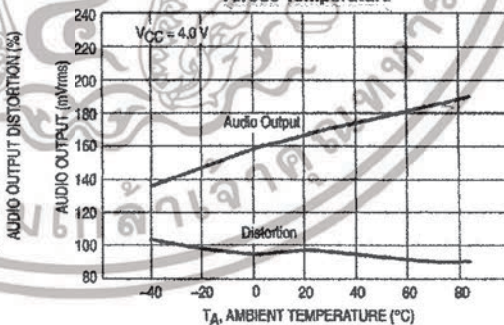


Figure 3. Audio Output, Distortion versus Temperature

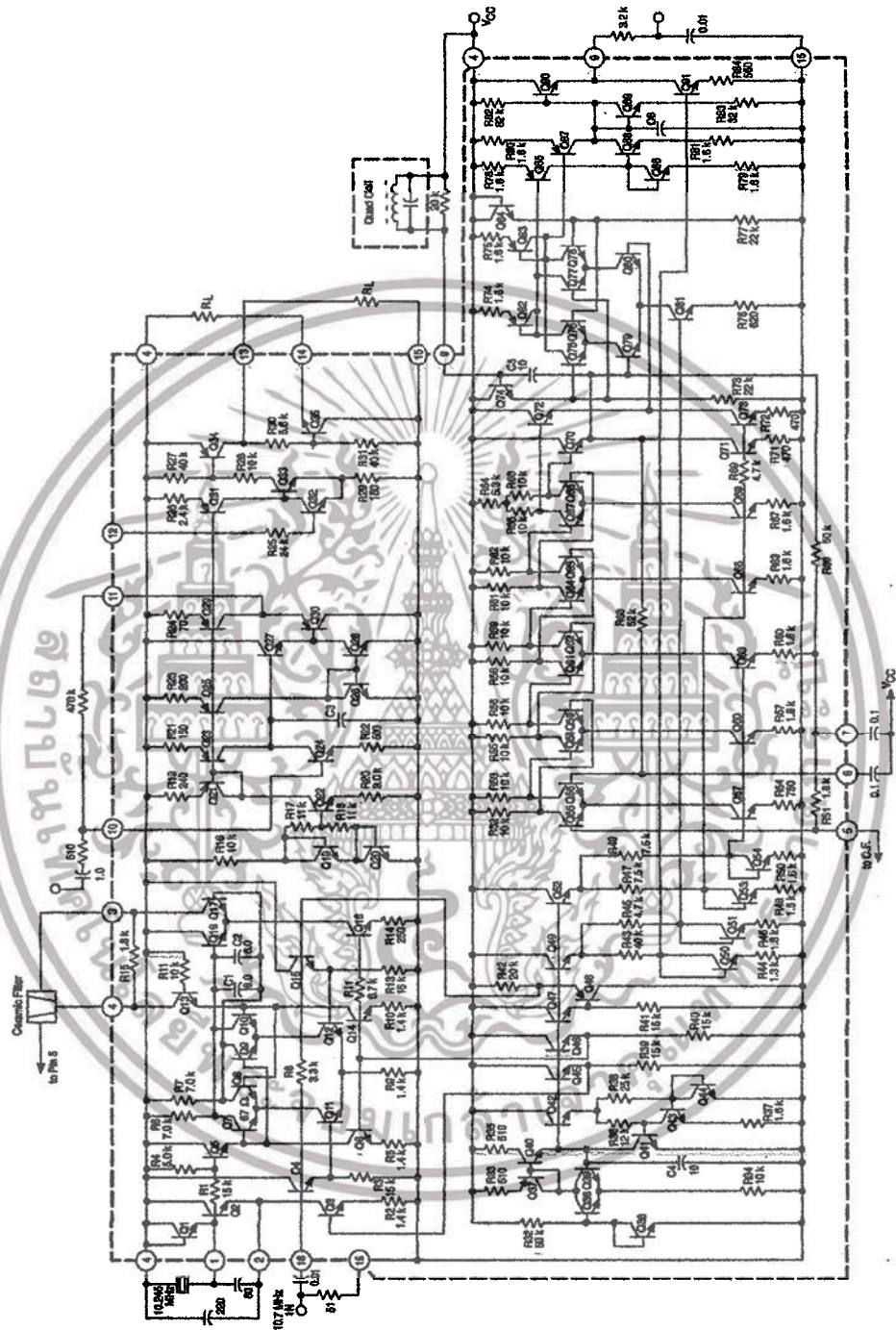


6367253 009&009 857

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3361C

Figure 4. Low Voltage Low Power Narrowband FM IF



6367253 0098010 579

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3361C

Figure 5. Input Limiting Voltage

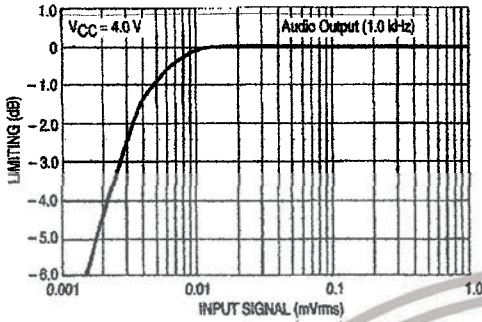


Figure 6. Overall Gain, Noise and AM Rejection

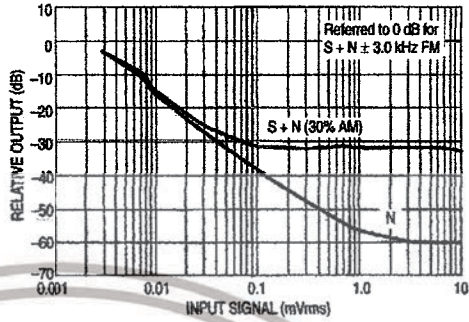


Figure 7. Filter Amp Response

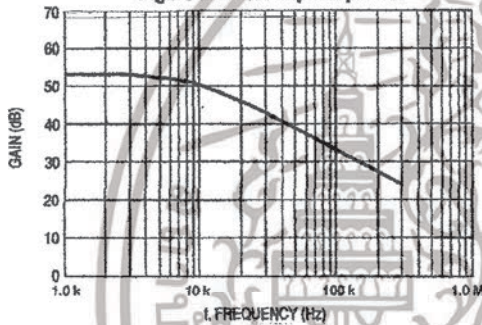


Figure 8. Filter Amp Gain

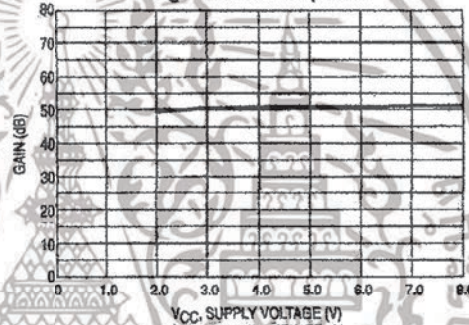
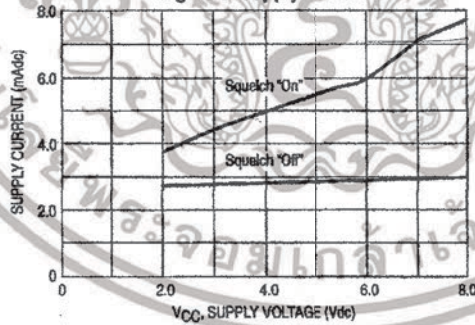


Figure 9. Supply Current



8

6367253 009&011 405

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**SANYO****LA1185****FM Front-end for Radio-cassette Recorder, Home Stereo Applications****Overview**

The LA1185 is an FM receiver front-end IC for radio-cassette recorder, music center applications. Its mixer is of double-balanced type. The built-in oscillator and buffer amplifier improves the strong input characteristic.

**Use**

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

**Functions and Features**

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

**Specifications****Maximum Ratings at Ta = 25°C**

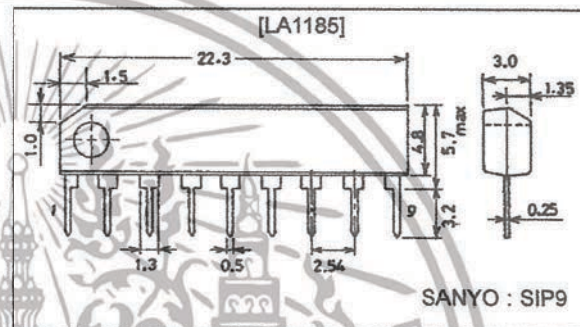
Parameter	Symbol	Conditions	Ratings	Unit
Maximum supply voltage	V <sub>CC</sub> max		8	V
Maximum pin voltage	V <sub>3-5</sub>		12	V
	V <sub>6-5</sub>		V <sub>CC</sub> + 0.8	V
Allowable power dissipation	P <sub>d</sub> max	T <sub>a</sub> ≤ 80°C	150	mW
Operating temperature	T <sub>opr</sub>		? 0 to +80	°C
Storage temperature	T <sub>stg</sub>		? 0 to +125	°C

**Operating Conditions at Ta = 25°C**

Parameter	Symbol	Conditions	Ratings	Unit
Recommended supply voltage	V <sub>CC</sub>		4.5	V
Operating voltage range	V <sub>CCop</sub>		1.5 to 8.0	V

**Package Dimensions**

unit : mm

**3017C-SIP9****SANYO Electric Co., Ltd. Semiconductor Business Headquarters**

TOKYO OFFICE Tokyo Bldg. 1-10-1 Chomei Bldg. Taisho-ku, TOKYO, 119 JAPAN

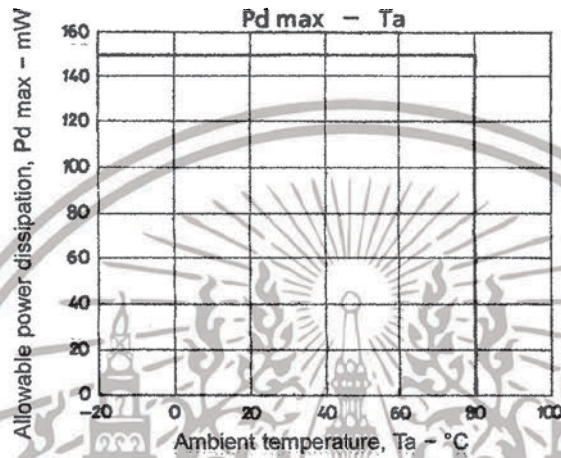
810961A(II)/0067K1/N214MW/4124K1/9283K1, TS No.1521-1/5

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

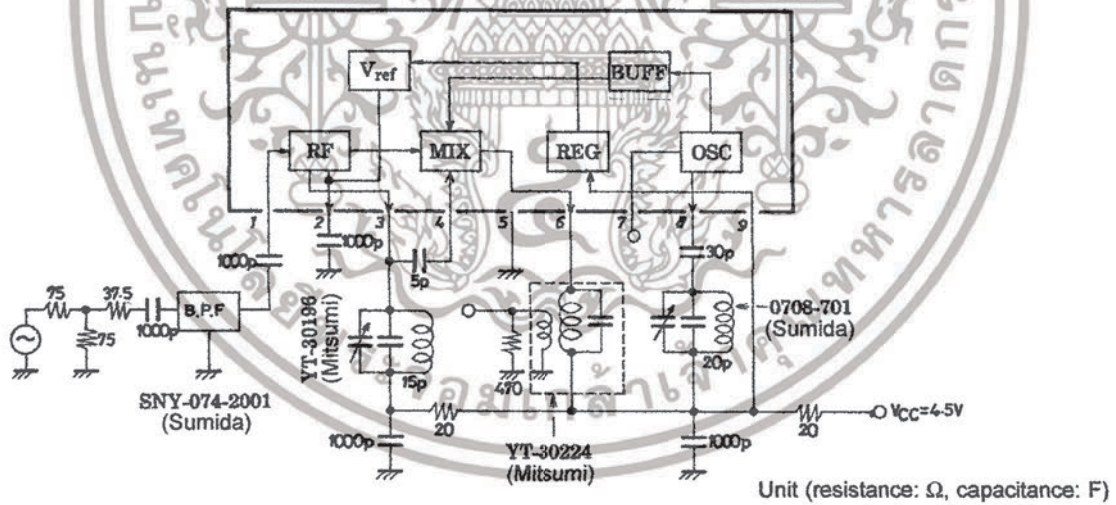
## LA1185

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

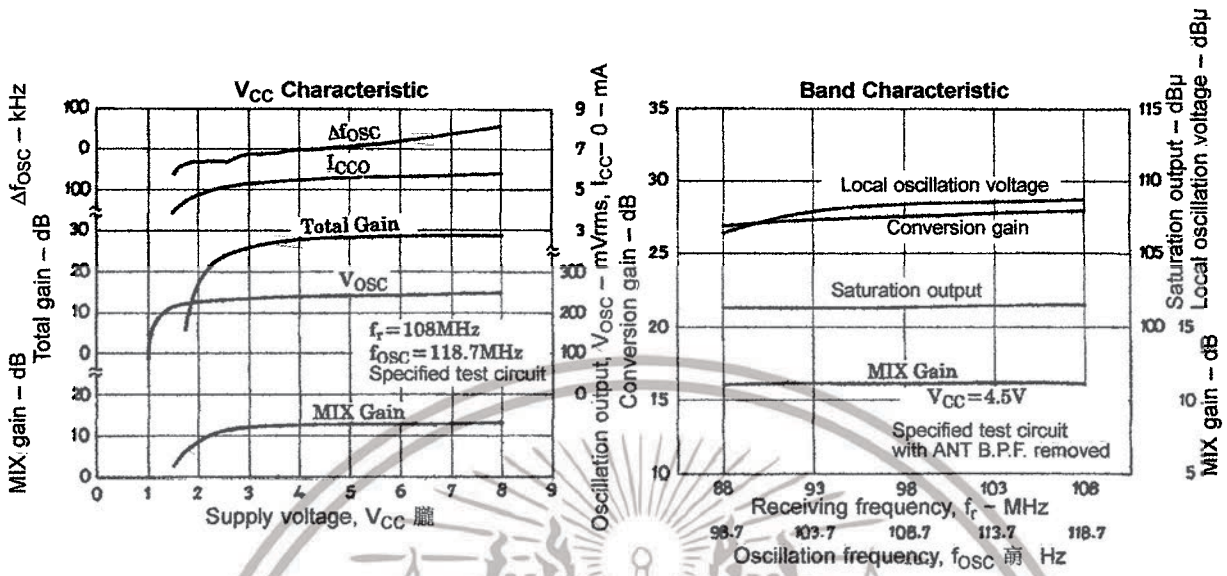
Parameter	Symbol	Conditions	min	typ	max	Unit
Current dissipation	$I_{CC}$	Quiescent		5.5	8.0	mA
Output saturation voltage	$V_o$	100 dB?	5	115	135	mVrms
Local oscillation voltage	$V_{OSC}$	$V_{CC} = 2\text{ V}$	190	235		mVrms
Oscillation stop voltage	$V_{stop}$			1.4	1.6	V



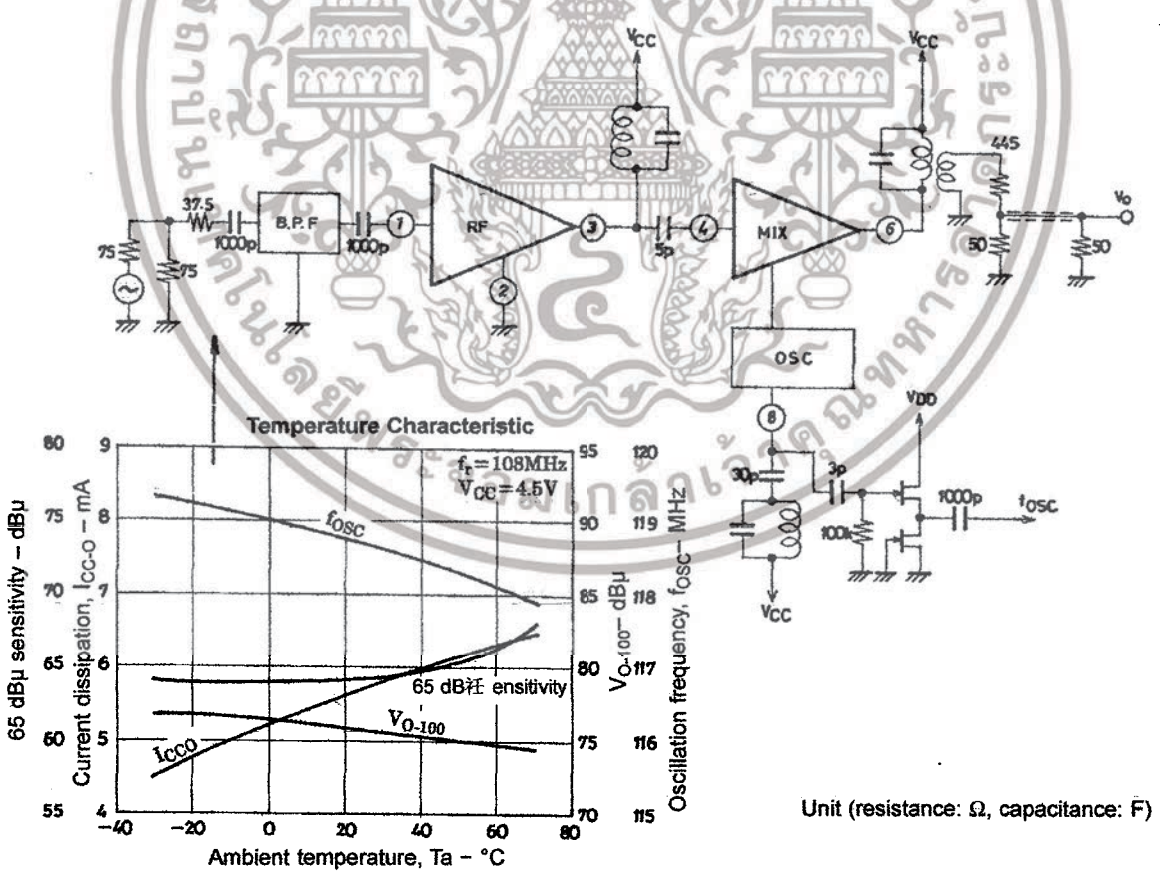
### Test Circuit and Equivalent Circuit Block Diagram



# LA1185



## Temperature Characteristic Test Circuit

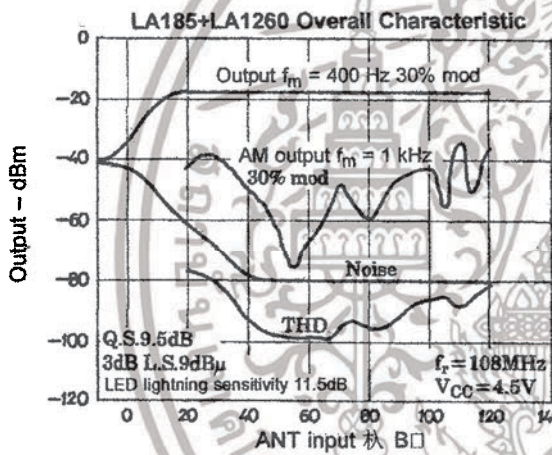
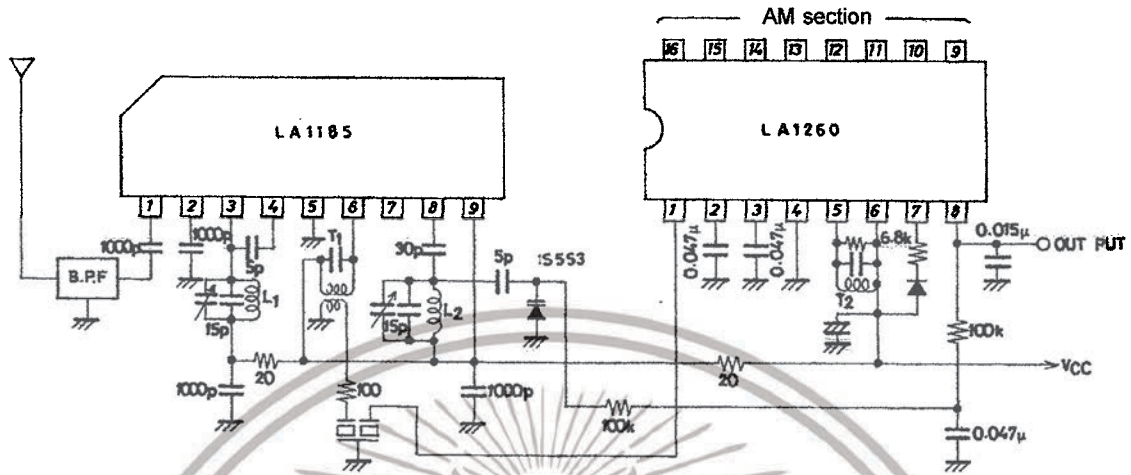


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ในประโยชน์ทางการค้า No.1521-3/5

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

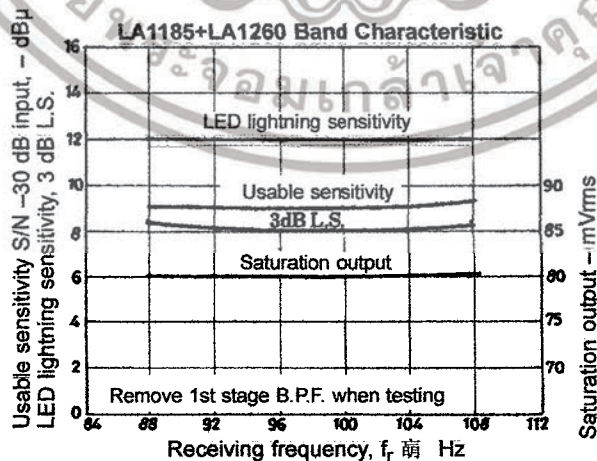
# LA1185

## Sample Application Circuit: LA1185 + LA1260 US band



Unit (resistance:  $\Omega$ , capacitance: F)

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

No.1521-4/5

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



■ No products described or contained herein are intended for use in surgical implants, life-support systems, aerospace equipment, nuclear power control systems, vehicles, disaster/crime-prevention equipment and the like, the failure of which may directly or indirectly cause injury, death or property loss.

■ Anyone purchasing any products described or contained herein for an above-mentioned use shall:

- ① Accept full responsibility and indemnify and defend SANYO ELECTRIC CO., LTD., its affiliates, subsidiaries and distributors and all their officers and employees, jointly and severally, against any and all claims and litigation and all damages, cost and expenses associated with such use:
- ② Not impose any responsibility for any fault or negligence which may be cited in any such claim or litigation on SANYO ELECTRIC CO., LTD., its affiliates, subsidiaries and distributors or any of their officers and employees jointly or severally.

■ Information (including circuit diagrams and circuit parameters) herein is for example only; it is not guaranteed for volume production. SANYO believes information herein is accurate and reliable, but no guarantees are made or implied regarding its use or any infringements of intellectual property rights or other rights of third parties.

This catalog provides information as of August, 1996. Specifications and information herein are subject to change without notice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้วยวิธีการ  
No.1521-5/5  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือจากบุคคลหลายท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ผศ.ประภากร สุวรรณะ และ รศ.ขนิษฐา แซ่ตั้ง ที่คอยให้คำปรึกษาและดูแลอย่างใกล้ชิด ตลอดจนเพื่อนร่วมกลุ่มและเพื่อนๆทุกคนที่เสียสละเวลาและคอยช่วยเหลือในด้านต่างๆ จนโครงการนี้ได้สำเร็จและสมบูรณ์ได้

จึงขอขอบคุณมา ณ ที่นี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บรรณานุกรม

1. ผศ.ประภากร สุวรรณะ, “High Frequency Communication”, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
2. ลัญฉกร วุฒิสัทติกุลกิจ, “หลักการไฟฟ้าสื่อสาร”, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
3. <http://www.kmitl.ac.th/~ktapinun/teaching/file/book10.pdf>
4. <http://www.thaimicrotron.com/X10/X10LAB/X10Lab1.htm>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้