

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

วิทยุรับ-ส่ง สำหรับล่ามแปลภาษา  
FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR



โดย  
นาย กิตติการย์ เสาว์คง  
นาย วิฑูรย์ จันทนะสาน  
นาย ศิโรตม์ บุญเชิดชู

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... **62405**  
วัน,เดือน,ปี..... **17 ส.ค. 2549**

b..... **1162310x**  
i.....

รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิทยุรับ-ส่ง สำหรับล่ามแปลภาษา  
FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR



รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2548

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วิทยุรับ-ส่งสำหรับล่ามแปลภาษา

ผู้จัดทำ

นาย กิตติการย์ เสาว์คง รหัส 46015169

นาย วิฑูรย์ จันทนะสถาน รหัส 46015195

นาย ศิโรตม์ บุญเชิดชู รหัส 46015197



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วิทยุรับ-ส่งสำหรับล่ามแปลภาษา

นาย กิตติการย์ เสาว์คง รหัส 46015169

นาย วิฑูรย์ จันทนะสาน รหัส 46015195

นาย สิโรตม์ บุญเชิดชู รหัส 46015197

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. ประภากร สุวรรณะ

ปีการศึกษา 2548

### บทคัดย่อ

โครงงานนี้เป็นโครงงานเกี่ยวกับเครื่องรับ-ส่งวิทยุ FM ระบบ Simplex ซึ่งสามารถใช้งานได้ในย่านความถี่ 82.51 – 82.97 MHz โดยที่ใช้ไฟเลี้ยง 3 Volt ซึ่งมีความสามารถรับสัญญาณได้ 7 ช่องสัญญาณ โดยจะมีการปรับปรุงในส่วนของภาครับให้มีภาค Conversion เป็น 3 ภาค เพื่อให้มีความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนให้น้อยลง และจะใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Phase-Lock-Loop) เพื่อควบคุมการรับในแต่ละช่องสัญญาณเพื่อให้มีความเที่ยงตรงในแต่ละช่องสัญญาณยิ่งขึ้น โดยที่สัญญาณจากภาคส่งเมื่อผ่านภาค Conversion แล้วจะทำให้มีสัญญาณทาง output ที่มีความแรง และมีสัญญาณรบกวนที่น้อยลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR

Mr. Kittikarn Saokong ID.46015169

Mr. Witoon Jantanasan ID.46015195

Mr. Sirote Boonchirdchoo ID.46015197

Asst Prof. Prapakorn Suwanna (Advisor)

2<sup>nd</sup> Semester, Education Year 2005

### ABSTRACT

This Project shows about transmitter and receiver in Simplex Frequency Modulation system. In this system, we make a decision to use in 82.51 MHz to 82.97 MHz. This project consists of 2 parts; Transmitter and Receiver, therefore in this time, we make a decision to study in transmitter and improves receiver. In this receiver circuit uses 3 V DC and 5 V DC to be a supply of circuit receiver and transmitter. For the receiver has 7 channels and receiver we improve in conversion part.

We add a conversion circuit to be 3 conversion systems. In this case they can improve interference signal. And we use Phase-Lock-Loop circuit to produce frequencies to control frequency in each signal and frequencies from Crystal Oscillator; Local Oscillator in each Mixer. When the signals from transmitter sent through the Conversion parts these signals will have strong signal and attenuation the interference signals from ambient.

## กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำปริญญานีพนธ์ครั้งนี้ไม่อาจสำเร็จได้หากไม่ได้ อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ ที่คอยช่วยเหลือ และ ให้คำปรึกษาพร้อมทั้งถ่ายทอดประสบการณ์ รวมทั้งแนะนำวิธีการแก้ปัญหาให้เราเป็นอย่างดี จึงขอขอบพระคุณท่านอาจารย์เป็นอย่างสูง

กิตติกรรม..... เสาว์คง.....

(นายกิตติกรรมฯ เสาว์คง)

วิฑูรย์..... จันทร์นงน.....

(นายวิฑูรย์ จันทร์นงน)

ศิริโรจน์..... บุญเชิดชู.....

(นายศิริโรจน์ บุญเชิดชู)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิจกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VII
สารบัญตาราง	XI
<b>บทที่ 1 บทนำ</b>	
1.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องรับวิทยุ	1
1.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องส่งวิทยุ	2
<b>บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น</b>	
2.1 พื้นฐานระบบเครื่องรับส่งวิทยุ	5
2.2 แถบความถี่ของวิทยุระบบเอฟเอ็ม (FM Radio Frequency Band)	5
2.3 Modulation Wave (FM: frequency modulation)	6
2.4 Frequency Deviation	7
2.5 Percentage of Modulation	7
2.6 Modulation Index	8
2.7 สมการคลื่น FM (FM Wave Equation)	8
2.8 Bandwidth of FM Wave	10
2.9 Deviation Ratio	10
2.10 Voltage Distribution in the FM Wave	11
2.11 Power in the Modulation FM Wave	12
2.12 Narrowband FM	13
<b>บทที่ 3 พื้นฐานเครื่องส่งระบบ FM</b>	
3.1 การสร้างสัญญาณ FM	14
3.1.1 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางตรง	14

3.1.1.1 วาเรคเตอร์ไดโอด (Varactor Diode)	15
3.1.1.2 รีแอกแตนซ์ มอดูเลเตอร์ (Reactance Modulator)	16
3.1.2 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางอ้อม	16
3.2 ภาคปริเอมพาสซิส (Preampsis)	16
<b>บทที่ 4 เครื่องรับระบบ FM</b>	
4.1 ภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator)	20
4.1.1 ชนิดวงจรรออสซิลเลเตอร์	20
4.1.2 คริสตอลออสซิลเลเตอร์	21
4.1.3 วงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)	22
4.2 วงจรขยาย IF	22
4.2.1 วงจรขยายสัญญาณ IF แบบใช้เซรามิกฟิลเตอร์	23
4.3 ลิมิเตอร์	23
4.4 ภาค FM ดีเทคเตอร์ (FM Detector)	25
<b>บทที่ 5 ระบบตั้งความถี่</b>	
5.1 ทฤษฎีพื้นฐานของระบบตั้งความถี่	26
5.1.1 Nature of Phase locks	26
5.2 หลักการทำงานพื้นฐานของเฟสล็อกคูล	27
5.3 ลักษณะสัญญาณของเฟสล็อกคูลในสภาวะล็อก	29
5.4 การพิจารณาสภาวะชั่วขณะของเฟสล็อกคูลในสภาวะล็อก	30
5.5 เสถียรภาพของเฟสล็อกคูลแบบพื้นฐาน	32
5.6 เฟสล็อกคูลแบบเอาต์พุตเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Charge-Pump PLL)	38
5.6.1 หลักการทำงานพื้นฐานของเฟสล็อกคูล แบบเอาต์พุตเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่	39
5.6.2 เสถียรภาพของเฟสล็อกคูลแบบเอาต์พุตเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่	40
<b>บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง</b>	
6.1 วงจรในส่วนของภาครับสัญญาณ	46

6.2 ผลการทดลองในภาค Front End ของภาครับ	47
6.2.1 ทำการวัดสัญญาณ IF out ที่ขา 6 ของ TA 7358	47
6.2.2 ทำการวัดสัญญาณที่ได้ทั้ง 7 ช่องสัญญาณ	50
6.2.3 ทดสอบประสิทธิภาพการ “Cross talk”	52
6.2.4 วัดสัญญาณรบกวนของเอาท์พุท (Fast Fourier Transform)	55
6.2.5 การทดสอบระยะทางของเครื่องรับ	58
6.3 วงจรในส่วนของเครื่องส่ง	61
6.3.1 สัญญาณ Out Put ของวงจรตัวเครื่องส่ง เมื่อทำการ Modulation กับสัญญาณ ความถี่เสียง 1 kHz	62
6.3.2 วัดสัญญาณ ความแรงของสัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของตัวรับ	65

## บทที่ 7 สรุปผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมในส่วนของเครื่องรับวิทยุ	1
รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมในส่วนของเครื่องส่งวิทยุ	2
รูปที่ 2.1 แถบความถี่ของสัญญาณ FM	5
รูปที่ 2.2 การ Modulation ทางความถี่	6
รูปที่ 2.3 แสดงถึง Frequency, domain, Carrier Frequency	6
รูปที่ 2.4 ได้จากการแก้สมการ Equation โดยใช้ Bessel Function	9
รูปที่ 2.5 $m_f = 2.5$ สัญญาณ Carrier เป็นอธิบายได้ว่า Voltage 1 <sup>st</sup> USB, LSB inphase quadrature	10
รูปที่ 2.6 แสดงสถาปัตยกรรมของระดับพลังงานของดัชนีการมอดดูเลทค่าต่างๆ	11
รูปที่ 2.7 เปรียบเทียบระหว่าง FM, AM แสดงถึง Lower Sideband ที่กลับขั้ว	13
รูปที่ 3.1 แสดงสัญลักษณ์และกราฟคุณสมบัติของวาเรคเตอร์ไดโอด	15
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรดีมอดูเลเตอร์ที่ใช้วาเรคเตอร์ไดโอด	16
รูปที่ 3.3 แสดงคุณสมบัติของวงจรปริเอมพาซิส	17
รูปที่ 3.6 แสดงตัวอย่างวงจรเอมพาซิส (a) วงจรปริเอมพาซิส (b) วงจรดีเอ็มพาซิส	17
รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ Narrow Band FM	18
รูปที่ 4.2 แสดงออสซิลเลเตอร์แบบไอซ์คริสตอล	21
รูปที่ 4.3 แสดงวงจร VCO	22
รูปที่ 4.4 สัญลักษณ์เซรามิกฟิลเตอร์	23
รูปที่ 4.5 ลักษณะของคลื่นเมื่อผ่านลิมิตเตอร์	24
รูปที่ 4.6 องค์ประกอบของคลื่น FM	25
รูปที่ 5.1 การเข้าสู่สภาวะล็อกของเฟสล็อกคูลูป	27
รูปที่ 5.2 องค์ประกอบของเฟสล็อกคูลูป	28
รูปที่ 5.3 รูปคลื่นสัญญาณของเฟสล็อกคูลูปในสภาวะล็อก	29
รูปที่ 5.4 ผลการตอบสนองของเฟสล็อกคูลูปเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของเฟสที่อินพุต	31
รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองของเฟสล็อกคูลูปเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่อินพุต	32
รูปที่ 5.6 การเปลี่ยนแปลงของเฟสกับเวลา	33
รูปที่ 5.7 รูปแบบเชิงเส้นของเฟสล็อกคูลูปชนิดที่หนึ่ง (Type I PLL)	33

## VIII

รูปที่ 5.8 การตอบสนองของเฟสล็อกคูลต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่แบบจันบันไค	37
รูปที่ 5.9 การตอบสนองของระบบเมื่อค่า $\zeta$ เปลี่ยนแปลง	37
รูปที่ 5.10 กราฟโบคพล็อตแสดงเสถียรภาพของ Type I PLL	38
รูปที่ 5.11 ระบบที่ใช้ตัวดักจับเฟสแบบเฟส – ความถี่	39
รูปที่ 5.12 วงจรเฟสล็อกคูลแบบเอาท์พุทเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่	40
รูปที่ 5.13 การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงแบบจันบันไคเมื่อ PFD/CP/LPF รวมกัน	40
รูปที่ 5.14 รูปแบบเชิงเส้นอย่างง่ายของเฟสล็อกคูลแบบเอาท์พุทเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่	41
รูปที่ 5.15 เสถียรภาพของเฟสล็อกคูลแบบเอาท์พุทเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่	43
รูปที่ 5.16 การเพิ่มซีโรเข้าไปในวงจรเฟสล็อกคูลแบบเอาท์พุทเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ และฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบปิดมีคือ $H(s)$ ค่าเท่ากับ	43
รูปที่ 5.17 การลดลงของเสถียรภาพของเฟสล็อกคูลแบบเอาท์พุท เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่เมื่อค่าของ $I_p K_{VCO}$ มีค่าลดลง	44
รูปที่ 5.18 การเพิ่มตัวเก็บประจุเข้าไปในวงจรเพื่อลดค่าริปเปิ้ล	45
รูปที่ 6.1 วงจรในส่วนของภาครับสัญญาณ	46
รูปที่ 6.2 รูปวงจรภาค Front End ของเครื่องรับ	47
รูปที่ 6.3 วัด IF Out ที่ความแรงในการส่ง 90 dB $\mu$	48
รูปที่ 6.4 วัด IF Out ที่ความแรงในการส่ง 80 dB $\mu$	48
รูปที่ 6.5 วัด IF Out ที่ความแรงในการส่ง 70 dB $\mu$	49
รูปที่ 6.6 สัญญาณความถี่ 82.510 MHz ที่ระดับความแรงของกำลังส่งที่ต่างกัน	50
รูปที่ 6.7 สัญญาณความถี่ 82.610 MHz ที่ระดับความแรงในการส่งที่ต่างกัน	51
รูปที่ 6.8 การเปรียบเทียบระหว่าง 2 ช่องสัญญาณเพื่อตรวจสอบ Crosstalk	53
รูปที่ 6.9 การเปรียบเทียบระหว่าง 2 ช่องสัญญาณเพื่อตรวจสอบ Crosstalk	54
รูปที่ 6.10 แสดงรูปสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางเอาท์พุทที่ความแรงในการส่ง 80 dB $\mu$ เมื่อทำการวัดในช่องสัญญาณช่องที่ 1	55
รูปที่ 6.11 แสดงรูปสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางเอาท์พุทที่ความแรงในการส่ง 50 dB $\mu$ เมื่อทำการวัดในช่องสัญญาณช่องที่ 1	55
รูปที่ 6.12 แสดงรูปสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางเอาท์พุทที่ความแรงในการส่ง 20 dB $\mu$ เมื่อทำการวัดในช่องสัญญาณช่องที่ 1	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## IX

รูปที่ 6.13 แสดงรูปสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางเอาต์พุตที่ความแรงในการส่ง 80 dBm เมื่อทำการวัดในช่องสัญญาณช่องที่ 3	56
รูปที่ 6.14 แสดงรูปสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางเอาต์พุตที่ความแรงในการส่ง 50 dBm เมื่อทำการวัดในช่องสัญญาณช่องที่ 3	57
รูปที่ 6.15 แสดงรูปสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางเอาต์พุตที่ความแรงในการส่ง 20 dBm เมื่อทำการวัดในช่องสัญญาณช่องที่ 3	57
รูปที่ 6.16 ทดสอบระยะทางของสัญญาณ Out Put ที่ถูก De-mod ของเครื่องรับ ที่ระยะทาง 10 เมตร	58
รูปที่ 6.17 ทดสอบระยะทางของสัญญาณ Out Put ที่ถูก De-mod ของเครื่องรับ ที่ระยะทาง 50 เมตร	58
รูปที่ 6.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาต์พุตของ VCO กับแรงดันควบคุม VCO	60
รูปที่ 6.19 วงจรเครื่องส่ง	61
รูปที่ 6.20 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 1 ความถี่ 82.51 MHz	62
รูปที่ 6.21 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 2 ความถี่ 82.73 MHz	62
รูปที่ 6.22 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 3 ความถี่ 82.61 MHz	63
รูปที่ 6.23 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 4 ความถี่ 82.93 MHz	63
รูปที่ 6.24 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 5 ความถี่ 82.55 MHz	64
รูปที่ 6.25 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 6 ความถี่ 82.83 MHz	64
รูปที่ 6.26 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 7 ความถี่ 82.67 MHz	65
รูปที่ 6.27 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ ที่แรงดันอินพุต 300 mV	65
รูปที่ 6.28 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ ที่แรงดันอินพุต 500 mV	66
รูปที่ 6.29 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ ที่แรงดันอินพุต 800 mV	66
รูปที่ 6.30 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ ที่แรงดันอินพุต 900 mV	67

รูปที่ 6.31 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ ที่แรงดันอินพุต 1 V	67
รูปที่ 6.32 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ ที่แรงดันอินพุต 1.2 V	68
รูปที่ 6.33 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ ที่แรงดันอินพุต 1.4 V	68
รูปที่ 6.34 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ ที่แรงดันอินพุต 1.6 V	69



**สารบัญตาราง**

ตารางที่ 2.1 การส่งสัญญาณในแบบ FM	7
ตารางที่ 6.1 ตารางแสดงผลการเปลี่ยนแปลงของ ความถี่ VCO	59
ตารางที่ 6.2 ตารางตัวหารN และ Pre-scaleของเครื่องส่ง	69



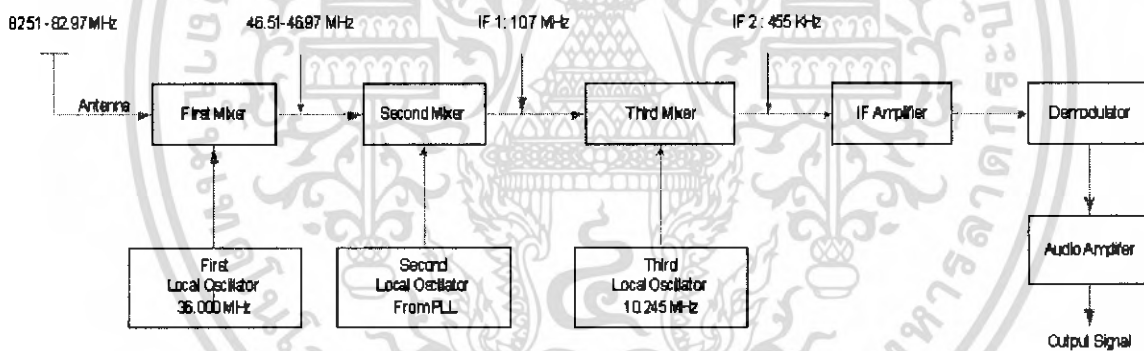
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

โครงการนี้เป็นโครงการที่ศึกษาเกี่ยวกับ พื้นฐานระบบการทำงานของเครื่องรับวิทยุ FM โดยที่ภาครับสัญญาณสามารถเลือกรับสัญญาณจากภาคส่งได้ 7 ช่องโดยที่จะกล่าวถึงในบทต่อไปนั้นจะมีหลักการทำงานคร่าวๆดังนี้ความถี่ของสัญญาณที่เครื่องรับ ที่ได้รับเข้ามาในแต่ละช่องจะมีความถี่พาหะในช่วงความถี่ 82.51 MHz– 82.97 MHz โดยที่เครื่องส่ง จะส่งสัญญาณโดยใช้หลักการสวิตซ์เลือกช่องความถี่ที่ต้องการรับฟัง จากนั้นเครื่องรับก็จะนำเอาสัญญาณความถี่ที่ได้รับนั้นมาทำการคิโมดูเลเตอร์ (Demodulation) เพื่อให้ได้สัญญาณเสียงที่เราต้องการ ซึ่งการทำงานของเครื่องรับนี้จะแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 1.1

#### 1.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องรับวิทยุ

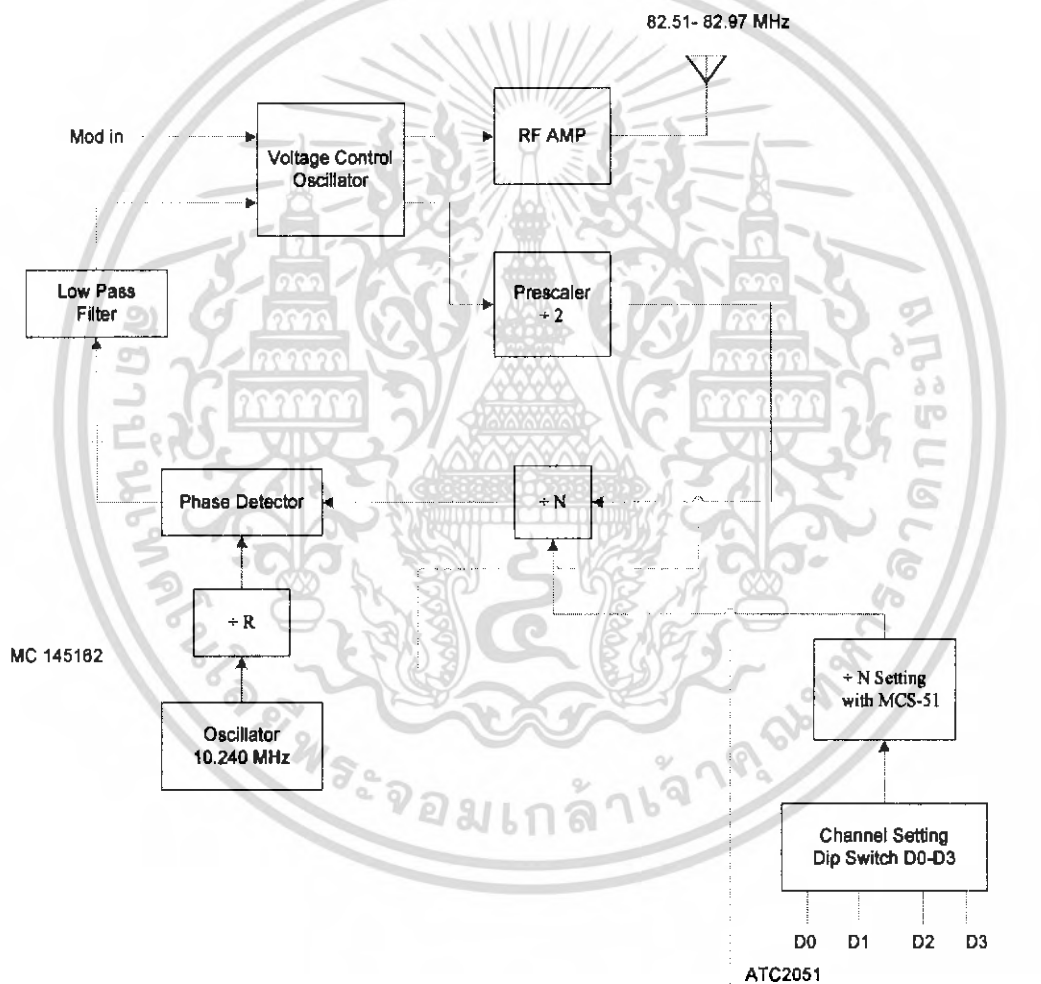


รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมในส่วนของเครื่องรับวิทยุ

รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับของสัญญาณ โดยเมื่อสัญญาณเข้ามาทางสายอากาศ จะผ่านวงจรกรองความถี่ผ่าน (Band Pass Filter) เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ช่วงที่เราต้องการคือ 82.51 MHz – 82.97 MHz เข้ามา จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้มาทำการผสมที่ First Mixer กับความถี่โลคอลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 คือ 36.000 MHz ซึ่งอยู่ในส่วนของวงจรภาค Front End จากนั้นจึงนำความถี่ที่ผ่านการผสมครั้งที่ 1 ไปผสมกับความถี่โลคอลอสซิลเลเตอร์ที่ Second Mixer ซึ่งในภาคนี้จะเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งสามารถเลือกเลือกรับช่องสัญญาณได้โดยการสวิตซ์จากการเปลี่ยนแปลงของ Switch ที่ควบคุมการหาร N ของ IC 145168 ซึ่งเป็นวงจร Phase Lock Loop จากนั้นจะนำสัญญาณ

ที่ได้จากมิกเซอร์ที่ 2 ผ่าน Ceramic Filter เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ 10.7 MHz และนำไปผสมในครั้งที่ 3 กับความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ Third Mixer คือ 10.245 MHz ซึ่งเมื่อผ่านในส่วนของวงจร Ceramic Filter ที่นำมา ต่อแบบ Cascade แล้วจะได้ความถี่ที่ออกมาประมาณ 455 KHz โดยการที่นำ Ceramic Filter มา Cascade กันนั้นทำให้การตอบสนองต่อความถี่จะเกิดในช่วงที่แคบๆที่มีค่าของ Q สูงมากซึ่งจะทำให้การ Reject ความถี่ข้างเคียงดีขึ้น หลังจากนั้นนำสัญญาณที่ได้นั้นไปทำการตีมอดูเลตเป็นสัญญาณความถี่เสียงออกมาที่เอาท์พุทในที่สุด

### 1.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องส่งวิทยุ



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องส่งวิทยุ

ในส่วนต่อมาที่จะกล่าวถึงในรายงานฉบับนี้ก็คือในส่วนวงจรสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งรายละเอียดในส่วนย่อยนั้นจะได้อธิบายในบทต่อไป โดยในบทนี้เราจะกล่าวในแบบที่ใช้ในวงจรเครื่องส่ง โดยเรา

เลือกค่า Carrier Frequency ที่ใช้อยู่ในช่วง 82.51 MHz-82.97 MHz ดังนั้นค่าของ Outputs ของ VCO ที่เราต้องการก็จะอยู่ในช่วงนี้ ในการเปลี่ยนช่อง (Channel) ของเครื่องส่งนั้นเราสามารถนำขบวนการ PLL มาใช้โดยเราสามารถกำหนด Channel ได้ตามต้องการจากค่าหาร N จากรูปที่วงจรที่เราใช้จะเห็นว่า IC Pre-scale ที่เราเลือกมาใช้มีสาเหตุมาจากค่าความถี่ที่ IC 145162 สามารถรับได้นั้นมี F max ประมาณ 60 MHz ดังนั้นเมื่อเราใช้ความถี่ 82.51-82.97 MHz เราจึงต้องทำการ Pre-scale ลงมาโดยเลือกใช้ IC 74ACT74 คือ IC Flip-Flop จะทำการ หาร 2 ค่าความถี่ลงมาก่อนที่จะเข้า Loop ของ PLL ดังรูปที่ 1.2 เมื่อเรากำหนดค่าของ VCO ได้แล้ว หลังจากนั้นเราต้องกำหนดค่าของ หาร N, หาร R และในที่นี้เราต้องการให้ Reference Frequency เป็น 5 kHz อันเนื่องมาจาก เครื่องรับของเรานั้นได้เลือกช่วงเราไว้มี 7 ช่อง ในกรณีนี้เราใช้ค่า หาร R = 2048 กับค่าของ Frequency ที่มาจาก IC 145162 ที่ควบคุมผ่าน MCS 51 เท่ากับ 10.24 MHz ดังนั้นเราจะได้ค่า frequency = 5 kHz ไปเข้ากับ Phase Detector ซึ่งเปรียบเทียบกับ phase กับค่าของ VCO output โดยเราใช้ frequency อยู่ในช่วง 82.51MHz กับ 82.97 MHz

$$\text{Frequency } 5\text{kHz} \text{ ดังนั้นค่า หาร } R = 2,048 \text{ ซึ่ง } F_m = \frac{10.24}{2048} \text{ MHz} = 5\text{kHz}$$

เมื่อเรากำหนดค่าของ หาร N ได้แล้วก็ทำการกำหนด Program เข้าไปที่ MCS 51 ให้เป็นตัวควบคุม IC 145162 อีกที่ ภาค LPF เราเลือกใช้ LPF Passive ทำการ กำหนดดังนี้

$$K_d \approx 0.4 \text{ V / Rad} : K_{vco} \approx 1.03 \frac{\text{Rad / sec}}{\text{V}}$$

$$K = K_d \cdot K_{vco} \approx 1.02 \text{ M sec}^{-1}$$

$$F_{ref} = 2.5 \text{ kHz}$$

$$N_T = \sqrt{N_{TMAX} \cdot N_{TMIN}} \approx 33090$$

$$\omega_n \approx 52.8 \text{ Rad / sec} : \delta \approx 1.14$$

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{K}{N_{LT} \omega_n^2} = 11.05 \text{ mSec}$$

$$\tau_2 = \frac{2\delta}{\omega_n} - \frac{N_T}{K} = 10.7 \text{ mSec}$$

$$\tau_1 = (\tau_1 + \tau_2) - \tau_2 = 0.35 \text{ mSec}$$

$$\text{Let } C_1 = 100 \text{ nF}$$

$$R_1 = \tau_1 / C_1 = 3500 \Omega \Rightarrow R_1 = 3550 \Omega$$

$$R_2 = \tau_2 / C_1 = 107 \text{ k}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_1(R_1 + R_2)} = 90.5 \text{ Rad / Sec} : \tau_2 = 10.7 \text{ mSec}$$

$$\omega_{p2} \approx 1300 \text{ Rad / Sec}$$

$$R_{op2} = R_1 // R_2 = 3389 \Omega : C_2 = 1 - (\omega_{p2} R_{op2}) = 227 \text{ nF}$$

ในการจูน VCO ของ PLL ทำได้โดยการ Break loop ของ VCO ออกจาก PLL, Pre-scale Bias Voltage 5 Volts ที่ input ของวงจรในตรงที่จุด VCO (R10k) กับ C span ของ Frequency โดยทำการปรับจูนค่าของ Frequency เกินค่ามากที่สุดของ Range ที่เราใช้ซึ่งคือ 82.97MHz ไปประมาณ 300kHz-500kHz โดยการปรับมี 2 วิธี คือ ปรับค่า L หรือค่า C ของชุด VCO เมื่อจูนได้แล้วทำการต่อ Loop VCO เข้ากับวงจรทั้งหมดวงจร Phase Lock Loop ก็จะสามารถ Lock ความถี่ตามที่เราได้เลือก Channel ได้ตามต้องการ การป้องกันการ Over Modulation เราทำการทดลองโดยทำการวัดลูกคลื่นจากเครื่องรับโดยทำการค่อยๆเพิ่ม Input ของสัญญาณข่าวสาร (Base band) จนกระทั่งรูปของลูกคลื่นที่ฝั่งรับ (Receiver) มีการเปลี่ยนแปลงรูปของลูกคลื่นที่ผิดเพี้ยน ซึ่งการทดลองนี้ทำให้เราให้ทราบถึงค่าสูงสุดที่รับได้ของสัญญาณที่เข้ามา Mod ในภาคส่ง

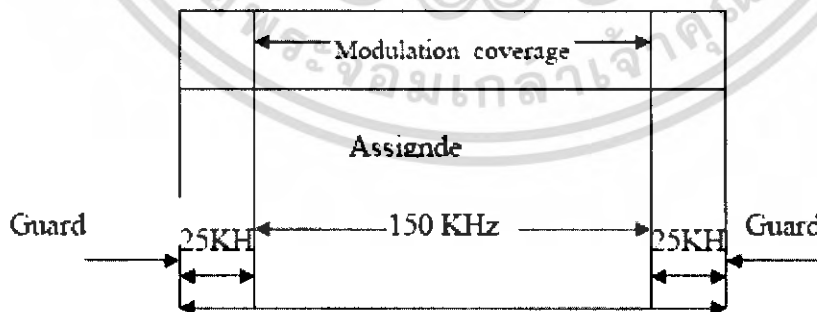
## บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น

### 2.1 พื้นฐานเครื่องรับส่งวิทยุ

หลักการทํางานเครื่องรับส่งวิทยุอย่างง่ายโดยทั่วไป จะประกอบไปด้วยส่วนสำคัญคือ เครื่องส่ง เครื่องรับ สายอากาศ และสัญญาณข่าวสาร ซึ่งเมื่อสัญญาณเสียงหรือสัญญาณข้อมูลข่าวสารถูกป้อนเข้าที่อินพุทของเครื่องส่ง เครื่องส่งก็จะนำสัญญาณเสียงไปทำการมอดูเลตกับคลื่นพาห์ แล้วขยายสัญญาณให้มีความแรงขึ้น จากนั้นจึงทำการส่งสัญญาณออกไปทางสายอากาศ คลื่นของสัญญาณเอฟเอ็มก็จะถูกแพร่ออกไปทางสายอากาศ และสัญญาณเอฟเอ็มก็จะแผ่กระจายจากสายอากาศส่งไปยังเครื่องรับเมื่อเครื่องรับรับสัญญาณเข้ามาทางสายอากาศเครื่องรับก็จะทำการเลือกเอาเฉพาะสัญญาณเสียงที่ต้องการออกมาทางเอาต์พุทของเครื่องรับ

### 2.2 แถบความถี่ของวิทยุเอฟเอ็ม (FM Radio Frequency Band)

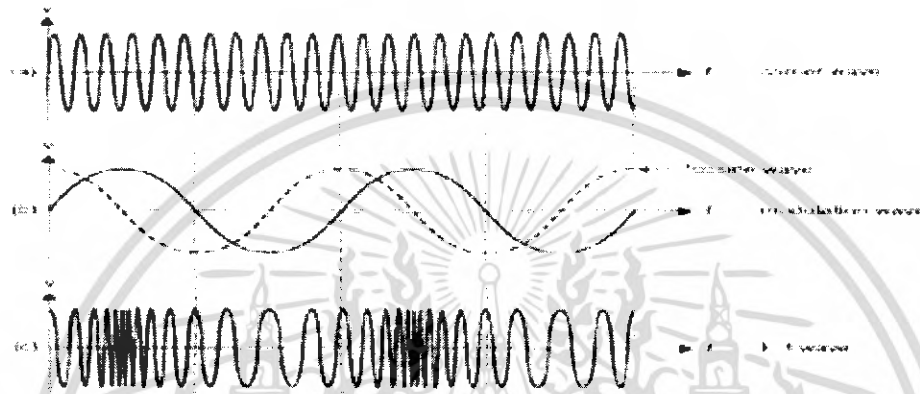
ย่านความถี่ของการกระจายเสียงในระบบเอฟเอ็มจะอยู่ในช่วง 88MHz-108 MHz ซึ่งถูกกำหนดโดย FCC ในปี 1945 ซึ่งแต่ละสถานีสามารถมีความถี่เบี่ยงเบน (Frequency Deviation) ได้  $\pm 75$  KHz หรือก็คือมีการเปลี่ยนแปลงได้ 150 KHz และในแต่ละสถานีจะมีการ์ดแบน (Guard Band) ข้างละ 25 KHz ดังนั้นในแต่ละสถานีจึงทำให้มีความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) ทั้งหมด 200 KHz ในพื้นที่เดียวกันสามารถตั้งกระจายเสียงระบบ FM ที่ย่านความถี่อยู่ระหว่าง 88Mhz-108 MHz ได้มากที่สุดถึง 100 สถานีแถบความถี่ของวิทยุระบบ FM แสดงได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แถบความถี่ของสัญญาณ FM

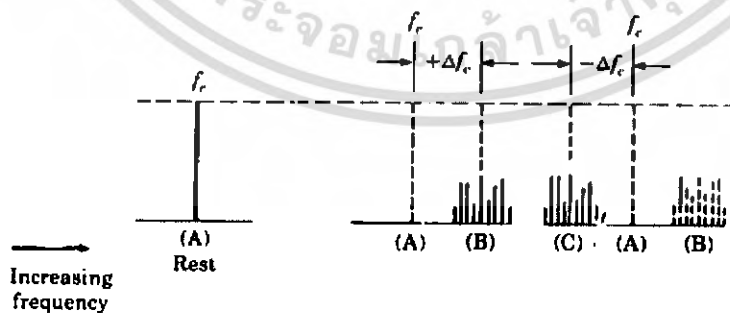
**2.3 Modulation Wave (FM: frequency modulation)**

จากรูปที่ 2.2 โข้วถึงความถี่ Carrier ที่ Modulation แบบ FM, PM เมื่อไม่มีการ Modulation สัญญาณ สัญญาณ Carrier Oscillator ของคลื่น FM คือค่าที่ rest frequency ที่ถูกกำหนดโดย FCC “ Rest Frequency “ ใช้ สัญลักษณ์  $f_c$



รูปที่ 2.2 การ Modulation ทางความถี่

ในรูปที่ 2.3 คลื่น FM แสดงใน Frequency domain, Carrier Frequency ที่อยู่ตรง Changes Frequency ที่จุด A เปลี่ยนเป็น เพิ่มขึ้น  $+\Delta f_c$  เท่ากับ เหนือค่า Rest Frequency ที่จุด B แล้วจึงเปลี่ยนเป็น ลดลงไปที่จุด C (หรือ  $-\Delta f_c$ ) ลงได้ Carrier frequency แล้วจึงสวิงกลับไปจุด A ก็ครบ 1 รอบ Modulation พอดีการเปลี่ยนความถี่ของ Carrier กับความถี่ของสัญญาณที่นำมา Modulation ผลที่ได้คือ Side Band หลายคู่รอบๆ Carrier, ผลรวมของ Carrier Voltage จะมีค่าคงที่และเท่ากับ Voltage ใน Carrier ที่ Rest Frequency



รูปที่ 2.3 แสดงถึง Frequency, domain, Carrier Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 Frequency Deviation

Frequency Deviation คือ การเปลี่ยนแปลง Carrier Frequency เมื่อเกิดการ Modulate สัญญาณ ใช้ในสัญลักษณ์  $\Delta f_c$  เช่น Transmitter ถูกกำหนด Rest Frequency = 100 MHz deviation =  $\pm 25\text{kHz}$  Carrier frequency เปลี่ยนความถี่กับการ Modulation ระหว่าง 99.975 MHz, 100.025MHz total frequency change  $2 \times 25\text{kHz} = 50\text{kHz}$  เราเรียกค่าๆนี้ว่า Carrier Swing

**TABLE 2.1**  
Specifications for transmission of FM signals

Service Type	Frequency Assignment	Channel Bandwidth	Maximum Deviation	Highest Audio
Commercial FM radio broadcast	88.0 to 108.0 MHz	200 kHz	$\pm 75\text{ kHz}$	15 kHz
Television sound	4.5 MHz above the picture carrier frequency	100 kHz	$\pm 25\text{ kHz}$ monaural; $\pm 50\text{ kHz}$ stereo	15 kHz
Public safety: police, fire, ambulance, taxi, forestry, utilities, transportation, government, etc.	50 MHz and 122 to 174 MHz	20 kHz	$\pm 5\text{ kHz}$	3 kHz
Amateur and CB class A and business band radio	216 to 470 MHz	15 kHz	$\pm 3\text{ kHz}$	3 kHz
Wireless mics., wireless telephones	The same as commercial FM broadcast, but limited in power to less than 1 W			
Videotape recorders	All functions are within a closed system and are not restricted, except to radiation into the air. System specs may vary with each manufacturer. Typically: the carrier is at 3.4 MHz, sync tips cause a frequency change to 3.0 MHz, the white level to 4.0 MHz, with a typical bandwidth of 4.0 MHz.			
Satellites	See FSK and data communications (special)			
Military	Intermingled with public safety, and extending to microwave frequencies			

ตารางที่ 2.1 การส่งสัญญาณในแบบ FM

## 2.5 Percentage of Modulation

สถานี Commercial FM 100 % Modulation จะถูกตั้งให้เป็น Carrier frequency และมี การเปลี่ยนแปลง  $\pm 75\text{kHz}$  รอบๆบริเวณ Carrier frequency ที่ rest point วัด Carrier Swing = 150 kHz Voltage ของการ Modulating นั้นทำให้ Carrier frequency เปลี่ยน โดยทาง liner และสัดส่วนที่เหมาะสมกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

percentage of modulation เมื่อ Voltage ของการ modulating ลดลงเหลือ  $\frac{1}{2}$  ของค่าที่มี percentage of modulation ก็จะลดลงเหลือ  $\frac{1}{2}$  ของค่าปกติด้วย  $\pm 37.5 \text{ kHz}$  แทนค่า 50 % modulation ดังนั้นสมการของเปอร์เซ็นต์ of modulation

$$\% \text{ modulation} = \frac{\text{measured carrier frequency change} \times 100}{\text{max. allowable carrier frequency change}} \quad (2.1)$$

## 2.6 Modulation Index

ความถี่ของสัญญาณที่ Modulation บทบาทสำคัญใน FM มากกว่า การหาอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ Carrier อย่างง่าย Modulation Index ถูกใช้ในการสรุป V, P ของกระจายในการคลื่น FM ที่ถูก Modulation ความสัมพันธ์ระหว่าง Carrier deviation และ audio frequency จะถูกวัดหลังจากการ Modulation เราเรียกว่า Modulation Index ( $m_f$ )

$$m_f = \frac{\text{measured deviation at the antenna}}{\text{modulation signal frequency}} \quad (2.2)$$

## 2.7 สมการคลื่น FM (FM Wave Equation)

เราจะให้การสมมุติว่า Carrier Signal, Message Signal เป็น sin wave เราสามารถแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$e_c = E_c \sin \{ (2\pi f_c t) + m_f \sin(2\pi f_s t) \} \quad (2.3)$$

$E_c$  = Peak amplitude of radiated carrier wave

$f_c$  = Radiated carrier rest frequency

$m_f$  = Modulation index (radians)

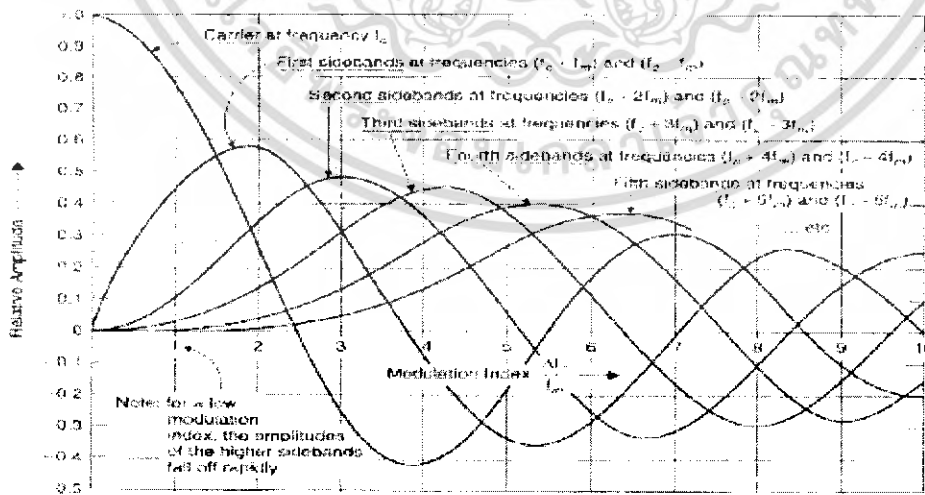
$f_s$  = Message signal frequency

Friedrich Bessel ได้ทำการขยายสมการเป็น

$$\begin{aligned}
 e_c = E_c \{ & m_f \sin(\omega_c t) && \leftarrow \text{Carrier} \\
 & + J_1(m_f) \sin(\omega_c + \omega_s)t - \sin(\omega_c - \omega_s)t && \leftarrow \text{first Sind Band pair} \\
 & + J_2(m_f) \sin(\omega_c + 2\omega_s)t + \sin(\omega_c - 2\omega_s)t && \leftarrow \text{second Sind Band pair} \\
 & + J_3(m_f) \sin(\omega_c + 3\omega_s)t - \sin(\omega_c - 3\omega_s)t && \leftarrow \text{third Sind Band pair} \\
 & + J_4(m_f) \sin(\omega_c + 4\omega_s)t + \sin(\omega_c - 4\omega_s)t && \leftarrow \text{fourth Sind Band pair} \\
 & + J_n(m_f) \dots\dots\dots \} && \leftarrow \text{nth Sind Band pair}
 \end{aligned}
 \tag{2.4}$$

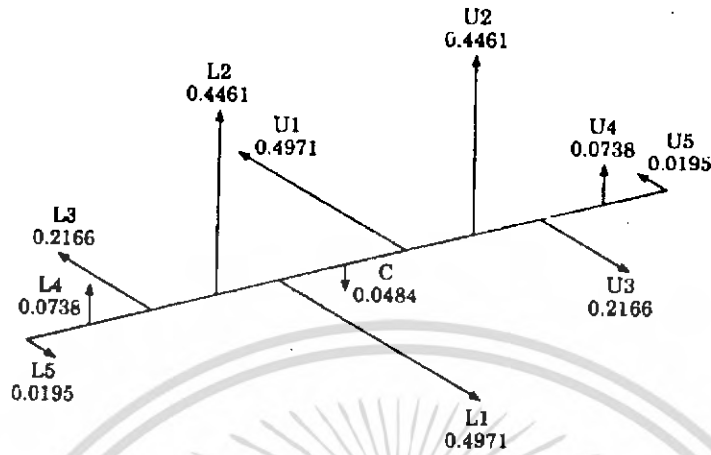
การขยายสมการนี้ สามารถสำเร็จได้โดยการใช้ ผลของ Bessel chart ซึ่งสามารถแสดงความสำคัญของสมการ FM Wave แบ่งออกเป็น  $J_0(m_f)$  factor ในเทอมแรกแสดงถึงเปอร์เซ็นต์ของ Voltage ใน Carrier ที่ถูก Modulation เพื่อที่จะรู้ Modulation index เปรียบเทียบกับ Voltage ของสัญญาณ Carrier ที่ยังไม่ได้ Modulation  $J_1(m_f), J_2(m_f), J_3(m_f), etc...$  แทนเปอร์เซ็นต์ของ Voltage ในแต่ละคู่ Sideband เปรียบเทียบกับ Voltage ที่ยังไม่ได้ Modulation ของ

คู่ของ Upper, Lower Side Band ในแต่ละ Side Band Equation แสดงได้ว่า Upper Side Band (USB) จะแสดงโดยค่าที่เป็น + ในขณะที่ LSB (Lower Side Band) แทนที่ได้ด้วย -, และในทุกๆ เลขคู่ Side Band ทำให้ได้ค่าของผลรวมทั้งหมด (Total) ของ Voltage ในสัญญาณที่ถูก Modulation และในทุกๆ เลขคี่ Side Band ก็อยู่ใน Phase Quadrature สัมพันธ์กับสัญญาณ Carrier ของสัญญาณที่ถูก Modulation ดังนั้นแสดงว่า Odd-number Side Band จะถูกลดลงจากกระจาย Function ที่เราพิจารณาในการหา Total Voltage ในสัญญาณที่ถูก Modulation



รูปที่ 2.4 ได้จากการแก้สมการ Equation โดยใช้ Bessel Function

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5  $m_f = 2.5$  สัญญาณ Carrier เป็นอริบายได้ว่า Voltage 1<sup>st</sup> USB, LSB in phase quadrature

**2.8 Bandwidth of FM Wave**

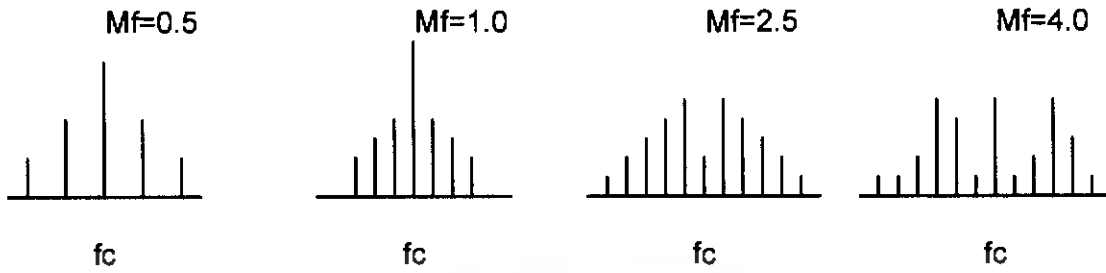
ในการคำนวณ Bandwidth จะสามารถหาได้จาก Bessel Chart ว่าในแต่ละ  $m_f$  จะมี Side Band เท่าไร ซึ่งจะทำให้เราสามารถหาได้ว่ามี Bandwidth มีค่าเท่าใด แต่ในกรณี  $m_f$  ที่มีค่าสูงจะเกิด Side Band มาก แต่มีค่าน้อยและไกลจาก Carrier Frequency และจุดที่ Side Band ไกลมากๆทำให้เกิด Power ที่ไม่สำคัญ (น้อยมาก) โดยอาศัย Modulation function Chart สามารถวาดเป็นเส้น zig-zig เพื่อแสดงที่ๆ Side Band มีค่าต่ำกว่า 1 % ของ Total Voltage in Wave คือที่ๆเราสามารถละเลย Side Band เหล่านั้นได้ โดยใช้ Carson's rule Bandwidth

จาก Carson's rule Bandwidth คิดที่ Side Band ที่ 96 % ของ Total radiated power จะได้

$$BW = 2(\Delta f_c + f_s) \tag{2.5}$$

**2.9 Deviation Ratio**

Deviation Ratio คือ การแสดงถึงค่า เลวที่สุดของ  $m_f$  (worst-case Modulation index) ที่ทำให้เกิด Frequency Spectrum (Band width) ของ frequency ที่กว้างที่สุดและ Deviation Ratio สามารถบอกถึงความสามารถในการส่งสัญญาณแบบของ Maximum Carrier Deviation และ Highest audio signal frequency (ค่ามากที่สุดในการ Deviation ของ Carrier กับ Frequency สูงสุดของสัญญาณที่มา Modulation)



รูปที่ 2.6 แสดงสเปกตรัมของระดับพลังงานของดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ

$$Deviation\ ratio = \frac{\text{maximum allowable deviation}}{\text{highest allowable message frequency}} \tag{2.6}$$

Deviation ratio ใช้ในการหาค่าของ worst-case Bandwidth ในการส่งสัญญาณ เช่นในการส่ง สัญญาณของ FM radio band มี maximum carrier deviation = 75kHz Signal ที่มา Modulation มี frequency สูงสุด = 15 kHz (audio 5Hz-15kHz) ดังนั้นค่า deviation ratio  $= \frac{75kHz}{15kHz} = 5$  นำค่านี้ไปเป็นค่า Index of modulation จะเห็นได้ว่า มีทั้งหมด 8 pairs of side band เพราะฉะนั้นค่าที่เราจะส่งสัญญาณจะเท่ากับ จำนวน Side Band ทั้งหมดคูณกับ 15 kHz ดังนั้น  $8 \times 2 \times 15kHz = 240kHz$  เพราะฉะนั้นในช่องสัญญาณจะมี Band width = 240 kHz

**2.10 Voltage Distribution in the FM Wave**

Sidebands จะถูกสร้างขึ้นเมื่อ Carrier ถูก Modulation Voltage Distribution มีค่าเป็นผลรวมทั้งหมดของ Voltage ที่สัญญาณ Modulation ของ Carrier และ Sideband Frequencies ซึ่งเท่ากับ voltage ของ FM Transmission จะมีค่าคงที่ภายใต้สภาวะที่มีการ Modulation หรือในสภาวะที่ถูก Modulation แบบสูงสุด

ดังตัวอย่างนี้ 150 V Carrier Modulation ด้วย 40% ของ 12 kHz Tone

$$\frac{40}{100} = \frac{\Delta F}{75k} = 30k$$

$$m_f = \frac{30k}{12k} = 2.5 \quad (2.7)$$

ที่  $m_f = 2.5$  มี Sideband = 6 Pair

∴ Voltage ที่ Carrier =  $J_0 E_c = (-0.0484 \times 150 \text{ V}) = -7.26 \text{ V}$

$$2J_1 E_c = 2 \times 0.4971 \times 150 = 149.13 \text{ V}$$

$$2J_2 E_c = 2 \times 0.4461 \times 150 = 133.83 \text{ V}$$

$$2J_3 E_c = 2 \times 0.2166 \times 150 = 64.98 \text{ V}$$

$$2J_4 E_c = 2 \times 0.0738 \times 150 = 22.14 \text{ V}$$

$$2J_5 E_c = 2 \times 0.0195 \times 150 = 5.85 \text{ V}$$

∴ มีค่าเท่ากับการบอกค่าเท่ากับการบวกใน Even side Band + Carrier

$$E_{total} = J_0 E_c + 2J_2 E_c + 2J_4 E_c \quad (2.8)$$

$$= 149 \text{ V}$$

### 2.11 Powers in the Modulation FM Wave

Power (P) ใน Carrier และ Power ในแต่ละ Side band ของสัญญาณ FM ที่ ถูก Modulation มีการเกี่ยวข้องกับค่า  $J^2$  ดังนั้น Power ใน Carrier ที่ยังไม่ Modulation จะมีค่าเท่ากับ

$$P_{total} = J_0^2 P_c + 2J_1^2 P_c + 2J_3^2 P_c + \dots + 2J_5^2 P_c \quad (2.9)$$

จากตัวอย่างที่แล้ว

$$P_{total} = (J_0^2 P_c = 0.703 \text{ W}) + (2J_1^2 P_c = 148.256 \text{ W}) + (2J_2^2 P_c = 119.403 \text{ W})$$

$$+ (2J_3^2 P_c = 28.149 \text{ W}) + (2J_4^2 P_c = 3.268 \text{ W})$$

$$+ (2J_5^2 P_c = 0.228 \text{ W})$$

$$= 300.016 \text{ W}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการคำนวณนี้สนับสนุนทฤษฎีที่ว่าด้วย Band width ได้ว่า Side Band ตัวนอกสุดมีค่าต่ำกว่า 1% ของ Total Power ดังนั้นเราสามารถที่จะละเลยได้

**2.12 Narrowband FM**

Narrowband FM จะมีค่า Modulation Index ไม่เกิน 1 โดยมีจุดประสงค์ช่วยประหยัดพื้นที่และจัดการเพิ่มคุณภาพของ Signal เพราะว่า Carrier deviation มีค่าน้อย โดยส่วนมาก Narrow band FM ใช้การ Modulation แบบอ้อมโดย Emphasis เป็น (ERP) ⇒ Effective radiated power สำหรับเครื่องส่ง Narrowband FM โดย limit Power ไว้ที่ 50 W โดยสมการนี้ใช้สำหรับ Narrow band FM

$$e = E_c \sin(2\pi f_c t) - \frac{mE_c}{2} \cos[2\pi(f_c - f_s)t] + \frac{mE_c}{2} \cos[2\pi(f_c + f_s)t] \tag{2.10}$$



รูปที่ 2.7 เปรียบเทียบระหว่าง FM, AM แสดงถึง Lower Sideband ที่กลับหัว

## บทที่ 3

### พื้นฐานเครื่องส่งระบบ FM

หลักการง่ายๆของเครื่องส่งระบบเอฟเอ็มก็คือการสร้างสัญญาณคลื่นพาห์แล้วนำสัญญาณเสียงไปทำการมอดูเลท กับสัญญาณคลื่นพาห์จากนั้นก็จะมีสัญญาณที่มอดูเลทแล้วส่งไปยังอากาศขยายสัญญาณให้สัญญาณแรงพอที่จะส่งออกอากาศ

#### 3.1 การสร้างสัญญาณ FM

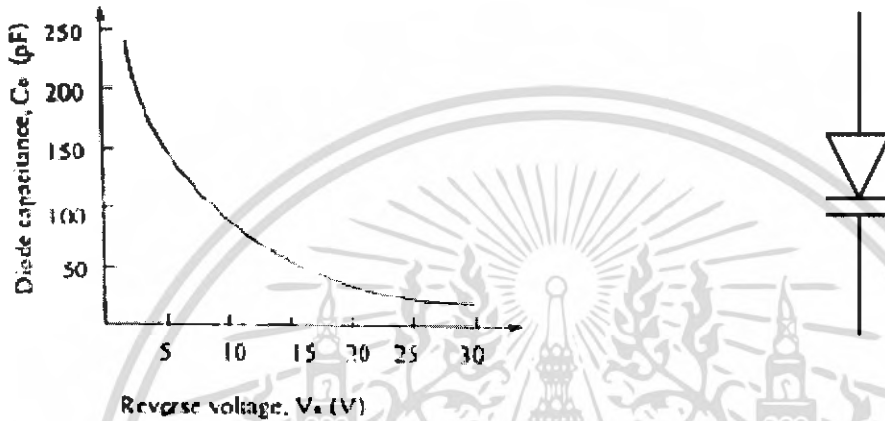
การสร้างสัญญาณ FM นั้นสามารถแบ่งได้กว้างๆ เป็น 2 แบบด้วยกันคือแบบทางตรง (Direct Method) กับแบบทางอ้อม (Indirect Method) แบบทางตรงนั้นจะหมายถึงการนำสัญญาณที่เข้ามามอดูเลทไปเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห์โดยตรง สำหรับแบบทางอ้อมนั้นจะเป็นวิธีการที่อาศัยวงจรหลายๆอย่างประกอบกัน

##### 3.1.1 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางตรง

การสร้างสัญญาณ FM แบบทางตรงนั้นเป็นการนำเอาสัญญาณที่เข้ามามอดูเลทไปเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห์โดยตรงซึ่งออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในลักษณะนี้ก็มี Reflex Klystron และ gun Diode ที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ทั้งสองแบบนี้ความถี่ออสซิลเลทออกมาจะเปลี่ยนแปลงแรงดันไบอัสก็จะทำให้ได้สัญญาณ FM ออกมาโดยตรงสำหรับความถี่ในย่านต่ำกว่าไมโครเวฟลงมานั้น มักจะใช้วาเรกเตอร์ (Varactor) ซึ่งจะมีคุณสมบัติเฉพาะ คือ ค่าคาปาซิแตนซ์จะเปลี่ยนแปลงไปตามระดับแรงดันไบอัสย้อนกลับที่ตกคร่อมอยู่ ดังนั้นจึงใช้วาเรกเตอร์นี้เป็นส่วนหนึ่งของวงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์วิธีนี้มี ข้อดีคือ ทำได้ง่ายและค่าความถี่เบี่ยงเบนที่ได้สูงพอสมควรแต่ก็มีข้อเสียคือ ค่า Carrier Frequency จะเกิดการดริฟ (drift) ได้ง่ายจึงจำเป็นต้องมีวงจรชดเชยอุณหภูมิและวงจรควบคุมความถี่ Carrier Frequency ให้ค่าคงที่ ซึ่งก็จะทำให้วงจรมีความยุ่งยากมากขึ้น

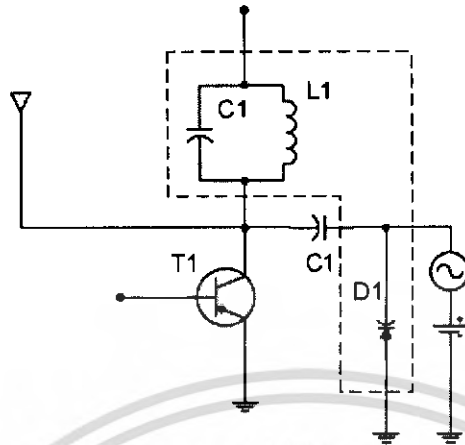
### 3.1.1.1 วาเรคเตอร์ไดโอด (Varactor Diode)

วาเรคเตอร์ไดโอด สามารถใช้เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ FM แบบทางตรงซึ่งเมื่อให้ไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias) กับวาเรคเตอร์ไดโอด จะทำให้เกิดค่าคาปาซิแตนซ์ที่บริเวณรอยต่อพีเอ็นและจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน ไบอัสย้อนกลับแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แสดงสัญลักษณ์และกราฟคุณสมบัติของวาเรคเตอร์ไดโอด

ในรูปที่ 3.1 ซึ่งแสดงวงจรวาเรคเตอร์ไดโอดมอดูเลเตอร์ซึ่งอาจจะมองได้ว่า  $C_1$  ต่อขนานกับ  $L_1$  และค่าคาปาซิแตนซ์ของ  $D_1$  ซึ่งเป็นรูปแบบของวงจรรีโซแนนซ์ คัปปลิงคาปาซิเตอร์ จะทำหน้าที่แยกสัญญาณไฟตรงและ อาจจะมองได้ว่าลัดวงจรที่ความถี่สูง เมื่อสัญญาณข่าวสารถูกต่อเข้ากับวาเรคเตอร์ไดโอดจะทำให้วาเรคเตอร์ไดโอดได้รับไบอัสย้อนกลับมีค่าต่าง ๆ ซึ่งทำให้เกิดจันชั้นคาปาซิแตนซ์ (Junctions Capacitance) มีค่าแตกต่างกันหลายค่าเปลี่ยนแปลงสัญญาณข่าวสารดังนั้นความถี่ที่กำเนิดขึ้นจึงเป็น ลักษณะของสัญญาณ FM



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรคิมอดูเลเตอร์ที่ใช้วาระกเตอร์ไดโอด

### 3.1.1.2 รีแอกแตนซ์ มอดูเลเตอร์ (Reactance Modulator)

วาระกเตอร์ไดโอดมอดูเลเตอร์ สามารถเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า รีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์ ซึ่งถูกประยุกต์มาเพื่อใช้งานกับอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟซึ่งมีลักษณะคล้ายกับวาริเอเบิลรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์ซึ่งเป็นที่นิยมมากในการใช้งานเป็นตัวกำเนิด FM ซึ่งอาจอธิบายได้ว่า อุปกรณ์ประเภทแอกทีฟมีลักษณะคล้ายกับรีแอกแตนซ์

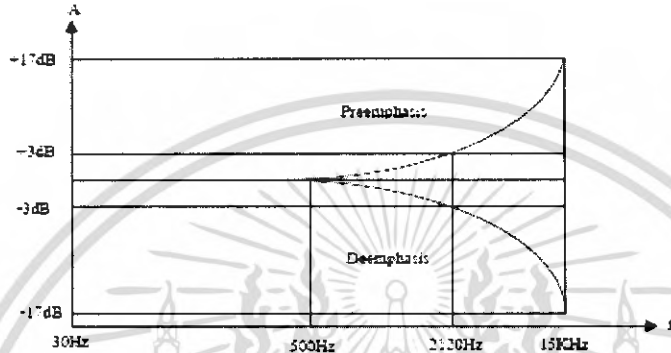
### 3.1.2 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางอ้อม

โดยทั่วไปจะใช้วงจรอินทิเกรเตอร์สัญญาณที่เข้ามามอดูเลทและส่วนที่เป็นบาลานมอดูเลเตอร์เฟสชิฟเตอร์และวงจรจะทำหน้าที่เป็นเฟสมอดูเลเตอร์ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ผ่าน วงจรส่วนนี้จะเป็นสัญญาณ FM การมอดูเลทแบบนี้จะมีข้อจำกัดที่ค่าความถี่เบี่ยงเบนค่าต่ำ ซึ่งหมายถึงสัญญาณที่จะได้จะเป็นสัญญาณ FM แบบแบนวิดท์แคบ กรณีที่ต้องการสัญญาณ FM แบบแบนวิดท์กว้างก็จะต้องมีการออกแบบตั้งแต่ต้นคือใช้วงจรคูณความถี่เข้าช่วยซึ่งจะทำให้ความถี่ของคลื่นพาห้สูงขึ้นพร้อม ๆ กับทำให้ค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงขึ้น

### 3.2 ภาคปริเอมพาส (Preampsis)

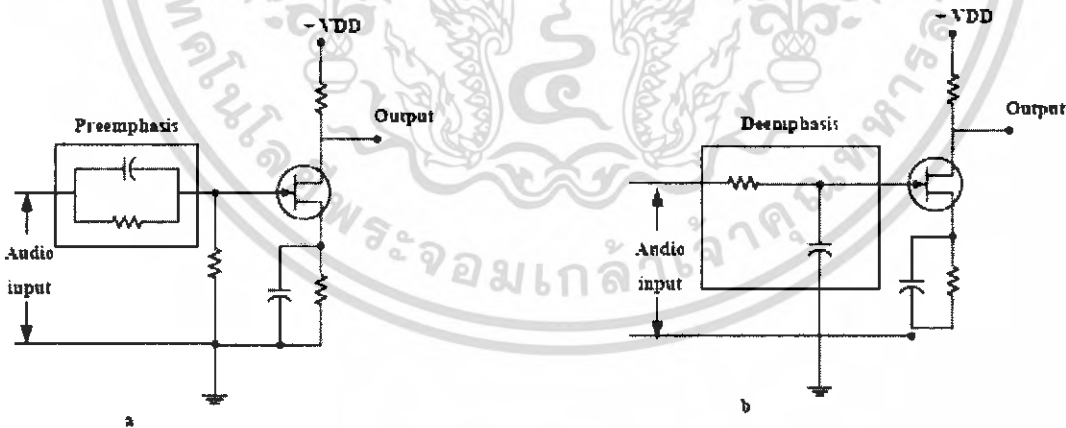
ปริเอมพาส ีหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณข้อมูลข่าวสารหรือสัญญาณเสียงความถี่สูงซึ่งสัญญาณเสียงที่ความถี่นี้สามารถถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน(Noise) ได้ง่ายดังนั้นจึงจำเป็นต้องมี

วงจรปริเอมพาซิส เพื่อขยายสัญญาณที่ความถี่สูงก่อนที่จะนำไปทำมอดูเลต ดังนั้นอัตราส่วนระหว่างสัญญาณมอดูเลตติ้งและสัญญาณรบกวน (S/N) จะมีค่าเปลี่ยนแปลงเพราะว่าสัญญาณรบกวน มีค่าเท่าเดิม ซึ่งโดยทั่วไปแล้ววงจรปริเอมพาซิสมักจะอยู่ทางด้านภาคส่ง ดังนั้นเพื่อให้สัญญาณข่าวสาร ไม่ผิดเพี้ยนไปจากเดิมจำเป็นจะต้องมีวงจรที่ทำหน้าที่ให้สัญญาณเสียงความถี่สูงกลับมาเหมือนเดิม เหมือนกับคอนที่ยังไม่ผ่านวงจรปริเอมพาซิส ดังนั้น อัตราส่วนระหว่างสัญญาณรบกวน (S/N) จะมีค่าคงที่



รูปที่ 3.3 แสดงคุณสมบัติของวงจรปริเอมพาซิส

ซึ่งโดยปกติแล้ววงจรดีเอมพาซิส (deemphasis) จะอยู่ระหว่างดีเทคเตอร์และวงจรขยายสัญญาณเสียงในเครื่องรับซึ่งจะทำให้สัญญาณเสียงความถี่สูงมีค่าไม่ผิดเพี้ยนคุณสมบัติของวงจรดีเอมพาซิสแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 3.6 แสดงตัวอย่างวงจรเอมพาซิส (a) วงจรปริเอมพาซิส (b) วงจรดีเอมพาซิส

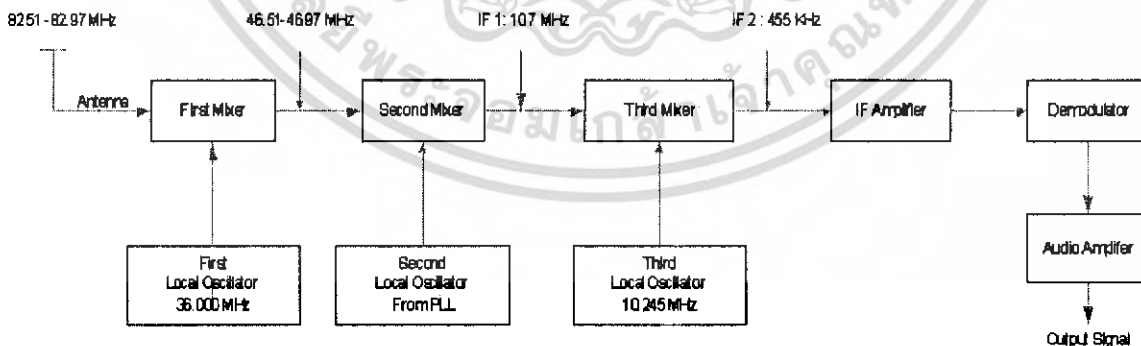
62405

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### เครื่องรับระบบ FM

ในปัจจุบันเครื่องรับระบบ FM นั้นมีคุณสมบัติดีกว่า AM เพราะอันเนื่องมาจากค่าของ Baseband ของสัญญาณจะใช้ความเปลี่ยนแปลงทาง Amplitude มาเป็นข้อมูลในตรงนี้มีความเสี่ยงต่อ Interference มากกว่า FM ที่ใช้สัญญาณ Baseband มาทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ ซึ่ง voltages ของสัญญาณ FM มีค่าเป็นสัดส่วนกับ input signal ในกรณีของเรา สมมุติว่าเราจูนเครื่องรับไว้ที่ 100 MHz ถูกบิดหน้าปัดจะเลื่อนไปตรงกับความถี่ 100 MHz วงจรขยาย RF ก็จูนไว้ที่ 100 MHz ส่วน โคลออลอสซิลเลเตอร์จะจูนไว้ที่ 110.7 MHz เมื่อผ่านกรรมวิธี ของเฮตเตอร์โรคายนในวงจรมิกเซอร์ ผลต่าง ของความถี่ อินพุทของวงจขยาย IF เท่ากับ 110.7 MHz ลบด้วย 100 MHz ซึ่งจะได้เท่ากับ 10.7 MHz ดังนั้นสัญญาณที่ความถี่ IF นี้จะถูกขยายและกำจัดแบนวิดท์ให้กว้างเพียงพอที่จะรับสัญญาณ FM และแคบเพียงพอที่จะกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการอื่น ๆ ทิ้งไปสำหรับการทำงานเครื่องรับ ระบบแบนแคบเอฟเอ็ม (Narrow Band FM) จะประกอบด้วย ส่วนต่างๆ ดังนี้ เมื่อรับสัญญาณ ผ่านเข้ามาทางเสาอากาศแล้วจะทำการขยายให้มีความแรงขึ้นแล้วจึงนำมารวมกับสัญญาณจาก โคลออลอสซิลเลเตอร์ ที่มิกเซอร์ภาคแรกเป็นการป้องกันความถี่เงา (Image Frequency) ซึ่งจะได้รับความถี่กลาง 10.7 MHz จากนั้นจะผ่านการขยายแล้วส่งผ่านไปยังวงจรมิกเซอร์ภาคที่ 2 ซึ่งเป็นการรวมกันกับสัญญาณความถี่จาก โคลออลอสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 10.245 MHz จะได้สัญญาณ ความถี่กลางในระบบ FM โดยจะมีความถี่ IF เท่ากับ 455 KHz ที่มิกเซอร์ภาคที่ 2 นี้จะทำงานในลักษณะ เป็นการควบคุมแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth) ให้แคบลงเพื่อ ลดการรบกวนกันของสัญญาณแต่ละช่องสัญญาณ จากนั้นจะทำการขยายแล้วจึงนำไปดีมอดูเลทเพื่อให้สัญญาณที่ทำการส่งมาต่อไป



รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ Narrow Band FM

ถ้าพาหะของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ  $\pm 50$  KHz (โดยความถี่ FM เท่ากับ 100 MHz คงเดิม โคลออลอสซิลเลเตอร์คงเดิม และ IF คงเดิม) สัญญาณ IF จะมีความถี่

เบี่ยงเบนเท่ากับ  $\pm 50$  KHz ด้วยดังนั้นสัญญาณที่มามอคูลเลทมาบนพาหะจะอยู่ในสัญญาณ IF โดยไม่มีความเพี้ยนแม้ว่าความถี่ของสัญญาณ FM ลดทอนจาก 100MHz ลงมาเหลือแค่เพียง 10.7 MHz จากบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มสามารถอธิบายการทำงานของแต่ละบล็อกคร่าว ๆ ได้ ดังนี้

เสาอากาศ(Antenna) จำเป็นมากสำหรับเครื่องรับ FM ทำหน้าที่รับวิทยุ FM จากสถานีต่าง ๆ ความถี่ระหว่าง 82.51 – 82.97 MHz ให้มีความแรงเท่าๆ กันทุกสถานีเสาอากาศจึงต้องรับคลื่นในแบนด์กว้างตลอดย่าน FM

ภาคขยาย RF (RF AMP) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่ที่รับมาจากสายอากาศโดยเลือกขยายที่ละหนึ่งความถี่ ดังนั้นจึงต้องมีวงจรสัญญาณ อินพุทที่รับเข้ามาจากสายอากาศและจุดสัญญาณเอาต์พุทที่ส่งให้ภาคมิกเซอร์ซึ่งการจูน ต้องใช้ความถี่ค่าเดียว ตัวขยายสัญญาณ RF สมัยก่อนใช้หลอดสูญญากาศปัจจุบันใช้ทรานซิสเตอร์ หรือมอสเฟตและในบางรุ่นใช้ IC การขยายสัญญาณ RF จะทำให้สัญญาณที่รับได้มีขนาดแรงขึ้น ความไวของเครื่องรับดีขึ้น และ กำจัดสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการออกไปในเครื่องรับที่ไม่ต้องการคุณภาพมากนักอาจจะคัดค้านี้ออก สัญญาณที่ออกจากภาคขยาย RF นี้เป็นสัญญาณความถี่ของสถานีที่ต้องการรับ และส่งออกไปเข้าภาคมิกเซอร์เพียง 1 ความถี่เท่านั้น อัตราการขยายของภาคขยาย RF จะถูกควบคุมโดยวงจร AGC

ภาคออสซิลเลเตอร์ หรือ โลคอลออสซิลเลเตอร์ (Local oscillator) ทำหน้าที่ผลิตความถี่ RF ขึ้นมา 1 ความถี่ เพื่อที่จะส่งไปผสม (Mixer) กับคลื่นที่รับมาจากภาคขยาย RF ในภาคมิกเซอร์ความถี่ที่ออสซิลเลเตอร์ผลิตขึ้นมาจะสูงกว่าความถี่ที่ได้รับมาจากภาคขยาย RF อยู่ 10.7 MHz นั่นคือความถี่จะอยู่ในช่วง 98.7 – 118.7 MHz ความถี่ที่ออสซิลเลเตอร์ผลิตขึ้นมาต้องคงที่เสมอเมื่อถูกควบคุมโดยวงจร AFC

ภาคมิกเซอร์ (Mixer) ทำหน้าที่รับคลื่นจากภาคขยาย RF และออสซิลเลเตอร์มาผสมกันตามกระบวนการซูเปอร์เฮตเทอร์โรไดน์ โดยใช้ผลต่างของออสซิลเลเตอร์กับสัญญาณจากภาคขยาย RF มีค่า 10.7 MHz ถูกจูนออกทางเอาต์พุทมิกเซอร์

ภาคขยาย RF ออสซิลเลเตอร์ และมิกเซอร์เมื่อรวมกันเรียกว่า ภาคฟรอนท์เอนด์ (Front end) อาจบรรจุไว้ในกล่องโลหะซีลด์เพื่อป้องกันความถี่อื่นรบกวน

ภาคขยายสัญญาณความถี่ IF (IF AMP) โดยรับสัญญาณจาก IF จากเอาต์พุทของภาคมิกเซอร์ด้วยความถี่ 10.7 MHz มาทำการขยายซึ่งเครื่องอาจมีการขยายสัญญาณ IF หลาย ๆ ครั้ง การขยายสัญญาณ IF อาจใช้หลอดสูญญากาศ ทรานซิสเตอร์หรือ ไอซี ในเครื่องรับที่มีการขยายสัญญาณ IF หลาย ๆ ครั้งการขยาย IF ครั้งสุดท้ายจะทำหน้าที่เป็นลิมิเตอร์ด้วยก็ได้

ภาคลิมิตเตอร์ (Limiter) เนื่องจากในระบบ FM ความถี่ของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเบสแบนด์ส่วนทางด้านขนาดมีค่าคงที่ แต่ในทางปฏิบัติ ขนาดของสัญญาณคลื่นพาห้มักจะมีขนาดไม่คงที่เนื่องจากมีสัญญาณรบกวนดังนั้นจึงต้องมีส่วนของลิมิตเตอร์เอาไว้เพื่อตัดเอาสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไปซึ่งสัญญาณที่ได้เป็นรูปสแควร์ จากนั้นก็จะนำสัญญาณที่ได้ไปเข้าวงจรกรองความถี่ผ่านซึ่งจะยอมให้เฉพาะสัญญาณพื้นฐาน (Fundamental) ของคลื่นสแควร์ผ่านเท่านั้นซึ่งจะทำให้ได้เป็นสัญญาณไซน์ออกมาอีกครั้งหนึ่ง

ภาค FM ดีเทคเตอร์ (FM detector) ทำหน้าที่แยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณ IF ของ FM ความถี่ 10.7 MHz การดีเทค FM มีหลายวิธีบางวิธีต้องเพิ่มวงจรลิมิตเตอร์เพื่อตัดแต่งสัญญาณ FM ให้มีแอมพลิจูดเท่ากันเสียก่อนวงจรรุ่นใหม่ ๆ จะใช้ IC ดีเทคเตอร์สัญญาณ ที่ได้จะส่งไปเข้าวงจรขยายเสียงต่อไปผลของการดีเทคเตอร์จะได้สัญญาณบางส่วนไปสร้างสัญญาณ AFC

ภาค AFC (Automatic Frequency Control) ทำหน้าที่ควบคุมความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ให้พอดีสล็อกกับคลื่น RF ตลอดเวลาเพราะถ้าออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ไม่สัมพันธ์กับคลื่น RF สัญญาณเสียงที่ได้รับฟังจะจางหายไม่ชัดเจนซึ่งคล้ายกับรับไม่ตรงสถานีสัญญาณแรงดันไฟ AFC ได้มาจากภาค FM ดีเทคเตอร์

#### 4.1 ภาคโลกออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator)

ภาคโลกออสซิลเลเตอร์เป็นส่วนที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณขึ้นมาเพื่อป้อนให้แก่วงจรภาคมิกเซอร์ ซึ่งในส่วนนี้ของวงจรโลกออสซิลเลเตอร์ก็คือวงจรกำเนิดสัญญาณอย่างหนึ่งนั่นเอง

##### 4.1.1 ชนิดวงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรรอสซิลเลเตอร์แบ่งออกได้เป็น วงจรรอสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์และวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ไม่ใช่คลื่นซายน์ เช่น รูปสี่เหลี่ยมพัลส์ เป็นต้นวงจรรอสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่จะเป็นรูปคลื่นซายน์ (Sine-wave oscillator) ซึ่งจะทำให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปซายน์ออกมาตลอดเวลาโดยมีขนาดและความถี่คงที่ชนิดของการออสซิลเลทแบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ฉะนั้นวงจรรอสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์จะแบ่งได้เป็น

วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์ (HARTLEY OSCILATOR)

วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบ โคลพิทท์ (COLPITTS OSCILATOR)

วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบแคลบ์ (CLAPP OSCILATOR)

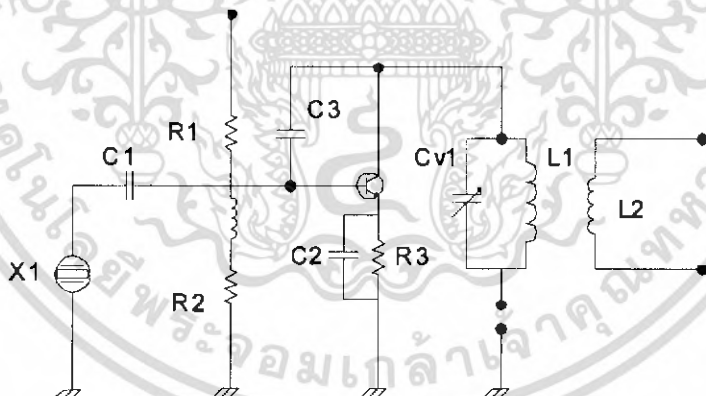
วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบคริสตอล (CRYSTAL OSCILATOR)

ซึ่งจะขอกกล่าวเฉพาะที่เกี่ยวข้องที่เกี่ยวข้องกับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคริสตอลเนื่องจากว่าใช้ในโครงการนี้

#### 4.1.2 คริสตอลออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้จะใช้ผลึกควอทซ์ ใช้ในกรณีที่ต้องการความเที่ยงตรงสูงในการควบคุมความถี่ที่ความถี่ที่ความถี่เรโซแนนซ์คริสตอลมี คุณสมบัติเหมือนกับเป็นอิเล็กทรอนิกส์ออสซิลเลเตอร์ที่มีคุณสมบัติเทียบเท่ากับวงจร LC แต่มีค่า Q สูงกว่า โดยทั่วไปจะใช้ประกอบในอุปกรณ์ที่สามารถพาคิดตัวได้เช่นวิทยุมือถือ โดย ใช้ได้ในทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับความถี่ที่ผลติมาจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์จะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 1Hz. ต่อ 106 Hz.

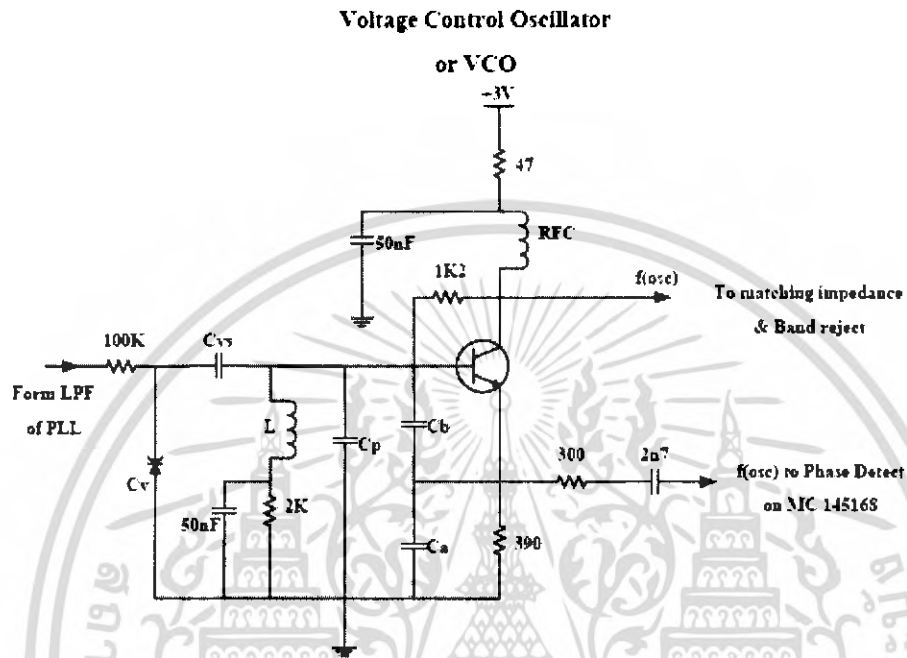
วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้คริสตอล ในรูปที่ 4.2 แสดงวงจรที่ใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ในการกำหนดค่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์วงจรจะป้อนกลับผ่าน C3ซึ่งเป็นคาปาซิแตนซ์ภายในระหว่างขาคอลเลคเตอร์กับขาเบส ในวงจรเบสโวลต์เตจดีไวเดอร์ R1, R2 ป้อนแรงดันฟอเวิร์คจากแหล่งจ่ายไฟ +28 V C1 เป็นตัวป้องกันไฟตรงจากขาเบสไม่ให้ผ่านไปยังคริสตอล RF โช้ค L1 เป็นค่าอิมพีแดนซ์ค่าสูงของเอาท์พุทของคริสตอลที่ต่อกับขาเบสในวงจรอิมิตเตอร์ร่วมที่ ขา E จะมี Re และมี Ce เป็นบายพาสคาปาซิเตอร์โดยจะช่วยเพิ่มอัตราขยายของวงจรให้มากขึ้น



รูปที่ 4.2 แสดงออสซิลเลเตอร์แบบใช้คริสตอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.1.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)



รูปที่ 4.3 แสดงวงจร VCO

วงจร (VCO) คือ วงจรที่ทำหน้าที่กำเนิดความถี่จะใช้แรงดันไฟตรงไปทำการควบคุมให้อุปกรณ์กำเนิดความถี่ประพัตติคนเป็นอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงไป และผลิตความถี่ต่างๆ ออกมาได้ตามแรงดันที่มาควบคุมเช่น วงจรวีซีโอ ที่ใช้แรงดันไฟตรงมาควบคุมให้วาริแคปประพัตติคนเป็นตัวเก็บประจุโดยมีค่าเปลี่ยนแปลงได้ตามแรงดันไฟตรงและผลิตความถี่ออกมา

### 4.2 วงจรขยาย IF

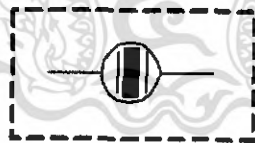
วงจรภาคขยายสัญญาณ IF ของเครื่องรับวิทยุ FM มีไว้เพื่อขยายสัญญาณ IF ความถี่ 10.7 MHz ให้มีขนาดแอมปริจูดของสัญญาณสูงขึ้นอย่างเพียงพอและเหมาะสมกับการดีเทคให้ได้สัญญาณเสียงที่มีคุณภาพดี สัญญาณ IF ของ FM เป็นคลื่นผสมทางความถี่ IF 10.7 MHz กับสัญญาณเสียง 20 – 20000Hz ดังนั้นความถี่ IF 10.7MHz จึงเบี่ยงเบนตามความถี่เสียงซึ่งในระบบ FM ได้มีการกำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด  $\pm 75$  KHz และมีช่องว่างระหว่างสถานีบนและสถานีล่างข้างละ 25 KHz ดังนั้นช่วงแบนวิดของการส่ง FM จึงมีสถานี 200 KHz เมื่อนำสัญญาณจากสถานีที่รับเข้ามาผ่านคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ IF 10.7MHz ที่ได้จะต้องเบี่ยงเบนจากความถี่กลาง 10.7 MHz ไป  $\pm 100\text{KHz}$  ด้วยเช่นกัน วงจรขยาย IF ที่ดีนอกจากจะให้อัตราขยายสูงแล้วจะต้องมีแบนวิidthกว้างถึง 200KHz จึงทำให้ได้สัญญาณทางออกทางเอาต์พุตครบถ้วน

#### 4.2.1 วงจรขยายสัญญาณ IF แบบใช้เซรามิกฟิลเตอร์

เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาสำหรับใช้แทนหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งความถี่เฉพาะ เช่น หม้อแปลง IF ของเครื่องรับวิทยุและ IF ของเครื่องรับโทรทัศน์เซรามิกฟิลเตอร์ทำจากสารจำพวกเพียโซอิเล็กทริกซึ่งจะมี ค่าเรโซแนนซ์เฉพาะตัวเมื่อป้อนสัญญาณความถี่เข้าไปในเซรามิกฟิลเตอร์ สัญญาณที่ผ่านได้คือความถี่เรโซแนนซ์กับตัวมันเท่านั้นหากสัญญาณที่ป้อนเข้าไปมีความถี่ไม่ถูกต้องตามค่าเรโซแนนซ์ ทางด้านเอาต์พุตก็จะมีสัญญาณออกมา ตัวอย่าง ความถี่ของเซรามิกฟิลเตอร์ เช่น 455 KHz สำหรับ ภาคIF ของเครื่องรับ AM ความถี่ 10.7 MHz สำหรับเครื่องรับ FM และ ความถี่อื่นๆ ที่ใช้ในเครื่องรับ โทรทัศน์เช่น 5.5 MHz , 4.5 MHz , 38.9 MHz เป็นต้น เซรามิกฟิลเตอร์มีขนาดเล็กสามารถใช้แทนหม้อแปลงที่เชื่อมโยงเฉพาะความถี่ได้โดยตรงทำให้สะดวกและประหยัดเวลาได้มากเนื่องจากไม่ต้องจูนหรือปรับแต่งความถี่แต่เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์พาสซีฟ ขยายสัญญาณไม่ได้ สัญญาณที่เข้ามาจะสูญเสียภายในตัวเซรามิกฟิลเตอร์ สัญญาณที่ออกทางเอาต์พุตจะ ถูกลดทอนลงไปประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ เซรามิกฟิลเตอร์แบบ 3 ขา ใช้สำหรับส่งผ่านสัญญาณจะเรียก ตัวคัปปลิงฟิลเตอร์ (coupling filter) อีกแบบหนึ่งจะทำ 2 ขาเป็นตัวบายพาสฟิลเตอร์ เพื่อการบายพาสความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งไป



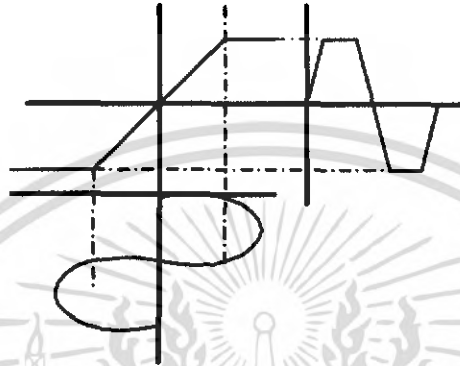
รูปที่ 4.4 สัญลักษณ์เซรามิกฟิลเตอร์

#### 4.3 ลิมิเตอร์

ในระบบเอฟเอ็มความถี่ของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงสัญญาณเบสแบนด์ส่วนทางด้านขนาดจะคงที่เสมอฉะนั้นเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงทางขนาด ของคลื่นพาห้แสดงว่าจะต้องเกิดจาก สัญญาณรบกวน (noise) ดังนั้นในเครื่องรับ FM จะต้องมีส่วนของ ลิมิเตอร์เพื่อให้แรงดันทางด้าน เอ้าท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัมพันธ์กับแรงดันทางด้านอินพุตดัง รูปที่ 4.8 ถ้าสัญญาณ ทางด้านอินพุตมีขนาดต่ำกว่าของลิมิตเตอร์ สัญญาณทางเอาต์พุตจะแปรตาม สัญญาณทางด้านอินพุต ทุกประการอย่างไรก็ตามปกติขนาดของคลื่นพาห้จะมีค่ามากกว่าระดับจำกัดของตัวลิมิตเตอร์ดังนั้น ผลของการผ่านลิมิตเตอร์จะได้รูปคลื่นทางด้านเอาต์พุตเป็นรูปคลื่นสแควร์ (square)



รูปที่ 4.5 ลักษณะของคลื่นเมื่อผ่านลิมิตเตอร์

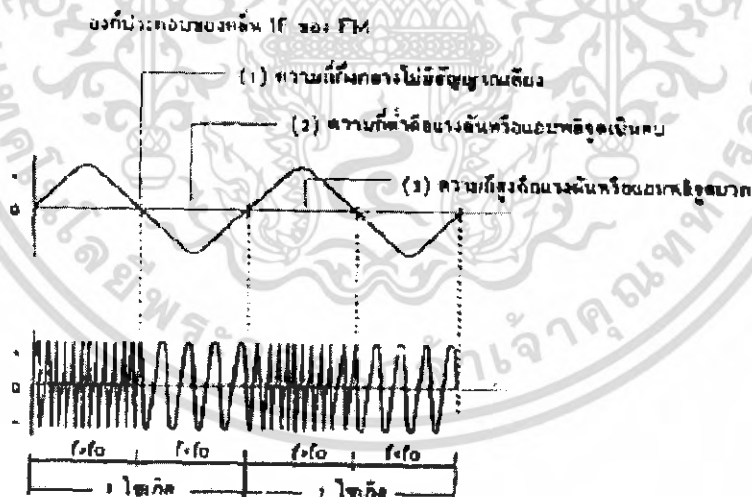
เมื่อคลื่นสแควร์ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ที่ยอมให้ความถี่พื้นฐาน(Fundamental) ของคลื่นสแควร์ผ่านได้เท่านั้นจะได้สัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่เป็นคลื่นไซน์การควบคุมความถี่อัตโนมัติ เมื่อเครื่องรับ FM ทำงานในย่านความถี่ VHF (เช่น 88MHz – 108 MHz) ความถี่ของวงจรไดคอดอสซิลเลเตอร์จะต้องมีเสถียรภาพสูงมิฉะนั้นจะเกิดความเพี้ยนในคอนตีมอด เช่น สมมติว่าเครื่องรับทำงานที่ 100MHz ความถี่ เกิดเปลี่ยนไป 0.1 เปอร์เซนต์ จะทำให้ความถี่ IF เปลี่ยนไป 100KHz สัญญาณ FM จะตกเลขนอกแบนด์วิทที่ไปเลย วิธีการรักษาเสถียรภาพทางความถี่ก็คือใช้แร่บังคับความถี่อย่างไรก็ตามใช้แร่บังคับความถี่ไม่ค่อยสะดวกนักในเครื่องรับวิทยุกระจายเสียง FM เพราะเราจำเป็นต้องปรับจูน (เลือกสถานี) ความถี่อยู่บ่อย ๆ โดยไม่ต้องเปลี่ยนแร่ความถี่ใหม่แต่สำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ(สื่อสาร) เราใช้แร่ได้เพราะช่องความถี่ใช้งานไม่มาก สำหรับการควบคุมให้ความถี่ของโลกไดคอดอสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับกระจายเสียง FM ให้มีเสถียรภาพเราต้องใช้วิธีพิเศษเพื่อให้ไดคอดอสซิลเลเตอร์ลือกกับความถี่ของวาเรคเตอร์จะควบคุม โดยการให้ไบอัสจากแรงดันคลาดเคลื่อนเนื่องจากการที่ไดคอดอสซิลเลเตอร์มีความถี่เลื่อนไป แรงดันคลาดเคลื่อน นำมาจากเอาต์พุตสัญญาณอินพุตวิธีนี้เรียกว่าการควบคุมความถี่อัตโนมัติ(Automatic Frequency Control หรือ AFC) หลักการของ AFC ก็คือใช้วาเรคเตอร์เป็นส่วนหนึ่งในวงจรแกงค์ของโลกไดคอดอสซิลเลเตอร์ค่าความจุของวงจรดีสคริมิเนเตอร์(หรือวงจรเรโซตีเทคเตอร์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 ภาค FM ดีเทกเตอร์ (FM Detector)

องค์ประกอบของคลื่น FM จากรูปที่ 4.9 ประกอบด้วย

1. สัญญาณ IF ความถี่ 10.7 MHz. ( $f_0$ ) คือสัญญาณปกติ ขณะที่ยังไม่มีการมอดูเลทกับสัญญาณเสียง
2. ช่วงสัญญาณ IF เบี่ยงเบนต่ำกว่า 10.7MHz. ( $f < f_0$ ) คือสัญญาณเสียงที่มอดูเลทมาเป็นช่วงลบ
3. ช่วงสัญญาณ IF เบี่ยงเบนสูงกว่า 10.7 MHz. ( $f > f_0$ ) คือสัญญาณเสียงที่มอดูเลทมาเป็นช่วงบวก
4. การเบี่ยงเบนความถี่ของ IF ทั้งทางด้านสูงและทางด้านต่ำ จะเกิดขึ้นเป็นระยะๆ ซ้ำ กัน หมายถึงไซเคิลของคลื่นเสียงมาตรฐานการมอดูเลทแบบ FM ขอมให้ความถี่เบี่ยงเบนได้  $\pm 75$  KHz. และมีการ์ดแบนด์ (Guard band) อีกด้านละ 25 KHz. รวมเป็น  $\pm 100$ KHz. นั่นคือสัญญาณ IF มีความถี่ 10.7 MHz.เบี่ยงเบนสูงสุดคือ 10.8 MHz. และความถี่ต่ำสุดคือ 10.6 MHz.



รูปที่ 4.6 องค์ประกอบของคลื่น FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### ระบบสังเคราะห์ความถี่

#### 5.1 ทฤษฎีพื้นฐานของระบบสังเคราะห์ความถี่

##### 5.1.1 Nature of Phase lock

PLL ประกอบด้วย ชิ้นส่วนพื้นฐาน 3 ชิ้น

1. Phase Detector
2. Loop Filter
3. Voltage Control Oscillator (VCO): Control by external voltage

(PD) Phase Detector ทำหน้าที่เปรียบเทียบ Phase ของ Input Signal กับ Phase ของ VCO ซึ่ง Output ของ PD คือ ขนาดของ Phase Difference; ความเปรียบต่างของ Phase Loop Filter ค่าของความเปรียบต่าง Voltage (difference voltage) จะถูกกรองโดย Loop Filter จะถูกส่งไปยัง VCO เพื่อไปควบคุม VCO สำหรับเปลี่ยนค่าของ Frequency เพื่อที่จะลดค่าความเปรียบต่างของ Phase (Phase Difference)

เมื่อ Loop ถูกล็อก ค่า Control Voltage คือค่าที่ Frequency ของ VCO เท่ากับค่าของ Average Frequency ของค่า Input Signal เพื่อแต่ละ Cycle ของ Input จะมีเพียงแค่ 1 Cycle ของ Oscillator Output วิธีใช้ที่เห็นได้ชัดอย่างหนึ่งของ Phase Lock คือ AFC (Automatic Frequency Control) เพื่อที่จะทำให้ค่า Control Voltage คงไว้ซึ่งการ Lock จะทำให้เกิดค่า nonzero output จาก PD ด้วยเหตุนี้ Loop ของ Phase lock จะทำงานโดยมีค่าของ Phase error ปรากฏอยู่; จะมีน้อยถ้า design ดี ซึ่งจะอธิบายให้ง่ายขึ้นโดยการ สมมุติค่า ของ Carrier Signal ที่เข้ามา Phase และ Frequency; Signal จะมีสัญญาณ Noise แทรกมาด้วยอย่างเลี่ยงไม่ได้

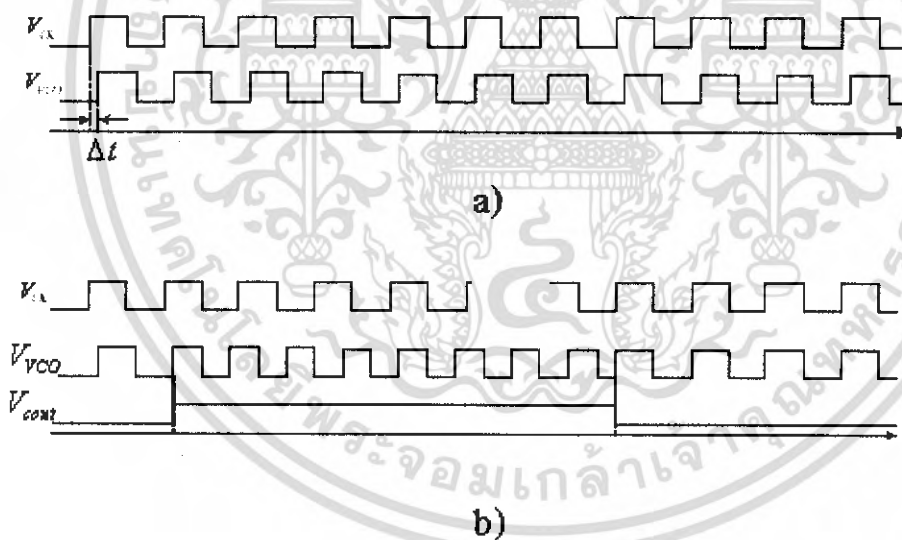
โดยหน้าที่ของ Phase Lock (receiver) ในการ Reproduce สัญญาณ ในส่วนของ Receiver จะใช้ Local Oscillator โดยที่ Frequency ของ “Lo” กับค่าของ Input Signal จะเปรียบเทียบซึ่งกันและกัน โดย PD โดยที่ค่า error ของ Output จะแสดงโดย Phase Difference ทันที

สำหรับการระงับ Noise เข้าค่าเฉลี่ย error (Average error) นำไปสร้าง Frequency ของ LO ถ้า Original Signal มีค่าดังนี้ (good) เข้า LO ก็จะใช้ Information เพียงเล็กน้อยที่จะ Trash และ Information สามารถหาได้จาก การเฉลี่ยของเวลาที่ยาวนาน (Long Period) ดังนั้นการจำกัด Noise ก็จะมีมาก

## 5.2 หลักการทำงานพื้นฐานของเฟสล็อกคูลูป

การทำงานของเฟสล็อกคูลูปในสภาวะล็อก คือการที่ความถี่เอาต์พุตจาก วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้ามีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิงหรืออินพุตและอัตราคาบเปลี่ยนแปลงของเฟสอินพุตและเอาต์พุตเทียบกับเวลาจะมีค่าเท่ากัน

พิจารณาถึงการเข้าสู่สภาวะล็อก พิจารณารูป 5.1(ก) แสดงการเปรียบเทียบเฟส ระหว่างเอาต์พุตจาก VCO กับเฟสของอินพุตอ้างอิงหรือคัล็อก จะเห็นว่าที่ขอบขาขึ้นของ  $V_{VCO}$  จะเกิดมีเฟสผิดพลาดขึ้นเป็นเวลา  $\Delta t$  เมื่อเทียบกับ  $V_{CK}$  และเราต้องการกำจัดความผิดพลาดนี้ออกไปโดยกำหนดให้  $V_{cont}$  แรงดันอินพุตของ VCO โดยเมื่อ  $V_{cont}$  สูงขึ้นความถี่เอาต์พุตที่จะสูงขึ้นพิจารณา รูปที่ 5.1 (ข) ความถี่ของ VCO เริ่มสูงขึ้นที่เวลา  $t = t_1$  วงจรจะมีการเพิ่มของเฟสอย่างรวดเร็วจนที่เวลา  $t = t_2$  ความผิดพลาดของเฟสจะมีค่าเป็นศูนย์และ  $V_{cont}$  กลับเข้าสู่สภาวะแรกโดยเฟสของเอาต์พุตจาก VCO กับเฟสของอินพุตอ้างอิงหรือคัล็อกอินเฟสกัน

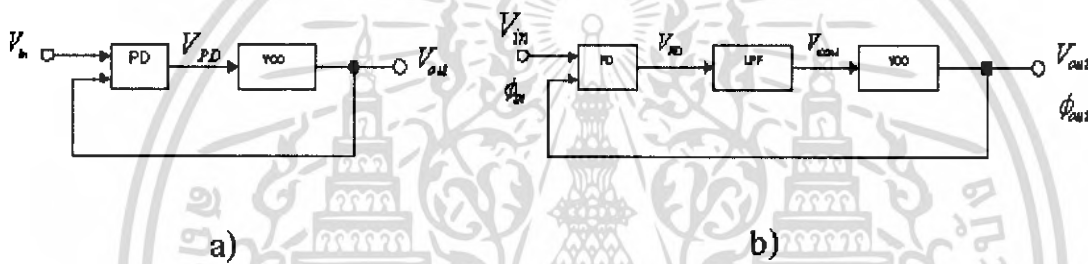


รูปที่ 5.1 การเข้าสู่สภาวะล็อกของเฟสล็อกคูลูป

- เฟสเอาต์พุตจาก VCO กับเฟสของอินพุต
- การปรับเฟสของวงจรเพื่อกำจัดเฟสผิดพลาด

จากหลักการข้างต้นทำให้เราสามารถทราบได้ว่าวงจรเฟสล็อกแบบง่ายนั้นประกอบด้วยตัวตรวจจับเฟส (PD) และวงจรรอสซซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้า (VCO) ต่อกันในลักษณะป้อนกลับดังรูปที่ 5.1(ก) โดย PD จะเป็นตัวเปรียบเทียบเฟสระหว่าง  $V_{out}$  กับ  $V_{in}$  โดยจะให้ค่าแรงดันเฟสผิดพลาดออกมาไปปรับ VCO จนเฟสมีการปรับและเข้าสู่สภาวะล็อก

อย่างไรก็ตามต้องมีการปรับปรุวงจรรูป 5.1(ก) เนื่องจาก เอ้าท์พุทของ PD หรือ  $V_{PD}$  ประกอบด้วยส่วนของแรงดันดีซีและแรงดันเอซีที่มีความถี่สูง ดังนั้นเพื่อให้แรงดันอินพุทของ VCO มีเฉพาะส่วนของดีซีเพื่อให้ความถี่เอ้าท์พุทออกมาคงที่ที่ต้องมีการใส่วงจรกรองความต่ำผ่านเข้าไประหว่างวงจร PD กับ VCO ดังรูป 5.1(ข) เพื่อกำจัดส่วนที่มีความถี่สูงออกไปโดย LPF ที่ใส่เข้าไปจะต้องมีอัตราการขยายเป็นหนึ่งที่ความถี่ต่ำ



รูปที่ 5.2 องค์ประกอบของเฟสล็อก

- a) องค์ประกอบที่ประกอบด้วย PD กับ VCO
- b) องค์ประกอบที่ประกอบด้วย PD, VCO และ LPF

พิจารณารูป 5.2(ก) เงื่อนไขวงจรภายใต้สภาวะล็อกคือ  $\phi_{out} - \phi_{in}$  จะต้องมีค่าคงที่และมีขนาดเล็กและจะต้องไม่เปลี่ยนแปลงกับเวลาเขียนความสัมพันธ์เป็นสมการได้ว่า

$$\frac{d\phi_{out}}{dt} - \frac{d\phi_{in}}{dt} = 0 \quad (5.1)$$

หรือก็คือ

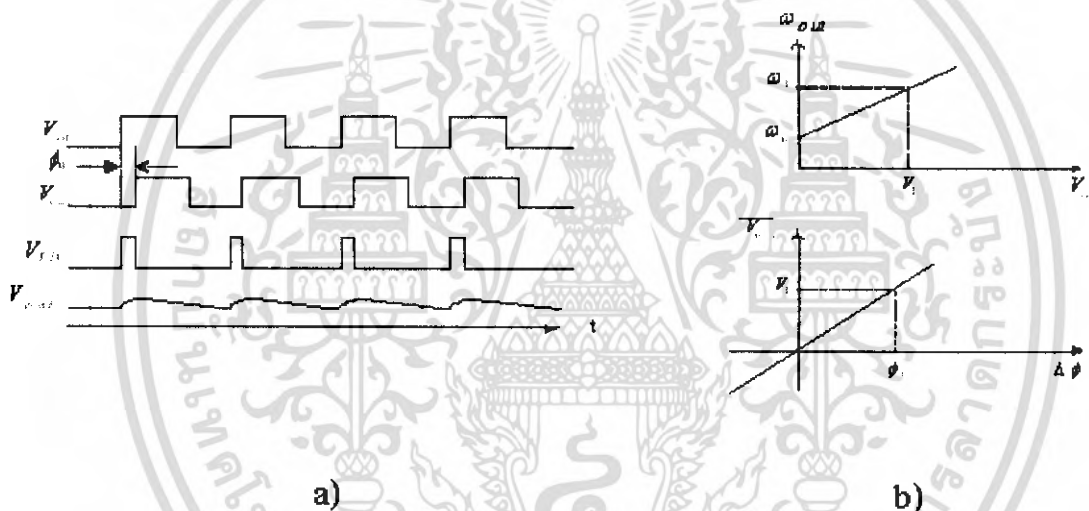
$$\omega_{out} = \omega_{in} \quad (5.2)$$

โดยสรุปจะได้ว่าเมื่อเฟสล็อกอยู่ในสภาวะล็อกเฟสของเอ้าท์พุทจาก VCO เมื่อเทียบกับอินพุทจะต้องมีค่าผิดพลาดเฟสน้อยแต่ความถี่ทั้งสองจะต้องเท่ากัน

### 5.3 ลักษณะสัญญาณของเฟสล็อกถูบในสภาวะล็อก

เมื่อวงจรเฟสล็อกถูบอยู่ในสภาวะล็อก รูปคลื่นสัญญาณในแต่ละจุดนั้นแสดงดังรูป 5.3(ก) โดย  $V_{out}$  กับ  $V_{in}$  จะมีความต่างเฟสหรือเฟสผิดพลาดน้อยมากแต่ความถี่จะเท่ากัน โดย PD เป็นตัวสร้างพัลส์ที่เกิดจากค่าเฟสผิดพลาดของอินพุตกับเอาต์พุต และ LPF จะกรองเอาเฉพาะแรงดันที่เป็นคิซีคือ  $V_{PD}$  ป้อนให้กับ VCO โดยพัลส์ขนาดเล็กใน  $V_{LPF}$  เรียกว่า ริปเปิ้ล (ripple)

พิจารณารูป 5.3(ก) พารามิเตอร์ที่ยังไม่ทราบค่าคือ  $\phi_0$  และระดับแรงดันคิซีของ  $V_{cont}$  สามารถหาค่าได้จากการพิจารณาโดยใช้กราฟแสดงคุณสมบัติของ PD และ VCO ดังแสดงในอยู่รูป 5.3(ข) โดยถ้าเฟสล็อกถูบอยู่ในสภาวะล็อกแล้วความถี่ของอินพุตและเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากัน โดยกำหนดให้มีค่าเท่ากับ  $\omega$  และทำให้แรงดันที่วงจร VCO ต้องการคือ  $V_1$  ดังในรูป 5.3(ก)



รูปที่ 5.3 รูปคลื่นสัญญาณของเฟสล็อกถูบในสภาวะล็อก

- รูปคลื่นสัญญาณในแต่ละจุด
- กราฟแสดงคุณสมบัติของ VCO และ PD

โดยขนาดแรงดัน  $V_1$  ได้จากส่วนของ PD ซึ่งเกิดจากค่าความผิดพลาดเฟส 0 จากกราฟคุณสมบัติของ PD และ VCO จะได้  $\omega_{out} = \omega_0 + K_{VCO} V_{cont}$  และ  $V_{PD} = K_{PD} \Delta\phi$  ทำให้ได้

$$V_1 = \frac{\omega_1 - \omega_0}{K_{VCO}} \quad (5.3)$$

และ

$$\begin{aligned} \phi_0 &= \frac{V_1}{K_{PD}} \\ &= \frac{\omega_1 - \omega_0}{K_{PD}K_{VCO}} \end{aligned} \quad (5.4)$$

จากสมการ 2.5 ทำให้ทราบคุณสมบัติที่สำคัญสองประการคือ เมื่อความถี่อินพุตเกิดการเปลี่ยนแปลงจะทำให้เกิดความต่างเฟสหรือความผิดพลาดของเฟสขึ้น และค่าผิดพลาดของเฟสจะมีค่าต่ำเมื่อค่า  $K_{PD}K_{VCO}$  ต้องมีค่าสูง โดย  $K_{PD}$  ก็คือ ค่าอัตราขยายของวงจรถักจับเฟสหรือ PD และ  $K_{VCO}$  ก็คือค่าอัตราขยายของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้า

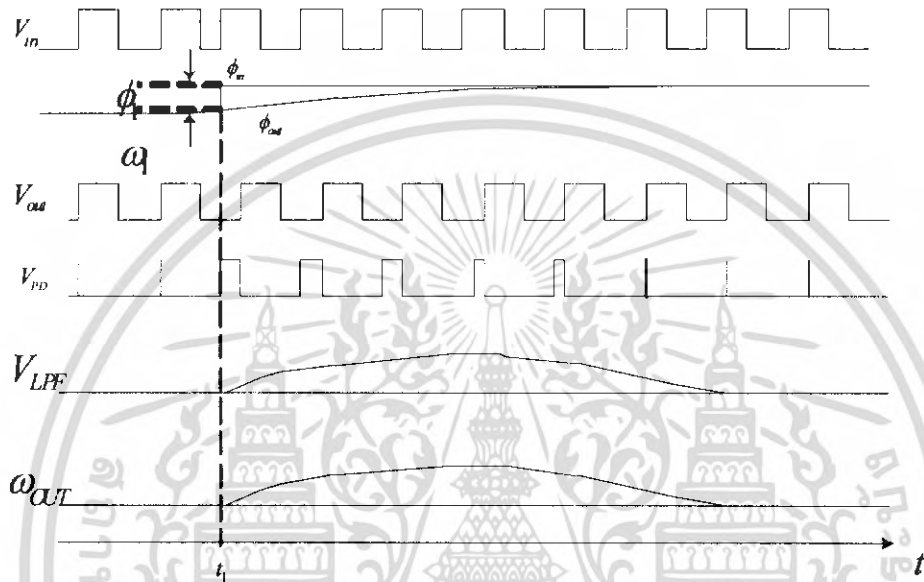
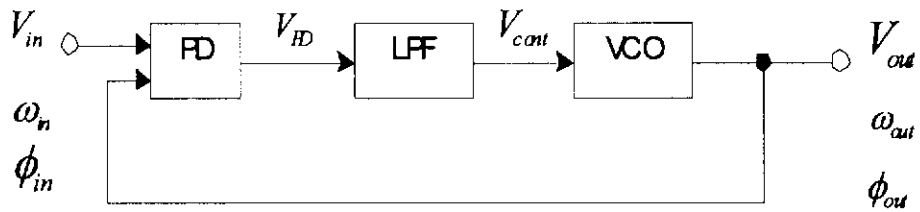
#### 5.4 การพิจารณาภาวะชั่วขณะของเฟสล็อกในสถานะล็อก

เมื่อวงจรถักจับเฟสอยู่ในสภาวะล็อกแล้วเกิดการเปลี่ยนแปลงเฟส หรือความถี่ที่อินพุตจะทำการ พิจารณา หาผลการตอบสนองของเฟสล็อกดูว่าเป็นอย่างไร โดยจะพิจารณาเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของเฟสที่อินพุตก่อน โดยสมมติให้รูปแบบของอินพุตและเอาต์พุตเป็นดังนี้

$$V_{in}(t) = V_A \cos \omega_1 t \quad (5.5)$$

$$V_{out}(t) = V_B \cos(\omega_1 t + \phi_0) \quad (5.6)$$

โดยที่ไม่พิจารณาความถี่ฮาร์โมนิกที่สูงและ  $\phi_0$  ก็คือค่าความผิดพลาดเฟสคงที่ พิจารณารูป 2.14 จะเห็นว่าเฟสอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นในลักษณะเป็นขั้นคือ  $\phi_1$  และเกิดขึ้นที่เวลา  $t = t_1$  จะทำให้เฟสที่อินพุตมีค่าเท่ากับ  $\phi_{in} = \omega_1 t + \phi_{1,u}(t + t_1)^2$  ณ เวลานี้เอาต์พุตของ LPF ยังไม่เพิ่มขึ้นอย่างทันทีทันใด และ VCO ยังคงออสซิลเลทที่ความถี่เดิมคือ  $\omega_1$



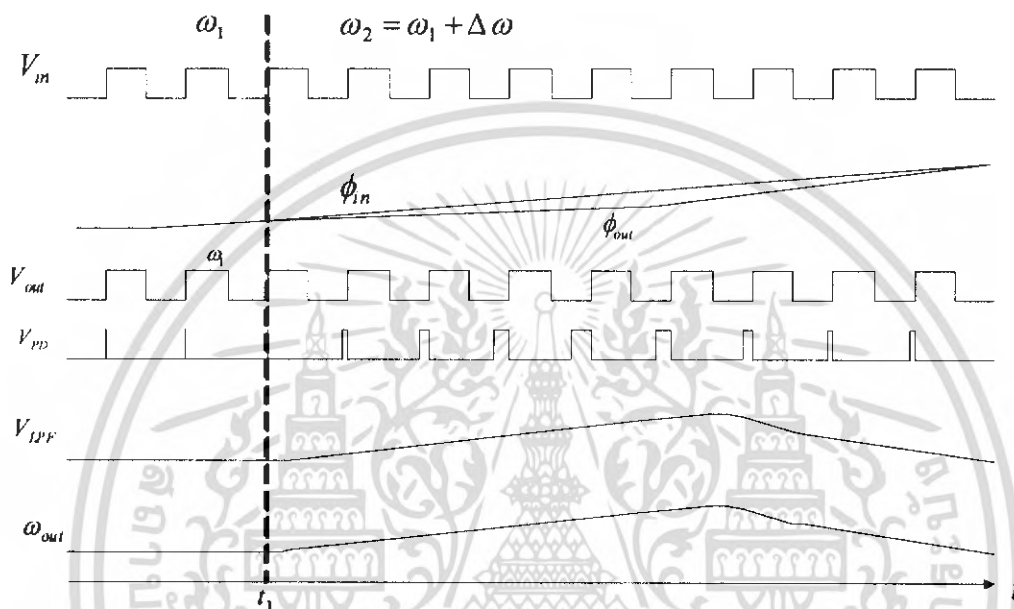
รูปที่ 5.4 ผลการตอบสนองของเฟสล็อกคูลูปเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของเฟสที่อินพุต

หลังจากนั้นค่าความต่างเฟสของอินพุตกับเอาต์พุตค่อย ๆ เพิ่มขึ้นทำให้พัลซ์ขึ้นที่เอาต์พุตของ PD และส่งผลให้เกิด  $V_{LFF}$  เพิ่มขึ้นผลลัพธ์คือทำให้ความถี่ของ VCO เพิ่มขึ้นเพื่อพยายามลดค่าผิดพลาดของเฟสที่สภาวะชั่วขณะนี้จะไม่เกิดการลื่นไถลขึ้นเนื่องจากค่าความผิดพลาดเฟส เปลี่ยนแปลงตามเวลา ภายหลังจากที่ความถี่ของ VCO เริ่มเปลี่ยนแล้วเฟสล็อกคูลูปจะกลับสู่สภาวะลื่นไถลตามเดิมโดย  $\omega_{out}$  จะกลับมาเท่ากับ  $\omega_i$  นั่นคือ  $V_{LFF}$  และ  $\phi_{out} - \phi_{in}$  จะกลับสู่ค่าเริ่มต้นตามเดิม โดยเมื่อ อยู่นในสภาวะสงบเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับ

$$V_{out}(t) = V_B \cos[\omega_1 t + \phi_0 + \phi_1 u(t - t_1)] \quad (5.7)$$

สิ่งที่สำคัญเมื่อถูกลบเข้าสู่สภาวะล็อกคือ พารามิเตอร์ทุกตัวจะกลับเข้าสู่สภาวะเริ่มต้นทั้งหมดคือ  $\phi_{out} - \phi_{in}$ ,  $V_{LPP}$  และค่าความถี่ของ VCO จะเท่ากับสภาวะเริ่มต้น

ต่อไปเป็นการพิจารณาผลการตอบสนองของเฟสล็อกคูลูปเมื่อความถี่อินพุตเปลี่ยนแปลงชั่วขณะ โดยอินพุตเพิ่มขึ้นจากความถี่เดิม  $\Delta\omega$  ที่เวลา  $t = t_1$  ดังแสดงในรูป 5.5



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองของเฟสล็อกคูลูปเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่อินพุต

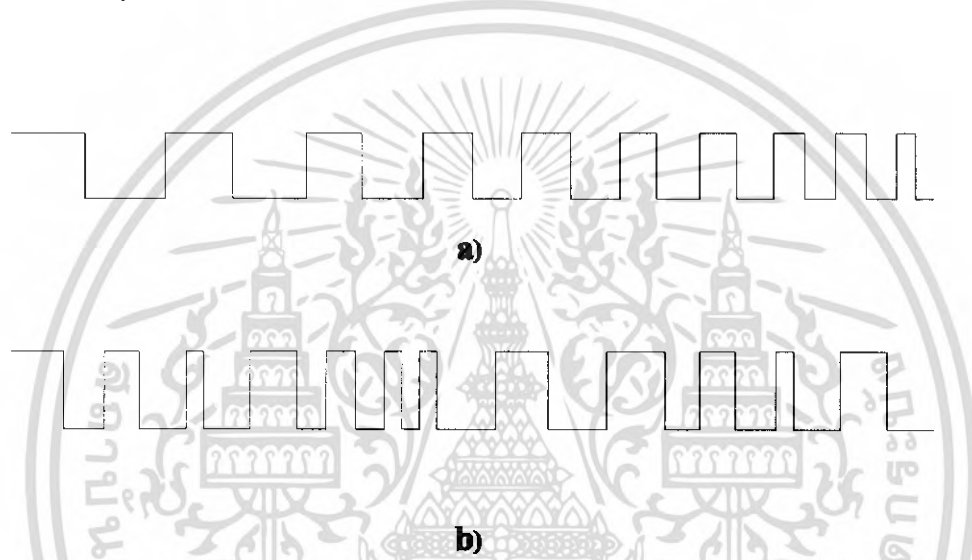
โดยความถี่เริ่มต้นของ VCO คือ  $\omega_1$  เมื่อความถี่อินพุตเปลี่ยน PD จะกำเนิดพัลส์โดยความกว้างค่อย ๆ เพิ่มมากขึ้นและ  $V_{LPP}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นจน  $\omega_{out}$  เข้าใกล้  $\omega_1 + \Delta\omega$  หรือก็คือความถี่อินพุต โดยเอาที่พหุคูณจาก PD จะมีค่าลดลง ภายใต้อาณาเขตสงบ ระดับแรงดันคิซีที่วงจรถองความถี่มีค่าเท่ากับ  $(\omega_1 + \Delta\omega - \omega_0)/K_{VCO}$  จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของเฟสหรือความถี่ที่อินพุตจะนำมาซึ่งระดับแรงดันเพื่อควบคุมความถี่ VCO เพื่อลดค่าเฟสผิดพลาดลง

### 5.5 เสถียรภาพของเฟสล็อกคูลูปแบบพื้นฐาน

การพิจารณาเกี่ยวกับเสถียรภาพของเฟสล็อกคูลูปจะต้องทราบฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบดังนั้น ต้องพิจารณาหา  $\Phi_{out}(s)/\Phi_{in}(s)$  ทั้งแบบลูปเปิดและลูปปิด

พิจารณา  $\Phi_{out}(s)/\Phi_{in}(s)$  เป็นตัวบอกให้ทราบถึงอะไรนั้นให้เปรียบเทียบกับฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่อันดับหนึ่งอย่างง่ายคือ  $V_{out}(s)/V_{in}(s) = 1/(1 + s/\omega_0)$  จากฟังก์ชันถ่ายโอนจะเห็นว่าถ้า  $V_{in}$  เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว  $V_{out}$  ไม่สามารถที่จะตามอินพุตได้ตลอดย่านที่เปลี่ยนแปลง ในทำนองเดียวกัน  $\Phi_{out}(s)/\Phi_{in}(s)$  จะแสดงให้เห็นความสัมพันธ์ว่าเฟสของเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงไปกับเฟสของอินพุตอย่างไรเมื่อเฟสอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าหรือเร็ว

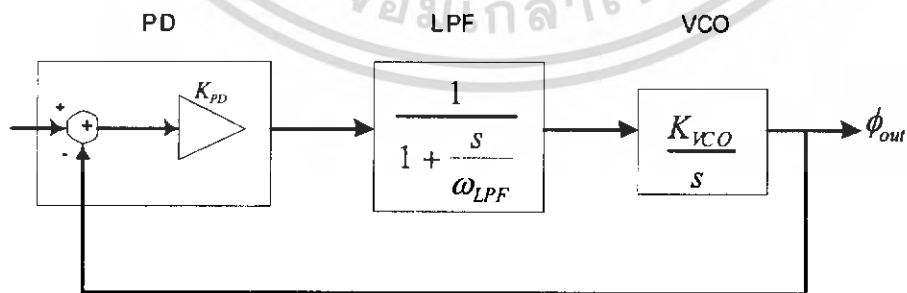
การเปลี่ยนแปลงของเฟสกับเวลาแสดงดังรูป 5.6 โดยรูป 5.6(ก) เป็นการเปลี่ยนแปลงของเฟสอย่างรวดช้า ๆ และรูป 5.6(ข) เฟสมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 5.6 การเปลี่ยนแปลงของเฟสกับเวลา

- a) การเปลี่ยนแปลงของเฟสอย่างช้า ๆ
- b) การเปลี่ยนแปลงของเฟสอย่างเร็ว

พิจารณา  $\Phi_{out}(s)/\Phi_{in}(s)$  โดยทำการสร้างรูปแบบเชิงเส้นของเฟสล็อกคูปดังแสดงในรูป 2.7



รูปที่ 5.7 รูปแบบเชิงเส้นของเฟสล็อกคูปชนิดที่หนึ่ง (type I PLL)

โดยพิจารณาจากรูป 5.7 ประกอบด้วยวงจร PD ซึ่งเอาต์พุตประกอบด้วยแรงดันดีซีมีค่าเท่ากับ  $K_{PD}(\phi_{out} - \phi_{in})$  โดยความถี่สูงจะถูกจำกัดทั้งโดยวงจรกรองความถี่จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของ PD ในรูปแบบวงจรมีค่าอัตราขยายเท่ากับ  $K_{PD}$  และวงจร LPF เป็นวงจรแบบอันดับหนึ่งอย่างง่ายมีฟังก์ชันถ่ายโอนคือ  $1/(1 + s/\omega_{LPF})$  ในส่วนวงจร VCO มีฟังก์ชันถ่ายโอน คือ  $K_{VCO}/s$  ส่วน  $\phi_{in}$  และ  $\phi_{out}$  คืออินพุตและเอาต์พุตเฟส ตัวอย่างเช่น ถ้าผลรวมของอินพุตเฟสเป็นฟังก์ชันแบบขั้นบันได คือ  $\phi_{in}(t)$  นั่นคือ  $\phi_{in} = \phi_{in}/s$

จากรูป 5.7 ฟังก์ชันถ่ายโอนของรูปเปิดคือ

$$\begin{aligned} H(s) &= \left. \frac{\phi_{out}(s)}{\phi_{in}(s)} \right|_{open} \\ &= K_{PD} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{LPF}}} \frac{K_{VCO}}{s} \end{aligned} \quad (5.8)$$

จากสมการ 5.8 แสดงให้เห็นว่าตำแหน่งโพลของระบบอยู่ที่  $s = -\omega_{LPF}$  และ  $s = 0$  โดยอัตราขยายรูปจะเท่ากับ  $H(s)|_{open}$  เพราะป้อนกับแบบเต็มทีแฟกเตอร์การป้อนกับเป็นหนึ่ง โดยระบบที่มีโพลหนึ่งตัวที่จุดกำเนิดเรียกว่า “ชนิดที่หนึ่ง” (type 1)

ต่อไปพิจารณาหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบปิด ซึ่งมีความสำคัญมากโดยเฟสล็คคูลูปจะเข้าสู่สภาวะล็คเมื่อ  $\phi_{out}$  เปลี่ยนแปลงเข้าใกล้  $\phi_{in}$  โดย  $s$  จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบปิดแสดงดังสมการ 5.9

$$H(s) \Big|_{close} = \frac{K_{PD} K_{VCO}}{s^2 + s + K_{PD} K_{VCO} \omega_{LPF}} \quad (5.9)$$

สิ่งที่เราต้องการคือ  $H(s)|_{open}$  จะต้องมีค่าเข้าใกล้หนึ่งเมื่อ  $s$  มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ นั่นก็คืออัตราขยายของรูปมีค่าเป็นอนันต์ ภายใต้สภาวะดังกล่าวจะทำให้เฟสล็คคูลูปเข้าสู่สภาวะล็ค

จากสมการ 2.11 สามารถหาผลตอบสนองแบบขั้นบันได (step response) ของระบบชนิดที่หนึ่ง (type 1) ได้โดยการพิจารณาเปรียบเทียบกับทฤษฎีของระบบควบคุม (Control System) จากรูปแบบของสมการอันดับสองของระบบดังสมการ 5.9 นำมาเปรียบเทียบกับสมการ 2.11 เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของระบบเพื่อวิเคราะห์ผลตอบสนองแบบขั้นบันไดของระบบแบบที่หนึ่ง (type 1)

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.10)$$

เมื่อ  $\omega_n$  คือความถี่ธรรมชาติ (Natural frequency) และ  $\zeta$  คือตัวประกอบหน่วง (Damping factor) ซึ่งจากสมการ 5.10 ถ้าจัดให้อยู่ในรูปแบบมาตรฐานจะได้ค่าความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบหน่วงคือ

$$\omega_n = \sqrt{\omega_{LPF} K_{PD} K_{VCO}} \quad (5.11)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_{LPF}}{K_{PD} K_{VCO}}} \quad (5.12)$$

และโพลของทั้งสองตัวของระบบอยู่ที่ตำแหน่ง

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \sqrt{(\zeta^2 - 1)\omega_n^2} \quad (5.13)$$

$$s_{1,2} = (-\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n \quad (5.14)$$

โดยถ้า  $\zeta > 1$  โพลทั้งสองเป็นจำนวนจริงซึ่งจะทำให้ระบบเกิดโอเวอร์แดมและในทางตรงกันข้ามถ้า  $\zeta < 1$  โพลเป็นจำนวนจินตภาพจะได้ผลการตอบสนองของเอาต์พุตต่อความถี่อินพุตแบบขั้นบันไดโดย  $\omega_{in} = \Delta\omega u(t)$  ผลของเอาต์พุตคือ

$$\omega_{out}(t) = \left\{ 1 - e^{-\zeta\omega_n t} \left[ \cos(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t) + \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t) \right] \right\} \Delta\omega u(t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \left[ 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \theta) \right] \Delta\omega(t) \quad (5.15)$$

โดย  $\omega_{out}$  คือผลการเปลี่ยนแปลงของความถี่เอาต์พุต และ  $\theta$  มีค่าเท่ากับ

$$\theta = \sin^{-1} \sqrt{1-\zeta^2} \quad (5.16)$$

รูปคลื่นเอาต์พุตแสดงดังรูป 5.7 จะเห็นว่ามีส่วนประกอบของรูปคลื่นไซน์โดยมีความถี่เท่ากับ

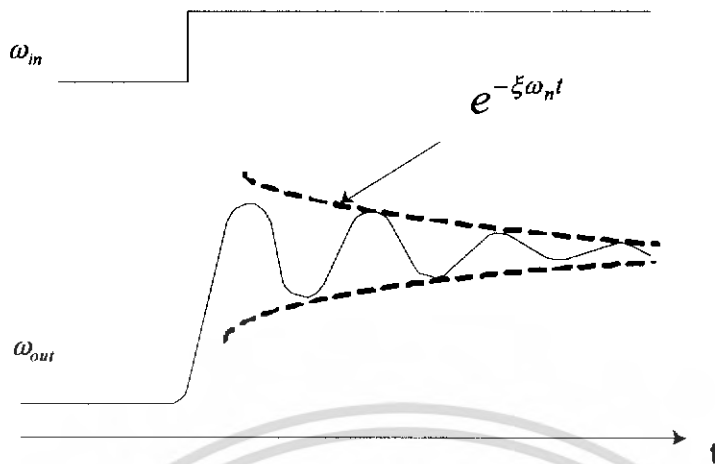
$$\omega = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \quad (5.17)$$

และขนาดของรูปคลื่นไซน์ดังกล่าวจะมีค่าลดลงด้วยค่าเวลากึ่งที่เท่ากับ  $(\zeta\omega_n)^{-1}$

การเข้าสู่สภาวะสงบของเฟสล็อกอย่างรวดเร็วมักมีความจำเป็นในการนำไปใช้งาน จากสมการ 5.17 ค่าของเอ็กซ์โปเนนเชียลจะลดลงสัมพันธ์กับค่าของเทอม  $\zeta\omega_n$  โดยมีความเท่ากับ

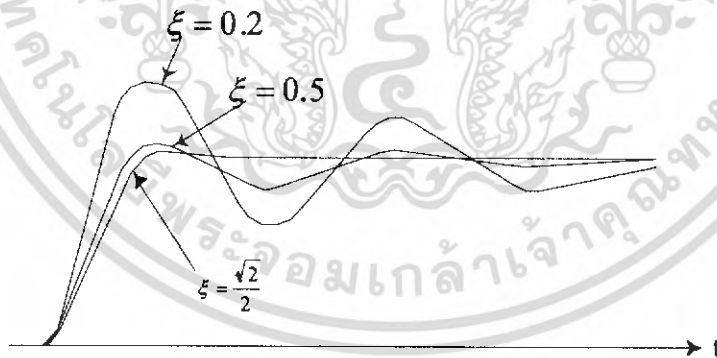
$$\zeta\omega_n = \frac{1}{2} \omega_{LPF} \quad (5.18)$$

จากผลลัพธ์ที่ได้จะเห็นว่าจะต้องมีการเลือกระหว่างความสามารถเข้าสู่สภาวะสงบอย่างรวดเร็วกับแรงดันริบเบิลที่จะไปควบคุม VCO เช่น ถ้าต้องการให้  $\omega_{LPF}$  มีค่าต่ำเพื่อให้สามารถกำจัดความถี่สูงออกจากเอาต์พุต PD แต่มีค่าเวลาเข้าสู่สภาวะสงบ (Settling time) มาก



รูปที่ 5.8 การตอบสนองของเฟสล็อกคูลูปต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่แบบขั้นบันได

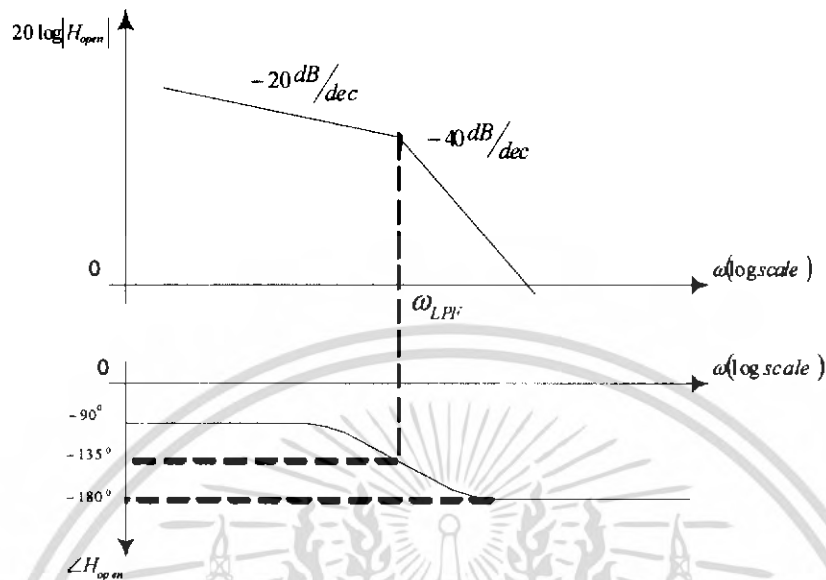
การเลือกค่าของ  $\zeta$  นั้นมีความสำคัญมาก ดังแสดงในรูป 5.8 แสดงผลการตอบสนองเมื่อค่า  $\zeta$  เปลี่ยนเป็นค่าหลายค่าโดยที่  $\omega_n$  มีค่าคงที่ โดยผลการตอบสนองจะไม่มีการกระเพื่อมเมื่อค่าของ  $\zeta < 1$  ดังนั้นการเลือกค่า  $\zeta$  จึงมีความสำคัญและนำมาซึ่งการต้องเลือกระหว่าง LPF และค่าเวลาเข้าสู่สภาวะสงบ (Settling time) และจากสมการ 5.18-ถ้าเราต้องการลดค่าความผิดพลาดเฟสให้น้อยลงจะต้องลดค่าของ  $K_{pd}K_{vco}$  ลงแต่จากสมการ 2.14 จะทำให้  $\zeta$  เพิ่มขึ้นทำให้ระบบมีเสถียรภาพต่ำลง



รูปที่ 5.9 การตอบสนองของระบบเมื่อค่า  $\zeta$  เปลี่ยนแปลง

สรุปแล้วคุณสมบัติของเฟสล็อกคูลูปชนิดที่หนึ่ง (Type I PLL) จะต้องมีการเลือกระหว่างค่าเวลาเข้าสู่สภาวะสงบ (Settling time), แรงดันรีเซ็ตที่จะไปควบคุม VCO, ค่าผิดพลาดเฟสและเสถียรภาพของระบบ การแสดงเสถียรภาพของระบบอาจแสดงได้ด้วยกราฟโบดพล็อตทั้งขนาดและความถี่

ผังรูป 5.10 โดยใช้สมการ 5.18

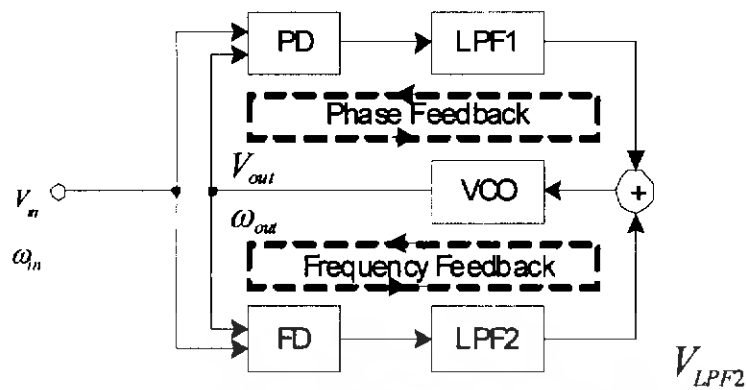


รูปที่ 5.10 กราฟโพลพล็อตแสดงเสถียรภาพของ Type I PLL

### 5.6 เฟสล็อกแบบเอาท์พุทเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ (Charge-Pump PLL)

จากการพิจารณาเฟสล็อกแบบที่หนึ่งจะเห็นว่ามีความมีปัญหาในเรื่องที่จะต้องเลือกระหว่างค่าเวลาเข้าสู่สภาวะสงบ (Settling time), แรงดันริบเบิลที่จะไปควบคุม VCO, ค่าผิดพลาดเฟสและเสถียรภาพของระบบ นอกจากนั้นแล้วยังมีปัญหาในเรื่องของช่วงของการเข้าสู่สภาวะล็อกมีค่าจำกัดโดยปัญหาของการได้มาซึ่งสภาวะล็อกของเฟสล็อกคือ เริ่มแรกเมื่อวงจรทำงานหรือเมื่อจ่ายไฟเลี้ยงให้วงจร ถ้าวงจรรอสวิตช์เลเตอร์ทำงานที่ความถี่ห่างจากความถี่อินพุตจะไม่ล็อกโดยช่วงของการเข้าสู่สภาวะล็อกจะขึ้นอยู่กับค่าของ  $\omega_{LPF}$  โดยจะล็อกเพียงกรณีเดียวคือ ความแตกต่างระหว่าง  $\omega_{in}$  กับ  $\omega_{out}$  จะต้องน้อยกว่า  $\omega_{LPF}$  แต่ก็ต้องเลือกอีกเช่นกัน เพราะถ้าหากเราให้  $\omega_{LPF}$  มีค่าต่ำจะทำให้ช่วงเข้าสู่การล็อกมีค่าต่ำเช่นกัน

ปัญหาดังกล่าวแก้ไขโดยการเพิ่มตัวตรวจจับความถี่ (Frequency detector, FD) เข้าไปรวมกับส่วนของ PD ดังแสดงในรูป 5.11

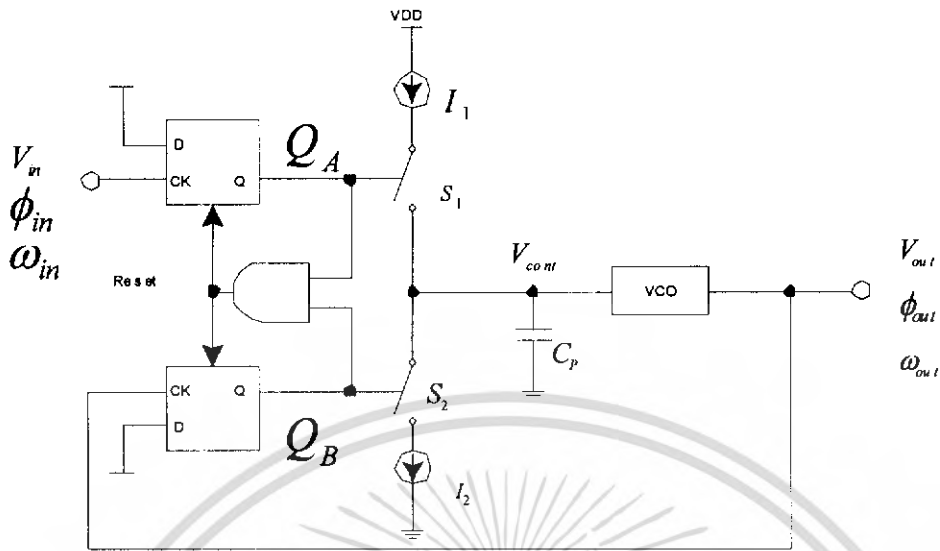


รูปที่ 5.11 ระบบที่ใช้ตัวดักจับเฟสแบบเฟส - ความถี่

โดย FD จะทำหน้าที่เปรียบเทียบความถี่ของอินพุตกับเอาต์พุตและจะทำให้วงจรรองความถี่ต่ำมีแรงดันเกิดขึ้นเป็นไปตามสัดส่วนของ  $\omega_{in} - \omega_{out}$  ซึ่งตัวดักจับเฟสแบบนี้เรียกว่า ตัวดักจับเฟสแบบเฟส - ความถี่ (Phase/Frequency Detector, PFD) ซึ่งหลักการการทำงานของ PFD จะกล่าวถึงต่อไปในหัวข้อตัวดักจับเฟส

### 5.6.1 หลักการทำงานพื้นฐานของเฟสล็อกูปแบบเอาต์พุตเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่

พิจารณารูป 5.12 เป็นวงจรเฟสล็อกูปแบบเอาต์พุตเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Charge-Pump PLL, CP PLL) โดยตัวดักจับเฟสเป็นแบบเฟส-ความถี่ หลักการทำงานของวงจรคือ เมื่อจ่ายไฟเลี้ยงให้วงจรค่าของ  $\omega_{out}$  อาจจะมีค่าที่ห่างจาก  $\omega_{in}$  ทำให้ PFD และส่วนของแหล่งจ่ายกระแสทำงานเกิดการปรับเปลี่ยนแรงดันที่ป้อนให้กับ VCO จนค่าความถี่ของ  $\omega_{out}$  มีค่าใกล้เคียงกับอินพุต  $\omega_{in}$  จากนั้น PFD จะทำหน้าที่เสมือน PD ดำเนินกระบวนการเข้าสู่สภาวะล็อกโดยเมื่ออยู่ในสภาวะล็อกค่าความต่างเฟสอินพุตกับเอาต์พุตเท่ากับศูนย์ส่วนของแหล่งจ่ายกระแสไม่ทำงาน

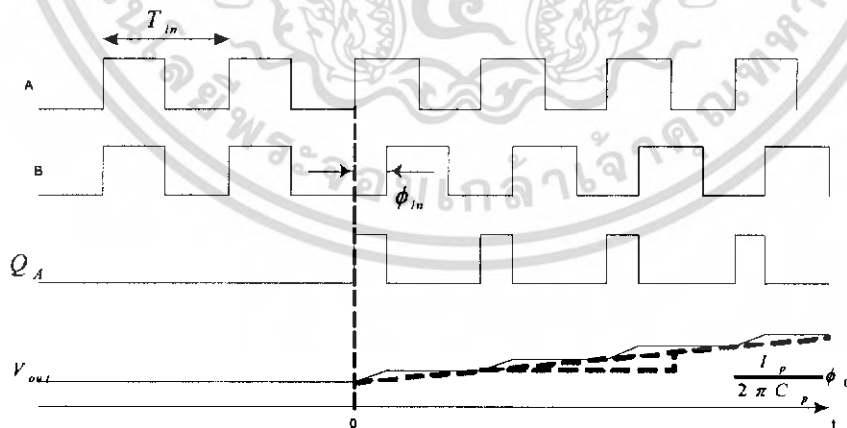


รูปที่ 5.12 วงจรเฟสล็อกแบบเอาท์พุทเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่

พิจารณาการทำงานของวงจรรูป 5.12 โดยไม่คิดผลของพัลส์รีเซ็ตที่มีขนาดเล็กที่  $Q_A$  และ  $Q_B$  โดยสมมติให้หลังจากเกิดการล็อก  $\omega_{in} = \omega_{out}$  มีค่าเท่ากับศูนย์ PFD จะให้  $Q_A = Q_B = 0$  ในส่วนของแหล่งจ่ายกระแสยังไม่ทำงานทำให้แรงดัน  $C_p$  ยังมีค่าคงที่

**5.6.2 เสถียรภาพของเฟสล็อกแบบเอาท์พุทเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่**

การพิจารณาถึงเสถียรภาพจะต้องสร้างรูปแบบเชิงเส้นของระบบและพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอน การจะสร้างรูปแบบเชิงเส้นได้นั้นต้องรู้ค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของแต่ละส่วน



รูปที่ 5.13 การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงแบบจันบันได้เมื่อ PFD/CP/LPF รวมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนเมื่อนำส่วนของ PFD/CP/LPF มารวมกันโดยใช้ LPF เป็นค่าปาดิเตอร์ตัวเดียว โดยการสมมติให้คาบเวลาของความถี่อินพุตคือ  $T_m$  และค่ากระแสที่ใช้ในการชาร์จและดิชาร์จคือ  $\pm I_p$  ดังแสดงในรูป 5.13 โดยมีอินพุตสองอินพุต A และ B และที่เวลาเริ่มต้นมีค่าความต่างเฟสเท่ากับศูนย์ และเมื่อถึงที่เวลา  $t = 0$  เฟสของอินพุต B มีการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นบันไดคือ  $\phi_0$  โดยความต่างเฟสมีค่าเท่ากับ  $\Delta\phi = \phi_{out}(t)$  ทำให้  $Q_A$  เกิดพัลส์ออกมาอย่างต่อเนื่องและมีค่าเท่ากับ  $\phi_0 T_m / (2\pi)$  และค่าเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้นโดยไม่คิดผลของพัลส์รีเซ็ตที่มีขนาดเล็กจะมีค่าเท่ากับ  $(I_p / C_p) \phi_0 T_m / (2\pi)$  โดยการประมาณส่วนที่เป็นพินลีย์เป็นเส้นตรงดังนั้นความชันของ  $V_{out}$  คือ  $(I_p / C_p) \phi_0 T_m / (2\pi)$  และสามารถเขียนได้อีกแบบดังสมการ

$$V_{out}(t) = \frac{I_p}{2\pi C_p} t \cdot \phi_{in}(t) \tag{5.19}$$

จากผลการตอบแบบอิมพัลส์จะได้

$$h(t) = \frac{I_p}{2\pi C_p} u(t) \tag{5.20}$$

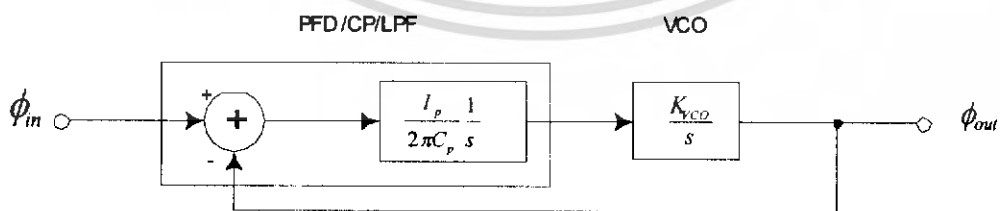
และจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$\frac{V_{out}}{\Delta\phi}(s) = \frac{I_p}{2\pi C_p} \cdot \frac{1}{s} \tag{5.21}$$

โดยจากฟังก์ชันถ่ายโอนจะเห็นว่า PFD/CP/LPF เมื่อต่อร่วมกันจะทำให้เกิดโพลขึ้นหนึ่งตัวที่จุดกำเนิดคั่งเช่นที่ได้เขียนไว้ในเฟสล๊อคคูปชนิดที่หนึ่งซึ่งจะอยู่ในเทอม  $K_{VCO}/S$  และเทอมของ  $I_p/(2\pi C_p)$  เรียกว่าอัตราขยายของ PFD เขียนแทนด้วย  $K_{PFD}$

พิจารณาสร้างรูปแบบเชิงเส้นของเฟสล๊อคคูปแบบเอาต์พุตเป็นแหล่งจ่ายกระแสดังรูป

5.14



รูปที่ 5.14 รูปแบบเชิงเส้นอย่างง่ายของเฟสล๊อคคูปแบบเอาต์พุตเป็นแหล่งจ่ายกระแสดังที่

จากรูป 5.14 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิดคือ

$$\frac{\phi_{out}}{\phi_{in}}(s)|_{open} = \frac{I_p}{2\pi C_p} \cdot \frac{K_{VCO}}{s^2} \quad (5.22)$$

พิจารณาจากฟังก์ชันถ่ายโอนจะเห็นว่าอัตราขยายของลูปมีโพลอยู่สองโพลที่จุดกำเนิด ซึ่งเราเรียกระบบนี้ว่า “แบบที่สอง” (type II) และกำหนด  $H(s)$  คือฟังก์ชันถ่ายโอนของลูปปิดจะได้

$$H(s) = \frac{\frac{I_p K_{VCO}}{2\pi C_p}}{s^2 + \frac{I_p K_{VCO}}{2\pi C_p}} \quad (5.23)$$

โดยลูปปิดมีโพลเป็นจำนวนจินตภาพอยู่ที่ตำแหน่ง

$$s_{1,2} = \pm j \sqrt{\frac{I_p K_{VCO}}{2\pi C_p}} \quad (5.24)$$

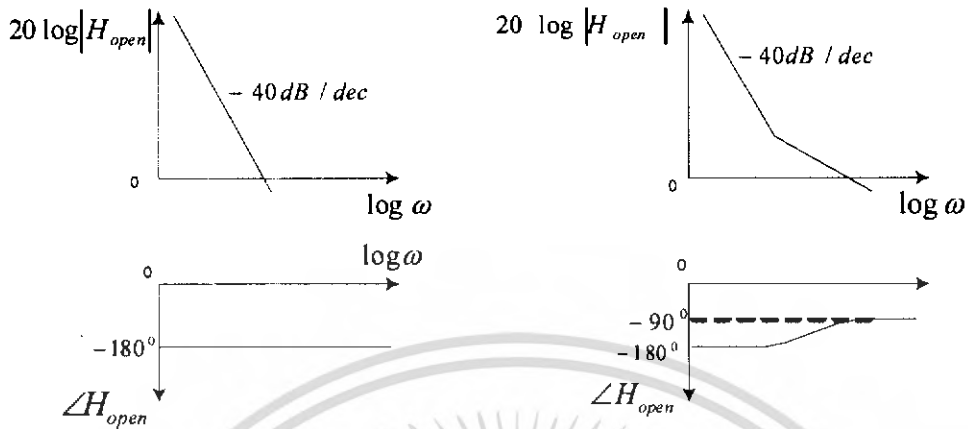
ซึ่งระบบมีอัตราขยายของลูปคงสมการ 5.15 จะไม่มีเสถียรภาพเนื่องจากมีโพลอยู่ที่จุดกำเนิดถึงสองโพลทำโดยแต่ละโพลทำให้เกิดเฟสชิฟไป  $90^\circ$  ดังนั้น ระบบนี้จึงมีผลรวมของเฟสชิฟ  $180^\circ$  ซึ่งแสดงดังรูป 5.15(ก) ระบบอาจเกิดการออสซิลเลทที่จุดอัตราขยายตัดแกนความถี่ได้

เพื่อแก้ไขให้ระบบมีเสถียรภาพจะต้องทำให้ผลรวมของเฟสชิฟมีค่าน้อยกว่า  $180^\circ$  คือที่จุดอัตราขยายตัดแกนความถี่เฟสชิฟต้องมีค่าน้อยกว่า  $180^\circ$  ดังแสดงในรูป 5.15(ข) สามารถทำได้โดยการทำให้เกิดซีโรขึ้นในลูปด้วยการเพิ่มตัวต้านทานต่ออนุกรมกับคาปาซิเตอร์ในวงจรถองความถี่ต่ำผ่านดังรูป 5.16 จะทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของ PFD/CP/LPF ต่อรวมกันมีค่าเท่ากับ

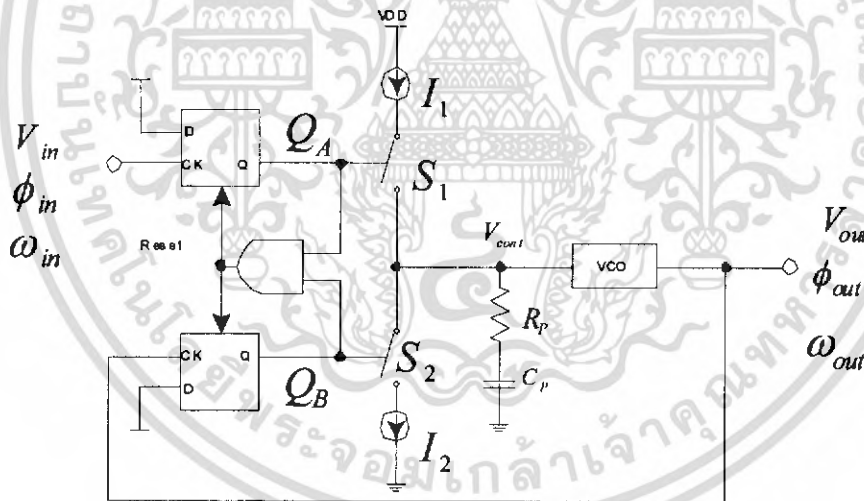
$$\frac{V_{out}}{\Delta\phi}(s) = \frac{I_p}{2\pi} \left( R_p + \frac{1}{C_p s} \right) \quad (5.25)$$

และฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิดเท่ากับ

$$\frac{\phi_{out}}{\phi_{in}}(s)|_{open} = \frac{I_p}{2\pi} \left( R_p + \frac{1}{C_p s} \right) \frac{K_{VCO}}{s} \quad (5.26)$$



รูปที่ 5.15 เสถียรภาพของเฟสสี่ขั้วแบบเอาต์พุตเป็นแหล่งจ่ายกระแสตรงที่  
 (ก) การเกิดเฟสซีฟของระบบที่ไม่มีเสถียรภาพ  
 (ข) การเกิดเฟสซีฟเพื่อทำการเพิ่มซีโรเข้าไปในลูป



รูปที่ 5.16 การเพิ่มซีโรเข้าไปในวงจรเฟสสี่ขั้วแบบเอาต์พุตเป็นแหล่งจ่ายกระแสตรงที่  
 และฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบปิดมีคือ  $H(s)$  ค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

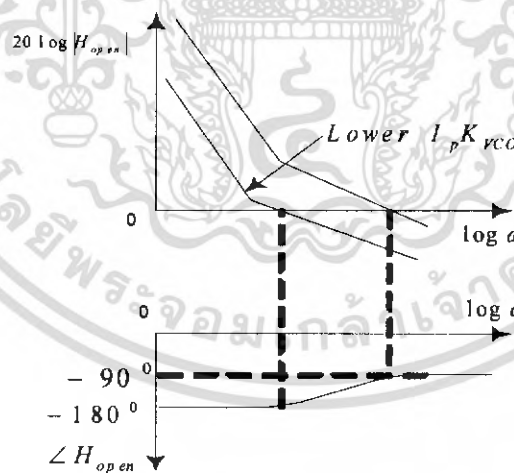
$$H(s) = \frac{\frac{I_p K_{VCO}}{2\pi C_p} (R_p C_p s + 1)}{s^2 + \frac{I_p}{2\pi} K_{VCO} R_p s + \frac{I_p}{2\pi C_p} K_{VCO}} \quad (5.27)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนรูปปิดจะมีขั้วโรอยู่หนึ่งตัวที่ตำแหน่ง  $S_2 = -1/(R_p C_p)$  และทำการพิจารณา เช่นเดียวกับชนิดที่หนึ่ง (type I) เพื่อหาค่า  $\omega_n$  และ  $\zeta$  ซึ่งจะได้ค่าดังนี้

$$\omega_n = \sqrt{\frac{I_p K_{VCO}}{2\pi C_p}} \quad (5.28)$$

$$\zeta = \frac{R_p}{2} \sqrt{\frac{I_p C_p K_{VCO}}{2\pi}}$$

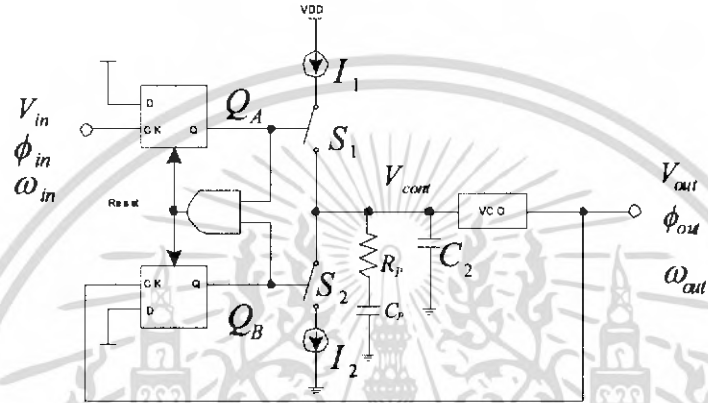
เมื่อพิจารณาเสถียรภาพของระบบแบบที่สอง (Type II) จะเห็นว่ามีความแตกต่างจากแบบที่หนึ่ง (type I) เมื่อนำสมการ 5.28 เมื่อวิเคราะห์โดยวาดกราฟโบลพล็อตแสดงทั้งขนาดและเฟสของระบบจะได้ดังรูป 5.17 โดยค่า  $I_p K_{VCO}$  มีค่าลดลงจะทำให้จุดที่อันตรรกษายตัดแกนความถี่เข้าใกล้จุดกำเนิดมากขึ้นทำให้เฟสมาจिन (Phase margin) ลดน้อยลง



รูปที่ 5.17 การลดลงของเสถียรภาพของเฟสล็อกูปแบบเอาร์ทูตเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่เมื่อค่าของ  $I_p K_{VCO}$  มีค่าลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟสลื่นกลุ่บแบบที่สองที่มีการปรับปรุงแล้วดังรูป 5.17 ยังมีข้อเสียอยู่คือ ในส่วนของวงจรถ่าย  
 กระแสที่ซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับ  $R_p$  และ  $C_p$  เมื่อมีกระแสจ่ายให้กับส่วนของวงจรรองความถี่จะทำให้  
 ได้แรงดันที่จะไปควบคุมการออสซิลเลทมีค่าเพิ่มขึ้นสูงมากจากสภาวะปกติ ซึ่งสภาวะที่ทำให้  $V_{cont}$  เกิด  
 การกระเพื่อมขึ้น (Voltage jump) จะทำให้เกิดรีบิเลชันซึ่งจะมีผลทำให้เกิดภาวะไม่สงบขึ้น VCO ทำ  
 ให้เอาท์พุทเฟสแย่งเพื่อลดปัญหาดังกล่าว ให้เบาบางลงกระทำได้โดยนำตัวเก็บประจุตัวที่สองมาต่อ  
 ขนานกับ  $R_p$  และ  $C_p$  ดังแสดงในรูป เพื่อเป็นการกำจัดกรกระเพื่อมที่เกิดขึ้นในช่วงแรก

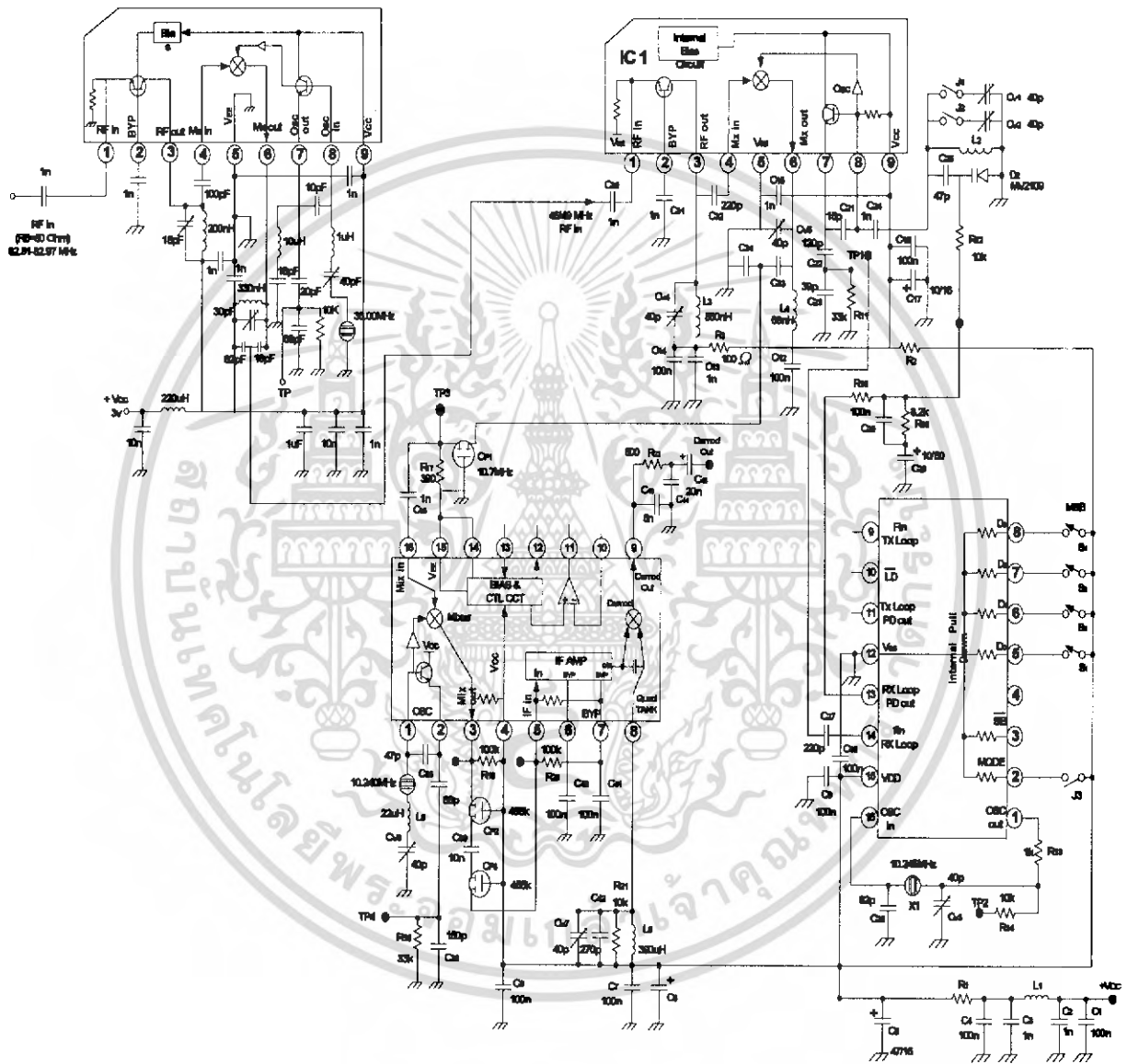


รูปที่ 5.18 การเพิ่มตัวเก็บประจุเข้าไปในวงจรเพื่อลดค่ารีบิเลชัน  
 โดยค่าของตัวเก็บประจุที่เพิ่มเข้าจะมีค่าประมาณหนึ่งในห้าหรือหนึ่งในสิบของ  $C_p$  เพื่อให้ตอบสนอง  
 ของระบบปิดทั้งทางความถี่และเวลายังคงไม่เปลี่ยนไปจากเดิม

บทที่ 6

การทดลองและผลการทดลอง

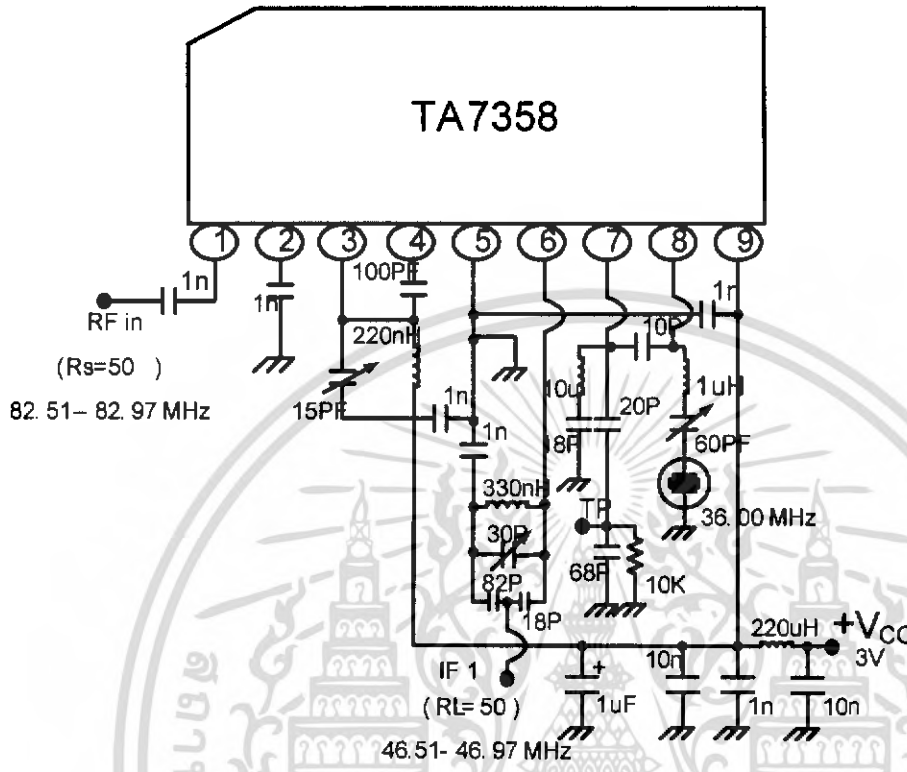
6.1 วงจรในส่วนของเครื่องรับสัญญาณ



รูปที่ 6.1 วงจรในส่วนของภาครับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 วงจรในภาค Front End ของภาครับ

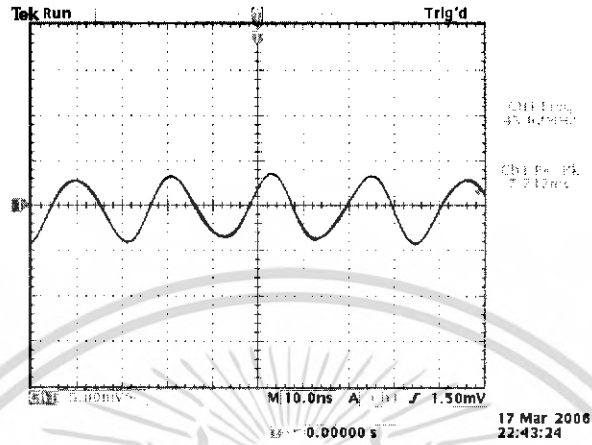


รูปที่ 6.2 รูปวงจรภาค Front End ของเครื่องรับ

6.2.1 ทำการวัดสัญญาณ IF out ที่ขา 6 ของ TA 7358

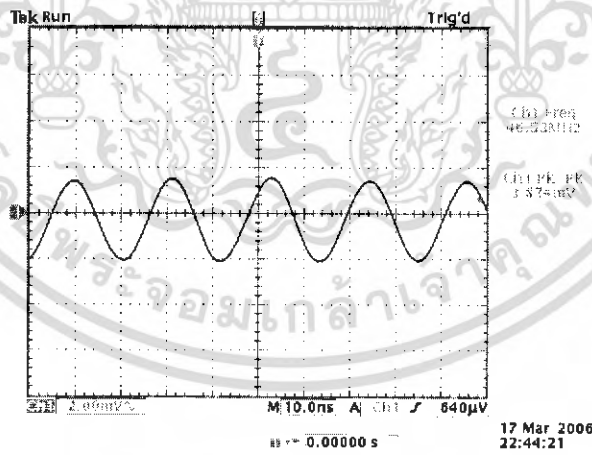
โดยเริ่มจากการป้อนสัญญาณ อินพุตขาเข้าที่มีความแรงของสัญญาณจากน้อยสุดไปสูงสุดโดยจะสังเกตการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณได้ดังรูป

ที่ความแรงในการส่ง 90 dB $\mu$



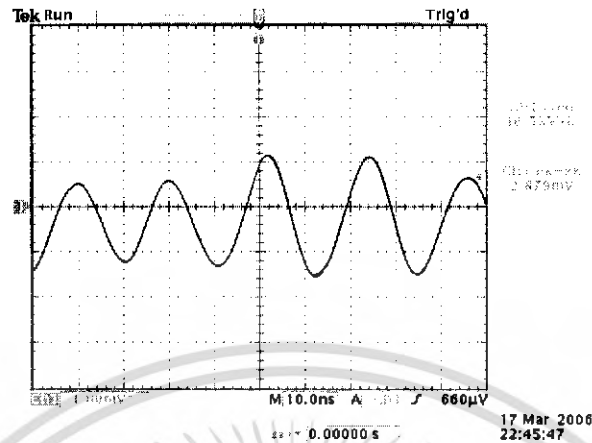
รูปที่ 6.3 วัด IF Out ที่ความแรงในการส่ง 90 dB $\mu$

ที่ความแรงในการส่ง 80 dB $\mu$



รูปที่ 6.4 วัด IF Out ที่ความแรงในการส่ง 80 dB $\mu$

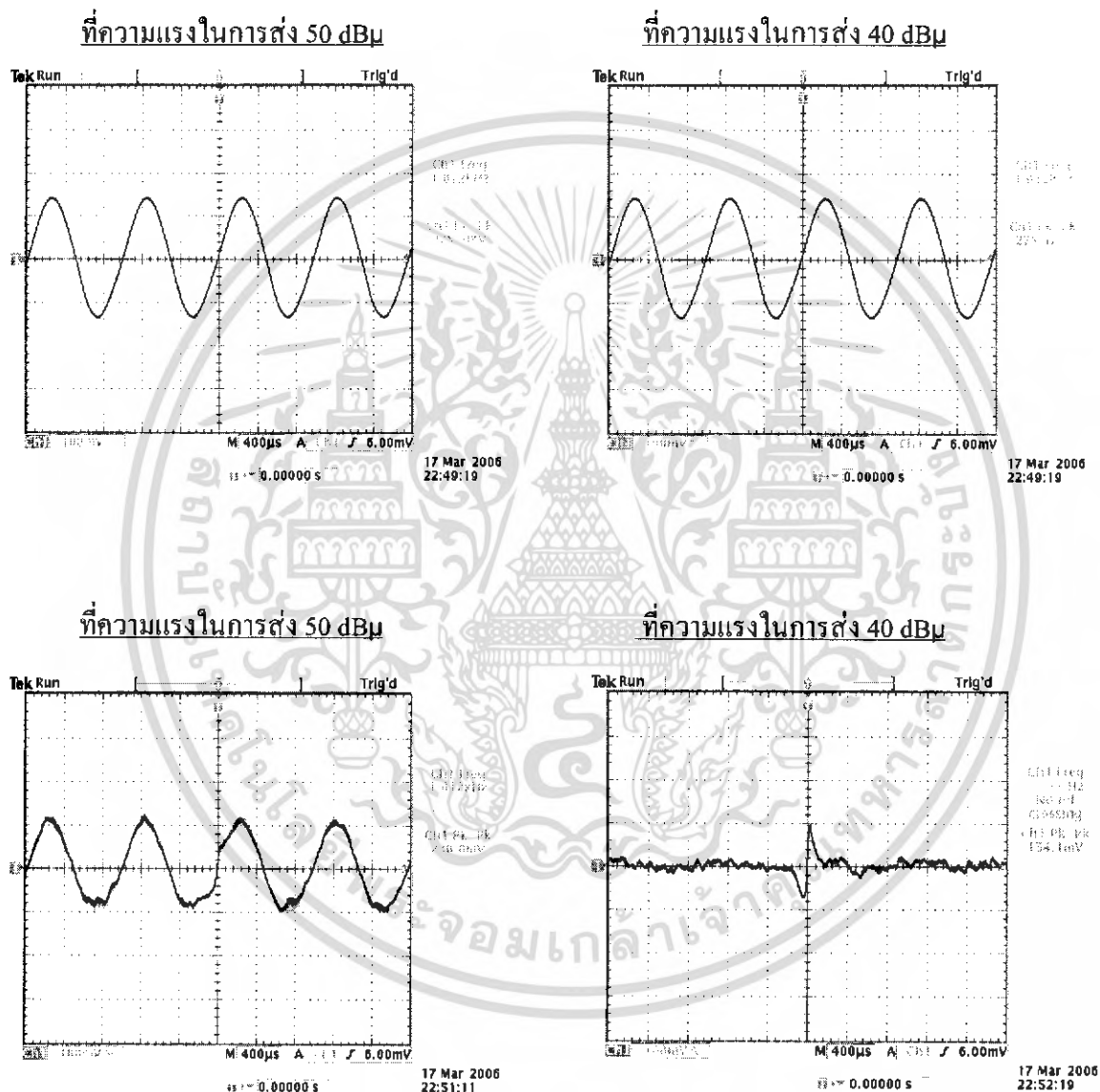
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความแรงในการส่ง 70 dB $\mu$ รูปที่ 6.5 วัต IF Out ที่ความแรงในการส่ง 70 dB $\mu$ 

สังเกตได้ว่าเมื่อป้อนสัญญาณที่มีความถี่ 82.51 – 82.97 MHz วงจรสามารถผลิตความถี่ IF1 ที่ความแรงของสัญญาณต่ำที่สุดเริ่มต้นที่ 70 dB ขึ้นไปซึ่งแสดงดังรูป และยังเพิ่มความแรงของสัญญาณ Input ให้มีความแรงมากขึ้น สัญญาณ IF1 ที่ได้จะมีแอมพลิจูดสูงขึ้น

### 6.2.2 ทำการวัดสัญญาณที่รับได้ในแต่ละช่องสัญญาณ

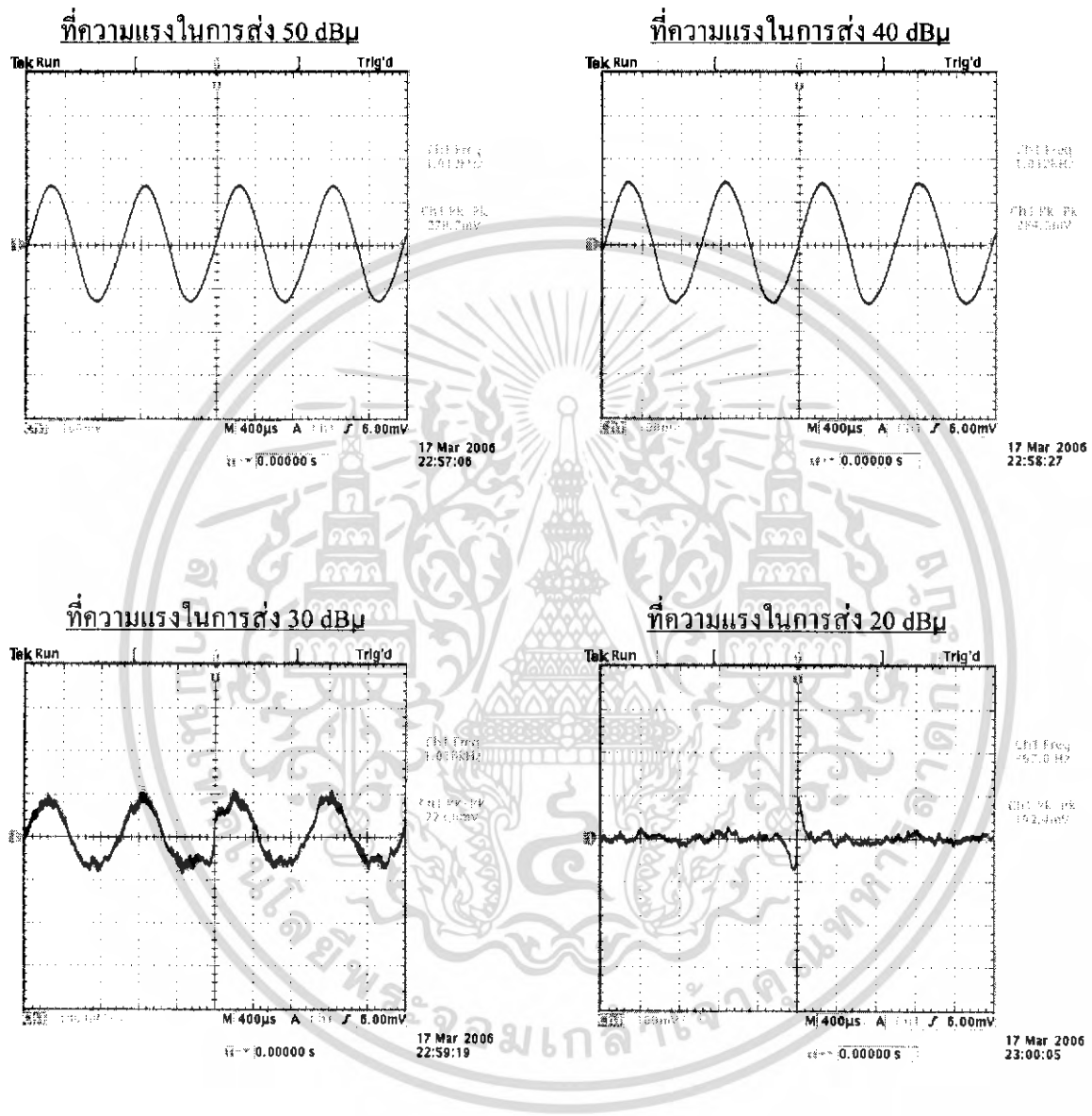
Frequency Modulation ที่ความถี่ **CH#1** ความถี่ 82.510 MHz แบบ Narrow band ที่ Deviation Modulation 3.5 KHz กับ ความถี่ 1 KHz



รูปที่ 6.6 สัญญาณความถี่ 82.510 MHz ที่ระดับความแรงของกำลังส่งที่ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Frequency Modulation ที่ความถี่ **CH#3** ความถี่ 82.610 MHz แบบ Narrow band ที่ Deviation Modulation 3.5 KHz กับ ความถี่ 1 KHz



รูปที่ 6.7 สัญญาณความถี่ 82.610 MHz ที่ระดับความแรงในการส่งที่ต่างกัน

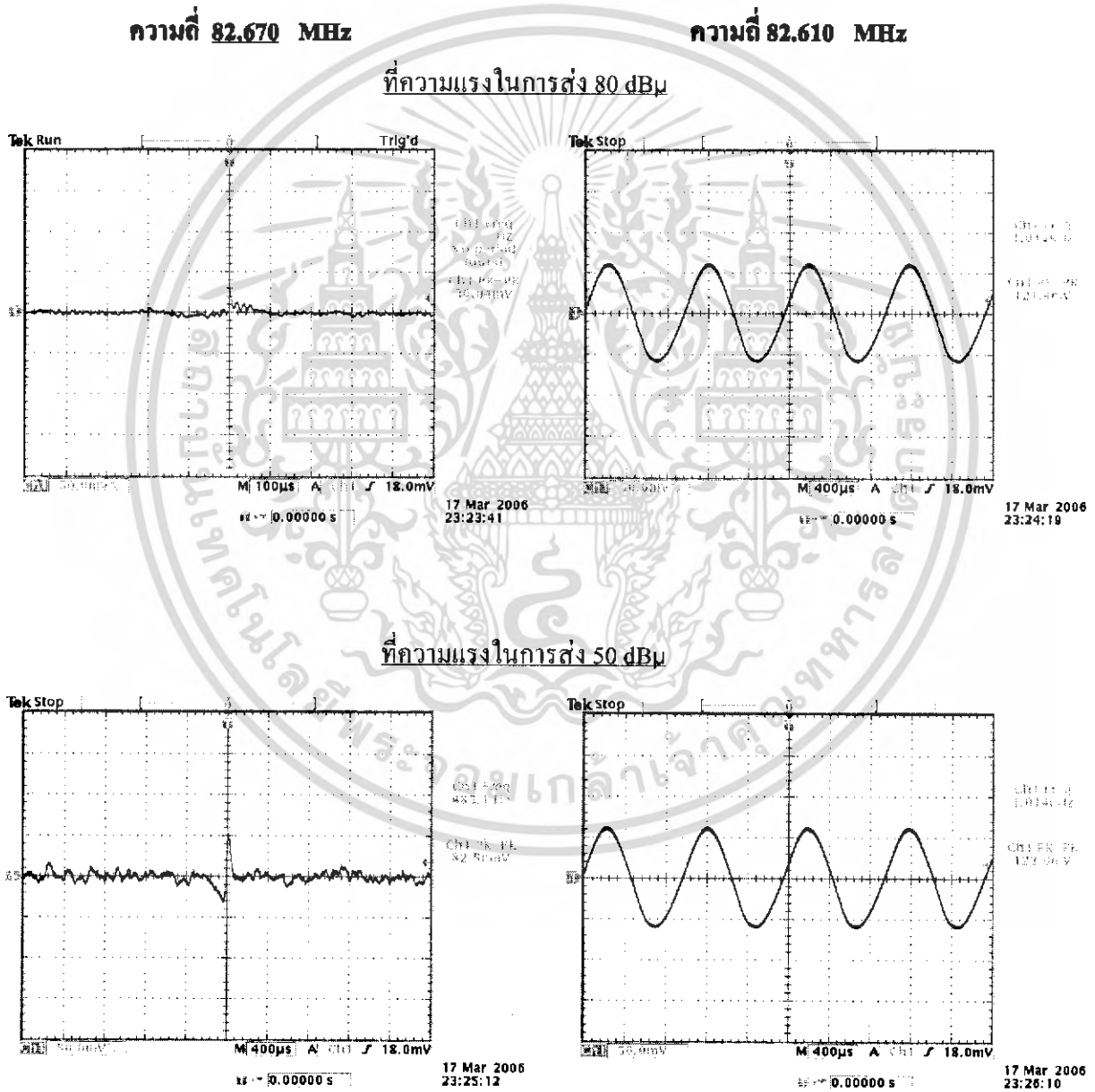
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**6.2.3 ทดสอบ “Cross talk”**

ทดสอบ “Cross talk” ของคู่ของสัญญาณที่ 82.610 MHz กับ 82.670 MHz โดย ให้สัญญาณกับ FM Frequency Modulation ที่ความถี่ 82.610 MHz แบบ Narrow band ที่ Deviation Modulation 3.5 KHz กับ ความถี่ 1 KHz แล้ววัดที่ช่องติดกันคือ 82.670 MHz ได้ดังนี้

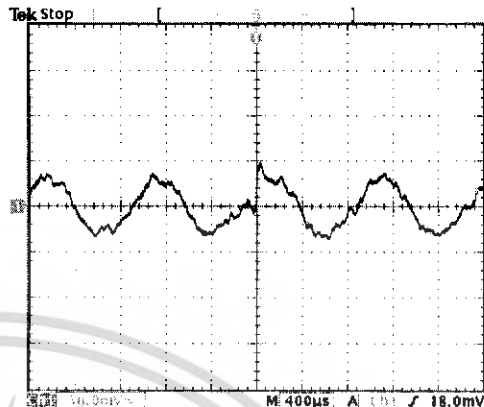
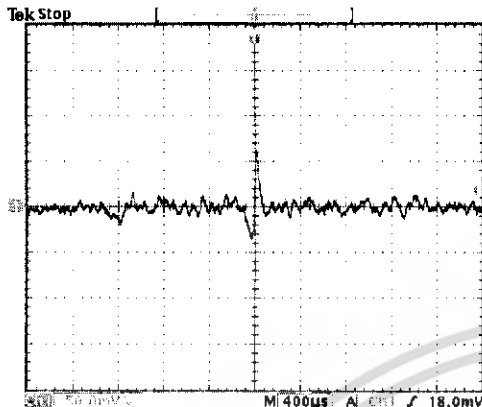
Channel# 3 ความถี่ 82.610 MHz

Channel# 7 ความถี่ 82.670 MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความแรงในการส่ง 10 dBu



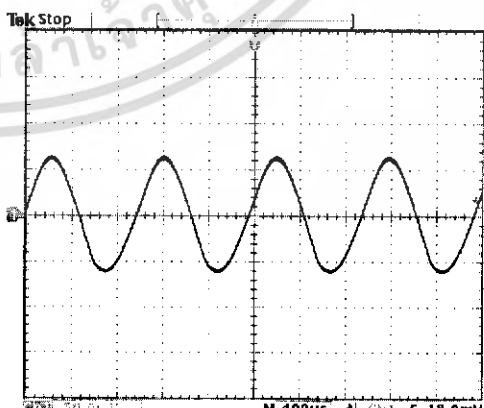
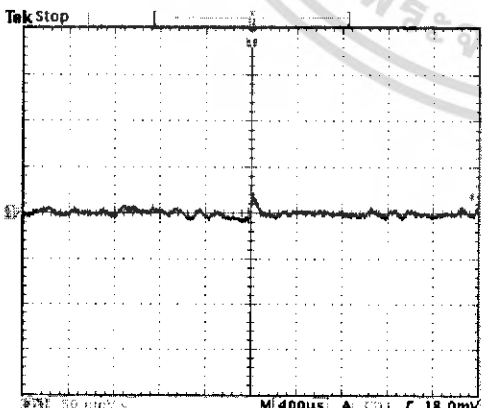
รูปที่ 6.8 การเปรียบเทียบระหว่าง 2 ช่องสัญญาณเพื่อตรวจสอบ Crosstalk

ทดสอบ “Cross talk” ของคู่ช่องสัญญาณที่ 82.730 MHz กับ 82.830 MHz โดยให้สัญญาณกับ FM Frequency Modulation ที่ความถี่ 82.730 MHz แบบ Narrow band ที่ Deviation Modulation 3.5 KHz กับ ความถี่ 1 KHz แล้ววัดที่ช่องติดกันคือ 82.830 MHz ได้ดังนี้  
 Channel# 3 ความถี่ 82.730 MHz  
 Channel# 6 ความถี่ 82.830 MHz

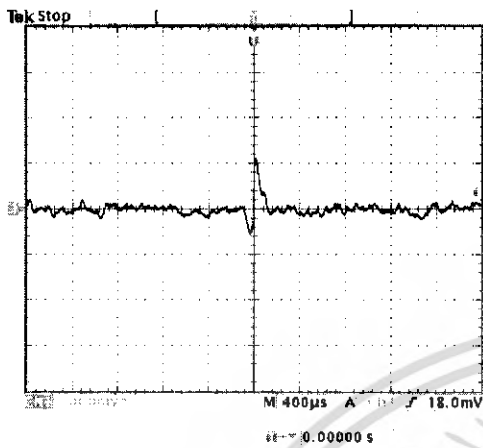
ความถี่ 82.730 MHz

ความถี่ 82.830 MHz

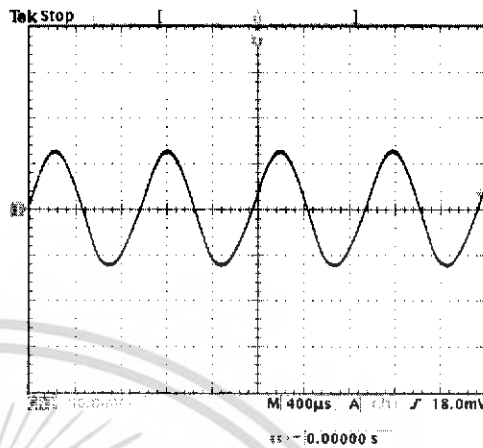
ที่ความแรงในการส่ง 80 dBu



ที่ความแรงในการส่ง 50 dBμ

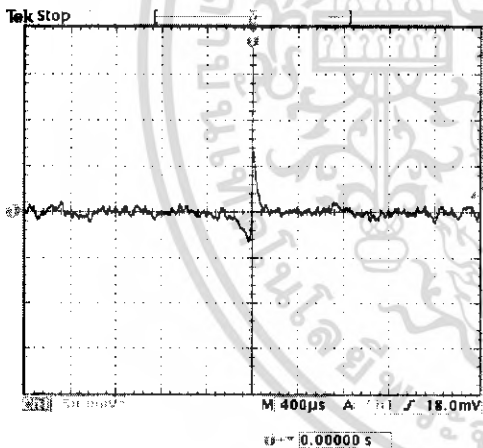


17 Mar 2006  
23:32:20

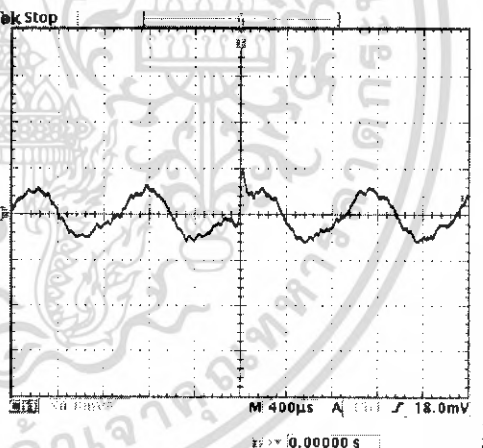


17 Mar 2006  
23:33:10

ที่ความแรงในการส่ง 10 dBμ



17 Mar 2006  
23:34:10



17 Mar 2006  
23:35:11

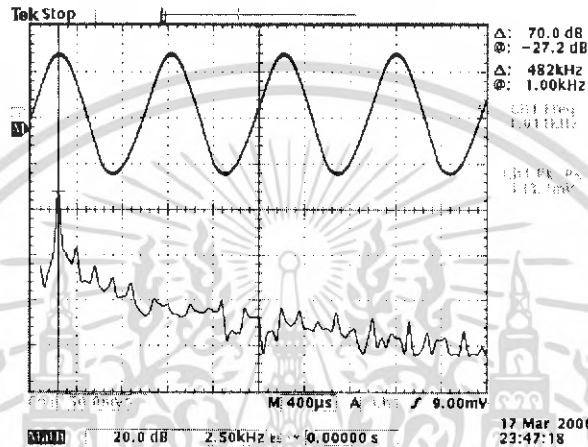
รูปที่ 6.9 การเปรียบเทียบระหว่าง 2 ช่องสัญญาณเพื่อตรวจสอบ Crosstalk

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6.2.4 วัตถุประสงค์ของแอมพลิจูด (Fast Fourier Transform; FFT)

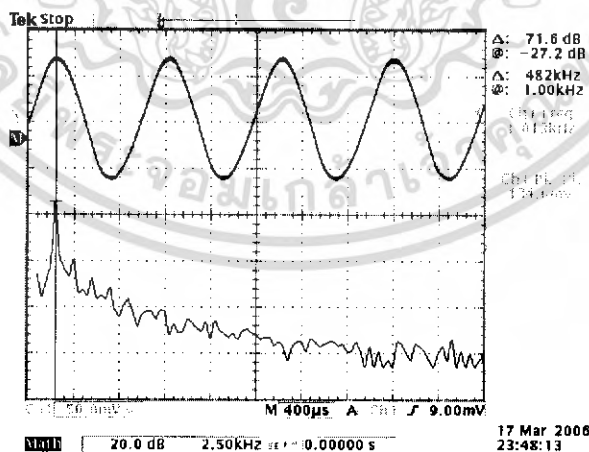
Channel#1 ความถี่ 82.510 MHz

ที่ความแรงในการส่ง 80 dB $\mu$



รูปที่ 6.10 แสดงรูปสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางเอาต์พุตที่ความแรงในการส่ง 80 dB $\mu$

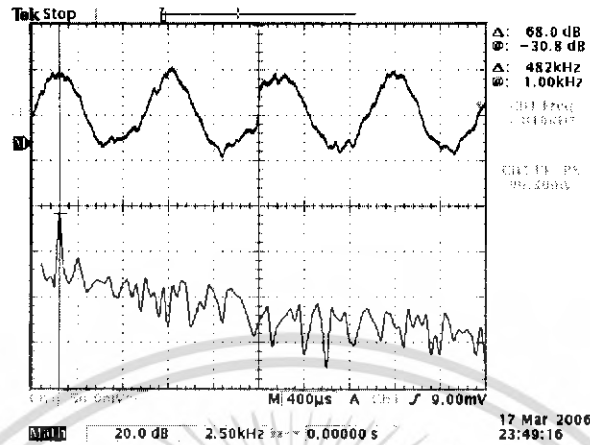
ที่ความแรงในการส่ง 50 dB $\mu$



รูปที่ 6.11 แสดงรูปสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางเอาต์พุตที่ความแรงในการส่ง 50 dB $\mu$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

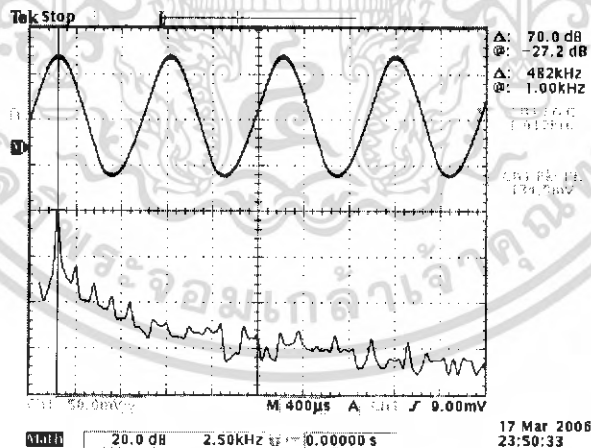
ที่ความแรงในการส่ง 20 dBμ



รูปที่ 6.12 แสดงรูปสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางเอาต์พุตที่ความแรงในการส่ง 20 dBμ

Channel #3 ความถี่ 82.610 MHz

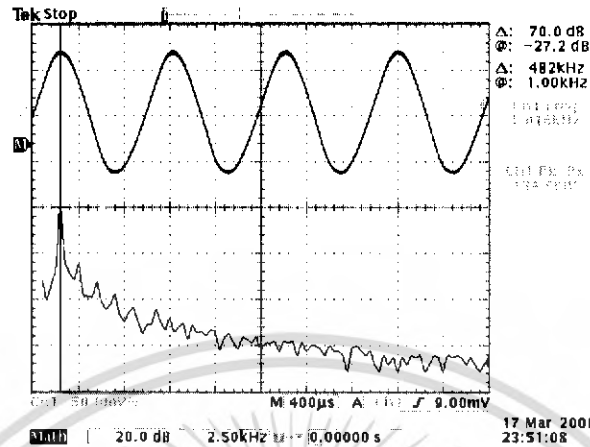
ที่ความแรงในการส่ง 80 dBμ



รูปที่ 6.13 แสดงรูปสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางเอาต์พุตที่ความแรงในการส่ง 80 dBμ

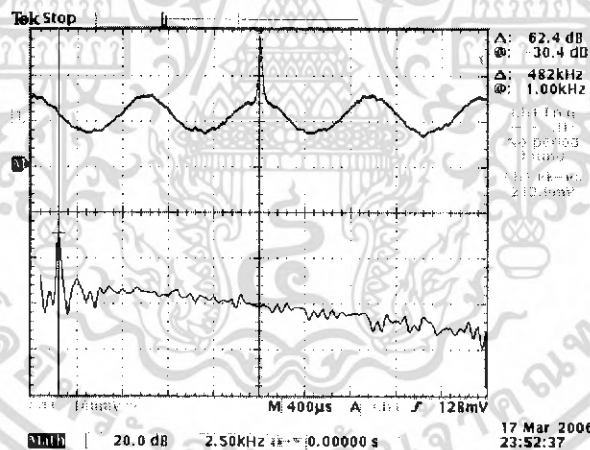
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ที่ความแรงในการส่ง 50 dB $\mu$



รูปที่ 6.14 แสดงรูปสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางเอาต์พุตที่ความแรงในการส่ง 50 dB $\mu$

### ที่ความแรงในการส่ง 20 dB $\mu$



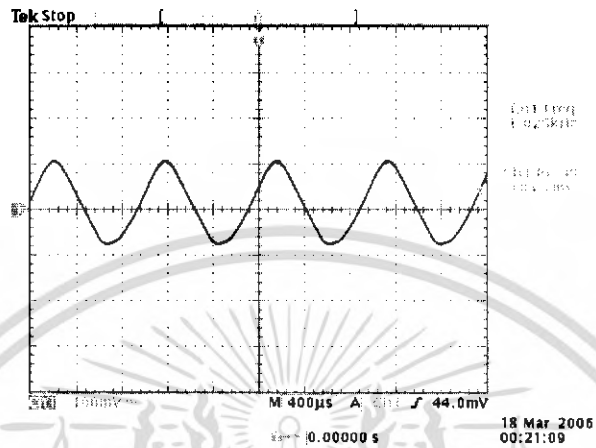
รูปที่ 6.15 แสดงรูปสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางเอาต์พุตที่ความแรงในการส่ง 20 dB $\mu$

จากการทดลองวัด FFT จะเห็นได้ว่าสัญญาณที่มีความต่ำจะมีสัญญาณ FFT ที่มีสัญญาณรบกวนจำนวนมากและเมื่อสัญญาณมีความแรงมากขึ้นสัญญาณรบกวนจะลดลงและสังเกตเมื่อสัญญาณมีความแรงที่สูงขึ้นค่าของความถี่เบี่ยงเบน (Frequency Deviation) จะมีค่าเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

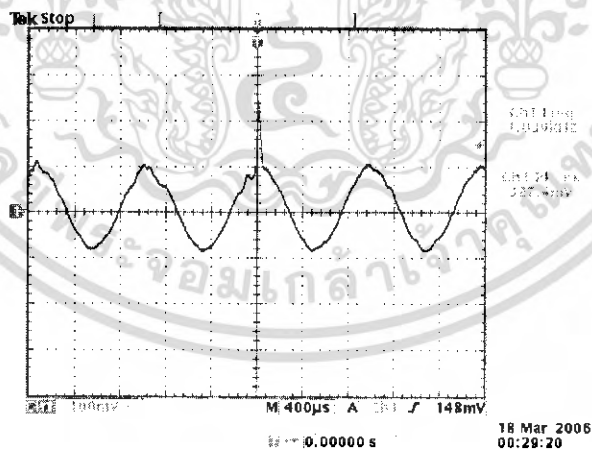
### 6.2.5 การทดสอบระยะทางของเครื่องรับ

#### เมื่อทำการวัดที่ระยะทาง 10 เมตร



รูปที่ 6.16 ทดสอบระยะทางของสัญญาณ Out Put ที่ถูก De-mod ของเครื่องรับ  
ที่ระยะทาง 10 เมตร

#### เมื่อทำการวัดที่ระยะทาง 50 เมตร



รูปที่ 6.17 ทดสอบระยะทางของสัญญาณ Out Put ที่ถูก De-mod ของเครื่องรับ  
ที่ระยะทาง 50 เมตร

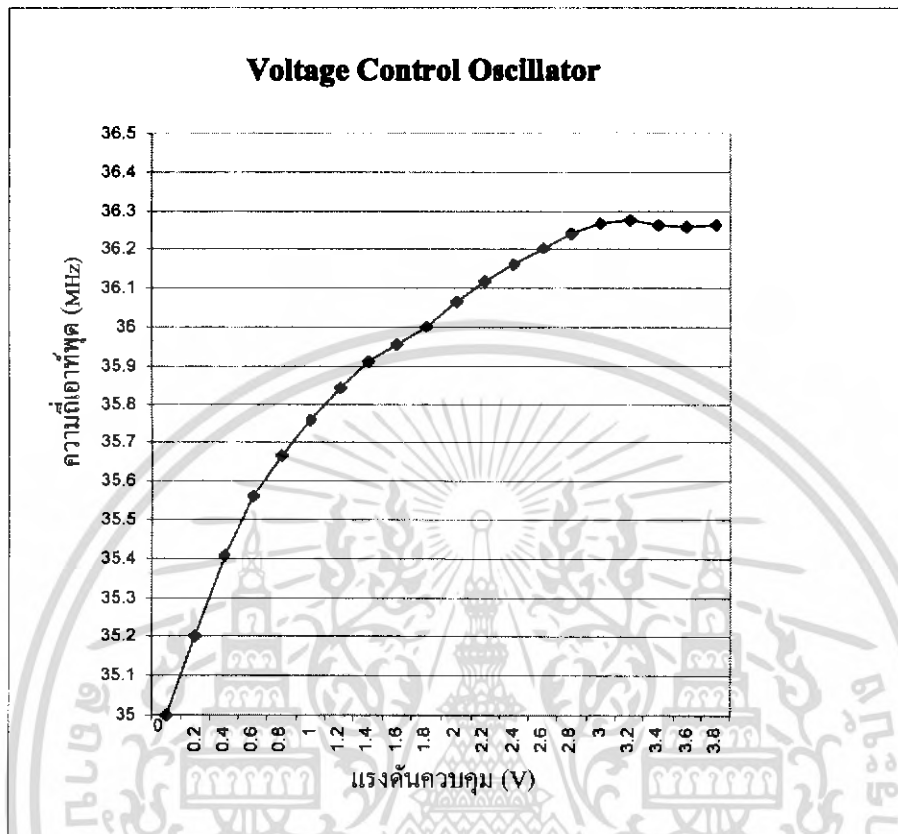
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 6.2.6 ตารางแสดงผลและกราฟการเปลี่ยนแปลงของ ความถี่ VCO ที่แรงดันไบอัสตั้งแต่ 0- 3.8 V

แรงดัน Bias	ความถี่ VCO
0	35.201
0.2	25.409
0.4	35.557
0.8	35.663
1.0	35.758
1.2	35.841
1.4	35.912
1.6	35.952
1.8	36.001
2.0	36.065
2.2	36.118
2.4	36.158
2.6	36.200
2.8	36.221
3.0	36.253
3.2	36.283
3.4	36.219
3.6	36.078
3.8	36.000

ตารางที่ 6.1 ตารางแสดงผลการเปลี่ยนแปลงของ ความถี่ VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

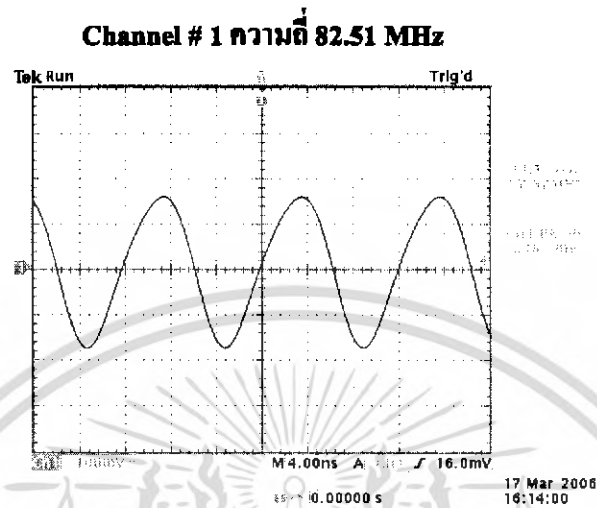


รูปที่ 6.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาต์พุตของ VCO กับแรงดันควบคุม VCO

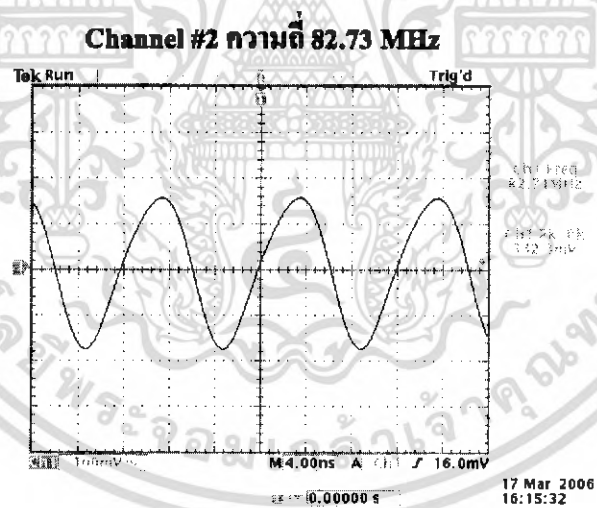
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### 6.3.1 สัญญาณ Out Put ของวงจรตัวเครื่องส่ง เมื่อทำการ Modulation กับสัญญาณความถี่เพียง 1 kHz



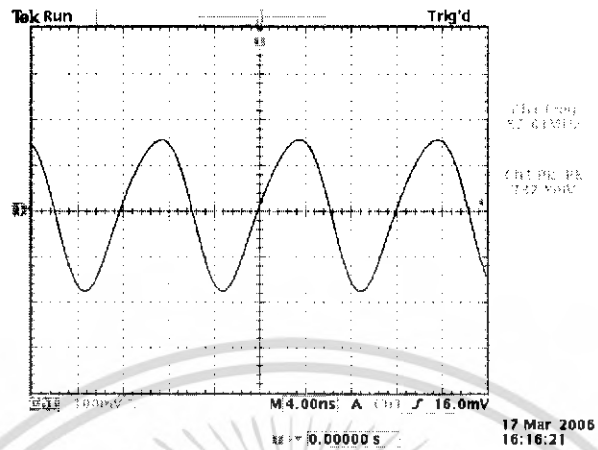
รูปที่ 6.20 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 1 ความถี่ 82.51 MHz



รูปที่ 6.21 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 2 ความถี่ 82.73 MHz

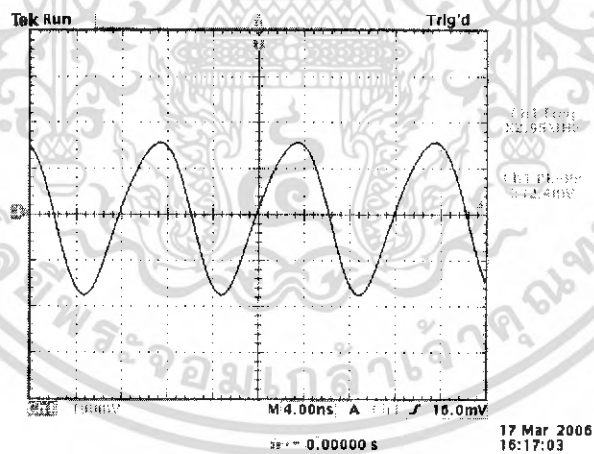
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Channel #3 ความถี่ 82.61 MHz



รูปที่ 6.22 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 3 ความถี่ 82.61 MHz

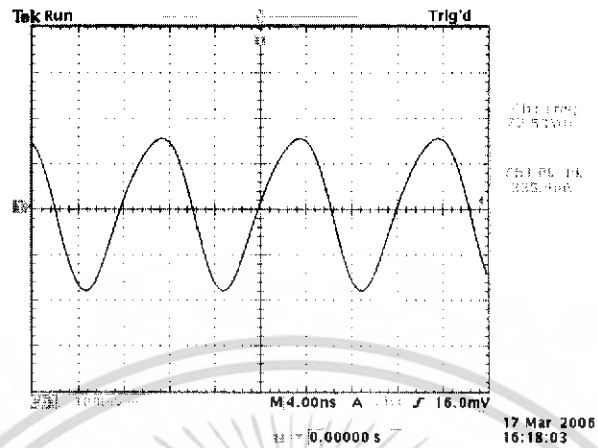
### Channel #4 ความถี่ 82.93 MHz



รูปที่ 6.23 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 4 ความถี่ 82.93 MHz

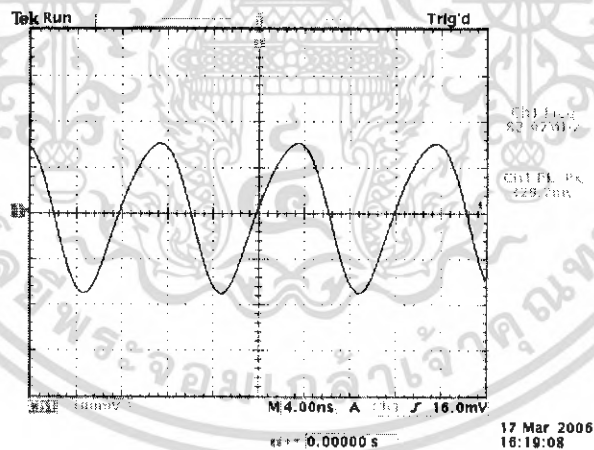
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Channel #5 ความถี่ 82.55 MHz**



รูปที่ 6.24 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 5 ความถี่ 82.55 MHz

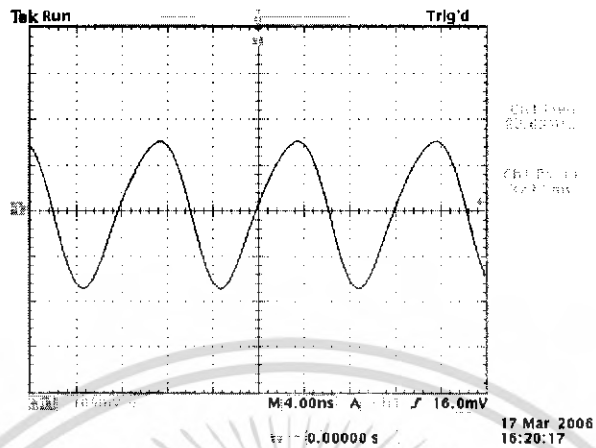
**Channel #6 ความถี่ 82.83 MHz**



รูปที่ 6.25 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 6 ความถี่ 82.83 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Channel # 7 ความถี่ 82.67 MHz**



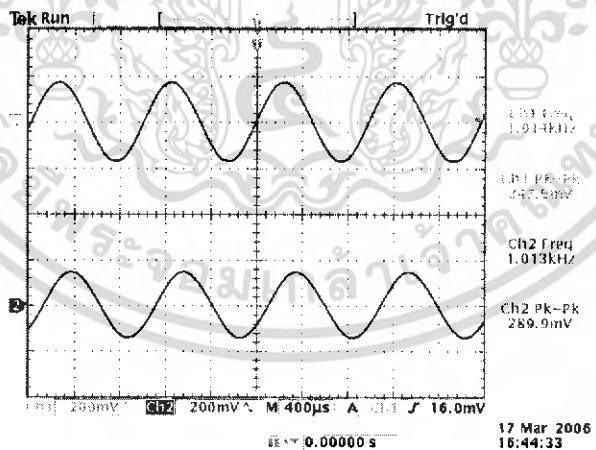
รูปที่ 6.26 สัญญาณ Output ของเครื่องส่งช่องที่ 7 ความถี่ 82.67 MHz

**6.3.2 วัดสัญญาณ ความแรงของสัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของตัวรับ**

ที่แรงดันอินพุตของเครื่องส่ง 300 mV

Channel 1: Input Signal

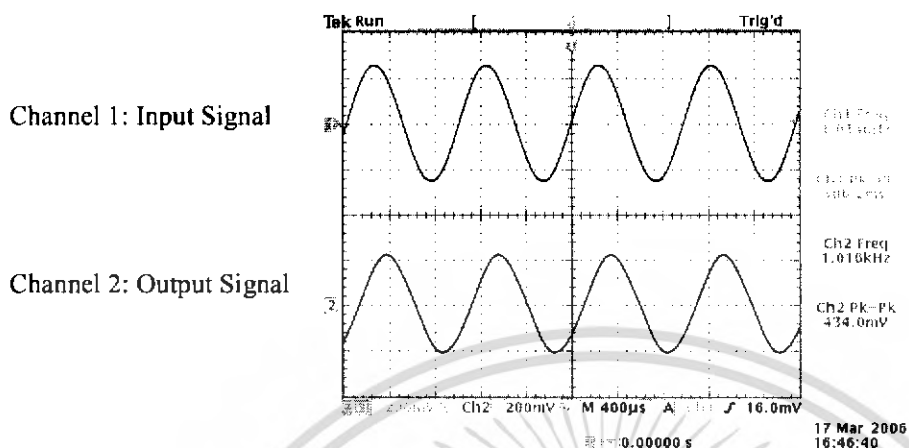
Channel 2: Output Signal



รูปที่ 6.27 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ ที่แรงดันอินพุต 300 mV

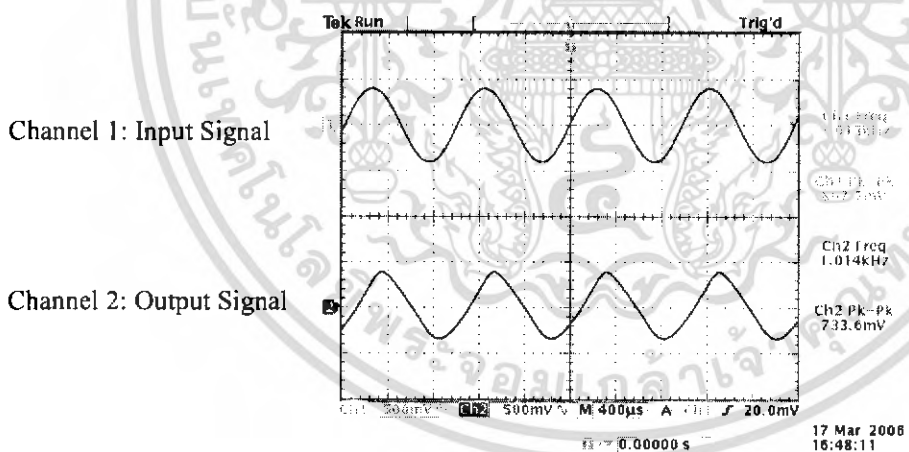
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ที่แรงดันอินพุตของเครื่องส่ง 500 mV**



รูปที่ 6.28 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ ที่แรงดันอินพุต 500 mV

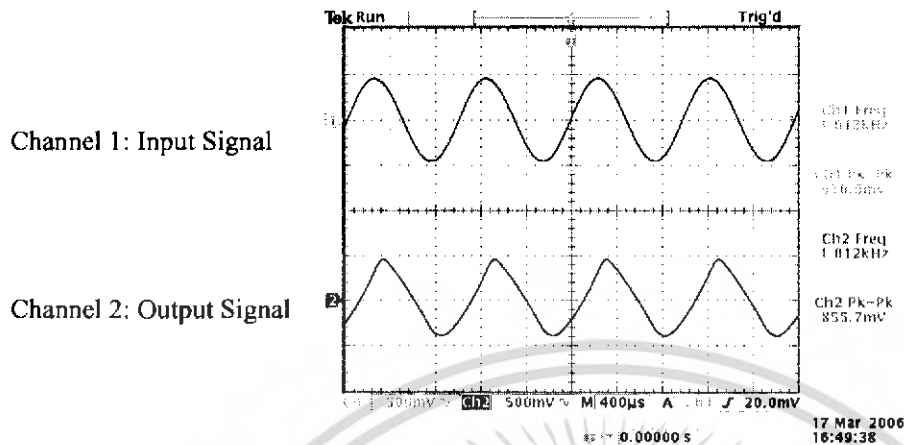
**ที่แรงดันอินพุตของเครื่องส่ง 800 mV**



รูปที่ 6.29 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ ที่แรงดันอินพุต 800 mV

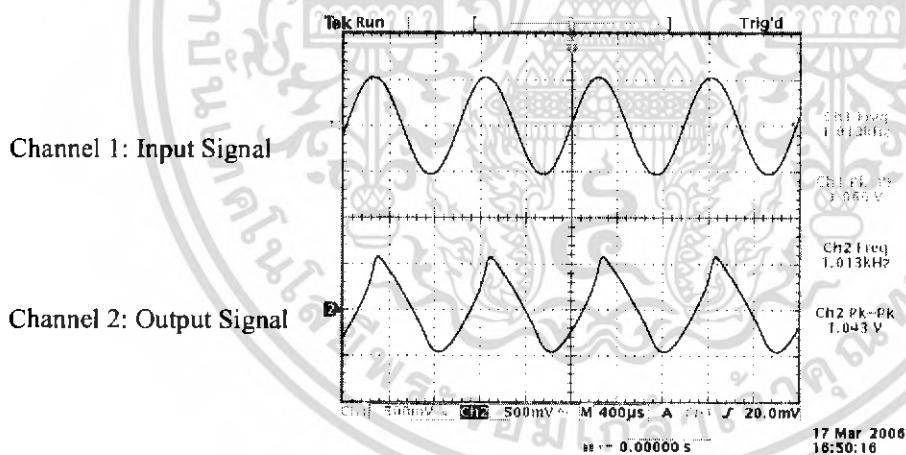
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่แรงดันอินพุตของเครื่องส่ง 900 mV



รูปที่ 6.30 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ  
ที่แรงดันอินพุต 900 mV

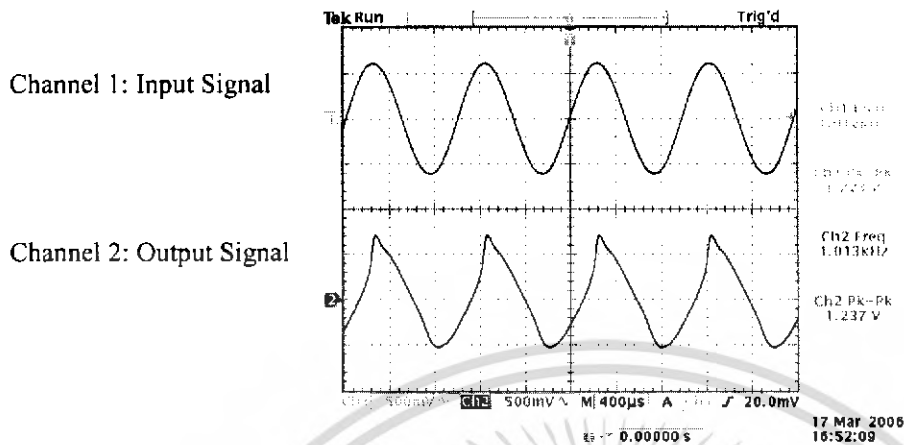
ที่แรงดันอินพุตของเครื่องส่ง 1V



รูปที่ 6.31 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ  
ที่แรงดันอินพุต 1 V

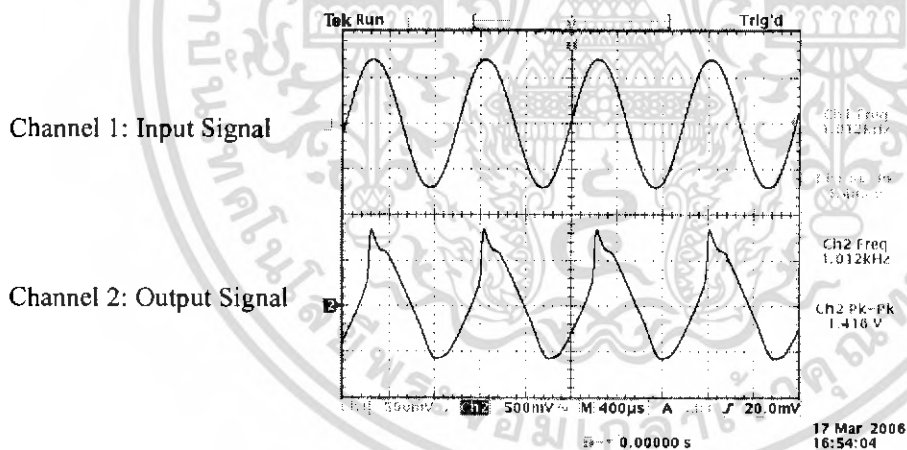
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่แรงดันอินพุตของเครื่องส่ง 1.2V



รูปที่ 6.32 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ  
ที่แรงดันอินพุต 1.2 V

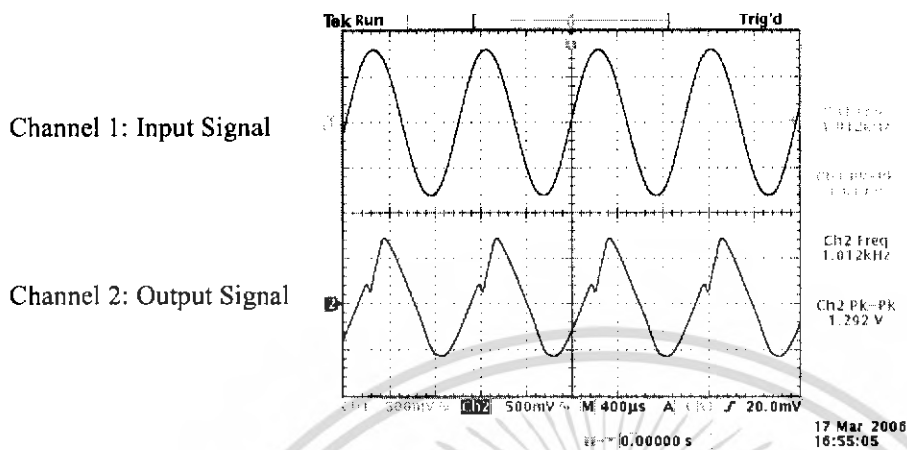
ที่แรงดันอินพุตของเครื่องส่ง 1.4V



รูปที่ 6.33 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ  
ที่แรงดันอินพุต 1.4 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่แรงดันอินพุตของเครื่องส่ง 1.6V



รูปที่ 6.34 สัญญาณที่ทำให้เกิดการ Over Modulation ที่ Output ของภาค Demodulation ของเครื่องรับ แรงดันอินพุต 1.6 V

6.3.3 ตารางตัวหาร N และ Pre scale ของเครื่องส่ง

ช่องสัญญาณ	ความถี่ (MHz)	Pre-scale (MHz)	ตัวหาร N
Channel 1	82.51	41.255	8251
Channel 2	82.55	41.275	8255
Channel 3	82.61	41.305	8261
Channel 4	82.67	41.335	8267
Channel 5	82.73	41.365	8273
Channel 6	82.83	41.415	8283
Channel 7	82.93	41.465	8293

ตารางที่ 6.2 ตารางตัวหาร N และ Pre-scale ของเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 7

### สรุปผลการทดลอง

สำหรับการออกแบบ เครื่องรับส่งวิทยุสำหรับล่ามการแปลภาษา โดยทำการออกแบบหน่วยเครื่องรับโดยสามารถใช้ แรงดัน 3 Volts เพื่อให้สามารถใช้ได้โดยสะดวกโดยใช้ถ่านขนาด AA จำนวน 2 ก้อน ซึ่งมีขนาดเล็กและเบา สามารถพกพาได้โดยสะดวก เหมาะแก่การใช้ในห้องประชุม โดยย่านความถี่ที่ใช้จะเท่ากับ 82.51 MHz – 82.97 MHz ซึ่งเมื่อตรวจสอบกับย่านความถี่ แล้วเป็นความถี่ในย่าน Free Band ทำให้ไม่ไปรบกวน สัญญาณวิทยุอื่นที่ใช้ เช่น Air Band หรือ ช่องวิทยุอื่นๆ โดยการทดสอบที่ผ่านมาได้ใช้ Function Generator โดยใช้ที่ความถี่ตามช่องสัญญาณที่เลือกโดยใช้แบบ Narrow Band FM มีความถี่เบี่ยงเบน (Deviation) 3.5 k และ Modulation กับสัญญาณ 1kHz โดยในส่วนของภาครับ ได้เลือกการทำให้ Triple Conversion โดยมีคุณสมบัติการลด Noise และ Image Frequency ได้ดี โดยใน Stage แรกได้ใช้ IC TA 7358 ทำเป็น Front-End โดยมี First LO = 36.00 MHz ทำการลดความถี่มาอยู่ใน Band 46.51 MHz – 46.97 MHz โดยมีความถี่ Second LO = 10.7 MHz โดยตั้งแต่ส่วนของ LO2 จนถึง Demodulation (ยกเว้น PLL) ได้ใช้ IC เบอร์ MC3361 ซึ่งภายใน IC เบอร์ MC 3361 มีส่วนของ Mixer , Detector โดยใน Conversion สุดท้าย จะทำให้เหลือความถี่ 455 KHz Intermediate Frequency (IF) โดยในภาคสุดท้ายได้ใช้ Ceramic Filter ทำการกรองความถี่ให้เหลือ 455 KHz พอดี  $\pm 5$  KHz ซึ่งมีคุณสมบัติทำให้ ค่า Q สูง ซึ่งจะสามารถกำจัด ความถี่ที่ไม่อยู่ในช่วง Pass Band ได้ดี เมื่อสัญญาณผ่านมาจะทำการ Demodulate สัญญาณเพื่อแยกความถี่ของข้อมูลออกมาจากสัญญาณ Intermediate Frequency (455kHz) ส่วนการเลือกช่องสัญญาณโดยใช้ IC เบอร์ MC 145168 ทำการเลือกช่องสัญญาณโดยใช้ Phase Lock Loop ทำการรับสัญญาณหลังจากการเปรียบเทียบที่ Phase Detector แล้วส่งแรงดันผ่าน Low Pass Filter ไป Bias VCO เพื่อเป็น Second LO ของระบบ Triple Conversion แล้วให้ไปเป็นสัญญาณที่เข้าไป Mix กับสัญญาณที่เข้ามา (ที่ผ่านการ Mix มาจาก First Mixer) แล้วเลือกสัญญาณที่เกิดจากการ Subtract ของ สัญญาณที่เกิดจากการ Mix มาจาก First Mixer แล้ว กับ Second LO แล้วจะได้ความถี่ที่ตรงกับ ช่องสัญญาณที่เลือกไว้

ในส่วน of เครื่องส่งนั้นเราได้ออกแบบให้ใช้กับแรงดัน 5 Volts และโดยเราใช้การสร้างสัญญาณโดยตรงคือ ใช้อุปกรณ์ Voltage Controlled oscillator (VCO) โดยอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่เรียกว่า Varactor Diode ซึ่งสามารถจะเปลี่ยนค่าของ ความจุไฟฟ้า จากการที่เปลี่ยน แรงดัน ซึ่งจะทำให้วงจร Oscillator กำหนดความถี่ที่เปลี่ยนแปลงตามด้วยดังนั้นถ้าเราต่อสัญญาณ Base band เข้าไปก็จะทำให้ค่าความจุไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงตาม Amplitude ของสัญญาณ Base band โดยจากการทดลองเราจำเป็นต้อง

จำกัดแรงดันของสัญญาณ Base band ไว้ที่ ประมาณ 100 m Volts เพราะว่าถ้าเกิดให้สัญญาณแรงดันของ Base band เกินกว่านี้แล้ว จะทำให้เกิด Side band ของสัญญาณ ไปกวนช่องสัญญาณข้างเคียงเราสามารถอธิบายได้ว่า อันเนื่องมาจาก Modulation index ของ FM Signal นั้นเป็นตัวที่สามารถบอกได้ว่า จะเกิด Side band ที่กี่คู่ ซึ่ง ค่า Modulation index ของ FM Signal นี้ก็ขึ้นอยู่กับ Amplitude ของสัญญาณ Base band ดังนั้นเราจึงต้องทำการจำกัดแรงดันของสัญญาณ Base band เมื่อสัญญาณ ผ่านเข้ามาก็จะทำการ Modulate กับความถี่ที่ผลิตมาจาก VCO โดยเราควบคุม ความถี่ได้โดยการ โปรแกรมค่าการหาร N ของ IC 145162 จาก MCS-51 ซึ่งเป็นผลทำให้เราสามารถส่งสัญญาณได้ตรงกับช่องที่เราได้เลือกไว้ในทางฝั่งเครื่องรับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# Low Power Narrowband FM IF

The MC3361B 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.

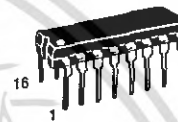
- Operates from 2.0 to 8.0 V Supply
- Low Drain Current 3.9 mA Typical @  $V_{CC} = 4.0$  Vdc
- Excellent Sensitivity: Input Limiting Voltage  $-3.0$  dB =  $2.6$   $\mu$ V Typical
- Low Number of External Parts Required
- Operating Frequency Up to 60 MHz

Order this document by MC3361B/D

## MC3361B

### LOW POWER NARROWBAND FM IF

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



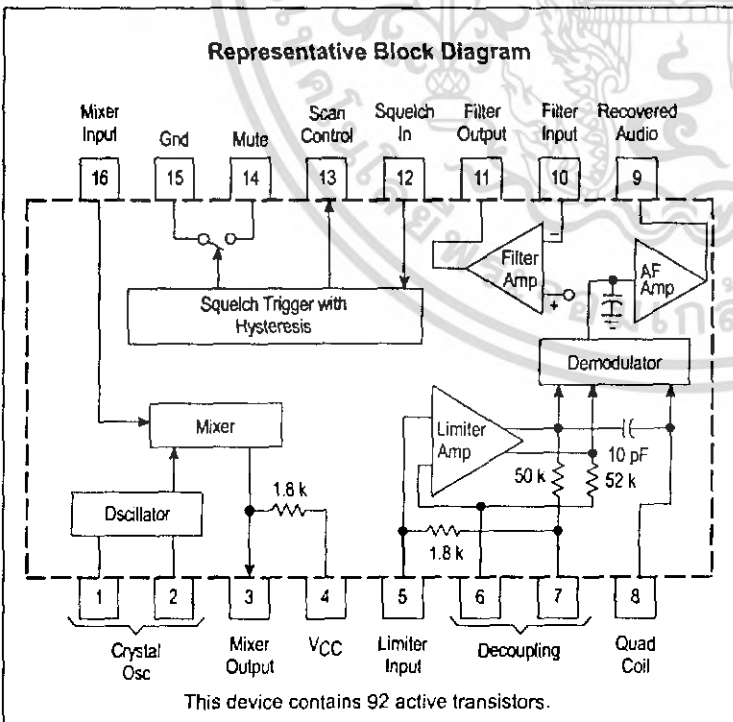
P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648

*Not Recommended for New Design*

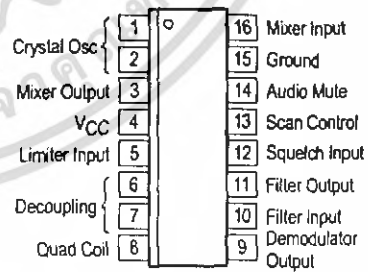


D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751B (SO-16)

#### Representative Block Diagram



#### PIN CONNECTIONS



(Top View)

#### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC3361BD	$T_A = -30$ to $70^\circ\text{C}$	SO-16
MC3361BP		Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MC3361B

**MAXIMUM RATINGS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.)

Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	4	$V_{CC}(\text{max})$	10	Vdc
Operating Supply Voltage Range	4	$V_{CC}$	2.0 to 8.0	Vdc
Detector Input Voltage	8	–	1.0	$V_{pp}$
Input Voltage ( $V_{CC} \geq 4.0\text{ V}$ )	16	$V_{16}$	1.0	$V_{rms}$
Mute Function	14	$V_{14}$	–0.5 to 5.0	$V_{pk}$
Junction Temperature	–	$T_J$	150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	–	$T_A$	–30 to 70	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	–	$T_{stg}$	–65 to 150	$^\circ\text{C}$

**NOTES:** 1. 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.  
2. ESD data available upon request.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 4.0\text{ Vdc}$ ,  $f_o = 10.7\text{ MHz}$ ,  $\Delta f = \pm 3.0\text{ kHz}$ ,  $f_{mod} = 1.0\text{ kHz}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.)

Characteristic	Pin	Min	Typ	Max	Unit	
Drain Current (No Signal)	4	Squelch "Off"	2.9	3.9	4.9	mA
		Squelch "On"	4.4	5.4	6.4	
Recovered Audio Output Voltage ( $V_{in} = 10\text{ mVrms}$ )	9	130	160	200	mVrms	
Input Limiting Voltage (–3.0 dB Limiting)	16	–	2.6	6.0	$\mu\text{V}$	
Total Harmonic Distortion	9	–	0.86	–	%	
Recovered Output Voltage (No Input Signal)	9	60	120	250	mVrms	
Drop Voltage AF Gain Loss	9	–3.0	–0.6	–	dB	
Detector Output Impedance	–	–	450	–	$\Omega$	
Filter Gain (10 kHz) ( $V_{in} = 0.3\text{ mVrms}$ )	–	40	50	–	dB	
Filter Output Voltage	11	1.0	1.3	1.6	Vdc	
Mute Function Low	14	–	30	50	$\Omega$	
Mute Function High	14	1.0	11	–	$M\Omega$	
Scan Function Low (Mute "Off") ( $V_{12} = 1.0\text{ Vdc}$ )	13	–	0	0.4	Vdc	
Scan Function High (Mute "On") ( $V_{12} = \text{Gnd}$ )	13	3.0	3.5	–	Vdc	
Trigger Hysteresis	–	–	45	100	mV	
Mixer Conversion Gain	3	–	28	–	dB	
Mixer Input Resistance	16	–	3.3	–	$k\Omega$	
Mixer Input Capacitance	16	–	2.2	–	pF	

# MC3361B

Figure 1. Test Circuit

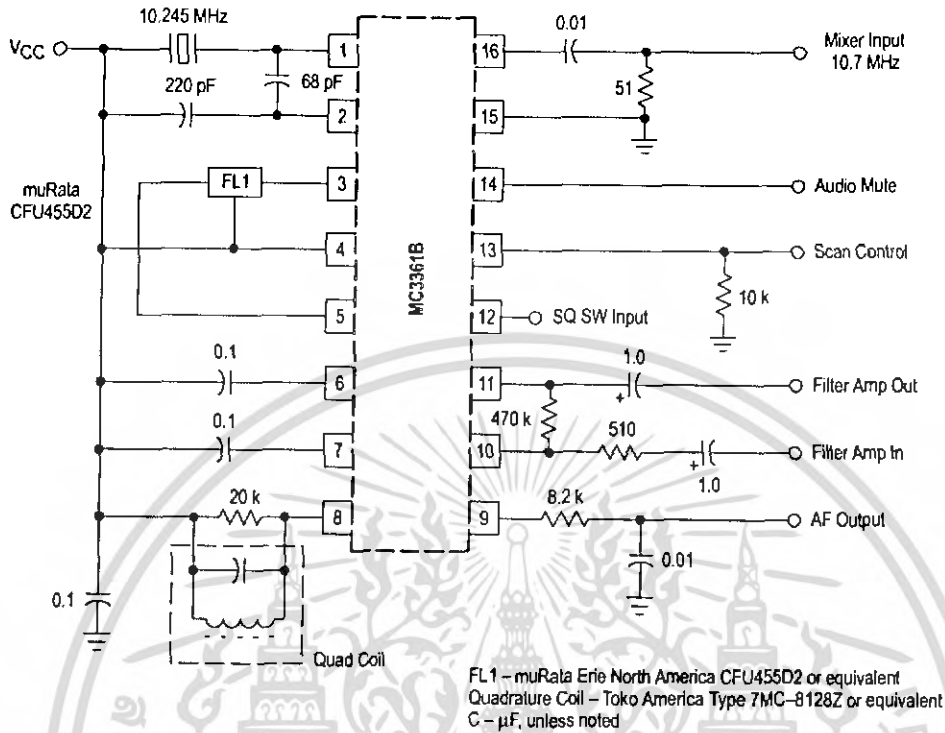


Figure 2. Audio Output, Distortion versus Supply Voltage

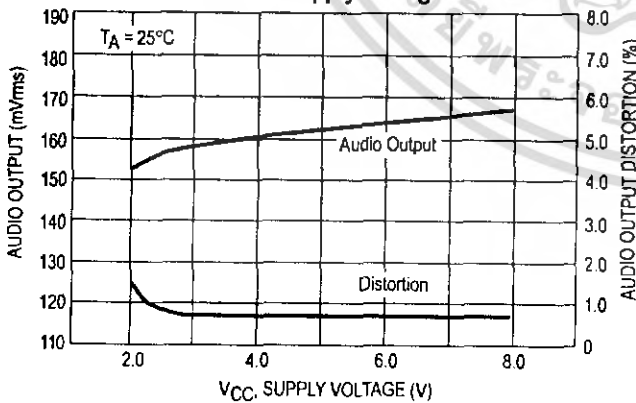


Figure 3. Audio Output, Distortion versus Temperature

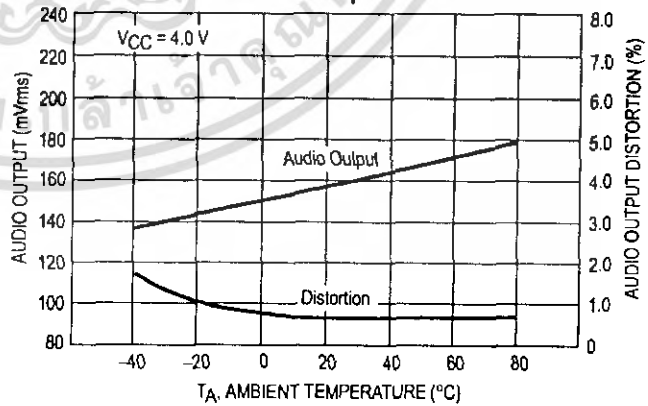
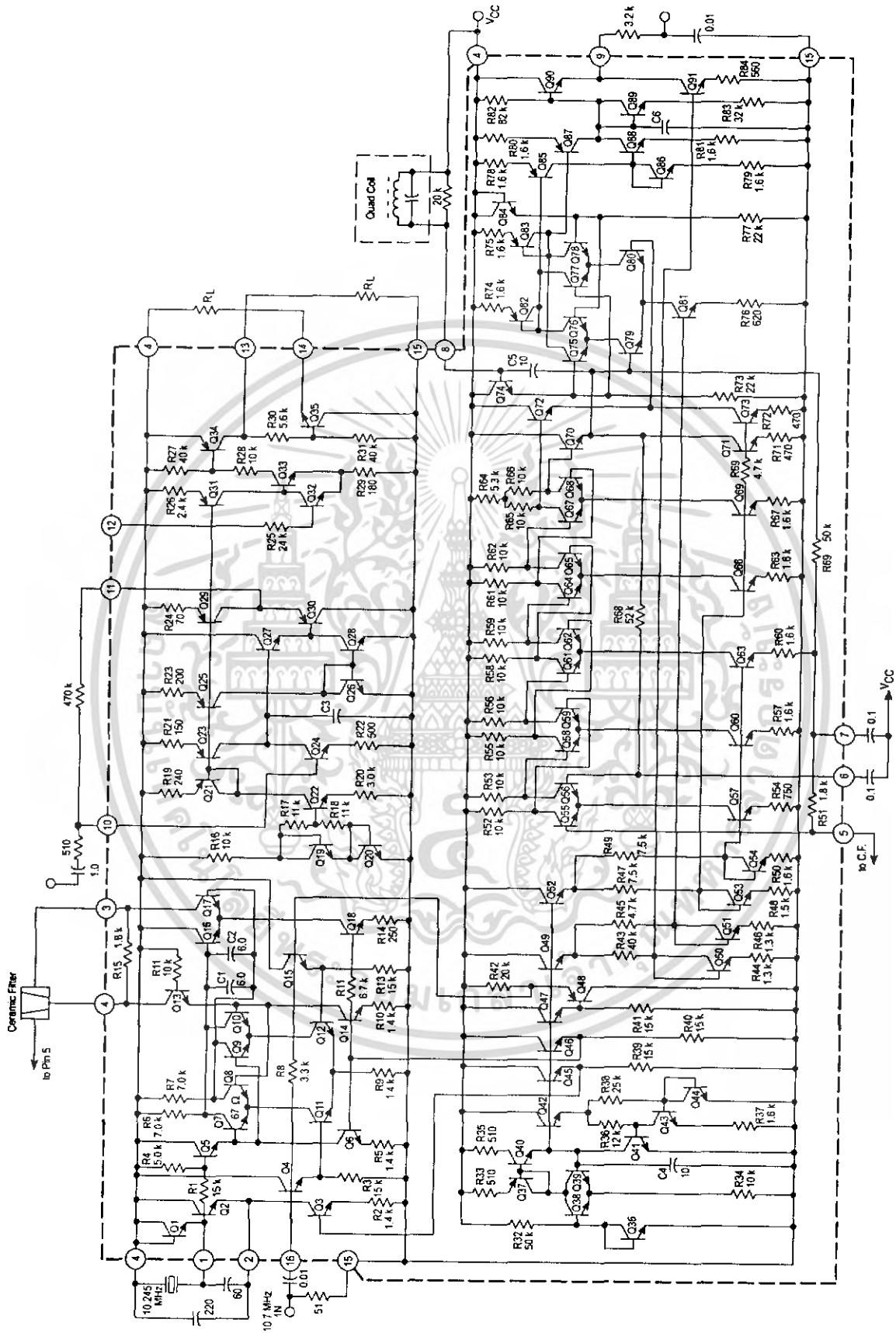


Figure 4. Low Voltage Low Power Narrowband FM IF



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC3361B

Figure 5. Input Limiting Voltage

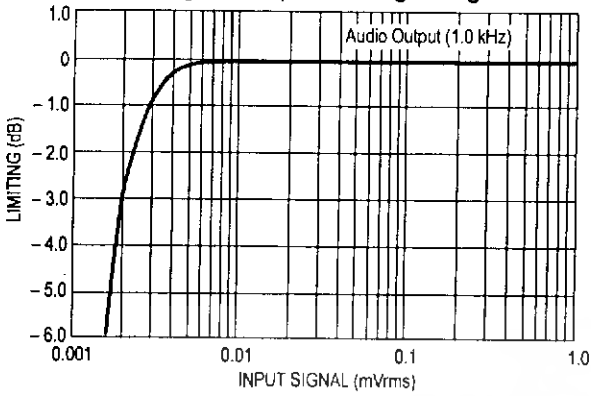


Figure 6. Overall Gain, Noise and AM Rejection

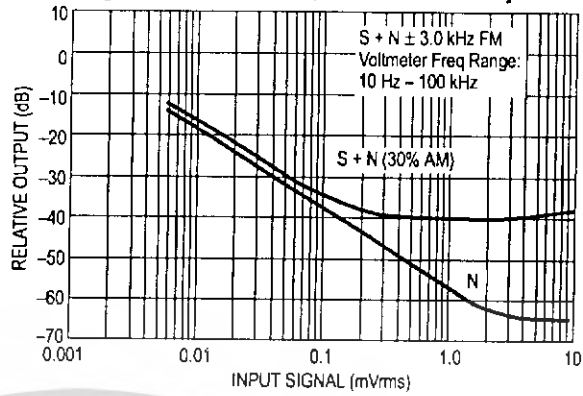


Figure 7. Filter Amp Response

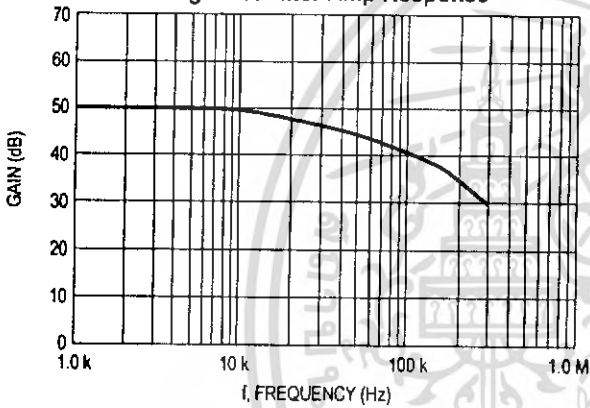


Figure 8. Filter Amp Gain

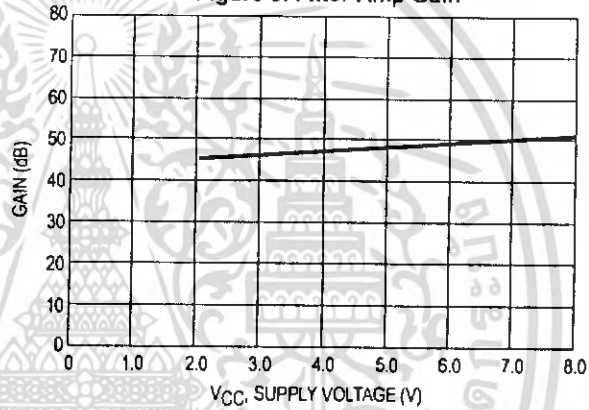
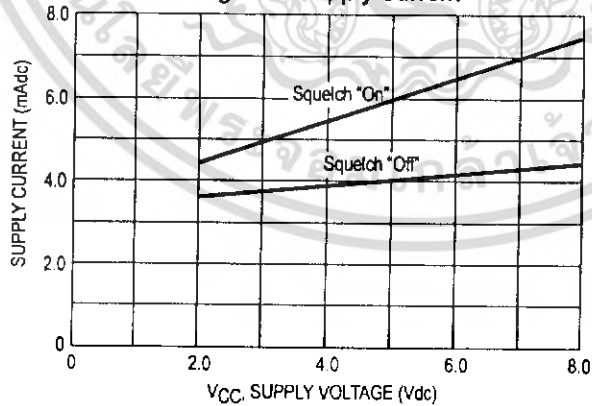


Figure 9. Supply Current

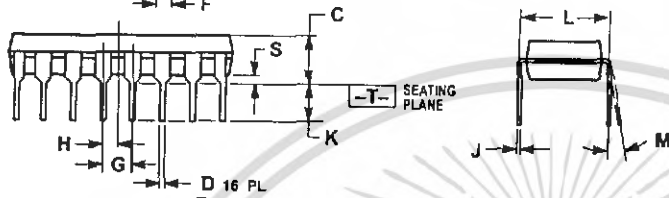
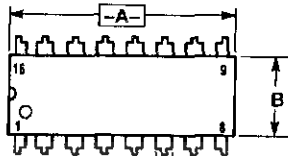




# MC3361B

## OUTLINE DIMENSIONS

**P SUFFIX**  
**PLASTIC PACKAGE**  
**CASE 648-08**  
**ISSUE R**



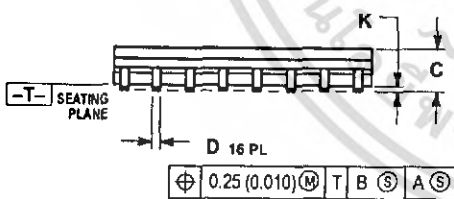
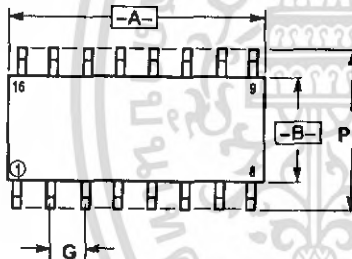
$\oplus 0.25 (0.010) \text{ (M) T A (M)}$

**NOTES:**

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

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

**D SUFFIX**  
**PLASTIC PACKAGE**  
**CASE 751B-05**  
**(SO-16)**  
**ISSUE J**



$\oplus 0.25 (0.010) \text{ (M) T B (S) A (S)}$


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

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

# MC3361B



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

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

#### How to reach us:

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

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

**Customer Focus Center:** 1-800-521-6274

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

**ASIA/PACIFIC:** Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; Silicon Harbour Centre,  
2, Dai King Street, Tai Po Industrial Estate, Tai Po, N.T., Hong Kong.  
852-26668334

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



**MOTOROLA**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3361B/D

TOSHIBA BIPOLAR LINEAR INTEGRATED CIRCUIT SILICON MONOLITHIC

# TA7358AP

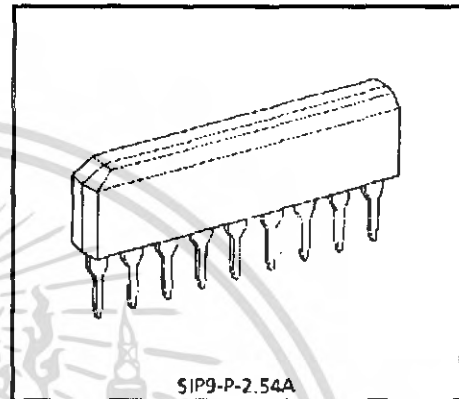
## FM FRONT-END

The TA7358AP is designed for a FM front-end application, which is suitable to a portable radio or a radio cassette.

Comparing with conventional types, supply voltage dependence, overload characteristics and spurious radiation characteristics are improved.

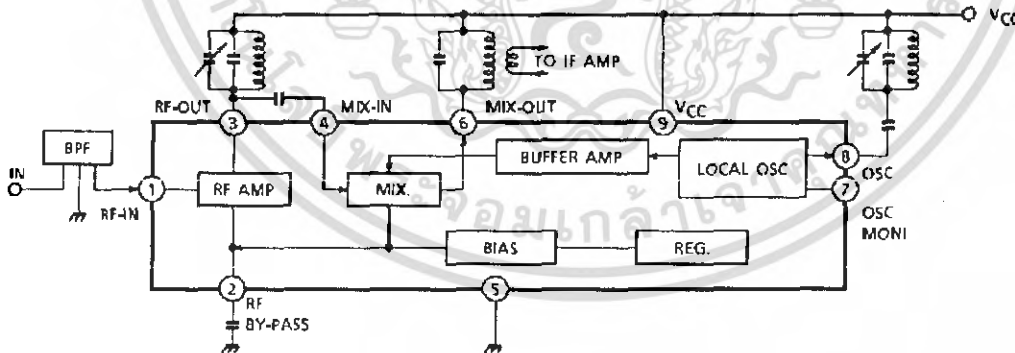
### FEATURES

- Wide supply voltage range :  $V_{CC} = 1.6 \sim 6.0V$
- Excellent supply voltage dependence of local oscillator : Oscillation stop  $V_{CC} = 0.9V$  (Typ.)
- Improved inter-modulation characteristics by double balanced type mixer circuit.
- Low spurious radiation.
- Built-in clamping diode for the local oscillator output.



Weight : 0.92g (Typ.)

### BLOCK DIAGRAM



951001EBA2

- TOSHIBA is continually working to improve the quality and the reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to observe standards of safety, and to avoid situations in which a malfunction or failure of a TOSHIBA product could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook.
- The products described in this document are subject to foreign exchange and foreign trade control laws.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice.

1997-07-07 1/8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**EXPLANATION OF TERMINALS** (Terminal voltage is DC voltage at  $T_a = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = 5\text{V}$ , and no signal)

PIN No.	SYMBOL	INTERNAL	TERMINAL VOLTAGE (V)
1	FM-RF IN		0.8
2	BY PASS		1.5
3	FM-RF OUT		5.0
4	MIX IN		1.5
5	GND	—	0
6	MIX OUT	cf. pin ④	5.0
7	OSC MONITOR		4.3
8	OSC		5.0
9	VCC	—	5.0

**MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)**

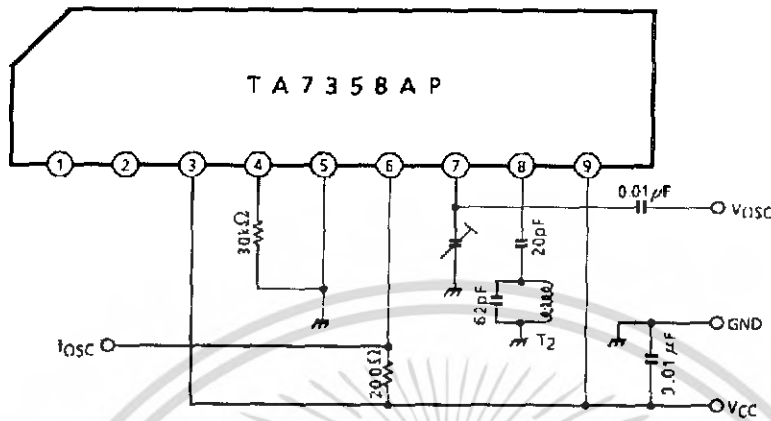
CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	8	V
Power Dissipation	P <sub>D</sub> (Note)	500	mW
Operating Temperature	T <sub>opr</sub>	- 25~75	°C
Storage Temperature	T <sub>stg</sub>	- 55~150	°C

(Note) Derated above 25°C in the proportion of 4mW/°C.

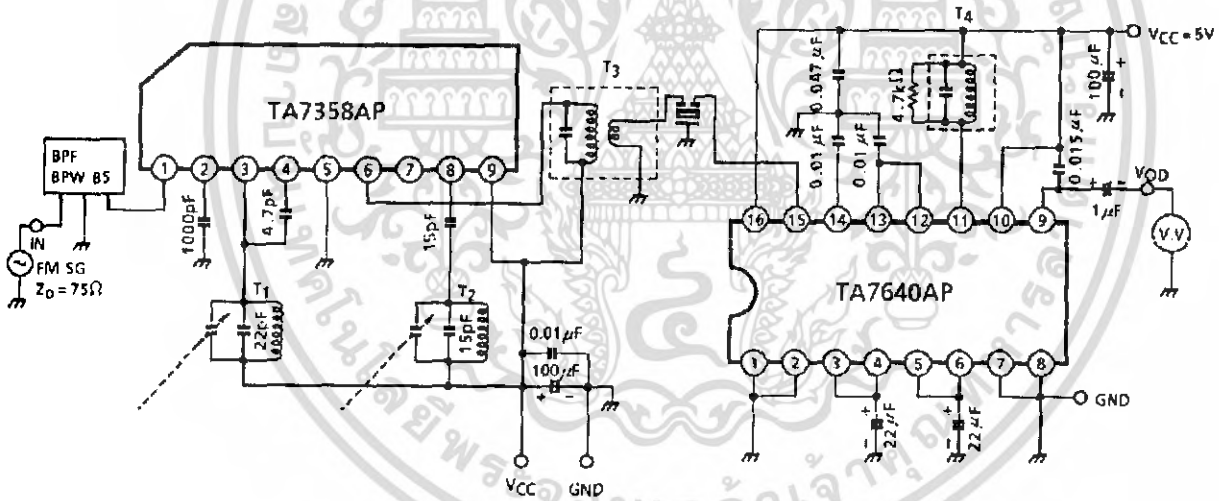
**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 3V, f = 83MHz, f<sub>m</sub> = 1kHz, Δf = ± 22.5kHz, Ta = 25°C)**

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CIR-CUIT	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Supply Current		I <sub>CC</sub>	2	V <sub>in</sub> = 0	—	5.2	8.0	mA
- 3dB Limiting Sensitivity		V <sub>in</sub> (lim)	2	—	—	3.0	7.0	dB <sub>μ</sub> V EMF
Quiescent Sensitivity		Q <sub>S</sub>	2	—	—	11.0	—	dB <sub>μ</sub> V EMF
Conversion Gain		G <sub>C</sub>	—	—	—	31	—	dB
Local OSC Voltage		V <sub>OSC</sub>	1	f <sub>osc</sub> = 60MHz	90	165	220	mV <sub>rms</sub>
Pin ① Impedance	Parallel Input Resistance	r <sub>ip1</sub>	3	f = 83MHz	—	57	—	Ω
Pin ③ Impedance	Parallel Output Resistance	r <sub>op3</sub>	3		—	25	—	kΩ
	Parallel Output Capacitance	C <sub>op3</sub>			—	2.0	—	pF
Pin ④ Impedance	Parallel Input Resistance	r <sub>ip4</sub>	3		—	2.7	—	kΩ
	Parallel Input Capacitance	C <sub>ip4</sub>			—	3.3	—	pF
Pin ⑥ Impedance	Parallel Output Resistance	r <sub>op6</sub>	3		f = 10.7MHz	—	100	—
	Parallel Output Capacitance	C <sub>op6</sub>		—		4.8	—	pF
Local OSC Stop Voltage		V <sub>stop</sub>	1	—	—	0.9	1.3	V

TEST CIRCUIT 1



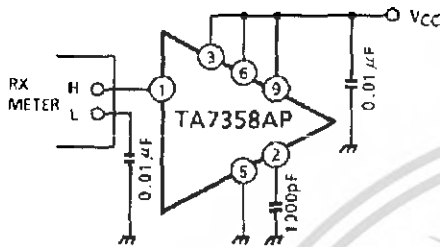
TEST CIRCUIT 2



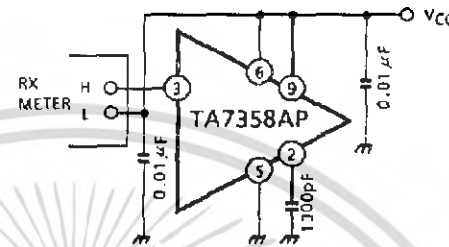
TEST CIRCUIT 3

Input output impedance

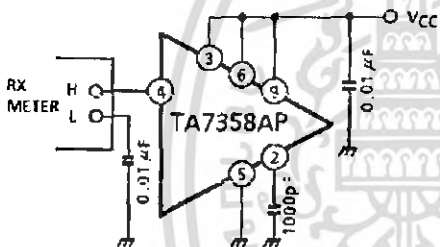
(1)  $r_{ip1}$ ,  $C_{ip1}$



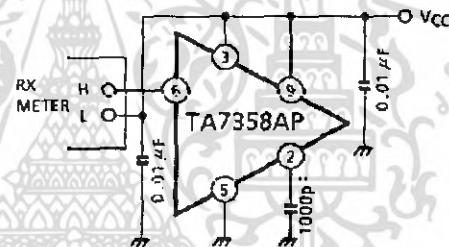
(2)  $r_{op3}$ ,  $C_{op3}$





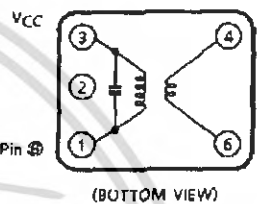
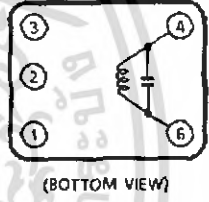
(3)  $r_{ip4}$ ,  $C_{ip4}$



(4)  $r_{op6}$ ,  $C_{op6}$



**TEST CIRCUIT COIL DATA (Japan band for 76.0MHz to 108.0MHz)**

COIL	$f_0$	$Q_0$	TURNS	CAPACITANCE	
T <sub>1</sub> RF Coil	100MHz	100	0.5mm $\phi$ 2 $\frac{1}{4}$ T Center Tap (Japan Band)	15pF (External)	
T <sub>2</sub> OSC Coil	100MHz	100	0.5mm $\phi$ 2 $\frac{1}{2}$ T (Japan Band)	15pF (External)	
T <sub>3</sub> IFT Coil	10.7MHz	115	①-③ 12T ④-⑥ 1T Wire 0.12mm $\phi$ UEW SUMIDA ELECTRIC Co., LTD. 5764 or equivalent	75pF	
T <sub>4</sub> Quad Coil	10.7MHz	150	④-⑥ 14T Wire 0.12mm $\phi$ UEW SUMIDA ELECTRIC Co., LTD. 44M-933A or equivalent	47pF	

Band Pass Filter (BPF)

SOSHIN ELECTRIC Co., LTD. BPW85

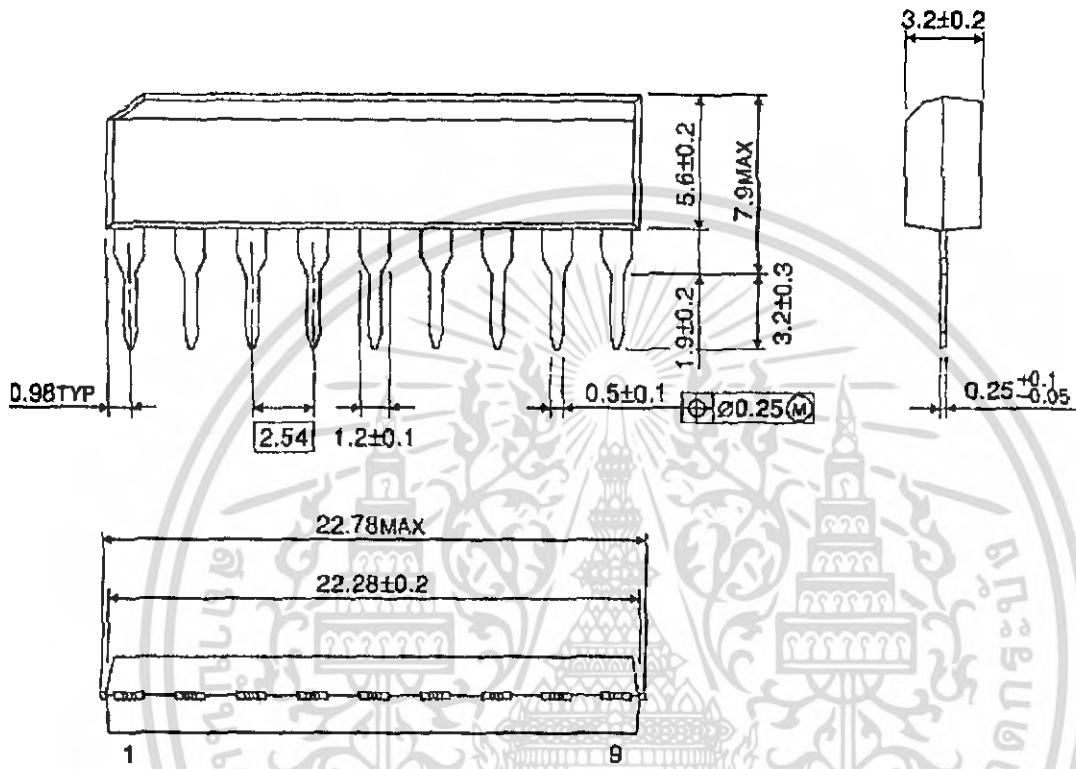
Tuning Capacitor

ALPS ELECTRIC Co., LTD. CB41EL933



OUTLINE DRAWING  
SIP9-P-2.54A

Unit : mm



Weight : 0.92g (Typ.)