

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ

WEATHER OBSERVATION SATELLITE RECEIVER



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 62757
วัน,เดือน,ปี..... 21 ส.ค. 2549

b. 101.29.115
i.

ปฏิญานีพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2548

เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ
WEATHER OBSERVATION SATELLITE RECEIVER

โดย

นาย จิรศักดิ์ เลขที่พันธุ์รักษ์ 46015047
นางสาว พนิดา ช่วยพิทักษ์ 46015061

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. นิภา ลีลาฤจิ
รศ. ฌรงค์ เหมกรณ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2548

ผ่านการตรวจชิ้นงานแล้ว

(ลงชื่อ).....*hmv*.....ผู้ตรวจ

ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว

(ลงชื่อ).....*hmv*.....ผู้ตรวจ

ปริญญาโทปีการศึกษา 2548

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสภาพอากาศ

WEATHER OBSERVATION SATELLITE RECEIVER

ผู้จัดทำ

1. นาย จีรศักดิ์ เถาท่พันธ์ 46015047
2. นางสาว พนิดา ช่วยพิทักษ์ 46015061

.....
.....

(รศ. นิภา อีสารจ)

.....
.....

(รศ. ณรงค์ เหมกรณ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ที่ปรึกษา



เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสภาพอากาศ

WEATHER OBSERVATION SATELLITE RECEIVER

โดย นาย จีรศักดิ์ เลาห์พันธุ์รักษ์ 46015047
นางสาว พนิดา ช่วยพิทักษ์ 46015061

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.นิภา ลีลาธุจิ
รศ.ณรงค์ เหมกรณ์

บทคัดย่อ

โครงการนี้ทำการสร้าง เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสภาพอากาศ ทำงานที่ความถี่ 137.5 MHz. และนำสัญญาณนี้ไปดีเทคเอาสัญญาณความถี่เสียงออกมา แล้วนำสัญญาณเสียงไปทำการถอดรหัส เป็นสัญญาณภาพโดยใช้ Sound Card ของคอมพิวเตอร์ร่วมกับ โปรแกรม WXSAT จะได้สัญญาณภาพถ่ายดาวเทียมออกมา

Abstract

This project is construction the Weather observation satellite receiver. The signal will be operated at frequency of 137.5 MHz and detector Audio signals. After that the audio signal will be decoded the video signals by using sound card of computer with the WXSAT program.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สามารถดำเนินมาถึงขั้นสำเร็จได้ เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือด้วยดีมาโดยตลอดจาก รศ. ณรงค์ เหมกรณ์ และ รศ. นิภา ลีลารุจิ ที่คอยให้คำปรึกษาแนะนำมาตลอดเป็นระยะเวลาสองเทอม ต้องขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ทั้งสองเป็นอย่างสูง นอกจากนี้ยังรวมถึงคุณพี่สนทยา คุ้มแสน ที่คอยให้คำแนะนำและเอื้อเฟื้ออุปการะในการทดลอง รวมทั้งเพื่อนๆ นักศึกษาที่คอยให้ความช่วยเหลือและให้กำลังใจ



สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ประวัติความเป็นมา	1
1.2 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา Meteorological Satellite	3
1.3 ความสามารถและความแตกต่างกันของดาวเทียมอุตุนิยมวิทยากับเรดาร์ตรวจอากาศ	4
1.4 ประโยชน์ของดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา (Missions of Meteorological Satellite)	7
1.5 ฝ่ายตรวจพิเศษ	7
1.6 การถ่ายภาพหรือข้อมูลของดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา	8
1.7 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา GMS – 5	8
1.8 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา NOAA	9
1.9 การตรวจหาไฟด้วยดาวเทียม	9
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	
2.1 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ (RF Amplifier)	13
2.2 วงจรอสซิลเลเตอร์ (Oscillator)	14
2.3 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อก	21
2.4 วงจรมิกเซอร์ (Mixer Circuit)	29
2.5 การคิเทคสัญญาณเอฟเอ็ม	32
2.6 วงจรฟิลเตอร์ (Filter Circuit)	35
2.7 การสร้างภาพ (Image Generation)	40
2.8 หลักการทำงานของส่วนแสดงภาพถ่ายในระบบ APT โดยระบบคอมพิวเตอร์	43
2.9 สายอากาศแบบ ควอดริฟิลาร์ เฮลิค (Quadrifilar helix Antenna)	45
บทที่ 3 การออกแบบและสร้างเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสภาพอากาศ	
3.1 บล็อกโคอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสภาพอากาศ	46
3.2 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ	47
3.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)	47
3.4 การออกแบบวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์	48
3.5 การคำนวณวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์	49
3.6 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์ แบบสองโมดูลัส	49
3.7 การออกแบบวงจรเปรียบเทียบเฟส	50
3.8 การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์	52
3.9 วงจรมิกเซอร์ (MIXER)	53
3.10 วงจรกรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิรตซ์	54
3.11 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกกะเฮิรตซ์	54

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.12 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์	56
3.13 วงจรขยายสัญญาณเสียง	56
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	
4.1 การทดลองวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ	59
4.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)	60
4.3 วงจรมิกเซอร์ (MIXER)	65
4.4 การทดลองวงจรกรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	66
4.5 การทดสอบของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	67
4.6 การทดสอบไอซีเบอร์ MC3371	68
4.7 วงจรขยายสัญญาณเสียง	73
4.8 วงจรสังเคราะห์ความถี่เพิ่มเติม	76
4.9 ภาพที่ได้รับจริงจากเครื่องรับดาวเทียม	76
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุปผล	
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	



สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 ดาวเทียมSputnik พ.ศ. 2500	1
รูปที่ 1.2 ดาวเทียมExplorer พ.ศ. 2501	1
รูปที่ 1.3 ดาวเทียม TROS1	2
รูปที่ 1.4 ลักษณะดาวเทียมและยานอวกาศที่ใช้ส่งดาวเทียม	3
รูปที่ 1.5 แสดงตำแหน่งของดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาและแสดงวงโคจรรอบโลกทั้ง 2 ชนิด	3
รูปที่ 1.6 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาชนิดโคจรค้างฟ้า	4
รูปที่ 1.7 แสดงพื้นที่บนโลกบริเวณที่ดาวเทียมแต่ละดวงสามารถถ่ายภาพได้	5
รูปที่ 1.8 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาชนิดวงโคจรรอบโลก	5
รูปที่ 1.9 แสดงเส้นทางที่ดาวเทียม NOAA เคลื่อนที่ผ่านในระหว่างการ โคจรรอบโลก	6
รูปที่ 1.10 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา GMS – 5	8
รูปที่ 1.11 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา NOAA	9
รูปที่ 1.12 ภาพถ่ายดาวเทียมแสดงตำแหน่งที่เกิดไฟป่า	11
รูปที่ 2.1 วงจร MOSFET RF แบบ dual – gate	14
รูปที่ 2.2 แสดงการทดลองของเฮิรตซ์ วงจรแท่ง และวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม	14
รูปที่ 2.3 รูปคลื่นที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์	15
รูปที่ 2.4 กราฟแสดงลักษณะค่า Q ที่ดี	16
รูปที่ 2.5 รูปคลื่นค่า Q ที่ดีที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์	16
รูปที่ 2.6 Armstrong Feedback Circuit และ วงจร Charge of C on Positive and Negative Half-Cycle	17
รูปที่ 2.7 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูนเพลท	18
รูปที่ 2.8 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูนกริดจูนเพลท	18
รูปที่ 2.9 วงจรฮาร์ตเลย์แบบอนุกรม และแบบขนาน	19
รูปที่ 2.10 วงจรโคลพิททส์ และวงจรแคลมป์	20
รูปที่ 2.11 วงจรเปรียบเทียบกับคริสตอล	20
รูปที่ 2.12 วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้คริสตอล	21
รูปที่ 2.13 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกคูลูป	22
รูปที่ 2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกคูลูป	23
รูปที่ 2.15 ก. ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตเท่ากัน	24
รูปที่ 2.15 ข. ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน	24
รูปที่ 2.16 เฟสล็อกคูลูปแบบพรีสเกลเลอร์	28
รูปที่ 2.17 เฟสล็อกคูลูปแบบพรีสเกลเลอร์สองมอดูลัส	28

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.18 ตัวอย่างการทำงานของวงจรมิกเซอร์	30
รูปที่ 2.19 วงจรมิกเซอร์แบบสมมูลชนิดพาสซีฟ	31
รูปที่ 2.20 วงจรมิกเซอร์แบบไม่สมมูล	31
รูปที่ 2.21 วงจรทริปเปิลจูน ดิสคริมิเนเตอร์	32
รูปที่ 2.22 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรีโซแนนซ์เมื่อต่อรวมทั้งสองวงจรมิกเซอร์	33
รูปที่ 2.23 วงจรคิเทคสัญญาณของเอฟเอ็มชนิดเรโซคิเทเตอร์	34
รูปที่ 2.24 แสดงสัญญาณเอฟเอ็มความถี่ 10.7 MHz	34
รูปที่ 2.25 แสดงการคิเทคสัญญาณของเอฟเอ็ม	35
รูปที่ 2.26 วงจรที่ใช้งานในเครื่องรับเอฟเอ็ม	35
รูปที่ 2.27 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	36
รูปที่ 2.28 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรงกรองความถี่ต่ำผ่าน	36
รูปที่ 2.29 วงจรงกรองความถี่สูงผ่าน	36
รูปที่ 2.30 แสดงการใช้งานของวงจรงกรองความถี่สูงผ่าน	36
รูปที่ 2.31 วงจรแถบความถี่ผ่าน	37
รูปที่ 2.32 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรงกรองความถี่ผ่าน	37
รูปที่ 2.33 วงจรตัดแถบความถี่	37
รูปที่ 2.34 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรงกรองตัดแถบความถี่	37
รูปที่ 2.35 แสดงรูปคลื่นแรงดันอินพุตของวงจรรีจกระแสดำเนินคลื่น	38
รูปที่ 2.36 แสดงให้เห็นวงจรรีจกระแสดำเนินคลื่นแบบบริดจ์ และรูปคลื่นเอาต์พุต	38
รูปที่ 2.37 วงจรฟิลเตอร์แบบ RC	39
รูปที่ 2.38 วงจรรีจกระแสดำเนินคลื่นต่อเข้ากับวงจรมัลติเพลกซ์คาปาซิเตอร์ และฟิลเตอร์ RC	39
รูปที่ 2.39 การทำงาน dc ในส่วนฟิลเตอร์ RC	39
รูปที่ 2.40 ลักษณะการแสดงผลภาพของดาวเทียม	40
รูปที่ 2.41 การส่งภาพระบบ APT	42
รูปที่ 2.42 รูปแบบของภาพจากระบบ APT	43
รูปที่ 2.43 แสดงลักษณะการมอดูเลต Grayscale กับ สัญญาณเสียง 2.4 KHz	43
รูปที่ 2.44 แสดงภาพถ่ายในระบบ APT โดยระบบคอมพิวเตอร์	44
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ	46
รูปที่ 3.2 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ	47
รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคัล	48
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรงการต่ออุปกรณ์ของวงจรมัลติเพลกซ์ VCO	48

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรแท้จริง	48
รูปที่ 3.6 วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ โดยใช้ไอซี MC 1648	49
รูปที่ 3.7 วงจรพรีสเกลเลอร์	50
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรรูปฟิลเตอร์	53
รูปที่ 3.9 วงจรรวมของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกคูลูป	53
รูปที่ 3.10 วงจรมิกเซอร์	54
รูปที่ 3.11 วงจรกรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	54
รูปที่ 3.12 วงจรสมมูลทางคิซีของวงจรคอมมอนอีมีเตอร์	55
รูปที่ 3.13 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	55
รูปที่ 3.14 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์	56
รูปที่ 3.15 วงจรขยายสัญญาณเสียง	57
รูปที่ 3.16 วงจรเครื่องรับดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ	58
รูปที่ 4.1 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ	59
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงผลตอบสนองของความถี่ของวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ.	60
รูปที่ 4.3 วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ (VCO)	61
รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงอินพุตกับความถี่เอาต์พุต	61
รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาต์พุตกับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต	62
รูปที่ 4.6 สัญญาณที่วัดได้จากวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ (VCO)	62
รูปที่ 4.7 วงจรพรีสเกลเลอร์ แบบสองโมดูลัส	62
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณเปรียบเทียบจากวงจรวีซีโอและวงจรพรีสเกลเลอร์	63
รูปที่ 4.9 สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์	64
รูปที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปฟิลเตอร์	64
รูปที่ 4.11 สัญญาณความถี่ 126.8 เมกกะเฮิร์ตซ์ที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่	65
รูปที่ 4.12 วงจรมิกเซอร์	65
รูปที่ 4.13 ความถี่เอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์	66
รูปที่ 4.14 วงจรกรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	66
รูปที่ 4.15 กราฟแสดงผลตอบสนองของความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	67
รูปที่ 4.16 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	67
รูปที่ 4.17 กราฟแสดงผลตอบสนองของความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์	68
รูปที่ 4.18 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์แบบซิงเกิลคอนเวอร์ชัน	69

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.19 สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทของวงจรถิสด์สออสซิสเตอร์ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์	69
รูปที่ 4.20 สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทของวงจรมิกเซอร์	70
รูปที่ 4.21 วงจรกรองแถบความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์	70
รูปที่ 4.22 กราฟแสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรถองแถบความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์	71
รูปที่ 4.23 สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทของวงจรถองแถบความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์	72
รูปที่ 4.24 สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทของวงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์	72
รูปที่ 4.25 สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุทของวงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ วัดขณะทำการรับสัญญาณจริงจากดาวเทียม	73
รูปที่ 4.26 วงจรขยายสัญญาณเสียง	73
รูปที่ 4.27 สัญญาณเสียง 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ เมื่อผ่านวงจรถองแถบเสียง	74
รูปที่ 4.28 สัญญาณเสียง 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ วัดขณะทำการรับสัญญาณจริงจากดาวเทียม	74
รูปที่ 4.29 ชิ้นงานสมบูรณ์ของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ	75
รูปที่ 4.30 เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ	75
รูปที่ 4.31 วงจรสังเคราะห์ความถี่เพิ่มเติม	76
รูปที่ 4.32 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณในช่วงเวลากลางวัน	77
รูปที่ 4.33 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณในช่วงเวลากลางคืน	78
รูปที่ 4.34 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ในเวลาสั้นๆ	78
รูปที่ 4.35 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ในเวลาเพิ่มมากขึ้น แต่สัญญาณมีขนาดต่ำมาก	79
รูปที่ 4.36 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ขณะที่มีปริมาณเมฆปกคลุมมาก	79
รูปที่ 4.37 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ขณะที่มีปริมาณเมฆปกคลุมมาก	80
รูปที่ 4.38 ตัวอย่างภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ขณะที่มีปริมาณเมฆปกคลุมมาก	80
รูปที่ 4.39 ตัวอย่างภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ขณะที่มีปริมาณเมฆปกคลุมมาก	81
รูปที่ 4.40 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณมีขนาดต่ำมาก และมีสัญญาณรบกวนมาก	81
รูปที่ 4.41 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณมีขนาดค่อนข้างแรง	82
รูปที่ 4.42 แสดงภาพประเทศไทยที่รับได้จากดาวเทียม	82

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1.1 แสดงชื่อดาวเทียมและตำแหน่งที่ดาวเทียมลอยอยู่ของดาวเทียมชนิดวงโคจรค้างฟ้า	4
ตารางที่ 1.2 แสดงชื่อดาวเทียมและตำแหน่งที่ดาวเทียมลอยอยู่ของดาวเทียมชนิดวงโคจรรอบโลก	6
ตารางที่ 1.3 แสดงช่วงคลื่นที่ใช้ในการศึกษาสิ่งต่างๆ	9
ตารางที่ 4.1 แสดงค่าสัญญาณเออาร์พีคของวงจรรายสัญญาณอาร์เอฟ	59
ตารางที่ 4.2 แสดงค่าสัญญาณเออาร์พีคของวงจรรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	66
ตารางที่ 4.3 แสดงค่าสัญญาณเออาร์พีคของวงจรรองแถบความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์	71



บทที่ 1

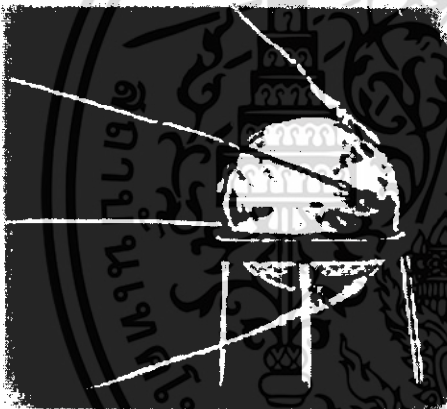
บทนำ

1.1 ประวัติความเป็นมา

ตั้งแต่โลกเราได้มีการประดิษฐ์คิดค้นดาวเทียมขึ้นมาใช้งาน ก็ทำให้โลกเกิดสิ่งใหม่ๆ ขึ้นมา อำนวยประโยชน์ให้มนุษย์อย่างมากมาย หลายองค์กรและหลายๆ ประเทศต่างมีการเข้าร่วมกันแลกเปลี่ยนเทคโนโลยี และสร้างสรรค์ผลงานขึ้นมาอำนวยความสะดวกให้แก่มนุษยชาติ

ดาวเทียมก่อนปีทศวรรษที่ 60

ดาวเทียมได้ถูกส่งขึ้นไปโคจรรอบโลกครั้งแรกเมื่อปี พ.ศ. 2500 ดาวเทียมนี้มีชื่อว่า "Sputnik" โดยรัสเซียเป็นผู้ส่งขึ้นไปโคจร "Sputnik" ทำหน้าที่ตรวจสอบการแผ่รังสี ของชั้นบรรยากาศชั้นไอโอโนสเฟีย ในปี พ.ศ. 2501 สหรัฐได้ส่งดาวเทียมขึ้นไปโคจรบ้างมีชื่อว่า "Explorer" ทำให้รัสเซียและสหรัฐเป็น 2 ประเทศผู้นำทางด้านกิจการสำรวจทางอวกาศ และการแข่งขันกันระหว่างทั้งคู่ได้เริ่มขึ้นในเวลาต่อมา



รูปที่ 1.1 ดาวเทียม Sputnik พ.ศ. 2500

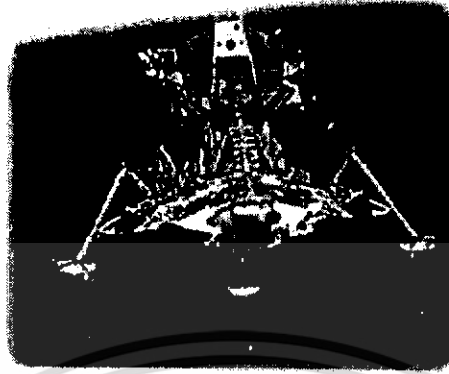


รูปที่ 1.2 ดาวเทียม Explorer พ.ศ. 2501

ดาวเทียมในปทศวรรษที่ 60

ช่วงทศวรรษนี้เป็นช่วงการเฟื่องฟูของดาวเทียมสำหรับมนุษยชาติ ในเดือนสิงหาคม ค.ศ. 1960 สหรัฐได้ส่งดาวเทียม Echo 1 ขึ้นไปทำหน้าที่ในการสะท้อนคลื่นวิทยุสู่โลกได้เป็นผลสำเร็จ ทำให้เชื่อได้ว่าการสื่อสารผ่านดาวเทียมเป็นเรื่องที่สามารถเป็นไปได้ซึ่งก่อนหน้านั้น ในเดือนเมษายนปีเดียวกันสหรัฐก็ได้ส่งดาวเทียม TIROS 1 ขึ้นไปสู่อวกาศ ดาวเทียม TIROS 1 เป็นดาวเทียมสำรวจสภาพอากาศดวงแรกที่ได้ส่งภาพถ่ายกลุ่มเมฆหมอกกลับมายังโลก จากนั้นกองทัพเรือสหรัฐได้พัฒนาดาวเทียมหาดำแหน่งดวงแรกที่ได้ออก

ส่งขึ้นไปโคจรในเดือนเมษายน ปี ค.ศ.1960 และหลังจากนั้นเป็นต้นมาก็ได้พัฒนาดาวเทียมเป็นจำนวนมากกว่า 100 ดวงถูกส่งขึ้นไปโคจรแทนที่กันในแต่ละปี



รูปที่ 1.3 ดาวเทียม TROS1

ดาวเทียมในปทศวรรษที่ 70

ช่วงทศวรรษที่ 70 ได้มีการเปลี่ยนแปลงใหม่ๆ เกิดขึ้นในโลกของดาวเทียม อุปกรณ์และเครื่องมือใหม่ๆ ที่มีประสิทธิภาพมากกว่าเดิมได้ถูกนำมาใช้ ชิ้นส่วนอุปกรณ์เหล่านั้นล้วนถูกทำขึ้นมาจากการใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ และเทคโนโลยีในการผลิตอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ตั้งแต่ขั้นตอนการออกแบบและก่อสร้างดาวเทียม

ดาวเทียมในปทศวรรษที่ 80

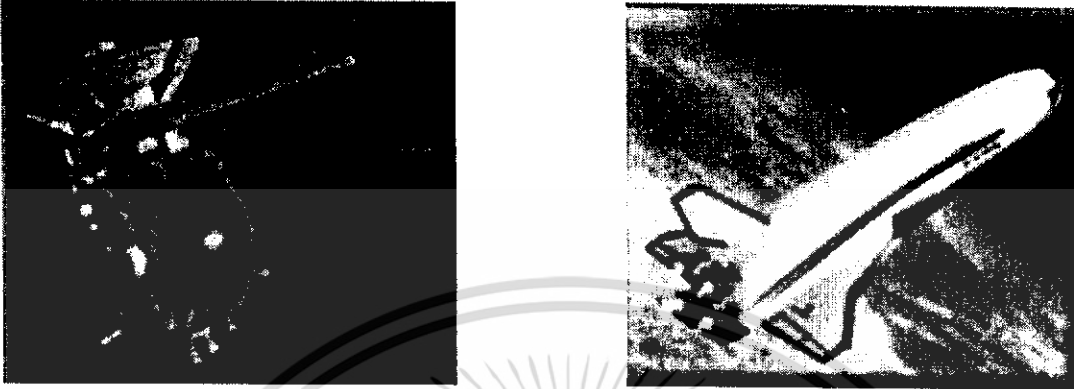
ช่วงทศวรรษที่ 80 ดาวเทียมได้ถูกนำมาใช้ในการช่วยเหลือมนุษย์มากขึ้น ในเดือนพฤศจิกายน ปี พ.ศ.2525 Palapa B-2 ซึ่งเป็นดาวเทียมเพื่อการช่วยเหลือมนุษย์ดวงแรกที่ถูกส่งขึ้นไปโดยบรรทุกไปกับยานอวกาศ Challenger

ดาวเทียมในปทศวรรษที่ 90

ในช่วงทศวรรษที่ 90 ดาวเทียมถูกใช้งานไปอย่างกว้างขวาง ไม่เว้นแม้แต่งานธรรมดาทั่วไป ยกตัวอย่างเช่น บริษัท TRW Inc. ซึ่งเป็นบริษัทเอกชนธรรมดาได้มีการวางแผนที่จะสร้างระบบดาวเทียมที่ครอบคลุมเครือข่าย การสื่อสารผ่านดาวเทียม ระบบนี้เรียกว่า “Odyssey” ซึ่งได้ถูกใช้ในธุรกิจโทรคมนาคม ดาวเทียมของ TRW จะเน้นให้บริการในเขตพื้นที่สำคัญๆ เหมือนกับว่ามันได้ครอบคลุมโลกทุกส่วนไว้เป็นหนึ่งเดียว ฉะนั้นบริษัทจึงคาดหวังว่าจะสร้างกำไรงามๆ จากธุรกิจดาวเทียมโทรคมนาคม เหล่านี้เป็นวิวัฒนาการที่เกิดขึ้นและถูกพัฒนาไปสู่สิ่งที่ดีกว่าอยู่ตลอดเวลา

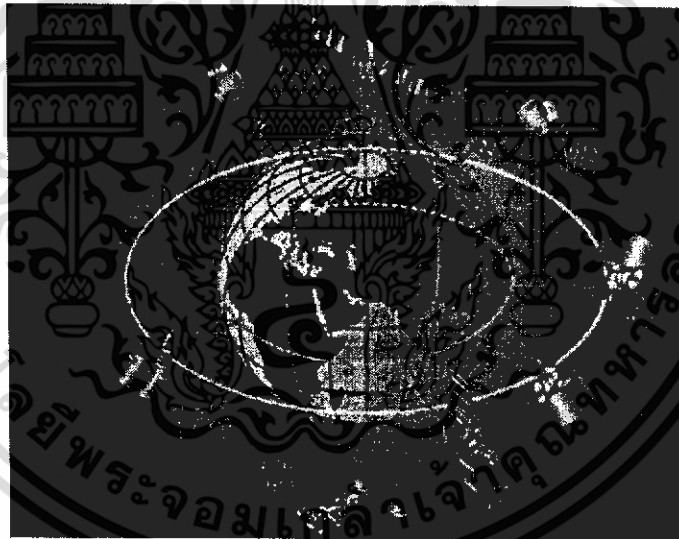
ดาวเทียมหลังปีทศวรรษที่ 90

หลังทศวรรษที่ 90 จนถึงศตวรรษที่ 21 ดาวเทียมยังคงถูกพัฒนาประสิทธิภาพและขีดความสามารถต่อไปอย่างไม่หยุดยั้งจนก้าวไปสู่ระบบอุตสาหกรรมการดาวเทียม



รูปที่ 1.4 ลักษณะดาวเทียมและยานอวกาศที่ใช้ส่งดาวเทียม

1.2 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา Meteorological Satellite



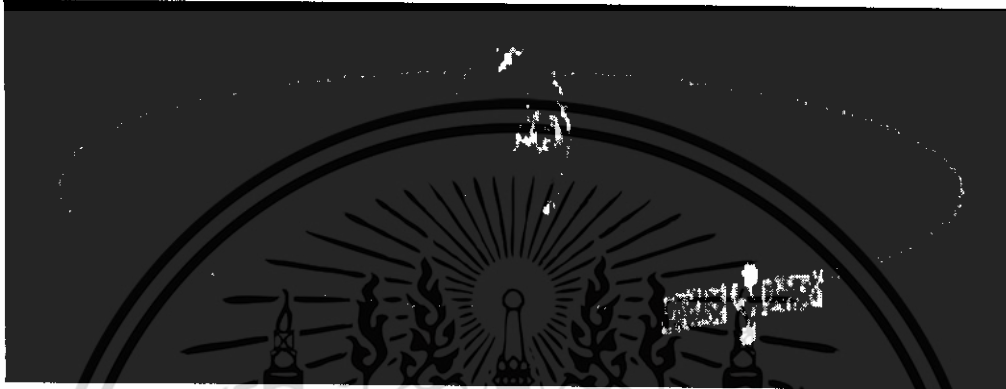
รูปที่ 1.5 แสดงตำแหน่งของดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาและแสดงวงโคจรรอบโลกทั้ง 2 ชนิด

ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาได้ถูกปล่อยขึ้นสู่อวกาศเป็นครั้งแรก เมื่อวันที่ 1 เมษายน ค.ศ.1960 ชื่อ TIROS - 1 Television and Infrared Observational Satellite ซึ่งเป็นดาวเทียมของประเทศสหรัฐอเมริกาและถ้านับมาจนถึงปัจจุบันประเทศต่างๆได้ปล่อยดาวเทียมขึ้นไปอยู่ในอวกาศหลายร้อยดวง

1.3 ความสามารถและความแตกต่างกันของดาวเทียมอุตุนิยมวิทยากับเรดาร์ตรวจอากาศ

1.3.1 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา แบ่งตามลักษณะการโคจรรอบโลกได้เป็น 2 ชนิด คือ

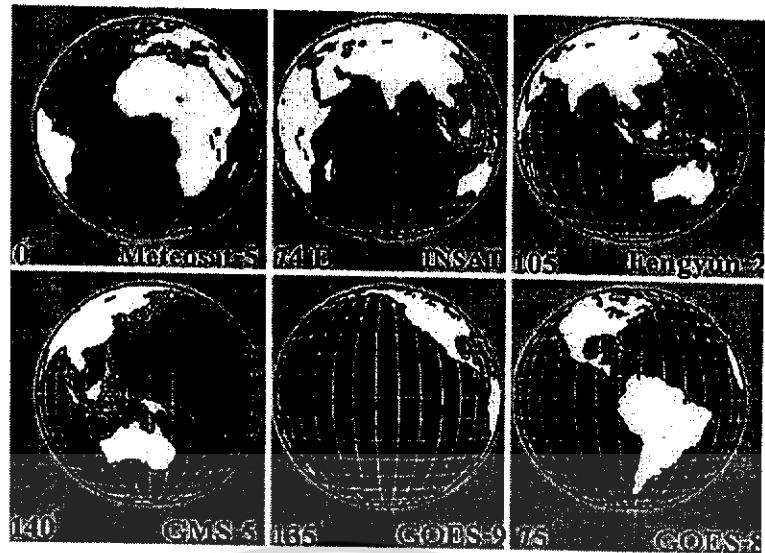
1.3.1.1 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาชินิคโคจรค้างฟ้า โคจรรอบโลกใช้เวลา 24 ชั่วโมงเท่ากับโลกหมุนรอบตัวเองมีวงโคจรอยู่ในตำแหน่งเส้นศูนย์สูตรของโลก ดังนั้นตำแหน่งของดาวเทียมจะสัมพันธ์กับตำแหน่งบนพื้นโลกในบริเวณเดิมเสมอ ความสูงจากพื้นโลกประมาณ 35,800 กิโลเมตร ดาวเทียมชนิดนี้ได้แก่ GOES-W, GOES-E, METEOSAT, GMS-5, INSAT และ FY-2



รูปที่ 1.6 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาชินิคโคจรค้างฟ้า

ตารางที่ 1.1 แสดงชื่อดาวเทียมและตำแหน่งที่ดาวเทียมลอยอยู่ของดาวเทียมชนิดวงโคจรค้างฟ้า

ชื่อดาวเทียม	ตำแหน่ง	ถ่ายภาพครอบคลุมพื้นที่	ประเทศเจ้าของ
GOES – W	135 W	- แปซิฟิกตะวันออกและอเมริกาเหนือ	อเมริกา
GOES – E	75 W	- อเมริกาเหนือ, อเมริกาใต้และมหาสมุทร แอตแลนติก	อเมริกา
METEOSAT	0	- ยุโรป และ แอฟริกา	ESA.org
GMS – 5	140 E	- แปซิฟิกตะวันตก, เอเชียและ ออสเตรเลีย	ญี่ปุ่น
INSAT	74 E	- เอเชียกลางและมหาสมุทรอินเดีย	อินเดีย
FY-2	105 E	- แปซิฟิกตะวันตก, เอเชีย, ออสเตรเลีย และมหาสมุทรอินเดีย	จีน



รูปที่ 1.7 แสดงพื้นที่บนโลกบริเวณที่ดาวเทียมแต่ละดวงสามารถถ่ายภาพได้

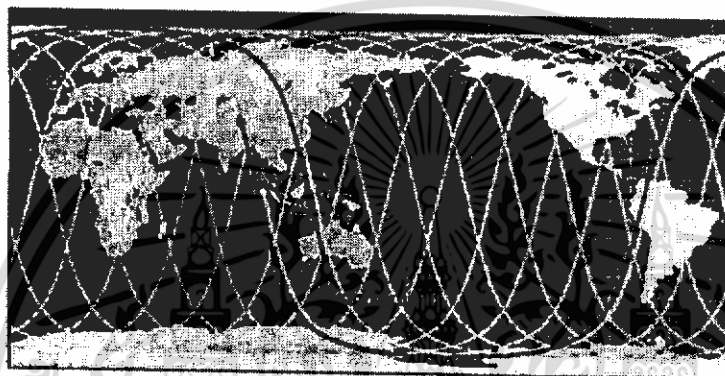
1.3.1.2 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยานิตโคจรรอบโลก โดยจะโคจรผ่านขั้วโลกเหนือและใต้ ที่ความสูงจากพื้นโลกประมาณ 850 กิโลเมตร โดยโคจรรอบโลกวันละประมาณ 14 รอบ และเคลื่อนที่ผ่านศูนย์สูตรในเวลาเดิมเสมอ และยังผ่านแนวเดิมนั้น 2 ครั้ง โดยโคจรเคลื่อนที่จากขั้วโลกเหนือไปยังขั้วโลกใต้ 1 ครั้ง และจากขั้วโลกใต้ไปยังขั้วโลกเหนือ 1 ครั้ง ดาวเทียมจะถ่ายภาพและส่งสัญญาณสู่ภาคพื้นดินในเวลาจริง ขณะที่โคจรผ่านพื้นที่นั้นๆ ซึ่งมีความกว้างของ Track 2,700 กิโลเมตร ดาวเทียมชนิดนี้ได้แก่ NOAA-12, NOAA-14, METEOR และ FY-1



รูปที่ 1.8 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยานิตโคจรรอบโลก

ตารางที่ 1.2 แสดงชื่อดาวเทียมและตำแหน่งที่ดาวเทียมลอยอยู่ของดาวเทียมชนิดวงโคจรรอบโลก

ชื่อดาวเทียม	ความสูงจากพื้นดิน และเวลาโคจร 1 รอบโลก	ประเทศเจ้าของ
NOAA - Series (11,15)	833 km. ใช้เวลา 101.6 min	อเมริกา
NOAA - Series (12,14)	870 km. ใช้เวลา 102.4 min	อเมริกา
METEOR - 2 Series	900 km. ใช้เวลา 102.0 min	รัสเซีย
FY - 1	800 km. ใช้เวลา 100.5 min	จีน



รูปที่ 1.9 แสดงเส้นทางที่ดาวเทียม NOAA เคลื่อนที่ผ่านในระหว่างการโคจรรอบโลก

1.3.2 เรดาร์ตรวจอากาศ

เรดาร์ตรวจอากาศใช้ตรวจหยาดน้ำฟ้าและปรากฏการณ์ธรรมชาติ เช่น ลูกเห็บ หิมะ และตำแหน่งของศูนย์กลางพายุหมุนเขตร้อน โดยเรดาร์จะส่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าออกจากเครื่องส่งไปยังจานสายอากาศ เมื่อกระทบเป้าจะเกิดการสะท้อนกลับมาซึ่งจานสายอากาศเข้าสู่ภาคเครื่องรับ เรดาร์ตรวจอากาศแบ่งออกเป็น

1.3.2.1 เรดาร์ตรวจอากาศ ชนิด X - Band เป็นเรดาร์ขนาดเล็กเหมาะสำหรับตรวจฝนกำลังอ่อน - ปานกลาง มีความยาวคลื่นสั้น เมื่อคลื่นกระทบเป้าจะสูญเสียพลังงานทำให้ฝนที่ตรวจวัดได้มีขนาดและรูปร่างผิดจากความเป็นจริงไปมากมีรัศมีทำการ 100 กม. และรัศมีหวังผล 60 กม.

1.3.2.2 เรดาร์ตรวจอากาศ ชนิด C - Band เป็นเรดาร์ขนาดปานกลางเหมาะสำหรับตรวจฝนกำลัง ปานกลาง - กำลังแรง เมื่อคลื่นกระทบเป้าจะสูญเสียพลังงานบ้างพอสมควรทำให้ฝนที่ตรวจได้มีขนาดและรูปร่างผิดจากความเป็นจริงไปบ้างมีรัศมีทำการ 450 กม. และรัศมีหวังผล 230 กม.

1.3.2.3 เรดาร์ตรวจอากาศ ชนิด S – Band เป็นเรดาร์ขนาดใหญ่เหมาะสำหรับตรวจฝนกำลังแรง – แรงมาก เมื่อกลิ่นกระทบเป้าจะไม่สูญเสียพลังงาน ฝนที่ตรวจได้จึงมีความจริงน้อบหรือไม่ผิดเลยมีรัศมีทำการ 550 กม. และรัศมีหวังผล 230 กม.

1.4 ประโยชน์ของดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา (Missions of Meteorological Satellite)

ใช้ในการตรวจสอบประกอบทางอุตุนิยมวิทยาในระยะไกล (Meteorology Information Remote Sensing) เช่น การตรวจเมฆ ทิศทางการ เคลื่อนที่ของเมฆ ตรวจอุณหภูมิยอด เมฆ อุณหภูมิผิวพื้นโลก อุณหภูมิ ผิวน้ำทะเล และความชื้นของบรรยากาศโลกตามระดับความสูงต่างๆ ตรวจโอโซนและรังสีจากดวงอาทิตย์ หิมะและน้ำแข็งที่ปกคลุมโลก เป็นต้น

ใช้ในการรวบรวมข้อมูล รับ-ส่งข้อมูลทางด้านอุตุนิยมวิทยาที่ตรวจได้จากสถานีเคลื่อนที่หรือสถานีตรวจ อัดโนมิติทั้งภาคพื้นดินและในน้ำ เช่น ทุ่นลอย เรือ รวมทั้งเครื่องบิน เป็นต้น

ใช้ในการกระจายข่าว (Direct Broadcast) ส่งข่าวสารทางด้านอุตุนิยมวิทยาไปยังประเทศสมาชิกหรือผู้ใช้ข้อมูลโดยตรง

1.5 ฝ่ายตรวจพิเศษ

ฝ่ายตรวจพิเศษ มีหน้าที่และความรับผิดชอบในการตรวจอากาศด้วยดาวเทียม รับและรวบรวมข้อมูล การตรวจอากาศด้วยเรดาร์จากสถานีเครือข่ายและทำการวิเคราะห์และติดตามสภาวะอากาศด้วยดาวเทียมและเรดาร์ ตลอดจนให้บริการภาพถ่ายจากดาวเทียมและข้อมูลจากสถานีเครือข่ายเรดาร์ แบ่งการบริหารออกเป็น 3 งาน ได้แก่ งานดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา งานเครือข่ายเรดาร์ งานวิเคราะห์และติดตามสภาวะอากาศ

งานดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา มีหน้าที่และความรับผิดชอบในการรับสัญญาณจากดาวเทียม รับและรวบรวมข้อมูล GTS รวมทั้งการผลิตภาพที่ได้รับจากดาวเทียม ในปัจจุบันทำการรับสัญญาณจากดาวเทียม 3 ดวง ได้แก่ ดาวเทียม GMS – 5 รับสัญญาณ ทุกชั่วโมง วันละ 24 ครั้ง โดยดาวเทียม NOAA – 12 และ NOAA – 14 รับสัญญาณทุก 6 ชั่วโมง วันละ 4 ครั้ง

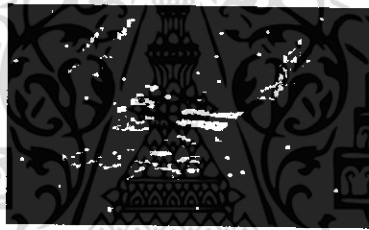
งานเครือข่ายเรดาร์ มีหน้าที่และความรับผิดชอบในการรับและรวบรวมข้อมูลจากสถานีเครือข่ายเรดาร์ทุกสถานีทุก 3 ชั่วโมง และทุกชั่วโมงในกรณีเกิดพายุ รวมทั้งการผลิตภาพที่ได้รับจากสถานีเครือข่ายเรดาร์ 14 สถานี ได้แก่ สถานีเรดาร์ตรวจอากาศ เชียงราย เชียงใหม่ พิษณุโลก ขอนแก่น สกลนคร สุรินทร์ อุบลราชธานี คอนเมือง ระยอง หัวหิน ชุมพร สุราษฎร์ธานี ภูเก็ต สทิงพระ

งานวิเคราะห์และติดตามสภาวะอากาศ มีหน้าที่และความรับผิดชอบในการวิเคราะห์ข้อมูลจากดาวเทียมและเรดาร์ เพื่อใช้ในการติดตามสภาวะอากาศ รวมทั้งเป็นข้อมูลประกอบการพยากรณ์อากาศประจำวันทำการศึกษาและวิจัยด้านอุตุนิยมวิทยา เผยแพร่ความรู้ในด้านดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาและเรดาร์ตรวจอากาศ ตลอดจนให้ความร่วมมือกับหน่วยงานที่เกี่ยวข้องทั้งภายในและภายนอกประเทศ

1.6 การถ่ายภาพหรือข้อมูลของดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา

Sensor หรือเครื่องมือตรวจวัดที่ติดตั้งบนดาวเทียมฯ เรียกว่า Radiometer การถ่ายภาพโดยใช้หลักการของการสัมผัสระยะไกล (Remote Sensing) ใช้ในการตรวจวัดการแผ่รังสี (Emission) และการสะท้อนกลับของรังสี (Reflection) ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electro Magnetic Wave) ตั้งแต่ในช่วงคลื่นที่สามารถมองเห็นด้วยตา (Visible) ที่มีความยาวช่วงคลื่น 0.5 – 0.9 ไมครอน และคลื่นพลังงานความร้อนซึ่งเป็นช่วงคลื่นยาว เรียกว่า Infrared โดยมีความยาวคลื่น 6.5 – 7.0 ไมครอน ใช้ในการตรวจวัดไอน้ำในบรรยากาศ และ 10.5-12.5 ไมครอน โดยช่วงคลื่น Visible ใช้ในการตรวจวัดรายละเอียดของเมฆและลักษณะของพื้นผิวโลก เช่น หิมะน้ำแข็ง หรือ แหล่งน้ำ เป็นต้น

ช่วงคลื่น Infrared ใช้ในการตรวจวัดสถานภาพทางฟิสิกส์ของบรรยากาศและพื้นผิวโลก เช่น อุณหภูมิ ยอดเมฆ และอุณหภูมิ ของพื้นผิวโลก ปัจจุบันกรมอุตุนิยมวิทยาดำเนินการรับสัญญาณดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาทั้ง 2 ระบบ คือ ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยานิคมวงโคจรค้างฟ้า (Geostationary orbiting Meteorological Satellite) โดยรับสัญญาณดาวเทียม GMS ของประเทศญี่ปุ่นและดาวเทียมอุตุนิยมวิทยานิคมโคจรรอบโลก (Near Polar orbiting Meteorological Satellite) โดยรับสัญญาณจากดาวเทียม NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration) ของประเทศสหรัฐอเมริกา



รูปที่ 1.10 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา GMS - 5

1.7 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา GMS - 5

ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา GMS - 5 (Geostationary Meteorological Satellite) เป็นดาวเทียมฯ ชนิด Geostationary orbit ซึ่งช่วงการโคจรอยู่ที่ตำแหน่ง 140 E มีความสูงจากพื้นโลก 35,800 Km. มีรายละเอียดดังนี้ ครอบคลุมพื้นที่ทั่วโลกเหนือจรดขั้วโลกได้ คือ ทวีปเอเชีย ออสเตรเลีย และมหาสมุทรแปซิฟิกตะวันตก รายละเอียดของข้อมูล

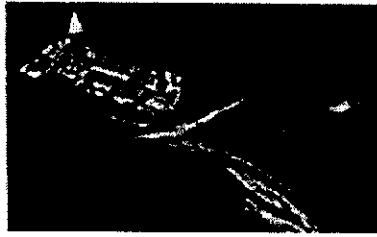
การถ่ายภาพ 4 ช่วงคลื่น : Visible : 0.55 - 0.9 ไมครอน รายละเอียดของข้อมูล 1.25 Km.

: Water Vapour : 6.5 - 7.0 ไมครอน รายละเอียดของข้อมูล 5 Km.

: Infrared 1 : 10.5-11.5 ไมครอน รายละเอียดของข้อมูล 5 Km.

: Infrared 1 : 11.5-12.5 ไมครอน รายละเอียดของข้อมูล 5 Km.

ความถี่ในการถ่ายภาพ : ทุก ๆ ครั้งชั่วโมง



รูปที่ 1.11 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา NOAA

1.8 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา NOAA

ดาวเทียม NOAA (National Oceanic Atmospheric Administration) เป็นดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาชนิดโคจรรอบโลก (Polar orbiting) เป็นดาวเทียมของประเทศสหรัฐอเมริกา ซึ่งปัจจุบันกรมอุตุนิยมวิทยาสามารถรับสัญญาณดาวเทียม NOAA11, NOAA 12, NOAA 14 และ NOAA15 โดยมีความวงจรรอบสูงจากพื้นโลก 833 Km. ใช้เวลาหมุนรอบโลก 101.58 นาที ในเวลาหนึ่งจะหมุนรอบโลก 14.18 รอบ กับวงโคจรสูงจากพื้นโลก 870 km ใช้เวลาหมุนรอบโลกในเวลา 102.37 นาที ในหนึ่งวันจะหมุนรอบโลกได้ 14.07 รอบ

Sensors หรือเครื่องมือที่ใช้ในการตรวจวัดที่ติดตั้งไว้กับตัวดาวเทียมของ NOAA-Series คือ AVHRR/3 (Advanced Very High Resolution Radiometer/mode 3) ใช้สำหรับถ่ายภาพในระบบ Scanning Radiometer มี 5 ช่วงคลื่น รายละเอียดของข้อมูล (Resolution) 1.1 km. และมีความกว้าง (Track) 2,700 km.

ตารางที่ 1.3 แสดงช่วงคลื่นที่ใช้ในการศึกษาถึงต่างๆ

ช่วงคลื่นที่	Wave Lenge	มีความยาวคลื่น	ใช้ในการศึกษาเมฆ	ใช้ในการศึกษาอื่นๆ
1	Visible	0.58 - 0.68 ไมครอน	เฉพาะเวลากลางวัน	พืช, แหล่งน้ำผิวดินพืช และตะกอนน้ำทะเล
2	Visible	0.725 - 1.10 ไมครอน	เฉพาะเวลากลางวัน	พืช, แหล่งน้ำผิวดิน
3	Near Infrared	3.55 - 3.93 ไมครอน	ทั้งกลางวันและกลางคืน	อุณหภูมิผิวน้ำทะเลและไฟป่า
4	Infrared	10.30 - 11.30 ไมครอน	ทั้งกลางวันและกลางคืน	อุณหภูมิผิวน้ำทะเลและไฟป่า
5	Infrared	11.50 - 12.50 ไมครอน	ทั้งกลางวันและกลางคืน	อุณหภูมิผิวน้ำ

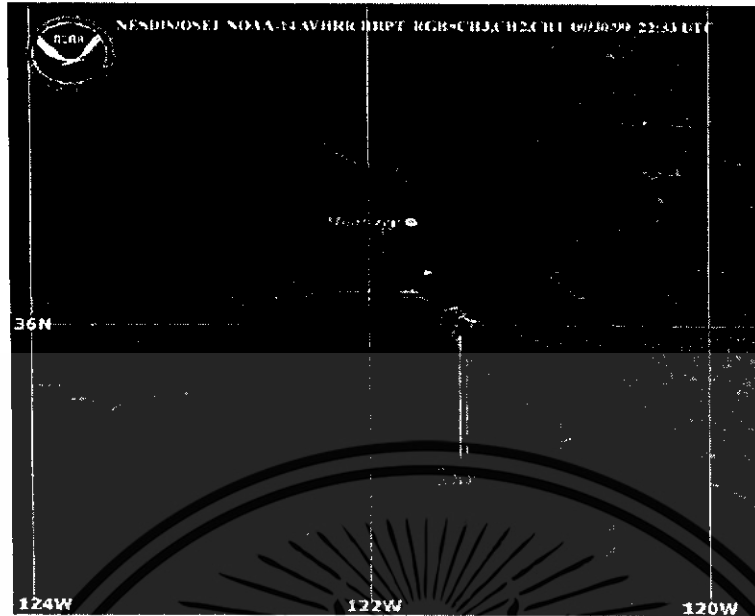
1.9 การตรวจหาไฟด้วยดาวเทียม

เทคโนโลยีการตรวจหาไฟจากระยะไกลโดยใช้อุปกรณ์การตรวจที่ติดตั้งอยู่บนดาวเทียม (Spaceborne remote sensing technology) เริ่มเข้ามามีบทบาทในการตรวจหาไฟเป็นอย่างมาก ในช่วงทศวรรษที่ผ่านมา ทั้งนี้เนื่องจากสามารถตรวจการณ์พื้นที่ได้อย่างกว้างขวางทั่วประเทศ ทั่วภูมิภาค และทั่วโลก ได้พร้อมกันอย่างรวดเร็ว

1.9.1 หลักการตรวจหาไฟด้วยดาวเทียม จะอาศัยอุปกรณ์การตรวจวัดคลื่นรังสีความร้อนที่ติดตั้งอยู่บนดาวเทียม (เช่น เครื่อง AVHRR, The Advanced Very High-Resolution Radiometer ที่ติดตั้งอยู่บนดาวเทียม NOAA หรือเครื่อง VISSR, Visible and Infrared Spin Scan Radiometer ที่ติดตั้งอยู่บนดาวเทียม HIMAWARI) ทำการตรวจการณ์บริเวณบนผิวโลกที่มีอุณหภูมิสูงกว่าปกติ (Hot spot) ซึ่งบริเวณดังกล่าวจะมีการแผ่รังสีความร้อน (Infrared, IR) ออกมามากกว่าปกติ Hot spot ที่ตรวจพบจึงเป็นบริเวณบนผิวโลกที่คาดว่ากำลังเกิดไฟป่า อย่างไรก็ตามหลังจากตรวจพบ Hot spot แล้วจะต้องผ่านกระบวนการพิสูจน์ทราบอีกครั้งหนึ่งเพื่อยืนยันว่า Hot spot นั้น เป็นบริเวณที่เกิดไฟป่าจริงๆ โดยตรวจสอบว่าพื้นที่ที่พบ Hot spot นั้น เป็นพื้นที่ป่าหรือไม่หรือทำการตรวจสอบทางภาคพื้นดิน (Ground check)

1.9.2 การใช้ดาวเทียม NOAA ในการตรวจหาไฟ ในปัจจุบันดาวเทียมที่นิยมใช้ในการตรวจหาไฟ ได้แก่ดาวเทียม GOES และดาวเทียมในตระกูล NOAA ซึ่งเป็นดาวเทียมทางอุตุนิยมวิทยาและการสำรวจทรัพยากรธรรมชาติ โดยดาวเทียม NOAA นี้จะโคจรรอบโลกที่ระดับความสูงประมาณ 850 กิโลเมตร และโคจรกลับมาที่จุดเดิมในทุกๆ 100 นาที ทำให้สามารถตรวจหาไฟในจุดเดิมได้ในทุกๆ 100 นาทีด้วยเช่นกัน โดยอุปกรณ์ตรวจวัดคลื่นรังสีความร้อนที่ติดตั้งอยู่บนดาวเทียม NOAA ซึ่งเรียกว่า AVHRR นี้สามารถตรวจวัดพื้นที่ที่เล็กที่สุด (Pixel) ได้เท่ากับ 1.21 ตารางกิโลเมตร หมายความว่าพื้นที่ที่เกิดไฟป่าจะต้องมีเนื้อที่อย่างน้อยที่สุด 1.21 ตารางกิโลเมตร ดาวเทียม NOAA จึงจะสามารถตรวจพบไฟได้ ซึ่งในทางปฏิบัติหากปล่อยให้ไฟลุกลามจนมีขนาดใหญ่มากขึ้นพื้นที่ถึง 1.21 ตารางกิโลเมตร จึงค่อยตรวจพบ จะเป็นการไม่ทันการณ์ เพราะจะเกิดความเสียหายต่อพื้นที่ป่าเป็นอย่างมาก การควบคุมไฟจะยากลำบาก กินเวลานาน และเสียค่าใช้จ่ายสูง อย่างไรก็ตามข้อมูลการตรวจหาไฟจากดาวเทียม NOAA จะเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อการประเมินสถานการณ์และวางแผนควบคุมไฟป่าในภาพรวม

ในปัจจุบัน มีการใช้ดาวเทียม NOAA ในการตรวจหาไฟในหลายภูมิภาคของโลก (รูปที่ 1.12) สำหรับในภูมิภาคเอเชียตะวันออกเฉียงใต้ มีเพียงประเทศอินโดนีเซียประเทศเดียวที่มีการตรวจหาไฟด้วยระบบดังกล่าว ภายได้รับความช่วยเหลือจากองค์กรระหว่างประเทศ เช่น โครงการของ GTZ ที่ตรวจหาไฟในจังหวัดกาลิมันตันตะวันออก โครงการของ JICA และโครงการของ EU ที่ตรวจหาไฟในเกาะสุมาตรา เป็นต้น (Ueda, 1998)



รูปที่ 1.12 ภาพถ่ายดาวเทียมแสดงตำแหน่งที่เกิดไฟฟ้า

1.9.3 การตรวจหาไฟด้วยดาวเทียมอื่นๆ ที่มีความละเอียดกว่า ได้มีความพยายามใช้ดาวเทียมอื่นๆ ที่มีความละเอียดในการตรวจหาไฟ (Higher resolution) มากกว่าดาวเทียม NOAA เช่น ดาวเทียม LANDSAT และดาวเทียม SPOT มาใช้ในการตรวจหาไฟ ทำให้สามารถตรวจพบไฟตั้งแต่ไฟนั้นยังมีขนาดเล็กอยู่ อย่างไรก็ตามดาวเทียมดังกล่าวจะมีข้อจำกัดในเรื่องรอบระยะเวลาของการโคจรรอบโลกที่ต้องใช้เวลานานหลายวัน หมายความว่า การจะกลับมาตรวจหาไฟ ณ ตำแหน่งเดิมในแต่ละครั้งจะต้องใช้เวลาหลายวัน

1.9.4 ข้อดีในการตรวจหาไฟด้วยดาวเทียม

1. สามารถตรวจหาไฟในพื้นที่อันกว้างใหญ่ไพศาลได้ในเวลาอันรวดเร็ว
2. หากใช้ดาวเทียมที่มีความละเอียดสูง (High resolution) ก็จะสามารถจัดระบบการเตือนภัยล่วงหน้า (Early warning system) ได้อย่างมีประสิทธิภาพ
3. หากใช้ดาวเทียม NOAA (Low resolution) จะสามารถตรวจการณ์พื้นที่ได้ถี่มาก และติดตามสถานการณ์และการพัฒนาของไฟขนาดใหญ่ได้อย่างต่อเนื่อง
4. ภายหลังจากลงทุนครั้งแรกแล้ว ในระยะยาวเมื่อเทียบต่อหน่วยพื้นที่รับผิดชอบแล้ว จะเสียค่าใช้จ่ายน้อยกว่าการตรวจหาไฟโดยวิธีอื่นๆ

1.9.5 ข้อเสียในการตรวจหาไฟด้วยดาวเทียม

1. หากมีเมฆ การตรวจการณ์โดยวิธีนี้จะไม่ได้ผล เพราะคลื่นอินฟราเรดไม่สามารถทะลุทะลวงผ่านความชื้นได้
2. หากใช้ดาวเทียมที่ Low resolution การตรวจการณ์จะหยาบมากและไม่ทันการณ์ ในขณะที่การใช้ดาวเทียมที่ High resolution การตรวจการณ์จะละเอียดขึ้น แต่การจะกลับมาตรวจการณ์ในจุดเดิมแต่ละครั้ง ต้องใช้เวลาหลายวัน
3. การลงทุนติดตั้งระบบทั้ง Hardware และ Software ในครั้งแรกต้องเสียค่าใช้จ่ายสูงมาก
4. จะต้องมีการพัฒนาบุคลากรขึ้นมาเพื่องานนี้โดยเฉพาะ



บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ (RF Amplifiers)

ประโยชน์ของการใช้ RF Amplifier

1. ทำให้สามารถกำจัดความถี่อิมเมจ (Image Frequency) ได้ดีขึ้น
2. มีอัตราขยายสูงขึ้น ทำให้มีความไวในการรับ (Sensitivity) สูงขึ้น
3. ปรับปรุงคุณสมบัติของสัญญาณรบกวน (noise characteristic)

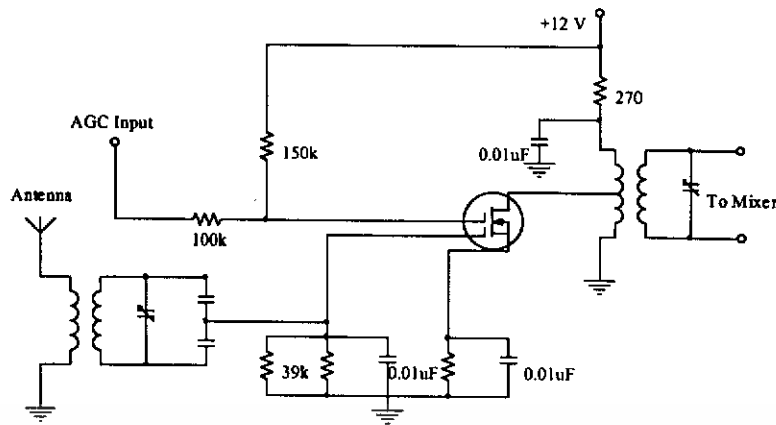
วงจรมิกเซอร์ต้องการอุปกรณ์ที่ทำงานในบริเวณ non - linear เมื่อผลิตความถี่ที่แตกต่างกันที่ต้องการที่เอาท์พุทซึ่งจะมีสัญญาณรบกวนออกมามากด้วย การใช้ RF Amplifier จะทำให้สัญญาณมีระดับเพิ่มมากขึ้นอย่างเหมาะสมและลดผลของสัญญาณรบกวนที่มีวงจรมิกเซอร์ไปได้

RF amplifier โดยปกติจะใช้เฟตที่เป็นอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ (Active component) ประโยชน์ต่อป็นี่ของเฟต จะนำไปสู่การใช้ทั่วไปของ RF Amplifier

1. High input impedance จะไม่โหลดดาวน์ (Load down) ที่ Q ของวงจร tune ที่มาก่อนถึงเฟต ดังนั้นมันจะรักษาการเลือกระดับสัญญาณที่ระบบสูงสุดที่สามารถเป็นได้
2. การมีเฟตชนิดเกตคู่ (Dual gate Fet) อย่างเพียงพอนำไปใช้ได้กับ isolate injection point ที่สัญญาณ AGC
3. ความสัมพันธ์ของ Square = Law ของอินพุทและเอาท์พุท โดยจะยอมให้มีความผิดเพี้ยนต่ำ ความผิดเพี้ยนที่อ้างอิง ที่เรียกว่า ครอสมอดูเลชัน (Cross - modulation)

ทำหน้าที่ในการรับสัญญาณ RF และทำการขยายให้มีขนาดสูงขึ้น เนื่องจากสัญญาณ RF ที่รับเข้ามาย่อมจะมีสัญญาณรบกวนเข้ามาด้วยเสมอ การขยายสัญญาณก็เพื่อไม่ให้สัญญาณ RF ก่อนที่จะส่งเข้ามิกเซอร์ ถูกรบกวนและถูกทำลายจากสัญญาณรบกวนที่มีค่าสูง หากสัญญาณที่ต้องการรับมีค่าความถี่สูง คือ มากกว่า 1 GHz ขึ้นไปไม่จำเป็นจะต้องมีส่วน RF เพราะที่ความถี่เหล่านี้ความต้านทานของสัญญาณจะเพิ่มขึ้นในขณะที่ Gain มีค่าลดลง

RF amp. ยังจะช่วยในการลด Local oscillator reradiation เมื่อไม่มี RF amp. แล้วสัญญาณของ Local oscillator จะสะท้อนกลับมายังเสาอากาศรับและรบกวนการส่ง ดังตัวอย่างของ MOSFET RF Amplifier แสดงดังรูปที่ 2.1 วงจรนี้จะมี dual gate ที่ระดับของ AGC ประยุกต์ที่เกทสองจะให้ค่า gain ที่เปลี่ยนแปลงได้อัตโนมัติ สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศจะถูกป้อนผ่านวงจรจูนลัปปลิง (tune coupling) ไปยังเกทหนึ่งและการเชื่อมที่เอาท์พุท เครนจะถูกแยกออกเพื่อการลัปปลิงแต่ละ network ซึ่งรักษาอุปกรณ์จาก Self - oscillation ที่ไม่ต้องการ



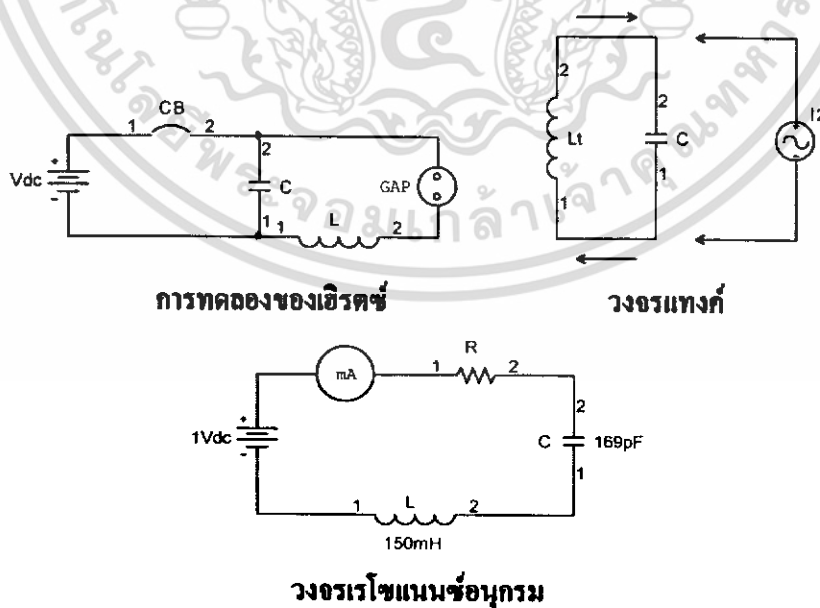
รูปที่ 2.1 วงจร MOSFET RF แบบ dual - gate

2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator)

ออสซิลเลเตอร์คือวงจรที่ทำให้เกิดความถี่ออกมา มีด้วยกันหลายแบบ แบบแรกเอิร์ทซ์พบจากการกระโดดของ กระแสไฟนี้เกิดจากคาปาซิเตอร์เก็บประจุได้สูงพอแล้วคายผ่านข้ามช่องว่าง ทำให้เกิดคลื่นสามารถใช้ในการสื่อสารได้เป็นครั้งแรกในโลก

ออสซิลเลเตอร์ความถี่สูงจำเป็นต้องใช้วงจรเรโซแนนซ์ที่ประกอบด้วยคาปาซิเตอร์ C กับอินดักเตอร์ L เรียกวงจรนี้ว่า วงจรแทงค์ (Tank) เพราะมันสามารถเก็บความถี่ไฟฟ้าได้

เมื่อป้อนไฟเข้าในวงจร C จะเก็บประจุจนเต็มแล้วเอาไฟออก คาปาซิเตอร์จะค่อยๆ คายประจุไปเข้า L ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กรอบ L จนกระทั่ง C คายประจุหมด จากนั้นสนามแม่เหล็กจะเหนี่ยวนำอินดักเตอร์ L ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไปเก็บใน C ใหม่แต่มีขั้วตรงกันข้ามกับคราวแรก ประจุไฟฟ้าใน C ก็ค่อยๆ คายเป็นกระแสเข้า L ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กอีก และสนามแม่เหล็กใน L จะเปลี่ยนเป็นประจุเข้า C แต่ขั้วไฟตรงข้ามเช่นนี้เรื่อยไป เราจึงเรียกวงจรนี้ว่า ออสซิลเลเตอร์ รูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงการทดลองของเฮิร์ตซ์ วงจรแทงค์ และวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม

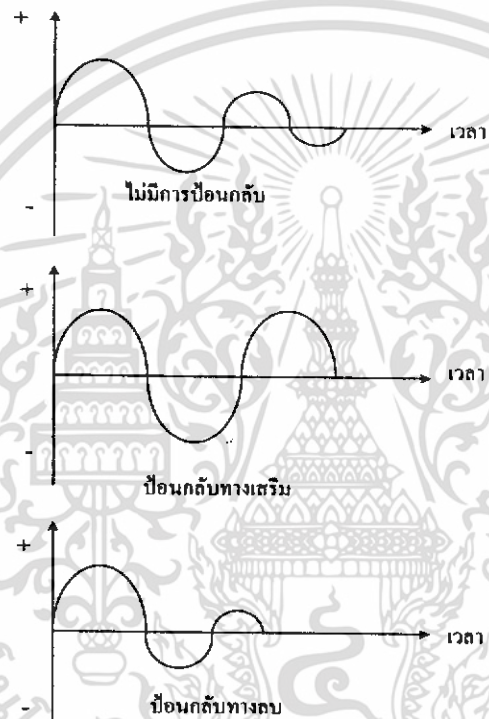
ความถี่ของวงจรแห่งชาติทำได้จาก

$$Fr = 1/2 \pi \sqrt{LC} \quad (2.1)$$

เมื่อ L เป็นเฮนรี่ และ C เป็นฟาร์ัดความถี่สูงมีปัญหามากในเรื่องการเดินสายความจุของหลอด ความจุระหว่างอุปกรณ์กับแท่นเครื่อง และอินดักเตอร์ภายในอุปกรณ์

รูปคลื่นที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ นี้จะค่อยๆ ลดลง (damp) เนื่องจากมีความต้านทานในวงจร เหมือนกับนาฬิกาตุ้ม ถ้าไม่มีการไขลานมันจะหยุด ดังนั้น เราจึงต้องมีการกระตุ้นให้แกว่งไปมาด้วยการป้อนกลับทางเสริมให้กับวงจร

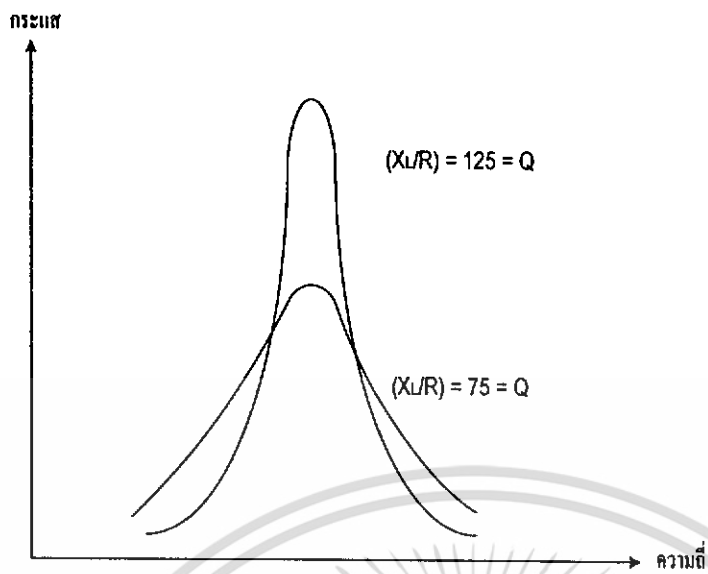
การออสซิลเลเตอร์จะดีหรือไม่ขึ้นอยู่กับค่า Q คืออัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์เทียบกับรีซิสแตนซ์ของคอยล์



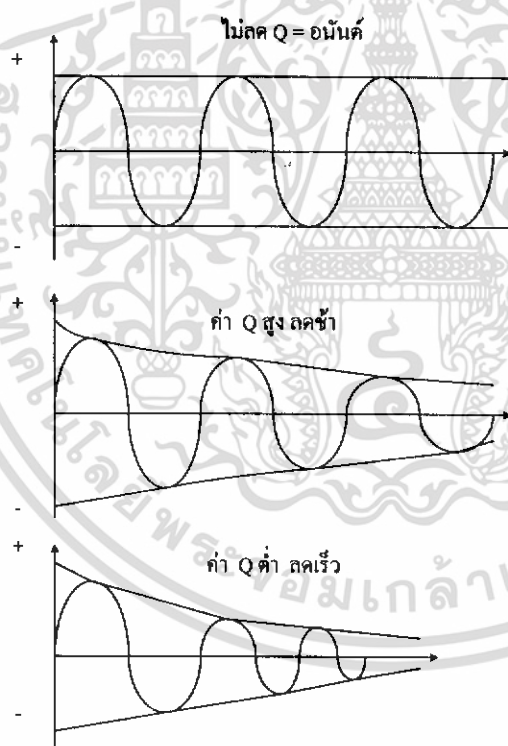
รูปที่ 2.3 รูปคลื่นที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์

2.2.1 ค่าของความดี (figure of merit)

อินดักเตอร์จะมีทั้งความจุและความต้านทานเสมอ ความต้านทานนี้เป็นทั้งกระแสลับ (X_L) และ กระแสตรง (R) ความต้านทานกระแสตรงจะเป็นตัวกำหนดความเที่ยงตรงของความถี่วงจรเรโซแนนซ์ ดังนั้นการออกแบบจึงจำเป็นต้องลดค่าความต้านทานกระแสตรงให้น้อยเพื่อให้ค่าความดี Q สูงขึ้น



รูปที่ 2.4 กราฟแสดงลักษณะค่า Q ที่ดี



รูปที่ 2.5 รูปคลื่นค่า Q ที่ดีที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์

Q = ปัจจัยคุณภาพ (Quality Factor) R = ความต้านทานมีหน่วยเป็น โอห์ม ถ้ารีแอคแตนซ์เรโซแนนซ์เป็น 75 โอห์ม และความต้านทานวงจรเป็น 10 โอห์ม จะได้ค่า $Q = 75 \div 10$ หรือ 7.5

2.2.2 ผลของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

เมื่อป้อนไฟเข้าวงจรเรโซแนนซ์ที่ต่อแบบอนุกรม จะได้โวลต์เทจที่คร่อม L และ C รวมกันสูงกว่าโวลต์จที่ป้อนเพราะ X_C และ X_L มีทิศตรงข้าม และกระแสที่ไหลจะมีตัวจำกัดทิศตรงข้าม และกระแสที่ไหลจะมีตัวจำกัดเพียงตัวเดียวคือความต้านทานกระแสตรง

ค่าอัตราส่วนของไฟคร่อม L หรือ C ต่อไฟป้อนคือ ค่า Q นั่นเอง เพราะ $Q = X_L/R$ หรือ $400/10 = 40$ ส่วนค่าโวลต์เทจคร่อม L หรือ C จะเป็น Q เท่าของไฟป้อน หรือ 40 เท่าของ 25 = 1000 โวลต์

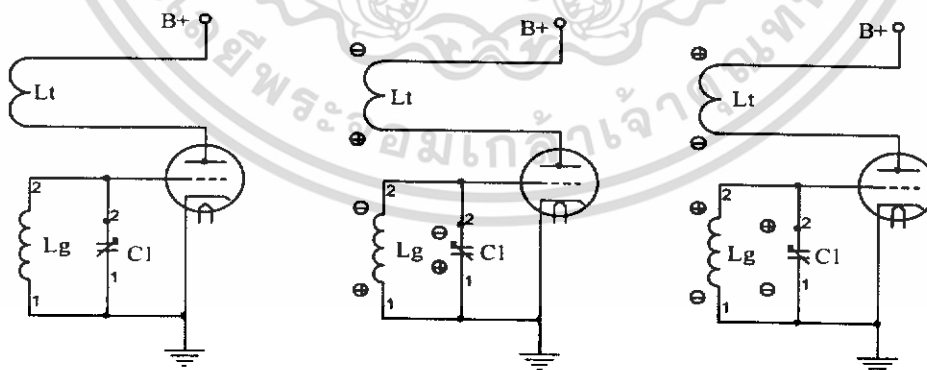
2.2.3 อาร์มสตรองออสซิลเลเตอร์ (Armstrong Oscillator)

อาร์มสตรองออสซิลเลเตอร์จะทำงานโดยอาศัยสนามแม่เหล็กจากขดลวดที่เพลทเหนี่ยวนำเข้าขดลวดที่กริด ทำให้หลอดทำงานและหยุดเรื่อยไป

เมื่อเริ่มป้อนไฟเข้าวงจรจะมีกระแสเพลทไหลผ่านขด L_t เหนี่ยวนำขด L_g ให้กริดเป็นลบจนหลอดหยุดทำงาน กระแสเพลทจึงหายไป กระแสไฟเหนี่ยวนำให้กริดเป็นลบก็จะหายไปด้วย กระแสเพลทจึงเริ่มไหลใหม่ได้

วงจรอาร์มสตรองออสซิลเลเตอร์มีหลายแบบที่อาศัยการป้อนไฟแบบกริดลิต เพื่อให้กริดเป็นบวกและลบเทียบกับคาโรดด้วยคาปาซิเตอร์ C_g และ R_g ซึ่งมีความสัมพันธ์กับความถี่โดยตรง เพื่อให้ประจุคร่อม C_g รั่วไปตกคร่อม R_g เราจึงเรียกว่าเป็นการป้อนไฟแบบกริดลิต วงจรกริดลิตจะมีความเสถียรภาพสูงเพราะความสูญเสียใน วงจรเท่ากับไฟกระแสสลับที่ออกจากจากหลอด

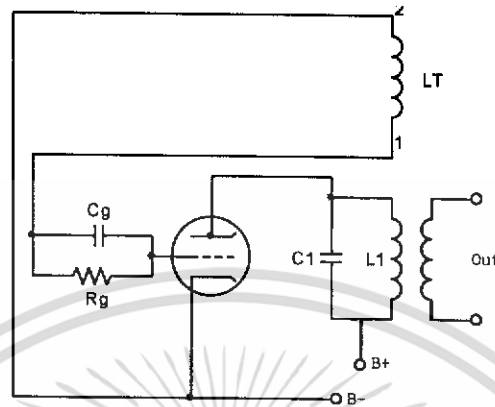
วงจรออสซิลเลเตอร์แบบอาร์มสตรองมีใช้กันมากในวงจรเครื่องรับวิทยุ ระบบรีเซนเนอเรทีฟ หลอดเดียวใช้รับคลื่นสั้นได้ ความไวสูงแต่ไม่ค่อยเสถียรภาพ ใช้วงจรเรโซแนนซ์ด้วยวงจรเทจค์ LC และมี R_g ควบคุมความดัง (Volume)



รูปที่ 2.6 Armstrong Feedback Circuit และวงจร Charge of C on Positive and Negative Half-Cycle

2.2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบจานเพลต (Tuned Plate Oscillator)

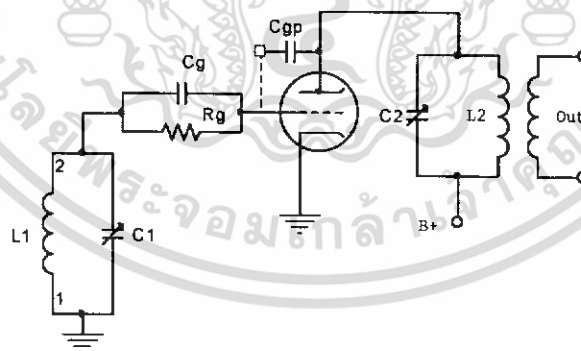
เหมือนกับวงจรของอาร์มสตรองต่างกันตรงวงจรแทงค์ LC อยู่ที่เพลตแทนที่กริด ส่วนที่กริด เป็นขดลวดกระตุ้น L_1 ข้อเสียของวงจรนี้คือ C_1 มีอันตรายเนื่องจากต่อกับไฟสูง



รูปที่ 2.7 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบจานเพลต

2.2.5 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูนกริดจูนเพลต

เป็นวงจรที่มีวงจรจูน 2 ข้าง คือ L_1C_1 , โดยใช้ที่กริดปรับความถี่ที่ต้องการแล้วขยายด้วยหลอดออกสู่เพลตเข้าวงจร L_2C_2 เกิดความถี่อีกความถี่ ความถี่นี้จะป้อนกลับด้วยความจุระหว่างกริดกับเพลต C_{gp} ภายในหลอดให้เสริมกัน ดังนั้นในวงจรเพลตจึงต้องมีความถี่สูงกว่าวงจรกริดเล็กน้อยจึงจะเกิดอาการออสซิลเลตเพราะค่าความต้านทานกระแสกลับของหลอดจึงทำให้ความถี่ลดลง



รูปที่ 2.8 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูนกริดจูนเพลต

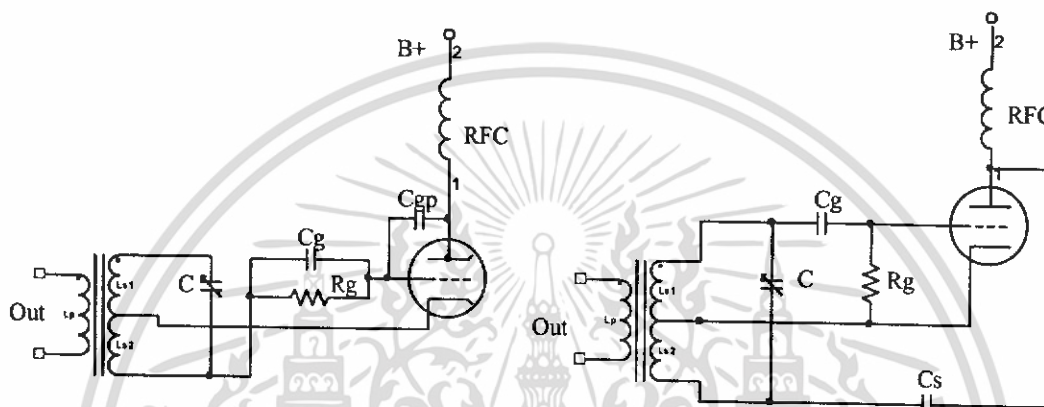
2.2.6 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ตเลย์ (Hartley Oscillator)

วงจรฮาร์ตเลย์มี 2 แบบคือ

1. แบบอนุกรม
2. แบบขนาน

แบบอนุกรมจะมี L_2 ที่เพลาและ L_1 ที่กริดต่ออนุกรมรวมกัน โดยทำหน้าที่เป็นตัวแบ่งโวลต์เทจ อัตราส่วนของ $L_2 : L_1$ เป็น 5:3 หรือเพิ่มตามปัจจัยการขยาย โวลต์กร่อม L_1 จะเข้ากริดและคาไซด และมี L_2 ป้อนกลับ

วงจรนี้เหมือนกับวงจรอาร์มสตรองยกเว้น L_1 ไม่ต่อโดยตรงกับกริด ขั้วของอินดักเตอร์จะทำให้เฟสที่กลับมาที่กริดเป็นบวก RFC ใช้สำหรับป้องกันความถี่วิทยุที่มาจากภาคจ่ายไฟ วงจรแบบขนานต่างกับแบบอนุกรมที่กระแสไหลกลับเข้าวงจรจน โดยมี C_b เป็นทางผ่านของความถี่วิทยุ และกันไฟกระแสตรงไม่ให้เข้าวงจรแทงค์ ผ่านเฉพาะสัญญาณที่จะกันไม่ให้หลุดทำงาน



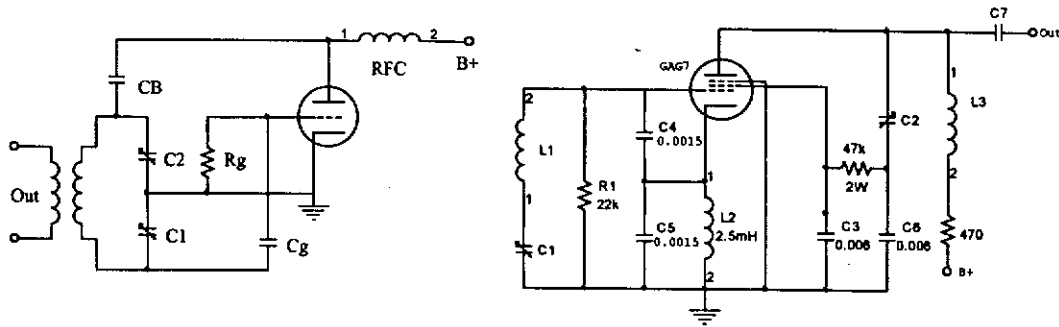
รูปที่ 2.9 วงจรฮาร์ตเลย์แบบอนุกรม และแบบขนาน

2.2.7 วงจรออซิลเลเตอร์แบบโคลพิทท์ (Colpitts Oscillator)

เป็นวงจรคล้ายแบบฮาร์ตเลย์แต่ใช้คาปาซิเตอร์ C_1 และ C_2 แบ่งโวลต์เทจแทน L_1 และ L_2 วงจรแทงค์ C_1 และ C_2 ต่อวงจรแบ่งโวลต์เทจ โดย C_1 ให้ไฟกริดและ C_2 รับสัญญาณป้อนกลับจากเพลาผ่าน C_b ความถี่ของวงจรควบคุมที่ C_1 และ C_2

โวลท์ที่ปลายของวงจรแทงค์จะต่างกัน 180° จึงทำให้สัญญาณป้อนกลับเป็นทางเสริมความจรรวมกันในวงจรเรโซแนนซ์เป็นค่า C_1 และ C_2 รวมกัน ส่วน R_g และ C_g ทำหน้าที่เป็นกริดลีส เนื่องจากความจุแยกกันจึงต้องใช้ตัวคาปาซิเตอร์เปลี่ยนค่ามี 2 ส่วนติดบนแกนเดียวกัน เพื่อเพิ่มและลดความจุพร้อมๆ กันทำให้การแบ่งโวลต์เทจมีความเที่ยงตรง

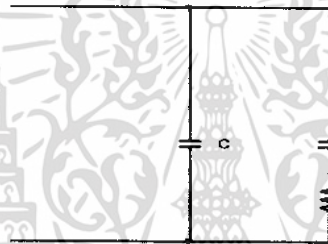
วงจรโคลพิทท์เป็นวงจรที่มีวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน แต่วงจรแคลป์ป์ใช้วงจรเรโซแนนซ์อนุกรมซึ่งบางครั้งเรียกว่าวงจร VTO (Variable Tuned Oscillator) เพราะมีความเสถียรภาพดี VTO จะมีขดลวด L_2 อนุกรมจนให้เรโซแนนซ์กับ C_1 ทำให้เกิดกระแสไฟสูงไหลผ่าน C_4 และ C_5 ซึ่งจะมีโวลท์ทำให้หลอด 6 AG 7 ทำงานเพื่อให้หลอดออซิลเลตตลอดเวลา การทำงานจึงต่างพวกจูนขนาน เพราะวงจรอนุกรมได้กระแสขณะเรโซแนนซ์สูงป้อนเข้าหลอดที่มีความต้านทานต่ำจึงทำให้ความถี่เปลี่ยนเนื่องจากคุณสมบัติของหลอด และได้สัญญาณแรงสุดเมื่อ C_1 สูงสุด C_4 และ C_5 ใช้ชดเชยอุณหภูมิไม่ให้ความถี่เปลี่ยน วงจรนี้เสถียรภาพมากที่สุดค่าความถี่สูงจะไม่ค่อยเสถียรภาพจึงจำเป็นต้องใช้คริสตอลมาช่วย



รูปที่ 2.10 วงจร โคลพิททส์ และวงจรแคลมปี

2.2.8 การใช้คริสตอลควบคุมการอสซิลเลต

คริสตอลเป็นผลึกที่โซอิเล็กทริก (piezoelectric) คือสามารถเปลี่ยนพลังงานกลให้เป็นไฟฟ้าหรือไฟฟ้าให้กลับมาเป็นพลังงานกลได้ คริสตอลจะใช้กับความถี่ได้ตั้งแต่ 50 KHz ถึง 30 MHz



รูปที่ 2.11 วงจรเปรียบเทียบกับคริสตอล

ความถี่เรโซแนนซ์ของคริสตอลจะตรงข้ามกับขนาดและความหนา การตัดผลึกมี 3 แกน แกน X เรียกว่าแกนไฟฟ้า แกน Y เรียกว่าแกนกลไก และแกน Z เรียกว่าแกนสายตา ถ้าป้อนไฟเข้าแกน X จะเกิดมีการหดหรือการขยายในแกน Y การสั่นจะทำให้เกิดความถี่ตามการเจียรนัย (Ground) ขนาดและความหนาถ้าความถี่ต่ำต้องใช้ก้อนใหญ่และความถี่สูงใช้ก้อนเล็ก

2.2.9 คริสตอลแบดจังก์ (Crystal-Blank)

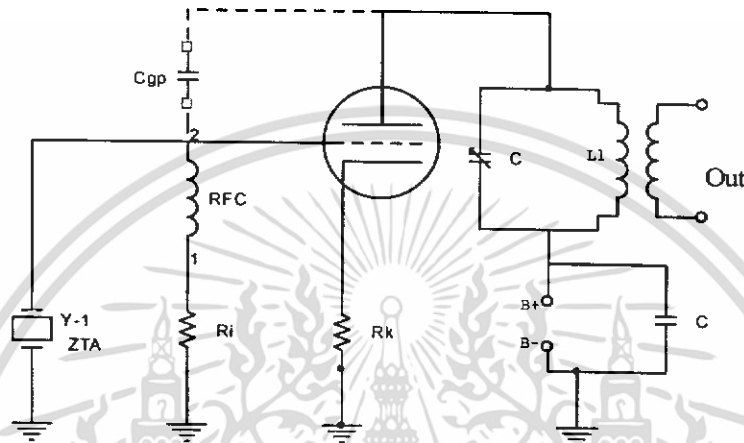
คือการตัดก้อนแร่ควอตซ์ให้ตรงกับแกนไฟฟ้าและแกนสายตา ซึ่งแกนนี้จะมีความสำคัญในการประยุกต์และปัจจัยต่างๆ เช่น ความเสถียรภาพของความถี่ ช่วงความถี่และสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิที่มีต่อวงจร

2.2.10 การใช้คริสตอลในวงจร

คริสตอลจะทำงานเหมือนมี L_1 , L_2 และ R_1 จึงใช้แทนแบบจูนกริด หรือจูนเพลทได้ ความถี่ในวงจรเรโซแนนซ์ที่เพลทจะสูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของคริสตอลเล็กน้อยเมื่อโหลดนำกระแสจะมีการป้อนกลับของความถี่จากเพลทมากริดด้วยความจู่ระหว่างกริดกับเพลท C_{gp} โดยมีเฟสต่างกัน 180° สัญญาณที่ผ่านความจู่จะเลื่อน 90° และผ่าน L_1 ของคริสตอลจะเลื่อนอีก 90° จึงครบ 360° ทำให้เป็นการป้อนเสริมออสซิลเลตได้

ออสซิลเลเตอร์แบบคริสตอลเหมาะกับความถี่เดียวกับคริสตอล หรือเป็นสองเท่า สามเท่าหรือสี่เท่าของความถี่คริสตอล (ฮาร์โมนิก)

C_2 ใส่เข้ากับไฟที่ป้อนเพื่อถ่วงความถี่วิทยุที่มากับไฟบวก R_1 และ RFC ทำหน้าที่เป็นกริดลึกลับไว้กับคาปาซิเตอร์ในคริสตอล R_2 ใช้ป้องกันคริสตอลไม่ให้เสียดำไม่ออสซิลเลต ส่วนเสียดำที่สุดคือ C_1 ถัดวงจรทำให้วงจรไม่ออสซิลเลต ซึ่งจะทำการคริสตอลเสียดำได้ ดังนั้น RFC และ R_1 จึงเป็นทางให้กระแสกริดผ่านและป้องกันวงจรขณะที่ไม่ออสซิลเลต



รูปที่ 2.12 วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้คริสตอล

2.3 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกคูล

เฟสล็อกคูลซินธิไซเซอร์ (Phase lock loop synthesizer) เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดโปรแกรมได้ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้ความถี่ตามที่เรากำหนดโดยการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกคูล ซึ่งเป็นระบบป้อนกลับที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่และเฟสของวงจรรอออสซิลเลเตอร์ตามสัญญาณที่ป้อนเข้า

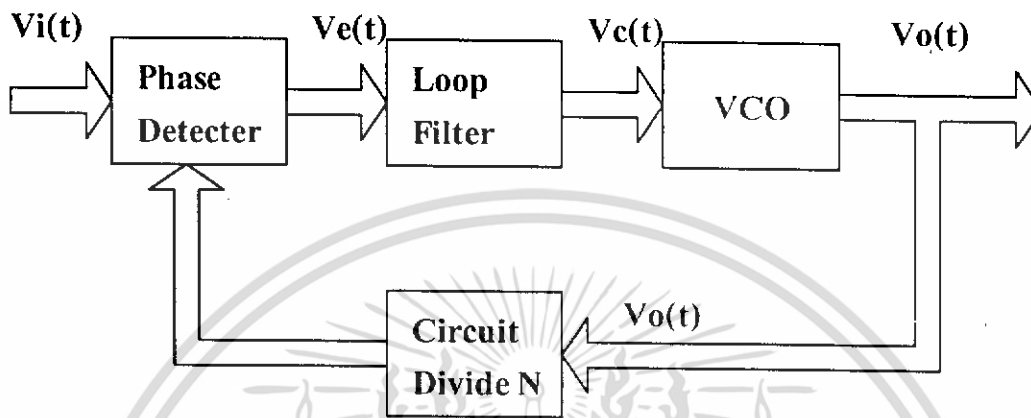
วิธีการสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งได้เป็น 2 วิธีคือ

1. วิธีสังเคราะห์โดยตรง (Direct synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่ามาผสมกัน เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติต้องใช้แร่บังคับความถี่หลายชุด
2. วิธีสังเคราะห์โดยอ้อม (Indirect synthesis) วิธีนี้อาศัยเฟสล็อกคูล (Phase lock loop :PLL)

วิธีสังเคราะห์โดยอ้อมหรือวิธีเฟสล็อกคูลนั้น เราอาศัยการกำเนิดสัญญาณจากวงจรรอออสซิลเลเตอร์ ซึ่งควบคุมความถี่โดยปรับแรงดันที่เรียกว่าวีซีโอ (Voltage Control Oscillator :VCO) สัญญาณจากวีซีโอจะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิงแล้วนำผลลัพธ์ความถี่คลาดเคลื่อนนั้นมาแปลงเป็นแรงดันไปควบคุมออสซิลเลทของวงจรวีซีโออีกครั้งหนึ่ง

บล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของเฟสล็อกคูลซินธิไซเซอร์แสดงดังรูปที่ 2.13 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (Phase Detector : PD)
2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter : LF)
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator : VCO)
4. วงจรหารความถี่ที่สามารถโปรแกรมได้ (Programmable Divider)



รูปที่ 2.13 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกคูลูป

หลักการการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม (Control Voltage) $V_c(t)$ จะเท่ากับศูนย์ วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน จะทำงานโดยตั้งความถี่ไว้ที่ f_o เรียกว่า ความถี่ฟรีรันนิ่ง (free running frequency) ถ้ามีสัญญาณเข้าไปในระบบ เฟสดีเทคเตอร์จะทำการเปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณอินพุต f_i กับความถี่ของวีซีโอ ถ้าเกิดความแตกต่างของสัญญาณทั้งสองเนื่องจากความถี่ไม่ตรงกัน จะเกิดแรงดันคลาดเคลื่อนออกมา $V_e(t)$ แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองผ่านวงจรลูปฟิลเตอร์ ขยายแล้วป้อนให้กับวีซีโอ ในการนี้แรงดันควบคุม $V_e(t)$ จะไปบังคับความถี่ของวีซีโอ ที่ถูกหารโดย N จะทำให้วีซีโอซิงโครไนซ์ หรือ ล็อก (Lock) กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อกนั้นความถี่ของวีซีโอจะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดีในสภาวะล็อกความถี่จะได้ว่า

$$f_r = f_d \quad (2.2)$$

และความถี่ที่ได้จากการหาร

$$f_d = f_o / N \quad (2.3)$$

ดังนั้นความถี่ที่เอาต์พุตจะได้เป็น

$$f_o = N f_r \quad (2.4)$$

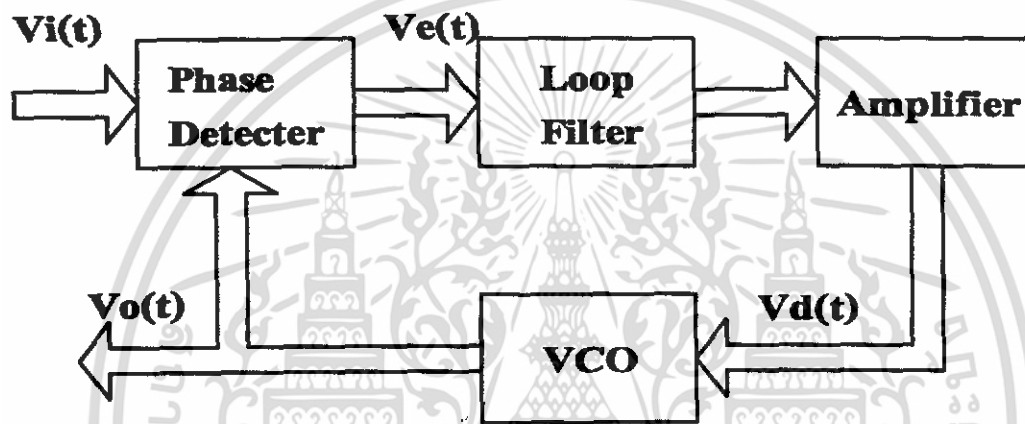
แต่สภาวะล็อกความถี่เฟสของสัญญาณทั้งสองจะยังคงต่างกันอยู่ ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน $V_e(t)$ ที่จะไปคอยปรับความถี่วีซีโอ จากค่าความถี่ฟรีรันนิ่งให้เท่ากับความถี่ที่เข้ามา ดังนั้นเฟสล็อกคูลูปจะยังคงรักษาสภาพการล็อกอยู่ การที่ระบบสามารถที่จะปรับตัวได้เองทำให้เฟสล็อก

ลูปสามารถติดตามการลื่นไถลกับระบบ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน (Capture range) ขอบแบนด์ของฟิลเตอร์และอัตราขยายลูปปิดของระบบทั้งหมดเฟสล็อกลูปที่มีการหาความถี่ชนิดโปรแกรมในลูปเป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามากจากความถี่อ้างอิงความถี่เดียว

คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรสังเคราะห์ความถี่ จะต้องผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนดช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งาน และความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ที่ละขั้น ซึ่งเรียกว่า รีโซลูชัน (Resolution)

2.3.1 ระบบเฟสล็อกลูป

ระบบเฟสล็อกลูปเบื้องต้นแสดงได้ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกลูป

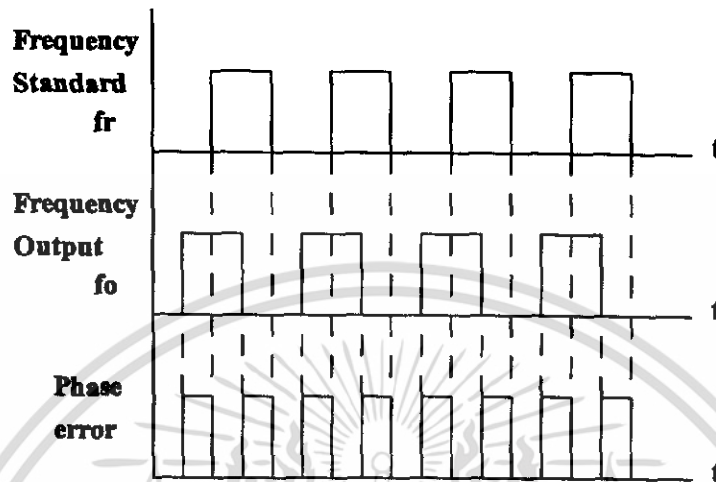
แต่ละส่วนมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบซึ่งหน้าที่ของแต่ละส่วนจะอธิบายดังนี้

1. **เฟสดีเทกเตอร์ (Phase Detector)** ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีสองอินพุต ผลของเฟสที่ต่างกันที่เรียกว่า เฟสเออเรอร์ (Phase error) เฟสเออเรอร์นี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็น $\pi/2$ เฟสดีเทกเตอร์จะทำการเปลี่ยนเฟสเออเรอร์ให้กลายเป็นระดับโวลต์เทจด้วยค่าคอนเวอร์ชันเกน K_d (Volt/radian) ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทกเตอร์จะแสดงได้ดังรูปที่ 2.15 ก.

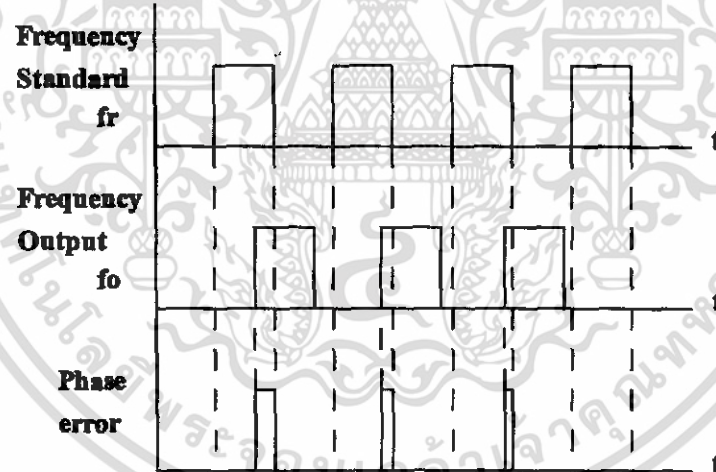
2. **ลูปฟิลเตอร์ (Loop filter)** ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทกเตอร์ เนื่องจากเฟสดีเทกเตอร์ให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีเอซีโวลต์เทจร่วมมาด้วย สัญญาณความถี่ที่เกิดจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากยิ่งความถี่สูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสออกมา ทำให้ระบบสามารถแคปเจอร์สัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาการลื่นไถลไว้ได้อีกด้วย

3. **วงจรรขยายสัญญาณ (amplifier)** ใช้ปรับระดับสัญญาณไฟตรงเพื่อให้การควบคุมดีขึ้น เอาท์พุตของวงจรนี้จะป้อนให้แก่วงจร VCO

4. **วีซีโอ (VCO)** จะทำหน้าที่สัญญาณความถี่โดยการควบคุมระดับโวลต์เทจอินพุตด้วยคอนเวอร์ชันเกน K_d (Volt/radian) ระดับโวลต์เทจนี้ได้จากเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ลื้อมาจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้ VCO เปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน



รูปที่ 2.15 ก. ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตเท่ากัน



รูปที่ 2.15 ข. ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน

การทำงานของระบบเฟสล็อกสามารถอธิบายได้อย่างคร่าวๆ ดังนี้ เฟสดีเทกเตอร์จะเปรียบเทียบกับเฟสของสัญญาณอินพุต $V_i(t)$ กับความถี่ของวีซีโอ และทำให้เออเรียร์โวลต์เทจ $V_c(t)$ และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปยังคอนโทรลเลอร์อินพุตของวีซีโอ รูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ของวีซีโอ ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับเฟสล็อกลูป เออเรียร์โวลต์เทจที่ผ่านลูปฟิลเตอร์ $V_d(t)$ ในฟีดแบ็คลูปจะมีค่าเป็น 0 วีซีโอจะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง $\omega_0 = 2\pi f_0$ ซึ่งเรียกว่า ความถี่ฟรีรันนิ่ง (free running frequency) ของวีซีโอ ถ้ามีสัญญาณอินพุตเป็นเอซีป้อนให้กับเฟสล็อกลูป

และสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุต $\omega_o = 2\pi f$ ใกล้เคียงกับความถี่พรีเรโซแนนซ์พอเพียงการฟีดแบ็คของเฟสล็คคูลูป จะทำให้เออเรอร์โวลท์เทจไปขยับวิธีโอ ให้มีความถี่ซิงโครไนซ์กับความถี่อินพุต ซึ่งแสดงว่าระบบเฟสล็คคูลูปมีความถี่เอาต์พุตล็คคอกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การทำงานของระบบเฟสล็คคูลูปสามารถแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะตามคุณสมบัติของลูปดังนี้

ก. เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อค ($\omega_r \neq \omega_o$)

จากเฟสล็คคูลูปในรูปที่ 2.13 เราสมมติสัญญาณ V_i และ V_o เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์มีค่าเป็น

$$V_i(t) = E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.5)$$

$$V_o(t) = E_o \cos(\omega_o t + \Phi_o)$$

ถ้าเฟสดีเทคเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนาล็อกมัลติพลายเออร์ เราจะได้สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์เป็น

$$V_c(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \Phi_o] + K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \Phi_o] \quad (2.6)$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้ว่า

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \Phi_o] \quad (2.7)$$

เนื่องจาก V_i และ V_o ไม่ซิงโครไนซ์กัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ V_d จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ K_d และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ V_i และ V_o คือ ω_i และ ω_o มีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นโวลท์เทจ V_d จะไม่สามารถผ่านลูปฟิลเตอร์ได้ ทำให้ได้ค่า V_c และการฟีดแบ็คของลูปจะไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในลูปเอาต์พุตโวลท์เทจของวิธีโอ จะมีค่าอยู่ที่ความถี่พรีเรโซแนนซ์ ดังนั้น ω_o และ Φ_o จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ ω_i และ θ_i กล่าวได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อค แต่ถ้า $\omega_i - \omega_o = \pm \omega$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูปและการฟีดแบ็คจะมีผลทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อคได้

ข. เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะล็อค ($\omega_i = \omega_o$)

ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุตวิธีโอ มีความถี่ซิงโครไนซ์กับสัญญาณอินพุต V_i สัญญาณเอาต์พุต V_o จะมีค่าเป็น

$$V_o = E_o \cos(\omega_i t + \Psi_o) \quad (2.8)$$

นอกจากนั้นค่าเฟสของสัญญาณเอาต์พุต จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับเวลา ซึ่งมีค่าเป็น

$$\Phi_o = (\omega_i - \omega_o)t + \Psi_o \quad (2.9)$$

และสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์หรือสัญญาณเออเรอร์ จะกลายเป็นสัญญาณคี่ซิมมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \Psi_o) \quad (2.10)$$

ลูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณ DC V_d ผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \Psi_o) \quad (2.11)$$

วีซีโอจะเป็น Frequency Modulation Oscillator ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนอย่างทันทีทันใดของวีซีโอ (ω_{inst}) จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันของสัญญาณคอนโทรลอินพุต V_c โดยรอบความถี่เชิงมุมของศูนย์กลาง

$$\begin{aligned}\omega_{inst} &= d(\omega_0 + \Phi_0) / dt = \omega_0 + K_o V_d \\ d(\Phi_0) / dt &= K_o V_d\end{aligned}\quad (2.12)$$

เมื่อ K_o เป็นคอนเวอร์ชันคอนสแตนต์ซึ่งหมายความว่าความไวในการมอดูเลชันของวีซีโอ แทนค่าสมการ (2.11) ลงในสมการ (2.12) จะได้

$$\begin{aligned}\omega_i - \omega_0 &= K_d K_o \cos(\theta_i - \psi_0) \\ \psi_0 &= \theta_i - \cos^{-1}[(\omega_i - \omega_0) / K_d K_o]\end{aligned}\quad (2.13)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_0) / K_o \quad (2.14)$$

ส่วนประกอบดีวีของเฟสดีเทคเตอร์เอาต์พุต V_d จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นคอนโทรลโวลท์เทจให้กับอินพุตวีซีโอ

จากสมการ (2.14) จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณวีดี V_d จะทำให้ความถี่เชิงมุมของวีซีโอ มีค่าเปลี่ยนจากศูนย์กลางของวีซีโอคือ ω_0 ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต ω_i นั่นคือ

$$\omega_{inst} = \omega_0 + K_o V_d = \omega_0 + (\omega_i - \omega_0) = \omega_i \quad (2.15)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น $\omega_i = \omega_0$ มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ $K_d K_o$ อย่างมาก สมการ (2.14) จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_0 \cong \cos^{-1} 0 = \pi / 2 \quad (2.16)$$

จากสมการ (2.16) หมายความว่าความถี่ออฟเซ็ท ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณวีซีโอ จะมีค่าน้อยเมื่อลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อก และสัญญาณวีซีโอ จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต 90° เมื่ออยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสควอดราเจอร์จะสอดคล้องกับ $\omega_i = \omega_0$ ด้วยเหตุนี้จึงแทนค่า ψ_0 ด้วยค่าเฟสเอาต์พุต θ_0 ดังนั้น

$$\theta_i = \psi_0 - \pi / 2 \quad (2.17)$$

เอาต์พุตโวลท์เทจของเฟสดีเทคเตอร์เขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned}V_d &= K_d \cos(\theta_i - \psi_0) \\ &= K_d \cos(\theta_i - \theta_0 - \pi / 2) \\ &= K_d \cos(\theta_i - \theta_0)\end{aligned}\quad (2.18)$$

และจากสมการ (2.16) และ (2.17) จะได้ค่าเฟส error เป็น

$$\theta_i - \theta_0 = \sin^{-1}(\omega_i - \omega_0) / K_d K_o \quad (2.19)$$

เมื่อผลต่างของเฟสมีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = K_d(\theta_i - \theta_0) \cong K_d \theta_e \quad (2.20)$$

เมื่อ $\theta_e = \theta_i - \theta_0$ เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทกเตอร์แบบนี้เมื่อรูปเข้าสู่การล็อกสัญญาณของวีซีโอ จะมีเฟสสัญญาณต่างไปจากสัญญาณอินพุต 90° คือ $[\theta_i - (\theta_0 + \pi/2)]$ ลักษณะของเฟสควอดราเจอร์ ดังนั้นเฟสดีเทกเตอร์จะให้เอาท์พุทโวลท์เทจที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างอินพุต V_i กับสัญญาณเอาท์พุทของวีซีโอคือ V_0 ในลักษณะของควอดราเจอร์คือ

$$\begin{aligned} V_d &= K_d(\theta_i - \theta_0) - \pi/2 \\ &= K_d(\theta_i - \pi/2) \end{aligned} \quad (2.21)$$

สัญญาณ V_d นี้จะผ่านรูปฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับคอนโทรลอินพุทของวีซีโอ เพื่อแก้ไขให้ความถี่ของวีซีโอ เปลี่ยนจาก ω_0 ไปเป็น ω_i และรักษาการล็อกให้คงอยู่จะได้

$$\begin{aligned} V_d &= (\omega_i - \omega_0) / K_o \\ \omega_i &= \omega_0 + K_o V_d \end{aligned} \quad (2.22)$$

จากสมการ (2.18) และ (2.19) จะหาค่าเฟสเออเรียร์ ได้ว่า

$$\theta_i = \pi/2 + [\omega_i - \omega_0] / K_d K_o \quad (2.23)$$

จากสมการ (2.23) จะสังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega_i - \omega_0$ โวลท์เทจเอาท์พุทของวีซีโอ จะมีเฟสควอดราเจอร์ คือมีเฟสต่างไปจากเฟสของสัญญาณอินพุทโวลท์เทจ 90° เมื่อ ω_i เคลื่อนที่ไปทางสูงกว่า ω_0 มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่อยู่เหนือสุดของพิกัดการล็อก และถ้า ω_i เคลื่อนที่ไปทางต่ำกว่า ω_0 มุมเฟสจะลดลงจาก 90° ไปสู่ค่า 0° ที่ล่างสุดของพิกัดการล็อก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุทเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงอยู่ในสภาพล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า θ_e ให้มากขึ้นตามเวลา θ_e ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นซีดีโวลเทจ V_d ไปขับให้ความถี่วีซีโอ เคลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุท โดย V_d จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่าง ความถี่สัญญาณอินพุท ω_i กับความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_0 ของวีซีโอแต่ถ้าจะสามารถแทร็คกิ้ง (Tracking) ได้นั้นจะต้องมีเฟสเออเรียร์น้อย สมมติว่าระบบเฟสล็อกมีเฟสอินพุทเปลี่ยนแปลงเป็นสเต็ป เท่ากับ $\Delta\omega = \omega_i - \omega_0$ รูปต้องการคอนโทรลโวลเทจเพื่อ ไปขับวีซีโอ ให้มีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ $\Delta\omega$ ดังนั้น V_c จะมีค่าเป็น

$$V_c = \Delta\omega / K_o \quad (2.24)$$

เมื่อรูปเข้าสู่สภาวะคงที่ เมื่ออัตราขยายต่อสัญญาณดีซีของรูปฟิลเตอร์ สัญญาณจะทำให้รูปเข้าสู่สภาวะล็อกคงเดิม ดังนั้นเฟสเออเรียร์จะต้องเป็น

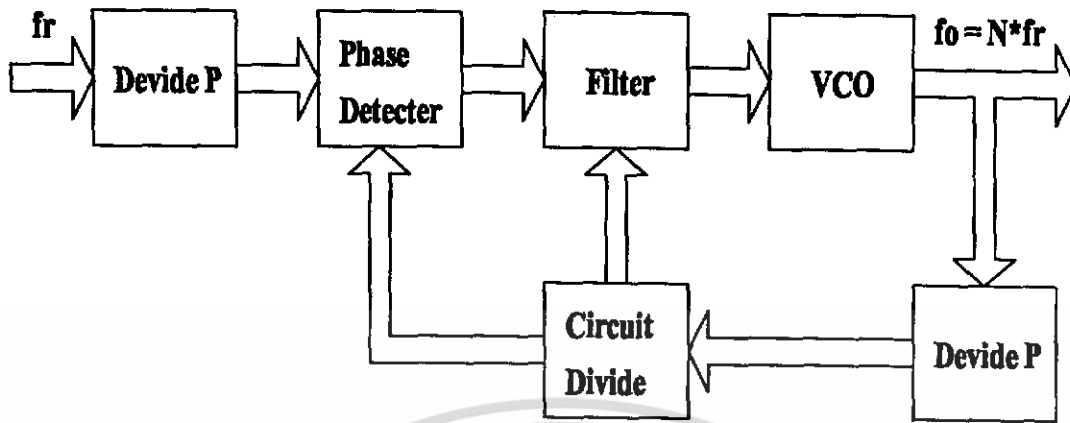
$$\begin{aligned} \theta - \pi/2 &= V_d K_d \\ &= \Delta\omega / K_o K_d F(s) \end{aligned} \quad (2.25)$$

เมื่อเฟสเออเรียร์มีค่าเพิ่มขึ้นรูปจะสามารถปรับตัวเองให้ความถี่เอาท์พุทแทร็คตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุทได้คงเดิม

เฟสล็อกแบบพรีสเกลเดอร์

ใช้วิธีการความถี่อ้างอิง f_r ลง P เท่าก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรหาร N แล้วจึงนำไปเปรียบเทียบกับเฟสดีเทกเตอร์ โดยที่ความถี่เอาท์พุทสามารถหาได้โดย

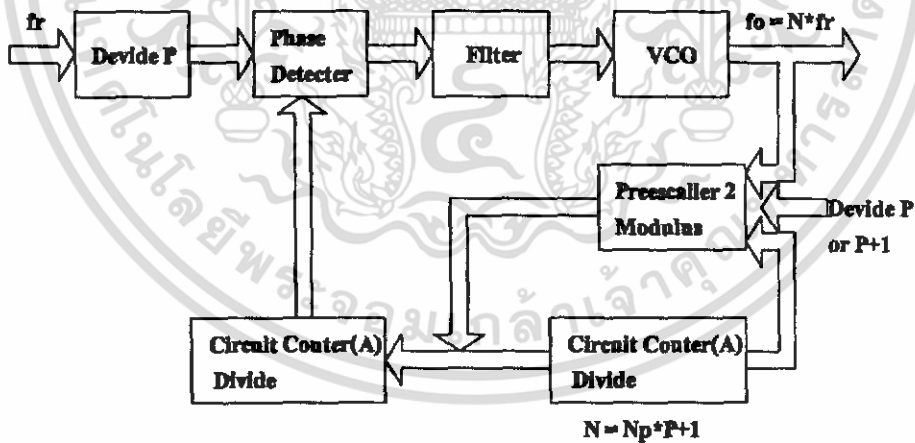
$$f_o = (N * P) * f_r \tag{2.26}$$



รูปที่ 2.16 เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์

2.3.2 เฟสล็อกที่ใช้พริสเกลเลอร์แบบสองมอดุลัส (Dual Modulus)

เทคนิคการใช้งานพริสเกลเลอร์แบบสองมอดุลัสเป็นวิธีการผลิตความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ในช่วงความถี่สูง โดยมีหลักการคล้ายแบบมอดุลัสเดี่ยวแต่ต่างกันที่มีพริสเกลเลอร์เพื่อทำการหารล่วงหน้าก่อน หมายถึงมีลักษณะที่หารได้ 2 ครั้งด้วย 2 ค่าสลับกันในตัวไอซีตัวเดียวพริสเกลเลอร์ตัวนี้สามารถหารความถี่ด้วยตัวเลข 2 ตัว ซึ่งห่างกันอยู่ 1 เช่น หาร 10 หรือ 11 เรียกว่า 10/11



รูปที่ 2.17 เฟสล็อกแบบพริสเกลเลอร์สองมอดุลัส

ในตัวอย่างต่อไปนี้เราจะใช้ 10/11 พริสเกลเลอร์ (ดูรูปที่ 2.17) เอาท์พุทของพริสเกลเลอร์จะป้อนให้แก่วงจรเคาน์เตอร์ 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลัก ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริมตัวเคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พริสเกลเลอร์หารด้วยตัวหาร (Modulus) ตัวใด คือหารด้วย 10 หรือ 11 เช่นสมมติป้อนความถี่หรือพริสเกลเลอร์ตัวเลขให้เคาน์เตอร์เสริม และในขณะที่พริสเกลเลอร์ใช้ 11 เป็นตัวหารเมื่อตัวเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับ จึงส่งคำสั่งไปบังคับให้พริสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย 10 ตัวเคาน์เตอร์

หลักก็เช่นกัน จะค่อยๆ นับถอยหลังลงไปเรื่อยๆ จนเป็นศูนย์ เมื่อเคาน์เตอร์ทั้งตัวหลักและตัวเสริมนับถึงศูนย์ เมื่อใดทั้งคู่จะถูกรีเซ็ตด้วยค่าตัวเลขความถี่ เนื่องจากเคาน์เตอร์หลักจะนับถึงศูนย์ก่อน ดังนั้นตัวเลขที่รีเซ็ตให้เคาน์เตอร์เสริมจะคือน้อยกว่าตัวเลขที่รีเซ็ตให้เคาน์เตอร์หลัก

สมมติว่าตัวเลขที่รีเซ็ตเป็น M ให้แก่เคาน์เตอร์หลักและ A ให้แก่เคาน์เตอร์เสริม เริ่มแรกให้พริสกลเลอร์อยู่ในสภาวะหาร 11 ซึ่งจะยังคงตัวหาร 11 ต่อไป จนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์นั่นคือเวลาที่ใช้ในเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็นจำนวนไซเคิล (ของวีซีโอ) ที่ผ่านไปเท่ากับ 11 คูณด้วย A ไซเคิล

หลังจากนั้น พริสกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น 10 (โดยเคาน์เตอร์เสริม) ในขณะที่เคาน์เตอร์หลักนับผ่าน A ไปแล้ว (พร้อมกับเคาน์เตอร์เสริม) เช่นกัน ยังเหลืออยู่อีก $(M - A)$ ฉะนั้นรวมเวลาที่ต้องใช้จึงเป็นผลรวมของเวลาทั้งสองข้างต้นคือ

$$\begin{aligned} \text{VCO ไซเคิล} &= 11A + 10(M - A) \\ &= 10M + A \end{aligned} \quad (2.27)$$

ดังนั้นความถี่ของวีซีโอ จะเท่ากับ $(10M + A)$ เท่ากับความถี่อ้างอิงซึ่งก็คือ

$$f_o = f_r(10M + A) \quad (2.28)$$

2.3.3 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่มีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงของความถี่ (Frequency Range) ที่ต้องผลิตและรีไซเคิลระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่นของวงจรสังเคราะห์ความถี่มีความสำคัญมากด้วย ดังที่จะอธิบายข้างล่างนี้

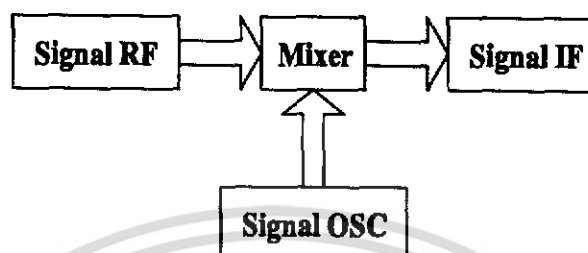
โดยปกติแล้ววงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงใช้งาน) และมีความละเอียดขึ้นอยู่กับรีไซเคิล ในกรณีที่เรเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนตามได้เร็วทันที กล่าวอีกอย่างหนึ่งคือลอคความถี่ได้ในช่วงเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลาการลอค (Lock up Time) สั้น คุณสมบัติการลอคความถี่ใหม่ได้รวดเร็วนี้มีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผสมสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่างๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (Spectrum Purity) นั่นคือความถี่ฮาร์โมนิกและสปีวเรียดต่างๆ จะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้รอยต่อจากวงจรออสซิลเลเตอร์ จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่มีความถี่ไม่บริสุทธิ์ไม่ใช่ว่าเพียงความถี่เดียว ในช่วงความถี่ที่เราต้องการนอยส์ดังกล่าวนี้เรียกว่าเฟสโนยส์ (Phase Noise)

ความเที่ยงตรง (Accuracy) และเสถียรภาพ (Stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดใช้แร่บังกาบความถี่ ฉะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีความเสถียรภาพและความเที่ยงตรงเทียบเท่ากับคริสตอลออสซิลเลเตอร์

2.4 วงจรมิกเซอร์ (Mixer Circuit)

วงจรมิกเซอร์จะทำหน้าที่ผสมสัญญาณระหว่างสัญญาณความถี่สองสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณความถี่ใหม่ขึ้นมา โดยที่ข้อมูลที่ผสมมาด้วยนั้นเปลี่ยนแปลงในส่วนของภาครับนี้มิกเซอร์จะทำหน้าที่ผสมสัญญาณอาร์เอฟและสัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ เพื่อให้ได้ความถี่กลางออกมา



รูปที่ 2.18 ตัวอย่างการทำงานของวงจรมิกเซอร์

ถ้าให้สัญญาณความถี่ที่รับเข้ามาเป็น $V_1 = v_1 \cos \omega_1 t$ (2.29)

สัญญาณความถี่จากออสซิลเลเตอร์เป็น $V_2 = v_2 \cos \omega_2 t$ (2.30)

และเอาท์พุทที่ได้เป็น $I_o = A(V_1 + V_2)^2$ (2.31)

จะได้ $I_o = A(v_1 \cos \omega_1 t + v_2 \cos \omega_2 t)$
 $= A(v_1^2 \cos^2 \omega_1 t + 2Av_1v_2 \cos \omega_1 t * \cos \omega_2 t + Av_2^2 \cos^2 \omega_2 t)$ (2.32)

พิจารณาเทอมที่สอง

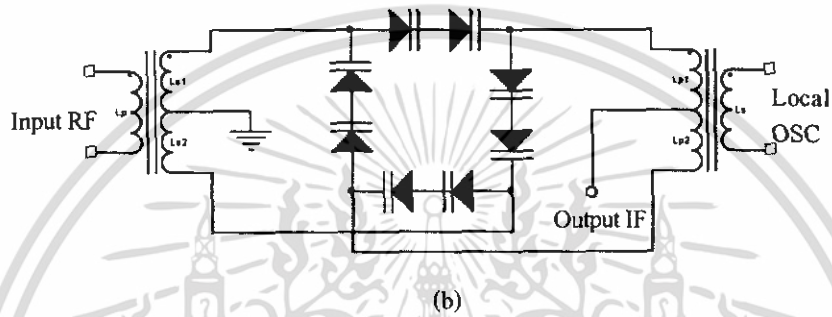
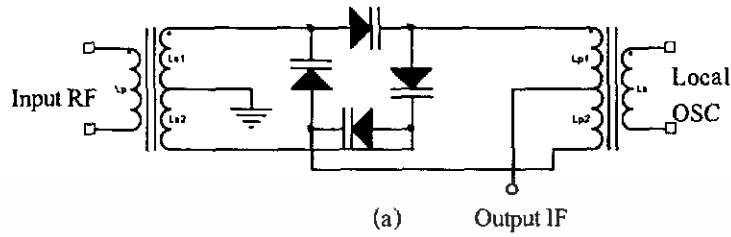
$$\cos \omega_1 t \cos \omega_2 t = \frac{1}{2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] \quad (2.33)$$

จากสมการที่ (2.33) จะเห็นว่าผลของการผสมสัญญาณนั้นจะทำให้เกิดสัญญาณความถี่ที่น่าสนใจสองความถี่คือ ความถี่ที่เป็นผลบวกและความถี่ที่เป็นผลลบระหว่างความถี่ที่รับเข้ามากับความถี่ที่ผลิตขึ้นมาจากออสซิลเลเตอร์

วงจรมิกเซอร์แบ่งได้เป็น 2 ประเภทคือ ประเภทแอคทีฟ (Active) ใช้ทรานซิสเตอร์หรือไอซี รวมทั้งอุปกรณ์อื่นๆ ที่ให้อัดขยาย (ในการผสมคลื่น) และประเภทพาสซีฟ (Passive) ใช้ไดโอด ซึ่งไม่มีการขยายสัญญาณ นอกจากนี้ยังแบ่งสัญญาณมิกเซอร์ได้เป็น 2 ประเภทคือแบบสมดุลหรือบาลานซ์กับแบบไม่สมดุลหรืออิมบาลานซ์ วงจรมิกเซอร์แบบสมดุลนี้ ต้องวงจรให้ขั้วอินพุทหรือเอาท์พุทนี้ของวงจรมิกเซอร์ไม่เกิดปฏิริยาซึ่งกันและกัน (สัญญาณไม่เล็ดรอดระหว่างขั้ว) คุณสมบัตินี้เรียกว่า การแยกระหว่างขั้วหรือไอโซเลชัน (Isolation) ขั้วอินพุทของวงจรมิกเซอร์มีสองขั้วคือสัญญาณ RF กับสัญญาณออสซิลเลเตอร์ และมีขั้วเอาท์พุท 1 ขั้ว คือสัญญาณ IF พิจารณาจากรูปที่ 2.18 จะเห็นว่า การแยกระหว่างขั้ว RF และขั้วออสซิลเลเตอร์ จะช่วยมิให้สัญญาณออสซิลเลเตอร์ย้อนกลับสู่สายอากาศแผ่กระจายคลื่นออกไปได้ และการแยกระหว่างขั้ว RF และ IF จะช่วยมิให้สัญญาณที่มีความถี่พอดีตรงกับความถี่ IF เล็ดรอดเข้าสู่วงจรขยาย IF

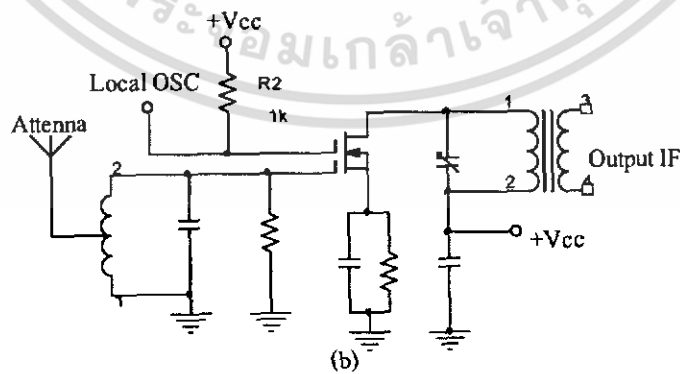
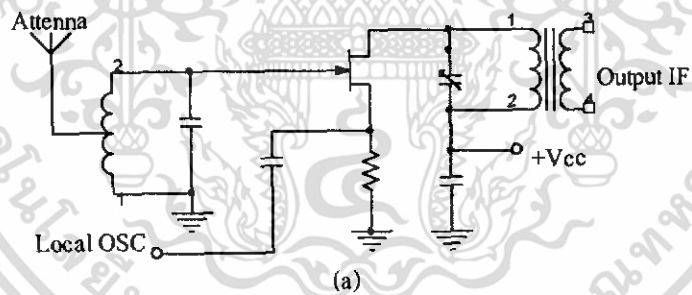
สำหรับวงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุลนั้น มีคุณสมบัติการแยกแยะระหว่างขั้วไม่ดีเหมือนกับแบบสมดุลถ้าต้องการให้มีการแยกสัญญาณดีต้องใช้ฟิลเตอร์ช่วยในการกรองสัญญาณต่างหาก

ตัวอย่างวงจรมิกเซอร์



รูปที่ 2.19 วงจรมิกเซอร์แบบสมดุลชนิดพาสซีฟ

ตัวอย่างวงจรอับนทานซ์มิกเซอร์



รูปที่ 2.20 วงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุล

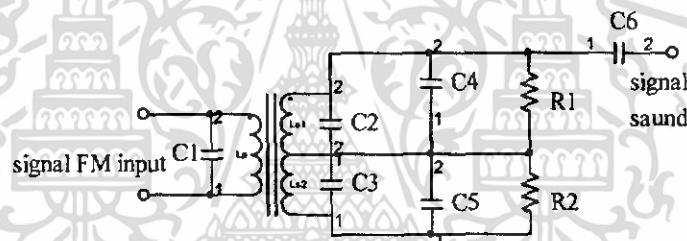
โดยใช้ MOSFET คุณสมบัติของวงจรคือมีการแยกระหว่างขั้ว ออสซิลเลเตอร์กับสายอากาศ ก่อนข้างดีแควร์ขั้ว RF และขั้ว IF ไม่ค่อยดีจำเป็นต้องใช้ฟิลเตอร์ช่วยกรองความถี่เพื่อกำจัดสัญญาณ RF มิให้เล็ดรอดเข้าสู่ขั้วของ IF ได้

2.5 การตีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม

การตีเทคสัญญาณเอฟเอ็มมีด้วยกันหลายแบบในแต่ละแบบก็อาศัยหลักการเรียงกันคือเปลี่ยนจากความถี่ให้เป็นแรงดัน อาศัยหลักการพื้นฐานเกี่ยวกับการเปลี่ยนค่ารีแอคแตนซ์ด้วยความถี่ของตัวอุปกรณ์ จำพวกเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุซึ่งสามารถประกอบเป็นวงจรเปลี่ยนความถี่ให้เป็นแอมพลิฟายด์ โดยหลักการใหญ่ๆ แล้วเราสามารถแบ่งวงจรเอฟเอ็มได้เป็นชนิดใหญ่ๆ ดังนี้

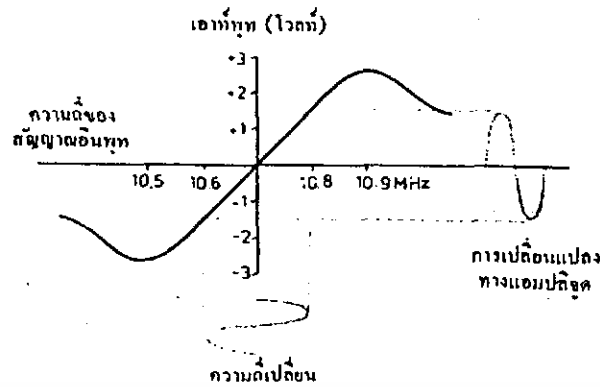
ทริปเป็ลจูน ดิสคริเมเตอร์ (RIPLETUNED DISCRIMINATOR)

วงจรนี้เป็นวงจรที่ใช้ในการตีเทคสัญญาณจากสัญญาณเอฟเอ็มวิธีหนึ่ง ตัววงจรที่แสดงให้เห็น ดังรูปที่ 2.21 วงจรนี้ที่ใช้มากในวิทยุสนามแบบพุดได้คอบที่ใช้ในราชการ แต่อย่างไรก็ตามความถี่ของการใช้งานอาจไม่เท่ากับย่านความถี่เอฟเอ็มที่ใช้ในบ้านถึงแต่ในที่นี้เราจะสมมติว่าสัญญาณเอฟเอ็มที่ป้อนเข้ามามีค่าความถี่กึ่งกลางเป็น 10.7 MHz เพื่อการอธิบาย



รูปที่ 2.21 วงจรทริปเป็ลจูน ดิสคริเมเตอร์

ทางขดลวดปฐมภูมินี้จะต่อเป็นวงจรรีโซแนนซ์ (L_1 และ C_1) โดยจูนไว้ที่ความถี่ 10.7 MHz ส่วนทางขดลวดทุติยภูมิประกอบด้วยขดลวด 2 ขด โดยแต่ละขดประกอบด้วยขดรีโซแนนซ์เหมือนกัน ขดหนึ่งจะจูนความถี่รีโซแนนซ์ไว้ที่ 10.8 MHz ส่วนขดหนึ่งจะพิมพ์ไว้ที่ 10.6 MHz นั่นก็หมายความว่าความถี่ของด้านทุติยภูมิจูนไว้ห่างจากความถี่ 10.7 MHz ข้างละ 100 MHz นั่นเอง โดยมีการรวมผลตอบสนองต่อความถี่ทั้งสองวงจรมีเข้าด้วยกันจะได้ ผลตอบสนองต่อความถี่ใหญ่ ดังรูปที่ 2.22



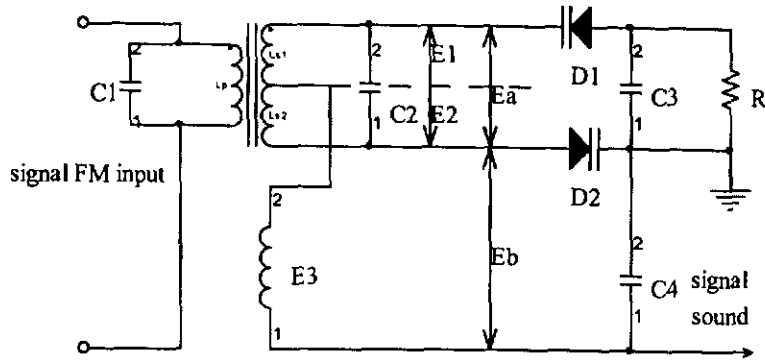
รูปที่ 2.22 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรีโซแนนซ์เมื่อค่อรวมทั้งสองวงจร

สังเกตว่าไดโอด D_1 และ D_2 ต่อให้ทิศทางกระแสไหลสวนทางกันที่โหลด R_1 และ R_2 นั่นคือถ้าหากว่าความถี่ที่เข้ามา มีค่า 10.8 MHz แรงดันจะเกิดขึ้นที่วงจรรีโซแนนซ์ L_2, C_2 มากกว่าที่จะตกคร่อม L_1, C_1 ดังนั้นส่วนของกระแสที่ไหลผ่าน R_1 จะมีค่ามากกว่าที่กระแสไหลผ่าน R_2 เมื่อกระแสไหลผ่านก็จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม ค่าแรงดันตกคร่อม R_1 และ R_2 จะมีทิศทางตรงกันข้าม จะเห็นได้ว่าที่ความถี่เข้ามาทาง 10.8 MHz แรงดันตกคร่อม R_1 มีค่ามากกว่า R_2 และมีความถี่เข้ามาทาง 10.6 MHz. แรงดันตกคร่อม R_2 มีค่ามากกว่าแรงดันตกคร่อม R_1 ในกรณีที่สัญญาณ 10.7 MHz. ผ่านเข้ามา ค่าแรงดัน R_1 จะเท่ากับ R_2 ผลรวมของแรงดันที่ตกคร่อม R_1 และ R_2 นี้จะเป็นแรงดันที่เราได้เทคออกมาสัญญาณพหุนั่นเอง ตัวเก็บประจุ C_4 และ C_5 เป็นตัวเก็บประจุบายพาสสัญญาณความถี่วิทยุ เพื่อให้สัญญาณที่ไปที่ R_1 และ R_2 เป็นสัญญาณความถี่ต่ำเท่านั้น

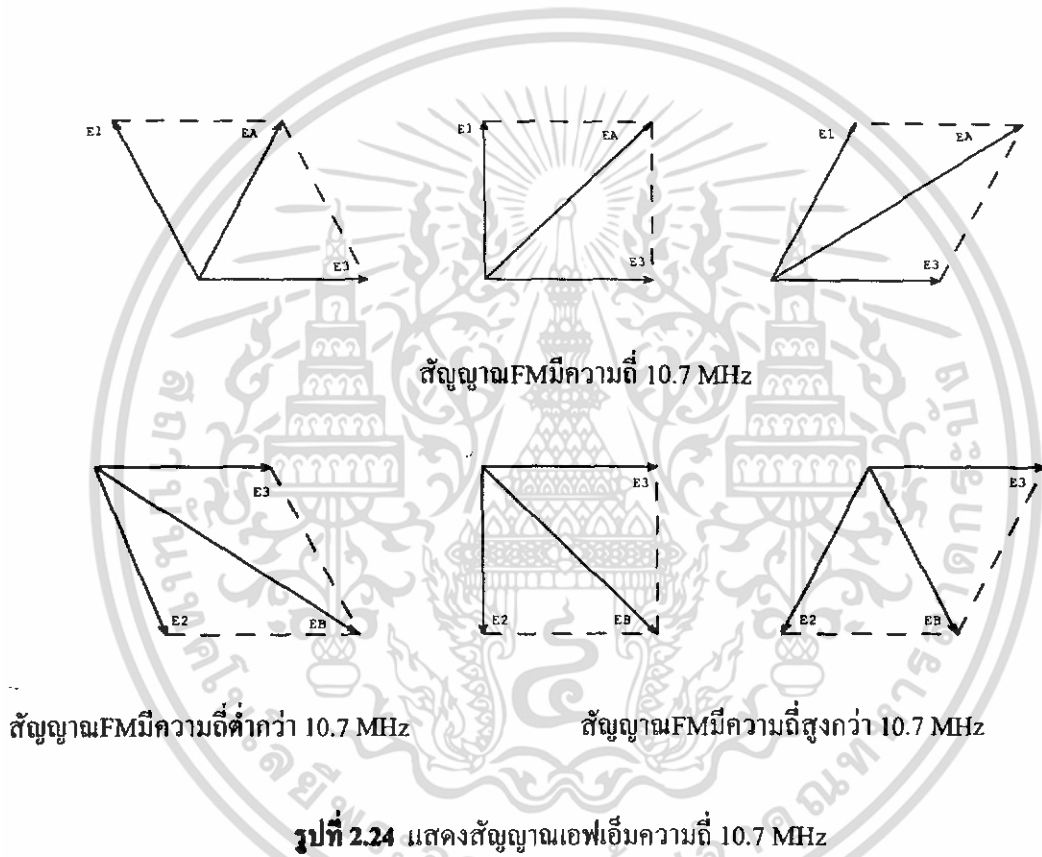
โดยปกติการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็มจะเปลี่ยนแปลงจากความถี่กึ่งกลางด้านล่างประมาณ 75 KHz ดังนั้นช่วงความถี่ที่เราจูนตั้งไว้จึงพอเพียงที่จะใช้ดีเทคสัญญาณได้

2.5.1 เรโซคิเทคเตอร์ (ratio detector)

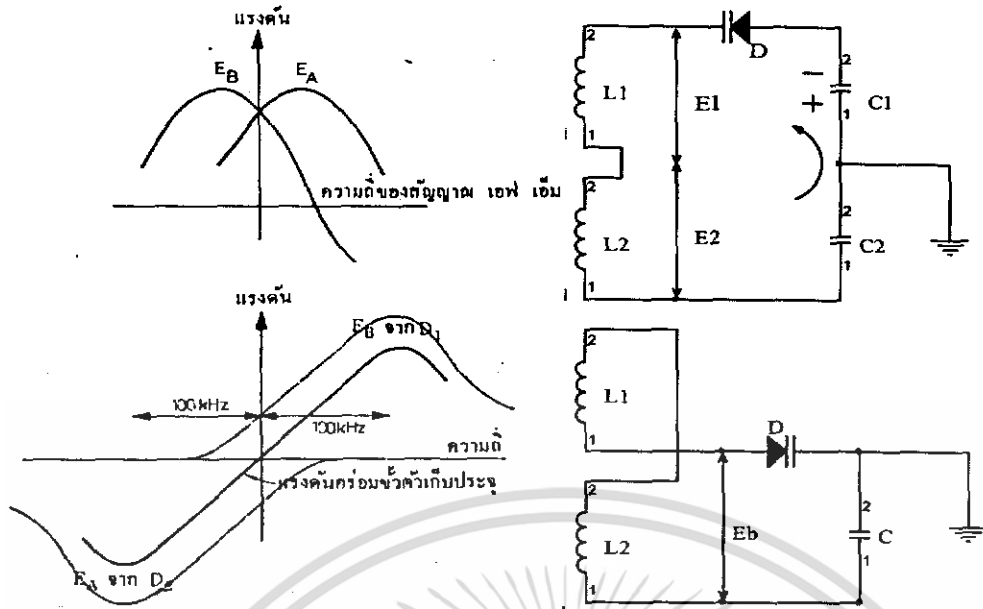
เครื่องรับวิทยุที่เห็นโดยทั่วไปส่วนมากใช้วงจรดีเทคเสียงด้วย เรโซคิเทคเตอร์ตามวงจรที่ใช้แสดงดังรูปที่ 2.23 จากหลักการทำงานของวงจรพอร์บายได้พอสังเขปดังนี้ตัว L_1, C_1, L_2, L_3 กับ C_2 จะจูนให้รีโซแนนซ์กับความถี่ 10.7 MHz ขดลวด L_2, L_3 และ L_4 จะรับแรงดันที่เกิดจากการเหนี่ยวนำขดลวดจากด้านปฐมภูมิให้แรงดันตกคร่อม E_1, E_2 และ E_3 ตามลำดับ ด้วยเหตุผลที่ว่าขดลวด L_4 กับ L_1 อยู่ใกล้กันมากและเราพันให้เฟสของแรงดัน E_3 มีเฟสเดียวกับแรงดันของขดลวด L_1 จากรูปที่ 2.23 จะเห็นว่าแรงดัน E_A (เท่ากับ $E_1 + E_2$) กับ E_B (เท่ากับ $E_2 + E_3$) จะถูกส่งไปยังไดโอด D_1 และ D_2 ตามลำดับกระแสที่ไหลผ่านไดโอดทั้งสองนี้จะไหลได้เพียงทางเดียว สัญญาณเสียงที่ได้จะตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_4 โดยเมื่อความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนไปจาก 10.7 MHz ขนาดแรงดัน E_A และ E_B ก็จะเปลี่ยนไปด้วยตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.24 และเนื่องจากทิศทางของหัวลูกศรของตัวไดโอดค่อกลับกัน ดังนั้นทิศทางกระแสของกระแสผ่าน C_4 จึงมีทิศกลับกัน โดยพิจารณาจากรูปเวกเตอร์ของทิศกระแสดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.23 วงจรตีเทคสัญญาณของเอฟเอ็มชนิดเรโซดิเทเตอร์

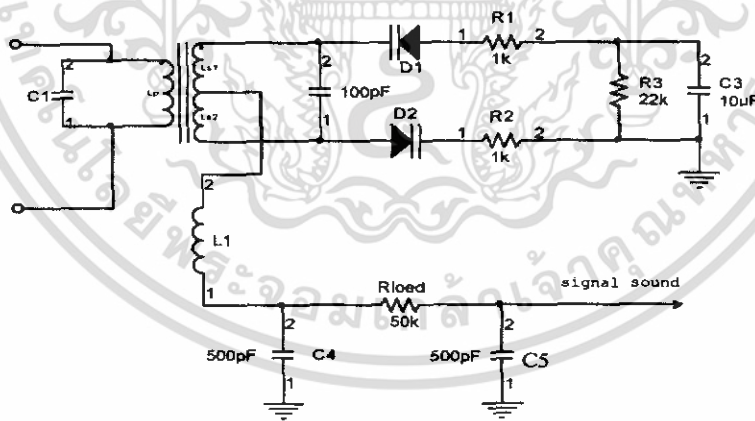


ในขณะที่สัญญาณเอฟเอ็มมีขนาดเท่ากับความถี่ 10.7 MHz พอดี ค่าของแรงดัน E_A และ E_B จะเท่ากันผลที่ทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_4 ทำให้ไม่มีแรงดันออกที่เอาต์พุท และถ้าสัญญาณเอฟเอ็มมีความถี่น้อยกว่าความถี่ 10.7 MHz ขนาดของ E_A จะน้อยกว่า E_B กระแสที่ไหลผ่านไดโอดทั้งสองจะทำให้เอาต์พุทที่มีแรงดันเป็นลบซึ่งเท่ากับผลต่างแรงดัน E_B และ E_A นั่นเอง ในทำนองเดียวกันเมื่อสัญญาณความถี่สูงกว่า 10.7 MHz จะทำให้ขนาดของ E_A มากกว่าขนาดของ E_B หรือแรงดันเอาต์พุทที่เกิดจาก E_A และ E_B จะมีค่าเป็นบวก



รูปที่ 2.25 แสดงการดีเทคสัญญาณของเอฟเอ็ม

ดังนั้นเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณเสียง เราจะได้แรงดันเอาต์พุตที่เป็นสัดส่วนกับสัญญาณเสียงนั้นๆ ตามความต้องการ วงจรที่นิยมใช้เครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มแสดงไว้ในรูปที่ 2.26 ซึ่งใช้ตัวต้าน R_1 และ R_2 ต่ออนุกรมกับไดโอดเพื่อทำให้คุณลักษณะการทำงานของไดโอดดีขึ้น ตัวต้านทาน R_{load} และตัวเก็บประจุ C_3 เป็นตัวกรองความถี่ให้ความถี่ต่ำๆ ผ่านไปได้เราเรียกว่า วงจรดี-เอมฟาซิส (de emphasis)



รูปที่ 2.26 วงจรที่ใช้งานในเครื่องรับเอฟเอ็ม

2.6 วงจรฟิเตอร์ (Filter Circuit)

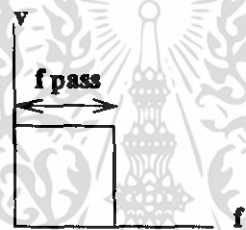
วงจรฟิเตอร์หรือวงจรกรองมีบทบาทสำคัญมากในกระบวนการทั้งอนาล็อก และดิจิทัล ใช้สำหรับกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออก (เช่น การตัดเสียงฮัมออกในวงจรขยายเสียง) และใช้แยกสัญญาณ

ที่มีความซับซ้อนออกมาเป็นส่วนๆ เพื่อป้อนเข้าสู่วงจรต่างๆ ของระบบต่อไป เมื่อพิจารณาในด้านการใช้งานแล้ววงจรกรองจะถูกใช้งานใน 4 ลักษณะ ได้แก่

- **วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)** ซึ่งจะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ตั้งแต่ 0 Hz ไปจนถึงความถี่กำหนด (f_c) ผ่านวงจรกรองไปได้ ส่วนความถี่ตั้งแต่ความถี่ที่กำหนดขึ้นไปจนถึงความถี่อนันต์จะถูกตัดทิ้ง ดังรูปที่ 2.27 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างระดับสัญญาณทางเอาต์พุต (V_o) ต่อความถี่ที่เปลี่ยนไปของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

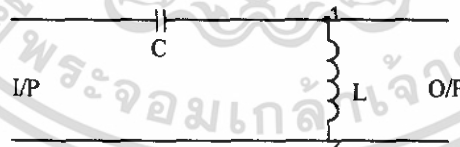


รูปที่ 2.27 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

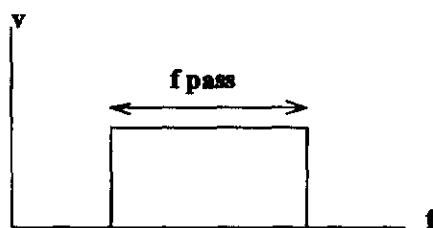


รูปที่ 2.28 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

- **วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter)** ซึ่งจะยอมให้ความถี่ผ่านได้ตั้งแต่ความถี่ที่กำหนด (f_c) ไปจนถึงความถี่อนันต์ดังแสดงในรูปที่ 2.29 ส่วนความถี่ที่ต่ำกว่า f_c ลงมาจะถูกตัดทิ้ง

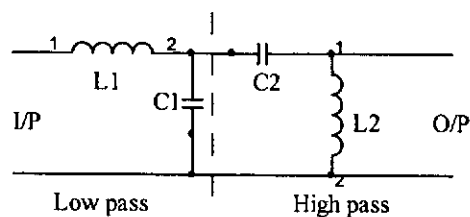


รูปที่ 2.29 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน

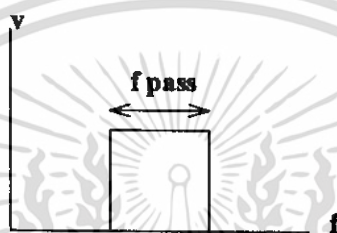


รูปที่ 2.30 แสดงการใช้งานของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

- วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter) เปรียบเสมือนนำวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาอนุกรมกับวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ความถี่ที่ผ่านได้จะต้องมีค่ามากกว่า f_{01} และมีค่าน้อยกว่า f_{02} ส่วนแถบความถี่ที่ต่ำกว่า f_{01} และสูงกว่า f_{02} จะถูกตัดทิ้ง พิจารณารูปที่ 2.31

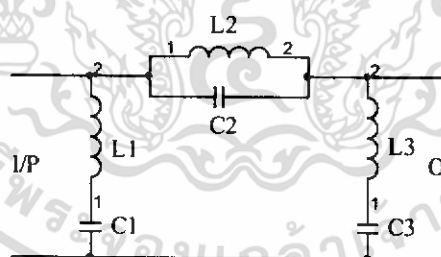


รูปที่ 2.31 วงจรแถบความถี่ผ่าน

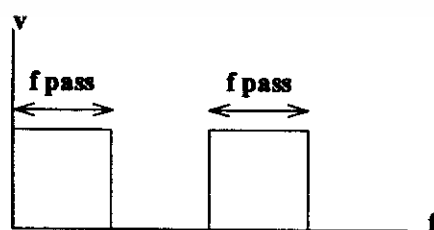


รูปที่ 2.32 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรกรองความถี่ผ่าน

- วงจรกรองตัดแถบความถี่ (Band Stop Filter) วงจรลักษณะนี้จะตรงข้ามกับการใช้งานในลักษณะแถบความถี่ผ่าน ดังแสดงในรูปที่ 2.33 ความถี่ในช่วงที่สูงกว่า f_{01} และต่ำกว่า f_{02} จะตัดทิ้งไป แต่ความถี่ที่ต่ำกว่า f_{01} และสูงกว่า f_{02} จะสามารถผ่านได้



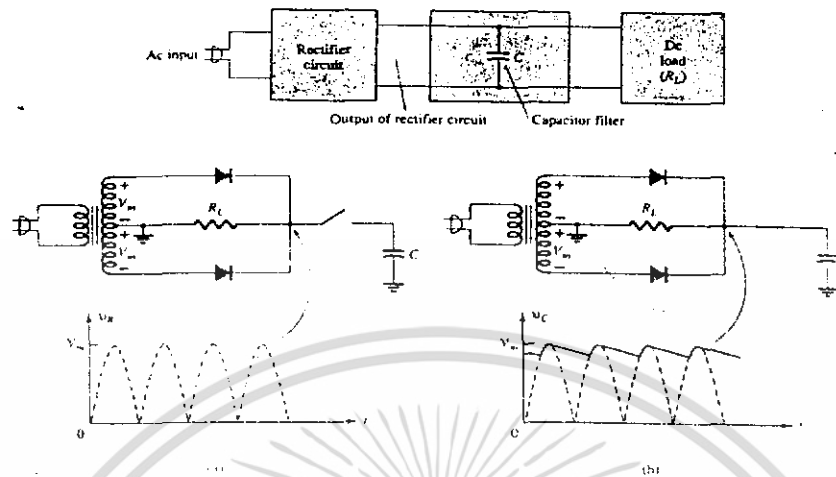
รูปที่ 2.33 วงจรตัดแถบความถี่



รูปที่ 2.34 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรกรองตัดแถบความถี่

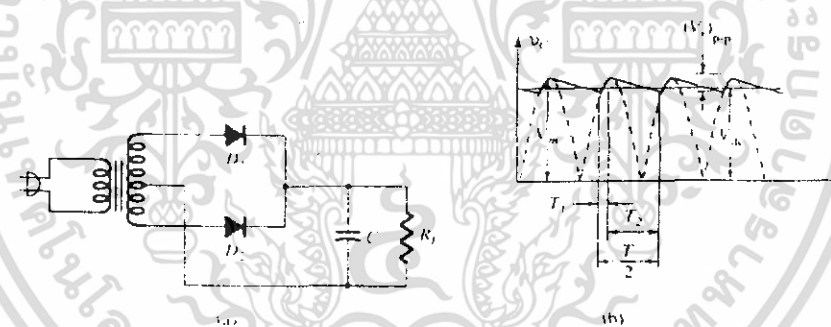
2.6.1 วงจรฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์ (Capacitor Filter)

วงจรกรองสัญญาณคาปาซิเตอร์หรือวงจรฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์ ประกอบด้วยคาปาซิเตอร์หนึ่งตัว ดังรูปที่ 2.35a



รูปที่ 2.35 b แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น (ก่อนได้รับการกรองสัญญาณ)

รูปที่ 2.35 c แสดงรูปคลื่นซึ่งเกิดขึ้นหลังจากต่อคาปาซิเตอร์เพื่อกรองสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสสังเกตว่า รูปคลื่นที่ได้รับการกรองสัญญาณหรือแรงดันเอาต์พุตของฟิลเตอร์เป็นแรงดัน dc ที่มีริปเปิลอยู่บ้างเล็กน้อย

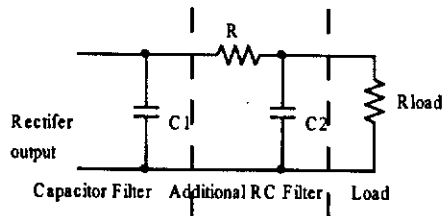


รูปที่ 2.36 แสดงให้เห็นวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ และรูปคลื่นเอาต์พุต

(รูป a) ซึ่งได้จากวงจรขณะมีการต่อโหลด R_L ถ้าไม่มีโหลดต่อคร่อมกับคาปาซิเตอร์ รูปคลื่นเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสจะเป็นค่า dc ซึ่งเท่ากับค่าพีคของแรงดัน V_m (รูป b) แต่วัตถุประสงค์ของการสร้างแรงดัน dc ก็คือ ทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเพื่อป้อนวงจรอิเล็กทรอนิกส์ (โหลด) ดังนั้น วงจรฟิลเตอร์ที่เราพิจารณาจึงมีโหลดต่ออยู่เสมอ

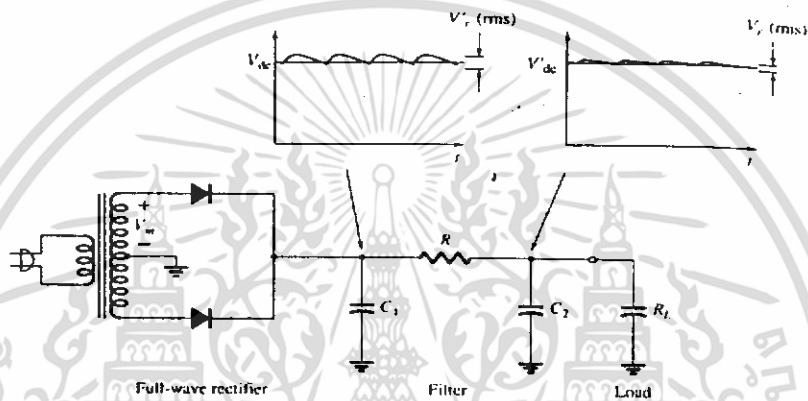
2.6.2 วงจรฟิลเตอร์แบบ RC (RC Filter)

วิธีที่นิยมใช้สำหรับลดริปเปิล ของแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์ คือเพิ่มฟิลเตอร์ RC (Additional RC Filter) เข้าไปในวงจรฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์ ดังรูปที่ 2.37



รูปที่ 2.37 วงจรฟิลเตอร์แบบ RC

สำหรับรูปที่ 2.38 แสดงให้เห็นว่าเมื่อนำวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นต่อเข้ากับวงจรฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์ และฟิลเตอร์ RC แล้ว จะทำให้ ripple ของสัญญาณเอาต์พุตลดลง

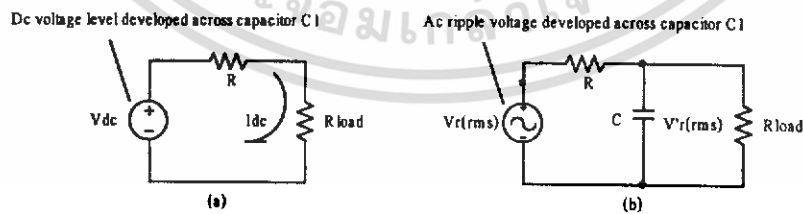


รูปที่ 2.38 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นต่อเข้ากับวงจรฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์ และฟิลเตอร์ RC

ในการวิเคราะห์ห้วงค์ประกอบ dc และ ac ของสัญญาณที่ได้จากวงจรในรูปที่ 2.38 นี้ เราจะใช้หลักการวางซ้อนมาร่วมพิจารณา ดังนี้คือ

2.6.2.1 การทำงาน dc ในส่วนฟิลเตอร์ RC (dc Operation of RC Filter Section)

การทำงาน dc ในส่วนฟิลเตอร์ RC ที่เพิ่มขึ้นหรือในส่วนของฟิลเตอร์ RC (RC Filter Section) อธิบายได้โดยรูปที่ 2.39a



รูปที่ 2.39 การทำงาน dc ในส่วนฟิลเตอร์ RC

จากหลักการพื้นฐานเราทราบว่าการทำงานในสภาวะ dc ทำให้ C₁ และ C₂ เปิดวงจร ถ้ากำหนดให้ V_{dc} เป็นแรงดัน dc ตกคร่อม (ขั้ว) C₁ ของวงจรฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์และ V_{dc} เป็นแรงดันเอาต์พุตก็จะเขียนวงจรเทียบเคียง dc ได้ดังรูปที่ 2.39a เมื่อนำกฎการแบ่งแรงดันไฟฟ้ามาร่วมพิจารณา ทำให้ได้

$$V_{dc} = \frac{R_{load}}{R + R_{load}} V_{dc}$$

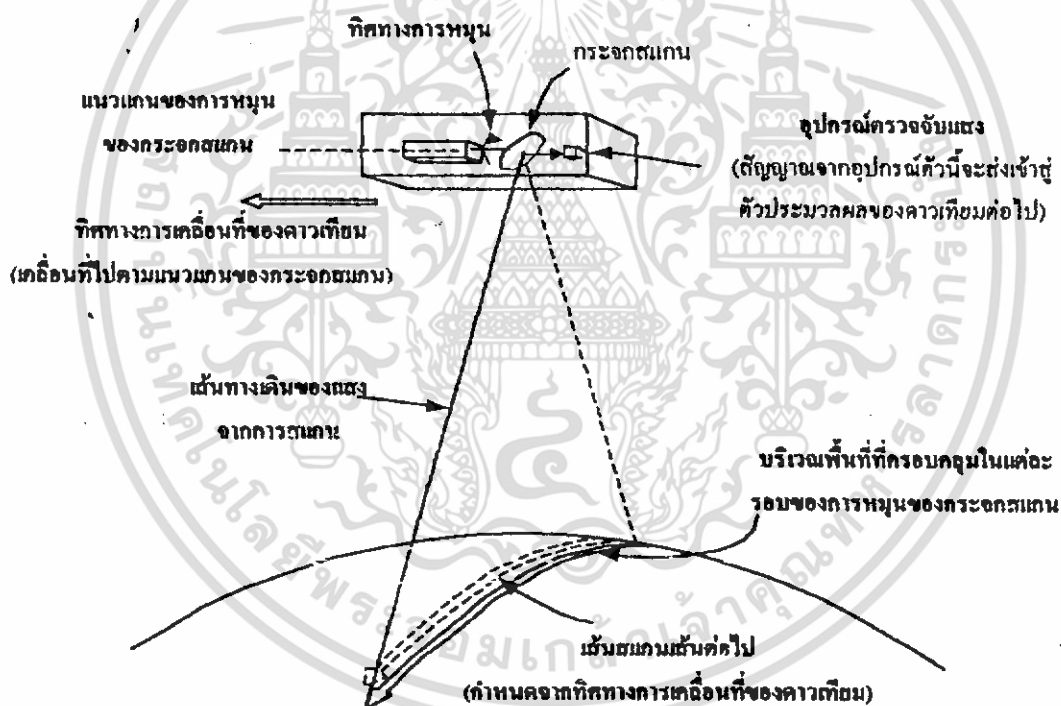
2.6.2.2 การทำงาน ac ในส่วนฟิวดเตอร์ RC (ac Operation of RC Filter Section)

การทำงาน ac ในส่วนฟิวดเตอร์ RC ที่เพิ่มขึ้นอธิบายได้โดยรูปที่ 2.39b และเมื่อนำกฎการแบ่งแรงดันไฟฟ้ามารวมพิจารณาทำให้ได้แรงดันเอาต์พุต ac หรือริปเปิลของรูปคลื่นเอาต์พุต $[V_r(rms)]$ ดังนี้

$$V_r(rms) = \frac{X_c}{R} V_r(rms)$$

2.7 การสร้างภาพ (Image Generation)

ภาพจะเกิดการเรียงกันตามลำดับของเส้นสแกนจากดาวเทียม ซึ่งรูปแบบที่ใช้ในการส่งภาพจากดาวเทียมจะเป็นแบบ APT (Automatic Picture Transmission) สำหรับรูปแบบของ APT จะเป็นลักษณะการสแกน 2 เส้นต่อ 1 วินาที โดยใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า AVHRR (Advance Very Resolution Radiometer)



รูปที่ 2.40 ลักษณะการแสดงผลภาพของดาวเทียม

2.7.1 การทำงานของ AVHRR (Advance Very High Resolution Radiometer)

AVHRR เป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้ในการเก็บรวบรวมข้อมูลภาพถ่ายดาวเทียมจากดาวเทียมวงโคจรต่ำ NOAA มันจะทำงานด้วยการสแกนภาพโดยใช้กระจกแฉกที่หมุนผ่านรอบตัวเองด้วยความเร็ว 360 รอบต่อนาที ตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของตัวดาวเทียม

ในแต่ละรอบของการหมุนของกระจกสแกน มันจะเก็บข้อมูลจากห้วงอวกาศ ภาพสแกนพื้นโลก หรือ แม้กระทั่งวัตถุค้างบางชนิด หลักการทำงานคือจะรวบรวมพลังงานคลื่นที่แผ่ออกมาจากพื้นที่ต่างๆ แล้วรวบรวมพลังงานเหล่านั้นเข้าสู่กระจกสแกนเพื่อรวบรวมพลังงาน จากนั้นจะส่งพลังงานคลื่นดังกล่าวแยกออกไปยังชุดเครื่องมือย่อยซึ่งมี 5 ช่องสัญญาณ Visible และ Infrared ต่างๆ ตัวตรวจจับสัญญาณเหล่านี้มีความไวสูงมากจึงสามารถวัดพลังงานต่ำได้

ข้อมูลที่ได้จากการตรวจจับสัญญาณแต่ละตัวคือ แต่ละช่องสัญญาณจะถูกแปลงเป็นข้อมูลดิจิทัลโดยใช้ตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital Converter) โดยตัวประเมินผล

ข้อมูลอัตราสูงที่เรียกว่า Manipulated Information Rate Processor (MIRP) ข้อมูลดิจิทัลเหล่านี้จะถูกประมวลผลโดยตัว MIRP และจะถูกส่งลงมาสู่สถานีภาคพื้นดิน

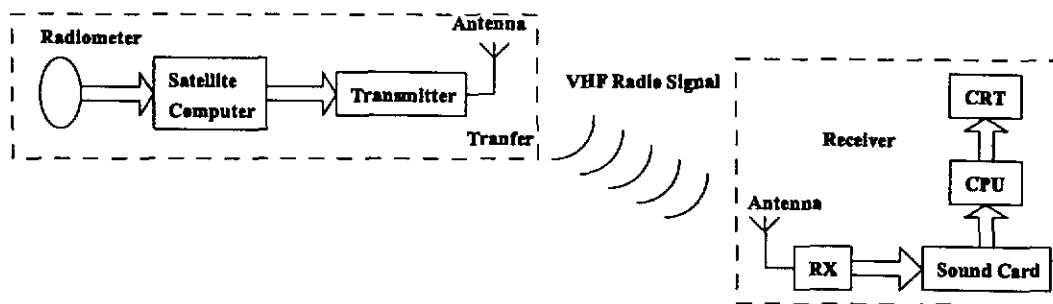
การส่งสัญญาณในแบบ APT (Automatic Picture Transmission) จากดาวเทียมวงโคจรต่ำ NOAA ที่อาศัยตัวเก็บข้อมูลภาพคือ Advance Very High Resolution Radiometer (AVHRR) ซึ่งตัว AVHRR นี้จะทำการเก็บและส่งข้อมูลภาพได้ทั้งหมด 5 ช่องสัญญาณ แต่สำหรับระบบ APT นี้จะส่งข้อมูลลงมาสถานีภาคพื้นดินเพียง 2 ช่องสัญญาณ คือ Visible Channel และ Infrared Channel และอีก 3 ช่องสัญญาณจะสามารถรับได้ด้วยเครื่องรับที่ใช้ในระบบการส่งภาพแบบ HRPT (High Resolution Picture Transmission) ซึ่งเป็นการส่งข้อมูลภาพในระดับดิจิทัล

องค์ประกอบทั้ง 5 ช่องสัญญาณที่ AVHRR สามารถส่งข้อมูลได้

1. ช่องสัญญาณที่ 1 0.58 – 0.68 ไมโครเมตร (Visible)
2. ช่องสัญญาณที่ 2 0.75 – 1.10 ไมโครเมตร (Near Infrared)
3. ช่องสัญญาณที่ 3 3.55 – 3.93 ไมโครเมตร (Thermal Infrared)
4. ช่องสัญญาณที่ 4 10.3 – 11.3 ไมโครเมตร (Thermal Infrared)
5. ช่องสัญญาณที่ 5 11.5 – 12.5 ไมโครเมตร (Thermal Infrared)

2.7.2 การส่งภาพระบบ APT (Automatic Picture Transmission)

การรับส่งภาพระบบ APT มีลักษณะ ดังรูปที่ 2.41



รูปที่ 2.41 การส่งภาพระบบ APT

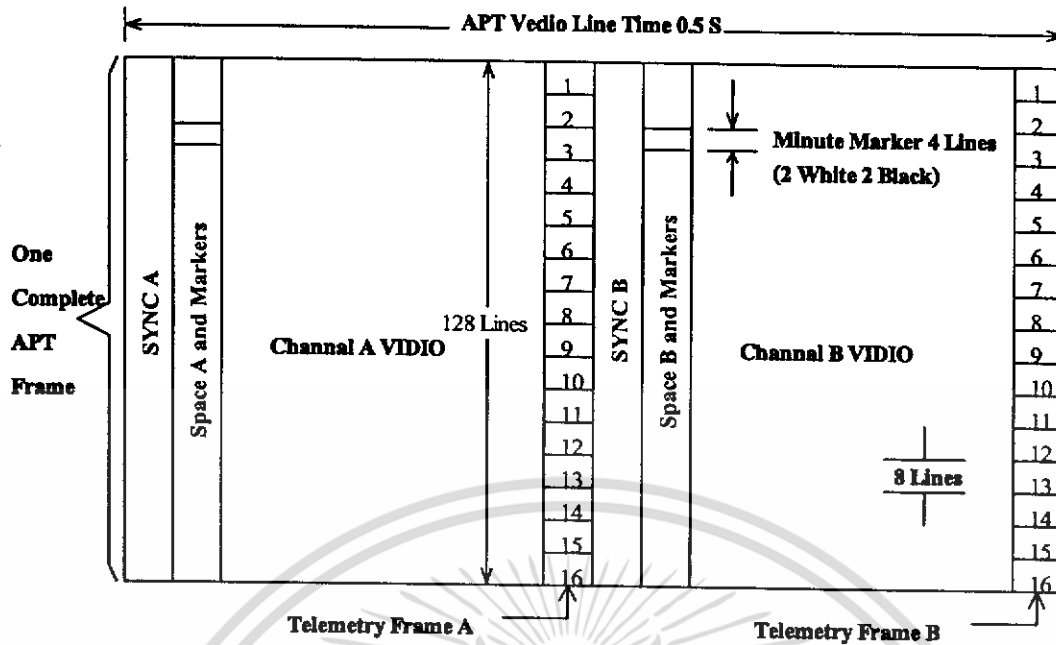
ระบบ APT นี้เป็นระบบอนาล็อกที่ผลิตภาพแบบ Real time ได้ซึ่งเครื่องรับ ณ ภาคพื้นดินสามารถสร้างได้ในต้นทุนที่ประหยัด ข้อมูลเหล่านี้จะถูกส่งมาจากตัว MIRP ในรูปแบบสัญญาณมอดูเลทแบบเอเอ็มความถี่พาหะ 2.4 KHz. โดยตัว MIRP นี้จะนำข้อมูลจำนวน 10 บิต (แต่มีความสำคัญเพียง 8 บิต) นี้มามอดูเลทเป็นสัญญาณอนาล็อกแล้วค่อยส่งลงมาสู่สถานีภาคพื้นดิน ค่าแอมปริจูดของสัญญาณเอเอ็มจะเปลี่ยนแปลงตามข้อมูลดิจิทัลเดิมที่ได้จากความเข้มของแสงจากกล้องถ่ายภาพ โดยในระบบ APT นี้จะได้ภาพมา 2 ช่องสัญญาณ คือ 1. Visible Image 2. Infrared Image ซึ่งเมื่อได้รับข้อมูลมาทั้ง 2 ช่องสัญญาณแล้วจะนำมาทำการมัลติเพล็กซ์ (Multiplex) โดยช่องสัญญาณ Visible Image จะอยู่ในเส้นสแกนที่หนึ่งของตัว AVHRR ส่วน Infrared Image จะอยู่ในเส้นสแกนที่สองของการสแกนช่อง AVHRR และเส้นสแกนที่สามจะไม่มีข้อมูลจากข้อมูลของเส้นสแกนทั้งสองเส้นที่ได้จะนำมาประมวลผลและส่งลงสู่เครื่องรับในระบบ APT ซึ่งจะทำให้ในระบบ APT จะมีขนาดข้อมูลเป็น 1/3 ของข้อมูลที่ได้จากการสแกนของตัว AVHRR คือมีจำนวนเส้นสแกน 120 เส้นสแกนต่อนาที จากทั้งหมด 360 เส้นสแกนต่อนาที

2.7.3 รูปแบบของการส่งภาพในระบบ APT

จากรูปที่ 2.42 จะเห็นว่าเส้นภาพแต่ละเส้นยาว 0.5 วินาทีประกอบด้วย 2 ส่วน ส่วนละเท่าๆ กันยาว 0.25 วินาที

องค์ประกอบของข้อมูลภายใน 1 เฟรม ของการส่งภาพแบบ APT

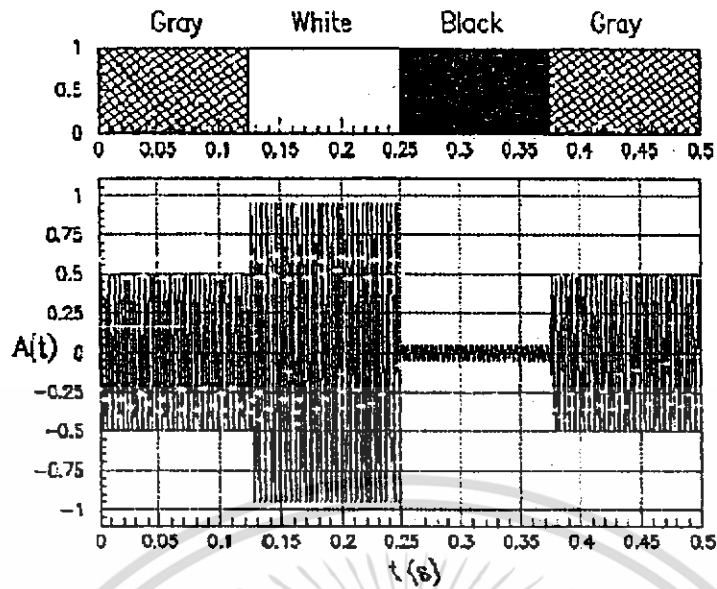
1. เป็นซิงโครไนซ์ในเซชันพัลส์
2. ข้อมูลภาพถ่ายของอวกาศ
3. การสแกนพื้นโลกจากช่องสัญญาณที่เลือกจากตัว AVHRR
4. ส่วนของ Telemetry Frame



รูปที่ 2.42 รูปแบบของภาพจากระบบ APT

ในกลางวันข้อมูลจะถูกส่งมาจากช่องสัญญาณ Visible และ Infrared ช่องสัญญาณที่ 4 ส่วนใหญ่ Telemetry เฟรมจะถูกมองข้ามไม่ได้รับความสนใจ แต่จริงแล้วส่วนนี้มีความสำคัญเนื่องจากเราสามารถวัดอุณหภูมิที่มีความเที่ยงตรงจากข้อมูลใน Telemetry Frame

การสร้างภาพในระบบ APT จะใช้ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มของแสงเทียบกับเวลาในการสแกน ข้อมูลที่ได้จากการสแกนจะเป็นลักษณะที่เรียกว่าเกรย์สเกล (Grayscale) คือจะมีลำดับความเข้มของสี ตั้งแต่สีขาว สีเทา ไปจนถึงสีดำ จากนั้นจะนำ Grayscale ไปมอดูเลตแบบแอมปีจูดมอดูเลชัน (AM) กับคลื่นพาห้ความถี่ 2.4 KHz ซึ่งเป็นความถี่เสียง แสดงดังรูปที่ 2.43

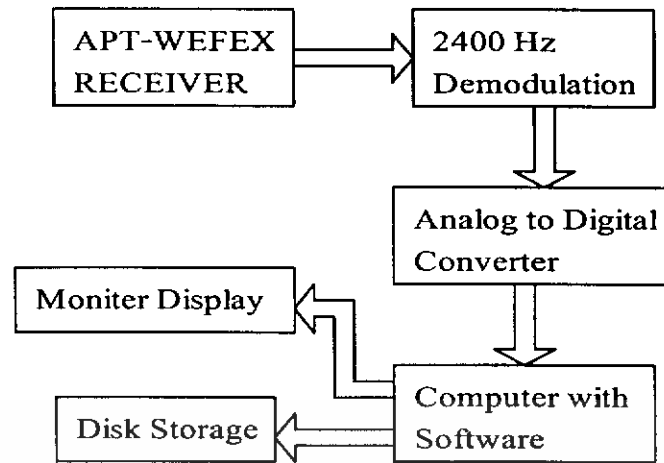


รูปที่ 2.43 แสดงลักษณะการมอดูเลท Grayscale กับสัญญาณเสียง 2.4 KHz

สัญญาณเสียง 2.4 KHz ที่มอดูเลทกับ Grayscale แล้วจะนำไปมอดูเลทแบบ ฟรีควเอนซีมอดูเลชัน (FM) กับคลื่นพาหะ 137.5 KHz อีกครั้งแล้วส่งไปยังเครื่องรับ

เครื่องรับจะนำคลื่นสัญญาณเอฟเอ็ม จากดาวเทียมมาทำการดีเทคเอาสัญญาณเสียง 2.4 KHz กลับคืนมา เพื่อส่งไปยังซาวด์การ์ด (Sound Card) และใช้โปรแกรม WXSAT ทำการถอดสัญญาณเสียงมาเป็นภาพถ่ายจากดาวเทียม

2.8 หลักการทำงานของส่วนแสดงภาพถ่ายในระบบ APT โดยระบบคอมพิวเตอร์



รูปที่ 2.44 แสดงภาพถ่ายในระบบ APT โดยระบบคอมพิวเตอร์

จากโคเดแกรมแสดงองค์ประกอบของส่วนแสดงภาพถ่าย ซึ่งใช้ระบบคอมพิวเตอร์เป็นตัวแสดงผลภาพถ่าย โดย ณ ที่สถานีภาคพื้นดิน เครื่องรับสัญญาณจากดาวเทียมจะทำการดีเทคสัญญาณความถี่เสียง ซึ่งเป็นสัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลทความเข้มของแสงที่ได้จากการสแกนจากกล้องถ่ายภาพบนตัวดาวเทียมเข้ากับคลื่นความถี่ 2.4 KHz โดยมอดูเลทแบบเอเอ็มเมื่อเครื่องทำการดีเทคแบบสัญญาณเอเอ็มความถี่ 2.4 KHz นี้แล้วจึงทำการส่งสัญญาณนี้ไปให้ส่วนของการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital Converter) ต่อไป

การแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลจะใช้ฮาร์ดแวร์ของเครื่องคอมพิวเตอร์ โดยจะนำสัญญาณเอเอ็ม 2.4 KHz มาเข้ากระบวนการสุ่มตัวอย่าง (Sampling) เพื่อให้ได้สัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องแล้วจากนั้นทำการควอนไทซ์ (Quantization) เพื่อให้ได้ข้อมูลดิจิทัลออกมาโดยแต่ละแซมเปิล จะใช้เลขดิจิทัลขนาด 8 บิต ซึ่งทำให้ได้ระบบสัญญาณทั้งหมด 256 ระดับ ซึ่งข้อมูลเหล่านี้สามารถเก็บลงในหน่วยความจำคอมพิวเตอร์ หรือจะทำการแปลงเป็นรูปแบบข้อมูลอื่นๆ ต่อไปได้

หลังจากนั้นข้อมูลดิจิทัลขนาด 8 บิต นี้จะเป็นตัวแสดงระดับความเข้มของแสงที่จะนำกลับมาสร้างเป็นภาพถ่ายต้นแบบได้จากหลักการสุ่มตัวอย่าง (Sampling) ความถี่ในการสุ่มจะมีผลต่อความละเอียดของภาพถ่ายที่ได้ คือถ้าความถี่ในการสุ่มมากขึ้นจะทำให้ภาพถ่ายมีความละเอียดมากขึ้นด้วยความกว้างของเส้นสแกนจะมีผลด้วยหากเส้นสแกนมีขนาดแคบๆ จะทำให้คุณภาพความคมชัดของภาพดีขึ้นด้วย

การนำข้อมูลดิจิทัล 8 บิต นี้นำมาสร้างเป็นภาพถ่ายกลับมาต้องอาศัยตัว Software ที่เขียนขึ้นโดยเฉพาะ ซึ่งโปรแกรมนี้จะนำข้อมูลดิจิทัลที่ได้ทั้ง 256 ระดับ มาตีความให้มีความเข้มหรือความสว่างซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเข้มหรือความสว่างของภาพที่ถ่ายดาวเทียมส่งมา ในส่วนของการสร้างภาพกลับคืนมาโดยใช้ตัวโปรแกรมคอมพิวเตอร์นี้ จะต้องมีความแม่นยำในเรื่องของการระบุตำแหน่งเริ่มต้นของเส้นสแกนและการชี้ตำแหน่งบนจอแสดงภาพเพื่อให้ได้ภาพที่ถูกต้อง และมีความละเอียดชัดเจนยิ่งขึ้น

โปรแกรม WXSAT เป็นโปรแกรมที่แปลงแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงให้กลับไปเป็นความเข้มของแสงให้ตรงกับที่ดาวเทียมส่งมา โดยโปรแกรมจะเก็บสัญญาณเสียงไว้เป็นเวฟไฟล์ (Wave file) แล้วทำการแปลงไปเป็นภาพ

2.9 สายอากาศแบบ ควอดริฟิลาร์ เฮลิค (Quadrifilar helix Antenna)

สายอากาศแบบควอดริฟิลาร์ เฮลิค ถูกใช้ครั้งแรกในกิจการทางทหารและต่อมาจึงแพร่หลายมาสู่ทางการค้ารวมไปถึงงานด้านดาวเทียม สาเหตุที่มีการนำเสนอสายอากาศประเภทนี้ก็คือ คุณสมบัติที่ดีในเรื่องของอัตราขยาย รูปแบบการกระจายคลื่น รูปร่างทางกายภาพที่มีน้ำหนักเบา ใช้พื้นที่ในการติดตั้งตัวสายอากาศน้อย

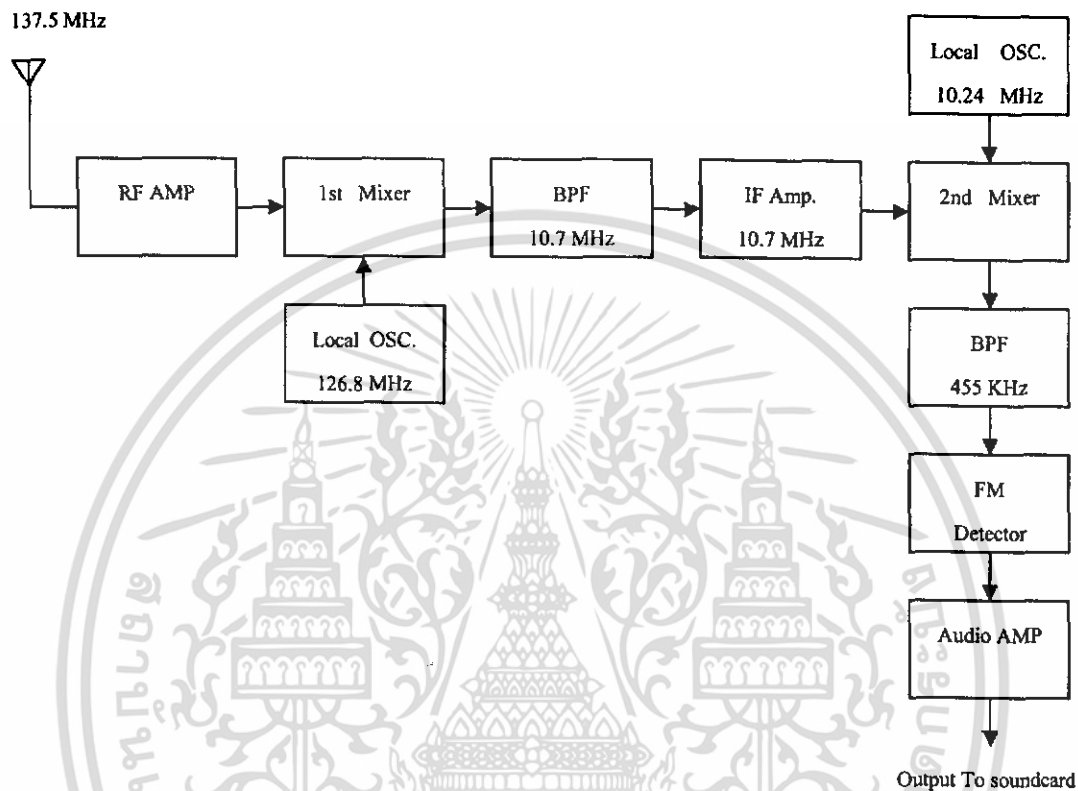
สายอากาศแบบนี้สามารถใช้กับความถี่ในย่านเกินกว่า 30 MHz โดยเฉพาะกิจการดาวเทียมวงโคจรต่ำสายอากาศชนิดนี้เป็นที่นิยมเนื่องจากคุณสมบัติเด่นของมันในเรื่องรูปแบบการกระจายของคลื่น ซึ่งเป็นแบบรอบตัวในครึ่งทรงกลมครึ่งบนครึ่งเดียวซึ่งมีความเหมาะสม เนื่องจากดาวเทียมวงโคจรต่ำนั้นจะเคลื่อนที่ผ่านสถานีรับสัญญาณในช่วงเวลาที่จำกัด เพื่อเป็นการชดเชยในเรื่องของการที่เราไม่ได้ใช้สายอากาศที่มีระบบหมุนติดตามดาวเทียม เพราะถ้าหากเราใช้สายอากาศที่มีรัศมีในการรับสัญญาณแคบๆ แล้วไม่มีระบบหมุนตามดาวเทียมแล้ว เราก็จะรับสัญญาณได้เพียงช่วงระยะเวลาสั้นๆ เท่านั้นจนทำให้เราไม่สามารถถอดสัญญาณจากดาวเทียมได้

นอกจากนี้ยังมีข้อดีอีกหลายข้อ เช่น มีอัตราขยายที่อยู่ในเกณฑ์ที่ดี มีโพลาไรเซชันเป็นชนิดวงกลมหมุนขวาซึ่งตรงกับสัญญาณที่ดาวเทียมส่งลงมา น้ำหนักเบาเนื่องจากไม่จำเป็นต้องใช้กราวด์เพลนซึ่งคุณสมบัติข้อนี้เป็นประโยชน์มากสำหรับสายอากาศส่งบนดาวเทียมเพื่อให้สายอากาศมีขนาดเล็ก

บทที่ 3

การออกแบบและสร้างเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ

3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ



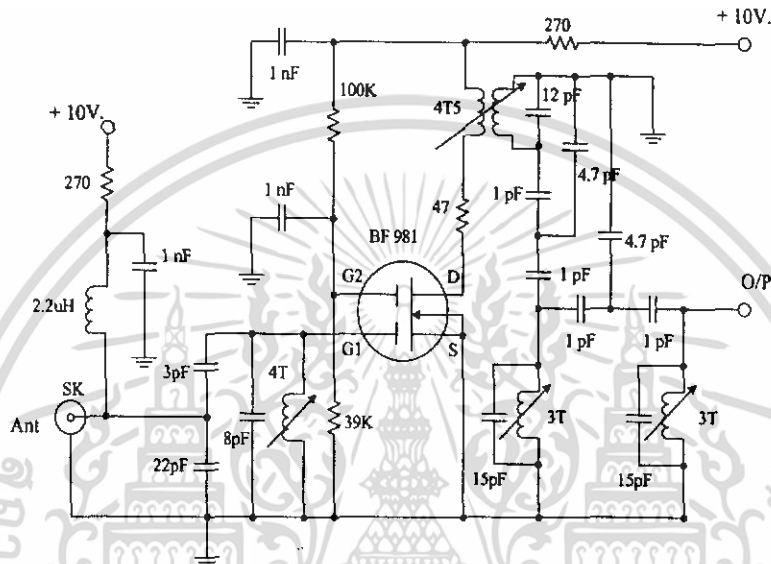
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ

การทำงานของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศจะใช้สายอากาศรับสัญญาณดาวเทียมที่มีความถี่ 137.5 เมกกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งสัญญาณที่รับจะมีขนาดต่ำ จะต้องป้อนเข้าสู่วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ เพื่อขยายสัญญาณให้แรงขึ้น จากนั้นป้อนสู่วงจรมิกเซอร์เพื่อทำการมิกซ์ในครั้งแรกกับสัญญาณจากวงจรโลคัลออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตความถี่ 126.8 เมกกะเฮิร์ตซ์ เพื่อหักล้างกันให้ได้ความถี่กลางออกมา ซึ่งความถี่กลางคือความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ เมื่อออกจากวงจรมิกเซอร์แล้วความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ จะผ่านวงจรกรองแถบความถี่กลางเพื่อกรองความถี่อื่นๆ ที่ไม่ใช่แถบความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ทั้ง จะให้แถบความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ผ่านไปยังวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางเพื่อขยายความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ให้มีสัญญาณแรงขึ้น ป้อนสู่วงจรมิกเซอร์ซึ่งในการมิกซ์ครั้งที่สองนี้จะมิกซ์กับสัญญาณที่มาจากวงจรโลคัลออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตความถี่ 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยใช้คริสตัลในการผลิตความถี่ หลังจากทำการมิกซ์ เพื่อหักล้างให้ได้ความถี่ 460 กิโลเฮิร์ตซ์ ออกมานำสัญญาณที่ได้มาผ่านวงจรกรองแถบความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งจะกรองเฉพาะแถบความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ผ่านเข้าสู่วงจรดี

เทคเตอร์ เพื่อดีเทคเอาสัญญาณเสียงความถี่ 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นความถี่เสียงของดาวเทียมตรงวงสภาพ แล้วทำการขยายด้วยวงจรขยายเสียงแล้วจึงส่งเข้าซาวด์การ์ดเพื่อให้โปรแกรมทำการถอดรหัสเป็นภาพออกมา

3.2 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ

วงจขยายสัญญาณอาร์เอฟที่ใช้จะใช้ เฟทชนิดเกทคู่ (Dual Gate Fet) เบอร์ BF 981 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณอาร์เอฟให้มีระดับสูงขึ้น



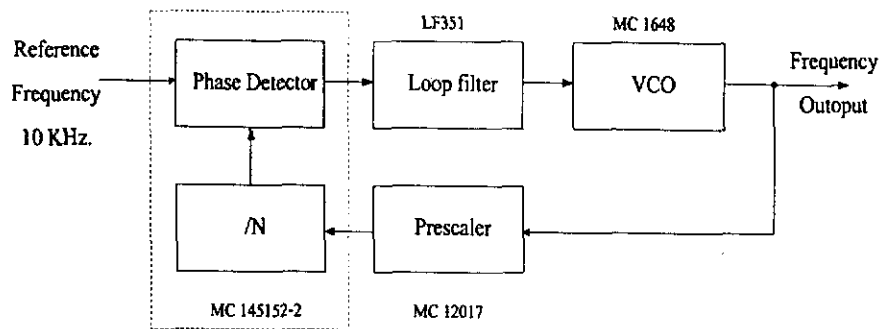
รูปที่ 3.2 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ

สัญญาณจากดาวเทียมที่รับเข้ามาทางสายอากาศจะถูกคัปปลิ่งถึงเข้าที่ขาเกต 1 ของเฟท โดยผ่าน C 3 pF. และ L 4 รอบ สัญญาณที่รับเข้ามาจะถูกขยายให้มีสัญญาณแรงขึ้น สัญญาณเอาท์พุทจะเกิดขึ้นที่ขาเดรน และจะมีชุดรีโซแนนซ์เพื่อเลือกย่านความถี่ไปใช้งาน การขยายสัญญาณอาร์เอฟก็เพื่อทำให้สัญญาณไม่ถูกทำลายจากสัญญาณรบกวนขณะส่งเข้าวงจรมิกเซอร์

3.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ใช้หลักการของเฟสล็อกคูป จะทำหน้าที่เป็น โลกัลลออสซิลเลเตอร์ของวงจร โดยมีหลักการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.3 โดยมีส่วนประกอบที่สำคัญ ดังนี้

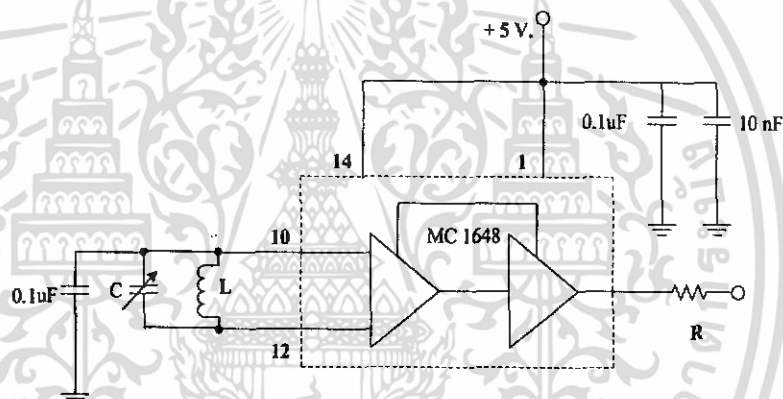
1. วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ (VCO) ซึ่งทำหน้าที่ผลิตสัญญาณ
2. วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler) ทำหน้าที่เป็นตัวหารความถี่ ซึ่งใช้ไอซี MC 12017 ซึ่งเป็นแบบหาร 64/65
3. วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) เป็นวงจรถ่ายโลทาสกรรมคา ทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ต่ำมาใช้ควบคุมการผลิตความถี่ของวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์
4. วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase detector) ซึ่งใช้ไอซี MC 145152-2



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป

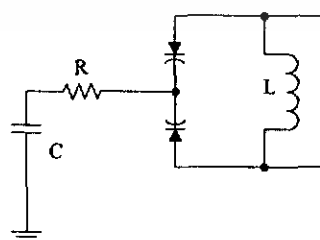
3.4 การออกแบบวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์

ในส่วนของภาค Voltage Control Oscillator (VCO) เราจะนำไอซีเบอร์ MC 1648 มาประยุกต์ใช้ทำเป็น VCO โดยที่เราจะทำกรต่อวงจรเท็งค์แบบขนานเข้าที่อินพุตระหว่างขา 10 และขา 12 ของไอซี และทำการจัดไบอัสให้ตามรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรการต่ออุปกรณ์ของวงจร VCO

ในส่วนของวงจรเท็งค์จูนเราใช้ไดโอดวาริแคบ (Varicab Diode) ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุปรับค่าได้ตามแรงดันกระแสตรง ซึ่งในที่นี้เราใช้เบอร์ MV 2109 ซึ่งสามารถรับแรงไฟไบอัสกลับได้ถึง 30 โวลต์ จากรูปถ้าเราออกแบบให้ไบอัสกลับอยู่ในช่วง 1.5 - 23 โวลต์ เราจะได้ค่าความจุอยู่ในช่วง 15pF - 60pF จากนั้นจะนำเอาวาริแคบมาต่อขนานกับอินดักเตอร์ L เป็นวงจรเท็งค์จูนแบบขนานดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรเท็งค์จูน

3.5 การคำนวณวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์

เราต้องการความถี่ของเอาต์พุตของวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ 126.8 เมกกะเฮิร์ตซ์ แต่จะต้องกำหนดช่วงของความถี่ที่สามารถผลิตได้ ซึ่งในที่นี้เราได้กำหนดค่าความถี่อยู่ในช่วง 80 – 140 เมกกะเฮิร์ตซ์ เราจะใช้ไอซีเบอร์ MC1648 ทำหน้าที่ผลิตความถี่ โดยความถี่ของวงจรจะได้ตามสมการ

$$f_o \text{ max} = 2\pi \sqrt{L(C_d \text{ min}) + C_s} \quad (3.1)$$

เมื่อ C_d = ค่าความจุของวาแรกเตอร์

C_s = ค่าความจุภายในของ MC 1648 มีค่าประมาณ 6 pF ที่ความถี่สูงสุด 140 เมกกะเฮิร์ตซ์

ค่าความจุในวารีแคปโดโอดมีค่าอยู่ประมาณ 15 pF – 60pF ดังนั้นจะได้

$$f_o \text{ max} = 1 / \{ 2\pi [L(C_d + C_s)^{1/2}] \}$$

$$f_o \text{ max} = 140 \text{ MHz.}$$

$$C_s = 6\text{pF}$$

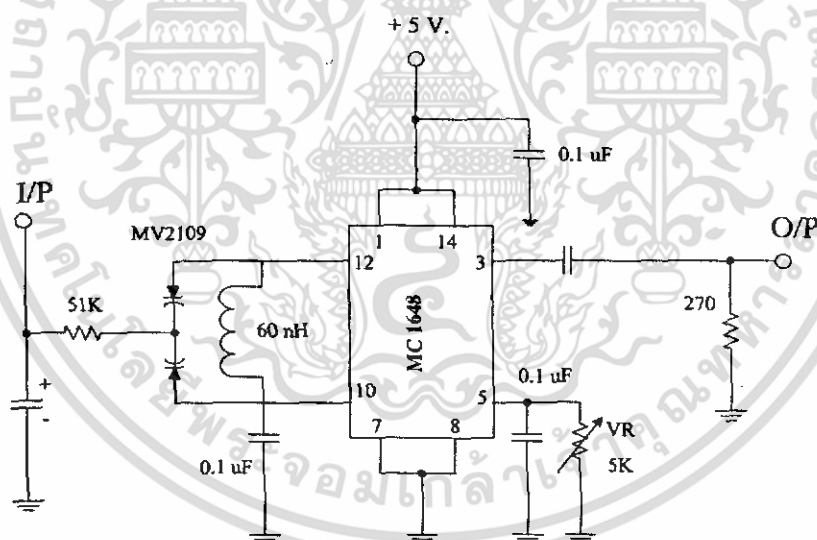
$$C_d \text{ min} = 15 \text{ pF}$$

แทนค่าในสมการเพื่อหาค่า L จะได้ L เท่ากับ 61.54 nH.

เมื่อแทนค่า L = 61.54 nH และ $C_d \text{ max} = 60 \text{ pF}$

$$f_o \text{ max} = 78.97 \text{ MHz.}$$

เราจะเลือกใช้ L ที่มีค่าประมาณ 60 nH และใช้วารีแคปโดโอดเบอร์ MV 2109

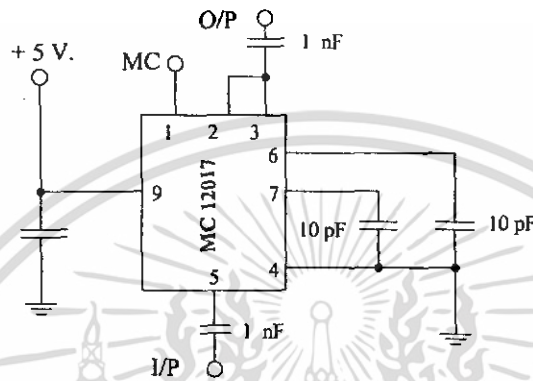


รูปที่ 3.6 วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ โดยใช้ไอซี MC 1648

3.6 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์ แบบสองโมดูลัส

เป็นวิธีที่จะทำให้ระบบสังเคราะห์ความถี่ผลิตความสูงมากได้อีกวิธี โดยในวงจรนี้จะใช้ไอซีเบอร์ MC 12017 ซึ่งจะทำการหารล่วงหน้าก่อน หมายถึงมีการทำงานในลักษณะที่หารได้สองครั้ง ด้วยค่าสองค่าสลับกันไป ไอซีตัวเดียว ซึ่งไอซีตัวนี้จะหารได้สองค่าคือ 64 และ 65 นิยมเรียกไอซี ชนิดนี้ว่าพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

จากวงจรให้ป้อนไฟเลี้ยง +5 โวลต์ ให้แก่วงจรโดยต่อเข้ากับขา Vcc ส่วนขา SW จะเป็น ตัวเลือกโหมดการหารซึ่งเราสามารถเลือกได้โดยใส่สัญญาณ High หรือ Low (ดูรายละเอียดใน data sheet) ในวงจรจะเลือกการหาร 64/65 ส่วนขา MC จะต่อกับไอซี MC 145152-2 เพื่อเป็นโปรแกรมว่า ขณะนั้นพริสเกลเลอร์ หารด้วยค่าอะไร (64/65) ขา IN (ขา 5) จะนำสัญญาณที่ได้จากวงจรควบคุมความถี่ ด้วยความต่างศักย์เข้ามาเป็นอินพุตของไอซี โดยสัญญาณที่ป้อนให้กับวงจรพริสเกลเลอร์นั้นควรมี กำลังงานอยู่ในช่วง -5 dBm ถึง 0 dBm



รูปที่ 3.7 วงจรพริสเกลเลอร์

เอาท์พุทของวงจรพริสเกลเลอร์ จะไปเป็นอินพุตให้แก่วงจรเปรียบเทียบเฟสต่อไปนั้น จะมีรูป สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม และมีความถี่เป็นไปตามสมการดังนี้

$$f_{out} = f_m / n$$

$$n = 64 \text{ เมื่อ } MC = 0$$

$$n = 65 \text{ เมื่อ } MC = 1$$

3.7 การออกแบบวงจรเปรียบเทียบเฟส

เป็นวงจรที่ใช้ในการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณที่ได้รับจากวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่าง ศักย์กับเฟสของความถี่อ้างอิง โดยวงจรสังเคราะห์ความถี่สามารถผลิตความถี่ได้ตรงตามที่ต้องการก็ ต่อเมื่อเฟสนั้นสองเท่ากัน ในการทดลองนี้จะใช้ไอซี MC 145152-2 ซึ่งเป็นไอซีที่โปรแกรมได้ 16 บิต โดย 10 บิตบนจะกำหนดจาก N เคาต์เตอร์ และ 6 บิตล่างจะกำหนดจาก A เคาต์เตอร์

จากการออกแบบเรากำหนดให้ภายในไอซีมีความถี่อ้างอิง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งในส่วนของความถี่ อ้างอิงนี้จะใช้คริสตัลอสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นตัวอ้างอิง โดยเราจะสามารถหารความถี่ของ คริสตัลอสซิลเลเตอร์ ให้มีความถี่เท่ากับความถี่อ้างอิงที่ต้องการคือ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ได้โดยกำหนดค่า RA0, RA1 และ RA2 เป็น 1 0 1 ตามลำดับ ซึ่งจาก data sheet จะเห็นว่าเมื่อเรากำหนดค่า RA0, RA1 และ RA2 ซึ่งจะต่อเข้ากับขา 4, 5, 6 ของไอซีเป็นค่า 1 0 1 แล้วจะทำให้ค่าเป็น 1024 ดังนั้น เมื่อนำไปหาร ค่าความถี่คริสตัลอสซิลเลเตอร์แล้วจะทำให้ได้ค่าความถี่อ้างอิงที่ออกที่ขา OSC_{out} (ขา 26) มีค่าเท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามที่เรากำหนด การที่เราจะโปรแกรมให้วงจรสามารถผลิตความถี่ที่เราต้องการนั้น

สามารถคำนวณได้จากสมการข้างล่าง เมื่อได้ค่า N และค่า A แล้วก็ทำการแปลงให้เป็นค่าในเลขฐานสอง ก่อนที่จะป้อนเข้าสู่วงจร

$$N_t = NP + A \quad (3.2)$$

โดยที่ N_t คือ ความถี่ที่เราต้องการหารด้วยความถี่อ้างอิง

N คือ ตัวโปรแกรม $N_0 - N_9 = 10$ บิต ซึ่งเป็นตัวหารตั้งแต่ 64 - 1023

A คือ ตัวโปรแกรม $A_0 - A_5 = 6$ บิต ซึ่งเป็นตัวหารตั้งแต่ 0 - 63

P คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์

เราต้องการความถี่จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 126.8 เมกกะเฮิร์ตซ์ จะได้ค่าต่างๆ ดังนี้

$$N_t = 126.8 \text{ เมกกะเฮิร์ตซ์} / 10 \text{ กิโลเฮิร์ตซ์} = 12680$$

$$P = 64$$

$$N = 198$$

$$A = 8$$

แปลงค่า N และ A ไปเป็นเลขฐานสองเพื่อป้อนให้แก่วงจรเปรียบเทียบเฟส

$$N = 198 = 0011000110$$

$$A = 8 = 001000$$

โดย N จะเป็น 10 บิตบน และ A จะเป็นบิตล่าง ซึ่งมีเรียงกันจะได้เป็น 0011000110001000 โดยตัวเลขด้านขวามือสุดคือค่า A_0 ซึ่งต่อเข้ากับขา 21 ของไอซี และตัวเลขทางซ้ายสุดจะเป็นค่า N_9 ซึ่งจะต่อเข้ากับขา 20 ของไอซี (ซึ่งการนับจะนับจากขวาไปซ้าย โดยเริ่มจาก A_0 ถึง A_5 และต่อด้วย N_0 ถึง N_9 ตามลำดับ) และป้อนไฟเลี้ยง +5 โวลต์ ให้แก่วงจร โดยต่อเข้ากับขา V_{dd} (ขา 3) ส่วนขา V_{ss} (ขา 2) จะต่อลงกราวด์ สัญญาณอินพุตจากพรีสเกลเลอร์จะถูกคัปปลิ่งเข้ามาทางขา fin (ขา 1) สัญญาณอินพุตนี้เสมือนเป็น clock เข้าไปทริกให้หารด้วย N และขา A Φ_R (ขา 7) และขา Φ_V (ขา 8) นั้นจะต่อเข้าเป็นอินพุตของวงจรฟลิปฟล็อป ซึ่งถ้าความถี่ f_V มากกว่า f_R หรือถ้าเฟสของ f_V นำอยู่จะทำให้ Φ_V เป็นสัญญาณระดับต่ำและ Φ_R เป็นสัญญาณระดับสูง อีกกรณีหนึ่งถ้า ความถี่ f_V น้อยกว่า f_R หรือถ้าเฟสของ f_V ตามอยู่จะทำให้ Φ_V เป็นสัญญาณระดับสูง และ Φ_R เป็นสัญญาณระดับต่ำ และถ้าความถี่ f_V เท่ากับ f_R และเฟสตรงกัน จะทำให้ Φ_V และ Φ_R เป็นสัญญาณระดับสูงตลอด แต่ก็จะมีช่วงหนึ่งที่เป็นสัญญาณระดับต่ำ คือ ช่วงทั้งสองเป็นสัญญาณระดับต่ำพร้อมกัน ซึ่งความต่างเฟสของ Φ_R และขา Φ_V จะถูกเปลี่ยนเป็นค่าไฟตรงเพื่อส่งไปชดเชยที่วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ให้ผลิตความถี่ที่ต้องการ

ส่วนขา MC (ขา 9) นั้นจะต่อไปยังวงจรพรีสเกลเลอร์เพื่อกำหนดว่าขณะนั้นพรีสเกลเลอร์จะต้องหารด้วยค่าอะไร โดยสัญญาณที่ออกจากขา MC จะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม (square wave) โดยเริ่มต้นจะมีสัญญาณจนกว่าเคาน์เตอร์ A จะนับลงเป็น 0 หลังจากนั้นก็จะเปลี่ยนเป็นสัญญาณระดับสูงจนกว่าเคาน์เตอร์ N จะนับส่วนที่เหลือจากการนับไปพร้อมกับเคาน์เตอร์ A จนหมด {เพราะว่าขณะที่ A นับลดลง N ก็จะนับลดลงด้วยเพราะฉะนั้นเมื่อ A นับลงจนเป็น 0 แล้ว N จะต้องนับอีก ($N - A$) ครั้งจึงเท่ากับศูนย์} และ MC จะกลับไปเป็นสัญญาณระดับต่ำอีกครั้งเมื่อเคาน์เตอร์ถูกรีเซ็ตด้วยค่าที่ป้อนให้แก่วงจร

ขา LD (Lock Detector Output) ขา 28 จะเป็นขาที่ใช้ตรวจสอบว่าวงจรสังเคราะห์สามารถผลิตความถี่ได้ตรงตามที่ต้องการหรือไม่ โดยสัญญาณที่ขาจะเป็นสัญญาณระดับสูงก็แสดงว่า f_V และ f_R และเฟสตรงกันแล้ว นั่นคือวงจรนี้สามารถผลิตความถี่ที่เราต้องการได้ถูกต้องและเที่ยงตรงแล้ว

3.8 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์

วงจรฟิลเตอร์จะใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ LF 351 ซึ่งวงจรนี้จะนำเอาสัญญาณ Φ_R และขา Φ_V จากวงจรเปรียบเทียบเฟสมาเป็นอินพุต โดย Φ_R ต่อเข้าที่ขา 2 และ Φ_V ต่อเข้าที่ขา 3 เพื่อทำการเปรียบเทียบเฟสและแปลงค่าความแตกต่างออกมาเป็นแรงดันไฟตรง เพื่อไปควบคุมให้วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์สามารถผลิตความถี่ได้ตรงตามต้องการ และวงจรนี้ยังทำหน้าที่กรองความถี่ต่ำผ่านอีกด้วย

การคำนวณค่าต่างๆ ของวงจรสามารถคำนวณได้จาก

$$\omega_n = (K_p K_{VCO} / NC_1 R_1)^{1/2} \quad (3.3)$$

$$\xi = \omega_n C_2 R_1 / 2 \quad (3.4)$$

โดยที่ N คือจำนวนตัวหารทั้งหมดที่ได้มาจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ที่ต้องการ (f_o) กับความถี่อ้างอิง (f_R) ในที่นี้ความถี่ที่ต้องการคือ 126.8 เมกกะเฮิร์ตซ์ และความถี่อ้างอิง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ค่าดังนี้

$$N = f_o / f_R = 126.8 \text{ เมกกะเฮิร์ตซ์} / 10 \text{ กิโลเฮิร์ตซ์} = 12680$$

ค่า K_p คือค่าเกนของเฟสเทคเตอร์มีค่าเท่ากับ $V_{dd} / 2\pi$ ซึ่งค่า V_{dd} คือ ค่าของแหล่งจ่ายที่จ่ายให้กับวงจรเฟสเทคเตอร์มีค่าเท่ากับ 5 โวลต์

$$K_p = 5 / 2\pi = 0.7957$$

$$\text{ค่า } K_{VCO} \text{ คือค่าเกนของวงจรกำเนิดความถี่มีค่าเท่ากับ } 2\pi * (\Delta f_{VCO} / \Delta V_{VCO})$$

โดยที่ค่า $(\Delta f_{VCO} / \Delta V_{VCO})$ หาได้จากการวัดการทำงานของวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์จาก

$$\Delta f_{VCO} = f_{VCO(\max)} - f_{VCO(\min)} = 145.3 \text{ MHz} - 60.5 \text{ MHz} = 84.8 \text{ MHz}$$

$$\Delta V_{VCO} = V_{VCO(\max)} - V_{VCO(\min)} = 27\text{V} - 1.1\text{V} = 25.9 \text{ V}$$

$$K_{VCO} = 2\pi * (84.8 / 25.9) = 20.5179 \times 10^6 \text{ เรเดียน/โวลต์}$$

และเราจะกำหนด

$$\omega_n = 100 \text{ เรเดียน/โวลต์}$$

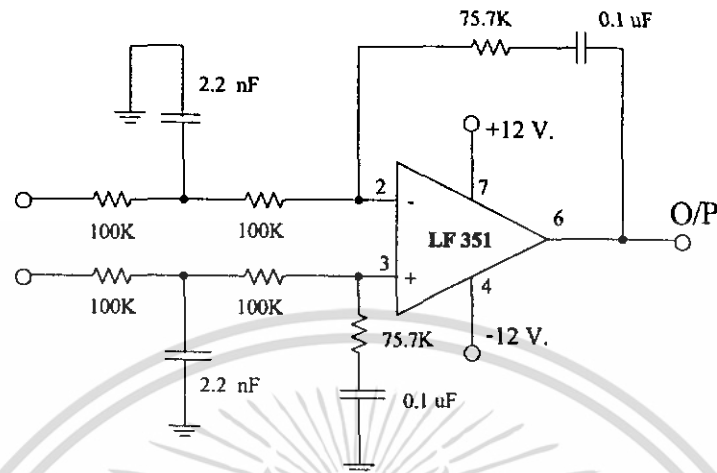
$$\text{Damping Factor} (\xi) = 1$$

เลือกใช้ค่า $C_1 = 0.1$ ไมโครฟารัด จะได้ค่า $R_1 = 1.29$ เมกกะโอห์ม และได้ $R_2 = 200$ กิโลโอห์ม และเพื่อป้องกันไม่ให้ออปแอมป์เกิดการอิ่มตัวสามารถแก้ไขได้โดยเพิ่มวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเข้าไปที่ขาอินพุตทั้งสองของออปแอมป์ โดยแยก R_1 ออกเป็น 2 ตัวที่มีค่าเท่าๆ กันและระหว่างค่า R ทั้งสองจะมีคาปาซิเตอร์ C_c ต่อลงกราวด์

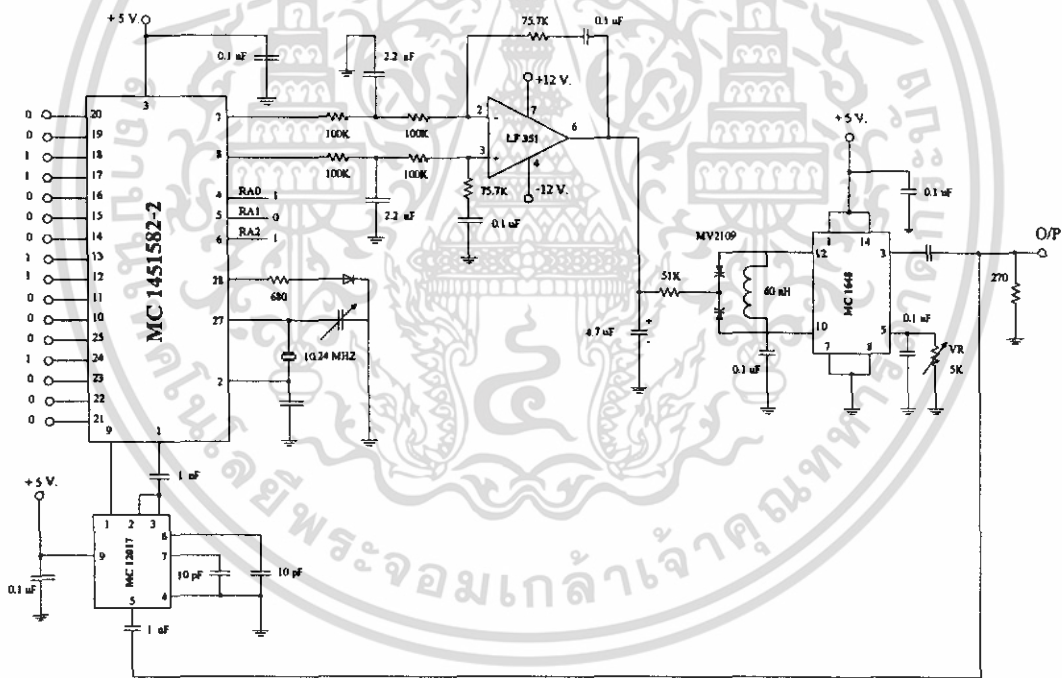
ค่าคาปาซิเตอร์ C_c สามารถคำนวณได้จาก

$$C_c = 4/2 R_1 f_{rc}$$

เมื่อ $f_{rc} = 20f_b$ และ $f_b = 0.01$ fs ในที่นี้ $f_s = 10$ กิโลเฮิรตซ์ จะได้ค่า $C_c = 77.46$ นาโนฟารัด



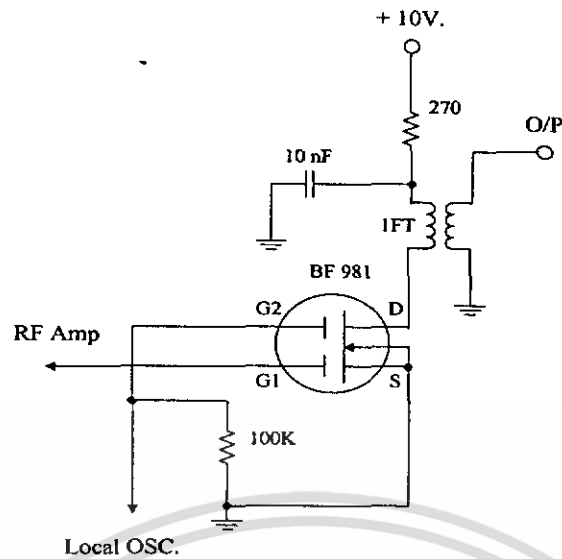
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรรูปฟิลเตอร์



รูปที่ 3.9 วงจรรวมของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกคูลูป

3.9 วงจรมิกเซอร์ (MIXER)

ในวงจรมิกเซอร์จะใช้เฟสเกทคู่ เบอร์ BF 981 ทำหน้าที่มิกซ์ สัญญาณความถี่ 137.5 เมกะเฮิรตซ์ ที่มาจากวงจรอาร์เอฟกับความถี่ 126.8 เมกะเฮิรตซ์ ที่มาจากวงจรรอสซิลเลเตอร์

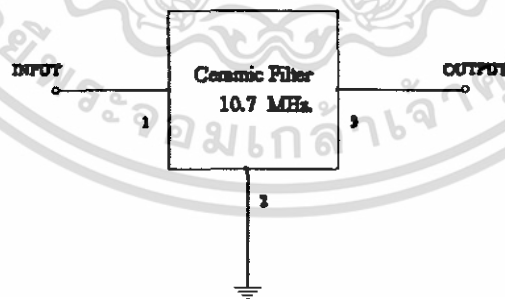


รูปที่ 3.10 วงจรมิกเซอร์

เอาต์พุตของวงจรจะเป็นสัญญาณไอเอฟ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยเราต้องการเฉพาะความถี่ ผลต่างระหว่างสัญญาณความถี่ 137.5 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่มาจากวงจรรีเฟกเตอร์กับความถี่ 126.8 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่มาจากวงจรรอสซิงเลเตอร์เท่านั้น ดังนั้นเอาต์พุตจากวงจรมิกเซอร์นี้จะผ่านวงจรกรองช่วงความถี่อีกครั้ง เพื่อกรองฮาร์โมนิกสูงทิ้งไป

3.10 วงจรกรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

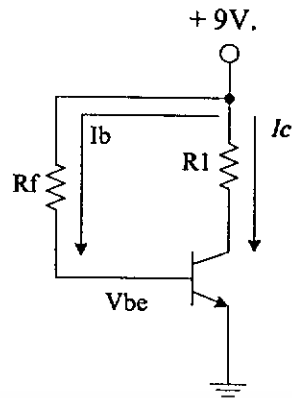
สัญญาณที่ออกมาจากวงจรมิกเซอร์นั้นจะมีฮาร์โมนิกอื่นๆ รวมอยู่ด้วย เพราะฉะนั้นจะต้องมี วงจรกรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ เพื่อให้ได้แถบความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์โดยไม่มี ฮาร์โมนิกอื่นๆ ปนออกมาในวงจรมิกเซอร์นี้ใช้เซรามิกฟิลเตอร์ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งมีการต่อวงจรตามรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรกรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

3.11 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแถบความถี่กลางจะมีสัญญาณต่ำ จึงจำเป็นต้องมีวงจรขยายสัญญาณ ในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป พิจารณาวงจรสมมูลทางคิซี (dc)



รูปที่ 3.12 วงจรสมมูลทางคิซีของวงจรคอมมอนอีมิเตอร์

กำหนดให้

$$V_{cc} = +9 \text{ V}$$

$$V_{be} = 0.65 \text{ V} \text{ (จากค่าคิซีท)}$$

$$\beta = 191$$

และ

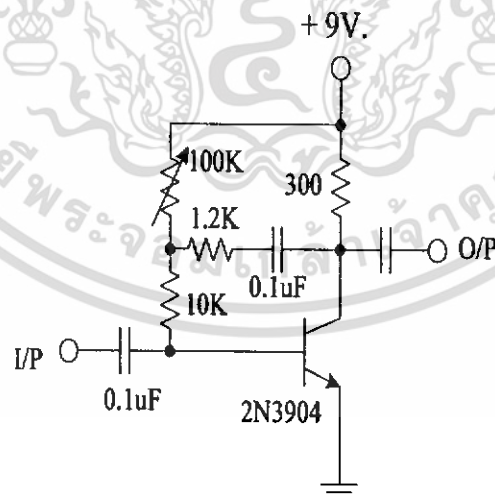
$$I_c = 10 \text{ mA}$$

คำนวณคิซีไบอัสจะได้ (dc bias) จะได้

$$R_1 = \frac{V_{cc} - V_c}{I_c} = 300 \Omega$$

$$R_f = \frac{V_{cc} - V_{be}}{I_b} = 46.38 \text{ K}\Omega$$

นำค่าที่ได้จากการต่อวงจรได้ดังรูปที่ 3.13



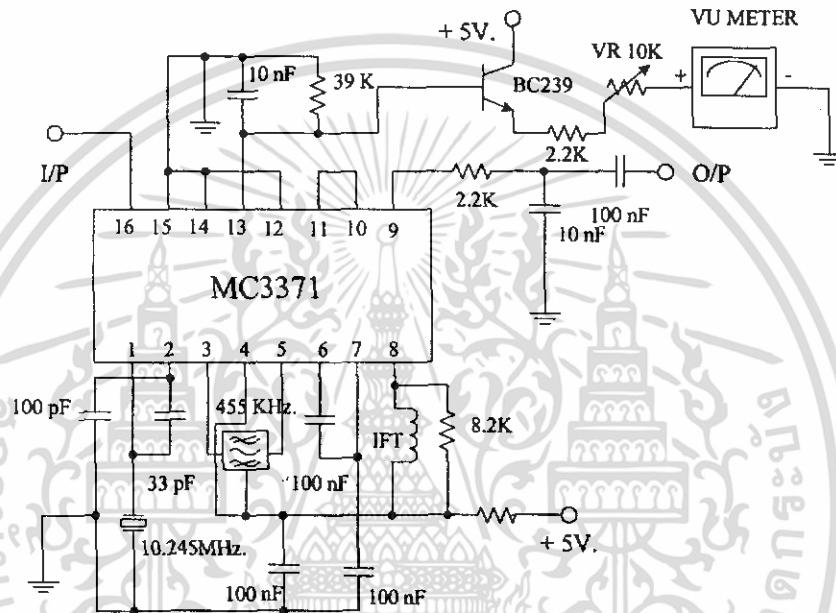
รูปที่ 3.13 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกกะเฮิรตซ์

3.12 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์

สัญญาณที่ส่งมาจากควเทียมมีการมอดูเลทแบบเอฟเอ็ม ดังนั้นในส่วนของวงจรมีเตอร์จะใช้ไอซีเบอร์ MC3371 เป็นไอซีเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ ต่อตามคาต้าชีท จะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

1. วงจรคริสตัลอสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ (Crystal Oscillator)
2. วงจรมิกเซอร์ (Mixer)
3. วงจรกรองแถบความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier)
4. วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ (FM Detector)

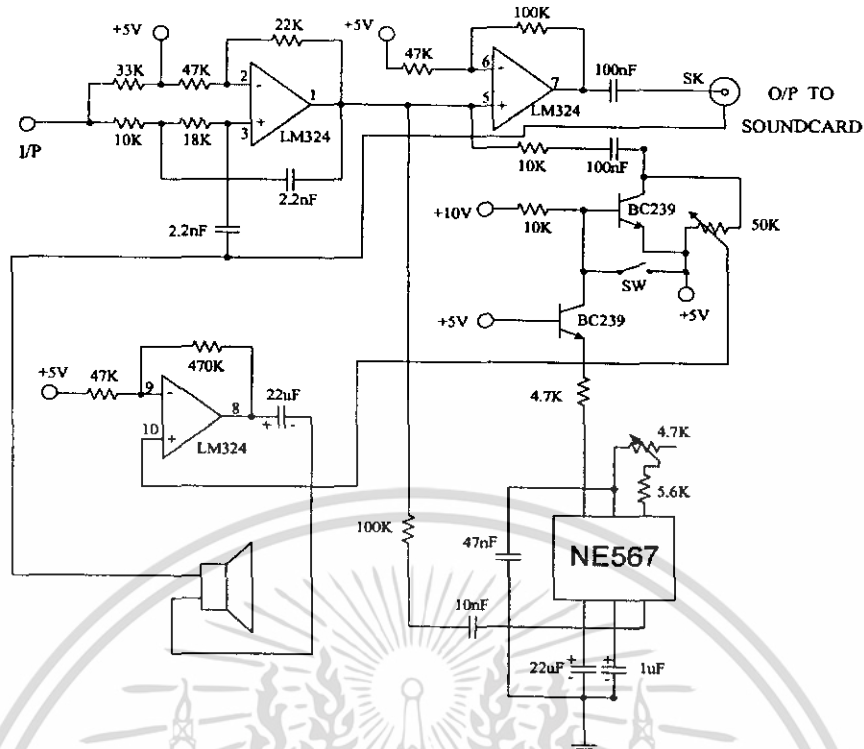
จากส่วนประกอบต่างๆ สามารถแสดงวงจรรวมของไอซีเบอร์ MC3371 ได้ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์

3.13 วงจรขยายสัญญาณเสียง

ลักษณะของวงจรขยายสัญญาณเสียงเป็นดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรขยายสัญญาณเสียง

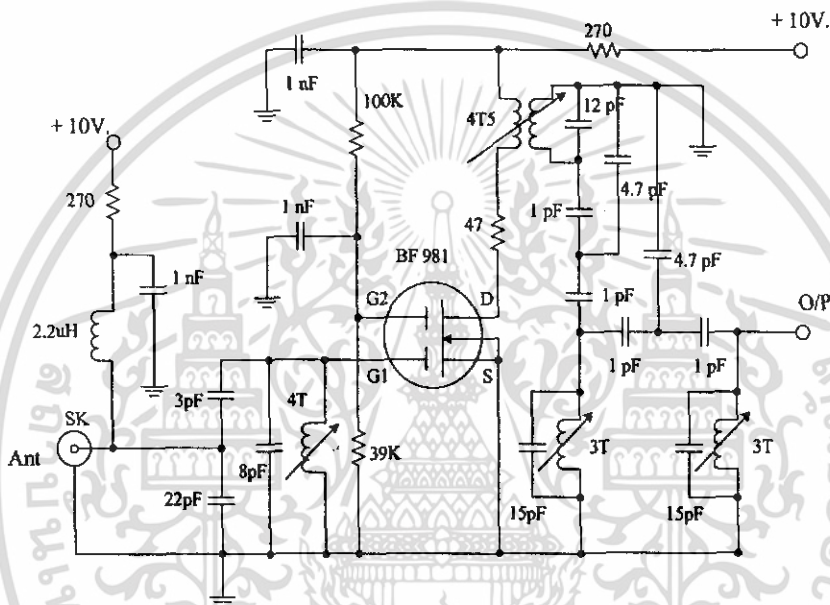
ในวงจรขยายสัญญาณเสียงจะประกอบด้วยกัน 2 ส่วน คือ ส่วนแรกจะเป็นส่วนของวงจรขยายเสียงที่ใช้ไอซีเบอร์ LM 324 ซึ่งเป็นไอซีที่มีเกนอัตราขยายสูงและมีออปแอมป์ประกอบภายในถึง 4 ตัว ซึ่งตรงตามความต้องการของวงจรที่ต้องการการขยายที่มีอัตราขยายสูงและต้องการใช้ออปแอมป์ถึง 3 ตัว ภายในไอซีตัวเดียว ส่วนที่สองเป็นส่วนของวงจรถอดสัญญาณเสียงหรือที่เรียกว่าวงจร Phase Lock Loop จะใช้ไอซีเบอร์ NE 567 ซึ่งเป็นไอซี Phase Lock Loop โดยเราต้องการใช้วงจรที่ความถี่ 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งก็คือสัญญาณเสียงที่ความถี่ทำมอดคูเลทกับสัญญาณภาพถ่าย ในการออกแบบวงจรสามารถออกแบบได้ตามค่าชี้ที่ ซึ่งวงจรนี้ถือเป็นวงจรสุดท้ายของเครื่องรับความถี่ตรวจสอบสภาพอากาศ ดังนั้นจึงมีการต่ออุปกรณ์ไปยังเอาต์พุตด้วย

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 เป็นการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้วงจรที่มีผลตอบสนองเป็นไปตามที่ต้องการ แต่ในทางปฏิบัติในวงจรต่างๆ ที่มีการออกแบบไว้อาจไม่ให้ผลตอบสนองที่ตรงกับทางทฤษฎีเสียทีเดียว โดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงจรความถี่สูงคงเป็นไปได้ยากที่วงจรจะสามารถให้ผลตอบสนองที่สมบูรณ์แบบทุกอย่าง

4.1 การทดลองวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ



รูปที่ 4.1 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ

ทำการทดสอบโดยใช้จิกเนอเรเตอร์ป้อนสัญญาณความถี่ที่ 40 – 240 เมกกะเฮิรตซ์ ปรับค่าแรงดันคงที่ -40 dBm และทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้แต่ละความถี่ซึ่งมีผลการสอบวงจรดังตารางที่ 4.1

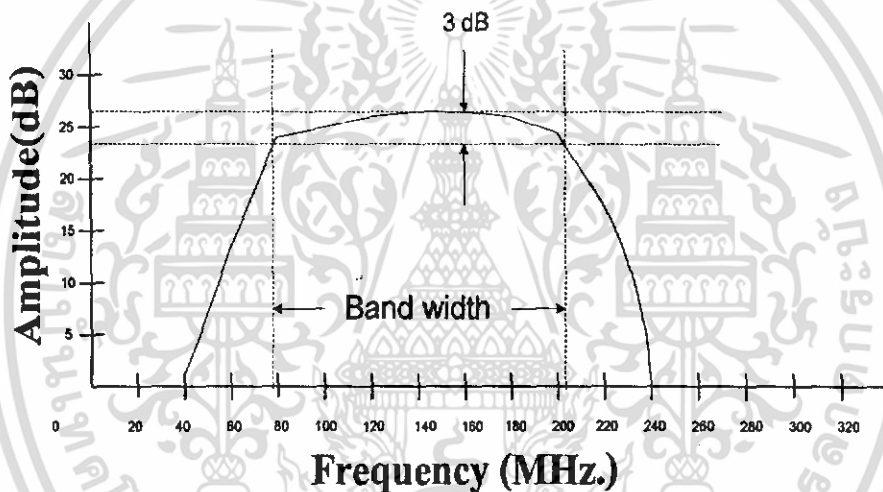
ตารางที่ 4.1 แสดงค่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ

ความถี่	แรงดัน (dB)
40 MHz.	1.0501
60 MHz.	13.014
80 MHz.	24.229
100 MHz.	25.153
120 MHz.	25.641

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ (ต่อ)

140 MHz.	26.039
160 MHz.	26.051
180 MHz.	25.112
200 MHz.	24.013
220 MHz.	17.496
240 MHz.	1.1234

แล้วนำผลที่ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตนั้นมาพล็อตเป็นกราฟ เพื่อหาแบนด์วิธของวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ ซึ่งมีแบนด์วิธเท่ากับ 79 - 204 เมกกะเฮิรตซ์ ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงผลตอบสนองของความถี่ของวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ

4.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ใช้หลักการของเฟสล็อกคัลป ประกอบด้วยส่วนสำคัญๆ ดังนี้

4.2.1 วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ (VCO)

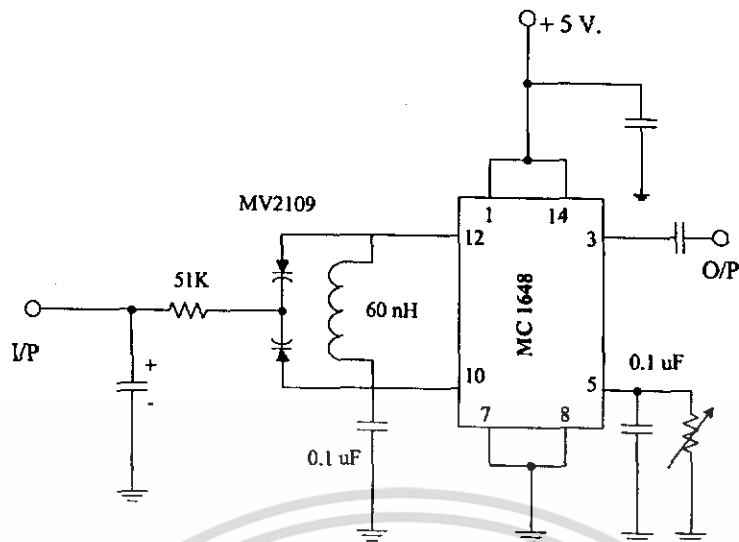
4.2.2 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

4.2.3 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

4.2.4 วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase detector)

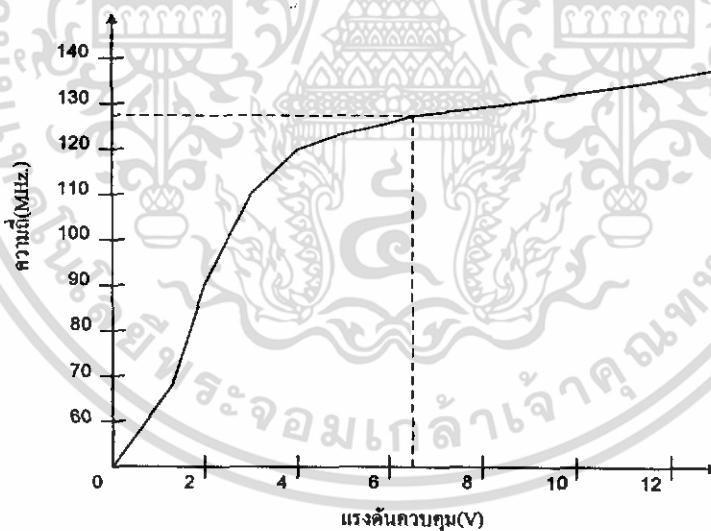
4.2.1 วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ (VCO)

ทำการทดสอบวงจร โดยการป้อนแรงดันไฟตรงเข้าที่อินพุตของวงจรจากนั้น วัดความถี่ที่เอาต์พุต โดยใช้ออสซิลโลสโคปหรือสเปกตรัมอะนาไลเซอร์ของวงจร แล้วค่อยๆ ปรับแรงดันไฟตรงเพิ่มขึ้นทีละน้อย สังเกตการณ์เปลี่ยนแปลงของความถี่ที่เอาต์พุต



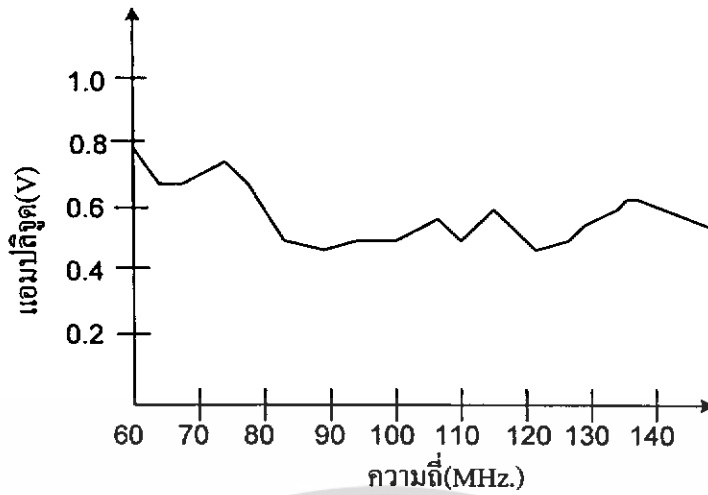
รูปที่ 4.3 วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ (VCO)

จากการทดลองจะเห็นว่าความถี่ที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ (VCO) จะเปลี่ยนไปตามขนาดของแรงดันไฟตรงที่ป้อนอินพุต สามารถนำมาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงที่ควบคุมกับความถี่เอาต์พุต และความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณที่เอาต์พุตกับขนาดของสัญญาณที่เอาต์พุต

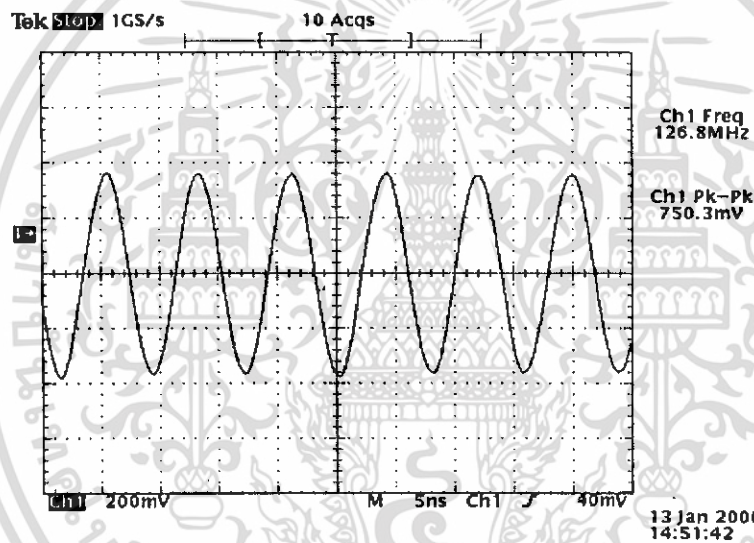


รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงอินพุตกับความถี่เอาต์พุต

จากรูปที่ 4.4 จะเห็นว่าบริเวณเส้นปะคือความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาต์พุตของวีซีไอความถี่ 126.8 เมกกะเฮิร์ตซ์ และแรงดันควบคุมด้านอินพุตที่มีค่าประมาณ 6.4 โวลต์

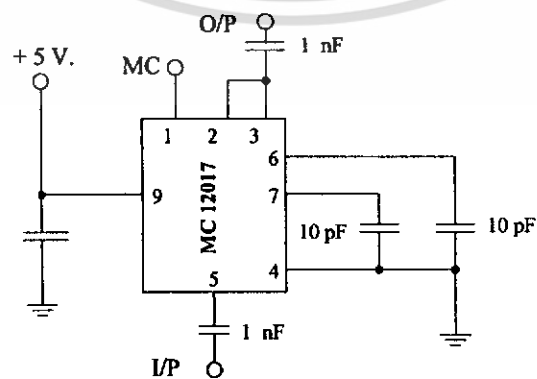


รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาต์พุตกับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต



รูปที่ 4.6 สัญญาณที่วัดได้จากวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ (VCO)

4.2.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส



รูปที่ 4.7 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

จากรูปวงจรให้ป้อนไฟเลี้ยง +5 โวลต์ ให้แก่วงจรโดยต่อเข้าที่ขา Vcc ส่วนขา SW จะเป็นตัวเลือกโหมดการหารซึ่งเราสามารถเลือกได้โดยใส่สัญญาณ High หรือ Low (ดูรายละเอียดใน data sheet) ในวงจรจะเลือกการหาร 64/65 ส่วนขา MC จะต่อกับไอซี MC 145152-2 เพื่อเป็นโปรแกรมว่าขณะนั้นวงจรฟรีสแกลเลอร์ทำการหารด้วยค่าอะไร (64/65) ขา IN (ขา5) จะนำสัญญาณที่ได้จากวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์เข้ามาเป็นอินพุทของไอซี โดยสัญญาณที่ป้อนให้กับวงจรฟรีสแกลเลอร์นั้นควรมีกำลังงานอยู่ในช่วง -5 dBm ถึง 0 dBm ในการทดลองทำการป้อนความถี่ 126.8 เมกกะเฮิรตซ์ จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมโดยความถี่ด้านเอาต์พุตจะมีค่าเป็นดังนี้

$$f_{out} = f_{in} / n$$

โดย f_{in} คือ ความถี่ที่ได้จากวงจรวีซีโอ

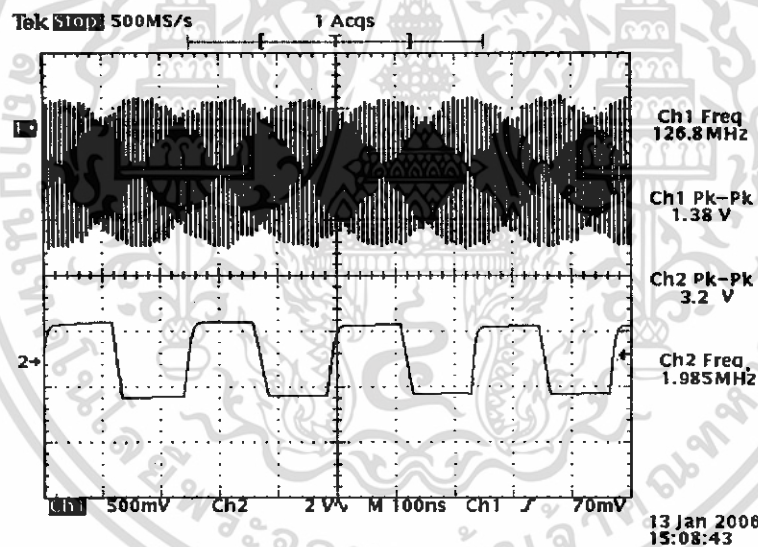
f_{out} คือ ความถี่ที่ได้จากวงจรฟรีสแกลเลอร์

N คือ จำนวนตัวหาร ; n = 64 เมื่อ MC = 0

n = 65 เมื่อ MC = 1

เมื่อ $f_{in} = 126.8 \text{ MHz.}$

$$f_{out} = 126.8 \text{ MHz.} / 64 = 1.981 \text{ MHz.}$$

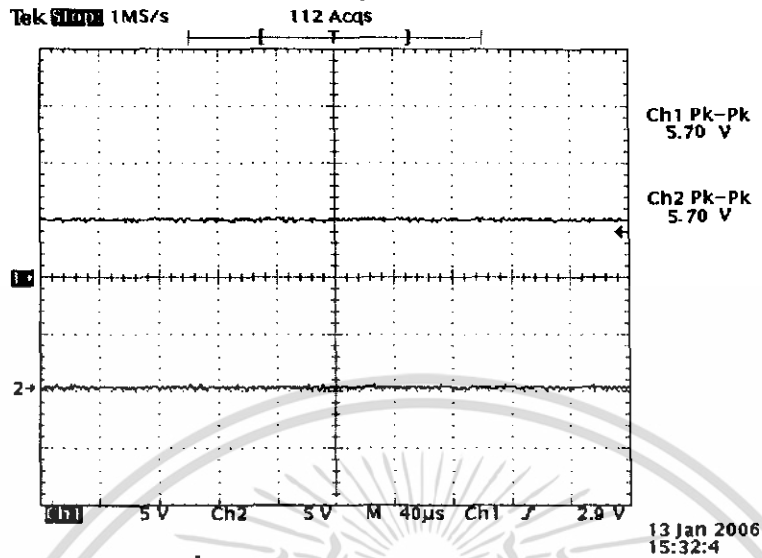


รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณเปรียบเทียบจากวงจรวีซีโอและวงจรฟรีสแกลเลอร์

4.2.3 วงจรเปรียบเทียบเฟส และวงจรรูปฟิตเตอร์

การทดลองทำได้โดย นำสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรฟรีสแกลเลอร์ต่อเข้ากับวงจรเฟสดีเทคเตอร์และวงจรรูปฟิตเตอร์ที่โปรแกรมค่า N และค่าแอมพลิจูด A ไว้แล้วเลือกที่ความถี่ 126.8 เมกกะเฮิรตซ์ จะเปรียบเทียบระหว่างเฟสของสัญญาณอ้างอิงซึ่งได้มาจากคริสตัล 10.24 เมกกะเฮิรตซ์ และเฟสของสัญญาณวีซีโอ โดยสามารถตรวจสอบได้ว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่อยู่ในสถานะล็อกหรือไม่ โดยถ้าระบบอยู่ในสถานะล็อก เฟสของสัญญาณอ้างอิงและเฟสของสัญญาณวีซีโอต้องเท่ากัน โดยจะดูจากสัญญาณ Φ_V และ Φ_R

จะต้องอยู่ในสภาวะ High จะมีช่วงเวลาสั้นๆ เท่านั้นที่สัญญาณจะอยู่ในสภาวะ Low และหาสัญญาณที่ขา LD (Lock Detector Output) คือขา 28 ของไอซีจะต้องอยู่ในสภาวะ High ด้วย

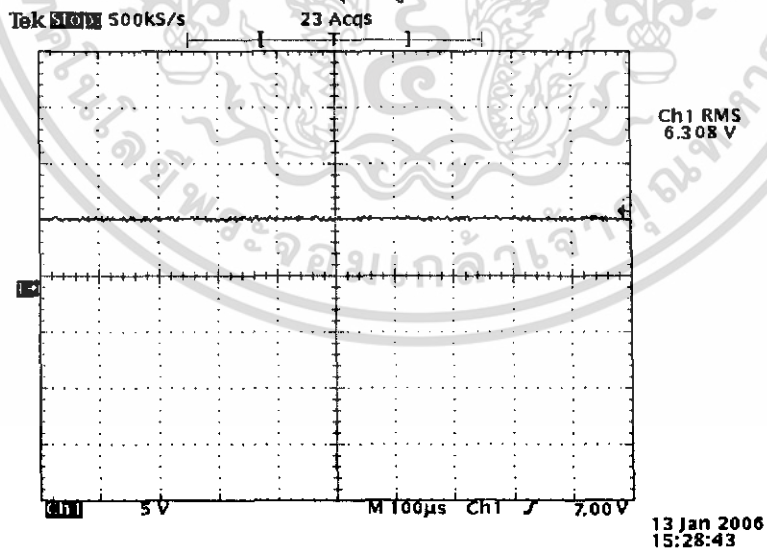


รูปที่ 4.9 สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์

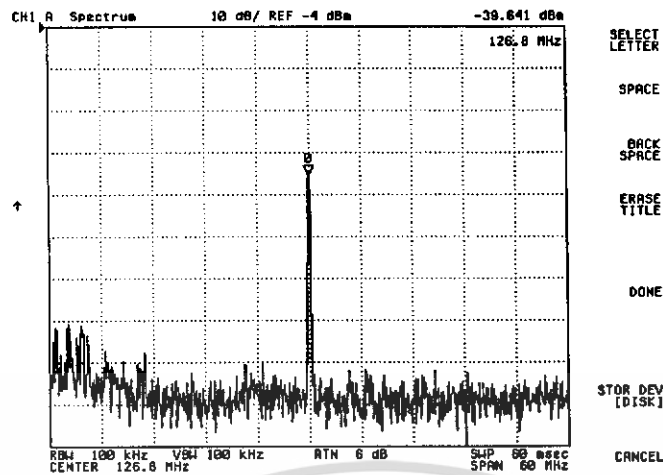
CH 1 คือ สัญญาณเอาต์พุต Φ_R ที่ขา 7

CH 2 คือ สัญญาณเอาต์พุต Φ_V ที่ขา 8

ในส่วนของวงจรรูปฟิลเตอร์จะสร้างแรงดันไฟตรงไปควบคุมวงจรวีซีไอ จากกราฟแสดง ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและความถี่เอาต์พุต ของวงจรวีซีไอจะเห็นว่าความถี่ 126.8 เมกะเฮิร์ตซ์ จะต้องมีแรงดันควบคุมที่อินพุตประมาณ 6.3 โวลต์ ซึ่งอยู่ในสภาวะลอคความถี่ วงจรรูปฟิลเตอร์ก็จะสร้างแรงดันไฟตรง 6.3 โวลต์ โดยมีระดับแรงดันเอาต์พุตดังรูปที่ 4.10



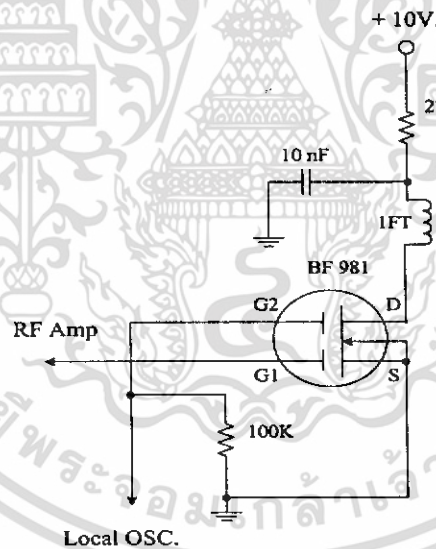
รูปที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรูปฟิลเตอร์



รูปที่ 4.11 สัญญาณความถี่ 126.8 เมกกะเฮิรตซ์ที่ได้จากวงจรส่งเคราะห์ความถี่

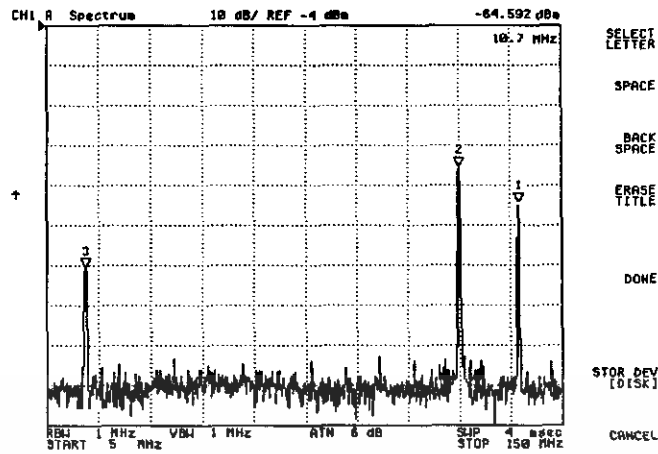
4.3 วงจรมิกเซอร์ (MIXER)

ในวงจรมิกเซอร์จะใช้เฟลทเททท์ เบอร์ BF 981 ทำหน้าที่มิกซ์ สัญญาณความถี่ 137.5 เมกกะเฮิรตซ์ ที่มาจากวงจรอาร์เอฟกับความถี่ 126.8 เมกกะเฮิรตซ์ ที่มาจากวงจรออสซิลเลเตอร์



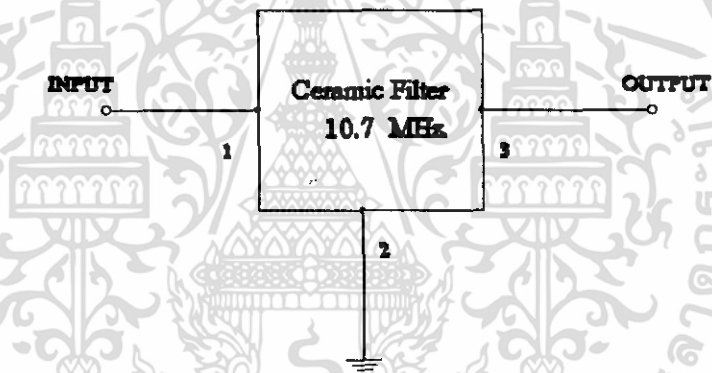
รูปที่ 4.12 วงจรมิกเซอร์

ทำการทดลองโดยป้อนสัญญาณจากซิกแนลเจนเนเรเตอร์ที่ความถี่ 137.5 เมกกะเฮิรตซ์ เข้าที่ขาเกต 1 (ขา G1) และทำการป้อนสัญญาณจากวงจรส่งเคราะห์ความถี่ที่ความถี่ 126.8 เมกกะเฮิรตซ์ เข้าที่ขาเกต 2 (ขา G2) และทำการวัดสัญญาณเอาท์พุทที่ขาเดรนของเฟลทเททท์ เบอร์ BF 981 ซึ่งจะมีสัญญาณที่ได้ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 ความถี่เอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์

4.4 การทดสอบวงจรกรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์



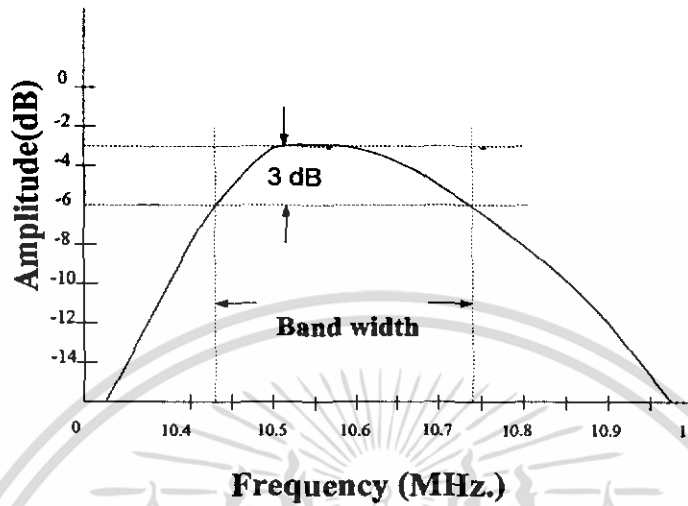
รูปที่ 4.14 วงจรกรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

ทำการทดสอบโดยใช้จิกเนอเรเตอร์ป้อนสัญญาณความถี่ที่ 10.40 - 10.90 เมกะเฮิร์ตซ์ ปรับค่าแรงดันคงที่ 10 โวลต์ และทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้แต่ละความถี่ ซึ่งมีผลการทดสอบวงจรดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

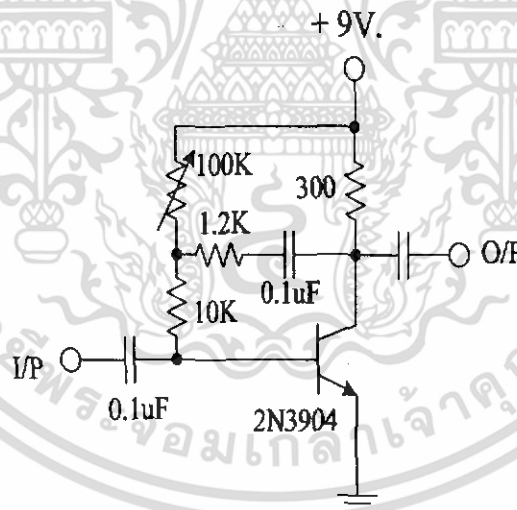
ความถี่	แรงดัน(dB)
10.40 MHz.	-8.068
10.50 MHz.	-3.223
10.60 MHz.	-3.125
10.70 MHz.	-5.246
10.80 MHz.	-8.412
10.90 MHz.	-11.734

แล้วนำผลที่ทำการวัดสัญญาณเอาท์พุทนั้นมาพล็อตเป็นกราฟ เพื่อหาแบนด์วิธของวงจรกรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งมีแบนด์วิธเท่ากับ 10.43 - 10.74 เมกกะเฮิร์ตซ์ ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.15



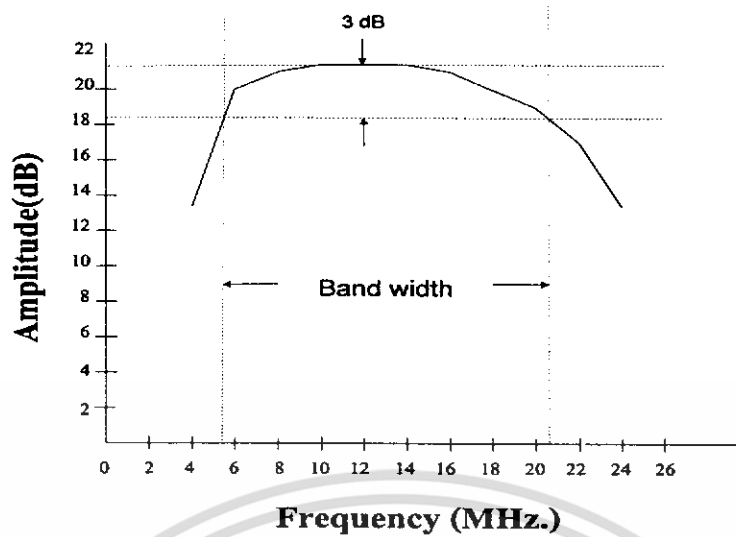
รูปที่ 4.15 กราฟแสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

4.5 การทดสอบวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.16 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์

ทำการทดสอบโดยใช้จิกเนอเรเตอร์ป้อนสัญญาณความถี่ที่ 4 เมกกะเฮิร์ตซ์ ถึง 24 เมกกะเฮิร์ตซ์ ปรับค่าแรงดันที่ 1 โวลต์ และทำการวัดสัญญาณเอาท์พุทที่ได้ มีการขยายแอมพลิจูดเป็น 4.8 - 12 โวลต์ และความถี่ที่วัดได้ก็เป็นความถี่เดิมไม่มีการเปลี่ยนซึ่งตรงตามคุณสมบัติของวงจร คือขยายแอมพลิจูดแต่ไม่เปลี่ยนแปลงความถี่ โดยสามารถเปลี่ยนอัตราขยายโดยปรับตัวต้านทานปรับค่าได้ 100 กิโลโอห์ม และนำมาสัญญาณเอาท์พุทที่ได้มาทำการพล็อตกราฟ เพื่อหาแบนด์วิธของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งมีแบนด์วิธเท่ากับ 5.3 - 20.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.17



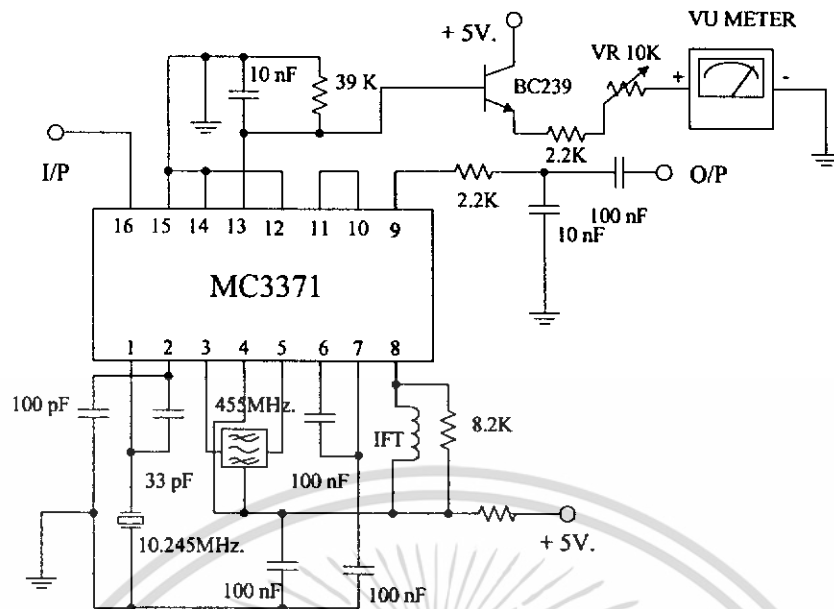
รูปที่ 4.17 กราฟแสดงผลตอบสนองของความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง ที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

4.6 การทดสอบไอซีเบอร์ MC3371

สัญญาณที่ส่งมาจากควาเทียมมีการมอดูเลทแบบเอฟเอ็ม ดังนั้นในส่วนของวงจรดีเทคเตอร์จะใช้ ไอซีเบอร์ MC3371 เป็นไอซีเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ ต่อตามลำดับจะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

- 4.6.1 วงจรคริสตัลอสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ (Crystal Oscillator)
- 4.6.2 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)
- 4.6.3 วงจรกรองแถบความถี่กลาง 455 กิโลเฮิรตซ์ (IF Amplifier)
- 4.6.4 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ (FM Detector)

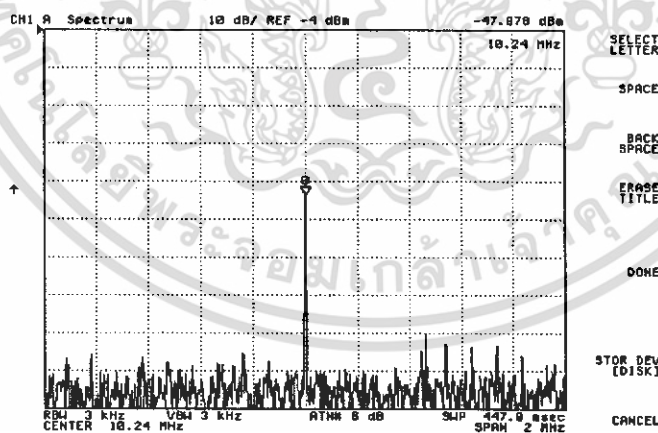
จากส่วนประกอบต่างๆ สามารถแสดงวงจรรวมของไอซีเบอร์ MC3371 ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์แบบซึ่งเกิดคอนเวอร์ชัน

4.6.1 การทดสอบวงจรคริสตัลอสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ (Crystal Oscillator)

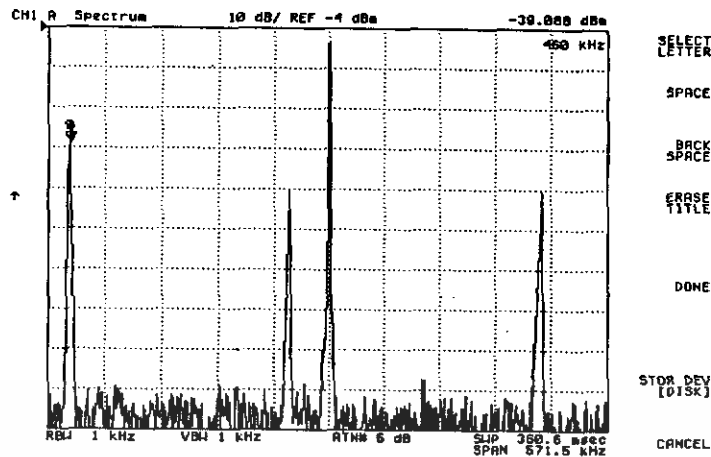
โดยการวัดสัญญาณที่ขา 3 ของไอซี เบอร์ MC 3371 ซึ่งไม่ต้องป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขา 16 สัญญาณที่วัดได้ที่ขา 3 ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.19 ซึ่งได้ความถี่ตรงตามความต้องการ คือ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยไม่มีความถี่อื่นๆ รบกวน



รูปที่ 4.19 สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรคริสตัลอสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์

4.6.2 การทดสอบวงกรมิกเซอร์ (Mixer)

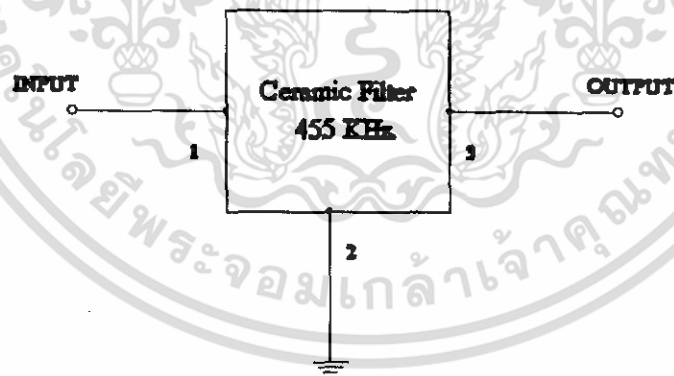
โดยการวัดสัญญาณที่ขา 3 ของไอซี เบอร์ MC 3371 ซึ่งใช้ซิกแนลเจนเนเรเตอร์ป้อนสัญญาณอินพุตที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เข้าที่ขา 16 สัญญาณที่วัดได้ที่ขา 3 ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์

จากสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ จะประกอบด้วยความถี่ 4 ความถี่ด้วยกัน ความถี่แรก ก็คือความถี่ผลต่างของความถี่อินพุตทั้งสองมีค่าเท่ากับ 460 กิโลเฮิร์ตซ์ ส่วนความถี่ที่สอง คือความถี่อินพุตที่เกิดจากวงจรคริสตัลลอซซิสเลเตอร์มีค่าเท่ากับ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ สำหรับความถี่ที่สาม คือความถี่อินพุตที่ขา 16 มีค่าเท่ากับ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ และความถี่สุดท้าย คือความถี่ผลบวกของความถี่อินพุตทั้งสองมีค่าเท่ากับ 20.94 เมกะเฮิร์ตซ์

4.6.3 การทดสอบวงจรกรองแถบความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์



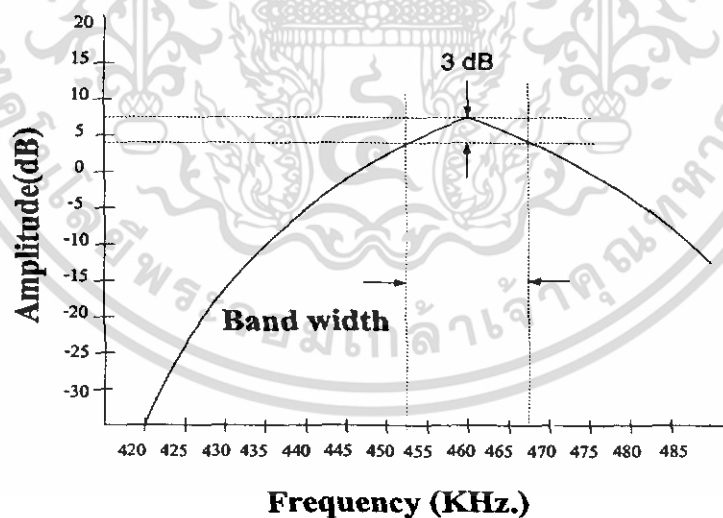
รูปที่ 4.21 วงจรกรองแถบความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์

ทำการทดสอบโดยใช้ซิกแนลเจนเนอเรเตอร์ป้อนสัญญาณความถี่ที่ 420 - 964 กิโลเฮิร์ตซ์ ปรับค่าแรงดันคงที่ 10 โวลต์ และทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้แต่ละความถี่ ซึ่งมีผลการทดสอบวงจรดังตารางที่

ตารางที่ 4.3 แสดงค่าสัญญาณเอาต์พุต ของวงจรกรองแถบความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์

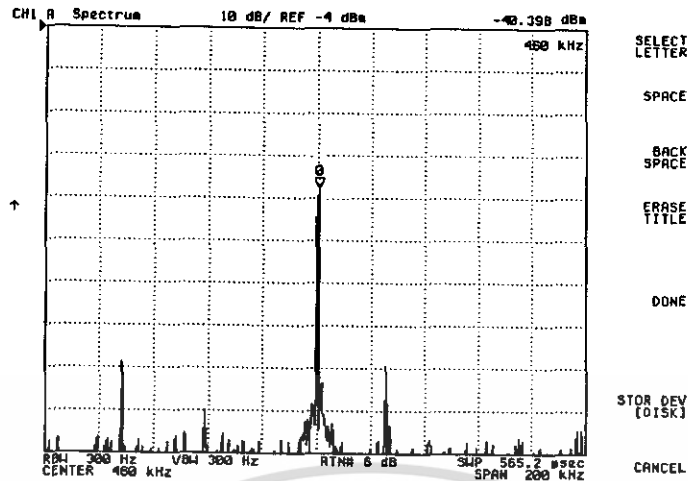
ความถี่	แรงดัน(dB)
420 KHz.	-28.153
425 KHz.	-24.933
430 KHz.	-23.667
435 KHz.	-19.904
440 KHz.	-16.940
455 KHz.	5.3300
460 KHz.	7.5200
465 KHz.	5.1200
490 KHz.	-19.056
500 KHz.	-21.873
905 KHz.	-22.715
965 KHz.	-23.378

แล้วนำผลที่ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตนั้นมาพล็อตเป็นกราฟ เพื่อหาแบนด์วิธของวงจรกรองแถบความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งมีแบนด์วิธเท่ากับ 452 – 469 เมกกะเฮิร์ตซ์ ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 กราฟแสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์

เมื่อนำวงจรเซรามิกฟิลเตอร์ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ มาต่อเข้ากับไอซี MC 3371 โดยการวัดสัญญาณที่ขา 5 ของไอซี เบอร์ MC 3371 ซึ่งใช้ชิคแนลเจนเนเรเตอร์ป้อนสัญญาณอินพุตที่ความถี่ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ เข้าที่ขา 16 สัญญาณที่วัดได้มีที่ขา 5 ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.23

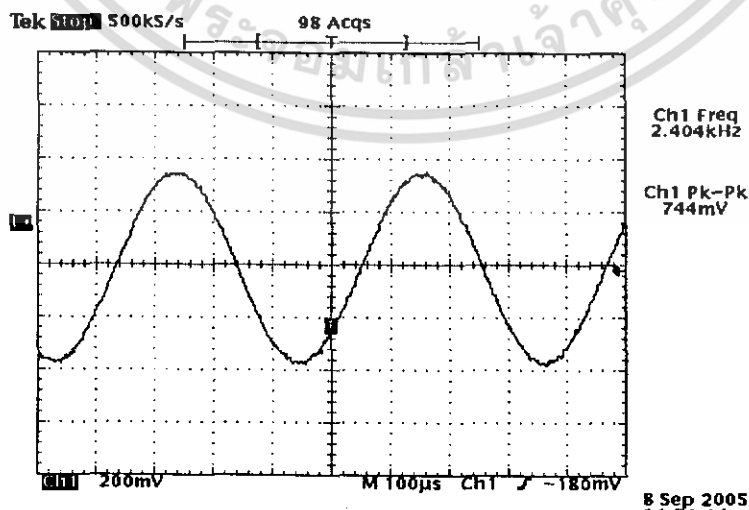


รูปที่ 4.23 สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์

ในการใช้งานจริงนั้นบางครั้งเราจะนิยมใช้วงจรกรองแถบความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์หรือที่เรียกว่า เซรามิกฟิลเตอร์ ด้วยกันถึง 2 ตัวภายในวงจรเดียวกัน เหตุผลที่นิยมใช้เซรามิกฟิลเตอร์ 2 ตัว ภายในวงจรเดียวกันนั้น เนื่องจากบางครั้งความถี่ที่เราต้องการกรองนั้นมีความถี่ที่ใกล้เคียงกันกับความถี่ที่เราไม่ต้องการ จึงทำให้เมื่อกรองความถี่ผ่านเซรามิกฟิลเตอร์เพียง 1 ตัวนั้นอาจจะมีความถี่ที่ไม่ต้องการออกมาด้วย จึงต้องมีการกรองความถี่ผ่านเซรามิกฟิลเตอร์อีกครั้งหนึ่งเพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการเพียงความถี่เดียวเท่านั้น แต่ในกรณีที่ความถี่ที่เราต้องการกรองนั้นมีความถี่ไม่ใกล้เคียงกับความถี่ที่ไม่ต้องการ จึงทำให้เมื่อกรองผ่านเซรามิกฟิลเตอร์เพียง 1 ตัวนั้น ก็จะได้ความถี่ที่ต้องการเพียงความถี่เดียว

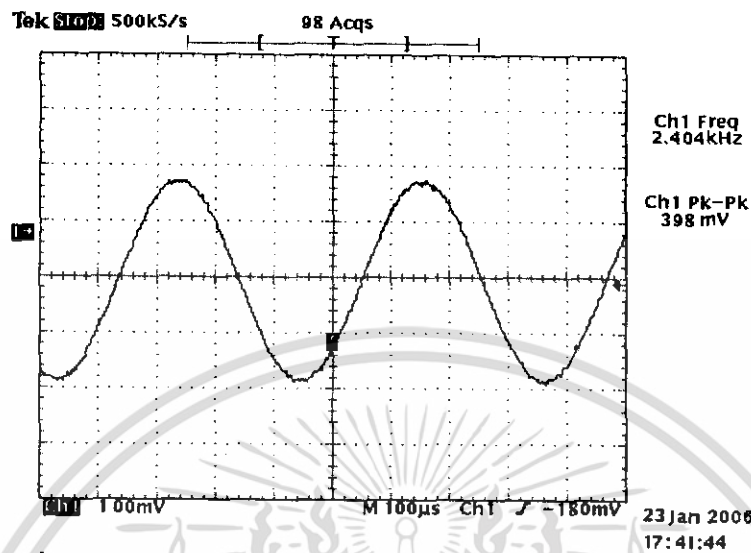
4.6.4 การทดสอบวงจรเฟมดีเทกเตอร์ (FM Detector)

ทำการทดสอบโดยการวัดสัญญาณที่ขา 9 ของไอซี เบอร์ MC 3371 ซึ่งใช้ชิปเนลเจนเนเรเตอร์ป้อนสัญญาณอินพุตที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ตั้งการมอดูเลทแบบเฟม โดยใช้ความถี่ 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ เข้าที่ขา 16 และทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 9 ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.24



รูปที่ 4.24 สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรเฟมดีเทกเตอร์

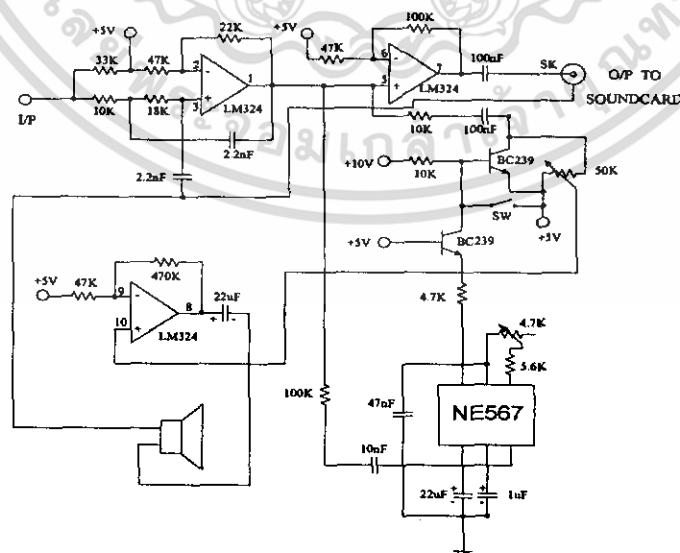
จากสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรเฟรมเอ็มดีเทคเตอร์ แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถดีเทคสัญญาณที่มีความถี่ 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ ได้โดยไม่มีสัญญาณอื่นๆ รบกวน



รูปที่ 4.25 สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรเฟรมเอ็มดีเทคเตอร์ วัตถุประสงค์ทำการรับสัญญาณจริงจากดาวเทียม

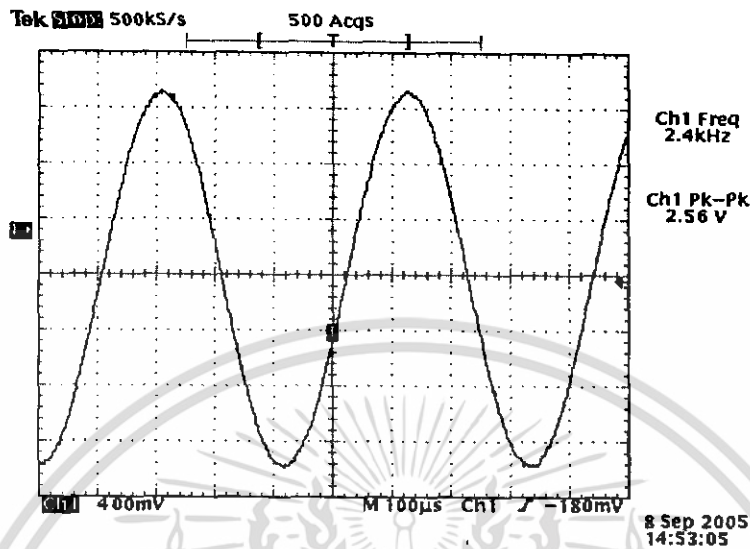
รูปที่ 4.25 สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรเฟรมเอ็มดีเทคเตอร์ วัตถุประสงค์ทำการรับสัญญาณจริงจากดาวเทียม โดยวัตถุประสงค์สัญญาณเอาต์พุตที่ขา 9 ของไอซี เบอร์ MC 3371 ในขณะที่ทำการรับสัญญาณจริงจากดาวเทียม จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่ 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นสัญญาณที่จะนำไปต่อกับ วงจรขยายสัญญาณเสียง เพื่อใช้งานต่อไป

4.7 วงจรขยายสัญญาณเสียง

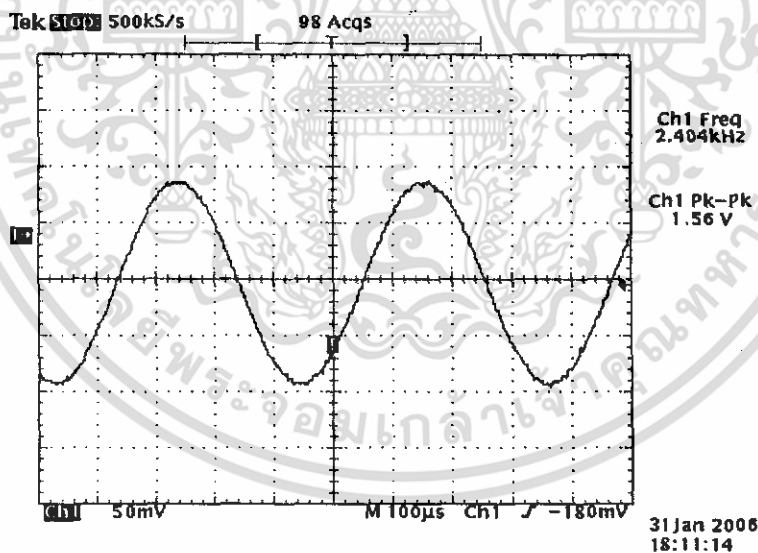


รูปที่ 4.26 วงจรขยายสัญญาณเสียง

ทำการทดสอบวงจร โดยป้อนสัญญาณจากจิกเนอเรเตอร์ที่มีความถี่ 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ มีขนาดแรงดันเท่ากับ 1 โวลต์ และวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 7 ของไอซี เบอร์ LM 324 จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังรูปที่ 4.27

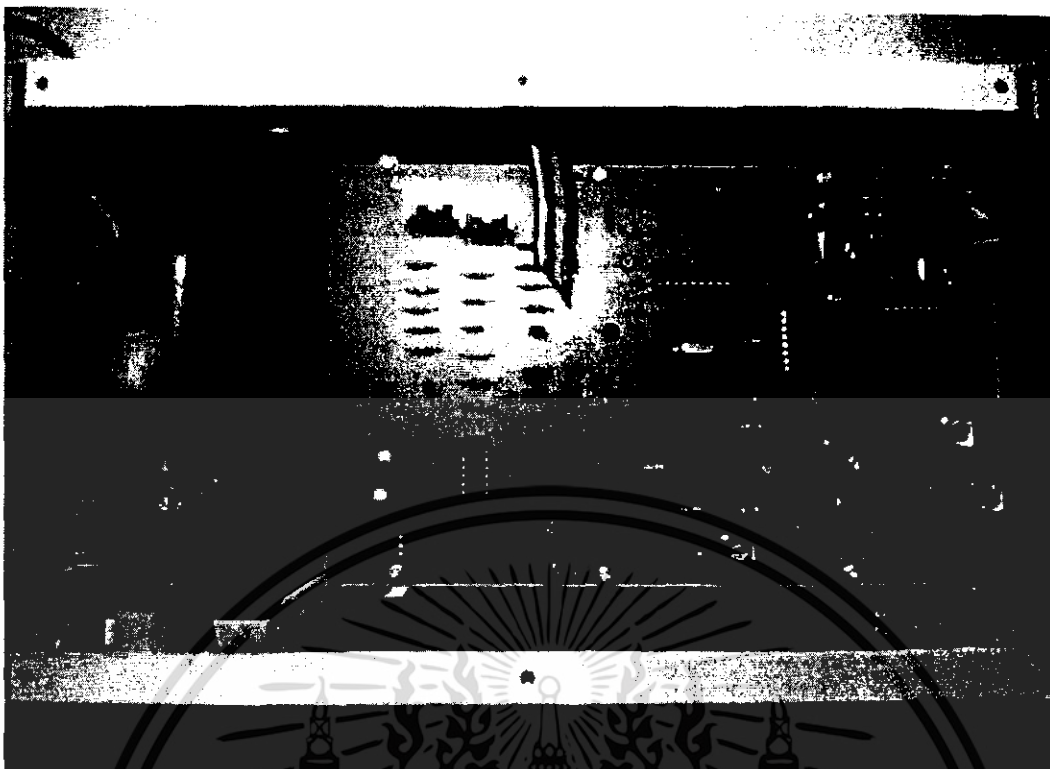


รูปที่ 4.27 สัญญาณเสียง 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ เมื่อผ่านวงจรขยายเสียง



รูปที่ 4.28 สัญญาณเสียง 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ วัดขณะทำการรับสัญญาณจริงจากดาวเทียม

รูปที่ 4.28 สัญญาณเสียง 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ วัดขณะทำการรับสัญญาณจริงจากดาวเทียม โดยทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 7 ของไอซี เบอร์ LM 324 ในขณะที่ทำการรับสัญญาณจริงจากดาวเทียม จะได้สัญญาณเอาต์พุต ซึ่งเป็นสัญญาณที่จะนำไปต่อกับ Sound Card ค่อยไปเพื่อทำการถอดสัญญาณภาพออกมานั่นเอง



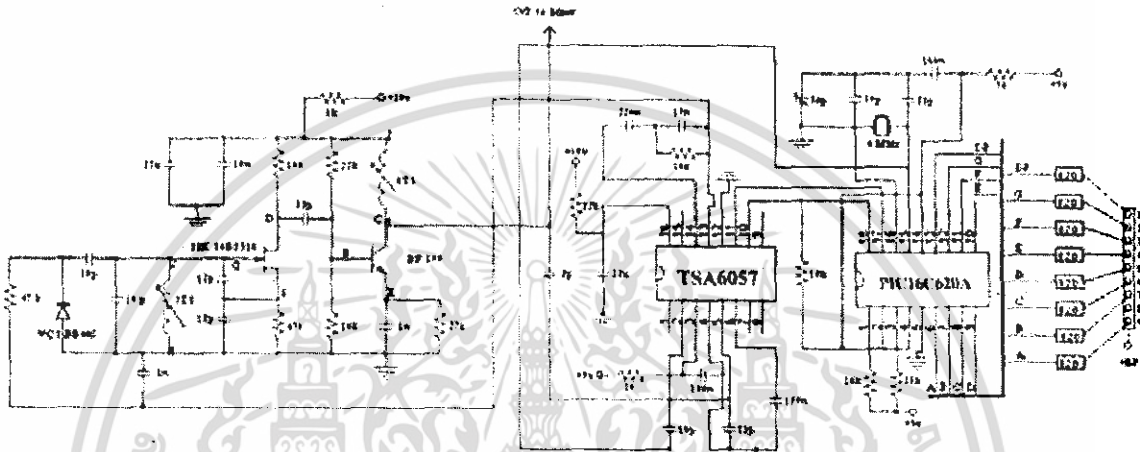
รูปที่ 4.29 ชิ้นงานสมบูรณ์ของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ



รูปที่ 4.30 เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ

4.8 วงจรสังเคราะห์ความถี่เพิ่มเติม

เนื่องจากในเครื่องรับดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศตามที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นสามารถรับความถี่ที่ 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์เพียงความถี่เดียว ซึ่งวงโคจรของดาวเทียมนั้นจะโคจรผ่านประเทศไทยเพียงวันละ 2 รอบเท่านั้น ซึ่งแต่ละรอบจะมีระยะเวลาห่างกันประมาณ 12 ชั่วโมง การที่เครื่องรับดาวเทียมรับได้ความถี่เดียวนั้น เนื่องจากมีวงจรผลิตความถี่ซึ่งจะสามารถผลิตความถี่ได้เพียงความถี่เดียวเท่านั้น ถ้าต้องการให้เครื่องรับดาวเทียมรับได้ที่หลายๆ ความถี่จะต้องทำการเพิ่มวงจรผลิตความถี่เข้าไปซึ่งวงจรจะสามารถผลิตความถี่ได้หลายความถี่ หรือที่เราเรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่



รูปที่ 4.31 วงจรสังเคราะห์ความถี่เพิ่มเติม

ส่วนประกอบหลักของวงจรจะประกอบด้วย 2 ส่วน ส่วนแรกคือ ไอซีเบอร์ PIC16C620A ซึ่งเป็นไอซีไมโครคอนโทรลเลอร์ ส่วนที่สองคือไอซีเบอร์ TSA6057 ซึ่งเป็นไอซีสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งสามารถดูรายละเอียดของการต่อวงจรได้จากคำชี้แจง การติดต่อสื่อสารระหว่างไอซีสองตัวนั้นจะใช้สัญญาณคล็อก 2 เส้น (two-wire clock) และ data bus

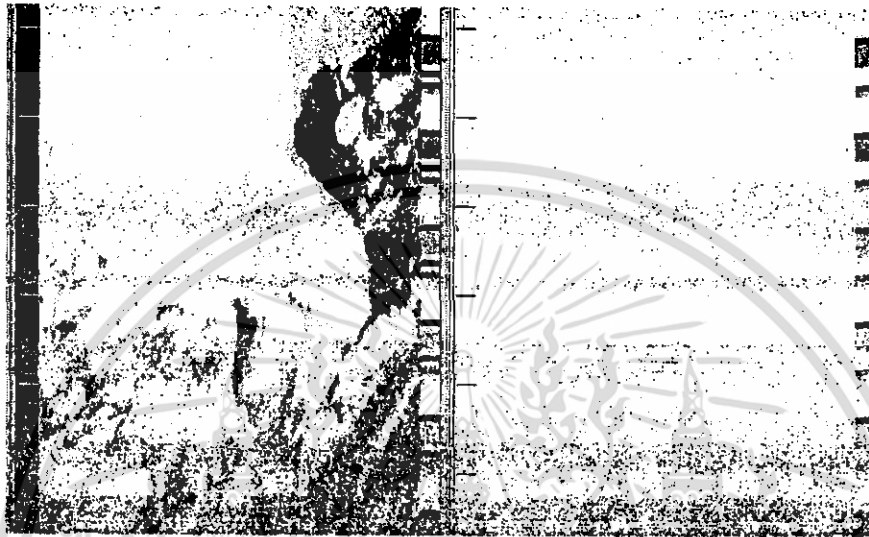
วงจรในไอซีเบอร์ TSA6057 จะประกอบด้วยวงจร 프리สเกลเลอร์ (pre-scaler), วงจรนับอ้างอิง (reference counter), วงจรนับ N ("N" counter) และวงจรเฟสล็อกเตอร์

ควบคุมการผลิตความถี่โดยเฟทเบอร์ 2SK 168 และใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BF 199 เป็นวงจรบัฟเฟอร์แอมป์ และทำการต่อไปยังวงจรมิกเซอร์ ความถี่ที่วงจรผลิตได้ 137.10, 137.40, 137.50, 137.62 และ 137.91 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วสามารถใช้สวิทช์เลือกความถี่ได้

4.9 ภาพที่ได้รับจริงจากเครื่องรับดาวเทียม

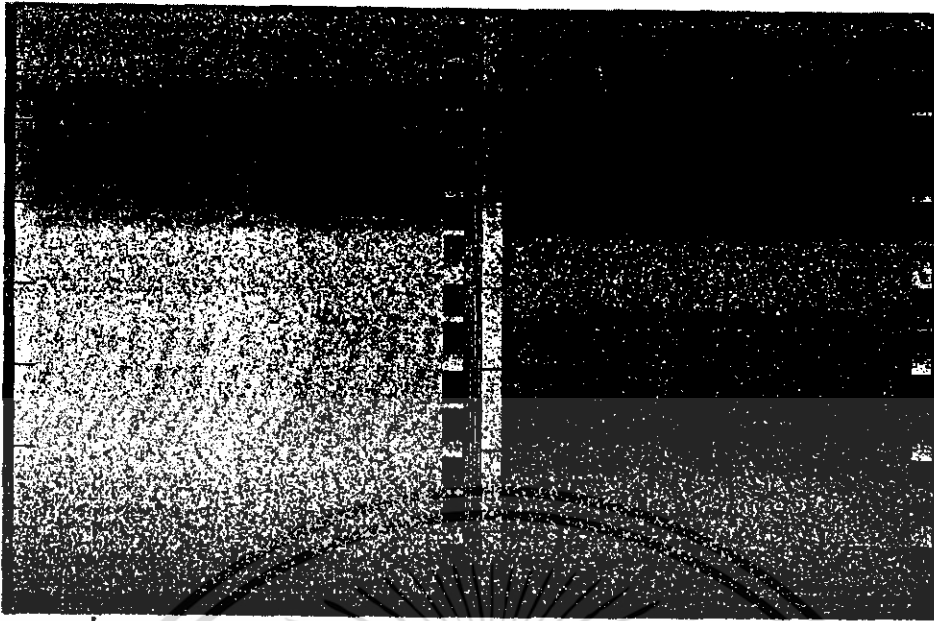
ภาพที่รับได้จริงจากดาวเทียมในแต่ละครั้ง จะมีความคมชัดและความสมบูรณ์ของภาพไม่เท่ากัน ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลายประการ เช่น ระยะเวลาการเคลื่อนที่ผ่านของดาวเทียม ในแต่ละครั้งที่ดาวเทียมเคลื่อนที่ผ่านใช้เวลาไม่เท่ากัน โดยที่ระยะเวลาที่ดาวเทียมเคลื่อนที่ผ่านคู่ได้จากโปรแกรม win orbit ซึ่งจะ

แสดงการใช้โปรแกรมไว้ในภาคผนวก ถ้าทำการรับสัญญาณดาวเทียมในรอบที่ดาวเทียมเคลื่อนที่ผ่านเป็นระยะเวลาที่ยาว ภาพที่ได้รับค่อนข้างสมบูรณ์ แต่ถ้าทำการรับในรอบที่ดาวเทียมใช้เวลาในการเคลื่อนที่ผ่านสั้น ภาพที่ได้รับจะไม่สมบูรณ์ นอกจากนี้ยังขึ้นอยู่กับสัญญาณรบกวน ถ้าหากขณะทำการรับสัญญาณแล้วมีสัญญาณรบกวนหรือเสียงที่รับได้เป็นลักษณะมีเสียงซ่าแทรกเข้ามา ภาพที่รับได้ก็จะไม่ชัด ตัวอย่างที่ทำการรับได้จริงแสดงได้ ดังรูปที่ 4.30



รูปที่ 4.32 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณในช่วงเวลากลางวัน

จากรูปที่ 4.32 จะเห็นภาพเป็นสองส่วน ในส่วนแรกทางด้านซ้ายมือ คือภาพที่ถ่ายด้วยกล้องอินฟราเรด แสดงลักษณะภูมิประเทศที่ดาวเทียมได้โคจรผ่านในช่วงเวลาที่ทำการรับสัญญาณภาพถ่ายทางดาวเทียม เช่น เมื่อนำเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมไปรับที่ประเทศจีน ภาพในส่วนแรกจะต้องเป็นภาพภูมิประเทศของประเทศจีนและประเทศใกล้เคียง ซึ่งในขณะนี้ได้ทำการรับสัญญาณภาพถ่ายดาวเทียม ณ.ประเทศไทย ภาพในส่วนแรกจึงเป็นภาพของภูมิประเทศไทยและประเทศใกล้เคียง ในส่วนที่สองทางด้านขวามือเป็นของภาพลักษณะภูมิอากาศของประเทศที่ดาวเทียมได้โคจรผ่านในช่วงเวลาที่ทำการรับสัญญาณภาพถ่ายทางดาวเทียม จากรูปเป็นลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณในช่วงเวลากลางวัน ซึ่งทำให้เห็นภาพภูมิประเทศได้ชัดและในส่วนขวามือที่มีลักษณะเป็นสีขาวบ่งบอกถึงลักษณะภูมิอากาศที่มีท้องฟ้าแจ่มใสไม่มีเมฆฝนหรือหมอก



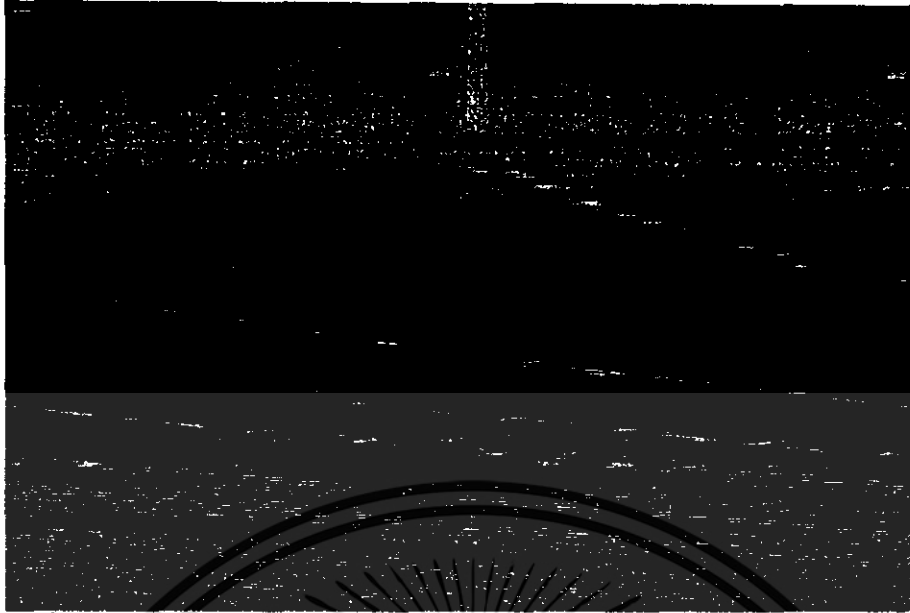
รูปที่ 4.33 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณในช่วงเวลากลางคืน

จากรูปที่ 4.33 ในการถ่ายภาพของดาวเทียมจะต้องอาศัยแสงจากดวงอาทิตย์เป็นหลัก เมื่อทำการรับสัญญาณภาพถ่ายทางดาวเทียมในเวลากลางคืน จึงทำให้มองไม่เห็นลักษณะภูมิประเทศในส่วนแรก ส่วนลักษณะภูมิอากาศ มีลักษณะเป็นสีเข้มทั้งภาพบ่งบอกว่าเป็นลักษณะของภูมิอากาศในเวลากลางคืน ส่วนถ้าเป็นสีเข้มในบางส่วนจะบ่งบอกว่าเป็นลักษณะของเมฆฝนหรือหมอกนั่นเอง



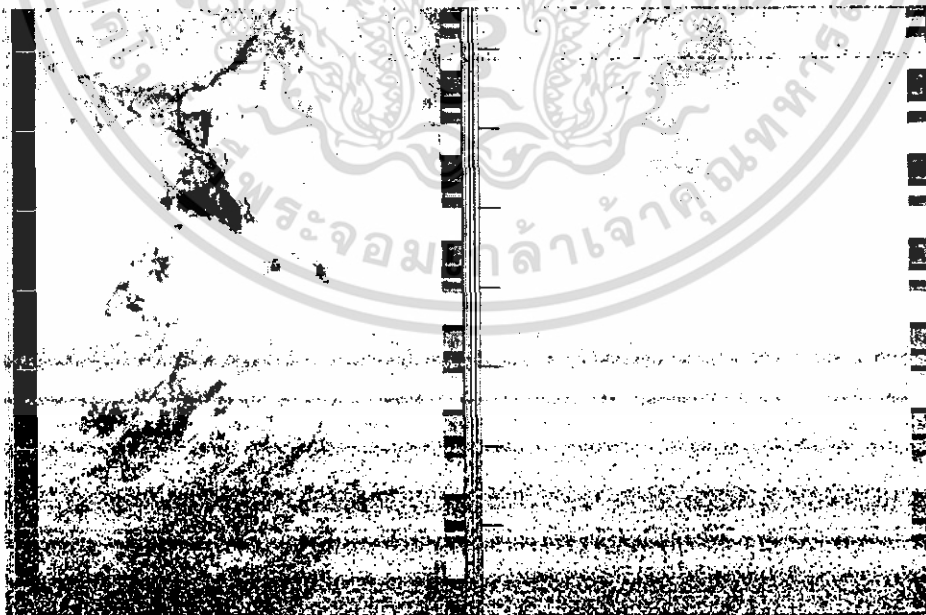
รูปที่ 4.34 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ในเวลาสั้นๆ

จากรูปที่ 4.34 เป็นลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ในเวลาสั้นๆ ในการรับสัญญาณจากดาวเทียมขึ้นอยู่กับหลายองค์ประกอบ แต่จากรูปนี้ขึ้นอยู่กับระยะเวลาที่ดาวเทียมโคจรผ่าน ซึ่งเมื่อดาวเทียมโคจรผ่านในระยะเวลาที่น้อย ทำให้สามารถรับสัญญาณได้น้อยลง และภาพที่ได้จะมีขนาดเล็กลงด้วย



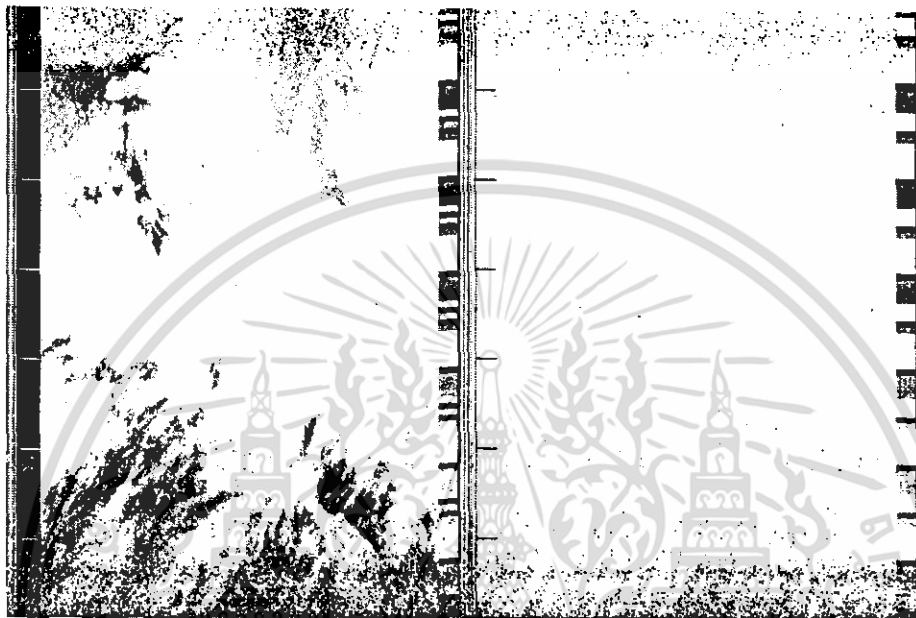
รูปที่ 4.35 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ในช่วงเวลาเพิ่มมากขึ้น แต่สัญญาณมีขนาดต่ำมาก

จากรูปที่ 4.35 เป็นภาพลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ในช่วงเวลาเพิ่มมากขึ้น แต่สัญญาณมีขนาดต่ำมาก นั่นคือในการรับสัญญาณบางครั้งขนาดของสัญญาณมีขนาดต่ำมาก จึงทำให้โปรแกรม WXSAT สามารถถอดสัญญาณภาพออกมาได้เพียงแค่บางส่วนแต่ก็สามารถถอดสัญญาณดาวเทียมที่ปะปนมากับสัญญาณรบกวนได้เช่นกัน จากภาพนี้ส่วนของด้านบนนั้นสามารถมองเห็นได้ว่าเป็นภาพถ่ายจากดาวเทียม



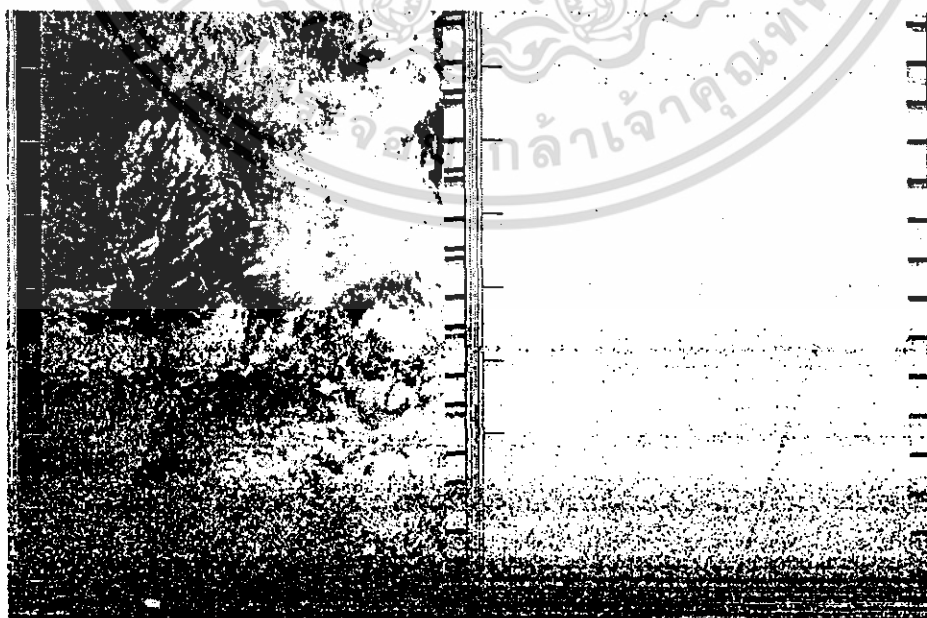
รูปที่ 4.36 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ขณะที่มีปริมาณเมฆปกคลุมมาก

จากรูปที่ 4.36 เป็นลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ขณะที่มีเมฆมาก ทำให้ภาพทางด้านซ้าย ซึ่งเป็นภาพแสดงลักษณะภูมิประเทศไม่สามารถมองเห็นลักษณะภูมิประเทศด้านล่างได้ชัดเจน เนื่องจากมีเมฆปกคลุมอยู่มาก และในส่วนของภาพทางด้านขวานั้นเป็นภาพภูมิอากาศซึ่งมีลักษณะเป็นสีขาว ซึ่งบ่งบอกว่าอากาศแจ่มใส ลักษณะเมฆที่ปกคลุมไม่ใช่ลักษณะของเมฆฝน เพราะว่ามีลักษณะเป็น สีส้มนั่นเอง

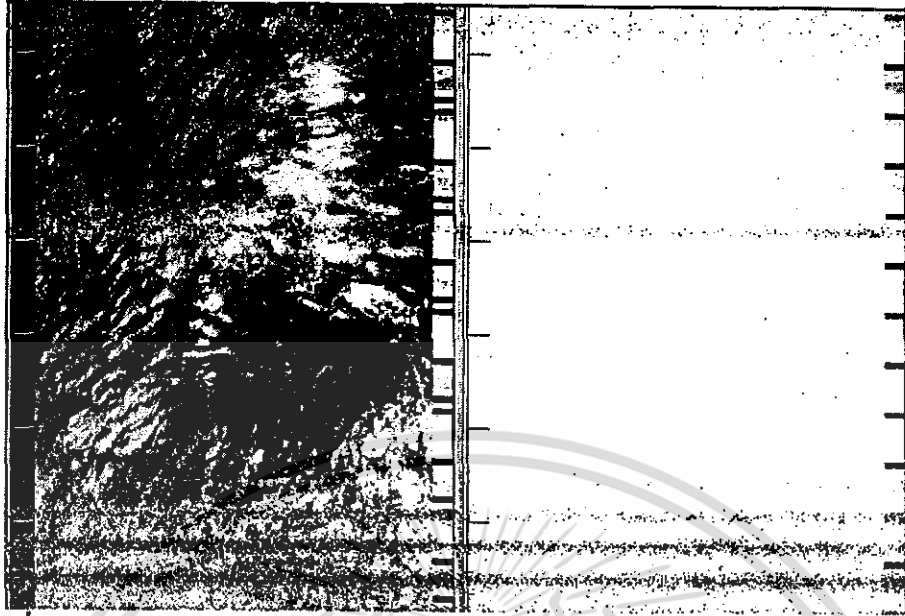


รูปที่ 4.37 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ขณะที่มีปริมาณเมฆปกคลุมมาก

จากรูปที่ 4.37 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ขณะที่มีปริมาณเมฆปกคลุมมาก แต่เรายังสามารถเห็นภาพภูมิประเทศในบางส่วนของประเทศ ซึ่งส่วนที่เห็นนั้นเป็นส่วนของภาคใต้



รูปที่ 4.38 ตัวอย่างภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณได้ขณะที่มีปริมาณเมฆปกคลุมมาก

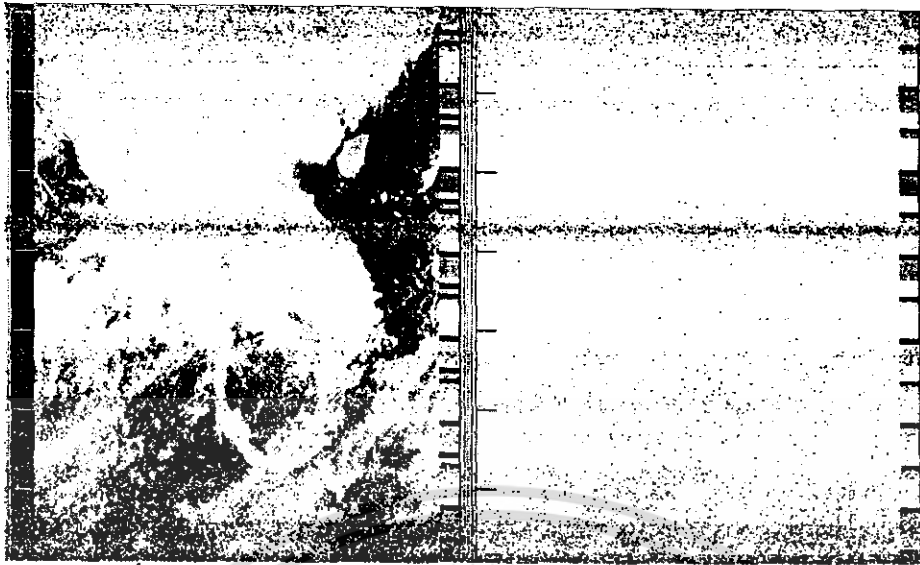


รูปที่ 4.39 ตัวอย่างภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณ ได้ขณะที่มีปริมาณเมฆปกคลุมมาก



รูปที่ 4.40 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณมีขนาดต่ำมาก และมีสัญญาณรบกวนมาก

จากรูปที่ 4.40 เป็นลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณมีขนาดต่ำมาก และมีสัญญาณรบกวนมาก เนื่องจากในการรับสัญญาณนั้นบางครั้งดาวเทียมโคจรไม่ได้ผ่านประเทศไทยโดยตรงใช้ประเทศเพื่อนบ้านเป็นจุดศูนย์กลางการโคจร ทำให้รับสัญญาณได้ในปริมาณที่น้อยและมีสัญญาณรบกวนได้มาก



รูปที่ 4.41 ลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณมีขนาดค่อนข้างแรง

จากรูปที่ 4.41 เป็นลักษณะของภาพถ่ายดาวเทียมที่ทำการรับสัญญาณมีขนาดค่อนข้างแรง นั่นคือว่ามีขนาดสัญญาณมีขนาดค่อนข้างแรง เมื่อเปรียบเทียบกับการรับสัญญาณทั้งหมดที่ได้ทำการรับมา จะทำให้ได้ภาพที่มีลักษณะที่เกือบจะสมบูรณ์เพียงแต่อาจจะมีสัญญาณรบกวนบางแต่อาจไม่มากนัก การที่จะสามารถรับสัญญาณของภาพถ่ายดาวเทียมได้สมบูรณ์นั้นขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลายองค์ประกอบด้วยกัน เช่นตำแหน่งที่ดาวเทียมโคจรผ่านจะต้องโคจรผ่านประเทศไทยโดยตรง มุมกวาดและมุมเงยของสายอากาศที่จะใช้รับสัญญาณจากดาวเทียมก็มีส่วนสำคัญ ถ้ามุมกวาดหรือมุมเงยมีค่าติดลบมากๆ โอกาสที่จะรับสัญญาณภาพได้สมบูรณ์ก็จะมีน้อยไปด้วย ส่วนระยะเวลาที่รับสัญญาณของดาวเทียมนั้นก็มีส่วนสำคัญเช่นกัน ถ้ารับสัญญาณได้ในระยะเวลาที่มากประมาณ 5 - 13 นาที จะทำให้ได้รับสัญญาณภาพที่มีขนาดของภาพใหญ่ขึ้น การที่จะรับสัญญาณจากดาวเทียมได้นานนั้น จะต้องขึ้นอยู่กับองค์ประกอบที่ได้กล่าวมาแล้วด้วยจึงจะทำให้ได้สัญญาณภาพที่สมบูรณ์



รูปที่ 4.42 แสดงภาพประเทศไทยที่รับได้จากดาวเทียม

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุปผล

จากการทำการสร้างเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ ทำงานที่ความถี่ 137.5 MHz. และนำสัญญาณนี้ไปคิดเทคเอาสัญญาณความถี่เสียงออกมา แล้วนำสัญญาณเสียงไปทำการถอดรหัสเป็นสัญญาณภาพโดยใช้ Sound Card ของคอมพิวเตอร์ร่วมกับโปรแกรม WXSAT จะได้สัญญาณภาพถ่ายดาวเทียมออกมา ในการทดสอบรับสัญญาณจากดาวเทียมในทางปฏิบัตินั้นจะต้องดูวงโคจรดาวเทียมก่อนที่จะทำการรับจริงเนื่องจากระยะเวลาที่ดาวเทียมโคจรผ่านนั้นมีระยะเวลาค่อนข้างสั้น ประมาณ 5 - 15 นาที โปรแกรมที่ใช้ในการดูวงโคจรของดาวเทียมที่ใช้คือโปรแกรม WinOrbit ซึ่งสามารถโหลดได้ทางอินเทอร์เน็ต เมื่อทราบวงโคจรที่แน่นอนแล้วจึงทำการรับสัญญาณจากดาวเทียมโดยต่อเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศกับสายอากาศรับสัญญาณดาวเทียม หลังจากนั้นทำการต่อสัญญาณเอาท์พุทของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ เข้ากับ Sound Card ของคอมพิวเตอร์ โดยต่อเข้ากับช่องไมโครโฟนและต้องทำการเสัทค่าของคอมพิวเตอร์ให้ช่องไมโครโฟนพร้อมทำงานและสามารถบันทึกสัญญาณเสียงได้ด้วย หลังจากนั้นทำการติดตั้งโปรแกรม WXSAT แล้วทำการเสัทค่าของโปรแกรมตามที่ได้กล่าวไว้ในภาคผนวก เมื่อเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศทำงานโดยรับสัญญาณจากดาวเทียมโปรแกรม WXSAT จะทำงานโดยอัตโนมัติและถอดสัญญาณภาพออกมา

จากการทดสอบรับสัญญาณจากดาวเทียมในทางปฏิบัติในช่วงเวลาที่สามารถรับสัญญาณได้นั้น ช่วงเวลาประมาณ 4.30 - 7.30 น. และ 16.30 - 19.30 น. ในช่วงที่ทดลองรับสัญญาณจากดาวเทียมอยู่ระหว่างเดือนธันวาคมถึงเดือนมกราคม ซึ่งเป็นช่วงที่เข้าสู่ฤดูหนาวบ้างแล้ว ซึ่งในฤดูหนาวพระอาทิตย์จะตกดินเร็วกว่าปกติทำให้มีค่าเร็วขึ้นกว่าปกติ ส่งผลให้การรับสัญญาณในช่วงเย็นนั้นบางครั้งภาพที่ได้จากการรับสัญญาณดาวเทียมก็มองไม่เห็นภาพภูมิประเทศ เนื่องจากไม่มีแสงของดวงอาทิตย์อย่างเพียงพอ แสงจากดวงอาทิตย์นั้นเป็นปัจจัยหลักในการเห็นลักษณะภูมิประเทศและยังเป็นปัจจัยหลักในการถ่ายภาพของดาวเทียมด้วย

ผลการทดลองการทำงานของวงจรเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ เกิดความขัดข้องในส่วนของภาคสังเคราะห์ความถี่ที่ผลิตความถี่ 126.8 เมกกะเฮิร์ตซ์ เนื่องจากผู้ทดลองต้องทำการประกอบวงจรสังเคราะห์ความถี่หลายแบบหลายวงจรเพื่อให้ได้วงจรที่ได้ความถี่ที่ตรงตามที่ต้องการและมีแรงดันคงที่จึงทำให้ต้องใช้เวลาในการประกอบวงจรมาก

ปัญหาที่พบขณะทำการปฏิบัติงานนั้นมีดังนี้

1. การขาดแคลนเครื่องมืออุปกรณ์ในการทดลองทำให้ทำงานไม่ค่อยสะดวก การทดลองเกี่ยวกับงานด้านวิทยุและไมโครเวฟมีความจำเป็นต้องอาศัยการปรับจูนที่ละเอียดอ่อน เช่น เครื่องมือวัดคลื่นความถี่ เครื่องมือวัดค่าความจุ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด เครื่องกำเนิดความถี่สูง เพื่อทำให้เกิดความสะดวกในการปรับแต่ง

2. วงจรและอุปกรณ์ ความรู้ความชำนาญของผู้ทดลอง เนื่องจากงานด้านนี้ต้องอาศัยคุณสมบัติ
ข้อนี้เป็นอย่างมาก ผู้ทดลองที่มีความคุ้นเคยกับวงจรจนสามารถดัดแปลงวงจรต่างๆ เพื่อชดเชยวงจรที่หา
ยากจะทำให้การทำงานง่ายขึ้นมาก



หนังสืออ้างอิง

1. ลิขิต วิจิณวัฒน์ “อิเล็กทรอนิกส์และเทคโนโลยี” สำนักพิมพ์บารมีการพิมพ์
2. สุชาติ กังวารจิตต์ “เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร” บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด กรุงเทพฯ 2532
3. ชื่น ภู่วรรณ “ทฤษฎีและการใช้งาน อิเล็กทรอนิกส์” เล่ม1 บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด กรุงเทพฯ 2536
4. ชื่น ภู่วรรณ “ทฤษฎีและการใช้งาน อิเล็กทรอนิกส์” เล่ม2 บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด กรุงเทพฯ 2538
5. ณรงค์ เหมกรณ์ “การสื่อสารดาวเทียม” สำนักพิมพ์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง





ภาคผนวก

ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา NOAA

ดาวเทียม NOAA (National Oceanic Atmospheric Administration) เป็นดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาชนิดโคจรรอบโลก (Polar orbiting) เป็นดาวเทียมของประเทศสหรัฐอเมริกา ซึ่งปัจจุบันกรมอุตุนิยมวิทยาสามารถรับสัญญาณดาวเทียม NOAA11, NOAA 12, NOAA 15 และ NOAA17 โดยมีความวงจรถูกส่งจากพื้นโลก 833 Km. ใช้เวลาหมุนรอบโลก 101.58 นาที ในเวลาหนึ่งจะหมุนรอบโลก 14.18 รอบกับวงโคจรสูงจากพื้นโลก 870 km. ใช้เวลาหมุนรอบโลกในเวลา 102.37 นาที ในหนึ่งวันจะหมุนรอบโลกได้ 14.07 รอบ

ดาวเทียมในตระกูล NOAA มีด้วยกันหลายดวง ในกรณีนี้ขอกล่าวถึงดาวเทียมที่ส่งสัญญาณในรูปแบบ APT (Automatic Picture Transmission) ที่อาศัยตัวเก็บข้อมูลภาพคือ Advance Very High Resolution Radiometer (AVHRR) ความถี่ที่ใช้ส่งช่วงความถี่ 137 - 138 เมกกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งในปัจจุบันนั้นยังคงใช้งานอยู่ด้วยกันประมาณ 5 ดวง ซึ่งแต่ละดวงจะมีความถี่ต่างกัน และการนิยมนำใช้งานในปัจจุบันโดยที่ดาวเทียมในตระกูล NOAA มีรายละเอียดดังนี้

ดาวเทียม NOAA 11 ใช้งานที่ความถี่ 137.10 เมกกะเฮิร์ตซ์ ในปัจจุบันไม่นิยมนำใช้งานเนื่องจากดาวเทียมมีการใช้งานมานานแล้วใกล้จะหมดอายุการใช้งาน

ดาวเทียม NOAA 12 ใช้งานที่ความถี่ 137.40 เมกกะเฮิร์ตซ์ ในปัจจุบันไม่นิยมนำใช้งานเนื่องจากดาวเทียมมีการใช้งานมานานแล้วใกล้จะหมดอายุการใช้งาน

ดาวเทียม NOAA 15 ใช้งานที่ความถี่ 137.50 เมกกะเฮิร์ตซ์ ในปัจจุบันได้รับความนิยมในการใช้งานอยู่แต่ไม่มากนักเนื่องจากดาวเทียมมีการใช้งานมานานแล้วและมีดาวเทียมดวงใหม่เพิ่มมากขึ้น

ดาวเทียม NOAA 17 ใช้งานที่ความถี่ 137.62 เมกกะเฮิร์ตซ์ ในปัจจุบันได้รับความนิยมในการใช้งานมากเนื่องจากดาวเทียมเพิ่งมีการใช้งานได้ไม่นาน

ดาวเทียม NOAA 18 ใช้งานที่ความถี่ 137.9125 เมกกะเฮิร์ตซ์ ในปัจจุบันได้รับความนิยมในการใช้งานไม่มาก เนื่องจากดาวเทียมดวงนี้เป็นดาวเทียมดวงล่าสุดที่เพิ่งขึ้นสู่วงโคจร และยังมีประสิทธิภาพการใช้งานที่ค่อนข้างละเอียด

การใช้งานโปรแกรมถอดสัญญาณภาพด้วยคอมพิวเตอร์ระบบ APT ด้วยโปรแกรม WXSAT

การใช้การ์ดเสียง (sound card) ร่วมกับโปรแกรมถอดสัญญาณภาพ WXSAT ซึ่งเป็นวิธีการที่สามารถทำให้เราสามารถรับสัญญาณภาพผ่านทางอากาศได้อย่างง่าย และประหยัด โดยโปรแกรม WXSAT นี้ เขียนขึ้นโดยนาย Christian Bock นักวิทยาศาสตร์เล่นชาวเยอรมัน โดยโปรแกรมสามารถหาได้จากอินเทอร์เน็ตซึ่งทางผู้เขียนโปรแกรมนี้ได้ออกเผยแพร่ให้สาธารณะชนสามารถดาวน์โหลดไปใช้งานได้โดยไม่เสียค่าใช้จ่ายใดๆ ทั้งสิ้น

การติดตั้งโปรแกรม WXSAT

การติดตั้งโปรแกรม WXSAT สามารถติดตั้งตัวมันเองลงในเครื่องคอมพิวเตอร์ แต่ก่อนอื่นเราต้องเข้าไปดาวน์โหลดโปรแกรมมาจากอินเทอร์เน็ตก่อน ซึ่งสามารถดาวน์โหลดมาได้โดยไม่ต้องเสียค่าใช้จ่ายใดๆ ทั้งสิ้น และจากนั้นเราก็ต้องทำการติดตั้งโปรแกรมลงในเครื่องของเราเสียก่อน โดยเราต้องทำการรันไฟล์ที่ชื่อ WXSAT.EXE โปรแกรมก็จะเริ่มติดตั้งตัวมันเอง เสร็จแล้วเราก็สร้าง shortcut บน desktop ของเครื่องคอมพิวเตอร์เพื่อให้เราสามารถเรียกใช้งานโปรแกรมได้สะดวกยิ่งขึ้น จากนั้นเป็นการทำการเชื่อมต่อช่องสัญญาณเอาต์พุต (audio output) ของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมที่เราได้สร้างขึ้นเข้ากับช่องสัญญาณ Line in หรือช่องไมโครโฟนของการ์ดเสียงโดยสายสัญญาณที่เราได้เตรียมไว้ คำแนะนำในการเชื่อมต่อสายสัญญาณก็คือ ถ้าหากเราวัดสัญญาณจากดาวเทียมแล้วได้ขนาดสัญญาณที่มีค่าน้อยเราก็เชื่อมต่อช่องสัญญาณโดยใช้ช่องไมโครโฟน แต่ถ้าสัญญาณที่เราทำการวัดได้นั้นมีความแรงเพียงพอเราก็สามารถต่อสัญญาณเข้าช่องสัญญาณ Line in ได้เลย หลังจากนั้นเราก็พร้อมที่จะรับสัญญาณภาพถ่ายจากดาวเทียมแล้ว

การถอดสัญญาณภาพถ่ายด้วยโปรแกรม WXSAT

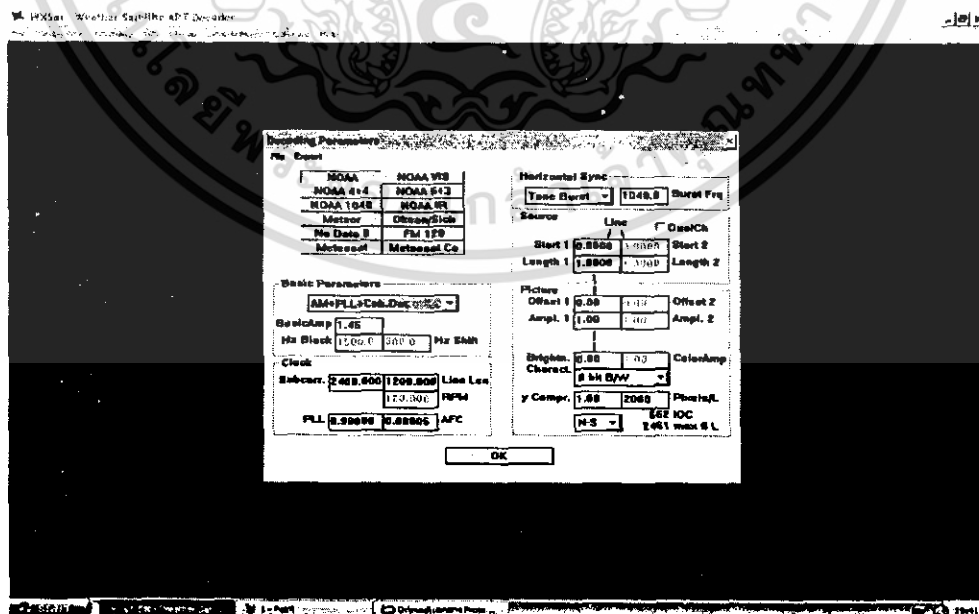
การถอดสัญญาณภาพถ่ายสามารถทำได้ทั้งในระบบ Real Time คือสามารถทำการถอดสัญญาณภาพถ่ายออกมาได้เลยในขณะที่กำลังรับสัญญาณจากดาวเทียมอยู่สดๆ ขณะเดียวกันสัญญาณภาพที่รับมาจะถูกเก็บไว้ในเครื่องคอมพิวเตอร์ของเราแบบชั่วคราวโดยอัตโนมัติด้วย โดยจะเก็บไว้ในรูปแบบไฟล์ตระกูลบิตแมพ (BMP) ซึ่งเป็นไฟล์รูปภาพ ไฟล์ข้อมูลเหล่านี้จะถูกเก็บไว้โดยอัตโนมัติอย่างชั่วคราว หากเราต้องการที่จะทำการเก็บไว้ถาวรแล้วเราต้องเป็นคนบันทึกไฟล์เหล่านั้นเองอีกครั้งหนึ่ง โดยคลิกเลือกที่ (Bitmap) แล้วตามด้วย (Load) จากนั้นเราก็ทำการตั้งชื่อไฟล์ที่เราจะบันทึกและเลือกเก็บไว้ตามความต้องการของเราถ้าไม่เช่นนั้นแล้วเมื่อเราออกจากโปรแกรมโดยที่ไม่ได้สั่งให้มีการบันทึกไฟล์อีกครั้ง ไฟล์ที่โปรแกรมทำการบันทึกไว้ให้เราชั่วคราวนี้จะถูกลบทิ้งโดยอัตโนมัติเช่นเดียวกัน

การใช้งานโปรแกรมเพื่อถอดสัญญาณภาพ

1. เมื่อทำการเปิดโปรแกรม WXSAT จะปรากฏแถบเมนูบาร์ขึ้นมาให้เลือกคลิก (Parameter) และคลิกเลือก 0 NOAA ซึ่งเมนูนี้จะทำให้เราสามารถรับภาพถ่ายได้ทั้งภาพถ่ายแบบ visible และแบบอินฟราเรดในหน้าจอเดียวกัน

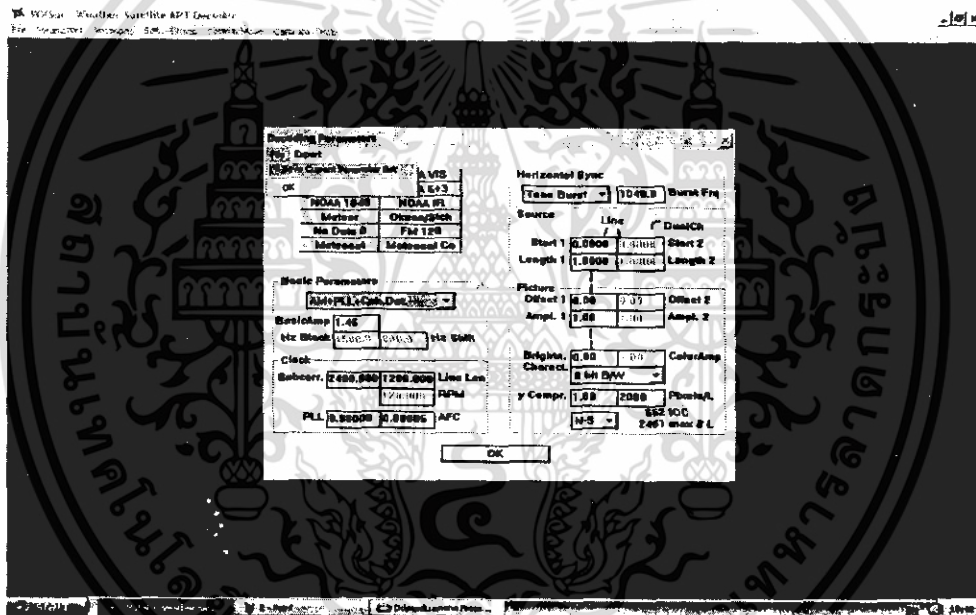


2. คลิกเลือก Decoding บนหน้าจอเพื่อตรวจสอบค่าพารามิเตอร์ของชนิดของภาพถ่ายที่โปรแกรมจะทำการถอดภาพออกมาให้เรา

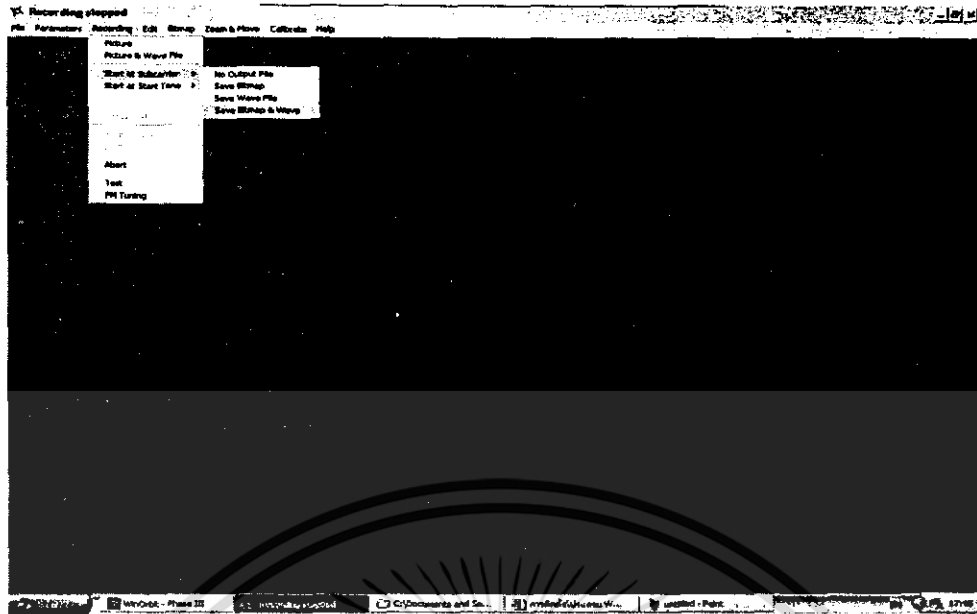


เมื่อเราพอใจกับค่าพารามิเตอร์ที่เกิดขึ้นมาบนหน้าจอแล้วเราก็ตกลงได้เลยเพื่อยืนยันหรือถ้าหากเราต้องการที่จะปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เราก็สามารถคลิกเลือกตามแถบต่างๆ ได้เลย ซึ่งเมื่อเราทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ในแต่ละครั้งเรียบร้อยแล้ว เราก็สามารถที่จะตรวจสอบผลของการรันโปรแกรมได้ด้วยการเรียกไฟล์เสียงที่เราบันทึกเอาไว้ขึ้นมา แล้วใช้โปรแกรมทำการถอดภาพออกมา เราก็สังเกตที่คุณภาพของภาพที่ได้เปรียบเทียบกับไปเรื่อยๆ จนกว่าเราจะได้ภาพที่มีคุณภาพตามที่เราพอใจ จากนั้นเราก็ทำการบันทึกค่าพารามิเตอร์เหล่านั้นเอาไว้ใช้งานในครั้งต่อไป

หลังจากที่เราได้ทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ แล้วเราต้องทำการบันทึกไว้เพื่อที่จะใช้งานในครั้งต่อไปอีก โดยการคลิกเลือกที่ (File) แล้วคลิกเลือกที่ "Save Current Parameter Set" ตามด้วยคลิกเลือกตกลง ถ้าหากถูกถามว่าต้องการที่จะบันทึกข้อมูลทับหรือไม่ ให้ตอบตกลงเช่นกัน จากนั้นคลิกเลือกตกลงอีกครั้งหนึ่งก็จะเสร็จ ค่าพารามิเตอร์ที่เราต้องการบันทึกไว้ใช้งานในครั้งต่อไปก็จะถูกบันทึกไว้

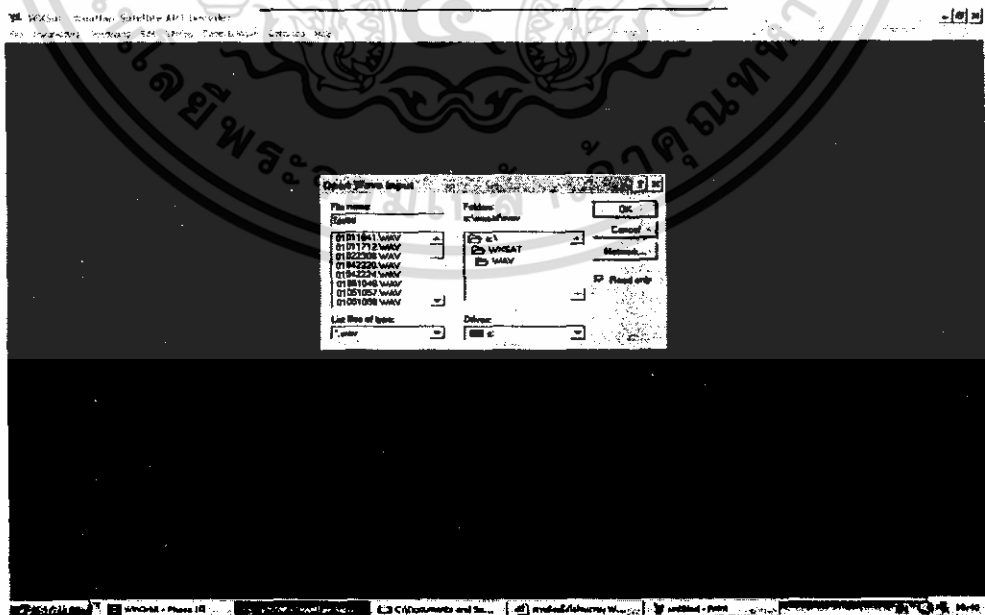


3. เมื่อจะทำการรับสัญญาณดาวเทียม จะต้องเข้าไปคลิกที่ Recoding แล้วทำการเลือกคลิกที่ Start and Subcarrier แล้วคลิกที่ Save Bitmap & Wave โปรแกรมจะทำการ Stand-By จนกว่าจะมีสัญญาณเข้าสู่ซาวด์การ์ด โปรแกรมจึงจะทำการบันทึกสัญญาณในรูปแบบของสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงไว้



4. เมื่อใดที่สัญญาณเสียงถูกป้อนเข้าสู่การ์ดเสียงของคอมพิวเตอร์ โปรแกรม WXSAT ก็จะเริ่มทำการถอดสัญญาณภาพถ่ายให้ปรากฏทางหน้าจอคอมพิวเตอร์ทันที

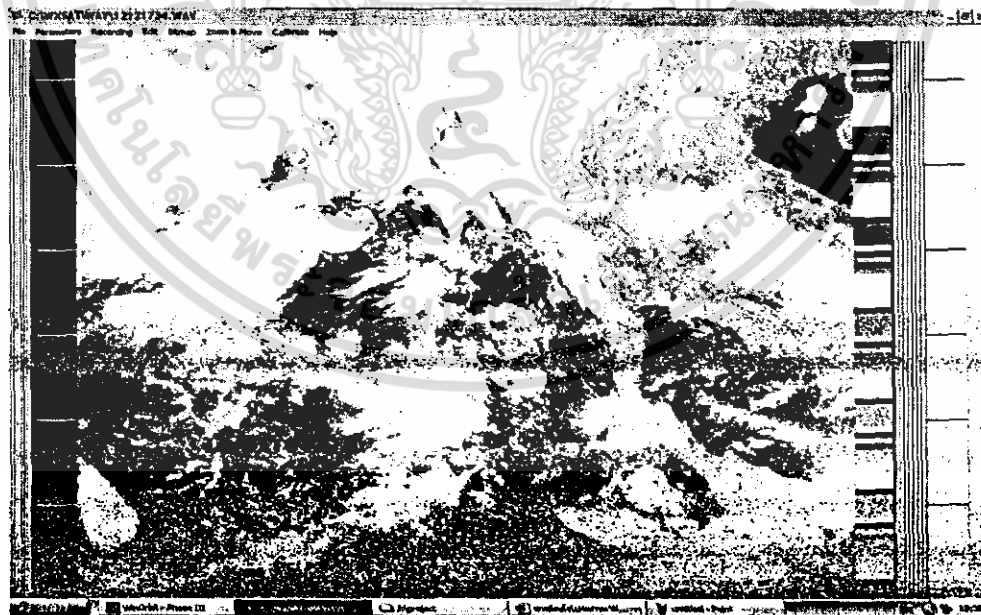
5. ไฟล์สัญญาณเสียงตระกูล .WAV จะถูกทำการบันทึกไว้โดยอัตโนมัติโดยโปรแกรม WXSAT จะทำการตั้งชื่อไฟล์เสียงนั้นด้วย โดยรูปแบบของชื่อไฟล์ที่โปรแกรมทำการตั้งให้เรายกตัวอย่างได้ดังนี้ 12240854.WAV หมายถึง ไฟล์นี้ถูกเริ่มต้นบันทึกเมื่อเวลาเปิดโมงเช้าห้าสิบสี่นาทีวันที่ยี่สิบสี่เดือนธันวาคม ซึ่งไฟล์เหล่านี้เราสามารถที่จะเรียกขึ้นมาเพื่อนำมาประมวลผลในภายหลังได้โดยมีวิธีการดังนี้ เริ่มต้นด้วยการเรียกไฟล์ข้อมูลตระกูล.WAV ที่ถูกบันทึกเอาไว้ขึ้นมาประมวลผลอีกโดยคลิกที่ (File) ตามด้วย (Wave File Input) จะปรากฏรายชื่อไฟล์ขึ้นมาให้เราเลือก เราก็สามารถเลือกจากรายชื่อต่างๆ ได้แล้วคลิกตกลง



เมื่อเราคลิกตกลงเรียบร้อยแล้ว ให้คลิกที่ (File) อีกครั้งและตามด้วย (Start Processing) โปรแกรมจะ
เริ่มทำการถอดภาพถ่ายให้เราทันทีจนได้ภาพถ่ายที่สมบูรณ์ออกมา



ถ้าหากเราต้องการหยุดการถอดภาพในขณะที่โปรแกรมที่กำลังทำงานอยู่ก็ทำได้โดยคลิกที่ (Stop Processing) ภาพที่ถอดออกมาก่อนหน้าที่เราจะหยุด โปรแกรมนี้จะถูกบันทึกเอาไว้โดยอัตโนมัติเป็นไฟล์ ตระกูลบิตแมพ คอมพิวเตอร์ก็จะเก็บบันทึกภาพเอาไว้ให้เราอย่างถาวรเราก็สามารถเรียกดูภาพภายหลังได้

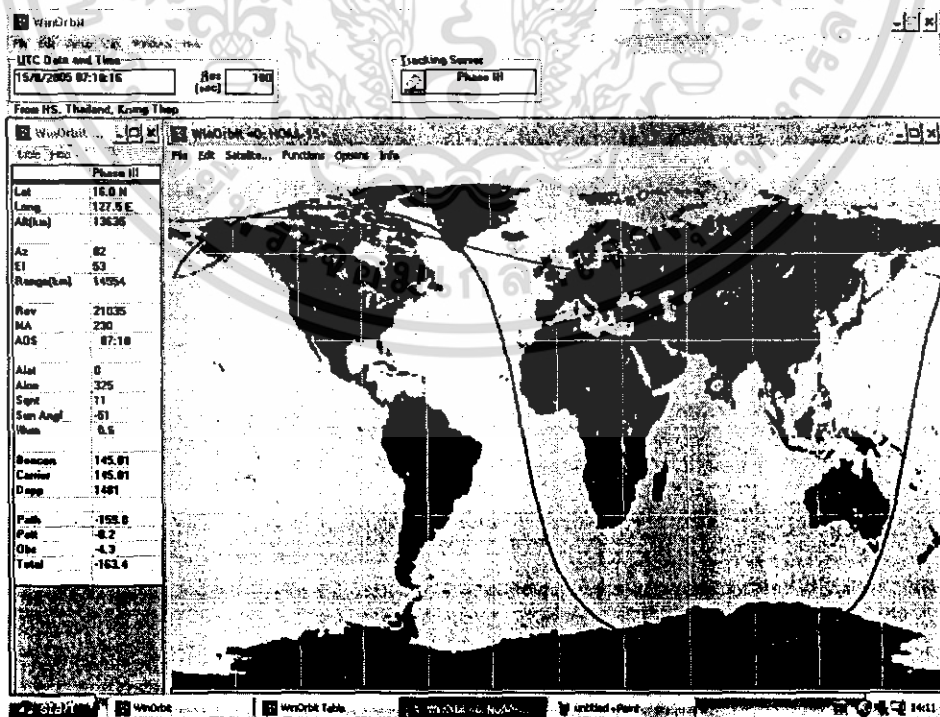


และเมื่อต้องการกลับมาทำการถอดภาพต่อจากที่ถอดค้างเอาไว้ก็ทำได้โดยกลับมาคลิกที่ (File) อีก
ครั้งภาพก็จะถูกถอดออกมามจนเสร็จสมบูรณ์ เราก็จะได้ภาพถ่ายดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศออกมา

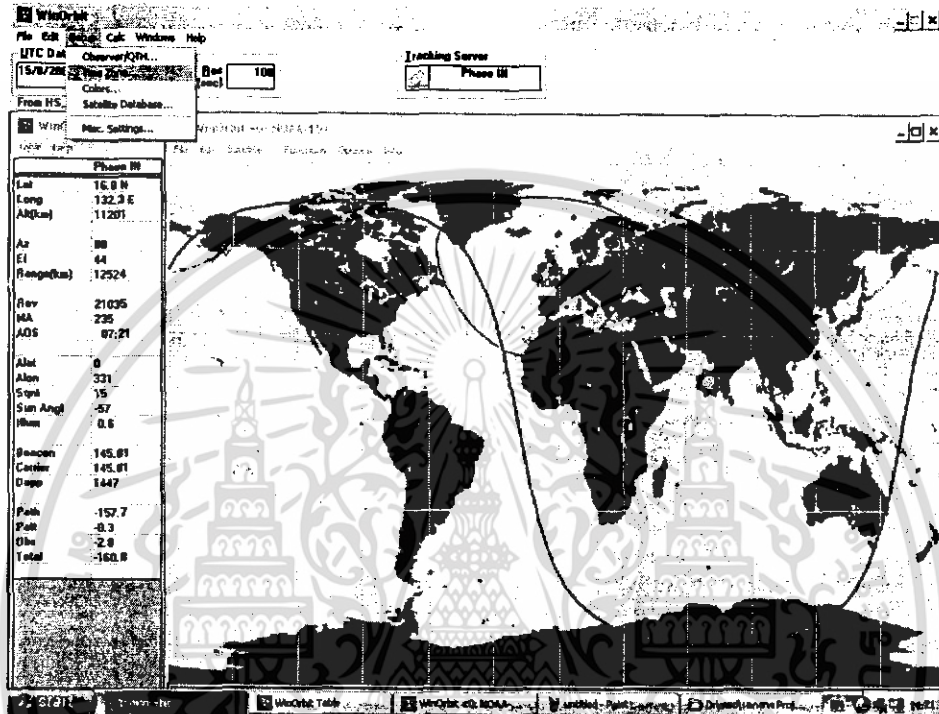
การใช้งานโปรแกรมที่ใช้งานในการตรวจหาตำแหน่งดาวเทียม (Tracking Sattellite)

สำหรับการทำโครงการนี้เรามีความจำเป็นต้องทราบช่วงเวลาที่แน่นอนของดาวเทียมที่เราจะรับสัญญาณ ซึ่งดาวเทียมประเภทนี้เป็นแบบวงโคจรต่ำ มันจะโคจรรอบโลกตลอดเวลาไม่หยุดนิ่งอยู่กับที่ ดังนั้นตำแหน่งของดาวเทียมจึงเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ซึ่งจะโคจรผ่านตำแหน่งที่รับสัญญาณได้ในเวลาที่จำกัดเวลาหนึ่งเท่านั้น เราจำเป็นต้องทราบเวลาที่ดาวเทียมโคจรผ่านตำแหน่งที่รับสัญญาณของเรา ซึ่งจะช่วยให้เราไม่จำเป็นต้องเปิดเครื่องรับไว้ตลอดเวลา สำหรับโปรแกรมที่ใช้งานในการตรวจหาตำแหน่งดาวเทียมมีมากมายหลายโปรแกรม เช่น Nova for Windows , orbit , orbitron , Win orbit ในโครงการนี้เราเลือกใช้โปรแกรมที่ชื่อ วินออร์บิต (Win orbit) เราสามารถเข้าไปดาวน์โหลดตัวโปรแกรมได้ที่ www.google.com ซึ่งพิมพ์คำว่า Win orbit แล้วคลิก search จากนั้นเว็บเพจของโปรแกรม Win orbit จะปรากฏขึ้นมา ซึ่งจะมีหลายๆ เวอร์ชันให้เลือก เราสามารถเลือกได้เลย แต่ในโครงการนี้เราเข้าไปที่ www.amsat.org/amsat-new/tools/software.php#charewave ซึ่งเป็นเว็บไซต์ที่รวบรวมโปรแกรมต่างๆ ที่ใช้หาตำแหน่งดาวเทียมวงโคจรต่ำหลายโปรแกรมให้เราเลือกดาวน์โหลด เมื่อเราทำการเลือกดาวน์โหลดและทำการเสิร์ชอัปโหลดในเครื่องคอมพิวเตอร์เรียบร้อยแล้วถึงขั้นตอนการเซ็ทโปรแกรมเพื่อการใช้งานต่อไปในขั้นตอนนี้

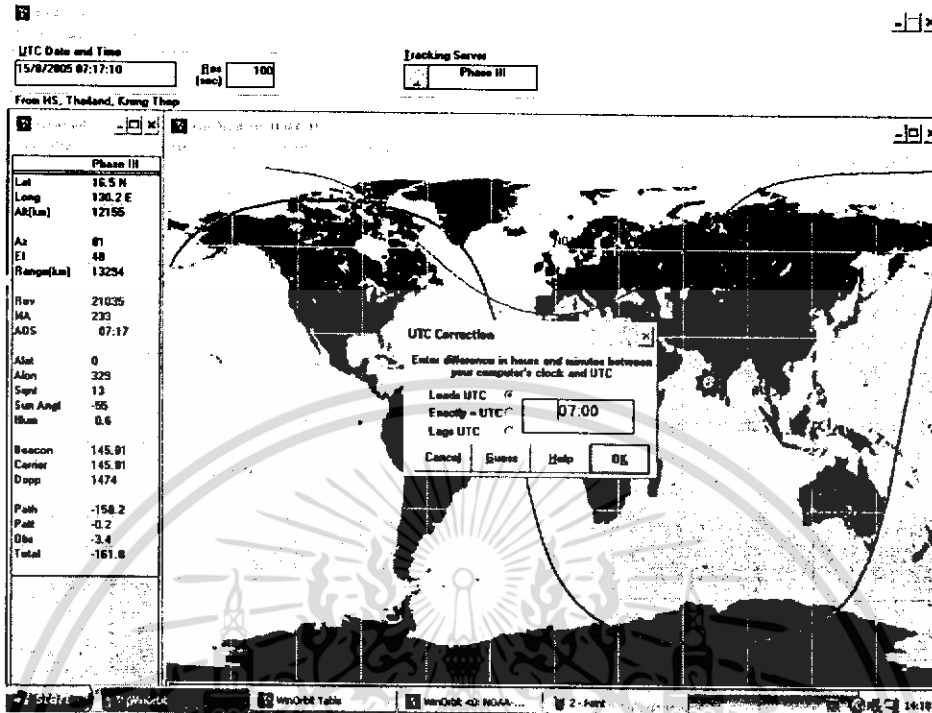
1. เมื่อทำการเปิดโปรแกรม Win orbit ขึ้นมาเรียบร้อยแล้วจะปรากฏหน้าต่างขึ้นมา 3 หน้าต่างซ้อน ซึ่งมีหน้าต่างแสดงดังรูปด้านล่าง



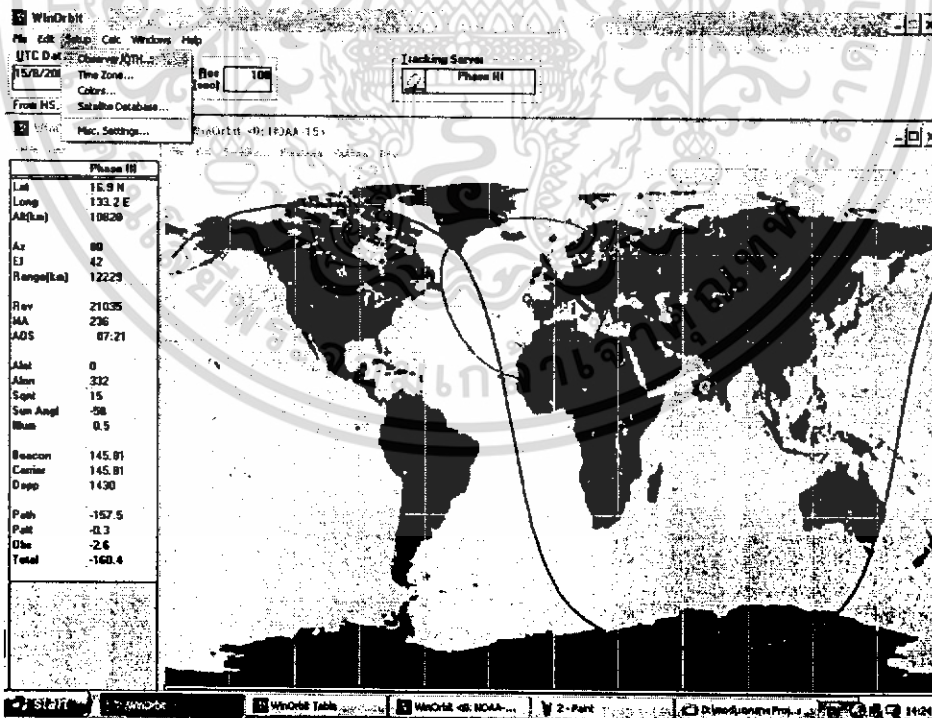
1.1 เช็ทค่าเวลา หน้าต่างบนสุดจะเป็นหน้าต่างในการเริ่มต้นการเซ็คอัพโปรแกรม ใช้สำหรับเช็ทค่าเวลามาตรฐานของตัวดาวเทียมเนื่องจากตัวโปรแกรมนี้ตั้งค่าเวลาอ้างอิงที่เมืองกรีนิช ประเทศอังกฤษ ดังนั้นเราต้องปรับเวลาโดยคลิกเข้าไปที่ Setup ต่อด้วย Time Zone ดังรูปด้านล่าง



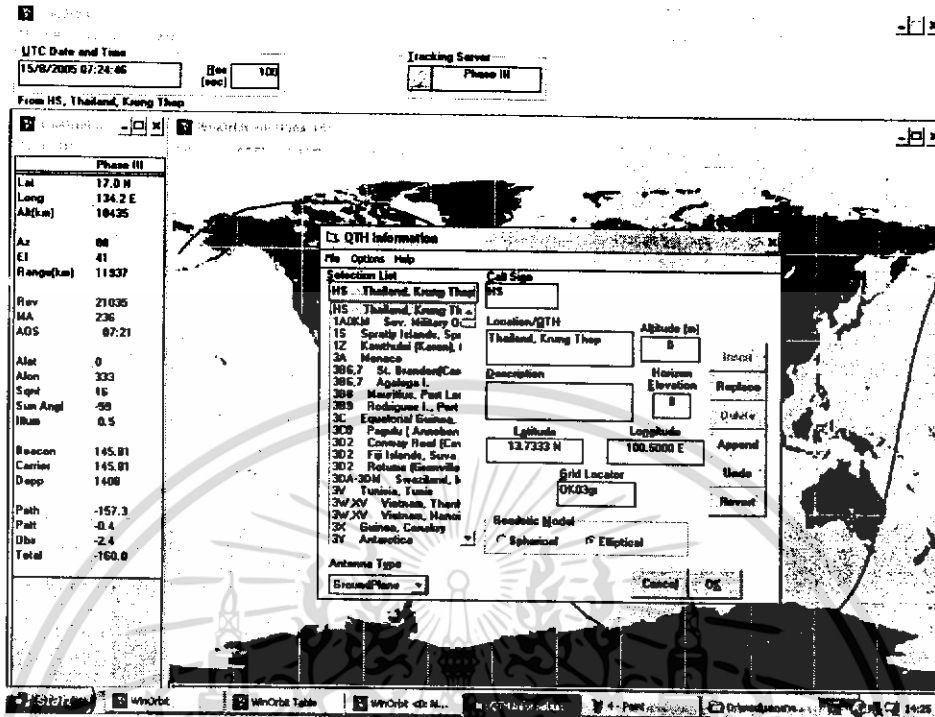
คลิกเลือก Leads UTC ใส่ค่าเวลาที่ตำแหน่งเราอ้างอิงกับเวลามาตรฐานเมืองกรีนิช คือ 7 ชั่วโมง (เวลาของประเทศไทยเมื่อเทียบกับเวลามาตรฐานเมืองกรีนิช ประเทศไทยจะนำหน้าอยู่ 7 ชั่วโมง) ดังรูปด้านล่าง



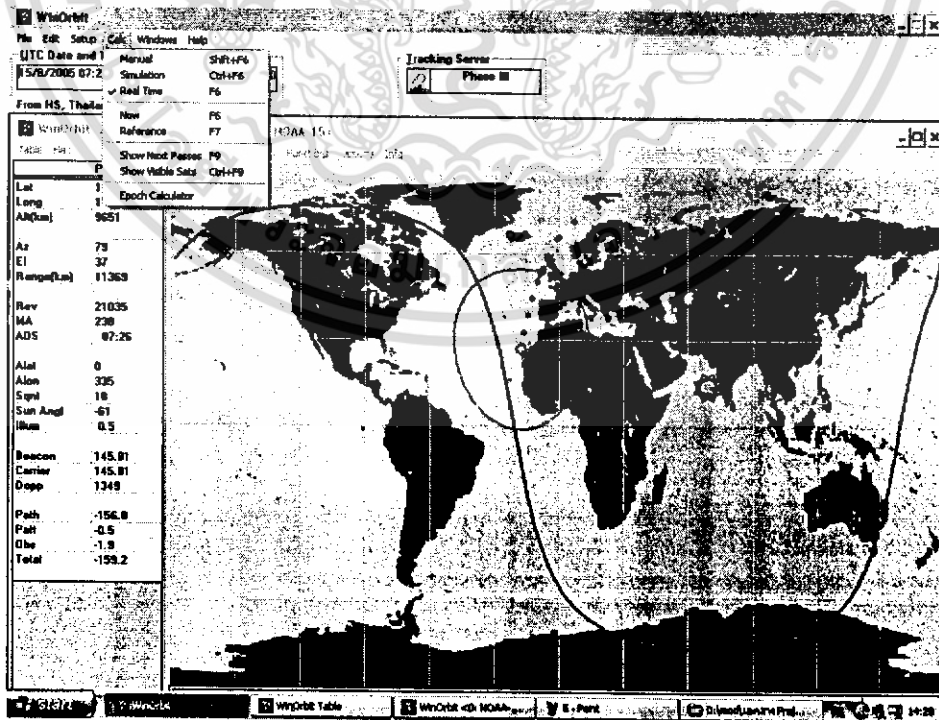
1.2 เช็ตค่าแห่งที่ตั้งของเครื่องรับ โดยคลิกเข้าไปที่ Setup แล้วคลิกที่ Observer/QTH ดังรูป
 ด้านล่าง



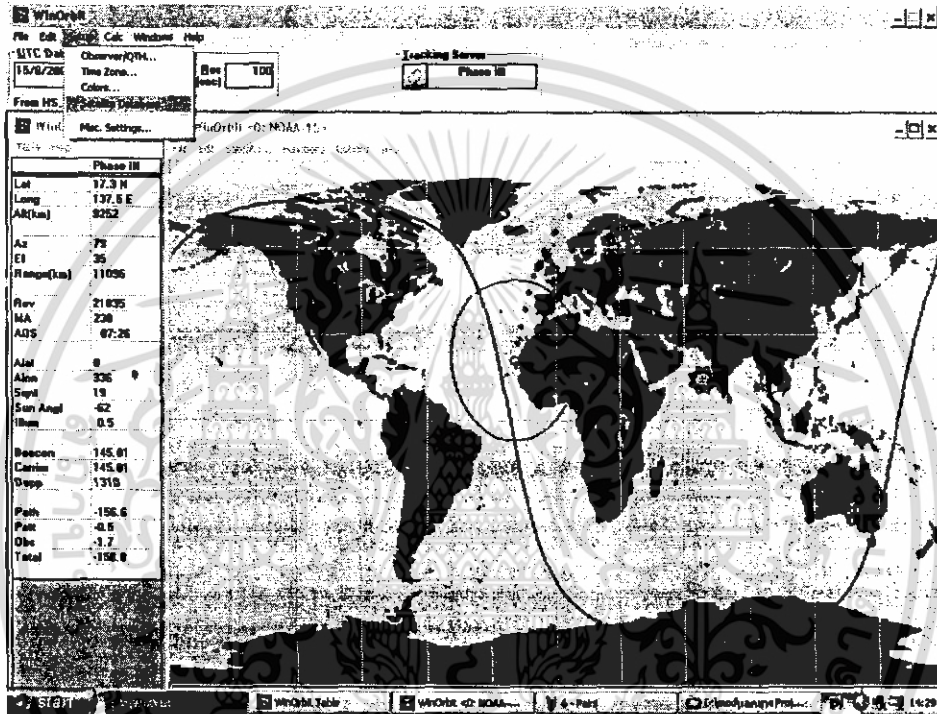
แล้วทำการเช็ตค่าไว้ที่ HS Thailand, Krung Thep ดังรูปด้านล่าง



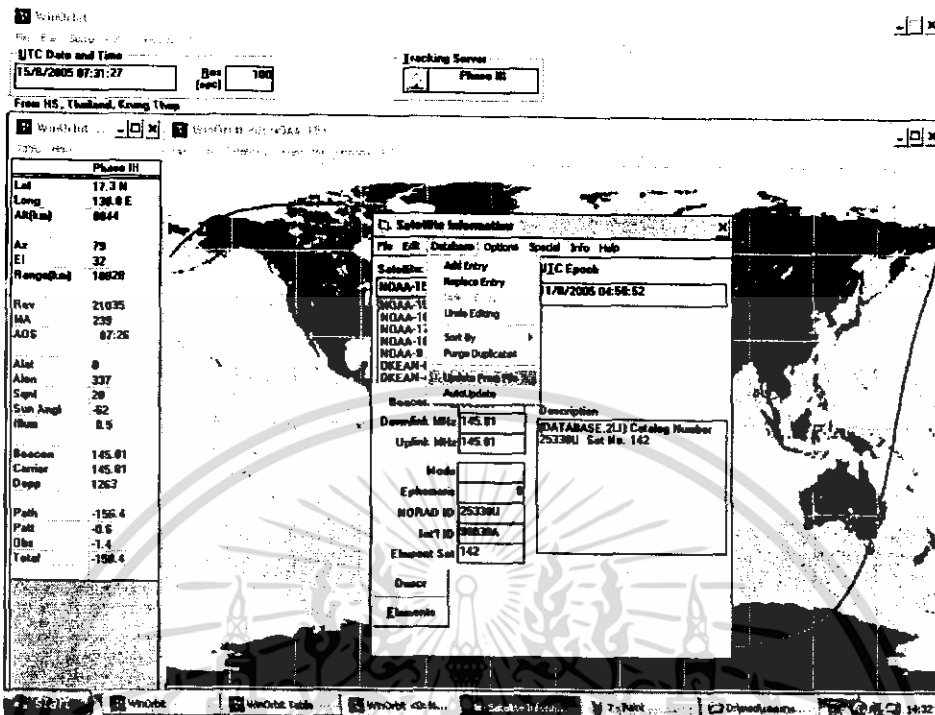
นอกจากนี้แล้วหน้าต่างนี้ยังมีแถบที่สำคัญอีกแถบหนึ่งคือ แถบ Calc ซึ่งเป็นฟังก์ชันที่มีไว้เพื่อให้โปรแกรมแสดงผลทางหน้าต่างกราฟฟิกในรูปแบบต่างๆ ที่เราต้องการ ประกอบด้วยฟังก์ชันต่างๆ 3 ฟังก์ชันคือ Manual , Simulation , Real Time ดังรูปด้านล่าง



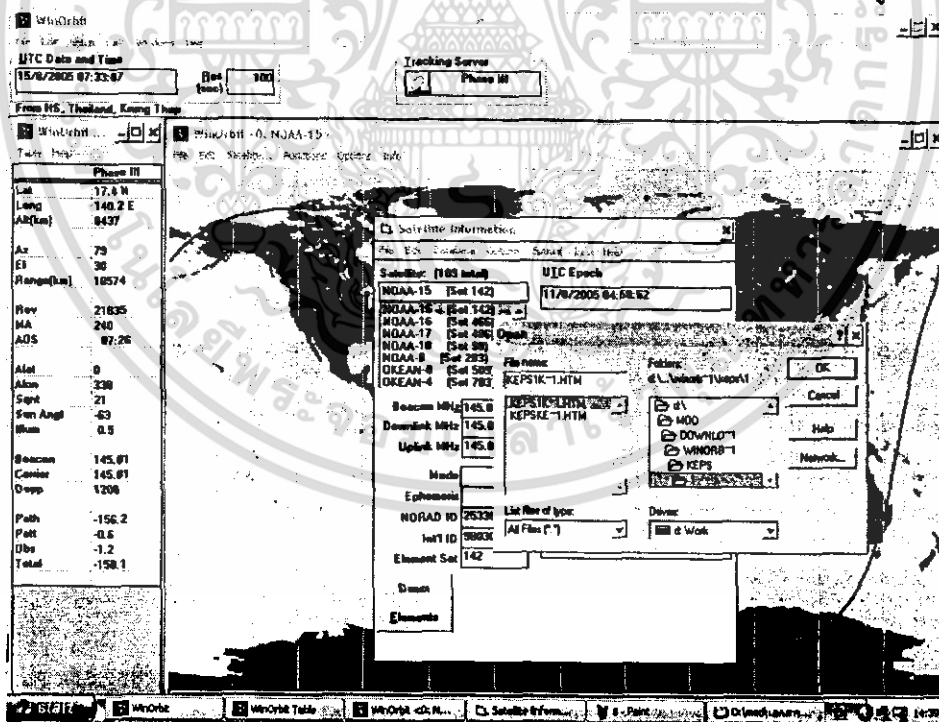
ในการจำลองเส้นทางการเดินทางของดาวเทียมนั้นเราจำเป็นต้อง Update ข้อมูลดาวเทียมอยู่เสมอ เพื่อให้ตำแหน่งดาวเทียมที่ตรงตามตำแหน่งที่แท้จริง ซึ่งสามารถ Update ข้อมูลดาวเทียมได้จากเว็บไซต์ www.wb8ej.com/winorbit.htm ซึ่งเราเซฟ file ในรูปของ .Kep จากนั้นเรานำข้อมูลที่เซฟมา ทำการ Update ข้อมูลดาวเทียมโดยการคลิกเข้าไปที่โปรแกรม Win orbit แล้วเลือกคลิกที่ Setup เข้าไปที่ Satellite Database ดังรูปด้านล่าง



จากนั้นเราจะทำการ Update ข้อมูลดาวเทียม โดยเข้าไปคลิกที่ Database แล้วเข้าไปที่ Update From File ดังรูปด้านล่าง



จากนั้นเข้าไปที่ไฟล์ ที่ทำการเซฟจากเว็บไซต์ www.wb8erj.com/winorbit.htm ดังรูปด้านล่าง



เมื่อเราทำการ Update ข้อมูลดาวเทียมแล้ว เราจำเป็นต้องเซฟข้อมูลที่เร Update ไว้เปิดโปรแกรม ครั้งต่อไปข้อมูลที่เร Update แล้วยังคงอยู่เหมือนเดิม ซึ่งเราทำการเซฟข้อมูล ได้โดยคลิกที่ file แล้วเข้าไป ที่ Save Database ดังรูปด้านล่าง

UTC Date and Time: 15/07/2005 07:32:55
 Tracking Server: Phase III
 From HS, Thailand, Krung Thep

Phase III	
Lat	17.5 N
Long	147.0 E
Alt(km)	9732
Az	73
EI	17
Range(km)	3608
Rev	21035
MA	242
AOS	07:26
Alt	0
Alon	342
Sgnl	77
Sun Angl	-67
Illum	0.4
Bacon	145.81
Carrier	145.81
Dopp	875
Path	-155.5
Palt	-1.8
Obs	-0.4
Total	-156.9

Satellite Information

File Edit Database Options Special Info Help

New: M/C Epoch
 Open 2-Line...
 Open Eph...
 Open Vacs...
 Save Database
 Save 2-Line Pa...
 Print Keys
 Exit

Download MHz: 145.81
 Upload MHz: 145.81
 Mode:
 Ephemeris:
 NORAD ID: 25338U
 Int ID: 98030A
 Element Set: 142

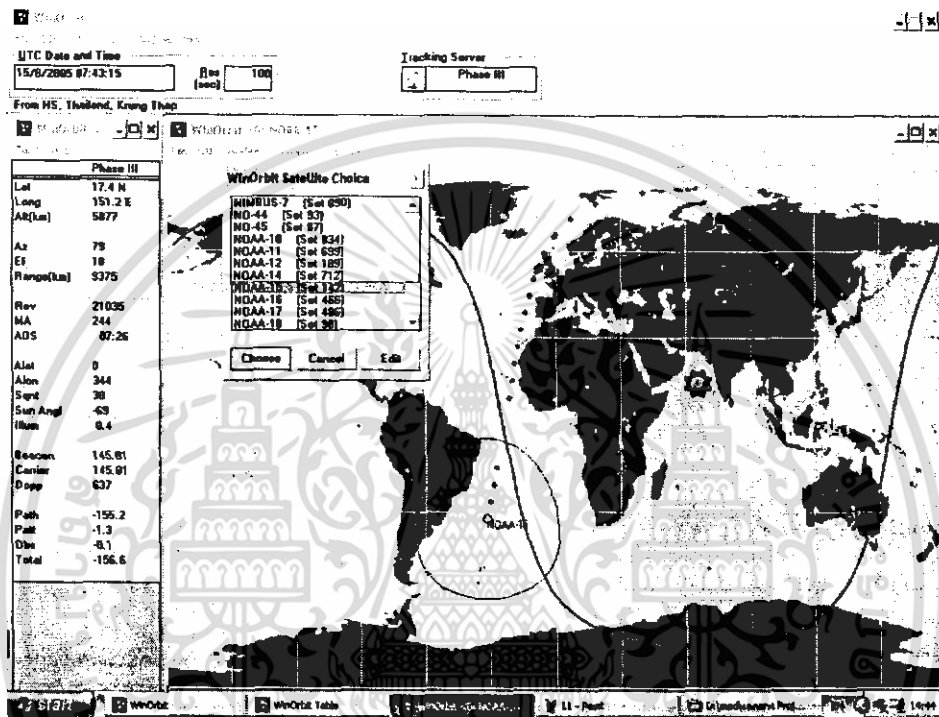
Description: DATABASE: 211 Catalog Number: 25338U Sat No. 142

2. ในส่วนหน้าต่างที่ 2 จะเป็นหน้าต่างแสดงรายละเอียดของตำแหน่งการเคลื่อนที่ของดาวเทียม เมื่อดาวเทียมเคลื่อนไป รายละเอียดของพารามิเตอร์ต่างๆ ที่แสดงไว้ในหน้าต่างนี้จะเปลี่ยนค่าตามไปด้วย เช่น ค่าละติจูด ค่าลองจิจูด ความสูงของดาวเทียมจากพื้นดิน มุมที่ดาวเทียมทำกับดาวอาทิตย์ โดยในส่วน ของหน้าต่างที่ 2 นี้ เราไม่จำเป็นต้องไปยุ่งเกี่ยวใดๆ ทั้งสิ้น

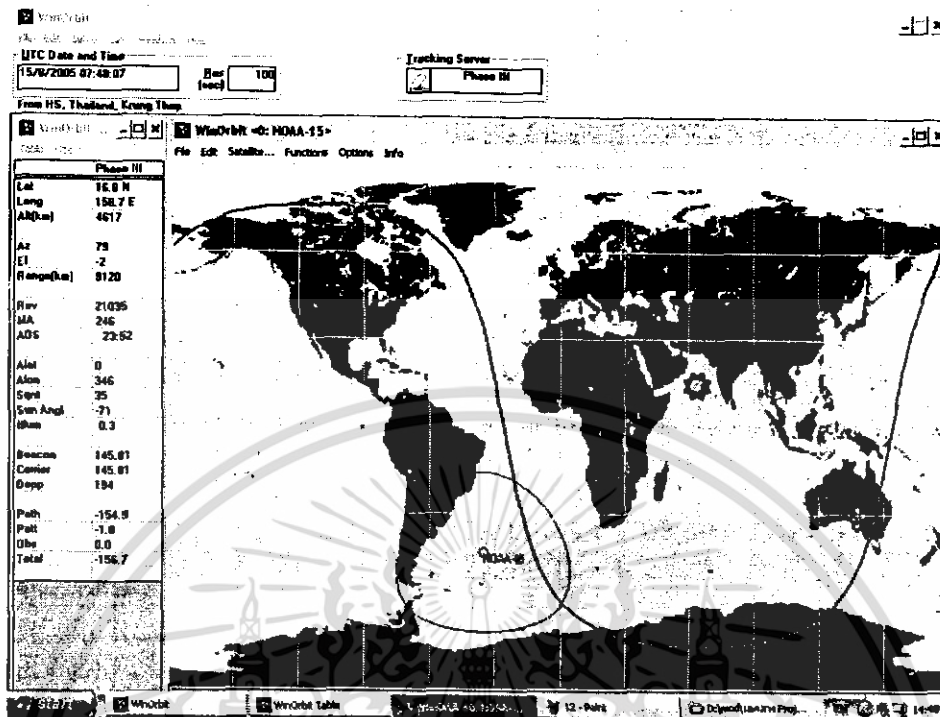
WinOrbit Table

Phase III	
Lat	17.4 N
Long	149.0 E
Alt(km)	6305
Az	75
EI	14
Range(km)	3519
Rev	21035
MA	243
AOS	07:26
Alt	0
Alon	343
Sgnl	29
Sun Angl	-68
Illum	0.4
Bacon	145.81
Carrier	145.81
Dopp	753
Path	-155.3
Palt	-1.2
Obs	-0.3
Total	-154.7

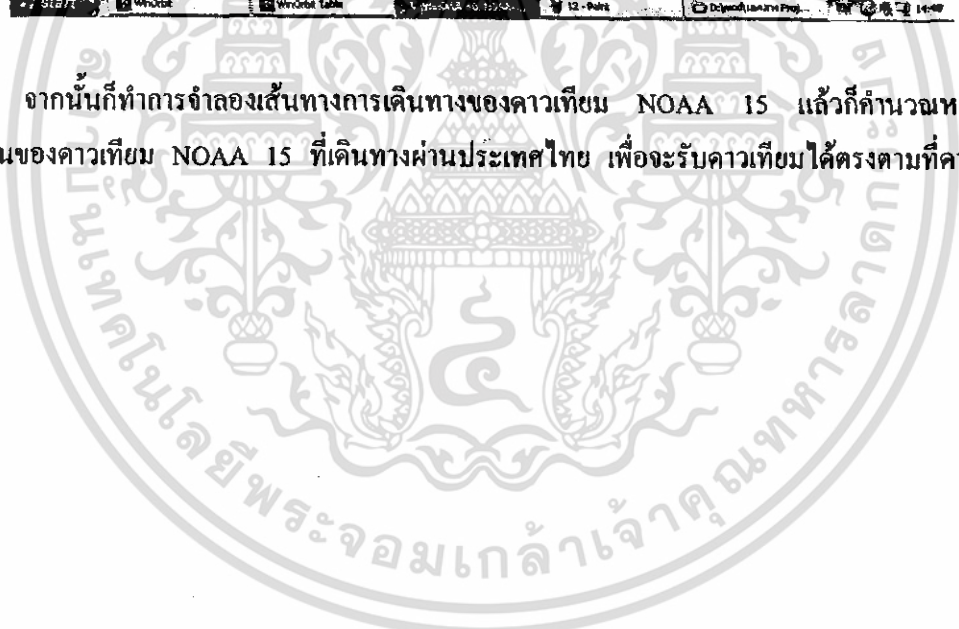
3. หน้าต่างที่ 3 จะเป็นส่วนของกราฟฟิกแสดงเส้นทางการเดินของดาวเทียม วงโคจรของดาวเทียม เพื่อช่วยให้เราเห็นภาพการจำลองการเดินทางของดาวเทียม โดยในส่วนนี้เราสามารถเลือกได้ว่าเราต้องการทราบตำแหน่งของดาวเทียมดาวใดซึ่งเลือกได้ที่แถบ Satellite เมื่อคลิกเลือกแล้วรายชื่อของดาวเทียมจะปรากฏให้เราเลือกในโครงการนี้เราใช้ NOAA 15 และ NOAA 17



เมื่อทำการเลือกดาวเทียมแล้ว โปรแกรมจะแสดงวงโคจรของดาวเทียม NOAA 15 ดังรูปด้านล่าง



จากนั้นก็ทำการจำลองเส้นทางการเดินทางของดาวเทียม NOAA 15 แล้วก็คำนวณหาเวลาที่แน่นอนของดาวเทียม NOAA 15 ที่เดินทางผ่านประเทศไทย เพื่อจะรับดาวเทียมได้ตรงตามที่ดาวเทียมผ่าน



DATA SHEET

NE567/SE567

Tone decoder/phase-locked loop

Product data
Supersedes data of 1992 Apr 15

2002 Sep 25



Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

EQUIVALENT SCHEMATIC

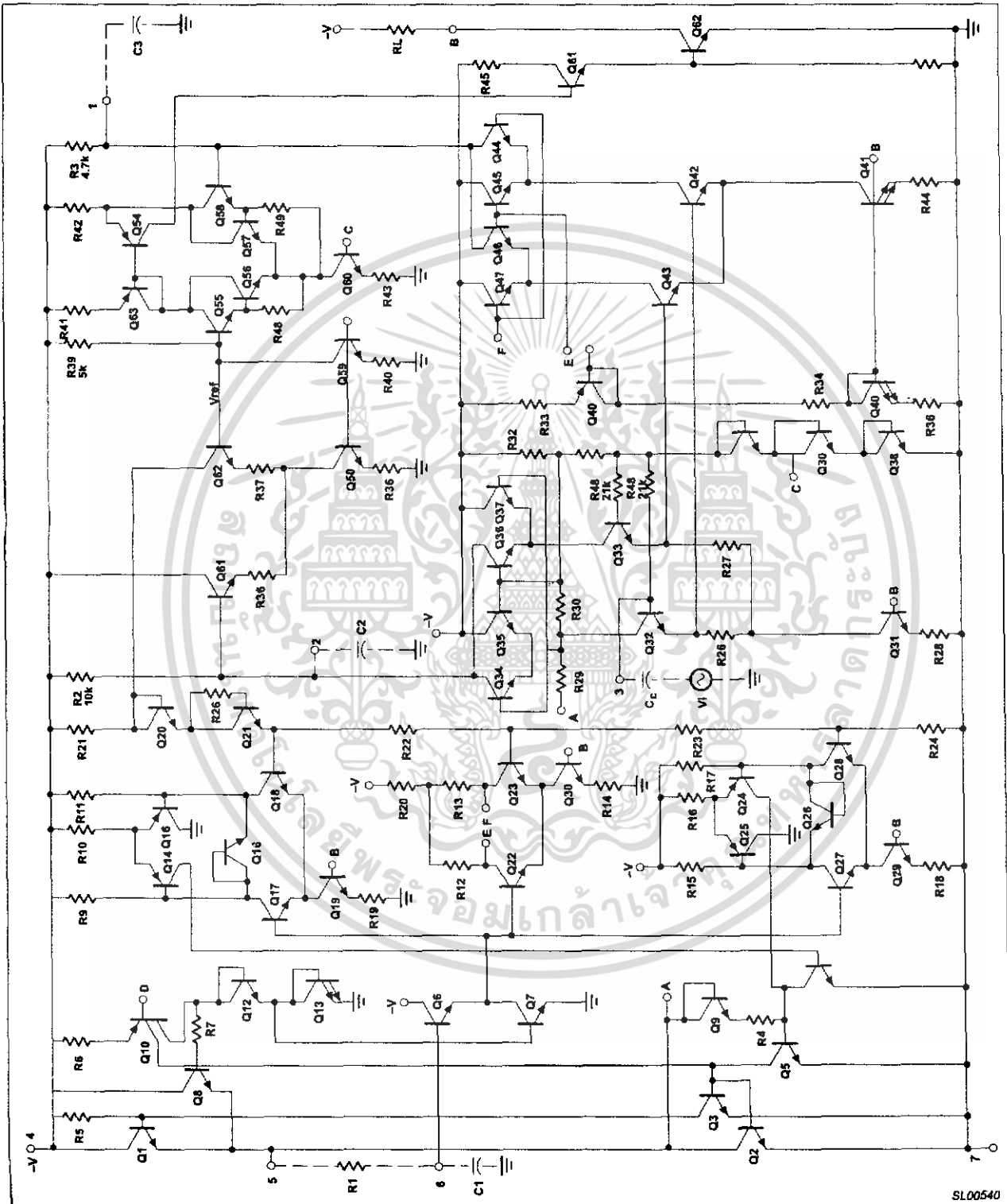


Figure 3. Equivalent schematic

SL00540

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

ORDERING INFORMATION

ORDER CODE	DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	DWG #
NE567D	SO8: plastic small outline package; 8 leads; body width 3.9 mm	0 °C to +70 °C	SOT96-1
NE567N	DIP8: plastic dual in-line package; 8 leads (300 mil)	0 °C to +70 °C	SOT97-1
SE567D	SO8: plastic small outline package; 8 leads; body width 3.9 mm	-55 °C to +125 °C	SOT96-1
SE567N	DIP8: plastic dual in-line package; 8 leads (300 mil)	-55 °C to +125 °C	SOT97-1

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
T _{amb}	Operating temperature NE567 SE567	0 to +70	°C
		-55 to +125	°C
V _{CC}	Operating voltage	10	V
V ₊	Positive voltage at input	0.5 +V _S	V
V ₋	Negative voltage at input	-10	V _{DC}
V _{OUT}	Output voltage (collector of output transistor)	15	V _{DC}
T _{stg}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
P _D	Power dissipation	300	mW

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V+ = 5.0 V; T_{amb} = 25 °C, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE567			NE567			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Center frequency¹									
f _o	Highest center frequency			500			500		kHz
f _o	Center frequency stability ²	-55 °C to +125 °C 0 °C to +70 °C		35 ±140 35 ±60			35 ±140 35 ±60		ppm/°C ppm/°C
f _o	Center frequency distribution	f _o = 100kHz = $\frac{1}{1.1R_1C_1}$	-10	0	+10	-10	0	+10	%
f _o	Center frequency shift with supply voltage	f _o = 100kHz = $\frac{1}{1.1R_1C_1}$		0.5	1		0.7	2	%/V
Detection bandwidth									
BW	Largest detection bandwidth	f _o = 100kHz = $\frac{1}{1.1R_1C_1}$	12	14	16	10	14	18	% of f _o
BW	Largest detection bandwidth skew			2	4		3	6	% of f _o
BW	Largest detection bandwidth—variation with temperature	V _I = 300 mV _{RMS}		±0.1			±0.1		%/°C
BW	Largest detection bandwidth—variation with supply voltage	V _I = 300 mV _{RMS}		±2			±2		%/V
Input									
R _{IN}	Input resistance		15	20	25	15	20	25	kΩ
V _I	Smallest detectable input voltage ⁴	I _L = 100 mA; f _i = f _o		20	25		20	25	mV _{RMS}
	Largest no-output input voltage ⁴	I _L = 100 mA; f _i = f _o	10	15		10	15		mV _{RMS}
	Greatest simultaneous out-band signal-to-in-band signal ratio			+6			+6		dB
	Minimum input signal to wide-band noise ratio	B _n = 140 kHz		-6			-6		dB
Output									
	Fastest on-off cycling rate			f _o /20			f _o /20		
	"1" output leakage current	V _B = 15 V		0.01	25		0.01	25	μA
	"0" output voltage	I _L = 30 mA I _L = 100 mA		0.2 0.6	0.4 1.0		0.2 0.6	0.4 1.0	V V
t _F	Output fall time ³	R _L = 50 Ω		30			30		ns
t _R	Output rise time ³	R _L = 50 Ω		150			150		ns
General									
V _{CC}	Operating voltage range		4.75		9.0	4.75		9.0	V
	Supply current quiescent			6	8		7	10	mA
	Supply current—activated	R _L = 20 kΩ		11	13		12	15	mA
t _{PD}	Quiescent power dissipation			30			35		mW

NOTES:

- Frequency determining resistor R₁ should be between 2 and 20 kΩ
- Applicable over 4.75 V to 5.75 V. See graphs for more detailed information.
- Pin 8 to Pin 1 feedback R_L network selected to eliminate pulsing during turn-on and turn-off.
- With R₂ = 130 kΩ from Pin 1 to V+. See Figure 16.

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

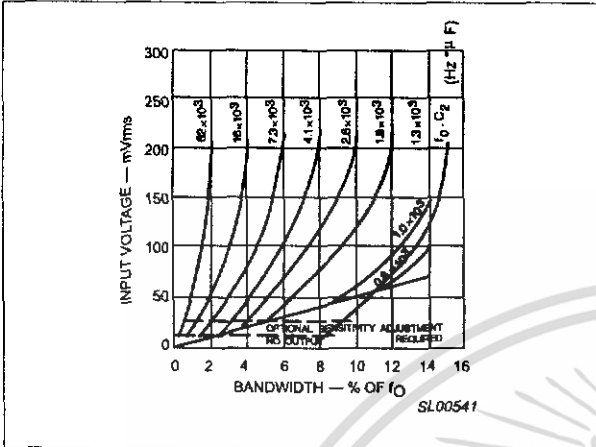


Figure 4. Bandwidth vs. input signal amplitude

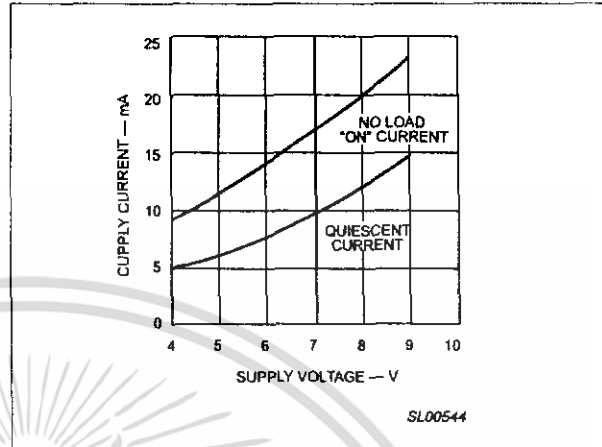


Figure 7. Typical supply current vs. supply voltage

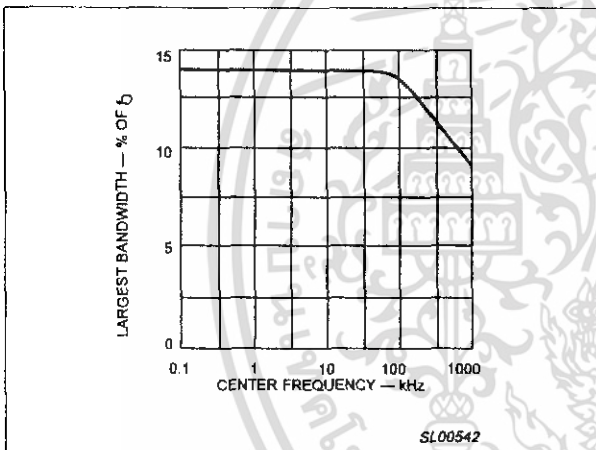


Figure 5. Largest detection bandwidth vs. operating frequency

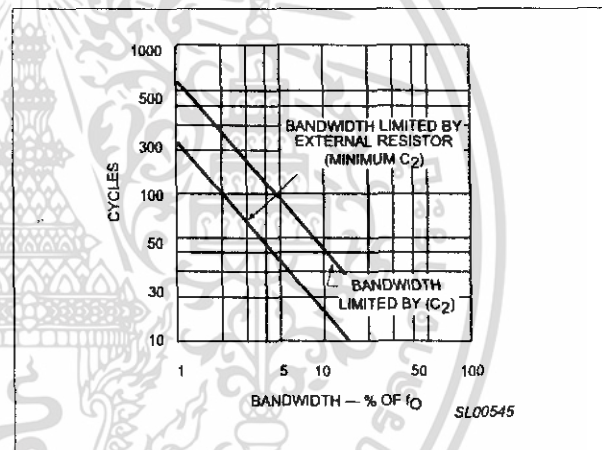


Figure 8. Greatest number of cycles before output

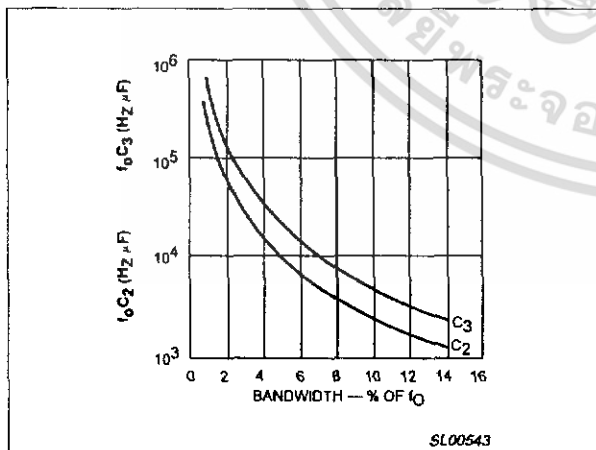


Figure 6. Detection bandwidth as a function of C₂ and C₃

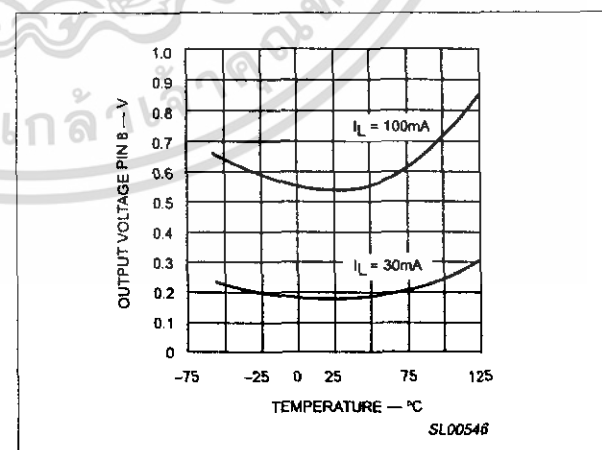


Figure 9. Typical output voltage vs. temperature

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (continued)

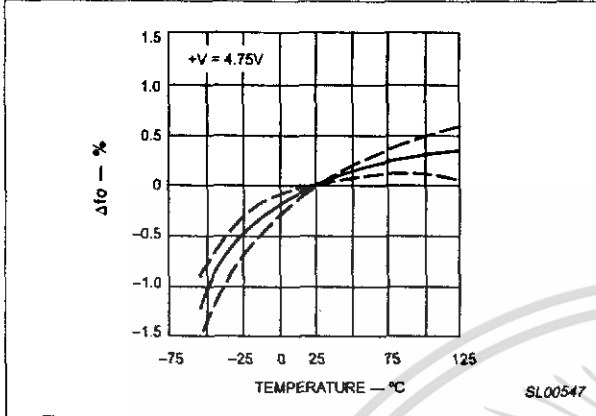


Figure 10. Typical frequency drift with temperature (Mean and SD)

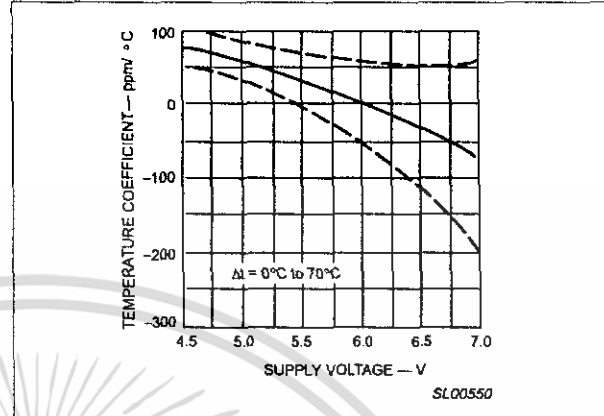


Figure 13. Center frequency temperature coefficient (Mean and SD)

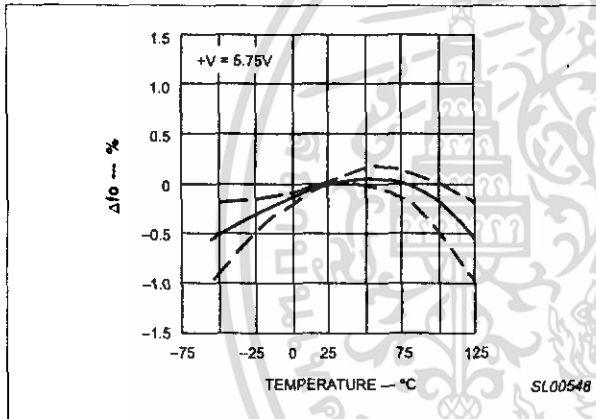


Figure 11. Typical frequency drift with temperature (Mean and SD)

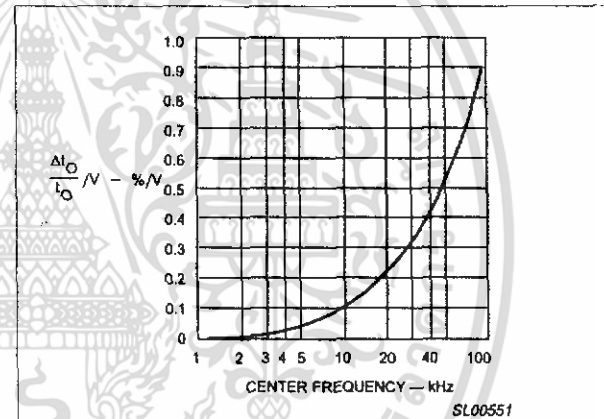


Figure 14. Center frequency shift with supply voltage change vs. operating frequency

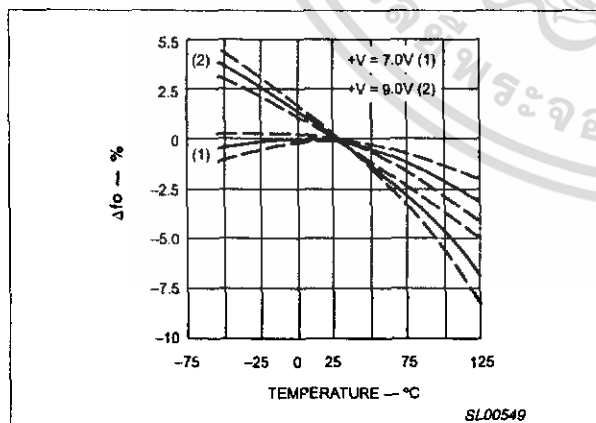


Figure 12. Typical frequency drift with temperature (Mean and SD)

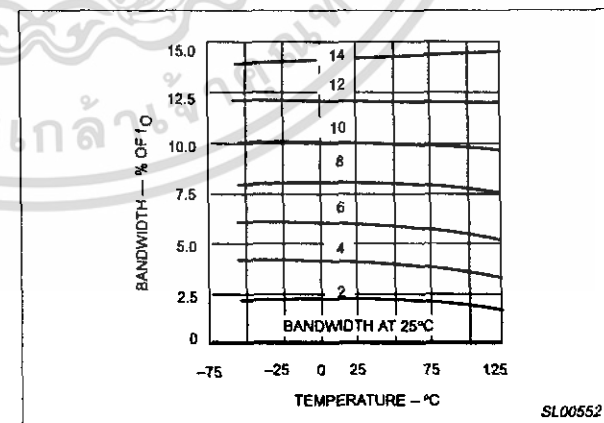


Figure 15. Typical bandwidth variation temperature

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

DESIGN FORMULAS

$$f_0 = \frac{1}{1.1R_1 C_1}$$

$$BW = 1070 \sqrt{\frac{V_1}{f_0 C_2}} \text{ in \% of } f_0$$

$$V_1 \leq 200\text{mV}_{\text{RMS}}$$

Where

V_1 = Input voltage (V_{RMS})

C_2 = Low-pass filter capacitor (μF)

PHASE-LOCKED LOOP TERMINOLOGY CENTER FREQUENCY (f_0)

The free-running frequency of the current controlled oscillator (CCO) in the absence of an input signal.

Detection bandwidth (BW)

The frequency range, centered about f_0 , within which an input signal above the threshold voltage (typically 20 mV_{RMS}) will cause a logical zero state on the output. The detection bandwidth corresponds to the loop capture range.

Lock range

The largest frequency range within which an input signal above the threshold voltage will hold a logical zero state on the output.

Detection band skew

A measure of how well the detection band is centered about the center frequency, f_0 . The skew is defined as:

$$\frac{(f_{\text{MAX}} + f_{\text{MIN}} - 2f_0)}{2f_0}$$

where f_{MAX} and f_{MIN} are the frequencies corresponding to the edges of the detection band. The skew can be reduced to zero if necessary by means of an optional centering adjustment.

OPERATING INSTRUCTIONS

Figure 16 shows a typical connection diagram for the 567. For most applications, the following three-step procedure will be sufficient for choosing the external components R_1 , C_1 , C_2 and C_3 .

1. Select R_1 and C_1 for the desired center frequency. For best temperature stability, R_1 should be between 2 k Ω and 20 k Ω , and the combined temperature coefficient of the R_1C_1 product should have sufficient stability over the projected temperature range to meet the necessary requirements.
2. Select the low-pass capacitor, C_2 , by referring to Figure 4, 'Bandwidth vs. input signal amplitude'. If the input amplitude variation is known, the appropriate value of $f_0 \cdot C_2$ necessary to give the desired bandwidth may be found. Conversely, an area of operation may be selected on this graph and the input level and C_2 may be adjusted accordingly. For example, constant bandwidth operation requires that input amplitude be above 200mV_{RMS}. The bandwidth, as noted on the graph, is then controlled solely by the $f_0 \cdot C_2$ product (f_0 (Hz), C_2 (μF)).

3. The value of C_3 is generally non-critical. C_3 sets the band edge of a low-pass filter which attenuates frequencies outside the detection band to eliminate spurious outputs. If C_3 is too small, frequencies just outside the detection band will switch the output stage on and off at the beat frequency, or the output may pulse on and off during the turn-on transient. If C_3 is too large, turn-on and turn-off of the output stage will be delayed until the voltage on C_3 passes the threshold voltage. (Such delay may be desirable to avoid spurious outputs due to transient frequencies.) A typical minimum value for C_3 is $2C_2$.

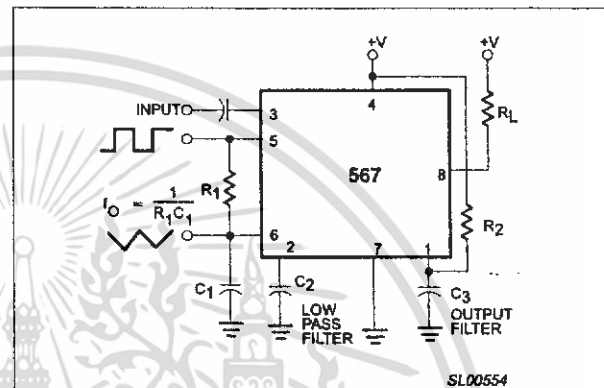


Figure 16. Typical connection

4. Optional resistor R_2 sets the threshold for the largest "no output" input voltage. A value of 130 k Ω is used to assure the tested limit of 10 mV_{RMS} min. This resistor can be referenced to ground for increased sensitivity. The explanation can be found in the "optional controls" section which follows.

TYPICAL RESPONSE

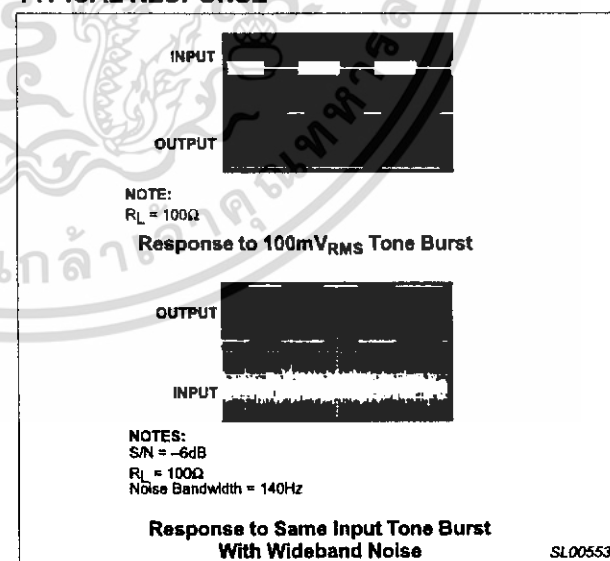


Figure 17. Typical response

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

AVAILABLE OUTPUTS (Figure 18)

The primary output is the uncommitted output transistor collector, Pin 8. When an in-band input signal is present, this transistor saturates; its collector voltage being less than 1.0 volt (typically 0.6V) at full output current (100mA). The voltage at Pin 2 is the phase detector output which is a linear function of frequency over the range of 0.95 to $1.05 f_O$ with a slope of about 20mV per percent of frequency deviation. The average voltage at Pin 1 is, during lock, a function of the in-band input amplitude in accordance with the transfer characteristic given. Pin 5 is the controlled oscillator square wave output of magnitude $(+V - 2V_{BE}) \approx (+V - 1.4V)$ having a DC average of $+V/2$. A $1k\Omega$ load may be driven from pin 5. Pin 6 is an exponential triangle of $1V_{p-p}$ with an average DC level of $+V/2$. Only high impedance loads may be connected to pin 6 without affecting the CCD duty cycle or temperature stability.

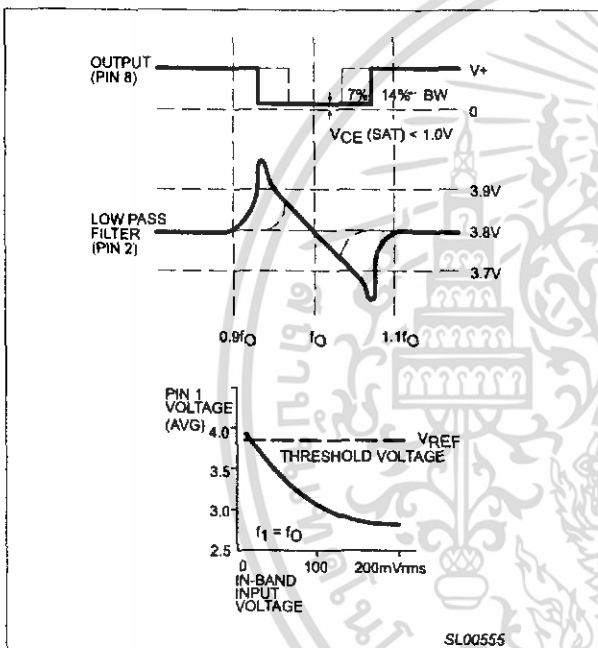


Figure 18. Available outputs

OPERATING PRECAUTIONS

A brief review of the following precautions will help the user achieve the high level of performance of which the 567 is capable.

1. Operation in the high input level mode (above 200 mV) will free the user from bandwidth variations due to changes in the in-band signal amplitude. The input stage is now limiting, however, so that out-band signals or high noise levels can cause an apparent bandwidth reduction as the inband signal is suppressed. Also, the limiting action will create in-band components from sub-harmonic signals, so the 567 becomes sensitive to signals at $f_O/3$, $f_O/5$, etc.
2. The 567 will lock onto signals near $(2n+1) f_O$, and will give an output for signals near $(4n+1) f_O$ where $n = 0, 1, 2$, etc. Thus, signals at $5f_O$ and $9f_O$ can cause an unwanted output. If such signals are anticipated, they should be attenuated before reaching the 567 input.
3. Maximum immunity from noise and out-band signals is afforded in the low input level (below 200 mV_{RMS}) and reduced bandwidth operating mode. However, decreased loop damping causes the worst-case lock-up time to increase, as shown by the Greatest Number of Cycles Before Output vs Bandwidth graph.
4. Due to the high switching speeds (20 ns) associated with 567 operation, care should be taken in lead routing. Lead lengths should be kept to a minimum. The power supply should be adequately bypassed close to the 567 with a $0.01\mu F$ or greater capacitor; grounding paths should be carefully chosen to avoid ground loops and unwanted voltage variations. Another factor which must be considered is the effect of load energization on the power supply. For example, an incandescent lamp typically draws 10 times rated current at turn-on. This can cause supply voltage fluctuations which could, for example, shift the detection band of narrow-band systems sufficiently to cause momentary loss of lock. The result is a low-frequency oscillation into and out of lock. Such effects can be prevented by supplying heavy load currents from a separate supply or increasing the supply filter capacitor.

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

SPEED OF OPERATION

Minimum lock-up time is related to the natural frequency of the loop. The lower it is, the longer becomes the turn-on transient. Thus, maximum operating speed is obtained when C_2 is at a minimum. When the signal is first applied, the phase may be such as to initially drive the controlled oscillator away from the incoming frequency rather than toward it. Under this condition, which is of course unpredictable, the lock-up transient is at its worst and the theoretical minimum lock-up time is not achievable. We must simply wait for the transient to die out.

The following expressions give the values of C_2 and C_3 which allow highest operating speeds for various band center frequencies. The minimum rate at which digital information may be detected without information loss due to the turn-on transient or output chatter is about 10 cycles per bit, corresponding to an information transfer rate of $f_0/10$ baud.

$$C_2 = \frac{130}{f_0} \mu\text{F}$$

$$C_3 = \frac{260}{f_0} \mu\text{F}$$

In cases where turn-off time can be sacrificed to achieve fast turn-on, the optional sensitivity adjustment circuit can be used to move the quiescent C_3 voltage lower (closer to the threshold voltage). However, sensitivity to beat frequencies, noise and extraneous signals will be increased.

OPTIONAL CONTROLS (Figure 19)

The 567 has been designed so that, for most applications, no external adjustments are required. Certain applications, however, will be greatly facilitated if full advantage is taken of the added control possibilities available through the use of additional external components. In the diagrams given, typical values are suggested where applicable. For best results the resistors used, except where noted, should have the same temperature coefficient. Ideally, silicon diodes would be low-resistivity types, such as forward-biased transistor base-emitter junctions. However, ordinary low-voltage diodes should be adequate for most applications.

SENSITIVITY ADJUSTMENT (Figure 19)

When operated as a very narrow-band detector (less than 8%), both C_2 and C_3 are made quite large in order to improve noise and out-band signal rejection. This will inevitably slow the response time. If, however, the output stage is biased closer to the threshold level, the turn-on time can be improved. This is accomplished by drawing additional current to terminal 1. Under this condition, the 567 will also give an output for lower-level signals (10 mV or lower).

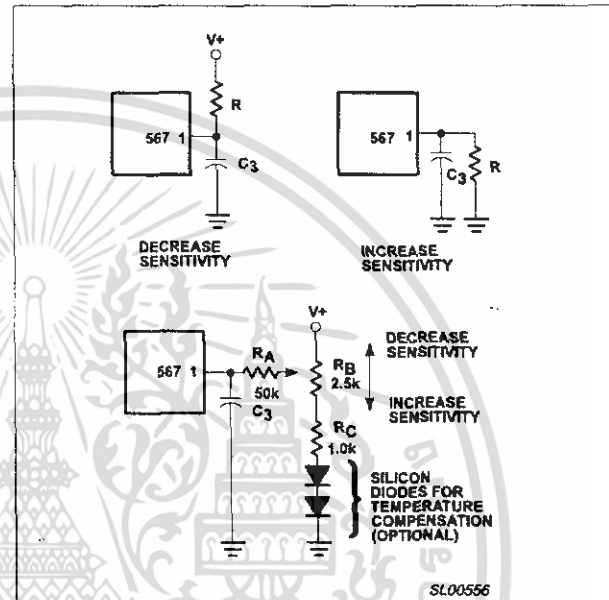


Figure 19. Sensitivity adjustment

By adding current to terminal 1, the output stage is biased further away from the threshold voltage. This is most useful when, to obtain maximum operating speed, C_2 and C_3 are made very small. Normally, frequencies just outside the detection band could cause false outputs under this condition. By desensitizing the output stage, the out-band beat notes do not feed through to the output stage. Since the input level must be somewhat greater when the output stage is made less sensitive, rejection of third harmonics or in-band harmonics (of lower frequency signals) is also improved.

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

CHATTER PREVENTION (Figure 20)

Chatter occurs in the output stage when C_3 is relatively small, so that the lock transient and the AC components at the quadrature phase detector (lock detector) output cause the output stage to move through its threshold more than once. Many loads, for example lamps and relays, will not respond to the chatter. However, logic may recognize the chatter as a series of outputs. By feeding the output stage output back to its input (Pin 1) the chatter can be eliminated. Three schemes for doing this are given in Figure 20. All operate by feeding the first output step (either on or off) back to the input, pushing the input past the threshold until the transient conditions are over. It is only necessary to assure that the feedback time constant is not so large as to prevent operation at the highest anticipated speed. Although chatter can always be eliminated by making C_3 large, the feedback circuit will enable faster operation of the 567 by allowing C_3 to be kept small. Note that if the feedback time constant is made quite large, a short burst at the input frequency can be stretched into a long output pulse. This may be useful to drive, for example, stepping relays.

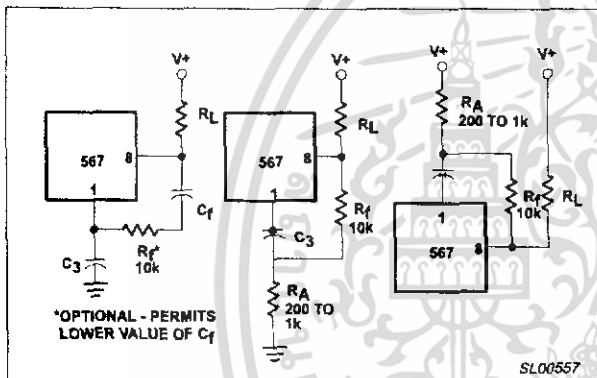


Figure 20. Chatter prevention

DETECTION BAND CENTERING (OR SKEW) ADJUSTMENT (Figure 21)

When it is desired to alter the location of the detection band (corresponding to the loop capture range) within the lock range, the circuits shown above can be used. By moving the detection band to one edge of the range, for example, input signal variations will expand the detection band in only one direction. This may prove useful when a strong but undesirable signal is expected on one side or the other of the center frequency. Since R_B also alters the duty cycle slightly, this method may be used to obtain a precise duty cycle when the 567 is used as an oscillator.

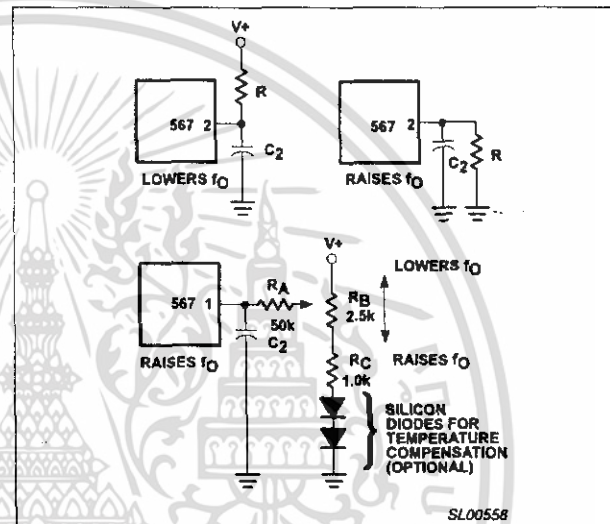


Figure 21. Skew adjust

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

ALTERNATE METHOD OF BANDWIDTH REDUCTION (Figure 22)

Although a large value of C_2 will reduce the bandwidth, it also reduces the loop damping so as to slow the circuit response time. This may be undesirable. Bandwidth can be reduced by reducing the loop gain. This scheme will improve damping and permit faster operation under narrow-band conditions. Note that the reduced impedance level at terminal 2 will require that a larger value of C_2 be used for a given filter cutoff frequency. If more than three 567s are to be used, the network of R_B and R_C can be eliminated and the R_A resistors connected together. A capacitor between this junction and ground may be required to shunt high frequency components.

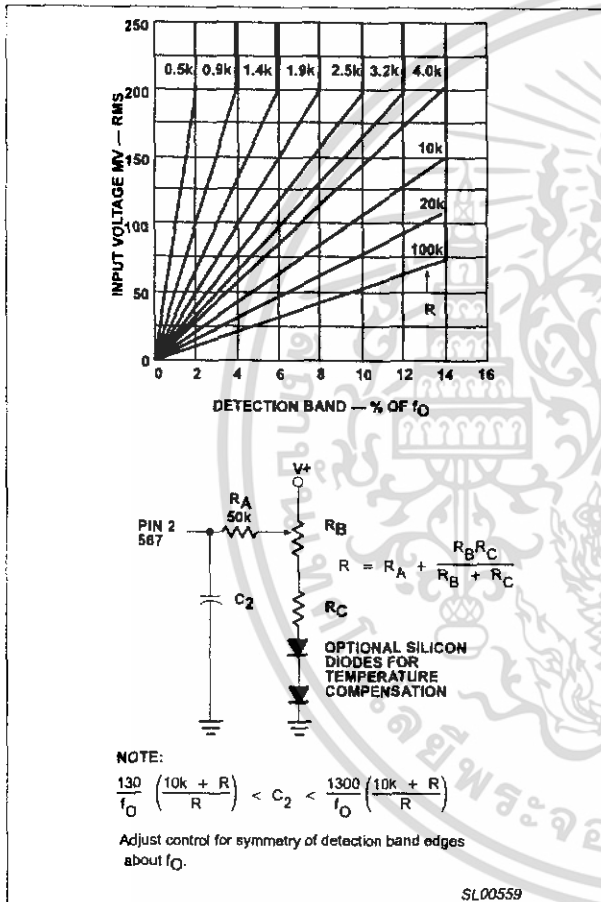


Figure 22. BW reduction

OUTPUT LATCHING (Figure 23)

To latch the output on after a signal is received, it is necessary to provide a feedback resistor around the output stage (between Pins 8 and 1). Pin 1 is pulled-up to unlatch the output stage.

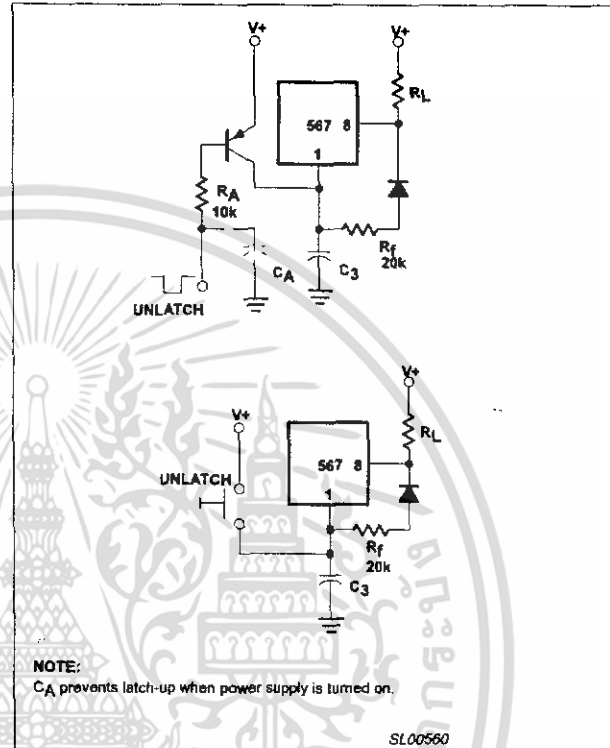


Figure 23. Output latching

REDUCTION OF C_1 VALUE

For precision very low-frequency applications, where the value of C_1 becomes large, an overall cost savings may be achieved by inserting a voltage-follower between the $R_1 C_1$ junction and Pin 8, so as to allow a higher value of R_1 and a lower value of C_1 for a given frequency.

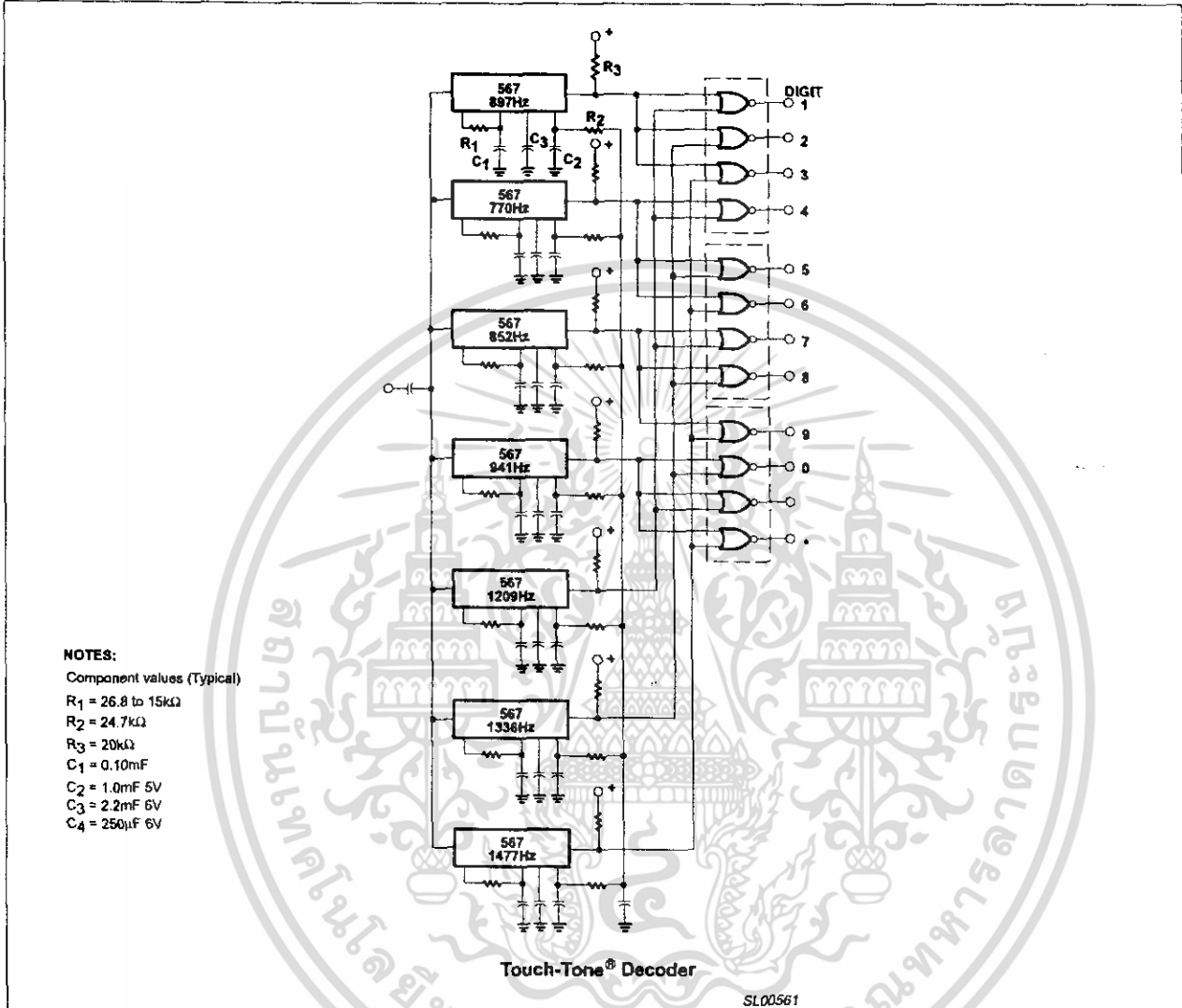
PROGRAMMING

To change the center frequency, the value of R_1 can be changed with a mechanical or solid state switch, or additional C_1 capacitors may be added by grounding them through saturating NPN transistors.

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

TYPICAL APPLICATIONS



- NOTES:**
 Component values (Typical)
 $R_1 = 26.8$ to $15k\Omega$
 $R_2 = 24.7k\Omega$
 $R_3 = 20k\Omega$
 $C_1 = 0.10mF$
 $C_2 = 1.0mF$ 5V
 $C_3 = 2.2mF$ 6V
 $C_4 = 250\mu F$ 6V

Figure 24. Typical applications

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

TYPICAL APPLICATIONS (continued)

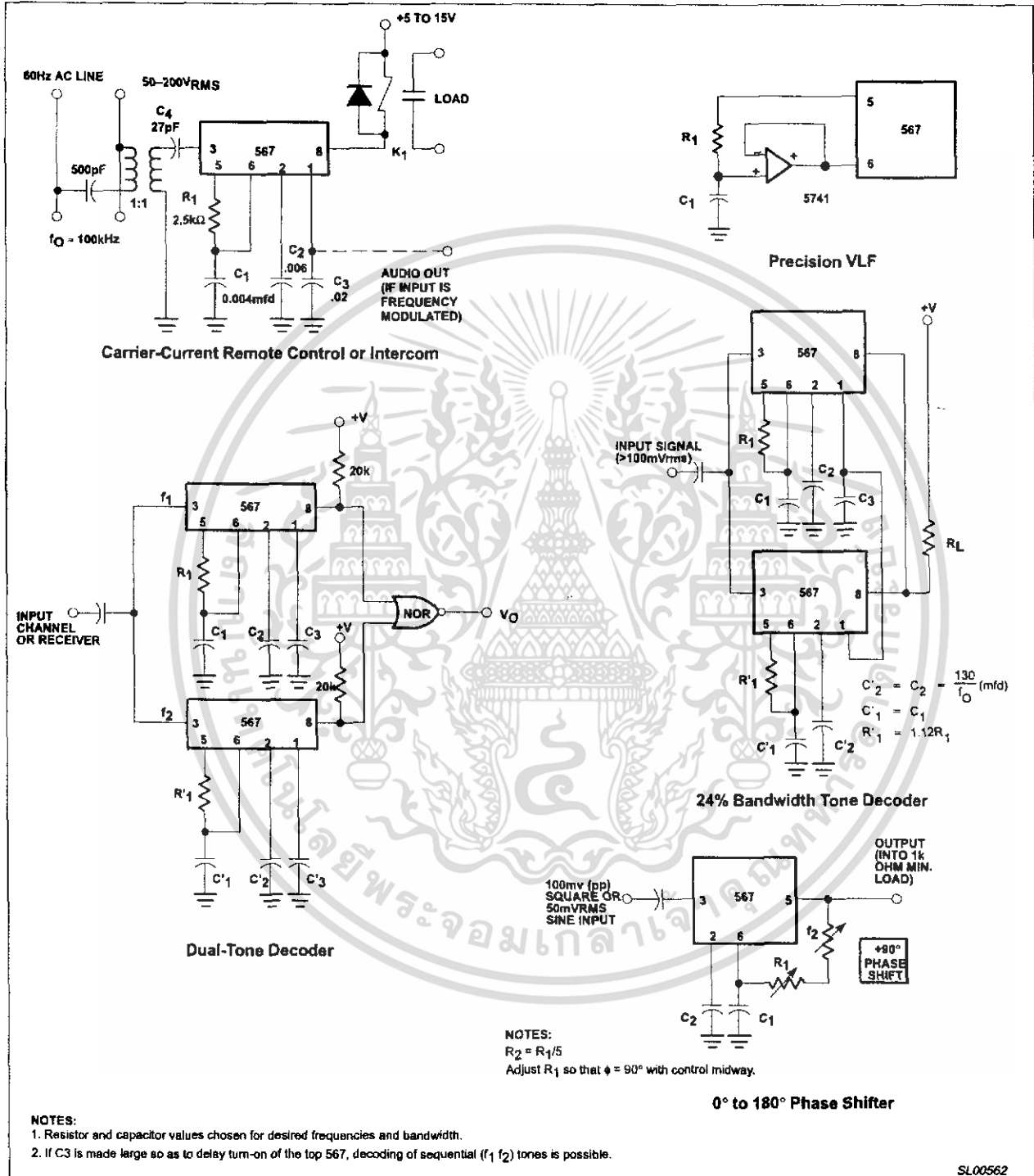


Figure 25. Typical applications (cont.)

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

TYPICAL APPLICATIONS (continued)

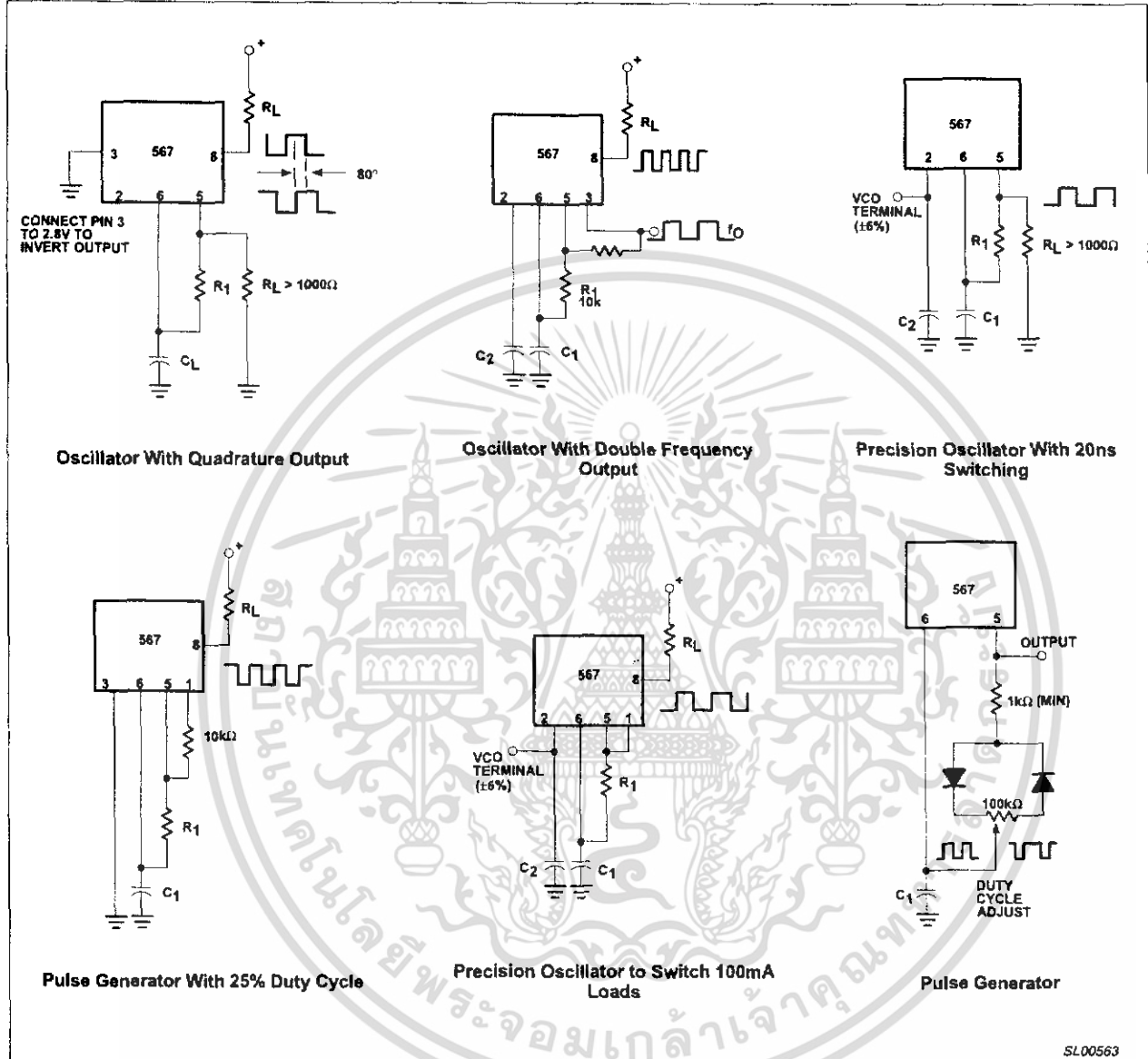


Figure 26. Typical applications (cont.)

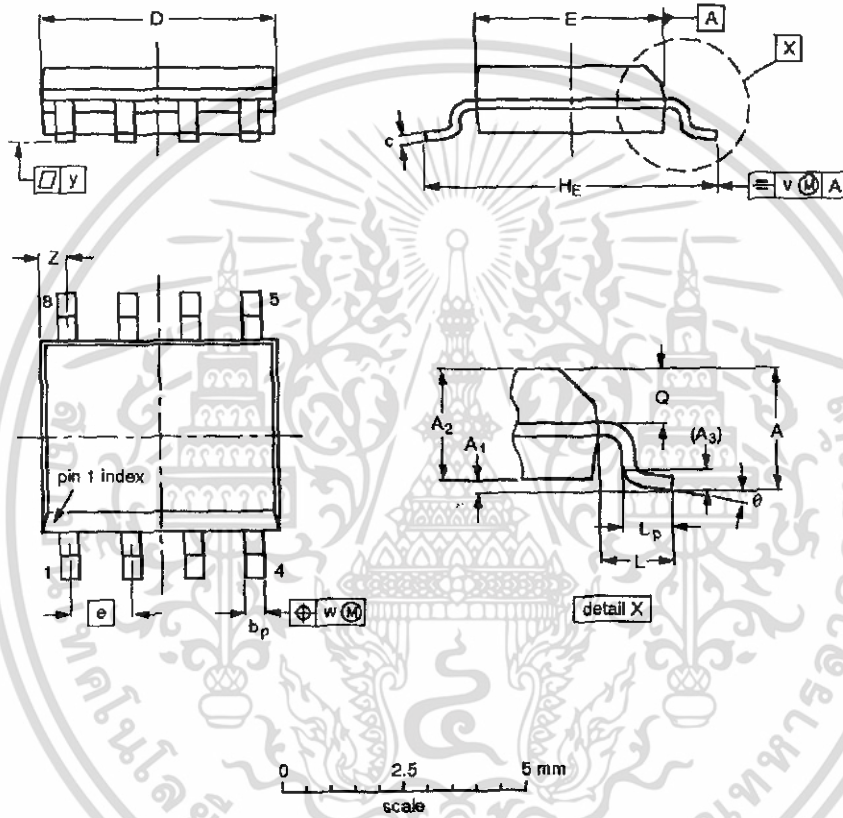
SL00563

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

S08: plastic small outline package; 8 leads; body width 3.9 mm

SOT96-1



DIMENSIONS (Inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A _{max}	A ₁	A ₂	A ₃	b _p	c	D ⁽¹⁾	E ⁽²⁾	e	H _E	L	L _p	Q	v	w	y	Z ⁽¹⁾	θ
mm	1.75	0.25 0.10	1.45 1.25	0.25	0.49 0.36	0.25 0.19	5.0 4.8	4.0 3.8	1.27	6.2 5.8	1.05	1.0 0.4	0.7 0.6	0.25	0.25	0.1	0.7 0.3	8° 0°
Inches	0.069	0.010 0.004	0.057 0.049	0.01	0.019 0.014	0.0100 0.0075	0.20 0.19	0.16 0.15	0.050	0.244 0.228	0.041	0.039 0.016	0.028 0.024	0.01	0.01	0.004	0.028 0.012	

Notes

1. Plastic or metal protrusions of 0.15 mm maximum per side are not included.
2. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

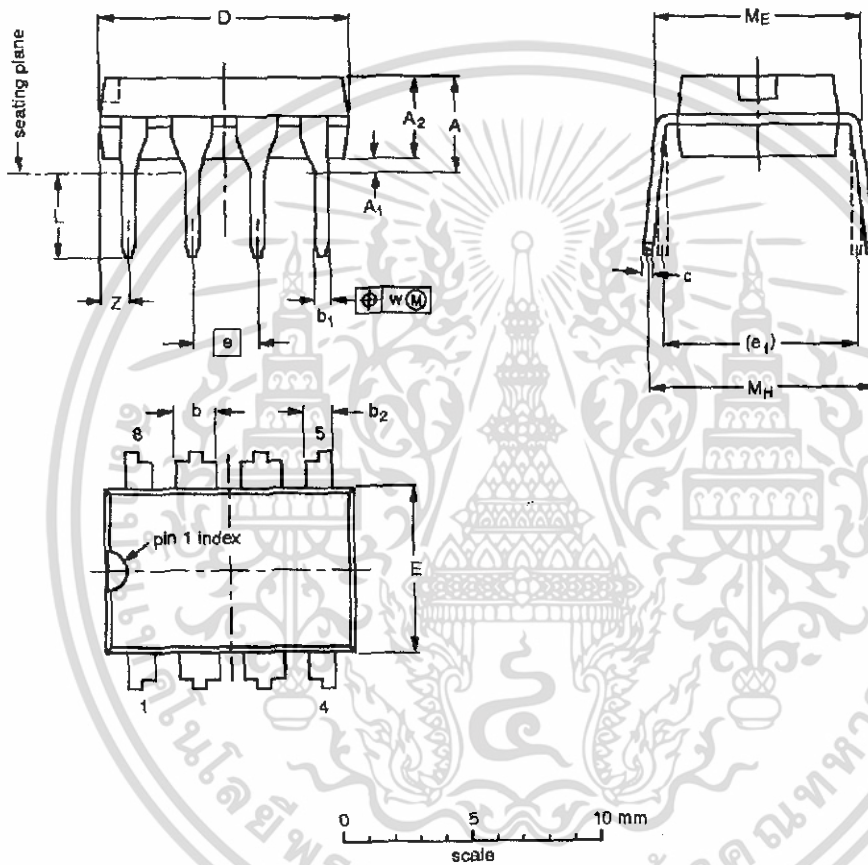
OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT96-1	076E03	MS-012				97-06-22 99-12-27

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

DIP8: plastic dual in-line package; 8 leads (300 mil)

SOT97-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A ₁ min.	A ₂ max.	b	b ₁	b ₂	c	D ⁽¹⁾	E ⁽¹⁾	e	e ₁	L	M _E	M _H	w	Z ⁽¹⁾ max.
mm	4.2	0.51	3.2	1.73 1.14	0.53 0.38	1.07 0.89	0.36 0.23	9.8 9.2	6.48 6.20	2.54	7.62	3.60 3.05	8.25 7.80	10.0 8.3	0.254	1.15
inches	0.17	0.020	0.13	0.068 0.045	0.021 0.015	0.042 0.035	0.014 0.009	0.39 0.36	0.26 0.24	0.10	0.30	0.14 0.12	0.32 0.31	0.39 0.33	0.01	0.045

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOT97-1	050G01	MO-001	SC-504-B		96-02-04 99-12-27

Tone decoder/phase-locked loop

NE567/SE567

Data sheet status

Data sheet status [1]	Product status [2]	Definitions
Objective data	Development	This data sheet contains data from the objective specification for product development. Philips Semiconductors reserves the right to change the specification in any manner without notice.
Preliminary data	Qualification	This data sheet contains data from the preliminary specification. Supplementary data will be published at a later date. Philips Semiconductors reserves the right to change the specification without notice, in order to improve the design and supply the best possible product.
Product data	Production	This data sheet contains data from the product specification. Philips Semiconductors reserves the right to make changes at any time in order to improve the design, manufacturing and supply. Changes will be communicated according to the Customer Product/Process Change Notification (CPCN) procedure SNW-SQ-650A.

[1] Please consult the most recently issued data sheet before initiating or completing a design.

[2] The product status of the device(s) described in this data sheet may have changed since this data sheet was published. The latest information is available on the Internet at URL: <http://www.semiconductors.philips.com>.

Definitions

Short-form specification — The data in a short-form specification is extracted from a full data sheet with the same type number and title. For detailed information see the relevant data sheet or data handbook.

Limiting values definition — Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.

Application information — Applications that are described herein for any of these products are for illustrative purposes only. Philips Semiconductors make no representation or warranty that such applications will be suitable for the specified use without further testing or modification.

Disclaimers

Life support — These products are not designed for use in life support appliances, devices or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips Semiconductors customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips Semiconductors for any damages resulting from such application.

Right to make changes — Philips Semiconductors reserves the right to make changes, without notice, in the products, including circuits, standard cells, and/or software, described or contained herein in order to improve design and/or performance. Philips Semiconductors assumes no responsibility or liability for the use of any of these products, conveys no license or title under any patent, copyright, or mask work right to these products, and makes no representations or warranties that these products are free from patent, copyright, or mask work right infringement, unless otherwise specified.

Contact information

For additional information please visit
<http://www.semiconductors.philips.com> Fax: +31 40 27 24825

© Koninklijke Philips Electronics N.V. 2002
 All rights reserved. Printed in U.S.A.

For sales offices addresses send e-mail to:
sales.addresses@www.semiconductors.philips.com

Date of release: 09-02
 Document order number: 9397 750 10404

Let's make things better.

Philips
 Semiconductors



PHILIPS



Order this document by MC3371/D

Low Power Narrowband FM IF

The MC3371 and MC3372 perform single conversion FM reception and consist of an oscillator, mixer, limiting IF amplifier, quadrature discriminator, active filter, squelch switch, and meter drive circuitry. These devices are designed for use in FM dual conversion communication equipment. The MC3371/MC3372 are similar to the MC3361/MC3357 FM IFs, except that a signal strength indicator replaces the scan function controlling driver which is in the MC3361/MC3357. The MC3371 is designed for the use of parallel LC components, while the MC3372 is designed for use with either a 455 kHz ceramic discriminator, or parallel LC components.

These devices also require fewer external parts than earlier products. The MC3371 and MC3372 are available in dual-in-line and surface mount packaging.

- Wide Operating Supply Voltage Range: $V_{CC} = 2.0$ to 9.0 V
- Input Limiting Voltage Sensitivity of -3.0 dB
- Low Drain Current: $I_{CC} = 3.2$ mA, @ $V_{CC} = 4.0$ V, Squelch Off
- Minimal Drain Current Increase When Squelched
- Signal Strength Indicator: 60 dB Dynamic Range
- Mixer Operating Frequency Up to 100 MHz
- Fewer External Parts Required than Earlier Devices

MAXIMUM RATINGS

Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	4	$V_{CC(max)}$	10	Vdc
RF Input Voltage ($V_{CC} \geq 4.0$ Vdc)	16	V16	1.0	Vrms
Detector Input Voltage	8	V8	1.0	Vpp
Squelch Input Voltage ($V_{CC} \geq 4.0$ Vdc)	12	V12	6.0	Vdc
Mute Function	14	V14	-0.7 to 10	Vpk
Mute Sink Current	14	I14	50	mA
Junction Temperature	-	T_J	150	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	-	T_{stg}	-65 to +150	$^{\circ}C$

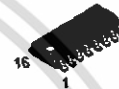
NOTES: 1. Devices should not be operated at these values. The "Recommended Operating Conditions" table provides conditions for actual device operation.
2. ESD data available upon request.

MC3371 MC3372

LOW POWER FM IF



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648



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

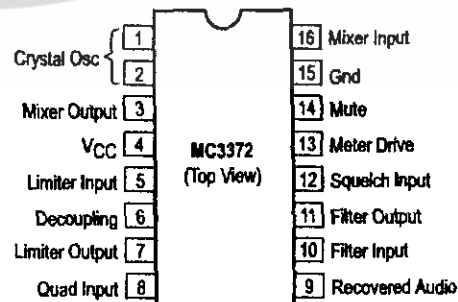
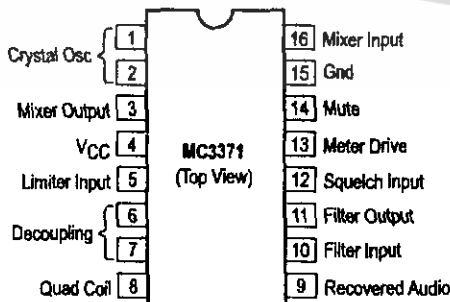


DTB SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 948F
(TSSOP-16)

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC3371D	$T_A = -30^{\circ}$ to $+70^{\circ}C$	SO-16
MC3371DTB		TSSOP-16
MC3371P		Plastic DIP
MC3372D	$T_A = -30^{\circ}$ to $+70^{\circ}C$	SO-16
MC3372DTB		TSSOP-16
MC3372P		Plastic DIP

PIN CONNECTIONS



MC3371 MC3372

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

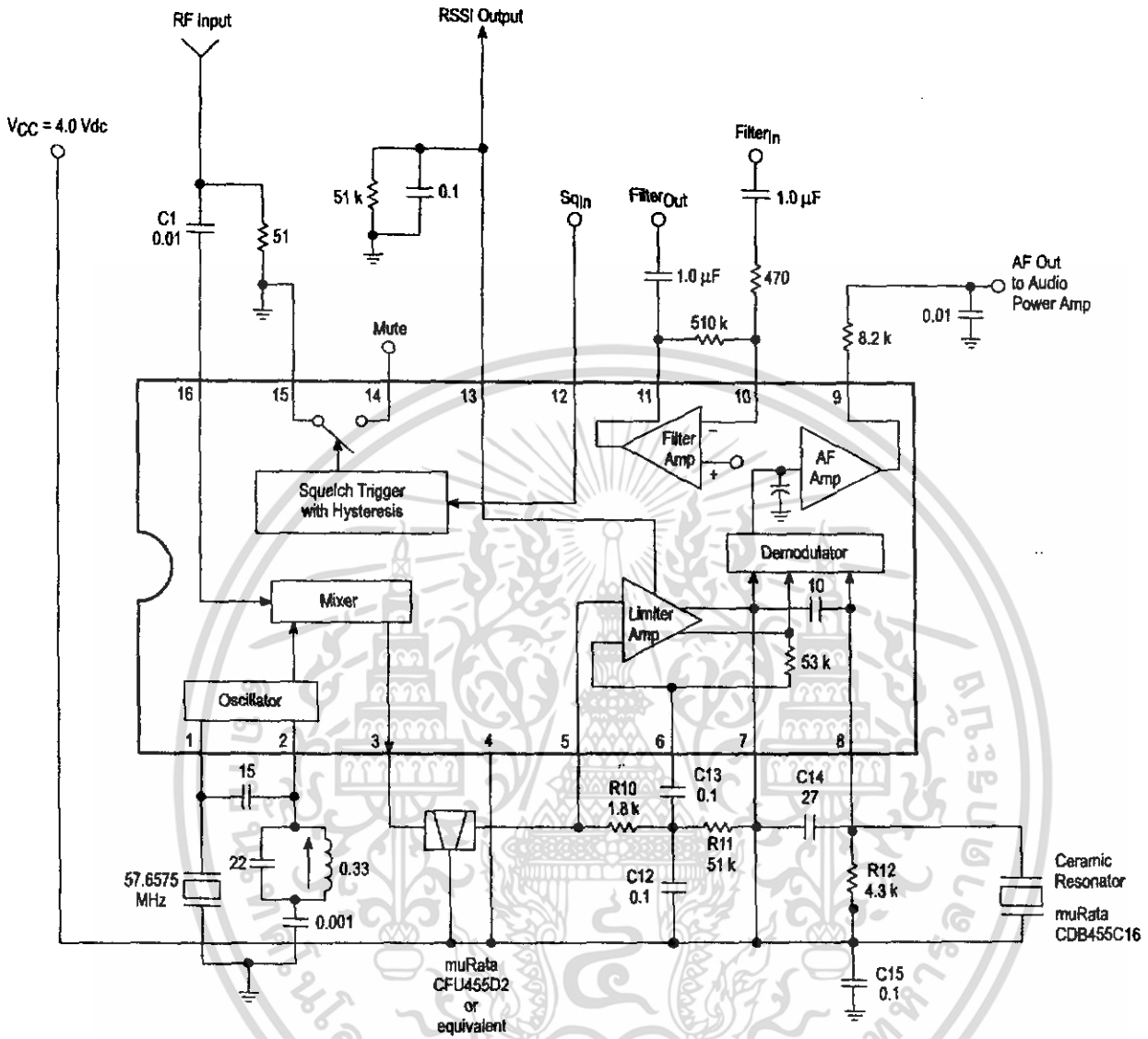
Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage (@ $T_A = 25^\circ\text{C}$) ($-30^\circ\text{C} \leq T_A \leq +75^\circ\text{C}$)	4	V_{CC}	2.0 to 9.0 2.4 to 9.0	Vdc
RF Input Voltage	16	V_{rf}	0.0005 to 10	mVrms
RF Input Frequency	16	f_{rf}	0.1 to 100	MHz
Oscillator Input Voltage	1	V_{local}	80 to 400	mVrms
Intermediate Frequency	-	f_{if}	455	kHz
Limiter Amp Input Voltage	5	V_{if}	0 to 400	mVrms
Filter Amp Input Voltage	10	V_{fa}	0.1 to 300	mVrms
Squelch Input Voltage	12	V_{sq}	0 or 2	Vdc
Mute Sink Current	14	I_{sq}	0.1 to 30	mA
Ambient Temperature Range	-	T_A	-30 to +70	$^\circ\text{C}$

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 4.0$ Vdc, $f_o = 58.1125$ MHz, $df = \pm 3.0$ kHz, $f_{mod} = 1.0$ kHz, 50Ω source, $f_{local} = 57.6575$ MHz, $V_{local} = 0$ dBm, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)

Characteristic	Pin	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Input for 12 dB SINAD Matched Input - (See Figures 11, 12 and 13) Unmatched Input - (See Figures 1 and 2)	-	V_{SIN}	-	1.0 5.0	- 15	μVrms
Input for 20 dB NQS	-	V_{NQS}	-	3.6	-	μVrms
Recovered Audio Output Voltage $V_{rf} = -30$ dBm	-	A_{FO}	120	200	320	mVrms
Recovered Audio Drop Voltage Loss $V_{rf} = -30$ dBm, $V_{CC} = 4.0$ V to 2.0 V	-	A_{Floss}	-8.0	-1.5	-	dB
Meter Drive Output Voltage (No Modulation) $V_{rf} = -100$ dBm $V_{rf} = -70$ dBm $V_{rf} = -40$ dBm	13	M_{Drv} MV1 MV2 MV3	- 1.1 2.0	0.3 1.5 2.5	0.5 1.9 3.1	Vdc
Filter Amp Gain $R_s = 600 \Omega$, $f_s = 10$ kHz, $V_{fa} = 1.0$ mVrms	-	$A_V(\text{Amp})$	47	60	-	dB
Mixer Conversion Gain $V_{rf} = -40$ dBm, $R_L = 1.8$ k Ω	-	$A_V(\text{Mix})$	14	20	-	dB
Signal to Noise Ratio $V_{rf} = -30$ dBm	-	s/n	36	67	-	dB
Total Harmonic Distortion $V_{rf} = -30$ dBm, BW = 400 Hz to 30 kHz	-	THD	-	0.6	3.4	%
Detector Output Impedance	9	Z_O	-	450	-	Ω
Detector Output Voltage (No Modulation) $V_{rf} = -30$ dBm	9	DV_O	-	1.45	-	Vdc
Meter Drive $V_{rf} = -100$ to -40 dBm	13	M_O	-	0.8	-	$\mu\text{A/dB}$
Meter Drive Dynamic Range RF_{in} IF_{in} (455 kHz)	13	MVD	- -	60 80	- -	dB
Mixer Third Order Input Intercept Point $f_1 = 58.125$ MHz $f_2 = 58.1375$ MHz	-	$I_{TO\text{Mix}}$	-	-22	-	dBm
Mixer Input Resistance	16	R_{in}	-	3.3	-	k Ω
Mixer Input Capacitance	16	C_{in}	-	2.2	-	pF

MC3371 MC3372

Figure 2. MC3372 Functional Block Diagram and Test Fixture Schematic



TYPICAL CURVES
(Unmatched Input)

Figure 3. Total Harmonic Distortion versus Temperature

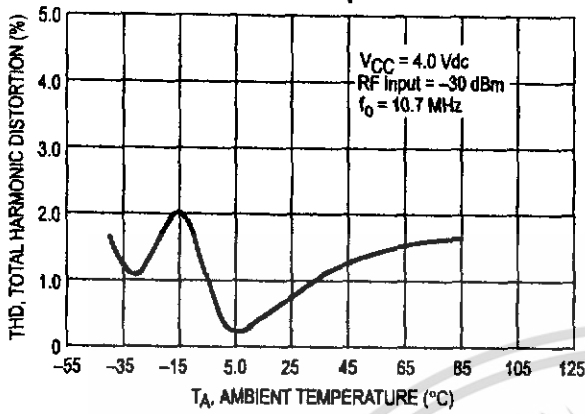


Figure 4. RSSI versus RF Input

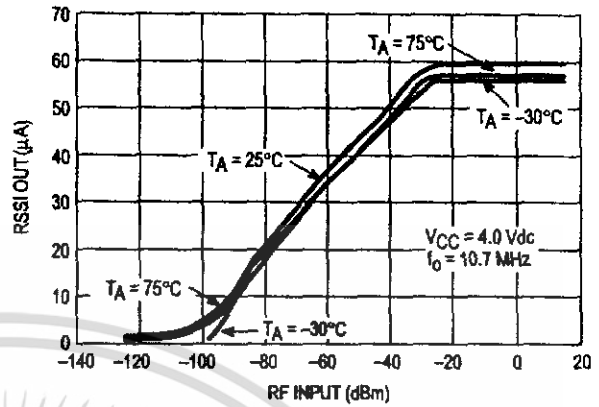


Figure 5. RSSI Output versus Temperature

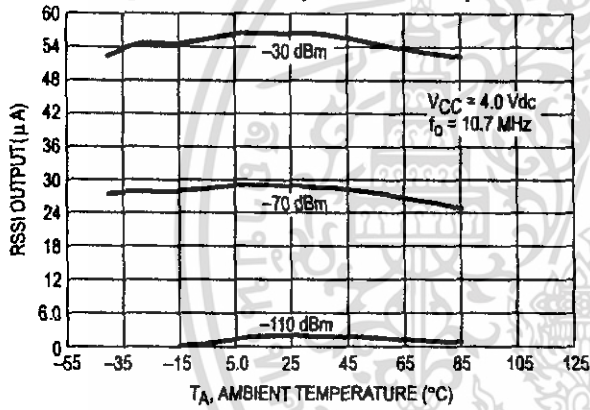


Figure 6. Mixer Output versus RF Input

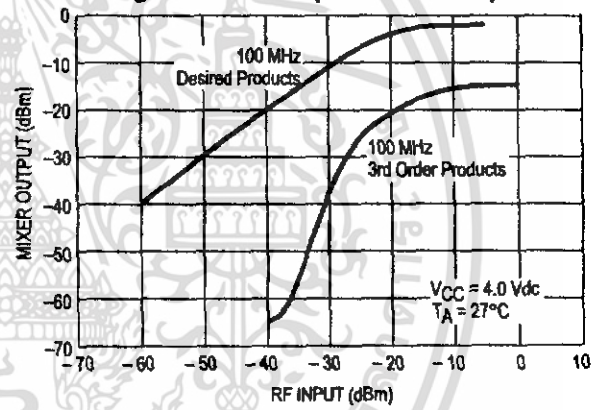


Figure 7. Mixer Gain versus Supply Voltage

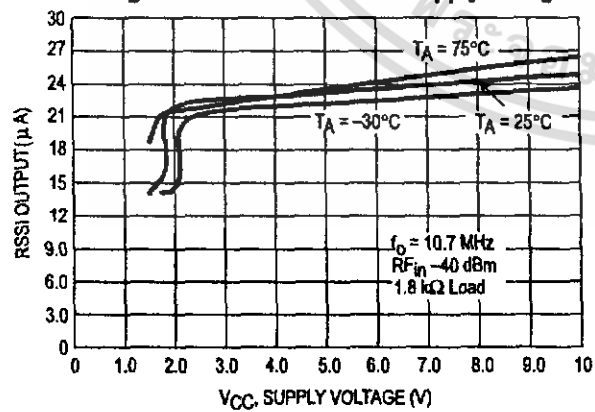
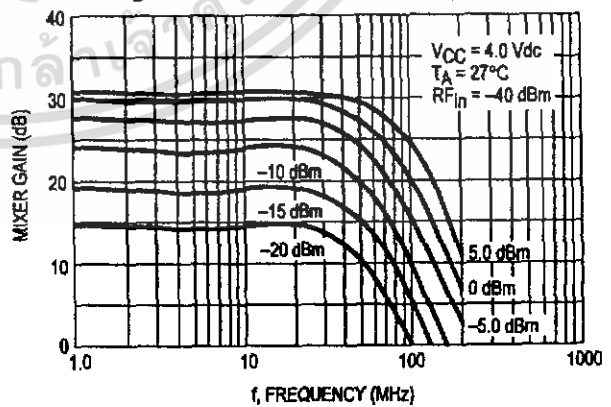


Figure 8. Mixer Gain versus Frequency



MC3371 MC3372

MC3371 PIN FUNCTION DESCRIPTION

OPERATING CONDITIONS $V_{CC} = 4.0$ Vdc, $R_{FIn} = 100 \mu\Omega$, $f_{mod} = 1.0$ kHz, $f_{dev} = 3.0$ kHz. MC3371 at $f_{RF} = 10.7$ MHz (see Figure 11).

Pin	Symbol	Internal Equivalent Circuit	Description	Waveform
1	OSC1		The base of the Colpitts oscillator. Use a high impedance and low capacitance probe or a "sniffer" to view the waveform without altering the frequency. Typical level is 450 mVpp.	
2	OSC2		The emitter of the Colpitts oscillator. Typical signal level is 200 mVpp. Note that the signal is somewhat distorted compared to that on Pin 1.	
3	MXOut		Output of the Mixer. Riding on the 455 kHz is the RF carrier component. The typical level is approximately 60 mVpp.	
4	VCC		Supply Voltage -2.0 to 9.0 Vdc is the operating range. VCC is decoupled to ground.	
5	IFIn		Input to the IF amplifier after passing through the 455 kHz ceramic filter. The signal is attenuated by the filter. The typical level is approximately 50 mVpp.	
6	DEC1		IF Decoupling. External 0.1 μF capacitors connected to VCC.	
7	DEC2			
8	Quad Coil		Quadrature Tuning Coil. Composite (not yet demodulated) 455 kHz IF signal is present. The typical level is 500 mVpp.	

MC3371 MC3372

MC3371 PIN FUNCTION DESCRIPTION (continued)

OPERATING CONDITIONS $V_{CC} = 4.0 \text{ Vdc}$, $R_{FIn} = 100 \mu\Omega$, $f_{mod} = 1.0 \text{ kHz}$, $f_{dev} = 3.0 \text{ kHz}$. MC3371 at $f_{RF} = 10.7 \text{ MHz}$ (see Figure 11).

Pin	Symbol	Internal Equivalent Circuit	Description	Waveform
9	RA		Recovered Audio. This is a composite FM demodulated output having signal and carrier component. The typical level is 1.4 Vpp.	
			The filtered recovered audio has the carrier component removed and is typically 800 mVpp.	
10	FilterIn		Filter Amplifier Input	
11	FilterOut		Filter Amplifier Output. The typical signal level is 400 mVpp.	
12	SqIn		Squelch Input. See discussion in application text.	

MC3371 MC3372

MC3371 PIN FUNCTION DESCRIPTION (continued)

OPERATING CONDITIONS $V_{CC} = 4.0 \text{ Vdc}$, $R_{F_{in}} = 100 \mu\text{V}$, $f_{mod} = 1.0 \text{ kHz}$, $f_{dev} = 3.0 \text{ kHz}$, MC3371 at $f_{RF} = 10.7 \text{ MHz}$ (see Figure 11).

Pin	Symbol	Internal Equivalent Circuit	Description	Waveform
13	RSSI		RSSI Output. Referred to as the Received Signal Strength Indicator or RSSI. The chip sources up to $60 \mu\text{A}$ over the linear 60 dB range. This pin may be used many ways, such as: AGC, meter drive and carrier triggered squelch circuit.	
14	MUTE		Mute Output. See discussion in application text.	
15	Gnd		Ground. The ground area should be continuous and unbroken. In a two-sided layout, the component side has the ground plane. In a one-sided layout, the ground plane fills around the traces on the circuit side of the board and is not interrupted.	
16	MIX _{in}		Mixer Input – Series Input Impedance: @ 10 MHz: $309 - j33 \Omega$ @ 45 MHz: $200 - j13 \Omega$	

*Other pins are the same as pins in MC3371.

MC3371 MC3372

MC3372 PIN FUNCTION DESCRIPTION

OPERATING CONDITIONS $V_{CC} = 4.0 \text{ Vdc}$, $R_{FIn} = 100 \mu\Omega$, $f_{mod} = 1.0 \text{ kHz}$, $f_{dev} = 3.0 \text{ kHz}$. MC3372 at $f_{RF} = 45 \text{ MHz}$ (see Figure 13).

Pin	Symbol	Internal Equivalent Circuit	Description	Waveform
5	IF _{In}		IF Amplifier Input	
6	DEC1		IF Decoupling. External $0.1 \mu\text{F}$ capacitors connected to V_{CC} .	
7	IF _{Out}		IF Amplifier Output Signal level is typically 300 mVpp .	
8	Quad _{In}		Quadrature Detector Input. Signal level is typically 150 mVpp .	
9	RA		Recovered Audio. This is a composite FM demodulated output having signal and carrier components. Typical level is 800 mVpp .	
			The filtered recovered audio has the carrier signal removed and is typically 500 mVpp .	

MC3371 MC3372

Figure 9. MC3371 Circuit Schematic

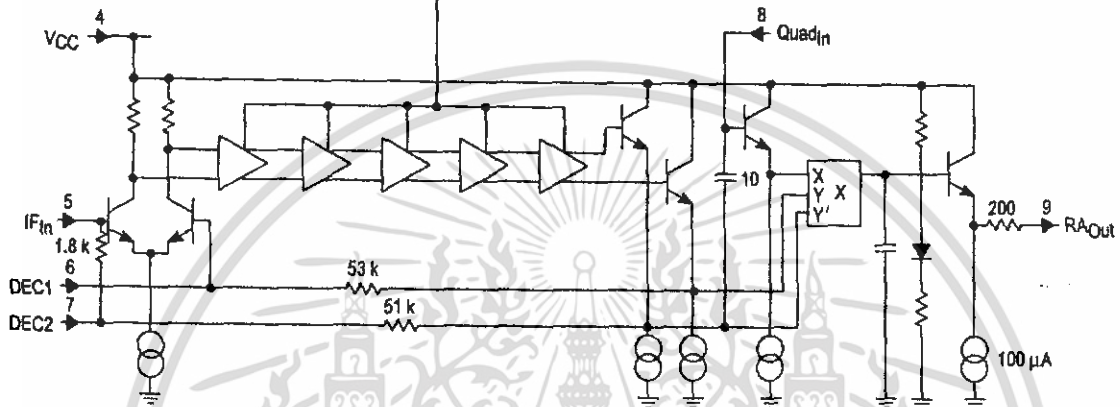
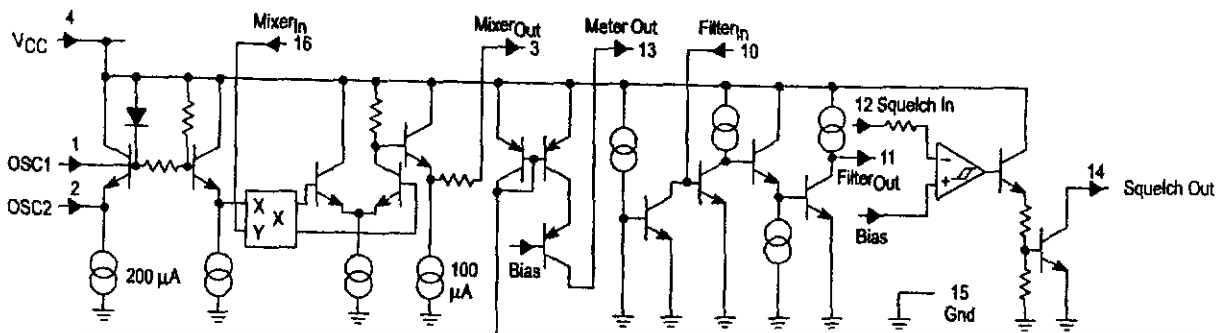
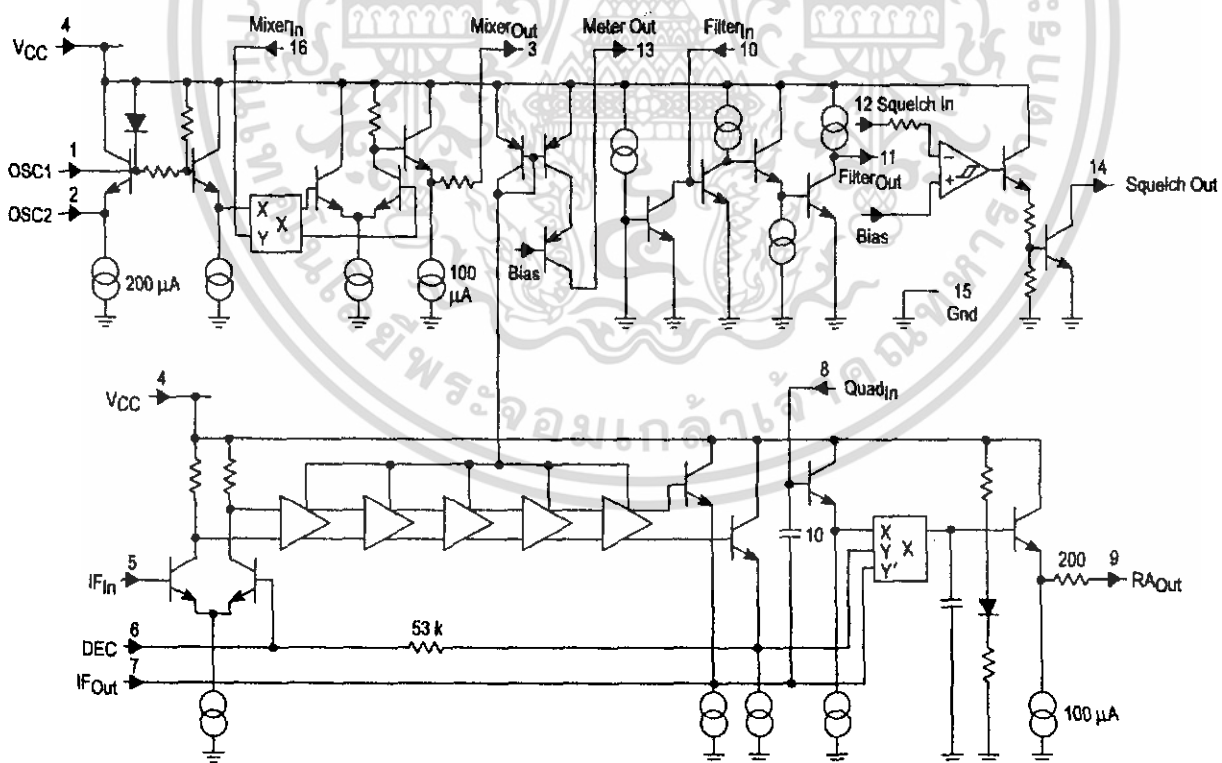


Figure 10. MC3372 Circuit Schematic



CIRCUIT DESCRIPTION

The MC3371 and MC3372 are low power narrowband FM receivers with an operating frequency of up to 60 MHz. Its low voltage design provides low power drain, excellent sensitivity, and good image rejection in narrowband voice and data link applications.

This part combines a mixer, an IF (intermediate frequency) limiter with a logarithmic response signal strength indicator, a quadrature detector, an active filter and a squelch trigger circuit. In a typical application, the mixer amplifier converts an RF input signal to a 455 kHz IF signal. Passing through an external bandpass filter, the IF signal is fed into a limiting amplifier and detection circuit where the audio signal is recovered. A conventional quadrature detector is used.

The absence of an input signal is indicated by the presence of noise above the desired audio frequencies. This "noise band" is monitored by an active filter and a detector. A squelch switch is used to mute the audio when noise or a tone is present. The input signal level is monitored by a meter drive circuit which detects the amount of IF signal in the limiting amplifier.

APPLICATIONS INFORMATION

The oscillator is an internally biased Colpitts type with the collector, base, and emitter connections at Pins 4, 1 and 2 respectively. This oscillator can be run under crystal control. For fundamental mode crystals use crystal characterized parallel resonant for 32 pF load. For higher frequencies, use 3rd overtone series mode type crystals. The coil (L2) and resistor RD (R13) are needed to ensure proper and stable operation at the LO frequency (see Figure 13, 45 MHz application circuit).

The mixer is doubly balanced to reduce spurious radiation. Conversion gain stated in the AC Electrical Characteristics table is typically 20 dB. This power gain measurement was made under stable conditions using a 50 Ω source at the input and an external load provided by a 455 kHz ceramic filter at the mixer output which is connected to the V_{CC} (Pin 4) and IF input (Pin 5). The filter impedance closely matches the 1.8 k Ω internal load resistance at Pin 3 (mixer output). Since the input impedance at Pin 16 is strongly influenced by a 3.3 k Ω internal biasing resistor and has a low capacitance, the useful gain is actually much higher than shown by the standard power gain measurement. The Smith Chart plot in Figure 17 shows the measured mixer input impedance versus input frequency with the mixer input matched to a 50 Ω source impedance at the given frequencies. In order to assure stable operation under matched conditions, it is necessary to provide a shunt resistor to ground. Figures 11, 12 and 13 show the input networks used to derive the mixer input impedance data.

Following the mixer, a ceramic bandpass filter is recommended for IF filtering (i.e. 455 kHz types having a bandwidth of ± 2.0 kHz to ± 15 kHz with an input and output impedance from 1.5 k Ω to 2.0 k Ω). The 6 stage limiting IF

amplifier has approximately 92 dB of gain. The MC3371 and MC3372 are different in the limiter and quadrature detector circuits. The MC3371 has a 1.8 k Ω and a 51 k Ω resistor providing internal dc biasing and the output of the limiter is internally connected, both directly and through a 10 pF capacitor to the quadrature detector; whereas, in the MC3372 these components are not provided internally. Thus, in the MC3371, no external components are necessary to match the 455 kHz ceramic filter, while in the MC3372, external 1.8 k Ω and 51 k Ω biasing resistors are needed between Pins 5 and 7, respectively (see Figures 12 and 13).

In the MC3371, a parallel LCR quadrature tank circuit is connected externally from Pin 8 to V_{CC} (similar to the MC3361). In the MC3372, a quadrature capacitor is needed externally from Pin 7 to Pin 8 and a parallel LC or a ceramic discriminator with a damping resistor is also needed from Pin 8 to V_{CC} (similar to the MC3357). The above external quadrature circuitry provides 90° phase shift at the IF center frequency and enables recovered audio.

The damping resistor determines the peak separation of the detector and is somewhat critical. As the resistor is decreased, the separation and the bandwidth is increased but the recovered audio is decreased. Receiver sensitivity is dependent on the value of this resistor and the bandwidth of the 455 kHz ceramic filter.

On the chip the composite recovered audio, consisting of carrier component and modulating signal, is passed through a low pass filter amplifier to reduce the carrier component and then is fed to Pin 9 which has an output impedance of 450 Ω . The signal still requires further filtering to eliminate the carrier component, deemphasis, volume control, and further amplification before driving a loudspeaker. The relative level of the composite recovered audio signal at Pin 9 should be considered for proper interaction with an audio post amplifier and a given load element. The MC13060 is recommended as a low power audio amplifier.

The meter output indicates the strength of the IF level and the output current is proportional to the logarithm of the IF input signal amplitude. A maximum source current of 60 μ A is available and can be used to drive a meter and to detect a carrier presence. This is referred to as a Received Strength Signal Indicator (RSSI). The output at Pin 13 provides a current source. Thus, a resistor to ground yields a voltage proportional to the input carrier signal level. The value of this resistor is estimated by $(V_{CC}(V_{dc}) - 1.0 \text{ V})/60 \mu\text{A}$; so for $V_{CC} = 4.0 \text{ Vdc}$, the resistor is approximately 50 k Ω and provides a maximum voltage swing of about 3.0 V.

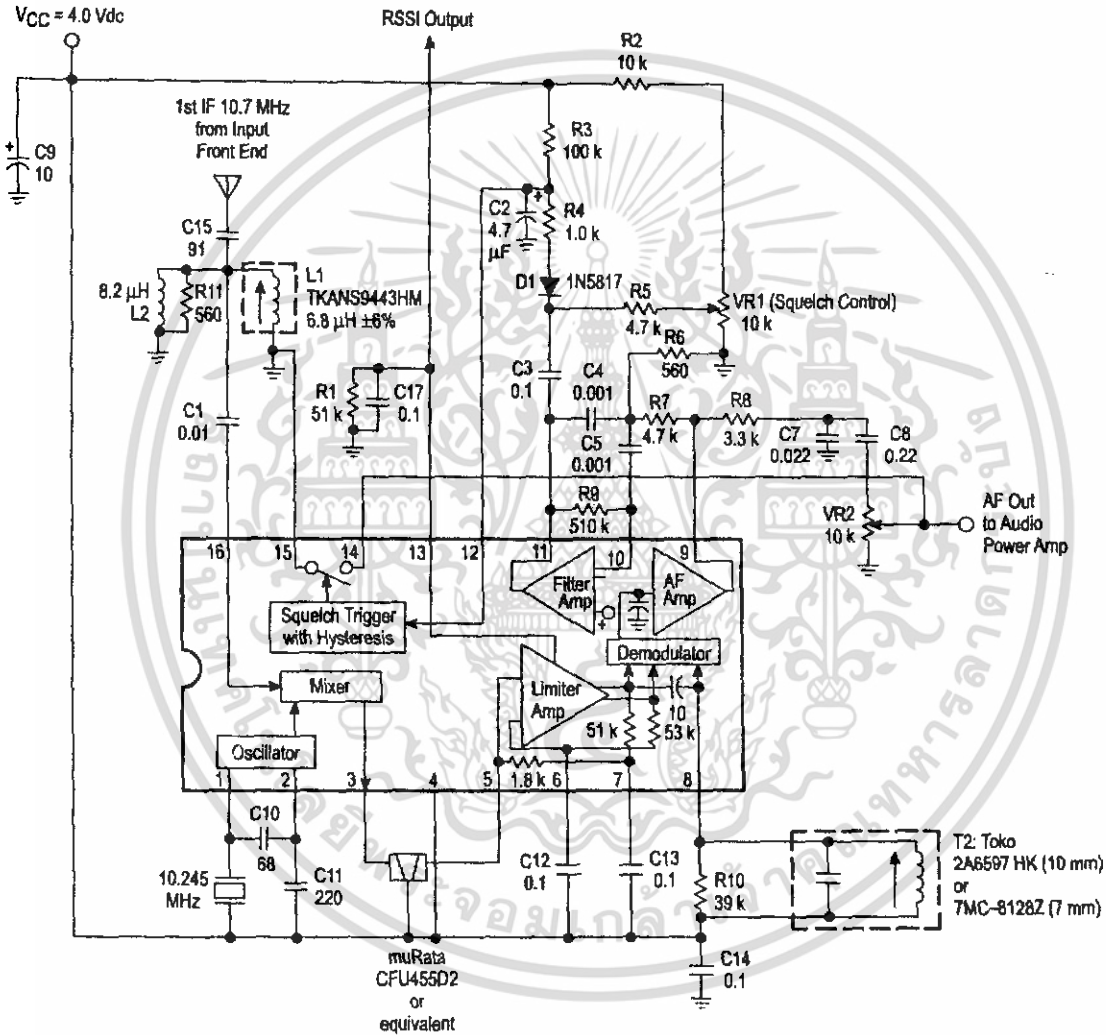
A simple inverting op amp has an output at Pin 11 and the inverting input at Pin 10. The noninverting input is connected to 2.5 V. The op amp may be used as a noise triggered squelch or as an active noise filter. The bandpass filter is designed with external impedance elements to discriminate between frequencies. With an external AM detector, the filtered audio signal is checked for a tone signal or for the presence of noise above the normal audio band. This information is applied to Pin 12.

MC3371 MC3372

An external positive bias to Pin 12 sets up the squelch trigger circuit such that the audio mute (Pin 14) is open or connected to ground. If Pin 12 is pulled down to 0.9 V or below by the noise or tone detector, Pin 14 is internally shorted to ground. There is about 57 mV of hysteresis at Pin 12 to prevent jitter. Audio muting is accomplished by connecting Pin 14 to the appropriate point in the audio path between Pin 9 and an audio amplifier. The voltage at Pin 14 should not be lower than -0.7 V; this can be assured by connecting Pin 14 to the point that has no dc component.

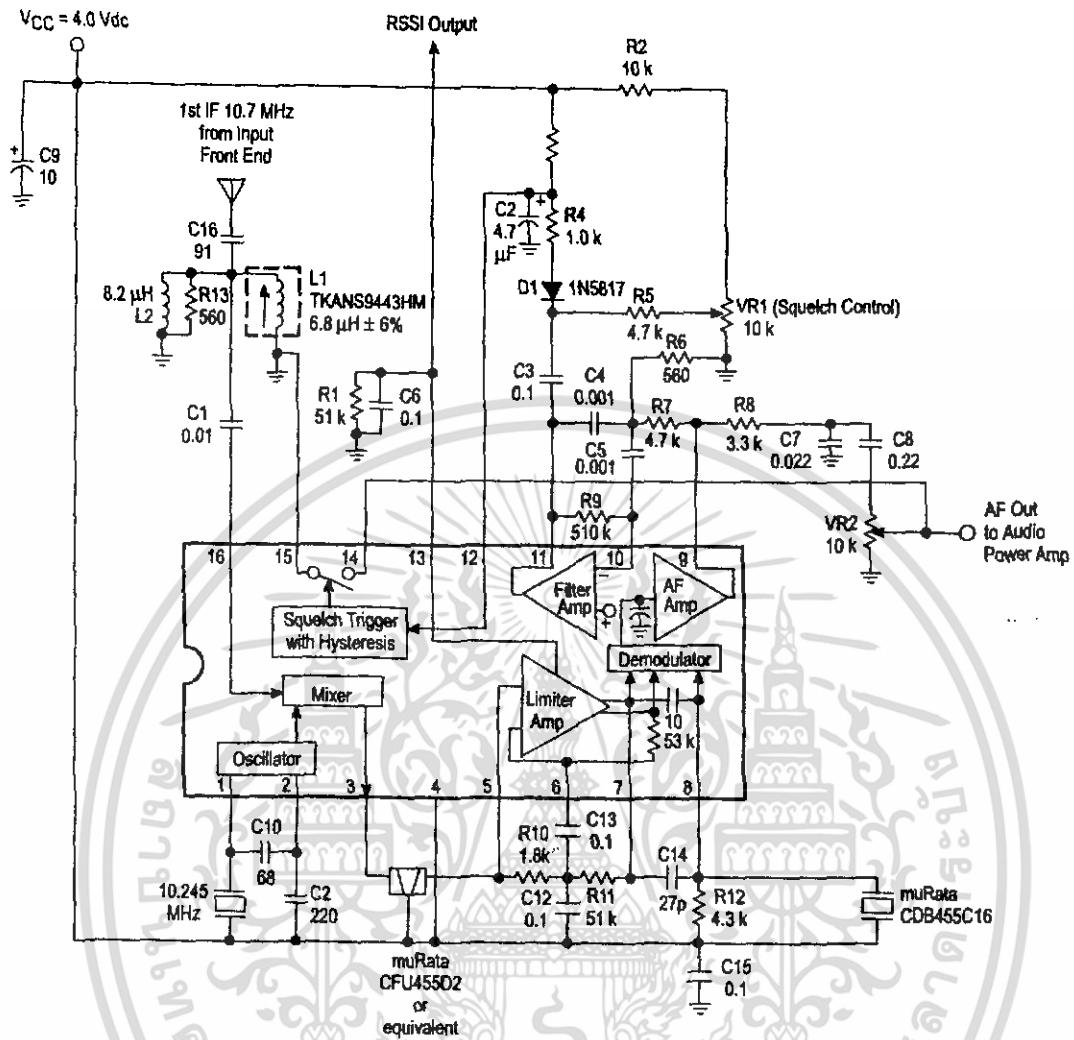
Another possible application of the squelch switch may be as a carrier level triggered squelch circuit, similar to the MC3362/MC3363 FM receivers. In this case the meter output can be used directly to trigger the squelch switch when the RF input at the input frequency falls below the desired level. The level at which this occurs is determined by the resistor placed between the meter drive output (Pin 13) and ground (Pin 15).

Figure 11. Typical Application for MC3371 at 10.7 MHz



MC3371 MC3372

Figure 12. Typical Application for MC3372 at 10.7 MHz



MC3371 MC3372

Figure 13. Typical Application for MC3372 at 45 MHz

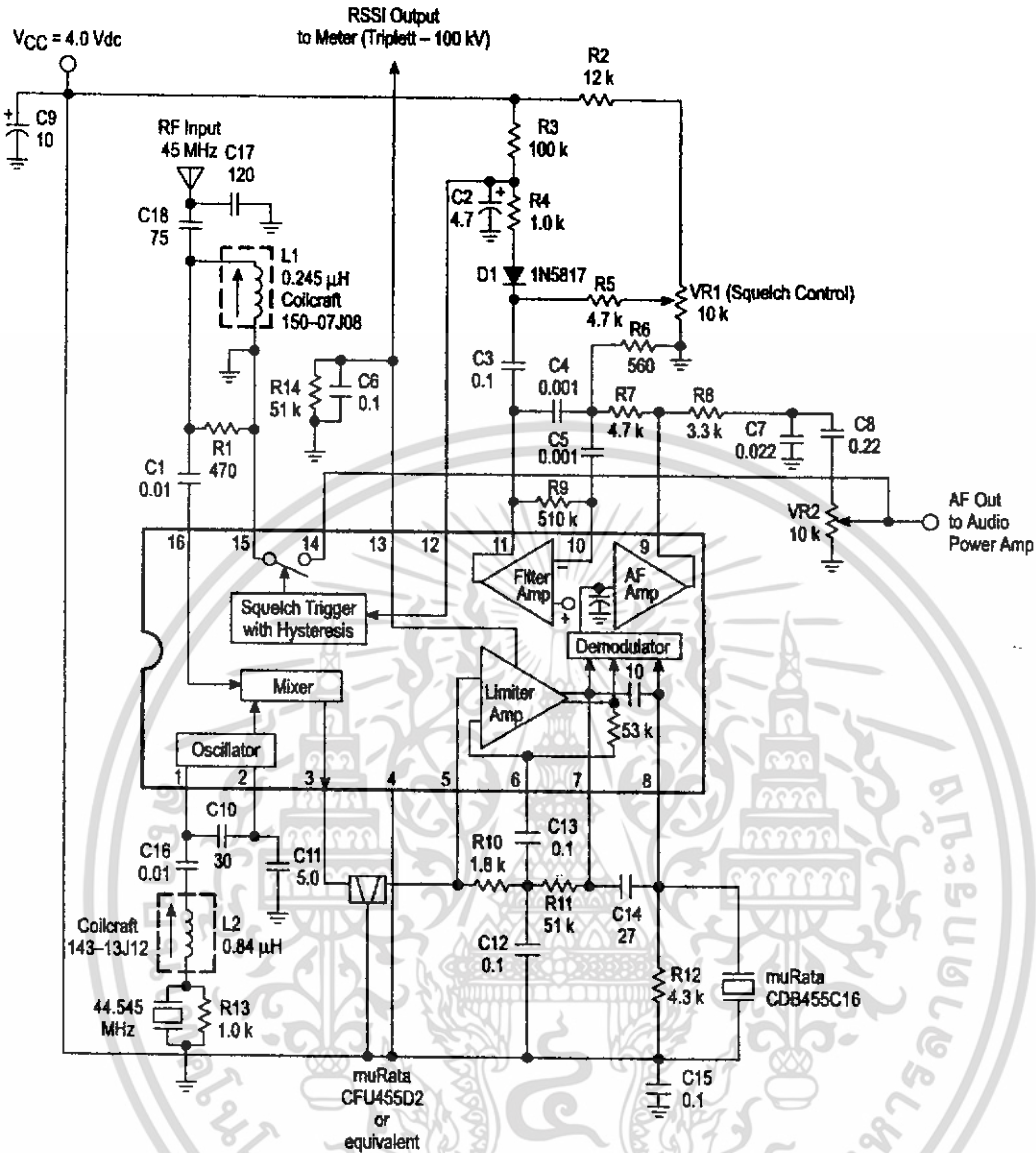


Figure 14. RSSI Output versus RF Input

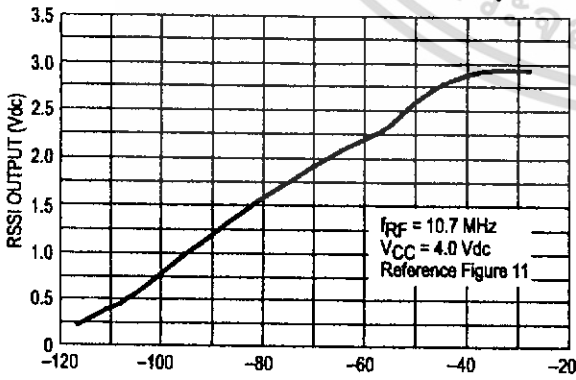
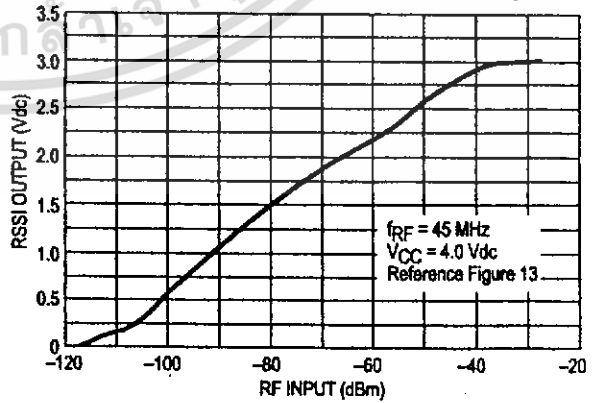
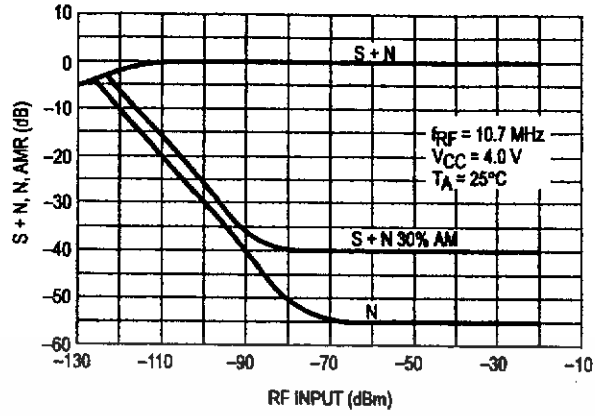


Figure 15. RSSI Output versus RF Input



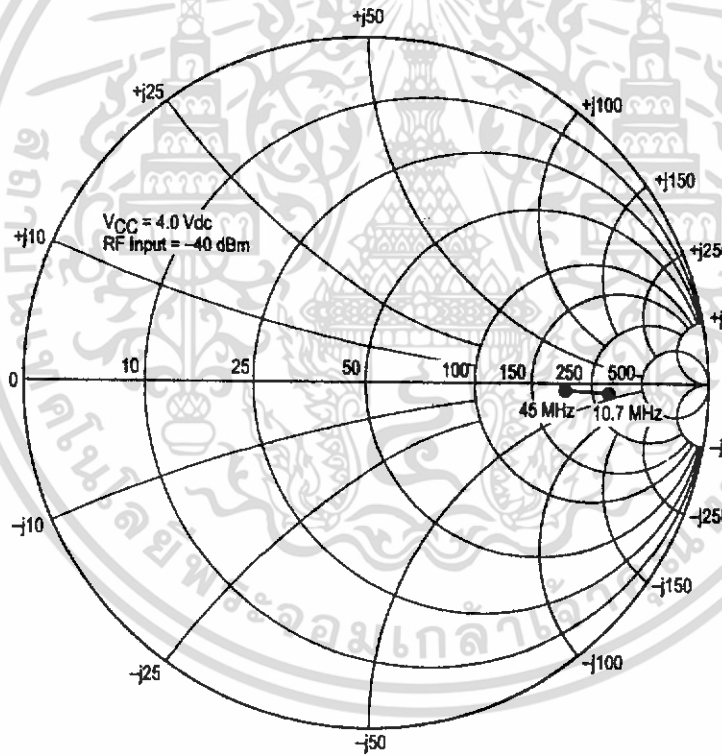
MC3371 MC3372

Figure 16. S + N, N, AMR versus Input



* Reference Figures 11, 12 and 13

Figure 17. Mixer Input Impedance versus Frequency



MC3371 MC3372

Figure 18. MC3371 PC Board Component View with Matched Input at 10.7 MHz

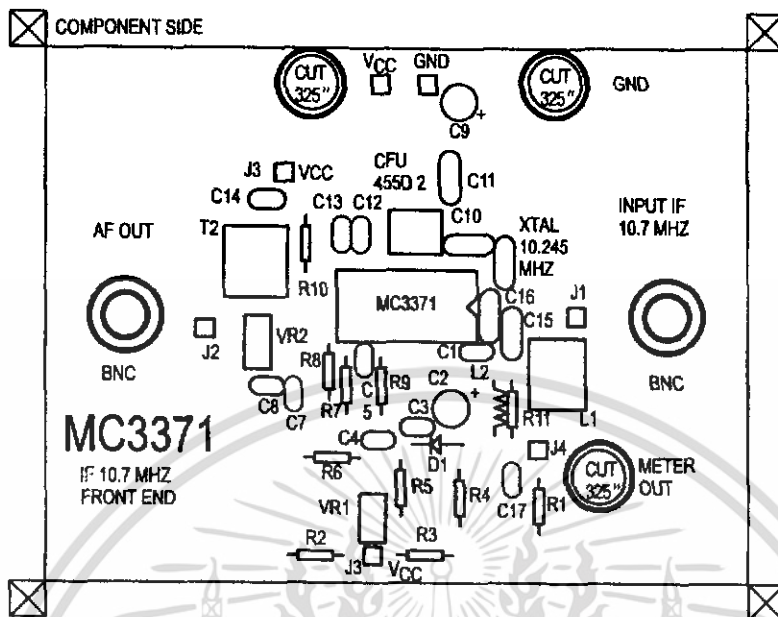
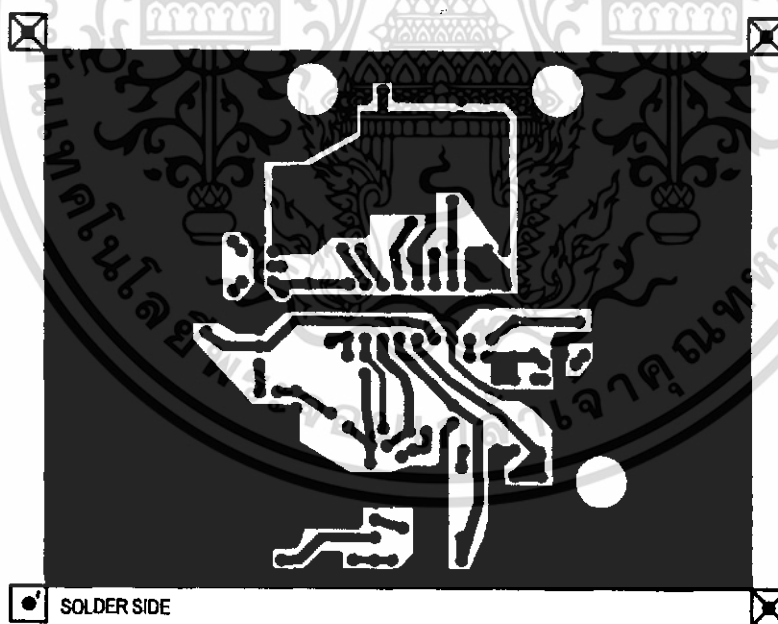


Figure 19. MC3371 PC Board Circuit or Solder Side as Viewed through Component Side



Above PC Board is laid out for the circuit in Figure 11.

MC3371 MC3372

Figure 20. MC3372P PC Board Component View with Matched Input at 10.7 MHz

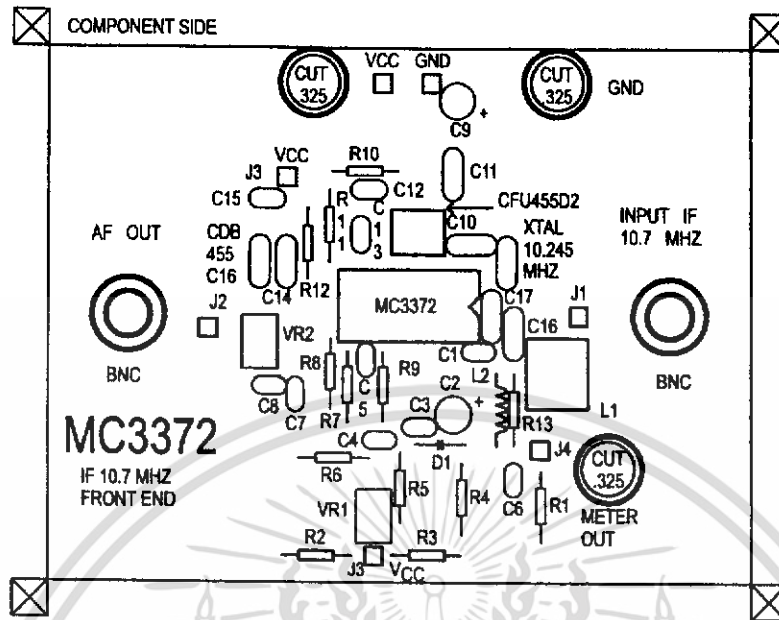
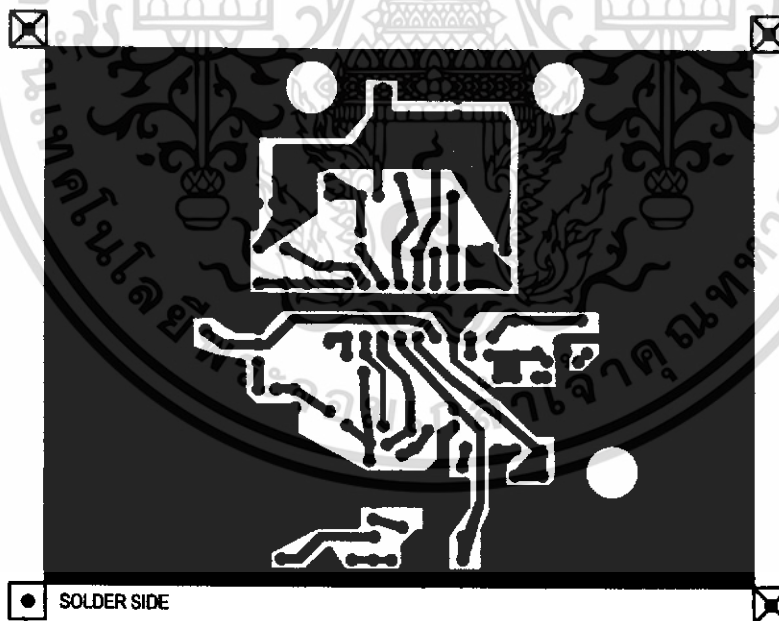


Figure 21. MC3372P PC Board Circuit or Solder Side as Viewed through Component Side

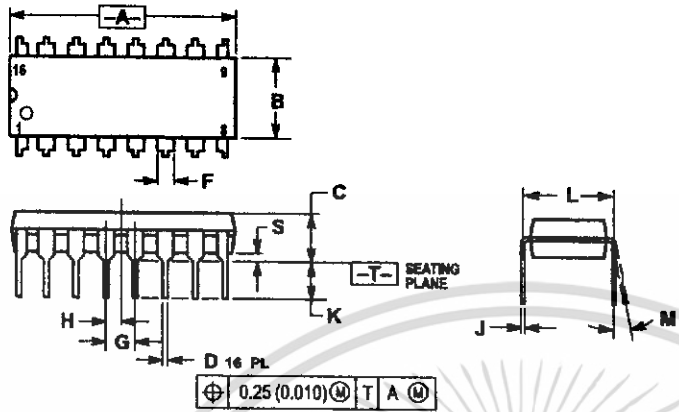


Above PC Board is laid out for the circuit in Figure 12.

MC3371 MC3372

OUTLINE DIMENSIONS

P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R

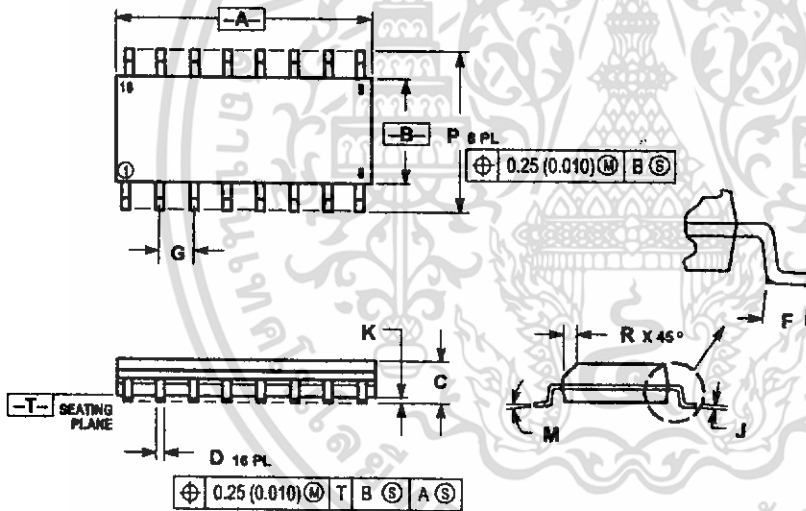


NOTES:

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	0.38	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



NOTES:

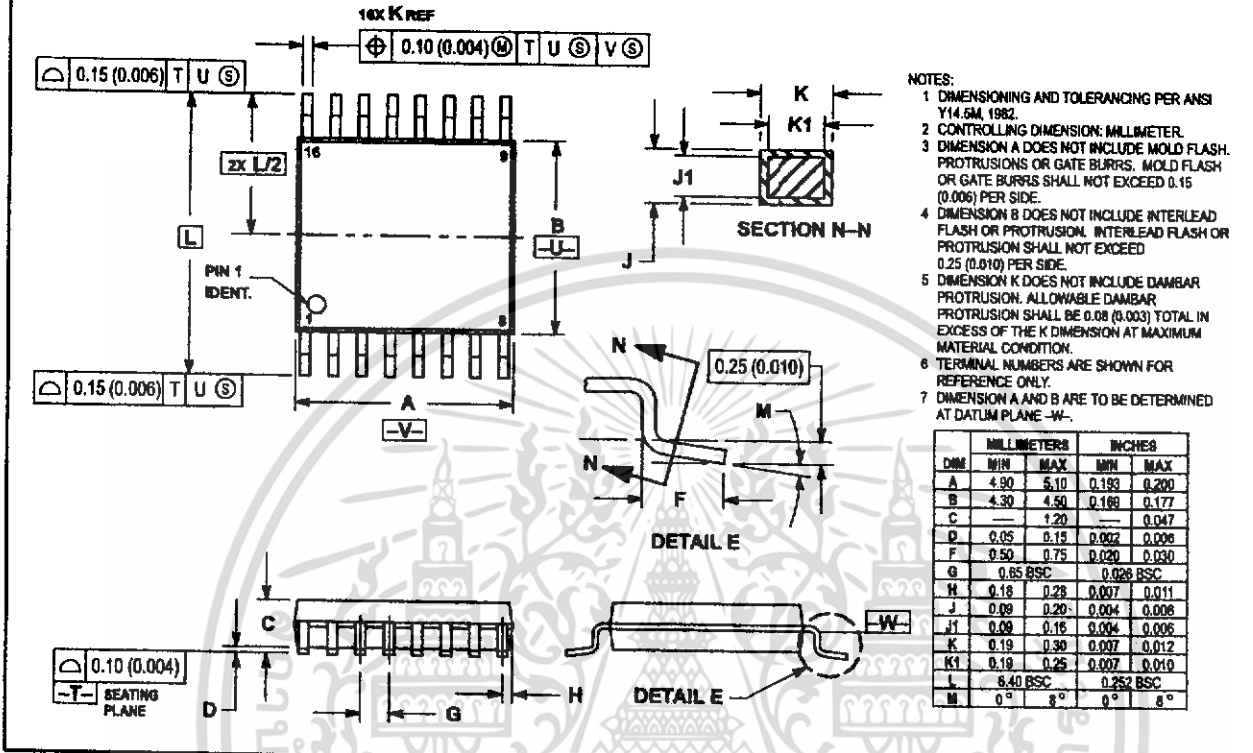
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.069
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


MC3371 MC3372

OUTLINE DIMENSIONS

DTB SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 948F-01
(TSSOP-16)
ISSUE O





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

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

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

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

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 802-244-8609
- US & Canada ONLY 1-800-774-1848

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

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

