

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมวงโคจรต่ำตรวจสอบสภาพอากาศ

LOW EARTH ORBITING WEATHER OBSERVATION SATELLITE RECEIVER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าในรูปแบบใด ๆ ทั้งสิ้น หากมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
เลขที่.....
โดยทะเบียน..... 5 4 9 8 5



วัน,เดือน,ปี - 4 เม.ย. 2548

เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมวงโคจรต่ำตรวจสภาพอากาศ

LOW EARTH ORBITING WEATHER OBSERVATION SATELLITE RECEIVER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาบัตรปีการศึกษา 2546

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมวงโคจรต่ำตรวจสอบสภาพอากาศ


**LOW EARTH ORBITING WEATHER OBSERVATION SATELLITE
RECEIVER**

ผู้จัดทำ

1. นายกิตติพล ศรีดาวงษ์ 44015051
2. นายภาณุพงษ์ จันทร์สว่าง 44015074
3. นายสุวิทย์ แดงพวง 44015089



อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ณรงค์ เขมกรัตน์)



อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.นิภา ลีสารจ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับสัญญาณดาวเทียมวงโคจรต่ำตรวจสอบสภาพอากาศ
LOW EARTH ORBITING WEATHER
OBSERVATION SATELLITE RECEIVER

โดย นาย กิตติพล ศรีดาวงษ์ 44015051
นาย ภาณุพงษ์ จันทร์สว่าง 44015074
นาย สุวิทย์ แดงพวง 44015089

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ณรงค์ เหมกรณ์
รศ.นิภา ลีลารุจิ

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้กล่าวถึงการศึกษาระบบการรับสัญญาณภาพถ่ายดาวเทียมจากดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศซึ่งเป็นดาวเทียมวงโคจรต่ำ (Low Earth Orbiting; LEO) เพื่อบอกสภาพอากาศบริเวณต่างๆ โดยจะรับสัญญาณความถี่ 1.698 GHz จากดาวเทียมแล้วทำการแปลงความถี่ดังกล่าวให้เป็นความถี่ 137.5 MHz ซึ่งอยู่ในย่าน VHF จากนั้นจะทำการดีเทคเอาต์สัญญาณความถี่เสียงออกมาด้วยชุด FM detector และนำสัญญาณเสียงไปทำการถอดรหัสเป็นสัญญาณภาพโดยใช้ Sound Card ของคอมพิวเตอร์ร่วมกับโปรแกรม WXSAT จะได้สัญญาณภาพถ่ายดาวเทียมออกมา

ABSTRACT

This thesis investigate the system of satellite receiver that receives the frequency signal from the Low Earth Orbiting (LEO) weather satellites. The signal will be converted to frequency of 137.5 MHz in VHF band then sent to the FM detector to receive the audio signal . After that the audio signal will be decoded by using sound card of a computer with the WXSAT program to show pictures on a monitor

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ประวัติความเป็นมาของควาเทียม “ควาเทียม”	1
1.2 ระบบการสื่อสารผ่านควาเทียม	2
1.3 ประเภทการใช้งานของควาเทียม	2
1.4 ควาเทียมอุดมศึกษา	3
1.5 ประโยชน์ของควาเทียมอุดมศึกษา	6
1.6 การถ่ายภาพหรือข้อมูลของควาเทียมอุดมศึกษา	6
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	9
2.1 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ	9
2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์	10
2.3 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกคัล	17
2.3.1 ระบบเฟสล็อกคัล	18
2.3.2 เฟสล็อกคัลแบบพรีสเกลเลออร์	24
2.3.3 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่	26
2.4 วงจรมิกเซอร์ (Mixer Circuit)	26
2.4.1 ไฮบริดริง (Hybrid Ring)	29
2.5 การดีเทคต์สัญญาณแอฟเอ็ม	32
2.5.1 สโกลด์ดีเทคเตอร์	33
2.5.2 ควอดราเจอร์ดีเทคเตอร์	33
2.6 วงจรฟิลเตอร์	35
2.6.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	35
2.6.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน	36
2.6.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน	37
2.6.4 วงจรกรองตัดแถบความถี่	37
2.6.5 ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่	38
2.6.6 ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ธ	38
2.6.7 เซรามิกฟิลเตอร์	39
2.7 ทฤษฎีไมโครสตริปไลน์	39
2.7.1 การสูญเสียในสายส่งไมโครสตริป	43
2.7.2 การส่งผ่านพลังงานระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน	44
2.8 แบนด์พาสไมโครสตริปฟิลเตอร์	45
2.9 การสร้างภาพ	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.9.1 การทำงานของ AVHRR	52
2.9.2 การส่งภาพระบบ APT	53
2.9.3 รูปแบบของการส่งภาพในระบบ APT	54
2.10 หลักการทำงานของส่วนแสดงภาพถ่ายในระบบ APT โดยระบบคอมพิวเตอร์	56
2.11 สายอากาศแบบ ควอดริพ็ลาร์ เฮลิค	57
บทที่ 3 การออกแบบและสร้างเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม	58
3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ	58
3.2 บล็อกไดอะแกรมเครื่องแปลงความถี่	59
3.2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์	59
3.2.2 การคำนวณและการออกแบบ ไสบริดจ์	60
3.2.3 การออกแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์	62
3.2.4 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์	67
3.3 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจอากาศย่านความถี่ 137.5 MHz	67
3.3.1 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ	68
3.3.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่	69
3.3.3 วงจรมิกเซอร์	76
3.3.4 วงจรกรองความถี่ ไอเอฟ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	76
3.3.5 วงจรขยายความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	77
3.3.6 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์	77
3.3.7 ภาควิทยาสัญญาณเสียง	78
3.4 การคำนวณขนาดของอิมินันท์	78
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	80
4.1 การทดลองชุดเครื่องแปลงความถี่ 1698 MHz to 137.5 MHz	80
4.1.1 การทดลองภาคออสซิลเลเตอร์	80
4.1.2 การทดลองแบนด์พาสไมโครสตริปฟิลเตอร์	81
4.1.3 การทดลองภาคมิกเซอร์	82
4.1.4 การทดลองภาคแบนด์พาสฟิลเตอร์ 137.5 MHz	84
4.2 การทดลองชุดรับสัญญาณดาวเทียมความถี่ 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์	85
4.2.1 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคัล	85
4.2.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน	85
4.2.1.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	87
4.2.1.3 วงจรเปรียบเทียบเฟส และ วงจรลูปฟิลเตอร์	89

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2.2 การทดลองภาควงจรมิกเซอร์	91
4.2.3 การทดลองภาควงจรเอฟเอ็มซีเทคเตอร์	95
4.2.4 การทดลองภาควงจรมอดูเลเตอร์	95
4.3 การทดลองสายอากาศควอดริโพลาร์ เฮลิค	97
4.4 ภาพที่รับได้จริงจากเครื่องรับสัญญาณความถี่วิทยุ	100
บทที่ 5 การวิเคราะห์วงจรและสรุปผลการทดลอง	103
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 วงโคจรของดาวเทียม	1
รูปที่ 1.2 การถ่ายทอดทวนสัญญาณจากดาวเทียม	3
รูปที่ 1.3 แสดงตำแหน่งของดาวเทียมอุศุนิยมวิทยาและแสดงวงโคจรรอบโลกทั้ง 2 ชนิด	3
รูปที่ 1.4 ดาวเทียมอุศุนิยมวิทยาชนิดวงโคจรค้างฟ้า	4
รูปที่ 1.5 ดาวเทียมอุศุนิยมวิทยาชนิดโคจรรอบโลก	5
รูปที่ 1.6 แสดงเส้นทางที่ดาวเทียม NOAA เคลื่อนที่ผ่านในระหว่างการโคจรรอบโลก	5
รูปที่ 1.7 ดาวเทียมอุศุนิยมวิทยา NOAA	7
รูปที่ 2.1 วงจร MOSFET RF แบบ dual-gate	10
รูปที่ 2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์เบื้องต้น	11
รูปที่ 2.3 วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์	12
รูปที่ 2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิด จูนอินพุท จูนเอาต์พุท	13
รูปที่ 2.5 ชั้นผลึกที่ใช้กำหนดความถี่	14
รูปที่ 2.6 วงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์	16
รูปที่ 2.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกคูลูป	17
รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกคูลูป	18
รูปที่ 2.9 ก. ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุทเท่ากัน	19
รูปที่ 2.9 ข. ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุทไม่เท่ากัน	20
รูปที่ 2.10 เฟสล็อกคูลูปแบบพรี สเกลเลอร์	24
รูปที่ 2.11 เฟสล็อกคูลูปแบบพรี สเกลเลอร์สองมอดูลัส	25
รูปที่ 2.12 ตัวอย่างการทำงานของวงจรมิกเซอร์	26
รูปที่ 2.13 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ชนิดพาสซีฟ	28
รูปที่ 2.14 วงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุล	28
รูปที่ 2.15 วงจรไฮบริดริงแบบแรทเธอร์	29
รูปที่ 2.16 วงจรเสมือนของไฮบริดริง	30
รูปที่ 2.17 แสดงคุณสมบัติของไฮบริดริง	31
รูปที่ 2.18 แสดงการต่อไดโอดร่วมกับไฮบริดริง	32
รูปที่ 2.19 ตัวอย่างวงจรสโปลิตีเทคเตอร์	33
รูปที่ 2.20 วงจรควอคราเจอร์ดีเทคเตอร์และการเทียบเฟส	35
รูปที่ 2.21 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	36
รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	36
รูปที่ 2.23 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน	36
รูปที่ 2.24 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.25 วงจรแถบความถี่ผ่าน	37
รูปที่ 2.26 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน	37
รูปที่ 2.27 วงจรตัดแถบความถี่	37
รูปที่ 2.28 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรกรองตัดแถบความถี่	37
รูปที่ 2.29 ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท	38
รูปที่ 2.30 หม้อแปลงรีโซแนนซ์และเซรามิกฟิลเตอร์	39
รูปที่ 2.31 แสดง โครงสร้างของไมโครสตริปไลน์	40
รูปที่ 2.32 กราฟอิมพีแดนซ์ของไมโครสตริปไลน์	42
รูปที่ 2.33 กราฟแสดงความยาวคลื่นของไมโครสตริปไลน์	43
รูปที่ 2.34 ไมโครสตริปที่วางตัวขนานกัน	44
รูปที่ 2.35 แสดงโหมดของไมโครสตริปที่วางขนานกัน	45
รูปที่ 2.36 โครงสร้างของเอ็นคัปเปิลเมนต์พาสฟิลเตอร์	45
รูปที่ 2.37 โครงสร้างของพาราเรลคัปเปิลเมนต์พาสฟิลเตอร์	46
รูปที่ 2.38 วงจรฟิลเตอร์ไมโครสตริปหนึ่งเซกชัน	47
รูปที่ 2.39 การแปลงในรูปแอดมิตแดนซ์	47
รูปที่ 2.40 การคัปปลิงแบบขนานของไมโครสตริปแบนพาสฟิลเตอร์	48
รูปที่ 2.41 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Z_{oe} และ Z_{oo} กับความกว้าง	49
รูปที่ 2.42 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Z_{oe} และ Z_{oo} กับความห่าง	50
รูปที่ 2.43 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่านอร์มอลไลซ์แอดมิตแดนซ์กับความกว้างและระยะห่าง	51
รูปที่ 2.44 ลักษณะการสแกนภาพของควเทียม	52
รูปที่ 2.45 การรับส่งภาพระบบ APT	53
รูปที่ 2.46 รูปแบบของภาพจากระบบ APT	54
รูปที่ 2.47 แสดงลักษณะการมอดูเลท Grayscale กับสัญญาณเสียง 2.4 KHz	55
รูปที่ 2.48 แสดงภาพถ่ายในระบบ APT โดยระบบคอมพิวเตอร์	56
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณควเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ	58
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องแปลงความถี่จาก 1.698 GHz เป็น 137.5 MHz	59
รูปที่ 3.3 วงจร LC ออสซิลเลเตอร์	59
รูปที่ 3.4 ไฮบริดริงที่ทำการออกแบบ	61
รูปที่ 3.5 แสดงคุณสมบัติของแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่ทำการออกแบบ	62
รูปที่ 3.6 กราฟแสดงการลดทอนที่ออร์เดอร์ต่างๆ	63
รูปที่ 3.7 แสดง โครงสร้างของไมโครสตริป	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.8 แสดงลายวงจรของไมโครสตริปที่เสร็จสมบูรณ์แล้ว	66
รูปที่ 3.9 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน	67
รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับสัญญาณความถี่ตรวจสอบอากาศย่านความถี่ 137.5 MHz	67
รูปที่ 3.11 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ	68
รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมของเฟลต็อคคูล	69
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรการต่ออุปกรณ์ของวงจร VCO	69
รูปที่ 3.14 แสดงวงจรเท็งจัน	70
รูปที่ 3.15 วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์โดยใช้ไอซี MC1648P	71
รูปที่ 3.16 วงจรหารพรีสเกลเตอร์	71
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรรูปฟิลเตอร์	75
รูปที่ 3.18 วงจรรวมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ โดยใช้เฟลต็อคคูล	75
รูปที่ 3.19 วงจรมิกเซอร์	76
รูปที่ 3.20 วงจรเชรามิกฟิลเตอร์ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	76
รูปที่ 3.21 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	77
รูปที่ 3.22 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์	77
รูปที่ 3.23 วงจรขยายสัญญาณเสียง	78
รูปที่ 3.24 โครงสร้างสายอากาศแบบควอดริฟิลลาร์	78
รูปที่ 4.1 วงจร LC ออสซิลเลเตอร์	80
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์	81
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงผลตอบสนองของแบนด์พาสไมโครสตริปฟิลเตอร์	82
รูปที่ 4.4 สัญญาณจากออสซิลเลเตอร์เมื่อผ่านแบนด์พาสไมโครสตริปฟิลเตอร์	82
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณที่ทำการมิกเซอร์	83
รูปที่ 4.6 แสดงเอาต์พุตที่ออกจากภาคมิกเซอร์	83
รูปที่ 4.7 วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ 137.5 MHz	84
รูปที่ 4.8 กราฟแสดงผลตอบสนองของแบนด์พาสฟิลเตอร์ 137.5 MHz	84
รูปที่ 4.9 แสดงวงจรเครื่องแปลงความถี่ทั้งหมดที่เสร็จสมบูรณ์แล้ว	85
รูปที่ 4.10 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน	86
รูปที่ 4.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงอินพุตกับความถี่เอาต์พุต	86
รูปที่ 4.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาต์พุตกับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต	87
รูปที่ 4.13 สัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน(VCO)	87
รูปที่ 4.14 วงจรพรีสเกลเตอร์แบบสองโมดูลัส	88
รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณเปรียบเทียบจากวงจรวีซีโอและวงจรพรีสเกลเตอร์	89

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.16 สัญญาณเอาท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์	90
รูปที่ 4.17 สัญญาณเอาท์พุทของวงจรรูปฟิลเตอร์	90
รูปที่ 4.18 สัญญาณความถี่ 126.8 MHz ที่ได้จากวงจрсังเคราะห์ความถี่	91
รูปที่ 4.19 วงจรมิกเซอร์	92
รูปที่ 4.20 ความถี่เอาท์พุทของวงจรมิกเซอร์ของการมิกซ์ครั้งแรก	92
รูปที่ 4.21 สัญญาณความถี่ 10.7 MHz เมื่อผ่านเซรามิกฟิลเตอร์	93
รูปที่ 4.22 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์แบบซิงเกิลคอนเวอร์ชัน	93
รูปที่ 4.22 สัญญาณจากคริสตัลอสซิลเลเตอร์ ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์	94
รูปที่ 4.23 สัญญาณที่ได้จากการแปลงความถี่ครั้งที่สอง	94
รูปที่ 4.24 สัญญาณเสียง 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ที่เอาท์พุทของวงจรีดีเทคเตอร์	95
รูปที่ 4.25 วงจรขยายสัญญาณเสียง	95
รูปที่ 4.26 สัญญาณเสียง 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์เมื่อผ่านวงจขยายเสียง	96
รูปที่ 4.27 ชิ้นงานสมบูรณ์ของเครื่องรับสัญญาณควมเทียมความถี่ 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์	96
รูปที่ 4.28 สมิทชาร์ตแสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ	97
รูปที่ 4.29 กราฟแสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR)	98
รูปที่ 4.30 กราฟแสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss)	98
รูปที่ 4.31 สายอากาศชนิด ควอดริพ็อลาร์เฮลิค	99
รูปที่ 4.32 ลักษณะภาพที่รับได้ขณะมีสัญญาณรบกวนค่อนข้างมาก	100
รูปที่ 4.33 ลักษณะภาพที่รับได้ขณะมีสัญญาณรบกวน	101
รูปที่ 4.34 ลักษณะภาพที่รับได้ขณะระดับสัญญาณมีขนาดต่ำ	101
รูปที่ 4.35 แสดงภาพประเทศไทยที่รับได้จากควมเทียม	102

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1.1 แสดงชื่อของดาวเทียมและตำแหน่งที่ดาวเทียมลอยอยู่ของดาวเทียมชนิดวงโคจรค้างฟ้า	4
ตารางที่ 1.2 แสดงชื่อของดาวเทียมและตำแหน่งที่ดาวเทียมลอยอยู่ของดาวเทียมชนิดโคจรรอบโลก	5
ตารางที่ 1.3 คุณลักษณะของดาวเทียมและอุปกรณ์บนดาวเทียม NOAA	8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ประวัติความเป็นมาของดาวเทียม “ดาวเทียม”

เป็นวิวัฒนาการที่มนุษย์ได้ประดิษฐ์ขึ้นมาใช้ประโยชน์ในด้านการทหาร และได้พัฒนามาใช้ทางด้านการบินอวกาศ การค้นหาทรัพยากรธรณี และการสื่อสารที่จะกล่าวถึงในที่นี้คือ “ ดาวเทียมสื่อสาร” ที่ใช้ในกิจการระบบโทรศัพท์ (DTH: DIRECT TO HOME)

ดาวเทียมสื่อสารนั้น จะถูกส่งขึ้นไปในช่วงของอวกาศเข้าสู่วงโคจรโดยมีความห่างจากพื้นโลกโดยประมาณ 35,786 KM. ซึ่งความสูงในระดับนี้จะเป็นผลทำให้เกิดแรงดึงดูดระหว่างโลก และดาวเทียม ในขณะที่โลกหมุนก็จะ ส่งแรงเหวี่ยง ทำให้ดาวเทียมเกิดการ โคจรรอบโลกตามการหมุนของโลก (ยกตัวอย่างเหมือนเราเอาเชือกผูกลูกตุ้ม แล้วหมุนตัวเหวี่ยงไปโดยรอบ ๆ) ซึ่งถ้าเราอยู่บนพื้น โลกก็จะเห็นดาวเทียมอยู่กับที่ ดาวเทียมสื่อสารที่ส่งขึ้นไป ครั้งแรกเมื่อปี 2508 โดยองค์การ โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS SATELLITE ORGANIZATION) หรือเรียกย่อว่า INTELSAT หลังจากนั้น INTELSAT ก็ได้ทำการส่งดาวเทียม ในปีต่าง ๆ ต่อไปเรื่อย ๆ

1.2 ระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียม

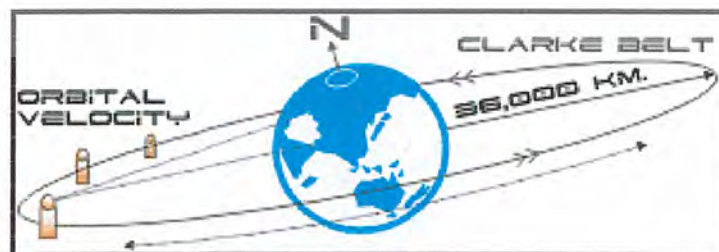
ดาวเทียมที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันนี้มีอยู่ด้วยกัน 2 ชนิด จำแนกตามแนว โคจรที่มัน โคจรอยู่ดังนี้

1.2.1 ดาวเทียมที่อยู่ในวงโคจรทั่วไป

มีวงโคจรเป็นรูปวงรีมีระนาบ ไม่แน่นอน ตำแหน่งของตัวดาวเทียม เมื่อเทียบกับ โลกก็ไม่แน่นอน มักใช้ งานในการสำรวจสภาพภูมิอากาศ ภูมิประเทศ แหล่งทรัพยากรธรณี และงานจารกรรมทางทหาร

1.2.2 ดาวเทียมค้างฟ้า (GEOSTATIONARY SATELLITE)

เป็นดาวเทียมที่อยู่กับที่เมื่อเทียบกับ โลกมี วงโคจรอยู่ในระนาบเดียวกับเส้นศูนย์สูตร อยู่สูงจากผิวโลกประมาณ 35,786 กม. วงโคจรพิเศษนี้อาจเรียกว่า “วง โคจรค้างฟ้า” หรือ “วง โคจรคลาร์ก” เพื่อเป็นเกียรติแก่นาย Arthur C. Clarke ผู้ค้นพบวงโคจรนี้



รูปที่ 1.1 วงโคจรของดาวเทียม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรีดิ้ง เป็นวงโคจรในระนาบเส้นศูนย์สูตร (EQUATOR) ที่มีความสูงเป็นระยะที่ทำให้ดาวเทียม ที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็วเชิงมุมเท่ากับการหมุนของโลก แล้วทำให้เกิดแรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางมีค่าเท่ากับแรงดึงดูดของโลกพอดี เป็นผลให้ดาวเทียมดูเหมือนอยู่คงที่ ณ. ระดับความสูงนี้ ดาวเทียมค้างฟ้า ส่วนใหญ่ใช้ในการสื่อสาร ระหว่างประเทศ และภายในประเทศ เช่น ดาวเทียมอนุกรมอินเทลแซต ดาวเทียมปลาของประเทศไทยอินโดนีเซีย และดาวเทียมไทยคมของประเทศไทย ปัจจุบันมีดาวเทียมค้างฟ้า เป็นร้อย ๆ ดวงที่ปรากฏอยู่ในวงจรรีดิ้ง

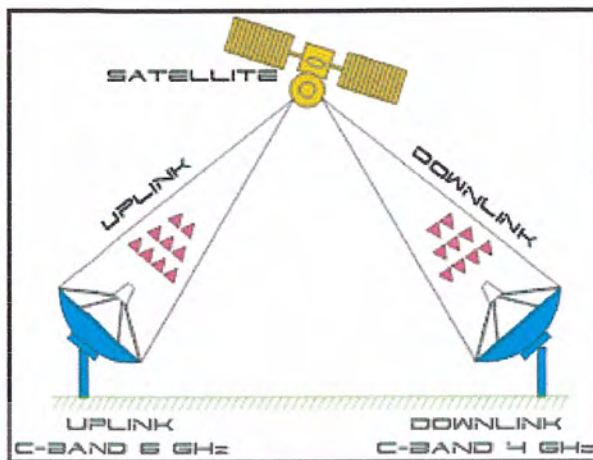
1.3 ประเภทการใช้งานของดาวเทียม

ดาวเทียมมีมากมายหลายประเภท สามารถแบ่งประเภทการใช้งานได้ 11 ประเภทดังนี้

- 1) ดาวเทียมเพื่อการสื่อสารระหว่างจุดต่อจุด เช่น ดาวเทียมปลาปลา, ดาวเทียมไทยคม
- 2) ดาวเทียมเพื่อการสื่อสารระหว่างดาวเทียม เช่น ดาวเทียม TDRS
- 3) ดาวเทียมเพื่อการสื่อสารเคลื่อนที่บนบก ในน้ำ และในอากาศ เช่น ดาวเทียมอินมาร์แซท
- 4) ดาวเทียมเพื่อการสื่อสารวิทยุกระจายเสียงและวิทยุโทรทัศน์ เช่น ดาวเทียม ASTRA
- 5) ดาวเทียมเพื่อการสำรวจโลก สำรวจทรัพยากรธรรมชาติ เช่น ดาวเทียม LANDSAT
- 6) ดาวเทียมเพื่อการสำรวจอวกาศ เช่น ดาวเทียม METEOR, ดาวเทียม EXPLORER
- 7) ดาวเทียมเพื่อการพยากรณ์อากาศ เช่น ดาวเทียม GMS, ดาวเทียม NOVA 6-9
- 8) ดาวเทียมเพื่อการปฏิบัติในห้วงอวกาศ เช่น ดาวเทียม SPAS, ดาวเทียม SKYLAB
- 9) ดาวเทียมเพื่อกิจการวิทยุสมัครเล่น เช่น ดาวเทียม JAS-1 หรือ ดาวเทียม FUJI
- 10) ดาวเทียมเพื่อกำหนดตำแหน่ง เช่น ดาวเทียม NAVSTAR
- 11) ดาวเทียมเพื่อการนำร่องเรือ และอวกาศยาน เช่น ดาวเทียม TRANSIT, ดาวเทียม COSMOS

ดาวเทียมที่ใช้ในการสื่อสารจะมีอุปกรณ์การรับ-ส่งคลื่นวิทยุ ภายในตัวดาวเทียม และอาศัยดาวเทียม ทำหน้าที่ถ่ายทอดทวนสัญญาณ (REPEATER) ไปยังสถานีภาคพื้นดินที่ทำการส่งสัญญาณและรับสัญญาณ การส่งสัญญาณความถี่คลื่น ไมโครเวฟจากสถานีภาคพื้นดินที่ส่งสัญญาณขาขึ้น เราเรียกว่า “การเชื่อมโยง ขาขึ้น” (Up-link) ซึ่งงานรับสัญญาณบนตัวดาวเทียมจะรับคลื่นสัญญาณข้อมูลภาพ, เสียง, คอมพิวเตอร์ไว้แล้ว นำไปขยายให้มีความแรงของสัญญาณมากขึ้น แล้วจึงส่งลงมายังสถานีภาคพื้นดินที่ต้องการ ซึ่งการส่งสัญญาณ จากดาวเทียมลงมายังสถานีภาคพื้นดินเราเรียกว่า “การเชื่อมโยงขาลง” (Down-link) โดยความถี่คลื่น ไมโครเวฟขาขึ้นจะแตกต่างกับความถี่ขาลงซึ่งเป็นไปตามหลักของระบบการถ่ายทอดความถี่ และหลีกเลี่ยงการรบกวน ของสัญญาณ โดยความถี่ขาขึ้นจะสูงกว่าความถี่ขาลงจากดาวเทียมเสมอ ซึ่งการส่งจะยากกว่าการรับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 การถ่ายทอดทวนสัญญาณจากดาวเทียม

ช่องสัญญาณรับส่งบนดาวเทียม ซึ่งจะรับ สัญญาณจากสถานีภาคพื้นดินแล้วขยายสัญญาณให้แรงขึ้น และส่งกลับมายังสถานีรับบนพื้นโลก โดยใช้ความถี่ขาขึ้น (UP-link) และความถี่ขาลง (DOWN-link) แตกต่างกัน ในหนึ่งช่องของสัญญาณภาพจะมีความกว้างของช่องคลื่น(BANDWIDTH) 40 MHz ต่อ 1 ทรานสปอนเดอร์ ซึ่งทรานสปอนเดอร์ของดาวเทียมจะมี 2 แนว คือ “V (VERTICAL)” และ “H (HORIZONTAL)”

1.4 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา (Meteorological Satellite)



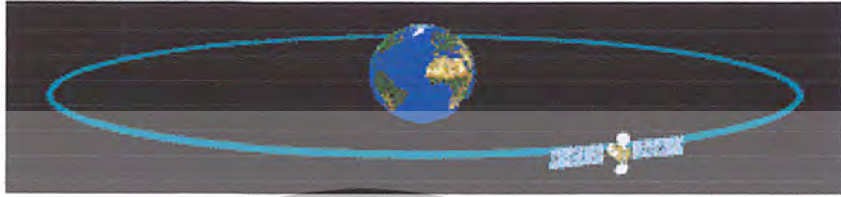
รูปที่ 1.3 แสดงตำแหน่งของดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาและแสดงวงโคจรรอบโลกทั้ง 2 ชนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา ได้ถูกปล่อยขึ้นสู่อวกาศเป็นครั้งแรก เมื่อวันที่ 1 เมษายน ค.ศ.1960 ชื่อ TIROS - 1 Television and Infrared Observational Satellite ซึ่งเป็นดาวเทียม ของประเทศสหรัฐอเมริกา และถ้านับมาจนถึงปัจจุบันประเทศต่างๆ ได้ปล่อยดาวเทียมขึ้นไปอยู่ในอวกาศหลายร้อยดวง

ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาตามลักษณะการ โคจรรอบ โลกของดาวเทียมฯ แบ่งได้เป็น 2 ชนิด

1.4.1 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาชนิดวงโคจรค้างฟ้า (Geostationary Meteorological Satellite)



รูปที่ 1.4 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาชนิดวงโคจรค้างฟ้า

ดาวเทียมชนิดนี้ จะใช้เวลาโคจรรอบโลก 1 รอบ เท่ากับ 24 ชั่วโมง ซึ่งเท่ากับเวลาที่โลกหมุนรอบตัวเองใน 1 วัน โดยตัวดาวเทียมและวงโคจรจะอยู่ในตำแหน่งเส้นศูนย์สูตรของโลก และจะโคจรไปในทางเดียวกับการ โคจรรอบตัวเองของโลก ด้วยความเร็วที่เท่ากัน ดังนั้นตำแหน่งของดาวเทียมฯ จะสัมพันธ์กับตำแหน่งบนพื้นโลกในบริเวณเดิมเสมอ ครอบคลุมพื้นที่จากขั้วโลกเหนือจรดขั้วโลกใต้ โดยวงโคจรนี้มีความสูงจากพื้นโลกประมาณ 35,800 กิโลเมตร

ตารางที่ 1.1 แสดงชื่อของดาวเทียมและตำแหน่งที่ดาวเทียมลอยอยู่ของดาวเทียมชนิดวงโคจรค้างฟ้า

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.2 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยานิตโคจรรอบโลก (Near Polar Orbiting Meteorological Satellite)

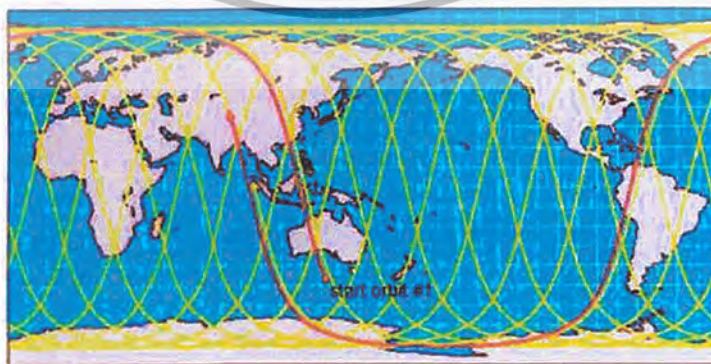


รูปที่ 1.5 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยานิตโคจรรอบโลก

ดาวเทียมชนิดนี้ จะ โคจรผ่านใกล้ขั้วโลกเหนือและขั้วโลกใต้ โดยมีความสูงจากพื้นโลกประมาณ 850 - 900 กิโลเมตร จะใช้เวลาโคจรรอบโลกประมาณ 102 นาที ต่อ 1 รอบ ในหนึ่งวันจะหมุนรอบโลกประมาณ 14 รอบ และจะเคลื่อนที่ผ่านเส้นศูนย์สูตรในเวลาเดิม (ตามเวลาที่ท้องถิ่น) ผ่านแนวเดิม 2 ครั้ง โดยจะ โคจรเคลื่อนที่จากขั้วโลกเหนือ ไปยังขั้วโลกใต้ 1 ครั้ง และโคจรเคลื่อนที่จากขั้วโลกใต้ไปยังขั้วโลกเหนืออีก 1 ครั้ง การถ่ายภาพของดาวเทียมชนิดนี้จะถ่ายภาพ พร้อมกับส่งสัญญาณเป็นข้อมูลสู่ภาคพื้นดินในเวลาจริง (Real Time) ในขณะที่ดาวเทียม โคจรผ่านพื้นที่นั้น ๆ โดยมี Track ความกว้าง 2,700 กิโลเมตร

ตารางที่ 1.2 แสดงชื่อของดาวเทียมและตำแหน่งที่ดาวเทียมต่างๆ ลอยอยู่ของดาวเทียมชนิดโคจรรอบโลก

ชื่อดาวเทียม	ความสูงจากพื้นดิน และเวลาโคจร 1 รอบ โลก	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 1.6 แสดงเส้นทางที่ดาวเทียม NOAA เคลื่อนที่ผ่านในระหว่างการโคจรรอบโลก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 ประโยชน์ของดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา (Missions of Meteorological Satellite)

1) ใช้ในการตรวจสอบประกอบทางอุตุนิยมวิทยาในระยะไกล (Meteorology Information Remote Sensing) เช่น การตรวจเมฆ ทิศทางการ เคลื่อนที่ของเมฆ ตรวจอุณหภูมิยอด เมฆ อุณหภูมิผิวพื้น โลก อุณหภูมิ ผิวน้ำทะเล และความชื้น ของบรรยากาศโลกตามระดับความสูงต่างๆ ตรวจโอโซนและรังสี จากดวงอาทิตย์ หิมะและน้ำแข็งที่ปกคลุมโลก เป็นต้น

2) ใช้ในการรวบรวมข้อมูล รับ-ส่งข้อมูล ทางด้านอุตุนิยมวิทยา ที่ตรวจได้จาก สถานีเคลื่อนที่ หรือสถานีตรวจ อัตโนมัตินิ่งภาคพื้นดิน และในน้ำ เช่น ทุ่นลอย เรือ รวมทั้งเครื่องบิน เป็นต้น

3) ใช้ในการกระจายข่าว (Direct Broadcast) ส่งข่าวสาร ทางด้านอุตุนิยมวิทยา ไปยังประเทศ สมาชิกหรือผู้ใช้ข้อมูลโดยตรง

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 ใช้ในการตรวจวัดรายละเอียดของเมฆ และลักษณะของพื้นผิวโลกเช่น หิมะน้ำแข็ง หรือ แหล่งน้ำ เป็นต้น

ช่วงคลื่น Infrared ใช้ในการตรวจวัดสถานภาพทางฟิสิกส์ของบรรยากาศ และพื้นผิว โลก เช่น อุณหภูมิ ยอดเมฆ และอุณหภูมิ ของพื้นผิวโลก ปัจจุบันกรมอุตุนิยมวิทยาดำเนินการรับสัญญาณดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาทั้ง 2 ระบบ คือ ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาชินติวงโคจรค้างฟ้า (Geostationary orbiting Meteorological Satellite) โดยรับสัญญาณดาวเทียม GMS ของประเทศญี่ปุ่นและดาวเทียมอุตุนิยมวิทยาชินติโคจรรอบโลก (Near-Polar orbiting Meteorological Satellite) โดยรับสัญญาณจากดาวเทียม NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration) ของประเทศสหรัฐอเมริกา

1.6.1 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา GMS - 5

ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา GMS - 5 (Geostationary Meteorological Satellite) เป็นดาวเทียมฯ ชนิด Geostationary orbit ซึ่งช่วงการโคจรอยู่ที่ตำแหน่ง 140 E มีความสูงจากพื้นโลก 35,800 Km. มีรายละเอียดดังนี้ ครอบคลุมพื้นที่ : ขั้วโลกเหนือจรดขั้วโลกใต้ คือ ทวีปเอเชีย, ออสเตรเลียและมหาสมุทรแปซิฟิก ตะวันตก

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 ครึ่งชั่วโมง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6.2 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา NOAA



รูปที่ 1.7 ดาวเทียมอุตุนิยมวิทยา NOAA

ดาวเทียม NOAA (National Oceanic Atmospheric Administration) เป็นชื่อที่ใช้เรียกดาวเทียมขององค์กร NOAA ของสหรัฐ (ชื่อดาวเทียมคือ Advanced Television Infrared Observation Satellite ย่อเป็น TIROS-N หรือ ATN) ซึ่งเป็นดาวเทียมสำรวจอุตุนิยมวิทยา ที่มีวงโคจรในแนวเหนือใต้ ดาวเทียมในชุดนี้จะทำงานพร้อมกัน 2 ดวง เพื่อให้ได้ข้อมูลอุตุนิยมวิทยาในบริเวณต่างๆ ทุก 6 ชั่วโมง ดวงหนึ่งจะตัดแนวเส้นศูนย์สูตรจากเหนือลงใต้เวลา 7.30 น. (เรียก morning orbit มีระดับวงโคจรที่ 830 กม.) อีกดวงจะตัดแนวเส้นศูนย์สูตรจากเหนือลงใต้เวลา 13.40 น. (เรียก afternoon orbit มีระดับวงโคจรที่ 870 กม.) ดาวเทียมนอกจากจะบันทึกภาพของลักษณะอากาศแล้ว ยังมีเครื่องมือวัด ไปรคอน อีออนบวก และความหนาแน่นของโอโซนฟลักซ์ ที่มาจากดวงอาทิตย์ด้วย

ปัจจุบันกรมอุตุนิยมวิทยาสามารถรับสัญญาณดาวเทียม NOAA11, NOAA 12, และ NOAA 14, NOAA15 โดยมีความวงจรรอบโลก 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 คุณลักษณะของดาวเทียมและอุปกรณ์บนดาวเทียม NOAA

โครงสร้างหลัก:	ยาว 4.2ม เส้นผ่าศูนย์กลางยาว 1.88ม
แผงเซลล์แสงอาทิตย์	2.73ม x 6.14ม
น้ำหนักยานเมื่อปล่อย	2231.7 กก. รวม 756.7 กก.ของเชื้อเพลิง
จรวดปล่อยดาวเทียม	Lockheed Martin Titan II
วันปล่อยดาวเทียม	13 พฤษภาคม 1998 ที่ Vandenburg Air Force Base, CA
ลักษณะวงโคจร	ประเภท: sun synchronous ความสูง: 833 กม คาบการโคจร: 101.2 รอบ มุมเอียง: 98.70 องศา
เครื่องสำรวจ	Advanced Very High Resolution Radiometer (AVHRR/3) Advanced Microwave Sounding Unit-A (AMSU-A) Advanced Microwave Sounding Unit-B (AMSU-B) High Resolution Infrared Radiation Sounder (HIRS/3) Space Environment Monitor (SEM/2) Search and Rescue (SAR) Repeater และ Processor Data Collection System (DCS/2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ (RF Amplifiers)

การใช้ RF Amplifier ในเครื่องรับ Superhetrodyne จะเปลี่ยนแปลงจากการไม่ใช้เลยในการประยุกต์ใช้งานที่ไม่ต้องการ ไปจนถึง 3 หรือ 4 Stage ในเครื่องรับที่ซับซ้อน

2.1.1 ประโยชน์ของการใช้ RF Amplifier

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

วงจรมิกเซอร์ต้องการอุปกรณ์ที่ทำงานในบริเวณ non-linear เมื่อผลิตความถี่ที่แตกต่างกันที่ต้องการที่เอาท์พุทซึ่งจะมีสัญญาณรบกวนออกมาด้วย การใช้ RF Amplifier จะทำให้สัญญาณมีระดับเพิ่มขึ้นอย่างเหมาะสมและลดผลของสัญญาณรบกวนที่วงจรมิกเซอร์ไปได้

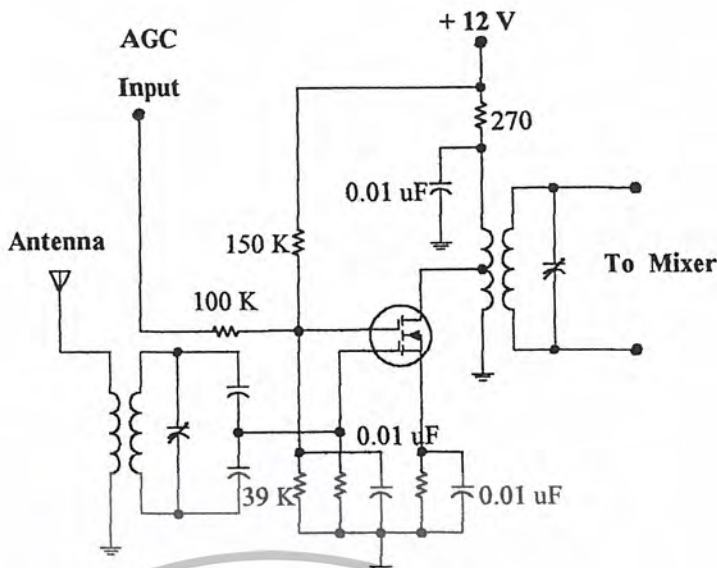
RF Amplifier โดยปกติจะใช้เฟตที่เป็นอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ (Active component) ประโยชน์ต่อไปนี้เป็นของเฟต จะนำไปสู่การใช้ทั่วไปของ RF Amplifier

1. High input impedance จะไม่โหลดความถี่ (Load down) ที่ Q ของวงจร tune ที่มาก่อนถึงเฟต ดังนั้นมันจะรักษาการเลือกความถี่สัญญาณที่ระดับสูงสุดที่สามารถเป็นได้
2. การมี เฟตชนิดเกทคู่ (Dual gate Fet) อย่างเพียงพอนำไปใช้ได้ดีกับ isolate injection point ที่สัญญาณ AGC
3. ความสัมพันธ์ของ Square-Law ของอินพุทและเอาท์พุท โดยจะยอมให้มีความผิดเพี้ยนต่ำ ความผิดเพี้ยนที่อ้างอิง ที่เรียกว่า ครอสโมดูเลชัน (Cross-modulation)

ทำหน้าที่ในการรับสัญญาณ RF และทำการขยายให้มีขนาดสูงขึ้น เนื่องจากสัญญาณ RF ที่รับเข้ามาจะอ่อนจะมีสัญญาณรบกวนเข้ามาด้วยเสมอ การขยายสัญญาณก็เพื่อไม่ให้สัญญาณ RF ก่อนที่จะส่งเข้าภาคมิกเซอร์ ถูกรบกวนและถูกทำลายจากสัญญาณรบกวนที่มีค่าสูง ถ้าหากสัญญาณที่ต้องการรับมีค่าความถี่สูง คือ มากกว่า 1 GHz ขึ้นไปไม่จำเป็นต้องมีส่วน RF เพราะที่ความถี่เหล่านี้ความต้านทานของสัญญาณจะเพิ่มขึ้นในขณะที่ Gain มีค่าลดลง

RF Amp. ยังจะช่วยในการลด local oscillator reradiation เมื่อไม่มี RF Amp. แล้วสัญญาณของ local oscillator จะสะท้อนกลับมายังเสาอากาศรับและรบกวนการส่ง

ดังตัวอย่างของ MOSFET RF Amplifier แสดงในรูปที่ 2.1 วงจรนี้จะมี dual gate ที่ระดับของ AGC ประยุกต์ที่เกท 2 จะให้ค่าเกนที่เปลี่ยนแปลงได้อย่างอัตโนมัติ สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศจะถูกป้อนผ่านวงจรคัปปลิง (Tune coupling) ไปยังเกท 1 และการเชื่อมที่เอาท์พุท เทรนจะถูกแยกออกเพื่อการคัปปลิง แต่ละ network ซึ่งรักษาอุปกรณ์จาก Self-oscillation ที่ไม่ต้องการ



รูปที่ 2.1 วงจร MOSFET RF แบบ dual-gate

2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator Circuit)

ออสซิลเลเตอร์ มีความหมายในตัวเองแปลว่าสิ่งที่แกว่งไปมา ในกรณีของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ออสซิลเลเตอร์มีความหมายถึงการเปลี่ยนแปลงไปมาของแรงดันหรือกระแสระหว่างค่าสูงสุดและค่าต่ำสุด หรืออาจกล่าวได้ง่ายๆก็คือ วงจรกำเนิดสัญญาณนั่นเอง

วงจรออสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่จะให้สัญญาณรูปไซน์ ดังนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์จึงถูกนำมาใช้งานในวงจรเครื่องส่ง วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ต่างๆ และเป็นวงจรในส่วนประกอบย่อยของวงจรอื่นๆ อีกเป็นจำนวนมาก

การกำเนิดสัญญาณด้วยวงจรออสซิลเลเตอร์มีได้หลายแบบ ซึ่งแต่ละแบบก็จะมีลักษณะสำคัญพิเศษอื่นๆ ประกอบด้วย เช่น ให้ความถี่ต่ำๆดี หรือให้ความถี่สูงๆดี เสถียรภาพทางความถี่ดี การปรับความถี่เป็นได้ยากหรือง่าย เป็นต้น

2.2.1 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ก็คือวงจรขยายชนิดหนึ่งนั่นเอง แต่เป็นวงจรขยายชนิดป้อนกลับ แบบบวก สิ่งที่จะอธิบายในเรื่องการป้อนกลับแบบบวกให้เข้าใจคือ การพิจารณาในรูปของเฟสกับการป้อนกลับ สัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุตจะกลับเฟส 180° แล้วป้อนกลับเข้ามาทางอินพุตใหม่ ดังนั้นสัญญาณที่เข้ามามีทิศทางเสริมกับสัญญาณป้อนกลับ ซึ่งถ้าเฟสที่ป้อนกลับเข้ามาไม่ตรงกับวงจรขยายก็จะไม่เกิดการออสซิลเลท ซึ่งปกติวงจรขยายสัญญาณทั่วไปสัญญาณเอาต์พุตจะมีเฟสต่างจากอินพุต 180° อยู่แล้ว

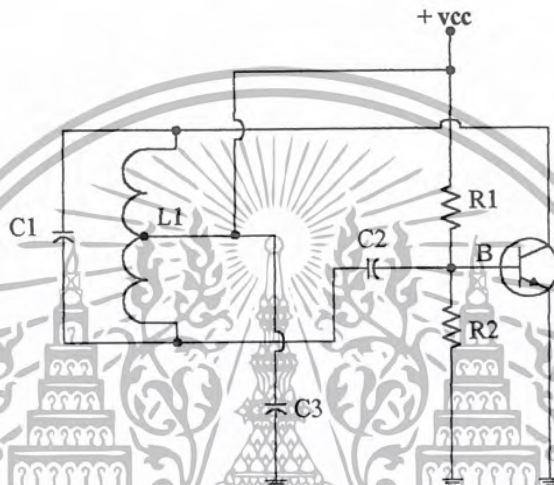
การออสซิลเลทหรือการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเอาต์พุตจากค่าต่ำสุดจนถึงค่าสูงสุด มักจะเกิดการเปลี่ยนในลักษณะคลื่นรูปไซน์ ความถี่ของลูกคลื่นสามารถคำนวณได้จากค่าคงตัวของอุปกรณ์ต่างๆภายในวงจร ในวงจรออสซิลเลเตอร์โดยทั่วไปที่ใช้งานกันอยู่จะมีการออสซิลเลทได้ด้วยตัวเองโดยไม่ต้องมีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ป้อนสัญญาณอินพุตเข้าไปเลยแม้แต่น้อย ทั้งนี้เพราะสัญญาณที่ช่วยกระตุ้นให้เกิดการออสซิลเลทในขณะเริ่มต้นนั้นคือสัญญาณรบกวนที่มีอยู่ภายในอุปกรณ์นั่นเอง

วงจรออสซิลเลเตอร์ทั่วไปมักจะมีการออสซิลเลทที่ความถี่เดียว ทั้งนี้เพราะวงจรป้อนกลับที่สัญญาณจากเอาต์พุตมายังอินพุตมักจะเป็นวงจรที่ประกอบด้วยอุปกรณ์จำพวก R, L, C ซึ่งอุปกรณ์จำพวก L, C จะมีผลทางด้านเฟส นั่นคือจะมีความถี่ที่เป็นผลทำให้เฟสที่ได้กลับมาเสริมกับอินพุตเกิดการออสซิลเลทขึ้น

ตัวอย่างวงจรออสซิลเลเตอร์เบื้องต้นที่ใช้ทรานซิสเตอร์แสดงดังรูป



รูปที่ 2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์เบื้องต้น

วงจรออสซิลเลเตอร์ดังรูปที่ 2.2 เรียกอีกอย่างว่าวงจรฮาร์ตลีย์ออสซิลเลเตอร์ การทำงานของวงจรอาศัยหลักการป้อนกลับด้วยวงจรรีโซแนนท์ที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_1 สัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุตทางขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะป้อนกลับผ่านวงจรจูน กลับเฟส 180° เข้ามาทางขาเบสของทรานซิสเตอร์

สำหรับทรานซิสเตอร์ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 จะเป็นตัวไบอัสทรานซิสเตอร์ให้ทำงานในลักษณะของวงจรขยายสัญญาณ ส่วนตัวเก็บประจุ C_2 เปรียบเสมือนเป็นตัวคัปปลิงสัญญาณเข้ามาทางอินพุต โดยปกติวงจรขยายชนิดคอมมอนอีมิเตอร์รวมนั้น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ทางขาคอลเล็กเตอร์ จะมีทิศเฟสตรงข้ามกับสัญญาณทางอินพุตอยู่แล้ว คือมีทิศทางเฟสต่างกัน 180 องศา ผลของสัญญาณป้อนกลับจะมีทิศทางในทางเสริมกับสัญญาณอินพุตทันที วงจรก็จะออสซิลเลทได้

การทำงานในแต่ละรอบของการออสซิลเลทสามารถอธิบายได้ดังนี้ ในขณะเริ่มแรกของการออสซิลเลทจะมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลคเตอร์ ซึ่งเป็นผลป้อนกลับมาทางอินพุตทางเบสกระตุ้นที่เบส โดยถ้ากระแสคอลเลคเตอร์เพิ่มขึ้นทางค่ามากจะทำให้แรงดันที่คอลเลคเตอร์ลดลง การป้อนกลับจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

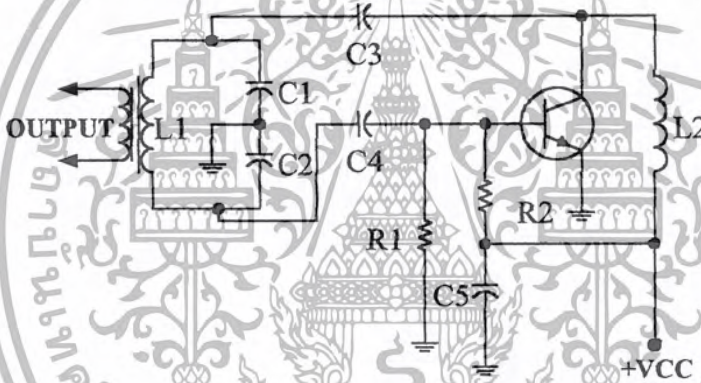
กระตุ้นเข้ามาที่เบสด้วยค่าแรงดันน้อยลงเป็นผลทำให้กระแสคลงและแรงดันที่คอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะสูงขึ้นและเป็นในลักษณะนี้เรื่อยไป

ตัวเก็บประจุ C3 ของวงจรตามรูปที่ 2.2 นี้ เป็นทางผ่าน(Bypass) ของสัญญาณไฟสลับและในทำนองเดียวกันก็จะเป็นตัวกั้นแรงดันไฟตรงเพื่อไม่ให้ล้นลงกราวด์ ความถี่ของการออสซิลเลทของวงจรสามารถคำนวณได้จากค่ารีโซแนนซ์ของ L1 และ C1 ที่ต่อป้อนกลับ สมการของการหาค่าความถี่จะเป็นดังนี้

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \quad (2.1)$$

2.2.2 วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์

ตัวอย่างวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจร โคพิทท์ออสซิลเลเตอร์

วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์แตกต่างจากวงจรฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์ ในส่วนของลักษณะการต่อวงจรรีโซแนนซ์ของวงจรป้อนกลับ ในวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์ใช้ตัวเก็บประจุแบ่งออกเป็น 2 ตัว หรือกล่าวได้ว่าวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์มีลักษณะพิเศษในเรื่องการเก็บที่ตัวเก็บประจุแทนที่จะเป็นตัวเหนี่ยวนำแรงดันป้อนกลับจะปรากฏคร่อมตัวเก็บประจุ C2 หรือระหว่างเบสหรือกราวด์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C2 จะมีเฟสต่างจากแรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์ 180 องศา นั่นคือสัญญาณจะมีลักษณะมีเฟสตรงกับสัญญาณที่เบสของทรานซิสเตอร์ ปริมาณของแรงดันเอาท์พุทที่ป้อนกลับมายังอินพุทหาได้จากค่าของตัวเก็บประจุ C1 และ C2 โดยปกติค่ารีแอคแตนซ์ ของตัวเก็บประจุ C2 ควรจะมีค่าน้อยกว่าค่ารีแอคแตนซ์ของ C1 หรือกล่าวได้ว่าตัวเก็บประจุ C1 ควรจะมีค่าความถี่น้อยกว่าตัวเก็บประจุ C2 นั่นเอง

ความถี่ของวงจร โคพิทท์ออสซิลเลเตอร์สามารถคำนวณได้จาก

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi(C_T L)^{\frac{1}{2}}} \quad (2.2)$$

เมื่อค่า C_T คือผลรวมของตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 หรือ $C_T = C_1 C_2 / C_1 + C_2$

2.2.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดจูนอินพุท จูนเอาต์พุท

วงจรที่แสดงในรูปที่ 2.4 เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบหนึ่งซึ่งเป็นวงจรที่ใช้งานกันน้อย แต่มันมีความสำคัญเพราะว่าการทำงานของวงจรใช้หลักการเดียวกับวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดคริสตัลออสซิลเลเตอร์

ในวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้ส่วนของการป้อนกลับจะอยู่ที่ตัวเก็บประจุภายในตัวทรานซิสเตอร์ ตัวเก็บประจุนี้จะเกิดขึ้นที่ตรงบริเวณรอยต่อเบส-คอลเล็กเตอร์ ตัวเก็บประจุนี้จึงเป็นตัวเก็บประจุที่ไม่พึงปรารถนาในวงจรขยายสัญญาณ เพราะจะเป็นผลทำให้วงจรเกิดการออสซิลเลตได้



รูปที่ 2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิด จูนอินพุท จูนเอาต์พุท

ตัวเก็บประจุตรงบริเวณรอยต่อจึงเสมือนเชื่อมต่อบetweenอินพุทและเอาต์พุทของวงจร โดยตรง ส่วนเอาต์พุทจะเป็นวงจรรีโซแนนซ์ ค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่ามากกว่าที่ความถี่รีโซแนนซ์ และผลของการเลื่อนเฟสจะขึ้นอยู่กับบางส่วนของวงจรอินพุทรีโซแนนซ์ซึ่งจะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมที่วงจรรีโซแนนซ์ทางด้านอินพุทและมีเฟสตรงข้ามกับแรงดันที่ตกคร่อมทางด้านเอาต์พุท

2.2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ผลึกควอตซ์หรือคริสตัล (Crystal Oscillator)

จากการศึกษาพบว่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์ LC จะเปลี่ยนแปลงไปเมื่อค่าคักคา อุณหภูมิ โหลด และอื่นๆเปลี่ยนแปลงไป การทำให้วงจร LC มีเสถียรภาพดีทำได้ยาก ดังนั้นในวงจรที่ต้องการให้มีเสถียรภาพทางความถี่สูง หรือความถี่มีค่าคงที่ตลอดเวลาเพื่อให้เครื่องรับสามารถจูนรับสถานีได้ถูกต้องและตลอดไป วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ให้คุณสมบัติเด่นในเรื่องเสถียรภาพทางความถี่ได้แก่ วงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งในโครงการนี้ก็ได้อเลือกใช้คริสตัลออสซิลเลเตอร์มาเป็นส่วนของภาค โลกอลออสซิลเลเตอร์ นอกจากนี้ วงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์ยังใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณที่มีความถี่มาตรฐานไว้สำหรับตรวจสอบเครื่องมือบางชนิดและยังใช้เป็นตัวสร้างแรงดันฐานเวลามาตรฐาน ใช้กับอุปกรณ์ที่ต้องการความเที่ยงตรง เช่น นาฬิกาอิเล็กทรอนิกส์

คริสตัลเป็นศัพท์ภาษาอังกฤษแปลว่า ผลึก โดยความหมายของตัวมันเองก็คือผลึกของวัสดุบางชนิด เช่น ผลึกควอตซ์ แก้วหินโรเชลล์ และทัวร์มาลีน วัสดุเหล่านี้รวมเรียกว่า เพียโซอิเล็กทริก (piezoelectric) ซึ่งมีคุณสมบัติคือมันจะก่อให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเมื่อบิดงอหรือกดผลึกเหล่านี้ด้วยแรง และในทำนองเดียวกันถ้าหากเราสร้างแรงดันไฟฟ้าให้แก่ชิ้นผลึก แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวผลึกเหล่านี้จะมีผลทำให้ผลึกมีรูปร่างบิดเบี้ยวผิดออกไปจากเดิม

คริสตัลที่ใช้ทำงานอยู่ทั่วไปทำมาจากผลึกควอตซ์ เมื่อมีแรงดันตกคร่อมผลึกควอตซ์ ผลึกควอตซ์ก็จะเกิดการสั่น ความถี่ที่สั่นได้จะมีค่าเกือบคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับความหนาของผลึกนั้น ความถี่ที่เกิดขึ้นจะยังคงเปลี่ยนแปลงได้อีกเล็กน้อยเนื่องจากอุณหภูมิ

สัญลักษณ์และวงจรสมมูลย์ของชิ้นผลึกเป็นดังรูปที่ 2.5



(ก) สัญลักษณ์

(ข) วงจรสมมูลย์

รูปที่ 2.5 ชิ้นผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่

ปรากฏการณ์ของเพียโซอิเล็กทริก ถูกค้นพบโดยสองพี่น้อง J.Curie และ P.Curie ในปี 1880 โดยทำการป้อนแรงจากภายนอกเข้าที่ด้านทั้งสองของวงจรเพียโซอิเล็กทริกแล้วจะได้ประจุไฟฟ้าทั้งประจุบวกและประจุลบออกมาเป็นสัดส่วนตรงกับแรงภายนอกที่ป้อนเข้าไปในทางกลับกันเมื่อทำการป้อนศักดาเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งสองข้างของชิ้นผลึก ชิ้นผลึกจะเกิดการยืดหรือหดตัวโดยมีขนาดของแรงเครียด (strain) เป็นสัดส่วนตรงกับที่ศักคาที่ป้อนเข้าไป

โดยอาศัยคุณสมบัติของชิ้นผลึกที่มีความยืดหยุ่นได้นี้ ถ้าป้อนแรงกดดันทันทีทันใดให้กับชิ้นผลึกแล้วเอาแรงกดดันนี้ออกไป ชิ้นผลึกจะเริ่มเกิดการสั่นตามคุณสมบัติความถี่ของตัวมัน ในลักษณะกลับไปมา (บวกและลบ) การสั่นนี้จะทำให้เกิดศักคาบวกและลบขึ้นเป็นสัดส่วนตรงกับความแรงของการไหวตัวและเกิดขึ้นทั้งสองข้างของชิ้นผลึก นั่นคือศักคาไฟสลัปซึ่งมีความถี่เท่ากับคุณสมบัติด้านความถี่ของชิ้นผลึก

ต่อไปเมื่อป้อนศักคาสัญญาณที่มีความถี่สอดคล้องกับคุณสมบัติด้านความถี่ของชิ้นผลึกเข้าไปให้ชิ้นผลึก จะทำให้ชิ้นผลึกเกิดการสั่นสูงสุด ที่จุดนี้ค่าศักคาที่ได้จากชิ้นผลึกจะมีความมากที่สุด และกระแสที่ไหลเข้าชิ้นผลึกจากแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่สูง ก็จะมีค่ามากที่สุดด้วย เนื่องจากกระแสของวงจรเพิ่มขึ้นอย่างทันทีทันใดที่ความถี่ที่กำหนดซึ่งลักษณะของวงจรจะเหมือนวงจรแบบอนุกรม ดังรูปที่ 2.5 (ข)

ตัวคริสตัลเป็นเพียงผลึกควอตซ์ที่ยังต้องอาศัยตัวจับยึดเข้ากับกระป๋องโลหะดังนั้นในส่วนของตัวจับยึดคริสตัลจึงเกิดมีลักษณะเหมือนเป็นตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่อีกตัวหนึ่ง ดังวงจรสมมูลย์ แต่เนื่องจากตัวเก็บประจุในตัวผลึกคริสตัลที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำ ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ต่อขนานอยู่ภายนอกจึงมีอิทธิพลต่อการออสซิลเลทของสัญญาณน้อยมาก และในขณะโรโซแนนท์นั้นส่วนของวงจรรโรโซแนนท์แบบอนุกรมและแบบขนานเกือบจะให้ความถี่เรโซแนนท์เป็นความถี่เดียวกัน

ชนิดของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ผลึกคริสตัลแบ่งได้ 3 ชนิดใหญ่ๆ คือ

1. แบบพื้นฐาน ใช้ที่ความถี่ไม่เกิน 20 MHz เช่นวงจรแบบ Pierce และค่า Q ในวงจรจะมีค่าเท่ากับ 90 % ของค่า Q ภายในของออสซิลเลเตอร์

2. แบบฮาร์โมนิก ใช้ในช่วงความถี่ 20 – 100 MHz ประกอบด้วยวงจรแทรก LC หรือเป็นระบบที่ใช้ L และ C ในการเลือกฮาร์โมนิกที่ต้องการ โดยมีการใช้วงจรอิมิตเตอร์คัปเปลอร์ฮาร์โมนิก (Emitter – coupler Harmonic) คือมีเสถียรภาพทางความถี่แบบชอร์ตเทอม (short - term) ดีที่สุด คือมีการรบกวนทางเฟส (phase noise) ต่ำที่สุด และค่า Q ในวงจรจะมีค่าเท่ากับ 80 % ของค่า Q ภายในคริสตัล เงื่อนไขของวงจรแบบที่ 1 และ 2 คือ ต้องการส่วนประกอบของอุปกรณ์ที่เสถียรในระบบการเลื่อนเฟส (phase shift)

3. แบบบริดจ์ ใช้ในช่วงความถี่มากกว่า 100 MHz เป็นวงจรที่มีความซับซ้อนมากกว่าสองแบบแรก แต่เป็นวงจรที่จะทำให้ได้ค่า Q ในวงจรมากกว่าค่า Q ภายในของคริสตัล มีหลักการคือ การใช้การป้อนกลับแบบลบ เพื่อไปหักล้างกับส่วนของค่าความต้านทานภายในของคริสตัล โดยคิดค่า L และ C ภายในของคริสตัลด้วย มีลักษณะคือ จะช่วยให้เสถียรภาพทางความถี่แบบชอร์ตเทอมสูงขึ้น ใช้วงจรบัทเลอร์ฟอลโลเวอร์ (Butler - follower)

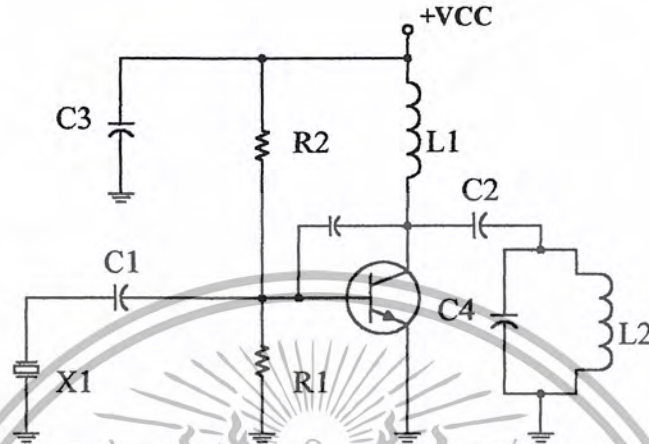
เกณฑ์ที่ใช้ในการพิจารณาเลือกวงจรที่เราจะใช้ ประกอบด้วย

1. ค่าความถี่ที่เราต้องการในการออสซิลเลท
2. ค่า R_s ของคริสตัลที่เราใช้
3. ความเหมาะสมในด้านราคา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ปัญหาความยุ่งยากซับซ้อนของวงจร

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้คริสตัลประกอบอยู่แสดงดังรูปที่ 2.6 วงจรนี้จะมีลักษณะเหมือนกับวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดจูนอินพุท - จูนเอาต์พุทแต่มีข้อแตกต่างกันตรงส่วน อินพุทตรงส่วนของตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มแทนจูนอินพุทคือตัวคริสตัลนั่นเอง



รูปที่ 2.6 วงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์

จากรูปที่ 2.6 เป็นตัวอย่างของวงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในลักษณะวงจรรีโซแนนท์แบบขนานตัวคริสตัลจะต่ออยู่ระหว่างขาเบสกับขามิคเตอร์ ตัวคริสตัลที่ใช้จะมีหน้าที่ควบคุมความถี่ให้มีค่าคงที่

คุณลักษณะของวงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์มีดังนี้

1. คุณสมบัติการเป็นวงจรแบบเชิงเส้น (Linear property) ช่วยในการควบคุมค่าอัตราขยายของสัญญาณ (gain) และเฟสชิฟท์ของสัญญาณ (phase shift)
2. คุณสมบัติทางโอเวอร์โหลด (Overload property) ช่วยในการควบคุมรูปร่างและขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณที่ผลิตได้

สาเหตุที่วงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์มีหลายชนิดเนื่องจากการออกแบบวงจรนั้นขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานภายในของคริสตัลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งจะทำได้ความถี่ในช่วงกว้างความถี่ของสัญญาณที่จะออสซิลเลตได้นั้นจะแปรค่าตามความต้านทานภายในของคริสตัลการที่จะขับคริสตัลให้สามารถทำงานได้นั้นต้องทำให้ระดับอิมพีแดนซ์ของวงจรเมทซ์กับค่าความต้านทานซึ่งต่ออนุกรมอยู่ภายในตัวคริสตัล (R_s)

อย่างไรก็ตามไม่ว่าความต้านทานภายในตัวคริสตัลจะมีค่าเท่าไรแต่ระดับอิมพีแดนซ์ของวงจรจะต้องเปลี่ยนแปลงตามให้เมทซ์กันอย่างเหมาะสม ซึ่งขึ้นอยู่กับวงจรมานั้นๆสามารถทำงานได้ดีที่สุดในช่วงความถี่ใด เนื่องจากวงจรออสซิลเลทมนั้นไม่มีความถี่ที่แน่นอน

2.3 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกคูลูป

เฟสล็อกคูลูปซินธิไซเซอร์ (Phase lock loop synthesizer) เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดโปรแกรมได้ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรากำหนดโดยการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกคูลูป ซึ่งเป็นระบบป้อนกลับที่มีการเปลี่ยนความถี่และเฟสของวงจรรอสซิชันเตอร์ตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้า

วิธีการสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีคือ

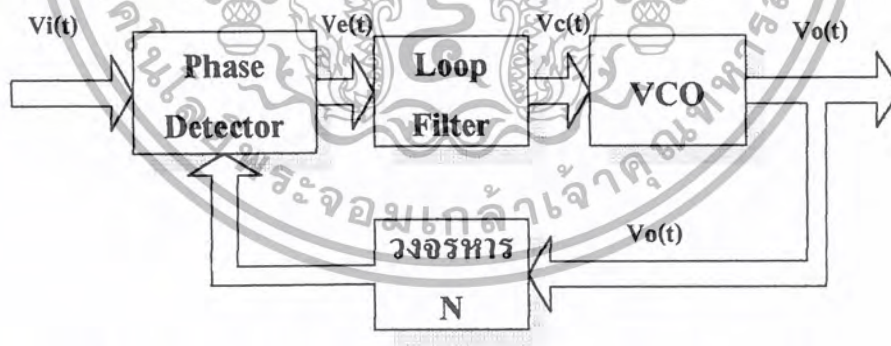
1. วิธีสังเคราะห์โดยตรง (Direct synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่ามาผสมกัน เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติต้องใช้แรมป์กับความถี่หลายชุด

2. วิธีสังเคราะห์โดยอ้อม (Indirect synthesis) วิธีนี้อาศัยเฟสล็อกคูลูป(phase lock loop :PLL)

วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยอ้อมหรือวิธีเฟสล็อกคูลูปนั้น เราอาศัยการกำเนิดสัญญาณจากวงจรรอสซิชันเตอร์ ซึ่งควบคุมความถี่โดยปรับแรงดันที่เรียกว่า วิธีโอ (Voltage Control Oscillator:VCO) สัญญาณจากวิธีโอจะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิงแล้วนำผลลัพธ์ความถี่คลาดเคลื่อนนั้นมาแปลงเป็นแรงดัน ไปควบคุมการอสซิชันเตอร์ของวงจรรอสซิชันเตอร์อีกครั้งหนึ่ง

บล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของเฟสล็อกคูลูปซินธิไซเซอร์แสดงดังรูปที่ 2.7 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

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



รูปที่ 2.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกคูลูป

หลักการทํางานคร่าวๆสามารถอธิบายได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม(Control Voltage) $V_c(t)$ จะเท่ากับศูนย์ วงจรรอสซิชันเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน จะทํางานโดยตั้งความถี่ไว้ที่ f_0 เรียกว่า ความถี่ฟรีรันนิ่ง (free running frequency) ถ้ามีสัญญาณเข้าไปในระบบ เฟสดีเทคเตอร์จะทำการเปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณอินพุต f_i กับความถี่ของวิธีโอ ถ้าเกิดความแตกต่างของสัญญาณทั้งสองเนื่องจากความถี่ไม่ตรงกัน จะเกิดแรงดันคลาดเคลื่อนออกมา $V_c(t)$ แรงดันคลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคลื่อนนี้จะถูกกรองผ่านวงจรรูปฟิลเตอร์ ขยายแล้วป้อนให้กับวีซีโอ ในการนี้แรงดันควบคุม $V_c(t)$ จะไป บังคับความถี่ของวีซีโอ ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างระหว่างความถี่ f_0 กับความถี่ f_r ถ้า ความถี่ f_r ใกล้เคียงกับความถี่ f_0 จากการป้อนกลับของเฟสล็อกคัลป์ซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับไปยังรูปฟิลเตอร์ จะเป็นความถี่เอาท์พุทของวีซีโอ ที่ถูกหาร โดย N จะทำให้วีซีโอชิง โคร โนสหรือ ล็อก (Lock) กับสัญญาณ อินพุทที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล๊อคนั้นความถี่ของวีซีโอ จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุทพอดี ในสภาวะล๊อคความถี่จะได้ว่า

$$f_r = f_d \quad (2.3)$$

และความถี่ที่ได้จากการหาร

$$f_d = f_0/N \quad (2.4)$$

ดังนั้นความถี่ที่เอาท์พุทจะได้เป็น

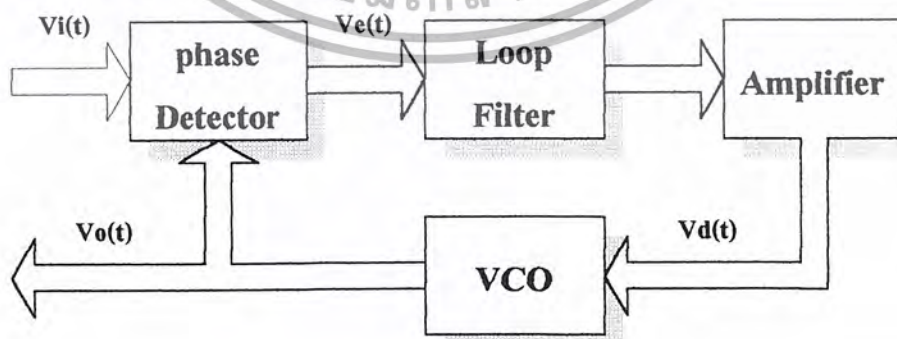
$$f_0 = Nf_r \quad (2.5)$$

แต่ในสภาวะล๊อคความถี่เฟสของสัญญาณทั้งสองจะยังคงต่างกันอยู่ ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิต แรงดันคลาดเคลื่อน $V_e(t)$ ที่จะไปคอยปรับความถี่วีซีโอ จากค่าความถี่ฟรีรันนิ่งให้เท่ากับความถี่ที่เข้ามา ดังนั้นเฟสล็อกคัลป์จะยังคงรักษาสภาพการล๊อคอยู่ การที่ระบบสามารถที่จะปรับตัวได้เองทำให้เฟสล็อกคัลป์ สามารถติดตามการล๊อคกับระบบ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน (Capture range) ขอบแบนด์ของ ฟิลเตอร์และอัตราขยายลูปปิดของระบบทั้งหมดเฟสล็อกคัลป์ที่มีการหารความถี่ชนิด โปรแกรมภายในลูป เป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามากจากความถี่อ้างอิงความถี่เดียว

คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรสังเคราะห์ความถี่ จะต้องผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและ ให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนแล้ว แต่การใช้งาน และความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ที่ละขั้น ซึ่งเรียกว่า รีโซลูชัน(Resolution)

2.3.1 ระบบเฟสล็อกคัลป์

ระบบเฟสล็อกคัลป์เบื้องต้นแสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกคัลป์

แต่ละส่วนมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบ ซึ่งหน้าที่ของแต่ละส่วนจะอธิบายได้ดังนี้

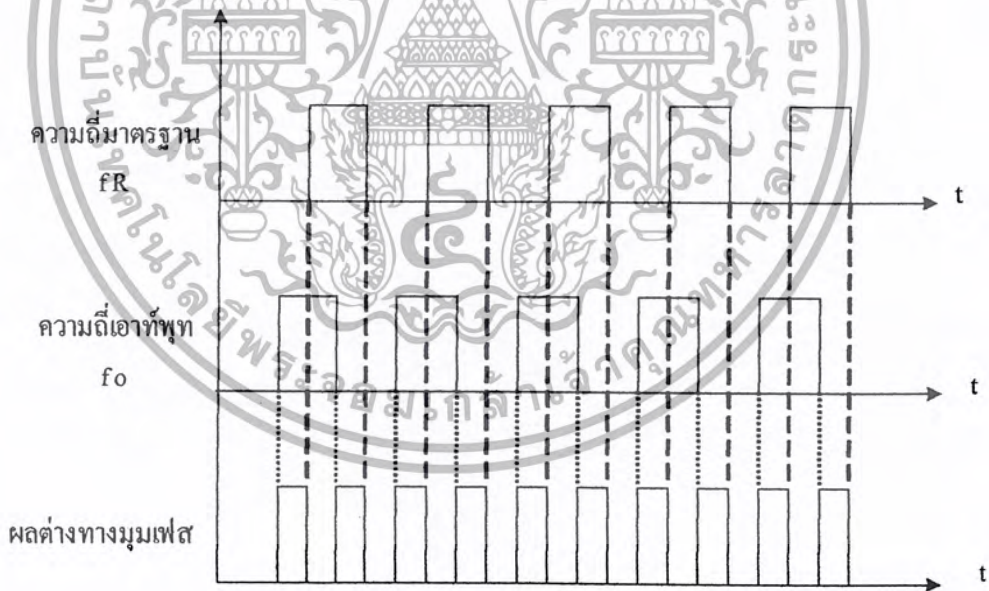
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. เฟสดีเทคเตอร์ (Phase detector) ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีสองอินพุต ผลของเฟสที่ต่างกันเรียกว่า เฟสเออเรอร์ (Phase error) เฟสเออเรอร์นี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็น $\pi/2$ เฟสดีเทคเตอร์จะทำการเปลี่ยนเฟสเออเรอร์ให้กลายเป็นระดับโวลเตจด้วยค่า คอนเวอร์ชันเกน K_d (volt/radian) ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์จะแสดงได้ดังรูปที่

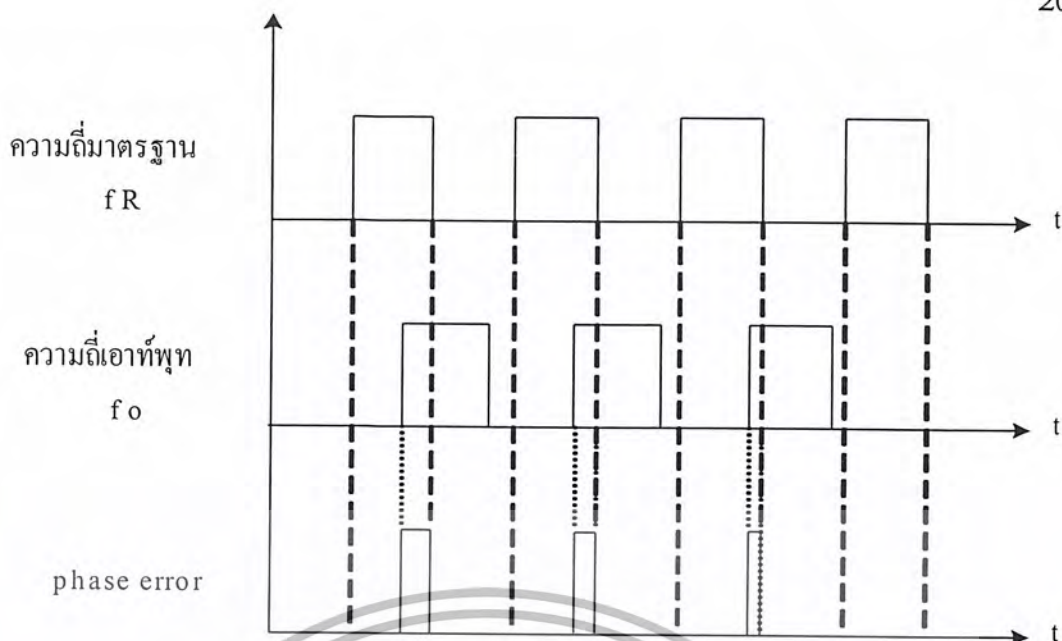
2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทคเตอร์ เนื่องจากเฟสดีเทคเตอร์ให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีเอซี โวลเตจร่วมมาด้วย สัญญาณความถี่ที่เกิดขึ้นจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูง ซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสออกมา ทำให้ระบบสามารถแคปเจอร์สัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาการล็อกไว้ได้อีกด้วย

3. วงจรขยายสัญญาณ (amplifier) ใช้อำนาจขนาดสัญญาณไฟตรง เพื่อให้การควบคุมดีขึ้น เอาต์พุตของวงจรมีแนวโน้มให้แก่วงจรวีซีโอ

4. วีซีโอ (VCO) จะทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ โดยการควบคุมระดับโวลเตจอินพุตด้วยคอนเวอร์ชันเกน K_d (radian/volt) ระดับโวลเตจนี้จะได้จากเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ถือออกมาจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้เอาต์พุตของวีซีโอเปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน



รูปที่ 2.9 ก. ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตเท่ากัน



รูปที่ 2.9 ข. ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน

การทำงานของระบบเฟสล็อกสามารถอธิบายอย่างคร่าวๆ ได้ดังนี้ เฟสดีเทคเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุต $V_i(t)$ กับความถี่ของ วิชีโอ และทำให้ได้ออเรียอร์โวลเตจ $V_o(t)$ และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปยังคอนโทรลอินพุตของวิชีโอ รูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ของ วิชีโอ ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูป ได้ออเรียอร์โวลเตจที่ผ่านลูปฟิลเตอร์ $V_o(t)$ ในพีคแบ็คลูปจะมีค่าเป็นศูนย์ วิชีโอจะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง $\omega_o = 2\pi f_o$ ซึ่งเราเรียกว่า ความถี่ฟรีรันนิ่งของ วิชีโอ ถ้ามีสัญญาณอินพุตเป็นเอซีป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปและสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุต $\omega_o = 2\pi f_i$ ใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียงการพีคแบ็คของเฟสล็อกลูป จะทำให้ได้ออเรียอร์โวลเตจไปจับวิชีโอ ให้มีความถี่จริงโรนัลกับความถี่อินพุต ซึ่งแสดงว่าระบบเฟสล็อกลูปมีความถี่เอาต์พุตที่ล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะตามคุณสมบัติของลูปดังนี้

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

จากเฟสล็อกลูปในรูปที่ 2.8 เราสมมติสัญญาณ V_i และ V_o เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าเป็น

$$V_i(t) = E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.6)$$

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

ถ้าเฟสดีเทคเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนาลอกมัลติพลายเออร์ เราจะได้สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์เป็น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษายเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้ว่า

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_0)t + \theta_i - \phi_0] \quad (2.8)$$

เนื่องจาก V_i และ V_0 ไม่ซิงโครไนส์กัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ V_d จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ K_d และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ V_i และ V_0 คือ ω_i และ ω_0 ,มีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นโวลเตจ V_d จะไม่สามารถผ่านลูปฟิลเตอร์ได้ ทำให้ได้ค่า V_d และการ 피ดแบ็คของลูปจะไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในลูป เอาต์พุตโวลเตจของวิธีโอ จะมียค่าอยู่ที่ความถี่ฟิรร์นนิ่ง ดังนั้น ω_0 และ ϕ_0 จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ ω_i และ θ_i กล่าวได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะลอค แต่ถ้า $\omega_i - \omega_0 = \pm \omega$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดธ์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูปและการ 피ดแบ็คจะมีผลขับให้ระบบเข้าสู่สภาวะลอคได้

ข. เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะลอค ($\omega_i = \omega_0$)

ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุต วิธีโอ มีความถี่ซิงโครไนส์กับสัญญาณอินพุต V_i สัญญาณเอาต์พุต V_0 จะมีค่าเป็น

$$V_0 = E_0 \cos(\omega_i t + \psi_0) \quad (2.9)$$

นอกจากนั้นค่าเฟสของสัญญาณเอาต์พุต จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับเวลา ซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_0 = (\omega_i - \omega_0)t + \psi_0 \quad (2.10)$$

และสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์หรือสัญญาณเออเรอร์จะกลายเป็นสัญญาณคิซีมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_0) \quad (2.11)$$

ลูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณคิซี V_d ผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_0) \quad (2.12)$$

วิธีโอจะเป็น Frequency Modulated Oscillator ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนอย่างทันทีทันใดของวิธีโอ (ω_{inst}) จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันของสัญญาณคอนโทรลอินพุต V_c โดยรอบความถี่เชิงมุมศูนย์กลาง

$$\omega_{inst} = \frac{d(\omega_0 + \phi_0)}{dt} = \omega_0 + K_0 V_d$$

$$\frac{d(\phi_0)}{dt} = K_0 V_d \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ K_0 เป็นคอนเวอร์ชันคอนสแตนต์ซึ่งหมายถึงความไวในการมอดูเลชันของวีซีโอ แทนค่าสมการ(2.12) ลงในสมการ(2.13) จะได้

$$\omega_i - \omega_o = K_d K_0 \cos(\theta_i - \psi_o)$$

$$\psi_o = \theta_i - \cos^{-1}[(\omega_i - \omega_o) / K_d K_0] \quad (2.14)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์ V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K_0 \quad (2.15)$$

ส่วนประกอบดีวีของเฟสดีเทคเตอร์เอาท์พุท V_d จะผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นคอนโทรลโวลเตจให้กับอินพุทของวีซีโอ

จากสมการ(2.15) จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณดีซี V_d จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของ วีซีโอ มีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของ วีซีโอ คือ ω_o ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุท ω_i นั่นคือ

$$\omega_{inst} = \omega_o + K_0 V_d = \omega_o + (\omega_i - \omega_o) = \omega_i \quad (2.16)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น $\omega_i - \omega_o$ มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ $K_d K_0$ อย่างมากสมการ(2.15) จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_o \cong \cos^{-1} 0 = \pi/2 \quad (2.17)$$

จากสมการ (2.17) หมายความว่าถ้าความถี่ออฟเซตระหว่างสัญญาณอินพุทและสัญญาณวีซีโอ จะมีค่าน้อยเมื่อลูบไม่อยู่ในสภาวะล็อก และสัญญาณ วีซีโอ จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุท 90° เมื่อลูบอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสควอดราเจอร์จะสอดคล้องกับ $\omega_i = \omega_o$ ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า ψ_o ด้วยค่าเฟสเอาท์พุท θ_o ดังนั้น

$$\theta_i = \psi_o - \pi/2 \quad (2.18)$$

เอาท์พุทโวลเตจของเฟสดีเทคเตอร์เขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \\ &= K_d \cos(\theta_i - \theta_o) - \pi/2 \\ &= K_d \sin(\theta_i - \theta_o) \end{aligned} \quad (2.19)$$

และจากสมการ 2.17 และ 2.18 จะได้ค่าเฟสเออเรียร์เป็น

$$\theta_i - \theta_o = \sin^{-1}(\omega_i - \omega_o) / K_d K_0 \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อผลต่างของเฟส มีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = K_d (\theta_i - \theta_o) \cong K_d \theta_c \quad (2.21)$$

เมื่อ $\theta_c = \theta_i - \theta_o$ แต่เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทคเตอร์แบบนี้เมื่อรูปเข้าสู่การล็อก สัญญาณของวีซีโอ จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุท 90° คือ $[\theta_i - (\theta_o + \pi/2)]$ ลักษณะของเฟสควอราเจอร์ ดังนั้น เฟสดีเทคเตอร์จะให้เอาท์พุท โวลเตจที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุท V_i กับสัญญาณเอาท์พุทของ วีซีโอ คือ V_o ในลักษณะของควอราเจอร์คือ

$$\begin{aligned} V_d &= K_d [(\theta_i - \theta_o) - \pi/2] \\ &= K_d (\theta_i - \pi/2) \end{aligned} \quad (2.22)$$

สัญญาณ V_d นี้จะผ่านรูปฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับคอนโทรลอินพุทของ วีซีโอ เพื่อแก้ไขให้ความถี่ของ วีซีโอ เปลี่ยนจาก ω_o ไปเป็น ω_i และรักษาการล็อกให้คงอยู่จะได้

$$\begin{aligned} V_d &= (\omega_i - \omega_o) / K_o \\ \omega_i &= \omega_o + K_o V_d \end{aligned} \quad (2.23)$$

จากสมการ (1.19) และ (1.20) จะหาค่าของเฟสเออเรอร์ ได้เป็น

$$\theta_e = \pi/2 + [\omega_i - \omega_o] / K_d K_o \quad (2.24)$$

จากสมการ (2.24) จะสังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega_i = \omega_o$ โวลเตจเอาท์พุทของ วีซีโอจะมีเฟสควอราเจอร์ คือมีเฟสต่างไปจากเฟสของสัญญาณอินพุท โวลเตจ 90° เมื่อ ω_i เคลื่อนที่ไปทางสูงกว่า ω_o มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่อยู่เหนือสุดของพิคการล็อก และถ้า ω_i เคลื่อนที่ไปทางต่ำกว่า ω_o มุมเฟสจะลดลงจาก 90° ไปสู่ค่า 0° ที่ต่ำสุดของพิคการล็อก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุทเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า θ_c ให้มากขึ้นตามเวลา θ_c ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นดีซีโวลเตจ V_d ไปขับให้ความถี่ของวีซีโอ เลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุท โดย V_d จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่าง ความถี่สัญญาณอินพุท ω_i กับความถี่รีรันนิ่ง ω_o ของวีซีโอ แต่ถ้าจะสามารถแทรคกิ้ง (Tracking) ได้ นั้นจะต้องมีเฟสเออเรอร์น้อย สมมติว่าระบบเฟสล็อกจะมีเฟสอินพุทเปลี่ยนแปลงเป็นสเต็ป เท่ากับ $\Delta\omega = \omega_i - \omega_o$ รูปต้องการคอนโทรลโวลเตจเพื่อไปขับ วีซีโอ ให้มีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ $\Delta\omega$ ดังนั้น V_c จะมีค่าเป็น

$$V_c = \Delta\omega / K_o \quad (2.25)$$

เมื่อรูปเข้าสู่สภาวะคงที่ เมื่อ อัตรายบายต่อสัญญาณดีซีของรูปฟิลเตอร์ สัญญาณจะทำให้รูปเข้าสู่สภาวะล็อกคงเดิม ดังนั้นเฟสเออเรอร์จะต้องเป็น

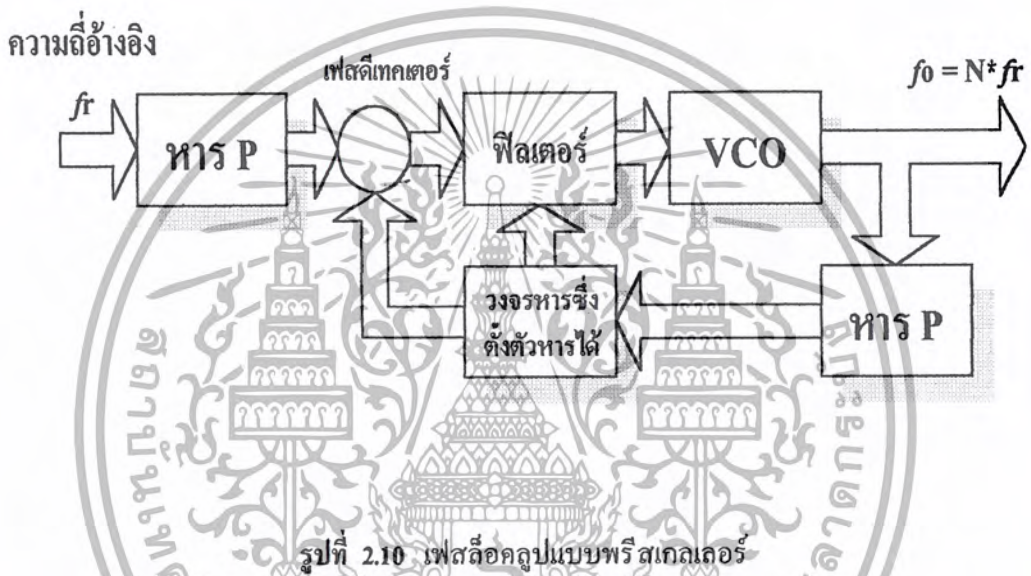
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\theta - \pi/2 &= v_d K_d \\ &= \Delta\omega / K_o K_d F(s)\end{aligned}\quad (2.26)$$

เมื่อเฟสเออเรียร์มีค่าเพิ่มขึ้นลูบจะสามารถปรับตัวเองให้ความถี่เอาท์พุทแทรกตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุทได้คั้งเคิม

2.3.2 เฟสล็อกคูลูปแบบพริสเกลเลอร์

เฟสล็อกคูลูปแบบพริสเกลเลอร์ ใช้วิธีการความถี่อ้างอิง f_r ลง P เท่าก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรหาร N แล้วจึงนำไปเปรียบเทียบกับเฟสลิเทคเตอร์

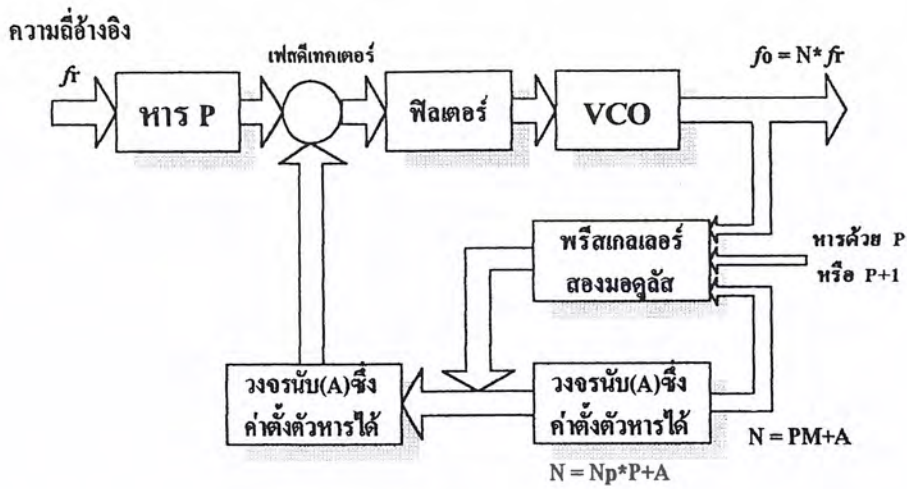


โดยที่ความถี่เอาท์พุทสามารถหาได้โดย

$$f_o = (N \cdot P) \cdot f_r \quad (2.27)$$

เฟสล็อกคูลูปที่ใช้พริสเกลเลอร์แบบสองมอดูลัส (Dual Modulus)

เทคนิคการใช้งานพริสเกลเลอร์แบบสองมอดูลัสเป็นวิธีการผลิตความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ในช่วงความถี่สูง โดยมีหลักเกณฑ์คล้ายกับแบบมอดูลัสเดียวแต่ต่างกันที่มีพริสเกลเลอร์เพื่อทำการหารล่วงหน้าก่อน หมายถึงมีลักษณะการทำงานลักษณะที่หารได้ 2 ครั้งด้วย 2 ค่าสลับกันในตัว ไอซีตัวเดียว พริสเกลเลอร์ตัวนี้สามารถหารความถี่ด้วยตัวเลข 2 ตัว ซึ่งต่างกันอยู่ 1 เช่น หาร 10 หรือ 11 เรียกว่า 10/11



รูปที่ 2.11 เฟสล็อกคัลรูปแบบพรี สเกลเลอร์สองมอดูลัส

ในตัวอย่างต่อไปนี้จะใช้ 10/11 พรี สเกลเลอร์ (ดูรูปที่ 2.11) เอาที่พุทของพรี สเกลเลอร์จะป้อนให้แก่วงจรมอดูเลชัน 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลัก ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริมตัวเคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พรี สเกลเลอร์หารด้วยตัวหาร (Modulus) ตัวใด คือหารด้วย 10 หรือ 11 เช่นสมมติป้อนความถี่หรือพรีเซตตัวเลขให้แก่เคาน์เตอร์เสริม และในขณะที่พรี สเกลเลอร์ใช้ 11 เป็นตัวหารเมื่อเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับ จึงส่งคำสั่งไปบังคับให้พรี สเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นตัวหาร 10 ตัวเคาน์เตอร์หลักก็เช่นกัน จะค่อยๆนับถอยหลังลง ไปเรื่อยๆจนเป็นศูนย์เมื่อเคาน์เตอร์ทั้งตัวหลักและตัวเสริมนับถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพรีเซตด้วยค่าด้วยตัวเลขความถี่ เนื่องจากเคาน์เตอร์เสริมจะต้องนับถึงศูนย์ก่อน ดังนั้นตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์เตอร์หลัก

สมมติว่าตัวเลขที่พรีเซตเป็น M ให้แก่เคาน์เตอร์หลักและ A ให้แก่เคาน์เตอร์เสริม เริ่มแรกให้พรี สเกลเลอร์อยู่ในสภาวะหาร 11 ซึ่งจะยังส่งตัวหาร 11 ต่อไป จนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์นั่นคือเวลาที่ใช้ในการของเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็นจำนวน ไชเกิล (ของวีซีโอ) ที่ผ่านไปจะเท่ากับ 11 คูณด้วย A ไชเกิล

หลังจากนั้นพรี สเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น 10 (โดยเคาน์เตอร์เสริม) ในขณะที่เคาน์เตอร์หลักนับผ่าน A ไปแล้ว(พร้อมกับเคาน์เตอร์เสริม) เช่นกัน ยังเหลืออยู่อีก (M - A) ฉะนั้นรวมเวลาที่ควรใช้จึงเป็นผลรวมของเวลาทั้งสองข้างข้างคั่นคือ

$$\text{VCO ไชเกิล} = 11A + 10(M - A) = 10M + A \tag{2.28}$$

ดังนั้นความถี่ของ วีซีโอ จะเท่ากับ (10M + A) เท่ากับความถี่อ้างอิงซึ่งก็คือ

$$f_o = f_r (10M + A) \tag{2.29}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงของความถี่ (Frequency Range) ที่ต้องผลิตและเรโซลูชันระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่นของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่มีความสำคัญมากด้วย ดังจะได้อธิบายดังต่อไปนี้

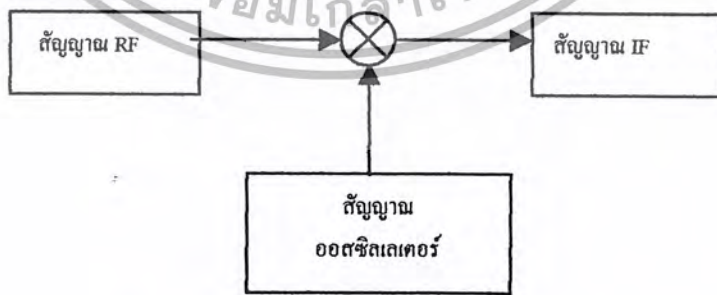
โดยปกติแล้ววงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า(ในช่วงใช้งาน) และมีความละเอียดขึ้นอยู่กับเรโซลูชัน ในกรณีที่เราเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนตามได้เร็วทันที กล่าวอีกอย่างหนึ่งก็คือเลือกความถี่ได้ในช่วงเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลาการล็อก (Lock-up Time) สั้น คุณสมบัติการล็อกความถี่ใหม่ได้รวดเร็วนี้มีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่างๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (Spectrum Purity) นั่นคือความถี่ฮาร์มอนิกและสปีวเรียดต่างๆจะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้รอยสัจจากวงจรออสซิลเลเตอร์ จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่มีความถี่ไม่บริสุทธิ์ ไม่ใช่เพียงความถี่เดียว ในช่วงใกล้เคียงกับความถี่ที่เราต้องการ นอยส์ดังกล่าวนี้เรียกว่าเฟสโน이즈 (Phase Noise)

ความเที่ยงตรง (Accuracy) และเสถียรภาพ (Stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดใช้แร่บิงค์บิตความถี่ ฉะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพและความเที่ยงตรงเทียบเท่ากับคริสตอลออสซิลเลเตอร์

2.4 วงจรมิกเซอร์ (Mixer Circuit)

วงจรมิกเซอร์จะทำหน้าที่ผสมสัญญาณ ระหว่างสัญญาณความถี่สองสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณความถี่ใหม่ขึ้นมา โดยที่ข้อมูลที่ผสมมาด้วยนั้นเปลี่ยนแปลง ในส่วนของภาครับนี้มิกเซอร์จะทำหน้าที่ผสมสัญญาณระหว่างสัญญาณ RF และสัญญาณจาก โทคอลลออสซิลเลเตอร์ เพื่อให้ได้ความถี่กลางออกมา



รูปที่ 2.12 ตัวอย่างการทำงานของวงจรมิกเซอร์

ถ้าให้สัญญาณความถี่ที่รับเข้ามาเป็น $V_1' = v_1 \cos \omega_1 t$ (2.30)

สัญญาณความถี่จากออสซิลเลเตอร์เป็น $V_2' = v_2 \cos \omega_2 t$ (2.31)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเอาที่พหุที่ได้เป็น

$$I_o = A(V_1' + V_2')^2 \tag{2.32}$$

จะได้

$$\begin{aligned} I_o &= A(v_1 \cos \omega_1 t + v_2 \cos \omega_2 t) \\ &= Av_1^2 \cos^2 \omega_1 t + 2Av_1 v_2 \cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t + Av_2^2 \cos^2 \omega_2 t \end{aligned} \tag{2.33}$$

พิจารณาเทอมที่สอง

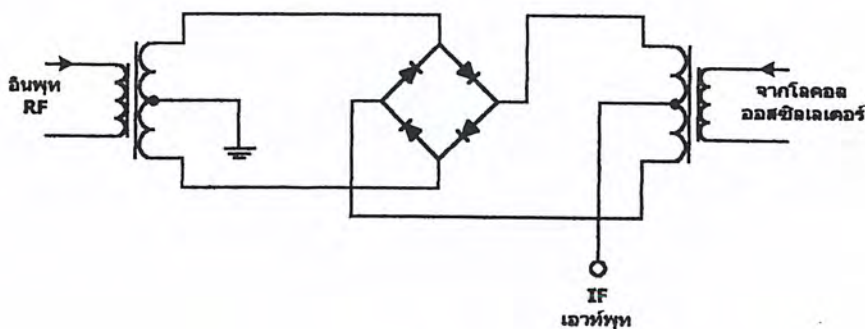
$$\cos \omega_1 t \cos \omega_2 t = \frac{1}{2} \{ \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t \} \tag{2.34}$$

จากสมการที่ (2.34) จะเห็นว่าผลของการผสมสัญญาณนั้นจะทำให้เกิดสัญญาณความถี่ที่นำสนใจสองความถี่คือ ความถี่ที่เป็นผลบวกและความถี่ที่เป็นผลลบระหว่าง ความถี่ที่รับเข้ามากับความถี่ที่ผลิตขึ้นมาจากออสซิลเลเตอร์

วงจรมิกเซอร์แบ่งได้เป็น 2 ประเภทคือ ประเภทแอคทีฟ (Active) ใช้ทรานซิสเตอร์หรือ ไอซีรวม ทั้งอุปกรณ์อื่นๆที่ให้อัตราขยาย(ในการผสมคลื่น)และประเภทพาสซีฟ (Passive) ใช้ไดโอด ซึ่งไม่มีการ ขยายสัญญาณ นอกจากนี้ยังแบ่งวงจรมิกเซอร์ได้เป็น 2 ประเภทคือแบบสมมูลหรือ บาลานซ์ กับ แบบไม่สมมูลหรืออับบาลานซ์ วงจรมิกเซอร์แบบสมมูลนี้ ต้องวงจรให้ขั้วอินพุทหรือเอาต์พุทของวงจร มิกเซอร์ไม่เกิดปฏิกิริยาซึ่งกันและกัน (สัญญาณไม่เล็ดลอดระหว่างขั้ว) คุณสมบัตินี้เรียกว่า การแยก ระหว่างขั้วหรือไอโซเลชัน(Isolation) ขั้วอินพุทของวงจรมิกเซอร์มี 2 ขั้วคือสัญญาณ RF กับสัญญาณออส ซิลเลเตอร์ และมีขั้วเอาต์พุท 1 ขั้วคือสัญญาณ IF พิจารณาจากรูปที่ 2.12 จะเห็นว่า การแยกระหว่างขั้ว RF และขั้วออสซิลเลเตอร์ จะช่วยมิให้สัญญาณออสซิลเลเตอร์ย้อนกลับสู่สายอากาศแผ่กระจายคลื่นออก ไปได้ และการแยกระหว่างขั้ว RF กับ IF จะช่วยมิให้สัญญาณที่มีความถี่พอติดตรงกับความถี่กับความถี่ IF เล็ดลอดเข้าไปสู่วงจรขยาย IF

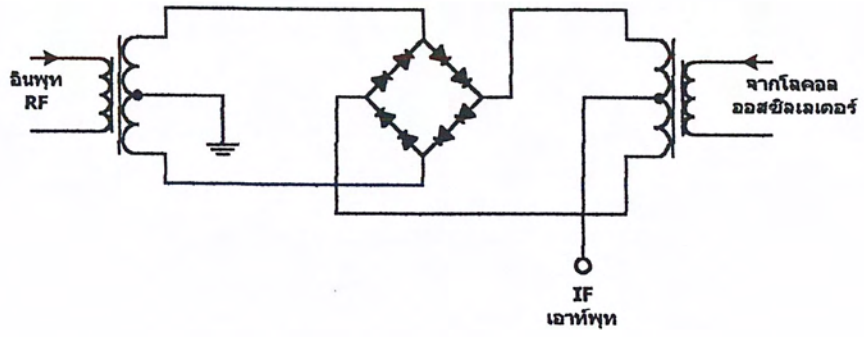
สำหรับวงจรมิกเซอร์แบบไม่สมมูลนั้น มีคุณสมบัติการแยกระหว่างขั้วไม่ดีเหมือนกับแบบ สมมูลถ้าต้องการให้มีการแยกสัญญาณดีต้องใช้ฟิลเตอร์ช่วยในการกรองสัญญาณต่างหาก

ตัวอย่างวงจรบาลานซ์มิกเซอร์



(ก)

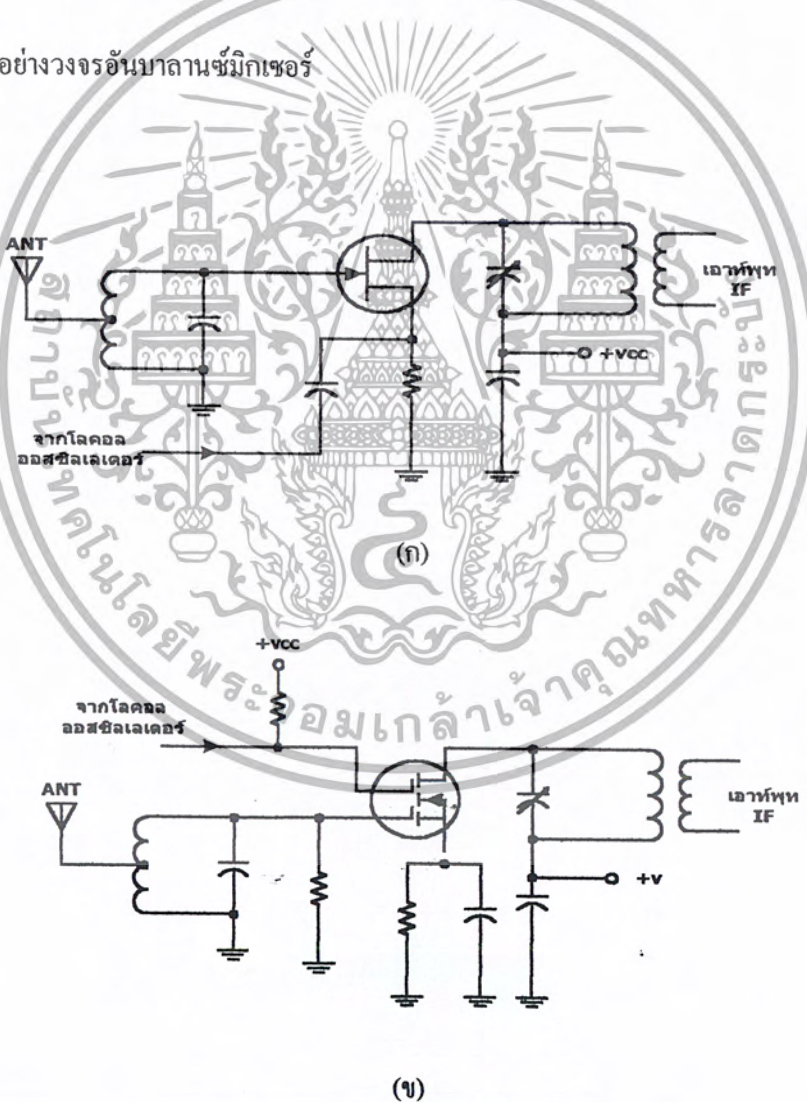
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 2.13 วงจรบาลานซ์มิกเซอร์ชนิดพาสซีฟ

ตัวอย่างวงจรอานบาลานซ์มิกเซอร์



(ข)

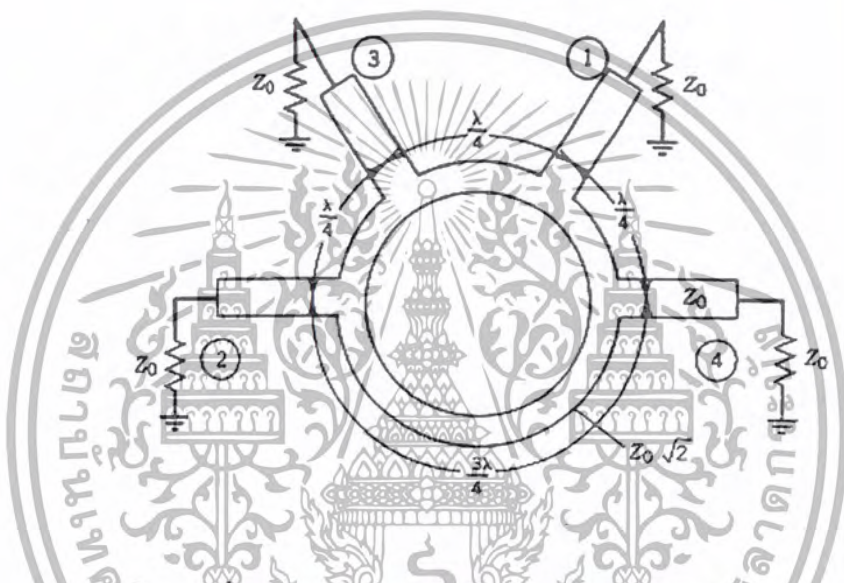
รูปที่ 2.14 วงจรมิกเซอร์แบบไม่สมดุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยใช้ MOSFET คุณสมบัติของวงจรคือมีการแยกระหว่างขั้ว ออสซิลเลเตอร์กับสายอากาศก่อนข้างคี่แต่ละขั้ว RF และขั้ว IF ไม่ค่อยดีจำเป็นต้องใช้ฟิลเตอร์ช่วยกรองความถี่เพื่อกำจัดสัญญาณ RF มิให้เล็ดลอดเข้าสู่ขั้วของ IF ได้

2.4.1 ไฮบริดริง (Hybrid Ring)

ไฮบริดริงมีลักษณะดังรูปที่ 2.15 โดยมีโครงสร้างคือ มี คัปเปิลลิ่งริง (Coupler Ring) เป็นสายส่งที่มีอิมพีแดนซ์ $\sqrt{2} \cdot Z_0$ ของพอร์ท โดยมีความยาวของเส้นรอบวง $\frac{3\lambda}{2}$ และระยะห่างระหว่างพอร์ททั้งสอง คือ $\frac{\lambda}{4}$

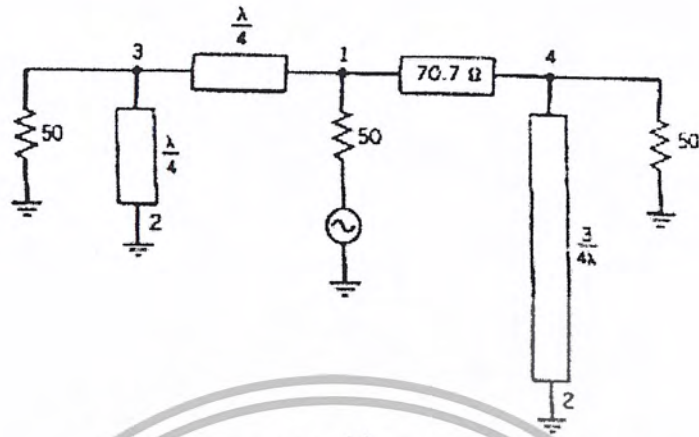


รูปที่ 2.15 วงจรไฮบริดริงแบบเรทราซ (Ratrace)

คุณสมบัติของไฮบริดริง มีดังนี้ จากกรรทิกที่กำหนดให้อิมพีแดนซ์ของพอร์ททั้งสี่มีค่า 50Ω ดังนั้น อิมพีแดนซ์ของคัปเปิลลิ่งริง จะมีค่า 70.7Ω ถ้านำป้อนสัญญาณเข้าไปทางพอร์ท 1 แล้วสังเกตที่พอร์ท 2 จะเห็นว่าสัญญาณที่พอร์ท 2 จะต่างเฟสกันอยู่ 180° ทำให้สัญญาณที่พอร์ท 2 นี้ หักล้างกันหมดไป ดังนั้นที่พอร์ท 2 จะเป็นเสมือนกราวด์ ดังนั้นเราสามารถเขียนวงจรเสมือนได้ดังรูปที่ เมื่อพอร์ท 2 เป็นกราวด์ ระยะห่างระหว่างพอร์ท 3 กับพอร์ท 2 และระหว่างพอร์ท 4 กับพอร์ท 2 จะมีคุณสมบัติเป็นสตับ (Stub) ที่ถูกชอร์ตลงกราวด์ ที่มีความยาวของสาย $\frac{\lambda}{4}$ และ $\frac{3\lambda}{4}$ ตามลำดับ ทำให้อินพุตอิมพีแดนซ์ของสตับเหล่านี้มีค่าเป็นอนันต์ ดังนั้นจึงไม่มีผลกระทบต่อพอร์ท 3 และ 4 เลย

จากนั้นส่วนที่เหลือของวงแหวน ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ 70.7Ω จะทำตัวเป็น ควอเตอร์เวฟทรานสฟอร์มเมอร์ (Quarterwave Transformer) ซึ่งแปลงโหลด 50Ω ที่พอร์ท 3 และ 4 ไปเป็นโหลด 100Ω สองค่าขนานกันอยู่ที่พอร์ท 1 ดังรูปที่ 2.16 ซึ่งเมื่อนำมาขนานกันแล้วก็จะได้อิมพีแดนซ์ 50Ω ดังนั้นพอร์ทจะได้รับการแมทช์ ทำให้พลังงานถ่ายเทได้อย่างสะดวกระหว่างพอร์ทต่อพอร์ท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



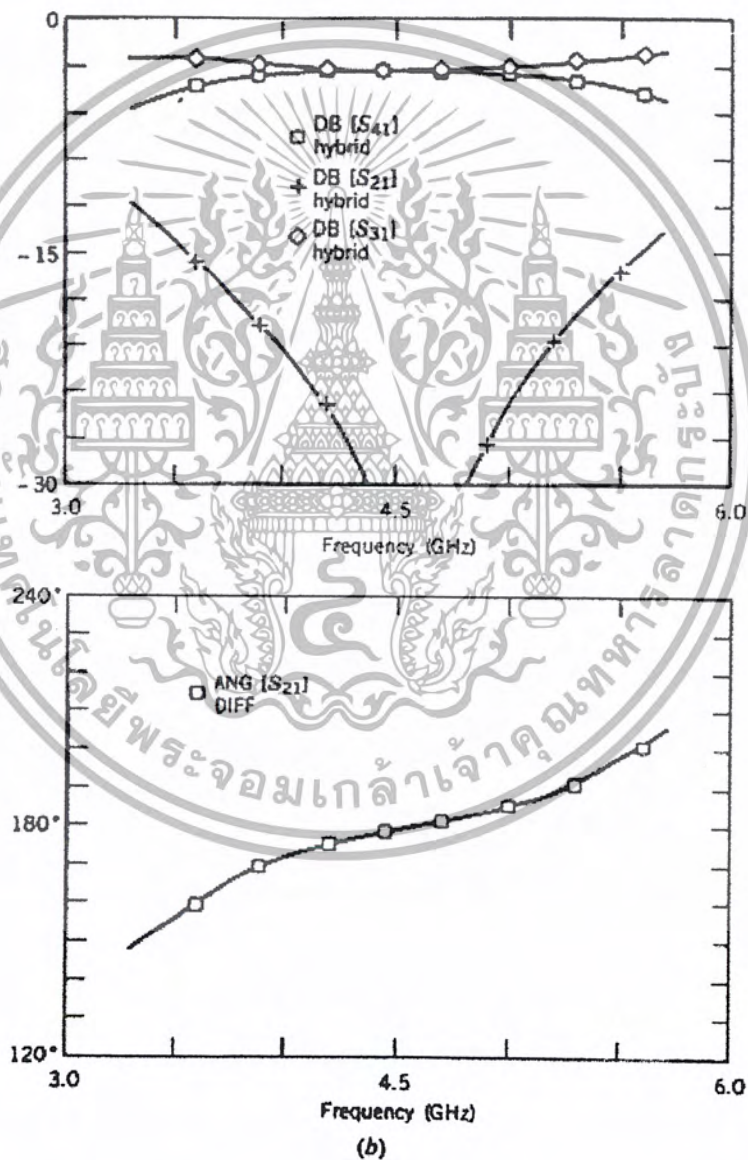
รูปที่ 2.16 วงจรเสมือนของไฮบริดริง

ในลักษณะเดียวกัน ถ้าป้อนพลังงานเข้าทางพอร์ท 2 คลื่นก็จะเดินทางไปยังพอร์ท 1 โดยที่มีเฟสต่างกัน ดังนั้นพอร์ท 1 จะเป็นเสมือนกราวด์ จึงสรุปได้ว่าพอร์ท 1 กับพอร์ท 2 นั้นจะไม่มี การรบกวนกัน (Isolate) และเรียกพอร์ททั้งสองนี้ว่า “คู่มิววลไอโซเลท” เช่นเดียวกับพอร์ท 3 กับพอร์ท 4 ดังนั้นเราจึงสามารถเลือกใช้คูใดคูหนึ่งเพื่อป้อนสัญญาณได้

เมื่อเราสังเกตให้ดีจะพบว่า สัญญาณที่ป้อนทางพอร์ท 1 นั้น เอาท์พุทที่ใดทางพอร์ท 3 และ 4 จะมีขนาดเท่ากันและมีเฟสตรงกันด้วย ซึ่งเราจะเรียกพอร์ท 1 ว่า Σ พอร์ท ส่วนสัญญาณที่ป้อนทางพอร์ท 2 นั้น เอาท์พุทที่ใดทางพอร์ท 3 และ 4 จะมีขนาดเท่ากันแต่เฟสที่ได้จะต่างกัน 180 องศา เนื่องจากระยะจากพอร์ท 2 มายังเอาท์พุทต่างกันอยู่ $\frac{\lambda}{2}$ ซึ่งเราจะเรียกพอร์ท 2 นี้ว่า Δ พอร์ท สำหรับค่า เอสพารามิเตอร์ (S - Parameter) ของไฮบริดริง ตามอุดมคติจะเป็นดังนี้

$$S_{180} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

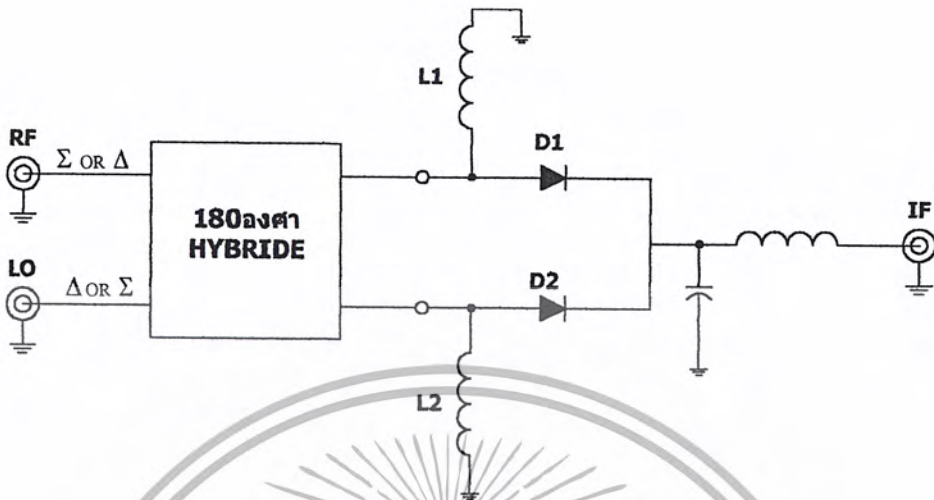
โดยค่าศูนย์ที่ทแยงมุมแสดงการแมทช์ที่สมบูรณ์คือ ไม่มีการสะท้อนกลับที่พอร์ทนั้นๆ ส่วนค่าศูนย์ที่ไม่อยู่ในเส้นทแยงมุมแสดงถึงการไอโซเลชันพอร์ท (Isolation Port) นั้นๆ คือ จะไม่มีการส่งผ่านกำลังงานจากพอร์ทหนึ่งไปยังอีกพอร์ทหนึ่ง เช่น $S_{21} = 0$ หมายถึง ไม่มีการส่งผ่านกำลังจากพอร์ท 1 ไปยังพอร์ท 2 เลย



รูปที่ 2.17 แสดงคุณสมบัติของไฮบริดริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเกิดบาลานซ์มิกเซอร์ มีรูปแบบดังในรูปที่ 2.18 โดยการนำไดโอดสองตัวมาต่อร่วมกับไฮบริดริง



รูปที่ 2.18 แสดงการต่อ ไดโอดร่วมกับไฮบริดริง

ถ้าสัญญาณ RF ถูกป้อนเข้ามาที่ Σ พอร์ต สัญญาณจะอินเฟสกันที่ไดโอด ส่วนสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ จะถูกป้อนเข้ามาที่ Δ พอร์ต ซึ่งจะทำให้สัญญาณเอาท์พุทเฟสกันที่ตัวไดโอด ดังนั้นสัญญาณที่ได้ควรจะเป็นผลรวมที่โน้ดระหว่างไดโอดสองตัวนี้โดย

$$I_1 = av_1 + b(v_1)^2 + c(v_1)^3 + d(v_1)^4 + \dots \quad (2.36)$$

$$I_2 = -av_2 + b(v_2)^2 - c(v_2)^3 + d(v_2)^4 + \dots \quad (2.37)$$

เมื่อ v_1, v_2 เป็นผลรวมของไดโอด โวลท์เตจ

$$v_1 = v_{LO} \cos_p t + v_{RF} \cos_s t \quad (2.38)$$

$$v_2 = v_{LO} \cos_p t - v_{RF} \cos_s t \quad (2.39)$$

$$I_T = I_1 - I_2 \quad (2.40)$$

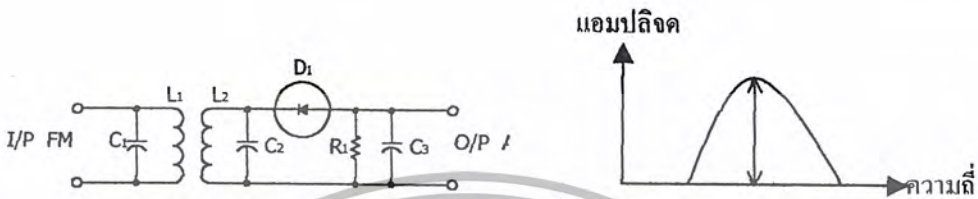
2.5 การตีเทคสัญญาณเอฟเอ็ม

วิธีการตีเทคสัญญาณเอฟเอ็มมีด้วยกันหลายแบบ ในแต่ละแบบก็ใช้หลักการเปลี่ยนจากความถี่ให้เป็นแรงดัน โดยใช้หลักการพื้นฐานเกี่ยวกับการเปลี่ยนค่ารีแอกแตนซ์ด้วยความถี่ของอุปกรณ์จำพวกตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ซึ่งสามารถประกอบเป็นวงจรเปลี่ยนความถี่ให้เป็นแอมพลิจูด ในหัวข้อนี้จะขอกกล่าวถึงการตีเทคเตอร์บางชนิด ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1 สโลปดีเทคเตอร์

วงจรดีเทคเตอร์ FM ที่ง่ายที่สุดเรียกว่า วงจรสโลปดีเทคเตอร์ (slop detector) ดังรูปที่ 2.19 (ก) ใช้วงจรรีแนช 2 ชุดคือ L_1, C_1 กับ L_2, C_2 จนให้การตอบสนองเป็นลักษณะเส้นโค้งตามรูปที่ 2.19 (ข) จะเห็นว่าการจูนของเส้นโค้ง ไม่ได้จูนความถี่กลางไว้ที่ยอดของเส้นโค้ง แต่ในความถี่กลางจะอยู่ในส่วนไหล่ลาดหรือ สโลปของเส้นโค้ง



(ก) วงจรสโลปดีเทคเตอร์

(ข) เส้นโค้งผลตอบสนองความถี่

รูปที่ 2.19 ตัวอย่างวงจรสโลปดีเทคเตอร์

สมมติว่าสัญญาณอินพุต IF ความถี่กลางๆป้อนเข้ามา สัญญาณเอาต์พุตจะมีแอมพลิจูดอยู่ที่ค่าเฉลี่ยเมื่อผ่านการดีเทคที่ไดโอด D_1 ถ้าสัญญาณ IF มีความถี่สูงขึ้น แอมพลิจูดที่ไดโอด ดีเทคได้จะสูงขึ้น (ดูรูปที่ 2.19) ดังลักษณะเส้นโค้ง เมื่อสัญญาณ IF มีความถี่ต่ำลง แอมพลิจูดที่ป้อนให้ไดโอดและดีเทคออกมาได้สัญญาณที่มีค่าน้อยลง

สรุปได้ว่าเมื่อความถี่ของสัญญาณ IF เปลี่ยนแปลง (เป็นสัญญาณ FM) เอาต์พุตที่ได้จะมีแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงตามความถี่ การดีเทควิธีนี้เสมือนเปลี่ยนแปลงสัญญาณ FM ให้เป็นสัญญาณ AM เสียก่อนแล้วจึงดีเทคสัญญาณ AM ด้วยดีเทคเตอร์ซึ่งจะใช้ไดโอดธรรมดา

วิธีมอดแบบนี้เราต้องพิจารณาเส้นโค้งผลตอบสนองความถี่ของวงจรขยาย IF ก่อนหน้าสโลปดีเทคเตอร์ด้วย โดยปกติการจูนเบี่ยงไปจากความถี่เรโซแนนซ์ทำให้อัตราการขยายภาครับไม่ได้เต็มที่ (เพราะไม่จูนที่ขอดี) นอกจากนี้ความเป็นลิเนียร์ของส่วนลาด (สโลป) ของเส้นโค้งในการเปลี่ยนสัญญาณ FM เป็น AM ก็ไม่ค่อยจะเป็นเส้นตรง วงจรชนิดนี้จึงไม่ค่อยได้รับความนิยม

2.5.2 ควอคราเจอร์ดีเทคเตอร์

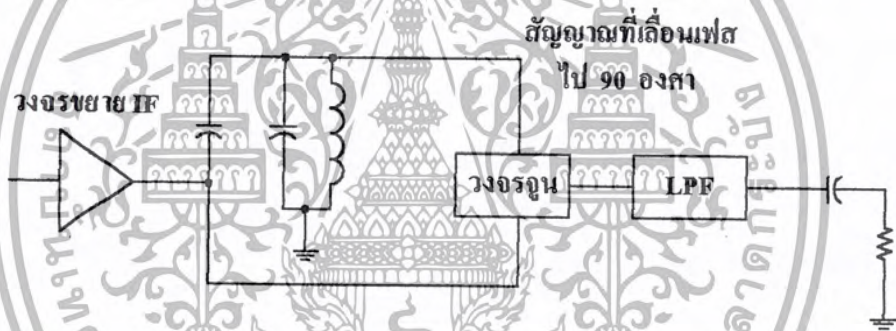
วงจรดีเทคเตอร์ชนิดนี้อาศัยหลักการคูณสัญญาณ FM กับสัญญาณ FM ตัวเดิมแต่เลื่อนเฟสไป 90 องศา ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นสัญญาณมอดูเลท (สัญญาณเสียง) ดูรูปที่ 2.20 (ก) กระแสที่ไหลในคอยล์ จะมีเฟสต่างจากแรงดันคร่อมคอยล์อยู่ 90 องศา กระแสนี้จะป้อนไปให้วงจรเรโซแนนซ์ขนานแบบ Z ซึ่งจูนความถี่ไว้ที่ความถี่กลางของสัญญาณ FM แรงดันคร่อมวงจรเรโซแนนซ์จะมีเฟสเลื่อนไปตามค่าความถี่พาหะที่เบี่ยงเบนไป สัญญาณ FM ที่ผ่านวงจรเรโซแนนซ์จะกลายเป็นสัญญาณ PM หลังจากนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ FM และสัญญาณ FM คู่กัน(ทำงานในช่วงนอนลิเนียร์) จากรูปที่ 2.20 (ข) ผลลัพธ์จากการคูณจะเป็นสัญญาณความถี่สูงกับสัญญาณความถี่ต่ำ (คือสัญญาณมอดูเลท) สัญญาณแรกจะถูกกรองทิ้งไปโดยฟิลเตอร์ชนิดโลพาส เอ๊าท์พุทจึงเป็นสัญญาณเสียงตามต้องการ

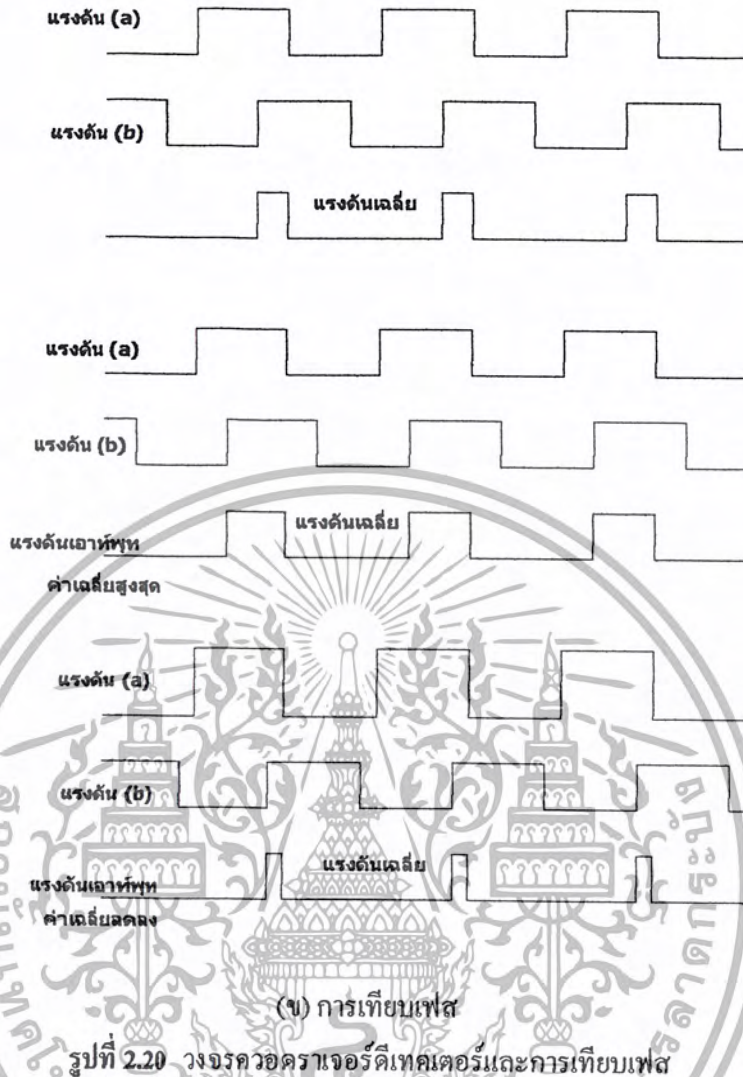
ความจริงแล้ววงจรควอคราเจอร์ซีเทคเตอร์ทำหน้าที่เสมือนวงจรเทียบเฟสของสัญญาณ FM สองสัญญาณซึ่งมีเฟสต่างกัน 90 องศา จากรูปที่ 2.20 (ข) ในที่นี้เราเขียนเป็นพัลส์เพื่อความสะดวก สัญญาณความถี่สูงจะถูกกรองทิ้งไป คงเหลือแต่สัญญาณความถี่ต่ำ (เปรียบเทียบค่าเฉลี่ยในรูปคลื่น 1, 2 และ 3) ซึ่งเป็นสัญญาณเสียง สังเกตว่าค่าเฉลี่ยจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่เบี่ยงเบนของพาหะ (เพราะเมื่อสัญญาณ FM มีความถี่ต่ำลง พัลส์เอ๊าท์พุทจะแคบลง ค่าเฉลี่ยจะน้อยลง นั่นคือค่าเฉลี่ยจะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณเสียง

โดยทั่วไปวงจรควอคราเจอร์ซีเทคเตอร์มักจะทำเป็นไอซี ซึ่งจะรวมวงจรขยาย IF วงจรขยาย อิมิตเตอร์และวงจรอื่นๆ ไว้ในไอซีตัวเดียว โดยคอคอยล์ซึ่งใช้เลื่อนเฟสไว้ภายนอก



(ก) แสดงการเลื่อนเฟสที่คอคอยล์

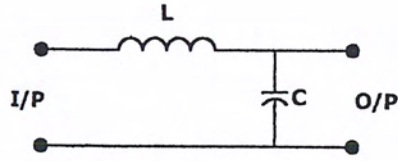
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



2.6 วงจรฟิลเตอร์ (Filter Circuit)

วงจรฟิลเตอร์หรือวงจรกรองมีบทบาทสำคัญมากในกระบวนการทั้งอนาล็อก และ ดิจิตอล ใช้สำหรับกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออก (เช่น การตัดเสียงฮัมออกในวงจรขยายเสียง) และใช้แยกสัญญาณที่มีความซับซ้อนออกมาเป็นส่วนๆ เพื่อป้อนเข้าสู่วงจรต่างๆ ของระบบต่อไป เมื่อพิจารณาในด้านการใช้งานแล้ววงจรกรองจะถูกใช้งานใน 4 ลักษณะ ได้แก่

2.6.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ซึ่งจะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ตั้งแต่ 0 Hz ไปจนถึงความถี่ที่กำหนด (f_c) ผ่านวงจรกรองไปได้ ส่วนความถี่ตั้งแต่ความถี่ที่กำหนดขึ้นไปจนถึงความถี่อื่นที่จะถูกตัดทิ้ง ดังรูปที่ 2.22 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างระดับสัญญาณทางเอาต์พุต (V_o) ต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



รูปที่ 2.21 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

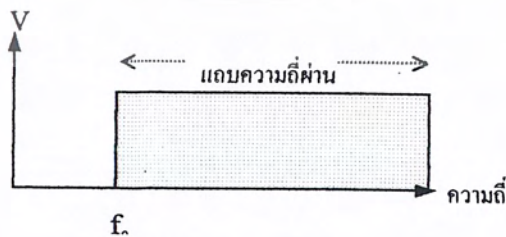


รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

2.6.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter) ซึ่งจะยอมให้ความถี่ผ่านได้ตั้งแต่ความถี่ที่กำหนด (f_0) ไปจนถึงความถี่อนันต์ ดังแสดงในรูปที่ 2.24 ส่วนความถี่ที่ต่ำกว่า f_0 ลงมาจะถูกตัดทิ้ง



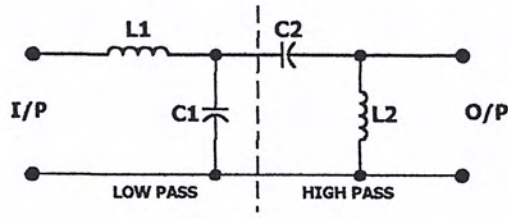
รูปที่ 2.23 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน



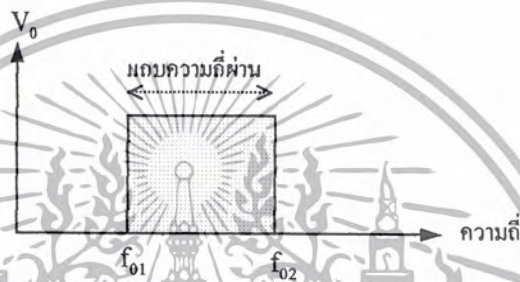
รูปที่ 2.24 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter) เปรียบเสมือนนำวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน มาอนุกรมกับวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ความถี่ที่ผ่านได้จะต้องมีค่ามากกว่า f_{01} และมีค่าน้อยกว่า f_{02} ส่วน แถบความถี่ที่ต่ำกว่า f_{01} และสูงกว่า f_{02} จะถูกตัดทิ้ง พิจารณารูปที่ 2.26

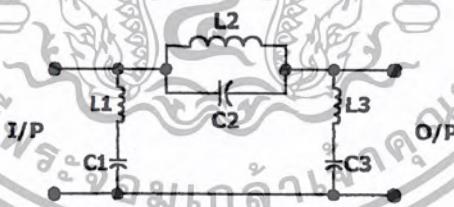


รูปที่ 2.25 วงจรแถบความถี่ผ่าน

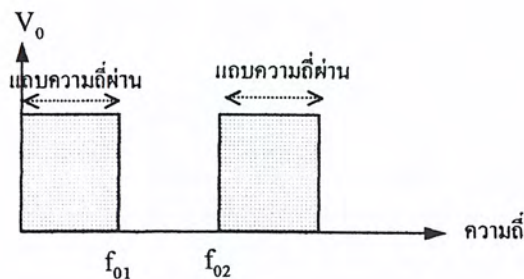


รูปที่ 2.26 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

2.6.4 วงจรกรองตัดแถบความถี่ (Band Stop Filter) วงจรลักษณะนี้จะตรงข้ามกับการใช้งานใน ลักษณะแถบความถี่ผ่าน ดังแสดงในรูปที่ 2.28 ความถี่ในช่วงที่สูงกว่า f_{01} และต่ำกว่า f_{02} จะตัดทิ้งไป แต่ ความถี่ที่ต่ำกว่า f_{01} และสูงกว่า f_{02} จะสามารถผ่านได้



รูปที่ 2.27 วงจรตัดแถบความถี่



รูปที่ 2.28 แสดงลักษณะการใช้งานของวงจรกรองตัดแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.5 ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ (Filter Response)

ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ก็คือ ความพยายามที่จะสร้างให้ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่มีลักษณะใกล้เคียงกับในทางอุดมคติมากที่สุด ซึ่งชนิดของผลตอบสนองที่ใช้กันมากที่สุดคือ ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์ (Butterworth) และผลตอบสนองแบบเชบีเชฟ (Chevbycheff) นอกจากนี้ก็มีแบบอื่นๆ เช่น ผลตอบสนองแบบเกาส์เซียน (Gaussian) ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟย้อนกลับ (Inverse Chevbycheff) ผลตอบสนองแบบเบสเซล (Bessel) และผลตอบสนองแบบวงรี (Elliptic)

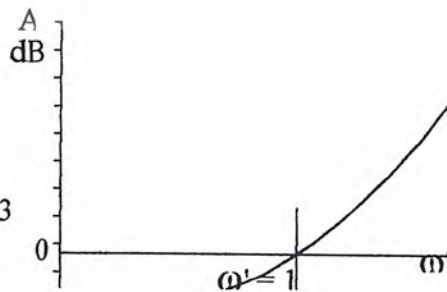
2.6.6 ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ธ

เป็นผลตอบสนองแบบที่มารับช้อน ในรูปที่ 2.29 เป็นผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ธของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งอัตราการขยายของการตอบสนองความถี่มีค่าเท่ากันตลอดย่านความถี่ที่ผ่านไป ได้ คือไม่เกิดสัญญาณกระเพื่อม ซึ่งนับได้ว่ามีความราบเรียบของแถบความถี่มากที่สุดในบรรดาวงจร กรองความถี่ชนิดต่าง สมการที่ใช้อธิบายผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ธ คือ

$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \quad (2.41)$$

โดย A_{dB} คือ ค่าอัตราการลดทอนของวงจร
 ω คือ ค่าความถี่ใดๆ
 ω_c คือ ความถี่ตัดออฟ
 n คือ จำนวนออร์เดอร์ของตัวกรองความถี่

แต่ผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ธนี้จะมีช่วงทรานสิชัน (Transition Band) ที่ไม่ชัน และมีค่า Q อยู่ในระดับปานกลาง ซึ่งค่า Q นี้คืออัตราส่วนระหว่างค่าความถี่กลางต่อแบนด์วิด $Q = f_c/BW$ โดยที่ค่า Q สูงนั้นจะมีผลทำให้คุณสมบัติในการเลือกความถี่ดี แต่ก็มีส่วนทำให้ช่วงของแบนด์วิดแคบลงด้วย



รูปที่ 2.29 ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ธ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรศึกษาเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.7 เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter)

เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาสําหรับใช้แทนหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งมีความถี่เฉพาะ เช่น หม้อแปลงความถี่กลางของเครื่องรับวิทยุ โทรทัศน์ เซรามิกฟิลเตอร์ทำจากสารพวกเพียโซอิเล็กทริก ซึ่งจะมีค่าเรโซแนนซ์เฉพาะตัว เมื่อป้อนสัญญาณเข้าไปในเซรามิกฟิลเตอร์สัญญาณที่ผ่านได้คือความถี่ที่เรโซแนนซ์ทางด้านเอาต์พุตจะ ไม่มีสัญญาณออกมา ตัวอย่างความถี่ของเซรามิกฟิลเตอร์ ตัวอย่างความถี่ของเซรามิกฟิลเตอร์เช่น 455 กิโลเฮิร์ตซ์ สำหรับความถี่กลางของเครื่องรับสัญญาณเอเอ็ม ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ของเครื่องรับสัญญาณเอฟเอ็มและความถี่อื่นๆ ที่ใช้ในเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ เช่น 5.5 เมกะเฮิร์ตซ์, 4.5 เมกะเฮิร์ตซ์, 38.9 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นต้น เซรามิกฟิลเตอร์มีขนาดเล็กสามารถใช้แทนหม้อแปลงที่เชื่อมคองเฉพาะความถี่ได้โดยตรงทำให้สะดวกและประหยัดเวลาได้มาก เนื่องจากไม่ต้องถูกจูนหรือปรับแต่งความถี่ แต่เซรามิกเป็นอุปกรณ์พาสซีฟ ขยายสัญญาณไม่ได้ ดังนั้นสัญญาณที่ใส่เข้าไปจะสูญเสียภายในเซรามิกฟิลเตอร์ (insert loss) สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะถูกบั่นทอนลงไปประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ เซรามิกแบบ 3 ขา ใช้สำหรับส่งผ่านสัญญาณจะเรียกว่า ตัวคัปปลิงฟิลเตอร์ (coupling filter) อีกแบบหนึ่งจะทำ 2 ขาเป็นตัวบายพาสฟิลเตอร์เพื่อการบายพาสความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้ง



(A) หม้อแปลงรีโซแนนซ์

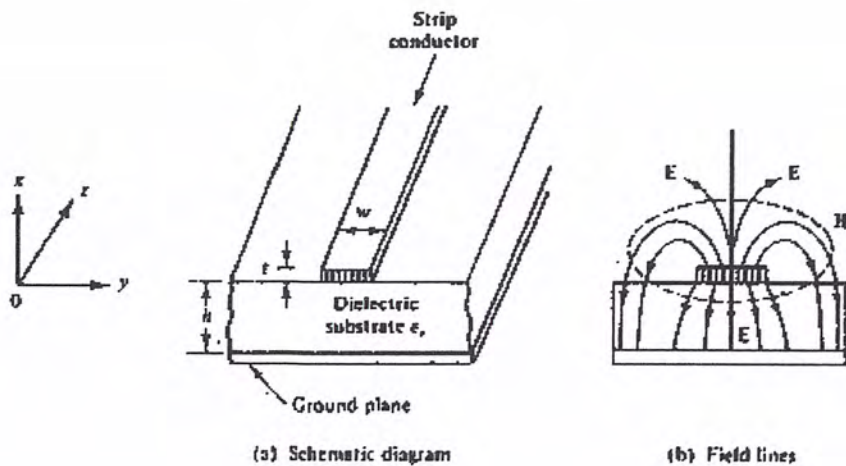
(B) ตัวคัปปลิงเซรามิกฟิลเตอร์

รูปที่ 2.30 หม้อแปลงรีโซแนนซ์และเซรามิกฟิลเตอร์

2.7 ทฤษฎีไมโครสตริปไลน์

ไมโครสตริปไลน์มักถูกใช้เป็นสายนำสัญญาณที่ใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆ ของวงจรไมโครเวฟและเนื่องจากไมโครสตริปไลน์มีขนาดเล็กจึงเหมาะสำหรับทำวงจรรวมไมโครเวฟ (Microwave Integrate Circuit : MIC)

โครงสร้างของไมโครสตริปไลน์จะแสดงดังรูปที่ 2.31 ซึ่งประกอบไปด้วย แถบตัวนำเล็กๆอยู่บนสารไดอิเล็กทริกสับสเตรตและด้านล่างของสับสเตรตจะเป็นกราวด์เพลน



รูปที่ 2.31 แสดงโครงสร้างของไมโครสตริปไลน์

โดย w คือ ความกว้างของตัวนำ
 h คือ ความสูงของไดอิเล็กตริกสับสเตรต
 t คือ ความหนาของแผ่นตัวนำ

ไมโครสตริปไลน์สามารถสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ได้ โดยใช้เทคนิคการวางแผงวงจรพิมพ์ และการที่จะวิเคราะห์ให้ละเอียดตามทฤษฎีจะทำได้ลำบากมาก เพราะพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในสับสเตรตบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบๆ กับผิวโลหะด้านล่าง ซึ่งคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปไลน์จะใกล้เคียงกับโหมด TEM มาก แต่ไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียวเพราะว่ามีสนามในแนวแกนอยู่ด้วยเนื่องจากโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (Quasi-TEM Mode) ดังแสดงในรูปที่ 2.31

การที่แถบตัวนำของไมโครสตริปมีด้านบนสัมผัสกับอากาศ และด้านล่างสัมผัสกับสารไดอิเล็กตริก สนามไฟฟ้าจึงแยกไปในอากาศส่วนหนึ่งและส่วนที่เหลือผ่านไปในสารไดอิเล็กตริกทำให้ไมโครสตริปมี เรดิเอชันลอส (Radiation Loss) สูง

การเดินทางของสัญญาณในไมโครสตริปจะเดินทางในโหมด Quasi-TEM ซึ่งมีความเร็วเฟส

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \tag{2.42}$$

โดย c คือ ความเร็วแสง
 ϵ_e คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปไลน์ คือ

$$Z_0 = \frac{1}{V_p \cdot C} \tag{2.43}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย C คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยความยาวของไมโครสตริป ซึ่งความยาวคลื่นในไมโครสตริปคือ

$$\lambda_g = \frac{V_p}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.44)$$

โดย λ_0 คือ ค่าความยาวคลื่นในอากาศ

เนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ หรือมีดิสเพอร์ชันเชิงวัสดุ ดังนั้นที่ทำได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ด้วย ซึ่งในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz ก็ต้องคำนึงถึงค่าดิสเพอร์ชัน โดยทำการปรับแต่งค่าให้เหมาะสมกับความถี่ใช้งาน

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นไมโครสตริป

กรณี $w/h \leq 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left\{ 8 \cdot \frac{h}{w} + 0.25 \cdot \frac{w}{h} \right\} \quad (2.45)$$

เมื่อ

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{w} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right\} \quad (2.46)$$

กรณี $w/h \geq 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi/\sqrt{\epsilon_e}}{\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right)} \quad (2.47)$$

เมื่อ

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{w} \right)^{-1/2} \quad (2.48)$$

หรือหาได้โดยการแทนค่า Z_0 กับ ϵ_r ก็จะทำได้ค่าอัตราส่วนระหว่างความกว้างของสตริปกับความสูงของสับสเตรตดังนี้

กรณี $w/h \leq 2$

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^{1.544}}{e^{2(1.544)} - 2} = 1.88 \quad (2.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

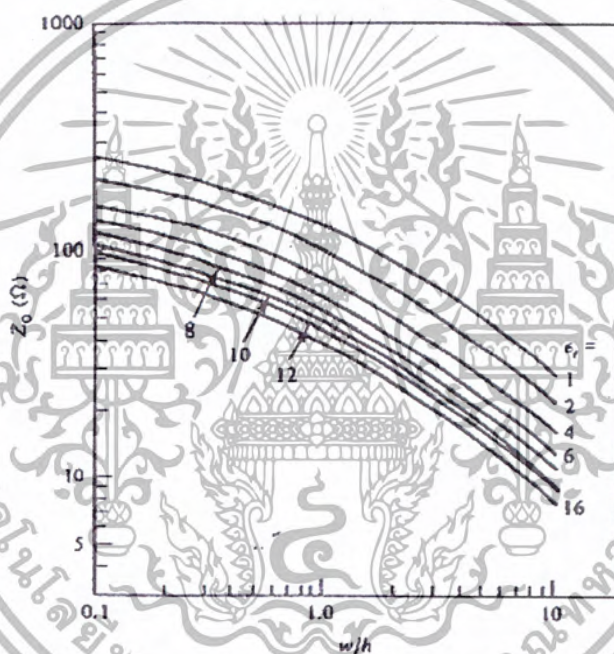
$$A = \frac{Z_0}{60} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \cdot \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.50)$$

กรณี $w/h \geq 2$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2.51)$$

เมื่อ

$$B = \frac{377\pi}{2 \cdot Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.51)$$

โดยความหนาของแถบตัวนำจะต้องมีค่าน้อยมาก ($t/h = 0.005$)

รูปที่ 2.32 กราฟอิมพีแดนซ์ของไมโครสตริปไลน์

ความยาวคลื่นที่เดินทางในไมโครสตริป

กรณี $w/h \geq 0.6$

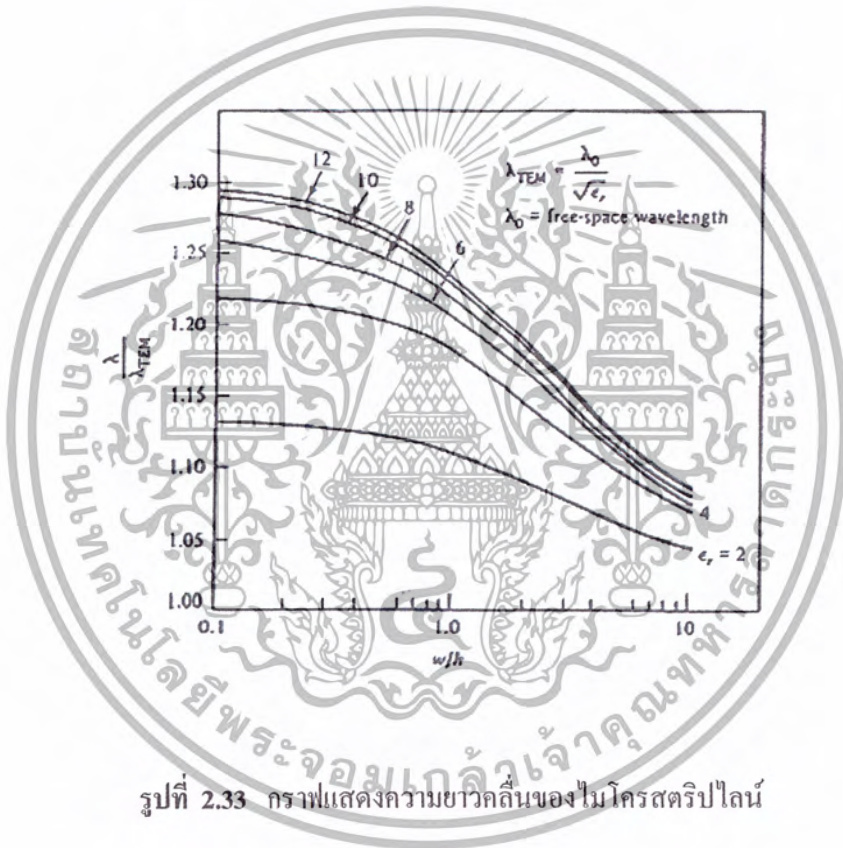
$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1) \left(\frac{w}{h} \right)^{0.1255}} \right]^{1/2} \quad (2.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณี $w/h \leq 0.6$

$$\lambda_g = \lambda_0 \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1) \left(\frac{w}{h} \right)^{0.0297}} \right] \quad (2.53)$$

โดย λ_0 คือ ความยาวคลื่นที่เดินทางในอากาศ



รูปที่ 2.33 กราฟแสดงความยาวคลื่นของไมโครสตริปไลน์

2.7.1 การสูญเสียในสายส่งไมโครสตริป

การสูญเสียในสายส่งไมโครสตริปสามารถแบ่งได้เป็น 2 ส่วน คือการสูญเสียในตัวนำ และการสูญเสียที่ตัวไดอิเล็กตริก

$$\alpha_T = \alpha_c + \alpha_d \quad (2.54)$$

โดย α_c คือ การสูญเสียที่ตัวนำ

α_d คือ การสูญเสียที่ไดอิเล็กตริก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง

$$\alpha_c = 0.72 \frac{\lambda_g \cdot \sqrt{f}}{w \cdot Z_0} \quad (\text{dB / wavelength}) \quad (2.55)$$

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r (\epsilon_c - 1) \tan \delta}{\epsilon_c (\epsilon_r - 1)} \quad (\text{dB / wavelength}) \quad (2.56)$$

ในย่านความถี่ไมโครเวฟนั้นการสูญเสียที่ไดอิเล็กตริกนั้นจะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับการสูญเสียในตัวนำ

2.7.2 การส่งผ่านพลังงานระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน

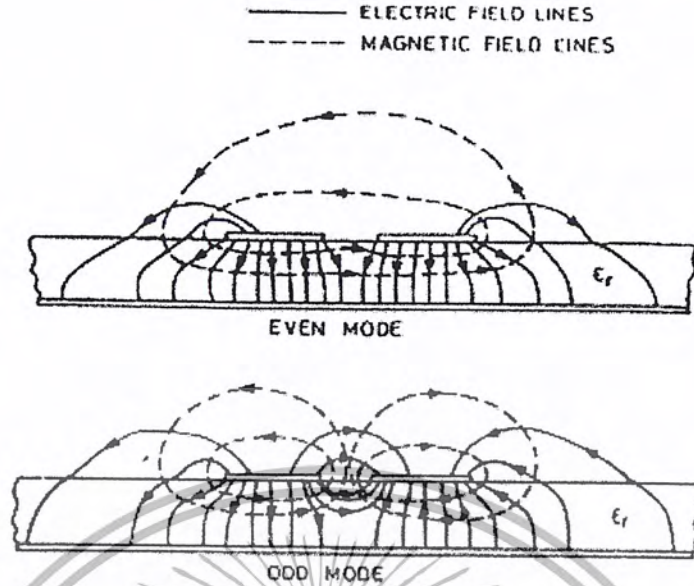


รูปที่ 2.34 ไมโครสตริปที่วางตัวขนานกัน

การส่งผ่านพลังงานระหว่างไมโครสตริปที่วางขนานกันก็คล้ายกับการที่นำสายส่งสองเส้นมาวางใกล้กันซึ่งจะทำให้เกิดการกวนกัน (CrossTalk) นั่นเอง ในทำนองเดียวกันไมโครสตริปที่วางตัวขนานกันบนสับสเตรทเดียวกัน เมื่อเราป้อนพลังงานให้กับเส้นใดเส้นหนึ่งก็จะสามารถที่จะส่งผ่านพลังงานไปยังอีกเส้นหนึ่งได้ ซึ่งการส่งผ่านพลังงานที่ว่านี้เป็นหลักการพื้นฐานในการออกแบบไดเรกชันนอลคัปเปิลเลอร์ (Directional Coupler)

จากรูปที่ 2.34 จะแสดงถึงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในโหมดคู่และโหมดคี่ของคัปเปิลไลน์ (Couple line) โดยโหมดคู่ หมายถึง การที่สนามไฟฟ้าทั้งสองเส้นมีทิศทางไปทางเดียวกัน ทำให้สนามแม่เหล็กอยู่ในลักษณะที่เสริมกัน ส่วนในโหมดคี่นั้น สนามไฟฟ้าของทั้งสองเส้นมีทิศทางตรงข้ามกัน ทำให้สนามแม่เหล็กอยู่ในลักษณะที่หักล้างกัน ซึ่งแต่ละโหมดนั้นก็จะมีอิมพีแดนซ์ลักษณะ (Characteristic Impedance) คือ Z_{0c} สำหรับโหมดคู่และ Z_{0o} สำหรับโหมดคี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.35 แสดงโหมดของไมโครสตริปที่วางขนานกัน

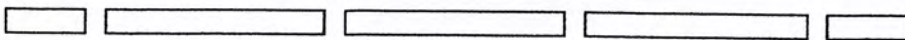
สัมประสิทธิ์ในการส่งผ่านของไมโครสตริปที่วางขนานกัน (Coupling Factor) จะเท่ากับ

$$K = 20 \log \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \tag{2.57}$$

2.8 แบนด์พาสไมโครสตริปฟิลเตอร์ (Bandpass Microstrip Filter)

แบนด์พาสไมโครสตริปฟิลเตอร์นั้นถูกออกแบบ โดยการนำเรโซเนเตอร์ที่มีความยาวครึ่งคลื่น (Half Wave Resonators) มาต่ออนุกรมหรือขนานกัน เช่นเดียวกับวงจรเรโซแนนซ์แบบแอลซี (LC Resonance) ซึ่งก็มีทั้งแบบอนุกรมและแบบขนานเช่นกัน ไมโครสตริปเรโซเนเตอร์สามารถใช้หลักการคับเปิดกันทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้การอนุกรมหรือขนานอย่างใดอย่างหนึ่งเท่านั้น ไม่สามารถใช้ทั้งสองวิธีพร้อมๆกันได้

1. เอ็นคัปเปิลแบนด์พาสฟิลเตอร์ (End - Coupled Bandpass Filter)



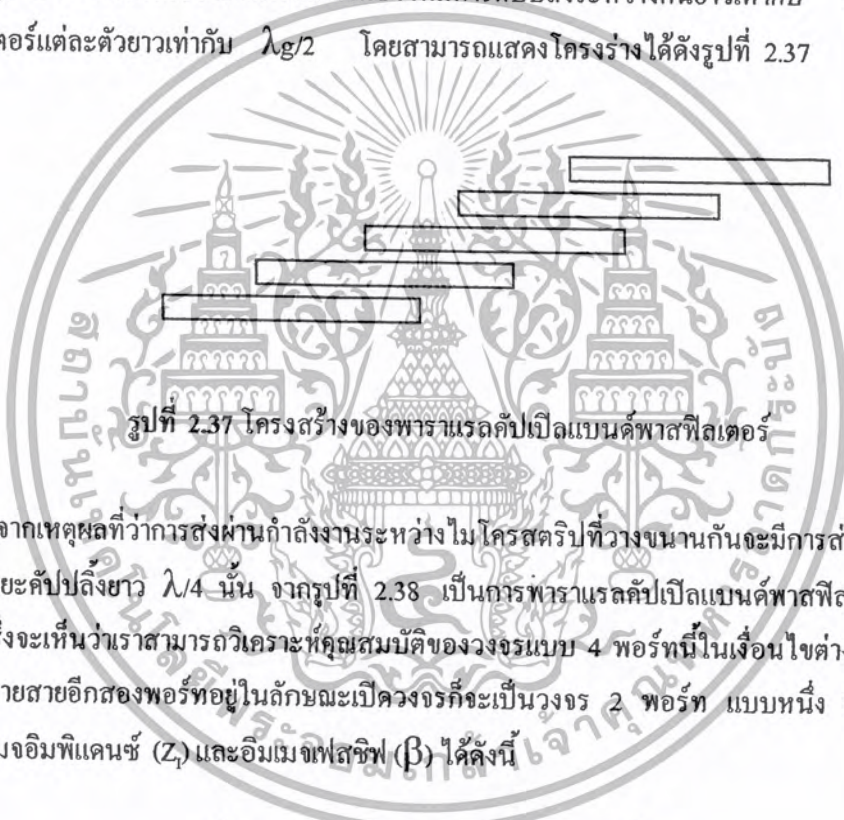
รูปที่ 2.36 โครงสร้างของเอ็นคัปเปิลแบนด์พาสฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างโดยทั่วไปของฟิลเตอร์แบบนี้แสดงดังรูปที่ 2.36 ซึ่งฟิลเตอร์ทุกประเภทนั้นตั้งอยู่บนพื้นฐานของทรานสมิซันไลน์เรโซเนเตอร์ (Transmission Line Resonator) โดยที่คัปปลิงแก๊ป (Coupling Gap) ที่อยู่ระหว่างเรโซเนเตอร์จะต้องวางตัวอย่างเหมาะสมที่สุด โดยปกติขนาดของแก๊ปจะเล็กกว่าความสูงของสับสเตรต ข้อเด่นของฟิลเตอร์แบบนี้ก็คือฟิลเตอร์แบบนี้สามารถให้แบนด์วิดท์ที่แคบนั่นเอง

2. แบนด์พาสฟิลเตอร์ที่อาศัยการคัปปลิงระหว่างสาย (Parallel – Coupled – Bandpass Filter)

หลักการพื้นฐานของฟิลเตอร์แบบนี้ก็คืออาศัยการคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน และการจัดความยาวอย่างเหมาะสมให้แก่ไมโครสตริปในช่วงที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน (Coupled Region) ซึ่งการส่งผ่านพลังงานระหว่างไมโครสตริปสองเส้นที่วางขนานกันนั้นจะมีค่าสูงสุด (Maximum Coupling) เมื่อความยาวของไมโครสตริปในช่วงที่มีการคัปปลิงระหว่างกันยาวเท่ากับ $\lambda_g/4$ โดยที่เรโซเนเตอร์แต่ละตัวยาวเท่ากับ $\lambda_g/2$ โดยสามารถแสดงโครงสร้างได้ดังรูปที่ 2.37



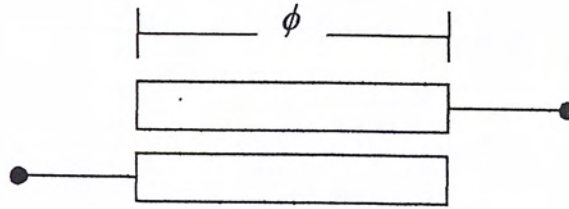
รูปที่ 2.37 โครงสร้างของพาราเรลคัปเปิลแบนด์พาสฟิลเตอร์

จากเหตุผลที่ว่า การส่งผ่านกำลังงานระหว่างไมโครสตริปที่วางขนานกันจะมีการส่งผ่านได้มากที่สุดเมื่อระยะคัปปลิงยาว $\lambda/4$ นั้น จากรูปที่ 2.38 เป็นการพาราเรลคัปเปิลแบนด์พาสฟิลเตอร์เพียงเซ็กชันเดียวซึ่งจะเห็นว่าเราสามารถวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรแบบ 4 พอร์ทนี้ในเงื่อนไขต่างๆ ได้ เช่น ในกรณีที่ปลายสายอีกสองพอร์ทอยู่ในลักษณะเปิดวงจรก็จะเป็นวงจร 2 พอร์ท แบบหนึ่ง ซึ่งเราสามารถหาค่าอิมเมอดิมพีแดนซ์ (Z_I) และอิมเมจเฟส (β) ได้ดังนี้

$$Z_I = \frac{[(Z_{Oe} - Z_{Oo}) - (Z_{Oe} + Z_{Oo})^2 \cos^2 \phi]}{2 \sin \phi} \quad (2.58)$$

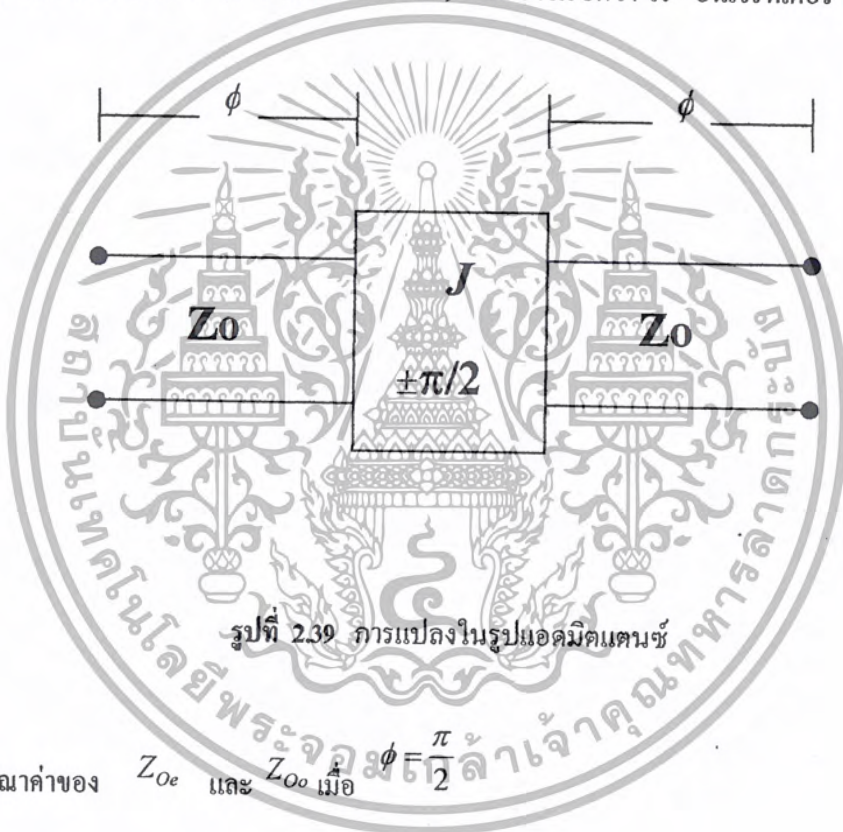
$$\cos \beta = \left(\frac{Z_{Oe} + Z_{Oo}}{Z_{Oe} - Z_{Oo}} \right) \cos \phi \quad (2.59)$$

โดย ϕ คือความยาวทางไฟฟ้าของสายส่ง ($\phi = \beta l$)



รูปที่ 2.38 วงจรฟิลเตอร์ไมโครสตริปหนึ่งเซ็กชั่น

วงจรฟิลเตอร์ในรูปที่ 2.38 นั้น สามารถแปลงค่าโดยประมาณได้ดังรูปที่ 2.39 โดย J คือ แอดมิตแตนซ์ อินเวอร์ทเตอร์ (Admittance Inverter) หรืออาจเรียกว่า เจ-อินเวอร์ทเตอร์ ก็ได้



รูปที่ 2.39 การแปลงในรูปแอดมิตแตนซ์

เมื่อพิจารณาค่าของ Z_{Oe} และ Z_{Oo} เมื่อ $\phi = \frac{\pi}{2}$ แล้วเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

$$Z_{Oe} = \frac{1}{Y_0} \left[1 + \frac{J}{Y_0} + \left(\frac{J}{Y_0} \right)^2 \right] \quad (2.60)$$

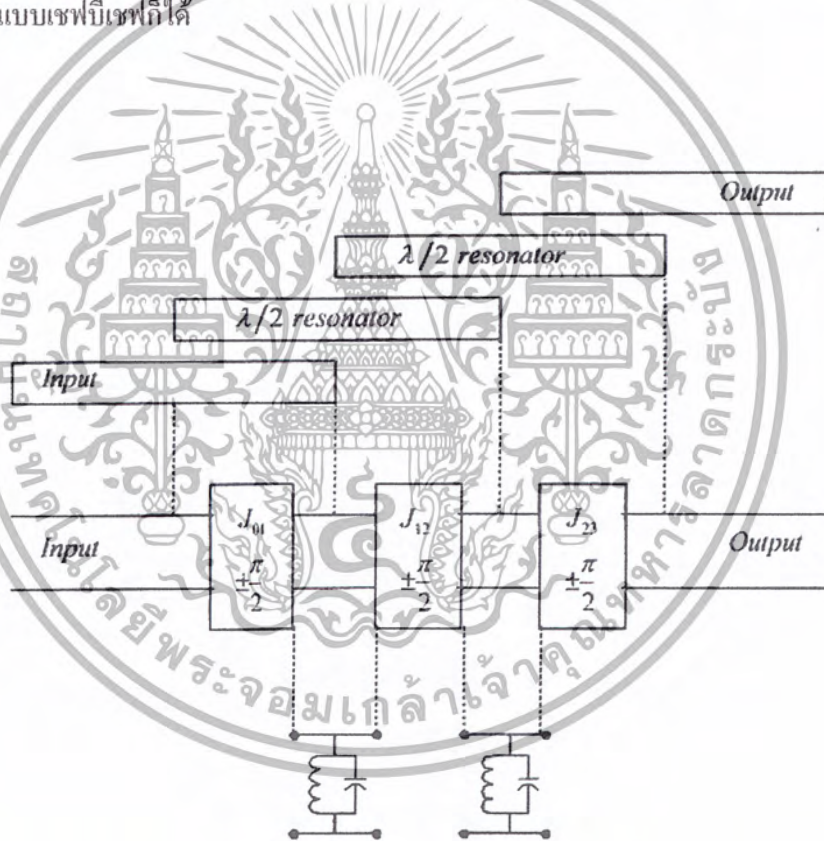
$$Z_{Oo} = \frac{1}{Y_0} \left[1 - \frac{J}{Y_0} + \left(\frac{J}{Y_0} \right)^2 \right] \quad (2.61)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $\frac{J}{Y_o} = J'$ คือ ค่านอร์มอลไลซ์แอดมิตแตนซ์ (Normalized Admittance)
 Y_o คือ ค่าแอดมิตแตนซ์ของสายส่งที่นำมาต่อ

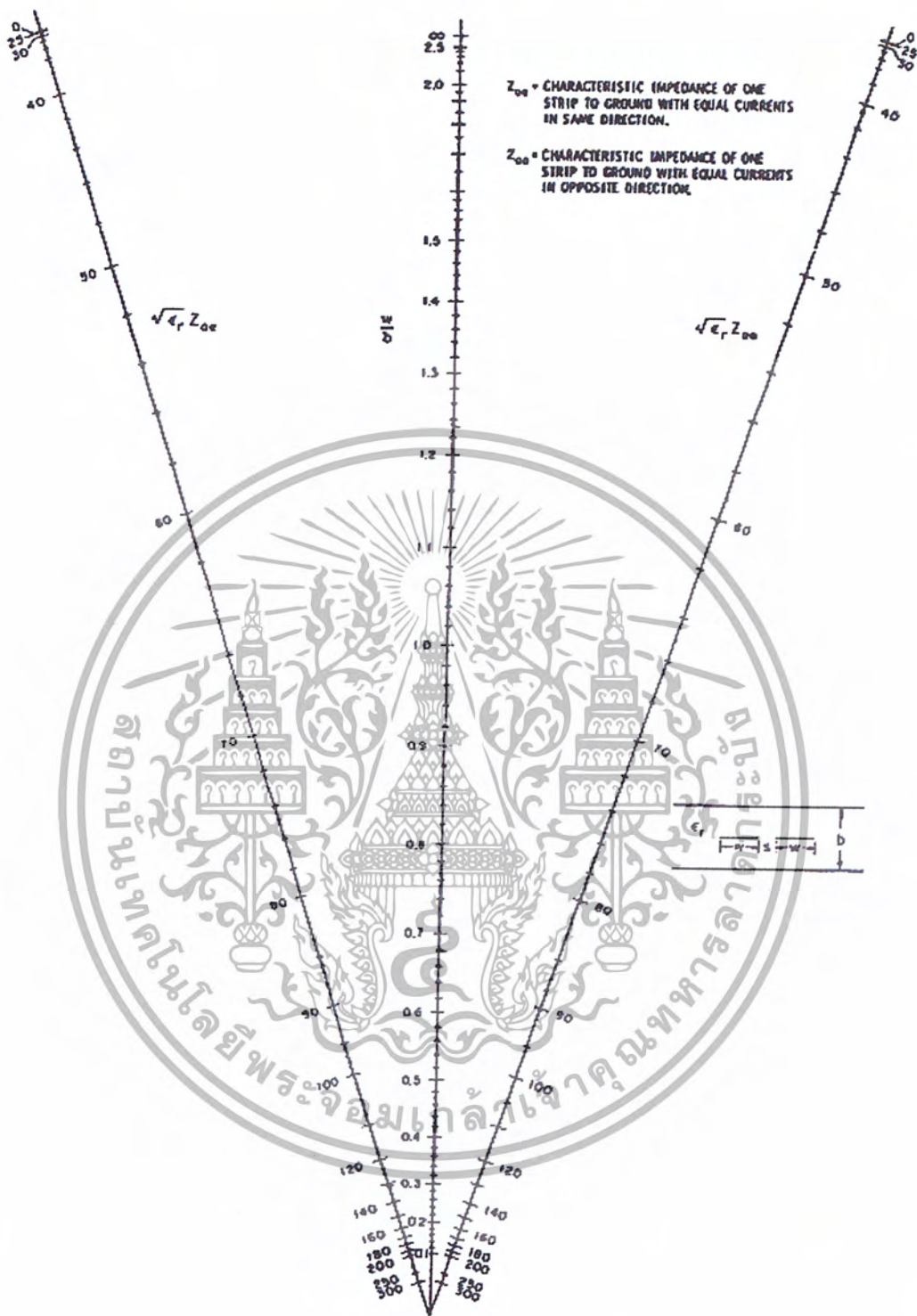
ซึ่งค่าต่างๆเหล่านี้มีความสัมพันธ์ที่จะสามารถนำไปหาความกว้าง (w) และความห่าง (s) ของไมโครสตริปที่วางขนานกัน โดยในรูปที่ 2.40 และ 2.41 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Z_{oe} และ Z_{oo} กับความกว้างและความห่าง ตามลำดับ ส่วนในรูปที่ 2.42 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า J' กับความกว้างและความห่างเช่นกัน

ในทางปฏิบัตินั้นมักนำวงจรพื้นฐานดังที่กล่าวมาแล้วมาต่อกันแบบคาสเคด (Cascade) กัน เป็นวงจรพาราเรลคัปเปิลไมโครสตริปแบนด์พาสฟิลเตอร์ โดยอาจจะเลือกใช้ผลตอบสนองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทหรือแบบเชพชีฟก็ได้



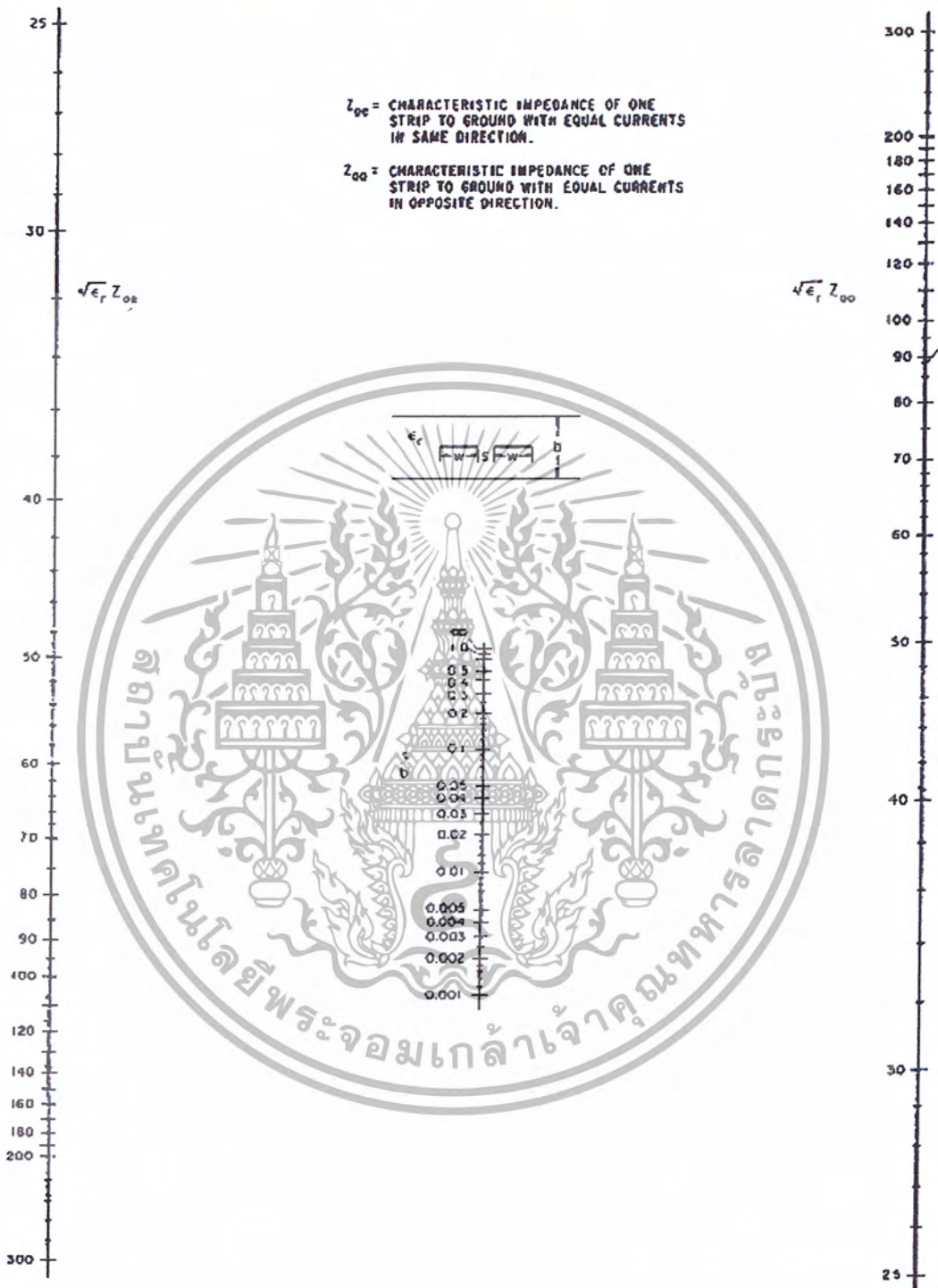
รูปที่ 2.40 การคัปปลิงแบบขนานของไมโครสตริปแบนด์พาสฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



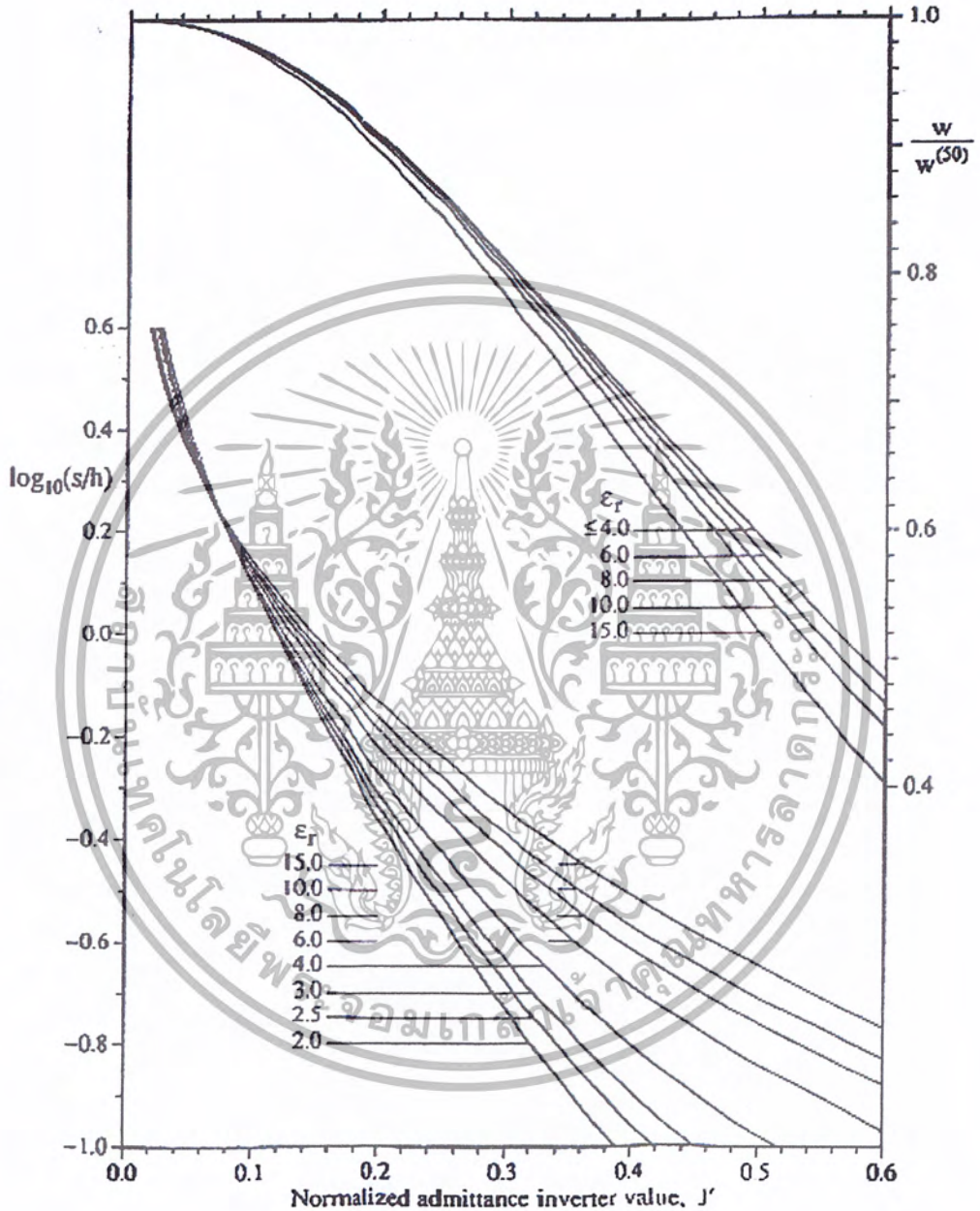
รูปที่ 2.41 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Z_{oe} และ Z_{o0} กับความกว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.42 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Z_{0e} และ Z_{0o} กับความห่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

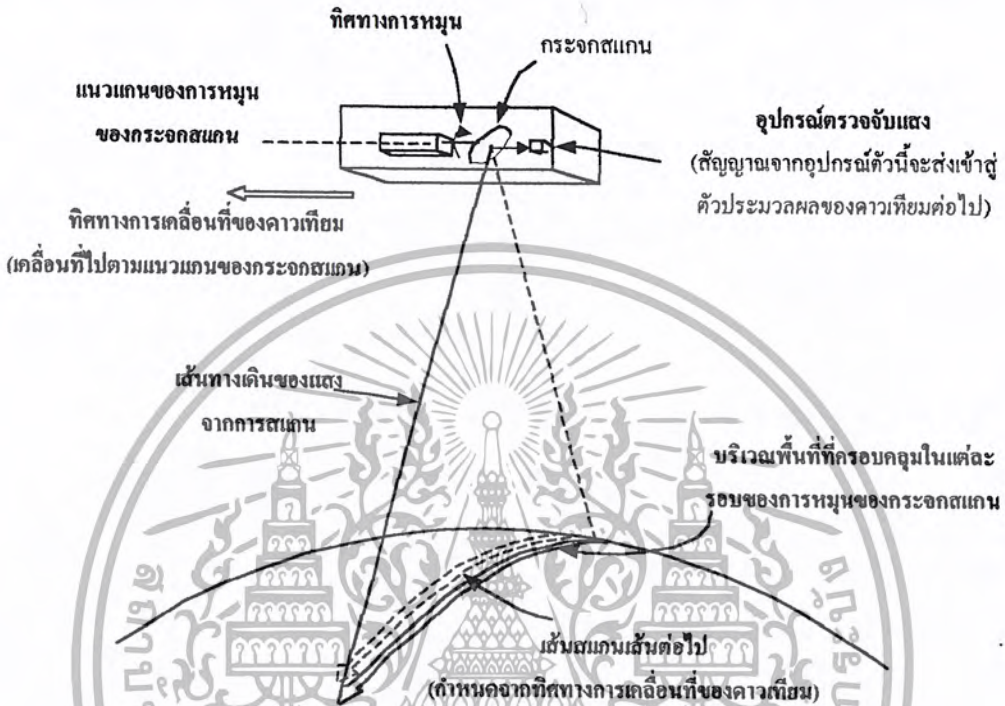


รูปที่ 2.43 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่านอร์มอลไลซ์แอดมิทแตนซ์กับความกว้างและระยะห่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 การสร้างภาพ (Image Generation)

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



รูปที่ 2.44 ลักษณะการสแกนภาพของดาวเทียม

2.9.1 การทำงานของ AVHRR (Advance Very High Resolution Radiometer)

AVHRR เป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้ในการเก็บรวบรวมข้อมูลภาพถ่ายดาวเทียมของดาวเทียมวงโคจรต่ำ NOAA มันจะทำงานด้วยการสแกนภาพโดยใช้กระจกสแกนที่หมุนรอบตัวเองด้วยความเร็ว 360 รอบต่อนาที ตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของตัวดาวเทียม

ในแต่ละรอบของการหมุนของกระจกสแกน มันจะเก็บข้อมูลจากห้วงอวกาศ ภาพสแกนพื้นโลก หรือแม้กระทั่งวัตถุค้างขนิค หลักการทำงานคือจะรวบรวมพลังงานคลื่นที่แผ่ออกมาจากพื้นที่ต่างๆแล้วรวบรวมพลังงานเหล่านั้นเข้าสู่กระจกสแกนเพื่อรวบรวมพลังงาน จากนั้นจะส่งพลังงานคลื่นดังกล่าวแยกออกไปยังชุดเครื่องมือย่อยซึ่งมี 5 ช่องสัญญาณ คือช่องสัญญาณ Visible และ Infrared ต่างๆ ตัวตรวจจับสัญญาณเหล่านี้มีความไวสูงมากจึงสามารถวัดพลังงานต่ำได้

ข้อมูลนอกโลกที่ได้จากตัวตรวจจับสัญญาณแต่ละตัวคือแต่ละช่องสัญญาณจะถูกแปลงเป็นข้อมูลดิจิทัลโดยใช้ตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital Converter) โดยตัวประมวลผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลอัตราสูงที่เรียกว่า Manipulated Information Rate Processor (MIRP) ข้อมูลดิจิทัลเหล่านี้จะถูกประมวลผลโดยตัว MIRP และจะถูกส่งลงมาสู่สถานีภาคพื้นดิน

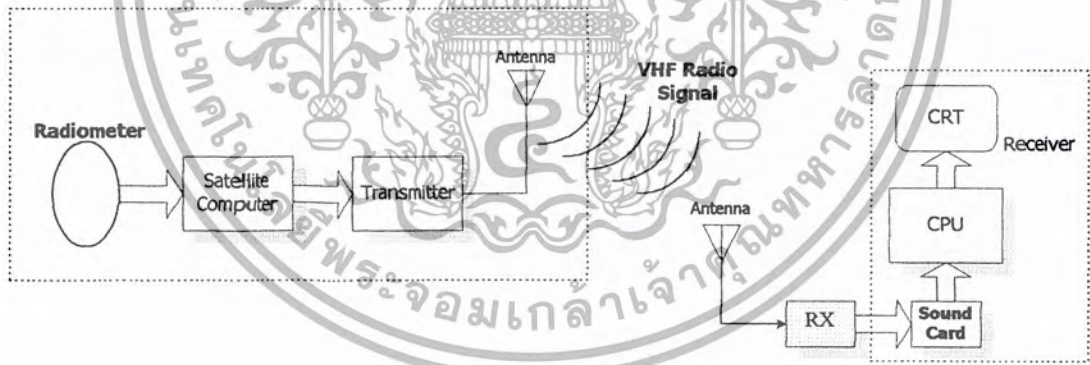
การส่งสัญญาณในแบบ APT (Automatic Picture Transmission) จากดาวเทียมวงโคจรต่ำ NOAA ที่อาศัยตัวเก็บข้อมูลภาพคือ Advance Very High Resolution Radiometer (AVHRR) ซึ่งตัว AVHRR นี้จะทำการเก็บและส่งข้อมูลภาพได้ทั้งหมด 5 ช่องสัญญาณ แต่สำหรับระบบ APT นี้จะส่งข้อมูลลงมาสถานีภาคพื้นดินเพียง 2 ช่องสัญญาณคือ Visible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

องค์ประกอบทั้ง 5 ช่องสัญญาณที่ AVHRR สามารถส่งข้อมูลได้

1. ช่องสัญญาณที่ 1 0.58 - 0.68 ไมโครเมตร (Visible)
2. ช่องสัญญาณที่ 2 0.75 - 1.1 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)

2.9.2 การส่งภาพระบบ APT (Automatic Picture Transmission)

การรับส่งภาพระบบ APT มีลักษณะ ดังรูปที่ 2.45



รูปที่ 2.45 การรับส่งภาพระบบ APT

ระบบ APT นี้เป็นระบบอนาลอกที่ผลิตภาพแบบ Real time ได้ซึ่งเครื่องรับ ณ สถานีภาคพื้นดินสามารถสร้างได้ในต้นทุนที่ประหยัด ข้อมูลเหล่านี้จะถูกส่งมาจากตัว MIRP ในรูปแบบสัญญาณมอดูเลทแบบเอเอ็ม ความถี่พาหะ 2400 Hz โดยตัว MIRP นี้จะนำข้อมูลจำนวน 10 บิต (แต่มีความสำคัญเพียง 8 บิต) นี้มามอดูเลทเป็นสัญญาณอนาลอกแล้วค่อยส่งลงมาสู่สถานีภาคพื้นดิน ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอเอ็มจะเปลี่ยนแปลงตามข้อมูลดิจิทัลเดิมที่ได้จากความเข้มของแสงจากกล้องถ่ายภาพ โดยในระบบ APT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

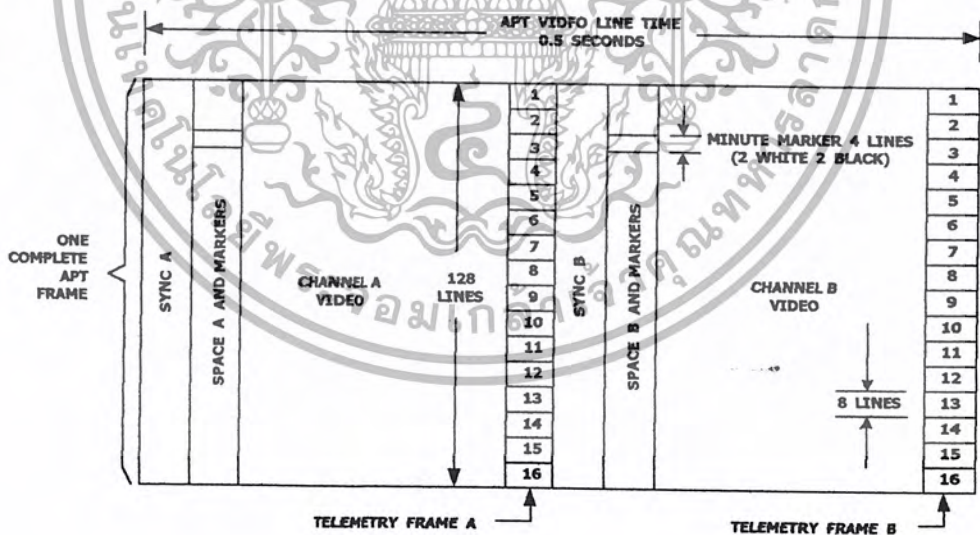
นี้จะได้ภาพมา 2 ช่องสัญญาณ คือ 1. Visible Image 2. Infrared Image ซึ่งเมื่อได้รับข้อมูลมาทั้ง 2 ช่องสัญญาณแล้วจะนำมาทำการมัลติเพล็กซ์(Multiplex) โดยช่องสัญญาณ Visible Image จะอยู่ในเส้นสแกนที่หนึ่งของตัว AVHRR ส่วน Infrared Image จะอยู่ในเส้นสแกนที่สองของการสแกนของ AVHRR และเส้นสแกนที่สามจะไม่มีข้อมูลจากข้อมูลของเส้นสแกนทั้งสองเส้นที่ได้จะนำมาประมวลผลและส่งลงสู่เครื่องรับในระบบ APT ซึ่งจะทำให้ในระบบ APT จะมีขนาดข้อมูลเป็น 1/3 ของข้อมูลทั้งหมดที่ได้จากการสแกนของตัว AVHRR คือมีจำนวนเส้นสแกน 120 เส้นสแกน/นาที จากทั้งหมด 360 เส้นสแกน/นาที

2.9.3 รูปแบบของการส่งภาพในระบบ APT

จากรูปที่ 2.46 จะเห็นว่าเส้นภาพแต่ละเส้นยาว 0.5 วินาทีประกอบด้วย 2 ส่วน ส่วนละเท่าๆกันยาว 0.25 วินาที

องค์ประกอบของข้อมูลภายใน 1 เฟรมของการส่งภาพแบบ APT

1. เป็นซิงโครไนซ์ชั้นพัลส์
2. ข้อมูลภาพถ่ายของอากาศ
3. การสแกนพื้นโลกจากช่องสัญญาณที่เลือกจากตัว AVHRR
4. ส่วนของ Telemetry เฟรม

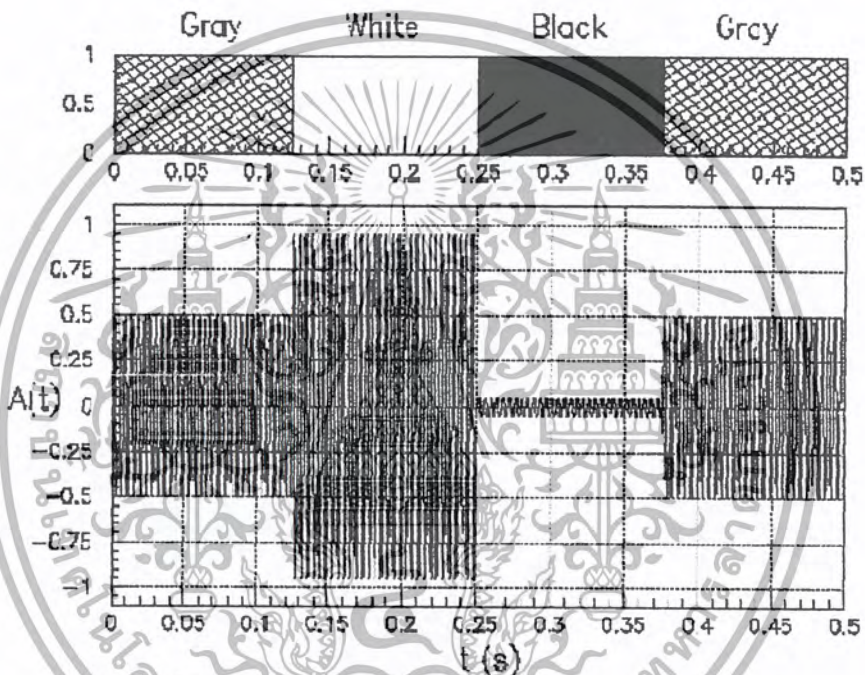


รูปที่ 2.46 รูปแบบของภาพจากระบบ APT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกลางวันข้อมูลจะถูกส่งมาจากช่องสัญญาณ Visible และ Infrared ช่องสัญญาณที่ 4 ส่วนใหญ่ Telemetry เฟรมจะถูกมองข้ามไม่ได้รับความสนใจ แต่ที่จริงแล้วส่วนนี้มีความสำคัญเนื่องจากเราสามารถอุปกรณ์วัดอุณหภูมิที่มีความเที่ยงตรงจากข้อมูลใน Telemetry frame

การสร้างภาพในระบบ APT จะใช้ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มของแสงเทียบกับเวลาในการสแกน ข้อมูลที่ได้จากการสแกนจะเป็นลักษณะที่เรียกว่าเกรย์สเกล (Grayscale) คือจะมีลำดับความเข้มของสี ตั้งแต่ สีขาว สีเทา ไปจนถึงสีดำ จากนั้นจะนำ Grayscale ไปมอดูเลทแบบแอมพลิจูดมอดูเลชัน (AM) กับคลื่นพาห้ความถี่ 2.4 KHz ซึ่งเป็นความถี่เสียง แสดงดังรูปที่ 2.47



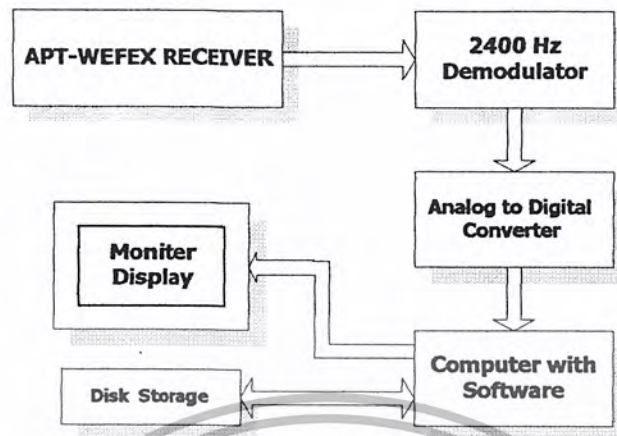
รูปที่ 2.47 แสดงลักษณะการมอดูเลท Grayscale กับสัญญาณเสียง 2.4 KHz

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 หลักการทำงานของส่วนแสดงภาพถ่ายในระบบ APT โดยระบบคอมพิวเตอร์



รูปที่ 2.48 แสดงภาพถ่ายในระบบ APT โดยระบบคอมพิวเตอร์

จากไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบของส่วนแสดงภาพถ่าย ซึ่งใช้ระบบคอมพิวเตอร์เป็นตัวแสดงผลภาพถ่าย โดย ณ ที่สถานีภาคพื้นดิน เครื่องรับสัญญาณจากดาวเทียมจะทำการตีเทคสัญญาณ ความถี่เสียง ซึ่งเป็นสัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลทความเข้มของแสงที่ได้จากการสแกนของกล้องถ่ายภาพบนตัวดาวเทียมเข้ากับคลื่นความถี่ 2400 Hz โดยมอดูเลทแบบเอเอ็ม เมื่อเครื่องทำการตีเทคสัญญาณเอเอ็มความถี่ 2400 Hz นี้ได้แล้วจึงทำการส่งสัญญาณนี้ไปให้ส่วนของการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital Converter) ต่อไป

การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลจะใช้ซาวด์คาร์ดของเครื่องคอมพิวเตอร์ โดยจะนำสัญญาณเอเอ็ม 2400 Hz มาเข้ากระบวนการสุ่มตัวอย่าง (Sampling) เพื่อให้ได้สัญญาณที่ไม่ต่อเนื่อง แล้วจากนั้นทำการควอนไทซ์ (Quantization) เพื่อให้ได้ข้อมูลดิจิทัลออกมาโดยแต่ละแซมเปิ้ล จะใช้เลขดิจิทัลขนาด 8 บิต ซึ่งทำให้ได้ระดับสัญญาณทั้งหมด 256 ระดับ ซึ่งข้อมูลเหล่านี้สามารถทำการเก็บลงในหน่วยความจำคอมพิวเตอร์ หรือจะทำการแปลงเป็นรูปแบบข้อมูลอื่นๆต่อไปได้

หลังจากนั้นข้อมูลดิจิทัล 8 บิต นี้จะเป็นตัวแสดงระดับความเข้มของแสงที่จะนำกลับมาสร้างเป็นภาพถ่ายคืนแบบได้ จากหลักการสุ่มตัวอย่าง (Sampling) ความถี่ในการสุ่มจะมีผลต่อความละเอียดของภาพถ่ายที่ได้ คือถ้าความถี่ในการสุ่มมากขึ้นจะทำให้ภาพถ่ายมีความละเอียดมากขึ้นด้วย ความกว้างของเส้นสแกนก็มีผลด้วยถ้าหากเส้นสแกนมีขนาดแคบๆจะทำให้คุณภาพความคมชัดของภาพดีขึ้นตามด้วย

การนำข้อมูลดิจิทัล 8 บิตนี้มาสร้างเป็นภาพถ่ายกลับมาต้องอาศัยตัว Software ที่เขียนขึ้น โดยเฉพาะ ซึ่งโปรแกรมนี้จะนำข้อมูลดิจิทัลที่ได้ทั้ง 256 ระดับ มาตีความหมายให้เป็นความเข้มหรือความสว่าง ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเข้มหรือความสว่างของภาพที่ถ่ายดาวเทียมส่งมา ในส่วนของการสร้างภาพกลับคืนมาโดยใช้ตัว โปรแกรมคอมพิวเตอร์นี้ จะต้องมีความแม่นยำในเรื่องของการระบุตำแหน่ง

เริ่มต้นของเส้นสแกนและการชี้ตำแหน่งบนจอแสดงภาพเพื่อให้ได้ภาพที่ถูกต้อง และมีความละเอียดชัดเจนยิ่งขึ้น

โปรแกรม WXSAT เป็นโปรแกรมที่แปลงแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงให้กลับไปเป็นความเข้มของแสงให้ตรงกับที่ดาวเทียมส่งมา โดยโปรแกรมจะเก็บสัญญาณเสียงไว้เป็นเวฟไฟล์ (Wave File) แล้วทำการแปลงไปเป็นภาพ

2.11 สายอากาศแบบ ควอดริฟิลาร์ เฮลิค (Quadrifilar helix Antenna)

สายอากาศแบบควอดริฟิลาร์ เฮลิค ถูกใช้ครั้งแรกในกิจการทางทหารและต่อมาจึงแพร่หลายมาสู่ทางการค้ารวมไปถึงงานด้านดาวเทียม สาเหตุที่มีการนำเสนอสายอากาศประเภทนี้ก็คือ คุณสมบัติที่ดีในเรื่องของอัตราขยาย รูปแบบการกระจายคลื่น รูปร่างทางกายภาพที่มีน้ำหนักเบา ใช้พื้นที่ในการติดตั้งตัวสายอากาศน้อย

สายอากาศแบบนี้สามารถใช้กับความถี่ในย่านเกินกว่า 30 เมกะเฮิร์ต โดยเฉพาะกิจการดาวเทียมวงโคจรต่ำสายอากาศชนิดนี้เป็นที่นิยมเนื่องจากคุณสมบัติเด่นของมันในเรื่องของรูปแบบการกระจายของคลื่นซึ่งเป็นแบบรอบตัวในครึ่งทรงกลมครึ่งบนครึ่งเดียวซึ่งมีความเหมาะสม เนื่องจากดาวเทียมวงโคจรต่ำนั้นจะเคลื่อนที่ผ่านสถานีรับสัญญาณในช่วงเวลาที่จำกัด เพื่อเป็นการชดเชยในเรื่องของการที่เราไม่ได้ใช้สายอากาศที่มีระบบหมุนติดตามดาวเทียม เพราะถ้าหากเราใช้สายอากาศที่มีรัศมีในการรับสัญญาณแคบๆแล้วไม่มีระบบหมุนตามดาวเทียมแล้ว เราก็จะรับสัญญาณได้เพียงช่วงเวลาสั้นๆ เท่านั้นจนทำให้เราไม่สามารถถอดสัญญาณจากดาวเทียมได้

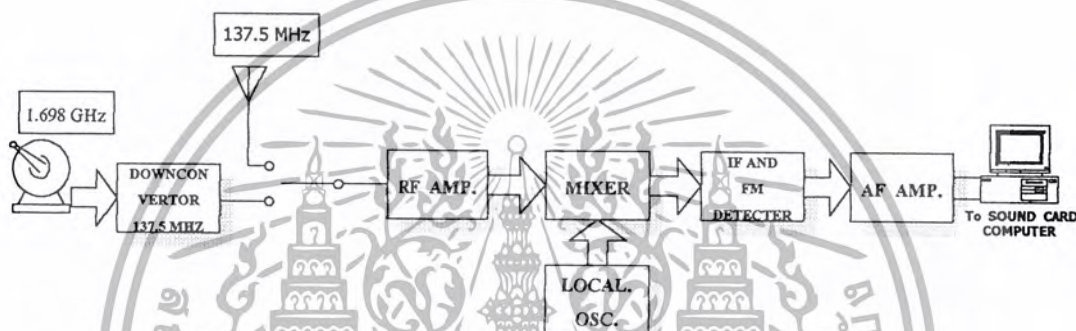
นอกจากนี้ยังมีข้ออีกหลายอย่าง เช่น มีอัตราขยายที่อยู่ในเกณฑ์ที่ดี มีโพลาไรเซชันเป็นชนิดวงกลมหมุนขวาซึ่งตรงกับสัญญาณที่ดาวเทียมส่งลงมา น้ำหนักเบาเนื่องไม่จำเป็นต้องใช้กราวนด์เพลน ซึ่งคุณสมบัติข้อนี้เป็นประโยชน์มากสำหรับสายอากาศส่งบนตัวดาวเทียมเพื่อให้สายอากาศมีขนาดเล็ก

บทที่ 3

การออกแบบและสร้างเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ

ในส่วนของชุดรับสัญญาณภาพถ่ายจากดาวเทียมจะประกอบด้วยภาคต่างๆ ที่จะทำหน้าที่รับและแปลงสัญญาณที่รับได้จากงานสายอากาศให้เป็นสัญญาณเสียง เพื่อส่งไปยังส่วนของการถอดรหัสเป็นภาพต่อไป โดยจะสามารถเลือกรับความถี่จากดาวเทียมได้ 2 ความถี่ คือความถี่ 137.5 MHz และความถี่ 1.698 GHz ซึ่งบล็อกไดอะแกรมส่วนของภาครับทั้งหมดเป็นดังนี้



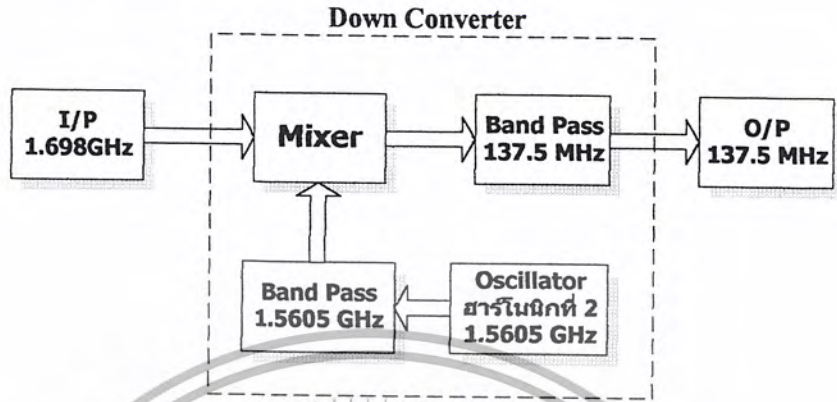
รูปที่ 3.1 บล็อก ไดอะแกรมของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศ

จากบล็อก ไดอะแกรมของภาครับสัญญาณจากดาวเทียมสามารถอธิบายการทำงาน โดยรวมได้คือ เราสามารถเลือกความถี่ที่จะรับได้ 2 ความถี่ คือ 1.698 GHz โดยใช้งานสายอากาศรับสัญญาณ และความถี่ 137.5 MHz ซึ่งจะรับโดยใช้สายอากาศแบบ Quadifilar Helical Antenna ในส่วนของงานสายอากาศ จะรับสัญญาณจากดาวเทียมด้วยความถี่ 1.698 GHz เมื่อผ่าน Down Converter จะเหลือความถี่ 137.5 MHz

Down Converter จะมีส่วนประกอบย่อยอยู่ในอีกซึ่งจะกล่าวถึงในลำดับต่อไป สัญญาณ 137.5 MHz หลังจากผ่านวงจร RF AMP. แล้ว จะถูกแปลงความถี่ลงอีกครั้งโดยใช้หลักการของ Superheterodyne เพื่อให้ได้ความถี่กลาง (Intermediat Frequency) หรือความถี่ IF ออกมา โดยความถี่ IF ที่ได้จะมีความถี่อยู่ในช่วงสัญญาณ FM จากนั้นสัญญาณ IF ที่มีความถี่อยู่ในช่วง FM จะถูกแยกเอาสัญญาณเสียงออกมาโดยกระบวนการของ FM Receiver สัญญาณเสียง (Audio Frequency) ที่ได้จะไปทำการถอดรหัสออกมาเป็นภาพโดยใช้โปรแกรม WXSAT และ soundcard ได้เป็นภาพออกมาทางจอคอมพิวเตอร์

3.2 บล็อกไดอะแกรมเครื่องแปลงความถี่ (Down Converter)

เป็นส่วนของการแปลงความถี่ 1.698 GHz ที่รับมาจากควเทียมให้เป็นความถี่ 137.5 MHz ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.2

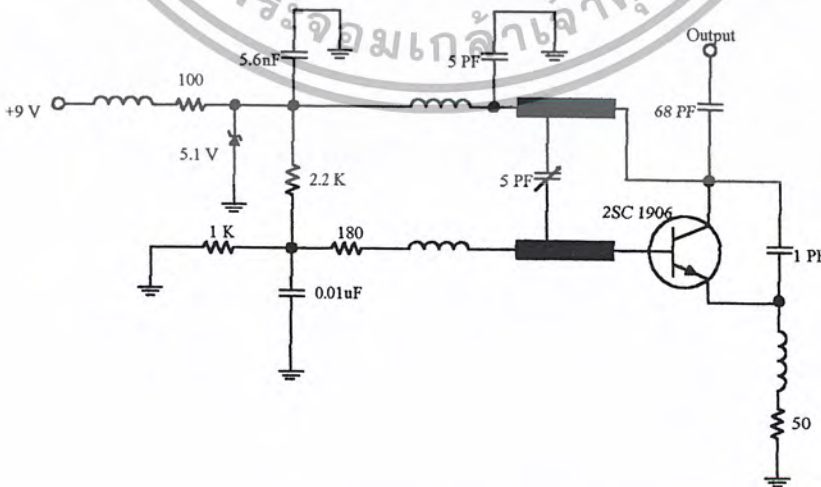


รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องแปลงความถี่จาก 1.698 GHz เป็น 137.5 MHz

จุดประสงค์ก็คือต้องการแปลงความถี่จาก 1.698 GHz เป็น 137.5 MHz ซึ่งจะใช้หลักการของมิกเซอร์ (Mixer) ให้ทำหน้าที่ผสมสัญญาณสองสัญญาณก็คือสัญญาณทางคลื่นอินพุทกับสัญญาณจากภาคออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) เพื่อให้ ได้สัญญาณใหม่ที่มีความถี่พาหะเปลี่ยนไป โดยที่ข้อมูลที่มีผสมมาด้วยนั้นยังคงเหมือนเดิม แล้วนำสัญญาณที่ได้จากควมิกเซอร์ มาผ่านวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ (Bandpass Filter) เพื่อเลือกความถี่ที่ต้องการใช้งานออกมา

3.2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator Circuit)

ลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในโครงงานนี้มีลักษณะดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจร LC ออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะวงจรจะเป็นแบบ LC ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งจะทำให้การผลิตความถี่ที่ต้องการออกมาโดยการปรับค่า C ทริมเมอร์ โดยความถี่ที่ใช้นั้นจะเป็นฮาร์โมนิกที่ 2 การควบคุมแรงดันก็มีผลด้วย เราสามารถทำให้แรงดันคงที่ได้โดยใช้ซีเนอร์ไดโอด (zener diode) เป็นตัวควบคุมระดับแรงดันให้คงที่ เมื่อแรงดันคงที่แล้วความถี่ภายในของ LC Oscillator ก็จะมีเสถียรภาพมากขึ้น

3.2.2 การคำนวณและการออกแบบไฮบริดริง

เราจะทำการสร้างไฮบริดริง โดยใช้หลักการของไมโครสตริปไลน์ ซึ่งจะใช้แผ่นวงจรพิมพ์มาทำโดยสับสเตรตที่ใช้งานเป็นอีพ็อกซี (Epoxy) ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ $\epsilon_r = 4.5$ ซึ่งมีความหนาของสับสเตรตประมาณ 0.8 mm. ส่วนความถี่ที่ใช้งานก็คือ 1698 MHz ให้อิมพีแดนซ์ที่พอร์ททั้งสองเป็น 50Ω ดังนั้นส่วนของคัปเปิลลิ่งก็จะมีอิมพีแดนซ์เป็น 70.7Ω เรา จะทำการหาค่าความกว้างของแถบตัวนำตามอิมพีแดนซ์ที่ต้องการ

ขั้นตอนในการออกแบบไฮบริดริง มีดังนี้

1) หาค่าความกว้างของสายส่งไมโครสตริปที่อิมพีแดนซ์ 50Ω และ 70.7Ω

$$\epsilon_r = 4.5, h = 0.8, Z_0 = 70.7 \Omega$$

จากสมการที่ 2.49 และ 2.50

$$A = \frac{70.7}{60} \sqrt{\frac{4.5+1}{2} + \frac{4.5-1}{4.5+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.5}\right)} = 2.116$$

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^{2.116}}{e^{2(2.116)} - 2} = 0.99298 \text{ mm}$$

ที่ 70.7Ω จะได้ว่า $w/h = 0.99298$ จะได้ความกว้างของแถบตัวนำประมาณ 0.79438 mm.

ที่ 50Ω จะได้ว่า $w/h = 1.54384$ จะได้ความกว้างของแถบตัวนำประมาณ 1.50395 mm.

2) หารัศมีของไฮบริดริง

เส้นรอบวงของไฮบริดริงมีความยาว $\frac{3\lambda}{2}$ โดย λ เป็นความยาวคลื่นที่เดินทางใน

ไมโครสตริป ซึ่งหาได้จากสมการที่ 2.52

$$\epsilon_r = 4.5$$

$$\frac{w}{h} = 0.99298$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{1698 \times 10^6} = 0.1774 \text{ m}$$

$$\lambda_g = \frac{0.1774}{\sqrt{4.5}} \left[\frac{4.5}{1 + 0.63(4.5 - 1)(0.99298)^{0.1255}} \right]^{1/2} = 0.0991278 \text{ m} = 9.91278 \text{ cm}$$

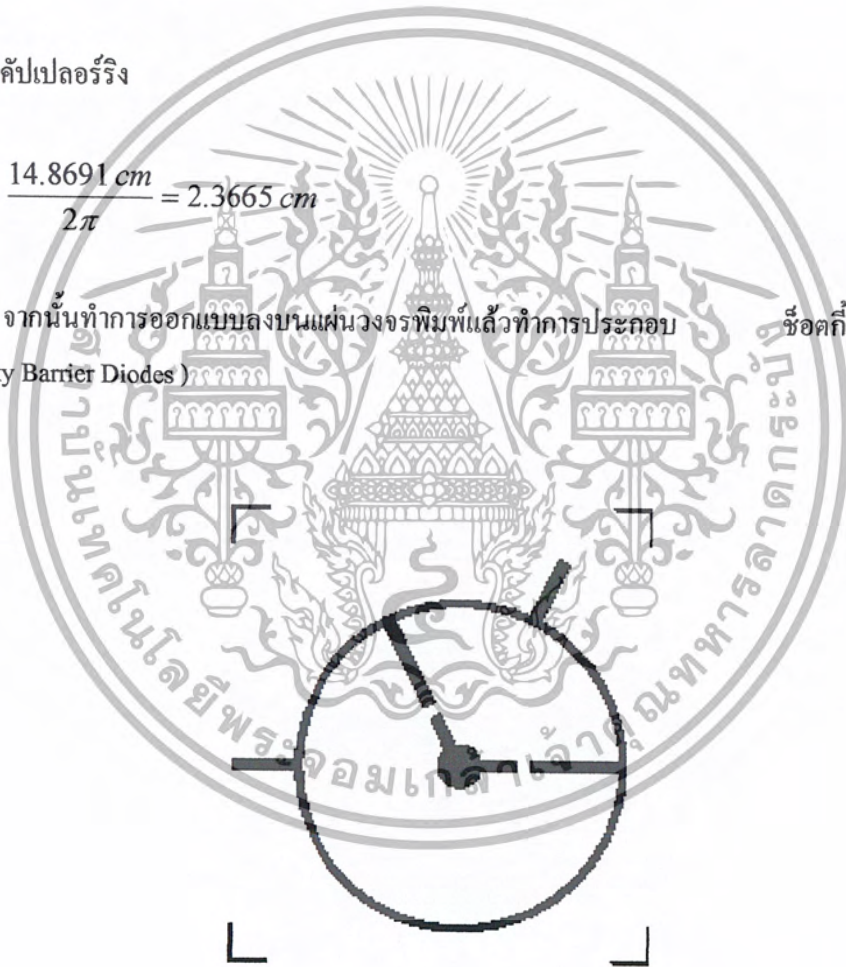
หาเส้นรอบวงของคัปเปลอร์ริง

$$\frac{3\lambda}{2} = \frac{3 \times 9.91278 \text{ cm}}{2} = 14.8691 \text{ cm}$$

รัศมีของคัปเปลอร์ริง

$$\frac{14.8691 \text{ cm}}{2\pi} = 2.3665 \text{ cm}$$

จากนั้นทำการออกแบบลงบนแผ่นวงจรรพิมพ์แล้วทำการประกอบ
(Schottky Barrier Diodes) ช็อตตี้แบเรียร์ไดโอด



รูปที่ 3.4 ไสบริดริงที่ทำการออกแบบ

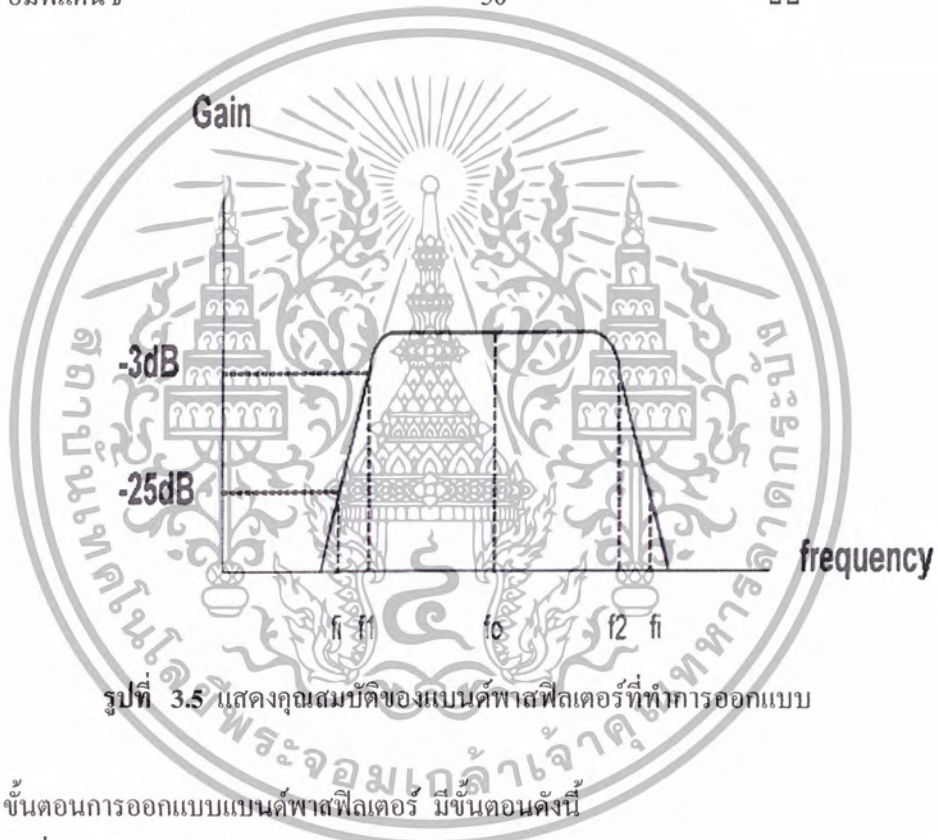
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 การออกแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์

โครงการนี้ได้ใช้หลักการของแบนด์พาสฟิลเตอร์ซึ่งมีการคัปปลิงแบบขนานของไมโครสตริป (Parallel-Coupled Stripline Resonator) และมีผลตอบสนองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth)

กำหนดคุณสมบัติของแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่จะทำการออกแบบ ดังนี้

ความถี่กลาง (Center Frequency)	1560.5	MHz
แถบกว้างความถี่ (Bandwidth)	50	MHz
การลดทอนที่ความถี่ 1490.5 MHz	< -25	dB
อิมพีแดนซ์	50	Ω



รูปที่ 3.5 แสดงคุณสมบัติของแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่ทำการออกแบบ

ขั้นตอนการออกแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์ มีขั้นตอนดังนี้

1. หาแฟรคชันนอลแบนด์วิด (Fractional Bandwidth)

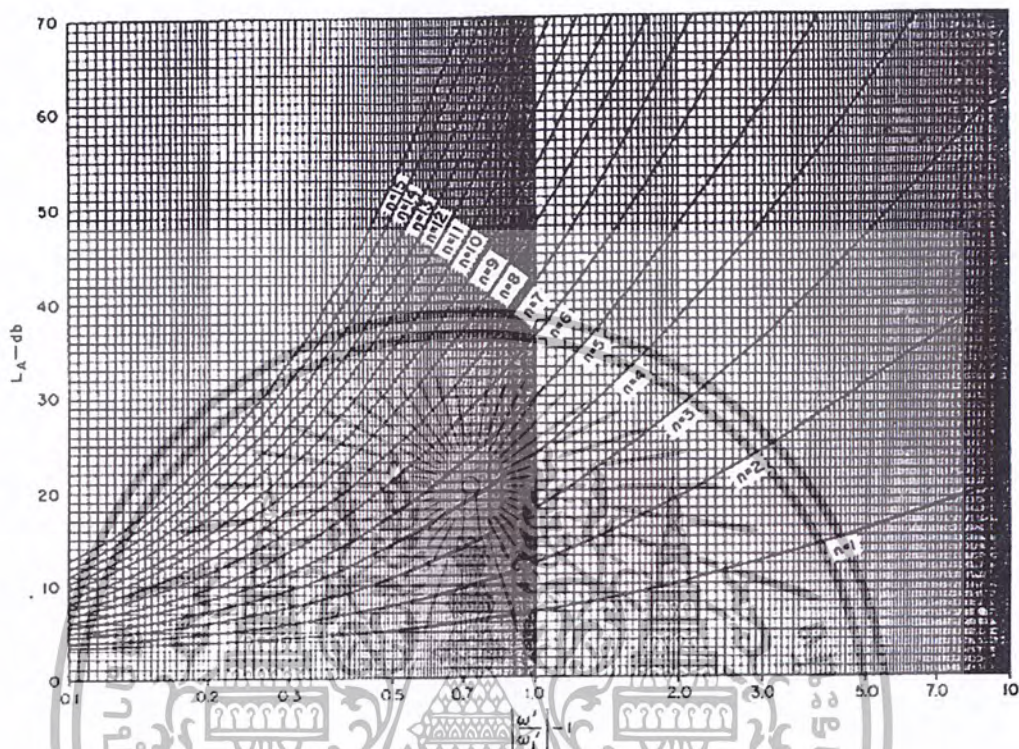
$$\delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{50 \text{ MHz}}{1560.5 \text{ MHz}} = 0.03204$$

2. หางำนวนออกเตอร์ของฟิลเตอร์ซึ่งจะเป็นตัวบอกจำนวนเรโซเนเตอร์ (Resonator) ที่จะต้องสร้างนั่นเอง

$$\frac{\omega_i}{\omega_0} = \frac{2}{\delta} \left(\frac{f_i - f_0}{f_0} \right) = \frac{2}{0.03204} \left(\frac{1490.5 - 1560.5}{1560.5} \right) = -2.8$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นนำค่า $\left| \frac{\omega_i}{\omega_0} \right| - 1$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.8 ไปพรีอิตลงบนกราฟในรูปที่ 3.5 ซึ่งจะได้ การลดทอนที่ -27 dB ที่ออร์เดอร์ 3 ดังนั้นเราจะทำการออกแบบแบนพาสฟิลเตอร์ที่ออร์เดอร์ 3



รูปที่ 3.6 กราฟแสดงการลดทอนที่ออร์เดอร์ต่างๆ

3. หาค่านอร์มอลไลซ์แอดมิตแตนซ์ โดย

$$J'_{01} = \frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi\delta}{2g_0g_1}} \quad (3.1)$$

$$J'_{j,j+1} = \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi\delta}{2\omega'_0 \sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad ; j=1,2,\dots,n-1 \quad (3.2)$$

$$J'_{n,n+1} = \frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi\delta}{2g_n g_{n+1}}} \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ซึ่ง } g_j = 2 \sin \left\{ \frac{(2j-1)\pi}{2n} \right\} \quad ; j = 1, 2, \dots, n \quad (3.4)$$

$$g_0 = g_{n+1} = 1 \quad , \omega'_0 = 1$$

n คือ จำนวนออคเตอร์ของแบนพาสฟิลเตอร์

จะได้

$$g_1 = g_4 = 1$$

$$g_1 = 2 \sin \left\{ \frac{(2(1)-1)\pi}{2(3)} \right\} = 1$$

$$g_2 = 2 \sin \left\{ \frac{(2(2)-1)\pi}{2(3)} \right\} = 2$$

$$g_3 = 2 \sin \left\{ \frac{(2(3)-1)\pi}{2(3)} \right\} = 1$$

นำมาหาค่า

$$J'_{01} = \frac{J_{01}}{Y_0} = \frac{\sqrt{\pi(0.03204)}}{2(1)(1)} = 0.22434$$

$$J'_{12} = \frac{J_{12}}{Y_0} = \frac{\pi(0.03204)}{2(1)\sqrt{(1)(2)}} = 0.03558$$

$$J'_{23} = \frac{J_{23}}{Y_0} = \frac{\pi(0.03204)}{2(1)\sqrt{(2)(1)}} = 0.03558$$

$$J'_{34} = \frac{J_{34}}{Y_0} = \frac{\sqrt{\pi(0.03204)}}{2(1)(1)} = 0.22434$$

4. จากนั้นนำค่าที่ได้มาพล็อตลงในกราฟในรูปที่ 2.43 เพื่อหาความกว้างของเรโซเนเตอร์แต่ละอันและหาระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟสามารถอ่านค่าได้ดังนี้

$$\text{ที่ } J'_{01} = J'_{34}$$

$$\log\left(\frac{s}{h}\right) = -0.33$$

$$\frac{w}{w_{(50\Omega)}} = 0.87$$

$$\text{ที่ } J'_{12} = J'_{23}$$

$$\log\left(\frac{s}{h}\right) = 0.45$$

$$\frac{w}{w_{(50\Omega)}} = 1$$

ในโครงการนี้เราใช้แผ่นวงจรพิมพ์ Epoxy ที่มีความหนาของสับสเตรต (h) = 0.8 mm. และมีค่า

$$\epsilon_r = 4.5$$

หาความกว้างของไมโครสตริปที่มีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50Ω จากสมการที่ 2.49 และ 2.50

$$A = \frac{50}{60} \cdot \sqrt{\frac{4.5+1}{2} + \frac{4.5-1}{4.5+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.5}\right)} = 1.544$$

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^{1.544}}{e^{2(1.544)} - 2} = 1.88$$

ดังนั้นจะได้ความกว้างของไมโครสตริปเท่ากับ 1.504 mm.

จะได้ความกว้างและระยะห่างของเรโซเนเตอร์ดังนี้

$$S_{01} = S_{34} = 0.374$$

$$S_{12} = S_{23} = 2.255$$

$$W_{01} = W_{34} = 1.31$$

$$W_{12} = W_{23} = 1.504$$

จากค่าความกว้างและระยะห่างของเรโซเนเตอร์ข้างบนนำมาสร้างเป็นไมโครสตริปแบนด์พาส

ฟิลเตอร์ คีรูปที่ 3.8 ส่วนค่า l ของเรโซเนเตอร์แต่ละตัวให้มีความยาวเท่ากับ $\frac{\lambda_g}{4}$ ซึ่งสามารถหาได้ดังนี้

$$\text{หาความยาวคลื่นได้โดย } \lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{1560.5 \times 10^6} = 0.19224$$

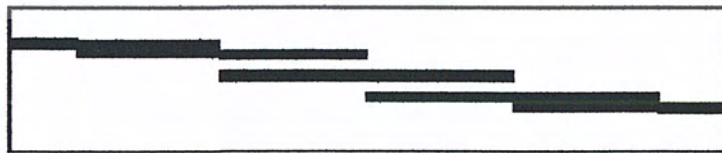
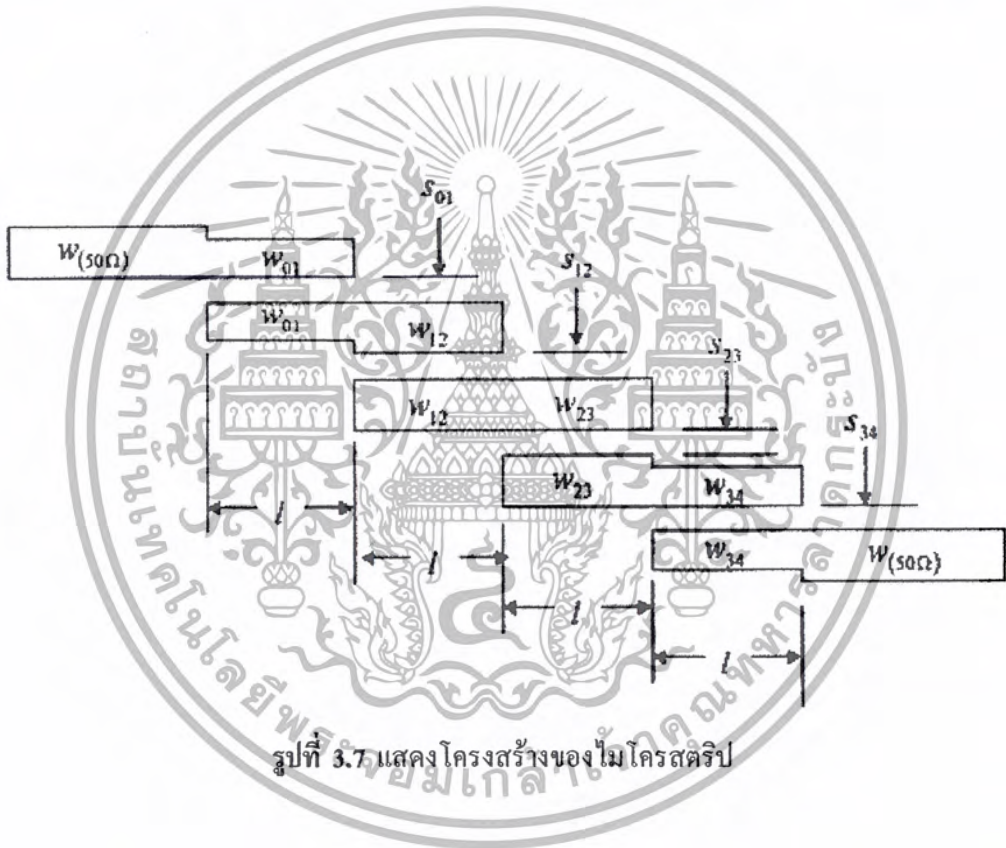
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาความยาวคลื่นที่เดินทางในไมโครสตริปได้ จากสมการที่ 2.53

$$\lambda_g = \frac{0.19224}{\sqrt{4.5}} \left[\frac{4.5_r}{1 + 0.63(4.5 - 1)(1.88)^{0.1255}} \right]^{1/2} = 0.104329$$

$$l = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{0.104329}{4} = 0.026 \text{ m.} = 2.6 \text{ cm.}$$

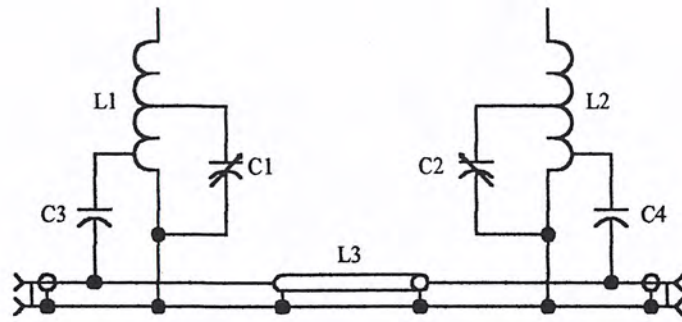
เมื่อออกแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์เรียบร้อยแล้วจึงทำการวาดแบบและลงมือทดลองต่อไป



รูปที่ 3.8 แสดงลายวงจรของไมโครสตริปที่เสร็จสมบูรณ์แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

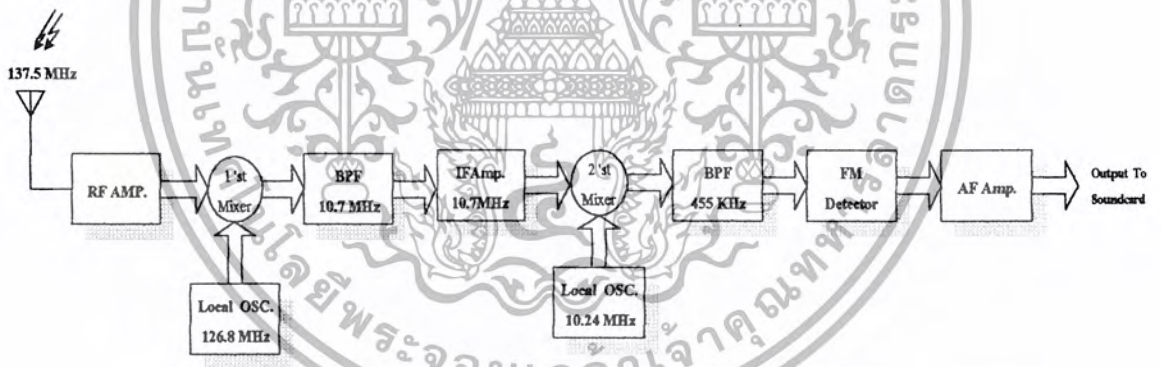
3.2.4 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์ (Band Pass Filter 137.5 MHz)



รูปที่ 3.9 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

ลักษณะวงจรกรองแถบความถี่ที่จะเป็นแบบการนำวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานมาต่อร่วมกัน โดยวงจรรีโซแนนซ์ 2 วงจรจะมีจุดรีโซแนนซ์ที่ความถี่เดียวกัน คือ 137.5 MHz โดยที่ C1, C2 = 1-14 pF trimmer
C3, C4 = 2 pF

3.3 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับสัญญาณความถี่วิทยุตรวจสอบอากาศย่านความถี่ 137.5 MHz



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมเครื่องรับสัญญาณความถี่วิทยุตรวจสอบอากาศย่านความถี่ 137.5 MHz

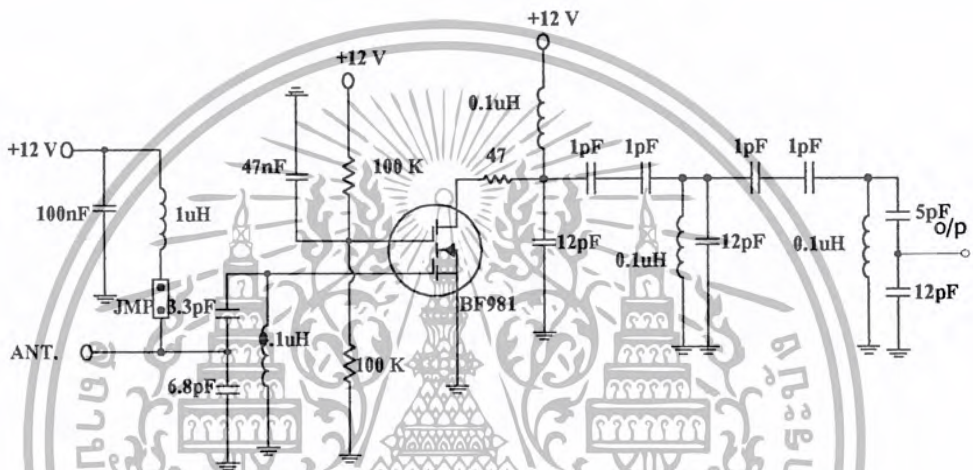
การทำงานโดยรวมของเครื่องรับสัญญาณความถี่วิทยุตรวจสอบอากาศความถี่ 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์จะมีการแปลงความถี่ลงถึงสองครั้งก่อนที่จะทำการตีเทค สามารถอธิบายได้คือ สัญญาณจากดาวเทียมความถี่ 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์ที่เข้ามาทางสายอากาศจะถูกขยายโดยวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ เนื่องจากสัญญาณที่รับได้มีขนาดเล็กสัญญาณต่ำ จากนั้นจะป้อนเข้าสู่วงจรมิกเซอร์เพื่อทำการมิกซ์ในครั้งแรกกับสัญญาณ โลคัลออสซิลเลเตอร์ที่มาจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่มีความถี่ 126.8 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อหักล้างกันให้ได้ความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ออกมา ความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์จากเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์จะผ่านวงจรกรองแถบความถี่เพื่อกรองความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ กรองความถี่อื่นๆทิ้ง แล้วทำการขยายสัญญาณ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้แรงขึ้นด้วยวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง สัญญาณความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์จะมีกับสัญญาณจาก โลตัสลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่มาจากคริสตัลจะให้ความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์ออกมา และจะกรองความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ก่อนจะทำการดีเทคเอาสัญญาณเสียงความถี่ 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็น ความถี่เสียงของดาวเทียมตรวจสอบสภาพอากาศแล้วทำการขยายด้วยวงจรขยายเสียงแล้วจึงส่งเข้าซาวด์การ์ด เพื่อให้โปรแกรมทำการถอดรหัสเป็นภาพออกมา

3.3.1 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ (RF. Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟที่ใช้จะใช้ เฟตชนิดเกทคู่ (Dual Gate Fet) เบอร์ BF981 ทำหน้าที่ขยาย สัญญาณอาร์เอฟให้มีระดับสูงขึ้น



รูปที่ 3.11 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟ

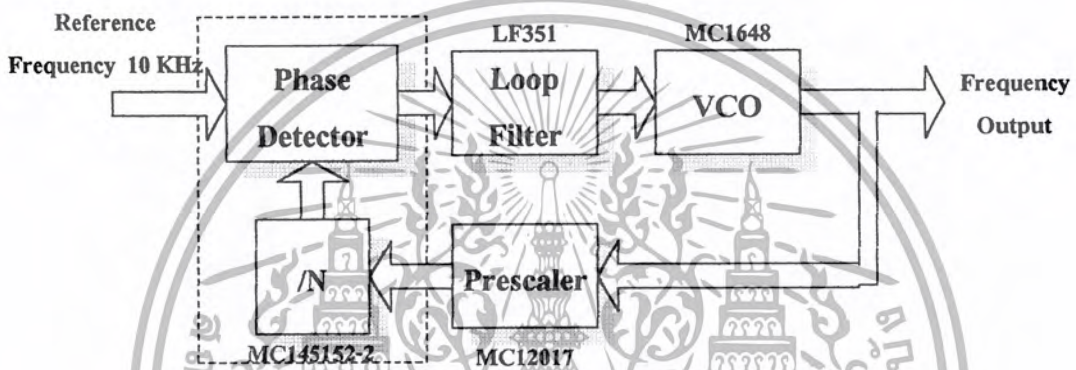
สัญญาณจากดาวเทียมที่รับเข้ามาทางสายอากาศจะถูกคัปปลิ่งเข้ามา เกท 1 ของเฟต โดยผ่าน C 3.3 pF และ L 0.1 uH สัญญาณที่รับเข้ามาจะถูกขยายให้มีความแรงขึ้น สัญญาณเอาต์พุตจะเกิดขึ้นที่ขา เทรน ที่เอาต์พุตจะมีจูนรีโซแนนซ์อยู่ 2 ชุด เพื่อเลือกย่านความถี่ไปใช้งาน การขยายสัญญาณอาร์เอฟก็ เพื่อให้สัญญาณไม่ถูกทำลายจากสัญญาณรบกวน ขณะส่งเข้าวงจรมิกเซอร์ การใช้มอสเฟตแบบเกทคู่ นั้นเพราะว่าสัญญาณรบกวนจะถูกแยกออกโดยง่ายโดยวงจรจูนรีโซแนนซ์ และเฟตมีความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต และเอาต์พุตเป็นกำลังสอง หมายความว่า หากเราใช้อุปกรณ์ที่มีความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุตไม่ เป็นกำลังสอง หากสัญญาณที่เราต้องการมีความแรงน้อยและมีสัญญาณที่มีความแรงมากอยู่ใกล้ๆ สัญญาณที่มีความแรงมากจะเข้ามายังอินพุตของวงจรจน ถึงแม้จะถูกลดทอนไปอย่างมาก แต่มันก็อาจจะ สร้างสัญญาณที่มีความผิดเพี้ยนที่ความถี่ใกล้เคียงกับสัญญาณที่เราต้องการ กลายเป็นสัญญาณรบกวนที่ เรียกว่าครอสมอดูเลชัน (Cross Modulation) หากเราใช้เฟตการเกิดสัญญาณรบกวนลักษณะนี้จะลดลงไป ได้มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ใช้หลักการของเฟสล็อกคูลูป จะทำหน้าที่เป็น โลคัลออสซิลเลเตอร์ของวงจร โดยมีหลักการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.12 โดยมีส่วนประกอบที่สำคัญ ดังนี้

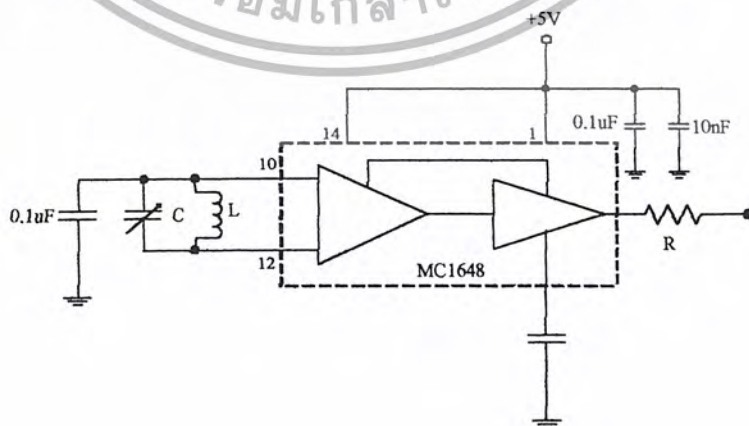
1. วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ (VCO)ซึ่งทำหน้าที่ผลิตสัญญาณ
2. วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler) ทำหน้าที่เป็นตัวหารความถี่ ซึ่งใช้ IC MC12017 ซึ่งเป็นแบบหาร 64/65
3. วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) เป็นวงจรฟิลเตอร์ชนิดโลพาซธรรมชาติ ทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ต่ำมาใช้ควบคุมการผลิตความถี่ของวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์
4. วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase detector)ซึ่งใช้ IC MC145152-2



รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป

3.3.2.1 การออกแบบวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์

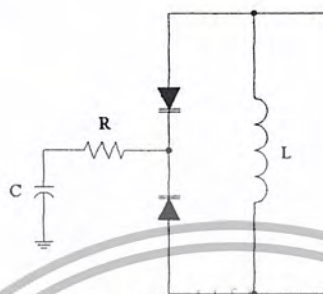
ในส่วนของภาค Voltage Control Oscillator (VCO) เราจะนำไอซีเบอร์ MC1648 ของบริษัทโมโตโรล่า มาทำการประยุกต์ใช้ทำเป็น VCO โดยที่เราจะทำการต่อวงจรเท็งค์แบบขนานเข้าที่อินพุตระหว่างขา 10 และ 12 ของไอซี MC1648 และทำการจัดไบอัสให้กับวงจรตามรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรการต่ออุปกรณ์ของวงจร VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของวงจรแท้จริงเราใช้ ไดโอดวาริแคบ(Varicab Diode) ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุปรับค่าได้ตามแรงดันไฟกระแสตรง ซึ่งในที่นี้เราจะใช้เบอร์ MV2109 ซึ่งสามารถรับแรงไฟไบอัสกลับ (Reverse Voltage) ได้ถึง 30V จากรูปถ้าเราออกแบบให้ Reverse Voltage อยู่ในช่วง 1.5 – 23V เราจะได้ค่าความจุของไดโอดวาริแคบ ในช่วง 15pF – 60pF จากนั้นจะนำเอาวาริแคบมาต่อขนานกับอินดักเตอร์ L เป็นวงจรแท้จริงแบบขนานดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 แสดงวงจรแท้จริง

3.3.2.2 การคำนวณวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์

เราต้องการความถี่เอาต์พุตของวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ 126.8 MHz แต่จะต้องกำหนดช่วงของความถี่ที่วงจรสามารถผลิตได้ ซึ่งในที่นี้จะกำหนดค่าความถี่ให้อยู่ในช่วง 80 – 140 MHz จะใช้ไอซีเบอร์ MC1648 ทำหน้าที่ผลิตความถี่ โดยความถี่ของวงจรจะได้ตามสมการ

$$f_{o\max} = 2\pi \sqrt{L(Cd\min + Cs)} \quad (3.5)$$

เมื่อ Cd = ค่าความจุของวาริแคบ

Cs = ค่าความจุภายในของ MC1648 มีค่าประมาณ 6 pF ที่ความถี่สูงสุด 140 MHz

ค่าความจุของวาริแคบไดโอดมีค่าอยู่ระหว่าง 15pF – 60pF ดังนั้นจะได้

$$f_o(\max) = 1/\{2\pi [L(Cd + Cs)]^{1/2}\}$$

$$f_o(\max) = 140 \text{ MHz}$$

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

$$Cd(\min) = 15 \text{ pF}$$

แทนค่าในสมการเพื่อหาค่า L

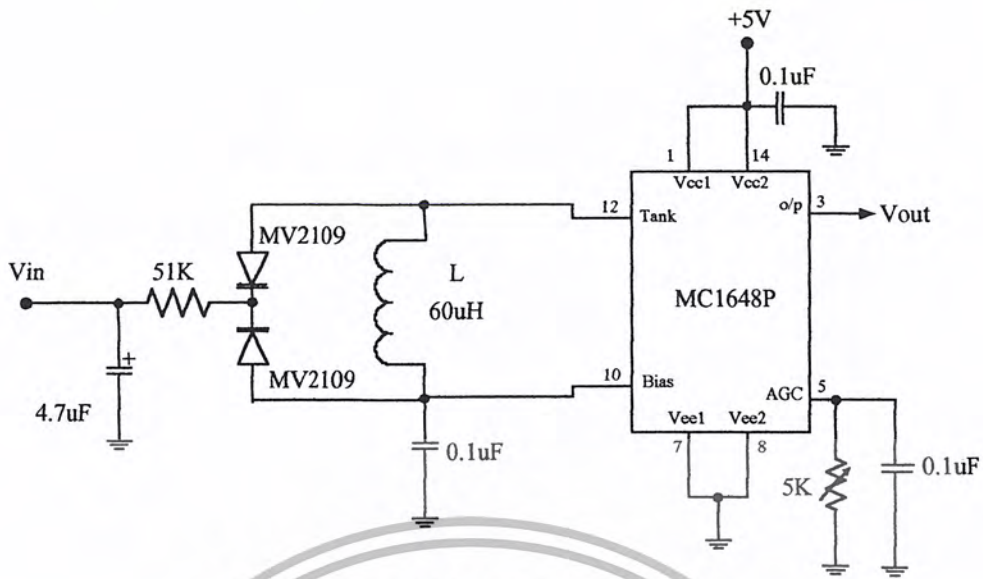
$$\text{ได้ } L = 61.54 \text{ nH}$$

เมื่อแทนค่า $L = 61.54 \text{ nH}$ และ $Cd(\max) = 60 \text{ pF}$ จะได้

$$f_o(\min) = 78.97 \text{ MHz}$$

เราจะเลือกใช้ L ที่มีค่าประมาณ 60 nH และใช้วาริแคบไดโอดเบอร์ MV2109

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

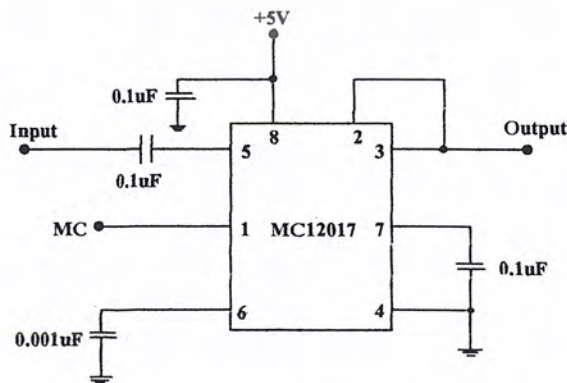


รูปที่ 3.15 วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์โดยใช้ไอซี MC1648P

3.3.2.3 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

เป็นวิธีที่จะทำให้ระบบสังเคราะห์ความถี่ผลิตความถี่สูงมากได้อีกวิธีหนึ่ง โดยในวงจรนี้จะใช้ ไอซีเบอร์ MC12017 ซึ่งจะทำกรการหารล่วงหน้า (prescaler) ก่อน หมายถึงมีการทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ครั้ง ด้วยค่า 2 ค่าสลับกันไป ใน ไอซีตัวเดียว ซึ่ง ไอซีตัวนี้จะหาร ได้ 2 ค่าคือ 64 และ 65 นิยมเรียกไอซี ชนิดนี้ว่า พรีสเกลเลอร์ชนิดสองมอดูลัส (dual modulus prescaler)

จากรูปวงจรให้ป้อนไฟเลี้ยง 5 โวลต์ ให้แก่วงจร โดยต่อเข้ากับขา Vcc ส่วนขา SW จะเป็นตัวเลือก โหมดการหารซึ่งเราสามารถเลือกได้โดยใส่สัญญาณ High หรือ Low (ดูรายละเอียดใน data sheet) ในวง จรจะเลือกการหาร 64/65 ส่วนขา MC จะต่อกับไอซี MC145152-2 เพื่อเป็นตัวโปรแกรมว่าขณะนั้น พรีสเกลเลอร์หารด้วยค่าอะไร (64/65) ขา IN(ขา 5) จะนำสัญญาณที่ได้จากวงจรควบคุมความถี่ด้วยความ ต่างศักย์เข้ามาเป็นอินพุทของตัวไอซี โดยสัญญาณที่ป้อนให้กับวงจรพรีสเกลเลอร์นั้นควรจะมีกำลังงาน อยู่ในช่วง -5 dBm ถึง 0 dBm



รูปที่ 3.16 วงจรหารพรีสเกลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนี้ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาที่พุทของวงจรพรีสเกลเลอร์ที่ออกมาทางOUT ซึ่งจะต้องเข้าไปเป็นอินพุทให้แก่วงจรเปรียบเทียบกับสต่อไปนั้น จะเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (Square Wave) และมีความถี่เป็นไปตามสมการดังนี้

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

$$n = 64 \text{ เมื่อ } MC = 0$$

$$n = 65 \text{ เมื่อ } MC = 1$$

3.3.2.4 การออกแบบวงจรเปรียบเทียบกับเฟส

เป็นวงจรที่ใช้ในการเปรียบเทียบกับเฟสของสัญญาณได้รับจากวงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์กับเฟสของความถี่ที่อ้างอิงโดยวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่สามารถผลิตความถี่ได้ตรงตามความถี่ที่เราต้องการก็ต่อเมื่อเฟสทั้งสองส่วนนี้เท่ากัน ในการทดลองนี้จะใช้ไอซีเบอร์ MC145152-2 ซึ่งเป็นไอซีที่โปรแกรมได้ 16 บิต โดย 10 บิตบนจะกำหนดจาก N เคาน์เตอร์ และ 6 บิตล่างจะกำหนดจาก A เคาน์เตอร์จากการออกแบบเรากำหนดให้ภายในไอซีมีความถี่อ้างอิง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งในส่วนของความถี่อ้างอิงนี้จะใช้คริสตัลอสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นตัวอ้างอิง โดยเราจะสามารถหารความถี่ของคริสตัลอสซิลเลเตอร์ ให้มีความถี่เท่ากับความถี่อ้างอิงที่ต้องการคือ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ได้โดยการกำหนดค่า RA0, RA1 และ RA2 เป็น 1 0 1 ตามลำดับ ซึ่งจาก datasheet จะเห็นว่าเมื่อเรากำหนดค่า RA0, RA1 และ RA2 ซึ่งจะต่อเข้ากับขา 4, 5, 6 ของไอซีเป็นค่า 1 0 1 แล้วยังทำให้เป็นค่า 1024 ดังนั้น เมื่อเรานำไปหารค่าความถี่คริสตัลอสซิลเลเตอร์แล้ว ก็จะทำให้ได้ค่าความถี่อ้างอิงออกที่ขา OSC_{out} (ขา 26) มีค่าเท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามที่เรากำหนด การที่เราจะโปรแกรมให้วงจรสามารถผลิตความถี่ ที่เราต้องการนั้นสามารถคำนวณได้จากสมการด้านล่าง เมื่อได้ค่า N และ A แล้ว ก็ต้องทำการแปลงให้เป็นค่าในเลขฐานสองก่อนที่จะป้อนเข้าสู่วงจร

$$N_t = NP + A \quad (3.6)$$

โดยที่ N_t คือ ความถี่ที่เราต้องการ หารด้วยความถี่อ้างอิง

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

A คือ ตัวโปรแกรม $A_0 - A_9 = 6$ บิต ซึ่งเป็นตัวหารตั้งแต่ 0 - 63

P คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์

เราต้องการความถี่จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 126.8 เมกะเฮิร์ตซ์ จะได้ค่าต่างๆดังนี้

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

$$P = 64$$

$$N = 198$$

$$A = 8$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงค่า N และ A ไปเป็นเลขฐานสองเพื่อป้อนให้แก่วงจรเปรียบเทียบเฟส

$$N = 198 = 0011000110$$

$$A = 8 = 001000$$

โดย N จะเป็น 10 บิตบน และ A จะเป็น 6 บิตล่าง ซึ่งมักเรียงกันจะได้เป็น 0011000110001000 โดยตัวเลขด้านขวามือสุดคือค่า A0 ซึ่งจะต่อเข้ากับขา 23 ของ ไอซี และตัวแรกด้านซ้ายมือสุดจะเป็นค่า N9 ซึ่งจะต่อเข้ากับขา 20 ของ ไอซี (ซึ่งการนับจะนับจากขวาไปซ้าย โดยเริ่มจาก A0 ไปจนถึง A5 และต่อด้วย N0 จนถึง N9 ตามลำดับ) และป้อนไฟเลี้ยง 5 โวลต์ให้แก่วงจรโดยต่อเข้ากับ V_{DD} (ขา3) ส่วนขา V_{SS} (ขา2) จะต่อลงกราวด์ สัญญาณอินพุตจากพรีสเกลเลอร์จะถูกคัปปลิ่งเข้ามาทาง ขา in (ขา1) สัญญาณอินพุตนี้เสมือนเป็น clock เข้าไปทริกให้หารด้วย N และขา ϕ_R (ขา7) และขา ϕ_V (ขา8) นั้นจะต่อเข้าเป็นอินพุตของวงจรรูปฟิลเตอร์ ซึ่งถ้าความถี่ f_V มากกว่า f_R หรือถ้าเฟสของ f_V นำอยู่จะทำให้ ϕ_V เป็นสัญญาณระดับต่ำ และ ϕ_R เป็นสัญญาณระดับสูง อีกกรณีหนึ่งถ้าความถี่ f_V น้อยกว่า f_R หรือเฟสของ f_V ตามอยู่ จะทำให้ ϕ_R เป็นสัญญาณระดับต่ำ และ ϕ_V เป็นสัญญาณระดับสูง และถ้าความถี่ของ f_V เท่ากับ f_R และเฟสตรงกันแล้วจะทำให้ ϕ_V และ ϕ_R เป็นสัญญาณระดับสูงตลอด แต่ก็จะมีช่วงหนึ่งที่เป็นสัญญาณระดับต่ำ คือช่วงทั้งสองเป็นสัญญาณระดับต่ำพร้อมกัน ซึ่งความต่างเฟสของ ϕ_V และ ϕ_R จะถูกเปลี่ยนเป็นค่าไฟตรงเพื่อส่งไปชดเชยที่วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ ให้ผลิตความถี่ได้ตรงตามที่ต้องการ

ส่วนขา MC (ขา9) นั้นจะต่อไปยังวงจรรีเสทเกลเลอร์เพื่อกำหนดว่าขณะนั้นพรีสเกลเลอร์จะต้องการหารด้วยค่าอะไร โดยสัญญาณที่ออกจากขา MC จะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม (square wave) โดยเริ่มต้นจะมีระดับสัญญาณต่ำกว่าเกณฑ์เตอร์ A จะนับลดลงเป็น 0 หลังจากนั้นก็จะเปลี่ยนเป็นสัญญาณระดับสูงจนกว่าเกณฑ์เตอร์ N จะนับส่วนที่เหลือจากการนับไปพร้อมเกณฑ์ A จนหมด (เพราะว่าขณะที่ A นับลดลง N ก็จะนับลดลงไปด้วย เพราะฉะนั้นเมื่อ A นับลดลงจนเป็นศูนย์แล้ว N จะต้องนับอีก (N - A) ครั้งจึงเท่ากับศูนย์) และ MC จะกลับไปเป็นสัญญาณระดับต่ำอีกครั้งเมื่อเกณฑ์เตอร์ถูกรีเซตด้วยค่าที่ป้อนให้แก่วงจร

ขา LD (Lock Detector Output) ขา 28 จะเป็นขาที่ใช้ในการตรวจสอบว่าวงจรสังเคราะห์สามารถผลิตความถี่ได้ตรงตามที่เราต้องการหรือไม่ โดยสัญญาณที่ขานี้เป็นสัญญาณระดับสูงก็แสดงว่า f_R และ f_V มีเฟสตรงกันแล้ว นั่นคือวงจรนี้สามารถผลิตความถี่ที่เราต้องการได้อย่างถูกต้องและเที่ยงตรงแล้ว

3.3.2.5 การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์

วงจรรูปฟิลเตอร์จะใช้ซีออปแอมป์เบอร์ LF351 ซึ่งวงจรมีจะนำเอาสัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V จากวงจรเปรียบเทียบเฟสมาเป็นอินพุต โดย ϕ_R ต่อเข้าที่ขา 2 และ ϕ_V ต่อเข้าที่ขา 3 เพื่อทำการเปรียบเทียบเฟสและแปลงค่าความแตกต่างออกมาเป็นแรงดันไฟตรง เพื่อไปควบคุมให้วงจรควบคุมความถี่ด้วยความต่างศักย์ สามารถผลิตความถี่ได้ตรงตามที่ต้องการ และวงจรมียังทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) อีกด้วย

การคำนวณค่าต่างๆ ของวงจรสามารถคำนวณได้จาก

$$\omega_n = (K_\phi K_{vco} / N C_1 R_1)^{1/2} \quad (3.7)$$

$$\zeta = \omega_n R_2 C_1 / 2 \quad (3.8)$$

โดยที่ N คือ จำนวนตัวหารทั้งหมดซึ่งได้มาจากอัตราส่วนระหว่างคือความถี่ที่ต้องการ (f_o) กับค่าความถี่อ้างอิง (f_r) ในที่นี้ความถี่ที่ต้องการคือ 126.8 MHz และความถี่อ้างอิงคือ 10 KHz จะได้ค่าดังนี้

$$N = f_o / f_r = 126.8 \text{ MHz} / 10 \text{ KHz} = 12680$$

ค่า K_ϕ คือค่าเกนของเฟสดีเทคเตอร์ซึ่งมีค่าเท่ากับ $V_{DD} / 2\pi$ ซึ่ง VDD คือค่าของแหล่งจ่ายที่จ่ายให้กับวงจรเฟสดีเทคเตอร์มีค่าเท่ากับ 5 โวลต์

$$K_\phi = 5 / 2\pi = 0.7957$$

ค่า K_{vco} คือค่าเกนของวงจรถ่ายความถี่มีค่าเท่ากับ $2\pi \cdot (\Delta f_{vco} / \Delta V_{vco})$ โดยที่ค่า $(\Delta f_{vco} / \Delta V_{vco})$ หาได้จากการวัดการทำงานของวงจรถ่ายความถี่ด้วยความต่างศักย์จาก

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

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

$$K_{vco} = 2\pi \cdot (84.8 / 25.9) = 20.5179 \times 10^6 \text{ ไร่เคียน / โวลต์}$$

และเราจะกำหนด

$$\omega_n = 100 \text{ ไร่เคียน / วินาที}$$

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

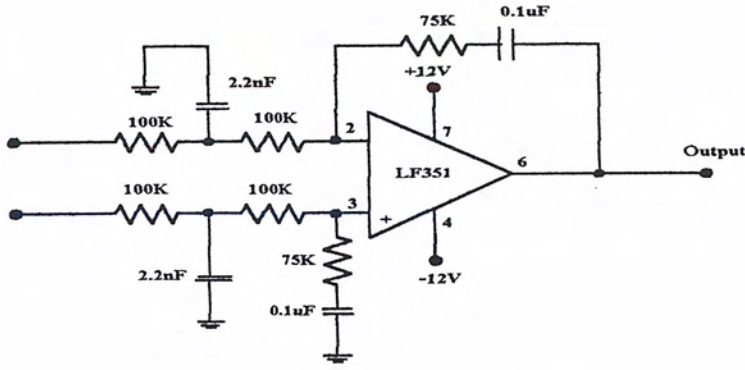
เลือกใช้ค่า $C_1 = 0.1$ ไมโครฟาร์ด จะได้ค่า $R_1 = 1.29$ เมกะโอห์ม และได้ $R_2 = 200$ กิโลโอห์ม และเพื่อป้องกันไม่ให้ออปแอมป์เกิดการอิ่มตัวขมารดแก้ไขได้โดย เพิ่มวงจรถ่ายความถี่ต่ำผ่านเข้าไปที่ขาอินพุททั้งสองของออปแอมป์ โดยแยก R_1 ออกเป็น 2 ตัวที่มีค่าเท่าๆกัน และระหว่าง R ทั้งสองจะมีคาปาซิเตอร์ C_c ต่อลงกราวนด์

ค่าคาปาซิเตอร์ C_c สามารถคำนวณได้จาก

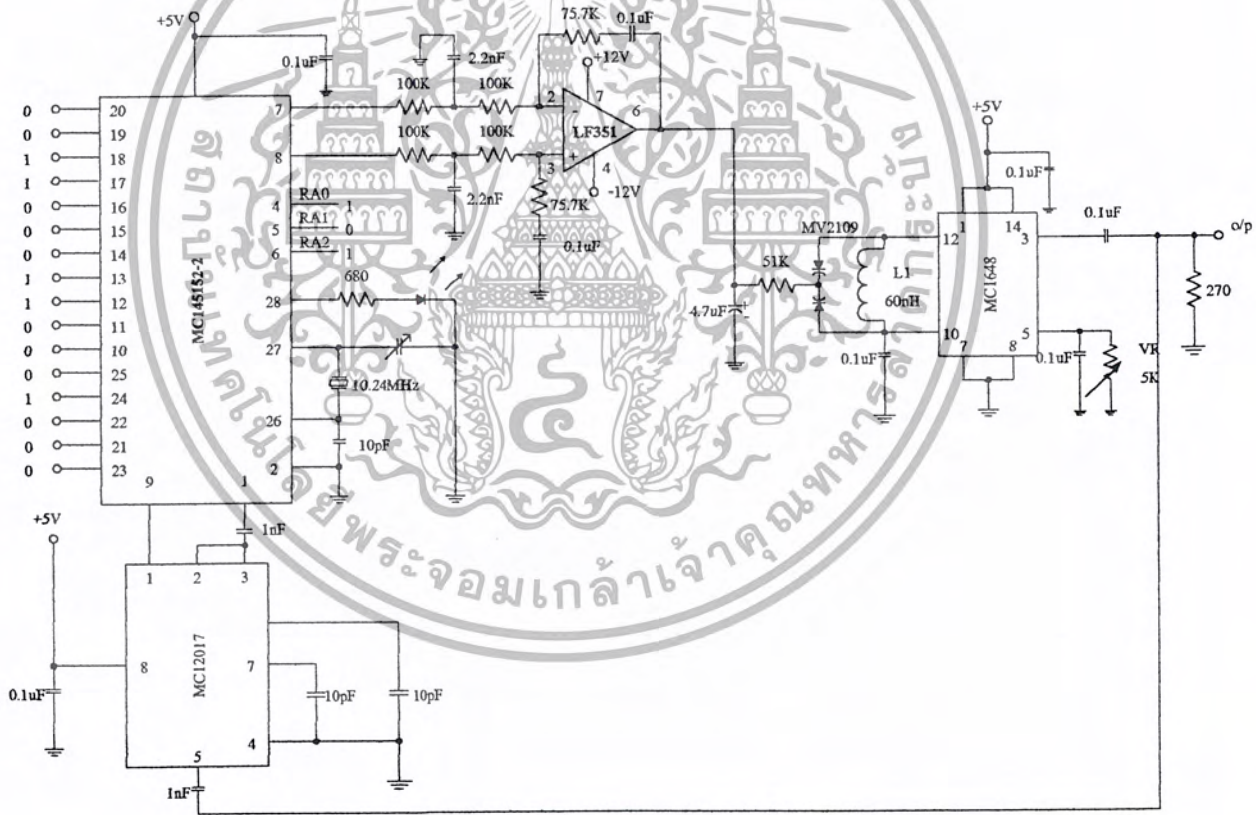
$$C_c = 4 / 2R_1 f_c$$

$$\text{เมื่อ } f_c = 20 \text{ fb} \quad \text{และ } f_b = 0.01 \text{ fs} \quad \text{ในที่นี้ } f_s = 10 \text{ กิโลเฮิรตซ์}$$

จะได้ค่า $C_c = 77.46$ นาโนฟาร์ด



รูปที่ 3.17 แสดงวงจรรูปฟิลเตอร์

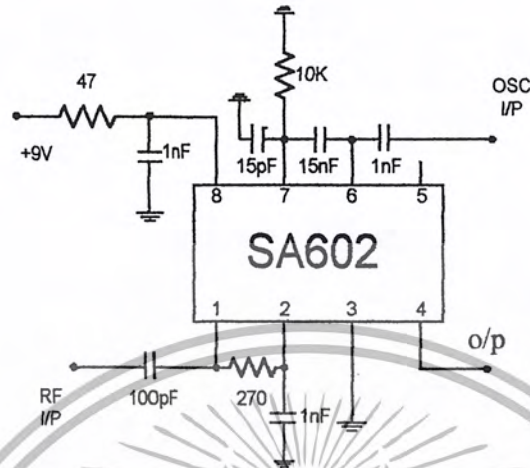


รูปที่ 3.18 วงจรรวมของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกคูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 วงจรมิกเซอร์ (MIXER)

ในวงจรมิกเซอร์จะใช้ไอซีเบอร์ SA602 ทำหน้าที่มิกซ์สัญญาณความถี่ 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์ กับความถี่ 126.8 เมกะเฮิร์ตซ์

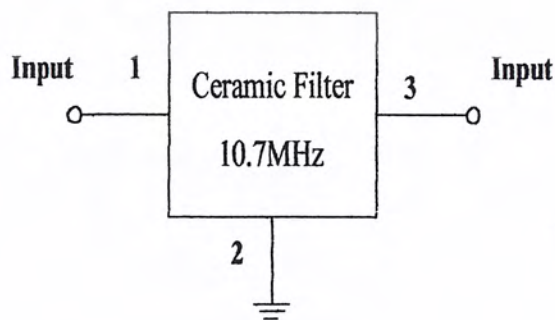


รูปที่ 3.19 วงจรมิกเซอร์

เอาต์พุตของวงจรจะเป็นสัญญาณไอเอฟ 10.4 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยเราต้องการเฉพาะค่าผลต่างของความถี่ ระหว่างอาร์เอฟ (RF) ออสซิลเลเตอร์ (LO) เท่านั้น ดังนั้นเอาต์พุตจากวงจรนี้ผ่านวงจรกรองช่วงความถี่ ผ่านอีกครั้งหนึ่งเพื่อกรองเอาฮาร์โมนิกสูงทิ้งไป

3.3.4 วงจรกรองความถี่ไอเอฟ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

สัญญาณที่ออกมาจากวงจรมิกเซอร์นั้นจะมีฮาร์โมนิกอื่น ๆ รวมอยู่ด้วย เพราะฉะนั้นจึงต้องมีวงจรกรองแถบความถี่ผ่านเพื่อกรองเอาเฉพาะความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ออกมาโดยทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.20

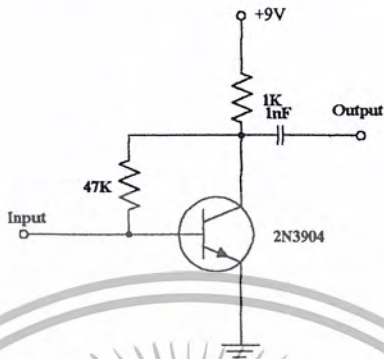


รูปที่ 3.20 วงจรเซรามิกฟิลเตอร์ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.5 วงจรขยายความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz)

สัญญาณที่ออกมาจากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะมีระดับสัญญาณที่ต่ำ เนื่องจากเซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ (Passive) มีการสูญเสียภายในตัวอุปกรณ์ จึงต้องมีวงจรขยายสัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดแรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป



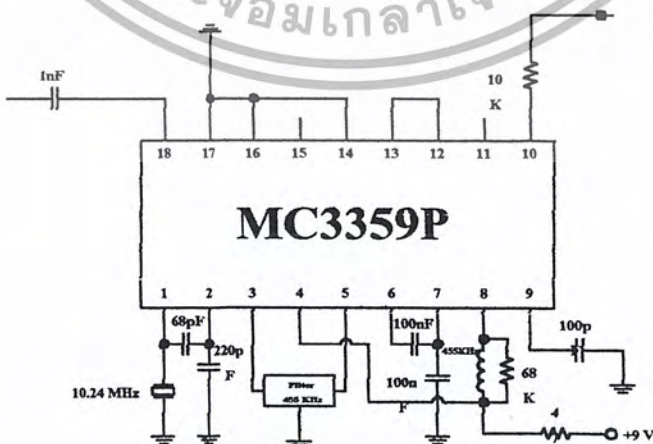
รูปที่ 3.21 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

3.3.6 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์

สัญญาณที่ส่งมาจากความถี่วิทยุมีการมอดูเลทแบบเอฟเอ็ม ดังนั้นในส่วนของวงจรดีเทคเตอร์จะใช้ไอซีเบอร์ MC3359 ซึ่งเป็นไอซีเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ ต่อวงจรตามค่าตัวที่ จะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

- วงจรคริสตัลอสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ (Crystal Oscillator)
- วงจรมิกเซอร์ (Mixer)
- วงจรกรองสัญญาณความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier)
- วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ (FM Detector)

จากส่วนประกอบต่างๆสามารถแสดงวงจรรวมของไอซีเบอร์MC3359 ได้ดังรูปที่ 3.22

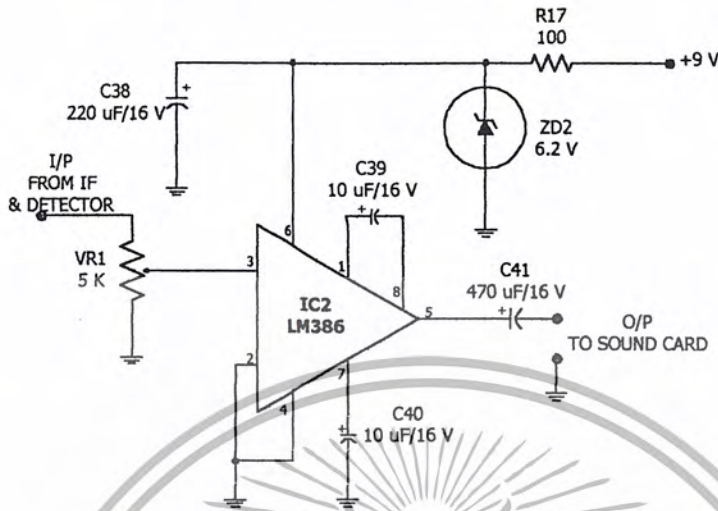


รูปที่ 3.22 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.7 ภาคขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

ลักษณะของวงจรขยายสัญญาณเสียงเป็นดังรูปที่ 3.23

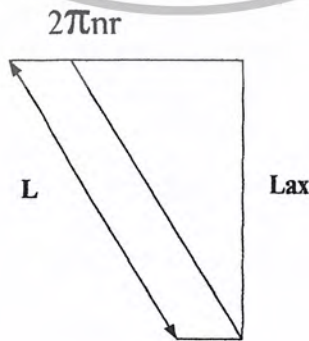


รูปที่ 3.23 วงจรขยายสัญญาณเสียง

จะใช้ไอซีเบอร์ LM386 ซึ่งเป็นไอซีที่ให้กำลังที่เอาท์พุทต่ำ เนื่องจากเราไม่ต้องการกำลังขยายที่มาก สัญญาณเสียงจะถูกป้อนเข้าที่ขา 3 โดยมี VR1 ทำหน้าที่ปรับความแรงและค้อยของสัญญาณเสียง ส่วนที่ขา 1 และ ขา 8 จะเป็นขาที่ใช้กำหนดอัตราขยายของวงจร สามารถทำการออกแบบได้ตามค่าอ้างอิง สัญญาณเสียงที่ถูกขยายแล้วจะส่งออกที่ขา 2 เพื่อส่งต่อไปยัง Sound Card ของคอมพิวเตอร์ สำหรับซีเนอร์ไดโอด ZD2 มีหน้าที่รักษาระดับแรงดันที่ป้อนให้วงจรขยายมีค่าคงที่

3.4 การคำนวณขนาดของฮีลิเมนท์

เมื่อมองตัวสายอากาศในระนาบๆเดียวจะมองเห็นภาพฉายของตัวสายอากาศดังแสดงในรูปที่3.24



รูปที่ 3.24 โครงสร้างสายอากาศแบบควอดริพ็ลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L = ความยาวของครึ่งลูปที่ไม่รวมความยาวในแนวรัศมี

L_{ax} = ความสูงของแนวแกนสายอากาศ

r = รัศมีของทรงกระบอกของลูปของสายอากาศ

n = จำนวนรอบของลูป

สำหรับสายอากาศที่ออกแบบให้ความยาวครึ่งลูปมีค่าเท่ากับจำนวนเท่าของ ครึ่งคลื่น (รวมถึงความยาวของอีลีเมนต์ในแนวรัศมีทั้งด้านบนและด้านล่างด้วย) สามารถใช้สูตรคำนวณดังนี้

$$L + 2r = f_1 \frac{\lambda}{2}$$

f_1 = elongation factor

นอกจากนี้ยังสามารถใช้ สูตรต่อไปนี้อีกด้วยคือ

$$L^2 = L_{ax}^2 + (2\pi nr)^2$$

และยังมีตัวแปรที่ลำดัอีกตัวหนึ่งที่เป็นตัวกำหนดรูปร่างของรูปแบบการกระจายคลื่น โดยให้สัญลักษณ์แทนด้วยตัวอักษร R เพราะฉะนั้นจะได้

$$L_{ax} = \frac{f_1 \lambda}{2 \sqrt{(n\pi r)^2 + 1 + R}}$$

$$r = \frac{RL_{ax}}{2}$$

และจะได้

$$L = f_1 \frac{\lambda}{2} - RL_{ax}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 เป็นการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้วงจรที่มีผลตอบสนองเป็นไปตามต้องการ แต่ในทางปฏิบัตินั้นวงจรต่างๆที่มีการออกแบบไว้อาจไม่ให้ผลตอบสนองที่ตรงกับทางทฤษฎีเสียทีเดียว โดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงจรความถี่สูงคงเป็นไปได้ยากที่วงจรจะสามารถให้ผลตอบสนองที่สมบูรณ์ทุกอย่าง

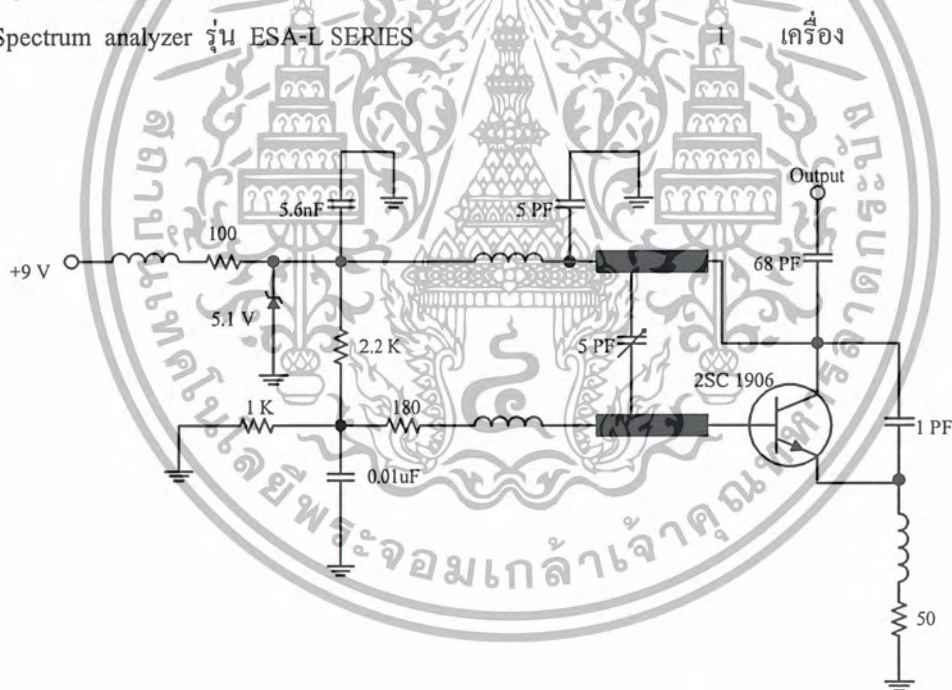
4.1 การทดลองชุดเครื่องแปลงความถี่ 1698 MHz to 137.5 MHz

เป็นส่วนของการแปลงความถี่ 1.698 GHz ที่รับมาจากดาวเทียมให้เป็นความถี่ 137.5 MHz ซึ่งจะมีผลการทดลองดังนี้

4.1.1 การทดลองภาคออสซิลเลเตอร์

อุปกรณ์ที่ใช้ทำการทดลอง

1) Spectrum analyzer รุ่น ESA-L SERIES

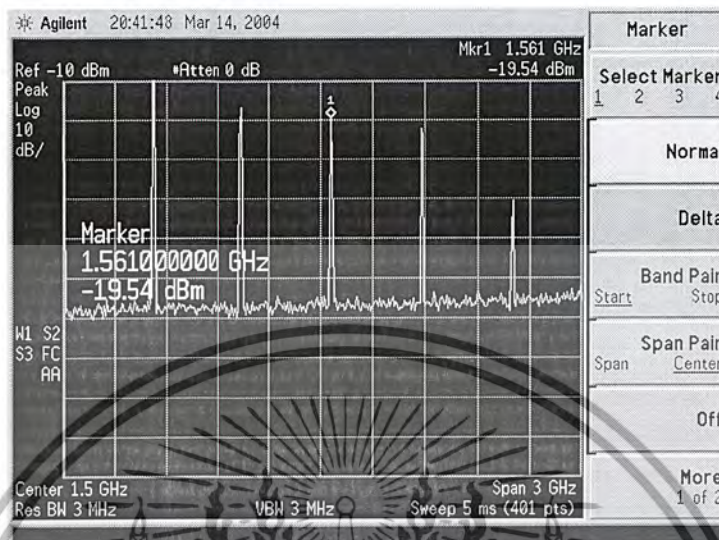


รูปที่ 4.1 วงจร LC ออสซิลเลเตอร์

ทำการทดลองโดยการป้อนแรงดันไฟตรง +9 โวลต์ เข้าที่อินพุทของออสซิลเลเตอร์ จากนั้นจะใช้ spectrum analyzer รุ่น ESA-L SERIES ทำการวัดที่เอาท์พุทของออสซิลเลเตอร์ ซึ่งออสซิลเลเตอร์ที่วัดได้จะมีหลายฮาร์โมนิก ซึ่งเราจะใช้ฮาร์โมนิกที่ 2 ของออสซิลเลเตอร์ เราจะต้องทำการปรับที่ C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทริมเมอร์ เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการซึ่งก็คือ ความถี่ 1560.5 MHz เมื่อได้สัญญาณที่ต้องการออกมาแล้ว ก็ทำการส่งต่อผ่านวงจรแบนพาสด์ฟิลเตอร์ เพื่อให้เหลือแค่เพียงฮาร์โมนิกเดียวที่ต้องการเท่านั้น



รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ได้จากเอาท์พุทวงจรออสซิลเลเตอร์

4.1.2 การทดลองแบนด์พาสไมโครสตริปฟิลเตอร์

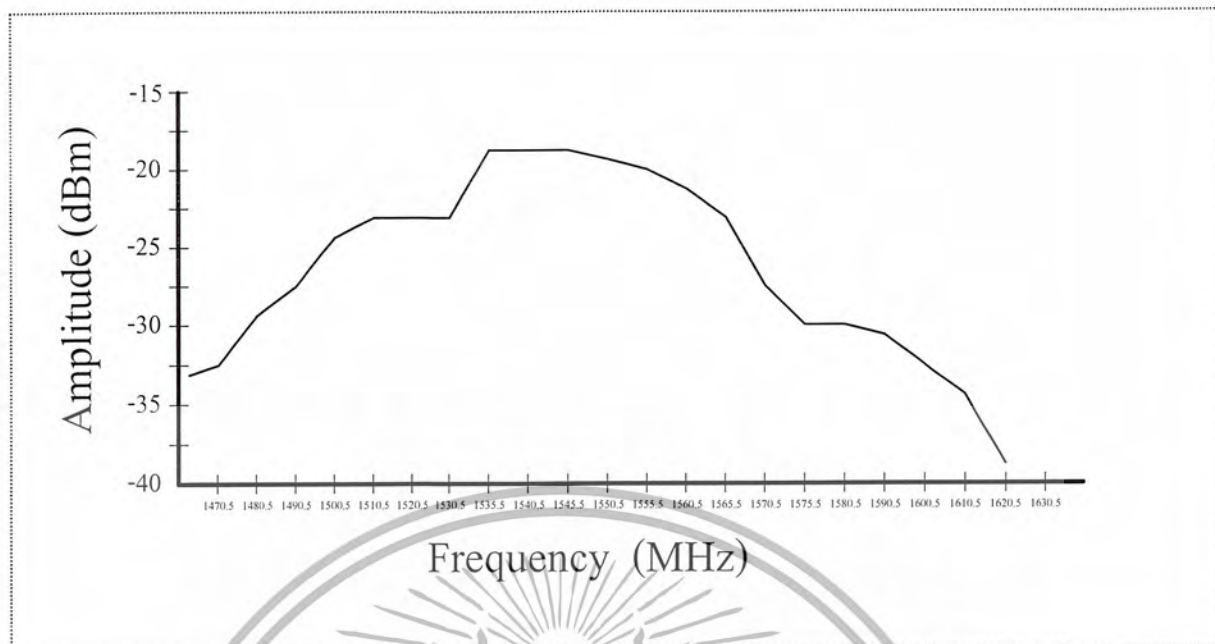
อุปกรณ์ที่ใช้ทำการทดลอง

- 1) Spectrum analyzer รุ่น ESA-L SERIES

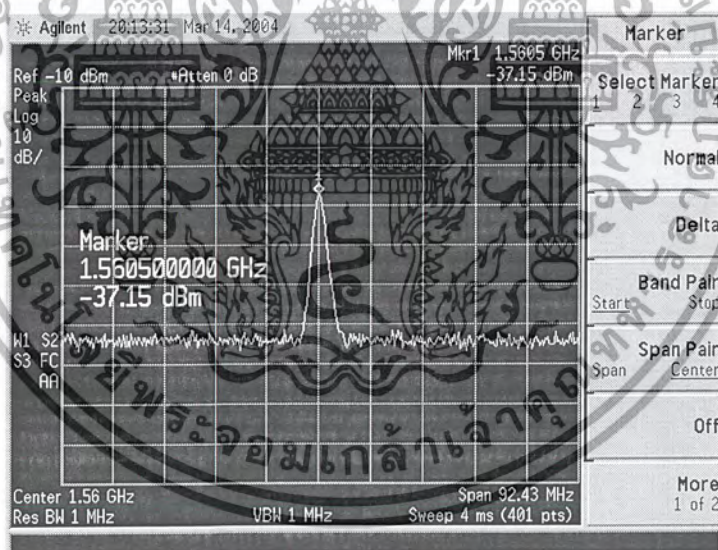
1 เครื่อง

หลักการพื้นฐานของฟิลเตอร์แบบนี้ก็คืออาศัยการคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน และการจัดความยาวอย่างเหมาะสมให้แก่ไมโครสตริปในช่วงที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน (Coupled Region) ซึ่งการส่งผ่านพลังงานระหว่างไมโครสตริปสองเส้นที่วางขนานกันนั้นจะมีค่าสูงสุด (Maximum Coupling) เมื่อความยาวของไมโครสตริปในช่วงที่มีการคัปปลิงระหว่างกันยาวเท่ากับ $\lambda_g/4$ โดยที่เรโซเนเตอร์แต่ละตัวยาวเท่ากับ $\lambda_g/2$

ทำการทดลองโดยรับสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ซึ่งจะมีออกมาหลายๆฮาร์โมนิก เข้าที่อินพุทของแบนด์พาสไมโครสตริปฟิลเตอร์ ซึ่งเมื่อผ่านแบนด์พาสไมโครสตริปฟิลเตอร์แล้วจะเหลือเพียงฮาร์โมนิกเดียวที่ต้องการ คือความถี่ 1560.5 MHz แต่ในรูปจะเห็นว่าเท่ากับ 1561 MHz เมื่อซูมเข้าไปดูใกล้จะอย่างละเอียดจะได้เท่ากับ 1560.5 MHz เท่านั้น ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงผลตอบสนองของแบนด์พาสไมโครสตริปฟิลเตอร์



รูปที่ 4.4 สัญญาณจากออสซิลเลเตอร์เมื่อผ่านแบนด์พาสไมโครสตริปฟิลเตอร์

4.1.3 การทดลองภาคมิกเซอร์

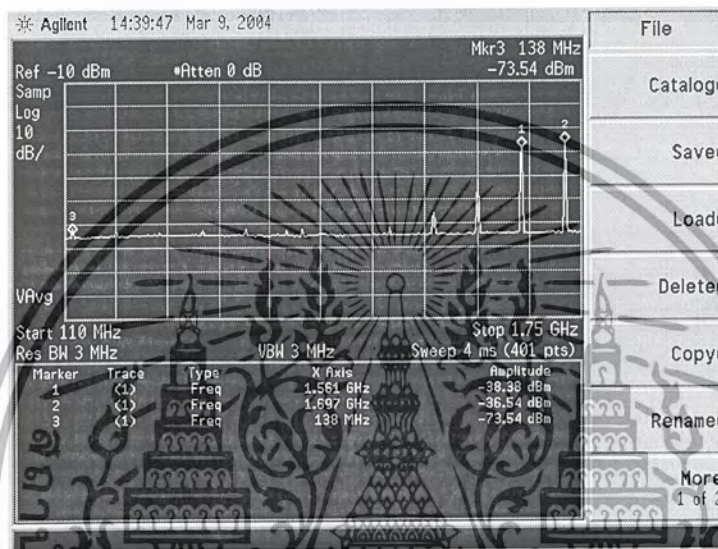
จากการออกแบบภาคมิกเซอร์ในบทที่ 3 นั้นเมื่อนำซ็อกเก็ตแบเรียดิโอดมาต่อลงบนไฮบริดริงแล้วทำการทดลอง โดยใช้อุปกรณ์ดังนี้

- 1) Spectrum analyzer รุ่น ESA-L SERIES 1 เครื่อง
- 2) ซิกเนลเจนเนอเรเตอร์ 1 เครื่อง

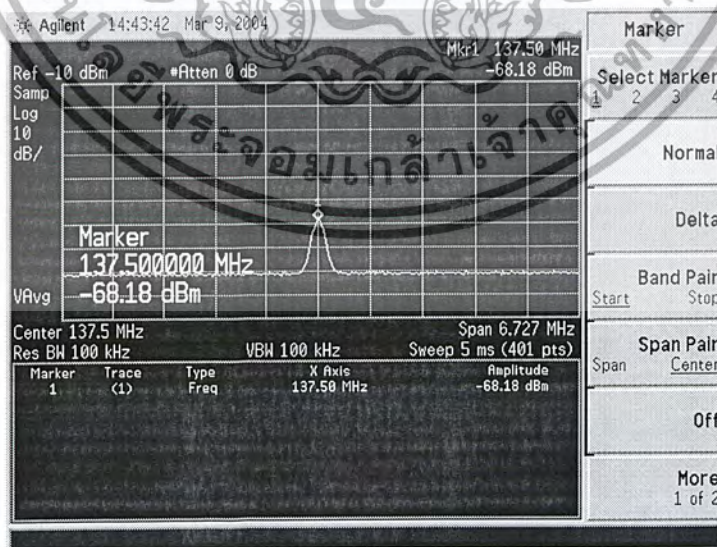
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการทดลอง

- 1) ใช้ซิกแนลเจนเนอเรเตอร์โดยตั้งค่าความถี่ 1698 MHz ป้อนสัญญาณเข้าที่อินพุต
- 2) ใช้ออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตความถี่ 1560.5 MHz ที่ผ่านแบนด์พาสไมโครสตริปฟิลเตอร์แล้ว ป้อนสัญญาณเข้าที่อินพุตอีกด้านหนึ่ง
- 3) ใช้สเปกตรัมอานาไลเซอร์วัดสัญญาณที่ออกจากเอาต์พุต



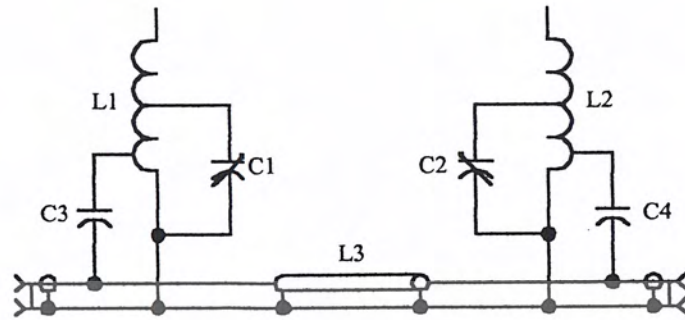
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณที่ทำการมิกเซอร์



รูปที่ 4.6 แสดงเอาต์พุตที่ออกจากภาคมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4 การทดลองภาคเบนด์พาสฟิลเตอร์ 137.5 MHz



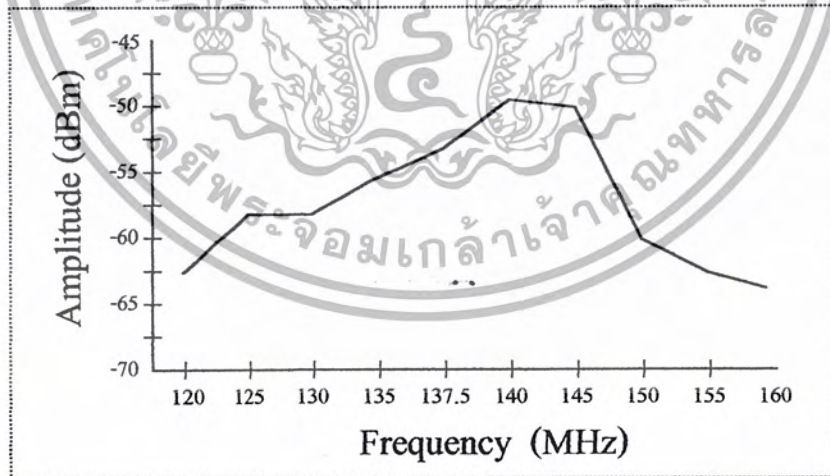
รูปที่ 4.7 วงจรเบนด์พาสฟิลเตอร์ 137.5 MHz

อุปกรณ์ที่ใช้ทำการทดลอง

- 1) Spectrum analyzer รุ่น ESA-L SERIES
- 2) ซิกแนลเจนเนอเรเตอร์

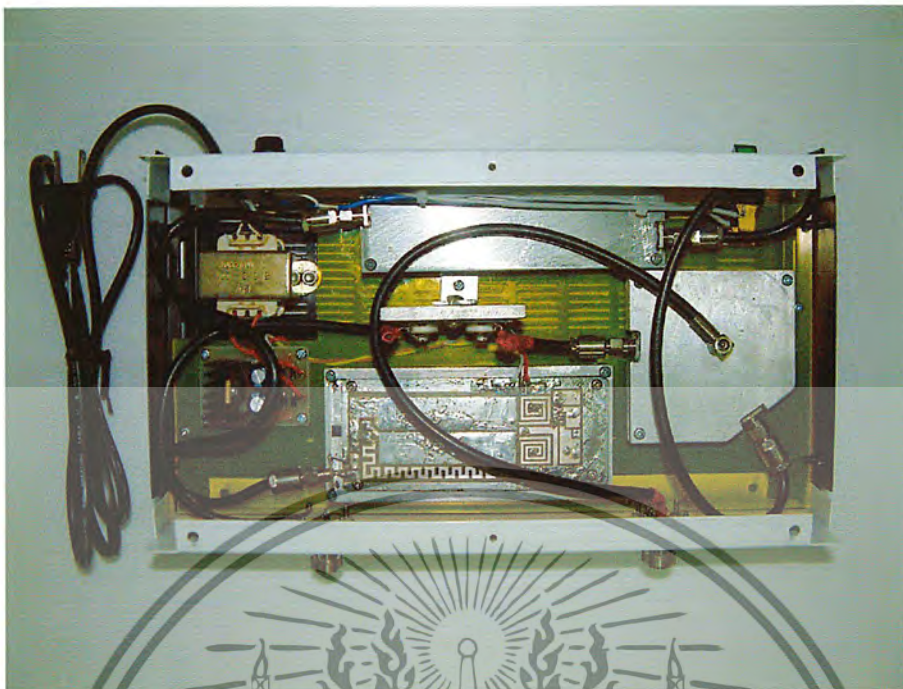
1 เครื่อง
1 เครื่อง

ทำการป้อนซิกแนลเจนเนอเรเตอร์ ที่ความถี่ต่างๆกันเข้าที่อินพุตของเบนด์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งจะได้ดังกราฟผลตอบสนองดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 กราฟแสดงผลตอบสนองของเบนด์พาสฟิลเตอร์ 137.5 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 แสดงวงจรเครื่องแปลงความถี่ทั้งหมดที่เสร็จสมบูรณ์แล้ว

4.2 การทดลองซูร์บัตัญญาณดาวเทียมความถี่ 137.5 เมกะเฮิรตซ์

การทดลองในซูร์บัตัญญาณดาวเทียมความถี่ 137.5 เมกะเฮิรตซ์ ได้แบ่งการทดลองออกเป็น ส่วนๆ คือ การทดลองในส่วนวงจรสังเคราะห์ความถี่ วงจรมิกเซอร์ วงจรดีเทกเตอร์ และวงจรขยาย สัญญาณเสียง

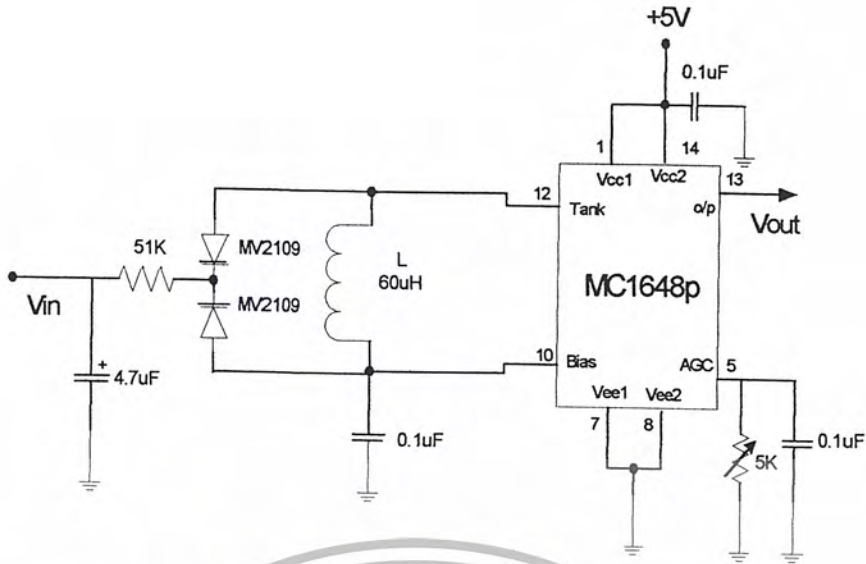
4.2.1 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูล

ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วนดังนี้

1. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)
2. วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส (Dial Modulus Prescaler)
3. วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase Detector)
4. วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

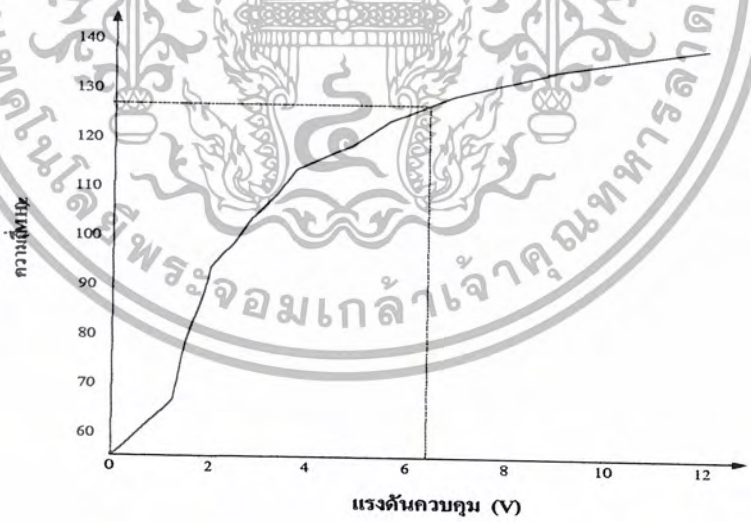
4.2.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)

ทำการทดลองโดยการป้อนแรงดันไฟตรงเข้าที่อินพุทของวงจรจากนั้นวัดความถี่ที่เอาต์พุท โดยใช้ออสซิลโลสโคป หรือ สเปกตรัมอะนาไลเซอร์ (Spectrum Analyser) ของวงจร แล้วค่อยๆปรับแรงดันไฟตรงเพิ่มขึ้นทีละน้อยสังเกตการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่เอาต์พุท



รูปที่ 4.10 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

จากการทดลองจะเห็นว่าความถี่ที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะเปลี่ยนไปตามขนาดแรงดันไฟตรงที่ป้อนที่อินพุต สามารถนำมาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงที่ควบคุมกับความถี่ที่เอาต์พุต และความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณที่เอาต์พุตกับขนาดของสัญญาณที่เอาต์พุต

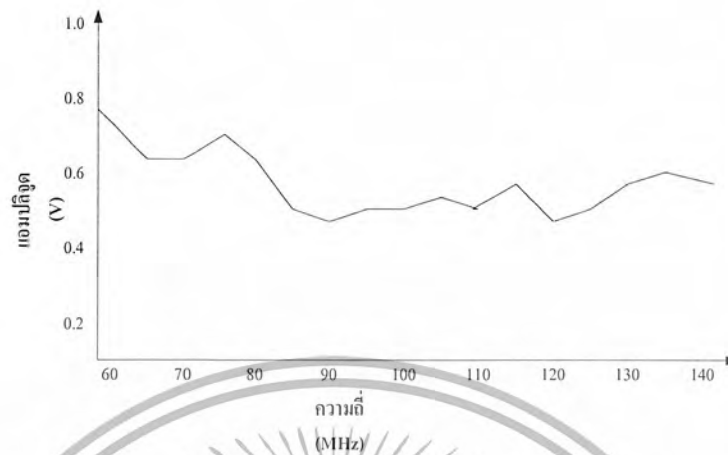


รูปที่ 4.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรงอินพุตกับความถี่เอาต์พุต

จากรูปที่ 4.11 จะเห็นว่าบริเวณเส้นประคือความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาต์พุตของวีซีไอที่ความถี่ 126.8 เมกะเฮิร์ตซ์และแรงดันควบคุมด้านอินพุตที่มีค่าประมาณ 6.4 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.11 จะเห็นว่าบริเวณเส้นประคือความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาต์พุตของวีซีไอที่ความถี่ 126.8 เมกะเฮิร์ตซ์และแรงดันควบคุมด้านอินพุตที่มีค่าประมาณ 6.4 โวลต์



รูปที่ 4.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาต์พุตกับขนาดของสัญญาณเอาต์พุต

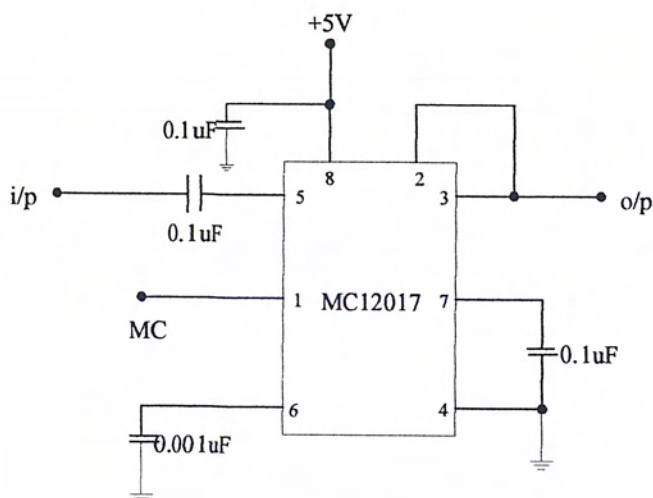


รูปที่ 4.13 สัญญาณที่ได้จากวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน(VCO)

4.2.1.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส (Dual Modulus Prescaler)

วงจรรพรีสเกลเลอร์เบอร์ MC12017 ทำการหารที่ความถี่ 64 / 65 โดยอินพุตของวงจรรพรีสเกลเลอร์ได้มาจากวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันไฟฟ้า และเอาต์พุตที่ได้จากวงจรรพรีสเกลเลอร์ จะถูกส่งต่อไปให้กับเฟสดีเทคเตอร์ (ข11) ใน MC 145152 โดยทำการทดลองป้อนความถี่ 126.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

จะได้ลักษณะสัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณตัวเหลี่ยม โดยความถี่ด้านเอาต์พุตจะมีค่าเป็นดังนี้

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

โดย f_{in} คือ ความถี่ที่ได้จากวงจรวีซีโอ

f_{out} คือ ความถี่ที่ได้จากวงจพรีสเกลเลอร์

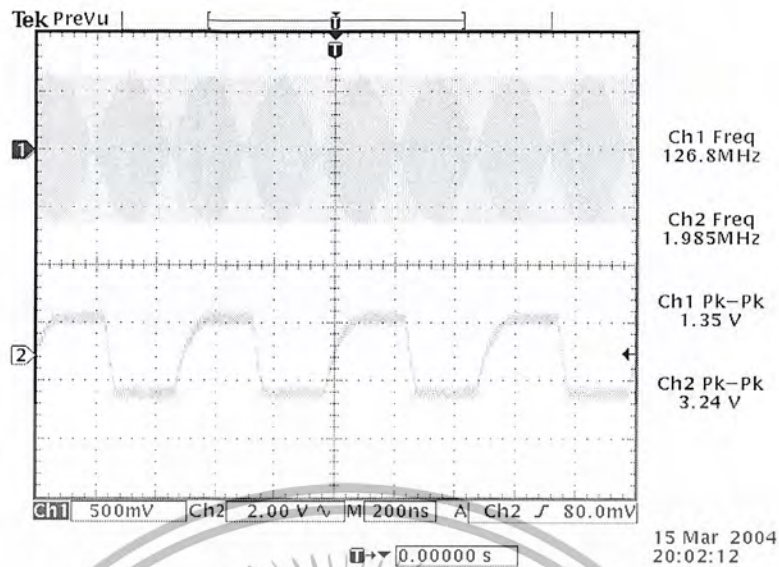
n คือ ตัวหาร ; $n = 64$ เมื่อ $MC = 0$

$n = 65$ เมื่อ $MC = 1$

เมื่อ $f_{in} = 126.8 \text{ MHz}$

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

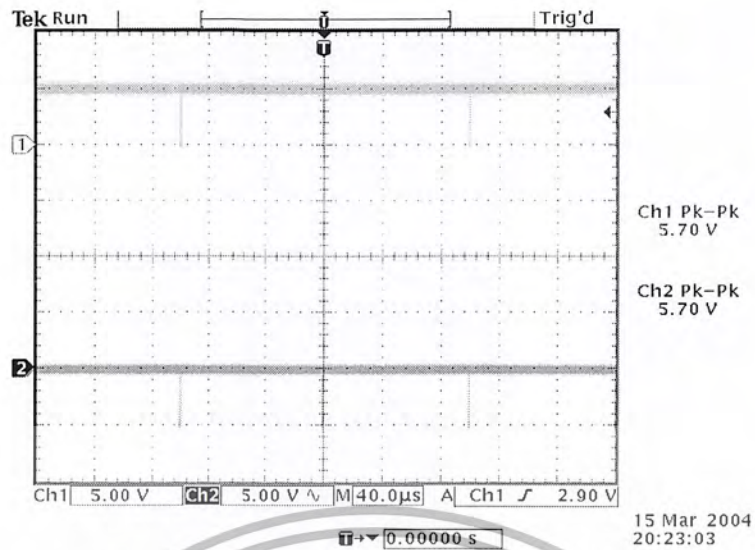
$$= 1.981 \text{ MHz}$$



รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณเปรียบเทียบจากวงจรวีซีโอและวงจรเฟสล็อคเลอร์
 CH1 คือสัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ
 CH2 คือสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเฟสล็อคเลอร์

4.2.1.3 วงจรเปรียบเทียบเฟส(Phase Detector) และวงจรฟีดแบ็ค(Loop Filter)

การทดลองทำได้โดย นำสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเฟสล็อคเลอร์ต่อเข้ากับวงจรเฟสดีเทคเตอร์ และวงจรฟีดแบ็คที่โปรแกรมค่าเกนเตอร์ N และค่าเกนเตอร์ A ไว้แล้วล็อคที่ความถี่ 126.8 เมกะเฮิร์ตซ์ จะเปรียบเทียบระหว่างเฟสของสัญญาณอ้างอิงซึ่งได้มาจากคริสตัล 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ และเฟสของสัญญาณวีซีโอ โดยสามารถตรวจสอบได้ว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่อยู่ในสภาวะลอคหรือไม่ โดยถ้าระบบอยู่ในสภาวะลอค เฟสของสัญญาณอ้างอิง และเฟสของสัญญาณวีซีโอจะต้องเท่ากัน โดยจะดูจากสัญญาณ ϕ_V และ ϕ_R จะต้องอยู่ในสภาวะ high จะมีช่วงเวลาสั้นๆเท่านั้นที่สัญญาณอยู่ในสภาวะ low และสัญญาณที่ขา LD (Lock Detect) ก็ขา 28 ของไอซีจะต้องอยู่ในสภาวะ high ด้วย

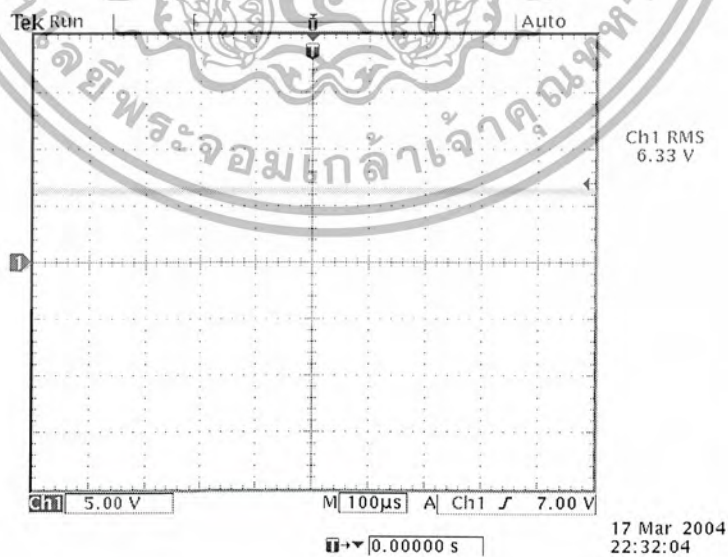


รูปที่ 4.16 สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์

CH1 คือ สัญญาณเอาต์พุต ϕ_R ที่ขา 7

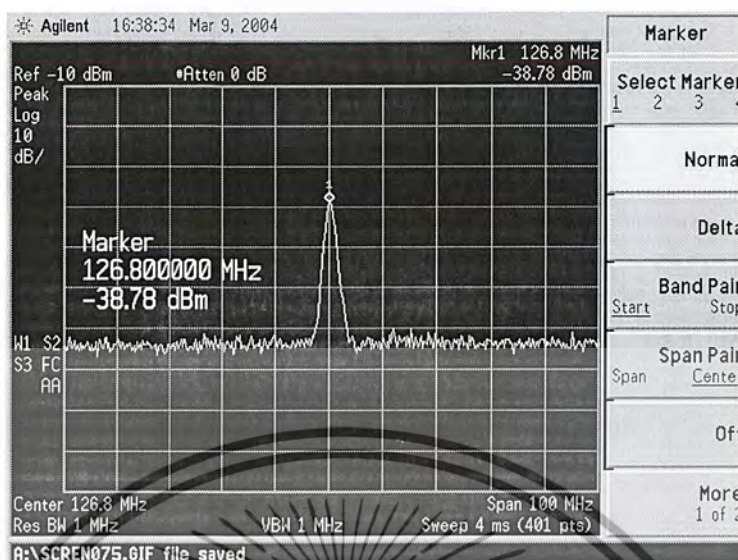
CH2 คือ สัญญาณเอาต์พุต ϕ_V ที่ขา 8

ในส่วนของวงจรรูปเฟสดีเทคเตอร์จะสร้างแรงดันไฟตรงไปควบคุมวงจรวีซีโอ จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและความถี่เอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะเห็นว่าที่ความถี่ 126.8 เมกะเฮิรตซ์ จะต้องมีแรงดันควบคุมที่อินพุตประมาณ 6.3 V ซึ่งในสภาวะลอคความถี่ วงจรรูปเฟสดีเทคเตอร์ก็จะสร้างแรงดันไฟตรง 6.3 V โดยมีระดับแรงดันเอาต์พุตดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรูปเฟสดีเทคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 สัญญาณความถี่ 126.8 MHz ที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่

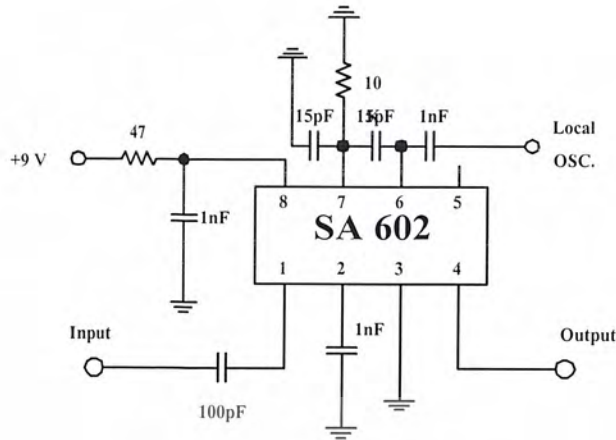
4.2.2 การทดลองภาควงจรมิกเซอร์ (Mixer)

ในเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์ จะเป็นระบบการแปลงความถี่ 2 ครั้ง เรียกว่า ดับเบิล คอนเวอร์ชัน (Double Conversion)

- การแปลงความถี่ครั้งที่ 1 เป็นการแปลงความถี่จาก 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์ มาเป็นความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

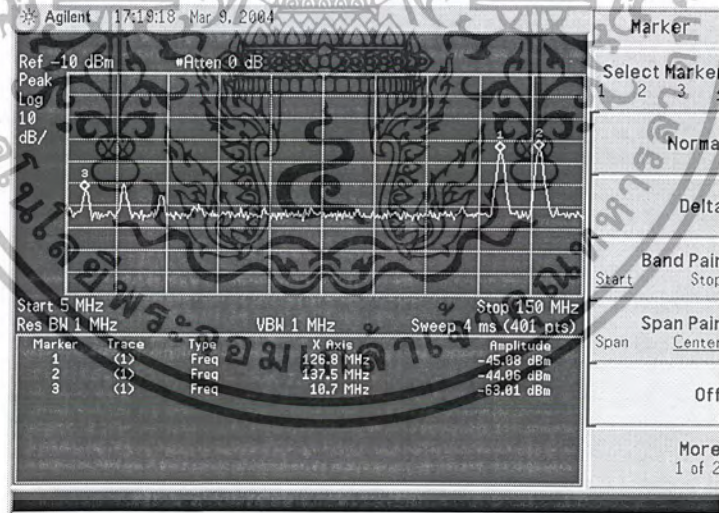
เราใช้อิซีเบอร์ SA602 เป็น ไอซีมิกเซอร์แบบดับเบิลบาลานซ์ (Double Balance Mixer) โดยเป็นอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ (Active Device) มาเป็นตัวทำการมิกซ์สัญญาณในครั้งแรก

การทดลองทำได้โดยการป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์ เข้าที่ขา 1 ซึ่งเป็นขาอาร์เอฟอินพุทของไอซีโดยป้อนผ่าน C 100 pF ป้อนสัญญาณโลคัลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 126.8 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งได้มาจากวงจรสังเคราะห์ความถี่เข้าที่ขา 6 โดยเป็นขาออสซิลเลเตอร์อินพุทแล้ววัดสัญญาณเอาต์พุทที่ขา 4 ซึ่งเป็นขาเอาต์พุทของมิกเซอร์ส่วนแรก จะได้สัญญาณความถี่ 10.7 MHz ดังรูปที่ 4.20



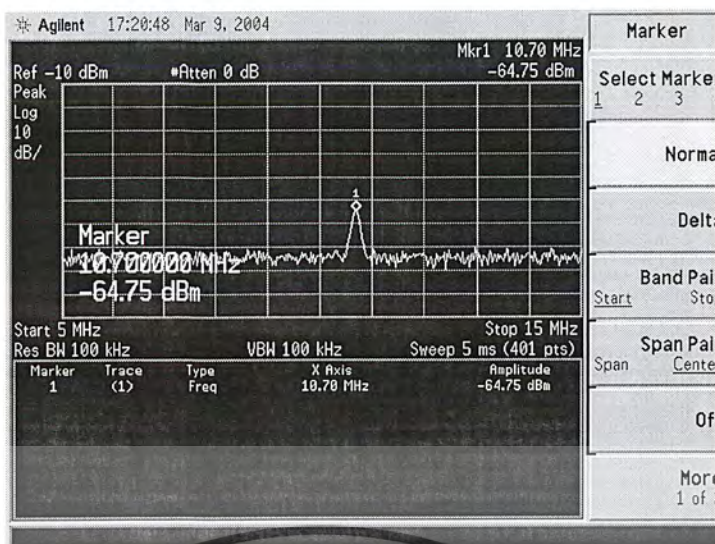
รูปที่ 4.19 วงจรมิกเซอร์

จากนั้นสัญญาณความถี่ 10.7 MHz จะไปผ่านเซรามิกฟิลเตอร์ 10.7 MHz เพื่อกรองความถี่ 10.7 MHz ผ่านเพียงความถี่เดียว ทำการวัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุตของเซรามิกฟิลเตอร์ ผลการทดลองที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.20 ความถี่เอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ของการมิกซ์ครั้งแรก

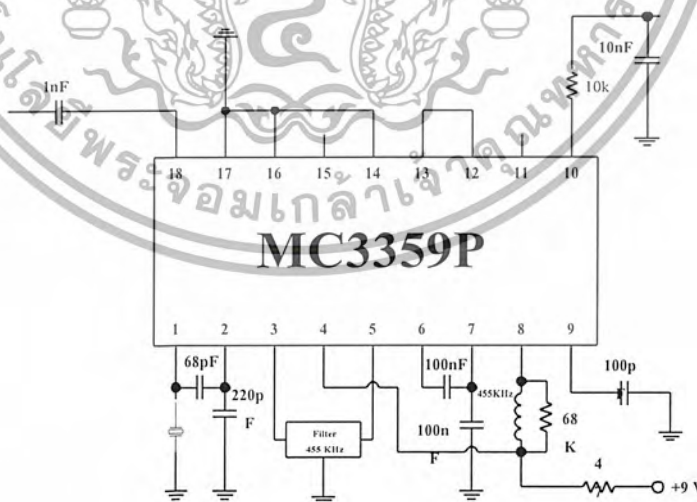
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 สัญญาณความถี่ 10.7 MHz เมื่อผ่านเซรามิกฟิลเตอร์

- การแปลงความถี่ครั้งที่สอง จะแปลงความถี่จากความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ไปเป็น 455 กิโลเฮิร์ตซ์

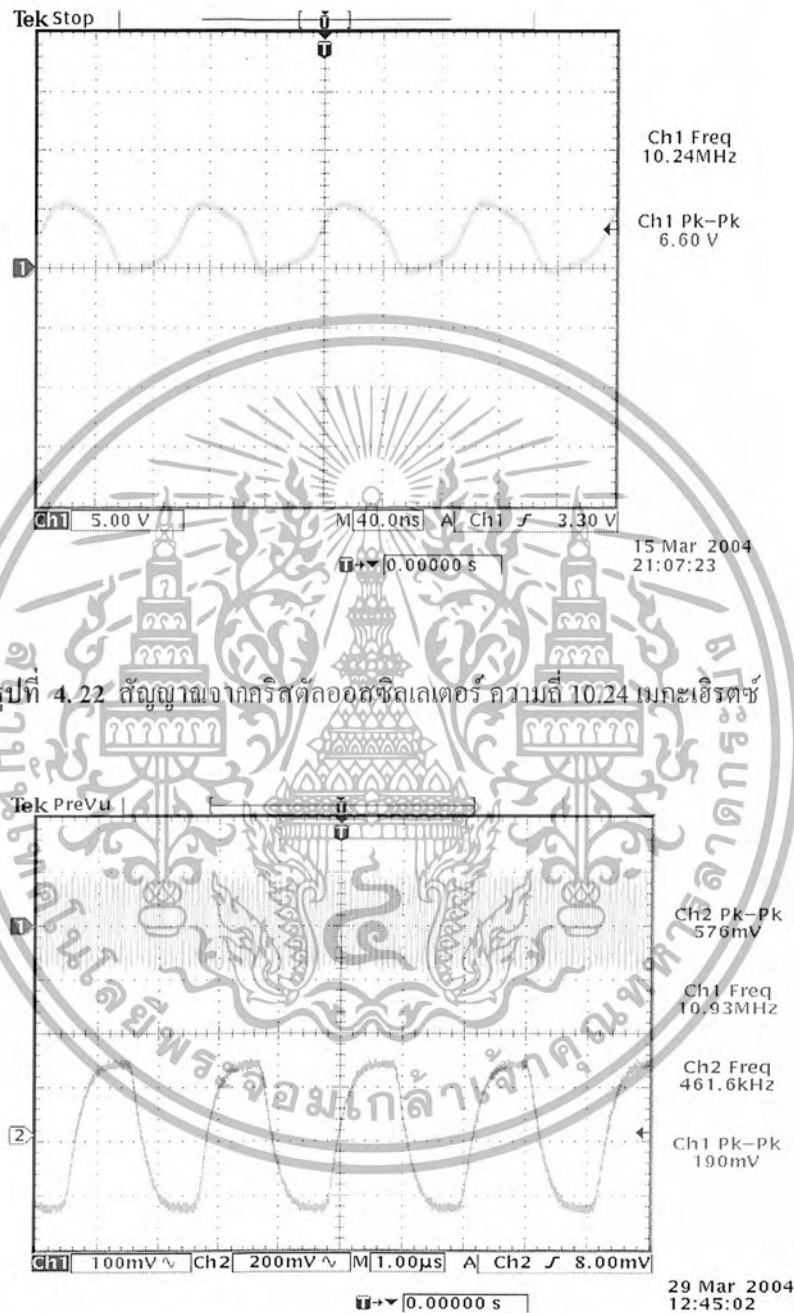
จะใช้ไอซีเบอร์ MC-3359 ซึ่งเป็นไอซีเอฟเอ็มแบบซิงเกิลคอนเวอร์ชัน ที่มีการแปลงความถี่ลงหนึ่งครั้งอยู่ภายในโดยตัวไอซี จะรับอินพุตความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ และแปลงความถี่ลงมาเป็น 455 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยโศกัลออกซซิลเลเตอร์ในส่วนนี้ ได้มาจาก คริสตัล 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ ก่อนที่จะนำไปดีเทคเป็นสัญญาณเสียง



รูปที่ 4.22 วงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์แบบซิงเกิลคอนเวอร์ชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองการมิกซ์ครั้งที่สอง ป้อนสัญญาณจากซิกแนลเจเนอเรเตอร์ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ขนาด 100 mVp-p เข้าที่อินพุต (ขา 18) แล้วใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่เอาต์พุต (ขา 3) จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.23 สัญญาณที่ได้จากการแปลงความถี่ครั้งที่สอง

CH1: ความถี่อินพุต 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

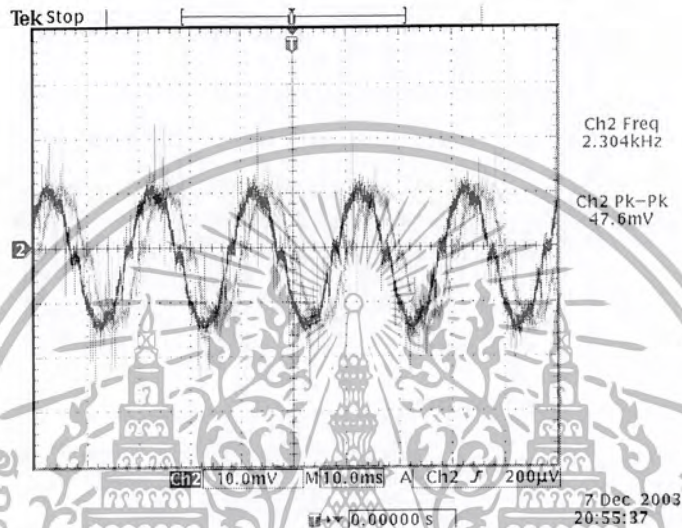
CH2 : ความถี่เอาต์พุต 455 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 การทดลองภาควงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ (FM Detector)

สัญญาณจากดาวเทียมมีการมอดูเลทแบบเอฟเอ็ม จึงต้องใช้การดีเทคสัญญาณแบบเอฟเอ็ม โดยใช้ไอซีเบอร์ MC 3359 เป็นไอซีเอฟเอ็มดีเทคเตอร์แบบซิงเกิลคอนเวอร์ชัน (Single Conversion)

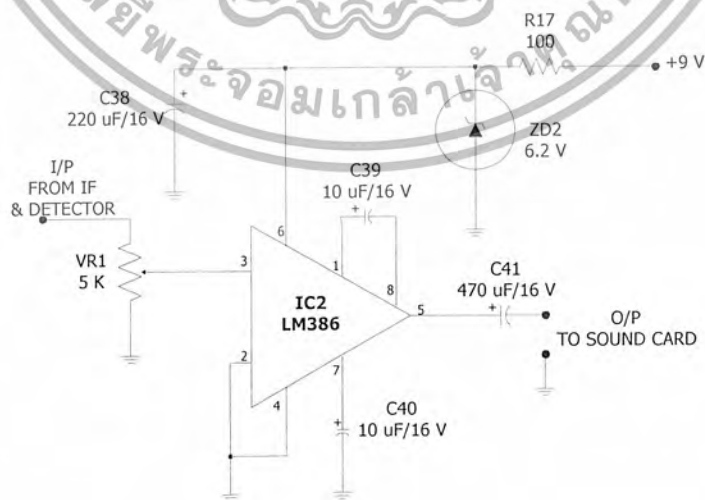
การทดลองทำได้โดยใช้ชิกเนลเจนเนอเรเตอร์ตั้งความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ตั้งการมอดูเลทแบบเอฟเอ็มโดยใช้ความถี่ 2.4 กิโลเฮิรตซ์ที่เป็นความถี่เดียวกับความถี่เสียงของดาวเทียม NOAA ส่งมาแล้วป้อนเข้าที่อินพุทของไอซี MC 3359 (ขา 18) แล้วใช้ออสซิลโลสโคปวัดความถี่ 2.4 กิโลเฮิรตซ์ที่วงจรสามารถทำการดีเทคได้ (ที่ขา10) จะได้ลักษณะสัญญาณดังรูปที่ 4.24



รูปที่ 4.24 สัญญาณเสียง 2.4 กิโลเฮิรตซ์ที่เอาท์พุทของวงจรถีเทคเตอร์

4.2.4 การทดลองภาควงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

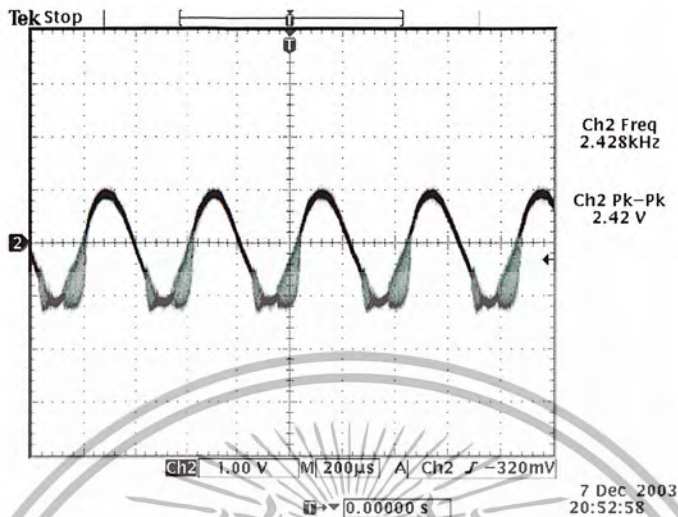
ใช้ไอซีเบอร์ LM386 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียง ให้มีขนาดแรงขึ้น ก่อนส่งไปยังลำโพงและชวาร์ดการ์ด



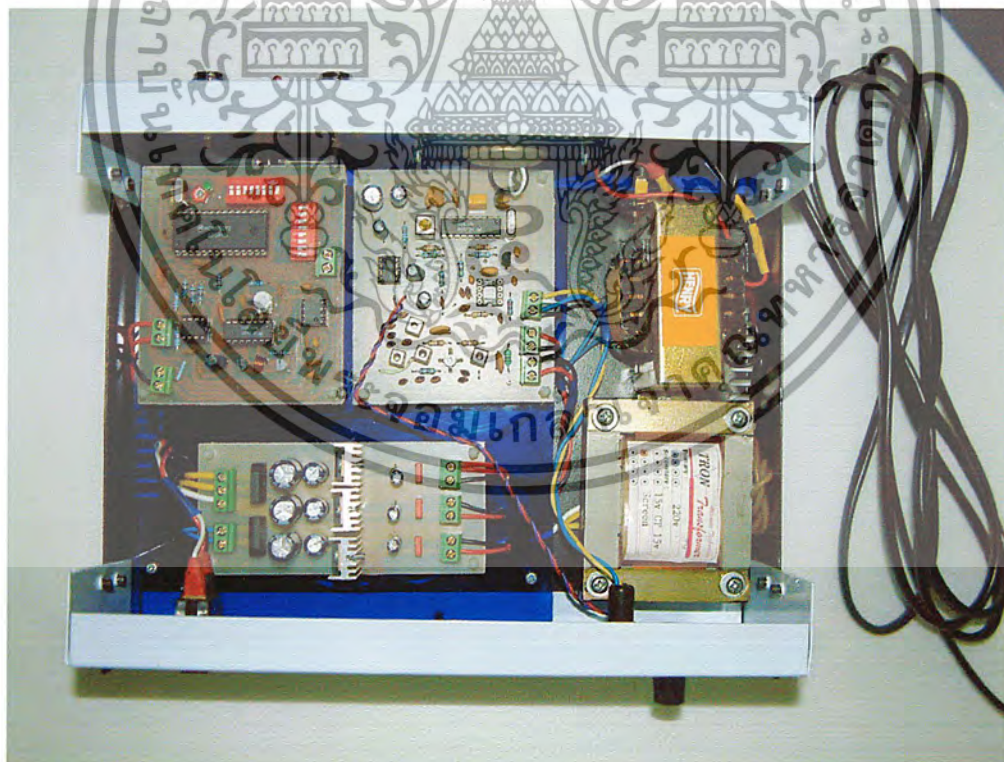
รูปที่ 4.25 วงจรขยายสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองคือ จะทำการวัดสัญญาณเสียงที่ตีเทคได้จากวงจรเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ โดยวัดที่เอาต์พุทของวงจรขยายเสียง จะได้สัญญาณดังรูปที่ 4.26



รูปที่ 4.26 สัญญาณเสียง 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์เมื่อผ่านวงจรขยายเสียง



รูปที่ 4.27 ชิ้นงานสมบูรณ์ของเครื่องรับสัญญาณดาวเทียมความถี่ 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การทดลองสายอากาศควอคริฟลาร์ เฮลิค

ขั้นตอนการทดลอง

โดยวิธีการต่อสายอากาศเข้ากับสายนำสัญญาณ โคนแอกเซียลและต่อปลายสายเข้ากับคอนเนคเตอร์ชนิด N-type แล้วต่อเข้ากับเครื่องเนตเวิร์ค อนาไลเซอร์ แล้ววัดค่าพารามิเตอร์ได้ค่าดังนี้

1) ค่าอิมพีแดนซ์โดยทำการวัดค่าจากจุด 3 จุด คือจุดที่มีความถี่มีค่า

137.5 เมกะเฮิร์ต ได้ค่าเท่ากับ 40.653 โอห์ม

131.3 เมกะเฮิร์ต ได้ค่าเท่ากับ 93.371 โอห์ม

140.5 เมกะเฮิร์ต ได้ค่าเท่ากับ 42.273 โอห์ม



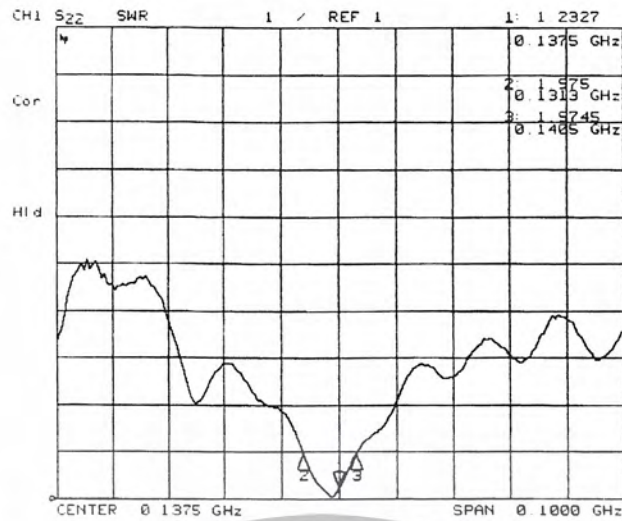
รูปที่ 4.28 สมิทชาร์ตแสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

2) วัดค่า อัตราส่วนคลื่นนิ่ง

137.5 เมกะเฮิร์ต ได้ค่าเท่ากับ 1.2327 : 1

131.3 เมกะเฮิร์ต ได้ค่าเท่ากับ 1.917 : 1

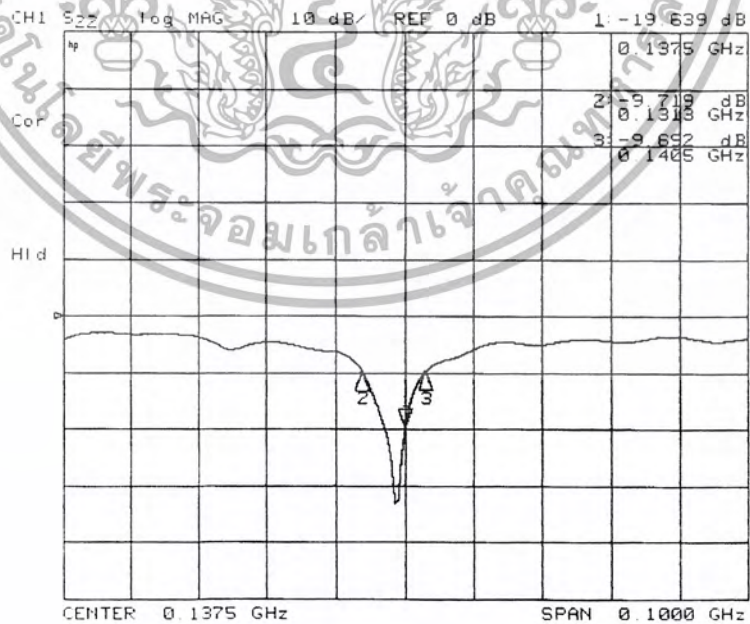
140.5 เมกะเฮิร์ต ได้ค่าเท่ากับ 1.9745 : 1



รูปที่ 4.29 กราฟแสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR)

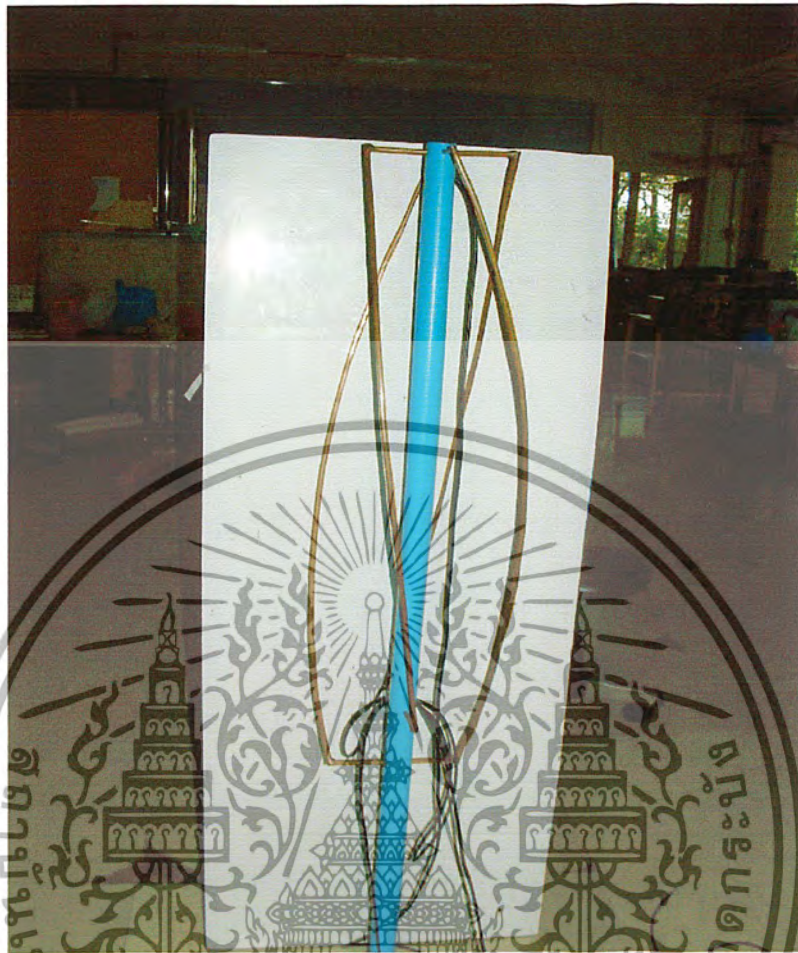
3) วัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ

- 137.5 เมกะเฮิร์ต ได้ค่าเท่ากับ -19.639 dB
- 131.3 เมกะเฮิร์ต ได้ค่าเท่ากับ -9.719 dB
- 140.5 เมกะเฮิร์ต ได้ค่าเท่ากับ -9.692 dB



รูปที่ 4.30 กราฟแสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return loss)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.31 สายอากาศชนิด ควอดริพ็ลาร์เฮติค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

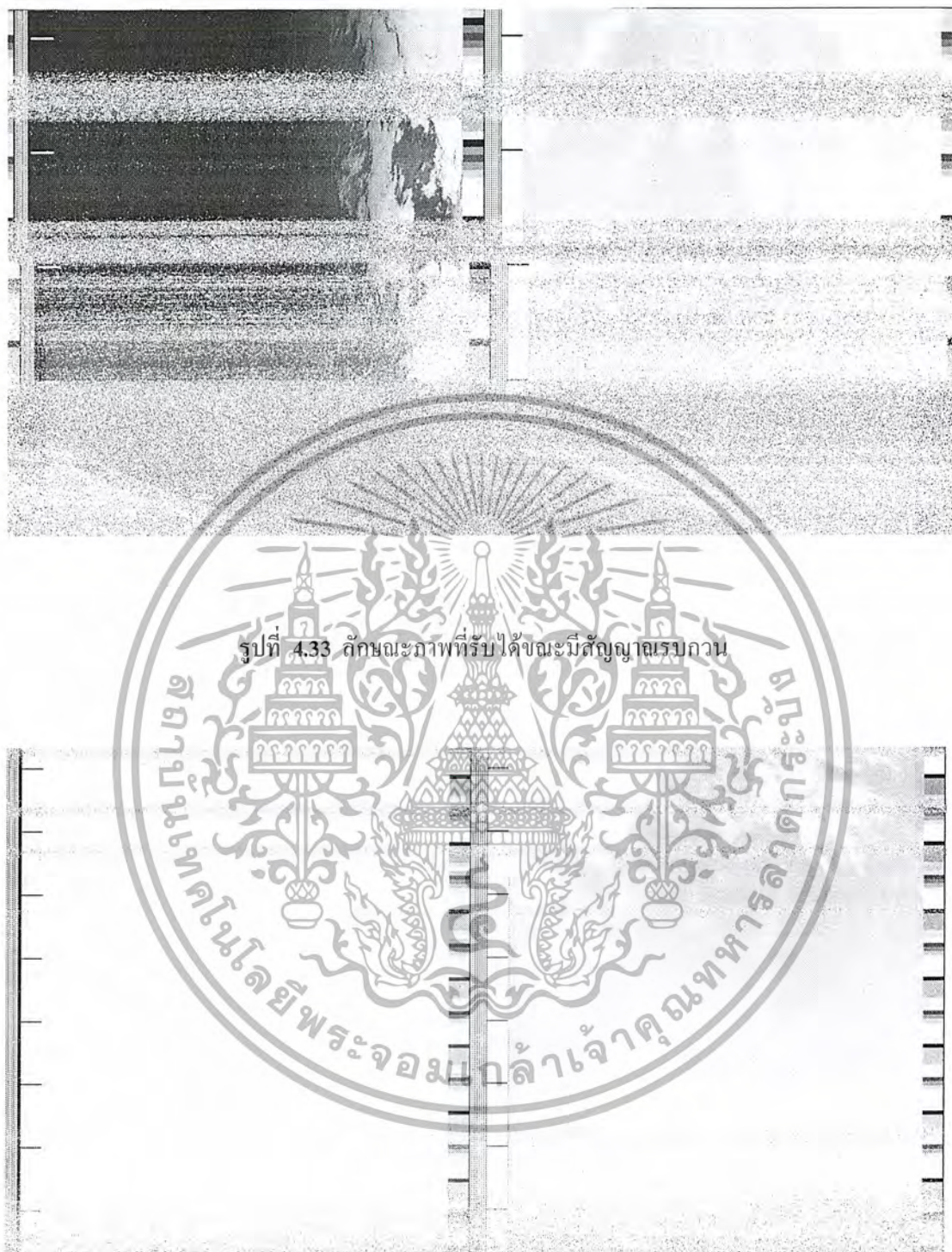
4.4 ภาพที่รับได้จริงจากเครื่องรับสัญญาณดาวเทียม

ภาพที่รับได้จริงจากดาวเทียมในแต่ละครั้งจะมีความคมชัดและความสมบูรณ์ของภาพไม่เท่ากัน ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบหลายอย่าง เช่น ระยะเวลาการเคลื่อนที่ผ่านของดาวเทียม ในแต่ละครั้งที่ดาวเทียมเคลื่อนที่ผ่านจะใช้เวลาไม่เท่ากัน โดยระยะเวลาที่ดาวเทียมใช้ในการเคลื่อนที่ผ่านสามารถดูได้จากโปรแกรม win orbit ซึ่งจะแสดงการใช้โปรแกรมไว้ในภาคผนวก ถ้าทำการรับสัญญาณดาวเทียมในรอบที่ดาวเทียมเคลื่อนที่ผ่านเป็นระยะเวลาที่ยาว ภาพที่รับได้ก็จะค่อนข้างสมบูรณ์ แต่ถ้าทำการรับในรอบที่ดาวเทียมใช้เวลาในการเคลื่อนที่ผ่านสั้น ภาพที่รับได้ก็ไม่สมบูรณ์ นอกจากนี้ยังขึ้นอยู่กับสัญญาณรบกวน ถ้าหากขณะทำการรับสัญญาณแล้วมีสัญญาณรบกวนหรือเสียงที่รับได้เป็นลักษณะมีเสียงซ่าแทรกเข้ามา ภาพที่รับได้ก็จะไม่ชัด ตัวอย่างภาพที่ทำการรับได้จริงแสดงได้ ดังรูปที่ 4.32



รูปที่ 4.32 ลักษณะภาพที่รับได้ขณะมีสัญญาณรบกวนค่อนข้างมาก

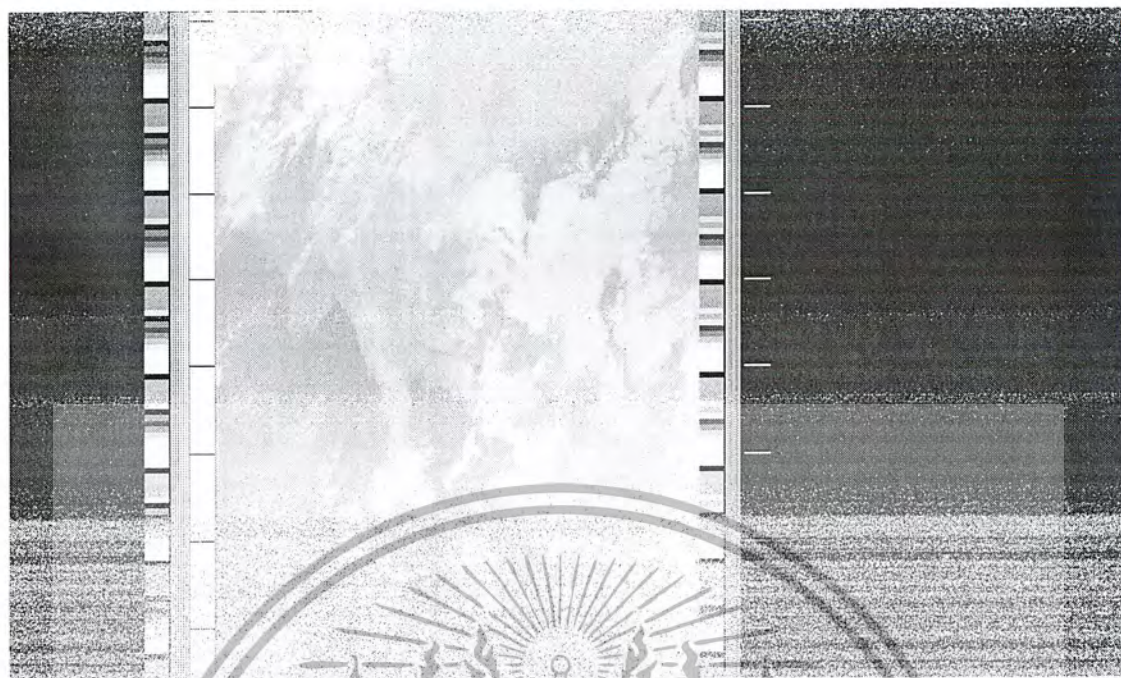
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.33 ลักษณะภาพที่รับได้ขณะมีสัญญาณเรบกววน

รูปที่ 4.34 ลักษณะภาพที่รับได้ขณะระดับสัญญาณมีขนาดต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.35 แสดงภาพประเทศไทยที่รับได้จากดาวเทียม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุปผล

ผลการทดลองการทำงานของวงจรชุดรับสัญญาณความถี่ 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์ เกิดความขัดข้องกับส่วนของภาคมิกเซอร์ เนื่องจากหลังจากที่สัญญาณผ่านออกจากมิกเซอร์แล้วปรากฏว่าขนาดของสัญญาณอ่อนลงอย่างมากจนไม่สามารถตีเทคสัญญาณเสียงออกมาได้

ผลการทดลองการทำงานของวงจรชุดแปลงความถี่ จาก 1.698 จิกะเฮิร์ตซ์เป็น 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์ เกิดความขัดข้องกับส่วนของภาคมิกเซอร์เช่นเดียวกันเนื่องจากหลังจากที่สัญญาณผ่านออกจากมิกเซอร์แล้วปรากฏว่าขนาดของสัญญาณอ่อนลงอย่างมากจนไม่สามารถรับสัญญาณเสียงออกมาได้

ในส่วนของสายอากาศได้สร้างขึ้นมาใช้เองซึ่งเป็นสายอากาศในย่าน 137.5 เมกะเฮิร์ต และจากการทดสอบค่าพารามิเตอร์คือค่า อิมพีแดนซ์สายอากาศ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าการสูญเสียย้อนกลับ โดยความถี่กลางคือ 137.5 เมกะเฮิร์ต ได้ค่าดังนี้

1. ค่าอิมพีแดนซ์ได้ค่าเท่ากับ 40.635 โอห์ม
2. ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.2327 : 1
3. ค่าการสูญเสียย้อนกลับ -19.639 dB

ปัญหาที่พบขณะทำการปฏิบัติงานนั้นมีดังนี้ คือ การขาดแคลนอุปกรณ์ที่จะนำมาประกอบวงจร รวมทั้งวงจรการทำงานสำเร็จรูปที่จะใช้ในการทดลองจึงทำให้การดำเนินงานเกิดความล่าช้า เนื่องจากต้องหาวงจร หรือแม้กระทั่งการตัดแปลงวงจรต่างๆที่มีเพื่อนำมาประกอบรวมกันจึงทำให้การทำงานของวงจรเกิดผิดพลาด การขาดแคลนวัสดุอุปกรณ์ทำให้การทำงานติดขัดไม่ราบรื่น และ เนื่องจากข้อมูลและที่มาของโครงการนี้ส่วนใหญ่แล้วมาจากต่างประเทศแทบทั้งสิ้น ดังนั้นจึงทำให้การสืบค้น การค้นคว้าหาข้อมูลต้องใช้เวลา การหาอุปกรณ์หาได้ยากเนื่องจากอุปกรณ์ต่างๆส่วนใหญ่มีอยู่ในต่างประเทศ โดยเฉพาะในส่วนของมิกเซอร์เป็นส่วนที่ทำงานไม่เป็นไปความต้องการ คือ ให้สัญญาณอ่อนเนื่องจากการลดทอน

ในส่วนของเครื่องรับสัญญาณความถี่ 137.5 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้ทำการทดลองส่วนต่างๆภายในวงจร ได้ผลการทดลอง คือ วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ผลิตความถี่ 126.8 เมกะเฮิร์ตซ์ สามารถสังเคราะห์ความถี่ได้ตรงตามต้องการ และมีขนาดสัญญาณค่อนข้างสูง ปัญหาหาอยู่ที่ส่วนของวงจรมิกเซอร์ยังไม่สามารถทำงานได้ดีเท่าที่ควร เพราะมีสัญญาณความถี่อื่นๆปนออกมามาก แล้วเมื่อกรองด้วยวงจรกรองแถบความถี่แล้วก็ยังเหลืออยู่ นอกจากนี้ระดับสัญญาณก่อนที่จะถึงส่วนของการตีเทค ก็มีระดับต่ำ รวมไปถึงอุปกรณ์จำพวกขดลวด หาซื้อค่าที่ตรงกับค่าที่ต้องการได้ยาก

แนวทางการแก้ไข เรื่องของระดับสัญญาณที่ต่ำอาจต้องทำวงจรขยายสัญญาณเพิ่ม และใช้สายสัญญาณในการเชื่อมต่อให้สั้นที่สุดเพื่อลดการสูญเสียของสัญญาณในน้อยที่สุด นอกจากนี้ยังมีปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนซึ่งแก้ไขโดยใช้การชิลด์หรือทำกราวด์เพลน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การขาดแคลนเครื่องมืออุปกรณ์ในการทดลองทำให้การทำงานไม่ค่อยสะดวก การทดลองเกี่ยวกับงานด้านวิทย์และ ไมโครเวฟมีความจำเป็นต้องใช้เครื่องมือที่มีความเที่ยงตรงสูง และมีคุณภาพ เนื่องจากงานด้านนี้ต้องอาศัยการปรับจูนที่ละเอียดอ่อน เช่น เครื่องมือวัดคลื่นความถี่ เครื่องมือวัดค่าความจุค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด เครื่องกำเนิดคลื่นวิทยุความถี่สูง เพื่อให้เกิดความสะดวกในการปรับแต่ง

วงจรและตัวอุปกรณ์ ความรู้ความชำนาญของผู้ทดลอง เนื่องจากงานด้านนี้ต้องอาศัยคุณสมบัติข้อนี้เป็นอย่างมาก ผู้ทดลองที่มีความคุ้นเคยกับวงจรจนสามารถตัดแปลงวงจรต่างๆเพื่อชดเชยวงจรที่หายากจะทำการทำงานง่ายขึ้นมาก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

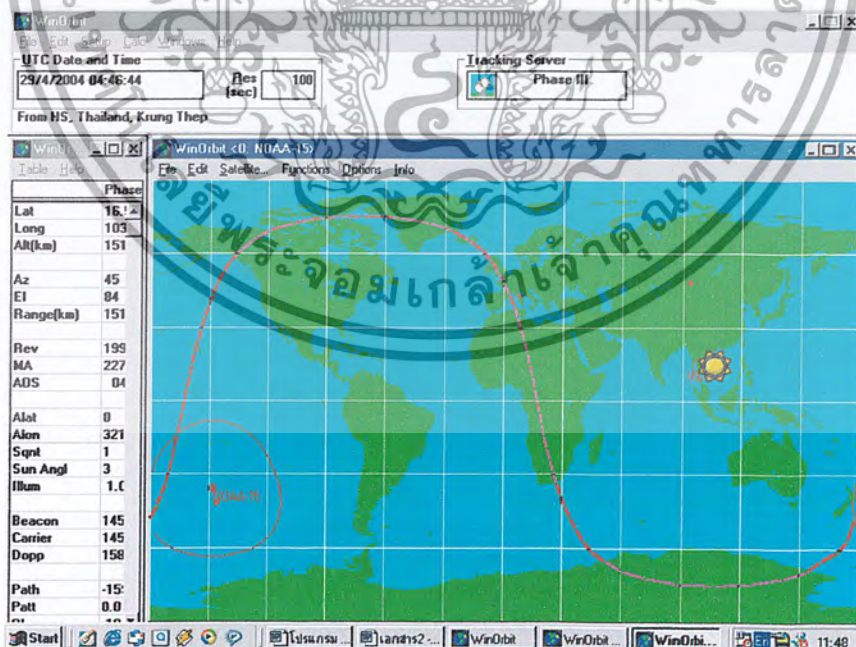


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานโปรแกรมที่ใช้ในการตรวจหาตำแหน่งดาวเทียม (Tracking Satellite)

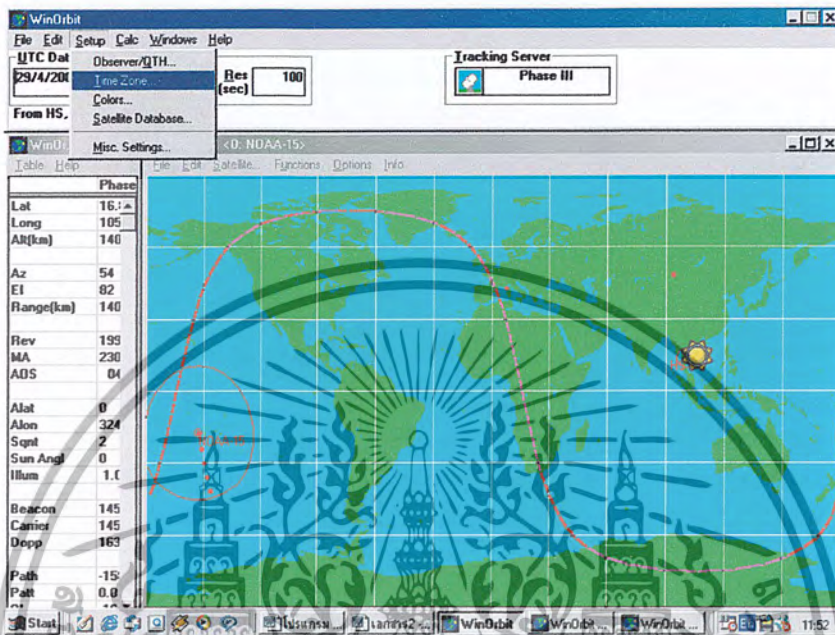
โปรแกรมที่ใช้ในการตรวจหาตำแหน่งของดาวเทียมมีความจำเป็นมากสำหรับการทำโครงการนี้ เนื่องจากเรามีความจำเป็นที่จะต้องทราบช่วงเวลาที่เหมาะสมของดาวเทียมดวงที่เราจะรับสัญญาณ โดยเฉพาะอย่างยิ่งดาวเทียมที่เราจะทำการรับสัญญาณนี้เป็นดาวเทียมแบบวงโคจรต่ำซึ่งมันจะโคจรรอบโลก ตลอดเวลาโดยไม่หยุดนิ่งอยู่กับที่ ดังนั้นตำแหน่งของดาวเทียมจะไม่ใช้ตำแหน่งเดิมตลอดเวลา ดาวเทียมจะโคจรผ่านตำแหน่งที่เราสามารถรับสัญญาณได้ในช่วงเวลาที่ยกเว้นช่วงเวลาหนึ่งเท่านั้น ดังนั้นเราต้องทราบเวลาที่ดาวเทียมจะผ่านสถานีรับของเรา ซึ่งจะช่วยให้เราไม่จำเป็นต้องเปิดเครื่องรับของเราไว้ตลอดเวลา โปรแกรมที่ใช้ในการตรวจหาตำแหน่งดาวเทียมมีมากมายหลายโปรแกรมด้วยกันซึ่งเราสามารถเลือกดาวน์โหลดมาใช้ได้ ในโครงการเรื่องนี้เราเลือกใช้โปรแกรมที่ชื่อ วินออร์บิต (Win orbit) เราสามารถเข้าไปดาวน์โหลดตัวโปรแกรมได้โดยไม่ต้องเสียค่าใช้จ่ายโดยเข้าไปที่ www.google.com จากนั้นพิมพ์คำว่า Win orbit แล้วคลิก search จากนั้นเว็บเพจของโปรแกรม Win orbit จะปรากฏขึ้นมา เราก็สามารถคลิกเลือกได้เลย โดยโปรแกรม Win orbit จะมีรายชื่อให้เลือกหลายๆ เวอร์ชันตามความพอใจ เมื่อทำการดาวน์โหลดเสร็จแล้วและทำการเสียบรหัสในเครื่องคอมพิวเตอร์ ของเราเรียบร้อยแล้ว ก็ถึงขั้นตอนการเซ็ทโปรแกรมเพื่อใช้งานต่อไปโดยมีขั้นตอนดังนี้

1.เมื่อทำการเปิดโปรแกรม Win orbit ขึ้นมาเรียบร้อยแล้วจะปรากฏหน้าต่าง 3 หน้าต่างซ้อนกันอยู่ซึ่งมีหน้าต่างแสดงดังรูปด้านล่าง

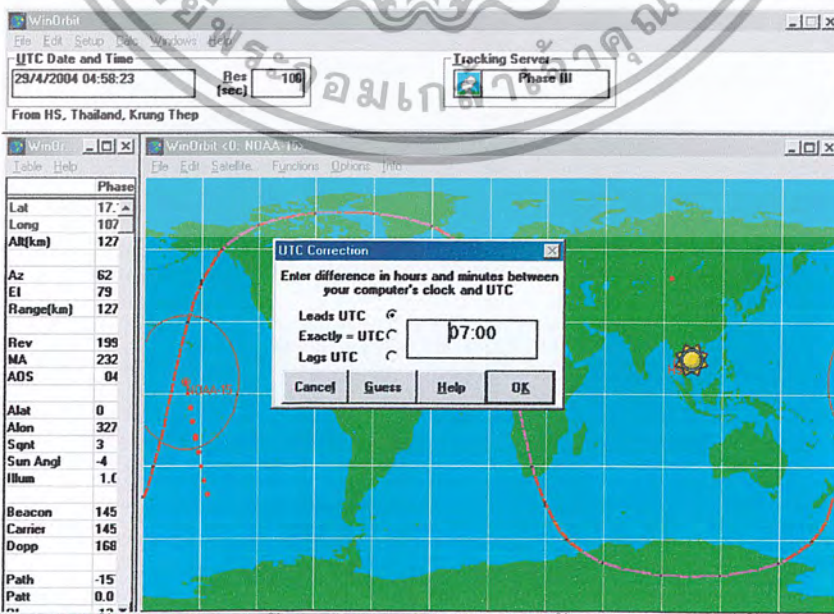


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้าต่างบนสุดจะเป็นหน้าต่างการเริ่มต้นเซ็ท อัฟโปรแกรม ใช้สำหรับเซ็ทค่าเวลามาตรฐานของ
 ดาวเทียมเนื่องจากตัวโปรแกรมนี้สามารถตั้งค่าเวลาอ้างอิงเมืองกรีนิช ประเทศอังกฤษ ดังนั้นเราต้อง
 ปรับเวลา โดยคลิกเข้าไปที่ Setup ต่อด้วย Time Zone ดังรูปด้านล่าง



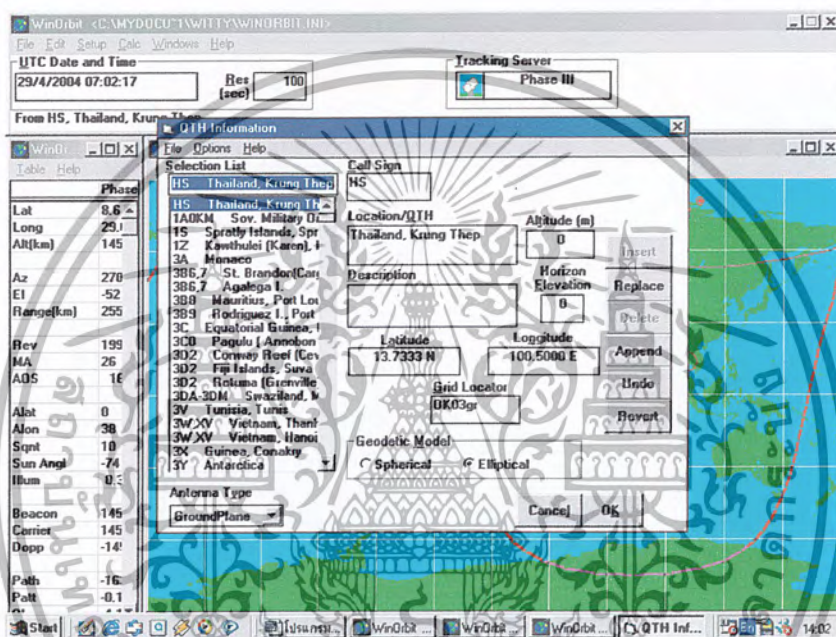
คลิกเลือก Leads UTC ได้ค่าเวลาที่ตำแหน่งที่ตั้งของเราอ้างอิงกับเวลามาตรฐานเมืองกรีนิช คือ
 7 ชั่วโมง (เวลาของประเทศไทยเมื่อเทียบกับเวลามาตรฐานเมืองกรีนิช ประเทศไทยจะนำหน้าอยู่ 7 ชั่วโมง) ดังรูปด้านล่าง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาดูงานเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

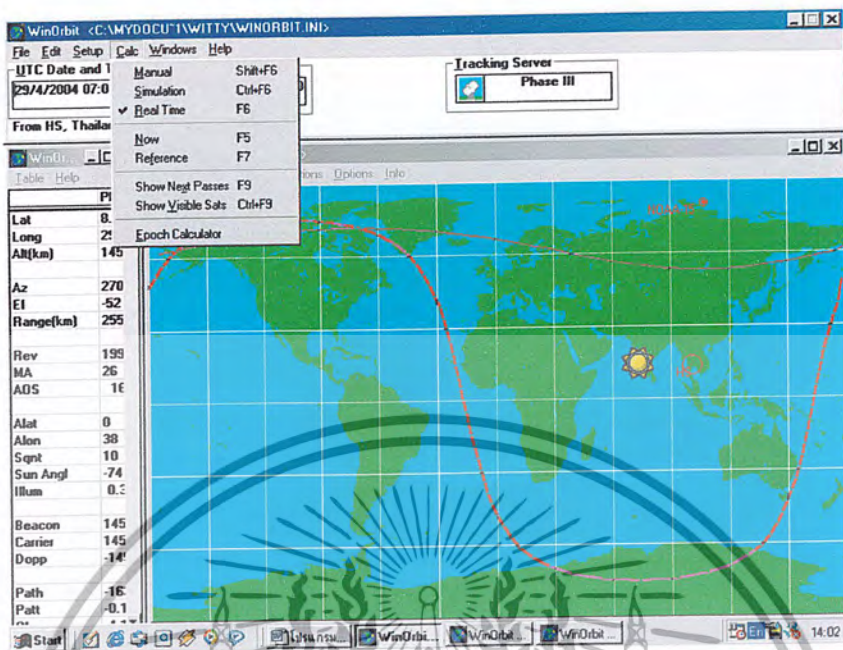
หลังจากการตั้งค่าดังกล่าวจะทำให้หน้าพิกษาที่แสดงในแถบนาฬิกาจะช้ากว่าเวลาจริงของเราอยู่ 7 ชั่วโมง ดังนั้นเมื่อต้องการทราบเวลาจริงๆ จะต้องนำเวลาที่แสดงแถบนาฬิกาบวกด้วย 7 ชั่วโมง ก็จะได้เวลาที่ถูกต้อง โดยหน้าต่างนี้จะมึนาฬิกาเพื่อบอกเวลาเมื่อดาวเทียมได้เดินทางไปในตำแหน่งต่างๆ ด้วย เพื่อช่วยให้เราสามารถคำนวณเวลาที่ดาวเทียมโคจรผ่านสถานีรับของเราได้

จากนั้นทำการเซ็ทตำแหน่งที่ตั้งของเครื่องรับ โดยทำการเซ็ทโดยทำการเซ็ท คือ คลิกที่ Setup แล้วคลิกที่ Observer/QTH แล้วทำการเซ็ทค่าไว้ที่ HS Thailand, Krung Thep ดังรูปด้านล่าง



นอกจากนี้หน้าแล้วหน้าต่างยังมีแถบที่สำคัญอีกก็คือ แถบ Calc ซึ่งเป็นฟังก์ชันที่มีไว้เพื่อสั่งให้โปรแกรมแสดงผลทางหน้าต่างกราฟฟิคในรูปแบบต่างๆ ตามความต้องการ ประกอบด้วยฟังก์ชันต่างๆ 3 ฟังก์ชันด้วยกันคือ Manual, Simulation ,Real time ดังรูปด้านล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



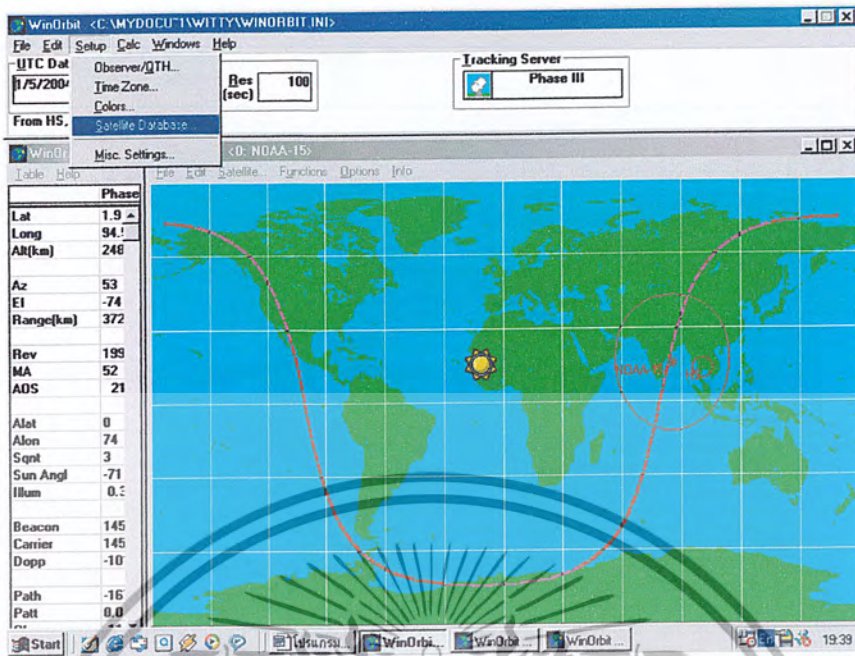
Manual เมื่อใช้แถบคำสั่งนี้เราสามารถเลื่อนตำแหน่งรูปดาวเทียมที่ปรากฏทางด้านกราฟฟิกได้เอง โดยเราสามารถเลื่อนตำแหน่งไปข้างหน้าหรือถอยหลังได้โดยการคลิกที่แถบ Back หรือ Fwrd เมื่อตำแหน่งของดาวเทียมเปลี่ยนไปตามการเลือกของเรา ค่าเวลาของนาฬิกาก็จะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ซึ่งเราสามารถตรวจสอบตำแหน่งของดาวเทียมควบคู่ไปกับเวลาได้

Simulation แถบคำสั่งนี้จะทำการแสดงการโคจรของดาวเทียมเอง โดยที่เราไม่สามารถจะทำการปรับเลื่อนตำแหน่งของดาวเทียมได้ โปรแกรมจะทำการรันโปรแกรมอย่างอัตโนมัติจนกว่าเราจะสั่งให้โปรแกรมหยุด

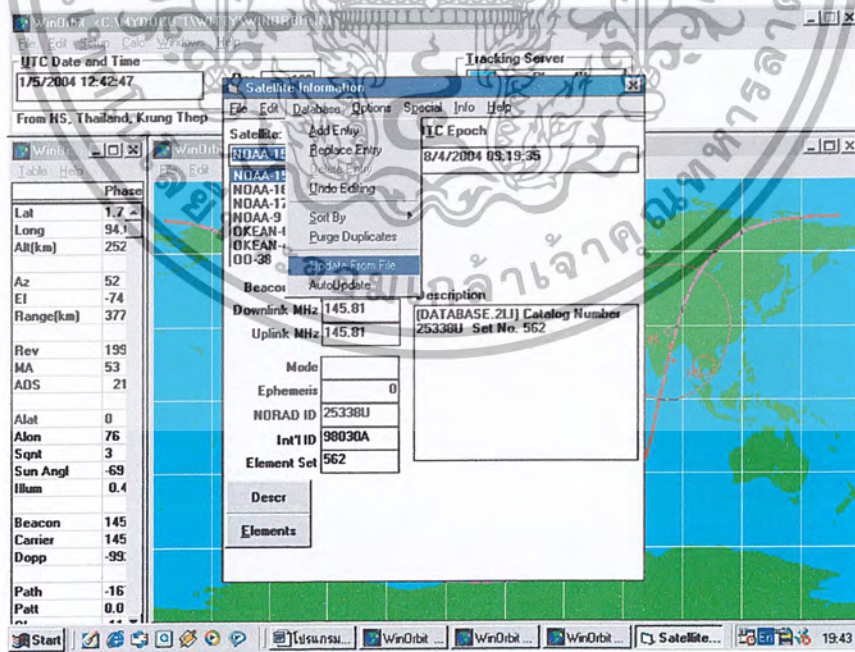
Real time จะแสดงตำแหน่งที่แท้จริงของดาวเทียมว่าขณะนี้ดาวเทียมได้โคจรอยู่จุดใด เวลาใดของโลก

ในการจำลองเส้นทางการเดินทางของดาวเทียมนั้นเราจำเป็นที่จะต้อง update ข้อมูลดาวเทียมอยู่เสมอๆ เพื่อให้ได้ตำแหน่งของดาวเทียมที่ตรงตามตำแหน่งจริง ซึ่งเราสามารถ update ข้อมูลของดาวเทียมได้จากเว็บไซต์ <http://sattrackhouston.com/kepfiles.htm> ซึ่งเราจะเซฟ file ในรูปของ .txt จากนั้นเราจะนำข้อมูลที่เซฟมา ทำการ update ข้อมูลดาวเทียมที่โปรแกรม Win orbit โดยทำการคลิกที่ Setup แล้วไปที่ Sattelite Database.... ดังรูปด้านล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

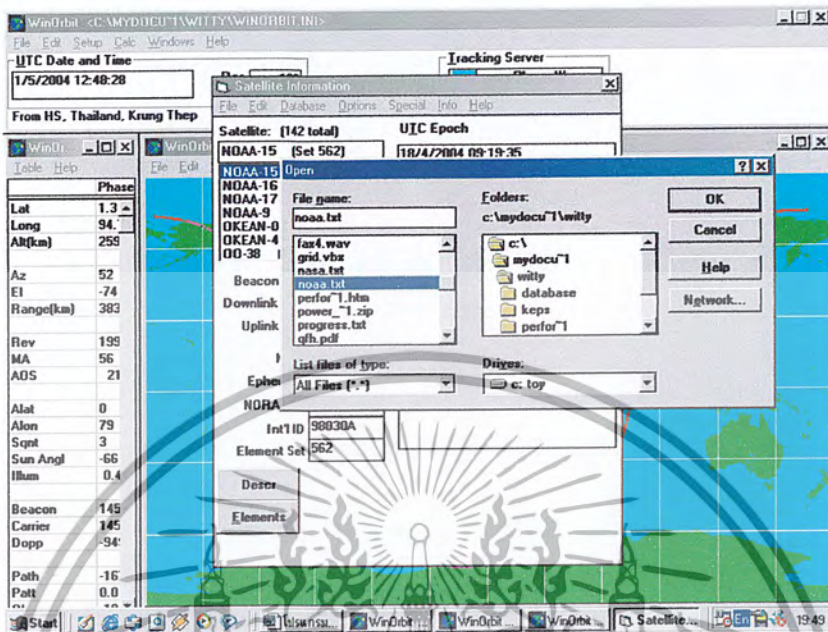


จากนั้นเราจะทำการ update ข้อมูลดาวเทียมโดยเข้าไปคลิกที่ Database แล้วไปที่ Update From File ดังรูปด้านล่าง

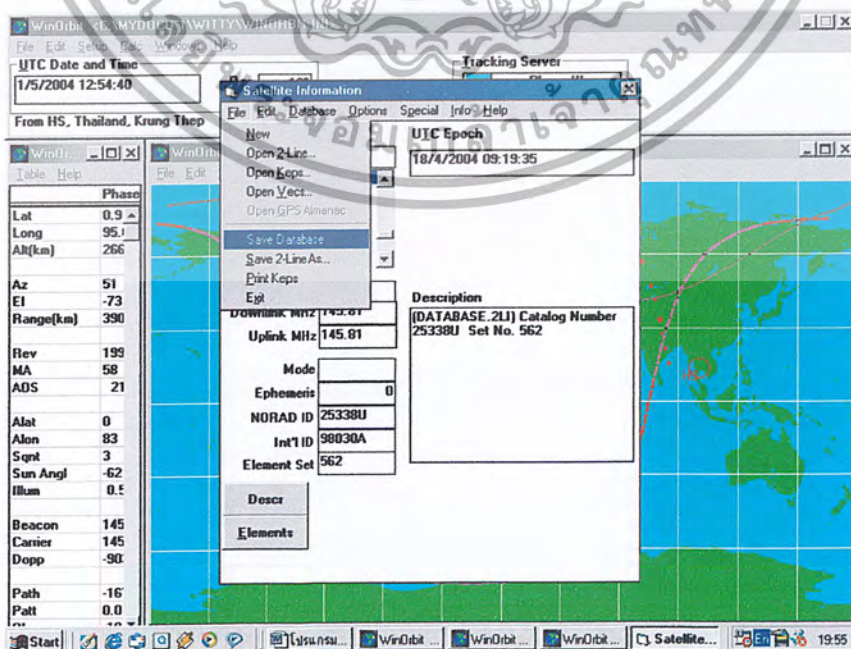


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นเข้าไปเลือก File ที่เราทำการเซฟมาจากเว็บไซต์ <http://sattrackhouston.com/kepfiles.htm> ดังรูปด้านล่าง



เมื่อเราทำการ update ข้อมูลดาวเทียมเราจำเป็นต้องเซฟข้อมูลที่เรามา update ไว้เพื่อที่เวลาเราเปิดโปรแกรมครั้งต่อไปข้อมูลที่เรา update แล้วก็จะยังคงอยู่เหมือนเดิมซึ่งเราสามารถทำการเซฟข้อมูลได้โดยคลิกที่ file แล้วไปที่ Save Database ดังรูปด้านล่าง



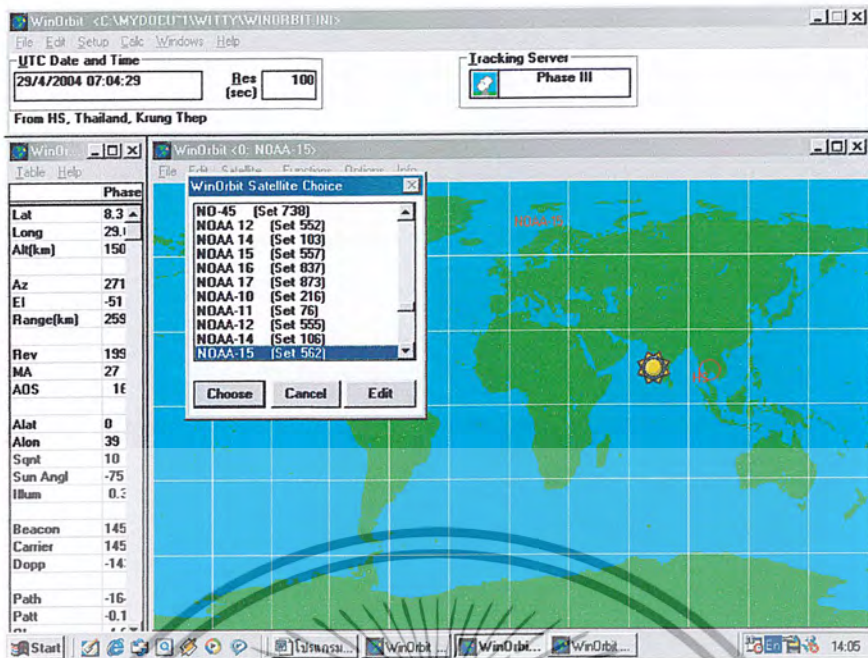
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ในส่วนของหน้าต่างที่ 2 จะเป็นหน้าต่างแสดงรายละเอียดของตำแหน่งการเคลื่อนที่ของดาวเทียมเมื่อดาวเทียมมีการเคลื่อนที่ไป รายละเอียดหรือค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่แสดงในหน้าต่างนี้จะเปลี่ยนค่าตามไปด้วย เช่น ค่าละติจูด ลองจิจูด ความสูงของดาวเทียมจากพื้นดิน มุมที่ดาวเทียมทำกับดวงอาทิตย์ โดยในส่วนของหน้าต่างที่ 2 นี้เราไม่จำเป็นต้องไปยุ่งเกี่ยวกับใดๆ เลย

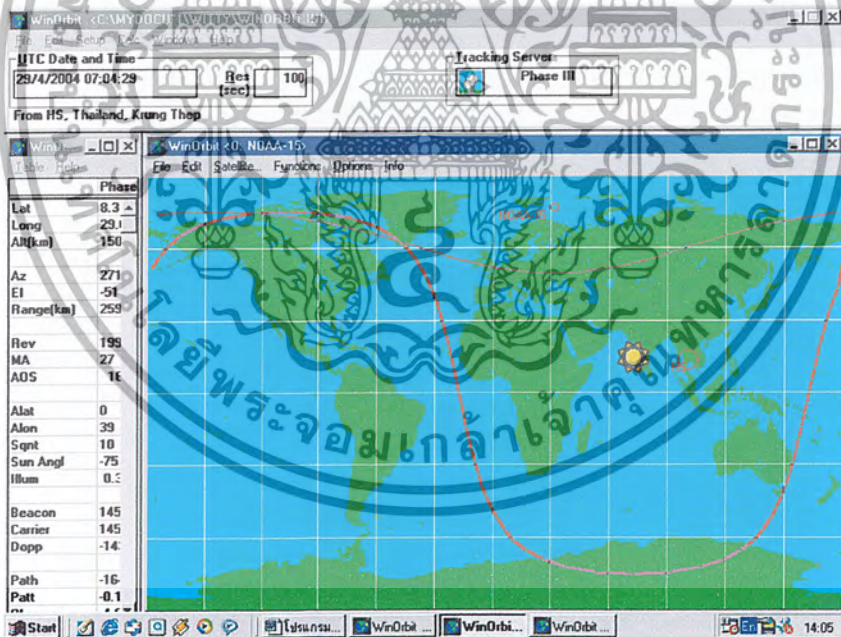
Phase III	
Lat	0.3 S
Long	29.0 W
Alt(km)	15037
Az	271
EI	-51
Range(km)	25985
Rev	19956
MA	27
ADS	16:34
Alt	0
Alon	39
Sqnt	10
Sun Angl	-75
Illum	0.3
Beacon	145.81
Carrier	145.81
Dopp	-1436
Path	-164.0
Palt	-0.1
Obs	-4.0
Total	-168.1

3. หน้าต่างที่ 3 จะเป็นส่วนของภาพกราฟฟิกแสดงเส้นทางการเดินทางของดาวเทียม วงโคจรของดาวเทียม เพื่อช่วยให้เรามองเห็นภาพจำลองการเดินทางของดาวเทียม โดยในส่วนของหน้าต่างนี้เราสามารถเลือกได้ว่าเราต้องการที่จะทำการตรวจหาตำแหน่งดาวเทียมดวงใด โดยเข้าเลือกได้ที่แถบ satellite เมื่อคลิกเสร็จรายชื่อของดาวเทียมจะปรากฏขึ้นมาให้เราเลือก ในโครงการที่ทดลองนี้เราได้เลือกดาวเทียม NOAA - 15 เนื่องจากดาวเทียมดวงนี้ทำการส่งสัญญาณความถี่ลงมาที่ 137.5 เมกะเฮิรตซ์ และความถี่ที่ 1.698 จิกะเฮิรตซ์ ตามความต้องการ เมื่อทำการเลือกดาวเทียมดวงที่ต้องการเรียบร้อยแล้วคลิกตกลงดังรูปด้านล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เมื่อทำการเลือกดาวเทียมแล้ว โปรแกรมก็จะแสดงวงโคจรของดาวเทียม NOAA - 15 แสดงดังรูปด้านล่าง



จากนั้นก็ทำการจำลองเส้นทางการเดินทางของดาวเทียมต่างๆได้ แต่ในโครงการนี้เราจะใช้ดาวเทียม Noaa 15 แล้วก็คำนวณหาเวลาที่แน่นอนของดาวเทียมที่เดินทางผ่านประเทศไทย เพื่อที่จะรับดาวเทียมได้ตรงตามที่ดาวเทียมผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานโปรแกรมถอดสัญญาณภาพถ่ายดาวเทียมระบบ APT ด้วยโปรแกรม WXSAT

การใช้การ์ดเสียง (sound card) ร่วมกับโปรแกรมถอดสัญญาณภาพ WXSAT ซึ่งเป็นวิธีการที่สามารถทำให้เราสามารถรับภาพถ่ายทางอากาศได้อย่างง่ายและประหยัด โดยโปรแกรม WXSAT นี้เขียนขึ้นโดยนาย Christian Bock นักวิทยุสมัครเล่นชาวเยอรมัน โดยโปรแกรมสามารถหาได้จากอินเทอร์เน็ตซึ่งทางผู้เขียน โปรแกรมนี้ได้ออกเผยแพร่ให้สาธารณชนสามารถดาวน์โหลดไปใช้งานได้โดยไม่เสียค่าใช้จ่ายใดๆ

การติดตั้งโปรแกรม WXSAT

โปรแกรม WXSAT สามารถติดตั้งตัวมันเองลงในเครื่องคอมพิวเตอร์ ก่อนอื่นเราต้องเข้าไปดาวน์โหลดโปรแกรมมาจากอินเทอร์เน็ตก่อน ซึ่งสามารถดาวน์โหลดได้โดยไม่ต้องเสียค่าใช้จ่ายใดๆ ทั้งสิ้น และหลังจากนั้นเราก็ต้องทำการติดตั้งโปรแกรมลงในเครื่องของเราเสียก่อน โดยเราต้องทำการรันไฟล์ที่ชื่อ WXSAT.EXE โปรแกรมก็จะเริ่มทำการติดตั้งตัวมันเอง เสร็จแล้วเราก็สร้าง shortcut บน desktop ของเครื่องคอมพิวเตอร์เพื่อให้เราสามารถเรียกใช้งานโปรแกรมได้สะดวกยิ่งขึ้น จากนั้นเป็นการทำการเชื่อมต่อช่องสัญญาณเอาต์พุต (audio output) ของเครื่องรับดาวเทียมที่เราได้สร้างขึ้นเข้ากับช่องสัญญาณ line in หรือ ช่องไมโครโฟน ของการ์ดเสียง โดยสายสัญญาณที่เราได้เตรียมไว้ กั้นแนะนำในการเชื่อมต่อสายสัญญาณก็คือ ถ้าหากเราวัดสัญญาณจากดาวเทียมแล้วได้ขนาดสัญญาณที่มีค่าน้อยเราก็เชื่อมต่อสัญญาณโดยใช้ช่อง Microphone แต่ถ้าสัญญาณที่เราทำการวัดได้นั้นมีความแรงเพียงพอเราก็สามารถต่อสัญญาณเข้าช่องสัญญาณ Line in ได้เลย หลังจากนั้นเราก็พร้อมที่จะรับสัญญาณภาพถ่ายจากดาวเทียมแล้ว

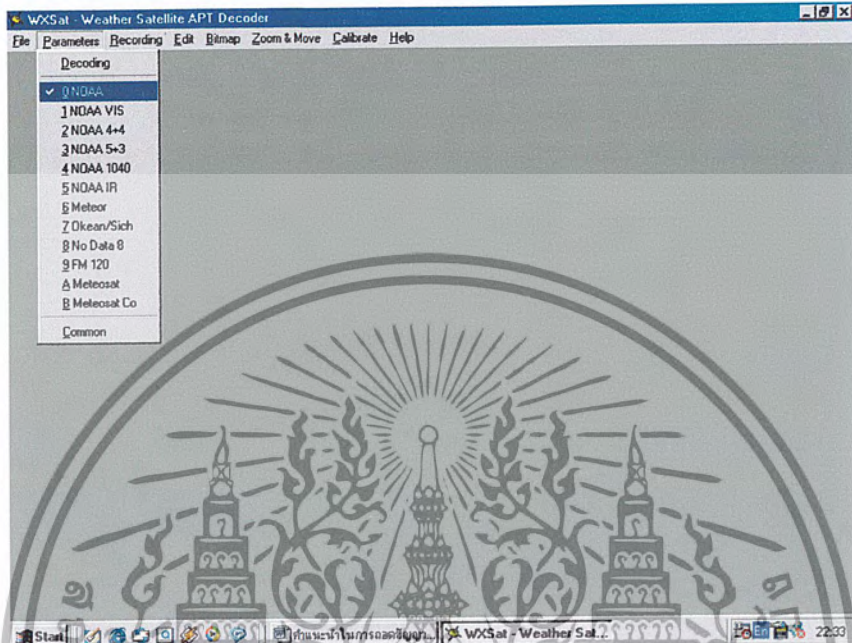
การถอดสัญญาณภาพถ่ายด้วยโปรแกรม WXSAT

การถอดสัญญาณสามารถทำได้ทั้งในระบบ Real Time คือสามารถทำการถอดสัญญาณภาพถ่ายออกมาได้เลยในขณะที่กำลังรับสัญญาณจากดาวเทียมอยู่ทุกๆ ขณะเดียวกันสัญญาณภาพที่รับมาจะถูกเก็บไว้ในเครื่องคอมพิวเตอร์ของเราแบบชั่วคราวโดยอัตโนมัติด้วย โดยจะเก็บไว้ในรูปแบบไฟล์ตระกูลบิตแมพ (BMP) ซึ่งเป็นไฟล์รูปภาพ ไฟล์ข้อมูลเหล่านี้จะถูกเก็บไว้โดยอัตโนมัติอย่างชั่วคราว หากเราต้องการที่จะทำการเก็บไว้ยาวถาวรแล้วเราต้องเป็นคนบันทึกไฟล์เหล่านั้นเองอีกครั้งหนึ่ง โดยคลิกเลือกที่ (Bitmap) แล้วตามด้วย (Load) จากนั้นเราก็ทำการตั้งชื่อไฟล์ที่เราจะบันทึกและเลือกเก็บไว้ตามความต้องการของเราถ้าไม่เช่นนั้นแล้วเมื่อเราออกจากโปรแกรมโดยที่ไม่ได้สั่งให้มีการบันทึกไฟล์อีกครั้ง ไฟล์ที่โปรแกรมทำการบันทึกไว้ให้เราชั่วคราวนี้จะถูกลบทิ้งโดยอัตโนมัติเช่นเดียวกัน

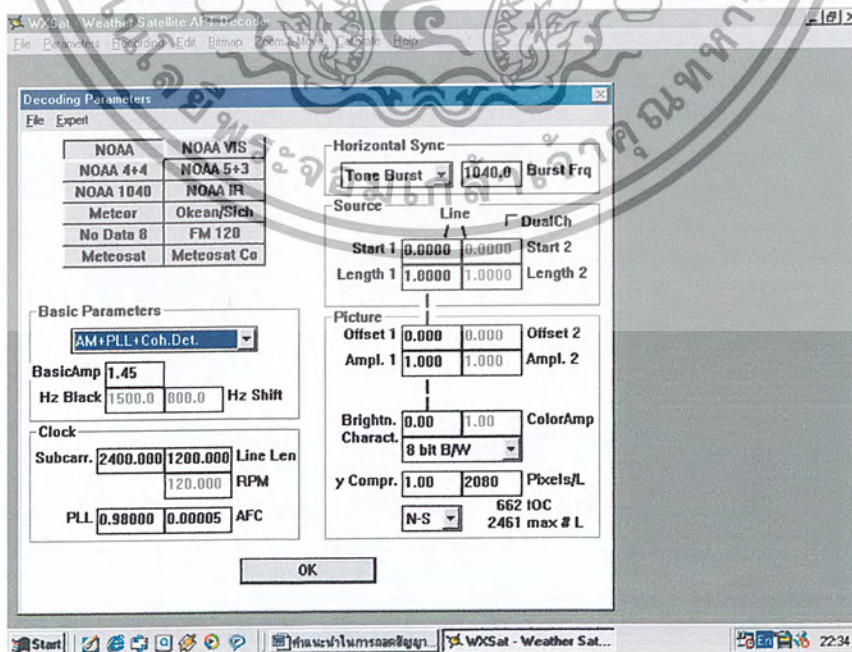
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานโปรแกรมเพื่อถอดสัญญาณภาพ

1. เมื่อทำการเปิดโปรแกรม WXSAT จะปรากฏแถบเมนูบาร์ขึ้นมาให้เลือกคลิก (**Parameter**) และคลิกเลือก **0 NOAA** ซึ่งเมนูนี้จะทำให้เราสามารถรับภาพถ่ายได้ทั้งภาพถ่ายแบบ visible และแบบอินฟราเรด ในหน้าจอเดียวกัน



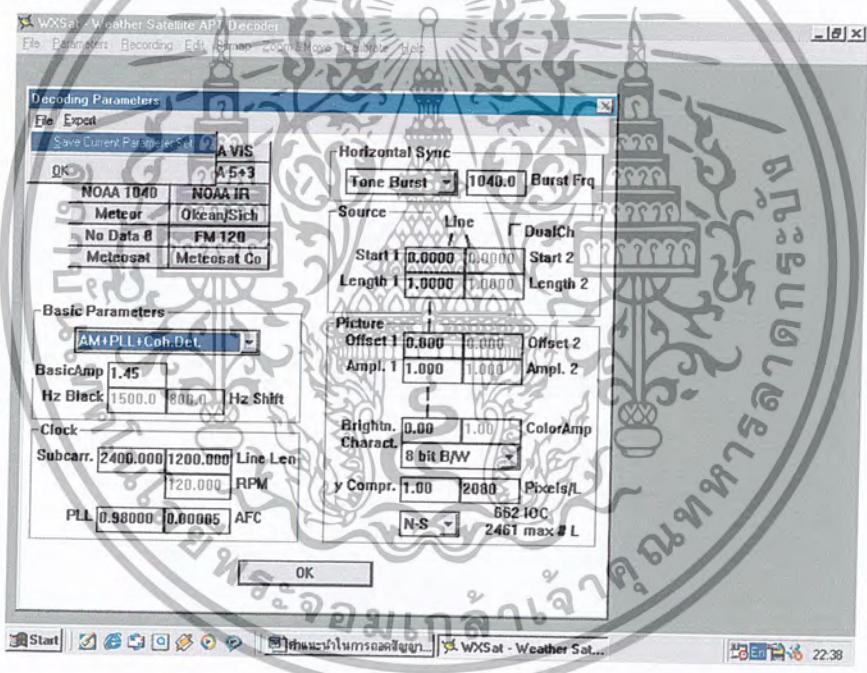
2. คลิกเลือก **Decoding** บนหน้าจอเพื่อตรวจสอบค่าพารามิเตอร์ของชนิดของภาพถ่ายที่โปรแกรมจะทำการถอดภาพออกมาให้เรา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเราพอใจกับค่าพารามิเตอร์ที่ปรากฏขึ้นมาบนหน้าจอแล้วเราก็คลิกตกลงได้เลยเพื่อยืนยัน หรือถ้าหากเราต้องการที่จะปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เราก็สามารถคลิกเลือกตามแถบต่างๆ ได้เลย ซึ่งเมื่อเราทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ในแต่ละครั้งเรียบร้อยแล้ว เราก็สามารถที่จะตรวจสอบผลของการรันโปรแกรมได้ด้วยการเรียกไฟล์เสียงที่เราบันทึกเอาไว้ขึ้นมา แล้วใช้โปรแกรมทำการถอดภาพออกมา เราก็สังเกตเห็นคุณภาพของภาพที่ได้เปรียบเทียบกับไปเรื่อยๆ จนกว่าเราจะได้ภาพที่มีคุณภาพตามที่เราพอใจ จากนั้นเราก็ทำการบันทึกค่าพารามิเตอร์เหล่านั้นเอาไว้ใช้งานในครั้งต่อไป

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

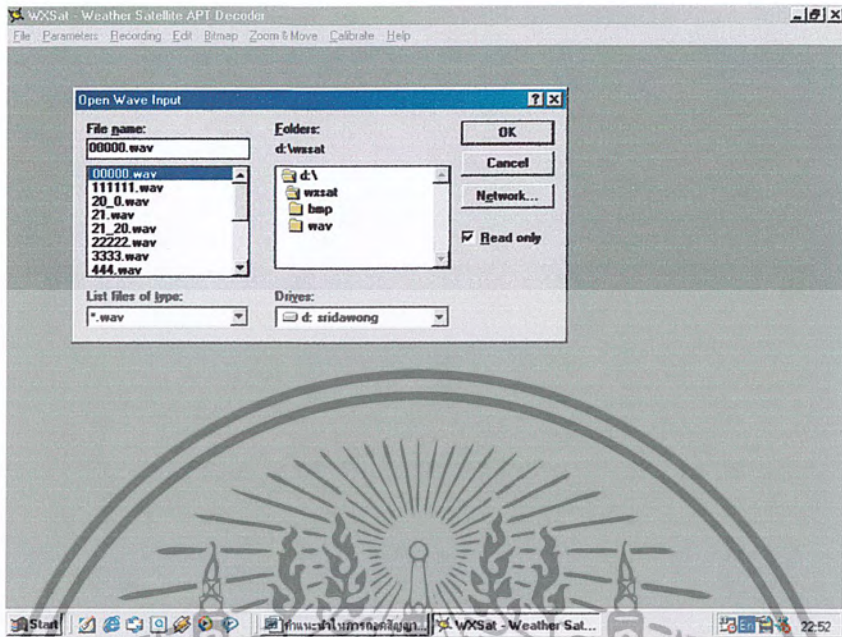


3. เมื่อใดที่สัญญาณเสียงถูกป้อนเข้าสู่การ์ดเสียงของคอมพิวเตอร์ โปรแกรม WXSAT ก็จะเริ่มทำการถอดสัญญาณภาพถ่ายให้ปรากฏทางหน้าจอคอมพิวเตอร์ทันที

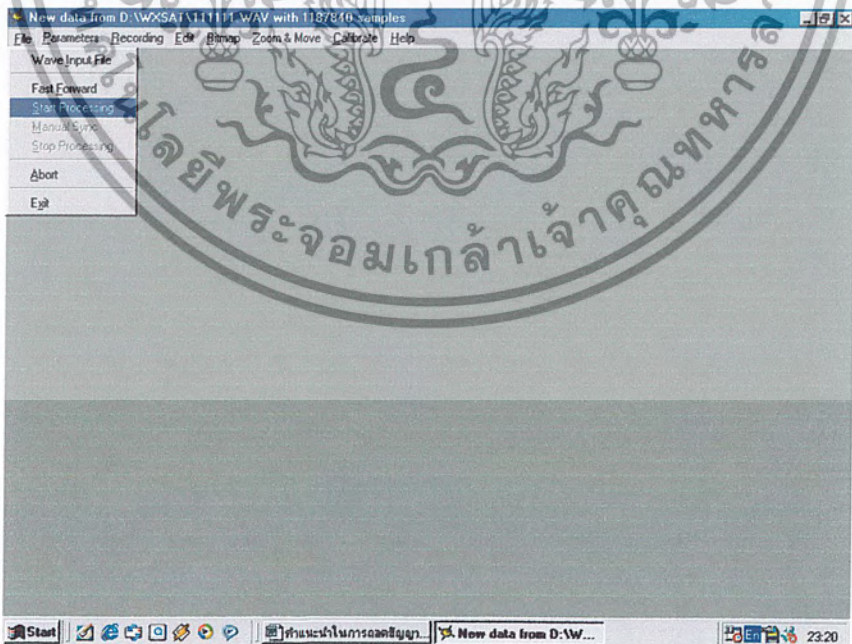
4. ไฟล์สัญญาณเสียงตระกูล .WAV จะถูกทำการบันทึกไว้โดยอัตโนมัติโดยโปรแกรม WXSAT จะทำการตั้งชื่อให้กับไฟล์เสียงนั้นด้วย โดยรูปแบบของชื่อไฟล์ที่โปรแกรมทำการตั้งให้เรายกตัวอย่างได้ดังนี้ 07240854.WAV หมายถึง ไฟล์นี้ถูกเริ่มต้นบันทึกเมื่อเวลาแปดโมงเช้าสี่สิบห้านาทีวันที่ยี่สิบสี่เดือนกรกฎาคม ซึ่งไฟล์เหล่านี้เราสามารถที่จะเรียกขึ้นมาเพื่อนำมาประมวลผลในภายหลังได้โดยวิธีการดังนี้ เริ่มต้นด้วยการเรียกไฟล์ข้อมูลตระกูล .WAV ที่ถูกบันทึกเอาไว้ขึ้นมาประมวลผลอีกโดยคลิกที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(File) ตามด้วย (Wave File Input) จะปรากฏรายชื่อไฟล์ขึ้นมาให้เราเลือก เราก็สามารถเลือกจากรายชื่อต่างๆได้ แล้วคลิกตกลง

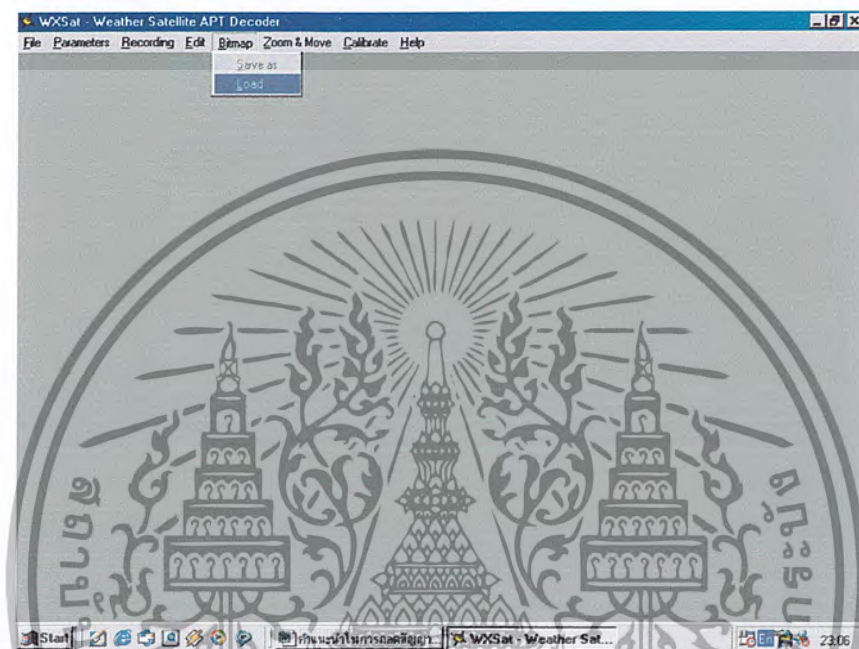


เมื่อเราคลิกตกลงเรียบร้อยแล้ว ให้คลิกที่ (File) อีกครั้งและตามด้วย (Start Processing) โปรแกรมจะเริ่มทำการถอดภาพฉายให้เราเห็นพิกัดได้ภาพฉายที่สมบรูณ์ออกมา

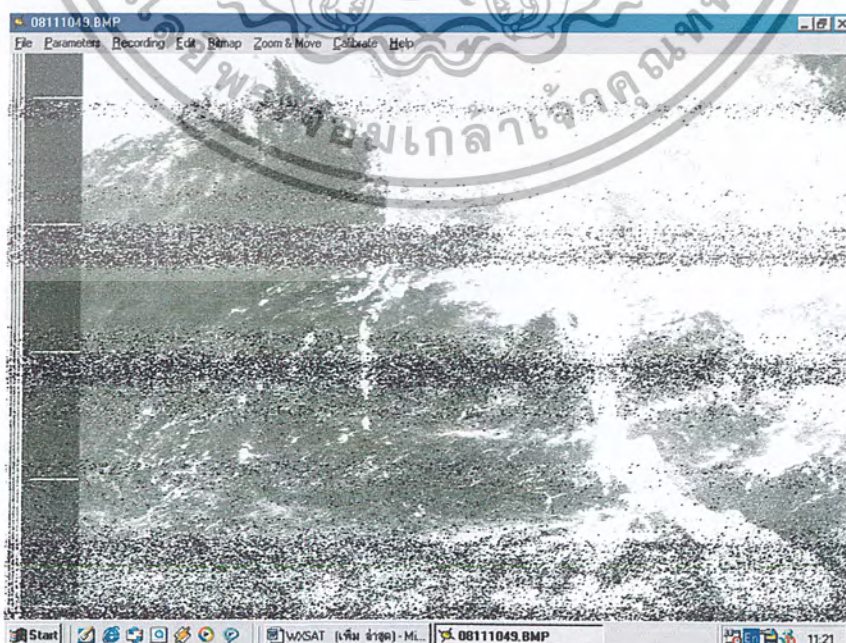


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าหากเราต้องการหยุดการถอดภาพในขณะที่โปรแกรมที่กำลังทำงานอยู่ก็ทำได้โดยคลิกที่ (Stop Processing) ภาพที่ถอดออกมาก่อนหน้านี้ที่เราจะหยุดโปรแกรมนี้อาจจะถูกบันทึกเอาไว้โดยอัตโนมัติเป็นไฟล์ตระกูลบิตแมพ โดยไฟล์บิตแมพนี้จะไม่ได้ถูกบันทึกอย่างถาวรมันจะถูกลบทิ้งทันทีที่เราทำการปิดโปรแกรม ดังนั้นหากเราต้องการที่จะเก็บภาพนั้นเอาไว้เราต้องทำการบันทึกภาพนี้เอง โดยมีขั้นตอนดังนี้คลิกเลือกที่ (Bitmap) ตามด้วย (Load) เราสามารถเปลี่ยนชื่อไฟล์ตามความต้องการได้ เมื่อเสร็จแล้วก็คลิกตกลงภาพก็จะถูกบันทึกเอาไว้

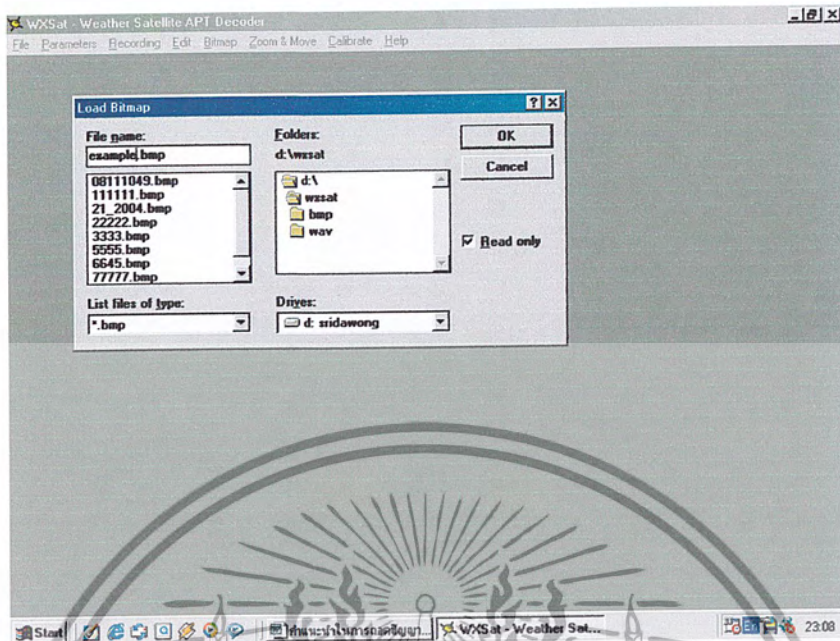


คอมพิวเตอร์ก็จะเก็บบันทึกภาพเอาไว้ให้เรอย่างถาวรเราก็สามารถเรียกดูภาพภายหลังได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตัวอย่างเป็นการเปลี่ยนชื่อไฟล์เป็นชื่อ example.bmp



และเมื่อต้องการกลับมาทำการถอดภาพต่อจากที่ถอดค้างเอาไว้ก็ทำได้โดยกลับมาคลิกที่ (File) อีกครั้งภาพก็จะถูกถอดออกมาจนเสร็จสมบูรณ์ เราก็จะได้ภาพถ่ายดาวเทียมตรงสภาพอากาศออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC3359

Low Power Narrowband FM IF

... includes oscillator, mixer, limiting amplifier, AFC, quadrature discriminator, op/amp, squelch, scan control, and mute switch. The MC3359 is designed to detect narrowband FM signals using a 455 kHz ceramic filter for use in FM dual conversion communications equipment. The MC3359 is similar to the MC3357 except that the MC3359 has an additional limiting IF stage, an AFC output, and an opposite polarity Broadcast Detector. The MC3359 also requires fewer external parts. For low cost applications requiring V_{CC} below 6.0 V, the MC3361BP,BD are recommended. For applications requiring a fixed, tuned, ceramic quadrature resonator, use the MC3357. For applications requiring dual conversion and RSSI, refer to these devices; MC3335, MC3362 and MC3363.

- Low Drain Current: 3.6 mA (Typical) @ $V_{CC} = 6.0$ Vdc
- Excellent Sensitivity: Input Limiting Voltage –
– 3.0 dB = 2.0 μ V (Typical)
- Low Number of External Parts Required
- For Low Voltage and RSSI, use the MC3371

**HIGH GAIN
LOW POWER
FM IF
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA**



**P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707**

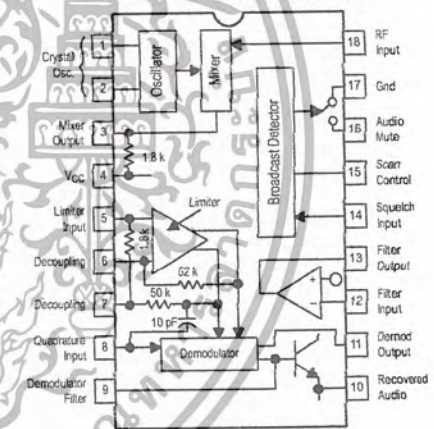
**DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751D
(SO-20L)**



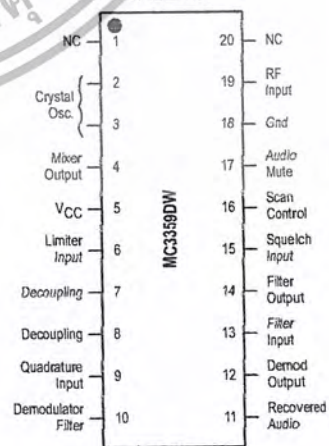
ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC3359DW	$T_A = -30$ to $+70^\circ\text{C}$	SO-20L
MC3359P		Plastic DIP

Figure 2. Pin Connections and Functional Block Diagram

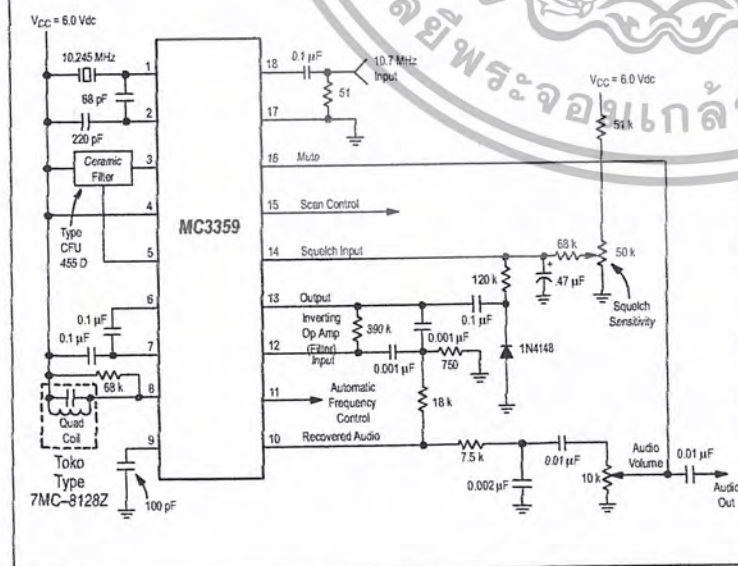


CASE 707



CASE 751D

Figure 1. Simplified Application in a Scanner Receiver



MC3359

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C, unless otherwise noted)

Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	4	V _{CC(max)}	12	Vdc
Operating Supply Voltage Range	4	V _{CC}	6 to 9	Vdc
Input Voltage (V _{CC} ≥ 6.0 Volts)	18	V ₁₈	1.0	V _{rms}
Mute Function	16	V ₁₆	-0.7 to 12	V _{pk}
Junction Temperature	-	T _J	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	-	T _A	-30 to +70	°C
Storage Temperature Range	-	T _{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 6.0 Vdc, f₀ = 10.7 MHz, Δf = ±3.0 kHz, f_{mod} = 1.0 kHz, 50 Ω source, T_A = 25°C test circuit of Figure 3, unless otherwise noted)

Characteristics		Min	Typ	Max	Units
Drain Current (Pins 4 and 8)	Squelch Off	-	3.6	6.0	mA
	Squelch On	-	5.4	7.0	mA
Input for 20 dB Quieting		-	8.0	-	μVrms
Input for -3.0 dB Limiting		-	2.0	-	μVrms
Mixer Voltage Gain (Pin 18 to Pin 3, Open)		-	46	-	
Mixer Third Order Intercept, 50 Ω Input		-	-1.0	-	dBm
Mixer Input Resistance		-	3.6	-	kΩ
Mixer Input Capacitance		-	2.2	-	pF
Recovered Audio, Pin 10 (Input Signal 1.0 mVrms)		450	700	-	mVrms
Detector Center Frequency Slope, Pin 10		-	0.3	-	V/kHz
AFC Center Slope, Pin 11, Unloaded		-	12	-	V/kHz
Filter Gain (test circuit of Figure 3)		40	51	-	dB
Squelch Threshold, Through 10K to Pin 14		-	0.62	-	Vdc
Scan Control Current, Pin 15	Pin 14 - High	-	0.01	1.0	μA
	- Low	2.0	2.4	-	mA
Mute Switch Impedance Pin 16 to Ground	Pin 14 - High	-	5.0	10	Ω
	- Low	-	1.5	-	MΩ

Figure 3. Test Circuit

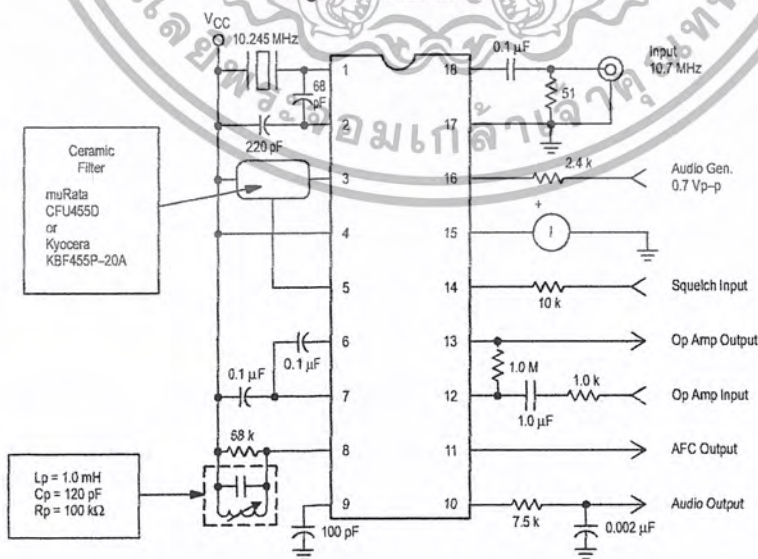


Figure 4. Mixer Voltage Gain

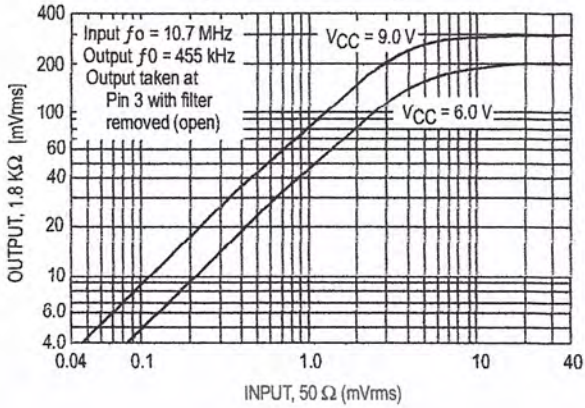


Figure 5. Limiting IF Frequency Response

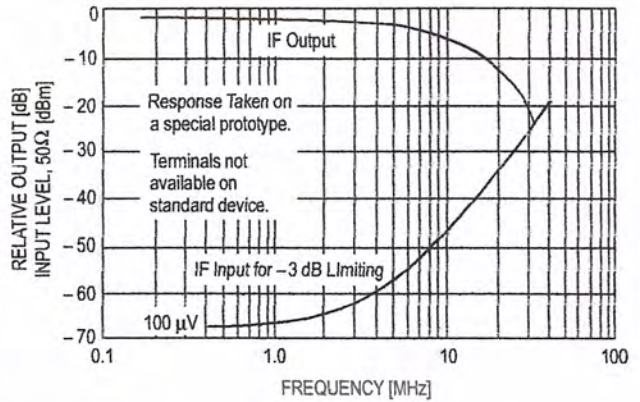


Figure 6. Mixer Third Order Intermodulation Performance

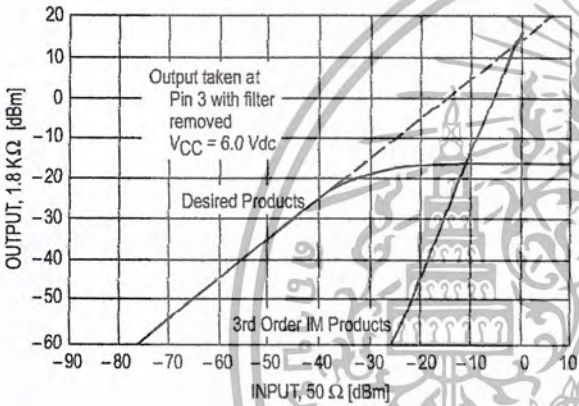


Figure 7. Detector and AFC Responses

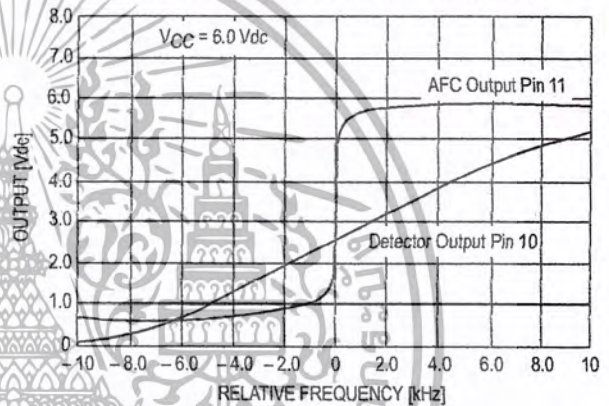


Figure 8. Relative Mixer Gain

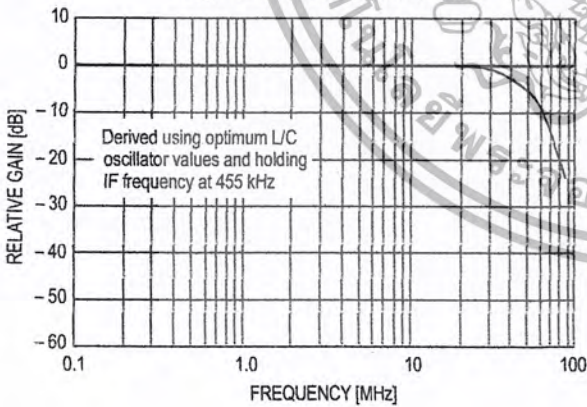
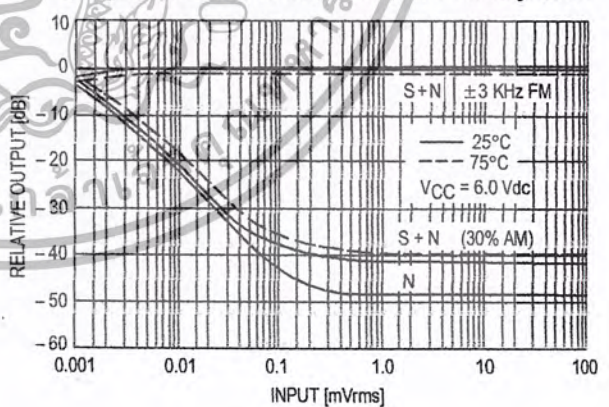


Figure 9. Overall Gain, Noise, and AM Rejection



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 10. Output Components of Signal, Noise, and Distortion

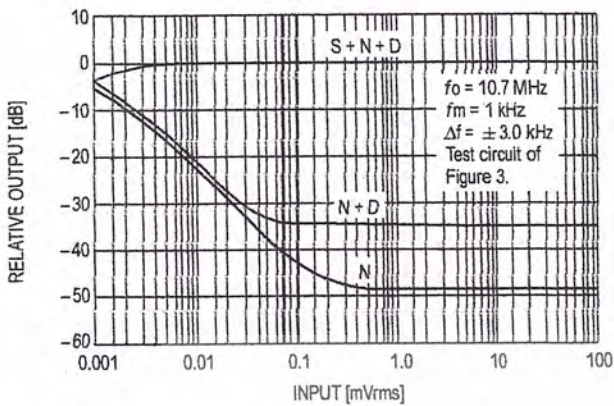


Figure 11. Audio Output and Total Current Drain versus Supply Voltage

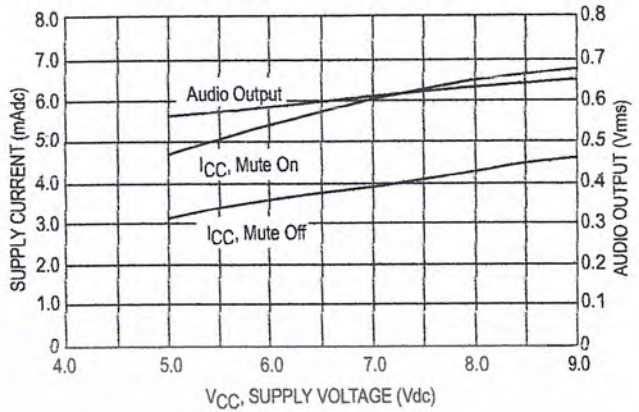


Figure 12. L/C Oscillator, Temperature and Power Supply Sensitivity

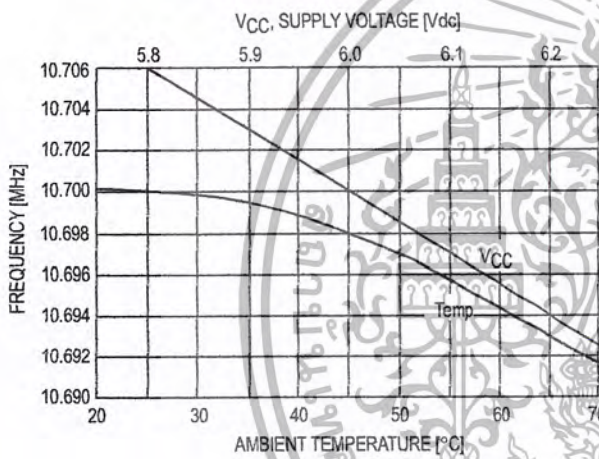


Figure 13. Op Amp Gain and Phase Response

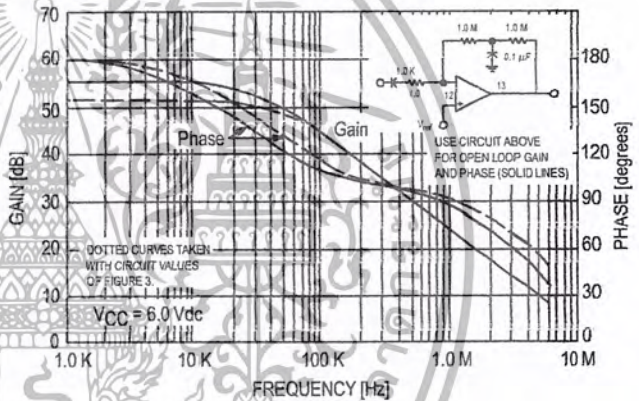


Figure 14. L/C Oscillator Recommended Component Values

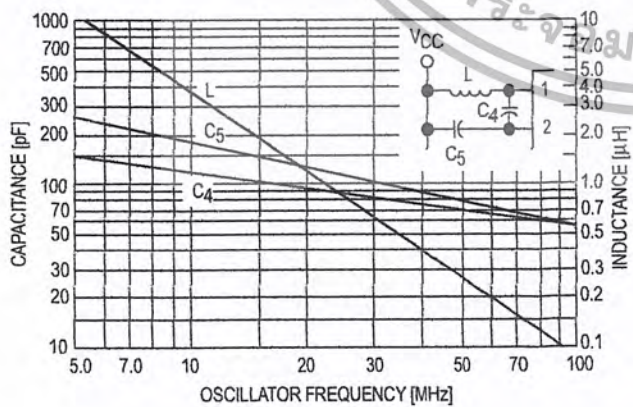


Figure 15. The Op Amp as a Bandpass Filter

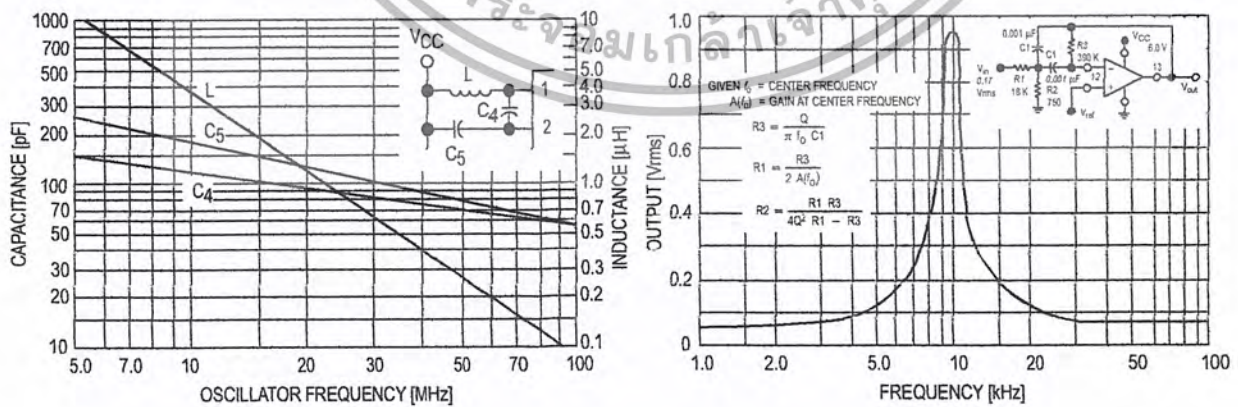
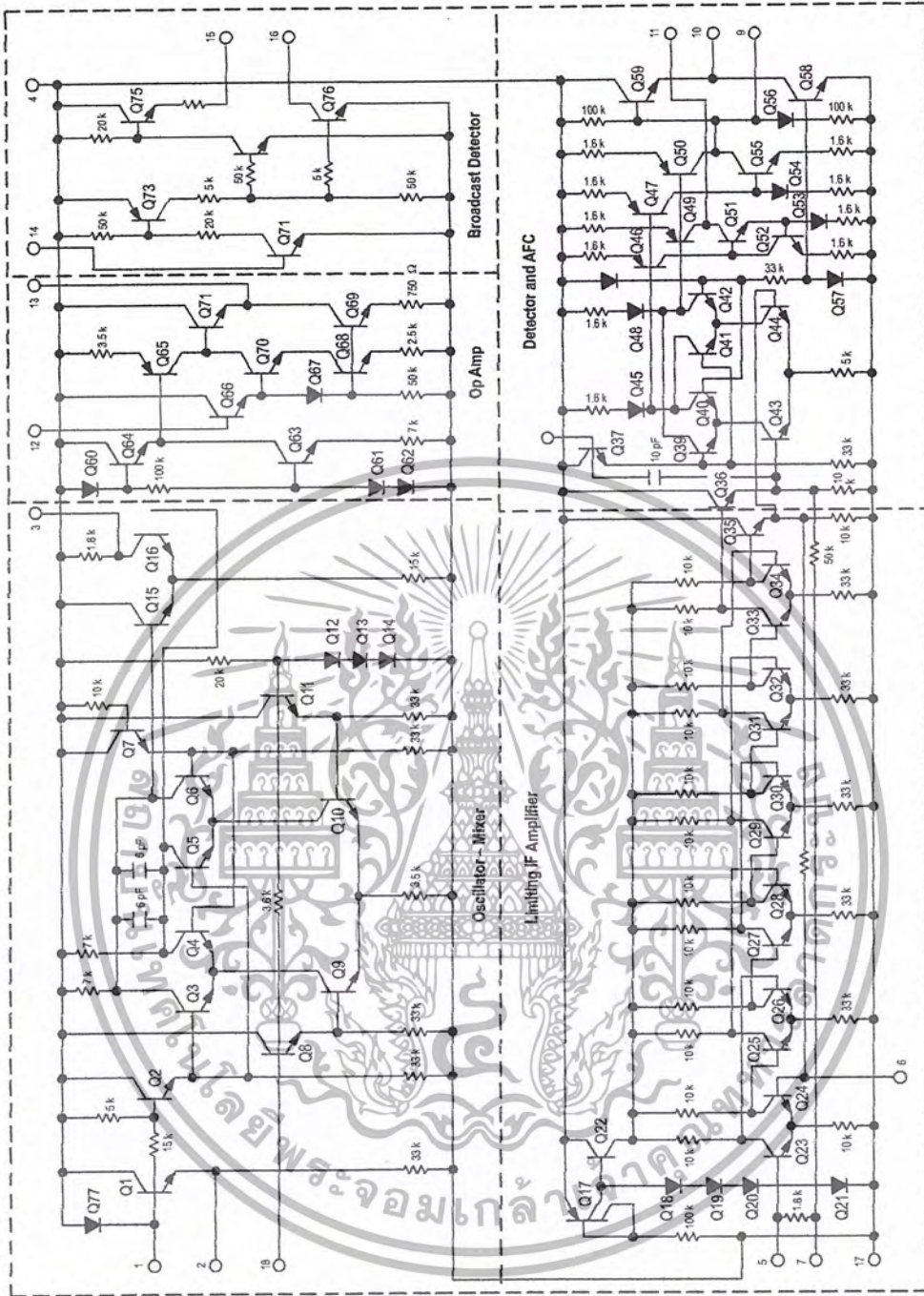


Figure 16. Representative Schematic Diagram



CIRCUIT DESCRIPTION

The MC3359 is a low-power FM IF circuit designed primarily for use in voice-communication scanning receivers. It is also finding a place in narrowband data links.

In the typical application (Figure 1), the mixer-oscillator combination converts the input frequency (10.7 MHz) down to 455 kHz, where, after external bandpass filtering, most of the amplification is done. The audio is recovered using a conventional quadrature FM detector. 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-trigger circuit indicates the presence of noise (or a tone) by an output which can be used to control scanning. At the same time, an internal switch is operated which can be used to mute the audio.

APPLICATIONS INFORMATION

The oscillator is an internally biased Colpitts type with the collector, base, and emitter connections at Pin 4, 1 and 2, respectively. The crystal is used in fundamental mode, calibrated for parallel resonance at 32 pF load capacitance. *In theory this means that the two capacitors in series should be 32 pF, but in fact much larger values do not significantly affect the oscillator frequency, and provide higher oscillator output.*

The oscillator can also be used in the conventional L/C Colpitts configuration without loss of mixer conversion gain. This oscillator is, of course, much more sensitive to voltage and temperature as shown in Figure 12. Guidelines for choosing L and C values are given in Figure 14.

The mixer is doubly balanced to reduce spurious responses. The mixer measurements of Figure 4 and 6 were made using an external 50 Ω source and the internal 1.8 k at Pin 3. Voltage gain curves at several V_{CC} voltages are shown in Figure 4. The Third Order Intercept curves of Figure 6 are shown using the conventional dBm scales. Measured power gain (with the 50 Ω input) is approximately 18 dB but the useful gain is much higher because the mixer input impedance is over 3 k Ω . Most applications will use a 330 Ω 10.7 MHz crystal filter ahead of the mixer. For higher frequencies, the relative mixer gain is given in Figure 8.

Following the mixer, a ceramic bandpass filter is recommended. The 455 kHz types come in bandwidths from ± 2 kHz to ± 15 kHz and have input and output impedances of 1.5 k to 2.0 k. For this reason, the Pin 5 input to the 6 stage limiting IF has an internal 1.8 k resistor. The IF has a 3 dB

limiting sensitivity of approximately 100 μ V at Pin 5 and a useful frequency range of about 5 MHz as shown in Figure 5. The frequency limitation is due to the high resistance values in the IF, which were necessary to meet the low power requirement. The output of the limiter is internally connected to the quadrature detector, including the 10 pF quadrature capacitor. Only a parallel L/C is needed externally from Pin 8 to V_{CC} . A shunt resistance can be added to widen the peak separation of the quadrature detector.

The detector output is amplified and buffered to the audio output, Pin 10, which has an output impedance of approximately 300 Ω . Pin 9 provides a high impedance (50 k) point in the output amplifier for application of a filter or de-emphasis capacitor. Pin 11 is the AFC output, with high gain and high output impedance (1 M). If not needed, it should be grounded, or it can be connected to Pin 9 to double the recovered audio. The detector and AFC responses are shown in Figure 7.

Overall performance of the MC3359 from mixer input to audio output is shown in Figure 9 and 10. The MC3359 can also be operated in "single conversion" equipment; i.e., the mixer can be used as a 455 kHz amplifier. The oscillator is disabled by connecting Pin 1 to Pin 2. In this mode, the overall performance is identical to the 10.7 MHz results of Figure 9.

A simple inverting op amp is provided with an output at Pin 13 providing dc bias (externally) to the input at Pin 12, which is referred internally to 2.0 V. A filter can be made with external impedance elements to discriminate between frequencies. With an external AM detector, the filtered audio signal can be checked for the presence of either noise above the normal audio, or a tone signal.

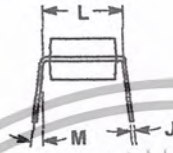
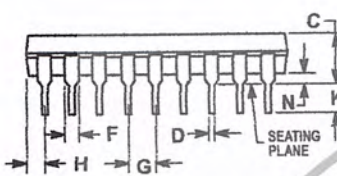
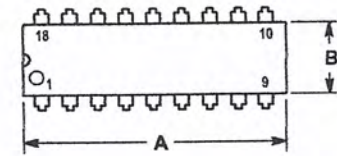
The open loop response of this op amp is given in Figure 13. Bandpass filter design information is provided in Figure 15.

A low bias to Pin 14 sets up the squelch-trigger circuit so that Pin 15 is high, a source of at least 2.0 mA, and the audio mute (Pin 16) is open-circuit. If Pin 14 is raised to 0.7 V by the noise or tone detector, Pin 15 becomes open circuit and Pin 16 is internally short circuited to ground. There is no hysteresis. Audio muting is accomplished by connecting Pin 16 to a high-impedance ground-reference point in the audio path between Pin 10 and the audio amplifier. No dc voltage is needed, in fact it is not desirable because audio "thump" would result during the muting function. Signal swing greater than 0.7 V below ground on Pin 16 should be avoided.

MC3359

OUTLINE DIMENSIONS

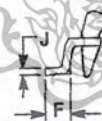
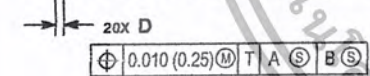
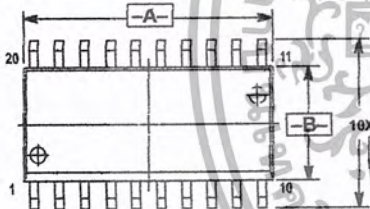
P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 707-02 ISSUE C



- NOTES:
1. POSITIONAL TOLERANCE OF LEADS (D), SHALL BE WITHIN 0.25 (0.010) AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION, IN RELATION TO SEATING PLANE AND EACH OTHER.
 2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 3. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.

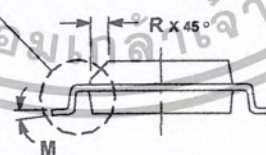
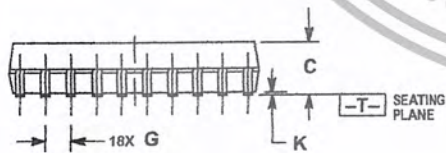
DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	22.22	23.24	0.875	0.915
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	3.56	4.57	0.140	0.180
D	0.36	0.56	0.014	0.022
F	1.27	1.78	0.050	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	1.02	1.52	0.040	0.060
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.92	3.43	0.115	0.135
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.51	1.02	0.020	0.040

DW SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751D-04 (SO-20L) ISSUE E



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.6M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.150 (0.006) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.13 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

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



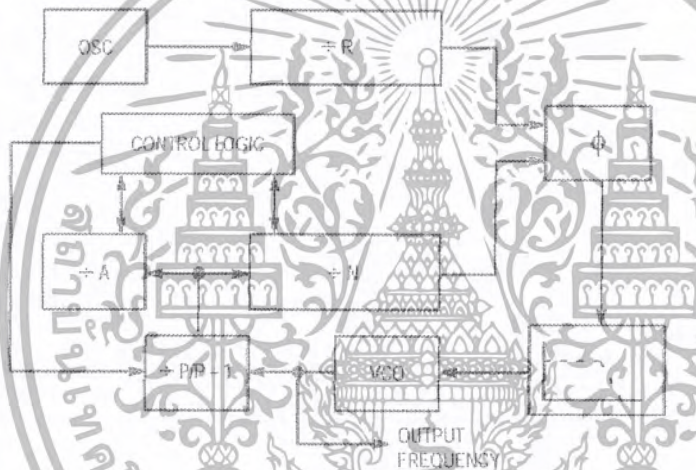
PLL Frequency Synthesizer Family CMOS

MC145151-2
MC145152-2
MC145155-2
MC145156-2
MC145157-2
MC145158-2

The devices described in this document are typically used as low-power, phase-locked loop frequency synthesizers. When combined with an external low-pass filter and voltage-controlled oscillator, these devices can provide all the remaining functions for a PLL frequency synthesizer operating up to the device's frequency limit. For higher VCO frequency operation, a down mixer or a prescaler can be used between the VCO and the synthesizer IC.

These frequency synthesizer chips can be found in the following and other applications:

- CATV
- AM/FM Radios
- Two-Way Radios
- TV Tuning
- Scanning Receivers
- Amateur Radio



CONTENTS

DEVICE DETAIL SHEETS

	Page
MC145151-2 Parallel-Input, Single-Modulus	2
MC145152-2 Parallel-Input, Dual-Modulus	5
MC145157-2 Serial-Input, Single-Modulus	9
MC145158-2 Serial-Input, Dual-Modulus	12

FAMILY CHARACTERISTICS

Maximum Ratings	15
DC Electrical Characteristics	15
AC Electrical Characteristics	17
Timing Requirements	18
Frequency Characteristics	19
Phase Detector/Lock Detector Output Waveforms	19

DESIGN CONSIDERATIONS

Phase-Locked Loop — Low-Pass Filter Design	20
Crystal Oscillator Considerations	21
Dual-Modulus Prescaling	22

REV 4
12/99

© Motorola, Inc. 1999



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Parallel-Input PLL Frequency Synthesizer

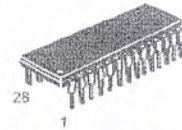
Interfaces with Single-Modulus Prescalers

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

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

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

MC145151-2



P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 710



DW SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751F

ORDERING INFORMATION

MC145151P2 Plastic DIP
MC145151DW2 SOG Package

PIN ASSIGNMENT

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

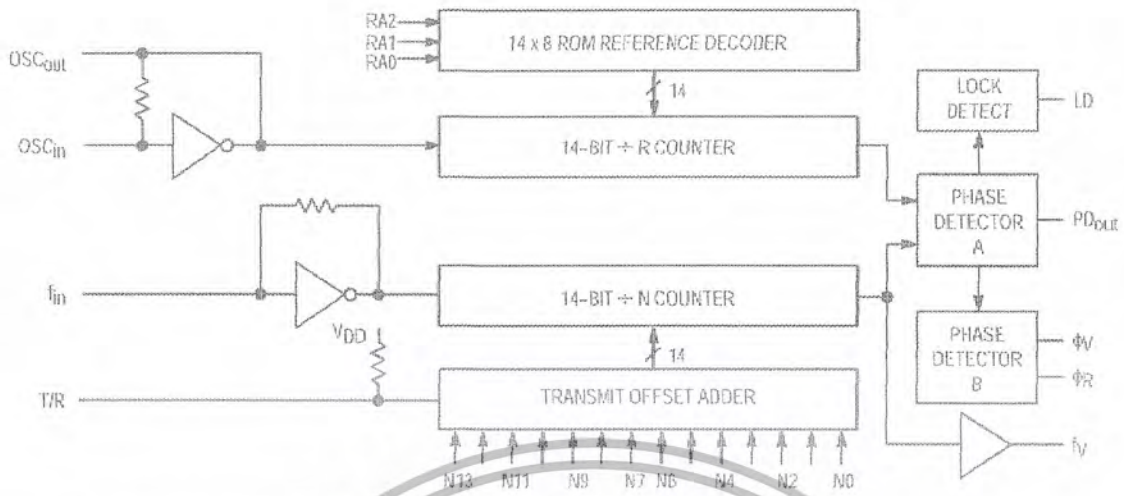
REV 1
8/95

© Motorola, Inc. 1995



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145151-2 BLOCK DIAGRAM



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

PIN DESCRIPTIONS

INPUT PINS

f_{in}
Frequency Input (Pin 1)

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

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

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

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

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

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

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

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

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

This input controls the offset added to the data provided at the N inputs. This is normally used for offsetting the VCO frequency by an amount equal to the IF frequency of the transceiver. This offset is fixed at 356 when T/R is low and gives no offset when T/R is high. A pull-up resistor ensures that no connection will appear as a logic 1 causing no offset addition.

OSCin, OSCout
Reference Oscillator Input/Output (Pins 27, 26)

These pins form an on-chip reference oscillator when connected to terminals of an external parallel resonant crystal. Frequency setting capacitors of appropriate value must be connected from OSCin to ground and OSCout to ground. OSCin may also serve as the input for an externally-generated reference signal. This signal is typically ac coupled to OSCin, but for larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may also be used. In the external reference mode, no connection is required to OSCout.

OUTPUT PINS

PDout
Phase Detector A Output (Pin 4)

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

Frequency $f_V > f_R$ or f_V Leading: Negative Pulses

Frequency $f_V < f_R$ or f_V Lagging: Positive Pulses

Frequency $f_V = f_R$ and Phase Coincidence: High-Impedance State

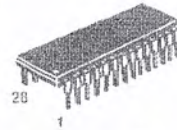
MC145152-2

Parallel-Input PLL Frequency Synthesizer
Interfaces with Dual-Modulus Prescalers

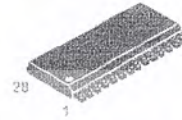
The MC145152-2 is programmed by sixteen parallel inputs for the N and A counters and three input lines for the R counter. The device features consist of a reference oscillator, selectable-reference divider, two-output phase detector, 10-bit programmable divide-by-N counter, and 6-bit programmable +A counter.

The MC145152-2 is an improved-performance drop-in replacement for the MC145152-1. Power consumption has decreased and ESD and latch-up performance have improved.

- Operating Temperature Range: -40 to 85°C
- Low Power Consumption Through Use of CMOS Technology
- 3.0 to 9.0 V Supply Range
- On- or Off-Chip Reference Oscillator Operation
- Lock Detect Signal
- Dual Modulus/Parallel Programming
- 8 User-Selectable +R Values: 8, 64, 128, 256, 512, 1024, 1180, 2048
- +N Range = 3 to 1023, +A Range = 0 to 63
- Chip Complexity: 8000 FETs or 2000 Equivalent Gates
- See Application Note AN980



P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 710



DW SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751F

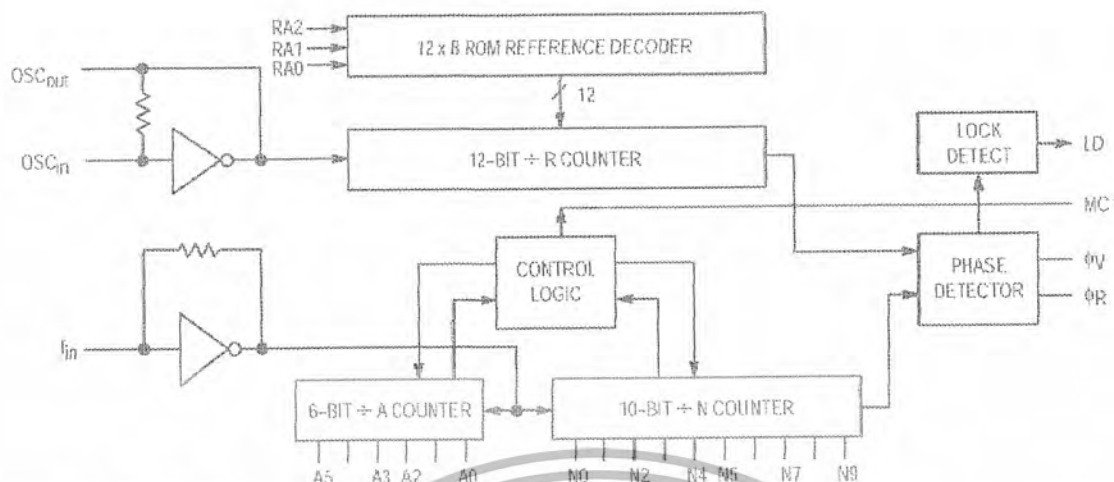
ORDERING INFORMATION

- MC145152P2 Plastic DIP
- MC145152DW2 SOG Package

PIN ASSIGNMENT

in	1	28	LD
VSS	2	27	OSC _{in}
VDD	3	26	OSC _{out}
RA0	4	25	A4
RA1	5	24	A3
RA2	6	23	A0
RA	7	22	A2
Qy	8	21	A1
MC	9	20	N9
A5	10	19	N8
N0	11	18	N7
N1	12	17	N6
N2	13	16	N5
N3	14	15	N4

MC145152-2 BLOCK DIAGRAM



NOTE: N0 – N9, A0 – A5, and RA0 – RA2 have pull-up resistors that are not shown.

PIN DESCRIPTIONS

INPUT PINS

f_{in}
Frequency Input (Pin 1)

Input to the positive edge triggered $\div N$ and $\div A$ counters. f_{in} is typically derived from a dual-modulus prescaler and is ac coupled into the device. For larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may be used.

RA0, RA1, RA2
Reference Address Inputs (Pins 4, 5, 6)

These three inputs establish a code defining one of eight possible divide values for the total reference divider. The total reference divide values are as follows:

Reference Address Code			Total Divide Value
RA2	RA1	RA0	
0	0	0	8
0	0	1	64
0	1	0	128
0	1	1	256
1	0	0	512
1	0	1	1024
1	1	0	1160
1	1	1	2048

N0 – N9
N Counter Programming Inputs (Pins 11 – 20)

The N inputs provide the data that is preset into the $\div N$ counter when it reaches the count of 0. N0 is the least significant digit and N9 is the most significant. Pull-up resistors ensure that inputs left open remain at a logic 1 and require only a SPST switch to alter data to the zero state.

A0 – A5
A Counter Programming Inputs
(Pins 23, 21, 22, 24, 25, 10)

The A inputs define the number of clock cycles of f_{in} that require a logic 0 on the MC output (see **Dual-Modulus**

Prescaling section). The A inputs all have internal pull-up resistors that ensure that inputs left open will remain at a logic 1.

OSCin, OSCout
Reference Oscillator Input/Output (Pins 27, 26)

These pins form an on-chip reference oscillator when connected to terminals of an external parallel resonant crystal. Frequency setting capacitors of appropriate value must be connected from OSCin to ground and OSCout to ground. OSCin may also serve as the input for an externally-generated reference signal. This signal is typically ac coupled to OSCin, but for larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may also be used. In the external reference mode, no connection is required to OSCout.

OUTPUT PINS

φR, φV
Phase Detector B Outputs (Pins 7, 8)

These phase detector outputs can be combined externally for a loop-error signal.

If the frequency f_y is greater than f_R or if the phase of f_y is leading, then error information is provided by ϕ_V pulsing low. ϕ_R remains essentially high.

If the frequency f_y is less than f_R or if the phase of f_y is lagging, then error information is provided by ϕ_R pulsing low. ϕ_V remains essentially high.

If the frequency of $f_y = f_R$ and both are in phase, then both ϕ_V and ϕ_R remain high except for a small minimum time period when both pulse low in phase.

MC
Dual-Modulus Prescale Control Output (Pin 9)

Signal generated by the on-chip control logic circuitry for controlling an external dual-modulus prescaler. The MC level will be low at the beginning of a count cycle and will remain low until the $\div A$ counter has counted down from its programmed value. At this time, MC goes high and remains high until the $\div N$ counter has counted the rest of the way down from its programmed value ($N - A$ additional counts since both $\div N$ and $\div A$ are counting down during the first

portion of the cycle). MC is then set back low, the counters preset to their respective programmed values, and the above sequence repeated. This provides for a total programmable divide value $(N_T) = N \cdot P + A$ where P and $P + 1$ represent the dual-modulus prescaler divide values respectively for high and low MC levels, N the number programmed into the $\div N$ counter, and A the number programmed into the $\div A$ counter.

LD
Lock Detector Output (Pin 28)

Essentially a high level when loop is locked (f_R, f_V of same phase and frequency). Pulses low when loop is out of lock.

POWER SUPPLY

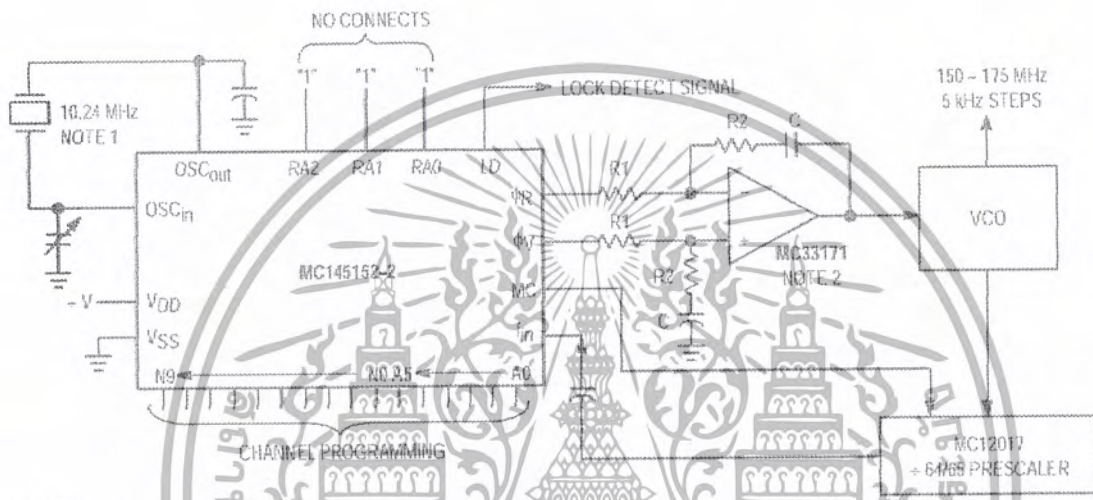
V_{DD}
Positive Power Supply (Pin 3)

The positive power supply potential. This pin may range from +3 to +9 V with respect to V_{SS}.

V_{SS}
Negative Power Supply (Pin 2)

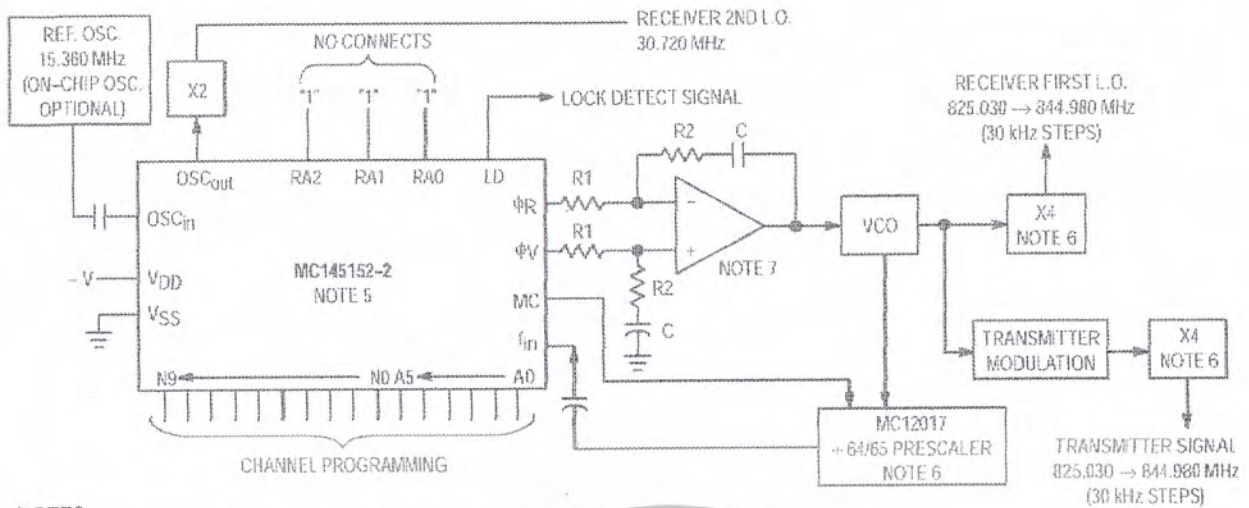
The most negative supply potential. This pin is usually ground.

TYPICAL APPLICATIONS



- NOTES:
1. Off-chip oscillator optional.
 2. The ϕ_R and ϕ_V outputs are fed to an external combiner/loop filter. See the Phase-Locked Loop — Low-Pass Filter Design page for additional information. The ϕ_R and ϕ_V outputs swing rail-to-rail. Therefore, the user should be careful not to exceed the common mode input range of the op amp used in the combiner/loop filter.

Figure 1. Synthesizer for Land Mobile Radio VHF Bands



NOTES:

1. Receiver 1st I.F. = 45 MHz, low side injection; Receiver 2nd I.F. = 11.7 MHz, low side injection.
2. Duplex operation with 45 MHz receiver/transmit separation.
3. $f_R = 7.5 \text{ kHz}$; $R = 2048$.
4. $N_{\text{total}} = N * 64 + A = 27501 \text{ to } 28166$; $N = 429 \text{ to } 440$; $A = 0 \text{ to } 66$.
5. MC145158-2 may be used where serial data entry is desired.
6. High frequency prescalers (e.g., MC12018 [520 MHz] and MC12022 [1 GHz]) may be used for higher frequency VCO and f_{ref} implementations.
7. The ϕ_R and ϕ_V outputs are fed to an external combiner/loop filter. See the Phase-Locked Loop — Low-Pass Filter Design page for additional information. The ϕ_R and ϕ_V outputs swing rail-to-rail. Therefore, the user should be careful not to exceed the common mode input range of the op amp used in the combiner/loop filter.

Figure 2. 666-Channel Computer-Controlled Mobile Radiotelephone Synthesizer for 500 MHz Cellular Radio Systems

MC145152-2 Data Sheet Continued on Page 15

MC145151-2 through MC145158-2

MOTOROLA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สามารถดำเนินมาถึงขั้นสำเร็จได้ เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือด้วยดีตลอดมาจาก รศ. ณรงค์ เหมกรณ์ และ รศ. นิภา ลีลาสุทธิ ที่คอยให้คำปรึกษาแนะนำตลอดมา ต้องขอขอบพระคุณ ท่านอาจารย์ทั้งสองเป็นอย่างสูง นอกจากนี้ยังรวมถึงพี่ๆปริญญาโทที่คอยให้คำแนะนำและเอื้อเฟื้อ อุปกรณ์ในการทดลอง รวมทั้งเพื่อนนักศึกษาที่คอยให้ความช่วยเหลือและให้กำลังใจ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. ยืน ภู่วรวรรณ , “ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 1 “ , บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด,กรุงเทพฯ , 2536.
2. ณรงค์ เหมกรณ์, “การสื่อสารดาวเทียม”, สำนักพิมพ์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
3. สุชาติ กังวารจิตต์, “เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร”, บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด, กรุงเทพฯ, 2532.
4. ชูชัย ธนสารตั้งเจริญและ พิชัย ภักดีพานิชเจริญ, “ระบบสื่อสารวิทยุ”, สำนักพิมพ์ ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, กรุงเทพฯ
5. John D.Kraus & Ronald J.Marhefka, “Antennas For All Applications”,Third Edition.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้