

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



ชุดรับโทรทัศน์ระบบ MMDS ย่านความถี่ 2.5-2.65 GHz

แปลงลงมาเป็นย่าน ความถี่ย่าน UHF 662-862 MHz

MMDS TELEVISION RECEIVER SET AT 2.5-2.65 GHz

CONVERTS TO UHF 662-862MHz



โดย นายปริญญา แสนทวี
นายปูลลรัตน์ คู่หม้ายบง

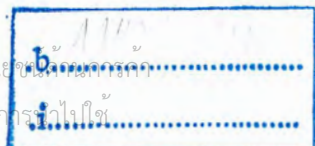
ปริญญาณิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2546

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 54989
วัน,เดือน,ปี..... 4 เม.ย. 2548



ชุดรับโทรทัศน์ระบบ MMDS ย่านความถี่ 2.5-2.65 GHz
แปลงลงมาเป็นย่าน ความถี่ย่าน UHF 662-862 MHz
MMDS TELEVISION RECEIVER SET AT 2.5-2.65 GHz
CONVERTS TO UHF 662-862MHz

โดย

นาย ปริญญา แสนทวี 44015066

นาย ปุณณรัตน์ คุ่มห้วยบง 44015068



ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาบัตรปีการศึกษา 2546

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง


เรื่อง ชุดรับโทรทัศน์ระบบ MMDS ย่านความถี่ 2.5-2.65 GHz แปลงลงมาเป็นย่าน ความถี่ย่าน UHF
662-862 MHz


MMDS TELEVISION RECEIVER SET AT 2.5-2.65 GHz CONVERTS TO UHF 662-
862 MHz

ผู้จัดทำ

1. นาย ปริญญา แสนทวี 44015066

2. นาย ปุณณรัตน์ คุ่มห้วยบง 44015068


.....
(รศ. นรงค์ เหมกรัตน์)


.....
(รศ. นิภา สิตารุจิ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดรับโทรทัศน์ระบบ MMDS ย่านความถี่ 2.5-2.65 GHz
แปลงลงมาเป็นความถี่ย่าน UHF 662-862 MHz
MMDS TELEVISION RECEIVER SET AT 2.5 – 2.65 GHz
CONVERTS TO UHF 662-862MHz

โดย นาย ปริญา แสนทวี 44015066
นาย ปุณรัตน์ คุ่มห้วยบง 44015068

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ณรงค์ เหมกรณ์
รศ. นิภา ดิลารุจิ

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาและสร้างชุดรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบ MMDS (Multi-channel Multi-point Distribution System) ในย่านความถี่ 2.5-2.65 GHz แปลงลงมาเป็นย่านความถี่ UHF 662-862 MHz ซึ่งชุดรับนี้สามารถรับสัญญาณจากสถานีโทรทัศน์ไทยทีวี (TTV) ได้

Abstract

This project studies and constructs MMDS television receiver set (Multi-channel Multi-point Distribution System) at frequency 2.6-2.65 GHz which is converted to UHF 662-862 MHz. This receiver set can receive signals from Thai Television Channel (TTV).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญาโท	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญาโท	2
1.3 ขอบเขตของปริญญาโท	2
1.4 ประโยชน์ของปริญญาโท	2

บทที่ 2 ทฤษฎี

2.1 ย่านความถี่ที่ใช้ในการส่งสัญญาณ	3
2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์	3
2.2.1 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์	6
2.2.2 วงจร LC ออสซิลเลเตอร์	9
2.2.3 ค่า Q สำหรับวงจรอนุกรมรวม RLC และ RLC	10
2.2.4 อินดัคเตอร์และคาปาซิเตอร์ในทางปฏิบัติ	15
2.3 วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์	17
2.4 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกคัล	18
2.4.1 ระบบเฟสล็อกคัล	20
2.4.2 เฟสล็อกคัลแบบพรีสเกลเลอร์	25
2.4.2.1 เฟสล็อกคัลที่ใช้พรีสเกลเลอร์แบบสองมอดูลัส (Dual Modulus)	26
2.4.3 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่	27
2.5 ตัวกรองความถี่	28
2.5.1 ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่	29
2.5.2 ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท	29
2.6 วงจรมิกเซอร์	30
2.7 สายอากาศ	32
2.7.1 คุณสมบัติของสายอากาศ	34
2.7.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	36
2.7.3 ฮาร์ฟเวทเวอร์บีมิคท์	43
2.7.4 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจาย	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

2.7.5 ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น	44
2.7.6 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)	45
2.8 สายอากาศแบบยาก็	47
2.8.1 การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศแบบยาก็ไดโพล	49
บทที่ 3 การคำนวณและการออกแบบ	
3.1 ภาคกำเนิดความถี่	51
3.2 ภาค RF AMP	52
3.3 ภาค MIXER	53
3.4 ภาค IF AMP	54
3.5 ภาคของสายอากาศ	55
บทที่ 4 ผลการทดลอง	
4.1 การทดลองภาคออสซิลเลเตอร์	58
4.2 การทดลองภาค RF Amplifier	59
4.3 การทดลองภาค Mixer	61
4.4 การทดลองภาค IF AMP	63
4.5 การทดลองส่วนของสายอากาศ	64
4.6 รูปอุปกรณ์ที่สร้างและใช้ในการทดลอง	66
4.7 ภาพสัญญาณที่รับได้จริง	68
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	
5.1 สรุป	70
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนาต่อไป	70
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
บรรณานุกรม	

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของชุดเครื่องรับโทรทัศน์ระบบ MMDS	1
รูปที่ 2.1 วงจรป้อนกลับแบบบวก	6
รูปที่ 2.2 การเกิดออสซิลเลท	8
รูปที่ 2.3 ผลการตอบสนองทางเกนทั่วไปของวงจรรีโซแนนซ์	9
รูปที่ 2.4 วงจรอนุกรมรีโซแนนซ์	10
รูปที่ 2.5 วงจรขนานรีโซแนนซ์	13
รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของวงจร LC ออสซิลเลเตอร์	14
รูปที่ 2.7 วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์	17
รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกคูลูป	18
รูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกคูลูป	20
รูปที่ 2.10 เฟสล็อกคูลูปแบบพรีสเกลเลอร์	25
รูปที่ 2.11 เฟสล็อกคูลูปแบบพรีสเกลเลอร์สองมอดูลัส	26
รูปที่ 2.12 เปรียบเทียบลักษณะของแถบความถี่ในวงจรความถี่แบบต่างๆ	29
รูปที่ 2.13 ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท	30
รูปที่ 2.14 หลักการของมิกเซอร์	30
รูปที่ 2.15 Transmission-line Thevenin equipment ของสายอากาศในโหมดการส่ง	33
รูปที่ 2.16 ระบบ โคออดิเนทสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ	36
รูปที่ 2.17 แบบรูปของสายอากาศชี้ทิศทาง	37
รูปที่ 2.18 แบบรูปหลักสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร	38
รูปที่ 2.19 (a) ล้อมคลื่น(Lobe)ต่างๆและความกว้างล้อมคลื่น (Beam width) ของรูปแบบสายอากาศ	39
รูปที่ 2.19 (b) แบบรูปในเชิงเส้น	39
รูปที่ 2.20 แสดงการแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ	40
รูปที่ 2.21 รูปที่แสดงคำจำกัดความของเรเดียนและสเตอเรเดียน	42
รูปที่ 2.22 โครงสร้างของสายอากาศแบบยาก็ไคโพล	48
รูปที่ 3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์	51
รูปที่ 3.2 วงจร RF AMP	52
รูปที่ 3.3 วงจรไฮบริดจ์มิกเซอร์	53

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ 3.4 วงจร IF AMP	54
รูปที่ 3.5 สายอากาศแบบยาคี 6 อิลเมนต์	55
รูปที่ 3.6 ขนาดของอิลเมนต์ต่างๆของสายอากาศยาคี 2.6GHz เมื่อออกแบบแล้ว	56
รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของชุดรับ	57
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ 1.83 GHz	58
รูปที่ 4.3 แสดงผลสเปกตรัมของวงจรออสซิลเลเตอร์ 1.838 GHz	59
รูปที่ 4.4 ความถี่จาก signal generator ที่ใช้ในการทดลองภาค RF Amp	60
รูปที่ 4.5 สัญญาณจาก signal generator เมื่อผ่านภาค RF Amp	60
รูปที่ 4.6 กราฟแสดงผลตอบสนองของช่วงการขยายของภาค RF Amp	61
รูปที่ 4.7 แสดงวงจร Hybrid mixer	61
รูปที่ 4.8แสดงผลการทดลองภาค Mixer	62
รูปที่ 4.9 วงจร IF AMP	63
รูปที่ 4.10 ความถี่จาก signal generator ที่ใช้ในการทดลองภาค IF Amp	63
รูปที่ 4.11 สัญญาณจาก signal generator เมื่อผ่านภาค IF Amp	64
รูปที่ 4.12 สายอากาศที่ได้จากการคำนวณ	64
รูปที่ 4.13 แสดง ผลการวัดค่า SWR ของสายอากาศแบบยาคี	65
รูปที่ 4.14 แสดงผลสมิทชาร์ตของสายอากาศ	65
รูปที่ 4.15 ส่วนของอุปกรณ์ซึ่งประกอบด้วยภาคออสซิลเลเตอร์และภาคมิกเซอร์	66
รูปที่ 4.16 ส่วนของอุปกรณ์ซึ่งประกอบด้วยภาค RF amp และภาค IF amp	66
รูปที่ 4.17 ส่วนของอุปกรณ์สายอากาศ	67
รูปที่ 4.18 ชุดเครื่องรับ	67
รูปที่ 4.19 สัญญาณภาพจาก TTV1	68
รูปที่ 4.20 สัญญาณภาพจาก TTV2	68
รูปที่ 4.21 สัญญาณภาพจาก TTV3	69

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ช่องความถี่ UHF มาตรฐานที่ใช้ในประเทศไทย	3
ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบบออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นรูปไซน์ในการต่อวงจรแบบต่างๆ	5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

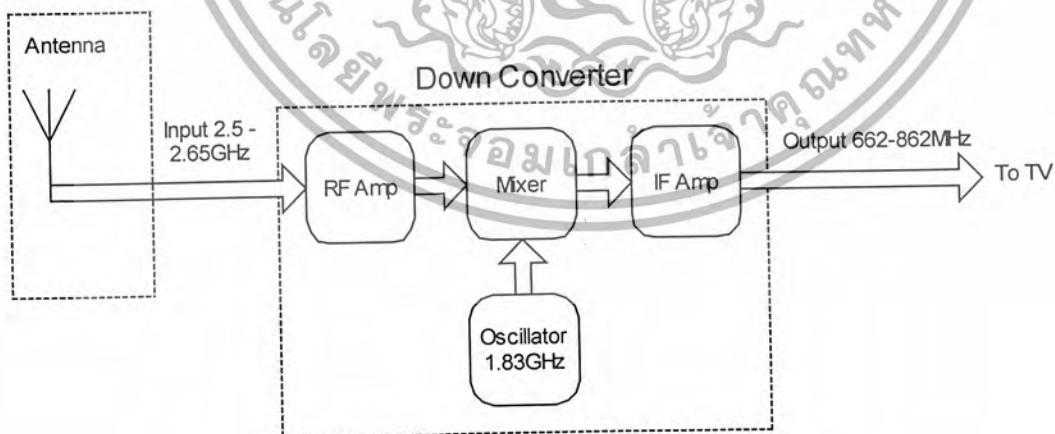
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหานี้

ในปัจจุบันประเทศไทยได้มีการใช้การสื่อสาร โทรทัศน์ด้วยระบบ MMDS (Multi-point Multi-channel Distribution System) ซึ่งมี 3 ช่องสัญญาณ จึงเป็นทางเลือกในการรับชมสัญญาณภาพนอกเหนือจากเสรีโทรทัศน์อื่นๆ ได้อีกทางหนึ่ง

ระบบ MMDS นี้จะส่งด้วยความถี่ 2.1GHz-2.7GHz ในย่านความถี่ไมโครเวฟ โดยระบบนี้มีช่องสัญญาณที่รับได้ทั้งหมดในประเทศไทยจะอยู่ในย่าน UHF เหนือช่องสัญญาณของสถานีโทรทัศน์ไอทีวี และระยะรัศมีของการแพร่กระจายสัญญาณนั้นสามารถส่งได้ถึง 35 ไมล์

จากการที่ใช้ความถี่ย่านไมโครเวฟ ดังนั้นจึงมีข้อดีหลายข้อ อย่างเช่นสามารถสร้างสายอากาศได้เฉพาะทาง ความถี่สูงสามารถส่งสัญญาณด้วยแถบความถี่กว้างได้ กำจัดการแทรกแซงทางวิทยุได้ดีกว่า ค่า S/N สูง เป็นต้น

ชุดรับโทรทัศน์ระบบ MMDS จะอาศัยหลักการของ Down converter ซึ่งจะแปลงจากความถี่สูงที่ทางด้านสถานีส่ง ส่งมา ทำให้อยู่ในช่วงความถี่ที่ต้องการนั้นคือ 662MHz-862 MHz เพื่อให้ลงในย่าน UHF นั้นเอง



รูป 1.1 บล็อกไดอะแกรมของชุดเครื่องรับโทรทัศน์ระบบ MMDS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดรับโทรทัศน์ระบบ MMDS นี้จะประกอบด้วยอุปกรณ์หลักๆคือ

1. สายอากาศ
2. อุปกรณ์ down converter

1.2 วัตถุประสงค์ของปฏิญานิพนธ์

- 1.2.1 เพื่อเรียนรู้ระบบและการทำงานชุดรับสัญญาณระบบ MMDS
- 1.2.2 เพื่อเรียนรู้ลักษณะรูปคลื่นสัญญาณและการตรวจสอบสัญญาณในแต่ละภาคได้
- 1.2.3 เพื่อสร้างชุดรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบ MMDS และสามารถรับชมภาพ เสียง จากสถานี

โทรทัศน์ได้

1.3 ขอบเขตของปฏิญานิพนธ์

1.3.1 สร้างชุดรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบ MMDS ซึ่งประกอบด้วย

1.3.1.1 เอาท์พุทของภาค RF AMP

1.3.1.2 เอาท์พุทของภาคออสซิลเลเตอร์

1.3.1.3 เอาท์พุทของภาคมิกเซอร์

1.3.1.4 เอาท์พุทของภาค IF AMP

1.3.1.5 Antenna

1.3.2 ใช้รับสัญญาณจากสถานีได้หลายช่องความถี่

1.4 ประโยชน์ของปฏิญานิพนธ์

- 1.4.1 สามารถรับสัญญาณโทรทัศน์ไปใช้เพื่อความบันเทิงได้
- 1.4.2 มีชุดเครื่องรับที่มีราคาถูกกว่าท้องตลาด
- 1.4.3 สามารถนำหลักการการทำงานไปศึกษาและพัฒนาต่อได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 ย่านความถี่ที่ใช้ในการส่งสัญญาณ

ในเครื่องรับโทรทัศน์ นั้นถูกแบ่งย่านบรอดแคสต์ตั้ง 3 แบนด์ใหญ่ คือ

1. ความถี่ VHF แบนด์ต่ำในการส่งช่องความถี่โทรทัศน์ช่อง 2 ถึงช่อง 4 ความถี่อยู่ในช่วง 47-68 MHz
2. ความถี่ VHF แบนด์สูงใช้ในการส่งช่องโทรทัศน์ช่อง 5 ถึงช่อง 12 ความถี่อยู่ในช่วง 174-230 MHz
3. ความถี่ UHF ใช้ในการส่งความถี่ช่องโทรทัศน์ช่อง 21 ถึงช่อง 69 ความถี่อยู่ในช่วง 470-862 MHz

เครื่องรับโทรทัศน์นี้ใช้ย่าน UHF เป็นช่องที่รับสัญญาณ โดยตารางมาตรฐานของย่านดังนี้

ตารางที่ 2.1 ช่องความถี่ UHF มาตรฐานที่ใช้ในประเทศไทย

ช่อง	ความถี่(MHz)	ช่อง	ความถี่(MHz)	ช่อง	ความถี่(MHz)
21	470-478	38	606-614	55	742-750
22	478-486	39	614-622	56	750-758
23	486-494	40	622-630	57	758-766
24	494-502	41	630-638	58	766-774
25	502-510	42	638-646	59	774-782
26	510-518	43	646-654	60	782-790
27	518-526	44	654-662	61	790-798
28	526-534	45	662-668	62	798-806
29	534-542	46	670-678	63	806-814
30	542-550	47	678-686	64	814-822
31	550-558	48	686-694	65	822-830
32	558-566	49	694-702	66	830-838
33	566-574	50	702-710	67	838-846
34	574-582	51	710-718	68	846-854
35	582-590	52	718-726	69	854-862
36	590-598	53	726-734		
37	598-606	54	734-742		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงมีข้อสังเกตว่า ในเวลาที่ต้องการตั้งช่องเพื่อรับชมรายการโทรทัศน์ ผู้เป็นเจ้าของเครื่องจะต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับแบนด์ของแต่ละช่อง เพื่อเลือกแบนด์ที่ถูกต้องก่อนจะทำการจูน เช่น ต้องการรับช่อง 3 ต้องตั้งแบนด์โลว์อันเป็นการเรียกย่อๆของคำว่า VHF แบนด์ LOW หรือ VL หรือ BL หากต้องการรับช่อง 5-11 ให้ตั้งแบนด์ไฮ อันเป็นการเรียกย่อของคำว่า VHF แบนด์ HIGH หรือ VH หรือ BH และหากต้องการรับช่อง 21 ขึ้นไป อันเป็นย่านความถี่ UHF ให้เลือกตั้งแบนด์ไปที่ U หรือ BU

2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์(Oscillator circuit)

ภาคออสซิลเลเตอร์จะเป็นตัวกำหนดย่านรับสัญญาณว่าต้องการให้ลงอยู่ในช่องไหน ดังนั้นเมื่อเลือกช่องความถี่ที่จะลงอยู่ในช่อง 40-64 ซึ่งอยู่ในย่าน UHF ก็จะต้องเลือกความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่หักล้างกับความถี่ที่ส่งมา แล้วได้ความถี่ของช่องสัญญาณที่เลือกด้วย

ส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรชนิดหนึ่งที่ใช้ทรานซิสเตอร์หรือหลอดสุญญากาศ ในการทำให้เกิดสัญญาณไฟสลับขึ้นทางเอาต์พุต โดยพื้นฐานแล้ววงจรออสซิลเลเตอร์ก็คือวงจรขยายหรือแอมพลิไฟเออร์นั่นเอง แต่ข้อแตกต่างอยู่ที่วงจรออสซิลเลเตอร์จะประกอบไปด้วยวงจรป้อนกลับจากจากเอาต์พุตไปยังอินพุต ซึ่งสามารถทำให้เกิดสัญญาณเอาต์พุตออกมาได้ โดยไม่จำเป็นต้องมีการป้อนสัญญาณเข้ามาทางอินพุตแต่อย่างใด วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นิยมใช้กันมากได้แก่ วงจรจูน RF ออสซิลเลเตอร์(Tuned RF Oscillator) ซึ่งประกอบไปด้วยอินดักแตนซ์และคาปาซิเตอร์ในการผลิตสัญญาณคลื่นไซน์ที่มีความถี่เรโซแนนซ์ออกที่เอาต์พุต

วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หลายอย่างด้วยกันเช่น เครื่องส่งคลื่นวิทยุทุกชนิดจำเป็นต้องใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ในการผลิตคลื่นสัญญาณพาหะRF (RF Carrier Wave) เช่นกัน ยังมีความจำเป็นต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ (Frequency Converter) ของวงจรเครื่องรับซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Superheterodyne) สำหรับสัญญาณความถี่กลาง IF หรือใช้สร้างโลกออสซิลเลเตอร์สำหรับการผสมสัญญาณและการนำสัญญาณกลับคืนมา นอกจากนี้ยังมีการใช้งานในเครื่องผลิตสัญญาณ (Signal Generator) หรือซิกแนลเจเนอเรเตอร์เป็นต้น ซึ่งสามารถผลิตได้ทั้งสัญญาณความถี่ต่ำหรือสัญญาณ ออดิโอ และสัญญาณวิทยุได้ด้วยเช่นกัน นอกจากนี้ในวงจรดิจิทัล วงจรออสซิลเลเตอร์ยังถูกใช้เป็นตัวผลิตสัญญาณนาฬิกาหรือคล็อก(Clock Signal) ให้แก่มัลติไวเบรเตอร์ ซึ่งสัญญาณที่ผลิตออกมาเป็นพัลส์ที่มีความถี่แน่นอน เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรอสซิลเลเตอร์แบ่งออกได้เป็น วงจรรอสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์ และวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ไม่ใช่คลื่นรูปไซน์ เช่นเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมของวงจรมัลติออสซิลเลเตอร์แบบสมมาตรที่มีช่วงเวลา ON และ OFF เท่ากัน โดยทั่วไปเราเรียกวจรชนิดนี้ว่า สแควร์เวฟเจเนเรเตอร์(Square Wave Generator)หรือวงจรมัลติออสซิลเลเตอร์สี่เหลี่ยม หรือเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม ของวงจรมัลติออสซิลเลเตอร์แบบไม่สมมาตรที่มีช่วงเวลา ON และ OFF แตกต่างกัน ดังนั้นช่วงเวลาของระดับแรงดันไฟฟ้าสูงและต่ำจึงแตกต่างกันออกไปด้วย รูปคลื่นลักษณะนี้เรียกว่าเร็กเทงกูล่า(Rectangular)หรือคลื่นรูปฟันเลื่อย (sawtooth)

วงจรรอสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่จะเป็นคลื่นรูปไซน์ ซึ่งจะทำให้เกิดสัญญาณคลื่นรูปไซน์ออกมาตลอดเวลาโดยมีขนาดและความถี่คงที่ ชนิดของการอสซิลเลทแบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ดังนั้นวงจรรอสซิลเลเตอร์คลื่นรูปไซน์จะแบ่งได้เป็น

- 1) LC Oscillator
- 2) RC Oscillator
- 3) Crystal Oscillator

ซึ่งแต่ละแบบจะมีลักษณะการใช้งานและข้อดีข้อเสียที่ต่างกัันดังตารางที่ 2.2 โดยมีการเลือกชนิดของวงจรรอสซิลเลเตอร์ดังนี้

- 1.ความถี่ที่ต้องการ
- 2.เสถียรภาพของความถี่ที่ต้องการ
- 3.ต้องการเปลี่ยนค่าความถี่หรือไม่
- 4.ยอมให้มีการผิดเพี้ยนของความถี่หรือไม่
- 5.ค่ากำลังงานที่ต้องการ

ตารางที่ 2.2.เปรียบเทียบออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นรูปไซน์ในการต่อวงจรแบบต่างๆ

รูปแบบของวงจรรอสซิลเลเตอร์	คุณสมบัติ	ลักษณะการใช้งาน
LC ออสซิลเลเตอร์	<ol style="list-style-type: none"> 1.ความถี่เปลี่ยนแปลงง่าย 2.เสถียรภาพทางความถี่ไม่ค่อยดี 3.นิยมไปใช้งานทั่วไป 4.ใช้ในย่านความถี่สูง 	<ol style="list-style-type: none"> 1.ใช้ในเครื่องรับวิทยุ,ทีวี,เอฟเอ็ม 2.ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ในการวัดทางความถี่สูง
RC ออสซิลเลเตอร์	<ol style="list-style-type: none"> 1.ใช้ช่วงความถี่ต่ำ 2.ความถี่สามารถเปลี่ยนแปลง 	<ol style="list-style-type: none"> 1.ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ในการวัดทางความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

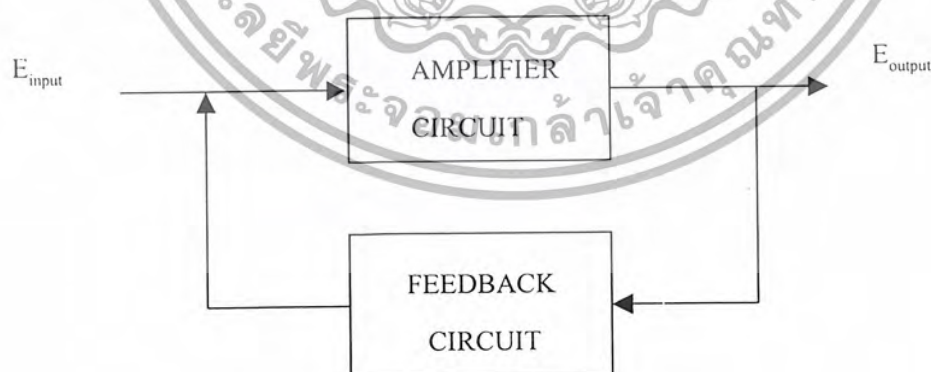
	ได้ 3.เสถียรภาพของความถี่ไม่ดี	
คริสตอล ออสซิลเลเตอร์	1.เสถียรภาพของความถี่ดีเป็นพิเศษ 2. ใช้ในย่านความถี่สูง 3.การทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงทำได้ยาก	1.ใช้ในเครื่องส่งวิทยุ นาฬิกา เครื่องมือวัดชนิดต่างๆ 2.เมื่อนำมาใช้งานร่วมกับวงจรเฟสล็อกจะนำไปใช้งานได้อย่างกว้างขวาง

2.2.1 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์คือวงจรขยายชนิดหนึ่ง แต่เป็นการป้อนกลับแบบบวก(Positive Feedback) จะสร้างเอาต์พุตออกมาที่มีความถี่ค่าใดค่าหนึ่งโดยไม่ต้องการสัญญาณอินพุต ดังนั้นอาจจะกล่าวได้ว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วย3ส่วนคือ

1. วงจรขยาย(Amplifier)
2. วงจรป้อนกลับแบบบวก(Positive Feedback)
3. วงจรรีโซแนนซ์(Resonance)

โดยที่วงจรขยายเป็นวงจรที่จะสามารถขยายสัญญาณความถี่ที่เราต้องการ วงจรป้อนกลับแบบบวกเป็นวงจรป้อนกลับสัญญาณเพื่อที่จะนำมาขยายเพิ่มขึ้น โดยต้องเป็นการป้อนกลับแบบบวก และวงจรรีโซแนนซ์เลือกใช้ความถี่



รูปที่ 2.1.แสดงวงจรป้อนกลับแบบบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.1 แสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของวงจรป้อนกลับแบบบวกสามารถหาค่าอัตราขยายแรงดันรวมของวงจรได้ดังนี้

$$A_v = \frac{E_m}{E_{out}} = \frac{A}{1 - A\beta} \tag{2.1}$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าเป็นการป้อนกลับแบบบวกของเทอม $A\beta$ จะมีค่าเป็นบวก ค่าเฟสเซอร์ของลูปเกน $A\beta$ จะต้องอยู่ในควอดแรนท์ที่ 1 หรือ 4 หรืออยู่ในแกนศูนย์องศา ซึ่งทำให้ค่า ส่วนค่าจริงของเฟสเซอร์แกน $A\beta$ ของวงจรจะมีค่าเป็นบวก อัตราการขยายรวมของวงจรรวมจะมีค่าเป็นอนันต์ สามารถอธิบายการเกิดออสซิลเลเตอร์ได้ว่า ถ้ามีขนาดสัญญาณขนาดเล็กๆ ป้อนเข้ามาทางด้านอินพุตของวงจรขยาย สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะกลับเฟส 180 องศา แล้วผ่านเข้าวงจรป้อนกลับซึ่งจะกลับเฟสไปอีก 180 องศาทำให้สัญญาณที่ป้อนกลับแบบบวกมาเสริมกันอีกจะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตซึ่งมีเฟส ตรงกัน จึงทำให้สัญญาณอินพุตมีขนาดเพิ่มขึ้น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีขนาดใหญ่เพิ่มขึ้นด้วย เมื่อมีการป้อนกลับแบบบวกมาเสริมเข้าอีกก็จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตขนาดใหญ่ขึ้นไปเรื่อยๆ นั่นคือค่าของลูปเกน $A\beta > 1$ จะเริ่มการออสซิลเลท โดยปกติการเพิ่มขึ้นของสัญญาณจะถูกจำกัดที่แรงดันค่าหนึ่งซึ่งอาจเป็นความสามารถของตัวระบบเอง เมื่อค่าลูปเกน $A\beta = 1$ เมื่อเกิดการป้อนกลับก็เสมือนว่าป้อนกลับด้วยค่าแรงดันคงที่ จึงทำให้เอาต์พุตที่มีระดับแรงดันเสมือนกับคงที่ คือเป็นการออสซิลเลทอย่างต่อเนื่องนั่นเอง โดยพิจารณาจากสมการจะได้ว่า A จะถูกหารด้วยศูนย์ ซึ่งค่าเอาต์พุต E_{out} ที่เข้าของวงจรป้อนกลับถึงแม้ว่าสัญญาณอินพุต E_m จะมีค่าเท่ากับศูนย์

เงื่อนไขของเฟสสำหรับการออสซิลเลชัน จากที่วงจรไชน่ออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรป้อนกลับ คุณสมบัติของการป้อนกลับสามารถอธิบายได้โดยการเลือกค่า A และค่า β ให้เหมาะสมเนื่องจากค่าสัญญาณเอาต์พุต E_{out} เป็นค่าเฟสเซอร์แทนที่สัญญาณไชน่จากสมการที่(2.1) เป็นค่าอัตราส่วนของเฟสเซอร์ ซึ่งมีทั้งแมกนิจูดและมุม ซึ่งถูกแสดงรูปในเชิงขั้ว ถึง แม้ว่าการแสดงจะให้อยู่ในรูปเชิงขั้วสามารถทำได้ แต่บางครั้งเพื่อความสะดวกจะพิจารณาเฉพาะตัวส่วนของสมการที่(2.1) จากที่ได้กล่าวมาแล้วการออสซิลเลชันและเกิดเมื่อสัญญาณอินพุต E_m มีค่าเท่ากับศูนย์ซึ่งทำให้ค่าอัตราขยายรวมของวงจรรวมมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งค่า A มีค่าแน่นอน ดังนั้นตัวหารในสมการที่(2.1)ต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ ถ้าวงจรมีค่าสัญญาณเอาต์พุตที่แน่นอนในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา ดังนั้นให้ตัวส่วนของสมการ(2.1) มีค่าเท่ากับศูนย์ได้สมการ

$$1 - A\beta = 0 \tag{2.2}$$

แปลงสมการ (2.2) อยู่ในรูปเชิงขั้วจะได้ว่า

$$A\beta = +1 = 1 \angle 0^\circ \tag{2.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ามุมเชิงขั้วของเฟสเซอร์ A และ B เขียนได้เป็น θ_A และ θ_B ผลคูณของเฟสเซอร์ A และเฟสเซอร์ B ก็จะได้ผลบวกของมุมเฟส เพราะมุมเฟสในสมการ (2.3) มีค่าเท่ากับศูนย์ความต้องการที่จำเป็นสำหรับออสซิลเลชันในวงจรป้อนกลับจะเป็น

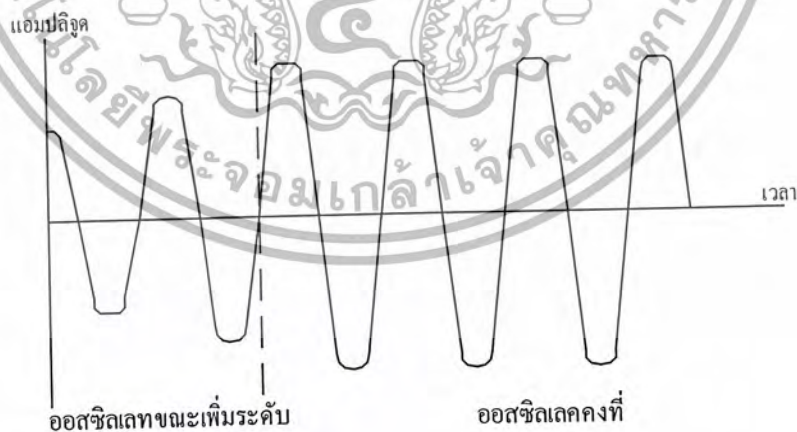
$$\theta_A + \theta_B = 0 \quad (2.4)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างมุมของเฟสเซอร์ A และ B สามารถเรียกได้เป็น เงื่อนไขของเฟสสำหรับการออสซิลเลชัน (Phase criterion for oscillation) ในวงจรออสซิลเลเตอร์ในทางปฏิบัติเงื่อนไขของเฟสในสมการ 2.4 มักจะเป็นตัวแสดงถึงความถี่ในการทำงาน ค่าฟอร์เวิร์ดเกน A มักจะเป็นค่าคงที่ที่มีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยในมุมเฟส θ_A ถ้าเฟสเซอร์ B ทำให้ขึ้นอยู่กับความถี่ พฤติกรรมของวงจรโดยรวมจะต้องปรับตัวเองจนกระทั่งมุมเฟส θ_B เป็นไปตามสมการ (2.4)

โดยจะสรุปเป็นเงื่อนไขในการผลิตออสซิลเลตดังนี้

- 1) อัตราการขยายของลูปเกน ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 1
- 2) ผลรวมของเฟสต้องเป็นจำนวนเต็มเท่าของ 2π เรเดียน หรือ $0, 360^\circ \dots$ ถ้าเกิดทั้งสองกรณีพร้อมกันวงจรจึงจะเกิดการออสซิลเลต

ในวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยทั่วไปจะเกิดการออสซิลเลตได้ด้วยตัวเอง โดยไม่ต้องมีการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าไปแม้แต่น้อย ทั้งนี้เพราะว่าสัญญาณที่ช่วยกระตุ้นให้เกิดการออสซิลเลตในขณะเริ่มต้นคือ สัญญาณรบกวนที่มีอยู่ในอุปกรณ์นั่นเอง แต่ยังคงจำเป็นต้องป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจรตลอดเวลา



รูป 2.2 แสดงการเกิดออสซิลเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 วงจร LC ออสซิลเลเตอร์

เป็นออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจรรีโซแนนซ์ซึ่งสร้างมาจากค่าอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ โดยวงจร LC ออสซิลเลเตอร์จะมีเสถียรภาพที่ดีกว่าวงจร RC ออสซิลเลเตอร์ทั้งช่วงสั้นๆ (short term) และช่วงยาว (long term) ซึ่งความเสถียรภาพของการทำงานช่วงสั้นๆ (short term stability) และช่วงการทำงานในช่วงเวลายาว (long term stability) อ้างอิงถึงความถี่ที่เคลื่อนที่ตลอดคาบเวลา

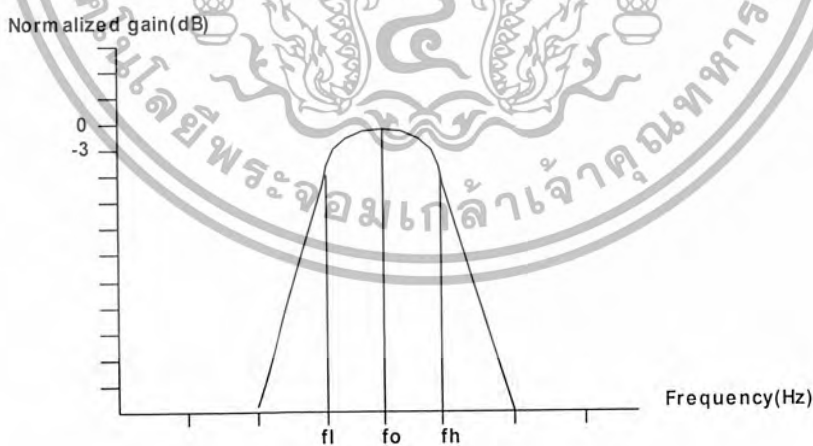
วงจรรีโซแนนซ์จะเป็นส่วนที่ป้อนกลับของสัญญาณ ซึ่งจะผลิตสัญญาณไซน์ผ่านตัววงจร LC ตัววงจรเองโดยธรรมชาติจะผลิตสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ (pure sine) ออกมา ซึ่งไม่เหมือนกับเครื่องกำเนิดสัญญาณในปัจจุบันที่ผลิตสัญญาณไซน์เทียมออกมา (Pseudo sinusoidal) ซึ่งนำมาจาก การแปลงรูปสัญญาณ (Shaping) ของสัญญาณสี่เหลี่ยม (Square wave)

สัญญาณไซน์บริสุทธิ์ เป็นที่ต้องการในระบบเสียง และระบบสื่อสารหรืออาจใช้ในการทดสอบวงจรเพื่อหาค่าฮาร์โมนิก ดิสทอร์ชัน (Harmonic Distortion)

วงจรรีโซแนนซ์ซึ่งต่อยุ่กับวงจรออสซิลเลเตอร์ จะสามารถทำงานได้ทั้งโหมคนุกรมและโหมคขนาน ค่าแบนวิดท์ของวงจรรีโซแนนซ์กำหนดจากความถี่ต่ำสุดที่เริ่มออสซิลเลท (Lower Frequency) และความถี่สูงสุดที่สามารถออสซิลเลท (Upper frequency) ที่จุด -3 dB หรือจุดที่กำลังของวงจรลดลงครึ่งหนึ่ง (half power point) ออสซิลเลเตอร์ซึ่งเรหาค่าแบนวิดท์ได้จาก

$$BW = f_h - f_l = \Delta f \quad (\text{in Hz}) \quad (2.5)$$

$$\text{Radian BW} = \omega_h - \omega_l = \Delta \omega \quad (\text{in rad/sec}) \quad (2.6)$$



รูปที่ 2.3 แสดงผลการตอบสนองทางเกณฑ์ไปของวงจรรีโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการตอบสนองทางแกนทั่วไปของวงจรีโซ แนนซ์

จากนิยาม Q เป็นค่าความถี่กลางหรือความถี่รีโซแนนซ์หารด้วยค่าแบนวิดท์

$$Q = \frac{f_o}{\Delta f} = \frac{f_o}{BW} = \frac{\omega_o}{\Delta \omega} \quad (2.7)$$

จากนิยามค่า Q ตามสมการจะสามารถหาค่าโดยตรงจากผลการทดลอง

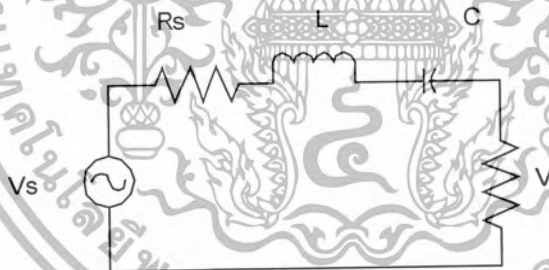
2.2.3 ค่า Q สำหรับวงจรรอนุกรม RLC และขนาน RLC

จากรูป 2.4 เป็นวงจรรอนุกรม RLC โดยทั่วไปใช้กฎการแบ่งแรงดัน (Voltage-Divider) จะได้

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{R}{sL + \frac{1}{sC} + R_{eq}}$$

$$= \frac{sRC}{s^2LC + sR_{eq}C + 1}$$

เมื่อ $R_{eq} = R_s + R$



รูป 2.4 วงจรรอนุกรมรีโซแนนซ์

ค่าอัตราขยายวงจรรหรือฟังก์ชันส่งผ่าน (Transfer Function) สามารถแสดงให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้ และทั้งที่ความถี่รีโซแนนท์ ω_o และค่า Q จะสามารถหาค่าได้โดยตรง แต่อย่างไรก็ตามจะไม่สามารถแสดงถึงการเปลี่ยนมุมเฟสใดๆ

$$\frac{sRC}{s^2LC + sR_{eq}C + 1} = \frac{\frac{sR}{L}}{s^2 + \frac{sR_{eq}}{L} + \frac{1}{L}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{\frac{sR}{L}}{s^2 + \frac{s\omega}{Q} + \omega_o} \quad (2.9)$$

ดังนั้นจะสามารถหาค่าความถี่เรโซแนนซ์และค่า Q ได้โดย

$$\omega_o^2 = \frac{1}{LC} \quad (2.10)$$

$$Q = \frac{\omega_o L}{R_{eq}} = \frac{1}{\omega_o R_{eq} C} \quad (2.11)$$

ต่อไปจะหาค่าความถี่เรโซแนนซ์และค่า Q และคิดว่ามุมเฟสรวมกับวงจรเรโซแนนซ์โดยให้ $s = j\omega$ และลดรูป $G(j\omega)$ ในเทอมของแอมพลิจูด $G(\omega)$ และมุมเฟส θ เป็นต้น

$$G(\omega) = \frac{\omega RC}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega R_{eq} C)^2}} \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} \tan \theta &= \frac{1 - \omega^2 LC}{\omega R_{eq} C} \\ &= \frac{\text{Im}\{G(j\omega)\}}{\text{Re}\{G(j\omega)\}} \end{aligned} \quad (2.13)$$

ซึ่งมีเงื่อนไข 2 เงื่อนไขที่กำหนดรีโซแนนซ์ได้แก่

- (1) ค่าแอมพลิจูดของอัตราขยายมากที่สุด $|G(j\omega)| = \text{Maximum}$
- (2) ส่วนจินตภาพ $G(j\omega)$ จะต้องเท่ากับศูนย์ ซึ่งจะหมายความว่า $\theta = 0$ และ $\tan \theta = 0$ ดังนั้นจะได้

$$1 - \omega_o^2 LC = 0 \quad (2.14)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{ในกรณีของรีโซแนนซ์}) \quad (2.15)$$

$$G(\omega_o) = \frac{\omega_o RC}{\sqrt{(\omega_o R_{eq} C)^2}} = \frac{R}{R_{eq}} \quad (2.16)$$

$$\text{ค่าแบนด์วิดท์ที่จะหาได้จากค่าความถี่สองที่ } G(j\omega) = \frac{G(\omega_o)}{\sqrt{2}} \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\omega RC}{\sqrt{(1-\omega^2 LC) + (\omega R_{eq} C)^2}} = \frac{R}{R_{eq} \sqrt{2}}$$

$$\therefore (1 - \omega^2 LC) = \pm(\omega CR_{eq})$$

$$\therefore \omega^2 LC + \omega CR_{eq} - 1 = 0 \quad (2.18)$$

$$\omega^2 LC - \omega CR_{eq} - 1 = 0 \quad (2.19)$$

แก้สมการ (2.18) และ (2.19) จะได้ว่ารากทั้งหมด 4 ค่าซึ่งจะมีรากทั้งสองดังนี้คือ

$$\omega l = \left(\frac{1}{2LC}\right) [-R_{eq} C + \sqrt{(R_{eq} C)^2 + 4LC}]$$

$$\omega h = \left(\frac{1}{2LC}\right) [R_{eq} C + \sqrt{(R_{eq} C)^2 + 4LC}]$$

$$\Delta\omega = \omega h - \omega l = \frac{2CR_{eq}}{2LC} = \frac{R_{eq}}{L}$$

$$\therefore Q = \frac{\omega_o}{\Delta\omega} = \frac{\omega_o L}{R_{eq}}$$

จากเงื่อนไขของความถี่รีโซแนนซ์ $L = \frac{1}{\omega_o^2 C}$ ดังนั้น

$$Q = \frac{\omega_o L}{R_{eq}} = \frac{1}{\omega_o R_{eq} C} \quad (2.20)$$

ซึ่งเมื่อแทนค่าของ ωl และ ωh ลงในความสัมพันธ์ของมุมเฟส จะได้ค่ามุมเฟสของความถี่ที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง

$$\tan \theta l = \theta l = 45^\circ$$

$$\tan \theta h = \theta h = -45^\circ$$

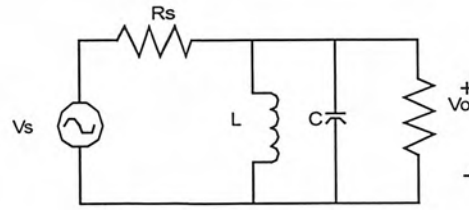
ถ้าค่าความต้านทานของแหล่งกำเนิดเป็นศูนย์ ($R_s=0$); เมื่อ $G(\omega_o) = 1$ และ

$$Q = \frac{\omega_o L}{R_o} = \frac{1}{\omega_o RC}$$

มันจะไม่มี การเปลี่ยนแปลงในมุมเฟส

การหาค่า Q ของวงจรขนาน RLC รีโซแนนซ์ทำได้จากวงจรในรูป 2.5 โดยใช้การแบ่งแรง

ดัน



รูป 2.5 วงจรขนานรีโซแนนซ์

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{Z(s)}{Z(s) + R_s} \quad (2.21)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} Z(s) &= R \parallel \left(\frac{1}{sC} \right) \parallel sL \\ &= \frac{sLR}{s^2 RLC + sL + R} \\ G(s) &= \frac{sLR}{s^2 RR_s LC + sL(R + R_s) + RR_s} \end{aligned} \quad (2.22)$$

ให้ $s = j\omega$ และหา $G(j\omega)$ ในเทอมของแอมพลิจูด θ และมุมเฟส ดังนั้น

$$G(\omega) = \frac{\omega LR}{\sqrt{(RR_s(1 - \omega^2 LC))^2 + (\omega L)^2 (R + R_s)^2}} \quad (2.23)$$

$$\tan \theta = \frac{RR_s(1 - \omega^2 LC)}{-\omega L(R + R_s)} \quad (2.24)$$

หาความถี่รีโซแนนซ์เมื่อ $\text{Im}\{G(\omega)\} = 0, \tan \theta = 0$ ดังนั้น

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\begin{aligned} G(\omega_o) &= \frac{\omega_o LR}{\omega_o L(R + R_s)} \\ &= \frac{R}{R + R_s} \end{aligned}$$

$$\tan \theta = 0, \theta = 0^\circ$$

ค่าความถี่ที่จุดที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง สามารถคำนวณได้จากวิธีการเดียวกับวงจรรีโซแนนซ์อนุกรมค่ารากได้

$$\omega l = \frac{-L(R + R_s) + \sqrt{L^2(R + R_s)^2 + 4(RR_s)^2 LC}}{2RR_s LC}$$

$$\omega h = \frac{L(R + R_s) + \sqrt{L^2(R + R_s)^2 + 4(RR_s)^2 LC}}{2RR_s LC}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta\omega = \omega h - \omega l = \frac{R + R_s}{RR_s C}$$

$$Q = \frac{\omega_o}{\Delta\omega} = \frac{\omega_o RR_s C}{R + R_s}$$

$$= \frac{RR_s}{\omega_o L(R + R_s)}$$

$$Q = \frac{R_p}{\omega_o L} = \omega_o CR_p \text{ เมื่อ } R_p = R // R_s \quad (2.25)$$

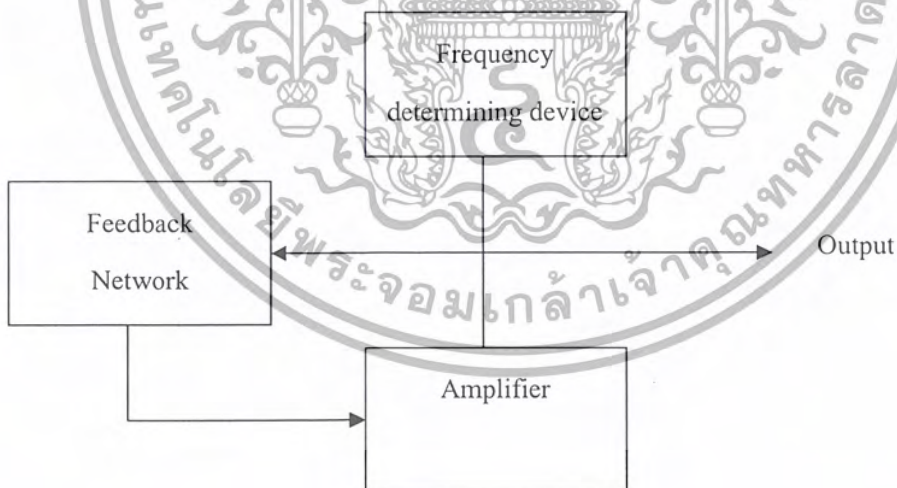
เมื่อแทนค่า ωl และ ωh ลงในความสัมพันธ์ของมุมเฟส ค่ามุมเฟสที่ความถี่ ณ จุดที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง จะหาได้ดังนี้

$$\tan \theta l = -1; \theta l = -45^\circ$$

$$\tan \theta h = 1; \theta h = 45^\circ$$

เมื่อความต้านทานของแหล่งจ่ายเท่ากับศูนย์ ($R_s = 0$) เมื่อ $G(\omega_o) = 1$ และ $Q = 0$ และ $R \rightarrow \infty$ จะได้ $Q = \omega_o R_s C$

LC ออสซิลเลเตอร์จะใช้ให้เป็นประโยชน์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ทั่วไป เหนือกว่าความถี่ต่ำสุด ที่ถูกจำกัดโดยขนาดของอินดักเตอร์ในทางปฏิบัติ ซึ่งโดยทั่วไปความถี่ต่ำๆมักจะใช้วงจร RC ออสซิลเลเตอร์มากกว่า



รูป 2.6 บล็อกไดอะแกรมของวงจร LC ออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4 อินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ในทางปฏิบัติ

ค่า L กับค่า C ในทางปฏิบัติต้องพิจารณาถึงค่าคุณภาพ(Q) ของวัตถุดิบด้วย ค่า Q เป็นอัตราส่วนของพลังงานที่สะสมต่อพลังงานที่สูญเสียในตัวอุปกรณ์

และค่า Q ที่ในวงจรรีโซแนนซ์ควรมีค่า Q สูง และมีความเสถียรภาพกับสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิ โดยมีแบบพอสเลน(Porcelain), เซรามิก(Ceramic) โพลีสไตรีน(Polystyrene) และซิลเวอร์ไมก้า(Silver Mica) โดยที่ย่านความถี่สูง(HF) โพลีสไตรีนจะดีที่สุด ส่วนย่าน VHF และความถี่สูงขึ้นไปควรจะใช้ พอสเลนและเซรามิก

อินดักเตอร์จะเก็บพลังงานอยู่ในรูปสนามแม่เหล็ก และสูญเสียพลังงานให้กับความต้านทาน ค่าคาปาซิเตอร์จะเก็บพลังงานอยู่ในรูปสนามไฟฟ้า ระหว่างเพลตทั้งสอง และสูญเสียพลังงานอยู่ในรูปการรั่วไหลระหว่างเพลต

ค่าอินดักแตนซ์

$$Q = \frac{\text{reactance}}{\text{resistance}} = \frac{\omega L}{R} \quad (2.26)$$

โดยค่า R เป็นค่าความต้านทานที่อนุกรมตลอดของการพันคอยล์ ค่าความต้องการ Q จะเปลี่ยนไปแต่ละวงจร ที่ใช้งานทั่วไปคือมีค่ามากกว่า 500 ขึ้นไป

ค่าคาปาซิแตนซ์

$$Q = \frac{\text{susceptance}}{\text{conductance}} = \frac{\omega C}{G} \quad (2.27)$$

โดยค่า G เป็นค่าความเหนี่ยวนำของไดอิเล็กทริกระหว่างค่าเพลตของคาปาซิเตอร์ โดยค่า C มีค่า Q ที่ดีจะประมาณ 100

เทอมตรงข้าม(Inverse Term) ของค่า Q จะเรียกว่าดีสซิเพชัน(Dissipation (D)) โดย

$$\text{Dissipation} = \frac{1}{\text{Quality}} \quad (2.28)$$

ลวดที่นำมาพันหรือขดเป็นคอยล์ มักจะใช้ในวงจรความถี่ไฟสลับ ทำหน้าที่เป็นตัวทำให้เกิดอินดักแตนซ์ในวงจร เรียกอุปกรณ์พวกนี้ว่าอินดักเตอร์

ค่าอินดักเตอร์ของคอยล์บนแกนพันอากาศ(Air Coil) = ง่ายหาได้โดย

$$L(nH) = \frac{1000N^2 R^2}{9R + 10L} \quad (2.29)$$

หรือหาจำนวนรอบของขดลวดโดยทำการจัดสูตรใหม่

$$N = \sqrt{\frac{L(9R + 10L)}{1000R^2}} \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

N =จำนวนรอบ

R =รัศมีหน่วยเป็นนิ้ว

L = ค่าความยาวหน่วยเป็นนิ้ว

หรือถ้าพันบนแกนทอรอยด์(Toroid) จะสามารถหาจำนวนรอบได้จากสูตร

$$N = 100 \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (2.31)$$

N =จำนวนรอบ

L =อินดักแตนซ์ หน่วย(μH)

A_L =core factor (หน่วย $\mu\text{H} / 100$ รอบ)

หรืออาจจะหาเป็นค่าอินดักแตนซ์ของแกนทอรอยด์ได้จากสูตรนี้

$$L = 11.7 \mu_0 t N^2 \log \frac{OD}{ID} \quad (2.32)$$

หรืออาจหาเป็นจำนวนรอบ

$$N = \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{11.7 \mu_0 t \log \frac{OD}{ID}}} \quad (2.33)$$

L =ค่าอินดักแตนซ์ หน่วยเป็น μH

N = จำนวนรอบที่ผ่านรูตรงกลาง

μ_0 = ค่าเพอิมปีลิตี (permeability)ของวัสดุที่ใช้ทำแกนทอรอยด์

t = ความหนาของแกนทอรอยด์หน่วยเป็นนิ้ว

OD = เส้นผ่าศูนย์กลางของวงกลมนอกของแกนทอรอยด์

ID = เส้นผ่าศูนย์กลางวงกลมในของแกนทอรอยด์

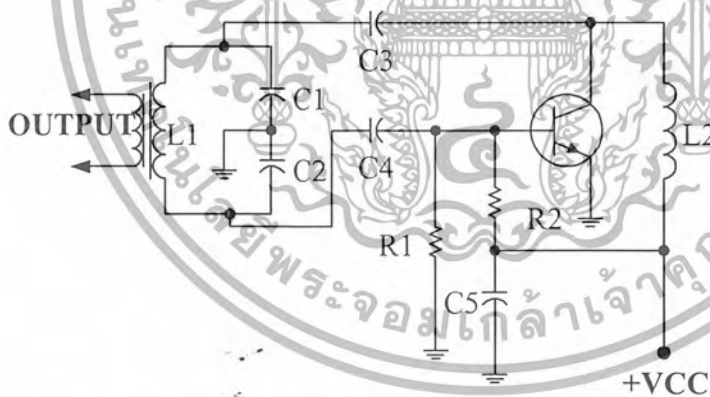
เมื่อเพิ่มค่าอินดักแตนซ์ อาจทำได้โดยการพันคอยล์บนแกนพาวเดอร์ไอรอน(Powdered iron) หรือแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite) โดยค่าอินดักแตนซ์จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับค่าเอฟเฟกทีฟเพอิมปีลิตี (Effective permeability) ที่ความถี่ต่ำขนาดคอยล์จะใหญ่

ค่าที่ได้จากการคำนวณของสูตรนี้จะใกล้เคียงกับความจริงถ้าความยาวของการพันสวด ค่า L มีไม่น้อยกว่า 0.8 R แต่ถ้าใช้ ทอรอยด์เป็นแกนแม่เหล็ก ก็เพิ่มค่าอินดักแตนซ์ได้ แต่ก็เพิ่มค่าอูณหภูมิที่

ขึ้นอยู่กับค่าอินดักแตนซ์ที่แกนรูปทรงกระบอกมีผลต่อค่าอุณหภูมิน้อย เพราะค่าเอฟเฟกต์ฟิสิกส์ที่เพอมีบิลิตี้ กำหนดโดยรูปทรงของแกน

2.3 วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์

วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์แตกต่างจากวงจรฮาร์ตลีย์ออสซิลเลเตอร์ ในส่วนของลักษณะการต่อวงจรรีโซแนนซ์ของวงจรป้อนกลับ ในวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์ใช้ตัวเก็บประจุแบ่งออกเป็น 2 ตัว หรือกล่าวได้ว่าวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์มีลักษณะพิเศษในเรื่องการเทปที่ตัวเก็บประจุแทนที่จะเป็นตัวเหนี่ยวนำแรงดันป้อนกลับจะปรากฏคร่อมตัวเก็บประจุ C2 หรือระหว่างเบสหรือกราวด์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C2 จะมีเฟสต่างจากแรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์ 180 องศา นั่นคือสัญญาณจะมีลักษณะมีเฟสตรงกับสัญญาณที่เบสของทรานซิสเตอร์ ปริมาณของแรงดันเอาต์พุตที่ป้อนกลับมายังอินพุตหาได้จากค่าของตัวเก็บประจุ C1 และ C2 โดยปกติค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุ C2 ควรจะมีค่าน้อยกว่าค่ารีแอคแตนซ์ของ C1 หรือกล่าวได้ว่าตัวเก็บประจุ C1 ควรจะมีค่าความจุน้อยกว่าตัวเก็บประจุ C2 นั่นเอง



รูปที่ 2.7 วงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์

ความถี่ของวงจรโคพิทท์ออสซิลเลเตอร์สามารถคำนวณได้จาก

$$f_{osc} = \frac{1}{(2\pi C_T L)^{1/2}} \quad (2.34)$$

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

2.4 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกคูลูป

เฟสล็อกคูลูปซินธิไซเซอร์ (Phase lock loop synthesizer) เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดโปรแกรมได้ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้ความถี่ตามที่เรากำหนดโดยการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกคูลูป ซึ่งเป็นระบบป้อนกลับที่มีการเปลี่ยนความถี่และเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้า

วิธีการสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีคือ

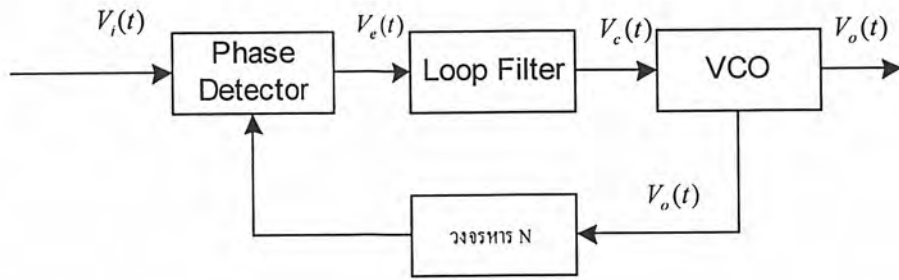
1. วิธีสังเคราะห์โดยตรง (Direct synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่ามาผสมกัน เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติต้องให้แรมป์กับความถี่หลายชุด
2. วิธีสังเคราะห์โดยอ้อม (Indirect synthesis) วิธีนี้อาศัยเฟสล็อกคูลูป (phase lock loop : PLL)

วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยอ้อมหรือวิธีเฟสล็อกคูลูปนั้น เราอาศัยการกำเนิดสัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งควบคุมความถี่โดยปรับแรงดันที่เรียกว่า วิซีโอ (Voltage Control Oscillator: VCO) สัญญาณจากวิซีโอจะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิงแล้วนำผลลัพธ์ความถี่คลาดเคลื่อนนั้นมาแปลงเป็นแรงดัน ไปควบคุมการออสซิลเลทของวงจรวิซีโออีกครั้งหนึ่ง

บล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของเฟสล็อกคูลูปซินธิไซเซอร์แสดงดังรูปที่ 2.8 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกคูลูป

หลักการทํางานคร่าวๆสามารถอธิบายได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม(Control Voltage) $V_c(t)$ จะเท่ากับศูนย์ วงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน จะทํางานโดยตั้งความถี่ไว้ที่ f_o เรียกว่า ความถี่ฟรีรันนิง (free running frequency) ถ้ามีสัญญาณเข้าไปในระบบ เฟสดีเทคเตอร์จะทำการเปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณอินพุต f_r กับความถี่ของวีซีโอ ถ้าเกิดความแตกต่างของสัญญาณทั้งสองเนื่องจากความถี่ไม่ตรงกัน จะเกิดแรงดันคลาดเคลื่อนออกมา $V_e(t)$ แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองผ่านวงจรรูปฟิลเตอร์ ขยายแล้วป้อนให้กับวีซีโอ ในการนี้แรงดันควบคุม $V_c(t)$ จะไปบังคับความถี่ของวีซีโอ ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างระหว่างความถี่ f_o กับความถี่ f_r ถ้าความถี่ f_r โดดเดี่ยวกับความถี่ f_o จากการป้อนกลับของเฟสล็อกคูลูปซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับไปยังรูปฟิลเตอร์จะเป็นความถี่เอาท์พุทของวีซีโอ ที่ถูกหาร โดย N จะทำให้วีซีโอซิงโครไนส์หรือ ล็อก (Lock) กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อกนั้นความถี่ของวีซีโอ จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี

ในสภาวะล็อกความถี่จะได้ว่า

$$f_r = f_d \quad (2.35)$$

และความถี่ที่ได้จากการหาร

$$f_d = \frac{f_o}{N} \quad (2.36)$$

ดังนั้นความถี่ที่เอาท์พุทจะได้เป็น

$$f_o = Nf_r \quad (2.37)$$

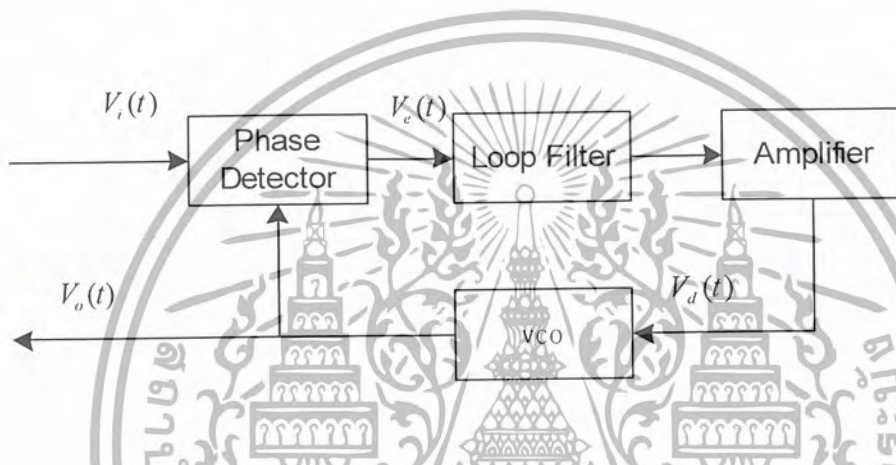
แต่ในสภาวะล็อกความถี่เฟสของสัญญาณทั้งสองจะยังคงต่างกันอยู่ ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน $V_e(t)$ ที่จะไปคอยปรับความถี่วีซีโอ จากค่าความถี่ฟรีรันนิงให้เท่ากับความถี่ที่เข้ามา ดังนั้นเฟสล็อกคูลูปจะยังคงรักษาสภาพการล็อกอยู่ การที่ระบบสามารถที่จะปรับตัวได้เองทำให้เฟสล็อกคูลูปสามารถติดตามการล๊อคกับระบบ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน (Capture range)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขอบแบนด์ของฟิลเตอร์และอัตราขยายลูปปิดของระบบทั้งหมดเฟสล็อกคูลูป ที่มีการหารความถี่ชนิดโปรแกรมภายในลูป เป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามากกว่าความถี่อ้างอิงความถี่เดียว

คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรสังเคราะห์ความถี่ จะต้องผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งาน และความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ที่ละขั้น ซึ่งเรียกว่า รีโซลูชัน (Resolution)

2.4.1 ระบบเฟสล็อกคูลูป



รูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกคูลูป

แต่ละส่วนมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบ ซึ่งหน้าที่ของแต่ละส่วนจะอธิบายได้ดังนี้

1. เฟสดีเทคเตอร์ (Phase detector) ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีสองอินพุต ผลของเฟสที่ต่างกันเรียกว่า เฟสเออเรอร์ (Phase error) เฟสเออเรอร์นี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็น $\pi/2$ เฟสดีเทคเตอร์จะทำการเปลี่ยนเฟสเออเรอร์ให้กลายเป็นระดับ โวลต์ด้วยค่าคอนเวอร์ชันเกน k_d (volt/radian) ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์จะแสดงได้ดังรูปที่

2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทคเตอร์ เนื่องจากเฟสดีเทคเตอร์ให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีเฮิรตซ์รวมมาด้วย สัญญาณความถี่ที่ได้เกิดจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอา

สัญญาณความถี่สูง ซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสออกมา ทำให้ระบบสามารถแคปเจอร์สัญญาณได้ใน ช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาการล็อกไว้ได้อีกด้วย

3. วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) ใช้ปรับขนาดสัญญาณไฟตรง เพื่อให้การควบคุมดีขึ้น เอาท์พุทของวงจรมีแนวโน้มให้แก่วงจรวีซีโอ

4. วีซีโอ (VCO) จะทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่โดยการควบคุมระดับ โวลเตจอินพุทด้วย คอนเวอร์ชันแกน k_d (volt/radian) ระดับโวลเตจนี้จะได้จากเอาท์พุทของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ถูกล็อกมา จากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้เอาท์พุทของวีซีโอเปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน

การทำงานของระบบเฟสล็อกสามารถอธิบายอย่างคร่าวๆ ได้ดังนี้ เฟสดีเทกเตอร์จะ เปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุท $V_i(t)$ กับความถี่ของ วีซีโอ และทำให้ได้เออเรียร์โวลเตจ $V_e(t)$ และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปยังคอนโทรลอินพุทของวีซีโอ รูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ ของ วีซีโอ ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุทป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูป เออเรียร์โวลเตจที่ผ่านลูป ฟิลเตอร์ในฟีดแบ็คลูปจะมีค่าเป็นศูนย์ วีซีโอจะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง $\omega_o = 2\pi f_o$ ซึ่งเราเรียกว่า ความถี่ฟรีรันนิ่ง $V_d(t)$ ของ วีซีโอ ถ้ามีสัญญาณอินพุทเป็นเอซีป้อนให้กับระบบเฟสล็อกลูปและ สัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุท $\omega_i = 2\pi f_i$ ใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียงการฟีดแบ็คของเฟส ล็อกลูป จะทำให้ได้เออเรียร์โวลเตจไปขับวีซีโอ ให้มีความถี่ซึ่งใคร่ในสัทกับความถี่อินพุท ซึ่งแสดงว่า ระบบเฟสล็อกลูปมีความถี่เอาท์พุทล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุท

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะตามคุณสมบัติของลูปดังนี้

ก. เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อก $\omega_i \neq \omega_o$

จากเฟสล็อกลูปในรูปที่ 2.9 เราสมมติสัญญาณ V_i และ V_o เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าเป็น

$$V_i(t) = E_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \quad (2.38)$$

$$V_o(t) = E_o \cos(\omega_o t + \phi_o) \quad (2.39)$$

ถ้าเฟสดีเทกเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนุกรมกอดดิพลายเออร์ เราจะได้สัญญาณเอาท์พุทของเฟส ดีเทกเตอร์เป็น

$$V_e(t) = k_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] + k_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i + \phi_o] \quad (2.40)$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้ว่า

$$V_d(t) = k_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] \quad (2.41)$$

เนื่องจาก V_i และ V_o ไม่เชิงโครโนสกัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ V_d จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ k_d และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ V_i และ V_o คือ ω_i และ ω_o มีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นโวลเตจ V_d จะไม่สามารถผ่านรูปฟิลเตอร์ได้ ทำให้ได้ค่า V_c และการฟีดแบ็คของลูปจะไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในลูป เอาต์พุตโวลเตจของวีซีโอ จะมีค่าอยู่ที่ความถี่ฟริร์นนิ่ง ดังนั้น ω_o และ θ_o จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ ω_i และ θ_i กล่าวได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อก แต่ถ้า $\omega_o - \omega_i = \pm\omega$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูป และการฟีดแบ็คจะมีผลขับให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

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

ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุต วีซีโอ มีความถี่เชิงโครโนสกับสัญญาณอินพุต V_i สัญญาณเอาต์พุต V_o จะมีค่าเป็น

$$V_o = E_o \cos(\omega_i t + \Psi_o) \quad (2.42)$$

นอกจากนั้นค่าเฟสของสัญญาณเอาต์พุต จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับเวลา ซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_o = (\omega_i - \omega_o)t + \Psi_o \quad (2.43)$$

และสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์หรือสัญญาณเออเรอร์จะกลายเป็นสัญญาณดีซีที่มีค่า

เท่ากับ

$$V_d = k_d \cos(\theta_i - \Psi_o) \quad (2.44)$$

รูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณดีซี V_d ผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_c = k \cos(\theta_i - \Psi_o) \quad (2.45)$$

วีซีโอจะเป็น Frequency Modulated Oscillator ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนอย่างทันทีทันใดของวีซีโอ ω_{msl} จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันของสัญญาณคอนโทรลอินพุต V_c โดยรอบความถี่เชิงมุมศูนย์กลาง

$$\omega_i - \omega_o = k_d k_o \cos(\theta_i - \Psi_o) \quad (2.46)$$

เมื่อ k_o เป็นคอนเวอร์ชันคอนสแตนท์ซึ่งหมายความว่าความไวในการมอดูเลชันของวิธีโอแทนค่าสมการ (2.45) ลงในสมการ (2.46) จะได้

$$\Psi_o = \theta_i - \cos^{-1}[(\omega_i - \omega_o)/k_o k_d] \quad (2.47)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาท์พุทของเฟสดีเทกเตอร์ V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_o)/k_o \quad (2.48)$$

ส่วนประกอบดีวีของเฟสดีเทกเตอร์เอาท์พุท V_d จะผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นคอนโทรลโวลเตจให้กับอินพุทของวิธีโอ

จากสมการ (2.48) จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณดีวี V_d จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของ วิธีโอ มีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของ วิธีโอ คือ ω_o ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุท ω_i นั่นคือ

$$\omega_{ms} = \omega_o + k_o V_d = \omega_o + (\omega_i - \omega_o) = \omega_i \quad (2.49)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น $(\omega_i - \omega_o)$ มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ $k_o k_d$ อย่างมาก สมการ (2.48) จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \Psi_o \cong \cos^{-1} 0 = \pi/2 \quad (2.50)$$

จากสมการ (2.50) หมายความว่าถ้าความถี่ออฟเซตระหว่างสัญญาณอินพุทและสัญญาณวิธีโอ จะมีค่าน้อยเมื่อลูบไม่อยู่ในสภาวะล็อก และสัญญาณ วิธีโอ จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุท 90° เมื่อลูบอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสล็อคจอร์จะสอดคล้องกับ $\omega_o = \omega_i$ ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า Ψ_o ด้วยค่าเฟสเอาท์พุท θ_o ดังนั้น

$$\theta_i = \Psi_o - \pi/2 \quad (2.51)$$

เอาท์พุทโวลเตจของเฟสดีเทกเตอร์เขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} V_d &= k_d \cos(\theta - \Psi) \\ V_d &= k_d \cos(\theta_i - \theta_o) - \pi/2 \\ V_d &= k_d \sin(\theta_i - \theta_o) \end{aligned} \quad (2.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการ 2.50 และ 2.51 จะได้ค่าเฟสเออเรอร์เป็น

$$\theta_i - \theta_o = \sin^{-1}(\omega_i - \omega_o) / k_o k_d \quad (2.53)$$

เมื่อผลต่างของเฟส มีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = k_d(\theta_i - \theta_o) \cong k_d \theta_e \quad (2.54)$$

เมื่อ $\theta_e = \theta_i - \theta_o$ แต่เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทคเตอร์แบบนี้เมื่อรูปเข้าสู่การล็อก สัญญาณของวีซีโอ จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุท 90° คือ $\theta_i - (\theta_o + \pi/2)$ ลักษณะของเฟสควอดราเจอร์ ดังนั้น เฟสดีเทคเตอร์จะให้เอาท์พุทโวลเตจที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุท V_i กับสัญญาณเอาท์พุทของ วีซีโอ คือ V_o ในลักษณะของควอดราเจอร์คือ

$$\begin{aligned} V_d &= k_d[(\theta_i - \theta_o) - \pi/2] \\ &= k_d(\theta_i - \pi/2) \end{aligned} \quad (2.55)$$

สัญญาณ V_d นี้จะผ่านลูปฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับคอนโทรลอินพุทของ วีซีโอ เพื่อแก้ไขให้ ความถี่ของ วีซีโอ เปลี่ยนจาก ω_o ไปเป็น ω_i และรักษาการล็อกให้คงอยู่จะได้

$$\begin{aligned} V_d &= (\omega_i - \omega_o) / k_o \\ \omega_i &= \omega_o + k_o V_d \end{aligned} \quad (2.56)$$

จากสมการ (1.19) และ (1.20) จะหาค่าของเฟสเออเรอร์ ได้เป็น

$$\theta_e = \pi/2 + [\omega_i - \omega_o] / k_d k_o \quad (2.57)$$

จากสมการ (2.57) จะสังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega_i - \omega_o$ โวลเตจเอาท์พุทของ วีซีโอจะมีเฟสควอดราเจอร์ คือมีเฟสต่างไปจากเฟสของสัญญาณอินพุทโวลเตจ 90° เมื่อ ω_i เคลื่อนที่ไปทางสูงกว่า ω_o มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่อยู่เหนือสุดของพิคกการล็อก และถ้า ω_i เคลื่อนที่ไปทางต่ำกว่า ω_o มุมเฟสจะลดลงจาก 90° ไปสู่ค่า 0° ที่ต่ำสุดของพิคกการล็อก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุทเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า θ_e ให้มากขึ้นตามเวลาที่ θ_e เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นดีซีโวลเตจ V_d ไปจับให้ความถี่ของวีซีโอ เลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุท โดย V_d จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่าง ความถี่สัญญาณอินพุท ω_i กับความถี่รีรันนิ่ง ω_o

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของวีซีโอ แต่ถ้าจะสามารถแทรกคั้ง (Tracking) ได้ นั่นจะต้องมีเฟสเออเรอร์น้อย สมมติว่าระบบเฟส ล็อกคูปมีเฟสอินพุทเปลี่ยนแปลงเป็นเสต็ป เท่ากับ $\Delta\omega = \omega_c - \omega_o$ ลูปต้องการคอนโทรลโวลเตจเพื่อ ไปจับ วีซีโอ ให้มีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ $\Delta\omega$ ดังนั้น V_c จะมีค่าเป็น

$$V_c = \Delta\omega / k_o \tag{2.58}$$

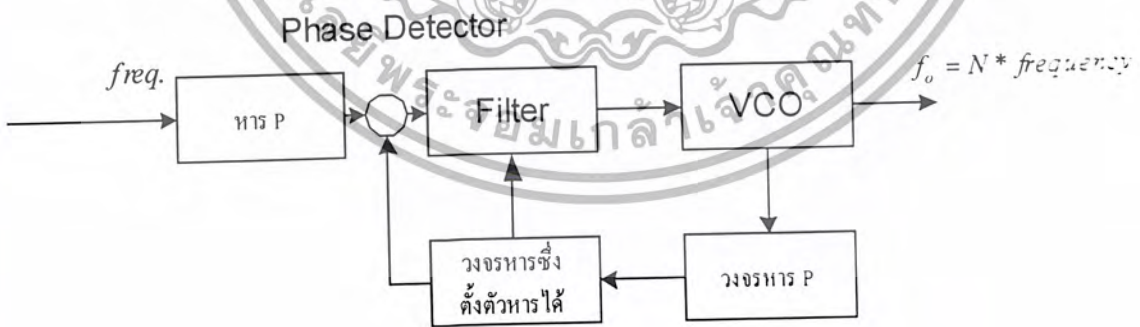
เมื่อลูปเข้าสู่สภาวะคงที่ เมื่อ อัตราขยายต่อสัญญาณคั้งของลูปฟิลเตอร์ สัญญาณจะทำให้ลูป เข้าสู่สภาวะล๊อคคั้งเดิม ดังนั้นเฟสเออเรอร์จะต้องเป็น

$$\begin{aligned} \theta - \pi/2 &= V_d k_d \\ &= \Delta\omega / k_o k_d F(s) \end{aligned} \tag{2.59}$$

เมื่อเฟสเออเรอร์มีค่าเพิ่มขึ้นลูปจะสามารถปรับตัวเองให้ความถี่เอาท์พุทแทรกตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุทได้คั้งเดิม

2.4.2 เฟสล็อกคูปแบบพรีสเกลเลอร์

เฟสล็อกคูปแบบพรีสเกลเลอร์ ใช้วิธีการความถี่อ้างอิง f_r ลง P เท่าก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรหาร N แล้วจึงนำไปเปรียบเทียบเฟสดีเทกเตอร์



รูปที่ 2.10 เฟสล็อกคูปแบบพรีสเกลเลอร์

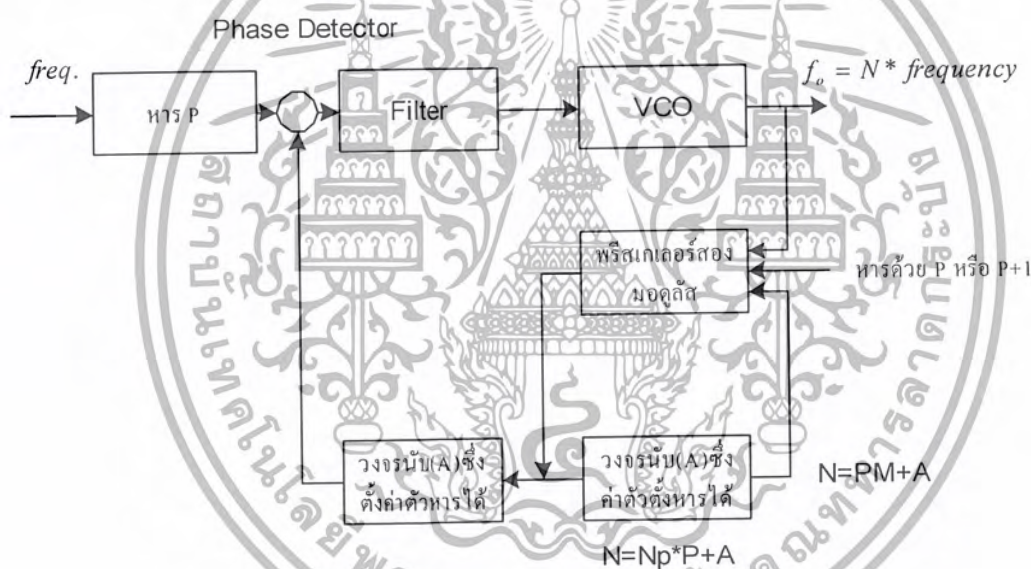
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ความถี่เอาท์พุทสามารถหาได้โดย

$$f = (N.P).f_r \tag{2.60}$$

2.4.2.1 เฟสล็อกคูลูปที่ใช้พริสเกลเลอร์แบบสองมอดูลัส (Dual Modulus)

เทคนิคการใช้งานพริสเกลเลอร์แบบสองมอดูลัส เป็นวิธีการผลิตความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ในช่วงความถี่สูง โดยมีหลักเกณฑ์คล้ายกับแบบมอดูลัสเดี่ยวแต่ต่างกันที่มีพริสเกลเลอร์เพื่อทำการหารล่วงหน้าก่อน หมายถึงมีลักษณะการทำงานลักษณะที่หารได้ 2 ครั้งด้วย 2 ค่าสลับกันในตัวไอซีตัวเดียวพริสเกลเลอร์ตัวนี้สามารถหารความถี่ด้วยตัวเลข 2 ตัว ซึ่งต่างกันอยู่ 1 เช่น หาร 10 หรือ 11 เรียกว่า 10/11



รูปที่ 2.11 เฟสล็อกคูลูปแบบพริสเกลเลอร์สองมอดูลัส

ในตัวอย่างต่อไปนี้จะเราจะใช้ 10/11 พริสเกลเลอร์ รูปที่ 2.11 เอาท์พุทของพริสเกลเลอร์จะป้อนให้แก่วงจรเคาน์เตอร์ 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลัก ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริมตัวเคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พริสเกลเลอร์หารด้วยตัวหาร (Modulus) ตัวใด คือหารด้วย 10 หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

11 เช่นสมมติป้อนความถี่หรือพีริเซตตัวเลขให้แก่เคาน์เตอร์เสริม และในขณะที่พีริสเกลเลอร์ใช้ 11 เป็นตัวหาร เมื่อเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับ จึงส่งคำสั่งไปบังคับให้พีริสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย 10 ตัว เคาน์เตอร์หลักก็เช่นกัน จะค่อยๆนับถอยหลังลงไปเรื่อยๆจนเป็นศูนย์ เมื่อเคาน์เตอร์ทั้งตัวหลักและตัวเสริมนับถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพีริเซตด้วยค่าด้วยตัวเลขความถี่ เนื่องจากเคาน์เตอร์เสริมจะต้องนับถึงศูนย์ก่อน ดังนั้นตัวเลขที่พีริเซตให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พีริเซตให้เคาน์เตอร์หลัก

สมมติว่าตัวเลขที่พีริเซตเป็น M ให้แก่เคาน์เตอร์หลักและ A ให้แก่เคาน์เตอร์เสริม เริ่มแรกให้พีริสเกลเลอร์อยู่ในสภาวะหาร 11 ซึ่งจะยังคงตัวหาร 11 ต่อไป จนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์ นั่นคือเวลาที่ใช้ในการของเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็นจำนวนไซเคิล(ของวีซีโอ) ที่ผ่านไปจะเท่ากับ 11 คูณด้วย A ไซเคิล

หลังจากนั้นพีริสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น 10 (โดยเคาน์เตอร์เสริม) ในขณะที่เคาน์เตอร์หลักนับผ่าน A ไปแล้ว(พร้อมกับเคาน์เตอร์เสริม) เช่นกัน ยังเหลืออยู่อีก $(M - A)$ ฉะนั้นรวมเวลาที่ต้องใช้จึงเป็นผลรวมของเวลาทั้งสองข้างข้างต้นคือ

$$VCO \text{ ไซเคิล} = 11A + 10(M - A) = 10M + A \quad (2.61)$$

ดังนั้นความถี่ของ วีซีโอ จะเท่ากับ $(10M + A)$ เท่ากับความถี่อ้างอิงซึ่งก็คือ

$$f_o = f_i (10M + A) \quad (2.62)$$

2.4.3 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงของความถี่ (Frequency Range) ที่ต้องผลิตและเรโซลูชันระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่นของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่มีความสำคัญมากด้วย ดังจะได้อธิบายดังต่อไปนี้

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

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่างๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (Spectrum Purity) นั่นคือความถี่ฮาร์โมนิกและสปีวเรียสต่างๆจะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้ข้อบกพร่องจากรออสซิลเลเตอร์ จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่มีความถี่ไม่บริสุทธิ์ ไม่ใช่เพียงความถี่เดียว ในช่วงใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ ข้อบกพร่องดังกล่าวนี้เรียกว่าเฟสโนイズ (Phase Noise)

ความเที่ยงตรง (Accuracy) และเสถียรภาพ (Stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงจะเป็นวงจรรออสซิลเลเตอร์ชนิดใช้แร่บังคับความถี่ ฉะนั้น วงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพและความเที่ยงตรงเทียบเท่ากับคริสตอลออสซิลเลเตอร์

2.5 ตัวกรองความถี่

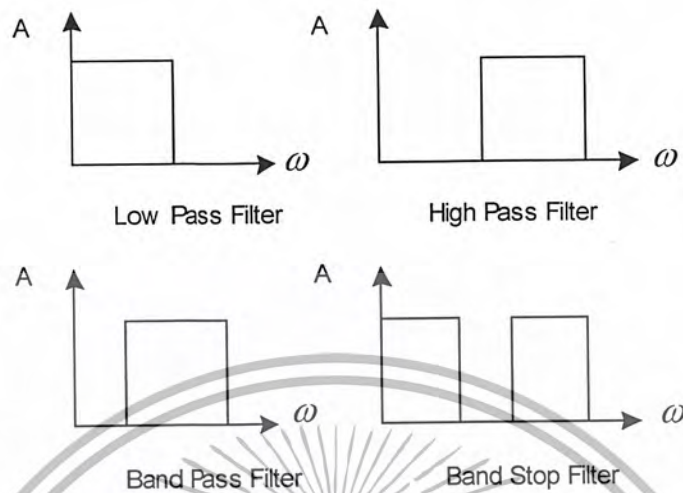
ตัวกรองความถี่ (Filter) มีบทบาทและความสำคัญต่องานทางด้านสื่อสารและอิเล็กทรอนิกส์มาก เพราะเป็นตัวกำจัดสัญญาณหรือความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป ตัวกรองความถี่ที่ใช้งานกันสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ชนิดคือ

1) ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) คือช่วงความถี่ผ่านจะยอมให้ความถี่ตั้งแต่ศูนย์ (DC Frequency) ไปจนถึงความถี่คัทออฟ (Cut Off Frequency) ผ่านไปได้โดยไม่มีกรลดทอนใดๆ ส่วนความถี่ที่อยู่เหนือความถี่คัทออฟขึ้นไปนั้นจะถูกกันออกไปทั้งหมด

2) ตัวกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter) จะมีการทำงานอยู่ในแบบตรงข้ามกับตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน กล่าวคือ สัญญาณในช่วงความถี่ที่อยู่ต่ำกว่าความถี่คัทออฟจะถูกตัดออกไปแต่จะยอมให้สัญญาณช่วงความถี่อยู่สูงกว่าความถี่คัทออฟผ่านได้โดยสะดวก

3) ตัวกรองความถี่ช่วงผ่าน (Band Pass Filter) ตัวกรองความถี่แบบนี้จะมีลักษณะผสมกันระหว่างตัวกรองความถี่สูงผ่านและตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยความถี่ที่ต่ำและความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟจะถูกกำจัดทิ้งไป แต่จะยอมให้ความถี่คัทออฟผ่านไปได้

4) ตัวกรองความถี่ช่วงหยุด (Band Stop Filter) ตัวกรองความถี่แบบนี้จะตัดความถี่ที่อยู่ระหว่างความถี่คัทออฟทิ้งไป ส่วนความถี่ที่ต่ำและสูงกว่าความถี่คัทออฟผ่านไปได้ ซึ่งก็ถือจะมีการทำงานตรงกันข้ามตัวกรองความถี่ช่วงผ่านนั่นเอง



รูปที่ 2.12 เปรียบเทียบลักษณะของแถบความถี่ในวงจรความถี่แบบต่างๆ

2.5.1 ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ (Filter Response)

ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ก็คือ ความพยายามที่จะสร้างให้ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ที่มีลักษณะใกล้เคียงกับในทางอุดมคติมากที่สุด ซึ่งชนิดของผลตอบสนองที่ใช้กันมากที่สุดคือ ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท และผลตอบสนองแบบเชบีเชฟ นอกจากนี้ก็มีแบบอื่นๆ เช่น ผลตอบสนองแบบเกาส์เซียน ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟย้อนกลับ ผลตอบสนองแบบเบซเซล และผลตอบสนองแบบวงรี

2.5.2 ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth Response)

เป็นผลตอบสนองแบบไม่ซับซ้อน ในรูปที่ 2.13 เป็นผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ทของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งอัตราการขยายของการตอบสนองความถี่ที่มีค่าเท่ากันตลอดย่านความถี่ที่ผ่านไปได้คือไม่เกิดสัญญาณกระเพื่อม ซึ่งนับได้ว่ามีความราบเรียบของแถบความถี่มากที่สุดไปบรรดาของ วงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ สมการที่ใช้อธิบายผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท คือ

$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \quad (2.63)$$

โดย A_{dB} คือ ค่าอัตราการลดทอนของวงจร

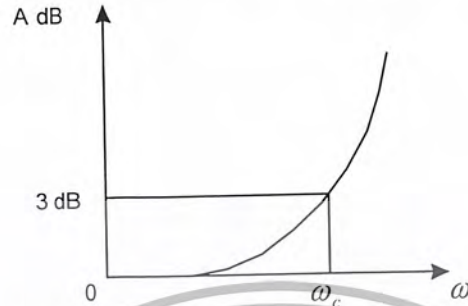
ω คือ ค่าความถี่ใดๆ

ω_c คือ ความถี่คัทออฟใดๆ

n คือ จำนวนออร์เดอร์ของตัวกรองความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ทนี้จะมีช่วงทรานสิชันที่ไม่ชัน และมีค่า Q อยู่ระดับปานกลาง ซึ่งค่า Q นี้คือค่าอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่กลางต่อค่าแบนวิดท์ $\left(Q = \frac{f_o}{BW}\right)$ โดยที่ค่า Q สูงนั้นจะผลทำให้มีคุณสมบัติในการเลือกค่าความถี่ที่ดีแต่ก็มีส่วนทำให้ช่วงของแบนวิดท์แคบลงด้วย



รูปที่ 2.13 ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท

2.6 วงจรมิกเซอร์

มิกเซอร์ จะทำหน้าที่ผสมสัญญาณระหว่างความถี่สองช่องสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณความถี่ใหม่โดยที่ข้อมูลที่ผสมมาด้วยนั้น ไม่เปลี่ยนแปลงไป

วงจรมิกเซอร์นั้นสามารถสร้างขึ้นได้โดยอาศัยคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear) ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 2.14 หลักการของมิกเซอร์

$$\text{ถ้าให้สัญญาณอินพุตที่รับเข้ามานั้น เป็น } V_1' = v_1 \cos \omega_1 t \quad (2.64)$$

$$\text{สัญญาณความถี่จากออสซิลเลเตอร์เป็น } V_2' = v_2 \cos \omega_2 t \quad (2.65)$$

$$\text{และให้เอาท์พุตที่ได้ เป็น } I_o = A(V_1' + V_2')^2 \quad (2.66)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

$$I_o = A(v_1 \cos \omega_1 t + v_2 \cos \omega_2 t)$$

$$= Av_1^2 \cos^2 \omega_1 t + 2Av_1 v_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t + Av_2^2 \cos^2 \omega_2 t \quad (2.67)$$

พิจารณาเทอมที่สอง

$$\cos \omega_1 t \cos \omega_2 t = \frac{1}{2} \{ \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t \} \quad (2.68)$$

จากสมการที่ (2.68) จะเห็นว่าผลของหารผสมสัญญาณนั้น จะทำให้เกิดสัญญาณความถี่ที่น่าสนใจสองความถี่คือความถี่ที่เป็นผลบวก และความถี่ที่เป็นผลลบระหว่างความถี่ที่รับเข้ามากับความถี่ที่ผลิตขึ้นมาจากออสซิลเลเตอร์ ความถี่ที่เป็นผลต่างจะถูกนำมาใช้ เพื่อแปลงความถี่เพื่อเลือกความถี่ที่ต้องการไปใช้งานต่อไป

การแบ่งชนิดของวงจรมิกเซอร์

แบ่งตามรูปแบบของวงจร

1. อันบาลานซ์ มิกเซอร์(Unbalance Mixer) จะใช้อุปกรณ์ตัวหลักเพียงตัวเดียว
2. ซิงเกิลบาลานซ์ มิกเซอร์ (Single Balance Mixer) จะใช้อุปกรณ์เป็นคู่ โดยทั้งสองตัวจะต้องมีคุณสมบัติที่เหมือนกันด้วย(Match Pair)
3. ดับเบิลบาลานซ์ มิกเซอร์(Double Balance Mixer) จะใช้อุปกรณ์ถึงสองคู่

วงจรมิกเซอร์ สามารถสร้างขึ้นด้วยอุปกรณ์ด้วยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้น(Nonlinear)เช่น ทราานซิสเตอร์ เฟท ไดโอด

การให้ไบอัสแก่อุปกรณ์ก็จะมีผลถึงคุณสมบัติยกกำลังสอง ถ้ามีการไบอัสที่เปลี่ยนไปจะทำให้วงจรมีคุณสมบัตินี้เปลี่ยนไปด้วยและส่งผลถึงสัญญาณรบกวนตามมา

คุณสมบัติต่างๆของมิกเซอร์

1. คุณสมบัติในเรอองคอนเวอร์ชันเกน(Conversion Gain)

คอนเวอร์ชันเกน คือ อัตราการขยายของการผสมสัญญาณ ซึ่งก็คืออัตราส่วนระหว่างระดับสัญญาณของเอาต์พุตต่อระดับสัญญาณของอินพุต มิกเซอร์ที่ดีควรมีคอนเวอร์ชันเกนที่สูงหรืออาจกล่าวได้ว่าควรมีคอนเวอร์ชันเกนที่ต่ำ

2. คุณสมบัติในการป้องกันการเล็ดลอดของสัญญาณระหว่างขั้ว(Isolation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มิทเซอร์ที่ดีควรมีการเล็ดลอดของสัญญาณระหว่างพอร์ท ให้น้อยที่สุดหรือไม่มีเลยเพื่อลดการรบกวนกันระหว่างพอร์ท

2.7 สายอากาศ

ในระบบสื่อสารมีการใช้คลื่นเพื่อรับ-ส่งข้อมูล คลื่นที่ได้จากการป้อนกำลังงานจากเครื่องส่งผ่านสายส่งสัญญาณ (Transmission Line) ไปยังสายอากาศ และสายอากาศจะแผ่รังสีพลังงานออกไปในอากาศด้วยความเร็วประมาณเท่ากับความเร็วของคลื่นแสง ส่วนทางด้านรับก็จะรับพลังงานผ่านสายอากาศผ่านสายส่ง ไปยังเครื่องรับ

สายอากาศเป็นส่วนสำคัญของทางเครื่องส่งและเครื่องรับ สายอากาศส่วนใหญ่ทำจากลวดตัวนำเป็นทอกลวงหรือตัน โครงสร้างเป็นเส้นตรงหรือโค้งงอแล้วแต่ชนิดของสายอากาศ ซึ่งสายอากาศมักจะมีขนาดใกล้เคียงกับความยาวคลื่น สายอากาศสามารถทำหน้าที่ได้ทั้งส่งและรับ จึงมีคุณสมบัติเหมือนกัน ดังนั้นจึงมีคำจำกัดความของสายอากาศดังนี้

“สายอากาศ คือ อุปกรณ์ประเภทโลหะที่อาจจะเป็นทั้งแท่งกลมหรือเส้นลวด ใช้สำหรับการแพร่กระจายคลื่น หรือรับสัญญาณวิทยุ”

“สายอากาศ หมายถึง การแพร่กระจายคลื่นหรือการรับคลื่นวิทยุ”

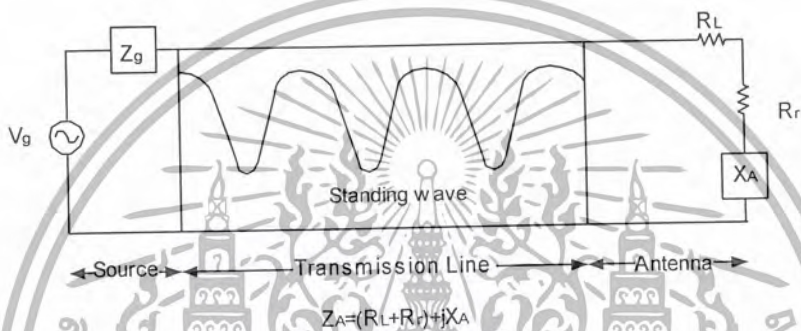
“สายอากาศ คือ สิ่งที่สร้างขึ้นมาเพื่อใช้ในการส่งผ่านคลื่นระหว่างช่องว่างอิสระ (Free space) กับอุปกรณ์นำคลื่น”

อุปกรณ์นำคลื่นหรือสายส่งสัญญาณอาจเป็นเคเบิลแกนร่วม (Coaxial cable) หรือเป็นท่อนำคลื่น (wave guide) ซึ่งใช้ในการส่งพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดเครื่องส่ง ผ่านไปยังสายอากาศ หรือจากสายอากาศไปยังเครื่องรับ โดยที่จะต้องมียาสายอากาศส่งก่อนแล้วจึงค่อยมีสายอากาศรับในภายหลัง

สายส่งสัญญาณพร้อมระบบสายอากาศสามารถที่จะเขียนเป็นสมการเทเวนิน (Thevenin Equivalent) ได้ดังแสดงในรูป 2.15 ซึ่งแหล่งกำเนิดแทนด้วย เครื่องกำเนิดไฟฟ้าในทางอุดมคติ (Ideal Generator) และสายส่งแทนด้วยเส้นซิด โดยมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic Impedance) เป็น Z_c และแทนสายอากาศด้วยโหลด $Z_A = (R_L + R_R) + jX_A$ ต่อกับสายส่ง สำหรับความต้านทานของโหลด (load resistance; R_L) ใช้เพื่อแทนการสูญเสียเนื่องจากตัวนำและฉนวนที่สัมพันธ์กับโครงสร้างของสายอากาศขณะที่ R_R เป็นค่าความต้านทานในการแพร่กระจาย (Radiation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

resistance) ใช้แทนการแพร่กระจายของสายอากาศ ภายใต้กรณีที่เป็นอุดมคติ พลังงานที่ออกมาจากแหล่งกำเนิดควรจะเป็นพลังงานรวมที่ส่งผ่านไปยังความต้านทานในการแพร่กระจาย (R_r) อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติจะมีการสูญเสียในตัวนำ และฉนวนอันเนื่องมาจากธรรมชาติในสายส่งและสายอากาศขึ้น เช่นเดียวกันก็จะมี การสูญเสียในตัวนำและฉนวนอันเนื่องมาจากการสะท้อนกลับของคลื่นบางส่วนที่เกิดขึ้นระหว่างสายส่ง และสายอากาศซึ่งเป็นผลมาจากค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศส่งกับสายอากาศไม่สอดคล้องกัน (Mismatch impedance) ด้วย



รูปที่ 2.15 Transmission-line Thevenin equivalent ของสายอากาศในโหมดการส่ง

คลื่นสะท้อน (Reflected waves) ที่เกิดขึ้นจะวิ่งไปตามทางพร้อมๆกันกับคลื่นเดินทาง (Travelling wave) ที่มาจากแหล่งกำเนิดโดยตรงไปยังสายอากาศ ผลลัพธ์ที่ได้จะเป็นคลื่นนิ่ง (standing waves) และภายในสายส่งจะมีพลังงานสะสมอยู่ซึ่งถือว่าสายส่งเป็นอุปกรณ์รีโซแนนซ์ รูปของคลื่นนิ่งแสดงด้วยเส้นจุดในรูป 2.15 ถ้าระบบสายอากาศไม่เป็นไปตามที่ออกแบบไว้ นั่นคือในสายอากาศส่งจะมีการเก็บพลังงานของอิมพีแดนซ์ไว้จำนวนมาก แทนที่จะเป็นการนำคลื่น (wave guiding) ก็จะกลายเป็นอุปกรณ์ในการส่งพลังงานออกไป ถ้าค่าสูงสุดของค่าความเข้มสนามของคลื่นนิ่งถูกทำให้มีค่ามากๆ ก็จะสามารถเป็นเหตุทำให้เกิดคลื่นนิ่ง (standing waves) ซึ่งเป็นที่ไม่ต้องการในสายส่ง

การสูญเสียอันเนื่องมาจากสายส่ง สายอากาศ และการเกิดคลื่นนิ่ง เป็นสิ่งที่ไม่ต้องการ การสูญเสียในสายส่งสามารถทำให้ลดน้อยลงได้ โดยการเลือกใช้สายส่งที่มีการสูญเสียต่ำ ขณะที่สายอากาศสามารถลดการสูญเสียได้โดยการลดค่าความต้านทานการสูญเสีย ซึ่งแทนด้วย R_l ดังในรูปที่ 2.15 สำหรับคลื่นนิ่งสามารถลดลงได้และพลังงานที่สะสมอยู่ในสายส่งสามารถทำให้ต่ำสุดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการปรับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ (Load) ให้มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง

2.7.1 คุณสมบัติของสายอากาศ

การเลือกใช้สายอากาศขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่ใช้ ยิ่งสัญญาณมีความถี่สูงมากเท่าไรก็จะต้องทำให้ต้องใช้ตัวนำของสายอากาศสั้นมากเท่านั้น สายอากาศที่เป็นแบบรีโซแนนซ์ ดังเช่นสายอากาศที่ใช้ในย่านความถี่ 30 ถึง 300 เมกะเฮิร์ตซ์ มักจะมีความยาวคลื่นครึ่งรูปคลื่น สายอากาศยิ่งมีความยาวมากเท่าใดก็สามารถส่งหรือรับสัญญาณได้มากเท่านั้น ที่ความยาวรีโซแนนซ์ของสายอากาศจะทำให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด สำหรับคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศมีดังต่อไปนี้

- การต่อสายดินกับอากาศ (Grounded)

สายอากาศที่ทำงานโดยไม่มีการเชื่อมต่อกับดิน (Ungrounded) จะถูกเรียกว่ามีสองขั้ว หรือที่เรียกว่าไดโพล (Dipole) ในแต่ละขั้วจะมีกระแสการไหล โดยมีแหล่งกำเนิดสัญญาณเดียวกันอยู่ที่ตรงกลาง การต่อเทียบดินไม่มีความจำเป็น เพราะตัวคาปาซิเตอร์ของสายอากาศจะอยู่ระหว่างขั้วทั้งสอง ส่วนสายอากาศที่มีการเชื่อมต่อกับดินจะมีการต่อขั้วหนึ่งของสายอากาศลงดิน ส่วนอีกข้างหนึ่งทำหน้าที่แพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า กระแสในสายอากาศจะไหลเข้าตัวนำข้างเดียว สายอากาศดังกล่าวเรียกว่าชนิดแอลหัวกลับ (Inverted-L-type)

- การกระจายของตัวนำ (Inductance) และตัวเก็บประจุ (Capacitance)

บนสายอากาศที่เป็นตัวนำหรือแท่งตัวนำนั้น ที่ความถี่ในทางไฟฟ้าจะเป็นตัวนำ กระจายอยู่บนสายอากาศข้างหนึ่งไปยังอีกข้างหนึ่งอย่างอนุกรม (L) และในขณะเดียวกันก็จะมีตัวเก็บประจุต่ออยู่อย่างขนานตลอดสายตัวนำ (C) สำหรับสายอากาศแบบไดโพลจะมีค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างขั้วทั้งสองแต่สายอากาศแต่สายอากาศแบบต่อลงดินจะมีค่าคาปาซิแตนซ์เทียบกับดิน

- งานสายอากาศแบบรีโซแนนซ์ (Resonance Antennas)

ค่าของตัวนำ (L) และค่าคาปาซิเตอร์ (C) ทำให้สายอากาศเป็นเสมือนวงจรรีโซแนนซ์ที่ต่ออย่างอนุกรม ถึงแม้จะไม่มีตัวนำและตัวเก็บประจุต่ออยู่จริง สายอากาศก็จะมีคุณสมบัติเช่นเดียวกับวงจร LC ความยาวของสายอากาศซึ่งขึ้นอยู่กับความยาวคลื่นจะเป็นตัวกำหนดความถี่รีโซแนนซ์ โดยทั่วไปที่ความถี่ยาวครึ่งลูกคลื่นของความถี่ที่ต้องการ มักจะเป็นความยาวของสายอากาศ ความยาวดังกล่าวใช้กับสายอากาศที่ไม่ต่อลงดิน หรือที่เรียกว่าไดโพลครึ่งคลื่น สำหรับสัญญาณความถี่ต่ำ

สายอากาศแบบรีโซแนนซ์ที่ความยาวหนึ่งในสี่ของคลื่น จะเหมาะสมและมักจะใช้กับสายอากาศแบบต่อลงดิน

• โพลาริเซชัน(Polarization)

โพลาริเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายนั้นเป็นรูปแบบแสดงคุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกไป ท่ออธิบายทิศทาง และขนาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าที่แปรผันตามเวลา รูปแสดงโพลาริเซชันจะแสดงการกวาดของยอดเวกเตอร์สนามไฟฟ้า ที่เวลาต่างๆ ณ ตำแหน่งที่ทำการสังเกตคงที่และการสังเกตนี้จะทำโดยมองตามหลังคลื่นที่เดินทางไป

สำหรับโพลาริเซชันของสายอากาศ ในทิศทางทิศทางหนึ่ง จะเป็นการโพลาริเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศนั้น (เมื่อเป็นสายส่ง) หรือเป็นโพลาริเซชันของคลื่นที่มาตกกระทบสายอากาศนั้น จากทิศทางที่กำหนดให้ ซึ่งเมื่อสายอากาศรับคลื่นแล้วจะมีกำลังงานที่ขั้วของสายอากาศมากที่สุด ถ้าไม่ได้กำหนดทิศทางมาจะหมายถึง ทิศทางของสายอากาศมีเกินมากที่สุด ดังนั้นการโพลาริเซชันของสายอากาศในทิศทางที่ต่างกันจะต่างกัน

ตัวนำสายอากาศสามารถติดตั้งในทิศทางแนวตั้งหรือแนวนอนก็ได้ ไม่ว่าจะ เป็นแบบใด สนามไฟฟ้าก็มีทิศทางเดียวกับแนวตั้งสายอากาศ ทิศทางการโพลาริเซชันของคลื่นวิทยุจะขึ้นอยู่กับทิศทางของแนวสนามไฟฟ้า (E) สำหรับสายอากาศในแนวตั้ง คลื่นวิทยุที่ส่งออกมาจะมีทิศทางการโพลาริเซชันในแนวตั้ง (Vertical Polarization) เช่นกัน หากสายอากาศด้านส่งเป็นโพลาริเซชันในแนวนอน (Horizontal Polarization) ดังนั้นเพื่อที่จะรับสัญญาณได้ดีที่สุด สายอากาศด้านรับก็ต้องเป็น โพลาริเซชันในแนวนอนด้วย ดังตัวอย่างเช่นในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่นั้นคลื่นที่ส่งออกมาจะเป็น โพลาริเซชันในแนวนอน นอกเหนือสายอากาศที่มีการโพลาริเซชันในแต่ละแนว ก็ได้มีการพัฒนาสายอากาศที่มีทั้งการ โพลาริเซชันทั้งแนวตั้งและแนวนอนอยู่ร่วมกันในลักษณะที่ตั้งฉากกัน เรียกว่าการโพลาริเซชันแบบวงกลม (Circular Polarization) ข้อดีของสายอากาศแบบนี้คือ สามารถรับ ได้ทั้งสองทิศทาง

การแบ่งชนิดของโพลาริเซชันอาจแบ่งออกได้เป็นแบบโพลาริเซชันเชิงเส้น (Linear Polarization) โพลาริเซชันแบบวงกลม และโพลาริเซชันแบบวงรี (Elliptically Polarization) ขึ้นอยู่กับลักษณะของการหมุนยอด ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้า ถ้าเวกเตอร์ที่สนามไฟฟ้าที่แปรผันตามเวลา ณ จุดใดๆในสเปซ ซึ่งเป็นเส้นตรงเสมอจะเรียกว่า โพลาริเซชันแบบเส้นตรงหรือโพลาริเซชันเชิงเส้น แต่ถ้าสนามไฟฟ้ามีการหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา คือเมื่อมองตามหลังคลื่นแล้วจะมีการหมุนตามเข็มนาฬิกา และจะเรียกว่าโพลาริเซชันหมุนขวา ในขณะที่สนามไฟฟ้าหมุนไปตามทิศทางทวนเข็มนาฬิกา จะเรียกว่าเป็นโพลาริเซชันหมุนซ้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation pattern) คือรูปภาพที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งเป็นฟังก์ชันของสเปซโคออดิเนต (space coordinate) ส่วนใหญ่รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นมักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น จะอาศัยคุณสมบัติต่างๆดังต่อไปนี้ คือความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) เฟส (Phase) หรือโพลาไรเซชัน (polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงรูปของพลังงานที่เป็นฟังก์ชัน ของตำแหน่งสามมิติที่สังเกตที่มีรัศมีคงที่

รูปที่ 2.16 ระบบโคออดิเนตที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นสำหรับการใช้เส้นเพื่อแสดงกำลังที่สายอากาศรับได้ตามแนวรัศมีที่มีค่าคงที่ มีชื่อเรียกว่ารูปแบบกำลังงาน (Power pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่างๆที่มีรัศมีคงที่เรียกว่ารูปแบบของสนาม (Field pattern) ของสายอากาศนั้น



รูปที่ 2.16 ระบบโคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

• รูปแบบสายอากาศแบบไอโซโทรปิก ไคเรคชันแนล และออมนิไดเรคชันแนล

ตัวแพร่คลื่นไอโซโทรปิก (Isotropic Radiator) คือสายอากาศที่สมมติขึ้น โดยมีคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันทุกทิศทาง ยกตัวอย่างเช่น พอยท์ซอร์ส (point source) เป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่ไม่สามารถสร้างจริงได้ แต่มักจะใช้เพื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศที่จริงเกี่ยวกับการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศ

สายอากาศชี้ทิศทาง (Directional antenna) เป็นสายอากาศซึ่งมีคุณสมบัติของการส่งหรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดี ในเฉพาะทิศทาง โดยเฉพาะทิศทางที่กำหนดเท่านั้น ตัวอย่างหนึ่งของสายอากาศที่มีคุณสมบัติดังกล่าวคือ สายอากาศแบบรอบทิศทาง (Omni-directional Antenna) ซึ่งคุณสมบัติของสายอากาศชนิดนี้มีดังแสดงในรูป 2.17

ตามรูปจะเห็นว่ารูปแบบรูปแบบนี้ ไม่มีทิศทางในมุมกวาด (Azimuth plane) [$f(\phi), \phi =$ ค่าคงที่] แต่เป็นแบบชี้ทิศทางในระนาบมุมยก (Elevation plane) [$g(\theta), \theta =$ มุมค่าคงที่] แบบรูปแบบรอบทิศทางนี้เป็นกรณีพิเศษของรูปแบบสายอากาศชี้ทิศทาง



รูปที่ 2.17 แบบรูปของสายอากาศชี้ทิศทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

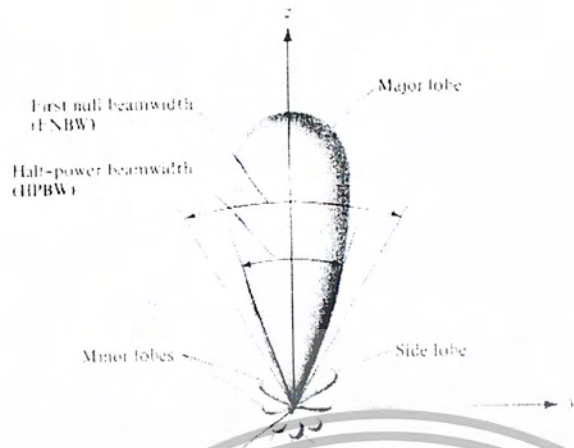
- แบบรูปแบบหลัก

เราอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศในเทอมของรูปแบบหลัก (Principal pattern) ของสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H สำหรับสายอากาศที่โพลาไรซ์เชิงเส้น แบบรูปในระนาบ E จะเป็นระนาบที่บรรจุแอมพลิจูดของสนามแม่เหล็ก และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ตัวอย่างการแสดงรูปแบบหลักมีดังแสดงในรูปที่ 2.18 โดยที่ระนาบ XZ (ระนาบยก $\phi = 0$) เป็นระนาบ E หลัก และมีระนาบ XY (ระนาบกวาด $\theta = \pi/2$) เป็นระนาบ H หลัก



รูปที่ 2.18 แบบรูปหลักสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 (a) ล้าคัลลีน (Lobe) ต่างๆ และความกว้างล้าคัลลีน (Beam width) ของรูปแบบสายอากาศ



รูปที่ 2.19 (b) แบบรูปในเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

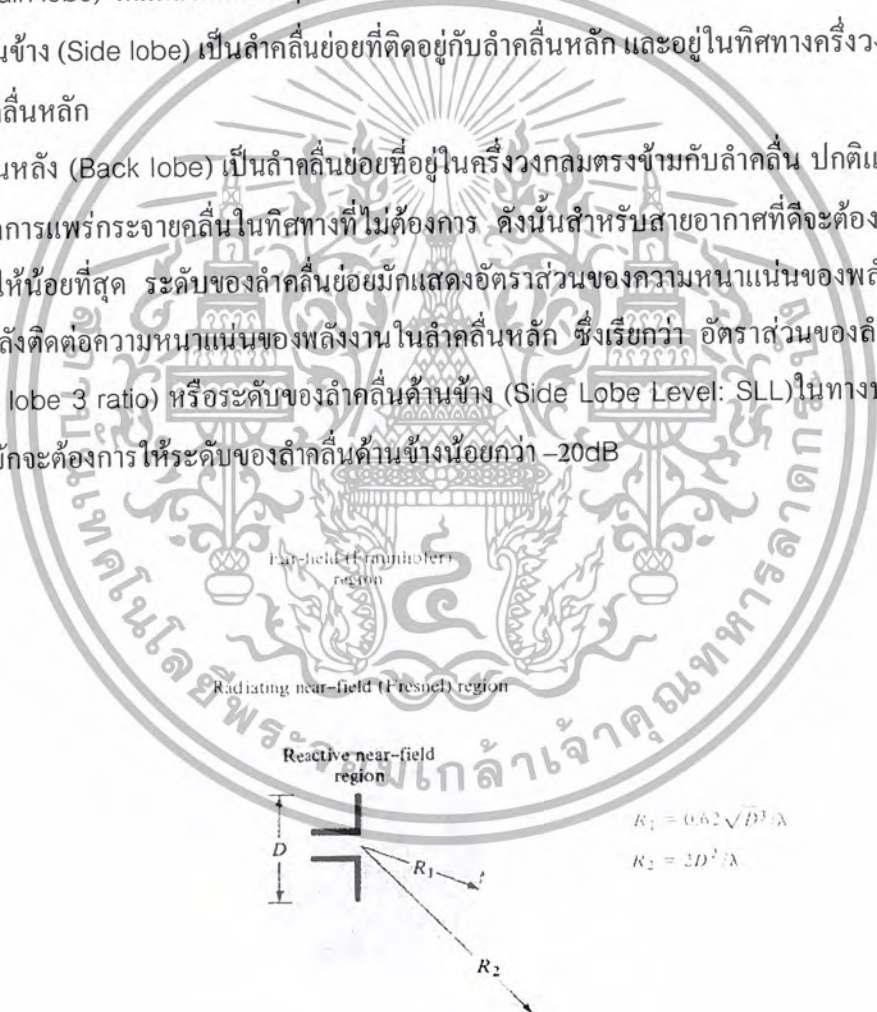
● ล้อคลีน (Lobe) ของรูปแบบการแพร่กระจายคลีน

ล้อคลีนของการแพร่กระจายคลีน (Radiation lobe) เป็นส่วนหนึ่งของรูปแบบการแพร่กระจายคลีนบริเวณที่เกิดเป็นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลีนต่ำ รูปที่ 2.19 (a) แสดงแบบรูปเชิงขั้ว (polar pattern) แบบสามมิติซึ่งแบ่งเป็นล้อคลีนแบบต่างๆดังนี้

ล้อคลีนหลัก (Major lobe หรือ main lobe) เป็นล้อคลีนของการแพร่กระจายคลีนซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลีนที่แรงที่สุด ตามรูปที่ 2.20 มีล้อคลีนหลักอยู่ทาง $\theta = 0$ สำหรับสายอากาศบางชนิดอาจมีล้อคลีนหลักมากกว่าหนึ่งล้อคลีน เช่นสายอากาศแยกบีม (Split Beam Antenna) ล้อคลีนย่อย (Main lobe) ได้แก่ล้อคลีนอื่นๆนอกเหนือไปจากล้อคลีนหลัก

ล้อคลีนข้าง (Side lobe) เป็นล้อคลีนย่อยที่ติดอยู่กับล้อคลีนหลัก และอยู่ในทิศทางครึ่งวงกลมซีกเดียวกับล้อคลีนหลัก

ล้อคลีนหลัง (Back lobe) เป็นล้อคลีนย่อยที่อยู่ในครึ่งวงกลมตรงข้ามกับล้อคลีน ปกติแล้วล้อคลีนย่อยจะเกิดการแพร่กระจายคลีนในทิศทางที่ไม่ต้องการ ดังนั้นสำหรับสายอากาศที่ดีจะต้องกำจัลล้อคลีนเหล่านี้ให้น้อยที่สุด ระดับของล้อคลีนย่อยมักแสดงอัตราส่วนของความหนาแน่นของพลังงานในล้อคลีนที่กำลังติดต่อความหนาแน่นของพลังงานในล้อคลีนหลัก ซึ่งเรียกว่า อัตราส่วนของล้อคลีนด้านข้าง (side lobe 3 ratio) หรือระดับของล้อคลีนด้านข้าง (Side Lobe Level: SLL) ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปนั้นมักจะต้องการให้ระดับของล้อคลีนด้านข้างน้อยกว่า -20dB



รูปที่ 2.20 แสดงการแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

● บริเวณต่างๆของสนามจากสายอากาศ

โดยทั่วไปมักจะแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศออกเป็น 3 ส่วนคือสนามรีแอกทีฟ ระยะใกล้ (Reactive – near field) สนามระยะใกล้ (Radiating – near field) และสนามระยะไกล (Far field) ดังแสดงในรูปที่ 2.21

บริเวณสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ เป็นบริเวณที่ล้อมรอบใกล้สายอากาศมากที่สุด และมีสนามเป็นรีแอกทีฟเป็นส่วนใหญ่ บริเวณนี้จะมีระยะทาง $R < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ จากผิวของสายอากาศเมื่อ λ เป็นความยาวคลื่น และ D เป็นมิติที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ

บริเวณกระจายสนามระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามของสายอากาศที่อยู่ระหว่างบริเวณของสนามรีแอกทีฟระยะใกล้กับบริเวณสนามระยะไกล โดยมีสนามที่กระจายอยู่เป็นส่วนใหญ่ และการกระจายของสนามตามมุมต่างๆนั้นแปรผันตามระยะทางจากสายอากาศ เมื่อสายอากาศมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น สนามบริเวณนี้อาจไม่เกิดขึ้น ในบริเวณนี้จะมีระยะทาง

$$0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R \leq \frac{2D^2}{\lambda}$$

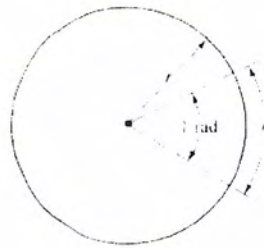
บริเวณสนามระยะไกล เป็นบริเวณสนามของสายอากาศซึ่งแพร่กระจายของสนามของสายอากาศตามมุมต่างๆ ไม่เกิดขึ้นกับระยะทางจากสายอากาศ ถ้าสายอากาศมีมิติที่ใหญ่ที่สุดเท่ากับ D บริเวณสนามระยะไกลเกิดขึ้นที่ระยะทาง R มากกว่า $\frac{2D^2}{\lambda}$ จากสายอากาศ

ในบริเวณนี้สนามมีลักษณะเป็นสนามตัดขวาง (Transverse Field) และการแพร่กระจายของสนามตามมุมต่างๆ ไม่ขึ้นกับระยะทาง ขอบในของบริเวณดังกล่าวมีค่า R เท่ากับ $\frac{2D^2}{\lambda}$ และขอบนอกเป็นอนันต์

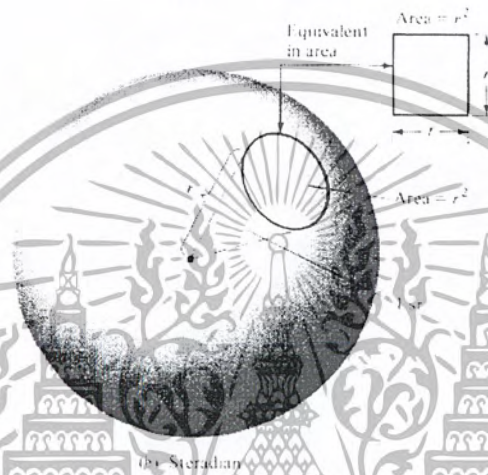
● เรเดียชันและสเตอเรเดียชัน

การวัดมุมระนาบที่มีหน่วยเป็นเรเดียน หนึ่งในเรเดียนเป็นมุมระนาบซึ่งยอดของมุมอยู่ที่จุดศูนย์กลางของวงกลมรัศมีที่มีค่า r และถูกปิดด้วยส่วนของเส้นรอบวง ซึ่งยาว r ดังแสดงในรูป 2.16 (a) เนื่องจากเส้นรอบวงที่มีรัศมี r มีความยาว $c = 2\pi r$ ดังนั้นบนรอบหนึ่งรอบของวงกลมจะมี 2π เรเดียน ($\frac{2\pi}{r}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Radian



(b) Steradian

รูปที่ 2.21 รูปที่แสดงจำกัดความของเรเดียนและสเตอเรเดียน

การวัดมุมตันมีหน่วยเป็นสเตอเรเดียน (sr) หนึ่งสเตอเรเดียนเป็นมุมตันที่มียอดอยู่ที่จุดศูนย์กลาง
กลางของทรงกลมรัศมี r ดังแสดงในรูปที่ 2.21(b) เนื่องจากพื้นที่ของทรงกลมรัศมี r มีค่าเท่ากับ $4\pi r^2$
ดังนั้นตลอดทรงกลมจะมี $4\pi sr \left(\frac{4\pi r^2}{r^2}\right)$

ตามรูปที่ 2.21 พื้นที่ขนาดจิ๋ว dA บนผิวของทรงกลมรัศมี r จะคำนวณได้เป็น

$$dA = r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (m^2) \quad (2.69)$$

ดังนั้นเอเลเมนต์ของมุมตันของทรงกลมจะเขียนได้เป็น

$$d\Omega = \frac{dA}{r^2} = \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (sr) \quad (2.70)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.3 ฮาล์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์

ความกว้างลำคลื่นกำลัง (Half-Power Beamwidth: HPBW) เป็นมุมที่วัดระยะระหว่างจุดที่ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในลำคลื่นหลัก ซึ่งมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดสองจุดหรือที่ตำแหน่งที่ -3 dB ดังแสดงในรูปที่ 2.19

2.6.4 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจาย

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในการส่งข่าวสารผ่านตัวกลาง จะถูกกำหนดให้มี ความสัมพันธ์กับพลังงาน โดยใช้ตัวความสัมพันธ์ดังกล่าว ได้แก่ พอยติงเวกเตอร์ชั่วขณะเวลานั้น (Instantaneous Poynting Vector) ซึ่งมีสมการแสดงความสัมพันธ์ดังนี้คือ

$$\vec{W} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.71)$$

เมื่อ \vec{W} = พอยติงเวกเตอร์ชั่วขณะเวลานั้น (W/m^2)
 \vec{E} = ความเข้มสนามไฟฟ้าชั่วขณะเวลานั้น (V/m)
 \vec{H} = ความเข้มสนามแม่เหล็กชั่วขณะเวลานั้น (A/m)

เนื่องจากพอยติงเวกเตอร์มีความหมายแสดงถึงความหนาแน่นของกำลังงาน ดังนั้นกำลังงานทั้งหมดที่พุ่งผ่านพื้นผิวใดสามารถหาได้โดยการอินทิเกรตส่วนของพอยติงเวกเตอร์ ที่ตั้งปากกับผิวทั้งหมดซึ่งเมื่อเขียนเป็นสมการจะได้

$$\bar{P} = \iint \vec{W}_0 \cdot d\vec{s} = \iint W_0 \cdot da \quad (2.72)$$

เมื่อ \bar{P} = กำลังงานทั้งหมดซึ่งขณะเวลานั้น (W)
 da = พื้นที่จิวบนพื้นที่ปิด (m^2)

ในกรณีของสนามที่แปรผันกับเวลามักจะหาค่าเฉลี่ยของความหนาแน่นของกำลังงานได้ โดยการอินทิเกรตค่าพอยติงเวกเตอร์ชั่วขณะเวลานั้นตลอดคาบ แล้วหารด้วยคาบเวลานั้นสำหรับสนามที่แปรผันกับเวลา ซึ่งกระจายฮาร์โมนิกในรูป $e^{j\omega t}$ เมื่อกำหนดสนาม \vec{E} และ \vec{H} เป็นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเชิงซ้อนแล้วจะหาความสัมพันธ์กับค่าและชั่วขณะเวลาใดๆได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{E}(x, y, z : t) = \text{Re}[\bar{E}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (2.73)$$

$$\bar{H}(x, y, z : t) = \text{Re}[\bar{H}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (2.74)$$

จาก(2.73), (2.74)และโดยอาศัย $\text{Re}[\bar{E}e^{j\omega t}] = \frac{1}{2}[\bar{E}e^{j\omega t} + \bar{E}^*e^{-j\omega t}]$ (2.71) โดยจะเขียนเป็น

$$\bar{W} = \bar{E} \times \bar{H} = \frac{1}{2}\text{Re}[\bar{E} \times \bar{H}^*] + \frac{1}{2}\text{Re}[\bar{E} \times \bar{H}e^{j2\omega t}] \quad (2.75)$$

เทอมแรกของ (2.75) ไม่เป็นฟังก์ชันของเวลาและเทอมที่สองมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาเป็นสองเท่าของความถี่ที่กำหนดให้ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของพอยน์ติงเวกเตอร์จึงสามารถที่จะหาได้เป็น

$$\begin{aligned} P_{rad} &= P_{av} = \oint \bar{W}_{rad} \cdot d\bar{s} \\ &= \oint \bar{W}_{av} \cdot d\bar{s} \\ &= \frac{1}{2} \oint \text{Re}[\bar{E} \times \bar{H}^*] \cdot d\bar{s} \end{aligned} \quad (2.76)$$

2.7.5 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น

คำจำกัดความของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ในทิศทางที่กำหนดให้คือ กำลังงานที่แผ่กระจายออกจากตัวสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นที่เป็นพารามิเตอร์สำคัญอย่างหนึ่งในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศ เกี่ยวกับสนามระยะไกล ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น สามารถหาได้จากผลคูณของความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น และผลจากกำลังสองของระยะทาง ซึ่งเขียนได้เป็นสมการดังนี้

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.77)$$

เมื่อ U = ความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

W_{rad} = ความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น (W/m²)

ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น เขียนแสดงความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกลคือ

$$\begin{aligned} U(\theta, \phi) &= \frac{r^2}{2\eta} |\bar{E}(r, \theta, \phi)|^2 \\ &\cong \frac{r^2}{2\eta} [|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2] \\ &\cong \frac{r^2}{2\eta} [|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2] \end{aligned} \quad (2.78)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ \bar{E} = ความเข้มของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

E_θ, E_ϕ = ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าของสายอากาศระยะไกล

η = อินทรีนสติกอิมพีแดนซ์ของตัวกลาง

ดังนั้นรูปแบบของกำลังงานก็ใช้เพื่อแสดงถึงความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นได้เช่นกัน

กำลังงานทั้งหมดนี้สามารถหาได้โดยการอินทิเกรตความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นตาม (2.46)

ตลอดมุมตัน 4π ทั้งหมดซึ่งจะได้

$$P_{rad} = \oint \bar{u} d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.79)$$

2.7.6 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)

เพื่อที่จะเข้าใจถึงคำว่าสภาพเจาะจงทิศทาง จำเป็นต้องมีความรู้จักโคเรคทีฟเนนไว้ก่อน โคเรคทีฟเนนในทิศทางที่กำหนด คืออัตราส่วนของความเข้มการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้น ต่อความเข้มขึ้นของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศซึ่งใช้สำหรับการอ้างอิง ซึ่งปกติสายอากาศสำหรับใช้อ้างอิงจะใช้ ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส

$$D_g = U/U_0 = 4\pi U/P_{rad} \quad (2.80)$$

$$D_0 = U_{max}/U_0 = 4\pi U_{max}/P_{rad} \quad (2.81)$$

D_g = โคเรคทีฟเนน (ไม่มีหน่วย)

D_0 = โคเรคทีฟเนน (ไม่มีหน่วย)

U = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Wต่อหน่วยมุมตัน)

U_{max} = ค่าความเข้มสูงสุดของความเข้มการแพร่กระจายคลื่น (Wต่อหน่วยมุมตัน)

U_0 = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (Wต่อหน่วยมุมตัน)

P_{rad} = กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด

จากสมการ (2.80) และ (2.81) เราทราบได้ว่า โคเรคทีฟเนนและค่าสภาพเจาะจงทิศทางของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สมีค่าเป็นหนึ่ง ทั้งนี้เพราะว่า U_{max} และค่า U_0 ต่างมีค่าเท่ากัน

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สมีค่าเท่ากับหนึ่ง เพราะว่ามันแพร่กระจายกำลังงานออกไปทุกทิศทางด้วยค่าที่เท่ากัน แต่สำหรับต้นกำเนิด (สายอากาศ) แบบอื่นๆ นั้นย่อมมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางมากกว่าหนึ่งเสมอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อสรุปอีกอย่างหนึ่งในที่นี้ก็คือ ค่าไดเรกทิฟเฟนจะมากกว่าหรือเท่ากับศูนย์และน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าสภาพเจาะจงทิศทาง

โดยทั่วไปสูตรของไดเรกทิฟเฟนและค่าสภาพเจาะจงทิศทางอาจเป็นฟังก์ชันทั้งมุม θ และ ϕ ด้วย ค่าสภาพเจาะจงทิศทางรวมสูงสุดจะสามารถแสดงได้เป็น

$$D_0 = D_\theta + D_\phi \quad (2.82)$$

โดยค่าสภาพเจาะจงทิศทางของแต่ละส่วนของแต่ละส่วน แสดงได้เป็น

$$D_\theta = \frac{4\pi U_\theta}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi} \quad (2.83)$$

$$D_\phi = \frac{4\pi U_\phi}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi} \quad (2.84)$$

โดยที่

U_θ = ส่วนประกอบของความเข้มของการแผ่กระจายที่มีทิศทางในสนาม

U_ϕ = ส่วนประกอบของความเข้มของการแผ่กระจายที่มีทิศทางในสนาม

$(P_{rad})_\theta$ = ส่วนประกอบของกำลังงานของการแผ่กระจายที่มีทิศทางในสนาม

$(P_{rad})_\phi$ = ส่วนประกอบของกำลังงานของการแผ่กระจายที่มีทิศทางในสนาม

ในกรณีที่มีสายอากาศที่มีลำคลื่นเพียงลำคลื่นเดียว หรือมีลำคลื่นย่อยขนาดน้อยมากจนสามารถตัดออกได้ เราสามารถหาค่าสภาพเจาะจงทิศทางได้โดยใช้วิธีหาค่ามุมตันของลำคลื่นแล้วใช้สูตรของเกาส์ (Kraus Equation)

$$D_0 \approx \frac{4\pi \left(\frac{180}{\pi}\right)^2}{\theta_H \times \theta_V} \quad (2.85)$$

โดยที่

θ_H = คือค่ามุมที่ความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งของระนาบสนามแม่เหล็ก

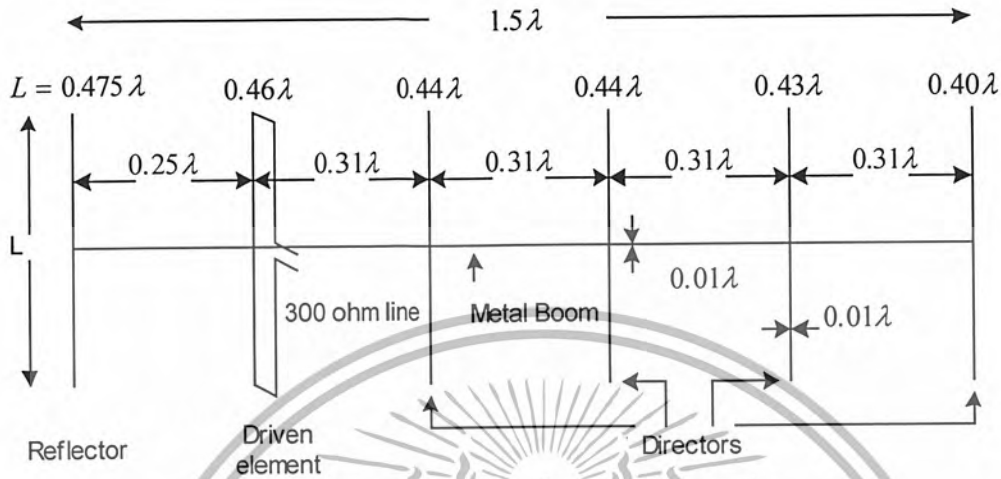
θ_V = คือค่ามุมที่ความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งของระนาบสนามไฟฟ้า

2.8 สายอากาศแบบยาก็

สายอากาศแบบยาก็ (Yagi antenna) เป็นสายอากาศที่ใช้กันอย่างกว้างขวางในปัจจุบัน เพราะเป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างที่ค่อนข้างง่าย และมีอัตราการขยายที่สูง

สายอากาศแบบยาก็เป็นสายอากาศที่เสนอโดย ศาสตราจารย์ยาก็ และ ศาสตราจารย์ อุคะ แรงงูใจในการนำเสนอสายอากาศแบบนี้ขึ้นมาเป็น เพราะต้องการปรับปรุงคุณสมบัติของสายอากาศไดโพลให้ดีขึ้น ทั้งนี้เพราะสายอากาศไดโพลมีข้อจำกัดเกี่ยวกับอัตราการขยายต่ำ และแพทเทิร์นที่กว้าง วิธีเพิ่มอัตราการขยายและแพทเทิร์นให้กับสายอากาศนั้น โดยทั่วไปจะนำสายอากาศนั้นมาเรียงกันในรูปแบบอะเรย์ หรือใช้แผ่นสะท้อนเข้าช่วย การใช้แผ่นสะท้อนเข้าช่วยเป็นวิธีการที่ง่าย แต่ก็มีข้อจำกัดที่อัตราการขยายให้สูงขึ้นเรื่อยๆ โดยการเพิ่ม 6dB การใช้หลักการของสายอากาศอะเรย์นั้น ถึงแม้จะเป็นการเพิ่มอัตราการขยายให้สูงขึ้นเรื่อยๆ โดยการเพิ่มจำนวนของสายอากาศ ก็มีปัญหาเรื่องการป้อนสายอากาศ กล่าวคือจะต้องมีการแยกเฟาเวอ์จากเครื่องส่ง ไปป้อนให้กับสายอากาศทุกๆตัวประกอบ โดยที่จะต้องควบคุมทั้งขนาดและเฟสของกระแสให้ได้ตามที่ต้องการ ออกแบบไว้ ซึ่งจะเห็นว่ามีความยุ่งยากพอสมควร ดังนั้นจึงได้นำสายอากาศไดโพลที่ไม่ทำการป้อน (parasitic element) มาวางใกล้ๆสายอากาศไดโพลที่ป้อนเฟาเวอ์อยู่ ซึ่งปรากฏว่าถ้าเลือกใช้ความยาวของสายอากาศไดโพลที่ไม่ทำการป้อนอย่างเหมาะสมแล้วคือ ยาวกว่าสายอากาศเล็กน้อย สายอากาศนั้นจะทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนคลื่นทำให้คลื่นกระจายออกไปในทิศทางที่จำกัดขึ้น และในลักษณะเดียวกัน ถ้าเลือกความยาวให้สั้นลงกว่าสายอากาศไดโพลก็จะทำหน้าที่เป็นตัวนำคลื่นทำให้คลื่นกระจายออกไปในทิศทางที่จำกัดขึ้น ดังนั้นเมื่อใช้สายอากาศที่ไม่ป้อนนี้เป็นตัวสะท้อนคลื่น และตัวนำคลื่นก็จะทำให้มีความสามารถในการรับทิศทางที่สูงขึ้น โครงสร้างของสายอากาศแบบยาก็โดยทั่วไปจึงเป็นดังที่แสดงในรูปที่ 2.22 ซึ่งจะประกอบด้วยตัวป้อน ตัวสะท้อนคลื่นและตัวนำคลื่นซึ่งวางอยู่ในแนวขนาน โดยมีจุดกึ่งกลางของตัวประกอบอยู่บนแกนเดียวกัน

YAGI ANTENNA



รูปที่ 2.22 โครงสร้างของสายอากาศแบบยาคิโดโพล

จากโครงสร้างของสายอากาศแบบยาคิโดโพลตามรูปที่ 2.22 จะเห็นว่ามีการป้อนเฟาเวอร์เพียงตำแหน่งเดียว จึงนับว่าเป็นโครงสร้างที่ง่ายและใช้งานได้สะดวกมาก อย่างไรก็ตามคุณสมบัติต่างๆ เช่นอิมพีแดนซ์ของสายอากาศโดโพลอาจจะเปลี่ยนไปได้มาก จึงต้องมีการออกอย่างเหมาะสมเพื่อการใช้งาน

2.8.1 การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศแบบยาคิโดโพล

การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศแบบยาคิโดโพลนั้น เนื่องจากโดยทั่วไปตัวสะท้อนคลื่นและตัวนำคลื่นจะวางอยู่ใกล้ๆตัวป้อน และตัวประกอบที่วางห่างกันไม่มากนักเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องคำนึงถึงอิมพีแดนซ์ระหว่างตัวประกอบทุกตัว การวิเคราะห์สายอากาศโครงสร้างนี้ก็จะทำโดยใช้วิธี EMF ถ้าสายอากาศแบบยาคิโดโพลที่จะทำการวิเคราะห์นี้ประกอบด้วย N ตัวประกอบ(N element) และกระแสที่ไหลบนตัวประกอบอันดับที่ i เขียนได้ดังนี้

$$I_i Z_i = I_i \sin k(l_i - |Z_i|) \tag{2.86}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ Z_i เป็นความยาวของสายอากาศอันดับที่ i ซึ่งจะทำให้สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_i กับแรงดันที่ป้อนให้กับสายอากาศในสมการต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \cdot \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \cdot \\ V_N \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

โดยที่ Z_{ii} และ Z_{ij} เป็นอิมพีแดนซ์ของตัวเองสายอากาศเองและอิมพีแดนซ์ระหว่างตัวสายอากาศตามลำดับ และ V_i เป็นแรงดันที่ขั้วของสายอากาศอันดับที่ i ในการป้อนสายอากาศแบบยากิโดโพล เนื่องจากมีเพียงสายอากาศอันดับที่ 2 เท่านั้นที่มีแรงดันที่ขั้วไม่เป็น 0 สำหรับตัวอื่นจะเป็น 0 หมดเนื่องจากปิดวงจรอยู่ ดังสมการ (2.88) จะเขียนได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \cdot \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ V_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

ค่า Z_{ii} และ Z_{ij} จะสามารถคำนวณด้วยวิธี EMF เมื่อโครงสร้างของสายอากาศและความถี่ใช้งานถูกกำหนดขึ้น ดังนั้นจะสามารถคำนวณค่า ได้โดยคูณเข้าทั้งสองข้างของสมการ (2.88) ซึ่งจะได้ผลดังนี้

$$[I] = [Z]^{-1} [V] \quad (2.89)$$

โดยที่ $[Z]^{-1}$ เป็นเมตริกส่วนกลับ ของในสมการ (2.89) ซึ่งสามารถเขียนได้ในรูปต่อไปนี้คือ

$$[Z]^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \Delta_{11} & \Delta_{12} & \dots & \Delta_{1N} \\ \Delta_{21} & \Delta_{22} & \dots & \Delta_{2N} \\ \Delta_{31} & \dots & \dots & \dots \\ \Delta_{N1} & \Delta_{N2} & \dots & \Delta_{NN} \end{bmatrix}^T \quad (2.90)$$

โดยที่ Δ เป็นค่าดีเทอร์มิแนนต์ (Determinant) ของ $[Z]$ และ Δ_{ij} เป็นค่า determinant ของเมตริก ที่เกิดจากการตัดแถวที่ i และหลักที่ j ออกจาก $[Z]$ จากสมการที่ (2.88) ถึงสมการที่ (2.90) จะสามารถเขียนกระแสได้ดังนี้คือ

$$I_i = \frac{\Delta_{2i}}{\Delta} V_2 \quad (2.91)$$

ดังนั้นเราสามารถหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ได้ดังนี้

$$Z_{in} = \frac{V_2}{I_2} = \frac{\Delta}{\Delta_{22}} \quad (2.92)$$

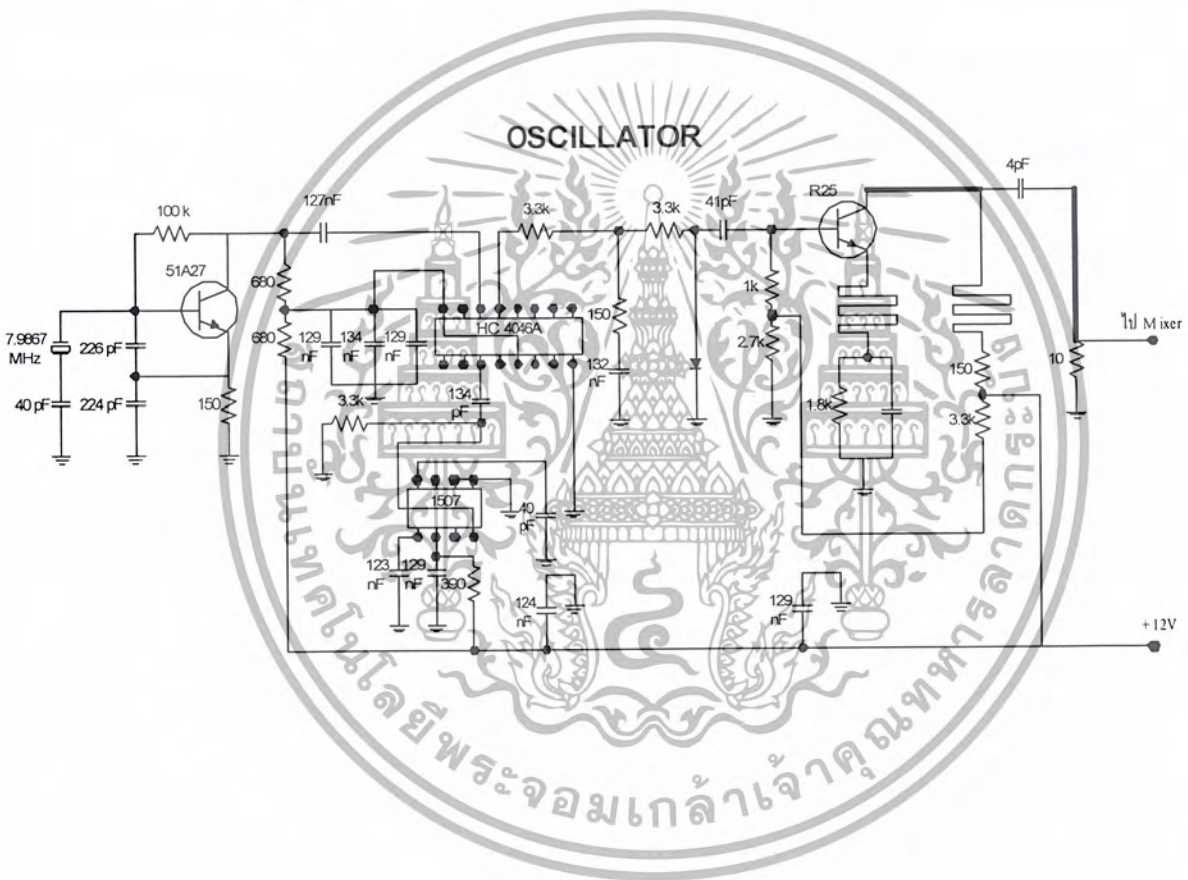
จากที่ได้กล่าวมาทั้งหมดจะเห็นได้ว่าประเด็นสำคัญของการวิเคราะห์สายอากาศแบบนี้ก็คือ การหาค่ากระแสที่ไหลบนสายอากาศแต่ละตัวประกอบ เมื่อรู้ค่ากระแสแล้วสามารถนำไปหาค่า อินพุตอิมพีแดนซ์ได้

บทที่ 3

การคำนวณและการออกแบบ

3.1 ภาคกำเนิดความถี่

ภาคกำเนิดความถี่ใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ ตัวผลิตความถี่นั้นจะผลิตค่าความถี่ 7.179687MHz ทำการสร้างโดยอาศัยการคูณความถี่ของไอซีเบอร์ 1507 โดยจะคูณความถี่ 256 เท่า จะได้ประมาณ 1.83 GHz และมีไอซีเบอร์ HC4046A ทำหน้าที่เป็นวงจรแบบเฟสล็อกกลุ๊ป



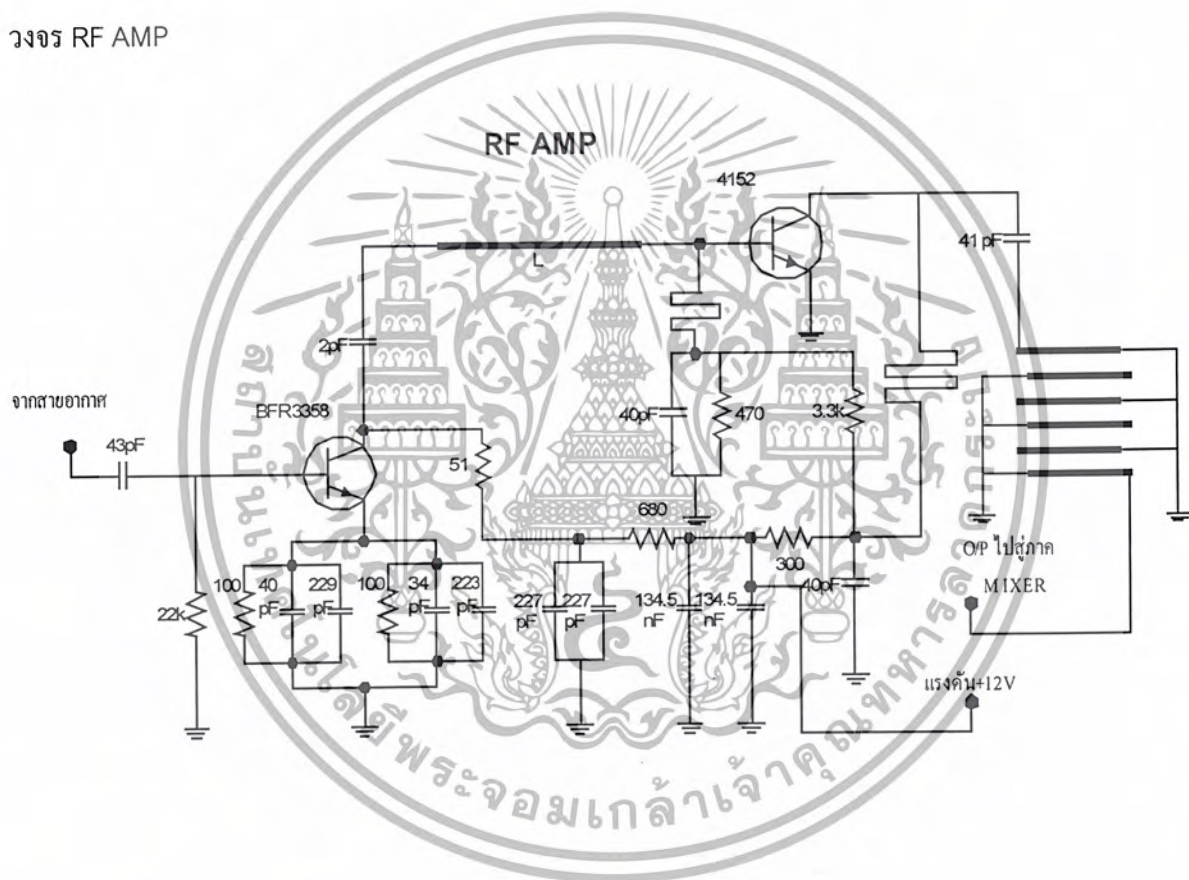
รูปที่ 3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ภาค RF AMP

ภาค RF AMP นี้เราจะนำสัญญาณเอาท์พุทจากสายอากาศมาขยายเพื่อให้ระดับสัญญาณมีความแรงเพียงพอ โดยเราใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFR3358 และทรานซิสเตอร์เบอร์ 4152 มาขยายสัญญาณ แล้วนำสัญญาณที่ขยายมาผ่านแบนพาสฟิลเตอร์เพื่อให้ความถี่ที่ต้องการ แล้วจึงนำสัญญาณมาเข้าอินพุทของมิกเซอร์

วงจร RF AMP

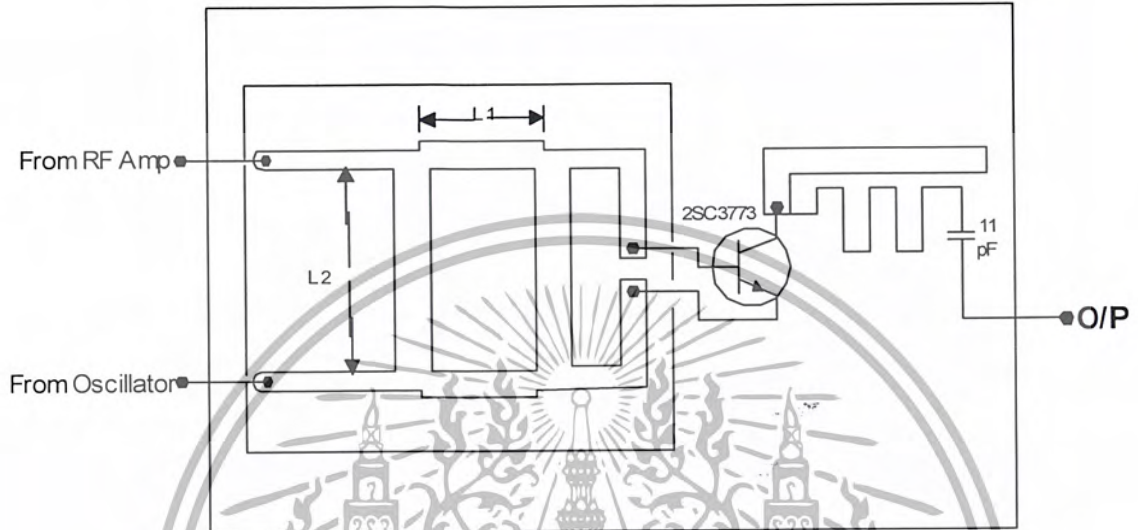


รูปที่ 3.2 วงจร RF AMP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ภาค MIXER

วงจร Mixer ที่ใช้ในโครงงานนี้จะใช้แบบไฮบริดจ์ มิกเซอร์ โดยจะใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3773 เป็นตัวทำหน้าที่มิกซ์



รูปที่ 3.3 วงจร ไฮบริดจ์มิกเซอร์

ความถี่เอาต์พุตที่ออกมาค้นหาได้จาก

$$Output = RF - LocalOscillator$$

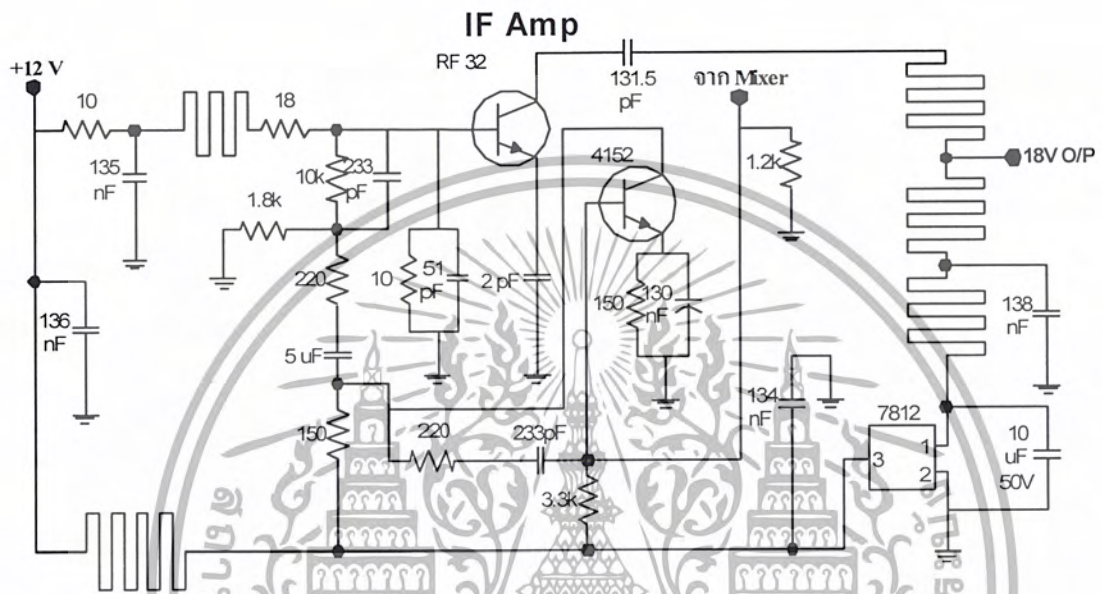
ให้ local oscillator เท่ากับ 1.83GHz ดังนั้น

- ที่ 2.5 GHz 2500MHz - 1838MHz = 662MHz = Channel45
- ที่ 2.65GHz 2650MHz - 1838MHz = 812MHz = Channel63
- ถ้าเป็น 2.7 GHz 2700MHz - 1838MHz = 862MHz = Channel64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ภาค IF AMP

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณจากเอาต์พุตของมิกเซอร์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ RF32,4152 เป็นตัวที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้แรงพอที่จะใช้ในการรับชมภาพและเสียงเมื่อนำไปต่อเข้ากับโทรทัศน์



รูปที่ 3.4 วงจร IF AMP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

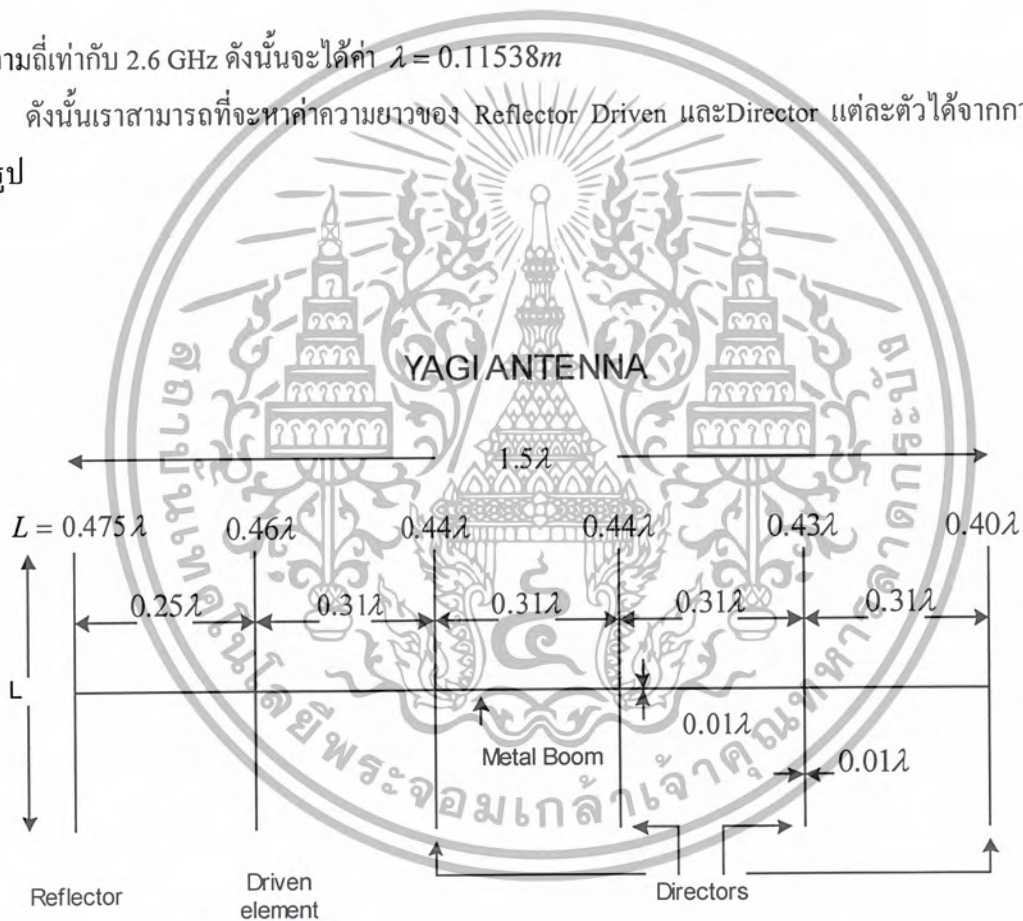
3.5 ภาคของสายอากาศ

สายอากาศที่ใช้เป็นสายอากาศแบบยาคีซึ่งใช้แบบ 6 อิเลเมนต์ ใช้สาย 300 โอห์ม มีแบนวิดท์กว้าง 10 เปอร์เซนต์ และสามารถมีอัตราขยายได้ถึง 12 dBi ซึ่งค่าความยาวของแต่ละอิเลเมนต์นั้นจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้ ถ้าความถี่ยิ่งสูงมาก ๆ ความยาวจะน้อยจากสมการ

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

เมื่อความถี่เท่ากับ 2.6 GHz ดังนั้นจะได้ค่า $\lambda = 0.11538m$

ดังนั้นเราสามารถที่จะหาค่าความยาวของ Reflector Driven และ Director แต่ละตัวได้จากการแทนค่าในรูป



รูปที่ 3.5 สายอากาศแบบยาคี 6 อิเลเมนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ค่าต่างๆดังนี้

ความยาวของ Metal Boom $1.5\lambda = 17.30769\text{cm}$

ความหนาของ Metal Boom และ Director = $0.01\lambda = 0.1153\text{cm}$

Reflector = $0.475\lambda = 5.4807\text{cm}$

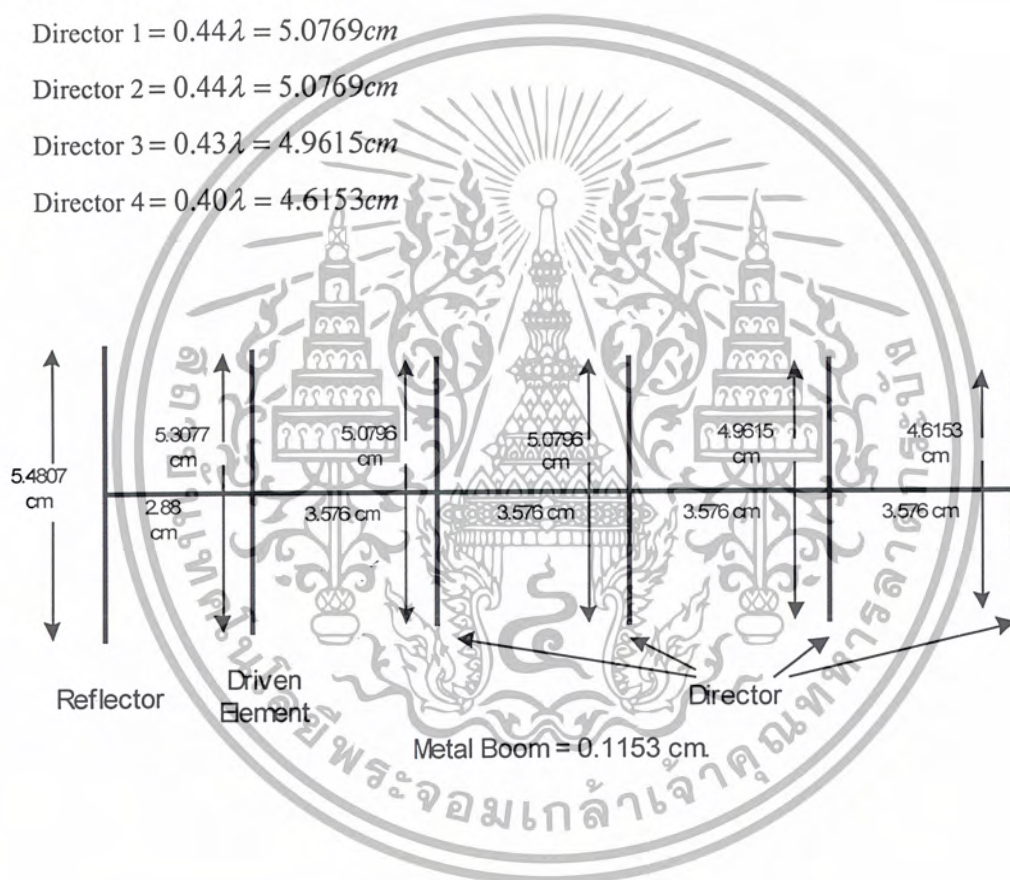
Driven element = $0.46\lambda = 5.3077\text{cm}$

Director 1 = $0.44\lambda = 5.0769\text{cm}$

Director 2 = $0.44\lambda = 5.0769\text{cm}$

Director 3 = $0.43\lambda = 4.9615\text{cm}$

Director 4 = $0.40\lambda = 4.6153\text{cm}$



รูปที่ 3.6 ขนาดของอิเลเมนต์ต่างๆของสายอากาศวิทยุ 2.6GHz เมื่อออกแบบแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

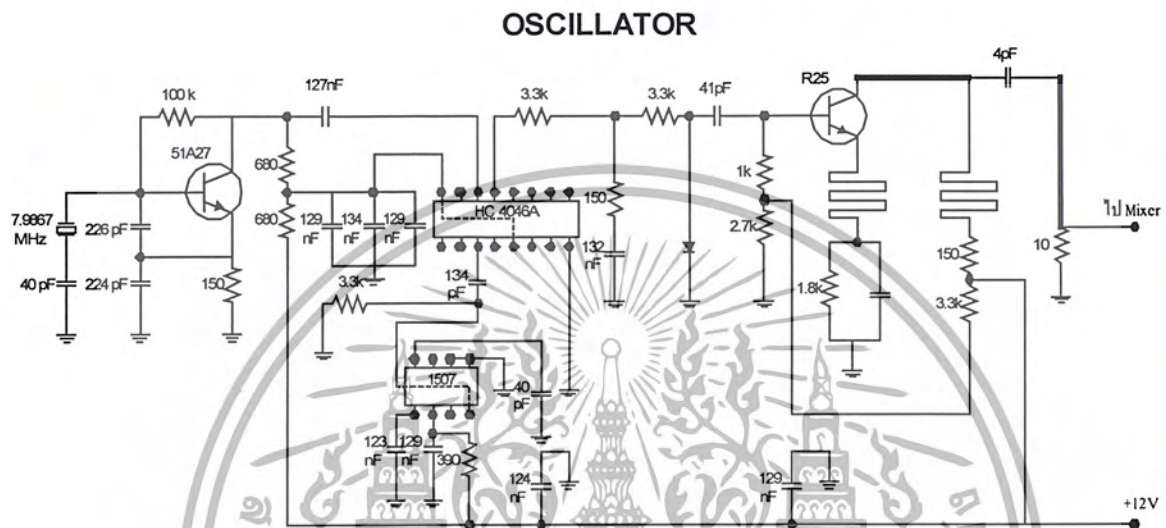
ผลการทดลอง

สัญญาณอินพุตจากสถานีซึ่งส่งมา 2.5-2.65GHz เข้าสู่ส่วนของสายอากาศเพื่อรับสัญญาณ แล้ว ส่งไปวงจร RF Amp เพื่อขยายสัญญาณแล้วนำสัญญาณนั้นไปรวมกับสัญญาณความถี่จากโคลอสอสซิลเลเตอร์ที่ภาคมิกเซอร์ และภาคสุดท้ายนั้นจะเป็น IF Amp เพื่อขยายสัญญาณแล้วส่งออกไปยังเครื่องรับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1 การทดลองภาคออสซิลเลเตอร์

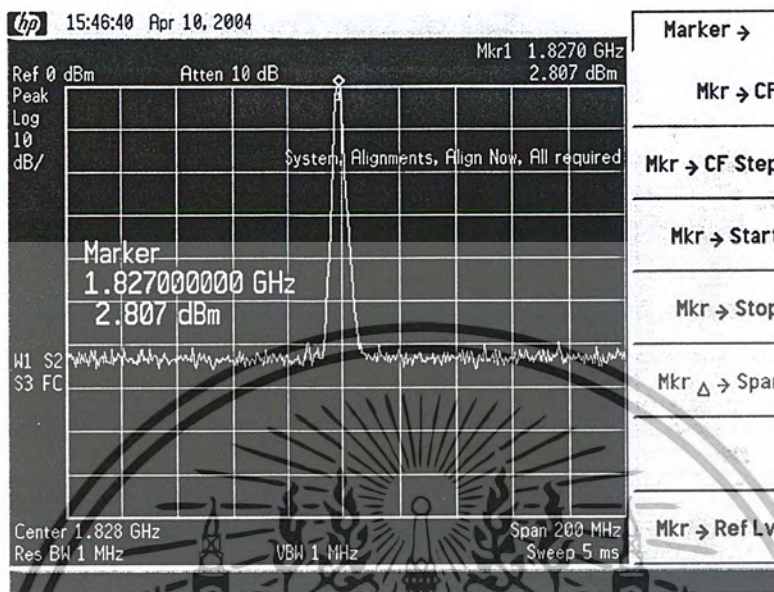


รูปที่ 4.2 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ 1.83 GHz

ทำการทดลองโดยใช้เครื่อง Spectrum analyzer HP รุ่น E4403B 9KHz-3GHz วัดที่เอาต์พุตของภาคออสซิลเลเตอร์ ซึ่งค่าความถี่ที่ได้มานั้นใกล้เคียงกับค่าที่ต้องการมาก คือ ได้ความถี่ 1.827GHz มีระดับสัญญาณ 2.807 dBm ดังแสดงในรูป 4.3

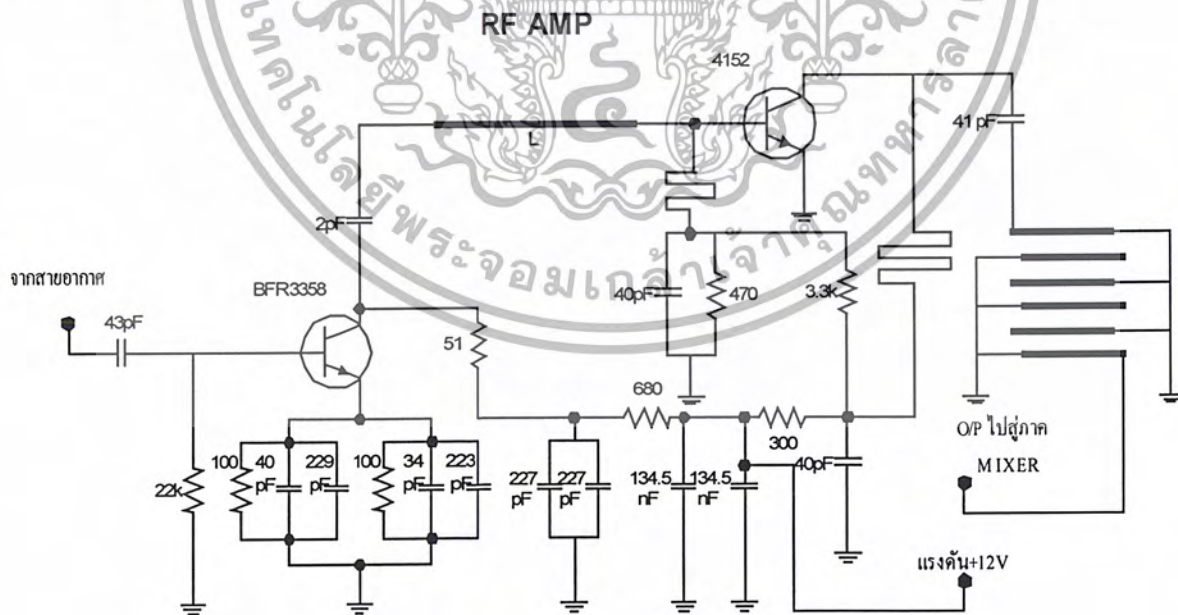
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองของภาคออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.3 แสดงผลสเปกตรัมของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ 1.827 GHz

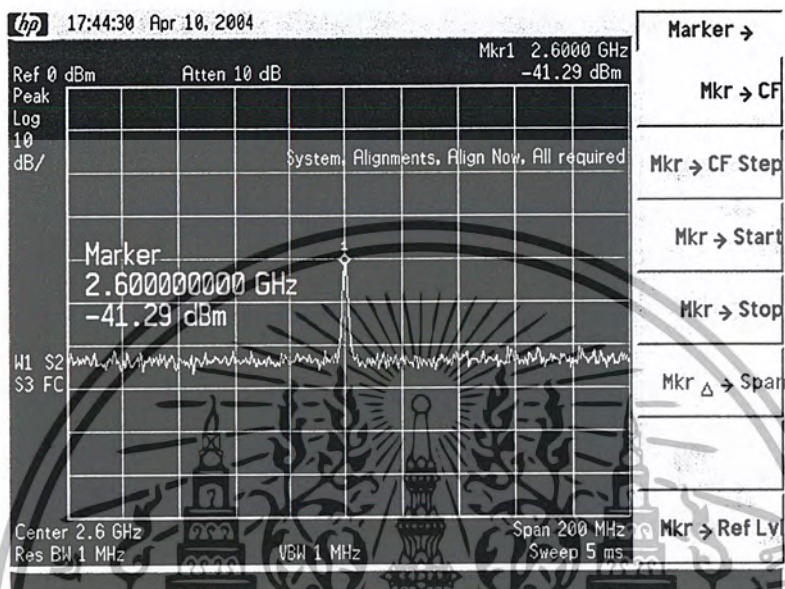
4.2 การทดลองภาค RF Amplifier



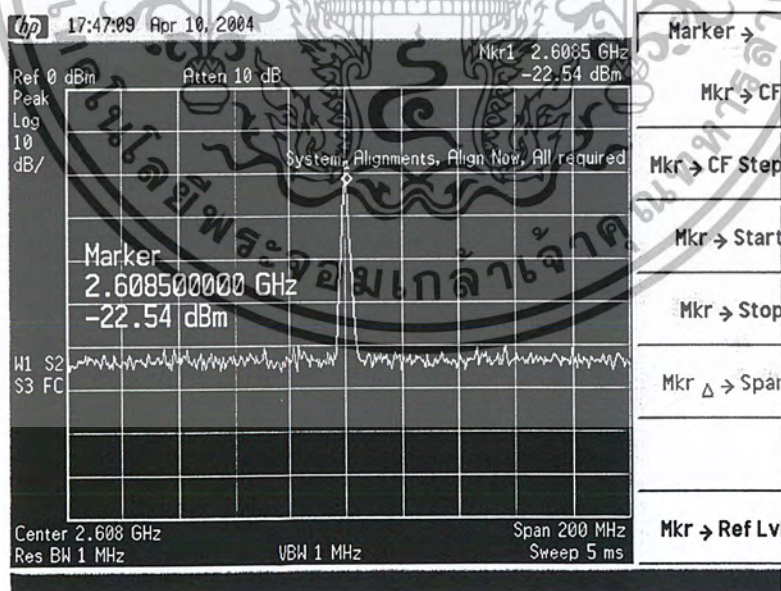
รูปที่ 4.4 แสดงวงจร RF AMP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการทดลองโดยการให้ความถี่จาก Signal generator ความถี่ 2.6GHz และ Amplitude - 41.29dBm แล้วให้สัญญาณที่ภาค RF Amp. สังเกตดูการเปลี่ยนแปลงของ Amplitude



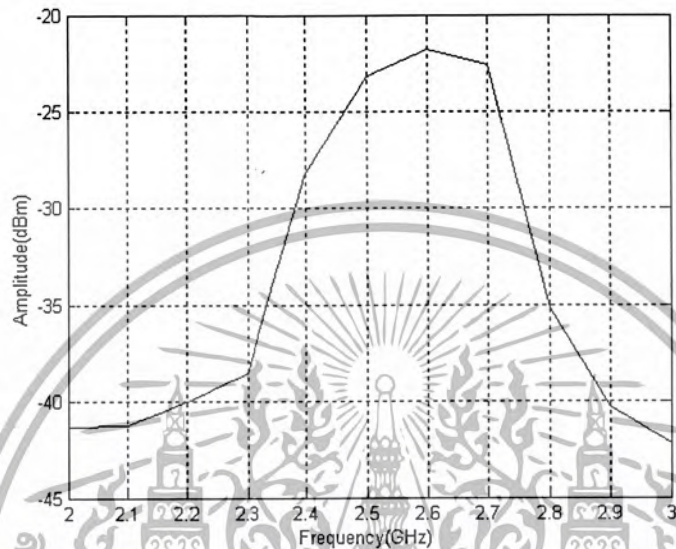
รูปที่ 4.4 ความถี่จาก signal generator ที่ใช้ในการทดลองภาค RF Amp



รูปที่ 4.5 สัญญาณจาก signal generator เมื่อผ่านภาค RF Amp

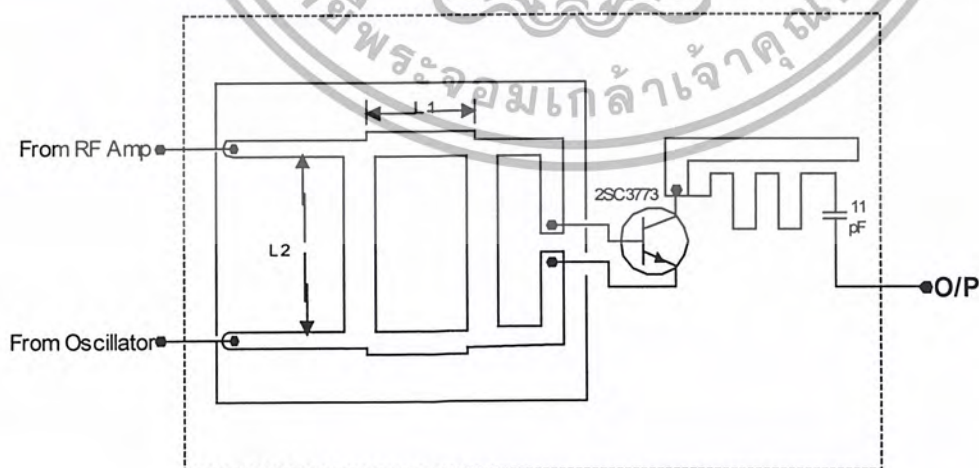
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการทดลองป้อนความถี่ตั้งแต่ 2GHz เพิ่มขึ้นทีละ 0.1GHz ไปจนถึงความถี่ 3 GHz สังเกตดูช่วงการขยายของความถี่ จะเห็นได้ว่าเริ่มมีการขยายในช่วง 2.4GHz –2.8GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่รับเข้ามา ซึ่งความถี่ช่วงอื่นไม่มีการขยาย ดังนั้นภาค RF amp นี้ จะขยายย่านความถี่ช่วงที่ต้องการเท่านั้น



รูปที่ 4.6 กราฟแสดงผลตอบสนองของช่วงการขยายของภาค RF Amp.

4.3 การทดลองภาค Mixer



รูปที่ 4.7 แสดงวงจร Hybrid mixer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาค mixer นี้ ทำการทดลองโดยนำสัญญาณเอาต์พุตของภาคออสซิลเลเตอร์ 1.827 GHz และเอาต์พุตของภาค Signal generator ความถี่ 2.6GHz มาทำการรวมสัญญาณกันแล้วสังเกตการเปลี่ยนแปลงที่เอาต์พุตของภาค Mixer ค่าที่วัดได้คือ 778 MHz ระดับสัญญาณเท่ากับ -27.48 dBm และเป็นสัญญาณที่ได้ใกล้เคียงกับที่คำนวณได้มากที่สุด ซึ่งจากการคำนวณนั้น $2.6\text{GHz} - 1.827\text{GHz} = 773\text{ MHz}$ และถ้าทำการเลื่อนความถี่จาก Signal generator ไปเรื่อนั้น ค่าความถี่ที่ผ่านภาค Mixer จะเกิดการเลื่อนตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่ป้อนให้ ทำให้รู้ว่าความถี่จาก mixer สามารถลงช่องโทรทัศน์ย่าน UHF ที่ต่างกัน ตามการส่งความถี่มาจากสถานีส่งนั่นเอง

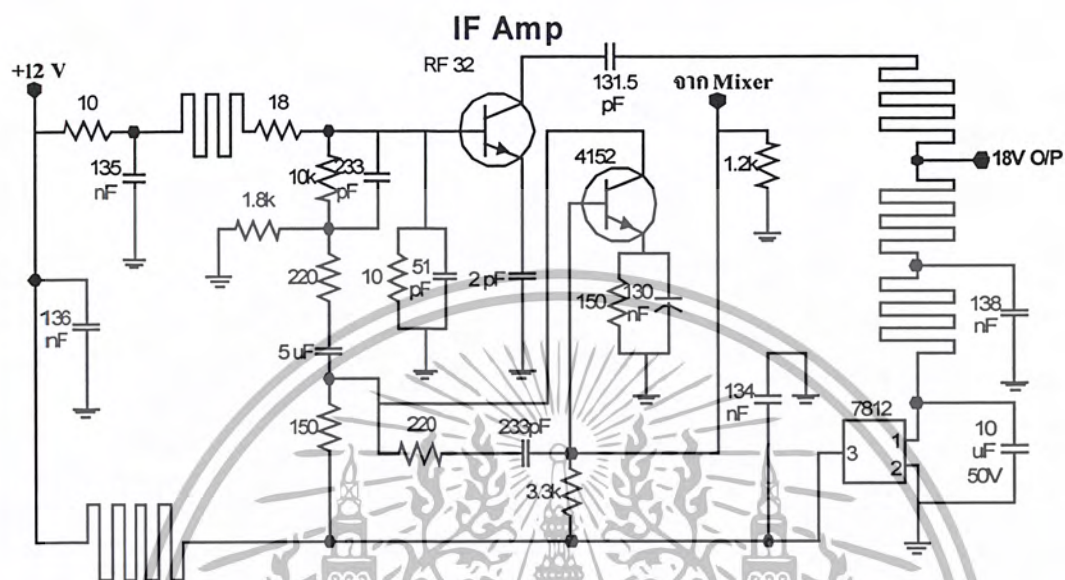
ผลการทดลองภาค Mixer



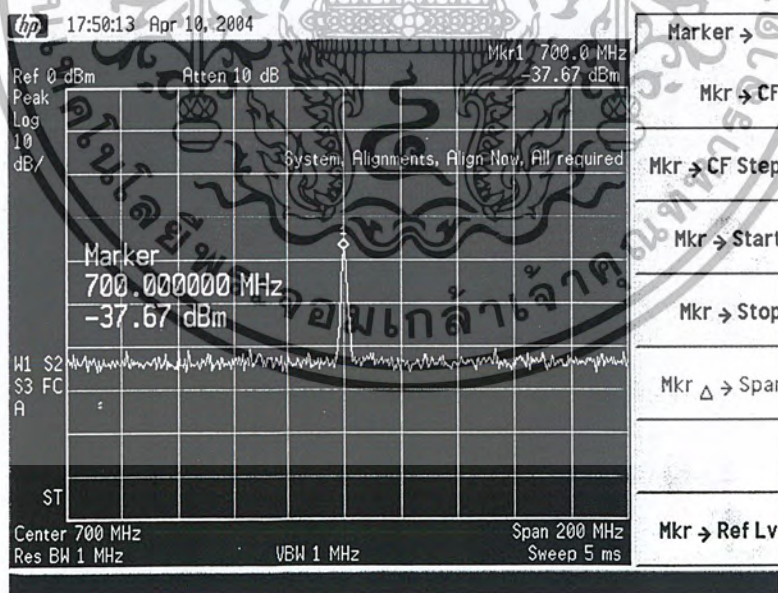
รูปที่ 4.8 แสดงผลการทดลองภาค Mixer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดลองภาค IF AMP

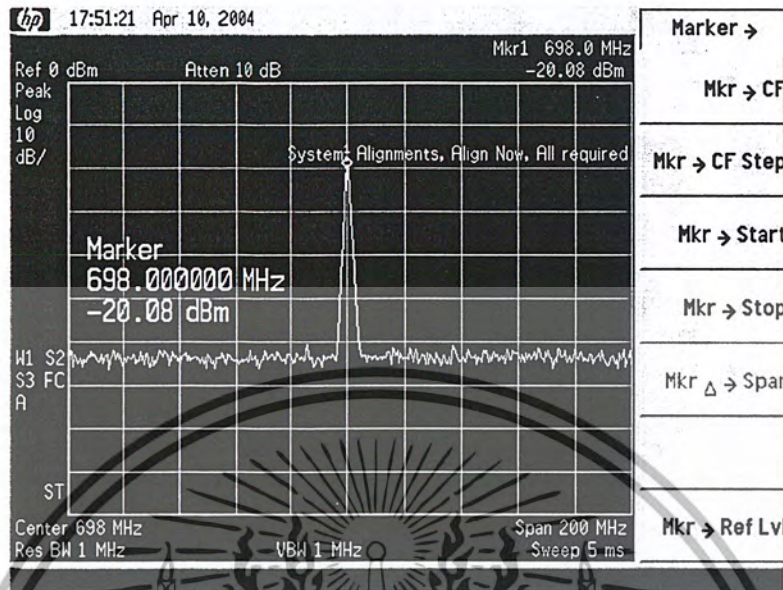


รูปที่ 4.9 วงจร IF AMP



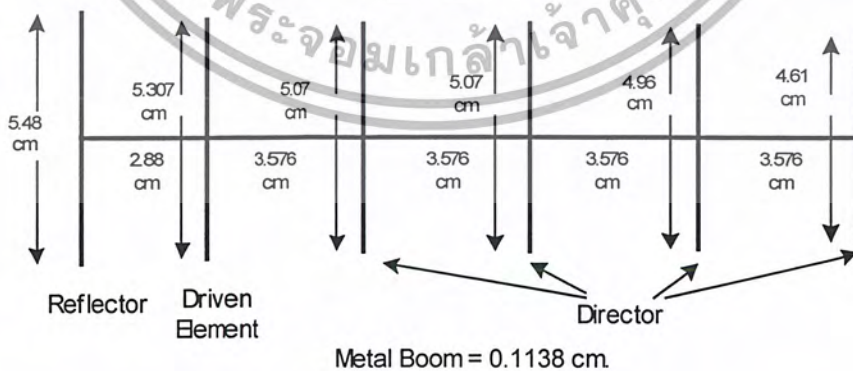
รูปที่ 4.10 ความถี่จาก signal generator ที่ใช้ในการทดลองภาค IF Amp.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



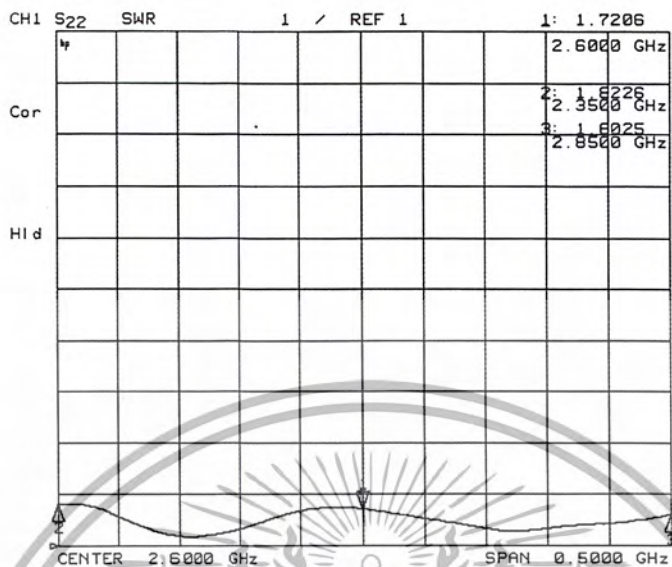
รูปที่ 4.11 สัญญาณจาก signal generator เมื่อผ่านภาค IF Amp จากรูป 4.10 และ 4.11 เป็นการเทียบกันระหว่างสัญญาณที่ไม่ผ่านภาค IF amp และผ่าน IF amp พบว่ามีการเปลี่ยนแปลงของระดับสัญญาณที่สูงขึ้นอย่างชัดเจน สัญญาณที่ยังไม่ได้ผ่านภาค IF amp นั้นได้ -37.67 dBm แต่เมื่อผ่าน IF amp แล้วระดับสัญญาณจะสูงขึ้นเป็น -20.08 dBm

4.5 การทดลองส่วนของสายอากาศ

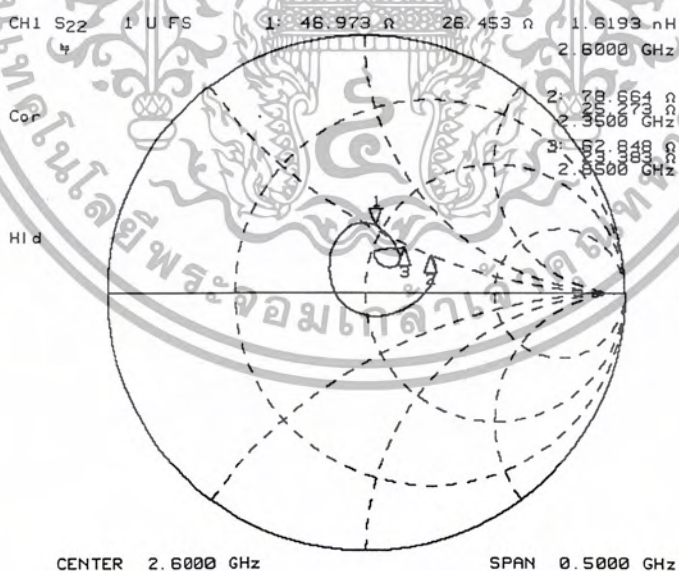


รูปที่ 4.12 สายอากาศที่ได้จากการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แสดงผลการวัดค่า SWR ของสายอากาศแบบยาจก



รูปที่ 4.14 แสดงผลสมิตชาร์ตของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า SWR ที่วัดได้จากสายอากาศนั้น โดยปกติแล้วค่าที่ยอมรับได้ก็คือต้องมีค่าไม่เกิน 1:2 ส่วนสายอากาศที่สร้างนั้นวัดค่า SWR ได้ 1:1.7206 ซึ่งสามารถที่จะนำไปปรับสัญญาณได้

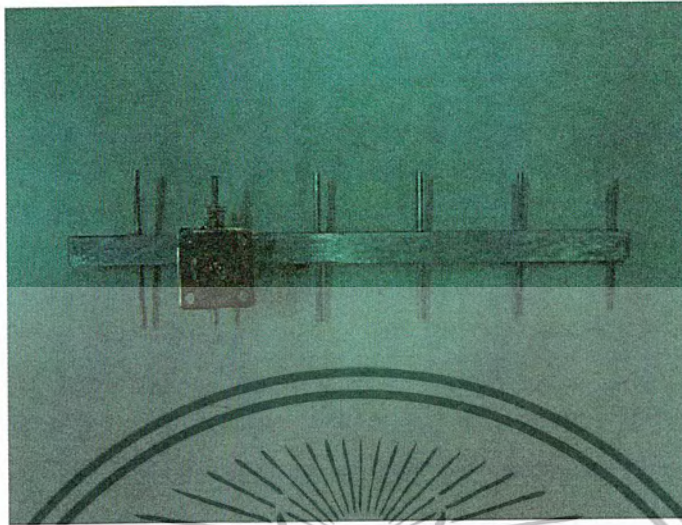
4.6 รูปอุปกรณ์ที่สร้างและใช้ในการทดลอง



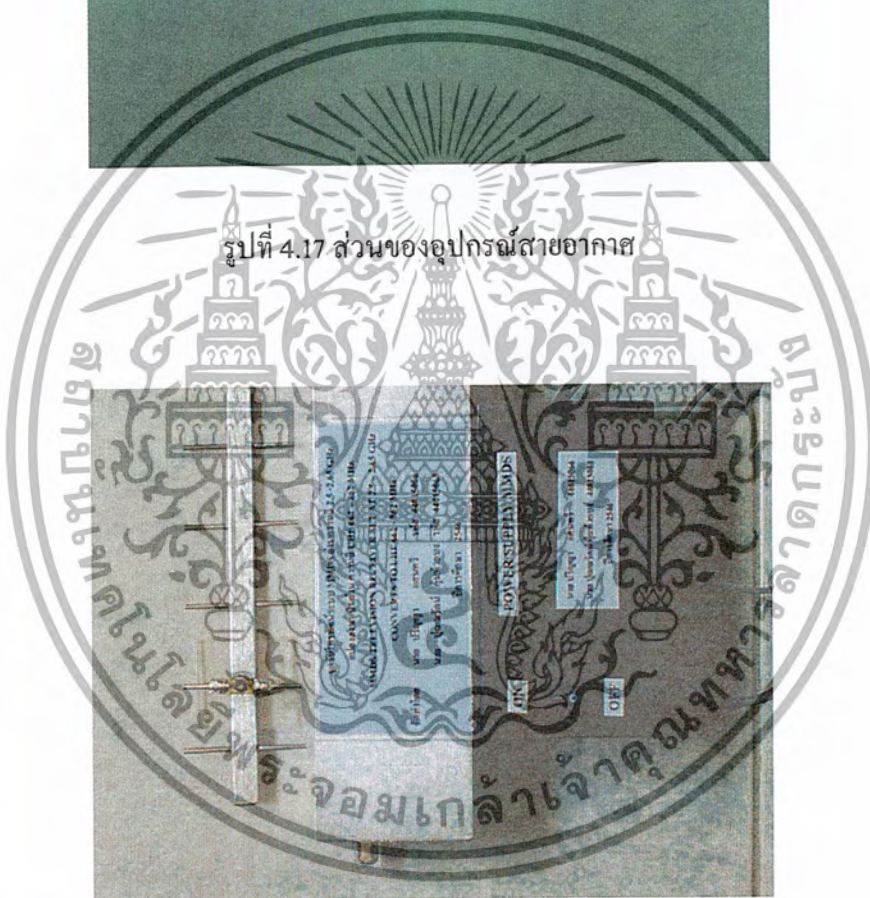
รูปที่ 4.15 ส่วนของอุปกรณ์ซึ่งประกอบด้วยภาคออสซิลเลเตอร์และภาคมิกเซอร์

รูปที่ 4.16 ส่วนของอุปกรณ์ซึ่งประกอบด้วยภาค RF amp และภาค IF amp

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 ส่วนของอุปกรณ์สายอากาศ

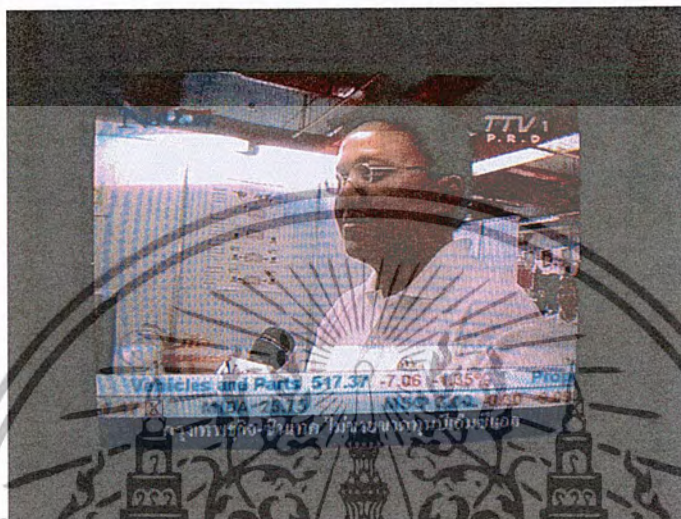


รูปที่ 4.18 ชุดเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 ภาพสัญญาณที่รับได้จริง

สัญญาณภาพที่สามารถรับได้นั้นจะมีทั้งหมด 3 ช่อง คือ TTV1 TTV2 และ TTV3 เพราะทางสถานีส่งๆมาเพียง3ช่องเท่านั้น



รูปที่ 4.19 สัญญาณภาพจาก TTV1



รูปที่ 4.20 สัญญาณภาพจาก TTV2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 สัญญาณภาพจาก TTV3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

5.1 สรุป

ชุดรับโทรทัศน์ระบบ MMDS ที่ได้สร้างขึ้นนี้สามารถที่จะรับสัญญาณจากสถานีโทรทัศน์ไทยทีวีได้ ซึ่งชุดรับโทรทัศน์ระบบ MMDS นี้จะทำงานโดยรับสัญญาณที่ความถี่ 2.5 – 2.65 GHz ที่สถานีโทรทัศน์ไทยทีวีส่งมา แล้วชุดรับนี้ก็จะทำหน้าที่แปลงความถี่ให้ต่ำลงมาในช่วงความถี่ 662 -862 MHz ซึ่งจะอยู่ในย่านความถี่ UHF ของโทรทัศน์ โดยภายในชุดรับโทรทัศน์ระบบ MMDS นี้ประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือ สายอากาศ และ ชุดแปลงความถี่ (DOWNCONVERTOR) โดยชุดแปลงความถี่จะมีวงจรภายในอยู่ 4 ส่วน คือ ภาค RF AMP , ภาค IF AMP , OSCILLATOR และ MIXER ซึ่งภาค RF AMP จะทำงานโดยอาศัยทรานซิสเตอร์ 2 ตัวในการขยายความถี่ที่รับเข้ามาจากสายอากาศแล้วนำเอาที่พุทของ RF AMP มาผ่านภาค MIXER โดยจะรวมกับ ความถี่ 1.819 GHz ที่ผลิตออกมาจากภาค OSCILLATOR ซึ่งภาคนี้จะทำงานโดยอาศัย ไอซี PLL และ ไอซี PRESCALER ในการผลิตความถี่สูง และเมื่อได้ความถี่ที่เอาที่พุทของภาค MIXER ที่ความถี่ต่ำลงมาในย่านความถี่ UHF แล้ว จะนำมาขยายให้สัญญาณแรงขึ้นโดยจะนำมาผ่านภาค IF AMP ให้มีสัญญาณแรงพอที่จะใช้งาน ได้ก่อนที่จะนำไปเข้าโทรทัศน์ เพื่อให้สัญญาณที่ได้ชัดเจนมากขึ้น

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนาต่อไป

ชุดรับโทรทัศน์ระบบ MMDS นี้ยังสามารถที่จะพัฒนาต่อไปได้ โดยนำไปใช้เป็นเครื่องรับสัญญาณความถี่สูงอื่นๆ ไม่เจาะจงว่าจะต้องเป็นเพียงแค่อัญญาณจากสถานีโทรทัศน์เท่านั้น ซึ่งการปรับปรุงในการใช้รับความถี่อื่นๆ นั้นเราจะสามารถปรับปรุงภายในวงจรภาค OSCILLATOR เป็นหลักโดยเราจะอาศัยการเปลี่ยนค่าของคริสตอล เพื่อที่จะได้ความถี่ตามที่ต้องการ หรือเรายังสามารถปรับเปลี่ยนความถี่ของภาค OSCILLATOR ได้อีกโดยเราอาศัยคุณสมบัติของ ไอซี PRESCALER ซึ่งไอซี PRESCALER ตัวนี้จะมีคุณสมบัติในการหารความถี่ 256 , 128 , 64 เท่า ซึ่งจะสามารถเลือกโหมดการทำงานได้ด้วยการทำงานของ ไอซี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4046A

Phase-Locked Loop High-Performance Silicon-Gate CMOS

The MC74HC4046A is similar in function to the MC14046 Metal gate CMOS device. The device inputs are compatible with standard CMOS outputs; with pullup resistors, they are compatible with LSTTL outputs.

The HC4046A phase-locked loop contains three phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO) and unity gain op-amp DEMOUT. The comparators have two common signal inputs, COMPIN, and SIGIN. Input SIGIN and COMPIN can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor to small voltage signals). The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal PC1OUT and maintains 90 degrees phase shift at the center frequency between SIGIN and COMPIN signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading-edge sensing logic) provides digital error signals PC2OUT and PCPOUT and maintains a 0 degree phase shift between SIGIN and COMPIN signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCOOUT whose frequency is determined by the voltage of input VCOIN signal and the capacitor and resistors connected to pins C1A, C1B, R1 and R2. The unity gain op-amp output DEMOUT with an external resistor is used where the VCOIN signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input, when high, disables the VCO and all op-amps to minimize standby power consumption.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

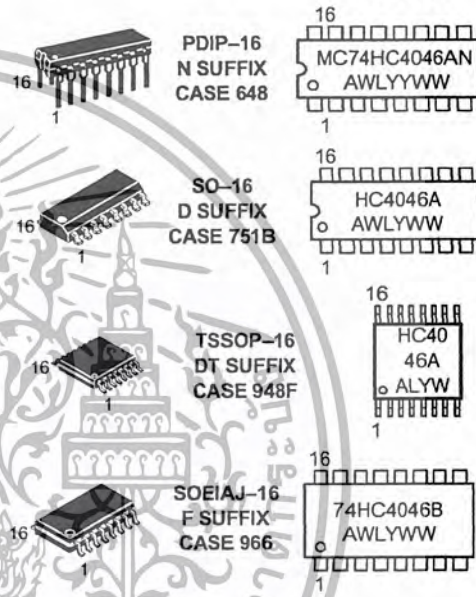
- Output Drive Capability: 10 LSTTL Loads
- Low Power Consumption Characteristic of CMOS Devices
- Operating Speeds Similar to LSTTL
- Wide Operating Voltage Range: 3.0 to 6.0 V
- Low Input Current: 1.0 μ A Maximum (except SIGIN and COMPIN)
- In Compliance with the Requirements Defined by JEDEC Standard No. 7A
- Low Quiescent Current: 80 μ A Maximum (VCO disabled)
- High Noise Immunity Characteristic of CMOS Devices
- Diode Protection on all Inputs
- Chip Complexity: 279 FETs or 70 Equivalent Gates



ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAMS



PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648

SO-16
D SUFFIX
CASE 751B

TSSOP-16
DT SUFFIX
CASE 948F

SOEIAJ-16
F SUFFIX
CASE 966

A = Assembly Location
WL = Wafer Lot
YY = Year
WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MC74HC4046AN	PDIP-16	2000 / Box
MC74HC4046AD	SOIC-16	48 / Rail
MC74HC4046ADR2	SOIC-16	2500 / Reel
MC74HC4046AF	SOIC-EIAJ	See Note
MC74HC4046AFEL	SOIC-EIAJ	NO TAG See Note

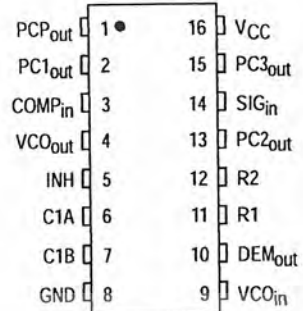
1. For ordering information on the EIAJ version of the SOIC packages, please contact your local ON Semiconductor representative.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4046A

Pin No.	Symbol	Name and Function
1	PCP _{OUT}	Phase Comparator Pulse Output
2	PC1 _{OUT}	Phase Comparator 1 Output
3	COMP _{IN}	Comparator Input
4	VCO _{OUT}	VCO Output
5	INH	Inhibit Input
6	C1A	Capacitor C1 Connection A
7	C1B	Capacitor C1 Connection B
8	GND	Ground (0 V) V _{SS}
9	VCO _{IN}	VCO Input
10	DEM _{OUT}	Demodulator Output
11	R1	Resistor R1 Connection
12	R2	Resistor R2 Connection
13	PC2 _{OUT}	Phase Comparator 2 Output
14	SIG _{IN}	Signal Input
15	PC3 _{OUT}	Phase Comparator 3 Output
16	VCC	Positive Supply Voltage

PIN ASSIGNMENT



MAXIMUM RATINGS*

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	-0.5 to +7.0	V
V _{in}	DC Input Voltage (Referenced to GND)	-1.5 to V _{CC} + 1.5	V
V _{out}	DC Output Voltage (Referenced to GND)	-0.5 to V _{CC} + 0.5	V
I _{in}	DC Input Current, per Pin	±20	mA
I _{out}	DC Output Current, per Pin	±25	mA
I _{CC}	DC Supply Current, V _{CC} and GND Pins	±50	mA
P _D	Power Dissipation in Still Air	750 500	mW
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	°C
T _L	Lead Temperature, 1 mm from Case for 10 Seconds	260	°C

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range GND ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{CC}. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either GND or V_{CC}). Unused outputs must be left open.

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

Functional operation should be restricted to the Recommended Operating Conditions.

†Derating — Plastic DIP: -10 mW/°C from 65° to 125°C

SOIC Package: -7 mW/°C from 65° to 125°C

For high frequency or heavy load considerations, see Chapter 2 of the ON Semiconductor High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit
V _{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	3.0	6.0	V
V _{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND) NON-VCO	2.0	6.0	V
V _{in} , V _{out}	DC Input Voltage, Output Voltage (Referenced to GND)	0	V _{CC}	V
T _A	Operating Temperature, All Package Types	-55	+125	°C
t _r , t _f	Input Rise and Fall Time (Pin 5)	V _{CC} = 2.0 V V _{CC} = 4.5 V V _{CC} = 6.0 V	0 1000 500 400	ns

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4046A

[Phase Comparator Section]

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	VCC Volts	Guaranteed Limit			Unit
				- 55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
V _{IH}	Minimum High-Level Input Voltage DC Coupled SIG _{IN} , COMP _{IN}	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	2.0	1.5	1.5	1.5	V
			4.5	3.15	3.15	3.15	
			6.0	4.2	4.2	4.2	
V _{IL}	Maximum Low-Level Input Voltage DC Coupled SIG _{IN} , COMP _{IN}	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	2.0	0.5	0.5	0.5	V
			4.5	1.35	1.35	1.35	
			6.0	1.8	1.8	1.8	
V _{OH}	Minimum High-Level Output Voltage PC _{POUT} , PC _{NOUT}	V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 20 μA	2.0	1.9	1.9	1.9	V
			4.5	4.4	4.4	4.4	
			6.0	5.9	5.9	5.9	
		V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 4.0 mA I _{out} ≤ 5.2 mA	4.5	3.98	3.84	3.7	
			6.0	5.48	5.34	5.2	

(continued)

[Phase Comparator Section]

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS – continued (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	VCC Volts	Guaranteed Limit			Unit
				- 55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
V _{OL}	Maximum Low-Level Output Voltage Q _a -Q _b PC _{POUT} , PC _{NOUT}	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	2.0	0.1	0.1	0.1	V
			4.5	0.1	0.1	0.1	
			6.0	0.1	0.1	0.1	
		V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 4.0 mA I _{out} ≤ 5.2 mA	4.5	0.26	0.33	0.4	
			6.0	0.26	0.33	0.4	
I _{in}	Maximum Input Leakage Current SIG _{IN} , COMP _{IN}	V _{in} = V _{CC} or GND	2.0	± 3.0	± 4.0	± 5.0	μA
			3.0	± 7.0	± 9.0	± 11.0	
			4.5	± 18.0	± 23.0	± 27.0	
			6.0	± 30.0	± 38.0	± 45.0	
I _{OZ}	Maximum Three-State Leakage Current PC _{2OUT}	Output in High-Impedance State V _{in} = V _{IH} or V _{IL} V _{out} = V _{CC} or GND	6.0	± 0.5	± 5.0	± 10	μA
I _{CC}	Maximum Quiescent Supply Current (per Package) (VCO disabled) Pins 3, 5 and 14 at V _{CC} Pin 9 at GND; Input Leakage at Pins 3 and 14 to be excluded	V _{in} = V _{CC} or GND I _{out} = 0 μA	6.0	4.0	40	160	μA

NOTE: Information on typical parametric values can be found in Chapter 2 of the ON Semiconductor High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

[Phase Comparator Section]

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (C_L = 50 pF, Input t_r = t_f = 6.0 ns)

Symbol	Parameter	VCC Volts	Guaranteed Limit			Unit
			- 55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, SIG _{IN} /COMP _{IN} to PC _{1OUT} (Figure 1)	2.0	175	220	265	ns
		4.5	35	44	53	
		6.0	30	37	45	
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, SIG _{IN} /COMP _{IN} to PC _{POUT} (Figure 1)	2.0	340	425	510	ns
		4.5	68	85	102	
		6.0	58	72	87	

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4046A

[Phase Comparator Section]

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($C_L = 50 \text{ pF}$, Input $t_r = t_f = 6.0 \text{ ns}$)

Symbol	Parameter	2.0	4.5	6.0	270	54	46	340	68	58	405	81	69	ns
t_{PLZ} , t_{PHL}	Maximum Propagation Delay, SIG _{IN} /COMP _{IN} to PC3 _{OUT} (Figure 1)	2.0	4.5	6.0	270	54	46	340	68	58	405	81	69	ns
t_{PLZ} , t_{PHZ}	Maximum Propagation Delay, SIG _{IN} /COMP _{IN} Output Disable Time to PC2 _{OUT} (Figures 2 and 3)	2.0	4.5	6.0	200	40	34	250	50	43	300	60	51	ns
t_{PZH} , t_{PZL}	Maximum Propagation Delay, SIG _{IN} /COMP _{IN} Output Enable Time to PC2 _{OUT} (Figures 2 and 3)	2.0	4.5	6.0	230	46	39	290	58	49	345	69	59	ns
t_{TLH} , t_{THL}	Maximum Output Transition Time (Figure 1)	2.0	4.5	6.0	75	15	13	95	19	16	110	22	19	ns

[VCO Section]

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	V _{CC} Volts	Guaranteed Limit						Unit
				-55 to 25°C	≤ 85°C		≤ 125°C			
V _{IH}	Minimum High-Level Input Voltage INH	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	3.0	2.1	2.1		2.1		V	
			4.5	3.15	3.15		3.15			
			6.0	4.2	4.2		4.2			
V _{IL}	Maximum Low-Level Input Voltage INH	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	3.0	0.90	0.9		0.9		V	
			4.5	1.35	1.35		1.35			
			6.0	1.8	1.8		1.8			
V _{OH}	Minimum High-Level Output Voltage VCO _{OUT}	V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 20 μA	3.0	1.9	1.9		1.9		V	
			4.5	4.4	4.4		4.4			
			6.0	5.9	5.9		5.9			
V _{OL}	Maximum Low-Level Output Voltage VCO _{OUT}	V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 20 μA	3.0	0.1	0.1		0.1		V	
			4.5	0.1	0.1		0.1			
			6.0	0.1	0.1		0.1			
I _{in}	Maximum Input Leakage Current INH, VCO _{IN}	V _{in} = V _{CC} or GND	3.0	0.1	1.0		1.0		μA	
			4.5	0.1	1.0		1.0			
			6.0	0.1	1.0		1.0			
V _{VCOIN}	Operating Voltage Range at VCO _{IN} over the range specified for R1; For linearity see Fig. 15A, Parallel value of R1 and R2 should be > 2.7 kΩ	INH = V _{IL}	3.0	Min	Max	Min	Max	Min	Max	V
			4.5	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	
			6.0	0.1	4.0	0.1	4.0	0.1	4.0	
R1	Resistor Range		3.0	3.0	300	3.0	300	3.0	300	kΩ
			4.5	3.0	300	3.0	300	3.0	300	
			6.0	3.0	300	3.0	300	3.0	300	
R2	Resistor Range		3.0	3.0	300	3.0	300	3.0	300	kΩ
			4.5	3.0	300	3.0	300	3.0	300	
			6.0	3.0	300	3.0	300	3.0	300	
C1	Capacitor Range		3.0	40	No					pF
			4.5	40	Limit					
			6.0	40						

<http://onsemi.com>

4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4046A

[VCO Section]

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($C_L = 50 \text{ pF}$, Input $t_r = t_f = 6.0 \text{ ns}$)

Symbol	Parameter	VCC Volts	Guaranteed Limit						Unit
			- 55 to 25°C		≤ 85°C		≤ 125°C		
			Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$\Delta f/T$	Frequency Stability with Temperature Changes (Figure 13A, B, C)	3.0 4.5 6.0							%/K
f_o	VCO Center Frequency (Duty Factor = 50%) (Figure 14A, B, C, D)	3.0 4.5 6.0	3 11 13						MHz
$\Delta f/VCO$	VCO Frequency Linearity	3.0 4.5 6.0	See Figures 15A, B, C						%
∂VCO	Duty Factor at VCO _{OUT}	3.0 4.5 6.0	Typical 50%						%

[Demodulator Section]

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Test Conditions	VCC Volts	Guaranteed Limit						Unit
				- 55 to 25°C		≤ 85°C		≤ 125°C		
				Min	Max	Min	Max	Min	Max	
RS	Resistor Range	At RS > 300 kΩ the Leakage Current can Influence VDEM _{OUT}	3.0 4.5 6.0	50 50 50	300 300 300					kΩ
V _{OFF}	Offset Voltage VCO _{IN} to VDEM _{OUT}	V _I = VVCO _{IN} = 1/2 VCC; Values taken over RS Range.	3.0 4.5 6.0	See Figure 12						mV
RD	Dynamic Output Resistance at DEM _{OUT}	VDEM _{OUT} = 1/2 VCC	3.0 4.5 6.0	Typical 25 Ω						Ω

<http://onsemi.com>

5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC406A

SWITCHING WAVEFORMS

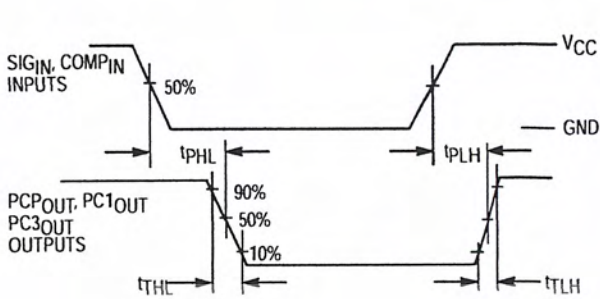


Figure 1.

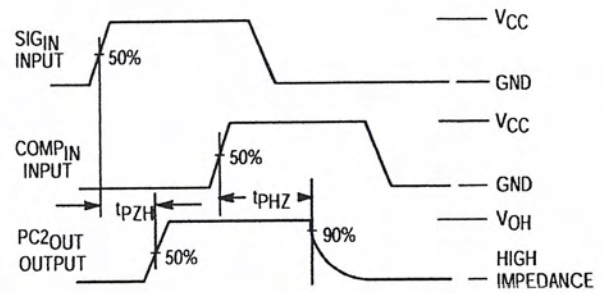


Figure 2.

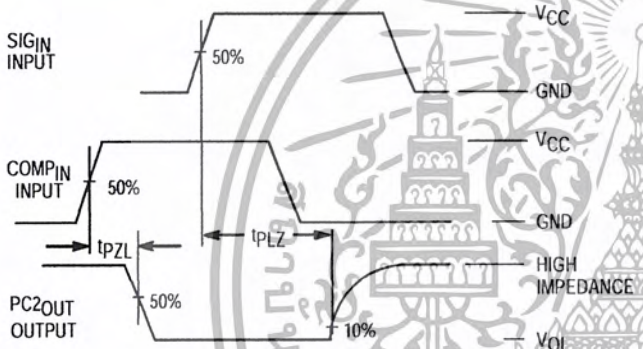


Figure 3.

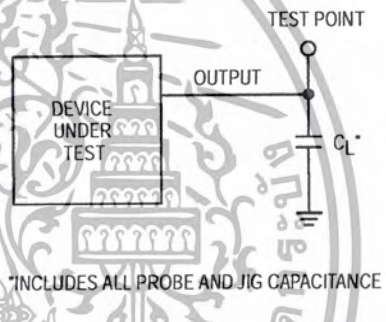


Figure 4. Test Circuit

MC74HC4046A

DETAILED CIRCUIT DESCRIPTION

Voltage Controlled Oscillator/Demodulator Output

The VCO requires two or three external components to operate. These are R1, R2, C1. Resistor R1 and Capacitor C1 are selected to determine the center frequency of the VCO (see typical performance curves Figure 14). R2 can be used to set the offset frequency with 0 volts at VCO input. For example, if R2 is decreased, the offset frequency is increased. If R2 is omitted the VCO range is from 0 Hz. The effect of R2 is shown in Figure 24, typical performance curves. By increasing the value of R2 the lock range of the PLL is increased and the gain (volts/Hz) is decreased. Thus, for a narrow lock range, large swings on the VCO input will cause less frequency variation.

Internally, the resistors set a current in a current mirror, as shown in Figure 5. The mirrored current drives one side of the capacitor. Once the voltage across the capacitor charges

up to V_{ref} of the comparators, the oscillator logic flips the capacitor which causes the mirror to charge the opposite side of the capacitor. The output from the internal logic is then taken to VCO output (Pin 4).

The input to the VCO is a very high impedance CMOS input and thus will not load down the loop filter, easing the filters design. In order to make signals at the VCO input accessible without degrading the loop performance, the VCO input voltage is buffered through a unity gain Op-amp to Demod Output. This Op-amp can drive loads of 50K ohms or more and provides no loading effects to the VCO input voltage (see Figure 12).

An inhibit input is provided to allow disabling of the VCO and all Op-amps (see Figure 5). This is useful if the internal VCO is not being used. A logic high on inhibit disables the VCO and all Op-amps, minimizing standby power consumption.

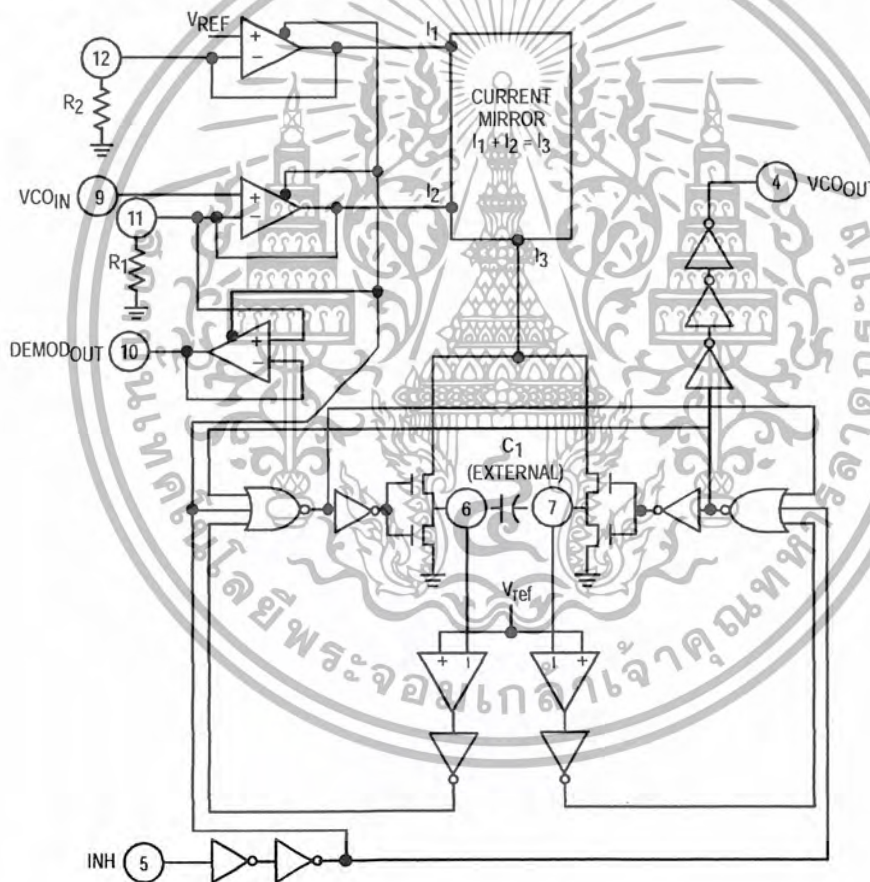


Figure 5. Logic Diagram for VCO

The output of the VCO is a standard high speed CMOS output with an equivalent LS-TTL fan out of 10. The VCO output is approximately a square wave. This output can either directly feed the COMP_{IN} of the phase comparators or

feed external prescalers (counters) to enable frequency synthesis.

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4046A

Phase Comparators

All three phase comparators have two inputs, SIG_{IN} and $COMP_{IN}$. The SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ have a special DC bias network that enables AC coupling of input signals. If the signals are not AC coupled, standard 74HC input levels are required. Both input structures are shown in Figure 6. The

outputs of these comparators are essentially standard 74HC outputs (comparator 2 is TRI-STATEABLE). In normal operation V_{CC} and ground voltage levels are fed to the loop filter. This differs from some phase detectors which supply a current to the loop filter and should be considered in the design. (The MC14046 also provides a voltage).

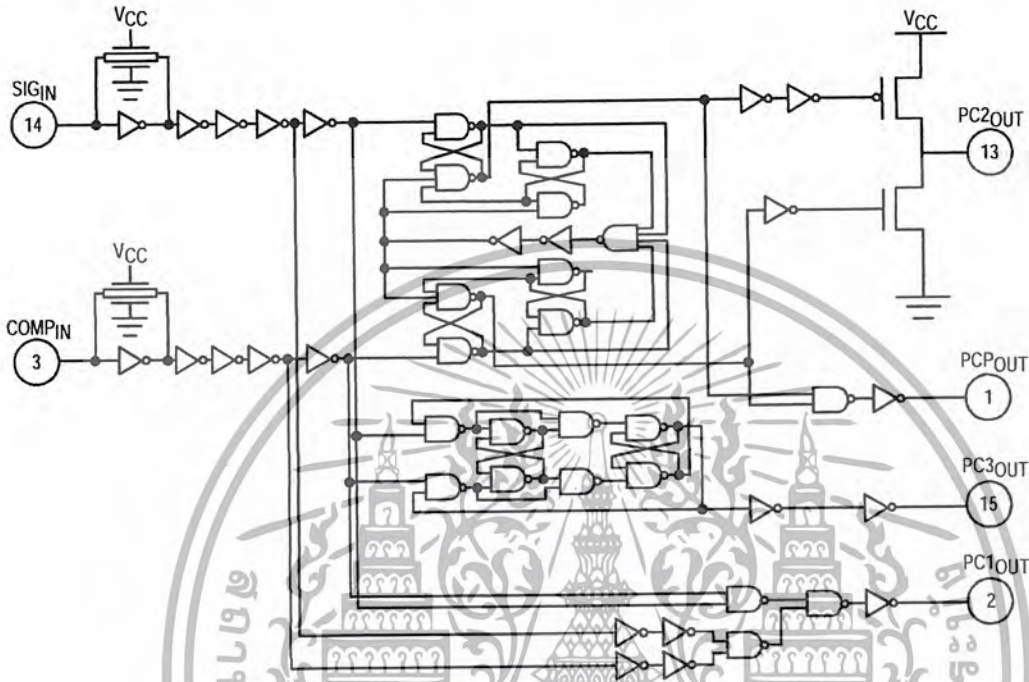


Figure 6. Logic Diagram for Phase Comparators

Phase Comparator 1

This comparator is a simple XOR gate similar to the 74HC86. Its operation is similar to an overdriven balanced modulator. To maximize lock range the input frequencies must have a 50% duty cycle. Typical input and output waveforms are shown in Figure 7. The output of the phase detector feeds the loop filter which averages the output voltage. The frequency range upon which the PLL will lock onto if initially out of lock is defined as the capture range. The capture range for phase detector 1 is dependent on the loop filter design. The capture range can be as large as the lock range, which is equal to the VCO frequency range.

To see how the detector operates, refer to Figure 7. When two square wave signals are applied to this comparator, an output waveform (whose duty cycle is dependent on the phase difference between the two signals) results. As the phase difference increases, the output duty cycle increases and the voltage after the loop filter increases. In order to achieve lock when the PLL input frequency increases, the VCO input voltage must increase and the phase difference between $COMP_{IN}$ and SIG_{IN} will increase. At an input frequency equal to f_{min} , the VCO input is at 0 V. This requires the phase detector output to be grounded; hence, the

two input signals must be in phase. When the input frequency is f_{max} , the VCO input must be V_{CC} and the phase detector inputs must be 180 degrees out of phase.

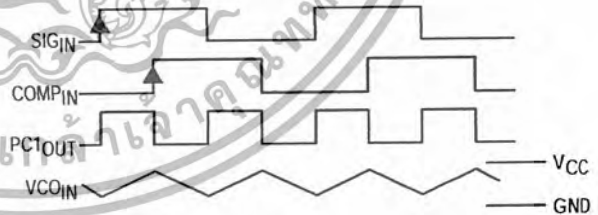


Figure 7. Typical Waveforms for PLL Using Phase Comparator 1

The XOR is more susceptible to locking onto harmonics of the SIG_{IN} than the digital phase detector 2. For instance, a signal 2 times the VCO frequency results in the same output duty cycle as a signal equal to the VCO frequency. The difference is that the output frequency of the 2f example is twice that of the other example. The loop filter and VCO range should be designed to prevent locking on to harmonics.

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4046A

Phase Comparator 2

This detector is a digital memory network. It consists of four flip-flops and some gating logic, a three state output and a phase pulse output as shown in Figure 6. This comparator acts only on the positive edges of the input signals and is independent of duty cycle.

Phase comparator 2 operates in such a way as to force the PLL into lock with 0 phase difference between the VCO output and the signal input positive waveform edges. Figure 8 shows some typical loop waveforms. First assume that SIG_{IN} is leading the $COMP_{IN}$. This means that the VCO's frequency must be increased to bring its leading edge into proper phase alignment. Thus the phase detector 2 output is set high. This will cause the loop filter to charge up the VCO input, increasing the VCO frequency. Once the leading edge of the $COMP_{IN}$ is detected, the output goes TRI-STATE holding the VCO input at the loop filter voltage. If the VCO still lags the SIG_{IN} then the phase detector will again charge up the VCO input for the time between the leading edges of both waveforms.

If the VCO leads the SIG_{IN} then when the leading edge of the VCO is seen; the output of the phase comparator goes low. This discharges the loop filter until the leading edge of the SIG_{IN} is detected at which time the output disables itself again. This has the effect of slowing down the VCO to again make the rising edges of both waveforms coincidental.

When the PLL is out of lock, the VCO will be running either slower or faster than the SIG_{IN} . If it is running slower the phase detector will see more SIG_{IN} rising edges and so the output of the phase comparator will be high a majority of the time, raising the VCO's frequency. Conversely, if the VCO is running faster than the SIG_{IN} , the output of the detector will be low most of the time and the VCO's output frequency will be decreased.

As one can see, when the PLL is locked, the output of phase comparator 2 will be disabled except for minor corrections at the leading edge of the waveforms. When PC_2 is TRI-STATE, the PCP output is high. This output can be used to determine when the PLL is in the locked condition.

This detector has several interesting characteristics. Over the entire VCO frequency range there is no phase difference between the $COMP_{IN}$ and the SIG_{IN} . The lock range of the PLL is the same as the capture range. Minimal power was consumed in the loop filter since in lock the detector output is a high impedance. When no SIG_{IN} is present, the detector will see only VCO leading edges, so the comparator output will stay low, forcing the VCO to f_{min} .

Phase comparator 2 is more susceptible to noise, causing the PLL to unlock. If a noise pulse is seen on the SIG_{IN} , the comparator treats it as another positive edge of the SIG_{IN}

and will cause the output to go high until the VCO leading edge is seen, potentially for an entire SIG_{IN} period. This would cause the VCO to speed up during that time. When using PC_1 , the output of that phase detector would be disturbed for only the short duration of the noise spike and would cause less upset.

Phase Comparator 3

This is a positive edge-triggered sequential phase detector using an RS flip-flop as shown in Figure 6. When the PLL is using this comparator, the loop is controlled by positive signal transitions and the duty factors of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ are not important. It has some similar characteristics to the edge sensitive comparator. To see how this detector works, assume input pulses are applied to the SIG_{IN} and $COMP_{IN}$'s as shown in Figure 9. When the SIG_{IN} leads the $COMP_{IN}$, the flop is set. This will charge the loop filter and cause the VCO to speed up, bringing the comparator into phase with the SIG_{IN} . The phase angle between SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ varies from 0° to 360° and is 180° at f_0 . The voltage swing for PC_3 is greater than for PC_2 but consequently has more ripple in the signal to the VCO. When no SIG_{IN} is present the VCO will be forced to f_{max} as opposed to f_{min} when PC_2 is used.

The operating characteristics of all three phase comparators should be compared to the requirements of the system design and the appropriate one should be used.

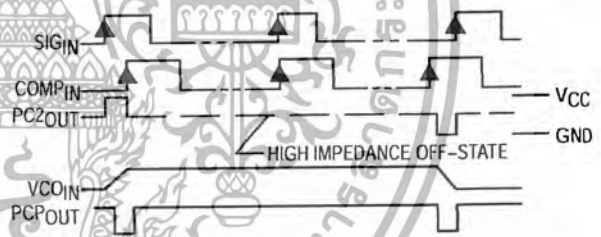


Figure 8. Typical Waveforms for PLL Using Phase Comparator 2



Figure 9. Typical Waveform for PLL Using Phase Comparator 3

MC74HC4046A

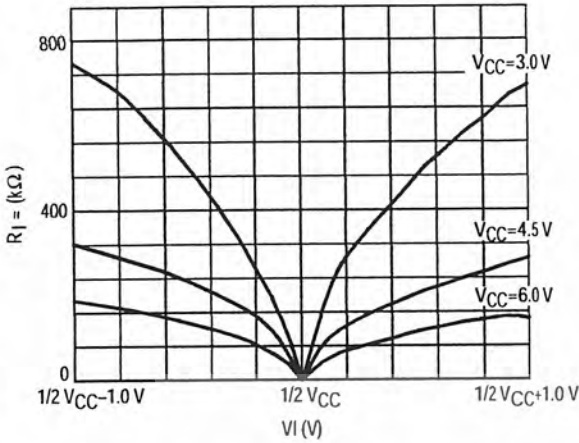


Figure 10. Input Resistance at SIG_{IN}, COMP_{IN} with $\Delta V_I = 1.0 \text{ V}$ at Self-Bias Point

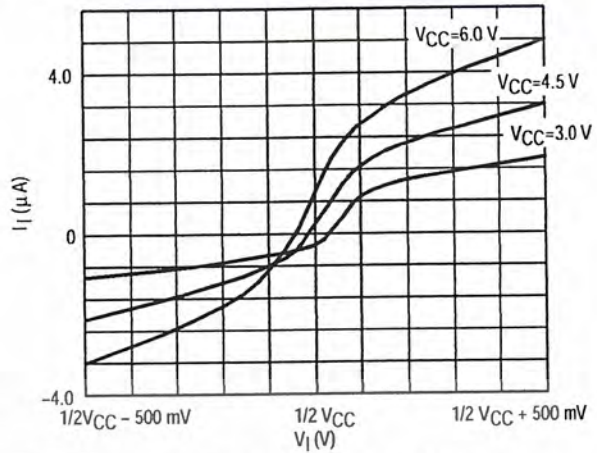


Figure 11. Input Current at SIG_{IN}, COMP_{IN} with $\Delta V_I = 500 \text{ mV}$ at Self-Bias Point

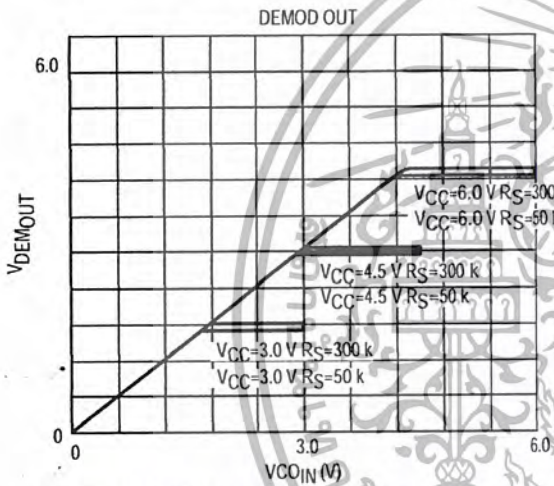


Figure 12. Offset Voltage at Demodulator Output as a Function of V_{COIN} and R_S

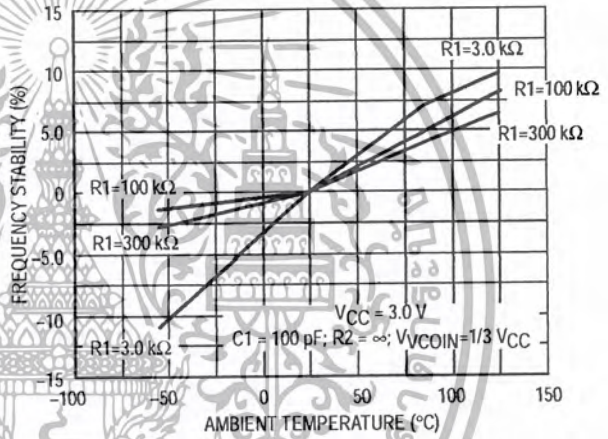


Figure 13A. Frequency Stability versus Ambient Temperature: V_{CC} = 3.0 V

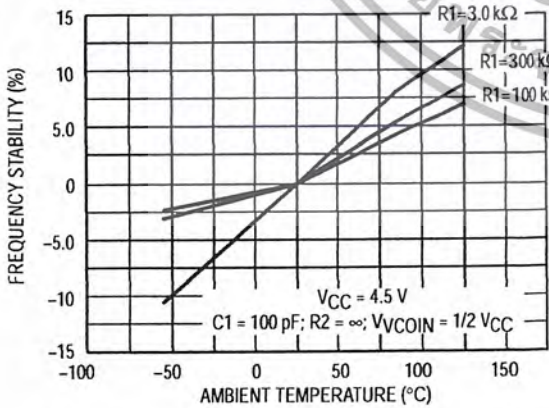


Figure 13B. Frequency Stability versus Ambient Temperature: V_{CC} = 4.5 V

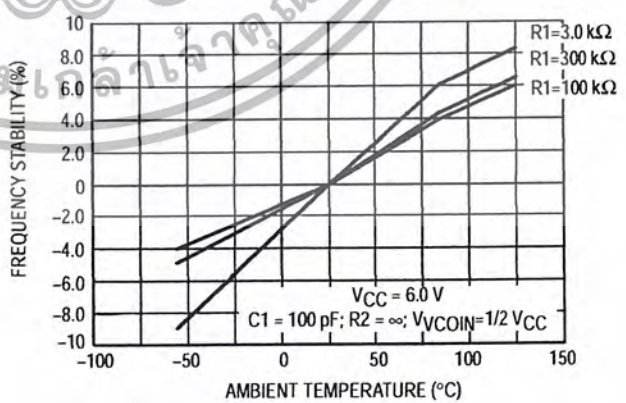


Figure 13C. Frequency Stability versus Ambient Temperature: V_{CC} = 6.0 V

MC74HC4046A

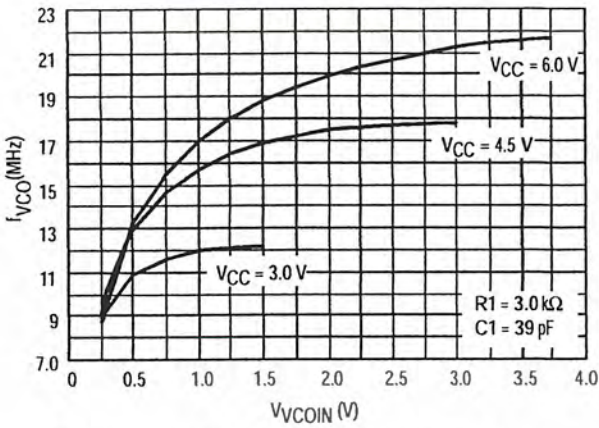


Figure 14A. VCO Frequency (f_{VCO}) as a Function of the VCO Input Voltage (V_{VCOIN})

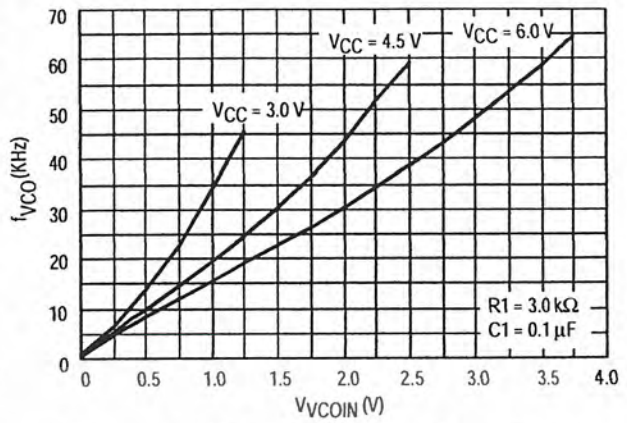


Figure 14B. VCO Frequency (f_{VCO}) as a Function of the VCO Input Voltage (V_{VCOIN})

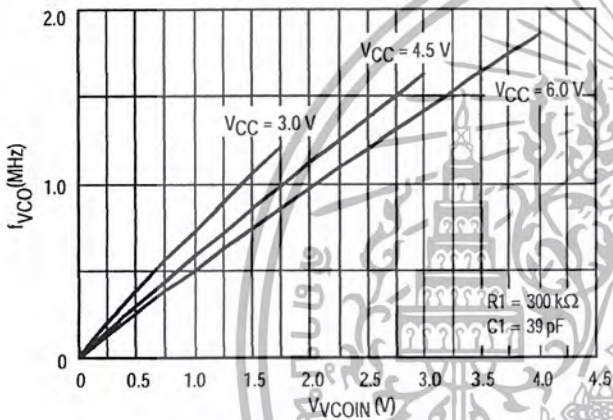


Figure 14C. VCO Frequency (f_{VCO}) as a Function of the VCO Input Voltage (V_{VCOIN})

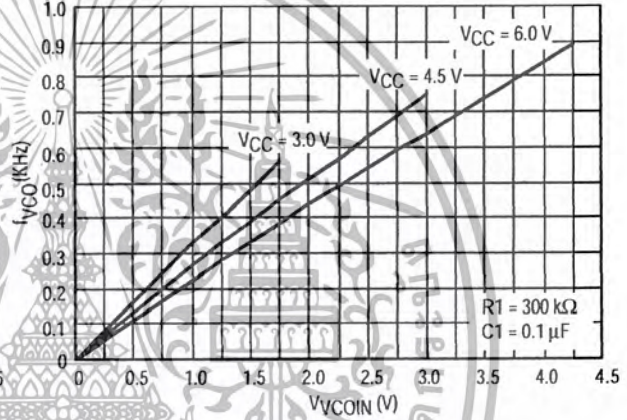


Figure 14D. VCO Frequency (f_{VCO}) as a Function of the VCO Input Voltage (V_{VCOIN})

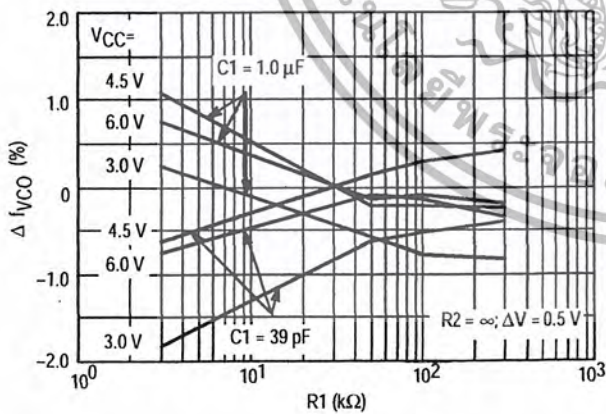
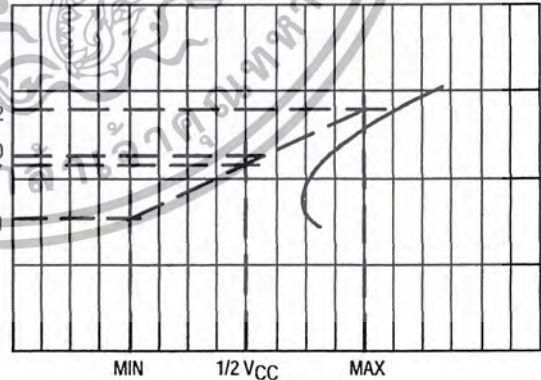


Figure 15A. Frequency Linearity versus $R1$, $C1$ and V_{CC}



$\Delta V = 0.5 \text{ V}$ OVER THE V_{CC} RANGE:
FOR VCO LINEARITY

$$f_0' = (f_1 + f_2) / 2$$

$$\text{LINEARITY} = (f_0' - f_0) / f_0 \times 100\%$$

Figure 15B. Definition of VCO Frequency Linearity

MC74HC4046A

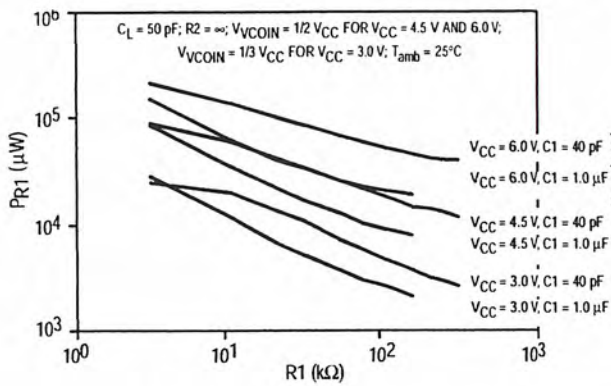


Figure 16. Power Dissipation versus R1

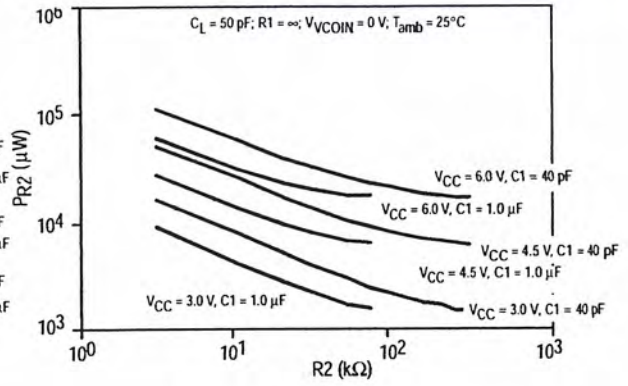


Figure 17. Power Dissipation versus R2

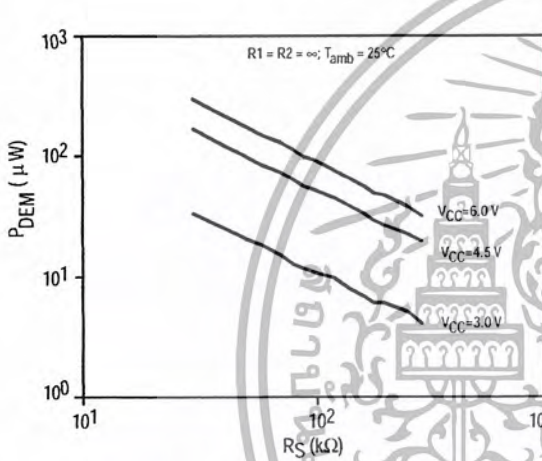


Figure 18. DC Power Dissipation of Demodulator versus RS

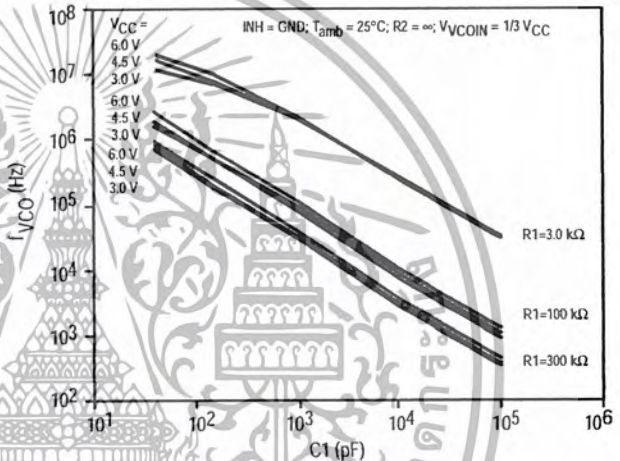


Figure 19. VCO Center Frequency versus C1

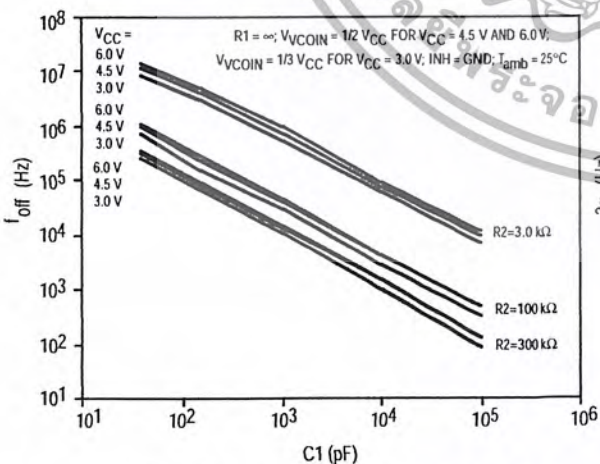


Figure 20. Frequency Offset versus C1

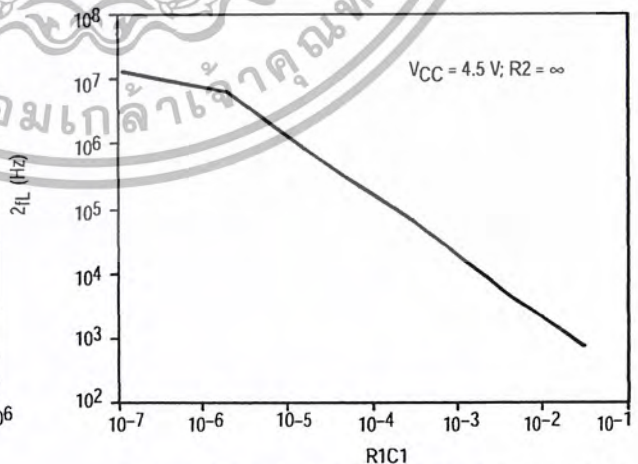


Figure 21. Typical Frequency Lock Range ($2f_L$) versus R_1C_1

MC74HC4046A

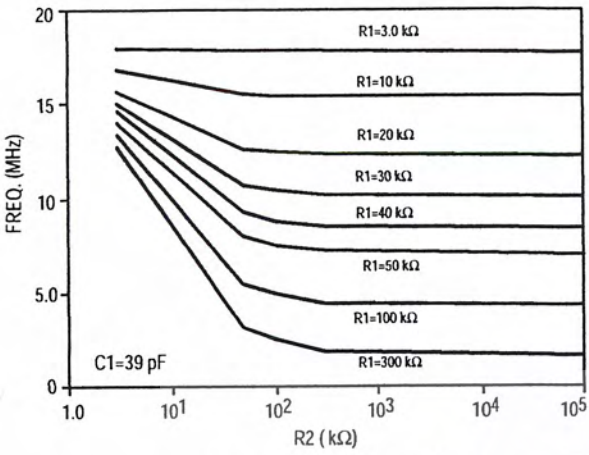


Figure 22. R2 versus f_{max}

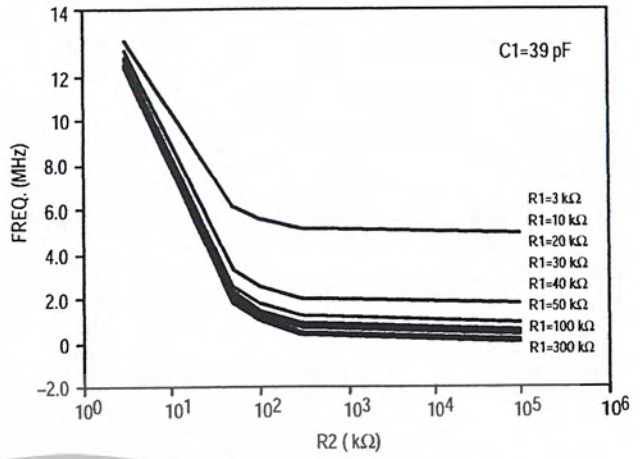


Figure 23. R2 versus f_{min}

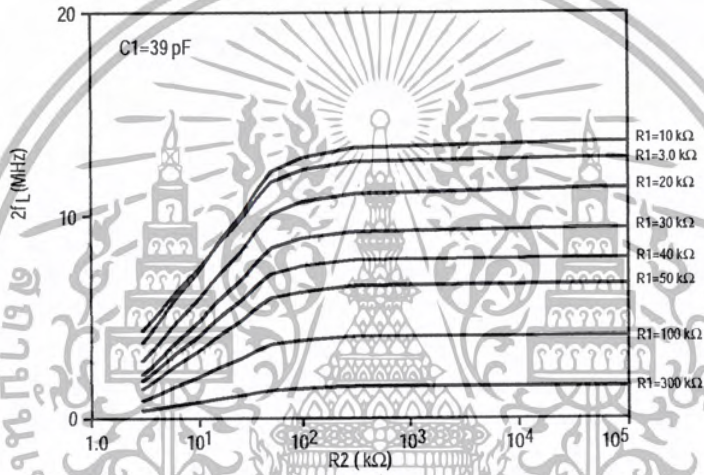


Figure 24. R2 versus Frequency Lock Range ($2f_L$)

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4046A

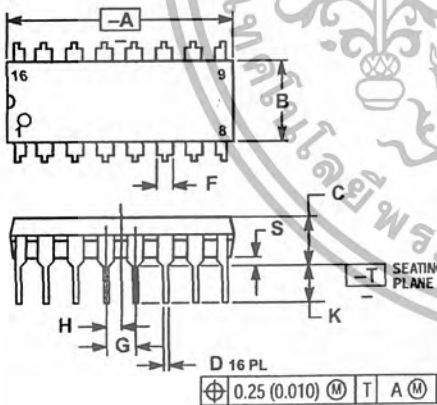
APPLICATION INFORMATION

The following information is a guide for approximate values of R1, R2, and C1. Figures 19, 20, and 21 should be used as references as indicated below, also the values of R1, R2, and C1 should not violate the Maximum values indicated in the DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS tables.

Phase Comparator 1		Phase Comparator 2		Phase Comparator 3	
$R_2 = \infty$	$R_2 \neq \infty$	$R_2 = \infty$	$R_2 \neq \infty$	$R_2 = \infty$	$R_2 \neq \infty$
<ul style="list-style-type: none"> Given f_0 Use f_0 with Figure 19 to determine R1 and C1. (see Figure 23 for characteristics of the VCO operation) 	<ul style="list-style-type: none"> Given f_0 and f_L Calculate f_{min} $f_{min} = f_0 - f_L$ Determine values of C1 and R2 from Figure 20. Determine R1-C1 from Figure 21. Calculate value of R1 from the value of C1 and the product of R1C1 from Figure 21. (see Figure 24 for characteristics of the VCO operation) 	<ul style="list-style-type: none"> Given f_{max} and f_0 Determine the value of R1 and C1 using Figure 19 and use Figure 21 to obtain $2f_L$ and then use this to calculate f_{min}. 	<ul style="list-style-type: none"> Given f_0 and f_L Calculate f_{min} $f_{min} = f_0 - f_L$ Determine values of C1 and R2 from Figure 20. Determine R1-C1 from Figure 21. Calculate value of R1 from the value of C1 and the product of R1C1 from Figure 21. (see Figure 24 for characteristics of the VCO operation) 	<ul style="list-style-type: none"> Given f_{max} and f_0 Determine the value of R1 and C1 using Figure 19 and Figure 21 to obtain $2f_L$ and then use this to calculate f_{min}. 	<ul style="list-style-type: none"> Given f_0 and f_L Calculate f_{min}; $f_{min} = f_0 - f_L$ Determine values of C1 and R2 from Figure 20. Determine R1-C1 from Figure 21. Calculate value of R1 from the value of C1 and the product of R1C1 from Figure 21. (see Figure 24 for characteristics of the VCO operation)

PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648-08
ISSUE R



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

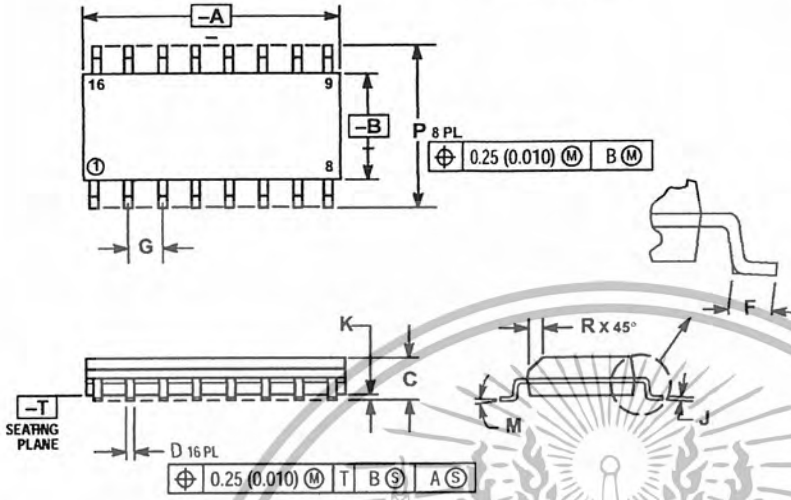
DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

<http://onsemi.com>

MC74HC4046A

PACKAGE DIMENSIONS

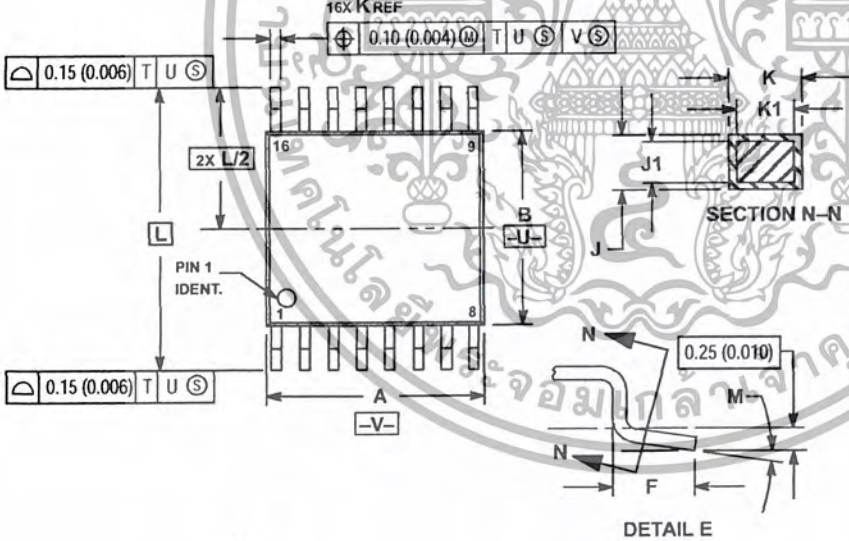
SOIC-16
D SUFFIX
CASE 751B-05
ISSUE J



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

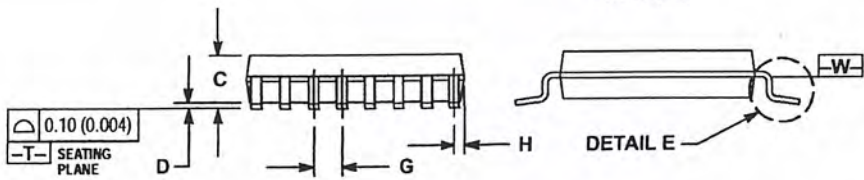
DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

TSSOP-16
DT SUFFIX
CASE 948F-01
ISSUE O



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSION A DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION SHALL NOT EXCEED 0.25 (0.010) PER SIDE.
 5. DIMENSION K DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 (0.003) TOTAL IN EXCESS OF THE K DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
 6. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
 7. DIMENSION A AND B ARE TO BE DETERMINED AT DATUM PLANE -W-.

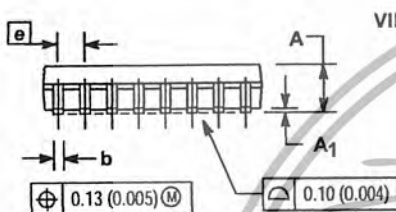
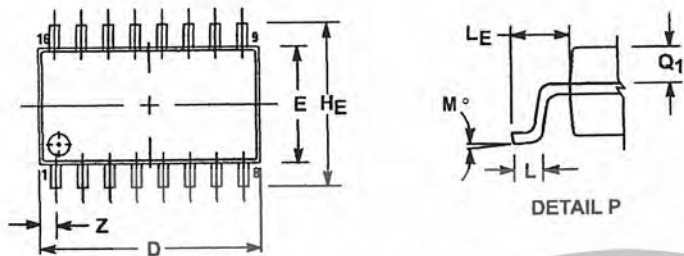
DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.90	5.10	0.193	0.200
B	4.30	4.50	0.169	0.177
C	---	1.20	---	0.047
D	0.05	0.15	0.002	0.006
F	0.50	0.75	0.020	0.030
G	0.65 BSC		0.026 BSC	
H	0.18	0.28	0.007	0.011
J	0.09	0.20	0.004	0.008
J1	0.09	0.16	0.004	0.006
K	0.19	0.30	0.007	0.012
K1	0.19	0.25	0.007	0.010
L	6.40 BSC		0.252 BSC	
M	0°	8°	0°	8°



MC74HC4066A

PACKAGE DIMENSIONS

SOEIAJ-16
F SUFFIX
PLASTIC EIAJ SOIC PACKAGE
CASE 966-01
ISSUE O



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS D AND E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS AND ARE MEASURED AT THE PARTING LINE. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
4. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
5. THE LEAD WIDTH DIMENSION (b) DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 (0.003) TOTAL IN EXCESS OF THE LEAD WIDTH DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION. DAMBAR CANNOT BE LOCATED ON THE LOWER RADIUS OR THE FOOT. MINIMUM SPACE BETWEEN PROTRUSIONS AND ADJACENT LEAD TO BE 0.46 (0.018).

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	2.05	—	0.081
A ₁	0.05	0.20	0.002	0.008
b	0.35	0.50	0.014	0.020
c	0.18	0.27	0.007	0.011
D	9.90	10.50	0.390	0.413
E	5.10	5.45	0.201	0.215
e	1.27 BSC		0.050 BSC	
H _F	7.40	8.20	0.291	0.323
L	0.50	0.85	0.020	0.033
L _F	1.10	1.50	0.043	0.059
M	0°	10°	0°	10°
Q ₁	0.70	0.90	0.028	0.035
Z	—	0.78	—	0.031

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

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

NORTH AMERICA Literature Fulfillment:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: ONlit@hibbertco.com
Fax Response Line: 303-675-2167 or 800-344-3810 Toll Free USA/Canada

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

EUROPE: LDC for ON Semiconductor – European Support

German Phone: (+1) 303-308-7140 (M-F 1:00pm to 5:00pm Munich Time)
Email: ONlit-german@hibbertco.com
French Phone: (+1) 303-308-7141 (M-F 1:00pm to 5:00pm Toulouse Time)
Email: ONlit-french@hibbertco.com
English Phone: (+1) 303-308-7142 (M-F 12:00pm to 5:00pm UK Time)
Email: ONlit@hibbertco.com

EUROPEAN TOLL-FREE ACCESS*: 00-800-4422-3781

*Available from Germany, France, Italy, England, Ireland

CENTRAL/SOUTH AMERICA:

Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)
Email: ONlit-spanish@hibbertco.com

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support

Phone: 303-675-2121 (Tue-Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)
Toll Free from Hong Kong & Singapore:
001-800-4422-3781
Email: ONlit-asia@hibbertco.com

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center

4-32-1 Nishi-Golanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-8549
Phone: 81-3-5740-2745
Email: r14525@onsemi.com

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

For additional information, please contact your local Sales Representative.

MC74HC4066A/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BIPOLAR DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS

μ PB1506GV, μ PB1507GV

3GHz INPUT DIVIDE BY 256, 128, 64 PRESCALER IC FOR ANALOG DBS TUNERS

The μ PB1506GV and μ PB1507GV are 3.0 GHz input, high division silicon prescaler ICs for analog DBS tuner applications. These ICs divide-by-256, 128 and 64 contribute to produce analog DBS tuners with kit-use of 17 K series DTS controller or standard CMOS PLL synthesizer IC. The μ PB1506GV/ μ PB1507GV are shrink package versions of the μ PB586G/588G or μ PB1505GR so that these smaller packages contribute to reduce the mounting space replacing from conventional ICs.

The μ PB1506GV and μ PB1507GV are manufactured using NEC's high fr NESAT™IV silicon bipolar process. This process uses silicon nitride passivation film and gold electrodes. These materials can protect chip surface from external pollution and prevent corrosion/migration. Thus, these ICs have excellent performance, uniformity and reliability.

FEATURES

- High toggle frequency : $f_{in} = 0.5$ GHz to 3.0 GHz
- High-density surface mounting : 8-pin plastic SSOP (175 mil)
- Low current consumption : 5 V, 19 mA
- Selectable high division : $\div 256, \div 128, \div 64$
- Pin connection variation : μ PB1506GV and μ PB1507GV

APPLICATION

These ICs can use as a prescaler between local oscillator and PLL frequency synthesizer included modulus prescaler. For example, following application can be chosen;

- Analog DBS tuner's synthesizer
- Analog CATV converter synthesizer

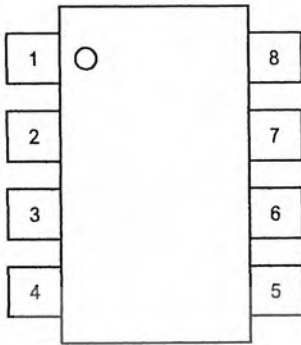
ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	PACKAGE	MARKING	SUPPLYING FORM
μ PB1506GV-E1	8-pin plastic	1506	Embossed tape 8 mm wide. Pin 1 is in tape pull-out direction. 1 000 p/reel.
μ PB1507GV-E1	SSOP (175 mil)	1507	

Remarks To order evaluation samples, please contact your local NEC sales office.
(Part number for sample order: μ PB1506GV, μ PB1507GV)

Caution: Electro-static sensitive devices

PIN CONNECTION (Top View)



Pin NO.	μ PB1506GV	μ PB1507GV
1	SW1	IN
2	IN	Vcc
3	\bar{IN}	SW1
4	GND	OUT
5	NC	GND
6	SW2	SW2
7	OUT	NC
8	Vcc	\bar{IN}

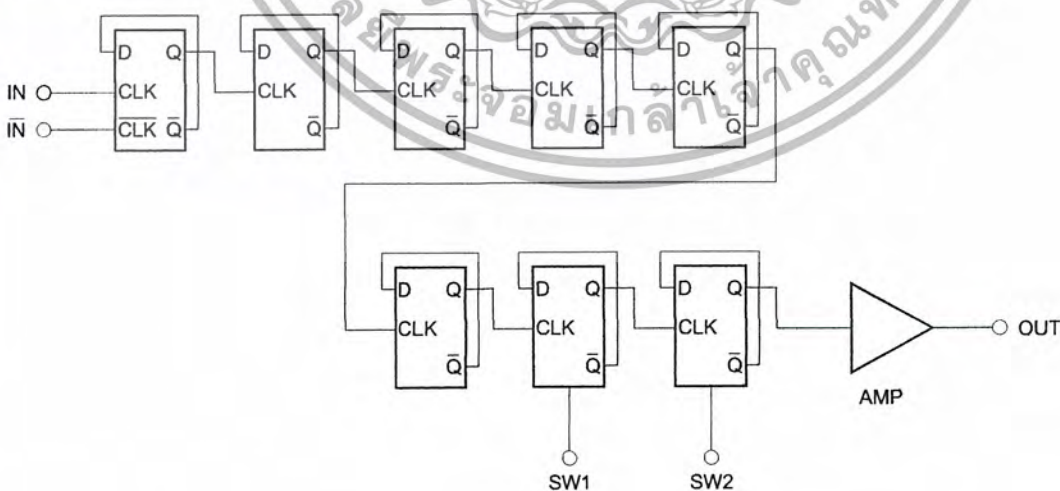
PRODUCT LINE-UP

Features (division, Freq.)	Part No.	I _{cc} (mA)	f _{in} (GHz)	V _{cc} (V)	Package	Pin connection
+512, +256, 2.5 GHz	μ PB586G	28	0.5 to 2.5	4.5 to 5.5	8 pin SOP 225 mil	NEC original
+128, +64, 2.5 GHz	μ PB588G	26	0.5 to 2.5	4.5 to 5.5		Standard
+256, +128, +64	μ PB1505GR	14	0.5 to 3.0	4.5 to 5.5		Standard
3.0 GHz	μ PB1506GV	19	0.5 to 3.0	4.5 to 5.5	8 pin SSOP 175 mil	NEC original
	μ PB1507GV	19	0.5 to 3.0	4.5 to 5.5		Standard

Remarks . This table shows the TYP values of main parameters. Please refer to ELECTRICAL CHARACTERISTICS.

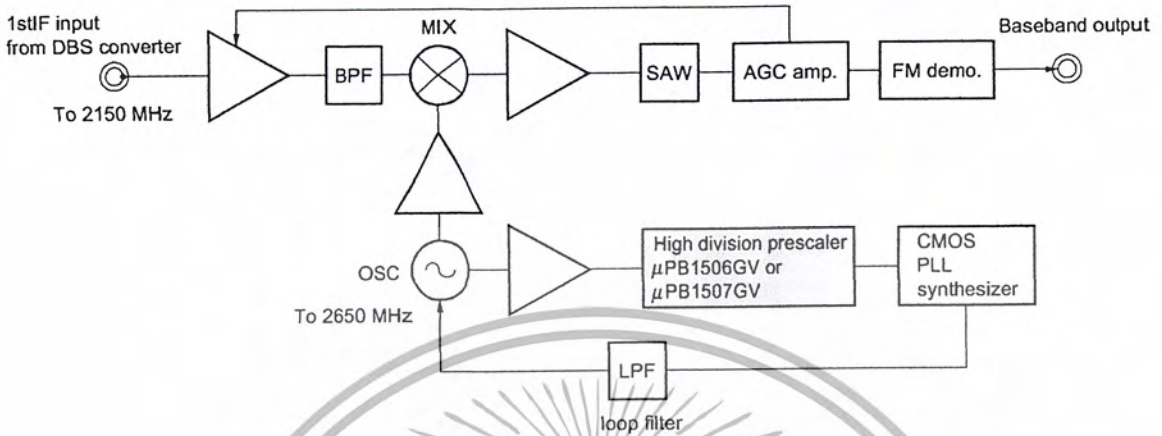
- μ PB586G and μ PB588G are discontinued.

INTERNAL BLOCK DIAGRAM

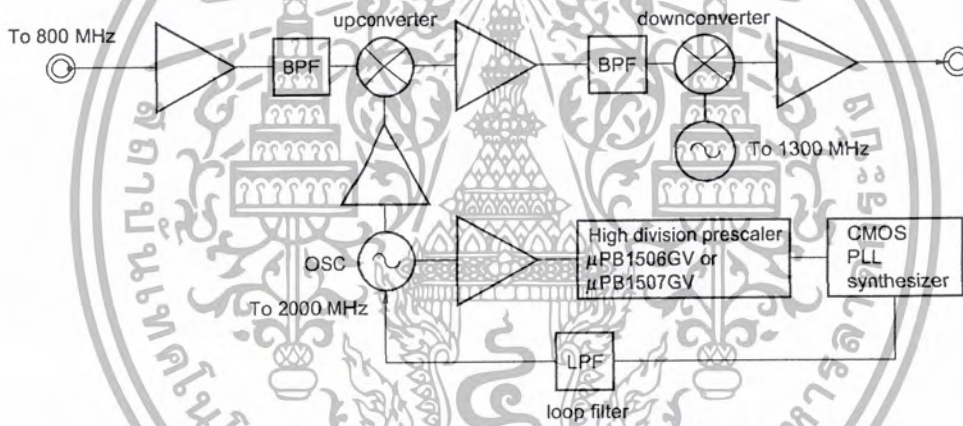


SYSTEM APPLICATION EXAMPLE

RF unit block of Analog DBS tuners



RF unit block of Analog CATV converter



PIN EXPLANATION

Pin name	Applied voltage V	Pin voltage V	Functions and explanation	Pin no.														
				μPB1506GV	μPB1507GV													
IN	—	2.9	Signal input pin. This pin should be coupled to signal source with capacitor (e.g. 1 000 pF) for DC cut.	2	1													
$\overline{\text{IN}}$	—	2.9	Signal input bypass pin. This pin must be equipped with bypass capacitor (e.g. 1 000 pF) to minimize ground impedance.	3	8													
GND	0	—	Ground pin. Ground pattern on the board should be formed as wide as possible to minimize ground impedance.	4	5													
SW1	H/L	—	Divide ratio input pin. The ratio can be determined by following applied level to these pins.	1	3													
SW2			<table border="1" style="margin-left: auto; margin-right: auto;"> <thead> <tr> <th colspan="2" rowspan="2"></th> <th colspan="2">SW2</th> </tr> <tr> <th>H</th> <th>L</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <th rowspan="2">SW1</th> <th>H</th> <td>+64</td> <td>+128</td> </tr> <tr> <th>L</th> <td>+128</td> <td>+256</td> </tr> </tbody> </table> <p>These pins should be equipped with bypass capacitor (e.g. 1 000 pF) to minimize ground impedance.</p>			SW2		H	L	SW1	H	+64	+128	L	+128	+256	6	6
		SW2																
		H	L															
SW1	H	+64	+128															
	L	+128	+256															
Vcc	4.5 to 5.5	—	Power supply pin. This pin must be equipped with bypass capacitor (e.g. 10 000 pF) to minimize ground impedance.	8	2													
OUT	—	2.6 to 4.7	Divided frequency output pin. This pin is designed as emitter follower output. This pin can be connected to CMOS input due to 1.2 V _{PE-P} MIN output.	7	4													
NC	—	—	Non connection pin. This pin must be opened.	5	7													

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	SYMBOL	CONDITION	RATINGS	UNIT
Supply voltage	V _{cc}	T _A = +25 °C	-0.5 to +6.0	V
Input voltage	V _{in}	T _A = +25 °C	-0.5 to V _{cc} + 0.5	V
Total power dissipation	P _D	Mounted on double sided copper clad 50 × 50 × 1.6 mm epoxy glass PWB (T _A = +85 °C)	250	mW
Operating ambient temperature	T _A		-40 to +85	°C
Storage temperature	T _{stg}		-55 to +150	°C

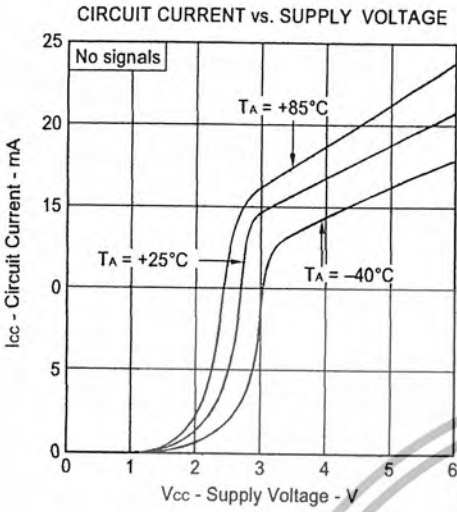
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

PARAMETER	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	NOTICE
Supply voltage	V _{cc}	4.5	5.0	5.5	V	
Operating ambient temperature	T _A	-40	+25	+85	°C	

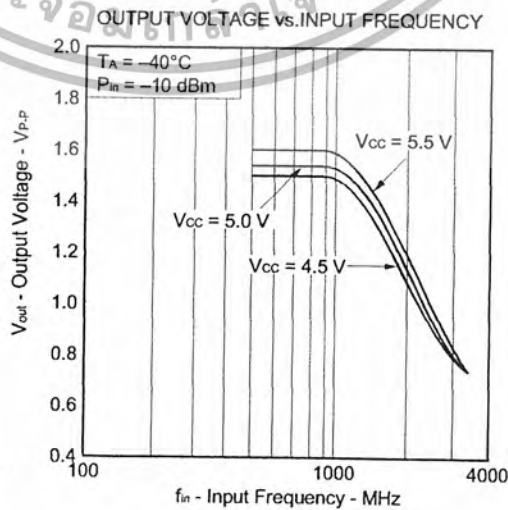
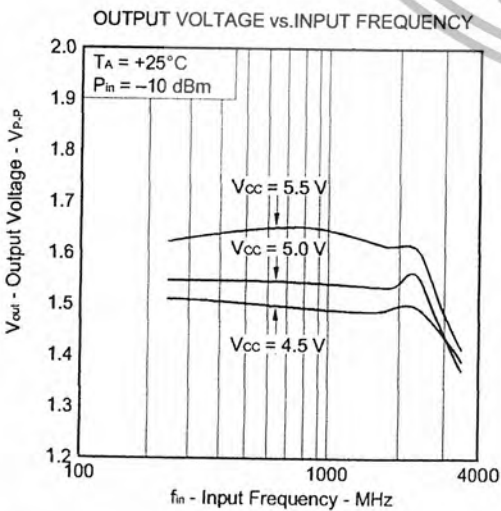
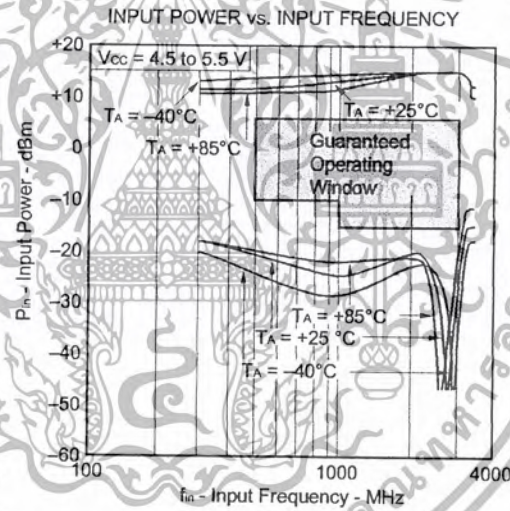
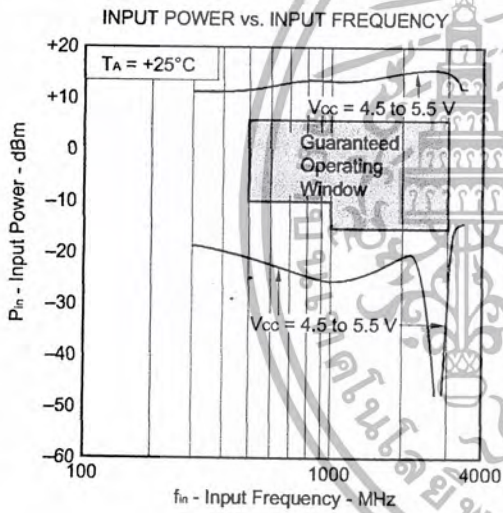
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = -40 to +85 °C, V_{cc} = 4.5 to 5.5 V, Z_s = 50 Ω)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Circuit current	I _{cc}	No signals	12.5	19	26.5	mA
Upper limit operating frequency	f _{in(u)}	P _{in} = -15 to +6 dBm	3.0	—	—	GHz
Lower limit operating frequency 1	f _{in(L1)}	P _{in} = -10 to +6 dBm	—	—	0.5	GHz
Lower limit operating frequency 2	f _{in(L2)}	P _{in} = -15 to +6 dBm	—	—	1.0	GHz
Input power 1	P _{in1}	f _{in} = 1.0 to 3.0 GHz	-15	—	+6	dBm
Input power 2	P _{in2}	f _{in} = 0.5 to 1.0 GHz	-10	—	+6	dBm
Output Voltage	V _{out}	C _L = 8 pF	1.2	1.6	—	V _{P-P}
Divide ratio control input high	V _{IH1}	Connection in the test circuit	V _{cc}	V _{cc}	V _{cc}	
Divide ratio control input low	V _{IL1}	Connection in the test circuit	OPEN or GND	OPEN or GND	OPEN or GND	
Divide ratio control input high	V _{IH2}	Connection in the test circuit	V _{cc}	V _{cc}	V _{cc}	
Divide ratio control input low	V _{IL2}	Connection in the test circuit	OPEN or GND	OPEN or GND	OPEN or GND	

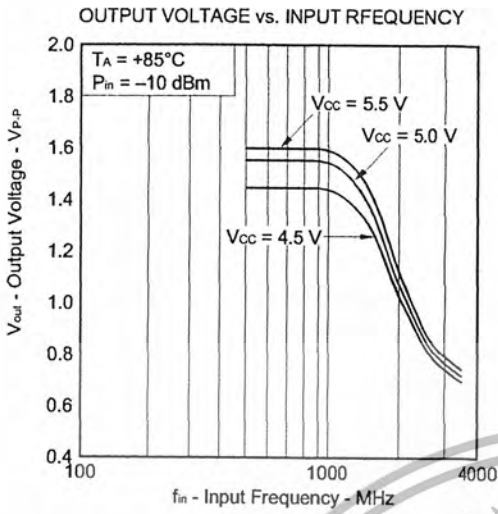
TYPICAL CHARACTERISTICS (Unless otherwise specified $T_A = +25^\circ\text{C}$)



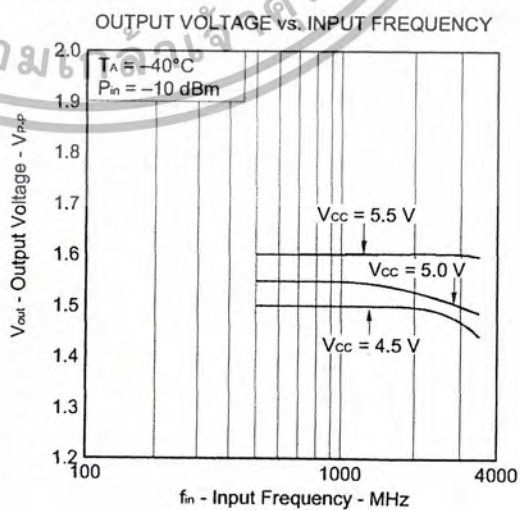
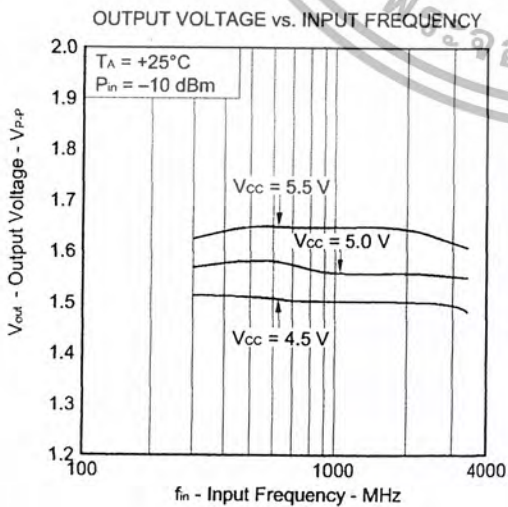
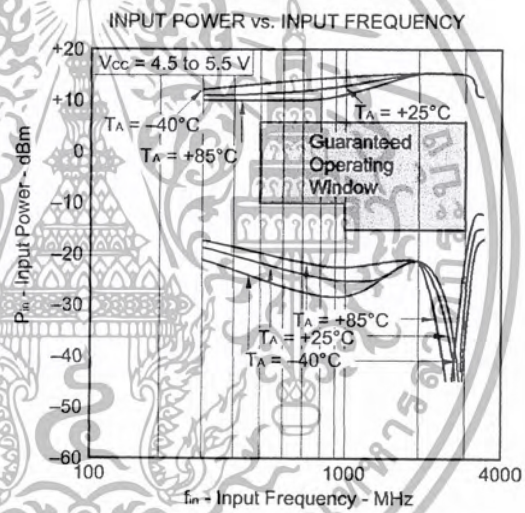
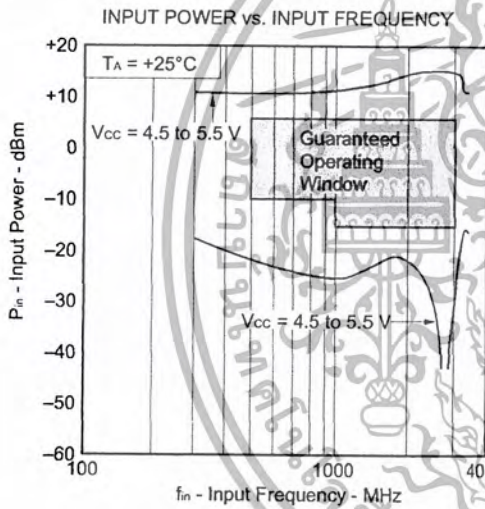
Divide by 64 mode



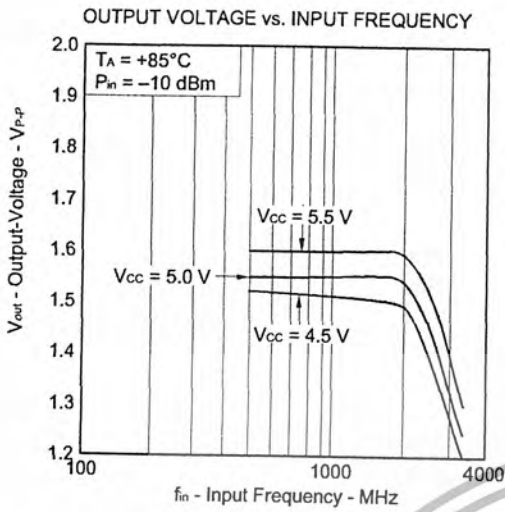
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



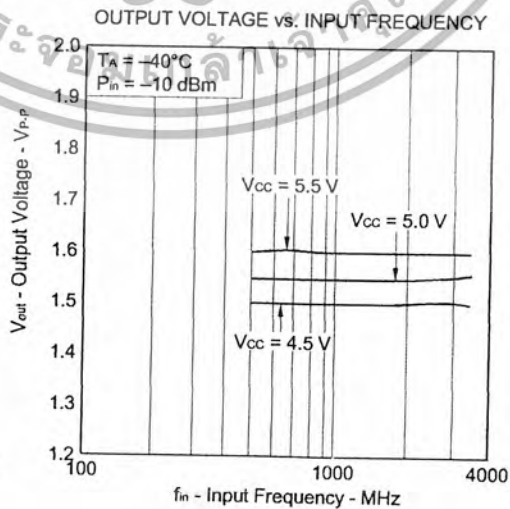
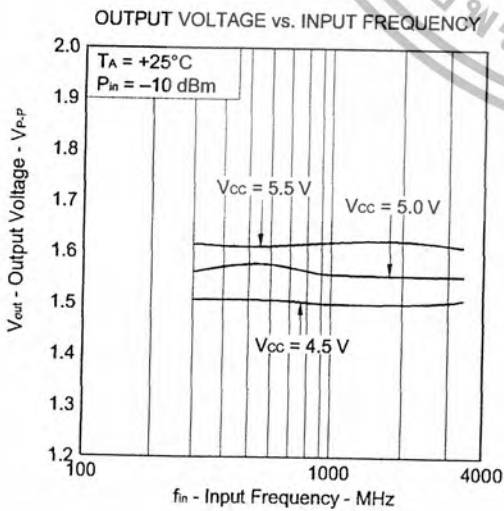
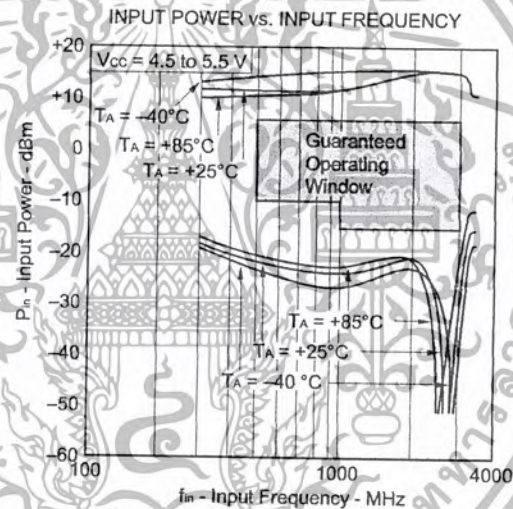
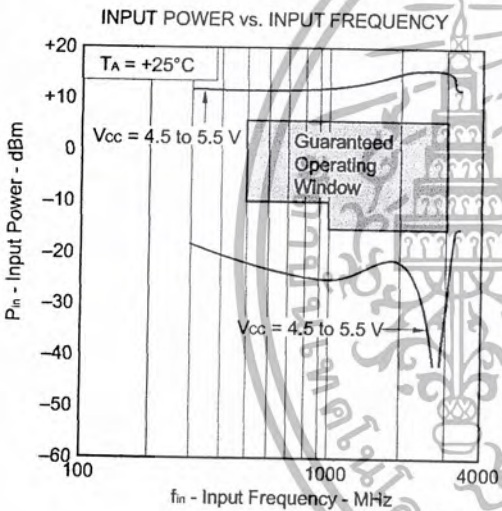
Divide by 128 mode



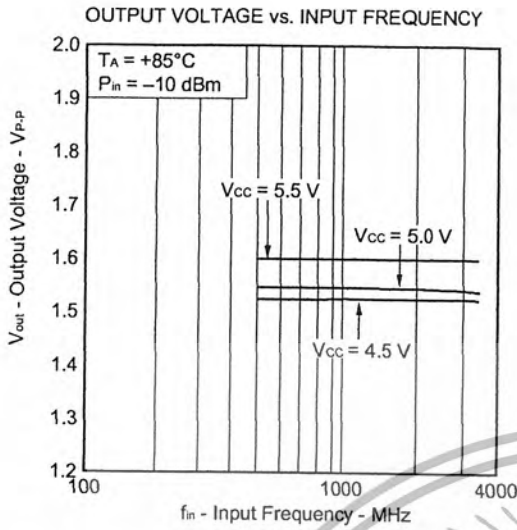
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Divide by 256 mode



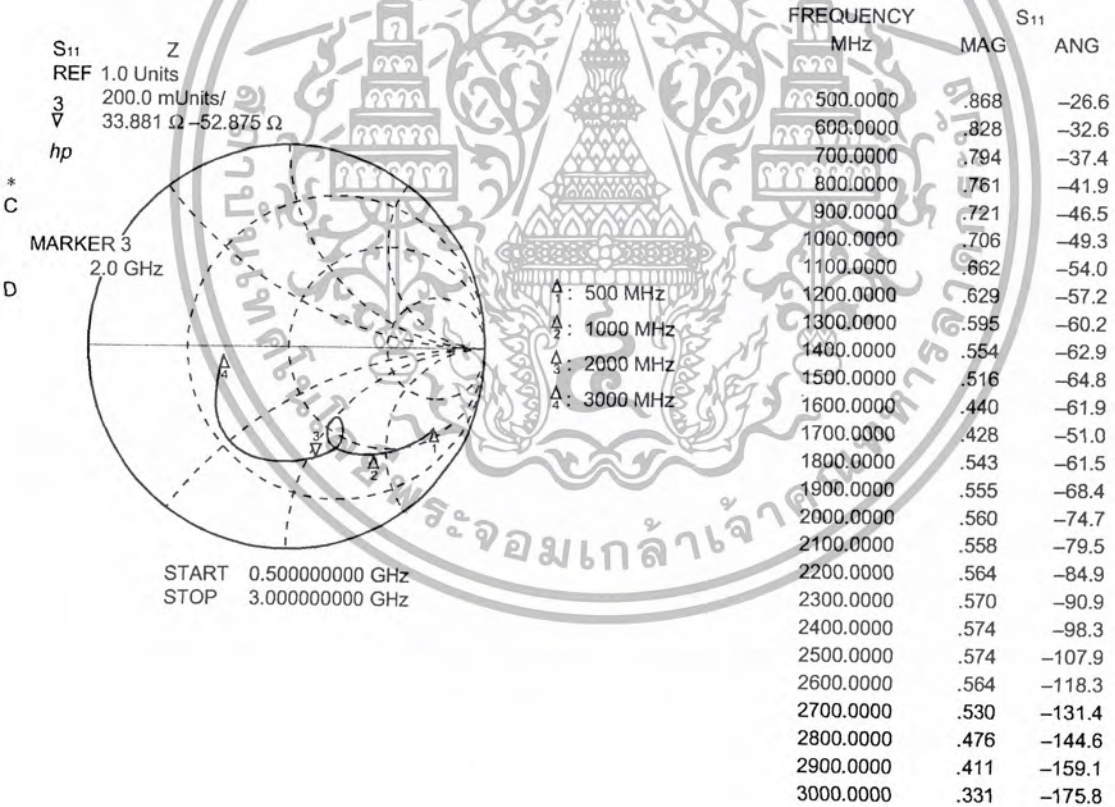
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



μ PB1506GV

S11 vs. INPUT FREQUENCY

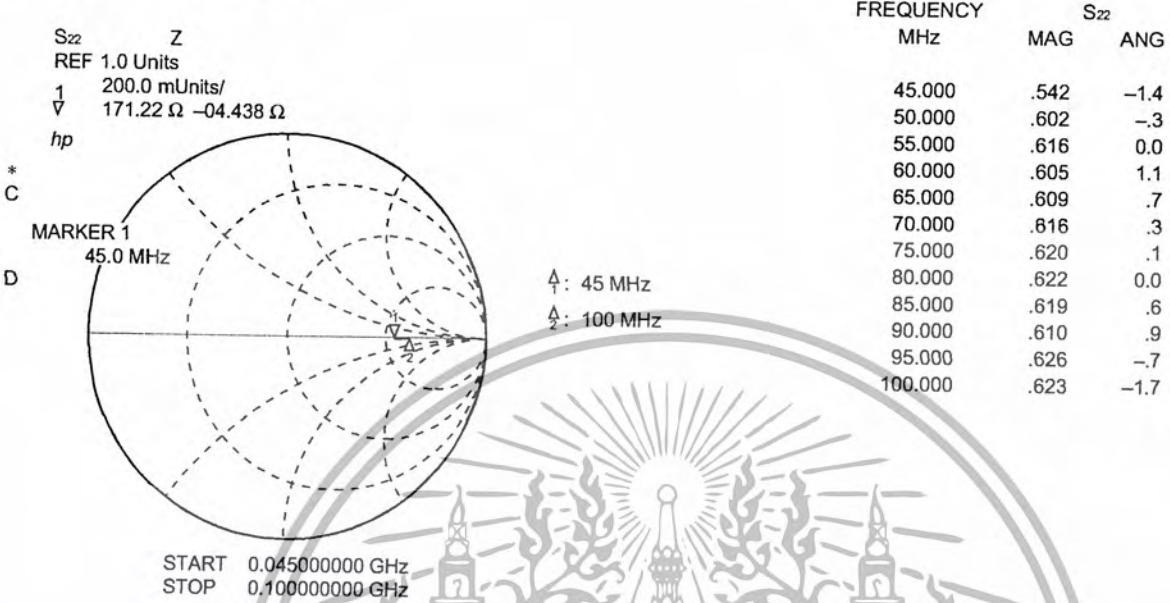
$V_{cc} = 5.0 \text{ V}$



μ PB1506GV

S₂₂ vs. OUTPUT FREQUENCY

Divide by 64 mode, V_{cc} = 5.0 V



μ PB1506GV

S₂₂ vs. OUTPUT FREQUENCY

Divide by 128 mode, V_{cc} = 5.0 V

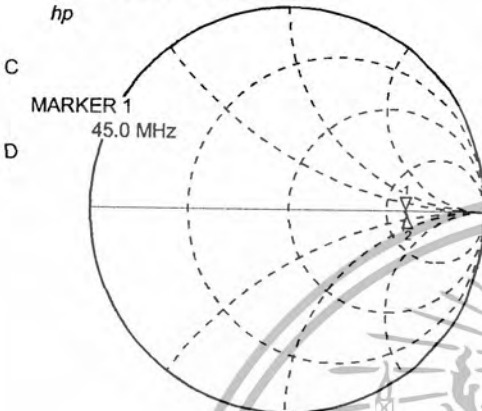


μ PB1506GV

S₂₂ vs. OUTPUT FREQUENCY

Divide by 256 mode, V_{cc} = 5.0 V

S₂₂ Z
 REF 1.0 Units
 1 200.0 mUnits/
 V 199.25 Ω -05.992 Ω
 hp



FREQUENCY MHz	MAG	S ₂₂ ANG
45.000	.601	-9
50.000	.609	-1.6
55.000	.611	-1.5
60.000	.620	-1.4
65.000	.607	-2.1
70.000	.815	-1.9
75.000	.613	-3.2
80.000	.611	-2.8
85.000	.607	-2.5
90.000	.605	-2.4
95.000	.610	-3.0
100.000	.608	-2.8

START 0.045000000 GHz
 STOP 0.100000000 GHz

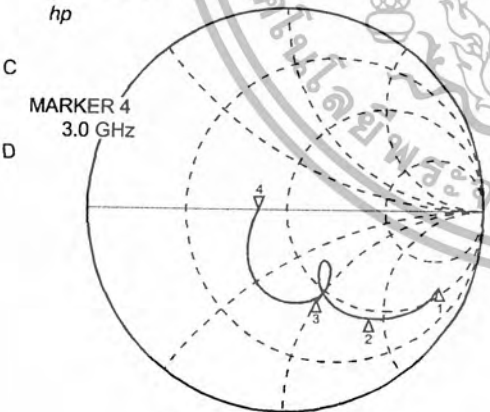
Δ : 45 MHz
 Δ : 100 MHz

μ PB1507GV

S₁₁ vs. INPUT FREQUENCY

V_{cc} = 5.0 V

S₁₁ Z
 REF 1.0 Units
 4 200.0 mUnits/
 V 38.111 Ω 0.9707 Ω
 hp



FREQUENCY MHz	MAG	S ₁₁ ANG
500.0000	.857	-27.5
600.0000	.849	-32.0
700.0000	.800	-38.9
800.0000	.764	-43.8
900.0000	.725	-49.0
1000.0000	.665	-50.9
1100.0000	.619	-55.3
1200.0000	.573	-59.3
1300.0000	.531	-61.3
1400.0000	.484	-62.8
1500.0000	.439	-63.0
1600.0000	.377	-59.1
1700.0000	.340	-54.1
1800.0000	.377	-54.7
1900.0000	.441	-59.5
2000.0000	.464	-67.2
2100.0000	.443	-67.4
2200.0000	.466	-74.5
2300.0000	.465	-81.3
2400.0000	.454	-89.4
2500.0000	.433	-99.2
2600.0000	.383	-109.6
2700.0000	.350	-114.0
2800.0000	.332	-124.2
2900.0000	.271	-141.2
3000.0000	.185	-163.6

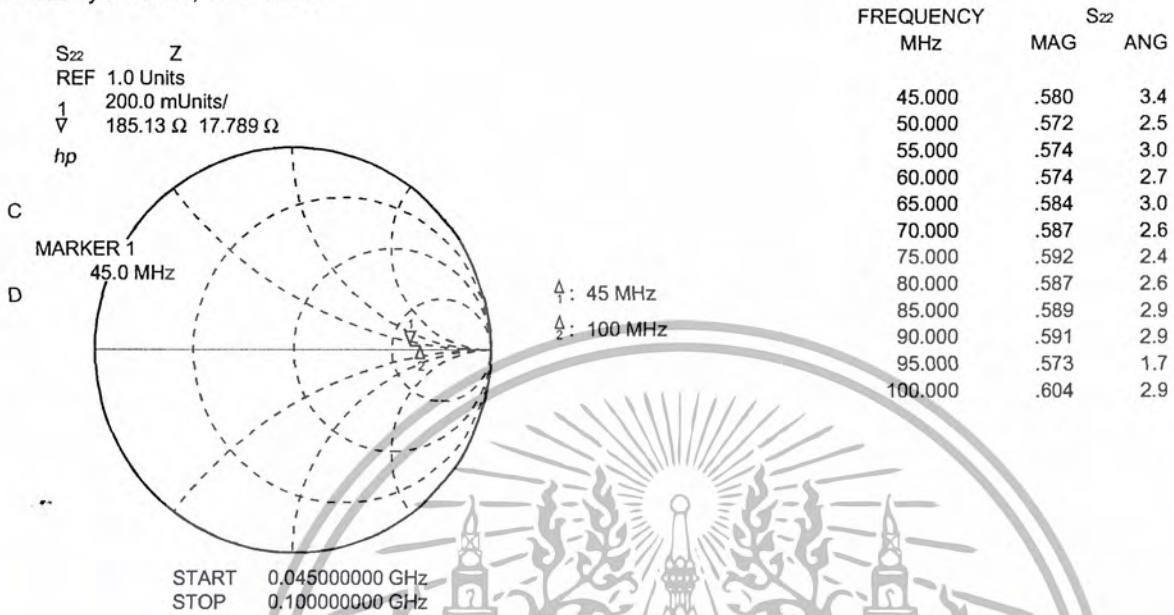
START 0.500000000 GHz
 STOP 3.000000000 GHz

Δ : 500 MHz
 Δ : 1000 MHz
 Δ : 2000 MHz
 Δ : 3000 MHz

μ PB1507GV

S₂₂ vs. OUTPUT FREQUENCY

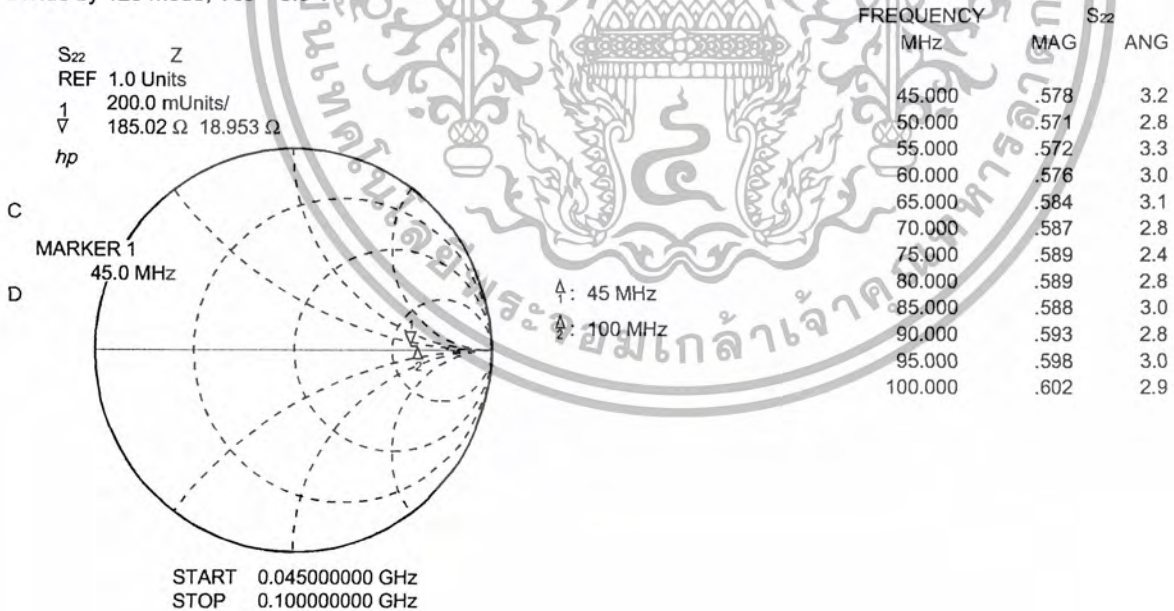
Divide by 64 mode, V_{cc} = 5.0 V



μ PB1507GV

S₂₂ vs. OUTPUT FREQUENCY

Divide by 128 mode, V_{cc} = 5.0 V



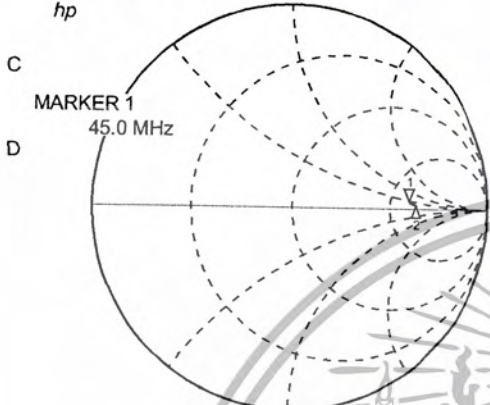
μ PB1507GV

S₂₂ vs. OUTPUT FREQUENCY

Divide by 256 mode, V_{cc} = 5.0 V

S₂₂ Z
 REF 1.0 Units
 1 200.0 mUnits/
 V 186.76 Ω 17.82 Ω
 hp

FREQUENCY MHz	S ₂₂ MAG	S ₂₂ ANG
45.000	.580	3.0
50.000	.572	2.8
55.000	.571	2.9
60.000	.576	2.9
65.000	.585	3.2
70.000	.590	2.8
75.000	.589	2.5
80.000	.590	2.6
85.000	.588	2.9
90.000	.597	2.9
95.000	.600	3.1
100.000	.601	3.1



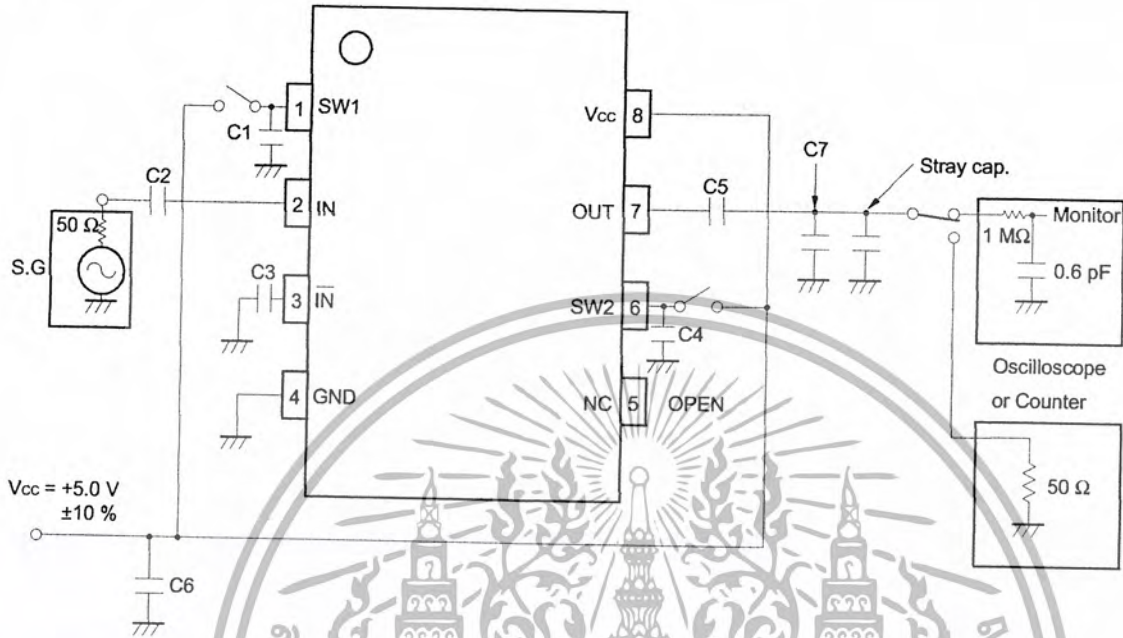
Δ : 45 MHz
 Δ : 100 MHz

START 0.045000000 GHz
 STOP 0.100000000 GHz



TEST CIRCUIT

μ PB1506GV



- SG (HP-8665A)
- Counter (HP5350B) : To measure input sensitivity
or
Oscilloscope : To measure output voltage swing

Divide ratio setting

		SW2	
		H	L
SW1	H	1/64	1/128
	L	1/128	1/256

H: Connect to Vcc
L: Connect to GND or OPEN

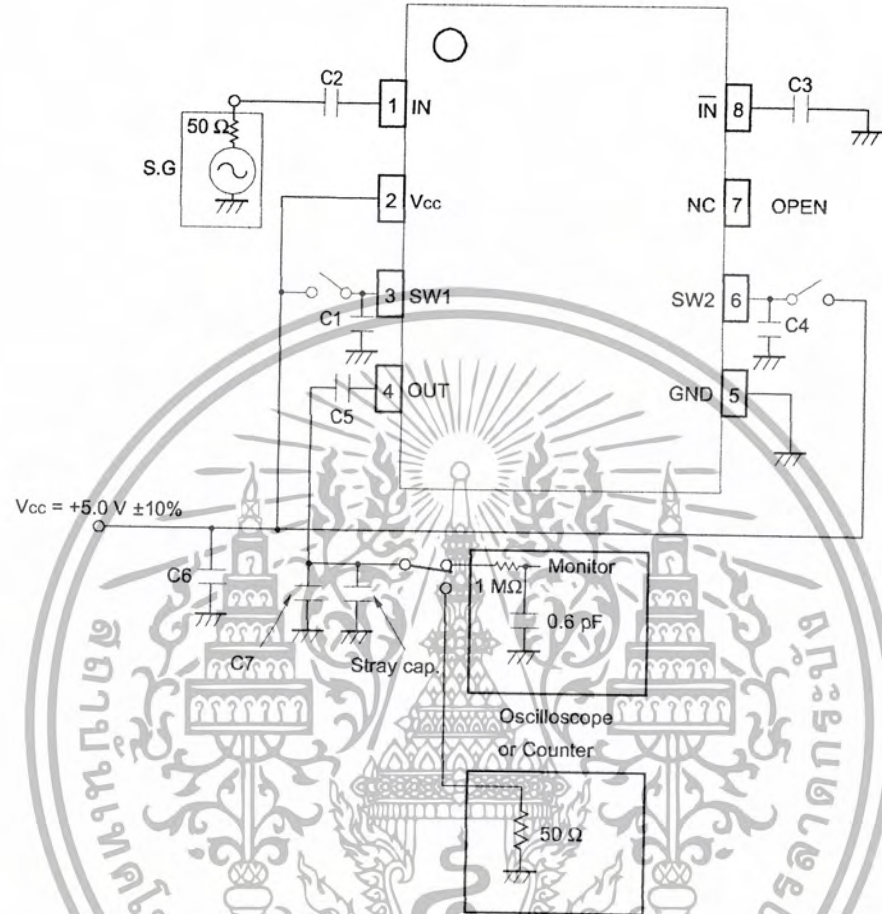
COMPONENT LIST

	μ PB1506GV	μ PB1507GV
C1 to C5	1 000 pF	1 000 pF
C6	10 000 pF	10 000 pF
Stray cap.	Aprox 4 pF	Aprox 5 pF
C7	3.5 pF*	2.5 pF*

* Capacitance $C_L = 8$ pF for DUT includes C7 value + stray capacitance on the board and measurement equipment.

TEST CIRCUIT

μ PB1507GV



- SG (HP-8665A)
- Counter (HP5350B) : To measure input sensitivity
or
Oscilloscope : To measure output voltage swing

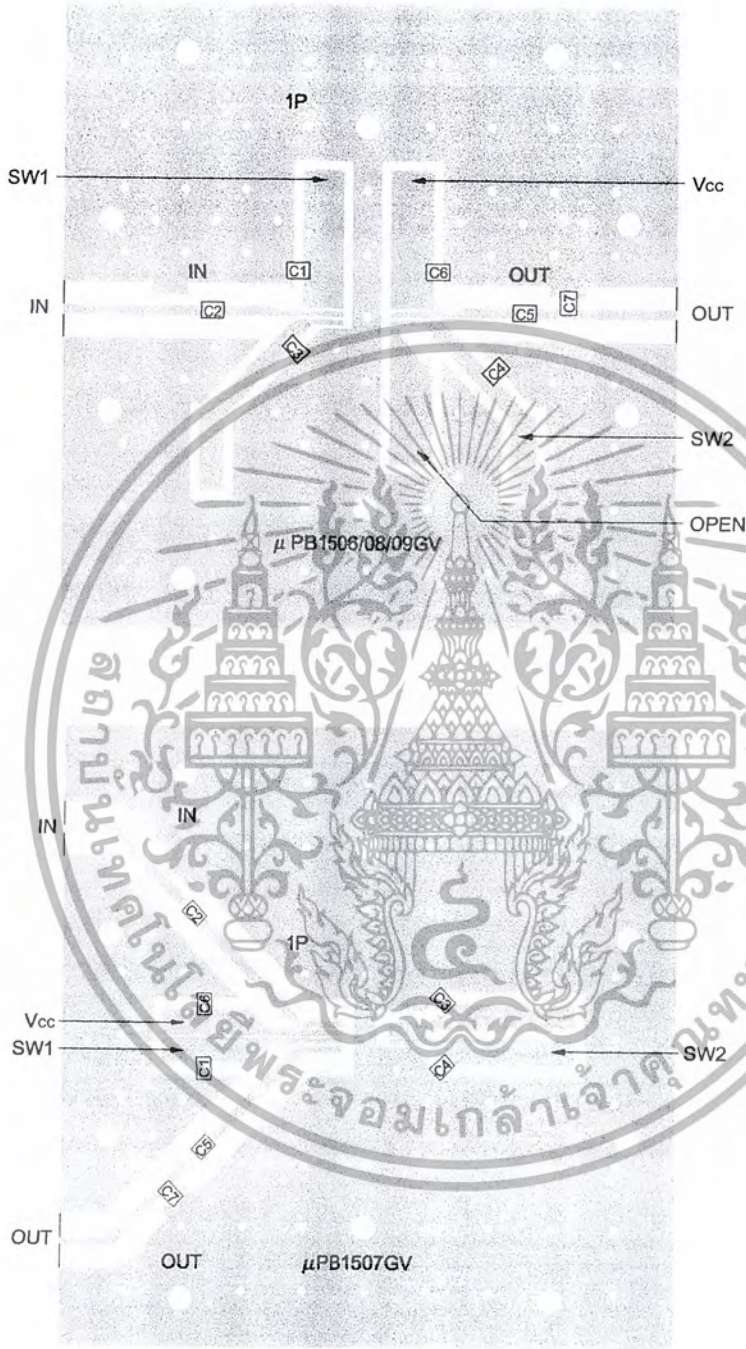
Divide ratio setting

		SW2	
		H	L
SW1	H	1/64	1/128
	L	1/128	1/256

H: Connect to Vcc

L: Connect to GND or OPEN

ILLUSTRATION OF THE TEST CIRCUIT ASSEMBLED ON EVALUATION BOARD
μPB1506GV

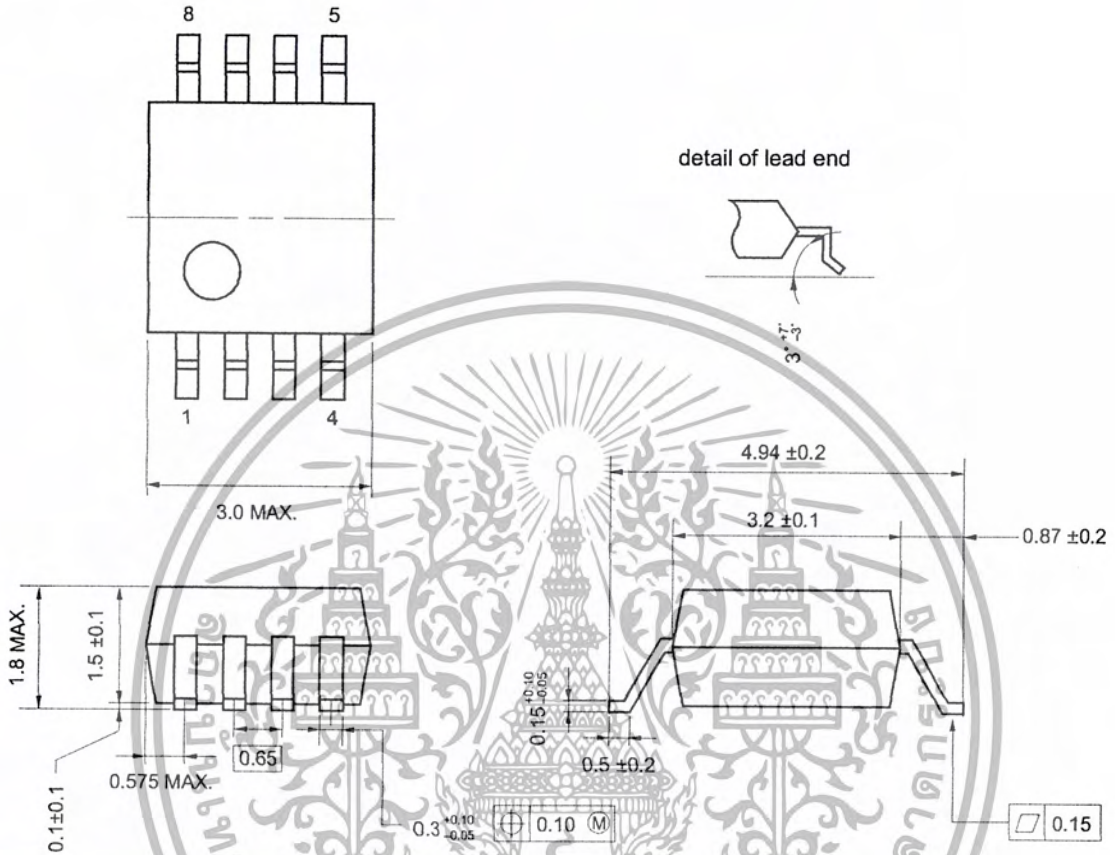


EVALUATION BOARD CHARACTERS

- (1) 35 μm thick double-sided copper clad 50 × 50 × 0.4 mm polyimide board
- (2) Back side: GND pattern
- (3) Solder plated patterns
- (4) ◦○ : Through holes

PACKAGE DIMENSIONS

8 PIN PLASTIC SSOP (UNIT: mm) (175 mil)



NOTE CORRECT USE

- (1) Observe precautions for handling because of electro-static sensitive devices.
- (2) Form a ground pattern as wide as possible to minimize ground impedance (to prevent undesired operation).
- (3) Keep the wiring length of the ground pins as short as possible.
- (4) Connect a bypass capacitor (e.g. 10 000 pF) to the Vcc pin.

RECOMMENDED SOLDERING CONDITIONS

This product should be soldered in the following recommended conditions. Other soldering methods and conditions than the recommended conditions are to be consulted with our sales representatives.

μPB1506GV, μPB1507GV

Soldering method	Soldering conditions	Recommended condition symbol
Infrared ray reflow	Package peak temperature: 235 °C, Hour: within 30 s. (more than 210 °C), Time: 3 times, Limited days: no.*	IR35-00-3
VPS	Package peak temperature: 215 °C, Hour: within 40 s. (more than 200 °C), Time: 3 times, Limited days: no.*	VP15-00-3
Wave soldering	Soldering tub temperature: less than 260 °C, Hour: within 10 s., Time: 1 time, Limited days: no.	WS60-00-1
Pin part heating	Pin area temperature: less than 300 °C, Hour: within 3 s./pin, Limited days: no.*	

* It is the storage days after opening a dry pack, the storage conditions are 25 °C, less than 65 % RH.

Caution The combined use of soldering method is to be avoided (However, except the pin area heating method).

For details of recommended soldering conditions for surface mounting, refer to information document SEMICONDUCTOR DEVICE MOUNTING TECHNOLOGY MANUAL (C10535E).

[MEMO]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ATTENTION

OBSERVE PRECAUTIONS
FOR HANDLING
ELECTROSTATIC
SENSITIVE
DEVICES

No part of this document may be copied or reproduced in any form or by any means without the prior written consent of NEC Corporation. NEC Corporation assumes no responsibility for any errors which may appear in this document.

NEC Corporation does not assume any liability for infringement of patents, copyrights or other intellectual property rights of third parties by or arising from use of a device described herein or any other liability arising from use of such device. No license, either express, implied or otherwise, is granted under any patents, copyrights or other intellectual property rights of NEC Corporation or others.

While NEC Corporation has been making continuous effort to enhance the reliability of its semiconductor devices, the possibility of defects cannot be eliminated entirely. To minimize risks of damage or injury to persons or property arising from a defect in an NEC semiconductor device, customers must incorporate sufficient safety measures in its design, such as redundancy, fire-containment, and anti-failure features.

NEC devices are classified into the following three quality grades:

"Standard", "Special", and "Specific". The Specific quality grade applies only to devices developed based on a customer designated "quality assurance program" for a specific application. The recommended applications of a device depend on its quality grade, as indicated below. Customers must check the quality grade of each device before using it in a particular application.

Standard: Computers, office equipment, communications equipment, test and measurement equipment, audio and visual equipment, home electronic appliances, machine tools, personal electronic equipment and industrial robots

Special: Transportation equipment (automobiles, trains, ships, etc.), traffic control systems, anti-disaster systems, anti-crime systems, safety equipment and medical equipment (not specifically designed for life support)

Specific: Aircrafts, aerospace equipment, submersible repeaters, nuclear reactor control systems, life support systems or medical equipment for life support, etc.

The quality grade of NEC devices is "Standard" unless otherwise specified in NEC's Data Sheets or Data Books. If customers intend to use NEC devices for applications other than those specified for Standard quality grade, they should contact an NEC sales representative in advance.

Anti-radioactive design is not implemented in this product.

M4 96.5

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สำเร็จลุล่วงได้โดยได้รับความช่วยเหลือเป็นอย่างดีจากบุคคลหลายๆท่าน ขอ
ขอบพระคุณ รศ.ณรงค์ เหมกรณ์,รศ.นิภา ตีลาจฺจิติ ที่ได้ให้คำแนะนำ คำปรึกษาตั้งแต่ช่วงเริ่มต้นจนถึงช่วงสุด
ท้ายของการทำโครงการ ขอบคุณ คุณสนธยา คุ่มแสน ที่ช่วยแนะนำและให้ความรู้ด้านความถี่สูง ขอบคุณที่
ปริญญโทที่เอื้อเพื่ออุปกรณ์และคำแนะนำ และที่ขาดมิได้ก็คือขอขอบพระคุณ บิดา มารดาและญาติพี่น้อง
ที่ช่วยเป็นกำลังใจในการทำงานตลอดมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. Stephen A Mass, Microwave Mixer Artech House Inc, 1986
2. G.Matthaei, L.Young, E.M.T.Jones Microwave Filter, Impedance-Matching Network,And Coupling Structures Artech House Inc,1980
3. สุชาติ กังวาลจิตต์,หลักการทำงานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร,บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด,กรุงเทพฯ,2538
4. Kraus,John Daniel,Antenna all application,McGrew-Hill Inc,2003
5. บัณฑิต โรจน์อารยานนท์,วิศวกรรมสายอากาศ,สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย,2536



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้