

ระบบโปรเจคเตอร์แบบไร้สาย  
WIRELESS PROJECTOR SYSTEM



T119152



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....  
วัน,เดือน,ปี.....

T119152

6 S.A. 2554

b.....  
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบโปรเจคเตอร์แบบไร้สาย  
WIRELESS PROJECTOR SYSTEM



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2553

ผ่านการตรวจชิ้นงานแล้ว  
(ลงชื่อ) Tulayee Imph... ผู้ตรวจ

ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว  
(ลงชื่อ) Tulayee Imph... ผู้ตรวจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบให้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ หากมีข้อสงสัยหรือข้อผิดพลาดใดๆ กรุณาแจ้งมายังหน่วยงานต้นสังกัด และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2553

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบโปรเจคเตอร์แบบไร้สาย

WIRELESS PROJECTOR SYSTEM

ผู้จัดทำ

1. นางสาว ธนาภา อยู่อินทร์ 50010653
2. นางสาว นภัสสร พุทธิพร 50010753
3. นาย วิทวัส สິงษ์ธนะ 50011467

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเจียน)

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(รศ.ดร. จีรสุดา โกนิยาภรณ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการฉบับนี้จัดทำขึ้นเป็นผลสำเร็จได้ เนื่องด้วยได้รับความอนุเคราะห์ และได้รับคำปรึกษาด้วยดีจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน และ รศ.ดร.จิรสุดา โกนียาภรณ์ ที่ช่วยให้คำแนะนำ คำปรึกษา และข้อคิดเห็นที่ตลอดมา ขอขอบคุณ พี่ๆ เพื่อนๆ ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือ ให้กำลังใจ คอยให้ข้อคิดเห็นมาตลอด ขอขอบคุณปริญญานิพนธ์ต่างๆ ที่เป็นพื้นฐานอ้างอิงในการออกแบบ และการประยุกต์ที่เกี่ยวกับผลงานชิ้นนี้ และที่สำคัญ ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ท้ายสุดขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ไม่ได้กล่าวถึงในที่นี้ ที่กรุณาประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ รวมถึงแนวทางการคิด และแนวทางการปฏิบัติให้แก่ผู้จัดทำ จนทำให้โครงการฉบับนี้สำเร็จผลตามเป้าหมาย

นางสาวธนาภา อยู่อินทร์

นางสาวนภัสสร พุทธิพร

นายวิวัฒน์ สิงห์ชนะ

ผู้จัดทำ

## ระบบโปรเจกเตอร์แบบไร้สาย

## WIRELESS PROJECTOR SYSTEM

โดย	นางสาว ธนาภา	อยู่อินทร์	50010653
	นางสาว นภััสสร	พุทธิพร	50010753
	นาย วิวัฒน์	สิงห์ชนะ	50011467

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน  
รศ.ดร. จีวิศุตา โกษียาภรณ์

## บทคัดย่อ

ระบบโปรเจกเตอร์แบบไร้สายนี้ เป็นการนำหลักการมอดูเลตและดีมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด มาประยุกต์ใช้เพื่อทำให้ลดการใช้สายเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์กับเครื่องโปรเจกเตอร์ โดยโครงงานที่นำเสนอจะประกอบไปด้วย เครื่องส่งสัญญาณภาพ และเครื่องรับสัญญาณภาพ ซึ่งมีหลักการทำงานของอุปกรณ์ดังนี้ ในส่วนของเครื่องส่งสัญญาณภาพจะรับสัญญาณมาจากคอมพิวเตอร์ซึ่งเป็นสัญญาณชนิดวีจีเอ จากนั้นทำการแปลงสัญญาณให้เป็นสัญญาณภาพ และมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด เพื่อส่งผ่านสัญญาณคลื่นวิทยุออกทางสายอากาศไปยังเครื่องรับ จากนั้นเครื่องรับจะรับสัญญาณคลื่นวิทยุ และดีมอดูเลตได้เป็นสัญญาณภาพ และส่งออกไปให้กับเครื่องโปรเจกเตอร์ เพื่อแสดงภาพต่อไป ซึ่งอุปกรณ์ดังกล่าวนอกจากจะทำให้เกิดความคล่องตัวในการใช้งานแล้วยังช่วยลดเวลาในการเชื่อมต่ออุปกรณ์ได้อีกด้วย

## ABSTRACT

A Wireless projector system applies the techniques of AM modulator and demodulator to get rid of cables between computer and projector. This project consists of a transmitter and a receiver. The principle of this equipment can be described as follows. The transmitter transforms the VGA signal obtained from the computer into a video signal. Then the AM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

modulation is performed to transmit the video signal via radio wave to the receiver. At the receiver, the received radio signal is demodulated into the video signal which is finally sent to display at the projector. The process of receiving and transmitting signal in this project is achieved by using wireless communication. The proposed device not only increases flexibility of devicing usage but also reduces time of devicing interface.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VI
สารบัญตาราง	XII
<b>บทที่ 1</b>	
<b>บทนำ</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์	2
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
<b>บทที่ 2</b>	
<b>ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง</b>	<b>4</b>
2.1 สัญญาณภาพ	4
2.2 หลักการทำงานของจอโมนิเตอร์	7
2.3 ระบบส่งสัญญาณภาพไร้สาย	14
2.4 ระบบรับสัญญาณภาพไร้สาย	36
2.5 สายอากาศ	41
<b>บทที่ 3</b>	
<b>การออกแบบและการจัดทำปริญญาณิพนธ์</b>	<b>62</b>
3.1 การออกแบบ	62
3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง	82
3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
<b>บทที่ 4</b>	<b>ผลการทดลอง</b>
	<b>84</b>
4.1	ผลการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี
	84
4.2	ผลการทดสอบระบบส่งสัญญาณภาพ
	89
4.3	ผลการทดสอบระบบรับสัญญาณภาพ
	100
4.4	ผลการทดสอบสายอากาศ
	102
4.5	ผลการทดสอบการรับ - ส่งสัญญาณภาพผ่านทางสายอากาศ
	110
4.6	ผลการทดสอบการรับ - ส่งสัญญาณภาพไร้สาย
	115
<b>บทที่ 5</b>	<b>สรุปผลและข้อเสนอแนะ</b>
	<b>121</b>
5.1	สรุปผล
	121
5.2	ข้อเสนอแนะ
	122
<b>บรรณานุกรม</b>	<b>123</b>
<b>ภาคผนวก</b>	<b>ข้อมูลไอซี AD724</b>
	124

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ระบบการส่งสัญญาณภาพ	2
1.2 ระบบการรับสัญญาณภาพ	3
2.1 ลักษณะการต่อสายจากคอมพิวเตอร์ด้วยเคเบิลชนิดซีบี	8
2.2 การสแกนทางแนวนอน	11
2.3 การสแกนทางแนวตั้ง	12
2.4 ช่องสัญญาณเอสวีดีโอ	13
2.5 สายเคเบิลแบบสองหัวสำหรับเอสวีดีโอ และวีดีโอ	14
2.6 วงจรป้อนกลับแบบบวก	16
2.7 รูปทั่วไปของวงจรรอสวิตเตอร์แบบเชื่อมต่อสามจุด	19
2.8 วงจรเบื้องต้นของโคลฟิลด์ทรานซิสเตอร์	19
2.9 วงจรสมมูลของวงจรถูก	20
2.10 วงจรเบื้องต้นของโคลฟิลด์ทรานซิสเตอร์เมื่อรวมเข้ากับทริเมอร์	23
2.11 วงจรการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด	26
2.12 องค์ประกอบความถี่สัญญาณที่มอดูเลตแบบดีเอสบี-เอสซี (DSB-SC)	27
2.13 สัญญาณคลื่น $\phi_{AM}(t)$ ตามสมการที่ (2.34)	30
2.14 วงจรขยายคลาส A แบบต่อโหลดโดยตรง	32
2.15 กราฟแสดงเส้นโหลด	33
2.16 การสวิงของสัญญาณเอาต์พุต	33
2.17 การกลับเฟส หรือขั้วของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ	34
2.18 วงจรแบบสมมาตรเชิงคู่ประกอบ	36
2.19 สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลต	39
2.20 วงจรตรวจจับสัญญาณ (ENVELOPE)	40
2.21 การตรวจจับกรอบสัญญาณ (ENVELOPE)	40
2.22 สายอากาศไดโพล	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.23 ระนาบสนามไฟฟ้า: E-PLANE (Y-Z) และระนาบสนามแม่เหล็ก: H-PLANE (X-Y) ของสายอากาศไดโพล	44
2.24 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า (E-PLANE) ของ ไดโพลอุดมคติ	44
2.25 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-PLANE) ของไดโพลอุดมคติ	45
2.26 การแจกแจงของกระแสบนสายอากาศไดโพล $\lambda/2$	46
2.27 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานระนาบสนามไฟฟ้า (E-PLANE) ของสายอากาศไดโพล $\lambda/2$ (เส้นทึบ) และไดโพลอุดมคติ (เส้นประ)	47
2.28 ลักษณะการโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล	47
2.29 กราฟแมตซ์โดยใช้การแปลงอิมพีแดนซ์ของสายส่งความยาว $\lambda/4$	49
2.30 การแมตซ์สายส่งเข้าด้วยกัน	50
2.31 ระบบการแมตซ์โดยใช้สายตัวแปลง $\lambda/4$ สองเส้นต่อพ่วงกัน	50
2.32 แสดงลักษณะของ ตัวป้อนสัญญาณ แบบ 2-WAY POWER DIVIDER	52
2.33 ลักษณะของขนาดของสายทองแดงที่ใช้แทนสายส่ง	52
2.34 ระบบที่กีดขวางกลบซึ่งใช้สำหรับวิเคราะห์แบบรูปการแผ่กำลังงานของ สายอากาศ	55
2.35 แบบรูปการแผ่กำลังงานแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว	56
2.36 สายอากาศในโหมดส่ง	57
2.37 การก่อรูปคลื่นนิ่ง	60
2.38 การเกิดการย้อนกลับของกำลังงาน	61
3.1 ระบบส่งสัญญาณภาพ	62
3.2 ระบบรับสัญญาณภาพ	63
3.3 วงจรแปลงสัญญาณวีจีโอเป็นสัญญาณเอวี	64

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์	65
3.5 วงจรแอมพลิฟายเออร์	66
3.6 วงจรขยายกำลัง	69
3.7 วงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก	73
3.8 วงจรรวมระบบส่งสัญญาณภาพ	75
3.9 วงจรจูนเนอร์	76
3.10 สายอากาศไดโพลบนแผ่นพีซีบี	77
3.11 ความหนาของแผ่น FR-4	77
3.12 กราฟแสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ	79
3.13 กราฟแสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง	79
3.14 กราฟแสดงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์	80
3.15 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า จากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO	81
3.16 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก จากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO	81
4.1 วงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี	84
4.2 สัญญาณฮอว์ริซอลทอลซิงค์ และสัญญาณเวอร์ติคอลลซิงค์	85
4.3 สัญญาณสีแดง	85
4.4 สัญญาณสีเขียว	86
4.5 สัญญาณสีน้ำเงิน	86
4.6 การวัดสัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี	87
4.7 สัญญาณเอวีที่วัดได้จากวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวีที่ แสดงผลทางออสซิลโลสโคป	87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8 สัญญาณเอวี่ที่วัดได้จากวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี่ที่แสดงผลทางโทรทัศน์	88
4.9 สัญญาณเอวี่ที่วัดได้จากวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี่เทียบกับสัญญาณเอวี่มาตรฐาน	88
4.10 วงจรออสซิลเลเตอร์	89
4.11 สัญญาณหลังผ่านวงจรออสซิลเลเตอร์	90
4.12 วงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก	91
4.13 สัญญาณหลังผ่านวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก	91
4.14 วงจรมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด	92
4.15 สัญญาณหลังผ่านวงจรมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด	93
4.16 วงจรรวมของระบบส่งสัญญาณภาพ	94
4.17 คลื่นพาห้มอดูเลตกับสัญญาณไซน์ ความถี่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	94
4.18 คลื่นพาห้มอดูเลตกับสัญญาณไซน์ ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์	95
4.19 คลื่นพาห้มอดูเลตกับสัญญาณไซน์ ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์	95
4.20 คลื่นพาห้มอดูเลตกับสัญญาณไซน์ ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์	96
4.21 คลื่นพาห้มอดูเลตกับสัญญาณไซน์ ความถี่ 200 กิโลเฮิร์ตซ์	96
4.22 สัญญาณคลื่นพาห้ที่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์	97
4.23 คลื่นพาห้มอดูเลตกับสัญญาณไซน์ ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์	97
4.24 คลื่นพาห้มอดูเลตกับสัญญาณไซน์ ความถี่ 2 เมกะเฮิร์ตซ์	98
4.25 คลื่นพาห้มอดูเลตกับสัญญาณไซน์ 3 เมกะเฮิร์ตซ์	98
4.26 คลื่นพาห้มอดูเลตกับสัญญาณไซน์ 4 เมกะเฮิร์ตซ์	99
4.27 คลื่นพาห้มอดูเลตกับสัญญาณไซน์ 5 เมกะเฮิร์ตซ์	99
4.28 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตเมื่อทำการป้อนสัญญาณวีดีโอ	100
4.29 วงจรจูนเนอร์STUDIO ที่ความถี่ 520 MHz	101

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.30 ผลการทดลองที่ได้จากวงจรจูนเนอร์	101
4.31 ลักษณะของสายอากาศที่ออกแบบผ่าน	102
โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์	
4.32 กราฟค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศที่ออกแบบ	103
ผ่าน โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์	
4.33 กราฟอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ออกแบบ	103
ผ่าน โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์	
4.34 กราฟอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ออกแบบ	104
ผ่าน โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์	
4.35 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในผ่านโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์	104
4.36 ลักษณะของสายอากาศไดโพลบนแผ่นพีซีบีที่สร้างได้ที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์	106
4.37 กราฟค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์	106
4.38 กราฟค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์	107
4.39 กราฟอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์	108
4.40 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า	109
เมื่อเปรียบเทียบระหว่างค่าที่ได้จากการจำลองกับการทดสอบจริง	
4.41 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก	110
เมื่อเปรียบเทียบระหว่างค่าที่ได้จากการจำลองกับการทดสอบจริง	
4.42 การรับ – ส่งสัญญาณมอดูเลตผ่านสายอากาศ	110
4.43 รูปสัญญาณมอดูเลตเมื่อผ่านการรับ – ส่งสัญญาณผ่านสายอากาศ	111
4.44 ภาพการวัดระยะของสัญญาณภาพ	111

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.45 ภาพจากกล้องวีดีโอโดยวัดที่ระยะ 10 เมตร	112
4.46 ภาพจากกล้องวีดีโอโดยวัดที่ระยะ 20 เมตร	112
4.47 ภาพจากกล้องวีดีโอโดยวัดที่ระยะ 30 เมตร	113
4.48 ภาพจากกล้องวีดีโอโดยวัดที่ระยะ 40 เมตร	113
4.49 ภาพจากกล้องวีดีโอโดยวัดที่ระยะ 50 เมตร	114
4.50 ภาพจากกล้องวีดีโอโดยวัดที่ระยะ 60 เมตร	114
4.51 ภาพจากกล้องวีดีโอโดยวัดที่ระยะ 70 เมตร	115
4.52 ผลการทดสอบระบบรับ – ส่งสัญญาณภาพไร้สาย	116
4.53 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 10 เมตร	116
4.54 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 20 เมตร	117
4.55 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 30 เมตร	117
4.56 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 40 เมตร	118
4.57 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 50 เมตร	118
4.58 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 60 เมตร	119
4.59 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 70 เมตร	119
4.60 ภาพที่ได้จากระบบโปรเจกเตอร์ไร้สายเมื่อนำสัญญาณภาพ จากวีจีเอพอร์ต	120
4.61 ภาพที่ได้จากระบบโปรเจกเตอร์ไร้สายเมื่อนำสัญญาณภาพ จากสายเอสวีดีโอ	120

## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2.1	ความถี่สถานีโทรทัศน์ที่ออกอากาศในปัจจุบัน	7
2.2	วงจรรอสซิจิลเลเตอร์แบบคลื่นไซน์	15



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบัน โปรเจคเตอร์มีความสำคัญอย่างมากในการใช้เพื่อนำเสนอข้อมูลต่าง ๆ ทั้งในหน่วยงานราชการ สถานศึกษา หรือใช้เพื่อเพิ่มความบันเทิงภายในบ้าน เช่น นำมาใช้ฉายภาพยนตร์ เป็นต้น เพราะโปรเจคเตอร์ช่วยให้การสื่อสารกระจายไปสู่คนจำนวนมากได้ โดยหลักการทำงานของโปรเจคเตอร์นั้นจะต้องมีการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์ต่าง ๆ เช่น คอมพิวเตอร์ โทรแท็บเล็ต หรือเครื่องเล่นดีวีดี เข้ากับโปรเจคเตอร์ โปรเจคเตอร์จึงจะทำการฉายภาพต่อไป ซึ่งโดยส่วนมากนั้น โปรเจคเตอร์จะถูกนำมาใช้คู่กับคอมพิวเตอร์เพื่อนำเสนอข้อมูลต่างๆ จะเห็นได้ว่าในบางครั้งในการเชื่อมต่อระหว่างสายของโปรเจคเตอร์กับเครื่องคอมพิวเตอร์จะทำให้เกิดความยุ่งยาก เนื่องจากสายที่ใช้เชื่อมต่อนั้นมีความยาวที่จำกัด ทำให้พื้นที่ในการใช้งานถูกจำกัดให้เล็กลงได้ อีกทั้งความยุ่งยากในการเชื่อมต่อสายอีกด้วย

ดังนั้นเพื่อความสะดวกสบาย และความประหยัดของผู้ใช้งาน ผู้จัดทำจึงได้จัดทำระบบโปรเจคเตอร์ไร้สายขึ้นมา ซึ่งประกอบไปด้วยเครื่องส่งสัญญาณภาพ และเครื่องรับสัญญาณภาพ ซึ่งมีหลักการทำงานของอุปกรณ์ดังนี้ ในส่วนของเครื่องส่งสัญญาณภาพจะรับสัญญาณมาจากคอมพิวเตอร์ซึ่งเป็นสัญญาณชนิดวีจีเอ จากนั้นทำการแปลงสัญญาณให้เป็นสัญญาณเอวี และมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด ที่ความถี่ประมาณ 520 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อส่งผ่านสัญญาณคลื่นวิทยุออกทางสายอากาศไปยังเครื่องรับ จากนั้นเครื่องรับจะรับสัญญาณคลื่นวิทยุ และดีมอดูเลตได้เป็นสัญญาณภาพ และส่งออกไปให้กับเครื่องโปรเจคเตอร์เพื่อแสดงภาพต่อไป ทำให้ผู้ใช้เกิดความคล่องตัวในการใช้งาน ทำให้ระยะของพื้นที่การใช้งานเพิ่มขึ้น รวมทั้งทำให้เกิดความประหยัดเนื่องจากสามารถนำไปใช้กับเครื่องโปรเจคเตอร์ที่มีอยู่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

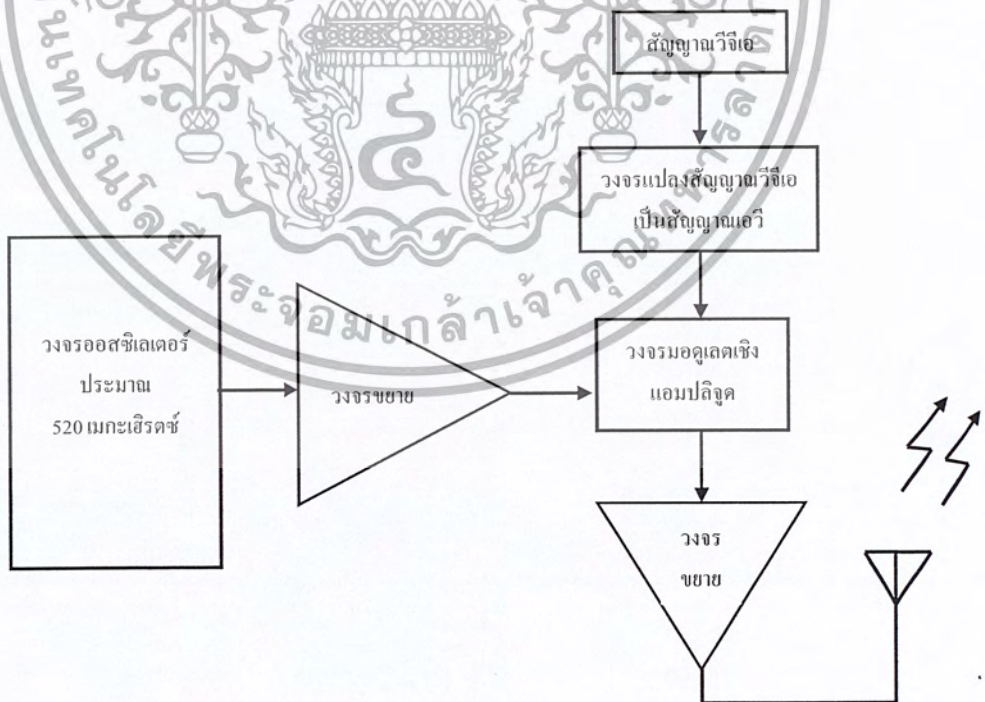
## 1.2 วัตถุประสงค์

- 1) เพื่อศึกษาการมอดูเลต และดีมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด
- 2) เพื่อศึกษาการทำงาน และออกแบบสายอากาศ
- 3) เพื่อศึกษาการแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี

## 1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

### 1.3.1 ระบบส่งสัญญาณภาพ

เป็นระบบที่ทำหน้าที่รับสัญญาณวีจีเอจากคอมพิวเตอร์แล้วแปลงมาเป็นสัญญาณเอวี จากนั้นจึงทำการมอดูเลตสัญญาณเชิงแอมพลิจูดแล้วส่งสัญญาณออกทางสายอากาศ จากรูปที่ 1.1 ระบบการส่งสัญญาณภาพแสดงถึงบล็อก ไดอะแกรมของภาคส่ง ประกอบไปด้วย วงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี วงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรเอเอ็มมอดูเลเตอร์ วงจรขยาย และสายอากาศ

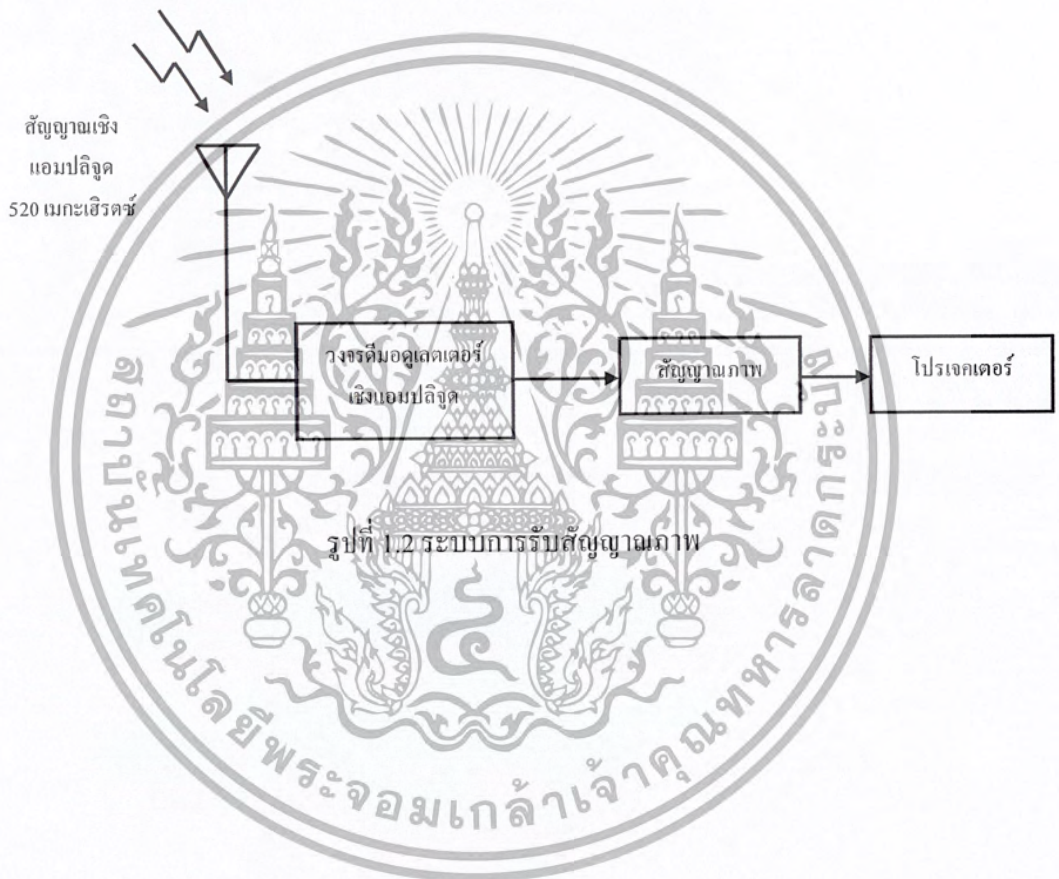


รูปที่ 1.1 ระบบการส่งสัญญาณภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 1.3.2 ระบบรับสัญญาณภาพ

เป็นระบบที่รับสัญญาณเอเอ็มแล้วตีมอดูเลตมาเป็นสัญญาณภาพ ซึ่งจากภาพที่ 1.2 ระบบการรับภาพแสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของภาครับ ประกอบไปด้วยเสาอากาศ ตัวตีมอดูเลตเตอร์เชิงแอมพลิฟิแคด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 สัญญาณภาพ

##### 2.1.1 การกำเนิดสัญญาณภาพ

การกำเนิดสัญญาณภาพนั้น กล้องถ่ายภาพเรียกว่า แคมเมอร่าทิว (Camera Tube) นั้น จะดำเนินการถ่ายภาพต่างๆ เช่น คน จิว หรือวัตถุต่างๆ กล้องถ่ายจะเปลี่ยนจากภาพต่างๆ มาเป็น สัญญาณทางไฟฟ้าของภาพ ซึ่งเรียกว่า วิดีโอซิกแนล (Video Signal) แล้วก็ให้นำเอาวิดีโอซิกแนลนี้ไปขยายให้มีกำลังสูงขึ้นในภาควิดีโอแอมป์ต่อไป และในขณะที่เดียวกันจะนำเอาสัญญาณวิดีโอซิกแนลที่ได้นี้ไปรวมกับสัญญาณควบคุมเพื่อบังคับการสแกน ซึ่งสัญญาณนี้เรียกว่า ซิงค์โครไนเซชัน นั้นหมายความว่าสัญญาณวิดีโอซิกแนลจะรวมกันอยู่ในสัญญาณซิงค์โครไนเซชัน และสัญญาณนี้จะเป็นสัญญาณภาพที่สมบูรณ์ เรียกว่า คอมโพสิตวิดีโอซิกแนล

##### 2.1.2 การแพร่ภาพ

การแพร่ภาพโทรทัศน์ เป็นการส่งข้อมูลอีกวิธีหนึ่งที่สามารถทำให้ผู้รับได้ทั้งข้อมูลทางภาพ และทางเสียง เหมือนกับแหล่งที่มา ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือการแพร่ภาพโทรทัศน์แบบแอนะล็อก และการแพร่ภาพโทรทัศน์แบบดิจิทัล ซึ่งการแพร่ภาพในแต่ละประเภทสามารถรับ และส่งข้อมูลได้หลายแบบ เช่น การส่งสัญญาณผ่านสายเคเบิล การส่งสัญญาณผ่านดาวเทียม และการส่งสัญญาณภาคพื้นดิน ซึ่งอาจจะมาจากการถ่ายทอดสด หรือจากการบันทึกเทปไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.2.1 การแพร่ภาพโทรทัศน์แบบแอนะล็อก

โทรทัศน์แอนะล็อก (Analog Television) โทรทัศน์แอนะล็อกเป็นโทรทัศน์ที่มีระบบการส่งสัญญาณภาพ และเสียงในรูปสัญญาณ แอนะล็อกแบบเอเอ็ม และเอฟเอ็ม โดยส่งเป็นสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้า โทรทัศน์ชนิดนี้เป็นโทรทัศน์ที่มีการใช้งานทั่วไป เช่น โทรทัศน์ระบบ NTSC, PAL, SECAM

### 2.1.2.2 การแพร่ภาพโทรทัศน์แบบดิจิทัล

โทรทัศน์ดิจิทัล (Digital Television) เป็นโทรทัศน์ที่มีรูปแบบมาตรฐานพัฒนามาจากโทรทัศน์แอนะล็อกมีระบบการส่งสัญญาณภาพ และเสียงแบบดิจิทัล คือส่งข้อมูลเป็นบิต การส่งข้อมูลแบบนี้สามารถ ส่งข้อมูลได้มากกว่าแบบแอนะล็อกในหนึ่งช่องสัญญาณ จึงเรียกได้อีกชื่อว่า มัลติเคสติง (Multicasting) การส่งสัญญาณเป็นแบบดิจิทัลจึงทำให้ได้คุณภาพของภาพ และเสียงดีกว่าด้วย เช่น โทรทัศน์ระบบ HDTV

### 2.1.3 ระบบการส่งสัญญาณ

#### 2.1.3.1 ระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์แอนะล็อก

การส่งสัญญาณระบบโทรทัศน์สีได้พัฒนามาจากการส่งสัญญาณระบบโทรทัศน์แบบขาว-ดำ โดยที่ได้มีการกำหนดว่าการส่งสัญญาณระบบสีทุกระบบจะต้องให้เครื่องรับขาว-ดำ สามารถรับสัญญาณได้ด้วยเพียงแต่จะเห็นเป็นภาพขาว-ดำเท่านั้น

1. ระบบเอ็นทีเอสซี (NTSC) หรือเรียกว่าระบบเอฟซีซี (FCC) เป็นระบบของสหรัฐอเมริกาแบบนี้เป็นแม่แบบของระบบอื่นๆ โดยมีการส่งภาพ 525 เส้น 30 ภาพต่อวินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการของระบบนี้คือ แทรกคลื่นพาห่อย่อยของสีลงในสัญญาณภาพโดยไม่รบกวนกัน แต่ข้อเสียของระบบนี้คือจะมีความเพี้ยนของสีเกิดขึ้น

2. ระบบพาล (PAL) ระบบพาลได้ถูกพัฒนาขึ้นในประเทศเยอรมนี โดย Dr. Walter Bruch ระบบ พาล หรือเรียกว่าระบบซีซีไออาร์ (CCIR) เป็นระบบที่ปรับปรุงมาจากระบบเอ็นทีเอสซี (NTSC) โดยปรับปรุงเรื่องความผิดพลาดของสีที่เกิดจากเฟสที่เปลี่ยนไปมา โดยมีวิธีการแก้ไขคือเพิ่มเฟสเข้าไป 180 องศาเป็นระบบที่มีการส่ง 625 เส้น 25 ภาพต่อวินาทีซึ่งหลักการของระบบนี้จะเหมือนกันกับหลักการของระบบเอ็นทีเอสซี (NTSC)

3. ระบบซีแคม (SECAM) ระบบซีแคมได้ถูกคิดค้นโดย Henride France นักวิจัยชาวฝรั่งเศส ระบบนี้เป็นระบบที่มีการส่ง 625 เส้น 25 ภาพต่อวินาที หลักการของระบบนี้คือ แยกส่งสัญญาณกำหนดความแตกต่างของสีสลับกันทีละเส้น ในเครื่องรับจะจับสัญญาณไว้ชุดหนึ่งเพื่อ รวมกับสัญญาณในเส้นถัดไปทำให้ได้ภาพสีที่ต้องการส่ง

#### 2.1.4 ระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์ในประเทศไทย

ประเทศไทยใช้ระบบโทรทัศน์พาล (PAL) ซึ่งแบ่งแถบคลื่นความถี่ของการใช้งานโทรทัศน์ออกเป็นย่านความถี่ VHF และ ความถี่ UHF โดยที่ย่านความถี่ VHF ได้ถูกใช้จนเต็มแล้ว ดังนั้นสถานีโทรทัศน์ที่จัดตั้งขึ้นมาใหม่จึงต้องส่งสัญญาณโทรทัศน์ในย่านความถี่ UHF แถบคลื่นความถี่ของความถี่การใช้งานโทรทัศน์ได้แบ่งตามตารางที่ 2.1 ดังนี้

## ตารางที่ 2.1 ความถี่สถานีโทรทัศน์ที่ออกอากาศในปัจจุบัน

ช่องสัญญาณโทรทัศน์	ความถี่
สถานีวิทยุโทรทัศน์กองทัพบกช่อง 5	174 - 181 เมกะเฮิร์ตซ์
สถานีวิทยุโทรทัศน์สีกองทัพบกช่อง 7	188 - 195 เมกะเฮิร์ตซ์
สถานีวิทยุโทรทัศน์โมเดิร์นไนน์ ทีวี	202 - 209 เมกะเฮิร์ตซ์
สถานีวิทยุโทรทัศน์แห่งประเทศไทย ช่อง 11	
กรมประชาสัมพันธ์	216 - 223 เมกะเฮิร์ตซ์
สถานีวิทยุโทรทัศน์ช่อง TPBS	534 - 542 เมกะเฮิร์ตซ์
สถานีวิทยุโทรทัศน์ช่อง 3	558 - 566 เมกะเฮิร์ตซ์

## 2.2 หลักการทำงานของมอดูเลเตอร์

ระบบมัลติซิงค์ หรือซิงค์มาสเตอร์เป็นการนำเอาเทคโนโลยีของการทวีคูณความถี่ (The Multiple Frequency Technology) มอดูเลเตอร์ประเภทนี้เป็นมอดูเลเตอร์ที่สามารถปรับความถี่ได้อย่างอัตโนมัติเมื่อนำไปต่อเข้ากับการ์ดของระบบภาพในระบบของการสแกนความถี่แบบต่างๆ ตามค่าเรโซลูชันที่เครื่องคอมพิวเตอร์ต้องการ มอดูเลเตอร์ในรูปของมัลติซิงค์ (Multi Sync) หรือซิงค์มาสเตอร์ (Sync Master) จึงออกแบบให้มีระบบของการทวีคูณความถี่ให้ทำงานรองรับกับคำสั่งของสัญญาณภาพที่มาจากการ์ดของเครื่องคอมพิวเตอร์แบบพีซี หรือเครื่องคอมพิวเตอร์ในตระกูลแมคอินทอช (Macintosh) หากพิจารณาไปที่ภาพซึ่งมีรายละเอียดสูงซึ่งเราเรียกว่าภาพที่มีเรโซลูชันสูง (Higher Resolution) ในระบบที่ไม่ใช่อินเตอร์เฟซจะอยู่ที่ 1,024 x 768 ซึ่งระบบนี้จะให้ภาพที่ออกมาใสสะอาดซึ่งเราสามารถที่จะเห็นข้อมูลส่วนนี้ได้จากมอดูเลเตอร์ในกราฟิกที่เป็นมาตรฐานอย่างนี้ระบบมัลติซิงค์จะต้องสามารถตอบสนองระบบต่างๆ ได้ดังต่อไปนี้ต้องตอบสนองระบบ VGA 60 เฮิร์ตซ์ ค่าเรโซลูชัน 640 x 480 ได้ดังสามารถตอบสนองระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ETGO VGA ความถี่ 72 เฮิร์ตซ์ และ 75 เฮิร์ตซ์ ที่มีค่าเรโซลูชัน ไม่น้อยกว่า 640 x 480 ได้ สามารถตอบสนองระบบ Super VGA ความถี่ 56 เฮิร์ตซ์ หรือ 60 เฮิร์ตซ์ ที่มีค่าเรโซลูชัน 800 x 600 ได้

### 2.2.1 ลักษณะของการส่งข้อมูลในรูปแบบของสายในวงจรมอนิเตอร์

เป็นวิธีการทั่วไปของการเชื่อมโยงระบบข้อมูลที่จะส่งจากเครื่องคอมพิวเตอร์ไปยังมอนิเตอร์ โดยการส่งข้อมูลภาพนั้นจะต้องส่งข้อมูลผ่านตัวคอนเน็คเตอร์ที่เป็นดีซับ (D-Sub) ซึ่งใช้งานทั้งหมด 15 ขา แสดงดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ลักษณะการต่อสายจากคอมพิวเตอร์ด้วยเคเบิลของดีซับ

### 2.2.2 แสงสี และการมองเห็น

การมองเห็นสิ่งต่างๆ ที่แวดล้อมอยู่รอบๆ ตัวเราได้นั้น เนื่องจากมีแสงพุ่งออกมาจากสิ่งนั้นมาเข้าตาเราหากว่าสิ่งนั้นไม่มีแสงในตัวเองต้องอาศัยแสงจากแหล่งกำเนิด เช่น แสงอาทิตย์ไปกระทบสิ่งนั้นแล้วสะท้อนมาเข้าตาจึงเกิดการมองเห็นได้ สำหรับสิ่งที่มีแสงในตัวเอง เช่น

จอภาพจะสร้างแสงขึ้นมาเองแล้วส่องเข้าตาโดยตรง ภาพที่ตามองเห็นเป็นรูปแบบของแสงซึ่งมีคุณสมบัติเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความยาวคลื่นที่อยู่ในช่วง 380 ถึง 780 นาโนเมตร

### 2.2.3 การผสมสีแสง

แสงที่มองเห็นเป็นสิ่งต่างๆ นั้นมีค่าความถี่หรือความยาวคลื่นไม่เท่ากัน การที่เรามองเห็นสีนั้นก็คือเรามองเห็นแสงความถี่ต่างๆ กันแสงจึงเป็นพื้นฐานของเรื่องสีในการสร้างภาพสี และการกำเนิดสัญญาณภาพสีอาศัยการผสมสีแสง โดยมีแม่สีแสงที่มีอยู่สามสีคือ สีแดง สีเขียว สีน้ำเงิน เรานิยมเขียนย่อๆ ดังนี้คือ สีแดง (Red) เขียนว่า R สีเขียว (Green) เขียนว่า G และสีน้ำเงิน (Blue) เขียนว่า B การผสมสีแสงจากแม่สีทั้งสามจะเกิดการรวมตัวกันได้เป็นความถี่ที่เกิดจากผลรวมระหว่างแสงของแม่สีทั้งสามซึ่งมีความถี่ติดไปจากเดิม ดังนั้นเมื่อแสงความถี่นี้พุ่งเข้าตาจึงทำให้ประสาทตาเกิดความถี่สีมองเห็นเปลี่ยน การสร้างสีองค์ประกอบจากการผสมแม่สีจะได้ดังนี้

แดง + เขียว = เหลือง

เขียว + น้ำเงิน = ฟ้าซีด

แดง + น้ำเงิน = ม่วงอมแดง

แดง + เขียว + น้ำเงิน = ขาว

เราสามารถสร้างสีต่างๆ ได้มากมายโดยการผสมสีแม่สีทั้งสามคือ แดง เขียว น้ำเงิน โดยการปรับความเข้มหรือส่วนผสมแม่สี

### 2.2.4 การสร้างภาพสีของจอมอนิเตอร์

การสร้างภาพสีของจอมอนิเตอร์เกิดขึ้นได้โดยการใช้หลอดภาพสีที่มีโครงสร้างภายนอกเหมือนกับของหลอดภาพขาวดำ แต่ด้านในของจอภาพจะฉาบเอาไว้ด้วยสารฟอสเฟต 3 ชนิดที่มีคุณสมบัติเปล่งแสงสีแดง สีเขียว และสีน้ำเงินออกมาเมื่อถูกลำอิเล็กตรอนวิ่งมาชน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะการฉายสารฟอสเฟตจะใช้วิธีการฉายเป็นจุดหรือเป็นเส้นที่เล็กมากเรียงสลับกันไปจนเต็มตลอดหน้าจอ เนื่องจากสารฟอสเฟตมี 3 ชนิด ดังนั้นจึงต้องใช้อิเล็กตรอนกัน (Electron Gun) ถึงสามอันเพื่อแยกยิงลำอิเล็กตรอนแต่ละลำให้ไปชนสารฟอสเฟตแต่ละสี โดยจะตั้งอิเล็กตรอนกันแต่ละอันให้ยิงไปชนแต่ละสีหนึ่งสีใด โดยเฉพาะเช่นอิเล็กตรอนกันที่ยิงลำอิเล็กตรอนกันไปชนเฉพาะสารฟอสเฟตสีแดงจะทำการสร้างแต่สีแดงเท่านั้นให้ปรากฏออกมาหน้าจอภาพทุกครั้ง ที่อิเล็กตรอนกันอันนี้ทำงานจึงเรียกว่า อิเล็กตรอนกันสีแดง ส่วนอิเล็กตรอนกันที่เหลืออีก 2 อันซึ่งตั้งเล็งยิงลำอิเล็กตรอนไปชนสารฟอสเฟตสีเขียว และสีน้ำเงิน เพื่อสร้างสีเขียว และสีน้ำเงินให้เกิดที่หน้าจอเราเรียกว่า อิเล็กตรอนกันสีเขียว และอิเล็กตรอนกันสีน้ำเงินหลอดภาพของจอมอนิเตอร์ ก็จะสร้างแสงให้เกิดขึ้นที่หน้าจอโดยมีวงจร ไบอัสจ่ายแรงดันให้กับชิ้นส่วนต่างๆ ที่อยู่ในอิเล็กตรอนกันทั้ง 3 เพื่อให้ยิงลำอิเล็กตรอนไปชนจอ โดยปรับระดับ ไบอัสเพื่อทำให้ปริมาณอิเล็กตรอนทั้ง 3 ที่ยิงไปชนจอพร้อมๆ กันนั้น สร้างแสงขาวให้ปรากฏขึ้นที่หน้าจอ โดยมีความสว่าง 50% ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณป้อนเข้ายังอิเล็กตรอนกัน ลำอิเล็กตรอนทั้งสามจะถูกเบี่ยงเบนโดยสนามแม่เหล็กจากขดลวดชุดเบี่ยงเบนทางแนวนอน และแนวตั้ง เพื่อให้เกิดการกวาดสร้างแสงขึ้นเต็มจอ สัญญาณที่ส่งมาที่อิเล็กตรอนกันทั้งสามต้องมีสามสัญญาณเช่นกันคือ สัญญาณสีแดงส่งป้อนให้อิเล็กตรอนกันแดงเพื่อให้เกิดการสร้างแสงสีแดง และสัญญาณสีเขียวกับสีน้ำเงินส่งป้อนให้กับอิเล็กตรอนกันสีเขียวกับอิเล็กตรอนกันสีน้ำเงิน

### 2.2.5 การสแกน (Scan)

การสแกนคือ การนำเอาสัญญาณภาพที่อยู่ในรูปของของสัญญาณไฟฟ้าเข้ามาเรียงกันให้เกิดเป็นภาพโดยการกวาดเป็นเส้นภาพที่หน้าจอโดยตัวที่มีหน้าที่สำคัญคือ หลอดภาพซึ่งมีโครงสร้างคล้ายกับกับหลอดสุญญากาศต่างๆ ไปที่ปล่อยอิเล็กตรอนมาจากคาโทด แล้วมีการดึงลำอิเล็กตรอนให้วิ่งเป็นลำกระทบเข้ากับหน้าจอ หรือแอนโนด การสแกนมี 2 วิธีคือ การสแกนแบบเดินหน้า (Progressive Scanning) กับ การสแกนแบบสลับเส้น (Interlaced Scanning) การที่จะทำให้การสแกนมีความต่อเนื่องขององค์ประกอบภาพต้องคำนึงถึงหลัก 3 ประการ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ลำอเล็กตรอนที่กวาดไปทางแนวนอน (Horizontal Scanning) ในแต่ละครั้งจะต้องครอบคลุมองค์ประกอบภาพทั้งหมดของเส้นนั้น แสดงดังรูปที่ 2.2

2. ในแต่ละเส้นของการสแกนลำอเล็กตรอน ถ้าแสงต้องกวาดกลับด้วยความเร็วสูงไปยังด้านซ้ายเพื่อเริ่มการสแกนในลำดับต่อไป เวลาของการสลับกลับเราเรียกว่า รีเทรซ (Retrace) หรือ ฟลายแบ็ค (Flyback) ในกรณีดังกล่าวจะต้องไม่มีข้อมูลภาพใดๆ เพราะหลอดภาพจะเกิดการเบสท์เอาท์ (Blank out) ในขณะนั้น

3. ในขณะที่เส้นสแกนสลับกลับมาเพื่อเริ่มต้นทางซ้ายใหม่ตำแหน่งทางแนวตั้งต้องต่ำกว่าตำแหน่งเดิมเพื่อให้การสแกนเส้นต่อไปไม่ทับกัน ทั้งนี้ โดยการควบคุมทางแนวตั้ง (Vertical Scanning)

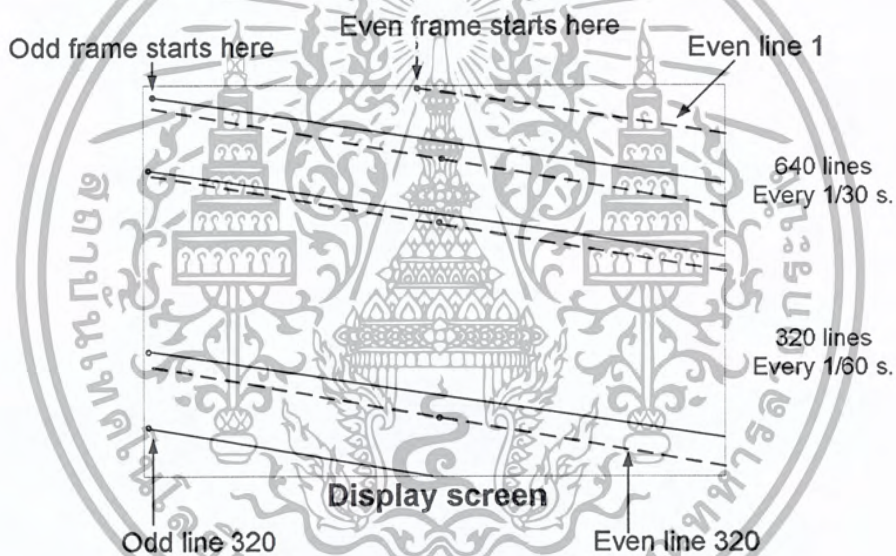


รูปที่ 2.2 การสแกนทางแนวนอน

การสแกนที่ใช้ในจอมอนิเตอร์ต้องใช้การเรียงภาพ 30 ถึง 60 ภาพต่อวินาทีจึงจะเกิดเป็นภาพที่ต่อเนื่องแต่ก็ยังมีกระพริบ เนื่องจากว่าการสแกนเริ่มจากขอบบนลงมาด้านล่างแสงทางด้านบนเริ่มมีดลกว่าด้านล่างจึงมองเห็นว่ามันกระพริบ และเวลาที่ลำแสงการสแกนวกกลับไปด้านบนด้านล่างก็เกิดปัญหาเช่นเดียวกับความรู้สึกต่อกรณีนี้ก็คือ เกิดแสงกระพริบ หรือวูบวาบขึ้นซึ่งจะเกิดขึ้นในการสแกนแบบเดินหน้า (Progressive Scanning) ซึ่งเป็นการสแกนพื้นฐาน เพื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แก้ปัญหาการกระพริบจึงต้องใช้การสแกนสลับเส้น หรือการสแกนแบบสอดแทรก (Interlaced Scanning) โดยครั้งแรกจะสแกนที่ฟิลด์คี่ (Odd Line Trace) และครั้งต่อไปจะสแกนแบบฟิลด์คู่ (Even Line Trace) เป็นการสแกนแบบเส้นเว้นเส้น หมายความว่า การที่จะได้ภาพ 1 ภาพ หรือ 1 เฟรม ต้องใช้การสแกนแนวตั้ง 2 ครั้ง หรือ 2 ฟิลด์ (Field) มาตรฐานของจอ VGA จะใช้เส้นสแกน 320 เส้นทางแนวนอน และ 240 เส้นทางแนวตั้ง เริ่มต้นการสแกนสมมุติว่าจากเส้นสแกนคี่ทางแนวนอน โดยเริ่มจากทางซ้ายแล้วกวาดไปทางขวานับเป็นเส้นสแกนที่ 1 แล้วจึงสแกนเส้นที่ 3, 5, 7, 9 และต่อๆ ไปจนได้เส้นสแกนครบ 320 เส้น ดังแสดงรูปที่ 2.3 (ใน ส่วนที่เป็นเส้นทึบ)



รูปที่ 2.3 การสแกนทางแนวตั้ง

ที่จุดสิ้นสุดการสแกนเส้นคี่ทางแนวนอนนี้จะเป็นจุดเริ่มต้นการสแกนทางแนวตั้งของฟิลด์คี่ซึ่งเราเรียกว่าการสแกนทางแนวตั้งว่า เวน์ติคอลรีเทรซ (Vertical Retrace) หรือสัญญาณฟลายแบ็ค เพื่อดึงกลับไปยังด้านบนของจอภาพในตำแหน่งนี้เพื่อให้เริ่มต้นการสแกนเส้นคู่ต่อไปที่กล่าวมาทั้งหมดคือ การสแกนในหนึ่งฟิลด์ แสดงในรูปที่ 2.3 (ใน ส่วนที่เป็นเส้นทึบ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวลาของการรีเทรซ ทั้งทางแนวนอน และแนวตั้งเป็นเวลาสั้นๆ ถึงอย่างไรก็ตามเราไม่ต้องการให้เส้นสแกนของช่วงที่เป็นการสลับกลับเข้มารบกวนให้เกิดภาพในส่วนนี้จึงต้องทำการลบเส้นสลับกลับเวลาของการรีเทรซจะใช้เวลาประมาณ 10% – 16% ของเวลาทั้งหมดในการสแกน การสแกนของเส้นคู่ก็เป็นในทำนองเดียวกันต่างกันที่จุดเริ่มต้นเท่านั้น โดยจะเริ่มที่จุดสุดท้ายของขั้นตอนก่อนหน้า และก็จะสลับกันเป็นเช่นนี้เรื่อยไป

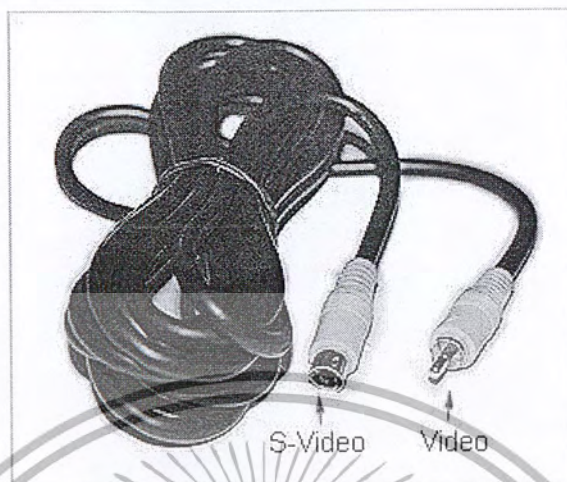
### 2.2.6 สายเคเบิลเอสวีดีโอ (S Video)

สายเคเบิลเอสวีดีโอ (S Video) ย่อมาจาก Separate Video เป็นสายสัญญาณวิดีโอแบบแอนะล็อก ซึ่งใช้ส่งผ่านสัญญาณข้อมูล โดยแยกออกเป็น 2 สัญญาณ ได้แก่ ความสว่าง และสี (Brightness and Colour) และเหมาะสำหรับใช้กับ Standard Definition Video ที่มีแบนด์วิดท์ 480i หรือ 576i โดยที่หัวต่อของสายเคเบิลเอสวีดีโอที่เป็นมาตรฐานใช้กันทั่วไปจะเป็นแบบ 4 พิน (4-pin Mini-Din Connector) ดังรูปที่ 2.4 ซึ่งพินที่ 1 และ 2 เป็นสายกราวด์ พินที่ 3 เป็นความเข้มและความสว่าง (Intensity/Luminance) และพินที่ 4 เป็นสี (Chrominance)



รูปที่ 2.4 ช่องสัญญาณเอสวีดีโอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 สายเคเบิลแบบสองหัวสำหรับเอสวีดีโอ และวีดีโอ

### 2.3 ระบบส่งสัญญาณภาพไร้สาย

ระบบส่งสัญญาณภาพไร้สายเป็นการนำหลักในการแพร่ภาพคือ การส่งสัญญาณภาพในรูปสัญญาณเอเอ็ม โดยที่เครื่องส่งจะทำการเปลี่ยนภาพที่อยู่ในรูปพลังงานแสงให้เป็นพลังงานทางไฟฟ้า แล้วทำการขยายให้มีกำลังมากขึ้น จากนั้นจึงนำไปมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์ แล้วออกอากาศในรูปของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ส่วนที่เครื่องรับจะทำการแยกสัญญาณภาพที่มอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์ให้กลายเป็นภาพปรากฏที่หน้าจอเครื่องรับ

#### 2.3.1 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator Circuit)

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่เป็นพื้นฐานของการพัฒนาวงจรป้อนกลับ ซึ่งวงจรออสซิลเลเตอร์แบบอุดมคติได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.6 โดยการเลื่อนของเฟสที่ป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) มีค่าเท่ากับ 180 องศาในสภาวะอุดมคตินี้จะพิจารณาว่าในภาคป้อนกลับจะไม่มีค่าอิมพีแดนซ์ภายใน และสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมา ภาคป้อนกลับจะต่อเข้ากับภาระสมบูรณ์

(หมายถึงการมีค่าอิมพีแดนซ์เป็นอนันต์) โดยจะสามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตออกมาที่ความถี่ค่าหนึ่งโดยไม่ต้องป้อนสัญญาณอินพุต

วงจรออสซิลเลเตอร์นั้นสามารถแบ่งได้เป็นหลายประเภทด้วยกัน ทั้งประเภท LC ออสซิลเลเตอร์, RC ออสซิลเลเตอร์ และคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งแต่ละประเภทยังจะมีทั้งข้อดี และข้อเสีย รวมไปถึงจนถึงลักษณะ หรือรูปแบบการใช้งานที่แตกต่างกันออก ซึ่งจะกล่าวเปรียบเทียบได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นไซน์

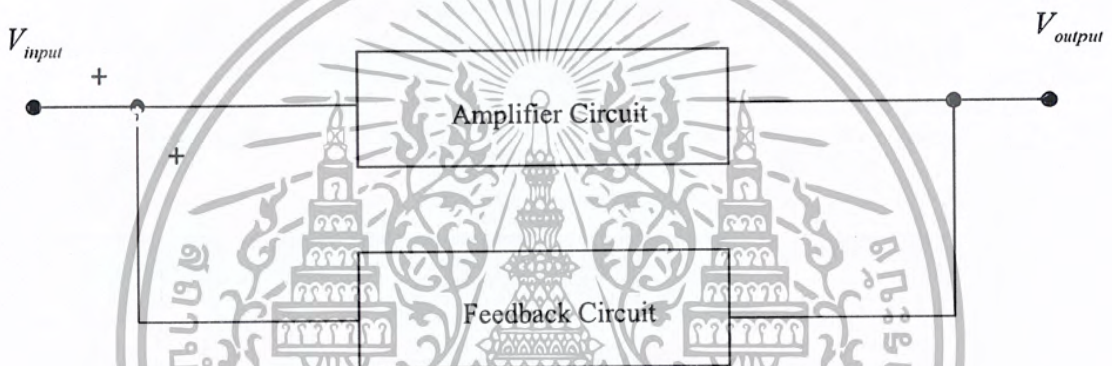
รูปแบบวงจรออสซิลเลเตอร์	ข้อดี – ข้อเสีย	ลักษณะการใช้งาน
LC ออสซิลเลเตอร์	1. ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ง่าย 2. เสถียรภาพทางความถี่ไม่ ค่อยดี 3. นิยมนำไปใช้งานได้ทั่วไป	1. ใช้ในเครื่องรับวิทยุ, โทรทัศน์, เอพเอ็ม ฯลฯ 2. ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ใน การวัดความถี่สูง
RC ออสซิลเลเตอร์	1. ใช้ช่วงความถี่ต่ำ 2. ความถี่สามารถเปลี่ยนแปลง ได้ 3. เสถียรภาพทางความถี่ไม่ดี	1. ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ใน การวัดความถี่ต่ำ
คริสตอลออสซิลเลเตอร์	1. เสถียรภาพของความถี่ดีเป็น พิเศษ 2. ใช้ในย่านความถี่สูง 3. การทำให้ความถี่ เปลี่ยนแปลงทำได้ยาก	1. ใช้ในเครื่องรับวิทยุ, นาฬิกา, เครื่องมือวัดชนิดต่างๆ ฯลฯ 2. เมื่อนำมาใช้งานร่วมกับวงจร เฟสล็อกลูป จะนำไปใช้งานได้ อย่างกว้างขวาง

ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วย 3 ส่วนคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วงจรขยาย (Amplifier)
2. วงจรป้อนกลับแบบบวก
3. วงจรเรโซแนนซ์ (Resonance)

โดยที่วงจรขยายเป็นวงจรที่สามารถขยายสัญญาณตามความถี่ที่เราต้องการ วงจรป้อนกลับแบบบวกเป็นวงจรป้อนกลับสัญญาณเพื่อที่จะนำมาขยายให้เพิ่มขึ้น โดยต้องเป็นการป้อนกลับแบบบวก และวงจรเรโซแนนซ์เป็นวงจรที่ใช้เลือกความถี่



รูปที่ 2.6 วงจรป้อนกลับแบบบวก

จากรูปที่ 2.6 แสดงถึงภาพรวมของวงจรป้อนกลับแบบบวก สามารถหาค่าอัตราขยายแรงดันรวมของวงจรได้ดังนี้

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{X}{1 - X\beta} \quad (2.1)$$

จากสมการที่ (2.1) แสดงให้เห็นว่าถ้าเป็นการป้อนกลับแบบบวกเทอมของ  $X\beta$  จะมีค่าเป็นบวกค่าเฟสเซอร์ของลูปเกน  $X\beta$  จะต้องอยู่ในควอดเรนต์ที่ 1 หรือ 4 หรืออยู่ในแกนศูนย์องศา ซึ่งทำให้ค่าส่วนจริงของเฟสเซอร์เกน  $X\beta = 1$  อัตราขยายรวมของวงจรจะมีค่าเป็นอนันต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

สามารถนำมาอธิบายการเกิดออสซิลเลตสัญญาณของวงจรออสซิลเลเตอร์ได้ว่าถ้ามีสัญญาณขนาดเล็กๆ ป้อนเข้ามาทางอินพุตของวงจรขยาย สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะกลับเฟส 180 องศา แล้วผ่านเข้าวงจรป้อนกลับซึ่งจะกลับเฟสไปอีก 180 องศา ทำให้สัญญาณที่ป้อนกลับแบบบวกมาเสริมกับสัญญาณที่อินพุตซึ่งมีเฟสตรงกันจึงทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีขนาดเพิ่มขึ้น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีขนาดใหญ่ขึ้นตามไปด้วย เมื่อมีการป้อนกลับแบบบวกเข้ามาเสริมอีกจะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีขนาดใหญ่ขึ้นไปเรื่อยๆ นั่นก็คือค่าของลูปลเกน  $X\beta > 1$  จะเริ่มเกิดการออสซิลเลต โดยปกติการเพิ่มขึ้นของสัญญาณจะถูกจำกัดที่แรงดันค่าหนึ่ง ซึ่งอาจจะเป็นความสามารถของตัวระบบเอง เมื่อค่าลูปลเกน  $X\beta = 1$  ดังนั้นเมื่อเกิดการป้อนกลับก็เสมือนว่าป้อนกลับด้วยแรงดันที่คงที่จึงทำให้ได้เอาต์พุตที่มีระดับแรงดันเสมือนกับค่าคงที่คือ เป็นการออสซิลเลตอย่างต่อเนื่องนั่นเอง โดยพิจารณาจากสมการจะได้ว่าค่า  $X$  จะถูกหารด้วยศูนย์ซึ่งสัญญาณเอาต์พุต  $V_{output}$  ที่เข้าของวงจรป้อนกลับถึงแม้ว่าสัญญาณอินพุต  $V_{input}$  จะมีค่าเท่ากับศูนย์

เงื่อนไขของเฟสสำหรับการออสซิลเลต จากวงจร ไซน์ออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรป้อนกลับ คุณสมบัติของการป้อนกลับสามารถอธิบายได้โดยการเลือกค่า  $X$  และ  $\beta$  ให้เหมาะสมเนื่องจากค่าสัญญาณเอาต์พุต  $V_{out}$  เป็นค่าเฟสเซอร์ที่แทนสัญญาณ ไซน์จากสมการที่ 2.1 เป็นค่าอัตราส่วนของเฟสเซอร์ซึ่งมีทั้งแอมพลิจูด (Amplitude) และเฟส (Phase) ซึ่งถูกลดรูปอยู่ในเชิงขั้ว ถึงแม้ว่าการลดรูปให้อยู่ในรูปเชิงขั้วสามารถทำได้แต่บางครั้งเพื่อความสะดวกจะพิจารณาเฉพาะตัวส่วนของสมการที่ 2.1 จากการศึกษาแล้วว่าการออสซิลเลตจะเกิดเมื่อสัญญาณอินพุต  $V_{in}$  มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งทำให้อัตราการขยายรวมของวงจรรวมมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งค่า  $A$  มีค่าแน่นอนดังนั้นตัวหารในสมการที่ 2.1 ต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ ถ้าวงจรมีค่าสัญญาณเอาต์พุตที่แน่นอนในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา ดังนั้นในส่วนของสมการที่ 2.1 มีค่าเท่ากับศูนย์ได้สมการ

$$1 - X\beta = 0 \quad (2.2)$$

แปลงสมการที่ 2.2 อยู่ในรูปเชิงขั้วจะได้ว่า

$$X\beta = +1 = 1\angle 0^\circ \quad (2.3)$$

ถ้ามุมเชิงขั้วของเฟสเซอร์  $X$  และ  $\beta$  เขียนได้เป็น  $\theta_X$  และ  $\theta_\beta$  ผลคูณของเฟสเซอร์  $X$  และเฟสเซอร์  $\beta$  จะได้เป็นผลบวกของมุมเฟส เพราะว่ามุมเฟสในสมการที่ 2.3 มีค่าเท่ากับศูนย์ ความต้องการที่จำเป็นสำหรับการออสซิลเลตในวงจรป้อนกลับจะเป็น

$$\theta_X + \theta_\beta = 0 \quad (2.4)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างมุมของเฟสเซอร์  $X$  ซึ่งสามารถเรียกได้ว่าเป็นเงื่อนไขของเฟสสำหรับการออสซิลเลต (Phase Criterion for Oscillation) ในวงจรออสซิลเลเตอร์ในทางปฏิบัติเงื่อนไขของเฟสใน สมการที่ (2.4) มักจะเป็นตัวแสดงถึงความถี่ในการทำงาน ค่าฟอร์เวิร์ดเกน  $X$  มักจะเป็นค่าคงที่ที่มีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยในมุมเฟส  $\theta_X$  ถ้าเฟสเซอร์  $X$  ทำให้ขึ้นอยู่กับความถี่ พฤติกรรมของวงจร โดยรวมจะต้องปรับตัวเองจนกระทั่งมุมเฟส  $\theta_\beta$  เป็นไปตามสมการที่ 2.4

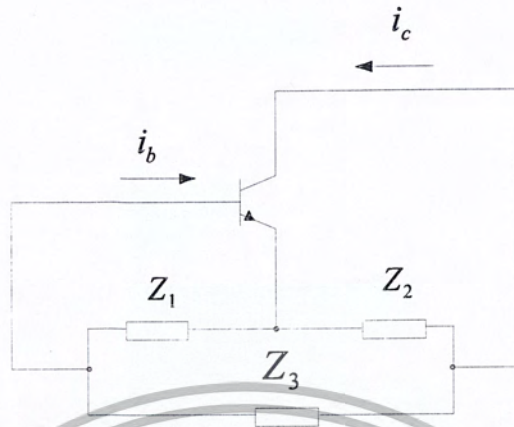
สรุปเงื่อนไขการออสซิลเลตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ได้ดังนี้

1. อัตราการขยายของลูปเกน ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 1
2. ผลรวมของเฟสต้องเป็นจำนวนเต็มเท่าของ  $2\pi$  เรเดียน หรือ  $0, 360, \dots$

ถ้าเกิดกรณีทั้งสองพร้อมกัน วงจรจึงเกิดการออสซิลเลต

### 2.3.1.1 โคลพิตต์สออสซิลเลเตอร์ (Colpitts Oscillator)

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุดของทรานซิสเตอร์ โดยในส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่เป็นวงจรแบบป้อนกลับประกอบด้วยอุปกรณ์สามตัวดังรูปที่ 2.7 โดยทั่วไปจะเรียกว่า วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุด ตัวอย่างเช่น วงจรแบบโคลพิตต์ (Copitts) ดังรูปที่ 2.8



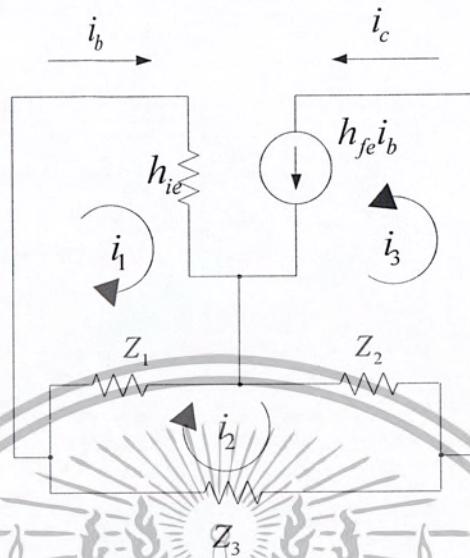
รูปที่ 2.7 รูปทั่วไปของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อด้านสามจุด



รูปที่ 2.8 วงจรเบื้องต้นของโคลพิคัททรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 2.8 สามารถเขียนวงจรสมมูลใหม่ได้ดังรูปที่ 2.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลของวงจร

จากวงจรในรูปที่ 2.9 สามารถวิเคราะห์ที่ลูป  $i_1$  และ  $i_2$  ได้ดังนี้

$$(h_{ie} + Z_1)i_1 - Z_1i_2 = 0 \quad (2.5)$$

$$-Z_1i_1 + (Z_1 + Z_2 + Z_3)i_2 + Z_3i_2 = 0 \quad (2.6)$$

แต่  $i_1 = i_b$  และ  $i_3 = i_c = h_{fe}i_b$  ดังนั้นสมการที่ (2.5) และสมการที่ (2.6) จะได้เป็น

$$(h_{ie} + Z_1)i_b - Z_1i_2 = 0 \quad (2.7)$$

$$(h_{fe}Z_2 - Z_1)i_b + (Z_1 + Z_2 + Z_3)i_2 = 0 \quad (2.8)$$

สมการจะหาคำตอบได้เมื่อ  $i_b \neq 0$  และ  $i_2 \neq 0$  ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์ดีเทอร์มิแนนต์ ( $\Delta = 0$ )

$$\Delta = (h_{ie} + Z_1)(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1(h_{fe}Z_2 - Z_1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(2.9)

$$= h_{ic}(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1\{Z_2(1 + h_{fe}) + Z_1\} = 0$$

เมื่อ  $Z_1, Z_2, Z_3$  เป็นรีแอกแตนซ์แล้ว  $jX_1, jX_2, jX_3$  จะมีค่าเป็น

(2.10)

$$jh_{ic}(X_1 + X_2 + X_3) + X_1X_2(1 + h_{fe}) - X_1X_3 = 0$$

และจากสมการที่ (2.10) ในส่วนของจำนวนจินตภาพจะได้ว่า

(2.11)

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

โดยจากส่วนของจำนวนจริง

(2.12)

$$X_2(1 + h_{fe}) + X_3 = 0$$

(2.13)

$$X_2 = \frac{-X_3}{(1 + h_{fe})}$$

จากสมการนี้จะเห็นว่า  $X_2, X_3$  เป็นรีแอกแตนซ์ต่างชนิดกันแทนสมการที่ (2.13) ลงในสมการที่ (2.10) ได้ว่า

(2.14)

$$X_1 = \frac{-h_{fe}X_3}{1 + h_{fe}}$$

ฉะนั้น  $X_1$  เป็นรีแอกแตนซ์ต่างชนิดกับ  $X_3$  จากสมการที่ 2.10 และ 2.11 ได้ว่า

(2.15)

$$h_{fe} = \frac{X_1}{X_2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุป

- 1) ค่ารีแอกแตนซ์ของ  $X_1, X_2$  จะต้องเป็นคอนละชนิดกับ  $X_3$
- 2) ค่ารีแอกแตนซ์ต่างๆควรจะเป็นไปตามข้อกำหนดดังนี้

$$|X_2| < |X_3| ; |X_1| < |X_3|$$

- 3)  $h_{fe}$  ควรจะมีค่าเป็น  $h_{fe} = \frac{X_1}{X_2}$  ค่า  $h_{fe}$  นี้จะเป็นค่าที่ออสซิลเลตเป็น

แบบอิมตัวแล้ว ถ้าในกรณีของเพ็งจะเริ่มออสซิลเลตค่า  $h_{fe}$  ควรจะเป็น  $h_{fe} > \frac{X_1}{X_2}$

จากข้อกำหนดจะได้วงจรพื้นฐานที่เรียกว่า วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ  
โคพิตต์ ดังรูปที่ 2.9 พิจารณา  $X_1 + X_2 + X_3 = 0$  เทียบกับวงจรดังรูปที่ 2.9 จะได้

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (2.16)$$

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_3 = 0 \quad (2.17)$$

นำ  $j\omega$  คูณตลอดในสมการที่ (2.17) จะได้

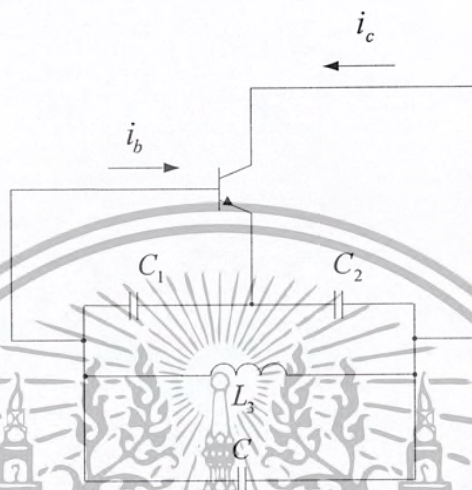
$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} - \omega^2 L_3 = 0 \quad (2.18)$$

ทำการแทนค่า  $\omega$  ด้วย  $2\pi f$  ในสมการที่ (2.18) จะได้

$$(2\pi f)^2 = \frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2} \quad (2.19)$$

ดังนั้นสามารถหาความถี่ได้ดังสมการที่ (2.20) จะได้

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2}} \quad (2.20)$$



รูปที่ 2.10 วงจรเบื้องต้นของ โคลฟิลด์ทรานซิสเตอร์เมื่อรวมเข้ากับทรานซิสเตอร์

แต่เมื่อรวมทรานซิสเตอร์  $C$  ที่ปรับค่าได้จากรูปที่ 2.10 ที่มาพิจารณาแล้วได้ว่า

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + \left( j\omega L_3 \parallel \frac{1}{j\omega C} \right) = 0 \quad (2.21)$$

เขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + \left( \frac{L_3}{C} \parallel \frac{1}{j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C}} \right) = 0 \quad (2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำ  $j\omega$  คูณตลอดทั้งสมการที่ (2.22) จะได้

เขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{-\omega^2 L_3}{-\omega^2 L_3 C + 1} = 0 \quad (2.23)$$

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{-\omega^2 L_3 C + 1}{\omega^2 L_3} \quad (2.24)$$

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C = \frac{1}{\omega^2 L_3}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_3 \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C \right)}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_3 \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C \right)}} \text{ Hz} \quad (2.25)$$

### 2.3.1 การมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด (Amplitude Modulation)

การมอดูเลตเชิงแอมพลิจูดเป็นวิธีการที่ดั้งเดิมที่สุด และสะดวกที่สุด จะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้จะคงที่ และสูงกว่าความถี่ของสัญญาณข้อมูลเพื่อให้สามารถพาสัญญาณข้อมูลไปได้ระยะทางไกลๆ จะเห็นว่าสัญญาณที่มอดูเลตแล้วจะมีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้ โดยมีขนาด หรือแอมพลิจูดของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลข่าวสาร ข้อเสียของการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูดคือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณเป็นย่านความถี่ที่ไม่สูงนักทำให้สัญญาณรบกวน (Noise) จากภายนอกสามารถเข้ามารบกวนได้ง่าย ส่งผลให้สัญญาณคลื่นพาห้จะมีขนาดลดลง

ในการสื่อสารถ้าสัญญาณส่งไปยังเครื่องรับโดยไม่ผ่านการมอดูเลต กล่าวคือไม่มี การเคลื่อนย้ายความถี่ของข้อมูล ไปจากเดิมเลย การสื่อสารในลักษณะเช่นนี้ จะมีชื่อว่าการสื่อสาร ในแบนด์มูลฐาน (Baseband Communication) ทั้งนี้เพราะว่าแบนด์หมายถึงช่วงความถี่ แต่ถ้าการ ส่งสัญญาณนั้นต้องผ่านกระบวนการมอดูเลตสัญญาณแล้วเราจะเรียกรูปแบบการสื่อสารชนิดนี้ว่า การ สื่อสารโดยคลื่นพาห้ (Carrier Communication) ตัวอย่างการสื่อสารในแบนด์มูลฐานที่พบกันอยู่ ทั่วไปได้แก่ โทรศัพท์ที่ใช้ติดต่อกันในย่านความถี่เสียง ซึ่งปกติจะมีย่านความถี่ของการใช้งานอยู่ ประมาณระหว่าง 0 ถึง 3.5 กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณจากแหล่งกำเนิดโดยตรงหรือสัญญาณในแบนด์ มูลฐาน (Baseband Signal) ขนาดความเหมาะสมที่จะใช้ส่งผ่านช่องการสื่อสารไปยังเครื่องรับด้วย สาเหตุสำคัญนี้คือ สัญญาณมีสเปกตรัมของความถี่อยู่ในย่านที่แตกต่างไปจากย่านความถี่ของช่อง กระบวนการมอดูเลตจะทำการย้ายความถี่ของแบนด์มูลฐานให้อยู่ในช่วงความถี่ของช่องการ สื่อสารเพื่อที่จะได้สามารถส่งสัญญาณนั้นผ่านช่องการสื่อสารไปได้ ในกระบวนการนี้ต้องมีการ อาศัยสัญญาณหนึ่งซึ่งเรียกว่า คลื่นพาห้ (Carrier) ซึ่งปกติสร้างขึ้นโดยใช้วงจรออสซิลเลเตอร์เป็น สื่อช่วยเคลื่อนย้ายสเปกตรัมของสัญญาณจากแบนด์มูลฐานนั้น กระบวนการที่ทำการเคลื่อนย้าย สเปกตรัมนี้กล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าเป็นการมอดูเลตคือ การฝากสัญญาณในแบนด์มูลฐานไปกับ คลื่นพาห้

การมอดูเลตที่นิยมใช้กันอยู่ในระบบเครื่องส่งวิทยุ และระบบโทรศัพท์ส่วนตัวไปนั้น นิยมใช้อยู่ 2 แบบ ซึ่งก็คือระบบการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด และระบบการมอดูเลตทางความถี่ แต่ ความแตกต่างของกระบวนการมอดูเลตทั้งสองนั้นก็คือ กระบวนการมอดูเลตแบบการมอดูเลต เชิงแอมพลิจูดนั้นจะเป็นการฝากข้อมูลไปกับขนาด (Amplitude) ของคลื่นพาห้ เป็นการทำให้ ขนาดของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลง ไปตามค่าความแรงของสัญญาณข้อมูล โดยคงรักษาความถี่ของ คลื่นพาห้ให้คงที่ตลอดเวลา แต่ว่ากระบวนการมอดูเลตแบบมอดูเลตทางความถี่นั้น เป็นการฝากข้อมูลไปกับความถี่ของคลื่นพาห้เป็นกระบวนการที่ทำให้ความถี่ของคลื่นพาห้ เปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูล โดยมีขนาดของคลื่นพาห้คงที่อยู่เสมอตลอด เราทราบแล้วว่าสัญญาณเอเอ็มคือ คลื่นพาห้ที่เปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดหรือมีแอมพลิจูดไม่คงที่ เมื่อ แอมพลิจูดของความถี่ข้างเคียงรวมเข้ากับคลื่นพาห้ด้วยชั่วเดียวกันแล้วส่งผลทำให้แอมพลิจูดของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นพาห้สูงขึ้น แต่ถ้าความถี่ข้างเคียงที่เกิดมีการหักล้างกับแอมพลิจูดของคลื่นพาห้ เนื่องจากแตกต่างกันแล้วแอมพลิจูดของคลื่นพาห้จะลดลงซึ่งคลื่นพาห้ที่คงที่พร้อมกับความถี่ข้างเคียงจะคิดรวมเป็นกลุ่มเดียวได้ซึ่งจะทำให้เทียบเท่ากับรูปคลื่นเอเอ็ม

วงจรการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด ยกตัวอย่าง เช่น วงจรอิมิตเตอร์มอดูเลชัน การมอดูเลตสัญญาณจะเกิดขึ้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ดังวงจรรูปที่ 2.11 จากรูปจะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณความถี่วิทยุจะป้อนเข้ามาที่ขาเบส ดังนั้นกระแสอิมิตเตอร์จึงเปลี่ยนแปลงเป็นสัญญาณความถี่วิทยุ แต่เมื่อเราทำการป้อนสัญญาณความถี่เสียงเข้าทางด้านอิมิตเตอร์ ส่วนของสัญญาณเสียงที่อิมิตเตอร์จะเป็นตัวจำกัดค่าสูงสุดของกระแสอิมิตเตอร์



2.3.1.1 การมอดูเลตเชิงแอมพลิจูดแบบดีเอสบี-เอสซี (DSB-SC)

ในกระบวนการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูดนั้น ขนาดของสัญญาณข่าวสารจะถูกใช้ไปบังคับค่าแอมพลิจูด  $A_c$  ของคลื่นพาห้  $A_c = \cos(\omega_c t + \theta_c)$  ให้เปลี่ยนแปลงในขณะที่ความถี่  $\omega_c$  และเฟส  $\theta_c$  จะยังคงเดิม สมการของคลื่นที่มอดูเลตแล้ว  $f_{DSB-SC}(t)$  จะเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{DSB-SC}(t) = km(t)\cos(\omega_c t + \theta_c) \tag{2.26}$$

โดยค่า  $k$  คือ ค่าคงที่ที่ที่กระบวนการมอดูเลตจัดการควบคุมสัดส่วนของ  $A_c$  ให้แปรผันตามสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  เพื่อให้สะดวก การวิเคราะห์สัญญาณเราสามารถที่จะสมมติให้  $k = 1$  และ  $\theta_c = 0$  ได้โดยไม่เสียความหมายของการวิเคราะห์สัญญาณ แต่จะทำให้รูปสมการที่กระชับขึ้นคือ

$$f_{DSB-SC}(t) = m(t)\cos(\omega_c t) \tag{2.27}$$

เพื่อที่จะทำความเข้าใจถึงการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นใน โดเมนความถี่จะได้ฟังก์ชันสเปกตรัมของ  $m(t)$

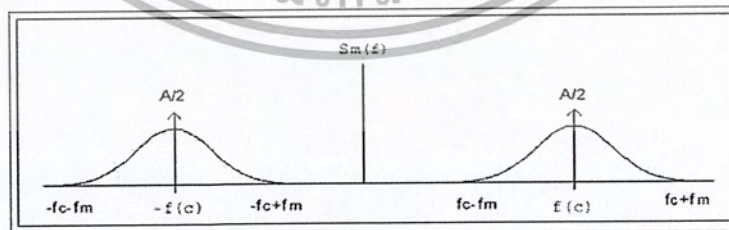
$$m(t) \longleftrightarrow M(\omega) \tag{2.28}$$

โดยอาศัยคุณสมบัติการแปลงฟูเรียร์ได้

$$m(t)\cos(\omega_c t) \longleftrightarrow \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \tag{2.29}$$

$$f_{DSB-SC} = \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \tag{2.30}$$

ซึ่งองค์ประกอบความถี่สัญญาณที่มอดูเลตแบบ DSB-SC แสดงดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 องค์ประกอบความถี่สัญญาณที่มอดูเลตแบบดีเอสบี-เอสซี (DSB-SC)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าสัญญาณ  $m(t)$  นั้น ไม่มีส่วนประกอบเชิงความถี่ที่เป็นไฟตรง ไซค์แบนด์ทั้งสองที่เกิดจากการมอดูเลตก็จะอยู่ห่างจากกันอย่างชัดเจน และสเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็มก็จะเกิดองค์ประกอบความถี่ที่  $\omega = \pm\omega_c$  ปรากฏขึ้น กล่าวคือส่วนประกอบสัญญาณที่มีความถี่ตรงกับความถี่ของคลื่นพาห้จะถูกขจัดออกไปในกรณีดังกล่าว ด้วยเหตุนี้เองทำให้กระบวนการมอดูเลตสัญญาณแบบนี้ได้ชื่อว่า การมอดูเลตแอมพลิจูดแบบไซค์แบนด์ขจัดคลื่นพาห้ (AM Double Sideband Suppressed Carrier) หรือการมอดูเลตแบบแถบข้างคู่ขจัดคลื่นพาห้ ซึ่งเรียกอย่อว่า ดีเอสบี-เอสซี (DSB-SC)

### 2.3.1.2 การมอดูเลตแอมพลิจูดของวิทยุกระจายเสียง

การดีมอดูเลตสัญญาณ DSB-SC และสัญญาณ SSB สามารถทำได้โดยวิธีการดีมอดูเลตแบบสัมพันธ์ ซึ่งเป็วิธีการที่จะต้องใช้ในการผลิตคลื่นพาห้ทางด้านเครื่องรับให้มีค่าความถี่และเฟสให้เท่ากับคลื่นพาห้จากเครื่องส่ง และการที่จะควบคุมให้เครื่องรับสามารถสร้างคลื่นพาห้ที่ถูกต้องได้ จะต้องอาศัยวงจรที่มีความซับซ้อนพอสมควร ซึ่งเป็นที่แน่นอนว่าต้นทุนในการสร้างเครื่องรับนั้นก็ต้องมีราคาสูงตามไปด้วยเพื่อสคปัญหาในเรื่องนี้ จึงได้เกิดการคิดหาวิธีที่จะดีมอดูเลตสัญญาณ DSB ชนิดที่ไม่จำเป็นต้องมีการสร้างคลื่นพาห้ทางด้านเครื่องรับขึ้น วิธีการนี้ทำได้โดยใช้คลื่นพาห้  $\cos\omega_c t$  ซึ่งมีขนาดที่เหมาะสมสมสรวมไปกับสัญญาณข้อมูลจากเครื่องส่งการกระทำเช่นนี้จะทำให้คลื่นสัญญาณที่ส่งมีรูปฟังก์ชันเป็น

$$f_{AM}(t) = A_c \cos(\omega_c t) + m(t) \cos(\omega_c t) \quad (2.31)$$

โดยในที่นี้  $A_c$  คือ แอมพลิจูดของคลื่นพาห้จัดรูปใหม่จะได้

$$f_{AM}(t) = A_c \left( 1 + \frac{m(t)}{A_c} \right) \cos(\omega_c t) \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติค่าความถี่ของคลื่นพาห์  $\omega_c$  จะมีค่าสูงกว่าค่าความถี่ที่เป็นองค์ประกอบสูงสุดของสัญญาณข่าวสารมาก ดังนั้นถ้าขนาดของคลื่นพาห์ ( $A_c$ ) มีค่ามากพอที่จะทำให้พจน์ในวงเล็บแรกมีค่าไม่เป็นลบตลอดทุกค่าเวลา  $t$  ใดๆ แล้วสัญญาณ  $f_{AM}(t)$  ตามสมการที่ (2.32) ก็จะมียอดคลื่นที่ค่อยๆ เปลี่ยนไปตามแนวเอนเวโลป (Envelope) หรือ กรอบที่มีลักษณะเหมือนกับสัญญาณข่าวสารทุกประการ เพราะฉะนั้นถ้านำสัญญาณ  $f_{AM}(t)$  นี้ไปป้อนให้กับวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ (Envelope Detector) แล้วก็จะทำให้เกิดการตรวจจับแยกสัญญาณข่าวสารกลับออกมาได้

อย่างไรก็ตามสมการของสัญญาณเอเอ็ม (Standard AM) โดยทั่วไปนั้นนิยมเขียนดัดแปลงไปจากสมการที่ (2.32) เล็กน้อยคือ

$$f_{AM}(t) = A_c(1 + k_a m(t)) \cos(\omega_c t) \quad (2.33)$$

โดย  $k_a$  นั้นเทียบได้กับ  $\frac{1}{A_c}$  และมีชื่อเรียกว่า ความไวของการมอดูเลตแอมพลิจูด (AM Modulation Sensitivity) แต่อย่างไรก็ดี  $k_a$  นี้ไม่จำเป็นจะต้องเท่ากับ  $\frac{1}{A_c}$  แต่จะต้องมีค่าที่ไม่ทำให้  $1 + k_a m(t)$  มีค่าเป็นลบ และจากสมการที่ (2.33) ยังพิจารณาได้อีก โดยสมมติว่ามีสัญญาณข่าวสาร  $m(t) = \cos \omega_m t$  ดังนั้นจะได้สมการคือ

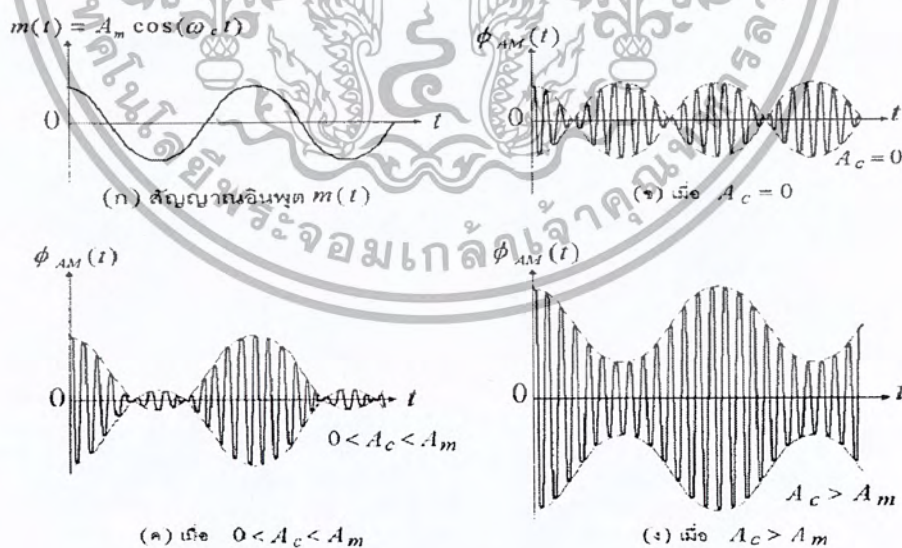
$$f_{AM} = A_c(1 + k_a \cos(\omega_m t)) \cos(\omega_c t) \quad (2.34)$$

เมื่อ  $A_m$  คือแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสาร

$$m = \frac{A_m}{A_c} \quad (2.35)$$

เพื่อให้ในวงเล็บของสมการที่ 2.34 มีค่าไม่เป็นลบ ค่าของ  $A_c$  จะต้องมากกว่าหรือเท่ากับ  $A_m$  หรือ  $m \leq 1$

จากรูปที่ 2.13 สามารถสรุปได้ว่า เพื่อให้กรอบของ  $f_{AM}(t)$  มีลักษณะเหมือนสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  จะต้องทำเงื่อนไข  $A_c \geq A_m$  หรือ  $m \leq 1$  ให้ได้จะเห็นว่าค่า  $m$  นี้สามารถใช้เป็นตัวแสดงเงื่อนไขที่บอกว่าเราจะใช้วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณมาทำการตรวจจับสัญญาณข่าวสารจากสัญญาณเอเอ็มได้หรือไม่ และค่า  $m$  นี้ยังใช้เป็นตัวดัชนีที่บอกถึงระดับความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเฉลี่ยของคลื่นพาห้กับกำลังเฉลี่ยของสัญญาณดีเอสบีเอสซี ได้ด้วย ดังนั้นจึงมีการนิยามให้ค่า  $m$  นี้คือ ดัชนีการมอดูเลตแอมพลิจูด (Amplitude Modulation Index) ควรสังเกตด้วยว่า ถ้า  $m > 1$  เราจะไม่สามารถทำการตรวจจับสัญญาณข่าวสารจากสัญญาณเอเอ็มได้ โดยใช้วิธีการตรวจจับกรอบสัญญาณ ซึ่งในกรณีที่  $m > 1$  เราจะเรียกว่าเกิดการมอดูเลตเกิน หรือ โอเวอร์มอดูเลชัน (Over Modulation) ขึ้น ปกติค่าดัชนีการมอดูเลตนี้มักจะแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์โดยคิดเทียบ  $m = 1$  เป็นร้อยเปอร์เซ็นต์



รูปที่ 2.13 สัญญาณคลื่น  $\phi_{AM}(t)$  ตามสมการที่ (2.34)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.2 วงจรขยายกำลัง

วงจรขยายเป็นวงจรพื้นฐานที่สำคัญวงจรหนึ่งในทางระบบไฟฟ้า วงจรดังกล่าวทำหน้าที่ขยายสัญญาณแรงดันไฟฟ้าให้มีขนาดมากขึ้นเพื่อให้สัญญาณที่ได้สามารถนำไปใช้งานได้ตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการ วงจรขยายที่มีการใช้งานกันในปัจจุบันนั้นมีหลากหลายรูปแบบซึ่งจะกล่าวได้ในหัวข้อต่อไป

#### 2.3.2.1 ประเภทของวงจรขยายกำลัง

วงจรขยายกำลังแบ่งเป็น 5 คลาส คือ

- คลาส A (Class A) คือ วงจรขยายที่มีการไบอัสทรานซิสเตอร์ตลอดไซเคิลหรือ 1 คาบเวลาของสัญญาณอินพุตแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ แบบต่อโหลดโดยตรงซึ่งมีประสิทธิภาพกำลังของการขยาย 25% และแบบต่อโหลดกับหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งมีประสิทธิภาพกำลังของการขยาย 50%
- คลาส B (Class B) คือ วงจรขยายที่มีการไบอัสทรานซิสเตอร์ครึ่งไซเคิลของสัญญาณอินพุตมีประสิทธิภาพ กำลังของการขยาย 50%-78.5%
- คลาส AB (Class AB) คือ วงจรขยายที่มีการไบอัสทรานซิสเตอร์ในช่วงระหว่างครึ่งไซเคิลกับเต็มไซเคิล หรือมากกว่าครึ่งไซเคิล แต่ไม่เกิน 1 ไซเคิลมีประสิทธิภาพกำลังของการขยาย 50%
- คลาส C (Class C) คือ วงจรขยายที่มีการไบอัสทรานซิสเตอร์ต่ำกว่าครึ่งไซเคิล
- คลาส D (Class D) คือ วงจรขยายที่ใช้กับสัญญาณพัลส์ดิจิทัล (Pulse Digital Signal) โดยวงจรจะเปิด (On) เฉพาะสัญญาณช่วงสั้นแต่จะปิด (Off) เมื่อเกิดสัญญาณช่วงยาว และมีประสิทธิภาพกำลังของการขยายสูงกว่า 90%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1) วงจรขยายคลาส A (Series Class A Amplifier)

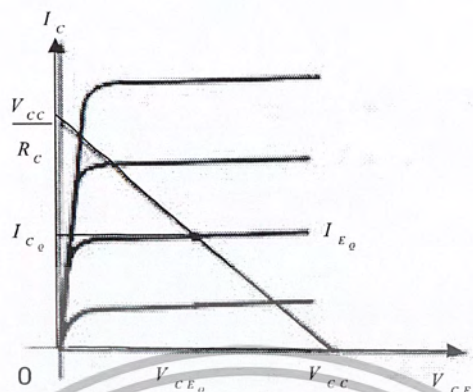
จากรูปที่ 2.14 เป็นวงจรขยายที่มีการไบแอสทรานซิสเตอร์ตลอดไซเคิลหรือ 1 คาบเวลาของสัญญาณอินพุตแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ แบบต่อโหลดโดยตรงซึ่งมีประสิทธิภาพกำลังของการขยาย 25% และแบบต่อโหลดกับหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งมีประสิทธิภาพกำลังของการขยาย 50%



รูปที่ 2.14 วงจรขยายคลาส A แบบต่อ โหลดโดยตรง

จากรูปที่ 2.14 แสดงให้เห็นเส้นโหลด ที่เกิดจากค่า  $V_{CC}$  และ  $R_C$  สังเกตว่าจุดตัดระหว่าง  $I_B$  กับเส้นโหลด DC เป็นตัวกำหนดจุดทำงาน (จุด Q) ของวงจร เมื่อจ่ายสัญญาณอินพุต AC ให้กับวงจรขยายในรูปที่ 2.14 จะทำให้  $I_B$  สวิงรอบจุด Q เป็นผลให้สัญญาณกระแสเอาต์พุต ( $I_C$ ) กับแรงดันเอาต์พุต ( $V_{CC}$ ) ทำให้เกิดการสวิงดังรูปที่ 2.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 กราฟแสดงเส้นโหลด

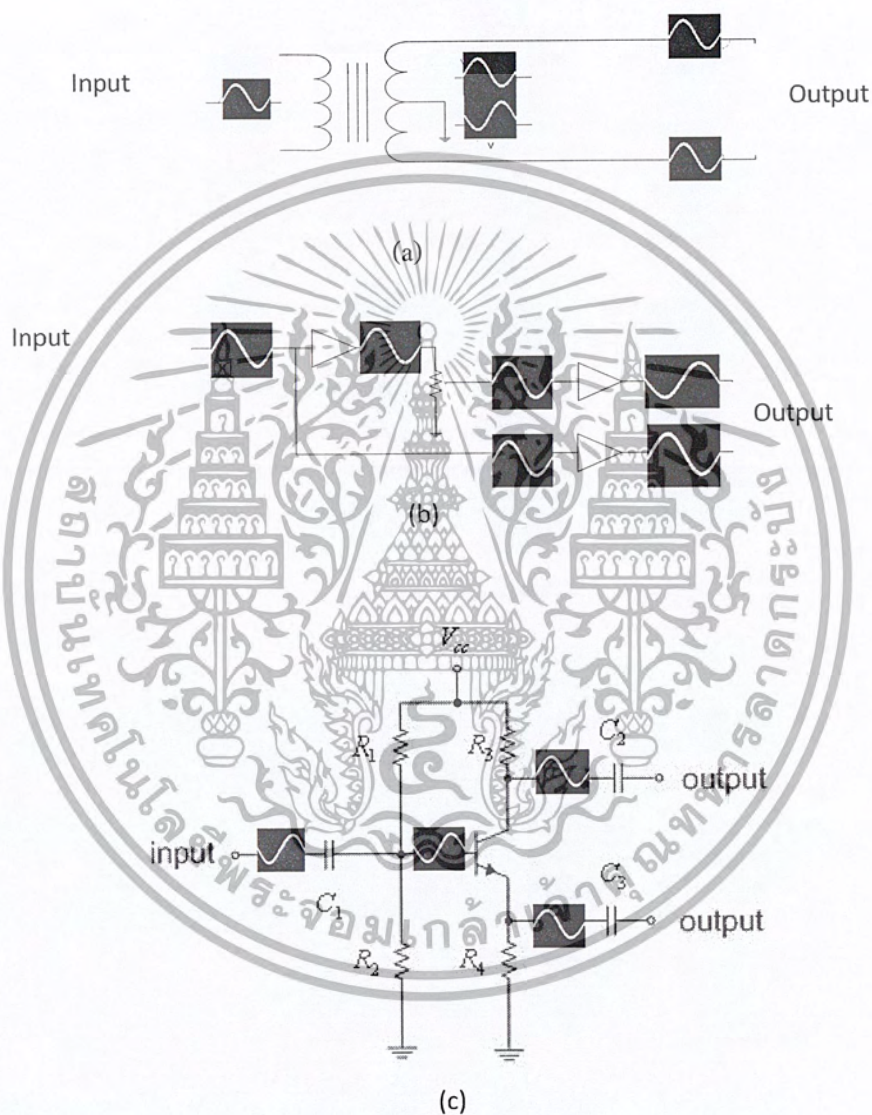


รูปที่ 2.16 การสวิตช์ของสัญญาณเอาต์พุต

2) วงจรขยายคลาส B (Class B Amplifier Circuits) การต่อวงจรขยายแบบคลาส B ทำได้หลายแบบ พิจารณาแบบที่นิยมกันคือวงจรผลัดดึงแบบใช้หม้อแปลงไฟฟ้า, วงจรสมมาตรเชิงคู่ประกอบ และวงจรผลัดดึงแบบเหมือน คู่ประกอบสัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของวงจรบางประเภทเป็นสัญญาณที่มีขั้ว หรือเฟสตรงข้ามกัน 2 สัญญาณ การกลับเฟส หรือขั้วของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณทำได้หลายวิธีดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 การกลับเฟส หรือขั้วของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.17 (a) การกลับเฟสโดยใช้หม้อแปลงแบบแท่งกึ่งกลาง (Center tapped) ถ้าหม้อแปลงมีการต่อแท่งกึ่งกลางอย่างแท้จริงสัญญาณอินพุตทั้งสองของวงจรผลัดกันจะมีเฟสตรงข้ามกัน และมีขนาดเท่ากัน

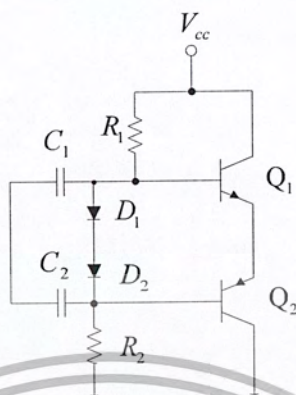
จากรูปที่ 2.17 (b) การกลับเฟสโดยใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีเอาต์พุตจาก E อินเฟสกับสัญญาณอินพุตส่วนสัญญาณเอาต์พุตจากขั้วขาอิมิตเตอร์ (E) มีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณอินพุต ถ้าอัตราขยายของสัญญาณอินพุตทั้งสองมีค่าใกล้กับ 1 จะได้ขนาดของสัญญาณเท่ากันด้วย

จากรูปที่ 2.17 (c) การกลับเฟสโดยให้อุปแอมป์หลายสเตจสังเกตว่าอุปแอมป์สเตจหนึ่งสร้างอัตราขยายกลับเฟสที่เป็น Unity ส่วนอีกสเตจหนึ่งสร้างอัตราขยายไม่กลับเฟสที่เป็น Unity เพื่อให้เกิดสัญญาณเอาต์พุต 2 สัญญาณที่มีขนาดเท่ากันแต่มีเฟสตรงข้ามกัน

2) วงจรขยายคลาส AB (Class AB Amplifier Circuits) วงจรขยายคลาส AB เป็นวงจรขยายที่มีไบอัสทรานซิสเตอร์สร้างไบอัส (หรือ 180 องศา) ของสัญญาณอินพุตซึ่งอาจทำให้เกิดการเพี้ยนที่ช่วงต่อสัญญาณเอาต์พุตที่ได้อุปกรณ์ดังกล่าวจะลดลงถ้าตัดแปลงวงจรขยายคลาส B ให้ไบอัสทรานซิสเตอร์มากกว่า 180 องศาของสัญญาณอินพุตเราเรียกวงจรนี้ว่าวงจรขยายคลาส AB

จากรูปที่ 2.18 เป็นวงจรแบบสมมาตรเชิงคู่ประกอบด้วยแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอด 2 ตัวช่วยในการไบอัสทรานซิสเตอร์ กล่าวคือใช้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดช่วยในการไบอัสระหว่างขา B และ E ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ให้นำกระแสได้เล็กน้อยขณะไม่มีสัญญาณอินพุต ลักษณะเช่นนี้ทำให้เกิดการไบอัสทรานซิสเตอร์มากกว่า 180 องศาของสัญญาณอินพุตซึ่งหมายถึงการเพี้ยนที่ช่วงต่อของสัญญาณเอาต์พุตย่อมมีค่าลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 วงจรแบบสมมาตรเชิงคู่ประกอบ

## 2.4 ระบบรับสัญญาณภาพไร้สาย

ด้านระบบรับสัญญาณภาพนั้นจะเป็นการนำสัญญาณภาพที่ได้จากการมอดูเลตสัญญาณแบบเอเอ็มมาทำการดีมอดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณภาพที่ต้องการ

### 2.4.1 การดีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็ม

ในการที่จะแยกแยะสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  ออกมาจาก  $\phi_{DSB-SC}(t)$  นั้น ลักษณะการที่ทำหน้าที่นี้เรียกว่า การกู้สัญญาณ หรือ การดีมอดูเลตสัญญาณ หรือตรวจจับสัญญาณ สามารถทำได้โดยการนำเอาสัญญาณ  $\phi_{DSB-SC}(t)$  ไปมอดูเลตกับคลื่นพาห์เดิมอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งเมื่อทำเช่นนี้แล้วจะได้ผลลัพธ์เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 v_d(t) &= \phi_{DSB-SC}(t) \cos(\omega_c t) \\
 &= \{m(t) \cos(\omega_c t)\} \cos(\omega_c t) \\
 &= m(t) \cos^2(\omega_c t) \\
 &= \frac{1}{2} m(t) + \frac{1}{2} m(t) \cos(2\omega_c t)
 \end{aligned}$$

โดยคุณสมบัติของการแปลงฟูรีเยร์จะได้

$$\phi_{DSB-SC}(t) \cos(\omega_c t) \longleftrightarrow \frac{1}{2} M(\omega) + \frac{1}{4} [M(\omega + 2\omega_c) + M(\omega - 2\omega_c)]$$

เมื่อนำสัญญาณ  $\phi_{DSB-SC}(t) \cos(\omega_c t)$  นี้ ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อขจัดสัญญาณส่วนที่มีความสูง คือพจน์ที่อยู่ในวงเล็บใหญ่ออก ก็จะเหลือเพียงแต่ส่วนของสเปกตรัม  $\frac{1}{2} M(\omega)$  ออกมา ซึ่งก็คือสเปกตรัมของสัญญาณเดิม  $\frac{1}{2} m(t)$  ตามสมการนั่นเอง

อย่างไรก็ตามในการตรวจจับสัญญาณด้วยวิธีการเหล่านี้ มักจะพบปัญหาอันเนื่องมาจากคลื่นพาห้ที่เครื่องรับสร้างขึ้นมา มักจะมีความถี่และเฟสไม่เท่ากับค่าความถี่และเฟสของคลื่นพาห้จากเครื่องส่ง การที่จะเข้าใจถึงผลของความคลาดเคลื่อนของคลื่นพาห้ นั้น ทำได้โดยสมมุติว่า เมื่อมีสัญญาณจากเครื่องส่ง คือ  $\phi_{DSB-SC}(t) = m(t) \cos(\omega_c t)$  นั้น คลื่นพาห้จากออสซิลเลเตอร์ทางเครื่องรับมีความคลาดเคลื่อนไปเล็กน้อยเป็น  $\cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\}$  โดย  $\Delta\omega$  และ  $\delta$  คือค่าความคลาดเคลื่อนทางความถี่ และเฟส ตามลำดับ

ตามกระบวนการเดิมอคูเลต เครื่องรับจะทำการเดิมอคูเลตสัญญาณโดยใช้คลื่นพาห้  $\cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\}$  คูณกับ  $\phi_{DSB-SC}(t)$  ทำให้ได้สัญญาณผลลัพธ์เป็น

$$\begin{aligned}
 v_d(t) &= \phi_{DSB-SC}(t) \cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\} \\
 &= m(t) \cos(\omega_c t) \cos\{(\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\} \\
 &= \frac{1}{2} m(t) \cos(\Delta\omega t + \delta) + \frac{1}{2} m(t) \cos\{(2\omega_c + \Delta\omega)t + \delta\}
 \end{aligned}$$

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในเครื่องรับจะขจัดส่วนของความถี่สูง คงเหลือสัญญาณเอาต์พุต  $v_o(t)$  คือ

$$v_o(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos(\Delta\omega t + \delta)$$

ถ้าเครื่องรับผลิตคลื่นพาห้ขึ้นมาโดยไม่มี ความคลาดเคลื่อน กล่าวคือ  $\Delta\omega = 0$  และ  $\delta = 0$  จะได้  $\cos(0) = 1$  ดังนั้น  $v_o(t)$  จึงมีค่าเท่ากับ  $\frac{1}{2} m(t)$  ซึ่งเป็นสัญญาณข่าวสาร  $m(t)$  ที่ถูกต้อง แต่ถ้าวเครื่องรับสร้างคลื่นพาห้ได้มีความถี่ถูกต้อง (คือ  $\Delta\omega = 0$ ) แต่ทว่ายังมีความคลาดเคลื่อนทางเฟสอยู่บ้าง (คือ  $\delta \neq 0$ ) ในกรณีนี้เอาต์พุตจะกลายเป็น

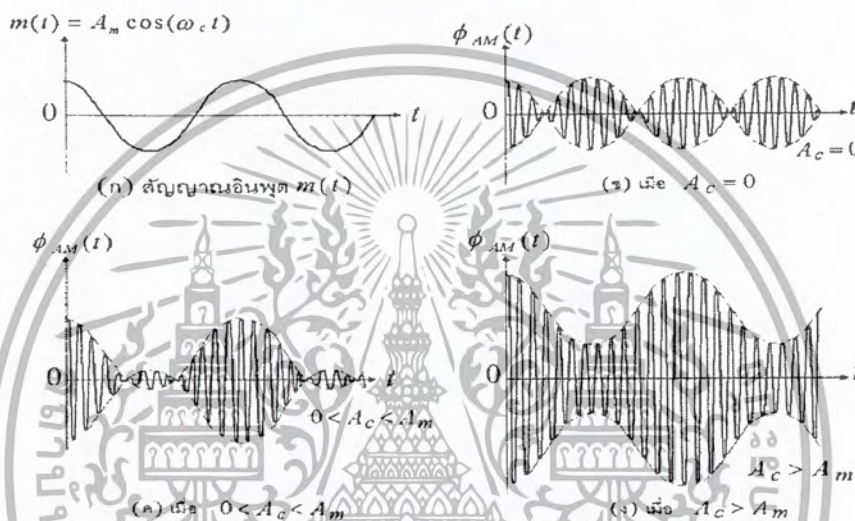
$$v_o(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos(\delta)$$

เนื่องจาก  $|\cos(\delta)| \leq 1$  ดังนั้นผลที่เกิดขึ้นก็คือ สัญญาณเอาต์พุตจะมีระดับลดลง และถ้า  $\delta = \pm \frac{\pi}{2}$  ระดับของสัญญาณเอาต์พุตก็จะเป็นศูนย์ (เพราะ  $\cos\left(\pm \frac{\pi}{2}\right) = 0$ )

ถ้าสมมุติว่า เครื่องรับสร้างคลื่นพาห้ที่มีเฟสเริ่มต้นถูกต้อง ( $\delta = 0$ ) แต่มีความถี่คลาดเคลื่อน ( $\Delta\omega \neq 0$ ) จะพบว่าเอาต์พุตจะได้เป็น

$$v_o(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos(\Delta\omega t)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า  $v_o(t)$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจาก  $m(t)$  ด้วยอิทธิพลของการบังคับขนาดคลื่นไซน์ที่มีความถี่  $\Delta\omega$  ซึ่งเป็นความถี่ต่ำ



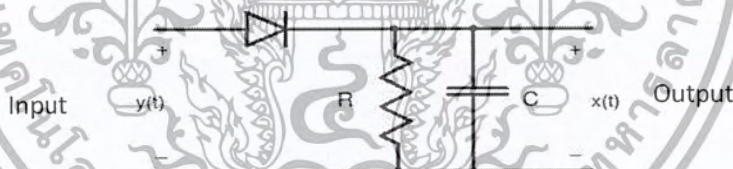
รูปที่ 2.19 สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลต

สิ่งที่ควรพิจารณาจากตัวอย่างนี้ก็คือ ถ้าสัญญาณข่าวสารมีการเปลี่ยนแปลงแบบสัญญาณกระแสดับ คือมีระดับสัญญาณเป็นทั้งบวก และลบนั้น เมื่อนำมอดูเลตแบบดีเอสบีเอสซี กับคลื่นพาห์แล้ว จะได้สัญญาณลัพธ์ที่มีกรอบของยอดคลื่นพาห์เหมือนค่าสัมบูรณ์ (Absolute Value) หรือคลื่นที่เกิดจากการเรียงกระแสด ของสัญญาณข่าวสารนั้น ซึ่งต่างจากกรณีที่สัญญาณข่าวสารมีการหระเพื่อมอยู่ แต่ไม่มีค่าลบ ในกรณีนี้กรอบของยอดคลื่นพาห์ก็จะเหมือนกับรูปคลื่นสัญญาณข่าวสาร เพราะฉะนั้นในกรณีเช่นนี้จะช่วยให้เห็นแนวทางว่าในการตรวจจับสัญญาณอาจทำได้โดยใช้วิธีตรวจจับกรอบของคลื่นพาห์แทน ซึ่งวิธีนี้คือวิธีการที่ทำกันในระบบวิทยุกระจายเสียงทั่วไป

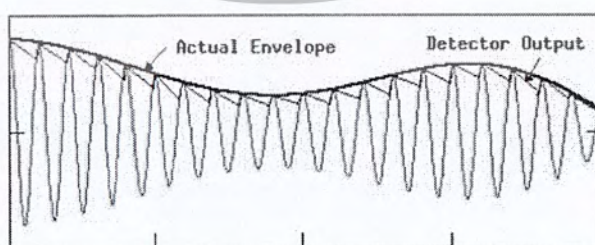
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.4.2 การตรวจจับกรอบสัญญาณ (Envelope Detector)

วงจรตรวจจับสัญญาณ คือ วงจรที่ให้เอาต์พุตมีลักษณะเป็นไปตามกรอบหรือแนวทางการเคลื่อนของยอดคลื่นของสัญญาณอินพุต วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณแบบง่ายจะเป็นวงจรชนิดไม่เชิงเส้น การทำงานของวงจรนี้ สามารถอธิบายได้ คือเมื่อมีสัญญาณอินพุตดังแสดงในรูปที่ 2.20 เข้าสู่วงจรนั้นขณะที่สัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นในทางบวก ไดโอด D จะนำกระแสทำให้เกิดการประจุตัวเก็บประจุ C ให้มีแรงดันเอาต์พุตเกิดขึ้นคร่อม C ตามค่าการเพิ่มขึ้นของสัญญาณอินพุตจนกระทั่งถึงค่าพีก (Peak) หรือยอดของสัญญาณ แต่เมื่ออินพุตลดลงก็จะทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าทางเอาต์พุตของ D ต่ำกว่าค่าแคโทด ในสถานการณ์เช่นนี้ไดโอด D จะหยุดนำกระแสและกั้นไม่ให้ C คายประจุผ่านตัวมันได้ ดังนั้นการคายประจุของ C จึงมีทางเดียวคือคายประจุผ่าน R อย่างช้าจนกระทั่งถึงเวลาที่อินพุตจะมีค่ากลับเป็นบวกและมีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่าแรงดันไฟฟ้าคร่อม C ไดโอด D จึงนำกระแสอีกครั้ง ทำให้เอาต์พุตเป็นไปตามค่าของสัญญาณอินพุตอีกต่อไปจนถึงค่ายอดคลื่นพาดถัดมา รูปสัญญาณที่ตรวจจับกรอบสัญญาณได้ดังแสดงในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.20 วงจรตรวจจับสัญญาณ (Envelope)



รูปที่ 2.21 การตรวจจับกรอบสัญญาณ (Envelope)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 สายอากาศ (Antenna)

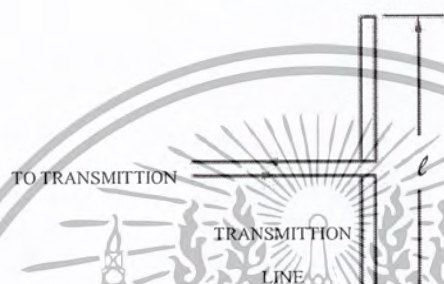
สายอากาศเป็นอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับการแผ่กระจายกำลังงาน และรับคลื่นวิทยุ โดยจะทำหน้าที่เป็นตัวส่งผ่านระหว่างท่อนำคลื่น หรือสายส่งกับอากาศอิสระ (Free Space) โดยทั่วไปสายอากาศต้นหนึ่งๆ สามารถใช้ในการส่ง หรือรับสัญญาณได้เหมือนกัน แต่สิ่งที่สำคัญมากสำหรับการใช้งานทั้งสองกรณีนั้นก็คือ ทิศทาง และการวางตัวของสายอากาศทั้งสองในขณะทำการรับส่งสัญญาณนั้น ระดับความแรงของสัญญาณที่รับได้ในทิศทางที่ถูกต้องจะมีมากกว่าในทิศทางอื่นๆ หากใช้เป็นสายอากาศส่งก็จะมีกำลังงานที่แผ่กระจายออกไปในทิศทางดังกล่าวสูงกว่าทิศทางอื่นๆ ด้วยเช่นกัน แสดงว่าทิศทางที่แผ่กระจายคลื่นได้สูงสุดของสายอากาศส่งจะมีทิศทางเดียวกันกับทิศทางของสายอากาศรับที่รับคลื่นได้สูงสุด

ในกรณีที่แหล่งจ่ายแบบไอโซทรอปิก (Isotropic Source) จะเป็นสายอากาศสมมติที่ไม่มีทิศทาง โดยจะมีความแรงในการแผ่กระจายกำลังงานเท่ากันทุกทิศทาง สายอากาศแบบไอโซทรอปิกจะไม่มีอยู่จริง ในทางปฏิบัติแต่มิได้ใช้สำหรับเป็นสายอากาศอ้างอิงเมื่อมีการกล่าวถึงสายอากาศชนิดอื่นๆ ที่มีทิศทาง (Directional Antenna)

### 2.5.1 สายอากาศไดโพล และไดโพลอุดมคติ

สายอากาศไดโพล (Dipole Antenna) เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างง่ายที่สุด มีส่วนประกอบเป็นเส้นลวดสองเส้นที่มีความยาว  $l$  วางเป็นแนวเส้นตรงดังรูปที่ 2.20 โดยจุดกึ่งกลางของตัวไดโพลจะถูกต้องเข้ากับเครื่องส่งโดยใช้สายส่งเป็นตัวกลางในการเชื่อมต่อเครื่องส่ง จะจ่ายสัญญาณเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปยังสายอากาศ กระแสของสัญญาณนี้จะไหลไปยังหัวหนึ่งของไดโพล และไหลกลับมายังอีกหัวหนึ่งของไดโพลดังแสดงในรูปที่ 2.22 ซึ่งมีทิศทางตรงข้ามกับทิศทางของกระแสที่ส่งไปยังหัวแรกของไดโพล

การแจกแจงของกระแส (Current Distribution) จะแสดงให้เห็นขนาด (Magnitude) ของสัญญาณกระแสสลับที่เกิดขึ้นตลอดความยาวของสายอากาศไดโพลซึ่งมีค่าไม่เท่ากัน โดยที่ปลายทั้งสองจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่จะมีค่าสูงสุดอยู่ที่จุดกึ่งกลางหรือที่จุดอื่นๆ บนตัวไดโพล ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความยาวของไดโพล และความถี่ของสัญญาณที่มาจากเครื่องส่ง



รูปที่ 2.22 สายอากาศไดโพล

ไดโพลอุดมคติ (Ideal Dipole) เป็นสายอากาศสมมติซึ่งใช้ประโยชน์ในการศึกษาสายอากาศชนิดอื่นๆ สามารถพิจารณาให้เป็นส่วนประกอบเล็กๆ ของความยาวไดโพล (Infinitesimal Dipole) ที่มีการแจกแจงกระแสที่เท่ากันตลอดความยาว คุณสมบัติทางทฤษฎีของไดโพลอุดมคติจะประมาณให้มีค่าทางไฟฟ้าเท่ากับสายอากาศไดโพลที่มีขนาดเล็กๆ

### 2.5.2 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน (Radiation Pattern)

แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานคือ การแสดงรูปแบบของกำลังงานที่แผ่กระจายออกจากตัวสายอากาศเป็นรูปภาพ 3 มิติ ที่วัดได้ในบริเวณสนามระยะไกล คุณสมบัติการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศเป็นฟังก์ชันของพิกัดเชิงตำแหน่ง (Space Coordinates) บริเวณของสนามระยะไกลคือ บริเวณที่ไกลเพียงพอสำหรับการวัดแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานซึ่งจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่ขึ้นอยู่กับระยะทางที่อยู่ห่างจากสายอากาศแบบรูปแบบการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศใดๆ สามารถที่จะทราบได้ด้วยการวัดทดลอง และถ้าเราทราบลักษณะการแจกจ่ายของกระแสบนตัวสายอากาศ ก็จะสามารถหาได้จากการคำนวณ

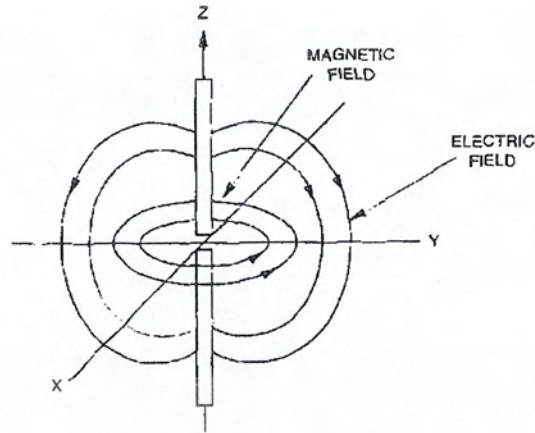
รูปแบบการแผ่กระจายกำลังงานจะเป็นตัวแสดงถึงการกระจายพลังงานออกไปตามฟังก์ชันของทิศทางของสัญญาณที่ส่งออกไปจากสายอากาศซึ่งแสดงถึงระดับสัมพันธ์ของกำลังงานที่ส่งออกไปซึ่งเป็นฟังก์ชันของทิศทาง ถึงแม้ว่าเราจะใช้คำว่า “การแผ่กระจายกำลังงาน” กับแบบรูปที่ใช้กับสายอากาศส่ง แต่ความจริงจะเป็นแบบรูปอันเดียวกันกับแบบรูป “การรับคลื่น” กรณีที่เป็นสายอากาศรับด้วยตามทฤษฎีภาวะย้อนกลับ (Reciprocity Theorem)

ถึงแม้ว่าแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานที่สมบูรณ์จะเป็นฟังก์ชันแบบ 3 มิติแต่ทั่วไปจะใช้งานกันเพียง 2 มิติก็เพียงพอที่จะบอกคุณลักษณะของสายอากาศที่มีทิศทางได้การวัดในแต่ละมิติจะวัดในแต่ละระนาบที่ตั้งฉากกัน คือระนาบที่ขนานกับสนามไฟฟ้า และระนาบที่ขนานกับสนามแม่เหล็ก โดยเรียกว่า E-plane และ H-plane ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 2.23

แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานในระนาบหนึ่งๆ สามารถวัดได้โดยการหมุนสายอากาศในระนาบนั้นๆ ขณะที่ระดับของกำลังงานที่รับได้จะเป็นฟังก์ชันของการหมุนของสายอากาศเพื่อให้ได้แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานที่ถูกต้อง ควรจะจัดสภาพแวดล้อมที่อยู่รอบสายอากาศที่จะทำการวัดให้ปราศจากวัตถุใดๆ ที่อาจจะทำให้เกิดการสะท้อนสัญญาณและส่งกลับไปยังสายอากาศที่ทำการวัดอยู่

รูปที่ 2.24 ได้แสดงแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) ของไดโพลอุดมคติ แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานนี้แสดงให้เห็นว่าไดโพลอุดมคตินั้นมีทิศทางด้วย เพราะว่าการแผ่กระจายกำลังงานจะมีความแรงของสัญญาณสูง ในบางทิศทางเมื่อเทียบกับทิศทางอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



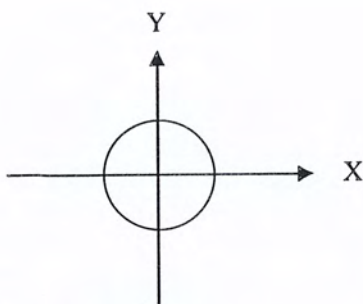
รูปที่ 2.23 ระนาบสนามไฟฟ้า: E-plane (y-z)  
และระนาบสนามแม่เหล็ก: H-plane (x-y) ของสายอากาศไดโพล



รูปที่ 2.24 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) ของไดโพลอุดมคติ

แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานในสนามแม่เหล็ก (H-plane) ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.25 ซึ่งในแบบรูปนี้การแผ่กระจายกำลังงานจะเท่ากันทุกทิศทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน  
ในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) ของไดโพลอุดมคติ

ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (Half-Power Beam width: HPBW) ของสายอากาศคือ การพิจารณามุมในลำคลื่นหลักโดยคิดที่ กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง (-3dB) ของกำลังงานที่แผ่ออกใน ทิศทางของกำลังงานสูงสุด

$$HPBW = \left| \theta_{HPBW_{left}} - \theta_{HPBW_{right}} \right| \quad (2.36)$$

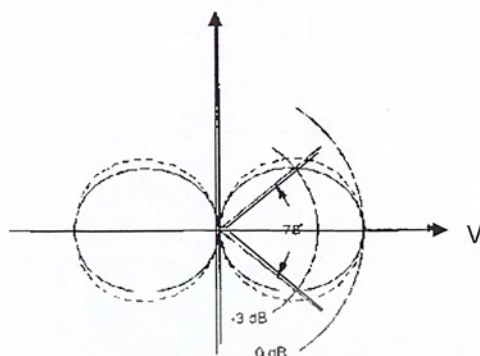
ค่า HPBW ของไดโพลอุดมคติในระนาบสนามไฟฟ้า E-plane จะเท่ากับ 90 องศาซึ่ง ดูได้จากรูปที่ 2.23 สำหรับสายอากาศไดโพลในทางปฏิบัติซึ่งใช้กันทั่วไปจะมีความยาว  $l$  เท่ากับ  $\lambda/2$ ,  $l$  และ  $3\lambda/2$  ค่า  $\lambda$  เป็นค่าความยาวคลื่นของสัญญาณการแรงแบบรูปของกระแสที่เกิดขึ้นบน ไดโพล  $\lambda/2$  จะมีรูปร่างของสัญญาณเป็นรูปไซน์ครึ่งคลื่น ดังแสดงในรูปที่ 2.23 โดยกระแสจะมีค่าสูงสุดที่จุดกึ่งกลาง และมีค่าศูนย์ที่จุดปลายคลื่นสุด

จากรูปที่ 2.23 ได้แสดงแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานทั้งจากสายอากาศ ไดโพลแบบ  $\lambda/2$  ในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และในไดโพลอุดมคติ โดยสายอากาศไดโพล  $\lambda/2$  มี HPBW 78 องศาในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และให้ผลที่แคบและบางกว่าลักษณะ ของสายอากาศไดโพลอุดมคติส่วนการแผ่กระจายกำลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) ของสายอากาศไดโพล  $\lambda/2$  จะมีลักษณะเป็นวงกลมดังรูปที่ 2.25

### 2.5.3 การโพลาไรซ์ของสายอากาศ (Antenna Polarization)

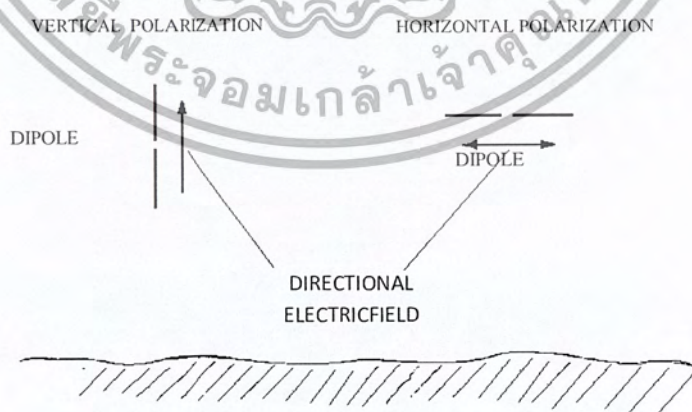
การโพลาไรซ์ของสายอากาศจะใช้ในการอธิบายทิศทางของสนามไฟฟ้าของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศซึ่งถูกส่งออกไปโดยตัวสายอากาศในทิศทาง ซึ่งมีความเข้มของสนามสูงสุด และวัดได้ในสนามระยะไกล สายอากาศจำนวนมากจะมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเชิงเส้น (Linear Polarization) นั่นคือ ในหนึ่งไซเคิล (Cycle) เวกเตอร์สนามไฟฟ้าจะมีลักษณะเป็นเส้นตรง และยังถูกแบ่งออกเป็น การโพลาไรซ์แนวตั้ง (Vertical Polarization) และการโพลาไรซ์แนวนอน (Horizontal Polarization) นอกจากนี้ยังมีการโพลาไรซ์แบบวงกลม (Circular) และแบบรูปวงรี (Elliptical) จากรูปที่ 2.26 และ 2.27 จะเป็นการแสดงการแจกแจงรูปของกระแสบนสายอากาศไดโพล  $\lambda/2$  และ แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) ของสายอากาศไดโพล  $\lambda/2$  และ ไดโพลอุดมคติ

รูปที่ 2.26 การแจกแจงรูปของกระแสบนสายอากาศไดโพล  $\lambda/2$



รูปที่ 2.27 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) ของสายอากาศไดโพล  $\lambda/2$  (เส้นทึบ) และไดโพลอดมคติ (เส้นประ)

บ่อยครั้งที่การโพลาไรซ์ของสายอากาศจะพิจารณาจากรูปทรงของตัวสายอากาศเอง เช่น ในกรณีของสายอากาศแบบเส้นลวด ซึ่งอาจจะมีส่วนประกอบเพียงตัวเดียว หรือหลายตัววางขนานกัน เราสามารถที่จะสมมติให้สนามไฟฟ้าซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นขนานไปกับส่วนประกอบของตัวสายอากาศดังรูปที่ 2.27 แต่ก็มีสายอากาศบางชนิดซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นเหมือนกัน แต่ไม่สามารถจะใช้รูปทรงของโครงสร้างมาทำนายการโพลาไรซ์ได้ เช่น สายอากาศปากแตร (Horn) แบบบ่วง (Loop) และแบบร่อง (Slit) เป็นต้น



รูปที่ 2.28 ลักษณะการโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล

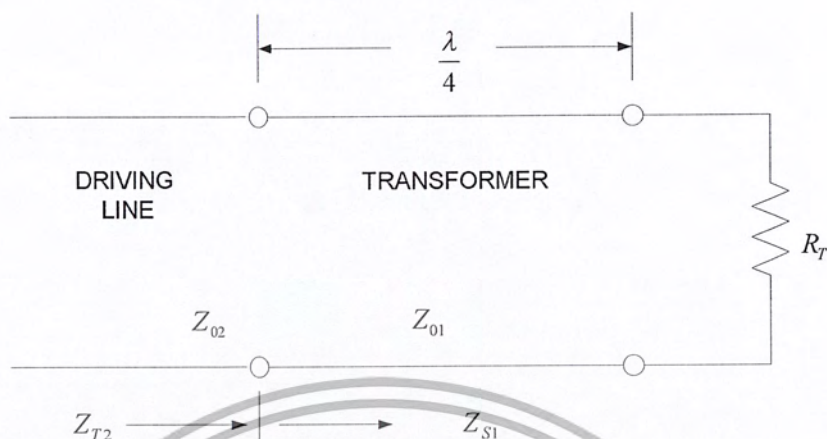
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศไดโพลขนาดความยาว  $\lambda/2$  และวิธีการวัดแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศไดโพลทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก จะต้องเข้าใจถึงหลักการของการโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล และวิธีคำนวณหาความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง (HPBW) ของสายอากาศชนิดนี้

เพื่อให้การรับสัญญาณทำได้มากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้สิ่งสำคัญก็คือสายอากาศที่ทำหน้าที่รับสัญญาณจะต้องมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเดียวกันกับการโพลาไรซ์ของสัญญาณที่ส่งมา หากเกิดการสูญเสียสัญญาณอันเนื่องมาจากการจัดวางการโพลาไรซ์ไม่ถูกต้อง (เช่นสัญญาณที่รับได้เป็นของการโพลาไรซ์ทางแนวตั้ง แต่สายอากาศที่ใช้มีการจัดการโพลาไรซ์ทางแนวนอน) เรียกว่า เกิดการแยกการโพลาไรซ์แบบไขว้ (Cross-Polarization Isolation)

#### 2.5.4 การออกแบบตัวป้อนสัญญาณ (Feed Network)

การออกแบบตัวป้อนสัญญาณ เราจะประยุกต์หลักการแปลงอิมพีแดนซ์ของสายส่ง ความยาว  $\lambda/4$  ( $\lambda/4$  Impedance Transformer) ซึ่งวิธีนี้เป็นที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวางสำหรับการแมตช์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching) สมมุติว่าเรามีความประสงค์จะแมตช์โหลดที่มีความต้านทานเข้ากับสายส่งเส้นหนึ่งเราจะใช้ตัวแปลงซึ่งเป็นสายที่มีความยาว  $\lambda/4$  ต่อเข้าระหว่างโหลดกับสายส่งเพื่อทำให้เกิดการแมตช์ ดังรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 การแมตช์โดยใช้การแปลงอิมพีแดนซ์ของสายส่งความยาว  $\lambda/4$

ในการแปลงค่าอิมพีแดนซ์โดยกำหนดหาอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายขนาด  $\lambda/4$  เป็นสมการได้ดังนี้

$$Z_{S1} = \frac{Z_{01}^2}{R_T} \quad (2.37)$$

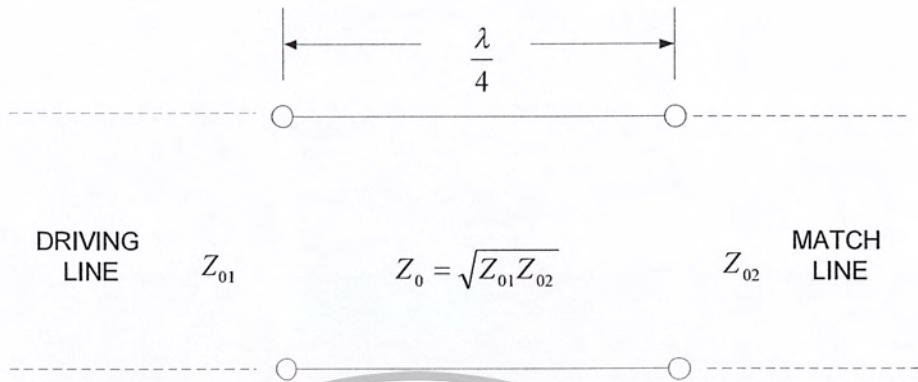
และสายตัวแปลงจะต้องมีอิมพีแดนซ์ลักษณะเป็น

$$Z_{01} = \sqrt{Z_{02} R_T} \quad (2.38)$$

ในทางปฏิบัติส่วนมาก  $R_T$  คืออิมพีแดนซ์ที่ต้นสายของสายที่แมตช์แล้วอีกเส้นหนึ่ง ดังรูปที่ 2.29 และสมการที่ 2.38 จะเปลี่ยนเป็นดังนี้ และแสดงได้ดังรูปที่ 2.30

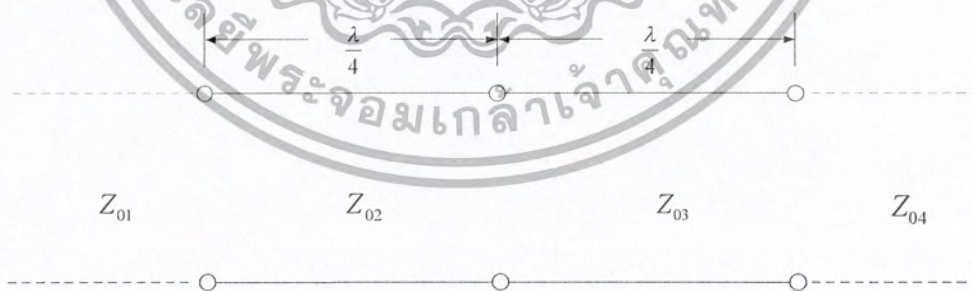
$$Z_0 = \sqrt{Z_{01} Z_{02}} \quad (2.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.30 การแมตช์สายส่งเข้าด้วยกัน

ในกรณีที่โหลดอิมพีแดนซ์เป็นปริมาณเชิงซ้อน เราจะต้องเลือกตำแหน่งที่ต่อสายตัวแปลงแทรกกลงไปในลักษณะอิมพีแดนซ์ที่แปลงมาจากโหลดเป็นค่าจริง คือมีแต่ความต้านทานอย่างเดียวสายตัวแปลง  $\lambda/4$  เป็นองค์ประกอบที่ขึ้นอยู่กับความถี่ ถ้าความถี่เปลี่ยนไปจากความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency) หรือค่า  $\lambda/4$  แล้วอิมพีแดนซ์ที่ต้นสายของสายตัวแปลงจะเปลี่ยนจากค่าที่แมตช์เมื่อเป็นเช่นนี้สายหลักจะไม่แมตช์ (Mismatch) ขนาดของความไม่แมตช์ซึ่งเราขอมให้มันได้เป็นตัวบอกความกว้างแถบคลื่นที่ได้โดยใช้วิธีต่อสายตัวแปลงหลายๆ เส้นเข้าด้วยกัน ดังรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 ระบบการแมตช์โดยใช้สายตัวแปลง  $\lambda/4$  สองเส้นต่อพ่วงกัน

เมื่อต้องการแก้ปัญหาเกี่ยวกับสายส่ง ซึ่งประกอบด้วยสายหลายเส้นต่อเรียงกัน โดยใช้แผนภูมิสมิท (Smith Chart) เข้าช่วยนั้น เราจะต้องทำอิมพีแดนซ์ให้เป็นบรรทัดฐานด้วยอิมพีแดนซ์ลักษณะ อิมพีแดนซ์ที่ต้นสายเส้นหนึ่งก็คือ โหลดอิมพีแดนซ์ของสายที่อยู่ถัดไปทางตัวกำเนิดสัญญาณการประยุกต์ทฤษฎีการแปลงอิมพีแดนซ์ของสายส่งความยาว  $\lambda/4$  ( $\lambda/4$  Impedancetransformer) ในการทำโครงการนี้จะเป็นการออกแบบบนแผ่นพีซีบี ซึ่งจะใช้ทองแดงเป็นตัวนำสัญญาณแทนสายส่ง

ซึ่งต้องทำการออกแบบหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ และขนาดของลายทองแดงที่จะนำไปทำหน้าที่เป็นสายส่ง โดยจะทำการแมตช์กับสายอากาศที่มีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์มการออกแบบค่าอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณเราจะใช้ทฤษฎีการแปลงอิมพีแดนซ์ของสายส่งความยาว  $\lambda/4$  นั่นคือการออกแบบโดยใช้สมการที่ 2.39 โดยมีกรออกแบบดังนี้

จากสมการที่ 2.39

$$Z_0 = \sqrt{Z_{01} Z_{02}}$$

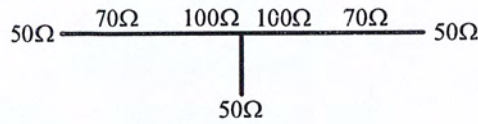
กำหนดค่า  $Z_{01}$  = อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance)

$Z_{02}$  = เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ (Output Impedance)

$Z_0$  = อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteris Impedance)

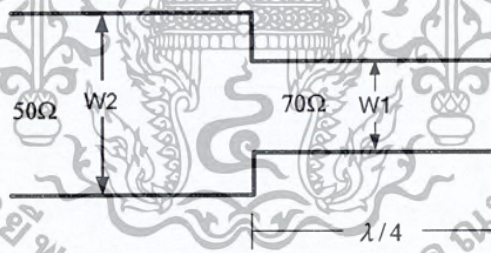
ในการออกแบบเราต้องการให้อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่า 50 โอห์ม เพื่อให้แมตช์กับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และให้อาต์พุตอิมพีแดนซ์มีค่า 100 โอห์ม เพราะฉะนั้น จะได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะประมาณ 70 โอห์ม

โดยการออกแบบในโครงงานนี้จะออกแบบเป็นแบบ 2-way power divider ซึ่งจะมีลักษณะดังรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 แสดงลักษณะของ ตัวป้อนสัญญาณ แบบ 2-way power divider

ในการออกแบบขั้นต่อไปจะเป็นการออกแบบขนาดของลายทองแดงของแผ่นพีซีบีที่จะทำหน้าที่แทนสายส่ง โดยที่ขนาดของลายทองแดงที่ค่าอิมพีแดนซ์ต่างกันขนาดของลายทองแดงก็จะต่างกันดังแสดงในรูปที่ 2.33 โดยใช้หลักการ Wave Guide Microstrip เพื่อคำนวณขนาดของลายทองแดงโดยจะแสดงในสมการที่ 2.40 และ 2.41



รูปที่ 2.33 ลักษณะของขนาดของลายทองแดงที่ใช้แทนสายส่ง

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (2.40)$$

$$\frac{W_1}{h} = \left( \frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right)^{-1} \quad (2.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.40 และ 2.41 จะพบว่ามีค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญ 3 ตัว คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง ( $Z_0$ ), ค่ารีเลทีฟไดอิเล็กตริก: ( $\epsilon_r$ ) ของ Substrate และค่าความสูงของ Substrate ( $h$ ) ซึ่งในที่นี้เป็นการออกแบบบนแผ่นพีซีบี ซึ่งมี Substrate เป็นแผ่น FR4 ซึ่งจะมีค่ารีเลทีฟไดอิเล็กตริก ประมาณ 4.4 และมีความสูงประมาณ 1.6 มิลลิเมตร

## 2.5.5 พารามิเตอร์ พื้นฐานในการวิเคราะห์สายอากาศ

### 2.5.5.1 แบบรูปการแผ่กำลังงาน (Radiation Pattern)

แบบรูปการแผ่กำลังงาน หรือแบบรูปกระจายคลื่นของสายอากาศ ได้ถูกนิยามว่า “เป็นการนำเสนอคุณสมบัติในการแผ่กำลังงานของสายอากาศในรูปของฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ซึ่งเป็นในรูปพิกัดตำแหน่ง (Space Coordinate) ในการพิจารณาแบบรูปการแผ่กำลังงานจะต้องกระทำในบริเวณสนามระยะไกล (Far Field Region) เท่านั้น และจะนำเสนอในรูปของพิกัดทิศทาง (Directional Coordinate) เสมอ” คุณสมบัติของการแผ่กำลังงานสามารถที่จะแสดงในรูปของการแผ่กำลังงานในแต่ละทิศทางและทิศทางที่เป็นสองมิติ และสามมิติซึ่งเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งของผู้สังเกตตลอดเส้นวงหรือผิวของทรงกลมที่มีรัศมีคงที่ ดังแสดงในรูปที่ 2.34

เส้นการวาดของกำลังงานที่รับได้ที่ตำแหน่งรัศมีคงที่จะถูกเรียกว่า แบบรูปกำลังงาน (Field Pattern) และอีกวิธีหนึ่ง ถ้าเป็นรูปแบบที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงสนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กตามฟังก์ชันของตำแหน่ง เราจะเรียกว่า แบบรูปแอมพลิจูดของสนาม (Amplitude Field Pattern) ในทางปฏิบัตินั้น แบบรูปการแผ่กำลังงานแบบสามมิติจะถูกวัด และบันทึกในรูปของแบบรูปสองมิติโดยการพล็อตแบบรูปตามฟังก์ชันของมุม  $\theta$  และ  $\phi$  ให้สัมพันธ์และต่อเนื่อกันแบบรูปแบบไอโซทรอปิก (Isotropic) แบบมีทิศทาง (Directional) และแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (Omnidirectional)

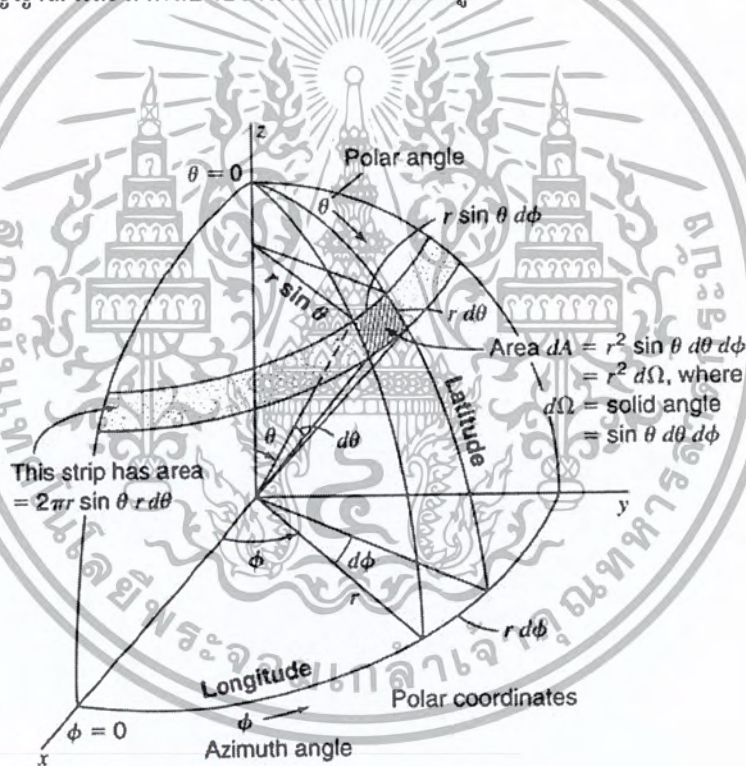
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.34 ตัวแผ่กำลังงานแบบไอโซทรอปิก (Isotropic Radiator) คือ “สายอากาศที่ถูกสมมุติขึ้นมาว่าไม่มีการสูญเสียภายในตัวเองและมีการแผ่กำลังออกมาทุกทิศทาง” ถึงแม้ว่าตัวแผ่กำลังงานแบบนี้จะไม่มีจริงในทางปฏิบัติ แต่ก็มีประโยชน์ในการนำมาใช้เป็นตัวอ้างอิงเพื่อหาคุณสมบัติของสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศที่มีอยู่จริง สำหรับสายอากาศแบบมีทิศทาง (Directional Antenna) คือ “สายอากาศที่มีคุณสมบัติในการแผ่กำลังงาน หรือรับคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในทิศทางใดทิศทางหนึ่งมากกว่าทิศทางอื่นๆ” ซึ่งคำนี้มักจะนำมาใช้กับสายอากาศที่มีสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด (Maximum Directivity) มากกว่าจะใช้กับสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศไดโพลความยาวครึ่งคลื่น (Half-Wave Dipole) ซึ่งตัวอย่างของสายอากาศที่มีรูปแบบของการแผ่กำลังงานแบบมีทิศทาง ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.35 จะเห็นได้ชัดเจนว่าในระนาบมุมกวาด (Azimuth Plane) นั้นแบบรูปการแผ่กำลังงานจะไม่มีทิศทาง แต่ส่วนที่มีทิศทางจะอยู่ในระนาบมุมเงย (Elevation Plane) ซึ่งเราเรียกแบบรูปการแผ่กำลังงานชนิดนี้ว่าเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (Omnidirectional Pattern) โดยมีนิยามว่า “เป็นแบบรูปการแผ่กำลังงานที่ไม่มีทิศทางในระนาบที่กำหนดให้ในนั้นคือมุมกวาด (Azimuth) และระนาบที่อยู่ตั้งฉากกันจะมีแบบรูปการแผ่กำลังงานเป็นแบบมีทิศทางในที่นี้คือมุมเงย (Elevation)”

แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานจะเป็นตัวแสดงถึงการกระจายกำลังงานออกไปตามฟังก์ชันของทิศทางของสัญญาณที่ส่งออกไปจากสายอากาศ ซึ่งแสดงถึงระดับสัมพัทธ์ของกำลังงานที่ส่งออกไปซึ่งเป็นฟังก์ชันของทิศทาง ถึงแม้ว่าเราจะใช้คำว่า “การแผ่กระจายกำลังงาน” กับแบบรูปที่ใช้กับสายอากาศส่ง แต่ความจริงจะเป็นแบบรูปอันเดียวกันกับแบบรูป “การรับคลื่น” ในกรณีที่เป็นสายอากาศรับด้วย ตามทฤษฎีภาวะย้อนกลับ (Reciprocity Theorem) ถึงแม้ว่าแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานออกไปตามฟังก์ชันแบบ 3 มิติ แต่ทั่วไปจะใช้งานกันเพียง 2 มิติ ก็เพียงพอที่จะบอกคุณลักษณะของสายอากาศที่มีทิศทางได้

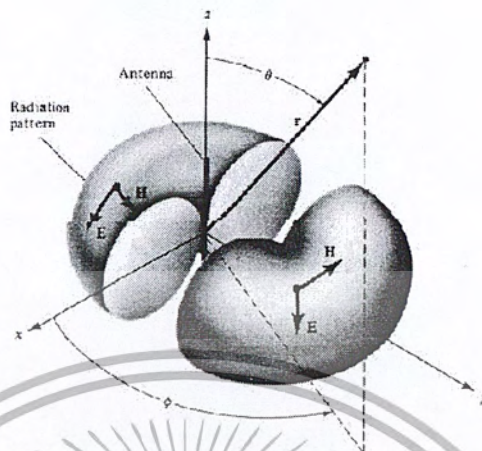
แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานออกไปตามฟังก์ชันแบบ 3 มิติ แต่ทั่วไปจะใช้งานกันเพียง 2 มิติ ก็เพียงพอที่จะบอกคุณลักษณะของสายอากาศที่มีทิศทางได้

ในทางปฏิบัติแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานในระนาบหนึ่งๆ สามารถวัดได้โดยการหมุนสายอากาศในระนาบนั้นๆ ขณะที่ระดับของกำลังงานที่รับได้จะเป็นฟังก์ชันของการหมุนของสายอากาศ เพื่อให้ได้แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานที่ถูกต้องควรจัดสภาพแวดล้อมที่อยู่รอบๆสายอากาศที่จะทำการวัดให้ปราศจากวัตถุใดๆ ที่อาจจะทำให้เกิดการสะท้อนของสัญญาณ และส่งกลับไปยังสายอากาศที่วัดอยู่



รูปที่ 2.34 ระบบพิกัดทรงกลมซึ่งใช้สำหรับวิเคราะห์แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.35 แบบรูปการแผ่กำลังงานแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว

### 2.5.5.2 อัตราขยาย (Gain)

ค่าอัตราขยายของสายอากาศสามารถพิจารณาได้ 2 กรณีคือ

1. อัตราขยายจริง (Absolute Gain) ของสายอากาศ (ในทิศทางที่กำหนดให้) หมายถึงอัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานที่ได้รับเข้ามา
2. อัตราขยายสัมพัทธ์ (Relative Gain) หมายถึง อัตราส่วนของอัตราขยายกำลังงานในทิศทางที่กำหนดให้ ต่ออัตราขยายกำลังของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น โดยกำลังงานที่ป้อนให้กับอินพุตของสายอากาศจะต้องเหมือนกันทั้งสองตัว โดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้ในการเปรียบเทียบคือ สายอากาศที่เป็นแหล่งกำเนิดไอโซทรอปิกที่ไม่มีการสูญเสีย (Lossless Isotropic Source) และสายอากาศแบบไดโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.5.3 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance)

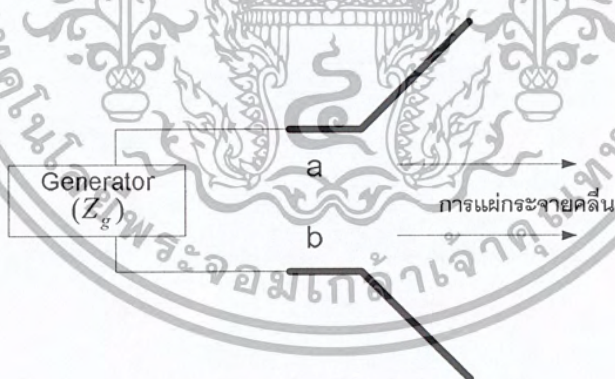
ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) ของสายอากาศคือ ค่าอิมพีแดนซ์ ซึ่งเกิดขึ้นที่ขั้วด้านเข้าของสายอากาศ หรือเป็นอัตราส่วนของแรงดันกับกระแสที่ขั้วของสายอากาศ หรือเป็นอัตราส่วนขององค์ประกอบที่เหมาะสมของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กที่จุดหนึ่งๆ ซึ่งในหน่วยนี้เราจะสนใจค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ขั้วด้านเข้าของสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 2.36 ในที่นี้คือ a-b อัตราส่วนของแรงดันกับกระแสที่ขั้วนี้ขณะไม่มีโหลดใดๆต่ออยู่ จะทำให้เกิดค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับสมการที่ 2.41

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.41)$$

โดยที่  $Z_A$  = ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ขั้ว a-b (โอห์ม)

$R_A$  = ค่าความต้านทานของสายอากาศที่ขั้ว a-b (โอห์ม)

$X_A$  = ค่ารีแอคแตนซ์ของสายอากาศที่ขั้ว a-b (โอห์ม)



รูปที่ 2.36 สายอากาศในโหมดส่ง

ปกติอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะเป็นฟังก์ชันของความถี่ และจะแมตช์กับสายอากาศส่งเฉพาะในช่วงความถี่ช่วงหนึ่งๆ เท่านั้น นอกจากนี้อินพุตอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของสายอากาศยังขึ้นอยู่กับแฟลคเตอร์ต่างๆ อีก ได้แก่ รูปทรง วิธีการป้อนสัญญาณ และ สิ่งแวดล้อมข้างเคียง เนื่องจากคำนวณได้ยากจึงมักจะพบว่า ส่วนใหญ่จะหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ได้จากการทดลอง

ในการออกแบบสายอากาศนั้นต้องคำนึงถึงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ด้วย เนื่องจากสายส่ง และตัว SMA Connector ที่ใช้มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์มด้วย

#### 2.5.5.4 อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio : SWR)

ถ้าคลื่นที่มีแอมพลิจูด และความถี่เท่ากันสองคลื่นเคลื่อนที่ในสายส่งใน ทิศทางตรงกันข้ามคลื่นทั้งสองจะรวมตัว และหักล้างซึ่งกัน โดยจะสลับกันไป ผลที่ได้จะเป็นคลื่น นิ่ง (Standing Wave) รูปที่ 2.37 แสดงให้เห็นว่าคลื่นทั้งสองรวมตัวกันเป็นคลื่นนิ่งได้อย่างไร สังเกตว่าจุดที่เกิดแรงดันสูงสุด และต่ำสุดอยู่ที่เดิมเทียบกับเวลา จุดที่คลื่นผ่านศูนย์ (Zero Crossing) เรียกว่าปม (Node) และตำแหน่งที่เกิดแอมพลิจูดสูงสุดเรียกว่ายอดโค้ง (Antinode) โดย ที่ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเป็นผลรวมของ Travelling กับ Reflected wave โดยไม่คิดค่าเวลา

SWR แบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) และ Current Standing Wave Ratio (ISWR) โดยปกติแล้วเราจะวัด ค่า VSWR และ ISWR ที่จุด เดียวกัน จึงนิยมใช้ค่า VSWR ในการวิเคราะห์ โดยที่  $VSWR = ISWR = SWR$

อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio เขียนย่อว่า VSWR) ในสายส่งที่มีการสูญเสียพลังงานน้อยมีความจำกัดเป็นอัตราส่วนของแรงดันที่มีมากที่สุด ต่อแรงดันที่น้อยที่สุด ดังสมการที่ 2.42

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (2.42)$$

เราสามารถให้คำจำกัดความ VSWR ให้เป็นค่าที่จุดๆ หนึ่งในสายโดยใช้ความสัมพันธ์ที่เกี่ยวกับประสิทธิภาพสะท้อนดังนี้

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.43)$$

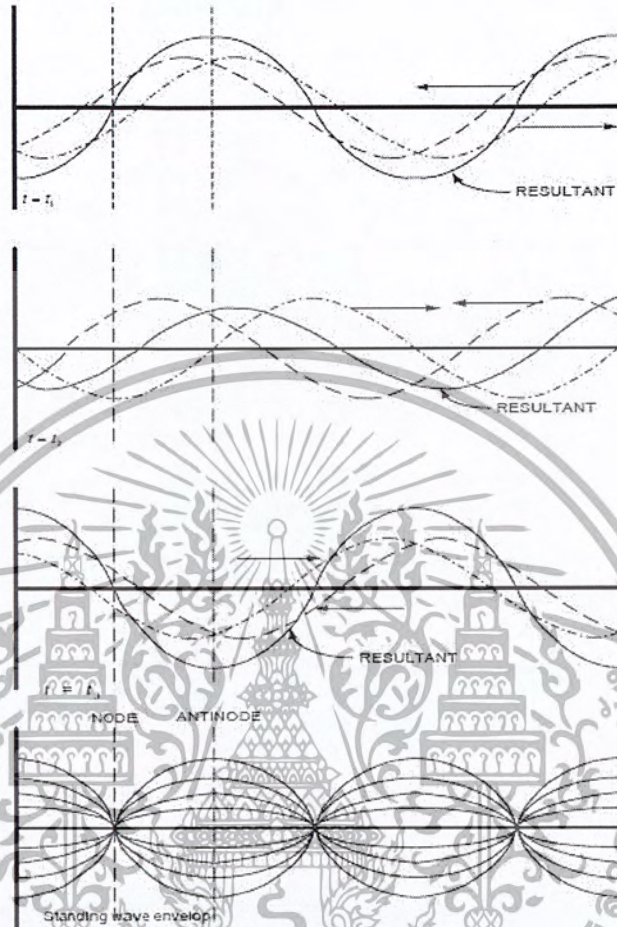
$$|\Gamma| = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.44)$$

โดยที่  $|\Gamma|$  คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนของคลื่น

$Z_0$  คือ อิมพีแดนซ์คลื่นลักษณะ

$Z_L$  คือ อิมพีแดนซ์ของโหลด

จากสมการ 2.44 จะพบว่า ถ้า  $Z_L = Z_0$  จะทำให้  $\Gamma = 0$  นั่นคือจะไม่เกิดการสะท้อนกลับของคลื่นซึ่งจะส่งผลให้ค่า  $VSWR = 1$  ซึ่งก็คือการแมตซ์กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศนั่นเอง แต่ถ้า  $Z_L \neq Z_0$  จะทำให้  $\Gamma \neq 0$  ก็จะส่งผลทำให้ค่า  $VSWR \neq 1$  นั่นคือจะเกิดการไม่แมตซ์กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ ซึ่งถ้าค่า  $VSWR$  มีค่ามากๆ ก็อาจส่งผลกระทบต่อเครื่องส่งทำให้เครื่องส่งเกิดความเสียหายได้ สำหรับค่า  $VSWR$  ที่สามารถยอมรับได้ในทางปฏิบัตินั้นจะต้องมีค่าไม่เกิน 1:1.5



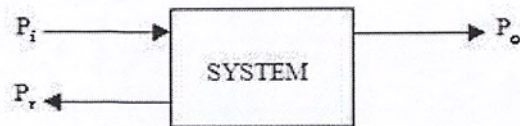
รูปที่ 2.37 การก่อรูปคลื่นนิ่ง

2.5.5.5 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss)

การสูญเสียหรือ Loss นั้นจะเกิดขึ้นทุกครั้งเมื่อระบบการสื่อสารของเราเริ่มทำงานซึ่งผลของมันอาจจะไม่เป็นที่ต้องการของเราเพราะมันจะทำให้ระบบของเรามีประสิทธิภาพต่ำลงนั่นเองโดยการสูญเสียในทางโทรคมนาคมที่เราจะกล่าวถึงในหัวข้อนี้คือ

- ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ซึ่งการสูญเสียประเภทนี้มักจะเกิดขึ้นเมื่อมีการส่งสัญญาณข้อมูลเข้าไปในระบบดังรูปที่ 2.38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.38 การเกิดการย้อนกลับของกำลังงาน

จากรูป  $P_i$  คือ กำลังงานของสัญญาณอินพุต

$P_r$  คือ กำลังงานของสัญญาณที่สะท้อนกลับ

$P_o$  คือ กำลังงานของสัญญาณเอาต์พุต

ซึ่งค่ากำลัง และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสามารถหาได้จาก

สมการที่ (2.45)

$$\text{Returnloss} = -10 \log(P_r / P_i) \quad (2.45)$$

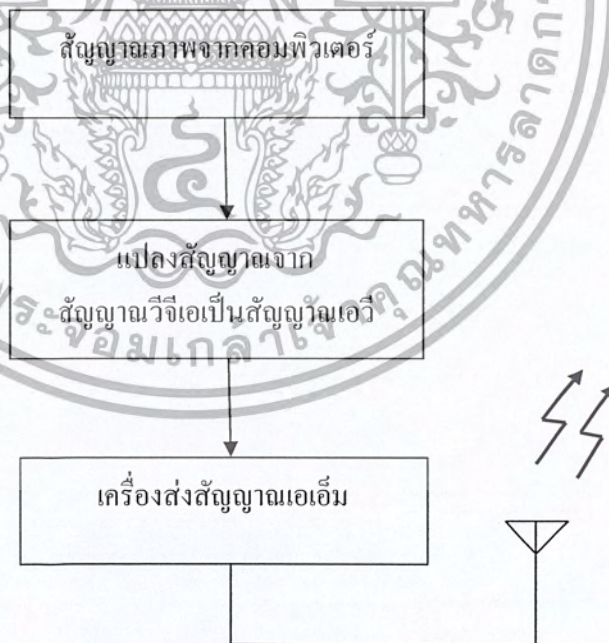
จากสมการจะเห็นว่าค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับคือ อัตราส่วนของ  $P_r$  กับ  $P_i$  ซึ่งแสดงถึงประสิทธิภาพการส่งผ่าน ซึ่งแสดงได้ว่าถ้าค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับมากๆ จะยิ่งดีเนื่องจากจะมีประสิทธิภาพการส่งผ่านที่คืนนั่นเอง

### บทที่ 3

## การออกแบบและการจัดทำปฏิญานิทรรศ

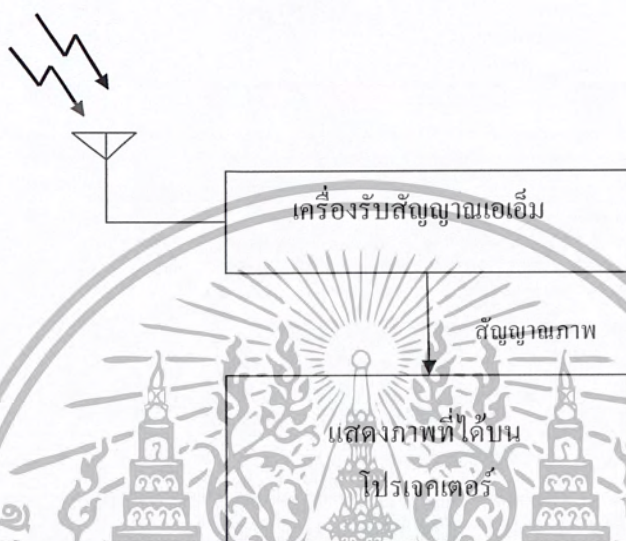
### 3.1 การออกแบบ

จากรูปที่ 3.1 เป็นการแสดงหลักการของระบบส่งสัญญาณภาพ ซึ่งเป็นส่วนเริ่มแรกของระบบทั้งหมดในส่วนนี้จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้ คือ สัญญาณภาพจากคอมพิวเตอร์ และเครื่องส่งสัญญาณภาพที่มีการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด โดยสัญญาณภาพหนึ่งสัญญาณจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห์หนึ่งครั้งความถี่เพื่อให้ระบบรับสัญญาณภาพ สามารถทำการดีมอดูเลตสัญญาณภาพออกมาได้อย่างถูกต้อง ซึ่งเป็นส่วนที่ช่วยในการป้องกันการรบกวนของสัญญาณทางความถี่ที่เราได้ทำการส่งออกมาจากระบบส่งซึ่งเมื่อทำการพิจารณาถึงโครงสร้างของระบบส่งสัญญาณภาพ จึงทำให้ได้ระบบรับสัญญาณภาพดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.1 ระบบส่งสัญญาณภาพ

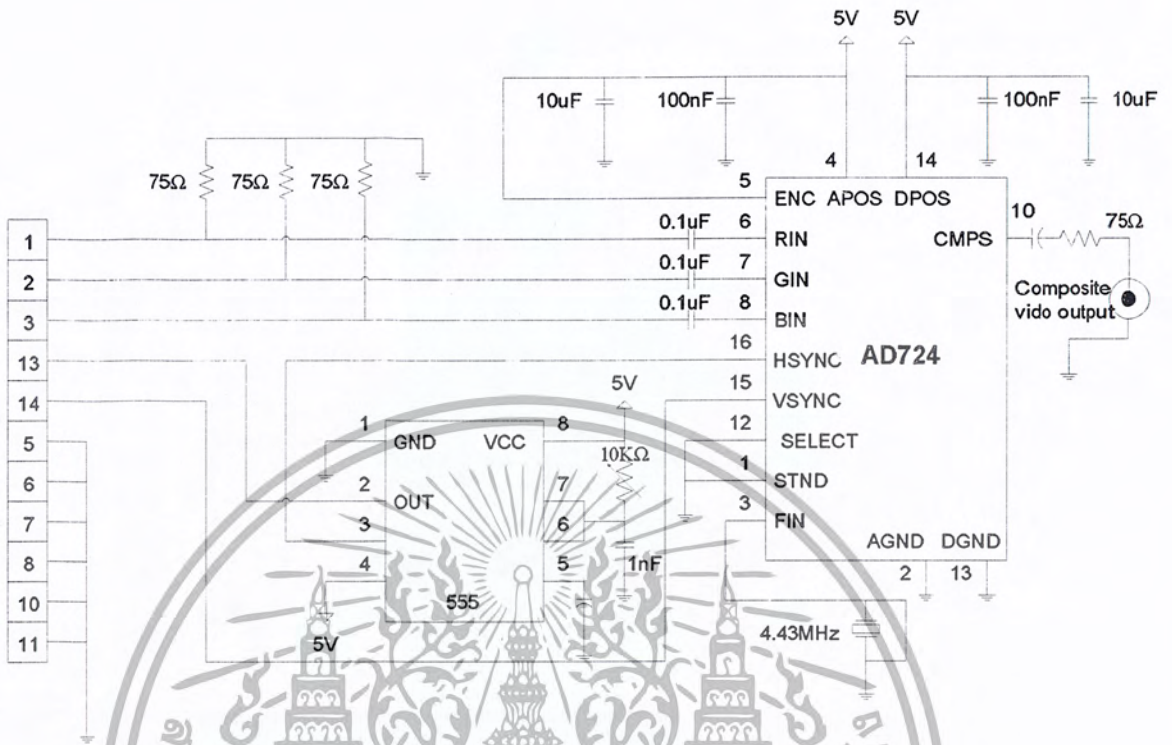
จากรูปที่ 3.2 ระบบแสดงการรับสัญญาณภาพ เป็นส่วนที่มีความสำคัญมากต่อระบบ โดยรวมซึ่งจะทำหน้าที่รับสัญญาณภาพ และส่งสัญญาณออก ระบบดังกล่าวจะประกอบไปด้วย เครื่องรับเอเอ็ม และจอโปรเจคเตอร์เพื่อแสดงภาพ



รูปที่ 3.2 ระบบรับสัญญาณภาพ

### 3.1.1 วงจรแปลงสัญญาณวีซีเอเป็นสัญญาณเอวี

การแปลงสัญญาณวีซีเอเป็นสัญญาณเอวีจะใช้วงจรสำเร็จรูป ดังรูปที่ 3.3 โดยนำสัญญาณจากพอร์ตเอาต์พุตวีซีเอของเครื่องคอมพิวเตอร์มาเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรเพื่อทำการแปลงสัญญาณจากวีซีเอ ไปเป็นสัญญาณเอวีตามที่ต้องการ



รูปที่ 3.3 วงจรแปลงสัญญาณวีซีเอเป็นสัญญาณเอวี

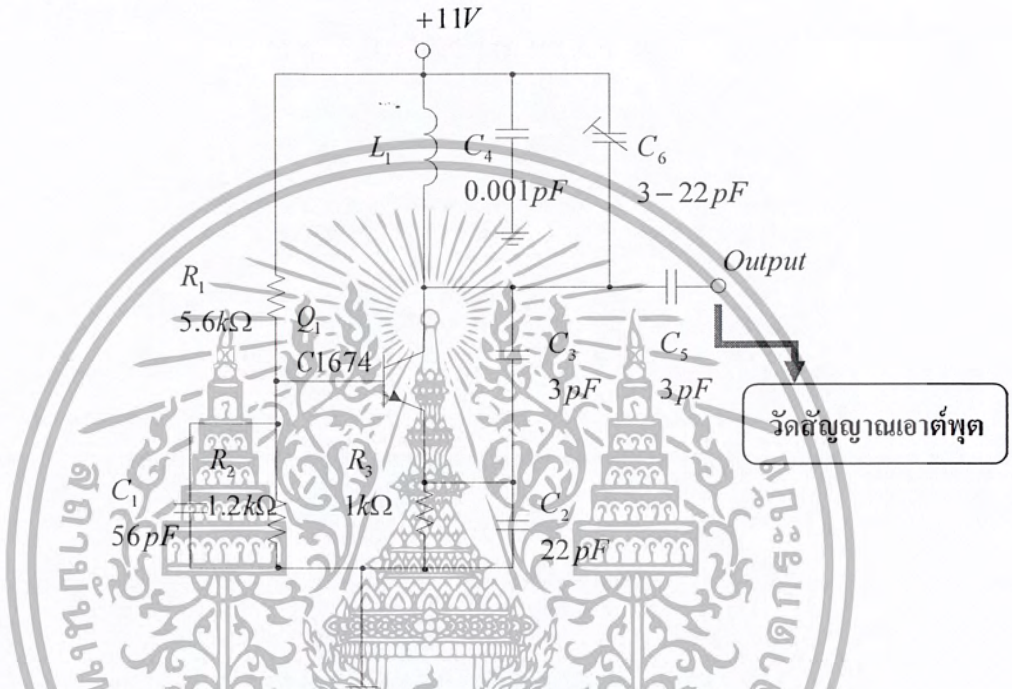
### 3.1.2 วงจรของระบบส่งสัญญาณภาพ

#### 3.1.2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ทำหน้าที่ผลิตความถี่ที่ใช้เป็นความถี่คลื่นพาห้ของสัญญาณภาพถือว่าเป็นสัญญาณหลักของภาคส่งสัญญาณภาพการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์จะผลิตความถี่ในย่าน UHF ซึ่งเป็นวงจรกำเนิดออสซิลเลเตอร์แบบ LC ชนิดควार्टซ์-เบส โคลทพิตต์ โดยมีขดลวด  $L_1$  กับทริมเมอร์  $C_4$  ประกอบกันเป็นวงจรปรับทางด้านเอาต์พุตเพื่อสร้างความถี่ของคลื่นพาห้โดยมี  $R_1, R_2, R_3$  เป็นวงจรไบอัสให้กับ  $Q_1$  และ  $C_1$  ทำหน้าที่บายพาสความถี่สูงที่ขาเบส และ  $C_2$  กับ  $C_3$  เป็นตัวแบ่งแรงดันกำหนดอัตราส่วนของสัญญาณที่จะทำการป้อนกลับจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นพาห์โดยมี  $R_1, R_2, R_3$  เป็นวงจรไบอัสให้กับ  $Q_1$  และ  $C_1$  ทำหน้าที่บายพาสความถี่สูงที่ขาเบส และ  $C_2$  กับ  $C_3$  เป็นตัวแบ่งแรงดันกำหนดอัตราส่วนของสัญญาณที่จะทำการป้อนกลับจากคอลเลคเตอร์มายังอิมิตอร์ ดังนั้น  $C_2$  จึงไม่ใช่เป็นตัวเก็บประจุบายพาสเหมือนของวงจรทั่วไป แสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์

ความถี่ออสซิลเลเตอร์สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.1

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 \left( \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} + C_6 \right)}} \text{ Hz} \tag{3.1}$$

เมื่อแทนค่า  $C_2 = 3$  พิโคฟารัด,  $C_3 = 22$  พิโคฟารัด,  $C_6 = 3-22$  พิโคฟารัด,  $L_1 = 4.7$  นาโนเฮนรี่ แล้วทำการคำนวณตามสมการได้ความถี่ที่ผลิตออกมาประมาณ 467-977 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งใกล้เคียงกับผลที่ต้องการ ดังนั้นเมื่อต้องการที่จะได้ความถี่ที่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะต้องปรับพริมเมอร์  $C_6$  ให้ได้ประมาณ 17 พิโคฟารัด จึงจะได้ความถี่ที่ต้องการ แสดงได้ดังสมการที่ 3.2

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{4.7 \times 10^{-9} \left( \frac{3. \times 10^{-12} \times 22 \times 10^{-12}}{3. \times 10^{-12} + 22 \times 10^{-12}} + 17 \times 10^{-12} \right)}}$$

(3.2)

$$= 520 \text{ MHz}$$



วงจรขยายสัญญาณจะขยายสัญญาณที่มาจากวงจรกำเนิดความถี่ให้มีความแรงขึ้นมาเพียงพอที่จะนำไปมอดูเลตกับสัญญาณภาพได้ โดยการทำงานของวงจรเริ่มจากสัญญาณผ่านตัวเก็บประจุคัปปลิง  $C_5$  ไปยัง  $Q_2$  โดยมี  $R_6, R_1$  ทำหน้าที่เป็นความต้านทานไบแอสที่ขาเบส และมี  $C_8$  เป็นตัวเก็บประจุลงกราวด์เพื่อป้องกันการเกิดการสูญเสียกำลังงานที่  $R_8$  ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อไปเพื่อปรับเสถียรภาพของวงจร ส่วน  $L_2$  จะเป็น RF Choke ซึ่งเป็นตัวป้องกันสัญญาณจากเอาต์พุตที่ขาคอลเลกเตอร์ไม่ให้เข้าไปปนกับไฟเลี้ยงของวงจร เมื่อทำการคำนวณค่าตัวแปรต่างๆของวงจร และอัตราขยายของวงจรขยายจะได้ดังนี้

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.3)$$

แทนค่าต่างๆในสมการที่ 3.3 จะได้

$$R_B = \frac{(10k\Omega)(2.2k\Omega)}{10k\Omega + 2.2k\Omega} = 1.8k\Omega \quad (3.4)$$

หาค่า  $V_{BB}$  ได้จากสมการที่ 3.5

$$V_{BB} = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{CC} \quad (3.5)$$

แทนค่าต่างๆในสมการที่ 3.5 จะได้

$$V_{BB} = \left( \frac{2.2k\Omega}{10k\Omega + 2.2k\Omega} \right) 11V = 1.983V \quad (3.6)$$

หาค่า  $I_B$  ได้จากสมการที่ 3.7

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \quad (3.7)$$

แทนค่าต่างๆในสมการที่ 3.7 จะได้

$$I_B = \frac{1.983V - 0.7V}{1.8k\Omega + (70 + 1)680\Omega} = 25.61\mu A \quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่า  $I_C$  ได้จากสมการที่ 3.9

$$I_C = \beta I_B \quad (3.9)$$

แทนค่า  $I_B$  จากสมการที่ 3.8 จะได้

$$I_C = 70 \times 25.61 \mu A = 1.79 mA \quad (3.10)$$

หาค่า  $I_E$  ได้จากสมการที่ 3.11

$$I_E = I_C + I_B \quad (3.11)$$

แทนค่า  $I_C$  และ  $I_B$  จะได้

$$I_E = 1.79 mA + 25.61 \mu A = 1.81 mA \quad (3.12)$$

หาค่า  $A_v$  ได้จากสมการที่ 3.13

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-\omega L_2}{r_e} \quad (3.13)$$

โดยที่  $r_e$  หาได้จากสมการที่ 3.14

$$r_e = \frac{25 mV}{I_E} \quad (3.14)$$

เมื่อแทนค่า  $I_E$  จะได้

$$r_e = \frac{25mV}{1.81mA} = 13.81\Omega \quad (3.15)$$

แทนค่าต่างๆลงในสมการที่ 3.13 จะได้ดังสมการที่ 3.16

$$A_v = \frac{-2\pi \times 530 \times 10^6 \times 11.80 \times 10^{-9}}{13.81} \quad (3.16)$$

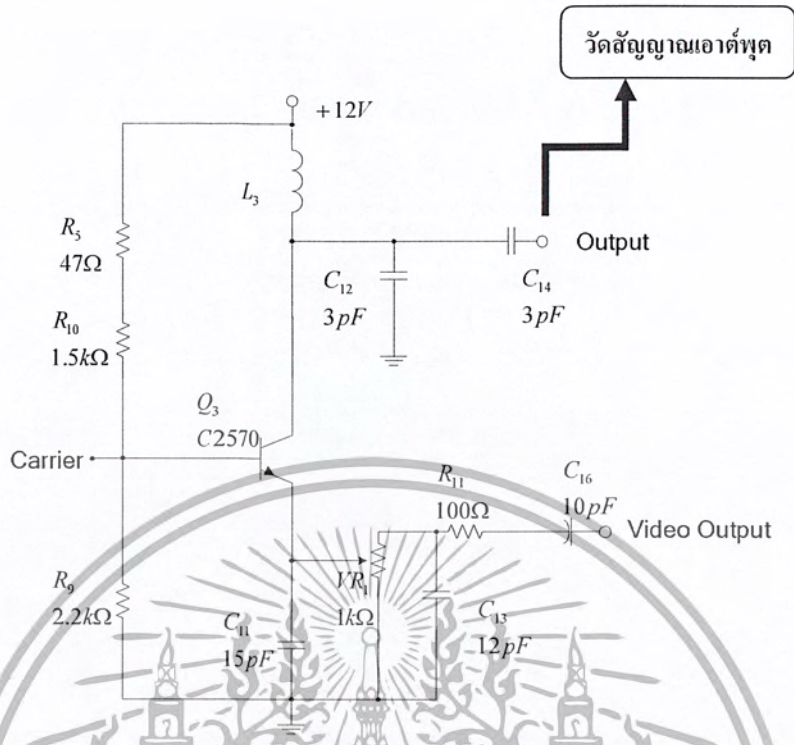
ดังนั้น  $A_v$  จะมีค่าดังสมการที่ 3.17

$$A_v = -2.84 \quad (3.17)$$

ดังนั้นจะได้กำลังขยายเป็น 3 เท่า เครื่องหมายลบแสดงว่าเฟสต่างกัน 180 องศา แต่เมื่อนำค่าที่คำนวณได้ไปใช้จริงพบว่าค่ากำลังขยายจะมีค่าลดลงเหลือครึ่งหนึ่งคือ 1.5 เท่า

### 3.1.2.3 วงจรมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด (Amplitude Modulator)

จากวงจรรูปที่ 3.6 การทำงานของวงจรมอดูเลตเชิงแอมพลิจูดโดยอาศัยระดับแรงดันที่เหมาะสม โดยพิจารณาแรงดันที่ขาอิมิตเตอร์ และขาเบส อาศัยคลื่นพาห้ที่มีความถี่ 450 – 550 เมกะเฮิรตซ์ เข้าทางขาเบส โดยสัญญาณภาพจะเข้าทางขาอิมิตเตอร์เมื่อระดับสัญญาณเกิดการเปลี่ยนแปลงที่ขาอิมิตเตอร์ทำให้อคลื่นพาห้เกิดการเปลี่ยนแปลงสัญญาณไปด้วย จึงทำให้เกิดการมอดูเลตสัญญาณขึ้นที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ และทำการส่งสัญญาณที่ได้ไปยังภาคส่งออกอากาศต่อไป



รูปที่ 3.6 วงจรแอมพลิฟายเออร์วิดีโอ

เมื่อกำหนดให้สัญญาณวิดีโอที่เข้าที่ขั้วอิมิตเตอร์เป็น  $m(t)$  เมื่อ  $m(t)$  เกิดการเปลี่ยนแปลงจะทำให้  $V_{BE}$  เกิดการเปลี่ยนแปลงด้วย จึงทำให้เกิดการมอดูเลตที่ขั้วคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ของวงจรในรูปที่ 3.6 จึงได้สมการเป็น

$$I_c = I_s - V_{BE} / V_T \tag{3.18}$$

หาค่า  $V_{EE}$  ได้จากสมการที่ 3.19 และ 3.20

$$V_{BE} = V_B - V_E \tag{3.19}$$

$$V_{BE} = \cos(\omega_c t) - m(t) \tag{3.20}$$

ดังนั้น  $I_c$  จะมีค่าดังสมการที่ 3.21 และ 3.22

$$I_c = I_s \left( \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\left( \frac{V_{BE}}{V_T} \right)^n}{n!} \right) \quad (3.21)$$

$$I_c = I_s \left[ 1 + \frac{V_{BE}}{V_T} + \frac{\left( \frac{V_{BE}}{V_T} \right)^2}{2!} + \frac{\left( \frac{V_{BE}}{V_T} \right)^3}{3!} + \dots + \frac{\left( \frac{V_{BE}}{V_T} \right)^n}{n!} \right] \quad (3.22)$$

เมื่อทำการพิจารณาแค่ 3 เทอมจะได้สมการที่ 3.23 คือ

$$I_c = I_s \left[ 1 + \frac{V_{BE}}{V_T} + \frac{\left( \frac{V_{BE}}{V_T} \right)^2}{2!} \right] \quad (3.23)$$

$$I_c = I_s \left[ 1 + \frac{\cos(\omega_c t) - m(t)}{V_T} + \frac{\left( \frac{\cos(\omega_c t) - m(t)}{V_T/4} \right)^2}{2} \right] \quad (3.24)$$

จากสมการการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด ดังสมการที่ 3.24 คือ

$$\phi_{AM} = A_c (1 + k_a m(t)) \cos(\omega_c t) \quad (3.25)$$

$$\phi_{AM} = A_c \cos(\omega_c t) + A_c k_a m(t) \cos(\omega_c t) \quad (3.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$I_c = I_s \left[ 1 + \frac{\cos(\omega_c t) - m(t)}{V_T} + \left( \frac{\cos(\omega_c t)^2 - 2m(t)\cos(\omega_c t) + m(t)^2}{2V_T^2} \right)^2 \right] \quad (3.27)$$

$$I_c = \left[ I_s + \frac{I_s}{V_T} \cos(\omega_c t) - \frac{I_s}{V_T} m(t) + \frac{I_s}{2V_T^2} \cos(\omega_c t)^2 - \frac{I_s}{V_T^2} m(t) \cos(\omega_c t) + \frac{I_s}{2V_T^2} m(t)^2 \right] \quad (3.28)$$

ดังนั้นสมการการมอดูเลตของวงจรในรูปที่ 3.6 คือ

$$I_c = A \cos(\omega_c t) + km(t) \cos(\omega_c t) \quad (3.28)$$

โดยให้  $A = \frac{I_s}{V_T}$  และ  $K = \frac{I_s}{V_T^2}$

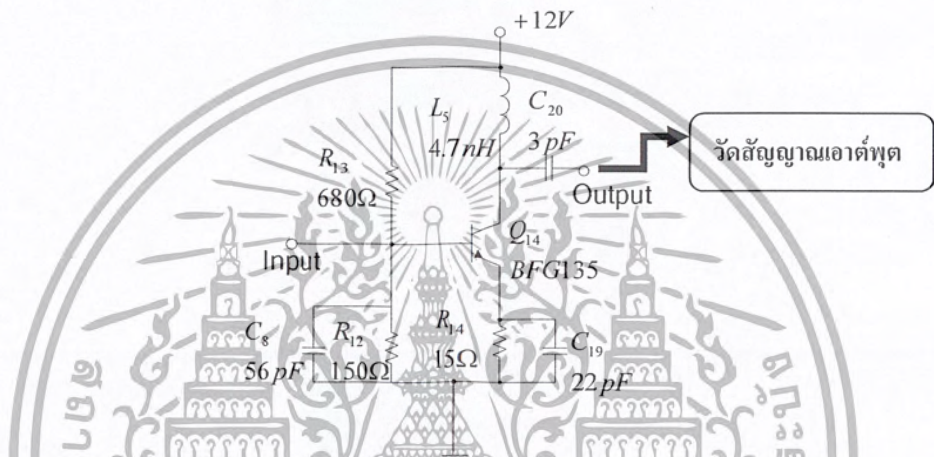
ในส่วนของ  $I_s$  และ  $V_T$  จะเป็นค่าคงที่ และองค์ประกอบของความถี่อื่นๆ ดังสมการที่ (3.28) จะทำการกรองโดยใช้วงจรกรองความถี่ผ่าน (Band Pass Filter) เพื่อกรองความถี่ตามที่ต้องการออกมา ดังนั้นจึงได้สมการมอดูเลตคือ

$$I_c = (A + km(t)) \cos(\omega_c t) \quad (3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2.4 วงจรขยายกำลัง

การคำนวณจะคล้ายกับวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ 3.7 โดย วงจรขยายกำลังที่ใช้ที่นี่จะเป็นการไบอัสแบบแบ่งแรงดันจะขยายสัญญาณที่ออกมาจากวงจร มอดูเลเตอร์ให้มีขนาดที่ใหญ่พอที่จะส่งไปในสายอากาศต่อไป



รูปที่ 3.7 วงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก

หาค่า  $V_{BB}$  ได้จากสมการที่ 3.30

$$V_{BB} = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{CC} \tag{3.30}$$

แทนค่าต่างๆลงในสมการที่ 3.30 จะได้

$$V_{BB} = \left( \frac{150\Omega}{680\Omega + 150\Omega} \right) 11V = 1.98V \tag{3.31}$$

หาค่า  $R_B$  ได้จากสมการที่ 3.32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.32)$$

แทนค่าต่างๆลงในสมการที่ 3.32 จะได้

$$R_B = \frac{(150\Omega)(680\Omega)}{150\Omega + 680\Omega} = 122.8\Omega \quad (3.33)$$

หาค่า  $I_C$  ได้จากสมการที่ 3.34

$$I_C \approx I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta + 1}} \quad (3.34)$$

แทนค่าต่างๆลงในสมการที่ 3.34 จะได้

$$I_C \approx I_E = \frac{1.98 - 0.7}{15.6 + \frac{122.8}{\beta + 1}} = 77.5mA \quad (3.35)$$

หาค่า  $P$  ได้จากสมการที่ 3.36

$$P = VI \quad (3.36)$$

แทนค่าต่างๆลงในสมการที่ 3.36 จะได้

$$P = (77.5 \times 10^{-3} A)(11V) = 0.8525W \quad (3.37)$$

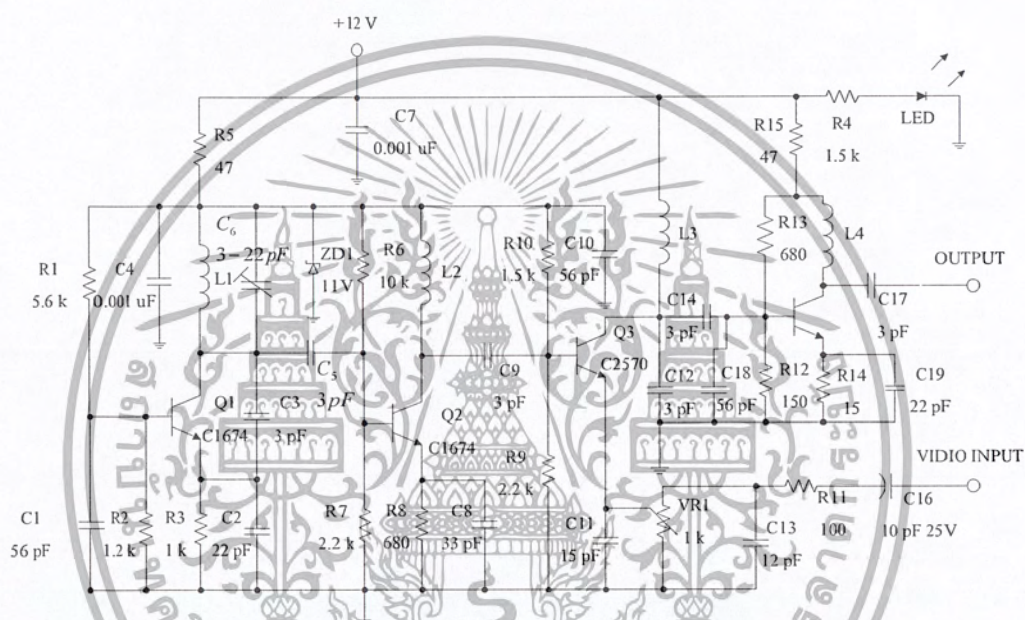
หาค่า  $P$  ในหน่วย dB ได้จากสมการที่ 3.38

$$P(dBm) = 10 \log\left(\frac{P}{10^{-3}}\right) = 10 \log\left(\frac{0.8525}{10^{-3}}\right) = 29.3dBm \quad (3.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2.5 วงจรรวมระบบส่งสัญญาณภาพ

จากรูปที่ 3.8 เป็นการนำวงจรต่างๆ ทั้ง วงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก วงจรมอดูเลตแบบแอมพลิจูด และวงจรขยายกำลัง มารวมไว้เป็นวงจรเดียวกัน เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงาน

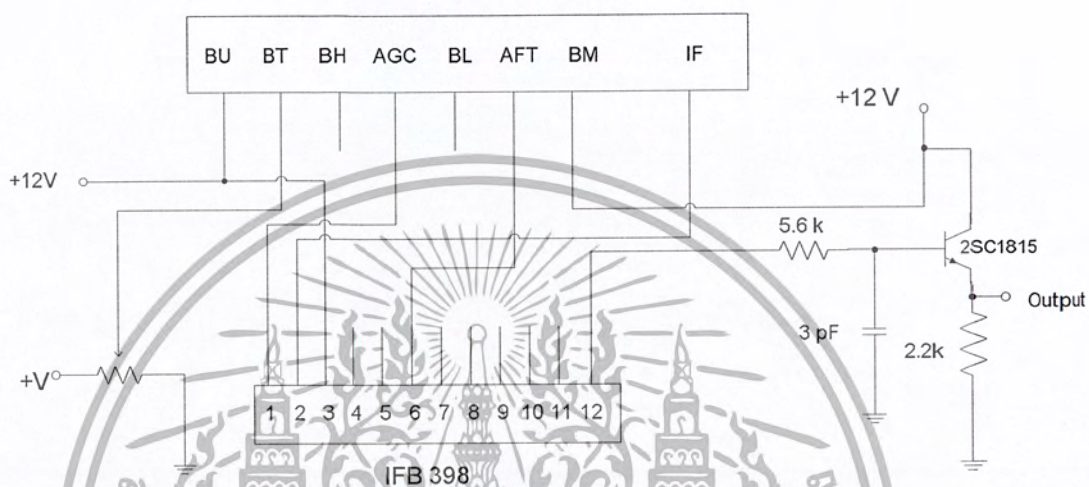


รูปที่ 3.8 วงจรรวมระบบส่งสัญญาณภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.3 วงจรของระบบรับสัญญาณภาพ

#### 3.1.3.1 วงจรจูนเนอร์



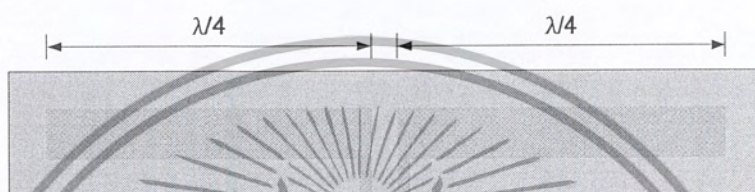
รูปที่ 3.9 วงจรจูนเนอร์

วงจรถูนเนอร์ (TV Tuner Chipset) คือ วงจรจำแนกความถี่ของโทรทัศน์ โดยต่อสายสัญญาณจากเสาอากาศเข้าที่วงจรถูนเนอร์ หรือ ทีวีจูนเนอร์ (TV Tuner) แล้วค้นหาคลื่นช่องรายการ โทรทัศน์ต่างๆ ที่เสาอากาศรับ ได้ ซึ่งสามารถนำมาใช้ในการตรวจจับสัญญาณเอเอ็มได้ โดยจูนเนอร์ชนิดที่ใช้คือ

วงจรถูนเนอร์ (TV Tuner) แบบกระป๋อง (Can) เป็นจูนเนอร์แบบเก่าซึ่งมีอยู่ในเครื่องรับโทรทัศน์ปกติ และอยู่ในรุ่น PCI Card ส่วนใหญ่ สังเกตได้ถ้าบนแผงวงจร ใกล้เคียงกับช่องที่ต่อสายเสาอากาศนั้นก็มีกล่องโลหะสี่เหลี่ยม

### 3.1.4 สายอากาศ (Antenna)

สายอากาศที่เลือกใช้เป็นสายอากาศชนิดไดโพล ซึ่งทำงานในย่านความถี่ตั้งแต่ 450-550 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยในการออกแบบนั้น ได้นำแนวคิดของสายอากาศไดโพลมาสร้างลงบนแผ่นพีซีบีดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 สายอากาศไดโพลบนแผ่นพีซีบี

จากรูป จะเห็นได้ว่าสายอากาศที่ออกแบบจะมีลักษณะเป็นเหมือนเสาอากาศไดโพล แต่จะถูกสร้างขึ้นบนแผ่นพีซีบี โดยชนิดของแผ่นพีซีบีที่นำมาใช้นั้น จะเป็นแผ่น FR-4 ซึ่งมีค่ารีเลทีฟไดอิเล็กตริก (Relative Dielectric) เท่ากับ 4.3 มีความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร และความหนาแผ่นทองแดงเท่ากับ 1.37 มิลลิเมตร หรือ 0.0348 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 3.11

0.0348 mm  
1.6 mm

รูปที่ 3.11 ความหนาของแผ่น FR-4

โดยในการคำนวณหาความยาวสายอากาศไดโพลปกตินั้น สามารถคำนวณได้จากหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น (Quarter Wavelength) เท่ากับ  $\lambda/4$

เมื่อ  $\lambda$  หาได้จากสมการที่ 3.40

$$\lambda = \frac{c}{f} \left( \frac{m/s}{Hz} \right) \quad (3.40)$$

ดังนั้นจะหาค่า  $\lambda/4$  ได้จากสมการที่ 3.41

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} \left( \frac{m/s}{Hz} \right) \quad (3.40)$$

ดังนั้นถ้าต้องการเสาอากาศสำหรับความถี่ 520 MHz จะได้  $\lambda/4$  เท่ากับ

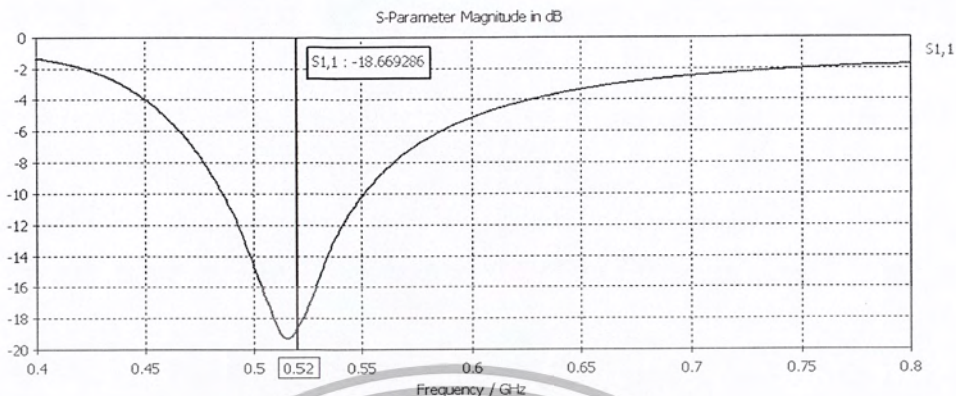
$$\frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4F} = \frac{3 \times 10^8}{4 \times 520 \times 10^6} \left( \frac{m/s}{Hz} \right) \quad (3.42)$$

$$\frac{\lambda}{4} = 0.14423 \text{ m.} \quad (3.43)$$

เมื่อได้ทำการคำนวณหาค่าหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่นเรียบร้อยแล้ว จึงทำการจำลองสร้าง และทดสอบผลโดยใช้โปรแกรมจำลองสร้างสายอากาศ เมื่อได้ทำการทดสอบผลตามที่ต้องการแล้วจึงนำไปสร้างจริง และเก็บผลการทดลองต่อไป

### 3.1.4.1 กราฟแสดงผลการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศ

- 1) ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ  
ในทางทฤษฎีค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศที่จะสามารถนำไปใช้งานจริงได้นั้นจะต้องมีค่าต่ำกว่า -10 dB แสดงได้ดังรูปที่ 3.12

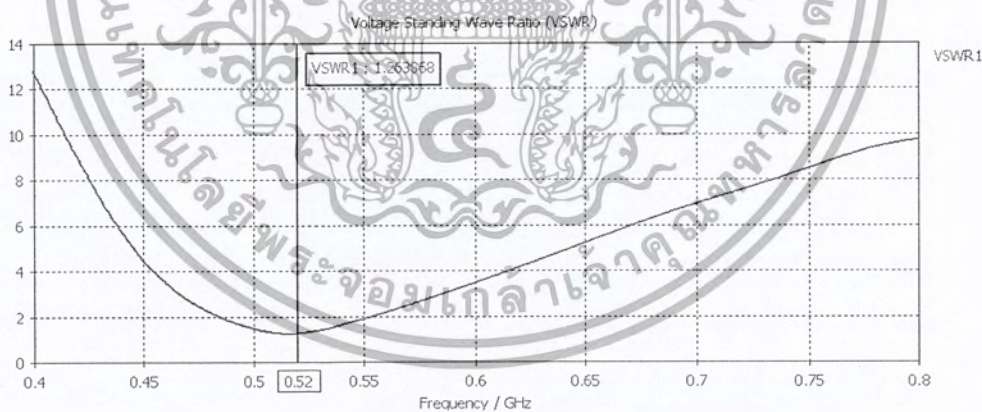


รูปที่ 3.12 กราฟแสดงค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

2) ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

ในทางทฤษฎี ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศที่สามารถนำไปใช้งานจริงได้นั้นจะต้องมีค่าไม่เกิน 1:1.5 เพราะจะทำให้แรงดันของคลื่นสะท้อนนั้นมีค่าน้อยมากที่จะสะท้อนกลับเข้าไปในเครื่องส่ง ทำให้เครื่องส่งไม่เกิดการเสียหาย แสดงได้ดังรูปที่

3.13

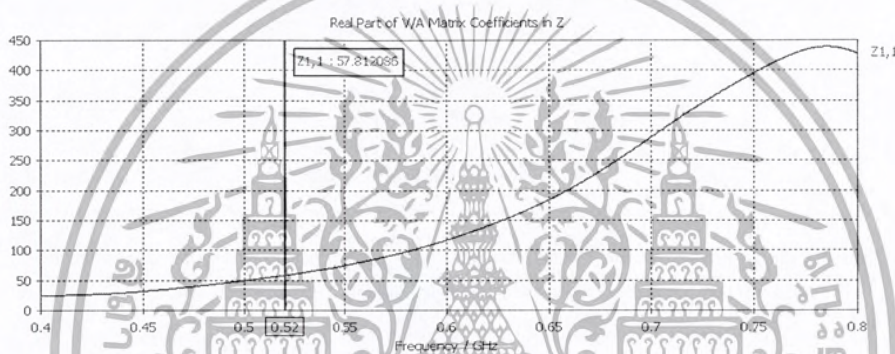


รูปที่ 3.13 กราฟแสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3) ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์

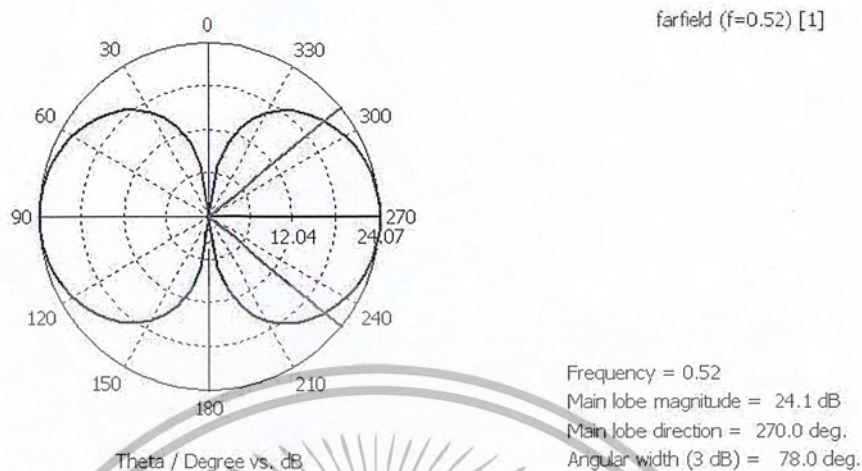
ในทางทฤษฎีที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศนั้น ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศนั้นต้องมีค่าใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่ง ประมาณ 50 โอห์ม หรือที่เรียกว่า เกิดการแมตช์ระหว่างสายอากาศกับสายส่ง เพื่อป้องกันการสะท้อนกลับของคลื่น ซึ่งถ้าสายอากาศที่จะนำไปใช้งานมีค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าไม่ใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่ง หรือที่เรียกว่าเกิดการไม่แมตช์ระหว่างสายอากาศกับสายส่ง ก็จะทำให้เกิดการสะท้อนกลับของคลื่น ซึ่งอาจจะทำให้เครื่องส่งเกิดความเสียหายได้ แสดงได้ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 กราฟแสดงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์

### 4) แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

แสดงทิศทางของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กซึ่งนั้นเป็นการบ่งบอกถึงทิศทางที่การแผ่กระจายคลื่นนั้นแพร่ไปในที่ทิศทางใด โดยเป็นการแสดงแบบการพล็อตกราฟในลักษณะของโพลาร์ (Polar Plot) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.15 และรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.15 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า  
จากโปรแกรม CST Microwave Studio



รูปที่ 3.16 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก  
จากโปรแกรม CST Microwave Studio

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

- 1) Spectrum Analyzer
- 2) Oscilloscope
- 3) Power Supply
- 4) Signal Generator
- 5) Network Analyzer
- 6) TV
- 7) DVD Player
- 8) Computer
- 9) โปรแกรม CST Microwave Studio
- 10) Projector

### 3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง

#### 3.3.1 วงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี

1) การวัดสัญญาณเอวีจากวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี โดยเริ่มจากการป้อนสัญญาณวีจีเอจากวีจีเอพอร์ตของเครื่องคอมพิวเตอร์ซึ่งเป็นสัญญาณอินพุตเข้าสู่ตัววงจรดังรูปที่ 3.3 จากนั้นจึงใช้ เครื่องมือ Oscilloscope วัดสัญญาณเอวีที่ได้แล้วนำสัญญาณมาเทียบกับสัญญาณมาตรฐาน แล้วบันทึกผลการทดลอง

#### 3.3.2 วงจรของระบบส่งสัญญาณภาพ

1) การวัดผลการทดลองเริ่มจากการวัดค่าของความถี่ที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยทำการวัดที่จุดเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 3.4 โดยใช้เครื่องมือที่เรียกว่า Spectrum Analyzer มาทำการวัด แล้วทำการบันทึกผลที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) การวัดผลการทดลองการมอดูเลตโดยการป้อนสัญญาณจาก Signal Generator ไปยังอินพุตที่แสดงในรูปที่ 3.6 เพื่อทำการมอดูเลตกับออสซิลเลเตอร์ แล้วทำการวัดเอาต์พุตที่ได้จากวงจร และบันทึกผลการทดลอง

3) ทำการรวมวงจรแล้วทำการวัดผลที่ได้ด้วยเครื่อง Spectrum Analyzer แล้วทำการบันทึกผลการทดลองที่ได้

4) นำภาพจากกล้องวีดีโอมาทำการมอดูเลตโดยป้อนเป็นสัญญาณอินพุตดังรูปที่ 3.6 มามอดูเลตกับวงจรออสซิลเลเตอร์แล้วทำการวัดผลการทดลองที่ได้โดยทำการวัดที่เอาต์พุตด้วย Spectrum Analyzer แล้วทำการบันทึกผลการทดลอง

5) ทำการวัดวงจรรายละเอียดโดยทำการต่อกับวงจรออสซิลเลเตอร์ทางด้านอินพุตดังรูปที่ 3.7 แล้วทำการวัดเอาต์พุตที่ได้แล้วนำผลที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์มาเปรียบเทียบกับสัญญาณเมื่อต่อกับวงจรรายละเอียดแล้วคำนวณค่าอัตราขยาย

### 3.3.3 วงจรของระบบรับสัญญาณภาพ

1) นำสายอากาศเสียบเข้ากับจูนเนอร์ จากนั้นใช้การปรับจูนหาคลื่นความถี่ ในที่นี้คือความถี่ของช่อง 3 และ TPBS ปรากฏขึ้นบนหน้าจอโทรทัศน์

2) ทำการป้อนสัญญาณภาพจากเครื่องเล่นวีดีโอ หรือ ภาพจากคอมพิวเตอร์ด้วยวงจรของระบบส่งสัญญาณภาพ จากนั้นใช้วงจรของระบบรับสัญญาณภาพในการปรับหาความถี่ พบว่าจะปรากฏภาพบนหน้าจอโทรทัศน์

### 3.3.4 สายอากาศ

1) ทำการออกแบบสายอากาศโดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio จากนั้นดูความถี่ และค่าพารามิเตอร์ตรงตามคุณสมบัติที่ต้องการ จึงทำการเก็บผลการทดลอง

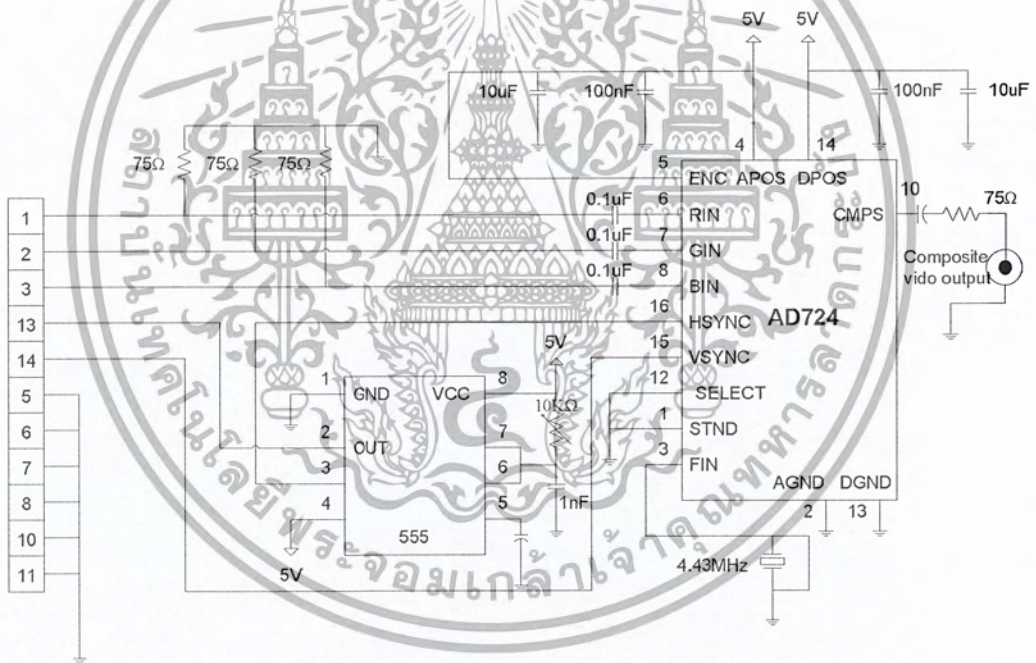
2) ทำการสร้างสายอากาศตามขนาดที่ได้ออกแบบในโปรแกรม CST Microwave Studio วัดผลที่ได้จากสายอากาศด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย โดยทำการเพิ่ม หรือลดขนาดของสายอากาศเพื่อให้ความถี่ และค่าพารามิเตอร์ตรงตามคุณสมบัติที่ต้องการ แล้วทำการเก็บผลการทดลอง

## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

#### 4.1 ผลการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี

ทำการวัดสัญญาณอินพุต และเอาต์พุตจากวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี ตามรูปที่ 4.1 โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุตจากพอร์ตเอาต์พุตวีจีเอของเครื่องคอมพิวเตอร์ ซึ่งได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.2-4.9

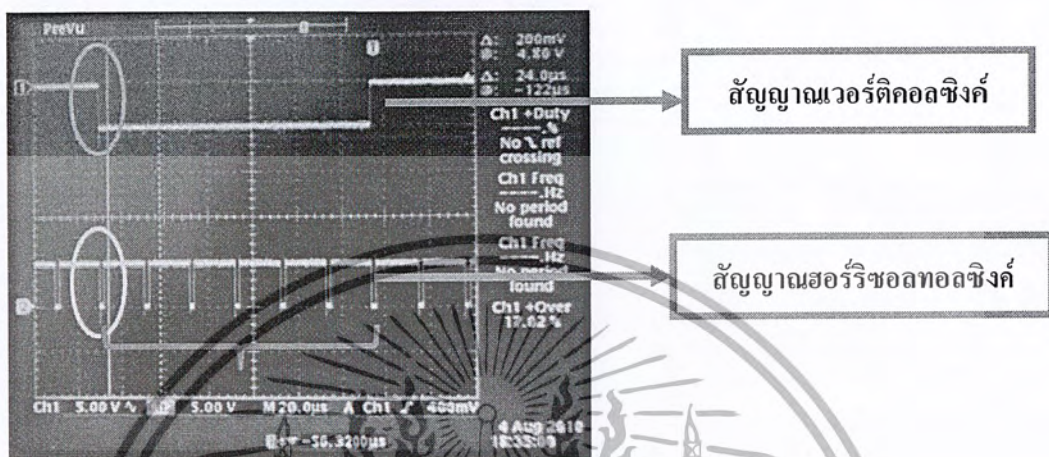


รูปที่ 4.1 วงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี

รูปที่ 4.2 เป็นสัญญาณฮอริซอลทอลซิงค์ และเวอร์ติคอลลซิงค์ที่ได้จากการวีจีเอ พอร์ตของเครื่องคอมพิวเตอร์ โดยทำการวัดสัญญาณฮอริซอลทอลซิงค์จากวีจีเอพอร์ตพินที่ 13

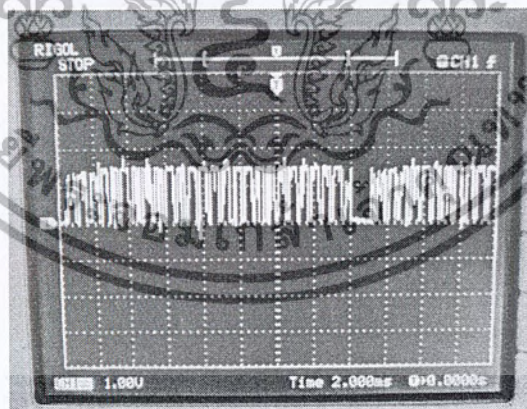
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และวัดสัญญาณเวรต์ติคอสซิงค์จากวีจีเอพอร์ตพินที่14 ซึ่งสัญญาณทั้งสองที่วัดได้มีขนาดเท่ากับ 5 โวลต์



รูปที่ 4.2 สัญญาณฮอริซอลทอสซิงค์ และสัญญาณเวรต์ติคอสซิงค์

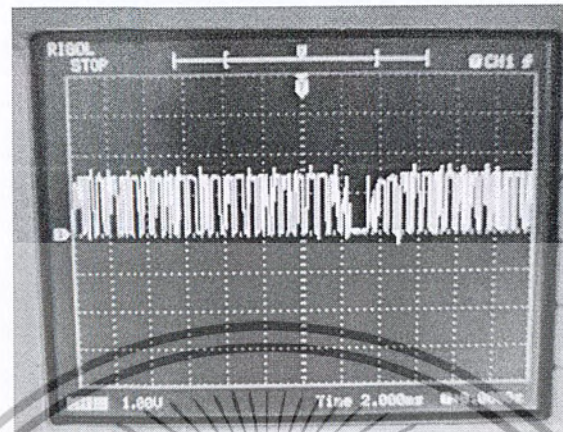
รูปที่ 4.3 เป็นสัญญาณสีแดงที่วัดได้จากวีจีเอพอร์ตของเครื่องคอมพิวเตอร์พินที่1 โดยมีขนาดเท่ากับ 1.5 โวลต์



รูปที่ 4.3 สัญญาณสีแดง

รูปที่ 4.4 เป็นสัญญาณสีเขียวที่วัดได้จากวีจีเอพอร์ตของเครื่องคอมพิวเตอร์พินที่ 2 โดยมีขนาดเท่ากับ 1.5 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 สัญญาณสี่เหลี่ยม

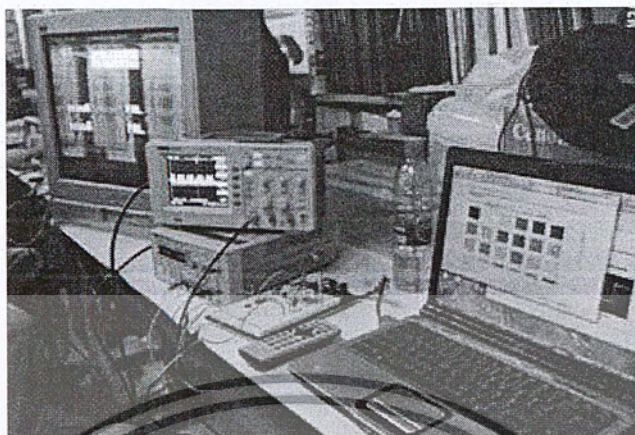
รูปที่ 4.5 เป็นสัญญาณสี่น้ำเงินที่วัดได้จากวีธีเอพอร์ต์ของเครื่องคอมพิวเตอร์พีซี 3 โดยมีขนาดเท่ากับ 1.5 โวลต์



รูปที่ 4.5 สัญญาณสี่น้ำเงิน

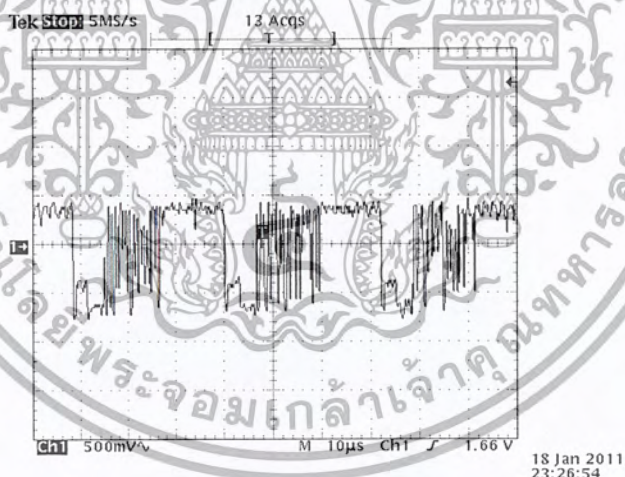
รูปที่ 4.6 แสดงวิธีการวัดผลของการแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นเอวีโดยทำการป้อนสัญญาณอินพุตจากพอร์ตเอาต์พุตวีจีเอของเครื่องคอมพิวเตอร์ เข้าวงจรแปลงสัญญาณแล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ผ่านทางออสซิลโลสโคป และแสดงผลทางโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 การวัดสัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี

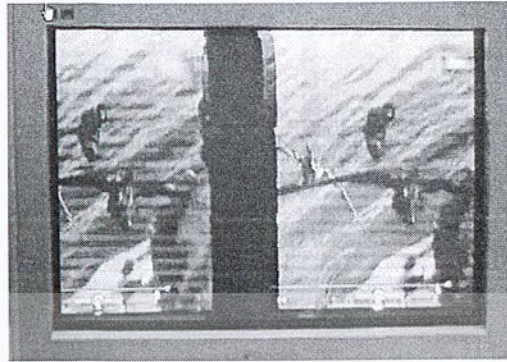
รูปที่ 4.7 เป็นสัญญาณที่ได้วัดจากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอ เป็นสัญญาณเอวี และแสดงผลผ่านทางออสซิลโลสโคป โดยมีขนาดเท่ากับ 1.12 โวลต์



รูปที่ 4.7 สัญญาณเอวีที่วัดได้จากวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอ เป็นสัญญาณเอวีที่แสดงผลทางออสซิลโลสโคป

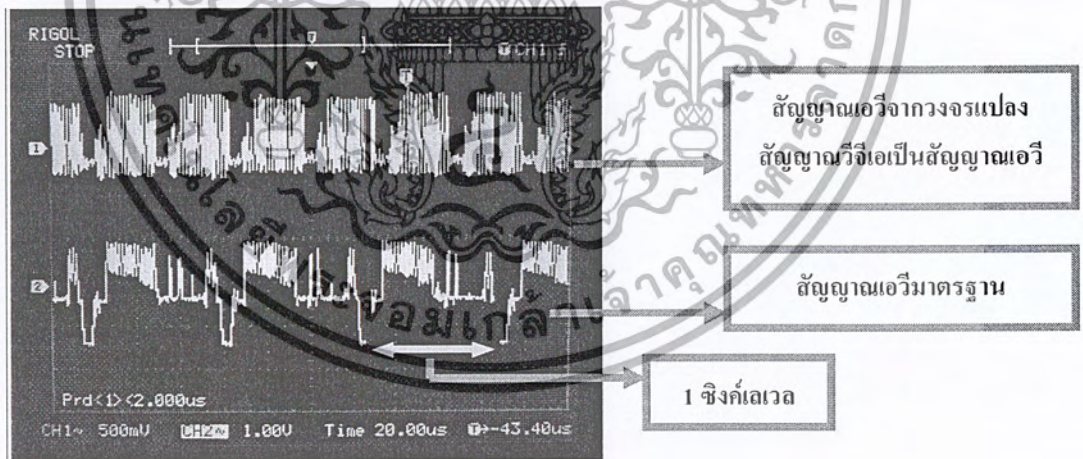
รูปที่ 4.8 เป็นสัญญาณที่ได้วัดจากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอ เป็นสัญญาณเอวี และแสดงผลผ่านทางโทรทัศน์พบว่าภาพที่ได้มีลักษณะเป็นภาพซ้อนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 สัญญาณเอวีที่วัดได้จากวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอ เป็นสัญญาณเอวีที่แสดงผลทางโทรทัศน์

จากรูปที่ 4.9 จะพบว่าสัญญาณเอวีที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นสัญญาณเอวี มีความแตกต่างจากสัญญาณเอวีมาตรฐานคือ ใน 1 ซิงค์เลเวลของสัญญาณเอวีมาตรฐานจะมีหนึ่งเฟรม แต่สัญญาณเอวีที่ได้จากวงจรแปลงจะมีสองเฟรม ซึ่งทำให้ภาพที่แสดงทางหน้าจอโทรทัศน์ เกิดเป็นสองภาพ



รูปที่ 4.9 สัญญาณเอวีที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณวีจีเอ เป็นสัญญาณเอวีเทียบกับสัญญาณเอวีมาตรฐาน

## 4.2 ผลการทดสอบระบบส่งสัญญาณภาพ

### 4.2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

จากรูปที่ 4.10 ทำการวัดเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ และเก็บผลการทดลอง ค่าความถี่สัญญาณเอาต์พุต เมื่อกำหนดค่าของ  $L$  เท่ากับ 4.7 นาโนเฮนรี่ จากการคำนวณใน สมการที่ 4.1 จะได้  $C_6$  เท่ากับ 17 พิโคฟารัด และจะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.10 วงจรออสซิลเลเตอร์

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_3 \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C \right)}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{4.7 \times 10^{-9} \left( \frac{3. \times 10^{-12} \times 22 \times 10^{-12}}{3. \times 10^{-12} + 22 \times 10^{-12}} + 17 \times 10^{-12} \right)}}$$

$$f = 520 \text{ MHz} \quad (4.1)$$

รูปที่ 4.11 เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้หลังจากผ่านวงจรรอสซิลเลเตอร์ ซึ่งพบว่าสัญญาณที่ได้มีความถี่ประมาณ 521 เมกะเฮิร์ตซ์ และค่าแอมพลิจูดเท่ากับ 48 มิลลิโวลต์



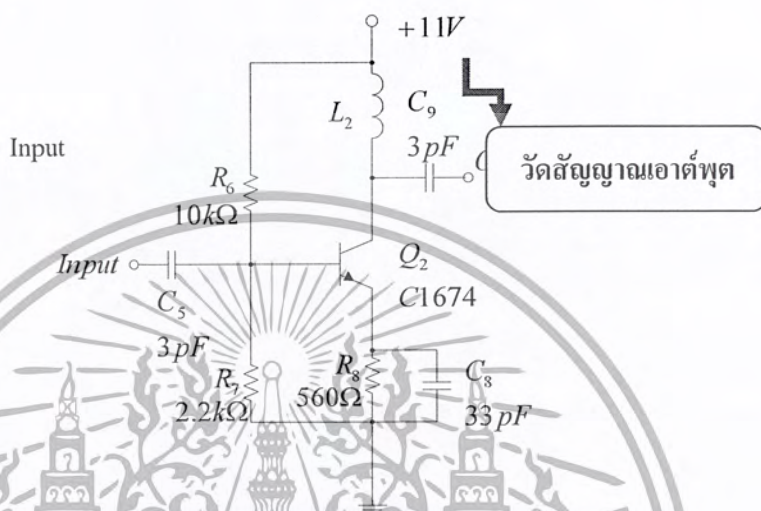
รูปที่ 4.11 สัญญาณหลังผ่านวงจรรอสซิลเลเตอร์

#### 4.2.2 วงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก

จากรูปที่ 4.12 เมื่อกำหนดค่า  $R$  และ  $C$  ดังรูปจะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.13 เมื่อนำสัญญาณอินพุต และเอาต์พุตมาคำนวณดังสมการที่ 4.2 พบว่าที่ความถี่สัญญาณออสซิลเลต 520 เมกะเฮิร์ตซ์ พบว่าสัญญาณอินพุตก่อนผ่านวงจขยายมีค่าเท่ากับ 48 มิลลิโวลต์ และสัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านวงจขยายมีค่าเท่ากับ 71 มิลลิโวลต์มีอัตราขยายเท่ากับ -1.5 เท่า

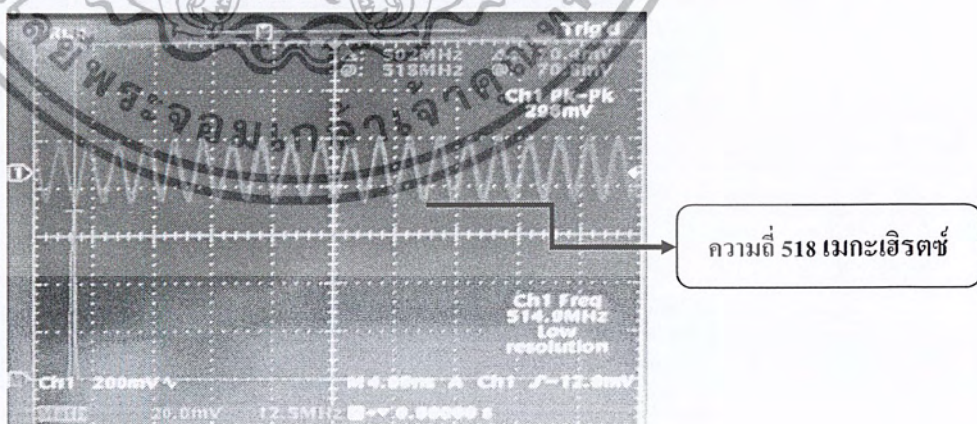
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \tag{4.2}$$



รูปที่ 4.12 วงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก

จากรูปที่ 4.13 เป็นสัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กพบว่าสัญญาณที่ได้ เป็นสัญญาณที่มีความถี่ประมาณ 518 เมกะเฮิรตซ์ และค่าแอมพลิจูดเท่ากับ 71 มิลลิโวลต์

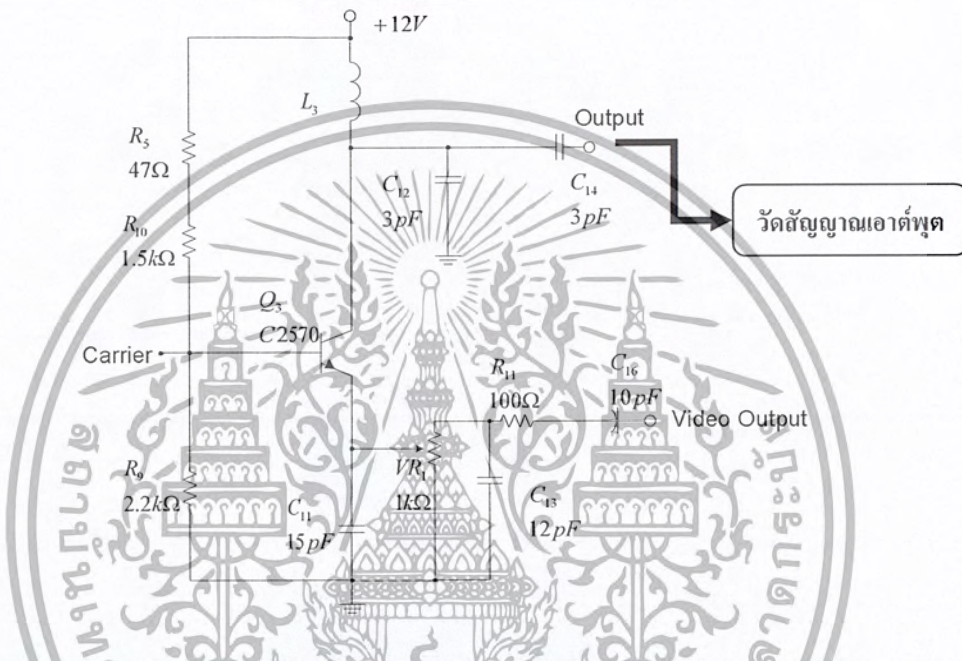


รูปที่ 4.13 สัญญาณหลังผ่านวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.2.3 วงจรมอดูเลตเชิงแอมปลิจูด (AM Modulator)

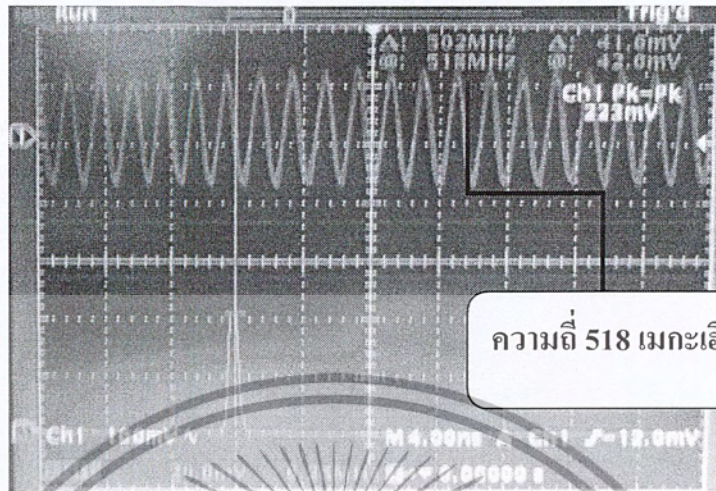
เมื่อกำหนดค่า  $R$  และ  $C$  ดังรูปที่ 4.14 โดยทำการป้อนสัญญาณ จะให้ผลการทดลอง ดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.14 วงจรมอดูเลตเชิงแอมปลิจูด

จากรูปที่ 4.15 เป็นสัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรมอดูเลตเชิงแอมปลิจูดพบว่า สัญญาณที่ได้ เป็นสัญญาณที่มีความถี่ประมาณ 518 เมกะเฮิร์ตซ์ และค่าแอมปลิจูดเท่ากับ 42 มิลลิโวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

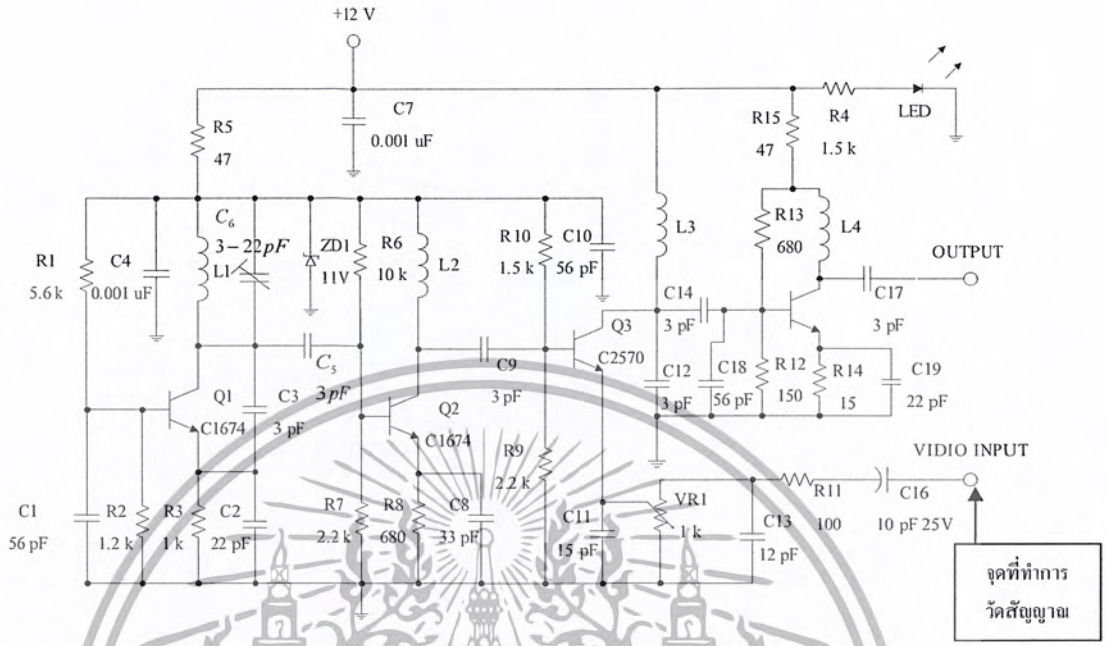


ความถี่ 518 เมกะเฮิรตซ์

รูปที่ 4.15 สัญญาณหลังผ่านวงจรมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด

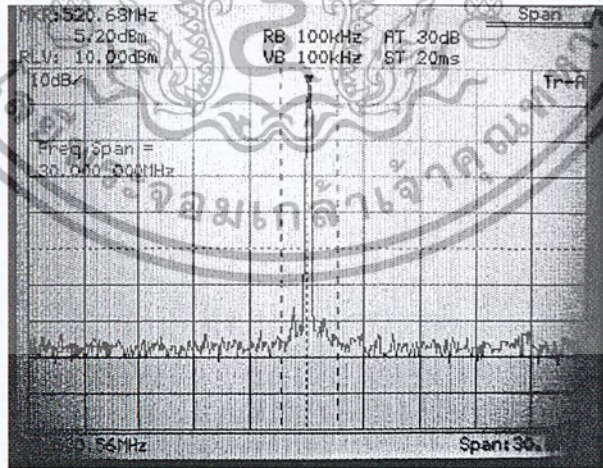
#### 4.2.4 วงจรรวมของระบบส่งสัญญาณภาพ

ทำการวัดเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด ตามรูปที่ 4.16 เมื่อป้อนข่าวสารที่อินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ที่ความถี่ต่างๆ รวมทั้งสัญญาณวิดีโอ ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.17 – 4.28



รูปที่ 4.16 วงจรรวมของระบบส่งสัญญาณภาพ

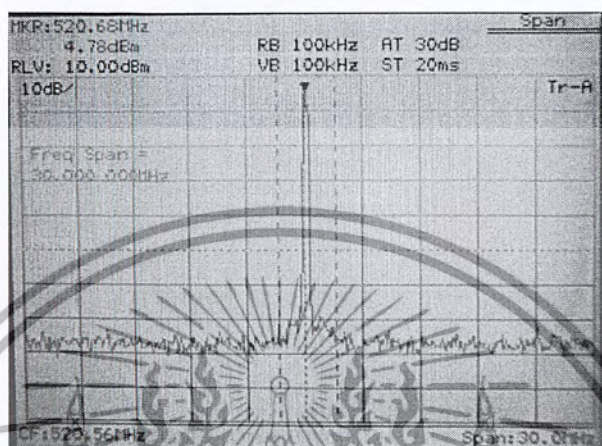
รูปที่ 4.17 เป็นสัญญาณที่วัดได้เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูด 3 V<sub>p-p</sub> ไปยังวงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.17 คลื่นพหามอดูเลตกับสัญญาณ ไซน์ ความถี่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์

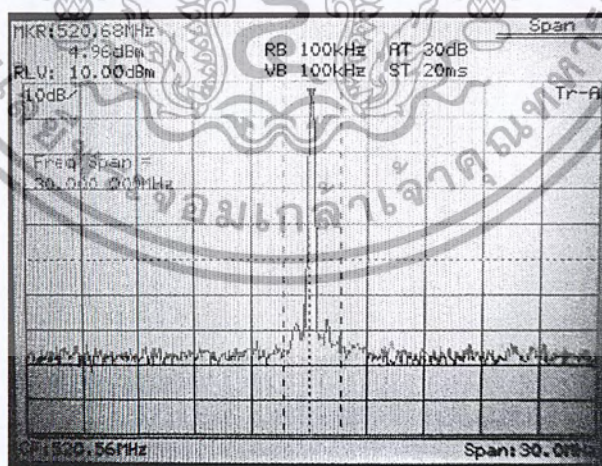
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.18 เป็นสัญญาณที่วัดได้เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 51 กิโลเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูด  $3 V_{p-p}$  ไปยังวงจรรอยสซึลเลเตอร์



รูปที่ 4.18 คลื่นพาห์มอดูเลตกับสัญญาณไซน์ ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์

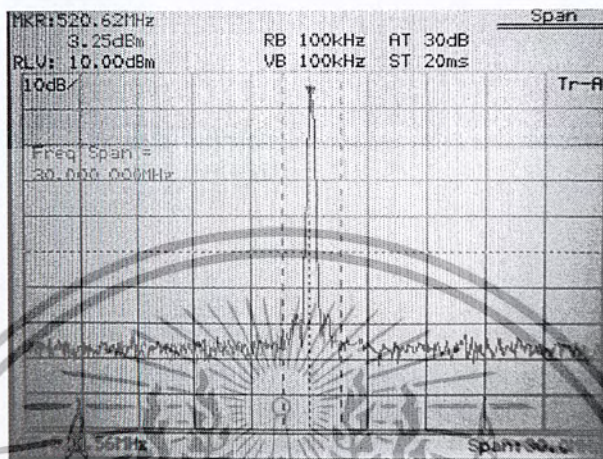
รูปที่ 4.19 เป็นสัญญาณที่วัดได้เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูด  $3 V_{p-p}$  ไปยังวงจรรอยสซึลเลเตอร์



รูปที่ 4.19 คลื่นพาห์มอดูเลตกับสัญญาณไซน์ ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์

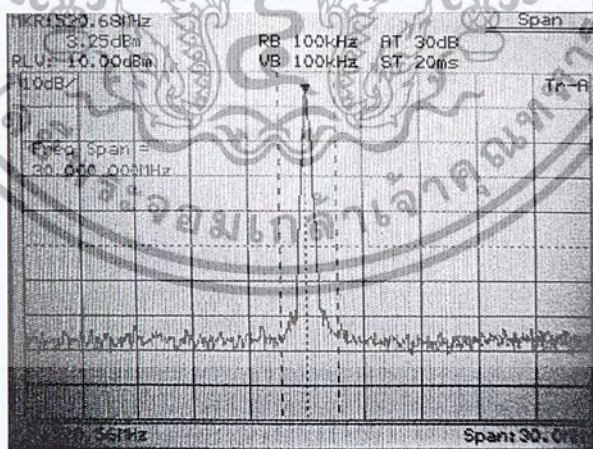
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.20 เป็นสัญญาณที่วัดได้เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูด  $3 V_{p-p}$  ไปยังวงจรรอซซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.20 คลื่นพหุมุมมอดูเลตกับสัญญาณไซน์ ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

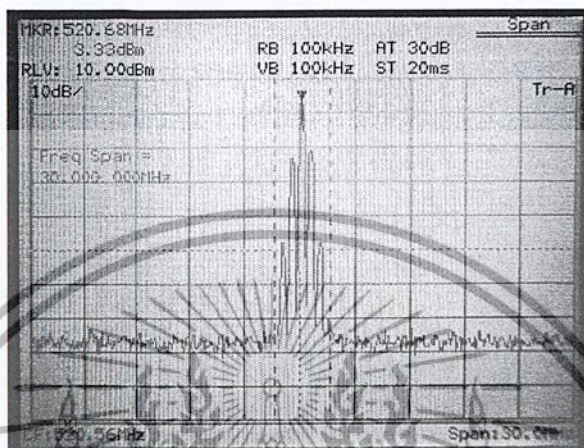
รูปที่ 4.21 เป็นสัญญาณที่วัดได้เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูด  $3 V_{p-p}$  ไปยังวงจรรอซซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.21 คลื่นพหุมุมมอดูเลตกับสัญญาณไซน์ ความถี่ 200 กิโลเฮิร์ตซ์

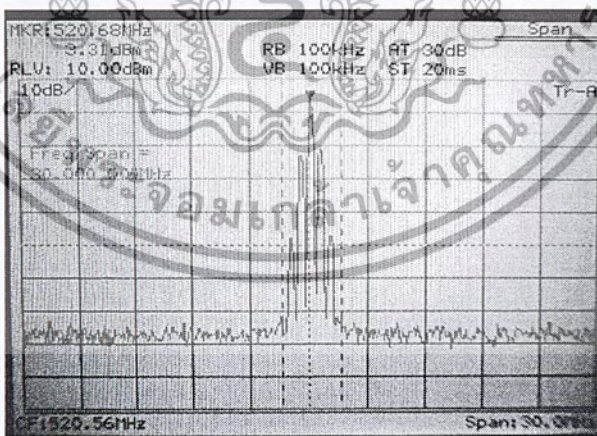
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.22 เป็นสัญญาณที่วัดได้เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูด  $3 V_{p-p}$  ไปยังวงจรรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.22 สัญญาณคลื่นพาห้ที่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์

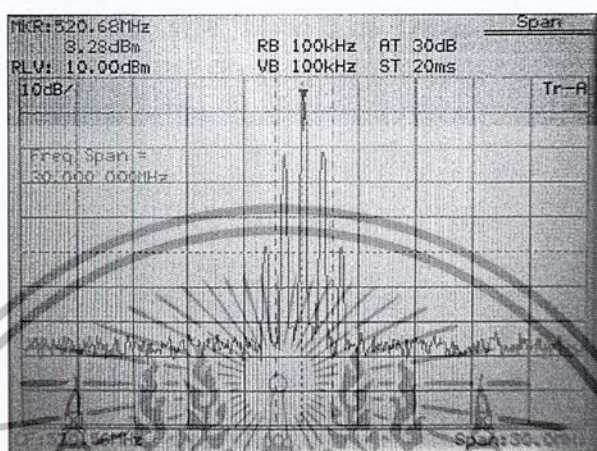
รูปที่ 4.23 เป็นสัญญาณที่วัดได้เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูด  $3 V_{p-p}$  ไปยังวงจรรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.23 คลื่นพาห้มอดูเลตกับสัญญาณไซน์ ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์

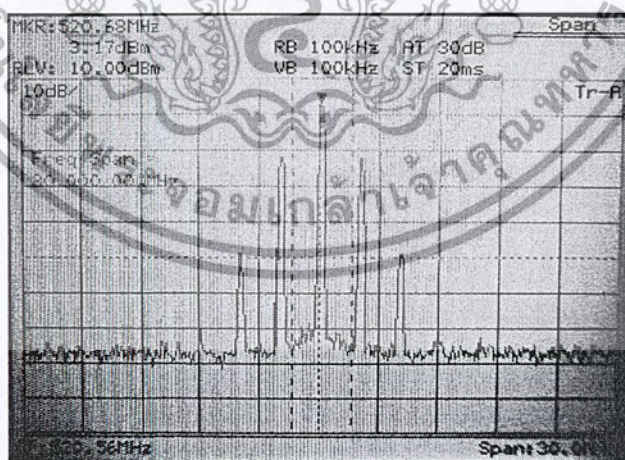
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.24 เป็นสัญญาณที่วัดได้เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 2 เมกะเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูด  $3 V_{p-p}$  ไปยังวงจรรอสซซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.24 คลื่นพหุคูณมอดูเลตกับสัญญาณไซน์ ความถี่ 2 เมกะเฮิร์ตซ์

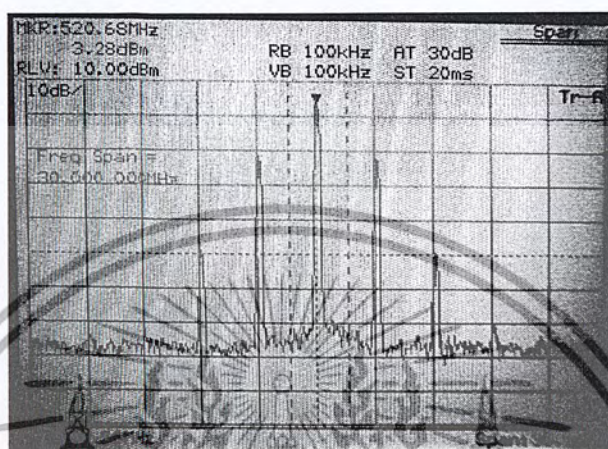
รูปที่ 4.25 เป็นสัญญาณที่วัดได้เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 3 เมกะเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูด  $3 V_{p-p}$  ไปยังวงจรรอสซซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.25 คลื่นพหุคูณมอดูเลตกับสัญญาณไซน์ 3 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.26 เป็นสัญญาณที่วัดได้เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 4 เมกะเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูด  $3 V_{p-p}$  ไปยังวงจรรอสซิชัลเลเตอร์



รูปที่ 4.26 คลื่นพหุ มอดูเลตกับสัญญาณ ไซน์ 4 เมกะเฮิร์ตซ์

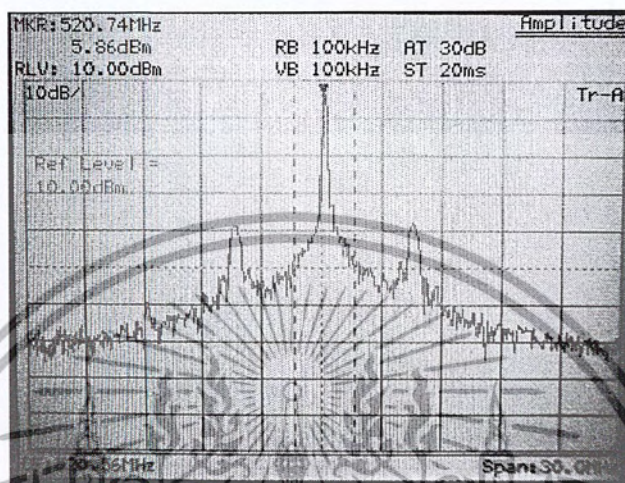
รูปที่ 4.27 เป็นสัญญาณที่วัดได้เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 5 เมกะเฮิร์ตซ์ แอมพลิจูด  $3 V_{p-p}$  ไปยังวงจรรอสซิชัลเลเตอร์



รูปที่ 4.27 คลื่นพหุ มอดูเลตกับสัญญาณ ไซน์ 5 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.28 เป็นสัญญาณที่วัดได้เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณภาพจากกล้องวิดีโอไปยังวงจรรอสซิงเลเตอร์

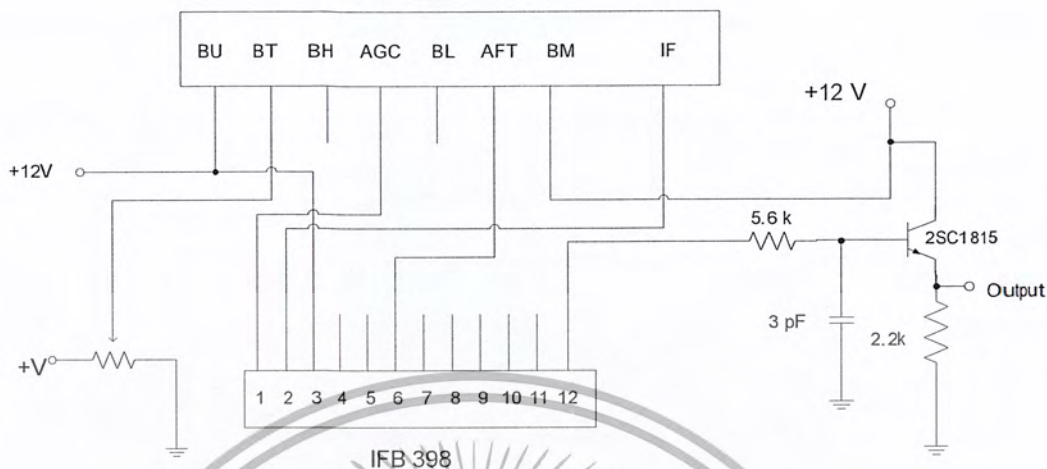


รูปที่ 4.28 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตเมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณวิดีโอ

#### 4.3 ผลการทดสอบระบบรับสัญญาณภาพ

##### 4.3.1 วงจรจูนเนอร์

รูปที่ 4.29 เป็นการประยุกต์ใช้วงจรจูนเนอร์ที่พบในโทรทัศน์ให้ทำหน้าที่เป็นวงจรมอดูเลตสัญญาณเชิงแอมพลิจูด ซึ่งมีหลักการในการตรวจจับสัญญาณข่าวสารที่ส่งมากับสัญญาณคลื่นพาห์ และแยกสัญญาณทั้งสองออกจากกันเพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลข่าวสาร หรือสัญญาณภาพกลับคืนมา



IFB 398

รูปที่ 4.29 วงจรจูนเนอร์

รูปที่ 4.30 เป็นการป้อนสัญญาณภาพเข้าที่ระบบส่งสัญญาณเพื่อมอดูเลตสัญญาณเชิงแอมพลิจูดเข้ากับคลื่นพาห้ จากนั้นจึงใช้วงจรถูนเนอร์ซึ่งทำหน้าที่ในการดีมอดูเลตสัญญาณเชิงแอมพลิจูดแยกสัญญาณภาพออกจากคลื่นพาห้จากนั้นแสดงผลที่ได้ขึ้นบนจอโทรทัศน์



รูปที่ 4.30 ผลการทดลองที่ได้จากวงจรถูนเนอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 ผลการทดสอบสายอากาศ

เมื่อทำการออกแบบสายอากาศผ่านทางโปรแกรม CST Microwave Studio ซึ่งให้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.31-4.35

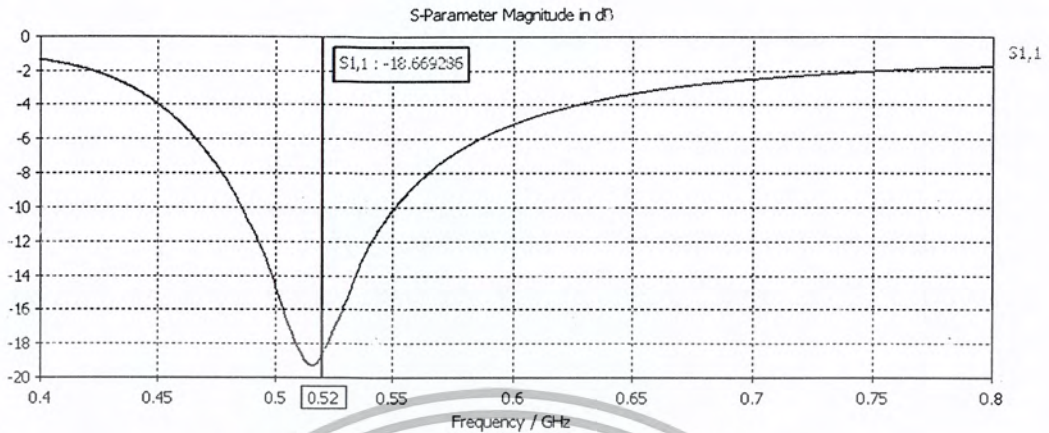
จากรูปที่ 4.31 แสดงลักษณะของสายอากาศที่ออกแบบได้ โดยมีความยาวของสายอากาศ เท่ากับ 24 เซนติเมตร



รูปที่ 4.31 ลักษณะของสายอากาศที่ออกแบบผ่านโปรแกรม CST Microwave Studio ที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์

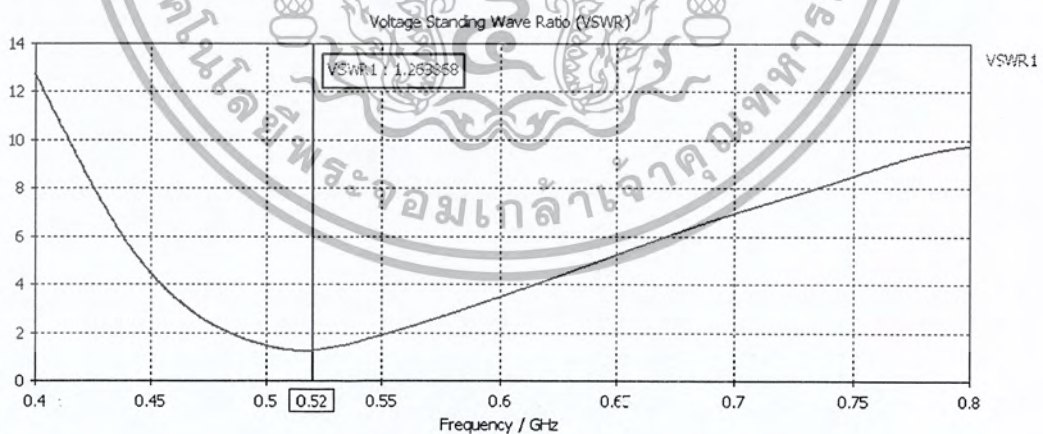
จากรูปที่ 4.32 แสดงกราฟการสูญเสียย้อนกลับ ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $-18.669$  เดซิเบล ซึ่งเป็นค่าการสูญเสียย้อนกลับที่สามารถนำไปใช้งานได้ เนื่องจากมีค่าตรงตามคุณสมบัติคือ มีค่าต่ำกว่า  $-10$  เดซิเบล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.32 กราฟค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศที่ออกแบบผ่านโปรแกรม CST Microwave Studio ที่ความถี่ 520 เมกะเฮิรตซ์

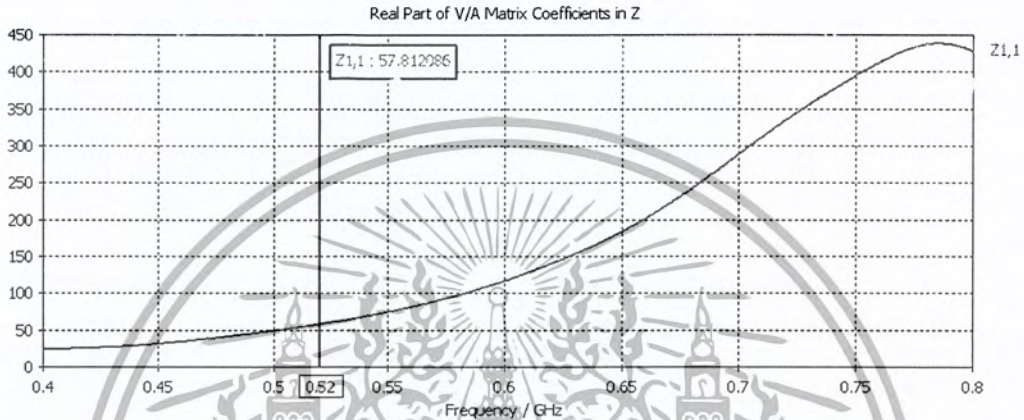
จากรูปที่ 4.33 แสดงกราฟค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งซึ่งมีค่าเท่ากับ 1:1.263 ซึ่งเป็นค่าการอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่สามารถนำไปใช้งานได้ เนื่องจากมีค่าตรงตามคุณสมบัติคือจะต้องมีค่าไม่เกิน 1:1.5 เพราะจะทำให้แรงดันของคลื่นสะท้อนนั้นมีค่าน้อยมากที่จะสะท้อนกลับเข้าไปในเครื่องส่ง ทำให้เครื่องส่งไม่เกิดการเสียหาย



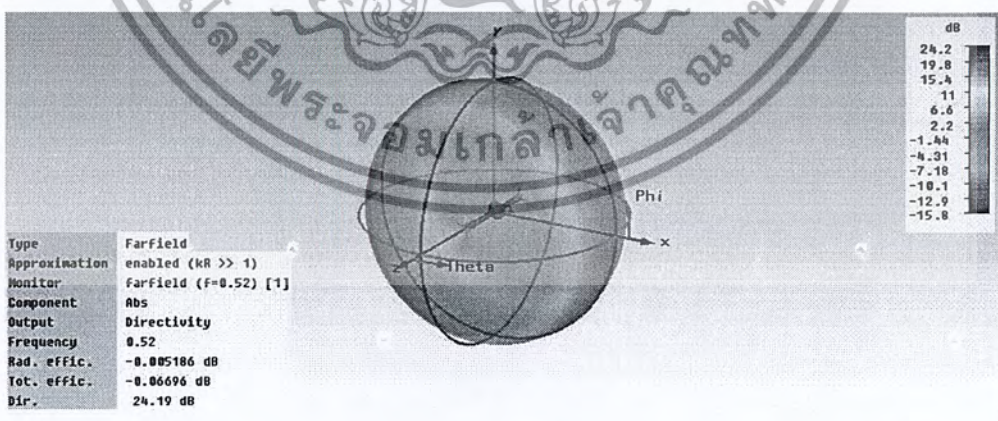
รูปที่ 4.33 กราฟอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ออกแบบผ่านโปรแกรม CST Microwave Studio ที่ความถี่ 520 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.34 แสดงกราฟอินพุตอิมพีแดนซ์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 49.203 โอห์ม ซึ่งเป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่สามารถนำไปใช้งานได้ เนื่องจากมีค่าตรงตามคุณสมบัติคือ มีค่าใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งที่ประมาณ 50 โอห์ม แสดงว่าเกิดการแมตซ์กันระหว่างสายอากาศกับสายส่ง เพื่อป้องกันการสะท้อนกลับของคลื่น

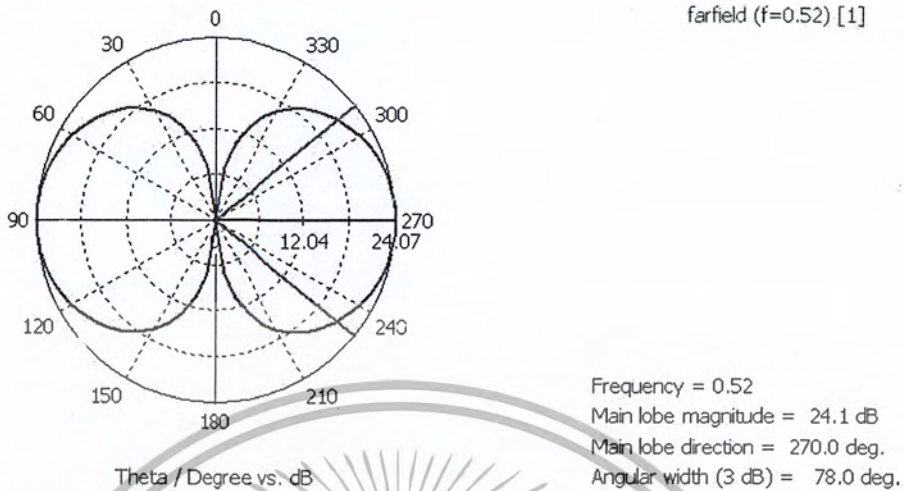


รูปที่ 4.34 กราฟอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ออกแบบผ่าน โปรแกรม CST Microwave Studio ที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์  
จากรูปที่ 4.35 แสดงแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศที่ได้ออกแบบไว้



รูปที่ 4.35 (ก) แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในรูปแบบสามมิติผ่าน โปรแกรม CST Microwave Studio ที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.35(ข) แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า จากโปรแกรม CST Microwave Studio



รูปที่ 4.35(ค) แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก จากโปรแกรม CST Microwave Studio

จากผลการออกแบบผ่านทางโปรแกรม CST Microwave Studio จึงทำการสร้างสายอากาศตามที่ได้ออกแบบ และพิจารณาค่าที่ได้จากการทดสอบจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย จะพบว่าสายอากาศที่สร้างได้จริงจะมีค่าพารามิเตอร์ผิดเพี้ยนไปจากผลที่ได้จากโปรแกรมจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

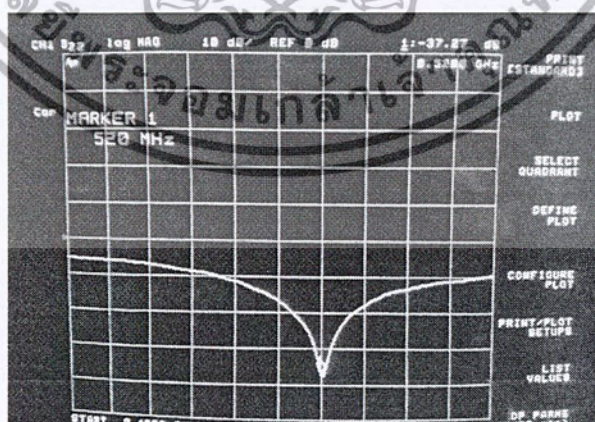
จึงต้องมีการปรับขนาดของสายอากาศจนกว่าจะได้ค่าพารามิเตอร์ตามที่ต้องการจึงจะสามารถนำไปใช้งานได้ตรงตามคุณสมบัติที่ต้องการ โดยลักษณะ และค่าพารามิเตอร์ที่นำมาใช้งานได้นั้นแสดงดังรูปที่ 4.36-4.41

จากรูปที่ 4.36 แสดงลักษณะของสายอากาศที่สร้างได้ โดยมีความยาวของสายอากาศเท่ากับ 22.9 เซนติเมตร



รูปที่ 4.36 ลักษณะของสายอากาศไดโพลบนแผ่นพีซีบีที่สร้างได้ที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์

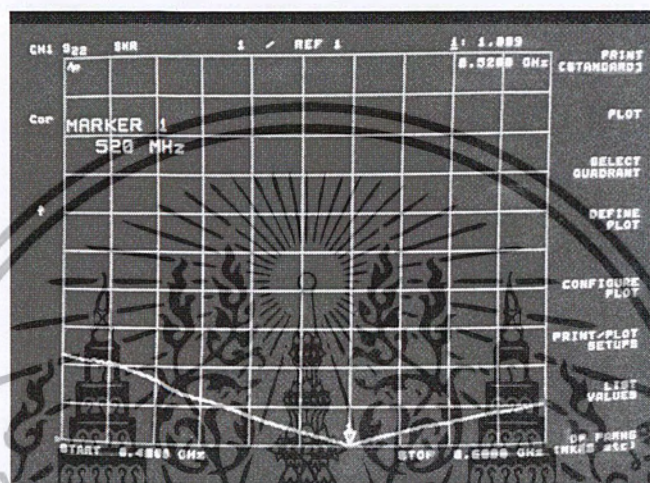
จากรูปที่ 4.37 แสดงกราฟการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ซึ่งมีค่าเท่ากับ -37.27 เดซิเบล ซึ่งเป็นค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่สามารถนำไปใช้งานได้ เนื่องจากมีค่าตรงตามคุณสมบัติ คือมีค่าต่ำกว่า -10 เดซิเบล



รูปที่ 4.37 กราฟค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์

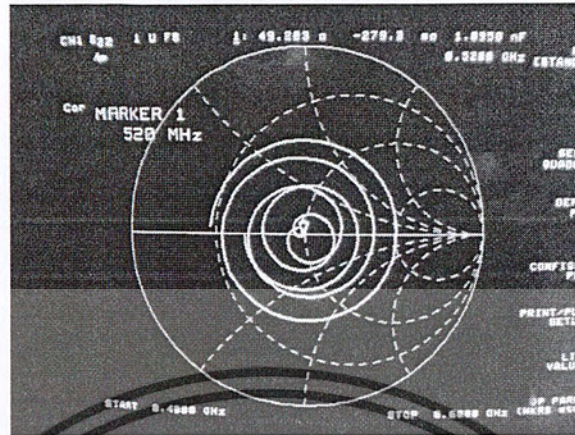
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.38 แสดงกราฟค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.0009 เดซิเบล ซึ่งเป็นค่าการอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่สามารถนำไปใช้งานได้ เนื่องจากมีค่าตรงตามคุณสมบัติ ก็จะต้องมีค่าไม่เกิน 1.5 เดซิเบล เพราะว่าจะจะทำให้แรงดันของคลื่นสะท้อนนั้นมีค่าน้อยมากที่จะสะท้อนกลับเข้าไปในเครื่องส่ง ทำให้เครื่องส่งไม่เกิดการเสียหาย



รูปที่ 4.38 กราฟค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์

จากรูปที่ 4.39 แสดงกราฟค่าอิมพีแดนซ์รีฟเลกซ์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 49.203 โอห์ม ซึ่งเป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่สามารถนำไปใช้งานได้ เนื่องจากมีค่าตรงตามคุณสมบัติ คือมีค่าใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งที่ประมาณ 50 โอห์ม แสดงว่าเกิดการแมตช์กัน ระหว่างสายอากาศกับสายส่ง เพื่อป้องกันการสะท้อนกลับของคลื่น



รูปที่ 4.39 กราฟอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่มีความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์

การวัดแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศจะทำการวัดที่บริเวณสนามระยะไกล โดยสามารถคำนวณจากสมการที่ 3.44

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (4.3)$$

เมื่อ

$R$  คือ ระยะของสนามระยะไกล

$D$  คือ ความยาวสูงสุดของสายอากาศ

$\lambda$  คือ ความยาวคลื่นของสายอากาศ

ซึ่งเราใช้ระยะที่ทำการทดสอบระหว่างสายอากาศและ ใช้ค่าความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์

ทำให้ได้ค่า  $D=0.2290$  m.

$\lambda=0.3131$  m.

แทนค่า  $R = \frac{2(0.229)^2}{0.3131} = 0.335$  m.

ทำให้ในการทดลองจำเป็นต้องทดสอบสายอากาศที่สนามระยะไกลโดยมีระยะ 0.335 เมตร ซึ่งเป็นระยะที่น้อยที่สุดที่สามารถแพร่กระจายคลื่นออกไปได้

ในการทดสอบจะพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก โดยทดสอบในห้องที่ไม่มีกระแสสะท้อน สายอากาศที่จะทำการทดสอบนั้นจะเป็นสายอากาศรับ ซึ่งจะ

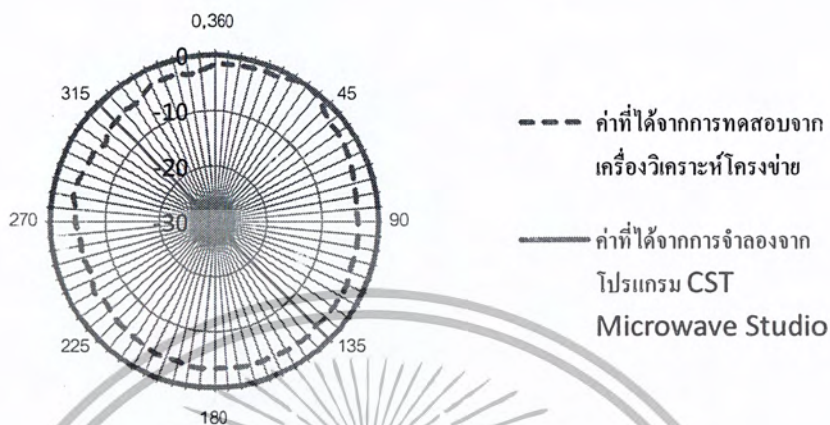
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการหมุนเพื่อรับคลื่นจาก 0 องศาจนถึงมุม 360 องศา ส่วนสายอากาศส่งเป็นสายอากาศแบบไดโพลมาตรฐาน ออกแบบที่ความถี่เดียวกันกับสายอากาศด้านรับ และวางให้ระดับความสูงของสายอากาศรับ และสายอากาศส่งเท่ากัน

โดยการแสดงค่าแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ทำการเปรียบเทียบระหว่างค่าที่ได้จากการจำลองจากโปรแกรม CST Microwave Studio และค่าที่ได้จากการทดสอบจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.40 และรูปที่ 4.41 ตามลำดับ



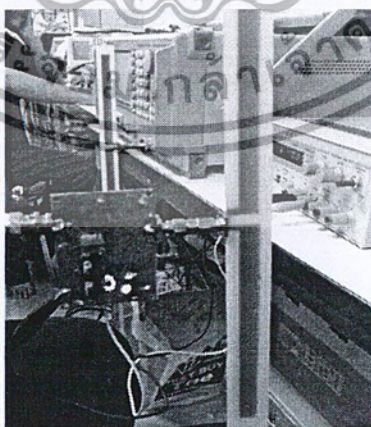
### ค่าแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก



รูปที่ 4.41 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก  
เมื่อเปรียบเทียบระหว่างค่าที่ได้จากการจำลองกับการทดสอบจริง

#### 4.5 ผลการทดสอบการรับ - ส่งสัญญาณภาพผ่านทางสายอากาศ

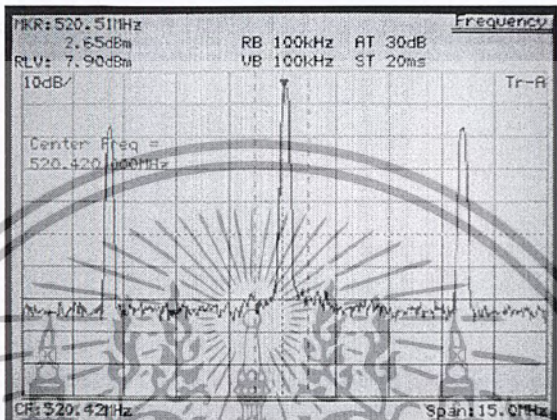
รูปที่ 4.42 เป็นการส่งสัญญาณมอดูเลตผ่านสายอากาศด้านส่ง และใช้สายอากาศ  
ด้านรับในการรับสัญญาณและแสดงผลบนหน้าจอ



รูปที่ 4.42 การรับ - ส่งสัญญาณมอดูเลตผ่านสายอากาศ

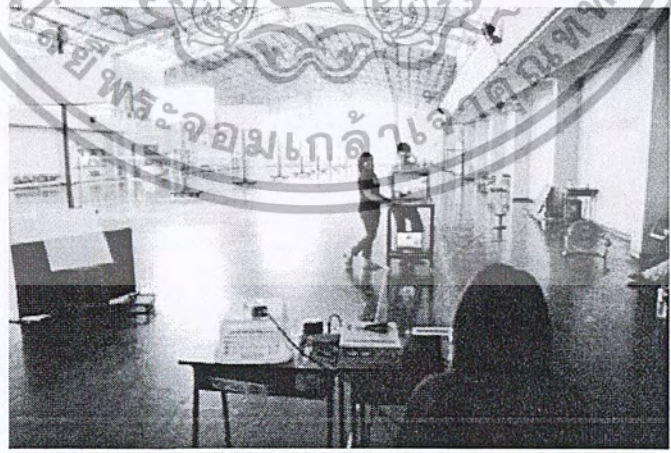
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.43 สัญญาณหลังผ่านวงจรรวมระบบส่งสัญญาณภาพโดยมอดูเลตคลื่นพาห้กับสัญญาณความถี่ 5 เมกะเฮิร์ตซ์โดยใช้สายอากาศในการรับ และส่งข้อมูล



รูปที่ 4.43 รูปสัญญาณมอดูเลตเมื่อผ่านการรับ – ส่งสัญญาณผ่านสายอากาศ

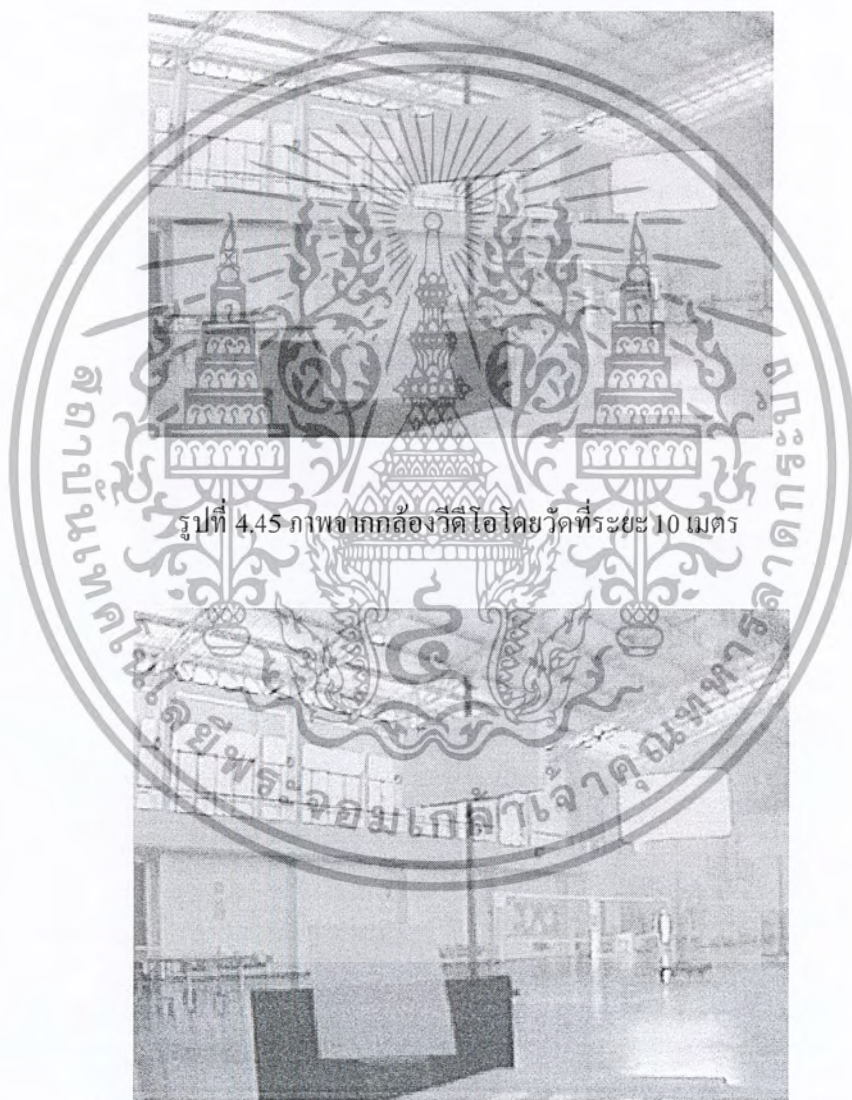
รูปที่ 4.44 ภาพการเก็บผลการทดลองวัดระยะของสัญญาณภาพ ณ โรงยิมสนามแบดมินตัน โดยเริ่มต้นการวัดระยะทางจากคันทันโรงยิมไปจนถึงท้ายโรงยิมจะได้ภาพที่ระยะต่างๆกันแสดงดังรูปที่ 4.44 - 4.51



รูปที่ 4.44 ภาพการวัดระยะของสัญญาณภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

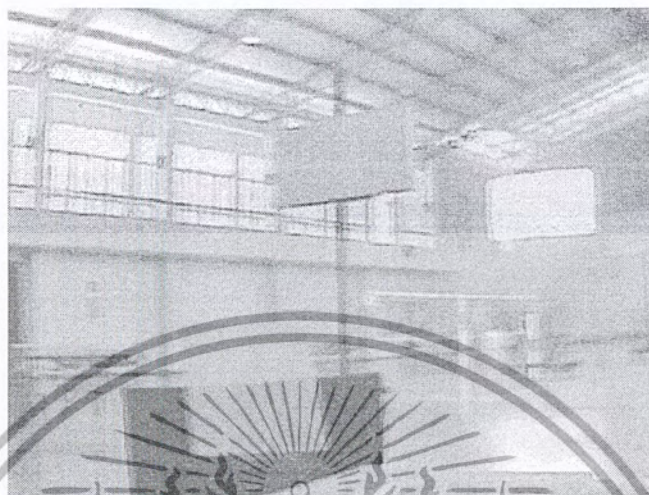
รูปที่ 4.45 -4.51 เป็นภาพการวัดระยะของสัญญาณภาพที่ระยะทางต่าง ๆ ตั้งแต่ 10 เมตรจนถึง 70 เมตร โดยใช้สัญญาณจากกล้องวิดีโอเป็นสัญญาณอินพุต จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ผ่านวงจรรวมและสายอากาศตัวส่ง ด้านฝั่งรับใช้เสาอากาศโทรทัศน์เป็นตัวรับ และแสดงผลที่ได้บนหน้าจอโทรทัศน์



รูปที่ 4.45 ภาพจากกล้องวิดีโอโดยวัดที่ระยะ 10 เมตร

รูปที่ 4.46 ภาพจากกล้องวิดีโอโดยวัดที่ระยะ 20 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.47 ภาพจากกล้องวีดีโอโดยวัดที่ระยะ 30 เมตร



รูปที่ 4.48 ภาพจากกล้องวีดีโอโดยวัดที่ระยะ 40 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

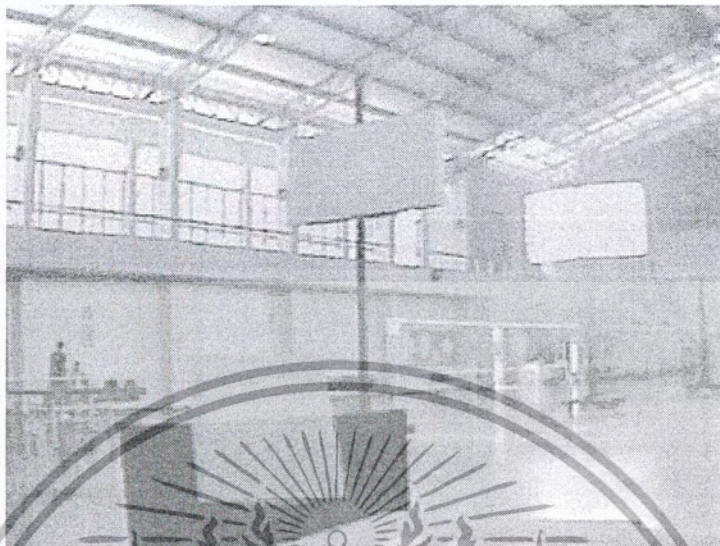


รูปที่ 4.49 ภาพจากกล้องวีดีโอ โดยวัดที่ระยะ 50 เมตร



รูปที่ 4.50 ภาพจากกล้องวีดีโอ โดยวัดที่ระยะ 60 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.51 ภาพจากกล้องวีดีโอ โดยวัดที่ระยะ 70 เมตร

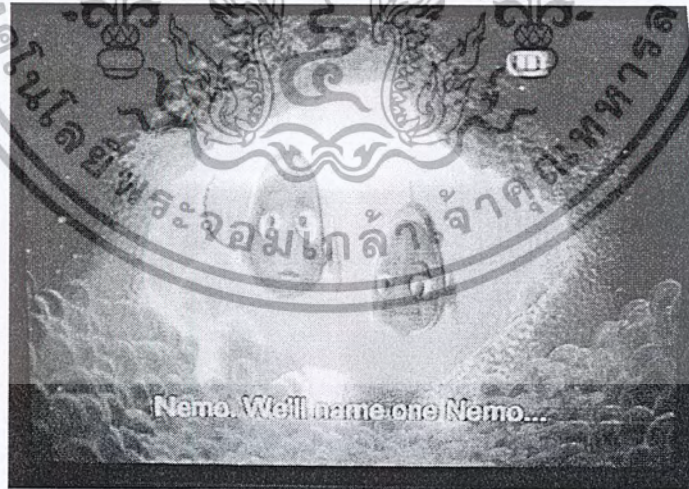
#### 4.6 ผลการทดสอบการระบบรับ - ส่งสัญญาณภาพไร้สาย

รูปที่ 4.52 เป็นการส่งสัญญาณข่าวสาร หรือสัญญาณภาพ ไปกับคลื่นพาห์เพื่อทำการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูดผ่านสายอากาศด้านส่ง และใช้สายอากาศด้านรับในการรับสัญญาณ จากนั้นใช้วงจรจูนเนอร์ในการดีมอดูเลตเพื่อแยกสัญญาณข่าวสาร หรือสัญญาณภาพกับคลื่นพาห์ออกจากกันเพื่อแสดงผลบนหน้าจอโทรทัศน์



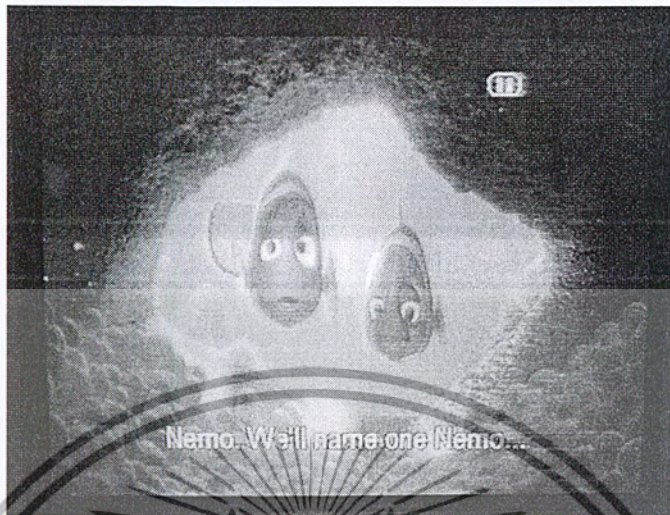
รูปที่ 4.52 ผลการทดสอบระบบรับ – ส่งสัญญาณภาพไร้สาย

รูปที่ 4.53 - 4.59 เป็นภาพการวัดระยะของสัญญาณภาพที่ระยะทางต่าง ๆ ตั้งแต่ 10 เมตรจนถึง 70 เมตร โดยใช้สัญญาณจากเครื่องเล่นวีซีดีเป็นสัญญาณอินพุต จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ผ่านวงจรรวม และสายอากาศตัวส่ง จากนั้นฝั่งรับใช้สายอากาศเป็นตัวรับ ปรับจูนหาความถี่ของสัญญาณภาพจากวงจรจูนเนอร์ และแสดงผลที่ได้บนหน้าจอโทรทัศน์



รูปที่ 4.53 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 10 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.54 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 20 เมตร



รูปที่ 4.55 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 30 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

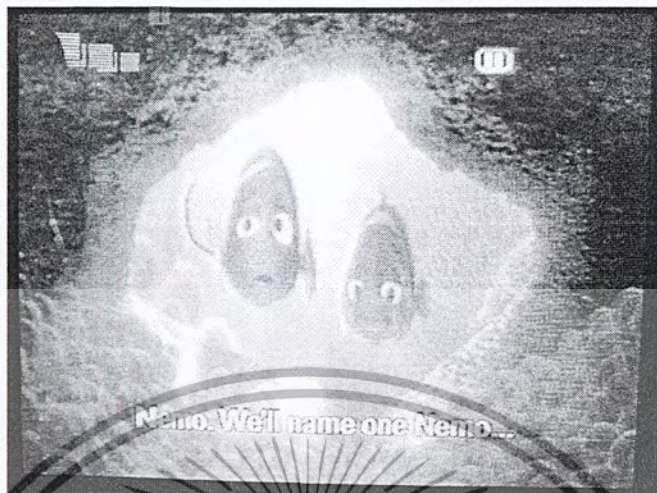


รูปที่ 4.56 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 40 เมตร



รูปที่ 4.57 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 50 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.58 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 60 เมตร



รูปที่ 4.59 ภาพจากหน้าจอโทรทัศน์ที่ระยะ 70 เมตร

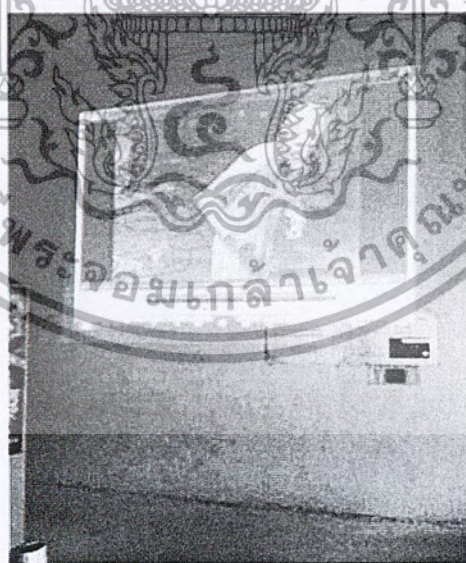
รูปที่ 4.60 เป็นภาพแสดงระบบรับ – ส่งสัญญาณภาพแบบไร้สายโดยจะแสดงสัญญาณภาพที่รับได้บนหน้าจอ โปรเจคเตอร์ เมื่อนำสัญญาณภาพจากวีซีเอพอร์ด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.60 ภาพที่ได้จากระบบโปรเจกเตอร์ไร้สายเมื่อนำสัญญาณภาพจากวีซีเอพอร์ต

รูปที่ 4.61 เป็นภาพแสดงระบบรับ - ส่งสัญญาณภาพแบบไร้สายโดยจะแสดงสัญญาณภาพที่รับได้บนหน้าจอโปรเจกเตอร์ เมื่อนำสัญญาณภาพจากสายเอสวีดีโอ (S Video)



รูปที่ 4.61 ภาพที่ได้จากระบบโปรเจกเตอร์ไร้สายเมื่อนำสัญญาณภาพจากสายเอสวีดีโอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผล

จากผลการทดลองที่ผ่านมาของระบบ โปรเจกเตอร์ไร้สายทั้งด้านส่ง และด้านรับพบว่าสามารถสรุปได้ดังนี้

##### วงจรแปลงสัญญาณวีจีเอเป็นเอวี

จากการทดลองพบว่าวงจรแปลงสัญญาณนั้นยังให้ผลไม่ตรงตามที่ต้องการคือ เมื่อนำสัญญาณที่แปลงแล้วแสดงบนหน้าจอ โทรทัศน์พบว่าสัญญาณที่ได้แบ่งออกเป็น 2 ช่องในหนึ่งหน้าจอ ซึ่งแตกต่างจากสัญญาณภาพมาตรฐานที่จะแสดงเพียงช่อง 1 ช่องในหนึ่งหน้าจอ เนื่องมาจากความซับซ้อนของวงจรเอง รวมถึงผู้ทดลองขาดความชำนาญในตัวอุปกรณ์

##### วงจรรอสวิตช์เลเตอร์

จากการทดลองพบว่าวงจรรอสวิตช์เลเตอร์แบบ โคลพิตต์นั้นสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี สามารถตอบสนองความถี่ซึ่งอยู่ในช่วง VHF ถึง UHF ตามที่ต้องการ รวมถึงความแรงของสัญญาณนั้นก็เกินไปตามที่คาดหวัง แต่ยังมีข้อคิดเพียงของสัญญาณอยู่บ้าง เนื่องจากความไม่แมตช์กันของอิมพีแดนซ์ระหว่างวงจร

##### วงจรมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด

จากการทดลองพบว่าวงจรมอดูเลตเชิงแอมพลิจูดนั้นมีความถี่คลื่นพาห์อยู่ที่ประมาณ 520 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งสามารถมอดูเลต และตอบสนองความถี่ได้ตรงตามที่ต้องการคือ ตั้งแต่ความถี่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์ จนถึง 5 เมกะเฮิร์ตซ์

##### วงจรมอดูเลตเชิงความถี่

จากการทดลองพบว่าสามารถขยายสัญญาณได้ดีแต่อัตราขยายที่ได้ไม่ตรงตามที่คำนวณไว้ เนื่องมาจากการสูญเสียกำลังงานจากหัวต่อ และข้อต่อ รวมทั้งมาจากการไม่แมตช์กันของอิมพีแดนซ์ระหว่างวงจร และเครื่องวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วงจรรุ่นเนอร์

จากการทดลองพบว่าวงจรรุ่นเนอร์นั้นสามารถทำการปรับจูนหาค้นความถี่ต่างๆทั้งในย่าน UHF และย่าน VHF ได้ตามที่ต้องการ

### สายอากาศ

สายอากาศชนิดไดโพลที่จัดทำบนแผ่นพีซีบีที่ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์ นั้นจะมีความยาว 22.9 เซนติเมตร เมื่อนำไปวัดกับเครื่องวิเคราะห์ห้โครงข่ายแล้วจะได้ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่สามารถนำไปใช้งานได้

## 5.2 ข้อเสนอแนะ

### วงจรรวมสัญญาณวีจีโอเป็นเอวี

ต้องมีการปรับปรุงเพื่อให้สัญญาณที่แสดงบนหน้าจอมีประสิทธิภาพมากขึ้น

### วงจรรวมระบบส่งสัญญาณภาพ

เนื่องจากการมอดูเลตเชิงแอมปลิจูด สามารถใช้ได้ทั้งความถี่ในย่าน VHF และ UHF หากต้องการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบควรจะปรับปรุง และพัฒนาในส่วนของวงจรเพื่อให้สัญญาณภาพที่รับมาได้ นั้นมีความคมชัดมากขึ้น

### วงจรรวมระบบรับสัญญาณภาพ

ในส่วนของวงจรรวมระบบรับสัญญาณภาพควรจ่ายไฟที่มีค่าคงที่จากแหล่งจ่าย เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสัญญาณภาพให้สัญญาณภาพที่ออกมามีความคงที่มากขึ้น

### สายอากาศ

สามารถนำไปปรับปรุง และพัฒนา เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพให้มากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

- [1] ศาสตราจารย์ ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์, “วิศวกรรมการสื่อสาร” , พิมพ์ครั้งที่ 4 กรุงเทพฯ: อักษรสยามการพิมพ์, 2546.
- [2] ผศ.ดร.จิรสุดา โกษีย์ภรณ์, “วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์” , พิมพ์ครั้งที่ 1 กรุงเทพฯ: ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินติ้ง, 2551
- [3] นางสาวพฤทธิยาพร สิงห์โตทอง และ นายจานุวัฒน์ แก้วสิงห์, สายอากาศสำหรับเครื่องข่ายท้องถิ่นไร้สายย่านความถี่ 2.4 – 2.5 GHz บนฐานรอง PCB แบบแถวลำดับไดโพล (Array dipole antenna on PCB for Wireless Lan network at 2.4 – 2.5 GHz), มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, คณะวิศวกรรมศาสตร์, สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม, 2541
- [4] นางสาวผจงจิตต์ ชุขะเหลียน, นายปิ่นเฉลียว ภัทรสรณ์ศิริ และ นายพีระเมศร์ โชติกวิกิจญาดา, กล้องโทรทัศน์ไร้สาย (Wireless telescope), สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, คณะวิศวกรรมศาสตร์, สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม, 2552
- [5] นาย ภูมิินทร์ บุญวิทย์, นาย ยศวิน เสอวัฒนกิจถาวร และ นาย เลอสรณ์ กิรสมุทธานนท์, เครื่องตัดต่อภาพไร้สาย (Wireless video selector), สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, คณะวิศวกรรมศาสตร์, สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม, 2552
- [6] [http://www.thaitelecomkm.org/TTE/topic/attach/Television\\_Broadcasting/index.php#](http://www.thaitelecomkm.org/TTE/topic/attach/Television_Broadcasting/index.php#)
- [7] <http://www.kroobannok.com/1579>
- [8] <http://www.pocities.com/musuksan/page2.htm>
- [9] <http://ebanpong1.blogspot.com/>
- [10] <http://www.elecnet.chandra.ac.th/learn/elearning/electronics2/power.php>
- [11] <http://www.somkiet.com/AudioVideo/SignalCable.htm>
- [12] <http://windows.microsoft.com/th-TH/windows-vista/What-is-S-Video>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### FEATURES

- Low Cost, Integrated Solution
- +5 V Operation
- Accepts FSC Clock or Crystal, or 4FSC Clock
- Composite Video and Separate Y/C (S-Video) Outputs
- Luma and Chroma Outputs Are Time Aligned
- Minimal External Components:
  - No External Filters or Delay Lines Required
  - Onboard DC Clamp
  - Accepts Either HSYNC and VSYNC or CSYNC
- Phase Lock to External Subcarrier
- Drives 75  $\Omega$  Reverse-Terminated Loads
- Logic Selectable NTSC or PAL Encoding Modes
- Compact 16-Lead SOIC

### APPLICATIONS

- RGB to NTSC or PAL Encoding

### PRODUCT DESCRIPTION

The AD724 is a low cost RGB to NTSC/PAL Encoder that converts red, green and blue color component signals into their corresponding luminance (baseband amplitude) and chrominance (subcarrier amplitude and phase) signals in accordance with either NTSC or PAL standards. These two outputs are also combined to provide composite video output. All three outputs can simultaneously drive 75  $\Omega$ , reverse-terminated cables. All logical inputs are TTL, 3 V and 5 V CMOS compatible. The chip

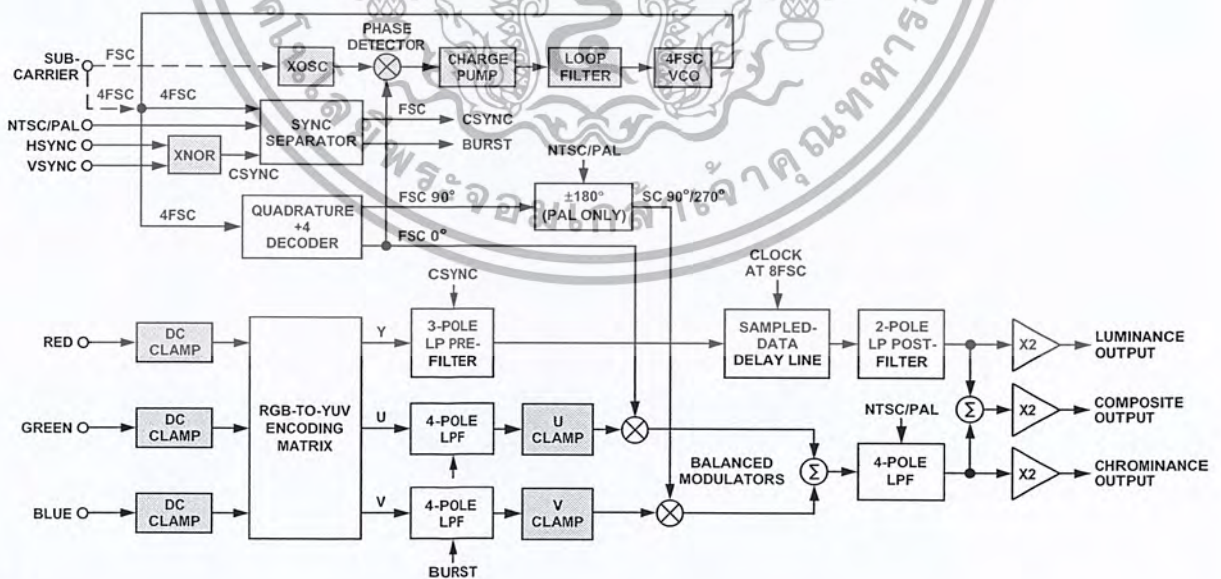
operates from a single +5 V supply. No external delay lines or filters are required. The AD724 may be powered down when not in use.

The AD724 accepts either FSC or 4FSC clock. When a clock is not available, a low cost parallel-resonant crystal (3.58 MHz (NTSC) or 4.43 MHz (PAL)) and the AD724's on-chip oscillator generate the necessary subcarrier clock. The AD724 also accepts the subcarrier clock from an external video source.

The interface to graphics controllers is simple: an on-chip logic "XNOR" accepts the available vertical (VSYNC) and horizontal sync (HSYNC) signals and creates the composite sync (CSYNC) signal on-chip. If available, the AD724 will also accept a standard CSYNC signal by connecting VSYNC to Logic HI and applying CSYNC to the HSYNC pin. The AD724 contains decoding logic to identify valid horizontal sync pulses for correct burst insertion.

Delays in the U and V chroma filters are matched by an on-chip sampled-data delay line in the Y signal path. To prevent aliasing, a prefilter at 5 MHz is included ahead of the delay line and a post-filter at 5 MHz is added after the delay line to suppress harmonics in the output. These low-pass filters are optimized for minimum pulse overshoot. The overall luma delay, relative to chroma, has been designed to be time aligned for direct input to a television's baseband. The AD724 comes in a space-saving SOIC and is specified for the 0°C to +70°C commercial temperature range.

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



### REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
 Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>  
 Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD724—SPECIFICATIONS (Unless otherwise noted, $V_S = +5$ , $T_A = +25^\circ\text{C}$ , using FSC synchronous clock. All loads are $150\ \Omega \pm 5\%$ at the IC pins. Outputs are measured at the $75\ \Omega$ reverse terminated load.)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>SIGNAL INPUTS (RIN, GIN, BIN)</b>					
Input Amplitude	Full Scale			714	mV p-p
Black Level <sup>1</sup>			0.8		V
Input Resistance <sup>2</sup>	RIN, GIN, BIN	1			M $\Omega$
Input Capacitance			5		pF
<b>LOGIC INPUTS (HSYNC, VSYNC, FIN, ENCD, STND, SELECT)</b>					
Logic LO Input Voltage	CMOS Logic Levels			1	V
Logic HI Input Voltage		2			V
Logic LO Input Current (DC)			<1		$\mu\text{A}$
Logic HI Input Current (DC)			<1		$\mu\text{A}$
<b>VIDEO OUTPUTS<sup>3</sup></b>					
Luminance (LUMA)					
Roll-Off @ 5 MHz	NTSC		-7		dB
	PAL		-6		dB
Gain Error		-15	-3	+15	%
Nonlinearity			$\pm 0.3$		%
Sync Level	NTSC	243	286	329	mV
	PAL		300		mV
DC Black Level			1.3		V
Chrominance (CRMA)					
Bandwidth	NTSC		3.6		MHz
	PAL		4.4		MHz
Color Burst Amplitude	NTSC	170	249	330	mV p-p
	PAL		288		mV
Color Signal to Burst Ratio Error <sup>4</sup>			$\pm 5$		%
Color Burst Width	NTSC		2.51		$\mu\text{s}$
	PAL		2.28		$\mu\text{s}$
Phase Error <sup>5</sup>			$\pm 3$		Degrees
DC Black Level			2.0		V
Chroma Feedthrough	R, G, B = 0		15	40	mV p-p
Composite (COMP)					
Absolute Gain Error	With Respect to Luma	-5	$\pm 1$	5	%
Differential Gain	With Respect to Chroma		0.5		%
Differential Phase	With Respect to Chroma		2.0		Degrees
DC Black Level			1.5		V
Chroma/Luma Time Alignment			0		ns
<b>POWER SUPPLIES</b>					
Recommended Supply Range	Single Supply	+4.75		+5.25	V
Quiescent Current—Encode Mode <sup>6</sup>			33	42	mA
Quiescent Current—Power Down			1		mA

## NOTES

<sup>1</sup>R, G, and B signals are inputted via an external ac coupling capacitor.

<sup>2</sup>Except during dc restore period (back porch clamp).

<sup>3</sup>All outputs measured at a  $75\ \Omega$  reverse-terminated load; ac voltages at the IC output pins are twice those specified here.

<sup>4</sup>Ratio of chroma amplitude to burst amplitude, difference from ideal.

<sup>5</sup>Difference between ideal color-bar phases and the actual values.

<sup>6</sup>Driving the logic inputs with  $V_{OH} < 4\ \text{V}$  will increase static supply current approximately  $150\ \mu\text{A}$  per input.

Specifications are subject to change without notice.

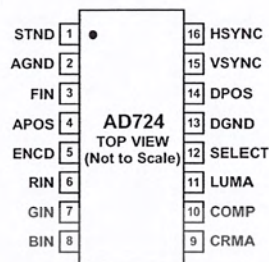
## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS\*

Supply Voltage, APOS to AGND	+6 V
Supply Voltage, DPOS to DGND	+6 V
AGND to DGND	-0.3 V to +0.3 V
Inputs	DGND - 0.3 V to DPOS + 0.3 V
Internal Power Dissipation	800 mW
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +125°C
Lead Temperature Range (Soldering 30 sec)	+230°C

\*Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

Thermal Characteristics: 16-Lead SOIC Package:  $\theta_{JA} = 100^\circ\text{C/W}$ .

## PIN CONFIGURATION 16-Lead Wide Body (SOIC) (R-16)



## ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD724JR	0°C to +70°C	16-Lead SOIC	R-16
AD724JR-REEL	0°C to +70°C	16-Lead SOIC	R-16
AD724JR-REEL7	0°C to +70°C	16-Lead SOIC	R-16
AD724-EB		Evaluation Board	

## CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD724 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.

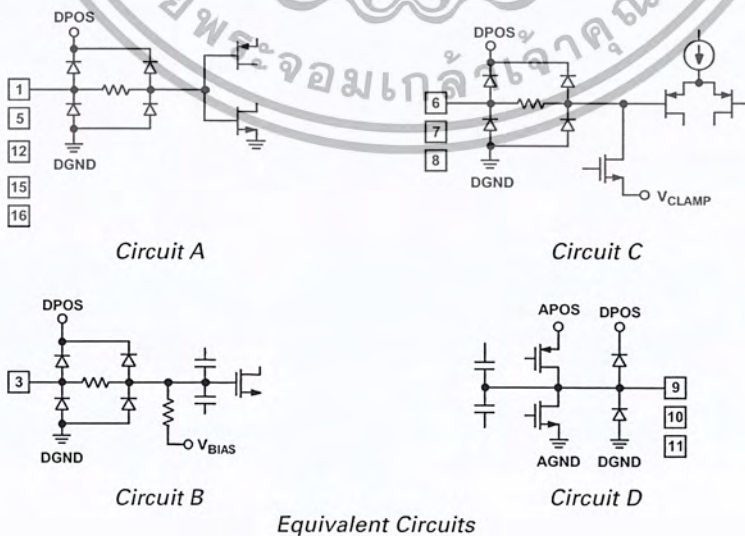


# AD724

## PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

Pin	Mnemonic	Description	Equivalent Circuit
1	STND	A Logical HIGH input selects NTSC encoding. A Logical LOW input selects PAL encoding. CMOS/TTL Logic Levels.	Circuit A
2	AGND	Analog Ground Connection.	
3	FIN	FSC clock or parallel-resonant crystal, or 4FSC clock input. For NTSC: 3.579 545 MHz or 14.318 180 MHz. For PAL: 4.433 619 MHz or 17.734 480 MHz. CMOS/TTL Logic Levels for subcarrier clocks.	Circuit B
4	APOS	Analog Positive Supply (+5 V $\pm$ 5%).	
5	ENCD	A Logical HIGH input enables the encode function. A Logical LOW input powers down chip when not in use. CMOS/TTL Logic Levels.	Circuit A
6	RIN	Red Component Video Input. 0 to 714 mV AC-Coupled.	Circuit C
7	GIN	Green Component Video Input. 0 to 714 mV AC-Coupled.	Circuit C
8	BIN	Blue Component Video Input. 0 to 714 mV AC-Coupled.	Circuit C
9	CRMA	Chrominance Output.* Approximately 1.8 V peak-to-peak for both NTSC and PAL.	Circuit D
10	COMP	Composite Video Output.* Approximately 2.5 V peak-to-peak for both NTSC and PAL.	Circuit D
11	LUMA	Luminance plus SYNC Output.* Approximately 2 V peak-to-peak for both NTSC and PAL.	Circuit D
12	SELECT	A Logical LOW input selects the FSC operating mode. A Logical HIGH input selects the 4FSC operating mode. CMOS/TTL Logic Levels.	Circuit A
13	DGND	Digital Ground Connections.	
14	DPOS	Digital Positive Supply (+5 V $\pm$ 5%).	
15	VSYN	Vertical Sync Signal (if using external CSYNC set at $>$ +2 V). CMOS/TTL Logic Levels.	Circuit A
16	HSYN	Horizontal Sync Signal (or CSYNC signal). CMOS/TTL Logic Levels.	Circuit A

\*The Luminance, Chrominance and Composite Outputs are at twice normal levels for driving 75  $\Omega$  reverse-terminated lines.



# Typical Performance Characteristics—AD724

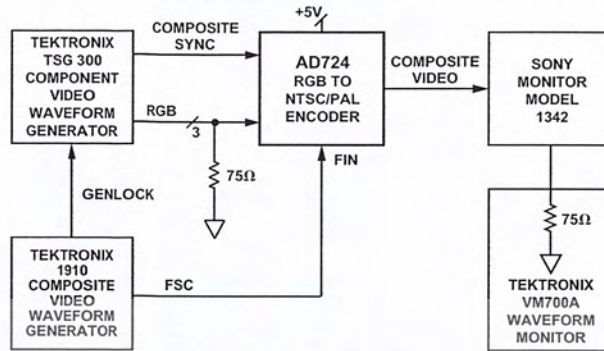


Figure 1. Evaluation Setup

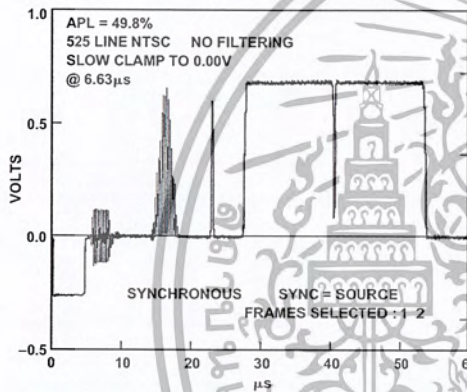


Figure 2. Modulated Pulse and Bar, NTSC

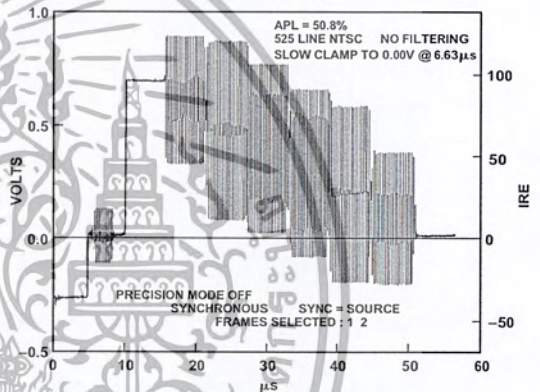


Figure 4. 100% Color Bars, NTSC

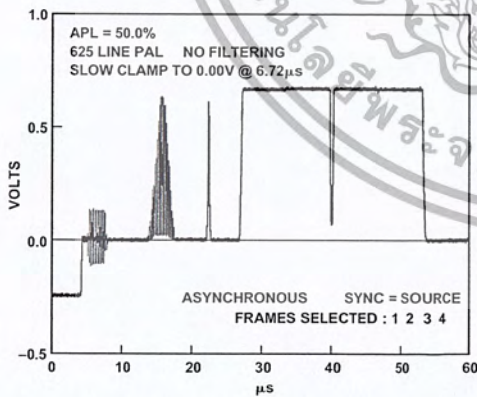


Figure 3. Modulated Pulse and Bar, PAL

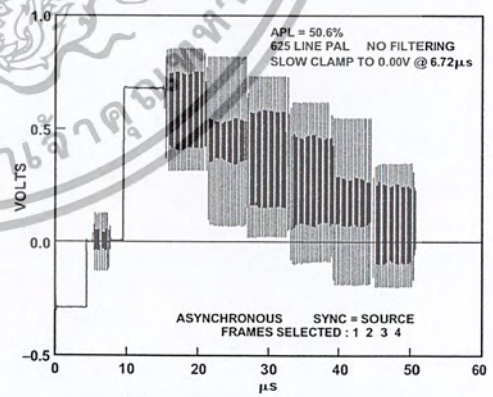


Figure 5. 100% Color Bars, PAL

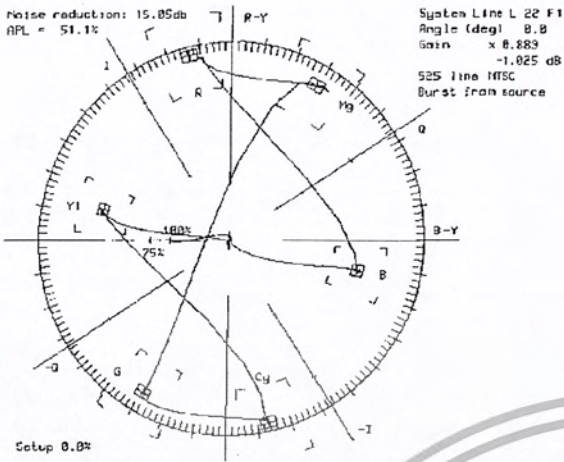


Figure 6. 100% Color Bars on Vector Scope, NTSC

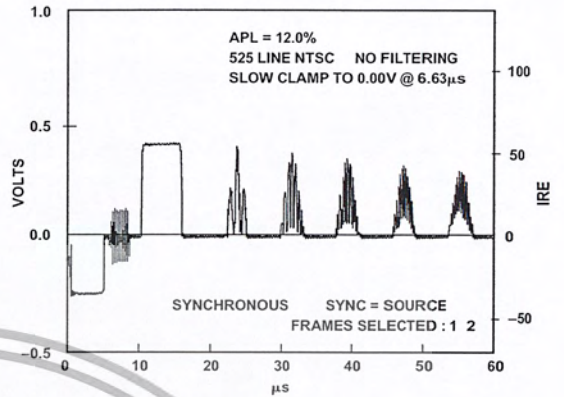


Figure 8. Multipulse, NTSC

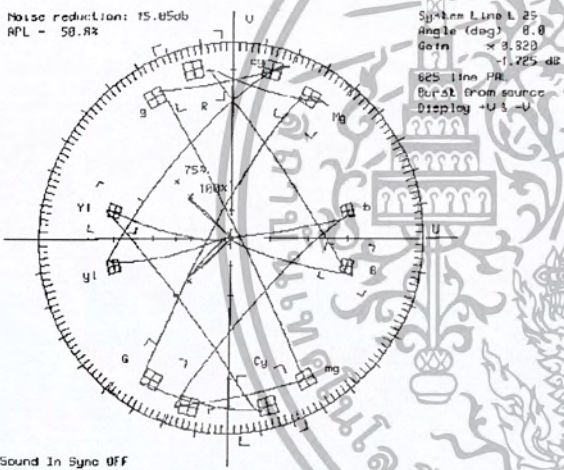


Figure 7. 100% Color Bars on Vector Scope, PAL

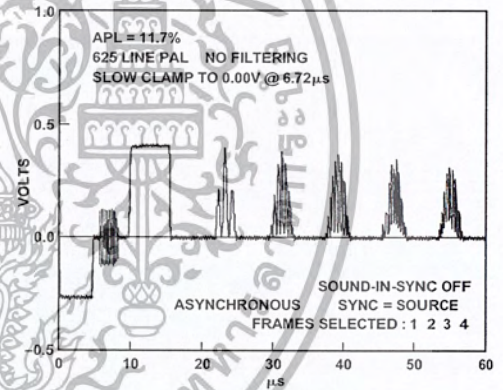


Figure 9. Multipulse, PAL

DG DP (NTSC) (SYNC = EXT)  
 FIELD = 1 LINE = 27, 100 IRE RAMP

DIFFERENTIAL GAIN (%) MIN = -0.53 MAX = 0.00 p-p/MAX = 0.53

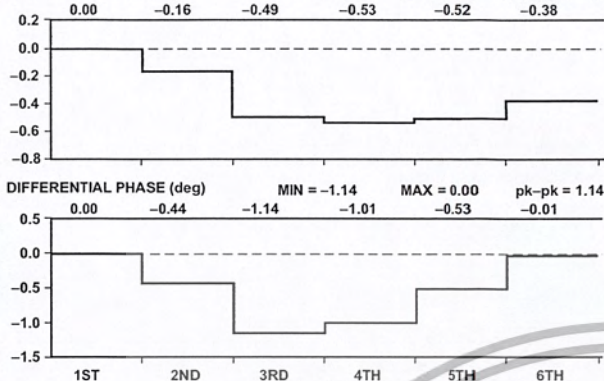


Figure 10. Composite Output Differential Phase and Gain, NTSC

H TIMING MEASUREMENT RS-170A (NTSC)  
 FIELD = 1 LINE = 22

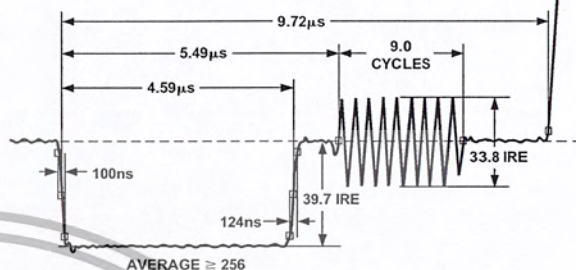


Figure 12. Horizontal Timing, NTSC

DG DP (PAL) (SYNC = EXT)  
 LINE = 25, 700mV RAMP

DIFFERENTIAL GAIN (%) MIN = -0.32 MAX = 0.10 pk-pk = 0.42

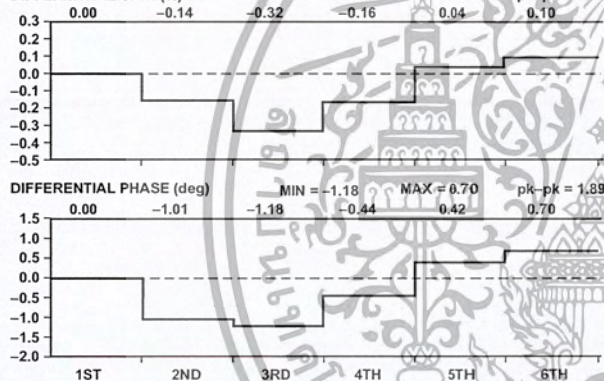


Figure 11. Composite Output Differential Phase and Gain, PAL

H TIMING (PAL)  
 LINE = 25

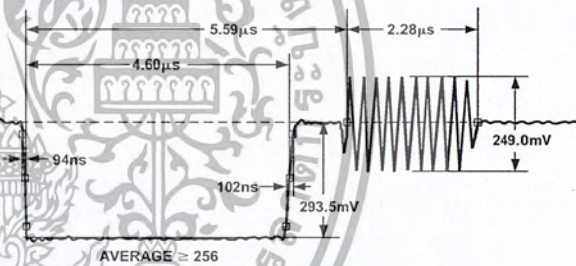


Figure 13. Horizontal Timing, PAL

# AD724

## THEORY OF OPERATION

The AD724 was designed to have three allowable modes of applying a clock via the FIN pin. These are FSC (frequency of subcarrier) mode with CMOS clock applied, FSC mode using on-chip crystal oscillator, and 4FSC mode with CMOS clock applied. The FSC frequency is 3.579545 MHz for NTSC or 4.433618 MHz for PAL.

To use FSC mode the SELECT pin is pulled low and either a CMOS FSC clock is applied to FIN, or a parallel-resonant crystal and appropriate tuning capacitor is placed between the FIN pin and AGND to utilize the on-chip oscillator. The on-chip Phase Locked Loop (PLL) is used in these modes to generate an internal 4FSC clock that is divided to perform the digital timing as well as create the quadrature subcarrier signals for the chrominance modulation.

In 4FSC mode, the SELECT pin is pulled high and the PLL is bypassed.

Referring to the AD724 block diagram (Figure 14), the RGB inputs (each 714 mV p-p max) are de clamped using external coupling capacitors. These clamps allow the user to have a black level that is not at 0 V. The clamps will adjust to an on-chip black input signal level of approximately 0.8 V. This clamping occurs on the back porch during the burst period.

The RGB inputs then pass into an analog encoding matrix, which creates the luminance ("Y") signal and the chrominance color difference ("U" and "V") signals. The RGB to YUV encoding is performed using the following standard transformations:

$$Y = 0.299 \times R + 0.587 \times G + 0.114 \times B$$

$$U = 0.493 \times (B - Y)$$

$$V = 0.877 \times (R - Y)$$

After the encoding matrix, the AD724 has two parallel analog paths. The Y (luminance) signal is first passed through a 3-pole 4.85 MHz/6 MHz (NTSC/PAL) Bessel low-pass filter to prevent aliasing in the sampled-data delay line. In this first low-pass

filter, the unlocked sync is injected into the Y signal. The Y signal then passes through the sampled-data delay line, which is clocked at 8FSC. The delay line was designed to match the overall chrominance and luminance delays. Following the sampled-data delay line is a 5.25 MHz/6.5 MHz (NTSC/PAL) 2-pole low-pass Bessel filter to smooth the reconstructed luminance signal.

The second analog path is the chrominance path in which the U and V color difference signals are processed. The U and V signals first pass through 4-pole modified Bessel low-pass filters with -3 dB frequencies of 1.2 MHz/1.5 MHz (NTSC/PAL) to prevent aliasing in the modulators. The color burst levels are injected into the U channel for NTSC (U and V for PAL) in these premodulation filters. The U and V signals are then independently modulated by a pair of balanced switching modulators driven in quadrature by the color subcarrier.

The bandwidths of the on-chip filters are tuned using proprietary auto-tuning circuitry. The basic principle is to match an RC time constant to a reference time period, that time being one cycle of a subcarrier clock. The auto-tuning is performed during the vertical blanking interval and has added hysteresis so that once an acceptable tuning value is reached the part won't toggle tuning values from field to field. The bandwidths stated in the above discussion are the design target bandwidths for NTSC and PAL.

The AD724's 4FSC clock (either produced by the on-chip PLL or user supplied) drives a digital divide-by-four circuit to create the quadrature signals for modulation. The reference phase 0° is used for the U signal. In the NTSC mode, the V signal is modulated at 90°, but in PAL mode, the V modulation alternates between 90° and 270° at the horizontal line rate as required by the PAL standard. The outputs of the U and V balanced modulators are summed and passed through a 3-pole low-pass filter with 3.6 MHz/4.4 MHz bandwidths (NTSC/PAL) in order to remove the harmonics generated during the switching modulation.

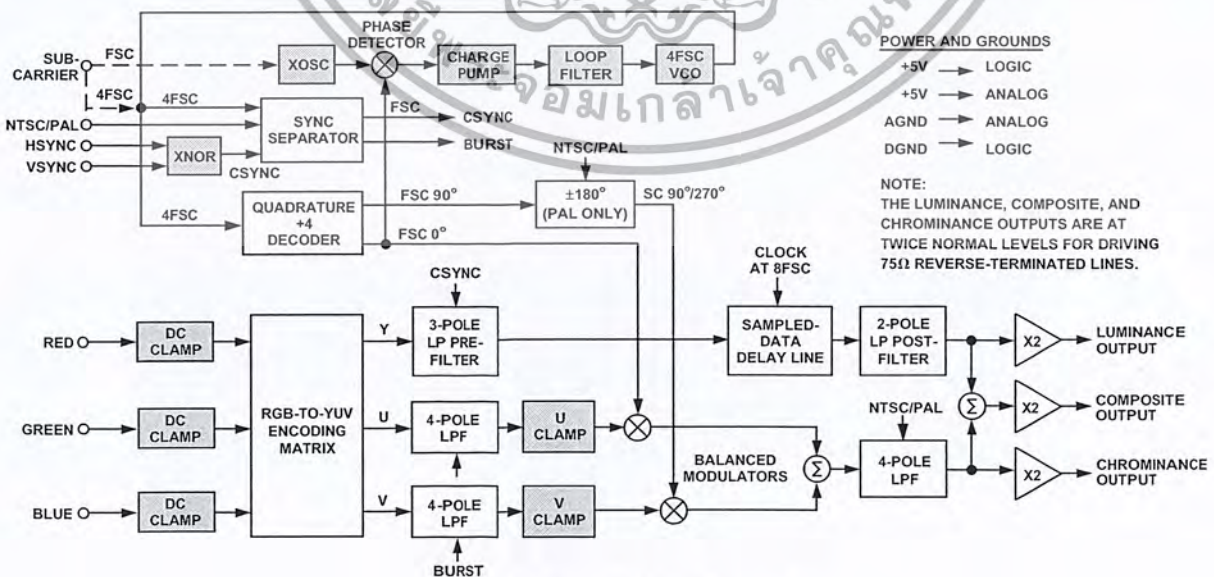


Figure 14. Functional Block Diagram

The filtered chrominance signal is then summed with the filtered luminance signal to create the composite video signal. The separate luminance, chrominance and composite video voltages are amplified by two in order to drive 75  $\Omega$  reverse-terminated lines. The separate luminance and chrominance outputs together are known as S-video. The composite and S-video outputs are simultaneously available.

The two sync inputs HSYNC and VSYNC drive an XNOR gate to create a CSYNC signal for the AD724. If the user produces a true composite sync signal, it can be input to the HSYNC pin while the VSYNC pin is held high. In either case the CSYNC signal that is present after the XNOR gate is used to generate the sync and burst signals that are injected into the analog signal chain. The unlocked CSYNC signal is sent to a reference cell on the chip which, when CSYNC is low, allows a reference voltage to be injected into the luminance chain. The width of the injected sync is the same as the width of the supplied sync signal.

The CSYNC signal (after the XNOR gate) is also routed to the digital section of the AD724 where it is clocked in by a 2FSC clock. The digital circuitry then measures the width of the CSYNC pulses to separate horizontal pulses from equalization and serration pulses. A burst flag is generated only after valid horizontal sync pulses, and drives a reference cell to inject the proper voltages into the U and V low-pass filters. This burst flag is timed from the falling edge of the clocked-in CSYNC signal. In synchronous systems (systems in which the subcarrier clock, sync signals, and RGB signals are all synchronous) this will give a fixed burst position relative to the falling edge of the output sync. However, in asynchronous systems the sync to burst position can change line to line by as much as 140 ns (the period of a 2FSC clock cycle) due to the fact that the burst flag is generated from a clocked CSYNC while the sync is injected unlocked. This phenomenon may or may not create visual artifacts in some high-end video systems.

## APPLYING THE AD724

### Inputs

RIN, BIN, GIN are analog inputs that should be terminated to ground with 75  $\Omega$  in close proximity to the IC. When properly terminated the peak-to-peak voltage for a maximum input level should be 714 mV p-p. The horizontal blanking interval should be the most negative part of each signal.

The inputs should be held at the input signal's black level during the horizontal blanking interval. The internal dc clamps will clamp this level during color burst to a reference that is used internally as the black level. Any noise present on the RIN, GIN, BIN or AGND pins during this interval will be sampled onto the input capacitors. This can result in varying dc levels from line to line in all outputs or, if imbalanced, subcarrier feedthrough in the COMP and CRMA outputs.

For increased noise rejection, larger input capacitors are desired. A capacitor of 0.1  $\mu\text{F}$  is usually adequate.

Similarly, the U and V clamps balance the modulators during an interval shortly after the falling CSYNC input. Noise present during this interval will be sampled in the modulators, resulting in residual subcarrier in the COMP and CRMA outputs.

HSYNC and VSYNC are two logic level inputs that are combined internally to produce a composite sync signal. If a composite sync signal is to be used, it can be input to HSYNC while VSYNC is pulled to logic HI ( $> +2$  V).

The form of the input sync signal(s) will determine the form of the composite sync on the composite video (COMP) and luminance (LUMA) outputs. If no equalization or serration pulses are included in the HSYNC input there won't be any in the outputs. Although sync signals without equalization and serration pulses do not technically meet the video standards' specifications, many monitors do not require these pulses in order to display good pictures. The decision whether to include these signals is a system tradeoff between cost and complexity and adhering strictly to the video standards.

The HSYNC and VSYNC logic inputs have a small amount of built-in hysteresis to avoid interpreting noisy input edges as multiple sync edges. This is critical to proper device operation, as the sync pulses are timed for vertical blanking interval detection.

The HSYNC and VSYNC inputs have been designed for  $V_{IL} > 1.0$  V and  $V_{IH} < 2.0$  V for the entire temperature and supply range of operation. The remaining logic inputs do not have hysteresis, and their switching points are centered around 1.4 V. This allows the AD724 to directly interface to TTL or 3-V CMOS compatible outputs, as well as 5 V CMOS outputs where  $V_{OL}$  is less than 1.0 V.

The SELECT input is a CMOS logic level that programs the AD724 to use a subcarrier at a 1FSC (LO) frequency or a 4FSC (HI) frequency for the appropriate standard being used. A 4FSC clock is used directly, while a 1FSC input is multiplied up to 4FSC by an internal phase locked loop.

The FIN input can be a logic level clock at either FSC or 4FSC frequency or can be a parallel resonant crystal at 1FSC frequency. An on-chip oscillator will drive the crystal. Most crystals will require a shunt capacitance of between 10 pF and 30 pF for reliable start up and proper frequency of operation.

The NTSC specification calls for a frequency accuracy of  $\pm 10$  Hz from the nominal subcarrier frequency of 3.579545 MHz. While maintaining this accuracy in a broadcast studio might not be a severe hardship, it can be quite expensive in a low cost consumer application.

The AD724 will operate with subcarrier frequencies that deviate quite far from those specified by the TV standards. However, the monitor will in general not be quite so forgiving. Most monitors can tolerate a subcarrier frequency that deviates several hundred Hz from the nominal standard without any degradation in picture quality. These conditions imply that the subcarrier frequency accuracy is a system specification and not a specification of the AD724 itself.

The STND pin is used to select between NTSC and PAL operation. Various blocks inside the AD724 use this input to program their operation. Most of the more common variants of NTSC and PAL are supported. There are, however, two known specific standards not supported. These are NTSC 4.43 and M-PAL.

Basically these two standards use most of the features of the standard that their names imply, but use the subcarrier that is equal to, or approximately equal to, the frequency of the other standard. Because of the automatic programming of the filters in the chrominance path and other timing considerations, it is not possible to support these standards.

### Layout Considerations

The AD724 is an all CMOS mixed signal part. It has separate pins for the analog and digital +5 V and ground power supplies.

# AD724

Both the analog and digital ground pins should be tied to the ground plane by a short, low inductance path. Each power supply pin should be bypassed to ground by a low inductance 0.1  $\mu\text{F}$  capacitor and a larger tantalum capacitor of about 10  $\mu\text{F}$ .

The three analog inputs (RIN, GIN, BIN) should be terminated with 75  $\Omega$  to ground close to the respective pins. However, as these are high impedance inputs, they can be in a loop-through configuration. This technique is used to drive two or more devices with high frequency signals that are separated by some distance. A connection is made to the AD724 with no local termination, and the signals are run to another distant device where the termination for these signals is provided.

The output amplitudes of the AD724 are double that required by the devices that it drives. This compensates for the halving of the signal levels by the required terminations. A 75  $\Omega$  series resistor is required close to each AD724 output, while 75  $\Omega$  to ground should terminate the far end of each line.

The outputs have a dc bias and must be ac coupled for proper operation. The COMP and LUMA outputs have information down to 30 Hz for NTSC (25 MHz for PAL) that must be

transmitted. Each output requires a 220  $\mu\text{F}$  series capacitor to work with the 75  $\Omega$  resistance to pass these low frequencies. The CRMA signal has information mostly up at the chroma frequency and can use a smaller capacitor if desired, but 220  $\mu\text{F}$  can be used to minimize the number of different components used in the design.

### Displaying VGA Output on a TV

The AD724 can be used to convert the analog RGB output from a personal computer's VGA card to the NTSC or PAL television standards. To accomplish this it is important to understand that the AD724 requires interlaced RGB video and clock rates that are consistent with those required by the television standards. In most computers the default output is a noninterlaced RGB signal at a frame rate higher than used by either NTSC or PAL.

Most VGA controllers support a wide variety of output modes that are controlled by altering the contents of internal registers. It is best to consult with the VGA controller manufacturer to determine the exact configuration required to provide an interlaced output at 60 Hz (50 Hz for PAL).

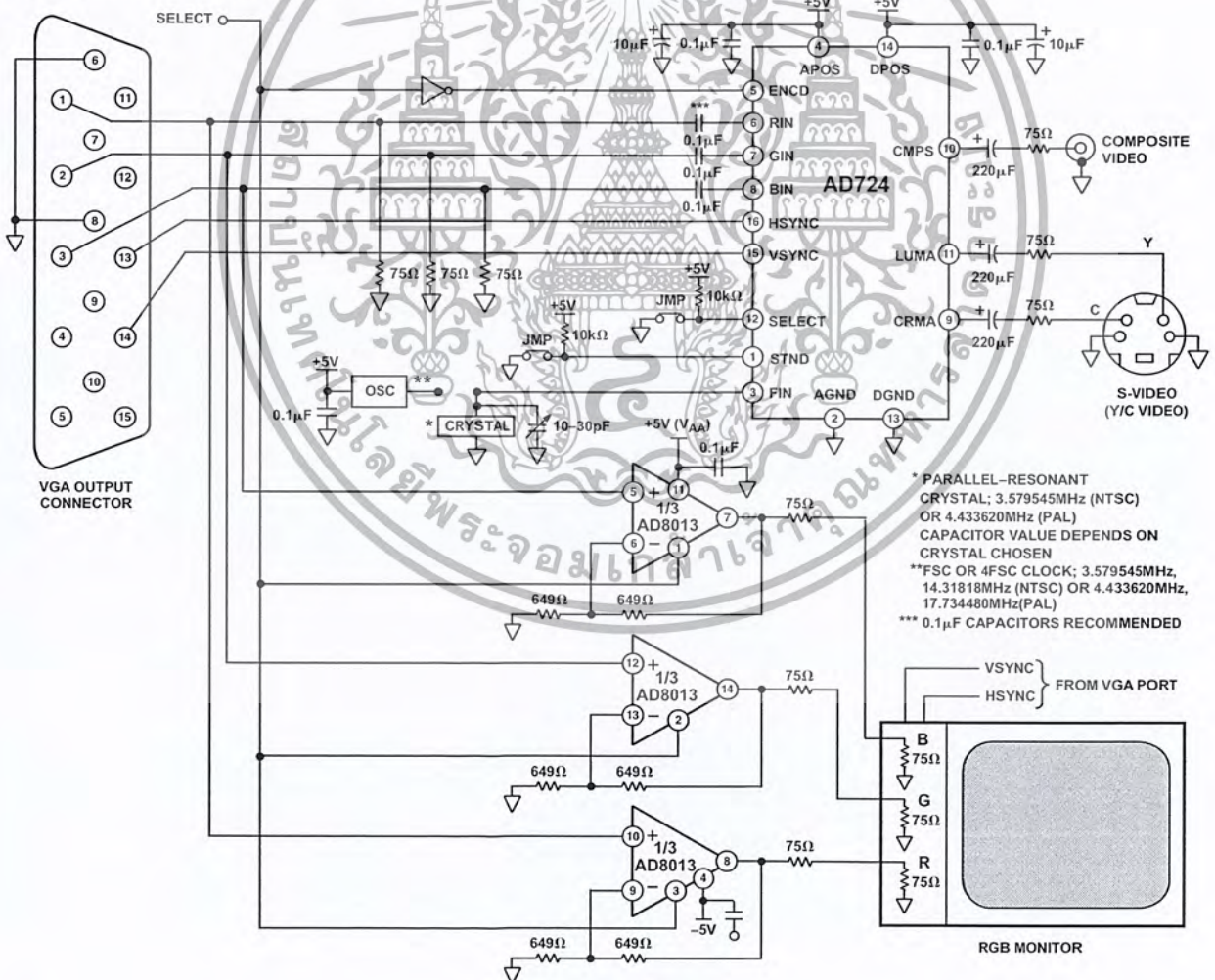


Figure 15. Interfacing the AD724 to the (Interlaced) VGA Port of a PC

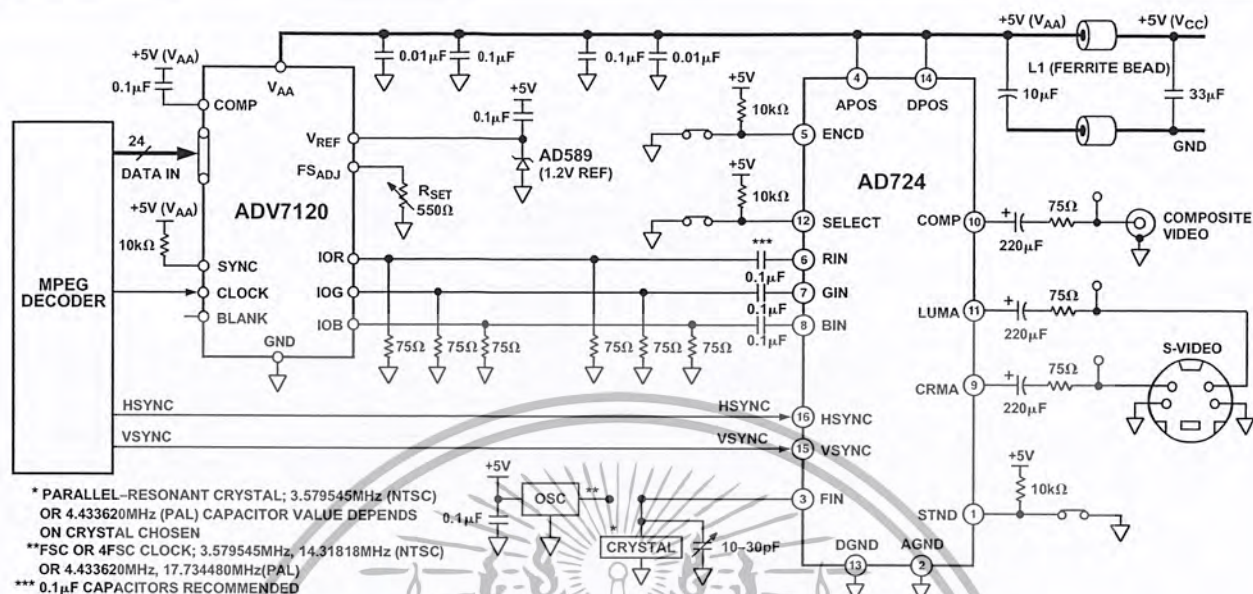


Figure 16. AD724 and ADV7120/ADV7122 Providing MPEG Video Solution

Figure 15 shows a circuit for connection to the VGA port of a PC. The RGB outputs are ac coupled to the respective inputs of the AD724. These signals should each be terminated to ground with 75 Ω.

The standard 15-pin VGA connector has HSYNC on Pin 13 and VSYNC on Pin 14. These signals also connect directly to the same name signals on the AD724. The FIN signal can be provided by any of the means described elsewhere in the data sheet. For a synchronous NTSC system, the internal 4FSC (14.31818 MHz) clock that drives the VGA controller can be used for FIN on the AD724. This signal is not directly accessible from outside the computer, but it does appear on the VGA card.

If a separate RGB monitor is also to be used, it is not possible to simply connect it to the R, G and B signals. The monitor provides a termination that would double terminate these signals. The R, G and B signals should be buffered by three amplifiers with high input impedances. These should be configured for a gain of two, which is normalized by the divide-by-two termination scheme used for the RGB monitor.

The AD8013 is a triple video amplifier that can provide the necessary buffering in a single package. It also provides a disable pin for each amplifier, which can be used to disable the drive to the RGB monitor when interlaced video is used (SELECT = LO). When the RGB signals are noninterlaced, setting SELECT HI will enable the AD8013 to drive the RGB monitor and disable the encoding function of the AD724 via Pin 5. HSYNC and VSYNC are logic level signals that can drive both the AD724 and RGB monitor in parallel. If the disable feature is not required, the AD8073 triple video op amp can provide a lower cost solution.

### AD724 Used with an MPEG Decoder

MPEG decoding of compressed video signals is becoming a more prevalent feature in many PC systems. To display images on the computer monitor, video in RGB format is required. However, to display the images on a TV monitor, or to record the images on a VCR, video in composite format is required. Figure 16 shows a schematic for taking the 24-bit wide RGB

video from an MPEG decoder and creating both analog RGB video and composite video.

The 24-bit wide RGB video is converted to analog RGB by the ADV7120 (Triple 8-bit video DAC—available in 48-lead LQFP). The analog current outputs from the DAC are terminated to ground at both ends with 75 Ω as called for in the data sheet. These signals are ac coupled to the analog inputs of the AD724. The HSYNC and VSYNC signals from the MPEG Controller are directly applied to the AD724.

If the set of termination resistors closest to the AD724 are removed, an RGB monitor can be connected to these signals and will provide the required second termination. This is acceptable as long as the RGB monitor is always present and connected. If it is to be removed on occasion, another termination scheme is required.

The AD8013 or AD8073 triple video op amp can provide buffering for such applications. Each channel is set for a gain of two while the outputs are back terminated with a series 75 Ω resistor. This provides the proper signal levels at the monitor, which terminates the lines with 75 Ω.

### AD724 APPLICATION DISCUSSION—NTSC/PAL CRYSTAL SELECT CIRCUIT

For systems that support both NTSC and PAL, and will use a crystal for the subcarrier, a low cost crystal selection circuit can be made that, in addition to the two crystals, requires two low cost diodes, two resistors and a logic inverter gate. The circuit selection can be driven by the STND signal that already drives Pin 1 to select between NTSC and PAL operation for the AD724.

A schematic for such a circuit is shown in Figure 17. Each crystal ties directly to FIN (Pin 3) with one terminal and has the other terminal connected via a series diode to ground. Each diode serves as a switch, depending on whether it is forward biased or has no bias.

# AD724

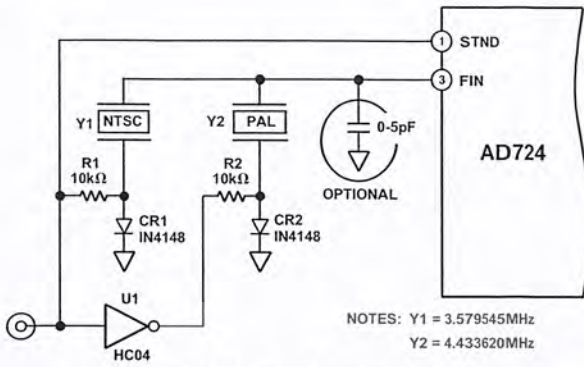


Figure 17. Crystal Selection Circuit

Pin 1 (STND) of the AD724 is used to program the internal operation for either NTSC (HIGH) or PAL (LOW). For NTSC operation in this application the HIGH signal is also used to drive R1 and the input of inverter U1. This creates a LOW signal at the output of U1.

The HIGH (+5 V) signal applied to R1 forward biases CR1 with approximately 450  $\mu$ A of current. This turns the diode “on” (low impedance with a forward voltage of approximately 0.6 V) and selects Y1 as the crystal to run the oscillator on the AD724. The bias across the diode does not affect the operation of the oscillator.

The LOW (0 V) output of the inverter U1 is applied to R2. This creates a 0 V bias condition across CR2 because its cathode is also at ground potential. This diode is now in the “off” (high impedance) state, because it takes approximately 600 mV of forward bias to turn a diode “on” to any significant degree. The “off” condition of the diode does, however, look like a capacitor of a few pF.

For PAL operation, the STND signal that drives Pin 1 is set LOW (0 V). This programs the AD724 for PAL operation, deselects the NTSC crystal (Y1), because CR1 has no bias voltage across it and selects the PAL crystal (Y2) by forward biasing CR2.

In order to ensure that the circuits described above operate under the same conditions with either crystal selected, it is important to use a logic signal from a CMOS type logic family whose output swings fully from ground to +5 V when operating on a +5 V supply. Other TTL type logic families don’t swing this far and might cause problems as a result of variations in the diode bias voltages between the two different crystal selection modes.

## FREQUENCY TUNING

A parallel resonant crystal, is the type required for the AD724 oscillator, will work at its operating frequency when it has a specified capacitance in parallel with its terminals. For the AD724 evaluation board, it was found that approximately 10 pF was required across either the PAL or NTSC crystal for proper tuning. The parallel capacitance specified for these crystals is 17 pF for the NTSC crystal and 20 pF for the PAL crystal. The parasitic capacitance of the PC board, packaging and the internal circuitry of the AD724 appear to be contributing 7 pF–10 pF in shunt with the crystal. A direct measurement of this was not made, but the value is inferred from the measured results.

With the crystal selection circuit described above, the unselected crystal and diode provide additional shunt capacitance across the selected crystal. The evaluation board tested actually required no additional capacitance in order to run at the proper frequency for each video standard. However, depending on the layout, some circuits might require a small capacitor from FIN (Pin 3) to ground to operate with the chrominance at the proper frequency.

## SUBCARRIER FREQUENCY MEASUREMENT

It is extremely difficult to measure the oscillation frequency of the AD724 when operating with a crystal. The only place where a CW oscillation is present is at the FIN pin. However, probing with any type of probe (even a low capacitance FET probe) at this node will either kill the oscillation or change the frequency of oscillation, so the unprobed oscillating frequency cannot be discerned. Neither the composite video nor chroma signals have the subcarrier represented in a CW fashion. (The LUMA signal does not contain any of the subcarrier.) This makes it virtually impossible to accurately measure the subcarrier frequency of these signals with any oscilloscope technique.

Two methods have been found to accurately measure the subcarrier oscillating frequency. The first uses a spectrum analyzer like the HP3585A that has an accurate frequency counter built in. By looking at either the COMP or CHROMA output of the AD724, a spectrum can be observed that displays the tone of the subcarrier frequency as the largest lobe.

The CHROMA or COMP output of the AD724 should be input into the spectrum analyzer either by means of a scope probe into the 1 M $\Omega$  input port or a 75  $\Omega$  cable that can be directly terminated by the 75  $\Omega$  input termination selection of the HP3585A. Each of these signals has present at least the color burst signal on almost every line, which will be the dominant tone in the frequency band near its nominal frequency. Sidelobes will be observed on either side of the central lobe spaced at 50 Hz (PAL) or 60 Hz (NTSC) intervals due to the vertical scanning rate of the video signals. There will also be sidelobes on either side at about 15.75 kHz intervals, but these will not be observable with the span set to only a few kHz.

The center frequency of the spectrum analyzer should be set to the subcarrier frequency of the standard that is to be observed. The span should be set to 1 kHz–3 kHz and the resolution bandwidth (RBW) set to between 10 Hz to 100 Hz. A combination of wider frequency span and narrower RBW will require a long time for sweeping the entire range. Increasing the RBW will speed up the sweep at the expense of widening the “humps” in the subcarrier tone and the sideband tones.

Once the subcarrier is located, it can be moved to the center of the display and the span can be narrowed to cover only that range necessary to see it. The RBW can then be narrowed to produce an acceptably fast sweep with good resolution.

The marker can now be placed at the location of the subcarrier tone and the frequency counter turned on. The next scan across the location of the marker will measure and display the subcarrier frequency to better than 1 Hz resolution.

A second means for measuring the subcarrier frequency of an AD724 operating from a crystal involves equipment more specialized than a spectrum analyzer. The technique requires a Tektronix VM700A video system measurement instrument.

The VM700A has a special measurement mode that enables it to directly measure the frequency of one subcarrier in a video waveform with respect to an internally stored reference or a simultaneously supplied reference. The instrument gives a reading of the relative frequencies of the reference and test signals in units of 0.1 Hz. This is not a direct reading of the subcarrier frequency in MHz but a relative reading in Hz of the difference in frequency between the two signals.

If the reference video source is supplied by a video generator that has a CW subcarrier output, its CW subcarrier can be measured with a frequency counter to accurately determine its frequency. The AD724 circuit under test can then be measured relative to this reference by using the built in color burst measuring function of the VM700A, and the offset frequency measured can be added to or subtracted from the measured frequency of the CW subcarrier to determine the operating frequency of the DUT.

It should be noted that the VM700A is a highly specialized video measurement instrument. In order for it to synchronize on a video signal, the synchronization pattern of the signal must adhere very closely to the appropriate video standard. In particular, a video signal that is missing equalization and serration pulses from the vertical blanking interval will cause the "Loss of Sync" message to be displayed by the VM700A. Many such signals might make a perfectly acceptable picture on a monitor, but will not be recognized by the VM700A.

#### Low Cost Crystal Oscillator

If a crystal is used with the on-chip oscillator of the AD724, there will be no CW clock available that can be used elsewhere in the system: the only AD724 signals that output this frequency are the chrome and composite that have only colorburst and chrominance at the subcarrier frequency. These cannot be used for clocking other devices.

A low cost oscillator can be made to provide a CW clock that can be used to drive both the AD724 FIN and other devices in the system that require a clock at this frequency. In addition, the same technique can be used to make a clock signal at a 4FSC, which might be required by other devices and can also be used to drive the FIN pin of the AD724.

Figure 18 shows a circuit that uses one inverter of a 74HC04 package to create a crystal oscillator and another inverter to buffer the oscillator and drive other loads. The logic family must be a CMOS type that can support the frequency of operation, and it must NOT be a Schmitt trigger type of inverter. Resistor R1 from input to output of U1A linearizes the inverter's gain so it provides useful gain and a 180 degree phase shift to drive the oscillator.

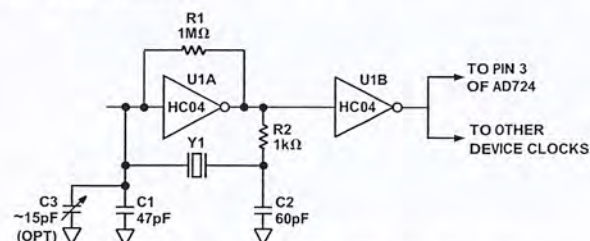


Figure 18. Low Cost Crystal Oscillator

The crystal should be a parallel resonant type at the appropriate frequency (NTSC or PAL, 1FSC or 4FSC). The series combination of C1 and C2 should be approximately equal to the crystal manufacturer's specification for the parallel capacitance required for the crystal to operate at its specified frequency. C1 will usually want to be a somewhat smaller value because of the input parasitic capacitance of the inverter. If it is desired to tune the frequency to greater accuracy, C1 can be made still smaller and a parallel adjustable capacitor can be used to adjust the frequency to the desired accuracy.

Resistor R2 serves to provide the additional phase shift required by the circuit to sustain oscillation. It can be sized by  $R2 = 1/(2 \times \pi \times f \times C2)$ . Other functions of R2 are to provide a low-pass filter that suppresses oscillations at harmonics of the fundamental of the crystal, and to isolate the output of the inverter from the strange load that the crystal network presents.

The basic oscillator described above is buffered by U1B to drive the AD724 FIN pin and other devices in the system. For a system that requires both an NTSC and PAL oscillator, the circuit can be duplicated by using a different pair of inverters from the same package.

#### Dot Crawl

Numerous distortions are apparent in the presentation of composite signals on TV monitors. These effects will vary in degree, depending on the circuitry used by the monitor to process the signal, and on the nature of the image being displayed. It is generally not possible to produce pictures on a composite monitor that are as high quality as those produced by standard quality RGB, VGA monitors.

One well known distortion of composite video images is called dot crawl. It shows up as a moving dot pattern at the interface between two areas of different color. It is caused by the inability of the monitor circuitry to adequately separate the luminance and chrominance signals.

One way to prevent dot crawl is to use a video signal with separate luminance and chrominance. Such a signal is referred to as S-video or Y/C video. Since the luminance and chrominance are already separated, the monitor does not have to perform this function. The S-Video outputs of the AD724 can be used to create higher quality pictures when there is an S-Video input available on the monitor.

#### Flicker

In a VGA conversion application, where the software controlled registers are correctly set, two techniques are commonly used by VGA controller manufacturers to generate the interlaced signal. Each of these techniques introduces a unique characteristic into the display created by the AD724. The artifacts described below are not due to the encoder or its encoding algorithm as all encoders will generate the same display when presented with these inputs. They are due to the method used by the controller display chip to convert a noninterlaced output to an interlaced signal.

The first interlacing technique outputs a true interlaced signal with odd and even fields (one each to a frame Figure 19a). This provides the best picture quality when displaying photography, CD video and animation (games, etc.). It will, however introduce a defect, commonly referred to as flicker, into the display.

# AD724

Flicker is a fundamental defect of all interlaced displays and is caused by the alternating field characteristic of the interlace technique. Consider a one pixel high black line that extends horizontally across a white screen. This line will exist in only one field and will be refreshed at a rate of 30 Hz (25 Hz for PAL). During the time that the other field is being displayed the line will not be displayed. The human eye is capable of detecting this, and the display will be perceived to have a pulsating or flickering black line. This effect is highly content-sensitive and is most pronounced in applications where text and thin horizontal lines are present. In applications such as CD video, photography and animation, portions of objects naturally occur in both odd and even fields and the effect of flicker is imperceptible.

The second commonly used technique is to output an identical odd and even field (Figure 19b). This ignores the data that naturally occurs in one of the fields. In this case the same one pixel high line mentioned above would appear as a two pixel high line (one pixel high in both the odd and even field) or will not appear at all if it is in the data that is ignored by the controller. Which of these cases occurs is dependent on the placement of the line on the screen. This technique provides a stable (i.e., nonflickering) display for all applications, but small text can be difficult to read and lines in drawings (or spreadsheets) can disappear. As above, graphics and animation are not particularly affected although some resolution is lost.

There are methods to dramatically reduce the effect of flicker and maintain high resolution. The most common is to ensure that display data never exists solely in a single line. This can be accomplished by averaging/weighting the contents of successive multiple noninterlaced lines prior to creating a true interlaced output (Figure 19c). In a sense this provides an output that will lie between the two extremes described above. The weight or percentage of one line that appears in another, and the number of lines used, are variables that must be considered in developing a system of this type. If this type of signal processing is performed, it must be completed prior to the data being presented to the AD724 for encoding.

### Vertical Scaling

In addition to converting the computer generated image from noninterlaced to interlaced format, it is also necessary to scale the image down to fit into NTSC or PAL format. The most common vertical lines/screen for VGA display are 480 and 600 lines. NTSC can accommodate approximately 400 visible lines/frame (200 per field), PAL can accommodate 576 lines/frame (288 per field). If scaling is not performed, portions of the original image will not appear in the television display.

This line reduction can be performed by merely eliminating every Nth (6th line in converting 480 lines to NSTC or every 25th line in converting 600 lines to PAL). This risks generation of jagged edges and jerky movement. It is best to combine the scaling with the interpolation/averaging technique discussed above to ensure that valuable data is not arbitrarily discarded in the scaling process. Like the flicker reduction technique mentioned above, the line reduction must be accomplished prior to the AD724 encoding operation.

There is a new generation of VGA controllers on the market specifically designed to utilize these techniques to provide a crisp and stable display for both text and graphics oriented applications. In addition, these chips rescale the output from the

computer to fit correctly on the screen of a television. A list of known devices is available through Analog Devices' Applications group, but the most complete and current information will be available from the manufacturers of graphics controller ICs.

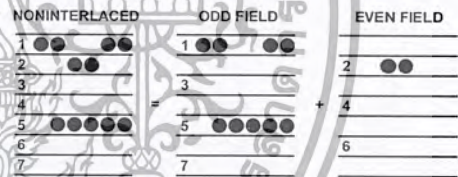
### Synchronous vs. Asynchronous Operation

The source of RGB video and synchronization used as an input to the AD724 in some systems is derived from the same clock signal as used for the AD724 subcarrier input (FIN). These systems are said to be operating synchronously. In systems where two different clock sources are used for these signals, the operation is called asynchronous.

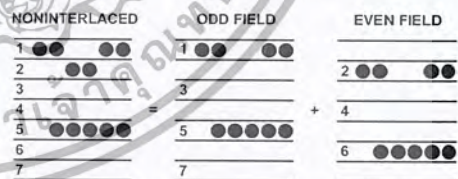
The AD724 supports both synchronous and asynchronous operation, but some minor differences might be noticed between them. These can be caused by some details of the internal circuitry of the AD724.

There is an attempt to process all of the video and synchronization signals totally asynchronous with respect to the subcarrier signal. This was achieved everywhere except for the sampled delay line used in the luminance channel to time align the luminance and chrominance. This delay line uses a signal at eight times the subcarrier frequency as its clock.

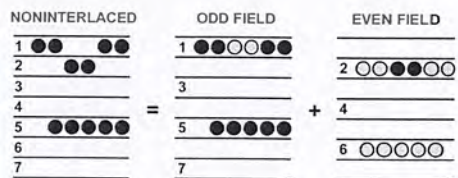
The phasing between the delay line clock and the luminance signal (with inserted composite sync) will be constant during synchronous operation, while the phasing will demonstrate a periodic variation during asynchronous operation. The jitter of the asynchronous video output will be slightly greater due to these periodic phase variations.



a. Conversion of Noninterlace to Interlace



b. Line Doubled Conversion Technique

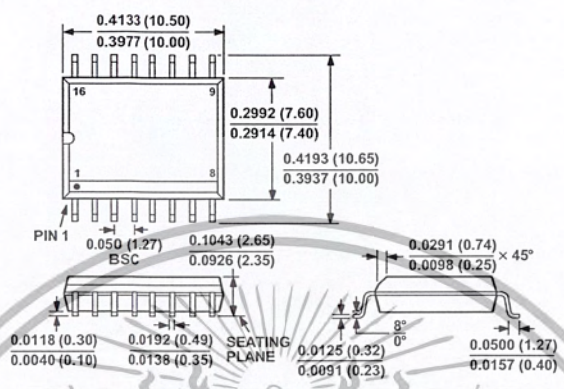


c. Line Averaging Technique

Figure 19.

OUTLINE DIMENSIONS  
Dimensions shown in inches and (mm).

16-Lead Wide Body SOIC  
(R-16)



C2187b-0-8/99

PRINTED IN U.S.A.