

เครื่องตรวจจับโลหะ  
METAL DETECTOR



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2556

เครื่องตรวจจับโลหะ  
METAL DETECTOR



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2556

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตรวจจับโลหะ  
Metal Detector



โดย  
นายกฤติกร พึ่งพิมาย 53010037  
นายกฤติน พรชุตระง 53010045  
นายกฤษฎา กันมุล 53010049

อาจารย์ที่ปรึกษา  
ดร.สิรภาพ ตู้ประกาย  
รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2556



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น และอนุญาตให้นำไปใช้  
วิศวกรรมโทรคมนาคมมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2556

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องตรวจจับโลหะ

METAL DETECTOR

ผู้จัดทำ

- |                        |          |
|------------------------|----------|
| 1. นายกฤติกร พึ่งพิมาย | 53010037 |
| 2. นายกฤตินิ พรชุตตรง  | 53010045 |
| 3. นายกฤษฎา กันมุล     | 53010049 |

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ดร.สิรภพ ตู่ประกาย)

..... อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม  
(รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำโครงการฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงเป็นอย่างดีด้วยคำแนะนำและการให้คำปรึกษาจึงต้องขอขอบพระคุณ ดร.สิรภพ ตู๊ประกาย และ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ควบคุมโครงการของกลุ่มข้าพเจ้าที่ให้แนวความคิด ให้คำปรึกษาและให้การแนะแนวทางในการทำโครงการตลอดจนการแก้ไขปัญหาต่างๆ ที่เกี่ยวกับโครงการ ซึ่งเป็นประโยชน์ต่อโครงการของกลุ่มข้าพเจ้าเป็นอย่างยิ่ง และเพื่อนๆ ที่คอยให้คำแนะนำเสมอมาจนทำให้โครงการเล่มนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ขอขอบคุณ บิดา-มารดา ครอบครัวของกลุ่มข้าพเจ้า ที่คอยกำลังใจการสนับสนุนและความช่วยเหลือในระหว่างการศึกษามาโดยตลอด ขอขอบคุณภาควิชาโทรคมนาคม ที่มอบโอกาสในการทำโครงการ

ประโยชน์และคุณค่าที่ได้จากโครงการฉบับนี้ ผู้จัดทำขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่านที่กล่าวมาตั้งแต่ตอนต้นและหวังว่าโครงการฉบับนี้จะเป็นประโยชน์ต่อผู้สนใจในด้านนี้ต่อไป



นายกฤติกร พึ่งพิมาย  
 นายกฤติน พรชุตตรง  
 นายกฤษฎา กันมุล  
 ผู้จัดทำ

โครงการงานเลขที่ 561460

เครื่องตรวจจับโลหะ  
Metal Detector

โดย นายกฤติกร พึ่งพิมาย 53010037  
นายกฤติน พรชุตตรง 53010045  
นายกฤษฎา กันมุล 53010049

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร.สิรภพ ตู้ประกาย  
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอการออกแบบเครื่องตรวจจับโลหะโดยใช้สายอากาศแบบไมโครสตริป ซึ่งอาศัยหลักการส่งผ่านและการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อตรวจจับโลหะที่อยู่ใต้พื้นผิวในระยะ 6.35 เซนติเมตร

Abstract

This project presents the design of metal detector by using microstrip antenna with electromagnetic waves propagation and reflection theorem to detect metal under the surface in the range 6.35 cm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	VI
สารบัญตาราง	IX
<b>บทที่ 1</b>	
<b>บทนำ</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	1
<b>บทที่ 2</b>	
<b>ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง</b>	<b>2</b>
2.1 ทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริบ (MICROSTRIP ANTENNA THEORY)	2
2.1.1 ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริบ	2
2.1.2 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริบ	3
2.1.3 รูปแบบของสายอากาศไมโครสตริบ	4
2.1.4 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริบ	6
2.1.5 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริบ	7
2.2 ค่าคุณลักษณะและค่าปัจจัยต่างๆของสายอากาศ	8
2.2.1 ระยะสนามของสายอากาศหรือระยะสายอากาศ	8
2.2.2 แบบรูปการแผ่พลังงาน (RADIATION PATTERN)	9
2.2.3 อิมพีแดนซ์ (IMPEDANCE)	10
2.2.4 ประสิทธิภาพการแผ่พลังงานของสายอากาศ	11
2.2.5 สภาพเจาะจงทิศทาง (DIRECTIVITY)	12
2.2.6 อัตราขยายของสายอากาศ (ANTENNA GAIN)	13
2.2.7 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (ANTENNA EFFICIENT)	15
2.2.8 พื้นที่ประสิทธิผล (EFFECTIVE AREA)	15
2.2.9 โพลาริเซชัน (POLARIZATION)	17
2.2.10 อุณหภูมิสัญญาณรบกวน (NOISE TEMPERATURE)	17
2.2.11 สมการการส่งกำลังคลื่นของฟรีส (FRIIS TRANSMISSION EQUATION)	18

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3 ทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (ELECTROMAGNETIC WAVE THEORY)	19
2.3.1 คลื่นระนาบสม่ำเสมอ (UNIFORM PLANEWAVE)	19
2.3.2 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่นระนาบที่คลื่นตกกระทบ ทำมุมกับเส้นปกติ (REFLECTION AND TRANSMISSION AT OBLIQUE INCIDENT)	23
2.3.3 อิมพีแดนซ์บนพื้นผิวตัวนำ (SURFACE IMPEDANCE)	27
2.3.4 การดูดกลืนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	27
2.4 วงจรควบคุมแรงดัน (VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR)	29
2.5 วงจรขยายคลื่นความถี่ (AMPLIFIER)	29
2.6 เครื่องวัดความแรงคลื่นวิทยุ (FIELD STRENGTH METER)	30
<b>บทที่ 3</b>	
<b>การออกแบบ และการจัดทำปริญญานิพนธ์</b>	<b>31</b>
3.1 การออกแบบ	31
3.1.1 โครงสร้างของระบบ	31
3.1.2 การออกแบบสายอากาศ	32
3.1.3 VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR (VCO)	38
3.1.4 FIELD STRENGTH METER	39
3.1.5 AMPLIFIER	40
3.1.6 การออกแบบเครื่องตรวจจับโลหะ	41
3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง	42
3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง	42
3.3.1 การวัดผลการทดลองของสายอากาศ	42
3.3.2 การวัดผลการทดลองของเครื่องตรวจจับโลหะ	45
<b>บทที่ 4</b>	
<b>ผลการทดลอง</b>	<b>48</b>
4.1 ผลการทดสอบสายอากาศรับ	48
4.1.1 ผลการทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ	48
4.1.2 ผลการทดสอบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศรับ	50
4.1.3 ผลการทดสอบแมตซ์อิมพีแดนซ์	51
4.1.4 ผลการทดสอบอัตราขยายของสายอากาศ	52
4.2 ผลการทดสอบของสายอากาศส่ง	52
4.2.1 ผลการทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ	52
4.3 ผลการทดสอบของเครื่องตรวจจับโลหะ	53
4.3.1 ผลการทดสอบเครื่องตรวจจับโลหะโดยปราศจากวงจรขยายในระบบ	53
4.3.2 ผลการทดสอบเครื่องตรวจจับโลหะโดยใช้วงจรขยายในระบบ	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

		หน้า
	4.3.3 ผลการทดสอบของเครื่องตรวจจับโลหะโดยใช้วงขยาย และวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุในระบบ	65
บทที่ 5	สรุปผลและข้อเสนอแนะ	71
	5.1 สรุปผล	71
	5.2 ข้อเสนอแนะ	71
บรรณานุกรม ภาคผนวก		72



## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป	4
2.2 ขนาดของความยาวของสายอากาศไมโครสตริป	6
2.3 สายไมโครสตริป	8
2.4 ระยะสายอากาศ	8
2.5 แบบรูปการแผ่พลังงาน	10
2.6 (ก) การวัดกำลังเอาต์พุตจากสายอากาศที่มีอัตราขยายมาตรฐาน (ข) การวัดกำลังเอาต์พุตจากสายอากาศทดสอบ	14
2.7 โพลาริเซชันของสายอากาศ	17
2.8 พารามิเตอร์การส่งกำลังคลื่นของฟรีส	19
2.9 (ก) ความเข้มสนามไฟฟ้า และ (ข) ความเข้มสนามแม่เหล็ก	20
2.10 ระนาบของตัวกลางที่แตกต่างกัน 2 ชนิด	23
2.11 PARALLEL POLARIZATION	24
2.12 PERPENDICULAR POLARIZATION	26
2.13 ขาของ VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR IC	29
2.14 หลักการของวงจรขยายคลื่นความถี่	29
2.15 หลักการทำงานของเครื่องวัดความแรงคลื่นวิทยุ	30
3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ	31
3.2 ขนาดของความยาวสายอากาศไมโครสตริป	33
3.3 LAYOUT ของแบบจำลองสายอากาศไมโครสตริปจาก ADS	34
3.4 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของแบบจำลองสายอากาศแบบที่ 1 จาก ADS	35
3.5 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของแบบจำลองสายอากาศแบบที่ 2 จาก ADS	36
3.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของแบบจำลองสายอากาศแบบที่ 2 จาก ADS	36
3.7 สมบัติของแบบจำลองสายอากาศแบบที่ 2	37
3.8 สายอากาศสำหรับส่งคลื่นและรับ	37
3.9 ท่อนำคลื่นสำหรับสายอากาศส่ง	38
3.10 VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR IC	38
3.11 ขาของ VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR IC	39
3.12 VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR	39
3.13 วงจร FIELD STRENGTH METER CIRCUIT	40
3.14 FIELD STRENGTH METER	40
3.15 วงจรขยายคลื่นความถี่	40
3.16 เครื่องตรวจจับโลหะ	41
3.17 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวัดแบบรูปของสายอากาศ	43

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.18 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ	44
3.19 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศ	44
3.20 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวิเคราะห์ระดับความแรงของคลื่นความถี่โดยปราศจากวงจรขยาย ในระบบ	46
3.21 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวิเคราะห์ระดับความแรงของคลื่นความถี่โดยใช้วงจรขยายในระบบ	46
3.22 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวิเคราะห์ระดับความแรงของคลื่นความถี่โดยใช้วงจรขยายและ วงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุในระบบ	47
4.1 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศรับในระนาบสนามไฟฟ้า	49
4.2 แบบรูปการจำลองการแผ่พลังงานของสายอากาศรับในระนาบสนามไฟฟ้าด้วยโปรแกรมADS	49
4.3 อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (STANDING WAVE RATIO : SWR) ของสายอากาศรับ	50
4.4 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศรับ	51
4.5 สมิตซาร์ทของสายอากาศรับ	51
4.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศส่งในระนาบสนามไฟฟ้า	52
4.7 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจไม่พบโลหะ	53
4.8 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 6.45 ตารางเซนติเมตร	54
4.9 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 25.81 ตารางเซนติเมตร	54
4.10 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 58.06 ตารางเซนติเมตร	55
4.11 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 103.22 ตารางเซนติเมตร	56
4.12 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 161.29 ตารางเซนติเมตร	56
4.13 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 232.26 ตารางเซนติเมตร	57
4.14 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจไม่พบโลหะ	59
4.15 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 6.45 ตารางเซนติเมตร	59
4.16 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 25.81 ตารางเซนติเมตร	60

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.17 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 58.06 ตารางเซนติเมตร	61
4.18 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 103.22 ตารางเซนติเมตร	61
4.19 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 161.29 ตารางเซนติเมตร	62
4.20 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรขยายคลื่นความถี่ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 232.26 ตารางเซนติเมตร	63
4.21 VU METER ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ เมื่อตรวจไม่พบโลหะ	66
4.22 VU METER ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ เมื่อตรวจไม่พบโลหะ	67
4.23 VU METER ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 25.81 ตารางเซนติเมตร	67
4.24 VU METER ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 58.06 ตารางเซนติเมตร	68
4.25 VU METER ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 103.22 ตารางเซนติเมตร	69
4.26 VU METER ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 161.29 ตารางเซนติเมตร	69
4.27 VU METER ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 232.26 ตารางเซนติเมตร	70

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริป	3
2.2 ค่าความสูญเสียคูดกลืนของโลหะชนิดต่างๆ	28
3.1 คุณสมบัติของวัสดุฐานรองชนิด FR4	32
3.2 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบที่ 1	34
3.3 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบที่ 2	35
4.1 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่	58
4.2 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรขยายคลื่นความถี่	64
4.3 ผลการจำลองการตรวจจับโลหะด้วยโปรแกรม PROTEUS	65



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารมีความเจริญก้าวหน้าอย่างมาก มีการพัฒนาเพื่อนำไปใช้เป็นอุปกรณ์ที่มีประโยชน์ต่างๆ ในระบบสื่อสาร (Communication System) สายอากาศมีความสำคัญอย่างยิ่งในระบบสื่อสารที่ใช้คลื่น สายอากาศจึงถูกพัฒนาให้เหมาะสมกับการใช้งานในลักษณะต่างๆ เครื่องตรวจจับโลหะเป็นเครื่องมือชนิดหนึ่งที่ต้องอาศัยการประยุกต์นำเอาสายอากาศมาออกแบบโดยใช้คุณสมบัติต่างๆ ของการแพร่กระจายคลื่น การสะท้อนของคลื่นระนาบ แล้วสร้างเป็นเครื่องตรวจจับโลหะ

เครื่องตรวจจับโลหะถูกนำมาใช้งานหลายประเภท เช่น การตรวจหาโลหะที่อยู่ใต้พื้นดิน การตรวจหาอาวุธ การตรวจสอบตำแหน่งที่ตั้งของท่อ งานก่อสร้างที่ต้องการทราบว่ามีบริเวณใดมีสายเคเบิล แต่โดยทั่วไปไม่ได้ระบุขนาดของวัตถุโลหะ ในการตรวจหาโลหะที่สามารถระบุขนาดของโลหะได้จะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้งานของเครื่องตรวจจับโลหะ

ความสามารถในการตรวจจับโลหะขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายประการนอกจากความไวของหัวตรวจจับแล้ว ชนิดของโลหะก็มีผล เช่น เหล็กสามารถสร้างสนามแม่เหล็กได้แรงกว่าโลหะชนิดอื่น การตรวจจับจึงทำได้ง่าย ขนาดของวัตถุก็มีส่วนสำคัญวัตถุที่มีขนาดเล็กจะถูกตรวจจับได้ยากกว่าวัตถุที่มีขนาดใหญ่

### 1.2 วัตถุประสงค์

- 1) ศึกษาการแพร่กระจายและการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า
- 2) สร้างเครื่องตรวจจับโลหะที่อยู่ใต้พื้นผิวได้

### 1.3 ขอบเขตของปริญญาานิพนธ์

สามารถค้นหาวัตถุที่เป็นโลหะได้ในระยะ 6.35 cm โดยนำสายอากาศแบบไมโครสตริป ที่ความถี่ 2.45 GHz มาประยุกต์ใช้เป็นเครื่องตรวจจับโลหะ

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 ทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna Theory)

แนวความคิดในการใช้ไมโครสตริปซึ่งมีรูปทรงสี่เหลี่ยมขนาดเล็กในการแพร่กระจายคลื่นถูกนำเสนอครั้งแรกโดย Deschamps ค.ศ. 1953 หลังจากนั้น 20 ปี จึงมีการสร้างสายอากาศที่ใช้งานได้จริง โดยมาจากการพัฒนาแบบจำลองทางทฤษฎีและเทคนิค Photo-etch ของฐานรองที่เป็น Copper หรือ Gold-clad และมีคุณสมบัติทางอุณหภูมิต่ำและทางกลศาสตร์ที่ดี มีค่า Loss tangent ที่ต่ำ สายอากาศไมโครสตริปถูกสร้างขึ้นครั้งแรกในปี ค.ศ. 1970 โดย Howell Munsun จากนั้นก็มีการวิจัยและพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็วและกว้างขวางไปสู่การใช้งานที่แตกต่างกัน

ปัจจุบันสายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายโดยเฉพาะในย่านความถี่ไมโครเวฟ เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นคือ น้ำหนักเบา ใช้พื้นที่น้อยและมีลักษณะแบนราบ ซึ่งเหมาะกับการติดตั้งที่แบนราบไปกับพื้นผิว สามารถใช้ร่วมกับ Microwave Integrated Circuit (MICs) ทำงานได้ 2 ถึง 3 ความถี่พร้อมๆกัน มีความแข็งแรง เมื่อนำมายึดกับพื้นผิว ทำให้ง่ายต่อการออกแบบและสร้าง

##### 2.1.1 ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริป

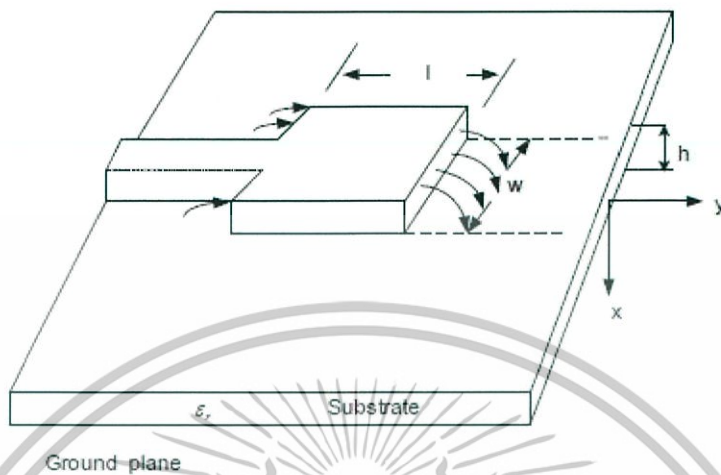
สายอากาศไมโครสตริปจะมีข้อได้เปรียบหลายประการเมื่อเทียบกับสายอากาศที่ใช้ในย่านไมโครเวฟแบบอื่นๆ โดยสายอากาศไมโครสตริปสามารถใช้งานในย่านความถี่ตั้งแต่ 100MHz – 50 GHz

ตารางที่ 2.1 ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริป

ข้อดี	ข้อเสีย
<ul style="list-style-type: none"> <li>- ราคาถูก</li> <li>- น้ำหนักเบา แข็งแรงทนทาน</li> <li>- ขนาดเล็ก ปริมาณน้อย จึงไม่ต้านลม</li> <li>- สามารถนำมาดัดแปลงรูปร่างให้สมดุลได้</li> <li>- การผลิตง่าย</li> <li>- สามารถป้องกันสัญญาณและปรับอิมพีแดนซ์ได้พร้อมๆ กับการสร้างสายอากาศ</li> <li>- สามารถสร้างเป็นสายอากาศแล้วลำดับได้ง่าย</li> <li>- ต่อเข้ากับวงจรหรือติดตั้งได้ง่ายกว่า</li> <li>- สามารถกำหนดลักษณะการเคลื่อนที่ของคลื่นได้ทั้งแบบลิเนียร์และแบบวงกลมโดยการเลื่อนตำแหน่งที่ป้องกันสัญญาณและรูปร่างของ แผ่นแผ่พลังงานที่ใช้</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- มีกำลังงานในการแผ่พลังงานต่ำ</li> <li>- มีแถบความถี่แคบ (narrow bandwidth)</li> <li>- มีการสูญเสียมากโดยส่วนมากจะเกิดจากการสูญเสียที่จุดต่อและจุดป้องกันสัญญาณจึงส่งผลให้ได้อัตราขยาย (gain) ต่ำ</li> <li>- สายอากาศไมโครสตริปส่วนใหญ่จะมีการแผ่กระจายคลื่นเพียงครึ่งระนาบ</li> <li>- ต้องเก็บรักษาไว้ที่อุณหภูมิที่เหมาะสม เพื่อรักษาคุณสมบัติของสารที่ใช้ทำสายอากาศ</li> </ul>

### 2.1.2 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป

ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปจะประกอบด้วยแผ่นตัวนำสองแผ่นวางขนานกันอยู่ ซึ่งแผ่นตัวนำที่อยู่ด้านบนเรียกว่าตัวแพร่กระจายคลื่นจะมีรูปร่างต่างๆ โดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉากหรือวงกลมทำจากแผ่นทองแดงหรือแผ่นทองคำ ส่วนแผ่นตัวนำที่อยู่ด้านล่างจะเป็นตัวนำทั้งแผ่นเรียกว่าแผ่นกราวด์ โดยทางอุดมคติจะต้องมีขนาดใหญ่กว่าตัวแพร่กระจายคลื่นอย่างมาก ซึ่งทั้งสองด้านจะถูกแยกออกจากกันด้วยวัสดุที่ไม่เป็นสื่อกลางทางไฟฟ้า คั่นกลางระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสองเรียกว่าซับสเตรท ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริบ

### 2.1.3 รูปแบบของสายอากาศไมโครสตริบ

รูปแบบพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริบ สามารถแบ่งได้เป็น 3 รูปแบบ

- 1) สายอากาศไมโครสตริบแบบแผ่น (Microstrip Patch Antenna)
- 2) สายอากาศไมโครสตริบแบบไดโพล (Microstrip Dipole Antenna)
- 3) สายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิด (Microstrip Slot Antenna)

แต่ละชนิด จะมีรูปแบบและคุณสมบัติแตกต่างกันไป ดังนั้นในการออกแบบจะต้องคำนึงถึงความเหมาะสมในการนำไปใช้งาน

#### 2.1.3.1 สายอากาศไมโครสตริบแบบแผ่น (Microstrip Patch Antenna:

MPA)

ประกอบด้วยส่วนที่เป็นแผ่นตัวนำด้านบนเรียกว่าแพทช์ โดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉากหรือวงกลม และแผ่นตัวนำด้านล่างเรียกว่าระนาบกราวด์ ซึ่งถูกแยกออกจากกันด้วยชั้นสเตรทของสารไดอิเล็กทริกที่มีความบางเป็นพิเศษของความยาวคลื่น โดยส่วนประกอบต่างๆจะมีลักษณะดังนี้

### 1) แผ่นตัวนำสายอากาศ

แผ่นตัวนำสายอากาศ เป็นแผ่นโลหะแบบบาง ทำหน้าที่เป็นตัวแผ่พลังงาน และ มีค่าความต้านทานต่ำ ทนต่อสภาวะแวดล้อม สามารถยึดติดกับผิวของชั้นวัสดุฐานรองได้เป็นอย่างดีโดยทั่วไปทำจากทองแดง ทองคำ หรือ อะลูมิเนียม แผ่นตัวนำอาจมีรูปร่างต่างๆ เช่น สี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส วงกลม วงรี ฯลฯ วัสดุที่นำมาใช้ทำแผ่นตัวนำสายอากาศนี้ส่งผลต่อ ประสิทธิภาพ ของสายอากาศ และความซับซ้อนในการผลิต นอกจากนี้แล้วขนาดและรูปร่างของ แผ่นตัวนำของสายอากาศยังเป็นปัจจัยต่อการกำหนดความถี่ใช้งาน รูปแบบการแผ่พลังงานและค่า ความสูญเสีย เนื่องจากการย้อนกลับ ปัจจุบันแผ่นตัวนำสายอากาศที่ใช้ส่วนใหญ่เป็นแผ่นตัวนำรูป สี่เหลี่ยมและวงกลม เนื่องจากการออกแบบและการผลิตสามารถทำได้ง่าย

### 2) ชั้นวัสดุฐานรอง

ชนิดและขนาดของชั้นวัสดุฐานรองเป็นปัจจัยสำคัญในการออกแบบ สายอากาศ และยังเป็นองค์ประกอบสำคัญที่กำหนดคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศแบบไมโครส تريป การแผ่พลังงานของสายอากาศจะลดลงเมื่อค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง เพิ่มขึ้น โดยที่ความหนาของวัสดุฐานรองมีค่าคงที่ การแผ่พลังงานของสายอากาศจะเพิ่มขึ้นเมื่อ ความหนา ของวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้นและการแผ่พลังงานนี้จะมีปริมาณลดลง เมื่อความหนาคือความ ยาวคลื่น มีค่าประมาณ 0.05 การเลือกวัสดุเพื่อใช้เป็นวัสดุฐานรองนอกจากต้องคำนึงถึงสมบัติทาง กล สมบัติ ทางเคมี ความคงทนต่อสภาวะแวดล้อม เช่น ความชื้น อุณหภูมิที่มีการเปลี่ยนแปลง ความสามารถในการยึดติดกับผิวโลหะได้ดี ความเรียบของผิวซึ่งเพิ่มประสิทธิภาพในการยึดติดติด กับโลหะและ สามารถผลิตเป็นวัสดุฐานรองสำหรับสายอากาศได้ นอกจากนี้สมบัติทางไฟฟ้ายังเป็น ตัวแปรสำคัญ ในการเลือกวัสดุ โดยมีค่าปัจจัยที่ต้องคำนึงดังต่อไปนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (dielectric constants) วัสดุที่ใช้ควรเป็น วัสดุเนื้อเดียว เพื่อให้ค่าสภาพยอมของสารไดอิเล็กตริกมีค่าคงที่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกบ่งบอก คุณสมบัติของการ เป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศว่าง ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ควร มีค่าต่ำ เนื่องจาก จะทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพที่ดี และทำให้การผลิตมีความผิดพลาดน้อย

- ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย (loss tangent) คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่าง กระแสการนำกับ กระแสการกระจัด เมื่อนำสารไดอิเล็กตริกไปคั่นกลางระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่งซึ่ง ทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุ ซึ่งค่านี้แสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนา กระแสมากน้อย เพียงใด โดยค่านี้ควรมีค่าที่ต่ำ เพื่อจะทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศสูงขึ้น

- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (thermal conductivity) แสดงให้รู้ว่าสาร ไดอิเล็กตริกนั้นมี ความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ซึ่งค่านี้ยิ่งสูงยิ่งดี

### 3) ระบายความร้อน

เป็นแผ่นโลหะขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับแผ่นตัวนำสายอากาศ ซึ่งส่วนใหญ่ทำ จาก โลหะชนิดเดียวกันกับสายอากาศ โดยขนาดของระบายความร้อนจะส่งผลกระทบต่อแบบ รูป การแผ่กระจายคลื่น เนื่องจากคลื่นเลี้ยวเบนที่บริเวณขอบของระบายความร้อน นอกจากนี้ยัง

ส่งผลต่อ การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศอีกด้วย เนื่องจากการวิเคราะห์สายอากาศส่วนใหญ่ สมมุติว่า แผ่นระนาบกราวด์มีขนาดใหญ่กว่าแผ่นตัวนำสายอากาศมากจนสามารถประมาณได้ว่าเป็น อนันต์ ขนาดที่จำกัดของระนาบกราวด์จะมีผลต่อลอคคลื่นหลัก (main lobe) น้อยมาก แต่จะทำให้ เกิดลอคคลื่น ด้านหลังของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

#### 2.1.4 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปจะสามารถคำนวณความกว้างและความยาว ของสายอากาศไมโครสตริปโดยใช้รูปที่ 2.2 และสมการ (2-1), (2-2), (2-3) และ (2-4)



รูปที่ 2.2 ขนาดของความยาวของสายอากาศไมโครสตริป

$$W = L = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-1)$$

$$H = \frac{0.623555L}{2} \quad (2-2)$$

$$Y = \frac{W}{5} \quad (2-3)$$

$$X = Z = \frac{2W}{5} \quad (2-4)$$

เมื่อ

- $W$  คือ ความกว้างของสายอากาศ  
 $L$  คือ ความยาวของสายอากาศ  
 $H$  คือ ความสูงของวัสดุรองฐาน  
 $f$  คือ ความถี่ที่ใช้งาน  
 $\epsilon_r$  คือ ค่าความขั้วซึมสนามไฟฟ้าสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง

### 2.1.5 รูปแบบการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริป

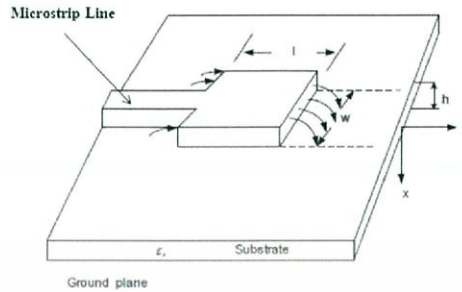
สายนำสัญญาณทำหน้าที่จ่ายกำลังงานให้แก่สายอากาศไมโครสตริป สายนำสัญญาณเป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติของสายอากาศ รูปแบบการป้อนสัญญาณของสายอากาศไมโครสตริปมี 4 ชนิดคือ

- 1) สายโคแอกเซียลโพรบ (Coaxial Probe)
- 2) การป้อนแบบประกบ (Proximity Coupling)
- 3) การป้อนแบบช่องเปิด (Aperture Coupling)
- 4) สายไมโครสตริป (Microstrip Line)

ในงานวิจัยนี้ได้ที่ใช้การป้อนสัญญาณแบบสายไมโครสตริป เนื่องจากออกแบบง่ายและสะดวกในการสร้าง

#### 2.1.5.1 สายไมโครสตริป (Microstrip Line)

สายป้อนแบบไมโครสตริปหรือที่เรียกว่าไมโครสตริปไลน์ แสดงดังรูปที่ 2.3 ได้รับความนิยมเพราะมีข้อดีคือง่ายต่อการเชื่อมต่อและมีขนาดเล็ก ซึ่งโดยทั่วไปสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะประกอบด้วยตัวนำไฟฟ้าแบบแผ่นวางอยู่บนวัสดุรองฐานซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างเป็นระนาบกราวด์ที่มีสายอากาศช่องเปิดวางอยู่บนระนาบกราวด์ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งออกจากสายไมโครสตริปผ่านวัสดุรองฐานที่อยู่ระหว่างกลางไปสู่ระนาบกราวด์ ค่าความต้านทานคุณสมบัติ (characteristic impedance) จะขึ้นอยู่กับความกว้างของสายไมโครสตริปและความหนาของวัสดุฐานรอง โดยคุณสมบัติของฐานรองจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์หลายตัวเช่น ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ค่าการสูญเสียที่ผิวสัมผัส การนำความร้อน เป็นต้น



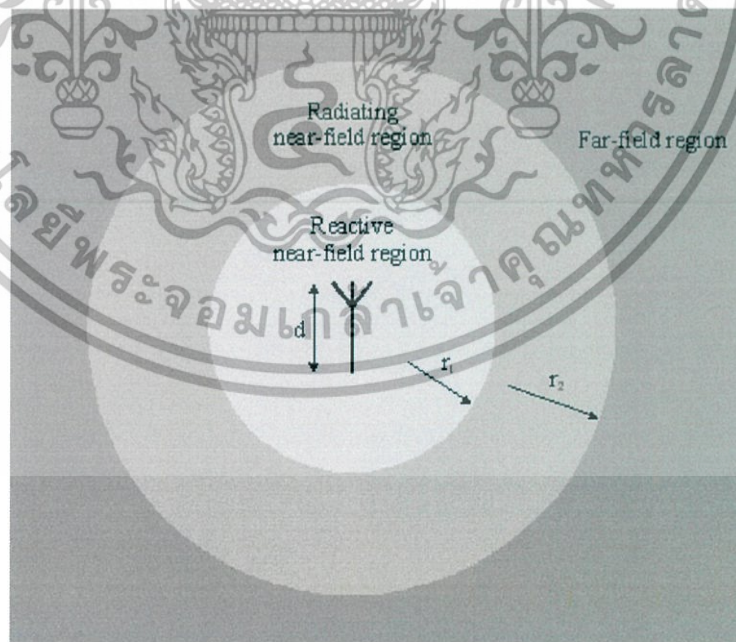
รูปที่ 2.3 สายไมโครสตริป

## 2.2 ค่าคุณลักษณะและค่าปัจจัยต่างๆของสายอากาศ

สายอากาศชนิดต่างๆที่มีใช้งานกันอยู่ทั่วไปมีค่าคุณลักษณะและค่าปัจจัยต่างๆที่จำเป็นต้องพิจารณาประกอบการประเมินสมรรถนะของสายอากาศเพื่อช่วยตัดสินใจประยุกต์ใช้ให้เหมาะสมกับงานอยู่มากมายในส่วนนี้จะกล่าวเฉพาะส่วนที่สำคัญและน่าสนใจดังนี้

### 2.2.1 ระยะเวลาของสายอากาศหรือระยะสายอากาศ

เป็นระยะที่บ่งบอกว่าสายอากาศจะมีการแผ่กระจายคลื่นออกมาหมดหรือยังมีการสะสมพลังงานอยู่ โดยระยะสายอากาศจะแบ่งได้เป็น 3 ระยะ ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ระยะเวลาสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.1.1 ระยะสนามระยะใกล้รีแอคทีฟ (Reactive Near Field)

ระยะที่วัดจากสายอากาศไปจนถึงระยะทาง  $0.62 \times \sqrt{\frac{d^3}{\lambda}}$  หรือ ระยะที่อยู่ระหว่าง  $0 \leq r_1 \leq 0.62 \times \sqrt{\frac{d^3}{\lambda}}$  โดย  $d$  คือมิติที่กว้างที่สุดของสายอากาศ ที่ระยะนี้จะพบว่าสายอากาศจะไม่แพร่กระจายคลื่นออกมาแต่จะสะสมพลังงานในรูป Reactive กำลังงานที่คำนวณได้จะอยู่ในรูปของส่วนจินตภาพ

### 2.2.1.2 ระยะสนามระยะใกล้ที่แพร่กระจายคลื่น (Radiation Near Field)

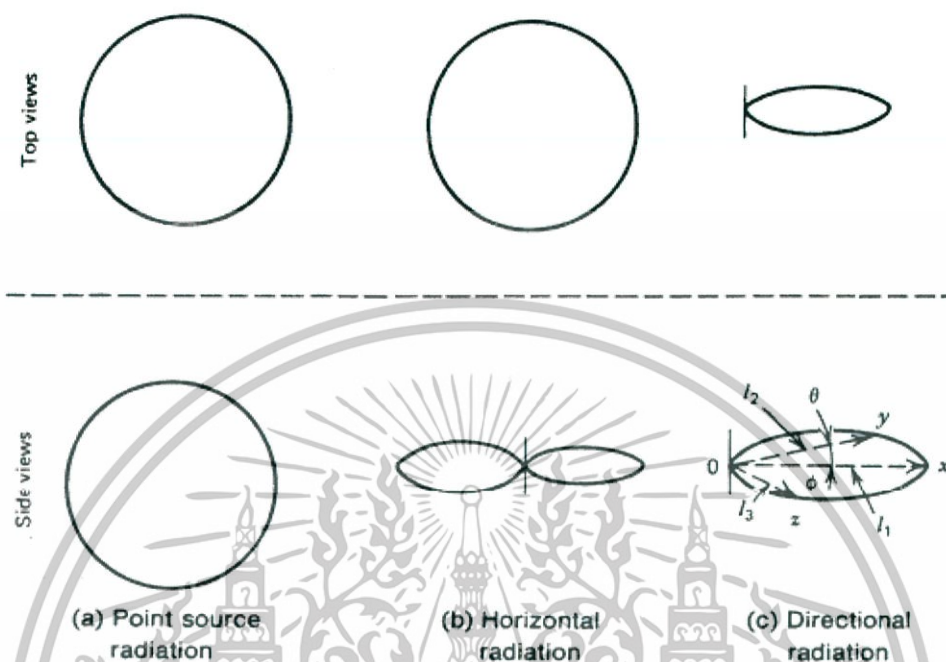
เริ่มตั้งแต่ระยะ  $0.62 \times \sqrt{\frac{d^3}{\lambda}}$  ไปจนถึงระยะ  $2 \times \frac{d^2}{\lambda}$  หรือ ระยะที่อยู่ระหว่าง  $0.62 \times \sqrt{\frac{d^3}{\lambda}} \leq r_2 \leq 2 \times \frac{d^2}{\lambda}$  ที่ระยะนี้สายอากาศจะแพร่กระจายคลื่นออกมาบางส่วนและสะสมไว้บางส่วน กำลังงานที่คำนวณได้จะอยู่ในรูปของค่าจริงเชิงซ้อน

### 2.2.1.3 ระยะสนามระยะไกล (Far Field)

เริ่มตั้งแต่ระยะ  $2 \times \frac{d^2}{\lambda}$  เป็นต้นไปที่ระยะนี้สายอากาศจะแพร่คลื่นออกมาหมด กำลังที่คำนวณได้จะเป็นส่วนจริง

## 2.2.2 แบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern)

เป็นวิธีการแสดงความสามารถในการแผ่พลังงานของสายอากาศออกไปในทิศทางต่างๆ หรือรับพลังงานที่ส่งมาจากทิศทางต่างๆ โดยการวาดภาพเส้นที่นำเสนอค่าระดับกำลังงานสัมพัทธ์ ณ ตำแหน่งเชิงมุมต่างๆ แบบรูปการแผ่พลังงานอาจนำเสนอโดยใช้ระบบพิกัดฉากหรือเชิงขั้วก็ได้ ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แบบรูปการแผ่พลังงาน

โดยทั่วไปแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศขณะที่เป็นสายอากาศส่งและสายอากาศรับจะเหมือนกันทุกประการ ในการวัดจึงสามารถวัดโดยให้สายอากาศทดสอบทำงานในภาคส่งหรือภาครับก็ได้

### 2.2.3 อิมพีแดนซ์ (Impedance)

ความต้านทานของสายอากาศ ประกอบด้วยความต้านทานสองส่วนคือความต้านทานของการแพร่กระจายคลื่น เกิดขึ้นเพราะการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและความต้านทานที่กำหนดจากค่าสูญเสียในสายอากาศ ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นกำหนดจากอัตราส่วนของกำลังงานการแพร่กระจายต่อกำลังสองของกระแสที่จุดป้อน

ความต้านทานของสายอากาศสามารถใช้ในการกำหนดประสิทธิภาพของสายอากาศได้ โดยความต้านทานของสายอากาศจะทำตัวเสมือนหนึ่งเป็นทรานส์ดิวเซอร์ระหว่างตัวกลางการแพร่กระจาย (Propagation Medium) ดังนั้นการวิเคราะห์ความต้านทานของสายอากาศจะไม่

พิจารณาเฉพาะความต้านทานของตัวเอง (Self-Impedance) ของสายอากาศเท่านั้นแต่ยังต้องพิจารณาถึงความต้านทานร่วม (Mutual Impedance) ระหว่างสายอากาศกับองค์ประกอบอื่นๆ ด้วย ตัวอย่างหนึ่งที่มีมักจะนำมาพิจารณาคือ ผลกระทบของกราวด์ที่มีต่อความต้านทานของสายอากาศ

### 2.2.3.1 การแมตซ์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching)

เป็นสิ่งจำเป็นสำหรับสายส่งความถี่สูงตั้งแต่ความถี่วิทยุขึ้นไป ถ้าอิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่าต่างไปจากอิมพีแดนซ์ลักษณะของสายจะเกิดคลื่นนิ่งขึ้นในสาย การเกิดคลื่นนิ่งมีผลทำให้เกิดการสูญเสียของพลังงานและบ่อยครั้งทำให้เครื่องส่งเสียหายได้ สายที่มีโหลดอิมพีแดนซ์เท่ากับอิมพีแดนซ์ลักษณะของสายจะมีอัตราส่วนคลื่นนิ่งเป็นหนึ่งและส่งผ่านกำลังไฟฟ้าโดยที่ไม่มีการสะท้อนและมีประสิทธิภาพของการส่งผ่านดีที่สุด สายเรียบแบบนี้จะไม่มีสภาพเรโซแนนซ์ (Resonant) เกิดขึ้น นั่นคือเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ที่ต้นสายจะยังคงมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ลักษณะเสมอ

การแมตซ์ (Matching) ในเรื่องของสายส่งหมายถึงการต่อปลายสายเข้ากับอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ลักษณะของสาย เทคนิคการแมตซ์โหลดอิมพีแดนซ์เข้ากับสายส่งอาจจะใช้แมตซ์แหล่งกำเนิดสัญญาณเข้ากับสายส่งได้เช่นเดียวกัน

### 2.2.4 ประสิทธิภาพการแผ่พลังงานของสายอากาศ

สำหรับประสิทธิภาพการแผ่พลังงานของสายอากาศในโหมดการส่งนั้นจะเป็นอัตราส่วนของกำลังที่ถูกนำมายังความต้านทานการแผ่พลังงาน ( $R_r$ ) ต่อกำลังที่ถูกนำมายังความต้านทาน  $R_s$  และ  $R_L$  ดังนั้นสมการประสิทธิภาพของสายอากาศจะเป็น

$$e = \frac{R_r}{R_s + R_L} \quad (2-5)$$

สำหรับความต้านทานของตัวนำนั้น ในกรณีของท่อโลหะมีความยาวเท่ากับ  $l$  และมีพื้นที่หน้าตัดสม่ำเสมอ  $A$  ความต้านทานกระแสไฟตรงของโลหะหาได้จากสมการ (2-6)

$$R_{DC} = \frac{l}{\sigma A} \quad (2-6)$$

ในกรณีที่ความลึกผิว (Skin Depth) ของโลหะ  $\delta$  โดย  $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\sigma}}$  มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับเส้นทแยงมุมที่สั้นที่สุดของพื้นที่หน้าตัดของท่อโลหะแล้ว กระแสจะไหลอยู่เฉพาะในบริเวณชั้นบางๆ ที่ผิวของตัวนำ ดังนั้นความต้านทานที่ความถี่สูงจะเป็น

$$R_{hf} = \frac{l}{P} R_s = \frac{l}{P} \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \quad (2-7)$$

เมื่อ

$P$  คือ เส้นรอบวงของท่อโลหะ ( $P = C = 2\pi b$  สำหรับลวดวงกลมรัศมี  $b$ )

$R_s$  คือ ความต้านทานเชิงผิวของตัวนำ

$\omega$  คือ ความถี่เชิงมุม

$\mu_0$  คือ ความขาศิมได้ของ Free Space

$\sigma$  คือ ความนำของโลหะ

### 2.2.5 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)

การที่จะนิยามสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศต้องพิจารณาการแผ่พลังงานของสายอากาศ โดยจะได้สมการคลื่นแผ่ (Radiated Power) ของสายอากาศเป็น

$$P_r = \frac{1}{2} \oint \text{Re}(E \times H^*) \cdot ds \quad (2-8)$$

จากการเปลี่ยนแปลงขนาดของสนามการแผ่พลังงานนั้นจะวิเคราะห์ได้จากความเข้มการแผ่พลังงาน (Radiated Intensity) ซึ่งนิยามได้ดังสมการ (2-9)

$$U(\theta, \phi) = \frac{1}{2} \text{Re}(E \times H^*) \cdot r^2 a_r \quad (2-9)$$

เนื่องจากความเข้มการแผ่พลังงานของแหล่งกำเนิดแบบไอโซทรอปิกนั้นจะมีค่าคงตัวโดยตลอดที่ค่าของ  $U_{av}$  ดังนั้นจะได้

$$P_r = \oint_{\Omega} U_{av} d\Omega = 4\pi U_{av} \quad (2-10)$$

ส่วนสายอากาศแบบอื่น ๆ ที่ไม่ใช่แหล่งกำเนิดแบบไอโซทรอปิกนั้น ความเข้มการแผ่พลังงานจะไม่คงตัวโดยตลอด ส่วนกำลังต่อสเตอเรเดียนจะสามารถนิยามดังสมการ (2-11)

$$U_{av} = \frac{P_r}{4\pi} \quad (2-11)$$

สำหรับอัตราส่วนของความเข้มการแผ่พลังงานในทิศทางที่แน่นอนต่อค่าเฉลี่ยของความเข้มการแผ่พลังงานจะได้ดังสมการ (2-12)

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{av}} = \frac{4\pi}{\Omega_A} |F(\theta, \phi)|^2 d\Omega \quad (2-12)$$

เมื่อ

$D(\theta, \phi)$  คือ อัตราขยายตามทิศทาง (Directivity Gain)

$\Omega_A$  คือ มุมตันของลำ (Beam Solid Angle)

$$\Omega_A = \iint_{\Omega} |F(\theta, \phi)|^2 d\Omega \quad (2-13)$$

สำหรับสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ของสายอากาศ จะนิยามได้จากค่าสูงสุดของอัตราขยายตามทิศทาง นั่นคือ

$$D = \frac{U_m}{U_{av}} \quad (2-14)$$

เมื่อแทน  $U_{av} = \frac{P_r}{4\pi}$  และ  $U_m = \frac{P_r}{\Omega_A}$  เข้าไปในสมการ (2-14) จะได้

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2-15)$$

และ

$$D(\theta, \phi) = D |F(\theta, \phi)|^2 \quad (2-16)$$

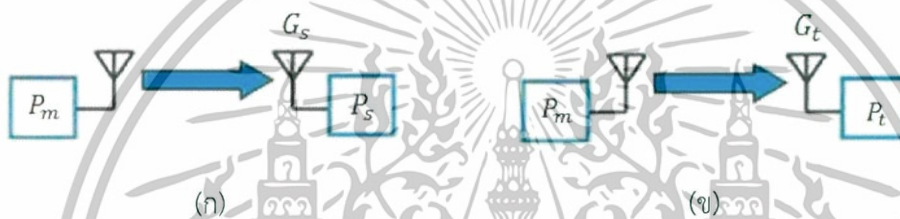
## 2.2.6 อัตราขยายของสายอากาศ (Antenna Gain)

อัตราส่วนปริมาณกำลังงานการแพร่กระจาย ในทิศทางที่กำหนดของสายอากาศ เทียบกับปริมาณกำลังงานการแพร่กระจายในทิศทางเดียวกัน ที่ระยะทางเท่ากัน และป้อนกำลังงาน

เท่ากัน ของจุดกำเนิด (Point source) หรือ สายอากาศไอโซทรอปิก (Isotropic) สายอากาศไอโซทรอปิก เป็นสายอากาศในอุดมคติที่ไม่มีจริงในทางปฏิบัติ มีรูปแบบการแพร่กระจายเป็นรูปทรงกลม ถือว่ามีกำลังงานการแพร่กระจายเท่ากันในทุกทิศทาง

สำหรับอัตราขยาย (Gain) ของสายอากาศนั้นหมายถึงความสามารถในการรับหรือส่งคลื่นของสายอากาศ เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศมาตรฐาน สำหรับสายอากาศส่งนั้น จุดที่น่าสนใจคือ ประสิทธิภาพของสายอากาศในการถ่ายโอนกำลังใดๆที่ขั้วอินพุตของสายอากาศ ให้เป็นกำลังคลื่นแผ่ออกโดยประมาณของสายอากาศนี้เรียกว่าอัตราขยายกำลัง (Power Gain)

การวัดอัตราขยาย (Gain measurement) ของสายอากาศนั้น วิธีการหนึ่งที่ใช้ในการวัดอัตราขยายกำลังสูงสุดของสายอากาศทำได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 (ก.) การวัดกำลังเอาต์พุตจากสายอากาศที่มีอัตราขยายมาตรฐาน ( $G_s$ )

(ข.) การวัดกำลังเอาต์พุตจากสายอากาศทดสอบ

สายอากาศส่งจะถูกขับด้วยเครื่องส่งที่มีกำลังคงตัว (Constant Power) ครั้งแรกจะใช้สายอากาศที่มีอัตราขยายมาตรฐานและรู้ค่าอัตราขยายกำลังสูงสุด  $G_s$  เป็นสายอากาศรับ โดยที่ กำลังเอาต์พุต  $P_s$  ที่สายอากาศรับมีค่าสูงสุด ต่อมาจะนำสายอากาศทดสอบ (Test Antenna) มาเปลี่ยนแทนสายอากาศที่อัตราขยายมาตรฐานโดยได้ค่าเอาต์พุตสูงสุดคือ  $P_t$

สำหรับอัตราขยายสูงสุดสัมบูรณ์ (Absolute Maximum Power Gain) ของสายอากาศทดสอบ สามารถวิเคราะห์ได้จากความแตกต่างของกำลังที่ได้รับด้วยสายอากาศรับทั้งสองโดยอัตราส่วนของ  $\frac{P_t}{P_s}$  จะเป็นการเพิ่มขึ้นของกำลังที่รับได้จากสายอากาศทดสอบที่เหนือกว่าสายอากาศที่มีอัตราขยายมาตรฐานดังนั้นอัตราขยายของสายอากาศทดสอบสามารถเขียนได้เป็น

$$G_t = \frac{P_t}{P_s} G_s \quad (2-17)$$

## 2.2.7 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficient)

ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศสามารถเขียนได้เป็น

$$e_t = e_r e_{cd} \quad (2-18)$$

เมื่อ

$e_t$  คือ ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ  
 $e_{cd}$  คือ ประสิทธิภาพการแผ่พลังงานของสายอากาศ  
 $e_r$  คือ ประสิทธิภาพการสะท้อนกลับของสายอากาศ โดยที่

$$e_r = 1 - |\Gamma|^2 \quad (2-19)$$

เมื่อ

$\Gamma$  คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนของแรงดันไฟฟ้าที่หัวสายอากาศ

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2-20)$$

เมื่อ

$Z_{in}$  คือ อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ  
 $Z_0$  คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง

$$e_t = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2-21)$$

## 2.2.8 พื้นที่ประสิทธิผล (Effective Area)

สำหรับพื้นที่ประสิทธิผลของสายอากาศจะพิจารณาได้จากความสัมพันธ์ระหว่าง อัตราขยายและพื้นที่ประสิทธิผลโดยสมมติให้สายอากาศส่งวางอยู่ที่ตำแหน่ง 1 และสายอากาศรับวางอยู่ที่ตำแหน่ง 2 จะได้ดังสมการ (2-22)

$$G_1 A_2 = G_2 A_1 \quad (2-22)$$

สำหรับพื้นที่ประสิทธิผลนอกจากจะสัมพันธ์กับอัตราขยายของสายอากาศแล้ว ในกรณีของสายอากาศเชิงเส้น (Linear Antenna) เมื่อนำมาเป็นสายอากาศรับ ความสัมพันธ์ของพื้นที่ประสิทธิผลกับความสูงของสายอากาศจะวิเคราะห์ได้ โดยพื้นที่ประสิทธิผลจะนิยามได้เป็นอัตราส่วนของกำลังที่รับได้ต่อความหนาแน่นกำลังของคลื่นตกกระทบ ซึ่งพื้นที่ประสิทธิผลนี้จะมีค่ามากที่สุดเมื่อกำลังที่รับได้มีค่าสูงสุด พื้นที่ประสิทธิผลของสายอากาศไม่มีความสูญเสียจะได้อัตตสมการ (2-23)

$$A_e = \frac{P_{R_{\max}}}{W} \quad (2-23)$$

โดย

$$P_{R_{\max}} = \frac{V_R^2}{8R_r} \quad (2-24)$$

และ

$$V_R = Eh \quad (2-25)$$

เมื่อ

$V_R$  คือ แรงดันเหนี่ยวนำ  
 $E$  คือ สนามไฟฟ้าตกกระทบบนสายอากาศ  
 $h$  คือ สูงประสิทธิผล (Effective Height)

สำหรับสายอากาศที่ไม่มีความสูญเสียนั้นตัวกลางแพร่กระจาย (Propagating Medium) ของสายอากาศจะมีค่า อินทรินซิก อิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) เท่ากับ  $\eta$  ดังนั้นความหนาแน่นกำลังเฉลี่ยตกกระทบ ( $W$ ) จะหาได้จากสมการ (2-26)

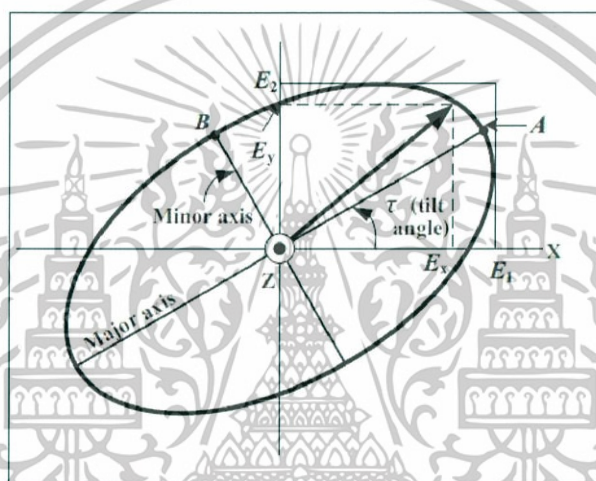
$$W = \frac{E^2}{2\eta} \quad (2-26)$$

จะให้ความสัมพันธ์ระหว่างพื้นที่ประสิทธิผลและความสูงประสิทธิผลดังสมการ (2-27)

$$A_e = \frac{\eta h^2}{4R_r} \quad (2-27)$$

## 2.2.9 โพลาริเซชัน (polarization)

ก่อนที่จะกล่าวถึงความหมายของโพลาริเซชันของสายอากาศต้องกล่าวถึงความหมายของโพลาริเซชันของคลื่นเสียก่อน โพลาริเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายนั้น เป็นรูปแสดงคุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ที่แพร่กระจายออกไป ที่อธิบายทิศทางและขนาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าซึ่งแปรผันตามเวลา รูปแสดงโพลาริเซชันจะแสดงการกวาดของยอดเวกเตอร์สนามไฟฟ้าที่เวลาต่างๆ ณ ตำแหน่ง ที่ทำการสังเกตซึ่งคงที่ และการสังเกตนั้นจะทำโดยมองตามหลังคลื่นที่เดินทางไป ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 โพลาริเซชันของสายอากาศ

### 2.2.9.1 ตัวประกอบการสูญเสียของโพลาริเซชัน

เนื่องจากการโพลาริเซชันของสายอากาศนั้นอาจจะไม่เหมือนกับการโพลาริเซชันของคลื่นที่เดินทางมายังสายอากาศ ซึ่งเรียกว่าการไม่แมตช์ของโพลาริเซชัน (Polarization Mismatch) จะเป็นผลทำให้สายอากาศไม่สามารถชักนำเอากำลังออกจากคลื่นได้สูงสุดเพราะเกิดการสูญเสียของโพลาริเซชัน (Polarization Loss)

### 2.2.10 อุณหภูมิสัญญาณรบกวน (Noise Temperature)

สำหรับอุณหภูมิสัญญาณรบกวนจะเป็นการวัดกำลังสัญญาณรบกวนที่สายอากาศรับมาส่งให้เครื่องรับที่ขั้วสายอากาศ ซึ่งจะหาได้จากสมการ (2-28)

$$T_a = \frac{P_n}{KB} \quad (2-28)$$

เมื่อ

- $T_a$  คือ อุณหภูมิสัญญาณรบกวนของสายอากาศ
- $P_n$  คือ กำลังสัญญาณรบกวนใดๆ ที่เข้าของสายอากาศ
- $K$  คือ ค่าคงตัวบอต์ซ์แมนน์ (Boltzmann's Constant)
- $B$  คือ ความกว้างแถบ (Bandwidth)

สำหรับความสัมพันธ์ของอุณหภูมิสัญญาณรบกวนและตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure) จะเป็น

$$F = 1 + \frac{T_a}{T_0} \quad (2-29)$$

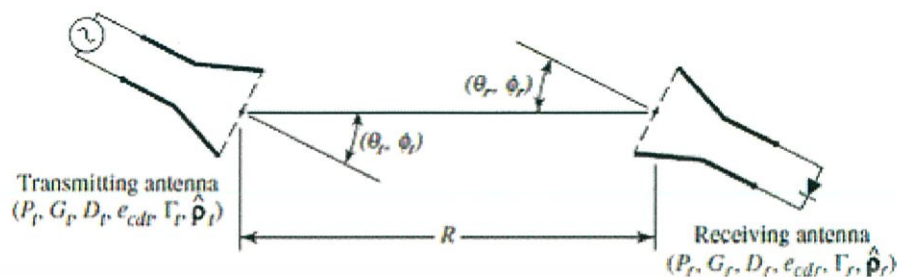
เมื่อ

- $F$  คือ ตัวเลขสัญญาณรบกวน
- $T_0$  คือ อุณหภูมิอ้างอิง  $290^\circ \text{K}$

การใช้งานสายอากาศเพื่อให้สายอากาศมีสัญญาณรบกวนต่ำจำเป็นต้องรักษาพู่หลังและพู่ข้างของสายอากาศให้มีขนาดต่ำที่สุด นั่นคือสัญญาณรบกวนจากพื้นโลกจะมีขนาดน้อยมาก ขณะที่สายอากาศทำการแพร่กระจายคลื่น และในขณะเดียวกันจำเป็นต้องรักษาการสูญเสียของสายส่งให้เหลือน้อยที่สุดด้วยเนื่องจากการสูญเสียนี้จะเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิสัญญาณรบกวนของสายอากาศ

### 2.2.11 สมการการส่งกำลังคลื่นของฟรีส (Friis Transmission Equation)

สมการการส่งกำลังคลื่นของฟรีส (Friis Transmission Equation) จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังคลื่นที่สายอากาศรับได้ต่อกำลังคลื่นแผ่ทั้งหมดของสายอากาศส่ง ถ้าสมมติให้สายอากาศทั้งสองนั้นวางห่างกันเป็นระยะทางเท่ากับ  $R$  ซึ่งมีค่ามากกว่า  $\frac{2D^2}{\lambda}$  จะเป็นสนามระยะไกล ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 พารามิเตอร์การส่งกำลังคลื่นของฟรีส

สำหรับในกรณีที่โพลาไรซ์ของคลื่นและสายอากาศนี้แมตช์กัน และสายอากาศทั้งสองอยู่ในทิศทางที่ส่งและรับคลื่นได้มากที่สุดจะได้ดังสมการ (2-30)

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (2-30)$$

เมื่อ

$P_r$  คือ กำลังที่สายอากาศรับ

$P_t$  คือ กำลังที่สายอากาศส่ง

$G_r$  คือ อัตราขยายที่สายอากาศรับ

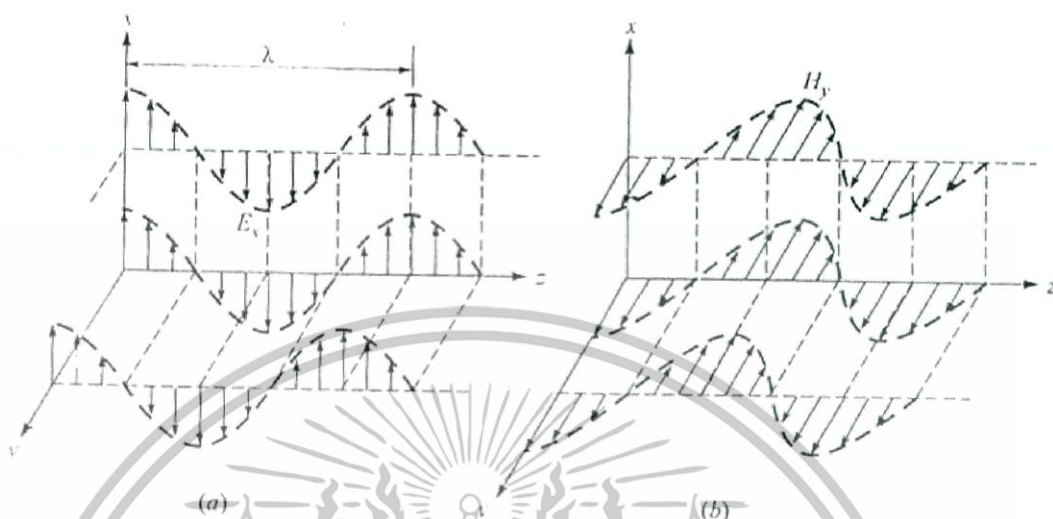
$G_t$  คือ อัตราขยายที่สายอากาศส่ง

## 2.3 ทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Wave Theory)

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นคลื่นชนิดหนึ่งที่เคลื่อนที่ผ่านบริเวณที่ว่างเปล่าได้โดยไม่ต้องอาศัยตัวกลางในการเคลื่อนที่ เป็นคลื่นตามขวางที่เกิดจากคลื่นไฟฟ้าและคลื่นแม่เหล็กตั้งฉากกัน และเคลื่อนที่ไปยังทิศทางเดียวกัน

### 2.3.1 คลื่นระนาบสม่ำเสมอ (Uniform Plane Wave)

คลื่นระนาบจะมีความสม่ำเสมอตลอดทั้งระนาบใด ๆ ที่มีค่าคงที่ ซึ่งจะแทนพลังงานที่ไหลในทิศทางนั้นๆ โดยทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะตั้งฉากกับทิศทางของการแพร่กระจายหรือวางตัวในระนาบที่ตัดผ่านทิศทางของการเคลื่อนที่ คลื่นระนาบสม่ำเสมอเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตัดขวางหรือคลื่นแบบ TEM ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ความเข้มสนามไฟฟ้า (a) และ ความเข้มสนามแม่เหล็ก (b)

ความเข้มสนามไฟฟ้าในรูปที่ 2.9 (a) ที่เวลา  $t = 0$  เป็นค่าทันทีทันใดของสนามที่ถูกอธิบายไปตามเส้น 3 เส้นคือ แกน  $z$ , เส้นที่ขนานกับแกน  $z$  ในจุด  $x = 0$  และระนาบ  $y = 0$  เมื่อสนามมีความสม่ำเสมอในระนาบที่ตั้งฉากกับแกน  $z$  แล้วการเปลี่ยนแปลงตามเส้นทั้ง 3 จะเหมือนกัน 1 รอบที่สมบูรณ์ของการเปลี่ยนแปลงจะเกิดขึ้นในความยาวคลื่น  $\lambda$  ค่าของ  $H_y$  ที่ตำแหน่งและเวลาเดียวกันของรูปที่ 2.9 (b)

### 2.3.1.1 การเคลื่อนที่ของคลื่นในที่ว่าง

เริ่มแรกจะพิจารณาการเคลื่อนที่ของคลื่นในที่ว่าง โดยที่สมการแมกซ์เวลล์สามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของ  $E$  และ  $H$  ได้ดังสมการ (2-31), (2-32), (2-33) และ (2-34)

$$\nabla \times \vec{H} = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2-31)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (2-32)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (2-33)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (2-34)$$

จะเห็นว่าการเคลื่อนที่ของคลื่นสามารถหาได้จากสมการข้างต้น โดยสมการ (2-31) เป็นการบ่งบอกว่าถ้า  $\vec{E}$  มีค่าเปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับเวลาที่จุดใดจุดหนึ่งแล้ว จะมีค่าเท่ากับเคิร์ล  $\vec{H}$  ที่จุดนั้น และจะถูกพิจารณาเป็นรูปแบบวงปิดขนาดเล็กที่เชื่อมอยู่กับสนาม  $\vec{E}$  ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าทำให้  $\vec{H}$  จะมีการเปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับเวลาด้วย แม้ว่าจะไม่ได้เปลี่ยนแปลงไปในทางเดียวกันก็ตาม ต่อไปจากสมการ (2-32) การเปลี่ยนแปลงของ  $\vec{H}$  จะทำให้เกิดสนามไฟฟ้าที่มีรูปแบบเป็นวงปิดขนาดเล็กทรงตรง  $\vec{H}$  นั้น

### 2.3.1.2 อิมพีแดนซ์ภายใน (Intrinsic Impedance: $\eta$ )

สำหรับความสัมพันธ์ระหว่าง E และ H ของคลื่นระนาบสม่ำเสมอ นั้น เมื่อคลื่นระนาบเคลื่อนที่ไปในทิศทางแกน x ทั้ง E และ H จะเป็นอิสระจากแกน y และ z โดยที่ E และ H จะไม่มีองค์ประกอบของแกน x เลย ในกรณีนี้จะได้ความสัมพันธ์ของ  $H_z$  กับ  $E_y$  และ  $H_y$  กับ  $E_z$  เป็น

$$\frac{E_y}{H_z} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2-35)$$

$$\frac{E_z}{H_y} = -\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2-36)$$

เมื่อ E และ H เป็นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กรวมจะได้ว่า

$$\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \eta \quad (2-37)$$

เมื่อ

$\mu$  คือ ค่าความขบซึมได้ของสนามแม่เหล็ก (Permeability)

$\epsilon$  คือ ค่าความขบซึมได้ของสนามไฟฟ้า (Permittivity)

โดยที่ขนาดของหน่วยของอัตราส่วนดังกล่าวเป็นหน่วยของอิมพีแดนซ์หรือโอห์ม จึงกล่าวได้ว่าอัตราส่วน  $\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$  นั้นเป็นค่าของอิมพีแดนซ์ภายในหรือ Intrinsic Impedance เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $\eta$  และเมื่อตัวกลางเป็น free space ค่าอิมพีแดนซ์ภายในของสูญญากาศ  $\eta_0$  จะเป็น

$$\eta_v = \sqrt{\frac{\mu_v}{\epsilon_v}} \approx 120\pi = 377\Omega$$

เมื่อ

$$\mu_v = 4\pi \times 10^{-7} \quad \text{Henrys/m}$$

$$\epsilon_v \approx \frac{1}{36\pi \times 10^9} \quad \text{f/m}$$

เมื่อตัวกลางมีคุณสมบัติเป็นตัวนำไฟฟ้าค่าของอิมพีแดนซ์ภายในจะเป็น

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (2-38)$$

จากสมการ (2-38) ถ้าตัวกลางมีคุณสมบัติเป็นตัวนำไฟฟ้าที่ดีจะได้ว่า

$$\eta \cong \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{\sigma}} \angle 45^\circ \quad (2-39)$$

เมื่อ

$\mu$  คือ ค่าความซบซิมได้ของสนามแม่เหล็ก (Permeability)

$\omega$  คือ ความถี่เชิงมุม

$\sigma$  คือ ค่าความนำไฟฟ้า (Conductivity)

2.3.1.3 คลื่นระนาบในตัวกลางที่เป็นตัวนำ: ปรากฏการณ์พื้นผิว (Plane Wave in Good Conductors: Skin Effect)

เมื่อคลื่นระนาบเดินทางในตัวกลางที่มีคุณสมบัติเป็นตัวนำไฟฟ้าคลื่นจะถูกลดทอนลงตามระยะทางที่เกิดขึ้น ในตัวนำไฟฟ้าที่ตัวนำนั้นจะมีอัตราการลดทอนของคลื่นความถี่ที่สูง และระยะทางที่คลื่นสามารถเดินทางทะลุผิวตัวกลางเข้าไปได้นั้นมีระยะสั้นมาก ตัวแปรที่มีความสำคัญในปรากฏการณ์นี้เรียกว่า ความลึกในการทะลุผ่าน (Depth of Penetration:  $\delta$ ) โดยที่

$$\delta = \frac{1}{\omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left( \sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon^2}} - 1 \right)}} \quad (2-40)$$

แต่สำหรับตัวนำไฟฟ้าที่ตีนั้นจะใช้

$$\delta \cong \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (2-41)$$

เมื่อ

$\mu$  คือ ค่าความซบซึมได้ของสนามแม่เหล็ก (Permeability)

$\omega$  คือ ความถี่เชิงมุม

$\sigma$  คือ ค่าความนำไฟฟ้า (Conductivity)

### 2.3.2 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่นระนาบที่คลื่นตกกระทบทำมุมกับเส้นปกติ (Reflection and Transmission at Oblique Incidence)

กำหนดให้คลื่นระนาบตกกระทบโดยทำมุมกับเส้นปกติบนพื้นผิวของรอยต่อที่แบ่งขอบเขตของตัวกลางออกเป็น 2 ส่วนที่มีพารามิเตอร์ที่แตกต่างกันคือ  $(\mu_1, \epsilon_1)$  และ  $(\mu_2, \epsilon_2)$  ดังรูปที่

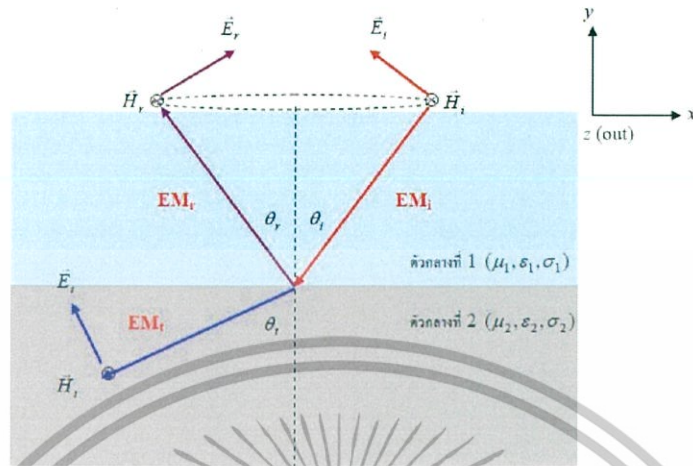
2.10



รูปที่ 2.10 ระนาบของตัวกลางที่แตกต่างกัน 2 ชนิด

โดยจะแบ่งการสะท้อนที่เกิดขึ้นออกเป็น 2 กรณีคือ

#### 2.3.2.1 สนามไฟฟ้าอยู่ในระนาบที่ขนานกับระนาบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบ (Parallel Polarization)



รูปที่ 2.11 Parallel Polarization

จะได้ผลรวมของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสำหรับเงื่อนไขรอยต่อดังสมการ (2-42) และ (2-43)

$$\vec{E}_t = \vec{E}_i + \vec{E}_r \tag{2-42}$$

$$\vec{H}_t = \vec{H}_i + \vec{H}_r \tag{2-43}$$

จากกฎของ Snell's ซึ่งทำให้ทราบได้ว่า

$$\theta_i = \theta_r$$

เมื่อ

$\theta_i$  คือ มุมตกกระทบ

$\theta_r$  คือ มุมสะท้อน

จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการ (2-44)

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{\sin \theta_i}{\sin \theta_t} = \sqrt{\frac{\mu_2 \epsilon_{r2}}{\mu_1 \epsilon_{r1}}} = \sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}} \tag{2-44}$$

เมื่อ

$\theta_i$  คือ มุมตกกระทบ

$\theta_t$  คือ มุมส่งผ่าน

$\epsilon_{r,1}$  คือ ค่าความนำสนามไฟฟ้าสัมพัทธ์ของตัวกลางที่เป็นตัวนำชนิดที่ 1

$\epsilon_{r,2}$  คือ ค่าความนำสนามไฟฟ้าสัมพัทธ์ของตัวกลางที่เป็นตัวนำชนิดที่ 2

และ  $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  f/m เมื่อตัวกลางเป็นตัวนำไฟฟ้าที่ไม่มีการสูญเสียของสนามแม่เหล็ก (*Lossless nonmagnetic material*)

สามารถเขียนสัมประสิทธิ์การสะท้อนและการส่งผ่านได้ดังสมการ (2-45) และ (2-46)

$$\frac{\vec{E}_r}{\vec{E}_i} = \Gamma_{\parallel} = \frac{\eta_1 \cos \theta_i - \eta_2 \cos \theta_t}{\eta_1 \cos \theta_i + \eta_2 \cos \theta_t} \quad (2-45)$$

$$\frac{\vec{E}_t}{\vec{E}_i} = T_{\parallel} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_1 \cos \theta_i + \eta_2 \cos \theta_t} \quad (2-46)$$

เมื่อ

$\Gamma_{\parallel}$  คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนของ Parallel Polarization

$T_{\parallel}$  คือ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของ Parallel Polarization

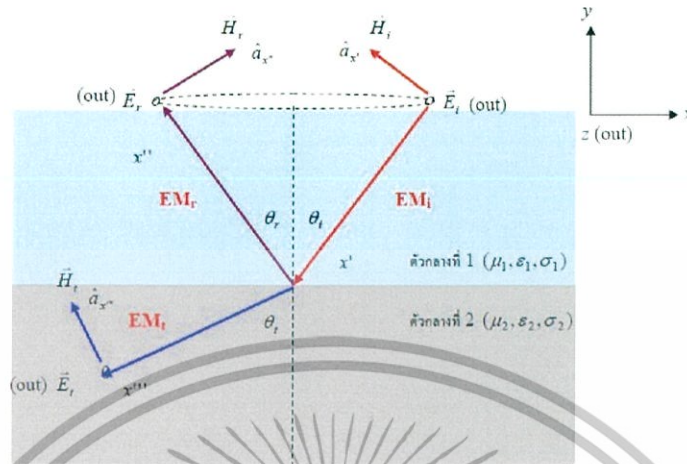
$\eta_1$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์ภายในของตัวกลางที่เป็นตัวนำชนิดที่ 1

$\eta_2$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์ภายในของตัวกลางที่เป็นตัวนำชนิดที่ 2

$\theta_i$  คือ มุมตกกระทบ

$\theta_t$  คือ มุมส่งผ่าน

2.3.2.2 สนามไฟฟ้าอยู่ในระนาบที่ตั้งฉากกับระนาบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบ (Perpendicular Polarization) ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 Perpendicular Polarization

สามารถเขียนสัมประสิทธิ์การสะท้อนและการส่งผ่านได้ดังสมการ (2-47) และ (2-48)

$$\frac{\bar{E}_r}{\bar{E}_i} = \Gamma_{\perp} = \frac{\eta_2 \cos \theta_i - \eta_1 \cos \theta_t}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \tag{2-47}$$

$$\frac{\bar{E}_t}{\bar{E}_i} = T_{\perp} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \tag{2-48}$$

เมื่อ

$\Gamma_{\perp}$  คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนของ Perpendicular Polarization

$T_{\perp}$  คือ สัมประสิทธิ์การส่งผ่านของ Perpendicular Polarization

$\eta_1$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์ภายในของตัวกลางที่เป็นตัวนำชนิดที่ 1

$\eta_2$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์ภายในของตัวกลางที่เป็นตัวนำชนิดที่ 2

$\theta_i$  คือ มุมตกกระทบ

$\theta_t$  คือ มุมส่งผ่าน

### 2.3.3 อิมพีแดนซ์บนพื้นผิวตัวนำ (Surface Impedance)

สำหรับตัวนำไฟฟ้าที่คืนค่าอิมพีแดนซ์พื้นผิว (Surface Impedance:  $Z_s$ ) ที่พื้นผิวตัวนำแบนราบที่ความหนาของแผ่นตัวนำมากกว่าค่าความลึกพื้นผิว (Depth of Penetration) จะมีค่าเท่ากับ Characteristic Impedance ของตัวนำนั้น เมื่อตัวนำไฟฟ้ามีความหนามากกว่าค่าความลึกพื้นผิวมากๆจะสามารถเขียนค่าอิมพีแดนซ์พื้นผิวได้เป็น

$$Z_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{\sigma}} \angle 45^\circ = \eta$$

และค่าความต้านทานที่พื้นผิวตัวนำ (Surface Resistance) จะเป็น

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad (2-49)$$

เมื่อค่าความลึกพื้นผิว (Depth of Penetration) เท่ากับ

$$\delta \cong \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$$

จะสามารถจัดรูปของค่าความต้านทานที่พื้นผิวตัวนำได้ใหม่ดังสมการ (2-50)

$$R_s = \frac{1}{\sigma\delta} \quad (2-50)$$

แสดงให้เห็นว่ายิ่งตัวนำไฟฟ้ามีค่าความต้านทานที่พื้นผิวที่สูง ค่าความลึกพื้นผิวที่กระแสจะสามารถส่งผ่านพื้นผิวตัวนำได้ก็จะมีค่าน้อยลง

### 2.3.4 การดูดกลืนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

การดูดกลืนจะเกิดขึ้นเมื่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางเข้าสู่ผิววัสดุ โดยค่าความสูญเสียดูดกลืน (Absorption loss) นั้นจะไม่ขึ้นกับชนิดของคลื่น แต่ขึ้นอยู่กับชนิดของวัสดุ สามารถหาค่าความสูญเสียดูดกลืนได้จากสมการ (2-51)

$$A = 1.314 \sqrt{(f \cdot \mu_r \cdot \sigma_r)} \cdot d \quad (2-51)$$

เมื่อ

$d$  คือ ความหนาของผิววัสดุหน่วยเป็นเซนติเมตร

$\sigma_r$  คือ ค่าความนำไฟฟ้าของวัสดุเมื่อเทียบกับทองแดง

$\mu_r$  คือ ค่าความซบซิมของวัสดุเมื่อเทียบกับอากาศ

จากสมการ (2-51) สามารถหาค่าความสูญเสียของวัสดุที่ความถี่ 2.56 GHz ได้ดัง  
ตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 ค่าความสูญเสียดูดกลืนของโลหะชนิดต่างๆ

ชนิดของโลหะ	อัตราส่วน ความนำไฟฟ้า ของโลหะกับ ทองแดง	อัตราความซบ ซิมสนามแม่เหล็ก ของโลหะกับ อากาศ	ความสูญเสียดูดกลืน (dB) ที่ความหนา		
			3.5 ไมครอน	5 ไมครอน	7 ไมครอน
เงิน	1.05	1	23.84	34.06	47.69
ทองแดง	0.97	1	22.92	32.74	45.84
ทองคำ	0.7	1	19.47	27.81	38.94
อะลูมิเนียม	0.61	1	18.17	25.96	36.35
นิกเกิล	0.2	1	10.41	14.87	20.81
เหล็ก	0.17	1000	303.39	433.42	606.79

จากตารางที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าที่ความหนาเดียวกันโลหะต่างชนิดจะมีค่าความสูญเสีย  
ดูดกลืนไม่เท่ากัน

## 2.4 วงจรควบคุมแรงดัน (Voltage-controlled oscillator)

ได้นำมาใช้เป็นวงจรมอดูเลตเชิงความถี่โดยจะมีวงจรต่างๆมากมายที่ใช้ในการควบคุมความถี่ของวงจร แต่วิธีที่ใช้คือตัวเก็บประจุที่แปรค่าตามแรงดัน หรือไดโอดวาร์เรกเตอร์ในวงจรมัลติไวเบเตอร์ เมื่อแรงดันไบอัสของไดโอดวาร์เรกเตอร์เปลี่ยนจะทำให้ค่าความจุไฟฟ้าก็เปลี่ยนแปลงไปด้วย ดังนั้นจึงมีการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของวงจรแกว่งตามแรงดันไบอัสที่เปลี่ยนนั่นเอง วงจรควบคุมแรงดันมีหน้าที่สำหรับกำเนิดสัญญาณ RF โดยพบว่า CVCO-55BE เป็นทางเลือกที่ดีที่สุด ซึ่งรูปที่ 2.13 ได้แสดงตัวอย่างวงจรของ CVCO-55BE



รูปที่ 2.13 ขาของ Voltage-controlled oscillator IC

## 2.5 วงจรขยายคลื่นความถี่ (Amplifier)

เป็นส่วนที่ขยายคลื่นความถี่เพื่อให้คลื่นความถี่ที่ผ่านวงจรขยายมีระดับความแรงความถี่ที่ต้องการดังรูปที่ 2.14

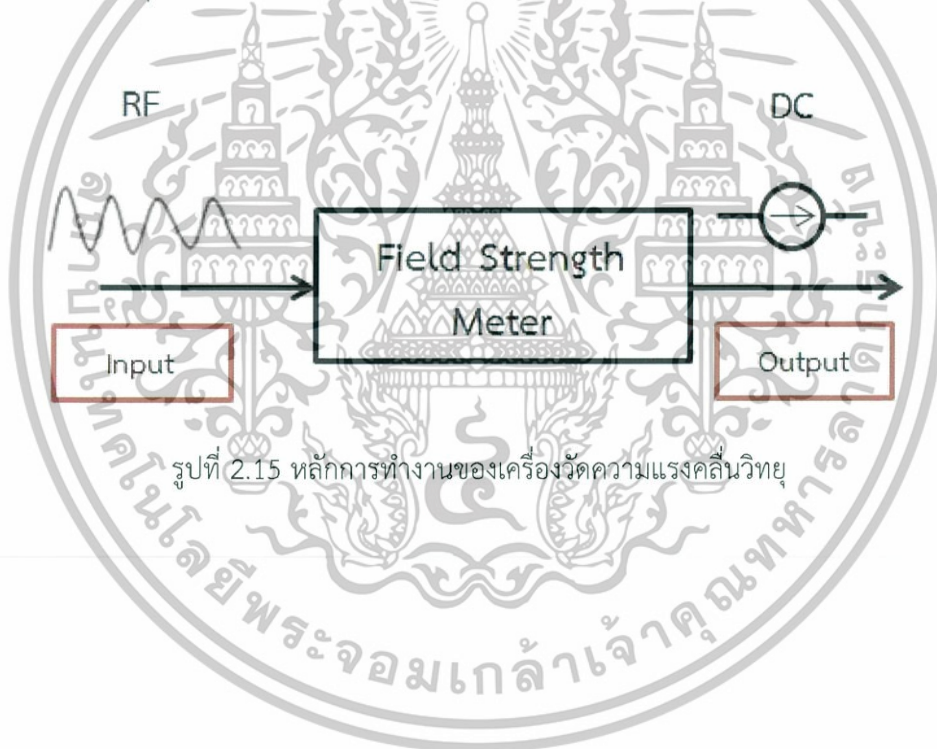


รูปที่ 2.14 หลักการของวงจรขยายคลื่นความถี่

จากรูปที่ 2.14 เป็นการขยายคลื่นความถี่ในอุดมคติ คือ เมื่อมีคลื่นความถี่ผ่านถูกส่งผ่านวงจรขยายคลื่นความถี่สูง วงจรจะทำการขยายระดับความแรงของคลื่นความถี่ที่ได้รับมาให้มากกว่าเดิม หรือหากมองในรูปที่ 2.14 จะพบว่าแอมพลิจูดของคลื่นความถี่มีความสูงเพิ่มมากขึ้น

## 2.6 เครื่องวัดความแรงคลื่นวิทยุ (Field Strength Meter)

คืออุปกรณ์ที่ใช้วัดความแรงของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ถูกใช้ในการทดสอบสายอากาศ และเครื่องส่งสัญญาณว่าความแรงของสัญญาณที่ส่งออกมาเป็นอย่างไร โดยให้เครื่องส่งทำงานแล้วดูว่ามีการแพร่กระจายคลื่นออกมาทางสายอากาศ ซึ่งจะสามารถวัดความแรงได้จากเข็มของเครื่องวัดความแรงคลื่นวิทยุ



รูปที่ 2.15 หลักการทำงานของเครื่องวัดความแรงคลื่นวิทยุ

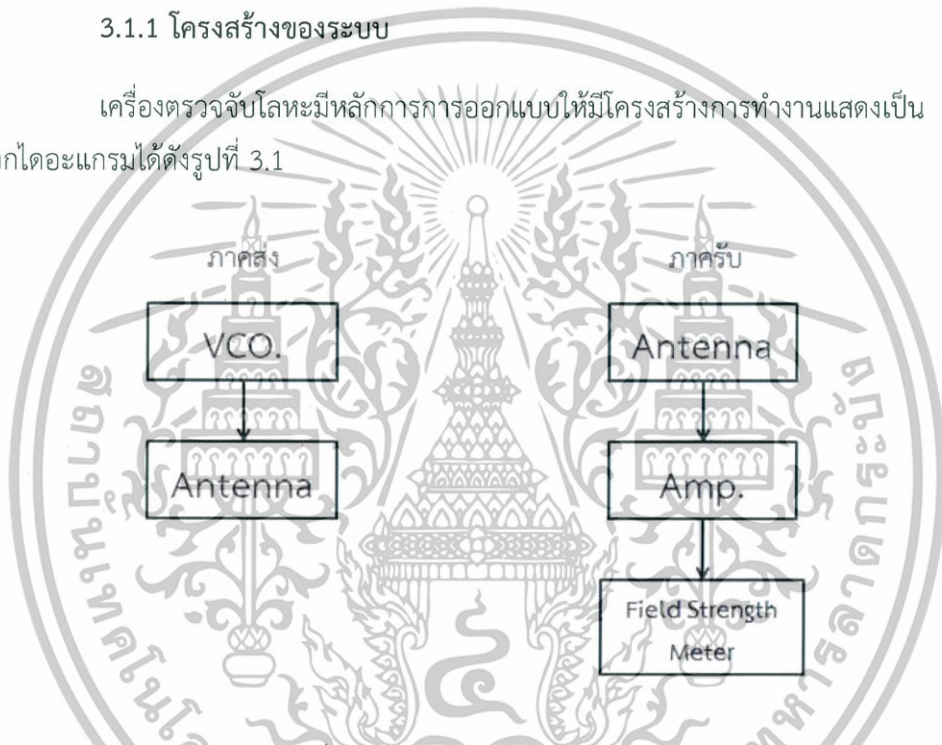
### บทที่ 3

## การออกแบบ และการจัดทำปริญญานิพนธ์

### 3.1 การออกแบบ

#### 3.1.1 โครงสร้างของระบบ

เครื่องตรวจจับโลหะมีหลักการการออกแบบให้มีโครงสร้างการทำงานแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ

การทำงานในแต่ละบล็อกจะมีหลักการทำงานดังนี้

- 1) VCO. ทำหน้าที่สร้างความถี่ที่ 2.56 GHz เพื่อป้อนให้กับสายอากาศส่ง
- 2) Antenna ภาคส่ง ทำหน้าที่ในการส่งคลื่นความถี่ไปยังวัตถุโลหะ
- 3) Antenna ภาครับ ทำหน้าที่ในการรับคลื่นความถี่ที่สะท้อนจากวัตถุโลหะ
- 4) Amplifier ทำหน้าที่ขยายระดับความแรงของคลื่นความถี่ที่รับได้ให้สูงขึ้น
- 5) Field Strength Meter ทำหน้าที่เป็นตัวแสดงผลในรูปของ VU Meter

### 3.1.2 การออกแบบสายอากาศ

#### 3.1.2.1 สายอากาศ

##### 1) แผ่นวงจรพิมพ์

วัสดุสำคัญในการสร้างสายอากาศคือแผ่นวงจรพิมพ์ ซึ่งเป็นแผ่นที่มีทองแดงอยู่ด้านบนและด้านล่าง ชั้นกลางด้วยวัสดุที่เป็นไดอิเล็กตริกที่มีความหนาและมีค่าความนำไฟฟ้า ที่ต่างกันขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งเราสามารถออกแบบสายวงจรถ่ายเพื่อนำไปประยุกต์ใช้กับเครื่องตรวจจับ ในโครงการชิ้นนี้เราเลือกใช้งานแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed- Circuit Board: PCB) ชนิดอีพอกซี FR4 (Epoxy FR4) ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 4.6 และมีความหนาของแผ่นวงจรพิมพ์ ( $h$ ) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร โดยป้อนสัญญาณผ่านหัวต่อแบบเอสเอ็มเอ 50 โอห์ม

##### 2) การคำนวณหาขนาดของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเพื่อใช้งานในเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 3 โดยใช้วัสดุฐานแบบอีพอกซี FR4 ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้นำคุณสมบัติของวัสดุฐานแบบอีพอกซี FR4 มาแสดงดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติของวัสดุฐานรองชนิด FR4

ชนิดแผ่นวัสดุรอง	$\epsilon_r$	$h(mm)$	$\sigma(S/m)$	$t(mm)$	$\tan(\delta)$
FR4	4.6	1.6	$5.8 \times 10^{-7}$	0.035	0.02

โดยที่

$\epsilon_r$  คือ ค่าความขบซึมสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง

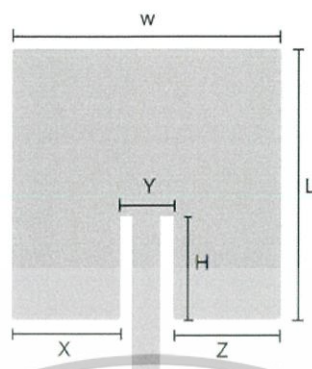
$h$  คือ ความหนาของวัสดุฐานรอง

$\sigma$  คือ ค่าความนำของวัสดุตัวนำ

$t$  คือ ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ

$\tan(\delta)$  คือ ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย (loss tangent)

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปจะสามารถคำนวณความกว้างและความยาวของสายอากาศไมโครสตริปโดยใช้รูปที่ 3.2 และสมการ (2-1), (2-2), (2-3) และ (2-4)



รูปที่ 3.2 ขนาดของความยาวสายอากาศไมโครสตริป

สำหรับความกว้าง ( $W$ ) และความยาว ( $L$ ) หาได้จากสมการ (2-1)

$$W = L = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.45 \times 10^9 \times \sqrt{4.6}} = 28.55 \text{ มิลลิเมตร}$$

สำหรับความลึกของสายป้อน ( $H$ ) หาได้จากสมการ (2-2)

$$H = \frac{0.623555 \times 28.55 \times 10^{-3}}{2} = 8.90 \text{ มิลลิเมตร}$$

สำหรับด้านอื่นๆ หาได้จากสมการ (2-3) และ (2-4)

$$Y = \frac{28.55 \times 10^{-3}}{5} = 5.71 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$X = Z = \frac{2 \times 28.55 \times 10^{-3}}{5} = 11.42 \text{ มิลลิเมตร}$$

เมื่อ

$$c = 3 \times 10^8 \text{ เมตรต่อวินาที}$$

$$f = 2.45 \text{ GHz}$$

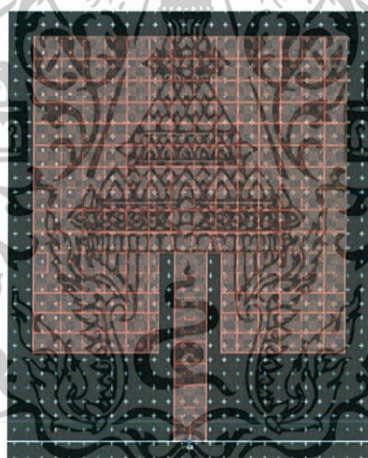
$$\epsilon_r = 4.6$$

### 3) การจำลองแบบจากโปรแกรม Advance Design System (ADS)

ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบที่ 1

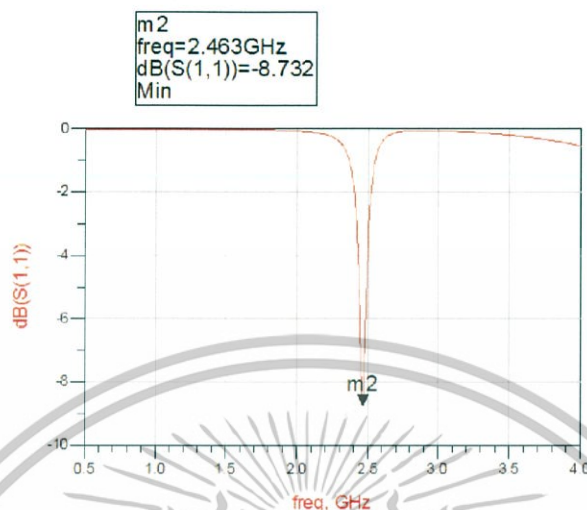
พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
$W$ : ความกว้าง	28.55
$L$ : ความยาว	28.55
$H$ : ความลึกของสายป้อน	8.90
$Y$	5.71
$X$	11.42

เมื่อนำค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปที่คำนวณได้จากตารางที่ 3.2 ไปสร้างแบบจำลองสายอากาศในโปรแกรม Advance Design System (ADS) จะได้แบบจำลองของสายอากาศดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 Layout ของแบบจำลองสายอากาศไมโครสตริปจาก ADS

เมื่อทำการจำลองผลของแบบจำลองจะได้ผลออกมาดังรูปที่ 3.4



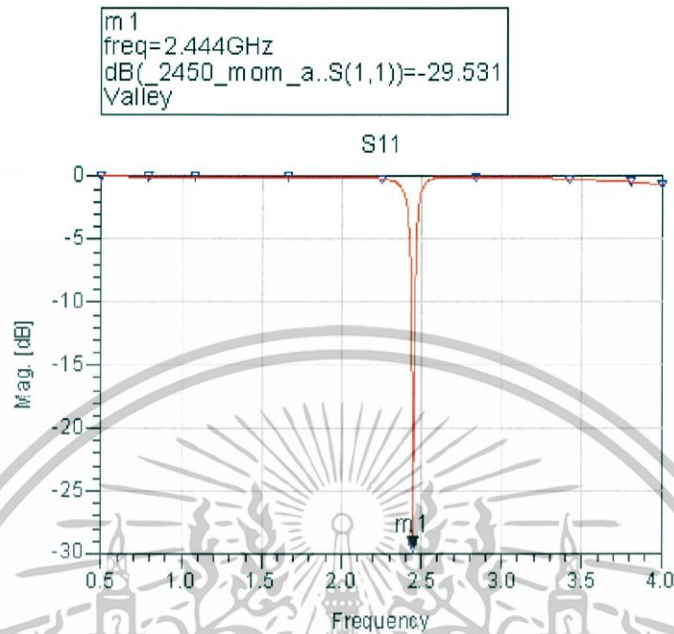
รูปที่ 3.4 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของแบบจำลองสายอากาศแบบที่ 1 จาก ADS

จากรูปที่ 3.4 จะเห็นว่าค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับยังไม่ถึงช่วงที่ต่ำกว่า -10 dB ดังนั้นจึงได้ปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมเพื่อให้สายอากาศแบบที่ 1 สามารถทำงานที่ความถี่ที่ต้องการได้ โดยมีพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับค่าที่เหมาะสมได้แก่ค่าความกว้าง ( $W$ ) ความยาว ( $L$ ) และความลึกของสายป้อน ( $H$ ) จะได้ขนาดของสายอากาศแบบที่ 2 ดังแสดงในตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบที่ 2

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
$W$ : ความกว้าง	28.54
$L$ : ความยาว	28.65
$H$ : ความลึกของสายป้อน	11.00
$Y$	5.71
$X$	11.42

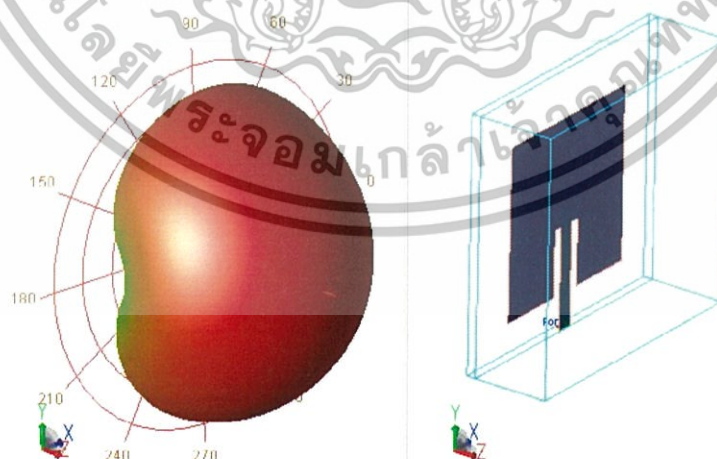
ดังนั้นจะได้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2 ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของแบบจำลองสายอากาศแบบที่ 2 จาก ADS

จากรูปที่ 3.5 จะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบที่ 2 มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB ที่ความถี่ 2.444 GHz

จากตารางที่ 3.3 จะได้แบบรูปการแผ่พลังงานและสมิทซาร์ทของสายอากาศแบบที่ 2 ดังรูปที่ 3.6 และ 3.7



รูปที่ 3.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของแบบจำลองสายอากาศแบบที่ 2 จาก ADS

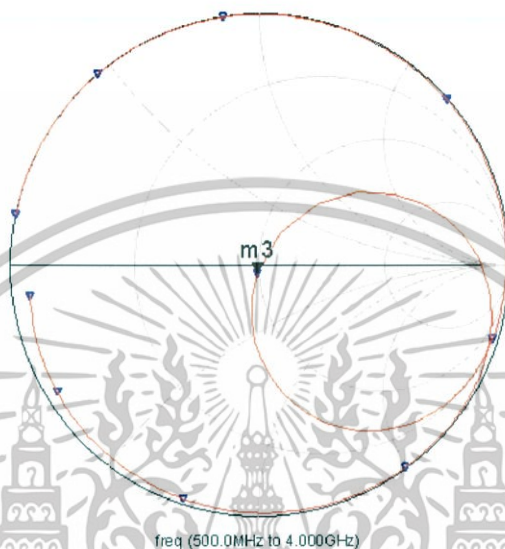
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

m3
freq=2.444GHz
2450_mom_a..S(1,1)=0.033 / -105.515
Impedance = Z0 * (0.980 - j0.063)

```

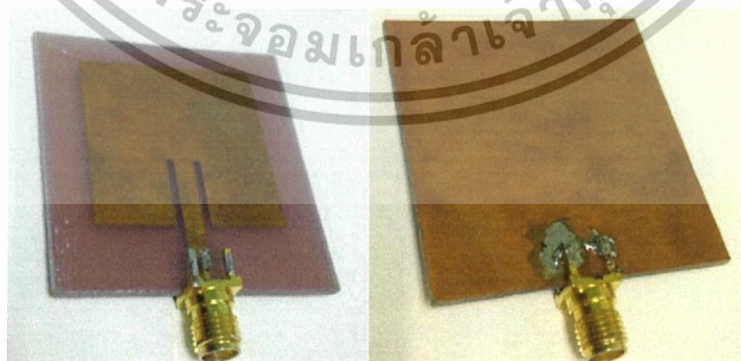
S11



รูปที่ 3.7 สมิตซาร์ทของแบบจำลองสายอากาศแบบที่ 2 จาก ADS

จากรูปที่ 3.6 และ 3.7 จะเห็นว่าแบบรูปของสายอากาศเมื่อป้อนสัญญาณเข้าไปมีแบบรูปการแผ่พลังงานไปยังทิศทางที่ต้องการ และค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 2.444 GHz มีค่า  $49 - j3.15\Omega$  ซึ่งมีค่าใกล้เคียง  $50\Omega$  แสดงว่าเป็นการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ไม่สมบูรณ์

จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม Advance Design System (ADS) จึงได้สร้างสายอากาศตามขนาดในตารางที่ 3.3 ดังแสดงในรูปที่ 3.8 แสดงรูปของสายอากาศ ทั้งทางด้านหน้าและด้านหลังของสายอากาศที่สร้างขึ้นโดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุรองฐานแบบ อีพอกซี FR4

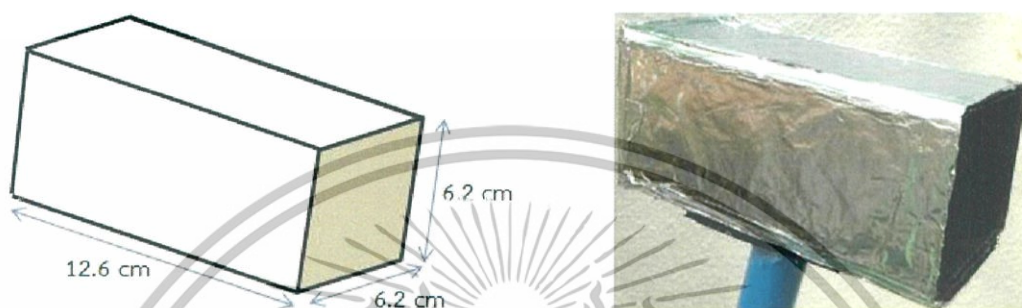


รูปที่ 3.8 สายอากาศสำหรับส่งและรับคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2.2 ท่อนำคลื่นสำหรับสายอากาศส่ง

ออกแบบท่อนำคลื่นเพื่อควบคุมลำคลื่นให้มีการส่งคลื่นความถี่ในทิศทางเฉพาะเจาะจงมากขึ้น แสดงดังรูปที่ 3.9

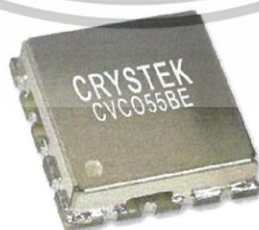


รูปที่ 3.9 ท่อนำคลื่นสำหรับสายอากาศส่ง

สายอากาศรับ กับสายอากาศส่ง ต่างใช้เป็นสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ออกแบบมาเหมือนกันจะต่างกันที่สายอากาศส่งจะมีท่อนำคลื่นเพิ่มเข้ามา เพื่อให้การส่งคลื่นมีทิศทางเฉพาะเจาะจงมากขึ้น

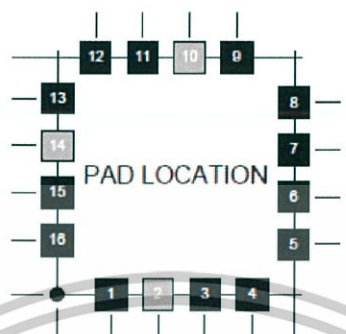
### 3.1.3 voltage controlled oscillator (VCO)

CVCO-55BE 2300 - 2450 MHz ดังรูปที่ 3.10 และ 3.11 เป็นอุปกรณ์ในส่วนสำคัญที่ถูกเลือกใช้เพื่อที่จะสร้างความถี่ สามารถทำงานแบบ wide band เป็น low phase noise ทางด้านแรงดันที่จะจ่ายให้ ไอซีตัวนี้สามารถรับแรงดันที่จ่ายให้ไอซีได้สูงสุด +5V และ  $V_{tune}$  ที่มีค่า Tuning Sensitivity 47.137 MHz/V โดยจะครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 2.0994 - 2.6132 GHz



รูปที่ 3.10 voltage controlled oscillator IC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 ขาของ voltage controlled oscillator IC

ขาที่ 2 เป็นตำแหน่งของ  $V_{tune}$  ขาที่ 14 เป็นตำแหน่งของ  $V_{cc}$  และขาที่ 10 เป็นตำแหน่งของ  $RF_{out}$  โดย  $V_{tune}$  คือสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่ป้อนให้กับ VCO เพื่อครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 2.0994 – 2.6132 GHz

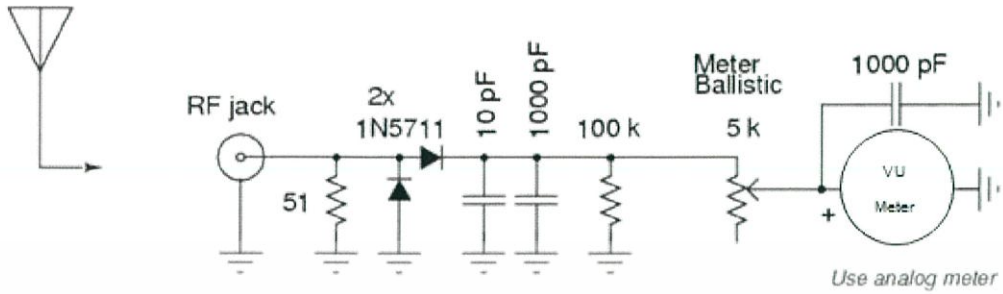


รูปที่ 3.12 voltage controlled oscillator

### 3.1.4 Field Strength Meter Circuit

ทำหน้าที่เป็นตัวแสดงผลของเครื่องตรวจจับโลหะในรูปของ VU Meter โดยใช้วงจรดัง

รูปที่ 3.13



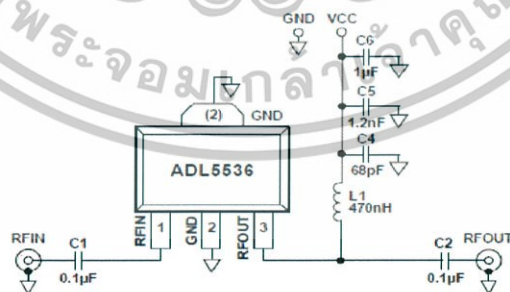
รูปที่ 3.13 วงจร Field Strength Meter Circuit



รูปที่ 3.14 Field Strength Meter

### 3.1.5 Amplifier

โดยในส่วนของวงจรขยายในย่านความถี่ 2.56 GHz ใช้ IC ADL5536 เพื่อให้ขยายระดับความแรงของคลื่นความถี่ให้ได้ 32 dB โดยใช้วงจรดังรูปที่ 3.15

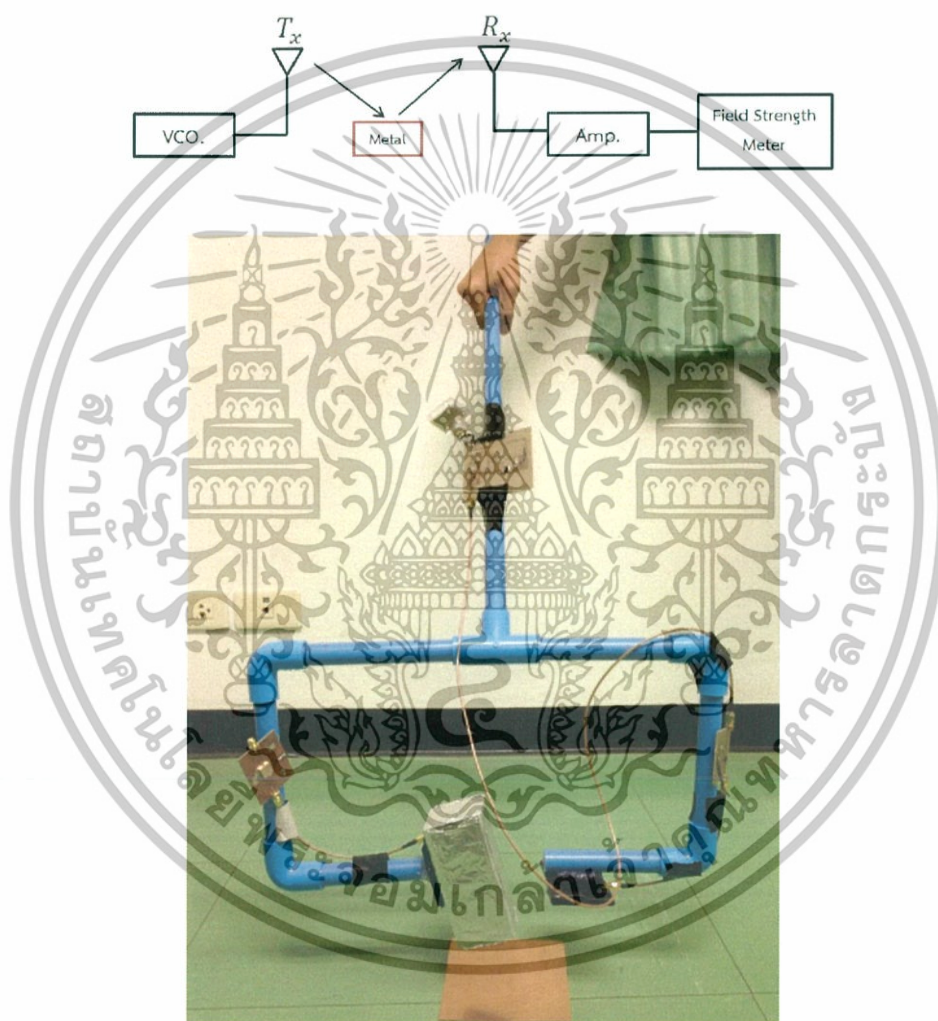


รูปที่ 3.15 วงจรขยายคลื่นความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.6 การออกแบบเครื่องตรวจจับโลหะ

ใช้สายอากาศส่งเป็นตัวปล่อยคลื่นความถี่ไปยังพื้นผิว เมื่อคลื่นความถี่กระทบกับผิวของโลหะ คลื่นความถี่จะเกิดการสะท้อนไปยังสายอากาศรับ ซึ่งต่อเข้ากับวงจรขยายเพื่อขยายระดับความแรงของคลื่นความถี่ที่รับได้ให้สูงขึ้นเพื่อนำไปขับวงจรวัดความแรงสัญญาณวิทยุ โดยจะแสดงผลในรูปของ VU Meter ประกอบกันเป็นเครื่องตรวจจับโลหะ ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 เครื่องตรวจจับโลหะ

### 3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

- 1) โปรแกรม Advance Design System (ADS)
- 2) โปรแกรม Proteus
- 3) Network Analyzer
- 4) Signal Analyzer
- 5) Function Generator
- 6) Power Supply
- 7) Anechoic Chamber
- 8) แผ่นทองแดงผิวเรียบหนา 35 + 70 ไมครอน ขนาดต่าง ๆ
- 9) แผ่นอะลูมิเนียมพอยล์
- 10) ท่อพีวีซี

### 3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง

#### 3.3.1 การวัดผลการทดลองของสายอากาศ

##### 3.3.1.1 การวัดผลการทดลองของสายอากาศรับ

##### 1) การทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศคือ รูปที่ใช้บ่งบอกลักษณะการแผ่พลังงาน ของสายอากาศที่เป็นฟังก์ชันของทิศทาง สายอากาศจะถูกวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน ภายใน ห้องที่ไม่มีการสะท้อนของคลื่น (anechoic chamber) โดยมีสายอากาศแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (Omni-direction antenna) เป็นสายอากาศภาคส่ง ในการวัดทดสอบจะวัดที่บริเวณสนามระยะไกล (far-field region) นั่นคือระยะห่างระหว่างสายอากาศอ้างอิงและสายอากาศทดสอบ ที่สนามระยะไกล การเปลี่ยนแปลงของสนามจะไม่เปลี่ยนแปลงตามระยะทางโดยสามารถคำนวณได้จากสมการ (3-1)

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (3-1)$$

เมื่อ

$R$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศอ้างอิงและสายอากาศทดสอบ

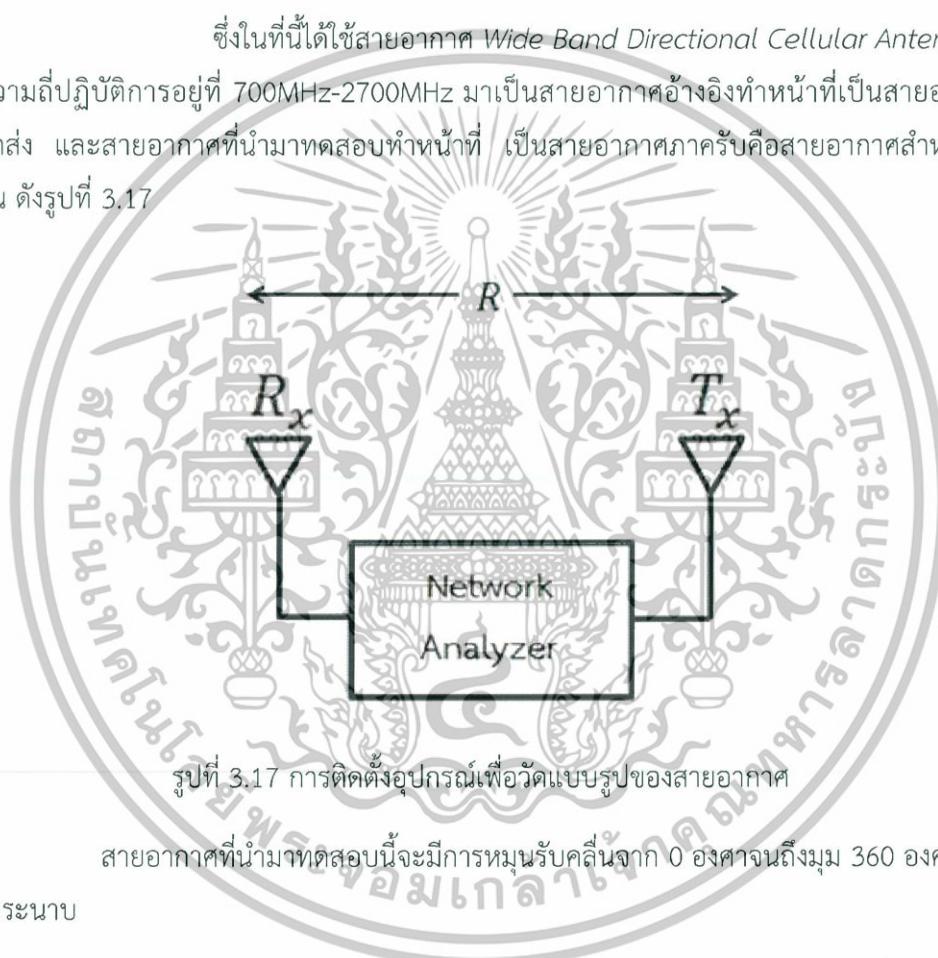
$D$  คือ ส่วนที่ยาวที่สุดของสายอากาศอ้างอิง (หน่วยเป็นเมตร)

$\lambda$  คือ ความยาวคลื่นของสายอากาศ

โดย

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (3-2)$$

ซึ่งในที่นี้ได้ใช้สายอากาศ *Wide Band Directional Cellular Antenna* ที่มีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 700MHz-2700MHz มาเป็นสายอากาศอ้างอิงทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง และสายอากาศที่นำมาทดสอบทำหน้าที่ เป็นสายอากาศภาครับคือสายอากาศสำหรับส่งคลื่น ดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวัดแบบรูปของสายอากาศ

สายอากาศที่นำมาทดสอบนี้จะมีการหมุนรับคลื่นจาก 0 องศาจนถึงมุม 360 องศา ในแนวระนาบ

## 2) การทดสอบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ

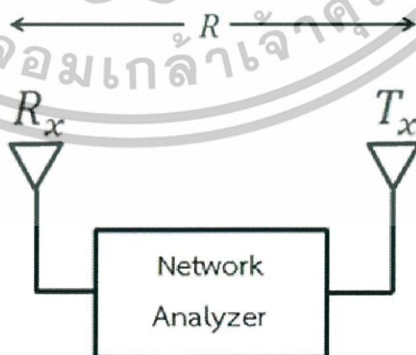
พารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตซ์อินพุตอิมพีแดนซ์คือ SWR (Standing Wave Ratio) และความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ซึ่งค่าของ SWR สามารถมีค่าต่ำสุดตั้งแต่ 1 ถึงอนันต์ ถ้า SWR มีค่าเท่ากับ 1 แสดงว่าสายอากาศนั้นมีการแมตซ์ที่สมบูรณ์มีความหมายว่า กำลังไฟฟ้าอินพุตที่ป้อนให้กับสายอากาศมีการแผ่พลังงานออกไปทั้งหมดไม่มีการ

สะท้อนกลับมา ดังนั้นในการทดสอบจะมีการพิจารณาพารามิเตอร์  $S_{11}$  ซึ่งหมายถึงการสะท้อนกลับของกำลังไฟฟ้าจากทางเข้า (พอร์ต 1) ของสายอากาศ ซึ่งขนาดของ  $S_{11}$  สามารถมีค่าได้ตั้งแต่ 0 dB ถึงลบอนันต์ (negative infinity dB) ถ้ามีค่าเท่ากับ 0 dB แสดงว่าไม่แมตช์อย่างสมบูรณ์ ดังนั้นในงานประยุกต์ต่างๆ ค่าของ  $S_{11}$  จะยอมรับได้ ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB ซึ่งจะสอดคล้องกับค่า SWR เท่ากับ 2 หรือต่ำกว่า แสดงว่ามีการแมตช์ที่ดี โดยติดตั้งอุปกรณ์เพื่อทดสอบ ดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวัดความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ

3) การทดสอบอัตราขยายของสายอากาศ สำหรับการวัดอัตราขยายของสายอากาศ ได้ทำการวัดทดสอบอัตราขยายของแต่ละพอร์ต ดังแสดงในรูปที่ 3.19 ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้สายอากาศสองตัว (two-antenna method) ที่มีลักษณะเหมือนกันมาใช้ในการวัดทดสอบ โดยตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง และอีกตัวหนึ่งจะทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาครับ ขณะทำการวัดจะหันด้านหน้าของสายอากาศเข้าหากัน ดังรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศ

ใช้สมการการส่งกำลังคลื่นของฟรีส (Friis transmission equation) เป็นพื้นฐานในการ คำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศ โดยสมการการส่งกำลังคลื่นของฟรีสที่นำมาใช้คือ

$$2G_{dB} = P_r - P_t + 20 \log \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) \quad (3-3)$$

โดยที่

$P_t$  คือ กำลังที่ป้อนให้กับสายอากาศภาคส่ง

$P_r$  คือ กำลังที่ป้อนให้กับสายอากาศภาครับ

$G_{dB}$  คือ อัตราขยายรวมของสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ เมื่อสายอากาศทั้งสองตัวมีลักษณะเหมือนกัน

$R$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ

$P_r - P_t$  คือ ค่าของสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน

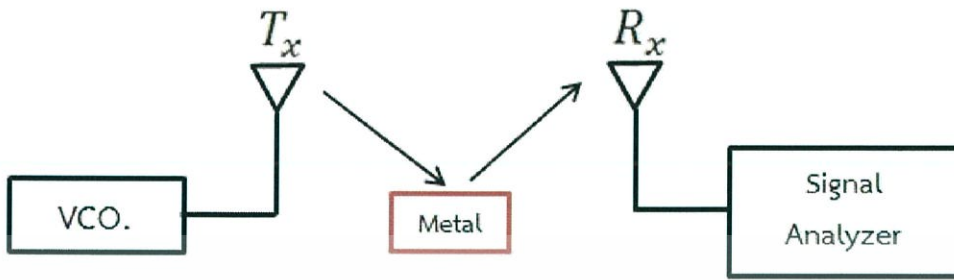
### 3.3.1.2 การวัดผลการทดลองของสายอากาศส่ง

1) ทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ ขั้นตอนนี้ทำเช่นเดียวกันกับสายอากาศรับ

### 3.3.2 การวัดผลการทดลองของเครื่องตรวจจับโลหะ

3.3.2.1 การวัดผลการทดลองของเครื่องตรวจจับโลหะโดยปราศจากวงจรขยายในระบบ

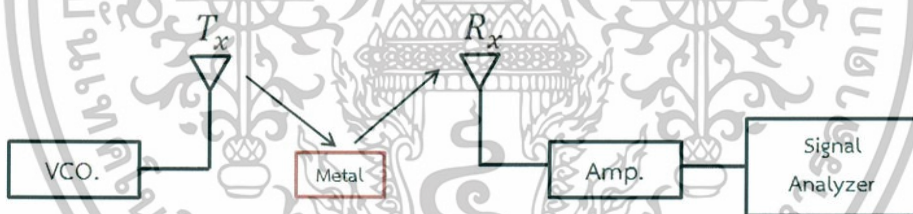
เป็นการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ที่ภาครับรับได้ เมื่อสายอากาศรับอยู่สูงจากพื้นผิวโลหะ 6.35 เซนติเมตร เพื่อนำมาทำการวิเคราะห์ระดับความแรงของคลื่นความถี่เมื่อเปรียบเทียบกับระหว่างระดับความแรงของคลื่นความถี่เมื่อตรวจพบโลหะกับระดับความแรงของคลื่นความถี่เมื่อปราศจากโลหะโดยให้ขนาดของพื้นผิวของโลหะเป็นตัวแปรควบคุม โดยการติดตั้งอุปกรณ์เพื่อทดสอบ ดังรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.20 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวิเคราะห์ระดับความแรงของคลื่นความถี่โดยปราศจากวงจรขยายในระบบ

### 3.3.2.2 การวัดผลการทดลองของเครื่องตรวจจับโลหะโดยใช้วงจรขยายในระบบ

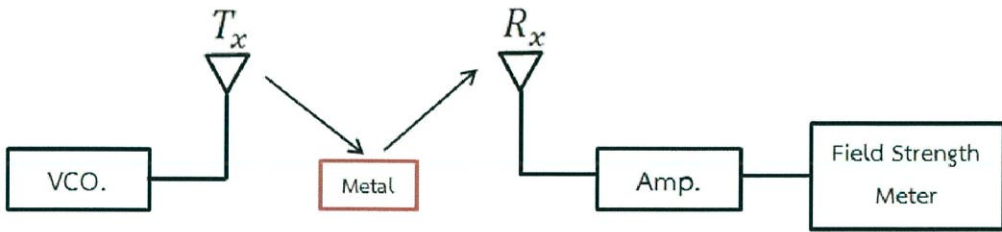
เป็นการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ที่ภาครับได้ เมื่อสายอากาศรับอยู่สูงจากพื้นผิวโลหะ 6.35 เซนติเมตร โดยเพิ่มวงจรขยายเข้าไปในระบบ โดยการติดตั้งอุปกรณ์เพื่อทดสอบ ดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.21 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวิเคราะห์ระดับความแรงของคลื่นความถี่โดยใช้วงจรขยายในระบบ

### 3.3.2.3 การวัดผลการทดลองของเครื่องตรวจจับโลหะ โดยใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุในระบบ

เป็นการวัดระดับของกระแสไฟฟ้าในวงจร เมื่อสายอากาศรับอยู่สูงจากพื้นผิวโลหะ 6.35 เซนติเมตร โดยใช้ Field Strength Meter เป็นเครื่องวัด โดยการติดตั้งอุปกรณ์เพื่อทดสอบ ดังรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อวิเคราะห์ระดับความแรงของคลื่นความถี่โดยใช้วงจรรขยายและ  
วงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุในระบบ



## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

ในบทนี้จะเป็นการนำทฤษฎีและหลักการทั้งหมดที่ได้กล่าวไว้แล้ว มาช่วยสร้างเครื่องตรวจจับโลหะ จากนั้นจะวัดทดสอบคุณลักษณะต่างๆ ที่สำคัญ ได้แก่ คุณลักษณะของสายอากาศ การสร้างความถี่ของ VCO. การขยายระดับความแรงของคลื่นความถี่ของวงจรขยายสัญญาณ การทำงานของเครื่องวัดความแรงคลื่นวิทยุ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) และ เครื่องวิเคราะห์สัญญาณ (Signal Analyzer) เพื่อวัดทดสอบ คุณลักษณะข้างต้น รวมทั้งยังแสดงผลการทดสอบเครื่องตรวจจับโลหะในการใช้งานจริง

#### 4.1 ผลการทดสอบสายอากาศรับ

##### 4.1.1 ผลการทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

โดยการทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศจะใช้ความถี่ 2.56 GHz และ ส่วนที่ยาวที่สุดของสายอากาศอ้างอิงยาว 0.32 เมตร

จากสมการ (3-2)

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

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{2.56 \times 10^9}$$

$$\lambda = 0.117 \text{ เมตร}$$

เมื่อแทนค่า  $\lambda = 0.117$  ลงในสมการ (3-1) สามารถหา R ได้ดังนี้

$$R > \frac{2D^2}{\lambda}$$

$$R > \frac{2(0.32)^2}{0.117}$$

$$R > 1.75 \text{ เมตร}$$

ดังนั้นจะได้บริเวณสนามระยะไกล  $R > 1.75$  เมตร

เมื่อป้อนสัญญาณที่พอร์ต ทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าดังที่แสดงในรูปที่ 4.1 เปรียบเทียบกับสนามไฟฟ้าที่ได้จากการจำลองในโปรแกรม ADS ในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศรับในระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 4.2 แบบรูปการจำลองการแผ่พลังงานของสายอากาศรับในระนาบสนามไฟฟ้า  
ด้วยโปรแกรม ADS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการวัดข้างต้นจะเห็นว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศทั้งที่ทดสอบในห้องปฏิบัติการมีการก่อรูปลาคี่นไปได้ 2 ทิศทาง ทิศทางแรกคือทางด้านหน้าของสายอากาศ ทิศทางที่สองคือทางด้านหลังของสายอากาศ แต่ละทิศทางจะเปลี่ยนตามตำแหน่งในการป้อนสัญญาณที่แตกต่างกัน

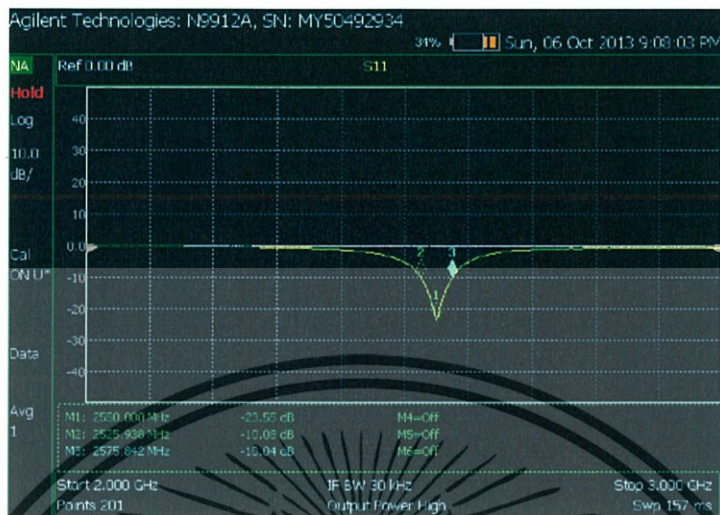
#### 4.1.2 ผลการทดสอบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศรับ

เมื่อทดสอบสายอากาศด้วยเครื่อง Network Analyzer จะสามารถหาอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศ และค่าความสูญเสียย้อนกลับได้ดังรูปที่ 4.3 และ 4.4



รูปที่ 4.3 อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio : SWR) ของสายอากาศรับ

จากรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศรับที่วัดได้มีค่าเท่ากับ 1.142 ซึ่งอยู่ในช่วงค่าที่ยอมรับได้คือ 1 ถึง 1.5 โดยที่อัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่าเข้าใกล้ 1 จะทำให้สายอากาศรับ-ส่งสัญญาณได้สมบูรณ์ยิ่งขึ้น

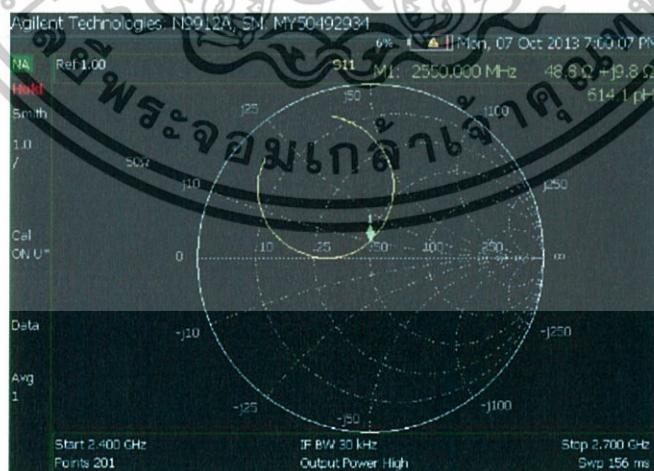


รูปที่ 4.4 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศรับ

จากรูปที่ 4.4 แสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศรับ เมื่อทำการป้อนสัญญาณที่พอร์ต สายอากาศรับจะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ต่ำกว่า -10 dB ในช่วงความถี่ 2.525 - 2.575 GHz ซึ่งครอบคลุมความถี่ที่ต้องการใช้งาน (2.56 GHz) โดยที่ความถี่มีค่าความคลาดเคลื่อนไปจากจุดประสงค์เป็น 0.044 เปอร์เซ็นต์

#### 4.1.3 ผลการทดสอบแมตซ์อิมพีแดนซ์

เมื่อทดสอบสายอากาศด้วยเครื่อง Network Analyzer และแสดงผลในรูปของสมิทชาร์ท จะสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศได้ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 สมิทชาร์ทของสายอากาศรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.5 จะเห็นได้ว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 2.55 GHz มีค่า  $48.8 + j9.8 \Omega$  ซึ่งมีค่าใกล้เคียง  $50 \Omega$  แสดงว่าเป็นการแมตชิงอิมพีแดนซ์ที่ไม่สมบูรณ์ โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎีเป็น 0.024 เเปอร์เซ็นต์

#### 4.1.4 ผลการทดสอบอัตราขยายของสายอากาศ

ทดสอบอัตราขยายของสายอากาศโดยที่กำหนดให้ ระยะระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับที่ใช้ในการทดสอบเท่ากับ 12 เซนติเมตร ซึ่งจะแสดงผลการทดสอบของสายอากาศต่อไปนี้

จากสมการ (3-3) สามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศได้ดังนี้

$$2G_{dB} \cong (-19.84) + 20 \log \left( \frac{4\pi(12 \times 10^{-2})}{0.117} \right)$$

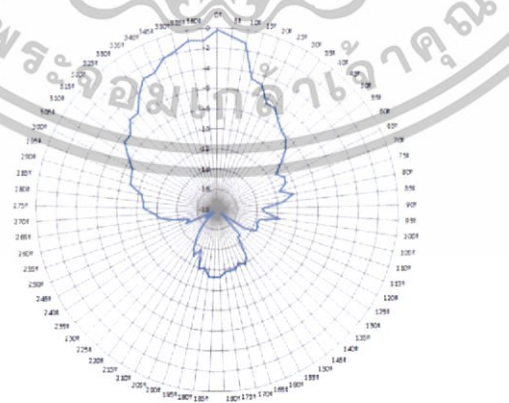
ดังนั้น

$$G_r \cong G_t = 11.18 dB$$

#### 4.2 ผลการทดสอบของสายอากาศส่ง

##### 4.2.1 ผลการทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

เมื่อป้อนสัญญาณที่พอร์ต ทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าดังที่แสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศส่งในระนาบสนามไฟฟ้า

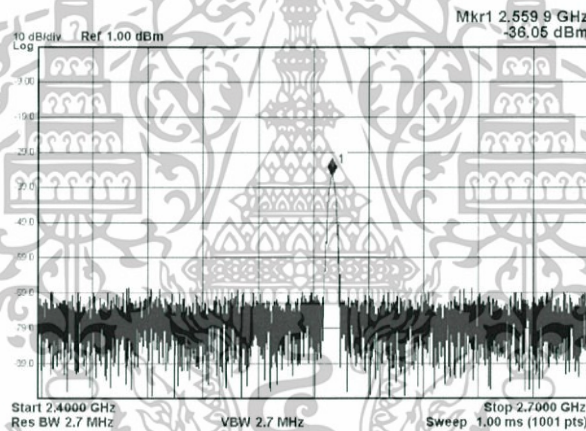
จากรูปที่ 4.6 จะเห็นว่าแบบรูปการแผ่พลังงานมีทิศทางที่เฉพาะเจาะจงมากกว่าสายอากาศรับ

### 4.3 ผลการทดสอบของเครื่องตรวจจับโลหะ

เมื่อใช้แผ่นทองแดงผิวเรียบรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีขนาดต่างๆ เป็นวัตถุที่ใช้สำหรับการทดสอบ และสายอากาศรับอยู่สูงจากพื้นผิวโลหะ 6.35 เซนติเมตร

#### 4.3.1 ผลการทดสอบของเครื่องตรวจจับโลหะโดยปราศจากวงจรขยายในระบบ

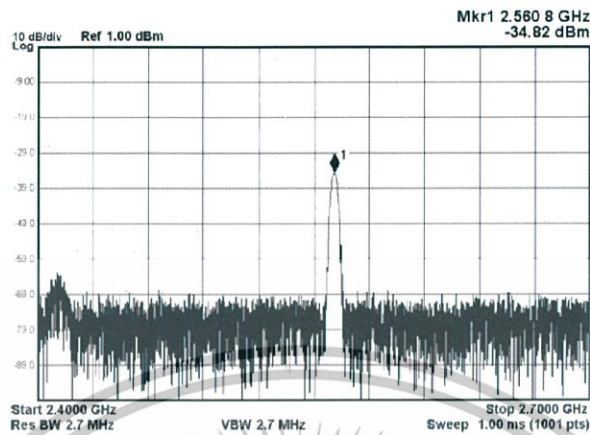
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจไม่พบโลหะจะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่เมื่อตรวจไม่พบโลหะ

จากรูปที่ 4.7 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจไม่พบโลหะมีค่าเท่ากับ -36.05 dBm

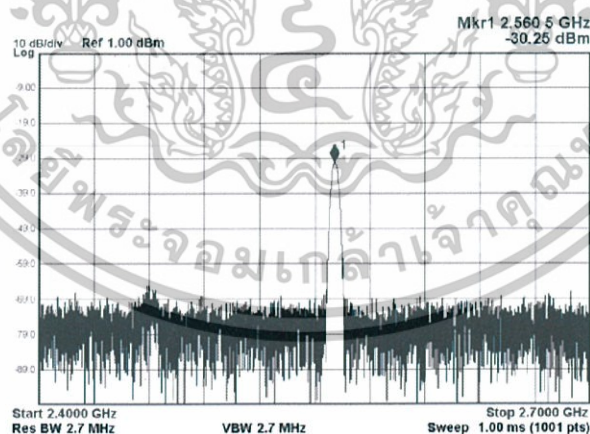
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 6.45 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่เมื่อ  
ตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 6.45 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.8 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจพบโลหะที่มี  
พื้นที่ผิว 6.45 ตารางเซนติเมตรมีค่าเท่ากับ -34.82 dBm

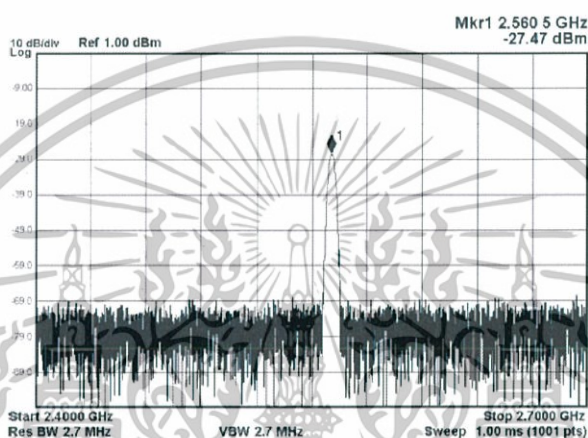
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal  
Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 25.81 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบ  
แสดงดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่เมื่อ  
ตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 25.81 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.9 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 25.81 ตารางเซนติเมตรมีค่าเท่ากับ -30.25 dBm

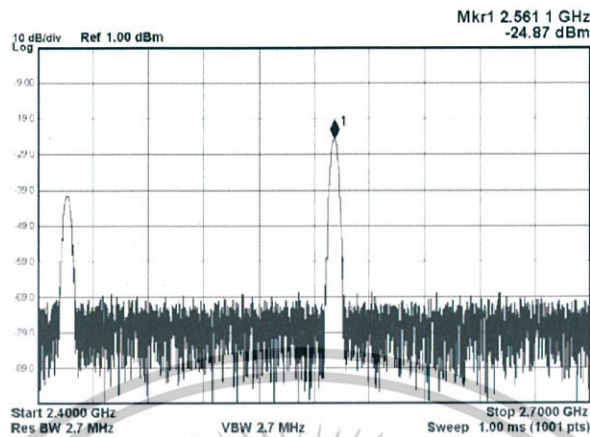
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 58.06 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 58.06 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.10 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 58.06 ตารางเซนติเมตรมีค่าเท่ากับ -27.47 dBm

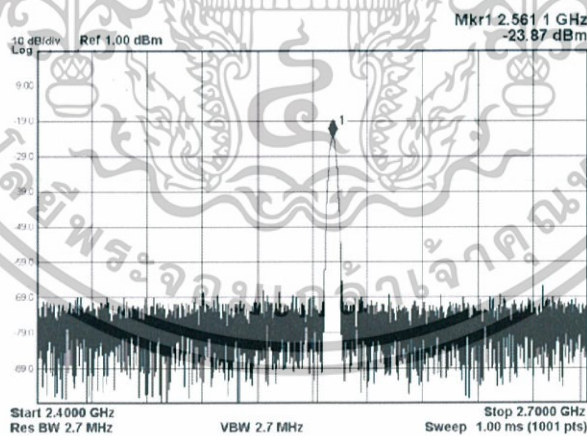
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 103.22 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่มีว 103.22 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.11 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 103.22 ตารางเซนติเมตรมีค่าเท่ากับ -24.87 dBm

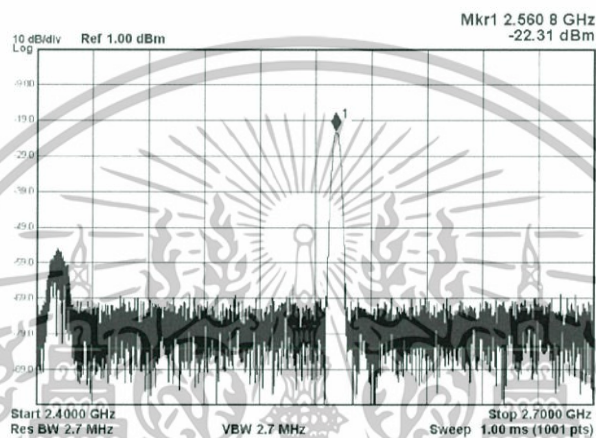
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 161.29 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่มีว 161.29 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.12 จะเห็นว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 161.29 ตารางเซนติเมตรมีค่าเท่ากับ -23.87 dBm

เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 232.26 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 232.26 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.13 จะเห็นว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 232.26 ตารางเซนติเมตรมีค่าเท่ากับ -22.31 dBm

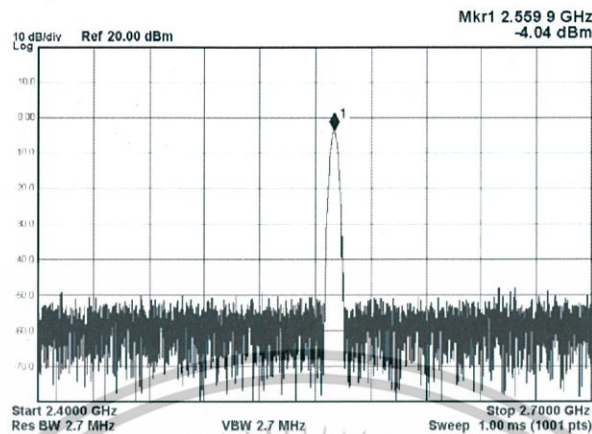
จากการทดสอบจะได้ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของโลหะที่มีพื้นที่ผิวขนาดต่างกันแสดงดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบปราศจากวงจรขยายคลื่นความถี่

ขนาดของพื้นผิวทองแดงสี่เหลี่ยมจัตุรัส ( $cm^2$ )	ระดับความแรงของคลื่นความถี่ (dBm)
เมื่อตรวจไม่พบโลหะ	-36.05
6.45	-34.82
25.81	-30.25
58.06	-27.47
103.22	-24.87
161.29	-23.87
232.26	-22.31

#### 4.3.2 การวัดผลการทดสอบของเครื่องตรวจจับโลหะโดยใช้วงจรขยายในระบบ

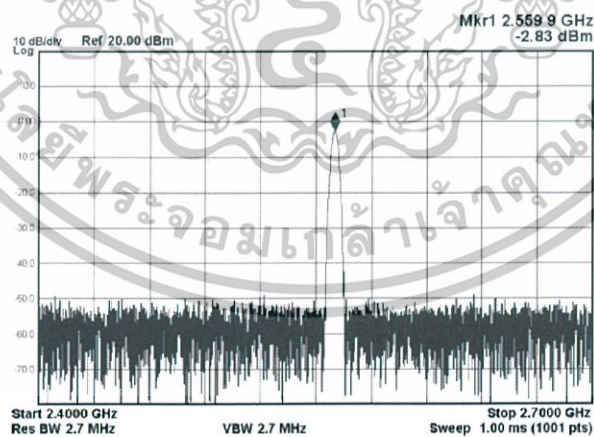
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจพบไม่โลหะ จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรรขยายคลื่นความถี่เมื่อตรวจไม่พบโลหะ

จากรูปที่ 4.14 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจไม่พบโลหะมีค่าเท่ากับ -4.04 dBm

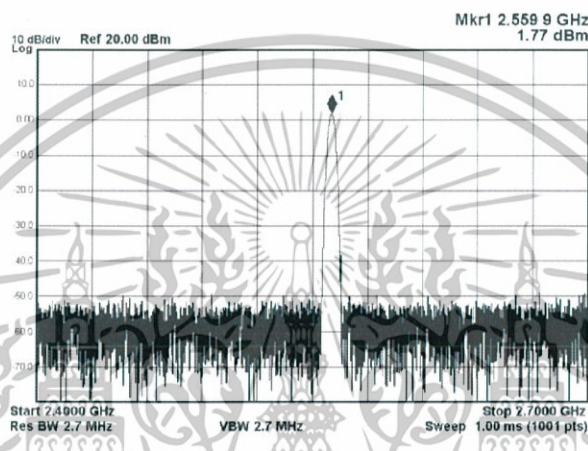
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 6.45 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรรขยายคลื่นความถี่เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 6.45 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.15 จะเห็นว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 6.45 ตารางเซนติเมตร มีค่าเท่ากับ -2.83 dBm

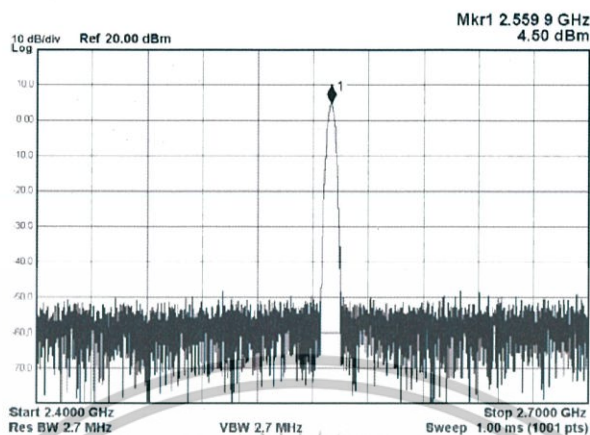
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 25.81 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรรขยายคลื่นความถี่เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 25.81 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.16 จะเห็นว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 25.81 ตารางเซนติเมตร มีค่าเท่ากับ 1.77 dBm

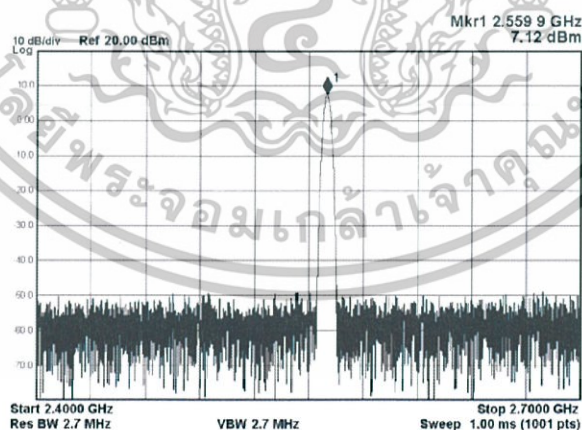
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 58.06 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรรขยายคลื่นความถี่เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 58.06 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.17 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 58.06 ตารางเซนติเมตร มีค่าเท่ากับ 4.50 dBm

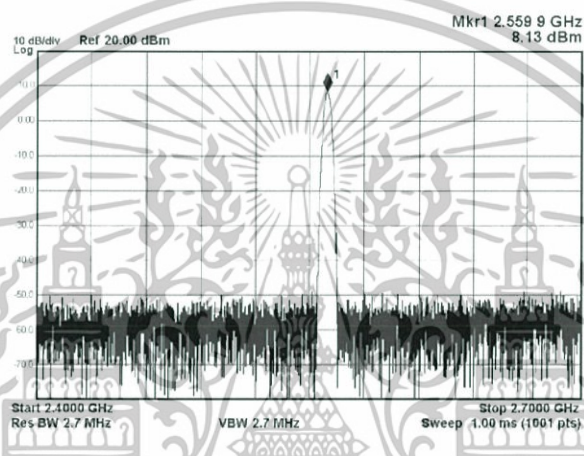
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 103.22 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรรขยายคลื่นความถี่เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 103.22 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.18 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 103.22 ตารางเซนติเมตร มีค่าเท่ากับ 7.12 dBm

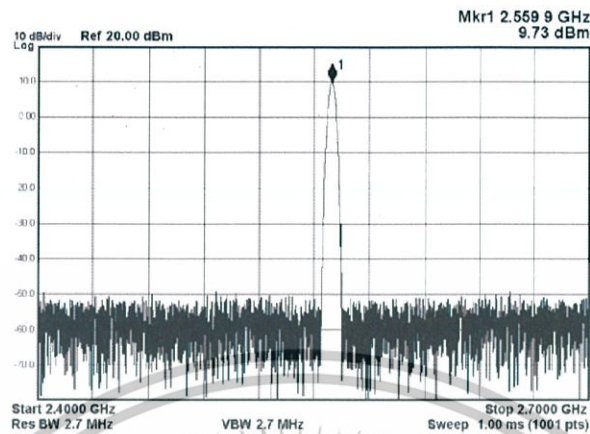
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 161.29 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรรขยายคลื่นความถี่เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 161.29 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.19 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 161.29 ตารางเซนติเมตร มีค่าเท่ากับ 8.13 dBm

เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศด้วยเครื่อง Signal Analyzer ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 232.26 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรรขยายคลื่นความถี่เมื่อตรวจพบ  
โลหะพื้นที่ผิว 232.26 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.20 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ในกรณีที่ตรวจพบโลหะที่มี  
พื้นที่ผิว 232.26 ตารางเซนติเมตร มีค่าเท่ากับ 9.73 dBm

จากการทดสอบจะได้ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของโลหะที่มีพื้นที่ผิวขนาด  
ต่างกันแสดงดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ระดับความแรงของคลื่นความถี่ของเครื่องรับแบบใช้วงจรรขยายคลื่นความถี่

ขนาดของพื้นผิวทองแดงสี่เหลี่ยมจัตุรัส ( $cm^2$ )	ระดับความแรงของคลื่นความถี่ (dBm)
เมื่อตรวจไม่พบโลหะ	-4.04
6.45	-2.83
25.81	1.77
58.06	4.50
103.22	7.12
161.29	8.13
232.26	9.73

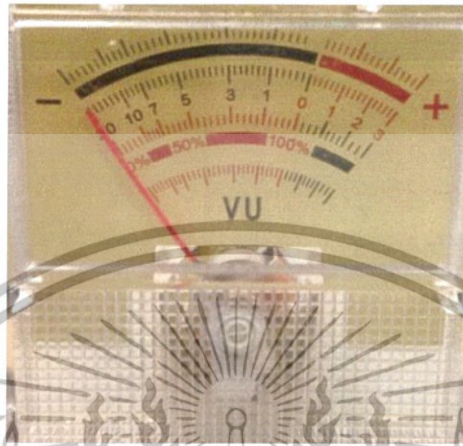
#### 4.3.3 ผลการทดสอบของเครื่องตรวจจับโลหะโดยใช้วงจรรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุในระบบ

จากการทดสอบเมื่อทำการแสดงผลด้วย VU meter ของโลหะที่มีพื้นที่ผิวขนาดต่างกันแสดงดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ผลการจำลองการตรวจจับโลหะด้วยโปรแกรม Proteus

ขนาดของพื้นที่ผิวทองแดงสี่เหลี่ยมจัตุรัส ( $cm^2$ )	กระแสที่วัดจากเครื่องวัดความแรง คลื่นวิทยุ ( $\mu A$ )
เมื่อตรวจไม่พบโลหะ	0.00
6.45	0.00
25.81	0.10
58.06	0.70
103.22	3.90
161.29	7.50
232.26	14.80

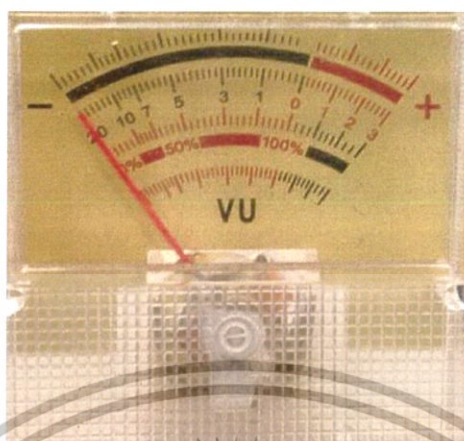
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและแสดงผลด้วย VU meter ในกรณีที่เครื่องตรวจไม่พบโลหะ จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 VU meter ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ เมื่อตรวจไม่พบโลหะ

จากรูปที่ 4.21 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและแสดงผลด้วย VU meter ในกรณีที่เครื่องตรวจไม่พบโลหะ

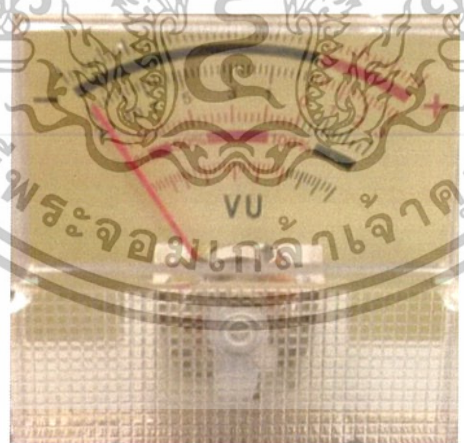
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและแสดงผลด้วย VU meter ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 6.45 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 VU meter ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ  
เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 6.45 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.22 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและ  
แสดงผลด้วย VU meter ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 6.45 ตารางเซนติเมตร

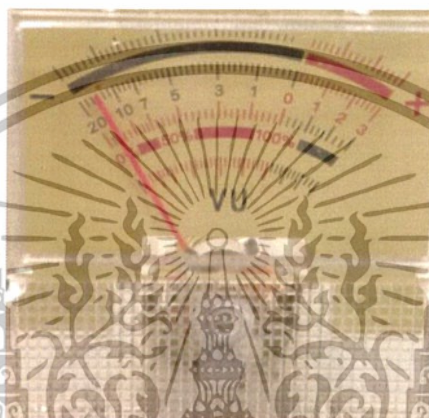
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและแสดงผลด้วย VU  
meter ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 25.81 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบ  
แสดงดังรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 VU meter ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ  
เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 25.81 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.23 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและแสดงผลด้วย VU meter ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 25.81 ตารางเซนติเมตร

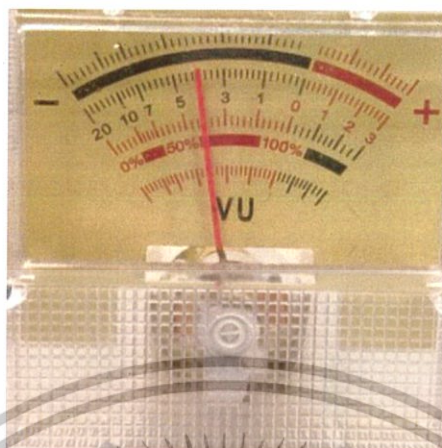
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและแสดงผลด้วย VU meter ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 58.06 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.24



รูปที่ 4.24 VU meter ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 58.06 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.24 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและแสดงผลด้วย VU meter ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 58.06 ตารางเซนติเมตร

เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและแสดงผลด้วย VU meter ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 103.22 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.25 VU meter ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ  
เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 103.22 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.25 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและแสดงผลด้วย VU meter ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 103.22 ตารางเซนติเมตร

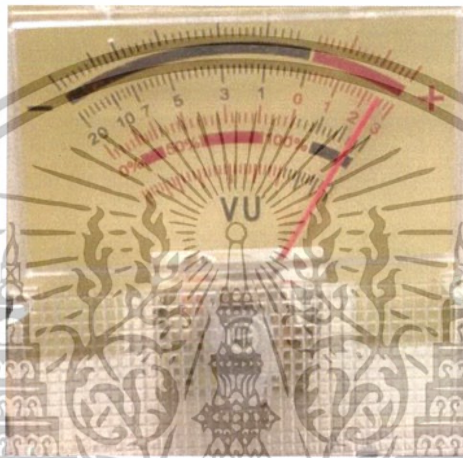
เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและแสดงผลด้วย VU meter ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 161.29 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.26



รูปที่ 4.26 VU meter ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ  
เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 161.29 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.26 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและแสดงผลด้วย VU meter ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 161.29 ตารางเซนติเมตร

เมื่อทำการวัดระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและแสดงผลด้วย VU meter ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 232.26 ตารางเซนติเมตร จะได้ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.27



รูปที่ 4.27 VU meter ของเครื่องตรวจจับโลหะแบบใช้วงจรรขยายและวงจรวัดความแรงคลื่นวิทยุ เมื่อตรวจพบโลหะพื้นที่ผิว 232.26 ตารางเซนติเมตร

จากรูปที่ 4.27 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของคลื่นความถี่ของสายอากาศและแสดงผลด้วย VU meter ในกรณีที่เครื่องตรวจพบโลหะที่มีพื้นที่ผิว 232.26 ตารางเซนติเมตร

จากตารางที่ 4.1, 4.2 และ 4.3 จะเห็นว่าเมื่อเครื่องตรวจจับโลหะตรวจพบแผ่นทองแดง และเปลี่ยนขนาดของพื้นที่ผิวของทองแดงให้มีขนาดเพิ่มขึ้น มีผลทำให้ระดับความแรงของคลื่นความถี่จะมีค่าสูงขึ้น

## บทที่ 5

### สรุปผลและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผล

ผลการทดสอบในการทำภาคส่งของเครื่องตรวจจับโลหะโดยใช้สายอากาศแบบไมโครสตริป โดยใช้ท่อนำคลื่นเป็นตัวควบคุมทิศทางในการแผ่คลื่นความถี่ เพื่อนำไปค้นหาโลหะ โดยอาศัยหลักการแพร่กระจายและการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งพบว่าสายอากาศที่ออกแบบได้สามารถใช้งานได้ดีที่ความถี่ 2.56 GHz โดยใช้ Voltage Control Oscillator (VCO) เป็นตัวสร้างคลื่นความถี่

ผลการทดสอบในการทำภาครับของเครื่องตรวจจับโลหะโดยใช้สายอากาศแบบไมโครสตริป พบว่าเครื่องตรวจจับโลหะใช้งานได้ดีในระยะ 6.35 เซนติเมตร โดยเมื่อตรวจพบโลหะระดับพลังงานของคลื่นความถี่ที่รับได้จะมีระดับความแรงแตกต่างจากกรณีที่ไม่ตรวจพบโลหะ และพบว่าขนาดของพื้นผิวโลหะที่นำมาทดสอบมีผลกับระดับพลังงานของคลื่นความถี่ที่รับได้ ซึ่งขนาดของพื้นผิวโลหะที่กว้างจะส่งผลให้ระดับความแรงของคลื่นความถี่ที่รับได้มีค่าสูงกว่าขนาดของพื้นผิวที่เล็ก

#### 5.2 ข้อเสนอแนะ

ในส่วนของการทดสอบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.56 GHz และเครื่องตรวจจับโลหะ ทั้งนี้อาจเกิดความผิดพลาดจากการใช้งานจากเครื่องมือ อุปกรณ์ และสถานที่ในการทดสอบ ดังนั้นจึงต้องลดผลกระทบภายนอก โดยการทดสอบในห้องป้องกันสัญญาณรบกวนสำหรับการทดสอบ และสร้างเครื่องตรวจจับโลหะให้มีความแข็งแรง มั่นคง เพื่อลดความคลาดเคลื่อนในการทดสอบ

## บรรณานุกรม

- [1] ไม่น้อย ไกรฤกษ์ และวิวัฒน์ กิรานนท์, ทฤษฎีสายอากาศ. พิมพ์ครั้งที่ 5, คณะวิศวกรรมศาสตร์ , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2540.
- [2] C.A. Balanis, Advanced engineering electromagnetics, John Wiley & Sons, 1989.
- [3] C.A. Balanis, Antenna theory – analysis and design. 3<sup>rd</sup> Ed, John Wiley & Sons, 2005.
- [4] E. C. Jordan, K. G. Balmain, Electromagnetic waves and radiating systems. 2<sup>rd</sup> Ed, New Delhi: Prentic Hall, 1980.
- [5] J. R. Wait, Electromagnetic wave theory. New York : Harper & Row, 1985.
- [6] S. Drabowitch, A. Papiernik, H. Griffiths, J. Encinas, and B. L. Smith, MODERN ANTENNAS. Alcatel Alsom, 1998.



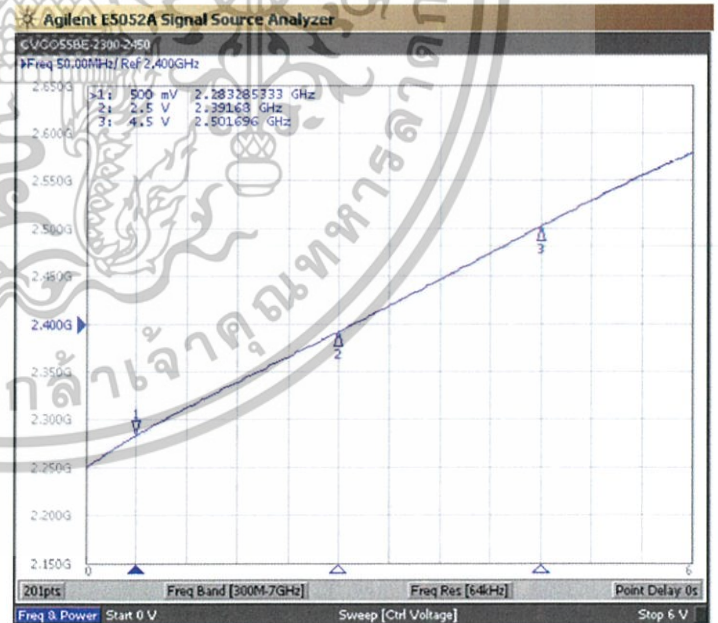
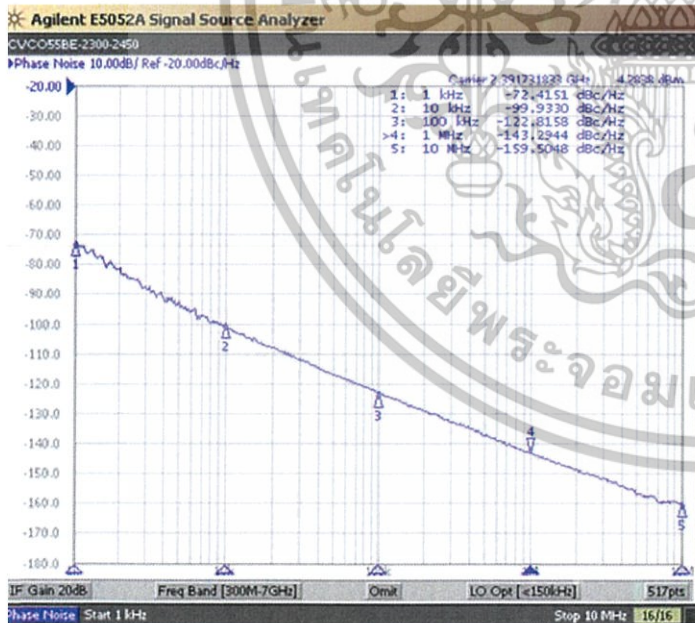
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

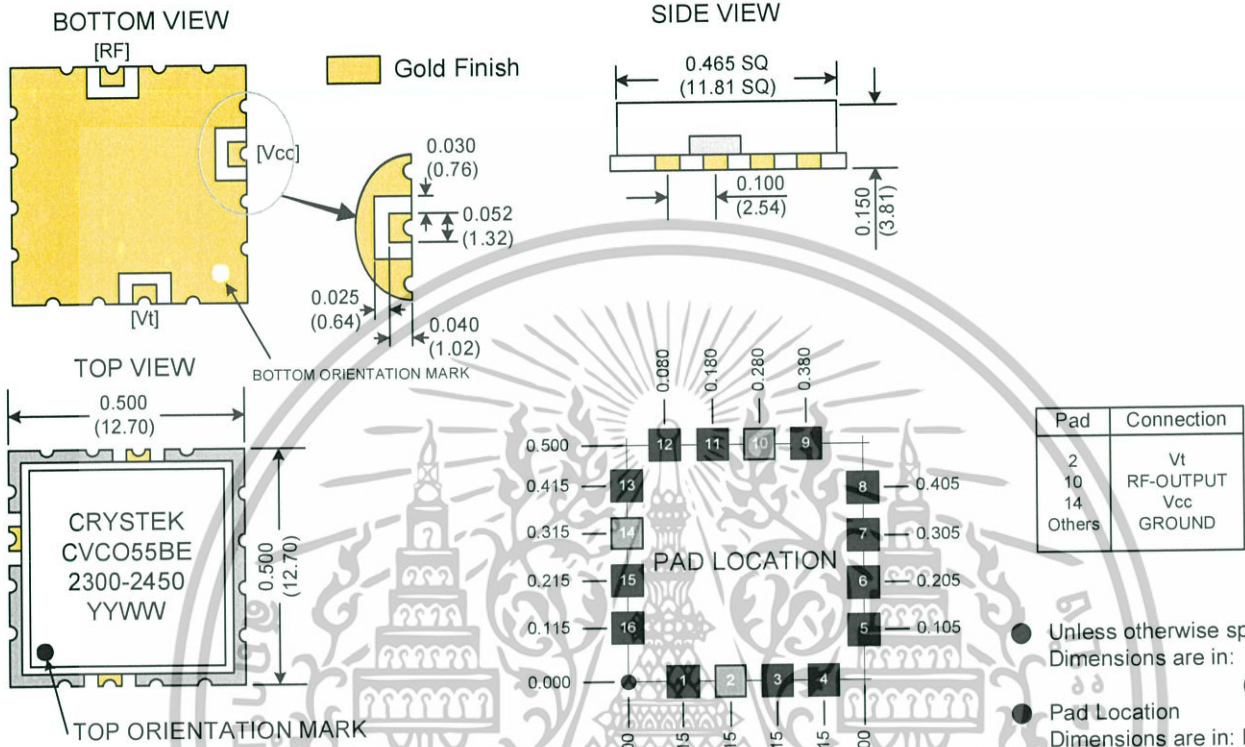


PERFORMANCE SPECIFICATION	MIN	TYP	MAX	UNITS
Lower Frequency:			2300	MHz
Upper Frequency:	2450			MHz
Tuning Voltage:	0.5		4.5	VDC
Supply Voltage:	4.75	5.0	5.25	VDC
Output Power:	+2.0	+4.0	+6.0	dBm
Supply Current:			29	mA
Harmonic Suppression (2 <sup>nd</sup> Harmonic):		-15		dBc
Pushing:			4.0	MHz/V
Pulling, all Phases:			8.0	MHz pk-pk
Tuning Sensitivity:		56		MHz/V
Phase Noise @ 10kHz offset:		-100		dBc/Hz
Phase Noise @ 100kHz offset:		-121		dBc/Hz
Load Impedance:		50		$\Omega$
Input Capacitance:			22	pF
Operating Temperature Range:	-40		+85	$^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range:	-45		+90	$^{\circ}\text{C}$

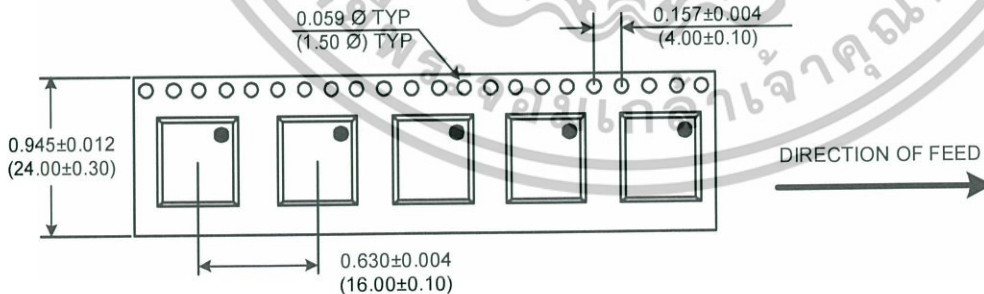
Phase Noise (1 Hz BW, Typical)

Tuning Curve (Typical)





**TAPE AND REEL**



Drawing not to scale

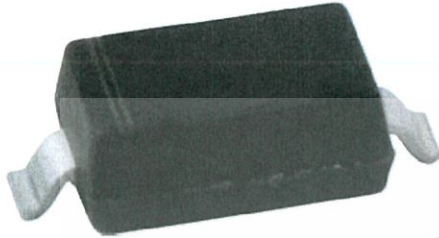
**Product Control:**

Crystek Part Number:	CVCO55BE-2300-2450	Release Date:	19-March-08
Revision Level:	C	Responsible:	C. Vales

Specification is subject to change without notice

Page 2 of 2

# Surface Mount Schottky Barrier Diode



SOD-123

## Features:

- Low Forward Voltage Drop
- Guard Ring Construction for Transient Protection
- Fast Switching Time
- Low Reverse Capacitance.
- Surface Mount Package Ideally Suited for Automatic Insertion

## Applications:

- Surface mount fast switching Schottky diode

## Maximum Ratings:

T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Peak repetitive reverse voltage	V <sub>RRM</sub>	70	V
Working peak reverse voltage	V <sub>RWM</sub>		
DC reverse voltage	V <sub>R</sub>		
RMS reverse voltage	V <sub>R(RMS)</sub>	49	V
Forward continuous current	I <sub>F</sub>	15	mA
Power dissipation	P <sub>D</sub>	250	mW
Thermal resistance junction to ambient air	R <sub>θJA</sub>	600	°C/W
Operating and storage temperature range	T <sub>J</sub> , T <sub>STG</sub>	-65 to +150	°C

www.element14.com  
www.farnell.com  
www.newark.com



# Surface Mount Schottky Barrier Diode



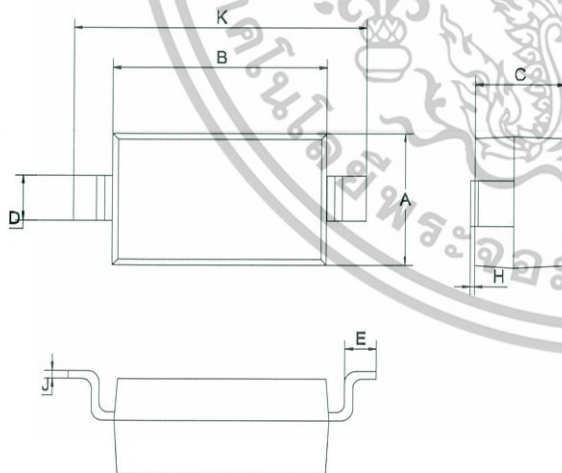
## Electrical Characteristics:

T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise specified.

Characteristic	Symbol	Min.	Max.	Unit	Test Condition
Reverse breakdown voltage	V <sub>(BR)R</sub>	70	-	V	I <sub>R</sub> =10μA
Forward voltage	V <sub>F</sub>	-	0.41 1	V	I <sub>F</sub> =1mA I <sub>F</sub> =15mA
Reverse current	I <sub>R</sub>	-	200	nA	V <sub>R</sub> =50V
Capacitance between terminals	C <sub>J</sub>	-	2	pF	V <sub>R</sub> =0, f=1MHz
Reverse recovery time	t <sub>rr</sub>	-	1	ns	I <sub>F</sub> =I <sub>R</sub> =5mA, I <sub>rr</sub> =0.1 × I <sub>R</sub> , R <sub>L</sub> =100Ω

## Package Outline:

Plastic surface mounted package



SOD-123		
Dim.	Min.	Max.
A	1.4	1.8
B	2.55	2.85
C	1.15 Typ.	
D	0.5	0.6
E	0.3	0.4
H	0.02	0.1
J	0.1 Typ.	
K	3.55	3.85

Dimensions : Millimetres

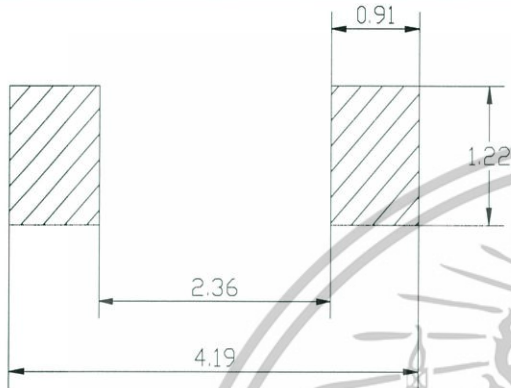
www.element14.com  
www.farnell.com  
www.newark.com



# Surface Mount Schottky Barrier Diode



## Soldering Footprint:



Dimensions : Millimetres

## Package Information:

Device	Package	Shipping
1N5711W-7-F	SOD-123	3,000 / Tape & Reel

## Part Number Table

Description	Part Number
Surface Mount Schottky Barrier Diode	1N5711W-7-F

**Important Notice :** This data sheet and its contents (the "Information") belong to the members of the Premier Farnell group of companies (the "Group") or are licensed to it. No licence is granted for the use of it other than for information purposes in connection with the products to which it relates. No licence of any intellectual property rights is granted. The Information is subject to change without notice and replaces all data sheets previously supplied. The Information supplied is believed to be accurate but the Group assumes no responsibility for its accuracy or completeness, any error in or omission from it or for any use made of it. Users of this data sheet should check for themselves the Information and the suitability of the products for their purpose and not make any assumptions based on information included or omitted. Liability for loss or damage resulting from any reliance on the Information or use of it (including liability resulting from negligence or where the Group was aware of the possibility of such loss or damage arising) is excluded. This will not operate to limit or restrict the Group's liability for death or personal injury resulting from its negligence. Multicomp is the registered trademark of the Group. © Premier Farnell plc 2012.

www.element14.com  
www.farnell.com  
www.newark.com



**FEATURES**

- Fixed gain of 20 dB**
- Operation from 20 MHz to 1.0 GHz**
- Input and output internally matched to 50  $\Omega$**
- Integrated bias control circuit**
- OIP3**
  - 45.0 dBm at 190 MHz
  - 49.0 dBm at 380 MHz
- Noise figure**
  - 2.6 dB at 190 MHz
  - 2.7 dB at 380 MHz
- P1dB of 19.6 dBm at 190 MHz**
- Single 5 V power supply**
- Low quiescent current of 105 mA**
- MSL-1 rated SOT-89 package**
- ESD rating of  $\pm 2$  kV (Class 2)**
- Pin-compatible with the 16 dB gain [ADL5535](#)**

**GENERAL DESCRIPTION**

The ADL5536 is a 20 dB linear amplifier that operates at frequencies up to 1 GHz. The device can be used in a wide variety of cellular, CATV, military, and instrumentation equipment.

The ADL5536 provides the highest dynamic range available from an internally matched IF gain block. This is accomplished by providing extremely low noise figures and very high OIP3 specifications simultaneously across the entire 1 GHz frequency range. The ADL5536 also provides extremely flat gain and P1dB over frequency, which are stable over temperature, power supply, and from device to device.

The device is internally matched to 50  $\Omega$  at the input and output, making the ADL5536 very easy to implement in a wide variety of applications. Only input/output ac coupling capacitors, power supply decoupling capacitors, and an external inductor are required for operation.

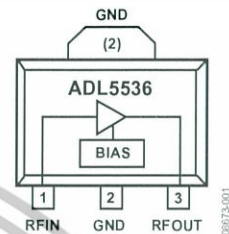
**FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM**


Figure 1.

The ADL5536 is fabricated on a GaAs HBT process and has an ESD rating of  $\pm 2$  kV (Class 2). The device is assembled in an MSL-1 rated SOT-89 package that uses an exposed paddle for excellent thermal impedance.

The ADL5536 consumes only 105 mA on a single 5 V supply and is fully specified for operation from  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$ .

The ADL5536 is also pin-compatible with the 16 dB gain ADL5535. Fully populated evaluation boards are available for each amplifier.

Rev. A

Document Feedback

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 that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
Tel: 781.329.4700 ©2010–2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved.  
Technical Support [www.analog.com](http://www.analog.com)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TABLE OF CONTENTS

Features .....	1	Basic Connections .....	11
Functional Block Diagram .....	1	Soldering Information and Recommended PCB Land Pattern .....	11
General Description .....	1	ACPR Performance .....	12
Revision History .....	2	Error Vector Magnitude (EVM) Performance .....	12
Specifications .....	3	Evaluation Board .....	13
Typical Scattering Parameters (S-Parameters) .....	5	Outline Dimensions .....	14
Absolute Maximum Ratings .....	6	Ordering Guide .....	14
ESD Caution .....	6		
Pin Configuration and Function Descriptions .....	7		
Typical Performance Characteristics .....	8		

## REVISION HISTORY

### 11/13—Rev. 0 to Rev. A

Added Figure 15, Renumbered Sequentially .....	10
Changes to Figure 17 .....	11
Updated Outline Dimensions .....	14

### 4/10—Revision 0: Initial Version



## SPECIFICATIONS

$V_{CC} = 5\text{ V}$  and  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
OVERALL FUNCTION					
Frequency Range		20		1000	MHz
FREQUENCY = 20 MHz					
Gain			20.2		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)			18.0		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	$\Delta f = 1\text{ MHz}$ , output power ( $P_{OUT}$ ) = 3 dBm per tone		39.5		dBm
Second Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-59.2		dBc
Third Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-89.1		dBc
Noise Figure			2.5		dB
FREQUENCY = 70 MHz					
Gain			20.1		dB
vs. Frequency	$\pm 50\text{ MHz}$		$\pm 0.10$		dB
vs. Temperature	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$		$\pm 0.20$		dB
vs. Supply Voltage	4.75 V to 5.25 V		$\pm 0.07$		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)			19.6		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	$\Delta f = 1\text{ MHz}$ , output power ( $P_{OUT}$ ) = 3 dBm per tone		41.0		dBm
Second Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-63		dBc
Third Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-88		dBc
Noise Figure			2.4		dB
FREQUENCY = 190 MHz					
Gain		18.8	19.8	20.8	dB
vs. Frequency	$\pm 50\text{ MHz}$		$\pm 0.06$		dB
vs. Temperature	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$		$\pm 0.19$		dB
vs. Supply Voltage	4.75 V to 5.25 V		$\pm 0.07$		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)		18.6	19.6		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	$\Delta f = 1\text{ MHz}$ , output power ( $P_{OUT}$ ) = 3 dBm per tone		45.0		dBm
Second Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-59.6		dBc
Third Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-90.4		dBc
Noise Figure			2.6		dB
FREQUENCY = 380 MHz					
Gain		18.4	19.4	20.4	dB
vs. Frequency	$\pm 50\text{ MHz}$		$\pm 0.10$		dB
vs. Temperature	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$		$\pm 0.20$		dB
vs. Supply Voltage	4.75 V to 5.25 V		$\pm 0.08$		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)		18.7	19.7		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	$\Delta f = 1\text{ MHz}$ , output power ( $P_{OUT}$ ) = 3 dBm per tone		49.0		dBm
Second Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-61.4		dBc
Third Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-77.2		dBc
Noise Figure			2.7		dB
FREQUENCY = 748 MHz					
Gain			18.5		dB
vs. Frequency	$\pm 50\text{ MHz}$		$\pm 0.14$		dB
vs. Temperature	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$		$\pm 0.23$		dB
vs. Supply Voltage	4.75 V to 5.25 V		$\pm 0.09$		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)			19.7		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	$\Delta f = 1\text{ MHz}$ , output power ( $P_{OUT}$ ) = 3 dBm per tone		42.5		dBm
Second Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-53.2		dBc
Third Harmonic	$P_{OUT} = 0\text{ dBm}$		-70.7		dBc
Noise Figure			2.7		dB

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
FREQUENCY = 900 MHz					
Gain			18.5		dB
vs. Frequency	±50 MHz		±0.14		dB
vs. Temperature	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +85°C		±0.23		dB
vs. Supply Voltage	4.75 V to 5.25 V		±0.10		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)			19.9		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	Δf = 1 MHz, output power (P <sub>OUT</sub> ) = 3 dBm per tone		41.5		dBm
Second Harmonic	P <sub>OUT</sub> = 0 dBm		-64.9		dBc
Third Harmonic	P <sub>OUT</sub> = 0 dBm		-68		dBc
Noise Figure			2.7		dB
FREQUENCY = 1000 MHz					
Gain			18.1		dB
vs. Frequency	±50 MHz		±0.14		dB
vs. Temperature	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +85°C		±0.23		dB
vs. Supply Voltage	4.75 V to 5.25 V		±0.10		dB
Output 1 dB Compression Point (P1dB)			19.7		dBm
Output Third-Order Intercept (OIP3)	Δf = 1 MHz, output power (P <sub>OUT</sub> ) = 3 dBm per tone		40.5		dBm
Second Harmonic	P <sub>OUT</sub> = 0 dBm		-54.8		dBc
Third Harmonic	P <sub>OUT</sub> = 0 dBm		-66.6		dBc
Noise Figure			2.8		dB
POWER INTERFACE					
Supply Voltage (V <sub>CC</sub> )		4.5	5.0	5.5	V
Supply Current			105	122	mA
vs. Temperature	-40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ +85°C		±2.0		mA
Power Dissipation	V <sub>CC</sub> = 5 V		0.53		W

**TYPICAL SCATTERING PARAMETERS (S-PARAMETERS)**

$V_{CC} = 5\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , and the effects of the test fixture have been de-embedded up to the pins of the device.

Table 2.

Frequency (MHz)	S11		S21		S12		S22	
	Magnitude (dB)	Angle (°)	Magnitude (dB)	Angle (°)	Magnitude (dB)	Angle (°)	Magnitude (dB)	Angle (°)
20	-14.53	-120.58	20.45	171.91	-22.63	+7.79	-16.26	-139.94
70	-19.07	-156.59	20.01	172.48	-22.66	+0.45	-16.29	-164.26
120	-19.61	-160.48	19.91	169.98	-22.65	-1.59	-16.26	-166.95
190	-19.62	-159.92	19.84	165.55	-22.64	-3.78	-16.06	-165.90
240	-19.43	-157.66	19.77	162.37	-22.63	-5.22	-15.84	-164.33
290	-19.04	-155.64	19.74	159.05	-22.62	-6.64	-15.58	-162.72
340	-18.78	-153.97	19.65	155.59	-22.62	-7.93	-15.28	-161.62
390	-18.37	-150.66	19.54	152.48	-22.59	-9.34	-14.97	-159.87
440	-17.83	-149.87	19.50	149.29	-22.57	-10.74	-14.53	-158.25
490	-17.32	-149.82	19.41	146.05	-22.61	-12.05	-14.14	-158.63
540	-16.88	-149.59	19.34	142.73	-22.61	-13.36	-13.80	-158.50
590	-16.51	-148.73	19.22	139.62	-22.59	-14.66	-13.47	-158.24
640	-16.06	-148.92	19.14	136.53	-22.59	-16.00	-13.12	-158.50
690	-15.72	-149.26	19.04	133.27	-22.59	-17.30	-12.80	-158.89
740	-15.37	-149.29	18.92	130.33	-22.58	-18.61	-12.51	-159.33
790	-15.04	-149.83	18.82	127.22	-22.57	-19.92	-12.23	-159.94
840	-14.73	-150.32	18.70	124.22	-22.57	-21.26	-11.96	-160.63
900	-14.35	-150.94	18.57	120.78	-22.56	-22.85	-11.65	-161.64
950	-14.10	-151.64	18.44	117.74	-22.56	-24.21	-11.42	-162.56
1000	-13.83	-152.27	18.32	115.01	-22.56	-25.53	-11.19	-163.52
1050	-13.59	-153.23	18.21	112.08	-22.55	-26.89	-10.99	-164.55
1100	-13.38	-153.86	18.06	109.34	-22.56	-28.24	-10.80	-165.66
1150	-13.16	-154.76	17.96	106.63	-22.55	-29.58	-10.63	-166.70
1200	-12.99	-155.57	17.82	103.80	-22.55	-30.95	-10.47	-167.80
1250	-12.77	-156.33	17.69	101.33	-22.54	-32.33	-10.30	-168.91
1300	-12.61	-157.32	17.57	98.53	-22.55	-33.74	-10.16	-170.07
1350	-12.44	-158.19	17.44	95.98	-22.56	-35.12	-10.03	-171.34
1400	-12.30	-159.08	17.32	93.44	-22.57	-36.43	-9.92	-172.44
1450	-12.17	-159.85	17.19	90.86	-22.56	-37.74	-9.81	-173.47
1500	-12.01	-160.65	17.06	88.41	-22.56	-39.12	-9.70	-174.66
1550	-11.89	-161.57	16.95	85.90	-22.56	-40.49	-9.59	-175.76

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 3.

Parameter	Rating
Supply Voltage, $V_{CC}$	6.5 V
Input Power (Referred to 50 $\Omega$ )	20 dBm
Internal Power Dissipation (Paddle Soldered)	650 mW
$\theta_{JA}$ (Junction to Air)	30.7°C/W
$\theta_{JC}$ (Junction to Paddle)	5.0°C/W
Maximum Junction Temperature	150°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	240°C
Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°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.

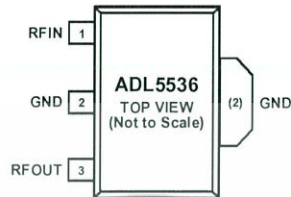
### ESD CAUTION



**ESD (electrostatic discharge) sensitive device.** Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.



## PIN CONFIGURATION AND FUNCTION DESCRIPTIONS



## NOTES

1. THE EXPOSED PADDLE IS INTERNALLY CONNECTED TO GND AND MUST BE SOLDERED TO A LOW IMPEDANCE GROUND PLANE.

Figure 2. Pin Configuration

Table 4. Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Description
1	RFIN	RF Input. This pin requires a dc blocking capacitor.
2	GND	Ground. Connect this pin to a low impedance ground plane.
3	RFOUT	RF Output and Supply Voltage. A dc bias is provided to this pin through an inductor that is connected to the external power supply. The RF path requires a dc blocking capacitor.
(2)	Exposed Paddle	Exposed Paddle. The exposed paddle is internally connected to GND and must be soldered to a low impedance ground plane.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

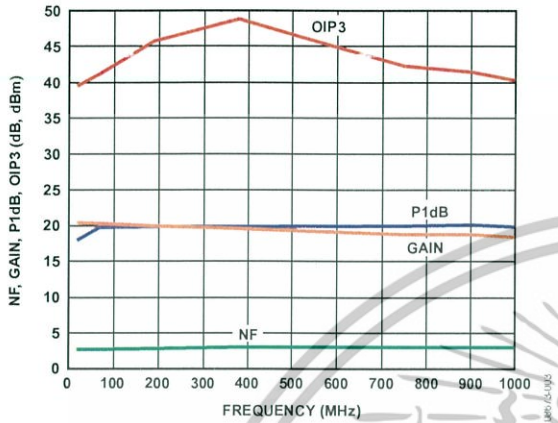


Figure 3. Noise Figure, Gain, P1dB, and OIP3 vs. Frequency

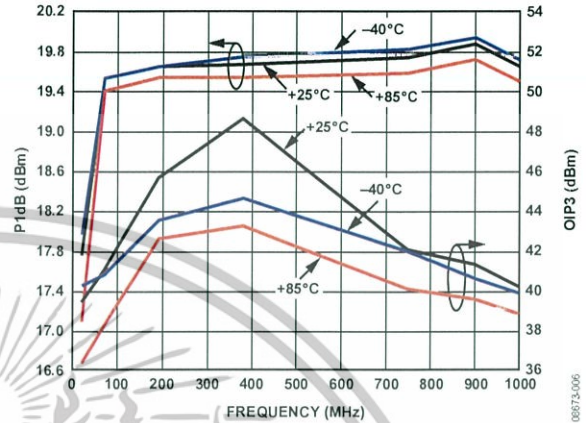


Figure 6. P1dB and OIP3 vs. Frequency and Temperature

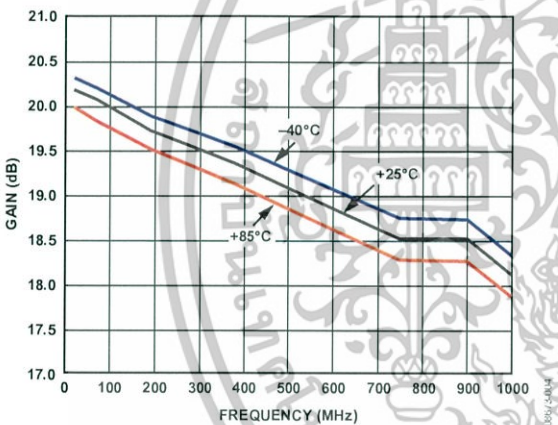


Figure 4. Gain vs. Frequency and Temperature

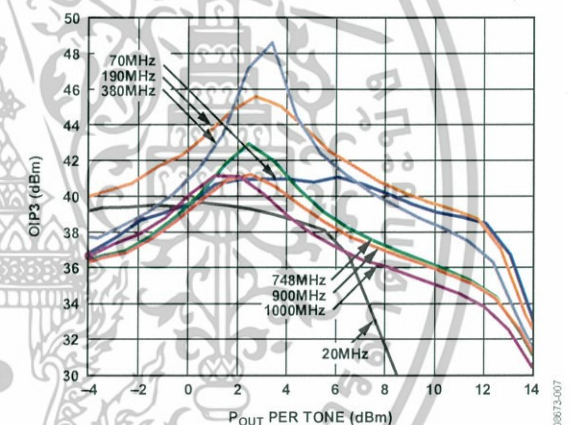


Figure 7. OIP3 vs. Output Power (Pout) and Frequency

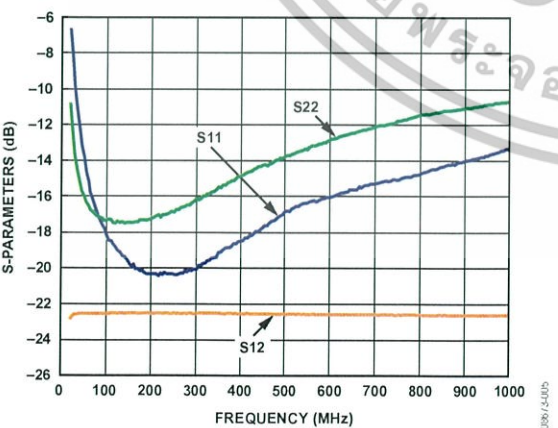


Figure 5. Input Return Loss (S11), Output Return Loss (S22), and Reverse Isolation (S12) vs. Frequency

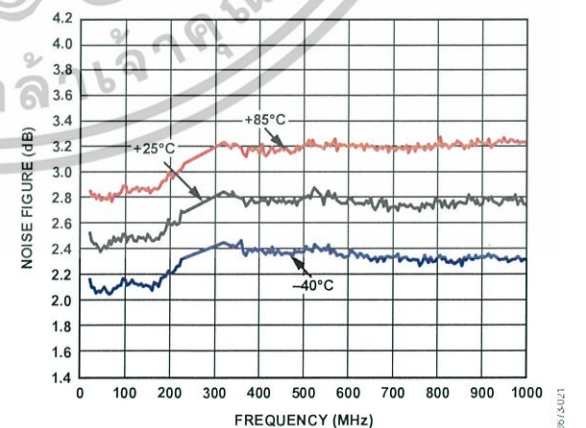


Figure 8. Noise Figure vs. Frequency and Temperature

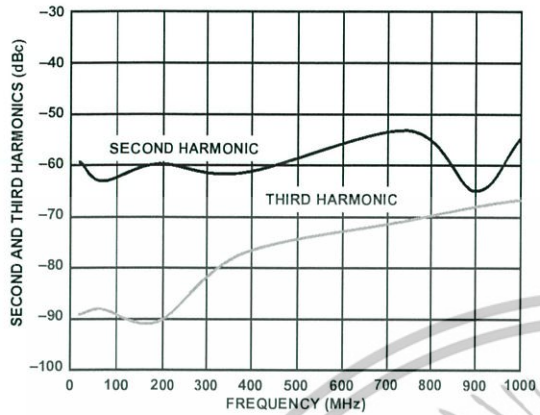


Figure 9. Single-Tone Harmonics vs. Frequency,  $P_{OUT} = 0$  dBm

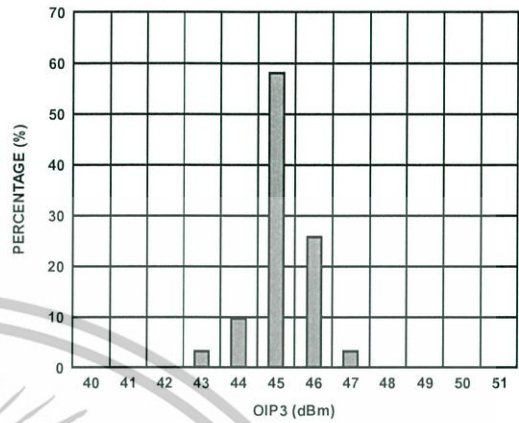


Figure 12. OIP3 Distribution at 190 MHz,  $P_{OUT} = 3$  dBm

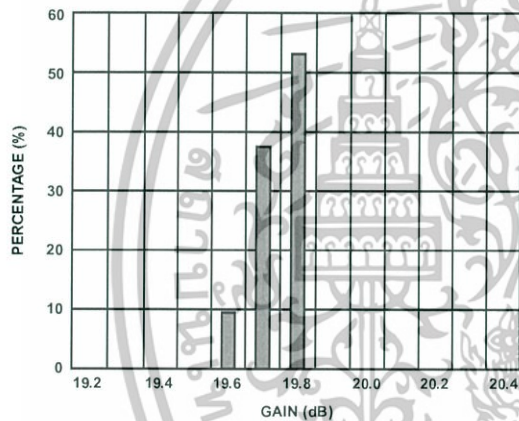


Figure 10. Gain Distribution at 190 MHz

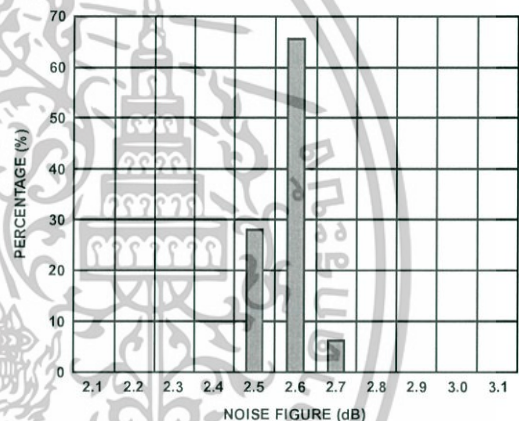


Figure 13. Noise Figure Distribution at 190 MHz

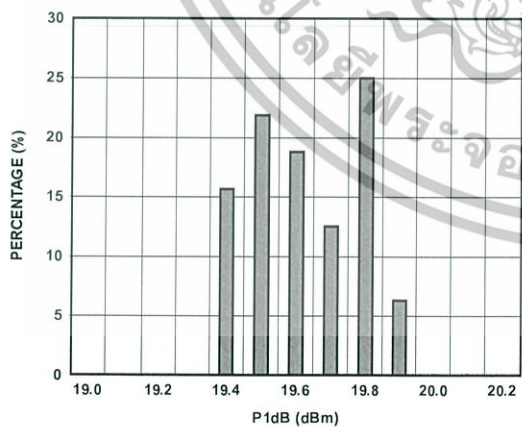


Figure 11. P1dB Distribution at 190 MHz

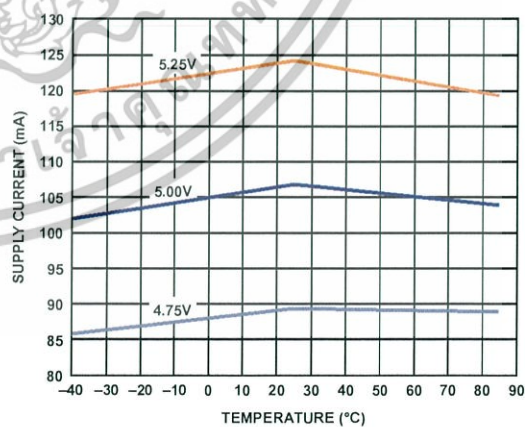


Figure 14. Supply Current vs. Temperature

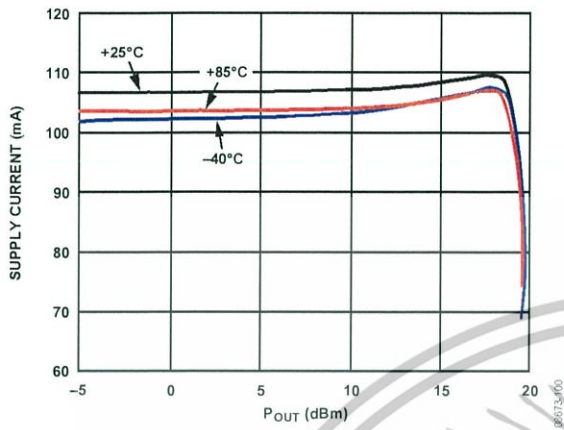


Figure 15. Supply Current vs. P<sub>OUT</sub> and Temperature



### BASIC CONNECTIONS

The basic connections for operating the ADL5536 are shown in Figure 16. Recommended components are listed in Table 5. The input and output should be ac-coupled with appropriately sized capacitors (device characterization was performed with 0.1  $\mu$ F capacitors). A 5 V dc bias is supplied to the amplifier through the bias inductor connected to RFOUT (Pin 3). The bias voltage should be decoupled using a 1  $\mu$ F capacitor, a 1.2 nF capacitor, and a 68 pF capacitor.

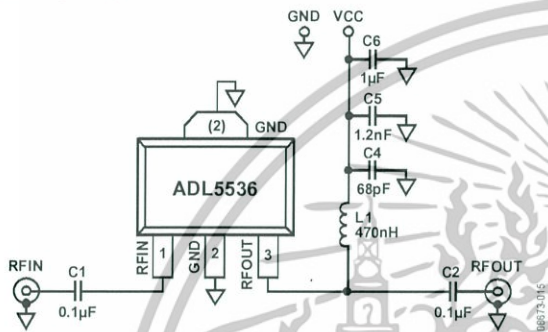


Figure 16. Basic Connections

### SOLDERING INFORMATION AND RECOMMENDED PCB LAND PATTERN

Figure 17 shows the recommended land pattern for the ADL5536. To minimize thermal impedance, the exposed paddle on the package underside, along with Pin 2, should be soldered to a ground plane. If multiple ground layers exist, they should be stitched together using vias. For more information about land pattern design and layout, refer to the AN-772 Application Note, A Design and Manufacturing Guide for the Lead Frame Chip Scale Package (LFCSP).

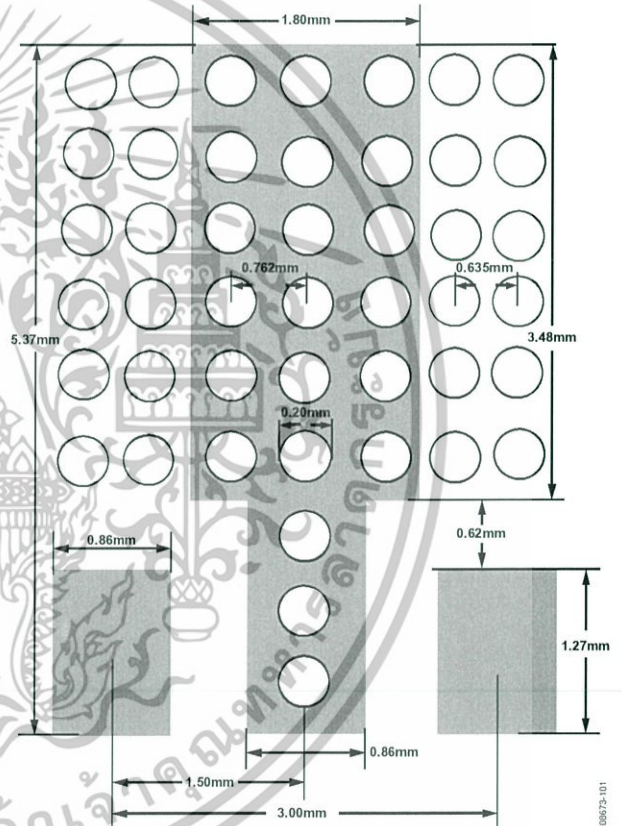


Figure 17. Recommended Land Pattern

Table 5. Recommended Components for Basic Connections

Frequency	C1	C2	L1	C4	C5	C6
20 MHz to 1000 MHz	0.1 $\mu$ F	0.1 $\mu$ F	470 nH (Coilcraft 0603LS-NX or equivalent)	68 pF	1.2 nF	1 $\mu$ F

### ACPR PERFORMANCE

Figure 18 shows a plot of the adjacent channel power ratio (ACPR) vs.  $P_{OUT}$  for the ADL5536. The signal type used is a single wideband code division multiple access (W-CDMA) carrier (Test Model 1-64). This signal is generated by a very low ACPR source. ACPR is measured at the output by a high dynamic range spectrum analyzer that incorporates an instrument noise-correction function. At an output power level of +8 dBm, ACPR is still very low at -65 dBc, making the device suitable for use in driver applications.

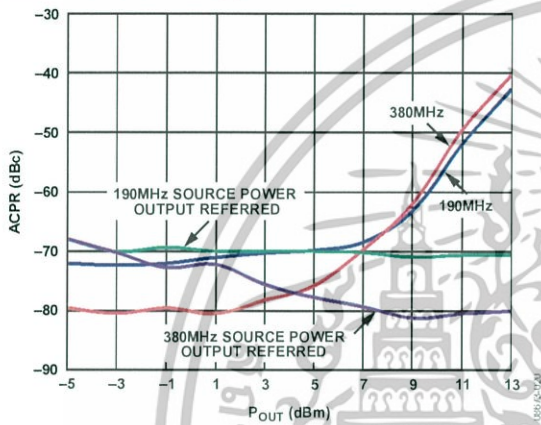


Figure 18. ACPR vs.  $P_{OUT}$ , Single W-CDMA Carrier (Test Model 1-64) at 190 MHz and 380 MHz

### ERROR VECTOR MAGNITUDE (EVM) PERFORMANCE

Error vector magnitude (EVM) is a measure used to quantify the performance of a digital radio transmitter or receiver. A signal received by a receiver has all constellation points at their ideal locations; however, various imperfections in the implementation (such as magnitude imbalance, noise floor, and phase imbalance) cause the actual constellation points to deviate from their ideal locations. The ADL5536 shows excellent performance when used with higher-order modulation schemes, such as a 16 QAM.

Figure 19 illustrates the EVM performance of the ADL5536 when driven with a 16 QAM 10 Msym/s signal. Degradation of the EVM performance starts to occur at an output power of +12 dBm.

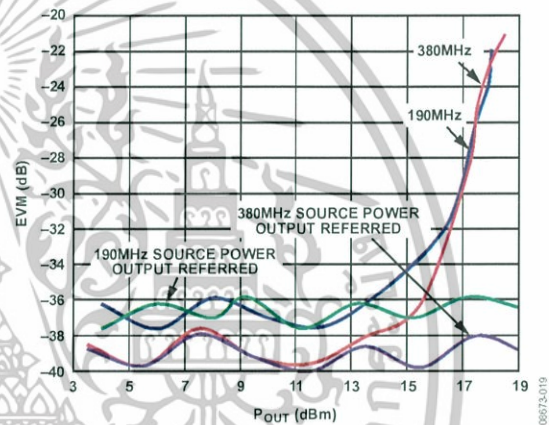


Figure 19. EVM Performance vs.  $P_{OUT}$  with a 16 QAM, 10 Msym/s Signal

### EVALUATION BOARD

Figure 20 shows the evaluation board layout, and Figure 21 shows the schematic for the ADL5536 evaluation board. The board is powered by a single 5 V supply.

The components used on the board are listed in Table 6. Power can be applied to the board through clip-on leads (VCC and GND).

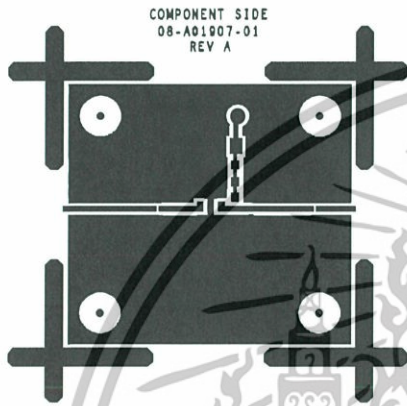


Figure 20. Evaluation Board Layout (Top)

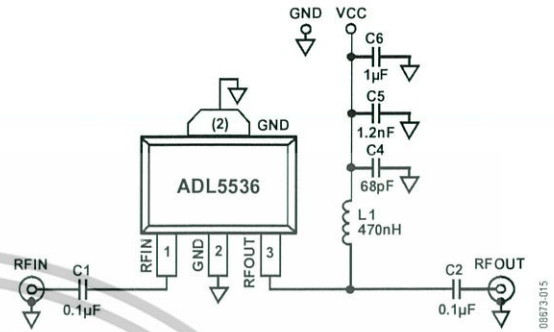
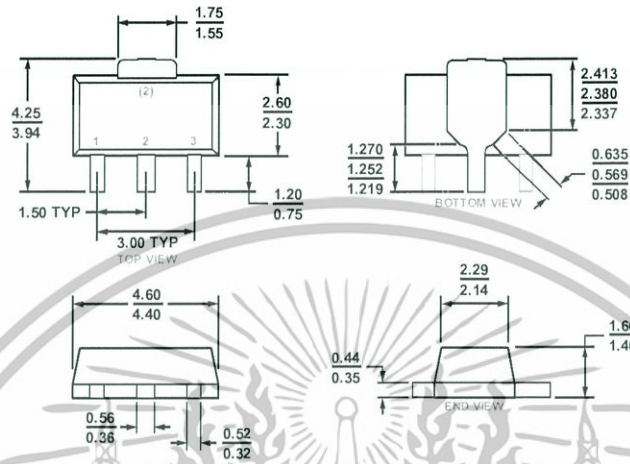


Figure 21. Evaluation Board Schematic

Table 6. Evaluation Board Components

Component	Description	Default Value
C1, C2	AC coupling capacitors	0.1 $\mu$ F, 0402
L1	DC bias inductor	470 nH, 0603 (Coilcraft 0603LS-NX or equivalent)
VCC, GND	Clip-on terminals for power supply	
C4	Power supply decoupling capacitor	68 pF, 0603
C5	Power supply decoupling capacitor	1.2 nF, 0603
C6	Power supply decoupling capacitor	1 $\mu$ F, 1206

OUTLINE DIMENSIONS



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS TO-243

Figure 22. 3-Lead Small Outline Transistor Package [SOT-89] (RK-3)

Dimensions shown in millimeters

ORDERING GUIDE

Model <sup>1</sup>	Temperature Range	Package Description	Package Option
ADL5536ARKZ-R7	-40°C to +85°C	3-Lead SOT-89, 7" Tape and Reel	RK-3
ADL5536-EVALZ		Evaluation Board	

<sup>1</sup> Z = RoHS Compliant Part.