



สายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในย่าน 900 1800 และ 2100 MHz

โดย

1. นางสาวกาญจนา ลิ้มสุวรรณวงษ์ รหัสประจำตัว B4900306
2. นางสาวอรุณญา แก้วกรัด รหัสประจำตัว B4951445
3. นางสาวสุพิศรา ออมอ้าไพ รหัสประจำตัว B4952831

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาวิชา 427494 โครงการศึกษาวิศวกรรมโทรคมนาคม

และวิชา 427499 โครงการวิศวกรรมโทรคมนาคม

หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม หลักสูตรปรับปรุง พ.ศ. 2545

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ประจำภาคการศึกษาที่ 3 ปีการศึกษา 2552

โครงการ สายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในย่าน 900 1800 และ 2100 MHz

โดย 1. นางสาวกาญจนา ลิ้มสุวรรณวงษ์ รหัสประจำตัว B4900306  
2. นางสาวอริญญา แก้วกรัด รหัสประจำตัว B4951445  
3. นางสาวสุพัตรา ออมอำไพ รหัสประจำตัว B4952831

อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อูซารสกุล

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

ภาคการศึกษาที่ 3/2552

---

### บทคัดย่อ

โครงการฉบับนี้ทำเพื่อสร้างสายอากาศไมโครสตริปที่มีผลการทำงานแบบ 3 ย่านความถี่ที่ 900 MHz 1800 MHz และ 2100 MHz รวมถึงทดสอบและประเมินคุณสมบัติของสายอากาศไมโคร - สตริปแบบ 3 ย่านความถี่ในรูปแบบต่างๆ เพื่อให้ได้ความกว้างแถบที่เหมาะสมที่สุดในย่านความถี่ของระบบเครือข่าย

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

## กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำโครงการเพื่อการศึกษาการ สาขาอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในย่าน 900 1800 และ 2100 MHz นี้ ส่งผลให้คณะผู้จัดทำได้รับความรู้และประสบการณ์ต่างๆมากมาย โครงการงานชิ้นนี้สามารถเสร็จสมบูรณ์ได้ เนื่องด้วยความกรุณาของบุคคลหลายท่านที่คอยช่วยเหลือและคอยให้คำปรึกษารวมทั้งข้อเสนอแนะที่เป็นประโยชน์ต่อโครงการ ทางคณะผู้จัดทำใคร่ขอแสดงความขอบพระคุณผู้ที่มีส่วนเกี่ยวข้องทุกท่านซึ่งบุคคลเหล่านั้นประกอบด้วย

ผู้ช่วยศาสตรา จารย์ ดร .มนต์ทิพย์ภา อูฮารสกุล อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ที่คอยให้ความช่วยเหลือ ให้คำปรึกษา และแนะนำในทุกๆ ด้าน รวมถึงการให้แนวคิด การดูแลเอาใจใส่ติดตามงานและแนะแนวทางในการเขียนรายงาน ให้แก่คณะผู้จัดทำโดยตลอด

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร .พิรพงษ์ อูฮารสกุล อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ที่คอยให้คำปรึกษาในทุกๆ ด้าน รวมถึงการสอนการใช้งานโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO 5 เบื้องต้น

พี่นักศึกษาบัณฑิตศึกษาศาखाวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ทุกท่านที่คอยแนะนำ และให้ความรู้ที่เป็นประโยชน์

เพื่อนๆ สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมทุกท่าน สำหรับความช่วยเหลือที่ดีทุกๆ ด้านตลอดจนกำลังใจที่มอบให้แก่คณะผู้จัดทำตลอดมา

สุดท้ายผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณบิดาและมารดา ซึ่งเป็นผู้ให้โอกาสทางการศึกษาและคอยสนับสนุน รวมทั้งกำลังใจที่คอยมอบให้ตลอดมาอย่างหาที่เปรียบมิได้

ผู้จัดทำ

นางสาวกาญจนา ลิ้มสุวรรณวงษ์

นางสาวอรัญญา แก้วกรัด

นางสาวสุพัตรา ออมอำไพ

## สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	ก
กิตติกรรมประกาศ	ข
สารบัญ	ค
สารบัญรูป	ช
สารบัญตาราง	ฐ
<b>บทที่ 1 บทนำ</b>	
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.3 ขอบเขตการทำงาน	2
1.4 ขั้นตอนการทำงาน	2
1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับ	2
<b>บทที่ 2 ทฤษฎีสายอากาศ</b>	
2.1 กล่าวนำ	3
2.2 คำจำกัดความของสายอากาศ	3
2.3 ประเภทของสายอากาศ	4
2.3.1 ประเภทที่มีตัวแผ่กระจายคลื่นเพียงตัวเดียว	4
ก) สายอากาศชนิดเส้นลวด	4
ข) สายอากาศแบบช่องเปิด	4
ค) สายอากาศแผ่นพิมพ์	5
ง) สายอากาศแบบคลื่นรั่ว	7
จ) สายอากาศแบบตัวสะท้อน	8
ฉ) สายอากาศแบบเลนส์	9
ช) สายอากาศแถวลำดับ	9
2.4 สายอากาศไมโครสตริป	11
2.4.1 ประเภทของสายอากาศไมโครสตริป	11
2.4.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป	12
2.4.3 ส่วนประกอบของสายอากาศไมโครสตริป	14
2.4.4 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป	15

## สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
2.5 พารามิเตอร์มูลฐานของสายอากาศ	17
2.5.1 แบบรูปการแผ่พลังงาน	17
ก. แบบรูปการแผ่คลื่นแบบไอโซทรอปิกแบบมีทิศทาง และแบบรอบตัวในระนาบเดียว	18
ข. แบบรูปการแผ่พลังงานหลัก	19
ค. โทลบของแบบรูปการแผ่พลังงาน	20
ง. บริเวณสนาม	22
จ. เรเดียน และสเตอเรเดียน	23
2.5.2 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แผ่กระจาย	24
2.5.3 ความเข้มของการแผ่พลังงาน	26
2.5.4 สภาพเจาะจงทิศทาง	27
2.5.5 อัตราขยายของสายอากาศ	31
2.5.6 ประสิทธิภาพสายอากาศ	32
2.5.7 ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง	34
2.5.8 ประสิทธิภาพลำคลื่น	34
2.5.9 ความกว้างแถบ	35
2.5.10 การแยกขั้วคลื่น	36
ก. การแยกขั้วคลื่นแบบเชิงเส้น	37
ข. การแยกขั้วคลื่นแบบวงกลม	37
ค. การแยกขั้วคลื่นวงรี	37
2.5.11 อิมพีแดนซ์อินพุต	39
2.5.12 ประสิทธิภาพการแผ่พลังงานของสายอากาศ	43
2.5.13 ความยาวประสิทธิผลเชิงเวกเตอร์ และพื้นที่สมมูลของสายอากาศ	45
ก) ความยาวประสิทธิผลเชิงเวกเตอร์	45
ข) พื้นที่สมมูลของสายอากาศ	46
2.5.14 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด และพื้นที่ประสิทธิผลสูงสุด	46
2.5.15 สมการการส่งฟรีส และสมการพิสัยเรดาร์	48
ก. สมการการส่งผ่านฟรีส	48

## สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
ข. สมการพีสัยเรดาร์	51
2.5.16 อุณหภูมิของสายอากาศ	54
2.6 ทฤษฎีพารามิเตอร์-เอส	60
2.6.1 นิยามและความหมายของสเกดเตอร์ริงเมตริกซ์	60
2.6.2 ความหมายของพารามิเตอร์ S	62
2.6.3 คุณสมบัติของเอสพารามิเตอร์	64
2.6.4 S เมตริกซ์ของจุดเชื่อมต่อที่ไม่มีการสูญเสีย	68
2.6.5 S เมตริกซ์สำหรับวงจร 2 พอร์ต	71
2.7 กล่าวสรุป	76
<b>บทที่ 3 ทฤษฎีโทรศัพท์เคลื่อนที่</b>	
3.1 กล่าวนำ	77
3.2 โทรศัพท์เคลื่อนที่	77
3.3 ส่วนประกอบของโทรศัพท์เคลื่อนที่	78
3.4 หลักการทำงานของโทรศัพท์เคลื่อนที่	79
3.5 การแบ่งคลาสการทำงาน	80
3.6 วิวัฒนาการของโทรศัพท์เคลื่อนที่	80
3.6.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก	81
3.6.2 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สอง	81
3.6.3 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สองครึ่ง	82
3.6.4 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สาม	83
3.6.5 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สี่	85
3.7 ผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทย	86
3.7.1 บริษัท แอดวานซ์ อินโฟร์ เซอร์วิส จำกัด (มหาชน)	86
3.7.2 บริษัท ทีเอ ออเรนจ์ จำกัด	87
3.7.3 บริษัท โทเทิล แอ็คเซ็ส คอมมูนิเคชั่น จำกัด (มหาชน)	88
3.7.4 บริษัท ฮัทชีสัน ซีเอที ไรร์เลส จำกัด	88
3.7.5 กิจการร่วมค้าไทยโมบาย หรือ THAIMOBILE	89
3.8 กล่าวสรุป	89

## สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
<b>บทที่ 4 การใช้งานโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO เบื้องต้น</b>	
4.1 กล่าวนำ	90
4.2 CST MICROWAVE STUDIO	90
4.2.1 การเริ่มสร้างแบบจำลอง	90
4.2.2 การสร้างวัสดุ Material	91
4.2.3 Load from Material Library	92
4.2.4 การสร้างองค์ประกอบ Components	92
4.2.5 การกำหนดหน่วย Units	93
4.2.6 การกำหนดความถี่ Frequency	93
4.2.7 การกำหนดขอบเขต Boundary Conditions	94
4.2.8 การป้อนพลังงาน โดยการกำหนดพอร์ต	95
ก. Waveguide Port	95
ข. Discrete Port	96
4.2.9 การกำหนด Field Monitors	97
4.2.10 การประมวลผล	98
4.2.11 การสร้างรูปทรงพื้นฐาน (Basic Shape Creation)	98
ก. การสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยม (Brick)	99
ข. การสร้างรูปทรงกลม (Sphere)	102
ค. การสร้างรูปทรงกระบอก (Cylinder)	103
ง. การสร้างรูปทรงกระบอกที่มีลักษณะเป็นวงรี (Elliptical Cylinder)	106
จ. การสร้างรูปทรงกรวย (Cone)	108
ฉ. การสร้างรูปทรงขนม โคนัท (Torus)	109
4.2.12 เครื่องมือที่ใช้ในการเลือกขอบหรือผิววัสดุ (pick tool)	109
4.2.13 การลบคมและการเนียนขอบ (Blend and Chamfer Edges)	110
ก. การลบคม (Blend Edge)	110
ข. การเนียนคม (Chamfer Edges)	110
4.2.14 วิธีการทำงานของบูลีน (Boolean Operations)	112
ก. วิธีการรวมวัสดุ (Add Mode)	112

## สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
ข. วิธีการลบวัสดุออก (Subtract Mode)	112
ค. วิธีการตัดเอาส่วนที่อยู่ร่วมกันของวัสดุ (Intersect Mode)	113
ง. วิธีการแทรกวัสดุ (Insert Mode)	113
4.3 กล่าวสรุป	114
<b>บทที่ 5 การออกแบบโดยใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO และวิเคราะห์ผล</b>	
5.1 กล่าวนำ	115
5.2 การออกแบบและการสร้าง	115
5.2.1 การออกแบบโดยใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO	116
ก. ความถี่ 1800 MHz	116
ข. ความถี่ 900 MHz	117
ค. ความถี่ 2100 MHz	118
ง. การออกแบบรวมทั้งสามความถี่	119
5.2.2 การสร้างและปรับปรุงสายอากาศไมโครสตริปที่ได้จากการออกแบบ	120
5.3 วิเคราะห์ผลการทดสอบ	126
5.3.1 ผลการทดสอบ S11	126
5.3.2 ผลการทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน	127
5.3.3 ผลการบันทึกการวัดการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศ	133
5.4 กล่าวสรุป	143
<b>บทที่ 6 บทสรุปของโครงการ</b>	
6.1 กล่าวนำ	144
6.2 สรุป	144
6.3 ปัญหาและแนวทางในการแก้ไขปัญหา	145
6.4 ข้อเสนอแนะ	147
6.5 แนวทางในการพัฒนาต่อไป	147
6.6 กล่าวสรุป	148
<b>ประวัติผู้เขียน</b>	<b>149</b>
<b>บรรณานุกรม</b>	<b>150</b>
<b>ภาคผนวก</b>	<b>151</b>



## สารบัญรูป

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 2.1 สายอากาศชนิดเส้นลวดอิลิเมนต์แบบเส้นตรง แบบบ่วง และแบบเกลียว	4
รูปที่ 2.2 สายอากาศชนิดช่องเปิดอิลิเมนต์เดี่ยวแบบปากแตรรูปทรงต่างๆ	5
รูปที่ 2.3 สายอากาศแผ่นพิมพ์ในรูปแบบทางเรขาคณิตต่างๆ	6
รูปที่ 2.4 สายอากาศซึ่งมีตัวแผ่กระจายคลื่นแบบร่องที่ทำจากแผ่นพิมพ์	7
รูปที่ 2.5 สายอากาศแบบคลื่นรั้วซึ่งเกิดจากการทำให้ปลายของท่อนำคลื่นโคเล็กตริก	7
ขาดความต่อเนื่อง	
รูปที่ 2.6 สายอากาศแบบตัวสะท้อนชนิดต่างๆ	8
รูปที่ 2.7 สายอากาศแบบเลนส์ซึ่งแบ่งตามรูปร่างและวัสดุ	9
รูปที่ 2.8 สายอากาศแบบแถวลำดับที่สร้างจากสายอากาศพื้นฐานชนิดต่างๆ	10
รูปที่ 2.9 ตัวอย่างสายอากาศโครสตริป	11
รูปที่ 2.10 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป	12
รูปที่ 2.11 การคิดค่า $\tan \delta$	14
รูปที่ 2.12 สายอากาศไมโครสตริป (ก) รูปเรขาคณิต (ข) เส้นสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า	15
รูปที่ 2.13 ระบบพิกัดทรงกลมซึ่งใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ	18
รูปที่ 2.14 แบบรูปการแผ่คลื่นแบบรอบตัวในระนาบเดี่ยว	19
รูปที่ 2.15 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานหลักในระนาบสนามไฟฟ้า	20
และแม่เหล็กของสายอากาศปากแตรทรงพีรามิด	
รูปที่ 2.16 (ก) แสดงโพลการแผ่คลื่นและความกว้างลำของแบบรูปการแผ่คลื่นของสายอากาศ	21
(ข) ภาพพล็อตเชิงเส้นของแบบรูปกำลังงานและ โพลที่เกิดขึ้นและความกว้างลำของ	
แบบรูปการแผ่คลื่น	
รูปที่ 2.17 บริเวณสนามที่เกิดขึ้นของสายอากาศ	22
รูปที่ 2.18 รูปทรงทางเรขาคณิตที่ใช้แสดงความแตกต่างระหว่างเรเดียนและสเตอเรเดียน	23
รูปที่ 2.19 วงจรสมมูลเรเวินินของระบบสายอากาศในขณะที่ทำหน้าที่เป็นภาคส่ง	40
รูปที่ 2.20 วงจรสมมูลเรเวินินของระบบสายอากาศในขณะที่ทำหน้าที่เป็นภาครับ	41
รูปที่ 2.21 แสดงพื้นที่ประสิทธิผลที่กระแสดำเนินถึงสูงไหลผ่าน	45
รูปที่ 2.22 การโพลาไรซ์ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้า	49
รูปที่ 2.23 แสดงการทำงานของเรดาร์ในกรณี bistatic scattering	53
รูปที่ 2.24 การพิจารณากำลังงานสัญญาณรบกวนซึ่งเกิดขึ้นที่ขั้วของสายอากาศ	57

## สารบัญรูป (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 2.25 กรณีที่มุมตันเล็กๆของวัตถุที่ส่องสว่างได้เข้าไปอยู่ในมุมตันของสายอากาศ	58
รูปที่ 2.26 วงจรไมโครเวฟที่มี N พอร์ตกับการนิยามสเกตเตอร์ริงเมตริกซ์	60
รูปที่ 2.27 การวัด S พารามิเตอร์โดยการป้อนกำลังคลื่น เข้าที่พอร์ต $i$ และต่อแมตชิง โหลดในพอร์ตที่เหลือ	63
รูปที่ 2.28 การเลื่อนระนาบอ้างอิงออกจากตำแหน่งเดิม	64
รูปที่ 2.29 ตัวอย่างวงจร 2 พอร์ตที่ใช้ในการหาเอสพารามิเตอร์	73
รูปที่ 2.30 วงจร 2 พอร์ตที่ต่อปลายสายไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมตชิงโหลด	74
รูปที่ 3.1 แสดงส่วนประกอบหลักของโทรศัพท์เคลื่อนที่	78
รูปที่ 3.2 แสดงเครื่องหมายการค้าบริษัท แอดวานซ์ อิน โฟร์ เซอร์วิส จำกัด (มหาชน)	86
รูปที่ 3.3 แสดงเครื่องหมายการค้าบริษัท ทีเอ ออเรนจ์ จำกัด	87
รูปที่ 3.4 แสดงเครื่องหมายการค้าบริษัท โทเทิล แอ็คเซ็ส คอมมูนิเคชั่น จำกัด (มหาชน)	88
รูปที่ 3.5 แสดงเครื่องหมายการค้าบริษัท ฮัทชีสัน ซีเอที ไรร์เลส จำกัด	88
รูปที่ 3.6 แสดงเครื่องหมายการค้ากิจการร่วมค้าไทยโมบาย	89
รูปที่ 4.1 หน้าต่างของ Create a New Project	90
รูปที่ 4.2 หน้าต่างของ New Material Parameters	91
รูปที่ 4.3 หน้าต่างของ Load from Material Library	92
รูปที่ 4.4 หน้าต่างของ Specify Units	93
รูปที่ 4.5 หน้าต่างของ Frequency Range Settings	93
รูปที่ 4.6 หน้าต่างของ Boundary Conditions	94
รูปที่ 4.6 ก Electric	94
รูปที่ 4.6 ข Magnetic	94
รูปที่ 4.6 ค Open (PML)	94
รูปที่ 4.6 ง Open (add space)	95
รูปที่ 4.6 จ Periodic	95
รูปที่ 4.6 ช Conducting Wall	95
รูปที่ 4.7 หน้าต่างของ Waveguide Port	95
รูปที่ 4.8 หน้าต่างของ Discrete Port	96
รูปที่ 4.9 รูปแบบ ของ Discrete Port	97

## สารบัญรูป (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 4.10 รูปของหน้าต่าง Monitor	97
รูปที่ 4.11 หน้าต่างของ Solver Parameters	98
รูปที่ 4.12 การใช้คำสั่งในการสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยม	99
รูปที่ 4.13 การใช้คำสั่งในการสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยมโดยทางลัด	99
รูปที่ 4.14 หน้าต่างของการสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยม	100
รูปที่ 4.15 รูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากการสร้างในขั้นตอนที่ 1	100
รูปที่ 4.16 รูปทรงของกล่องสี่เหลี่ยมที่ได้จากการสร้างในขั้นตอนที่ 2	101
รูปที่ 4.17 แสดงรูปกล่องสี่เหลี่ยมและหน้าต่างที่ชื่อ Brick ซึ่งได้จากการสร้างในขั้นตอนที่ 3	101
รูปที่ 4.18 กล่องสี่เหลี่ยมที่มีขนาดตามที่ได้กำหนด	102
รูปที่ 4.19 รูปร่างของทรงกลมและหน้าต่างในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของทรงกลม	102
รูปที่ 4.20 รูปทรงกลมที่ได้หลังจากการกำหนดค่าพารามิเตอร์เสร็จแล้ว	103
รูปที่ 4.21 หน้าต่างของการสร้างรูปทรงกระบอก	103
รูปที่ 4.22 รูปวงกลมที่ได้จากการสร้างรูปทรงกระบอกในขั้นตอนที่ 2	104
รูปที่ 4.23 รูปร่างทรงกระบอกที่ได้จากการสร้างในขั้นตอนที่ 2	104
รูปที่ 4.24 รูปร่างของทรงกระบอกที่มีวงกลมรัศมีต่างกัน 2 วง	105
รูปที่ 4.25 รูปร่างของทรงกระบอกที่มีวงกลมรัศมีต่างกัน 2 วง และหน้าต่างของการกำหนดค่าพารามิเตอร์	105
รูปที่ 4.26 รูปทรงกระบอกที่มีวงกลมรัศมีต่างกัน 2 วง มีขนาดตามที่ได้กำหนด	106
รูปที่ 4.27 วงรีที่ได้จากขั้นตอนที่ 1 ของการสร้างรูปทรงกระบอกที่มีลักษณะเป็นวงรี	106
รูปที่ 4.28 รูปร่างของทรงกระบอกที่มีหน้าตัดเป็นวงรีที่ได้จากขั้นตอนที่ 2 นี้	107
รูปที่ 4.29 รูปร่างของทรงกระบอกที่มีหน้าตัดเป็นวงรีและหน้าต่างในการกำหนดค่าพารามิเตอร์	107
รูปที่ 4.30 รูปทรงกระบอกที่มีลักษณะเป็นวงรี	108
รูปที่ 4.31 รูปทรงกรวยที่มีขนาดตามที่ได้กำหนด	108
รูปที่ 4.32 รูปทรงขนม โคนันท์ที่มีขนาดตามที่ได้กำหนด	109
รูปที่ 4.33 แถบเครื่องมือที่ใช้ในการเลือกขอบหรือผิววัสดุ	109
รูปที่ 4.34 หน้าต่างในการกำหนดค่ารัศมีของการลบคม	110
รูปที่ 4.35 ขั้นตอนการลบคม	110
รูปที่ 4.36 หน้าต่างการกำหนดค่าของการเลื่อนคม	111

สารบัญรูป (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 4.37 ขั้นตอนการเลื่อนคม	111
รูปที่ 4.38 วิธีการรวมวัสดุ	112
รูปที่ 4.39 วิธีการลบวัสดุออก	112
รูปที่ 4.40 วิธีการตัดเอาส่วนที่อยู่ร่วมกันของวัสดุ	113
รูปที่ 4.41 วิธีการแทรกวัสดุ	113
รูปที่ 5.1 แสดงรูปออกแบบสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 1800 MHz	116
รูปที่ 5.2 ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่ความถี่ 1800 MHz	116
รูปที่ 5.3 แสดงรูปออกแบบสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 900 MHz	117
รูปที่ 5.4 ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่ความถี่ 900 MHz	117
รูปที่ 5.5 แสดงรูปออกแบบสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 900 MHz	118
รูปที่ 5.6 ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่ความถี่ 2100 MHz	118
รูปที่ 5.7 แสดงรูปออกแบบสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 900 1800 และ 2100 MHz	119
รูปที่ 5.8 ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่ความถี่ 900 1800 และ 2100 MHz	119
รูปที่ 5.9 แสดงสายอากาศที่สร้างจริงขึ้นมา (a.) ด้านหน้าสายอากาศ (b.) ด้านหลังสายอากาศ (ground)	120
รูปที่ 5.10 แสดงผลค่าพารามิเตอร์ S11 จากสายอากาศไมโครสตริปที่สร้างขึ้น (Antenna 13)	120
รูปที่ 5.11 แสดงรูปออกแบบสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 900 1800 และ 2100 MHz	121
รูปที่ 5.12 ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่ความถี่ 900 1800 และ 2100 MHz	121
รูปที่ 5.13 แสดงสายอากาศที่สร้างจริงขึ้นมา (a.) ด้านหน้าสายอากาศ (b.) ด้านหลังสายอากาศ (ground)	122
รูปที่ 5.14 แสดงผลค่าพารามิเตอร์ S11 จากสายอากาศไมโครสตริปที่สร้างขึ้น (Antenna 15)	122
รูปที่ 5.15 สายอากาศไมโครสตริปความถี่ 900 1800 2100 MHz (a.) ด้านหน้าสายอากาศ (b.) ด้านหลังสายอากาศ	123
รูปที่ 5.16 แสดงผลค่าพารามิเตอร์ S11 ความถี่ 900 1800 2100 MHz	124
รูปที่ 5.17 แสดงขนาดของสายอากาศไมโครสตริป ที่มีขนาด กว้าง X ยาว =75 X 75 mm.	125
รูปที่ 5.18 ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ความถี่ 900 1800 2100 MHz ที่ได้จากการสร้าง สายอากาศจริง	126

## สารบัญรูป (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 5.19 แสดงการติดตั้งสายอากาศวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane)	127
รูปที่ 5.19 ก แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ Y-Z ที่ย่านความถี่ 900 MHz	127
รูปที่ 5.19 ข แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ Y-Z ที่ย่านความถี่ 1800 MHz	128
รูปที่ 5.19 ค แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ Y-Z ที่ย่านความถี่ 2100 MHz	128
รูปที่ 5.20 แสดงการติดตั้งสายอากาศวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane)	129
รูปที่ 5.20 ก แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ X-Z ที่ย่านความถี่ 900 MHz	129
รูปที่ 5.20 ข แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ X-Z ที่ย่านความถี่ 1800 MHz	130
รูปที่ 5.20 ค แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ X-Z ที่ย่านความถี่ 2100 MHz	130
รูปที่ 5.21 แสดงการติดตั้งสายอากาศวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane)	131
รูปที่ 5.21 ก แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป ในระนาบ Y-X ที่ย่านความถี่ 900 MHz	131
รูปที่ 5.21 ข แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ Y-X ที่ย่านความถี่ 1800 MHz	132
รูปที่ 5.21 ค แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ Y-X ที่ย่านความถี่ 2100 MHz	132

## สารบัญตาราง

เรื่อง	หน้า
ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของซิปสเตรตแบบต่างๆ	13
ตารางที่ 3.1 ส่วนประกอบหลักของโทรศัพท์เคลื่อนที่	79
ตารางที่ 3.2 แสดงคลาสต่างๆ ของโทรศัพท์เคลื่อนที่	80
ตารางที่ 5.1 ตารางแสดงการออกแบบสายอากาศจากการเปลี่ยนขนาดความยาวต่างๆ โดยออกแบบสายอากาศให้ได้ 10 dB Return Loss จากตารางจะแสดงความถี่กลาง, แบนด์วิธและขนาดลายบนสายอากาศ	125
ตารางที่ 5.2 ผลการบันทึกการแผ่กระจายกำลังงานที่ความถี่ 900 MHz	133
ตารางที่ 5.3 ผลการบันทึกการแผ่กระจายกำลังงานที่ความถี่ 1800 MHz	136
ตารางที่ 5.4 ผลการบันทึกการแผ่กระจายกำลังงานที่ความถี่ 2100 MHz	140
ตารางที่ 6.1 ปัญหาและสาเหตุที่พบในขณะดำเนินงานและวิธีการแก้ไข	145



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาของโครงการ

ในปัจจุบันโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 (Third Generation Mobile Network หรือ 3G) ช่วยให้ชีวิตประจำวันสะดวกสบายและคล่องตัวขึ้น โดยเป็นเทคโนโลยีที่พัฒนาต่อเนื่องจากยุคที่ 2 และ 2.5 ซึ่งเป็นยุคที่มีการให้บริการระบบเสียง และการส่งข้อมูลในขั้นต้น ทั้งยังมีข้อจำกัดอยู่มาก การพัฒนาของ 3G ทำให้เกิดการให้บริการมัลติมีเดีย และ ส่งผ่านข้อมูลในระบบไร้สายด้วยอัตราความเร็วที่สูงขึ้น

จากการที่ 3G สามารถรับส่งข้อมูลในความเร็วสูง ทำให้การติดต่อสื่อสารเป็นไปได้ อย่างรวดเร็ว เราจึงสนใจที่จะพัฒนามาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ 2G ขึ้น ก็เพื่อตอบสนองความต้องการใช้งานระบบสื่อสารไร้สายส่วนบุคคล (personal communication) ในลักษณะไร้พรมแดน (global communication) โดยเปิดโอกาสให้ผู้ให้บริการสามารถนำเครื่องลูกข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ไปใช้งานในที่ใด ๆ ก็ได้ โดยสามารถรองรับการใช้งานของเทคโนโลยี 3G ได้ โดยการพัฒนาสายอากาศไมโครสตริป (microstrip antennas) ให้รองรับได้ทุกระบบที่ความถี่ที่ 900 MHz 1800MHz และ 2100MHz

### 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

เพื่อสร้างสายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานใน 3 ย่านความถี่ ได้แก่ 900 MHz 1800 MHz และ 2100 MHz เพื่อนำมาจัดทำเป็นสายอากาศในโทรศัพท์มือถือ

### 1.3 ขอบเขตการทำงาน

- 1.3.1 ศึกษาโปรแกรม CST Microwave Studio เพื่อใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป
- 1.3.2 ศึกษาและออกแบบสายอากาศไมโครสตริป
- 1.3.3 สร้างอุปกรณ์ต้นแบบและทดสอบเพื่อให้ได้ตามวัตถุประสงค์

### 1.4 ขั้นตอนการทำงาน

- 1.4.1 ศึกษาโปรแกรม CST Microwave Studio
- 1.4.2 ศึกษาและออกแบบโดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio
- 1.4.3 ทดสอบและแก้ไขสายอากาศให้สามารถทำงานได้ตรงตามวัตถุประสงค์
- 1.4.4 กัดแผงวงจรพิมพ์เพื่อให้ได้สายอากาศตามที่ออกแบบไว้
- 1.4.5 ทดสอบแผงวงจรพิมพ์ในข้อ 1.4.4 เพื่อให้ได้ตามวัตถุประสงค์
- 1.4.6 สรุปผลการทดลอง และเขียนรายงาน
- 1.4.7 นำเสนอโครงการ

### 1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถนำความรู้ที่ได้มาใช้ในการประกอบวิชาชีพ
2. สามารถนำความรู้ทางทฤษฎีมาประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติ
3. สามารถทำงานเป็นทีมได้



## บทที่ 2

### ทฤษฎีสายอากาศ

#### 2.1 กล่าวนำ

ในการสร้างสายอากาศไมโครสตริปสำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบ 3 ย่านความถี่นั้น เราได้ทำการศึกษาพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศเพื่อที่จะนำไป อ้างอิงกับ สายอากาศไมโครสตริปที่สร้างขึ้นว่ามีประสิทธิภาพที่จะนำไปใช้งานได้จริงหรือไม่ และ จึงทำการศึกษา โครงสร้าง คุณสมบัติ และการออกแบบของสายอากาศไมโครสตริป

#### 2.2 คำจำกัดความของสายอากาศ

สายอากาศ หรือที่ศัพท์ภาษาอังกฤษเรียกว่า antenna หรือ aerial หรือ electromagnetic radiator คือ อุปกรณ์ที่ใช้สำหรับแผ่กระจายกำลังของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าออกไปหรือในทางกลับกันใช้สำหรับรับกำลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเข้ามา สายอากาศจะทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์นำคลื่น (guiding device) เช่น สายส่งสัญญาณ (transmission line) หรือท่อนำคลื่น (waveguide) กับอากาศว่าง (free space) หรือที่บ่อยครั้งมักจะเรียกว่า ตัวกลางที่ไม่มีสิ่งอื่นใดล้อมรอบอยู่ (unbounded medium)

หน้าที่หลักของสายอากาศ คือ เป็นอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับเปลี่ยนพลังงานของคลื่นที่เดินทางในอุปกรณ์นำคลื่นให้อยู่ในรูปพลังงานของคลื่นที่เดินทางในอากาศว่างในกรณีที่เป็นสายอากาศส่ง (transmitting antenna) หรือในทางกลับกันเมื่อทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับ (receiving antenna) ก็จะทำหน้าที่ในการเปลี่ยนพลังงานของคลื่นที่เดินทางในอากาศว่างให้เปลี่ยนไปอยู่ในรูปพลังงานของคลื่นที่เดินทางในอุปกรณ์นำคลื่น โดยการทำงานทั้งสองหน้าที่จะต้องทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพเท่าเทียมกันเท่าที่จะเป็นไปได้ และที่สำคัญในขณะที่ใช้งานนั้น กำลังงานของคลื่นที่แผ่กระจายออกไปในอากาศว่างจะต้องมีรูปแบบ การแผ่พลังงาน (radiation pattern) ไม่เปลี่ยนแปลงไปจากเดิมที่กำหนดหรือที่ได้ออกแบบเอาไว้

## 2.3 ประเภทของสายอากาศ

### 2.3.1 ประเภทที่มีตัวแผ่กระจายคลื่นเพียงตัวเดียว

#### ก) สายอากาศชนิดเส้นลวด

สายอากาศชนิดเส้นลวด (wire antennas) จะมีรูปร่างที่แตกต่างและหลากหลาย โดยสามารถแบ่งออกเป็นกลุ่มได้คือ กลุ่มที่เป็นเส้นลวดตรง เช่น สายอากาศโมโนโพล กลุ่มที่มีลักษณะเป็นปวงหรือลูป เช่น สายอากาศแบบวงวงกลม (circular loop) แบบวงสี่เหลี่ยม (square loop) และแบบรีอมบิก (rhombic) เป็นต้น อีกกลุ่มหนึ่งจะมีลักษณะที่เป็นเกลียว (helical antenna) ซึ่งอาจจะเป็นเกลียวเหมือนกันแต่มีรัศมีต่างกัน สายอากาศชนิดเส้นลวดจัดได้ว่าเป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างง่ายที่สุด ความยาวของสายอากาศจะคำนวณได้จากความยาวคลื่นของความถี่ที่ต้องการใช้งาน แต่จะมีข้อจำกัดก็คือ จะใช้งานได้กับย่านความถี่ช่วงแรกของความถี่ย่านไมโครเวฟ (สูงสุดที่ 1-2 GHz) เพราะขนาดจะสั้นมากและในทางตรงกันข้ามสายอากาศจะมีขนาดที่ยาวมาก หากใช้งานที่ความถี่ต่ำมาก สายอากาศชนิดเส้นลวดแบบเส้นตรง แบบปวง และแบบเกลียวแสดงดังรูปที่ 2.1

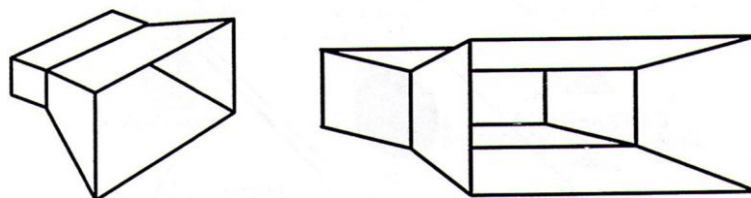


รูปที่ 2.1 สายอากาศชนิดเส้นลวดอีลิเมนต์แบบเส้นตรง แบบปวง และแบบเกลียว

#### ข) สายอากาศแบบช่องเปิด

สายอากาศช่องเปิด (aperture antennas) ถูกคิดค้นขึ้นมาในช่วงระหว่างสงครามโลกครั้งที่ 2 พร้อมกับการเกิดเทคโนโลยีทางด้านสายนำสัญญาณชนิดท่อนำคลื่น โดยในครั้งแรกนั้นท่อนำคลื่นมีวัตถุประสงค์ในการพัฒนาขึ้นมาเพื่อใช้เป็นสายส่งสัญญาณคลื่นไมโครเวฟที่มีกำลังส่งสูง ซึ่ง

มีแหล่งกำเนิดจาก หลอดแม็กนีตรอน ( magnetron) และหลอดไคลสตรอน ( klystron) โดยสายอากาศชนิดช่องเปิดนี้นิยมใช้งานในย่านความถี่ตั้งแต่ 1-20 GHz รูปทรงต่างๆของสายอากาศชนิดช่องเปิดแสดงดังรูปที่ 2.2



ก) แบบปากแตรทรงพีรามิด (Pyramidal Horn)



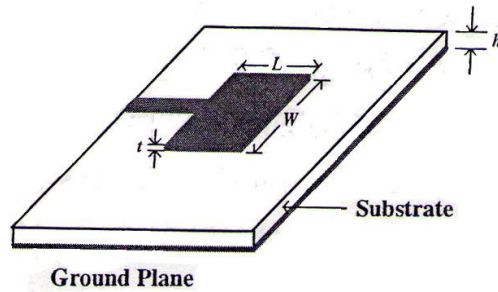
ข) แบบปากแตรทรงกรวย (Conical Horn)

รูปที่ 2.2 สายอากาศชนิดช่องเปิดอิมเม้นต์เดี่ยวแบบปากแตรรูปทรงต่างๆ

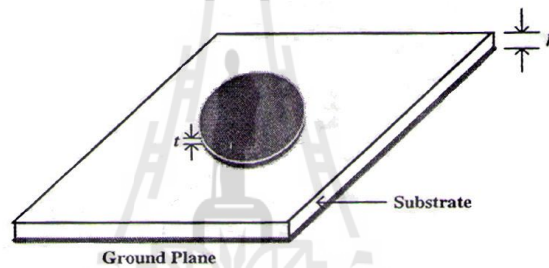
### ค) สายอากาศแผ่นพิมพ์

สายอากาศแผ่นพิมพ์ ( printed antennas) เป็นสายอากาศซึ่งมีตัวแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบแพทช์แผ่นพิมพ์ ( printed patch radiator) ได้ถูกพัฒนาขึ้นมาในช่วงต้นปีของ ค.ศ. 1970 โดยโครงสร้างของสายอากาศแผ่นพิมพ์จะประกอบด้วยแผ่นแพทช์ตัวนำซึ่งทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่นวางอยู่บนแผ่นไดอิเล็กตริกซัพสเตรท (dielectric substrate) โดยมีแผ่นกราวด์โลหะรองรับอยู่ด้านล่างอีกชั้นหนึ่ง ปัจจุบันส่วนที่เป็นแพทช์ซึ่งใช้ในการแผ่กระจายคลื่น ได้ถูกพัฒนาออกมาใน

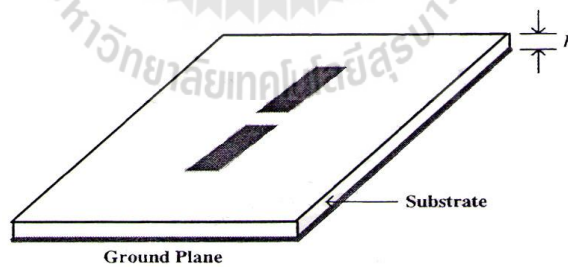
ลักษณะที่แตกต่างกันออกไปตามวัสดุประสงค์ของการใช้งาน เช่น แพทช์รูปสี่เหลี่ยม รูปวงกลม หรือรูปแบบทางเรขาคณิตอื่นๆ ดังรูปที่ 2.3



ก) สายอากาศแผ่นพิมพ์แบบแพทช์สี่เหลี่ยม



ข) สายอากาศแผ่นพิมพ์แบบแพทช์วงกลม

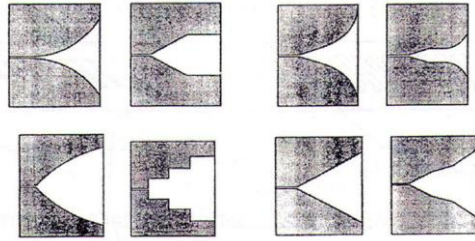


ค) สายอากาศไดโพลแบบแผ่นพิมพ์

### รูปที่ 2.3 สายอากาศแผ่นพิมพ์ในรูปแบบทางเรขาคณิตต่างๆ

นอกจากนี้ในปี ค.ศ. 1980 ได้มีการพัฒนาสายอากาศซึ่งมีตัวแผ่กระจายคลื่นแบบร่องที่ทำจากแผ่นพิมพ์ (printed slot radiator) มาใช้งานสำหรับย่านไมโครเวฟที่มีความถี่สูงกว่า 10 GHz ซึ่งในปัจจุบันยังคงเป็นที่สนใจในการพัฒนาออกมาในหลายลักษณะและหลายรูปแบบอย่างต่อเนื่อง

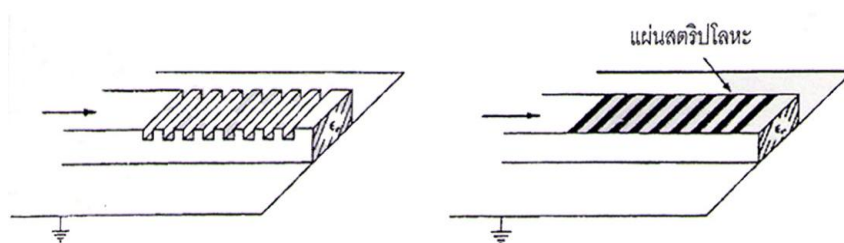
ดังแสดงในรูปที่ 2.4 โดยสามารถนำมาใช้กับวงจรรวมทางอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างสะดวกและเหมาะสมมากยิ่งขึ้น



รูปที่ 2.4 สายอากาศซึ่งมีตัวแผ่กระจายคลื่นแบบร่องที่ทำจากแผ่นพิมพ์

### ง) สายอากาศแบบคลื่นรั่ว

สายอากาศแบบคลื่นรั่ว (leaky-wave antennas) สายอากาศชนิดนี้ถูกออกแบบจากท่อนำคลื่นที่ใช้งานกับความถี่ไมโครเวฟในย่านมิลลิเมตร (millimeter wave) เช่น ท่อนำคลื่นแบบไดอิเล็กตริก (dielectric guide) สายส่งแบบไมโครสตริป (microstrip line) สายส่งแบบระนาบร่วม (coplanar line) และสายส่งแบบร่อง (slot line) สายอากาศแบบนี้จะถูกนำไปใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 30 GHz ขึ้นไป รวมทั้งความถี่อินฟราเรด (infrared frequency) ด้วย โดยโครงสร้างของสายอากาศจะถูกทำให้ขาดความต่อเนื่องด้วยระยะที่เท่าๆกัน (periodical discontinuity) ที่ปลายของท่อหรือของสายส่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.5 ทำให้เกิดการแผ่คลื่นในลักษณะที่คล้ายกับการรั่วออกมาที่ผิวของไดอิเล็กตริกหรือที่ผิวของสายส่งที่ถูกนำมาทำเป็นสายอากาศแบบคลื่นรั่วนี้ ซึ่งปัจจุบันสายอากาศแบบนี้ยังคงเป็นที่สนใจของนักวิจัยอยู่ตลอดเวลา เนื่องจากสามารถสร้างออกมาได้ในหลายรูปแบบมาก



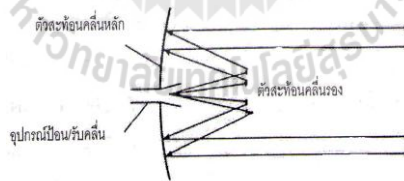
ก) ทำให้ขาดความต่อเนื่องโดยการเจาะร่องสตริปโลหะ ข) ทำให้ขาดความต่อเนื่องโดยการติดเส้น  
รูปที่ 2.5 สายอากาศแบบคลื่นรั่วซึ่งเกิดจากการทำให้ปลายของท่อนำคลื่นไดอิเล็กตริกขาดความต่อเนื่อง

## จ) สายอากาศแบบตัวสะท้อน

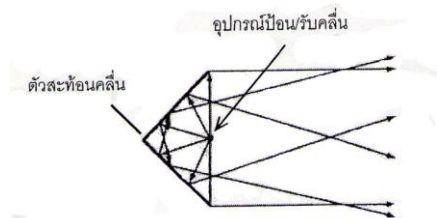
หลักการของสายอากาศแบบตัวสะท้อน (reflector antennas) จะใช้หลักการในการรวมพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งหมดที่เดินทางเป็นเส้นขนานและตกกระทบกับผิวของตัวสะท้อนให้ไปอยู่ที่ตำแหน่งจุดโฟกัส (focal point) ซึ่งอยู่ด้านหน้าของตัวสะท้อนและจะเป็นบริเวณที่มีการติดตั้งเครื่องรับสัญญาณ (receiver) หรืออุปกรณ์เครื่องรับสัญญาณ (feeder) เอาไว้ ณ จุดนี้ ในทางตรงกันข้ามเมื่อมีการส่งคลื่นจากจุดโฟกัสลงไปตกกระทบกับผิวของตัวสะท้อน ก็จะเกิดการสะท้อนของคลื่นในลักษณะของคลื่นที่เป็นเส้นขนานกันออกไปในอากาศอิสระ ลักษณะผิวของตัวสะท้อนที่สามารถให้คุณสมบัติของการสะท้อนดังกล่าว ได้แก่ ตัวสะท้อนแบบจานที่มีผิวโค้งเป็นแบบพาราโบลา (parabolic dish) ตัวสะท้อนแบบมุม (corner reflector) หรือตัวสะท้อนแบบอื่นๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.6



ก) ตัวสะท้อนแบบพาราโบลาที่มีอุปกรณ์ป้อน/รับคลื่นอยู่ด้านหน้า (front feed)



ข) ตัวสะท้อนแบบพาราโบลาที่มีอุปกรณ์ป้อน/รับคลื่นแบบคาสเซิกรีน (cassegrain feed)

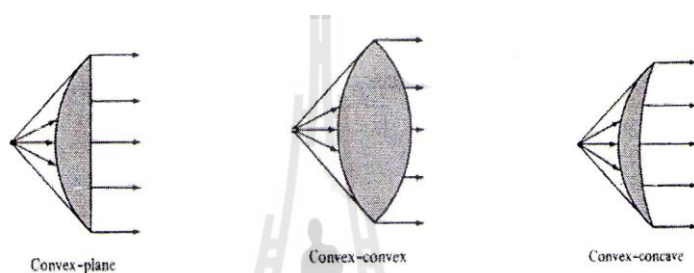


ค) ตัวสะท้อนแบบมุมที่มีอุปกรณ์ป้อน/รับคลื่นด้านหน้า

รูปที่ 2.6 สายอากาศแบบตัวสะท้อนชนิดต่างๆ

## ฉ) สายอากาศแบบเลนส์

สายอากาศแบบเลนส์ (lens antennas) จะมีหลักการทำงานคล้ายกับตัวสะท้อนที่ใช้ในสายอากาศแบบตัวสะท้อน โดยทำหน้าที่รวมเอาพลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่กระจกระบายในทิศทางที่ไม่คงที่ให้อยู่ในรูปของคลื่นระนาบสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic plane wave) โดยทั่วไปมักจะนำเลนส์มาใช้เป็นตัวสะท้อนในงานความถี่สูงมากๆ (สูงกว่า 100 GHz) และมีการแบ่งชนิดและตั้งชื่อของเลนส์ตามรูปร่างและชนิดของวัสดุที่ใช้ ดังแสดงในรูปที่ 2.7



ก) สายอากาศแบบเลนส์ ซึ่งมีดัชนีของการหักเห (Index of Refraction)  $n > 1$



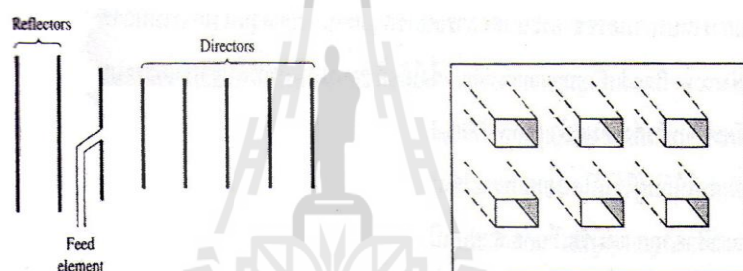
ข) สายอากาศแบบเลนส์ ซึ่งมีดัชนีของการหักเห (Index of Refraction)  $n < 1$

รูปที่ 2.7 สายอากาศแบบเลนส์ซึ่งแบ่งตามรูปร่างและวัสดุ

## ช) สายอากาศแถวลำดับ

สายอากาศแถวลำดับ (array antennas) เป็นการนำสายอากาศมาจัดเป็นแถวลำดับ คือ การนำสายอากาศหรือตัวแผ่กระจายคลื่นที่มีลักษณะเหมือนกันตั้งแต่สองตัวขึ้นไป มาจัดวางเรียงลำดับกันตามรูปทรงเรขาคณิต เพื่อให้ได้คุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่นตามลักษณะเฉพาะที่ผู้ออกแบบ

ต้องการ ซึ่งแตกต่างจากที่ได้จากคุณสมบัติของสายอากาศเพียงตัวเดียว นอกจากการจัดวางตัวให้เป็นแถวลำดับของสายอากาศเพื่อให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการแล้ว ยังสามารถควบคุมการเปลี่ยนทิศของรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของแถวลำดับหรือควบคุมการวาดด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์ (electronic scanning) โดยการควบคุมการเลื่อนเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณที่ป้อนให้กับแถวลำดับ การจัดแถวลำดับแบบนี้จะเรียกว่า การจัดแถวลำดับเชิงเฟส (phase arrays) ทั้งนี้การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแบบแถวลำดับนี้จะไม่มัลักษณะที่คงตัว แต่จะขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของการใช้งาน ในปัจจุบันได้นำเอาเทคโนโลยีด้านการประมวลผลสัญญาณ (signal processing) มาช่วยในการออกแบบทำให้เกิดนวัตกรรมใหม่ๆ เช่น สายอากาศเก่ง (smart antennas) และสายอากาศติดตาม (tracking antennas) เป็นต้น สายอากาศแถวลำดับที่เห็นกันทั่วไป ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.8

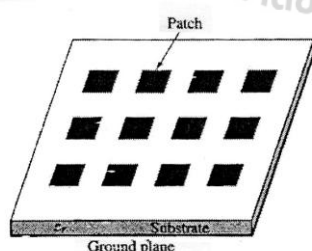


ก) แถวลำดับแบบยาเกิ-อุดะ

ข) แถวลำดับแบบช่องเปิด

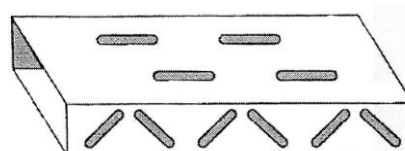
(Yagi-Uda array)

(aperture array)



ค) แถวลำดับแบบแพทช์ไมโครสตริป

(microstrip patch array)



ง) แถวลำดับแบบร่องบนท่อนำคลื่น

(slotted waveguide array)

รูปที่ 2.8 สายอากาศแบบแถวลำดับที่สร้างจากสายอากาศพื้นฐานชนิดต่างๆ



## 2.4 สายอากาศไมโครสตริป

ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ และใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆ ของวงจรไมโครเวฟ เนื่องจากไมโครสตริปมีขนาดเล็กจึงเหมาะสำหรับทำวงจรรวมของไมโครเวฟ (Microwave Integrated Circuit : MIC) แต่ก็มีข้อจำกัดที่สามารถรับกำลังได้ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่น นอกจากนี้ยังมีค่าการลดทอนสัญญาณค่อนข้างสูงด้วย ดังนั้นจึงใช้ในการส่งผ่านและการจัดการกับสัญญาณที่มีระดับต่ำและในบริเวณจำกัด เช่น ภายในแผ่นวงจรพิมพ์ อันเดียวกัน เป็นต้น ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงแนวคิดในการวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริป การออกแบบไมโครสตริป ชิ้นส่วนวงจรไมโครสตริปแบบต่างๆ และตัวอย่างวงจรไมโครสตริปที่มีใช้อย่างกว้างขวางในทางปฏิบัติ

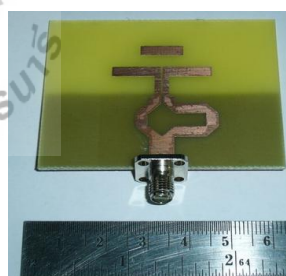
### 2.4.1 ประเภทของสายอากาศไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปมีหลายประเภท แต่แบ่งตามการใช้งานได้สามประเภทดังนี้

ก) สายอากาศแบบแพร่กระจายคลื่นตามแนวกว้าง เพื่อการสื่อสารตามแนวกว้างของแผ่นทองแดง สายอากาศแบบนี้จะมีทิศทางการส่งสัญญาณตั้งฉากกับแผ่นทองแดง ตัวอย่างดังรูปที่ 2.9 ก



ก) สายอากาศไมโครสตริป  
ที่แพร่กระจายคลื่นตามแนวกว้าง



ข) สายอากาศไมโครสตริป  
ที่แพร่กระจายคลื่นตามแนวยาว

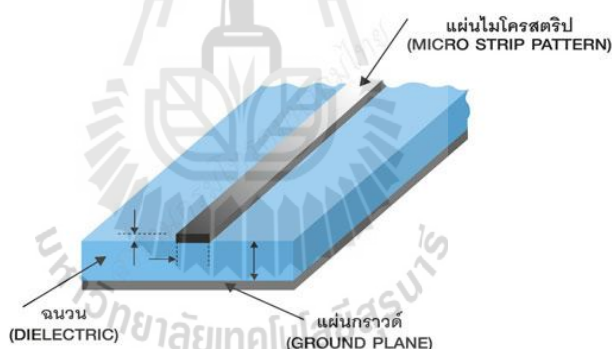
รูปที่ 2.9 ตัวอย่างสายอากาศไมโครสตริป

ข) สายอากาศที่แพร่กระจายคลื่นตามแนวยาว เพื่อการสื่อสารในทิศทางตัดขวางของแผ่นทองแดง สายอากาศแบบนี้จะมีทิศทางการส่งสัญญาณตามแนวเดียวกับแผ่นทองแดง ตัวอย่างดังรูปที่ 2.9ข

ค) สายอากาศอื่นๆ เป็นสายอากาศที่ออกแบบมาเฉพาะการใช้งานชนิดหนึ่งๆอาจมีมากกว่าสอง ทิศทางหรืออาจปรับเปลี่ยนทิศทางได้ตามความถี่ที่ใช้งาน

## 2.4.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.10 กล่าวคือจะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบๆ อยู่บนชั้นสเตรต (substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของชั้นสเตรตเป็นผิวโลหะ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในชั้นสเตรตบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบๆกับผิวโลหะด้านล่าง ความหนาแน่นของชั้นสเตรตนั้นจะประมาณ 2 mm หรือต่ำกว่าลงมา ความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต้องการ สำหรับความหนาแน่นของตัวสตริปเองนั้นจะมีค่าประมาณ  $5 \mu\text{m}$  หรือ  $10 \mu\text{m}$  ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบาง หรือแบบฟิล์มหนาในการสร้างสตริปนั้น



รูปที่ 2.10 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป

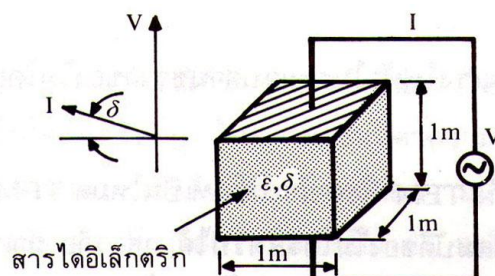
สำหรับชั้นสเตรตที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ตารางที่ 2.1 แสดงตัวอย่างของชั้นสเตรตชนิดต่างๆ และคุณสมบัติที่สำคัญของชั้นสเตรตซึ่งได้แก่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ค่า  $\tan \delta$  ที่ความถี่ 10 GHz ค่าคงตัวของการนำความร้อน (thermal conductivity) ความขรุขระของผิว และความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (dielectric strength)

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของฉนวนประเภทต่างๆ

วัสดุ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ $\epsilon_r$	$\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัวของ การนำความร้อน $W/cm^2 / ^\circ C$	ความขรุขระของผิว $\mu m$	ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า $kV/cm$
อะลูมินา (alumina)					
99.5%	10	$1 \sim 2 \times 10^{-4}$	0.3	2-8	$4 \times 10^3$
96%	9	$6 \times 10^{-4}$	0.28	20	$4 \times 10^3$
แซฟไฟร์ (sapphire)	9.4 และ 11.6	$1 \times 10^{-4}$	0.4	1	$4 \times 10^3$
แก้ว (ผลึกเดี่ยว)	(ผลึกเดี่ยว)	$20 \times 10^{-4}$	0.01	1	—
ควอตซ์	5	$1 \times 10^{-4}$	0.01	1	$10 \times 10^3$
GaAs	3.8	$6 \times 10^{-4}$	0.3	1	350
	13				

ความหมายของคุณสมบัติที่กล่าวมาจะเป็นดังนี้คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะบ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอวกาศว่าง ค่านี้จะส่งผลทำให้อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปเปลี่ยนแปลง ค่า  $\tan \delta$  นั้นคือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลซเมนต์ เมื่อนำสารไดอิเล็กตริกนั้นไปคั่นระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นคาแพซิเตอร์ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.11 เมื่อเขียน  $\epsilon = \epsilon' - j \frac{\sigma}{\omega}$  ค่า  $\tan \delta$  ก็จะเท่ากับ  $\frac{\sigma}{\omega \epsilon'}$  ซึ่งค่านี้ก็จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี ค่าคงตัวของ การนำความร้อนนั้นจะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นจะมี ความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี ความขรุขระของผิวนั้น จัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะถ้าผิวขรุขระเกินไปก็จะทำให้การใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบางทำได้ลำบาก นอกจากนั้นก็จะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริปด้วย

เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้านั้นจะบ่งบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ



รูปที่ 2.11 การคิดค่า  $\tan \delta$

เมื่อพิจารณาคูสมบัติของชั้นสเตรตแบบต่างๆ ตามตารางที่ จะเห็นได้ว่าชั้นสเตรตแบบอะลูมินามีคุณสมบัติในหลายๆข้อถึงแม้จะมีความขรุขระไม่ต่ำมากนัก ดังนั้นอะลูมินาจึงเป็นชั้นสเตรตที่นิยมใช้กันมาก สำหรับ GaAs นั้นจะใช้ในกรณีที่ทำวงจรรวมของไมโครเวฟเป็นหลัก เนื่องจาก GaAs เป็นชั้นสเตรตที่ใช้ทำชิ้นส่วนแอกทีฟสารกึ่งตัวนำแบบต่างๆ ในย่านไมโครเวฟได้ดี

#### 2.4.3 ส่วนประกอบของสายอากาศไมโครสตริป

แม้ว่าสายอากาศชนิดนี้จะมีรูปร่างที่แตกต่างกันไปหลายแบบ แต่ส่วนประกอบยังคงเหมือนกันคือ

ก) หัวเชื่อมต่อ คืออุปกรณ์ที่ใช้เชื่อมระหว่างสายอากาศกับ อุปกรณ์ส่งข้อมูล โดยปกติแล้วจะใช้ตามมาตรฐาน SMA ซึ่งเป็นมาตรฐานสากล แต่มาตรฐาน SMA นี้ก็สามารถแบ่งย่อยลงไปได้อีกกว่าสิบชนิด เพื่อให้ตรงกับการใช้งานมากที่สุดถ้าใช้ผิดประเภทแล้วจะไม่สามารถต่อกันได้หรือถ้าได้ก็จะลดประสิทธิภาพในการส่งสัญญาณลดลง

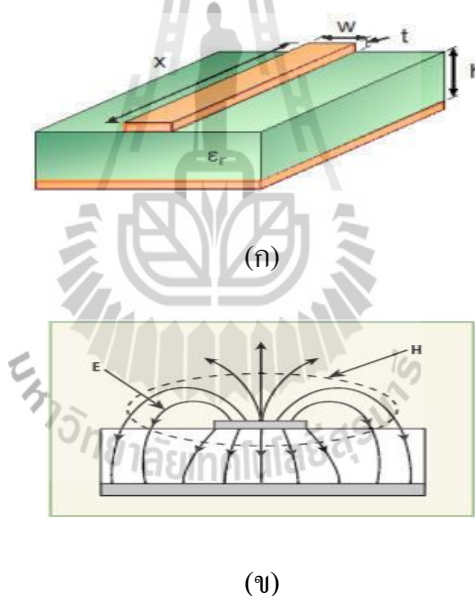
ข) แผ่นทองแดง เป็นฐานของทองแดงซึ่ง ทองแดงนี้คือเสาอากาศขนาดเล็กนั่นเอง เมื่อความถี่สูงขึ้น จึงมีขนาดเล็กลงจนไม่สามารถคงรูปเดิมได้ จึงต้องมีแผ่นทองแดงมายึด โครงสร้างของสายอากาศเอาไว้

แผ่นทองแดงนี้มีหลายชนิดในประเทศไทย แล้วแผ่นทองแดงแบบ เอฟอาร์พี หรือแผ่นที่หนา 1.6 มิลลิเมตร มีใช้อย่างแพร่หลายที่สุดเพราะราคาถูกและสามารถหาได้ง่าย แบ่งย่อยได้เป็น 2

ชนิดคือ แบบด้านเดียวและแบบสองด้านตามการใช้งาน สามารถหาได้ตามแหล่งอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป แต่แผ่นทองแดงแบบเอพาร์โพร์ มีข้อเสีย คือการส่งสัญญาณที่ไม่ดีมากนัก

#### 2.4.4 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

ไมโครสตริปเป็นสายส่งชนิดหนึ่งที่นิยมใช้กันเป็นจำนวนมาก เพราะสามารถทำการสร้างและนำไปใช้งานกับอุปกรณ์ทางด้านไมโครเวฟที่เป็นพาสซีฟ (passive) และแอคทีฟ (active) ได้ง่าย รูปที่ 2.12(ก) แสดงถึงรูปทางเรขาคณิตของไมโครสตริปซึ่งเป็นตัวนำไฟฟ้าที่มีความกว้างเป็น  $w$  เป็นแผ่นบางๆ พิมพ์ลงบนฉนวนไฟฟ้าที่มีกราวด์อยู่ชั้นล่างมีความหนาเป็น  $d$  ที่มีค่าสภาพยอมได้ (permittivity:  $\epsilon_r$ ) รูปที่ 2.12(ข) แสดงถึงเส้นสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าของไมโครสตริป



รูปที่ 2.12 สายอากาศไมโครสตริป (ก) รูปเรขาคณิต (ข) เส้นสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า

ในความเป็นจริงแล้วการมีอยู่ของฉนวนไฟฟ้าที่บริเวณเหนือบริเวณสตริป ( $y > d$ ) มีเส้นแรงอยู่ภายในฉนวนไฟฟ้าเกือบจะทั้งหมด และจะมีอยู่ระหว่างตัวนำกับกราวด์ด้วยบางส่วน ด้วยเหตุผลนี้เองจึงทำให้ ไมโครสตริปไม่สามารถรองรับคลื่น TEM (Transverse ElectroMagnetic) ได้ เนื่องจากมีความเร็วเฟสที่อยู่ในฉนวนไฟฟ้าเท่ากับ  $c/\sqrt{\epsilon_r}$  แต่ความเร็วในอากาศมีค่าเท่ากับ  $c$  ดังนั้นความเร็วเฟสที่อยู่บริเวณผิวหน้าของฉนวนไฟฟ้ากับอากาศจึงไม่เป็นไปตาม TEM-type wave

ในสายอากาศไมโครสตริปประกอบไปด้วยคลื่นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก อย่างไรก็ตามตามทฤษฎีสนามไฟฟ้าที่อยู่ด้านล่างจะต้องเป็นแบบที่บาง หรือ ( $d \ll \lambda$ ) และสนามเป็น quasi-TEM ซึ่งค่าความเร็วเฟส และค่าคงที่การแผ่กระจายคลื่นสามารถแสดงเป็นสูตรได้ดังนี้

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.1)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (2.2)$$

เมื่อค่า  $\epsilon_e$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective dielectric constant) ของไมโครสตริป

$c$  คือ ความเร็วแสงมีค่า  $3 \times 10^8 \text{ m/s}$

$k_0$  คือ เลขคลื่น (wave number)

เนื่องจากบางเส้นของสนามอยู่ในฉนวนไฟฟ้า แต่บางเส้นอยู่ในอากาศ ดังนั้นค่า  $\epsilon_e$  จึงมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

และขึ้นอยู่กับความหนาของฉนวนไฟฟ้าที่อยู่ด้านล่าง ( $d$ ) และความกว้างของตัวนำไฟฟ้า ( $W$ ) สูตรของไมโครสตริปสำหรับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ค่าลักษณะเฉพาะของอิมพีแดนซ์ (characteristic impedance:  $Z_0$ ) และค่าการลดทอน (attenuation:  $\alpha$ ) มีค่าดังนี้

หาค่า  $\epsilon_e$  ได้จาก

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W}}} \quad (2.3)$$

หาค่า  $Z_0$  ได้จาก

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) & ; W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[ \frac{W}{d} + 1.393 - 0.667 \ln\left(\frac{W}{d} + 1.444\right) \right]} & ; W/d \geq 1 \end{cases} \quad (2.4)$$

จากค่า  $Z_0$ ,  $\epsilon_e$  จะหาค่า  $W/d$  ได้จาก

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & ; W/d > 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 + \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & ; W/d > 2 \end{cases} \quad (2.5)$$

เมื่อ

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

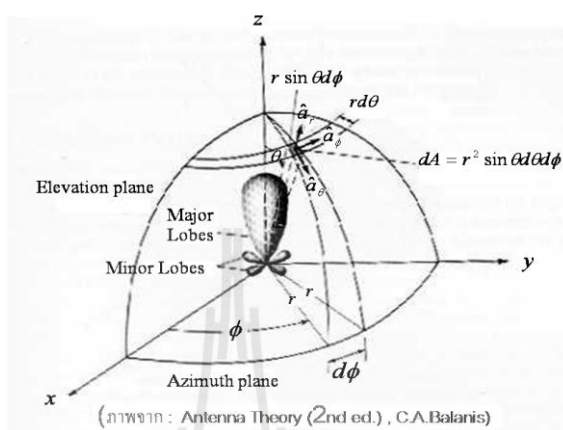
$$B = \frac{377\pi}{2Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}$$

## 2.5 พารามิเตอร์มูลฐานของสายอากาศ

### 2.5.1 แบบรูปการแผ่พลังงาน

การนำเสนอคุณสมบัติในการแผ่พลังงานของสายอากาศเชิงกราฟฟิกหรือฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของพิกัดเชิงตำแหน่ง (space coordinates) ในการพิจารณาแบบรูปการแผ่คลื่นจะต้องกระทำในบริเวณสนามระยะไกล (far-field region) และจะนำเสนอในลักษณะฟังก์ชันของพิกัดเชิงทิศทาง (directional coordinates) เสมอ ซึ่งคุณสมบัติการแผ่คลื่นนี้จะสามารถพิจารณารวมถึงความหนาแน่นเส้นแรงแก้งกำลังงาน (power flux density) ความเข้มการแผ่กระจายกำลัง

งาน (radiation intensity) ความแรงของสนาม ( field strength) เฟสของการชี้หน้า ( directivity phase) หรือการแยกขั้วคลื่น (polarization) ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 ระบบพิกัดทรงกลมซึ่งใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ

### ก. แบบรูปการแผ่คลื่นแบบไอโซทรอปิกแบบมีทิศทางและแบบรอบตัวในระนาบเดียว

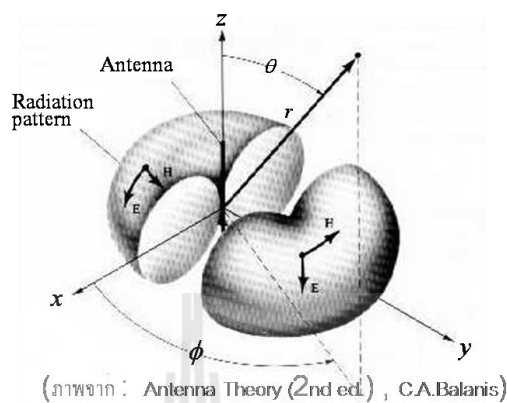
ตัวแผ่คลื่นแบบไอโซทรอปิก (isotropic radiator) คือ สายอากาศที่สมมุติขึ้นมาว่าปราศจากการสูญเสียและมีการแผ่คลื่นออกมาเท่ากันทุกทิศทางทุกทาง

สายอากาศแบบมีทิศทาง (directional antenna) คือ สายอากาศที่มีคุณสมบัติในการแผ่หรือรับคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในทิศทางใดทิศทางหนึ่งมากกว่าทิศทางอื่นๆ คำนี้มักจะใช้กับสายอากาศที่มีสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด (maximum directivity) มากกว่าของสายอากาศใดโพลความยาวคลื่น

แบบรูปการแผ่คลื่นแบบรอบตัวในระนาบเดียว (omnidirectional pattern) คือแบบรูปการแผ่คลื่นที่ไม่มีทิศทางในระนาบที่กำหนดให้ในที่นี้คือมุมอาซิมุท ( azimuth) และระนาบที่อยู่ตั้งฉากกันจะมีแบบรูปการแผ่คลื่นเป็นแบบมีทิศทาง ในกรณีคือมุมเอซ (elevation) แบบรูปการแผ่คลื่นแบบ



รอบตัวในระนาบเดียวแสดงดังรูปที่ 2.14



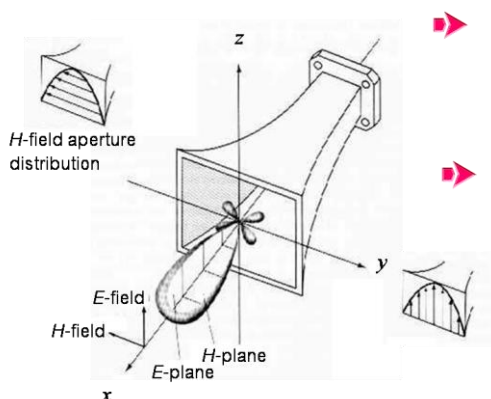
รูปที่ 2.14 แบบรูปการแผ่คลื่นแบบรอบตัวในระนาบเดียว

### ข. แบบรูปการแผ่พลังงานหลัก

พฤติกรรมของสายอากาศที่มีการแยกขั้วคลื่นเชิงเส้นมักจะอธิบายรูปแบบการแผ่คลื่นในเทอมของแบบรูปการแผ่คลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และสนามแม่เหล็ก (H-plane) แสดงดังรูปที่ 2.15

ระนาบสนามไฟฟ้า ( E-plane) คือระนาบที่ประกอบไปด้วยเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและทิศทางที่มีการแผ่คลื่นสูงสุด (ระนาบ x-z หรือระนาบ มุมเงย,  $\varphi = 0$ )

ระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) คือระนาบที่ประกอบไปด้วยเวกเตอร์สนามแม่เหล็กและทิศทางที่มีการแผ่คลื่นสูงสุด (ระนาบ x-y หรือระนาบมุมอาซิมุท,  $\theta = \pi/2$ )



(ภาพจาก : Antenna Theory (2nd ed.), C.A.Balanis)

**รูปที่ 2.15** แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานหลักในระนาบสนามไฟฟ้า และแม่เหล็กของสายอากาศปากแตรทรงพีรามิด

### ค. โหลบของแบบรูปการแผ่พลังงาน

**โหลบการแผ่คลื่น ( radiation lobe)** คือส่วนต่างๆของแบบรูปการแผ่คลื่นที่บ่งบอกถึงบริเวณที่มีความเข้มของการแผ่คลื่นแตกต่างกันอย่างไร สามารถแบ่งได้เป็นกลุ่มต่างๆ ได้ คือ โหลบหลัก โหลบย่อย โหลบด้านข้าง และ โหลบด้านหลัง แสดงดังรูปที่ 2.16

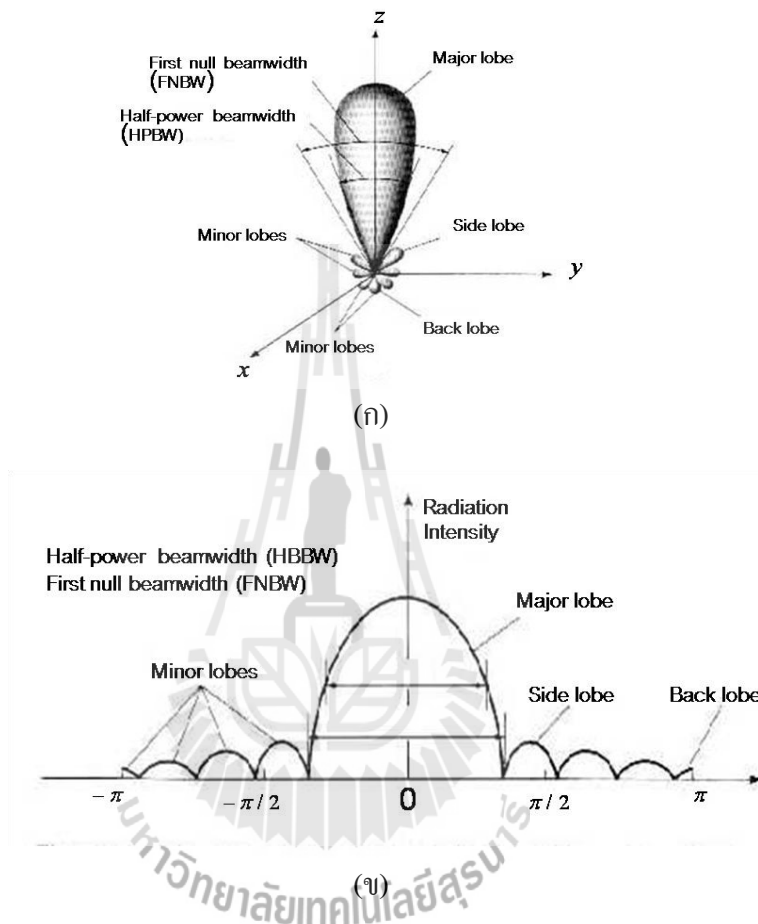
**โหลบหลัก ( major/main lobe)** คือโหลบของแบบรูปการแผ่คลื่นที่มีทิศทางการแผ่คลื่นสูงสุด (ในรูปที่ 2.16 จะอยู่ที่  $\theta = 0$ )

**โหลบย่อย (minor lobe)** คือโหลบใดๆ ที่ปรากฏอยู่นอกเหนือจากโหลบหลัก

**โหลบด้านข้าง ( side lobe)** คือ โหลบของแบบรูปการแผ่คลื่นในทิศทางใดๆ ที่นอกเหนือจากทิศทางหลัก มักจะพิจารณาในโหลบที่อยู่ด้านข้างของโหลบหลักและอยู่บนครึ่งวงกลมเดียวกันกับโหลบหลัก

**โหลบด้านหลัง ( back lobe)** คือ โหลบของแบบรูปการแผ่คลื่นที่มีทิศทางการแผ่คลื่นตรงกันข้ามกับโหลบหลัก หรืออยู่ที่ประมาณ 180 องศาเมื่อเทียบกับโหลบหลัก

อัตราส่วนของโหลบด้านข้าง ( side lobe ratio) หรือระดับของโหลบด้านข้าง ( side lobe level) มักจะกำหนดไว้ที่ระดับ -20 dB หรือต่ำกว่า เพื่อลดการผิดพลาดในการเล็งเป้าหมายอันเกิดมาจากโหลบด้านข้างนี้



(ภาพจาก : Antenna Theory (2nd ed.), C.A.Balanis)

รูปที่ 2.16(ก) แสดงโหลบการแผ่คลื่นและความกว้างลำของแบบรูปการแผ่คลื่นของสายอากาศ

(ข) ภาพพล็อตเชิงเส้นของแบบรูปกำลังงานและโหลบที่เกิดขึ้นและความกว้างลำของ

แบบรูปการแผ่คลื่น

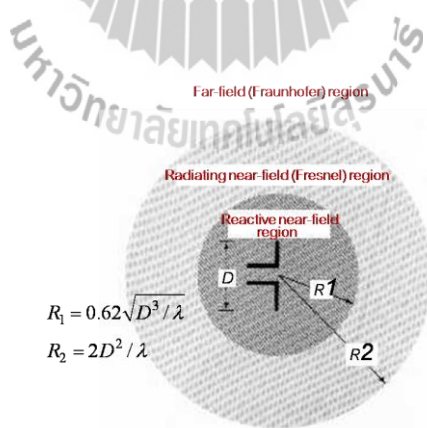
### ง. บริเวณสนาม

บริเวณสนาม (field region) อากาศอิสระที่อยู่ล้อมรอบสายอากาศจะถูกแบ่งออกเป็น 3 บริเวณ ได้แก่บริเวณสนามระยะใกล้รีแอคทีฟ บริเวณสนามระยะใกล้ที่มีการแผ่ และบริเวณสนามระยะไกล

**บริเวณสนามระยะใกล้รีแอคทีฟ (reactive near-field region)** คือส่วนของบริเวณสนามระยะใกล้ที่อยู่โดยรอบสายอากาศโดยตรง สนามที่เกิดขึ้นบริเวณนี้จะเป็นสนามรีแอคทีฟ

**บริเวณสนามระยะใกล้ที่มีการแผ่ (radiating near-field (Fresnel) region)** คือบริเวณของสนามของสายอากาศที่เกิดขึ้นระหว่างบริเวณสนามระยะใกล้รีแอคทีฟกับบริเวณสนามระยะไกล ถ้าขนาดที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่น สนามบริเวณนี้จะไม่เกิดขึ้น

**บริเวณสนามระยะไกล (far-field (Fraunhofer) region)** คือบริเวณของสนามของสายอากาศซึ่งมีการกระจายของสนามเชิงมุมไม่ขึ้นอยู่กักระยะทางที่ห่างออกมาจากตัวสายอากาศบริเวณต่างๆของสนามที่เกิดขึ้นของสายอากาศ แสดงดังรูปที่ 2.17

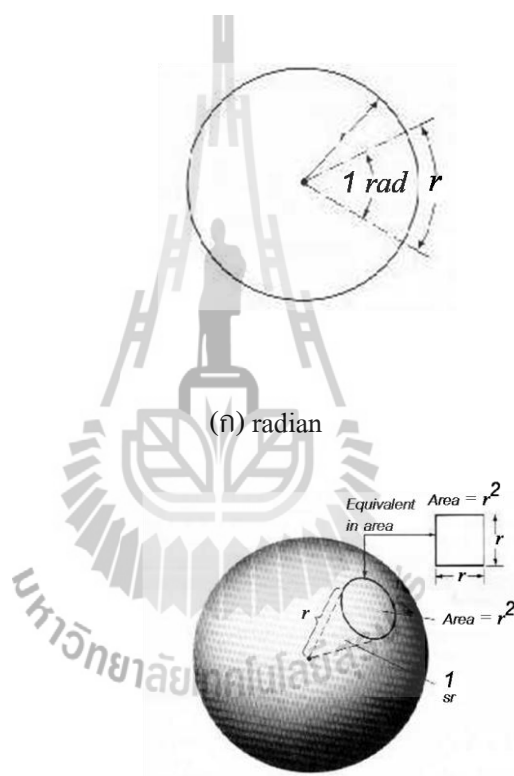


(ภาพจาก : Antenna Theory (2nd ed.), C.A.Balanis)

รูปที่ 2.17 บริเวณสนามที่เกิดขึ้นของสายอากาศ

### จ. เรเดียน และสเตอเรเดียน

การวัดมุมเชิงระนาบ (plane angle) มีหน่วยเป็นเรเดียน (radian) และการวัดมุมเชิงรูปทรงหรือรูปตัน (solid angle) ของทรงกลมมีหน่วยเป็น สเตอเรเดียน (steradian) สำหรับพื้นที่เล็กๆ  $dA$  บนผิวของทรงกลมที่มีรัศมี  $r$  สามารถกำหนดได้โดย  $dA = r^2 \sin\theta d\theta d\phi$  และอีลิเมนต์ของมุมรูปตัน  $d\Omega$  ของทรงกลมสามารถกำหนดได้โดย  $d\Omega = \frac{dA}{r^2} = \sin\theta d\theta d\phi$  ความแตกต่างระหว่างเรเดียนและสเตอเรเดียน แสดงดังรูปที่ 2.18



(ภาพจาก : Antenna Theory (2nd ed.), C.A.Balanis)

รูปที่ 2.18 รูปทรงทางเรขาคณิตที่ใช้แสดงความแตกต่างระหว่างเรเดียนและสเตอเรเดียน

## 2.5.2 ความหนาแน่นกำลังงานที่แผ่กระจาย

ความหนาแน่นกำลังงานที่แผ่กระจาย ( radiation power density) คือ ปริมาณที่ใช้ในการอธิบายกำลังที่เกิดจากคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ก็คือ เวกเตอร์พอยดิงชั่วขณะ ( instantaneous poynting vector) ซึ่งกำหนดได้โดย

$$W = E \times H \quad (2.6)$$

โดยที่  $W$  คือ เวกเตอร์พอยดิงชั่วขณะ มีหน่วยเป็น  $W/m^2$

$E$  คือ ความเข้มสนามไฟฟ้าชั่วขณะ (instantaneous electric field intensity) มีหน่วยเป็น  $V/m$

$H$  คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กชั่วขณะ (instantaneous magnetic field intensity) มีหน่วยเป็น  $A/m$

เนื่องจากเวกเตอร์พอยดิง ก็คือความหนาแน่นกำลัง ( power density) กำลังรวม (total power) ที่ตัดผ่านพื้นที่ผิวปิด สามารถหาได้จากโดยการอินทิเกรตองค์ประกอบที่ตั้งฉาก ( normal component) ของเวกเตอร์พอยดิงที่อยู่เหนือพื้นผิวทั้งหมด ในรูปของสมการ

$$P = \iint_S W \cdot ds = \iint_S W \cdot \hat{n} da \quad (2.7)$$

โดยที่  $P$  คือ กำลังรวมชั่วขณะ (instantaneous total power) มีหน่วยเป็นวัตต์ (W)

$\hat{n}$  คือ เวกเตอร์หน่วย (unit vector) ที่ตั้งฉากกับพื้นผิว

$da$  คือ พื้นที่เล็กๆ ของพื้นผิวปิด (closed surface) มีหน่วยเป็นตารางเมตร ( $m^2$ )

สำหรับรูปแบบที่ใช้แสดงการเปลี่ยนแปลงของฮาร์โมนิกเชิงเวลา ( time-harmonic variation)  $e^{j\omega t}$  สามารถที่จะกำหนดสนามเชิงซ้อน ( complex field) ของ  $E$  และ  $H$  ได้ ซึ่งจะสัมพันธ์กับส่วนที่เกิดขึ้นแบบชั่วขณะของ  $E$  และ  $H$  นั่นคือ

$$E(x, y, z; t)e^{j\omega t} = \text{Re}[E(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (2.8)$$

$$H(x, y, z; t) = \text{Re}[H(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (2.9)$$

เมื่อใช้คุณลักษณะสมการของ  $\text{Re}[Ee^{j\omega t}] = 0.5[Ee^{j\omega t} + E^*e^{-j\omega t}]$  สมการที่ (2.6) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$W = E \times H = 0.5 \text{Re}[E \times H^*] + 0.5 \text{Re}[E \times He^{j2\omega t}] \quad (2.10)$$

เทอมแรกของ (2.10) จะไม่เป็นฟังก์ชันของเวลา และการเปลี่ยนแปลงของนิพจน์ที่สอง จะมีค่าเป็นสองเท่าของค่าที่กำหนดให้ ค่าเวกเตอร์พอยดิงเฉลี่ยเชิงเวลา ก็คือความหนาแน่นกำลังเฉลี่ย (average power density) สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$W_{av}(x, y, z) = W[(x, y, z; t)]_{av} = 0.5 \text{Re}[E \times H^*] \quad (W/m^2) \quad (2.11)$$

ซึ่งแสดงว่าความหนาแน่นกำลังที่เกิดจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศในบริเวณสนามระยะไกลส่วนใหญ่จะมีค่าเป็นจำนวนจริง ซึ่งสามารถกล่าวได้ว่าส่วนนี้เป็นเสมือนความหนาแน่นการแผ่คลื่น (radiation density) เมื่อใช้พื้นฐานจากนิยามใน (2.11) ค่ากำลังเฉลี่ยที่แผ่ออกมาโดยสายอากาศ (radiated power) สามารถเขียนเป็นสมการได้ คือ

$$P_{rad} = P_{av} = \iint_s W_{rad} \cdot ds = \iint_s W_{av} \cdot \hat{n} da \quad (2.12)$$

ตัวแผ่คลื่นแบบไอโซทรอปิก (isotropic radiator) เป็นแหล่งกำเนิดในอุดมคติ ซึ่งมีการแผ่คลื่นออกไปเท่ากันหมดทุกทิศทาง จึงมีองค์ประกอบเฉพาะในแนวรัศมีเท่านั้น ดังนั้นในการหา กำลังงานรวมที่มีการแผ่คลื่นออกไป สามารถกำหนดได้โดย

$$P_{rad} = \iint_s W_{rad} \cdot ds = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\hat{a}_r W_0(r)] \cdot [\hat{a}_r r^2 \sin \theta d\theta d\varphi] = 4\pi r^2 W_0 \quad (2.13)$$

และความหนาแน่นกำลังงานงาน สามารถหาได้โดย

$$W_0 = \hat{a}_r W_0 = \hat{a}_r \left( \frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \right) \quad (W/m^2) \quad (2.14)$$

จะเห็นว่าเป็นการกระจายตลอดผิวของทรงกลมซึ่งมีรัศมี  $r$  อย่างสม่ำเสมอ

### 2.5.3 ความเข้มของการแผ่พลังงาน

ความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงาน ในทิศทางที่กำหนดให้ คือ กำลังงาน ที่เคลื่อนแผ่กระจายออกจากสายอากาศต่อหนึ่งหน่วยมุมตัน สามารถเขียนให้อยู่ในรูปคณิตศาสตร์ได้ คือ

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.15)$$

โดยที่  $U$  คือ ความเข้มการแผ่กระจายกำลังงาน มีหน่วยเป็น  $W/\text{unit solid angle}$

$W_{rad}$  คือ ความหนาแน่นการแผ่กระจายกำลังงาน มีหน่วยเป็น  $W/m^2$

ความเข้มการแผ่กระจายกำลังงาน ยังมีความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศด้วย นั่นคือ

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2\eta} |\mathbf{E}(r, \theta, \phi)|^2 = \frac{r^2}{2\eta} \left[ |E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2 \right] \\ = \frac{1}{2\eta} \left[ |E_\theta^\circ(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi^\circ(\theta, \phi)|^2 \right] \quad (2.15ก)$$

โดยที่  $E$  คือ ความเข้มของสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศ

$E_\theta, E_\phi$  คือ องค์ประกอบของสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศ

$\eta$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่แท้จริง (intrinsic impedance) ของตัวกลาง

กำลังงานรวมที่ได้จากการอินทิเกรต ความเข้มการแผ่คลื่นที่ได้จาก (2.15) ตลอดมุมตันขนาด  $4\pi$  ทั้งหมด ดังนั้น

$$P_{rad} = \iint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.16)$$

โดยที่  $d\Omega$  คืออีลิเมนต์ของมุมตันเท่ากับ  $U = r^2 W_{rad} \sin \theta d\theta d\phi$

สำหรับแหล่งกำเนิดไอโซทรอปิก  $U$  จะไม่ขึ้นอยู่กับมุม  $\theta$  และ  $\phi$  ซึ่งเหมือนกับกรณีสำหรับ  $W_{rad}$  ดังนั้นสมการ (2.16) สามารถเขียนได้เป็น

$$\left( P_{rad} = \iint_{\Omega} U_o d\Omega = U_o \iint_{\Omega} d\Omega = 4\pi U_o \right. \quad (2.17)$$



ดังนั้น ความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานของแหล่งกำเนิดไอโซทรอปิก จะหาได้จาก

$$( \quad U_o = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.18)$$

#### 2.5.4 สภาพเจาะจงทิศทาง

สภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) ของสายอากาศ คือ อัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานในทิศทางที่กำหนดให้จากตัวสายอากาศ กับ ความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานที่เฉลี่ยออกไปทุกทิศทาง ค่าความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานเฉลี่ยจะเท่ากับกำลังงานรวมที่แผ่กระจายออกจากตัวสายอากาศหารด้วย 4 ถ้าไม่มีการกำหนดทิศทางให้ ก็จะถือว่าทิศทางที่มีการแผ่กระจายกำลังงานสูงสุด คือ ทิศทางที่จะกำหนดค่าสภาพเจาะจงทิศทาง สภาพเจาะจงทิศทางของแหล่งกำเนิดที่ไม่ใช่แบบไอโซทรอปิก (nonisotropic source) จะมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานของแหล่งกำเนิดนั้นในทิศทางที่กำหนดให้กับความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานของแหล่งกำเนิดไอโซทรอปิก สามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังนี้

$$D = \frac{U}{U_o} = \frac{4\pi U}{P_{rad}}$$

$$D = \frac{U}{U_o} = \frac{4\pi U}{P_{rad}}$$

(2.19)

ถ้าไม่มีการกำหนดทิศทางให้ จะถือว่าทิศทางที่มีความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานสูงสุด คือ สภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด (maximum directivity) ที่ต้องการหา นั่นคือ

$$D_{max} = D_o = \frac{U_{max}}{U_o} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.20)$$

โดยที่  $D$  คือ สภาพเจาะจงทิศทาง (ไม่มีหน่วย)

$D_o$  คือ สภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด (ไม่มีหน่วย)

$U$  คือ ความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงาน มีหน่วยเป็น W/unit solid angle

$U_{max}$  คือ ความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานสูงสุด มีหน่วยเป็น W/unit solid angle

$U_0$  คือ ความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานของแหล่งกำเนิดไอโซทรอปิก มีหน่วยเป็น W/unit solid angle

$P_{rad}$  คือ กำลังงานรวมของการแผ่กระจายกำลังงาน มีหน่วยเป็น W

สำหรับแหล่งกำเนิดไอโซทรอปิก จะมีสภาพเจาะจงทิศทางเท่ากับหนึ่ง เนื่องจาก  $U, U_{max}$  และ  $U_0$  ต่างก็มีค่าเท่ากัน

กรณีที่สายอากาศมีองค์ประกอบของการแยกขั้วคลื่นตั้งฉากกัน (orthogonal polarization) จะมีการกำหนดสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเป็นแบบเฉพาะส่วน (partial directivity) ตามการแยกขั้วคลื่นและทิศทางที่กำหนดให้ นั่นคือ ส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานตามการแยกขั้วคลื่นที่กำหนดให้ หาค่าด้วยความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานรวมซึ่งถูกเฉลี่ยไปทุกทิศทาง ดังนั้นจากคำจำกัดความนี้ เมื่อพิจารณาสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศที่มีองค์ประกอบทั้งสองการแยกขั้วคลื่นในทิศทางที่กำหนดให้ ต้องพิจารณาจาก สภาพเจาะจงทิศทางรวมของสายอากาศแบบมีการแยกขั้วคลื่นตั้งฉากกัน จะเป็นผลรวมของสภาพเจาะจงทิศทางแบบเฉพาะส่วนที่เกิดจากการแยกขั้วคลื่นทั้งสองขั้ว กรณีพิกัดทรงกลม จะได้

$$D_0 = D_\theta + D_\phi \quad (2.21)$$

ขณะที่สภาพเจาะจงทิศทางเฉพาะส่วนทั้งสองการแยกขั้วคลื่น คือ  $D_\theta$  และ  $D_\phi$  มีค่าตามสมการต่อไปนี้

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

เมื่อ  $U_\theta, U_\phi$  คือ ความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานในทิศทางที่กำหนดให้ ประกอบด้วย องค์ประกอบของสนาม  $\theta$  และ  $\phi$

$(P_{rad})_\theta, (P_{rad})_\phi$  คือ กำลังงานที่ถูกแผ่ออกไปในทุกทิศทาง ประกอบด้วยองค์ประกอบของสนาม  $\theta$  และ  $\phi$

นอกจากนี้เรายังสามารถเขียนค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศในเทอมของค่าความเข้มการแผ่คลื่นสัมพันธ์ (relative radiation intensity) ได้ดังต่อไปนี้

$$U(\theta, \varphi) = M\bar{U}(\theta, \varphi) \quad (2.22)$$

$$\Pi = \oint_{4\pi} U d\Omega = M \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \bar{U}(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \quad (2.23)$$

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{\bar{U}(\theta, \varphi)}{\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \bar{U}(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} \quad (2.24)$$

$$D_o = 4\pi \frac{1}{\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \bar{U}(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi} \quad (2.25)$$

พารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งที่มีก่นนำมาใช้ในการคำนวณค่าสภาพเจาะจงทิศทางก็คือ มุมตันลำคลื่น (beam solid angle) ของสายอากาศ มีหน่วยเป็นสเตอเรเดียน ซึ่งมุมตันนี้จะมีปลายของมุมอยู่ที่จุดกึ่งกลางของวงกลมที่มีรัศมี  $r$  และถูกปิดด้วยพื้นที่เล็กๆซึ่งเป็นผิวของทรงกลม โดยกำลังงานทั้งหมดของสายอากาศจะไหลผ่านมุมตันนี้ และถ้าค่าความเข้มการแผ่กระจายกำลังงานของมันมีค่าคงที่และมีค่าเท่ากับค่าความเข้มการแผ่กระจายกำลังงานสูงสุด  $U$  ในทุกๆมุมที่อยู่ภายในมุม  $\Omega$  จะสามารถคำนวณค่ามุมตันลำคลื่นได้จากสมการ

$$\Omega_A = \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \bar{U}(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \quad (2.26)$$

ดังนั้นเมื่อนำไปพิจารณาเทียบกับสมการ (2.25) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดกับมุมตันลำคลื่น นั่นคือ

$$D_o = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2.27)$$

ในทางปฏิบัตินั้นบางครั้งการคำนวณค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดของสายอากาศโดยใช้สมการ (2.25) อาจกระทำได้ด้วยความยุ่งยาก เนื่องจากความยากและความซับซ้อนของการคำนวณ

ค่าดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับแบบรูปกำลังงานที่ได้จากความเข้าการแผ่กระจายกำลังงาน ซึ่งจะต้องถูกอินทิเกรตตลอดผิวของทรงกลม ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงมักใช้การคำนวณแบบประมาณค่าซึ่งจะสามารถหาคำตอบได้อย่างรวดเร็วและให้ค่าของผลเฉลยใกล้เคียงกับค่าจริงที่คำนวณได้จากสมการที่กล่าวไว้ข้างต้น โดยมีนักวิจัยสองคนคือ คณะของศาสตราจารย์ John D.Kraus และคณะของศาสตราจารย์ Chen T. Tsi และ C. Pereira ได้นำเสนอวิธีการคำนวณค่าสภาพเจาะจงทิศทางแบบประมาณการ โดยมีพื้นฐานการพิจารณาจากค่าความกว้างครึ่งกำลังทั้งสองระนาบซึ่งตั้งฉากกัน (orthogonal-plane HPBW) ของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมาใช้ในการคำนวณ โดยศาสตราจารย์ John D.Kraus ได้นำเสนอสูตรในการคำนวณที่แม่นยำในเฉพาะกรณีที่โหลบหลักของสายอากาศมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังที่แคบๆ และไม่สนใจโหลบย่อยที่เกิดขึ้น โดยได้ประมาณค่าของ  $\Omega_A$  ให้มีค่าเท่ากับผลคูณของค่าความกว้างครึ่งกำลังของทั้งสองระนาบที่ตั้งฉากกัน นั่นคือ

$$\Omega_A = \Theta_1 \Theta_2 \quad (2.28)$$

โดยค่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังทั้งสองระนาบ  $\Theta_1$  และ  $\Theta_2$  มีหน่วยเป็นเรเดียน เมื่อนำไปแปลงให้เป็นหน่วยองศาและนำไปประมาณค่าเพื่อหาคำตอบของค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด ก็จะได้เป็น

$$D0 \cong \frac{41,000}{\Theta_1^\circ \Theta_2^\circ} \quad (2.29)$$

โดยที่  $\Theta_1^\circ$  และ  $\Theta_2^\circ$  คือค่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังทั้งสองระนาบที่มีหน่วยเป็นองศา

สำหรับสูตรในการประมาณค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดของศาสตราจารย์ Chen T. Tsi และ C. Pereira นั้น ได้แก่

$$D0 \cong \frac{32 \ln 2}{\Theta_1^{\circ 2} + \Theta_2^{\circ 2}} \quad (2.30)$$

โดย ค่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังทั้งสองระนาบ  $\Theta_1^\circ$  และ  $\Theta_2^\circ$  มีหน่วยเป็นเรเดียน

### 2.5.5 อัตราขยายของสายอากาศ

ค่าอัตราขยายของสายอากาศ (antenna gain) คือ อัตราส่วนของค่าความเข้มการแผ่กระจายกำลังงานในทิศทางที่กำหนดให้กับค่าความเข้มการแผ่กระจายกำลังงานที่สายอากาศได้รับ ถ้ากำลังงานที่ป้อนให้กับสายอากาศถูกแผ่กระจายออกไปในลักษณะของไอโซทรอปิก สามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้คือ

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (2.31)$$

โดยอัตราขยายที่ได้นี้จะไม่มีหน่วย ซึ่งจะมีค่าเดียวกันกับค่าสภาพเจาะจงทิศทางหากสายอากาศไม่มีกาดำสูญเสียน (losses) และเมื่อกำหนดให้  $P_{in} = \Pi$  ก็จะแสดงได้ว่า  $G(\theta, \varphi) = D(\theta, \varphi)$  ดังนั้นการคำนวณอัตราขยายของสายอากาศจึงต้องคิดรวมค่าการสูญเสียนที่เกิดขึ้นในระบบสายอากาศด้วย โดยจะถูกคำนวณจากกำลังงานที่ป้อนให้แก่อินพุต (input power:  $P_{in}$ ) ซึ่งเป็นปริมาณที่สามารถวัดได้แตกต่างจากการคำนวณค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่คำนวณจากการกำลังงานที่แผ่กระจาย (radiated power:  $\Pi$ ) ออกไป

ในทางปฏิบัตินั้นการที่สายอากาศจะมีอัตราขยายมากเพียงพอดำตามที่ต้องการหรือไม่นั้นจะมีปัจจัยหลายอย่างเข้ามาเกี่ยวข้องที่ทำให้การส่งผ่านพลังงานจากเครื่องส่งไปยังสายอากาศหรือจากสายอากาศมายังเครื่องรับลดต่ำลงได้ ได้แก่ การสูญเสียนที่เกิดขึ้นจากการไม่แมตช์กันระหว่างสายนำสัญญาณและสายอากาศ การสูญเสียนที่เกิดขึ้นในสายนำสัญญาณ และการสูญเสียนภายในตัวสายอากาศซึ่งเกิดจากส่วนประกอบของสายอากาศเอง เช่น การสูญเสียนจากไดโอดเล็กตริกและตัวนำที่ประกอบเป็นโครงสร้างของสายอากาศ ซึ่งปกติโดยทั่วไปนั้นกำลังงานที่ถูกแผ่ออกมาจากสายอากาศมักจะมีค่าน้อยกว่ากำลังงานที่ป้อนให้กับระบบสายอากาศเสมอ  $\Pi \leq P_{in}$  ยกเว้นในสายอากาศนั้นมีวงจรอิเล็กทรอนิกส์สำหรับเพิ่มการขยายสัญญาณติดตั้งเพิ่มเข้าไปด้วย นั่นคือสาเหตุที่ว่าทำไมอัตราขยายของสายอากาศจึงมีค่าน้อยกว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางเสมอ  $G \leq D$

จากมาตรฐานของ IEEE (International Electrical and Electronic Engineering) ได้กำหนดไว้ว่า การพิจารณาค่าอัตราขยายของสายอากาศจะไม่คิดรวมค่าการสูญเสียนที่เกิดจากการไม่แมตช์ของค่าอิมพีแดนซ์ (impedance mismatch) และค่าการสูญเสียนที่เกิดจากการไม่แมตช์ของขั้วคลื่น

(polarization mismatch) ที่เกิดขึ้นในระบบ แต่จะคิดเฉพาะค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากไดอิเล็กตริก และตัวนำ (dielectric and conduction losses) ที่เป็นองค์ประกอบของสายอากาศเอง ดังนั้นกำลังงานที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศจึงสัมพันธ์กับค่ากำลังงานอินพุตและค่าประสิทธิภาพในการแผ่กระจายกำลังงาน (radiation efficiency) ของสายอากาศ นั่นคือ

$$\Pi = eP_{in} \quad (e \leq 1) \quad (2.32)$$

ดังนั้น 
$$G(\theta, \varphi) = e.D(\theta, \varphi) \quad (2.33)$$

และในกรณีที่สายอากาศมีการกำหนดการแผ่กระจายกำลังงานเฉพาะการโพลาไรซ์ของสนามที่เรา กำหนดให้ เราจะเรียกค่าอัตราขยายลักษณะนี้ว่า เป็นค่าอัตราขยายบางส่วน ( partial gain :  $G_o = G_\theta + G_\varphi$ ) เช่นเดียวกับกรณีของค่าสภาพเจาะจงทิศทางบางส่วน และถ้าต้องการแสดงค่าทั้งของอัตราขยายและค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศให้มีหน่วยเป็นเดซิเบล ( decibel) ก็ สามารถทำได้โดยนำค่าที่ได้จากสมการข้างต้น ไปคำนวณเป็นค่าลอการิทึม ( algorithm) คูณด้วย 10 ตัวอย่างเช่น  $D(\theta, \varphi)|_{dB} = 10 \log D(\theta, \varphi)$  หรือ  $G(\theta, \varphi)|_{dB} = 10 \log G(\theta, \varphi)$

## 2.5.6 ประสิทธิภาพสายอากาศ

ในการประเมินค่าการสูญเสียรวมของพลังงานที่ขั้วอินพุตและภายในโครงสร้างของสายอากาศนั้น จะใช้วิธีพิจารณาผ่านค่าประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ ( total antenna efficiency) ซึ่งจะคิดรวมถึงการสูญเสียที่เกิดจากการไม่แมตซ์และการสูญเสียจากไดอิเล็กตริกและตัวนำที่ใช้เป็นโครงสร้างของสายอากาศด้วย โดยจะอธิบายในทอมของประสิทธิภาพของการแผ่กระจายกำลังงาน (radiation efficiency :  $e$ ) ตามที่กำหนดไว้ในมาตรฐานของ IEEE ดังนั้นค่าประสิทธิภาพรวมของสายอากาศจึงเท่ากับ

$$e_t = e_p e_r e_c e_d = e_p e_r e \quad (2.34)$$

โดยที่ คือ  $e_p$  ประสิทธิภาพที่เกิดจากการไม่แมตซ์ของสายอากาศ

$e_r$  คือ ประสิทธิภาพที่เกิดจากการสะท้อนหรือเกิดจากการที่ค่าอิมพีแดนซ์ไม่แมตซ์กัน

$e_c$  คือ ประสิทธิภาพที่เกิดจากตัวนำที่ใช้เป็นโครงสร้างของสายอากาศ

$e$  คือ ประสิทธิภาพที่เกิดจากการนำตัวนำและนำไดอิเล็กตริก มาจาก  $e = e_c e_d$

สำหรับค่าประสิทธิภาพ ที่เกิดจากการสะท้อนหรือเกิดจากการที่ค่าอิมพีแดนซ์ไม่แมตช์กันระหว่างสายอากาศและสายนำสัญญาณนั้น สามารถคำนวณหาได้จากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (reflection coefficient :  $\Gamma$  ) ซึ่งเกิดขึ้นที่ขั้วอินพุตของสายอากาศ โดยใช้สมการ

$$e_r = 1 - |\Gamma|^2 \quad (2.35)$$

โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนอาจจะหาได้ทั้งจากการวัดด้วยเครื่องมือหรือจากการคำนวณ หากเราทราบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศและของสายนำสัญญาณ นั่นคือ

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (2.36)$$

โดยที่  $Z_{in}$  คือค่าอิมพีแดนซ์ที่อินพุต (input impedance) ของสายอากาศ และ  $Z_c$  คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance) ของสายนำสัญญาณที่ต่อเข้ากับอินพุตของสายอากาศ และถ้าหากไม่เกิดการสูญเสียอันเนื่องมาจากการไม่แมตช์ขั้วคลื่น ก็จะทำให้ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศมีค่าเท่ากับ

$$e_r = e(1 - |\Gamma|^2) \quad (2.37)$$

นอกจากนี้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนยังสามารถนำไปคำนวณหาค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR) ซึ่งเกิดจากการที่ค่าอิมพีแดนซ์ไม่แมตช์กันระหว่างสายอากาศและสายนำสัญญาณจนทำให้เกิดการสะท้อนกลับของคลื่นเข้าไปในสายนำสัญญาณ โดยที่

$$SWR = \frac{|\Gamma + 1|}{|\Gamma - 1|} \quad (2.38)$$

### 2.5.7 ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง

ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง ( Half-Power Beamwidth :HPBW) คือ ในระนาบหนึ่งๆ ที่ประกอบด้วยทิศทางที่มีลำคลื่นสูงสุด และมีมุมซึ่งอยู่ระหว่างสองทิศทางในทิศทางที่ซึ่งความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานมีค่ากำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งจากค่าสูงสุดของมัน และคำว่า beamwidth มักจะใช้อธิบายถึงความกว้างลำคลื่นที่มีค่า 3 dB เสมอ (3-dB beamwidth)

นอกจากนั้น ความกว้างลำคลื่น ของสายอากาศยังถูกนำมาใช้ในการอธิบายถึงความสามารถในการแยกแยะ (resolution capacities) ของสายอากาศ เพื่อแยกแยะระหว่างแหล่งกำเนิดสองตัวซึ่งมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความกว้างลำคลื่นซึ่งมีค่าเป็นศูนย์จุดแรก ( First Null Beamwidth: FNBW) ซึ่งมักจะนำไปใช้ในการประมาณค่าของความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง ( HPBW) นั่นคือแหล่งกำเนิดสองจุด ที่แยกออกจากกันด้วยระยะเชิงมุมเท่ากับหรือมากกว่า FNBW/2 HPBW

### 2.5.8 ประสิทธิภาพของลำคลื่น

ประสิทธิภาพของลำคลื่น (Beam Efficiency : BE) ของสายอากาศ คือ อัตราส่วนของกำลังงานที่แผ่กระจายภายในมุมตันหรือรูปกรวยที่มีมุมเท่ากับ  $2\theta_1$  เทียบกับกำลังงานรวมที่แผ่กระจายออกไปโดยที่มุม  $2\theta_1$  อาจจะมีมุมใดๆ หากไม่กำหนดก็มักจะใช้ที่มุมแรกที่สนามมีค่าเป็นศูนย์ (FNBW) เมื่อเทียบกับโพลหลัก ดังนั้นจึงสามารถเขียนในรูปของสมการได้คือ

$$BE = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_1} U(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi} \quad (2.39)$$

ถ้าสายอากาศมีแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานที่โพลหลักของมันชี้ไปตามแนวแกน Z ( $\theta = 0$ ) สมการ (2.39) จะกำหนดว่าเป็นประสิทธิภาพลำคลื่น แต่ถ้า  $\theta_1$  เป็นมุมซึ่ง FNBW ปรากฏในระนาบสองระนาบที่ตั้งฉากกันอยู่ ค่าประสิทธิภาพลำคลื่นดังกล่าวจะแสดงว่าเป็นส่วนหนึ่งของกำลังงานรวมที่ถูกแผ่กระจายจากลำคลื่นหลัก



สายอากาศที่มีประสิทธิภาพล้าคลื่นสูงมากๆ จะให้ล้าคลื่นที่แคบมากโดยที่ไม่แผ่กระจายออกไปในทิศทางอื่น มักจะนำไปใช้งานในระบบเรดาร์ (radar system) ระบบมาตรวิทยุ (radiometry system) และงานด้านดาราศาสตร์ (astronomy)

### 2.5.9 ความกว้างแถบความถี่

ความกว้างแถบความถี่ (Frequency Bandwidth:  $FBW$ ) ของสายอากาศ คือ ย่านหรือช่วงความถี่ของสายอากาศที่สามารถทำงานได้โดยที่ไม่สูญเสียคุณลักษณะที่กำหนดไว้ โดยที่คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศเมื่อถูกนำไปใช้งานนั้นจะต้องตรงต่อความต้องการที่กำหนดหรือออกแบบไว้ เช่น ค่าอิมพีแดนซ์ที่อินพุต แบบรูปการแผ่พลังงาน ความกว้างล้าคลื่น ขั้วล้าคลื่น ระดับสัญญาณ โหลดด้านข้าง อัตราขยาย ทิศทางของล้าคลื่น และประสิทธิภาพของการแผ่กระจายกำลังงาน บ่อยครั้งที่อาจจะเห็นว่ามีกราฟการกระจายค่าความถี่แถบจากค่าอิมพีแดนซ์ ( impedance bandwidth) หรือพิจารณาความถี่แถบจากแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน ( pattern bandwidth) เป็นต้น

ในกรณีของสายอากาศแถบกว้าง ( broadband antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศที่สามารถใช้งานครอบคลุมที่ความถี่กว้างๆ นั้น มักจะใช้วิธีบอกค่าความถี่แถบความถี่ของสายอากาศในรูปของอัตราส่วนของความถี่สูงสุด ( $f_{max}$ ) และความถี่ต่ำสุด ( $f_{min}$ ) ที่สามารถใช้งานได้โดยไม่ทำให้คุณสมบัติในการทำงานของสายอากาศเสียไป ซึ่งแสดงในรูปของสมการ

$$FBW = \frac{f_{max}}{f_{min}} \quad (2.40)$$

สายอากาศประเภทนี้ในปัจจุบันสามารถออกแบบให้มีอัตราส่วนสูงมากถึง 40 : 1 ซึ่งบางครั้งให้นิยามสายอากาศแถบกว้างมากแบบนี้ว่าเป็นสายอากาศที่ทำงานโดยขึ้นอยู่กับความถี่ (frequency independent antenna)

สำหรับสายอากาศแถบแคบ (narrowband antenna) มักจะใช้วิธีบอกค่าความถี่แถบความถี่ของสายอากาศในรูปของเปอร์เซ็นต์ที่แตกต่างจากความถี่กลางซึ่งเป็นความถี่ใช้งาน ( $f_0$ ) ที่ใช้

เริ่มต้นในการออกแบบ สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$FBW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_0} \times 100\% \quad (2.41)$$

โดยที่ความถี่กลาง  $f_0$  สามารถคำนวณหาได้จาก  $f_0 = (f_{\max} + f_{\min})/2$  หรือ

$$f_0 = \sqrt{f_{\max} \cdot f_{\min}}$$

### 2.5.10 การแยกขั้วคลื่น

การแยกขั้วคลื่น (polarization) ของสายอากาศในทิศทางที่กำหนดให้ได้ให้นิยามไว้ คือ เป็นขั้วของคลื่นที่มีการส่งหรือแผ่กระจายออกไปโดยสายอากาศ และถ้าไม่มีการกำหนดทิศทางมาให้ การพิจารณาการแยกขั้วคลื่นจะกระทำในทิศทางที่มีอัตราขยายสูงสุด ซึ่งการแยกขั้วของคลื่นที่แผ่กระจายออกไป คือ การอธิบายคุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งขนาดสัมพัทธ์ และทิศทางของเวกเตอร์สนามไฟฟ้า มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ตลอดทิศทางของการแผ่กระจายกำลังงานออกไป

ในทางปฏิบัติ การแยกขั้วคลื่นของพลังงานที่ถูกแผ่กระจายออกไป จะเปลี่ยนแปลงตามทิศทางเมื่อเทียบจากจุดศูนย์กลางของสายอากาศ ดังนั้นหากบางส่วนของแบบรูปมีความแตกต่าง ก็จะทำให้การแยกขั้วคลื่นมีความแตกต่างกันออกไปด้วย การแยกขั้วคลื่นที่ถูกส่งออกไปหรือรับเข้ามาโดยสายอากาศในทิศทางที่กำหนดให้ ในบริเวณสนามระยะไกล ได้ถูกนิยามว่า การแยกขั้วของระนาบคลื่น (plane wave) ที่แผ่กระจายออกไป และวัดได้ในบริเวณสนามระยะไกล (ระยะเข้าสู่อนันต์) จะมีการแยกขั้วคลื่นเหมือนกับการแยกขั้วคลื่นที่อยู่ในทิศทางแนวรัศมี (radial direction) ซึ่งวัดได้บริเวณรอบตัวสายอากาศ การแยกขั้วคลื่นสามารถแบ่งออกเป็นแบบต่างๆ ได้แก่

### ก. การแยกขั้วคลื่นแบบเชิงเส้น

การแยกขั้วคลื่นแบบเชิงเส้น (linear polarization) ความแตกต่างเชิงเฟส-เวลา (time-phase difference) ระหว่างองค์ประกอบทั้งสองของคลื่น จะต้องเท่ากับ

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = n\pi \quad , n = 0,1,2,3,\dots \quad (2.42)$$

### ข. การแยกขั้วคลื่นแบบวงกลม

การแยกขั้วคลื่นแบบวงกลม (circular polarization) เมื่อขนาดขององค์ประกอบทั้งสองของคลื่นมีค่าเท่ากันและความแตกต่างเชิงเฟส-เวลาระหว่างทั้งสอง มีค่าเป็นจำนวนคี่ของ  $\frac{\pi}{2}$  นั่นคือ

$$|E_x| = |E_y| \rightarrow E_{x0} = E_{y0} \quad (2.43)$$

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi & , n = 0,1,2,\dots \text{ เป็น CW} \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi & , n = 0,1,2,\dots \text{ เป็น CCW} \end{cases} \quad (2.44 \text{ ก})$$

ถ้าทิศทางของการแผ่กระจายกำลังงานอยู่ตรงกันข้ามกัน (เช่น ทิศทาง  $+z$  เป็น  $-z$ ) เฟสของสมการ (2.44ก) และ (2.44ข) ที่มีการหมุนแบบ CW และ CCW ก็จะเปลี่ยนเป็นตรงกันข้าม

### ค. การแยกขั้วคลื่นวงรี

การแยกขั้วคลื่นวงรี (elliptical polarization) เมื่อความแตกต่างเชิงเฟส-เวลา ระหว่างองค์ประกอบทั้งสองของคลื่นมีค่าเป็นจำนวนคี่ของ  $\frac{\pi}{2}$  และขนาดขององค์ประกอบทั้งสองจะไม่เท่ากัน หรือ ความแตกต่างเชิงเฟส-เวลา ระหว่างองค์ประกอบทั้งสองของคลื่นมีค่าไม่เท่ากับ  $\frac{\pi}{2}$  (โดยไม่คำนึงถึงขนาด) นั่นคือ

$$|E_x| \neq |E_y| \rightarrow E_{x0} \neq E_{y0}$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi & , n = 0,1,2,\dots \text{ เป็นCW} \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi & , n = 0,1,2,\dots \text{ เป็นCCW} \end{cases} \quad (2.45\text{ก})$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} > 0 & , n = 0,1,2,\dots \text{ เป็นCW} \\ < 0 & , n = 0,1,2,\dots \text{ เป็นCCW} \end{cases} \quad (2.45\text{ข})$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x \neq \begin{cases} > 0 & , n = 0,1,2,\dots \text{ เป็นCW} \\ < 0 & , n = 0,1,2,\dots \text{ เป็นCCW} \end{cases} \quad (2.46\text{ก})$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x \neq \begin{cases} > 0 & , n = 0,1,2,\dots \text{ เป็นCW} \\ < 0 & , n = 0,1,2,\dots \text{ เป็นCCW} \end{cases} \quad (2.46\text{ข})$$

สำหรับการแยกแ้วคลื่นแบบวงรี เส้นโค้งที่ถูกวาดไปยังตำแหน่งที่กำหนดให้ จะเป็นฟังก์ชันของเวลาและเป็นรูปวงรี อัตราส่วนของแกนหลัก (major axis) และแกนรอง (minor axis) จะเรียกว่า อัตราส่วนแกน (Axial Ratio: AR) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$AR = \frac{\text{major axis}}{\text{minor axis}} = \frac{OA}{OB}, \quad 1 \leq AR \leq \infty \quad (2.47)$$

โดยที่  $OA = \left[ \frac{1}{2} \left\{ E_{x0}^2 + E_{y0}^2 + \left[ E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos(2\Delta\phi) \right]^{1/2} \right\} \right]^{1/2} \quad (2.48)$

$$OB = \left[ \frac{1}{2} \left\{ E_{x0}^2 + E_{y0}^2 + \left[ E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos(2\Delta\phi) \right]^{1/2} \right\} \right]^{1/2} \quad (2.49)$$

การเอียงของวงรี จะสัมพันธ์กับแกน  $y$  ซึ่งขึ้นอยู่กับมุม  $\tau$  ที่กำหนดโดยสมการ

$$\tau = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[ \frac{2E_{x0}E_{y0}}{E_{x0}^2 - E_{y0}^2} \cos(\Delta\phi) \right] \quad (2.50)$$

เมื่อวงรีถูกวางตัวบนแกนหลัก (principal axes:  $\tau = \frac{n\pi}{2}, n = 0,1,2,\dots$ ) แกนหลัก (แกนรอง)

จะมีค่าเท่ากับ  $E_{x0}(E_{y0})$  หรือ  $E_{y0}(E_{x0})$  และอัตราส่วนแกนจะเท่ากับ  $E_{x0}/E_{y0}$  หรือ  $E_{y0}/E_{x0}$

### 2.5.11 อิมพีแดนซ์อินพุต

อิมพีแดนซ์อินพุต (input impedance) คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่ซึ่งเกิดขึ้นที่ขั้วขาเข้าของสายอากาศ หรือ เป็นอัตราส่วนของแรงดันกับกระแสที่ขั้ว หรือ อัตราส่วนขององค์ประกอบที่เหมาะสมของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่จุดหนึ่งๆ

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.51)$$

โดยที่  $Z_A$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศ ที่ขั้ว a-b มีหน่วยเป็น โอห์ม

$R_A$  คือ ค่าความต้านทานของสายอากาศที่ขั้ว a-b มีหน่วยเป็น โอห์ม

$X_A$  คือ ค่ารีแอกแตนซ์ของสายอากาศที่ขั้ว a-b มีหน่วยเป็น โอห์ม

ส่วนที่เป็นค่าความต้านทาน  $R_A$  จะประกอบด้วยสององค์ประกอบ ได้แก่

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.52)$$

โดยที่  $R_r$  คือ ค่าความต้านทานของการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศ

$R_L$  คือ ค่าความต้านทานที่เกิดจากการสูญเสียของสายอากาศ

สำหรับค่าอิมพีแดนซ์อินพุตนั้นจะสัมพันธ์กับค่ากำลังงานที่ถูกแผ่กระจายออกไป ค่ากำลังงานที่สูญเสียไปในโครงสร้างของสายอากาศ (dissipated power:  $P_L$ ) และพลังงานรีแอกทีฟที่เกิดขึ้น (stored reactive energy) ซึ่งแสดงๆได้ด้วยสมการ

$$Z_A = \frac{P_R + P_L + 2j\omega(W_m + W_e)}{0.5I_0I_0^*} \quad (2.53)$$

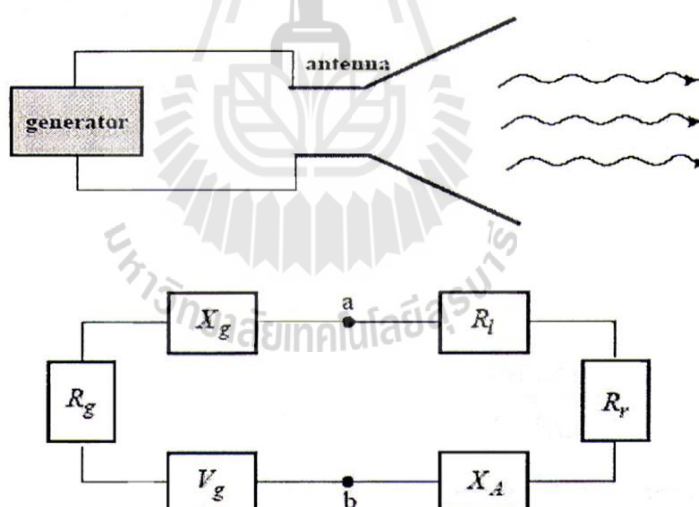
โดยที่  $I_0$  คือ กระแสที่ขั้วของสายอากาศ ในขณะที่  $W_m$  และ  $W_e$  คือกำลังงานแม่เหล็กเฉลี่ย และกำลังงานไฟฟ้าเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในบริเวณสนามระยะใกล้ และเมื่อพลังงานทั้งสองนี้มีค่าเท่ากันก็ จะทำให้ส่วนที่เป็นค่ารีแอกทีฟของอิมพีแดนซ์หายไป ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่ทำให้สายอากาศเกิดเรโซแนนซ์กับความถี่คลื่นวิทยุที่ป้อนเข้าไปทันที สำหรับกรณีของสายอากาศไดโพลพอยน์จะเกิด

เงื่อนไขการเรโซแนนซ์กับความถี่ใช้งานก็ต่อเมื่อความยาวของไดโพลเท่ากับจำนวนเท่าของครึ่งความยาวคลื่น

ในส่วนที่เป็นความต้านทานการแผ่กระจายกำลังงานซึ่งจะเกิดจากความสัมพันธ์ระหว่างค่าของกำลังงานที่แผ่กระจายออกไปกับแรงดันหรือกระแสที่เกิดขึ้นที่ขั้วของสายอากาศ ซึ่งจากวงจรสมมูลเทเวนิน (thevenin equivalent) จะสามารถเขียนสมการแสดงค่าความต้านทานดังกล่าวได้ คือ

$$R_r = \frac{2P}{|I|^2} \quad (\Omega) \quad (2.54)$$

ในการคำนวณกำลังงานที่เกิดขึ้นในขณะที่สายอากาศทำหน้าที่เป็นภาคส่งนั้น จะกำหนดให้สายอากาศต่อเข้ากับเครื่องกำเนิดความถี่วิทยุ ( RF generator) โดยตรง ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของวงจรสมมูลเทเวนินได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.19 โดยที่เครื่องกำเนิดความถี่วิทยุจะมีค่าอิมพีแดนซ์สมมูลเท่ากับ  $Z_g = R_g + jX_g$  และจะถูกส่งผ่านไปยังขั้วอินพุตของสายอากาศ



รูปที่ 2.19 วงจรสมมูลเทเวนินของระบบสายอากาศในขณะที่ทำหน้าที่เป็นภาคส่ง

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.19 พบว่าค่ากำลังงานจะถูกส่งผ่านไปให้กับสายอากาศก็ต่อเมื่อค่าอิมพีแดนซ์วงจรดังกล่าวเกิดสภาวะการแมตซ์คอนจูเกต ( conjugate matching) ของเครื่องกำเนิดความถี่วิทยุและของสายอากาศ โดยมีเงื่อนไขคือ

$$R_l = R_r + R_g \text{ และ } X_A = -X_g \quad (2.55)$$

ดังนั้นค่ากำลังงานต่างๆ ที่เกิดขึ้นในวงจรระบบสายอากาศในขณะที่ทำหน้าที่ภาคส่งตามรูป จะสามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

ก) กำลังงานที่ถูกส่งไปให้สายอากาศ จะมีค่าเท่ากับ

$$( \quad P_A = \frac{|V_g|^2}{8(R_r + R_l)} \quad 2.56ก)$$

ข) กำลังงานที่สูญเสียไปในเครื่องกำเนิดความถี่วิทยุในรูปของความร้อน จะมีค่าเท่ากับ

$$( \quad P_g = P_A \frac{|V_g|^2}{|8R_g|} = \frac{|V_g|^2}{8(R_r + R_l)} \quad 2.56ข)$$

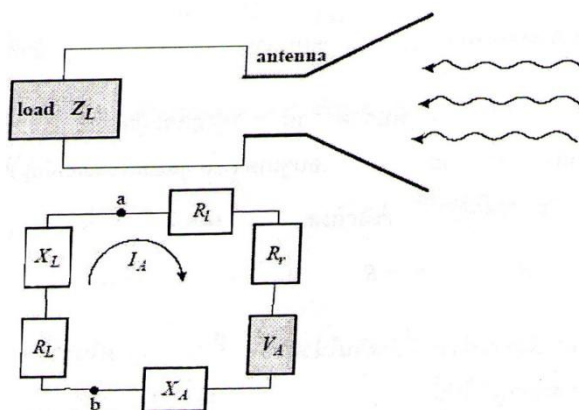
ค) กำลังงานของคลื่นที่ถูกแผ่กระจายไปในอากาศอิสระ จะมีค่าเท่ากับ

$$( \quad \Pi = P_r = \frac{|V_g|^2 R_r}{8(R_r + R_l)^2} \quad 2.56ค)$$

ง) กำลังงานที่สูญเสียไปในตัวสายอากาศในรูปของความร้อน จะมีค่าเท่ากับ

$$\Pi = P_r = \frac{|V_g|^2 R_r}{8(R_r + R_l)^2} \quad (2.56ง)$$

สำหรับการคำนวณหาลำดับกำลังงานที่เกิดขึ้นในขณะที่สายอากาศทำหน้าที่เป็นภาครับนั้น จะกำหนดให้สายอากาศต่อเข้ากับเครื่องรับหรือโหลดที่มีค่าอิมพีแดนซ์สมมูลเท่ากับ  $Z_L = R_L + jX_L$  โดยตรง ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของวงจรสมมูลเรเวนินได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 วงจรสมมูลเรเวนินของระบบสายอากาศในขณะที่ทำหน้าที่เป็นภาครับ

จากรูปที่ 2.20 คลื่นความถี่วิทยุที่เดินทางเข้าหาสายอากาศจะถูกเหนี่ยวนำให้ไปปรากฏอยู่ในรูปของแรงดัน  $V_A$  ที่ขั้วอินพุตของสายอากาศ และเมื่อมีการแมตช์คอนจูเกตค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างสายอากาศและเครื่องรับหรือโหลด ก็จะทำให้เกิดการส่งผ่านกำลังงานจากสายอากาศไปยังเครื่องรับหรือโหลดเช่นเดียวกัน โดยที่การแมตช์มีเงื่อนไขคือ

$$R_L = R_A = R_r + R_l \text{ และ } X_L = -X_A \quad (2.57)$$

ดังนั้นค่ากำลังงานต่างๆที่เกิดขึ้นในระบบวงจรระบบสายอากาศในขณะที่ทำหน้าที่เป็นภาครับตามรูป จะสามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

ก) กำลังงานที่ถูกส่งไปให้แก่เครื่องรับหรือโหลด จะมีค่าเท่ากับ

$$( \quad P_L = \frac{|V_A|^2}{8R_L} = \frac{|V_A|^2}{8R_A} \quad (2.57ก)$$

ข) กำลังงานที่สูญเสียไปในตัวสายอากาศในรูปของความร้อน จะมีค่าเท่ากับ

$$( \quad P_l = \frac{|V_A|^2 R_l}{8R_A^2} \quad (2.57ข)$$

ค) กำลังงานของคลื่นที่ถูกกระเจิง (scattered power) หรือการแผ่กระจายออกไปในอากาศอิสระอีกครั้งหนึ่ง (re-radiated power) จะมีค่าเท่ากับ

$$P_r = \frac{|V_A|^2 R_r}{8R_A^2} \quad (2.57ค)$$

ง) กำลังงานที่สายอากาศสามารถจับเข้ามาได้ (captured power) จากอากาศอิสระ จะมีค่าเท่ากับ

$$( \quad P_c = \frac{|V_A|^2}{4(R_r + R_l)} = \frac{|V_A|^2}{4R_A} \quad (2.57ง)$$

เมื่อเราสามารถทำให้เกิดการแมตช์คอนจูเกตได้แล้ว กำลังงานครึ่งหนึ่งของกำลังงานที่สายอากาศจับเข้ามาจากอากาศอิสระได้ จะถูกส่งไปให้แก่เครื่องรับหรือโหลด และกำลังงานอีกครึ่งหนึ่งจะสูญเสียไปอันเนื่องจากโครงสร้างของสายอากาศเอง โดยการสูญเสียที่เกิดขึ้นจะแบ่งออกเป็นสองลักษณะ ได้แก่การสูญเสียในรูปของความร้อนจากตัวโครงสร้าง และการสูญเสียที่เกิดจากการที่คลื่นฟุ้งกระหนาบสายอากาศและสะท้อนหรือกระเจิงกลับออกไปในอากาศอีกครั้งหนึ่ง แม้ว่าจะเป็นกรณีที่สมมติว่าสายอากาศไม่มีการสูญเสียก็ตาม เครื่องรับหรือโหลดจะยังคงได้รับ



กำลังงานเพียงครึ่งหนึ่งเหมือนเดิม ส่วนกำลังงานอีกครึ่งหนึ่งที่เหลือจะเป็นกำลังงานที่กระเจิงจากตัวสายอากาศออกไปในอากาศอิสระอีกครั้งหนึ่ง

จากที่กล่าวมาแล้วจะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์อินพุตของสายอากาศนั้นจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ถูกป้อนให้กับตัวสายอากาศด้วย ดังนั้นสายอากาศจึงมีค่าเฉพาะช่วงความถี่ที่นำไปใช้ในการออกแบบเท่านั้น และอาจจะมีการเปลี่ยนแปลงไปหากนำไปใกล้กับวัตถุอื่นๆด้วย

### 2.5.12 ประสิทธิภาพของการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศ

ประสิทธิภาพของการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศ (antenna radiation efficiency) จะคำนวณจากค่าการสูญเสียจากการสูญเสียในรูปของความร้อนที่เกิดขึ้นจากตัวนำและวัสดุที่เป็นไดอิเล็กตริก (conductor-dielectric losses) ซึ่งเป็นส่วนประกอบหรือโครงสร้างของสายอากาศ โดยคำนวณจากอัตราส่วนของกำลังงานที่ถูกแผ่กระจายออกจากสายอากาศกับกำลังงานรวมที่ถูกส่งไปยังขั้วอินพุตของสายอากาศในขณะที่กำลังทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง ซึ่งสามารถแสดงในเทอมของพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลได้คือ

$$e = \frac{R_r}{R_r + R_l} \quad (2.58)$$

โดยค่าความต้านทานการสูญเสียซึ่งเกิดจากตัวนำนั้น จะสามารถคำนวณได้จาก 2 กรณี ดังต่อไปนี้

ก) กรณีที่เป็นความต้านทานสำหรับวงจรไฟฟ้ากระแสตรง ( DC resistance) กระแสไฟฟ้าจะเกิดขึ้นโดยเดินทางผ่านพื้นที่ตัดขวางของแท่งตัวนำ ซึ่งความต้านทานดังกล่าวจะคำนวณได้จากสมการ

$$R_{dc} = \frac{1}{\sigma} \frac{l}{A} \quad (2.59)$$

โดยที่  $\sigma$  คือ ค่าความนำของแท่งตัวนำ มีหน่วยเป็น S/m

$l$  คือ ความยาวของแท่งตัวนำ มีหน่วยเป็น m

$A$  คือ พื้นที่ตัดขวางของแท่งตัวนำ มีหน่วยเป็น  $m^2$

ข) กรณีที่เป็นความต้านทานผิวความถี่สูง (high-frequency surface resistance) กระแสไฟฟ้าจะเกิดขึ้นรอบๆ ของผิวตัวนำ โดยอาจจะกินลึกลงไปชั้นผิว (skin-effect layer) ในระดับหนึ่งที่เราเรียกว่าความลึกผิว (skin depth) ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าของความถี่ที่กระแสน้ำเข้าไปและสามารถคำนวณได้จาก

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu}} \quad (2.60)$$

โดยที่  $f$  คือ ความถี่ มีหน่วยเป็น Hz

$\mu$  คือ ค่าความซึมทรานสมแม่เหล็ก มีหน่วยเป็น H/m

โดยค่าความต้านทานผิว  $R_s$  ซึ่งมีหน่วยเป็น โอห์ม จะกำหนดจากสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัส (tangential electric field) และค่าความหนาแน่นของกระแสผิวตามแนวแกนร่วมเส้นตรง (collinear surface current density) นั่นคือ

$$E = R_s J_s \quad (2.61)$$

โดยกระแสผิว  $J_s$  ที่เกิดขึ้นจะสัมพันธ์กับความหนาแน่นของกระแสเชิงปริมาตร (volume current density:  $J$ ) ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $J_s = \sigma J$  ดังนั้นสมการ (11.4) จึงเท่ากับ

$$E = R_s \delta J \quad (2.62)$$

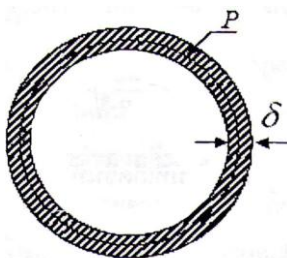
และเนื่องจาก  $J = \sigma E$  ทำให้  $R_s = \frac{1}{\delta \sigma}$  สุดท้ายจะได้คำตอบของความต้านทานผิวซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \quad (2.63)$$

เมื่อนำมาเขียนเป็นสมการในรูปของความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานความถี่สูง (high-frequency resistance) ของแท่งตัวนำที่มีความยาวเท่ากับ  $l$  และมีความยาวเส้นรอบวงของแท่งตัวนำเท่ากับ  $P$  กับความต้านทานผิวที่เกิดขึ้นก็จะได้ว่า

$$R_{hf} = \frac{1}{\sigma} \frac{1}{A} = \frac{1}{\sigma} \frac{1}{\delta \cdot P} = R_s \frac{l}{P} \quad (2.64)$$

ในที่นี้ได้กำหนดให้  $A = \frac{P}{I_0}$  ไม่ได้หมายถึงพื้นที่จริงของแท่งตัวนำแต่เป็นพื้นที่ประสิทธิภาพ (effective area) ที่กระแสวิกฤตสูงไหลผ่านเข้าไป ดังแสดงในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 แสดงพื้นที่ประสิทธิภาพที่กระแสวิกฤตสูงไหลผ่าน

### 2.5.13 ความยาวประสิทธิภาพเชิงเวกเตอร์และพื้นที่สมมูลของสายอากาศ

#### ก) ความยาวประสิทธิภาพเชิงเวกเตอร์

ความยาวประสิทธิภาพของสายอากาศ คือ ปริมาณที่ใช้ในการพิจารณาค่าแรงดันเหนี่ยวนำที่ขั้ววงจรเปิด (open-circuit terminals) ของสายอากาศในขณะที่มีคลื่นมาตกกระทบตัวมัน ค่าความยาวประสิทธิภาพของสายอากาศมักจะอยู่ในรูปของปริมาณเวกเตอร์เชิงซ้อน แสดงได้โดยสมการ

$$\mathbf{l}_e(\theta, \phi) = \hat{\mathbf{a}}_\theta l_\theta(\theta, \phi) + \hat{\mathbf{a}}_\phi l_\phi(\theta, \phi) \quad (2.65)$$

ปริมาณดังกล่าวอาจจะอยู่ในรูปของความสูงประสิทธิภาพ (Effective Height) ได้เช่นกัน ซึ่งเป็นปริมาณสนามระยะไกลและสัมพันธ์กับสนามในบริเวณสนามระยะไกล  $E_a$  ที่แผ่กระจายออกไปโดยสายอากาศ ที่มีกระแส  $I_m$  ปรากฏอยู่ที่ขั้วอินพุต สนามดังกล่าวนี้จะเท่ากับ

$$\mathbf{E}_a = \hat{\mathbf{a}}_\theta E_\theta + \hat{\mathbf{a}}_\phi E_\phi = -j\eta \frac{kI_{in}}{4\pi r} \mathbf{l}_e e^{-jkr} \quad (2.66)$$

ค่าความยาวประสิทธิภาพ จะใช้ในการพิจารณาสายอากาศในโหมดของการส่งและการรับ และจะถูกใช้ประโยชน์โดยเฉพาะในการแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันขณะวงจรเปิด  $V_{oc}$  ของสายอากาศภาครับ ความสัมพันธ์นี้แสดงได้ด้วยสมการ

$$V_{oc} = \mathbf{E}^i \cdot \mathbf{l}_e \quad (2.67)$$

โดยที่  $V_{oc}$  คือ ค่าแรงดันขณะวงจรเปิดที่ขั้วอินพุตของสายอากาศ

$E^i$  คือ สนามไฟฟ้าที่พุ่งกระทบสายอากาศ

$l_e$  คือ ค่าความยาวประสิทธิผล

### ข) พื้นที่สมมูลย์ของสายอากาศ

ค่าของพื้นที่สมมูลย์ของสายอากาศจะใช้อธิบายคุณลักษณะในการจับกำลังงานที่มาจากคลื่นที่พุ่งเข้ามากระทบสายอากาศ หนึ่งในพื้นที่สมมูลย์เหล่านี้คือ ค่าพื้นที่ประสิทธิผลในทิศทางที่กำหนดให้ซึ่งความหมายคือ อัตราส่วนของกำลังงานที่เกิดขึ้นที่หัวของสายอากาศภาครับกับความหนาแน่นของเส้นแรงกำลังงานของระนาบคลื่นที่พุ่งเข้าหาสายอากาศในทิศทางนั้น โดยที่คลื่นจะต้องมีการแยกขั้วคลื่นเหมือนกับการแยกขั้วคลื่นของสายอากาศ และหากไม่มีการกำหนดทิศทางมาให้จะถือว่าทิศทางที่มีความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานสูงสุด คือ ทิศทางที่จะถูกพิจารณาเมื่อเขียนเป็นสมการจะได้

$$A_e = \frac{P_T}{W_i} = \frac{|I_T|^2 R_T / 2}{W_i} \quad (2.68)$$

โดยที่  $A_e$  คือ พื้นที่ประสิทธิผล (aperture) มีหน่วยเป็น ( $m^2$ )

$P_T$  คือ กำลังงานที่ส่ง ไปให้แก่โหลด มีหน่วยเป็น (W)

$W_i$  คือ ความหนาแน่นของกำลังงานของคลื่นที่พุ่งกระทบ มีหน่วยเป็น ( $W/m^2$ )

### 2.5.14 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดและค่าพื้นที่ประสิทธิผลสูงสุด

เพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด (maximum directivity :  $D_0$ ) กับค่าพื้นที่ประสิทธิผลสูงสุด (maximum effective Area :  $A_e$ ) จะใช้วิธีการแสดงด้วยความสัมพันธ์ของสมการตามขั้นตอนต่อไปนี้

**ขั้นตอนที่ 1** จะเป็นการแสดงให้เห็นว่าอัตราส่วน  $D_0 A_e$  ของสายอากาศชนิดใดก็ตามจะมีค่าเท่ากันสมมุติว่ามีสายอากาศสองตัว คือ  $A_1$  และ  $A_2$  ในขั้นต้นจะกำหนดให้  $A_1$  ทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง และ  $A_2$  ทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาครับ โดยให้สายอากาศทั้งสองมีระยะห่างจากกันเท่ากับ  $R$  ดังนั้นความหนาแน่นของกำลังงานที่แผ่กระจายออกไปจึงมีค่าเท่ากับ

$$W_1 = \frac{D_1 P_1}{4\pi R^2} \quad (2.69)$$

โดยที่  $P_1$  คือ กำลังงานรวมที่ถูกแผ่กระจายออกไปจากสายอากาศ  $A_1$  และ  $D_1$  คือ สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ  $A_1$  ดังนั้นกำลังงานรวมที่สายอากาศ  $A_2$  รับเข้ามาได้เพื่อส่งต่อไปให้แก่โหลด จะมีค่าเท่ากับ

$$P_{1 \rightarrow 2} = A_{e2} W_1 = \frac{D_1 P_1 A_{e2}}{4\pi R^2} \quad (2.70)$$

โดยที่  $A_{e2}$  คือ ขนาดพื้นที่ประสิทธิภาพของสายอากาศ  $A_2$  และหากจัดสมการข้างบนเสียใหม่โดยให้อยู่ในรูปของความสัมพันธ์ระหว่างค่าสภาพเจาะจงทิศทางกับค่าของพื้นที่ประสิทธิภาพ ก็จะได้

$$D_1 A_{e2} = 4\pi R^2 \frac{P_{1 \rightarrow 2}}{P_1} \quad (2.71)$$

หากมีการสลับหน้าที่ของสายอากาศ  $A_1$  และ  $A_2$  โดยเปลี่ยนให้สายอากาศ  $A_2$  มาทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งและใช้ขั้นตอนเดิมในการพิจารณา เราจะได้สมการที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าสภาพเจาะจงทิศทางกับค่าของพื้นที่ประสิทธิภาพอีกสมการหนึ่ง คือ

$$D_2 A_{e1} = 4\pi R^2 \frac{P_{2 \rightarrow 1}}{P_2} \quad (2.72)$$

และถ้า  $P_1 = P_2$  จะทำให้ทั้งสองสมการที่ผ่านมาข้างบน มีความสอดคล้องกับหลักการเรื่องของรีซิโปรซิตี (reciprocity principle) นั่นคือ  $P_{1 \rightarrow 2} = P_{2 \rightarrow 1}$  ดังนั้น

$$D_1 A_{e2} = D_2 A_{e1} \quad (2.73)$$

หรือเขียนใหม่ในรูปของความสัมพันธ์ระหว่างค่าสภาพเจาะจงทิศทางกับค่าของพื้นที่ประสิทธิภาพของสายอากาศนั้นๆเลย ก็จะได้

$$\frac{D_1}{A_{e1}} = \frac{D_2}{A_{e2}} = \gamma \quad (2.74)$$

โดยที่  $\gamma$  จะหมายถึงค่าของอัตราส่วนดังกล่าวจะเหมือนกันในทุกชนิดของสายอากาศนั่นเอง

**ขั้นตอนที่ 2** จะเป็นการแสดงวิธีการหาค่าอัตราส่วน  $\gamma$  ของสายอากาศไดโพลจิ๋ว ( infinitesimal dipole)

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศไดโพลจิ๋วซึ่งมีความยาวที่น้อยมาก ๆ นั้น จะมีค่าเท่ากับ  $D_0^{id} = 1.5$  และค่าพื้นที่ช่องเปิดประสิทธิผลของไดโพลจิ๋วนี้มีค่าเท่ากับ  $A_0^{id} = \frac{3}{8\pi} \lambda^2$  ดังนั้นค่าอัตราส่วน  $\gamma$  จะเท่ากับ

$$\gamma = \frac{D_0}{A_e} = \frac{1.5}{3\lambda^2} 8\pi = \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad (2.75)$$

จากสมการ นั้น เป็นกรณีที่สมมุติว่าไม่เกิดการสูญเสียในรูปของความร้อนบนสายอากาศไดโพลจิ๋วเลย การแมตซ์โพลารไรซ์ทำได้อย่างสมบูรณ์ และค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองของสายอากาศ และสายนำสัญญาณถูกทำการแมตซ์ได้เป็นอย่างดี แต่ถ้าไม่เป็นไปตามที่สมมุตินี้ ค่าพื้นที่ประสิทธิผลของสายอากาศ  $A_e$  จะถูกคำนวณใหม่โดยใช้สมการดังที่ปรากฏต่อไปนี้

$$A_e = (1 - |\Gamma|^2) |\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_a|^2 \left( \frac{\lambda^2}{4\pi} \right) e_{cd} D_0 \quad (2.76ก)$$

หรือ

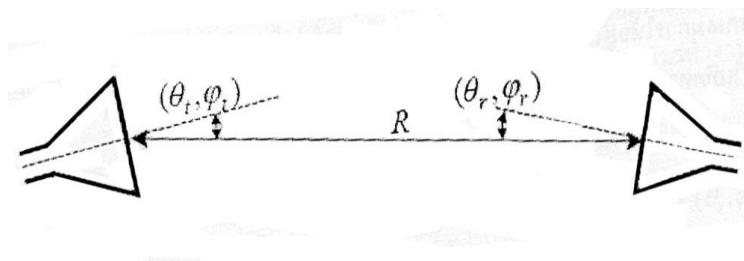
$$A_e = (1 - |\Gamma|^2) |\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_a|^2 \left( \frac{\lambda^2}{4\pi} \right) G_0 \quad (2.76ข)$$

## 2.5.15 สมการการส่งคลื่นของฟรีสและสมการพิสัยเรดาร์

### ก. สมการการส่งผ่านฟรีส

ในการนำสมการการส่งผ่านของฟรีส (friis transmission equation) มาใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบนั้น จะต้องกำหนดว่าระยะทาง ( $R$ ) ระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับนั้นจะต้องอยู่ในบริเวณของสนามระยะไกล ( far-field zone) ซึ่งจะต้องระยะห่างออกจากกันมากๆ สายอากาศภาคส่งจะส่งคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในรูปของความหนาแน่นกำลังงาน  $W_r(\theta_r, \varphi_r)$  ไปในทิศทาง  $(\theta_r, \varphi_r)$  โดยขนาดของความหนาแน่นกำลังงานที่ถูกส่งออกไปนี้จะขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายของสายอากาศ  $G(\theta_r, \varphi_r)$  ในทิศทางที่กำหนดให้และขึ้นอยู่กับขนาดของกำลังงานของ

เครื่องส่ง ( $P_t$ ) ที่ป้อนให้กับอินพุตของสายอากาศ โดย  $R$  คือ ระยะทางระหว่างสายอากาศ แสดงดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 การโพลาริซของเวกเตอร์สนามไฟฟ้า

และจุดที่จะพิจารณาความหนาแน่นของกำลังงานที่ส่งไปถึงมีค่าเท่ากับ

$$W_t = \frac{P_t}{4\pi R^2} G_t(\theta_t, \phi_t) = \frac{P_t}{4\pi R^2} e_t D_t(\theta_t, \phi_t) \quad (2.78)$$

โดยที่  $e_t$  คือประสิทธิภาพการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศ และ  $D_t$  คือ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ หากสมมติว่า  $R$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ สมการ (2.78) จะเป็นคำตอบของค่าความหนาแน่นกำลังงานที่ปรากฏอยู่ที่สายอากาศภาครับ ดังนั้นค่ากำลังงานที่สายอากาศภาครับสามารถรับได้ จะคำนวณได้จากค่าความหนาแน่นกำลังงานนี้คูณกับค่าพื้นที่ประสิทธิภาพของสายอากาศภาครับ ดังสมการ

$$P_r = A_r W_t \quad (2.79)$$

จากสมการ (2.79) หากคิดปัจจัยการสูญเสียซึ่งเกิดจากการโพลาริซ ( PLF) และค่าประสิทธิภาพการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศภาครับ ( $e_r$ ) เข้าไปด้วย ค่ากำลังงานที่รับได้โดยสายอากาศภาครับจะมีค่าเท่ากับ

$$P_r = e_r PLF \times A_r W_t = A_r W_t e_r |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2 \quad (2.80)$$

หรือเขียนในเทอมของค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ( $D_r$ ) ของสายอากาศภาครับ จะได้ว่า

$$P_r = \underbrace{D_r(\theta_r, \phi_r)}_{A_r} \frac{\lambda^2}{4\pi} W_t e_r |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2 \quad (2.81)$$

และเมื่อเขียนสมการให้อยู่ในรูปของความสัมพันธ์ของค่าสภาพเจาะจงทิศทางทั้งของสายอากาศภาคส่งและภาครับในทิศทาง  $(\theta_t, \phi_t)$  และ  $(\theta_r, \phi_r)$  ก็จะได้

$$P_r = D_r(\theta_r, \varphi_r) \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot \underbrace{\frac{P_t}{4\pi R^2} e_t D_t(\theta_t, \varphi_t) e_r}_{w_t} |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2 \quad (2.82)$$

จากสมการ (2. 82) จัดรูปของสมการใหม่และย้ายเทอมของ  $P_t$  ไปไว้ด้านเดียวกับ  $P_r$  ก็จะได้ อัตราส่วนของกำลังงานภาครับต่อกำลังงานภาคส่ง ดังสมการ

$$\frac{P_r}{P_t} = e_t e_r |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2 \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 D_t(\theta_t, \varphi_t) D_r(\theta_r, \varphi_r) \quad (2.83)$$

ในกรณีที่นำปัจจัยการสูญเสียจากกรณีที่ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศทั้งสองภาคไม่แมตช์กับสายส่งสัญญาณเข้ามาคิดด้วย จะทำให้สมการ (2.83) เปลี่ยนรูปไปเป็น

$$\frac{P_r}{P_t} = (1 + |\Gamma_t|^2)(1 + |\Gamma_r|^2) e_t e_r |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2 \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 D_t(\theta_t, \varphi_t) D_r(\theta_r, \varphi_r) \quad (2.84)$$

และถ้าเงื่อนไขในการแมตช์ทั้งค่าอิมพีแดนซ์และการโพลาไรซ์ของสายอากาศภาครับและภาคส่งมีความถูกต้อง สมการการส่งผ่านของฟรีสจะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t(\theta_t, \varphi_t) G_r(\theta_r, \varphi_r) \quad (2.85)$$

โดยที่  $G_t = e_t D_t$  และ  $G_r = e_r D_r$

จากเทอม  $\left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$  ในสมการ (2.84) คือปัจจัยการสูญเสียที่เกิดจากการส่งกำลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านอากาศอิสระ หรือที่เรียกว่า ปัจจัยการสูญเสียเนื่องจากอากาศว่าง ( free-space loss) นั่นเอง หากความถี่ที่ใช้งานเป็นความถี่สูง ปัจจัยดังกล่าวนี้จะส่งผลให้ค่าความหนาแน่นกำลังงานที่ถูกส่งจากสายอากาศภาคส่งผ่านอากาศอิสระไปยังสายอากาศภาครับมีขนาดลดลงอย่างมาก เช่นเดียวกับในกรณีที่ระยะทาง  $R$  มีค่ามากขึ้นก็จะส่งผลต่อกำลังงานที่สายอากาศภาครับรับได้มีค่าลดลง จากสมการตั้งแต่ ( 2.80) - (2.84) ซึ่งเป็นสมการการส่งผ่านของฟรีสนั้น เราสามารถนำมาใช้ในการคำนวณหาระยะทางไกลสุด ( $R_{max}$ ) ที่ยังคงทำให้การทำงานของระบบสื่อสารสองจุดแบบไร้สายทำงานได้ อย่างไรก็ตามเราจะต้องทราบค่ากำลังงานที่ใช้ส่งออกจากเครื่องส่งรวมทั้งพารามิเตอร์อื่นๆ ของระบบทั้งภาครับและภาคส่งด้วย ได้แก่ การโพลาไรซ์ อัตราขยาย การสูญเสีย การแมตช์อิมพีแดนซ์ เป็นต้น และที่สำคัญต้องทราบว่า เครื่องรับต้องการกำลังงานอย่างต่ำที่สุดเท่าไรจึงจะสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ( $P_{r,min}$ ) ดังนั้น



กำลังงานต่ำสุดที่ถูกส่งไปให้เครื่องรับและยังคงทำให้เครื่องรับสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพนั้นจะขึ้นอยู่กับปัจจัยอีกหลายประการ ปัจจัยที่สำคัญมากก็คือ ค่าอัตราส่วนของสัญญาณจริงกับสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR) ซึ่งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนั้นสามารถเกิดขึ้นได้จากหลายแหล่งกำเนิดที่แตกต่างกัน แต่ที่เราควรสนใจในขณะนี้ก็คือสัญญาณรบกวนที่เกิดจากตัวของสายอากาศเอง

## ข. สมการพิสัยเรดาร์

ในการศึกษาในเรื่องของสมการพิสัยเรดาร์ (radar range equation) นั้น จะมีลักษณะของสมการ และการใช้งานคล้ายกับสมการการส่งผ่านของฟรีส แตกต่างตรงที่สมการพิสัยเรดาร์จะต้องคำนวณกำลังงานที่ตกกระทบบนพื้นที่ตัดขวางของเป้า (target) ครั้งหนึ่งก่อนแล้วจึงคำนวณกำลังงานที่สะท้อนจากพื้นที่ตัดขวางของเป้าไปยังสายอากาศของภาครับ โดยพื้นที่ตัดขวางของเปาก็คือ พื้นที่สะท้อน (echo area) หรือที่เรียกว่าพื้นที่ตัดขวางเรดาร์ (Radar Cross Section: RCS) ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่พิจารณาพื้นที่รับสนามระยะไกลของเป้าที่ถูกส่งจากสายอากาศภาคส่งและจะสะท้อนสนามระยะไกลด้วยการกระเจิงของสนามกลับออกไปหาสายอากาศภาครับ โดยที่ RCS จะแทนด้วยสัญลักษณ์  $\sigma$  และเปรียบเสมือนพื้นที่สมมูล (equivalent area) ของเป้าที่รับกำลังงานส่วนหนึ่งเข้ามาได้และสะท้อนกำลังงานดังกล่าวออกไปในลักษณะของไอโซทรอปิกด้วยกำลังงานที่เท่ากับกำลังงานที่เป้ารับเข้ามาได้ สามารถแสดงความหมายในรูปของสมการได้ คือ

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[ 4\pi R^2 \frac{W_s}{W_i} \right] = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[ 4\pi R^2 \frac{|\vec{E}_s|}{|\vec{E}_i|} \right] \quad (m^2) \quad (2.86)$$

โดยที่  $R$  คือ ระยะทางที่วัดจากเป้า มีหน่วยเป็นเมตร (m)

$W_i$  คือ ความหนาแน่นกำลังงานที่พุ่งกระทบเป้า มีหน่วยเป็นวัตต์/เมตร ( $W/m^2$ )

$W_s$  คือ ความหนาแน่นกำลังงานที่กระเจิงออกจากเป้า มีหน่วยเป็นวัตต์/เมตร ( $W/m^2$ )

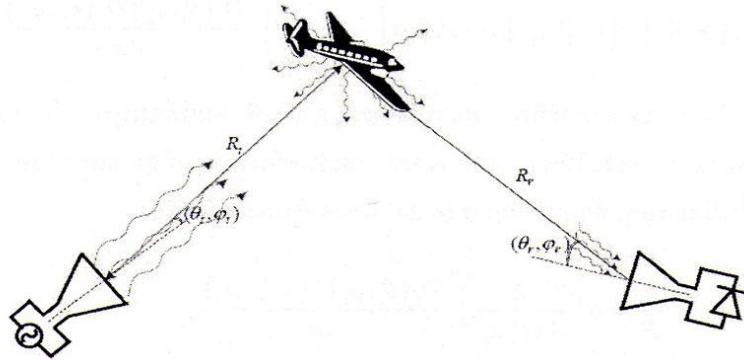
และจากที่ได้นิยามไว้ในเบื้องต้นว่ากำลังงานที่เป้ารับเข้ามาได้จะเท่ากับกำลังงานที่กระเจิงออกไปจากเป้าจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ในรูปของสมการได้ดังนี้

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \left[ \frac{\sigma W_i(R)}{4\pi R^2} \right] = W_s \quad (m^2) \quad (2.87)$$

ผลที่ได้จากการคูณของ  $\sigma W_i$  ก็คือกำลังงานที่เป้าสามารถรับหรือขวางเอาไว้ได้และจะถูกส่งกลับออกไป (re-radiation) อีกครั้งหนึ่งในลักษณะของไอโซทรอปิกเพื่อให้เกิดคลื่นทรงกลม (spherical wave) เดินทางกลับไปหาสายอากาศภาครับที่อยู่ในบริเวณสนามระยะไกลและกำลังงานนี้จะมีขนาดลดลงเมื่อระยะทาง  $R$  มีค่ามากขึ้นตามสมการ  $1/R^2$  ซึ่งในความเป็นจริงระยะของ  $R$  จะมีขนาดจำกัดและเกิดกำลังงานที่กระเจิงออกไปจะมีค่าที่แน่นอน โดยค่าความหนาแน่นกำลังงานที่กระเจิงออกไปนี้จะมีค่าเท่ากับค่าของกำลังงานจริงที่กระเจิงออกจากเป้า ( $W_s$ )

จากที่กล่าวมาจะสังเกตได้ว่าค่าโดยทั่วไปของ RCS จะมีค่าน้อยกว่าพื้นที่ตัดขวางจริงของตัวสะท้อน อย่างไรก็ตามมันมีส่วนสำคัญอย่างมากในการแสดงคุณสมบัติในการสะท้อนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของเป้าและขนาดของ RCS นี้จะมีค่ามากหรือน้อยนั้นจะขึ้นอยู่กับปัจจัย ได้แก่ 1) มุมตกกระทบของคลื่น 2) มุมของการสังเกต 3) รูปร่างของตัวสะท้อน 4) คุณสมบัติทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของวัตถุที่เป็นเป้าด้วยและ 5) ความยาวคลื่นที่ใช้ในการพุ่งกระทบและสะท้อนออกจากเป้า กล่าวโดยสรุปก็คือพื้นที่ RCS นี้จะคล้ายกับหลักการที่ได้ศึกษาในเรื่อง พื้นที่ประสิทธิผล (effective area) ของสายอากาศมาแล้วนั่นเอง

สำหรับสมการพิสัยเรดาร์นี้จะยังคงแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์หรืออัตราส่วนของขนาดกำลังงานที่ป้อนให้กับสายอากาศส่งเทียบกับขนาดกำลังงานที่สายอากาศภาครับของเรดาร์สามารถรับเข้ามาได้หลังจากที่มีการสะท้อนออกมาจากพื้นที่ตัดขวางของเป้า  $\sigma$  นั้นเอง ในการพิจารณาปัญหาการกระเจิงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยทั่วไปนั้น จะต้องกำหนดสายอากาศทั้งภาครับและภาคส่งซึ่งอาจจะติดตั้งอยู่คนละตำแหน่งก็ได้ หรือที่เรียกว่า bistatic scattering ดังแสดงในรูปที่ 2.23 ส่วนกรณีที่มีการใช้สายอากาศเพียงตัวเดียวทำหน้าที่ส่งคลื่นออกไปและรับคลื่นที่สะท้อนกลับเข้ามาจะเรียกว่า monostatic scattering หรือการกระเจิงกลับ (backscattering) และจากกรณีที่จะศึกษาต่อไปนี้จะต้องพึงระลึกไว้เสมอว่า พื้นที่ของ RCS อาจจะมีขนาดแตกต่างกันอย่างมากก็ได้หากตำแหน่งของสายอากาศส่งและภาครับมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 2.23 แสดงการทำงานของเรดาร์ในกรณี bistatic scattering

ในขั้นต้นของการวิเคราะห์สมการพิสัยเรดาร์จากรูปที่ 2.23 จะสมมติว่าค่าความหนาแน่นกำลังงานของคลื่นที่ถูกส่งออกจากสายอากาศภาคส่งไปยังเป้าจะมีค่าเท่ากับ  $W_t$  ซึ่งคำนวณได้จากสมการ

$$W_t = \frac{P_t G_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R_t^2} = \frac{P_t e_t D_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R_t^2} \quad (W/m^2) \quad (2.88)$$

โดยกำลังงานที่เป้าสามารถจับเข้ามาได้ (captured power:  $P_c$ ) จะคำนวณได้โดยการนำค่าพื้นที่ตัดขวางเรดาร์คูณกับค่าความหนาแน่นกำลังงานที่ส่งมาจากสายอากาศภาคส่งนั่นคือ  $P_c = \sigma W_t$  (หน่วยเป็นวัตต์) และกำลังงานที่จับเข้ามาได้นี้มีการสะท้อนออกจากเป้าไปยังสายอากาศรับในรูปของค่าความหนาแน่นกำลังงาน  $W_r$  ซึ่งจะคำนวณได้จากสมการ

$$W_r = \frac{P_c}{4\pi R_r^2} = \frac{\sigma W_t}{4\pi R_r^2} = e_r \sigma \frac{P_t D_t(\theta_t, \phi_t)}{(4\pi R_t R_r)^2} \quad (W/m^2) \quad (2.89)$$

และกำลังงานที่สายอากาศภาครับรับได้และพร้อมที่จะส่งต่อไปยังเครื่องรับของระบบเรดาร์จะมีค่าเท่ากับ

$$P_r = e_r A_r W_r = e_r \left( \frac{\lambda^2}{4\pi} \right) D_r(\theta_r, \phi_r) \cdot e_t \sigma \frac{P_t D_t(\theta_t, \phi_t)}{(4\pi R_t R_r)^2} \quad (W) \quad (2.90)$$

เมื่อนำสมการ (2.90) มาจัดรูปแบบของสมการใหม่และคิดค่าของการสูญเสียที่เกิดจากการไม่แมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศทั้งสองภาค รวมทั้งการสูญเสียที่เกิดจากการไม่แมตซ์กันของ

โพลาริซักระหว่างสายอากาศภาครับและภาคส่งเข้าไปในสมการด้วย จะทำให้สมการ (2.90) กลายเป็น

$$\frac{P_r}{P_t} = e_t e_r (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r \sigma \left( \frac{\lambda}{4\pi R_t R_r} \right)^2 \frac{D_t(\theta_t, \varphi_t) D_r(\theta_r, \varphi_r)}{4\pi} \quad (2.91)$$

และถ้าหากสมมุติให้ระบบของเรดาร์ที่พิจารณานี้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่สมบูรณ์ มีการวางตำแหน่งของสายอากาศทั้งภาคส่งและภาครับให้สามารถทำการส่งและรับคลื่นได้มากที่สุด และสายอากาศทั้งสองภาคนี้เป็นสายอากาศที่ไม่มีการสูญเสียเลย สมการ (2.91) ก็จะลดรูปลงเหลือเพียง

$$\frac{P_r}{P_t} = \sigma \left( \frac{\lambda}{4\pi R_t R_r} \right)^2 \frac{D_t(\theta_t, \varphi_t) D_r(\theta_r, \varphi_r)}{4\pi} \quad (2.92)$$

ทั้งสมการ ( 2.91) และ ( 2.92) ก็คือ สมการพิสัยเรดาร์ ซึ่งในทางปฏิบัติระบบเรดาร์จะนำมาใช้ในการคำนวณเพื่อหาค่าตอบของระยะทางสายอากาศทั้งสองของระบบเรดาร์ไปยังตำแหน่งของเป้าที่กำลังตรวจจับอยู่ หรือหาระยะทางไกลสุดที่ระบบเรดาร์ยังสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องและมีประสิทธิภาพ ซึ่งเช่นเดียวกับกรณีของสมการพิสัยเรดาร์ ดังนั้นสมการการหาระยะทางจึงเท่ากับ

$$(R_t R_r)^2 = e_t e_r (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r \left| \frac{P_t}{P_r} \sigma \left( \frac{\lambda}{4\pi R_t R_r} \right)^2 \frac{D_t(\theta_t, \varphi_t) D_r(\theta_r, \varphi_r)}{4\pi} \right. \quad (2.93)$$

### 2.5.16 อุณหภูมิสายอากาศ

จากทฤษฎีในวิชาฟิสิกส์ได้กล่าวไว้ว่า วัตถุใดๆ ก็ตามที่มีอุณหภูมิสูงกว่าศูนย์องศาสัมบูรณ์ (absolute zero degree) จะสามารถแผ่กระจายพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าออกมาได้ ด้วยเหตุนี้สายอากาศแต่ละตัวที่ถูกล้อมรอบไปด้วยแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนจึงปรากฏเป็นกำลังงานของสัญญาณรบกวนขึ้นที่ขั้วของสายอากาศ ในที่นี้เราจะไม่พิจารณาในเรื่องที่มาหรือการเกิดขึ้นของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนและสัญญาณรบกวนบางชนิดที่มนุษย์สร้างขึ้นมา แต่จะพิจารณาเฉพาะแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในธรรมชาติซึ่งส่งผลต่อระบบโทรคมนาคมเป็นส่วนใหญ่ เช่น สัญญาณรบกวนจากท้องฟ้าและจากพื้นดิน (sky and ground noise)

นอกจากนี้หลักการในเรื่องของอุณหภูมิสายอากาศไม่ได้ถูกนำมาใช้ในการพิจารณาเฉพาะสัญญาณรบกวนที่เป็นแม่เหล็กไฟฟ้าเท่านั้น แต่ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิของวัตถุและกำลัง

งานซึ่งถูกสร้างขึ้นที่ขั้วของสายอากาศยังถูกนำไปประยุกต์ใช้ในเรื่องของการรับรู้ระยะไกลแบบพาสซีฟ (passive remote sensing หรือ radiometry) ซึ่งเป็นระบบที่สามารถวัดและสร้างภาพอุณหภูมิของวัตถุที่อยู่ในระยะไกลได้ด้วยคลื่นวิทยุ (radiometry) โดยอุณหภูมิของวัตถุที่อยู่ในระยะไกลจะถูกวัดโดยการเปรียบเทียบกับสัญญาณรบกวนของแหล่งกำเนิดที่อยู่ด้านหลังของวัตถุ (background noise source) กับสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องรับสัญญาณเอง

จากที่กล่าวมาแล้วตั้งแต่ต้นว่า วัตถุทุกชนิดที่มีอุณหภูมิทางกายภาพสูงกว่าศูนย์องศาสัมบูรณ์ ( $0^{\circ} K = -273^{\circ} C$ ) นั้นจะมีพลังงานความร้อน (heat energy) เกิดขึ้น กำลังงานของสัญญาณรบกวนต่อหน่วยความถี่แบนจะเป็นสัดส่วนกับอุณหภูมิของวัตถุ ซึ่งกำหนดได้โดยสมการความสัมพันธ์ของไนควิสต์ (Nyquist's relation)

$$p_h = kT_p \quad (W / Hz) \quad (2.94)$$

โดยที่  $T_p$  คือ อุณหภูมิทางกายภาพของวัตถุ มีหน่วยเป็นองศาเคลวิน (K)

$k$  คือ ค่าคงที่ของโบลท์ซมานน์ (Boltzmann's constant :  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K)

บ่อยครั้งที่พบว่าพลังงานความร้อนนี้มักถูกสมมุติว่าถูกกระจายออกไปในวัตถุอย่างสม่ำเสมอ ณ แลบบความถี่  $\Delta f$  ที่แน่นอน ดังนั้นค่ากำลังงานความร้อน (heat power) ที่เกิดขึ้นในแลบบความถี่  $\Delta f$  นี้จะมีค่าเท่ากับ

$$p_h = kT_p \Delta f \quad (W) \quad (2.95)$$

จากหลักการที่ว่าวัตถุใดๆที่มีอุณหภูมิทางกายภาพสูงกว่าศูนย์องศาสัมบูรณ์และมีค่าความนำจำกัดอยู่ที่ค่าใดค่าหนึ่งนั้นจะมีการแผ่กำลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าออกมา โคนกำลังงานนี้จะขึ้นอยู่กับความสามารถของผิวของวัตถุนั้นที่จะยอมให้ความร้อนถูกปล่อยหรือแผ่ออกมาสู่ภายนอก กำลังงานความร้อนที่ถูกแผ่กระจายออกมานี้จะเรียกว่า อุณหภูมิสมมูลหรืออุณหภูมิความสว่าง (equivalent or brightness temperature) ของวัตถุนั้น โดยค่าความสัมพันธ์ของกำลังงานต่ออุณหภูมิในสมการ (2.95) จะนำมาเขียนใหม่เป็น

$$p_B = kT_B \Delta f \quad (W) \quad (2.96)$$

ขณะที่อุณหภูมิความสว่าง  $T_B$  จะมีค่าเป็นสัดส่วนกับค่าของอุณหภูมิทางกายภาพของวัตถุ  $T_p$  นั่นคือ

$$T_B = (1 - |\Gamma_s|^2) T_p = \epsilon T_p \quad (K) \quad (2.97)$$

โดยที่  $\Gamma_S$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของผิวของวัตถุ ในกรณีที่มีการกำหนดโพลาไรซ์ของคลื่น

$\epsilon$  คือ ค่าความสามารถในการแผ่ออก (emissivity) ของวัตถุ

กำลังงานที่แผ่กระจายออกมาจากวัตถุ ( $P_B$ ) จะเป็นกำลังงานซึ่งเกิดร่วมกับอุณหภูมิความสว่างและเมื่อถูกขวางโดยตัวของสายอากาศก็จะทำให้กำลังงานนี้ไปปรากฏขึ้นที่ขั้วของสายอากาศด้วย กลายเป็น  $P_A$  ดังนั้นอุณหภูมิสมมูลย์ที่เกิดร่วมกับกำลังงาน  $P_A$  ที่สายอากาศรับเข้ามาที่ขั้วของสายอากาศ จึงเรียกว่า อุณหภูมิสายอากาศ (antenna temperature:  $T_A$ ) โดยที่  $P_A = kT_A \Delta f$

กำลังงานของสัญญาณรบกวนที่รับเข้ามาจะสามารถคำนวณได้ถ้าเราทราบค่าอะเพอร์เจอร์ประสิทธิภาพ  $A_e$  ของสายอากาศ และค่าความหนาแน่นกำลังงานของสัญญาณรบกวน  $W_B$  ที่ถูกสร้างโดยวัตถุซึ่งปรากฏอยู่ที่ตำแหน่งของสายอากาศ นั่นคือ

$$P_A = A_e W_B \quad (W) \quad (2.98)$$

ถ้าวัตถุมีการแผ่กระจายความหนาแน่นของกำลังงานของสัญญาณรบกวนออกมารอบทิศทางในลักษณะของไอโซทรอปิก มีค่าเท่ากับ

$$W_B = \frac{P_B}{4\pi R^2} \quad (W/m^2) \quad (2.99)$$

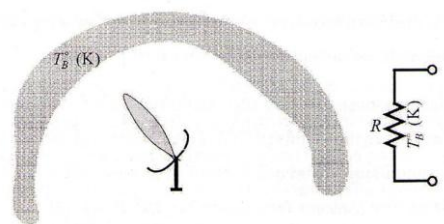
โดยที่  $P_B = kT_B \Delta f$  คือ ค่ากำลังงานความสว่างที่แผ่กระจายกำลังงานออกไปจากวัตถุ มีหน่วยเป็นวัตต์ (W)

$R$  คือ ระยะทางระหว่างวัตถุกับตัวสายอากาศ มีหน่วยเป็นเมตร (m)

ขั้นแรกให้เราสมมุติว่าแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานหรือลำคลื่นทั้งหมดของสายอากาศได้มองเห็นวัตถุหนึ่งซึ่งมีค่าอุณหภูมิ  $T_B$  (K) ดังแสดงในรูปที่ 2.24 โดยสมมุติว่าสายอากาศนี้เป็นแบบไม่มีการสูญเสียทำให้ไม่ต้องคำนึงถึงค่าความต้านทานการสูญเสียที่เกิดขึ้นภายใน และจะไม่มีการผลิตสัญญาณรบกวนขึ้นภายในตัวสายอากาศเองด้วย ดังนั้นค่ากำลังงานของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่ขั้วของสายอากาศจะสามารถวัดค่าได้ โคนมีค่าดังสมการ

$$P_A = kT_B \Delta f \quad (W) \quad (2.100)$$

ซึ่งค่ากำลังงานที่ได้จากสมการ (2.101) จะเหมือนกับกำลังงานที่ถูกสร้างขึ้นโดยค่าความต้านทานที่อุณหภูมิ  $T_B$  (K)



รูปที่ 2.24 การพิจารณากำลังงานสัญญาณรบกวนซึ่งเกิดขึ้นที่ขั้วของสายอากาศ

โดยที่อุณหภูมิสายอากาศจะสัมพันธ์กับค่ากำลังงานที่สามารถวัดได้ นั่นคือ

$$P_A = kT_A \Delta f \quad (W) \quad (2.101)$$

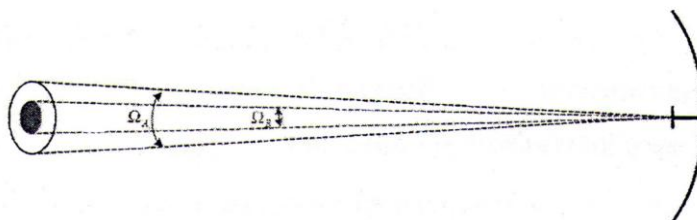
จากกรณีที่ได้อธิบายด้านบน ขณะที่มุมตัน (solid angle) ซึ่งถูกกลับทิศทางเป็นตรงกันข้าม โดยแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน  $\Omega_B$  มีค่ามากกว่ามุมตันของสายอากาศ  $\Omega_A$  จะทำให้อุณหภูมิสายอากาศ  $T_A$  มีค่าเท่ากับอุณหภูมิของวัตถุ  $T_B$  อย่างแท้จริง นั่นคือ

$$T_A = T_B \quad \text{ถ้า} \quad \Omega_A \ll \Omega_B \quad (2.103)$$

สถานการณ์ที่ได้อธิบายข้างบนนี้จะเป็นสิ่งสำคัญในทางปฏิบัติที่จะแสดงพฤติกรรมของสายอากาศ เมื่อสายอากาศตัวหนึ่งถูกชี้ในทิศทางที่ตั้งตรงขึ้นไปในท้องฟ้าในเวลากลางคืน ค่าอุณหภูมิสัญญาณรบกวนของสายอากาศที่เกิดขึ้นจะมีค่าต่ำมากอยู่ในช่วง  $T = 3^\circ - 5^\circ K$  ณ ที่ความถี่ในช่วงระหว่าง 1-10 GHz ซึ่งค่าอุณหภูมิสัญญาณรบกวนดังกล่าวเป็นค่าที่เกิดขึ้นจริงของท้องฟ้าในเวลากลางคืน โดยมุมแฉกของสายอากาศยังมีค่าสูงมากขึ้นค่าอุณหภูมิของท้องฟ้าก็จะยังมีค่าต่ำลง สัญญาณรบกวนจากท้องฟ้านั้นจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้กันอย่างมาก รวมทั้งจะขึ้นอยู่กับเวลาของในวันนั้นๆด้วย ซึ่งเกิดจากผลของคอสมิก (cosmic ray) ที่แผ่ออกมาจากดวงอาทิตย์ ดวงจันทร์ และวัตถุที่มีการส่องสว่างที่อยู่บนท้องฟ้า มารวมกับสัญญาณรบกวนในชั้นบรรยากาศแอมโมเนียและสัญญาณรบกวนที่เกิดจากมนุษย์สร้างขึ้นมา สำหรับสัญญาณรบกวนของพื้นดินนั้นจะมีค่าประมาณ  $300^\circ K$  และจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามช่วงเวลาของวันนั้นๆด้วย ส่วนอุณหภูมิสัญญาณรบกวนที่มุมเลขของสายอากาศมีค่าเป็นศูนย์ (ขนานกับพื้นโลก) จะมีค่าอยู่ที่ประมาณ  $100^\circ - 150^\circ K$

มีกรณีพิเศษซึ่งเกิดขึ้นตรงกันข้ามกับที่อธิบายไปแล้วอยู่กรณีหนึ่งซึ่งเกิดขึ้นในระบบมาตรวัดด้วยคลื่น (radiometry) และระบบดาราศาสตร์เชิงคลื่น (radio astronomy) โดยวัตถุที่ส่องสว่างได้

(แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน) จะหันมุมตันเล็กๆ ดังกล่าวเข้าไปอยู่ในมุมตันของสายอากาศ เมื่อสายอากาศมีทิศทางชี้ตรงไปยังวัตถุนั้น ทำให้  $\Omega_B \ll \Omega_A$  ดังแสดงในรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 กรณีที่มุมตันเล็กๆของวัตถุที่ส่องสว่างได้เข้าไปอยู่ในมุมตันของสายอากาศ

ในการแยกกำลังงานที่รับได้จากวัตถุส่องสว่างและจากสัญญาณรบกวนด้านหลังวัตถุ (background noise) นั้น ความแตกต่างที่เกิดขึ้นในอุณหภูมิสายอากาศ  $\Delta T$  จะถูกวัดด้วยการบังคับให้ทิศทางของลำคลื่นหันเข้าหาและหันออกจากวัตถุ จากกรณีดังกล่าวนี้ ความแตกต่างของอุณหภูมิสายอากาศจะไม่เท่ากับอุณหภูมิของวัตถุส่องสว่าง  $T_B$  เช่นที่เกิดขึ้นในกรณีของวัตถุที่สร้างสัญญาณรบกวนขนาดใหญ่ อย่างไรก็ตามค่าอุณหภูมิทั้งสองจะมีค่าที่เป็นสัดส่วนกัน ซึ่งจะได้แสดงวิธีการคำนวณเพื่อแสดงความสัมพันธ์ในขั้นตอนต่อไป โดยกำลังงานของสัญญาณรบกวนซึ่งถูกดักโดยสายอากาศจะขึ้นอยู่กับขนาดของอะเพอร์เจอร์ประสิทธิภาพของสายอากาศ  $A_e$  กับค่าความหนาแน่นกำลังงาน ซึ่งถูกสร้างโดยแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน  $W_B$  ณ ตำแหน่งของสายอากาศตั้งอยู่ โดยเขียนในรูปของสมการคือ

$$P_A = A_e W_B \quad (W) \quad (2.104)$$

ต่อไปเราจะสมมุติว่าวัตถุที่ส่องสว่างนั้นมีการแผ่กำลังงานของสัญญาณรบกวนออกมาในลักษณะของไอโซทรอปิกและแสดงเทอมของพื้นที่ประสิทธิภาพในรูปของมุมตันของสายอากาศ ก็จะได้

$$P_A = \frac{\lambda^2}{\Omega_A} \times \frac{P_B}{4\pi R^2} \quad (W) \quad (2.105)$$

โดยที่  $R$  คือ ระยะทางระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนกับสายอากาศ ซึ่งสัมพันธ์กับค่าพื้นที่ประสิทธิภาพของวัตถุกับขนาดของมุมตัน  $\Omega_B$  ซึ่งสามารถเปลี่ยนรูปสมการเป็น

$$R^2 = \frac{S_B}{\Omega_B} \quad (m^2) \quad (2.106)$$



นั่นคือ 
$$P_A \Omega_A = \frac{\lambda^2}{4\pi S_B} P_B \Omega_B \quad (2.107)$$

สังเกตได้ว่า 
$$\frac{\lambda^2}{4\pi S_B} = \frac{1}{G_B} = 1 \quad (2.108)$$

โดยที่  $G_B$  คือ อัตราขยายของวัตถุส่องสว่างซึ่งมีค่าเท่ากับ 1 เพราะว่ามันถูกสมมุติให้มีการแผ่กระจายกำลังงานเป็นแบบไอโซทรอปิกนั่นเอง ทำให้

$$P_A \Omega_A = P_B \Omega_B \quad \Omega_B \ll \Omega_A \quad (2.109)$$

จากสมการ ( 2.109) คือ สมการที่ใช้แสดงความสัมพันธ์โดยตรงระหว่างอุณหภูมิของการส่องสว่างของวัตถุที่ถูกสังเกตกับอุณหภูมิสายอากาศเชิงอนุพันธ์ซึ่งถูกวัดได้ที่ขั้วของสายอากาศ ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\Delta T_A = \frac{\Omega_B}{\Omega_A} T_B \quad (K) \quad (2.110)$$

โดยทั่วไปนั้น ค่ากำลังงานสัญญาณรวมของสายอากาศนั้น จะเป็นผลที่เกิดจากแหล่งกำเนิดที่หลากหลายและมีค่าที่แตกต่างกันไป ซึ่งค่ากำลังงานดังกล่าวนี้จะแปรตามค่าของมุมที่ใช้ในการสังเกต  $(\theta, \varphi)$  โดยปัจจัยที่มีค่าแตกต่างกันนี้ก็คือแบบรูปกำลังงานของสายอากาศที่แสดงในรูปของฟังก์ชัน  $F(\theta, \varphi)$  นั่นคือ

$$T_A = \frac{1}{\Omega_A} \iint_{4\pi} F(\phi, \varphi) T_B(\phi, \varphi) d\Omega \quad (2.111)$$

ซึ่งสมการ ( 2.111) จะอยู่ในรูปคำตอบทั่วไป และในกรณีพิเศษที่ได้กล่าวไปแล้วก็สามารถคำนวณได้โดยง่าย โดยใช้สมการนี้ ตัวอย่างคือ สมมุติว่าอุณหภูมิการส่องสว่างที่อยู่รอบๆสายอากาศมีค่าเท่ากันหมดที่ทุกๆมุมที่ใช้ในการสังเกต ดังนั้น

$$\left( T_A = \frac{T_{B0}}{\Omega_A} \underbrace{\iint_{4\pi} F(\phi, \varphi) d\Omega}_{\Omega_A} = T_{B0} \right) \quad (2.112)$$

ตอนนี้สมมุติว่า  $T_B(\phi, \varphi) =$  ค่าคงที่  $= T_{B0}$  แต่เกิดขึ้นเฉพาะภายในมุมตัน  $\Omega_B$  ซึ่งมีค่าน้อยกว่ามุมตันของสายอากาศ  $\Omega_A$  มาก ส่วนภายนอกของมุมตัน  $\Omega_B$  นั้น จะมีค่า  $T_B(\phi, \varphi) = 0$  เนื่องจาก  $\Omega_B \ll \Omega_A$  เมื่อสายอากาศถูกชี้ไปที่ตำแหน่งของแหล่งกำเนิดสัญญาณรวม แบบรูปกำลังงานนอร์มอลไลซ์ของมันที่อยู่ภายในมุมตัน  $\Omega_B$  จะมีค่า  $F(\phi, \varphi) \cong 1$  ดังนั้น

$$T_A = \frac{1}{\Omega_A} \iint_{4\pi} F(\phi, \varphi) T_B(\phi, \varphi) d\Omega = \frac{1}{\Omega_A} \iint_{\Omega_B} (1) T_{B0} d\Omega = T_{B0} \frac{\Omega_B}{\Omega_A} \quad (2.113)$$

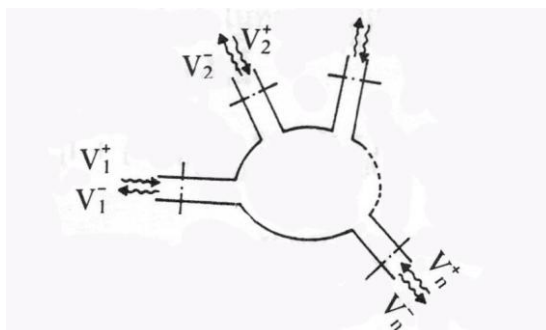
แบบรูปของสายอากาศจะมีอิทธิพลต่ออุณหภูมิสายอากาศสูงมาก ในกรณีสายอากาศที่มีอัตราขยายสูง (high-gain antenna) เช่น สายอากาศตัวสะท้อนแบบต่างๆเมื่อยกมุมเงยเพื่อชี้ทิศทางไปที่ตำแหน่งใกล้เคียงกับตำแหน่งเซนิธ (zenith) ก็จะมีระดับของสัญญาณรบกวนต่ำมากจนสามารถละเว้นโดยไม่ต้องนำมาคิดได้ อย่างไรก็ตาม ถ้าโหลบด้านข้างหรือโหลบด้านหลังของสายอากาศมีระดับสูงและมีทิศทางชี้ไปที่พื้นดินหรือชี้ไปในแนวนานานกับพื้นโลก ที่พบบ่อยก็คือ เมื่อดำคลื่นหลักของมันมีทิศทางชี้ไปที่พื้นดินหรืออยู่ในแนวนอนหรือแนวนานกับพื้นโลก ที่พบบ่อยก็คือ กรณีระบบสายอากาศของระบบเรดาร์และของสถานีทวนสัญญาณวิทยุภาคพื้นดิน

## 2.6 ทฤษฎีพารามิเตอร์เอส

### 2.6.1 นิยามและความหมายของสแกตเตอร์ริงเมตริกซ์

สแกตเตอร์ริงเมตริกซ์ (scattering matrix) คือ พารามิเตอร์การกระจายพลังงานเป็นพารามิเตอร์ที่เชื่อมโยงความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นที่ส่งผ่านเข้ามา ( $V_n^+$ ) กับคลื่นที่สะท้อนและคลื่นที่ส่งผ่านออกไปทางพอร์ตต่างๆ ( $V_n^-$ ) หรืออาจเรียกรวมๆกันว่าคลื่นที่กระจาย (scatter) ออกไป ซึ่งพารามิเตอร์ชุดดังกล่าวนี้ก็จะมีความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดกับค่าที่ทำการวัดได้

เมื่อพิจารณาวงจรไมโครเวฟที่มี  $N$  พอร์ตตามรูปที่ 2.26 ถ้ามีคลื่นส่งเข้ามาจากพอร์ตใดพอร์ตหนึ่ง เช่น พอร์ตที่ 1 ก็จะเกิดคลื่นสะท้อนกลับเป็น  $V_1^- = S_{11}V_1^+$  และเกิดคลื่นที่ออกไปจากพอร์ตอื่นๆเป็น  $V_n^- = S_{n1}V_1^+$



รูปที่ 2.26 วงจรไมโครเวฟที่มี  $N$  พอร์ตกับการนิยามสแกตเตอร์ริงเมตริกซ์

และจากคุณสมบัติที่เป็นเชิงเส้นของสมการแมกซ์เวลล์เมื่อมีคลื่นส่งผ่านเข้ามาจากทุกๆ พอร์ต คลื่นที่ส่งผ่านออกไปจากพอร์ตต่างๆ ก็จะเป็นผลรวมเชิงเส้นของคลื่นกระจัดกระจายที่เกิดจากการส่งผ่านคลื่นเข้าที่แต่ละพอร์ต ดังนั้นผลที่ได้จึงสามารถเขียนในรูปของเมตริกซ์ได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} S_{12} \dots S_{1N} \\ S_{21} S_{22} \dots S_{2N} \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots \\ S_{N1} S_{N2} \dots S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (2.114)$$

หรือ

$$[V^-] = [S] [V^+] \quad (2.115)$$

ในการคำนวณค่าพารามิเตอร์เอสซีโดยทั่วไปเราจะใช้ค่า  $V_n^+$  และ  $V_n^-$  ที่นอร์มาไลซ์ไว้ด้วยอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของท่อนำคลื่นเพื่อให้กำลังคลื่นขาเข้าและกำลังคลื่นขาออกเขียนได้ในรูป  $|V_n^+|^2$  และ  $|V_n^-|^2$  ตามลำดับ ในที่นี้เพื่อหลีกเลี่ยงความสับสนที่อาจจะเกิดขึ้นจะให้ค่า  $V_n^+$  และ  $V_n^-$  ที่นอร์มาไลซ์แล้วเป็น  $a_n$  และ  $b_n$  ตามลำดับ เมื่อให้อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของพอร์ตที่  $n$  เป็น  $Z_n$  ความสัมพันธ์ระหว่าง  $a_n, b_n$  กับ  $V_n^+, V_n^-$  ก็จะเขียนได้ดังนี้

$$a_n = V_n^+ / \sqrt{Z_n} = I_n^+ \sqrt{Z_n} \quad (2.116)$$

$$b_n = V_n^- / \sqrt{Z_n} = I_n^- \sqrt{Z_n} \quad (2.117)$$

ซึ่งทำให้กำลังคลื่นขาเข้าและกำลังคลื่นขาออกที่พอร์ตที่  $n$  เขียนได้ดังนี้

$$|a_n|^2 = |V_n^+|^2 / Z_n = |I_n^+|^2 Z_n \quad (2.118)$$

$$|b_n|^2 = |V_n^-|^2 / Z_n = |I_n^-|^2 Z_n \quad (2.119)$$

เมื่อเราใช้ค่า  $a_n, b_n$  ดังกล่าวนี้ เอสเมตริกซ์ที่ได้ก็จะเป็นการผูกความสัมพันธ์ระหว่าง  $a_n$  และ  $b_n$  ดังนี้

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} S_{12} \dots S_{1N} \\ S_{21} S_{22} \dots S_{2N} \\ \dots \dots \dots \dots \\ S_{N1} S_{N2} \dots S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \quad (2.120)$$

หรือ  $[b] = [S] [a]$  (2.121)

สำหรับเหตุผลหลักที่เราใช้  $a_n, b_n$  แทนที่จะใช้  $V_n^+, V_n^-$  ที่ไม่ได้นอร์มาไลซ์นั้น ก็เพื่อต้องการให้

เอสเมตริกซ์ที่เกิดขึ้นมีคุณสมบัติสมมาตรในกรณีที่ว่าจรรยากรณ์นั้นเป็นไปตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ

## 2.6.2 ความหมายของพารามิเตอร์ S

เอสพารามิเตอร์มีความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดกับค่าที่ทำการวัดได้ในทางปฏิบัติ ขั้นแรกจะพิจารณาความหมายของเอสพารามิเตอร์ซึ่งจะให้ผลในการยืนยันค่ากล่าวนี้ ก่อนอื่นพิจารณากรณีที่เราส่งคลื่นเข้าทางพอร์ตที่  $i$  แล้วทำการต่อปลายสายของพอร์ตที่เหลือด้วยแมตชิงโพลดดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.27 ในสภาพเช่นนี้  $a_n$  จะเป็นศูนย์หมด ยกเว้น  $a_i$  และจากสมการ (2.121) เราจะได้

$$b_i = S_{ii} a_i \quad (2.122)$$

หรือ

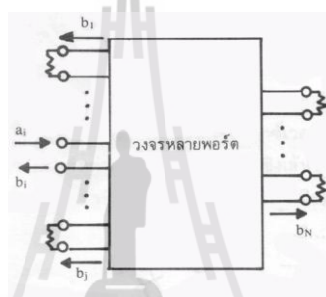
$$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} = \frac{V_i^-}{V_i^+} = \Gamma_i \quad (2.123)$$

ผลที่ได้นี้ก็เป็นการบ่งบอกว่าภายใต้เงื่อนไขวงจรดังกล่าว เราจะสามารถหาค่า  $S_{ii}$  ได้โดยการวัดคลื่นที่สะท้อนกลับมาในพอร์ตที่  $i$  และ  $S_{ii}$  ก็คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับนั่นเอง และภายใต้เงื่อนไขเดียวกันนี้  $b_j$  จะเขียนได้ดังนี้

$$b_j = S_{ji} a_i$$

หรือ

$$S_{ji} = \frac{b_j}{a_i} \quad (2.124)$$



**รูปที่ 2.27** การวัด S พารามิเตอร์โดยการป้อนกำลังคลื่น เข้าที่พอร์ต  $i$  และต่อแมตซิงโหลดในพอร์ตที่เหลือ

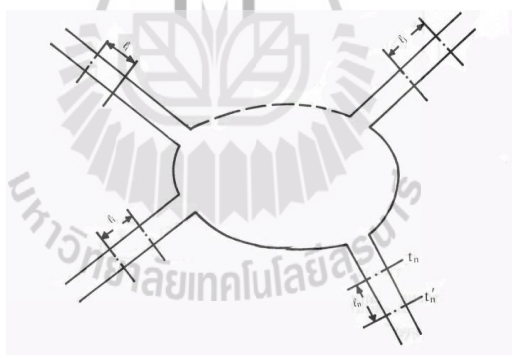
ผลที่ได้นี้ก็เป็นการแสดงว่า  $S_{ji}$  จะเท่ากับสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านจากพอร์ตที่  $i$  ไปพอร์ตที่  $j$  ค่า  $S_{ji}$  นี้ก็จะทำการวัดได้โดยทำการวัดขนาดและเฟสของ  $b_j$  ภายใต้เงื่อนไขวงจรดังกล่าว

จากที่กล่าวมานี้จะเห็นได้ว่าการวัดค่า เอสพารามิเตอร์นี้จะทำได้โดยการต่อแมตซิงโหลดเข้าที่ปลายสายของพอร์ตต่างๆ ซึ่งจัดได้ว่าทำได้ง่ายในภาคปฏิบัติ ในกรณีของการวัด Z พารามิเตอร์ หรือ Y พารามิเตอร์นั้นเราจะต้องทำการเปิดวงจรปลายพอร์ตเพื่อให้  $I_n = 0$  หรือทำการปิดวงจรปลายพอร์ตเพื่อให้  $V_n = 0$  ซึ่งมักจะทำได้ยากในทางปฏิบัติ ยกตัวอย่างเช่นการเปิดวงจรปลายพอร์ตที่เป็นท่อนำคลื่นนั้นจะไม่ให้คุณสมบัติของการเปิดวงจรในเชิงไฟฟ้า เพราะจะมีกำลังคลื่นบางส่วนแพร่กระจายออกไปจากปลายเปิดของท่อนำคลื่นได้ ซึ่งก็หมายถึงกำลังคลื่นจะสะท้อนกลับมาไม่หมด ผลก็คือไม่มีคุณสมบัติของการเปิดวงจรดังกล่าวข้างต้น ดังนั้นเมื่อก้าวโดยสรุปแล้วในวงจรย่านความถี่สูงมากโดยเฉพาะย่านความถี่ไมโครเวฟขึ้นไปนั้น เรามักจะใช้ เอสพารามิเตอร์มากกว่า

Z พารามิเตอร์ หรือ Y พารามิเตอร์ ด้วยเหตุผลที่ เอสพารามิเตอร์ให้ความหมายที่ชัดเจน และสามารถทำการวัดได้โดยง่าย

### 2.6.3 คุณสมบัติของเอสพารามิเตอร์

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาคุณสมบัติของเอสพารามิเตอร์ที่สำคัญๆ และเป็นประโยชน์ในการคำนวณวงจรภายหลัง คุณสมบัติประการแรกที่จะพิจารณาก็คือการเลื่อนระยะนาบอ้างอิงจากตำแหน่งเดิม เพื่อความสะดวกในการพิจารณาจะให้เป็นการเลื่อนออกจากจุดเชื่อมต่อเหมือนกันหมดดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.28 ถ้าให้  $t'_n$  เป็นระยะนาบอ้างอิงใหม่ และ  $t_n$  เป็นระยะนาบอ้างอิงเดิม  $l_n$  เป็นระยะห่างระหว่าง  $t'_n$  และ  $t_n$  และ  $\beta_n$  เป็นค่าคงที่เฟสในท่อนำคลื่น การเลื่อนระยะนาบอ้างอิงใหม่ ถอยห่างออกจากระยะนาบอ้างอิงเดิมจะทำให้เฟสของ  $a_n$  ซ้ำกว่า  $a'_n$  อยู่  $\beta_n l_n$  ในขณะที่เฟสของ  $b'_n$  ซ้ำลงกว่า  $b_n$  เป็น  $\beta_n l_n$  โดยที่ขนาดของคลื่นยังเหมือนเดิม



รูปที่ 2.28 การเลื่อนระยะนาบอ้างอิงออกจากตำแหน่งเดิม

ดังนั้นเมื่อเขียนเฟสสัมพันธ์ระหว่าง  $a'_n$  กับ  $a_n$  กับ  $b'_n$  กับ  $b_n$  ในรูปเมตริกส์จะได้ผลดังนี้

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a'_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\beta_1 l_1} & & & 0 \\ & e^{-j\beta_2 l_2} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & e^{-j\beta_N l_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a'_1 \\ a'_2 \\ \vdots \\ a'_N \end{bmatrix} \quad (2.125)$$

$$\begin{bmatrix} b_1' \\ b_2' \\ \vdots \\ b_N' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\beta_1 \ell_1} & & & 0 \\ & e^{-j\beta_2 \ell_2} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & e^{-j\beta_N \ell_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} \quad (2.126)$$

และเมื่อเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง  $b_n'$  กับ  $a_n'$  ก็จะได้ เอสเมตริกซ์สำหรับระนาบอ้างอิงใหม่ในรูปต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} b_1' \\ b_2' \\ \vdots \\ b_N' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\beta_1 \ell_1} & & & 0 \\ & e^{-j\beta_2 \ell_2} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & e^{-j\beta_N \ell_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} S_{12} \dots S_{1N} \\ S_{21} S_{22} \dots S_{2N} \\ \dots \dots \dots \\ S_{N1} S_{N2} \dots S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1' \\ a_2' \\ \vdots \\ a_N' \end{bmatrix} \quad (2.127)$$

ผลที่ได้ตามสมการ(2.127) นี้เป็นการบ่งบอกว่าเราสามารถคำนวณ เอสเมตริกซ์ของวงจรที่มองจากระนาบอ้างอิงใหม่ได้จาก เอสเมตริกซ์ของระนาบอ้างอิงเดิม โดยนำเมตริกซ์ที่แสดงการเลื่อนของเฟสคูณเข้าที่ด้านหน้าและด้านหลัง ผลที่ได้นี้นับว่าให้ความสะดวกในการใช้งานมาก เพราะบางครั้งเราจำเป็นต้องทำการวัดค่า เอสพารามิเตอร์ที่ระนาบอ้างอิงอันหนึ่ง แต่เวลาใช้งานไปใช้ที่ระนาบอ้างอิงอีกอันหนึ่ง ข้อสังเกตที่ควรระวังก็คือค่าเฟส  $e^{-j\beta_n \ell_n}$  ที่ปรากฏในสมการ (2.127) นั้นมีค่าเป็นลบและเกิดขึ้นในกรณีที่เลื่อนระนาบอ้างอิงห่างออกไปจากจุดเชื่อมต่อมากกว่าเดิม ถ้าทำการเลื่อนระนาบอ้างอิงไปในทิศทางกันข้ามเฟสดังกล่าวก็จะมีค่าเป็นบวก อย่างไรก็ตามการเลื่อนระนาบอ้างอิงเข้าใกล้จุดเชื่อมต่อนั้นจะต้องไม่เข้าไปใกล้จนมีปัญหของโหมดจางหาย เพราะผลกระทบของโหมดจางหายจะทำให้ค่าของ เอสพารามิเตอร์เปลี่ยนแปลงไปได้

ในลำดับต่อไปเราจะพิจารณาคคุณสมบัติที่สำคัญอีกประการหนึ่งของ เอสเมตริกซ์ซึ่งเกิดขึ้นในกรณีที่ทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับเป็นจริง คุณสมบัติดังกล่าวนี้ก็คือ เอสเมตริกซ์จะเป็นเมตริกซ์แบบสมมาตร เมื่อเราพิจารณาคลื่นที่เข้าและออกในรูปของ  $a_n, b_n$  แทนที่จะเป็น  $V_n^+, V_n^-$  ซึ่งเป็นคลื่นที่ไม่ได้นอร์มาไลซ์ การพิสูจน์คุณสมบัติดังกล่าวนี้จะทำได้โดยอาศัยคุณสมบัติสมมาตรของ  $Z$  เมตริกซ์ดังรายละเอียดที่จะกล่าวต่อไปนี้ ก่อนอื่นเราจะแสดงให้เห็นว่า  $Z$  เมตริกซ์ที่นิยามจากค่าแรงดันไฟฟ้าสมมูลและกระแสไฟฟ้าสมมูลที่นอร์มาไลซ์ไว้จะมีคุณสมบัติสมมาตรเช่นเดียวกับ  $Z$  เมตริกซ์ จากสมการ (2.116) และ (2.117) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_n, I_n$  และ  $a_n, b_n$  ในรูปต่อไปนี้

$$V_n = V_n^+ + V_n^- = \sqrt{Z_n}(a_n + b_n) = \sqrt{Z_n}V_n' \quad (2.128)$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^- = \frac{1}{\sqrt{Z_n}}(a_n - b_n) = \frac{I_n'}{\sqrt{Z_n}} \quad (2.129)$$

โดยที่  $V_n'$  และ  $I_n'$  คือแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ถูกลนอร์มาไลซ์ไว้ และจากความสัมพันธ์  $[V] = [Z][I]$  เราจะหา  $Z$  เมตริกซ์ที่นิยามในรูปของ  $V_n'$  และ  $I_n'$  ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \sqrt{Z_1}V_1' \\ \sqrt{Z_2}V_2' \\ \vdots \\ \sqrt{Z_N}V_N' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1' / \sqrt{Z_1} \\ I_2' / \sqrt{Z_2} \\ \vdots \\ I_N' / \sqrt{Z_N} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_1' \\ V_2' \\ \vdots \\ V_N' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}/Z_1 & Z_{12}/\sqrt{Z_1Z_2} & \dots & Z_{1n}/\sqrt{Z_1Z_n} \\ Z_{21}/\sqrt{Z_2Z_1} & Z_{22}/Z_2 & \dots & Z_{2n}/\sqrt{Z_2Z_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1}/\sqrt{Z_NZ_1} & Z_{N2}/\sqrt{Z_NZ_2} & \dots & Z_{NN}/Z_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \\ \vdots \\ I_N' \end{bmatrix}$$

$$[V'] = [Z'] [I'] \quad (2.130)$$

จากผลที่ได้ในสมการ (2.130) นี้จะเห็นได้ว่า  $Z$  เมตริกซ์ที่ได้ก็จะมีคุณสมบัติสมมาตรเหมือน  $Z$  เมตริกซ์เดิม เพราะ  $Z_{ij}' = Z_{ji}'$  เนื่องจาก  $Z_{ij} = Z_{ji}$  ในขั้นต่อไปเราจะแสดงการพิสูจน์ว่า  $S$  เมตริกซ์จะมีคุณสมบัติสมมาตรดังนี้คือจากสมการ (2.128) และ (2.129) และสมการ (2.130) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้



$$\begin{aligned}
[V'] &= [a]+[b] = [Z']+[I'] = [Z'] \{ [a]-[b] \} \\
&\{ [Z']+[U] \} [b] = \{ [Z']-[U] \} [a] \\
[b] &= \{ [Z']+[U] \}^{-1} \{ [Z']-[U] \} [a]
\end{aligned} \tag{2.131}$$

โดยที่  $[U]$  เป็นยูนิตเมตริกซ์ เมื่อเปรียบเทียบผลที่ได้นี้กับการนิยาม เอสเมตริกซ์ตามสมการ (15.8) ก็จะได้ เอสเมตริกซ์เขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$[S] = \{ [Z']+[U] \}^{-1} \{ [Z']-[U] \} \tag{2.132}$$

และจากสมการ(2.228) และ (2.229) เราเขียน  $[a],[b]$  ในรูปของ  $[V],[I]$  ได้ดังนี้

$$[a] = \frac{1}{2} \{ [V']+[I'] \} = \frac{1}{2} \{ [Z']+[U] \} [I'] \tag{2.133}$$

$$[b] = \frac{1}{2} \{ [V']-[I'] \} = \frac{1}{2} \{ [Z']-[U] \} [I'] \tag{2.134}$$

เมื่อแทนค่า  $[I']$  ในสมการ (2.134) ด้วย  $[I']$  ในสมการ (2.133) จะได้ผลดังนี้

$$[b] = \{ [Z']-[U] \} \{ [Z']+[U] \}^{-1} [a] = [S] [a] \tag{2.135}$$

เอสเมตริกซ์ที่ได้ตามสมการ (2.135) นี้จะต้องเท่ากับ  $S$  เมตริกซ์ในสมการ (2.132) เพราะนิยามจาก  $[a]$  และ  $[b]$  หักเดียวกัน เมื่อนำ เอสเมตริกซ์ ในสมการ (2.132) มาเขียนในรูปทรานส์โพสเมตริกซ์จะได้ผลดังนี้

$$[S]_t = \{ [Z']-[U] \} \{ [Z']+[U] \}^{-1} \tag{2.136}$$

ผลที่ได้นี้เมื่อนำไปเปรียบเทียบ เอสเมตริกซ์ในสมการ (2.135) จะเห็นว่ามีความเท่ากัน นั่นคือ

$$[S]_t = [S] \tag{2.137}$$

ผลที่ได้ตามสมการ (2.137) นี้ก็เป็นการพิสูจน์ว่า เอสเมตริกซ์นั้นเป็นแบบสมมาตร ซึ่งจะเกิดขึ้นในกรณีที่ทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับเป็นจริงเท่านั้น

## 2.6.4 S เมตริกซ์ของจุดเชื่อมต่อที่ไม่มีการสูญเสีย

จุดเชื่อมต่อที่ไม่มีการสูญเสียนั้นเรามักพบบ่อยครั้งในวงจรไมโครเวฟ ดังนั้นการพิจารณาคูณสมบัติของ เอสเมตริกซ์ในกรณีเช่นนี้จึงมีประโยชน์มาก ถ้าให้วงจรไมโครเวฟนั้น  $N$  พอร์ต เนื่องจากกำลังคลื่นขาออกรวมจะต้องเท่ากับกำลังคลื่นขาเข้ารวม เพราะไม่มีการสูญเสียในจุดเชื่อมต่อ ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\sum_{n=1}^N |b_n|^2 = \sum_{n=1}^N |a_n|^2 \quad (2.138)$$

เงื่อนไขตามสมการ (2.138) นี้จะส่งผลในการจำกัดความเป็นอิสระของ เอสพารามิเตอร์ลงไปได้มากที่สุด และในที่สุดเราจะพบว่า เอสพารามิเตอร์ที่มีค่าอิสระจากกันนั้นจะมีเพียง  $N(N+1)/2$  ค่าเท่านั้น ซึ่งจะเท่ากับกรณีของ  $Z$  พารามิเตอร์ภายใต้เงื่อนไขเดียวกัน ในที่นี้เราจะแสดงวิธีหาข้อจำกัดต่างๆที่เกิดขึ้นนี้ ก่อนอื่นเราจะใช้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $b_n$  และ  $a_i$  ในรูปต่อไปนี้

$$b_n = \sum_{i=1}^N S_{ni} a_i \quad (2.139)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (2.139) ลงในสมการ (2.138) จะได้ผลดังนี้

$$\sum_{n=1}^N \left| \sum_{i=1}^N S_{ni} a_i \right|^2 = \sum_{n=1}^N |a_n|^2 \quad (2.140)$$

เนื่องจาก  $a_n$  เป็นค่าอิสระที่สามารถเลือกให้เป็นอะไรก็ได้ ถ้าเราเลือกให้  $a_n = 0$  ยกเว้น  $a_i$  สมการ (2.140) จะได้ผลดังนี้

$$\sum_{n=1}^N |S_{ni} a_i|^2 = |a_i|^2 \quad (2.141)$$

หรือ

$$\sum_{n=1}^N |S_{ni}|^2 = \sum_{n=1}^N S_{ni} S_{ni}^* = 1 \quad (2.142)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (2.142) นี้จะเป็นจริงสำหรับค่า  $i$  อันดับใดๆ สมการ(2.142) นี้จึงเป็นการบ่งบอก  
ว่าผลบวกของเอสพารามิเตอร์ในหลักใดๆ ที่คูณกับค่าคอนจูเกตของตัวเองจะมีค่าเท่ากับ 1

นอกจากข้อจำกัดตามสมการ (2.142) แล้ว ยังมีข้อจำกัดสำหรับเอสพารามิเตอร์ของจุดเชื่อมต่อที่ไม่  
มีการสูญเสีย ซึ่งจะหาได้ดังนี้คือ ให้  $a_n = 0$  ยกเว้น  $a_r$  และ  $a_s$  แล้วแทนค่าลงในสมการ (2.140)

จะได้ผลดังนี้

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N |S_{nr} a_r + S_{ns} a_s|^2 &= \sum_{n=1}^N (S_{nr} a_r + S_{ns} a_s)(S_{nr} a_r + S_{ns} a_s)^* \\ &= |a_r|^2 + |a_s|^2 \end{aligned} \quad (2.143)$$

เมื่อกระจายสมการ (2.143) จะได้

$$\sum_{n=1}^N |S_{nr} a_r|^2 + \sum_{n=1}^N |S_{ns} a_s|^2 + \sum_{n=1}^N S_{nr} S_{ns}^* a_r a_s^* + \sum_{n=1}^N S_{nr}^* S_{ns} a_r^* a_s = |a_r|^2 + |a_s|^2 \quad (2.144)$$

และเมื่อใช้สมการ (2.141) ให้เป็นประโยชน์จะพบว่า  $|a_r|^2 + |a_s|^2$  ปราบกฏที่ด้านซ้ายของสมการและ  
จะหักล้างกับที่มีอยู่ทางด้านขวาของสมการทำให้ผลที่เหลือเป็น 0 ดังนี้คือ

$$\sum_{n=1}^N (S_{nr} S_{ns}^* a_r a_s^* + S_{nr}^* S_{ns} a_r^* a_s) = 0 \quad (2.145)$$

เนื่องจากเรามีอิสระในการเลือกค่า  $a_r$  และ  $a_s$  ดังนั้นถ้าเราเลือกให้  $a_r = a_s$  สมการ (2.145) จะ  
ได้ผลดังนี้

$$|a_r|^2 \sum_{n=1}^N (S_{nr} S_{ns}^* + S_{nr}^* S_{ns}) = 0 \quad (2.146)$$

และถ้าเราเลือกให้  $a_r = ja_s$  โดยที่  $a_s$  เป็นค่าจริง สมการ (2.145) จะเป็นดังนี้

$$j|a_s|^2 \sum_{n=1}^N (S_{nr} S_{ns}^* + S_{nr}^* S_{ns}) = 0 \quad (2.147)$$

เมื่อพิจารณาสมการ (2.145) ร่วมกับสมการ (2.146) เนื่องจากทั้ง  $a_r$  และ  $a_s$  ไม่เป็น 0 เพราะฉะนั้น  
สมการทั้งสองจะเป็นจริงได้พร้อมกันก็ต่อเมื่อ

$$\sum_{n=1}^N S_{nr} S_{ns}^* = 0 \quad r \neq s \quad (2.148)$$

ผลที่ได้คือการระบุว่า เมื่อนำเอสพารามิเตอร์ของหลักหนึ่งคูณกับค่าคอนจูเกตของเอสพารามิเตอร์ของอีกหลักหนึ่ง แล้วนำมาบวกกันทั้งหมดจะได้ผลรวมนั้นเป็น 0

ข้อจำกัดที่ได้ตามสมการ ( 2.148) และสมการ (2.142) ก่อนหน้านี้จะทำให้เอสพารามิเตอร์มีอิสระน้อยลง และเมื่อพิจารณาพร้อมกับคุณสมบัติสมมาตรของเอสเมตริกซ์ ในที่สุดจะมีค่าอิสระสำหรับเอสพารามิเตอร์เหลือเพียง  $N(N+1)/2$  ดังกล่าวข้างต้น

อันที่จริงเมตริกซ์ที่มีคุณสมบัติตามสมการ ( 2.142) และสมการ (2.148) รวมกันจะเป็นยูนิทารีเมตริกซ์ (unitary matrix) ซึ่งเราจะแสดงให้เห็นได้ดังต่อไปนี้ ก่อนอื่นเขียนสมการ ( 2.138) ให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} [a]_r [a]^* &= [b]_r [b]^* \\ &= ([S][a])_r ([S][a])^* \\ &= [a]_r [S]_r [S]^* [a] \end{aligned} \quad (2.149)$$

เมื่อทำการย้ายข้างขวามือของสมการข้างบนมาอยู่ทางซ้ายมือแล้วแยกแฟกเตอร์จะได้

$$[a]_r (|U| - |S|_r |S|^*) [a]^* = 0 \quad (2.150)$$

เนื่องจาก  $|a| \neq 0$  ดังนั้นค่าในวงเล็บต้องทำให้เป็น 0 ไปได้

$$|S|_r |S|^* = |U| \quad (2.151)$$

หรือ

$$|S|^* = |S|_r^{-1} \quad (2.152)$$

ซึ่งผลที่ได้ก็คือนิยามของยูนิทารีเมตริกซ์ และเงื่อนไขตามสมการ ( 2.142) และสมการ (2.148) ก็เป็นเงื่อนไขเดียวกับที่ได้จากสมการ (2.152)

### 2.6.5 S เมตริกซ์สำหรับวงจร 2 พอร์ต

วงจร 2 พอร์ตจัดว่าเป็นวงจรพื้นฐานที่สุดในการนิยามเอสเมตริกซ์ แล้วก็เป็วงจรที่พบบ่อยครั้งในภาคปฏิบัติ ยกตัวอย่างเช่น การนำท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณอย่างอื่นที่มีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต่างกันมาต่อกัน หรือท่อนำคลื่นที่มีชิ้นส่วนรีแอคทีฟอยู่ภายใน เป็นต้น ในการนิยามเอสเมตริกซ์ ความไม่ต่อเนื่องต่างๆนี้จะถูกจำกัดบริเวณที่อยู่ภายในจุดเชื่อมต่อ ในกรณีทั่วไปอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของพอร์ตทั้งสองอาจจะไม่เท่ากัน ซึ่งเราจะให้เท่ากับ  $Z_1$  และ  $Z_2$  ตามลำดับ ตามนิยามของเอสเมตริกซ์ เราจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.153)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.154)$$

โดยที่ความหมายของเอสพารามิเตอร์แต่ละตัวก็จะชัดเจนคือ  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  จะเป็นสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนที่วัดที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 ในขณะที่อีกพอร์ตหนึ่งถูกต่อไว้ด้วยเมตซิงโหลด สำหรับ  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  ก็จะเป็นสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 2 มาพอร์ตที่ 1 และจากพอร์ตที่ 1 ไปพอร์ตที่ 2 ในสภาพที่มีการต่อไว้ด้วยเมตซิงโหลดเช่นเดียวกัน และ  $S_{12}$  จะเท่ากับ  $S_{21}$  ในกรณีที่วงจร 2 พอร์ตนี้มีคุณสมบัติตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ ในกรณีที่จุดเชื่อมต่อเป็นแบบไม่มีการสูญเสีย เอสเมตริกซ์นี้จะเป็นแบบยูนิทารีและมีเงื่อนไขสำหรับเอสพารามิเตอร์ตามสมการ (2.142) และสมการ (2.148) ซึ่งเขียนรายละเอียดได้ดังนี้

$$S_{11}S_{11}^* + S_{21}S_{21}^* = 1 \quad (2.155)$$

$$S_{22}S_{22}^* + S_{12}S_{12}^* = 1 \quad (2.156)$$

$$S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* = 0 \quad (2.157)$$

เนื่องจาก  $S_{12} = S_{21}$  ดังนั้นสมการ (2.155) จะเท่ากับสมการ (2.156) และทำให้  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$|S_{11}| = |S_{22}| \quad (2.158)$$

และจากสมการ (2.155) จะได้

$$|S_{12}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \quad (2.159)$$

ดังนั้นเมื่อเราให้  $S_{11} = |S_{11}|e^{j\theta_1}$ ,  $S_{22} = |S_{22}|e^{j\theta_2} = |S_{11}|e^{j\theta_2}$  และ  $S_{12} = (1 - |S_{11}|^2)^{1/2} e^{j\phi}$  แล้วแทนค่าลงในสมการ (2.157) จะได้ผลดังนี้

$$|S_{11}|(1 - |S_{11}|^2)^{1/2} (e^{j\theta_1 - j\phi} + e^{j\phi - j\theta_2}) = 0$$

หรือ 
$$e^{j(\theta_1 + \theta_2)} = -e^{j2\phi} \quad (2.160)$$

ซึ่งจะหา  $\phi$  ในรูปของ  $\theta_1$  และ  $\theta_2$  ได้ดังนี้

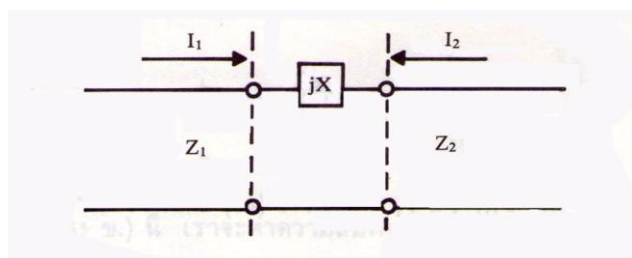
$$\theta_1 + \theta_2 = 2\phi \pm \pi$$

หรือ 
$$\phi = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \pm \frac{\pi}{2} \quad (2.161)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (2.161) และสมการ (2.159) เป็นการระบุว่า  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  จะหาได้จาก  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  และจะเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ที่มีค่าอิสระนั้นจะมีเพียง 3 ตัวเท่านั้นคือ  $|S_{11}|$ ,  $\theta_1$  และ  $\theta_2$  ซึ่งก็จะตรงกับผลการคำนวณจำนวนพารามิเตอร์อิสระที่เท่ากับ  $N(N+1)/2 = 2 \times 3/2 = 3$

ในลำดับต่อไปจะแสดงวิธีการหาค่าเอสพารามิเตอร์ของวงจร 2 พอร์ตแบบง่าย ๆ ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.29 คือเป็นสายนำสัญญาณ 2 ชุดต่อกันด้วยค่านี้ออกแบบในลักษณะอนุกรม เมื่อให้  $V_1^+$ ,  $V_1^-$ ,  $V_2^+$ ,  $V_2^-$  เป็นแรงดันไฟฟ้าสมมูลที่ไม่ได้นอร์มาไลซ์ไว้เราจะหา  $S_{11}$  ได้โดยการต่อพอร์ตที่ 2 ด้วยแมตซิงโพลคือ  $Z_2$  ซึ่งจะได้ผลดังนี้

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{Z_m - Z_1}{Z_m + Z_1} = \frac{Z_2 - Z_1 + jX}{Z_2 + Z_1 + jX} \quad (2.162)$$



รูปที่ 2.29 ตัวอย่างวงจร 2 พอร์ตที่ใช้ในการหาเอสพารามิเตอร์

ในทำนองเดียวกันจะสามารถหาค่า  $S_{22}$  ได้ดังนี้

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = \frac{Z_1 - Z_2 + jX}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.163)$$

ในการหา  $S_{21}$  นั้นเราจะทำได้โดยการต่อแมตซิงโพลด์ไว้ที่พอร์ต 2 แล้วหาค่า  $b_2/a_1$  ซึ่งในขั้นแรกจะติดอยู่ในรูปของ  $V_2^-$  และ  $V_1^+$  ดังนี้

$$S_{12} = S_{21} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{b_2}{a_1} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (2.164)$$

การหาค่า  $V_2^-$  ในรูปของ  $V_1^+$  นั้นจะทำได้โดยคำนึงถึงแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจร ดังนี้คือ ก่อนอื่นที่พอร์ตที่ 1 จะมีแรงดันไฟฟ้ารวมในรูป

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ (1 + S_{11}) \quad (2.165)$$

และกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าที่พอร์ตที่ 1 จะเขียนได้ดังนี้

$$I_1 = \frac{1}{Z_1} (V_1^+ - V_1^-) = \frac{V_1^+}{Z_1} (1 - S_{11}) \quad (2.166)$$

เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านวงจรอนุกรมจะมีขนาดเท่ากัน เมื่อให้  $I_2^-$  เป็นกระแสที่ไหลออกจากพอร์ตที่ 2 จะได้

$$I_1 = -I_2 = I_2^- = \frac{V_2^-}{Z_2} \quad (2.167)$$

จากสมการ (2.156) และสมการ (2.157) จะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_2^-$  กับ  $V_1^+$  ได้ดังนี้

$$\frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{Z_2}{Z_1}(1 - S_{11}) \quad (2.168)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (2.168) และ  $S_{11}$  จากสมการ (2.162) ลงในสมการ (2.164) จะได้  $S_{12}$  ในรูปต่อไปนี

$$S_{12} = S_{21} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2 + jX} = \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.169)$$

ถ้าเราทำการหาค่า  $S_{21}$  จาก  $V_2^- / V_2^+$  ในสมการ (2.168) โดยตรงจะได้

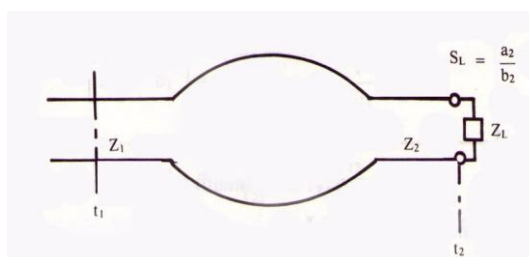
$$S_{21} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.170)$$

หรือ

$$S_{21} = \frac{V_1^-}{V_2^+} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (2.171)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า  $S_{21}$  และ  $S_{12}$  ในกรณีนี้จะไม่เท่ากัน และทำให้เอสเมตริกซ์ที่นิยามแบบนี้ไม่มีคุณสมบัติสมมาตร ดังนั้นโดยทั่วไปเราจึงนิยมใช้เอสเมตริกซ์ที่นิยามจาก  $a_n$  และ  $b_n$  มากกว่า

ในลำดับสุดท้ายนี้จะพิจารณาในกรณีที่มีการป้อนกลับกำลังคลื่นเข้าที่พอร์ตหนึ่งแล้วอีกพอร์ตหนึ่งต่อไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่เมตซิง โหลด ในกรณีเช่นนี้เราจะสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนในรูปของเอสพารามิเตอร์ได้ดังต่อไปนี้ ก่อนอื่นให้มีการกำลังเข้าที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 ต่อไว้ด้วยอิมพีแดนซ์  $Z_L$  ตามรูปที่ 2.30 เมื่อต่อด้วยโหลด  $Z_L$  นั้น



รูปที่ 2.30 วงจร 2 พอร์ตที่ต่อปลายสายไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่เมตซิง โหลด



ถ้าให้  $S_L$  เป็นสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับตรงตำแหน่งดังกล่าวนี้  $S_L$  จะเขียนได้ดังต่อไปนี้

$$S_L = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} \quad (2.172)$$

โดยที่  $Z_L = Z_L / Z_2$  หรือเป็นโหนดที่ถูกลบอร์มาไลซ์ไว้ เมื่อแทนค่า  $a_2 = S_L b_2$  ลงในสมการ (2.153) และ (2.154) จะได้ผลดังนี้

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}S_L b_2 \quad (2.173)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}S_L b_2 \quad (2.174)$$

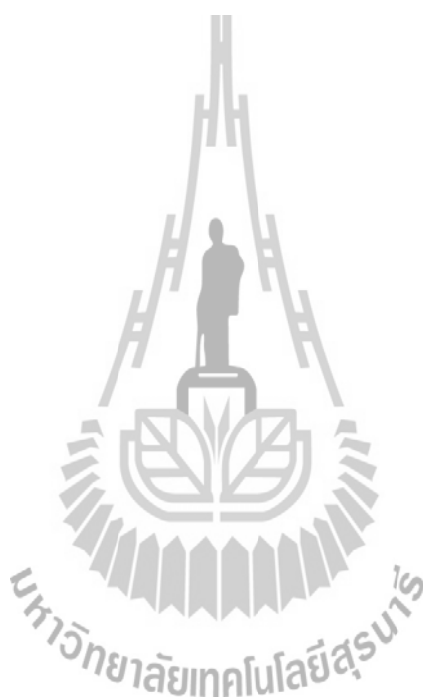
จากสมการ (2.173) และ (2.174) นี้เราจะหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $b_1$  และ  $a_1$  ได้ดังนี้

$$\frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}S_L}{1 - S_{22}S_L} \quad (2.175)$$

ผลที่ได้ก็คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับในกรณีที่ต่อพอร์ตที่ 2 ไปด้วยโหนด  $Z_L$  ที่ไม่ใช่แมตซิงโหนด และสมการ (2.175) ก็จะแสดงให้เห็นว่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับนั้นจะเปลี่ยนแปลงไปจาก  $S_{11}$  อย่างไร จากสมการ (2.172) จะเห็นได้ว่า กรณีที่ต่อไปด้วยแมตซิงโหนด  $S_L$  จะเท่ากับ 0 ทำให้สมการ (2.175) มีค่าเท่ากับ  $S_{11}$  ซึ่งก็ตรงกับสิ่งที่ควรเป็น

## 2.7 กล่าวสรุป

จากการศึกษาทฤษฎีสายอากาศ ทำให้ทราบถึงพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งได้แก่ แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน ความหนาแน่นกำลังงานที่แผ่กระจาย ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง เป็นต้น ซึ่งพารามิเตอร์ต่างๆเหล่านี้จะใช้อ้างอิงกับสายอากาศที่สร้างขึ้นว่ามีความสามารถในการใช้งานได้จริงมากน้อยเพียงใด และจากการศึกษาสายอากาศประเภทต่างๆ แล้ว ได้สังเกตเห็นว่าสายอากาศไมโคร - สตรีปมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา เหมาะสำหรับนำมาสร้างสายอากาศ สำหรับ โทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งใช้งานในย่านความถี่ที่สูง



## บทที่ 3

### ทฤษฎีโทรศัพท์เคลื่อนที่

#### 3.1 กล่าวนำ

ในบทที่ 3 นี้จะศึกษาถึงเรื่องของโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยจะกล่าวถึง ส่วนประกอบของโทรศัพท์เคลื่อนที่ หลักการทำงาน วิวัฒนาการของโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคต่างๆ ตั้งแต่ยุคเริ่มต้นจนถึงยุคปัจจุบันและอนาคตข้างหน้า และผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยว่าภายในประเทศมีการให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ความถี่ใดบ้าง เพื่อนำข้อมูลดังกล่าว ไปสร้างสายอากาศที่สามารถรองรับการให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ตามความถี่ที่ใช้งานจริงได้

#### 3.2 โทรศัพท์เคลื่อนที่

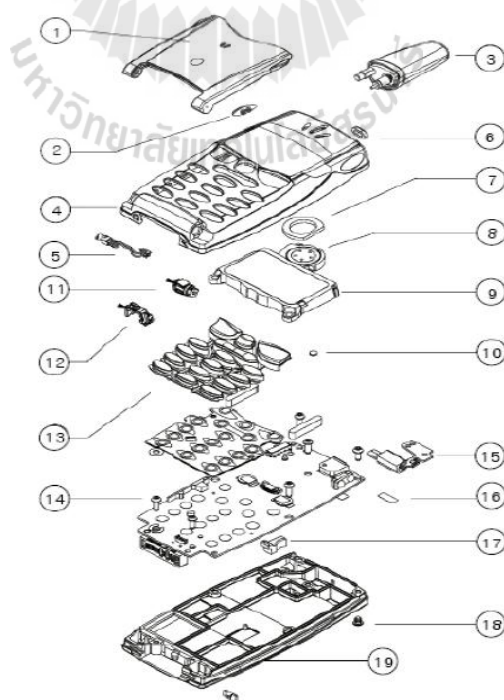
โทรศัพท์เคลื่อนที่ (mobile phone) เป็นอุปกรณ์สื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ลักษณะเดียวกับโทรศัพท์บ้านแต่ไม่ต้องการสายโทรศัพท์จึงทำให้สามารถพกพาไปในที่ต่างๆ ได้ โทรศัพท์เคลื่อนที่ ใช้คลื่นวิทยุในการติดต่อกับเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยผ่านสถานีฐานโดยเครือข่ายของโทรศัพท์เคลื่อนที่ แต่ละผู้ให้บริการจะเชื่อมต่อกับเครือข่ายของโทรศัพท์บ้านและเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ ของผู้ให้บริการอื่น ๆ โทรศัพท์เคลื่อนที่ ในปัจจุบันนอกจากจะมีคุณสมบัติในการสื่อสารทางเสียงแล้วยังมีความสามารถอื่นอีก เช่น สนับสนุนการสื่อสารด้วยข้อความ เช่น SMS การเชื่อมต่อกับอินเทอร์เน็ต การสื่อสารด้วยแบบมัลติมีเดีย เช่น MMS นาฬิกา นาฬิกาปลุก นาฬิกาจับเวลา ปฏิทิน ตารางนัดหมาย สเปรดชีต โปรแกรมประมวลผล รวมไปถึงความสามารถในการรองรับแอปพลิเคชันของจาวาได้

### 3.3 ส่วนประกอบของโทรศัพท์เคลื่อนที่

เมื่อพิจารณาตามโครงสร้างทั่วไปของโทรศัพท์เคลื่อนที่ สามารถแยกพิจารณาออกได้เป็น 4 ส่วนหลัก ได้แก่

- 1) ส่วนลำโพงและไมโครโฟน
- 2) ส่วนควบคุม (control part) ทำงานโดยอาศัยไมโครโปรเซสเซอร์ มีหน้าที่ดังนี้ คือ
  - ควบคุมสัญญาณต่างๆ ที่ใช้ติดต่อกับสถานีฐาน
  - ควบคุมส่วนคลื่นวิทยุ
- 3) ส่วนคลื่นวิทยุ (radio part) ทำงานโดยอาศัยไมโครโปรเซสเซอร์ มีหน้าที่ดังนี้ คือ
  - เครื่องส่ง (Transmitter: Tx) ทำหน้าที่ผสม (modulate) สัญญาณเสียงและข้อมูลกับคลื่นพาหะ และขยายสัญญาณเพื่อส่งออกอากาศไปให้สถานีฐาน
  - เครื่องรับ (Receiver: Rx) ทำหน้าที่แยก (demodulate) สัญญาณเสียงและข้อมูลจากคลื่นพาหะ ที่ส่งมาจากสถานีฐาน
- 4) ส่วนแสดงผล (display) เป็นส่วนที่แสดงผลการทำงาน โดยอยู่ในรูปของ LED LCD และ Color LCD

โดยทั่วไปส่วนประกอบหลักของโทรศัพท์เคลื่อนที่ จะประกอบด้วยชิ้นส่วนต่างๆ ดังแสดง ในรูปที่ 3.1 และตารางที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แสดงส่วนประกอบหลักของโทรศัพท์เคลื่อนที่

ตารางที่ 3.1 ส่วนประกอบหลักของโทรศัพท์เคลื่อนที่

POS	Description	POS	Description
1	Flip	11	Hinge
2	Volume Button	12	Hinge clamp
3	Antenna	13	Keyboard
4	Front Assembly	14	Screw
5	Cable Assembly	15	Vibrator Assembly
6	Buzzer gasket	16	Adhesive tape
7	Speaker gasket	17	Plug, rubber
8	Speaker	18	Plug, rubber (clip)
9	LCD Assembly	19	Battery
10	Speaker Support		

ที่มา: ข้อมูลจากบริษัทผู้ผลิต ปี 2545

### 3.4 หลักการทำงานของโทรศัพท์เคลื่อนที่

เนื่องจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันเกือบทั้งหมดเป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่นำมาใช้ทดแทนระบบอนาล็อกแบบเดิม โดยโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดิจิทัลใช้เทคนิค TDMA (Time Division Multiple Access) ที่คลื่นพาหะแต่ละความถี่ถูกแบ่งเป็นช่อง ( timeslot) แต่ละช่องจะใช้ช่องสัญญาณในการส่งสัญญาณและข้อมูลในการติดต่อที่แบ่งเป็นส่วนย่อยๆ เรียกว่า burst แต่ละ burst บนช่องจะส่งสัญญาณคนละช่วงเวลา โดยมีการเปลี่ยนสัญญาณเสียงจากอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล และการเข้ารหัส และแปลงสัญญาณที่เรียกว่า PCM (Pulse Code Modulation) และทำการแซมปลิงสัญญาณ และแปลงค่าสัญญาณแอมพลิจูดเป็นระบบเลขฐานสอง 8 บิต รวมถึงมีกระบวนการในการตรวจสอบรหัสที่ส่งและรับสัญญาณ และลดอัตราการส่งข้อมูลโดยหลักการเข้ารหัสเสียงพูดไปยังผู้ติดต่อในระบบ

### 3.5 การแบ่งคลาสการทำงาน

ความสามารถในการส่งข้อมูลของโทรศัพท์เคลื่อนที่ ได้ทำการแบ่งเป็นคลาส ซึ่งมีทั้งหมด 3 คลาส ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 แสดงคลาสต่างๆ ของโทรศัพท์เคลื่อนที่

คลาส	กำลังงานสูงสุด		
	GSM 900	GSM 1800	GSM 1900
1	20 วัตต์ (ยกเล็ก)	1 วัตต์	1 วัตต์
2	8 วัตต์	0.25 วัตต์	0.25 วัตต์
3	5 วัตต์	4 วัตต์	2 วัตต์
4	2 วัตต์	-	-
5	0.8 วัตต์	-	-

จากตารางที่ 3.2 เป็นการแสดงคลาสต่างๆของโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยโครงการนี้ได้ใช้แบบจำลองของโทรศัพท์มือถือคลาสที่ 3 ระบบ GSM 1800 กำลังงานสูงสุด 4 วัตต์

### 3.6 วิวัฒนาการของโทรศัพท์เคลื่อนที่

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นระบบที่มีอิทธิพลกับชีวิตประจำวันมากที่สุดในปัจจุบัน ถึงขนาดที่มีการจัดให้มีการจัดให้โทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นปัจจัยที่ห้าสำหรับชีวิตมนุษย์ เพราะความสะดวกที่ใช้งานได้ทุกที่ และมีประสิทธิภาพในการติดต่อสื่อสารทำให้ระบบนี้ได้รับความนิยมมาก ในปี ค.ศ. 1979 ได้มีการเริ่มพัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นแบบเซลลูลาร์ หรือที่เรียกว่า โมบายโฟน หรือ โทรศัพท์มือถือ มีการนำไปใช้งานครั้งแรกพร้อมกันที่โตเกียว ประเทศญี่ปุ่น และชิคาโก ประเทศสหรัฐอเมริกา หลังจากนั้นต่อมาโทรศัพท์มือถือก็แพร่หลายอย่างรวดเร็ว แพร่กระจายเข้าสู่ทุกประเทศ โดยเฉพาะประเทศไทย มีจำนวนผู้ใช้โทรศัพท์มือถือหลายล้านราย และมียอดการ

ขยายตัวที่ต่อเนื่องตลอดเวลา สำหรับวิวัฒนาการของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการจัดประเภทเป็นยุคต่างๆดังนี้

### 3.6.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก (First Generation: 1G) เป็นยุคแรกของการพัฒนาเครือข่ายแบบเซลลูลาร์ การรับส่งสัญญาณนั้น การรับส่งสัญญาณนั้นใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณอนาล็อกเข้าช่องสื่อสาร โดยวิธีนี้มีข้อจำกัดอยู่ที่จำนวนสัญญาณ เพราะว่ามีจำนวนช่องสัญญาณที่น้อย ทำให้ติดขัดในเรื่องของการขยายจำนวนหมายเลขได้ในอนาคต ดังนั้นต่อมาจึงได้มีการพัฒนาระบบดิจิทัลขึ้นโดยมีการเข้าช่องสัญญาณแบบแบ่งเวลาเพื่อแก้ไขปัญหาการมีช่องสัญญาณที่จำกัด เทคนิคการเข้าถึงหลายทางเป็นแบบ FDMA-FDD ตัวอย่างระบบโทรศัพท์ในยุคนี้ได้แก่

- NMT (Nordic Mobile Telephone) ถูกใช้ในประเทศ Nordic countries, Switzerland, Netherlands, Eastern Europe and Russia
- AMPS (Advanced Mobile Phone System) ถูกใช้ในประเทศ United States of America
- TACS (Total Access Communications System) ถูกใช้ในประเทศ United Kingdom
- C-450 ถูกใช้ในประเทศ West Germany, Portugal and South Africa
- JTACS (Japan Total Access Communications System) ถูกใช้ในประเทศ Japan
- 

### 3.6.2 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สอง

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สอง (Second Generation: 2G) เป็นยุคที่สองที่มีการพัฒนาต่อมาจากยุคแรกด้วยการเข้ารหัสสัญญาณเสียงและบีบอัดเสียงในรูปแบบดิจิทัลให้มีขนาดข้อมูลที่น้อยลงเหลือเพียง 9 Kbits/sec ต่อช่องสัญญาณ และนี่เป็นเหตุผลที่คุณภาพของสัญญาณเสียงในระบบโทรศัพท์มือถือด้อยลง แต่อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ เพราะสัญญาณรับส่งเป็นแบบดิจิทัล จึงมีความเพี้ยนหรือสัญญาณสอแตกได้ต่ำ

ในยุคที่สอง (2 G) การพัฒนานั้นในเรื่องการแบ่งเวลาในช่องสัญญาณโดยใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบ TDMA และ CDMA(Code Division Multiple Access) มากกว่าการใช้งานของ FDMA (Frequency Division Multiple Access) เมื่อระบบโทรศัพท์มือถือในยุค 2 G ใช้รหัสดิจิทัล

การกำหนดเส้นทางและการหาเส้นทางเชื่อมกับสถานีฐานจึงทำได้คือ ระบบการโรมมิ่ง (roaming) คือการนำเอาโทรศัพท์มือถือไปใช้ในเครือข่ายอื่น เช่น ในต่างประเทศจึงทำได้ และก่อให้เกิดระบบ โทรศัพท์มือถือแบบ Goba System for Mobilization หรือระบบโทรศัพท์มือถือที่ใช้ได้ทั่วโลก เชื่อมโยงกันเป็นระบบทั่วโลก

ตัวอย่างระบบโทรศัพท์ในยุคนี้ได้แก่

- GSM (Goba System for Mobile Communications) (GSM: originally from Group special Mobile) (TDMA-based) ต้นกำเนิดจาก Europe แต่ก็ได้ได้รับความนิยมทั่วโลก
- iDEN (Integrated Digital Enhanced Network) (TDMA-based) ใช้งานในบางพื้นที่ของ USA และ Canada
- IS-136 หรือเรียกว่า D-AMPS ถูกใช้ใน USA และทวีป Americas
- IS-95 หรือเรียกว่า cdmaOne ใช้เทคโนโลยีของ CDMA ถูกใช้ในทวีป Americas และ Asia
- PDC (Personal Digital Cellular) (TDMA-based) นิยมใช้อย่างมากในประเทศ Japan

### 3.6.3 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สองครึ่ง

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สองครึ่ง (Second and Half Generation: 2.5G) ยุคนี้ไม่เป็นที่ยอมรับอย่างเป็นทางการเพราะเป็นการพัฒนาจากระบบโทรศัพท์ยุคที่สอง โดยเพิ่มเติมเทคนิคบางอย่างเท่านั้น ระบบในสถานีฐานส่วนใหญ่ยังคงสามารถใช้งานได้เหมือนเดิม แต่ก็เป็นยุคที่มีการพูดถึงอยู่บ่อยๆ 2.5 G เป็นยุคที่มีการเน้นเรื่องของการรับส่งข้อมูลผ่านทางเครือข่าย โทรศัพท์เคลื่อนที่ เนื่องมาจากว่าระบบในยุค 2 G นั้นไม่สามารถให้บริการในเรื่องการรับ-ส่งข้อมูลได้อย่างมีประสิทธิภาพเพราะว่าระบบไม่ได้ถูกออกแบบมาให้สนับสนุนในเรื่องดังกล่าวโดยเฉพาะ ดังนั้นเครือข่ายในยุค 2.5G จึงถูกพัฒนาขึ้นเพื่อตอบสนองความต้องการความต้องการด้านการรับส่งข้อมูลของลูกค้า โดยมีการ Upgrade จากเครือข่ายยุค 2 G เดิม ซึ่งเครือข่ายในยุค 2.5 G นี้ก็คือเครือข่าย CDMA 200 1X, เครือข่าย GPRS (General Packet Radio Service) และ Upgrade เพิ่มเติมกลายเป็นเครือข่าย EDGE (Enhanced Data rate for GSM Evolution) ซึ่งเป็นเครือข่ายในยุค 2.5 G และยุค 2.75G นี้จะใช้การรับส่งข้อมูลเป็น Packet



### 3.6.4 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สาม

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สาม (Third Generation: 3G) เครือข่ายในยุค 3G นี้จะเป็นเครือข่ายที่ Upgrade มาจากเครือข่ายในยุค 2.5G อย่างเครือข่าย GPRS และเครือข่ายในยุค 2.75G อย่างเครือข่าย EDGE โดยปัจจุบันนี้ผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในบ้านเรากำลังดำเนินการศึกษาและเตรียมที่จะวางระบบเพื่อสนับสนุนการทำงานของเครือข่าย UMTS (Universal Mobile Telecommunications System)

นับตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน เครือข่ายโทรศัพท์ที่ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องจากยุคแรก (1G) ที่ให้บริการในระบบอะนาล็อกจนมาถึงยุคปัจจุบันซึ่งให้บริการในระบบดิจิทัล (2G-2.75G) และกำลังก้าวเข้าสู่ยุค 3G ซึ่งเน้นในเรื่องของการให้บริการด้านมัลติมีเดีย ในเดือนมิถุนายน 1998 สหภาพโทรคมนาคมระหว่างประเทศได้ร่างข้อเสนอการพัฒนาระบบโทรศัพท์เซลลูลาร์ ในรูปแบบที่จะพัฒนาต่อเนื่องให้เข้าสู่ยุค 3G โครงสร้างที่สำคัญคือแนวทางการพัฒนาระบบโทรศัพท์เซลลูลาร์ที่มีการใช้งานกันหลายเทคโนโลยี โดยเน้นในเรื่องความหลากหลายของระบบ เพื่อเป็นแนวทางของการรวมระบบ จนกระทั่งในเดือนพฤศจิกายน 1999 แนวทางการก้าวเข้าสู่ยุค 3G ก็เริ่มเด่นชัดขึ้น โดเน้นการใช้ระบบ CDMA และทุกระบบที่มีอยู่ในแนวโน้มในการปรับเปลี่ยนเข้าสู่ระบบ IMT2000

การพัฒนาระบบ IMT2000 ซึ่งเป็นการออกแบบระบบ 3G ได้รับการตอบรับในทุกบริษัทที่ผลิตเครือข่ายโทรศัพท์มือถือ ระบบ IMT2000 เน้นการใช้เทคโนโลยี CDMA ทั้งนี้เพราะต้องการใช้แถบความถี่ที่มีจำกัดในย่าน 1-2 จิกะเฮิรตซ์ ให้ได้ประโยชน์สูงสุด โดยเน้นให้ใช้งานได้ด้วยอัตราการรับส่งข้อมูลที่สูงขึ้น และมีแนวทางของการสร้างความคอมแพคติเบิลในระดับพื้นฐานเดิมได้ โดยเฉพาะการเชื่อมโยงกับเครือข่ายเดิมที่มีอยู่ โดยเฉพาะการเชื่อมระหว่างเครือข่ายโทรศัพท์กับอินเทอร์เน็ต

ระบบ 3G ที่ได้พัฒนาขึ้นครั้งนี้เป็นแบบดิจิทัลแพ็คเกจ โดยเน้นการรองรับระบบมัลติมีเดียที่ทุกคนเข้าถึงข้อมูลข่าวสารได้ทุกที่ ทุกเวลา เป้าหมายของความเร็วการเชื่อมต่อเครือข่ายแบบ 3G อยู่ที่ 2 เมกะบิตต่อวินาที ในอาคารหรือในบ้าน และหากอยู่ในรถยนต์ที่เคลื่อนที่ อัตราการรับส่งข้อมูลอยู่ที่ 144 กิโลบิตต่อวินาที แต่บริษัท ไคโคโม ได้ประกาศการใช้งานที่ 2 เมกะบิต ในอาคาร และ 384 กิโลบิต ในรถยนต์ที่เคลื่อนที่ ซึ่งเป็นมาตรฐานที่สูงกว่าของทั่วไป การรับส่งข้อมูลของโทรศัพท์มือถือจะรองรับการประยุกต์ใช้งานทุกรูปแบบ ตั้งแต่การโทรศัพท์แบบวีดีโอ คอนเฟอเรนซ์ การส่งโทรสารแบบ G4 (ส่งภาพสี แบบความละเอียดสูง) การเชื่อมต่อระบบ WAP

3G เป็นเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ได้ถูกออกแบบมาเพื่อตอบสนองความต้องการด้านการรับส่งข้อมูลที่มากขึ้นของลูกค้า ถึงแม้ว่าเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุค 2.5 G จะสามารถให้บริการแก่ลูกค้าในเรื่องของการรับส่งข้อมูลแล้วนั้น แต่ยังมีข้อจำกัดในเรื่องความเร็วในการรับส่งข้อมูล ดังนั้นระบบ 3 G จึงได้ถูกออกแบบมาเพื่อให้สามารถตอบสนองความต้องการของลูกค้าในเรื่องการรับ-ส่งข้อมูลที่หลากหลายขึ้น และรวดเร็วขึ้น และด้วยความสามารถของเครือข่ายในยุค 3 G นี้เอง ทำให้การให้บริการด้านเสียง ( voice call ) นั้นสามารถใช้งานได้บนเครือข่ายของการรับส่งข้อมูล (data call) ซึ่งเรียกการทำงานลักษณะดังกล่าวว่า VOP (Voice Over Packet) โคนเครือข่ายในยุค 3G นี้ประกอบด้วย เครือข่าย W-CDMA (Wideband CDMA) , เครือข่าย CDMA 2000 1x EV-DO

UMTS เป็นเครือข่ายในยุค 3 G ที่มีพัฒนาการมาจากเครือข่าย GSM, GPRS และ EDGE ซึ่งหลายๆครั้งอาจเรียกได้ว่าเป็นเครือข่าย W-CDMA โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อตอบสนองความต้องการใช้งานด้านการรับ-ส่งข้อมูลที่มากขึ้นของลูกค้า เครือข่าย UMTS นั้นจะมีความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงถึง 2 Mb/s ซึ่งมีความเร็วในการรับ-ส่งข้อมูลที่มากกว่าเครือข่าย EDGE ที่ให้บริการในปัจจุบันถึง 4 เท่า ด้วยเหตุนี้เองเครือข่าย UMTS จึงเป็นเครือข่ายที่ผู้ให้บริการทั้งหลายต่างคาดหวังว่าจะมาช่วยตอบสนองความต้องการด้านการใช้ข้อมูลของลูกค้า รวมทั้งสร้างรายได้ให้แก่บริษัทเป็นจำนวนมาก

มาตรฐาน UMTS ในปัจจุบันนั้นการเผยแพร่ออกมาแล้ว 4 มาตรฐานด้วยกัน โดยหน่วยงาน 3GPP (3G Partnership Project) รับผิดชอบในการออกแบบมาตรฐานต่างๆ ซึ่งประกอบไปด้วย

#### Release 99

เป็นมาตรฐานใช้งานที่เพิ่มเติมจากเครือข่าย GPRS และ EDGE โดยจะมีการเพิ่มเติมอุปกรณ์ในส่วนของ BSS (Base Station Subsystem) ซึ่งเป็นส่วนที่ดูแลการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้บริการกับเครือข่ายของผู้ให้บริการ โดยกลุ่มของอุปกรณ์ที่เพิ่มเติมขึ้นมานั้นมีชื่อเรียกว่า UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Access Network)

#### Release 4

เป็นมาตรฐานที่เพิ่มเติมในส่วนของ Core-Network โดยจะมีการนำเครือข่ายแบบ ATM (Asynchronous Transfer Mode) และ IP ซึ่งเป็นการรับ-ส่งข้อมูลแบบเป็น Packet เข้ามาใช้งานแทนเครือข่ายแบบ Circuit Switched ที่ใช้งานอยู่ในเครือข่าย GSM ในปัจจุบัน

### Release 5

เป็นมาตรฐานที่เพิ่มเติมในส่วนของ IMS (IP Multimedia Service) โดยการทำงานของ IMS จะช่วยให้การใช้งานแบบ Multimedia ในลักษณะของ person to person มีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น

### Release 6

เป็นมาตรฐานที่ไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลงระบบมากนัก เพียงแต่เพิ่มความสามารถในการทำงานของการจดจำคำพูด (speech recognition), WiFi/UMTS inter-working (การสื่อสารระหว่างเครือข่าย Wireless LAN กับเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่)

สำหรับมาตรฐานที่กำหนดโดย International Telecommunication Unit (ITU): IMT-2000 ประกอบไปด้วยมาตรฐานต่อไปนี้

- W-CDMA (Wide Code Division Multiple Access) ใช้งานในประเทศ Japan และได้รับความนิยมมากถึง 60% ของผู้ใช้โทรศัพท์ทั่วประเทศ
- CDMA2000 เป็นระบบมาตรฐานที่กำหนดโดยUSA
- TD-CDMA / TD-SCDMA (Time Division-Synchronous Code Division Multiple Access) พัฒนาด้วยประเทศจีน
- DECT ถูกพัฒนาจากกลุ่มประเทศยุโรป

### 3.6.5 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สี่

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สี่ (Fourth Generation : 4G) 4G นี้เป็นชื่อเรียกอย่างไม่เป็นทางการอีก เพราะยังไม่มีการพัฒนาที่เด่นชัดและแตกต่างจากระบบ 3 Gแต่อย่างไรก็ตามในบางกลุ่มได้ให้คำจำกัดความไว้ว่าระบบโทรศัพท์ยุคนี้ น่าที่จะรองรับการตอบสนองของภาพเคลื่อนไหวความจริงเสมือนแบบ 3 มิติ หรือระบบวิดีโอที่สามารถโต้ตอบได้ทันที รวมถึงความสามารถของโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ฉลาดขึ้นและสามารถใช้จ่ายผ่านโทรศัพท์ได้ ซึ่งก็ต้องมีประเด็นเรื่องความปลอดภัยเข้ามาเกี่ยวข้องอย่างมาก

ในยุคนี้ได้มารวบรวมแนวทางการพัฒนาไว้โดยใช้เทคโนโลยีเรื่อง MIMO (Multiple Input Multiple Output) และ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) สำหรับตัวเครื่องโทรศัพท์จะต้องมีการพัฒนาความฉลาดให้เหมือนมีเครื่องคอมพิวเตอร์ขนาดเล็ก โดยต้องลง

ระบบปฏิบัติการในโทรศัพท์ด้วย ซึ่งในปัจจุบันได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีด้านนี้กันมากมาย เช่น Symbain OS, Nokia OS, OSE (Operating System Embede)

### 3.7 ผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทย

ระบบเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่มีรูปแบบการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง เริ่มจากระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นชนิดอนาล็อกมาสู่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นชนิดดิจิทัล ซึ่งในปัจจุบันผู้ให้บริการในประเทศไทยมีการให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ทั้งสองระบบ โดยจำนวนผู้ใช้บริการ โทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบดิจิทัลนั้นมีสัดส่วนเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ในขณะที่สัดส่วนผู้ใช้ระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่ชนิดอนาล็อกมีแนวโน้มที่ลดลงอย่างต่อเนื่อง

ภาพรวมของตลาดโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยนับถึงปัจจุบัน ซึ่งประเทศไทยถือได้ว่าเป็น ประเทศที่มีความหลากหลายในแง่ของเทคโนโลยีเครือข่ายให้ผู้บริโภคได้เลือกใช้งานกันอย่าง กว้าง ขวางผู้ประกอบการโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยเองก็มีอยู่หลายราย แต่ละรายมีความแข็งแกร่ง และส่วนแบ่งทางการตลาด (market share) ที่แตกต่างกัน หากจะกล่าวสรุปอย่างรวบรัดถึงรายละเอียด ของบริษัทผู้ให้บริการเครือข่ายที่มีอยู่ทั้งหมดรวมถึงเทคโนโลยีเครือข่าย และเครื่องหมายการค้าก็ สามารถสรุปได้ดังนี้

#### 3.7.1 บริษัท แอดวานซ์ อินโฟร์ เซอร์วิส จำกัด (มหาชน)



#### รูปที่ 3.2 แสดงเครื่องหมายการค้าบริษัท แอดวานซ์ อินโฟร์ เซอร์วิส จำกัด (มหาชน)

บริษัท แอดวานซ์ อินโฟร์ เซอร์วิส จำกัด (มหาชน) หรือ AIS ซึ่งมีเครื่องหมายการค้าดังรูป ที่ 3.2 มีบริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM ระบบความถี่ 900 เมกกะเฮิรตซ์ ซึ่งแบ่งออกเป็นแบบชำระ ค่าบริการต่อเดือน (postpaid) ภายได้เครื่อง หมายการค้า GSM Advance กับแบบโทรศัพท์พร้อมใช้ (prepaid) ภายได้เครื่องหมายการค้า One-2-Call และระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ 1800 เมกกะเฮิรตซ์ ซึ่ง มีแต่แบบชำระค่าบริการต่อเดือนภายได้เครื่องหมายการค้า GSM1800 นอกจากนั้น AIS ยังเป็นผู้นำ

ทางด้านเทคโนโลยีการสื่อสารข้อมูล โดยมีการเปิดให้บริการ GPRS ในกรุงเทพมหานครและเมืองใหญ่ๆ, บริการ MMS (Multimedia Messaging Service) และบริการ TV on mobile เป็นการต่อยอดยืนยันความเป็นผู้นำทางด้านเทคโนโลยีอย่างชัดเจน

นอกจากนี้ AIS ยังมีการให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบอนาล็อกระบบ NMT ความถี่ 900 เมกกะเฮิรตซ์ ภายใต้เครื่องหมายการค้า cellular 900 แต่ปัจจุบัน บริษัทฯ มีนโยบายลดจำนวนผู้ใช้บริการในกลุ่มนี้ลง โดยส่งเสริมให้มีการโอนเลขหมายไปเป็นลูกค้าโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ GSM ของตนเองแทน

### 3.7.2 บริษัท ทีเอ ออเรนจ์ จำกัด



รูปที่ 3.3 แสดงเครื่องหมายการค้าบริษัท ทีเอ ออเรนจ์ จำกัด

บริษัท ทีเอ ออเรนจ์ จำกัด หรือ ORANGE (True ในปัจจุบัน) ซึ่งมีเครื่องหมายการค้าดังรูปที่ 3.3 ถือเป็นบริษัทน้องใหม่ไฟแรง ที่สร้างฐานผู้ใช้บริการได้อย่างรวดเร็ว ทีเอเรนจ์ หรือ TAO ให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบ GSM ความถี่ 1800 เมกกะเฮิรตซ์ เช่นเดียวกับ DTAC เพียงแต่ใช้ย่านความถี่ต่างช่วงกัน มีบริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ทั้งแบบชำระค่าบริการต่อเดือนและแบบโทรศัพท์เคลื่อนที่พร้อมใช้ ภายใต้ชื่อเครื่องหมายการค้า “just talk” ปัจจุบัน TAO ยังไม่มีพื้นที่ให้บริการครอบคลุมทั่วประเทศไทย แต่กำลังอยู่ระหว่างการเร่งขยายเครือข่ายเพื่อให้ครอบคลุมพื้นที่ใช้งานเทียบเท่ากับ AIS และ DTAC ในระหว่างนี้ผู้ใช้บริการของค่าย TAO จึงอาจไม่สามารถใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้ในบางพื้นที่ที่ยังไม่มีการติดตั้งเครือข่ายสถานีฐาน

### 3.7.3 บริษัท โทเทิล แอ็คเซ็ส คอมมูนิเคชั่น จำกัด (มหาชน)



#### รูปที่ 3.4 แสดงเครื่องหมายการค้าบริษัท โทเทิล แอ็คเซ็ส คอมมูนิเคชั่น จำกัด (มหาชน)

บริษัท โทเทิล แอ็คเซ็ส คอมมูนิเคชั่น จำกัด (มหาชน) หรือ DTAC ซึ่งมีเครื่องหมายการค้าดังรูปที่ 3.4 เปิดให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ GSM ความถี่ 1800 เมกกะเฮิรตซ์ ซึ่งแบ่งเป็นแบบชำระค่า บริการต่อเดือนภายใต้เครื่องหมายการค้า DTAC ร่วมกับโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบพร้อมใช้ ภายใต้เครื่องหมายการค้า Dprompt สำหรับ DTAC นั้นได้ชื่อว่าเป็นผู้นำทางการตลาดเป็นอันดับที่สองรองจาก AIS มาโดยตลอด ปัจจุบัน DTAC ก็มีการนำเทคโนโลยีใหม่ ๆ ไม่ว่าจะเป็น GPRS หรือ MMS มาเปิดให้บริการ ทัดเทียมกับค่าย AIS แต่อาจมีการประชาสัมพันธ์ที่แผ่วเบาว่าคู่แข่งของตนมาก

DTAC มีบริการโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบอนาล็อกเช่นเดียวกัน เป็นระบบ AMPS (Advanced Mobile Phone Service) ความถี่ 800 เมกกะเฮิรตซ์ ซึ่งนโยบายในการเปลี่ยนถ่ายผู้ใช้บริการให้ไปใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM ของ DTAC ก็เป็นไปในลักษณะเดียวกันกับกรณีระบบ NMT 900 ของค่าย AIS

### 3.7.4 บริษัท ฮัทชิสัน ซีเอที ไวร์เลส จำกัด



#### รูปที่ 3.5 แสดงเครื่องหมายการค้าบริษัท ฮัทชิสัน ซีเอที ไวร์เลส จำกัด

บริษัท ฮัทชิสัน ซีเอที ไวร์เลส จำกัด หรือ HUTCH ซึ่งมีเครื่องหมายการค้าดังรูปที่ 3.5 เป็นน้องใหม่ล่าสุดที่เพิ่งเปิดให้บริการเมื่อปลายเดือนกุมภาพันธ์ พ.ศ. 2546 ที่ได้ชื่อเครื่องหมายการค้า HUTCH โดยใช้เทคโนโลยีโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA ความถี่ 800 เมกกะเฮิรตซ์ จุดมุ่งหมายหลักในการเปิดให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ของ HUTCH ก็คือ การให้บริการสื่อสารข้อมูลผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งมีคุณภาพและประสิทธิ -ภาพในการทำงาน เหนือกว่าการสื่อสาร

ข้อมูลผ่านเทคโนโลยี GPRS ของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในตระกูล GSM สำหรับการให้บริการ สนทนาเสียงนั้นก็มีความภาพที่ไม่แตกต่างไปจากระบบ GSM แต่อย่างใด ข้อจำกัดในการให้บริการ ของ HUCTH ก็คือการได้รับสัมปทานในการเปิดให้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA ในพื้นที่เพียง 23 จังหวัดเท่านั้น (รวมกรุงเทพมหานครและปริมณฑล ) ทำให้เกิดข้อจำกัดหลาย ๆ ประการในการ แข่งขัน เมื่อเทียบกับคู่แข่งรายอื่นที่ไม่มีข้อจำกัดในเรื่องพื้นที่สัมปทานให้บริการแต่ประการใด

### 3.7.5 กิจการร่วมค้าไทยโมบาย หรือ THAIMOBILE



รูปที่ 3.6 แสดงเครื่องหมายการค้ากิจการร่วมค้าไทยโมบาย

กิจการร่วมค้าไทยโมบาย หรือ THAIMOBILE ซึ่งมีเครื่องหมายการค้าดังรูปที่ 3.6 เกิดขึ้น ภายใต้กรอบความร่วมมือระหว่าง บริษัท ทศท คอร์ปอเรชั่น จำกัด (มหาชน) กับ การสื่อสารแห่งประเทศไทย ไทยโมบายเพิ่งเปิดให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM ความถี่ 1900 เมกกะเฮิรตซ์ เมื่อช่วงปลายปี พ.ศ. 2545 ที่ผ่านมา ไทยโมบายมีเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ เฉพาะในเขตกรุงเทพมหานคร โดยสามารถรองรับผู้ใช้บริการในระยะเริ่มต้นได้ 300,000 เลขหมาย สำหรับการนำเครื่องลูกข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งต้องเป็นแบบ triple band หรือรองรับการใช้งานทั้ง คลื่นความถี่ 900, 1800 และ 1900 เมกกะเฮิรตซ์ ไปใช้งานยังต่างจังหวัดนั้น สามารถกระทำได้ โดย ไทยโมบายมีการทำสัญญาใช้งานข้ามเครือข่าย หรือ domestic doaming กับค่าย AIS

### 3.8 กล่าวสรุป

จากการศึกษาเรื่องของโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งศึกษาถึงส่วนประกอบของโทรศัพท์เคลื่อนที่ หลักการทำงานวิวัฒนาการของโทรศัพท์เคลื่อนที่และจากการศึกษาถึงผู้ให้บริการเครือข่ายของ โทรศัพท์มือถือในประเทศไทยนั้นทำให้สามารถสร้างสายอากาศที่มีหลายย่านความถี่ที่มีการใช้งาน ได้จริงได้ตามเครือข่ายโทรศัพท์มือถือของประเทศได้

## บทที่ 4

### การใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO เบื้องต้น

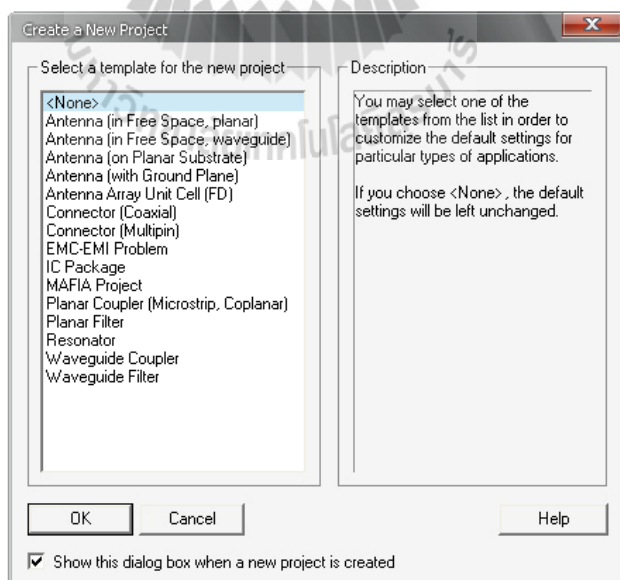
#### 4.1 กล่าวนำ

ในบทที่ 4 จะเป็นการแนะนำการใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO เบื้องต้น เพื่อให้มีความรู้ความเข้าใจในการใช้โปรแกรมอย่างถูกวิธีและให้รู้หลักการสร้างแบบจำลองรวมถึงวิธีการ ประมวลผลเพื่อวิเคราะห์ค่าต่างๆ จุดประสงค์เพื่อให้เป็นแนวทางสำหรับผู้ที่ต้องการจะศึกษาและใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ได้เข้าใจในโปรแกรมมากขึ้น

#### 4.2 CST MICROWAVE STUDIO

##### 4.2.1 การเริ่มสร้างแบบจำลอง

1. เมื่อเปิดโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO แล้วให้เลือกที่เมนู File → New
2. จากนั้นจะขึ้นหน้าต่าง ดังรูปที่ 4.1 เป็นการสร้าง templates ให้กับชิ้นงานโดยอัตโนมัติ ซึ่งจะมีแบบให้เลือกแล้วแต่ความต้องการ หากไม่ต้องกำหนดให้เลือก None แล้วเลือก OK

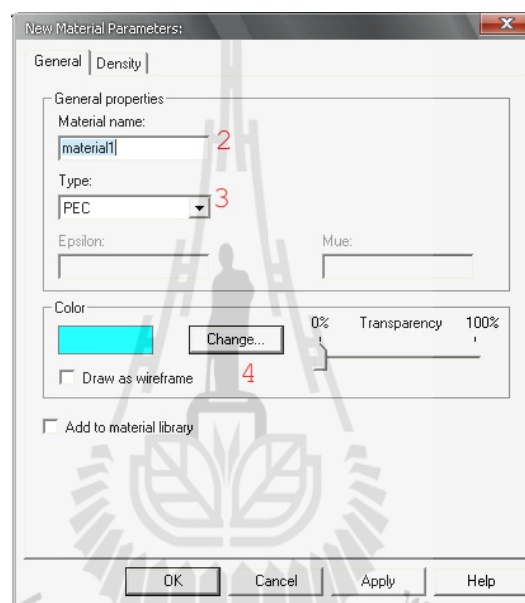


รูปที่ 4.1 หน้าต่างของ Create a New Project



## 4.2.2 การสร้างวัสดุ Material

1. เลือกเมนู Solve → Materials → New Materials จะขึ้นหน้าต่างดังรูปที่ 4.2
2. ตั้งชื่อให้กับวัสดุ
3. กำหนด ชนิดของวัสดุ (PEC ,Normal ,Anisotropic และ Lossy Metals)
4. เลือกสีให้กับวัสดุ
5. เลือก OK



รูปที่ 4.2 หน้าต่างของ New Material Parameters

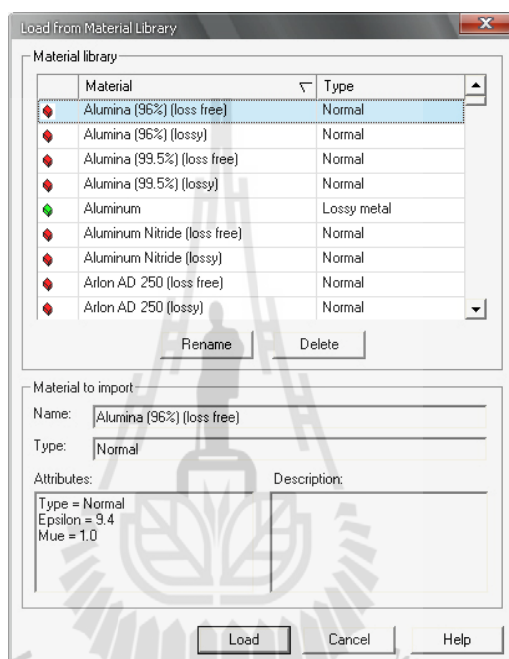
### 4.2.3 Load from Material Library

1. โปรแกรม CST มีข้อมูลของวัสดุบางชนิด ซึ่งสามารถนำมาใช้ได้

เลือก Solve → Materials → Load from Material Library จะขึ้นหน้าต่างดังรูปที่ 4.3

2. เลือก วัสดุที่ต้องการ จะเห็นว่าแต่ละชนิดจะมีค่าคุณสมบัติให้อัตโนมัติ

3. เลือก OK



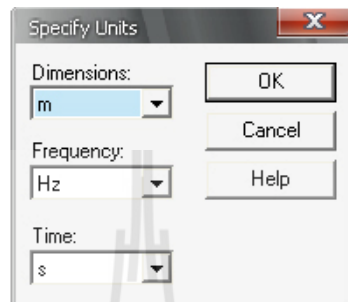
รูปที่ 4.3 หน้าต่างของ Load from Material Library

### 4.2.4 การสร้างองค์ประกอบ Components

การสร้าง Components เป็นการกำหนดเลขอร์ให้กับชิ้นงานเพื่อความสะดวกในการสร้างงาน แต่ละชิ้น โดยเลือกเมนู Objects → New Component

#### 4.2.5 การกำหนดหน่วย Units

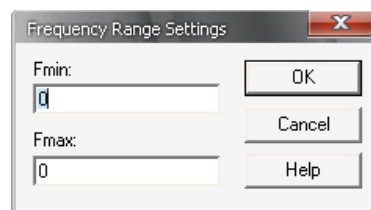
1. เลือกเมนู Solve → Units จะขึ้นหน้าต่างดังรูปที่ 4.4
2. เลือก Dimensions ความถี่และเวลาที่ต้องการ
3. เลือก OK



รูปที่ 4.4 หน้าต่างของ Specify Units

#### 4.2.6 การกำหนดความถี่ Frequency

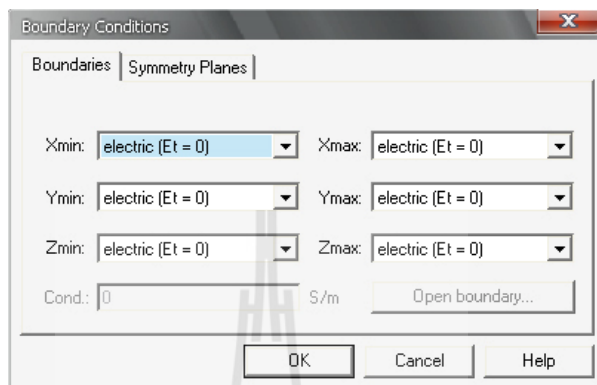
1. หลังจากสร้างชิ้นงานแล้วจะสามารถกำหนดความถี่ได้โดย เลือกเมนู Solve → Frequency จะขึ้นหน้าต่างดังรูปที่ 4.5
2. กำหนด ความถี่เริ่มต้น  $F_{min}$  และ ความถี่สูงสุด  $F_{max}$  ค่าของความถี่ที่ตั้งไว้จะตั้งค่า signal monitors โดยอัตโนมัติ



รูปที่ 4.5 หน้าต่างของ Frequency Range Settings

### 4.2.7 การกำหนดขอบเขต Boundary Conditions

1. เลือกเมนู Solve → Boundary Conditions จะขึ้นหน้าต่างดังรูปที่ 4.6
2. เลือกขอบเขตตามที่ต้องการ



รูปที่ 4.6 หน้าต่างของ Boundary Conditions

Electric: ค่าสนามไฟฟ้าของด้านที่เลือก ถูกกำหนดให้เป็นศูนย์ มีสัญลักษณ์ดังรูปที่ 4.6 ก



รูปที่ 4.6 ก Electric

Magnetic: ค่าสนามแม่เหล็กของด้านที่เลือก ถูกกำหนดให้เป็นศูนย์ ดังรูปที่ 4.6 ข



รูปที่ 4.6 ข Magnetic

Open (PML): เสมือนเป็นอากาศว่าง Free Space คลื่นสามารถผ่านไป ได้ ดังรูปที่ 4.6 ค



รูปที่ 4.6 ค Open (PML)

Open (add space): เหมือน Open (PML) แต่จะเพิ่มระยะสำหรับการคำนวณ farfield การกำหนดแบบนี้ส่วนมากใช้ในการสร้างสายอากาศ ดังรูปที่ 4.6 ง



รูปที่ 4.6 ง Open (add space)

Periodic: เป็นการเชื่อมขอบเขตด้านตรงข้ามเข้าด้วยกัน ดังรูปที่ 4.6 จ



รูปที่ 4.6 จ Periodic

Conducting Wall: เสมือนเป็นผนังของวัสดุโลหะแบบ lossy ดังรูปที่ 4.6 ช



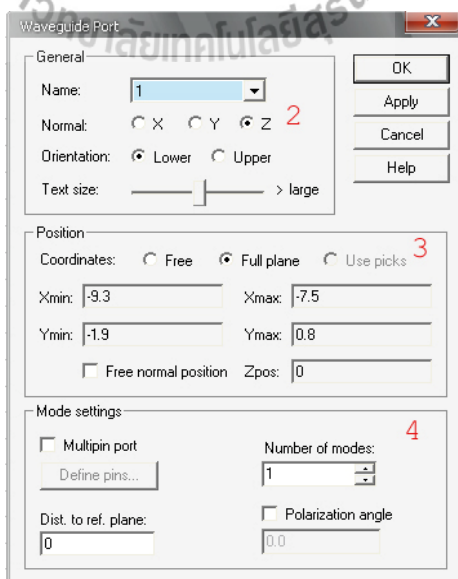
รูปที่ 4.6 ช Conducting Wall

#### 4.2.8 การป้อนพลังงานโดยการกำหนดพอร์ต

การกำหนด ทำได้ 2 วิธี คือ Waveguide Port และ Discrete Port

##### ก) Waveguide Port

1. เลือกเมนู Solve → Waveguide Port จะขึ้นหน้าต่างดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 หน้าต่างของ Waveguide Port

2. ส่วนของ General – Normal สามารถเลือกระนาบ X , Y และ Z ที่ต้องการป้อนพอร์ตได้  
Orientation เป็นการกำหนดระนาบให้อยู่ด้านใดของระนาบนั้น

3. ส่วนของ Position – Coordinates

Free: หากเลือก Normal ระนาบใด เราจะกำหนดความกว้างยาวของพอร์ตอีก 2 ระนาบ  
ดังนี้

#### Normal Edit fields

X Ymin, Ymax, Zmin, Zmax

Y Xmin, Xmax, Zmin, Zmax

Z Xmin, Xmax, Ymin, Ymax

Full plane: หากเลือกคำสั่งนี้ ไม่จำเป็นต้องกำหนดค่า เพราะจะสั่งให้ทั้งระนาบนั้นเป็นการ  
ป้อนพอร์ตทั้งหมด

Free normal position: กำหนดระยะการวางพอร์ต

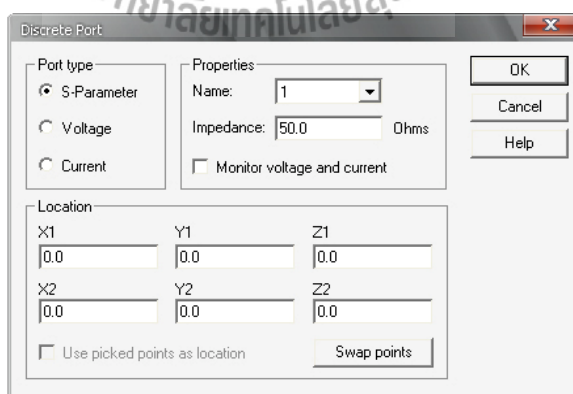
4. ส่วนของ Mode Setting เป็นการสร้างจุดอ้างอิงของพอร์ต

5. เลือก OK

#### ข) Discrete Port

การสร้างพอร์ตแบบนี้ใช้หลักการสร้างจากจุดหนึ่งถึงอีกจุดหนึ่ง โดยระหว่างพอร์ตนั้นต้อง  
ไม่มีเนื้อของชิ้นงานแรกอยู่

1. เลือกเมนู Solve → Discrete Port จะขึ้นหน้าต่างดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 หน้าต่างของ Discrete Port

2. ส่วนของ Port type เป็นการกำหนดลักษณะเพื่อการประมวลผล
  - S-Parameter – อ้างอิงโดยให้พอร์ตที่ป้อนเป็น 50 โอห์ม
  - Voltage – อ้างอิงโดยป้อนแรงดันให้กับพอร์ตตามที่กำหนด
  - Current – อ้างอิงโดยป้อนกระแสให้กับพอร์ตตามที่กำหนด
3. ส่วนของ Location เป็นการกำหนดจุดที่ต้องการในการป้อนพลังงาน โดยรูปแบบของ discrete port จะเป็นดังรูปที่ 4.9



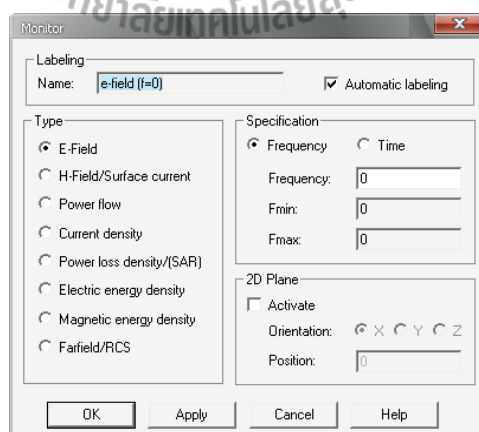
รูปที่ 4.9 รูปแบบ ของ Discrete Port

#### 4.2.9 การกำหนด Field Monitors

ก่อนที่จะทำการประมวลผลจะต้อง เลือกว่าจะดูผลแบบใดบ้าง

1. เลือกเมนู Solve → Field Monitors จะขึ้นหน้าต่างดังรูปที่ 4.10
2. เลือก Type ที่ต้องการจะดูการประมวลผล
3. เลือก OK

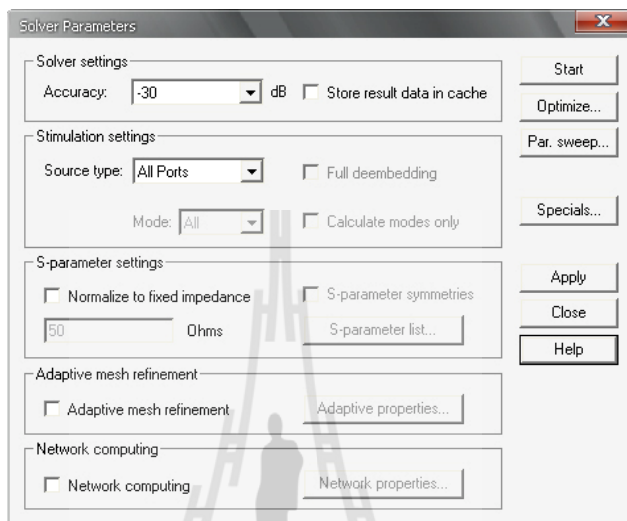
ในการตั้งค่า Field Monitors สามารถกำหนด type ได้หลายตัว



รูปที่ 4.10 รูปของหน้าต่าง Monitor

#### 4.2.10 การประมวลผล

1. เลือกเมนู Solve → transient Solver จะขึ้นหน้าต่างดังรูปที่ 4.11
2. กำหนด Accuracy ขึ้นอยู่กับสายอากาศที่ออกแบบมา
3. เลือก Start



รูปที่ 4.11 หน้าต่างของ Solver Parameters

#### 4.2.11 การสร้างรูปทรงพื้นฐาน ( Basic Shape Creation)

การสร้างรูปทรงพื้นฐานต่างๆในโปรแกรม CST มีดังนี้

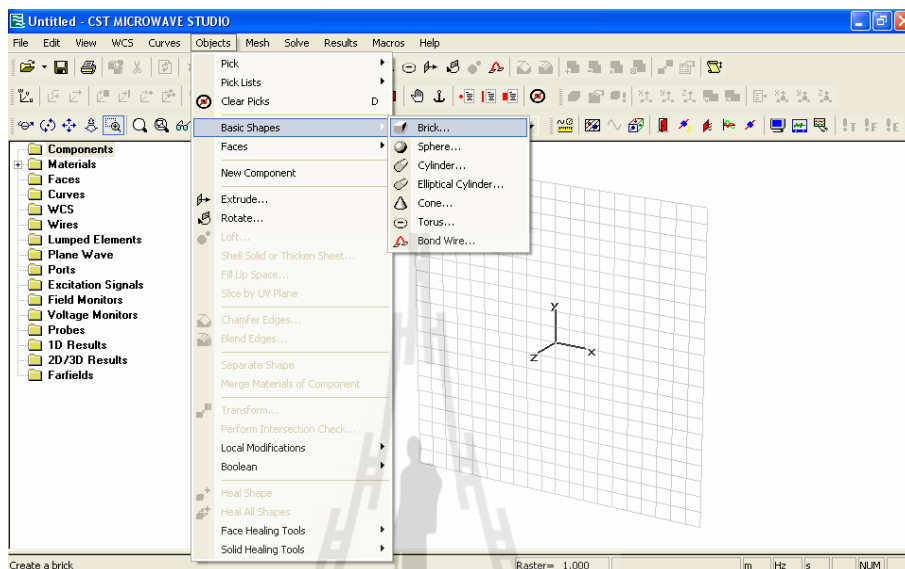
-  **Objects** ⇨ **Basic Shapes** ⇨ **Brick**
-  **Objects** ⇨ **Basic Shapes** ⇨ **Sphere**
-  **Objects** ⇨ **Basic Shapes** ⇨ **Cylinder**
-  **Objects** ⇨ **Basic Shapes** ⇨ **Elliptical Cylinder**
-  **Objects** ⇨ **Basic Shapes** ⇨ **Cone**
-  **Objects** ⇨ **Basic Shapes** ⇨ **Torus**



### ก) การสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยม (Brick)

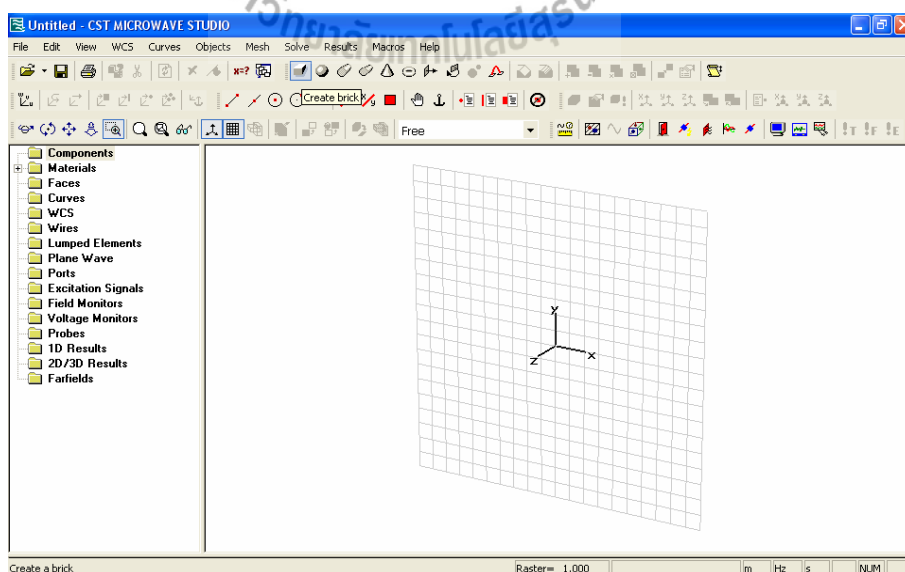
วิธีที่ 1 ไปที่ main menu แล้วทำตามขั้นตอนดังนี้ ตามรูปที่ 4.12

 **Objects** ⇨ **Basic Shapes** ⇨ **Brick**



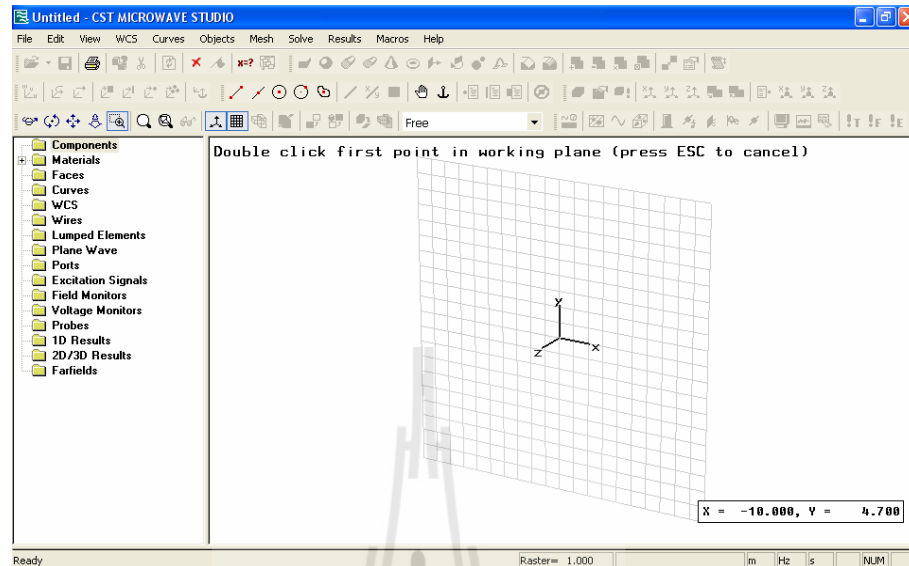
รูปที่ 4.12 การใช้คำสั่งในการสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยม

วิธีที่ 2 ไปที่ Objects toolbar คลิกที่รูปสี่เหลี่ยม (Create brick) ตามรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 การใช้คำสั่งในการสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยมโดยทางลัด

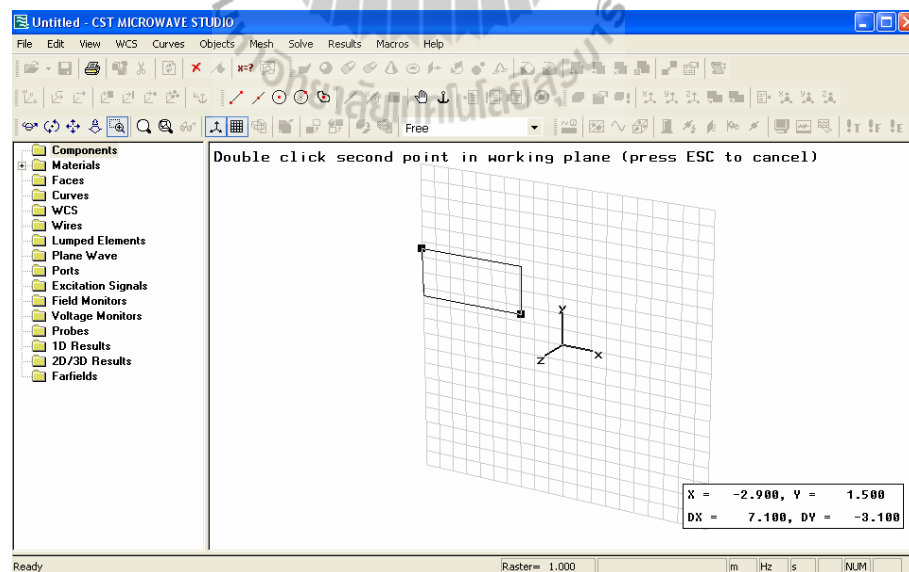
จากทั้ง 2 วิธี จะได้หน้าต่าง ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 หน้าต่างของการสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยม

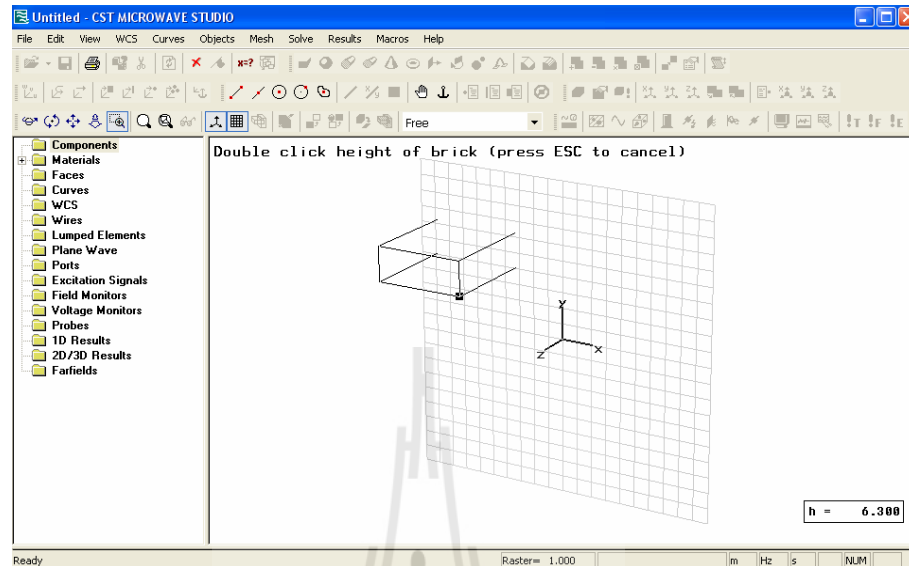
จากนั้นทำตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. ดับเบิลคลิกหนึ่งครั้งบนพื้นที่ว่างแล้วลากเมาส์ออกไปจะได้รูปสี่เหลี่ยม ดังรูปที่ 4.15



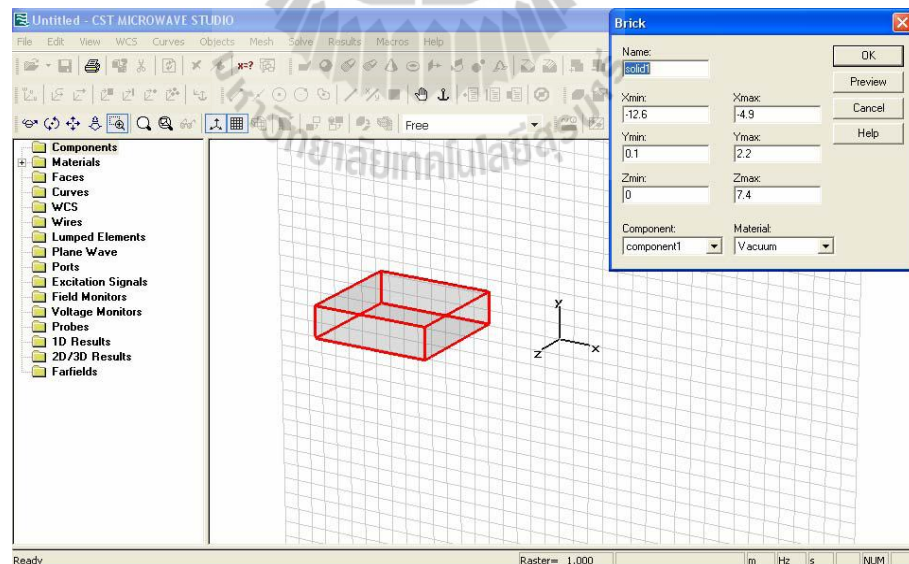
รูปที่ 4.15 รูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากการสร้างในขั้นตอนที่ 1

2. ดับเบิลคลิกอีกครั้งหนึ่งครั้งแล้วลากเมา้ออกไปจะได้รูปทรงของกล่องสี่เหลี่ยม ดังรูปที่ 4.16



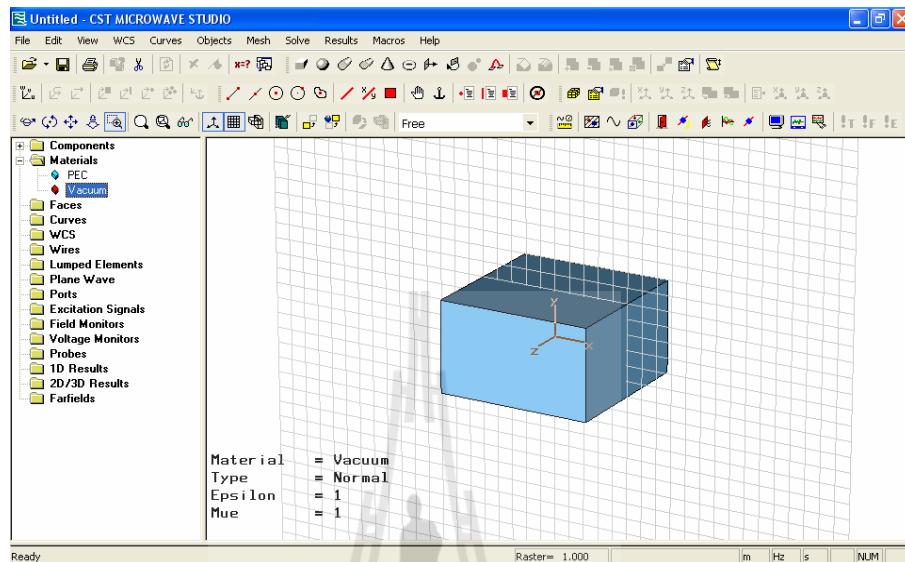
รูปที่ 4.16 รูปทรงของกล่องสี่เหลี่ยมที่ได้จากการสร้างในขั้นตอนที่ 2

3. ดับเบิลคลิกอีกครั้งหนึ่งครั้งจะได้รูปกล่องสี่เหลี่ยมและมีหน้าต่างที่ชื่อ Brick ขึ้นมาดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 แสดงรูปกล่องสี่เหลี่ยมและหน้าต่างที่ชื่อ Brick ซึ่งได้จากการสร้างในขั้นตอนที่ 3

4. ตั้งชื่อในช่อง Name กำหนดค่าต่างๆให้ครบ ส่วนตรงช่อง Component ก็กับ Material ให้เลือกกว่าจะเอาอะไรตามที่ได้กำหนดไว้ตั้งแต่ตอนต้น
5. คลิกที่ OK ก็จะได้รูปกล่องสี่เหลี่ยมที่มีขนาดตามที่ได้กำหนดดังรูปที่ 4.18



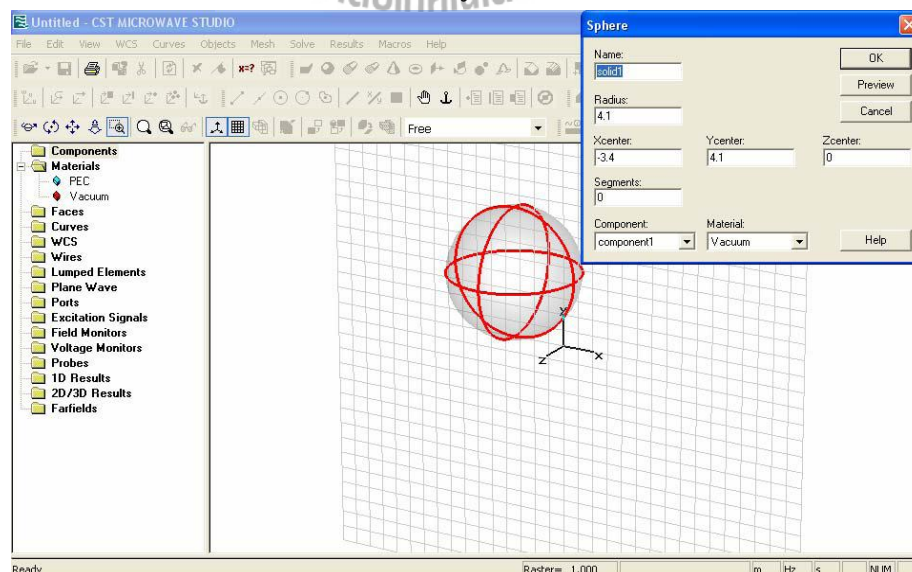
รูปที่ 4.18 กล่องสี่เหลี่ยมที่มีขนาดตามที่ได้กำหนด

#### ข) การสร้างรูปทรงกลม (Sphere)

การสร้างรูปทรงกลมมี 2 วิธี เช่นเดียวกันกับการสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยม แต่เลือกคำสั่งจาก main menu ดังนี้

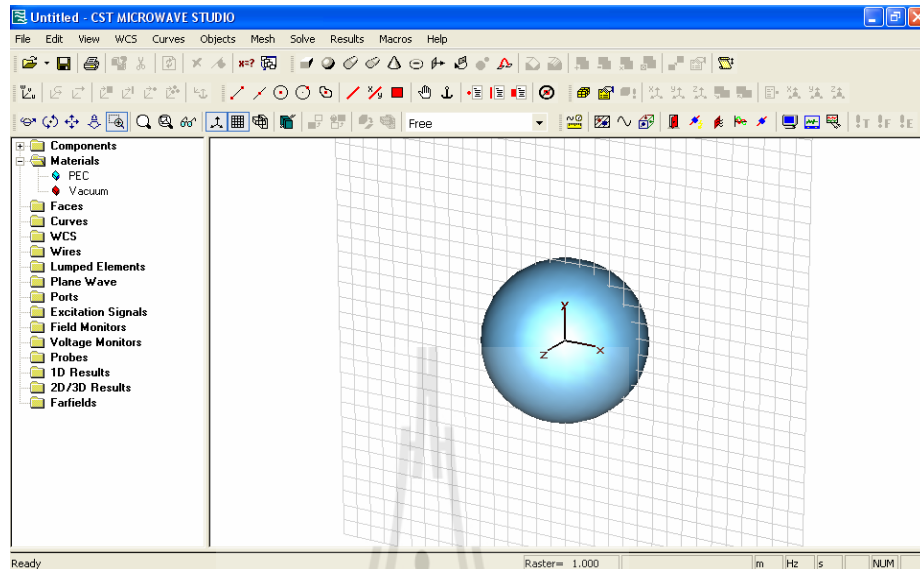
 **Objects** ⇨ **Basic Shapes** ⇨ **Sphere**

แล้วทำการกำหนดค่าในหน้าต่างที่ชื่อ Sphere ดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 รูปร่างของทรงกลมและหน้าต่างในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของทรงกลม

จากนั้นก็ทำเช่นเดียวกันกับการสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยม จะได้รูปทรงกลมออกมาดังนี้ ตามรูปที่ 4.20



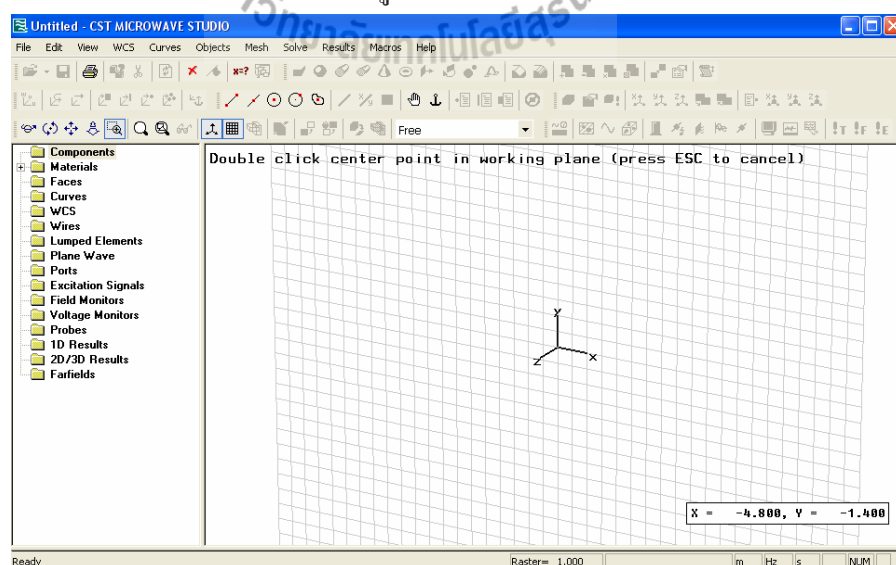
รูปที่ 4.20 รูปทรงกลมที่ได้หลังจากการกำหนดค่าพารามิเตอร์เสร็จแล้ว

### ค) การสร้างรูปทรงกระบอก (Cylinder)

การสร้างรูปทรงกระบอก มี 2 วิธี เช่นเดียวกันกับการสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยม แต่เลือกคำสั่งจาก main menu ดังนี้

 **Objects** ⇨ **Basic Shapes** ⇨ **Cylinder**

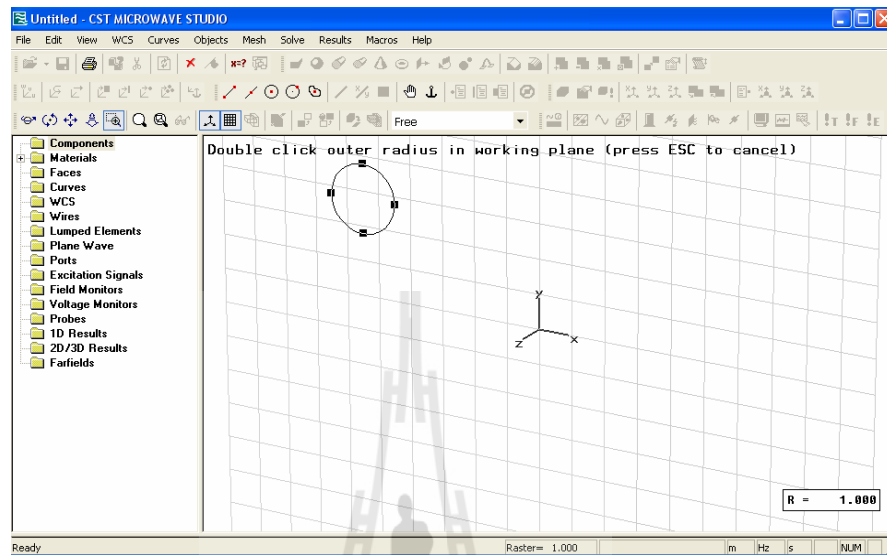
เมื่อเข้าไปตามคำสั่งนี้แล้วจะได้หน้าต่างดังรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 หน้าต่างของการสร้างรูปทรงกระบอก

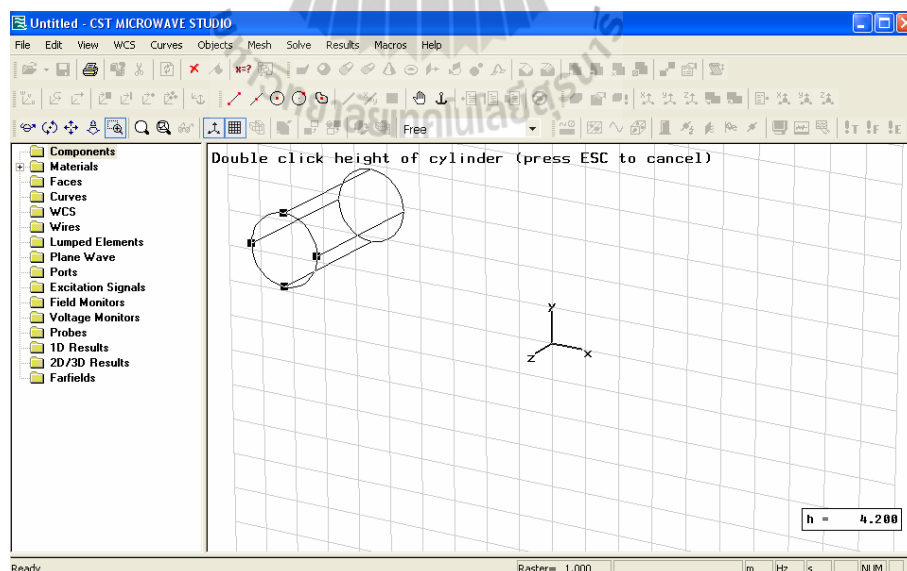
จากนั้นให้ทำตามขั้นตอนดังนี้

1. ดับเบิลคลิกที่พื้นที่ว่างหนึ่งครั้งแล้วลากเมา้ออกไปจะได้รูปวงกลมดังรูปที่ 4.22



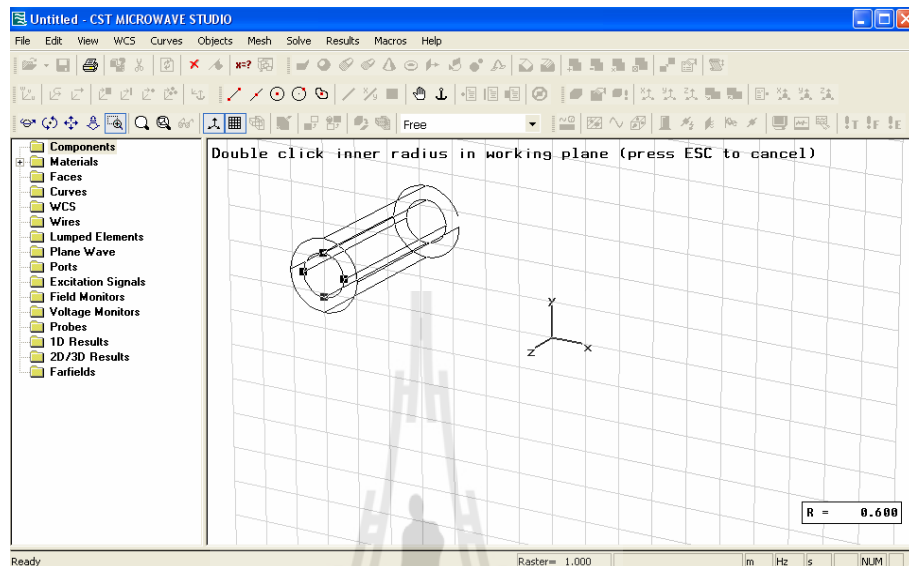
รูปที่ 4.22 รูปวงกลมที่ได้จากการสร้างรูปทรงกระบอกในขั้นตอนที่ 1

2. ดับเบิลคลิกอีกครั้งแล้วลากเมา้ออกไปจะได้รูปทรงกระบอกดังรูปที่ 4.23



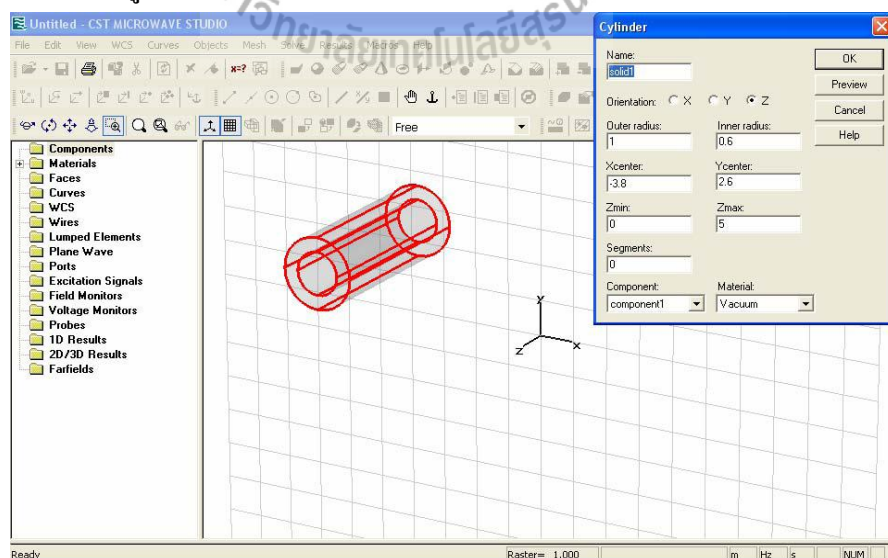
รูปที่ 4.23 รูปทรงกระบอกที่ได้จากการสร้างในขั้นตอนที่ 2

3. ดับเบิ้ลคลิกอีกครั้งแล้วลากเมาส์เข้าไปด้านในของทรงกระบอกจากรูปที่ 4.23 จะได้รูปร่างของทรงกระบอกที่มีวงกลมรัศมีต่างกัน 2 วง ดังรูปที่ 4.24



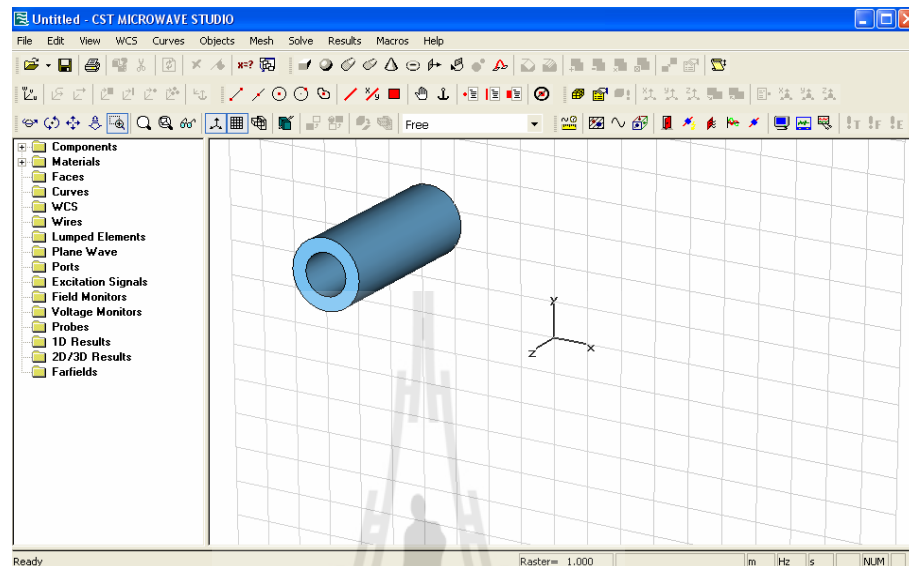
รูปที่ 4.24 รูปร่างของทรงกระบอกที่มีวงกลมรัศมีต่างกัน 2 วง

4. ดับเบิ้ลคลิกอีกครั้งจะได้รูปร่างของทรงกระบอก ( จากขั้นตอนที่ 2 สามารถกด Esc ออกไปเลยก็ได้แล้วค่อยไปกำหนดค่ารัศมีเขาก็จะได้เช่นกัน ) และจะปรากฏหน้าต่างที่ชื่อ Cylinder ขึ้นมา เพื่อให้กำหนดค่า ดังรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.25 รูปร่างของทรงกระบอกที่มีวงกลมรัศมีต่างกัน 2 วง และหน้าต่างของการกำหนดค่าพารามิเตอร์

5. เมื่อกำหนดค่าเสร็จแล้ว คลิกที่ปุ่ม OK จะได้รูปทรงกระบอกที่มีลักษณะกลางและมีความหนาตามรัศมีของวงกลม 2 วง ที่ได้กำหนด และมีจุดศูนย์กลางกับความยาวตามแนวแกนที่กำหนด ดังรูปที่ 4.26



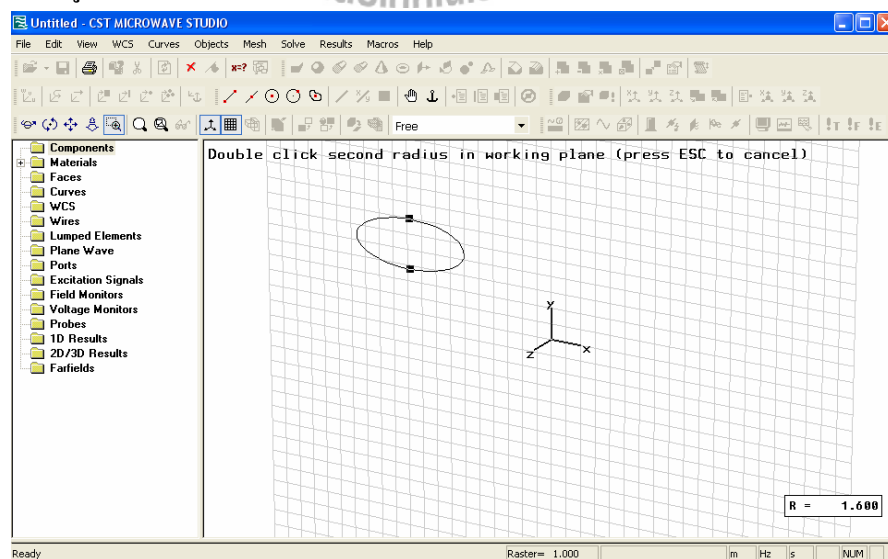
รูปที่ 4.26 รูปทรงกระบอกที่มีวงกลมรัศมีต่างกัน 2 วง มีขนาดตามที่ได้กำหนด

ง) การสร้างรูปทรงกระบอกที่มีลักษณะเป็นวงรี ( Elliptical Cylinder )

การสร้างรูปทรงกระบอกที่มีลักษณะเป็นวงรี มี 2 วิธี เช่นเดียวกันกับการสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยม แต่เลือกคำสั่งจาก main menu ดังนี้

 **Objects** ⇨ **Basic Shapes** ⇨ **Elliptical Cylinder**

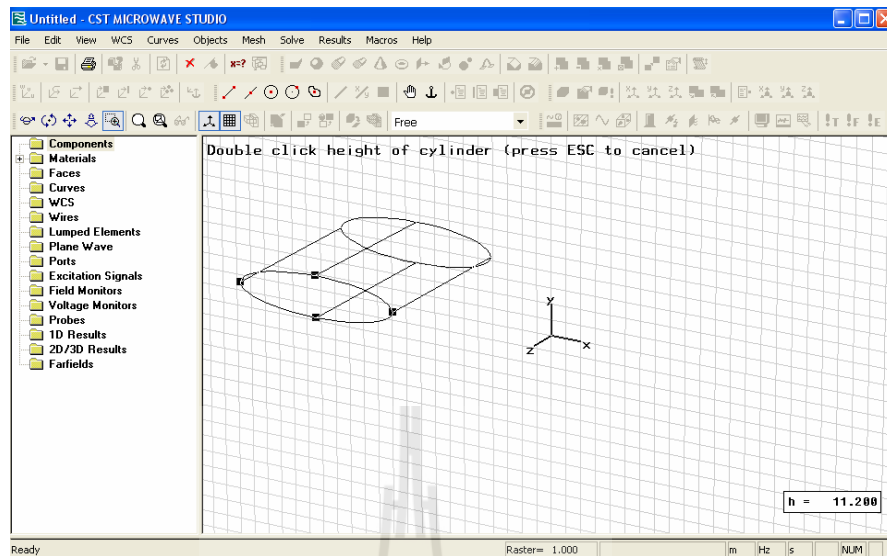
1. ดับเบิลคลิกบนพื้นที่ว่างหนึ่งครั้งแล้วลากเมาส์ออกไปจะได้เส้นตรงจากนั้นดับเบิลคลิกอีกหนึ่งครั้งจะได้รูปวงรีดังรูปที่ 4.27



รูปที่ 4.27 วงรีที่ได้จากขั้นตอนที่ 1 ของการสร้างรูปทรงกระบอกที่มีลักษณะเป็นวงรี

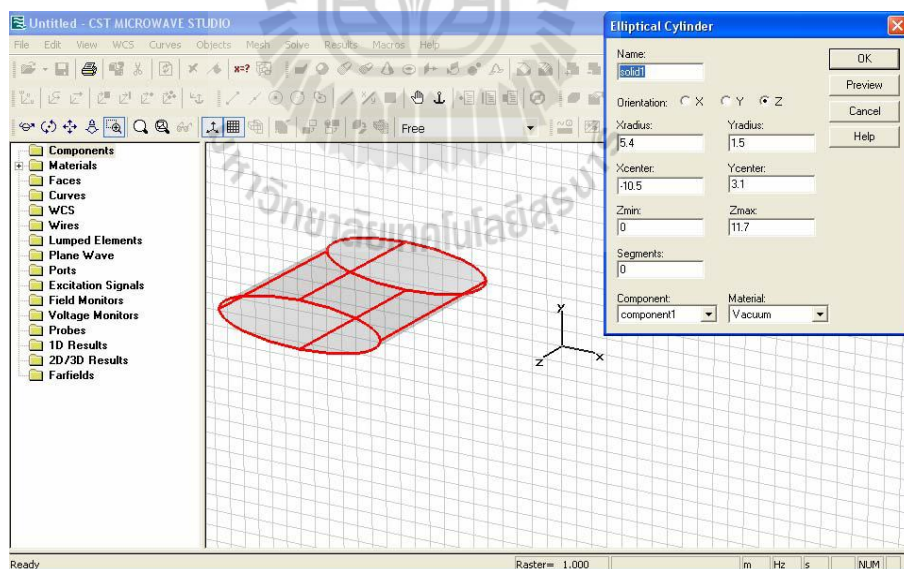


2. ดับเบิลคลิกอีกครั้งหนึ่งครั้งจะได้รูปทรงกระบอกที่มีหน้าตัดเป็นวงรีดังรูปที่ 3.28



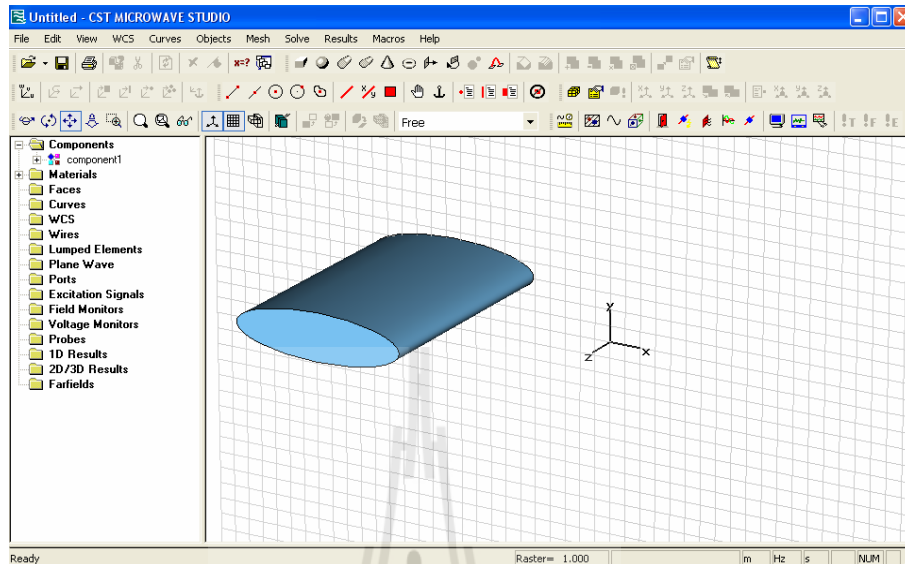
รูปที่ 4.28 รูปร่างของทรงกระบอกที่มีหน้าตัดเป็นวงรีที่ได้จากขั้นตอนที่ 2 นี้

3. ดับเบิลคลิกหนึ่งครั้งจะมีหน้าต่าง Elliptical Cylinder ขึ้นมาเพื่อให้กำหนดค่าต่างๆ ดังรูปที่ 4.29



รูปที่ 4.29 รูปร่างของทรงกระบอกที่มีหน้าตัดเป็นวงรีและหน้าต่างในการกำหนดค่าพารามิเตอร์

4. กำหนดค่าต่างๆ ให้ครบแล้วกดปุ่ม OK ก็จะได้รูปทรงกระบอกที่มีลักษณะเป็นวงรี ดังรูปที่ 4.30



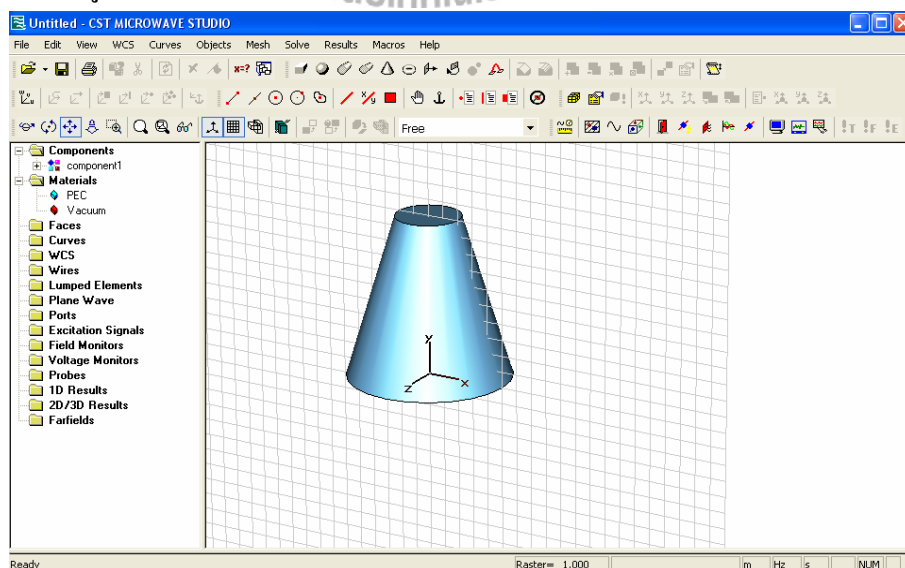
รูปที่ 4.30 รูปทรงกระบอกที่มีลักษณะเป็น วงรี

#### จ) การสร้างรูปทรงกรวย (Cone)

การสร้างรูปทรงกรวย มี 2 วิธี เช่นเดียวกันกับการสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยมและรูปอื่นๆ แต่เลือกคำสั่งจาก main menu ดังนี้

 **Objects** ⇨ **Basic Shapes** ⇨ **Cone**

ส่วนขั้นตอนการทำและการกำหนดค่านั้นเหมือนกับการสร้างรูปที่ผ่านมา จะได้ออกมาเป็นรูปทรงกรวย ดังรูปที่ 4.31



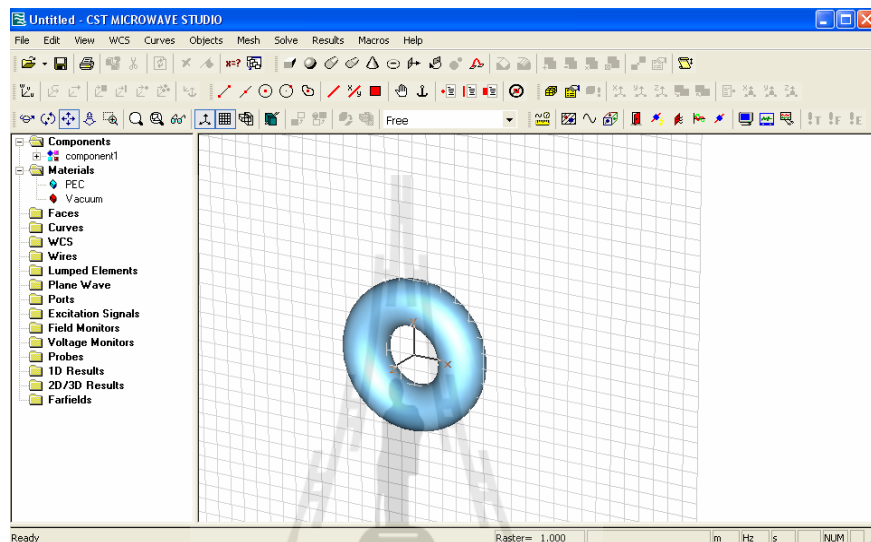
รูปที่ 4.31 รูปทรงกรวยที่มีขนาดตามที่ได้อำหนด

### จ) การสร้างรูปทรงขนมโดนัท (Torus)

การสร้างรูปทรงขนมโดนัทมี 2 วิธี เช่นเดียวกันกับการสร้างรูปทรงสี่เหลี่ยมและรูปอื่นๆ แต่เลือกคำสั่งจาก main menu ดังนี้

 **Objects** ⇨ **Basic Shapes** ⇨ **Torus**

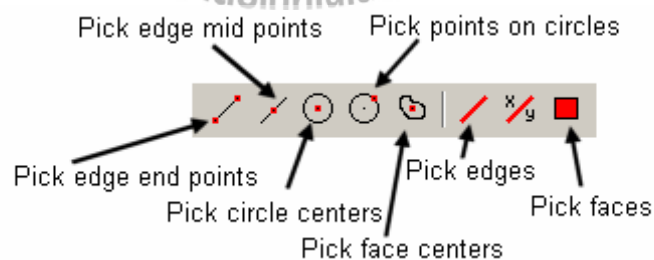
ส่วนขั้นตอนการทำและการกำหนดค่านั้นเหมือนกับที่ผ่านมา จะได้รูปทรงขนมโดนัท ดังรูปที่ 4.32



รูปที่ 4.32 รูปทรงขนมโดนัทที่มีขนาดตามที่ได้กำหนด

#### 4.1.12 เครื่องมือที่ใช้ในการเลือกขอบหรือผิววัสดุ

เครื่องมือที่ใช้ในการเลือกขอบหรือผิววัสดุ (pick tool) ลักษณะของแถบเครื่องมือเป็นดังรูปที่ 4.33




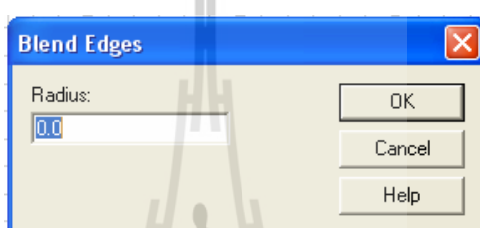
รูปที่ 4.33 แถบเครื่องมือที่ใช้ในการเลือกขอบหรือผิววัสดุ

### 4.2.13 การลบคมและการเนียนขอบ

#### ก) การลบคม

การลบคม (Blend Edge) ขั้นตอนการทำมีดังนี้

1. เลือกคำสั่ง Pick edges จาก Pick tool
2. ใช้เมา์ไปดับเบิลคลิกที่ขอบวัตถุที่จะทำการลบคม
3. เลือกใช้คำสั่งจาก main menu ดังนี้ **Objects** ⇨ **Blend Edges** (  )
4. จากนั้นจะมีหน้าต่างเล็กๆ ขึ้นมาเพื่อให้ใส่ค่ารัศมีว่าจะลบคมเป็นรัศมีเท่าไรก็ได้ไป ดังรูปที่ 4.34



รูปที่ 4.34 หน้าต่างในการกำหนดค่ารัศมีของการลบคม

จะได้ออกมาดังรูปที่ 4.35ก และ 4.35ข



ก. การเลือกขอบวัตถุที่จะทำการลบคม

ข. วัตถุที่ถูกลบคมแล้ว

รูปที่ 4.35 ขั้นตอนการลบคม

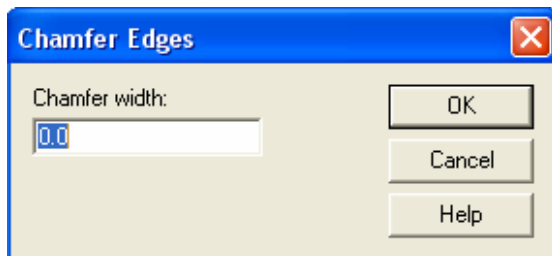
#### ข) การเนียนคม

การเนียนคม (Chamfer Edges) ขั้นตอนการทำมีดังนี้

1. เลือกคำสั่ง Chamfer Edges จาก Pick tool
2. ใช้เมา์ไปดับเบิลคลิกที่ขอบวัตถุที่จะทำการเนียนคม
3. เลือกใช้คำสั่งจาก main menu ดังนี้

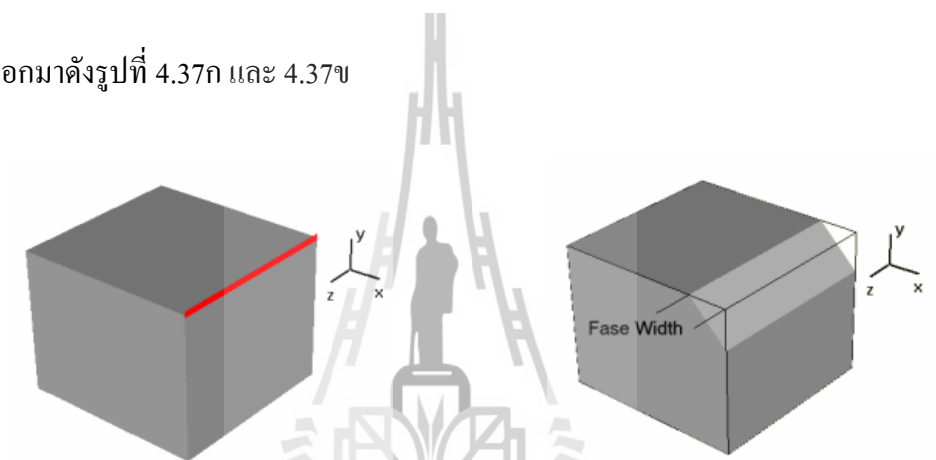
**Objects** ⇨ **Chamfer Edges** (  ).

4. จากนั้นจะมีหน้าต่างเล็กๆขึ้นมา ดังรูปที่ 4.36 เพื่อให้ใส่ค่ารัศมีว่าจะเนียนคมเป็นความกว้างเท่าไรก็ได้ไป



รูปที่ 4.36 หน้าต่างการกำหนดค่าของการเนียนคม

จะได้ออกมาดังรูปที่ 4.37ก และ 4.37ข



ก. การเลือกขอบวัสดุที่จะทำการเนียนคม

ข. วัสดุที่ถูกเนียนคมแล้ว


รูปที่ 4.37 ขั้นตอนการเนียนคม

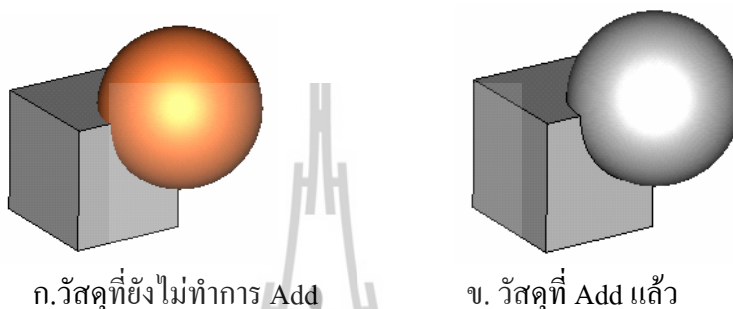
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

#### 4.2.14 วิธีการทำงานของบูลีน (Boolean Operations)

##### ก) วิธีการรวมวัตถุ(Add Mode)

เลือกวัตถุที่จะทำการ Add จาก component

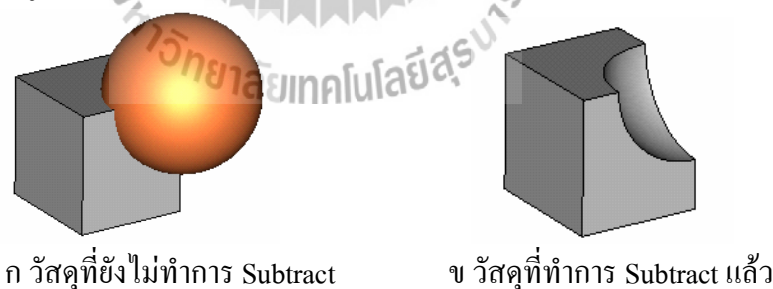
จากนั้น คลิกที่ **Boolean Add** () ที่อยู่บน Objects toolbar หรือ คลิกที่ main menu แล้วเลือก **Objects** ⇨ **Boolean** ⇨ **Add** เลือกวัตถุที่จะทำการ Add เข้ากับวัตถุชิ้นนี้ เช่น มีวัตถุ 2 ชิ้น ดังรูปที่ 4.38ก เมื่อทำการ Add เสร็จจะได้วัตถุที่เป็นเนื้อเดียวกัน ดังรูปที่ 4.38ข



รูปที่ 4.38 วิธีการรวมวัตถุ

##### ข) วิธีการลบวัตถุออก (Subtract Mode)

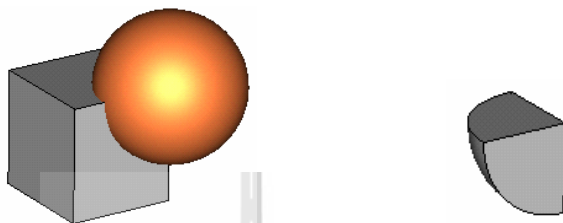
ทำเช่นเดียวกันกับการรวมวัตถุ (Add Mode) แต่เลือกคลิกรูปที่อยู่บน Objects toolbar ดังนี้ **Boolean Subtract** () หรือ คลิกที่ main menu แล้วเลือกดังนี้ **Objects** ⇨ **Boolean** ⇨ **Subtract** จะได้วัตถุที่เป็น ดังรูปที่ 4.39ก และ 4.39ข



รูปที่ 4.39 วิธีการลบวัตถุออก

### ค) วิธีการตัดเอาส่วนที่อยู่ร่วมกันของวัตถุ (Intersect Mode)

ทำเช่นเดียวกันกับการรวมวัตถุ (Add Mode) แต่เลือกคลิกรูปที่อยู่บน Objects toolbar ดังนี้ **Boolean Intersect** (☒) หรือ คลิกที่ main menu แล้วเลือกดังนี้ **Objects** ⇨ **Boolean** ⇨ **Intersect** จะได้วัตถุที่เป็น ดังรูปที่ 4.40ก และ 4.40ข



ก วัตถุที่ยังไม่ทำ Intersect

ข วัตถุที่ทำ Intersect แล้ว

รูปที่ 4.40 วิธีการตัดเอาส่วนที่อยู่ร่วมกันของวัตถุ

### ง) วิธีการแทรกวัตถุ (Insert Mode)

ทำเช่นเดียวกันกับการรวมวัตถุ (Add Mode) แต่เลือกคลิกรูปที่อยู่บน Objects toolbar ดังนี้ **Boolean Insert** (☒) หรือ คลิกที่ main menu แล้วเลือกดังนี้ **Objects** ⇨ **Boolean** ⇨ **Insert** จะได้วัตถุที่เป็น ดังรูปที่ 4.41ก และ 4.41ข



ก วัตถุที่ยังไม่ทำ Insert

ข วัตถุที่ทำ Insert แล้ว

รูปที่ 4.41 วิธีการแทรกวัตถุ

### 4.3 กล่าวสรุป

จากการศึกษาวิธีการใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO เบื้องต้น ทำให้ทราบถึงขั้นตอนการสร้างแบบจำลอง วิธีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้กับแบบจำลอง วิธีการประมวลผลพร้อมกับวิเคราะห์ ผล โดยการใช้โปรแกรมนี้เพื่อให้เห็นถึง ว่าสายอากาศที่ออกแบบมานี้มีผลต่อความถี่ใดบ้าง หรือตรงกับความถี่ที่ต้องการหรือไม่ซึ่งจะได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5





## บทที่ 5

### การออกแบบโดยใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO และวิเคราะห์ผล

#### 5.1 กล่าวนำ

ในบทที่ 5 จะเป็นการนำหลักการการใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO เบื้องต้น ที่กล่าวมาแล้วจากบทที่ 4 ใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป รวมไปถึงการวิเคราะห์ผลจากโปรแกรม ซึ่งได้นำทฤษฎีสายอากาศ และทฤษฎีโทรศัพท์เคลื่อนที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 และบทที่ 3 มาช่วยในการวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ โครงสร้างสายอากาศที่น่าเสนอนี้เป็นสายอากาศไมโครสตริป โดยจะอธิบายถึงวิธีการสร้างสายอากาศต้นแบบ จากนั้นทำการสร้างสายอากาศต้นแบบ และนำมาวัดทดสอบคุณลักษณะ ได้แก่ ค่า S-parameter แบบรูปการแผ่พลังงาน ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก และนำคุณลักษณะไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองแบบจากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO

#### 5.2 การออกแบบและการสร้าง

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่เป็นสี่เหลี่ยม ซึ่งทำบนแผ่น FR-4 แบบสองหน้า มีพารามิเตอร์ที่จำเป็นสำหรับการออกแบบได้แก่

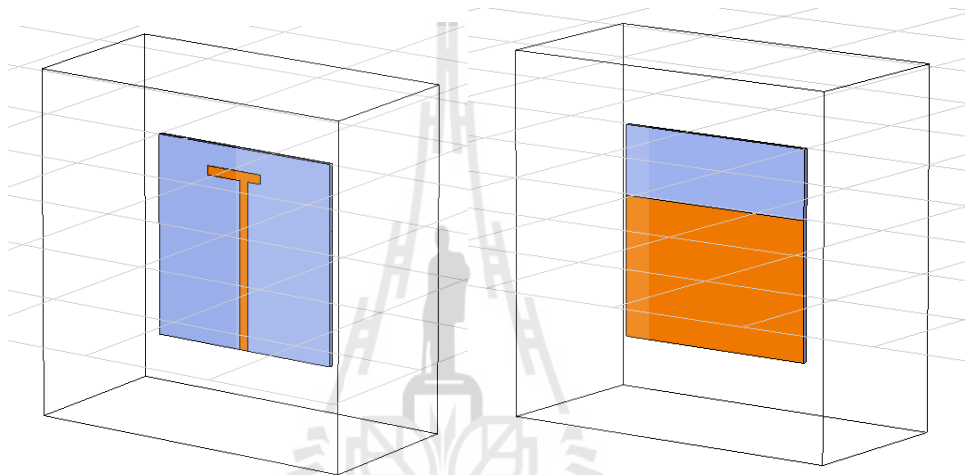
1. ความถี่ปฏิบัติงานของสายอากาศ คือ 900 1800 และ 2100 MHz
2. ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของฉนวน (Dielectric constant :  $\epsilon_r$ ) ซึ่งไดอิเล็กตริกของวัสดุที่ใช้ในการออกแบบเป็น Glass Epoxy FR-4 แบบสองหน้า ซึ่งมีค่า Dielectric constant :  $\epsilon_r$  เท่ากับ 4.5
3. ความสูงของไดอิเล็กตริกฉนวน (h) สำหรับในการออกแบบนี้ให้มีความสูง h เท่ากับ 1.67 mm

### 5.2.1 การออกแบบโดยใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO

จากการกำหนดพารามิเตอร์แล้ว จากนั้นทำการออกแบบสายอากาศโดยทำการเพิ่มทีละความถี่ดังต่อไปนี้

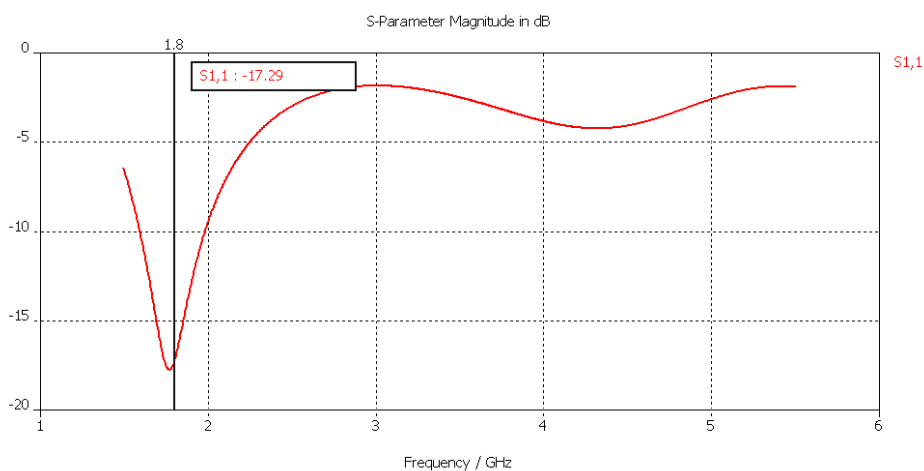
#### ก. ความถี่ 1800 MHz

จากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ทำการสร้างสายอากาศได้ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 แสดงรูปออกแบบสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 1800 MHz

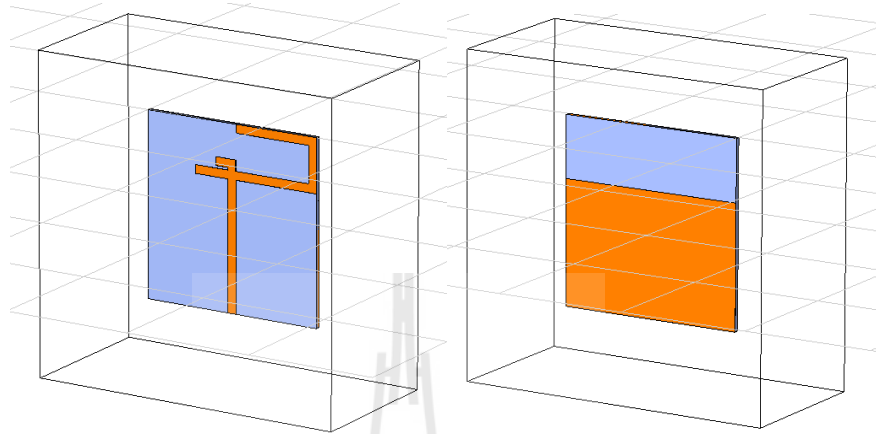
เมื่อทำการออกแบบได้ดังรูปที่ 5.1 จากนั้นทำการจำลองผล (simulation) ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่ความถี่ 1800 MHz

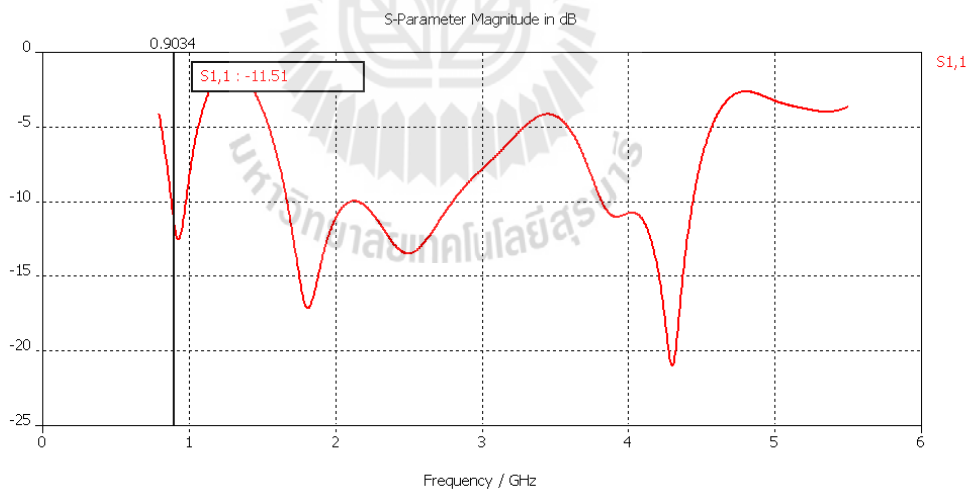
## ข. ความถี่ 900 MHz

จากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ทำการสร้างสายอากาศได้ดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 แสดงรูปออกแบบสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 900 MHz

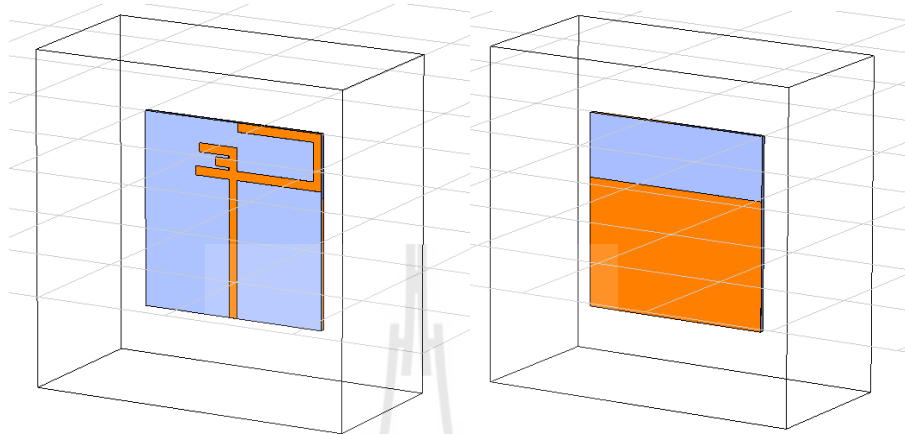
เมื่อทำการออกแบบได้ดังรูปที่ 5.3 จากนั้นทำการจำลองผล (simulation) ดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่ความถี่ 900 MHz

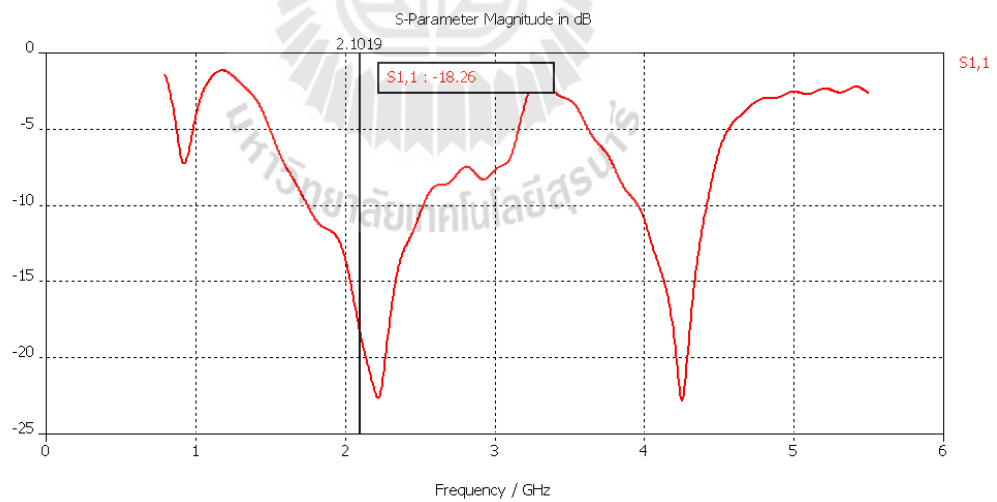
### ค. ความถี่ 2100 MHz

จากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ทำการสร้างสายอากาศได้ดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 แสดงรูปออกแบบสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 900 MHz

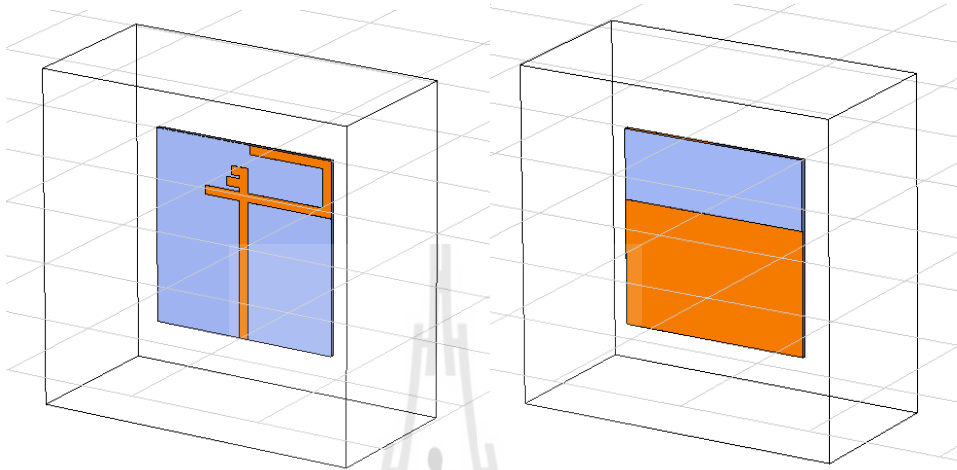
เมื่อทำการออกแบบได้ดังรูปที่ 5.5 จากนั้นทำการจำลองผล (simulation) ดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่ความถี่ 2100 MHz

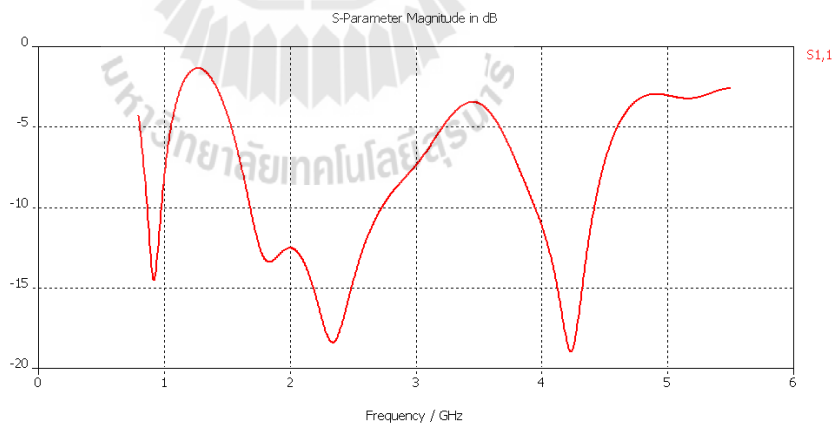
### ง. การออกแบบรวมทั้งสามความถี่

จากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ทำการสร้างสายอากาศได้ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 แสดงรูปออกแบบสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 900 1800 และ 2100 MHz

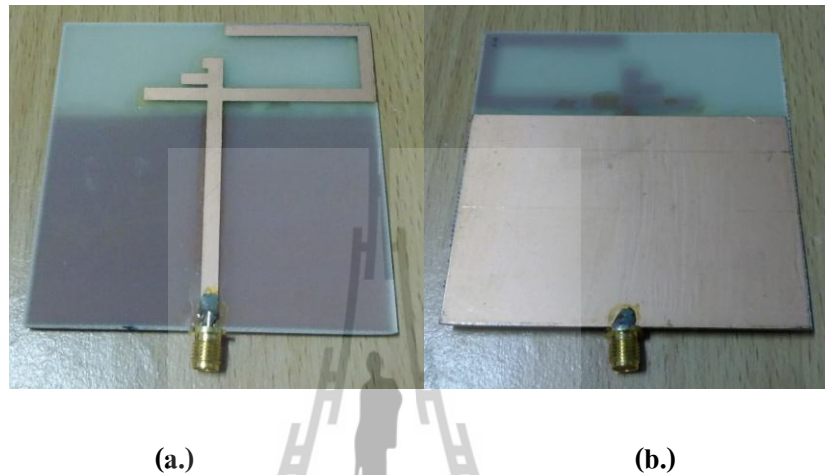
เมื่อทำการออกแบบได้ดังรูปที่ 5.7 จากนั้นทำการจำลองผล (simulation) ดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่ความถี่ 900 1800 และ 2100 MHz

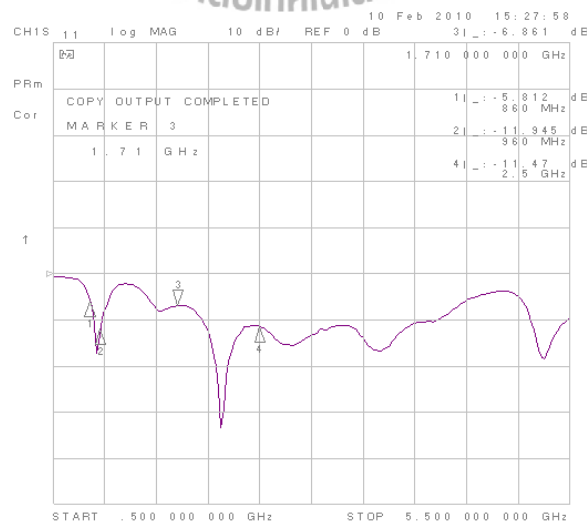
## 5.2.2 การสร้างและปรับปรุงสายอากาศไมโครสตริปที่ได้จากการออกแบบ

จากการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปจากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO เมื่อได้สายอากาศที่ต้องการแล้ว จากนั้นทำการสร้างสายอากาศจริงขึ้นมาได้ดังรูปที่ 5.9 โดยสายอากาศในรูปที่ 5.9 นี้เป็นสายอากาศ Antenna 13



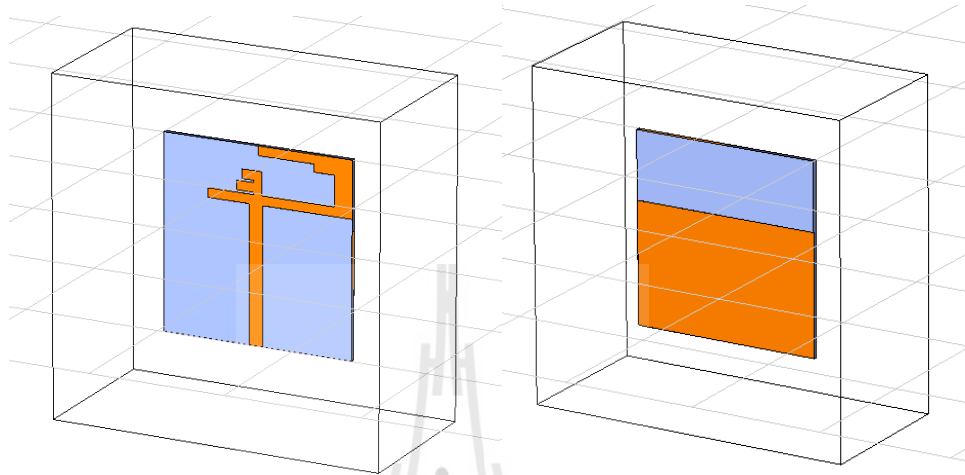
รูปที่ 5.9 แสดงสายอากาศที่สร้างจริงขึ้นมา (a.) ด้านหน้าสายอากาศ (b.) ด้านหลังสายอากาศ(ground)

เมื่อทำการวัดพารามิเตอร์ S11 ของสายอากาศ Antenna 13 ได้ผลการวัดดังรูปที่ 5.10 โดยการวัดพารามิเตอร์ S11 จากเครื่อง Network Analyzer นั้นจะต้องทำการ calibrate port ก่อนซึ่งได้อธิบายไว้ในบทภาคผนวก



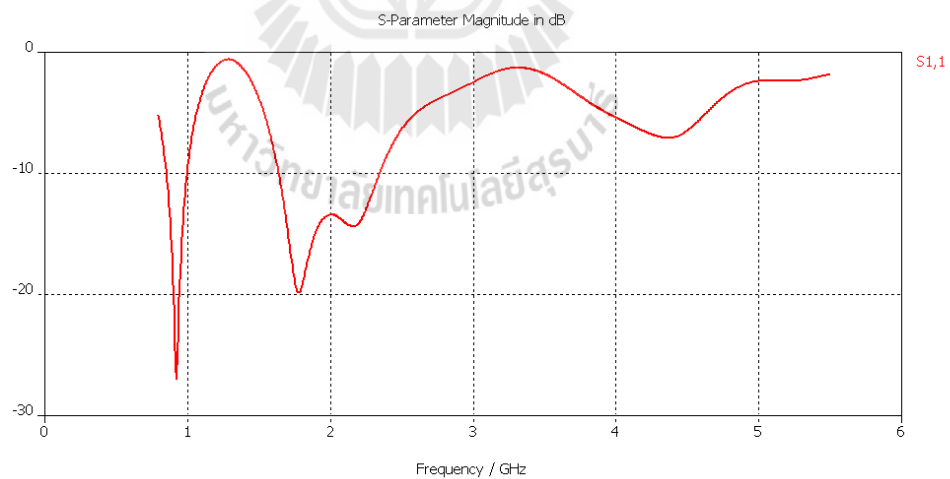
รูปที่ 5.10 แสดงผลค่าพารามิเตอร์ S11 จากสายอากาศไมโครสตริปที่สร้างขึ้น (Antenna 13)

จากรูปที่ 5.10 จะเห็นได้ว่า ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่วัดได้จริงนี้ไม่ตรงกับผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่ได้จากการจำลองแบบจากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO จึงทำการปรับปรุงลายจากโปรแกรม CST จะได้สายอากาศที่ออกแบบของสายอากาศ Antenna 15 ดังรูปที่ 5.11



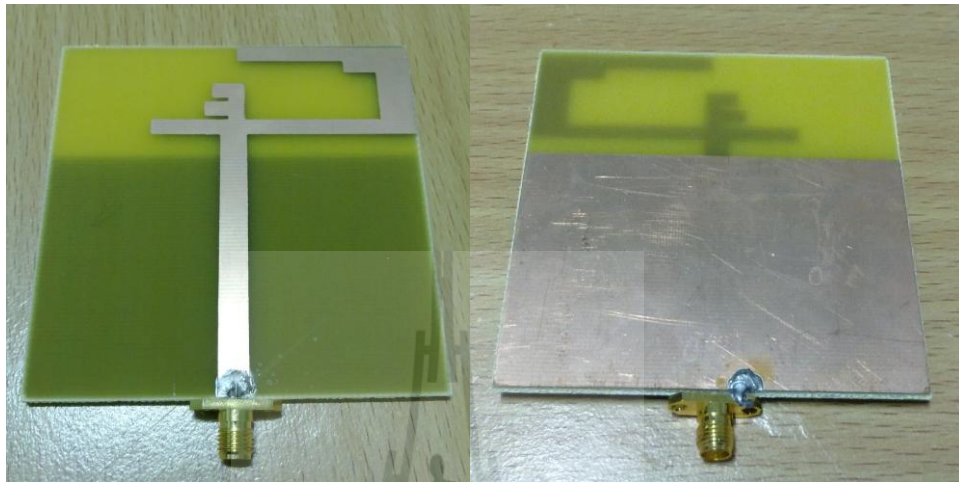
รูปที่ 5.11 แสดงรูปออกแบบสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 900 1800 และ 2100 MHz

เมื่อทำการออกแบบได้ดังรูปที่ 5.11 จากนั้นทำการจำลองผล (simulation) ดังรูปที่ 5.12



รูปที่ 5.12 ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่ความถี่ 900 1800 และ 2100 MHz

จากการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปจากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO เมื่อได้สายอากาศที่ต้องการแล้ว จากนั้นทำการสร้างสายอากาศจริงขึ้นมาได้ดังรูปที่ 5.13 โดยสายอากาศในรูปที่ 5.13 นี้เป็นสายอากาศ Antenna 15

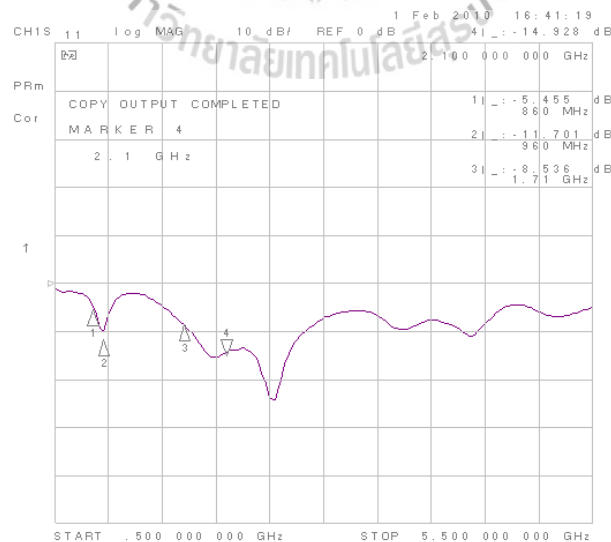


(a.)

(b.)

รูปที่ 5.13 แสดงสายอากาศที่สร้างจริงขึ้นมา (a.) ด้านหน้าสายอากาศ (b.) ด้านหลังสายอากาศ (ground)

เมื่อทำการวัดพารามิเตอร์ S11 ของสายอากาศ Antenna 15 ได้ผลการวัดดังรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.14 แสดงผลค่าพารามิเตอร์ S11 จากสายอากาศไมโครสตริปที่สร้างขึ้น (Antenna 15)

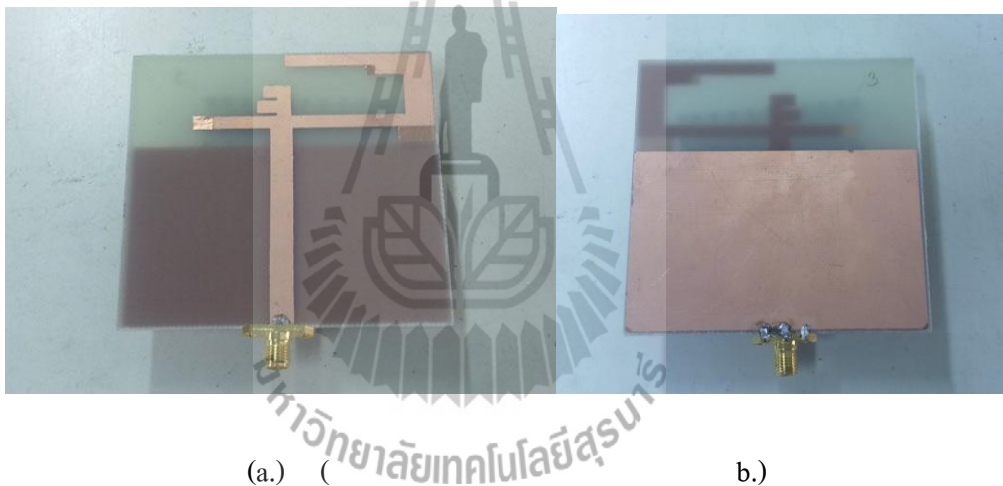


จากรูปที่ 5.14 จะเห็นได้ว่า ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่วัดได้จริงนี้ไม่ตรงกับผลค่าพารามิเตอร์ S11 ที่ได้จากการจำลองแบบจากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO

ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงได้ทำการเพิ่มลายทองแดงบนแผ่นสายอากาศไมโครสตริปขึ้นในระหว่างการวัดค่าพารามิเตอร์ S11 เพื่อให้ค่า S11 ต่ำกว่า -10 dB ที่ความถี่ที่ต้องการดังนี้

- ช่วงความถี่ 900 MHz ให้อยู่ในช่วง 890-960 MHz
- ช่วงความถี่ 1800 MHz ให้อยู่ในช่วง 1710-1880 MHz
- ช่วงความถี่ 2100 MHz ให้อยู่ในช่วง 1920-2170 MHz

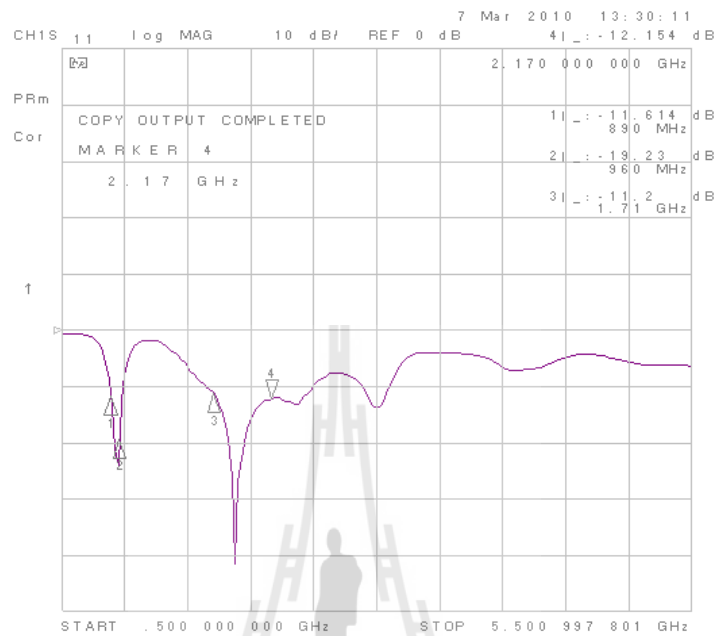
จากการจูนสายอากาศไมโครสตริป เพื่อให้ได้ค่า S11 ต่ำกว่า -10 dB ที่ความถี่ 900 1800 และ 2100 MHz โดยสายอากาศไมโครสตริปที่ทำการจูนแล้วเป็นดังรูปที่ 5.15



รูปที่ 5.15 สายอากาศไมโครสตริปความถี่ 900 1800 2100 MHz (a.) ด้านหน้าสายอากาศ

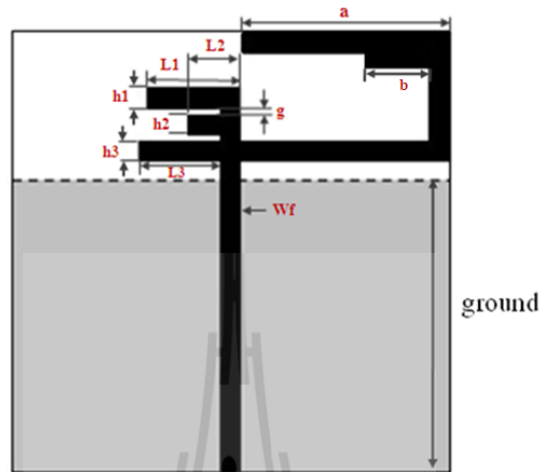
(b.) ด้านหลังสายอากาศ

จากผลการทดสอบ S11 จะได้ช่วงความถี่ 3 ย่านที่ต้องการ ต่ำกว่า -10 dB ทั้ง 3 ย่านความถี่ที่ 900 1800 และ 2100 MHz ซึ่งแสดงผลการวัดดังรูปที่ 5.16



รูปที่ 5.16 แสดงผลค่าพารามิเตอร์ S11 ความถี่ 900 1800 2100 MHz

จากการออกแบบสายอากาศทั้งหมดนี้ ที่ได้ทำการเพิ่มหรือลดขนาดของสายอากาศไมโครสตริปที่ทำให้ผลของค่า S11 ใช้ได้ทั้งสามความถี่ที่เราต้องการได้ สามารถสรุปผลได้จากรูปที่ 5.17 และตารางที่ 5.1 ดังนี้



รูปที่ 5.17 แสดงขนาดของสายอากาศไมโครสตริป ที่มีขนาด กว้าง X ยาว =75 X 75 mm.

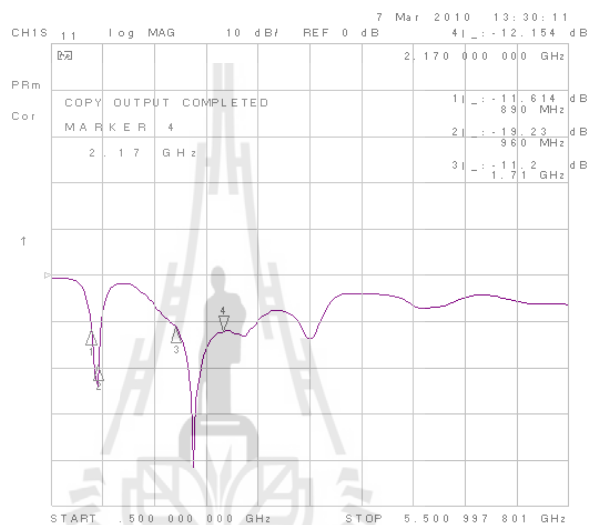
ตารางที่ 5.1 ตารางแสดงการออกแบบสายอากาศจากการเปลี่ยนขนาดความยาวต่างๆ โดยออกแบบสายอากาศให้ได้ 10 dB Return Loss จากตารางจะแสดงความถี่กลาง,แบนด์วิธและขนาดลายบนสายอากาศ

	f1,(BW)	f2,(BW)	f3,(BW)	Wf	g	L1	L2	L3	h1	h2	h3	a	b	ground
Antenna1	---	---	2108,663	3.5	0.1	13.5	5.5	14	3.5	3.5	3.5	32	0	50
Antenna2	---	---	2137,766	3.5	0.1	12.5	5.5	14	3.5	3.5	3.5	32	0	50
Antenna3	---	---	2195,893	3.5	0.1	11.5	5.5	14	3.5	3.5	3.5	32	0	50
Antenna4	---	---	2263,1067	3.5	0.1	10.5	5.5	14	3.5	3.5	3.5	32	0	50
Antenna5	---	---	2286,1130	3.5	0.1	9.5	5.5	14	3.5	3.5	3.5	32	0	50
Antenna6	---	---	2378,1346	3.5	0.1	8.5	5.5	14	3.5	3.5	3.5	32	0	50
Antenna7	---	---	2325,1236	3.5	0.1	7.5	5.5	14	3.5	3.5	3.5	32	0	50
Antenna8	919,43	---	2308,1221	3.5	0.1	6.5	5.5	14	3.5	3.5	3.5	32	0	50
Antenna9	922,38	---	2299,1202	3.5	0.1	5.5	5.5	14	3.5	3.5	3.5	32	0	50
Antenna10	932,114	---	2277,1217	3.5	0.1	4.5	5.5	14	3.5	3.5	3.5	32	0	50
Antenna11	922,94	---	2273,1207	3.5	0.1	3.5	5.5	14	3.5	3.5	3.5	32	0	50
Antenna12	924,90	1835,315	2315,644	3.7	0.1	1.5	6.5	11.5	3.5	3.5	3.5	32	0	50
Antenna13	924,108	1840,305	2360,734	3.7	0.1	3.5	5.5	15	3.5	3.5	3.5	32	0	50
Antenna14	926,141	1855,418	2280,460	5.5	0.1	5	5	16	3.5	3.5	3.5	30	3	48
Antenna15	926,141	1831,370	2170,340	5.5	0.1	4.5	6.5	18	3.5	3.5	3.5	30	2.5	48

## 5.3 วิเคราะห์ผลการทดสอบ

### 5.3.1 ผลการทดสอบ S11

จากการสร้างสายอากาศไมโครสตริปนำค่าพารามิเตอร์ S11 จากรูปที่ 5.18 มาเปรียบเทียบกับค่าพารามิเตอร์ S11 จากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO จะได้ว่าทุกช่วงความถี่ที่ต้องการ ทั้ง 3 ย่านความถี่คือ 900 1800 และ 2100 MHz ค่า S11 มีค่าต่ำกว่า -10 dB ทุกค่า



รูปที่ 5.18 ผลค่าพารามิเตอร์ S11 ความถี่ 900 1800 2100 MHz ที่ได้จากการสร้างสายอากาศจริง

จากรูปที่ 5.18 แต่ละย่านความถี่ที่ต้องการนี้ มีผลค่า S11 ดังนี้

- ย่านความถี่ 900 MHz

ที่ความถี่ 890 MHz ได้ ค่า S11 = -11.614 dB

ที่ความถี่ 960 MHz ได้ ค่า S11 = -19.23 dB

- ย่านความถี่ 1800 MHz และ 2100 MHz

ที่ความถี่ 1710 MHz ได้ S11 = -11.2 dB

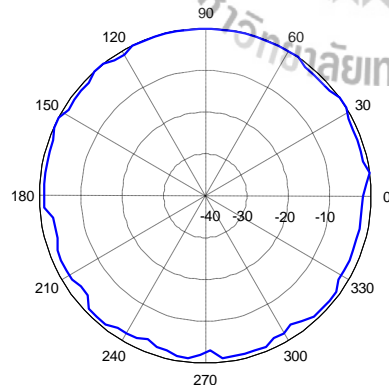
ที่ความถี่ 2170 MHz ได้ S11 = -12.154 dB

### 5.3.2 ผลการทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน

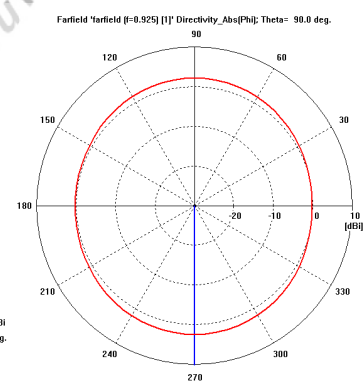
จากผลการทดสอบ S11 ที่ได้ นำสายอากาศมาทำการทดสอบดูแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของแต่ละความถี่ ซึ่งก็คือ 900 1800 และ 2100 MHz โดยจะใช้สายอากาศ 2 ตัว ได้แก่ สายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นตัวส่ง และสายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นตัวรับ ซึ่ง แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) มีลักษณะดังรูปที่ 5.19 และ แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) มีลักษณะดังรูปที่ 5.20 และ 5.21



รูปที่ 5.19 แสดงการติดตั้งสายอากาศวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane)

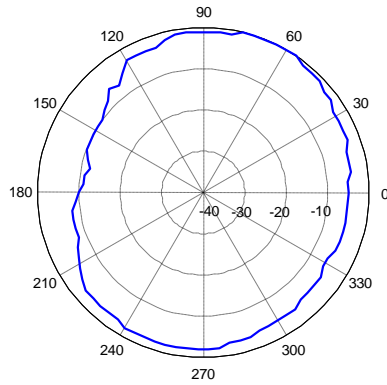


(ก.)

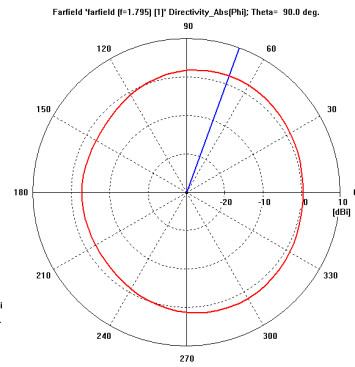


(ข.)

รูปที่ 5.19 ก แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ Y-Z ที่ย่านความถี่ 900 MHz (ก.) ผลวัดจากสายอากาศที่สร้างจริง (ข.) ผลวัดจากการจำลองผล

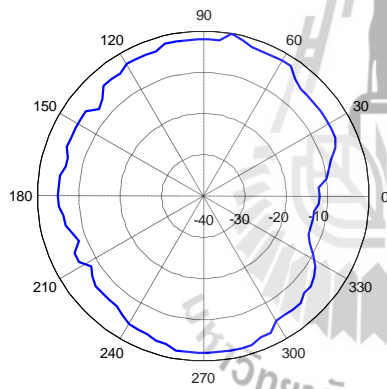


(ก.)

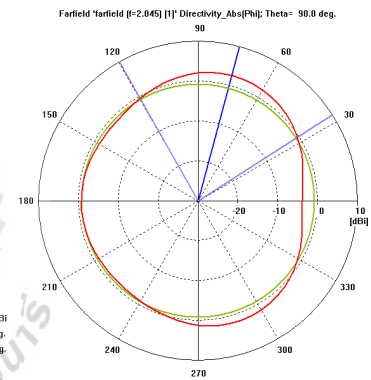


(ข.)

รูปที่ 5.19 ข แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ Y-Z ที่ย่านความถี่ 1800 MHz (ก.) ผลวัดจากสายอากาศที่สร้างจริง (ข.) ผลวัดจากการจำลองผล

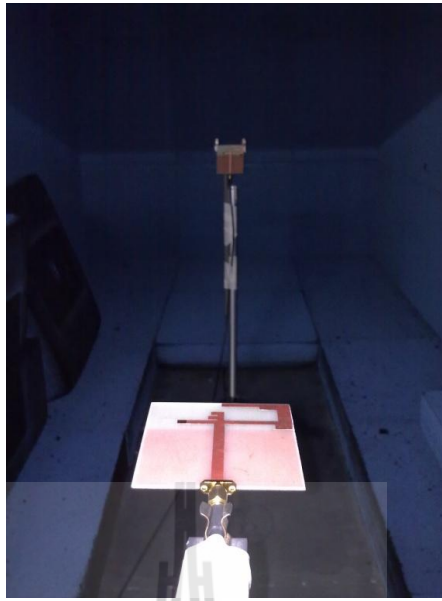


(ก.)

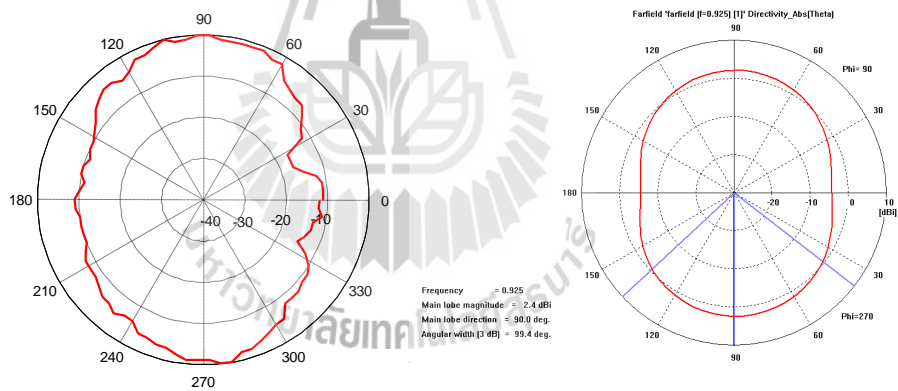


(ข.)

รูปที่ 5.19 ค แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ Y-Z ที่ย่านความถี่ 2100 MHz (ก.) ผลวัดจากสายอากาศที่สร้างจริง (ข.) ผลวัดจากการจำลองผล



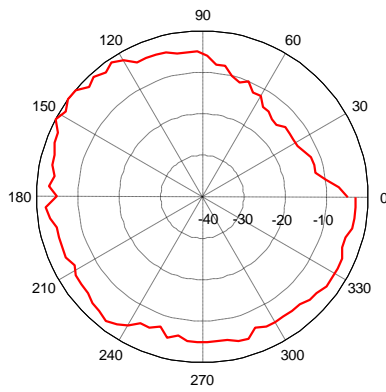
รูปที่ 5.20 แสดงการติดตั้งสายอากาศวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane)



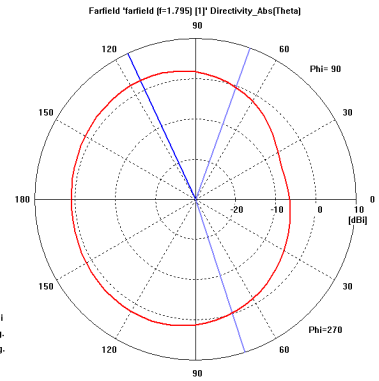
(ก.)

(ข.)

รูปที่ 5.20 ก แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ X-Z ที่ย่านความถี่ 900 MHz (ก.) ผลวัดจากสายอากาศที่สร้างจริง (ข.) ผลวัดจากการจำลองผล

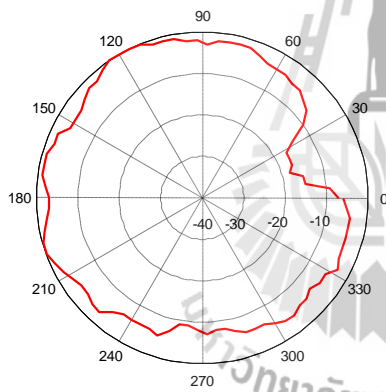


(ก.)

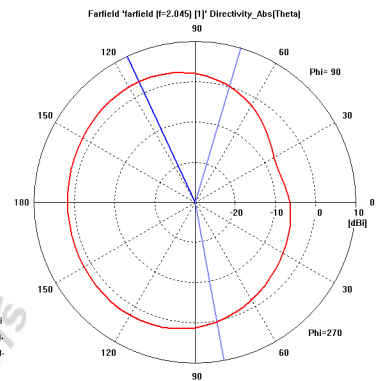


(ข.)

รูปที่ 5.20 ข แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ X-Z ที่ย่านความถี่ 1800 MHz (ก.) ผลวัดจากสายอากาศที่สร้างจริง (ข.) ผลวัดจากการจำลองผล



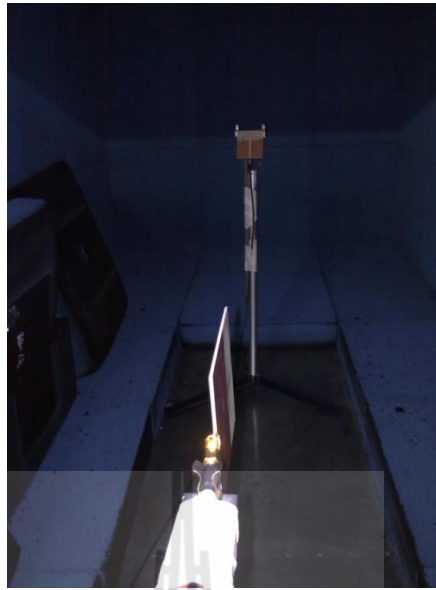
(ก.)



(ข.)

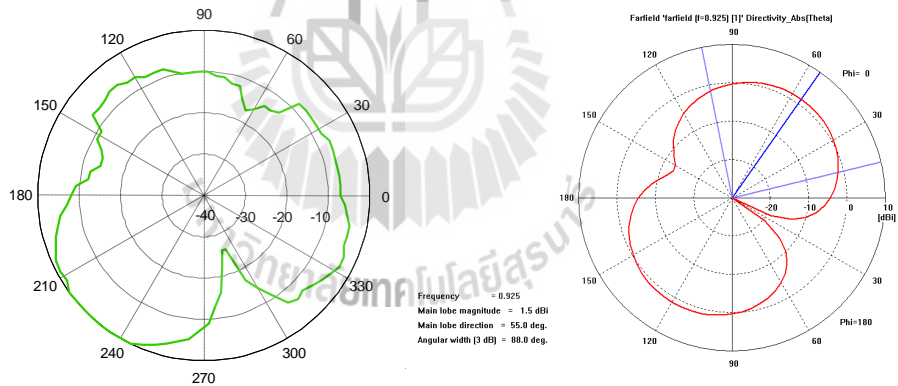
รูปที่ 5.20 ค แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ X-Z ที่ย่านความถี่ 2100 MHz (ก.) ผลวัดจากสายอากาศที่สร้างจริง (ข.) ผลวัดจากการจำลองผล





รูปที่ 5.21 แสดงการติดตั้งสายอากาศชนิดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก

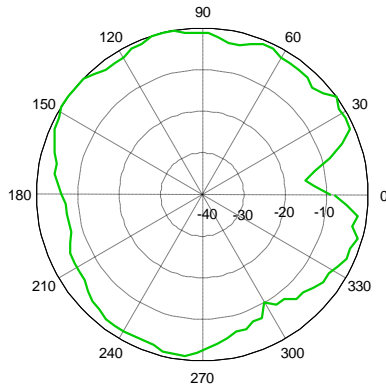
(H-plane)



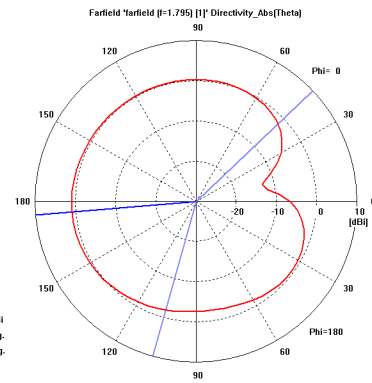
(ก.)

(ข.)

รูปที่ 5.21 ก แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ Y-X ที่ย่านความถี่ 900 MHz (ก.) ผลวัดจากสายอากาศที่สร้างจริง (ข.) ผลวัดจากการจำลองผล

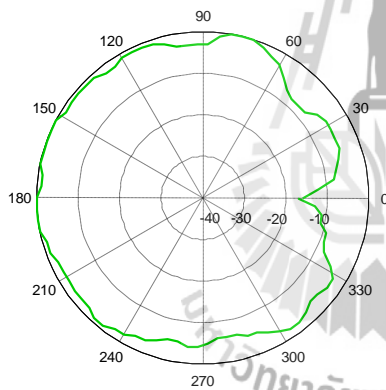


(ก.)

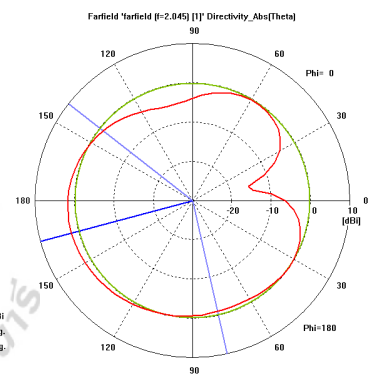


(ข.)

รูปที่ 5.21 ข แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ Y-X ที่ย่านความถี่ 1800 MHz (ก.) ผลวัดจากสายอากาศที่สร้างจริง (ข.) ผลวัดจากการจำลองผล



(ก.)



(ข.)

รูปที่ 5.21 ค แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ Y-X ที่ย่านความถี่ 2100 MHz (ก.) ผลวัดจากสายอากาศที่สร้างจริง (ข.) ผลวัดจากการจำลองผล

### 5.3.3 ผลการบันทึกการวัดการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศ

จะแสดงในตารางที่ 5.2,5.3,5.4 ดังนี้

ตารางที่ 5.2 ผลการบันทึกการแผ่กระจายกำลังงานที่ความถี่ 900 MHz

องศา (degree)	E(Y-Z)	E(Y-Z) normalize	H(X-Z)	H(X-Z) normalize	H(X-Y)	H(X-Y) normalize
0	-44	2	-49	11	-43	7
4	-43	1	-49	11	-43	7
8	-42	0	-49	11	-43	7
12	-43	1	-50	12	-43	7
16	-43	1	-53	15	-43	7
20	-43	1	-55	17	-43	7
24	-43	1	-55	17	-43	7
28	-43	1	-55	17	-44	8
32	-42	0	-50	12	-44	8
36	-42	0	-49	11	-44	8
40	-43	1	-47	9	-44	8
44	-43	1	-45	7	-44	8
48	-43	1	-45	7	-49	13
52	-43	1	-44	6	-50	14
56	-42	0	-43	5	-50	14
60	-42	0	-43	5	-52	16
64	-42	0	-43	5	-53	17
68	-42	0	-43	5	-51	15
72	-42	0	-43	5	-48	12
76	-42	0	-43	5	-48	12
80	-42	0	-44	6	-47	11
84	-42	0	-44	6	-47	11
88	-42	0	-44	6	-46	10
92	-42	0	-45	7	-46	10

องศา (degree)	E(Y-Z)	E(Y-Z) normalize	H(X-Z)	H(X-Z) normalize	H(X-Y)	H(X-Y) normalize
96	-42	0	-45	7	-46	10
100	-42	0	-46	8	-46	10
104	-42	0	-46	8	-45	9
108	-42	0	-45	7	-44	8
112	-42	0	-45	7	-44	8
116	-42	0	-45	7	-44	8
120	-43	1	-43	5	-43	7
124	-43	1	-43	5	-43	7
128	-42	0	-42	4	-42	6
132	-42	0	-42	4	-42	6
136	-43	1	-43	5	-43	7
140	-43	1	-44	6	-43	7
144	-43	1	-46	8	-43	7
148	-43	1	-47	9	-47	11
152	-42	0	-48	10	-47	11
156	-42	0	-48	10	-49	13
160	-43	1	-46	8	-50	14
164	-43	1	-46	8	-50	14
168	-43	1	-44	6	-48	12
172	-43	1	-41	3	-48	12
176	-43	1	-40	2	-45	9
180	-43	1	-39	1	-44	8
184	-43	1	-39	1	-43	7
188	-45	3	-39	1	-41	5
192	-47	5	-38	0	-40	4
196	-47	5	-38	0	-39	3
200	-47	5	-38	0	-38	2

องศา (degree)	E(Y-Z)	E(Y-Z) normalize	H(X-Z)	H(X-Z) normalize	H(X-Y)	H(X-Y) normalize
204	-47	5	-38	0	-37	1
208	-47	5	-38	0	-37	1
212	-48	6	-38	0	-37	1
216	-48	6	-39	1	-36	0
220	-48	6	-40	2	-36	0
224	-48	6	-40	2	-36	0
228	-47	5	-40	2	-36	0
232	-48	6	-43	5	-36	0
236	-48	6	-44	6	-36	0
240	-48	6	-44	6	-36	0
244	-46	4	-47	9	-36	0
248	-45	3	-50	12	-37	1
252	-44	2	-52	14	-38	2
256	-44	2	-54	16	-39	3
260	-43	1	-56	18	-40	4
264	-43	1	-56	18	-41	5
268	-44	2	-59	21	-43	7
272	-45	3	-60	22	-45	9
276	-43	1	-61	23	-49	13
280	-43	1	-60	22	-52	16
284	-43	1	-57	19	-58	22
288	-43	1	-56	18	-62	26
292	-43	1	-52	14	-62	26
296	-44	2	-51	13	-53	17
300	-44	2	-49	11	-50	14
304	-45	3	-47	9	-47	11
308	-44	2	-46	8	-43	7

องศา (degree)	E(Y-Z)	E(Y-Z) normalize	H(X-Z)	H(X-Z) normalize	H(X-Y)	H(X-Y) normalize
312	-43	1	-45	7	-42	6
316	-43	1	-44	6	-43	7
320	-43	1	-44	6	-42	6
324	-43	1	-44	6	-41	5
328	-44	2	-44	6	-40	4
332	-44	2	-44	6	-39	3
336	-44	2	-44	6	-39	3
340	-44	2	-46	8	-40	4
344	-44	2	-45	7	-40	4
348	-44	2	-45	7	-40	4
352	-44	2	-46	8	-41	5
356	-44	2	-42	4	-42	6
360	-44	2	-43	5	-43	7

ตารางที่ 5.3 ผลการบันทึกการแผ่กระจายกำลังงานที่ความถี่ 1800 MHz

องศา (degree)	E(Y-Z)	E(Y-Z) normalize	H(X-Z)	H(X-Z) normalize	H(X-Y)	H(X-Y) normalize
0	-45	-5	-51	-5	-51	-9
4	-45	-5	-53	-7	-55	-13
8	-44	-4	-56	-10	-57	-15
12	-44	-4	-58	-12	-54	-12
16	-44	-4	-58	-12	-50	-8
20	-43	-3	-58	-12	-46	-4
24	-43	-3	-59	-13	-43	-1
28	-43	-3	-60	-14	-43	-1
32	-43	-3	-60	-14	-43	-1
36	-42	-2	-60	-14	-42	0

องศา (degree)	E(Y-Z)	E(Y-Z) normalize	H(X-Z)	H(X-Z) normalize	H(X-Y)	H(X-Y) normalize
40	-42	-2	-60	-14	-44	-2
44	-41	-1	-61	-15	-45	-3
48	-41	-1	-61	-15	-48	-2
52	-41	-1	-60	-14	-44	-2
56	-40	0	-60	-14	-44	-2
60	-40	0	-58	-12	-44	-2
64	-40	0	-58	-12	-43	-1
68	-40	0	-56	-10	-43	-1
72	-40	0	-57	-11	-44	-2
76	-40	0	-56	-10	-45	-3
80	-41	-1	-54	-8	-45	-3
84	-41	-1	-54	-8	-44	-2
88	-41	-1	-52	-6	-43	-1
92	-41	-1	-51	-5	-43	-1
96	-41	-1	-51	-5	-43	-1
100	-41	-1	-51	-5	-42	0
104	-42	-2	-50	-4	-42	0
108	-43	-3	-50	-4	-42	0
112	-43	-3	-50	-4	-43	-1
116	-43	-3	-50	-4	-43	-1
120	-43	-3	-48	-2	-44	-2
124	-45	-5	-47	-1	-44	-2
128	-47	-7	-48	-2	-44	-2
132	-46	-6	-47	-1	-43	-1
136	-48	-8	-48	-2	-42	0
140	-49	-9	-46	0	-42	0
144	-50	-10	-46	0	-42	0

องศา (degree)	E(Y-Z)	E(Y-Z) normalize	H(X-Z)	H(X-Z) normalize	H(X-Y)	H(X-Y) normalize
148	-50	-10	-47	-1	-42	0
152	-50	-10	-46	0	-43	-1
156	-50	-10	-48	-2	-43	-1
160	-50	-10	-48	-2	-44	-2
164	-51	-11	-49	-3	-45	-3
168	-52	-12	-49	-3	-46	-4
172	-51	-11	-50	-4	-46	-4
176	-51	-11	-49	-3	-47	-5
180	-50	-10	-51	-5	-48	-6
184	-49	-9	-48	-2	-49	-7
188	-48	-8	-49	-3	-49	-7
192	-48	-8	-50	-4	-49	-7
196	-48	-8	-50	-4	-49	-7
200	-48	-8	-50	-4	-48	-6
204	-47	-7	-50	-4	-47	-5
208	-46	-6	-51	-5	-47	-5
212	-45	-5	-50	-4	-47	-5
216	-44	-4	-50	-4	-47	-5
220	-43	-3	-50	-4	-46	-4
224	-43	-3	-49	-3	-45	-3
228	-43	-3	-49	-3	-45	-3
232	-43	-3	-48	-2	-44	-2
236	-43	-3	-49	-3	-44	-2
240	-42	-2	-50	-4	-44	-2
244	-42	-2	-52	-6	-44	-2
248	-42	-2	-52	-6	-44	-2
252	-42	-2	-53	7	-44	-2



องศา (degree)	E(Y-Z)	E(Y-Z) normalize	H(X-Z)	H(X-Z) normalize	H(X-Y)	H(X-Y) normalize
256	-42	-2	-51	-5	-43	-1
260	-42	-2	-52	-6	-43	-1
264	-42	-2	-51	-5	-43	-1
268	-42	-2	-51	-5	-44	-2
272	-42	-2	-51	-5	-45	-3
276	-42	-2	-51	-5	-46	-4
280	-43	-3	-51	-5	-47	-5
284	-43	-3	-50	-4	-48	-6
288	-43	-3	-50	-4	-48	-6
292	-44	-4	-52	-6	-49	-7
296	-44	-4	-51	-5	-49	-7
300	-44	-4	-51	-5	-52	-10
304	-44	-4	-51	-5	-50	-8
308	-44	-4	-51	-5	-50	-8
312	-45	-5	-51	-5	-48	-6
316	-45	-5	-50	-4	-48	-6
320	-45	-5	-50	-4	-47	-5
324	-45	-5	-49	-3	-46	-4
328	-46	-6	-49	-3	-46	-4
332	-46	-6	-49	-3	-45	-3
336	-45	-5	-49	-3	-44	-2
340	-45	-5	-50	-4	-44	-2
344	-45	-5	-50	-4	-43	-1
348	-45	-5	-49	-3	-45	-3
352	-45	-5	-49	-3	-44	-2
356	-45	-5	-49	-3	-47	-5
360	-45	-5	-49	-3	-50	-8

ตารางที่ 5.4 ผลการบันทึกการแผ่กระจายกำลังงานที่ความถี่ 2100 MHz

องศา (degree)	E(Y-Z)	E(Y-Z) normalize	H(X-Z)	H(X-Z) normalize	H(X-Y)	H(X-Y) normalize
0	-55	-12	-50	-7	-58	-16
4	-55	-12	-52	-9	-54	-12
8	-53	-10	-58	-15	-50	-8
12	-52	-9	-58	-15	-49	-7
16	-51	-8	-61	-18	-48	-6
20	-49	-6	-60	-17	-47	-5
24	-48	-5	-60	-17	-47	-5
28	-48	-5	-60	-17	-47	-5
32	-48	-5	-57	-14	-47	-5
36	-48	-5	-53	-10	-48	-6
40	-48	-5	-50	-7	-50	-8
44	-48	-5	-49	-6	-50	-8
48	-48	-5	-48	-5	-50	-8
52	-47	-4	-48	-5	-49	-7
56	-45	-2	-47	-4	-47	-5
60	-45	-2	-47	-4	-45	-3
64	-45	-2	-47	-4	-44	-2
68	-45	-2	-46	-3	-43	-1
72	-45	-2	-45	-2	-42	0
76	-44	-1	-45	-2	-42	0
80	-43	0	-45	-2	-42	0
84	-45	-2	-45	-2	-43	-1
88	-45	-2	-46	-3	-45	-3
92	-45	-2	-45	-2	-45	-3
96	-45	-2	-45	-2	-45	-3
100	-45	-2	-44	-1	-45	-3

องศา (degree)	E(Y-Z)	E(Y-Z) normalize	H(X-Z)	H(X-Z) normalize	H(X-Y)	H(X-Y) normalize
104	-45	-2	-44	-1	-44	-2
108	-46	-3	-44	-1	-43	-1
112	-46	-3	-43	0	-43	-1
116	-46	-3	-43	0	-43	-1
120	-46	-3	-43	0	-43	-1
124	-47	-4	-43	0	-44	-2
128	-47	-4	-44	-1	-44	-2
132	-47	-4	-45	-2	-43	-1
136	-49	-6	-45	-2	-43	-1
140	-50	-7	-46	-3	-43	-1
144	-48	-5	-47	-4	-43	-1
148	-48	-5	-47	-4	-43	-1
152	-48	-5	-47	-4	-42	0
156	-48	-5	-45	-2	-42	0
160	-48	-5	-45	-2	-42	0
164	-49	-6	-44	-1	-42	0
168	-49	-6	-44	-1	-42	0
172	-48	-5	-44	-1	-43	-1
176	-48	-5	-45	-2	-43	-1
180	-48	-5	-46	-3	-42	0
184	-48	-5	-46	-3	-42	0
188	-49	-6	-45	-2	-42	0
192	-49	-6	-44	-1	-42	0
196	-50	-7	-43	0	-43	-1
200	-51	-8	-43	0	-43	-1
204	-49	-6	-44	-1	-44	-2
208	-49	-6	-45	-2	-44	-2

องศา (degree)	E(Y-Z)	E(Y-Z) normalize	H(X-Z)	H(X-Z) normalize	H(X-Y)	H(X-Y) normalize
212	-51	-8	-46	-3	-44	-2
216	-50	-7	-47	-4	-44	-2
220	-49	-6	-47	-4	-44	-2
224	-49	-6	-46	-3	-44	-2
228	-49	-6	-46	-3	-43	-1
232	-49	-6	-48	-5	-43	-1
236	-48	-5	-49	-6	-44	-2
240	-47	-4	-49	-6	-44	-2
244	-47	-4	-49	-6	-45	-3
248	-47	-4	-49	-6	-45	-3
252	-46	-3	-48	-5	-46	-4
256	-46	-3	-50	-7	-47	-5
260	-45	-2	-52	-9	-47	-5
264	-45	-2	-52	-9	-46	-4
268	-45	-2	-51	-8	-46	-4
272	-45	-2	-50	-7	-47	-5
276	-45	-2	-51	-8	-48	-6
280	-45	-2	-51	-8	-48	-6
284	-45	-2	-50	-7	-48	-6
288	-45	-2	-49	-6	-47	-5
292	-46	-3	-49	-6	-47	-5
296	-46	-3	-49	-6	-46	-4
300	-48	-5	-48	-5	-45	-3
304	-48	-5	-47	-4	-44	-2
308	-48	-5	-47	-4	-44	-2
312	-48	-5	-48	-5	-45	-3
316	-49	-6	-48	-5	-46	-4

องศา (degree)	E(Y-Z)	E(Y-Z) normalize	H(X-Z)	H(X-Z) normalize	H(X-Y)	H(X-Y) normalize
320	-49	-6	-49	-6	-46	-4
324	-50	-7	-48	-5	-45	-3
328	-51	-8	-48	-5	-45	-3
332	-53	-10	-46	-3	-47	-5
336	-55	-12	-47	-4	-50	-8
340	-56	-13	-47	-4	-51	-9
344	-56	-13	-47	-4	-51	-9
348	-56	-13	-47	-4	-53	-11
352	-56	-13	-47	-4	-53	-11
356	-55	-12	-48	-5	-55	-13
360	-55	-12	-49	-6	-59	-17

#### 5.4 กล่าวสรุป

ในบทที่ 5 นี้ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปจากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO และได้ทำการวิเคราะห์ผลจากการเปรียบเทียบผลการวัดค่าพารามิเตอร์ S11 และแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน กับสายอากาศที่สร้างขึ้นจริงตามที่ได้ออกแบบจากโปรแกรมนี้ ในบทต่อไปจะเป็นบทสรุป ซึ่งเป็นบทสุดท้ายของโครงงาน สายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในย่าน 900 1800 และ 2100 MHz

## บทที่ 6

### บทสรุปของโครงการ

#### 6.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงบทสรุปของโครงการสายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในย่านความถี่ 900 MHz 1800MHz และ 2100 MHz ซึ่งประกอบไปด้วยปัญหาที่พบในขณะดำเนินงาน วิธีการแก้ไข ข้อเสนอแนะ และวิธีการพัฒนาโครงการต่อไป

#### 6.2 สรุป

โครงการนี้ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปจากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO โดยได้ศึกษาทฤษฎีสายอากาศและทฤษฎีโทรศัพท์เคลื่อนที่ เพื่อทำการออกแบบสายอากาศที่สามารถทำงานได้ในย่านความถี่ 900 MHz 1800MHz และ 2100 MHz

จากการออกแบบจากโปรแกรม CST นั้นได้ทำการกำหนดพารามิเตอร์ก่อนทำการสร้างคือ แผ่นไมโครสตริปที่ใช้ให้มีขนาดความสูงเท่ากับ 1.67 mm, มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของ วัสดุ  $\epsilon_r$  เท่ากับ 4.5 เมื่อทำการจำลองผลจากการออกแบบในโปรแกรมนี้ ทำการวิเคราะห์ผล จากค่าพารามิเตอร์ S11 จะได้ผลการทำงานได้ทุกย่านความถี่ที่ต้องการ คือ ค่า S11 ต่ำกว่า -10dB ทุกช่วงความถี่ที่ต้องการ และเมื่อนำสายอากาศที่ได้จากการออกแบบนี้มาสร้างจริงจะได้ว่า มีผลการ ทดสอบ S11 ที่ใกล้เคียงกันแต่ไม่ตรงทุกความถี่ที่เราต้องการ จึงมีการปรับปรุงลายทองแดงขึ้น เพื่อให้ค่า S11 มีค่าต่ำกว่า -10dB นั้นเอง และในการทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานจะได้ ว่าผลการทดสอบจากสายอากาศที่สร้างขึ้นจริงนี้มีแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานที่ใกล้เคียงกับ การทดสอบที่ได้จากโปรแกรม CST

ในการสร้าง สายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในย่านความถี่ 900 1800 และ 2100 MHz ที่ ออกแบบจากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO และจากสร้างขึ้นมานั้น สามารถใช้งานได้

ตรงตามความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ และมีประสิทธิภาพตรงตามวัตถุประสงค์ที่ออกแบบมาเพื่อการใช้งานจริง

### 6.3 ปัญหาและแนวทางในการแก้ไขปัญหา

ในการทำโครงการ สายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในย่านความถี่ 900 1800 และ 2100 MHz ปัญหาที่พบได้บ่อยๆ แสดง ดังตารางที่ 6.1 ซึ่งประกอบด้วยปัญหาที่พบในขณะที่ดำเนินงาน สาเหตุของปัญหา และวิธีการแก้ไข

ตารางที่ 6.1 ปัญหาและสาเหตุที่พบในขณะที่ดำเนินงานและวิธีการแก้ไข

ปัญหาที่พบในขณะที่ดำเนินงาน	สาเหตุและวิธีการแก้ไข
1. ในการวัดค่า S พารามิเตอร์ของสายอากาศ เกิดความคลาดเคลื่อนและผิดเพี้ยนจากที่ได้ออกแบบไว้	<p><b>สาเหตุ</b> เนื่องจากการออกแบบสายอากาศในโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO เป็นการจำลองผล แต่ในทางปฏิบัติขั้นตอนการเชื่อมต่อหัวคอนเน็คเตอร์เข้ากับชิ้นงานจริง ทำให้ผลการทดสอบ S11 เกิดความคลาดเคลื่อนได้</p> <p><b>วิธีแก้ไขปัญหา</b></p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. ในขั้นตอนการเชื่อมต่อหัวคอนเน็คเตอร์ควรบัดกรีให้มีตะกั่วเนื้อที่น้อยที่สุด</li> <li>2. ทำการจูนสายอากาศ ผลวัด S11 จึงได้ตรงตามความถี่ที่ต้องการ ที่ -10 dB จึงนำไปใช้งานได้</li> </ol>
2. ในการวัดค่า แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน เกิดความคลาดเคลื่อนและผิดเพี้ยน	<p><b>สาเหตุ</b></p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. อาจเกิดจากการความไม่ประณีตในการติดตั้งอุปกรณ์ และในการปรับมุม</li> <li>2. ความไม่แม่นยำในการอ่านค่า</li> <li>3. เกิดจากการรบกวนของสัญญาณ โทรศัพท์เคลื่อนที่ ในบริเวณที่ทำการทดสอบ</li> </ol>

	<p><b>วิธีแก้ไข้ปัญหา</b></p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. มีความประณีตบรรจงในการติดตั้งอุปกรณ์ และการปรับมุมมากขึ้น</li> <li>2. เพิ่มความแม่นยำในการอ่านค่ามากขึ้น</li> <li>3. ในขณะที่วัด ควรหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนดังกล่าว เช่น การปิดโทรศัพท์เคลื่อนที่ในขณะที่ทำการทดสอบ</li> </ol>
<p>3. การใช้งานเครื่องมืออุปกรณ์มีจำนวนจำกัด</p>	<p><b>สาเหตุ</b> ในการวัดค่า S พารามิเตอร์ และค่าการแผ่กระจายกำลังงาน ของสายอากาศ จำเป็นต้องใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย เนื่องจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายมีเพียงเครื่องเดียว และกลุ่มโครงงานเกี่ยวกับสายอากาศก็มีจำนวนมาก ทำให้ต้องรอการใช้งาน และเกิดความล่าช้าในการทำโครงงาน</p> <p><b>วิธีแก้ไข้ปัญหา</b> ควรมีการจองใช้เครื่องมือ หรือจัดสรรเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายให้เพียงพอกับการใช้งาน</p>
<p>4. การสร้างชิ้นงานจริง</p>	<p><b>สาเหตุ</b> เนื่องจากการผสมน้ำยากัดปรินท์ที่เข้มข้นเกินไป และขณะที่กัดปรินท์ไม่ได้ทำการเขย่าไปมา จึงทำให้ลายวงจรของสายอากาศไม่คมชัด</p> <p><b>วิธีแก้ไข้ปัญหา</b> ควรผสมน้ำยากัดปรินท์ในอัตราส่วนที่เหมาะสม และในขณะที่กัดปรินท์ควรเขย่าไปมา เพื่อไม่ให้เกิดการกัดที่จุดใดจุดหนึ่งจนเกิดการซึมเข้าไปในส่วนที่ต้องการ</p>



## 6.4 ข้อเสนอแนะ

6.3.1 ในการออกแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม CST มีการใช้งานทรัพยากรของเครื่องสูง สามารถสังเกตได้จากกราฟการทำงานของหน่วยประมวลผลกลางจาก task manager ของ windows ผู้ใช้งานควรใช้งาน โปรแกรมนี้กับเครื่องคอมพิวเตอร์ที่มีสมรรถนะสูง

6.3.2 ในการคัดลยวงจรนั้นควรทำด้วยความปราณีต ไม่เร่งรีบ และควรถ่ายภาพขณะของ น้ำยาที่นำลยวงจรลงไปแช่อยู่ตลอดเวลา เพื่อให้ลยวงจรที่ได้ออกมานั้นมีความคมชัด ไม่ ขรุขระ

## 6.5 แนวทางในการพัฒนาต่อไป

เนื่องจากสายอากาศยังมีขนาดใหญ่ ซึ่งสามารถพัฒนาให้มีขนาดเล็กลง



## 6.6 กล่าวสรุป

โครงการงาน สายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในย่านความถี่ 900 1800 และ 2100 MHz มีส่วนประกอบหลัก ดังนี้

1. สายอากาศไมโครสตริป
2. หัวคอนเน็คเตอร์ (SMA)
4. ชุดอุปกรณ์ในการวัดค่า S11 และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ ซึ่ง ได้แก่
  - 4.1 เครื่อง Network Analyzer
  - 4.2 สายโคแอกเซียล RG316
  - 4.3 แท่นปรับมุม
  - 4.4 ห้อง Chamber

จากผลการทดสอบพบว่า สายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในย่านความถี่ 900 1800 และ 2100 MHz ที่ออกแบบและสร้างขึ้นมานั้นสามารถใช้งานได้ตรงตามความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ และมีประสิทธิภาพตรงตามวัตถุประสงค์ที่ออกแบบมาเพื่อการใช้งานจริง

### ประวัติผู้เขียน

นางสาวกาญจนา ลิ้มสุวรรณวงษ์ เกิดวันที่ 28 พฤษภาคม พ.ศ. 2530 ภูมิลำเนาอยู่บ้านเลขที่ 90/4 หมู่ 4 ตำบลสำนักทอง อำเภอเมือง จังหวัดระยอง จบการศึกษามัธยมศึกษาตอนต้นและตอนปลายจากโรงเรียน บ้านค่าย ปีการศึกษา 2549 ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ชั้นปีที่ 4 สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา

นางสาวรัญญา แก้วกรัด เกิดวันที่ 7 มกราคม พ.ศ.2531 ภูมิลำเนาอยู่บ้านเลขที่ 28/1 หมู่ 10 ตำบลรามะสัก อำเภอโพธิ์ทอง จังหวัดอ่างทอง จบการศึกษามัธยมศึกษาตอนต้นและตอนปลายจากโรงเรียน สตรีอ่างทอง ปีการศึกษา 2549 ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ชั้นปีที่ 4 สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา

นางสาวสุพัตรา ออมอำไพ เกิดวันที่ 14 กันยายน พ.ศ.2530 ภูมิลำเนาอยู่บ้านเลขที่ 1291/1 ถนนสุขเกษม ตำบลธาตุเชิงชุม อำเภอเมือง จังหวัดสกลนคร จบการศึกษามัธยมศึกษาตอนต้นและตอนปลายจากโรงเรียน สกลราชวิทยานุกูล ปีการศึกษา 2549 ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ชั้นปีที่ 4 สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา

## บรรณานุกรม

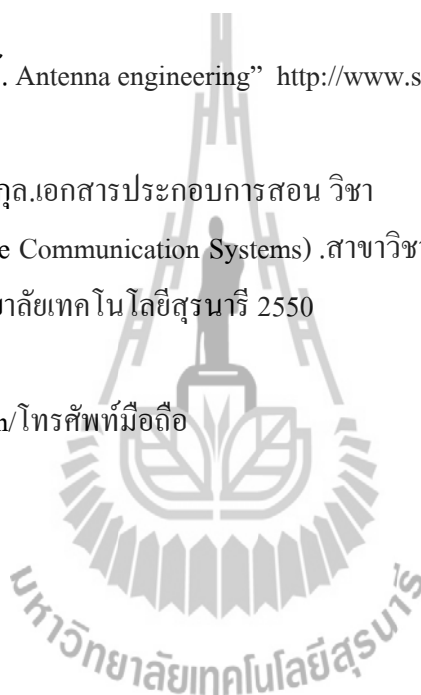
David M. Pozar Microwave Engineering Second Edition, JOHN WILEY & SONS, INC., USA, 1998.

Yen-Liang Kuo and Kin-Lu Wong. Printed Double-T Monopole Antenna for 24/52 GHz Dual-Band WLAN Operations <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1229886>

รศ.ดร.รังสรรค์ วงศ์สวรรค์. Antenna engineering” <http://www.sut.ac.t/e-texts/eng/Antenna,2004>

ผศ.ดร. พีระพงษ์ อุฑารสกุล.เอกสารประกอบการสอน วิชา 427459 ระบบสื่อสาร  
โทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Communication Systems) .สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชา  
วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี 2550

<http://th.wikipedia.mobi/th/โทรศัพท์มือถือ>



## ภาคผนวก

### การใช้เครื่อง Network Analyzer

ในการทดสอบค่า S11 และการวัดค่าการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศจะใช้เครื่อง Network Analyzer ดังรูปที่ 5.25 ในการทดสอบ



รูปที่ 5.11 แสดงเครื่อง Network Analyzer

### ขั้นตอนการ Calibrate

#### ก. ขั้นตอนการ Calibrate 1-Port Network Analyzer

1. ตั้งช่วงความถี่ที่ต้องการวัด (เช่น ตั้งแต่ 2GHz-6GHz)

- กดปุ่ม Start แล้วป้อนค่าความถี่เริ่มต้น (เช่น กด 2 แล้วตามด้วยกด G/m)

- กดปุ่ม Stop แล้วป้อนค่าความถี่เริ่มต้น (เช่น กด 6 แล้วตามด้วยกด G/m)

2. กดปุ่ม Cal จากนั้น

- เลือก “CALIBRATE MANU”

- เลือก “S11 1-PORT” จากนั้นให้ต่ออุปกรณ์โหนดมาตรฐานทั้ง 3 ตัว โดยเริ่มจาก

- ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน OPEN (2.4 mm) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 1(2.4 mm)

แล้วเลือก “OPEN” รอจนคำว่า OPEN ถูกขีดเส้นใต้ (OPEN)

- ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน SHORT (2.4 mm) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 1(2.4 mm)

แล้วเลือก “SHORT” รอจนคำว่า SHORT ถูกขีดเส้นใต้ (SHORT)

- ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน 50 โอห์ม (2.4 mm) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 1(2.4 mm)

แล้วเลือก “LOAD” จากนั้นเลือก “BROADBRAND” รอจนคำว่า BROADBRAND ถูกขีดเส้นใต้ (BROADBRAND)

- จากนั้นเลือก “DONE: LOADS” แล้วเลือก “DONE 1-PORT CAL”

3. ให้รอจนคำว่า “COMPUTING CAL COEFICIENTS” ที่กระพริบอยู่หายไป ถือเป็นอันเสร็จสิ้น

กระบวนการ CALIBRATION สำหรับ 1-PORT

4. การบันทึก

- กดปุ่ม Save/Recall

- เลือก “SAVE STATE” (จะปรากฏไฟล์ใหม่อยู่ที่ด้านล่างสุดของไฟล์ทั้งหมด ซึ่งจะขึ้นต้นด้วย REG\_)

- ถ้าต้องการเปลี่ยนชื่อไฟล์ ให้หมุนเคอร์เซอร์ หรือกดปุ่มลูกศรขึ้น-ลง ไปยังไฟล์ที่ต้องการ

(Note: ไฟล์ที่ถูกเลือกจะเป็นสีเขียว)

- เลือก “FILE UTILITIES”

- เลือก “RENAME FILE”

- กดปุ่ม ← เพื่อลบตัวอักษรหรือย้อนกลับ

- แล้วหมุนเคอร์เซอร์ หรือกดปุ่มลูกศรขึ้น-ลง ไปยังตัวอักษรที่ต้องการ

- แล้วเลือก “SELECT LETTER”

- กดปุ่ม “DONE” เมื่อทำการตั้งชื่อไฟล์เสร็จสิ้น

(Note: การตั้งชื่อต้องขึ้นต้นด้วยตัวอักษรเท่านั้น และไม่สามารถตั้งชื่อโดยใช้ตัวอักษร “.” ได้)

#### 5. การเรียกใช้ไฟล์ที่บันทึกไว้

- กดปุ่ม Save/Recall

- หมุนเคอร์เซอร์ หรือกดปุ่มลูกศรขึ้น-ลง ไปยังไฟล์ที่ต้องการ

(Note: ไฟล์ที่ถูกเลือกจะเป็นสีเขียว)

- เลือก “RECALL STATE”

### ข. ขั้นตอนการ Calibrate 2 - Port Network Analyzer

#### 1. ตั้งช่วงความถี่ที่ต้องการวัด (เช่น ตั้งแต่ 2GHz-6GHz)

- กดปุ่ม Start แล้วป้อนค่าความถี่เริ่มต้น (เช่น กด 2 แล้วตามด้วยกด G/m)

- กดปุ่ม Stop แล้วป้อนค่าความถี่เริ่มต้น (เช่น กด 6 แล้วตามด้วยกด G/m)

#### 2. กดปุ่ม Cal จากนั้น

- เลือก “CALIBRATE MANU”

- เลือก “FULL 2-PORT” จากนั้น จะปรากฏเมนูให้เลือก 3 ตัว ดังนี้

1) REFLECTION

2) TRANSMISSION

3) ISOLATION

## 2.1 REFLECTION

- เลือก “REFLECTION” จากนั้นให้ต่ออุปกรณ์โหลดมาตรฐานทั้ง 3 ตัว โดยเริ่มจาก

- - ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน OPEN (2.4 mm, Female) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 1 (2.4mm) แล้วเลือก “OPEN” รอจนคำว่า OPEN ถูกขีดเส้นใต้ (OPEN)

(Note: Female = จุกสีแดง, Male = จุกสีส้ม)

- ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน OPEN (2.4 mm, Male) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 2(2.4 mm) แล้วเลือก “OPEN” รอจนคำว่า OPEN ถูกขีดเส้นใต้ (OPEN)

(Note: Female = จุกสีแดง, Male = จุกสีส้ม)

- - ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน SHORT (2.4 mm, Female) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 1 (2.4 mm) แล้วเลือก “SHORT” รอจนคำว่า SHORT ถูกขีดเส้นใต้ (SHORT)

- ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน SHORT (2.4 mm, Female) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 2 (2.4 mm) แล้วเลือก “SHORT” รอจนคำว่า SHORT ถูกขีดเส้นใต้ (SHORT)

- - ต่อ อุปกรณ์โหลดมาตรฐาน 50 โอห์ม (2.4 mm, Female) เข้ากับสายนำสัญญาณ Port 1(2.4 mm) แล้วเลือก “LOAD” จากนั้นเลือก “BROADBRAND” รอจนคำว่า BROADBRAND ถูกขีดเส้นใต้ (BROADBRAND) จากนั้นเลือก “DONE: LOADS”

- เลือกคำว่า “STANDARDS DONE”

- ให้รอจนคำว่า “COMPUTING CAL COEFICIENTS” ที่กระพริบอยู่หายไป

- จากนั้นให้ข้ามมาทำเมนูที่ 3 ก่อน คือ “ISOLATION” โดยยังไม่ต้องถอดตัวอุปกรณ์โหลดมาตรฐาน 50 โอห์ม ของทั้งสองพอร์ตออก



## 2.2 ISOLATION

- เลือก “ISOLATION” (Note: ตัวอุปกรณ์ไหลมาตรฐาน 50 โอห์ม ของทั้งสองพอร์ต ยังคงต่ออยู่ที่สายนำสัญญาณ )

- เลือก “OMIT ISOLATION” แล้วรอนคำว่า ISOLATION ถูกขีดเส้นใต้ (ISOLATION)

- ถอดอุปกรณ์ไหลมาตรฐาน 50 โอห์ม ของทั้งสองพอร์ตออก

- ต่อสายนำสัญญาณพอร์ต 1 กับพอร์ต 2 เข้าด้วยกัน

- จากนั้นให้ทำเมนูที่สอง คือ “TRANSMISSION”

## 2.3 TRANSMISSION

- เลือก “TRANSMISSION”

- เลือก “DO BOTH FWD+REV”

- รอนคำว่า TRANSMISSION ถูกขีดเส้นใต้ (TRANSMISSION)

- ถอดสายนำสัญญาณทั้งสองแยกออกจากกัน

- ต่อ อุปกรณ์ไหลมาตรฐาน 50 โอห์ม (2.4 mm, Female) เข้ากับ สายนำสัญญาณ Port 1 (2.4 mm)

- ต่อ อุปกรณ์ไหลมาตรฐาน 50 โอห์ม (2.4 mm, Male) เข้ากับ สายนำสัญญาณ Port 2 (2.4 mm)

- เลือก “DONE 2-PORT CAL”

3. ให้รอนคำว่า “COMPUTING CAL COEFFICIENTS” ที่กระพริบอยู่หายไป ถือเป็นอันเสร็จสิ้น กระบวนการ CALIBRATION สำหรับ 2-PORT

#### 4. การบันทึก

- กดปุ่ม Save/Recall

- เลือก “SAVE STATE” (จะปรากฏไฟล์ใหม่อยู่ที่ด้านล่างสุดของไฟล์ทั้งหมด ซึ่งจะขึ้นต้นด้วย REG\_)

- ถ้าต้องการเปลี่ยนชื่อไฟล์ ให้หมุนเคอร์เซอร์ หรือกดปุ่มลูกศรขึ้น-ลง ไปยังไฟล์ที่ต้องการ (Note: ไฟล์ที่ถูกเลือกจะเป็นสีเขียว)

- เลือก “FILE UTILITIES”

- เลือก “RENAME FILE”

- กดปุ่ม ← เพื่อลบตัวอักษรหรือย้อนกลับ
- แล้วหมุนเคอร์เซอร์ หรือกดปุ่มลูกศรขึ้น-ลง ไปยังตัวอักษรที่ต้องการ
- แล้วเลือก “SELECT LETTER”

- กดปุ่ม “DONE” เมื่อทำการตั้งชื่อไฟล์เสร็จสิ้น

(Note: การตั้งชื่อต้องขึ้นต้นด้วยตัวอักษรเท่านั้น และไม่สามารถตั้งชื่อโดยใช้ตัวอักษร “.” ได้)

#### 5. การเรียกใช้ไฟล์ที่บันทึกไว้

- กดปุ่ม Save/Recall

- หมุนเคอร์เซอร์ หรือกดปุ่มลูกศรขึ้น-ลง ไปยังไฟล์ที่ต้องการ

(Note: ไฟล์ที่ถูกเลือกจะเป็นสีเขียว)

- เลือก “RECALL STATE”