

สายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช

**RIGHT ANGLE SLOT ANTENNA
FOR WIRELESS MESH NETWORK**

ทินวัฒน์ จังจริง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2554

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

สายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช

ทินวัฒน์ จังจริง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2554

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช Right Angle slot Antenna for Wireless Mesh Network
ชื่อ-นามสกุล	นายทินวัฒน์ จังจริง
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร. ไพฑูรย์ รักเหลือ
ปีการศึกษา	2554

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช)

.....กรรมการ
(ดร.อำนาจ เรืองวาริ)

.....กรรมการ
(ดร.ฉัตรชัย สุภพิทักษ์สกุล)

.....กรรมการ
(ดร.ไพฑูรย์ รักเหลือ)

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อนุมัติวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

.....คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมหมาย ผิวสอาด)

วันที่ 18 เดือน มีนาคม พ.ศ. 2555

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ
ชื่อ-นามสกุล	นายทินวัฒน์ จังจริง
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร. ไพฑูรย์ รักเหลือ
ปีการศึกษา	2554

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉาก 2 ย่านความถี่ โดยมีการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางและแบบสองทิศทาง สำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานกับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ

สายอากาศถูกออกแบบให้ช่องเปิดมีขนาดและตำแหน่งที่แตกต่างกัน เพื่อสามารถผลิตความถี่ได้ 2 ย่านความถี่ ที่ 2.45 GHz และ 5.2 GHz และมีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางและแบบสองทิศทาง โดยช่องเปิดถูกวางอยู่บนวัสดุฐานรองแบบไมลาฟิล์มที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 3.2 และความหนา 0.3 mm เพื่อรองรับเทคโนโลยีสายอากาศที่มีความยืดหยุ่นสูง รวมทั้งสายอากาศมีขนาดโดยรวมกว้าง 8 cm ยาว 13 cm

ผลการทดสอบสายอากาศได้แบนด์วิดท์ 200 MHz (2.3-2.5 GHz) และ 400 MHz (5.1-5.5 GHz) มีอัตราขยาย 2.02 dBi ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 4.16 dBi ที่ความถี่ 5.2 GHz โดยมีรูปแบบการแผ่พลังงานรอบทิศทางและสองทิศทาง ตามลำดับ จากคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆในอนาคต

คำสำคัญ: สายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉาก รูปแบบการแผ่พลังงานรอบทิศทางและแบบสองทิศทาง วัสดุฐานรองแบบไมลาฟิล์ม เครือข่ายไร้สายแบบเมฆ

Thesis Title	Right Angle Slot Antenna for Wireless Mesh Network
Name - Surname	Mr. Thinnawat Jangjing
Program	Electrical Engineering
Thesis Advisor	Dr. Paitoon Raklua
Academic Year	2011

ABSTRACT

This thesis proposes designing and analysis the dual-band right angle slot antenna. The antenna is obtained omnidirectional and bidirectional radiation patterns. It can be applied with a wireless mesh network.

The antenna is designed in to difference slot size and position in order to generate two resonance frequencies at 2.45 GHz and 5.2 GHz. The antenna can be achieved omnidirectional and bidirectional radiation patterns. The slots are arranged on a mylar polyester film substrate that directric constant of 3.2 and thickness of 0.3 mm. It supports a flexible antenna technology. The size of antenna is 8 cm × 13 cm.

The measurement of the antenna is obtained with bandwidth 200 MHz (2.3 GHz to 2.5 GHz) and 400 MHz (5.1 GHz to 5.5 GHz). The gain of antenna is 2.02 dBi at 2.45 GHz, and 4.16 dBi at 5.2 GHz. The antenna can be used omnidirectional and bidirectional radiation patterns, respectively. From the characteristics of the right angle slot antenna can be applied into the future of a wireless mesh network.

Keywords: right angle slot antenna, omnidirectional and bidirectional pattern, mylar polyester film substrate, wireless mesh network

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความเมตตากรุณาอย่างสูงจาก รองศาสตราจารย์ ดร.กนก เชนจิระพงศ์เวช ประธานกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิ ดร.อำนาจ เรืองวาริ กรรมการวิชาเอก ดร.ฉัตรชัย ศุภพิทักษ์สกุล กรรมการวิชาเอก ดร.ไพฑูรย์ รักเหลือ ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่กรุณาให้คำแนะนำ และให้คำปรึกษาตลอดจนให้ความช่วยเหลือแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ เพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีความสมบูรณ์ ซึ่งผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ขอขอบคุณอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และ โทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า และให้ความอนุเคราะห์ทางด้านเครื่องมือ และสถานที่ทำงานวิจัย ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้ความช่วยเหลือในทุก ๆ เรื่อง

ขอขอบคุณอาจารย์ ดร. ศราวุธ ชัยมูล อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร คุณชวลิต รักเหลือ และ คุณธนันต์ หงส์นรา นักศึกษาระดับปริญญาโท มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือที่ท่านได้ให้ความอนุเคราะห์ทางด้านเครื่องมือวัด และการทดสอบประสิทธิภาพของวัสดุ Mylar® polyester film

ขอขอบคุณ คุณศุภชัย คลังทอง คุณวัชรพล นาคทอง คุณบุญฤทธิ์ คุ่มเขต และนักศึกษาระดับปริญญาโท ห้องปฏิบัติการสื่อสารไร้สาย ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์และ โทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ท่านได้ให้ความอนุเคราะห์สำหรับข้อมูลการทำรูปเล่มวิทยานิพนธ์และแนวคิดต่าง ๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่ออายุวัฒน์ จังจริง คุณแม่สุทิน จังจริง และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่า และประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ทินวัฒน์ จังจริง

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ง
กิตติกรรมประกาศ.....	จ
สารบัญ.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญภาพ.....	ฌ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ฎ
บทที่	1
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	1
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
1.4 ขั้นตอนการวิจัย.....	2
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป.....	4
2.2 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	6
2.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	18
2.4 ระเบียบวิธีโมเมนต์ (The moment of method).....	23
2.5 เทคโนโลยีเครือข่ายไร้สาย Wireless Mesh.....	27
2.6 มาตรฐานเครือข่ายไร้สาย IEEE 802.11.....	28
2.7 ทฤษฎีพื้นฐานและการนำไปใช้ในการจำลองสายอากาศของโปรแกรม IE3D.....	31
3 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช.....	35
3.1 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากที่ถูกกระตุ้นด้วยสายส่งสัญญาณ ไมโครสตริป (Microstrip Line).....	35
3.2 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช ที่ถูกกระตุ้นด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป (Microstrip Line).....	44

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2 สรุปผลการออกแบบของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับ เครื่องถ่ายภาพไร้สายแบบเมช.....	56
4 การจำลองและผลการทดลอง	57
4.1 การทดสอบและผลการทดลองของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับ เครื่องถ่ายภาพไร้สายแบบเมช.....	57
4.2 สรุปผลการทดสอบ	69
5 สรุปผลการวิจัย.....	70
5.1 สรุป.....	70
5.2 ข้อเสนอแนะ	72
รายการอ้างอิง.....	73
ภาคผนวก.....	76
ก. ภาพต้นแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครื่องถ่ายภาพไร้สายแบบเมช.....	77
ข. ผลการวัดคุณลักษณะต่าง ๆ ของไมล้าฟิล์ม และDATA CHEET	79
ค. ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่	88
ประวัติผู้เขียน.....	107

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ขนาดของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก	43
3.2 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก	44
3.3 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ	46
3.4 ผลที่ได้จากการจำลองแบบของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่าย ไร้สายแบบเมช	56
4.1 ผลเปรียบเทียบการจำลองกับการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉาก สำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมชที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz และ 5.2 GHz.....	60
5.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการจำลองและการวัดจริง	72



สารบัญภาพ

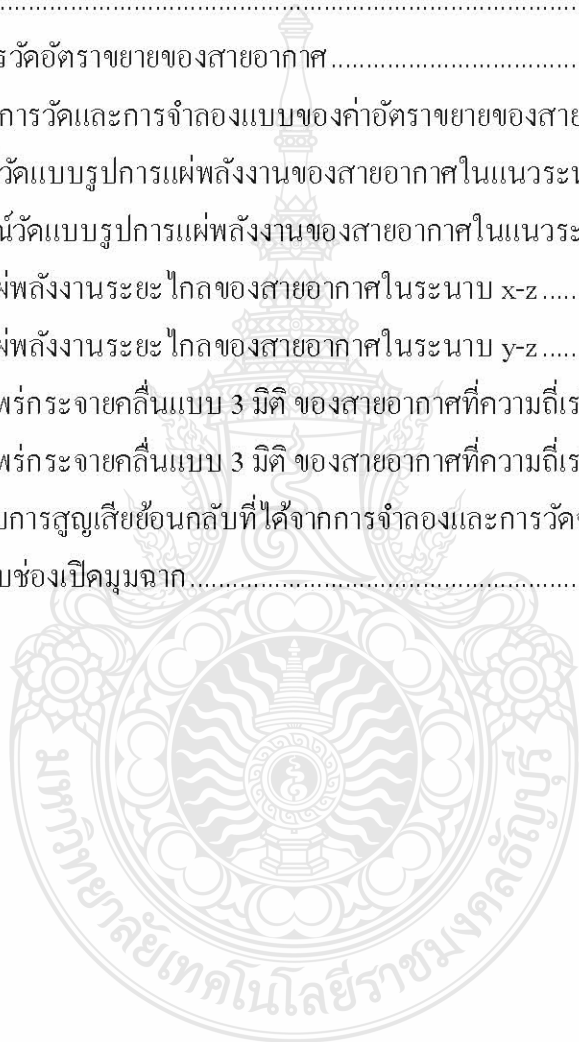
ภาพที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป.....	4
2.2 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป	5
2.3 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์.....	7
2.4 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	7
2.5 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$	10
2.6 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \ll 1$	10
2.7 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล	12
2.8 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป	13
2.9 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อ	15
2.10 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก	16
2.11 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบขั้น.....	17
2.12 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบรูปตัว T.....	18
2.13 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด	19
2.14 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบปิดวงจร	19
2.15 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบเปิดวงจร	19
2.16 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น.....	21
2.17 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด	21
2.18 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ.....	22
2.19 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น	22
2.20 วิธีการหมุนช่องเปิด.....	23
2.21 เส้นลวดนำไฟฟ้าขนาดบางรักษาไว้ที่ศักย์คงตัว.....	24
2.22 การแบ่งเส้นลวดออกเป็น N ส่วน.....	25
2.23 การส่งผ่านข้อมูลของเครือข่ายไร้สาย Wireless Mesh.....	28
2.24 สนามตกกระทบที่ถูกป้อนให้กับโครงสร้างโลหะ	31
3.1 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป	36
3.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป	36
3.3 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ S	41

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.4 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ S	42
3.5 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก	43
3.6 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป	44
3.7 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก	45
3.8 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ S	47
3.9 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ U_1	48
3.10 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ U_2	48
3.11 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ B	49
3.12 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับ เครือข่ายไร้สายแบบเมช	50
3.13 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับ เครือข่ายไร้สายแบบเมช	50
3.14 ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช	51
3.15 ค่าอัตราการขยายของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช	52
3.16 ค่าอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่มากที่สุดต่อความเข้ม ของการแพร่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (Maximum Directivity)	52
3.17 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz	53
3.18 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz	53
3.19 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz	54
3.20 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz	54
3.21 ความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปที่ออกแบบที่ความถี่ เรโซแนนซ์ 2.45 GHz และ 5.2 GHz	55
4.1 เครื่องมือวัดวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B	57
4.2 วิธีการวัดและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช	58
4.3 ผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ	58
4.4 ผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ความถี่ 1.0 – 7.0 GHz	59

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.5 การเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ได้จากการจำลองกับการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศ	60
4.6 การเปรียบเทียบการจำลองของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งกับการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศ.....	61
4.7 การทดสอบการวัดอัตราขยายของสายอากาศ.....	62
4.8 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าอัตราขยายของสายอากาศ.....	63
4.9 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในแนวระนาบ x-z.....	64
4.10 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในแนวระนาบ y-z.....	65
4.11 รูปแบบการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ x-z.....	66
4.12 รูปแบบการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ y-z.....	67
4.13 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz.....	68
4.14 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz.....	68
5.1 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการจำลองและการวัดจริงของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก.....	71



คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

Δ	Delta
ϵ_{eff}	Effective Dielectric Constant
AES	Advanced Encryption Standard
Bf	Band width Factor
BW	Band Width
C	Capacitor
CCK	Complimentary Code Keying
cm	Centimeter
d	Distance
dB	Decibel
dBi	Decibel Isotropic
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
EAP-FAST	Extensible Authentication Protocol - Flexible Authentication via Secure Tunneling
EAP-TLS	Extensible Authentication Protocol -Transport Layer Security
f	Frequency
f_c	Frequency Center
f_h	Frequency High
f_l	Frequency Low
f_r	Frequency Resonance
GHz	Giga Hertz
h	High
IAPP	Inter Access Point Protocol
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ITU	International Telecommunication Union
L	Long
LEAP	Lightweight Extensible Authentication Protocol

MAC	Media Access Control
Mbps	Mega bit per second
MHz	Mega Hertz
mm	Millimeter
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MOM	Method of Moment
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PEAP	Protected Extensible Authentication Protocol
Q	Quality Factor
QoS	Quality of Service
RF	Radio Frequency
S_{11}	Return Loss
TEM	Transverse Electric-Magnetic
VoIP	Voice over IP
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
W	Wide
WECA	Wireless Ethernet Comparability Alliance
WEP	Wired Equivalent Privacy
WPA	Wi-Fi Protected Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WiFi	Wireless Fidelity
Z _m	Input Impedance

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านอินเทอร์เน็ตและมัลติมีเดียได้รับความนิยมและแพร่หลายมากขึ้น จึงเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้ระบบการสื่อสารไร้สายได้ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่อง และมีการเติบโตอย่างรวดเร็ว ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็น โทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile) และคอมพิวเตอร์แบบพกพา (Notebook) จะต้องต่ออุปกรณ์ไร้สายที่สามารถใช้งานได้หลาย ๆ ระบบ โดยในแต่ละระบบก็จะมีควมถี่ที่ใช้งานแตกต่างกัน ในปัจจุบันได้มีการกำหนดมาตรฐานเพื่อรองรับย่านความถี่ที่ใช้งานในหลาย ๆ ระบบของการสื่อสารไร้สาย ตัวอย่าง เช่น การสื่อสารท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) และ ระบบไวแมกซ์ (WiMAX) เป็นต้น โดยจะมีย่านความถี่ที่ใช้งานตามมาตรฐานต่าง ๆ คือ IEEE 802.11a/b/g/h/j/n สำหรับ WLAN และ IEEE 802.16-2004 สำหรับ ระบบ WiMAX มาตรฐานต่าง ๆ ที่กล่าวมาได้กำหนดย่านความถี่ที่ต่างกัน กล่าวคือ ถ้าเป็นมาตรฐาน IEEE802.11b/g จะมีย่านความถี่อยู่ในช่วง 2.4-2.4835 GHz IEEE802.11a จะอยู่ในช่วง 5.15-5.35 GHz และ 5.725 – 5.825 GHz ส่วนระบบ WiMAX นั้นจะมีย่านความถี่ที่ใช้งานคือ 2.5-2.7 GHz, 3.4-3.6 GHz และ 5.7-5.9 GHz เนื่องจากการใช้งานระบบสื่อสารต่าง ๆ เพิ่มมากขึ้น ทำให้เกิดการกำหนดมาตรฐานความถี่ต่าง ๆ ขึ้นมารองรับดังที่กล่าวมา ซึ่งแต่ละประเทศหรือแต่ละพื้นที่ก็จะใช้มาตรฐานความถี่ที่ต่างกันออกไป ฉะนั้นการรับส่งข้อมูลต่าง ๆ ข้ามระบบไม่สามารถกระทำได้ ดังนั้นจึงได้มีการคิดค้นสายอากาศที่สามารถใช้งานได้หลายความถี่ขึ้นมาเพื่อที่จะรองรับกับระบบการสื่อสารไร้สายต่าง ๆ โดยการใช้สายอากาศเพียงตัวเดียว ซึ่งจะเป็นการช่วยให้สะดวกต่อการนำไปใช้งาน อีกทั้งยังประหยัดค่าใช้จ่ายอันเกิดจากการเพิ่มอุปกรณ์รับส่งสัญญาณ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1.2.1 ศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช (Wireless Mesh Network)

1.2.2 ศึกษาการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉาก 2 ย่านความถี่ สำหรับนำไปประยุกต์ใช้กับเครือข่ายไร้สายแบบเมช

1.2.3 วิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศด้วย โปรแกรม IE3D

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบและทดสอบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉาก 2 ความถี่ สำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ ที่ถูกกระตุ้นด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป (Microstrip Line)

1.3.2 วิเคราะห์คุณลักษณะและพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อให้ได้มาซึ่งสมการในการออกแบบสายอากาศที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ

1.3.3 สายอากาศมีความถี่ใช้งาน 2 ย่านความถี่ โดยมีแบนด์วิดท์ 2.4-2.5 GHz และ 5.15-5.35 GHz มีอัตราขยายของสายอากาศไม่น้อยกว่า 2 dBi ในย่านความถี่ใช้งาน รวมทั้งมีการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) ในย่านความถี่ที่ 1 เป็นแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) และย่านความถี่ที่ 2 เป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional)

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

1.4.1 ศึกษางานวิจัยและหนังสือที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

1.4.2 ออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากที่ย่านความถี่ 2.45 GHz และ 5.2 GHz สำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ ที่ถูกกระตุ้นด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป (Microstrip Line)

1.4.3 ศึกษาและวิเคราะห์ลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉาก 2 ความถี่ สำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ ที่ออกแบบเพื่อวิเคราะห์ตัวแปรของสายอากาศ

1.4.4 ทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ ที่ย่านความถี่ 2.45 และ 5.2 GHz

1.4.5 บันทึกผลการทดลองและสรุปผลการทดลองที่ได้จากการดำเนินงานของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆที่ย่านความถี่ 2.45 GHz และ 5.2 GHz

1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

สำหรับรายละเอียดวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ จำลองผลการทำงานของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D (Zeland) วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็น 5 บท โดยสรุปดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงที่มาของการวิจัย วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ ขอบเขตของงานวิจัย ขั้นตอนการวิจัย และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 นำเสนอ โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป ทฤษฎีสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด รวมถึงเทคโนโลยีเครือข่ายไร้สาย Wireless Mesh มาตรฐานเครือข่ายไร้สาย IEEE 802.11 และทฤษฎีพื้นฐานของ โปรแกรม IE3D

บทที่ 3 เสนอการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉาก 2 ความถี่ มีการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางและแบบสองทิศทาง โดยการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศจากสมการ ทำการวิเคราะห์พารามิเตอร์ด้วยการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม IE3D

บทที่ 4 ทดสอบการทำงานของสายอากาศไมล้าฟิล์มต้นแบบที่กล่าวในบทที่ 3 โดยเครื่องวัดวิเคราะห์โครงข่าย Agilent PNA Network Analyzers E8363B

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย และการเสนอแนะผลการศึกษาและการทำวิทยานิพนธ์ทั้งหมดเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

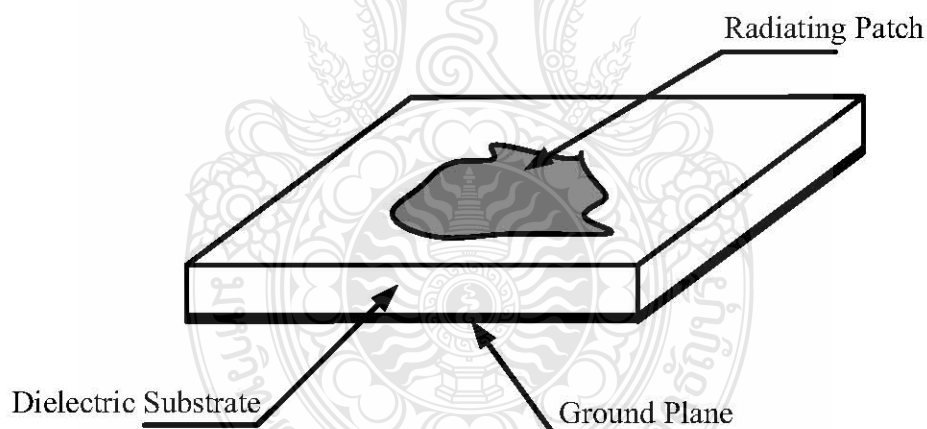


บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ออกแบบและทดสอบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉาก 2 ความถี่ สำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง ประกอบด้วย โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป ทฤษฎีสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ทั้งนี้รวมถึงเทคโนโลยีเครือข่ายไร้สาย Wireless Mesh และมาตรฐานเครือข่ายไร้สาย IEEE 802.11 นอกจากนี้ยังมีวิธีการวิเคราะห์สายอากาศและโปรแกรมจำลองการทำงานของสายอากาศ IE3D (Zeland)

2.1 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป [1-7]

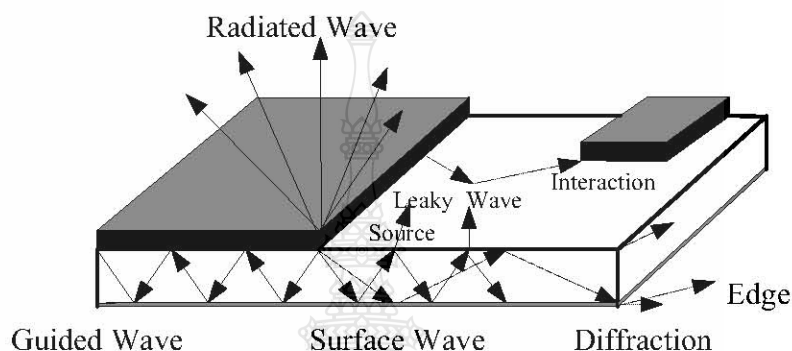


ภาพที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

ไมโครสตริปเป็นแผ่นวงจรที่ใช้กันอย่างกว้างขวางในย่านความถี่ไมโครเวฟ โดยที่ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริปจะประกอบไปด้วยแผ่นตัวนำบางๆ ที่มีความสูญเสียพลังงานต่ำวางอยู่บนวัสดุที่เรียกว่าวัสดุฐานรอง และอีกด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ (ground plane)

โดยโครงสร้างของไมโครสตริปนั้นสามารถจะนำไปเป็นวงจรที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟและสามารถนำไปเป็นสายอากาศสำหรับคลื่นความถี่ไมโครเวฟได้อีกด้วย

2.1.1 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป



ภาพที่ 2.2 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

คลื่นถูกนำทาง (guided wave) สำหรับทิศทางการแพร่กระจายคลื่นของคลื่นถูกนำทางนั้นจะมีลักษณะมุมของการแพร่กระจายทำมุมอยู่ระหว่างช่วง 6 ถึง 9 นาฬิกา (ทิศตามเข็มนาฬิกา) โดยลักษณะการแพร่กระจายคลื่นนั้นจะแพร่กระจายอยู่เฉพาะในวัสดุฐานรอง และคลื่นจะสะท้อนไปมาระหว่างตัวนำสองตัว คลื่นถูกนำทางนี้จะนำไปใช้อย่างมากกับสายส่งสัญญาณ สำหรับคลื่นแบบนี้มีส่วนในการสะสมพลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต้องการในสายอากาศแบบแผ่นเมื่อเลือกใช้วัสดุฐานรองที่บางและมีสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity) สูง จะทำให้คลื่นแบบนี้มีอิทธิพลสูง

คลื่นแผ่พลังงาน (radiated wave) คลื่นแบบนี้จะมีทิศทางการแพร่กระจายคลื่นเป็นมุมที่อยู่ระหว่างช่วง 9 ถึง 3 นาฬิกา โดยจะมีทิศทางที่แพร่ขึ้นไปบนอากาศที่ไม่มีการปิดกั้นของขอบเขตใด ๆ ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะใช้มากในงานเกี่ยวกับสายอากาศ คลื่นแบบนี้จะมีอิทธิพลสูงเมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนา (เปรียบเทียบกับความยาวคลื่น) และค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าต่ำ

คลื่นรั่ว (leaky wave) ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นจะอยู่ในช่วง 3-6 นาฬิกา โดยคลื่นรั่วจะแพร่กระจายมาจากคลื่นที่สะท้อนมาจากกระนาบกราวด์ และไปยังจุดเชื่อมต่อระหว่างอากาศกับไดอิเล็กตริก เมื่อคลื่นที่สะท้อนมาถึงตำแหน่งนี้จะทำให้เกิดคลื่นที่ถูกส่งไปในอากาศ นั่นคือ คลื่นรั่ว

ออกจากคลื่นที่สะท้อนกลับลงไปในตัววัสดุฐานรอง (surface wave) ลักษณะของคลื่นรั่วที่เกิดขึ้นนี้จะนำไปช่วยในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งจะอยู่ในเงื่อนไขของความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ในแต่ละสายอากาศ เช่น ทำให้มีสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) ที่สูง

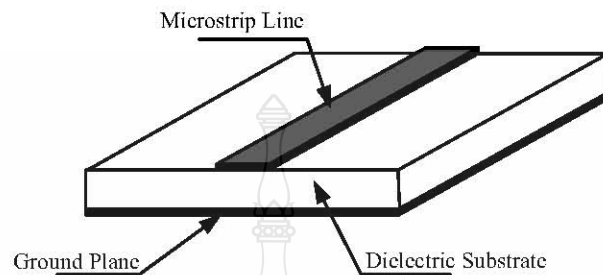
คลื่นผิว (surface wave) มุมในการแพร่กระจายที่เกิดขึ้นมีค่ามากกว่าของคลื่นรั่ว จึงทำให้เกิดคลื่นที่สะท้อนกลับมายังวัสดุฐานรองซึ่งเรียกคลื่นแบบนี้ว่าคลื่นผิว เมื่อคลื่นผิวถูกส่งมาที่ขอบของโครงสร้างดังรูป จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกมาจากโครงสร้างคลื่นที่แพร่กระจายออกมานี้ทำให้เกิดผลเสียต่อแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ คือ ทำให้พลังงานในการส่งหรือรับน้อยลง ลักษณะของคลื่นแบบนี้จะมีความสำคัญเมื่อใช้วัสดุฐานรองที่หนาและสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าสูง

ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณและสายอากาศ ในการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณนั้น คลื่นถูกนำทางจะถูกกระตุ้นมากที่สุด ขณะที่จะต้องหลีกเลี่ยงคลื่นแผ่พลังงาน คลื่นรั่ว และคลื่นผิว ในทางตรงกันข้ามถ้าเป็นสายอากาศนั้นต้องการให้เกิดคลื่นแผ่พลังงานมากที่สุด และจะต้องป้องกันการเกิดคลื่นนำทางในแผ่นตัวนำและคลื่นผิว

2.2 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป [1-7]

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ (microstrip line) ที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงในภาพที่ 2.3 กล่าวคือ จะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบ ๆ อยู่บนวัสดุฐานรองซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบกับระนาบกราวด์ ความหนาของวัสดุฐานรองและความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (characteristic impedance) ที่ต้องการ สำหรับวัสดุฐานรองที่ใช้งานทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน และคุณสมบัติที่สำคัญของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้ คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) ซึ่งจะเป็นค่าที่บ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศว่า ค่านี้จะส่งผลทำให้คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปมีเปลี่ยนแปลงค่า Lossangent ($\tan\delta$) ที่ความถี่ 10 GHz คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสเสียดสเฟลซเมนต์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสมาก น้อยเพียงใด โดยที่มีค่ายิ่งต่ำก็ยิ่งดี ค่าคงตัวของการนำความร้อน (thermal conductivity) เป็นค่าที่แสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี สุดท้ายค่าความขรุขระของผิวและความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (dielectric strength) ซึ่งความขรุขระของผิวนั้น

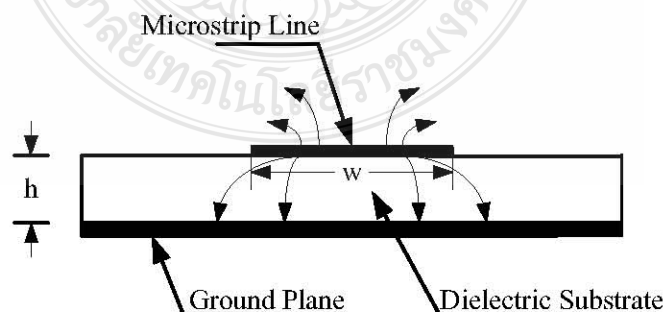
จัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกันเพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริป เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้านั้นจะบอกถึง ความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ



ภาพที่ 2.3 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์

2.2.2 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริป

ถึงแม้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะมีโครงสร้างง่าย ๆ แต่การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่น อย่างไรก็ตาม ได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่า คลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มาก แต่จะไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว จึงเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) [5] ซึ่งแสดงดังภาพที่ 2.4 โดยแสดงถึงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่ง



ภาพที่ 2.4 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

สัญญาณแบบไมโครสตริปที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปได้ กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าของสายคู่ขนานหรือสายโคแอกเซียล เพราะสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้น จะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กตริก

ถึงแม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้น โดยใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective dielectric constant, ϵ_{eff}) ของระบบ ซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ดังนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่หาได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ไปด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองของผู้เชี่ยวชาญพบว่า ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz ลงมา ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงไปอันเนื่องมาจากกรณีของไฟฟ้าสถิตน้อยมาก จึงสามารถอนุโลมให้ใช้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz ก็ต้องคำนึงถึงการปรับแต่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้น จะใช้แนวคิดของวงจรกระจายดังต่อไปนี้ คือ เมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปเป็นโหมด TEM คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Z_c) ของสายส่งสัญญาณ จะเขียนในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว (L) และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว (C) ได้ในรูปแบบต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1)$$

ในขณะเดียวกันความเร็วเฟส V_p จะเขียนได้เป็น

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

จากสมการ 2.2 นี้ทำให้เขียน Z_c ในรูปของ V_p กับ L หรือ C ได้ดังนี้

$$Z_c = V_p L \quad (2.3)$$

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณากรณีที่วัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกถูกเอาออกไปเหลือแต่
อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปอยู่ ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟส
ของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านจะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะ
เปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดักแตนซ์ไม่ถูกกระทบ ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_0 จะได้
ความสัมพันธ์ระหว่าง C_0 กับความเร็วเฟสในรูปแบบต่อไปนี้

$$C = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad (2.4)$$

ในขณะเดียวกันค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Z_0) ก็จะเขียนได้ดังนี้

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (2.5)$$

เมื่อนำสมการ 2.4 หาค่าด้วยสมการ 2.2 จะได้ผลดังนี้

$$\frac{C}{C_0} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (2.6)$$

ตามนิยามทั่วไปค่าของ C/C_0 คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของสาร
ไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ค่านี้จะเปรียบเหมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์
ประสิทธิผลของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกและ
ด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

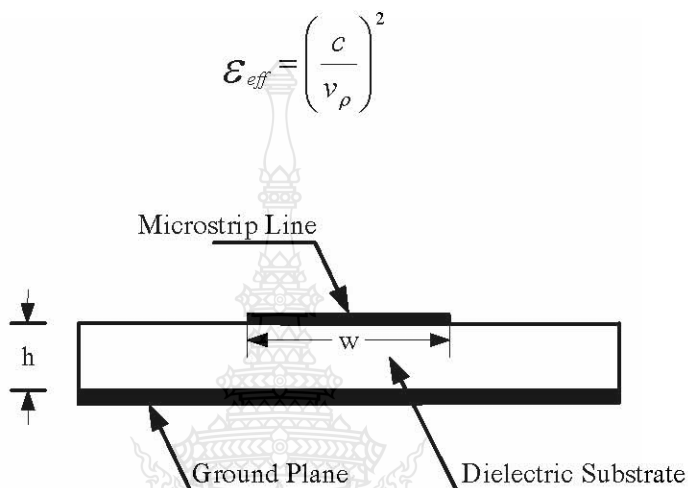
$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (2.7)$$

จากสมการ 2.3 ถึงสมการ 2.7 จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_0 และ ϵ_{eff} ได้ดังนี้

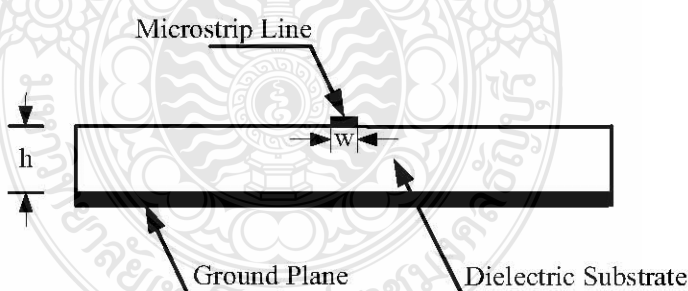
$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.8)$$

$$Z_0 = Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (2.9)$$

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.10)$$



ภาพที่ 2.5 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$



ภาพที่ 2.6 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \ll 1$

จากสมการที่กล่าวมาข้างต้น ถ้าเราสามารถรู้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลได้ ก็จะทำให้สามารถคำนวณคุณสมบัติอื่นตามมาได้ อย่างไรก็ตามค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของ

วัสดุฐานรอง ซึ่งพิจารณาได้ 2 กรณี ดังต่อไปนี้ กรณีแรกคือกรณีที่ $w/h \gg 1$ แสดงได้ดังภาพที่ 2.5 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ระหว่างบริเวณที่มีแถบสตริปกับระนาบกราวด์ สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของวัสดุฐานรองสำหรับกรณีที่สองคือกรณีที่ $w/h \ll 1$ แสดงดังภาพที่ 2.6 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านวัสดุฐานรองครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่งซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ $(\epsilon_r + 1/2)$ จากที่อธิบายมานี้จะเห็นได้ว่า ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h ดังนั้นจึงได้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่สามารถออกแบบได้ดังสมการที่ 2.11

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (2.11)$$

และเพื่อความสะดวกในการคำนวณและการออกแบบต่อไป ได้มีการเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลในรูปต่อไปนี้

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1); \quad \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (2.12)$$

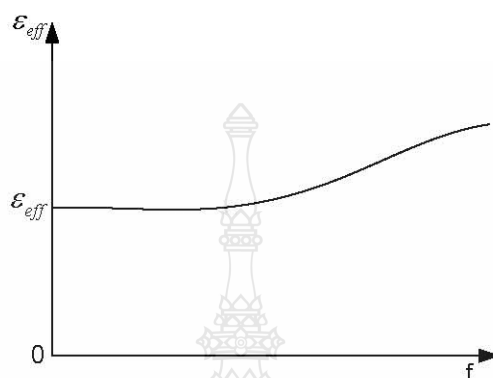
ค่า q ในสมการ 2.12 นี้ ถูกเรียกว่าฟิลลิงแฟกเตอร์ (filling factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้เห็นว่าวัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตริปนั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามสมการ 2.12 ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงขึ้นไปกว่า 2 GHz จะใ้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วยซึ่งทำให้ได้สมการ

$$\epsilon_{eff}(f) = \left(\frac{c}{v_p(f)} \right)^2 \quad (2.13)$$

เมื่อพิจารณาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามสมการที่ 2.13 นี้ จะพบว่าในช่วงความถี่ต่ำนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะลู่เข้าหากรณีของไฟฟ้าสถิตและเมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นเข้าหาค่าอนันต์ จะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลลู่เข้าสู่ ϵ_r ของ

วัสดุฐานรอง เพราะความเร็วเฟสจะเข้าสู่ความเร็วของแสงในสารไดอิเล็กตริกที่เป็นวัสดุฐานรอง ดังนั้นโดยทั่วไปการเปลี่ยนแปลงค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามความถี่จะเป็นไป ดังภาพที่ 2.7 ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลนั้นจะสูงขึ้นตามความถี่



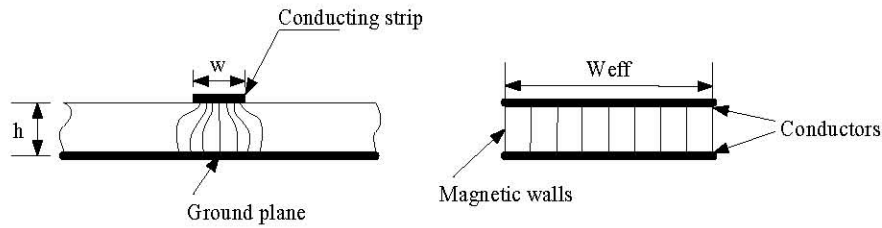
ภาพที่ 2.7 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล

2.2.3 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป

เนื่องจากไมโครสตริปทำด้วยโลหะที่ไม่สมบูรณ์แบบและมีสารไดอิเล็กตริกคั่นในบริเวณที่คลื่นส่งผ่าน ดังนั้นการลดทอนสัญญาณจึงเกิดจากทั้งสองสาเหตุนี้ เมื่อพิจารณาว่าไมโครสตริป ส่งผ่านคลื่นในโหมด TEM เราจะสามารถเขียนค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณได้ในรูปต่อไปนี้

$$\alpha = \frac{R}{2Z_c} + \frac{GZ_c}{2} = \alpha_m + \alpha_d \quad (2.14)$$

โดยที่ α_m และ α_d เป็นค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณที่เกิดจากโลหะและสารไดอิเล็กตริกตามลำดับ การหาค่า α_m โดยการวิเคราะห์ให้ละเอียดตามทฤษฎีจะทำได้ลำบากมาก เพราะการกระจายของสนามแม่เหล็กบนผิวโลหะมีความสลับซับซ้อนมากเช่นเดียวกับการกระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่า w/h และความหนาของแถบสตริป t อีกด้วย ในทางปฏิบัตินั้นจึงมักใช้วิธีคิดที่ง่ายขึ้น โดยสมมติให้คลื่น TEM ส่งผ่านอยู่ภายในบริเวณข้างใต้ แถบสตริปเท่านั้น ดังที่แสดงไว้ในภาพที่ 2.15 เสร็จแล้วคำนวณการสูญเสียในเนื้อโลหะในสภาพดังกล่าวแล้ว จึงนำผลที่ได้นั้นไปคูณกับค่าคงที่ค่าหนึ่งเพื่อทำการชดเชยให้มีความถูกต้องมากขึ้นเมื่อให้ค่าคงที่ดังกล่าวเป็น K จะได้ α_m ในรูปต่อไปนี้



ภาพที่ 2.8 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป

$$\alpha_m = \frac{KR}{2Z_c} = \frac{KR_s}{wZ_c} = \sqrt{\frac{\omega\mu_u}{2\sigma}} \sqrt{\frac{K}{wZ_c}} = \sqrt{\frac{\omega\mu_u}{2 \times 5.8 \times 10^7 \sigma_r}} \cdot \frac{K}{wZ_c} \text{ Nep/m} \quad (2.15)$$

โดยที่ σ_r คือค่าคงตัวของ การนำไฟฟ้าสัมพัทธ์ (relative conductivity) ที่เทียบกับทองแดง ซึ่งมี $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m ค่า K นั้นจะขึ้นอยู่กับค่า w/h และความถี่ โดยที่ในกรณีที่ค่า w/h มีค่าใหญ่ ๆ ซึ่งหมายถึงคลื่น TEM จะเข้าใกล้แบบอุดมคติ ค่า K ก็จะเข้าหา 1 ในกรณีสลักกัน คือ $w/h \ll 1$ ค่า K ก็จะเข้าหา 0.5 ในทางปฏิบัตินั้นพบว่ากรณีที่ออกแบบให้มีอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติเป็น 50Ω โดยที่ $\epsilon_r = 10$ จะได้ค่า $K = 0.63$ สำหรับการหาค่า α_d ก็จะอาศัยหลักการคิดค่า ϵ_{eff} ขึ้นมาใหม่ดังรายละเอียดต่อไปนี้

$$\alpha_d = \frac{GZ_c}{2} = \frac{Z_c}{2} (\omega C \tan \delta_{eff}) = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{2c} (\omega C \tan \delta_{eff}) \quad (2.16)$$

$$= \frac{\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \tan \delta_{eff} \text{ Nep/m} \quad (2.17)$$

โดยที่ค่า $\tan \delta_{eff}$ นั้นเปรียบเหมือนค่า $\tan \delta$ ประสิทธิภาพ ซึ่งจะสัมพันธ์กับ $\tan \delta$ ในรูปต่อไปนี้

$$\frac{\tan \delta_{eff}}{\tan \delta} = \frac{1 - (1/\epsilon_{eff})}{1 - (1/\epsilon_r)} \quad (2.18)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการ 2.18 นี้เป็นสิ่งที่สมเหตุสมผล เพราะเมื่อแทนค่า ϵ_{eff} ด้วย 1 ซึ่งหมายถึงตัวกลางเป็นอวกาศ ค่า $\tan \delta_{eff}$ จะเท่ากับ 0 และเมื่อแทนค่า $\epsilon_{eff} = \epsilon_r$ ซึ่งหมายถึงตัวกลางจะเป็นสารไดอิเล็กตริกทั้งหมด ค่า $\tan \delta_{eff}$ จะเท่ากับ $\tan \delta$

เมื่อนำค่า α_m และ α_d ในสมการ 2.16 และสมการ 2.17 แทนกลับไปสมการ 2.14 ก็จะได้ค่า α ผลรวมออกมา และเนื่องจากเรานิยมเขียนค่า α ให้อยู่ในหน่วย dB/m เขียนความถี่ที่ใช้งานให้มีหน่วยเป็น GHz และเขียนความกว้างของแถบสตริปให้มีหน่วยเป็น mm ดังนั้น α จะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$\alpha = \frac{72K}{wZ_c} \sqrt{\frac{f}{\sigma_r}} + 91f \sqrt{\varepsilon_{eff}} \frac{1 - (1/\varepsilon_{eff})}{1 - (1/\varepsilon_r)} \tan \delta \quad \text{dB/m} \quad (2.19)$$

จากผลที่ได้จะเห็นได้ว่า α_m แปรตาม \sqrt{f} ในขณะที่ α_d แปรตาม f ซึ่งทำให้ดูเหมือนว่า α_d จะมีค่าสูงกว่า α_m อย่างไรก็ตามในระยะหลังนี้ได้มีการพัฒนาซบสเตรตที่มีคุณสมบัติดีขึ้น คือมีค่า $\tan \delta$ ต่ำมาก ทำให้ในช่วงความถี่ที่ $f < 10$ GHz ค่า α_m จะใหญ่กว่าค่า α_d และเป็นค่าสูญเสียหลักของไมโครสตริป

2.2.4 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่อง (discontinuities in microstrip)

แบบช่องต่อ (series gap) คุณลักษณะของความไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อในสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้นถูกมองในลักษณะของค่าคาปาซิแตนซ์ โดยภาพที่ 2.9 แสดงโครงสร้างและวงจรสมมูลของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบช่องต่อ ในการแปลงเป็นวงจรสมมูลที่บริเวณช่องต่อจะทำการแปลงเป็นวงจรจ่ายแบบ π ที่มีแต่ละองค์ประกอบของวงจรเป็นตัวเก็บประจุซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$C_1 = \frac{1}{2} C_\varepsilon \quad (2.20)$$

$$C_2 = \frac{1}{2} C_0 - \frac{1}{4} C_\varepsilon \quad (2.21)$$

เมื่อ

$$C_0 = w \left(\frac{\varepsilon_r}{9.6} \right)^{0.8} \left(\frac{g}{w} \right)^{m_0} e^{K_0} \times 10^{-2} \quad (2.22)$$

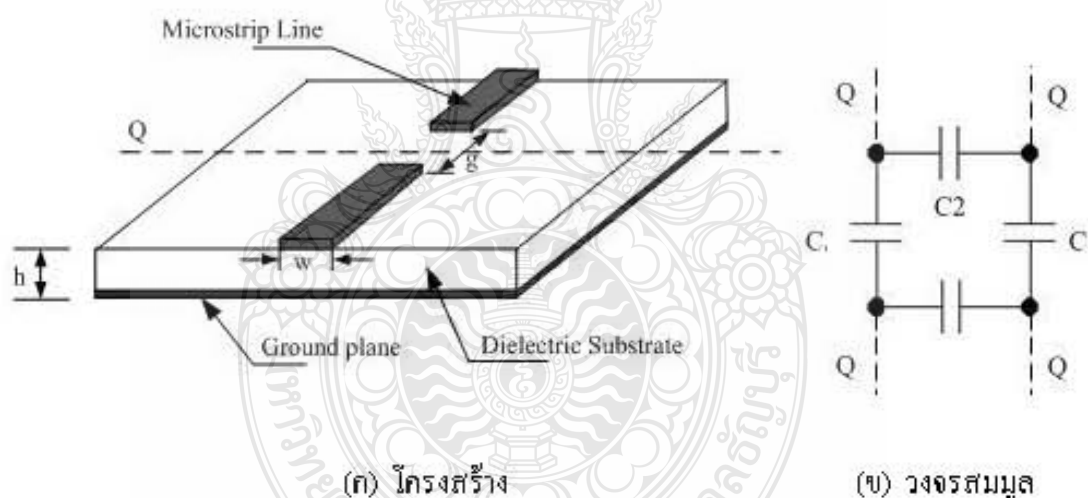
$$C_\varepsilon = w \left(\frac{\varepsilon_r}{9.6} \right)^{0.8} \left(\frac{g}{w} \right)^{m_0} e^{K_0} \times 10^{-12} \quad (2.23)$$

$$m_0 = \frac{w}{h} \left(0.619 \log \frac{w}{h} - 0.3853 \right) \quad (2.24)$$

$$m_e = \begin{cases} 0.8675 & ; \text{for } \frac{g}{w} < 0.3 \\ \frac{1.565}{\left(\frac{w}{h}\right)^{0.16}} - 1 & ; \text{for } \frac{g}{w} < 0.3 \end{cases} \quad (2.25)$$

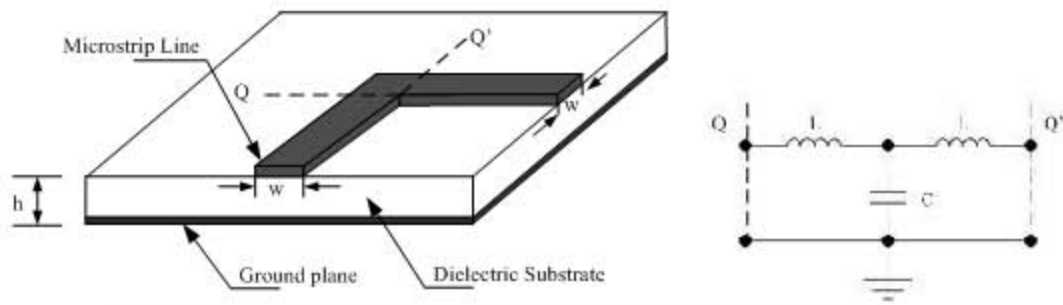
$$K_0 = 4.26 - 1.453 \log \frac{w}{h} \quad (2.26)$$

$$K_e = 2.043 \left(\frac{w}{h} \right)^{0.12} \quad (2.27)$$



ภาพที่ 2.9 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อ

แบบมุมฉาก (right-angled) การเปลี่ยนแปลงลักษณะของสายส่งไมโครสตริปจากเส้นตรงให้กลายเป็นมุมแบบมุมฉากนั้นทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องบนสายส่งไมโครสตริป โดยที่การเปลี่ยนรูปร่างในลักษณะนี้ ส่วนใหญ่จากการส่งผ่านสัญญาณหรือการกรองสัญญาณ จากภาพที่ 2.10 แสดงโครงสร้างและวงจรสมมูลของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก



(ก) โครงสร้าง

(ข) วงจรสมมูล

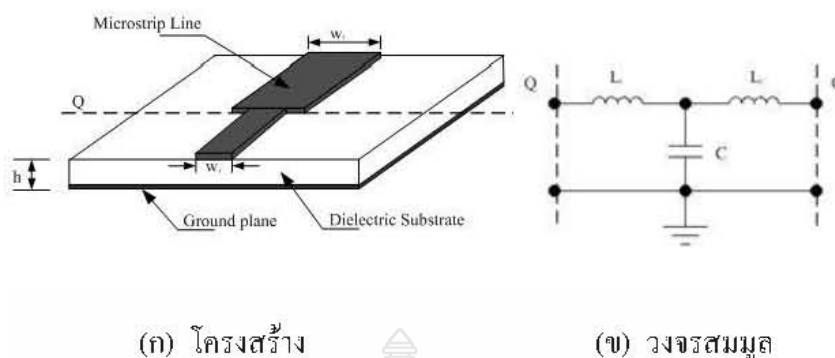
ภาพที่ 2.10 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก

ในการแปลงวงจรสมมูลที่บริเวณมุมฉากนั้นจะทำการแปลงเป็นวงจรข่ายแบบ T โดยจะมีตัวเหนี่ยวนำสองตัวต่ออนุกรมกัน และมีตัวเก็บประจุต่อขนาน ซึ่งสามารถหาค่าของอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ของแต่ละองค์ประกอบได้ดังนี้

$$m_e = \begin{cases} w \left[\frac{(14\epsilon_r + 1)(w/h) - (1.83\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{w/h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{w/h} \right] & ; \text{for } \frac{w}{h} < 1 \\ w[(9.5\epsilon_r + 1.25)(w/h) + 5.2\epsilon_r + 7] \times 10^{-12} & ; \text{for } \frac{w}{h} < 1 \end{cases} \quad (2.28)$$

$$L = 100h \left(4\sqrt{\frac{w}{h}} - 4.21 \right) \times 10^{-9} \quad (2.29)$$

แบบขั้น (microstrip step) การที่เปลี่ยนขนาดความกว้างของแผ่นไมโครสตริปจะทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องของค่าอิมพีแดนซ์ในสายส่งสัญญาณขึ้น โดยการออกแบบให้แผ่นไมโครสตริปเกิดความไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้นนี้ ส่วนใหญ่จะทำเมื่อต้องการทำแมตซ์ตัวแปลงสัญญาณ ตัวเชื่อมต่อสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณ และการส่งผ่านสัญญาณ จากภาพที่ 2.11 จะพบว่า การหาค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์สามารถพิจารณาได้จากค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลในเทอมของอินดักแตนซ์กับคาปาซิแตนซ์ ซึ่งแสดงดังสมการที่ 2.30



(ก) โครงสร้าง

(ข) วงจรสมมูล

ภาพที่ 2.11 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบขั้น

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad (2.30)$$

$$L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad (2.31)$$

$$L = h \left[40.5 \left(\frac{w_1}{w_2} - 1 \right) - 75 \left(\frac{w_1}{w_2} \right) + 0.2 \left(\frac{w_1}{w_2} - 1 \right)^2 \right] \times 10^{-9} \quad (2.32)$$

เมื่อ L_{w1} และ L_{w2} เป็นตัวเหนี่ยวนำต่อหน่วยความยาวของสายไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w_1 และ w_2 ตามลำดับ

$$c = \sqrt{w_1 w_2} \left[(10.1 \log \epsilon_r + 2.33) \frac{w_1}{w_2} - 12.6 \log \epsilon_r - 3.17 \right] \quad (2.33)$$

แบบรูปตัว T (microstrip T-junction) สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบรูปตัว T มีโครงสร้างและวงจรสมมูลดังแสดงในภาพที่ 2.12 จากโครงสร้างและวงจรสมมูลจะเห็นได้ว่าแบบรูปตัว T นั้น จะมีลักษณะคล้ายรูปมุมฉาก การออกแบบให้สายส่งสายอากาศไมโครสตริปเกิดความไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้นนี้ส่วนใหญ่จะใช้นวงจรไมโครเวฟ เช่น เพื่อต้องการเพิ่มพอร์ทในการส่งสัญญาณ ตัวเชื่อมต่อสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณ การทำแมตช์เพื่อเชื่อมต่่วงจรหรือนำไปใช้ออกแบบป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริป จากวงจรสมมูลจะพบว่าการหาค่า

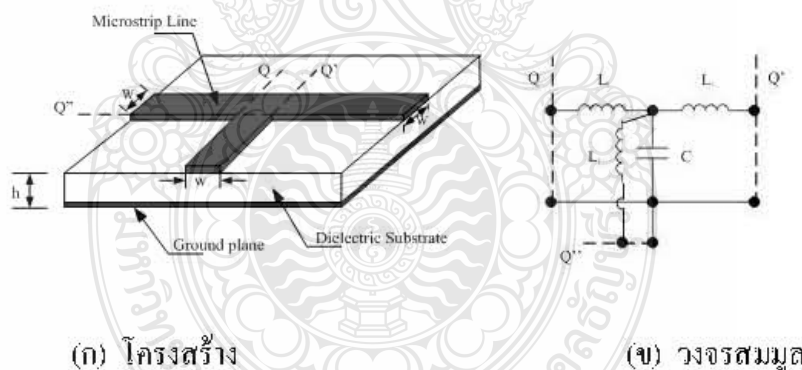
คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์นั้นสามารถที่จะพิจารณาในเทอมของอินดักแตนซ์กับคาปาซิแตนซ์ โดยกำหนดให้ตัวเหนี่ยวนำที่อยู่พอร์ท Q'' มีค่าเป็น L_1 ส่วนตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ทางด้านพอร์ท Q และพอร์ท Q' มีค่าอินดักแตนซ์เป็น L_2 และมีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ซึ่งค่าของแต่ละองค์ประกอบสามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$L_1 = hL_w \left[\left(0.12 \frac{w}{h} - 0.47 \right) \frac{w}{h} + 0.195 \frac{w}{h} - 0.357 + 0.0283 \sin \left(\pi \frac{w}{h} - 0.75\pi \right) \right] \quad (2.34)$$

$$L_2 = -wL_w \left[\frac{w}{h} \left(-0.016 \frac{w}{h} + 0.064 \right) + \frac{0.016}{w/h} \right] \quad (2.35)$$

เมื่อ L_w เป็นค่าอินดักแตนซ์ต่อหน่วยความยาวของสายส่งไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w

$$C = w \left[\frac{100}{\tanh(0.0072Z_0)} + 0.64Z_0 - 261 \right] \times 10^{-12} \quad (2.36)$$



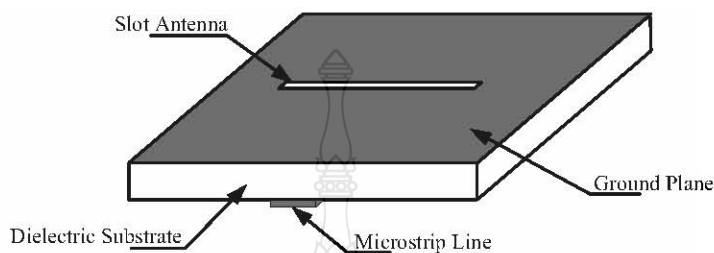
ภาพที่ 2.12 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบรูปตัว T

2.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด [8-9]

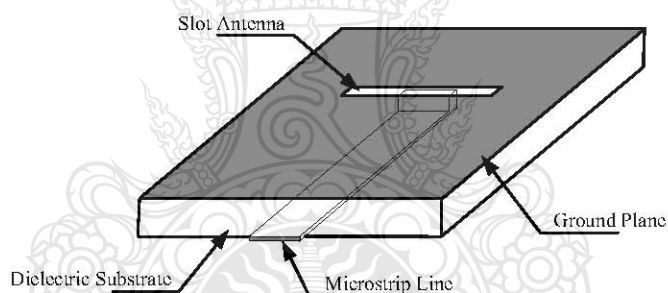
2.3.1 โครงสร้างของสายอากาศ

ลักษณะของโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดจะประกอบด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์และสายอากาศแบบช่องเปิดวางตั้งฉากกับไมโครสตริปไลน์อยู่บนระนาบกราวด์ โดยมีวัสดุฐานรองเป็นตัวกั้นกลางระหว่างสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

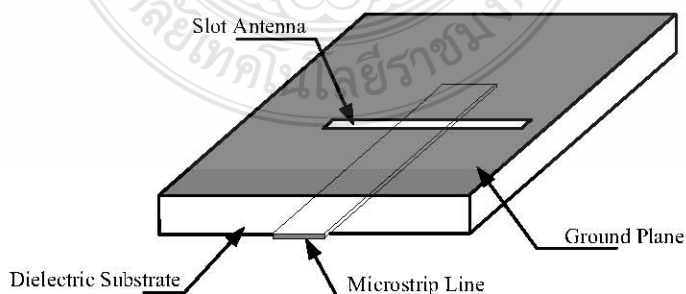
ไลน์กับสายอากาศแบบช่องเปิด ดังแสดงในภาพที่ 2.13 โดยลักษณะของการส่งผ่านสัญญาณของคลื่นนั้นจะมีอยู่ 2 แบบหลัก ๆ คือ แบบปิดวงจรซึ่งจะเป็นการต่อตัวนำจากสายส่งสัญญาณผ่านวัสดุฐานรองไปปิดวงจรที่ขอบของช่องเปิด (microstrip terminated in a short circuit) ดังภาพที่ 2.14 และอีกวิธีคือ แบบเปิดวงจร (microstrip terminated in an open circuit) ซึ่งแสดงในภาพที่ 2.15



ภาพที่ 2.13 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด



ภาพที่ 2.14 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบปิดวงจร



ภาพที่ 2.15 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบเปิดวงจร

2.3.2 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบช่องเปิด

สายอากาศแบบช่องเปิดนั้นจะมีการกระจายคลื่นผ่านหลายตัวกลาง ซึ่งเกิดเนื่องจากแหล่งกำเนิดคลื่นนั้นอยู่ที่บริเวณหนึ่ง ส่วนคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศจะกระจายไปในอีกบริเวณหนึ่งซึ่งมีตัวกลางที่ต่างกัน ดังแสดงในภาพที่ 2.16 จากภาพแสดงการเดินทางของคลื่นจากตัวกลางที่ 1 ไปยังตัวกลางที่ 2 โดยที่ตัวกลางที่ 1 ถูกปิดล้อมด้วยผิวปิด S' ถ้าตัวกลางที่ 1 และตัวกลางที่ 2 มีค่าคงที่ของตัวกลางไม่เหมือนกันหรือมีค่าอินทริกติกอิมพีแดนซ์ (intrinsic impedance) ไม่เหมือนกัน คลื่นที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่นเมื่อกระทบกับผิวขอบเขตจะเกิดการสะท้อนกลับของคลื่นเข้าสู่ตัวกลางที่ 1 ส่วนหนึ่ง และส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่ 2 อีกส่วนหนึ่ง ดังนั้นถ้าให้ \vec{E}^i และ \vec{H}^i เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่น โดยที่ \vec{E}^r และ \vec{H}^r เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต ส่วน \vec{E}^t และ \vec{H}^t เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ดังนั้นในตัวกลางที่ 1 คลื่นที่ปรากฏอยู่ก็คือผลบวกระหว่างคลื่นตกกระทบกับคลื่นสะท้อนรวมกัน ส่วนในตัวกลางที่ 2 นั้นก็จะมีเพียงคลื่นที่ส่งผ่าน โดยสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\vec{E}_t^i + \vec{E}_t^r = \vec{E}_t^t \quad (2.37)$$

$$\vec{H}_t^i + \vec{H}_t^r = \vec{H}_t^t \quad (2.38)$$

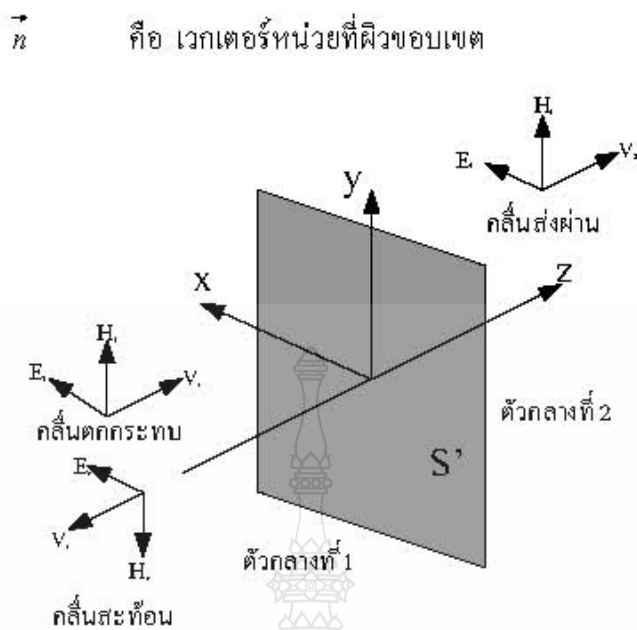
โดยที่ตัวห้อย t หมายถึง ส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับผิวขอบเขต

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้นตรงผิวขอบเขตนั้น เราสามารถคิดได้ว่าเกิดขึ้นเนื่องจากกระแสไฟฟ้าสมมูล และกระแสแม่เหล็กสมมูลที่กระจายอยู่บนขอบเขตในรูปสมการต่อไปนี้

$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}_t^i \quad (2.39)$$

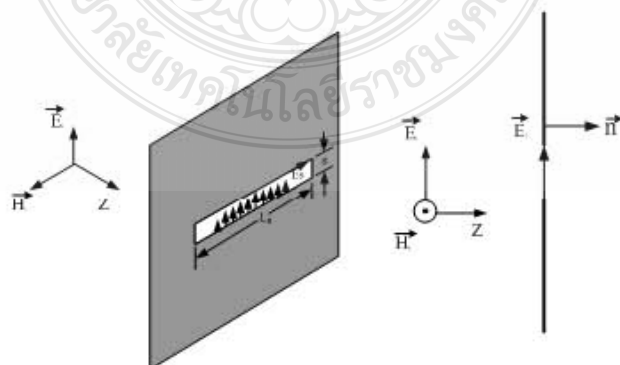
$$\vec{M} = \vec{n} \times \vec{E}_t^i \quad (2.40)$$

โดยที่ \vec{J} คือ กระแสไฟฟ้าสมมูล
 \vec{M} คือ กระแสแม่เหล็กสมมูล



ภาพที่ 2.16 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

เมื่อคลื่นที่เคลื่อนที่เข้ากระทบแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบที่มีช่องเปิดแคบ ๆ ดังภาพที่ 2.17 โดยมีทิศของสนามไฟฟ้าตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด และถ้าให้ความกว้างของช่องเปิด (S) มีค่าน้อย ๆ นั้น หมายความว่าช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูล ($\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}'$) จะมีขนาดจำกัดและเมื่อให้ S เข้าใกล้ศูนย์ กระแสไฟฟ้าสมมูลที่วางนี้อาจตัดทิ้งได้เพราะเนื่องจากมีขนาดเล็กมาก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูล ($\vec{M} = \vec{n} \times \vec{E}'$) นั้น ไม่สามารถที่จะตัดทิ้งได้เพราะเมื่อ S เข้าใกล้ศูนย์ สนามไฟฟ้าที่ช่องเปิดจะลู่เข้าหาอนันต์จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

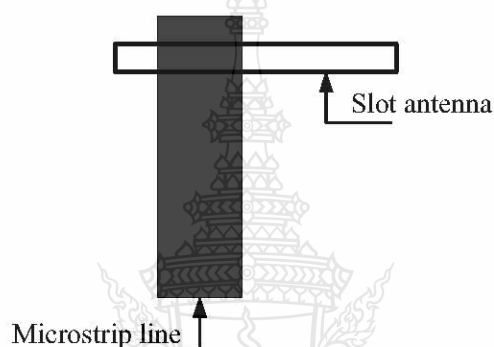


ภาพที่ 2.17 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด

2.3.3 การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด

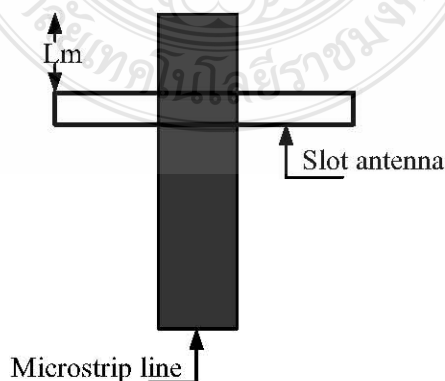
วิธีในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนั้น โดยพื้นฐานจะมีด้วยกัน 3 วิธี คือ [1]

1) วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (offset microstrip feeding) เป็นวิธีเลื่อนหรือเปลี่ยนตำแหน่งของจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ โดยเลื่อนไปทางซ้ายหรือทางขวาเท่านั้นดังภาพที่ 2.18



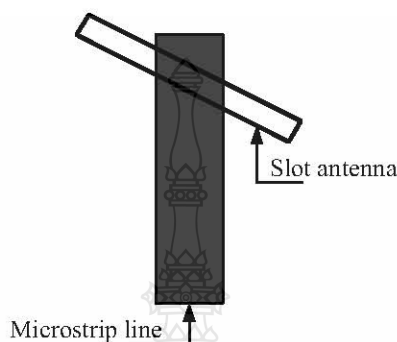
ภาพที่ 2.18 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ

2) วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น (stub-tuning) โดยวิธีนี้จะเป็นการเปลี่ยนขนาดความยาวของสายส่งสัญญาณ จากภาพที่ 2.19 กำหนดให้ L_m เป็นความยาวของท่อนสั้นวัดเทียบจากขอบของช่องเปิดจนถึงปลายสายส่งสัญญาณ การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้จะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ด้วย



ภาพที่ 2.19 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น

3) วิธีการหมุนช่องเปิด (center-fed but inclined microstripline feed) วิธีการนี้คือ การทำให้ช่องเปิดไม่ตั้งฉากกับสายส่งสัญญาณแสดงดังภาพที่ 2.27 ซึ่งการทำเมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้จะมีความยุ่งยากและไม่ค่อยได้รับความนิยม



ภาพที่ 2.20 วิธีการหมุนช่องเปิด

2.4 ระเบียบวิธีโมเมนต์ (The moment of method)

ระเบียบวิธี โมเมนต์มีประโยชน์ในเรื่องแนวคิดอย่างง่าย ระเบียบวิธี โมเมนต์จะนำมาใช้กับการแก้สมการเชิงอินทิกรัล ยกตัวอย่างเช่น สมมติต้องการประยุกต์ใช้ระเบียบวิธี โมเมนต์เพื่อแก้สมการของปัวซงส์ ผลเฉลยเชิงอินทิกรัลในสมการของปัวซงส์คือ

$$V = \int \frac{\rho_v dv}{4\pi\epsilon_r} \quad (2.41)$$

สมการที่ 2.41 ได้มาจากกฎของคูลอมบ์และการกระจายประจุที่กำหนดมาให้คือ $\rho_v(x, y, z)$ จะทำให้เราสามารถหาค่าศักย์ $V(x, y, z)$ สนามไฟฟ้า $E(x, y, z)$ และประจุรวมได้ และอีกนัยหนึ่งถ้าเราทราบค่าศักย์แต่ไม่ทราบการกระจายประจุ เราจะหา ρ_v จากสมการที่ 2.41 อย่างไร ในสถานการณ์นั้นสมการที่ 2.41 จะกลายเป็นสมการที่ถูกเรียกว่า สมการอินทิกรัล (integral equation) ซึ่งโดยทั่วไปสมการ kernel integral เป็นสมการหนึ่งที่เกี่ยวข้องกับฟังก์ชันไม่รู้ค่าภายในเครื่องหมายอินทิกรัลซึ่งมีรูปแบบทั่วไปคือ

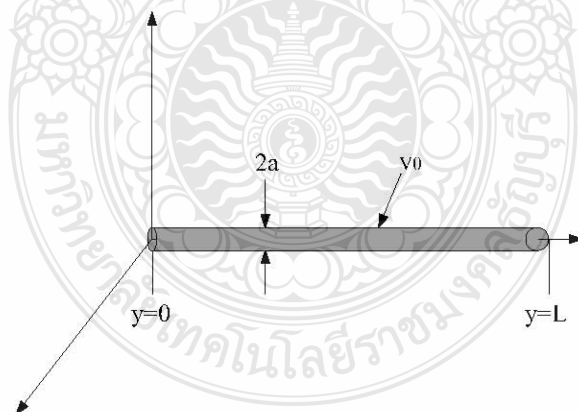
$$V(x) = \int_a^b K(x,t) \rho(t) dt \quad (2.42)$$

เมื่อทราบค่าฟังก์ชัน $K(x,t)$ ฟังก์ชัน $V(t)$ และลิมิต a และ b ก็หาค่าฟังก์ชันตัวไม่รู้ค่า $\rho(t)$ ได้ ซึ่งฟังก์ชัน $K(x,t)$ จะถูกเรียกว่า ส่วนประกอบหลัก (Kemel) ของสมการ ระเบียบวิธีโมเมนต์เป็นระเบียบวิธีเชิงตัวเลขระเบียบวิธีหนึ่งที่ใช้แก้สมการเชิงอินทิกรัลดังเช่นสมการที่ 2.42 ซึ่งเป็นระเบียบวิธีที่อธิบายได้ดีที่สุดเป็นตัวอย่าง

พิจารณาเส้นลวดนำไฟฟ้าขนาดบางที่มีรัศมี a ความยาว $L(L_1 a)$ อยู่ที่ตำแหน่งในอากาศว่าง ดังแสดงในภาพที่ 2.21 โดยกำหนดให้เส้นลวดถูกบำรุงรักษาที่ศักย์ V_0 เป้าหมายคือหาความหนาแน่นประจุ ตามเส้นลวดโดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์ เมื่อเราหา ρ_L ได้แล้ว ก็หาความสัมพันธ์ปริมาณสนามได้ ซึ่ง ณ จุดใด ๆ บนเส้นลวด สมการที่ 2.41 จะลดลงเป็นสมการเชิงอินทิกรัลที่มีรูปแบบเป็น

$$V_0 = \int_0^L \frac{\rho_L dl}{4\pi\epsilon_0 r} \quad (2.43)$$

เนื่องจากสมการที่ 2.43 ประยุกต์ใช้กับจุดสังเกตทุก ๆ ที่บนเส้นลวด ซึ่งที่จุดตายตัว y_k จะรู้จักกันในนาม จุดเข้าคู่ (Match Point)



ภาพที่ 2.21 เส้นลวดนำไฟฟ้าขนาดบางรักษาไว้ที่ศักย์คงตัว

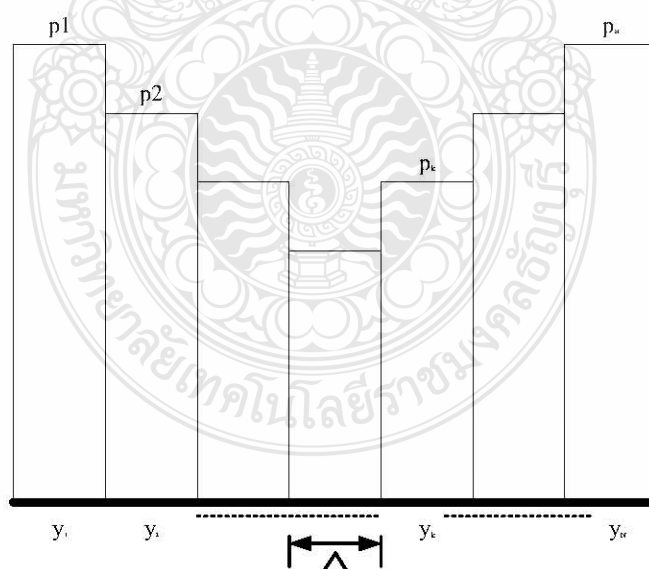
$$V_{0(y)} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_0^L \frac{\rho_L(y) dy}{|y_k - y|} \quad (2.44)$$

การอินทิเกรตเป็นหัวใจสำคัญของการหาพื้นที่ภายใต้เส้นโค้ง ถ้า Δy มีขนาดเล็กการอินทิเกรต $f(y)$ ตลอด $0 < y < L$ จะกำหนดได้โดย

$$\int_0^L f(y) dy = f(y_1)\Delta y + \dots + f(y_N)\Delta y = \sum_{k=1}^N f(y_k)\Delta y \quad (2.45)$$

เมื่อช่วง L ถูกแบ่งออกเป็น N หน่วย ซึ่งแต่ละหน่วยมีความยาว Δy สำหรับเส้นลวดที่ถูกแบ่งออกเป็น N ส่วน ซึ่งแต่ละส่วนยาวเท่ากับ Δ ได้แสดงไว้ในภาพที่ 2.22 จะทำให้สมการที่ 2.44 กลายเป็น

$$4\pi\epsilon_0 V_0 \cong \frac{\rho_1 \Delta}{|y_k - y_1|} + \frac{\rho_2 \Delta}{|y_k - y_2|} + \dots + \frac{\rho_N \Delta}{|y_k - y_N|} \quad (2.46)$$



ภาพที่ 2.22 การแบ่งเส้นลวดออกเป็น N ส่วน

เมื่อ $\Delta = L/N = \Delta y$ การสมมติในสมการที่ 2.46 คือความหนาแน่นตัวไม่รู้ค่า ρ_k บนส่วนที่ k ให้เป็นค่าคงตัว ดังนั้นในสมการที่ 2.46 เรามีค่าคงตัวตัวไม่รู้ค่า $\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_n$ เนื่องจากสมการที่ 2.46 ต้องใช้ได้กับทุกจุดบนเส้นลวดเรจึงได้รับ N คล้ายกับสมการโดยเลือกจุดเข้าสู่ N ที่ $y_1, y_2, \dots, y_k, \dots, y_n$ บนเส้นลวดดังนั้นเราจะได้รับ

$$4\pi\epsilon_0 V_0 \cong \frac{\rho_1 \Delta}{|y_1 - y_1|} + \frac{\rho_2 \Delta}{|y_1 - y_2|} + \dots + \frac{\rho_N \Delta}{|y_1 - y_N|} \quad (2.47a)$$

$$\cong \frac{\rho_1 \Delta}{|y_k - y_1|} + \frac{\rho_2 \Delta}{|y_k - y_2|} + \dots + \frac{\rho_N \Delta}{|y_k - y_N|} \quad (2.47b)$$

$$\therefore 4\pi\epsilon_0 V_0 \cong \frac{\rho_1 \Delta}{|y_N - y_1|} + \frac{\rho_2 \Delta}{|y_N - y_2|} + \dots + \frac{\rho_N \Delta}{|y_N - y_N|} \quad (2.47c)$$

ความคิดเรื่องการนำด้านซ้ายมือเข้าสู่กับด้านขวามือของสมการที่ 2.44 ที่จุดเข้าสู่จะคล้ายกับแนวคิดการกำหนดโมเมนต์ในทางกล ซึ่งเป็นการวางเหตุผลว่าทำให้วิธีการนี้จึงถูกเรียกว่าระเบียบวิธีโมเมนต์ จะเห็นได้จากภาพที่ 2.22 ว่าจุดเข้าสู่ $y_1, y_2, \dots, y_k, \dots, y_n$ ได้ถูกวางไว้ที่จุดศูนย์กลางของแต่ละส่วนซึ่งสมการที่ 2.47 สามารถนำมาใส่ไว้ในรูปแบบแมทริกซ์ได้เป็น

$$[B] = [A][\rho] \quad (2.48)$$

เมื่อ

$$[B] = 4\pi\epsilon_0 V_0 \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1N} \\ A_{21} & A_{22} & \dots & A_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{mn} & & & \vdots \\ A_{N1} & A_{N2} & \dots & A_{NN} \end{bmatrix} \quad (2.50a)$$

$$A_{mn} = \frac{\Delta}{[y_m - y_n]} mn \quad (2.50b)$$

$$[\rho] = \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \rho_N \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

ในสมการที่ 2.51 มี $[\rho]$ เป็นเมทริกซ์ที่ยังไม่รู้ค่าสมาชิก (element) เราสามารถหา $[\rho]$ จากสมการที่ 2.51 โดยใช้หลักเกณฑ์ครามเมอร์ (Cramer's rule) โดยใช้การผกผันเมทริกซ์ (matrix inversion) หรือโดยใช้วิธีการกำจัดแบบเกาส์ (Gaussian elimination) ซึ่งสำหรับการใช้การผกผันเมทริกซ์ คือ

$$[\rho] = [A]^{-1}[B] \quad (2.52)$$

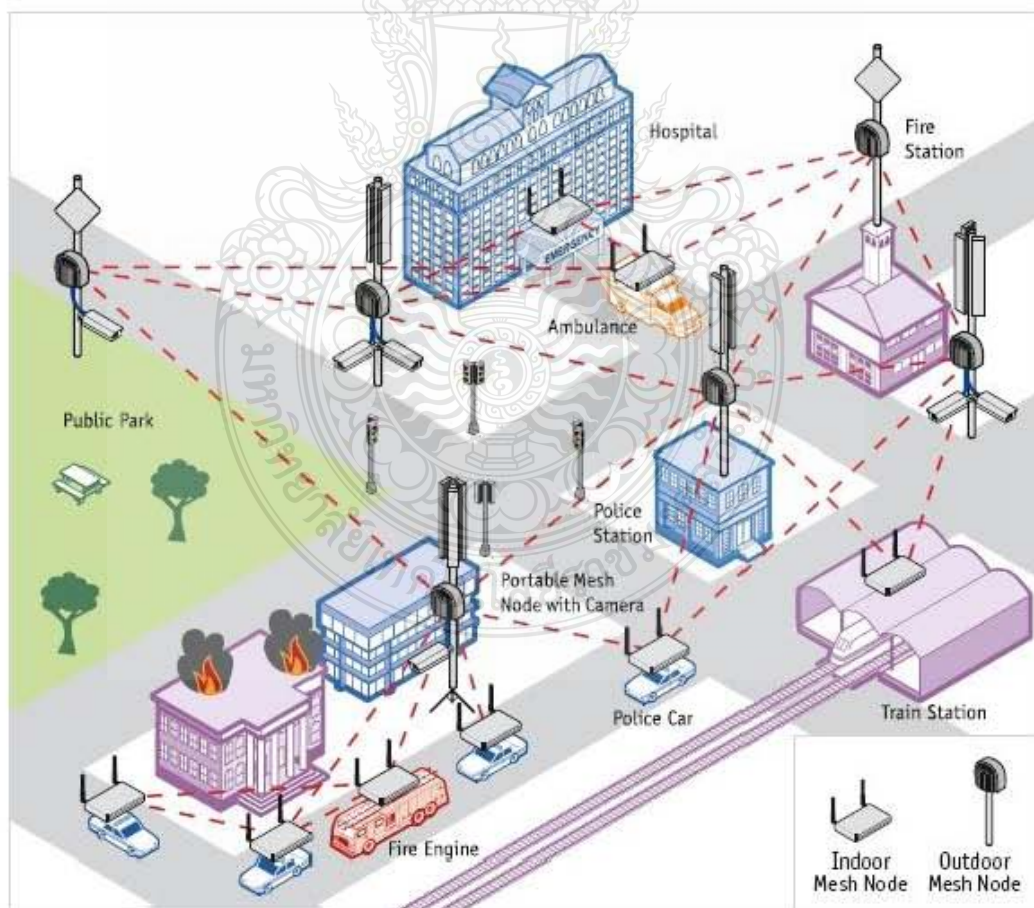
เมื่อ $[A]^{-1}$ เป็นตัวผกผันของเมทริกซ์ $[A]$ ในสมการที่ 2.47 หรือ 2.50

2.5 เทคโนโลยีเครือข่ายไร้สาย Wireless Mesh [10-11]

เทคโนโลยีเครือข่ายไร้สายที่ทำให้ Access point ส่งผ่านข้อมูลถึงกันได้แบบไร้สาย คือ Wireless Mesh Network ซึ่งการใช้ Access point เป็นตัวเชื่อมสัญญาณกันเป็นเครือข่ายซึ่งจะช่วยประหยัดค่าใช้จ่ายเรื่องการจัดตั้งสายสัญญาณและสะดวกในการให้บริการ Mesh Network สามารถ

ใช้งานได้ทั้งแบบ Indoor และ Outdoor ข้อดีของเมช คือ มีความยืดหยุ่นในการให้บริการสูง เนื่องจากสัญญาณรับ-ส่งจะเลือกเส้นทางที่ดีที่สุดเอง

มาตรฐานของระบบ Wireless Mesh นั้นยังไม่มีมาตรฐานที่แน่นอน ปัจจุบันบริษัทผู้ผลิตได้นำเสนอผลิตภัณฑ์สำหรับระบบ wireless mesh ที่มีรูปแบบการเร้าที่ติดตั้งที่แตกต่างกันออกไป อีกทั้งรองรับรูปแบบการส่งที่แตกต่างกันออกไป เช่น IEEE 802.11a, b และ g หลายบริษัทได้ทำการดัดแปลงปรับปรุงการทำงานของ 802.11 MAC การไม่ชัดเจนในส่วนของมาตรฐานนี้ หมายถึง เครื่องมือของระบบ mesh ทั้งหมดผลิตการวิธีการผลิตจากบริษัทเดียว และนี่จึงเป็นการผูกขาดอยู่แค่บริษัทเดียว ถ้าบริษัทนั้นๆ เพิ่มมูลค่าของอุปกรณ์ ขยายธุรกิจหรือผนวกรูปแบบการทำงานของระบบเมชของบริษัทอื่นๆ เข้าไว้ด้วยกัน จะช่วยยกระดับประสิทธิภาพของอุปกรณ์และความสามารถในการรองรับระบบ การขาดแคลนมาตรฐานในปัจจุบันมีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบเมชในมาตรฐาน IEEE 802.11-based ซึ่งเป็นผลมาจากโปรโตคอล 802.11 ไม่ได้ถูกออกแบบด้วยพื้นฐานการพิจารณาจากรูปแบบเมชโทโปโลยี



ภาพที่ 2.23 การส่งผ่านข้อมูลของเครือข่ายไร้สาย Wireless Mesh

2.6 มาตรฐานเครือข่ายไร้สาย IEEE 802.11 [12]

เครือข่ายไร้สายมาตรฐาน IEEE 802.11 ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ครั้งแรกเมื่อปี พ.ศ. 2540 โดยสถาบัน IEEE (The Institute of Electronics and Electrical Engineers) ซึ่งมีข้อกำหนดระบุไว้ว่า ผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สายในส่วนของ PHY Layer นั้นมีความสามารถในการรับส่งข้อมูลที่ความเร็ว 1, 2, 5.5, 11 และ 54 เมกะบิตต่อวินาที โดยมีสื่อนำสัญญาณ 3 ประเภทให้เลือกใช้งานอันได้แก่ คลื่นวิทยุย่านความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์, 2.5 กิกะเฮิรตซ์และคลื่นอินฟราเรด ส่วนในระดับชั้น MAC Layer นั้น ได้กำหนดกลไกของการทำงานแบบ CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance) ซึ่งมีความคล้ายคลึงกับ CSMA/CD (Collision Detection) ของมาตรฐาน IEEE 802.3 Ethernet ซึ่งนิยมใช้งานบนระบบเครือข่ายแลนไร้สาย โดยมีกลไกในการเข้ารหัสข้อมูลก่อนแพร่กระจายสัญญาณไปบนอากาศ พร้อมทั้งมีการตรวจสอบผู้ใช้งานอีกด้วย

มาตรฐาน IEEE 802.11 ในยุคเริ่มแรกนั้นให้ประสิทธิภาพการทำงานที่ค่อนข้างต่ำ ทั้งไม่มีการรับรองคุณภาพของการให้บริการที่เรียกว่า QoS (Quality of Service) ซึ่งมีความสำคัญในสภาพแวดล้อมที่มีแอปพลิเคชันหลากหลายประเภทให้ใช้งาน นอกจากนั้นกลไกในเรื่องการรักษาความปลอดภัยที่นำมาใช้ก็ยังมีช่องโหว่จำนวนมาก IEEE จึงได้จัดตั้งคณะกรรมการขึ้นมาหลายชุดด้วยกัน เพื่อทำการพัฒนาและปรับปรุงมาตรฐานให้มีศักยภาพเพิ่มสูงขึ้น

2.6.1 IEEE 802.11a เป็นมาตรฐานที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่เมื่อปี พ.ศ. 2542 โดยใช้เทคโนโลยี OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เพื่อพัฒนาให้ผลิตภัณฑ์ไร้สายมีความสามารถในการรับส่งข้อมูลด้วยอัตราความเร็วสูงสุด 54 เมกะบิตต่อวินาที (Mbps) โดยใช้คลื่นวิทยุย่านความถี่ 5 กิกะเฮิรตซ์ (GHz) ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่ไม่ได้รับอนุญาตให้ใช้งานโดยทั่วไปในประเทศไทย เนื่องจากสงวนไว้สำหรับกิจการทางด้านดาวเทียม ข้อเสียของผลิตภัณฑ์มาตรฐาน IEEE 802.11a ก็คือมีรัศมีการใช้งานในระยะสั้นและมีราคาแพง ดังนั้นผลิตภัณฑ์ไร้สายมาตรฐาน IEEE 802.11a จึงได้รับความนิยมน้อย

2.6.2 IEEE 802.11b เป็นมาตรฐานที่ถูกตีพิมพ์และเผยแพร่ออกมาพร้อมกับมาตรฐาน IEEE 802.11a เมื่อปี พ.ศ. 2542 ซึ่งเป็นที่รู้จักกันดีและได้รับความนิยมในการใช้งานกันอย่างแพร่หลายมากที่สุด ผลิตภัณฑ์ที่ออกแบบมาให้รองรับมาตรฐาน IEEE 802.11b ใช้เทคโนโลยีที่เรียกว่า CCK (Complimentary Code Keying) ร่วมกับเทคโนโลยี DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) เพื่อให้สามารถรับส่งข้อมูลได้ด้วยอัตราความเร็วสูงสุดที่ 11 เมกะบิตต่อวินาที โดยใช้

คลื่นสัญญาณวิทยุย่านความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่อนุญาตให้ใช้งานในแบบสาธารณะทางด้านวิทยาศาสตร์ อุตสาหกรรม และการแพทย์ โดยผลิตภัณฑ์ที่ใช้ความถี่ย่านนี้มีหลายชนิด ทั้งผลิตภัณฑ์ที่รองรับเทคโนโลยี Bluetooth โทรศัพท์ไร้สายและเตาไมโครเวฟ จึงทำให้การใช้งานนั้น มีปัญหาในเรื่องของสัญญาณรบกวนของผลิตภัณฑ์เหล่านี้ ข้อดีของมาตรฐาน IEEE 802.11b ก็คือสนับสนุนการใช้งานเป็นบริเวณกว้างกว่ามาตรฐาน IEEE 802.11a ผลิตภัณฑ์มาตรฐาน IEEE 802.11b เป็นที่รู้จักในเครื่องหมายการค้า Wi-Fi ซึ่งกำหนดขึ้นโดย WECA (Wireless Ethernet Comparability Alliance) โดยผลิตภัณฑ์ที่ได้รับเครื่องหมาย Wi-Fi ได้ผ่านการตรวจสอบและรับรองว่าเป็นไปตามข้อกำหนดของมาตรฐาน IEEE 802.11b ซึ่งสามารถใช้งานร่วมกันกับผลิตภัณฑ์ของผู้ผลิตรายอื่นๆ ได้

2.6.3 IEEE 802.11g เป็นมาตรฐานที่นิยมใช้งานกันมากในปัจจุบันและได้เข้ามาทดแทนผลิตภัณฑ์ที่รองรับมาตรฐาน IEEE 802.11b เนื่องจากสนับสนุนอัตราความเร็วของการรับส่งข้อมูลในระดับ 54 เมกะบิตต่อวินาที โดยใช้เทคโนโลยี OFDM บนคลื่นสัญญาณวิทยุย่านความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และให้รัศมีการทำงานที่มากกว่า IEEE 802.11a พร้อมความสามารถในการใช้งานร่วมกับมาตรฐาน IEEE 802.11b ได้ (Backward-Compatible)

2.6.4 เป็นมาตรฐานที่ออกแบบมา สำหรับการใช้งานแอปพลิเคชันทางด้านมัลติมีเดียอย่าง VoIP (Voice over IP) เพื่อควบคุมและรับประกันคุณภาพของการใช้งานตามหลักการ QoS (Quality of Service) โดยการปรับปรุง MAC Layer ให้มีคุณสมบัติในการรับรองการใช้งานให้มีประสิทธิภาพ

2.6.5 IEEE 802.11f มาตรฐานนี้เป็นที่รู้จักกันในนาม IAPP (Inter Access Point Protocol) ซึ่งเป็น มาตรฐานที่ออกแบบมาสำหรับจัดการกับผู้ใช้ที่เคลื่อนที่ข้ามเขตการให้บริการของแอสเซสพอยต์ตัวหนึ่ง ไปยังแอสเซสพอยต์อีกตัวหนึ่งเพื่อให้บริการในแบบโรมมิ่งสัญญาณระหว่างกัน

2.6.6 IEEE 802.11h มาตรฐานที่ออกแบบมาสำหรับผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สายที่ใช้งานย่านความถี่ 5 GHz ให้ทำงานถูกต้องตามข้อกำหนดการใช้ความถี่ของประเทศในยุโรป

2.6.7 IEEE 802.11i เป็นมาตรฐานในด้านการรักษาความปลอดภัยของผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สาย โดยการปรับปรุง MAC Layer เนื่องจากระบบเครือข่ายไร้สายมีช่องโหว่มากมายในการใช้งาน โดยเฉพาะฟังก์ชันการเข้ารหัสแบบ WEP 64/128 bit ซึ่งใช้คีย์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งไม่เพียงพอสำหรับสภาพการใช้งานที่ต้องการความมั่นใจในการรักษาความปลอดภัยของการสื่อสารระดับสูง มาตรฐาน IEEE 802.11i จึงกำหนดเทคนิคการเข้ารหัสที่ใช้คีย์ชั่วคราวด้วย WPA .WPA2 และการเข้ารหัสแบบ AES (Advanced Encryption Standard) ซึ่งมีความน่าเชื่อถือสูง

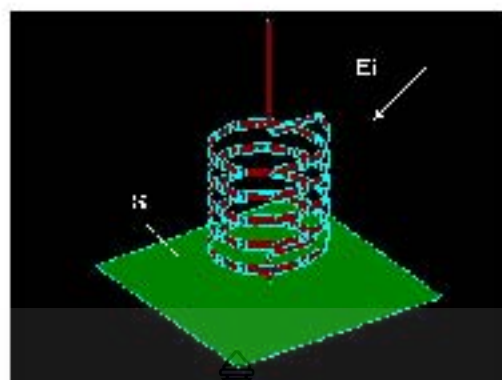
2.6.8 IEEE 802.11k เป็นมาตรฐานที่ใช้จัดการการทำงานของระบบเครือข่ายไร้สาย ทั้งจัดการการใช้งานคลื่นวิทยุให้มีประสิทธิภาพ มีฟังก์ชันการเลือกช่องสัญญาณ การโรมมิ่งและการควบคุมกำลังส่งนอกจากนี้ยังมีการร้องขอและปรับแต่งค่าให้เหมาะสมกับการทำงาน การหารหัสมีการใช้งานสำหรับเครื่องไคลแอนต์ที่เหมาะสมที่สุดเพื่อให้ระบบการจัดการสามารถทำงานจากศูนย์กลางได้

2.6.9 IEEE 802.11n เป็นมาตรฐานของผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สายที่คาดหมายกันว่า จะเข้ามาแทนที่มาตรฐาน IEEE 802.11a, IEEE 802.11b และ IEEE 802.11g ที่ใช้งานกันอยู่ในปัจจุบัน โดยให้อัตราความเร็วในการรับส่งข้อมูลในระดับ 100 เมกะบิตต่อวินาที

2.6.10 IEEE 802.1x เป็นมาตรฐานที่ใช้งานกับระบบรักษาความปลอดภัย ซึ่งก่อนเข้าใช้งานระบบเครือข่ายไร้สายจะต้องตรวจสอบสิทธิ์ในการใช้งานก่อน โดย IEEE 802.1x จะใช้โปรโตคอลอย่าง LEAP, PEAP, EAP-TLS และ EAP-FAST ซึ่งรองรับการตรวจสอบผ่านเซิร์ฟเวอร์ เช่น RADIUS , Kerberos เป็นต้น

2.7 ทฤษฎีพื้นฐานและการนำไปใช้ในการจำลองสายอากาศของโปรแกรม IE3D [13]

การจำลองทางแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่ทำให้ความแน่นอนถูกต้องแม่นยำสูง ในการวิเคราะห์และออกแบบสิ่งที่ยุ่งยากซับซ้อน เช่น วงจรไมโครเวฟและวงจรพิมพ์ทางความถี่วิทยุ สายอากาศ วงจรดิจิทัลความเร็วสูง และส่วนประกอบทางอิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ เป็นต้น โปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบเต็มคลื่นสมบูรณ์ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศไมโครสตริปและวงจรความถี่สูงที่ใช้แผ่นพิมพ์วงจรและวงจรดิจิทัลในรูปแบบสามมิติ เช่น วงจรรวมไมโครเวฟและมัลติมิเตอร์เวฟ (MMICs) เป็นต้น โปรแกรม IE3D ได้ถูกนำมาใช้เหมือนเป็นมาตรฐานอุตสาหกรรมในการจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบสามมิติ ซึ่งงานส่วนใหญ่ที่ต้องการปรับปรุงให้ดีขึ้นจะใช้ IE3D มาช่วย ดังนั้น IE3D จึงกลายเป็นเครื่องมือจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถทำได้หลายอย่างและใช้ง่าย มีประสิทธิภาพและความถูกต้องแม่นยำ ทฤษฎีพื้นฐานและการนำไปใช้งานของโปรแกรม IE3D นั้น ใช้สมการเบื้องต้นคือ สมการอินทิกรัล ที่หาได้จากฟังก์ชันของกรีน ใน IE3D สามารถสร้างแบบรูปร่างได้ทั้ง กระแสไฟฟ้าบนโครงสร้างโลหะและกระแสแม่เหล็กที่แทนด้วยสนามที่แพร่กระจายบนช่องโลหะ โดยทั่วไปแล้วปัญหาที่เกิดจากการกระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ถูกสมมติจากโครงสร้างตัวนำในสิ่งแวดล้อมที่เป็นฉนวนที่เกิดขึ้น ดังแสดงในภาพที่ 2.23



ภาพที่ 2.24 สนามคกกระทบที่ถูกป้อนให้กับ โครงสร้าง โลหะ

จากภาพที่ 2.24 แสดงถึงสนามคกกระทบที่ถูกส่งไปยังโครงสร้างที่เป็นแบบร่างโลหะ ด้วยอย่างทำให้เกิดการเหนี่ยวนำกระแสให้กระจายไปบน โครงสร้างนี้ กระแสที่เหนี่ยวนำไปสร้าง สนามที่ส่งให้ป้อนไปคความถี่ของ โขขอบบน โครงสร้าง โลหะ สำหรับ โครงสร้าง ควณำที่ใช้ เป็น ควณำนี้ มี กระแสเหนี่ยวนำ ถูกกระจายไปใน ควณำ และ ทำให้เกิด โขขอบบน ควณำ ดังนี้

$$E(r) = Z_s(r)J(r), r \in S \quad (2.53)$$

ขณะที่

S	เป็น พื้น ควณำ
$E(r)$	เป็น สนาม ควณำ ทั้งหมด บน พื้น ควณำ
$J(r)$	คือ กระแส ไฟฟ้า ที่กระจาย อยู่ บน พื้น ควณำ
$Z_s(r)$	คือ อิมพีแดนซ์ บน พื้น ควณำ

เมื่อ โครงสร้าง อยู่ใน สิ่งแวดล้อม ที่เป็น ชั้น ฉนวน สามารถ เขียน สนาม รวม ได้ ดังนี้

$$E(r) = E_i(r) + \int S G(r|r') \cdot J(r') ds' \quad (2.54)$$

สำหรับ สิ่งแวดล้อม ที่เป็น ฉนวน $G(r|r')$ เป็น ผลรวม ของ คู่ ที่เป็น ฟังก์ชัน ของ กรีน (Green's function) ซึ่ง $E_i(r)$ คือ สนาม ที่ คกกระทบ บน พื้น ควณำ โดย ที่ $G(r|r')$ เป็น ไป คความ

เงื่อนไขขอบเขตของฉนวนยกเว้นเงื่อนไขขอบเขตบนพื้นผิวตัวนำ S แทนสมการ 2.54 ลงใน สมการ 2.53 โดยจะได้ผลลัพธ์ในรูปของอินทิกรัลดังนี้

$$Zs(r)J(r) = Ei(r) + \int sg(r|r') \cdot J(r') ds' \quad (2.55)$$

เมื่อรู้สนามที่ตกกระทบและค่าอิมพีแดนซ์บนพื้นผิว ทำให้สามารถหาค่าฟังก์ชันของกรีนได้แต่สิ่งที่ยังไม่รู้คือค่าของกระแสที่กระจาย $J(r)$.

โดยการสมมุติว่ากระแสที่กระจายถูกแทนด้วยกลุ่มของฟังก์ชันพื้นฐานที่สมบูรณ์ คือ

$$J(r) = \sum n \ln Bn(r), n=1,2,\dots \quad (2.56)$$

เมื่อแทน สมการ 2.56 ลงในสมการ 2.55 ได้ว่า

$$Zs(r) \sum n \ln Bn(r) = Ei(r) + \sum n \ln \int SG(r|r') \cdot Bn(r') ds' \quad (2.57)$$

โดยการใช้ ลำดับชั้นตอนของ Galerkin สามารถแปลงสมการที่ 2.57 ให้อยู่ในรูปของสมการเมตริกซ์ดังนี้

$$\int S ds Ei(r) \cdot Bn(r) = \sum n \ln \left\{ \int S ds Zs(r) Bm(r) \cdot Bn(r) - \int S ds \int S ds' Bm(r) \cdot G(r|r') \cdot Bn(r') \right\} \quad (2.58)$$

ขั้นตอนข้างต้นที่กล่าวมานี้ ทำให้สมการที่ 2.57 มีความน่าเชื่อถือ พร้อมกันกับทำให้กลุ่มของฟังก์ชันทดสอบมีความถูกต้องสมบูรณ์ยิ่งขึ้น และฟังก์ชันทดสอบนี้จะเหมือนกันกับฟังก์ชันพื้นฐานซึ่งกลุ่มของฟังก์ชันพื้นฐานที่สมบูรณ์แบบประกอบด้วยจำนวนของเทอมที่มีมากไม่สิ้นสุด (infimite : เป็นอนันต์) ฉะนั้นสมการที่ 2.58 จึงเป็นปัญหาทางมิติที่เป็นอนันต์ และสามารถให้เพียงคำตอบที่เป็นตัวเลขโดยประมาณได้ การประมาณคือการทำให้อนุกรมที่ต่อกันเป็นอนันต์หดสั้นลงให้อยู่ในเทอมที่จำกัด ในทางคณิตศาสตร์การทำให้หดสั้นลงเป็นกระบวนการที่แสดงให้เห็นค่าโดยประมาณได้ โดยพุ่งประเด็นการแก้ปัญหาที่แท้จริงในมิติที่เป็นอนันต์ไปเป็นมิติจำกัด ถ้าเลือกมิติจำกัดก็เพื่อให้ส่วนประกอบหลักของคำตอบที่แท้จริงอยู่ในมิติจำกัดทั้งหมด ดังนั้นจึงควรที่จะสามารถ

หาค่าประมาณที่ดีมากออกมา หลังจากที่ได้ยัดวิธีการที่กล่าวมาแล้วนี้ สมการที่ 2.58 กลายเป็นสมการเมตริกซ์ ดังนี้

$$[Z_{mn}][I_m] = [V_m] \quad (2.59)$$

ซึ่ง

$$Z_{mn} = \int S ds Z_s(r) B_m(r) \cdot B_n(r) - \int S ds \int S ds' B_m(r) \cdot G(r|r') \cdot B_n(r') \quad (2.60)$$

$$V_m = \int S ds E_i(r) \cdot B_n(r) \quad (2.61)$$

วิธีการของสมการที่ 2.59 ถึง 2.61 เป็นสัมประสิทธิ์การกระจายกระแส หลังจากแก้สมการการกระจายกระแสได้ สามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ S แบบรูปการแผ่พลังงาน วงจรสมมูล RLC ของโครงสร้าง และค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่ต้องการ

โดยจะได้วิธีการโมเมนต์ (MoM) ที่อยู่ในรูปแบบของสมการที่ 2.59 ถึง 2.61 ไม่ใช่สิ่งที่ง่ายนักหรือก็คือมีความซับซ้อน ซึ่งความแตกต่างที่เกิดขึ้นอยู่ที่การเลือกใช้ฟังก์ชันพื้นฐานและฟังก์ชันของกรีน

ยังมีทางเลือกอีกมากมายสำหรับนำมาใช้กับฟังก์ชันพื้นฐานและฟังก์ชันของกรีนที่เป็นผลรวมเลขคู่ การพิจารณาบนฟังก์ชันพื้นฐานและบนฟังก์ชันของกรีนที่เป็นผลรวมของเลขคู่เกี่ยวข้องโดยตรงกับการประเมินประสิทธิภาพและความถูกต้องแม่นยำของการอินทิกรัลสองชั้นของพื้นผิว ดังที่แสดงในสมการที่ 2.61

บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ

ในปัจจุบันวิวัฒนาการทางเทคโนโลยีในด้านการสื่อสารได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องและมีความเติบโตอย่างรวดเร็ว เช่น การสื่อสารไร้สาย การสื่อสารดาวเทียม และการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น ซึ่งระบบสื่อสารเหล่านี้จะใช้งานที่ย่านความถี่ไมโครเวฟ เพื่อใช้ในการรับส่งข้อมูลข่าวสารต่าง ๆ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาในส่วนของการรับและแพร่กระจายคลื่นสัญญาณให้มีความเหมาะสมเช่นเดียวกัน โดยสายอากาศที่นิยมใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟและได้มีการศึกษาพัฒนาอย่างกว้างขวางชนิดหนึ่งก็คือ สายอากาศไมโครสตริป เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการคือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีรูปร่างไม่ซับซ้อน ออกแบบและสร้างได้ง่าย ราคาไม่สูงมากนัก ลักษณะโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมใช้งานทั่วไปได้แก่ สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Microstrip Patch Antenna) สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (Microstrip Slot Antenna) และสายอากาศไมโครสตริปไดโพล (Microstrip Dipole Antenna) โดยสายอากาศแต่ละชนิดต่างมีข้อได้เปรียบและเสียเปรียบแตกต่างกันไป ซึ่งการพิจารณาเลือกใช้สายอากาศชนิดใดขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของลักษณะการใช้งานนั้น ๆ

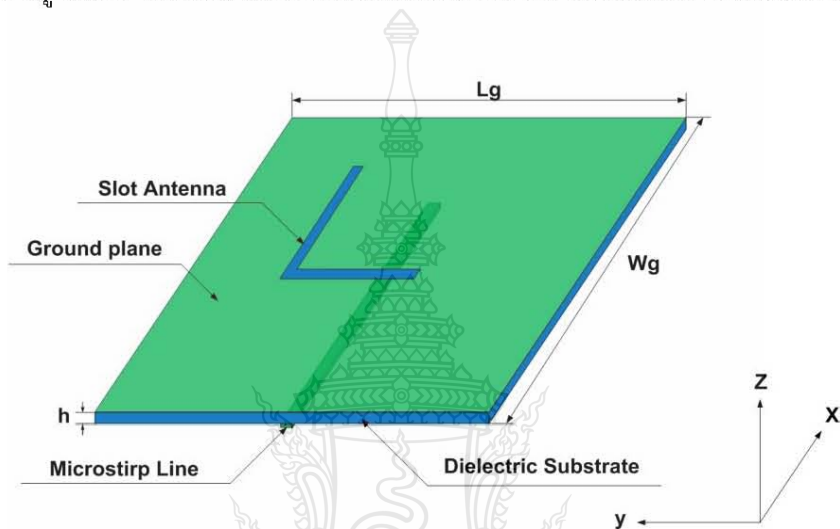
ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆที่ย่านความถี่ 2.45 และ 5.2 GHz และทำการออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากที่มีการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) ในย่านความถี่ที่ 1 เป็นแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) และ ย่านความถี่ที่ 2 เป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional) โดยการนำเอาพื้นฐานในการออกแบบที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 มาช่วยในการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญต่าง ๆ ของสายอากาศ ซึ่งในการวิเคราะห์นั้นจะทำการจำลองโครงสร้างของสายอากาศโดยใช้ซอฟต์แวร์ IE3D

3.1 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉาก ที่ถูกกระตุ้นด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป (Microstrip Line)

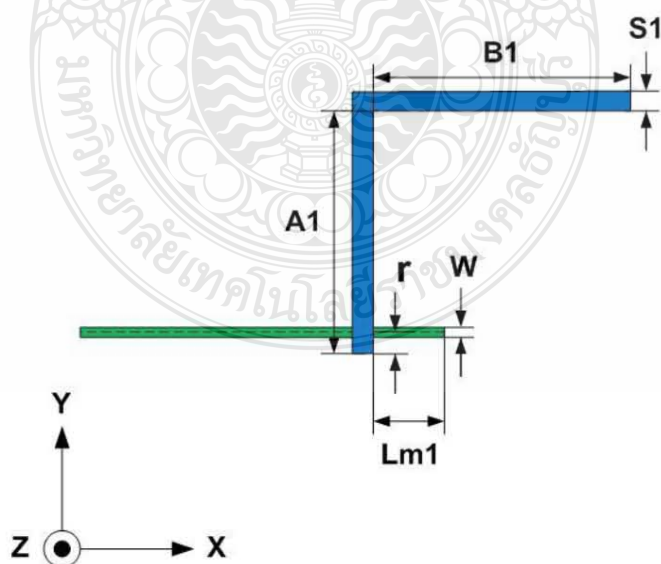
3.1.1 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก

จากสมมุติฐานในการออกแบบของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปนั้น เริ่มต้นจากแนวความคิดมาจากการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดที่กระตุ้นด้วย

สายส่งไมโครสตริปพื้นฐาน [14-21] ที่มีโครงสร้างของสายอากาศไม่ซับซ้อน รวมทั้งยังให้คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ดี จากข้อดีต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดพื้นฐานนั้น จึงได้ถูกพัฒนามาเป็นสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก จากการเปรียบเทียบในลักษณะทางโครงสร้างของสายอากาศทั้งสองแบบนี้ จะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากสามารถลดขนาดโครงสร้างลงจากสายอากาศแบบช่องเปิดพื้นฐานลงมาประมาณ 20 % รวมทั้งยังสามารถจัดวางรูปแบบของช่องเปิดได้หลายรูปแบบ เพื่อที่จะรองรับต่อการออกแบบสายอากาศหลายความถี่เช่นเดียวกัน



ภาพที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป



ภาพที่ 3.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป

จากภาพที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป โดยโครงสร้างจะประกอบไปด้วยช่องเปิดมุมฉากวางอยู่บนระนาบกราวด์ ที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป สำหรับระนาบกราวด์มีความกว้าง Wg และความยาว Lg รวมทั้งสายอากาศมีความหนาของวัสดุฐานรอง (Substrate) h ในส่วนของพารามิเตอร์อื่น ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากแสดงดังภาพที่ 3.2 ประกอบไปด้วย

- A1 คือ ความยาวแนวนอนที่อยู่ด้านในของช่องเปิด
- B1 คือ ความยาวแนวตั้งที่อยู่ด้านในของช่องเปิด
- W คือ ความกว้างของสายส่งไมโครสตริป
- S1 คือ ความกว้างของช่องเปิด
- Lm1 คือ ระยะห่างระหว่างขอบแนวนอนของช่องเปิดมุมฉากถึงปลายเปิดของสายส่ง
- r คือ ระยะห่างแกนกลางของความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ถึงปลายขอบของช่องเปิดแบบมุมฉากในแนวแกนตั้ง

สำหรับการออกแบบโครงสร้างของสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้เน้นการออกแบบเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สายในย่านความถี่ 2 GHz ถึง 6 GHz ดังนั้นขั้นตอนแรกจะทำการกำหนดวัสดุฐานรองที่นำมาออกแบบ คือ Mylar film ที่ประกอบไปด้วยคุณสมบัติดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	ϵ_r	=	3.2
ความหนาของวัสดุฐานรอง	h	=	0.3 mm
ค่าความนำของทองแดง	σ	=	5.8×10^7 S/m
ค่าความหนาของทองแดง	t	=	0.1 mm
ค่าตัวประกอบการกระจาย	$\tan \delta$	=	0.009

ในการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากสิ่งที่สำคัญอย่างหนึ่งคือ การออกแบบสายส่งไมโครสตริปให้มีอิมพีแดนซ์ (Z_c) 50 โอห์ม ในย่านความถี่ที่ออกแบบ ดังนั้นจึงต้องคำนวณหาความกว้างของสายส่งไมโครสตริป (Wm) [23-24] จากสมการที่ 3.1 ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) และความหนาของวัสดุฐานรอง (h)

$$\frac{Wm}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \quad (3.1)$$

เมื่อ

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

โดยสมการที่ 3.1 ให้เมื่อ $Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \leq 89.91$

นำค่า ϵ_r ของวัสดุฐานรอง = 3.2 และค่า $Z_c = 50$ โอห์ม แทนลงในสมการ 3.2 จะได้

$$B = \frac{60\pi^2}{50\sqrt{3.2}} = 7$$

นำค่าของ B แทนลงในสมการที่ 3.1 จะได้

$$\begin{aligned} \frac{Wm}{0.3} &= \frac{2}{\pi} \left\{ 7 - 1 - \ln(2(7) - 1) + \frac{3.2 - 1}{2(3.2)} [\ln(7 - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{3.2} \right\} \\ &= \frac{2}{\pi} \{ 7 - 1 - 2.6 + 0.62 + 0.39 - 0.19 \} \\ &= \frac{2}{\pi} \times 4.22 \end{aligned}$$

$$Wm = 0.8mm (\approx 1mm)$$

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดมุมฉากนั้น พารามิเตอร์ที่เป็นตัวกำหนดให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) ที่ต้องการ คือ ความยาวรวมของ $A+B$ โดยจะต้องออกแบบให้มีความยาวประมาณ $0.5 \lambda_g$ ของความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ รวมทั้งกำหนดให้ขนาดความยาวของ $A = B$ เช่นกัน ซึ่งพารามิเตอร์ A และ B จะสอดคล้องกับสมการในการออกแบบหาความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศดังสมการที่ 3.3

$$f_r = \frac{0.5c}{(A+B)\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.3)$$

เมื่อ

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W_m} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.4)$$

และความยาวคลื่นสัมพันธ์คำนวณได้จาก

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.5)$$

โดยที่ c คือ ความเร็วแสง (ประมาณ 3×10^8 m/s)
 f_r คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ (GHz)
 ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลเท่ากับ 2.6

จากสมการที่ 3.3 และ 3.4 เป็นการประมาณค่าเริ่มต้นในการหาความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก ซึ่งสามารถทำให้การออกแบบสายอากาศง่ายขึ้น

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากนั้น พารามิเตอร์ที่ใช้เป็นตัวกำหนดให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการคือ ความยาวทั้งสองด้านของ Slot antenna ซึ่งได้แก่ ความยาว A และความยาว B โดยที่ความยาวของ Slot antenna ในแต่ละความถี่ของวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาความยาวที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ ดังนั้นสมการพื้นฐานในการหา (λ_g) ในวิทยานิพนธ์นี้แสดงดังสมการที่ 3.7 เมื่อทำการออกแบบให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการและใช้ค่าตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ที่กำหนดไว้จะได้ความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g)

หาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz และ 5.2 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \lambda_{g2.45} &= \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{(2.45 \times 10^9) \sqrt{2.6}} \\ &= 75.94 \text{ mm} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\lambda_{g5.2} &= \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{(5.2 \times 10^9) \sqrt{2.6}} \\ &= 35.78 \text{ mm}\end{aligned}$$

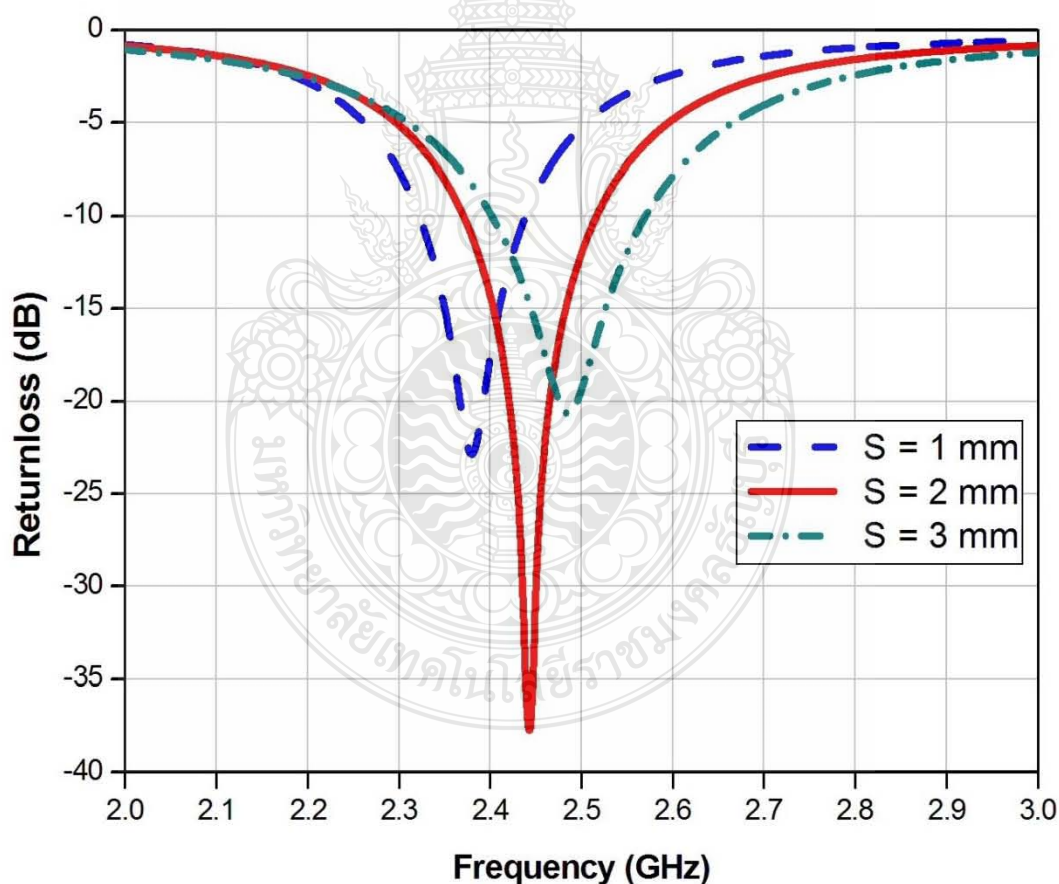
ดังที่กล่าวมาแล้วว่าความยาวของสายส่งไมโครสตริปจะมีความยาวมากกว่า $0.5 \lambda_g$ [5] ซึ่งความยาวของสายส่งไมโครไมโครสตริปจะเป็นตัวกำหนดประสิทธิภาพของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉาก เนื่องจากสายอากาศยังมีความยาวเพิ่มมากขึ้นจะทำให้มีพื้นที่ที่ไม่ถูกใช้ในการแพร่กระจายคลื่นเพิ่มมากขึ้นและจะมีการลดทอนของสัญญาณมากขึ้นด้วย จึงทำให้มีการรับ-ส่งสัญญาณของสายอากาศนั้นจะมีประสิทธิภาพลดลงและต้องคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากการขยายตัวตามความยาวของสนามไฟฟ้าบริเวณขอบแผ่นแพร่กระจายคลื่นด้วย

ความยาวของ Slot antenna ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากจะแปรผกผันกับความยาวของคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ คือ ถ้าความยาวของ Slot antenna ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก นั้นมีความยาวเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ต่ำลง แต่ถ้าความยาวของ Slot antenna ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก นั้นมีความยาวที่สั้นลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์สูงขึ้น ส่วนความกว้างของ Slot antenna ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากจะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ ถ้าความกว้างของ Slot antenna ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากแคบลงจะทำให้มีความถี่เรโซแนนซ์ที่สูงขึ้น และถ้าความกว้างของ Slot antenna ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากนั้นมีความกว้างเพิ่มขึ้นจะทำให้มีความถี่เรโซแนนซ์ที่ต่ำลงที่ความยาวของ Slot antenna เดียวกัน ความกว้างของ Slot antenna ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากนั้นมีความสัมพันธ์กับแบนด์วิธของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากคือ เมื่อความกว้างของ Slot antenna ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากมีขนาดกว้างขึ้นก็จะทำให้แบนด์วิธของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากนั้นกว้างขึ้นด้วย และเมื่อความกว้างของแบนด์วิธของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากเพิ่มขึ้นก็จะทำให้มีอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากนั้นเพิ่มขึ้นด้วย แต่ถ้าความกว้างของ Slot antenna ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉาก

มีขนาดที่แคบลงก็จะทำให้แบนด์วิธของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากนั้นแคบลงด้วย เป็นผลทำให้อัตราการขยายของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากนั้นลดลงด้วย

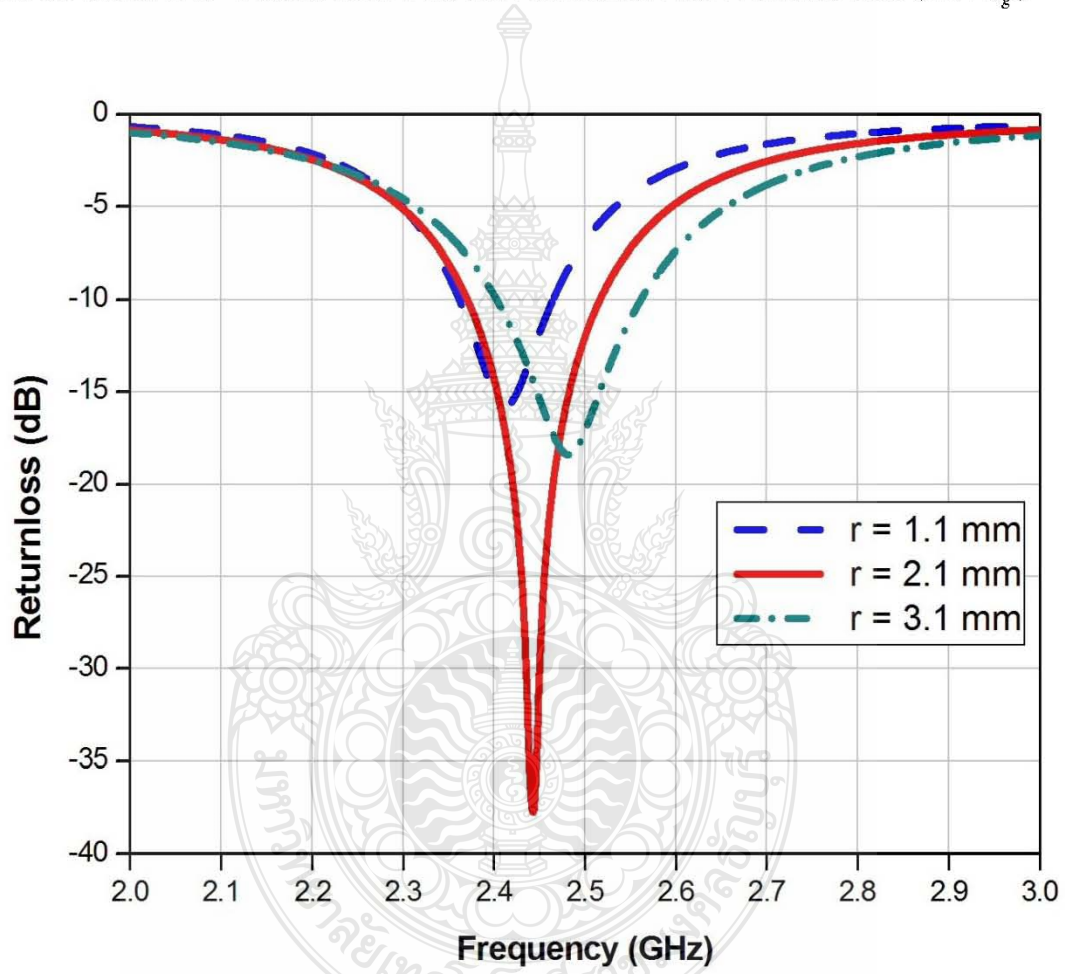
3.1.2 การวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ

ในการออกแบบในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปโดยจะประกอบไปด้วย พารามิเตอร์ S และ r โดยในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ จะกำหนดความถี่ใช้งาน (Operating Frequency) ที่ 2.45 GHz ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g ที่มีแบนด์วิธที่ใช้งานอยู่ระหว่างความถี่ 2.4-2.4835 GHz ซึ่งเหมาะสำหรับการสื่อสารไร้สายท้องถิ่น (Wireless LAN) สำหรับการวิเคราะห์พารามิเตอร์ได้กำหนดความยาวของช่องเปิดมุมฉากที่เหมาะสมสำหรับความถี่ใช้งาน 2.45 GHz คือ $A+B = 55.2 \text{ mm}$ ($0.72 \lambda_g$) และกำหนดให้ความยาว $A = B = 27.6 \text{ mm}$ ($0.36 \lambda_g$)



ภาพที่ 3.3 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ S

จากภาพที่ 3.3 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) ต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ S เป็น 1 mm ($0.01 \lambda_g$) 2 mm ($0.02 \lambda_g$) และ 3 mm ($0.03 \lambda_g$) จะเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ S มีผลกระทบอย่างมากต่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนจากความถี่ต่ำไปความถี่สูงเมื่อ S มากขึ้น และยังกระทบกับการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ (Impedance Bandwidth) ของสายอากาศอีกด้วย ดังนั้น S ที่เหมาะสมในความถี่นี้ จะมีความกว้างเท่ากับ 2 mm ($0.02 \lambda_g$)



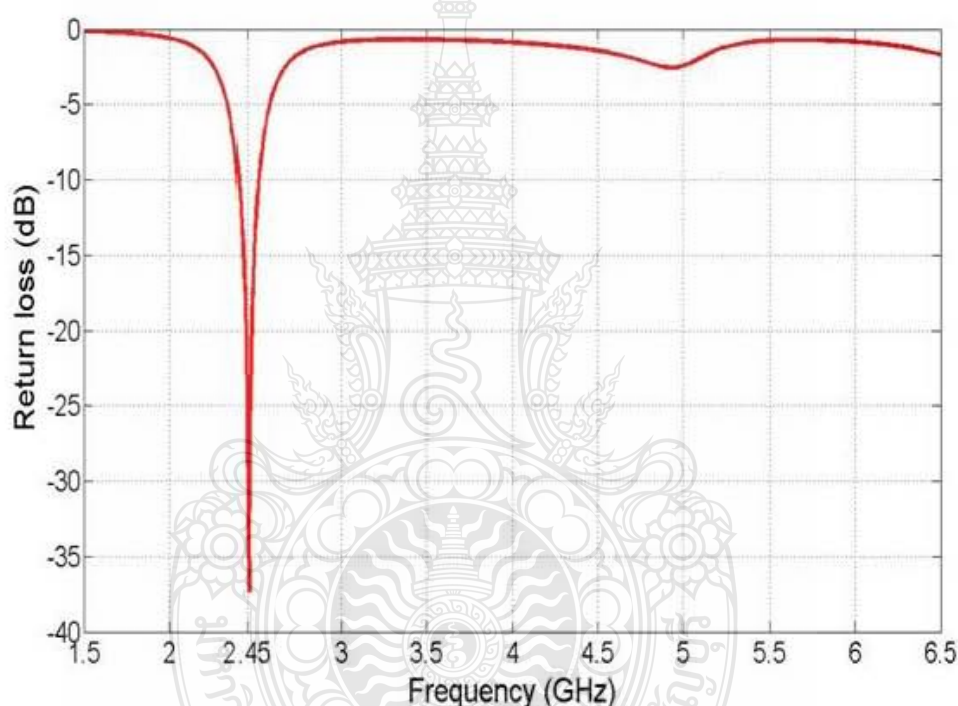
ภาพที่ 3.4 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ r

พารามิเตอร์ r ถูกวิเคราะห์ในระยาะ r เท่ากับ 1.1 mm 2.1 mm และ 3.1 mm ดังภาพที่ 3.4 จะเห็นได้ว่า r จะมีผลกระทบอย่างมากกับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และกระทบกับ

ความถี่เรโซแนนซ์ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงน้อย จากกราฟวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศทำให้ได้พารามิเตอร์ที่เหมาะสม ณ ความถี่ใช้งานที่ 2.45 GHz ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ขนาดของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก

พารามิเตอร์	$A+B$	S	r
ขนาด	55.2 mm ($0.72 \lambda_g$)	2 mm ($0.02 \lambda_g$)	2.1 mm



ภาพที่ 3.5 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก

จากภาพที่ 3.5 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับตามโครงสร้างในตารางที่ 3.1 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าในย่านความถี่ตั้งแต่ 2.45 GHz ถึง 6 GHz นั้น จะมีความถี่เรโซแนนซ์เพียงความถี่เดียวตลอดทั้งย่าน จากขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศจะให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดประมาณ -38 dB ที่ความถี่ 2.45 GHz และมีแบนด์วิดท์ที่อยู่ระหว่างความถี่ 2.4 – 2.5 GHz (100 MHz) โดยวัดที่การสูญเสียย้อนกลับที่ -10 dB (Return Loss < -10 dB) ซึ่งคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศจะแสดงดังตารางที่ 3.2

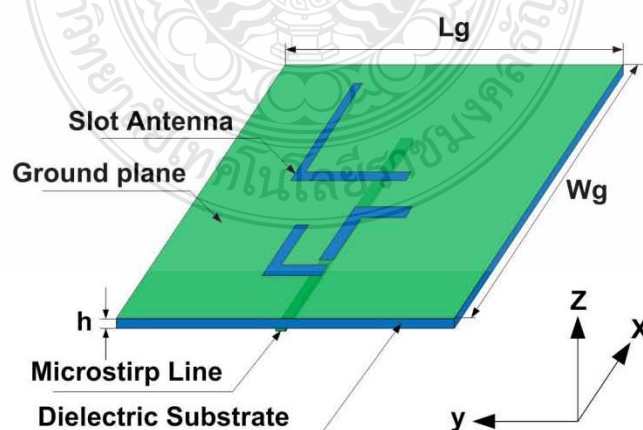
ตารางที่ 3.2 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.45 GHz
การสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss)	-38 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.02 : 1
อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance: Z_{in})	50.69 - j0.79 โอห์ม
แบนด์วิดท์ (Impedance Bandwidth)	2.4-2.5 GHz (100 MHz)

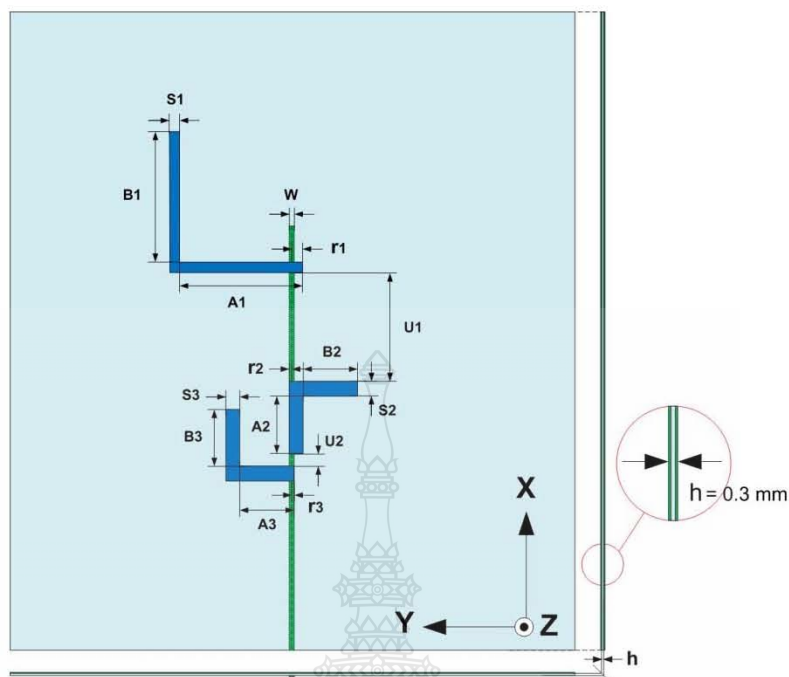
3.2 การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช ที่ถูกกระตุ้นด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป (Microstrip Line)

3.2.1 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช

ในการออกแบบของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช ที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริปนั้น จะมีวิธีการออกแบบและใช้วัสดุฐานรองเหมือนกันกับสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก ดังนั้นค่าความกว้างของสายส่งไมโครสตริปเท่ากับ 1 mm การออกแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมชแบบนี้ นั้นจะมีโครงสร้างและพารามิเตอร์ต่าง ๆ เหมือนกับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากหนึ่งความถี่ โดยจะทำการวางสายอากาศแบบแถวลำดับ โดยเลือกสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz 5.2 GHz และ 5.2 GHz แบบกลับด้าน นำมาวางบนวัสดุฐานรองเดียวกันและใช้ตัวป้อนสัญญาณเดียวกันในการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์



ภาพที่ 3.6 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป



ภาพที่ 3.7 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉาก

3.2.2 แสดงความหมายของพารามิเตอร์ต่าง ๆ

- W คือ ความกว้างของสายอากาศไมโครสตริปไลน์
- L คือ ความยาวของสายอากาศไมโครสตริปไลน์
- A_1 คือ ความยาวในแนวแกนตั้งของความถี่ 2.45 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1
- B_1 คือ ความยาวในแนวแกนนอนของความถี่ 2.45 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1
- A_2 คือ ความยาวในแนวแกนตั้งของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2
- B_2 คือ ความยาวในแนวแกนนอนของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2
- A_3 คือ ความยาวในแนวแกนตั้งของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 3
- B_3 คือ ความยาวในแนวแกนนอนของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 3
- S_1 คือ ความกว้างของช่องเปิดความถี่ 2.45 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1
- S_2 คือ ความกว้างของช่องเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2
- S_3 คือ ความกว้างของช่องเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 3
- U_1 คือ ระยะจากขอบทางขวาของช่องเปิดในแนวแกนตั้งของช่องเปิดความถี่ 2.45 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1 กับช่องเปิดในแนวแกนตั้งของช่องเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2

- U_2 คือ ระยะจากขอบทางขวาของช่องเปิดในแนวแกนตั้งของช่องเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2 กับช่องเปิดในแนวแกนตั้งของช่องเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 3
- r_1 คือ ระยะห่างระหว่างเส้นกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบปลายของช่องเปิดในแนวแกนตั้งของความถี่ 2.45 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1
- r_2 คือ ระยะห่างระหว่างเส้นกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบปลายของช่องเปิดในแนวแกนตั้งของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2
- r_3 คือ ระยะห่างระหว่างเส้นกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปถึงขอบปลายของช่องเปิดในแนวแกนตั้งของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 3

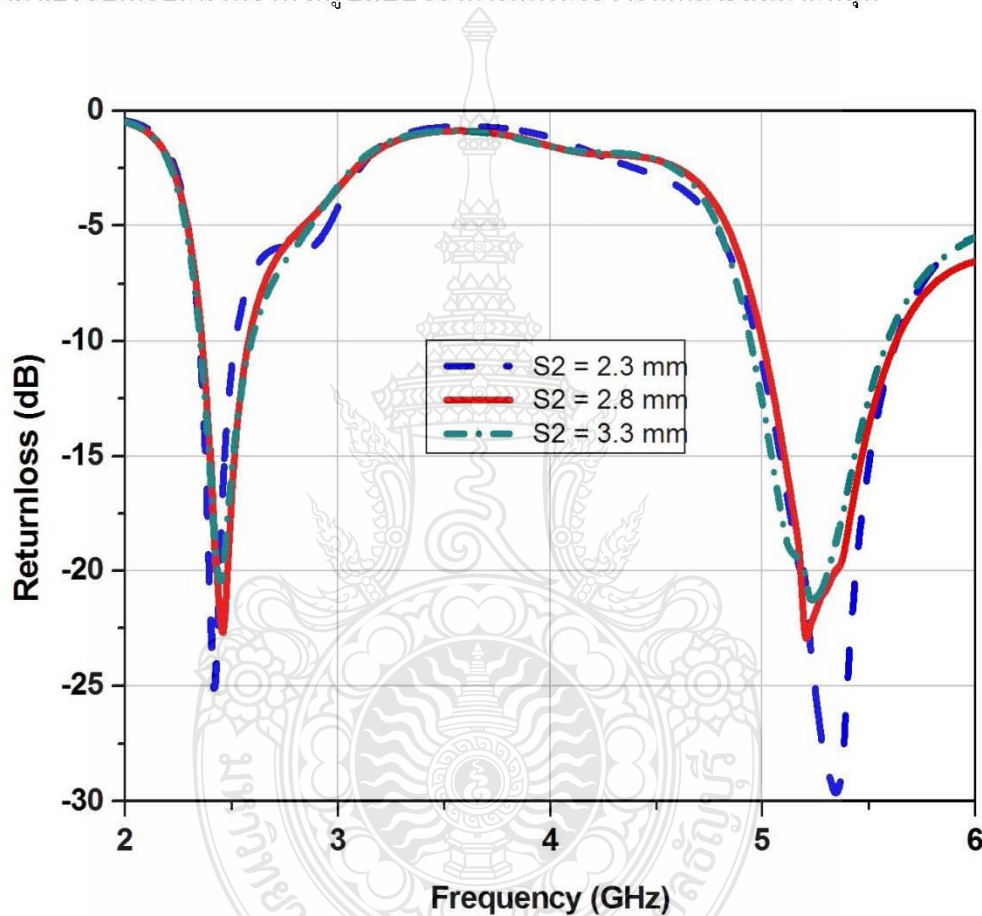
การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากสองความถี่ สามารถทำได้โดยการเลือกสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz มาออกแบบให้มีการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) เป็นแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) และสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz มาออกแบบให้มีการแผ่กระจายแบบสองทิศทาง (Bidirectional) โดยนำเอาคุณสมบัติของสายอากาศที่ออกแบบมาแล้ววางบนวัสดุฐานรองเดียวกันแล้วทำการปรับค่าพารามิเตอร์อีกเพียงเล็กน้อยโดยใช้หลักการปรับช่องเปิดทีละความถี่ เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนมากเกินไป แล้วนำมาเปรียบเทียบกัน เพื่อให้ได้รูปแบบของการแผ่กระจายที่เหมาะสมกับสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากสองความถี่มากที่สุดจากการจำลองยังได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช ดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ

สายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.2 GHz			
A_1	$27.6 (0.36 \lambda_{2.45})$	W	1 ($0.013 \lambda_{2.45}$ และ $0.027 \lambda_{5.2}$)
B_1	$27.6 (0.36 \lambda_{2.45})$	S_1	2 ($0.02 \lambda_{2.45}$)
A_2	$11.3 (0.31 \lambda_{5.2})$	S_2	2.8 ($0.15 \lambda_{5.2}$)
B_2	$11.3 (0.31 \lambda_{5.2})$	S_3	2.8 ($0.15 \lambda_{5.2}$)
A_3	$11.3 (0.31 \lambda_{5.2})$	U_1	21.8 ($0.28 \lambda_{2.45}$)
B_3	$11.3 (0.31 \lambda_{5.2})$	U_2	2.6 ($0.072 \lambda_{5.2}$)
r_1	$2.5 (0.032 \lambda_{2.45})$	r_2, r_3	0.4 ($0.01 \lambda_{5.2}$)

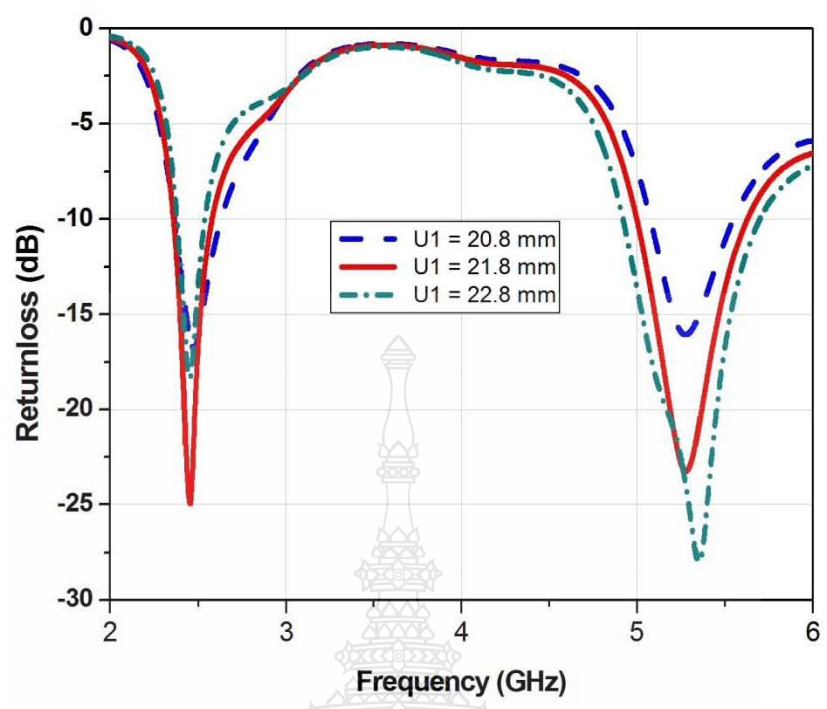
3.2.3 การวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช

เมื่อได้โครงสร้างของสายอากาศและขนาดต่าง ๆ โดยการคำนวณแล้ว เราสามารถจำลองและหาผลตอบสนองความถี่ของสายอากาศที่เหมาะสมได้โดยการจำลองสายอากาศสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช โดยใช้โปรแกรม IE3D (Zeland) โดยการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่กำหนดแล้วนำมาเปรียบเทียบกัน เพื่อให้ได้รูปแบบของการแพร่กระจายที่เหมาะสมมากที่สุด

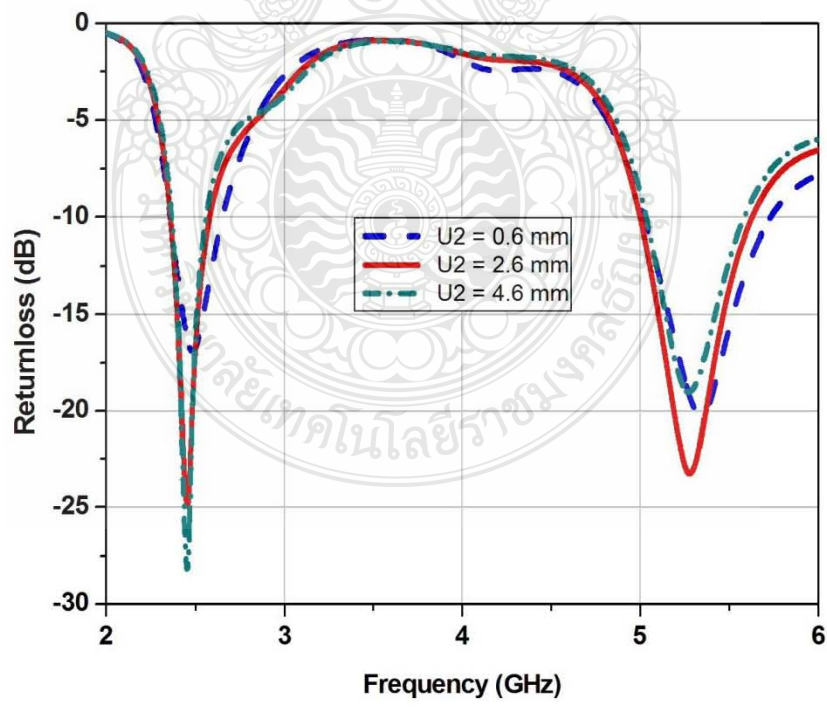


ภาพที่ 3.8 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ S

จากภาพที่ 3.8 แสดงการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) ต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ S เป็น 2.3 mm 2.8 mm และ 3.3 mm จะเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ S มีผลกระทบกับการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ (Impedance Bandwidth) ของสายอากาศเป็นอย่างมาก แต่ก็ยังมีผลกระทบกับแมตซ์อิมพีแดนซ์เช่นเดียวกัน จากภาพเมื่อ S มีค่าต่ำจะทำให้ มีความกว้างแถบกว้างกว่า S ที่ค่าสูง โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย

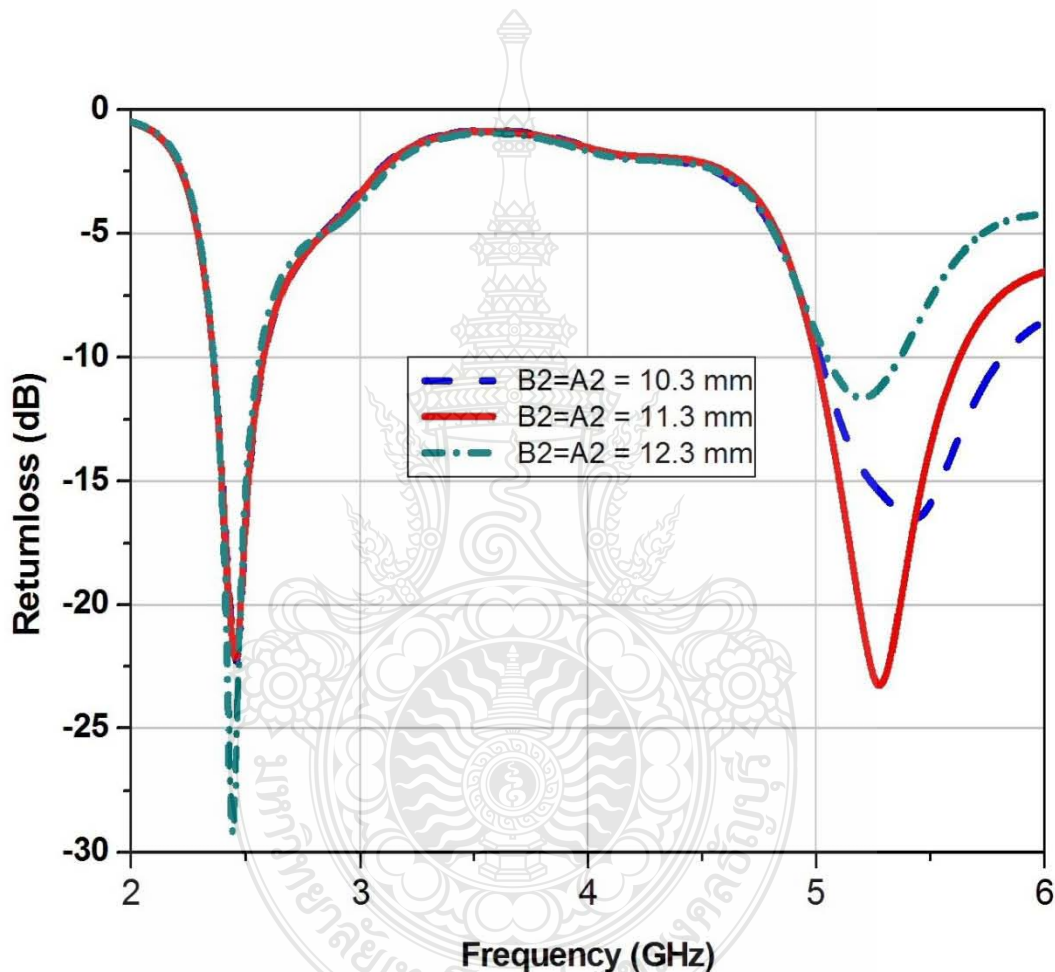


ภาพที่ 3.9 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ U_1



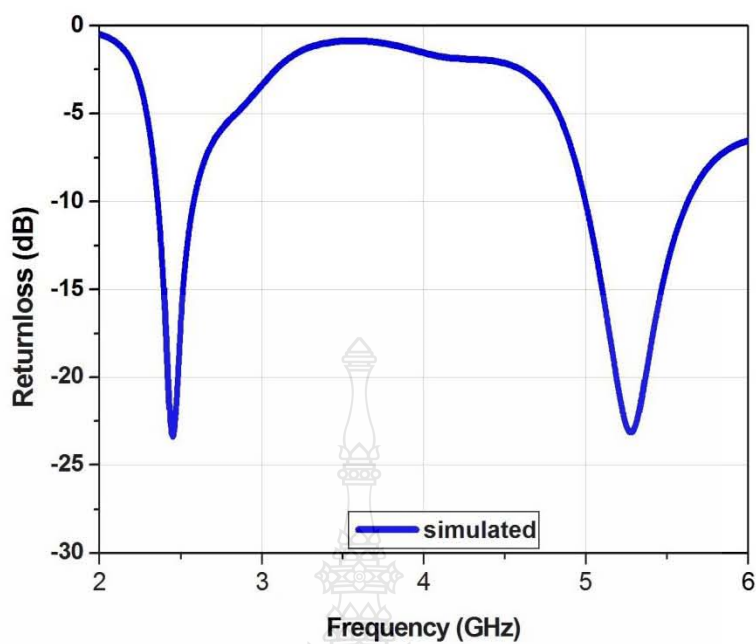
ภาพที่ 3.10 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ U_2

พารามิเตอร์ U_1 จะมีผลกระทบอย่างมากต่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด มุมจาก ดังภาพที่ 3.9 แสดงให้เห็นว่า U_1 มีผลกระทบต่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ เมื่อ U_1 มีค่าต่ำจะทำให้ มีความกว้างแถบกว้างกว่า U_1 ที่ค่าสูง โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย ดังนั้น U_1 ที่เหมาะสมในความถี่นี้将有ความยาว 21.8 mm และภาพที่ 3.10 แสดงให้เห็นถึงผลกระทบต่อ แมตซ์อิมพีแดนซ์ โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนจากความถี่ต่ำไปความถี่สูงเมื่อ U_2 ลดลง ดังนั้น U_2 ที่เหมาะสมในความถี่นี้将有ความยาว 2.6 mm

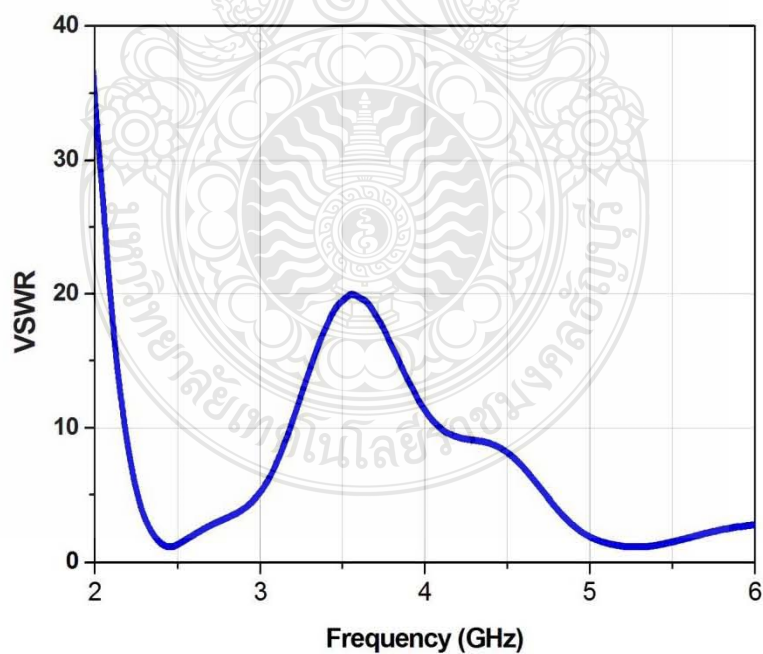


ภาพที่ 3.11 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ B

จากภาพที่ 3.11 แสดงการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) ต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ B2 เป็น 10.3 mm 11.3 mm และ 12.3 mm จะเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ B มีผลกระทบกับการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของสายอากาศเพียงเล็กน้อย จากรูปเมื่อ B มีค่าสูงจะทำให้ ค่าความถี่ลดลง

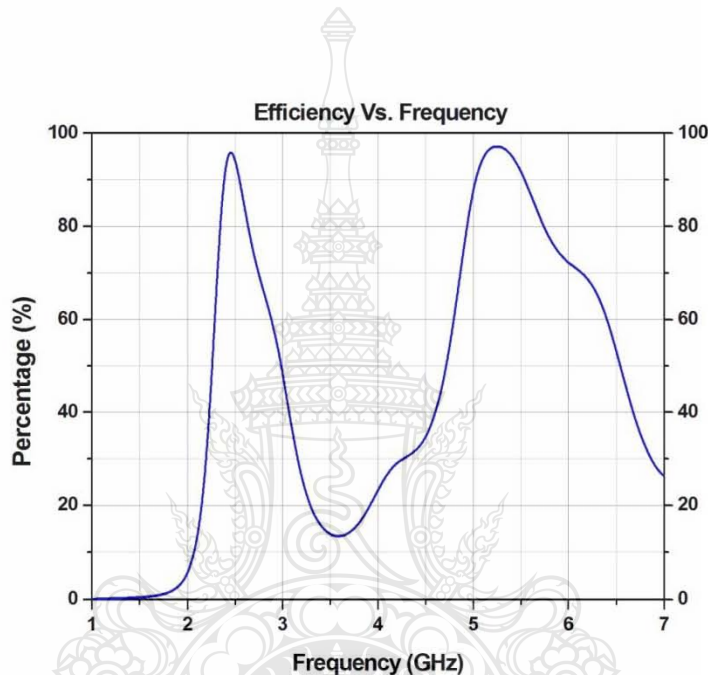


ภาพที่ 3.12 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับ
เครือข่ายไร้สายแบบเมช



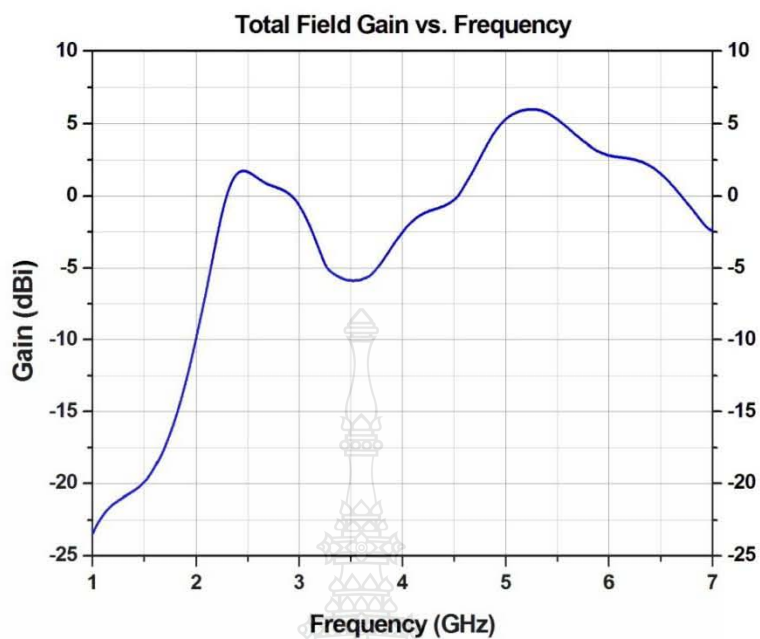
ภาพที่ 3.13 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับ
เครือข่ายไร้สายแบบเมช

จากภาพที่ 3.12 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสำหรับสายอากาศไมโครสตริป ช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ โดยมีการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ -23 dB โดยมีแบนด์วิดท์อยู่ระหว่างความถี่ 2.36 – 2.58 GHz และที่ความถี่ 5.2 GHz เท่ากับ -23 dB และมีแบนด์วิดท์อยู่ระหว่างความถี่ 5 – 5.62 และหากค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยจะยิ่งดี และจากภาพที่ 3.13 จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ค่า VSWR = 1.12 และที่ความถี่ 5.2 GHz ค่า VSWR = 1.20

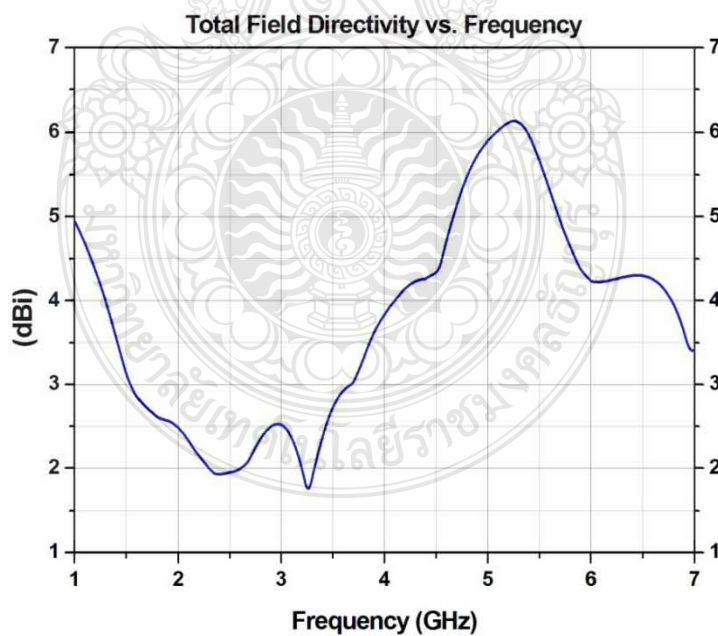


ภาพที่ 3.14 ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ

จากภาพที่ 3.14 ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศจะบอกถึงค่าความสูญเสียต่าง ๆ ที่ขั้วของ อินพุต และภายใน โครงสร้างของสายอากาศ ที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ เท่ากับ 95.90% และที่ความถี่ 5.2 GHz มีค่าประสิทธิภาพของสายอากาศเท่ากับ 97.05% ซึ่งที่ความถี่นี้ เป็นค่าประสิทธิภาพที่ดีที่สุด และจากภาพที่ 3.15 ค่าอัตราขยายเป็นความสัมพันธ์ที่ได้มาจาก ไดเรกทิวิตีและค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ โดยที่เพาเวอร์เกนของสายอากาศจะมีค่าเท่ากับ 4π คูณกับอัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางที่มากที่สุด ต่อกำลังงานทั้งหมด ที่ป้อนให้สายอากาศ โดยเทียบกับค่าเกนของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส จากรูปค่าอัตราขยายของ สายอากาศไมโครสตริปที่ได้ออกแบบ ที่ความถี่ 2.45 GHz โดยมีค่าอัตราขยายเท่ากับ 2.36 dBi และที่ ความถี่ 5.2 GHz มีค่าอัตราขยายเท่ากับ 5.98 dBi

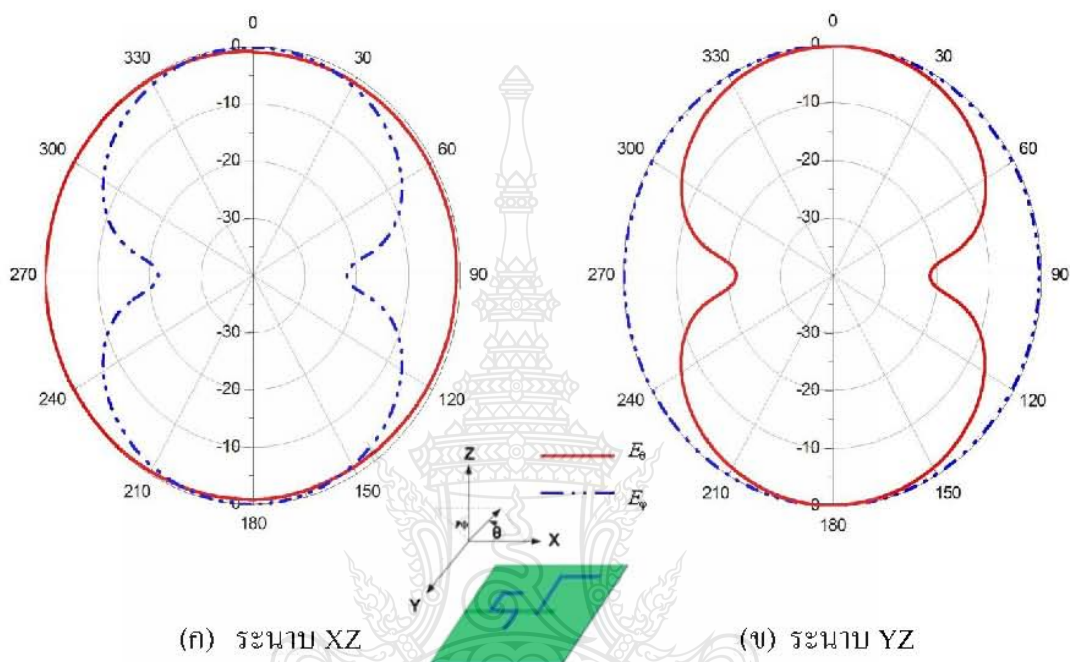


ภาพที่ 3.15 ค่าอัตราการขยายของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช

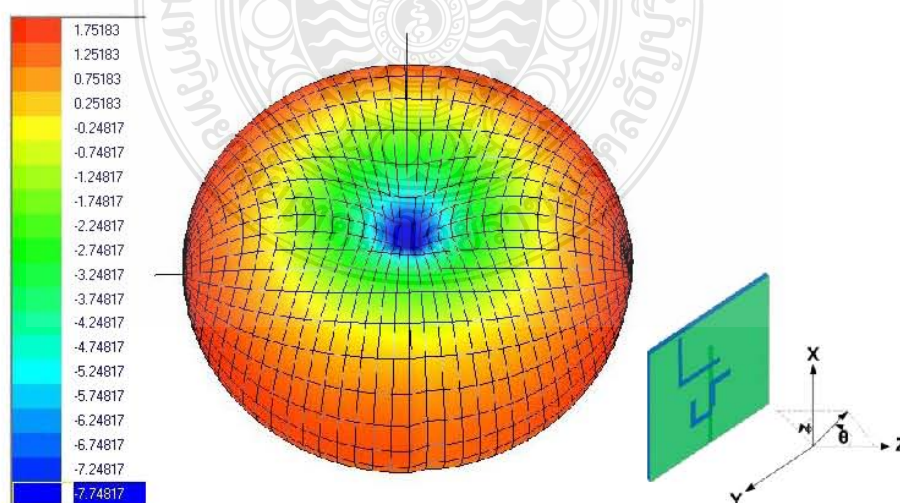


ภาพที่ 3.16 ค่าอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่มากที่สุดต่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (Maximum Directivity)

จากภาพที่ 3.16 ค่าอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่มากที่สุด ต่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (Isotropic Point Source) ของสายอากาศไมโคร สตรีปที่ได้ออกแบบ ที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นเท่ากับ 1.936 dBi และที่ความถี่ 5.2 GHz มีค่าเท่ากับ 6.119 dBi

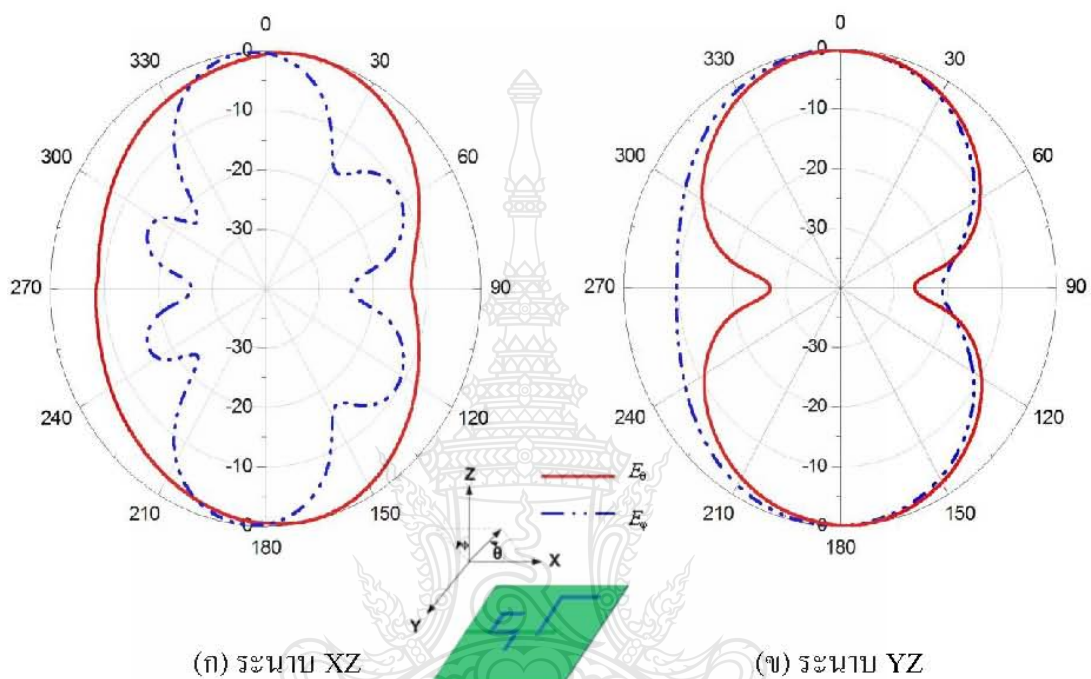


ภาพที่ 3.17 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz

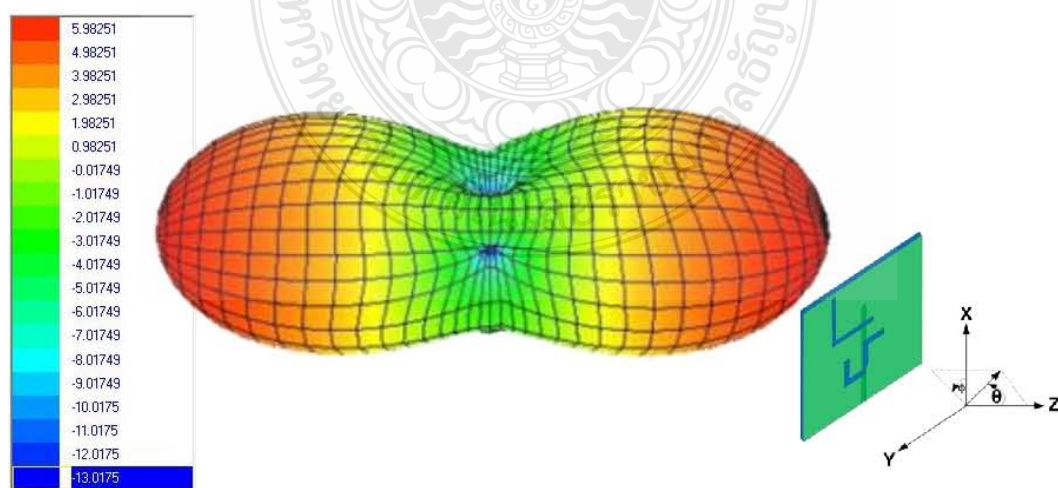


ภาพที่ 3.18 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz

จากภาพที่ 3.17 (ก) 3.17 (ข) และ 3.18 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 2 มิติ และแบบ 3 มิติ ของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช ที่ความถี่ 2.45 GHz ทั้งในระนาบอะซิมูท (Azimuth) และในระนาบเอเลเวชัน (Elevation) ตามลำดับ โดยมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบทิศทาง (Omni-Directional)

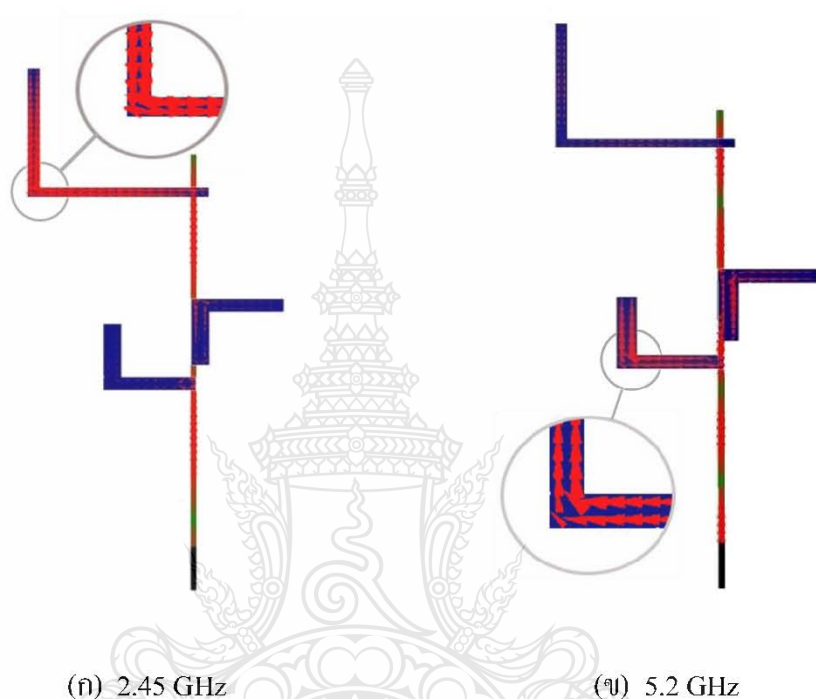


ภาพที่ 3.19 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz



ภาพที่ 3.20 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz

จากภาพที่ 3.19 (ก) 3.19 (ข) และ 3.20 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 2 มิติ และแบบ 3 มิติ ของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช ที่ความถี่ 5.2 GHz ทั้งในระนาบอะซิมูท (Azimuth) และในระนาบเอเลเวชัน (Elevation) ตามลำดับ โดยมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (Bi-Directional)



ภาพที่ 3.21 ความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปที่ออกแบบที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz และ 5.2 GHz

จาก 3.21 (ก) และ 3.21 (ข) แสดงความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ 2.45 GHz และ 5.2 GHz ตามลำดับ จากรูปสังเกตได้ว่า มีการแพร่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าความยาวคลื่น A_1+B_1 ของความถี่แรกที่ 2.45 GHz นอกจากนี้ที่ความยาวคลื่น $\{(A_2+B_2) \text{ และ } (A_3+B_3)\}$ มีการแพร่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของความถี่ที่สองที่ 5.2 GHz ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองแบบของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมชที่มีทิศทางการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (Omni-Directional) และแบบสองทิศทาง (Bi-Directional) โดยใช้ Software IE3D Version 11.5 ซึ่งจะได้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ ดังตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 ผลที่ได้จากการจำลองแบบของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช

คุณลักษณะของสายอากาศ	ผลที่ได้จากการจำลองแบบ	
	ย่านความถี่ 2.45 GHz	ย่านความถี่ 5.2 GHz
การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ	-23 dB	-23 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	1.12 : 1	1.20 : 1
ประสิทธิภาพของสายอากาศ	95.90%	97.05%
อัตราขยายของสายอากาศ	2.36 dBi	5.98 dBi
อัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น	1.936 dBi	6.119 dBi
อิมพีแดนซ์ขาเข้า	49.96-j4.50 Ω	54.51-j5.52 Ω
แบนด์วิดท์	2.36 – 2.57 GHz (210 MHz)	5.00 – 5.62 GHz (620 MHz)

3.3 สรุปผลการออกแบบของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช

ในบทนี้ได้กล่าวการออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช ที่ถูกกระตุ้นด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ซึ่งทำการออกแบบสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz ที่มีการแพร่กระจายคลื่น เป็นแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) และที่ความถี่ 5.2 GHz มีการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional) โดยผลที่นำมาวิเคราะห์จะได้มาจากแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ ซึ่งคำนวณโดยใช้สมการการออกแบบและซอฟต์แวร์ IE3D Version 11.5 สำหรับโครงสร้างของสามช่องเปิดต่อสองความถี่สายอากาศจะถูกออกแบบให้มีช่องเปิดหนึ่งช่องเปิดต่อหนึ่งความถี่และช่องเปิดสองช่องเปิดต่อหนึ่งความถี่ ซึ่งจากการวิเคราะห์สายอากาศทำให้เห็นได้ว่าช่องเปิดมุมฉากที่ถูกออกแบบนั้นจะมีความยาวของช่องเปิดมุมฉากที่เหมาะสมสำหรับความถี่ใช้งาน คือ $A1+B1 = 0.72 \lambda_{g2.45}$ และ $\{(A2+B2), (A3+B3)\} = 0.62 \lambda_{g5.2}$ รวมทั้งสายอากาศยังมีแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลด้วยเช่นเดียวกัน ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศสองความถี่นั้นจะต้องออกแบบให้มีสามช่องเปิด เพื่อให้ช่องเปิดแต่ละช่องเปิดมีความถี่เรโซแนนซ์ที่อิสระต่อกันในแต่ละความถี่ที่ต้องการ แต่สายอากาศแบบนี้ก็ยังมีผลกระทบในเรื่องของสัญญาณแทรกข้ามของสายอากาศบางส่วนที่ส่งผลต่อแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศ

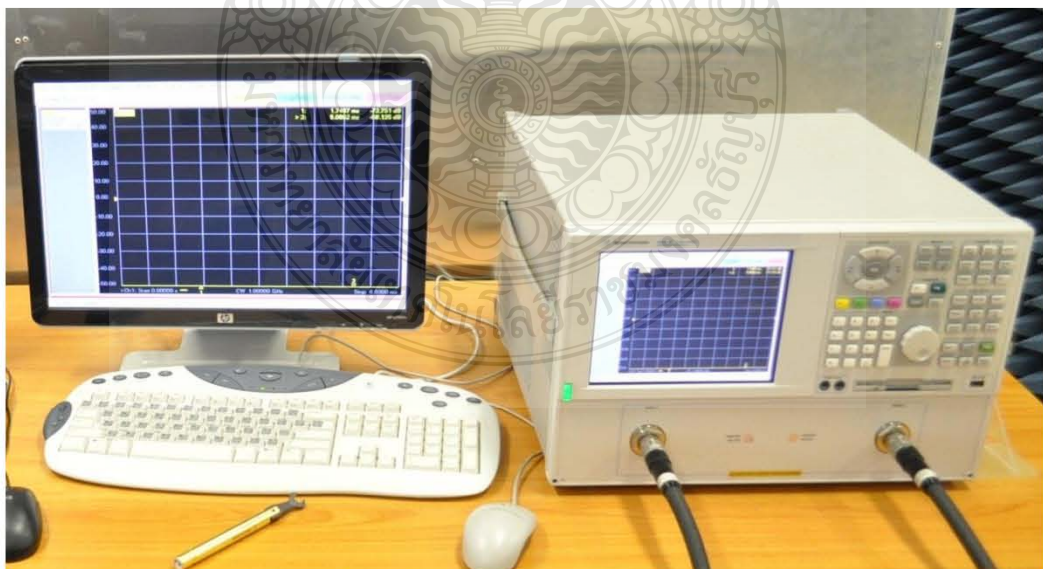
บทที่ 4

การทดสอบและผลการทดลอง

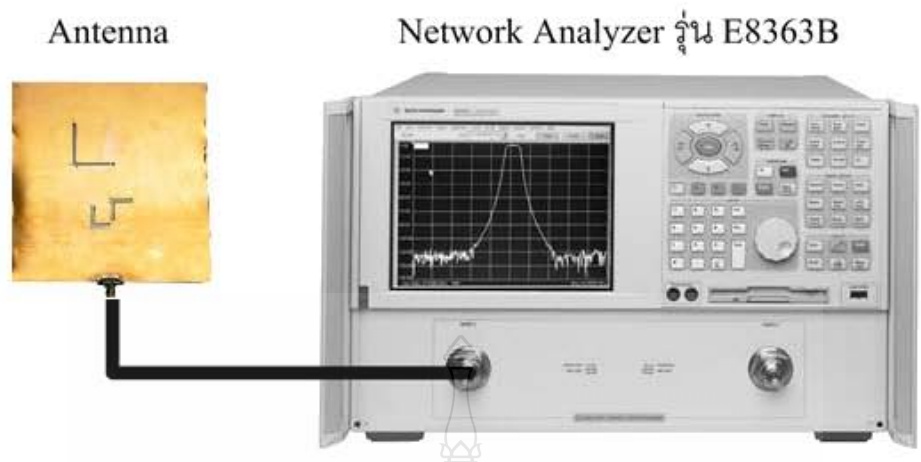
สำหรับการทดสอบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้นทั้งสองความถี่สองรูปแบบนั้น สายอากาศแต่ละแบบจะมีการทดสอบประสิทธิภาพต่างๆของสายอากาศ คือ การทดสอบวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง อัตราการขยายและอิมพีแดนซ์ รวมถึงการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

4.1 การทดสอบและผลการทดลองของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ

ในการทดสอบเพื่อหาคุณลักษณะและประสิทธิภาพของสายอากาศนั้น จำเป็นต้องใช้เครื่องมือในการทดสอบคือ เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย Agilent PNA Network Analyzers รุ่น E8363B แสดงได้ดังภาพที่ 4.1 ในการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ (Z_m) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) อัตราการขยาย (Gain) ของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ ซึ่งการต่อสายอากาศเข้ากับ เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) เพื่อวัดผลการทดสอบของสายอากาศที่สร้างขึ้นแสดงดังภาพที่ 4.2

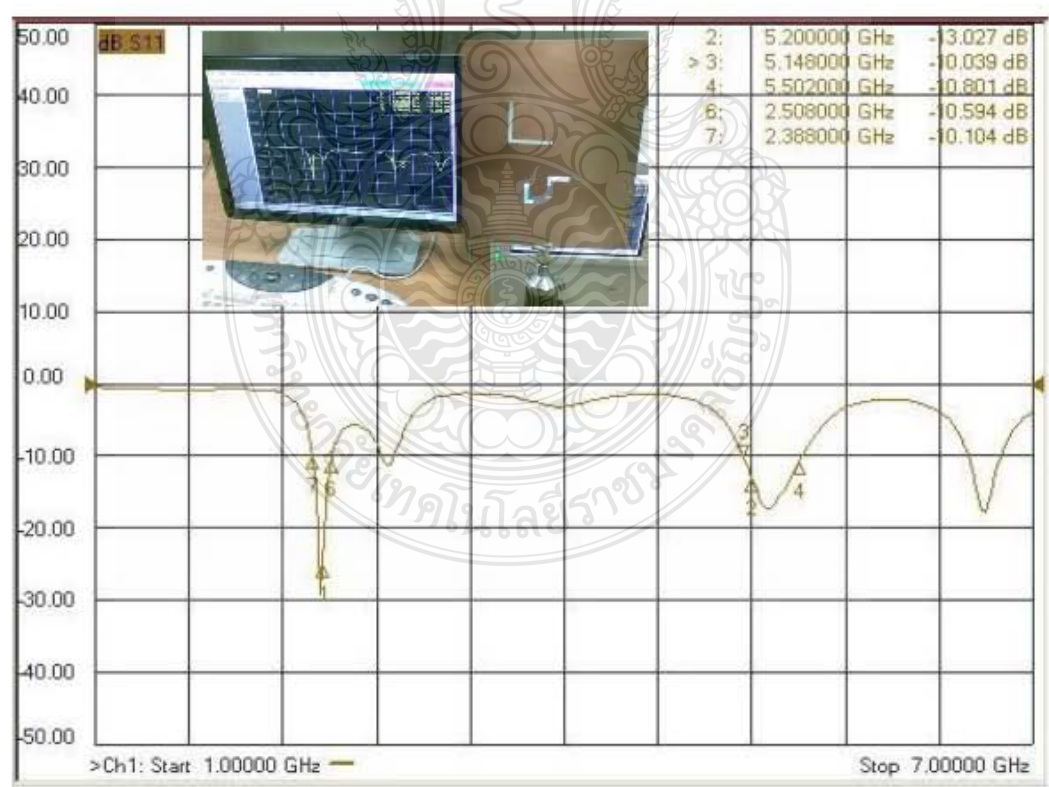


ภาพที่ 4.1 เครื่องมือวัดวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B



ภาพที่ 4.2 วิธีการวัดและวิเคราะห์สายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช

4.1.1 ผลการทดสอบการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ อิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศ

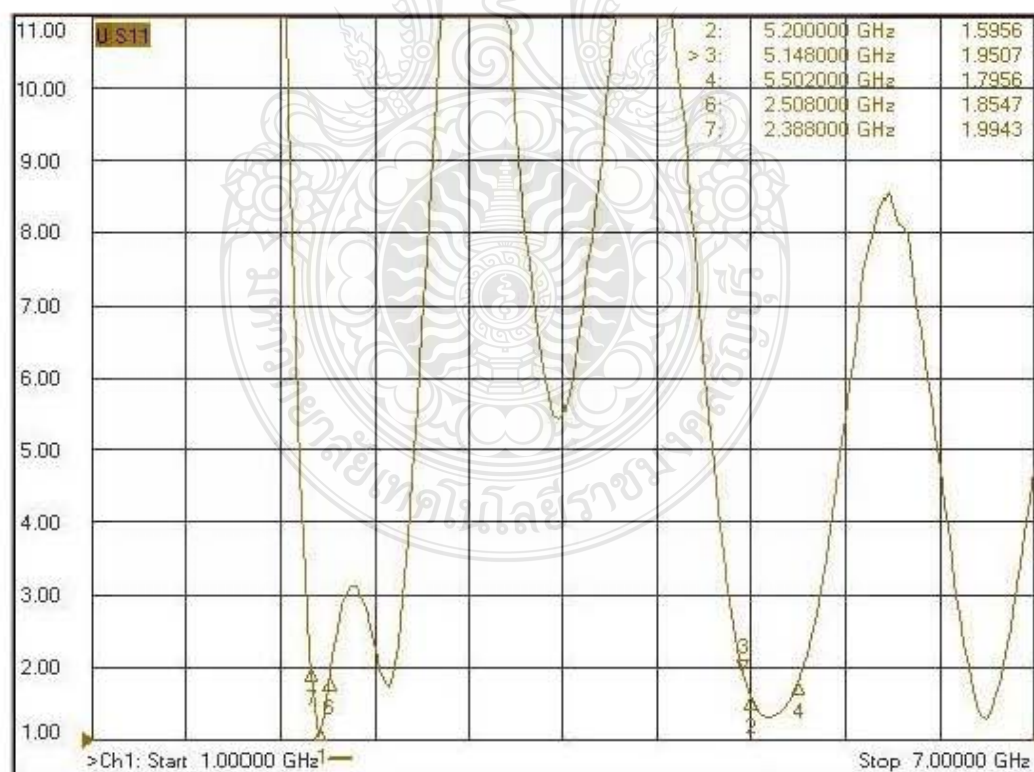


ภาพที่ 4.3 ผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ

จากภาพที่ 4.3 แสดงให้เห็นถึงผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.2 GHz ตามที่ได้ออกแบบไว้ ณ ช่วงความถี่ระหว่าง 1.0 – 7.0 GHz ซึ่งมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับตั้งแต่ 2.38 – 2.50 GHz และ 5.14 – 5.50 GHz มีความถี่เรโซแนนซ์ต่ำสุดที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.29 GHz ตามลำดับ ในส่วนของผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR.) ของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ ณ ช่วงความถี่ระหว่าง 1.0–7.0 GHz ที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.2 GHz ตามที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งมีค่า VSWR ต่ำกว่า 2 ในย่านความถี่ตั้งแต่ 2.38 – 2.50 GHz และ 5.14 – 5.50 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4.4

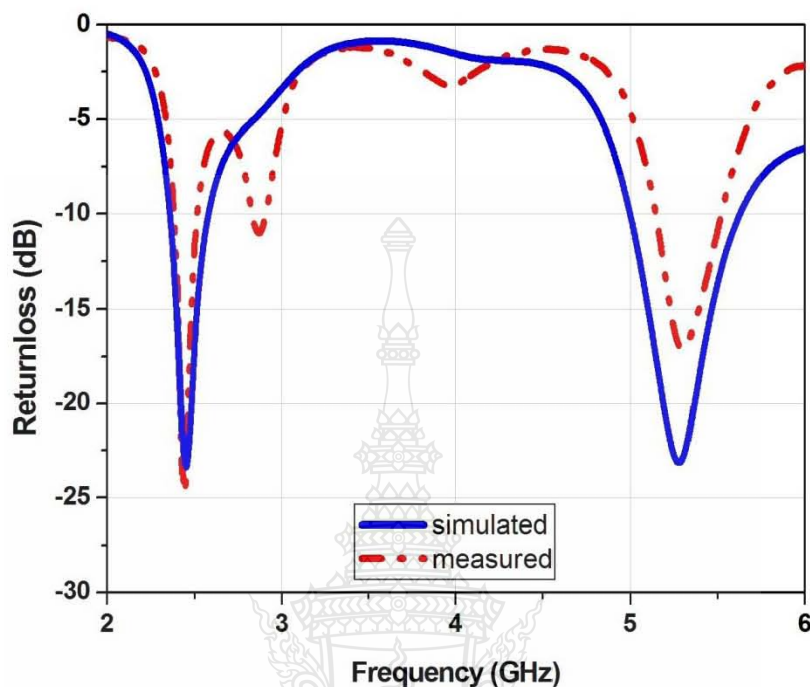
ในการทดสอบสามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์จากกราฟค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) โดยจะคิดจากช่วงความถี่ที่มีค่า $S_{11} < 10$ dB หรือสามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์จากกราฟอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) จากช่วงความถี่ที่มี $VSWR < 2$ ซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

$$\text{Bandwidth} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_r} \times 100\%$$



ภาพที่ 4.4 ผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของของสายอากาศที่ความถี่ 1.0 – 7.0 GHz

4.1.2 การเปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานกับการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศ



ภาพที่ 4.5 การเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ได้จากการจำลองกับการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศ

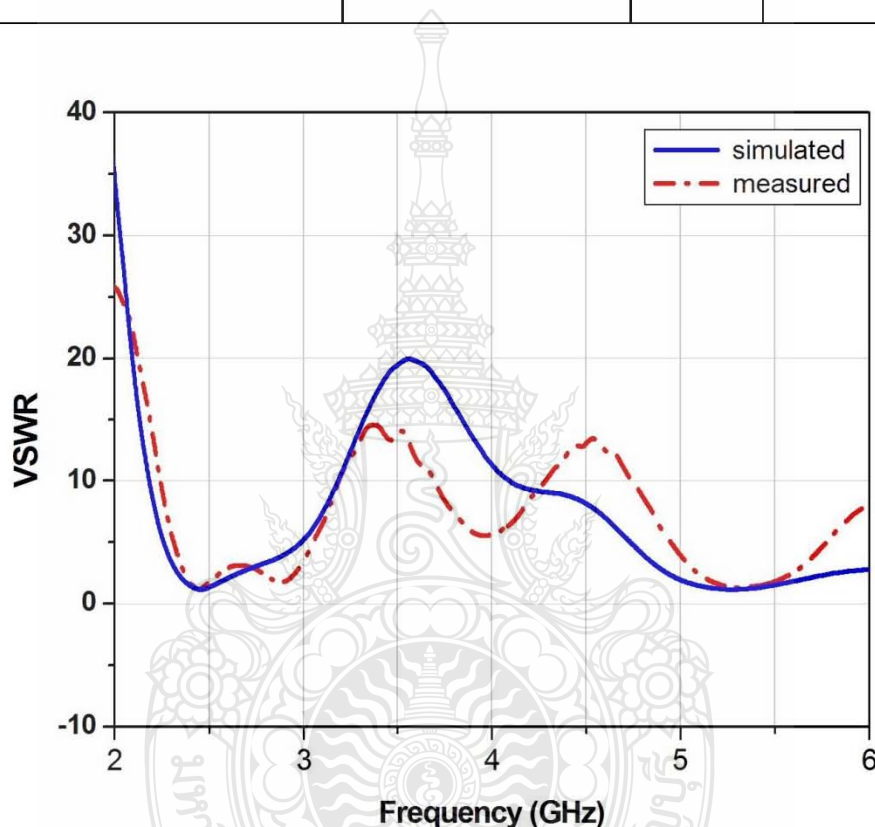
เมื่อนำผลที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน ดังแสดงในภาพที่ 4.5 จะเห็นได้ว่ามีความสอดคล้องกัน โดยผลจากการวัดชิ้นงานจริงสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz มีค่าความสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดที่ -25 dB ซึ่งสูงกว่าค่าที่ได้จากการจำลอง และ -17 dB ที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.2 GHz ต่ำกว่าค่าที่ได้จากการจำลอง

ตารางที่ 4.1 ผลเปรียบเทียบการจำลองกับการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉาก สำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมชที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz และ 5.2 GHz

สายอากาศไมล่ำฟิล์ม	$f_{max} - f_{min}$ (GHz)	f_r (GHz)	Bandwidth
ผลการจำลองการทำงาน (Simulated)	2.57 – 2.36	2.45	8.57 %
ผลจากการวัดชิ้นงานจริง (Measured)	2.50 – 2.38	2.45	4.90 %

ตารางที่ 4.1 ผลเปรียบเทียบการจำลองกับการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉาก สำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz และ 5.2 GHz (ต่อ)

สายอากาศไมล้าฟิล์ม	$f_{max} - f_{min}$ (GHz)	f_r (GHz)	Bandwidth
ผลการจำลองการทำงาน (Simulated)	5.62 – 5.00	5.2	10.77 %
ผลจากการวัดชิ้นงานจริง (Measured)	5.508 – 5.148	5.2	6.92 %



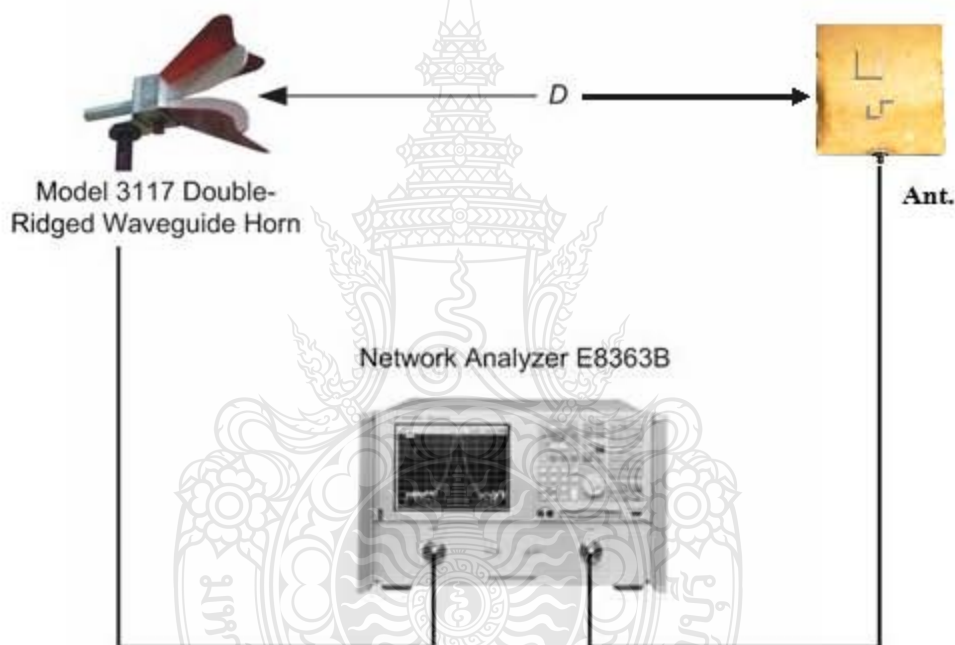
ภาพที่ 4.6 การเปรียบเทียบการจำลองของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งกับการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศ

จากภาพที่ 4.6 ผลที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงและผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งมีความสอดคล้องกัน เช่นเดียวกับผลของการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ซึ่งค่าที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงจะมีแบนด์วิดท์แคบลง และจะเลื่อนขึ้นไปทางด้านความถี่สูงเพียงเล็กน้อย อาจเป็นเพราะมีการคลาดเคลื่อนของค่าตัวเลขทศนิยมในการสร้างชิ้นงานจริงที่ไม่ละเอียดเท่ากับการจำลองการทำงาน หรืออาจจะเป็นเพราะค่าคุณสมบัติของวัสดุที่นำมาสร้างมีค่า

ไม่คงที่เท่าที่ควร จึงมีผลให้ค่าจากการวัดทดสอบคลาดเคลื่อนไป แต่แถบความถี่ที่ได้นั้นก็ยังคงอยู่ในช่วงของการใช้งาน

4.1.3 ผลการทดสอบการวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศ

การทดสอบการวัดอัตราขยายของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช เป็นวิธีการวัดวิเคราะห์คุณสมบัติและประสิทธิภาพของสายอากาศ โดยการนำสายอากาศรูปฮอร์นที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่งและสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมชซึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับต่อเข้ากับเครื่องมือวัดวิเคราะห์ ดังภาพที่ 4.7 และสามารถคำนวณหาอัตราขยายได้จากสมการที่ 4.1 และ 4.2



ภาพที่ 4.7 การทดสอบการวัดอัตราขยายของสายอากาศ

$$P_r = P_t - L_f - L_{\text{line}} + G_t + G_r \quad (4.1)$$

หรือ

$$G_r = P_r - P_t + L_f + L_{\text{line}} - G_t \quad (4.2)$$

โดยที่

P_r คือ กำลังที่ได้รับ

P_t คือ กำลังที่ส่งออก

L_{line} คือ กำลังที่สูญเสียในสายนำสัญญาณทั้งทางด้านส่งและด้านรับ

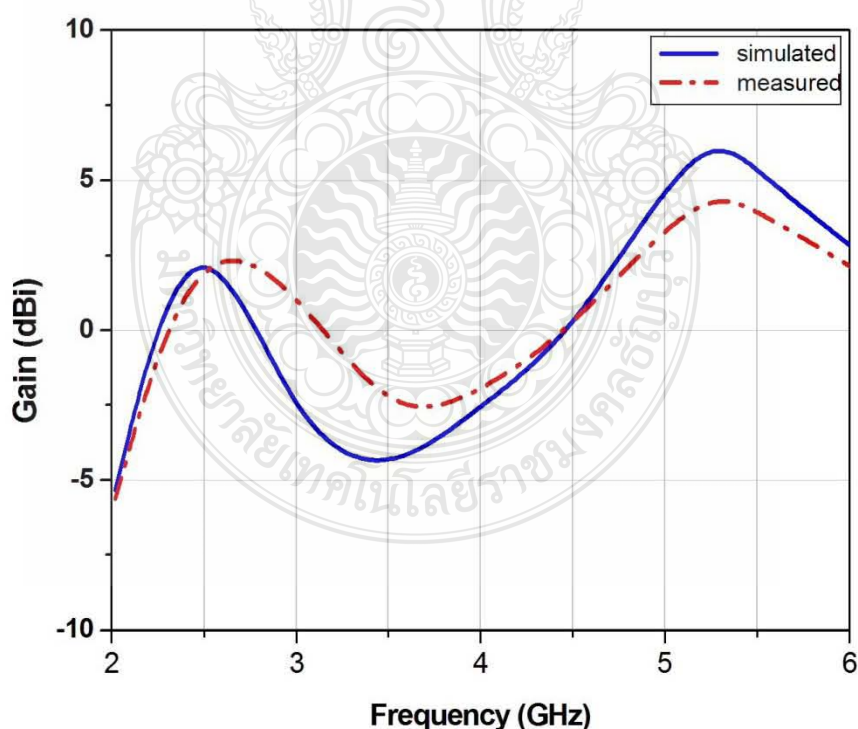
L_f คือ การสูญเสียในอากาศ $20 \text{ LOG} \frac{4\pi D}{\lambda}$

D คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับ (2 เมตร)

G_t คือ อัตราการขยายของสายอากาศด้านส่ง

G_r คือ อัตราการขยายของสายอากาศด้านรับ

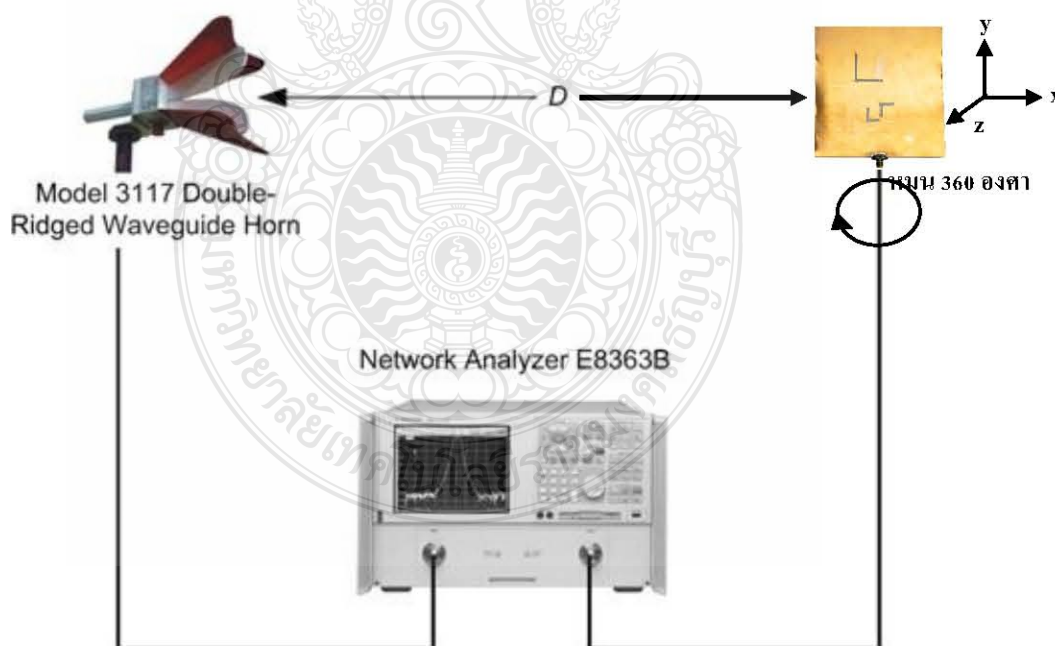
ในส่วนของการเปรียบเทียบของค่าอัตราการขยายจากการจำลองกับผลการวัดของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช ที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าอัตราการขยายจากการจำลองเท่ากับ 2.36 dBi ค่าที่ได้จากการวัดจริงเท่ากับ 2.02 dBi และที่ความถี่ 5.2 GHz มีค่าอัตราการขยายจากการจำลองเท่ากับ 5.98 dBi และค่าที่ได้จากการวัดจริงเท่ากับ 4.16 dBi ดังภาพที่ 4.8



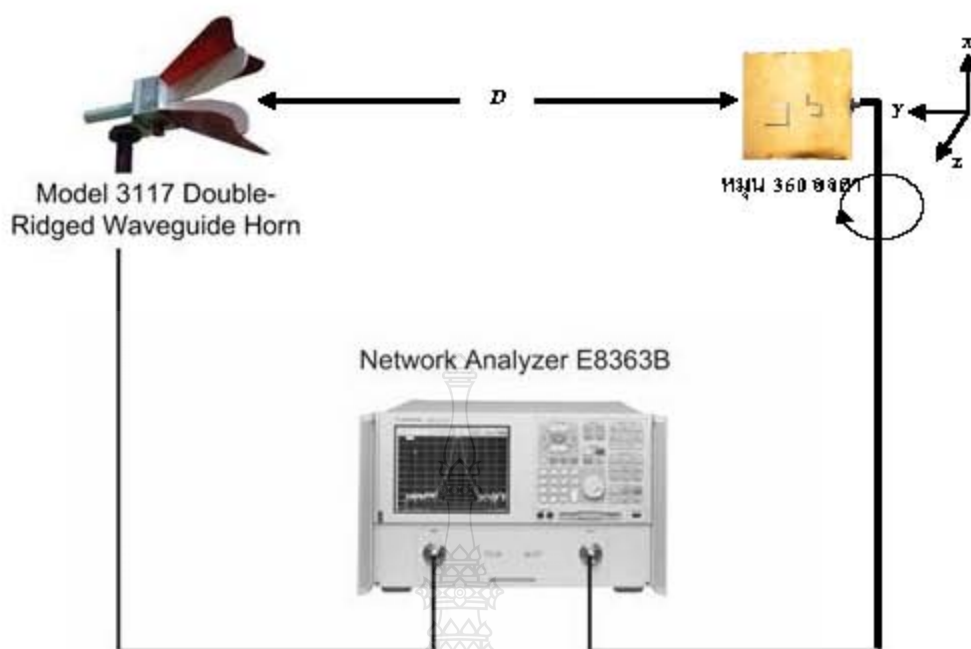
ภาพที่ 4.8 เปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองแบบของค่าอัตราการขยายของสายอากาศ

4.1.4 การทดสอบการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

รูปแบบการแผ่พลังงานสำหรับสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีการใช้งานย่านความถี่สำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ โดยความถี่ที่ใช้งานในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานได้แก่ ความถี่ที่ 2.45 GHz และ 5.2 GHz ส่วนเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดจะประกอบด้วย เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B ร่วมกับ โปรแกรมแสดงค่าการแผ่พลังงานสามารถวัดได้ทั้งกำลังและความถี่ในย่านแถบความถี่ที่ออกแบบโดยปรับความถี่รับที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.2 GHz โดยการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศแบบระนาบร่วมแบบบนพื้นที่โล่ง โดยที่สายอากาศส่งและสายอากาศรับอยู่ในระนาบเดียวกัน ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับประมาณ 2 เมตร สายนำสัญญาณทั้งด้านส่งและรับยาวด้านละ 5 เมตร โดยจะทำการหมุนสายอากาศทดสอบตั้งแต่ 0 องศา จนครบรอบ 360 องศา ดังแสดงในภาพที่ 4.9 และ 4.10 โดยทำการปรับระนาบที่ด้านรับครั้งละ 5 องศาเพื่อดูค่าความแตกต่างของสัญญาณที่สายอากาศสามารถรับได้ในแต่ละระนาบ โดยจะทำการทดสอบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆทั้งระนาบ x-z และระนาบ y-z

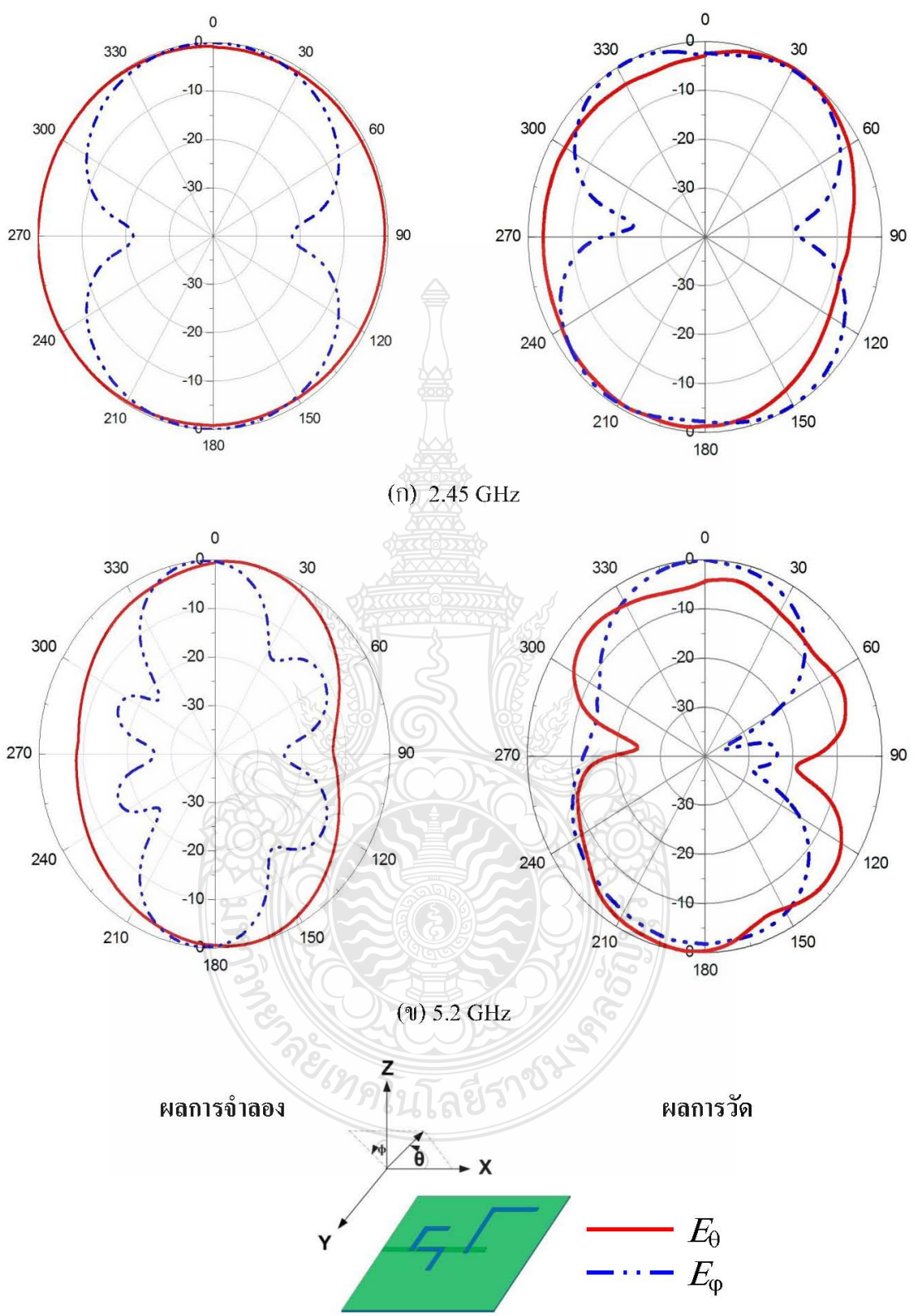


ภาพที่ 4.9 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในแนวระนาบ x-z

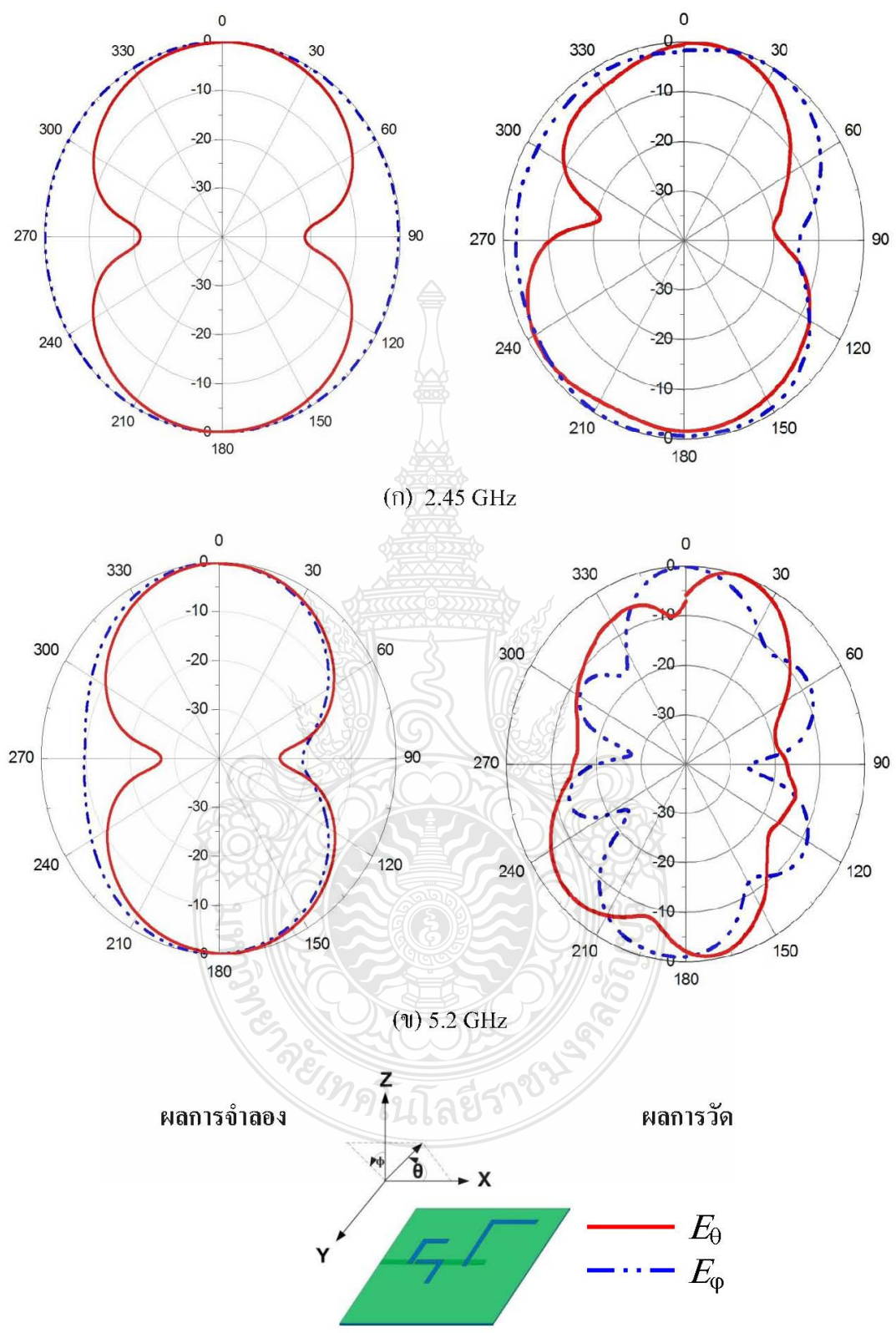


ภาพที่ 4.10 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในแนวระนาบ yz

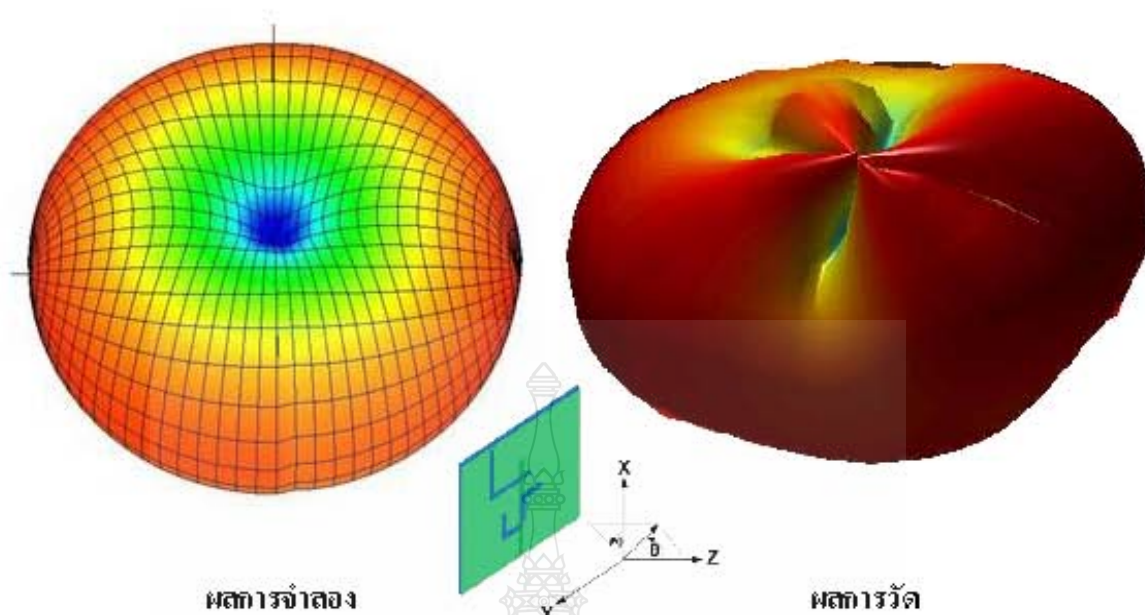
จากภาพที่ 4.11 และ ภาพที่ 4.12 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ xz และระนาบ yz โดยที่รูปด้านซ้ายจะแสดงถึงแบบจำลอง ส่วนรูปด้านขวาแสดงถึงผลที่ได้จากการวัดทดสอบ โดยรูป (ก) และ (ข) แสดงความถี่ที่ 2.45 GHz และ 5.2 GHz ตามลำดับ จากการเปรียบเทียบกันระหว่างการจำลองและการวัดทดสอบจะเห็นได้ว่าการจำลองมีความราบเรียบของแบบรูปการแผ่พลังงานมากกว่าการวัดทดสอบ เนื่องจากมีผลจากสภาพแวดล้อมของการทดสอบ รวมทั้งสายอากาศสามารถที่จะแผ่พลังงานได้ทั้งโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_{θ}) และโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_{ϕ}) ทั้งสองระนาบ และสายอากาศแบบนี้มีการแผ่พลังงานสูงสุดที่มุม 0 องศา และมุม 180 องศา ซึ่งเป็นมุมของช่องเปิดและมุมของสายส่งไมโครสตริป ตามลำดับและความถี่ด้านต่ำนั้นจะมีความสมมาตรมากกว่าความถี่ด้านสูง เนื่องจากความถี่ด้านสูงเกิดผลกระทบจากสัญญาณแทรกข้ามของช่องเปิดด้านต่ำมารบกวนสัญญาณ สำหรับอัตราขยายของสายอากาศที่ได้จากการวัด ณ ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ 2.02 dBi และ 5.2 GHz เท่ากับ 4.16 dBi โดยความถี่ที่ 1 จะเป็นการแผ่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) ส่วนความถี่ที่ 2 จะเป็นการแผ่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง (Bidirectional)



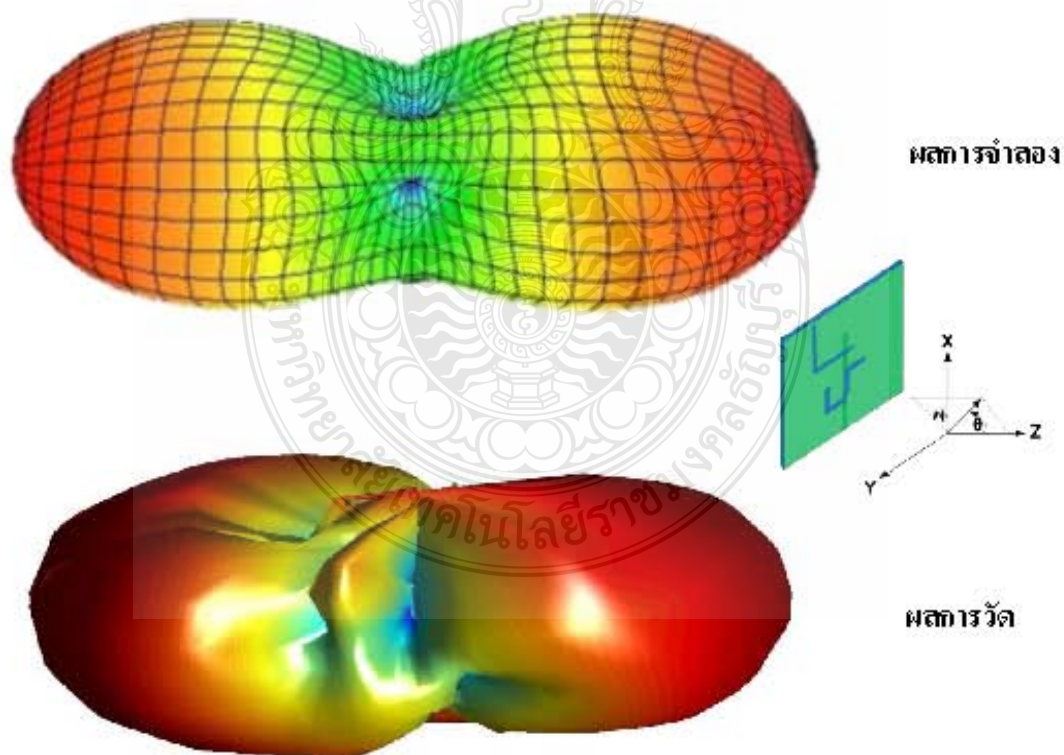
ภาพที่ 4.11 รูปแบบการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ x-z



ภาพที่ 4.12 รูปแบบการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ y-z



ภาพที่ 4.13 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz



ภาพที่ 4.14 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz

จากภาพที่ 4.13 และ ภาพที่ 4.14 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติของสายอากาศความถี่ที่ 2.45 GHz และ 5.2 GHz ตามลำดับ โดยที่ภาพที่ 4.13 ด้านซ้ายจะแสดงถึงแบบจำลอง ส่วนรูปด้านขวาแสดงถึงผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และภาพที่ 4.14 บนแสดงถึงแบบจำลองด้านล่างแสดงผลที่ได้จากการวัด ซึ่งจากการเปรียบเทียบกันระหว่างการจำลองและการวัดทดสอบ จะเห็นได้ว่าการจำลองมีความราบเรียบของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมากกว่าการวัดทดสอบ เนื่องจากมีผลจากสภาพแวดล้อมของการทดสอบ

4.2 สรุปผลการทดสอบ

จากการทดสอบสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากสองความถี่สำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมชที่ถูกกระตุ้นด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ประกอบด้วยความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 2.45 GHz ที่มีการแพร่กระจายคลื่น เป็นแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) และที่ความถี่ 5.2 GHz มีการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional) ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ซึ่งประกอบด้วย การสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ = -25 dB ที่ความถี่ 2.45 GHz และ -17 dB ที่ความถี่ 5.2 GHz อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) = 1.06:1 ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 1.6:1 ที่ความถี่ 5.2 GHz แบนด์วิดท์ = 2.38-2.50 GHz (200 MHz) ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.1-5.5 GHz (400 MHz) ที่ความถี่ 5.2 GHz และอัตราขยาย = 2.02 dBi ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 4.16 dBi ที่ความถี่ 5.2 GHz ซึ่งจากผลการวัดด้วยการทดสอบสายอากาศจากโครงสร้างจริงนั้นพิสูจน์ให้เห็นได้ว่าที่ความถี่ 2.45 GHz มีลักษณะใกล้เคียงกับการจำลอง ส่วนความถี่ที่ 5.2 GHz มีลักษณะค่อนข้างใกล้เคียงกับการจำลอง

บทที่ 5

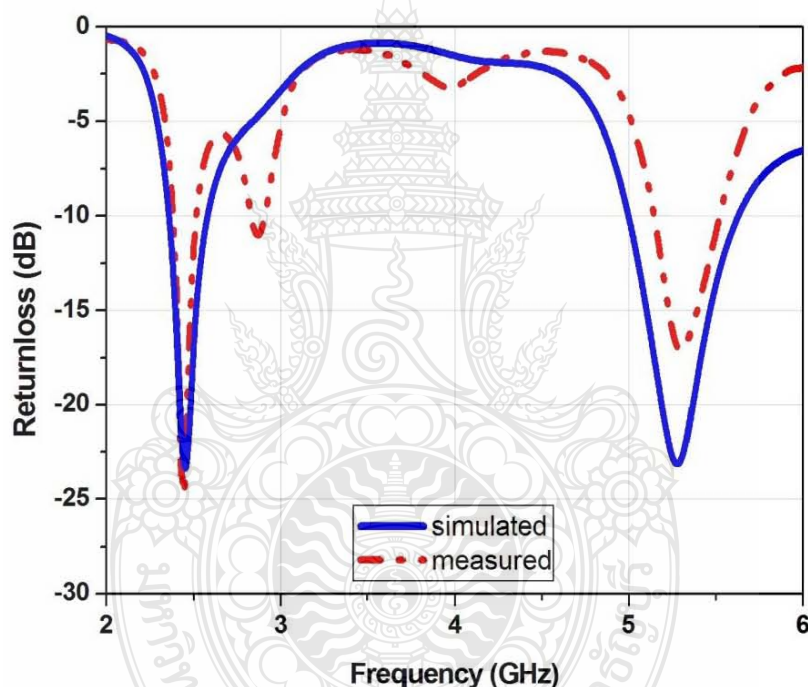
สรุปผลการวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลสรุปการวิจัยของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแบบไมล้าฟิล์มสำหรับเครื่องข่ายไร้สายแบบเมชที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป กับรูปแบบการแผ่พลังงานระยะไกลแบบรอบทิศทาง และแบบสองทิศทาง ตามที่ได้ทำการศึกษา ออกแบบและวิเคราะห์ทดสอบคุณสมบัติทางพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ ซึ่งได้ผลการทดสอบดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 4 ซึ่งในบทนี้จะทำการสรุปคุณสมบัติของสายอากาศดังกล่าว ที่ได้จากการออกแบบด้วยโปรแกรมจำลองเครื่องข่าย IE3D (Zeland) และการสร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อทำการวัดวิเคราะห์ประสิทธิภาพของสายอากาศแบบต่าง ๆ ที่ได้กล่าวมาแล้ว

5.1 สรุป

การศึกษาและการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากแบบไมล้าฟิล์มสำหรับเครื่องข่ายไร้สายแบบเมช ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอโครงสร้างของสายอากาศการที่ง่ายต่อการออกแบบ ไม่ซับซ้อน รวมทั้งสายอากาศจะถูกออกแบบให้มีช่องเปิดที่มีขนาดและตำแหน่งในการจัดวางที่ต่างกันวางอยู่บนระนาบกราวนด์เดียวกันกับวัสดุฐานรอง Mylar film ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 3.2 และมีความหนา 0.5 mm โดยหลักในการออกแบบสายอากาศนี้มีข้อดีคือช่องเปิดมุมฉากแต่ละอันสามารถที่จะผลิตย่านความถี่ที่ต้องการได้อิสระจากกัน ทั้งยังได้คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ดี เช่น แมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี มีแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลแบบรอบทิศทางที่ความถี่ 2.45 GHz และแบบสองทิศทางที่ความถี่ 5.2 GHz รวมทั้งมีอัตราขยายที่ยอมรับได้ (≥ 2 dBi) เป็นต้น แต่สายอากาศแบบนี้จะเกิดสัญญาณแทรกข้าม (Crosstalk) ของช่องเปิดแต่ละอันขึ้น ทำให้เกิดผลกระทบกับคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ ณ ความถี่ต่าง ๆ ซึ่งเกิดขึ้นตามลักษณะของการจัดวางช่องเปิดของสายอากาศ นอกจากนี้สายอากาศที่นำเสนอขึ้นยังได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการและมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมกับย่านความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน WLAN และ WiMax ซึ่งในส่วนของผลการจำลองการทำงานของสายอากาศทั้ง 2 ความถี่ พบว่ามีการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดที่ -23 dB ที่ความถี่ 2.45 GHz และ -23 dB ที่ความถี่ 5.2 GHz ในขณะที่ผลจากการวัดจริงของสายอากาศจะมีการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดที่ -25 dB และ -17 dB ตามลำดับดังแสดงในภาพที่ 5.1 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการจำลองและการวัดจริง

ของสายอากาศทั้งสองความถี่ นอกจากนี้ยังพบว่าผลการจำลองการทำงานของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ความกว้างแบนด์วิดท์อยู่ที่ 2.36–2.57 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.12:1 และ อัตราการขยายเท่ากับ 2.36 dBi และที่ความถี่ 5.2 GHz ความกว้างแบนด์วิดท์อยู่ที่ 5–5.62 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.20:1 และอัตราการขยายเท่ากับ 5.98 dBi ในขณะที่ผลจากการวัดจริง ความกว้างแบนด์วิดท์อยู่ที่ 200 MHz (2.38–2.50 GHz) และ 400 MHz (5.1–5.5 GHz) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.06:1 และ 1.6:1 อัตราการขยายเท่ากับ 2.02 dBi และ 4.16 dBi ตามลำดับ ซึ่งได้แสดงการเปรียบเทียบผลการตอบสนองของสายอากาศที่ได้จากการวัดและการจำลองสายอากาศทั้งสองความถี่ดังตารางที่ 5.1



ภาพที่ 5.1 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการจำลองและการวัดจริงของสายอากาศสองความถี่แบบช่องเปิดมุมฉาก

จากโครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช ที่ได้นำเสนอมาแล้วนั้น จะเห็นว่าโครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบสามารถสร้างได้ง่าย มีราคาถูก และมีขนาดที่บางกว่าสายอากาศที่ใช้วัสดุฐานรองแบบ FR4 จึงเหมาะกับการประยุกต์ใช้งานสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้อาศัยการจำลองการทำงานและการวิเคราะห์

เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศ นอกจากนี้ยังมีค่าการสูญเสียย้อนกลับ, อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง, ค่าเกณฑ์ของสายอากาศ, รูปแบบการแผ่กระจายของสายอากาศ และ การแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยโปรแกรม IE3D 11.5 (Zeland) รวมถึงอาศัยเครื่องวัดวิเคราะห์โครงข่าย Agilent PNA Network Analyzers E8363B เพื่อทำการวัดวิเคราะห์และทดสอบประสิทธิภาพของสายอากาศที่สร้างขึ้น ซึ่งผลของการวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้จะให้ผลที่น่าเชื่อถือและเป็นที่ยอมรับ

ตารางที่ 5.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการจำลองและการวัดจริง

ผลการตอบสนอง	ความถี่ 2.45 GHz		ความถี่ 5.2 GHz	
	ค่าที่ได้ จากการจำลอง (Simulated)	ค่าที่ได้ จากการวัดจริง (Measured)	ค่าที่ได้ จากการจำลอง (Simulated)	ค่าที่ได้ จากการวัดจริง (Measured)
การสูญเสียย้อนกลับ (Return loss)	-23 dB	-25 dB	-23 dB	-17 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.12 : 1	1.06 : 1	1.20 : 1	1.6 : 1
อัตราขยาย (Gain)	2.36 dBi	2.02 dBi	5.98 dBi	4.16 dBi
แบนด์วิธ (Bandwidth)	2.36 – 2.57 GHz (210 MHz)	2.38 – 2.50 GHz (200 MHz)	5.00 – 5.62 GHz (620 MHz)	5.10 – 5.50 GHz (400 MHz)

5.2 ข้อเสนอแนะ

5.2.1 การพัฒนาโครงสร้างสายอากาศในอนาคต ควรศึกษาโครงสร้างสายอากาศลักษณะอื่นๆ เพื่อเพิ่มความกว้างของแบนด์วิธของสายอากาศให้ครอบคลุมย่านความถี่อื่นๆ เช่น 3G

5.2.2 ควรศึกษาวิเคราะห์ผลกระทบจากการโค้งงอของสายอากาศต่อความถี่เรโซแนนซ์

5.2.3 ควรศึกษาและวิเคราะห์ Group Delay ในการรับส่งของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากที่ใช้ไมลาร์ฟิล์มเป็นวัสดุฐานรอง

5.2.4 ควรศึกษาและวิเคราะห์การออกแบบติดตั้งสายอากาศเพื่อประยุกต์ใช้งานจริงกับอุปกรณ์ที่รองรับเครือข่ายไร้สายแบบเมฆ

รายการอ้างอิง

- [1] Michael Wong, "Dual Band Dual Slot Stripline Omni-Directional Antenna," **Vehicular Technology Conference, IEEE 64th**, 2006.
- [2] O. Tze-Meng, T. K. Geok and A. W. Reza, "A Dual-Band Omni-Directional Microstrip Antenna," **Progress In Electromagnetics Research**, Vol. 106, 363-376, 2010.
- [3] A. G. Alhaddad, R. A. Abd-Alhameed, D. Zhou, C. H. See, E. A. Elkhazmi, and P. S. Excell, "Compact Dual-band Balanced Handset Antenna for WLAN Application," **PIERS Online**, Vol.6, No. 1, 2010.
- [4] A. Pomsathit, C. Benjangkaprasert, N. Anantrasirichai, Paitoon Raklua and T. Wakabayashi, "Design of Right Angle Slot Antenna for Dual Band and Dual Polarized with Wireless Network," **International Conference on Control, Automation and Systems 2010, Gyeonggi-do, Korea, Oct. 27-30, 2010 in KINTEX**.
- [5] P. Raklua, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongvej and T. Wakabayashi, "Analysis of Right Angle Microstrip Slot Antenna," **Tencon 2005 - 2005 IEEE Region 10**, Melbourne, Australia, November 21-24, 2005.
- [6] P. Raklua, V. Pirajanchai, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongvej and T. Wakabayashi, "Characteristics of Right Angle Microstrip Slot Antenna for Dual Frequency," **2005 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS2005)**, Hongkong, December 13 - 16, 2005, pp.705-708.
- [7] P. Raklua, J. Nakasuwan, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongvej and T. Wakabayashi, "A Right Angle Microstrip Slot Antenna for X-Band," **ECTI-CON 2006**, Ubonburi Hotel, Ubon Ratchathani, Thailand, May 10-13, 2006, pp. 477-482
- [8] ไพฑูรย์ รักเหลือ. "สายอากาศหลายความถี่แบบช่องเปิดมุมฉากที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2552
- [9] กฤตพล นาคเจริญ. "การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547

- [10] Blue Intelligent Technology. **Wireless Mesh Network** คืออะไร. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก :
<http://www.blueitpro.com/board/index.php?topic=7.0>
- [11] Gilbert Held, **Wireless Mesh Network**, Auerbach Publications.
- [12] พิชัย ภัคดีพานิชเจริญ. **ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ**. กรุงเทพมหานคร :
ฟิสิกส์เซนเตอร์, 2536.
- [13] เตือนใจ อาชีวะพนิช “การศึกษารูปแบบของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรหรือ สำหรับการใ้
งาน ในเครือข่ายไร้สาย,” วิทยานิพนธ์ปริญญาโทมหาบัณฑิต ภาควิชาไฟฟ้า แขนงวิชา
วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัย
เทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2552
- [14] Y. Yoshimura, “A Microstrip Line Slot Antenna,” **IEEE Trans. on Microwave Theory and
Techniques**, Vol. MTT-20, pp. 760-762, 1972.
- [15] D. M. Pozar, “Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Micro-
strip Antenna,” **IEEE Trans. Antennas Propag**, Vol. AP-46, pp. 1439-1446, 1996.
- [16] B. N. Das, and K. K. Joshi, “Impedance of a Radiating Slot in the Ground Plane of a
Microstrip Line,” **IEEE Trans. Antennas Propag**, Vol. AP-30, pp. 922-926, 1982.
- [17] S. K. Sharma, L. Shafai, and N. Jacob, "Investigation of Wide-Band Microstrip Slot Antenna,"
IEEE Trans. Antennas Propag, Vol. 52, no. 3, pp. 865-872, Mar. 2004.
- [18] Y. Qain and T. Itoh, “FDTD Analysis and Design of Micro-wave Circuits and Antennas,”
Tokyo, **Realize Inc**, 1999.
- [19] P. Rakluea, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongveg, and T. Wakabayashi, “Multiband
Microstrip-Fed Right Angle Slot Antenna Design for Wireless Communication
Systems,” **ETRI Journal**, Vol.31, No. 3, pp. 271-281, June 2009.
- [20] A. Gkelias and K. K. Leung, "Multiple Antenna Techniques for Wireless Mesh Networks,"
**Book chapter in Wireless Mesh Networks: Architectures, Protocols, and
Applications**, Springer Science, 2007.
- [21] Soliman, E.A. Ibrahim, M.S. Abdelmageed, A.K, “Dual-polarized omnidirectional planar slot
antenna for WLAN applications” **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**,
Vol. 53, Iss. 9, September 2005.

- [22] Zhang, J., Zhang, X.-M., Liu, J.-S., Wu, Q.-F., Ying, T., Jin, H., “Dual-band bidirectional high gain antenna for WLAN 2.4/5.8 GHz applications” **Electronics Letters**, Vol. 45, Iss. 1, January 2009.
- [23] Hussain, S.R., Kumar, M.S., Kumar, D.S., “Microstrip antenna for dual band/wireless application” **Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)**, 2010.





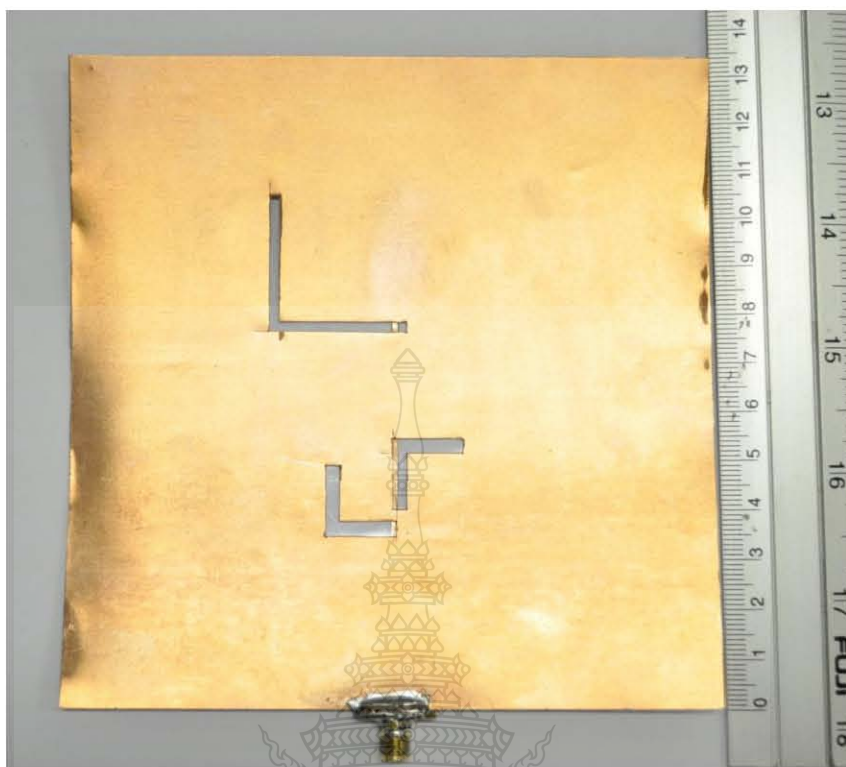
ภาคผนวก

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

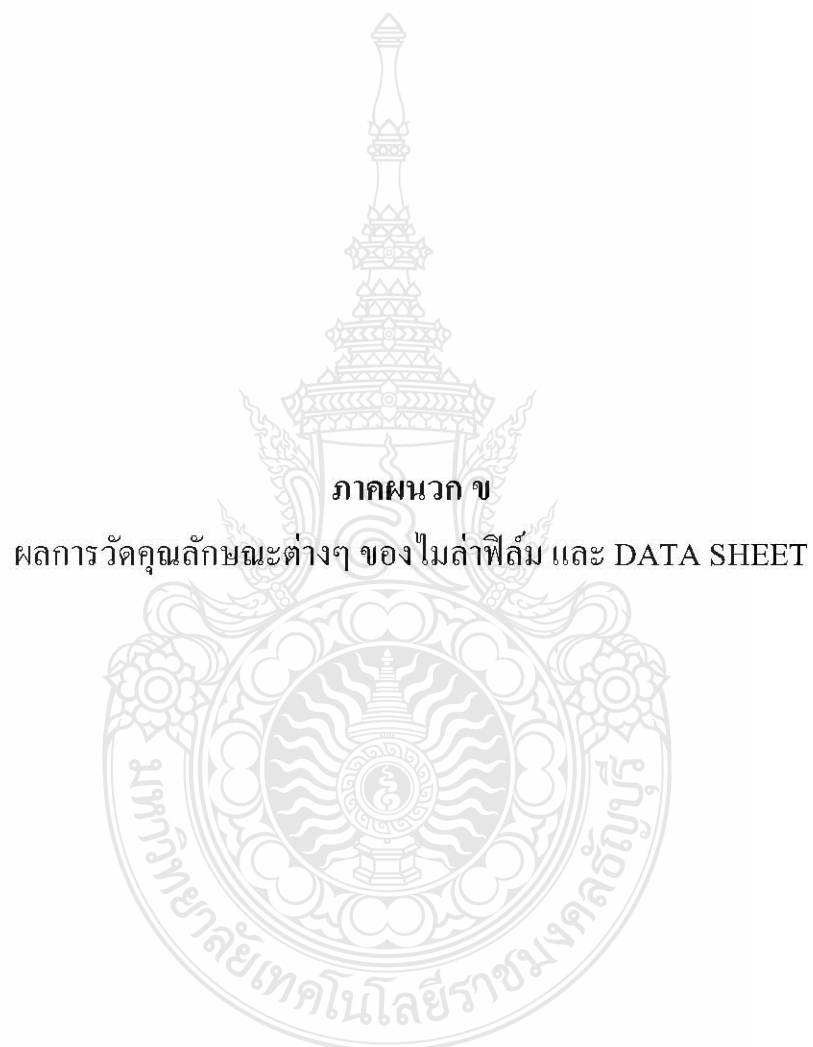


ภาคผนวก ก

ภาพต้นแบบ สายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช



ภาพต้นแบบสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากสำหรับเครือข่ายไร้สายแบบเมช



FEATURES

- Good dimensional stability.
- Soldering reliability has been bettered
- Good electrical properties
- High density automatic mounting can be carried out

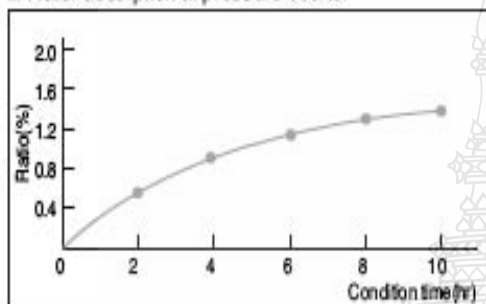
APPLICATIONS

Computer, Instrumentation, VCR, Television, Electronic Toy, etc.,

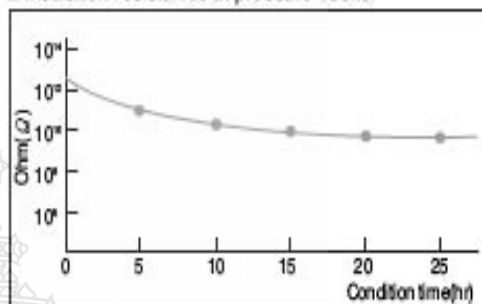
INTERNATIONAL STANDARD RECOGNITION

- UL : E103670
- CSA : LS-93237
- BSI : 6741
- VDE : VDE-Reg-Nr. 4945

Water absorption at pressure cooker

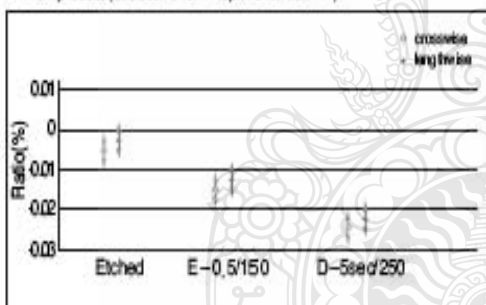


Insulation resistance at pressure cooker



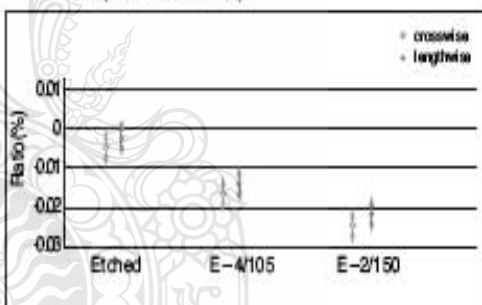
Dimensional stability

PCB process (size 360X310mm span 310X254mm)

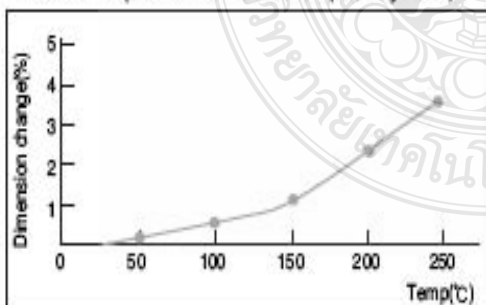


Dimensional stability

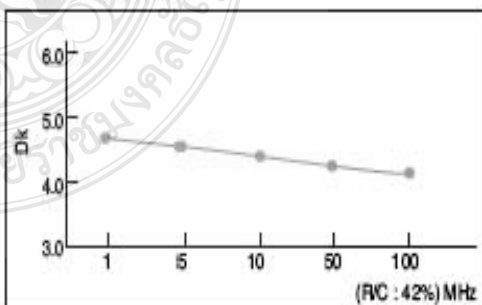
Test method (PC-TM6502.4.38)



Thermal expansion of Z-direction (Test by TMA)



Dielectric constant



GENERAL PROPERTIES

Test Item	Unit	Treatment Condition	Designation	DS-7405
			ANSI Grade	FR-4
			Property Data	
			Standard Value	Guaranteed Value
Tg	°C	DSC TMA DMA	135	above 130
			135	above 130
			165	above 160
CTE x-axis y-axis z-axis	ppm/°C	Ambient to Tg	18	less than 20
			13	less than 15
			55	less than 60
Flammability	-	UL-94	V-0	V-0
Insulation Resistance	ohm	C-96/20/65 C-96/20/65+D-2/100	$1 \times 10^{10} - 1 \times 10^9$	above 5×10^9
			$1 \times 10^9 - 1 \times 10^8$	above 1×10^8
Volume Resistivity	ohm-cm	C-96/20/65 C-96/20/65+C-96/40/90	$1 \times 10^{14} - 1 \times 10^{12}$	above 1×10^{12}
			$5 \times 10^{12} - 5 \times 10^{11}$	above 5×10^{11}
Surface Resistance	ohm	C-96/20/65 C-96/20/65+C-96/40/90	$5 \times 10^{12} - 5 \times 10^{11}$	above 1×10^{12}
			$1 \times 10^{12} - 1 \times 10^{11}$	above 1×10^{11}
Arc Resistance	min.seconds		110	above 60
Dielectric Constant (1 MHz)	-	C-96/20/65 C-96/20/65+D-48/50	4.5 - 4.8	less than 5.5
			4.6 - 5.2	less than 5.8
Dissipation Factor (1 MHz)	-	C-96/20/65 C-96/20/65+D-48/50	0.015 - 0.020	less than 0.035
			0.018 - 0.023	less than 0.045
Comparative Tracking Index	volt	IEC Method	-	-
Solder Float(260°C)	sec	A	above 180	above 120
Peel Strength	Cu. foil 1oz (0.035mm) kgf/cm	A	1.8 - 2.2	above 1.43
Flexural Strength	kgf/mm ²	A	40 - 50	above 32.7
Water Absorption	%	E-24/50+D-24/23	0.10 - 0.15	less than 0.25

Specimen Thickness : 1.6mm

PURCHASING INFORMATION

- Copper foil : 0.5 oz/ft²(0.018 mm), 1 oz/ft²(0.035 mm), 2 oz/ft²(0.070 mm) available.
- Thickness : 0.4mm to 3.2mm

Standard Size		Tolerance(mm)
1,020 X 1,220mm (40" X 48")	915 X 1,220mm (36" X 48")	+3
1,070 X 1,220mm (42" X 48")	970 X 1,220mm (38" X 48")	-0
1,020 X 1,020mm (40" X 40")		

※ Other sheet size and thickness could be available upon request.

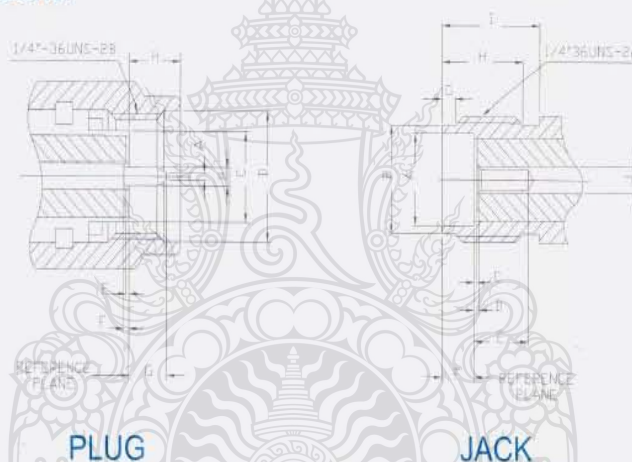
SMA

50 ohm 0-18 GHz

SMA connectors are semi-precision, subminiature devices that provide repeatable electrical performance from DC to 12.4 GHz with flexible cable. Semi-rigid cabling extends the frequency range of the device to 18 GHz. These devices offer broadband performance with low reflection and constant 50 ohm impedance. These properties, along with minimum attenuation and low VSWR have made the SMA extremely popular in the microwave community.

The SMA design has been broadened to accommodate many interconnect requirements and is available in pressure crimp, clamp and solder terminal attachments. SMA design parameters have incorporated the considerations of balancing cost, size, weight and performance to yield the best value in your microwave system. Among typical applications are components, such as dividers, mixers, amplifiers, trimmers and attenuators. SMA connectors are also used to provide interconnections from printed circuit board striplines to coaxial cable.

Interface Dimensions:



Letter	Millimeters (Inches)	
	Minimum	Maximum
A	0.00 (.000)	0.38 (.015)
B	0.90 (.0355)	0.94 (.037)
C	—	4.59 (.1808)
D	6.35 (.250)	—
E	0.00 (.000)	0.18 (.007)
F	0.00 (.000)	0.25 (.010)
G	—	2.54 (.100)
H	—	3.43 (.135)

Letter	Millimeters (Inches)	
	Minimum	Maximum
A	4.60 (.1810)	4.67 (.1837)
B	5.28 (.208)	5.49 (.216)
C	0.00 (.000)	0.18 (.007)
D	0.00 (.000)	0.25 (.010)
E	2.92 (.115)	—
F	1.88 (.074)	1.98 (.078)
G	0.38 (.015)	1.14 (.045)
H	4.32 (.170)	—
I	5.54 (.218)	—
J	1.24 (.049)	1.30 (.051)



EMC Antennas
**Double-Ridged
 Waveguide Horn**
 Model 3117

Features:

- Maintains Single Lobe Radiation Pattern Over Frequency
- Ultra Broadband: 1 GHz - 18 GHz
- 300 W Power Input Capacity
- Optimized High Frequency Gain
- Low VSWR



ETS-Lindgren's Model 3117 Double-Ridged Waveguide Horn
 PATENT PENDING

The Model 3117 Double-Ridged Waveguide is the latest addition to a family of double-ridged waveguide horn antennas for microwave and EMC measurement from ETS-Lindgren. Users of this antenna benefit from uniform illumination of target surfaces and accurate gain measurement. In addition, the Model 3117 exhibits high gain and low VSWR across its frequency band accepting moderate power input of 300 watts.

The electrical characteristics of this antenna were designed and modeled using powerful workstation running electromagnetic simulation software. Equally important, experienced RF

engineers worked with our manufacturing team to produce a practical and affordable realization of the modeling process. On completion, the antenna was tested and calibrated at our A2LA accredited lab facility. All production units are individually calibrated at this facility.

Features
Single Lobe Radiation Pattern

The Model 3117 maintains a single main lobe pattern in the direction of the horn axis over its frequency range. This characteristic is essential for even distribution of electromagnetic energy on a target surface, and accurate

measurement of gain and vector information. The Model 3117's unique design suppresses the propagation of high order modes. The result is an antenna with a well-defined single lobe radiation pattern that outperforms other antennas in its class.

Ultra Broadband

The Model 3117 sweeps from 1 GHz to 18 GHz without stopping for band breaks, making it ideal for automated testing. It has the widest usable frequency range of any antenna in its class, with no performance degradation from high order modes.

Power Input

The Model 3117 uses a Type N connector and accepts up to 300 watts of continuing input power with up to 400 watts of peak power. The antenna's high gain and low VSWR over its operating frequency translates into efficient amplifier use and high field strengths.

Uniform Gain, Low VSWR

The Model 3117 has a more uniform gain and antenna factor because of the better behavior of its radiation pattern. Since the pattern is stable over frequency, the gain and the AF also remain stable. Similar antennas of this class exhibit large variations of the gain and the AF as the frequency increases.

Construction

An antenna constructed to maximize structural integrity is better able to maintain its electrical properties. The benefits are better measurement repeatability, lower uncertainty values and longer calibration validity. The Model 3117 is constructed to be a rugged antenna that thrives in an environment of constant use. This antenna includes both tripod and rear "stinger" mounts. The stinger mount permits on-axis rotation/polarization.

Standard Configuration

- Antenna Assembly
- Mounting bracket drilled to accept ETS-Lindgren or other tripod mounts with 1/4 in x 20 threads
- Rear "stinger" for use with on-axis mount positions
- Individually calibrated at 1 m per SAE ARP 958 at our A2LA accredited lab. 3 m calibration per ANSI C63.5 available at additional cost. Actual antenna factors and a signed Certificate of Calibration Conformance included with manual.

Options

- Antenna Mast
- Antenna Tripod

Applications

FCC-15	FCC-18	IEC/CISPR/EN	SAE J1113	SAE J651	MIL-STD-461E	MIL-STD 205	NACSIM
RE	RE	RE, RI	RE, RI	RE, RI	RE, RI	TX, RX	RE

Electrical Specifications

MODEL	FREQUENCY RANGE	VSWR RATIO (AVG)	MAXIMUM CONTINUOUS POWER	PEAK POWER	IMPEDANCE (NOMINAL)	CONNECTORS
3117	1 GHz - 18 GHz	3.5:1 max 2:1 avg @ 1.5 GHz	300 W	400 W	50 Ω	Type N

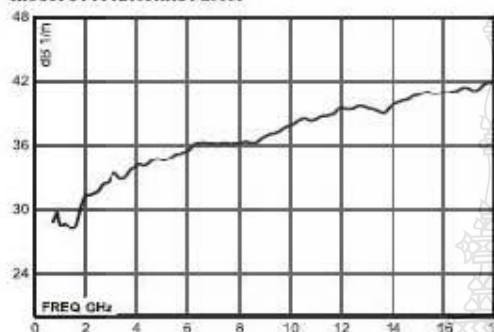
Physical Specifications

MODEL	WIDTH	DEPTH	HEIGHT	WEIGHT
3117	17.1 cm 6.0 in	17.3 cm + 10.1 cm mount 6.8 in + 4.0 in mount	15.5 cm 6.1 in	1.13 kg 2.5 lb

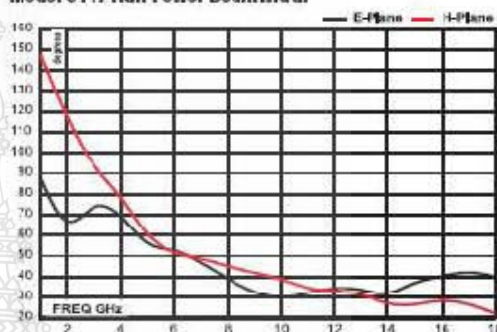


EMC Antennas
Double-Ridged Waveguide Horn
 Model 3117

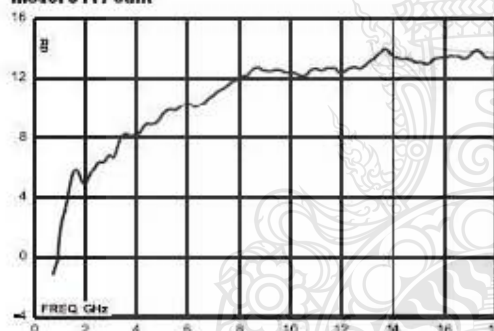
Model 3117 Antenna Factor



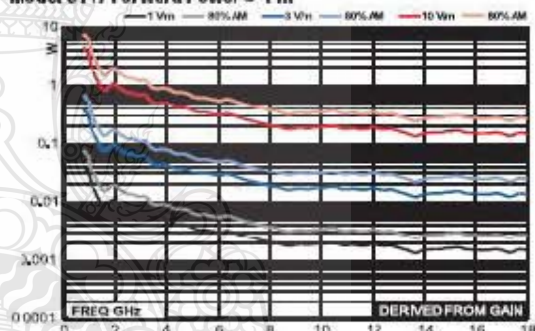
Model 3117 Half Power Beamwidth



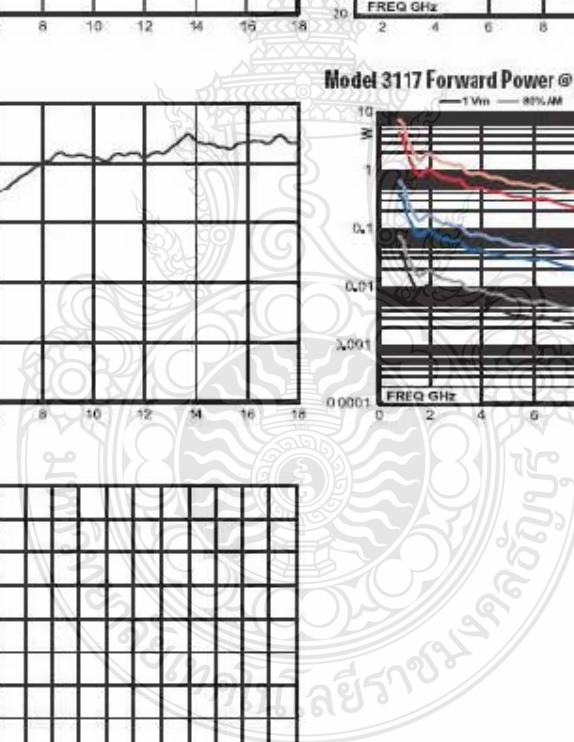
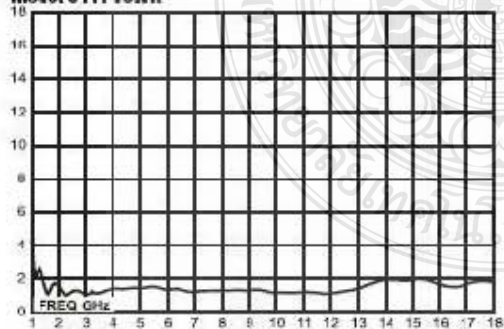
Model 3117 Gain



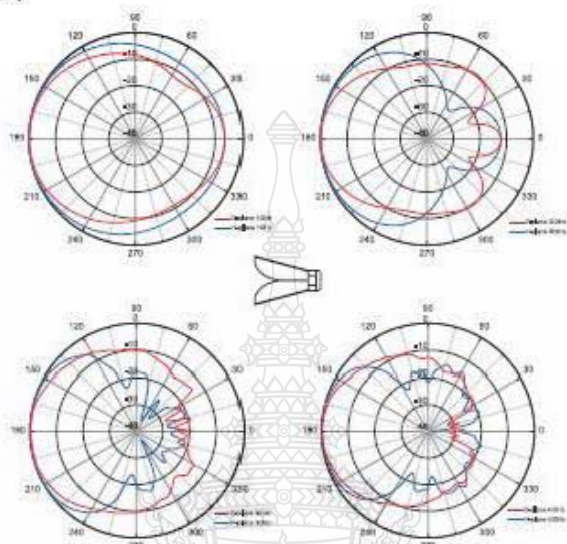
Model 3117 Forward Power @ 1 m



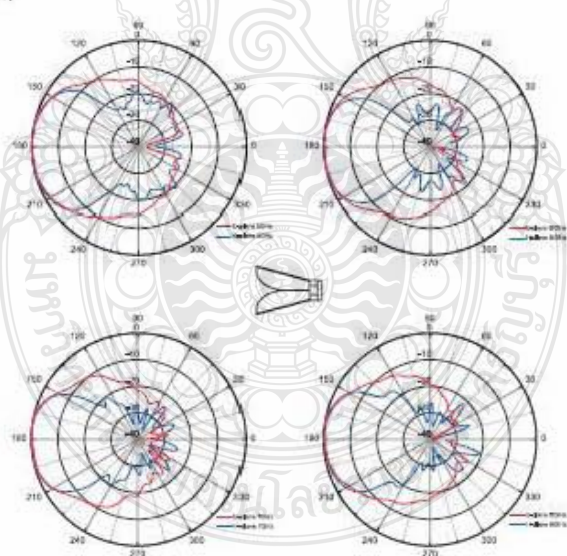
Model 3117 VSWR



Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)



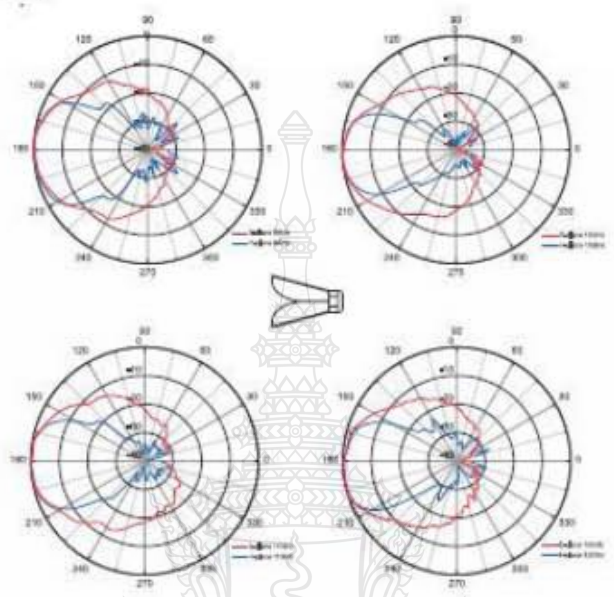
Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)



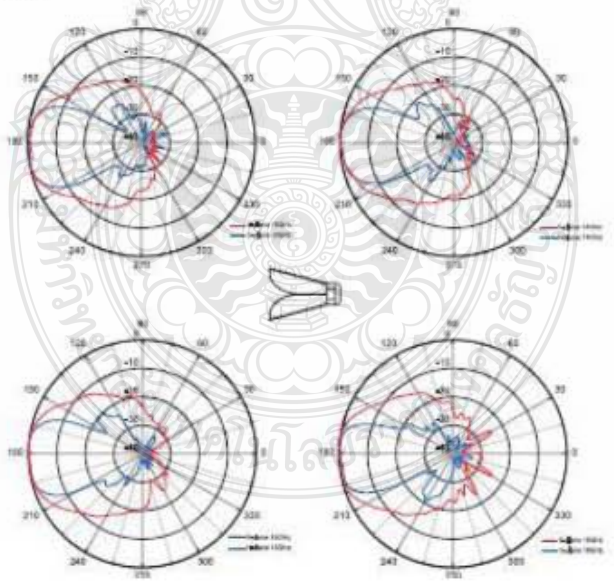


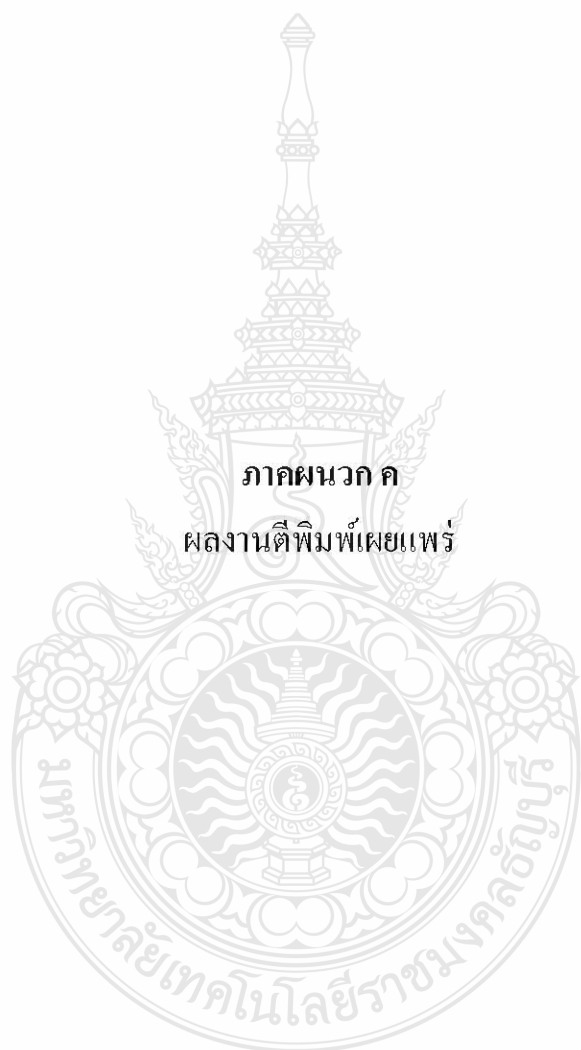
EMC Antennas
Double-Ridged Waveguide Horn
Model 3117

Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)



Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)

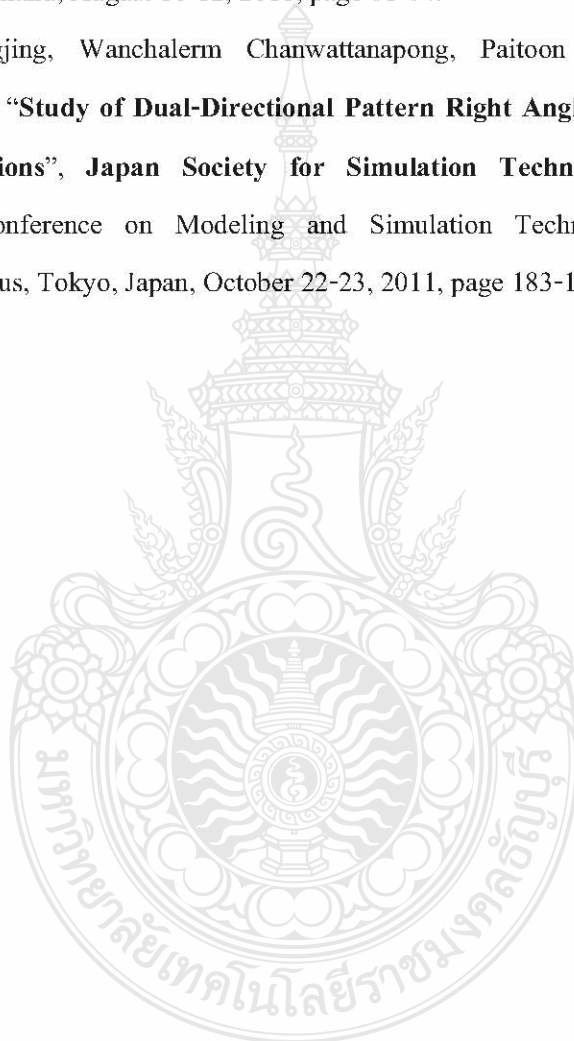




ภาคผนวก ค
ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่

ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่

- [1] Thinnawat Jangjing, Paitoon Rakluea, Wanchalerm Chanwattanapong and Surawuth Chaimool., “**A Novel Dual Band and Dual Pattern Right Angle Slot Antenna**”, **Thailand-Japan MicroWave 2011 (TJMW2011)**, King Mongkut’s Institute of Technology, Ladkrabang, Thailand, August 10-12, 2011, page 61-64.
- [2] Thinnawat Jangjing, Wanchalerm Chanwattanapong, Paitoon Rakluea, and Numyoot Songthanapitak., “**Study of Dual-Directional Pattern Right Angle Slot Antenna for Dual-Band Applications**”, **Japan Society for Simulation Technology 2011 (JSST2011)**, International Conference on Modeling and Simulation Technology, Tokai University Takanawa Campus, Tokyo, Japan, October 22-23, 2011, page 183-186.



Thailand – Japan MicroWave 2011



TJMW2011

August 10 – 12, 2011
King Mongkut's Institute of Technology,
Ladkrabang, Thailand



**THE INSTITUTE OF ELECTRONICS,
INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS**

Organizing Committee

General Chairs

Monai Krairiksh (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang)
Takashi Ohira (Toyohashi University of Technology)

General Vice-Chairs

Tuptim Angkaew (Chulalongkorn University)
Kenji ITOH (Kanazawa Institute of Technology)
Hiroshi Okazaki (NTT DOCOMO, INC.)

General Secretaries

Chuwong Phongcharoenpanich
(King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang)
Kenjiro Nishikawa (Kagoshima University)
Hiromitsu Uchida (Mitsubishi Electric Corp.)

TPC Chairs

Prayoot Akkaraekthalin
(King Mongkut's University of Technology North Bangkok)
Tadashi Kawai (University of Hyogo)

TPC Vice-Chairs

Minoru Fujishima (Hiroshima University)
Ryosuke Ito (Autoliv Ltd.)
Kunio Sakakibara (Nagoya Institute of Technology)
Masahiro Kitagawa (Osaka University)

TPC Secretaries

Tomohiko Mitani (Kyoto University)
Kei Satoh (NTT DOCOMO, INC.)

Publicity Chair/Web-master

Atsushi Sanada (Yamaguchi University)

Publication Chairs

Akkarat Boonpoonga (King Mongkut's University of Technology North Bangkok)
Shoichi Narahashi (NTT DOCOMO, INC.)

Publication Vice-Chair

Masaki Shinohara (Kyoto University)

Financial Chairs

Titipong Lertwiriaprapa (King Mongkut's University of Technology North Bangkok)

Kensuke Okubo (Okayama Prefectural University)

Contact for IEICE EC

Yoshinori Kogami (Utsunomiya University)

Local Arrangement

Sathaporn Promwong (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang)
Hiroshi Okazaki (NTT DOCOMO, INC.)
Kenjiro Nishikawa (Kagoshima University)

Student Encourage Chairs

Denchai Worasawate (Kasetsart University)
Futoshi Kuroki (Kure National College of Technology)

Student Encourage Vice-Chairs

Nobuyuki Itoh (Okayama Prefectural University)

Advisory Members

Ikuo Awai
Kiyomichi Araki
Osamu Hashimoto
Kazuhiko Honjo
Yasushi Itoh
Kazukiyo Joshin
Shigeo Kawasaki
Yoshio Kobayashi
Futoshi Kuroki
Koji Mizuno

Technical Program Contents

Opening Remarks

Message from general chairman of TJMW2011

Monai Krairiksh (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang)

Keynote Speech 1

Wideband and Multiband Antennas for mobile phone, WLAN and WiMAX Systems

Vech Vivek (King Mongkut's University of Technology North Bangkok) 1

Keynote Speech 2

Analysis and Design of "Magnetic Resonance Type" Wireless Power Transfer System

Ikuo Awai (Ryutech Corp.) 2

Oral Session 1: Active Circuits (Chairs: Denchai Worasawate and Kenjiro Nishikawa)

IJ-1: Ultra Low-Power Analog/RF Circuits and ADC Design

Akira Matsuzawa (Tokyo Institute of Technology) 3

CS-1: Bias-Voltage-Dependent Sub-Circuit Model for Evaluation of Nonlinear Characteristics in Millimeter-Wave CMOS Circuits

Kosuke Katayama (Hiroshima University), Mizuki Motoyoshi (The University of Tokyo), Shuhei Amakawa, Minoru Fujishima (Hiroshima University) 4

CS-2: Input RF Power Limitation of the Bridge RF Rectifier with an Impedance Transformer

Tsunehiro Saen, Kenji Itoh, Shin-ichi Betsudan, Shigeru Makino, Tetsuo Hirota, Keisuke Noguchi (Kanazawa Institute of Technology), Mitsuhiro Shimozawa (Mitsubishi Electric Corp.) 8

CS-3: Influence on Oscillation Characteristics of Self-injection Locked NRD Guide Gunn Oscillator Due to Subtle Changes of Bias Circuits

Shota Nakashima, Futoshi Kuroki (Kure National College of Technology) 12

Oral Session 2: Propagation (Chairs: Danai Torrungrueng and Tamotsu Nishino)

PR-1: 3D Path Loss Prediction in a Durian Orchard

Titipong Lertwiriyaprapa (King Mongkut's University of Technology North Bangkok), Kittisak Phaebua, Chuwong Phongcharoenpanich, Monai Krairiksh (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang) 16

PR-2: Quantitative Evaluation of Interference Due to Multipath for RFID Systems

Sarun Duangsuwan, Sathaporn Promwong (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang) 20

PR-3: Radio propagation models for inter-vehicle communications in 700MHz band

Hisato Iwai (Doshisha University) 24

PR-4: Indoor Propagation Channel Model with Ray Tracing for Wireless Communications

Myo Myint Maw, Sathaporn Promwong (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang), Jun-ichi Takada (Tokyo Institute of Technology) 28

PR-5: Three-Ray Pathloss Model for Ultra Wideband Impulse Radio Systems

Pichaya Supanakoon, Sathaporn Promwong (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang), Jun-ichi Takada (Tokyo Institute of Technology) 32

PR-6: Experimental Scheme of Ultra Wideband Localization with RSS and TOA

	Thosaporn Nomrawee, Jirapat Sangthong, Sathaporn Promwong (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang)	36
PR-7:	ALOS-2 Mission and System Hideki Saruwatari, Yoshihisa Arikawa, Yukihiro Kankaku, Yasushi Hatooka, Shinichi Suzuki, Yuji Osawa (Japan Aerospace Exploration Agency)	40
PR-8:	Fingerprint-based Localization Technique in Wireless Sensor Networks using Fuzzy C-Means Clustering Algorithm - Emphasizing in Quality of Database in Indoor Localization - Dwi Joko Suroso, Panarat Cherntanomwong (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang), Jun-ichi Takada (Tokyo Institute of Technology)	44
Oral Session 3: Antenna (Chairs: Chuwong Phongcharoenpanich and Nozomu Ishii)		
IA-1:	Microwave Research in the Philippines Siegfred Balon, Paul Jason CO, Joel Joseph Marciano, Jr. (University of the Philippines)	48
AN-1:	Development of Active Phased Array Antenna for ALOS-2 Takehito Iguchi, Tamotsu Nishino, Koichi Miyazaki, Satoshi Ogura, Masafumi Iwamoto, Kenichi Hariu (Mitsubishi Electric Corp.), Yuji Osawa, Shinichi Suzuki, Yukihiro Kankaku (Japan Aerospace Exploration Agency)	49
AN-2:	A miniature slot antenna using semi-lumped components at 433 MHz Supat Samphanyuth, Denchai Worasawate (Kasetsart University), Tanakorn Sununtachaikul (National Electronics and Computer Technology Center)	53
AN-3:	Design of Dual Offset Tri-Plate Line Fed Slot Antennas Arata Hasegawa, Kunio Sakakibara, Nobuyoshi Kikuma, Hiroshi Hirayama (Nagoya Institute of Technology)	57
AN-4:	A Novel Dual Band and Dual Pattern Right Angle Slot Antenna Thinnawat Jangjing, Paitoon Rukluea, Wanchalerm Chanwattanapong (Rajamangala University), Sarawuth Chaimool (King Mongkut's University of Technology North Bangkok)	61
AN-5:	A Dual Band Notch Thin-film Antenna for UWB Application Boonyarit Kumkhet, Tanapong Nopavong, Paitoon Rakluea, Jintana Nakasuwan (Rajamangala University)	65
Oral Session 4: Passive Circuits (Chairs: Mitchai Chongcheawchamnan and Tadashi Kawai)		
IT-1:	Modal Analysis of Waveguide and Resonator Loaded with Chiral Metamaterials by the Finite Element Method Tuptim Angkaew (Chulalongkorn University)	69
CP-1:	A Compact Ultra-Wideband Bandpass Filter with Multi-Notched Bands Wichai Krongkitsiri, Prayoot Akkaraekthalin (King Mongkut's University of Technology North Bangkok)	70
CP-2:	Fabrication of Band-pass Filter Made by Only Metal Strip at 30GHz Yasuyoshi Okita, Futoshi Kuroki (Kure National College of Technology)	74
CP-3:	Wideband design of microstrip-to-waveguide transition with three patches on single layer dielectric substrate Daisuke Takagi, Kunio Sakakibara, Nobuyoshi Kikuma, Hiroshi Hirayama (Nagoya Institute of Technology)	78

A Novel Dual Band and Dual Pattern Right Angle Slot Antenna

Thinnawat JANGJING[†] Paitoon RUKLUEA[†] Wanchalerm CHANWATTANAPONG[†] and
Sarawuth CHAIMOOL^{††}

[†]Electronics and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering,
Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand

^{††}Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Thailand
E-mail: kwang_telecom@hotmail.com

Abstract This paper presents a novel of dual-directional pattern right angle slot antenna for dual-band applications. The proposed antenna is designed by using IE3D simulation software. This antenna is simple to design using two right angle slot size at appropriate position to achieve dual independent frequency bands which can control the desirable resonant frequency, and radiation pattern. The length of slot is approximately a half-wavelength at the desirable center frequency. The measured resonant frequencies of the dual-band antenna are 2.45 GHz and 5.2 GHz with the minimum return loss of -25 dB, and -17 dB, respectively. The measured impedance bandwidths are 200 MHz (2.3 GHz to 2.5 GHz), and 400 MHz (5.1 GHz to 5.5 GHz), which cover the WLAN bands. From the simulated three-dimensional radiation pattern of the proposed antenna are achieved omnidirectional at first resonant frequency, and bidirectional at second resonant frequency.

Keyword dual-band antenna, dual-directional pattern, omnidirectional pattern, bidirectional pattern

1. INTRODUCTION

The WLAN standard IEEE 802.11s is successful on the market. 802.11s will be the solution when it is ratified by the IEEE, which is expected to happen in 2008. One of the most prominent use cases for the future IEEE802.11s-based mesh network is public access networks for dense populated areas. Using a Wireless Mesh Network (WMN) is saved costs of the wired lines and the network setup becomes more flexible.

Today, the microstrip or printed antennas have become popular because of small size, light weight, and ease of manufacture. Some of the principle advantages of microstrip antennas compared to conventional wireless network antennas are feed lines, matching networks can be fabricated simultaneously with the antenna structure, and dual band can be easily made as well. Most of the research will design dual band antenna [1]-[4]. The transmission has not so far much. The current signal needs far more, such as signal between access points (APs), which bidirectional pattern are highly suitable for WMN. Therefore, an antenna which is able to operate with dual band and dual directional pattern is required. These are obviously becoming the most important factors for future wireless communication systems.

In this paper, we propose a study of dual band dual-pattern right angle slot antenna for wireless mesh network (WMN). This antenna is simple to design using two right angle slot size at appropriate position to achieve dual independent frequency bands which can control the desirable resonant frequency,

and radiation pattern. The proposed antenna was analyzed by using IE3D simulation software. The antenna was developed to be used for wireless communication systems, such as WLAN-based mesh network, which are applied in many devices, such as in-building access points, and laptop computer.

2. Antenna Design

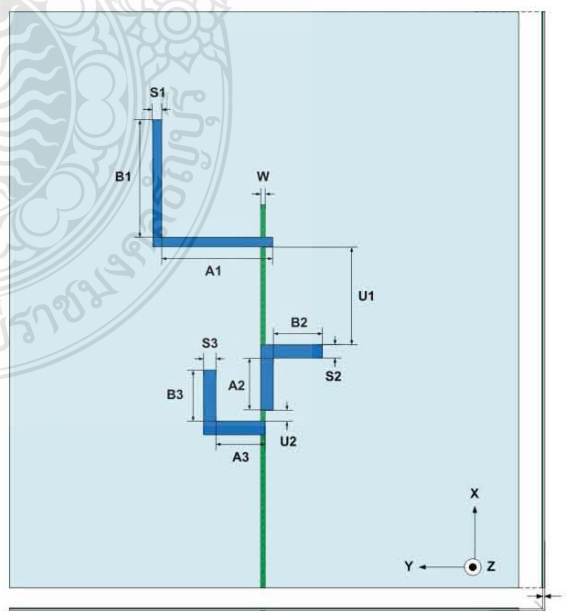


Fig.1 Geometry of the proposed antenna

Fig.1 shows the geometry of the proposed antenna. The antenna consists of three right angle slots but

two different slot sizes at various appropriate positions on the ground plane of the microstrip line. The Mylar® Polyester Film substrate has a dielectric constant = 3.2 and a thickness $h = 0.4$ mm. For efficient excitation of the slots, the microstrip line terminates in an open circuit. The proposed antenna was determined using design equation, and IE3D simulation software. Which lengths of the slot are approximately a half-wavelength at the desirable center frequency. Based on the operating frequency, the overall effective inner slot length $(A+B)$ is designed by (1). Lengths A and B are equalized.

$$f_r = \frac{0.5c}{(A+B)\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1)$$

When

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} \quad (2)$$

Where ϵ_{eff} is the effective dielectric constant and c is the speed of light.

The first band is designed $(A1+B1)$ at 2.45 GHz with single slot achieved omnidirectional pattern. The second band is designed $\{(A2+B2)$ and $(A3+B3)\}$ at 5.2 GHz with dual slots array. Here, the second band is achieved bidirectional pattern due to appropriate position of slot array.

3. RESULTS AND DISCUSSION

The parametric study is important because it provides some understanding of the antenna characteristics to the antenna designer since this is a novel design of this dual-band dual-radiation pattern.

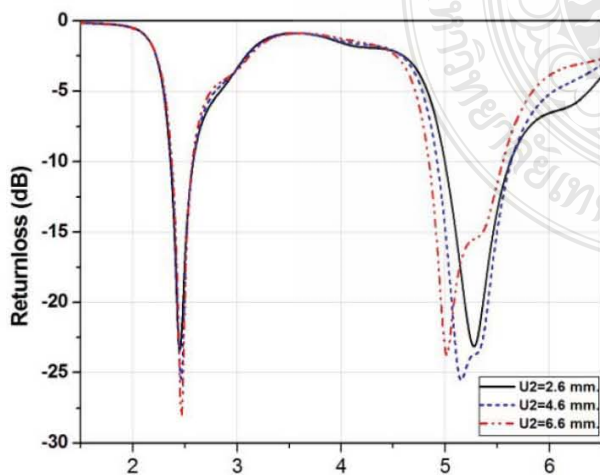


Fig.2 Simulated return loss for various distance U2

Fig.2 shows the effect of the various distanced U2 on return loss versus frequency. The distanced U2 has a slight effect on frequency shift at second

resonant frequency. A frequency shift of 0.2 GHz is corresponding to a change of the distance U2 from 2.6 mm to 4.6 mm. Fig.3(a) and Fig.3(b) illustrates the simulated current distributions of the proposed antenna at 2.45 GHz and 5.2 GHz, respectively. It can be seen that current flow at slot length $A1+B1$ which operate first resonant frequency 2.4 GHz. Also, The slot length $\{(A2+B2)$ and $(A3+B3)\}$ have current flow which operate second resonant frequency 5.2 GHz. Fig.4(a) and Fig.4(b) shows simulated the three-dimensional radiation pattern characteristics at 2.45 GHz, and 5.2 GHz, respectively. We can observe that the proposed antenna is achieved omnidirectional at first resonant frequency, and bidirectional at second resonant frequency.

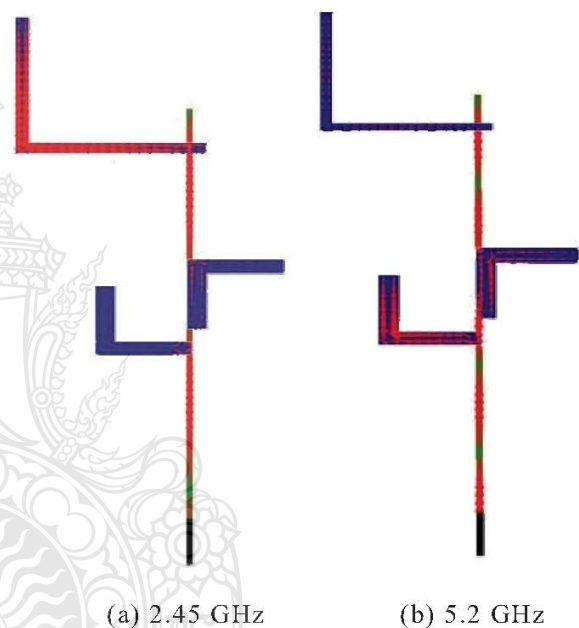


Fig.3 Current distributions of the antenna

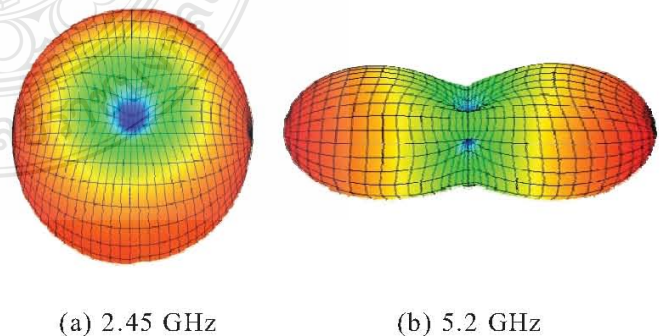


Fig.4 Three-dimensional radiation pattern of the antenna

Fig.5 shows photos of a fabricated dual-band dual pattern right angle slot antenna. The ground plane size ($Wg \times Lg$) is 8 cm \times 13 cm. The measured resonant frequencies are 2.45 GHz, and 5.2 GHz with

the minimum return loss of -25 dB, and -17 dB, respectively. The measured results of the resonant frequencies correlate well with the simulated results. The measured impedance bandwidths are 200 MHz (2.3 GHz to 2.5 GHz), and 400 MHz (5.1 GHz to 5.5 GHz), which cover the WLAN bands. Fig. 6 shows comparison between simulated and measured return loss for the proposed antenna. The simulated and measured show that the proposed antenna achieved dual-band antenna are 2.45 GHz and 5.2 GHz with impedance bandwidth cover WLAN application.



Fig.5 photograph of the fabricated antenna prototype

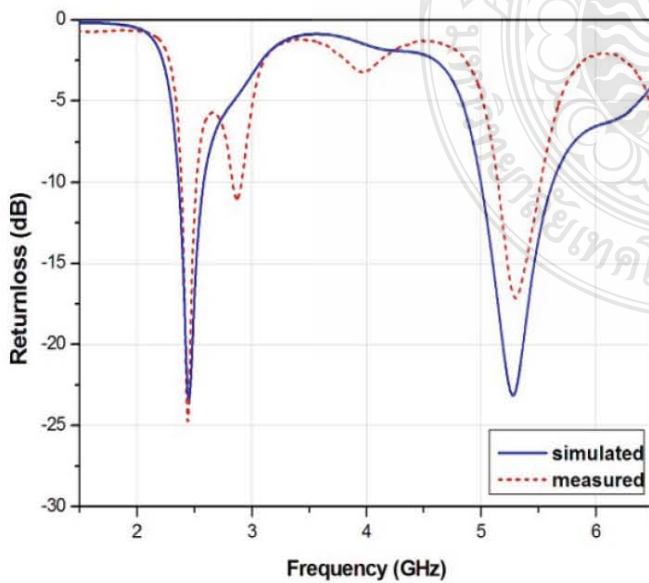


Fig.6 The comparison return loss between simulated and measured for the proposed antenna.

Fig.7 shows the measured radiation patterns for both E_{θ} and E_{ϕ} components in the $x-z$ plane, and $y-z$ plane. Each slot sizes operate in the dominant mode for the resonant frequencies of the dual-band antenna. It is clear from the measured results that the radiation pattern for 2.45 GHz to be nearly Omnidirectional and 5.2 GHz to be nearly bidirectional.

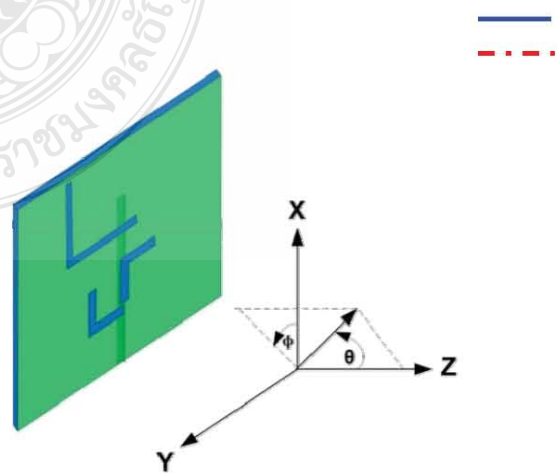
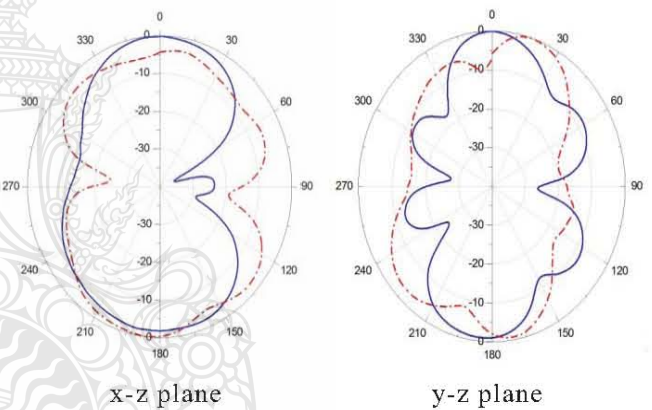
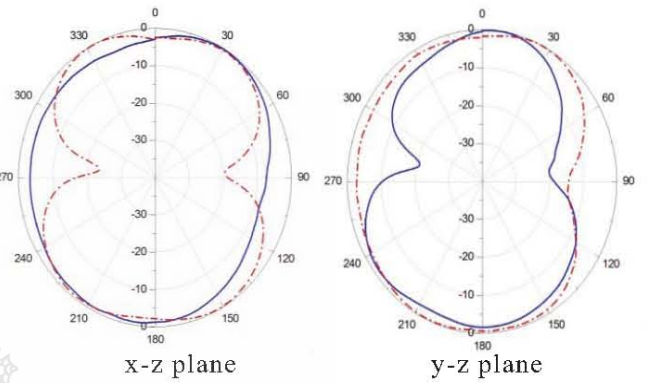


Fig.7 Measured radiation patterns for the dual-band antenna

4. CONCLUSION

The proposed antenna were determined using design equation, and IE3D simulation software, and were verified experimentally. The simulated show that the proposed antenna achieved dual-band at 2.45 GHz and 5.2 GHz with impedance bandwidth cover WLAN application. We can observe that the proposed antenna is achieved omnidirectional at first resonant frequency, and bidirectional at second resonant frequency. Therefore, an antenna which is able to operate with dual band and dual directional pattern is required. These are obviously becoming the most important factors for the applications of antenna in WLAN-based mesh networks.

5. COPYRIGHTS

The copyrights for all articles in TJMW2011 are automatically transferred to the IEICE. However, authors themselves may copy, translate or modify their own manuscripts. In such cases, when translating the manuscript or using all or most of the manuscript in other publications, authors should report the fact to the IEICE, and the original manuscript should be clearly cited in the publications. Even when only part of the manuscript is used, the reference for the original manuscript should be included, or the reference should be presented in the figure captions.

6. CONTACT

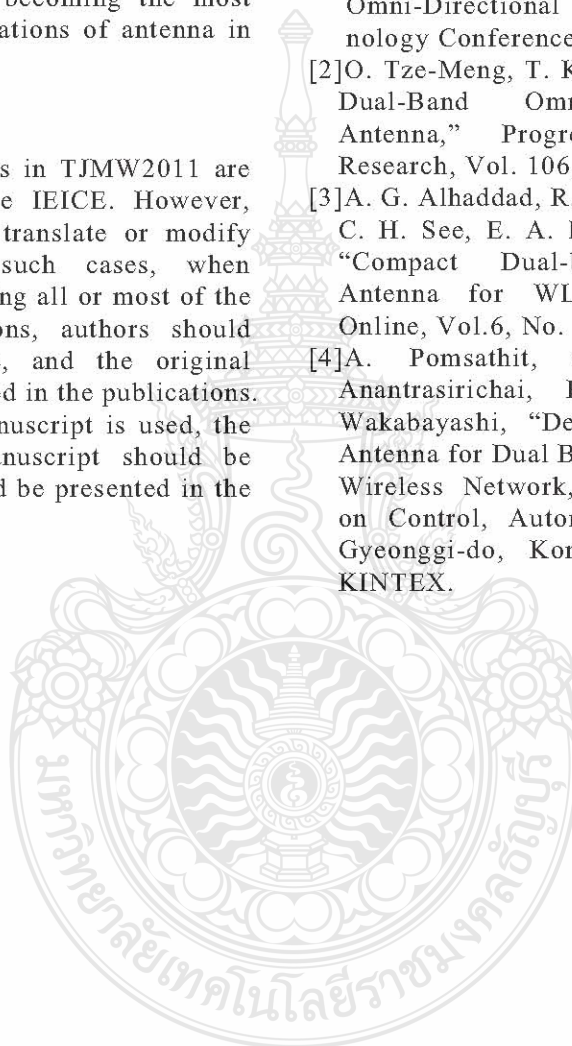
Electronics and Telecommunication Engineering,
Faculty of Engineering, Rajamangala University of
Technology Thanyaburi, Prathumtanee, Thailand
12110

Thinnawat Jangjing

E-mail: kwang_telecom@hotmail.com

7. References

- [1]M. Wong, "Dual Band Dual Slot Stripline Omni-Directional Antenna," Vehicular Technology Conference, IEEE 64th, 2006.
- [2]O. Tze-Meng, T. K. Geok and A. W. Reza, "A Dual-Band Omni-Directional Microstrip Antenna," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 106, 363-376, 2010.
- [3]A. G. Alhaddad, R. A. Abd-Alhameed, D. Zhou, C. H. See, E. A. Elkhazmi, and P. S. Excell, "Compact Dual-band Balanced Handset Antenna for WLAN Application," PIERS Online, Vol.6, No. 1, 2010.
- [4]A. Pomsathit, C. Benjangkprasert, N. Anantrasirichai, Paitoon Raklua and T. Wakabayashi, "Design of Right Angle Slot Antenna for Dual Band and Dual Polarized with Wireless Network," International Conference on Control, Automation and Systems 2010, Gyeonggi-do, Korea, Oct. 27-30, 2010 in KINTEX.



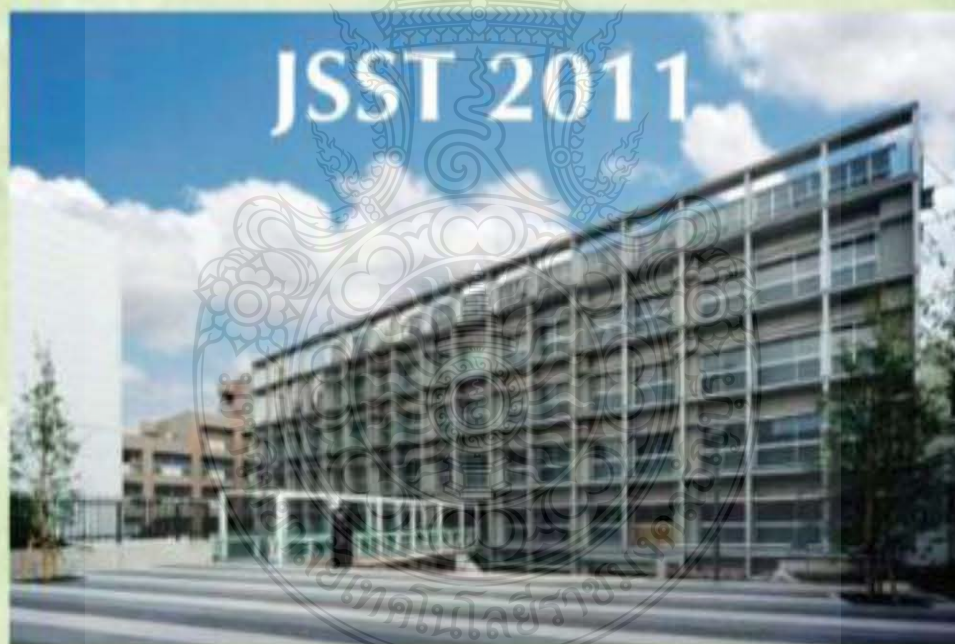
JSST

30th JSST Annual Conference (JSST 2011)

International Conference on Modeling and Simulation Technology

October 22-23, 2011

Tokai University Takanawa Campus, Tokyo, Japan



Japan Society for Simulation Technology (JSST)

30th JSST Annual Conference (JSST 2011) International Conference on Modeling and Simulation Technology

October 22-23, 2011
Tokai University Takanawa Campus, Tokyo, Japan

Ginza, Tokyo :



Final Call For Papers

ABOUT JSST 2011:

The 30th JSST Annual Conference (JSST 2011), which is sponsored by Japan Society for Simulation Technology (JSST) will be held to explore challenges in methodologies for modeling, control and computation in simulation and their applications in various fields including social, economic and financial as well as already established scientific and engineering solutions. For more details, visit the homepage of JSST: <http://www.jsst.jp/e/JSST2011>.

COMMITTEES:

General Chair:
K. Koyamada (President of JSST, Kyoto University)

Steering Chair:
N. Komine (Tokai University)

Program Chairs:
S. Tanaka (Ritsumeikan University)
K. Hamamoto (Tokai University)

Award Chair:
E. Okada (Keio University)

Finance Chair:
Y. Horibata (Hosei University)

Local Arrangement Chair:
H. Okanaga (Tokai University)

Publication Chairs:
O. Ono (Meiji University)
K. Konishi (Kogakuin University)

Publicity Chairs:
Y. Miyamoto (NEC)
H. Hasegawa (Shibaura Inst. of Tech.)

Registration Chair:
S. Kato (IBM Japan)

International Advisory Committee:
J. Takano (Chancellor of Tokai University, Japan)
B.H. Li (Beijing University of Aeronautics and Astronautics, President of CASS, China)
Z. Lin (Beijing University of Aeronautics and Astronautics, China)
G.H. Tan (National University of Singapore, Singapore)
K. Tirasesth (President of KMUTL, Thailand)
M.B. Khalid (Deputy President of UTM, Malaysia)
A. Lehmann (Universitat der Bundeswehr Munchen, Germany)

International Relation Committee:
J. Ngamwiwit, (KMUTL, Thailand)
M. Mubin (University of Malaya, Malaysia)
K. Southisombath (National University of Laos, Laos)

Program Committee:
K. Chamnongthai (KMUTT, Thailand)
T. Benjanarasuth, (KMUTL, Thailand)
K. Uthaichana, (Chiangmai University, Thailand)
W. Kongprawechon, (SIIT, Thammasat University, Thailand)
S. Choomchuay (KMUTL, Thailand)

Steering Committee:
Administrative board members of JSST

CONFERENCE VENUE:

The Conference will take place in Tokyo at the Tokai University Takanawa Campus:
<http://www.u-tokai.ac.jp/international/campus/takanawa.html>

TOPICS:

Artificial Intelligence, Brain Science, Computational Engineering, Evolutionary Computation, Financial Engineering, Fluidics, Fuzzy Control, Genetic Algorithms, Innovative Computations, Management Simulation, Micro Machines, Mobile Vehicle, Monte Carlo Simulation, Neural Networks, Neurocomputers, Numerical Simulation, Risk Handling, Robotics, Virtual Reality, Visualization, Other Related Fields.

PROCEEDINGS:

Electronic proceedings (CD-ROM) are delivered during the conference. For selected papers, the conference makes official recommendation to be re-submitted to one of the following journals:

- International Journal of Simulation Technology (IJST)
- Transaction of the Japan Society for Simulation Technology (in Japanese).

IMPORTANT DATES:

April 15, 2011 (The date was extended)	Submission of proposals for organized sessions
June 25, 2011 June 15, 2011 (The date was extended)	Submission of an extended abstract (within 2 pages, PDF format)
July 25, 2011 (The date was extended)	Notification of acceptance
August 20, 2011	Submission of the full text of the paper (within 8 pages, PDF format)

CONTACT ADDRESS:

Noriyuki Komine (Tokai University),
E-mail: jsst2011@ml.tokai-u.jp

Tokai University Takanawa Campus:



30th JSST Annual Conference (JSST 2011)
International Conference on Modeling and Simulation Technology
 JSST2011 Session Program Schedule, October 22–23, 2011

Home
Committee
Administrative Board Members
Cooperation
Program Overview
Technical Program
Keynotes
Transportation
Organized Sessions
Paper Submission
Registration
Floor Plan
Luncheon
Message

Saturday, October 22

	Room 1 (1201)	Room 2 (1202)	Room 3 (1203)	Room 4 (1204)	Room 5 (4203)	Room 6 (1B205)	Room 7 (4204) Japanese Sessions
8:40–9:40	Registration at Student Hall (Building 1, 1F)						
9:40–10:00	Opening Ceremony, (Building 2, B1, 2B101) Prof. Dr. Koji Koyamada, President of JSST Prof. Dr. Hirohisa Uchida, Tokai University						
10:00–11:00	Plenary Talk (Building 2, B1, 2B101) Intraoperative Imaging and Surgical Technique in the Field of Neurosurgery Prof. Dr. Mitsunori Matsumae, Tokai University						
	Coffee Break						
11:00–12:10	Plenary Talk (Building 2, B1, 2B101) Hybrid Dynamical Systems Modelling and Simulation on Hormone Therapy of Prostate Cancer Prof. Dr. Kazuyuki Aihara, The University of Tokyo						
	Lunch						
13:10–15:10	OS 6-1	OS 3-1	OS 5-1	Computational Engineering	Control and Optimization (1)	OS 7-1	Simulation Method (1)
	Coffee Break						
15:30–17:30	OS 6-2	OS 3-2	OS 5-2	Numerical Simulation	Control and Optimization (2)	OS 7-2	Computation & Simulation
18:00–20:00	Conference Banquet (Comedor Lounge, Building 4, B1)						

Sunday, October 23

8:40–9:40	Registration						
9:00–10:40	OS 6-3	OS 10	OS 9	Mobile	Control and Optimization (3)		Signal Processing & Telecommunication Network
	Coffee Break						
11:00–12:00	Plenary Talk (Building 2, B1, 2B101) A Perspective on Simulation Technology Prof. Dr. Genki Yagawa, The University of Tokyo						
12:10–13:00	Luncheon Session (Building 2, B1, 2B101) Panel Discussions on "A Perspective on Simulation Technology"						
	Coffee Break						
13:10–15:10	OS 2-1	OS 1-1	OS 8	Simulation Method	Soft Computing		Structural Analysis & Simulation
	Coffee Break						
15:30–17:30	OS 2-2	OS 1-2					Simulation Method (2)

101

30th JSST Annual Conference (JSST 2011)
International Conference on Modeling and Simulation Technology

October 22–23, 2011
Tokai University, Tokyo, Japan

Conference Program

Saturday, October 22

8:40–9:40 Registration, Building 1 (1F: Student Hall)

Building 2, Room 2B101

9:40–10:00 Opening Ceremony

Prof. Dr. Koji Koyamada, President of JSST

Prof. Dr. Hirohisa Uchida, Tokai University

10:00–11:00 Plenary Talk

“Intraoperative Imaging and Surgical Technique in the Field of Neurosurgery,”

Prof. Dr. Mitsunori Matsumae, Tokai University

11:10–12:10 Plenary Talk

“Hybrid Dynamical Systems Modelling and Simulation on Hormone Therapy of Prostate Cancer,”

Prof. Dr. Kazuyuki Aihara, The University of Tokyo

Room 1 (1201)

13:10–15:10 OS6-1: Numerical Simulation and Visualization of Nonlinear Problems (1)
(20min/talk)

Chair: Soichiro Ikuno (Tokyo University of Technology)

Co-Chair: Ayumu Saito (University of Hyogo)

20 Time-Domain FEM Analysis of Shielding Current Density in High-Temperature Superconducting Film with Crack: Application to Permanent Magnet Method,
Takayama Teruo* (Yamagata University), Ayumu Saito (University of Hyogo), Atsushi Kamitani (Yamagata University)

69 Nonlinear Magnetohydrodynamic Simulation of Flux Amplification and Sustainment of Spherical Torus Plasmas by Multi-pulsed Coaxial Helicity Injection,
Takashi Kanki* (Japan Coast Guard Academy), Masayoshi Nagata (University of Hyogo)
Yasuhiro Kagei (RIST)

81 Multi-Objective Topology Optimization Based on Immune Algorithm for Electromagnetic Devices,
Takahiro Sato* (Hokkaido University), Kota Watanabe (Hokkaido University), Hajime Igarashi (Hokkaido University)

77 Study on the Artificial Synthesis of Human Voice using Radial Basis Function Networks.
Yuuki Naniwa* (Meiji Univ.)

11 Progress of Binary-Collision-Approximation-Based Simulation for Cumulative Structural Changes of Target Materials,

13:10–15:10 OS5-1: Simulation Techniques of Electromagnetic Fields Analysis (1)
(20min/talk)

Chair: Hikaru Samukawa (Shibaura Institute of Technology)

Co-Chair: Hajime Igarashi (Hokkaido University)

- 57 Study on The Properties of Hexagon Shape Monopole Antenna,
Tiwakorn Somwan (RMUTT), Paitoon Rakluea* (RMUTT), Krianghak Hlurprasert (Rajamangala University of Technology Thanyaburi), Wisit Loedhammacakra (Rajamangala University of Technology Thanyaburi)
- 73 Compact Thin-Film UWB Antenna with Dual Band – Notched,
Boonyarit Kumkhet* (Rajamangala University), Paitoon Rakluea (RMUTT), Jintana Nakasuwan (Rajamangala University of Technology Thanyaburi), Numyoot Songthanapitak (Rajamangala University of Technology Thanyaburi)
- 125 Simulation of Two Level Voltage Source Converter for Double Fed Induction Generator Drive,
Satean Tanyasirat* (Pathumwan Institute of Technology), Boonruang Wangsilabatra (Pathumwan Institute of Technology), Chakapong Charumit (Pathumwan Institute of Technology), Vijit Kinnares (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang)
- 21 Blocked Adaptive Cartesian Grid FD-TD Method for Electromagnetic Field with Complex Geometries,
Hiroshi Abe* (Three Wells)
- 59 FDTD Analysis of Ultraviolet Waves Scattered from Dielectric Surfaces,
Keisuke Yoneyama* (Hokkaido University), Hajime Igarashi (Hokkaido University), Taketo Ueno, Toshifumi Honda, Masahiro Watanabe

15:30–17:30 OS5-2: Simulation Techniques of Electromagnetic Fields Analysis (2)
(20min/talk)

Chair: Hajime Igarashi (Hokkaido University)

Co-Chair: Hikaru Samukawa (Shibaura Institute of Technology)

- 85 Numerical Design of High Power Waveguide with Direction Changeable Structure
Hideki Kawaguchi* (Muroran Inst. of Tech.), Taku Takada (Muroran Inst. of Tech.), Shin Kagami (Muroran Inst. of Tech.)
- 95 Contributions of the Quadrupole Moments in the Effective Constitutive Characteristics for the Anisotropic Distributions of Metallic Thin-Wire Helices,
Masamitsu Asai* (Kinki University), Hideaki Wakabayashi (Okayama Prefectural University), Keiji Matsumoto (Osaka Sangyo University), Jiro Yamakita
- 101 Study of Dual-Directional Pattern Right Angle Slot Antenna for Dual-Band Applications,
Thinnawat Jangjing* (Rajamangala University), Wanchalerm Chanwattanapong (Rajamangala University of Technology Thanyaburi), Paitoon Rakluea (RMUTT), Numyoot Songthanapitak (Rajamangala University of Technology Thanyaburi)

Study of Dual-Directional Pattern Right Angle Slot Antenna for Dual-Band Applications

Thinawat Jangjing, Wanchalerm Chanwattanapong, Paitoon Ruklua and Numyoot Songthanapitak

Department of Electronics and Telecommunication Engineering
Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand

Abstract— This paper presents a study of dual-directional pattern right angle slot antenna for dual-band applications. The proposed antenna were determined using design equation, and IE3D simulation software, and were verified experimentally. This antenna is simple to design using two right angle slot size at appropriate position to achieve dual independent frequency bands which can control the desirable resonant frequency, and radiation pattern. The simulated resonant frequencies of the dual-band antenna are 2.45 GHz, and 5.2 GHz with the return losses of -24 dB, and -23 dB, respectively. From the simulated three-dimensional radiation pattern of the proposed antenna are achieved omnidirectional at first resonant frequency, and bidirectional at second resonant frequency. Finally, the results allow for a substantiated judgement of the capabilities, and the involved complexity of WLAN-based mesh networks.

Keywords— dual-band antenna, omnidirectional pattern, bidirectional pattern

1 Introduction

The WLAN standard IEEE 802.11s is successful on the market. 802.11s will be the solution when it is ratified by the IEEE, which is expected to happen in 2008. One of the most prominent use cases for the future IEEE802.11s-based mesh network is public access networks for dense populated areas. Using a Wireless Mesh Network (WMN) is saved costs of the wired lines and the network setup becomes more flexible.

Today, the microstrip or printed antennas have become popular because of small size, light weight, and ease of manufacture. Some of the principle advantages of microstrip antennas compared to conventional wireless network antennas are feed lines, matching networks can be fabricated simultaneously with the antenna structure, and dual band can be easily made as well. Most of the research will design dual band antenna [1]-[4]. The transmission has not so far much. The current signal needs far more, such as signal between access points (APs), which bidirectional pattern are highly suitable for WMN. Therefore, an antenna which is able to operate with dual band and dual directional pattern is required. These are obviously becoming the most important factors for the applications of antennas in both contemporary and future wireless communication systems.

In this paper, we propose a study of dual-directional pattern right angle slot antenna for dual-band applications. This antenna is simple to design using two right angle slot size at appropriate position to achieve dual independent frequency bands which can control the desirable resonant frequency, and radiation pattern. The proposed antenna was analyzed by using IE3D software. The antenna was developed to be used for wireless communication systems, such as WLAN-based mesh network, which are applied in many devices, such as in-building access points, and laptop computer.

2 Antenna Design

Fig.1. shows the geometry of the proposed antenna. The antenna consists of three right angle slots but two different slot sizes at various appropriate positions on the ground plane of the microstrip line. The Mylar® Polyester Film substrate has a dielectric constant $\epsilon_r = 3.2$ and a thickness $h = 0.4$ mm. For efficient excitation of the slots, the microstrip line terminates in

an open circuit. The proposed antenna were determined using design equation, and IE3D simulation software.

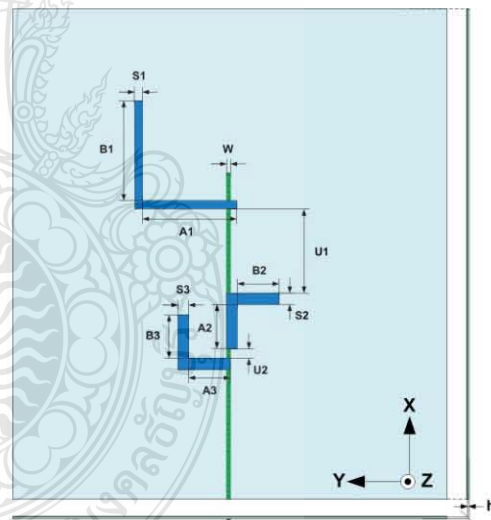


Fig.1. Geometry of the proposed antenna

The electrical lengths of the slot are approximately a half-wavelength at the desirable center frequency. Based on the operating frequency, the overall effective inner slot length ($A+B$) is designed by (1). Lengths A and B are equalized.

$$f_r = \frac{0.5c}{(A+B)\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1)$$

When

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W_m} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2)$$

where ϵ_{eff} is the effective dielectric constant and c is the speed of light.

The first band is designed $(A1+B1)$ at 2.45 GHz with single slot achieved omnidirectional pattern. The second band is designed $\{(A2+B2)$ and $(A3+B3)\}$ at 5.2 GHz with dual slots array. Here, the second band is achieved bidirectional pattern due to appropriate position of slot array.

3 Results and Discussion

The parametric study is important because it provides some understanding of the antenna characteristics to the antenna designer since this is a novel design of this dual-band omnidirectional and bidirectional antenna.

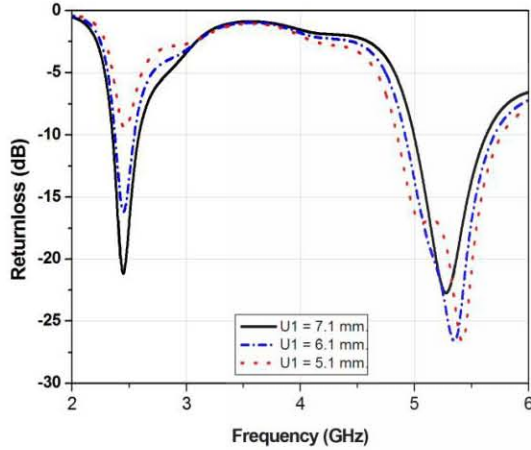


Fig. 2. Simulated return loss for various distance U1

Fig.2. shows the effect of the various distanced U1 on return loss versus frequency. The distanced U1 has a slight effect on return loss shift at first resonant frequency. A return loss shift of -5 dB is corresponding to a change of the distance U1 from 7.1 mm to 5.1 mm.

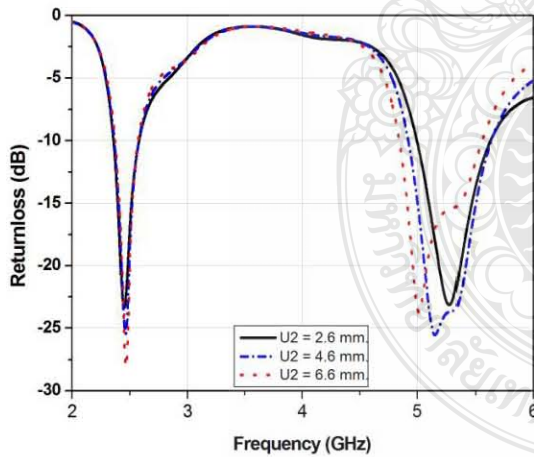


Fig. 3. Simulated return loss for various distance U2

Fig.3. shows the effect of the various distanced U2 on return loss versus frequency. The distanced U2 has a slight effect on frequency shift at second resonant frequency. A frequency shift of 0.2 GHz is corresponding to a change of the distance U2 from 2.6 mm to 4.6 mm. Fig.4. shows the effect of the various distanced B2=A2 on return loss versus frequency. The distanced B2=A2 has a slight effect on frequency shift at second resonant frequency. A frequency shift of 0.2 GHz is corresponding to a change of the distance U2 from 2.6 mm to 4.6 mm.

Fig.5. shows the effect of the various distanced S2 on return loss versus frequency. The distanced S2 has a slight effect on bands which shift at second resonant frequency. A bands which shift of 0.2 GHz is corresponding to a change of the distance U2 from 2.6 mm to 4.6 mm.

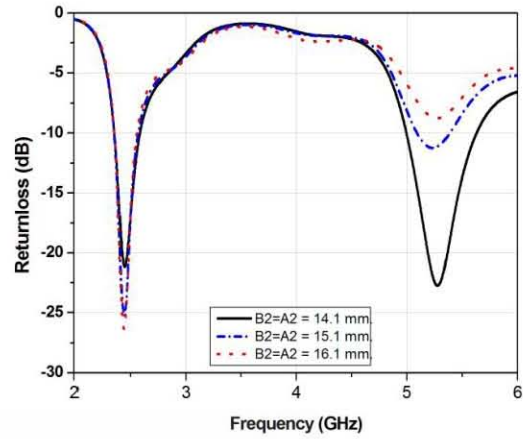


Fig. 4. Simulated return loss for various distance B2=A2

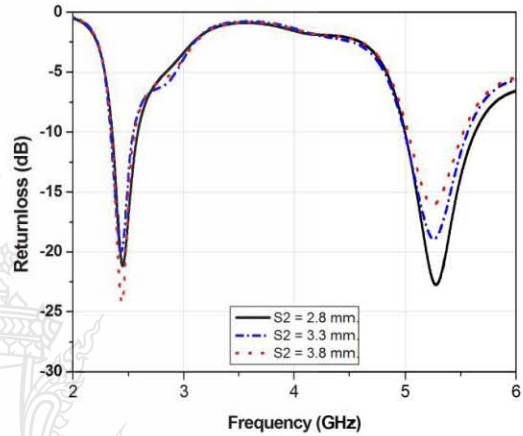


Fig. 5. Simulated return loss for various distance S2

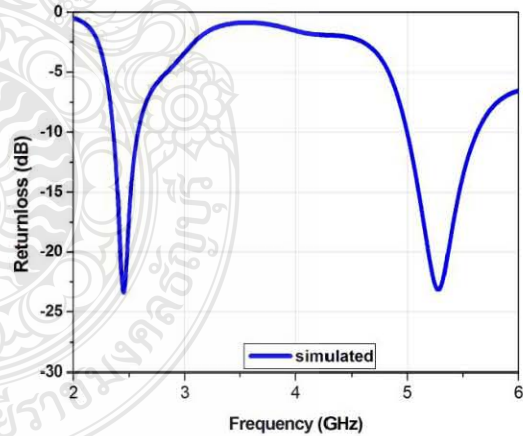


Fig. 6. Simulation return loss of the proposed antenna

Fig. 6 shows the simulated return loss for the propose antenna with low return loss at a frequency of 2.45 GHz = -24 dB with a bandwidth frequency is between 2.36 - 2.58 GHz and 5.2 GHz frequency equal to -23. dB and a bandwidth of frequencies between 5 - 5.62 and if the value of the signal return loss less the better. From Figure 7 can be seen that the frequency is 2.45 GHz and the VSWR = 1.036 at a frequency of 5.2 GHz were VSWR = 1.033.

Fig.8 and Fig.9 shows the measured radiation patterns for both E_{θ} and E_{ϕ} components in the $x-z$ plane, and $y-z$ plane. Each slot sizes operate in the dominant mode for the resonant frequencies of the dual-band antenna. It is clear from the measured results that the radiation pattern for 2.45 GHz to be nearly Omnidirectional and 5.2 GHz to be nearly bidirectional.

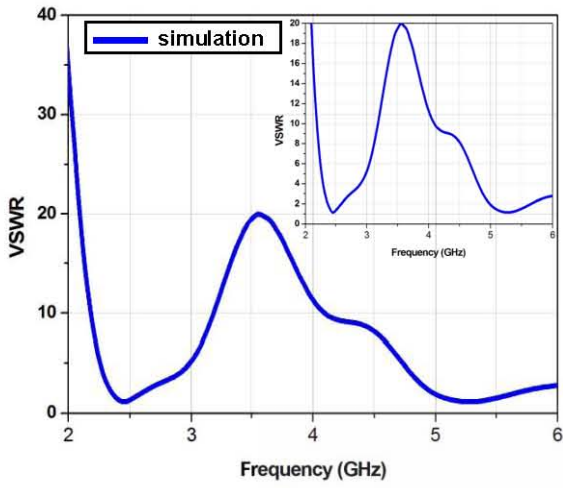
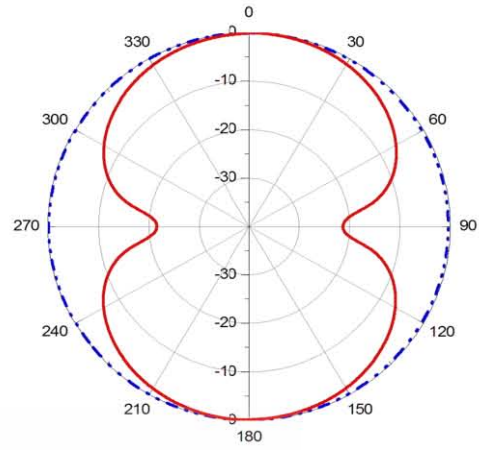
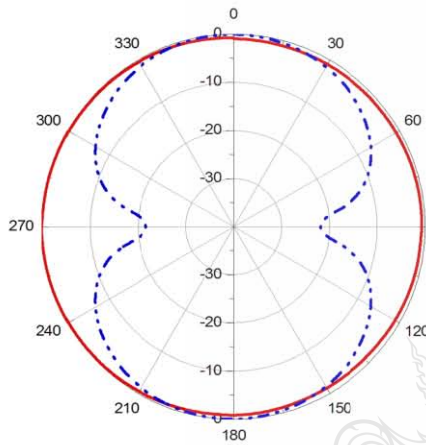


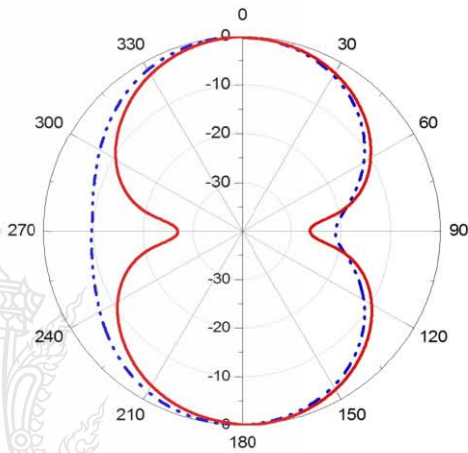
Fig. 7 Simulation Voltage standing wave ratio (VSWR) of the proposed antenna



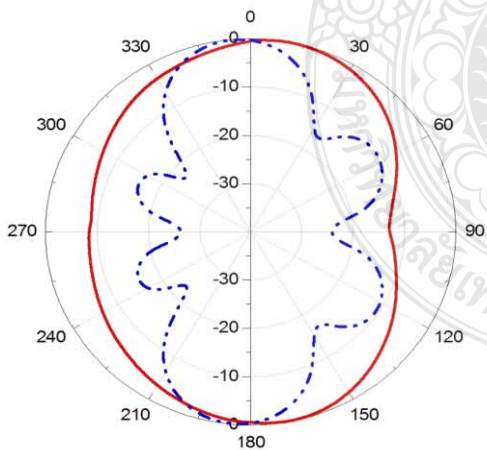
(a) 2.45 GHz



(a) 2.45 GHz



(b) 5.2 GHz



(b) 5.2 GHz

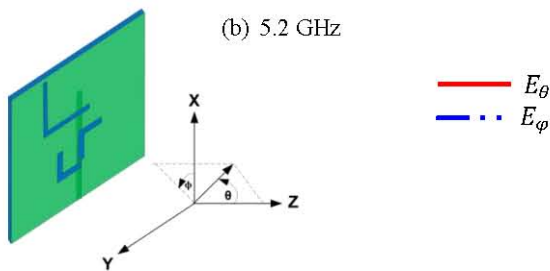


Fig. 8. Simulation radiation patterns x-z plane of proposed antenna at (a) = 2.45 GHz and (b) = 5.2 GHz.

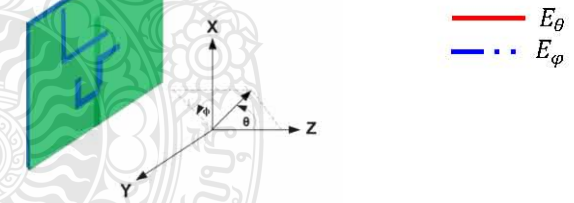
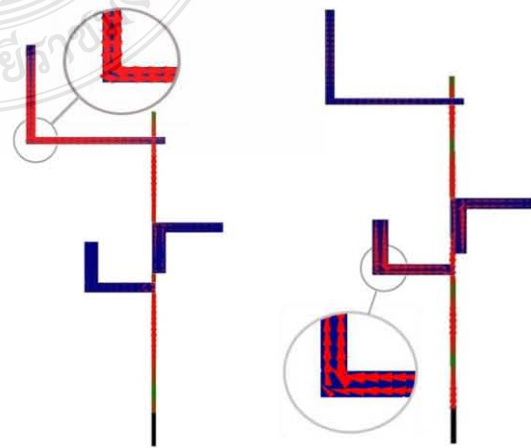


Fig. 9. Simulation radiation patterns y-z plane of proposed antenna at (a) = 2.45 GHz and (b) = 5.2 GHz.



(a) 2.45 GHz

(b) 5.2 GHz

Fig. 10. The current distribution of the proposed antenna

Fig. 10(a) and Fig. 10(b) illustrates the simulated current distributions of the proposed antenna at 2.45 GHz and 5.2 GHz, respectively. It can be seen that current flow at slot length $A1+B1$ which operate first resonant frequency 2.4 GHz. Also, The slot length $\{(A2+B2) \text{ and } (A3+B3)\}$ have current flow which operate second resonant frequency 5.2 GHz.

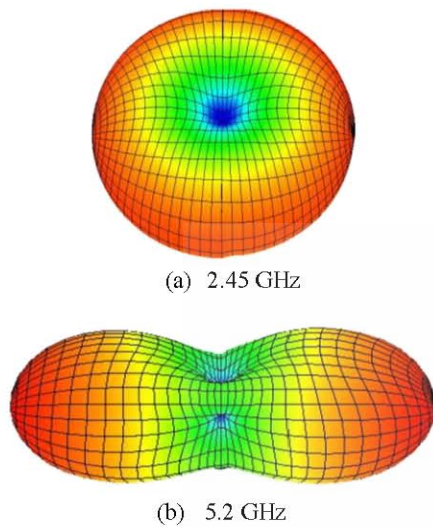


Fig. 11. Three-dimensional radiation pattern of the antenna

Fig.11(a) and Fig.11(b) shows simulated the three-dimensional radiation pattern characteristics at 2.45 GHz, and 5.2 GHz, respectively. We can observe that the proposed antenna is achieved omnidirectional at first resonant frequency, and bidirectional at second resonant frequency.

Fig.12 shows photos of a fabricated dual-band dual pattern right angle slot antenna. The ground plane size ($W_g \times L_g$) is 8 cm \times 13 cm. The measured resonant frequencies are 2.45 GHz, and 5.2 GHz with the minimum return loss of -25 dB, and -17 dB, respectively. The measured results of the resonant frequencies correlate well with the simulated results. The measured impedance bandwidths are 200 MHz (2.3 GHz to 2.5 GHz), and 400 MHz (5.1 GHz to 5.5 GHz), which cover the WLAN bands.



Fig. 12. photograph of the fabricated antenna prototype

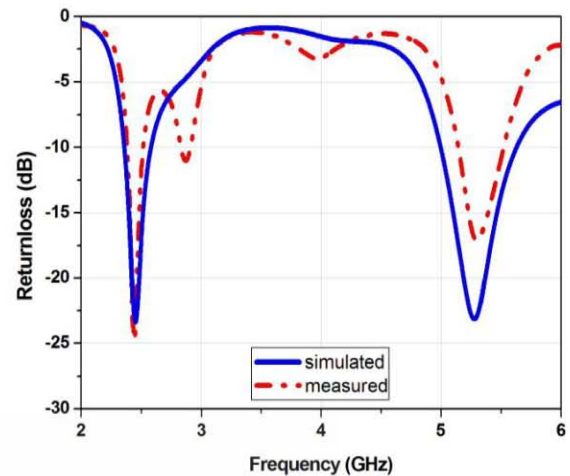


Fig. 13. Comparison between simulated and measured return loss for the proposed antenna

Fig. 13 shows comparison between simulated and measured return loss for the proposed antenna. The simulated and measured show that the proposed antenna achieved dual-band antenna are 2.45 GHz and 5.2 GHz with impedance bandwidth cover WLAN application.

4 Conclusion

The proposed antenna were determined using design equation, and IE3D simulation software, and were verified experimentally. The simulated show that the proposed antenna achieved dual-band antenna are 2.45 GHz and 5.2 GHz with impedance bandwidth cover WLAN application. We can observe that the proposed antenna is achieved omnidirectional at first resonant frequency, and bidirectional at second resonant frequency. Therefore, an antenna which is able to operate with dual band and dual directional pattern is required. These are obviously becoming the most important factors for the applications of antennas in both contemporary and future wireless communication systems such as WLAN-based mesh networks.

References

- [1] Michael Wong, "Dual Band Dual Slot Stripline Omni-Directional Antenna," Vehicular Technology Conference, IEEE 64th, 2006.
- [2] O. Tze-Meng, T. K. Geok and A. W. Reza, "A Dual-Band Omni-Directional Microstrip Antenna," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 106, 363-376, 2010.
- [3] A. G. Alhaddad, R. A. Abd-Alhameed, D. Zhou, C. H. See, E. A. Elkhazmi, and P. S. Excell, "Compact Dual-band Balanced Handset Antenna for WLAN Application," PIERS Online, Vol.6, No. 1, 2010.
- [4] A. Pomsathit, C. Benjangkaprasert, N. Anantrasrichai, Paitoon Raklua and T. Wakabayashi, "Design of Right Angle Slot Antenna for Dual Band and Dual Polarized with Wireless Network," International Conference on Control, Automation and Systems 2010, Gyeonggi-do, Korea, Oct. 27-30, 2010 in KINTEX.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายทินวัฒน์ จังจริง
วัน เดือน ปีเกิด	31 กรกฎาคม 2527
ที่อยู่	69/1 หมู่ 3 ต. บ้านอิฐ อ. เมืองอ่างทอง จ. อ่างทอง
การศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ปี พ.ศ. 2552
ประสบการณ์การทำงาน	พ.ศ. 2550 – พ.ศ. 2554 ตำแหน่งเจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

