

สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกาย
แบบไร้สาย

RIGHT ANGLE SLOT FABRIC ANTENNA FOR WIRELESS BODY
AREA NETWORK

สุทิสดา เกษร

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ปีการศึกษา 2564
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

สายอากาศฟ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกาย
แบบไร้สาย



สุทิสดา เกษร

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2564


ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี


หัวข้อวิทยานิพนธ์ สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย
Right Angle Slot Fabric Antenna for Wireless Body Area Network
ชื่อ - นามสกุล นางสาวสุทิดา เกษร
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ไพฑูรย์ รักเหลือ, วศ.ด.
ปีการศึกษา 2564

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



..... ประธานกรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์นรเสฏฐ์ วิชัยพาณิชย์, วศ.ด.)


..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์วันวิสา ชัชวงษ์, วศ.ด.)


..... กรรมการ
(อาจารย์วิเชียร อุปแก้ว, Ph.D.)


..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ไพฑูรย์ รักเหลือ, วศ.ด.)

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อนุมัติวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็น
ส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโท


..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ศิวกร อ่างทอง, Ph.D.)
วันที่ 16 เดือน กันยายน พ.ศ. 2564

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย
ชื่อ-นามสกุล	นางสาวสุทิดา เกษร
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ไพฑูรย์ รักเหลือ, วศ.ด.
ปีการศึกษา	2564

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย โดยสายอากาศจะถูกออกแบบบนวัสดุฐานรองผ้าโพลีเอสเตอร์ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก เท่ากับ 1.3 มีความหนาเท่ากับ 0.898 มม. วัสดุตัวนำจะเป็นผ้าแบบ ShieldIt Super มีความหนา เท่ากับ 0.17 มม. ซึ่งสายอากาศจะถูกจำลองและวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

สายอากาศที่ถูกออกแบบในงานวิจัยนี้ จะมีโครงสร้าง 2 รูปแบบ ซึ่งสามารถออกแบบให้มีความถี่ที่อิสระต่อกัน และสามารถกำหนดโพลาริไรซ์ได้ทั้งแบบลิเนียร์และวงกลม โดยสายอากาศรูปแบบที่หนึ่งมีคุณลักษณะสองความถี่และสองโพลาริไรซ์ ซึ่งความถี่แรกเป็นโพลาริไรซ์แบบเอียง 45° และความถี่ที่สองเป็นโพลาริไรซ์แบบวงกลม สำหรับสายอากาศรูปแบบที่สองมีคุณลักษณะสองความถี่และมีโพลาริไรซ์แบบวงกลมทั้งสองย่านความถี่ใช้งาน ทั้งนี้ช่องเปิดมุมฉากจะถูกออกแบบให้มีความยาวประมาณ $\lambda_g/2$ เพื่อตอบสนองความถี่ใช้งานเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย ในย่านความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งการคำนวณหาค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศจะคิดจากค่าการสูญเสียย้อนกลับที่น้อยกว่า -10 dB รวมทั้งทำการวิเคราะห์การเกิดโพลาริไรซ์แบบวงกลม ที่ค่าอัตราส่วนแบนด์น้อยกว่า 3 dB

ผลการวัดและทดสอบสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉาก จะแสดงว่า สายอากาศรูปแบบที่หนึ่งมีแบนด์วิดท์ที่อยู่ในสองย่านความถี่ คือ 2.25 - 2.5 GHz และ 4.9 - 5.5 GHz โดยที่สายอากาศรูปแบบที่สองมีแบนด์วิดท์สองย่านความถี่ใช้งานเช่นเดียวกัน คือ 2.34 - 2.54 GHz และ 4.88 - 5.9 GHz ทั้งนี้สายอากาศทั้ง 2 รูปแบบ ที่มีคุณลักษณะโพลาริไรซ์แบบวงกลมจะมีค่าแบนด์วิดท์ของค่าเฉลี่ยอัตราส่วนแบนด์อยู่ที่ 200 MHz โดยที่แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศเป็นแบบเสมือนสองทิศทางที่ระนาบ XZ และ YZ ซึ่งมีอัตราขยายสายอากาศเฉลี่ยทุกย่านความถี่ประมาณ 5 dBi จากผลการวัดและทดสอบจะมีคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ซึ่งสายอากาศในงานวิจัยนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเทคโนโลยีสมัยใหม่ทางด้านเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย อย่างเช่น ทางด้านสุขภาพและการแพทย์ เป็นต้น

คำสำคัญ : สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉาก สองความถี่ โพลาริไรซ์แบบเอียง 45° โพลาริไรซ์แบบวงกลม เครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย

Thesis Title	Right Angle Slot Fabric Antenna for Wireless Body Area Network
Name - Surname	Ms. Suthisa Kesorn
Program	Electrical Engineering
Thesis Advisor	Assistant Professor Paitoon Rakluea, D.Eng.
Academic Year	2021

ABSTRACT

The thesis presents design and analysis of the fabric antenna with the right angle slot for wireless body area network. The antennas were designed on a polyester fabric base material with the dielectric constant of 1.3 and the thickness of 0.898 mm. The conductor material was ShieldIt Super fabric with thickness of 0.17 mm. The antennas were simulated and analyzed by CST Microwave Studio.

Two structures of the antennas were designed in this research. These structures could have independent frequencies and they could be polarized with both linear and circular. The first antenna was characterized by two frequencies and two polarizations. The first frequency was 45° linearly polarized and the second frequency was circularly polarized. The second antenna was dual-frequency and circularly polarized on both bands. The right angle opening was designed with approximate $\lambda_g/2$ length to respond to wireless body area network usage with frequencies of 2.4 GHz and 5.2 GHz bands. The antenna bandwidth was calculated based on the return loss of less than -10 dB as well as conducting circular polarization analysis at Axis Ratio values of less than 3 dB.

The measurements and test results of the fabric antenna with the right angle slot showed that the first antenna had bandwidth of 2.25 - 2.5 GHz and 4.9 - 5.5 GHz. The second antenna also had two bandwidths of 2.34 - 2.54 GHz and 4.88 - 5.9 GHz. Both antennas had circular polarization characteristics with the average axial ratio bandwidth of 200 MHz. The antenna's far field radiation pattern was virtually bi-directional at the XZ and YZ planes. It had an average antenna gain of all frequencies with an approximate of 5 dBi. The measurements and test results of different characteristics revealed that the antenna characteristics were similar to the results of simulations with CST Microwave Studio. The antennas in this research can be applied to modern technology of wireless body area network such as health and medical.

Keywords : right angle slot fabric antenna, dual band, 45° linear polarization, wireless body area network, circular polarization

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดีจากความเมตตากรุณาจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ไพฑูรย์ รักเหลือ อาจารย์ที่ปรึกษา และ ดร. นรกมล วงษ์ศิลป์ ที่กรุณาให้คำปรึกษาและแก้ไขข้อบกพร่องต่าง ๆ เพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น ซึ่งผู้วิจัยขอขอบพระคุณอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ขอขอบคุณอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้าและได้ให้ความอนุเคราะห์ทางด้านเครื่องมือและสถานที่ในการทำงาน

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณแก่พระคุณของ บิดา มารดา และครอบครัว รวมไปถึงญาติพี่น้องของข้าพเจ้า ที่เป็นกำลังใจแก่ข้าพเจ้าเสมอมาจนสามารถทำวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้ามอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน หากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีข้อผิดพลาดประการใด ผู้วิจัยขออภัยไว้ ณ ที่นี้ด้วย

สุทิสดา เกษร



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	(3)
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	(4)
กิตติกรรมประกาศ.....	(5)
สารบัญ.....	(6)
สารบัญตาราง	(9)
สารบัญรูป.....	(10)
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	(14)
บทที่ 1 บทนำ.....	17
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	17
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย.....	18
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	18
1.4 ขั้นตอนการวิจัย.....	19
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	19
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง	20
2.1 โครงข่ายไร้สายระยะบุคคล.....	20
2.2 โครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์ (Wireless Body Area Network: WBAN).....	22
2.3 พารามิเตอร์พื้นฐานในการวิเคราะห์สายอากาศ	26
2.4 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบบรรณาบร่วม	37
2.5 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป	39
2.6 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	41
2.7 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด	53
2.8 มาตรฐานของการสื่อสารแบบไร้สาย.....	57
2.9 ทบทวนวรรณกรรม	60

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบสายอากาศ	63
3.1 บทนำ.....	63
3.2 การออกแบบสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉาก.....	63
3.3 การศึกษาพารามิเตอร์ต่างๆ และผลการจำลองสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉาก	69
3.4 สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาริซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่	82
3.5 การศึกษาพารามิเตอร์ต่างๆ และผลการจำลองสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉาก ที่มีโพลาริซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่.....	84
3.6 สรุปผลการออกแบบ	93
บทที่ 4 การออกแบบสายอากาศ	95
4.1 บทนำ.....	95
4.2 การทดสอบและผลการทดลองของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับ เครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย	95
4.3 การเปรียบเทียบผลการจำลองสภาวะการทำงานกับผลการวัดจริงค่าสัมประสิทธิ์ การสะท้อนกลับ (S11).....	100
4.4 การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ	101
4.5 การทดสอบและผลการทดลองของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มี โพลาริซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่.....	105
4.6 การเปรียบเทียบผลการจำลองสภาวะการทำงานกับผลการวัดจริงค่าสัมประสิทธิ์ การสะท้อนกลับ (S11).....	106
4.7 การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ	107
บทที่ 5 การออกแบบสายอากาศ	110
5.1 สรุปผลการวิจัย	110
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	112
บรรณานุกรม.....	113
ภาคผนวก	115
ภาคผนวก ก คุณสมบัติของสายอากาศภาคส่ง.....	115

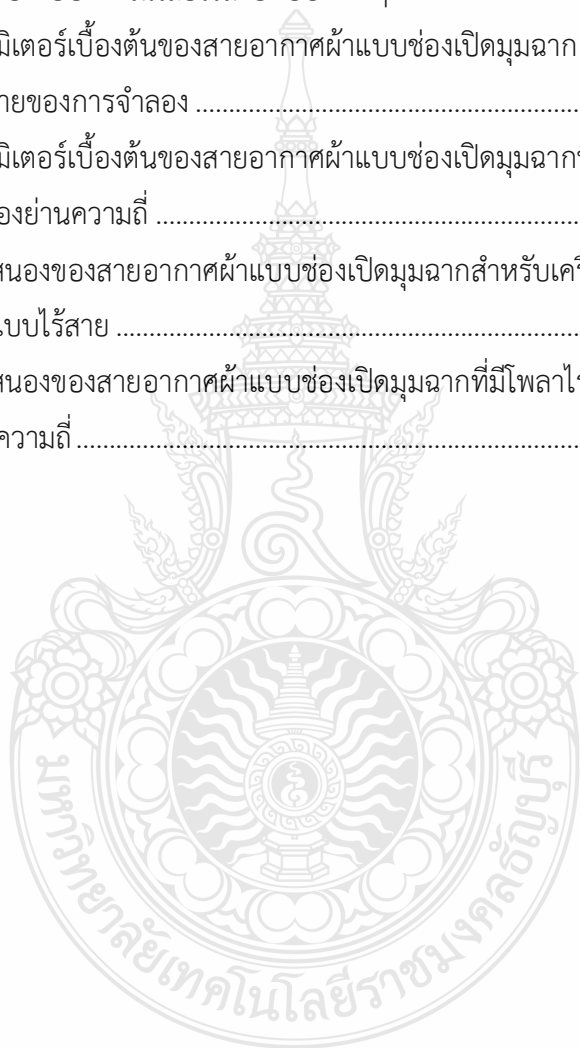
สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ข คุณสมบัติของหัว SMA Connector	123
ภาคผนวก ค คุณสมบัติของ ShieldIt Super Conductive Textile	125
ภาคผนวก ง ผลงานที่ได้ตีพิมพ์	127
ประวัติผู้เขียน	139



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 มาตรฐาน IEEE.802.15.6	24
ตารางที่ 2.2 การแผ่กระจายคลื่นในระยะต่าง ๆ.....	27
ตารางที่ 2.3 การเปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่าง ๆ.....	60
ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉาก.....	68
ตารางที่ 3.2 อัตราขยายของการจำลอง	77
ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่	84
ตารางที่ 5.1 ผลตอบสนองของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย	111
ตารางที่ 5.2 ผลตอบสนองของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่.....	112



สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 โครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์.....	22
รูปที่ 2.2 แสดงตัวอย่างของการติดตั้งอุปกรณ์ตรวจวัดสัญญาณ.....	23
รูปที่ 2.3 แสดงตัวอย่างของการติดตั้งอุปกรณ์ตรวจวัดสัญญาณ.....	24
รูปที่ 2.4 การนำเทคโนโลยีแบบแถบกว้างยิ่งมาประยุกต์ใช้งานโครงข่ายบนร่างกายมนุษย์	25
รูปที่ 2.5 การเกิดการย้อนกลับของกำลังงาน.....	26
รูปที่ 2.6 การเกิดการย้อนกลับของกำลังงาน.....	28
รูปที่ 2.7 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางระนาบเดียว.....	28
รูปที่ 2.8 แบบรูปการแผ่พลังงานหลัก ระนาบ E และ H ของอากาศปากแตร.....	32
รูปที่ 2.9 พุคลื่นต่างๆ ของสายอากาศ.....	33
รูปที่ 2.10 การเคลื่อนที่ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและการโพลาไรซ์.....	35
รูปที่ 2.11 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม.....	38
รูปที่ 2.12 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม.....	39
รูปที่ 2.13 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกรวดด้านล่าง.....	39
รูปที่ 2.14 โครงสร้างของไมโครสตริป.....	40
รูปที่ 2.15 ลักษณะของคลื่นที่แผ่กระจายในไมโครสตริป.....	40
รูปที่ 2.16 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์.....	42
รูปที่ 2.17 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	43
รูปที่ 2.18 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$	45
รูปที่ 2.19 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \ll 1$	45
รูปที่ 2.20 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล.....	47
รูปที่ 2.21 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป.....	48
รูปที่ 2.22 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อ.....	50
รูปที่ 2.23 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก.....	50
รูปที่ 2.24 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบขั้น.....	51
รูปที่ 2.25 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบรูปตัว T.....	53
รูปที่ 2.26 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด.....	53

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.27 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบปิดวงจร.....	54
รูปที่ 2.28 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบเปิดวงจร	54
รูปที่ 2.29 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น	55
รูปที่ 2.30 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด	56
รูปที่ 2.31 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ	56
รูปที่ 2.32 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น	57
รูปที่ 2.33 วิธีการหมุนช่องเปิด	57
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่ออกแบบ	64
รูปที่ 3.2 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ A1 B1	69
รูปที่ 3.3 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ A2 B2 A3 B3.....	70
รูปที่ 3.4 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S11) เมื่อเปลี่ยนแปลง S1	71
รูปที่ 3.5 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S11) เมื่อเปลี่ยนแปลง S2 S3	72
รูปที่ 3.6 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S11) เมื่อเปลี่ยนแปลง U1	73
รูปที่ 3.7 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S11) เมื่อเปลี่ยนแปลง U2	74
รูปที่ 3.8 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณ ร่างกายแบบไร้สาย	75
รูปที่ 3.9 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่าย บริเวณร่างกายแบบไร้สาย	75
รูปที่ 3.10 ค่าประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ	76
รูปที่ 3.11 ค่าอัตราการขยายของสายอากาศ	76
รูปที่ 3.12 รูปแบบการแพร่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz.....	77
รูปที่ 3.13 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz.....	78
รูปที่ 3.14 รูปแบบการแพร่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz.....	79
รูปที่ 3.15 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz.....	79
รูปที่ 3.16 การจำลองผลค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศในรูปแบบ Smith Chart.....	80
รูปที่ 3.17(ก) ผลการจำลองทิศทางการไหลของกระแส ที่ความถี่ 2.4 GHz.....	81

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.17(ข) ผลการจำลองความหนาแน่นของกระแส ที่ความถี่ 2.4 GHz	81
รูปที่ 3.18(ก) ผลการจำลองทิศทางการไหลของกระแส ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	82
รูปที่ 3.18(ข) ผลการจำลองความหนาแน่นของกระแส ที่ความถี่ 5.2 GHz	82
รูปที่ 3.19 รูปแบบโครงสร้างของการสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาริไซซ์แบบวงกลม สองย่านความถี่.....	83
รูปที่ 3.20 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ B1	85
รูปที่ 3.21 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ B2	86
รูปที่ 3.22 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาริไซซ์ แบบวงกลมสองย่านความถี่	87
รูปที่ 3.23(ก) อัตราส่วนตามแนวแกนที่ความถี่ 2.45 GHz.....	88
รูปที่ 3.23(ข) อัตราส่วนตามแนวแกนที่ความถี่ 5.25 GHz.....	88
รูปที่ 3.24 ค่าอัตราการขยายของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาริไซซ์แบบวงกลม สองย่านความถี่.....	89
รูปที่ 3.25 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz.....	90
รูปที่ 3.26 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz.....	90
รูปที่ 3.27 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz.....	91
รูปที่ 3.28 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz.....	92
รูปที่ 3.29 ผลการจำลองทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz.....	92
รูปที่ 3.30 ผลการจำลองทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.25 GHz.....	93
รูปที่ 4.1 เครื่องวิเคราะห์เครือข่าย (Network Analyzer) รุ่น Agilent E8363B	95
รูปที่ 4.2 ชิ้นงานจริงสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบ ไร้สาย.....	96
รูปที่ 4.3 การวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศ	96
รูปที่ 4.4 การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ	97
รูปที่ 4.5 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11) ของสายอากาศ	98

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.6 ผลการวัดค่าของอิมพีแดนซ์สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่าย บริเวณร่างกายแบบไร้สาย	99
รูปที่ 4.7 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศจากการวัดจริง	100
รูปที่ 4.8 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11)	101
รูปที่ 4.9 การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับ เครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย	102
รูปที่ 4.10 ผลการวัดจริงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz	103
รูปที่ 4.11 ผลการวัดจริงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz	104
รูปที่ 4.12 ซึ่ในงานจริงสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่าน ความถี่	105
รูปที่ 4.13 การวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศ	105
รูปที่ 4.14 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11) ของสายอากาศ	106
รูปที่ 4.15 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11) สายอากาศผ้าแบบ ช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่	107
รูปที่ 4.16 การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ	108
รูปที่ 4.17 ผลการวัดจริงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz	108
รูปที่ 4.18 ผลการวัดจริงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz	109
รูปที่ 5.1 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11) สายอากาศที่ 1	111
รูปที่ 5.2 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11) สายอากาศที่ 2	112

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

c	Wave velocity
D	Directivity
dB	Decibel
dB_i	Decibel Isotropic
dB_m	Decibel milli watt
e_t	Total efficiency
e_r	Reflection efficiency
e_c	Conduction efficiency
e_d	Antenna radiation efficiency
f	Frequency
f_c	Center frequency
f_h	High frequency
f_n	Notched frequency
f_l	Low frequency
f_r	Resonance frequency
G	Gain
G_0	Maximum gain
GHz	Giga Hertz
h	Thickness of substrate
m	Metter
$Mbps$	Mega Bit Per Second
MHz	Mega Hertz
mm	Millimeter
mW	Milli watt
P_i	Input Power
P_r	Reflection Power
P_o	Output Power

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

P_{rad}	Power density
Q	Quality Factor
Rx	Receiver
R_r	Radiation resistance of the antenna
R_L	Loss resistance of the antenna
S_{11} , S_{22}	Return Loss
S_{12} , S_{21}	Insertion Loss
t	Thickness of microstrip
Tx	Transceiver
W	Wide
U	Radiation intensity
U_i	Radiation intensity of isotropic source
U_{max}	Maximum radiation intensity
V_p	Phase velocity
Z_o	Characteristic impedance
Z_L	Load impedance
Z_{in}	Input impedance
ϵ	Absolute permittivity
ϵ_r	Relative dielectric constant
ϵ_{eff}	Effective dielectric constant
λ	Wavelength of free space
λ_g	Wavelength of material
σ	Electric conductivity
ω	Angular frequency
Γ	Reflection coefficient
BW	Bandwidth
CDMA	Code Division Multiple Access

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

CST	Computer Simulation Technology
DCS	Digital Cellular System
DSS	Direct-sequence Spread Spectrum
EDGE	Enhanced Data rates for Global Evolution
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Communication Commission
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile
HSPDA	High Speed Downlink Packet Access
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IMT2000	International Mobile Telecommunications for the year 2000
ISM	Industrial Scientific and Medical
ITU	International Telecommunication Union
SNR	Signal to Noise Ratio
TEM	Transverse Electric-Magnetic
TM	Transverse Mode
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra-Wideband
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

บทที่ 1

บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของวิทยานิพนธ์ วัตถุประสงค์ ขอบเขต ขั้นตอนการวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากวิทยานิพนธ์ โดยเนื้อหาและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์จะแสดงในบทถัดไป

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารและโทรคมนาคมเป็นสิ่งที่สำคัญและจำเป็นต่อการดำรงชีพของมนุษย์ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน ดังจะเห็นได้จากงานวิจัยและพัฒนาเพื่อเพิ่มขีดความสามารถในการสื่อสารให้สูงขึ้น เช่น การสื่อสารไร้สาย การสื่อสารดาวเทียม และการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น การสื่อสารเหล่านี้ล้วนแต่ใช้คลื่นความถี่ไมโครเวฟในการรับส่งข้อมูลทั้งสิ้น สายอากาศเป็นอุปกรณ์ที่สามารถทำหน้าที่ทั้งรับและส่งสัญญาณคลื่นได้ การพิจารณาเลือกสายอากาศชนิดใดขึ้นอยู่กับความเหมาะสม และประเภทของงานที่ต้องใช้สายอากาศ และเนื่องจากในปัจจุบันได้มีการใช้งานระบบสื่อสารต่าง ๆ เพิ่มมากขึ้นทำให้เกิดการกำหนดมาตรฐานความถี่ต่าง ๆ ขึ้นมารับรอง ซึ่งแต่ละประเทศหรือแต่ละพื้นที่ก็จะใช้มาตรฐานความถี่แตกต่างกันออกไป ทำให้การรับส่งข้อมูลต่างพื้นที่หรือต่างระบบไม่สามารถกระทำได้ เนื่องจากสายอากาศที่ใช้กันนั้นได้ถูกออกแบบให้ใช้ได้เฉพาะระบบใดระบบหนึ่งหรือมาตรฐานใดมาตรฐานหนึ่ง ดังนั้นจึงได้มีการคิดค้นสายอากาศที่สามารถใช้งานได้หลายความถี่หรือหลายย่านการใช้งาน ซึ่งจะเป็นการช่วยให้สะดวกต่อการนำไปใช้งาน สายนำสัญญาณที่ใช้ในการป้อนสัญญาณผ่านเข้าไปยังสายอากาศมีหลายแบบ เช่น สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ (Microstrip line) สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) สายนำสัญญาณแบบเส้นตัวนำระนาบร่วม (Coplanar Stripline: CPS) เป็นต้น แต่ที่ได้รับความนิยมสูง คือ ไมโครสตริปไลน์ เนื่องจากมีหลักในการออกแบบและวิธีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ (Matching impedance) ที่ง่ายไม่ซับซ้อน จากงานวิจัยด้านสายอากาศที่ผ่านมาส่วนหนึ่งจะเป็นการออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างที่ครอบคลุมมาตรฐานความถี่ใน WLAN คือตั้งแต่ 2.4 GHz ถึง 6 GHz หรือครอบคลุมมาตรฐานความถี่ในย่าน UWB คือ 3.1GHz ถึง 10.6 GHz แต่ก็มีบางงานวิจัยที่ออกแบบสายอากาศที่มีแถบความถี่ครอบคลุมตั้งแต่ 2.4 GHz ถึง 10.6 GHz ซึ่งทำให้สามารถรองรับการใช้งานได้ทั้งย่าน WLAN และ UWB รวมทั้งยังสามารถใช้งานได้

มาตรฐานความถี่ไวแมกซ์ (WiMAX) ได้ด้วยแต่การออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างนั้นมีข้อเสียคือไม่สามารถควบคุมแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นได้

งานวิจัยที่จัดทำขึ้นเพื่อมีแนวคิดในการวิเคราะห์ห้ออกแบบและสร้างสายอากาศสายอากาศฟ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สายที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อนสามารถรองรับการใช้งานย่านความถี่ 2.4 (2.4-2.485 GHz) และ 5.2 GHz (5.15-5.35 GHz) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a/b/g/n สายอากาศมีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่เหมือนกันทั้งสองย่านความถี่ใช้งาน โครงสร้างของสายอากาศที่ถูกออกแบบนี้สร้างบนวัสดุฐานรองชนิดโพลีเอสเตอร์ซึ่งประกบกับผ้าตัวนำ Shieldit Super ที่ถูกเจาะช่องเปิดมุมฉาก 2 ขนาด เพื่อทำหน้าที่เป็นตัวแผ่กระจายคลื่น 2 ย่านความถี่คือ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งสามารถออกแบบให้มีความถี่ที่อิสระต่อกัน สายอากาศฟ้าช่องเปิดมุมฉากถูกป้อนด้วยสายส่งแบบไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยตัวเชื่อมต่อแบบ SMA การออกแบบสายอากาศได้มีการจำลองโครงสร้างด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และการวิเคราะห์ห้อคุณลักษณะพื้นฐานต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศจะอธิบายในบทถัดไป

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1.2.1 ศึกษาหลักการสื่อสารเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย (Wireless Body Area Network; WBAN)

1.2.2 สร้างสายอากาศ และจำลองพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ออกแบบด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

1.2.3 วิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้สำหรับโครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบและสร้างสายอากาศฟ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย

1.3.2 สายอากาศฟ้าแบบช่องเปิดมุมฉาก โดยใช้วัสดุที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 1.3 ความหนาของวัสดุฐานรองเท่ากับ 0.898 มม.

1.3.3 ออกแบบสายอากาศให้สามารถครอบคลุม 2 ย่านความถี่ที่ 2.45 GHz (2.4-2.485 GHz) และ 5.25 GHz (5.15-5.35 GHz) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11

1.3.4 สายอากาศมีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง (Bi directional) และมีอัตราขยายของสายอากาศไม่น้อยกว่า 2 dBi

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

1.4.1 ศึกษาทฤษฎีและทบทวนวรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย

1.4.2 ศึกษาวิธีการใช้โปรแกรม CST Microwave Studio เพื่อทำการออกแบบและการวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย

1.4.3 ออกแบบและวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศโดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio

1.4.4 สร้างสายอากาศจริงลงบนวัสดุฐานรองแบบผ้า และทำการวัดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เกี่ยวกับสายอากาศเพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลอง

1.4.5 จัดทำบทความสำหรับนำเสนอผลการวิจัยและสิ่งตีพิมพ์

1.4.6 สรุปผลงานวิจัยและจัดทำรายงานฉบับสมบูรณ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 มีความเข้าใจในการใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศ

1.5.2 เข้าใจหลักการออกแบบและคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศช่องเปิดมุมฉาก

1.5.3 มีความเข้าใจและมีความชำนาญในการใช้เครื่องมือวัดค่าสายอากาศ

1.5.4 สามารถนำหลักการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดมุมฉากไปประยุกต์ใช้งานในงานลักษณะอื่นๆ ได้

1.5.5 นำความรู้ที่ได้ไปพัฒนาสายอากาศรูปแบบอื่น ๆ ได้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

บทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนำเสนอการออกแบบ วิเคราะห์และทดสอบสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย 2 ย่านความถี่ ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้อง ประกอบด้วยเทคโนโลยีเครือข่ายไร้สายบริเวณร่างกาย Wireless Body Area Network (WBAN) และ มาตรฐานเครือข่ายไร้สาย IEEE 802.15 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ สายส่งไมโครสตริปและสายอากาศแบบช่องเปิด

2.1 ความหมายของสายอากาศ [3] [4]

สายอากาศเป็นอุปกรณ์ไฟฟ้าชนิดหนึ่ง que เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าหรือในทางกลับกัน ปกติสายอากาศจะถูกใช้กับเครื่องส่งและเครื่องรับวิทยุ ในการส่ง เครื่องส่งวิทยุจะป้อนคลื่นกระแสไฟฟ้าที่มีความถี่วิทยุ ไปยังขั้วไฟฟ้าทั้งสองของสายอากาศ จากนั้นสายอากาศจะแผ่รังสีพลังงานจากกระแสในรูปของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (คลื่นวิทยุ) ในการรับ สายอากาศจะดักจับพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อที่จะสร้างแรงดันไฟฟ้าขนาดเล็กที่ขั้วไฟฟ้าของมัน แรงดันไฟฟ้านี้จะถูกส่งต่อไปให้เครื่องรับเพื่อทำการขยายสัญญาณต่อไป

สายอากาศเป็นส่วนที่สำคัญของอุปกรณ์ทุกชนิดที่ใช้วิทยุ ได้แก่ สถานีวิทยุกระจายเสียง สถานีโทรทัศน์วิทยุสองทาง เครื่องรับสื่อสาร เรดาร์ โทรศัพท์เคลื่อนที่ และการสื่อสารดาวเทียม นอกจากนี้มันยังใช้กับอุปกรณ์ เช่น ประตูโรงรถอัตโนมัติไมโครโฟนไร้สาย บลูทูธ แลนไร้สาย ฉลาก RFID และของเล่นวิทยุบังคับต่าง ๆ

โดยทั่วไปสายอากาศจะประกอบด้วยโครงสร้างของตัวนำโลหะที่เรียกว่าอิลิเมนต์ขับ (driven element) ที่ต่อทางไฟฟ้ามักจะผ่านทางสายส่งเข้ากับเครื่องส่งหรือเครื่องรับ เครื่องส่งจะบังคับให้กระแสไฟฟ้าที่เป็นคลื่นของอิเล็กทรอนิกส์ไหลผ่านสายอากาศ กระแสไฟฟ้างี้จะสร้างสนามไฟฟ้าที่เป็นคลื่นไปตามอิลิเมนต์นั้น สนามพลังที่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลาเหล่านี้จะถูกแผ่กระจายออกไปจากสายอากาศเข้าสู่อากาศในรูปของคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเคลื่อนที่ตามขวาง ทางด้านรับ คลื่นเหล่านี้เข้ามารวมกันที่สายอากาศ สนามแม่เหล็กและไฟฟ้าที่เป็นคลื่นจะสร้างแรงขึ้นบนอิเล็กทรอนิกส์ในอิลิเมนต์ของสายอากาศ ทำให้พวกอิเล็กทรอนิกส์ต้องเคลื่อนที่กลับไปกลับมา เป็นการสร้างกระแสที่เป็นคลื่นในสายอากาศ

สายอากาศสามารถออกแบบให้ส่งหรือรับคลื่นวิทยุได้ในทุกทิศทางแนวราบเท่าๆกันที่เรียกว่าสายอากาศทุกทิศทาง (Omnidirectional antenna) หรือชอบที่จะให้รับและส่งได้ในทิศทางเฉพาะที่

เรียกว่าสายอากาศเฉพาะทิศทาง (Directional antenna) หรือสายอากาศอัตราขยายสูง (High gain antenna) สำหรับสายอากาศอัตราขยายสูง อาจต้องมีอีลิเมนต์หรือตัวประกอบอื่นเพิ่มเติมที่ไม่มีการต่อถึงกันทางไฟฟ้าเข้ากับเครื่องส่งหรือเครื่องรับแต่อย่างใด อุปกรณ์ดังกล่าวได้แก่ อีลิเมนต์กาฝาก (parasitic elements) แผงสะท้อนคลื่นแบบโค้ง (parabolic reflectors) หรือ สายอากาศปากแตร (Horn antenna) ซึ่งมีหน้าที่นำทางคลื่นวิทยุให้อยู่ในรูปลำแสงหรือรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นที่ต้องการอื่นๆ

สายอากาศตัวแรกถูกสร้างขึ้นในปี 1888 โดยนักฟิสิกส์ชาวเยอรมัน นายไฮน์ริช เฮิร์ตซ์ ระหว่างการทดลองแบบบุกเบิกเพื่อพิสูจน์ความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้มีการคาดคะเนไว้ก่อน แล้วตามทฤษฎีของนายเจมส์ เคลิร์ก แมกซ์เวลล์ นายเฮิร์ตซ์ได้วางสายอากาศแบบไดโพลหลายตัวไว้ที่จุดโฟกัสของกลุ่มแผงสะท้อนคลื่นแบบโค้งเพื่อให้งานทั้งรับและส่ง เขาได้ตีพิมพ์ผลงานของเขาใน Annalen der Physik und Chemie (vol. 36, 1889).

สายอากาศที่ดีจะต้องจับคู่ส่วนที่เป็นอุปกรณ์ไฟฟ้าเข้ากับสนามแม่เหล็กไฟฟ้า คลื่นวิทยุเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ขนส่งสัญญาณผ่านอากาศ ที่ความเร็วของแสง และเกือบจะไม่มี การสูญเสียในการส่ง เครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณวิทยุจะใช้ถ่ายทอดสัญญาณ (ข้อมูล) ในระบบได้แก่การออกอากาศวิทยุ(เสียง) โทรศัพท์ โทรศัพท์มือถือ ไวไฟ (WLAN) เครือข่ายข้อมูล สายโทรศัพท์และในการเชื่อมโยงสัญญาณแบบจุดต่อจุด (โทรศัพท์) การเชื่อมโยงดาวเทียม อุปกรณ์ควบคุมจากระยะไกลหลายอย่างเช่น เครื่องเปิดประตูโรงรถและเซ็นเซอร์ไร้สายระยะไกล และอื่น ๆ อีกมาก คลื่นวิทยุยังใช้โดยตรงในการตรวจวัดในเทคโนโลยีต่าง ๆ รวมทั้งเรดาร์จีพีเอส วิทยุดาราศาสตร์ในทุกกรณีเครื่องส่งสัญญาณ และเครื่องรับสัญญาณที่นำมาใช้จะต้องใช้สายอากาศ โดยที่สายอากาศดังกล่าวบางครั้งจะถูกซ่อนอยู่ เช่นสายอากาศภายในวิทยุ AM หรือภายในเครื่องคอมพิวเตอร์แล็ปท็อปที่ติดตั้งไวไฟ

ตามลักษณะการใช้งานและเทคโนโลยีที่มีอยู่ สายอากาศโดยทั่วไปจะตกอยู่ในหนึ่งในสองประเภทต่อไปนี้

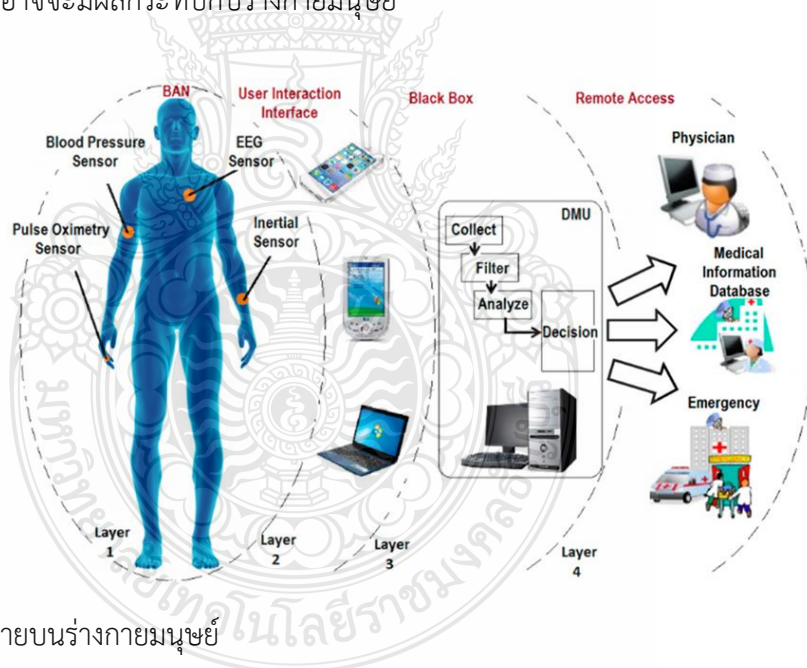
1. สายอากาศรอบทิศทาง หรือสายอากาศที่สัญญาณอ่อนเฉพาะบางทิศทางเท่านั้น แต่จะรับหรือส่งมากหรือน้อยในทุกทิศทาง สายอากาศประเภทนี้จะถูกนำมาใช้เมื่อตำแหน่งสัมพันธ์กับสถานีอื่นไม่เป็นที่รู้จักหรือไม่ชัดเจน พวกมันยังถูกใช้ที่ความถี่ต่ำอีกด้วยในตำแหน่งที่สายอากาศเฉพาะทิศทางจะมีขนาดใหญ่เกินไป หรือเพียงเพื่อลดค่าใช้จ่ายในการนำมาใช้งานในจุดที่สายอากาศเฉพาะทิศทางไม่มีความจำเป็นต้องใช้

2. สายอากาศเฉพาะทิศทาง หรือสายอากาศแบบ ลำคลื่น ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อส่งหรือรับสัญญาณในทิศทางใดทิศทางหนึ่งหรือรูปแบบใดรูปแบบหนึ่ง (อังกฤษ: pattern) โดยเฉพาะ

2.2 โครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์ (Wireless Body Area Network: WBAN) [2]

ในปัจจุบันมีการพัฒนาเทคโนโลยีหลายแบบสำหรับการใช้บรรดแบนด์ไร้สายโดยองค์กรมาตรฐานระดับนานาชาติการพัฒนาเทคโนโลยีมีลักษณะเป็นการปรับปรุงเทคโนโลยีเดิมให้สามารถเข้าใช้บรรดแบนด์ไร้สายได้หรือเป็นการพัฒนาเทคโนโลยีใหม่สำหรับบรรดแบนด์ไร้สาย เทคโนโลยีบรรดแบนด์นำมาใช้ตามลักษณะของโครงข่ายการใช้งานแบ่งได้ตามลักษณะของการเข้าใช้เครือข่าย (Network) ดังนี้

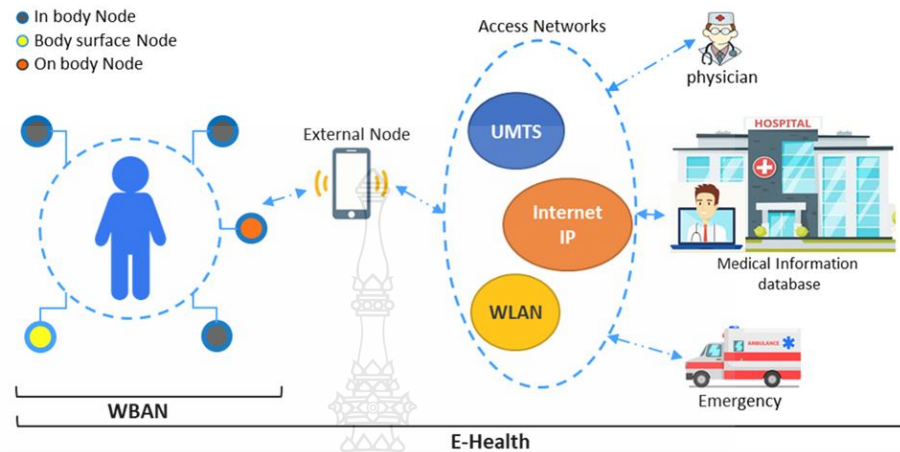
ระบบการสื่อสารไร้สายแบบบนร่างกายมนุษย์และระบบสื่อสารไร้สายส่วนบุคคล มีเทคโนโลยีและแนวคิดที่ใกล้เคียงกัน แต่อย่างไรก็ตามยังคงมีส่วนที่แตกต่างกันเช่น อุปกรณ์ของสื่อสารไร้สายบนร่างกายมนุษย์สามารถอยู่บนร่างกาย หรือภายในร่างกายมนุษย์ได้โดยมีความปลอดภัยกับอวัยวะ และชิ้นส่วนของร่างกายมนุษย์ ในส่วนของช่องสัญญาณของสื่อสารไร้สายบนร่างกายมนุษย์ได้ถูกนำเสนอด้วยคุณลักษณะที่แตกต่างกับการสื่อสารไร้สายส่วนบุคคล เนื้อเยื่อของร่างกายมนุษย์ที่เป็นตัวกลางซึ่งประกอบไปด้วยไขมัน น้ำ ทำให้การแพร่กระจายถูกลดทอนเร็วกว่าในแบบอวกาศว่าง และรูปแบบของสายอากาศอาจจะมีผลกระทบกับร่างกายมนุษย์



รูปที่ 2.1 โครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์

การประยุกต์ใช้งานโครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์และการดูแลรักษาสุขภาพทางการแพทย์ในการประยุกต์ใช้งานของโครงข่ายบนร่างกายมนุษย์แบบไร้สายจะใช้สำหรับการรักษาดูแลสุขภาพ การตรวจวัดสมรรถนะของร่างกาย การติดตามเฝ้าดูอาการผู้ป่วย โดยจะมีการติดตั้งเซนเซอร์ตำแหน่งต่างๆ ของร่างกายมนุษย์โดยที่อุปกรณ์ดังกล่าวสามารถส่งสัญญาณข้อมูลกลับมายังผู้ใช้งานหรือ

แพทย์เพื่อใช้ในการวิเคราะห์อาการ หรือเฝ้าระวังอาการของผู้ป่วย เพื่อป้องกัน และทำให้ตรวจพบโรคก่อนได้



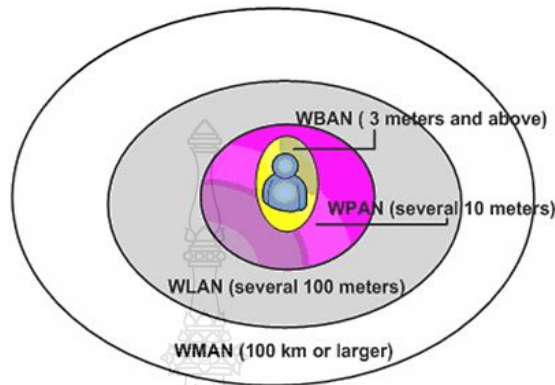
รูปที่ 2.2 แสดงตัวอย่างของการติดตั้งอุปกรณ์ตรวจวัดสัญญาณ

โครงข่ายบนร่างกายมนุษย์ได้ถูกกล่าวถึงครั้งแรกในส่วนของโครงข่ายส่วนบุคคล (Personal Area network: PAN) โดย Prof. Zimmermann ได้รับ การยกย่องในการสร้างสรรค์แนวคิดเรื่องโครงข่ายบนร่างกายมนุษย์โดยมีพื้นฐานจากงานของเขาที่สถาบันเทคโนโลยีแห่งแมสซาชูเซตส์ (Massachusetts Institute of Technology: MIT) และที่บริษัทไอบีเอ็ม เขาได้พูดถึงการรวมกันของอุปกรณ์คอมพิวเตอร์ที่มีขนาดเล็ก และการเชื่อมต่อสื่อสารไร้สายระยะสั้น การเชื่อมต่อนั้นถูกสร้างขึ้นผ่านการติดต่อสื่อสารกับอุปกรณ์ใกล้เคียงน้อยกว่า 2 เมตร ในปี 2004 โครงข่ายบนร่างกายมนุษย์ได้อธิบายสภาพแวดล้อมรวมถึงบริเวณที่ใกล้ที่สุดซึ่งก็คือส่วนหนึ่งของร่างกายมนุษย์คณะกรรมการจากสถาบันวิศวกรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ได้ตั้งคณะกรรมการกลุ่ม 6 หรือที่เรียกว่า IEEE 802.15.6 เพื่อกำหนดมาตรฐานของโครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์ มาตรฐาน IEEE 802.15.6 ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 มาตรฐาน IEEE.802.15.6 [2]

ข้อกำหนด	ค่า
ระยะทาง	น้อยกว่า 3 เมตร
กำลัง	ไม่เกิน 25 W
อัตราข้อมูล	10 kbps ถึง 5 Mbps
รูปแบบการเชื่อมต่อ	แบบดาว

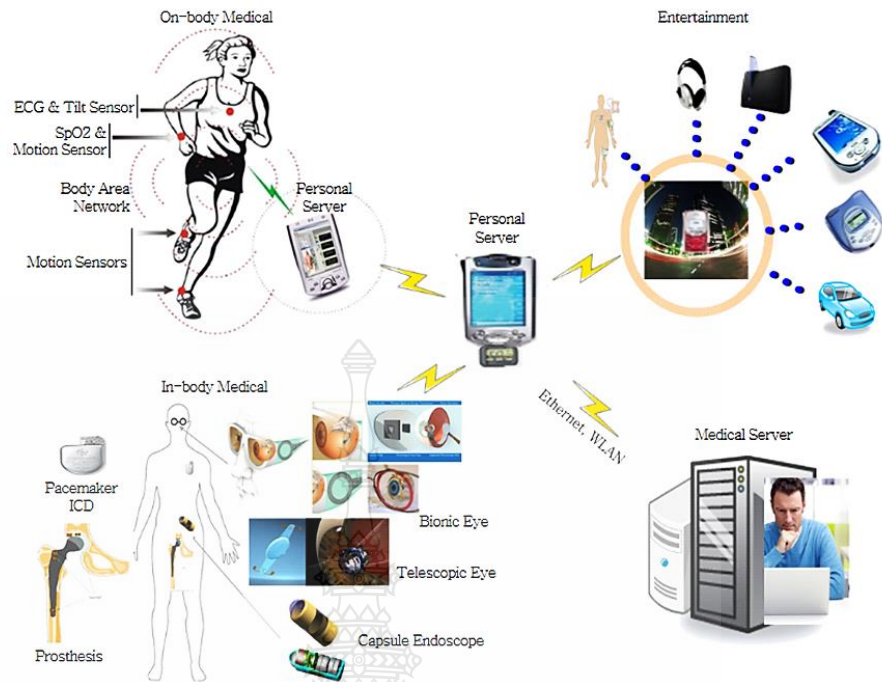
โดยจะเห็นว่าโครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์ได้นำเสนอวิธีการของการสื่อสารระยะสั้นเพื่อเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ที่อยู่รอบๆ ร่างกายมนุษย์โดยคำนึงถึงความปลอดภัยของร่างกายด้วย โดยสามารถนำมาใช้กับการสื่อสารทางการแพทย์การดูแลสุขภาพ และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ภายในร่างกายมนุษย์



รูปที่ 2.3 เปรียบเทียบช่วงของการสื่อสารของเทคโนโลยีไร้สาย

อุปกรณ์ของสื่อสารไร้สายบนร่างกายมนุษย์สามารถอยู่บนร่างกาย หรือภายในร่างกายมนุษย์ ถูกนำเสนอด้วยคุณลักษณะที่แตกต่างกับ การสื่อสารไร้สายส่วนบุคคล จากร่างกายมนุษย์ที่เป็นตัวกลาง ซึ่งประกอบไปด้วยไขมัน น้ำ ทำให้การแพร่กระจายถูกลดทอนเร็ว และรูปแบบของสายอากาศอาจจะมีผลกระทบกับร่างกายมนุษย์ วิศวกรหรือนักออกแบบต้องเผชิญกับงานที่ท้าทายความสามารถในการสร้างหรือออกแบบอุปกรณ์ เช่น ต้องอยู่ในกฎระเบียบข้อบังคับ รูปแบบช่องสัญญาณ การใช้พลังงานที่ต่ำ ผลกระทบของอุณหภูมิสายอากาศและการสูญเสียบนร่างกายมนุษย์การสื่อสารที่มีประสิทธิภาพ อัตราการส่งข้อมูลที่เหมาะสม และมีความน่าเชื่อถือสูง เป็นต้น

การประยุกต์ใช้งานโครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์ และการดูแลสุขภาพทางการแพทย์ในการประยุกต์ใช้งานของโครงข่ายบนร่างกายมนุษย์แบบไร้สายจะใช้สำหรับการรักษาดูแลสุขภาพ การตรวจวัดสมรรถนะของร่างกาย การติดตามเฝ้าดูอาการผู้ป่วย โดยจะมีการติดตั้งเซนเซอร์ที่ตำแหน่งต่างๆ ของร่างกายมนุษย์โดยที่อุปกรณ์ดังกล่าวสามารถส่งสัญญาณข้อมูลกลับมาถึงผู้ใช้งานหรือแพทย์เพื่อใช้ในการวิเคราะห์อาการ หรือเฝ้าระวังอาการของผู้ป่วย เพื่อป้องกันและทำให้ตรวจพบโรคก่อนได้ในช่วงสองสามปีที่ผ่านมาได้มีการเพิ่มจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในการตรวจวัดสุขภาพตรวจสอบรูปคลื่นตรวจสอบสิ่งผิดปกติต่างๆ ที่เกิดขึ้น การตรวจวิเคราะห์คลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบพกพาที่มีการใช้เซนเซอร์ที่มีราคาแพงและซับซ้อน ถึงแม้จะได้รับการยอมรับในวงกว้างในระบบปัจจุบันก็ตาม แต่ยังคงถูกจำกัดด้วยราคาและการใช้งาน



รูปที่ 2.4 การนำเทคโนโลยีแบบแถบกว้างยิ่งมาประยุกต์ใช้งานโครงข่ายบนร่างกายมนุษย์ [18]

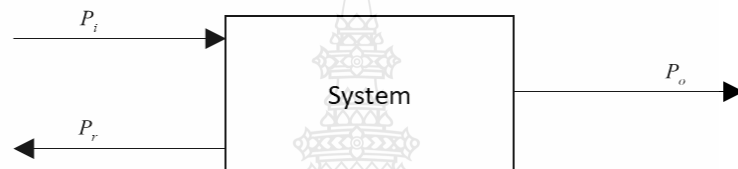
ระบบการตรวจสอบทางการแพทย์ส่วนบุคคลมีการใช้เพื่อเก็บข้อมูลเพียงอย่างเดียวส่วนการประมวลผลและการวิเคราะห์นั้นถูกดำเนินการแบบออฟไลน์ ทำให้อุปกรณ์ใช้งานได้ไม่ต่อเนื่อง และอาจทำให้มีความผิดปกติในการตรวจสอบทางการแพทย์ ระบบที่ประกอบไปด้วยเซนเซอร์จำนวนมากเพื่อใช้ในการฟื้นฟูสภาพร่างกายมีการเชื่อมต่อสายไฟระหว่างตัวเซนเซอร์กับระบบตรวจสอบ สายไฟดังกล่าวอาจทำให้ผู้ป่วยไม่สามารถทำกิจกรรมบางอย่างได้อย่างสะดวกสบายส่งผลทำให้มีผลกระทบกับข้อมูลที่วัดได้และเหตุผลนี้เองทำให้มีการสร้างระบบตรวจสอบสุขภาพร่างกายแบบไร้สายซึ่งใช้ในระบบ WBAN เป็นต้น ดังรูปที่ 2.4

2.3 พารามิเตอร์พื้นฐานในการวิเคราะห์สายอากาศ [1]

2.3.1 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss)

การสูญเสียจะเกิดขึ้นเมื่ออิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณกับสายอากาศมีค่าไม่เท่ากัน หรือที่เรียกกันว่าไม่แมตช์กัน ก็จะทำให้การส่งกำลังไปยังสายอากาศไม่สามารถส่งได้อย่างสมบูรณ์จึงมีกำลังบางส่วนสะท้อนกลับเข้าไปในสายส่งซึ่งเรียกว่าเกิดการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ แต่หากสายอากาศและสายส่งมีอิมพีแดนซ์เท่ากันหรือแมตช์กันก็จะมีกำลังสะท้อนกลับ เนื่องจากสายอากาศเป็นการแผ่กระจายคลื่น ดังนั้นการพิจารณาค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับจึงใช้พารามิเตอร์ที่

เรียกว่า Scattering Parameter และค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับมีชื่อเรียกว่า S11 ค่าการสูญเสีย หรือ S11 นี้นิยมบอกเป็นหน่วย dB โดยค่าที่ยอมรับได้ในการออกแบบสายอากาศก็คือ จะต้องมียุคค่า S11 น้อยกว่า -10 dB เนื่องจากการเป็นการพิจารณาการสะท้อนของสัญญาณในสายส่งที่ส่งไปยังโหลด จึงสามารถพิจารณาใช้ค่า VSWR แทนได้โดยพิจารณาค่า VSWR ที่ต่ำกว่า 2 ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้เห็นได้ว่าไม่ว่าจะใช้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ หรือ VSWR ก็สามารถบ่งบอกถึงความแม่นยำของสายส่งสัญญาณกับสายอากาศได้เช่นกัน พื้นฐานการคำนวณค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่เป็น S11 พิจารณาได้จาก รูปที่ 2.5 เมื่อส่งกำลังเข้าในระบบจะเกิดการสะท้อนกลับของพลังงานเนื่องจากความไม่แม่นยำกันของอิมพีแดนซ์ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 การเกิดการย้อนกลับของกำลังงาน

โดยกำหนดให้ P_i คือ กำลังงานของสัญญาณอินพุต
 P_r คือ กำลังงานของสัญญาณที่สะท้อนกลับ
 P_o คือ กำลังงานของสัญญาณเอาต์พุต

ซึ่งค่าของ และ Return Loss สามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\text{Return Loss (dB)} = -10 \log \left(\frac{P_r}{P_i} \right) \quad (2.1)$$

จากสมการจะพบว่าค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเป็นอัตราส่วนของ P_r กับ P_i ซึ่งแสดงถึงประสิทธิภาพการส่งผ่าน หากว่าค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำมากๆ หมายถึงมีประสิทธิภาพในการส่งผ่านกำลังไปยังโหลดได้สูงหรือมีประสิทธิภาพการส่งกำลังที่ดี

2.3.2 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)

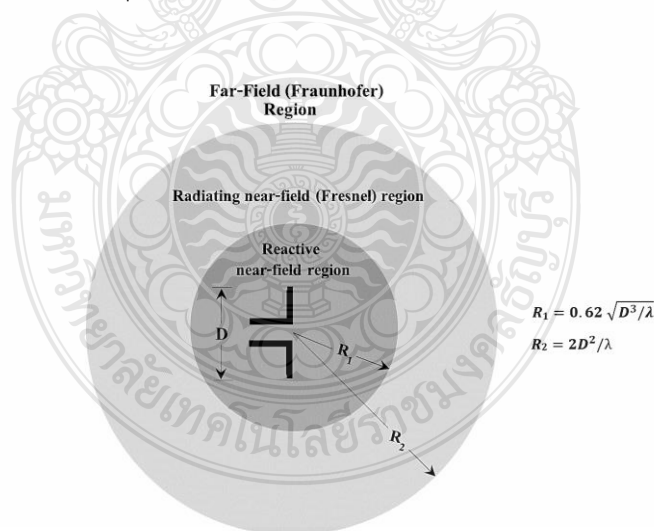
แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ เป็นการนำเสนอคุณสมบัติในการแผ่กำลังงานของสายอากาศในรูปฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ตามพิกัดตำแหน่ง (Space coordination) การพิจารณาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นมี 3 ระยะ คือที่ระยะใกล้รีแอกทีฟ (Reactive near field) สนาม

การแผ่กระจายคลื่นระยะใกล้ (Radiating near field) และบริเวณการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะไกล (Far field) โดยแต่ละบริเวณจะพิจารณาจากระยะห่างจากสายอากาศออกไปรอบ ๆ เป็นรัศมีเท่าใด ซึ่งพิจารณาได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 การแผ่กระจายคลื่นในระยะต่างๆ

Antenna size (D)	$D \ll \lambda$	$D \approx \lambda$	$D \gg \lambda$
Reactive near field	$r < \lambda/2\pi$	$r < \lambda/2\pi$	$r < \lambda/2\pi$
Radiating near field	$\lambda/2\pi < r < 3\lambda$	$\lambda/2\pi < r < 3\lambda$ and $2D^2/\lambda$	$\lambda/2\pi < r < D^2/\lambda$
Far field	$r < 3\lambda$	$r < 3\lambda$ and $2D^2/\lambda$	$r > 2D^2/\lambda$

เมื่อ D เป็นขนาดที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ λ เป็นความยาวคลื่นที่พิจารณา และ R เป็นรัศมีหรือระยะห่างจากสายอากาศ เพื่อให้เห็นถึงสนามแต่ละบริเวณจึงแสดงในรูปของการแผ่กระจายคลื่นในแต่ละตำแหน่งและทิศทางที่เป็นแบบสองมิติ ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งของการสังเกตตลอดบริเวณรอบ ๆ สายอากาศ

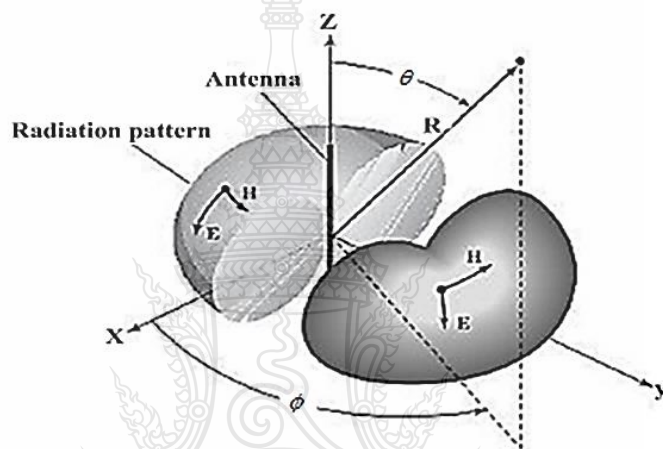


รูปที่ 2.6 บริเวณสนามการแผ่กระจายคลื่นจากสายอากาศ [6]

ดังนั้นเส้นการกวาดของการแผ่กระจายคลื่นที่ตำแหน่งรัศมีคงที่ และรอบสายอากาศ เรียกว่า แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Radiation pattern) ในการแสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

สามารถแสดงได้ทั้งแบบสองมิติ และสามมิติ แต่มักนิยมรูปแบบสองมิติก็พอเพียงต่อการพิจารณาคุณลักษณะการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ออกไปรอบตัวเท่ากันหมดหรือรอบทิศทางที่เท่ากันหมด เรียกว่า การแผ่กระจายกระจายคลื่นแบบไอโซโทรปิก (Isotropic) ซึ่งเป็นแบบรูปในอุดมคติที่มีการพิจารณาจากสายอากาศไดโพลขนาดเล็กจิ๋ว ส่วนแบบรูปที่ได้จากสายอากาศไดโพลในอุดมคตินั้น จะเป็นสายอากาศแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional antenna) ดังรูปที่ 2.7 นอกจากนี้ หากแบบรูปมีการเปลี่ยนหรือเบนไปก็จะพิจารณาแบบมีทิศทาง (Direction)



รูปที่ 2.7 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางระนาบเดียว

2.3.3 อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR)

ถ้าคลื่นที่มีแอมพลิจูดและความถี่เท่ากันสองคลื่นเคลื่อนที่ในสายส่งในทิศทางตรงกันข้ามคลื่นทั้งสองจะรวม ตัวและหักล้างซึ่งกันและกันสลับกันไปผลที่ได้ จะเป็นคลื่นนิ่ง (Standing Wave)

อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) ในสายส่งที่มีการสูญเสียพลังงานน้อยมีค่าจำกัดความเป็นอัตราส่วนของแรงดันที่มากที่สุดต่อแรงดันที่น้อยที่สุดเมื่อเขียนเป็นสมการคณิตศาสตร์

$$VSWR = \frac{|V_{max}|}{|V_{min}|} \quad (2.2)$$

สามารถให้ค่าจำกัดความเป็นอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งให้เป็นค่าที่จุดๆ หนึ่ง ในสายโดยใช้ความสัมพันธ์ที่เกี่ยวข้องกับสัมประสิทธิ์การสะท้อนดังนี้

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.3)$$

$$|\Gamma| = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.4)$$

โดยกำหนดให้	$ \Gamma $	คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน
	Z_{in}	คือ อิมพีแดนซ์ของอินพุต
	Z_0	คือ อิมพีแดนซ์ของเอาต์พุต

จากสมการ 2.4 จะพบว่าถ้า $Z_{in} = Z_0$ จะทำให้ $\Gamma = 0$ นั่นคือจะไม่เกิดการสะท้อนกลับของคลื่นซึ่งจะส่งผลให้ค่า $VSWR = 1$ ซึ่งก็คือการแมตซ์กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศนั่นเองแต่ถ้า $Z_{in} \neq Z_0$ จะทำให้ $|\Gamma| \neq 0$ ก็จะส่งผลทำให้ค่า $VSWR \neq 1$ นั่นคือจะเกิดการไม่แมตซ์กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศซึ่งถ้าค่า $VSWR$ มีค่ามากๆ ก็อาจส่งผลกระทบต่อเครื่องส่งทำให้เครื่องส่งเกิดความเสียหายได้สำหรับค่า $VSWR$ ที่สามารถยอมรับได้ในทางปฏิบัตินั้นจะต้องมีค่าไม่เกิน 1.5

2.3.4 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)

ประสิทธิภาพของสายอากาศเป็นพารามิเตอร์ที่รวมประสิทธิภาพการสูญเสียที่สายอากาศและในโครงสร้างของสายอากาศ การสูญเสียต่าง ๆ หาได้จาก ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับจากการไม่แมตซ์ซึ่งระหว่างสายส่งกับสายอากาศ การสูญเสียจากตัวนำและฉนวน ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศจะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.5)$$

โดยกำหนดให้	e_t	คือ ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ
	e_r	คือ ประสิทธิภาพการสะท้อนกลับเนื่องจากการไม่แมตซ์ซึ่งโดยที่ $(1 - \Gamma ^2)$
	e_d	คือ ประสิทธิภาพของฉนวน (Dielectric)

แต่ในทางปฏิบัติค่าประสิทธิภาพเนื่องจากวัสดุตัวนำและไดอิเล็กตริกจะคำนวณหรือวัดแยกกันได้ยาก จึงเขียนสมการประสิทธิภาพใหม่เป็น

$$e_t = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.6)$$

โดยที่ $e_t = e_r e_{cd}$ เรียกว่าค่าสัมประสิทธิ์การแผ่คลื่นของอากาศ (Antenna Efficiency)

2.3.5 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)

สภาพเจาะจงทิศทางเป็นการบอกความสามารถเชิงทิศทางของสายอากาศเป็นอัตราส่วนระหว่างความเข้มของการแผ่พลังงานในทิศทางที่สนใจกับความเข้มของการแผ่พลังงานโดยเฉลี่ย เมื่อมีการแผ่พลังงานออกไปรอบทิศทางอย่างเท่าเทียมกัน โดยไม่คิดกำลังส่วนที่สูญเสียไปดังสมการที่ 2.7 และสมการที่ 2.8

$$D = \frac{U}{U_i} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.7)$$

โดยกำหนดให้	D	คือ สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ
	U	คือ ความเข้มของการแผ่กำลังงาน (W/Unit Solid Angle)
	U_i	คือ ความเข้มของการแผ่กำลังงานเฉลี่ย
	P_{rad}	คือ กำลังงานที่สายอากาศแผ่ออกไป (W)

โดยทั่วไปไม่กำหนดทิศทางใช้สภาพเจาะจงทิศทางในทิศทางที่สายอากาศแผ่พลังงานได้ดีที่สุด

$$D = \frac{U_{max}}{U_i} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.8)$$

โดยกำหนดให้	D_o	คือ สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศสูงสุด (Dimensionless)
	U_{max}	คือ ความเข้มของการแผ่กำลังงานสูงสุด (W/Unit Solid Angle)

2.3.6 อัตราขยาย (Gain)

อัตราขยายของสายอากาศเป็นความสัมพันธ์ที่ได้จากสภาพเจาะจง โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่สภาพเจาะจงทิศทางแสดงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้นการคิดอัตราขยายของสายอากาศ วัดเทียบเทียบกับสายอากาศอ้างอิง โดยอัตราขยายของสายอากาศส่ง คือกำลังส่งอัตราส่วนระหว่างความเข้มสนามตามทิศที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุดเมื่อเทียบกับความเข้มสนามที่จุดเดียวกันของสายอากาศอ้างอิง หรือแสดงในรูปของอัตราส่วนของค่ากำลังงานที่ต้องใช้ในการส่งของสายอากาศทั้งสอง เพื่อให้เกิดความเข้มสนามขนาดเท่ากัน ณ จุดเดียวกัน ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นที่มากที่สุด หรืออัตราขยายของสายอากาศรับ คืออัตราส่วนระหว่างค่าความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง ณ จุดตั้งสายอากาศที่เดียวกัน

การใช้สายอากาศอ้างอิงมักเป็นแบบไดโพลขนาด $\lambda/2$ หรือแบบไอโซโทรปิก (Isotropic) ซึ่งมีลักษณะพิเศษ คือ กระจายคลื่นได้รอบตัวทุกทิศในปริมาณที่เท่ากัน อัตราขยายกำลัง (Power gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้ นั้นจะมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้ม

ของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อกำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากข้อต่อของเครื่องส่งเมื่อไม่กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปคิดอัตราขยายกำลังในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุดดังสมการที่ 2.9

$$D_o = \frac{U_{max}}{U_i} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.9)$$

โดยกำหนดให้ $U(\theta, \phi)$ คือ ความแรงของการแพร่กระจายคลื่น
 P_{in} คือ กำลังงานที่ป้อนให้กับไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย

ในทางปฏิบัติเมื่อกล่าวถึงอัตราขยายหมายถึงอัตราขยายกำลังที่มีค่าสูงสุด แสดงดังสมการที่ 2.10

$$G_o = 10 \log_{10}[e_t D_o] \quad (2.10)$$

การทดสอบการวัดอัตราขยายของสายอากาศเป็นการวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายอากาศว่ามีประสิทธิภาพเพียงใดโดยทำการต่อสายอากาศเข้ากับเครื่องมือวัดวิเคราะห์ที่ทำให้สามารถหาอัตราขยายจากสมการที่ 2.11, 2.12

$$G_o = 10 \log_{10}[e_t D_o] \quad (2.11)$$

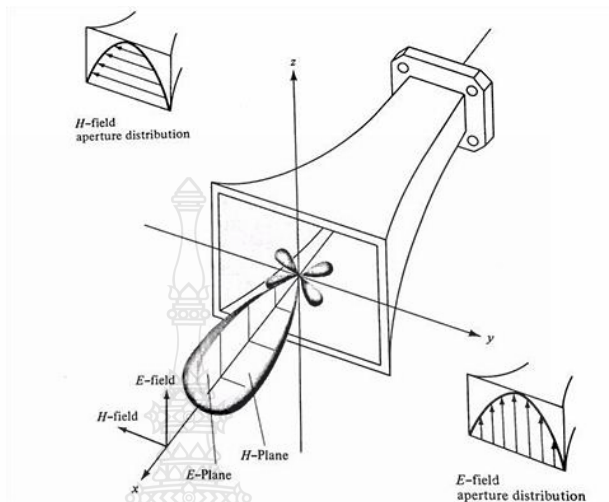
หรือ

$$G_o = 10 \log_{10}[e_t D_o] \quad (2.10)$$

โดยกำหนดให้ G_R คือ อัตราขยายของสายอากาศรับ
 P_R คือ กำลังที่ด้านรับ
 P_t คือ กำลังที่ด้านส่ง
 L_{LINE} คือ กำลังที่สูญเสียในสายนำสัญญาณทั้งด้านส่งและด้านรับ
 L_F คือ การสูญเสียในสายอากาศ $20 \log \frac{4\pi D}{\lambda}$
 G_T คือ อัตราขยายของสายอากาศส่ง
 D คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับ (2.3 เมตร)

2.3.7 แบบรูปการกระจายพหุคลื่นหลัก

คุณสมบัติของสายอากาศในทอมของรูปแบบกระจายคลื่นหลัก (Principal pattern) ของสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H สำหรับสายอากาศโพลาไรเซชันแบบเชิงเส้น (Linearly polarization)

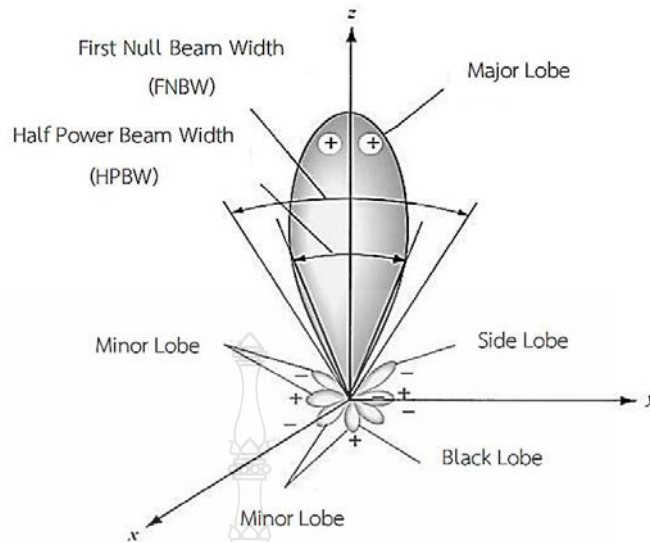


รูปที่ 2.8 แบบรูปการแผ่พลังงานหลัก ระนาบ E และ H ของอากาศปากแตร [5]

รูปแบบการกระจายคลื่นในระนาบ E จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามไฟฟ้า และทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนรูปแบบกระจายคลื่นในระนาบ H จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก และทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ตัวอย่างแบบรูปการแผ่พลังงานหลัก ดังรูปที่ 2.8 โดยมีระนาบ XZ เป็นระนาบ H หลัก

2.3.8 พูคลื่นการแผ่กระจายคลื่น

พูคลื่นของการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Lobe) เป็นส่วนหนึ่งของการแผ่กระจายคลื่นที่เกิดขึ้นเป็นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นต่ำดังแสดงในรูปที่ 2.9 โดยมีการแสดงโพลาร์รูปแบบกระจายคลื่น (Polar Pattern) แบบสามมิติซึ่งแบ่งเป็นพูคลื่นต่างๆ ดังนี้



รูปที่ 2.9 พุคคลื่นต่างๆ ของสายอากาศ [6]

พุคคลื่นหลัก (Major Lobe หรือ Main Lobe) เป็นพุคคลื่นของการแพร่กระจายคลื่นซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด ดังรูปที่ 2.9 มีพุคคลื่นหลักอยู่ในทิศทางแกน Z สำหรับสายอากาศบางชนิดอาจมีพุคคลื่นหลักมากกว่า 1 พุคคลื่น เช่น สายอากาศแยกบีม (Beam Antenna)

พุคคลื่นย่อย (Minor Lobe) ได้แก่พุคคลื่นอื่นๆ นอกเหนือไปจากพุคคลื่นหลัก

พุคคลื่นข้างหรือไซด์พุคคลื่น (Side Lobe) เป็นพุคคลื่นย่อยที่อยู่ติดกับพุคคลื่นหลักและอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับพุคคลื่นหลัก

คลื่นหลัง (Back Lobe) เป็นพุคคลื่นย่อยที่อยู่ในครึ่งวงกลมตรงข้ามกับพุคคลื่นหลักปกติแล้วพุคคลื่นย่อยจะเกิดจากการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ ดังนั้นสำหรับสายอากาศที่ดีจะต้องกำจัดพุคคลื่นเหล่านี้ให้น้อยที่สุด ระดับของพุคคลื่นย่อยมักแสดงเป็น อัตราส่วนของความหนาแน่นของพลังงานในพุคคลื่นที่กำลังคิดต่อความหนาแน่นของพลังงานในพุคคลื่นหลักซึ่งเรียกว่าอัตราส่วนของไซด์โลบ (Side Lobe Ratio) เป็นอัตราส่วนของความหนาแน่นของพลังงานในพุคคลื่นที่กำลังคิดต่อความหนาแน่นของพลังงานในพุคคลื่นหลัก หรือระดับของไซด์โลบ (Side Lobe Level: SLL) ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปนั้นมักจะต้องการให้ระดับของไซด์น้อยกว่า -20 Db

2.3.9 อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance)

พิจารณาสายอากาศเสมือนเป็นชิ้นส่วนหนึ่งในวงจรไฟฟ้า เมื่อต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณเพื่อป้อนพลังงานให้กับสายอากาศ พลังงานจะไหลเข้าสู่สายอากาศที่ละน้อยเนื่องจากการต้านการไหล

ของพลังงานที่เรียกว่า อิมพีแดนซ์หรือ Z_{in} ความต้านทานเชิงซ้อนเกิดขึ้น อิมพีแดนซ์ดังกล่าวจะปรากฏที่หัวของสายอากาศ เรียกว่า อิมพีแดนซ์ขาเข้า ดังสมการที่ 2.13

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (2.13)$$

โดยกำหนดให้	X_{in}	คือ ความต้านทานเชิงจินตรูปที่ทำให้เกิดการสะสมของพลังงานในบริเวณสนามใกล้สายอากาศโดยไม่แผ่กระจายออกไป
	R_{in}	คือ ประกอบด้วยสองส่วนคือ R_r และ R_L
	R_r	คือ ความต้านทานพลังคลื่นที่แผ่ออกไปโดยสายอากาศ
	R_L	คือ ความต้านทานที่โหลด ซึ่งรวมถึงความต้านทานจากการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากความร้อน สารไดอิเล็กตริกและตัวนำ

2.3.10 แบนด์วิดท์ (Bandwidth)

แบนด์วิดท์ของสายอากาศเป็นช่วงของความถี่ที่สามารถนำไปใช้งานได้ดี ซึ่งย่านความถี่ถูกกำหนดโดย VSWR 1.5:1 หรือพิจารณาจากการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่ระดับ -10 dB ตามสมการที่ 2.14

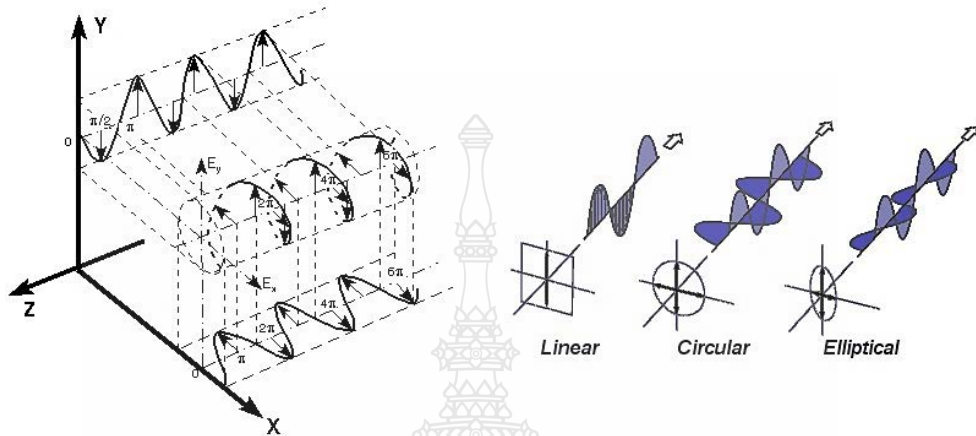
$$Bandwidth = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_r} \times 100\% \quad (2.14)$$

โดยกำหนดให้	$Bandwidth$	คือ แบนด์วิดท์ของสายอากาศ
	f_{max}	คือ ขอบความถี่สูงของย่านความถี่
	f_{min}	คือ ขอบความถี่ต่ำของย่านความถี่
	f_r	คือ ค่าความถี่เรโซแนนซ์

2.3.9 โพลาริเซชัน (Polarization)

โพลาริเซชันของคลื่นที่แผ่ออกจากสายอากาศ หมายถึง คุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็ก ไฟฟ้าที่จะอธิบายทิศทางและขนาดของเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงไป โดยการพิจารณาจะยึดจุดสังเกตคงที่และมองเวกเตอร์สนามไฟฟ้าตามทิศทางที่คลื่นเคลื่อนที่ไป ดังนั้นโพลาริเซชันจึงเป็นเส้นทางการเลื่อนที่ของปลายเวกเตอร์สนามไฟฟ้า รูปทั่วไปของโพลาริเซชันมีอยู่ 3 แบบ คือโพลาริเซชันแบบเชิงเส้น (Linear polarization) โพลาริเซชันแบบวงกลม (Circular polarization) และโพลาริเซชันแบบวงรี

(Elliptical polarization) โดยทิศทางการหมุนของคลื่นที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมหรือวงรีนั้นอาจเป็นแบบตามเข็มนาฬิกา (Clockwise: CW) หรือแบบทวนเข็มนาฬิกา (Counterclockwise: CCW) ก็ได้ การเคลื่อนที่ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและโพลาไรซ์แบบต่าง ๆ ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การเคลื่อนที่ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและการโพลาไรซ์ [8]

ถ้าสมมติว่าคลื่นเคลื่อนที่ในทิศทาง $-z$ ดังนั้นสมการสนามไฟฟ้าสามารถเขียนได้ดังนี้

$$E(z, t) = \hat{x}E_x(z, t) + \hat{y}E_y(z, t) \quad (2.15)$$

เมื่อองค์ประกอบสนามไฟฟ้าในทิศทาง x และ y มีค่าเป็น

$$E_x(z, t) = \text{Re}[E_x e^{-j(\omega t + kz)}] = \text{Re}[E_{x0} e^{-j(\omega t + kz + \phi_x)}]$$

$$E_x(z, t) = E_{x0} \cos(\omega t + kz + \phi_x) \quad (2.16)$$

$$E_y(z, t) = \text{Re}[E_y e^{-j(\omega t + kz)}] = \text{Re}[E_{y0} e^{-j(\omega t + kz + \phi_y)}]$$

$$E_y(z, t) = E_{y0} \cos(\omega t + kz + \phi_y) \quad (2.17)$$

โดยกำหนดให้ E_{x0} คือ เป็นขนาดสูงสุดของสนามไฟฟ้าในแกน x
 E_{y0} คือ เป็นขนาดสูงสุดของสนามไฟฟ้าในแกน y

1) โพลาริซเซชันเชิงเส้น คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นเมื่อความต่างเฟสขององค์ประกอบทั้งสองของสนามไฟฟ้าเป็นไปดังสมการที่ 2.18

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (2.18)$$

2) โพลาริซเซชันแบบวงกลม คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีการโพลาไรซ์แบบวงกลมเมื่อขนาดขององค์ประกอบของสนามไฟฟ้าทั้งสองมีค่าเท่ากันนั่นก็คือ $E_{x0} = E_{y0}$ และค่าความต่างเฟสเป็นดังสมการที่ 2.19

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} \left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 1, 2, 3, \dots \quad CW \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 1, 2, 3, \dots \quad CCW \end{cases} \quad (2.19)$$

3) โพลาริซเซชันแบบวงรี คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีการโพลาไรซ์แบบวงรี เมื่อขนาดขององค์ประกอบของสนามไฟฟ้าทั้งสองมีค่าต่างกันนั่นก็คือ $E_{x0} \neq E_{y0}$ และค่าความต่างเฟสเป็นดังสมการที่ 2.20

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} \left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 1, 2, 3, \dots \quad CW \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 1, 2, 3, \dots \quad CCW \end{cases} \quad (2.20)$$

เมื่อความต่างเฟสของทั้งสององค์ประกอบมีค่าไม่เท่ากับจำนวนเท่าของ $\pi/2$ ดังนี้

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x \neq \frac{n\pi}{2} = \begin{cases} > 0 & n = 1, 2, 3, \dots \quad CW \\ < 0 & n = 1, 2, 3, \dots \quad CCW \end{cases} \quad (2.21)$$

2.3.10 อัตราส่วนตามแนวแกน (Axial Ratio: AR) [16]

อัตราส่วนตามแนวแกน (AR) ของสายอากาศถูกกำหนดให้เป็นอัตราส่วนระหว่างแกนหลัก และแกนรองของรูปแบบสายอากาศโพลาไรซ์แบบวงกลม หากสายอากาศมีโพลาไรซ์แบบวงกลมที่สมบูรณ์แบบ อัตราส่วนนี้จะ เป็น 0 dB อย่างไรก็ตาม หากสายอากาศมีโพลาไรซ์เป็นวงรี อัตราส่วนนี้จะมากกว่า >0 dB อัตราส่วนนี้บอกเราถึงความเบี่ยงเบนของสายอากาศจากกรณีในอุดมคติของโพลาไรซ์แบบวงกลมในช่วงเชิงมุมที่ระบุ โดยปกติ อัตราส่วนตามแนวแกนจะอ้างอิงสำหรับสายอากาศโพลาไรซ์แบบวงกลม เนื่องจากสนามโพลาไรซ์แบบวงกลมประกอบด้วยองค์ประกอบสนามไฟฟ้ามุมฉากสอง

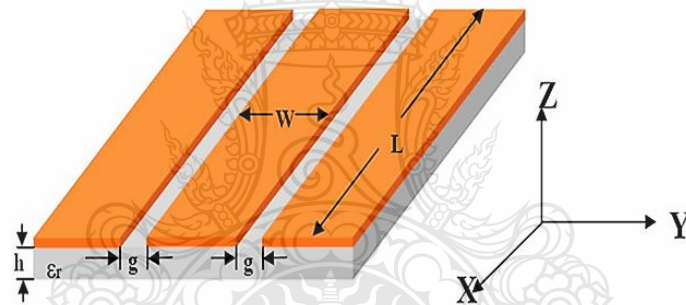
องค์ประกอบที่มีแอมพลิจูดเท่ากันและอยู่นอกเฟส 90 องศา ยิ่งอัตราส่วนตามแนวแกนเข้าใกล้ 0 dB ยิ่งดี นอกจากนี้ อัตราส่วนตามแนวแกนมีแนวโน้มลดลงจากพหุคูณหลักของเสาอากาศ ดังนั้นอัตราส่วนตามแนวแกนสำหรับเสาอากาศคือ อัตราส่วนตามแนวแกนน้อยกว่า 3 dB แสดงว่าค่าเบี่ยงเบนจากโพลาริซ์แบบวงกลมน้อยกว่า 3 dB

2.4 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม [7]

สายส่งสัญญาณที่ถูกนำมาใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟซึ่งจะมีอยู่หลายชนิดตัวอย่าง เช่น สายส่งโคแอกเซียลแบบที่นำคลื่นระนาบร่วมจะนำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย ซึ่งเป็นโครงสร้างที่เหมาะสมต่อการออกแบบและการสร้าง รวมทั้งยังสามารถพัฒนาไปเป็นวงจรรวมไมโครเวฟ อุปกรณ์ที่จำเป็นจะต้องมีช่องผ่าน (Via Hole) เพื่อเชื่อมต่อตัวนำด้านบนกับระนาบกราวด์ด้านล่าง ซึ่งจะทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณส่ง (High Dispersion) และการสูญเสียส่ง (High Insertion Loss) เพื่อแก้ปัญหางานวิจัยดังกล่าวจึงนำเสนอสายอากาศโครงสร้างระนาบร่วมที่มีกราวด์ด้านบน สามารถลดการผิดเพี้ยนของสัญญาณ (Low Dispersion) และการสูญเสีย (Low Insertion Loss) โครงสร้างที่ได้มีความแข็งแรงที่สามารถลดช่องผ่านและเป็นโครงสร้างที่ง่ายต่อการออกแบบเพื่อใช้งาน

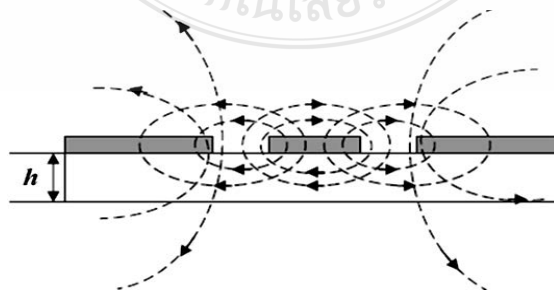
สายส่งสัญญาณแบบที่นำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) มีการป้อนสัญญาณระหว่างช่องเปิดสองข้างอยู่ระนาบเดียวกันกับกราวด์ ทำให้มีข้อได้เปรียบคือ เป็นสายอากาศที่ให้แถบความถี่กว้าง โดยใช้การปรับขนาดช่องเปิดทั้งสองข้าง และความยาวของสายป้อนสัญญาณสายนำสัญญาณที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟนั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภท คือ สายนำสัญญาณที่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมด TEM หรือ Quasi-TEM และสายนำสัญญาณที่ไม่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมดดังกล่าว เรียกว่า Non-TEM ได้แก่ สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป และสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม เป็นต้น ในที่นี้จะกล่าวถึงสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม (Coplanar Waveguide) ซึ่งการแพร่กระจายคลื่นของสายนำสัญญาณไมโครสตริป CPW จะเป็นแบบ Quasi-TEM ในปี ค.ศ. 1969 Wen ได้คิดค้นสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมขึ้นสายนำสัญญาณที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.13 จะมีรูปร่างเป็นแถบโลหะตัวนำวางอยู่บนวัสดุฐานรองซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก ที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิดสองช่อง คุณสมบัติหลักที่ใช้ในการพิจารณาสายนำสัญญาณ คือ คุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์ และเพื่อให้เกิดความเข้าคู่กัน คุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์ ซึ่งได้แก่ ความหนาของวัสดุฐานรอง (h) ความกว้างของแผ่นสตริป (w) ความกว้างของช่องเปิด (g) ดังจะเห็นได้ว่าการเลือกชนิดของวัสดุฐานรองเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณาคุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์ และคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้มีดังต่อไปนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) เป็นค่าแสดงคุณสมบัติของสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอากาศ
- ค่า Loss tangent ($\tan \delta$) ที่ความถี่ 10 กิกะเฮิร์ต คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสแอสติสเพลซเมนต์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด ซึ่งค่านี้ยิ่งต่ำยิ่งดี
- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) จะแสดงความสามารถในการระบายความร้อนของสารไดอิเล็กตริก ซึ่งค่านี้ยิ่งสูงยิ่งดี
- ความขรุขระของผิว จัดว่าเป็นคุณสมบัติที่มีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริป เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า
- ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) สำหรับค่านี้จะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ



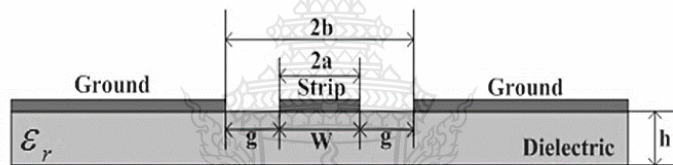
รูปที่ 2.11 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม

การแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมนั้นจะมีลักษณะที่ต่างจากกัน ส่วนสนามแม่เหล็กนั้นจะเคลื่อนที่ล้อมรอบแผ่นโลหะในทิศทางตามความหนาของวัสดุฐานรองแสดงดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม

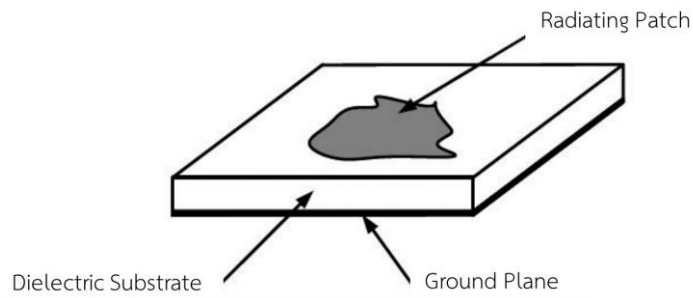
สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมมี 2 ชนิดคือ สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide) ในรูปที่ 2.15 และชนิดมีกราวด์ด้านล่าง (Conductor-Backed Coplanar Waveguide) ในรูปที่ 2.16 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างซึ่งประกอบไปด้วยสตริป (Strip) อยู่ตรงด้านบนของฐานรองไดอิเล็กตริก (Substrate) โดยมีความกว้างของสตริปคือ W ด้านข้างทั้งสองด้านของสตริปมีลักษณะเป็นร่อง (Slot) และระนาบกราวด์ตามลำดับ มีความกว้างระหว่างสตริปถึง ระนาบกราวด์คือ g และมีความหนาของฐานรองไดอิเล็กตริก คือ h ส่วนสายนำสัญญาณแบบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่างต่างกับชนิดแรกตรงที่จะมีกราวด์ทางด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กตริกเพิ่มขึ้นมา ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะเป็นแบบ Quasi-TEM



รูปที่ 2.13 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง

2.5 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป [8]

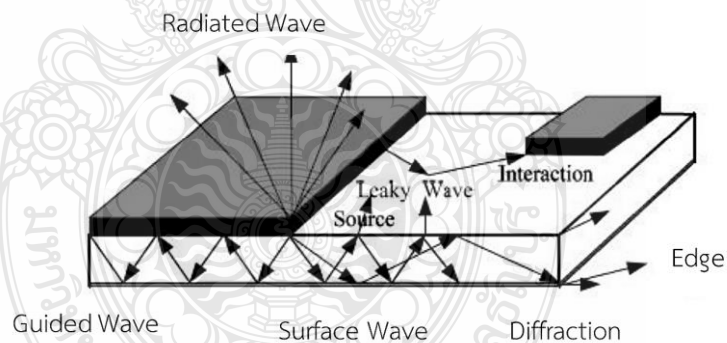
สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna) เป็นสายอากาศที่ประกอบไปด้วยแพตช์ ซึ่งเป็นแผ่นโลหะวางบนวัสดุฐานรอง (Substrate) ที่มีระนาบกราวด์ด้านล่าง โดยมีแพตช์โลหะดังกล่าว อาจจะมีรูปร่างได้หลายรูปแบบไม่ว่าจะเป็นสี่เหลี่ยม สามเหลี่ยม วงกลม วงรีหรือหกเหลี่ยม แต่รูปร่างที่นิยมในการออกแบบ วิเคราะห์ และนำมาประยุกต์ใช้งานมากที่สุดคือ รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า และวงกลม ทั้งนี้ เนื่องจากคุณลักษณะการแผ่พลังงานของทั้งสองมีความน่าสนใจโดยเฉพาะมีค่าโพลาไรเซชันแบบไขว้ต่ำ (Low-Cross-Polarization) สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีรูปร่างแบนราบสะดวกในการวางทำแผ่นวงจรมินิเอต (Monolithic Microwave Integrated Circuit) นอกจากนี้ประโยชน์อื่นๆ ไม่ว่าจะในรูปแบบของความถี่เรโซแนนซ์โพลาไรเซชันแบบรูปการแผ่พลังงานและอิมพีแดนซ์สายอากาศไมโครสตริปยังสามารถติดตั้งที่ผิวบนเครื่องบิน ยานอวกาศ ดาวเทียม รถและมือถือได้



รูปที่ 2.14 โครงสร้างของไมโครสตริป

ไมโครสตริปเป็นแผ่นวงจรที่ใช้กันอย่างมากในย่านความถี่ไมโครเวฟ โดยที่ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริปจะประกอบไปด้วยแผ่นตัวนำบางๆ ที่มีความสูญเสียพลังงานต่ำวางอยู่บนวัสดุที่เรียกว่า วัสดุฐานรอง และอีกด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ (ground plane) โดยโครงสร้างของไมโครสตริปนั้นสามารถจะนำไปเป็นวงจรที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟและสามารถนำไปเป็นสายอากาศสำหรับคลื่นความถี่ไมโครเวฟได้อีกด้วย

2.5.1 คลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป



รูปที่ 2.15 ลักษณะของคลื่นที่แพร่กระจายในไมโครสตริป

คลื่นนำทาง (guided wave) สำหรับทิศทางการแพร่กระจายคลื่นของคลื่นนำทางนั้นจะมีลักษณะมุมของการแพร่กระจายทำมุมอยู่ระหว่างช่วง 6 ถึง 9 นาฬิกา (ทิศตามเข็มนาฬิกา) โดยลักษณะการแพร่กระจายคลื่นนั้นจะแพร่กระจายอยู่เฉพาะในวัสดุฐานรอง และคลื่นจะสะท้อนไปมาระหว่างตัวนำสองตัว คลื่นนำทางนี้จะนำไปใช้อย่างมากกับสายส่งสัญญาณ สำหรับคลื่นแบบนี้มีส่วนในการสะสมพลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต้องการในสายอากาศแบบแผ่นเมื่อเลือกใช้วัสดุฐานรองที่บางและมีสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity) สูง จะทำให้คลื่นแบบนี้มีอัตรากำลังสูง

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

คลื่นรั่ว (leaky wave) ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นจะอยู่ในช่วง 3-6 นาฬิกา โดยคลื่นรั่วจะแพร่กระจายมาจากคลื่นที่สะท้อนมาจากระนาบกราวด์และไปยังจุดเชื่อมต่อระหว่างอากาศกับ ไดโอิเล็กทริกเมื่อคลื่นที่สะท้อนมาถึงตำแหน่งนี้จะทำให้เกิดคลื่นที่ถูกส่งไปในอากาศ นั่นคือคลื่นรั่วออกจากคลื่นที่สะท้อนกลับลงไปวัสดุฐานรอง (surface wave) ลักษณะของคลื่นรั่วที่เกิดขึ้นนี้จะนำไปช่วยในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งจะอยู่ในเงื่อนไขของความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ในแต่ละสายอากาศ เช่น ทำให้มีสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) ที่สูง

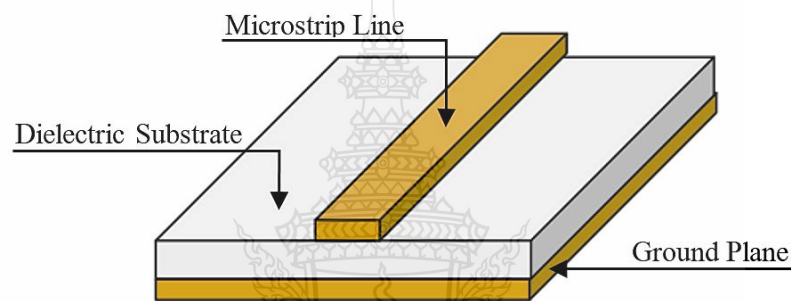
คลื่นผิว (surface wave) มุมในการแพร่กระจายที่เกิดขึ้นมีค่ามากกว่าของคลื่นรั่ว จึงทำให้เกิดคลื่นที่สะท้อนกลับมายังวัสดุฐานรองซึ่งเรียกคลื่นแบบนี้ว่าคลื่นผิว เมื่อคลื่นผิวถูกส่งมาที่ขอบของโครงสร้างดัดรูป จะทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นออกมาจากโครงสร้างคลื่นที่แพร่กระจายออกมานี้ทำให้เกิดผลเสียต่อแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ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

ความต้องการคลื่นในสายส่งสัญญาณ และสายอากาศ ในการแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณนั้น คลื่นถูกนำทางจะถูกกระตุ้นมากที่สุด ขณะที่จะต้องหลีกเลี่ยงคลื่นแผ่พลังงาน คลื่นรั่ว และคลื่นผิว ในทางตรงกันข้ามถ้าเป็นสายอากาศนั้นต้องการให้เกิดคลื่นแผ่พลังงานมากที่สุด และจะต้องป้องกันการเกิดคลื่นนำทางในแผ่นตัวนำและคลื่นผิว

2.6 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Line) ที่ใช้งานโดยทั่วไป นั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงในรูปที่ 2.16 กล่าวคือ จะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบ ๆ วางอยู่บนวัสดุฐานรอง ซึ่งเป็นสารไดโอิเล็กทริก และด้านล่างของวัสดุฐานรองนั้นจะเป็นระนาบกราวด์ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบกับระนาบกราวด์ความหนาของวัสดุฐานรองและความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (characteristic impedance) ที่ต้องการ สำหรับวัสดุฐานรองที่ใช้งานโดยทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดและคุณสมบัติที่สำคัญของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้คือ ค่าคงตัวไดโอิเล็กทริก (ϵ_r) ซึ่งจะเป็นค่าที่บ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดโอิเล็กทริก โดยเทียบกับอากาศว่า ค่านี้จะส่งผลทำให้คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปมีเปลี่ยนแปลงค่า Loss tangent ($\tan \delta$) ที่ความถี่ 10 GHz คือค่าที่

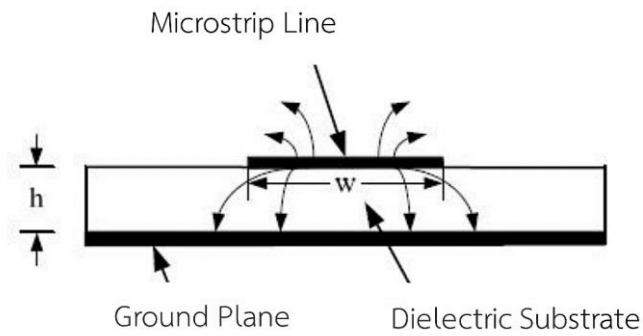
แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลซเมนต์ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่า สารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่มีค่ายิ่งต่ำก็ยิ่งดี ค่าคงตัวของการนำความร้อน (thermal conductivity) เป็นค่าที่แสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้น มีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดีสุดทำค่าความขรุขระของผิวแลความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (dielectric strength) ซึ่งความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริปเพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้านั้นจะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ



รูปที่ 2.16 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์

2.6.1 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริป

ถึงแม้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะมีโครงสร้างง่าย ๆ แต่การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่นอย่างไรก็ตามได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มาก แต่จะไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว จึงเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.17 โดยแสดงถึงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่ง



รูปที่ 2.17 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

สัญญาณแบบไมโครสตริปที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้สามารถใช้หลักการวางจรรยาในการวิเคราะห์หาคุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปได้กล่าวคือถ้าเราสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ได้อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าของสายคู่ขนานหรือสายโคแอกเชียลเพราะสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่ พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กตริก

ถึงแม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติแต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้น โดยใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective dielectric constant, ϵ_{eff}) ของระบบ ซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ดังนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่หาได้ก็จะมีเปลี่ยนแปลงตามความถี่ไปด้วยอย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองของผู้เชี่ยวชาญพบว่าในย่านความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz ลงมาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงไปอันเนื่องมาจากกรณีของไฟฟ้าสถิตน้อยมาก จึงสามารถอนุโลมให้ใช้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของไฟฟ้าสถิตได้สำหรับในย่านความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz ก็ต้องคำนึงถึงการปรับแต่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้น จะใช้แนวคิดของวงจรระบายดังต่อไปนี้คือ เมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปเป็นโหมด TEM คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณ จะเขียนในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว (L) และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว (C) ได้ในรูปแบบต่อไปนี้

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.22)$$

ในขณะเดียวกันความเร็วเฟส V_p จะเขียนได้เป็น

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.23)$$

จากสมการ 2.23 นี้ทำให้เขียน Z_c ในรูปของ L หรือ C ได้ดังนี้

$$Z_c = V_p L \quad (2.24)$$

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณารณที่วัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกถูกเอาออกไปเหลือแต่อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปอยู่ ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านจะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดักแตนซ์ไม่ถูกรบกวน ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_0 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง C_0 กับความเร็วเฟสในรูปแบบต่อไปนี้

$$C = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad (2.25)$$

ในขณะเดียวกันค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ Z_0 ก็เขียนได้ดังนี้

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (2.26)$$

เมื่อนำสมการ 2.26 ทหารด้วยสมการ 2.23 จะได้ผลดังนี้

$$\frac{C}{C_0} = \left(\frac{c}{V_p}\right)^2 \quad (2.27)$$

ตามนิยามทั่วไปค่าของ C/C_0 คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของสารไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ค่านี้จะเปรียบเหมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของ

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

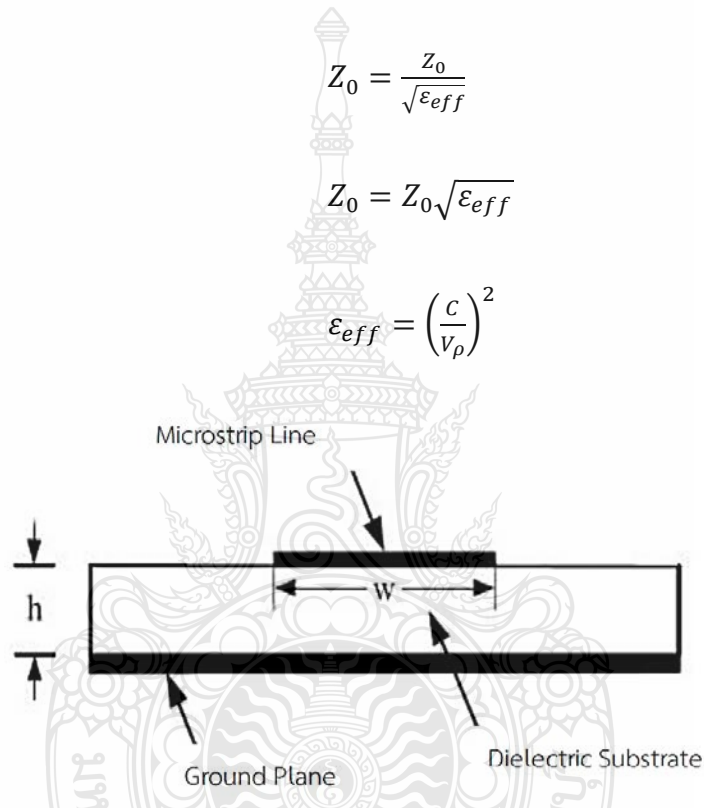
$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{C}{V_p}\right)^2$$

จากสมการ 2.22 ถึงสมการ 2.27 จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_0 และ ได้ดังนี้

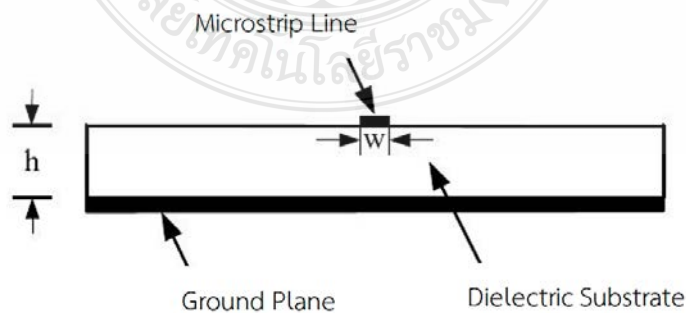
$$Z_0 = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.28)$$

$$Z_0 = Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (2.29)$$

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad (2.30)$$



รูปที่ 2.18 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$



รูปที่ 2.19 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \ll 1$

จากสมการที่กล่าวมาข้างต้น ถ้าเราสามารถรู้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลได้ก็จะทำให้สามารถคำนวณ คุณสมบัติอื่นตามมาได้ อย่างไรก็ตามค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของวัสดุฐานรอง ซึ่งพิจารณาได้ 2 กรณีดังต่อไปนี้กรณีแรกคือกรณีที่ $w/h \gg 1$ แสดงได้ดังรูปที่ 2.18 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ระหว่างบริเวณที่มีแถบสตริปกักระนาบกราวด์สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ของวัสดุฐานรองสำหรับกรณีที่สองคือกรณีที่ $w/h \ll 1$ แสดงดังรูปที่ 2.19 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านวัสดุฐานรองครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่งซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ $\epsilon_r + \frac{1}{2}$ จากที่อธิบายมานี้จะเห็นได้ว่า ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h ดังนั้นจึงได้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่สามารถออกแบบได้ดังสมการที่ 2.31

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (2.31)$$

และเพื่อความสะดวกในการคำนวณ และการออกแบบต่อไป ได้มีการเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริก สัมพัทธ์ประสิทธิผลในรูปต่อไปนี้

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1); \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (2.32)$$

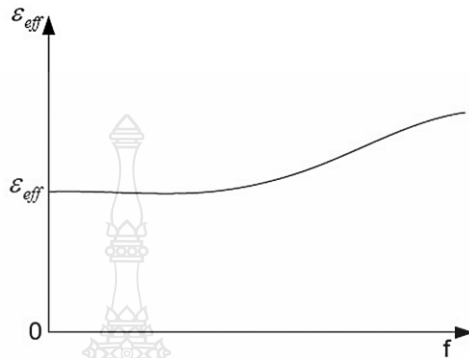
ค่า q ในสมการ 2.32 นี้ถูกเรียกว่าฟิลลิงแฟกเตอร์ (filling factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้เห็นว่าวัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตริปนั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามสมการ 2.32 ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงขึ้นไปกว่า 2 GHz จะได้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วยซึ่งทำให้ได้ดังสมการ

$$\epsilon_{eff}(f) = \left(\frac{c}{v_p(f)}\right)^2 \quad (2.33)$$

เมื่อพิจารณาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามสมการที่ 2.33 นี้จะพบว่าในย่านความถี่ต่ำ นั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะลู่เข้าหากรณีของไฟฟ้าสถิตและเมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นเข้าหาความถี่สูงจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลลู่เข้าสู่ ϵ_r ของวัสดุฐานรอง

เพราะความเร็วเฟสจะเข้าสู่ความเร็วของแสงในสารไดอิเล็กตริกที่เป็นวัสดุฐานรองตั้งนั้นโดยทั่วไปการเปลี่ยนแปลงค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามความถี่จะเป็นไปตามรูปที่ 2.20 ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลนั้นจะสูงขึ้นตามความถี่



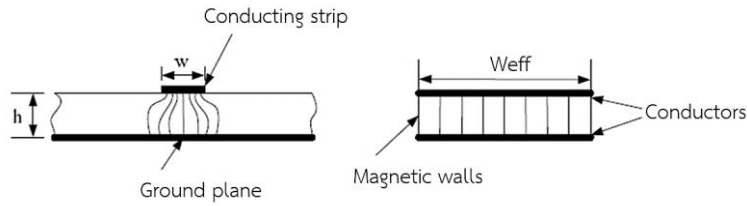
รูปที่ 2.20 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล

2.6.2 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป

เนื่องจากไมโครสตริปทำด้วยโลหะที่ไม่สมบูรณ์แบบและมีสารไดอิเล็กตริกคั่นในบริเวณที่คลื่นส่งผ่าน ดังนั้นการลดทอนสัญญาณจึงเกิดจากทั้งสองสาเหตุนี้ เมื่อพิจารณาว่าไมโครสตริปส่งผ่านคลื่นในโหมด TEM เราจะสามารถเขียนค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณได้ในรูปต่อไปนี้

$$\alpha = \frac{R}{2Z_c} + \frac{GZ_c}{2} = \alpha_m + \alpha_d \quad (2.34)$$

โดยที่ α_m และ α_d เป็นค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณที่เกิดจากโลหะและสารไดอิเล็กตริกตามลำดับ การหาค่า α_m โดยการวิเคราะห์ให้ละเอียดตามทฤษฎีจะทำได้ลำบากมากเพราะการกระจายของสนามแม่เหล็กบนผิวโลหะมีความสลับซับซ้อนมากเช่นเดียวกับการกระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่า w/h และความหนาของแถบสตริป t อีกด้วยในทางปฏิบัตินั้นจึงมักใช้วิธีคิดที่ง่ายขึ้น โดยสมมติให้คลื่น TEM ส่งผ่านอยู่ภายในบริเวณข้างใต้แถบสตริปเท่านั้น ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.21 เสร็จแล้วคำนวณการสูญเสียในเนื้อโลหะในสภาพดังกล่าวแล้ว จึงนำผลที่ได้นั้นไปคูณกับค่าคงที่ค่าหนึ่งเพื่อทำการชดเชยให้มีความถูกต้องมากขึ้นเมื่อให้ค่าคงที่ดังกล่าวเป็น K จะได้ α_m ในรูปต่อไปนี้



รูปที่ 2.21 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป

$$\alpha_m = \frac{KR}{2Z_c} = \frac{KR_2}{wZ_c} = \sqrt{\frac{\omega\mu\mu}{2\sigma}} \sqrt{\frac{K}{wZ_c}} = \sqrt{\frac{\omega\mu\mu}{2 \times 5.8 \times 10^7 \sigma_r}} \cdot \frac{K}{wZ_c} \text{ Nep/m} \quad (2.35)$$

โดยที่ σ_r คือค่าคงตัวของการนำไฟฟ้าสัมพัทธ์ (relative conductivity) ที่เทียบกับทองแดงซึ่งมี $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ s/m}$ ค่า K นั้นจะขึ้นอยู่กับค่า w/h และความถี่ โดยที่ในกรณีที่ค่า w/h มีค่าใหญ่มาก ๆ ซึ่งหมายถึงคลื่น TEM จะเข้าใกล้แบบอุดมคติ ค่า K ก็จะลู่เข้าหา 1 ในกรณีสลักรัน คือ $w/h \ll 1$ ค่า K ก็จะลู่เข้าหา 0.5 ในทางปฏิบัตินั้นพบว่ากรณีที่ออกแบบให้มีอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติเป็น 50Ω โดยที่ $\epsilon_r = 10$ จะได้ค่า $K = 0.63$ สำหรับการหาค่า α_d ก็จะอาศัยหลักการคิดค่า ϵ_{eff} ขึ้นมาใหม่ดังรายละเอียดต่อไปนี้

$$\alpha_d = \frac{GZ_c}{2} = \frac{Z_c}{2} (\omega C \tan \delta_{eff}) = \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}}{2cC}} (\omega C \tan \delta_{eff}) \quad (2.36)$$

$$= \frac{\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \tan \delta_{eff} \text{ Nep/m} \quad (2.37)$$

โดยที่ค่า $\tan \delta_{eff}$ นั้นเปรียบเหมือนค่า $\tan \delta$ ประสิทธิภาพซึ่งจะสัมพันธ์กับ $\tan \delta$ ในรูปต่อไปนี้

$$\frac{\tan \delta_{eff}}{\tan \delta} = \frac{1 - (1/\epsilon_{eff})}{1 - (1/\epsilon_r)} \quad (2.38)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการ 2.38 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 \sqrt{f} ในสมการ 2.36 และสมการ 2.37 แทนกลับไปในสมการ 2.34 ก็จะได้ค่า α ผลรวมออกมา และเนื่องจากเรานิยมเขียนค่า α ให้อยู่ในหน่วย dB/m เขียนความถี่ที่ใช้งานให้มีหน่วยเป็น GHz และเขียนความกว้างของแถบสตริปให้มีหน่วยเป็น mm ดังนั้น α จะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$\alpha = \frac{72K}{wZ_c} \sqrt{\frac{f}{\sigma_r} + 91\sqrt{\epsilon_{\text{eff}} \frac{1-(1/\epsilon_{\text{eff}})}{1-(1/\epsilon_r)}}} \tan \delta \quad (2.39)$$

จากผลที่ได้จะเห็นได้ว่า α_m แปรตาม \sqrt{f} ในขณะที่ α_d แปรตาม f ซึ่งทำให้ดูเหมือนว่า α_d จะมีค่าสูงกว่า α_m อย่างไรก็ตามในระยะหลังนี้ได้มีการพัฒนาซิปสเตรตที่มีคุณสมบัติดีขึ้นคือมีค่า $\tan \delta$ ต่ำมาก ทำให้ในย่านความถี่ที่ $f < 10 \text{ GHz}$ ค่า α_m จะใหญ่กว่าค่า α_d และเป็นค่าสูญเสียหลักของไมโครสตริป

2.6.3 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่อง (discontinuities in microstrip)

แบบช่องต่อ (series gap) คุณลักษณะของความไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อในสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้นถูกมองในลักษณะของค่าคาปาซิแตนซ์ โดยรูปที่ 2.22 แสดงโครงสร้างและวงจรสมมูลของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบช่องต่อ ในการแปลงเป็นวงจรสมมูลที่บริเวณช่องต่อจะทำการแปลงเป็นวงจรข่ายแบบ π ที่มีแต่ละองค์ประกอบของวงจรเป็นตัวเก็บประจุซึ่งสามารถหาค่าของแต่ละองค์ประกอบในวงจรสมมูลได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$C_1 = \frac{1}{2} C_2 \quad (2.39)$$

$$C_2 = \frac{1}{2} C_o - \frac{1}{4} C_2 \quad (2.40)$$

เมื่อ

$$C_o = w \left(\frac{\epsilon_r}{9.6} \right)^{0.8} \left(\frac{g}{w} \right)^{m_o} e^{K_o} \times 10^{-2} \quad (2.41)$$

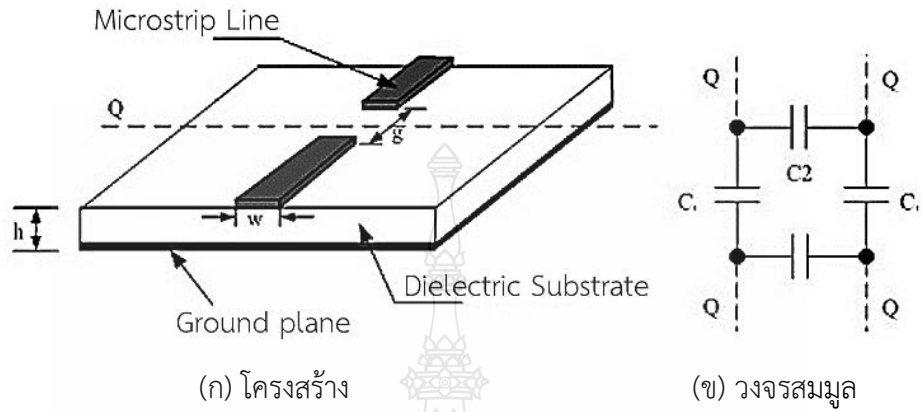
$$C_e = w \left(\frac{\epsilon_r}{9.6} \right)^{0.8} \left(\frac{g}{w} \right)^{m_e} e^{K_o} \times 10^{-2} \quad (2.42)$$

$$m_o = \frac{w}{h} \left(0.619 \log \frac{w}{h} - 0.3853 \right) \quad (2.43)$$

$$m_e = \begin{cases} 0.8675 & ; \text{for } \frac{g}{w} < 0.3 \\ \frac{1.565}{\frac{w}{h}} - 1 & ; \text{for } \frac{g}{w} > 0.3 \end{cases} \quad (2.44)$$

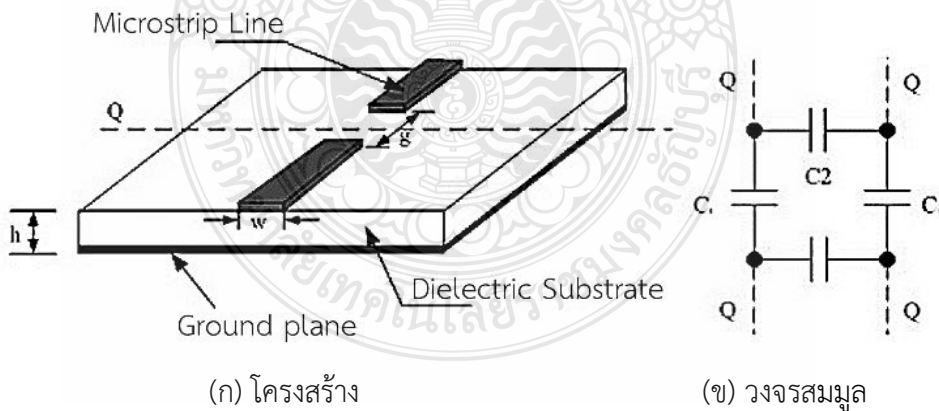
$$K_o = 4.26 - 1.453 \log \frac{w}{h} \quad (2.45)$$

$$K_e = 2.043 \left(\frac{w}{h}\right)^{0.12} \quad (2.46)$$



รูปที่ 2.22 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบช่องต่อ

แบบมุมฉาก (right-angled) การเปลี่ยนลักษณะของสายส่งไมโครสตริปจากเส้นตรงให้กลายเป็นมุมแบบมุมฉากนั้นทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องบนสายส่งไมโครสตริป โดยที่การเปลี่ยนรูปร่างในลักษณะนี้ ส่วนใหญ่จากการส่งผ่านสัญญาณหรือการกรองสัญญาณ จากรูปที่ 2.23 แสดงโครงสร้างและวงจรสมมูลของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก



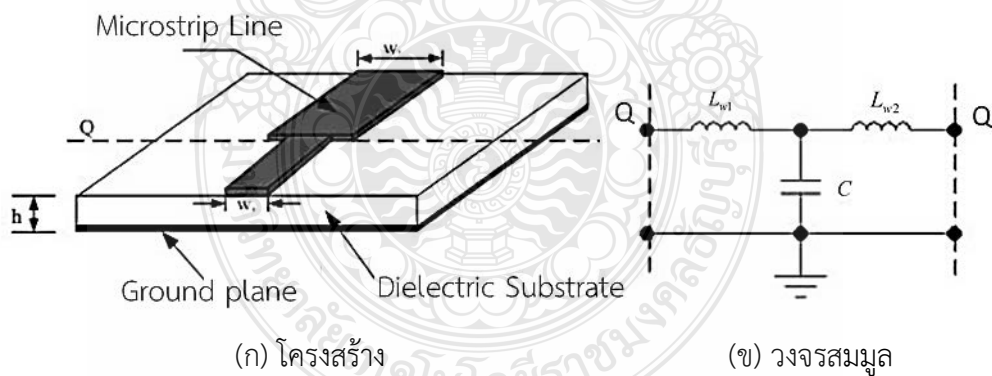
รูปที่ 2.23 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก

ในการแปลงวงจรสมมูลที่บริเวณมุมฉากนั้นจะทำการแปลงเป็นวงจรข่ายแบบ T โดยมีตัวเหนี่ยวนำสองตัวต่อกัน และมีตัวเก็บประจุต่อขนาน ซึ่งสามารถหาค่าของอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ของแต่ละองค์ประกอบได้ดังนี้

$$m_e = \begin{cases} w \left[\frac{(14\varepsilon_r)(w/h) - (1.83\varepsilon_e - 2.25)}{\sqrt{w/h}} + \frac{0.02\varepsilon_r}{w/h} \right] & ; \text{for } \frac{w}{h} < 1 \\ w[(9.5\varepsilon_r + 1.25)(w/h) + 5.2\varepsilon_r + 7] & ; \text{for } \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.47)$$

$$L = 100h \left(4 \sqrt{\frac{w}{h}} - 4.21 \right) \times 10^{-9} \quad (2.48)$$

แบบขั้น (microstrip step) การที่เปลี่ยนขนาดความกว้างของแผ่นไมโครสตริปจะทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องของค่าอิมพีแดนซ์ในสายส่งสัญญาณขึ้น โดยการออกแบบให้แผ่นไมโครสตริปเกิดความไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้นนี้ ส่วนใหญ่จะทำเมื่อต้องการทำแมตซ์ตัวแปลงสัญญาณ ตัวเชื่อมต่อสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณ และการส่งผ่านสัญญาณ จากรูปที่ 2.24 จะพบว่าการหาค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์สามารถพิจารณาได้จากค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลในเทอมของอินดักแตนซ์กับคาปาซิแตนซ์ ซึ่งแสดงดังสมการที่ 2.48



รูปที่ 2.24 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบขั้น

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad (2.49)$$

$$L_2 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad (2.50)$$

$$L = h \left[40.5 \left(\frac{W_1}{W_2} - 1 \right) - 75 \left(\frac{W_1}{W_2} \right) + 0.2 \left(\frac{W_1}{W_2} - 1 \right)^2 \right] \times 10^{-9} \quad (2.51)$$

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

$$C = \sqrt{w_1 w_2} \left[(10.1 \log \epsilon_r + 2.33) \frac{w_1}{w_2} - 12.6 \log \epsilon_r - 3.17 \right] \quad (2.52)$$

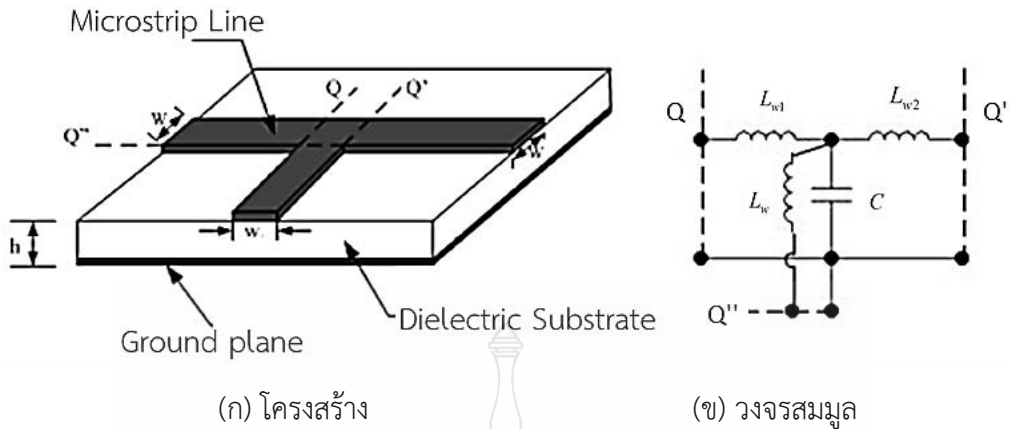
แบบรูปตัว T (microstrip T-junction) สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่อง แบบรูปตัว T มีโครงสร้างและวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 2.25 จากโครงสร้างและวงจรสมมูลจะเห็นว่าแบบรูปตัว T นั้น จะมีลักษณะคล้ายรูปมุมฉาก การออกแบบให้สายส่งสายอากาศไมโครสตริปเกิดความไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้นนี้ส่วนใหญ่จะใช้ในวงจรไมโครเวฟ เช่น เพื่อต้องการเพิ่มพอร์ทในการส่งสัญญาณ ตัวเชื่อมต่อสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณ การทำแมตซ์เพื่อเชื่อมต่อวงจรหรือนำไปใช้ออกแบบป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริป จากวงจรสมมูลจะพบว่า การหาค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์นั้นสามารถที่จะพิจารณาในเทอมของอินดักแตนซ์กับคาปาซิแตนซ์โดยกำหนดให้ตัวเหนี่ยวนำที่อยู่พอร์ท Q'' มีค่าเป็น L_1 ส่วนตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ทางด้านพอร์ท Q และพอร์ท Q' มีค่าอินดักแตนซ์เป็น L_2 และมีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ซึ่งค่าของแต่ละองค์ประกอบสามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$L_1 = hL_w \left[\left(0.12 \frac{w}{h} - 0.47 \right) \frac{w}{h} + 0.195 \frac{w}{h} - 0.357 + 0.0283 \sin \left(\pi \frac{w}{h} - 0.75\pi \right) \right] \quad (2.53)$$

$$L_2 = -wL_w \left[\frac{w}{h} \left(-0.016 \frac{w}{h} + 0.064 \right) + \frac{0.016}{w/h} \right] \quad (2.54)$$

เมื่อ L_w เป็นค่าอินดักแตนซ์ต่อหน่วยความยาวของสายส่งไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w

$$C = w \left[\frac{100}{\tan h(0.0072Z_0)} + 0.64Z_0 - 261 \right] \times 10^{-12} \quad (2.55)$$

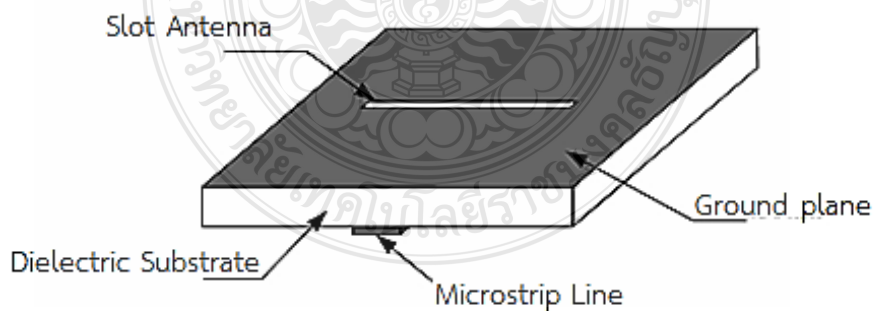


รูปที่ 2.25 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ไม่ต่อเนื่องแบบรูปตัว T

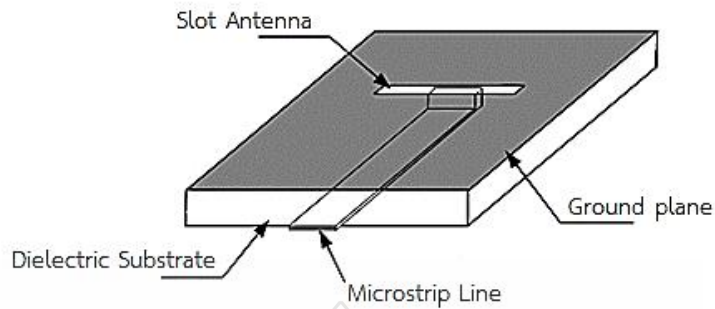
2.7 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด [1]

2.7.1 โครงสร้างของสายอากาศ

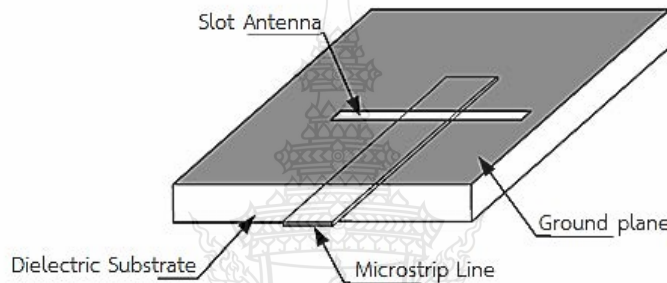
ลักษณะของโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดจะประกอบด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์และสายอากาศแบบช่องเปิดวางตั้งฉากกับไมโครสตริปไลน์อยู่บนระนาบกราวด์ โดยมีวัสดุฐานรองเป็นตัวกั้นกลางระหว่างสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์กับสายอากาศแบบช่องเปิด ดังแสดงในรูปที่ 2.26 โดยลักษณะของการส่งผ่านสัญญาณของคลื่นนั้นจะมีอยู่ 2 แบบหลัก ๆ คือ แบบปิดวงจรซึ่งจะเป็นการต่อตัวนำจากสายส่งสัญญาณผ่านวัสดุฐานรองไปปิดวงจรที่ขอบของช่องเปิด (microstrip terminated in a short circuit) ดังรูปที่ 2.27 และอีกวิธีคือ แบบเปิดวงจร (microstrip terminated in an open circuit) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.26 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด



รูปที่ 2.27 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบปิดวงจร



รูปที่ 2.28 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบเปิดวงจร

2.7.2 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบช่องเปิด

สายอากาศแบบช่องเปิดนั้นจะมีการกระจายคลื่นผ่านหลายตัวกลาง ซึ่งเกิดเนื่องจากแหล่งกำเนิดคลื่นนั้นอยู่ที่บริเวณหนึ่ง ส่วนคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศจะกระจายไปในอีกบริเวณหนึ่งซึ่งมีตัวกลางที่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.29 จากรูปแสดงการเดินทางของคลื่นจากตัวกลางที่ 1 ไปยังตัวกลางที่ 2 โดยที่ตัวกลางที่ 1 ถูกปิดล้อมด้วยผิวปิด S' ถ้าตัวกลางที่ 1 และตัวกลางที่ 2 มีค่าคงที่ของตัวกลางไม่เหมือนกันหรือมีค่าอินทริคสิกอิมพีแดนซ์ (intrinsic impedance) ไม่เหมือนกัน คลื่นที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่นเมื่อกระทบกับผิวขอบเขตจะเกิดการสะท้อนกลับของคลื่นเข้าสู่ตัวกลางที่ 1 ส่วนหนึ่ง และส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่ 2 อีกส่วนหนึ่งดังนั้นถ้าให้ \vec{E} และ \vec{H} เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่น โดยที่ \vec{E} และ \vec{H} เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต ส่วน \vec{E} และ \vec{H} เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ดังนั้นในตัวกลางที่ 1 คลื่นที่ปรากฏอยู่ก็คือผลบวกระหว่างคลื่นตกกระทบกับคลื่นสะท้อนรวมกัน ส่วนในตัวกลางที่ 2 นั้นก็จะมีเพียงคลื่นที่ส่งผ่านโดยสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\vec{E}_i + \vec{E}_r = \vec{E}_t \quad (2.56)$$

$$\vec{H}_i + \vec{H}_r = \vec{H}_t \quad (2.57)$$

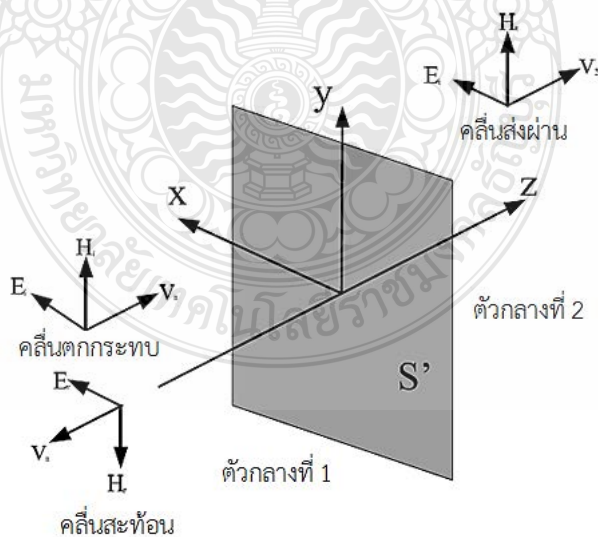
โดยกำหนดให้ t คือ ส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับผิวขอบเขต

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้นตรงผิวขอบเขตนั้น เราสามารถคิดได้ว่าเกิดขึ้นเนื่องจากกระแสไฟฟ้าสมมูล และกระแสแม่เหล็กสมมูลที่กระจายอยู่บนขอบเขตในรูปสมการต่อไปนี้

$$\vec{J} = n \times \vec{H}_t \quad (2.58)$$

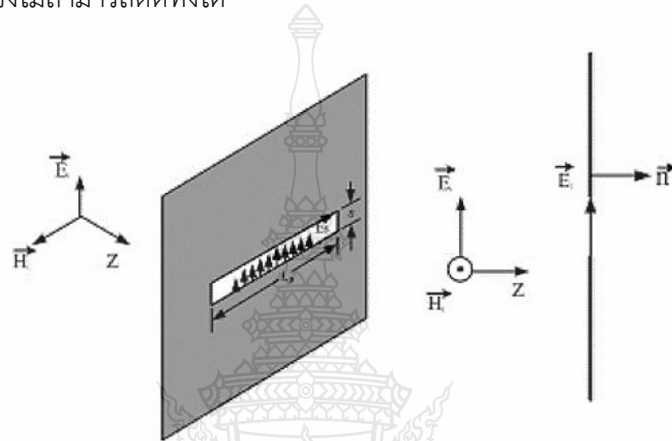
$$\vec{M} = n \times \vec{E}_t \quad (2.59)$$

โดยกำหนดให้ \vec{J} คือ กระแสไฟฟ้าสมมูล
 \vec{M} คือ กระแสไฟฟ้าแม่เหล็กสมมูล
 \vec{n} คือ เวกเตอร์หน่วยที่ผิวขอบเขต



รูปที่ 2.29 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

เมื่อคลื่นที่เคลื่อนที่เข้ากระทบแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบที่มีช่องเปิดแคบ ๆ ดังรูปที่ 2.30 โดยมีทิศของสนามไฟฟ้าตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด และถ้าให้ความกว้างของช่องเปิด (S) มีค่าน้อย ๆ นั้น หมายความว่าช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูล ($\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}'$) จะมีขนาดจำกัดและเมื่อให้ S เข้าใกล้ศูนย์ กระแสไฟฟ้าสมมูลที่ว่่านี้อาจตัดทิ้งได้เพราะเนื่องจากมีขนาดเล็กมาก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูล ($\vec{M} = \vec{n} \times \vec{E}'$) นั้น ไม่สามารถที่จะตัดทิ้งได้เพราะเมื่อ S เข้าใกล้ศูนย์สนามไฟฟ้าที่ช่องเปิดจะลู่เข้าหาอนันต์จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้

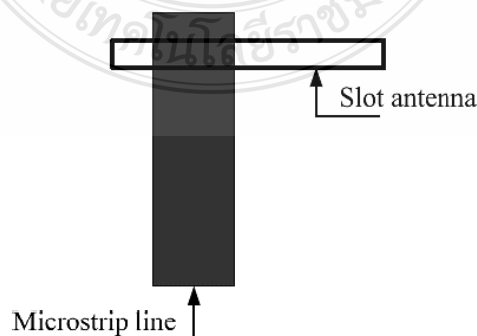


รูปที่ 2.30 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด

2.7.3 การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด

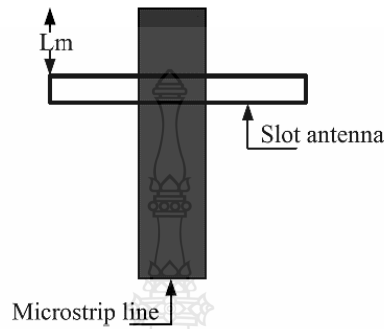
วิธีในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริบแบบช่องเปิดนั้น โดยพื้นฐานจะมีด้วยกัน 3 วิธี คือ

- 1) วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (offset microstrip feeding) เป็นวิธีเลื่อนหรือเปลี่ยนตำแหน่งของจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบไลน์ โดยเลื่อนไปทางซ้ายหรือทางขวาเท่านั้นดังรูปที่ 2.31



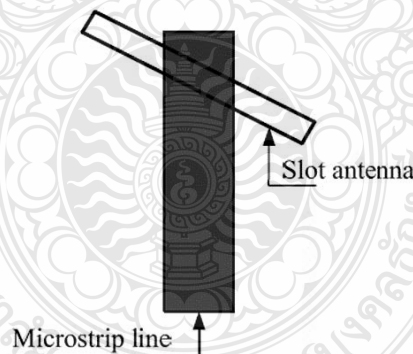
รูปที่ 2.31 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ

2) วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น (stub-tuning) โดยวิธีนี้จะเป็นการเปลี่ยนขนาดความยาวของสายส่งสัญญาณ จากรูปที่ 2.32 กำหนดให้ L_m เป็นความยาวของท่อนสั้นวัดเทียบจากขอบของช่องเปิดจนถึงปลายสายส่งสัญญาณ การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้จะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ด้วย



รูปที่ 2.32 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น

3) วิธีการหมุนช่องเปิด (center-fed but inclined microstripline feed) วิธีการนี้คือ การทำให้ช่องเปิดไม่ตั้งฉากกับสายส่งสัญญาณแสดงดังรูปที่ 2.33 ซึ่งการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้ จะมีความยุ่งยากและไม่ค่อยได้รับความนิยม



รูปที่ 2.33 วิธีการหมุนช่องเปิด

2.8 มาตรฐานของการสื่อสารแบบไร้สาย

สถาบันวิศวกรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (Institute of Electrical and Electronics Engineers: IEEE) เป็นสถาบันที่ได้กำหนดมาตรฐานการทำงานของเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่สำคัญ ๆ ดังนี้

2.8.1 มาตรฐาน IEEE 802.11

1) IEEE 802.11a เป็นมาตรฐานที่ใช้ทำการรับ-ส่งข้อมูลแบบไร้สายไม่ว่าจะเป็นคลื่นอินฟราเรดหรือคลื่นวิทยุที่ความถี่ 2.4 – 5 GHz

2) IEEE 802.11 b เป็นการส่งข้อมูลแบบไร้สายโดยใช้คลื่นความถี่ 2.4 GHz ที่อัตราการรับ-ส่งข้อมูลที่ 11 Mbps. ซึ่งทำให้ไปได้ไกลกว่า IEEE 802.11a เนื่องจากความถี่ที่ใช้ต่ำกว่า ซึ่งนิยมใช้กันเป็นอย่างดีแพร่หลายมากในการสื่อสารแบบไร้สาย ไม่ว่าจะเป็นวงการอุตสาหกรรมการแพทย์คอมพิวเตอร์ ฯลฯ

3) IEEE 802.11g เป็นการติดต่อสื่อสารในระบบไร้สายที่ความถี่ 2.4 GHz แต่อัตราการรับ-ส่งข้อมูลจะสูงกว่า IEEE 802.11b ที่ 54 Mbps. ทำให้มีการใช้อย่างแพร่หลายมากในปัจจุบันนี้และมีเทคโนโลยีที่เข้ามาพัฒนา คือ MIMO ซึ่งใช้หลักการคือการเพิ่มสายอากาศเข้าไปเพื่อเพิ่มระยะทางในการส่ง โดยการส่งข้อมูลแบบไร้สายนั้นในขณะที่ทำการส่งข้อมูลมักจะมีสัญญาณรบกวนสัญญาณสะท้อน ซึ่ง MIMO นำตรงส่วนนั้นมาใช้ให้เป็นประโยชน์โดยการเสริมเข้ากันเพื่อให้การรับสัญญาณสมบูรณ์ยิ่งขึ้น ซึ่งสามารถรับ-ส่งข้อมูลได้ในอัตรา 108 – 240 Mbps.

4) IEEE 802.11n เป็นมาตรฐานของผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สายที่คาดหมายกันว่า จะเข้ามาแทนที่มาตรฐาน IEEE 802.11a, IEEE 802.11b และ IEEE 802.11g ที่ใช้งานกันอยู่ในปัจจุบัน โดยให้อัตราความเร็วในการรับส่งข้อมูลในระดับ 100 Mbps.

2.8.2 มาตรฐาน IEEE 802.16

เป็นมาตรฐานที่ให้ระยะทางการเชื่อมโยงในช่วงระยะสั้น ๆ แค่ 1.6 – 4.8 km. เท่านั้น เป็นมาตรฐานเดียวที่สนับสนุนรูปแบบการใช้งานในระดับสายตา หรือที่เรียกว่า Line of Sight (LoS) แต่มาตรฐานนี้ก็กลับมีการเปิดใช้งานในย่านความถี่ที่สูงมากคือ 10 – 66 GHz

1) มาตรฐาน WiMAX แบบ IEEE 802.16a เป็นมาตรฐานที่แก้ไขปรับปรุงจาก IEEE 802.16 เดิมโดยมีการปรับลดระดับความถี่ที่ใช้งานให้ลงมาที่ย่าน 2 – 11 GHz ซึ่งคุณสมบัติเด่นที่ได้รับ การแก้ไขข้อบกพร่องจากมาตรฐาน 802.16 เดิมคือเพิ่มคุณสมบัติการรองรับการทำงานแบบที่ไม่อยู่ในระดับสายตา Non Line of Sight (NLoS) อีกทั้งยังมีคุณสมบัติการทำงานในส่วนของภาคขยายสัญญาณ เมื่อมีสิ่งกีดขวางเกิดขึ้น ตามสภาพแวดล้อมขวางกั้น อาทิเช่น ต้นไม้ อาคาร ฯลฯ นอกจากนี้ก็ยังช่วยให้สามารถขยายระบบเครือข่ายเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตไร้สายความเร็วสูงได้กว้างกว่ามาตรฐานเดิม ด้วยรัศมีทำการที่ไกลเพิ่มขึ้นจากมาตรฐานแรกประมาณ 48 – 50 km. และมีอัตราความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงสุดถึง 75 Mbps. ทำให้สามารถรองรับการเชื่อมต่อการใช้งานกับระบบเครือข่ายของบริษัทที่มีการใช้สายประเภทที่ 1 (T1-type) มากกว่า 60 ราย และการเชื่อมต่อแบบ Asynchronous Digital

Subscriber Line (ADSL) ตามบ้านเรือนที่พื้กอาศัยอีกหลายร้อยครัวเรือนได้พร้อมกันโดยไม่เกิดปัญหาในการใช้งาน

2) มาตรฐาน WiMax แบบ IEEE 802.16e เป็นมาตรฐานที่ออกแบบมาให้สนับสนุนการใช้งานร่วมกับอุปกรณ์พกพาประเภทต่าง ๆ เช่น อุปกรณ์พีดีเอ โน้ตบุ๊ก มือถือ เป็นต้น โดยให้รัศมีทำงานที่ 1.6 – 4.8 km. ได้มีระบบที่ช่วยให้ผู้ใช้งานยังสามารถสื่อสารได้โดยให้คุณภาพในการสื่อสารที่ดีและมีเสถียรภาพขณะใช้งาน แม้จะมีการเคลื่อนที่อยู่ตลอดเวลา

2.8.3 มาตรฐาน IEEE 802.15

มาตรฐาน IEE 802.15.3a Ultra Wideband (UWB) แบ่งออกเป็น 4 มาตรฐานได้แก่

1) IEEE 802.15.1 ศึกษาการร่างมาตรฐานชั้นกายภาพ (Physical layer) และ Media Access Control (MAC) สำหรับการรับส่งข้อมูลแบบ Bluetooth ที่ใช้กันปัจจุบัน

2) IEEE 802.15.1 ศึกษาผลกระทบการใช้งานและการทำงานร่วมกันระหว่างโครงข่าย WPAN กับ WLAN และระบบสื่อสารไร้สายอื่น ๆ เช่นระบบโทรศัพท์ GSM CDMA และGPS เป็นต้น

3) IEEE 802.15.3 ศึกษาการร่างมาตรฐานของชั้นกายภาพและ MAC สำหรับโครงข่าย WPAN ที่มีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงมากประมาณ 11 – 55 Mbps. ในระยะการรับส่งข้อมูลไม่เกิน 20 m. และมีการใช้พลังงานประมาณไม่เกิน 0.5 mW. โดยมีการจัดทำร่างมาตรฐานย่อยเรียกว่า IEEE 802.15.3a สำหรับการรับส่งข้อมูลที่มีอัตราสูงมากกว่า 100 Mbps. สำหรับโครงข่าย WPAN ที่มีระยะใกล้ไม่เกิน 10 m. ซึ่งร่างมาตรฐานของผู้เสนอหลายรายมีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงสุดมากกว่า 1 Gbps. การประยุกต์ใช้งานของโครงข่าย WPAN ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a นั้นคาดว่าจะใช้กับโครงข่ายข้อมูลระยะใกล้เช่น เป็นมาตรฐานของชั้นกายภาพและ MAC ของ Wireless USBโครงข่ายคอมพิวเตอร์ไร้สายภายในบ้าน หรือสำนักงาน หรือกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องการการรับส่งข้อมูลในปริมาณที่สูงมาก เช่น เครื่องเล่น DVD โทรศัพท์ที่มีความละเอียดสูง เป็นต้น

4) IEEE 802.15.4 ศึกษาการร่างมาตรฐานของชั้นกายภาพและ MAC สำหรับโครงข่าย WPAN ที่มีอัตราการรับส่งข้อมูลไม่สูงมากประมาณ 1 – 5 Mbps. แต่ใช้พลังงานต่ำเป็นพิเศษประมาณ 100 uW. ซึ่งจะเป็นมาตรฐานสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็ก เช่น โทรศัพท์มือถือ กล้องถ่ายรูป เครื่องคอมพิวเตอร์แบบพกพาและเครื่องเล่นเพลง MP3 เป็นต้น นอกจากนี้ยังมีร่างมาตรฐานย่อยซึ่งเรียกว่า IEEE 802.15.4a สำหรับอัตราการรับส่งข้อมูลไม่เกิน 1 Mbps. แต่มีระยะการส่งไกลมากขึ้นได้ถึง 75 m. แต่ยังคงมีอัตราการใช้พลังงานต่ำมากถูกออกแบบมาสำหรับโครงข่าย Wireless sensor network และโครงข่ายไร้สายสำหรับอุปกรณ์ควบคุมในโรงงานอุตสาหกรรม

ตารางที่ 2.3 การเปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่าง ๆ [9]

เทคโนโลยี	มาตรฐาน	เครือข่าย	อัตราความเร็ว	ระยะทาง	ความถี่
WiFi	IEEE802.11a	WLAN	สูงสุด 54 Mbps.	100 m.	5.1 – 5.2 GHz
	IEEE802.11b	WLAN	สูงสุด 11 Mbps.	100 m.	2.4 – 2.8 GHz
	IEEE802.11g	WLAN	สูงสุด 54 Mbps.	100 m.	2.4 – 2.8 GHz
	IEEE802.11n	WLAN	300 – 450 Mbps.	70 – 250 m.	2.4 – 5 GHz
WiMAX	IEEE802.16d	WMAN	สูงสุด 75 Mbps. (20 MHz BW)	ปกติ 6.4 – 10 km.	11 GHz
	IEEE802.16e	Mobile WMAN	สูงสุด 30 Mbps. (10 MHz BW)	ปกติ 1.6 – 5 km.	2 – 6 GHz
WCDMA/UMTS	3G	WWAN	สูงสุด 2 – 10 Mbps. (HSDPA)	ปกติ 1.6 – 8 km.	1800,1900 2100 MHz
CDMA2001x EV-DO	3G	WWAN	สูงสุด 2.4 Mbps.	ปกติ 1.6 – 8 km.	400, 800, 900, 1700, 1800, 1900, 2100 MHz
EDGE	2.5G	WWAN	สูงสุด 348 kbps.	ปกติ 1.6 – 8 km.	2100 MHz
UWB	IEEE802.15.3a	WPAN	110 – 480 Mbps.	10 m.	7.5 GHz

2.9 ทบทวนวรรณกรรม

ในด้านงานวิจัยที่ผ่านมา มีผู้วิจัยหลายท่านได้เสนอแนวคิดเกี่ยวกับการวิเคราะห์และการสร้างสายอากาศ บนวัสดุต่าง ๆ เพื่อให้รองรับการสื่อสารไร้สายได้หลากหลาย ซึ่งที่ผ่านมาผู้วิจัยหลายท่านได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศที่มีขนาดที่แตกต่างกันออกไปบนวัสดุฐานเช่น แผ่น FR-4, แผ่น Roger RT/Rudoid 5880 ซึ่งเป็นวัสดุที่มีความแข็งมีความคงทนสูงแต่ไม่ยืดหยุ่น จึงมีการพัฒนาและประยุกต์ใช้วัสดุที่มีความยืดหยุ่นมากยิ่งขึ้นคือ แผ่นฟิล์มใส (Mylar Thin Film) ในปัจจุบันได้มีการวิจัยและพัฒนาประยุกต์ใช้วัสดุที่อยู่ใกล้ตัวมนุษย์ซึ่งใช้ในชีวิตประจำวันคือสายอากาศที่ทำการออกแบบและสร้างบนวัสดุฐานที่เป็นผ้า สายอากาศที่ได้พัฒนาขึ้นนี้มีรูปแบบช่องเปิดมุมฉากจากการเลือกใช้รูปแบบช่องเปิดมุมฉากเนื่องจากช่องเปิดมุมฉากแต่ละขนาดเป็นอิสระกันในแต่ละย่านความถี่ และรูปแบบของช่องเปิดมุมฉากแต่ละช่องได้โพลาริซลิเนียร์แบบเอียง 45° โดยนำมาใช้พัฒนาให้สายอากาศมีโพลาริซลิเนียร์แบบวงกลม โดยผู้วิจัยได้ทำการศึกษาวิจัยในการออกแบบบนวัสดุที่แตกต่างกัน และย่านความถี่ที่เกี่ยวข้องรวมทั้งเทคนิคการสร้างที่เกี่ยวข้องตามที่ต้องการดังนี้

P. Rakluea, K. Janchitrapongveg, และ N. Anantrasirichai [10] นำเสนอการออกแบบสายอากาศแบบสองโพลาริซสองย่านความถี่ออกแบบบนวัสดุฐานแผ่นพิมพ์วงจร Roger PCB หนา 1.57 มม สายอากาศนี้มีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 80×90 มม สำหรับหลายย่านความถี่ของระบบสื่อสารไร้สาย ได้ใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ร่วมกับช่องเปิดมุมฉาก โดยช่องเปิดมุมฉากแต่ละช่องได้โพลาริซลิเนียร์แบบเอียง 45° ข้อดีคือ รูปแบบช่องเปิดมุมฉากแต่ละช่องรองรับในแต่ละย่านความถี่ซึ่งสามารถออกแบบให้มีความถี่ที่อิสระต่อกัน และสายอากาศนี้หลายย่านความถี่สามารถรองรับการนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลายย่านความถี่

A. Pomsathit, P. Rakluea, N. Anantrasirichai, C. Benjangkprasert, และ T.Wakabayashi [11] นำเสนอการออกแบบโดยสายอากาศถูกออกแบบบนวัสดุฐานแผ่นพิมพ์วงจร Roger RT/Rudoid 5880 วัสดุฐานมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 1.36 และมีความหนา 1.6 มม เป็นการออกแบบสายอากาศสองแบบแต่สายอากาศทั้งสองใช้รูปแบบช่องเปิดมุมฉากและสายส่งไมโครสตริปเป็นโครงสร้างหลัก โดยช่องเปิดมุมฉากมีโพลาริซลิเนียร์แบบเอียง 45° และนำมาพัฒนาเพื่อเป็นโพลาริซแบบวงกลม สายอากาศแบบแรกสามารถใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายในย่านความถี่ 2.45 GHz และมีโพลาไรซ์แบบวงกลม สายอากาศที่สองเป็นสายอากาศที่มีสองโพลาริซสามารถใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายในย่านความถี่ 2.45 GHz มี และย่านความถี่ 4.95 GHz โดยที่ย่านความถี่ 2.45 GHz มีโพลาริซลิเนียร์ และย่านความถี่ 4.95 GHz มีโพลาไรซ์แบบวงกลม สายอากาศนี้เป็นแบบสองย่านความถี่ และสองโพลาริซ

D. Yamanaka และ M. Takahashi [12] ได้นำเสนอสายอากาศบนผ้าสักหลาด โดยวัสดุฐานรองมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 1.36 ใช้วัสดุตัวนำเป็นผ้านำไฟฟ้า MK-KTN 260 จากบริษัท Tanimaru มีค่าความนำเท่ากับ 8.29×10^6 S/m. สายอากาศมีขนาด 42 x 42 มม โครงสร้างพื้นฐานเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สามารถใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายในย่านความถี่ 5.2 GHz เป็นตัวส่งสัญญาณของระบบ จากการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการติดตั้งสายอากาศลิ่งทอส่งผลไว้กับร่างกายมนุษย์โดยการติดตั้งสายอากาศไว้บนหน้าอก และทำการเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการวัดจริงสำหรับผลกระทบเมื่อสายอากาศลิ่งทออยู่บนร่างกายมนุษย์คือ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) เลื่อนย่านความถี่ไปทางความถี่ที่สูงขึ้น อยู่ที่ช่วง 30 - 50 MHz ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย

S. Yan, L. A. Y. Poffelie, P. J. Soh, X. Zheng, และ G. A. E. Vandenbosch [13] ได้ศึกษาการออกแบบสายอากาศโมนโพลสำหรับใช้ในย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์ ใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการออกแบบ สายอากาศมีขนาดเท่ากับ 80 61 x 4.51 มม โดยสายอากาศถูกสร้างบนวัสดุฐานที่เป็นผ้าสักหลาด โครงสร้างพื้นฐานเป็นรูปทรงแปดเหลี่ยมที่ป้อนสัญญาณด้วยสายนำ

สัญญาณแบบระนาบร่วมที่มีระนาบกราวด์อยู่ด้านหลัง มีการใช้เทคนิคการลดกำลังงานที่มีต่อร่างกาย ด้วยการเพิ่มแผ่นสะท้อนสัญญาณอยู่ด้านหลังของระนาบกราวด์อีกหนึ่งชั้น สามารถตอบสนองต่อความถี่ ในช่วง 3.1 – 11 GHz ในขั้นตอนการออกแบบ คณะผู้จัดทำได้นำเสนอการวัดค่าเมื่อสายอากาศมีลักษณะ โค้งงอและทำการเปรียบเทียบการวัดผลเมื่อนำสายอากาศไปประยุกต์ใช้ที่บริเวณต้นแขนและหน้าอก ค่าที่ทำการวัดได้มีความแตกต่างเพียงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองผลในโปรแกรม CST

S. Li, และ J. Li [14] ได้นำเสนอสายอากาศบนผ้าใยสังเคราะห์สำหรับการสื่อสารไร้สาย โดยวัสดุฐานรองมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 1.54 ใช้วัสดุตัวนำแบบแผ่นเทพทองแดง สายอากาศมีขนาด 20 45 มม² ใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการออกแบบ โครงสร้างพื้นฐานเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สามารถใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายในช่วงความถี่ต่ำที่ 2.37 – 2.98 GHz และ ช่วงความถี่สูงที่ 5.69 – 6.08 GHz จากการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการติดตั้งสายอากาศไว้ใกล้กับผิวหนังของมนุษย์พบว่า ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย

T. Ranadkaew, และ P. Rakluea [15] นำเสนอการออกแบบบนแผ่นฟิล์มบาง (Mylar Polyester Film) สำหรับย่านความถี่ของระบบซูเปอร์ไวด์แบนด์ ได้ใช้สายนำสัญญาณแบบ Co-Planar Waveguide (CPW) ร่วมกับแผ่นแผ่พลังงานลักษณะรูปพระจันทร์ครึ่งเสี้ยว ได้ค่าสูญเสีย เนื่องจากการย้อนกลับที่ตอบสนองสำหรับย่านความถี่ของระบบซูเปอร์ไวด์แบนด์ ที่ความถี่ 3 – 40 GHz สายอากาศนี้มีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 45 34 มม² ข้อดีคือ สายอากาศนี้มีความ ยืดหยุ่นสามารถโค้งงอได้ เนื่องจากใช้วัสดุที่เป็นแผ่นฟิล์มบางและสายอากาศนี้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก สามารถรองรับการนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลายช่วงความถี่

S. Yan, V. Volskiy, และ G. A. E. Vandenbosch [17] ทำการออกแบบและสร้าง สายอากาศที่ประยุกต์ใช้กับช่วงความถี่ ISM Bands ที่ความถี่ 433 MHz และ 2.4 GHz โดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการออกแบบ สายอากาศมีรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าสร้างบนวัสดุฐานที่เป็นผ้า สักทาลาดหนา 6 มม. มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 1.3 ค่าการสูญเสียแทนเจนต์ () เท่ากับ 0.044 และ ใช้ผ้าตัวนำที่มีความหนาเท่ากับ 0.17 มม. มีค่าความนำเท่ากับ 1.18 10⁵ S/m. สายอากาศมีการใช้ เทคนิคการเจาะร่องรูปตัวแอลที่ตัวสายอากาศเพื่อรองรับย่านความถี่ 2.4 GHz และทำการเจาะร่องที่ ระนาบกราวด์เพื่อเพิ่มความยาวสำหรับรองรับย่านความถี่ 433 MHz จากการติดตั้งสายอากาศไว้ที่จุด ต่าง ๆ ของร่างกายมนุษย์ปรากฏว่า จุดที่ดีที่สุดที่ค่า S11 มีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยคือ ที่หัวไหล่ และแขน โดยโค้งงอไปในทิศทางแกน Y ของสายอากาศ

บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศ

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบสายอากาศโมโนโพลโดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ทำการออกแบบและจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ทำการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เช่น ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ซึ่งจะเป็นค่าพารามิเตอร์หลักที่บ่งบอกถึงความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศ ในขั้นตอนสุดท้ายของการออกแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio จะต้องทำการปรับปรุงโครงสร้างในจุดต่าง ๆ เพื่อให้ได้ผลที่ดีที่สุด (Optimize) ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการต่าง ๆ จึงเป็นค่าเริ่มต้นในการออกแบบเท่านั้น ผลที่ได้ในขั้นตอนสุดท้ายจากโปรแกรมจำลองผลจึงอาจจะมีค่าพารามิเตอร์ที่ต่างออกไปจากค่าที่ได้ในขั้นตอนการคำนวณ

3.2 การออกแบบสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉาก

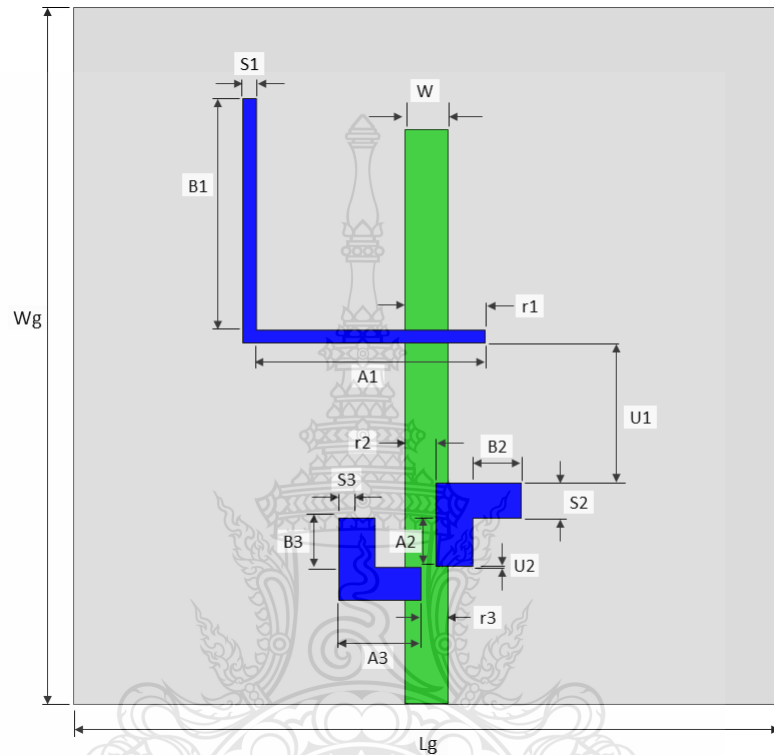
3.2.1 พารามิเตอร์สำหรับการออกแบบสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย โดยนำรูปแบบที่ได้ไปทำการจำลองและสร้างจริง โดยใช้วัสดุฐานรองชนิดผ้าโพลีเอสเตอร์ (Polyester) และผ้าตัวนำ Shieldit Super โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการใช้งานดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r)	= 1.30577
ค่าไดอิเล็กตริกอสแทนเจนต์	= 0.00213
ความหนาของวัสดุฐาน (h)	= 0.898 mm.
ความหนาของวัสดุตัวนำ (t)	= 0.03 mm.
ความต้านทานพื้นผิว	= 1 Ohm/sq

3.2.2 โครงสายอากาศ

โครงสายอากาศสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย ประกอบด้วย 3 ชั้น โดยชั้นกลางคือวัสดุฐานรองผ้าโพลีเอสเตอร์ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r)=1.30577 มีความหนา = 0.898 มิลลิเมตร ซึ่งถูกประกบด้วยด้านหนึ่งเป็นผ้าตัวนำ Shieldit Super ที่ถูกเจาะเป็นมุมฉาก 2 ขนาด (สีน้ำเงิน) เพื่อการตอบสนอง 2 ย่านความถี่ โดยที่มุมฉากที่มีความยาวมากจะตอบสนองที่ความถี่ช่วง 2.4 GHz และมุมฉากที่มีความยาวน้อยจะตอบสนองที่ความถี่ช่วง 5.2 GHz ส่วนอีกด้านหนึ่งถูกประกบด้วยสายส่งแบบไมโครสตริป (สีเขียว) เพื่อเป็นตัวป้อนพลังงานให้สายอากาศแผ่กระจายคลื่น

โดยรูปแบบโครงสร้างตัวแผ่สัญญาณจะเป็นรูปแบบช่องเปิดมุมฉากหลายขนาด มีข้อดีคือสายอากาศมีความถี่ที่อิสระต่อกัน จึงนำโครงสร้างที่ได้ทำการออกแบบมาจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ซึ่งโครงสร้างของสายอากาศเบื้องต้น ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่ออกแบบ

แสดงความหมายของพารามิเตอร์ต่างๆ

- | | |
|----|---|
| W | คือ ความกว้างของสายอากาศ |
| L | คือ ความยาวของสายอากาศ |
| A1 | คือ ความยาวในแนวแกนตั้งของความถี่ 2.4 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1 |
| B1 | คือ ความยาวในแนวแกนนอนของความถี่ 2.4 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1 |
| A2 | คือ ความยาวในแนวแกนตั้งของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2 |
| B2 | คือ ความยาวในแนวแกนนอนของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2 |
| A3 | คือ ความยาวในแนวแกนตั้งของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 3 |
| B3 | คือ ความยาวในแนวแกนนอนของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 3 |
| S1 | คือ ความกว้างของช่องเปิดความถี่ 2.4 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1 |
| S2 | คือ ความกว้างของช่องเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2 |

- S3 คือ ความกว้างของช่องเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 3
- U1 คือ ระยะจากทางขวาของช่องเปิดในแนวแกนตั้งของช่องเปิดความถี่ 2.4 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1 กับช่องเปิดในแนวแกนตั้งของช่องเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2
- U2 คือ ระยะจากขอบทางขวาของช่องเปิดในแนวแกนตั้งของช่องเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2 กับช่องเปิดในแนวแกนตั้งของช่องเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 3
- r1 คือ ระยะห่างระหว่างเส้นกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปลึงขอบปลายของช่องเปิดในแนวแกนตั้งของความถี่ 2.4 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1
- r2 คือ ระยะห่างระหว่างเส้นกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปลึงขอบปลายของช่องเปิดในแนวแกนตั้งของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2
- r3 คือ ระยะห่างระหว่างเส้นกึ่งกลางของสายส่งไมโครสตริปลึงขอบปลายของช่องเปิดในแนวแกนตั้งของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 3

ในการออกแบบสายอากาศช่องเปิดมุลักษณะที่สำคัญอย่างหนึ่งคือ การออกแบบสายส่งไมโครสตริปลึงให้มีอิมพีแดนซ์ (Z_c) 50 โอห์ม ในย่านความถี่ที่ออกแบบ ดังนั้นจึงต้องคำนวณหาความกว้างของสายส่งไมโครสตริปลึง (W_m) จากสมการที่ 3.1 ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) และความหนาของวัสดุฐานรอง (h)

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

เมื่อ

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

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

นำค่า ϵ_r ของวัสดุฐานรอง = 1.30577 และค่า $Z_c = 50$ โอห์ม แทนลงในสมการ 3.2 จะได้

$$B = \frac{60\pi^2}{50\sqrt{1.30577}} = 10.364$$

นำค่าของ B แทนลงในสมการที่ 3.1 จะได้

$$\begin{aligned} \frac{W_m}{0.898} &= \frac{2}{\pi} \left\{ 7 - 1 - \ln(2(7) - 1) + \frac{1.30577 - 1}{2(1.30577)} [\ln(7 - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{1.30577} \right\} \\ &= \frac{2}{\pi} \{ 7 - 1 - 2.56 + 0.209 + 0.39 - 0.467 \} \\ &= \frac{2}{\pi} \times 3.572 \end{aligned}$$

$$W_m = 2.039 (\approx 2mm)$$

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดมุนฉากนั้น พารามิเตอร์ที่เป็นตัวกำหนดให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) ที่ต้องการ คือความยาวรวมของ A+B โดยจะต้องออกแบบให้มี ความยาวประมาณ $0.5 \lambda_g$ ของความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ รวมทั้งกำหนดให้ขนาดความยาวของ A = B เช่นกัน พารามิเตอร์ A และ B จะสอดคล้องกับสมการในการออกแบบหาความถี่เรโซแนนซ์ของ สายอากาศดังสมการที่ 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

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

โดยกำหนดให้	C	คือ ความเร็วแสง (ประมาณ $3 \times 10^8 \text{ m/s}$)
	f_r	คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ (GHz)
	ϵ_{eff}	คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

จากสมการที่ 3.3 และ 3.4 เป็นการประมาณค่าเริ่มต้นในการหาความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากซึ่งสามารถทำให้การออกแบบสายอากาศง่ายขึ้น

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดมุมฉากนั้น พารามิเตอร์ที่ใช้เป็นตัวกำหนดให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการคือ ความยาวของ slot antenna ในแต่ละความถี่ของวิทยานิพนธ์นี้จะนำเอาไปเปรียบเทียบกับความยาวสัมพันธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาความยาวที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ ดังนั้นสมการพื้นฐานในการหา (λ_g) ในวิทยานิพนธ์นี้แสดงดังสมการที่ 3.5 เมื่อทำการออกแบบให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการและใช้ค่าตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์ที่กำหนดไว้จะได้ความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) หาค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz และ 5.2 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\lambda_{g2.4} &= \frac{C}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{(2.4 \times 10^9) \sqrt{1.2}} \\ &= 114.10 \text{ mm } (\approx 11.41 \text{ cm})\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\lambda_{g5.2} &= \frac{C}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{(5.2 \times 10^9) \sqrt{1.2}} \\ &= 52.66 \text{ mm}\end{aligned}$$

ดังที่กล่าวมาแล้วว่าความยาวของสายส่งไมโครสตริปจะมีความยาวมากกว่า 0.5 ซึ่งความยาวของสายส่งไมโครสตริปจะเป็นตัวกำหนดประสิทธิภาพของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากเนื่องจากสายอากาศยังมีความยาวเพิ่มมากขึ้นจะทำให้มีพื้นที่ที่ไม่ถูกใช้ในการแผ่กระจายคลื่นเพิ่มมากขึ้นและจะมีการลดทอนของสัญญาณมากขึ้นด้วย จึงทำให้มีการรับ และส่งสัญญาณของสายอากาศนั้นมีประสิทธิภาพลดลงและต้องคำนึงถึงผลกระทบเนื่องจากการขยายตัวตามความยาวของสนามไฟฟ้าบริเวณแผ่นแผ่กระจายคลื่นด้วย ความยาวของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากจะแปรผกผันกับความยาวของคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ คือ ถ้าความยาวของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากนั้นมีความยาวเพิ่มขึ้นจะทำให้

ความถี่เรโซแนนซ์ต่ำลง แต่ในทางกลับกันถ้าความยาวของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากนั้นมีความยาวที่สั้นลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์สูงขึ้น ส่วนความกว้างของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากจะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ คือถ้าความกว้างของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากแคบลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่สูงขึ้นและถ้าความกว้างของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากนั้นมีความกว้างเพิ่มขึ้นจะทำให้มีความถี่เรโซแนนซ์ที่ต่ำลงที่ความยาวของสายอากาศช่องเปิดเดียวกัน ความกว้างของ สายอากาศช่องเปิดมุมฉากนั้นมีความสัมพันธ์กับแบนด์วิธของสายอากาศช่องเปิดมุมฉากคือเมื่อความกว้างของสายอากาศช่องเปิดแบบมุมฉากนั้นเพิ่มขึ้นจะทำให้แบนด์วิธของสายอากาศกว้างขึ้นด้วย และยังส่งผลทำให้มีอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากนั้นเพิ่มขึ้นด้วย แต่ถ้าความกว้างของสายอากาศช่องเปิด ของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากมีขนาดที่แคบลงก็จะทำให้แบนด์วิธของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากนั้นแคบลงด้วยเป็นผลทำให้อัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุมฉากนั้นลดลงด้วยเช่นกัน

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉาก

สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย
ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

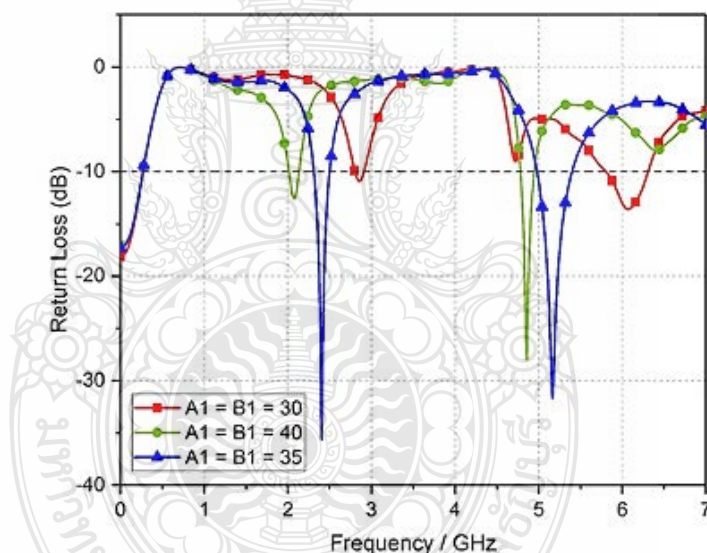
พารามิเตอร์	ขนาด (mm.)	พารามิเตอร์	ขนาด (mm.)
A1	33	W	6
B1	33	S1	2
A2	7	S2	5
B2	7	S3	5
A3	7	U1	20
B3	7	U2	0
r1	11	r2	4

3.3 การศึกษาพารามิเตอร์ต่างๆ และผลการจำลองสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉาก

ในส่วนนี้จะเป็นการนำเสนอพารามิเตอร์ที่สำคัญ และผลการจำลองของสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย โดยพารามิเตอร์ส่วนแรกของการจะทำการตรวจสอบเพื่อสังเกตการเปลี่ยนแปลงในย่านการใช้งานโดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศผ้าช่อง เปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย โดยทำการเพิ่มและลดขนาดของพารามิเตอร์ จากขนาดของพารามิเตอร์ที่กำหนดในตารางที่ 3.1 เป็นขนาดเริ่มต้น และสังเกตการเปลี่ยนแปลงค่า สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ดังต่อไปนี้

3.3.1 พารามิเตอร์ความกว้างของสายอากาศ

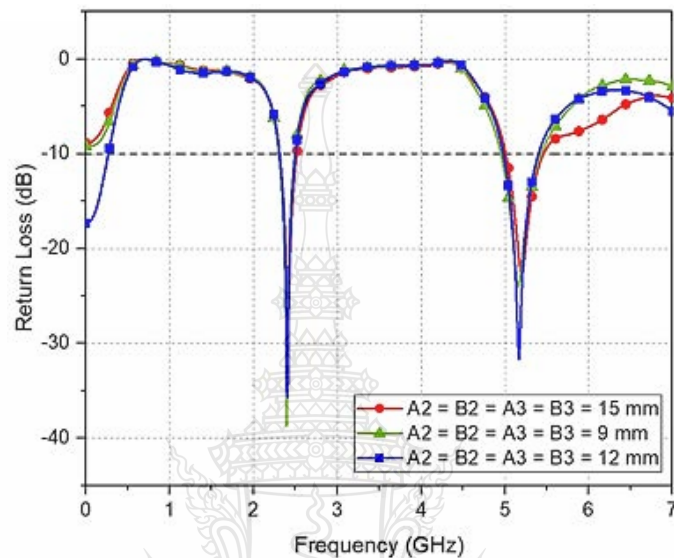
ในการออกแบบในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์พารามิเตอร์ตารางๆของสายอากาศช่องเปิดมุมฉาก



รูปที่ 3.2 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ A1 B1

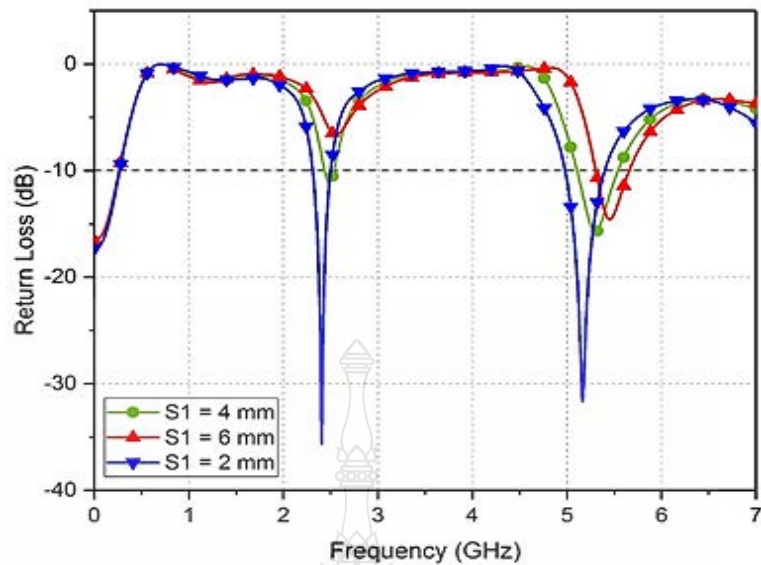
จากรูปที่ 3.2 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) ต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ A1 B1 เป็น 30 mm จะเห็นได้ว่ามีค่าสูญเสียย้อนกลับอยู่ที่ค่าประมาณ -10 dB ซึ่งน้อยเกินไปไม่สามารถนำไปทำชิ้นงานจริงได้จึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์ A1 B1 เป็น 35 mm จะเห็นได้ว่ามีค่าสูญเสียย้อนกลับที่ประมาณ -30 dB ซึ่งเหมาะสมที่จะนำไปทำชิ้นงานจริง เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดจึงปรับพารามิเตอร์ A1 B1 เป็น 40 mm จะเห็นได้ว่าค่าสูญเสียย้อนกลับมีค่าประมาณ -10 dB ถึง -20 dB จะเห็นได้ว่าการปรับพารามิเตอร์ A1 B1 มีกระทบอย่างมาก

ต่อการแมตซ์ซึ่งอิมพีแดนซ์ของสายอากาศโดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนจากความถี่ต่ำไปความถี่สูงเมื่อ A1 B1 มากขึ้น และยังกระทบกับการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ (Impedance Bandwidth) ของสายอากาศอีกด้วย ดังนั้น A1 B1 ที่เหมาะสมในที่นี้มีค่าความยาวเท่ากับ 35 mm



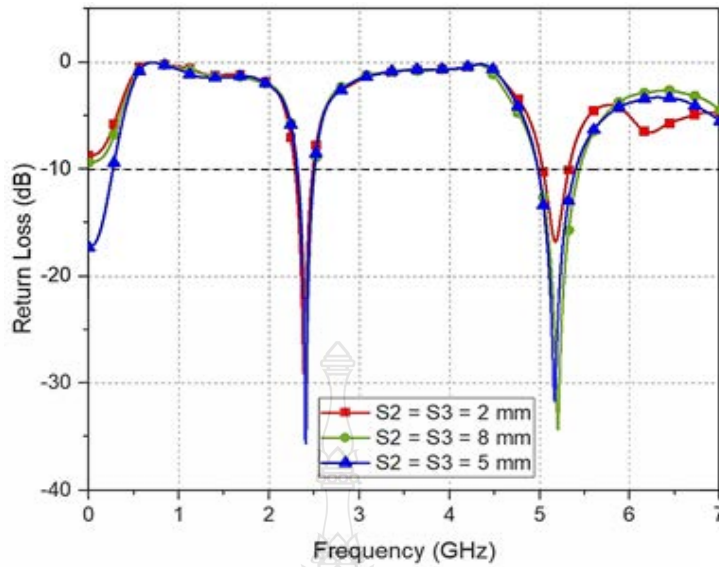
รูปที่ 3.3 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ A2 B2 A3 B3

จากรูปที่ 3.3 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) ต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ A2 B2 A3 B3 เป็น 9 mm จะเห็นได้ว่ามีค่าสูญเสียย้อนกลับ อยู่ที่ค่าประมาณ -20 dB ถึง -30 dB ซึ่งสามารถนำไปทำชิ้นงานจริงได้เพื่อให้ได้ค่าเหมาะสมจึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์ A2 B2 A3 B3 เป็น 12 mm จะเห็นได้ว่ามีค่าสูญเสียย้อนกลับที่ประมาณ -30 dB ถึง -40 dB ซึ่งเหมาะสมที่จะนำไปทำชิ้นงานจริง เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดจึงปรับพารามิเตอร์ A2 B2 A3 B3 เป็น 15 mm จะเห็นได้ว่าค่าสูญเสียย้อนกลับมีค่าประมาณ -20 dB จะเห็นได้ว่าการปรับพารามิเตอร์ A2 B2 A3 B3 มีกระทบอย่างมากต่อการแมตซ์ซึ่งอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนจากความถี่ต่ำไปความถี่สูงเมื่อ A2 B2 A3 B3 มากขึ้น และยังกระทบกับการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ (Impedance Bandwidth) ของสายอากาศอีกด้วย ดังนั้น A2 B2 A3 B3 ที่เหมาะสมในที่นี้มีค่าความยาวเท่ากับ 12 mm



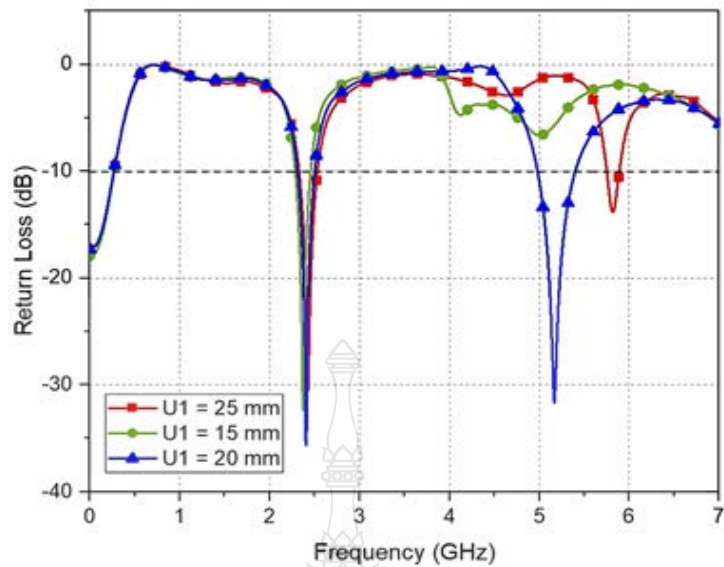
รูปที่ 3.4 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S11) เมื่อเปลี่ยนแปลง S1

การศึกษาค่าพารามิเตอร์ S1 จากรูปที่ 3.4 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) ต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ S1 เป็น 2 mm จะเห็นได้ว่ามีค่าสูญเสียย้อนกลับอยู่ที่ค่าประมาณ -30 dB ถึง -40 dB ซึ่งสามารถนำไปทำชิ้นงานจริงได้เพื่อให้ได้ค่าเหมาะสมจึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์ S1 เป็น 4 mm จะเห็นได้ว่ามีค่าสูญเสียย้อนกลับที่ประมาณ -10 dB ถึง -20 dB ซึ่งไม่เหมาะสมที่จะนำไปทำชิ้นงานจริง เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดจึงปรับพารามิเตอร์ S1 เป็น 6 mm จะเห็นได้ว่าค่าสูญเสียย้อนกลับมีค่าประมาณไม่ถึง -10 dB จะเห็นได้ว่าการปรับพารามิเตอร์ S1 มีกระทบอย่างมากต่อการแมตซ์อิมแดนซ์ของสายอากาศโดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยโดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนจากความถี่ต่ำไปความถี่สูงเมื่อ S1 มากขึ้น และยังกระทบกับการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ (Impedance Bandwidth) ของสายอากาศอีกด้วย ดังนั้น S1 ที่เหมาะสมในที่นี้มีค่าความยาวเท่ากับ 12 mm



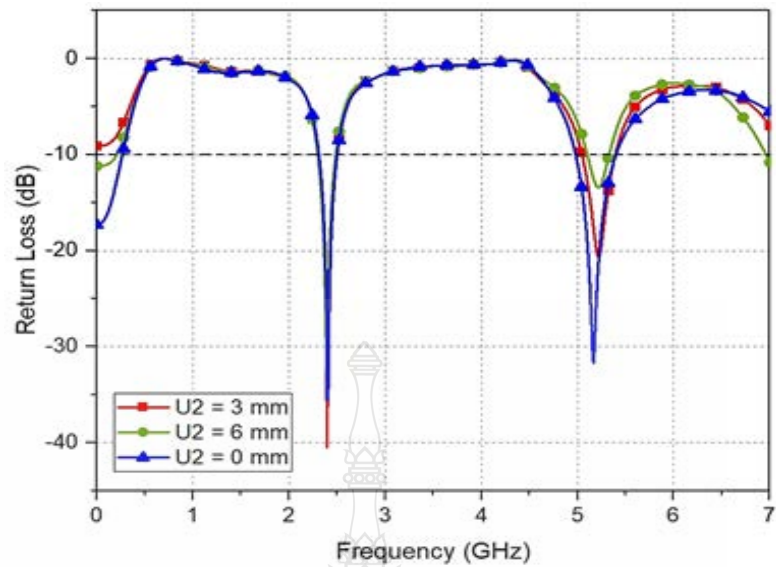
รูปที่ 3.5 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S11) เมื่อเปลี่ยนแปลง S2 S3

การศึกษาค่าพารามิเตอร์ S2 S3 จากรูปที่ 3.5 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) ต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ S2 S3 เป็น 2 mm จะเห็นได้ว่ามีค่าสูญเสียย้อนกลับอยู่ที่ค่าประมาณ -10 dB ถึง -30 dB ซึ่งสามารถนำไปทำชิ้นงานจริงได้เพื่อให้ได้ค่าเหมาะสมจึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์ S2 S3 เป็น 5 mm จะเห็นได้ว่ามีค่าสูญเสียย้อนกลับที่ประมาณ -30 dB ถึง -40 dB ซึ่งเหมาะสมที่จะนำไปทำชิ้นงานจริง เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดจึงปรับพารามิเตอร์ S2 S3 เป็น 8 mm จะเห็นได้ว่าค่าสูญเสียย้อนกลับมีค่าประมาณ -30 dB จะเห็นได้ว่าการปรับพารามิเตอร์ S2 S3 มีกระทบอย่างมากต่อการแมตซ์อิมแดนซ์ของสายอากาศโดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยโดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนจากความถี่ต่ำไปความถี่สูงเมื่อ S2 S3 มากขึ้น และยังกระทบกับการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ (Impedance Bandwidth) ของสายอากาศอีกด้วย ดังนั้น S2 S3 ที่เหมาะสมในที่นี้มีค่าความยาวเท่ากับ 5 mm



รูปที่ 3.6 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S11) เมื่อเปลี่ยนแปลง U_1

การศึกษาค่าพารามิเตอร์ จากรูปที่ 3.6 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) ต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ U_1 เป็น 15 mm จะเห็นได้ว่ามีค่าตอบสนองย้อนกลับอยู่ที่ค่าประมาณไม่ถึง -10 dB ของความถี่ที่ 5.2 GHz ซึ่งไม่สามารถนำไปทำชิ้นงานจริงได้ เพื่อให้ได้ค่าเหมาะสมจึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์ U_1 เป็น 20 mm จะเห็นได้ว่ามีค่าสูญเสียย้อนกลับที่ประมาณ -30 dB ถึง -40 dB ซึ่งเหมาะสมที่จะนำไปทำชิ้นงานจริง เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดจึงปรับพารามิเตอร์ U_1 เป็น 25 mm จะเห็นได้ว่าค่าสูญเสียย้อนกลับมีค่าประมาณไม่ถึง -10 dB ถึง -30 จะเห็นได้ว่าการปรับพารามิเตอร์ U_1 มีกระทบอย่างมากต่อการแมตซ์อิมแดนซ์ของสายอากาศ โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์มีการเปลี่ยนแปลงที่ความถี่สูงเมื่อ U_1 มากขึ้น และยังกระทบกับการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ (Impedance Bandwidth) ของสายอากาศอีกด้วย ดังนั้น U_1 ที่เหมาะสมในที่นี้มีค่าความยาวเท่ากับ 20 mm

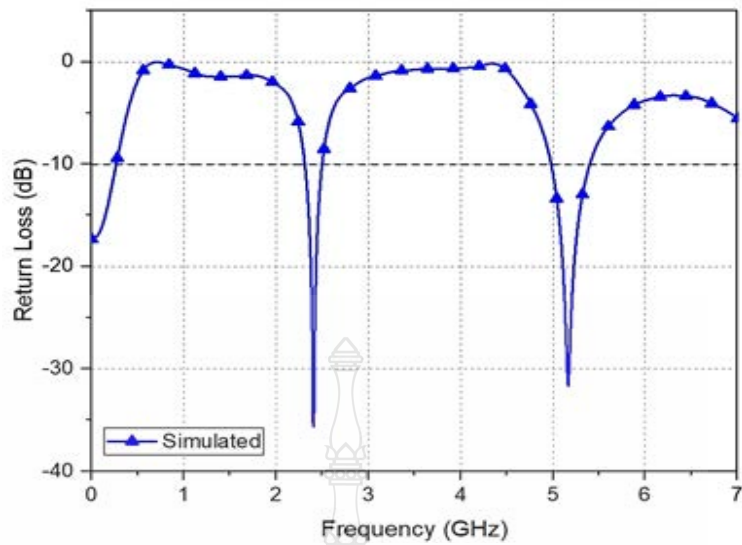


รูปที่ 3.7 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S11) เมื่อเปลี่ยนแปลง U2

การศึกษาค่าพารามิเตอร์ U2 จากรูปที่ 3.7 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) ต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ U2 เป็น 0 mm จะเห็นได้ว่ามีค่าตอบสนองย้อนกลับอยู่ที่ค่าประมาณไม่ถึง -30 dB ซึ่งสามารถนำไปทำชิ้นงานจริงได้ เพื่อให้ได้ค่าเหมาะสมจึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์ U2 เป็น 20 mm จะเห็นได้ว่ามีค่าสูญเสียย้อนกลับที่ประมาณ -30 dB ถึง -40 dB ซึ่งเหมาะสมที่จะนำไปทำชิ้นงานจริง เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดจึงปรับพารามิเตอร์ U2 เป็น 25 mm จะเห็นได้ว่าค่าสูญเสียย้อนกลับมีค่าประมาณไม่ถึง -10 dB ถึง -30 จะเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ U2 มีกระทบอย่างมากต่อการแมตซ์อิมแดนซ์ของสายอากาศโดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงที่ด้านความถี่สูง ดังนั้น U2 ที่เหมาะสมในที่นี้มีค่าความยาวเท่ากับ 20 mm

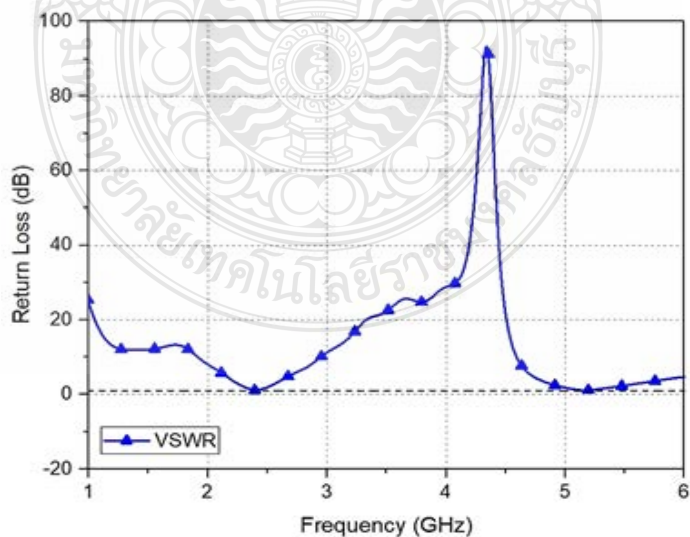
3.3.2 ผลการจำลองสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกาย

เมื่อทำการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับประยุกต์ใช้กับโครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์ด้วยโปรแกรม CST จนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมแล้ว จึงทำการวิเคราะห์คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศมีค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S11) ความหนาแน่นกระแส (Current density) อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) และแบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation pattern) ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

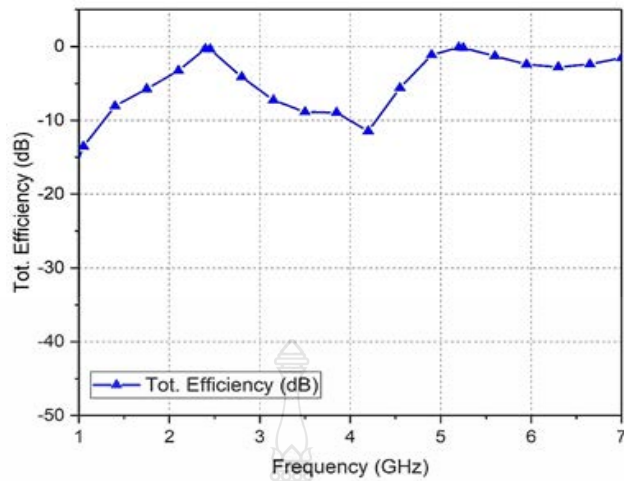


รูปที่ 3.8 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย

จากรูปที่ 3.8 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สายตามโครงสร้างในตารางที่ 3.1 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าในย่านความถี่ตั้งแต่ 0 GHz ถึง 7 GHz นั้น ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.4 GHz ให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุดประมาณ -36 GHz และมีแบนด์วิดท์ 188.6 MHz ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz ให้ค่าสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุดประมาณ -32 GHz มีแบนด์วิดท์ 418.8 MHz

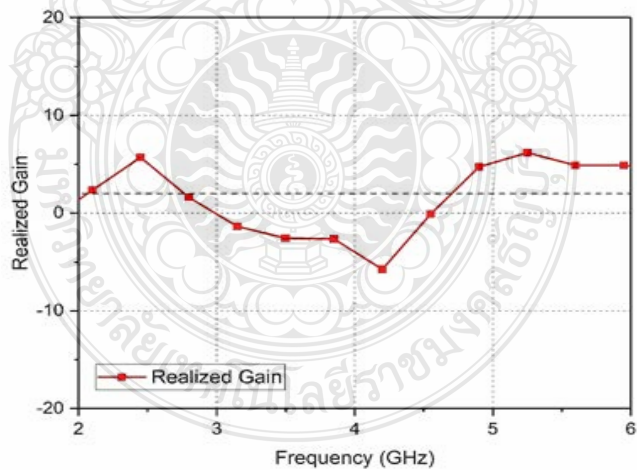


รูปที่ 3.9 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย



รูปที่ 3.10 ค่าประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ

จากรูปที่ 3.9 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย จากรูปที่ 3.10 ค่าประสิทธิภาพรวมของสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สายจะบอกถึงผลรวมค่าความสูญเสียต่าง ๆ ตั้งแต่จุดอินพุตรวมถึงโครงสร้างของสายอากาศทั้งหมด โดยที่ความถี่ 2.4 GHz มีค่าประสิทธิภาพของสายอากาศเท่ากับ -0.19 dB และที่ความถี่ 5.2 GHz มีค่าประสิทธิภาพของสายอากาศเท่ากับ -0.13 dB

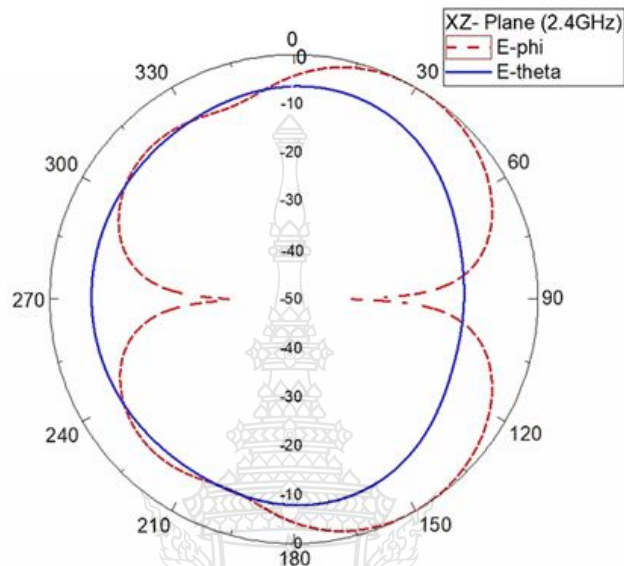


รูปที่ 3.11 ค่าอัตราการขยายของสายอากาศ

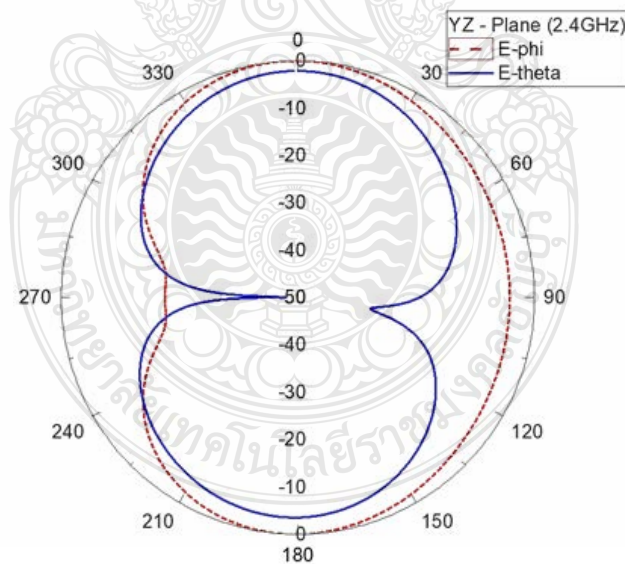
จากรูปที่ 3.11 ค่าอัตราขยายของสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สายของความถี่ 2.4 GHz เท่ากับ 5.2 dBi และความถี่ 5.2 GHz เท่ากับ 5.5 dBi

ตารางที่ 3.2 อัตราขยายของการจำลอง

ความถี่	2.4 GHz	5.2 GHz
อัตราขยาย	5.2 dBi	5.5 dBi

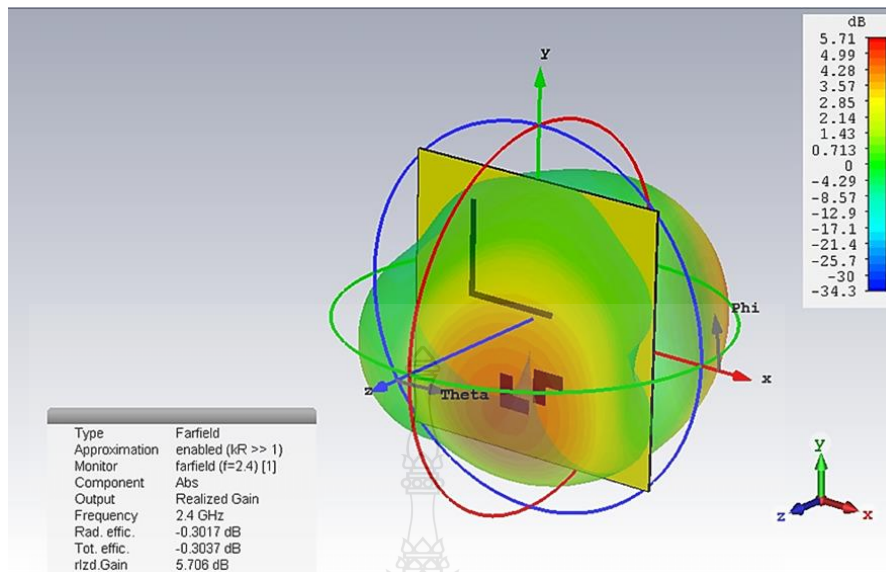


(ก) ระนาบ XZ



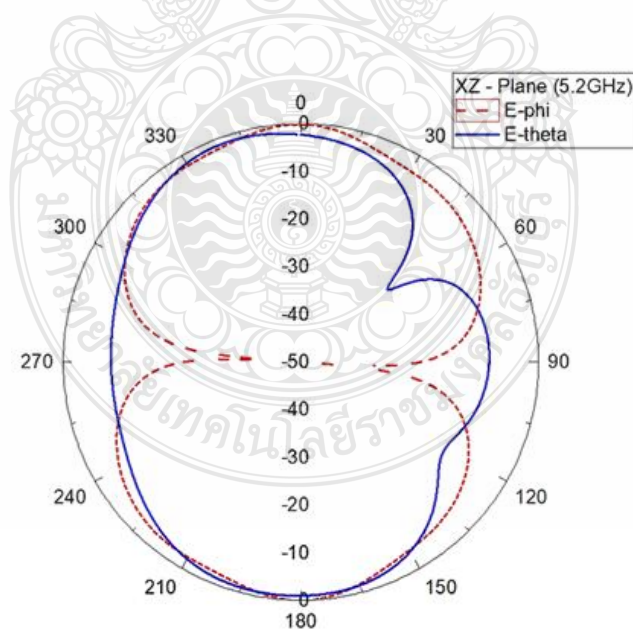
(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 3.12 รูปแบบการแพร่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz

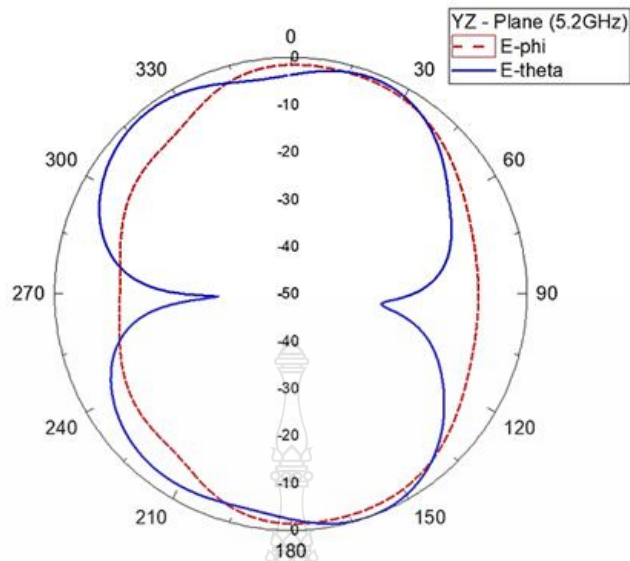


รูปที่ 3.13 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz

จากรูปที่ 3.12 (ก) 3.12 (ข) และ 3.13 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบ 2 มิติ และแบบ 3 มิติ สายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สายที่ความถี่ 2.4 GHz ทั้งในระนาบอะซิมูท (Azimuth) และในระนาบเอเลเวชัน (Elevation) ตามลำดับ โดยมีลักษณะการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (Bi Directional) ทั้งระนาบ XZ และระนาบYZ

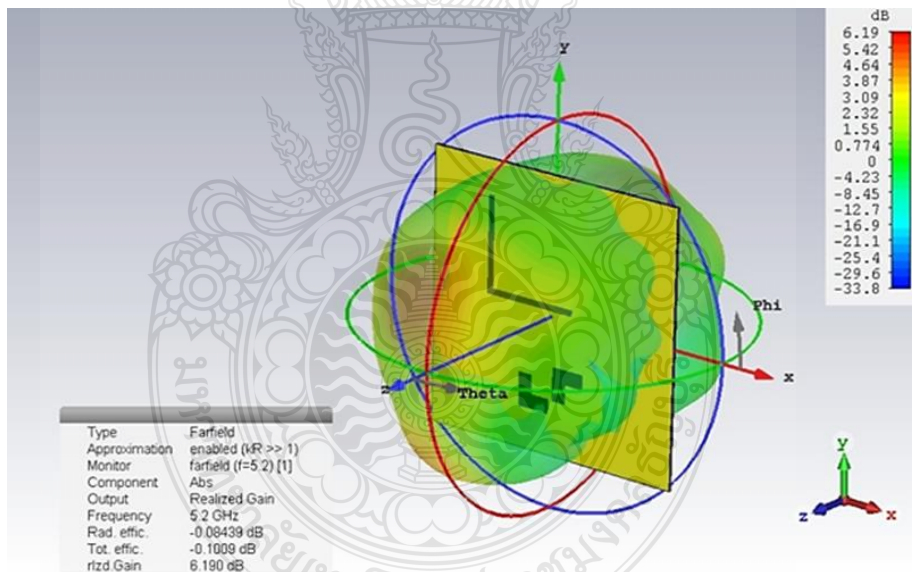


(ก) ระนาบ XZ



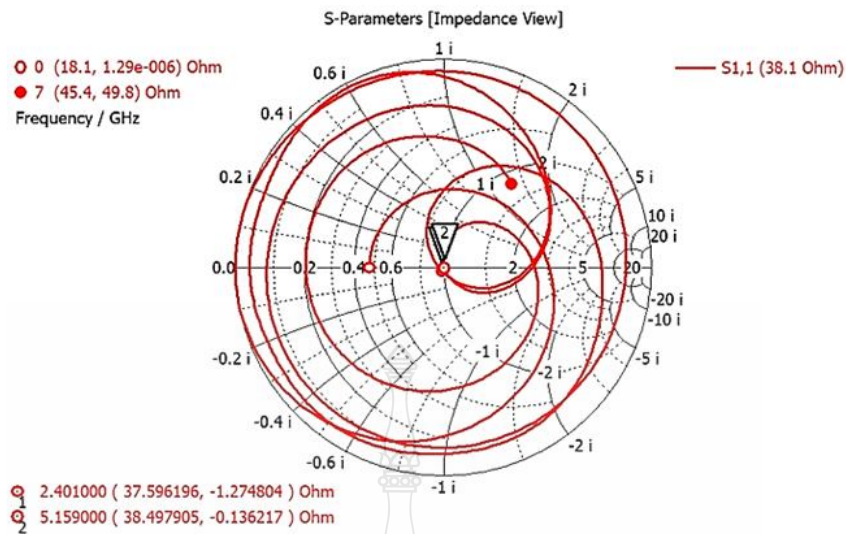
(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 3.14 รูปแบบการแพร่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz



รูปที่ 3.15 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz

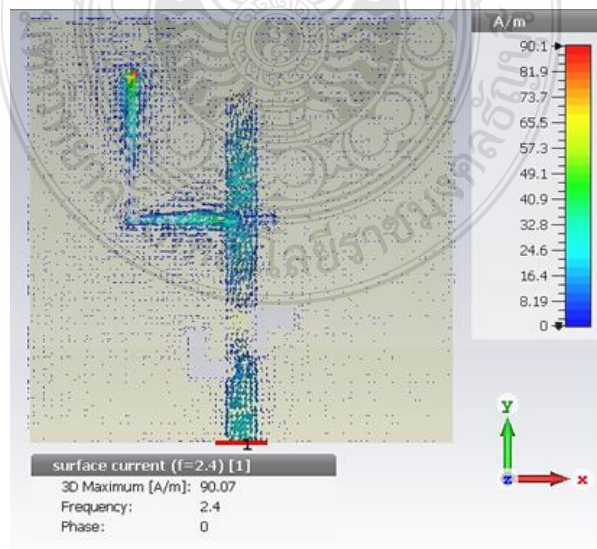
จากรูปที่ 3.14 (ก) 3.14 (ข) และ 3.15 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบ 2 มิติ และแบบ 3 มิติ สายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สายที่ความถี่ 5.2 GHz ทั้งในระนาบอะซิมูท (Azimuth) และในระนาบเอเลเวชัน (Elevation) ตามลำดับ โดยมีลักษณะการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (Bi Directional) ทั้งระนาบ XZ และระนาบYZ



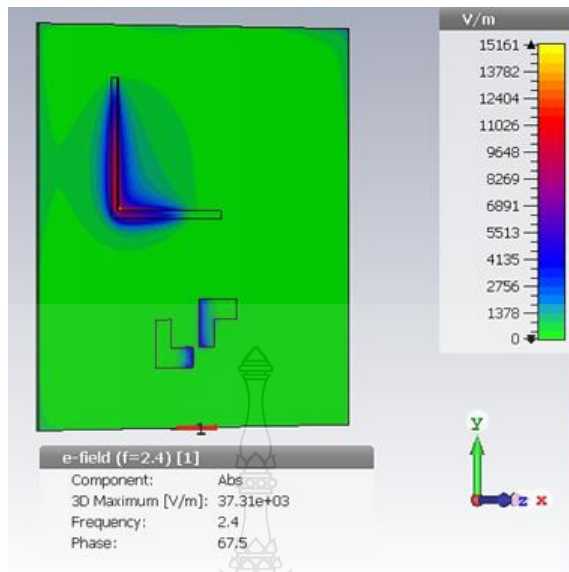
รูปที่ 3.16 การจำลองผลค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศในรูปแบบ Smith Chart

จากรูปที่ 3.16 จะเห็นได้ว่าความถี่ที่ใช้ในการ Simulation จากโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO ของสายอากาศจะเริ่มที่ 1 GHz จะได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ $18.1 + j1.29 \Omega$ ถึงความถี่ที่ 7 GHz จะได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ $45.4 + j49.8 \Omega$ ความถี่ที่ 2.4 GHz จะได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ $37.59 - j1.27 \Omega$ ความถี่ที่ 5.2 GHz จะได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ $38.49 - j0.13 \Omega$

3.4.4 ค่าความหนาแน่นและค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายในสายอากาศ



(ก).ทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.4 GHz

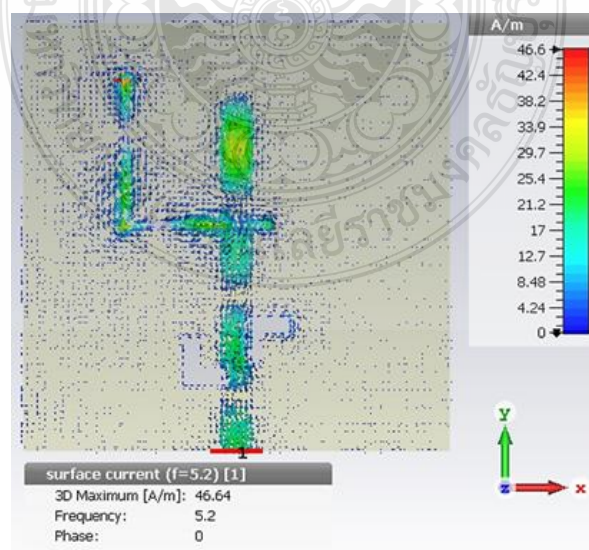


(ข) ความหนาแน่นของกระแสที่ความถี่ 2.4 GHz

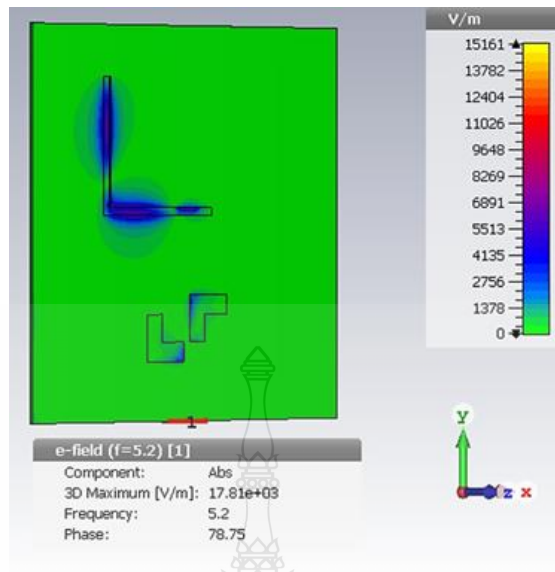
รูปที่ 3.17 (ก) ผลการจำลองทิศทางการไหลของกระแส ที่ความถี่ 2.4 GHz

(ข) ผลการจำลองความหนาแน่นของกระแส ที่ความถี่ 2.4 GHz

จากรูปที่ 3.17 (ก) จะเห็นได้ว่าทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.4 GHz การไหลของกระแสจะอยู่ที่บริเวณช่องว่างระหว่างระนาบกรวดกับสายส่ง และช่องว่างระหว่างระหว่างกรวดกับสายอากาศของสายอากาศจากทิศทางการไหลของกระแสมีการไหลตั้งแต่จุดป้อนสัญญาณไปจนถึงส่วนบนของสายอากาศ และจากรูปที่ 3.17 (ข) ความหนาแน่นของกระแส (Current density) ความถี่ 2.4 GHz มีมากที่ช่องเปิดมุมฉากตัวที่ 1 การแผ่พลังงานสูงสุดอยู่ที่ 148.7 dB



(ก) ทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.2 GHz



(ข) ความหนาแน่นของกระแสที่ความถี่ 5.2 GHz

รูปที่ 3.18 (ก) ผลการจำลองทิศทางการไหลของกระแส ที่ความถี่ 5.2 GHz

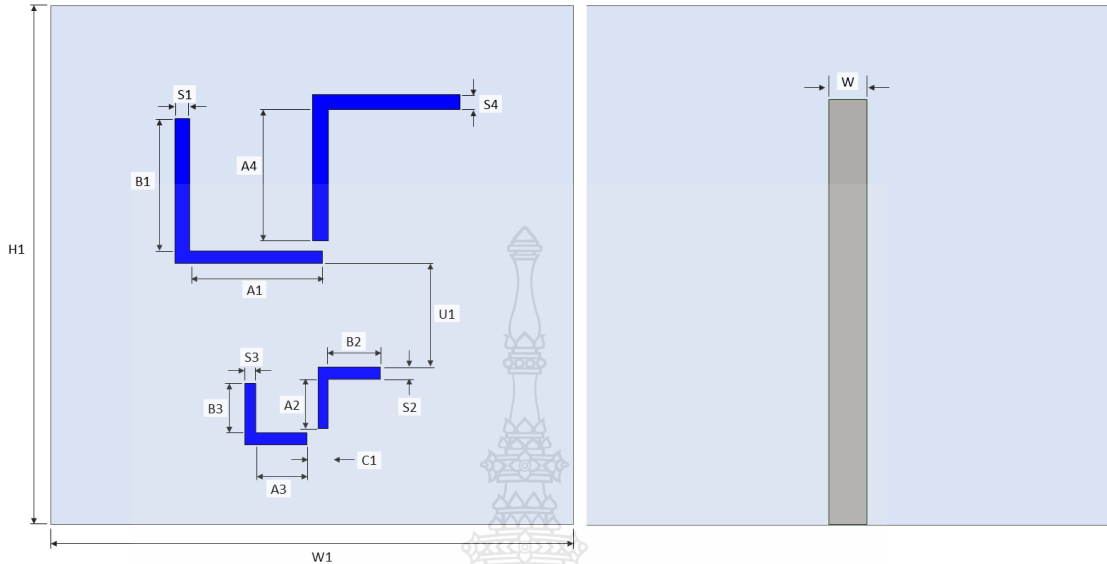
(ข) ผลการจำลองความหนาแน่นของกระแส ที่ความถี่ 5.2 GHz

จากรูปที่ 3.18 (ก) จะเห็นได้ว่าทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.2 GHz การไหลของกระแสจะอยู่ที่บริเวณช่องว่างระหว่างระนาบกราวด์กับสายส่งและช่องว่างระหว่างระนาบกราวด์กับสายอากาศของสายอากาศจากทิศทางการไหลของกระแสมีการไหลตั้งแต่จุดป้อนสัญญาณไปจนถึงส่วนบนของสายอากาศ และจากรูปที่ 3.18 (ข) ความหนาแน่นของกระแส (Current density) ความถี่ 5.2 GHz มีมากที่ช่องเปิดมุมฉากตัวที่ 2 และตัวที่ 3 การแผ่พลังงานสูงสุดอยู่ที่ 142.6 dB

3.4 สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่

จากการออกแบบสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สายทำให้ทราบว่ารูปแบบช่องเปิดมุมฉาก นักวิจัยจึงทำการพัฒนาสายอากาศให้มีประสิทธิภาพที่ดียิ่งขึ้น จากช่องเปิดมุมฉากมีคุณลักษณะเป็นโพลาไรซ์เชิงเส้นแบบเอียง 45° จึงได้นำคุณสมบัตินี้มาพัฒนาเป็นสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศซึ่งจะทำให้ความสามารถรับส่งข้อมูลได้ดียิ่งขึ้น คือสายอากาศที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมโครงสร้างเริ่มต้นเป็นโครงสร้างจากสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สายอากาศใช้วัสดุฐานรองผ้าโพลีเอสเตอร์โดยอีกสองด้านเป็นผ้าตัวนำ Shieldit Super ซึ่งด้านหนึ่งถูกเจาะเป็นมุมฉาก 2 ขนาด (สีน้ำเงิน) อีกด้านหนึ่งเป็นสายส่งแบบไมโครสตริป (สีเทา) เพื่อเป็นตัวป้อน

พลังงานให้สายอากาศแผ่กระจายคลื่น โดยรูปแบบโครงสร้างตัวแผ่สัญญาณจะเป็นรูปแบบช่องเปิดมุมฉาก แสดงดังรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 รูปแบบโครงสร้างของการสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่าน

ความถี่

แสดงความหมายของพารามิเตอร์ต่างๆ

- W1 คือ ความกว้างแนวแกนนอนของสายอากาศ
- H1 คือ ความกว้างแนวแกนตั้งของสายอากาศ
- A1 คือ ความยาวในแนวแกนตั้งของความถี่ 2.4 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1
- B1 คือ ความยาวในแนวแกนนอนของความถี่ 2.4 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1
- A2 คือ ความยาวในแนวแกนตั้งของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2
- B2 คือ ความยาวในแนวแกนนอนของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2
- A3 คือ ความยาวในแนวแกนตั้งของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 3
- B3 คือ ความยาวในแนวแกนนอนของความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 3
- A4 คือ ความยาวในแนวแกนตั้งของความถี่ 2.4 GHz ของสายอากาศตัวที่ 4
- S1 คือ ความกว้างของช่องเปิดความถี่ 2.4 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1
- S2 คือ ความกว้างของช่องเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2
- S3 คือ ความกว้างของช่องเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 3
- S4 คือ ความกว้างของช่องเปิดความถี่ 2.4 GHz ของสายอากาศตัวที่ 4

- U1 คือ ระยะจากทางขวาของช่องเปิดในแนวแกนตั้งของช่องเปิดความถี่ 2.4 GHz ของสายอากาศตัวที่ 1 กับช่องเปิดในแนวแกนตั้งของช่องเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2
- C1 คือ ระยะห่างระหว่างปลายขอบเปิดความถี่ 5.2 GHz ของสายอากาศตัวที่ 2 ในแนวแกนนอนกับขอบของสายส่งไมโครสตริป

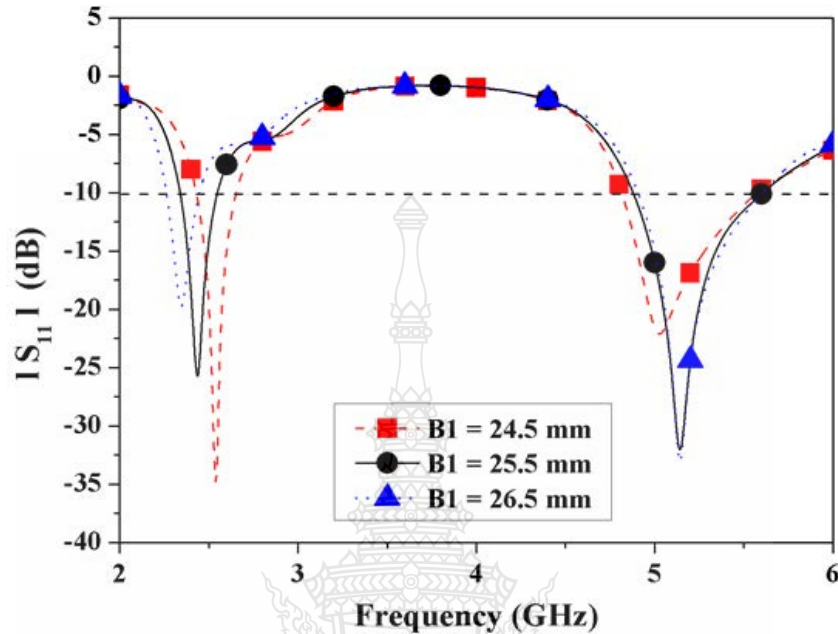
ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่

สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.25 GHz			
พารามิเตอร์	ขนาด (mm.)	พารามิเตอร์	ขนาด (mm.)
H1	100	B3	11.6
W1	100	S3	2.2
B1	29.2	A3	11.6
S1	3.3	A2	11.6
B2	11.6	A4	29.2
S4	3.3	A1	29.2
W	9	C1	25.8
U1	27.7	S2	2.2

3.5 การศึกษาพารามิเตอร์ต่างๆ และผลการจำลองสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่

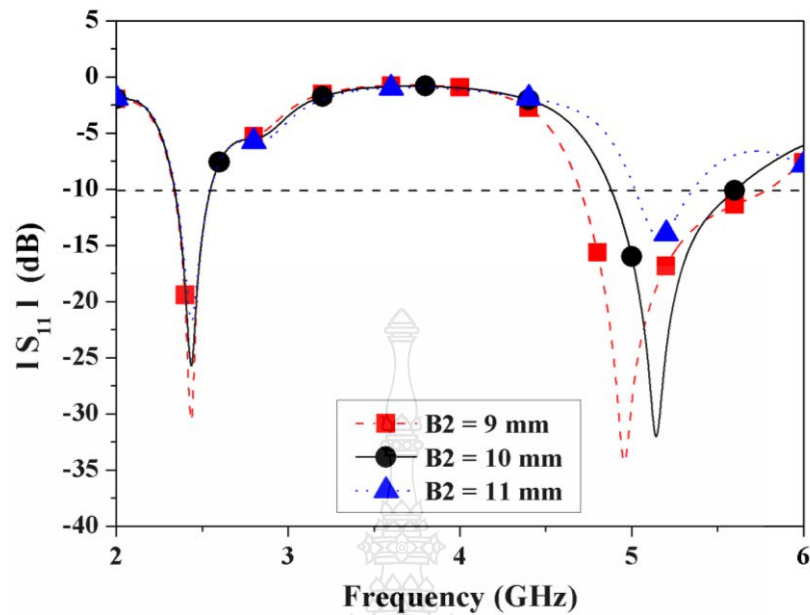
ในส่วนนี้จะเป็นการนำเสนอพารามิเตอร์ที่สำคัญ และผลการจำลองของสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศ โดยทำการเพิ่มและลดขนาดของพารามิเตอร์ และสังเกตการเปลี่ยนแปลงค่า สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับดังต่อไปนี้

3.5.1 การศึกษาพารามิเตอร์สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสอง ย่านความถี่



รูปที่ 3.20 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ B1

จากการศึกษาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีผลกับสายอากาศ จะถูกนำมาแสดงเช่น ค่าพารามิเตอร์ B1 คือค่าความยาว ของช่องเปิดมุมฉากขนาดใหญ่ จากรูปที่ 3.20 แสดงการสูญเสีย เนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) ต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ B1 เป็น 24.5 mm จะเห็นได้ว่ามีค่าสูญเสียย้อนกลับอยู่ที่ค่าประมาณ -10 dB ในย่านความถี่ 2.45 GHz ซึ่ง น้อยเกินไปไม่สามารถนำไปทำชิ้นงานจริงได้จึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์ B1 เป็น 25.5 mm และ 26.5 mm. ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าการปรับพารามิเตอร์ B1 มีกระทบอย่างมากต่อการแมตซ์อิมแดนซ์ของ สายอากาศโดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงโดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนจากความถี่สูงไป ความถี่ต่ำลง B1 เมื่อมากขึ้นในย่านความถี่ 2.45 GHz และยังกระทบกับการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ (Impedance Bandwidth) ของสายอากาศอีกด้วย



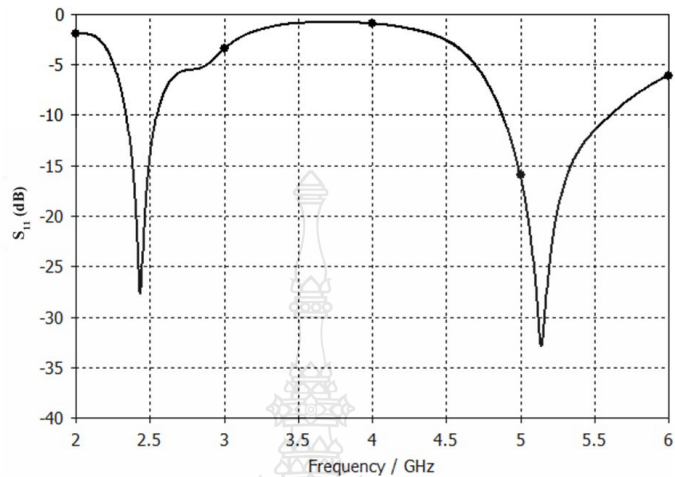
รูปที่ 3.21 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ B2

จากรูปที่ 3.21 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) ต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ B2 เป็น 9 mm และ 10 mm ตามลำดับจะเห็นได้ว่ามีค่าสูญเสียย้อนกลับ อยู่ที่ค่าถึง -35 dB แต่ย่านความถี่นั้นเลื่อนมาทางด้านความถี่ต่ำ และมีแบนด์วิดท์ ที่กว้างเกินกว่าย่านความถี่ที่ต้องการ เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดจึงปรับพารามิเตอร์ B2 เป็น 11 mm ค่าสูญเสียย้อนกลับน้อยกว่า -10 dB ในย่านความถี่ที่ต้องการ จะเห็นได้ว่าการปรับพารามิเตอร์ B2 มีกระทบอย่างมากต่อการแมตซ์ซึ่งอิมพีแดนซ์ของสายอากาศโดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยโดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนจากความถี่ต่ำไปความถี่สูงเมื่อ B2 มากขึ้น และยังกระทบกับการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ (Impedance Bandwidth) ของสายอากาศอีกด้วย ดังนั้น B2 ที่เหมาะสมที่นี้มีค่าความยาวเท่ากับ 11 mm เนื่องจากการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับอยู่ในย่านความถี่ที่ต้องการ

3.5.2 ผลการจำลองสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่

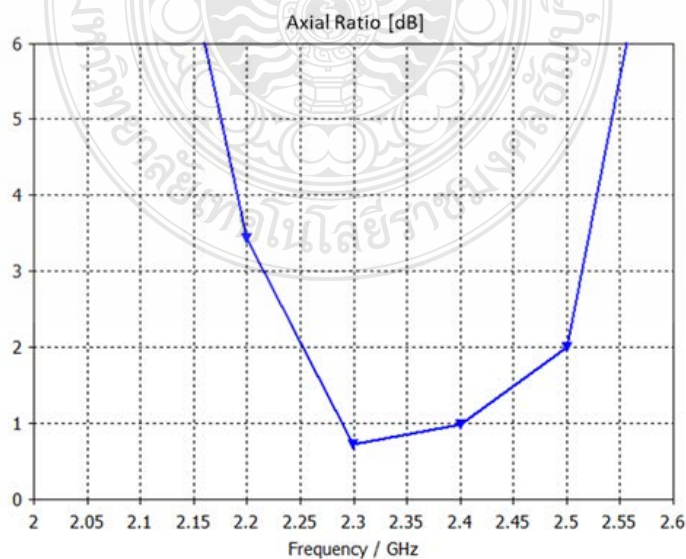
เมื่อทำการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ ด้วยโปรแกรม CST จนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมแล้ว จึงทำการวิเคราะห์คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศ เช่น ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ,อัตราส่วนตามแนวแกน (Axial

Ratio), ความหนาแน่นกระแส (Current density) อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) และแบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation pattern) ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

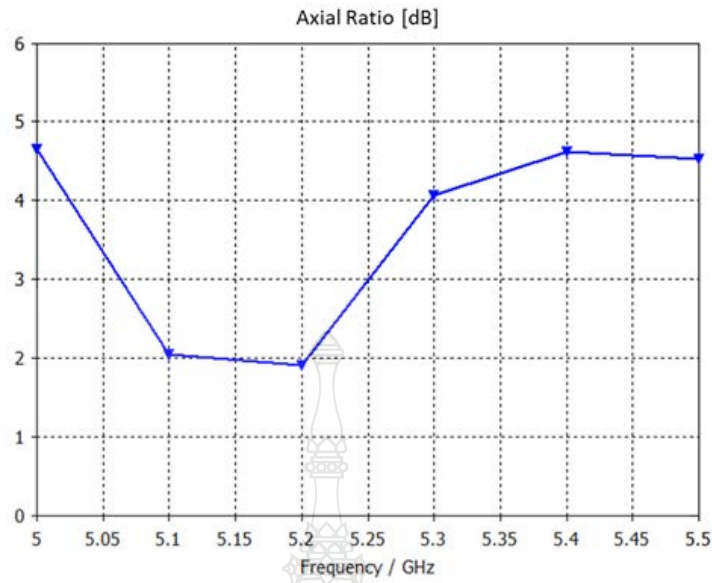


รูปที่ 3.22 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่

จากรูปที่ 3.22 แสดงการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับตามโครงสร้างสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.45 GHz ให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุดประมาณ -28 dB และมีแบนด์วิดท์ 0.204 GHz ความถี่เรโซแนนซ์ 5.25 GHz ให้ค่าสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุดประมาณ -33 dB มีแบนด์วิดท์ 0.716 GHz



(ก) อัตราส่วนตามแนวแกนที่ความถี่ 2.45 GHz

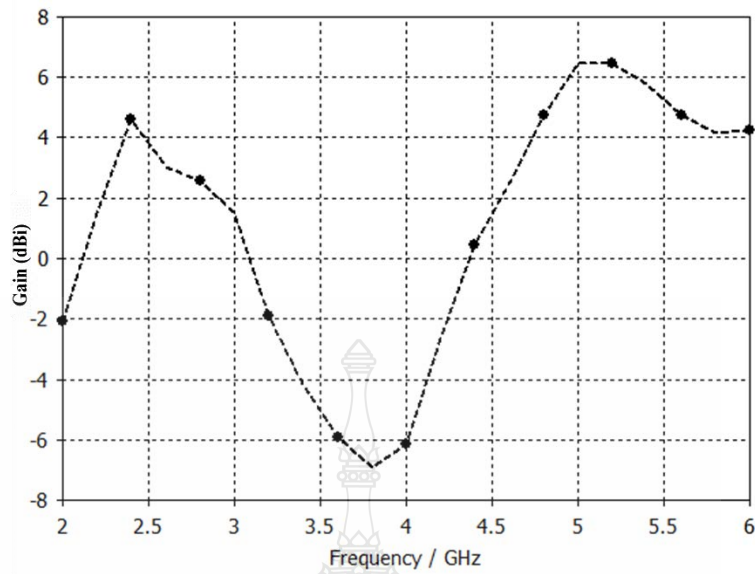


(ข) อัตราส่วนตามแนวแกนที่ความถี่ 5.25 GHz

รูปที่ 3.23 (ก) อัตราส่วนตามแนวแกนที่ความถี่ 2.45 GHz

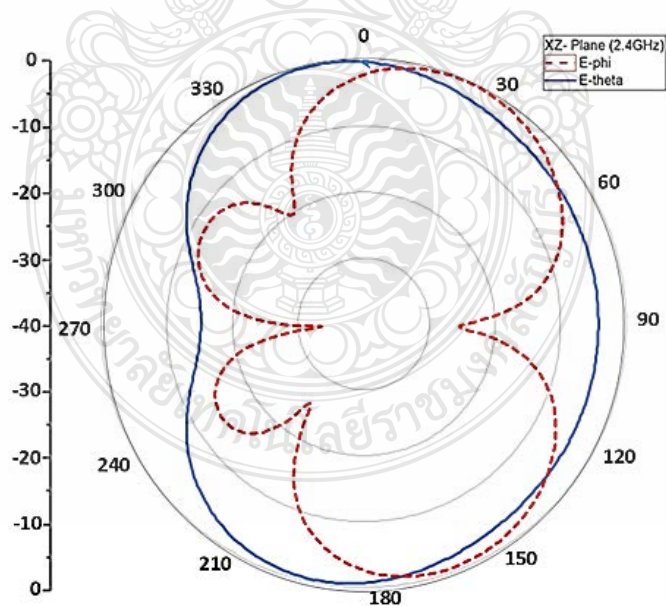
(ข) อัตราส่วนตามแนวแกนที่ความถี่ 5.25 GHz

อัตราส่วนตามแนวแกน (Axial Ratio) เป็นอัตราส่วนระหว่างแกนหลักและแกนรองของรูปแบบเสาอากาศโพลาไรซ์แบบวงกลม ค่าในอุดมคติของอัตราส่วนตามแนวแกนสำหรับสนามโพลาไรซ์แบบวงกลมคือ 0 dB อัตราส่วนตามแนวแกนมีแนวโน้มลดลงจากลำแสงหลักของเสาอากาศ ดังนั้นอัตราส่วนตามแนวแกนสำหรับเสาอากาศ อัตราส่วนตามแนวแกนน้อยกว่า 3 dB แสดงว่าสายอากาศมีโพลาไรซ์แบบวงกลม จากรูปที่ 3.23 แสดงอัตราส่วนตามแนวแกน (Axial Ratio) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าในความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.45 GHz มีอัตราส่วนตามแนวแกนน้อยกว่า 3 dB ที่ช่วง 2.21 GHz ถึง 2.521 GHz ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5.25 GHz มีอัตราส่วนตามแนวแกนน้อยกว่า 3 dB ที่ช่วง 5.072 GHz ถึง 5.25 GHz

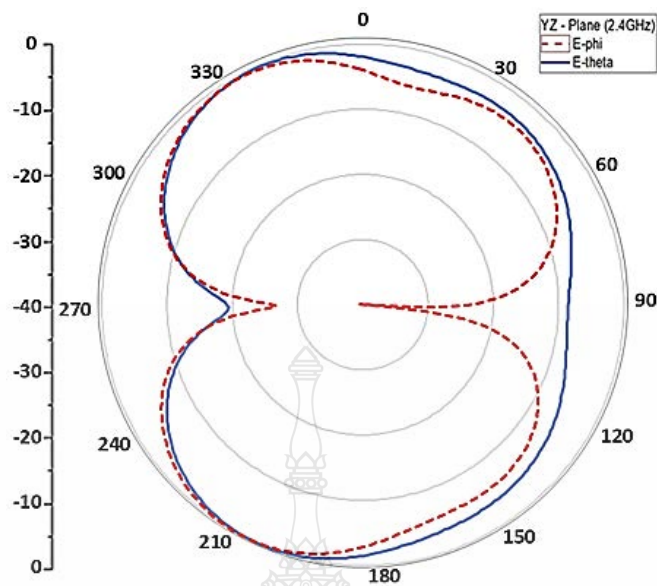


รูปที่ 3.24 ค่าอัตราการขยายของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาริไซซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่

จากรูปที่ 3.24 ค่าอัตราการขยายของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาริไซซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ ที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ 4.4 dBi และความถี่ 5.25 GHz เท่ากับ 6.3 dBi

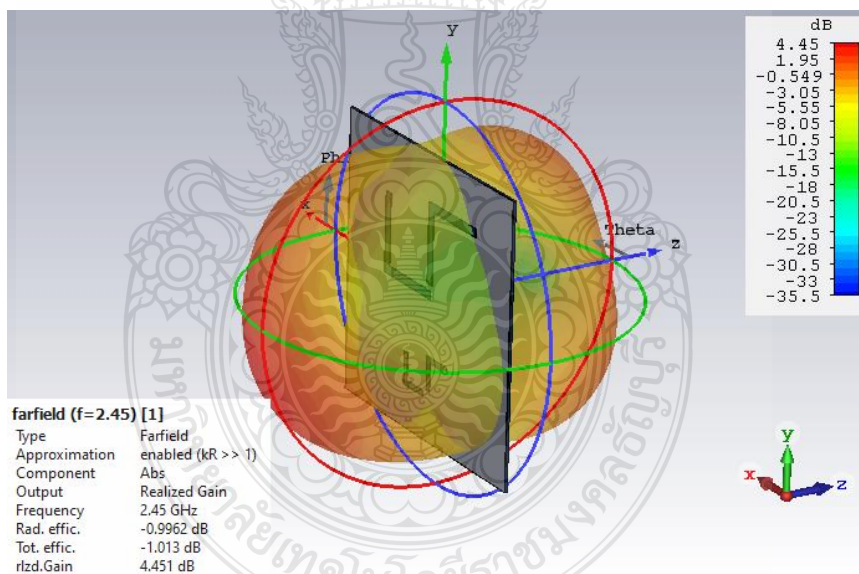


(ก) ระนาบ XZ



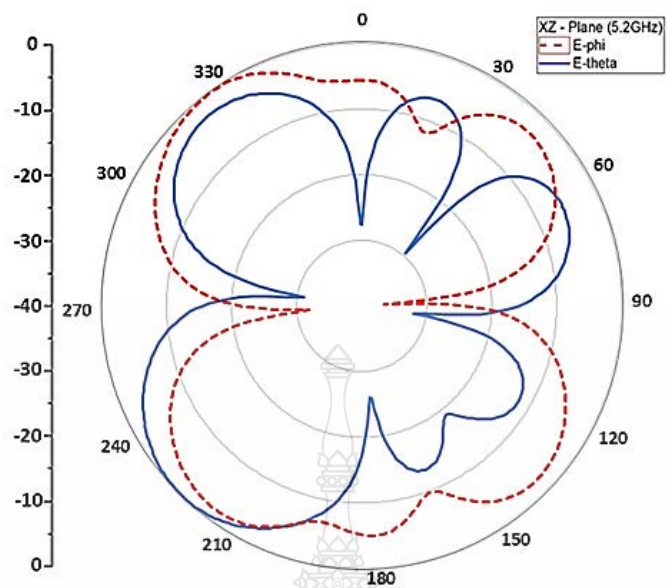
(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 3.25 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz

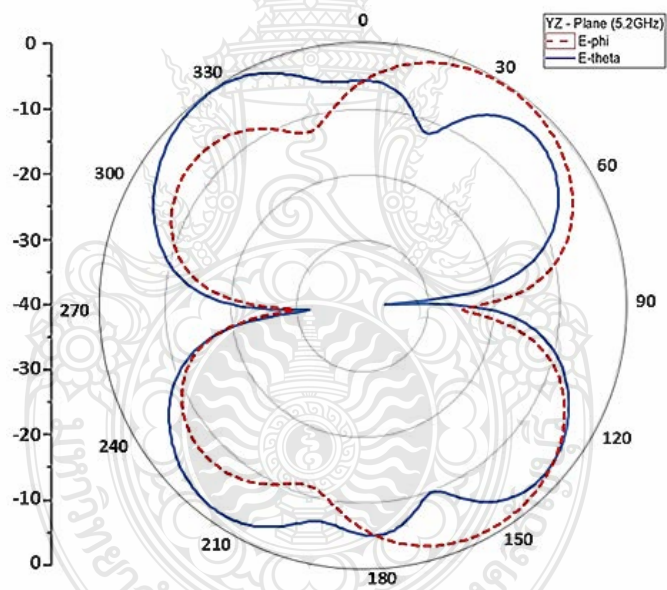


รูปที่ 3.26 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz

จากรูปที่ 3.25 (ก) 3.25 (ข) และ 3.26 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบ 2 มิติ และแบบ 3 มิติ สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ที่ความถี่ 2.4 GHz ทั้งในระนาบอะซิมูท (Azimuth) และในระนาบเอเลเวชัน (Elevation) ตามลำดับ โดยมีลักษณะการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (Bi Directional) ทั้งระนาบ XZ และระนาบ YZ

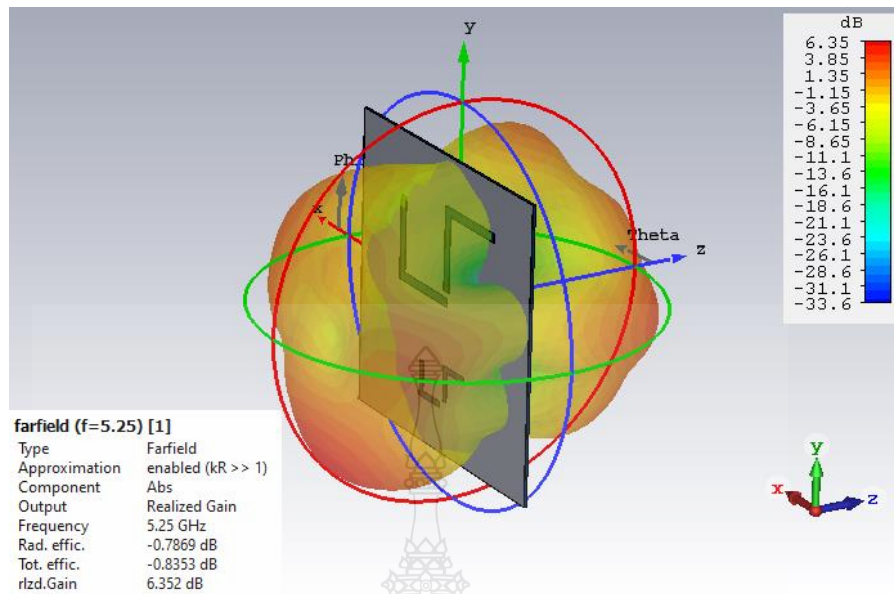


(ก) ระนาบ XZ



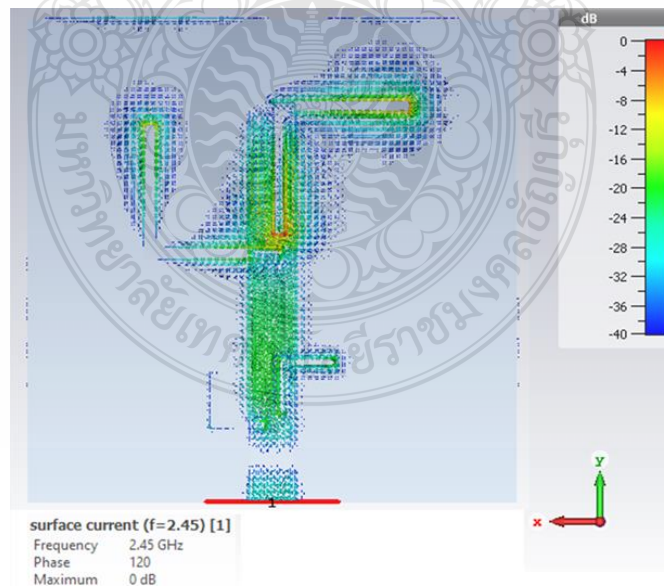
(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 3.27 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะใกล้ของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz



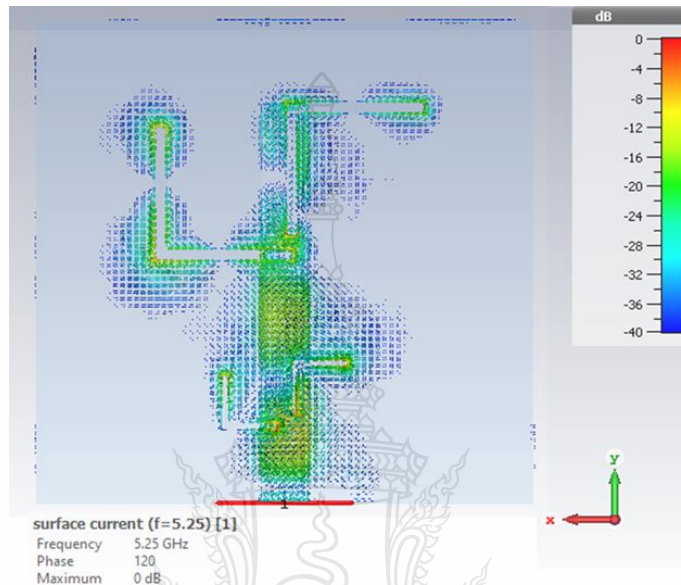
รูปที่ 3.28 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz

จากรูปที่ 3.27 (ก) 3.27 (ข) และ 3.28 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบ 2 มิติ และแบบ 3 มิติ สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาริซแบบวงกลมสองย่านความถี่ที่ความถี่ 5.2 GHz ทั้งในระนาบอะซิมูท (Azimuth) และในระนาบเอเลเวชัน (Elevation) ตามลำดับ โดยมีลักษณะการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (Bi Directional) ทั้งระนาบ XZ และระนาบYZ



รูปที่ 3.29 ผลการจำลองทิศทางกระแสไหลของกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz

จากรูปที่ 3.29 จะเห็นได้ว่าทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.4 GHz การไหลของกระแสจะอยู่ที่บริเวณช่องว่างระหว่างระนาบกราวด์กับสายส่ง และช่องว่างระหว่างระนาบกราวด์กับสายอากาศของสายอากาศจากทิศทางการไหลของกระแสมีการไหลตั้งแต่จุดป้อนสัญญาณไปจนถึงส่วนบนของสายอากาศการแผ่พลังงานสูงสุดอยู่ที่ 152 dB



รูปที่ 3.30 ผลการจำลองทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.25 GHz

จากรูปที่ 3.30 จะเห็นได้ว่าทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.2 GHz การไหลของกระแสจะอยู่ที่บริเวณช่องว่างระหว่างระนาบกราวด์กับสายส่งและช่องว่างระหว่างระนาบกราวด์กับสายอากาศของสายอากาศจากทิศทางการไหลของกระแสมีการไหลตั้งแต่จุดป้อนสัญญาณไปจนถึงส่วนบนของสายอากาศการแผ่พลังงานสูงสุดอยู่ที่ 148 dB

3.6 สรุปผลการออกแบบ

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการแบบและวิเคราะห์สายอากาศฟ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย ซึ่งทำการออกแบบสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz ที่มีการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง (Bi direction) และที่ความถี่ 5.2 GHz มีการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทางเช่นกัน โดยผลที่นำมาวิเคราะห์จะได้มาจากการจำลองโครงสร้างของสายอากาศ ซึ่งคำนวณโดยใช้สมการออกแบบและซอฟต์แวร์ CST Studio suite สำหรับโครงสร้างของสายอากาศนี้มีสามช่องเปิดเพื่อตอบสนองสองย่านความถี่ โดยสายอากาศจะถูกออกแบบให้มีช่องเปิดที่มีความยาวมากสำหรับความถี่ต่ำ

และสองช่องเปิดที่มีความยาวสั้นสำหรับการตอบสนองความถี่สูง ซึ่งจากการวิเคราะห์สายอากาศทำให้เห็นว่าช่องเปิดมุมฉากนั้นจะมีความยาวของช่องเปิดมุมฉากที่เหมาะสมสำหรับความถี่ใช้งาน

จากนั้นจึงทำการออกแบบสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการรับส่งของสายอากาศ โดยเพิ่มจำนวนช่องเปิดมุมฉาก จากนั้นทำการจำลองด้วยโปรแกรม CST มีโครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 3.18 ช่องเปิดมุมฉากแต่ละขนาดรองรับย่านความถี่ที่แตกต่างกัน การสร้างสายอากาศโดยใช้รูปแบบช่องเปิดมุมฉากทำให้ได้สายอากาศที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลม โดยจากการจำลองค่าอัตราส่วนตามแนวแกน(Axial Ratio) น้อยกว่า 3dB ที่ 2.45 GHz และ 5.25 GHz โดยสามารถบอกได้ว่าสายอากาศมีโพลาไรซ์แบบวงกลมทั้งสองย่านความถี่ ซึ่งสายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ $100 \times 100 \text{ mm}^2$ และมีขนาดความกว้างและความยาวในส่วนอื่น ๆ ดังตารางที่ 3.3 ตอบสนองต่อย่านความถี่ ที่ 2.21 -2.51 GHz และ 5.07 – 5.25 GHz มีค่าอัตรา 4.4 dBi ที่ 2.45 GHz และ 6.3 dBi ที่ 5.25 GHz



บทที่ 4

การทดสอบและผลการทดลอง

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการวัดทดสอบคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้นมา สำหรับการทดสอบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย และสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ที่ได้ทำการสร้างนั้น จะมีการทดสอบประสิทธิภาพต่าง ๆ ของสายอากาศ คือการทดสอบวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง อัตราการขยายและอิมพีแดนซ์รวมถึงการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น Agilent E8363B ดังที่แสดงในรูป 4.1 , 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ

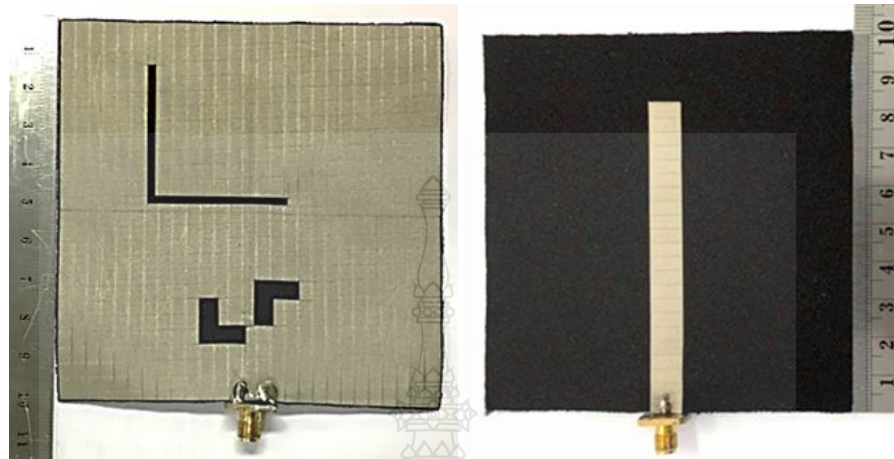


รูปที่ 4.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น Agilent E8363B

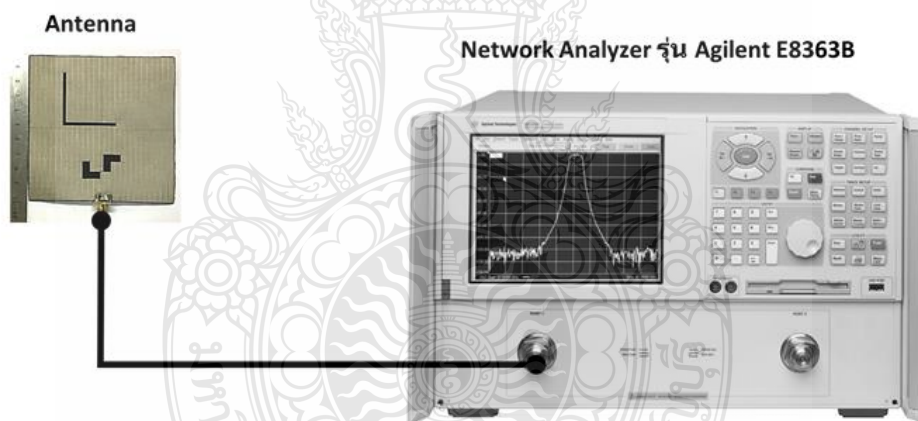
4.2 การทดสอบและผลการทดลองของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย

ชิ้นงานจริงสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย ดังรูปที่ 4.2 ซึ่งการวัดทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศจำเป็นต้องใช้เครื่องมือในการทดสอบที่สำคัญคือ เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ในการทดสอบหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศและค่าอัตราขยายของสายอากาศ โดยสายอากาศ

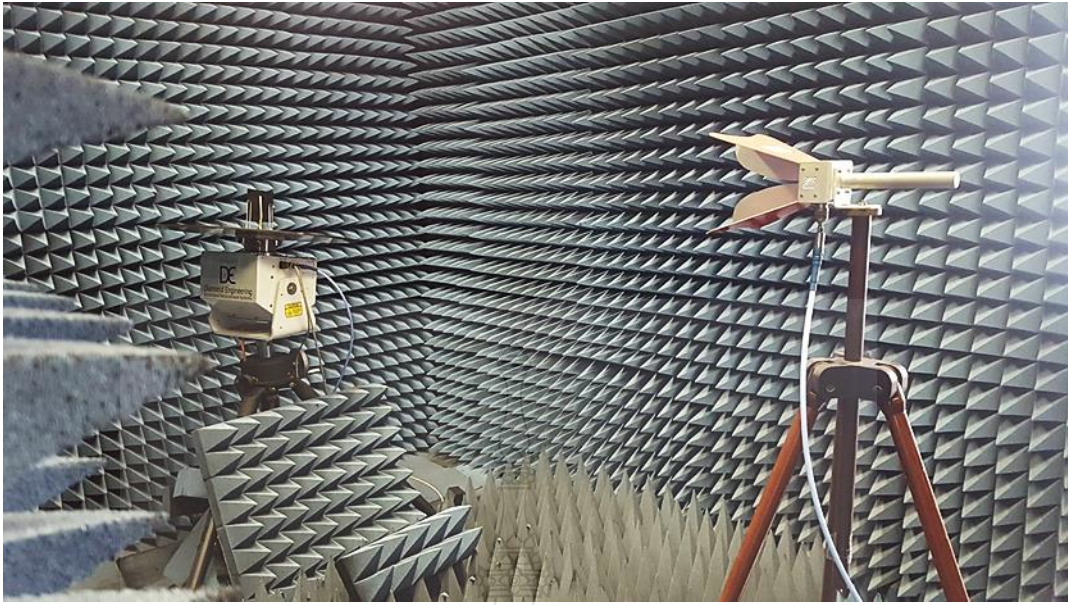
ผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย มีขนาดเท่ากับ 100 x 100 mm ถูก
สร้างบนวัสดุฐานรองที่เป็นผ้าโพลีเอสเตอร์ (Polyester)



รูปที่ 4.2 ชิ้นงานจริงสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย



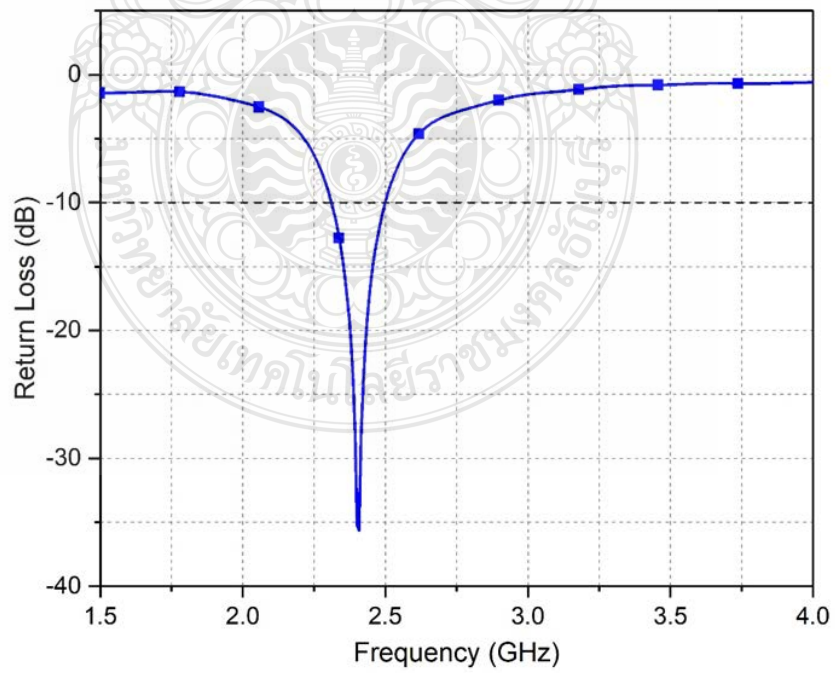
รูปที่ 4.3 การวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศ



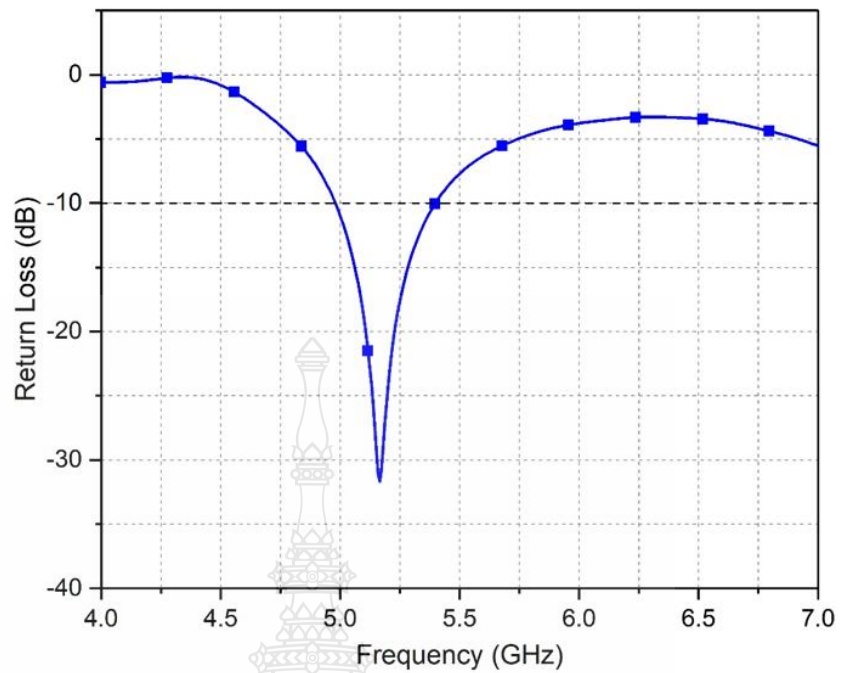
รูปที่ 4.4 การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

4.2.1 ผลการวัดทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})

การวัดทดสอบของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สายได้ผลจากการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ในรูปที่ 4.5



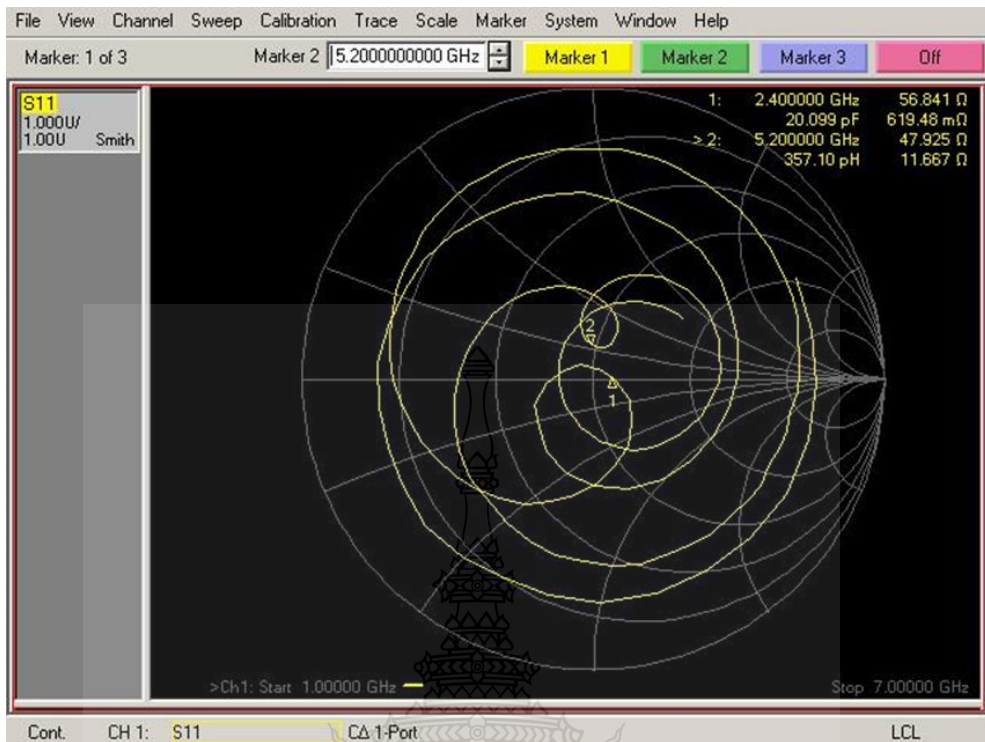
(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ความถี่ 2.4 GHz



(ข) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ความถี่ 5.2 GHz

รูปที่ 4.5 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศ

จากรูปที่ 4.5 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย โดยทำการจำลองการทำงานที่ช่วงความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz จากผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่มีค่าต่ำกว่า -10 dB มีแบนด์วิดท์ที่ความถี่ 2.4 GHz เท่ากับ 187.6 MHz และ แบนด์วิดท์ที่ความถี่ 5.2 GHz เท่ากับ 421.9 MHz

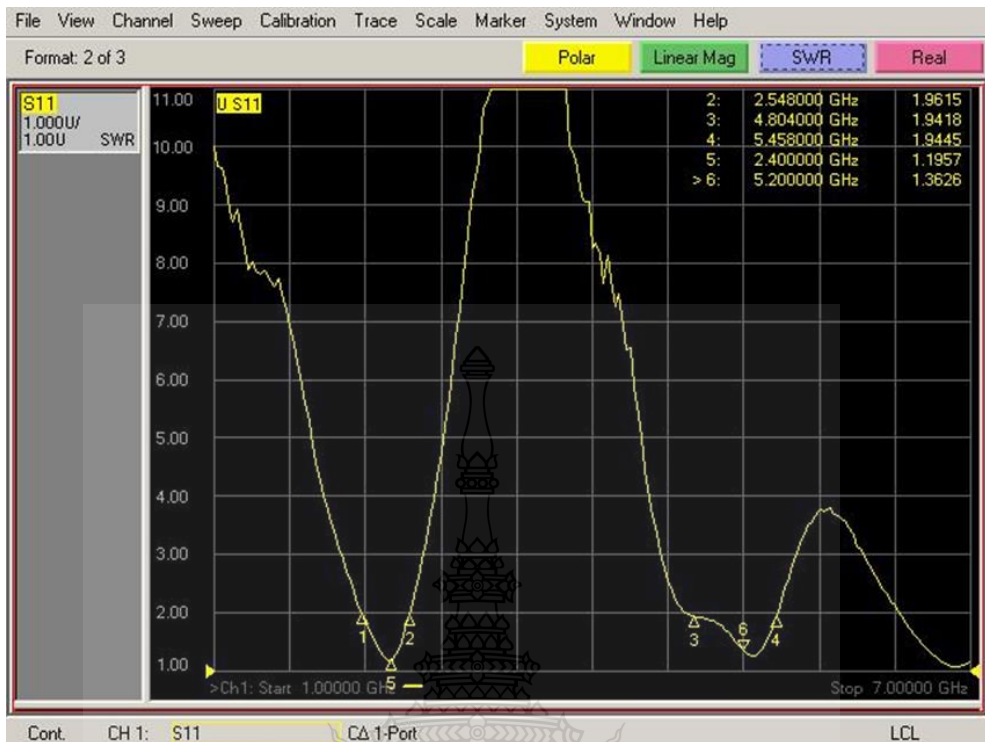


รูปที่ 4.6 ผลการวัดค่าของอิมพีแดนซ์สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย

จากรูปที่ 4.6 แสดงให้เห็นถึงผลการวัดค่าของอิมพีแดนซ์สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย มีค่าอิมพีแดนซ์อยู่บริเวณ 50 โอห์มของกราฟเป็นส่วนใหญ่ ซึ่งแสดงถึงผลของการแมตซ์ซิ่งอิมพีแดนซ์ (Impedance Matching) ที่ดี

4.2.2 ผลการวัดอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

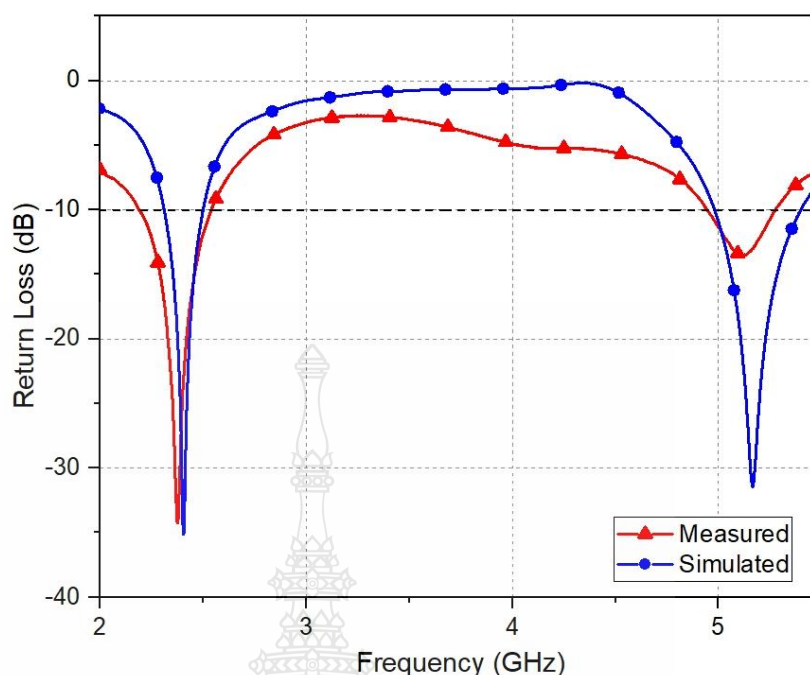
การวัดทดสอบสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สายได้ผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) โดยทำการวัดผลในช่วงความถี่ตั้งแต่ 1 GHz ถึง 7 GHz จากผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ที่มีค่าต่ำกว่า 2 แสดงดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศจากการวัดจริง

4.3 การเปรียบเทียบผลการจำลองสถานะการทำงานกับผลการวัดจริงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11)

เมื่อทำการนำผลการจำลองสถานะการทำงานของสายอากาศด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio มาเปรียบเทียบกับผลการวัดจริงของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย จะสามารถเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11) ดังแสดงในรูปที่ 4.8

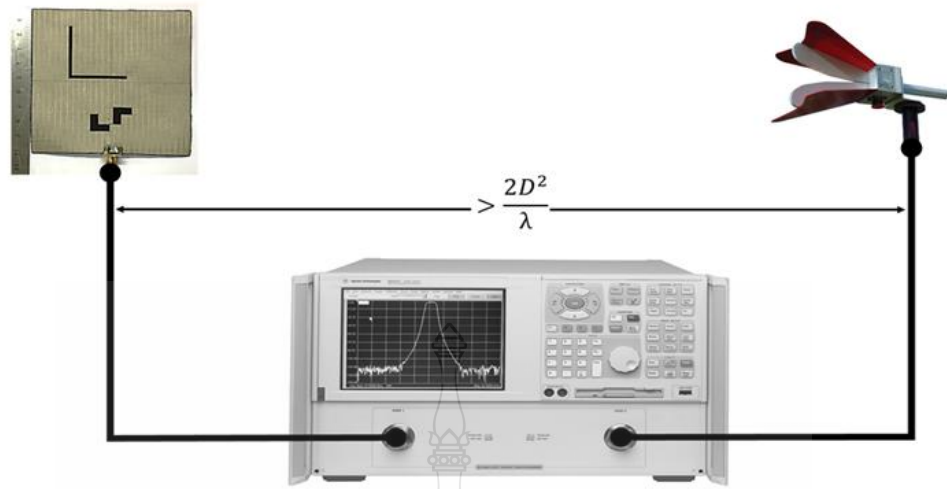


รูปที่ 4.8 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11)

จากรูปที่ 4.8 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11) ระหว่างผลการจำลองสภาวะการทำงานของสายอากาศกับผลการวัดจริง โดยผลการวัดทดสอบจริงของสายอากาศมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11) ต่ำกว่า -10 dB ที่ช่วงความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 124.2 MHz และ 612.3 MHz ตามลำดับ

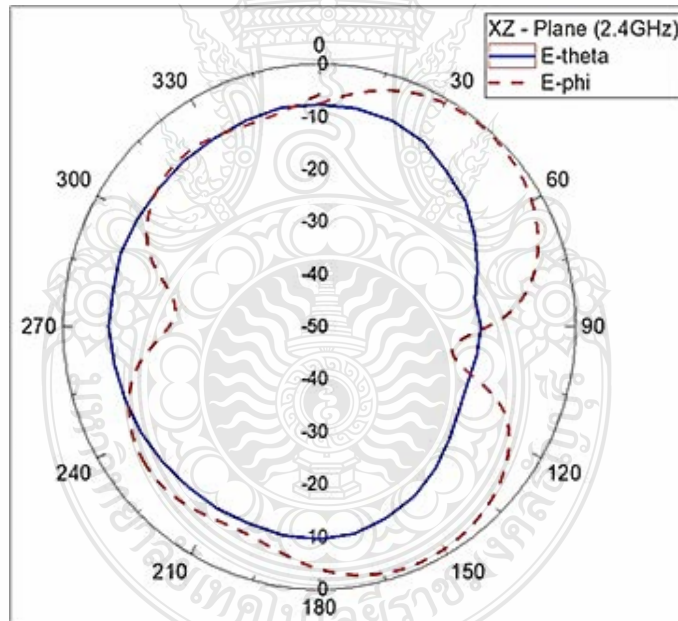
4.4 การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

ในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย ใช้เครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น Agilent E8363B ในการวัดผลจะทำการเชื่อมต่อพอร์ตที่ 1 จากเครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่ายเข้ากับสายอากาศที่จะทำการวัดผล และเชื่อมต่อพอร์ตที่ 2 ของเครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่ายเข้ากับสายอากาศรูปปากแตร (Horn Antenna) ดังรูปที่ 4.9

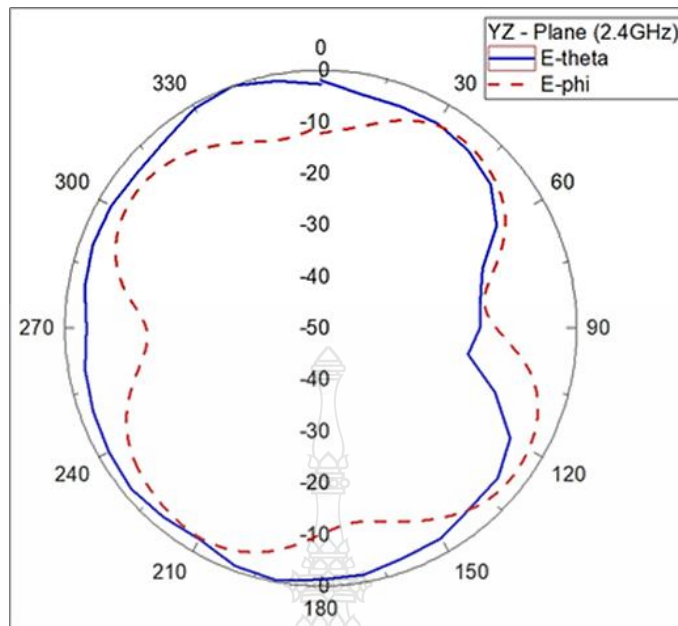


Network Analyzer รุ่น Agilent E8363B

รูปที่ 4.9 การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่าย บริเวณร่างกายแบบไร้สาย



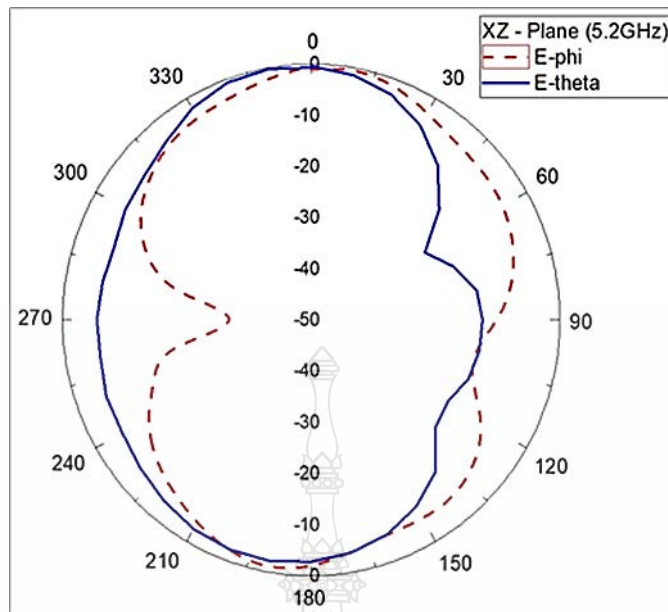
(ก) ระนาบ XZ



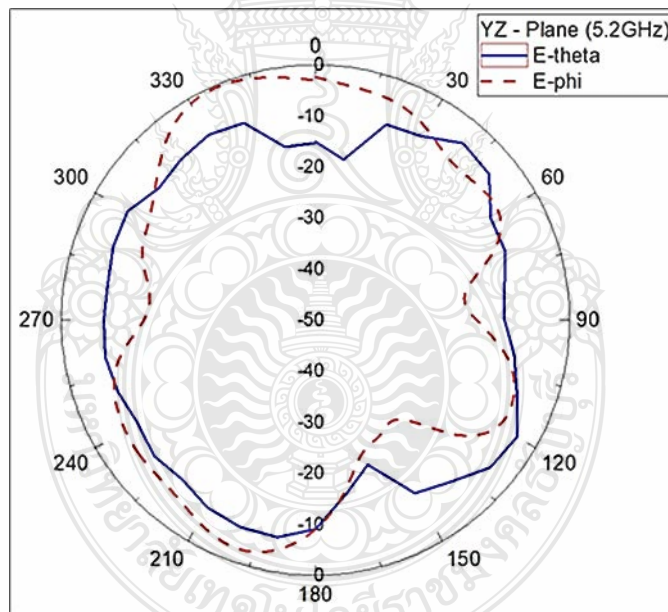
(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 4.10 ผลการวัดจริงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz

จากรูปที่ 4.10 ผลการวัดทดสอบสภาวะการทำงานจริงของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ XZ แสดงในรูปที่ 4.10 (ก) และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ YZ แสดงในรูปที่ 4.10 (ข) มีลักษณะแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นคล้ายแบบสองทิศทาง (Bi directional)



(ก) ระนาบ XZ



(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 4.11 ผลการวัดจริงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz

จากรูปที่ 4.11 ผลการวัดทดสอบสภาวะการทำงานจริงของสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ XZ แสดงในรูปที่ 4.11 (ก) และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นใน

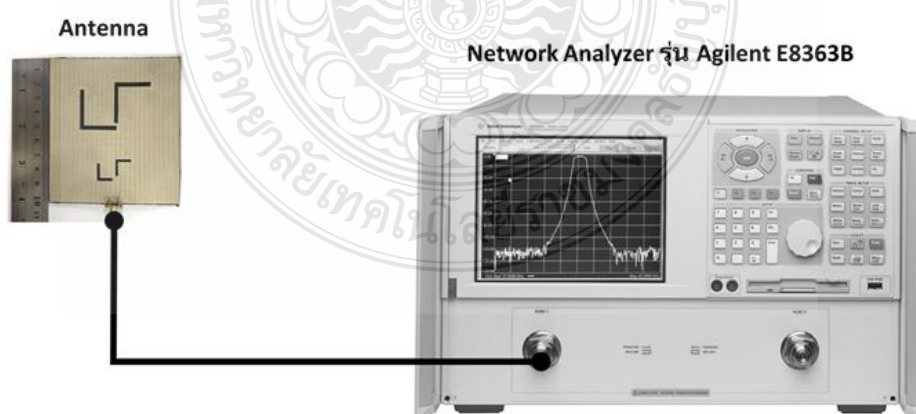
ระนาบ YZ แสดงในรูปที่ 4.11 (ข) มีลักษณะแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นคล้ายแบบสองทิศทาง (Bi directional)

4.5 การทดสอบและผลการทดลองของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่

สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ มีขนาดเท่ากับ 100 x 100 มม ถูกสร้างบนวัสดุฐานรองที่เป็นผ้าโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ดังแสดงในรูปที่ 4.12



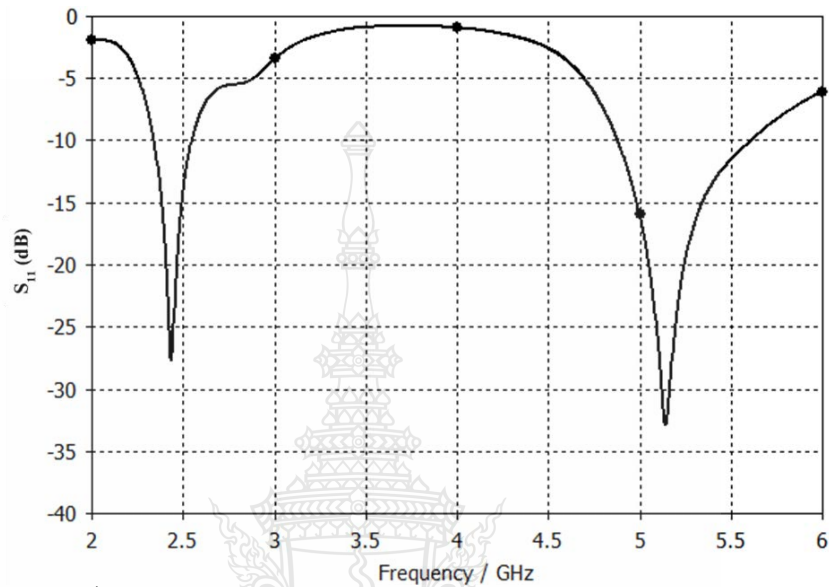
รูปที่ 4.12 ชิ้นงานจริงสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่



รูปที่ 4.13 การวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศ

4.4.1 ผลการวัดทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})

การวัดทดสอบสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ โดยได้ผลจากการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ในรูปที่ 4.14

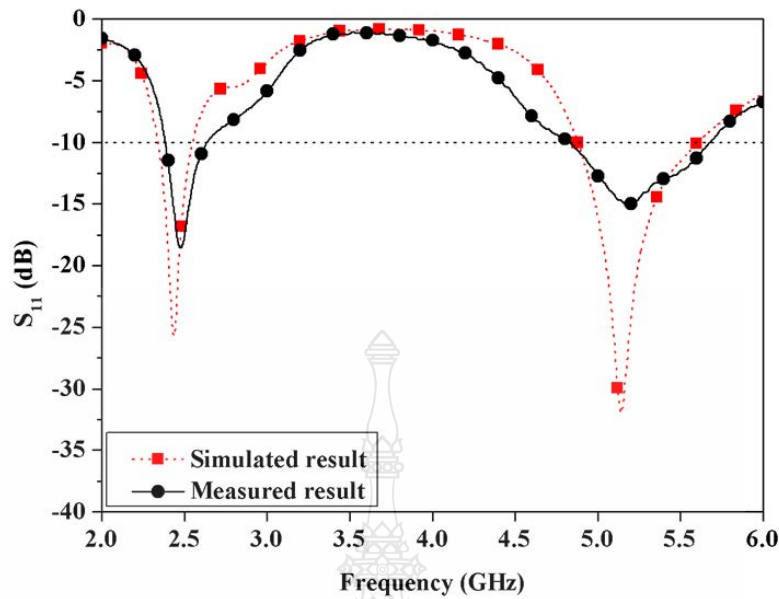


รูปที่ 4.14 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศ

แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ โดยทำการจำลองการทำงานในช่วงความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz จากผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่มีค่าต่ำกว่า -10 dB มีแบนด์วิดท์ที่ความถี่ 2.4 GHz เท่ากับ 187.6 MHz และ แบนด์วิดท์ที่ความถี่ 5.2 GHz เท่ากับ 421.9 MHz

4.6 การเปรียบเทียบผลการจำลองสถานะการทำงานกับผลการวัดจริงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11})

เมื่อนำผลการจำลองสถานะการทำงานของสายอากาศด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio มาเปรียบเทียบกับผลการวัดจริงของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ จะสามารถเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ดังแสดงในรูปที่ 4.15

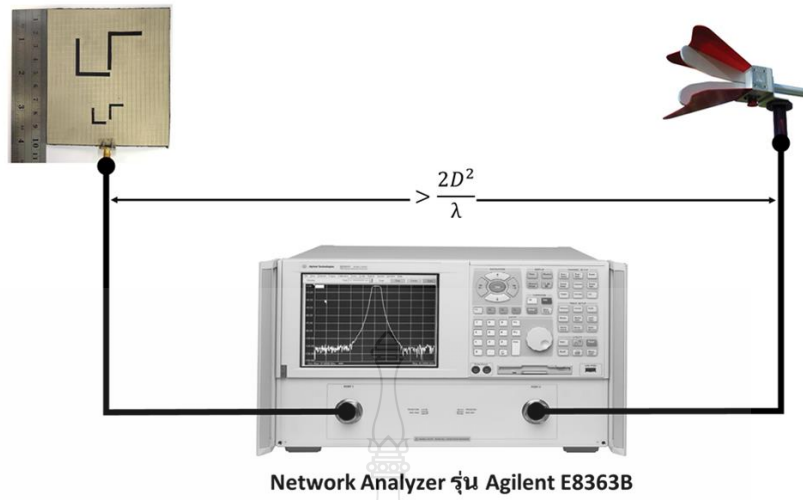


รูปที่ 4.15 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉาก ที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่

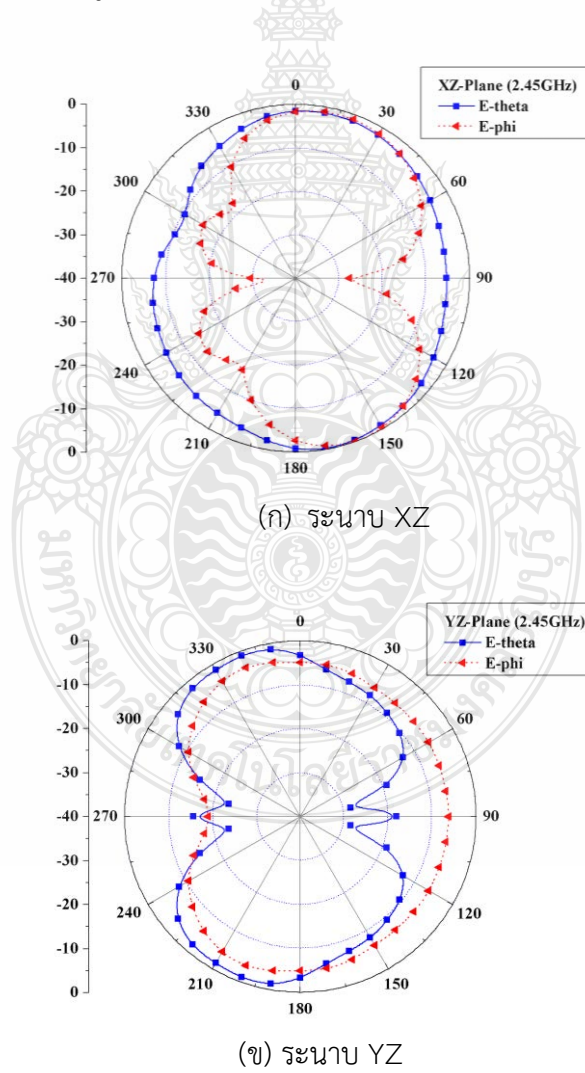
จากรูปที่ 4.15 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ระหว่างผลการจำลองสถานะการทำงานของสายอากาศกับผลการวัดจริง โดยผลการวัดทดสอบจริงของสายอากาศมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ต่ำกว่า -10 dB ที่ต่ำกว่า -10 dB ในช่วงความถี่ 2.45 GHz ตั้งแต่ 2.34-2.54 GHz ช่วงความถี่ 5.25 GHz ตั้งแต่ 4.88-5.59 GHz จากการวัดผลจะพบว่า สายอากาศที่ทำการออกแบบและสร้างขึ้นนั้น มีค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่ต่ำกว่า -10 dB ในช่วงความถี่ 2.45 GHz ตั้งแต่ 2.4-2.57 GHz ช่วงความถี่ 5.25 GHz ตั้งแต่ 4.85-5.65 GHz ที่ช่วงความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz มีแบนด์วิธเท่ากับ 170 MHz และ 800 MHz ตามลำดับ

4.7 การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

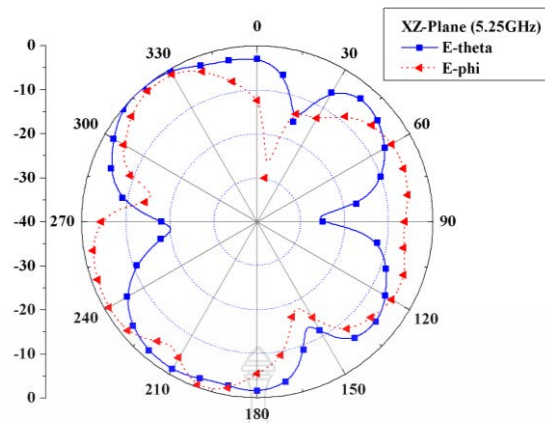
ในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ ใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น Agilent ดังรูปที่ 4.16



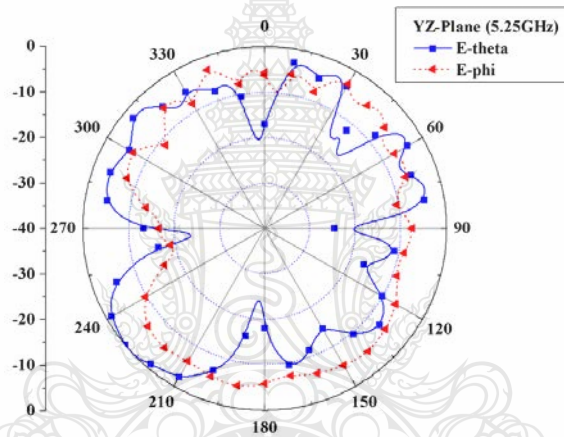
รูปที่ 4.16 การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ



รูปที่ 4.17 ผลการวัดจริงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz



(ก) ระนาบ XZ



(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 4.18 ผลการวัดจริงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 5.25 GHz

จากรูปที่ 4.17 แสดงถึงการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ ที่ช่วงความถี่ 2.45 GHz และที่ช่วงความถี่ที่ 5.25 GHz แสดงดังรูปที่ 4.18 ในระนาบ E-Plane (XZ-Plane) และ H-Plane (YZ-Plane) โดยในช่วงความถี่ที่ 2.45 GHz และ 5.25 GHz สายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bi directional)

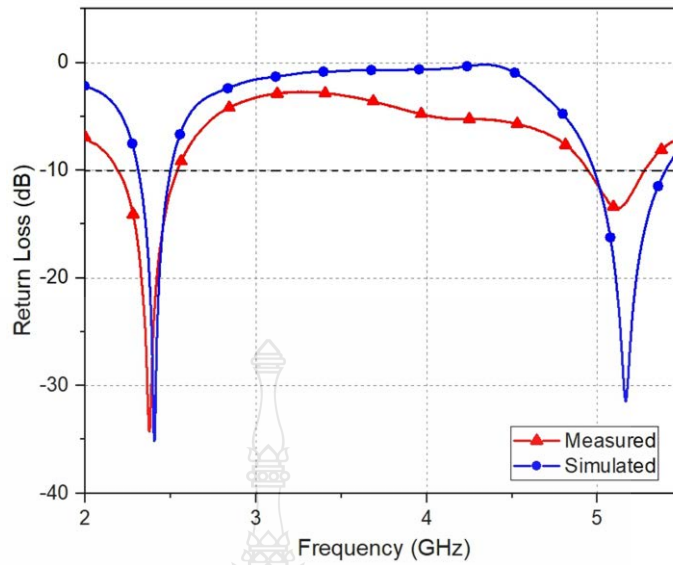
บทที่ 5

บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉาก สำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สายจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio โดยสร้างและวัดทดสอบสภาวะการทำงานของสายอากาศจริงสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉาก โดยเนื้อหาในบทนี้จะเป็นการสรุปคุณสมบัติต่างๆ ที่ได้จากการออกแบบสร้างแบบจำลองและสร้างจริง โดยสายอากาศสามารถรองรับระบบการสื่อสารไร้สาย Wireless Body Area Network (WBAN)

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการศึกษาและออกแบบสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สายที่ตอบสนองความถี่ใช้งานย่าน 2.4 GHz และ 5.2 GHz สายอากาศที่ทำการออกแบบในงานวิจัยนี้มีโครงสร้าง 2 รูปแบบ โดยใช้เทคนิคสายอากาศแบบช่องเปิดซึ่งสามารถออกแบบให้มีข้อดีคือมีความถี่ที่อิสระต่อกัน สายอากาศสามารถกำหนดโพลาไรซ์ได้ทั้งแบบเชิงเส้น และโพลาไรซ์แบบวงกลม สายอากาศถูกออกแบบและสร้างบนวัสดุฐานรองแบบผ้าโพลีเอสเตอร์ มีความหนาเท่ากับ 0.898 มม. ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 1.3 ใช้วัสดุตัวนำ ShieldIt Super ที่มีความหนาเท่ากับ 0.17 มม. สายอากาศรูปแบบที่หนึ่งมีคุณลักษณะสองโพลาไรซ์ที่มีสองย่านความถี่ โดยเป็นโพลาไรซ์เชิงเส้นแบบเอียง 45° ที่ย่านความถี่แรกและความถี่ที่สองเป็นโพลาไรซ์แบบวงกลมโดยค่าอัตราส่วนแบนน้อยกว่า 3 dB ที่ย่านความถี่ 5.1 – 5.7 GHz จากการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศรูปแบบที่หนึ่งค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11) มีค่าต่ำกว่า -10 dB ที่ช่วงความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 124.2 MHz และ 612.3 MHz นำผลการจำลองสภาวะการทำงานมาเปรียบเทียบกับผลการวัดทดสอบสายอากาศจริงที่สร้างขึ้นด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายตามรูปที่ 5.1 และตารางที่ 5.1 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองของสายอากาศรูปแบบที่หนึ่งสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สายที่ย่านความถี่ 2.4 GHz และ 5.2GHz

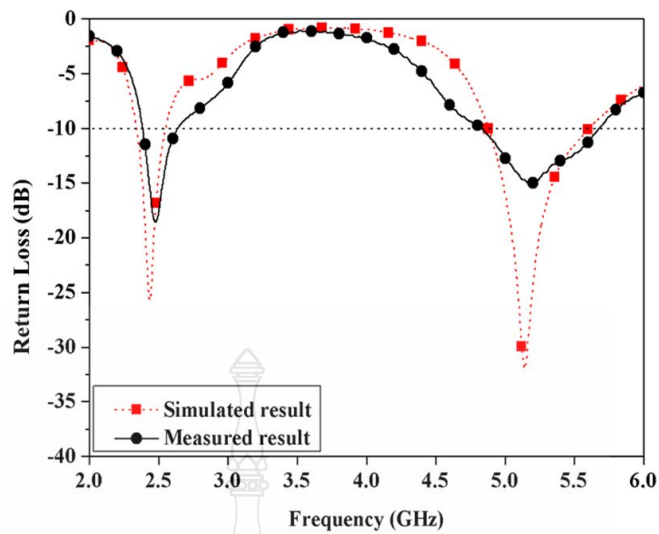


รูปที่ 5.1 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11) สายอากาศที่ 1

ตารางที่ 5.1 ผลตอบสนองของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย

ความถี่ (GHz)	ผลจากการจำลอง		ผลจากวัดชิ้นงานจริง	
	S11 (dB)	อัตราขยาย (dBi)	S11 (dB)	อัตราขยาย (dBi)
2.4	-36.6	5.7	-22.3	5.2
5.2	-31.6	6.1	-13.4	5.5

สายอากาศรูปแบบที่สองคือสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่ มีโพลาไรซ์แบบวงกลมทั้งสองย่านความถี่ใช้งาน โดยที่ค่าอัตราส่วนแกนน้อยกว่า 3 dB ที่ย่านความถี่ 2.21 – 2.52 GHz และ 5.07 – 5.25 GHz จากการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศรูปแบบที่สองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11) มีค่าต่ำกว่า -10 dB ช่วงความถี่ 2.4 GHz มีแบนด์วิธเท่ากับ 205 MHz และช่วงความถี่ 5.2 GHz แบนด์วิธเท่ากับ 580 MHz แสดงดังรูปที่ 5.2 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11) สายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับคู่อัลแบนโพลาไรซ์แบบวงกลม จากการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศแสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองสถานะการทำงานและผลการวัดทดสอบสายอากาศรูปแบบที่สองที่ทำการสร้างขึ้นจริงตามตารางที่ 5.2



รูปที่ 5.2 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11) สายอากาศที่ 2

ตารางที่ 5.2 ผลตอบสนองของสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสองย่านความถี่

ความถี่ (GHz)	ผลจากการจำลอง		ผลจากวัดชิ้นงานจริง	
	S11 (dB)	อัตราขยาย (dBi)	S11 (dB)	อัตราขยาย (dBi)
2.4	-36.2	4.4	-30.3	5.2
5.2	-31.8	6.3	-13.4	5.5

จากผลของการวัดทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศผ้าช่องเปิดมุมฉากทั้ง 2 รูปแบบ รองรับการใช้งานในย่านความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz การทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศทำให้ทราบผลของค่าพารามิเตอร์พื้นฐานที่มีความสำคัญในการสร้างสายอากาศมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ และย่านความถี่ใช้งานของสายอากาศ โดยโครงสร้างสายอากาศทั้ง 2 รูปแบบมีแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศเป็นแบบเสมือนสองทิศทาง

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

5.2.1 ควรใช้กระบวนการวิธีสร้างที่แม่นยำ และวัสดุเชื่อมต่อระหว่างพอร์ตร่วมกับสายอากาศที่มีความแข็งแรง ยืดหยุ่นเนื่องจากข้อจำกัดของวัสดุผ้าตัวนำ ShieldIt Super

5.2.2 จากการออกแบบและสร้างสายอากาศผ้าแบบช่องเปิดมุมฉากสำหรับเครือข่ายบริเวณร่างกายแบบไร้สาย สามารถพัฒนาให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น เช่นมีความถี่หรืออัตราขยายมากขึ้น

5.2.3 พัฒนาให้สายอากาศมีขนาดเล็กลง กะทัดรัดมากยิ่งขึ้น

5.2.4 ควรศึกษาและทดลองติดตั้งสายอากาศบริเวณร่างกายเพื่อการประยุกต์ใช้งานจริง

บรรณานุกรม

- [1] ศรารุช ชัยมูล, วิศวกรรมสายอากาศ, พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ : ศูนย์ผลิตตำราเรียน มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2556.
- [2] พิภาธร พรหมพุท. WBAN คืออะไร. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://lovelover77.wordpress.com/%E0%B8%9B%E0%B8%A3%E0%B8%B0%E0%B8%A7%E0%B8%B1%E0%B8%95%E0%B8%B4%E0%B8%82%E0%B8%AD%E0%B8%87-3g/> (1 ธันวาคม 2558)
- [3] ไม่นาย ไกรฤกษ์. 2535. ทฤษฎีสายอากาศ. กรุงเทพฯ : ฟิสิกส์เซ็นเตอร์.
- [4] รังสรรค์ วงศ์สรรค. 2555. วิศวกรรมสายอากาศ. พิมพ์ครั้งที่ 3. นครราชสีมา : ยืนหยัด ชัดเจน.
- [5] ศาสตราวุธ เมืองมูล, พิพัฒน์ ราชสม. สายอากาศไมโครสตริป. ปรียญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต. สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
- [6] รุจิรา กันขุนทด, วิทยา อุไร. สายอากาศลูปเพอร์โอดิกแถบความถี่กว้างสำหรับการสื่อสารไร้สาย. ปรียญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต. สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี.
- [7] ประภากร กรรณาฤทธิ์, นพพร พรณวิจารย์. สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมสำหรับอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี. ประยุกต์ใช้งานย่านความถี่ช่องเปิด. ปรียญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต. สาขาวิชาวิศวกรรม
- [8] บัณฑิตโรจน์อารยานนท์. 2537. วิศวกรรมสายอากาศ. พิมพ์ครั้งที่ 4. กรุงเทพฯ :จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [9] ปัทมา มุขวัฒน์. WiMax : Worldwide Interoperability for Microwave Access. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://www.scimath.org/article-technology/item/376-wimax>
- [10] P. Rakluea, K. Janchitrapongveg, and N. Anantrasirichai, "Multiband Microstrip-Fed Right Angle Slot Antenna Design for Wireless Communication Systems," ETRI Jurnal, June 2009.

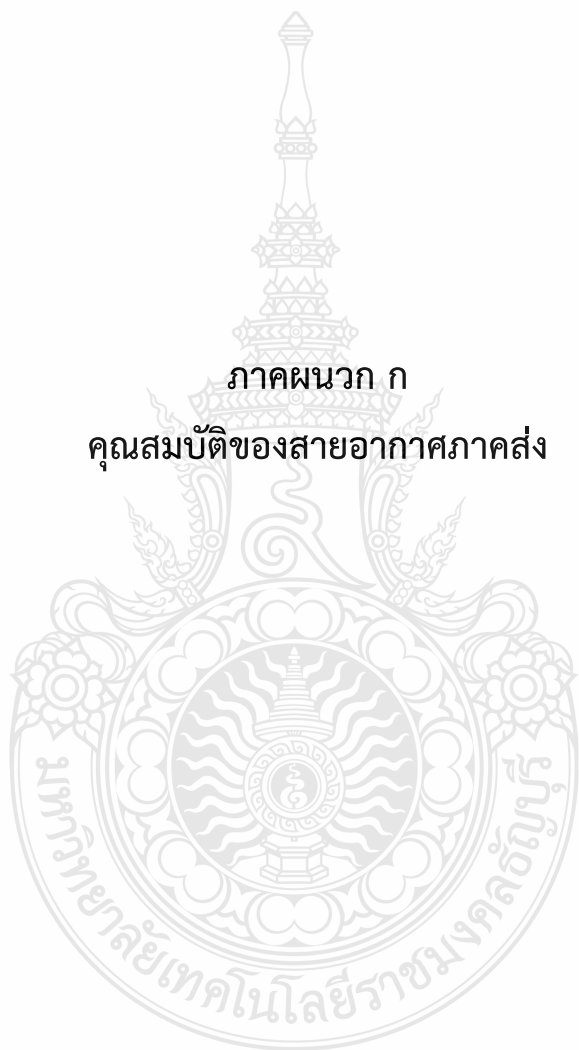
บรรณานุกรม (ต่อ)

- [11] A. Pomsathit, P. Rakluea, N. Anantrasirichai, C. Benjangkaprasert, and T.Wakabayashi, "The Design of Linear and Circular Polarization for Dual Band Microstrip Slot Antenna," IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering., Vol 9, Issue2, pp.105- 112, Mar 2014.
- [12] D. Yamanaka, M. Takahashi, "Investigation of the Characteristics of a 5.2 GHz Textile Antenna on a Human Body," IEEE, 2019 Wireless Days.
- [13] S. Yan, L. A. Y. Poffelie, P. J. Soh, X. Zheng, and G. A. E. Vandenbosch, "On-Body Performance of Wearable UWB Textile Antenna with Full Ground Plane", in 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2015, pp. 1-4.
- [14] S. Li, and J. Li, "Smart patch wearable antenna on Jeans textile for body wireless communication", in 2018 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), 2018, pp. 1-4.
- [15] T. Ranadkaew, and P. Rakluea, "A compact Moon Shaped Super-Wideband Thin-Film Antenna", in 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2016, pp. 1-4.
- [16] Everything RF. Axial Ratio (AR) [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://www.everythingrf.com/community/what-is-axial-ratio-of-an-antenna>
- [17] S. Yan, V. Volskiy and G. A. E. Vandenbosch, "Compact Dual-Band Textile PIFA for 433-MHz/2.4-GHz ISM Bands," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 16, pp. 2436-2439, Jul 2017.
- [18] H.S. Nam, H.S. Lee and J.Y. Kim, "Trend of WBAN Application Service", เข้าถึงได้จาก : https://ettrends.etri.re.kr/ettrends/119/0905001488/24-5_109_118.pdf

ภาคผนวก



ภาคผนวก ก
คุณสมบัติของสายอากาศภาคส่ง



3-D Patterns
Available at
www.ets-lindgren.com/3117

FEATURES:

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



ETS-Lindgren's Model 3117 Double-Ridged Waveguide Horn
PATENT # 6,995,728

The Model 3117 Double Ridged Waveguide is the latest addition to a family of double ridge waveguides for microwave and EMC measurement from ETS-Lindgren. This model corrects the lower gain at the upper end of the frequency range, commonly found in ridged waveguide antennas. 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 operational frequency band, accepting moderate power input of 300 watts.

The electrical characteristics of this antenna were designed and modeled using powerful workstations 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. All production units are individually calibrated at our A2LA accredited lab.

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.

Flexible Mounting System

The Model 3117 antenna includes both an EMCO classic mount and a rear "stinger" mount.

STANDARD CONFIGURATION

- Antenna Assembly
- Mounting bracket drilled to accept ETS-Lindgren or other tripod mounts with 1/4 in x 20 threads
- Rear "stinger" Mount
- 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

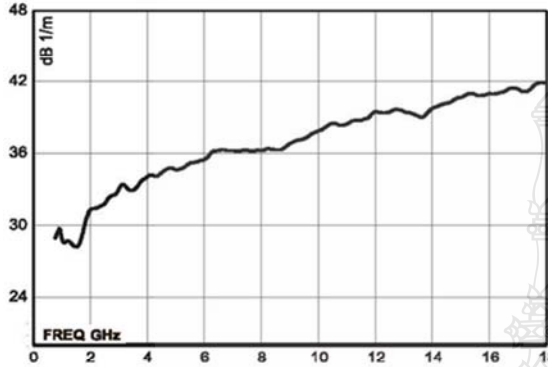
Electrical Specifications

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 above 1.5 GHz	300 W	400 W	50 Ω	Type N

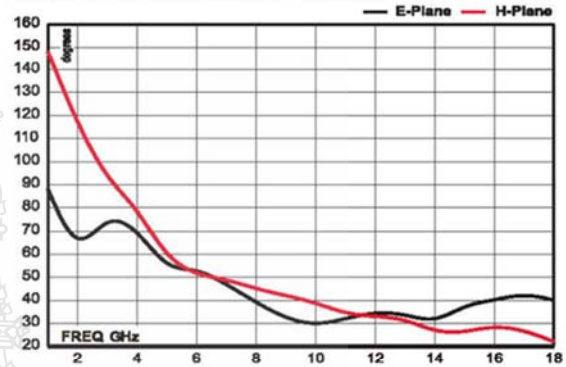
Physical Specifications

MODEL	WIDTH	DEPTH	HEIGHT	WEIGHT
3117	17.5 cm 6.9 in	17.5 cm + 15.5 cm mount 6.9 in + 6.1 in mount	15.5 cm 6.1 in	1.13 kg 2.5 lb

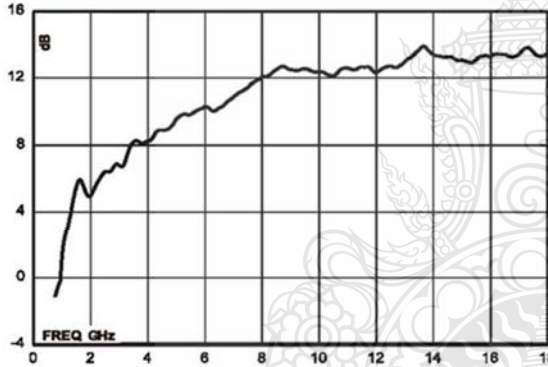
Model 3117 Antenna Factor



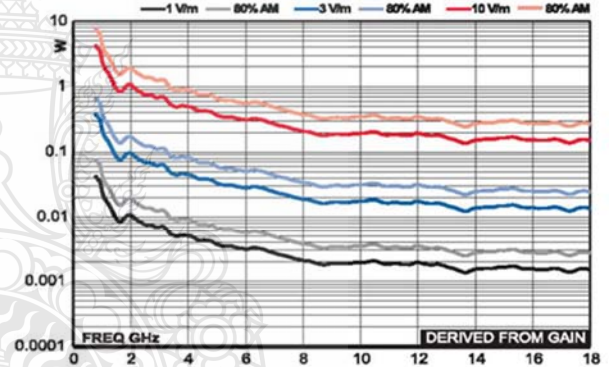
Model 3117 Half Power Beamwidth



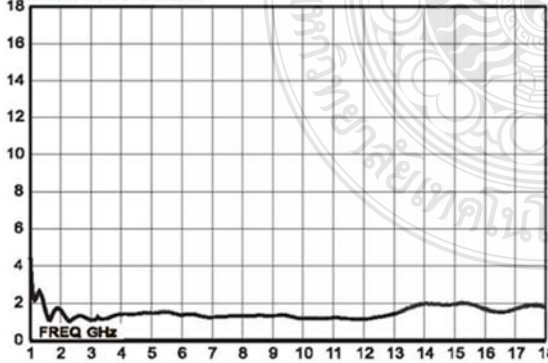
Model 3117 Gain



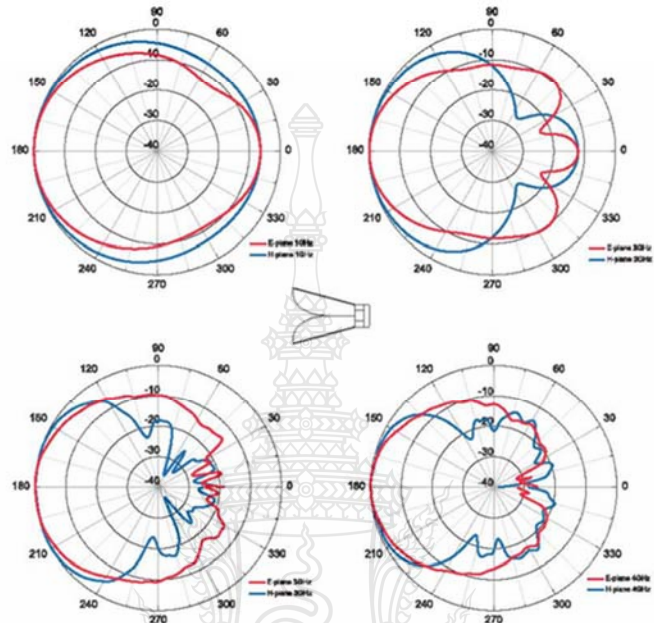
Model 3117 Forward Power @ 1 m



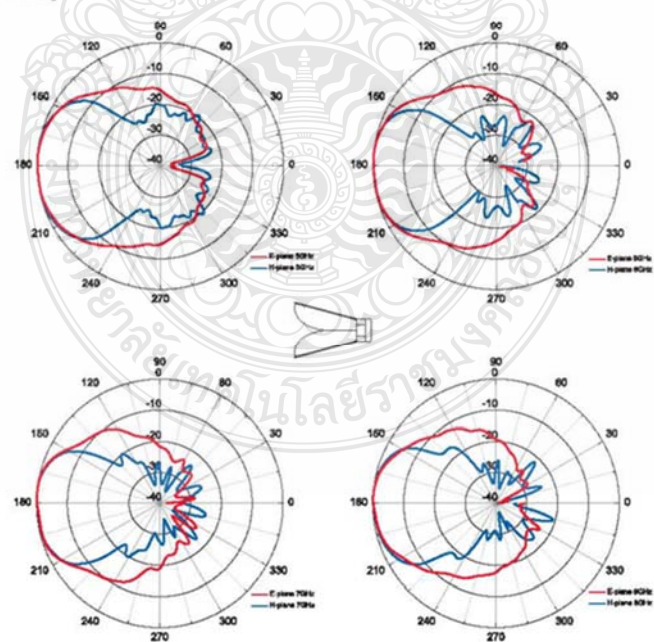
Model 3117 VSWR



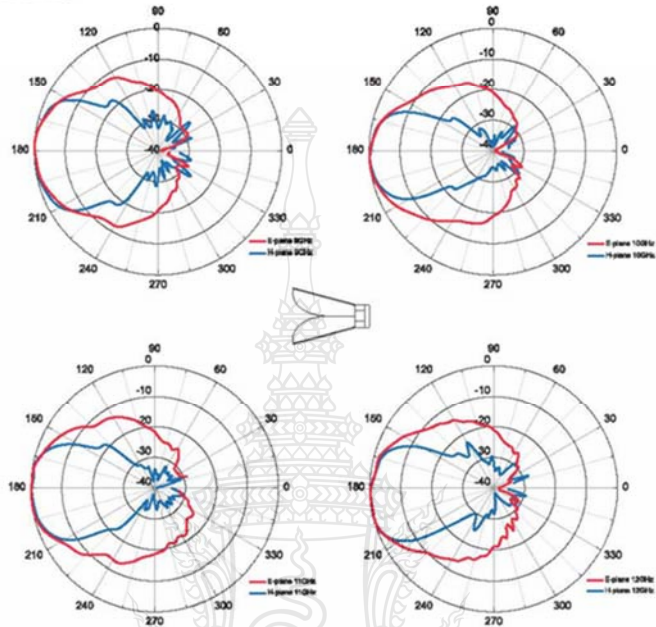
Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)



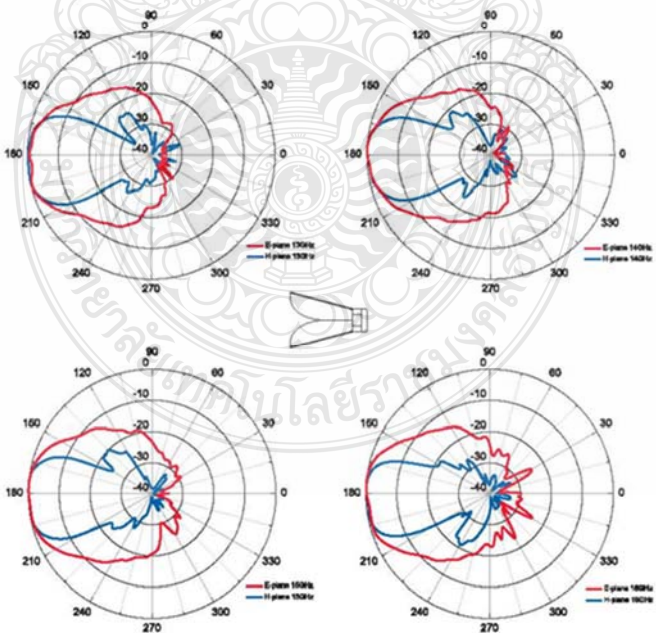
Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)



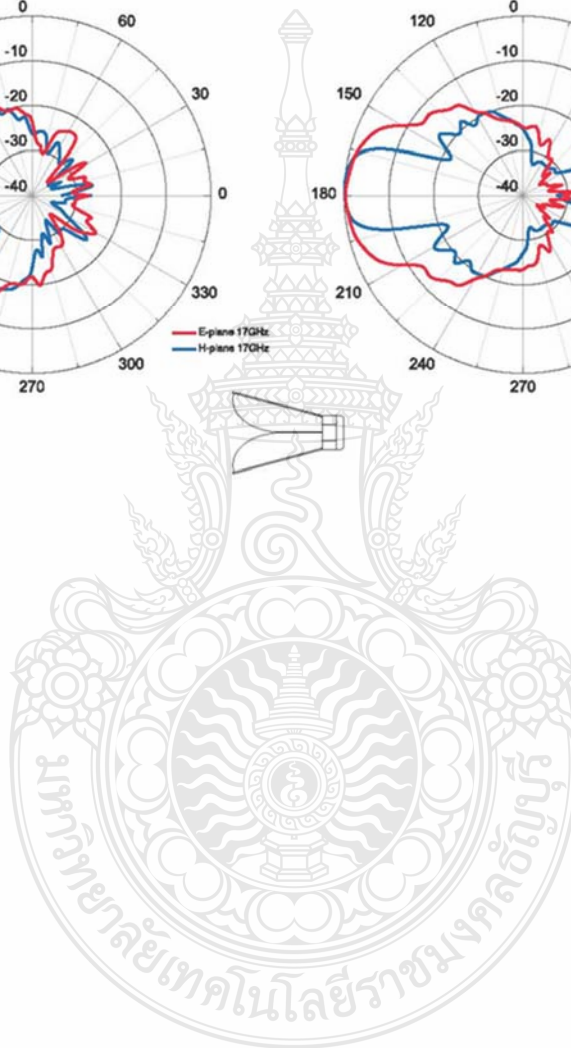
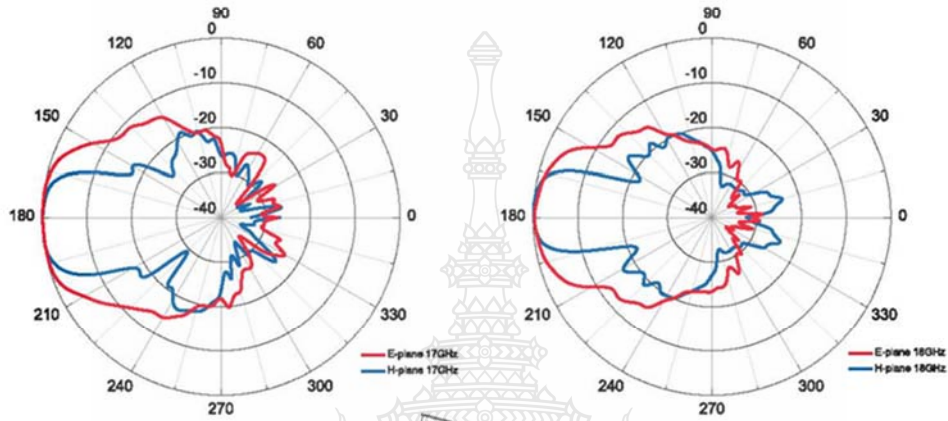
Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)




Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)



Model 3117 (17 GHz - 18 GHz)





ภาคผนวก ข
คุณสมบัติของหัว SMA Connector



Data Sheet

Coaxial Panel Connector 23_SMA-50-0-12/111_N

Description

Straight panel receptacle jack, flange mount

Interface standards
IEC 60169-15_MIL-STD-348A/310_CECC 22110



Technical Data

Electrical Data

Impedance 50 Ω
Interface frequency max. 18 GHz

Mechanical Data

Number of matings 500
Weight 0.0021 kg

Environmental Data

Operating temperature -65 °C to 125 °C
2011/65/EU (RoHS) compliant

Material Data

Piece Parts	Material	Surface Plating
Centre contact	Copper Beryllium Alloy	Gold Plating (Nickel underplated)
Outer contact	Copper Beryllium Alloy	Gold Plating (Nickel underplated)
Body	Copper Beryllium Alloy	Gold Plating (Nickel underplated)
Insulator	PFA / PTFE	

Related Documents

Catalogue drawing DCA-00010325

Ordering Information

Single package 23_SMA-50-0-12/111_NE



ภาคผนวก ค

คุณสมบัติของ ShieldIt Super Conductive Textile

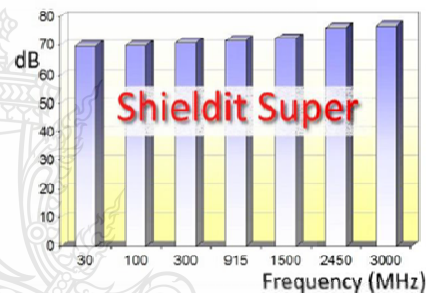


SHIELDIT™ SUPER

"With Hot Melt Adhesive Backing"

High quality flame retardant fabric for radiofrequency and microwave shielding. Rugged rip-stop polyester substrate (for superior strength and handling), conductive Nickel and Copper plated (for excellent shielding and low corrosion), then coated on one side with a non-conductive hot melt adhesive (activates at 130°C = 266°F) so you can iron it on to cotton, wood, glass or paper, or roll it into a tube and heat seal the seam! Maximum temperature is 200°C (=392°F). One side surface resistivity <0.07 Ohm/sq. Can also be cut and sewn like ordinary fabric.

This fabric offers an amazing shielding performance: **>60 dB from 30 MHz to 3+ GHz**. Will also block virtually all ELF & VLF electric fields when grounded. Great for shielding extension cords and computer cables. Connect strips of it to make a sheet shield under your bed, or hang it on the wall. Makes a great liner for drapes too! Line a vest or a hat to protect your vital organs from radiowaves and electric fields. It doesn't breathe well, and Nickel may cause skin irritation, so plan to line it with cotton if you will be using it against the skin. 230 g/m², 0.17 mm thick. UL 94V-0 level flame retardant. RoHS Compliant. Remove paper backing before heating! Gray, **14 inch wide**.



Washing Instructions: Do not machine wash or dry clean. Dry brush, wipe with damp cloth, or rinse in plain water. Hang dry. Do not iron.

Available from:

LesseMF.com
+1 (518) 608-6479
www.lessemf.com



ภาคผนวก ง
ผลงานที่ได้ตีพิมพ์

ผลงานที่ได้ตีพิมพ์

[1] Suthisa Kesorn, Norakamon Wongsin, Thinnawat Jangjing, Chatree Mahatthanajatuphat and Paitoon Raklua, “Right Angle Slot Fabric Antenna for Wireless Body Area Network,” 2021 International Electrical Engineering Congress (iEECON) Pattaya, Thailand.

[2] Suthisa Kesorn, Norakamon Wongsin, Thinnawat Jangjing, Chatree Mahatthanajatuphat, Paitoon Raklua and Danai Torrungrueng, “A Textile Right Angle Slot Antenna with Dualband Circularly Polarization,” 2021 IEEE 18th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2021), Chiang Mai, Thailand





The 2021 International Electrical Engineering Congress (iEECON2021)

March 10 – 12, 2021
CALL FOR PAPERS **PULLMAN Pattaya Hotel G, Pattaya, Thailand**

The 2021 International Electrical Engineering Congress (iEECON2021) is a premier international academic conference organized by Rangsit University, Thailand and the Electrical Engineering Academic Association (Thailand), EEAAT. The iEECON2021 will provide a forum for researchers, engineers and industry experts to discuss recent developments, new ideas and breakthroughs in Electrical Engineering technologies. Topics of interest include power & energy, communications, electronics & control, digital signal processing, and computer & Information Technology. Each manuscript will be peer-reviewed, and revised according to the reviewers' comments. Abstract of all submission accepted and presented will be published in the abstract book of iEECON2021, and the full manuscript will be submitted for inclusion into IEEE Xplore database. The iEECON2021 will be held in Pattaya, Thailand. Pattaya is 150 kilometres southeast of Bangkok, and faces the Thai Gulf. Pattaya is Asia's premier beach resort, and caters with equal appeal to families, couples and single visitors. Pattaya's relaxing tropical ambient is synonymous with every ingredient for memorable holidays.

Co-hosted by:



RANGSIT UNIVERSITY

Technical sponsors:



Power & Energy Society
Thailand Chapter



Thailand Chapter

Topics of interest include (but not limited to)

- **Power & Energy:** Smart Grid Technology, Planning, Management, Operation and Control, Electrical Power Systems, Generation Transmission and Distribution, Electrical Machines, Energy Conversions, Renewable Energy Sources, Energy Storage, Power Electronics, Energy Systems, Power Quality, High Voltage Engineering, Insulation and Materials, etc.
- **Communications:** Communication Theory, Antennas and Propagation, Optical Communications, Signal Processing for Communications, Channel Coding, Multimedia Communications, Remote Sensing and Applications, Metamaterials, etc.
- **Electronics & Control:** Analog Circuits, Filters and Data Conversion, Analog and Mixed Signal Processing, Embedded Computer System, Robotics, VLSI Design, Biomedical Electronics, Industrial Electronics and Automation, Adaptive Control, Electric Circuit Technology, Fault Tolerance and Detection, Semiconductor Materials, Magnetic Materials, etc.
- **Digital Signal Processing:** Image and Video Processing, Audio and Speech Processing, Pattern Recognition, Biomedical Signal Processing, Computer Machine Vision and Pattern Recognition, Adaptive Signal Processing, Machine Learning for Signal Processing, etc.
- **Computer & Information Technology:** Computer Networks, Cloud Communication and Networking, Data Mining, Artificial Intelligence, Computational Theory, Information System, High Performance Computing, Computer Security, Software Engineering, Distributed and Parallel Computing, Web Services and Internet Computing, Multi-agent Systems, Human Computer Interactions, etc.



www.ieecon.org/ieecon2021

Important Dates

- Submission Deadline for Extended Summary/Full Manuscript: **December 15, 2020**
FINAL extended deadline January 1, 2021
- Notification of Acceptance: January 22, 2021
- Camera-Ready Submission Deadline: February 5, 2021
(Full Manuscript Only)
- Early Bird Registration Period: January 22-February 5, 2021

Contact Address:

College of Engineering, Rangsit University
52/347 Muang-Ake, Phaholyothin Rd., Lak-Hok, Muang, Pathumthani, 12000 Thailand
e-mail: ieecon2021@rsu.ac.th, supattana@rsu.ac.th website: www.ieecon.org/ieecon2021

Right Angle Slot Fabric Antenna for Wireless Body Area Network

1st Suthisa Kesorn
Faculty of Engineering, Department
of Electronics and
Telecommunication Engineering
Rajamangala University of
Technology Thanyaburi
Rangsit-Nakhonnayok Rd.,
Thanyaburi, Pathum Thani 12110,
Thailand
suthisa_k@mail.rmutt.ac.th

2nd Norakamon Wongsin
Faculty of Engineering, Department
of Electronics and
Telecommunication Engineering
Rajamangala University of
Technology Thanyaburi
Rangsit-Nakhonnayok Rd.,
Thanyaburi, Pathum Thani 12110,
Thailand
norakamon@rmutt.ac.th

3rd Thinnawat jangjing
Faculty of Engineering, Department
of Electronics and
Telecommunication Engineering
Rajamangala University of
Technology Thanyaburi
Rangsit-Nakhonnayok Rd.,
Thanyaburi, Pathum Thani 12110,
Thailand
thinnawat_j@rmutt.ac.th

4th Chatree Mahatthanajatuphat
Department of Electrical and
Computer Engineering
King Mongkut's University of
Technology North Bangkok
1518 Pracharat 1 Rd., Wongsawang,
Bangsue, Bangkok 10800, Thailand
chatree.n@eng.kmutnb.ac.th

5th Paitoon Raktlua
Faculty of Engineering, Department
of Electronics and
Telecommunication Engineering
Rajamangala University of
Technology Thanyaburi
Rangsit-Nakhonnayok Rd.,
Thanyaburi, Pathum Thani 12110,
Thailand
paitoon_r@rmutt.ac.th

Abstract— This paper is presenting a right-angle slot fabric antenna for the Wireless Body Area Network (WBAN) and dual-band. This technique uses different slot sizes in different positions appropriately. The right-angle slot fabric antenna consisting of a right-angle slot, and two smaller right-angle slots are applied to produce Circular Polarize (CP) resonance of high band. The paper is presenting an analysis of right angle microstrip slot antenna to attain dual-frequency, achieving slant $\pm 45^\circ$ linear polarization. The proposed right-angle slot fabric antenna uses the 2.4 GHz and 5.2 GHz band as a transmitting antenna of the wireless body area network. The prototype of a simulated antenna is fabricated and experimentally as well. The measured results were shown to be reasonable for the simulated ones. Moreover, the peak gains of the antenna is approximate 5.2 dBi at 2.4 GHz and 5.5 dBi at 5.2 GHz.

Keywords—Fabric Antenna, Right Angle Slot, Dual Band Antenna

I. INTRODUCTION

Recent fabric antennas in wireless body area network band (WBAN) play a critical role in healthcare, and the circularly polarized (CP) have been attending for better performance receiving the incident wave with any polarization. Therefore, the antenna is attractive in many commercial applications.

The concept of a right-angle slot fabric antenna has evolved from the microstrip slot antenna [1] [5]. As the demand for compact, lightweight, thin appearance, and low-value configuration has generated great interest in microstrip antennas. The right-angle slots fabric antenna comprises two smaller right-angle slots and a larger right-angle slot cut on

the surface ground plane. The paper has analyzed the right angle microstrip slots antenna for archive all frequency [2] [3]. Peculiarities of using textile antennas on the human body [4]. The slots are perpendicular to the strip good conductors of the microstrip fed line. The right-angle slot radiated at 2.4 GHz, and two smaller right-angle slots are reversed radiated the signal in the high-frequency range by radiating in a circular polarization (CP).

A fed line slot antenna has good radiation resistance and matching wireless area networks, the principal main benefit of microstrip antennas compared with a traditional microwave antenna are fed lines and a matching network. The dual-frequency microstrip antenna can be made is easy. the microstrip slot antenna comprises two smaller right-angle slots and a right-angle slot cut on the surface of the fabric substrate, with the microstrip fed line in the center such that the perpendicularly to the microstrip fed line. A center-fed slot fabric antenna with matching wireless and networks is a high radiation resistance may be necessary to match the antenna to the characteristics impedance of the fed line microstrip. The resistance seen by the fed line microstrip can be reduced possibly. It is off-center feeding. Furthermore, good antenna gains and omnidirectional pattern coverage over the operating band have been observed.

The characteristics of right-angle slots fabric antenna is proposing and analyze for example antenna input impedance, return loss (S11) parameter of VSWR, and far-field radiation patterns x-z plan, y-z plane.

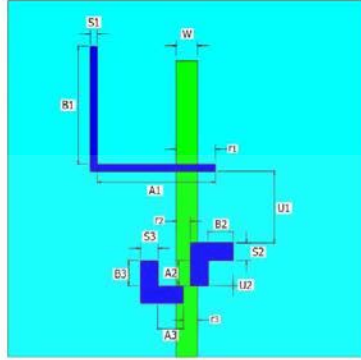


Figure 1. Structure right-angle slot fabric antenna.

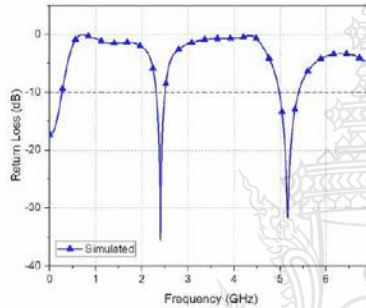


Figure 2. Simulated S-parameter (S11) of the right angle slot fabric antenna.

II. ANTENNA DESIGN

The right-angle slots fabric antenna is designed for a dual band on the fabric substrate with a low profile and a single substrate layer. The right-angle slot fabric antenna with the short-ended configuration was designed for an individual operation band to suppress the interference frequency from the wireless body area network band. The fabric antenna substrate has (dielectric constant = 1.30577), with a thickness of 0.928 mm.

The configuration of the present right-angle slot fabric antenna is fabricated on the optimized parameter. The optimized parameters are as follows: A1=33 mm, B1=33 mm, A2=7 mm, B2=7 mm, A3=7 mm, B3=7 mm, r1=11 mm, W=6 mm, S1=2 mm, S2=5mm, S3=5mm, U1=20 mm, r2, r3=4 mm. The right-angle slot has an excellent effect on the low band frequency, and two smaller right-angle slots are a crucial parameter of the higher frequency of the band.

Figure 2 shows return loss(S11) by simulated with matching impedance frequency at 2.4 GHz and 5.2 GHz.

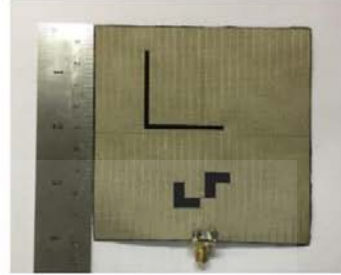


Figure 3. Designed right-angle slot fabric antenna.

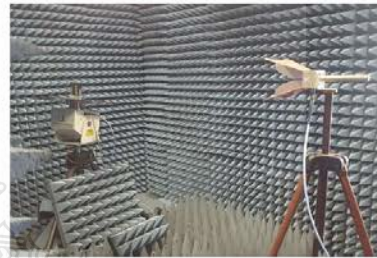


Figure 4. The right angle slot fabric antenna was measured inside a far-field anechoic chamber.

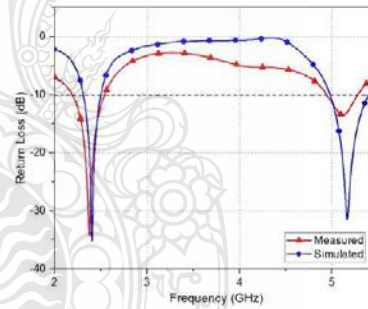


Figure 5. Measured and simulated S-parameter (S11) of the Right Angle slot Fabric antenna.

Moreover, the total input impedance (Z_m) of the antennas is summarized as

$$Z_m = Z_{stub} + Z_{slot1} + Z_{slot2} \quad (1)$$

The transmission line theory, A input impedance of the microstrip open stub feasible obtained by

$$Z_{stub} = Z_{mc} \left[\frac{Z_m + jZ_{mc} \tan(\beta\lambda_m)}{Z_{mc} + jZ_m \tan(\beta\lambda_m)} \right] \quad (2)$$

Where λ_m , Z_{mc} , and Z_m are the length of the microstrip line, the characteristic impedance of the

Microstrip fed line, and the open-ended microstrip fed line input impedance

In addition, the impedance of the radiator slot at the input of the transformer is

$$Z_{slot} = n^2 Z_s \quad (3)$$

The input impedance of the slot radiator (Z_s) is

$$Z_s = \frac{1}{Y_s} = \frac{1}{(G_s + jB_s)} \quad (4)$$

Where, as given in [18], G_s and B_s can be approximately determined by

$$G_s = \frac{2P_s}{V_o^2} \quad (5)$$

$$B_s = -\frac{2}{Z_{sc}} \cot\left(\frac{K_s L'_s}{2}\right) \quad (6)$$

Where P_s , V_o , K_s , L'_s , and Z_{sc} are the radiated power from the slot, the voltage of the slot radiator, the wavenumber, the sufficient length, and the characteristic impedance of the slot, respectively. The coupling between the microstrip line and the right angle slots by an ideal transformer with a turn-ratio $n:1$ is considered where Z_{in} is the input impedance of the microstrip open stub matching and the radiation patterns.

The simulated return loss(S11) for dual-band is shown in figure 2. As illustrated by the results, the simulation results resonated at 2.4 GHz and 5.2 GHz has the return loss of -36dB and -32dB. The length of the microstrip line is about the waveguide wavelength for the design frequency 2.4 GHz with 5.2 GHz for the Wireless Body Area Network (WBAN).

III. SIMULATED AND MEASURED RESULTS

The prototype of the right-angle slot fabric antenna is depicted in Figure 3. The ground on fabric substrate of size ($W_g \times L_g$) is 10 cm. x 10 cm.

The far-field radiation patterns of the right angle slot fabric antenna were measured inside a far-field anechoic chamber, as shown in Figure 4.

The simulated and measured return losses(S11) of the right angle slot fabric antenna are shown in Figure 5. As seen by the results, the s-parameter(S11) <-10 dB at 2.4 GHz and 5.2 GHz. The antenna bandwidth ratio in the simulation results of simulated program operating conditions is 88.64%. It is good at lower frequency to the simulated result. But the high-frequency result not well.

The measured results at high frequencies do not conform to the simulated result. It may be due to the variable interpretations of the material and other

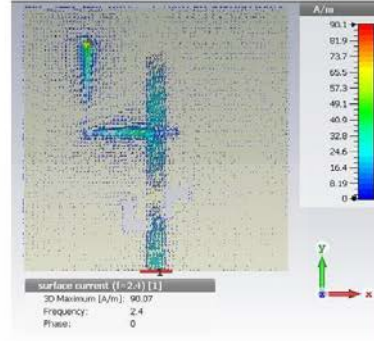


Figure 6. The direction of current flow at Frequency 2.4 GHz.

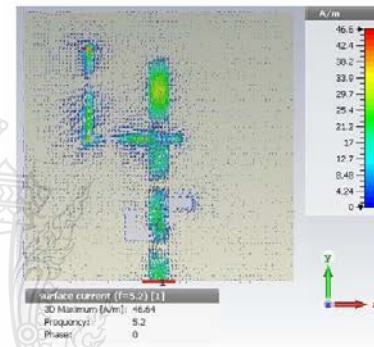


Figure 7. The direction of current flow at Frequency 5.2 GHz.

elements. However, the measured result level was higher than the simulated result; the results range with S-parameter(S11) than <- 10 dB are still in a band.

The right angle slot structure affects the 2.4 GHz, as shown in Figure 6. The direction of current in the space is between the ground plane and the transmission microstrip line. The current flows from the fed point to the upper part of the antenna.

The structure of two smaller right angle slots affects the 5.2 GHz, as shown in Figure 7. The direction of current flow is in the space between the ground plane on substrate and the transmission microstrip line at a frequency of 5.2 GHz.

The measured results of the 2.4GHz the normalized radiation patterns are shown in Figure 8 and Figure 9. At 5.2 GHz, the measurement results of the radiation patterns are shown in Figure 10 and Figure 11. The dual-band radiation patterns form omnidirectional. The right angle slot antenna effect is that generate directed toward an angle of 0° to 180° more than the angular region 180° to 360° at 2.4 GHz.

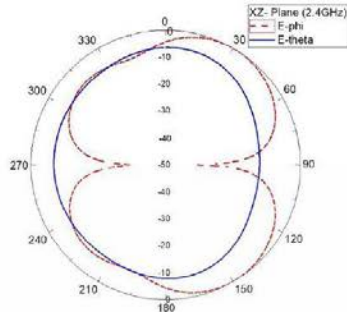


Figure 8. Measured results of radiation pattern on XZ-plane at 2.4 GHz.

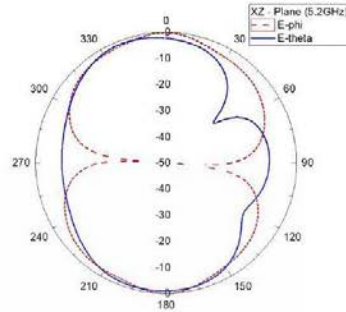


Figure 10. Measured results of radiation pattern on XZ-plane at 5.2 GHz.

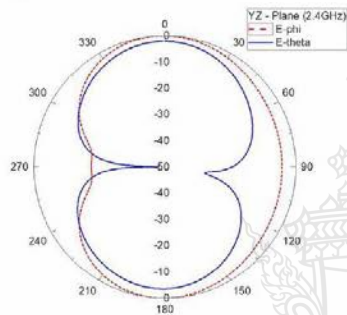


Figure 9. Measured results of radiation pattern on YZ-plane at 2.4 GHz.

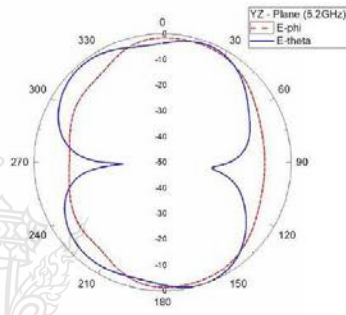


Figure 11. Measured results of radiation pattern on YZ-plane at 5.2 GHz.

The patterns at 2.4 GHz are not symmetrical. The radiation patterns at 5.2 GHz of two smaller right angle slot antenna generate radiation patterns bi-directional. Additionally, the peak gains response of the antenna is about 5.2 dBi at 2.4 GHz and 5.5 dBi at 5.2 GHz.

IV. CONCLUSION

The two smaller right-angle slot and right angle slot in fabric Antenna is analyzed in this presentation. The antenna, which consisted of a right-angle slot, and two smaller right-angle slots, operate dual-frequency. For design, the right-angle slot is affected at 2.4 GHz, and the two smaller right-angle slots have been useful at 5.2 GHz. It has been designed about the same size by 0.5λg. The right-angle slot operation resonates dual-frequency. The two smaller right-angle slots are applied to produce circular polarize (CP). The parameter right angle slot and a fed line improve the fabric antenna in matching impedance. The polarization is a critical concern in wearable applications as the position of the on-body antenna.

ACKNOWLEDGMENT

This research was funded by RMUTT research foundation scholarship and King Mongkut's University of Technology North Bangkok. Contact no. KMUTNB-64-DRIVE-36.

V. REFERENCES

- [1] P. Raklua, K. Janchitrapongveg, and N. Anantrasirchai, "Multiband Microstrip-Fed Right Angle Slot Antenna Design for Wireless Communication Systems," ETRI Journal, June 2009.
- [2] A. Pomsathit, P. Raklua, N. Anantrasirchai, C. Benjankaprasert, and T. Wakabayashi, "The Design of Linear and Circular Polarization for Dual Band Microstrip Slot Antenna," IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, Vol 9, Issue2, pp.105-112, Mar 2014.
- [3] Pragati Panda, Satyadeep Das, SudhakarSahu and JyotiRanjan Panda, "A Compact Dual-band Microstrip Line Fed Slot Antenna with Two Symmetrical Inverted Lshaped Stubs for WLAN Application," IEEE, April 6-8, 2016, India.
- [4] D. Yamataka, M. Takahashi, "Investigation of the Characteristics of a 5.2 GHz Textile Antenna on a Human Body," IEEE, 2019 Wireless Days.
- [5] Yuhao Lu, Chang Chen, and Lingyun Zhou, "A Miniaturized 45° Linearly Polarized Planar Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Antenna Using L-Shaped Slot," IEEE, 2016.

The 18th International Conference on Electrical Engineering
/Electronics, Computer, Telecommunications and Information
Technology



May 19-22, 2021

The Empress Hotel, Chiang Mai, Thailand

THE 2nd CALL FOR PAPERS

Steering Committees

Kosin Chamnongthai, KMUTT, Thailand
Tomoaki Sato, Hokusei Gakuen U., Japan
Kou Yamada, Gunma U., Japan
Prayoot Akkarajethalin, KMUTNB, Thailand
Ajchara Charoensook, NIMIT, Thailand
Yasumasa Fujisaki, SICE, Japan
Chul Joo Hwnag, ICROS, Korea
Yoshihiro Matsui, TNCT, Japan
David Banjerdpongchai, CU, Thailand
Tuptim Angkaew, CU, Thailand
Uthen Khamnan, RMUTL, Thailand
Pichaya Tandayya, PSU, Thailand
Roungsan Chairsichareon, MFU, Thailand

ECTI Council Chair

Sinchai Kamolphiwong, PSU, Thailand

General Chair

Yuttana Kumsuwan, CMU, Thailand

General Co-chairs

Sermsak Uatrongjit, CMU, Thailand
Sansanee Auephanwiriyaikul, CMU, Thailand
Kosin Chamnongthai, KMUTT, Thailand

Technical Program Chairs

Nipon Theera-umpon, CMU, Thailand
Paramet Wirasanti, CMU, Thailand
Kampol Woradit, CMU, Thailand
Peerapol Jirapong, CMU, Thailand
Nattachote Rugthaiharoencheep, RMUTP, Thailand
Krit Angkaew, KMUTNB, Thailand
Ekkarat Boonchieng, CMU, Thailand
Nattapong Phanthuna, RMUTP, Thailand
Chanon Warisam, KMUTL, Thailand
Sudchai Boonto, KMUTT, Thailand
Pornchai Phukpattaranont, PSU, Thailand
Akkarat Boonpoonga, KMUTNB, Thailand
Yodchanan Wongsawat, MU, Thailand

Special Session Chair

Thanaphong Thanasaksiri, CMU, Thailand

Publicity Chair

Doldet Tantraviwat, CMU, Thailand

Industry Chair

Kasemsak Uthachana, CMU, Thailand

Publication Chairs

Tharadol Komolmis, CMU, Thailand

Aziz Nanthamomphong, PSU, Thailand

Local Co-Chairs

Dhanavich Chulikavit, CMU, Thailand

Kanitpong Pengwon, CMU, Thailand

Registration & Finance Chairs

Paowphattra Kamphikul, CMU, Thailand

Boonsri Kaewkham-ai, CMU, Thailand

Webmaster, media

Kasin Prakobwaitayakit, CMU, Thailand

2021 IEEE 18th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology will be held on May 19-22, 2021 at the Empress Hotel, Chiang Mai, Thailand. The conference is sponsored by ECTI Association and IEEE Thailand section in association with Chiang Mai University. The conference theme is "Smart Electrical System & Technology". The conference focuses on the latest systems & technologies, strategies, and challenges that are interfaced by Power Systems, Renewable Energy System, Power Electronics, Electronics, Automatic Control System, including the interconnection and the operation for achieving a better or smarter electrical system & technology.

Conference Topics (Technical Tracks):

- TT01: Devices, Circuit and Systems
- TT02: Computers
- TT03: Information Technology
- TT04: Communication Systems
- TT05: Controls, Instrumentation and Measurements
- TT06: Electrical Power Systems
- TT07: Power Electronics
- TT08: Signal Processing
- TT09: Electromagnetics
- TT10: Biomedical Engineering
- TT11: Other Related Areas

Call for Special Session Proposals

Special session are planned to be organized on highly specialized topics that are not included in the conference tracks. Prospective organizers of such a session are invited to submit session proposal to the Conference Secretariat for acceptance. They must follow the rules established by the Conference Committee.

Submission of Papers

The working language is English. Prospective participants are requested to electronically submit full papers of their work (up to 4 pages) following the instructions (available soon on the website). All accepted papers are expected to be included in IEEE Xplore and indexed by EI.

Important Dates (deadlines):

- Special Session Submission: January 10, 2021
- Full Paper Submission: January 10, 2021
- Acceptance Notification: March 19, 2021
- Camera ready papers: April 5, 2021
- Early-bird registration: April 5, 2021

Conference Secretariat:

ECTI-CON 2021
Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering, Chiang Mai University
239 Huay Kaew Road, Muang District,
Chiang Mai, Thailand 50200
E-mail: ecticon2021@eng.cmu.ac.th
Website: <https://ecticon2021.ecticon.org/>

Organizer

Cooperation

Hoster



A Textile Right Angle Slot Antenna with Dualband Circularly Polarization

*Note: Sub-titles are not captured in Xplore and should not be used

1st Suthisa Kesorn
*Department of Electronics and
 Telecommunication Engineering
 Rajamangala University of
 Technology Thanyaburi,
 Faculty of Engineering
 Rangsit-Nakhonmayok Rd.,
 Thanyaburi, Pathum Thani
 12110,Thailand
 suthisa_k@mail.rmutt.ac.th*

2nd Norakamon Wongsin
*Department of Electronics and
 Telecommunication Engineering
 Rajamangala University of
 Technology Thanyaburi,
 Faculty of Engineering
 Rangsit-Nakhonmayok Rd.,
 Thanyaburi, Pathum Thani
 12110,Thailand
 norakamon@rmutt.ac.th*

3rd Thinnawat Jangjing
*Department of Electronics and
 Telecommunication Engineering
 Rajamangala University of
 Technology Thanyaburi,
 Faculty of Engineering
 Rangsit-Nakhonmayok Rd.,
 Thanyaburi, Pathum Thani
 12110,Thailand
 thinnawat_j@rmutt.ac.th*

4th Chatree Mahatthanajatuphat
*Department of Electrical and
 Computer Engineering
 King Mongkut's University of
 Technology North Bangkok
 1518 Pracharat 1
 Rd. ,Wongsawang, Bangsue,
 Bangkok 10800, Thailand
 chatree.m@eng.kmutnb.ac.th*

5th Paitoon Raklua
*Department of Electronics and
 Telecommunication Engineering
 Rajamangala University of
 Technology Thanyaburi,
 Faculty of Engineering
 Rangsit-Nakhonmayok Rd.,
 Thanyaburi, Pathum Thani
 12110,Thailand
 paitoon_r@mail.rmutt.ac.th*

6th Danai Torrungrueng
*Department of Teacher Training
 in Electrical Engineering
 King Mongkut's University of
 Technology North Bangkok
 1518 Pracharat 1
 Rd. ,Wongsawang, Bangsue,
 Bangkok 10800, Thailand
 danai.t@fte.kmutnb.ac.th*

Abstract— In this paper, A Textile Right Angle Slot Antenna with Dual-band Circularly Polarization, the improved dual-band circularly polarized (CP) omni-directional based on the right-angle slot in textile is presented. This technique uses different slot sizes appropriately in various positions. The right-angle slot, which consists of the two smaller right-angle slots and two large right-angle slots, produces a circularly polarized (CP) and dual-band resonance. This paper presents an analysis of right-angle slot microstrip antennas to obtain dual-frequency, achieving ± 45 linear polarization in a slant. The presented textile right angle slot antenna covers the 2.45 GHz and 5.25 GHz frequency bands supporting the wireless local area network. A prototype of a model antenna and experiment is made. The measured results are shown to be reasonable for simulated results. Moreover, the antenna's maximum gain at 2.45 GHz and 5.25 GHz was around 5.2 dBi and 5.5 dBi, respectively.

Keywords—Textile Antenna, Right Angle Slot, Dual Band Antenna

I. INTRODUCTION

Textile antennas present in a wireless transmission band play an essential role in healthcare and have been used to address medical monitoring issues conveniently. A circular polarization (CP) has played a role in enhancing the better efficiency of receiving incident waves with any polarization. Therefore, the textile antenna used in the wireless transmission range attracts interest in many commercial applications.

The concept of a right-angle slot antenna was developed from a microstrip antenna. [1]-[5]. Due to the demand for antennas that are compact, lightweight, slim, and low-value configurations, generating significant interest in microstrip antennas. The Textile right angle slot antenna consists of two smaller right angle slots and two larger right angle slots cut on the surface plane. The papers analyzed right-angle microstrip slot antennas to archive all frequencies in [2] and [3]. The peculiarities of using textile antennas on the human body are measured in [4]. The slot is perpendicular to the good conductor bar with the microstrip fed line in the antenna center. The two large right-angle slots radiated the signal at 2.45 GHz, and two smaller right-angle slots radiated the signal in the high-frequency range. The dual-band is radiating in a circular polarization (CP) and configurable narrow band frequency, especially bands to reduce the interference frequency from network bands.

The fed line slot antennas have a good radiation resistance as well as radiation and matching with wireless area networks. Microstrip antennas having the primary benefits compared to traditional microwave antennas is that they use a feeder and a matching network. A dual-frequency on microstrip antenna is often used because it is easy to build. The microstrip slot antenna comprises a smaller right-angle slot with a reverse smaller right-angle slot radiated high frequency and a larger right-angle slot with a reverse large right-angle slot. The right-angle cut on the ground plan surface of the textile substrate, the

microstrip feed line is centered on the slot so that the microstrip feed line is perpendicular to the right-angle slot. A center-fed slot textile antenna matching with wireless networks, which are the high radiation resistance, were required for the antenna to match the characteristic impedance of the fed line microstrip. The resistance seen by the microstrip feed line can be reduced as the resistance changes to matching with wireless.

The characteristics of the textile right angle slot antenna are proposed and analyzed, for example, textile antenna input impedance, return loss or S-parameter [S11], and far-field radiation patterns in x-z plan and y-z plane

II. ANTENNA DESIGN

The textile right angle slot antenna is designed for dual-band on a textile surface substrate. It has a single substrate layer and low profile. The textile right angle slot antenna with a short-term configuration is designed for each functional band to reduce the interference frequency from network bands on the wireless body area network. The textile antenna substrate has a dielectric constant $\epsilon_r = 1.30577$ and a thickness of 0.898 mm.

Moreover, the total input impedance (Z_{in}) of the antenna is summed up as

$$Z_{in} = Z_{stub} + Z_{slot1} + Z_{slot2} \quad (1)$$

The theory of transmission lines, the value of the input impedance for the open-stub microstrip is possible by

$$Z_{stub} = Z_{mc} \left[\frac{Z_m + jZ_{mc} \tan(\beta\lambda_m)}{Z_{mc} + jZ_m \tan(\beta\lambda_m)} \right] \quad (2)$$

Where λ_m , Z_{mc} , and Z_m are the lengths of the microstrip line, the characteristic impedance of the microstrip fed line, and the open-ended microstrip fed input impedance, respectively.

Also, the impedance of the radiator slot at the input of the transformer as

$$Z_{slot} = n^2 Z_s \quad (3)$$

The input impedance of the slot radiator (Z_s) is

$$Z_s = \frac{1}{Y_s} = \frac{1}{(G_s + jB_s)} \quad (4)$$

Where, as stated in [6], G_s and B_s can be determined approximately by

$$G_s = \frac{2P_s}{V_s^2} \quad (5)$$

$$B_s = -\frac{2}{Z_{sc}} \cot\left(\frac{K_s L_s}{2}\right) \quad (6)$$

Where P_s , V_s , K_s , L_s , and Z_{sc} are the energy radiated from the slot, the voltage of the slot radiator, the wavenumber, the

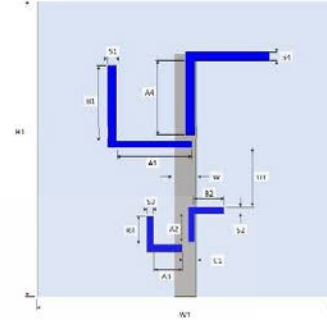


Fig. 1. Structure of the textile right angle slot antenna.

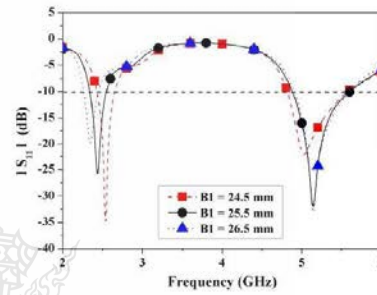


Fig. 2. Simulated return loss result as vary parameter B1.

sufficient length, and impedance according to the characteristics of the slot, respectively. The coupling between the microstrip feed line and the right angle slots by an ideal transformer with a turn-ratio $n:1$ is considered where Z_{stub} is the input impedance of the microstrip open stub.

The configuration of the proposed textile right angle slot antenna is fabricated on the optimal parameters. As an optimized parameter, they are as follows: $W1=100$ mm, $H1=100$ mm, $A1=29.2$ mm, $B1=29.2$ mm, $A2=11.6$ mm, $B2=11.6$ mm, $A3=11.6$ mm, $B3=11.6$ mm, $A4=29.2$ mm, $C1=25.8$ mm, $W=9$ mm, $S1=3.3$ mm, $S2=2.2$ mm, $S3=2.2$ mm, $S4=3.3$ mm, $U1=27.7$ mm. The two larger right-angle slots have a great effect on lower frequency bands, and the two smaller right-angle slots are the parameters of the effect at higher frequencies.

Significantly, the significant parameter effect of $B1$ and $B2$ will be verified and tuned by CST software. Fig. 2 shows the proposed antenna's simulated results as varying the parameter $B1$. It can be seen that the 1st resonant frequency shifts to lower as increasing $B1$ and the 2nd resonant frequency alter minority. As decreasing parameter $B2$ shown in Fig. 3. It has been found that the 2nd resonant frequency shifts to the lower while the 1st does not change.

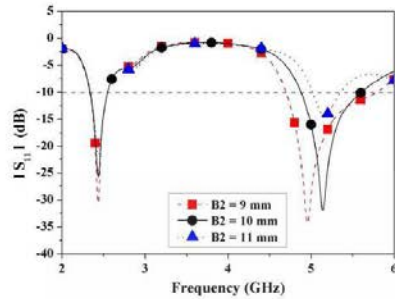


Fig. 3. Simulated return loss result as vary parameter B2.

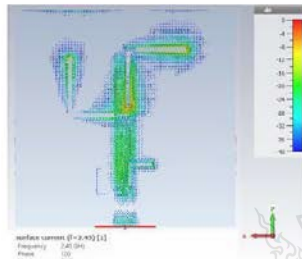


Fig. 4. The current distribution flows the proposed antenna at frequency 2.45 GHz.

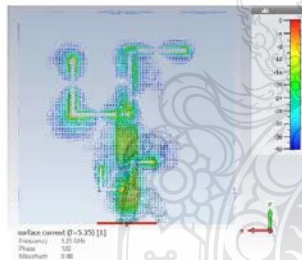


Fig. 5. The current distribution flows the proposed antenna at frequency 5.25 GHz.

Moreover, the primary current flow on the larger slots at the frequency of 2.45 GHz is displayed in Fig.4. It has been found that the slots affect the frequency of 2.45 GHz. In Fig. 5, the significant current flows on the smaller slots at the frequency of 5.25 GHz. It is indicated that the smaller slots affect the frequency of 5.25 GHz. Additionally, the proposed antenna's axial ratio is illustrated in Fig. 6. It is obviously

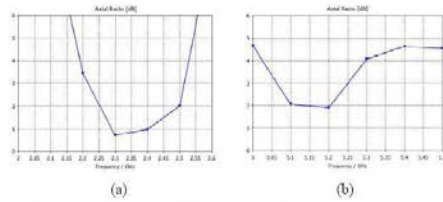


Fig. 6. Simulate axial ratio at (a) 2.45 GHz and (b) 5.25 GHz

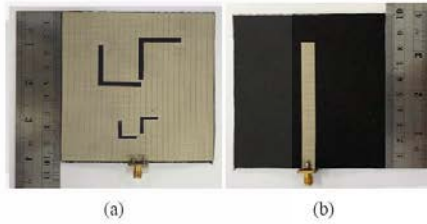


Fig. 7. Designed the textile right angle slot antenna. (a) top and (b) bottom

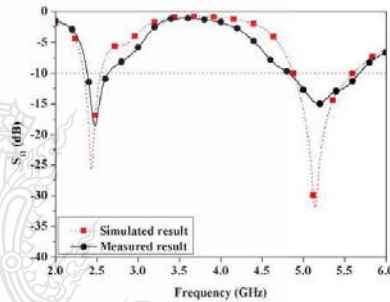


Fig. 8. Measured and simulated results of the proposed antenna.

found that the axial ratio in the frequency band of 2.45 GHz 5.25 GHz is below 3dB. Therefore, the proposed antenna can propagate the circular polarization. The circular polarized (CP) change by the minimum axial ratio (AR).

III. SIMULATED AND MEASURED RESULTS

The textile right angle slot antenna is fabricated as depicted in Fig. 7. The ground on the textile substrate is the width and length ($H1 \times W1$) of 10 cm. x 10 cm.

A simulated and measured return loss or S-parameter $|S_{11}|$ of the textile right angle slot antenna is shown in Fig. 8. As the results, the S-parameter $|S_{11}|$ is less than -10 dB at a frequency of 2.45 GHz and frequency 5.25 GHz. The antenna bandwidth ratio of the simulation results is 88.64%. The antenna bandwidth ratio of the measured result is good at a lower frequency than the simulation results. At higher frequency, the result is affected not as well. According to the results, it might

be that a materials variables and other elements determine the characteristics. The level of the measured result was higher than the simulation result at a higher frequency; however, the resulting range with parameters S-parameter $|S_{11}|$ less than -10 dB remains in the band.

The far-field radiation patterns of the textile right angle slot antenna were measured within the anechoic chamber, as shown in Fig. 9.

As results at 2.45 GHz, the normalized radiation patterns in the XZ plane and YZ plane are shown in Fig 10. Also, the radiation patterns at 5.25 GHz are shown in Fig 11. At 2.45 and 5.25 GHz, a peak pattern occurred at 30 and 330 degrees in XZ plane. Moreover, the YZ planes' peak patterns are 230° and 225° with the frequency of 2.45 and 5.25 GHz. The antenna's radiation patterns are bidirectional. Also, the maximum gain of the antenna at a frequency of 2.45 GHz and 5.25 GHz are 4.4 dBi and 6.3dBi, respectively.

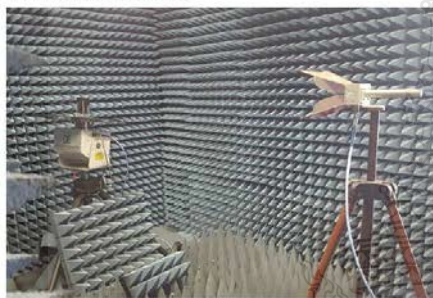


Fig. 9. The textile right angle slot antenna was measured inside a far-field anechoic chamber.

IV. CONCLUSION

The right angle slot circular polarization for the textile antenna is analyzed in this presentation. The proposed antenna, which consisted of two large right-angle slots and two smaller right-angle slots, operates dual-frequency. For design, the larger right-angle slot with a reverse right-angle slot is affected at the 2.45 GHz band, and the smaller right-angle slot with a reverse smaller right angle slot has been the beneficial effect of the 5.25 GHz band. It has been designed with a size of 0.5 λ . The proposed antenna operates a dual-frequency. Moreover, the proposed antenna can produce circular polarized (CP). The right angle slot parameters and the fed line improves the textile antenna as a design in matching impedance. Notably, the polarization is a concern and can be critical in a wearable application as the antenna position on the body.

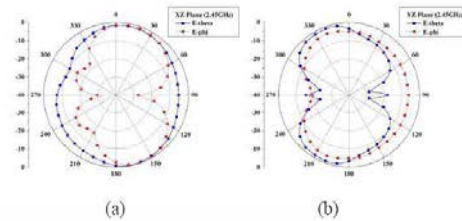


Fig. 10. Result of measured radiation pattern at 2.45 GHz on (a) XZ-plane and (b) YZ-plane.

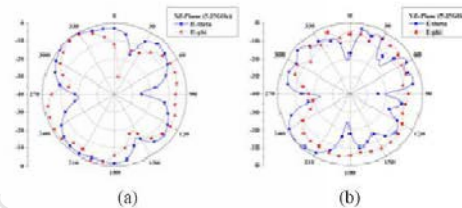


Fig. 11. Result of measured radiation pattern at 5.25 GHz on (a) XZ-plane and (b) YZ-plane.

ACKNOWLEDGMENT

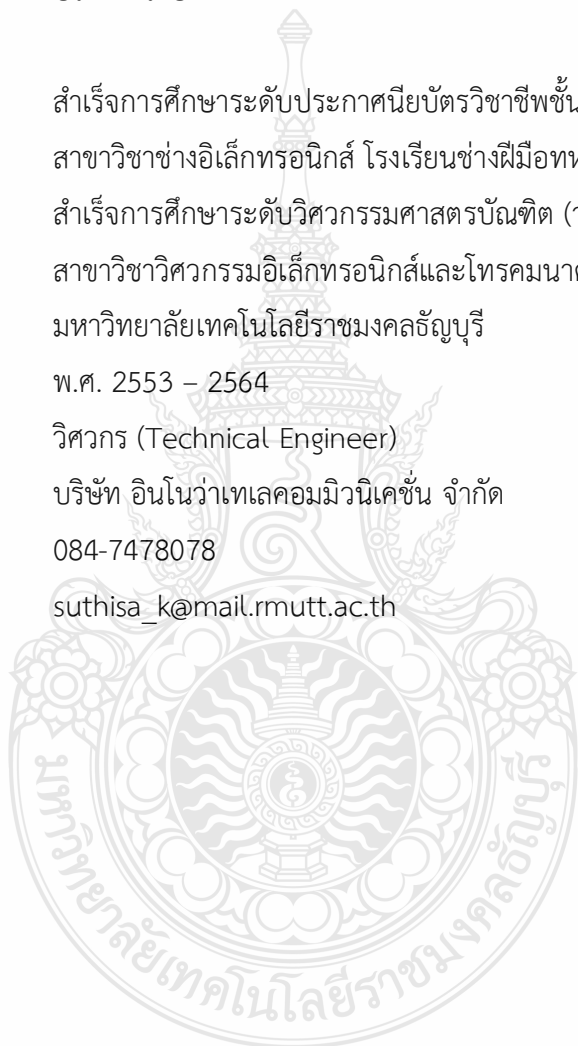
This research was funded by RMUTT research foundation scholarship, Thailand Science Research and Innovation Fund, and King Mongkut's University of Technology North Bangkok with Contact no. KMUTNB-BasicR-64-39.

REFERENCES

- [1] P. Rakluea, K. Janchitrapongveg, and N. Anantrasrichai, "Multiband Microstrip-Fed Right Angle Slot Antenna Design for Wireless Communication Systems," *ETRI Journal*, June 2009.
- [2] A. Pomsathit, P. Rakluea, N. Anantrasrichai, C. Benjangkeprasert, and T. Wakabayashi, "The Design of Linear and Circular Polarization for Dual Band Microstrip Slot Antenna," *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, Vol 9, Issue2, pp.105-112, Mar 2014.
- [3] Pragati Panda, Satyadeep Das, SudhakarSahu and JyotiRanjana Panda, "A Compact Dual-band Microstrip Line Fed Slot Antenna with Two Symmetrical Inverted Lshaped Stubs for WLAN Application," *IEEE*, April 6-8, 2016, India.
- [4] D. Yamanaka, M. Takahashi, "Investigation of the Characteristics of a 5.2 GHz Textile Antenna on a Human Body," *IEEE*, 2019 Wireless Days.
- [5] Yuhao Lu, Chang Chen, and Lingyun Zhou, "A Miniaturized 45° Linearly Polarized Planar Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Antenna Using I-Shaped Slot," *IEEE*, 2016.
- [6] H. Kim and Y.J. Yoon, "Microstrip-Fed Slot Antenna with Suppressed Harmonics," *IEEE Trans Antenna Propag.*, vol.53, no. 9, Sept.2005, pp.2809-2817.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล	สุธิศา เกษร
วัน เดือน ปีเกิด	3 มกราคม 2528
ที่อยู่	50/13 หมู่5 ตำบลวังจุกา อำเภอวังน้อย จังหวัดพระนครศรีอยุธยา 13170 ประเทศไทย
การศึกษา	
พ.ศ. 2547	สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ โรงเรียนช่างฝีมือทหาร
พ.ศ. 2552	สำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม-โทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ประสบการณ์ทำงาน	พ.ศ. 2553 - 2564 วิศวกร (Technical Engineer) บริษัท อินโนว่าเทเลคอมมิวนิเคชั่น จำกัด
เบอร์โทรศัพท์	084-7478078
อีเมล	suthisa_k@mail.rmutt.ac.th



วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นงานวิจัยที่เกิดจากการค้นคว้าและวิจัย ขณะที่ข้าพเจ้าศึกษาอยู่ในคณะ
วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ดังนั้นงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ถือเป็น
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี และข้อความต่างๆในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้า
ขอรับรองว่าไม่มีการคัดลอกหรือนำงานวิจัยของผู้อื่นมานำเสนอในชื่อของข้าพเจ้า

This thesis consists of research materials conducted at the Faculty of
Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi and hence the copyright
owner. I hereby certify that the thesis does not contain any forms of plagiarism.

..... ศุภิตา ๑๐๕๖

(สุภิตา เกษร)

