

การพัฒนาสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเซาะ
ร่องรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานใน
ระบบ MIMO

DEVELOPMENT OF DUAL RECTANGULAR MONOPOLE
ANTENNA WITH ARROW-SHAPED SLOT ETCHING AND
MUTUAL COUPLING REDUCTION FOR MIMO SYSTEM
APPLICATIONS



ภาควิทย - ทองบ่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ปีการศึกษา 2559
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

การพัฒนาสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการ
เซาะร่องรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานใน
ระบบไมโม



ภาณุวิทย์ ทองป่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ปีการศึกษา 2559
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การพัฒนาสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิค
การเจาะรูรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อ
ประยุกต์ใช้งานในระบบ MIMO

Development of Dual Rectangular Monopole Antenna with
Arrow-Shaped Slot Etching and Mutual Coupling Reduction for
MIMO System Applications

ชื่อ-นามสกุล

นายภาณุวิทย์ ทองป่อ

สาขาวิชา

วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์อำนาจ เรืองวารี, Dr.Ing.

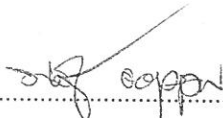
ปีการศึกษา


2559

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



..... ประธานกรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์จักรี ศรีนนท์ฉัตร, Ph.D.)


..... กรรมการ
(รองศาสตราจารย์สมศักดิ์ อรรถทิมากุล, Ph.D.)


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


..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์อำนาจ เรืองวารี, Dr.Ing.)

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อนุมัติวิทยานิพนธ์ฉบับ
นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต


.....คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ศิวกร อ่างทอง, Ph.D.)

วันที่ 14 เดือน ธันวาคม พ.ศ. 2559

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การพัฒนาสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบไมโม
ชื่อ -นามสกุล	นายภาณุวิทย์ ทองบ่อ
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์อำนวยการ เรืองวาริ, Dr.-Ing.
ปีการศึกษา	2559

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการพัฒนาสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบไมโม เนื่องจากงานวิจัยที่ผ่านมา มีการออกแบบสายอากาศหลายย่านความถี่และโครงสร้างสายอากาศมีองค์ประกอบที่แตกต่างกันทำให้มีความยุ่งยากในการออกแบบ เมื่อนำสายอากาศวางเรียงกันแบบคู่จะทำให้เกิดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม ส่งผลประสิทธิภาพของสายอากาศลดลง เมื่อมีการออกแบบการจัดวางสายอากาศที่ไม่เหมาะสม

สายอากาศต้นแบบถูกออกแบบเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว โดยได้ศึกษาและออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าต้นแบบ 1 ตัว นำสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าต้นแบบมาวางเรียงแบบคู่ที่มีสององค์ประกอบด้วยเทคนิคการวางต่างกันแบบเชิงมุมและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม ในการวิเคราะห์สายอากาศต้นแบบใช้การจำลองแบบทางโครงสร้างร่วมกับระเบียบวิธีเชิงประสพการณ์ เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของสายอากาศแบบคู่ทั้ง 4 แบบและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมและครอบคลุมย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง

ผลการจำลองแบบและการวัดจริงของสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ทั้ง 4 แบบ พบว่าการวางสายอากาศแบบคู่ด้วยระยะห่างที่มากกว่า $0.77 \lambda_g$ และต่างกันแบบเชิงมุมช่วยลดปรากฏการณ์ร่วมได้ ครอบคลุมย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (Ultra Wideband: UWB) ความถี่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz เพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบไมโม แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทาง

คำสำคัญ: สายอากาศหลายทางเข้า-หลายทางออก, ปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม, ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์, สายอากาศความถี่แถบกว้างยิ่งและรูปลูกศร

Thesis Title	Development of Dual Rectangular Monopole Antenna with Arrow-Shaped Slot Etching and Mutual Coupling Reduction for MIMO System Applications
Name - Surname	Mr. Panuwit Thongbor
Program	Electronics and Telecommunication Engineering
Thesis Advisor	Mr. Amnoi Ruengwaree, Dr.-Ing.
Academic Year	2016

ABSTRACT

This thesis presented the development of dual rectangular monopole antenna with arrow-shaped slot etching technique and reduction of mutual coupling for MIMO system applications. Since the former researches designed the antenna with many frequencies and different components of structure, this made the design complicated. When the array antenna was placed in order, it caused mutual coupling. Consequently, antenna's efficiency decreased because of unsuitable array antenna design.

The prototype antenna has been designed to solve this problem by the study and design of an array rectangular monopole antenna. This antenna was placed in two-element array with angular variation technique to reduce the mutual coupling. The antenna was then analyzed by using simulation structure with the empirical method to find out the most suitable parameter of the 4 types of array antenna, reduce mutual coupling and cover the ultra wide band frequency.

The simulation and measurement results of the 4 types of array antenna revealed that over $0.77 \lambda_g$ distance of array antenna and placement of two-element array with angular variation technique reduced mutual coupling and also covered the ultra wide band frequency range from 3.1 GHz to 10.6 GHz for MIMO system applications while the radiation patterns were bi-direction style.

Keywords: multiple input multiple output antenna, mutual coupling, correlation coefficient, ultra wide band antenna and arrow shaped

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดีจากความเมตตากรุณาจากผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. อำนาจ เรืองวาริ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ คณาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ และโทรคมนาคม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.จักรี ศรีนนท์ฉัตร ประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ อาจารย์. ดร. วิเชียร อุปแก้ว และรองศาสตราจารย์ ดร. สมศักดิ์ อรรถกิติมากุล ผู้ทรงคุณวุฒิกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ที่กรุณาให้คำปรึกษาและแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ เพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น ซึ่งผู้วิจัยขอขอบพระคุณอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ขอขอบคุณอาจารย์วิโรจน์ ไพราจนชัย ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ไพฑูรย์ รักเหลือ และคณาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้าและได้ให้ความอนุเคราะห์ทางด้านเครื่องมือและสถานที่ในการทำงานวิจัย ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ เสมอมา

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขออุทิศส่วนกุศลทั้งหลายแก่พระคุณของบิดา มารดา ที่ท่านได้ลุล่วงไปแล้ว และขอบคุณครอบครัวญาติพี่น้องของข้าพเจ้า ที่เป็นกำลังใจแก่ผู้วิจัยเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

ภาณุวิทย์ ทองบ่อ



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	(3)
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	(4)
กิตติกรรมประกาศ.....	(5)
สารบัญ.....	(6)
สารบัญตาราง.....	(8)
สารบัญรูป.....	(9)
รายการสัญลักษณ์และคำย่อ.....	(13)
บทที่ 1 บทนำ.....	16
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	16
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย.....	17
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	17
1.4 ขั้นตอนการวิจัย.....	18
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	18
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง.....	20
2.1 ทบทวนวรรณกรรม.....	20
2.2 ความหมายของสายอากาศ.....	22
2.3 ทฤษฎีสายอากาศไดโพล.....	23
2.4 ทฤษฎีสายอากาศโมโนโพล.....	25
2.5 พารามิเตอร์ที่สำคัญของสายอากาศที่ใช้ในงานวิจัย.....	27
2.6 ทฤษฎีสายนำสัญญาณแบบประนาบร่วม.....	35
2.7 ประสิทธิภาพของขนาดสายอากาศแบบไมโครสตริป.....	41
2.8 เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์.....	43
2.9 ความเป็นมาของเทคโนโลยีโมโนโมที่เกี่ยวข้อกับวิทยานิพนธ์.....	49
2.10 ปรัชญาการณ้เชื่อมต้อร่วม.....	50
2.11 คำสั้มประสิทธิ์สหสั้มพันธ์.....	51
2.12 อิมพีแดนซ์เมตริกซ์.....	51

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.13 อิมพีแดนซ์ร่วมระหว่างสายอากาศไดโพล.....	53
บทที่ 3 การออกแบบสายอากาศ.....	61
3.1 บทนำ.....	61
3.2 การออกแบบและแนวทางการพัฒนาสายอากาศ.....	61
3.3 การจัดวางสายอากาศแบบคู่เพื่อรองรับระบบ โม.....	87
3.4 บทสรุป.....	94
บทที่ 4 การทดสอบและผลการวัดสายอากาศ.....	96
4.1 ผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ.....	97
4.2 ผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ.....	98
4.3 ผลการทดสอบวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ.....	99
4.4 ผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศทั้ง 4 แบบ.....	102
4.5 ผลการทดสอบวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศทั้ง 4 แบบ.....	103
4.6 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ.....	104
4.7 การวัดค่าหน่วงทางเวลาของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ.....	108
4.8 สรุปผลการทดสอบวัดสายอากาศ.....	109
บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ.....	110
5.1 สรุป.....	110
5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาสายอากาศในอนาคต.....	111
บรรณานุกรม.....	113
ภาคผนวก.....	117
ก คุณสมบัติทั่วไปของแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4.....	116
ข คุณสมบัติของขั้วต่อแบบ SMA.....	121
ค คุณสมบัติสายอากาศด้านตัวส่ง.....	126
ง ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่.....	132
ประวัติผู้เขียน.....	152

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 การแผ่กระจายคลื่นในระยะต่างๆ.....	28
ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของเทคโนโลยีแบบต่างๆ.....	47
ตารางที่ 2.3 การแพร่กระจายกำลังงานในระบบอัลตราไวต์แบนด์ของ FCC	48
ตารางที่ 2.4 การแพร่กระจายกำลังงานในระบบอัลตราไวต์แบนด์ของ ITU.....	48
ตารางที่ 3.1 ค่าตัวแปรคุณสมบัติพื้นฐาน.....	66
ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจากการคำนวณ.....	74
ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์การเซาะร่องของความยาว L , ที่ระนาบกราวด์.....	77
ตารางที่ 3.4 พารามิเตอร์การเซาะร่องของความยาว L , ที่ระนาบกราวด์.....	80
ตารางที่ 3.5 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าต้นแบบตัวเดียว.....	83
ตารางที่ 3.6 คุณสมบัติสายอากาศความถี่แถบกว้างที่รองรับระบบโมโม.....	87
ตารางที่ 3.7 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ๆ ทั้ง 4 แบบ.....	95
ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ 4 แบบ	98
ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศทั้ง 4 แบบของพอร์ต 2 ...	104
ตารางที่ 5.1 ผลการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ.....	110
ตารางที่ 5.2 ผลการเปรียบเทียบปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ.....	111

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 สายอากาศแบบไดโพลและไดโพลอุมคคิ.....	28
รูปที่ 2.2 ระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไดโพล.....	25
รูปที่ 2.3 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไดโพล.....	26
รูปที่ 2.4 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศโมนิโพล.....	26
รูปที่ 2.5 บริเวณสนามการแผ่กระจายคลื่นจากสายอากาศ.....	28
รูปที่ 2.6 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางในระนาบ.....	29
รูปที่ 2.7 แบบรูปการแผ่พลังงานหลัก ระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร.....	33
รูปที่ 2.8 โครงสร้างสายนำสัญญาณรูปแบบต่างๆ.....	35
รูปที่ 2.9 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง.....	36
รูปที่ 2.10 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง.....	36
รูปที่ 2.11 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในสายนำสัญญาณระนาบ ร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง.....	37
รูปที่ 2.12 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง.....	38
รูปที่ 2.13 แบบจำลองโปรแกรมแผ่พลังงานของสายอากาศ.....	41
รูปที่ 2.14 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่น.....	44
รูปที่ 2.15 การเปรียบเทียบความเร็วการรับส่งข้อมูลระหว่างระบบอัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่น..	46
รูปที่ 2.16 การเปรียบเทียบการกำหนดสเปกตรัมกับความถี่ในระบบอัลตราไวด์แบนด์ระหว่าง FCC และ ETSI ทั้งภายในและภายนอกอาคาร.....	49
รูปที่ 2.17 การรับส่งข้อมูลในระบบโมโม.....	50
รูปที่ 2.18 ระบบมัลติพอร์ต.....	51
รูปที่ 2.19 เครือข่าย 2 พอร์ต.....	53
รูปที่ 2.20 เครือข่าย 3 พอร์ต.....	54
รูปที่ 2.21 รูปสายอากาศไดโพลที่ใช้คำนวณปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม.....	55
รูปที่ 2.22 การจัดวางสายอากาศไดโพลที่เหมือนกันสองตัวเพื่อคำนวณอิมพีแดนซ์ร่วม.....	57
รูปที่ 3.1 โครงสร้างสายอากาศโมนิโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าพื้นฐาน.....	62
รูปที่ 3.2 ความกว้างและความยาวของตัวสายอากาศ.....	63

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.3 ความกว้างและความยาวของสายนำสัญญาณ.....	66
รูปที่ 3.4 โปรแกรม AppCAD for Windows สำหรับหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ.....	67
รูปที่ 3.5 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง.....	68
รูปที่ 3.6 ผลการเปรียบเทียบการปรับความกว้าง (W_p) ของสายนำสัญญาณ.....	71
รูปที่ 3.7 ผลการเปรียบเทียบการปรับความกว้างช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์	71
รูปที่ 3.8 ความกว้างและความยาวของวัสดุฐานรองของสายอากาศ.....	72
รูปที่ 3.9 ความกว้างและความยาวระนาบกราวด์ของสายอากาศโมโนโพล.....	73
รูปที่ 3.10 ผลการจำลองแบบค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	74
รูปที่ 3.11 ผลการจำลองแบบค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับค่า W และ L ตัวสายอากาศ.....	75
รูปที่ 3.12 ผลการจำลองแบบความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 9 GHz.....	76
รูปที่ 3.13 การเจาะร่องระนาบกราวด์รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ W_1 และ L_1	76
รูปที่ 3.14 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับค่า W_1 และ L_1 ของระนาบกราวด์.....	77
รูปที่ 3.15 ผลการจำลองแบบความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 8 GHz.....	78
รูปที่ 3.16 การเจาะร่องระนาบกราวด์รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ W_2 และ L_2	78
รูปที่ 3.17 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับค่า W_2 และ L_2 ของระนาบกราวด์.....	79
รูปที่ 3.18 ผลการจำลองแบบการตอบสนองค่าหน่วงเวลาของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	81
รูปที่ 3.19 ผลการจำลองแบบความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 9.21 GHz..	81
รูปที่ 3.20 การออกแบบโครงสร้างส่วนแผ่พลังงานของสายอากาศ.....	82
รูปที่ 3.21 การเปรียบเทียบค่าหน่วงเวลาของสายอากาศ 3 แบบ.....	82
รูปที่ 3.22 โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าต้นแบบตัวเดียว.....	83
รูปที่ 3.23 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะร่องรูปลูกศร.....	84

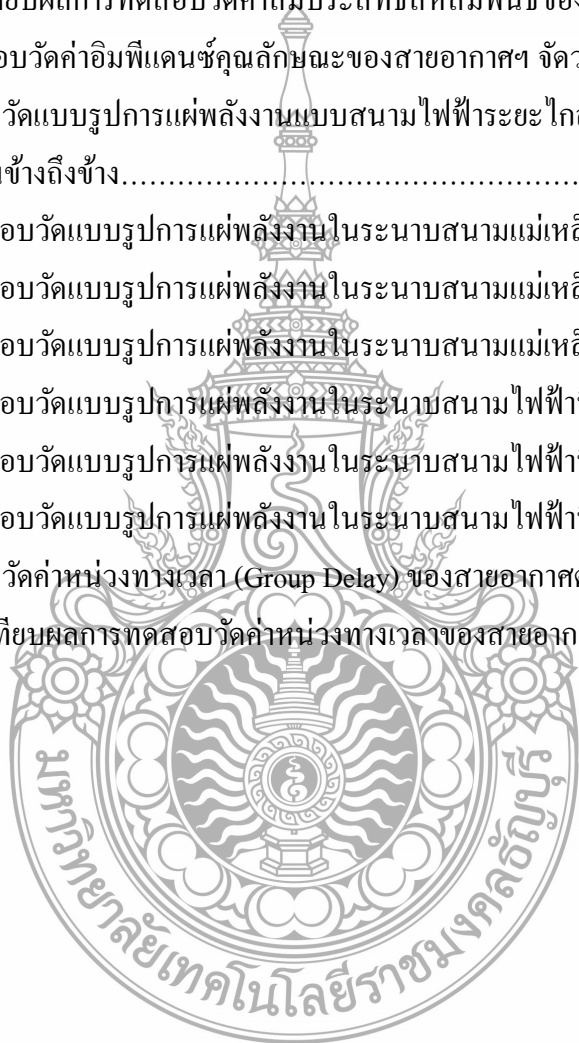
สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.24 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปลูกศร.....	84
รูปที่ 3.25 กำหนดช่วงเวลาของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปลูกศร.....	85
รูปที่ 3.26 ค่าอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปลูกศร.....	85
รูปที่ 3.27 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปลูกศรต้นแบบตัวเดียว.....	86
รูปที่ 3.28 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.1 GHz, 7GHz และ 10.6 GHz ในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก.....	86
รูปที่ 3.29 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่จัดวาง 4 แบบ.....	88
รูปที่ 3.30 ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อปรับระยะห่าง d ของสายอากาศในระยะต่างๆ.....	89
รูปที่ 3.31 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายอากาศ 4 แบบ...	90
รูปที่ 3.32 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ 4 แบบ..	91
รูปที่ 3.33 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าหน่วงเวลาของสายอากาศ 4 แบบ.....	91
รูปที่ 3.34 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าอัตราขยายของสายอากาศ 4 แบบ.....	92
รูปที่ 3.35 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศ 4 แบบ.	93
รูปที่ 3.36 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศฯ จัดวางแบบข้างถึงข้างที่ความถี่ 3.1 GHz, 7 GHz และ 10.6 GHz	94
รูปที่ 3.37 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามแม่เหล็กของของสายอากาศฯ จัดวางแบบข้างถึงข้างที่ความถี่ 3.1 GHz, 7 GHz และ 10.6 GHz	94
รูปที่ 4.1 การหาคณสมบัตินของสายอากาศด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า.....	96
รูปที่ 4.2 สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบโมโมชิ้นงานจริง.....	97
รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ 4 แบบ....	98
รูปที่ 4.4 การเปรียบเทียบผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายอากาศ 4 แบบ.....	99
รูปที่ 4.5 การทดสอบวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศฯ จัดวางแบบด้านข้างถึงข้าง.....	99

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.6	ค่าอัตราขยายของสายอากาศแบบฮอร์น (Double Ridged Model 3117) ที่ภาคส่ง.....	100
รูปที่ 4.7	การเปรียบเทียบผลการทดสอบวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศ 4 แบบ.....	102
รูปที่ 4.8	การเปรียบเทียบผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศ 4 แบบ.....	103
รูปที่ 4.9	ผลการทดสอบวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศฯ จัดวางแบบด้านข้างถึงข้าง	103
รูปที่ 4.10	การทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศฯ จัดวางแบบด้านข้างถึงข้าง.....	105
รูปที่ 4.11	ผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3.1 GHz...	105
รูปที่ 4.12	ผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 7 GHz.....	106
รูปที่ 4.13	ผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 10.6 GHz.	106
รูปที่ 4.14	ผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 3.1 GHz.....	107
รูปที่ 4.15	ผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 7 GHz.....	107
รูปที่ 4.16	ผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 10.6 GHz....	107
รูปที่ 4.17	การทดสอบวัดค่าหน่วงทางเวลา (Group Delay) ของสายอากาศต้นแบบ.....	108
รูปที่ 4.18	การเปรียบเทียบผลการทดสอบวัดค่าหน่วงทางเวลาของสายอากาศ 4 แบบ.....	108



คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

ΔL	Length extension
ϵ_{eff}	Effective dielectric constant
ϵ_r	Relative dielectric constant
λ	Wavelength
λ_g	Guide wavelength
λ_o	Free space wavelength
μ_o	Relative permittivity
σ	Conductivity
ω	Angular frequency
Γ	Reflection coefficient
BW	Band width
c	Speed of light
C, C_a, C_d, C_p	Capacitor
CCW	Counterclockwise
CST	Computer Simulation Technology
CW	Clockwise
D	Directivity
e_c	Conduction efficiency
e_d	Dielectric efficiency
e_r	Reflection (mismatch) efficiency
e_t	Total efficiency
f_b	Bandwidth Frequency
f_c	Center Frequency
f_H	High Frequency
f_L	Lower Frequency
f_o, f_r	Resonant frequency

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

FCC	Federal Communication Commission
g	Width of gap
G	Gain
GPR	Ground Penetrating Radar
G_r	Receiver of gain
G_t	Transceiver of gain
h	Thickest of substrate
$IEEE$	Institute of Electrical and Electronics Engineer
L_f	Long of transmission line
$MICs$	Microwave Integrated Circuit
$MIMO$	Multiple Input Multiple Output
P_{in}	Input Power
P_o	Output Power
P_r	Receiver Power
P_{rad}	Power density
P_t	Transceiver Power
q	Filling factor
R_r	Radiation resistance of the antenna
R_L	Loss resistance of the antenna
S_{11}, S_{22}	Reflection coefficient
S_{12}, S_{21}	Transmission coefficient
SNR	Signal to Noise Ratio
$\tan \delta$	Loss tangent
TM	Transverse mode
TEM	Transverse Electric and Magnetic
$VSWR$	Voltage Standing Wave Ratio

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

U	Radiation intensity
U_{max}	Maximum radiation intensity
UWB	Ultra Wide Band
W	Width
W_f	Width of transmission line
W_g	Width of ground
WLAN	Wireless Local Area Network
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WPAN	Wireless Personal Area Network
Z_{in}	Input Impedance
Z_L	Load Impedance
Z_0	Characteristic Impedance



บทที่ 1

บทนำ

เนื้อหาวิทยานิพนธ์ในบทนี้ประกอบด้วย ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาการวิจัย วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ ขอบเขตวิทยานิพนธ์ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ ซึ่งจะได้นำเสนอ ดังต่อไปนี้

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการติดต่อสื่อสารไร้สายที่มีการพัฒนารวดเร็วมาก มีการนำมาประยุกต์ใช้งานในการสื่อสารไร้สายในรูปแบบต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นการสื่อสารเคลื่อนที่ การสื่อสารดาวเทียม วิทยุสื่อสาร เพื่อนำมาใช้ประโยชน์ในงานด้านการศึกษา ด้านการแพทย์ ด้านการทหาร และที่สำคัญคือการสื่อสารในเชิงพาณิชย์ โดยได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องเพื่อตอบสนองความต้องการของผู้บริโภค ไม่ว่าจะเป็นทางด้านเทคนิคความถี่ เทคนิคทางด้านเวลาและการเทคนิคการเข้ารหัส เพื่อเพิ่มความสามารถในการรับส่งข้อมูลให้มีคุณภาพสูงขึ้นและมีอัตราการรับส่งข้อมูลที่มากขึ้น

ระบบการสื่อสารไร้สายระบบ MIMO (Multiple Input Multiple Output: MIMO) เป็นเทคนิคที่สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบสื่อสารไร้สายให้ดีขึ้นได้ ซึ่งเป็นเทคนิคที่มีการใช้สายอากาศแถวลำดับทั้งภาครับและภาคส่งมากกว่าหนึ่งต้นในการรับส่งข้อมูลหลายชุดพร้อมกันในเวลาเดียวกันโดยใช้ความถี่เดียวกัน โดยในเทคนิคระบบ MIMO จะมีการเพิ่มประสิทธิภาพในเรื่องคุณภาพการให้บริการ (Quality of Service: QoS) และอัตราเร็วในการส่งข้อมูลเนื่องจากระบบ MIMO อาศัยหลักการของการสลับเชิงตำแหน่ง (Spatial Multiplexing) และไดเวอร์ซิตี (Diversity) นอกจากนี้ ความจุช่องสัญญาณในระบบ MIMO สามารถเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตามจำนวนคู่ของสายอากาศระหว่างภาครับและภาคส่ง อย่างไรก็ตาม เนื่องจากระบบมีการใช้สายอากาศหลายๆ ต้นและอุปกรณ์สื่อสารที่นำไปใช้งานมีขนาดพื้นที่จำกัด การจัดวางสายอากาศจึงควรจัดวางในตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดเพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพสูงสุด โดยจะพิจารณาจากผลกระทบจากปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual coupling) ที่เกี่ยวข้องกับผลกระทบร่วมกันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแบบแถวลำดับซึ่งมีผลต่อตำแหน่งของการจัดวางสายอากาศโดยปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมจะพิจารณาจากค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{12} , S_{21}) ระหว่างสายอากาศแบบแถวลำดับที่กระทำร่วมกัน ซึ่งจะพิจารณาจากระยะห่างของสายอากาศและการวางสายอากาศที่แตกต่างกันเชิงมุมแต่ละตัวที่กระทำร่วมกัน นำไปพิจารณาประสิทธิภาพความเหมาะสมของโครงสร้างสายอากาศ

โดยวิทยานิพนธ์นี้สนใจการออกแบบและประยุกต์ใช้สายอากาศโมโนโพลมาใช้งาน ร่วมกับการสื่อสารไร้สายความถี่แถบกว้างยิ่ง (Ultra Wide Band: UWB) ที่รองรับระบบโมโมเพื่อเข้ามาเพิ่มประสิทธิภาพเทคโนโลยีติดต่อสื่อสารไร้สายความถี่แถบกว้างที่รองรับระบบโมโมแต่ในงานวิจัยที่ผ่านมาได้มีการสร้างสายอากาศโมโนโพลจากงานวิจัย [1-4] แบบสองย่านความถี่และย่านความถี่แถบกว้างซึ่งรองรับการนำมาใช้งานกับการสื่อสารไร้สายได้บางช่วงความถี่เท่านั้น ดังนั้นจึงมีการพัฒนาสายอากาศโมโนโพล

จากงานวิจัย [1-4] แบบเดิมให้สามารถใช้งานในย่านความถี่แถบกว้างยิ่งนำไปใช้งานในด้านการสื่อสารหลายรูปแบบในปัจจุบัน

จากปัญหาดังกล่าววิทยานิพนธ์นี้จึงมีวัตถุประสงค์ในการพัฒนา ออกแบบและสร้างสายอากาศแบบโมโนโพลต้นแบบสำหรับการสื่อสารไร้สายความถี่แถบกว้างยิ่งที่รองรับระบบโมโม เพื่อให้สามารถตอบสนองความถี่แถบกว้างยิ่ง ตามมาตรฐาน IEEE802.11a และ IEEE802.15.3a มีการใช้เทคนิคการเซาะร่องระนาบกรวดร่วมในการออกแบบสายอากาศ เพื่อศึกษาผลตอบสนองของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงาน อัตราการขยาย แบนด์วิดท์ และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เหมาะสมที่สุดโดยใช้โปรแกรม CST (Computer Simulation Technology)

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1.2.1 ศึกษาทฤษฎีและคุณสมบัติของสายอากาศโมโนโพลแบบคู่เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบโมโม

1.2.2 ศึกษาเทคนิคการลดผลกระทบปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual Coupling) ของสายอากาศแบบคู่

1.2.3 เพื่อประยุกต์ใช้ทฤษฎีคุณสมบัติของสายอากาศโมโนโพลแบบคู่ร่วมกับเทคนิคการลดผลกระทบปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual Coupling) ของสายอากาศระบบโมโมในการออกแบบและสร้างสายอากาศโมโนโพล

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบและสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรและการลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม เพื่อประยุกต์ใช้งานระบบโมโมสำหรับย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง

1.3.2 สายอากาศต้นแบบตอบสนองมาตรฐาน IEEE 802.11a และ IEEE802.15.3a

1.3.3 สามารถลดผลกระทบปรากฏการณ์เชื่อมต้อร่วม (Mutual Coupling) โดยใช้เทคนิคการวางระยะห่างขององค์ประกอบและการวางแบบเชิงมุม

1.3.4 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบมีลักษณะเป็นการแผ่แบบสองทิศทาง มีอัตราขยาย (Gain) มากกว่า 3 dBi

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

1.4.1 ศึกษาทฤษฎีและคุณสมบัติของสายอากาศโมโนโพลที่นำไปประยุกต์ใช้งานในระบบไมโม

1.4.2 ศึกษาการลดปรากฏการณ์เชื่อมต้อร่วมที่มีผลต่อตำแหน่งของการวางสายอากาศแบบคู่ให้ระบบมีประสิทธิภาพเหมาะสมที่สุด

1.4.3 ศึกษาการใช้งานโปรแกรม CST เพื่อใช้ในการวิเคราะห์แบบจำลอง

1.4.4 ทำการออกแบบสายอากาศต้นแบบเพื่อประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สายความถี่แถบกว้างยิ่งที่รองรับระบบไมโม

1.4.5 ทำการวิเคราะห์สัญญาณจากผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST

1.4.6 ทำการสร้างสายอากาศต้นแบบจากผลการจำลองแบบที่สามารถใช้งานได้ทางปฏิบัติ

1.4.7 วิเคราะห์เปรียบเทียบผลการวัด การจำลองแบบและสรุปผลการวิจัย

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 มีความรู้ความเข้าใจทฤษฎีและคุณสมบัติของสายอากาศโมโนโพลที่นำไปประยุกต์ใช้งานในระบบไมโม

1.5.2 มีความเข้าใจในการใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศ

1.5.3 สามารถพัฒนาสายอากาศแบบโมโนโพลประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สายความถี่แถบกว้างที่รองรับระบบไมโม

1.5.4 ได้แนวทางในการลดผลกระทบปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual Coupling) และ
วางสายอากาศแบบแถวลำดับเพื่อให้ใช้งานในทางปฏิบัติได้อย่างเหมาะสมในระบบโมโม

1.5.5 นำความรู้ที่ได้ไปพัฒนาสายอากาศรูปแบบอื่นๆ ได้



บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะแบ่งออกเป็น 4 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนแรกจะเป็นการทบทวนวรรณกรรมงานวิจัยที่ผ่านมาที่ได้มีแนวคิดเสนอวิธีการเพิ่มแบนด์วิดท์และการแก้ไขปัญหาการลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมของสายอากาศแบบแถวลำดับ ส่วนที่สองจะกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศชนิดต่างๆ และสายอากาศแบบระนาบร่วมโดยมีรายละเอียดแสดงถึงลักษณะทางกายภาพของสายอากาศโครงสร้างสายอากาศวิธีการป้อนสัญญาณ ส่วนที่สามกล่าวถึงเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ ส่วนสุดท้ายความเป็นมาของเทคโนโลยีไมโมที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

2.1 ทบทวนวรรณกรรม

ในด้านงานวิจัยที่ผ่านมาทางผู้วิจัยได้นำเสนองานวิจัยเรื่อง สายอากาศโมโนโพลรูปขวดโหลสำหรับประยุกต์ใช้งานย่าน WLAN/WiMAX ได้ใช้เทคนิคการเจาะร่องที่ตัวสายอากาศและการเพิ่มระดับที่ด้านบนของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เพื่อให้ได้ย่านความถี่ที่นำไปใช้งาน WLAN/WiMAX นำโครงสร้างสายอากาศต้นแบบ [1, 2] มาสร้างสายอากาศต้นแบบจริง จากผลการวัดและทดสอบพบว่าสายอากาศมีแบนด์วิดท์ร้อยละ 62.58 (3.12-6.98 GHz) และงานวิจัยต่อมาเรื่องการปรับจูนสายอากาศโมโนโพลแบบแถวลำดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะร่องรูปลูกศรด้วยเทคนิคการเพิ่ม ระดับและเจาะร่องบริเวณระนาบกราวด์สำหรับการประยุกต์ใช้งานระบบการสื่อสารย่านไร้สายแบบไมโม [3, 4] นำโครงสร้างสายอากาศต้นแบบมาสร้างสายอากาศต้นแบบจริง ผลการวัดและทดสอบพบว่าผลตอบสนองต่อย่านความถี่ใช้งานมี 3 ช่วง คือ ที่พอร์ตที่ 1 มีช่วงความถี่ต่ำ 1.54-3.01 GHz ช่วงความถี่กลาง 4.32-5.41 GHz และช่วงความถี่สูง 6.18 - 7.00 GHz สำหรับพอร์ตที่ 2 มีช่วงความถี่ต่ำ 1.24-2.98 GHz ช่วงความถี่กลาง 4.35-5.52 GHz และช่วงความถี่สูง 6.23-7.00 GHz

จากผลงานของผู้วิจัยดังกล่าวมาเนื่องจากการสื่อสารมีการนำสายอากาศไปใช้งานกับการสื่อสารหลายย่านความถี่ โดยวิทยานิพนธ์นี้สนใจการออกแบบและประยุกต์ใช้สายอากาศโมโนโพลมาใช้งานร่วมกับการสื่อสารไร้สายความถี่แถบกว้างยิ่งที่รองรับระบบไมโม เพื่อเข้ามาเพิ่มประสิทธิภาพเทคโนโลยีติดต่อสื่อสารไร้สายความถี่แถบกว้างยิ่งที่รองรับระบบไมโม จึงมีการศึกษาจากงานวิจัยที่ผ่านมาดังต่อไปนี้

J.Yea Jan และคณะ[5] ได้ออกแบบสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วม ได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับตอบสนองย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง จากผลการวัดและการทดสอบได้ย่านความถี่ 2.28-

14.9 GHz สายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 40×40 มม² โดยใช้เทคนิคการเจาะร่องแบบชั้นบันไดที่ระนาบกราวด์และตัวสายอากาศ ข้อดีคือ เทคนิคการเจาะร่องแบบชั้นบันไดที่ระนาบกราวด์และตัวสายอากาศ ทำให้ได้ย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง

H.Kuk และคณะ [6] ออกแบบบนแผ่นฟิล์ม PET สำหรับย่านความถี่แถบกว้างยิ่งยวด ได้ใช้เทคนิคการเจาะร่องแบบชั้นบันไดที่ระนาบกราวด์ ซึ่งได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับตอบสนองย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง จากการทดสอบได้ย่านความถี่ 1.57-14.9 GHz สายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 30×30 มม² ข้อดีคือ เทคนิคการเจาะร่องแบบชั้นบันไดที่ระนาบกราวด์ ทำให้ได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับตอบสนองย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง

ปวีร์ ชัยบุญ และคณะ [7] สายอากาศโมโนโพลรูปลิ่มเหลี่ยมบนระนาบสร้างเงาที่มีช่องว่างไม่สมมาตรและ สดดับ โหลดแบบชั้นสำหรับย่านความถี่แถบกว้างยิ่งยวด ได้ใช้เทคนิคการปรับแต่งสดดับ โหลดแบบชั้นบันไดที่ระนาบกราวด์ ซึ่งได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับตอบสนองย่านความถี่แถบกว้างยิ่งยวด จากการวัดและทดสอบได้ย่านความถี่ 3.03-13.81 GHz สายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 30×33 มม²

Md.Saad-Bin-Alam และคณะ [8] ได้นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปรูปลิ่มเหลี่ยมพื้นผ้าที่มีการเจาะร่องรูปลูกศรในส่วนแผ่พลังงานของสายอากาศ ที่รองรับย่านความถี่ 2.45 GHz มีอัตราขยายสายอากาศ 9.67 dBi สายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 49.384×42.629 มม² ข้อดีคือ การเจาะร่องรูปลูกศรช่วยลดค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ จากสายอากาศสี่เหลี่ยมพื้นผ้าแบบเดิมมีค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ -28.005 dB หลังจากทำการเจาะร่องรูปลูกศรในส่วนแผ่พลังงานของสายอากาศ ให้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเป็น -41.284 dB

A.Imran Najam และคณะ [9] ได้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแบบมัลติอินพุตมัลติเอาต์พุตสำหรับกริดสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง นำเสนอการวางสายอากาศที่ต่างกันเชิงมุม 2 ระบบ โดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการจำลองโครงสร้างสายอากาศสายอากาศมีความกว้างและความยาวขนาด 43×80 มม² ใช้วัสดุฐานรองแบบ FR4 มีความหนาเท่ากับ 0.8 มม ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.3 มีความถี่ใช้งานได้ในช่วง 3.0-12.0 GHz มีอัตราขยายโดยเฉลี่ยเท่ากับ 4 dBi และค่า Mutual Coupling น้อยกว่า -10 dB ซึ่งจากการศึกษาจะเห็นว่ามี การปรับระยะห่างสายอากาศทั้งสองตัว (d) รัศมีวงกลม (R) และวางสายอากาศต่างกันแบบเชิงมุมระบบที่ 2 แบบ Orthogonal มีประสิทธิภาพดีที่สุด ข้อดีคือ มีค่าสหสัมพันธ์น้อย สามารถลดขนาดความกว้างและความยาวของสายอากาศลง 68.3×43 มม²

A.Imran Najam และคณะ [10] นำเสนอการออกแบบ และศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศในระบบการสื่อสารแบบ UWB-MIMO ซึ่งได้ออกแบบสายอากาศจำนวนสองพอร์ตที่มีการผสมเข้าด้วยกันระหว่างสายอากาศแบบ โมโน โพลีเลียมแบบ Stepped patch กับสายอากาศโมโน โพลีแบบวงแหวนมีขนาดความกว้างและความยาว 30×85 มม² มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 และความหนาของวัสดุตัวนำ 1.6 มม. จากการศึกษาพบว่า การลดขนาดของระยะห่าง (d) ระหว่างตัวสายอากาศทั้งสองทำให้ค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อยิ่งมีค่าเพิ่มขึ้น จึงทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศลดลงไปด้วยและเมื่อระยะห่าง d เท่ากับ 20 มม. จะทำให้สายอากาศสามารถตอบสนองต่อความถี่ในช่วง 3.1-10.6 GHz และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient) มีค่าน้อยกว่า 0.025 ข้อดีคือ นำการปรับระยะห่าง และการเจาะรูที่ส่วนแผ่กระจายของสายอากาศ มาใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

M.Jusoh และคณะ [11] นำเสนอการออกแบบสายอากาศที่วางระยะห่างแบบเชิงมุม 3 แบบ และวิเคราะห์ประสิทธิภาพการแผ่พลังงานของสายอากาศในระบบการสื่อสารแบบ UWB-MIMO สายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 91×38 มม² ใช้วัสดุฐานรองแบบ Taconic TLY-5 มีความหนาเท่ากับ 1.5748 มม. มีความถี่ใช้งานได้ในช่วง 3.1-10 GHz ข้อดีคือ สายอากาศแบบที่ 3 (0° -U) มีค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อยิ่งน้อยที่สุด จึงนำส่วนนี้มาพิจารณาในการทำวิทยานิพนธ์นี้

M.Tuan Dao และคณะ [12] นำเสนอการจำลองแบบและการเปรียบเทียบความแตกต่างในการวางระยะห่างของสายอากาศแบบเชิงมุมเทียบกับผลปรากฏการณ์เชื่อมต่อยิ่งที่ความยาวคลื่น 0λ ถึง 2λ ผลปรากฏว่าสายอากาศที่วางต่างกันแบบแนวตั้งและแนวนอน (V/H) จะมีค่าของปรากฏการณ์เชื่อมต่อยิ่งลดลงเมื่อระยะห่างของสายอากาศเพิ่มมากขึ้นและมีประสิทธิภาพดีกว่าการวางด้วยระยะห่างเชิงมุมของรูปแบบอื่น

D.Manteuffel [13] นำเสนอการออกแบบสายอากาศเรื่อง MIMO Antenna Design Challenges ได้ศึกษาถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นต่อค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อยิ่งในการวางระยะห่างของสายอากาศที่ความยาวคลื่น 0λ ถึง 2.5λ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้สนใจการวางระยะห่างของสายอากาศช่วงความยาวคลื่นประมาณ 0.5λ ถึง 0.8λ ซึ่งจะหาค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อยิ่งที่ต่ำและให้ขนาดความยาวของสายอากาศที่ไม่ใหญ่กว่างานวิจัย [9-11]

2.2 ความหมายของสายอากาศ [14]

สายอากาศ คืออุปกรณ์สำหรับรับและส่งคลื่น ความถี่วิทยุ (Radio Frequency) ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและในทางกลับกันก็เปลี่ยนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นพลังงานไฟฟ้าเช่นกัน โดยจะส่งข้อมูลไปยังที่ต้องการข้อมูล โดยใช้อากาศเป็นตัวกลางหรือที่เรียกว่า

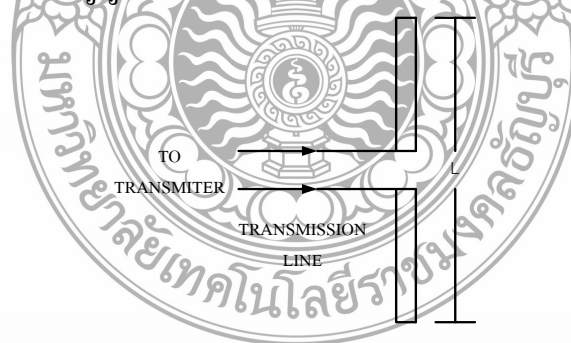
การเชื่อมต่อแบบไร้สาย อาจกล่าวได้ว่าการเชื่อมต่อที่ไร้สายนั้นจำเป็นต้องมีสายอากาศไว้ใช้งานเสมอ เดิมสายอากาศเรียกว่า เสาอากาศ เพราะลักษณะที่เป็นรูปเสาและความคุ้นเคยโดยส่วนใหญ่กับรูปแบบของสายอากาศที่วิ ดังนั้นสายอากาศจึงอธิบายได้ว่าเป็นเสาอากาศที่มีขนาดเล็กจนไม่แสดงลักษณะเป็นเสาอีกถูกสร้างอยู่บนระนาบโลหะเพื่อให้สามารถกรรูปไว้ใช้งานได้และถูกเรียกว่า “สายอากาศ” ในที่สุด

2.3 ทฤษฎีสายอากาศไดโพล [14]

2.3.1 สายอากาศไดโพลและไดโพลอุดมคติ

สายอากาศไดโพล (Dipole antenna) เป็นสายอากาศที่มีความนิยมน้อยมาก และมีโครงสร้างง่ายที่สุดประกอบด้วยเส้นลวดสองเส้นที่มีความยาว L วางเป็นแนวเส้นตรงดังรูปที่ 2.1 โดยจุดกึ่งกลางของตัวไดโพลจะประกอบเข้ากับเครื่องส่งโดยใช้สายส่งเป็นตัวกลางเพื่อที่จะทำการเชื่อมต่อเครื่องส่งจะจ่ายสัญญาณเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปยังสายอากาศ กระแสของสัญญาณจะไหลไปยังหัวหนึ่งของไดโพลและไหลกลับมายังหัวหนึ่งของไดโพลดังแสดงดังรูปที่ 2.1 ซึ่งมีทิศทางตรงกันข้ามกับทิศทางของกระแสที่ส่งไปยังหัวแรกของไดโพล

การแจกแจงรูปของกระแส (Current distribution) ซึ่งจะแสดงให้เห็นว่าขนาดของสัญญาณกระแสสลับที่เกิดขึ้นตลอดความยาวของสายอากาศไดโพล ซึ่งมีค่าไม่เท่ากัน โดยที่ปลายทั้งสองจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่จะมีค่าสูงสุดอยู่ที่จุดกลางหรือจุดอื่นๆ บนตัวไดโพล ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความยาวของไดโพลและความถี่ของสัญญาณที่มาจากเครื่องส่ง



รูปที่ 2.1 สายอากาศแบบไดโพลและไดโพลอุดมคติ (Ideal dipole) [14]

สายอากาศอุดมคติซึ่งใช้ประโยชน์ในการศึกษาสายอากาศชนิดอื่นๆ สามารถพิจารณาให้เป็นส่วนประกอบเล็กๆ ของความยาวไดโพล (Infinitesimal dipole) ที่มีการแจกแจงรูป

ของกระแสที่เท่ากันตลอดความยาวคุณลักษณะทางทฤษฎีของไดโพลอุดมคติ จะประมาณให้มีค่าทางไฟฟ้าเท่ากับสายอากาศไดโพลที่มีขนาดเล็กๆ

2.3.1 แบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation pattern)

แบบรูปการแผ่พลังงาน คือ การแสดงรูปแบบของกำลังงานที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศเป็นรูปภาพ 3 มิติ ที่วัดได้ในบริเวณสนามระยะไกล (Far field region) คุณสมบัติการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศเป็นฟังก์ชันของพิกัดเชิงตำแหน่ง (Space coordinates) บริเวณของสนามระยะไกลคือ บริเวณที่ไกลเพียงพอสำหรับการวัดแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน ซึ่งจะไม่ขึ้นอยู่กับระยะทางที่อยู่ห่างจากสายอากาศ แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศใดๆ สามารถที่จะทราบได้ด้วยการวัดทดลองและถ้าเราทราบลักษณะการแจกแจงรูปของกระแสบนตัวสายอากาศ ก็จะสามารถคำนวณหาจากการคำนวณได้เช่นเดียวกัน การวัดแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศ จะทำการวัดที่บริเวณสนามระยะไกล (Far field region) โดยสามารถคำนวณจากสมการ

$$R > 2D^2 / \lambda \quad (2.1)$$

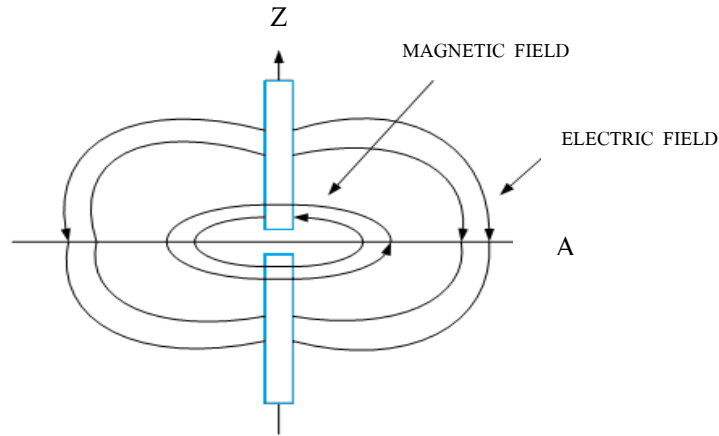
เมื่อ R คือ ระยะของสนามระยะไกล

D คือ ความยาวสูงสุดของสายอากาศ

λ คือ ความยาวคลื่นของสายอากาศ

แบบรูปการแผ่พลังงานจะเป็นตัวแสดงถึงการกระจายพลังงานออกไปตามฟังก์ชันของทิศทางของสัญญาณที่ส่งออกไปจากสายอากาศ ซึ่งแสดงถึงระดับสัมพันธ์ของกำลังงานที่ส่งออกไปซึ่งเป็นฟังก์ชันของทิศทาง ถึงแม้ว่าจะใช้คำว่า “การแผ่กระจายกำลังงาน” กับแบบรูปที่ใช้กับสายอากาศส่ง แต่ความจริงจะเป็นแบบรูปอันเดียวกันกับแบบรูป “การรับคลื่น” ในกรณีที่เป็นสายอากาศรับด้วยแล้ว ตามทฤษฎีภาวะย้อนกลับ (Reciprocity theorem) ถึงแม้ว่าแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานที่สมบูรณ์จะเป็นฟังก์ชันแบบ 3 มิติ แต่ทั่วไปจะใช้งานกันเพียง 2 มิติ ก็เพียงพอที่จะบอกคุณลักษณะของสายอากาศที่มีทิศทางได้ การวัดในแต่ละมิติจะวัดในแต่ละระนาบที่ตั้งฉากกัน คือระนาบที่ขนานกับสนามไฟฟ้า (E-plane) และระนาบที่ขนานกับสนามแม่เหล็ก (H-plane) ดังรูปที่ 2.2 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานในระนาบหนึ่งๆ นั้นสามารถวัดได้โดยการหมุนสายอากาศในระนาบนั้นๆ ขณะที่ระดับของกำลังงานที่รับได้ จะเป็นฟังก์ชันการหมุนของสายอากาศ เพื่อให้ได้แบบรูปการ

แต่กระจายกำลังงานที่ถูกต้องควรจะจัดสภาพแวดล้อมที่อยู่รอบสายอากาศที่จะทำการวัดให้ปราศจากวัตถุใดๆ ที่อาจจะทำให้เกิดการสะท้อนสัญญาณและส่งกลับไปยังสายอากาศที่ทำการวัดอยู่



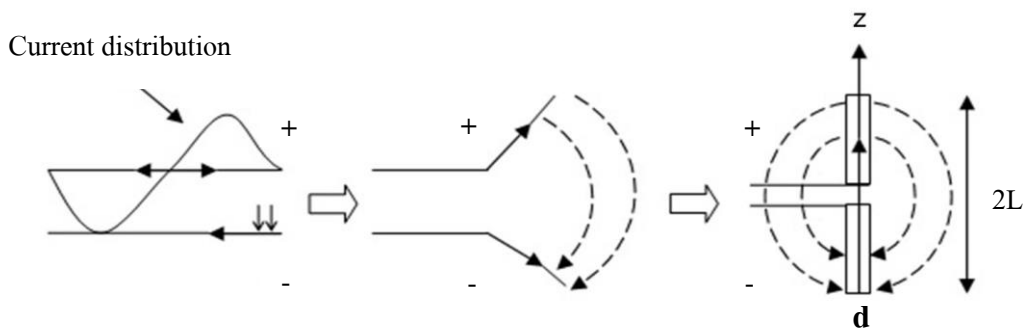
รูปที่ 2.2 ระบายสนามไฟฟ้าและระบายสนามแม่เหล็กของสายอากาศไดโพล [14]

2.4 ทฤษฎีสายอากาศโมโนโพล [15]

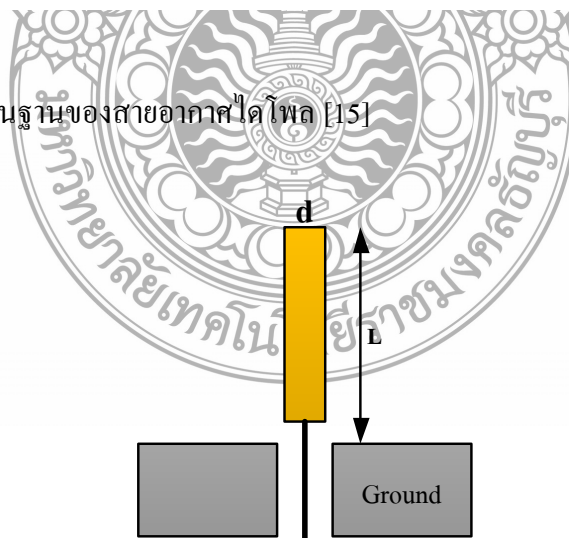
ปัจจุบันสายอากาศที่ทำงานในระบบการสื่อสารแบบไร้สายที่ถูกนำมาใช้มากที่สุดคือสายอากาศโมโนโพล (Monopole antenna) โดยสายอากาศแบบปลอก (Sleeve antenna) คือสายอากาศโมโนโพลนิยมใช้มากที่สุดเพราะมีคุณลักษณะเป็นแถบกว้าง (Broadband characteristics) และเป็นสายอากาศชนิดหนึ่งที่โครงสร้างไม่ยุ่งยาก บางครั้งเรียกสายอากาศชนิดนี้ว่า สายอากาศแบบเส้น (Whip antenna) ทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่นติดตั้งอยู่บนระนาบกราวด์แบบอนันต์ ซึ่งสายอากาศนี้จะมีคุณลักษณะคล้ายกับสายอากาศไดโพล ในทางปฏิบัติสายอากาศโมโนโพลมีความยาวครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล ถ้าระบบกราวด์ที่กว้างจะทำให้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแตกต่างจากระนาบกราวด์แบบอนันต์

สายอากาศโมโนโพล เป็นการพัฒนารูปแบบและการทำงานจากสายอากาศไดโพลที่ทำงานแบบสองขั้ว พื้นฐานการทำงานของสายอากาศไดโพลดังรูปที่ 2.3 โครงสร้างจะเป็นสายส่งสองตัวนำปลายเปิดสองเส้น จุดที่มีความยาวจากปลายสุดเท่ากับ $\lambda/4$ เมื่อโค้งหรือหักงอให้ปลายสายมีลักษณะบานออกหรือหันไปทางตรงข้ามนั้น จะทำให้สายตัวนำเกิดการแผ่กระจายคลื่นออกไป ซึ่งเรียกว่าสายอากาศไดโพล ความยาวทั้งหมดของสายอากาศไดโพลเท่ากับ $\lambda/2$ ของความถี่ที่ใช้งาน ส่วนสายอากาศโมโนโพลจะใช้ตัวนำด้านบนเพียงตัวเดียวที่เป็นตัวแผ่กระจายคลื่น เท่ากับ $\lambda/4$ แต่สายอากาศไดโพลจะเป็นเท่ากับ $\lambda/4$ ทั้งสองข้าง สามารถพิจารณาได้ว่าสายอากาศโมโนโพลอาศัย

หลักการทํางานครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพลและมีระนาบกราวด์เข้ามาทดแทน อีกครึ่งหนึ่งเพื่อให้กระบวนการทํางานสมบูรณ์ จากรูปที่ 2.4 สายอากาศโมโนโพล จะป้อนสัญญาณเพียงขั้วเดียวและจะใช้ระนาบกราวด์แทนขั้วที่เหลือ แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศโมโนโพลจะคล้ายกับสายอากาศไดโพล ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับขนาดของระนาบกราวด์ ซึ่งในทางอุดมคติแล้วระนาบกราวด์ของสายอากาศโมโนโพลจะเป็นระนาบกราวด์สมบูรณ์แบบและเป็นอนันต์ ส่งผลให้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นมีเพียงด้านบน หรือเพียงครึ่งด้านบนของสายอากาศไดโพล แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะพบว่าไม่สามารถออกแบบระนาบกราวด์ได้ตามอุดมคติ ดังนั้นระนาบกราวด์สายอากาศโมโนโพลในทางปฏิบัติจึงเล็กกว่าทางทฤษฎีมาก จึงทำให้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเกิดการเปลี่ยนทิศทางออกไปทางด้านหลังของระบบกราวด์ด้วย หากออกแบบให้สายอากาศโมโนโพล มีระนาบกราวด์ขนาดเล็กมากๆ จะพบว่าแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นมีลักษณะคล้ายกับสายอากาศไดโพล



รูปที่ 2.3 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไดโพล [15]



รูปที่ 2.4 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศโมโนโพล

2.5 พารามิเตอร์ที่สำคัญของสายอากาศที่ใช้ในงานวิจัย

2.5.1 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) [16]

อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง หมายถึง ค่าอัตราส่วนของค่าสูงสุดต่อค่าต่ำสุดของแรงดันหรือกระแสบนสายนำสัญญาณ ดังสมการที่ (2.2)

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

สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน ยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนผลต่างและผลรวมระหว่างโหนดกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ดังสมการที่ (2.3)

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.3)$$

เมื่อ Γ คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

V_r คือ แรงดันสะท้อนกลับ

V_i คือ แรงดันตกกระทบ

Z_L คือ โหนดอิมพีแดนซ์

Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ในกรณีที่ต่อไว้ด้วยแมตซ์ชิงโหนดนั้น ค่า

VSWR เป็น 1 ซึ่งเป็นค่าที่ดีที่สุด

2.5.2 การสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) [16]

การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแสดงค่ากำลังที่สูญเสียที่โหนด เมื่ออิมพีแดนซ์ของสายส่งและสายอากาศไม่แมตซ์ซึ่งกัน การสูญเสียย้อนกลับมีความสัมพันธ์กับ VSWR ซึ่งเป็นการแสดงการแมตซ์ชิงอิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งกับสายอากาศตามสมการ โดยการสูญเสียย้อนกลับสามารถหาได้จากสมการที่ (2.4)

$$S_{11} = -20 \log_{10} |\Gamma| \text{ (dB)} \quad (2.4)$$

สำหรับการแมตซ์ชิงอิมพีแดนซ์ที่สมบูรณ์ระหว่างสายส่งและสายอากาศ เมื่อ $\Gamma = 0$ ค่าการสูญเสียย้อนกลับเป็นอนันต์ แสดงว่าไม่มีกำลังงานสะท้อนกลับ ในทำนองเดียวกันเมื่อ $\Gamma = 1$ ค่าการสูญเสียย้อนกลับจะเป็น 0 dB ซึ่งแสดงว่าไม่มีกำลังสะท้อนกลับ

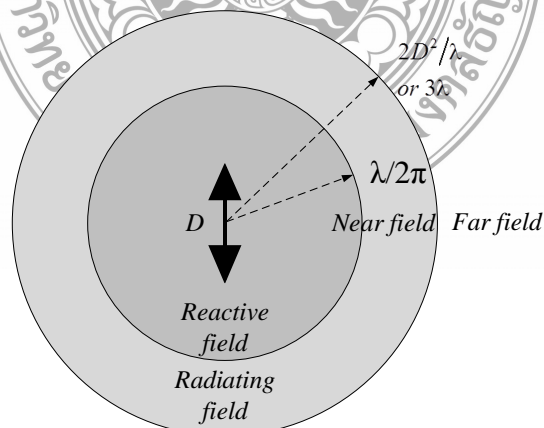
2.5.3 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Wave radiation pattern) [16]

แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ เป็นการนำเสนอคุณสมบัติในการแผ่กำลังงานของสายอากาศในรูปฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ตามพิกัดตำแหน่ง (Space coordination) การพิจารณาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นมี 3 ระยะ คือที่ระยะใกล้รีแอคทีฟ (Reactive near field) สนามการแผ่กระจายคลื่นระยะใกล้ (Radiating near field) และบริเวณการแผ่กระจายคลื่นสนามระยะไกล (Far-field) โดยแต่ละบริเวณจะพิจารณาจากระยะห่างจากสายอากาศออกไปรอบๆ เป็นรัศมีเท่าใด ซึ่งพิจารณาได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 การแผ่กระจายคลื่นในระยะต่างๆ

ขนาดของสายอากาศ (D)	$D \ll \lambda$	$D \approx \lambda$	$D \gg \lambda$
สนามรีแอคทีฟระยะใกล้	$r < \lambda/2\pi$	$r < \lambda/2\pi$	$r < \lambda/2\pi$
สนามการแผ่ระยะใกล้	$\lambda/2\pi < r < 3\lambda$	$\lambda/2\pi < r < 3\lambda$ และ $2D^2/\lambda$	$\lambda/2\pi < r < 2D^2/\lambda$
สนามระยะไกล	$r > 3\lambda$	$r > 3\lambda$ และ $2D^2/\lambda$	$r > 2D^2/\lambda$

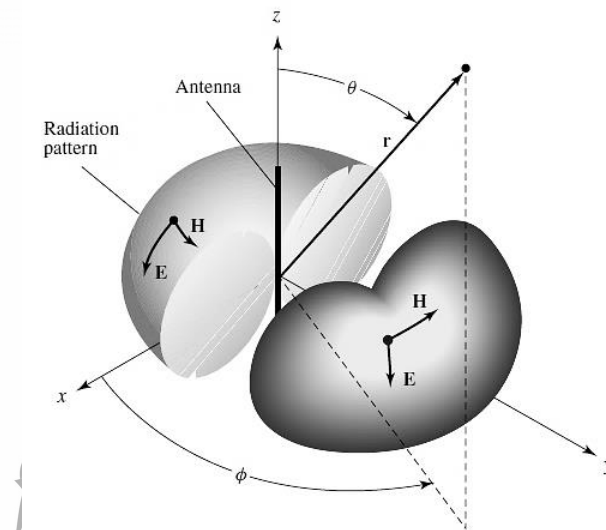
เมื่อ D เป็นขนาดที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ λ เป็นความยาวคลื่นที่พิจารณา และ r เป็น รัศมีหรือระยะห่างจากสายอากาศ เพื่อให้เห็นถึงสนามแต่ละบริเวณจึงแสดงในรูปของการแผ่กระจายคลื่นในแต่ละตำแหน่งและทิศทางที่เป็นแบบสองมิติ ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งของการสังเกตตลอดบริเวณรอบๆ สายอากาศ



รูปที่ 2.5 บริเวณสนามการแผ่กระจายคลื่นจากสายอากาศ [16]

ดังนั้น เส้นการกวาดของการแผ่กระจายคลื่นที่ตำแหน่งรัศมีคงที่ และรอบสายอากาศ เรียกว่า แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Radiation pattern) ในการแสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น สามารถแสดงได้ทั้งแบบสองมิติ และสามมิติ แต่มักนิยมรูปแบบสองมิติก็พอเพียงต่อการพิจารณา คุณลักษณะการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ออกไปรอบตัวเท่ากันหมดหรือรอบทิศทางที่เท่ากันหมดเรียกว่า การแผ่กระจายคลื่นแบบไอโซโทรปิก (Isotropic) ซึ่งเป็นแบบรูปในอุดมคติที่มีการพิจารณาจากสายอากาศไดโพลขนาดเล็กจิ๋ว ส่วนแบบรูปที่ได้จากสายอากาศไดโพลในอุดมคตินั้น จะเป็นสายอากาศแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional antenna) ดังรูปที่ 2.6 นอกจากนี้ หากแบบรูปมีการเปลี่ยนหรือเบนไปก็จะพิจารณาแบบมีทิศทาง (Direction)



รูปที่ 2.6 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางในระนาบ [16]

2.5.4 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency) [17]

ประสิทธิภาพของสายอากาศเป็นพารามิเตอร์ที่รวมประสิทธิภาพการสูญเสียที่สายอากาศและในโครงสร้างของสายอากาศ การสูญเสียต่างๆ หาได้จาก ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับจากการไม่แมตซ์ซึ่งระหว่างสายส่งกับสายอากาศ การสูญเสียจากตัวนำและฉนวน ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศสามารถเขียนเป็นสมการที่ (2.5)

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

เมื่อ e_t คือ ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ

e_r คือ $(1-|\Gamma|^2)$ ประสิทธิภาพการสะท้อนกลับเนื่องจากการไม่แมตซ์ซึ่ง
 e_c คือ ประสิทธิภาพของตัวนำ
 e_d คือ ประสิทธิภาพของฉนวน (dielectric)
 โดยทั่วไป e_c และ e_d จะรวมเป็นตัวเดียวกันตามสมการที่ (2.6)

$$e_{cd} = e_c e_d = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (2.6)$$

เมื่อ R_r คือ ความต้านทานจากการแผ่พลังงานคลื่นออกไป
 R_L คือ ความต้านทานที่โหลด

2.5.5 สภาพเจาะงทิศทาง (Directivity) [17]

สภาพเจาะงทิศทางเป็นการบอกความสามารถเชิงทิศทางของสายอากาศเป็นอัตราส่วนระหว่างความเข้มของการแผ่พลังงานในทิศทางที่สนใจกับความเข้มของการแผ่พลังงานโดยเฉลี่ย เมื่อมีการแผ่พลังงานออกไปรอบทิศทางอย่างเท่าเทียมกัน โดยไม่คิดกำลังส่วนที่สูญเสียไป ดังสมการที่ (2.7)

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

เมื่อ D คือ สภาพเจาะงทิศทางของสายอากาศ
 U คือ ความเข้มของการแผ่กำลังงาน
 U_t คือ ความเข้มของการแผ่กำลังงานเฉลี่ย
 P_{rad} คือ กำลังงานที่สายอากาศแผ่ออกไป

โดยทั่วไปไม่กำหนดทิศทางใช้สภาพเจาะงทิศทางในทิศทางที่สายอากาศแผ่พลังงานได้ดีที่สุด (D_o)

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

2.5.6 อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) [17]

อัตราขยายของสายอากาศเป็นความสัมพันธ์ที่ได้จากสภาพเจาะจง โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่สภาพเจาะจงทิศทางแสดงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น การคิดอัตราขยายของสายอากาศ วัดเทียบกับสายอากาศอ้างอิง โดยอัตราขยายของสายอากาศส่ง คือกำลังส่งอัตราส่วนระหว่างความเข้มสนามตามทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุดเมื่อเทียบกับความเข้มสนามที่จุดเดียวกันของสายอากาศอ้างอิง หรือแสดงในรูปของอัตราส่วนของค่าพลังงานที่ต้องใช้ในการส่งของสายอากาศทั้งสอง เพื่อให้เกิดความเข้มสนามขนาดเท่ากัน (ณ จุดเดียวกัน) ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นที่มากที่สุด หรืออัตราขยายของสายอากาศรับ คืออัตราส่วนระหว่างค่าความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง ณ จุดตั้งสายอากาศที่เดียวกัน

การใช้สายอากาศอ้างอิงมักเป็นแบบไดโพลขนาด $\lambda/2$ หรือแบบไอโซโทรปิก (Isotropic) ซึ่งมีลักษณะพิเศษ คือ กระจายคลื่นได้รอบตัวทุกทิศในปริมาณที่เท่ากัน อัตราขยายกำลัง (Power gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้ นั้นจะมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อ (หาร) กำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่งเมื่อไม่กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปเกิดอัตราขยายกำลังในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุดดังสมการที่ 2.9

$$Gain = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.9)$$

เมื่อ $U(\theta, \phi)$ คือ ความแรงของการแพร่กระจายคลื่น

P_{in} คือ กำลังงานที่ป้อนให้กับ ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย

โดยทั่วไปอัตราขยายสัมพันธ์ เป็นอัตราส่วนของอัตราขยายกำลังในทิศทางที่กำหนดให้ต่ออัตราขยายกำลังของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร หรือสายอากาศอื่นๆ ซึ่งคำนวณอัตราขยายได้ง่ายหรือรู้ค่าอยู่แล้ว แต่อย่างไรก็ตามโดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบเป็นไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย (G_g) ดังนั้น จึงได้ดังสมการที่ 2.10

$$G_g = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.10)$$

กำลังที่แพร่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in})

ดังสมการที่ 2.11

$$P_{rad} = e_t P_{in} \quad (2.11)$$

เมื่อ e_t คือ ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย)

P_{rad} คือ กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด

ทำให้สมการที่ 2.10 และ 2.11 มีความสัมพันธ์กันตามสมการที่ 2.12

$$G_g(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.12)$$

และ มีความสัมพันธ์กับอัตราขยายไดเรกทิวิตีดังสมการที่ 2.13

$$G_g(\theta, \phi) = e_t D_g(\theta, \phi) \quad (2.13)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของอัตราขยาย (G_o) จะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี ดังสมการที่ 2.14

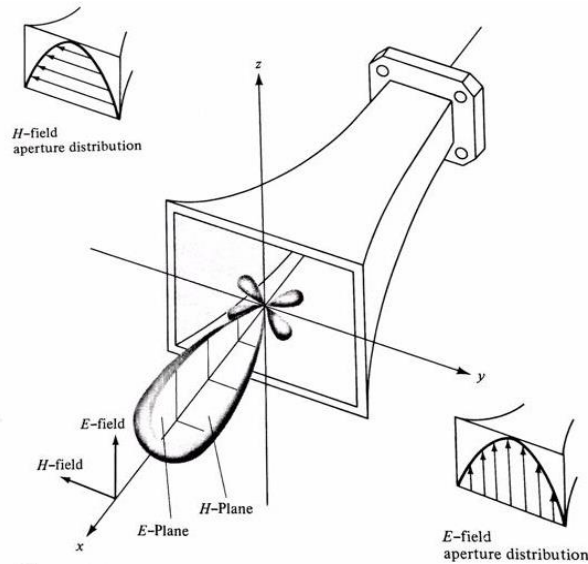
$$\begin{aligned} G_o &= G_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} \\ &= e_t D_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} \\ &= e_t D_o \end{aligned} \quad (2.14)$$

ในทางปฏิบัติเมื่อกล่าวถึงอัตราขยายหมายถึงอัตราขยายกำลังที่มีค่าสูงสุด ตามแสดงดังสมการที่ 2.15

$$G_o = 10 \log_{10} [e_t D_o] \quad (2.15)$$

คุณสมบัติของสายอากาศในเทอมของรูปแบบกระจายคลื่นหลัก (Principal pattern) ของสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H สำหรับสายอากาศโพลาริเซชันแบบเชิงเส้น (Linearly

polarization) รูปแบบการกระจายคลื่นในระนาบ E จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามไฟฟ้า และทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนรูปแบบการกระจายคลื่นในระนาบ H จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก และทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ตัวอย่างแบบรูปการแผ่พลังงานหลัก ดังรูปที่ 2.7 โดยมีระนาบ XZ เป็นระนาบ H หลัก



รูปที่ 2.7 แบบรูปการแผ่พลังงานหลัก ระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร [17]

ค่าอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปสามารถที่จะกำหนดค่าประสิทธิภาพของสายอากาศดังสมการที่ (2.16) [18]

$$G = \eta D \quad (2.16)$$

เมื่อ G คือ อัตราขยายของสายอากาศ

D คือ สภาวะการเจาะจงทิศทาง

η คือ ประสิทธิภาพของสายอากาศ

ในทางปฏิบัติการหาอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปนั้น จะสามารถหาได้จากสมการที่ (2.17) หรือ (2.18) [18] ดังนี้

$$P_r = P_t + L_f - L_{line} + G_t + G_r \quad (2.17)$$

$$G_r = P_r - P_t + L_f + L_{line} - G_t \quad (2.18)$$

- เมื่อ P_t คือ กำลังงานทางด้านส่ง (dBm)
 P_r คือ กำลังงานทางภาครับ
 L_{line} คือ กำลังงานที่สูญเสียในสายส่งทั้งด้านส่งและภาครับ
 L_f คือ กำลังงานที่สูญเสียในอากาศเท่ากับ $20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$
 d คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาครับและภาคส่ง
 G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศทางภาคส่ง
 G_r คือ อัตราขยายของสายอากาศทางภาครับ

2.5.7 อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance) [19]

พิจารณาสายอากาศเสมือนเป็นส่วนหนึ่งในวงจรไฟฟ้า เมื่อต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณเพื่อป้อนพลังงานให้กับสายอากาศ พลังงานจะไหลเข้าสู่สายอากาศที่ละน้อยเนื่องจากการต้านทานไหลของพลังงานที่เรียกว่า อิมพีแดนซ์หรือความต้านทานเชิงซ้อนเกิดขึ้น อิมพีแดนซ์ดังกล่าวจะปรากฏที่ขั้วของสายอากาศ เรียกว่า อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Z_{in}) ดังสมการที่ (2.19)

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (2.19)$$

เมื่อ X_{in} คือความต้านทานเชิงจินตภาพที่ทำให้เกิดการสะสมของพลังงานในบริเวณสนามใกล้สายอากาศโดยไม่แผ่กระจายออกไป และ R_{in} ประกอบด้วยสองส่วนคือ R_r หมายถึงความต้านทานพลังคลื่นที่แผ่ออกไปโดยสายอากาศ และ R_L หมายถึงความต้านทานที่โหลด ซึ่งรวมถึงความต้านทานจากการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากความร้อน สารไดอิเล็กตริกและตัวนำ

2.5.8 แบนด์วิดท์ (Bandwidth) [20]

แบนด์วิดท์ของสายอากาศเป็นช่วงของความถี่ที่สามารถนำไปใช้งานได้ดี ซึ่งช่วงความถี่ถูกกำหนดโดย $VSWR \cong 2$ หรือพิจารณาจากการสูญเสียย้อนกลับย้อนกลับ (S_{11}) ที่ระดับ -10 dB ตามสมการดังนี้

$$BW = f_H - f_L \quad (2.20)$$

$$f_c = \frac{f_H - f_L}{2} + f_L \quad (2.21)$$

$$BW_{\text{narrowband}} (\%) = \frac{f_H + f_L}{f_c} \times 100 \quad (2.22)$$

$$BW_{\text{broadband}} (\%) = \frac{f_H}{f_L} \times 100 \quad (2.23)$$

เมื่อ BW คือ แบนด์วิคท์ของสายอากาศ

f_H คือ ขอบความถี่สูงของย่านความถี่

f_L คือ ขอบความถี่ต่ำของย่านความถี่

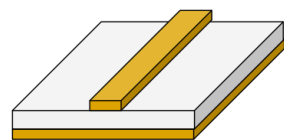
f_c คือ ความถี่กลางของย่านความถี่

2.6 ทฤษฎีสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม [21-22]

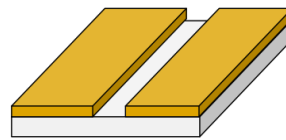
ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารต่างๆ ได้รับการพัฒนาอย่างรวดเร็ว สายอากาศนับเป็นปัจจัยหนึ่งที่ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพให้แก่อุปกรณ์สื่อสารต่างๆ ซึ่งมีความต้องการในการใช้งานในหลายย่านความถี่สายอากาศที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมได้รับความนิยมเพิ่มมากขึ้นในการออกแบบสายอากาศสำหรับระบบสื่อสาร เนื่องจากมีข้อดีหลายประการ อาทิ เช่น ราคาถูก น้ำหนักเบา มีการแผ่กระจายคลื่นรอบทิศทาง อีกทั้งยังสามารถนำมาประยุกต์สร้างวงจรรวมไมโครเวฟ (Monolithic Microwave Integrated Circuits:MMICs) ได้ด้วย

2.6.1 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายนำสัญญาณระนาบร่วม

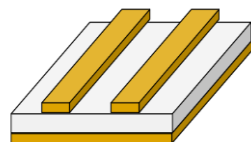
โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบนวงจรรวมไมโครเวฟที่นิยมใช้โดยทั่วไปจะแบ่งได้เป็น 4 ชนิด ได้แก่ สายนำสัญญาณไมโครสตริป (Micro Strip) สายนำสัญญาณแบบร่อง (Slot Line) สายนำสัญญาณระนาบแบบคู่ (Coplanar Strips) และสายนำสัญญาณระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ดังรูปที่ 2.8



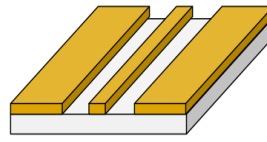
(ก) Micro Strip



(ข) Slot Line



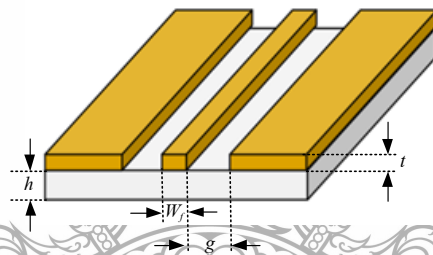
(ค) Coplanar Strips



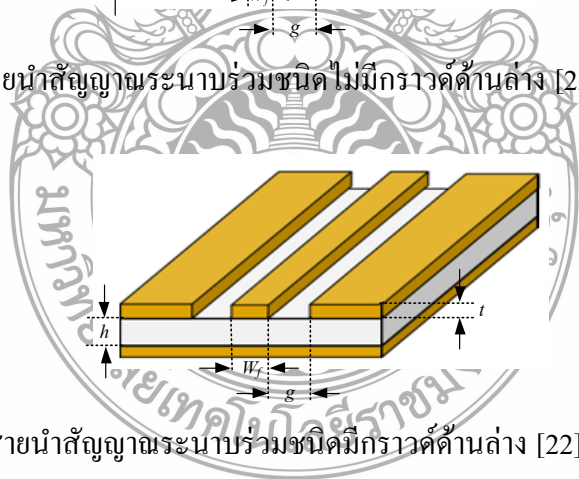
(ง) Coplanar Waveguide

รูปที่ 2.8 โครงสร้างสายนำสัญญาณรูปแบบต่างๆ [22]

สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมถูกคิดค้นขึ้นโดย Wen ในปี ค.ศ. 1969 โดยแบ่งได้เป็น 2 ชนิด ได้แก่ สายนำสัญญาณระนาบชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide) และสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง (Conductor-Backed Coplanar Waveguide) โดยจะมีลักษณะเป็นแถบโลหะที่มีความสูง t อยู่ด้านบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (Substrate) ซึ่งมีความสูง h โดยประกอบด้วยสตริป (Strip) ที่มีความกว้าง W ด้านข้างของสตริปจะเป็นร่อง (Slot) ที่มีความกว้าง g และระนาบกราวด์ ดังรูปที่ 2.9 สำหรับสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กตริก ดังรูปที่ 2.10 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะเป็นแบบ Quasi-TEM ข้อดีของสายนำสัญญาณระนาบร่วมคือสามารถเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ต่างๆ ได้ง่าย เช่น ทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ เนื่องจากไม่ต้องมีการเจาะรูผ่านฐานรองไดอิเล็กตริกเพื่อเชื่อมต่อกราวด์เหมือนกับในกรณีของสายนำสัญญาณไมโครสตริปอีกทั้งยังได้รับความนิยมนำมาสร้างเป็นวงจรรวมไมโครเวฟ



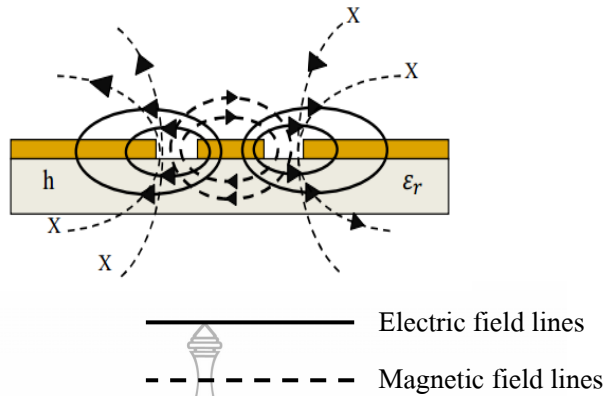
รูปที่ 2.9 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง [22]



รูปที่ 2.10 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง [22]

2.6.2 ลักษณะการแผ่กระจายคลื่นในสายนำสัญญาณระนาบร่วม

การแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าสายนำสัญญาณระนาบร่วมนั้นจะมีลักษณะที่ต่างจากกัน โดยสนามไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ระหว่างแถบโลหะที่ถูกขึ้นด้วยช่องเปิด ส่วนสนามแม่เหล็กจะเคลื่อนที่ล้อมรอบแผ่นโลหะในทิศทางตามความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง [22]

2.6.3 การหาคุณสมบัติของสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง [22]

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะใช้วิเคราะห์แบบ Quasi Static ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งผ่าน (Conformal Mapping) โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่าความจุไฟฟ้า และค่าความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายนำสัญญาณการวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่างๆ ของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมได้ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณสามารถหาได้จากผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของครึ่งระนาบด้านบนซึ่งอยู่ในอากาศกับครึ่งระนาบด้านล่างซึ่งอยู่ในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric Layer) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการส่งผ่านเพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) จะอยู่ในเทอมอัตราส่วนของการอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ขั้นแรก (Complete Elliptic Integral of First Kind) โดยกำหนดให้

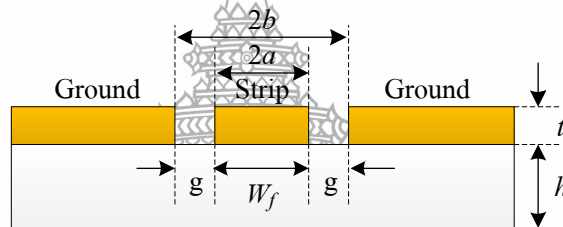
$$\epsilon_{re} = \frac{C}{C^a} \quad (2.24)$$

$$v_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.25)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.26)$$

$$Z_0 = \frac{1}{Cv_p} = \frac{1}{C\sqrt{\epsilon_{re}}C^a} \quad (2.27)$$

- เมื่อ C คือ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณ
- C^a คือ ค่าความจุไฟฟ้าในลักษณะเดียวกับ C แต่จะแทนไดอิเล็กตริกทั้งหมดด้วยอากาศ
- ϵ_{re} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของวัสดุฐานรอง
- v_p คือ ความเร็วเฟสของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
- λ_g คือ ความยาวคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
- c คือ ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศว่าง
- Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ



รูปที่ 2.12 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวนด์ด้านล่าง

ในการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณจะใช้วิธีการส่งผ่าน ซึ่งในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ แต่จะพิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณจากรูปที่ 2.12 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณหาได้ดังนี้

เมื่อ $2a = w_f$ ดังนั้น

$$a = \frac{w_f}{2} \quad (2.28)$$

เมื่อ $2b = 2g + w_f$ ดังนั้น

$$b = \frac{2g + w_f}{2} \quad (2.29)$$

$$k_1 = \frac{a}{b} \quad (2.30)$$

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \quad (2.31)$$

เมื่อ h คือ ความสูงของฐานรองไดอิเล็กทริก

w_f คือ ความกว้างของสายนำสัญญาณ

g คือ ความกว้างของร่องระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกรวด
การอินทิเกรตวิธีแบบสมบูรณขั้นแรกสามารถหาได้ดังสมการที่ 2.32

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}} \quad (2.32)$$

เมื่อ θ คือ ตัวแปรเชิงซ้อน

$$K'(k) = K(k') \quad (2.33)$$

$$k' = \sqrt{1-k^2} \quad (2.34)$$

และอัตราส่วนของ $\frac{K(k)}{K'(k)}$ สามารถหาได้โดยการประมาณคือ

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{(1+\sqrt{k'})}{(1-\sqrt{k'})} \right]} \quad \text{กรณี } 0 \leq k \leq 0.707 \quad (2.35)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1+\sqrt{k})}{(1-\sqrt{k})} \right] \quad \text{กรณี } 0.707 \leq k \leq 1 \quad (2.36)$$

ค่า q คือฟิลลิงแฟกเตอร์ (filling factor) เป็นตัวประกอบการคูณ โดยหาได้ดังสมการที่ 2.37

$$q = \frac{1}{2} \left(\frac{K(k_2) K'(k_1)}{K'(k_2) K(k_1)} \right) \quad (2.37)$$

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จากสมการที่ 2.38

$$\varepsilon_{re} = 1 + q(\varepsilon_r - 1) \quad (2.38)$$

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างหาได้ดังสมการที่ 2.39

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \quad (2.39)$$

ในการคำนวณหาอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างสามารถใช้โปรแกรมช่วยในการคำนวณและออกแบบสายนำสัญญาณให้มีอิมพีแดนซ์คุณสมบัติตามที่ต้องการ อาทิ เช่น โปรแกรม AppCAD for Windows, โปรแกรม LineGauge Professional ของ IE3D Zeland หรือ โปรแกรม Transmission Line (TRL) เป็นต้น โดยการใส่ค่าคุณสมบัติพื้นฐานต่างๆ ของวัสดุที่ใช้ในการออกแบบเพื่อคำนวณหาคุณสมบัติของสายนำสัญญาณ

การออกแบบสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ในการหาความยาวคลื่นสัมพันธ์ดังสมการต่อไปนี

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_r} \quad (2.40)$$

$$\varepsilon_{eff} \approx \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \quad (2.41)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (2.42)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} \quad (2.43)$$

เมื่อ λ_0 คือ ความยาวคลื่นในอากาศ

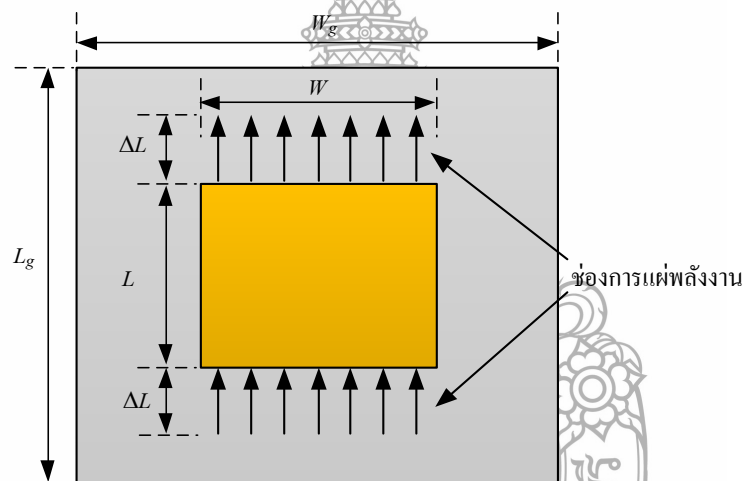
λ_g คือ ความยาวคลื่นสัมพันธ์ λ_g

ε_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

ε_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

2.7 ประสิทธิภาพของขนาดสายอากาศแบบไมโครสตริป [22]

การออกแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศโดยช่องการแผ่พลังงานทั้งสองมีระยะห่าง L แบบของเส้นแนวสนามไฟฟ้าที่อยู่ในฉนวนชั้นสเตรทและบางส่วนของเส้นที่อยู่ในอากาศมีผลต่อความไม่สมบูรณ์ของโหมด Transverse electric-magnetic (TEM) ความเร็วเฟสที่ระยะต่างๆ จะมีความแตกต่างกันออกไปทั้งที่อยู่ในอากาศและที่อยู่ในชั้นสเตรท เมื่อนำมาแทนในโหมดพื้นฐานของการแพร่กระจายด้วยโหมด Quasi-TEM ฉะนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{re}) จะต้องคำนวณหาใหม่เพื่อความถูกต้องสำหรับสนามฟรินจิง (Fringing) และการกระจายคลื่นในเส้นสนามไฟฟ้า ค่า ϵ_{re} ที่ถูกต้องนั้นจะต้องน้อยกว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) เนื่องจากสนามฟรินจิงรอบๆ เส้นรอบวงของตัวสายอากาศจะไม่มีขอบเขตในฉนวนชั้นสเตรทแต่ยังแพร่กระจายในอากาศ โดยที่ค่า ϵ_{re} แสดงดังนี้



รูปที่ 2.13 แบบจำลองโปรแกรมแผ่พลังงานของสายอากาศ [22]

ค่าความกว้างของตัวสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [22] ดังนี้

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad (2.44)$$

หรือ [23]

$$W = \frac{\lambda}{2} \left[\frac{(\epsilon_r + 1)}{2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.45)$$

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{L} \right)^{-1/2} \quad (2.46)$$

หรือ [23]
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} (1 + 0.3h) \quad (2.47)$$

เมื่อสนามพรีนจิงก์ตามแบบจำลองที่ขอบตัวสายอากาศทั้งสองด้านได้ดังนี้

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left[\frac{W}{h} + 0.264 \right]}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left[\frac{W}{h} + 0.8 \right]} \quad (2.48)$$

โดยที่ความยาวประสิทธิผล L ของตัวสายอากาศได้ดังนี้

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (2.49)$$

หรือ

$$L = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \quad (2.50)$$

ค่าความกว้างของกราวด์สายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [24] แสดงดังนี้

$$W_g = 6h + W \quad (2.51)$$

ค่าความยาวของกราวด์สายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [24] แสดงดังนี้

$$L_g = 6h + L \quad (2.52)$$

เมื่อ c คือ ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศ (3×10^8 เมตร/วินาที)

ΔL คือ ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า

ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

f_r คือ ความถี่เรโซแนนซ์

h คือ ความหนาของวัสดุฐานรอง

L คือ ความยาวของสายอากาศ

L_g คือ ความยาวของกราวด์สายอากาศ

W คือ ความกว้างของสายอากาศ

W_g คือ ความกว้างของกราวด์สายอากาศ

ตัวสายอากาศแบบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจะมีความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) สำหรับโหมด TM_{mn} แสดงดังนี้

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\left(\frac{m}{L} \right)^2 + \left(\frac{n}{W} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.53)$$

เมื่อ m คือ โหมดตามระยะขนาดความยาว (L)

n คือ โหมดตามระยะขนาดความกว้าง (W)

สำหรับโหมดพื้นฐาน ($m=1, n=0$)

$$f_{r(TM_{10})} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{re}}L} \quad (2.67)$$

ค่าความต้านทานและค่าความนำการแพร่กระจายคลื่น (Radiation resistance and conductance) แสดงได้ดังนี้

$$R_r = 90 \left(\frac{\lambda_0}{W} \right)^2 \quad \text{เมื่อ } W \leq \lambda_0 \quad (2.54)$$

$$R_r = 120 \frac{\lambda_0}{W} \quad \text{เมื่อ } W \geq \lambda_0 \quad (2.55)$$

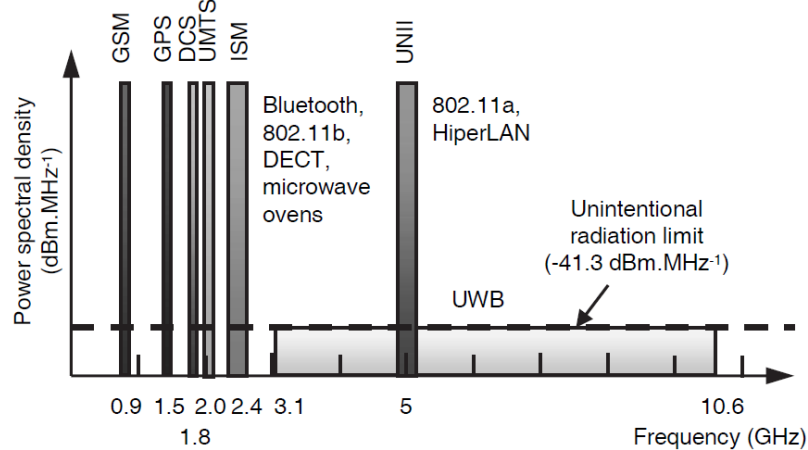
และ
$$G_r = \frac{1}{R_r} \quad (2.56)$$

2.8 เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ (Ultra-Wideband Technology)

ในปลายศตวรรษที่ 20 การศึกษาทางด้านการสื่อสารโทรคมนาคมมีความก้าวหน้าอย่างมีนัยสำคัญ ซึ่งการถือกำเนิดของระบบเทคโนโลยีโทรคมนาคมใหม่ทำให้ระบบโทรศัพท์ที่ได้รับการ

เปลี่ยนจากการรับส่งข้อมูลแบบโทรเลขไปเป็นการรับส่งด้วยใช้คลื่นวิทยุแทนและได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่องซึ่งเป็นการตอบสนองต่อความต้องการของผู้ใช้งานทั้งในเชิงความเร็วการถ่ายโอนข้อมูลและปริมาณของข้อมูลที่มีจำนวนมาก โดยเฉพาะความท้าทายทางด้านวิทยาศาสตร์ในปัจจุบันที่พยายามให้มีการใช้อัตราการโอนถ่ายข้อมูลที่สูงมากในระยะทางไกลๆ ซึ่งในบริบทนี้เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ (UWB) เป็นเทคโนโลยีหนึ่งที่มีใช้กันครั้งแรกในระบบเรดาร์ ก็จะเป็นเทคโนโลยีที่เหมาะสมที่สุดของการสื่อสารไร้สายในอนาคตอันใกล้ [24]

เมื่อเดือนกุมภาพันธ์ ปี ค.ศ. 2002 คณะกรรมาธิการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (FCC) ได้กำหนดมาตรฐานเชิงเทคนิคและข้อจำกัดสำหรับอุปกรณ์อัลตราไวด์แบนด์ โดยแบ่งตามศักยภาพที่ทำให้เกิดการแทรกสอดต่อกัน 3 ชนิดประกอบไปด้วย ระบบการสร้างภาพ ระบบเรดาร์ยานพาหนะและระบบการสื่อสารและการวัด โดยการประยุกต์ใช้งานระบบการสร้างภาพอัลตราไวด์แบนด์ ได้รวมถึงระบบเรดาร์ทะลุพื้น (Ground Penetrating Radar: GPR) ระบบการสร้างภาพทะลุกำแพง ระบบระแวดระวังภัยและระบบทางการแพทย์ [26] เนื่องจากระบบอัลตราไวด์แบนด์เป็นระบบการสื่อสารที่มีแบนด์วิดท์กว้างมากและมีสเปกตรัมไปทับซ้อนกับระบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันเช่น ระบบเครือข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลไร้สาย (Wireless Personal Area Network: WPAN) ดังนั้น FCC จึงได้กำหนดให้ใช้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมมีระดับที่ต่ำมากไว้ไม่เกิน -41.3 dBm/MHz ดังแสดงในรูปที่ 2.14 และได้กำหนดแบนด์วิดท์ให้อยู่ในช่วงความถี่ที่เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานจริง



รูปที่ 2.14 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่น [25]

2.8.1 นิยามของระบบอัลตราไวด์แบนด์

คณะกรรมาธิการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกาได้ให้นิยามของระบบอัลตราไวด์แบนด์ เป็นสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 หรือมีแบนด์วิดท์มากกว่าหรือ

เท่ากับ 500 MHz ทั้งนี้หากเปรียบเทียบเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์กับเทคโนโลยีแถบแคบแล้วจะพบว่าเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์มีประสิทธิภาพเหนือกว่าเทคโนโลยีแถบแคบทั้งด้านความเร็วในการรับส่งข้อมูล การใช้พลังงานที่ต่ำ รวมถึงความสามารถในการรับส่งข้อมูลได้ดีกว่าเทคโนโลยีอื่นๆ

ระบบเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ เป็นเทคโนโลยีที่ใช้เทคนิคการส่งคลื่นวิทยุในการติดต่อสื่อสาร โดยมีชื่อเรียกที่แตกต่างออกไปเช่น คลื่นวิทยุแบบอิมพัลส์ (Impulse radio) คลื่นพาห์แบบเสรี (Carrier-free radio) คลื่นวิทยุสัญญาณแถบความถี่ฐาน (Baseband radio) คลื่นวิทยุแบบโดเมนเวลา (Time domain radio) คลื่นวิทยุแบบไม่เป็นคลื่นไซน์ (Non-sinusoid radio) ฟังก์ชันวิทยุมุมฉาก (Orthogonal function radio) และคลื่นวิทยุที่มีแบนด์วิดท์กว้าง (Large relative bandwidth radio) ซึ่งความสัมพันธ์ของแบนด์วิดท์สามารถหาได้จากสมการที่ (2.57) [26]

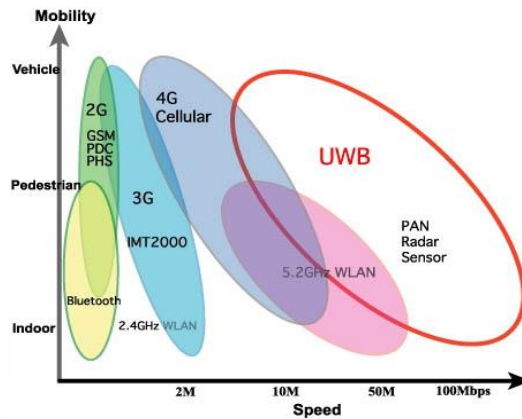
$$B_{f,3dB} = 2 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \quad (2.57)$$

เมื่อ f_h คือความถี่สูงสุดและ f_l คือความถี่ต่ำสุดของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ซึ่งค่าความถี่สูงสุดและต่ำสุดของแถบความถี่นี้ได้พิจารณาจากตำแหน่งระดับต่ำสุดที่ -3 dB ต่อมาในปี ค.ศ. 2002 FCC ได้ขยายเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์เพิ่มอีก 20% และกำหนดตำแหน่งแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นที่ $B_{f,10dB}$ สำหรับการหาเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์และอัตราส่วนแบนด์วิดท์ในระบบอัลตราไวด์แบนด์ [26] สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.58) ตามลำดับดังนี้

$$BW = \frac{f_h}{f_l} : 1 \quad (2.58)$$

2.8.2 คุณสมบัติของระบบอัลตราไวด์แบนด์

จากคุณสมบัติต่างๆ ของเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ที่ได้กล่าวข้างต้น จะเห็นได้ว่ามีความเหมาะสมสำหรับนำมาประยุกต์ใช้งานในลักษณะของโครงข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลแบบไร้สาย (WPAN) การติดต่อสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ต่างๆ ในการรับส่งข้อมูลชนิดมัลติมีเดียที่มีขนาดใหญ่ซึ่งต้องการความเร็วสูงเช่น การติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องพิมพ์ กล้องวิดีโอ กล้องถ่ายรูป เครื่องสแกนเนอร์ เป็นต้น ซึ่งเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์มีคุณสมบัติที่รองรับความต้องการดังกล่าวได้ เนื่องจากมีความเร็วในการรับส่งข้อมูลที่สูงถึง 480 Mb/s ในระยะทาง 2 m และ 110 Mb/s ในระยะทาง 10 m ซึ่งการเปรียบเทียบความจุของช่องสัญญาณในระบบอัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่นดังแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 การเปรียบเทียบความเร็วการรับส่งข้อมูลระหว่างระบบอัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่น [27]

ขนาดความจุของเทคโนโลยีแบบอัลตราไวด์แบนด์สามารถพิจารณาได้จากทฤษฎีของ Hartley-Shannon [27] ดังสมการที่ (2.59)

$$C_c = BW \log_2 (1 + SNR) \quad (2.59)$$

เมื่อ BW คือ แบนด์วิธของช่องสัญญาณ (Hz)

C_c คือ ความจุของช่องสัญญาณสูงสุด (bit/s)

SNR คือ อัตราส่วนสัญญาณกำลังงานต่อสัญญาณรบกวน

ข้อแตกต่างระหว่างเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์และเทคโนโลยีแถบแคบสามารถแบ่งได้เป็น 2 ข้อหลักๆ คือ

1) เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ใช้การส่งพัลส์ที่มีความกว้างแคบมาก โดยที่ไม่มีการมอดูเลตทางความถี่ของสัญญาณที่ต้องการส่งกับสัญญาณพาห้ ดังนั้นเครื่องรับและเครื่องส่งในระบบเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ จึงไม่มีภาของกรมอดูเลตสัญญาณเหมือนกับระบบเทคโนโลยีแถบแคบส่งผลให้เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์มีต้นทุนในการผลิตต่ำกว่าเทคโนโลยีแถบแคบมาก

2) เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ได้ถูกกำหนดให้มีแบนด์วิธ (f_b) มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz [24] โดยสามารถหาได้จากสมการที่ (2.60)

$$f_b = f_h - f_l \quad (2.60)$$

เมื่อ f_b คือ ความถี่แบนด์วิธ

f_h คือ ความถี่สูงสุด

f_l คือ ความถี่ต่ำสุด

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของเทคโนโลยีแบบต่างๆ [27]

เทคโนโลยี	ความเร็วของข้อมูล	ช่วงความถี่	กำลังงาน (EIRP)	การมอดูเลต	มาตรฐาน
อัลตราไวด์แบนด์	≥ 100 Mbps	3.1-10.6 GHz	-43.3 dBm/MHz	PPM, OFDM, CDMA...	IEEE 802.15.3a
	≥ 500 kbps	3.1-10.6 GHz	-43.3 dBm/MHz	PPM, OFDM, CDMA...	IEEE 802.15.3a
Bluetooth	≤ 700 kbps	ISM 2.4 GHz	type1:20 dBm type2:0 dBm	GMSK	IEEE 802.15.1
Wifi	≤ 54 Mbps	5 GHz	0.2-1 W	BPSK,16-QAM, QPSK,64-QAM	IEEE 802.11a
	≤ 11 Mbps	ISM 2.4 GHz	0.1-2 W	CCK, BPSQ, QPSK, DSS	IEEE802.11b
	≤ 54 Mbps	ISM 2.4 GHz	0.1-1 W	BPSK,16-QAM, QPSK, OFDM, 64-QAM,	IEEE 802.11g

2.8.3 ข้อกำหนดของระบบอัลตราไวด์แบนด์

ในปีค.ศ. 1998 ทางคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (FCC) ได้ออกประกาศเกี่ยวกับการตรวจสอบ (Notice of Inquiry: NOD) โดยถึงแม้ว่าจะได้คาดการณ์ถึงระดับกำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณที่มีระดับต่ำมากๆ แล้วก็ตาม ยังมีกลุ่มผู้ที่สนับสนุนในระบบเดิมที่ใช้งานกันอยู่ได้ทำการต่อต้านการนำระบบอัลตราไวด์แบนด์มาใช้งานสำหรับการสื่อสารของพลเรือน ซึ่งข้อเรียกร้องโดยมากจะเกี่ยวข้องกับการคาดการณ์ถึงการเพิ่มขึ้นของระดับการแทรกสอดในแถบความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัด อาทิเช่น แถบความถี่ในการกระจายสัญญาณ โทรศัพท์ แถบความถี่ที่สำรองไว้สำหรับคลื่นวิทยุทางดาราศาสตร์และระบบกำหนดตำแหน่งบนพื้นโลก (Global Positioning System: GPS) โดยองค์การบริหารการบินแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Aviation Administration: FAA) ได้แสดงความเป็นห่วงต่อการแทรกสอดของสัญญาณต่อระบบความปลอดภัยในกิจการการบินและทิศทางการค้นคว้าเกี่ยวกับเครื่องส่งในระบบอัลตราไวด์แบนด์ด้วยเช่นกัน จึงในเดือนกุมภาพันธ์ ค.ศ. 2002 ทาง FCC ได้ออกกฎหมายสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์ซึ่งเป็นการกำหนดขอบเขตของการแพร่กระจายกำลังงานฉบับที่หนึ่งสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์และยังอนุญาตให้เป็นเทคโนโลยีที่ใช้ในลักษณะทางด้านการค้าอีกด้วย โดยรายงานล่าสุดของคำประกาศและระเบียบการฉบับที่หนึ่งได้เผยแพร่ต่อ

สาธารณชนเมื่อเดือนกุมภาพันธ์ ปี ค.ศ. 2002 ซึ่งในเอกสารได้กล่าวถึงการอนุญาตใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์และการกำหนดขอบเขตการแพร่กระจายพลังงานสำหรับการใช้ในประเภทต่างๆ โดยข้อกำหนดการแพร่กระจายกำลังงานของ FCC ได้แสดงดังในตารางที่ 2.3 สำหรับการใช้ในการสื่อสารข้อมูลทั้งภายในและภายนอกอาคาร [27]

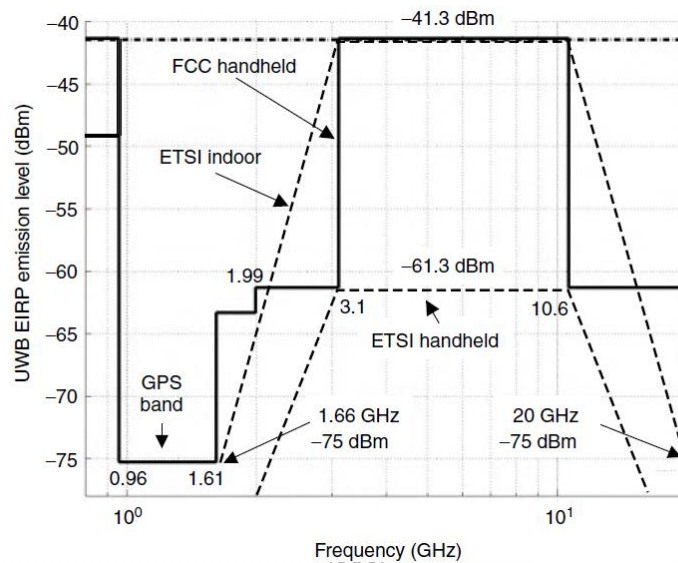
ตารางที่ 2.3 การแพร่กระจายกำลังงานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ของ FCC

ความถี่ (MHz)	ภายในอาคาร (dBm)	ภายนอกอาคาร (dBm)
960-1610	-75.3	-75.3
1610-1990	-53.3	-63.3
1990-3100	-51.3	-61.3
3100-10600	-41.3	-41.3
สูงกว่า 10600	-51.3	61.3

ข้อกำหนดของระบบอัลตราไวด์แบนด์ในยุโรปนั้นปัจจุบัน โครงร่างของข้อกำหนดระบบอัลตราไวด์แบนด์อยู่ในช่วงรอข้อมูลทางเทคนิคที่เกี่ยวกับผลกระทบกับระบบเดิมที่มีใช้กันอยู่ โดยบางส่วนของข้อกำหนดจะรัดกุมกว่าทางสหรัฐอเมริกาเพราะทางด้านยุโรปนั้นในส่วนของเทคโนโลยีใหม่ต้องแสดงให้เห็นว่าส่งผลกระทบต่อระบบเดิมที่มีอยู่ โดยข้อกำหนดการแพร่กระจายกำลังงานสำหรับการใช้งานทั้งภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย International Telecommunication Union (ITU) หรือเป็น European Telecommunications Standards Institute (ETSI) ดังตารางที่ 2.4 และดังรูปที่ 2.16 ได้แสดงถึงการเปรียบเทียบการกำหนดสเปกตรัมกับความถี่ใช้งานของระบบอัลตราไวด์แบนด์ระหว่าง FCC และ ETSI ทั้งภายในและภายนอกอาคาร [28] ตามลำดับ

ตารางที่ 2.4 การแพร่กระจายกำลังงานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ของ ITU

ความถี่ (GHz)	ภายในอาคาร (dBm)	ภายนอกอาคาร (dBm)
$f < 3.1$	$-51.3 + 87 \log(f/3.1)$	$-61.3 + 87 \log(f/3.1)$
$3.1 < f < 10.6$	-41.3	-41.3
$f > 10.6$	$-51.3 + 87 \log(10.6/f)$	$-61.3 + 87 \log(10.6/f)$

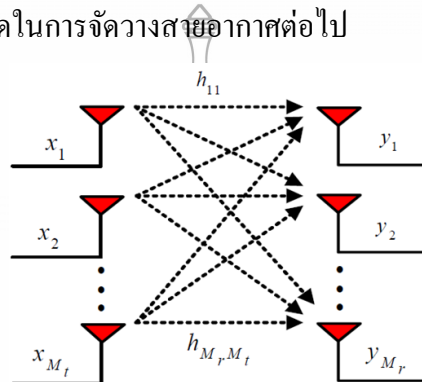


รูปที่ 2.16 การเปรียบเทียบการกำหนดสเปกตรัมกับความถี่ในระบบอัลตราไวด์แบนด์ระหว่าง FCC และ ETSI ทั้งภายในและภายนอกอาคาร [29]

2.9 ความเป็นมาของเทคโนโลยีโมโมที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ [30]

ระบบโมโมเป็นระบบที่ได้รับความนิยมมากที่สุดในปัจจุบันเนื่องจากความสามารถในการเพิ่มความจุของช่องสัญญาณและได้รับความน่าเชื่อถือในการสื่อสารไร้สายโดยปราศจากการใช้ทรัพยากรความถี่เพิ่มเติม โดยระบบโมโมเป็นระบบที่มีการใช้สายอากาศแบบหลายองค์ประกอบในการรับส่งสัญญาณทั้งในภาคส่งและภาครับซึ่งจะแตกต่างจากเทคโนโลยีเดิมที่ใช้ในระบบสื่อสารไร้สายประเภทสายอากาศลาด (Smart antenna System) ที่จะใช้สายอากาศหลายต้นแค่เพียงด้านเดียวไม่ว่าจะเป็นที่ภาคส่งที่จะใช้สายอากาศหลายต้นแค่เพียงด้านเดียวไม่ว่าจะเป็นที่ภาคส่งอย่างเดียวหรือที่ภาครับอย่างเดียวก็ตาม โดยที่ระบบโมโมนี้จะสามารถดึงความสามารถทั้งการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) หรือพัฒนาคุณลักษณะด้วยไดเวอร์ซิตี (Diversity) ในระบบนี้สายอากาศส่งและรับช่วยในการเพิ่มอัตราขยายไดเวอร์ซิตี การมัลติเพล็กซ์จะส่งเสริมในด้านโครงสร้างของอัตราขยายของช่องสัญญาณ ซึ่งจะมีความเป็นอิสระในแต่ละทิศทางการเดินทางของคลื่น โดยมีผู้ที่เริ่มใช้ระบบนี้ได้แก่ Win, M.Z., Gans และ M.J., 1999; Win, M.Z., Winters และ J.H. (1999) โดยระบบจะมีส่วนของอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แบ่งสัญญาณข้อมูลออกเป็นส่วนย่อยๆ เพื่อส่งไปยังระบบสายอากาศภาคส่ง

พร้อมๆ กัน [30] และสัญญาณที่ส่งในแต่ละสายอากาศจะผ่านช่องสัญญาณไร้สายไปยังสายอากาศภาครับจากนั้นต้องผ่านหน่วยประมวลผลข้อมูลเพื่อแยกสัญญาณข้อมูลแต่ละชุดที่ได้รับที่สายอากาศภาครับแต่ละตัวแล้วทำการรวมข้อมูลที่ได้กลับออกมาที่ปลายทางซึ่งจะเปรียบเทียบได้กับการแบ่งข้อมูลออกเป็นหลายๆ เส้นทางแล้วส่งไปพร้อมๆ กัน สำหรับแบบจำลองของระบบ MIMO ในวิทยานิพนธ์นี้ก่อนที่จะนำไปศึกษาผลกระทบจากปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศเพื่อหาตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดในการจัดวางสายอากาศต่อไป



รูปที่ 2.17 การรับส่งข้อมูลในระบบ MIMO [30]

2.10 ปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual coupling) [30]

ปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual coupling) เกิดขึ้นจากการกระทำร่วมกันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับที่อยู่ในบริเวณตำแหน่งที่ใกล้เคียงโดยสามารถคำนวณได้จากทฤษฎีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (Induced Electromagnetic Force: EMF) ตามที่ได้อธิบายในหนังสือของ Constantine, A. B. (1997) ซึ่งจะส่งผลต่อประสิทธิภาพของระบบ MIMO โดยจะส่งผลต่อค่าความจุของช่องสัญญาณวิทยานิพนธ์นี้จะใช้เทคนิค N พอร์ต ที่กล่าวไปในหัวข้อที่ผ่านมา

ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้นำมาหาประสิทธิภาพ ระบบสายอากาศ MIMO ซึ่งสามารถดูได้จากค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของ S_{21} และ S_{12} ซึ่งค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual coupling) นั้นจะต้องมีค่าน้อยกว่า -14 dB จึงจะเป็นค่าที่สามารถยอมรับได้ การลดค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual coupling) นั้นสามารถทำได้โดยการออกแบบระยะห่างของสายอากาศ MIMO ทั้งสองพอร์ตให้มีระยะห่างที่เหมาะสมที่สุดของการจัดวางสายอากาศ

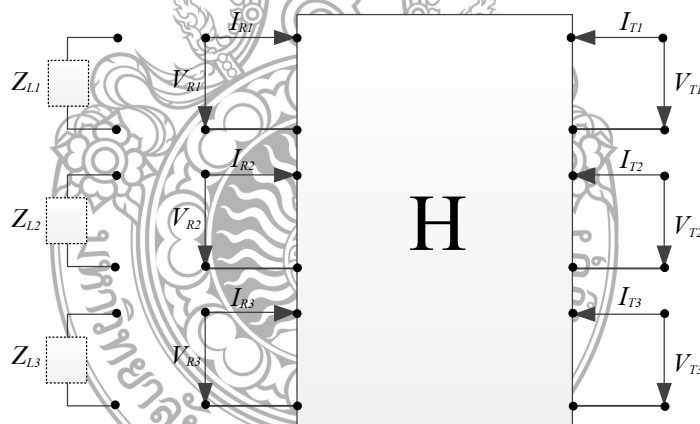
2.11 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient) [31]

ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เป็นค่าที่มีความสำคัญอีกตัวแปรหนึ่งสำหรับการพิจารณาประสิทธิภาพของสายอากาศในระบบโมโม ซึ่งเป็นการวัดระดับความสัมพันธ์ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศมีค่าที่ยอมรับได้ไม่เกิน 0.5 ตามมาตรฐาน เป็นการนำค่าพารามิเตอร์มาคำนวณดังสมการที่ 2.61

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{21} + S_{12}^* S_{22}|^2}{[1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)][1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2)]} \quad (2.61)$$

2.12 อิมพีแดนซ์เมตริกซ์ (impedance matrices) [30]

เพื่อทำการศึกษาปรากฏการณ์เชื่อมต่อระหว่างสายอากาศในระบบโมโมทางผู้วิจัยได้พิจารณาระบบทั้งหมดเป็นระบบมัลติพอร์ตขนาดใหญ่โดยสายอากาศแต่ละต้นที่เชื่อมโยงกันจะเรียกว่า i พอร์ต โดยจะพิจารณาช่องสัญญาณที่ติดต่อสื่อสารกันด้วยรูปแบบของ Z-parameter



รูปที่ 2.18 ระบบมัลติพอร์ต [30]

จากรูปที่ 2.18 เป็นระบบมัลติพอร์ต โดยจะจัดวางสายอากาศภาคส่งอยู่ทางขวามือและบอกถึงสายอากาศภาครับอยู่ทางด้านซ้ายมือโดยกำหนดให้ $V_T = [V_{T1}, V_{T2}, \dots, V_{TN}]^T$ และ $i_T = [i_{R1}, i_{R2}, \dots, i_{RN}]^T$ คือแรงดันและกระแสของภาคส่งและในทำนองเดียวกัน $V_R = [V_{R1}, V_{R2}, \dots, V_{RN}]^T$ และ $i_R = [i_{R1}, i_{R2}, \dots, i_{RN}]^T$

$i_{RN}]^T$ คือแรงดันและกระแสของภาครับระบบมัลติพอร์ตจะสามารถอธิบายผ่านระบบ Z-parameter ได้ ดังสมการที่ 2.62

$$\begin{bmatrix} V_R \\ V_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{RR} & Z_{RT} \\ Z_{TR} & Z_{TT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_R \\ I_T \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

เมตริกซ์ขนาด $N \times N$ ของ Z_{TT} และ Z_{RR} คืออิมพีแดนซ์เมตริกซ์ของสายอากาศที่บรรจุด้วยอิมพีแดนซ์ของตัวเองและอิมพีแดนซ์ที่กระทำร่วมกันของภาคส่งและภาครับตามอันดับและเมตริกซ์ Z_{RT} แทนค่าโดยอิมพีแดนซ์การส่งผ่านจากภาคส่งแวลำดับไปยังภาครับแวลำดับเช่นเดียวกับ Z_{TR} แทนค่าโดยอิมพีแดนซ์การส่งผ่านจากภาครับแวลำดับไปยังภาคส่งแวลำดับโดยสมมุติให้แรงดันที่ภาคส่งและภาครับมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของโหลดโดยกำหนดให้เมตริกซ์ทแยงมุม (diagonal matrix) ของโหลดที่ภาครับมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของโหลดโดย $Z_L = \text{diag}[Z_{L1}, Z_{L2}, \dots, Z_{LN}]$ ภายใต้สถานการณ์ของกระแสและแรงดันที่ภาครับผ่านความสัมพันธ์ผ่านโหลด $V_R = -Z_{LR} I_R$ โดยแทนในสมการ 2.62 ซึ่งจะได้

$$V_R = (I_r + Z_{RR} Z_L^{-1} - Z_{RT} Z_{TT}^{-1} Z_{TR} Z_L^{-1})^{-1} Z_{RT} Z_{TT}^{-1} V_T$$

$$V_R = (I_r + Z_R Z_L^{-1} - Z_{RT} Z_{TT}^{-1} Z_{TR} Z_L^{-1})^{-1} Z_{RT} Z_{TT}^{-1} V_T \quad (2.63)$$

โดยกำหนด I_r หมายถึงเมตริกซ์เอกลักษณ์ขนาด r มิติ โดยเมตริกซ์ Z_{TT}, Z_{RT}, Z_{TR} และ Z_{RR} เกี่ยวข้องกับระยะทางระหว่างสายอากาศ ดังนั้นระยะทางระหว่างภาคส่งและภาครับโดยทั่วไปมีขนาดใหญ่กว่าระยะทางระหว่างสายอากาศแวลำดับดังนั้นจึงมีเหตุผลที่สามารถละเลย Z_{RT} และ Z_{TR} ดังนั้น

$$V_R = Z_L (Z_L + Z_{RR})^{-1} Z_{RT} Z_{TT}^{-1} Z_L V_T$$

$$V_R = Z_L (Z_L + Z_{RR})^{-1} Z_{RT} V_T \quad (2.64)$$

ดังนั้นรูปแบบของช่องสัญญาณที่ง่ายและสะดวกโดยพิจารณาด้วยการออกแบบสายอากาศแวลำดับ

$$H = Z_L(Z_L + Z_{RR})^{-1} Z_{RT} Z_{TT}^{-1} \quad (2.65)$$

โดย H คือรูปแบบช่องสัญญาณการแผ่กระจายคลื่นทางกายภาพหรือทางสถิติซึ่งสะท้อนให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของภาคส่งและภาครับที่กำหนดโดย Z_{RT} ดังนั้นความจุช่องสัญญาณที่ถูกอธิบายโดยเงื่อนไขการแผ่กระจายคลื่นวิทยุของระบบช่องสัญญาณไม โมล์กษณะและการสร้างแบบจำลองของระบบไม โมล์สำหรับสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกันจึงเป็นปัญหาสำคัญดังนั้นรูปแบบของช่องสัญญาณควรมีความถูกต้องเพื่อแสดงถึงประสิทธิภาพของระบบโดยวิทยานิพนธ์นี้ โดย H สามารถพิจารณาโดยใช้ช่องสัญญาณแบบกำหนดขึ้นเอง(Deterministic channel) โดยเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นทั้งหมดจะเกิดภายใต้กฎเกณฑ์ที่แน่นอนและได้มีการกำหนดเวลาที่แน่นอนโดยช่องสัญญาณที่พิจารณาการเชื่อมต่อร่วมจะแทนด้วย H_{mc} โดย

$$H_{mc} = Z_L(Z_L + Z_{RR})^{-1} H Z_{RR} Z_{TT}^{-1} \quad (2.66)$$

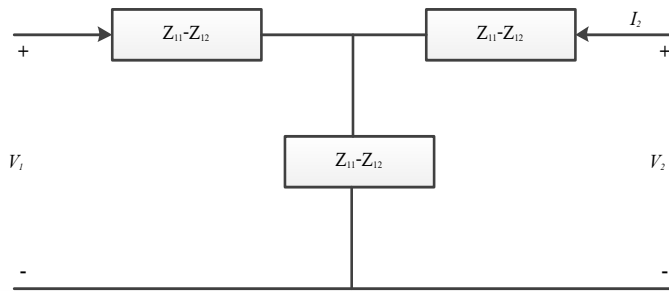
$$Z_{RR} Z_{TT}^{-1} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & \dots \\ Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} & \dots \\ Z_{13} & Z_{23} & Z_{33} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

2.13 อิมพีแดนซ์ร่วมระหว่างสายอากาศไดโพล [30]

ในวิทยานิพนธ์นี้จะศึกษาเกี่ยวกับการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศ การเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อมีองค์ประกอบข้างเคียงจึงทำให้เกิดค่าอิมพีแดนซ์ร่วม (Mutual impedance) เกิดขึ้นด้วยทำให้อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเป็นอิมพีแดนซ์จุดขับ (Driving-point impedance) ซึ่งประกอบด้วยอิมพีแดนซ์ตัวเอง (Self impedance) และอิมพีแดนซ์ร่วมในการวิเคราะห์จะสมมุติว่ามี 2 องค์ประกอบแสดงด้วยเครือข่าย 2 ทางเข้าออก



รูปที่ 2.19 เครือข่าย 2 พอร์ต



รูปที่ 2.20 เครือข่าย 3 พอร์ต

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (2.68)$$

เมื่อ

Z_{11}	$= \frac{V_1}{I_1}$ = อินพุตค้ำนเข้าที่ทางเข้า 1 เมื่อทางเข้า 2 เป็ดวงจร
$I_2 = 0$	
Z_{12}	$= \frac{V_1}{I_2}$ = อินพีแค้นซ้ร่วมที่ทางเข้า 1 ที่เกิดจากกระแสที่ทางเข้า 1 เมื่อทางเข้า 1 เป็ดวงจร
$I_1 = 0$	
Z_{21}	$= \frac{V_2}{I_1}$ = อินพีแค้นซ้ร่วมที่ทางเข้า 2 ที่เกิดจากกระแสที่ทางเข้า 1 เมื่อทางเข้า 2 เป็ดวงจร
$I_2 = 0$	
Z_{22}	$= \frac{V_2}{I_2}$ = อินพุตค้ำนเข้าที่ทางเข้า 2 เมื่อทางเข้า 1 เป็ดวงจร
$I_1 = 0$	

$$(2.69)$$

สำหรับวงจรข่ายภาวะย้อนกลับ (Reciprocal network) $Z_{12} = Z_{21}$ เมื่อมีองค์ประกอบอื่นจะทำให้อิมพีแดนซ์ด้านเข้าเปลี่ยนไป ซึ่งจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้คือ

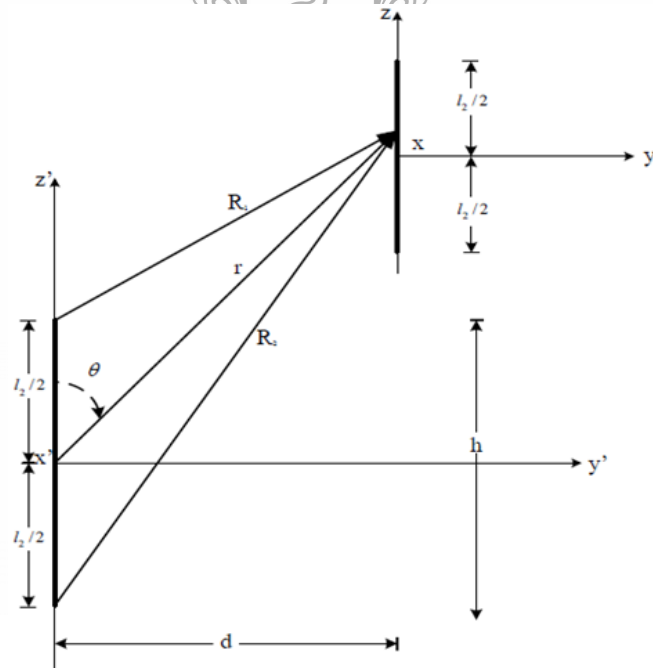
- 1) ชนิดของสายอากาศ
- 2) ตำแหน่งการจัดวางของสายอากาศแต่ละตัว
- 3) ลักษณะการป้อนกระแสให้แก่สายอากาศแต่ละตัว

เราสามารถเขียนสมการที่ 2.69 ได้อีกรูปหนึ่งคือ

$$Z_{1d} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{12} \left(\frac{I_2}{I_1} \right)$$

$$Z_{2d} = \frac{V_2}{I_2} = Z_{22} + Z_{21} \left(\frac{I_1}{I_2} \right) \quad (2.70)$$

เมื่อ Z_{1d} และ Z_{2d} เป็นอิมพีแดนซ์จุดจับของสายอากาศ 1 และสายอากาศ 2 ตามลำดับจะเห็นได้ว่าอิมพีแดนซ์จุดจับของสายอากาศแต่ละตัวจะมีค่าขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของกระแส $\frac{I_1}{I_2}$ อิมพีแดนซ์รวมและอิมพีแดนซ์ตัวเองของสายอากาศนั้นๆ เมื่อกระจายในการส่งผ่านอากาศว่าง (Free space)



รูปที่ 2.21 รูปสายอากาศไดโพลที่ใช้คำนวณปรากฏการณ์เชื่อมต่อกัน [30]

$$V_{21} = \frac{-l}{l_{21}} \int_{-l_2/2}^{l_2/2} E_{z21}(Z') I_2(Z') dZ' \quad (2.71)$$

เมื่อ E_{z21} เป็นส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายของสายอากาศ 1 ซึ่งมีทิศทางขนานกับสายอากาศ 2 โดยคิดเมื่อไม่มีสายอากาศ 2 $I_2(z')$ โดย

$$E_z = \frac{-jnl}{4\pi} \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2\cos\left(\frac{kl}{2}\right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] \quad (2.72)$$

ซึ่งจะเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{21} = \frac{-jnl_1 l_2 m}{4\pi l_{2i}} \int_{-l_2/2}^{l_2/2} \sin \left[k \left(\frac{l_2}{2} + |z| \right) \right] \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2\cos\left(\frac{kl}{2}\right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] dz \quad (2.73)$$

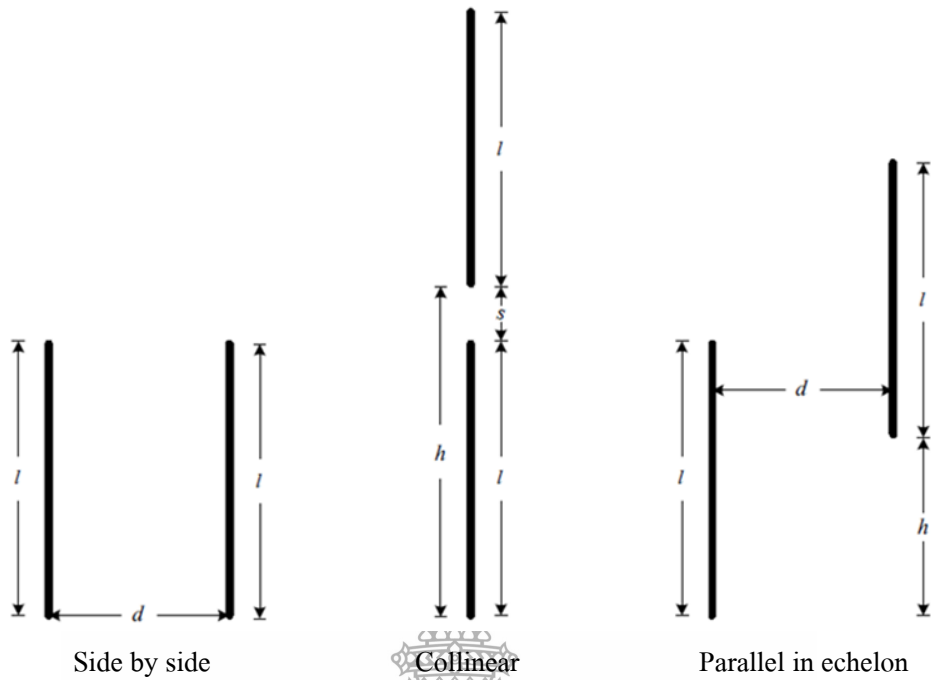
และอิมพีแดนซ์ร่วมเมื่อคิดกระแสอินพุท I_{1i} ของสายอากาศ 1 จะเป็นดังนี้

$$Z_{21i} = \frac{V_{21}}{I_{1i}} = \frac{-jnl_1 l_2 m}{4\pi l_{2i}} \int_{-l_2/2}^{l_2/2} \sin \left[k \left(\frac{l_2}{2} + |z| \right) \right] X \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2\cos\left(\frac{kl}{2}\right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] dz \quad (2.74)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} R_1 &= \sqrt{x^2 + y^2 + (z-l/2)^2} = \sqrt{y^2 + (z-l/2)^2} \\ r &= \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} = \sqrt{y^2 + z^2} \\ R_2 &= \sqrt{x^2 + y^2 + (z+l/2)^2} = \sqrt{y^2 + (z+l/2)^2} \end{aligned} \quad (2.75)$$

แต่ถ้า $r = d$ และ $l = l_1, l_m, l_{2m}$ และ I_{1i}, I_{2i} จะแทนกระแสสูงสุดและกระแสที่ขั้วอินพุทของสายอากาศ 1 และ สายอากาศ 2 ตามลำดับ



รูปที่ 2.22 การจัดวางสายอากาศไดโพลที่เหมือนกันสองตัวเพื่อคำนวณอิมพีแดนซ์ร่วม [30]

ค่าอิมพีแดนซ์ร่วมที่คำนวณได้จากสมการที่ 2.75 เป็นค่าที่จากกระแสที่ขั้วขาเข้าของสายอากาศนั้น และจะถ่ายโอนไปยังค่าที่กระแสมีค่าสูงสุดได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ต่อไปนี้

หรือ

$$Z_{21m} = \frac{-j\eta l_1 l_2 m}{4\pi l_2} \int_{-l_2/2}^{l_2/2} \sin \left[k \left(\frac{l_2}{2} - |z| \right) \right] \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] dz \quad (2.76)$$

ในกรณีที่สายอากาศเหมือนกัน (แต่ละตัวยาว $l = \frac{n\lambda}{2}$, $n = 1, 2, 3, \dots$) จะมีรูปแบบที่ง่ายดังแสดงต่อไปนี้

2.13.1 การจัดวางสายอากาศในระนาบข้างถึงข้าง (side by side configuration)

$$Re_{21m} = \frac{n}{4\pi} [2C_i(u_0) - C_i(u_1) - C_i(u_2)]$$

$$Im_{21m} = \frac{n}{4\pi} [2S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2)]$$

$$\begin{aligned}
u_0 &= kd_{ij}, \\
u_1 &= k\left(\sqrt{d_{ij}^2 + l^2} + l\right), \\
u_2 &= k\left(\sqrt{d_{ij}^2 + l^2} - l\right),
\end{aligned} \tag{2.77}$$

2.13.2 การจัดวางสายอากาศในระนาบร่วมแนว (Collinear configuration)

$$\begin{aligned}
Re_{21m} &= \frac{n}{8\pi} \cos(v_0) \left[-2C_i(2v_0) - C_i(v_1) - C_i(v_2) - \ln(v_3) \right] \\
&+ \frac{n}{8\pi} \sin(v_0) \left[-2S_i(2v_0) - S_i(v_1) - S_i(v_2) \right] \\
Im_{21m} &= \frac{n}{8\pi} \cos(v_0) \left[-2S_i(2v_0) - S_i(v_1) - S_i(v_2) \right] \\
&+ \frac{n}{8\pi} \sin(v_0) \left[-2C_i(2v_0) - C_i(v_1) - C_i(v_2) - \ln(v_3) \right] \\
w_2 &= k\left(\sqrt{d^2 + h^2} - h\right) \\
v_1 &= 2k(h+l) \\
v_2 &= 2k(h-l) \\
v_3 &= (h^2 - l^2)/h^2
\end{aligned} \tag{2.78}$$

2.13.3 การจัดวางสายอากาศแบบขนาน (Parallel in echelon configuration)

$$\begin{aligned}
Re_{21m} &= \frac{n}{8\pi} \cos(w_0) \left[-2C_i(2w_1) - 2C_i(w_1) + C_i(w_2) + C_i(w_2) + C_i(w_3) + C_i(w_3) \right] \\
&- \frac{n}{8\pi} \cos(w_0) \left[2S_i(2w_1) - 2S_i(w_1) + S_i(w_2) + S_i(w_2) + S_i(w_3) + S_i(w_3) \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Im_{21m} &= \frac{n}{8\pi} \cos(w_0) [-2S_i(2w_1) - 2S_i(w_1) + S_i(w_2) + S_i(w_2') + S_i(w_3) + S_i(w_3')] \\
&+ \frac{n}{8\pi} \sin(w_0) [-2C_i(2w_1) - 2C_i(w_1) + C_i(w_2) + C_i(w_2') + C_i(w_3) + C_i(w_3')] \\
w_0 &= kh \\
w_1 &= k(\sqrt{d^2 + h^2} + h) \\
w_1' &= k(\sqrt{d^2 + h^2} - h) \\
w_2 &= k[\sqrt{d^2 + (h^2 - l)} + (h - l)] \\
w_2' &= k[\sqrt{d^2 + (h^2 - l)} - (h - l)] \\
w_3 &= k[\sqrt{d^2 + (h^2 + l)^2} + (h + l)] \\
w_3' &= k[\sqrt{d^2 + (h^2 + l)^2} - (h + l)]
\end{aligned} \tag{2.79}$$

ในงานนี้จะพิจารณาการจัดวางสายอากาศในแนวระนาบข้างถึงข้าง (side by side) ดังนั้น Z_{ij} จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
Re(Z_{ij}) &= \frac{n}{4\pi} [2C_i(u_0) - C_i(u_1) - C_i(u_2)], \\
Im(Z_{ij}) &= \frac{n}{4\pi} [2S_i(u_0) - S_i(u_1) - S_i(u_2)], \\
u_0 &= kd_{ij}, \\
u_1 &= k(\sqrt{d_{ij}^2 + l^2 + l}), \\
u_1' &= k(\sqrt{d_{ij}^2 + l^2 - l})
\end{aligned} \tag{2.80}$$

เมื่อ $Re(Z_{ij})$ คือ ค่าจำนวนจริงของอิมพีแดนซ์ในตำแหน่ง ij

$Im(Z_{ij})$ คือ ค่าจำนวนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ในตำแหน่ง ij

- η คือ ค่าสูญเสียของอิมพีแดนซ์ในอากาศว่าง
- d_{ij} คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศในตำแหน่ง ij
- l คือ ความยาวสายอากาศ
- k คือ หมายเลขคลื่น

การหาปริพันธ์ของไซน์และโคไซน์ตามที่ได้แสดงในสมการต่อไปนี้

$$C_i(u) = \int_{\alpha}^u \frac{\cos(x)}{x} dx ; \quad (2.81)$$

$$S_i(u) = \int_{\alpha}^u \frac{\sin(x)}{x} dx ; \quad (2.82)$$

เมื่อ $C_i(u)$ คือ ปริพันธ์ของโคไซน์

$S_i(u)$ คือ ปริพันธ์ของไซน์

เมื่อ z_{ii} คืออิมพีแดนซ์ตัวเอง ขององค์ประกอบ i และ z_{ij} คืออิมพีแดนซ์ร่วมระหว่างองค์ประกอบ i และองค์ประกอบ j ในวิทยานิพนธ์นี้สมมติให้ z_{ij} มีค่าเท่ากับ z_{ji} เป็นไปตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ (Reciprocity theorem) ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อต่อไปโดยเมตริกซ์การแมตช์อิมพีแดนซ์ (Matching-impedance matrix) ซึ่ง Z_L จะมีค่าเท่ากับสมการ 2.83

$$Z_L = \begin{bmatrix} Z_{L1} & 0 & 0 & \dots \\ 0 & Z_{L2} & 0 & \dots \\ 0 & 0 & Z_{L3} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

จากทฤษฎีข้างต้นที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้เพื่อออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ โดยจะสามารถคำนวณหาขนาดความกว้างและความยาวของตัวสายอากาศได้ คำนวณหาขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณ ไมโครสตริปได้และยังสามารถนำไปคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศได้ ซึ่งจะกล่าวถึงในบทถัดไป

บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศ

3.1 บทนำ

ในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบไมโม จากเนื้อหาข้อมูลที่ได้ศึกษามาช่วยในการออกแบบและวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศ ตลอดจนการนำสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่มาคัดวางในตำแหน่งที่เหมาะสม นำผลที่ได้จากการจำลองมาออกแบบโครงสร้างของสายอากาศโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์จำลองแบบ พารามิเตอร์ที่ได้จะนำมาปรับโครงสร้างสายอากาศ เพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) ต่ำกว่า -10 dB และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{12} , S_{21}) ต่ำกว่า -14 dB และคุณลักษณะอื่นๆ ของสายอากาศก่อนนำไปสร้างจริง

3.2 การออกแบบและแนวทางการพัฒนาสายอากาศ

การออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบไมโม ในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำแนวคิดและหลักการที่ผ่านมามาประยุกต์ใช้งานสำหรับย่านความถี่แถบกว้างยังมีช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz – 10.6 GHz ตามมาตรฐานของ FCC (Federal Communication Commission) [33] โดยทำการพัฒนาจากโครงสร้างของสายอากาศแบบโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยเทคนิคการใช้โครงสร้างของการปรับจูนและการเซาะร่องเพื่อขยายแบนด์วิดท์สำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยังได้โครงสร้างสายอากาศรูปแบบใหม่ โดยนำเทคนิคจากงานวิจัยที่ผ่านมา [3-5] นำมาพัฒนาสายอากาศโครงสร้างสายอากาศรูปแบบใหม่นี้มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งจะกล่าวถึงดังต่อไปนี้

3.2.1 ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

- 1) ออกแบบขนาดโครงสร้างสายอากาศตามทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในบทที่ 2 ที่มีความเหมาะสมกับการนำไปประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้าง
- 2) ออกแบบโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม (CPW-Fed) ให้มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 Ω โดยใช้โปรแกรม AppCAD for windows ในการออกแบบสายนำสัญญาณและใช้การคำนวณจากทฤษฎีในบทที่ 2 มาเปรียบเทียบผลการออกแบบอีกครั้ง
- 3) ปรับรูปร่างของโครงสร้างสายอากาศเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและเพิ่มอิมพีแดนซ์

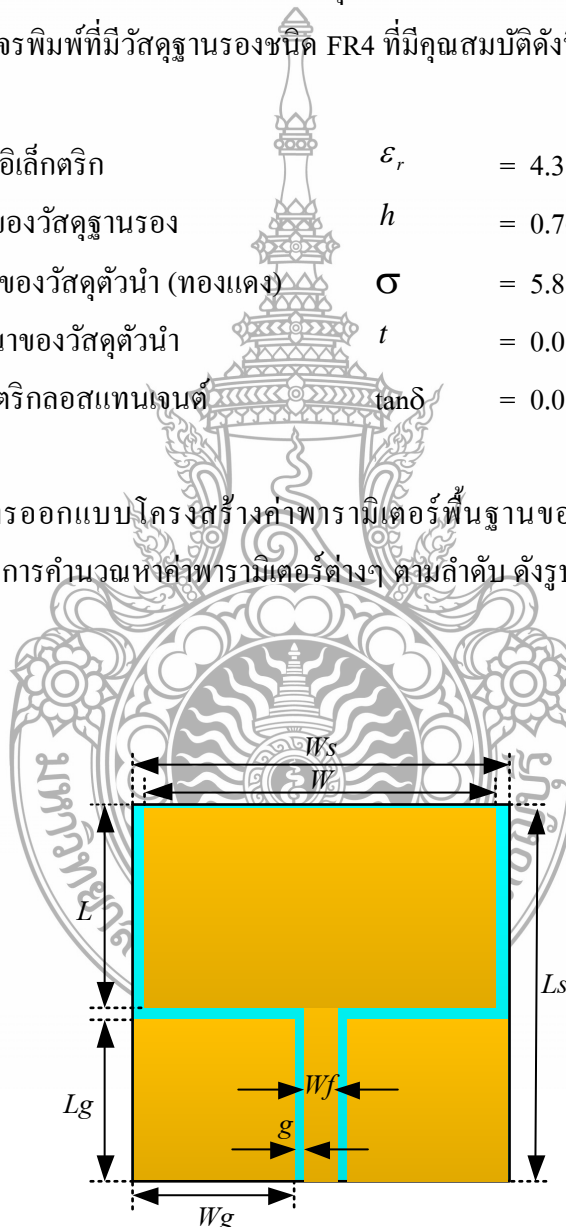
แบนด์วิดท์ โดยการใช้เทคนิคปรับจูนและเซาะร่องระนาบกรวด

4) การนำสายอากาศมาจัดวางแบบคู่ที่มีสององค์ประกอบด้วยระยะห่างที่เหมาะสม เพื่อรองรับการใช้งานในระบบไมโม

หลังจากการจำลองแบบการทำงานตามขั้นตอนข้างต้นแล้วจะนำค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไปสร้างชิ้นงานจริงแล้วนำไปทดสอบวัดค่าคุณลักษณะต่างๆ ต่อไป การออกแบบสายอากาศโมโนโพล แบบระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างจะออกแบบบนโครงสร้างของแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีคุณสมบัติดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	ϵ_r	= 4.3
ความหนาของวัสดุฐานรอง	h	= 0.764 มม.
ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง)	σ	= 5.8×10^7 S/m.
ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ	t	= 0.017 มม.
ค่าไดอิเล็กตริกสูญเสียแทนเจนต์	$\tan \delta$	= 0.015

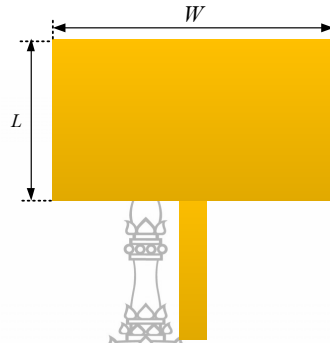
ในการออกแบบโครงสร้างค่าพารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เริ่มจากการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ตามลำดับ ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าพื้นฐาน

3.2.2 การออกแบบความกว้างและความยาวของตัวสายอากาศ

การออกแบบเริ่มต้นจากหาค่าความกว้าง (W) และความยาว (L) ของตัวสายอากาศดังรูปที่ 3.2 โดยขนาดของสายอากาศโมนโพลแบบระนาบร่วมกำหนดจากความถี่ที่ใช้ในการออกแบบคือ 3.1 GHz



รูปที่ 3.2 ความกว้างและความยาวของตัวสายอากาศ

คำนวณหาความยาวคลื่นความถี่ 3.1 GHz ที่ใช้ในการออกแบบตามสมการที่ 2.40

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

แทนค่า

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8}{3.1 \times 10^9} = 96.77 \text{ มม.}$$

คำนวณหาความกว้างของตัวสายอากาศ (W) จากสมการที่ 2.45

$$W = \frac{\lambda}{2} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{-1/2}$$

แทนค่า

$$W = \frac{96.77}{2} \left[\frac{4.3 + 1}{2} \right]^{-1/2} = 29.72 \text{ มม.}$$

ดังนั้นค่าความกว้างของตัวสายอากาศ $W = 29.72$ มม.

คำนวณหาค่าคงตัวไดอิเล็กทริกประสิทธิผล (ϵ_{eff}) จากสมการที่ 2.47

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} (1 + 0.3h)$$

แทนค่า

$$\epsilon_{eff} = \frac{4.3+1}{2}(1+0.3(0.764 \times 10^{-3})) = 2.65$$

ดังนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล $\epsilon_{eff} = 2.65$

ความยาวคลื่นสัมพันธ์ความถี่ 3.1 GHz ที่ใช้ในการออกแบบตามสมการที่ 2.42

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

แทนค่า

$$\lambda_g = \frac{96.77}{\sqrt{2.65}} = 59.44 \text{ มม.}$$

หาค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า ΔL จากสมการที่ 2.48

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)}$$

แทนค่า

$$= (0.412 \times 0.764) \frac{(2.65 + 0.3) \left(\frac{29.72}{0.764} + 0.264 \right)}{(2.65 - 0.258) \left(\frac{29.72}{0.764} + 0.8 \right)} = 0.314 \text{ มม.}$$

ดังนั้นค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า $\Delta L = 0.314$ มม.

คำนวณหาค่าความยาว (L) ของตัวสายอากาศ จากสมการที่ 2.50

$$L = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L$$

แทนค่า

$$L = \frac{96.77}{2\sqrt{4.3}} - 2(0.314) = 22.77 \text{ มม.}$$

เมื่อ c คือ ค่าความเร็วของคลื่นในอากาศ (3×10^8 m/s)

ΔL คือ ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า

ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

f_r คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบมีค่าเท่ากับ 3.1 GHz

h คือ ความหนาของวัสดุฐานรอง

L คือ ค่าความยาวของตัวสายอากาศ

W คือ ค่าความกว้างของตัวสายอากาศ

3.2.3 การออกแบบความกว้าง (W_f) และความยาว (L_f) ของสายนำสัญญาณ

การออกแบบความกว้างและความยาวของสายนำสัญญาณเป็นค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งที่กำหนดคุณสมบัติคุณลักษณะของสายอากาศ โดยกำหนดความกว้างและความยาวของสายนำสัญญาณ ดังรูปที่ 3.3 การคำนวณหาความกว้างของสายนำสัญญาณ (W_f) จากงานวิจัยที่ผ่านมา สามารถคำนวณออกมาเป็นสมการดังนี้

$$W_f = \frac{\lambda_g}{16} = \frac{\lambda}{16\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

แทนค่า

$$W_f = \frac{96.77}{16\sqrt{2.65}} = 3.7 \text{ มม.}$$

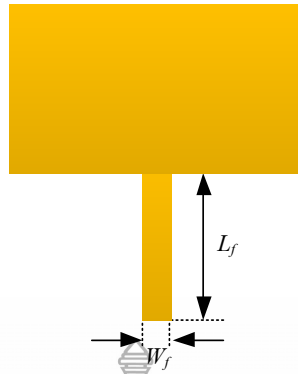
คำนวณหาความยาวของสายนำสัญญาณ (L_f) ดังนี้

$$L_f = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

แทนค่า

$$L_f = \frac{96.77}{4\sqrt{2.65}} = 14.86 \text{ มม.}$$

ดังนั้นค่าความยาวของสายนำสัญญาณ (L_f) ใช้ประมาณ 15 มม.



รูปที่ 3.3 ความกว้างและความยาวของสายนำสัญญาณ

ซึ่งการออกแบบความกว้าง (W_f) และความยาว (L_f) ของสายนำสัญญาณ ดังกล่าวเป็นการออกแบบของสายนำสัญญาณจากงานวิจัยที่ผ่านมา ในวิทยานิพนธ์นี้ก็ได้้นำการออกแบบสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง ด้วยโปรแกรม AppCAD for Windows มาใช้เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศต่อไป

3.2.4 การออกแบบโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง ด้วยโปรแกรม AppCAD for Windows เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0)

โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะกำหนดค่าตัวแปรจากโปรแกรม AppCAD for Windows ใหม่เพื่อไม่ให้ซ้ำกันกับตัวแปรอื่นๆ ของโครงสร้างสายอากาศดังตารางที่ 3.1

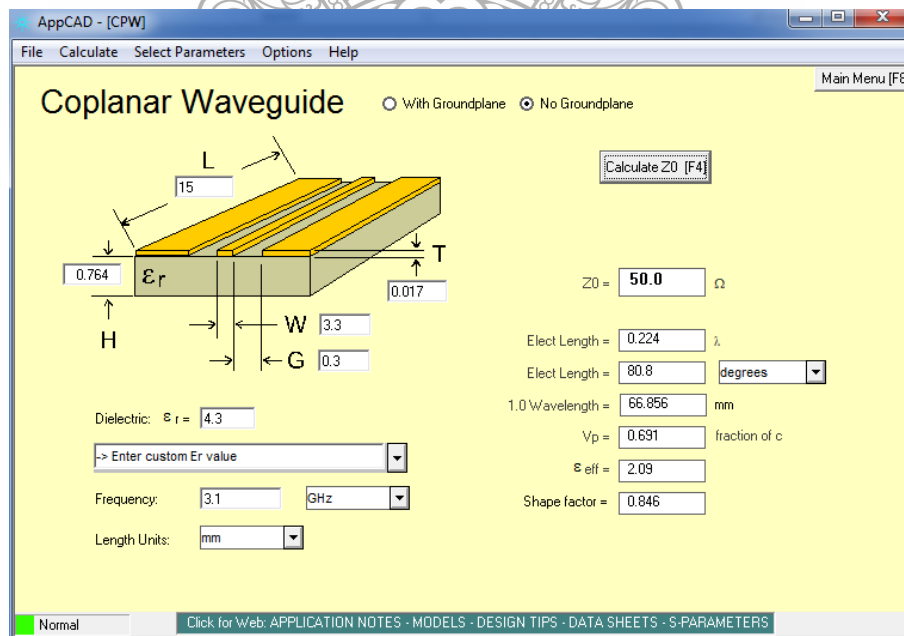
ตารางที่ 3.1 ค่าตัวแปรคุณสมบัติพื้นฐาน

คุณสมบัติพื้นฐาน	ตัวแปร โปรแกรม AppCAD	ตัวแปรในวิทยานิพนธ์
ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ	T	t
ความหนาของวัสดุฐานรอง	H	h
ความกว้างของสายนำสัญญาณ	W	W_f
ความยาวของสายนำสัญญาณ	L	L_f
ช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์	G	g

การออกแบบโครงสร้างสายนำสัญญาณด้วยโปรแกรม AppCAD for Windows จะต้องทราบคุณสมบัติพื้นฐานของแผ่น FR4 ที่จะนำมาใช้ในการออกแบบกำหนดในโปรแกรม AppCAD for Windows โดยมีค่าคุณสมบัติพื้นฐานของแผ่น FR4 ดังนี้

ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ (t)	0.017 มม.
ความหนาของวัสดุฐานรอง (h)	0.764 มม.
ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r)	4.3

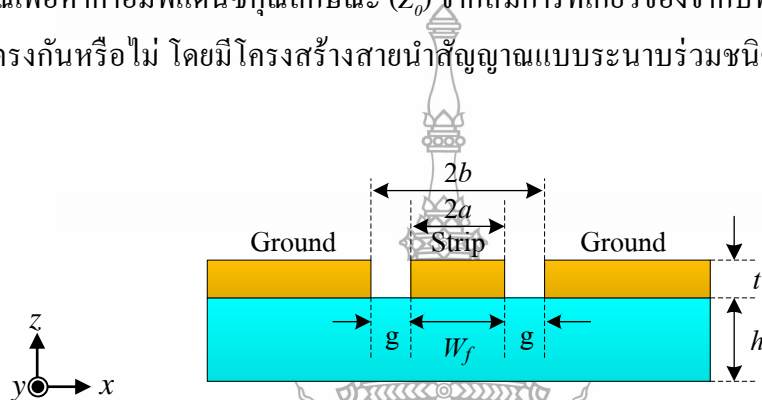
กำหนดค่าความกว้างของสายนำสัญญาณ (W_p) จากการคำนวณได้เท่ากับ 3.7 มม. และค่าความกว้างของช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์ (g) โดยกำหนดค่าความกว้างของช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์ (g) เท่ากับ 0.3 มม. ซึ่งเป็นค่าที่มีขนาดเล็กที่สุดเท่าที่เครื่องจักรกัดแผ่นวงจรพิมพ์ FR4 สามารถทำได้ ผลที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม AppCAD for Windows ได้อิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 49.1Ω จากนั้นทำการปรับค่าความกว้างของสายนำสัญญาณ (W_p) จนได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50Ω หรือใกล้เคียง ได้ค่าความกว้างของสายนำสัญญาณเท่ากับ 3.3 มม. ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 โปรแกรม AppCAD for Windows สำหรับหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

3.2.5 การออกแบบโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างด้วยวิธีการคำนวณจากสูตร

จากค่าขนาดของความกว้างของสายนำสัญญาณ (Strip หรือ W_f) ได้ที่ความกว้างของสายนำสัญญาณ (W_f) เท่ากับ 3.3 มม. และความกว้างของช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์ (g) เท่ากับ 0.3 มม. ด้วยโปรแกรม AppCAD for Windows แล้วนั้น สามารถนำค่าที่ได้ดังกล่าวมาคำนวณเพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) จากสมการที่เกี่ยวข้องของจากบทที่ 2 เพื่อตรวจสอบค่าที่ได้มาว่าตรงกันหรือไม่ โดยมีโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง

ในการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณจะใช้วิธีการส่งผ่าน ซึ่งในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ แต่จะพิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณหาได้ดังนี้
 คำนวณหาค่า a จากสมการที่ 2.28

$$a = \frac{W_f}{2} = \frac{3.3}{2} = 1.65$$

คำนวณหาค่า b จากสมการที่ 2.29

$$b = \frac{2g + W_f}{2} = \frac{(2 \times 0.3) + 3.3}{2} = 1.95$$

คำนวณหาค่า k_1 จากสมการที่ 2.30

$$k_1 = \frac{a}{b} = \frac{1.65}{1.95} = 0.846$$

คำนวณหาค่า k_2 จากสมการที่ 2.31

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)}$$

แทนค่า

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi 1.65}{2(0.764)}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi 1.95}{2(0.764)}\right)} = 0.539$$

คำนวณหาค่า k' จากสมการที่ 2.34

$$k' = \sqrt{1 - (k)^2}$$

จะได้ k_1' ดังนี้

$$k_1' = \sqrt{1 - (k_1)^2} = \sqrt{1 - (0.846)^2} = 0.533$$

จะได้ k_2' ดังนี้

$$k_2' = \sqrt{1 - (k_2)^2} = \sqrt{1 - (0.539)^2} = 0.842$$

คำนวณหาค่า $\frac{K(k_1)}{K'(k_1)}$ จากสมการที่ 2.36 โดยพิจารณาจาก $k_1 = 0.846$ ตามเงื่อนไข $0.707 \leq k \leq 1$

$$\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{k_1})}{(1 - \sqrt{k_1})} \right]$$

แทนค่า k ด้วย k_1 ในสมการ

$$\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{0.846})}{(1 - \sqrt{0.846})} \right] = 1.231$$

ดังนั้น $\frac{K'(k_1)}{K(k_1)}$ จึงเท่ากับ $\frac{1}{1.231} = 0.812$

คำนวณหาค่า $\frac{K(k_2)}{K'(k_2)}$ จากสมการที่ 2.35 โดยพิจารณาจาก $k_2 = 0.539$ ตามเงื่อนไข $0 \leq k \leq 0.707$

$$\frac{K(k_2)}{K'(k_2)} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{k'})}{(1 - \sqrt{k'})} \right]}$$

แทนค่า k' ด้วย $k'_2 = 0.842$ ในสมการ

$$\frac{K(k_2)}{K'(k_2)} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{0.842})}{(1 - \sqrt{0.842})} \right]} = 0.818$$

คำนวณหาค่า q คือฟิลลิงแฟกเตอร์ (Filling factor) เป็นตัวประกอบการคูณจากสมการที่ 2.37

$$q = \frac{1}{2} \left(\frac{K(k_2) K'(k_1)}{K'(k_2) K(k_1)} \right)$$

แทนค่า

$$q = \frac{1}{2} (0.818 \times 0.812) = 0.332$$

คำนวณหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ ϵ_{re} ได้จากสมการที่ 2.38

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1)$$

แทนค่า

$$\epsilon_{re} = 1 + 0.332(4.3 - 1) = 2.095$$

หาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) ของสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกรวดด้านล่างหาได้จากสมการที่ 2.39

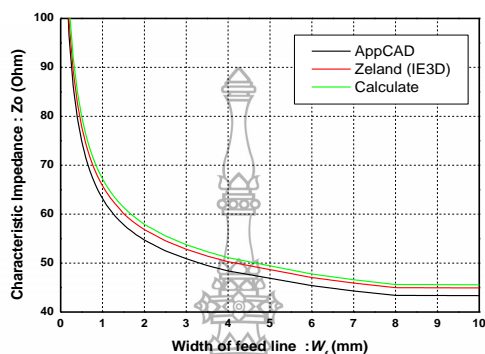
$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)}$$

แทนค่า

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{2.095}} \times 0.812 = 52.87 \Omega$$

ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณเท่ากับ 52.87Ω

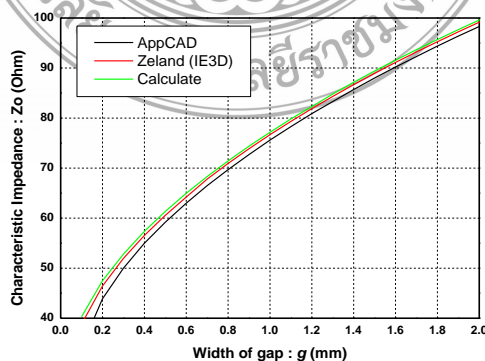
ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการเปรียบเทียบการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 3 แบบ คือแบบแรกผลการคำนวณจากบทที่ 2 แบบที่สองผลการคำนวณจากโปรแกรม AppCAD for Windows และโปรแกรม Zeland (IE3D) ว่ามีความแตกต่างกันอย่างไร โดยการปรับความกว้าง (W_f) ของสายนำสัญญาณ ตั้งแต่ 0.1 มม. จนถึง 10 มม. มีผลค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ผลการเปรียบเทียบการปรับความกว้าง (W_f) ของสายนำสัญญาณ

จากรูปที่ 3.6 ผลการเปรียบเทียบการปรับความกว้างของสายนำสัญญาณ พบว่าค่าเฉลี่ยความแตกต่างของการคำนวณจากโปรแกรม Zeland (IE3D) มีค่ามากกว่าโปรแกรม AppCAD for Windows ประมาณ 2.33Ω ส่วนการคำนวณจากสูตรมีค่าเฉลี่ยมากกว่าโปรแกรม AppCAD for Windows ประมาณ 3.84Ω มีผลคู่ตามกันตลอด

การเปรียบเทียบผลการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะจากสูตร ผลการคำนวณจากโปรแกรม AppCAD for Windows และ โปรแกรม Zeland (IE3D) อีกค่าหนึ่งคือการปรับความกว้างของช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระยะนาบกราวด์ (g) โดยปรับตั้งแต่ 0.1 มม. จนถึง 2 มม. มีผลค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ดังรูปที่ 3.7

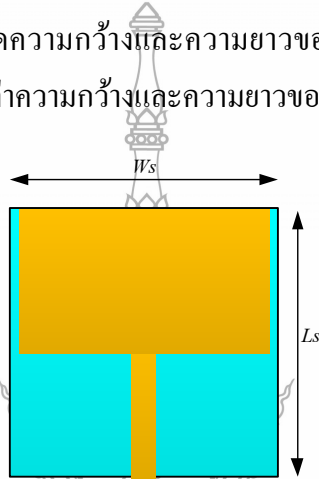


รูปที่ 3.7 ผลการเปรียบเทียบการปรับความกว้างช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระยะนาบกราวด์ (g)

จากรูปที่ 3.7 ผลการเปรียบเทียบการปรับความกว้างช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์ (g) พบว่าค่าเฉลี่ยความแตกต่างของการคำนวณจากโปรแกรม Zeland (IE3D) มีค่าเฉลี่ยมากกว่าโปรแกรม AppCAD for Windows ประมาณ 1.28 Ω ส่วนการคำนวณจากสูตรมีค่าเฉลี่ยมากกว่าโปรแกรม AppCAD for Windows ประมาณ 1.81 Ω มีผลลู่ตามกันตลอด

3.2.5 การออกแบบขนาดความกว้าง (W_s) และความยาว (L_s) ของวัสดุฐานรองของสายอากาศ [24]

การออกแบบขนาดความกว้างและความยาวของวัสดุฐานรองของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยกำหนดค่าความกว้างและความยาวของวัสดุฐานรองดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ความกว้างและความยาวของวัสดุฐานรองของสายอากาศ

เพื่อให้ง่ายต่อการนำสายอากาศที่มีสององค์ประกอบวางเรียงกันแบบคู่ จึงกำหนดให้ขนาดความกว้างและความยาวของวัสดุฐานรองของสายอากาศ โมโน โพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ามีขนาดเท่ากัน $W_s = L_s$ หาได้ตามสมการที่ 2.51

$$W_s = 6h + W$$

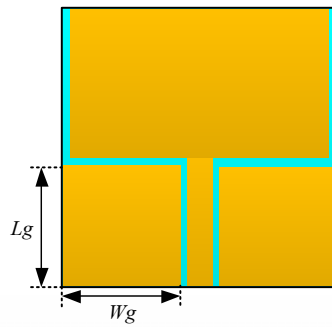
แทนค่า

$$W_s = 6(0.764) + 29.72 = 34.3 \text{ มม.}$$

ดังนั้นใช้ค่าความกว้างและความยาวของวัสดุฐานรองประมาณ 34 มม.

3.2.6 การออกแบบความกว้างและความยาวของระนาบกราวด์

การออกแบบขนาดความกว้างและความยาวของระนาบกราวด์ของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยกำหนดค่าความกว้าง (W_g) และความยาว (L_g) ของระนาบกราวด์ ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 ความกว้างและความยาวระนาบกราวด์ของสายอากาศโมนิโพล

คำนวณหาค่าความกว้างของระนาบกราวด์ (W_g) ได้ดังนี้

$$W_g = \frac{\lambda}{4} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{-1/2}$$

แทนค่า

$$W_g = \frac{96.77}{4} \left[\frac{4.3+1}{2} \right]^{-1/2} = 14.86 \text{ มม.}$$

ดังนั้นใช้ความกว้างของระนาบกราวด์ (W_g) ประมาณ 15 มม.

คำนวณหาค่าความยาวของระนาบกราวด์ (L_g) ได้ดังนี้

$$L_g = \frac{0.87\lambda}{4} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{-1/2}$$

แทนค่า

$$L_g = \frac{0.87 \times 96.77}{4} \left[\frac{4.3+1}{2} \right]^{-1/2} = 12.92 \text{ มม.}$$

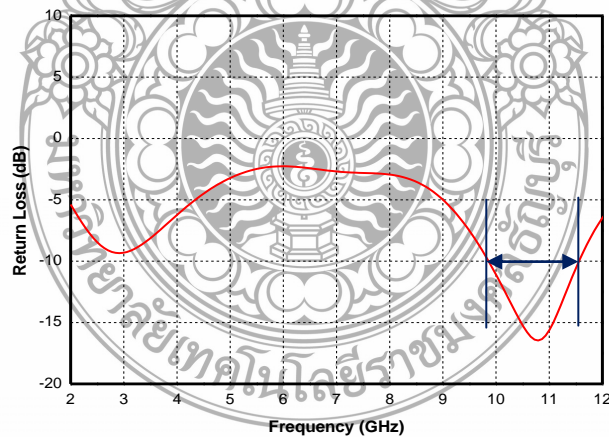
ดังนั้นใช้ความยาวของระนาบกราวด์ (L_g) ประมาณ 13 มม.

จากการออกแบบโครงสร้างของสายอากาศโมนิโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ได้ออกแบบ
 นั้นมีค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจากการคำนวณ

ค่าตัวแปร	ค่าความกว้าง (มม.)		ค่าตัวแปร	ค่าความยาว (มม.)	
	ขนาดทาง กายภาพ	ขนาดทาง ไฟฟ้า		ขนาดทาง กายภาพ	ขนาดทาง ไฟฟ้า
W	29.72	$0.500\lambda_g$	L	22.77	$0.383\lambda_g$
W_f	3.3	$0.055\lambda_g$	L_f	14	$0.235\lambda_g$
W_g	15	$0.252\lambda_g$	L_g	13	$0.218\lambda_g$
W_s	34	$0.572\lambda_g$	L_s	34	$0.572\lambda_g$
g	0.3	$0.005\lambda_g$	-	-	-

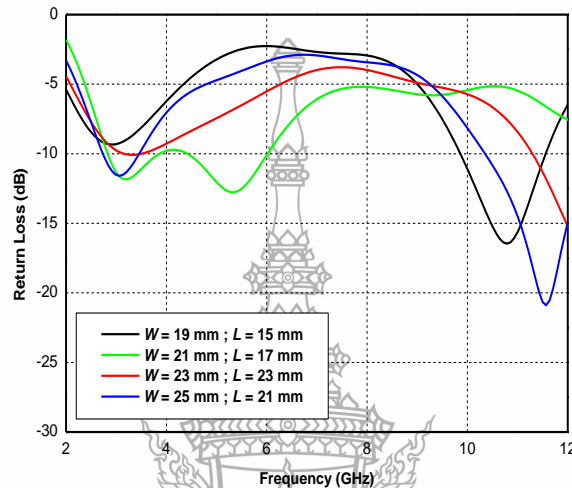
นำค่าพารามิเตอร์โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจากการคำนวณมาจำลองแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ CST พบว่าค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับในช่วงความถี่ต่ำ 3.1 GHz มีค่าที่สูงกว่า -10 dB มีการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 9.8 GHz -11.5 GHz ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ผลการจำลองแบบค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

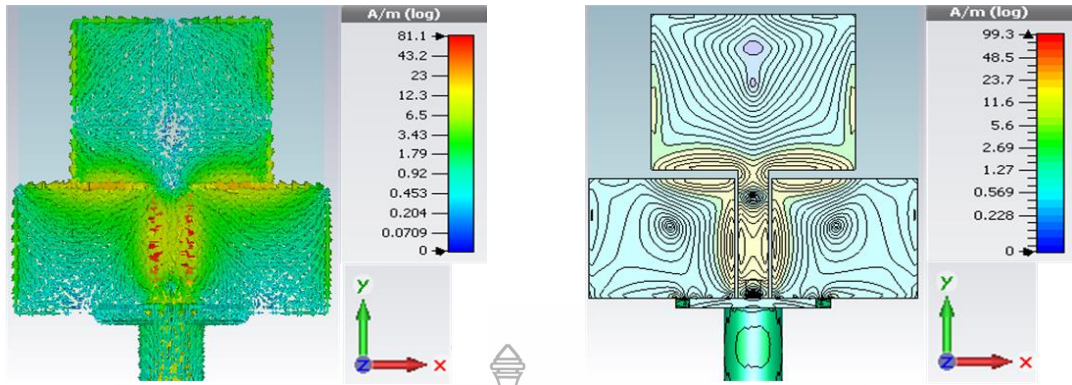
จากนั้นทำการลดขนาดค่าความกว้าง (W) และค่าความยาว (L) ของสายอากาศ เพื่อให้ได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ต่ำกว่า -10 dB ในช่วงความถี่ที่ต้องการ ทำการปรับค่าความ

กว้าง (W) และความยาว (L) ของตัวสายอากาศ โดยเริ่มเลือกปรับค่าความกว้าง W ตั้งแต่ 19, 21, 23 และ 25 มม. และเลือกปรับค่าความยาว L ตั้งแต่ 15, 17, 19 และ 21 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W เท่ากับ 21 มม. และ L เท่ากับ 17 มม. ซึ่งทำให้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับลดลงมี 2 ช่วงความถี่ คือ ช่วงความถี่ต่ำ 2.84 – 3.89 GHz และช่วงความถี่สูง 4.46 – 6.01 GHz ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 ผลการจำลองแบบค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับค่า W และ L ของตัวสายอากาศ

จากงานวิจัยที่ผ่านมา [5-7] มีการใช้เทคนิคการเซาะร่องระนาบกราวด์ทำให้แบนด์วิดท์กว้างมากขึ้น จึงนำเทคนิคดังกล่าวมาใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ โดยวิเคราะห์ผลความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแส เพื่อให้ช่วงความถี่ 7 GHz ถึง 10.6 GHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่สูงกว่า -10 dB โดยการวิเคราะห์ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 9 GHz พบว่าความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสจะมีความหนาแน่นที่ระหว่างระนาบกราวด์กับส่วนแผ่พลังงานของตัวสายอากาศ ดังรูปที่ 3.12

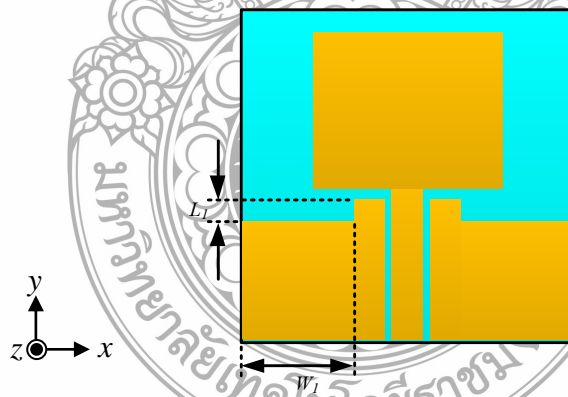


(ก) ทิศทางการไหลของกระแส

(จ) ความหนาแน่นของกระแส

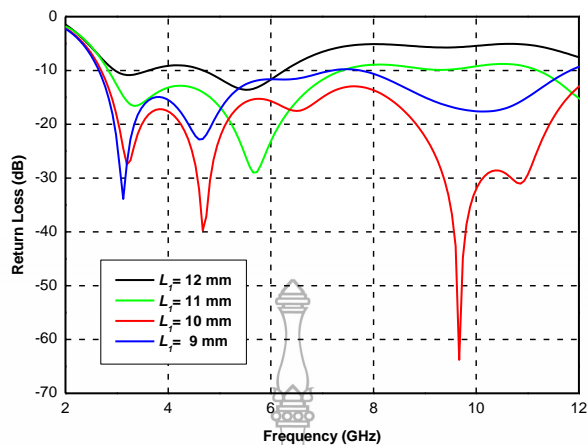
รูปที่ 3.12 ผลการจำลองแบบความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 9 GHz

จากนั้นใช้เทคนิคจากงานวิจัยที่ผ่านมา [5-7] โดยการเซาะร่องระนาบกราวด์บริเวณที่มีความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแส ทำการนำระยะ W_1 และ L_1 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ λ_g ของความถี่ 9 GHz เพื่อที่จะหาระยะ W_1 และ L_1 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ ทำการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ระนาบกราวด์ ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 การเซาะร่องระนาบกราวด์รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ W_1 และ L_1

การเซาะร่องระนาบกราวด์โดยกำหนดค่าคงที่ความกว้างของ W_1 เท่ากับ 11 มม. และปรับค่าความยาวของ L_1 โดยมีขนาดตั้งแต่ 12, 11, 10 และ 9 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ L_1 เท่ากับ 10 มม. มีผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 2.70-12.00 GHz (126.53%) ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับค่า W_r และ L_r ของระนาบกราวด์

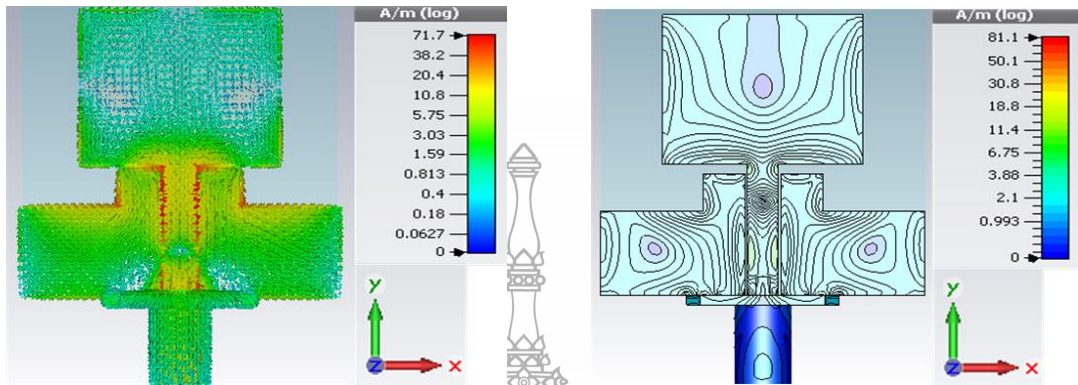
ผลการเซาะร่องที่ระนาบกราวด์โดยการปรับค่าความยาว L_r ของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ได้ออกแบบนั้นมีค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์การเซาะร่องของความยาว L_r ที่ระนาบกราวด์

ค่าความยาว L_r (มม.)				
ขนาดทางกายภาพ	ขนาดทางไฟฟ้า	ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (dB)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	ช่วงความถี่ใช้งาน (GHz)
12	$0.586\lambda_g$	-10.7	3.29	2.98 – 3.61
		-13.5	5.51	4.81 – 6.22
11	$0.537\lambda_g$	-17.8	5.09	2.84 – 7.34
		-12.43	11.60	11.21 – 12.00
10	$0.488\lambda_g$	-13.3	7.35	2.70 – 12.00
9	$0.439\lambda_g$	-18.18	4.91	2.70 – 7.13
		-17.37	9.76	7.76 – 11.77

จากการจำลองแบบการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ระนาบกราวด์ L_r เท่ากับ 3 มม. จะให้ผลตอบสนองแบนด์วิดท์กว้างขึ้นครอบคลุมย่านความถี่ที่ต้องการทำให้ผลการตอบสนองย่าน

ความถี่แถบกว้างยิ่ง (3.1-10.6 GHz) ที่ต้องการ จากรูปที่ 3.14 เมื่อพิจารณาจากค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ จะเห็นได้ว่าในช่วงความถี่ 8 GHz ยังมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่สูงอยู่ หากนำโครงสร้างสายอากาศไปสร้างจริงอาจจะมีปัญหาในย่านความถี่ดังกล่าว

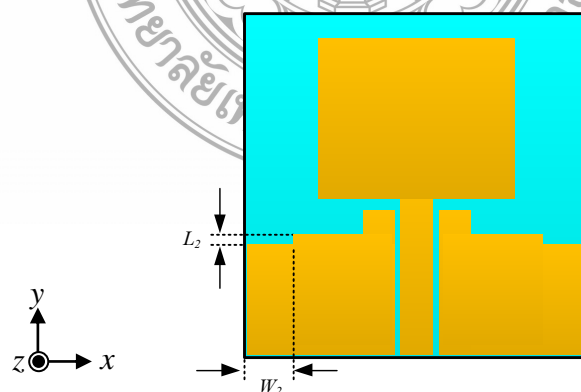


(ก) ทิศทางการไหลของกระแส

(ข) ความหนาแน่นของกระแส

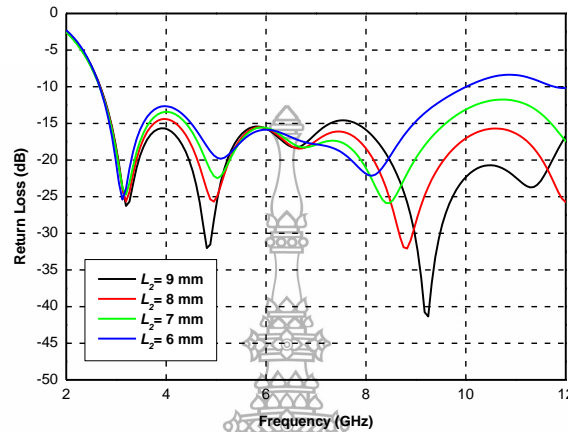
รูปที่ 3.15 ผลการจำลองแบบความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 8 GHz

ดังนั้น จึงทำการวิเคราะห์ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 8 GHz พบว่ามีความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ระนาบกราวด์กับส่วนแผ่พลังงานที่ใกล้เคียงกับระนาบกราวด์ ดังรูปที่ 3.15 จากนั้นใช้เทคนิคจากงานวิจัยที่ผ่านมา [5-7] โดยการเซาะร่องระนาบกราวด์บริเวณที่มีความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแส ทำการนำระยะ W_2 และ L_2 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ λ_g ของความถี่ 8 GHz เพื่อที่จะหาระยะ W_2 และ L_2 ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ ทำการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ระนาบกราวด์ ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 การเซาะร่องระนาบกราวด์รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ W_2 และ L_2

กำหนดค่าคงที่ความกว้างของ W_2 เท่ากับ 5 มม. และปรับค่าความยาวของ L_2 โดยมีขนาดตั้งแต่ 9, 8, 7 และ 6 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ L_2 เท่ากับ 8 มม. ผลของการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 2.70-12.00 GHz (126.53 %) ดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับค่า W_2 และ L_2 ของระนาบกราวด์

การคำนวณหาแบนด์วิดท์ (Band Width : BW) สามารถคำนวณได้จากค่าแบนด์วิดท์จากกราฟค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่มีค่าต่ำกว่า -10 dB ที่ได้จากการจำลองผล ตัวอย่างจากผลการจำลองแบบเมื่อค่าความกว้าง W_2 เท่ากับ 5 มม. และความยาว L_2 เท่ากับ 8 มม. คำนวณหาค่าแบนด์วิดท์จากสมการที่ 2.20

$$BW = f_H - f_L = 12.00 - 2.70 = 9.30 \text{ GHz}$$

คำนวณค่าความถี่กลางดังสมการที่ 2.21

$$f_c = \frac{f_H - f_L}{2} + f_L = \left(\frac{12.00 - 2.70}{2} \right) + 2.70 = 7.35 \text{ GHz}$$

คำนวณหาค่าแบนด์วิดท์ดังสมการที่ 2.22

$$BW(\%) = \frac{f_H - f_L}{f_c} \times 100 = \left(\frac{12.00 - 2.70}{7.35} \right) \times 100\% = 126.53 \%$$

เมื่อ BW คือ แบนด์วิคท์ของสายอากาศ

f_H คือ ขอบความถี่สูงของย่านความถี่

f_L คือ ขอบความถี่ต่ำของย่านความถี่

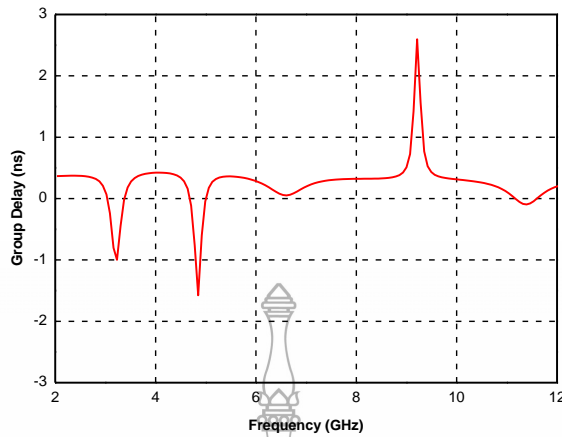
f_c คือ ความถี่กลางของย่านความถี่

จากรูปที่ 3.17 การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศแบบการปรับเซาะร่องที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้านนั้น เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับระหวางขนาดทางกายภาพและขนาดทางไฟฟ้า ดังตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 พารามิเตอร์การเซาะร่องของความยาว L_2 ที่ระนาบกราวด์

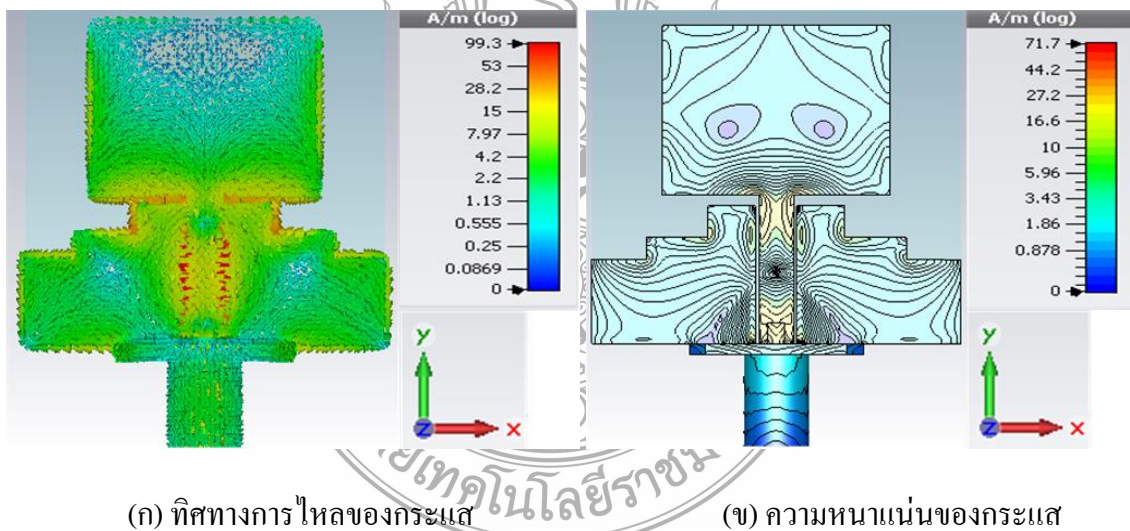
ค่าความยาว L_2 (มม.)	ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (dB)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	ช่วงความถี่ใช้งาน (GHz)	
ขนาดทางกายภาพ	ขนาดทางไฟฟ้า			
6	$0.260\lambda_g$	-18.58	7.38	2.70 -12.06
7	$0.303\lambda_g$	-20.10	7.97	2.70 – 13.25
8	$0.347\lambda_g$	-30.97	8.92	2.70 – 15.15
9	$0.390\lambda_g$	-22.70	9.24	2.70 – 15.78

เมื่อผลการจำลองแบบการตอบสนองย่านความถี่ตั้งแต่ 2.70-15.15 GHz (139.57 %) เมื่อนำมาวิเคราะห์ดูผลการจำลองแบบการตอบสนองค่าน่วงเวลา (Group Delay) พบว่าที่ความถี่ 9.21 GHz มีการแกว่งของค่าน่วงเวลา 2.52 ns มีค่ามากกว่า ± 2 ns ซึ่งเป็นค่ามากกว่าคุณสมบัติค่าน่วงเวลาของสายอากาศแบบคูที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบไมโม ดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 ผลการจำลองแบบการตอบสนองค่าหน่วงเวลาของสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้า

จึงทำการวิเคราะห์ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 9.21 GHz พบว่ามีค่าความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่มีค่าน้อยที่สุดในส่วนของตัวแผ่พลังงานของสายอากาศ ดังรูปที่ 3.19

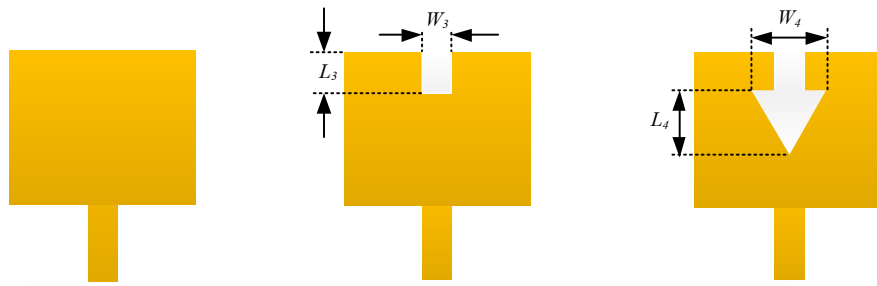


(ก) ทิศทางการไหลของกระแส

(ข) ความหนาแน่นของกระแส

รูปที่ 3.19 ผลการจำลองแบบความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 9.21 GHz

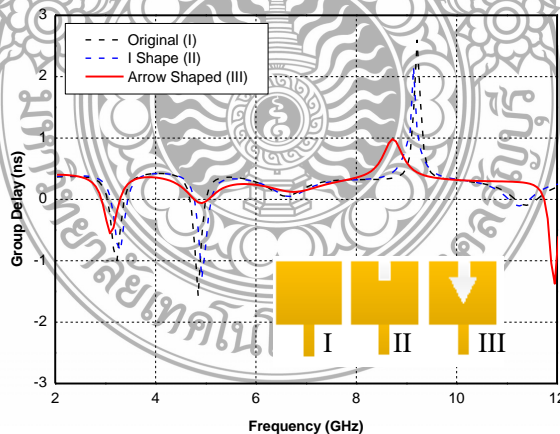
ดังนั้น จึงใช้เทคนิคการเจาะร่องที่ส่วนแผ่พลังงานของสายอากาศ เพื่อลดค่าการตอบสนองค่าหน่วงเวลา (Group Delay) โดยใช้เทคนิคการเจาะร่องรูปลูกศรที่ระดับของสายอากาศ [8] เพื่อมาช่วยลดการตอบสนองค่าหน่วงเวลา (Group Delay) โดยมีลำดับการเจาะร่อง ดังรูปที่ 3.20



(ก) สายอากาศสี่เหลี่ยมผืนผ้า (ข) เซาะร่องรูปตัวไอที่สายอากาศ (ค) เซาะร่องรูปลูกศรที่สายอากาศ
(Original) (I Shaped) (Arrow Shaped)

รูปที่ 3.20 การออกแบบโครงสร้างส่วนแผ่พลังงานของสายอากาศ

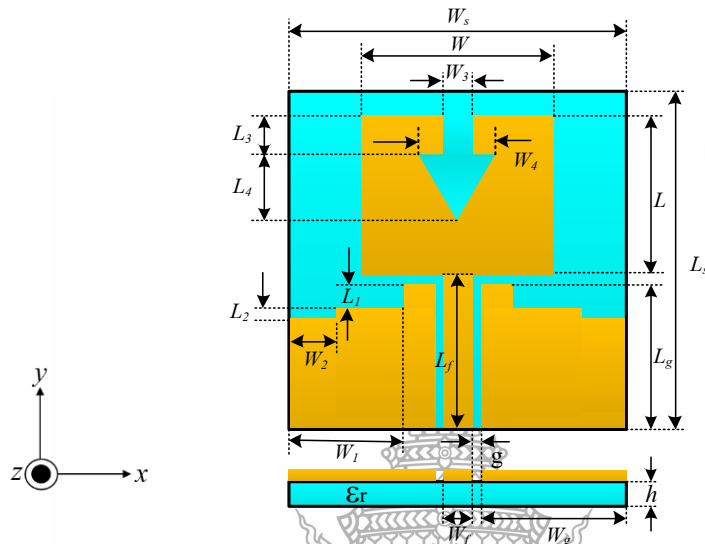
จากโครงสร้างส่วนแผ่พลังงานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปที่ 3.20 (ก) นำมาทำการเซาะร่องรูปตัวไอที่มีความกว้าง W_3 มีขนาดทางกายภาพ 3 มม. และมีความยาว L_3 ขนาดทางกายภาพ 4 มม. ดังรูปที่ 3.20 (ข) จากนั้นทำการเซาะร่องรูปสามเหลี่ยมที่มีความกว้าง W_4 มีขนาดทางกายภาพ 7 มม. และมีความยาว L_4 ขนาดทางกายภาพ 8 มม. ดังรูปที่ 3.20 (ค) ผลการจำลองของการตอบสนองค่าหนึ่งวงเวลามีค่าน้อยกว่า ± 2 ns ช่วงย่านความถี่ 3.1 – 10.6 GHz แต่ส่งผลเพิ่มขึ้นที่ความถี่ 12 GHz มีการตอบสนองค่าหนึ่งวงเวลา -1.3 ns ดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.21 การเปรียบเทียบค่าหนึ่งวงเวลาของสายอากาศ 3 แบบ

โดยการออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ผ่านมา ได้นำโครงสร้างสายอากาศจากการศึกษาจำลองผลค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับและค่าหนึ่งวงเวลา

เพื่อมาปรับปรุงแบนด์วิดท์ให้ได้ช่วงความถี่แถบกว้างที่ 3.1–10.6 GHz จากการออกแบบพื้นฐาน โดยการนำสายอากาศโมนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้ามาปรับจูนมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.22 ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดดังตารางที่ 3.5

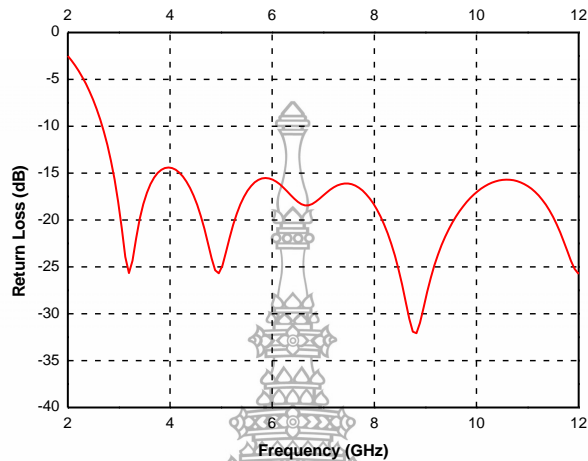


รูปที่ 3.22 โครงสร้างของสายอากาศโมนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าต้นแบบตัวเดียว

ตารางที่ 3.5 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศโมนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าต้นแบบตัวเดียว

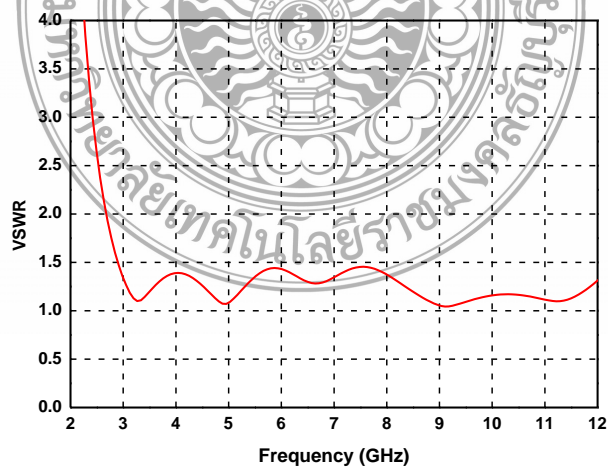
ตัวแปร	ขนาดความยาว (มม.)		ขนาดความกว้าง (มม.)		
	ทางกายภาพ	ทางไฟฟ้า	ตัวแปร	ทางกายภาพ	ทางไฟฟ้า
L	17	$0.286\lambda_g$	W	21	$0.353\lambda_g$
L_1	3	$0.050\lambda_g$	W_1	11	$0.185\lambda_g$
L_2	2	$0.033\lambda_g$	W_2	5	$0.084\lambda_g$
L_3	4	$0.067\lambda_g$	W_3	3	$0.050\lambda_g$
L_4	8	$0.134\lambda_g$	W_4	7	$0.117\lambda_g$
L_f	14	$0.235\lambda_g$	W_f	3.3	$0.055\lambda_g$
L_g	13	$0.218\lambda_g$	W_g	15	$0.252\lambda_g$
L_s	34	$0.572\lambda_g$	W_s	34	$0.572\lambda_g$
h	0.764	$0.012\lambda_g$	g	0.3	$0.005\lambda_g$

นำโครงสร้างสายอากาศดังตารางที่ 3.5 มาจำลองสายอากาศที่ออกแบบ พบว่าค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ตอบสนองย่านความถี่แถบกว้างยิ่งตั้งแต่ 2.70 – 12.00 GHz (126.53%) ดังรูปที่ 3.23



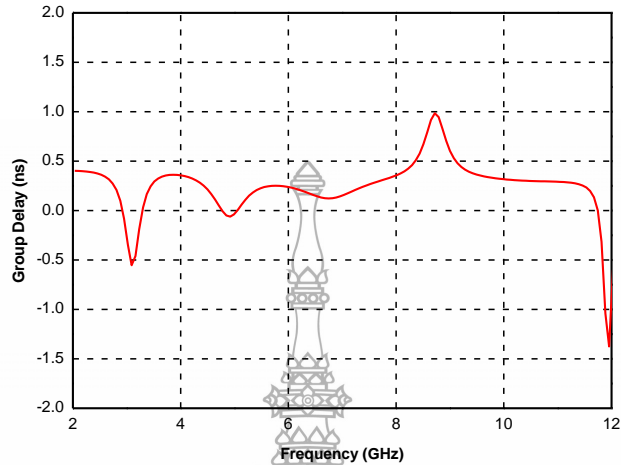
รูปที่ 3.23 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปลูกศร

ผลการจำลองค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR) แสดงดังรูปที่ 3.24 ซึ่งพบว่าค่า VSWR จะต่ำกว่า 2 ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.70 – 12.00 GHz (126.53%)



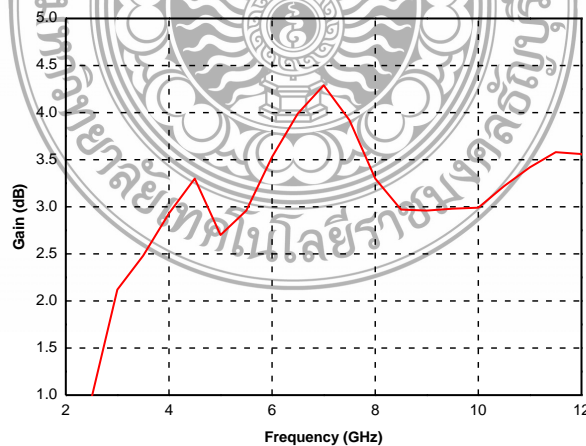
รูปที่ 3.24 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปลูกศร

ในส่วนของการจำลองแบบและทดสอบค่าหน่วงทางเวลา (Group Delay) ของสายอากาศจะเห็นได้ว่ามีการแกว่งของค่าไม่เกิน ± 2 ns ที่ช่วงความถี่ 2.00-12.00 GHz ดังรูปที่ 3.25



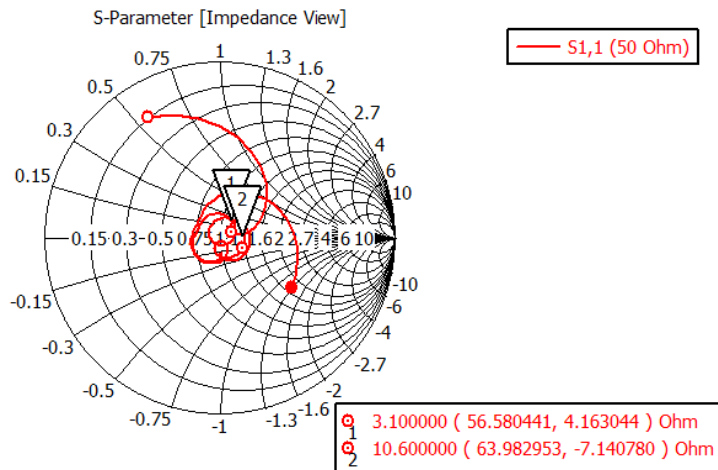
รูปที่ 3.25 ค่าหน่วงเวลาของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปลูกศร

ค่าอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปลูกศรที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม ค่าอัตราขยายนี้เป็นพารามิเตอร์ที่บอกถึงความสามารถของสายอากาศในการแผ่พลังงาน โดยที่ความถี่ตั้งแต่ 3 GHz เป็นต้นไปมีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 3.34 dBi ดังรูปที่ 3.26

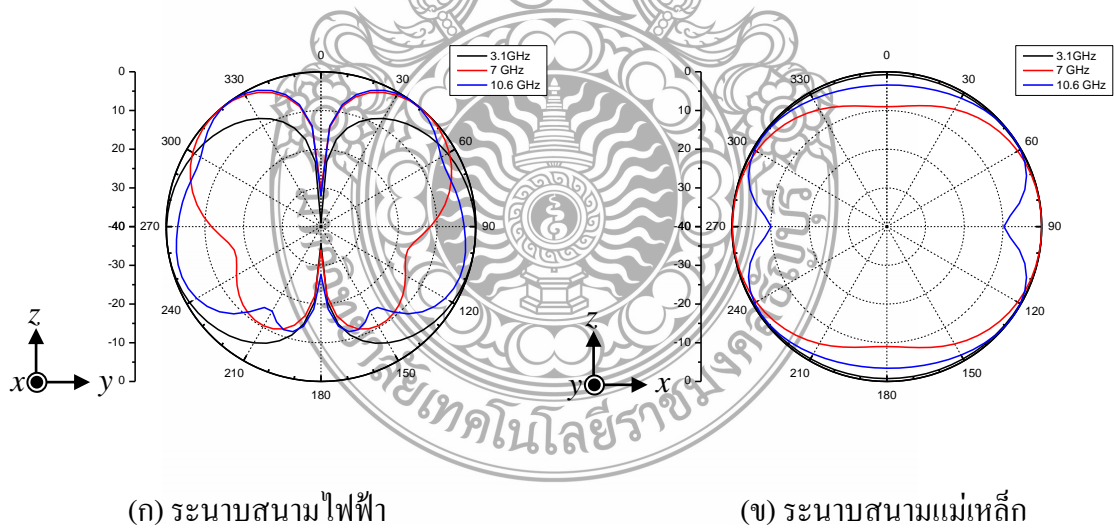


รูปที่ 3.26 ค่าอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปลูกศร

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะจากการจำลองแบบ พบว่าที่ความถี่ 3.1 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะคือ $56.58+j4.16\Omega$ และที่ความถี่ 10.6 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะคือ $63.98-j7.14\Omega$ ดังรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.27 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปลูกศรต้นแบบตัวเดียว



รูปที่ 3.28 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.1 GHz, 7GHz และ 10.6 GHz ในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก

แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 2 มิติ ระนาบสนามไฟฟ้า (y-z) จากรูปที่ 3.28 (ก) ทั้ง 3 ช่วงความถี่มีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bi-directional) และมีแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก (x-z) จากรูปที่ 3.28 (ข) ทั้ง 3 ช่วงความถี่ มีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (Omni-directional) ในช่วงความถี่ต่ำและมีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bi-directional) ในช่วงความถี่สูง

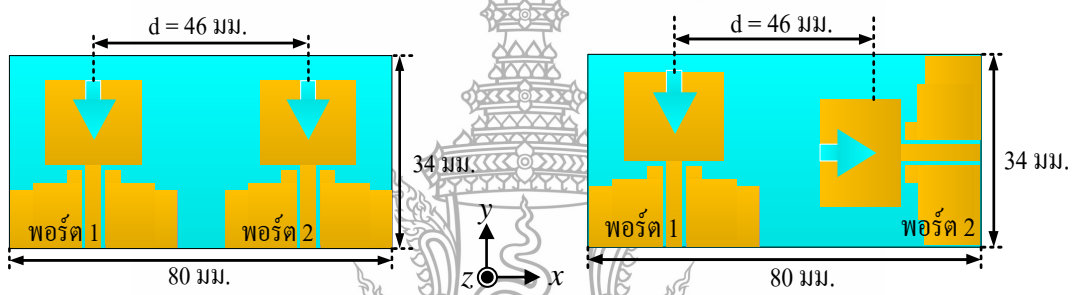
3.3 การจัดวางสายอากาศแบบคู่เพื่อรองรับระบบโมโม

จากการศึกษานวิจัย [9-13] การวางระยะห่างสายอากาศแบบคู่และการนำเทคนิคต่างๆ มาช่วยลดปรากฏการเชื่อมต่อร่วมมีหลายเทคนิคด้วยกัน เช่น ใช้การเจาะร่องโครงสร้างกราวด์ (Defected Ground Structure : DGS), การเพิ่มสตัป (Inserting Stub) , องค์ประกอบที่เหมือนกัน (Heterogeneous Elements), ระยะห่างและการเปลี่ยนแปลงเชิงมุม (Spatial and Angular Variations) เป็นต้น ในวิทยานิพนธ์นี้ นำเทคนิคการจัดวางสายอากาศแบบคู่ที่มีองค์ประกอบที่เหมือนกันร่วมกับการวางระยะห่างและการเปลี่ยนแปลงเชิงมุมมาทำการออกแบบสายอากาศเพื่อรองรับระบบโมโม ซึ่งได้ศึกษาการวางระยะห่างตั้งแต่ $0.5\lambda_g$ ถึง $2.5\lambda_g$ [12] ประกอบกับขนาดของพื้นที่สายอากาศที่สามารถวางสายอากาศในตัวอุปกรณ์สื่อสารที่จะนำไปใช้งานกับอุปกรณ์สื่อสารโดยทั่วไปร่วมกับการพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศความถี่แถบกว้างยิ่งที่รองรับระบบโมโมซึ่งมีคุณสมบัติตามตารางที่ 3.6 ดังนี้

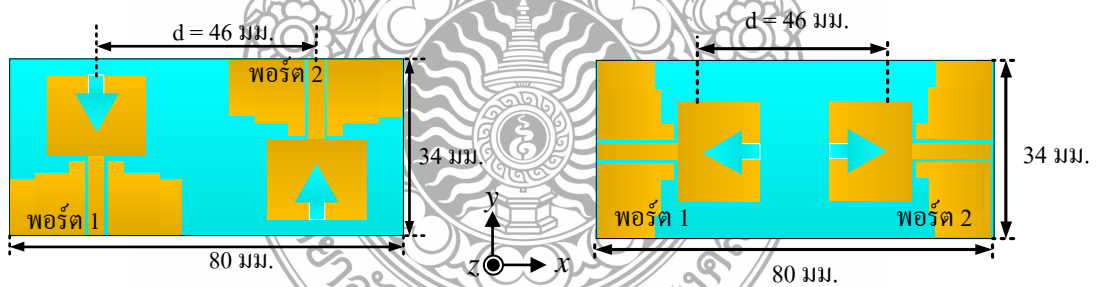
ตารางที่ 3.6 คุณสมบัติสายอากาศความถี่แถบกว้างที่รองรับระบบ โมโม [32]

Parameter	Value
Operating Bandwidth	3.1-10.6 GHz (\pm 100 MHz acceptable)
Gain variation	Not more than 4 dBi
Radiation efficiency	High ($>$ 70%) and variation not more than 25%
Group delay	Not more than 2 ns
Isolation	Not less than 14 dB
Envelope correlation coefficient	Not more than 0.5
Correlation coefficient	Not more than $-$ 15 dB
Total Active Reflection Coefficient (TARC)	Not more than $-$ 10 dB
Design profile	Compact, printed and easy to fabricate

นำคุณสมบัติสายอากาศความถี่แถบกว้างยิ่งที่รองรับระบบโมโมจากรางที่ 3.6 มาใช้ในการออกแบบและจำลองแบบสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบโมโม มีลักษณะการจัดวางสายอากาศแบบเชิงมุมที่แตกต่างกัน 4 แบบ ขนาดความกว้างและความยาวของสายอากาศ 34x80 มม² โดยมีการจัดวางสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่แบบที่ 1 สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่จัดวางแบบข้างถึงข้าง แบบที่ 2 สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่จัดวางแบบเชิงมุมตั้งฉาก แบบที่ 3 สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่จัดวางแบบขนาน และแบบที่ 4 สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่จัดวางแบบหน้าต่อหน้า ดังรูปที่ 3.29 ซึ่งระยะห่างระหว่างสายอากาศ (d) จะนำเสนอในลำดับต่อไป



(ก) แบบที่ 1 สายอากาศฯ จัดวางแบบข้างถึงข้าง (ข) แบบที่ 2 สายอากาศฯ จัดวางแบบเชิงมุมตั้งฉาก

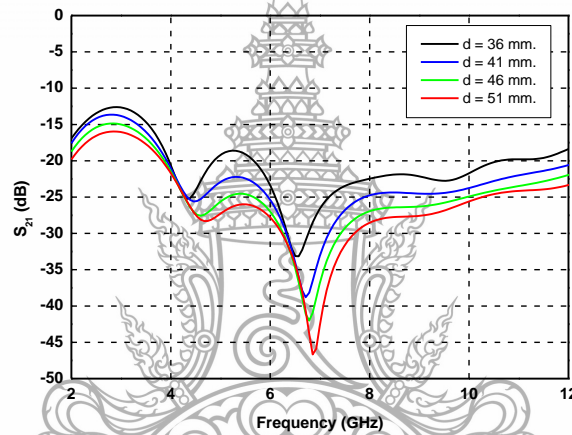


(ค) แบบที่ 3 สายอากาศฯ จัดวางแบบขนาน (ง) แบบที่ 4 สายอากาศฯ จัดวางแบบหน้าต่อหน้า

รูปที่ 3.29 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่จัดวาง 4 แบบ

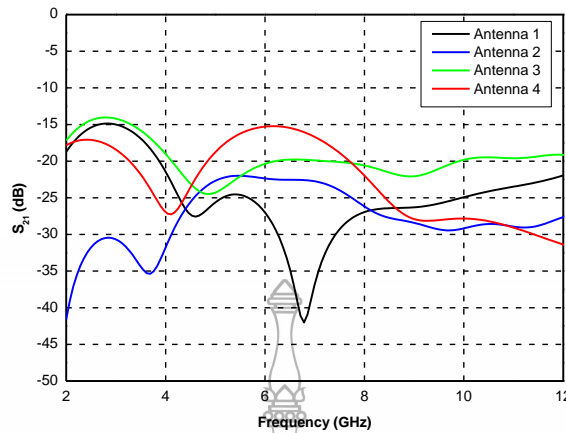
จากรูปที่ 3.29 นำเสนอเฉพาะการวางสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่จัดวางแบบข้างถึงข้างที่มีผลต่อปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม การออกแบบการจัดวางกรณีนี้ได้ทำการจำลองแบบระยะห่างระหว่างสายอากาศ (d) โดยกำหนดจากจุดกึ่งกลางของโครงสร้างสายอากาศโมโนโพล

รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่พอร์ต 1 ถึงจุดกึ่งกลางของโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่พอร์ต 2 โดยพิจารณาจากค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านกำหนดระยะห่าง (d) ของสายอากาศขนาดทางกายภาพตั้งแต่ 36 มม., 41 มม., 46 มม. และ 51 มม. หรือขนาดทางไฟฟ้าตั้งแต่ $0.60\lambda_g$, $0.68\lambda_g$, $0.77\lambda_g$ และ $0.85\lambda_g$ หรือ ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านพบว่า ระยะห่างระหว่างสายอากาศที่ใกล้ที่สุดที่ยอมรับได้ตามคุณสมบัติค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่รองรับระบบโมโมคือ ระยะ d เท่ากับ 46 มม. หรือ $0.77\lambda_g$ มีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านต่ำกว่า -15.25 dB ตลอดย่านความถี่ 2 GHz-12 GHz มีลักษณะผลการตอบสนองความถี่ที่เกิดขึ้นเมื่อการปรับระยะ d ที่ขนาดต่างๆ ดังรูปที่ 3.30



รูปที่ 3.30 ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อปรับระยะห่าง d ของสายอากาศ

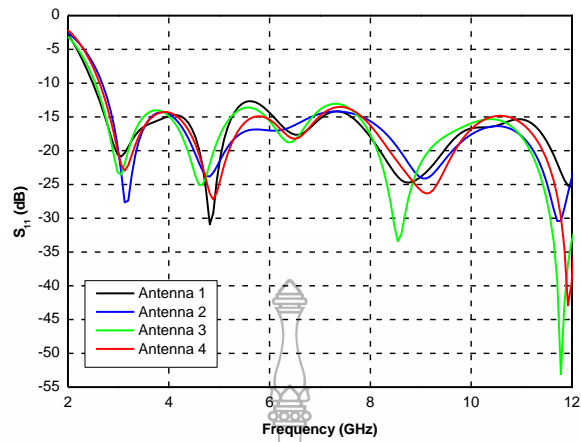
นำโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่จั่ววง 4 แบบมาจำลองแบบเปรียบเทียบผลกระทบบปรากฏการณ์เชื่อมต่อกัน โดยเลือกค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) ของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่จั่ววง 4 แบบ มาเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 3.31



รูปที่ 3.31 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายอากาศ 4 แบบ

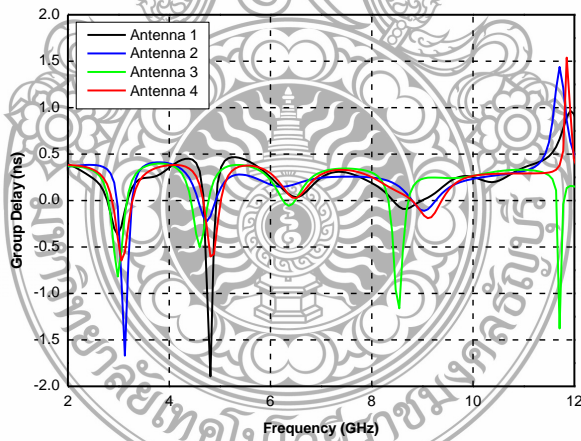
จากรูปที่ 3.31 ผลการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสายอากาศทั้ง 4 แบบ พบว่าสายอากาศแบบที่ 2 สายอากาศฯ จัดวางแบบเชิงมุมตั้งฉากมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านดีที่สุดในการจัดวางสายอากาศทั้ง 4 แบบ มีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านต่ำกว่า -22.5 dB ตลอดย่านความถี่ ลำดับต่อมาเป็นสายอากาศแบบที่ 4 สายอากาศฯ จัดวางแบบหน้าต่อหน้ามีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านต่ำกว่า -15.23 dB สายอากาศแบบที่ 1 สายอากาศฯ จัดวางแบบข้างถึงข้างมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านต่ำกว่า -15.04 dB และสายอากาศแบบที่ 3 สายอากาศฯ จัดวางแบบขนานมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านต่ำกว่า -14.33 dB

ส่วนการพิจารณาผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะนำเสนอเฉพาะพอร์ต 2 ของโครงสร้างสายอากาศแฉวโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าทั้ง 4 แบบ ซึ่งการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน พบว่าการจัดวางแบบสายอากาศแบบที่ 1 สายอากาศฯ จัดวางแบบข้างถึงข้างตอบสนองย่านความถี่ 2.49-12.00 GHz(131.26%) แบบที่ 2 สายอากาศฯ จัดวางแบบเชิงมุมตั้งฉากตอบสนองย่านความถี่ 2.70-12.00 GHz(131.26%) แบบที่ 3 สายอากาศฯ จัดวางแบบขนานตอบสนองย่านความถี่ 2.56-12.00 GHz(129.67%) และแบบที่ 4 สายอากาศฯ จัดวางแบบหน้าต่อหน้าตอบสนองย่านความถี่ 2.63-12.00 GHz(128.09%) ดังรูปที่ 3.32



รูปที่ 3.32 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ 4 แบบ

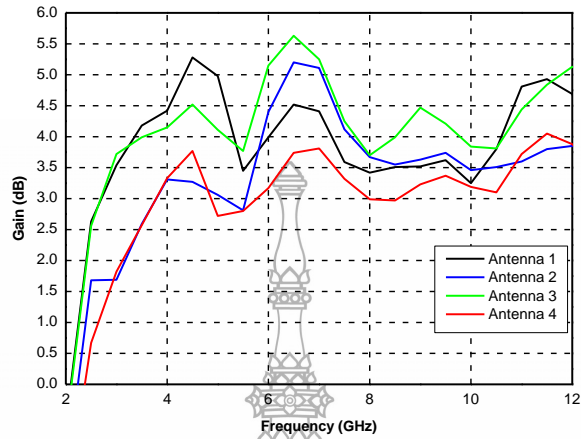
ส่วนการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าหน่วงทางเวลา (Group Delay) ของสายอากาศทั้ง 4 แบบพบว่าการแกว่งของค่าเฉลี่ยไม่เกิน ± 2 ns ตลอดย่านความถี่ตามมาตรฐานกำหนดของสายอากาศที่ใช้งานในระบบ โมโม ดังรูปที่ 3.33



รูปที่ 3.33 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าหน่วงทางเวลาของสายอากาศ 4 แบบ

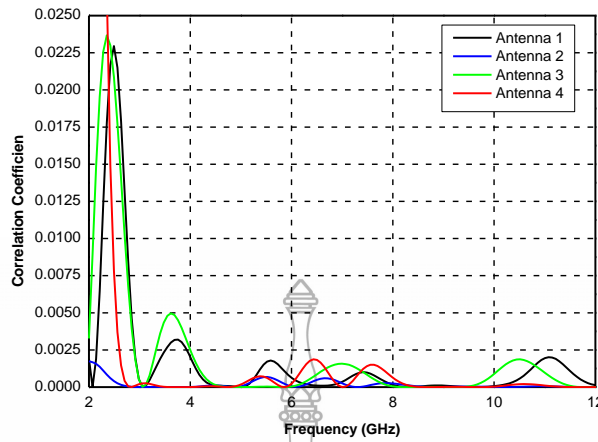
ผลการจำลองแบบอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ทั้ง 4 แบบพบว่าสายอากาศแบบที่ 1 สายอากาศฯ จัดวางแบบข้างถึงข้างมีอัตราขยายของสายอากาศเฉลี่ย 3.80 dBi แบบที่ 2 สายอากาศฯ จัดวางแบบเชิงมุมตั้งฉากมีอัตราขยายของสายอากาศเฉลี่ย 3.26 dBi

แบบที่ 3 สายอากาศฯ จัควางแบบขนานมีอัตราขยายของสายอากาศเฉลี่ย 4.03 dBi และแบบที่ 4 สายอากาศฯ จัควางแบบหน้าต่อหน้ามีอัตราขยายของสายอากาศเฉลี่ย 2.87 dBi ดังรูปที่ 3.34



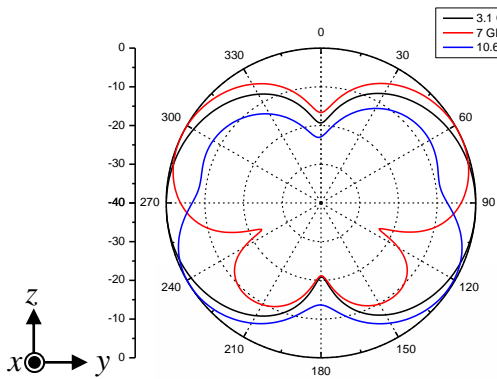
รูปที่ 3.34 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าอัตราขยายของสายอากาศ 4 แบบ

ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของการจัควางสายอากาศจะมีค่าที่เหมาะสมเพียงใดเพื่อที่จะให้สายอากาศทั้ง 2 พอร์ตนั้นสามารถทำงานได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน ซึ่งค่าที่ยอมรับได้นั้นจะมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ต่ำกว่า 0.5 และผลจากการจำลองแบบพบว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์นั้นมีค่าที่ต่ำกว่า 0.5 ตลอดย่านความถี่แถบกว้าง 3.1 – 10.6 GHz ตามมาตรฐานที่ได้มีการกำหนดไว้ ยิ่งไปกว่านั้นค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศแบบที่ 2 สายอากาศฯ จัควางแบบเชิงมุมตั้งฉากมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่ดีที่สุดคือน้อยกว่า 0.0017 ลงลงมาเป็นสายอากาศแบบที่ 1 สายอากาศฯ จัควางแบบข้างถึงข้างมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์น้อยกว่า 0.0229 แบบที่ 3 สายอากาศฯ จัควางแบบขนานมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์น้อยกว่า 0.02367 และแบบที่ 4 สายอากาศฯ จัควางแบบหน้าต่อหน้ามีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์น้อยกว่า 0.29201 ตลอดย่านความถี่ 2-12 GHz ทำให้สายอากาศฯ จัควางทั้ง 4 แบบทำงานได้อย่างเป็นอิสระต่อกันไม่ส่งผลกระทบต่อกันทำให้เกิดค่าประสิทธิภาพสูงสุดเมื่อนำไปใช้งาน การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศ 4 แบบ ดังรูปที่ 3.35

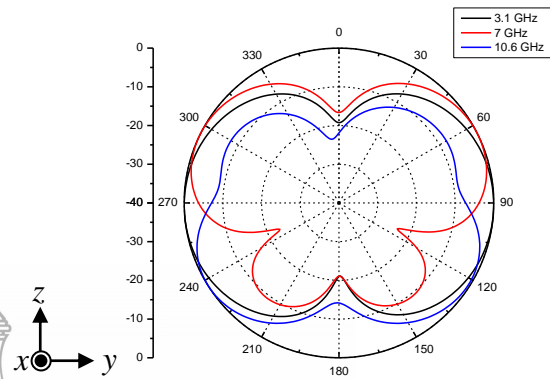


รูปที่ 3.35 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศ 4 แบบ

ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 2 มิติ จากการจำลองแบบของสายอากาศมีการจำลองแบบย่านความถี่ 3.1 GHz, 7 GHz และ 10.6 GHz พร้อมกันทั้ง 2 พอร์ต ในวิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอจากผลการจำลองแบบของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่จัดวางแบบข้างถึงข้างเท่านั้น จะต่างกันเพียงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ทั้ง 4 แบบในพอร์ต 2 จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานหมุนไปตามองศาของการจัดวางสายอากาศ ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 2 มิติ ทั้ง 3 ย่านความถี่มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bi-directional) ในระนาบสนามไฟฟ้า (y-z) มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (Omni-directional) ในระนาบสนามแม่เหล็ก (x-z) ย่านความถี่ต่ำและมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bi-directional) ในระนาบสนามแม่เหล็ก (x-z) ย่านความถี่สูง ดังรูปที่ 3.36 และรูปที่ 3.37 ตามลำดับ

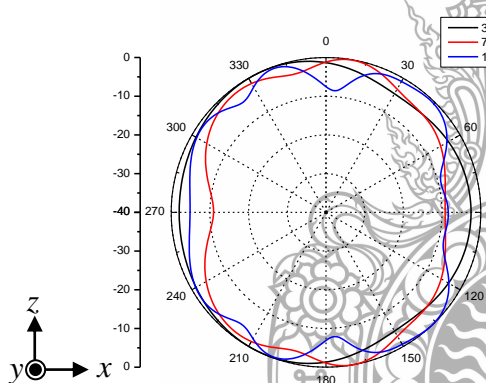


(ก) ระบายสนามไฟฟ้า พอร์ต 1

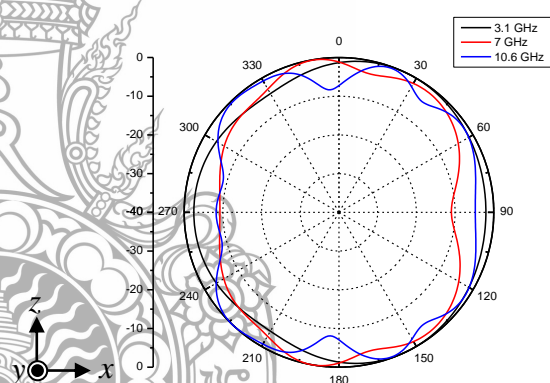


(ข) ระบายสนามไฟฟ้า พอร์ต 2

รูปที่ 3.36 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระบายสนามไฟฟ้าของสายอากาศฯ จัดวางแบบข้าง ถึงข้างที่ความถี่ 3.1 GHz, 7 GHz และ 10.6 GHz



(ก) ระบาย สนามแม่เหล็ก พอร์ต 1



(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก พอร์ต 2

รูปที่ 3.37 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระบายสนามแม่เหล็กของของสายอากาศฯ จัดวาง แบบข้างถึงข้างที่ความถี่ 3.1 GHz, 7 GHz และ 10.6 GHz

3.4 บทสรุป

การพัฒนาออกแบบและสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการ เชาะร่องรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อรวมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบไมโม เริ่มจากการ ออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าตัวเดียว ร่วมกับการใช้เทคนิคการเชาะร่องระบาย กราวด์เพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์รองรับความถี่แถบกว้างยิ่ง โดยใช้ระเบียบวิธีเชิงประสพการณ์ร่วมกับการ

จำลองแบบด้วยโปรแกรม CST จนได้โครงสร้างสายอากาศต้นแบบ ดังรูปที่ 3.22 ในขั้นตอนต่อไป เน้นการนำสายอากาศต้นแบบ 1 องค์ประกอบที่ได้นำไปปรับคุณสมบัติด้วยการจัดวางแบบคู่ที่มีสอง องค์ประกอบในขั้นตอนนี้ได้มีการศึกษาลักษณะการจัดวางสายอากาศแบบคู่จากงานวิจัยที่ผ่านมาโดย โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรเพื่อ ประยุกต์ใช้งานในระบบไมโมทั้ง 4 แบบ ที่มีการจัดวางสายอากาศแบบคู่ด้วยระยะห่างที่ต่างกันเชิงมุม เพื่อช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม โดยโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ทั้ง 4 แบบถูกออกแบบและสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีขนาดความกว้างและความยาวที่เท่ากันทั้ง 4 แบบ คือมีขนาดความกว้าง 34 มม. และขนาดความยาว 80 มม. ซึ่งสายอากาศโมโนโพลรูป สี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ทั้ง 4 แบบ ตอบสนองย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง 3.1-10.6 GHz มีค่าสัมประสิทธิ์ การส่งผ่านหรือค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมต่ำกว่า -14 dB และมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ต่ำกว่า 0.5 ตามมาตรฐานกำหนด มีรายละเอียดดังตารางที่ 3.7

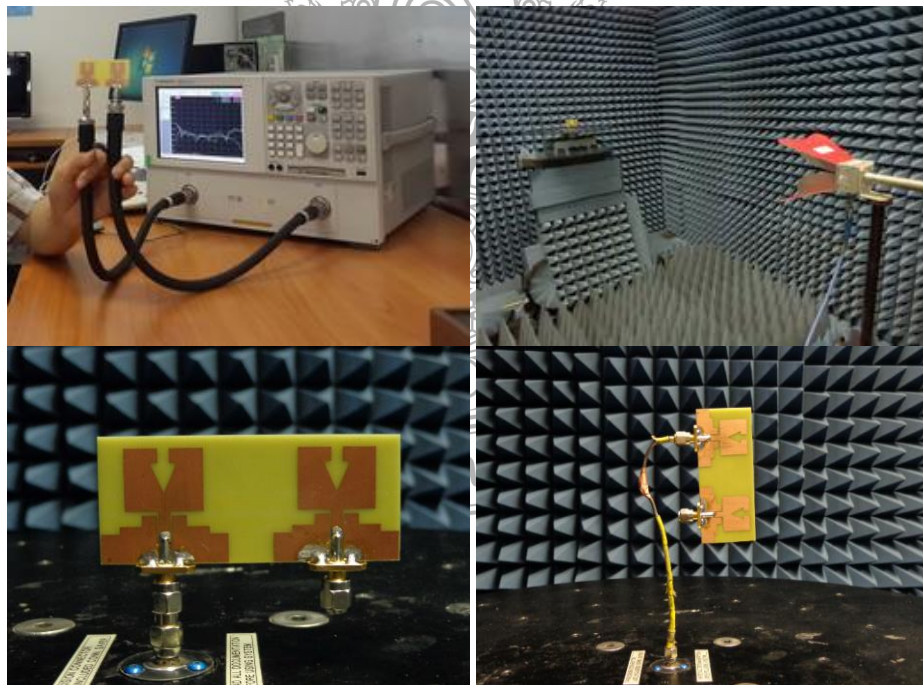
ตารางที่ 3.7 ค่าคุณลักษณะของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ๆ ทั้ง 4 แบบ

รูปแบบสายอากาศ	BW (GHz) พอร์ตที่ 2	BW (%)	ค่าสัมประสิทธิ์ การส่งผ่านสูงสุด (dB)	ค่าสัมประสิทธิ์ สหสัมพันธ์สูงสุด (dB)
แบบที่ 1 แบบข้างถึงข้าง	2.49 – 12.00	131.26	-15.04	0.02295
แบบที่ 2 แบบตั้งฉาก	2.70 – 12.00	126.53	-22.50	0.00174
แบบที่ 3 แบบขนาน	2.56 – 12.00	129.67	-14.33	0.02367
แบบที่ 4 แบบหน้าต่อหน้า	2.63 – 12.00	128.09	-15.23	0.29201

บทที่ 4

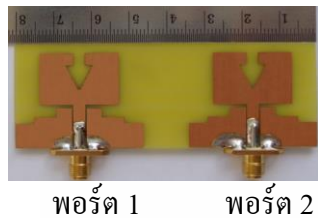
การทดสอบและผลการวัดสายอากาศ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบและผลการวัดสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ ด้วยเทคนิคการหาร่องรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบไมโมนำผลการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และผลการทดสอบวัดจากสายอากาศที่สร้างจริงต้นแบบ 4 แบบมาเปรียบเทียบกัน โดยนำเสนอวิธีการวัดและผลการวัดทดสอบคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศซึ่งพารามิเตอร์ที่สำคัญ ได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}), ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage standing wave ratio), ค่าหน่วงทางเวลา (Group delay), ค่าอัตราขยาย (Gain), ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient), แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiate pattern) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance) ในการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศเพื่อที่จะหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศนั้นใช้เครื่องมือในการทดสอบคือเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า (Agilent PNA Network Analyzer รุ่น E8363B) โดยมีวิธีการทดสอบวัด ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 การหาคุณสมบัติของสายอากาศด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า

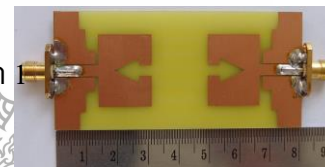
ในบทนี้จะนำเสนอวิธีการวัดและผลการทดสอบวัดสายอากาศตามโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเจาะรูรูปลูกศรและลวดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบไมโมที่นำมาสร้างจริงพร้อมกันทั้ง 4 แบบ ดังรูปที่ 4.2



พอร์ต 2

(ก) แบบที่ 1 สายอากาศฯ จัดวางแบบด้านข้างถึงข้าง (ข) แบบที่ 2 สายอากาศฯ จัดวางเชิงมุมแบบตั้ง

ฉาก



พอร์ต 2

(ค) แบบที่ 3 สายอากาศฯ จัดวางแบบขนาน (ง) แบบที่ 4 สายอากาศฯ จัดวางแบบหน้าต่อหน้า

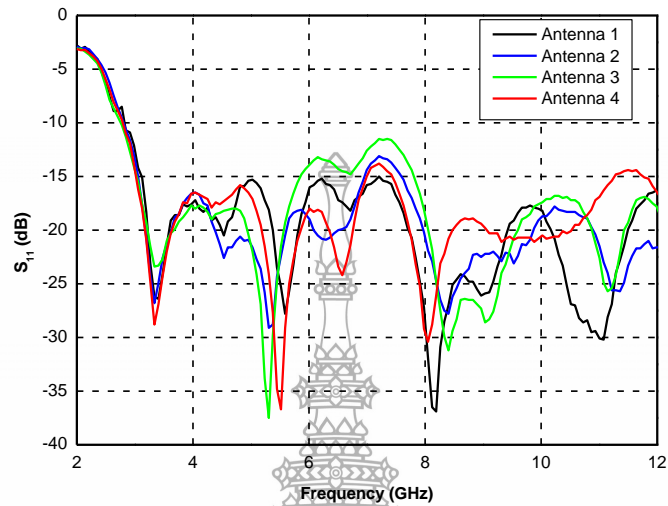
รูปที่ 4.2 สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเจาะรูรูปลูกศรและลวดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบไมโมชิ้นงานจริง

เมื่อนำโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่จัดวางทั้ง 4 แบบที่ได้จากการออกแบบและจำลองแบบในบทที่ 3 จากนั้นนำโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่จัดวางทั้ง 4 แบบมาสร้างจริงบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 แล้วนำมาทดสอบวัดค่าคุณลักษณะต่างๆ โดยจะนำเสนอผลการทดสอบวัดที่พอร์ต 2 ของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบที่มีการจัดวางองค์ประกอบต่างกันเชิงมุม ซึ่งจะนำเสนอผลการทดสอบวัดดังนี้

4.1 ผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคือค่าที่บ่งบอกถึงการสะท้อนของสัญญาณ ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ดีมีค่าต่ำกว่า -10 dB จะทำให้สายอากาศเกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี โดยนำเสนอการ

เปรียบเทียบผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศฯ จัดวาง 4 แบบ แสดงดังรูปที่ 4.3 และมีรายละเอียดดังตารางที่ 4.1



รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ 4 แบบ

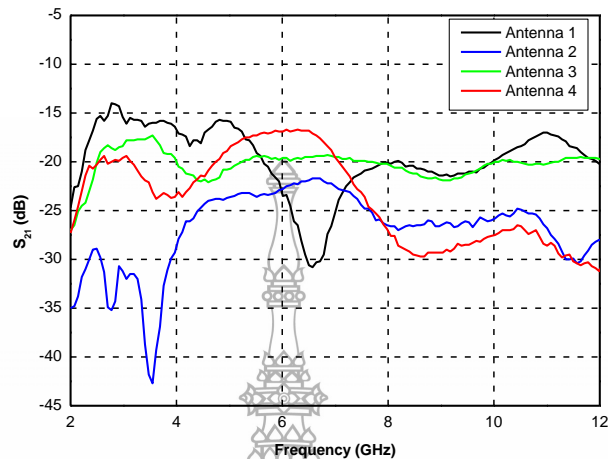
ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ 4 แบบ

สายอากาศ	f_L-f_H (GHz)	BW (GHz)	f_c (GHz)	$\%BW$
แบบที่ 1 แบบข้างถึงข้าง	2.84-12.00	9.16	7.42	123.45
แบบที่ 2 แบบตั้งฉาก	2.84-12.00	9.16	7.42	123.45
แบบที่ 3 แบบขนาน	2.77-12.00	9.23	7.38	124.98
แบบที่ 4 แบบหน้าต่อหน้า	2.80-12.00	9.20	7.40	124.32

4.2 ผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ

ผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านหรือค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ พบว่าสายอากาศแบบที่ 2 สายอากาศฯ จัดวางแบบเชิงมุมตั้งฉากมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านดีที่สุดในการจัดวางสายอากาศทั้ง 4 แบบ มีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านต่ำกว่า -21.70 dB ตลอดย่านความถี่ 2-12 GHz ลำดับต่อมาเป็นสายอากาศแบบที่ 3 สายอากาศฯ จัดวางแบบขนานมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านต่ำกว่า -17.30 dB สายอากาศแบบที่ 4 สายอากาศฯ จัดวางแบบหน้าต่อหน้ามีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านต่ำกว่า -16.70 dB และสายอากาศแบบที่ 1 สาย

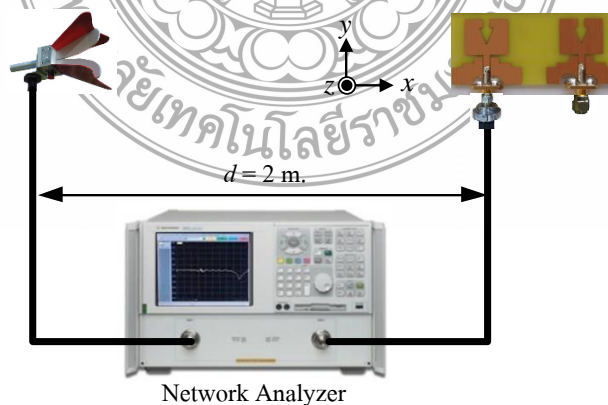
อากาศฯ จัดวางแบบด้านข้างถึงข้างมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านต่ำกว่า -14.02 dB แสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 การเปรียบเทียบผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของสายอากาศ 4 แบบ

4.3 ผลการทดสอบวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ

การทดสอบวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ ได้ใช้สายอากาศแบบฮอร์น (Double Ridged Model 3117) ทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งและในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอรูปตัวอย่างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่จัดวางแบบด้านข้างถึงข้าง ทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาครับและต่อเข้ากับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer) โดยทำการทดสอบวัดที่ละพอร์ตและพอร์ตที่เหลือทำการต่อเข้ากับโหลด 50Ω [34] ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 การทดสอบวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศฯ จัดวางแบบด้านข้างถึงข้าง

การคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศจากสมการที่ (2.18)

$$G_r = P_r - P_t + L_f + L_{line} - G_t$$

เมื่อ P_t คือ กำลังงานทางภาคส่ง (dBm)

P_r คือ กำลังงานทางภาครับ (dBm)

L_{line} คือ กำลังงานที่สูญเสียในสายส่งทั้งด้านส่งและภาครับ

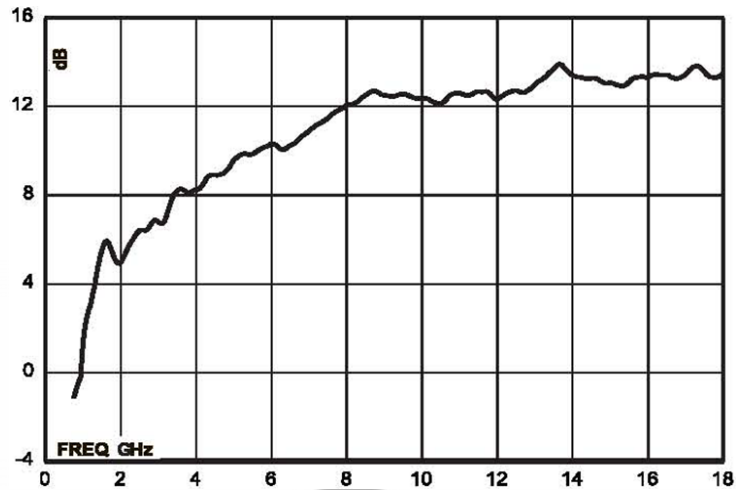
L_f คือ กำลังงานที่สูญเสียในอากาศเท่ากับ $20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$

G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศทางภาคส่ง

G_r คือ อัตราขยายของสายอากาศทางภาครับ

หาค่าอัตราขยายของสายอากาศนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ถูกพิจารณาที่ช่วงความถี่ 2 GHz – 12 GHz คำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศที่สร้างจริงจากสมการที่ 2.18 โดยมีค่าอัตราขยายของสายอากาศภาคส่งที่ความถี่ 3 GHz ประมาณ 6.5 dB และย่านความถี่อื่นๆ ดังรูปที่ 4.6

Model 317 Gain



รูปที่ 4.6 ค่าอัตราขยายของสายอากาศแบบฮอร์น (Double Ridged Model 317) ที่ภาคส่ง

การคำนวณหาอัตราการขยายของสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้ได้แสดงตัวอย่างการคำนวณที่ความถี่ 3 GHz เพียงค่าความถี่เดียวในส่วนความถี่อื่นใช้หลักการเดียวกัน การคำนวณหาอัตราการขยายของสายอากาศจากสมการที่ (2.18) โดยมีค่าต่างๆ ดังนี้

อัตราขยายของสายอากาศส่ง (G_t)	=	6.5	dB
กำลังที่ส่งออก (P_t) กำหนดไว้ที่	=	0	dBm
ค่าระยะห่างสายอากาศภาครับและภาคส่ง d	=	2	m
การสูญเสียในสายอากาศ (L_f) = $20 \log \frac{4\pi d}{\lambda}$	=	48.01	dB
สูญเสียในสายนำสัญญาณทั้งด้านส่งและด้านรับ (L_{line})	=	4.29	dB
กำลังงานที่ได้รับสูงสุด (P_r)	=	-42.60	dBm

แทนค่าในสมการ (2.18) ดังนี้

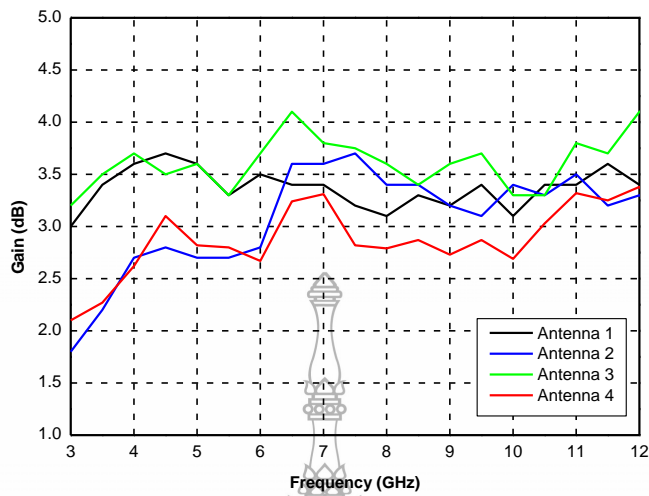
$$G_r = P_r - P_t + L_f + L_{line} - G_t$$

$$G_r = -42.60 - 0 + 48.01 + 4.29 - 6.5$$

$$G_r = 3.20 \text{ dBi}$$

ดังนั้นอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 3 GHz คือ 3.42 dBi

ผลการทดสอบวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศฯ จัดวางของพอร์ตที่ 2 ทั้ง 4 แบบพบว่าสายอากาศแบบที่ 1 สายอากาศฯ จัดวางแบบข้างถึงข้างมีอัตราขยายของสายอากาศเฉลี่ย 3.36 dBi แบบที่ 2 สายอากาศฯ จัดวางแบบเชิงมุมตั้งฉากมีอัตราขยายของสายอากาศเฉลี่ย 3.07 dBi แบบที่ 3 สายอากาศฯ จัดวางแบบขนานมีอัตราขยายของสายอากาศเฉลี่ย 3.61 dBi และแบบที่ 4 สายอากาศฯ จัดวางแบบหน้าต่อหน้ามีอัตราขยายของสายอากาศเฉลี่ย 2.87 dBi ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบผลการทดสอบวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศ 4 แบบ

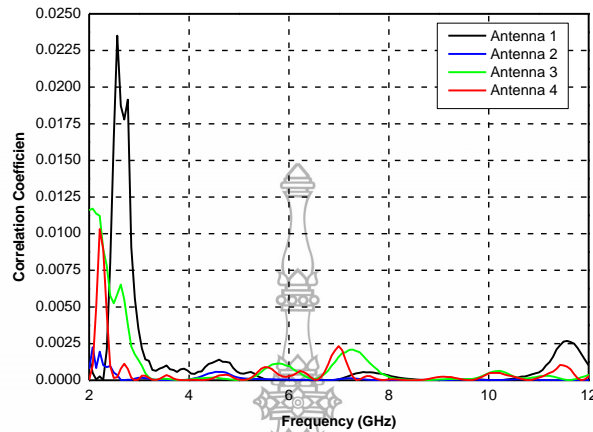
4.4 ผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศทั้ง 4 แบบ

ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศแบบคู่ที่มีองค์ประกอบสององค์ประกอบสามารถคำนวณได้โดยการนำผลทดสอบวัดค่าพารามิเตอร์ S_{11} , S_{12} , S_{21} และ S_{22} ในส่วนค่าจำนวนจริง (Real) และค่าจำนวนจินตภาพ (Imaginary) ของ S-Parameter มาทำการคำนวณ เมื่อค่า S_{11}^* และค่า S_{21}^* คือค่า Conjugate ของค่า S_{11} และ S_{21} ตามสมการที่ 2.70

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{[1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)][1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2)]}$$

จากนั้นนำผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศทั้ง 4 แบบ มาเปรียบเทียบกัน พบว่าผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศแบบที่ 2 สายอากาศฯ จัดวางแบบเชิงมุมตั้งฉากมีค่าที่ดีที่สุดคือน้อยกว่า 0.0005 ลงลงมาเป็นสายอากาศแบบที่ 3 สายอากาศฯ จัดวางแบบขนานมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์น้อยกว่า 0.0020 แบบที่ 1 สายอากาศฯ จัดวางแบบข้างถึงข้างมีค่าน้อยกว่า 0.0021 และแบบที่ 4 สายอากาศฯ จัดวางแบบหน้าต่อหน้ามีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์น้อยกว่า 0.0023 ซึ่งสายอากาศทั้ง 4 แบบมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์น้อย

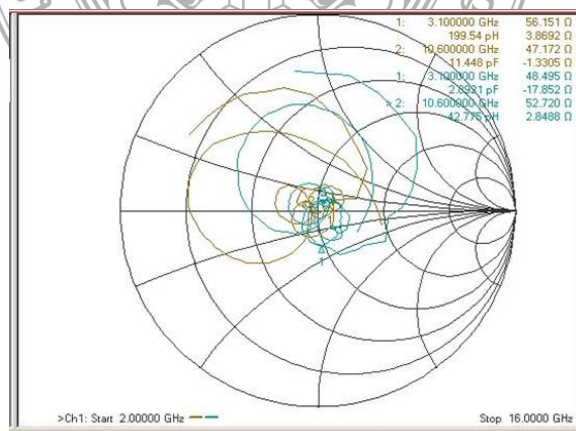
กว่า 0.5 ตามมาตรฐานที่กำหนด ส่งผลทำให้ทั้ง 2 พอร์ตของสายอากาศทั้ง 4 แบบทำงานได้อย่างเป็นอิสระต่อกันและไม่ส่งผลกระทบต่อกันทำให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 การเปรียบเทียบผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศทั้ง 4 แบบ

4.5 ผลการทดสอบวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศทั้ง 4 แบบ

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศเป็นค่าสำคัญประจำสายอากาศทั้งภาคส่งและภาครับจะต้องมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากัน เพื่อไม่ให้เกิดการสะท้อนกลับของสัญญาณ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ออกแบบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศที่ 50Ω ผลการทดสอบวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศเลือกทดสอบวัดที่ความถี่ 3.1 GHz และ 10.6 GHz มีผลการทดสอบวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศ 4 แบบ ด้านข้างถึงข้างดังรูปที่ 4.9 และผลการทดสอบวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศทั้ง 4 แบบ ดังตารางที่ 4.2



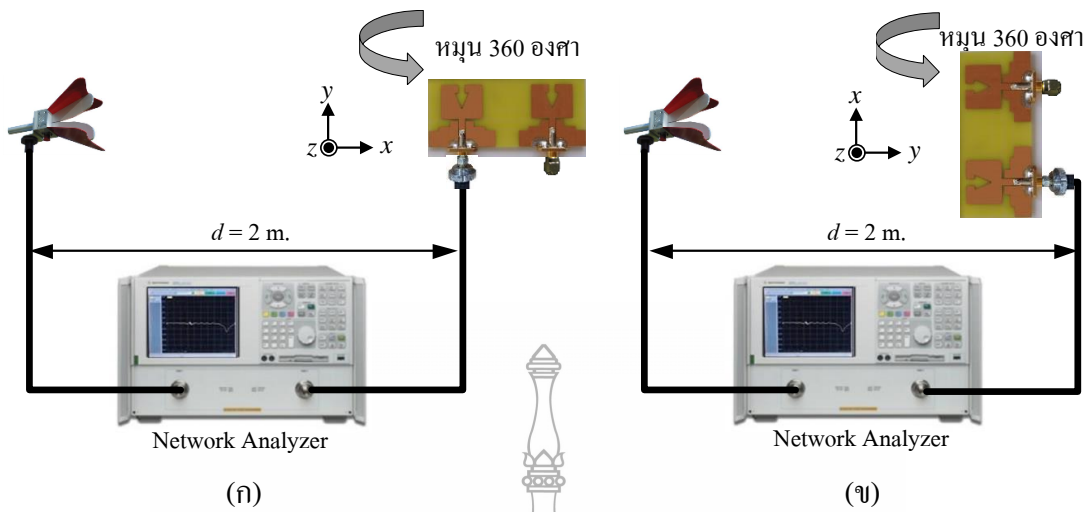
รูปที่ 4.9 ผลการทดสอบวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศฯ จัดวางแบบด้านข้างถึงข้าง

ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศทั้ง 4 แบบของพอร์ต 2

รูปแบบสายอากาศ	ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Ω)	
	ความถี่ 3.1 GHz	ความถี่ 10.6 GHz
แบบที่ 1 แบบข้างถึงข้าง	48.49+j17.85	52.72-j2.84
แบบที่ 2 แบบตั้งฉาก	47.89-j14.25	54.84-j11.56
แบบที่ 3 แบบขนาน	45.49-j12.94	46.72+j12.67
แบบที่ 4 แบบหน้าต่อหน้า	53.37-j13.55	59.77-j6.23

4.6 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ

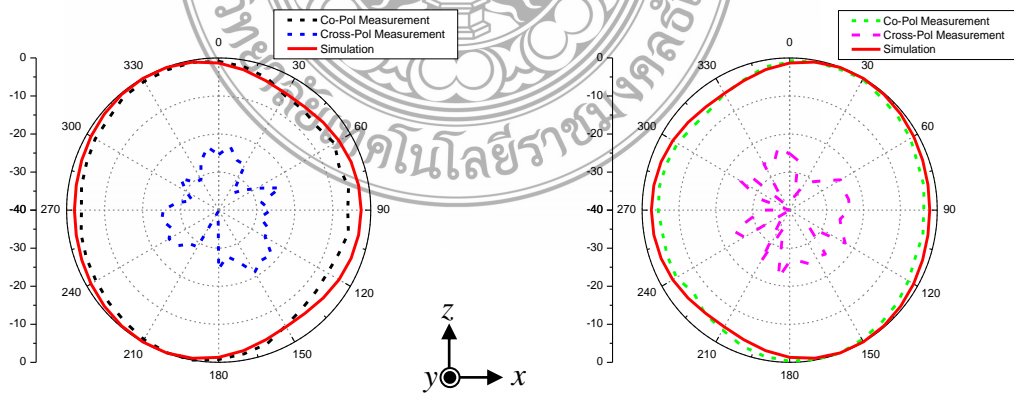
ในส่วนการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสำหรับสายอากาศต้นแบบเลือกวัดแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ต่างๆ เพียง 3 ความถี่โดยความถี่ที่เลือกทำการวัดซึ่งได้แก่ ความถี่ 3.1 GHz, 7 GHz และ 10.6 GHz เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดจะประกอบด้วย เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B ร่วมกับโปรแกรมแสดงค่าการแผ่พลังงาน การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศต้นแบบจัดระบบการวัดขึ้นในห้องทดสอบวัดสายอากาศกำหนดความสูงจากพื้นถึงตัวสายอากาศของภาคส่งและภาครับมีค่าเท่ากับ 1.2 เมตร มีระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและภาครับเท่ากับ 2 เมตร สายนำสัญญาณทั้งด้านภาคส่งและภาครับที่ต่อเข้าสายอากาศยาวด้านละ 5 เมตร ในการวัดจะทำการปรับมุมระนาบที่สายอากาศด้านรับครึ่งละ 10 องศาเพื่อวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่สายอากาศสามารถรับได้ในแต่ละจุด ในวิทยานิพนธ์นี้ขอเสนอผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศฯ จัดวางแบบด้านข้างถึงข้างเท่านั้นพร้อมทั้งเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน ส่วนผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศฯ จัดวางรูปแบบอื่นๆ จะต่างกันที่พอร์ต 2 ที่วางต่างกันเชิงมุมหมุนไปตามองศาของการวางสายอากาศพอร์ต 2 ซึ่งการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศฯ จัดวางแบบด้านข้างถึงข้าง ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 การทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศฯ จั้ววงแบบด้านข้างถึงข้าง

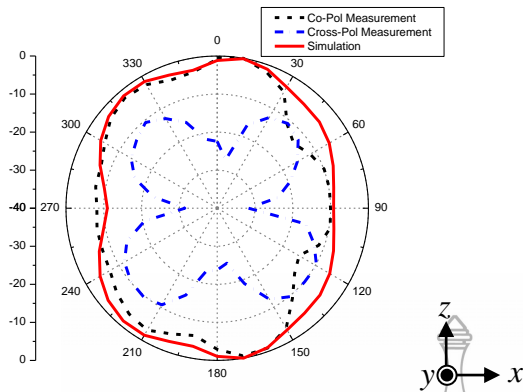
- (ก) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันร่วม (Co-Polarization)
- (ข) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-Polarization)

ผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบโพลาไรเซชันร่วมและเป็นแบบโพลาไรเซชันไขว้ในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3.1 GHz, 7 GHz และ 10.6 GHz มีแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กแบบรอบทิศทางในช่วงความถี่ต่ำและแบบสองทิศทางในช่วงความถี่สูง พร้อมทั้งเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบ ดังรูปที่ 4.11, 4.12 และ 4.13 ตามลำดับ

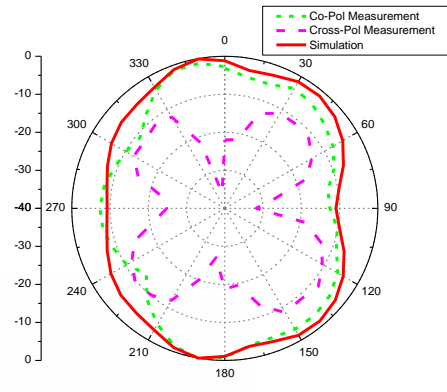


(ก) พอร์ต 1 (ข) พอร์ต 2

รูปที่ 4.11 ผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3.1 GHz

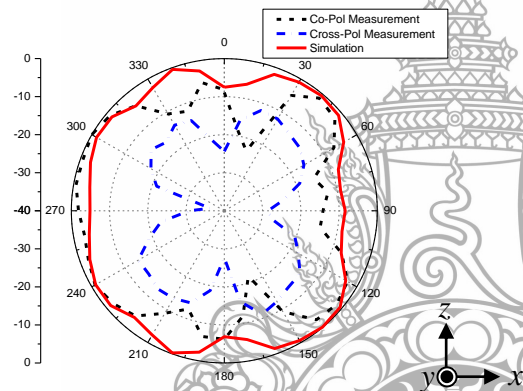


(ก) พอร์ต 1

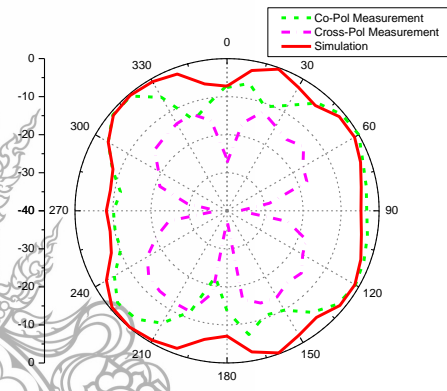


(ข) พอร์ต 2

รูปที่ 4.12 ผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 7 GHz



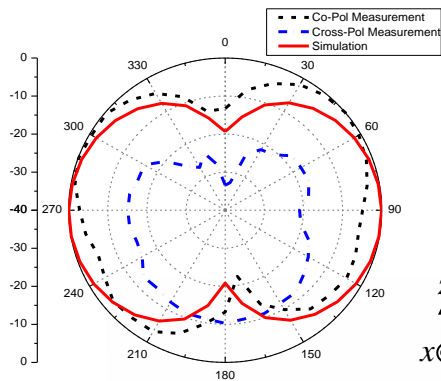
(ก) พอร์ต 1



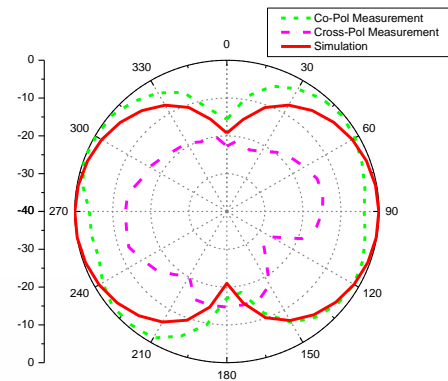
(ข) พอร์ต 2

รูปที่ 4.13 ผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 10.6 GHz

สำหรับผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบโพลาริเซชันร่วม (Co-Polarization) และแบบโพลาริเซชันไขว้ (Cross-Polarization) ในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 3.1 GHz, 7 GHz และ 10.6 GHz พบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าแบบสองทิศทางและมีแบบรูปการแผ่พลังงานใกล้เคียงกับผลการจำลองแบบ ดังรูปที่ 4.14, รูปที่ 4.15 และรูปที่ 4.16 ตามลำดับ

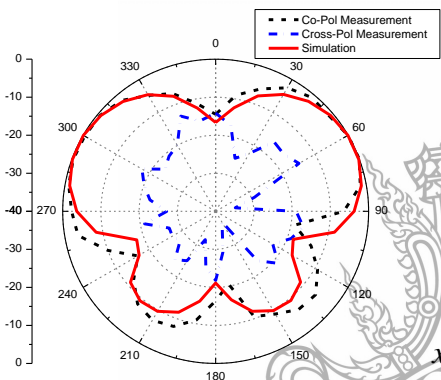


(ก) พอร์ต 1

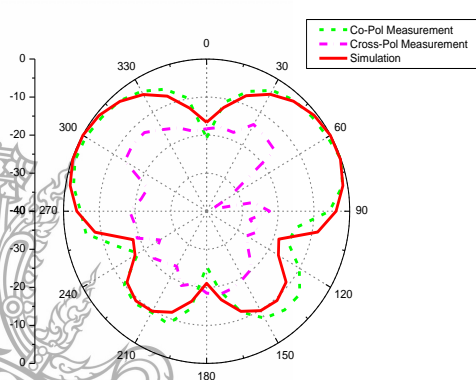


(ข) พอร์ต 2

รูปที่ 4.14 ผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 3.1 GHz

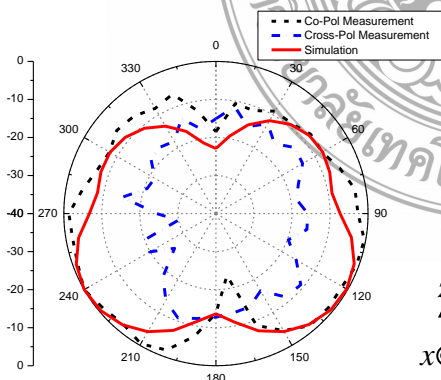


(ก) พอร์ต 1

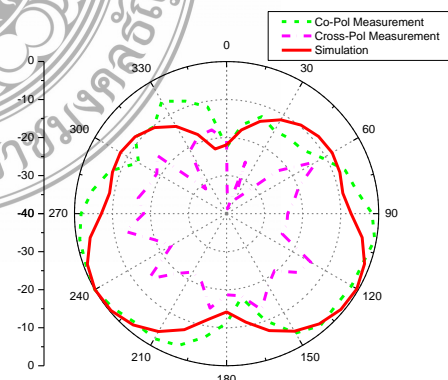


(ข) พอร์ต 2

รูปที่ 4.15 ผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 7 GHz



(ก) พอร์ต 1



(ข) พอร์ต 2

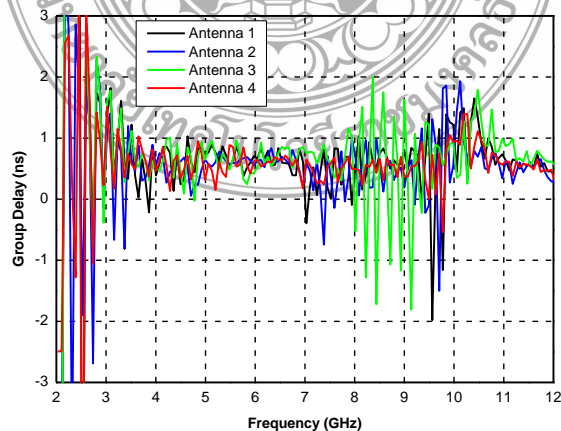
รูปที่ 4.16 ผลการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 10.6 GHz

4.7 การวัดค่าหน่วงทางเวลาของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ

การรับส่งข้อมูลย่านความถี่แถบกว้างยิ่งพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งสำหรับสายอากาศที่นำไปประยุกต์ใช้งานระบบไมโมคือค่าหน่วงทางเวลา (Group delay) ของสายอากาศจะต้องมีค่าหน่วงทางเวลาน้อยกว่า 2 ns ทำให้ข้อมูลที่ภาครับมีความผิดเพี้ยนน้อยที่สุด โดยวิธีการวัดค่าหน่วงทางเวลาใช้สายอากาศแบบฮอร์น (Double Ridged Model 3117) เป็นตัวส่งและใช้สายอากาศฯ จัดวางแบบด้านข้างถึงข้างที่ได้สร้างขึ้นจริงเป็นตัวรับวางระยะห่างกัน 10 cm ซึ่งเป็นระยะเท่ากับผลการจำลองแบบในโปรแกรม CST ทำการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ละพอร์ตส่วนพอร์ตที่เหลือต่อเข้ากับโหลด 50 Ω ดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 การทดสอบวัดค่าหน่วงทางเวลา (Group Delay) ของสายอากาศต้นแบบ



รูปที่ 4.18 การเปรียบเทียบผลการทดสอบวัดค่าหน่วงทางเวลาของสายอากาศ 4 แบบ

จากรูปที่ 4.18 ผลการทดสอบวัดค่าหน่วยทางเวลา พบว่าสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบมีค่าการแกว่งของค่าหน่วยทางเวลาไม่เกิน ± 2 ns ที่ช่วงความถี่แถบกว้างยิ่ง 3.1 -10.6 GHz เป็นไปตามมาตรฐานของสายอากาศความถี่แถบกว้างยิ่งที่รองรับการใช้งานระบบโมโม

4.8 สรุปผลของการทดสอบวัดสายอากาศ

การทดสอบวัดสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อรวมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบโมโม ทั้ง 4 แบบ พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) มีผลตอบสนองความถี่ช่วงการใช้งานครอบคลุมย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (Ultra-Wideband : UWB) คือช่วงความถี่ 3.1-10.6 GHz มีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) หรือค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อรวมมีค่าต่ำกว่า -14 dB มีอัตราขยายของสายอากาศเฉลี่ยมากกว่า 3 dBi มีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบสนามไฟฟ้าแบบสองทิศทาง (Bidirectional) ส่วนในระนาบสนามแม่เหล็กนั้น มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (Omni directional) ในช่วงความถี่ต่ำและแบบสองทิศทาง (Bidirectional) ในช่วงความถี่สูง ส่วนค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะมีค่าใกล้เคียง 50 Ω ซึ่งจากผลการการทดสอบวัดสายอากาศจากโครงสร้างจริงนั้นพิสูจน์ให้เห็นได้ว่ามีผลการทดสอบวัดที่ใกล้เคียงกับผลการจำลองแบบ



บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบไมโม ที่ออกแบบและสร้างจริง 4 แบบ สรุปผลทดสอบวัดคุณสมบัติต่างๆ ทำการเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองแบบของสายอากาศและข้อเสนอแนะในการพัฒนาสายอากาศในอนาคต ดังนี้

5.1 สรุป

สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบไมโมที่ออกแบบและสร้างจริง 4 แบบ เมื่อทดสอบวัดคุณสมบัติต่างๆ ทำการเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองแบบของสายอากาศพบว่าค่าพารามิเตอร์พื้นฐานที่ได้ทำการวัดสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ ครอบคลุมการใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) ตามข้อกำหนดของ FCC ความถี่ 3.1 - 10.6 GHz ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ผลการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ

รูปแบบสายอากาศ	ค่าแบนด์วิดท์ตอบสนอง (GHz)	
	การจำลองแบบ	ทดสอบวัด
แบบที่ 1 แบบข้างถึงข้าง	2.49 – 14.87	2.82 – 13.91
แบบที่ 2 แบบตั้งฉาก	2.70 – 15.29	2.83 – 13.93
แบบที่ 3 แบบขนาน	2.49 – 14.59	2.77 – 13.99
แบบที่ 4 แบบหน้าต่อหน้า	2.56 – 15.08	2.79 – 13.94

การออกแบบจัดวางสายอากาศฯ จัดวาง 4 แบบ สามารถนำเทคนิคการจัดวางแบบเชิงมุมเพื่อลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual coupling) เกิดขึ้นจากการกระทำร่วมกันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแบบคู่ที่อยู่ในบริเวณที่ใกล้เคียงกัน ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศมากกว่า $0.77\lambda_g$ ทำให้สายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบมีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) น้อยกว่า -14 dB และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีค่าน้อยกว่า 0.5 ตาม

มาตรฐานกำหนด เมื่อทดสอบวัดคุณสมบัติต่างๆ และเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองแบบของสายอากาศ พบว่าผลการทดสอบวัดสายอากาศแบบที่ 2 สายอากาศฯ จัดวางเชิงมุมแบบตั้งฉาก มีสัมประสิทธิ์การส่งผ่านหรือค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อรวมน้อยที่สุดคือ -21.7 dB และมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์น้อยที่สุดคือ 0.00050 ดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 ผลการเปรียบเทียบปรากฏการณ์เชื่อมต่อรวมของสายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบ

รูปแบบสายอากาศ	ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสูงสุด (dB)		ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์สูงสุด	
	การจำลองแบบ	ทดสอบวัด	การจำลองแบบ	ทดสอบวัด
แบบที่ 1 แบบข้างถึงข้าง	-15.04	-14.02	0.02295	0.00210
แบบที่ 2 แบบตั้งฉาก	-22.50	-21.7	0.00174	0.00050
แบบที่ 3 แบบขนาน	-14.33	-17.3	0.02367	0.00200
แบบที่ 4 แบบหน้าต่อหน้า	-15.23	-16.7	0.29201	0.00230

สายอากาศฯ จัดวางทั้ง 4 แบบมีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในระนาบสนามไฟฟ้าแบบสองทิศทาง (Bidirectional) ส่วนในระนาบสนามแม่เหล็กนั้น มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (Omni directional) ในช่วงความถี่ต่ำและแบบสองทิศทาง (Bidirectional) ในช่วงความถี่สูง มีอัตราขยายของสายอากาศเฉลี่ยมากกว่า 3 dBi มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะใกล้เคียง 50 Ω และค่าตอบสนองทางเวลาน้อยกว่า ± 2 ns ที่ความถี่ตั้งแต่ 3.1 – 10.6 GHz รองรับการใช้งานระบบโมโม ตามมาตรฐาน IEEE802.11a และ IEEE802.15.3a

5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาสายอากาศในอนาคต

สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบแถวลำดับด้วยเทคนิคการเจาะร่องรูปลูกศร และลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อรวมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบโมโม สามารถนำไปพัฒนาให้มีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้นและประยุกต์ใช้งานดังต่อไปนี้

5.2.1 สามารถนำไปออกแบบและพัฒนาสายอากาศให้รองรับระบบโมโมที่มีองค์ประกอบของสายอากาศมากกว่า 2 องค์ประกอบได้ เช่น 3 พอร์ต หรือ 4 พอร์ต เป็นต้น

5.2.2 สามารถนำย่านความถี่ที่สายอากาศโมนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ตอบสนองความถี่แถบกว้างยิ่งมากำจัดให้ใช้งานเฉพาะย่านความถี่ที่ต้องการ เช่น ต้องการใช้งานเฉพาะย่านความถี่ WIFI ที่ 5.2 GHz ดังนั้นควรศึกษาเทคนิคต่างๆ มากำจัดความถี่ที่ไม่ต้องการ



บรรณานุกรม

- [1] ภาณุวิทย์ ทองบ่อ, วัชรพล นาคทอง, จูติกร วัฒนานันท์ และอำนาจ เรืองวาริ, “การศึกษาการปรับจูนสายอากาศโมโนโพลรูปขวดโหลสำหรับประยุกต์ใช้งานย่าน WLAN/WiMAX,” การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 7 (ECTI-CARD 2015), ตรัง, ประเทศไทย, 8-10 กรกฎาคม 2558.
- [2] อำนาจ เรืองวาริ, ภาณุวิทย์ ทองบ่อ, วัชรพล นาคทอง และ จูติกร วัฒนานันท์, “สายอากาศโมโนโพลรูปขวดโหลสำหรับประยุกต์ใช้งานย่าน WLAN/WiMAX,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 38 (EECON-38), พระนครศรีอยุธยา, ประเทศไทย, 18-20 พฤศจิกายน 2558
- [3] อำนาจ เรืองวาริ, ภาณุวิทย์ ทองบ่อ, วัชรพล นาคทอง, นุชนาถ ฝาเพ็ญ และ จูติกร วัฒนานันท์, “การศึกษาการเซาะร่องรูปตัวไอที่ระนาบกรวดค้ของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปลูกศรสำหรับการสื่อสารย่านไร้สาย MIMO แบบย่านความถี่คู่,” การประชุมวิชาการระดับชาติมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 7 (7th RMUTNC), นครราชสีมา, ประเทศไทย, 1-3 กันยายน 2558
- [4] ภาณุวิทย์ ทองบ่อ, อำนาจ เรืองวาริ และ วัชรพล นาคทอง “การปรับจูนสายอากาศโมโนโพลแบบแถวลำดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปลูกศรด้วยเทคนิคการเพิ่มสัดับและเซาะร่องบริเวณระนาบกรวดค้สำหรับการประยุกต์ใช้งานระบบการสื่อสารย่านไร้สายแบบ MIMO,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 38 (EECON-38) ,พระนครศรีอยุธยา, ประเทศไทย, 18-20 พฤศจิกายน 2558
- [5] J.Y.Jan, J.C.Kao, Y.T.Cheng, W.S.Chen and H.M.Chen, “CPW-Fed Wideband Printed Planar Monopole Antenna for Ultra-Wideband Operation,” Department of Electronic Engineering, National Kaohsiung University of Applied Sciences, Taiwan, pp.1697-1700, 2006.
- [6] H.K.Yoon, W.S.Kang, Y.J.Yoon and C.H.Lee, “A CPW- fed Flexible Monopole Antenna for UWB Systems,” Department of Electrical & ctronic Engineering, Yonsei University, Korea, pp.701-704, 2007.
- [7] ปวีร์ ชัยบุญ, อภิรดา นามแสง และ อำนาจ เรืองวาริ “สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมบนระนาบสร้างเงาที่มี ช่องว่างไม่สมมาตรและสัดับโหลดแบบขึ้นสำหรับย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง,”

บรรณานุกรม (ต่อ)

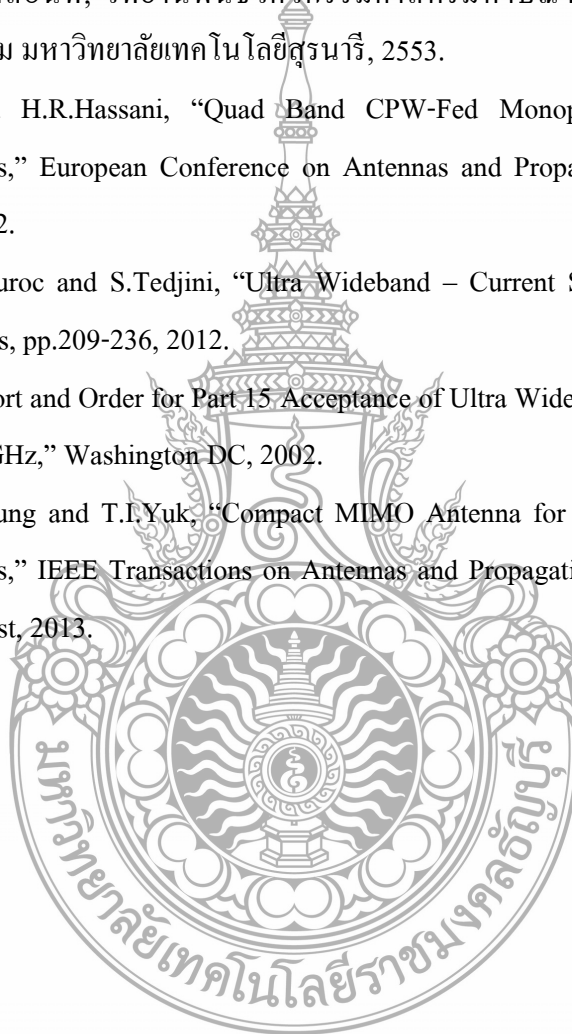
- การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34 (EECON-34),ประเทศไทย,30 พฤศจิกายน ถึง 2 ธันวาคม 2554
- [8] M.S.Bin-Alam, M.S.Ullah and S.Moury, "Design of a narrowband 2.45 GHz unidirectional microstrip antenna with 'Arrow' shaped slot for fixed RFID tag and reader," International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE), pp.301-304, 2013.
- [9] A.I.Najam, Y.Duroc and S.Tedjini, " Design and Analysis of MIMO Antennas for UWB Communications," Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), pp.1-5, 2010.
- [10] A.I.Najam, Y.Duroc and S.Tedjini, "Design & Characterization of an Antenna System for UWB-MIMO Communications Systems," Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), pp.1-5, 2010.
- [11] M.Jusoh, M.F.Jamlos, M.F.Malek, M.R.Kamarudi and H.Haruns, "Analysis of Radiation Efficiency Effects on UWB MIMO Tree-Antenna Positioning," Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), pp.897-900, 2012.
- [12] M.T.Dao, V.A.Nguyen, Y.T.Im and S.O.Park, "3D Polarized Channel Modeling and Performance Comparison of MIMO Antenna Configurations With Different Polarizations," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, pp.2672-2682, 2011.
- [13] D.Manteuffel, "MIMO antenna design challenges," IEEE Conference Publications on Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC), pp.50-56, 2009.
- [14] รังสรรค์ วงศ์สรณ์. (2555). วิศวกรรมสายอากาศ. พิมพ์ครั้งที่ 3. นครราชสีมา : ยืนหยัดชัดเจน.
- [15] โมไนย ไกรฤกษ์. (2535). ทฤษฎีสายอากาศ. กรุงเทพฯ : ฟิสิกส์เซ็นเตอร์.
- [16] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์.(2539). วิศวกรรมไมโครเวฟ. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ: จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [17] C.A.Balanis. (2005). Antenna Theory: Analysis Design, Third Edition. New York : John Wiley & Sons.
- [18] กิตติศักดิ์ ทองดา, "การศึกษาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดแฉลบรูปตัวแอลแบบฟิล์มบาง," ปริญาวิทยุวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, คณะวิศวกรรมศาสตร์,

บรรณานุกรม (ต่อ)

- มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2555.
- [19] ประยุทธ์ อัครเอกตมาลิน. (2550). การออกแบบวงจรไมโครเวฟ : Microwave Circuit Design. . กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.
- [20] กรกช อิมอาดูร, “สายอากาศแบบไมโครสตริปรูปสามเหลี่ยมคู่สำหรับสองย่านความถี่,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2553.
- [21] C.Randy and P.Bancroft., Microstrip and Printed Antenna Design. United States of America : Noble Publishing, Inc., 2004.
- [22] วีรศักดิ์ แก้วศรีดำ, “การศึกษาการออกแบบสายอากาศแบบระนาบสำหรับการสื่อสารไร้สายด้วยเทคนิคการเซาะร่องและปรับจูนสลับ,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2555.
- [23] K.L.Prasanna, B.R.Rao and P.V.Sridevi, “Design of CPW-Fed Monopole Antenna with L-shape and T-shape for WLAN/Wi-MAX Applications,” International Journal of Scientific & Engineering Research, Volume 5, Issue 12, 594-598, December, 2014.
- [24] M.John, B.Manoj and S.Rodrigues, “Design of Slotted Rectangular Microstrip Patch Antenna Operated in ISM Band using RT-Duroid Substrate,” International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), 2016.
- [25] บุญฤทธิ์ คุ่มเขต, “สายอากาศไมโครสตริปแบบไมล์ฟิล์มสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2554.
- [26] T.Kaiser, F.Zheng, and E.DimitroyKaiser, “An Overview of Ultra-Wide-Band Systems with MIMO,” IEEE Journals & Magazines, vol. 97, pp. 285-312, 2009.
- [27] P.Pagani, F.T.Talom, P.Pajusco, and B.Uguen, Ultra-Wideband Radio Propagation Channels: John Wiley & Sons, Inc., 2007.
- [28] พรเทพ ทองย้อย, “สายอากาศฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายอักษรซีสำหรับเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สาย,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2555.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [29] K.Siwiaak and D.McKeown, Ultra-Wideband Radio Technology. England: John Wiley & Sons Ltd, 2004.
- [30] นายคณัย อัสสานิก, “การออกแบบที่เหมาะสมที่สุดของตำแหน่งสายอากาศไมโมบนโทรศัพท์เคลื่อนที่,”วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2553.
- [31] M.Darvish and H.R.Hassani, “Quad Band CPW-Fed Monopole Antenna for MIMO Applications,” European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), pp. 1-4, March, 2012.
- [32] A.I.Najam, Y.Duroc and S.Tedjini, “Ultra Wideband – Current Status and Future Trends,” Intech books, pp.209-236, 2012.
- [33] FCC, “FCC Report and Order for Part 15 Acceptance of Ultra Wideband (UWB) Systems from 3.1 – 10.6 GHz,” Washington DC, 2002.
- [34] L.Liu; S.W.Cheung and T.I.Yuk, “Compact MIMO Antenna for Portable Devices in UWB Applications,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 61, pp. 4257 – 4264, August, 2013.



ภาคผนวก





ภาคผนวก ก

คุณสมบัติทั่วไปของแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4

DS-7405A

(ANSI : FR-4) HIGH C.T.I

COPPER CLAD LAMINATES

FEATURES

- High C.T.I Value(above 400V)
- Good dimensional stability, soldering reliability has been bettered
- Good electrical properties
- High density automatic mounting can be carried out

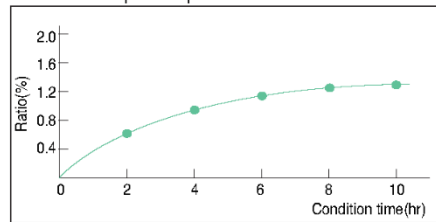
APPLICATIONS

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

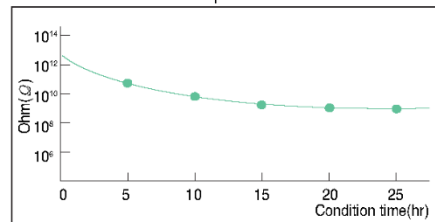
INTERNATIONAL STANDARD RECOGNITION

- BSI : 6741
- VDE : VDE-Reg-Nr. 4945
- UL : E103670

Water absorption at pressure cooker

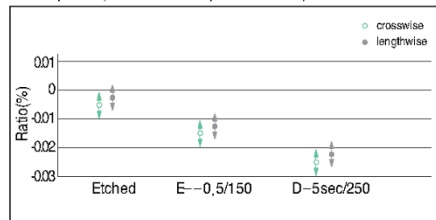


Insulation resistance at pressure cooker



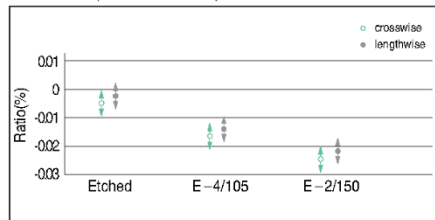
Dimensional stability

PCB process(size:360X310mm span:310X254mm)

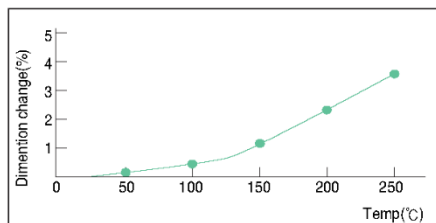


Dimensional stability

Test method(IPC-TM-650 2.4.39)

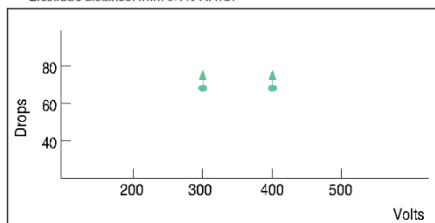


Thermal expansion of Z-direction(Test by TMA)



Anti-Tracking(IEC Method)

Electrode distance:4mm 0.1% NH₄Cl



The World Leader in Technology and Quality

COPPER CLAD LAMINATES

GENERAL PROPERTIES

Test Item	Unit	Treatment Condition	Designation	DS-7405A
			ANSI Grade	FR-4
			Property Data	
			Standard Value	Guaranteed Value
Tg	°C	DSC	135	above 130
		TMA	135	above 130
		DMA	165	above 160
CTE x-axis y-axis z-axis	ppm/°C	Ambient to Tg	18	less than 20
			13	less than 15
			55	less than 60
Flammability	-	UL-94	V-0	V-0
Insulation Resistance	ohm	C-96/20/65	$1 \times 10^{12} - 1 \times 10^{13}$	above 5×10^{11}
		C-96/20/65+D-2/100	$1 \times 10^{10} - 1 \times 10^{11}$	above 1×10^9
Volume Resistivity	ohm-cm	C-96/20/65	$1 \times 10^{14} - 1 \times 10^{15}$	above 1×10^{13}
		C-96/20/65+C-96/40/90	$5 \times 10^{13} - 5 \times 10^{14}$	above 5×10^{12}
Surface Resistance	ohm	C-96/20/65	$5 \times 10^{13} - 5 \times 10^{14}$	above 1×10^{12}
		C-96/20/65+C-96/40/90	$1 \times 10^{12} - 1 \times 10^{13}$	above 1×10^{11}
Arc Resistance	min.seconds		110	above 60
Dielectric Constant (1 MHz)	-	C-96/20/65	4.5 - 4.8	less than 5.5
		C-96/20/65+D-48/50	4.6 - 5.2	less than 5.8
Dissipation Factor (1 MHz)	-	C-96/20/65	0.015 - 0.020	less than 0.035
		C-96/20/65+D-48/50	0.018 - 0.023	less than 0.045
Comparative Tracking Index	volt	IEC Method	above 400	above 400
Solder Float(260°C)	sec	A	above 180	above 120
Peel Strength Cu.foil 1oz (0.035mm)	kgf/cm	A	1.5 - 1.8	above 1.43
Flexural Strength	kgf/mm ²	A	40 - 50	above 32.7
Water Absorption	%	E-24/50+D-24/23	0.10 - 0.15	less than 0.25

Specimen Thickness : 1.6mm

PURCHASING INFORMATION

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

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

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



ภาคผนวก ข

คุณสมบัติของข้อต่อแบบ SMA

142-0701-621	4
142-0701-626	4
142-0701-631	4
142-0701-636	4
142-0701-701	7
142-0701-706	7
142-1701-011	5
142-1701-016	5
142-1701-031	4
142-1701-036	4
142-1701-041	5
142-1701-046	5
142-1701-121	5
142-1701-126	5
142-1701-131	4
142-1701-136	4
142-1701-191	7
142-1701-196	7
142-1701-201	6
142-1701-206	6
142-1711-001	7
142-1711-006	7
142-1711-011	8
142-1711-016	8
142-1711-021	8
142-1711-026	8
142-1711-031	8
142-1711-036	8
142-1801-031	6
142-1801-036	6
142-1801-041	6
142-1801-046	6
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric	4, 6
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric	4
2-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric	6
2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric	8
2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle -Extended Dielectric	8
2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle -Extended Dielectric	8
4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric	5
4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric	4
4-Hole Flange Mount Jack Receptacle -Extended Dielectric	7
4-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric	6
4-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric	7
4-Hole Right Angle Flange Mount Jack Receptacle	7
Specifications	2, 3

SMA - 50 Ohm Connectors

Specifications



INCHES (MILLIMETERS)
CUSTOMER DRAWINGS AVAILABLE UPON REQUEST

ELECTRICAL RATINGS

Impedance: 50 ohms

Frequency Range:

Dummy loads	0-2 GHz
Flexible cable connectors	0-12.4 GHz
Uncabled receptacles, RA semi-rigid and adapters	0-18.0 GHz
Straight semi-rigid cable connectors and field replaceable connectors	0-26.5 GHz

VSWR: (f = GHz)

	Straight Cabled Connectors	Right Angle Cabled Connectors
RG-178 cable	1.20 + .025f	1.20 + .03f
RG-316, LMR-100 cable	1.15 + .02f	1.15 + .03f
RG-58, LMR-195 cable	1.15 + .01f	1.15 + .02f
RG-142 cable	1.15 + .01f	1.15 + .02f
LMR-200, LMR-240 cable	1.10 + .03f	1.10 + .06f
.086 semi-rigid	1.07 + .008f	1.18 + .015f
.141 semi-rigid (w/contact)	1.05 + .008f	1.15 + .015f
.141 semi-rigid (w/o contact)	1.035 + .005f	

Jack-bulkhead jack adapter and plug-plug adapter 1.05 + .01f

Jack-jack adapter and plug-jack adapter 1.05 + .005f

Uncabled receptacles, dummy loads N/A

Field replaceable (see page 59) N/A

Working Voltage: (Vrms maximum)[†]

Connectors for Cable Type	Sea Level	70K Feet
RG-178	170	45
RG-316; LMR-100, 195, 200	250	65
RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, uncabled receptacles, .141 semi-rigid w/o contact	335	85
.141 semi-rigid with contact and adapters	500	125
Dummy loads		N/A

Dielectric Withstanding Voltage: (VRMS minimum at sea level)[†]

Connectors for RG-178	500
Connectors for RG-316; LMR-100, 195, 200	750
Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, field replaceable, uncabled receptacles	1000
Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters	1500
Connectors for .141 semi-rigid w/o contact, dummy loads	N/A

Corona Level: (Volts minimum at 70,000 feet)[†]

Connectors for RG-178	125
Connectors for RG-316; LMR-100, 195, 200	190
Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, uncabled receptacles, .141 semi-rigid w/o contact	250
Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters	375
Dummy loads	N/A

Insertion Loss: (dB maximum)

Straight flexible cable connectors and adapters 0.06 \sqrt{f} (GHz), tested at 6 GHz

Right angle flexible cable connectors 0.15 \sqrt{f} (GHz), tested at 6 GHz

Straight semi-rigid cable connectors with contact 0.03 \sqrt{f} (GHz), tested at 10 GHz

Right angle semi-rigid cable connectors 0.05 \sqrt{f} (GHz), tested at 10 GHz

Straight semi-rigid cable connectors w/o contact 0.03 \sqrt{f} (GHz), tested at 16 GHz

Straight low loss flexible cable connectors 0.06 \sqrt{f} (GHz), tested at 1 GHz

Right Angle low loss flexible cable connectors 0.15 \sqrt{f} (GHz), tested at 1 GHz

Uncabled receptacles, field replaceable, dummy loads N/A

Insulation Resistance: 5000 megohms minimum

Contact Resistance: (milliohms maximum) **Initial** **After Environmental**

Center contact (straight cabled connectors and uncabled receptacles) 3.0* 4.0*

Center contact (right angle cabled connectors and adapters) 4.0 6.0

Field replaceable connectors 6.0 8.0

Outer contact (all connectors) 2.0 N/A

Braid to body (gold plated connectors) 0.5 N/A

Braid to body (nickel plated connectors) 5.0 N/A

*N/A where the cable center conductor is used as a contact

RF Leakage: (dB minimum, tested at 2.5 GHz)

Flexible cable connectors, adapters and .141 semi-rigid connectors w/o contact -60 dB

Field replaceable w/o EMI gasket -70 dB

.086 semi-rigid connectors and .141 semi-rigid connectors with contact, and field replaceable with EMI Gasket -90 dB

Two-way adapters -90 dB

Uncabled receptacles, dummy loads N/A

RF High Potential Withstanding Voltage: (Vrms minimum, tested at 4 and 7 MHz)[†]

Connectors for RG-178 335

Connectors for RG-316; LMR-100, 195, 200 500

Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, .141 semi-rigid cable w/o contact, uncabled receptacles 670

Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters 1000

Power Rating (Dummy Load): 0.5 watt @ + 25°C, derated to 0.25 watt @ +125°C

MECHANICAL RATINGS

Engagement Design: MIL-C-39012, Series SMA

Engagement/Disengagement Force: 2 inch-pounds maximum

Mating Torque: 7 to 10 inch-pounds

Bulkhead Mounting Nut Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Proof Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Nut Retention: 60 pounds minimum

Contact Retention:

6 lbs. minimum axial force (captivated contacts)

4 inch-ounce minimum torque (uncabled receptacles)

Cable Retention:

Connectors for RG-178 10 **Axial Force*(lbs)** **Torque (in-oz)**

Connectors for RG-316, LMR-100 20 N/A

Connectors for LMR-195, 200 30 N/A

Connectors for RG-58, LMR-240 40 N/A

Connectors for RG-142 45 N/A

Connectors for .086 semi-rigid 30 16

Connectors for .141 semi-rigid 60 55

*Or cable breaking strength whichever is less.

Durability: 500 cycles minimum

100 cycles minimum for .141 semi-rigid connectors w/o contact

ENVIRONMENTAL RATINGS (Meets or exceed the applicable paragraph of MIL-C-39012)

Temperature Range: - 65°C to + 165°C

Thermal Shock: MIL-STD-202, Method 107, Condition B

Corrosion: MIL-STD-202, Method 101, Condition B

Shock: MIL-STD-202, Method 213, Condition I

Vibration: MIL-STD-202, Method 204, Condition D

Moisture Resistance: MIL-STD-202, Method 106

†Avoid user injury due to misapplication. See safety advisory definitions on page 2.

Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

MATERIAL SPECIFICATIONS

Bodies: Brass per QQ-B-626, gold plated* per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Contacts: Male - brass per QQ-B-626, gold plated per MIL-G-45204 .00003" min.

Female - beryllium copper per QQ-C-530, gold plated per MIL-G-45204 .00003" min.

Nut Retention Spring: Beryllium copper per QQ-C-533. Unplated

Insulators: PTFE fluorocarbon per ASTM D 1710 and ASTM D 1457 or Tefzel per ASTM D 3159

Expansion Caps: Brass per QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Crimp Sleeves: Copper per WW-T-799 or brass per QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

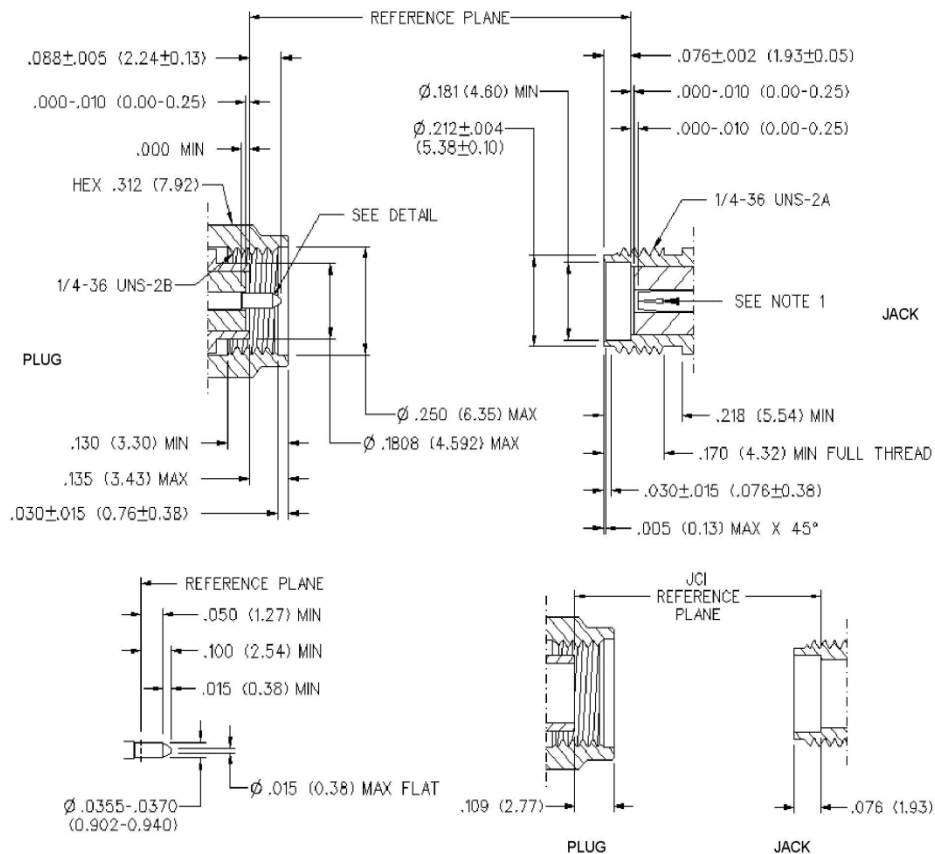
Mounting Hardware: Brass per QQ-B-626 or QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Seal Rings: Silicone rubber per ZZ-R-765

EMI Gaskets: Conductive silicone rubber per MIL-G-83528, Type M

* All gold plated parts include a .00005" min. nickel underplate barrier layer.

Mating Engagement for SMA Series per MIL-C-39012



NOTES

1. ID OF CONTACT TO MEET VSWR, CONTACT RESISTANCE AND INSERTION WITHDRAWAL FORCES WHEN MATED WITH DIA .0355-.0370 MALE PIN.

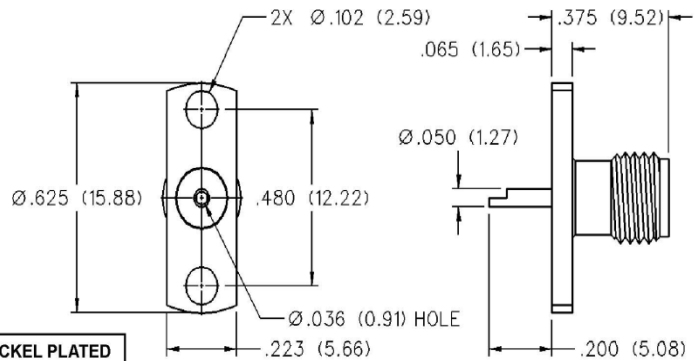
SMA - 50 Ohm Connectors

Panel Mount



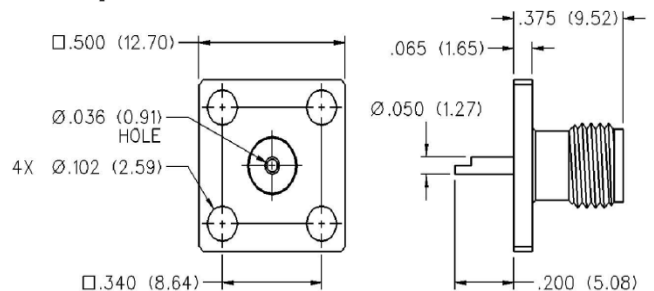
INCHES (MILLIMETERS)
CUSTOMER DRAWINGS AVAILABLE UPON REQUEST

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



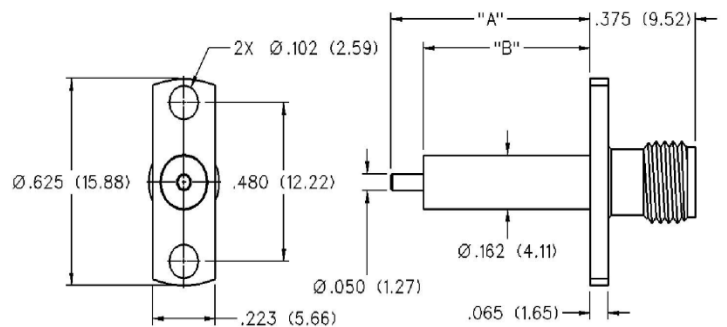
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-621	142-0701-626

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-631	142-0701-636

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



VSWR & FREQ. RANGE	PRODUCT SERIES	GOLD PLATED	NICKEL PLATED	"A"	"B"
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	Brass	142-1701-131	142-1701-136	.705 (17.91)	.590 (14.99)
		142-1701-031	142-1701-036	.240 (6.10)	.180 (4.57)



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

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

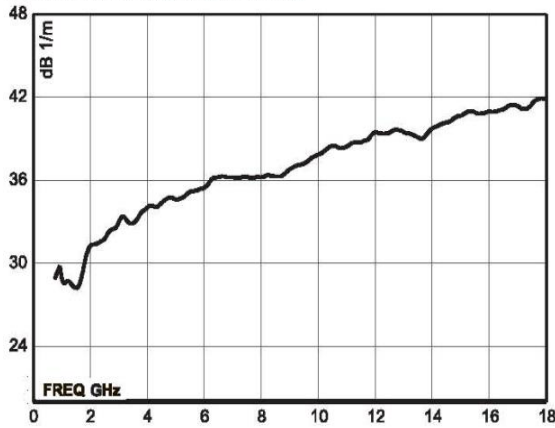
Electrical Specifications

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

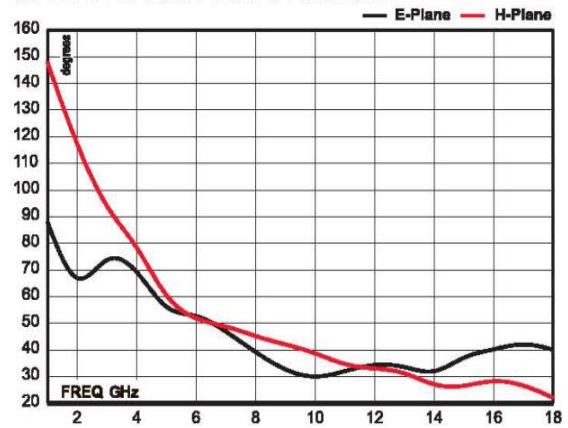
Physical Specifications

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



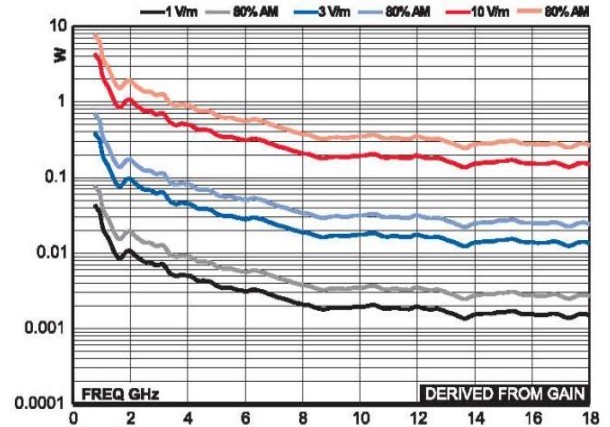
Model 3117 Half Power Beamwidth



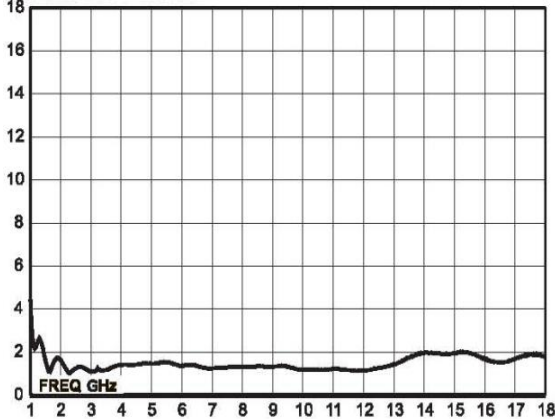
Model 3117 Gain



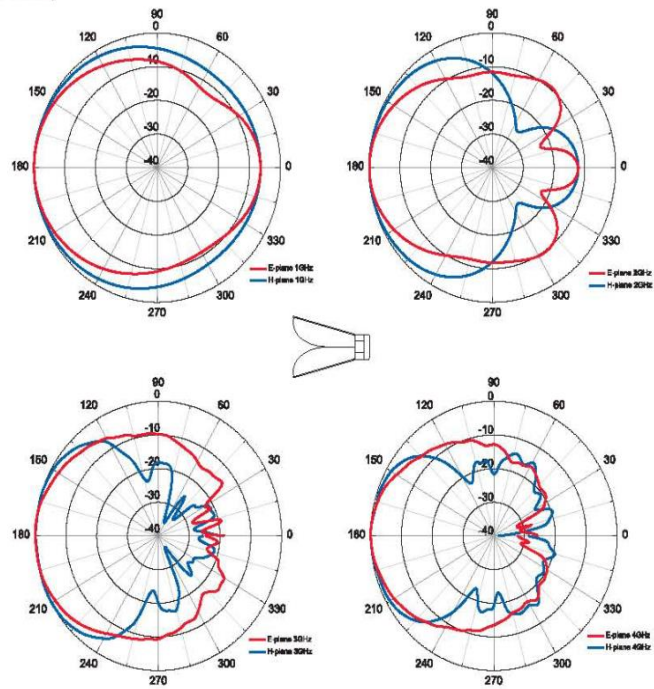
Model 3117 Forward Power @ 1 m



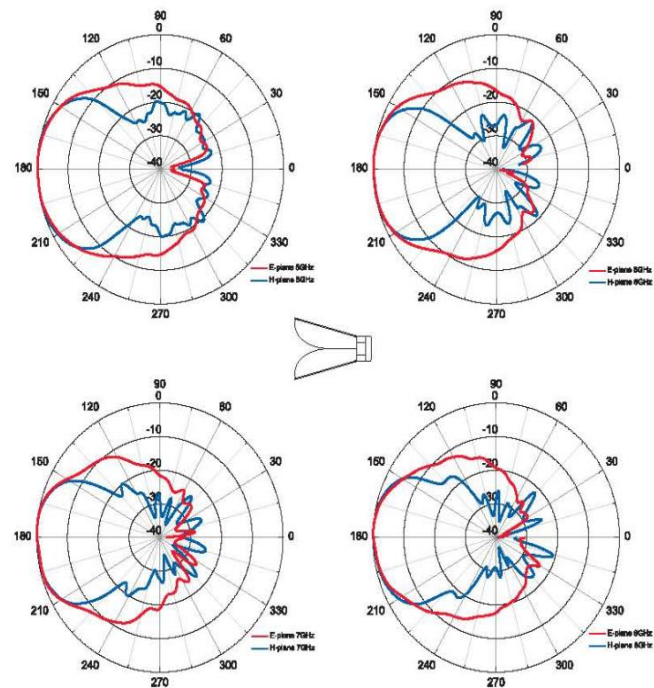
Model 3117 VSWR



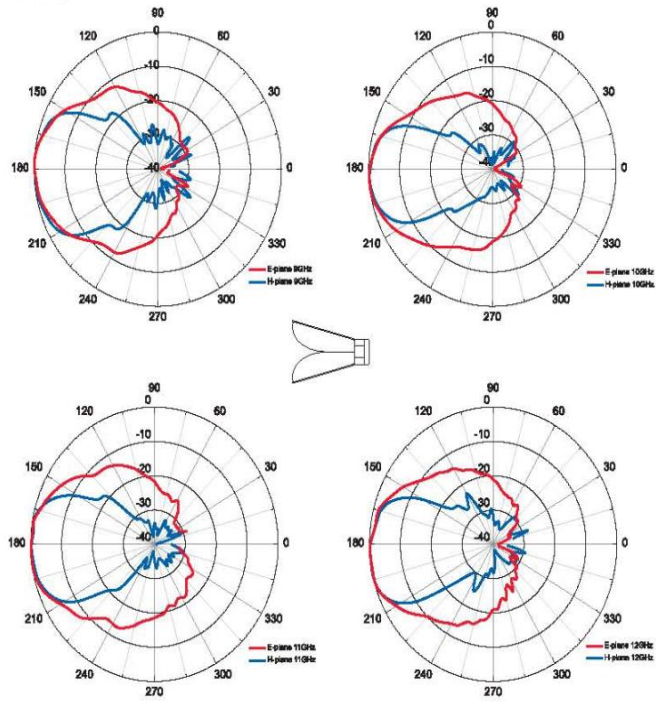
Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)



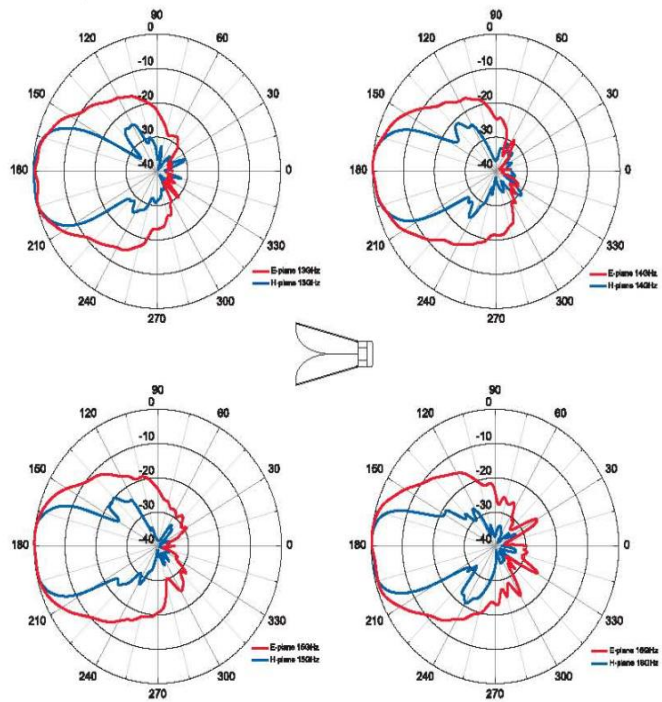
Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)



Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)



Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)

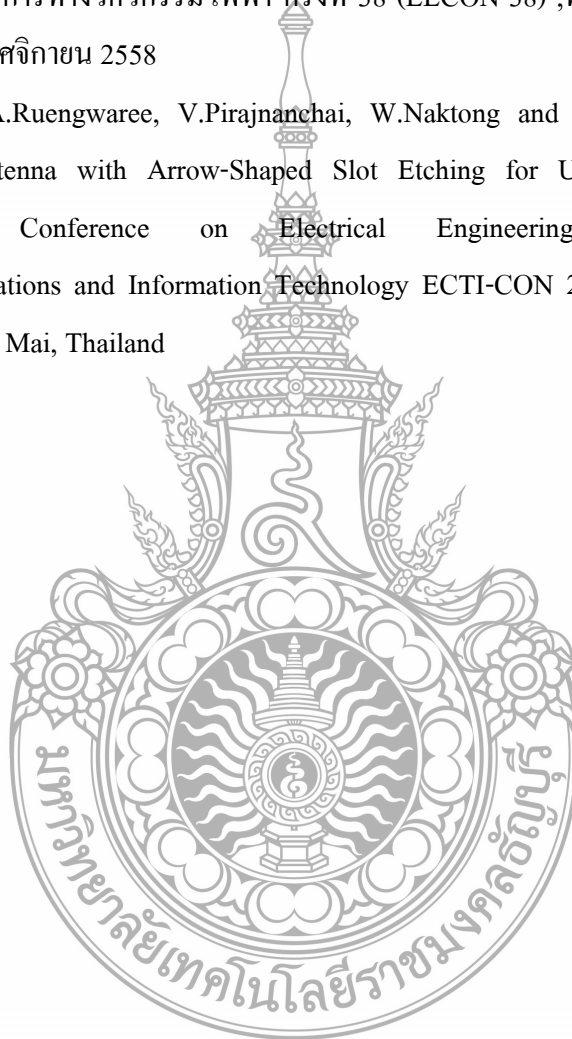


ภาคผนวก ง
ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่



ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่

- [1] ภาณุวิทย์ ทองบ่อ, อำนวย เรืองวาริ และ วัชรพล นาคทอง “การปรับปรุงสายอากาศโมโนโพลแบบแถวลำดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะร่องรูปลูกศรด้วยเทคนิคการเพิ่ม สตัมและเจาะร่องบริเวณระนาบกราวด์สำหรับการประยุกต์ใช้งานระบบการสื่อสารย่านไร้สายแบบ MIMO,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 38 (EECON-38) ,พระนครศรีอยุธยา, ประเทศไทย, 18-20 พฤศจิกายน 2558
- [2] P.Thongbor, A.Ruengwaree, V.Pirajanchai, W.Naktong and N.Fhafhiem “Rectangular Monopole Antenna with Arrow-Shaped Slot Etching for UWB-MIMO Application,” International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology ECTI-CON 2016 June 28th - July 1st, 2016 at Chiang Mai, Thailand





ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่ที่ 1

- [1] ภาณุวิทย์ ทองบ่อ, อำนวย เรืองวาริ และ วัชรพล นาคทอง “การปรับปรุงสายอากาศโมนโพล แบบแถวลำดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปลูกศรด้วยเทคนิคการเพิ่ม สตับและเซาะร่องบริเวณระนาบกรวดสำหรับการประยุกต์ใช้งานระบบการสื่อสารย่านไร้สายแบบ MIMO,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 38 (EECON-38) ,พระนครศรีอยุธยา, ประเทศไทย, 18-20 พฤศจิกายน 2558

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๘
The 38th Electrical Engineering Conference (EECON-38)



UTCC University of
the Thai Chamber
of Commerce
มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย

อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
ไฟโตนิกส์ (PH)
วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)
คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)

Volume II
AEC Synergy

วันที่ ๑๘ - ๒๐ พฤศจิกายน พ.ศ. ๒๕๕๘
โรงแรมวารบุรี อโยธยา คอนเวนชัน รีสอร์ท จังหวัดพระนครศรีอยุธยา



UTCC
School of Engineering
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย

MAN
MANAGEABLE
INSULATOR

QTC
QTC ENERGY PCL.

CROWN
CERAMICS





คณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๘



(EECON-38)

ผศ.ดร.ยงยุทธ นารายณ์

อ.ดร.สายชล ชูคเจ็จจิน

ดร.ดำรงศักดิ์ อมรเดชาพล

ผศ.ดร.ยุทธนา กันทะพะเยา

ผศ.อนุชิต เจริญ

อ.ดร.สาคร วุฒิพัฒน์พันธุ์

มหาวิทยาลัยสยาม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

มหาวิทยาลัยพะเยา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ

มหาวิทยาลัยเกษมบัณฑิต

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร

สาขาไฟฟ้าสื่อสาร (CM)

ผศ.ดร.สันต์ชัย รัตนนนท์

ศ.ดร.พรชัย ทรัพย์นิธิ

รศ.ดร.วาทิต เบญจพลกุล

รศ.ดร.ศรีจิตรา เจริญลาภนพรัตน์

ผศ.ดร.ไพฑูริย์ รักเหลือ

รศ.ดร.ณรงค์ อยู่ถนอม

รศ.ดร.พงศธร เศรษฐีธร

รศ.ดร.อดิศักดิ์ มนต์ประภัสสร

ผศ.ชราดล โกมลมิศร์

ผศ.ดร.อาคม แก้วระวัง

อ.ดร.ศุภกิต แก้วดวงตา

อ.ดร.วรรณรีย์ วงศ์ไทรรัตน์

ผศ.ดร.พินิจ กำหอม

ศ.ดร.ประยุทธ์ อัครเอกภาลิน

ผศ.ดร.สาวัดดี บุญยศ

อ.ดร.กำพล วรรคิชู

อ.ดร.ประสิทธิ์ นครราช

อ.ดร.อธิพงษ์ สุริยา

ผศ.ดร.วิกรม วีระภาพจรเดช

มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

มหาวิทยาลัยศรีปทุม

มหาวิทยาลัยมหิดล

มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์

มหาวิทยาลัยเชียงใหม่

มหาวิทยาลัยขอนแก่น

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ

มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี

มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี

มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์



คณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๘

(EECON-38)



- | | |
|------------------------------|---------------------------------------|
| อ.ดร.ชัยพร เขมะภาคะพันธ์ | มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์ |
| รศ.ดร.สมชาติ โชคชัยธรรม | มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์ |
| อ.พล.ท.ดร.สมพงษ์ ตุ่มสวัสดิ์ | มหาวิทยาลัยสยาม |
| ผศ.นิพนธ์ ทางทอง | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ |
| ผศ.ดร.ภักดิ์วัฒน์ จันทร์ศรี | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ |
| อ.ดร.ปกรณ์ ยูล โภศล | มหาวิทยาลัยกรุงเทพ |

สาขาระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)

- | | |
|-----------------------------|--|
| ผศ.ดร.ศุภเชษฐ์ อินทร์เนตร | มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย |
| ศ.ดร.วันชัย ธีร์รุจา | สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง |
| ผศ.ดร.สุชิน อรุณสวัสดิ์วงศ์ | จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย |
| อ.ดร.เขาวลิต มิตรสันติสุข | มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ |
| อ.ดร.ฉัตรชัย ศุภพิทักษ์สกุล | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี |
| ผศ.ดร.นิमित บุญภิรมย์ | มหาวิทยาลัยศรีปทุม |
| อ.ดร.พัฒนาช พัฒนาะศรี | มหาวิทยาลัยมหิดล |
| รศ.ดร.เดชา พวงดาวเรือง | มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ |
| ผศ.ดร.บุญศรี แก้วคำอ้าย | มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ |
| ผศ.ดร.อานูภาพ มีสมบูรณ์ | มหาวิทยาลัยขอนแก่น |
| รศ.ดร.โกศล โอฬารไพโรจน์ | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนา |
| ผศ.ดร.ศักดิ์ระวี ระวีกุล | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน |
| ผศ.ดร.วันจักร์ เล่นาวารี | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี |
| รศ.ดร.สุขสันต์ นุ่นงาม | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ |
| ผศ.ดร.วีระชัย มาลยเวช | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร |
| อ.ดร.กฤษชัย วิถีพานิช | มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ |
| ผศ.ดร.มงคล ปุຍิตานนท์ | มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี |
| ผศ.ดร.มุกทิศา สงฆ์จันทร์ | มหาวิทยาลัยนเรศวร |

CM13	การปรับปรุงสายอากาศโมโนโพลแบบแถวลำดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเขาระ่องรูปลูกศรด้วยเทคนิคการเพิ่มสลับและเขาระ่องบริเวณระนาบกราวด์สำหรับการประยุกต์ใช้งานระบบการสื่อสารย่านไร้สายแบบ MIMO ภาณุวิทย์ ทองบ่อ, อำนวย เรืองวาริ และ วิชระพล นาคทอง	581
CM14	สายอากาศระนาบแบบช่องเปิดความถี่กว้างที่กำจัดแถบความถี่หยุดโดยใช้สตริบเส้นตรง นิพนธ์ ทางทอง, นุชนาฏ ชุ่มชื่น และ สมศักดิ์ อรรถทิมากุล	585
CM15	การใช้ทาร์เก็ตสองมิติแบบไม่สมมาตรในช่องสัญญาณการบันทึกบิตแพทเทิร์นมีเดียแบบ Staggered สันติ ภูถาวรชาย และ ปิยะ โกวินท์ทวีวัฒน์	589
CM16	เทคนิคการจัดสรรความถี่สำหรับเครือข่ายเฟมโตเซลล์ภายในอาคารโดยใช้การโปรแกรมเชิงเส้นจำนวนเต็ม ปรัชญา ชานาญก้า, พิสิทธิ์ พรหมบุตร และ ชุตติมา พรหมมาก	593
CM17	การจัดสรรความถี่ของสัญญาณระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่จีเอสเอ็มเพื่อรองรับการใช้งานในเหตุการณ์พิเศษ โดยวิชิเชิงพันธุกรรม ภูมิวัฒน์ ไทจันทร์, ประสิทธิ์ นครราช และ ภาสกร ไทจันทร์	597
CM18	การศึกษาขอบเขตการแผ่กระจายกำลังคลื่นของสายอากาศแพทช์แบบวงกลมขนาดเล็กสำหรับ วัสดุผสมสมบัติไดอิเล็กตริกของน้ำกลั่นในสถานะแก้ว วิระยศ คนดี, ไพโรจน์ วุ่นชุม และ มิตระชัย จงเชื้อขานาญ	601
CM19	สายนำสัญญาณสตริบไลน์ที่ใช้ระนาบกราวด์โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ศราวุธ ชัยมูล, พิมพ์สุวิทย์ อวยพร และ ประยุทธ์ อัครเอกฉาลิน	605
CM20	การควบคุมการส่งผ่านและการสะท้อนคลื่นด้วยผิวออสซิลเลเตอร์แบบไฮเปอร์โบลิก ศราวุธ ชัยมูล, ธนันต์ หงส์นรา และ ประยุทธ์ อัครเอกฉาลิน	609
CTI01	การระบุเอกลักษณ์แบบจำลองตัวแปรสถานะของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบไร้แปรงถ่านด้วยการค้นหาแบบนกกาเหว่า เดชา พวงดาวเรือง และ ไชโย ธรรมรัตน์	613
CT01	การประมาณขอบเขตของการมีเสถียรภาพแบบเชิงเส้นกำกับด้วยการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว อภิรัช สุยะพันธ์, กองพัน อารีรักษ์ และ กองพล อารีรักษ์	619
CT02	การระบุเอกลักษณ์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัวแบบหลายฟังก์ชันวัตถุประสงค์ จักรกริช ภักดี โด, กองพัน อารีรักษ์ และ กองพล อารีรักษ์	623
CT03	การกำจัดฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแบบปรับตัวสำหรับวงจรรอกำลังแอกทีฟด้วย โครงข่ายประสาท ศราวุธ จันทร์ผง, กองพล อารีรักษ์, อาทิตย์ ศรีแก้ว และ กองพัน อารีรักษ์	627

การปรับจูนสายอากาศโมโนโพลแบบแถวลำดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะร่องรูปลูกศรด้วยเทคนิคการเพิ่ม
สตัดและเจาะร่องบริเวณระนาบกราวด์สำหรับการประยุกต์ใช้งานระบบการสื่อสารย่านไร้สายแบบ MIMO
**The Tuning of Rectangular Array Monopole Antenna with Arrow-Shaped Slot Etching by using Stub
Adding and Slot Etching Technique at Ground plane for MIMO Wireless Communication System
Application**

ภาณุวิชญ์ ทองบ่อ¹ อำนวย เรืองวารี¹ และ วัชรพล นาคทอง²

¹ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

อ.รังสิต-นครนายกต.คลองหก อ.ธัญบุรีจ.ปทุมธานี 12110 โทรศัพท์: 0-2549-4620 E-mail: panuwit.th@mail.rmUTT.ac.th, amnoiy.r@en.rmUTT.ac.th

²ภาควิชาวิศวกรรม โทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ศูนย์กลาง

นครราชสีมา 30000 โทรศัพท์: 0868698253 E-mail: oachi525@gmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้ ได้นำเสนอการปรับจูนสายอากาศโมโนโพลแบบแถวลำดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะร่องรูปลูกศรด้วยเทคนิคการเจาะร่องและเพิ่มสตัดบริเวณระนาบกราวด์สำหรับการประยุกต์ใช้งานสื่อสารย่านไร้สายระบบแบบหลายทางเข้า-หลายทางออก ซึ่งสายอากาศต้นแบบได้ถูกพัฒนาโครงสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) = 4.3 และความหนาของวัสดุฐานรอง (h) = 0.764 มม. การออกแบบสายอากาศเป็นลักษณะนำสายอากาศมาจัดเรียงแบบแถวลำดับ 2 องค์ประกอบเว้นระยะห่างระหว่างองค์ประกอบเท่ากับ $\lambda/4$ ของความถี่ 2.5 GHz ร่วมกับการปรับจูนด้วยเทคนิคการเจาะร่องรูปลูกศรที่ตัวสายอากาศ การเพิ่ม สตัดและการเจาะร่องรูปตัวไอที่ระนาบกราวด์ เพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศต้นแบบที่เหมาะสม จากผลการวัดพบว่าผลตอบสนองต่อย่านความถี่ใช้งานมี 3 ช่วง คือ ที่พอร์ตที่ 1 มีช่วงความถี่ต่ำ 1.54-3.01 GHz ช่วงความถี่กลาง 4.32- 5.41 GHz และช่วงความถี่สูง 6.18 - 7.00 GHz สำหรับพอร์ตที่ 2 มีช่วงความถี่ต่ำ 1.24 - 2.98 GHz ช่วงความถี่กลาง 4.35 -5.52 GHz และช่วงความถี่สูง 6.23 - 7.00 GHz มีค่าอัตราขยายเฉลี่ยของสายอากาศต้นแบบมากกว่า 3 dBi
คำสำคัญ: สายอากาศหลายทางเข้า-หลายทางออก สตัดรูปตัวไอ ช่องเปิดรูปลูกศร การขยายแบนด์วิดท์

Abstract

This paper presents the tuning of rectangular array monopole antenna with arrow-shaped slot etching by using stub adding and slot etching technique at ground plane for MIMO wireless communication system application. The prototype antenna structure have been developed on the FR4 PCB model with the dielectric constant (ϵ_r) = 4.3 and substrate height (h) = 0.764 mm. The antenna design are linearly placed array 2 elements with spacing of $\lambda/4$ at frequency 2.5

GHz with the arrow-shaped slot etching on radiation patch, I-shaped slot etching and I-shaped stub increasing tuning technique on the ground plane for the optimal parameters of the prototype antenna. The measurement results indicate that response 3 band include at antenna port 1, the first low frequency range is 1.54-3.01 GHz, the second medium frequency range is 4.32- 5.41 GHz and the third high frequency range is 6.18 - 7.00 GHz, at antenna port 2 the first low frequency range is 1.24 - 2.98 GHz, the second medium frequency range is 4.35 -5.52 GHz and the third high frequency range is 6.23 - 7.00 GHz, the prototype antenna average gain more than 3 dBi.

Keywords: MIMO Antenna, I-shaped Stub, Arrow Slot, bandwidth enlargement

1. บทนำ

สายอากาศเป็นส่วนประกอบสำคัญอย่างหนึ่งของระบบสื่อสารไร้สายซึ่งทำหน้าที่เป็นส่วนของการแผ่กระจายคลื่นของสัญญาณ สายอากาศโมโนโพลเป็นสายอากาศรูปแบบหนึ่งที่มีความนิยมนำมาประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสาร โดยคุณสมบัติเด่นของสายอากาศแบบนี้คือมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง เนื่องจากเทคโนโลยีสื่อสารไร้สายมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ทั้งในด้าน อัตราเร็วในการรับ-ส่งข้อมูล ความสะดวกในการใช้งาน จึงมีความจำเป็นที่ต้องมีการพัฒนาสายอากาศแบบหลายทางเข้า-หลายทางออก (Multiple Input Multiple Output: MIMO) สำหรับรองรับการใช้งานร่วมกับระบบ MIMO เพื่อเพิ่มอัตราเร็วในการรับส่งข้อมูล ลดการแทรกสอดสัญญาณและลดปัญหาเรื่องการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังของสัญญาณ ที่ผ่านมามีผู้วิจัย [1-4] ศึกษาการพัฒนาโครงสร้างสายอากาศให้ตอบสนองระบบการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO โดยได้ออกแบบโครงสร้างสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์แบบระนาบร่วม โดยตัวแผ่พลังงานจะมีลักษณะเป็นรูปแบบเลขาคณิตหรือรูปแบบที่ซับซ้อนต่างๆ เช่น รูปวงกลม รูปวงรี รูปสี่เหลี่ยม รูปสามเหลี่ยม รูปหก

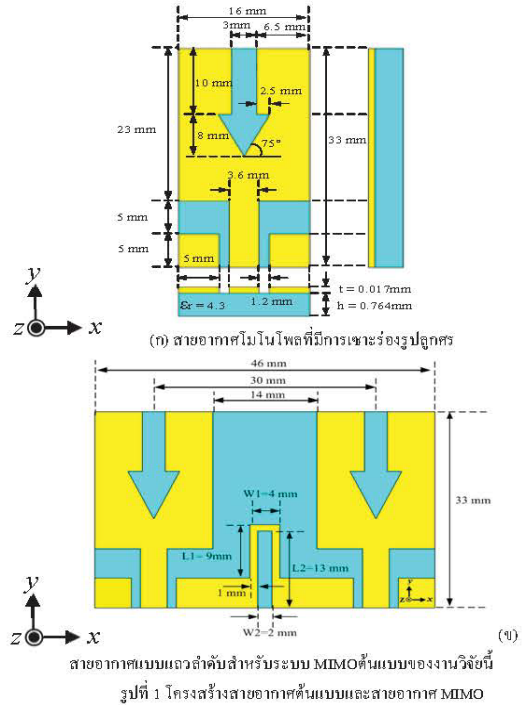
เหลี่ยมและรูปตัวไอ เป็นต้น ซึ่งมีรูปแบบการปรับจูนโครงสร้างสายอากาศหลายจุด เพื่อช่วยให้โครงสร้างสายอากาศที่พัฒนาตอบสนองในย่านความถี่ที่ต้องการ

ดังนั้น ผู้วิจัยมีความสนใจในการศึกษาออกแบบและพัฒนาโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปแบบใหม่ ที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อนและมีการปรับจูนโครงสร้างน้อย โดยใช้เทคนิคการเจาะร่องรูปปลอกครกที่ตัวสายอากาศ เพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ดีและเมื่อนำสายอากาศดังกล่าวมาจัดเรียงแบบแถวลำดับ 2 องค์ประกอบ จึงได้นำแนวคิดและเทคนิคการปรับจูนโครงสร้างจากการเพิ่มสตัดรูปตัวไอและการเจาะร่องรูปตัวไอที่ระนาบกราวด์ เพื่อลดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านให้ได้ว่าสายอากาศรูปแบบใหม่ที่มีประสิทธิภาพสามารถรองรับการประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่การสื่อสารไร้สายท้องถิ่น (WLAN) อีกทั้งสามารถรองรับระบบ MIMO ตามมาตรฐาน IEEE802.11n การปรับจูนโครงสร้างสายอากาศต้นแบบในงานวิจัยนี้อาศัยวิธีเชิงประสบการณ์ (Experimental method) ร่วมกับโปรแกรมคอมพิวเตอร์ CST จนได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เหมาะสม จากนั้นได้นำผลขนาดโครงสร้างที่ได้จากการปรับจูนแล้วมาสร้างสายอากาศต้นแบบจริงและสุดท้ายนำสายอากาศต้นแบบจริงที่สร้างมาวัดและทดสอบผลด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer)

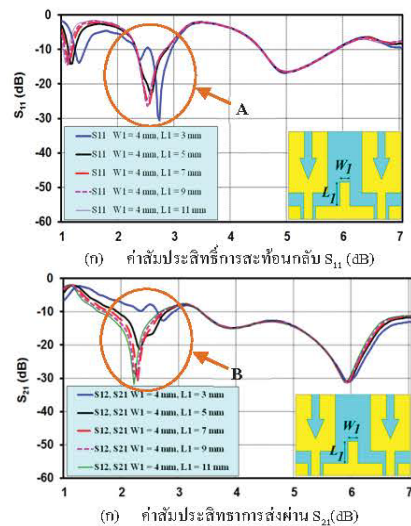
2. การออกแบบและการจำลองแบบของสายอากาศ

2.1 โครงสร้างของสายอากาศ

สายอากาศแบบแถวลำดับ MIMO ต้นแบบของบทความนี้ได้จากการนำสายอากาศที่มีการเจาะร่องรูปปลอกครก [5] ดังแสดงในรูปที่ 1(ก) ที่ได้จากการวิเคราะห์และออกแบบ โดยอาศัยเทคนิคจาก [4,5] โดยสามารถรองรับความถี่ที่ใช้งานที่ 2.45 GHz 5.2 GHz และ 5.8 GHz นำมาจัดเรียงแบบแถวลำดับ 2 องค์ประกอบ ดังแสดงในรูปที่ 1(ข) โดยการออกแบบใช้ทฤษฎีพื้นฐานของการจัดเรียงแบบแถวลำดับด้วยการวางระยะห่างระหว่างสายอากาศที่ $\lambda/2$, $\lambda/4$ และ $\lambda/8$ จากงานวิจัยที่ [8] พบว่าระยะห่างระหว่างสายอากาศที่ดีที่สุดคือ $\lambda/4$ นำมาใช้ในการออกแบบในบทความนี้ เมื่อนำสายอากาศมาวางระยะห่าง $\lambda/4$ ทำให้เกิดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมากกว่า -15 dB ($S_{12}, S_{21} \leq -15$ dB) เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวทางผู้วิจัยได้ศึกษาจนพบเทคนิคใน [6,7] และนำมาประยุกต์ใช้ในการวิจัยเพื่อลดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านคือ การปรับจูนโครงสร้างเดิมของสายอากาศด้วยการเพิ่ม สตัดรูปตัวไอและการเจาะร่องรูปตัวไอที่ระนาบกราวด์ การวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศที่ปรับจูนแล้วโดยใช้การจำลองแบบโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ CST ซึ่งกำหนดโครงสร้างสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR4 ที่มีค่าคงตัว ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.3 มีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 0.764 มม. และความหนาของทองแดง (t) เท่ากับ 0.017 มม. จากผลการจำลองแบบพบว่าขนาดสายอากาศมีความกว้างเท่ากับ 46 มม. และค่าความยาวเท่ากับ 33 มม. โดยค่าพารามิเตอร์โครงสร้างสายอากาศต้นแบบที่เหมาะสม ดังรูปที่ 1(ข)



2.2 ผลการวิเคราะห์การจำลองแบบ



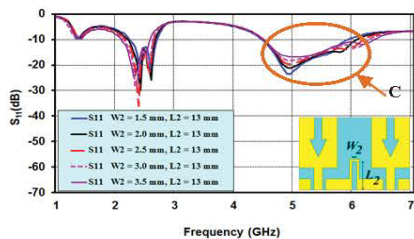
รูปที่ 2 การปรับค่าพารามิเตอร์ W_1 และ L_1 ของสายอากาศ

จากการออกแบบโครงสร้างสายตัวเดียวดังรูปที่ 1(ก) นำมาปรับเรียงเป็นสายอากาศ MIMO ดังรูปที่ 1(ข) โดยนำสายอากาศมาจัดเรียงแบบแถวลำดับด้วยการวางระยะห่าง $\lambda/4$ ทำการออกแบบการปรับจูนโครงสร้างด้วยการเพิ่มสตัดรูปตัวไอที่ระนาบกราวด์ดังรูปที่ 2 และการ

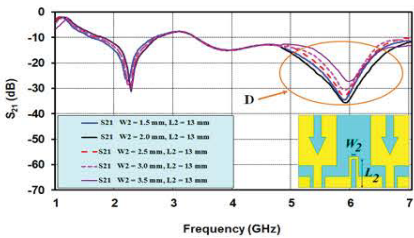
เซาะร่องรูปตัวไอที่ระนาบกราวด์ดังรูปที่ 3 การปรับจูนดังกล่าวเพื่อลดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านน้อยกว่า -15 dB และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนน้อยกว่า -10 dB ให้ได้ย่านความถี่ 2.45 GHz 5.2 GHz และ 5.8 GHz ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g/s ที่ต้องการจากการวิเคราะห์โดยใช้วิธีเชิงประจักษ์การผนวกรวมกับจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST พบว่ามีจุดปรับจูนที่ส่งผลตอบสนองของทงความถี่มากที่สุด 2 ส่วนคือ

ส่วนที่ 1 การปรับจูนด้วยการเพิ่มสลับรูปตัวไอที่ระนาบกราวด์ กำหนดค่าความกว้าง W_1 มีค่าคงที่ 4 มม. ส่วนค่าความยาว L_1 เลือกปรับตั้งแต่ 3 5 7 9 และ 11 มม. เพื่อลดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ดีที่สุดคงที่จุด A และ B คือ W_1 เท่ากับ 4 มม. L_1 เท่ากับ 9 มม. มีผลช่วงความถี่ที่ตอบสนองการใช้งาน คือ ความถี่ต่ำ 18.75% (2.32 - 2.80 GHz) ดังรูปที่ 2

ส่วนที่ 2 เลือกใช้เทคนิคการเซาะร่องที่สลับรูปตัวไอที่ระนาบกราวด์ กำหนดค่าความยาว L_2 มีค่าคงที่ 13 มม. ค่าความกว้าง W_2 เลือกปรับตั้งแต่ 1.5 2.0 2.5 3.0 และ 3.5 มม. เพื่อลดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ดีที่สุดคงที่จุด C และ D ค่าคือ W_2 เท่ากับ 2 มม. และ L_2 เท่ากับ 13 มม. มีผลช่วงความถี่ที่ตอบสนองการใช้งานคือ ความถี่สูง 29.27% (4.49 - 6.03 GHz) ดังรูปที่ 3



(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} (dB)



(ข) ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน S_{21} (dB)

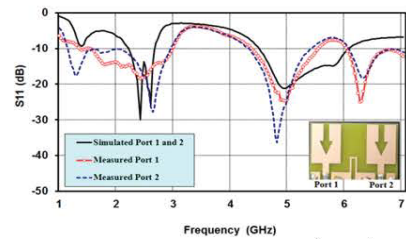
รูปที่ 3 การปรับค่าพารามิเตอร์ W_2 และ L_2 ของสายอากาศ

3. การสร้างและผลการวัด

การจำลองโครงสร้างสายอากาศต้นแบบที่ได้วิเคราะห์ผลร่วมกับเทคนิคงานวิจัยที่ [4-7] นำมาสร้างสายอากาศต้นแบบจริง ดังรูปที่ 4(ก) วัดผลด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E5071C ดังรูปที่ 4 (ข) จากผลวัดพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสายอากาศต้นแบบพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 มีผลตอบสนองความถี่ใช้งาน 3 ช่วงความถี่ดังแสดงในรูปที่ 5 และตารางที่ 1



(ก) สายอากาศต้นแบบ (ข) เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายรูปที่ 4 ภาพถ่ายสายอากาศต้นแบบจริงและเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

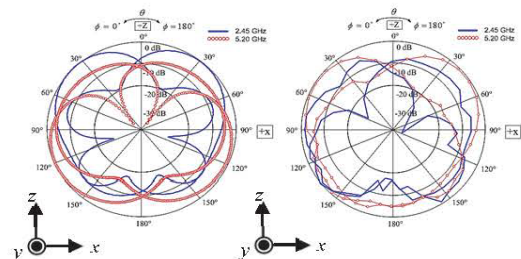


รูปที่ 5 ผลการจำลองแบบและการวัดของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศต้นแบบ

ตารางที่ 1 ค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์และอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบ

Antenna	f_c (GHz)	BW (GHz)	BW (%)	Gain (dBi)
Port 1	2.3	1.54- 3.01	63.91	3.14
	4.86	4.32-5.41	22.42	3.84
	6.59	6.18 - 7.00	12.44	4.02
Port 2	2.11	1.24 - 2.98	82.46	3.09
	4.93	4.35 - 5.52	23.73	3.76
	6.61	6.23 - 7.00	11.64	4.04

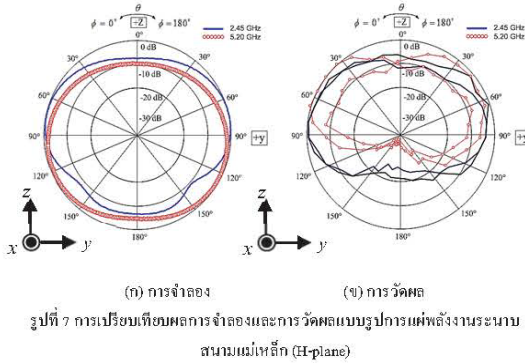
สำหรับการวิเคราะห์หาแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จาก การจำลองแบบและการ วัด สายอากาศทั้ง 2 พอร์ตที่ความถี่ 2.45GHz และ 5.20 GHz พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ดังรูปที่ 6 และระนาบสนามแม่เหล็ก ดังรูปที่ 7 แบบรูปการแผ่พลังงานมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน มีผลการวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบพอร์ตที่ 1 (3.14 dBi, 3.84 dBi) และพอร์ตที่ 2 (3.09 dBi, 3.76 dBi) ดังตารางที่ 1 ตามลำดับ



(ก) การจำลอง

(ข) การวัดผล

รูปที่ 6 การเปรียบเทียบผลการจำลองและการวัดผลแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane)



4. สรุป

การศึกษายาสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะร่องรูปลูกศร ใช้เทคนิคจากงานวิจัยที่ [4-7] ช่วยปรับจูนโครงสร้างของสายอากาศด้วยการปรับเพิ่มสลับและเจาะร่องรูปตัวไอที่ระนาบกวาดซึ่งมีระยะห่างระหว่างสายอากาศ $\lambda/4$ ของความถี่ 2.5 GHz ให้ผลดีที่สุดซึ่งพบว่าตอบสนองต่อย่านความถี่ใช้งาน 3 ช่วง คือ สายอากาศพอร์ที่ 1 ความถี่ต่ำ 1.54 - 3.01 GHz ความถี่กลาง 4.32 - 5.41 GHz และความถี่สูง 6.18 - 7.00 GHz และ สายอากาศพอร์ที่ 2 ความถี่ต่ำ 1.24 - 2.98 GHz ความถี่กลาง 4.35 - 5.52 GHz และความถี่สูง 6.23 - 7.00 GHz ซึ่งตอบสนองตามมาตรฐาน IEEE802.11b/g/n และ IEEE802.16c ค่าอัตราขยายมีค่ามากกว่า 3 dBi ตามที่ต้องการ ซึ่งการออกแบบด้วยเทคนิคดังกล่าว ช่วยในการออกแบบที่ไม่ต้องทำลายโครงสร้างเดิมได้จริง

5. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาบันวิทยกรรมศาสตร์ศูนย์กลางในส่วนของเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E5071C ในการวัดผลงานวิจัย

เอกสารอ้างอิง

- [1] Yu Zhou and Raviraj S. Advc, "Design and Evaluation of Pattern Reconfigurable Antennas for MIMO Applications," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, pp.1084-1092, 2014.
- [2] S. Park and C. Jung, "Compact MIMO antenna with high isolation performance," IEEE Electronics Letters, vol.46, pp.601-602, 2009
- [3] A. Toktas and A. Akdagli "Wideband MIMO antenna with enhanced isolation for LTE, WiMAX and WLAN mobile handsets," Electronics Letters 8th vol. 50, pp. 723-724, 2014.
- [4] ทรงสมศักดิ์ บุญมีงษ์ วัชรพล นาคทอง และ อำนวย เรืองวารี "การศึกษาและออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปลูกศรสำหรับประยุกต์ย่านความถี่แถบคู่,"การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่วิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 36 (EECON-36),

กาญจนบุรี, ประเทศไทย, เล่ม 2, หน้า 563-566, 11-13 ธันวาคม 2556

- [5] Md.Saad-Bin-AlamI, Mohammad Sakib Ullahl and Sanjida Moury, "Design of a narrowband 2.45 GHz unidirectional microstrip antenna with a reversed 'Arrow' shaped slot for fixed RFID tag and reader," International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAE), pp.301-304, 2013
- [6] Ching-Song Chuang, Wu-Tung Hsu and Lin Ming Chun, "A Compact Dual Band Tree-Type MIMO Antenna for Mobile Wireless Access Network Applications," Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC), pp. 1169-1171, 2013.
- [7] Muhammad Saeed KhanI, M. Farhan Shafiq, A.D. Capobianco, E. Autizi and Imran Shoaib3,"Compact UWB-MIMO Antenna Array with a Novel Decoupling Structure," Proceedings of 2013 10th International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technology (IBCAST) Islamabad, Pakistan, pp.347-350, 2013.
- [8] Dirk Mantuffel, "MIMO antenna design challenges," Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC), UK, pp.50-56, 2009.



กาญจวิทย์ ทองบ่อ กำลังศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี พ.ศ.2557 งานวิจัยที่

สนใจ Antenna Designs, Microwave Communication System



อำนวย เรืองวารี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาเอกจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ปีพ.ศ.2551 ปัจจุบันดำรงตำแหน่ง ผู้ช่วยศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคมคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ Ultra Wideband Radar System, Ultra-Fast

Electrical Pulse Generator, Antenna Design



วัชรพล นาคทอง สำเร็จการศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี พ.ศ. 2554 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ Antenna Design

มกราคม 2554 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ Antenna Design



ผลงานที่ได้ตีพิมพ์ครั้งที่ 2

- [2] P.Thongbor, A.Ruengwaree, V.Pirajanchai, W.Naktong and N.Fhafhiem “Rectangular Monopole Antenna with Arrow-Shaped Slot Etching for UWB-MIMO Application” International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology ECTI-CON 2016 June 28th - July 1st, 2016 at Chiang Mai, Thailand

Final Program

ECTI-CON 2016

ChiangMai Thailand, June 28 - 1 July , 2016

13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics
Computer, Telecommunications and Information Technology



Illustrated by Assoc.Prof. Wichit Chomtaveewiroot

Rajamangala University of Technology Lanna
ChiangMai, Thailand

Special Session Chairs

Byeungwoo Jeon (Sungkyunkwan University, Korea)

Kou Yamada (Gunma University, Japan)

David Banjerdpongchai (Chulalongkorn University, Thailand)

Yuttana Kumsuwan (Chiang Mai University, Thailand)

Vuttiapon Tarateeraseth (Srinakharinwirot University, Thailand)

Krischonme Bhumkittipich (Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand)

Boonyang Plangklang (Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand)

Jakkree Srinonchat (Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand)

Shih-Chung Chen (Southern Taiwan University of Science and Technology)

Cheng-Hsin Chuang (Southern Taiwan University of Science and Technology)

Pei-Jarn Chen (Southern Taiwan University of Science and Technology)

Narut Soontranon (Geo-Informatics and Space Technology Development Agency, Thailand)

Preesan Rakwatin (Geo-Informatics and Space Technology Development Agency, Thailand)

Titipong Lertwiryaprapa (King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Thailand)

Kou Yamada (Gunma University, Japan)

Montri Phothisonothai (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand)

Publication Chairs

Upady Hatthasin (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Pollakrit Toonkum (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Pratch Piyawongwisal (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Sponsor & Exhibition Chairs

Pracha Yeunyongkul (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Manus Sanun (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Yingrak Auttawaitkul (Maejo University, Thailand)

Sakorn Panta (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Local Arrangement Chairs

Surasak Yousawat (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Nopadon Maneetien (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Information System Chairs

Anan Tubkerd (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Natchasit Chukiathajorn (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Public Relations

Pornhathai Tanjitanont (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Akksatcha Duangsuphasin (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Finance Chairs

Ketchat Nuandee (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Juthathip Suwan (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)

Sarawuth Chaimool (Udon Thani Rajabhat University, Thailand)

Pairin Kaewkuay (ECTI, Thailand)

General Secretary

Supakit Kawdungta (Rajamangala University of Technology Lanna, Thailand)



13:20 Topic: Antenna Application II

Room : BOARD ROOM 2

Session Chair: Panisa Keowsawat

Time	Title / Author	Page
13.20-13.40 ID 1173	The Gain Enhancement of Rectangular Slot Antenna with L - Shaped and double I - Shaped Slot Etching and Metal Box Adding at 2.45GHz for Wireless Communications A. Innok, W. Naktong, E. Khoomwong, and A. Ruengwaree	D-29
13.40-14.00 ID 1169	Simulation and analysis of an antenna in a transponder for the electronic toll collection system of Expressway in Thailand Nuttaka Homsup, Vuttichai Kesornpatumanun, Winyou Silabut and Pravit Boonek	D-30
14.00-14.20 ID 1202	Design of Dual Band Implantable Antenna for Biomedical Applications Saharat Surapan, Supakit Kawdungta, Hung-Chi Yang, and Chih-Kuang Wu	D-31
14.20-14.40 ID 1210	Rectangular Monopole Antenna with Arrow-Shaped Slot Etching for UWB-MIMO Application P. Thongbor, A. Ruengwaree, V. Pirajanchai, W. Naktong and N. Fhathiem	D-32
14.40-15.00 ID 1215	Design of a Printed Log-Periodic Dipole Antenna (LPDA) for 0.8-2.5 GHz Band Applications Thunyawat Limpiti, and Ajalawit Yodchai Chantaveerod	D-33
15.00-15.20 ID 1174	Rectangular Slot Antenna with Bobbin Shaped Stub Tuning for Wireless Communication Application Piyadanai Boonmaitree , Watcharaphon Naktong, Supatinee Korning, and Amnoiy Ruengwaree	D-34
15.20-15.40	Break	

Rectangular Monopole Antenna with Arrow-Shaped Slot Etching for UWB-MIMO Application

P.Thongbor, A.Ruengwaree* and V.Pirajnanchai
Department of Electronics and Telecommunication
Engineering, Faculty of Engineering,
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
(RMUTT), Pathumthani, Thailand
amnoiy.r@en.rmUTT.ac, panuwit.th@mail.rmUTT.ac.th

W.Naktong and N.Fahhiem
Department of Telecommunications Engineering,
Faculty of Engineering and Architecture,
Rajamangala University of Technology Isan,
Nakhon Ratchasima, Thailand

Abstract—This paper proposes the rectangular monopole antenna with arrow-shaped slot etching for multiple-input multiple-output (MIMO) application. The presented antenna system works efficiently in the frequency range of 3.1-10.6 GHz for ultra-wideband (UWB) communications which are defined by the Federal Communications Commission (FCC) band. The proposed antennas were fabricated on FR4 substrate with dimensions 34x80 mm², dielectric constant (ϵ_r) of 4.3 and substrate thickness (h) of 0.764 mm. The antenna structures were placed in four different positions. The measured results have been found that the alignment of antenna element in the orthogonal position which has low mutual coupling of less than -22.5 dB and obtains the best envelope correlation coefficient of less than 0.001. The radiation patterns are omnidirectional style.

Keywords—Multiple-input multiple-output (MIMO) antenna, Mutual coupling, envelope correlation coefficient, Ultra-Wideband (UWB) antenna, Arrow-Shaped.

I. INTRODUCTION

Presently, wireless communication systems are expected to provide high data rate and a better quality of wireless signal. The elements of wireless communication consist has so many parts, the most significant that can't be lacked is antenna. The wireless communication systems face the challenges of signal fading, multi-path, increasing interference and limited spectrum. Thus, it is important to find out the solution to solve those problems. MIMO antenna system is one of the best solutions to improve above problem. Whereas, the design of MIMO antenna consisting of at least two elements is concern about the placement of nearby antenna elements and the effect of mutual coupling between each element. There are many techniques found to reduce mutual coupling such as using inserting stub [2], Defected Ground Structure (DGS) [3], spatial and angular variations [4] and homogeneous element [5-8]. However, the frequency for wireless communication systems consist of many ranges, some antennas were propose dual band [2], [5] or multi band [6] for design MIMO antenna. To overcome this problem, many researches have interest of associating UWB-MIMO antennas cover all of frequency range 3.1-10.6 GHz for UWB communications [1].

This paper was proposed the rectangular monopole antenna with Arrow-shaped slot etching for UWB-MIMO application.

The homogeneous elements and angular variations techniques were applied to reduce mutual coupling. The arrangement of UWB-MIMO antenna has been designed in different positions. At the same time, the element effect of antenna's efficiency performance such as mutual coupling and envelope correlation coefficient. In the placement of array antenna position, the results are good mutual coupling less than -14 dB and low envelope correlation coefficients less than 0.5 (covering the UWB-MIMO frequency band). All the design of antennas structures (in different element position feature) were similar because the proposed antenna is heterogeneous element [9]. The designs can be possibly complexity. The measurement results have been carried out by E8363B PNA Network Analyzer.

II. DESIGN AND STRUCTURE OF ANTENNAS

A. Antenna Structure

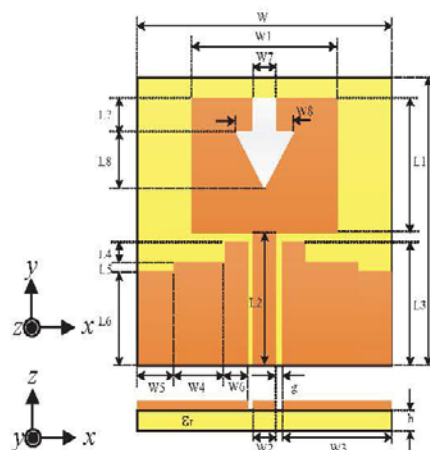


Fig.1 The prototype of single patch antenna structure.

The proposed UWB-MIMO antenna has been developed from the rectangular array monopole antenna [2], [10] with using stepped etching on ground plane [11] for bandwidth enhancement in the frequency range of 3.1-10.6 GHz. The

feed line of prototype of single patch antenna was achieved with impedance matching of 50Ω . After optimization, the single patch rectangular monopole antenna with arrow-shaped slot etching on radiator and step shaped etching on ground plane was obtained. The dimensions of patch antenna structures from this layout are: $W = 34$ mm, $W1 = 21$ mm, $W2 = 3.3$ mm, $W3 = 15$ mm, $W4 = 6$ mm, $W5 = 5$ mm, $W6 = 4.1$ mm, $W7 = 3$ mm, $W8 = 7$ mm, $L = 34$ mm, $L1 = 16$ mm, $L2 = 14$ mm, $L3 = 13$ mm, $L4 = 3$ mm, $L5 = 2$ mm, $L6 = 9$ mm, $L7 = 4$ mm and $L8 = 8$ mm as shown in Fig. 1.

In arrangement process of antenna patch, the homogeneous elements and angular variation technique were applied to reduce mutual coupling. The UWB-MIMO antenna has been designed by placing the patch antenna with four difference angular position as shown in Fig. 2. All of antenna structures have been fixed dimension of 34×80 mm². The first feature of patch antenna arrangement was placed the antenna elements with side by side as shown in Fig. 2 (a). In the second feature, the antenna element at port 2 was rotated with 90° from the antenna element at port 1 as shown in Fig. 2 (b). In third feature, the antenna element at port 2 was shifted of 180° from the patch antenna at port 1 as shown in Fig. 2 (c). Finally, the both antenna elements (at port 1 and 2) were located as front to front position as show in Fig. 2 (d).

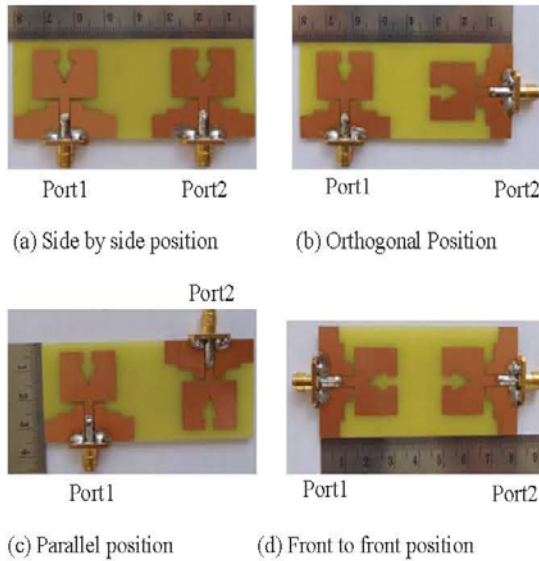


Fig.2 Four different position of UWB-MIMO antennas alignment.

III. RESULTS AND DISCUSSIONS

A. Mutual coupling

The mutual coupling of the elements in array antenna is an important parameter and related to antenna efficiency for MIMO system. The higher value of mutual coupling degrades the antenna efficiency. The mutual coupling could be observed from S parameter; S_{12} and S_{21} . The researches choose only S_{21} to present in this paper. The rectangular monopole antenna with Arrow-shaped slot etching for UWB-MIMO applications have been successfully achieved the low measured of mutual coupling from the measurement. The mutual coupling of

antennas element with side by side, parallel, orthogonal and front to front position feature are -16 dB, -17.5 dB, -22.5 dB and -17 dB, respectively, as shown in Fig. 3.

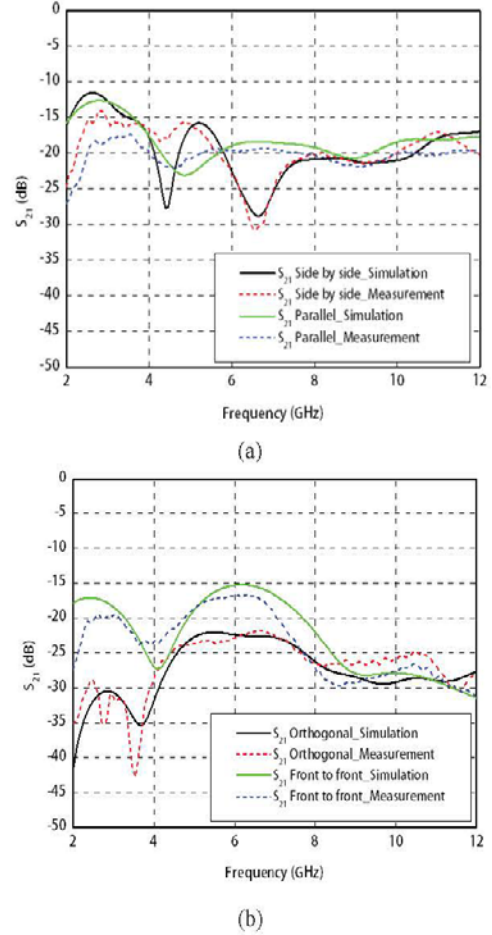


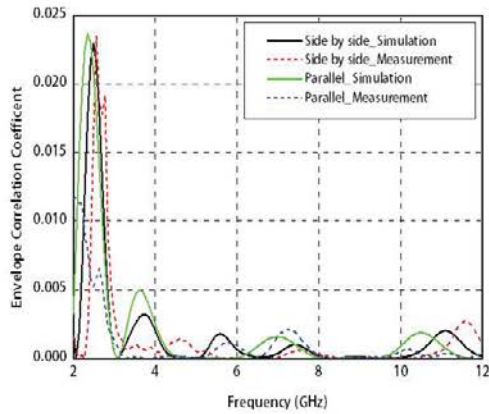
Fig.3 The mutual coupling of antenna elements: (a) side by side and parallel position feature and (b) orthogonal and front to front position feature.

B. Envelope correlation coefficient

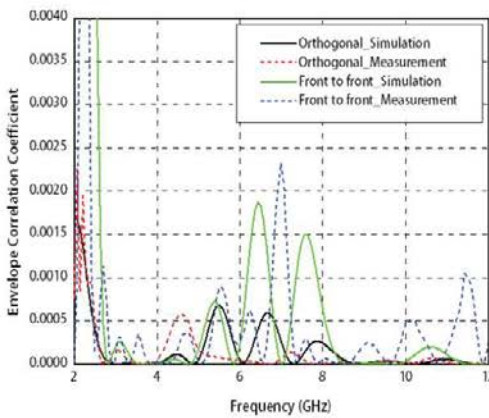
The envelope correlation coefficient can be calculated from the S-parameters [6] using the following Equation (1).

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{21} + S_{12}^* S_{22}|^2}{|(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)|} \quad (1)$$

The measurement results of the envelope correlation coefficient of array antenna with side by side and parallel position feature are less than 0.0025 as shown in Fig. 4 (a). In case of the orthogonal and front to front position feature, the envelope correlation coefficient were measured as shown in Fig. 4 (b). The results of the orthogonal is less than 0.001. From above, the envelope correlation coefficient all of propose antennas are well below the reference value of 0.5 for specific of UWB-MIMO antennas.



(a)

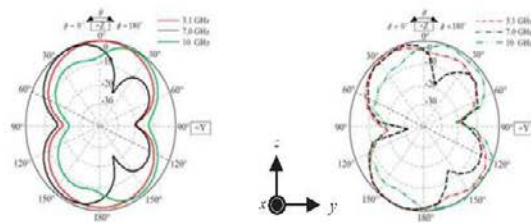


(b)

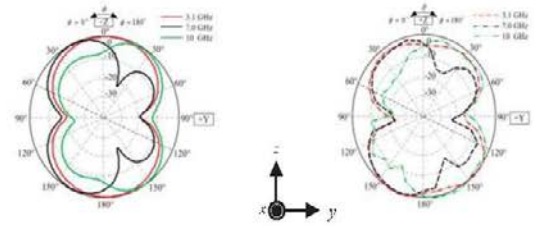
Fig.4 The envelope correlation coefficient: (a) side by side and parallel position feature and (b) Orthogonal and Front to front position feature.

C. Radiation Patterns

The radiation patterns of the proposed antenna system were investigated in the operating frequency range of 3.1-10.6 GHz. The comparisons of the antenna pattern have been observed in the electric field (E-plane) and the magnetic field (H-plane), with three frequencies: 3.1 GHz, 7 GHz and 10 GHz as shown in Fig.5-9. It was found that the results are nearly omnidirectional at 3.1 GHz, 7 GHz and more directional at 10 GHz.

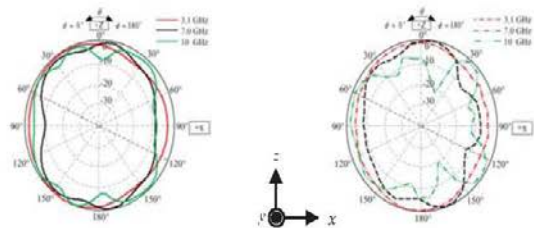


(a) The simulation result of port 1 (b) The measurement result of port 1

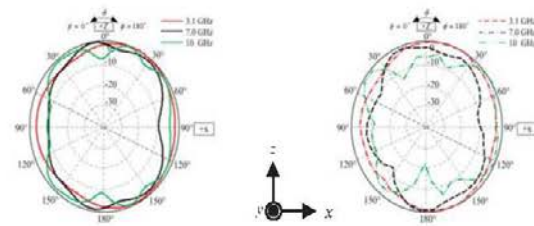


(c) The simulation result of port 2 (d) The measurement result of port 2

Fig.5 The E-plane patterns of side by side position feature.



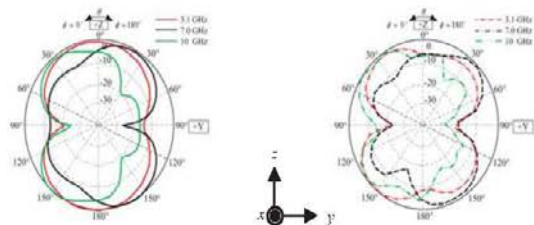
(a) The simulation result of port 1 (b) The measurement result of port 1



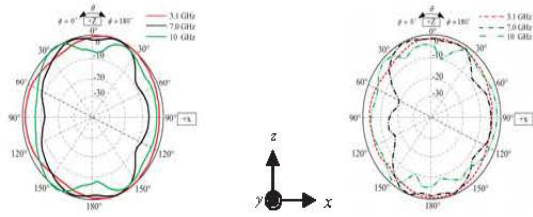
(c) The simulation result of port 2 (d) The measurement result of port 2

Fig.6 The H-plane patterns of side by side position feature.

The radiation pattern on port 1 of all antennas position features are correspondent. Therefore, in the next part, We have been presented only the radiation pattern of port 2 in all position feature.

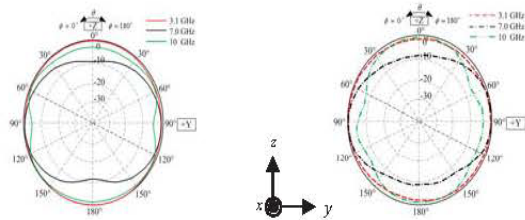


(a) The simulation result of E-plane (b) The measurement result of E-plane

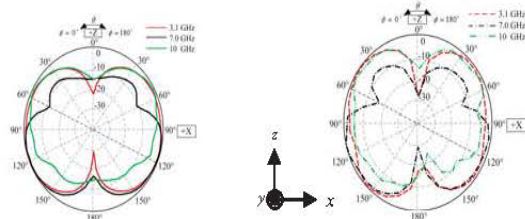


(c) The simulation result of H-plane (d) The measurement result of H-plane.

Fig. 7 The E-plane and H-plane of parallel position feature at port 2.

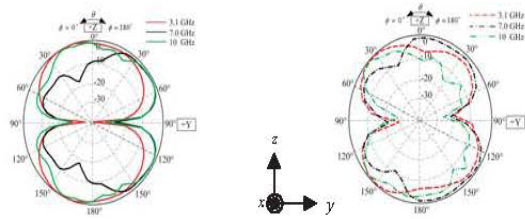


(a) The simulation result of E-plane (b) The measurement result of E-plane.

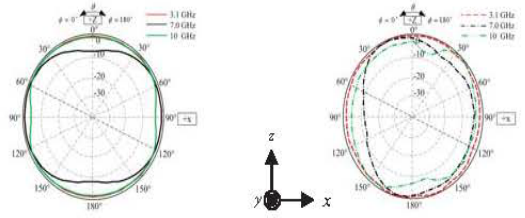


(c) The simulation result of H-plane (d) The measurement result of H-plane.

Fig. 8 The E-plane and H-plane of orthogonal position feature at port 2.



(a) The simulation result of E-plane (b) The measurement result of E-plane.



(c) The simulation result of H-plane. (d) The measurement result of H-plane.

Fig. 9 The E-plane and H-plane of front to front position feature at port 2.

IV. CONCLUSION

The rectangular monopole antennas with arrow-shaped slot etching in four different position alignments for UWB-MIMO application have been presented. All of the proposed antennas can be operated with the frequency range of 3.1-10.6 GHz as low mutual coupling less than -14 dB and very low envelope correlation coefficient of less than 0.5 in the specific of UWB-MIMO antenna. In addition, the proposed antenna in the orthogonal position feature (the best of four positions feature) had the low mutual coupling less than -22.5 dB and was obtained the best envelope correlation coefficient of less than 0.001. The radiation patterns are nearly omnidirectional style.

ACKNOWLEDGMENT

The researchers would like to express their grateful thanks to Wireless communications laboratory of Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT) for supporting of Agilent Technologies E8363B PNA Network Analyzer and chamber room.

REFERENCES

- [1] Federal Communication Commission (FCC) revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems. First report and order, ET Dock 98-153, FCC 02-48, adopted: Feb.2002, released in April 2002.
- [2] P.Tongbor, A.Ruengwaree and W. Naktong, "The Tuning of Rectangular Array Monopole Antenna with Arrow-Shaped Slot Etching by using Stub Adding and Slot Etching Technique at Ground plane for MIMO Wireless Communication System," 33rd Electrical Engineering Conference (EECON38), vol. 2, Pranakorn sri ayuthaya, Thailand, 18-20 September 2015, pp.581-584.
- [3] L.Liu, H. Zhao, T.S.P.See and Z.N.Chen, "A Printed Ultra-Wideband Diversity Antenna," The 2006 IEEE 2006 International Conference on Ultra-Wideband, pp.351-356.
- [4] K.L.Wong, S.W.Su and Y.L.Kuo, "A printed ultra-wideband diversity monopole antenna," Microwave and optical technology letters, August 2003, Vol.38, pp.257-259.
- [5] R.Kumari and S. K. Behera, "Mutual coupling reduction in C-shaped dielectric resonator antenna array for MIMO applications," Annual IEEE India Conference (INDICON), December 2012, pp. 110-114.
- [6] M.Darwish and H.Reza Hassani, "Quad Band CPW-Fed Monopole Antenna for MIMO Applications," European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), March 2012, pp. 1-4.
- [7] A.I.Najam, Y. Duroc and S.Tedjini, "Design and Analysis of MIMO Antennas for UWB Communications," Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2010, pp.1-5.
- [8] M. Jusoh, M. F. Jamlos, M. F. Malek, M. R. Kamarudin and H. Harun, "Analysis of Radiation Efficiency Effects on UWB MIMO Tree-Antenna Positioning," Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2012, pp. 897-900.
- [9] A.I.Najam, Y.Duroc and S.Tedjini, "Design & Characterization of an Antenna System for UWB-MIMO Communications Systems," Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2010, pp. 1-5.
- [10] M.S. Bin Alam, M.S. Ullah1 and S. Moury, "Design of a Narrowband 2.45 GHz Unidirectional Microstrip Antenna with a Reversed 'Arrow' Shaped Slot for Fixed RFID Tag and Reader," International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAE), 2013, pp. 301-304.
- [11] J.Y. Jan, J.C.Kao, Y.T. Cheng, W.S. Chen and H.M. Chen, "CPW-Fed Wideband Printed Planar Monopole Antenna for Ultra-Wideband Operation," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, July 2006, pp. 1697-1700.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	ภาณุวิทย์ ทองบ่อ
วัน เดือน ปีเกิด	2 พฤษภาคม 2519
ที่อยู่	17/54 หมู่ 9 ตำบลลาดสวาย อำเภอลำลูกกา จังหวัดปทุมธานี 12160
การศึกษา	ปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ (องครักษ์)
ประสบการณ์ทำงาน	วิศวกร โครงการควบคุมคุณภาพงานติดตั้งระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ บริษัท อิริคสัน (ประเทศไทย) จำกัด พ.ศ. 2552 ถึงปัจจุบัน
เบอร์โทรศัพท์	089-891 8155
อีเมล	panuwit.th@mail.rmutt.ac.th

