

สายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับ
ประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

**Compact Moon Shaped Thin-Film MIMO Antenna for Ultra-Wideband
and Super-Wideband Applications**

ธีระชัย ระนาดแก้ว

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2561

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

สายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับ
ประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

ธีระชัย ระนาดแก้ว

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ปีการศึกษา 2561
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์ สายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับ
ประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์
Compact Moon Shaped Thin-film MIMO Antenna for Ultra-wideband and
Super-wideband Applications

ชื่อ – นามสกุล นายธีระชัย ระนาดแก้ว
สาขาวิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ไพฑูรย์ รักเหลือ, วศ.ด.
ปีการศึกษา 2561

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์นิพนธ์ ทางทอง, Ph.D.)

..... กรรมการ
(อาจารย์มาลียา ตั้งจิตเจษฎา, วศ.ด.)

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

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

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อนุมัติวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

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

วันที่ 13 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2562

| | |
|-------------------|--|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์ | สายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ |
| ชื่อ-นามสกุล | ธีระชัย ระนาดแก้ว |
| สาขาวิชา | วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม |
| อาจารย์ที่ปรึกษา | ผู้ช่วยศาสตราจารย์ไพฑูรย์ รักเหลือ, วศ.ค. |
| ปีการศึกษา | 2561 |

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ โดยสายอากาศจะใช้วัสดุฐานรองชนิดไมล้าฟิล์มมีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 3.2 ความหนา 0.4 มิลลิเมตรซึ่งถูกวิเคราะห์ด้วยระเบียบวิธีเชิงตัวเลขด้วยโปรแกรม Computer Simulation Technology (CST) Microwave Studio และค่าคุณลักษณะต่างๆที่นำมาวิเคราะห์ประกอบไปด้วย ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) อัตราขยายของสายอากาศ ค่าประวิงกลุ่ม ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์และรูปแบบการแผ่พลังงานระยะไกลตามลำดับ

สายอากาศถูกออกแบบให้มีขนาดเท่ากับ $45 \times 74 \text{ mm}^2$ โดยมีการจัดวางเรียงแบบแถวลำดับของสายอากาศเป็นสององค์ประกอบและมีการเพิ่มสัดบั้งตรงกลางเพื่อช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อนพารามิเตอร์หลักในการออกแบบอยู่ที่องค์ประกอบของระนาบกราวด์และองค์ประกอบวงกลมของแพทช์สายอากาศซึ่งเป็นปัจจัยหลักทำให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์ที่กว้างและครอบคลุมการใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

จากการทดสอบแสดงให้เห็นว่าสายอากาศมีแบนด์วิดท์ที่ใช้งานได้ 3.0-40.0 GHz. ซึ่งคิดที่ค่าสูญเสียจากการย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB มีอัตราการขยายของสายอากาศเท่ากับ 2.2 - 5.5 dBi ค่าประวิงกลุ่มน้อยกว่า 2ns ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ต่ำกว่า 0.5 ตลอดช่วงความถี่อัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ สายอากาศเหล่านี้มีรูปแบบการแผ่กระจายรอบทิศทางในระนาบ E-plane (X-Z plane) และแบบสองทิศทางในระนาบ H-plane (Y-Z plane) ในช่วงความถี่ต่ำ

คำสำคัญ: ไมโมแบบฟิล์มบาง สายอากาศสององค์ประกอบ ระนาบกราวด์ แพทช์สายอากาศ ปรากฏการณ์เชื่อมต่อนพารามิเตอร์

| | |
|-----------------------|---|
| Thesis Title | Compact Moon Shaped Thin-film MIMO Antenna for Ultra-wideband and Super-wideband Applications |
| Name –Surname | Mr. Teerachai Ranadkaew |
| Program | Electronics and Telecommunication Engineering |
| Thesis Advisor | Assistant Professor Paitoon Rakluea, D.Eng. |
| Academic Year | 2018 |

ABSTRACT

This thesis presents the design and analysis of a compact moon shaped thin-film MIMO antenna for ultra-wideband and super-wideband applications. This antenna was printed on a Mylar® Polyester Film substrate with a dielectric constant value of (ϵ_r) 3.2 and a thickness of 0.4 mm. All designs and simulations were completed using the Computer Simulation Technology Microwave Studio commercial electronics simulation software. And various features which were analyzed including reverse loss value (S_{11}), the enhanced gain rate of the antenna, group delays, correlation coefficient, and remote power radiation patterns, respectively.

The antenna was designed to a size of $45 \times 74 \text{ mm}^2$. The antenna structure was further developed in order to create a prototype MIMO antenna which consisted of two elements. And the ground planes were added to minimize mutual coupling and to reduce a mutual coupling phenomenon. The main parameters of the prototype were set at the ground plane and circle components of the antenna patch. This was the main factor causing the antenna to have a wide bandwidth and cover the use of the ultra-wideband and super wideband systems.

Regarding the testing results, the designed antenna was applicable at the bandwidth of 3.0-40.0 GHz. The incurred loss from reversing was less than -10 dB. The enhanced gain rate of the antenna was 2.2-5.5 dBi, the group delay values were lower than the 2ns, and the correlation coefficient was lower than 0.5 throughout the ultra-wideband and super-wideband frequency bandwidth. These patterns show that the antenna has a nearly omnidirectional radiation pattern in the E-plane (X-Z plane) and a bi-directional radiation pattern in H-plane (Y-Z plane) at the lower frequencies.

Keywords: thin-film MIMO, two elements antenna, ground joint plane, antenna patch, mutual coupling phenomenon

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นงานวิจัยที่เกิดจากการค้นคว้าและวิจัย ขณะที่ข้าพเจ้าศึกษาอยู่ในคณะ
วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ดังนั้นงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ถือ
เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี และข้อความต่างๆในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
ข้าพเจ้าขอรับรองว่าไม่มีการคัดลอกหรือนำงานวิจัยของผู้อื่นมานำเสนอในชื่อของข้าพเจ้า

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



(นายธีระชัย ระนาดแก้ว)



COPYRIGHT © 2018

FACULTY OF ENGINEERING

RAJAMANGALA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THANYABURI มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ลิขสิทธิ์ พ.ศ. 2561

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สารบัญ

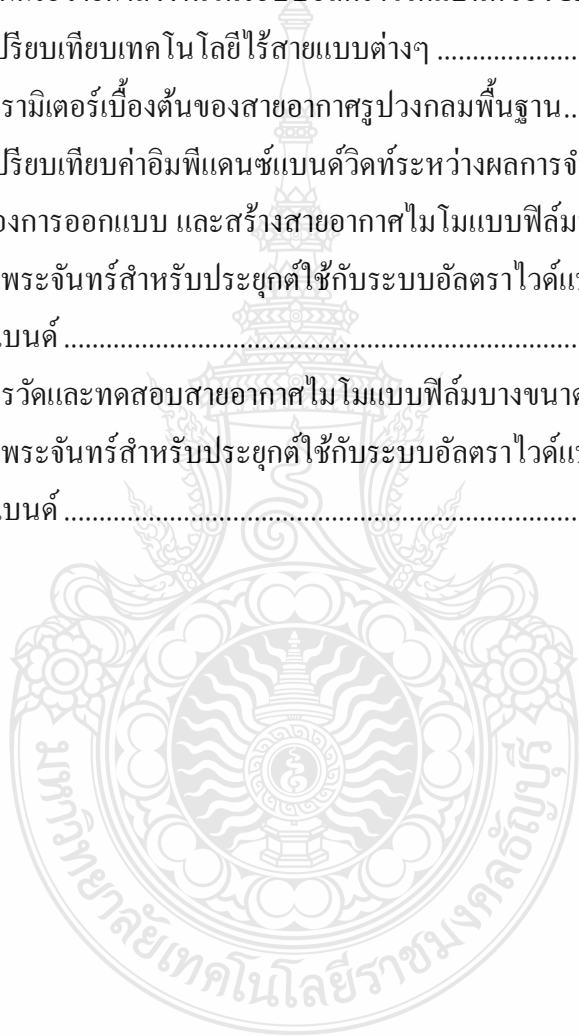
| | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย..... | (3) |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... | (4) |
| กิตติกรรมประกาศ..... | (5) |
| สารบัญ..... | (6) |
| สารบัญตาราง..... | (8) |
| สารบัญรูป..... | (9) |
| คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ..... | (13) |
| บทที่ 1 บทนำ..... | 17 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา..... | 17 |
| 1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย..... | 18 |
| 1.3 ขอบเขตของการวิจัย..... | 18 |
| 1.4 ขั้นตอนการวิจัย..... | 19 |
| 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ..... | 19 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง..... | 20 |
| 2.1 ทบทวนวรรณกรรม..... | 20 |
| 2.2 ความหมายของสายอากาศ..... | 23 |
| 2.3 ลักษณะสายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย..... | 23 |
| 2.4 ทฤษฎีสายอากาศโมโนโพล..... | 25 |
| 2.5 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ..... | 26 |
| 2.6 ทฤษฎีสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม..... | 39 |
| 2.7 ประสิทธิภาพของขนาดสายอากาศแบบไมโครสตริป..... | 46 |
| 2.8 เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ (Ultra-Wideband Technology)..... | 50 |
| 2.9 เทคโนโลยี MIMO (MIMO Technology)..... | 55 |
| 2.10 การแยกช่องสัญญาณแบบขนานในระบบ MIMO..... | 56 |
| 2.11 ปฏิกิริยาการเชื่อมต่อร่วม (Mutual coupling)..... | 63 |
| 2.12 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient)..... | 63 |
| 2.13 อิมพีแดนซ์เมตริกซ์ (impedance matrices)..... | 64 |

สารบัญ (ต่อ)

| | หน้า |
|---|------|
| 2.14 มาตรฐานของการสื่อสารแบบไร้สาย | 66 |
| บทที่ 3 การออกแบบสายอากาศ..... | 69 |
| 3.1 บทนำ..... | 69 |
| 3.2 การออกแบบและแนวทางการพัฒนาสายอากาศ..... | 69 |
| 3.3 การออกแบบสายอากาศแบบไมโม | 79 |
| 3.4 ผลการจำลองสายอากาศโมนโพลรูปพระจันทร์แบบไมโม | 82 |
| 3.5 สรุปผลการออกแบบ..... | 92 |
| บทที่ 4 การทดสอบและผลการทดลอง | 93 |
| 4.1 บทนำ..... | 94 |
| 4.2 การวัดทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศ..... | 94 |
| บทที่ 5 บทสรุป..... | 104 |
| 5.1 สรุปผลการวิจัย | 104 |
| 5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา..... | 106 |
| บรรณานุกรม | 107 |
| ภาคผนวก..... | 111 |
| ภาคผนวก ก คุณสมบัติของสายอากาศภาคส่ง | 112 |
| ภาคผนวก ข คุณสมบัติของหัว SMA Connector | 119 |
| ภาคผนวก ค ผลงานที่ได้ตีพิมพ์ | 128 |
| ประวัติผู้เขียน..... | 146 |

สารบัญตาราง

| | หน้า |
|--------------|--|
| ตารางที่ 2.1 | การแผ่กระจายคลื่นในระยะต่างๆ 28 |
| ตารางที่ 2.2 | การเปรียบเทียบคุณสมบัติของเทคโนโลยีแบบต่างๆ 53 |
| ตารางที่ 2.3 | การแผ่กระจายกำลังงานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ของ FCC 54 |
| ตารางที่ 2.4 | การแผ่กระจายกำลังงานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ของ ITU 55 |
| ตารางที่ 2.5 | การเปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่างๆ 68 |
| ตารางที่ 3.1 | ค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นของสายอากาศรูปวงกลมพื้นฐาน 77 |
| ตารางที่ 4.1 | การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง 98 |
| ตารางที่ 5.1 | ผลของการออกแบบ และสร้างสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูป คล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ ไวด์แบนด์ 105 |
| ตารางที่ 5.2 | ผลการวัดและทดสอบสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูป คล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ ไวด์แบนด์ 106 |



สารบัญรูป

| | หน้า |
|-------------|--|
| รูปที่ 2.1 | สายอากาศแบบไดโพลและไดโพลอุดมคติ (Ideal dipole) 24 |
| รูปที่ 2.2 | โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไดโพล..... 26 |
| รูปที่ 2.3 | โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศโมโนโพล..... 26 |
| รูปที่ 2.4 | บริเวณสนามการแผ่กระจายคลื่นจากสายอากาศ [14]..... 28 |
| รูปที่ 2.5 | แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางในระนาบ [14]..... 29 |
| รูปที่ 2.6 | สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอก [15]..... 29 |
| รูปที่ 2.7 | ลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด [16]..... 30 |
| รูปที่ 2.8 | แบบรูปการแผ่พลังงานหลัก ระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร [14] 34 |
| รูปที่ 2.9 | การเคลื่อนที่ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและการโพลาไรซ์..... 37 |
| รูปที่ 2.10 | โครงสร้างสายนำสัญญาณรูปแบบต่างๆ..... 40 |
| รูปที่ 2.11 | โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง 41 |
| รูปที่ 2.12 | โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง..... 41 |
| รูปที่ 2.13 | ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ..... ระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง..... 42 |
| รูปที่ 2.14 | โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง 42 |
| รูปที่ 2.15 | แบบจำลองโปรแกรมแผ่พลังงานของสายอากาศ 47 |
| รูปที่ 2.16 | โครงสร้างสายอากาศรูปวงกลม [14]..... 49 |
| รูปที่ 2.17 | การเปรียบเทียบสเปกตรัมของเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่น [19] 50 |
| รูปที่ 2.18 | การเปรียบเทียบความเร็วการรับส่งข้อมูลระหว่างระบบอัลตราไวด์แบนด์กับระบบ อัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่น [19]..... 52 |
| รูปที่ 2.19 | การเปรียบเทียบการกำหนดสเปกตรัมกับความถี่ในระบบอัลตราไวด์แบนด์ระหว่าง FCC และ ETSI ทั้งภายในและภายนอกอาคาร [21] 55 |
| รูปที่ 2.20 | การรับส่งข้อมูลในระบบไมโม..... 56 |
| รูปที่ 2.21 | การเข้ารหัสที่ภาคส่งและสัญญาณที่รับได้..... 57 |
| รูปที่ 2.22 | การเดินทางของคลื่นในแต่ละทิศทางของระบบไมโม..... 58 |
| รูปที่ 2.23 | ระบบมัลติพอร์ต..... 64 |
| รูปที่ 3.1 | โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปพระจันทร์..... 70 |

สารบัญรูป (ต่อ)

| | | | หน้า |
|-------------|---|--|------|
| รูปที่ 3.2 | ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ของสายอากาศต้นแบบ | | 74 |
| รูปที่ 3.3 | ผลการจำลองจากการปรับขนาดความกว้าง (W_g) และ ความยาว (L_g) ของระนาบกราวด์..... | | 74 |
| รูปที่ 3.4 | ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการปรับขนาดรัศมีของสายอากาศ (R) | | 76 |
| รูปที่ 3.5 | ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการปรับขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณ..... | | 76 |
| รูปที่ 3.6 | โครงสร้างสายอากาศต้นแบบสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์..... | | 78 |
| รูปที่ 3.7 | ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการเพิ่มช่องตัด (L_f) และเซาะร่องวงกลมที่ R2..... | | 79 |
| รูปที่ 3.8 | โครงสร้างสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ | | 80 |
| รูปที่ 3.9 | ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การ (S_{11} , S_{22}) จากการปรับขนาดความกว้าง (d)..... | | 80 |
| รูปที่ 3.10 | ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การ (S_{21} , S_{12}) จากการปรับขนาดความกว้าง (d)..... | | 81 |
| รูปที่ 3.11 | ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})จากการเพิ่ม Mutual coupling..... | | 81 |
| รูปที่ 3.12 | ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) | | 82 |
| รูปที่ 3.13 | ผลการจำลองอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง VSWR | | 83 |
| รูปที่ 3.14 | ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ | | 85 |
| รูปที่ 3.15 | ผลการจำลองค่าประวิงกลุ่ม | | 85 |
| รูปที่ 3.16 | ความหนาแน่นของกระแสในสายอากาศความถี่ 3.1 GHz, 5.8 GHz, 10.6 GHz, 20 GHz, 30 GHz และ 40 GHz..... | | 86 |
| รูปที่ 3.17 | ค่าอัตราขยายของสายอากาศรูปพระจันทร์แบบไมโมสำหรับระบบซูเปอร์ไวด์แบนด์..... | | 88 |
| รูปที่ 3.18 | แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 3.1 GHz..... | | 89 |
| รูปที่ 3.19 | แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 5.8 GHz..... | | 89 |
| รูปที่ 3.20 | แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 10.6 GHz..... | | 90 |
| รูปที่ 3.21 | แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 20 GHz..... | | 90 |

สารบัญรูป (ต่อ)

| | | หน้า |
|-------------|--|------|
| รูปที่ 3.22 | แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 30 GHz..... | 91 |
| รูปที่ 3.23 | แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 40 GHz..... | 91 |
| รูปที่ 4.1 | เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B | 93 |
| รูปที่ 4.2 | วิธีการวัดสายอากาศไมโมจำนวน 2 พรอด์..... | 94 |
| รูปที่ 4.3 | สายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ | 94 |
| รูปที่ 4.4 | ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})..... | 95 |
| รูปที่ 4.5 | ผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศ..... | 95 |
| รูปที่ 4.6 | การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ (S_{11}), (S_{22}) | 96 |
| รูปที่ 4.7 | การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ (S_{12}), (S_{21}) | 96 |
| รูปที่ 4.8 | ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) ของการจำลองเปรียบเทียบกับการวัดทดสอบจริง..... | 98 |
| รูปที่ 4.9 | วิธีวัดค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์.... | 99 |
| รูปที่ 4.10 | ผลการวัดค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศแบบไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์..... | 100 |
| รูปที่ 4.11 | การวัดทดสอบค่าอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ | 101 |
| รูปที่ 4.12 | การเปรียบเทียบอัตราขยายจากผลการจำลองและผลการวัดจริง | 102 |

สารบัญรูป (ต่อ)

| | หน้า |
|---|------|
| รูปที่ 4.13 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 3.6 GHz | 102 |
| รูปที่ 4.14 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 10 GHz | 103 |
| รูปที่ 4.15 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 30 GHz | 103 |
| รูปที่ 5.1 สายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้าย พระจันทร์สำหรับ..... ประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ | 104 |
| รูปที่ 5.2 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการทดสอบวัดค่า..... สัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ (S_{11}), (S_{22}) | 105 |



คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

| | |
|-----------------|------------------------|
| c | Wave velocity |
| C | Capacitor |
| cm | Centimeter |
| D | Distance |
| dB | Decibel |
| dB _i | Decibel Isotropic |
| dB _m | Decibel mill watt |
| E | Electric field |
| f | Frequency |
| f _c | Frequency center |
| f _h | High Frequency |
| f _l | Low Frequency |
| GHz | Giga Hertz |
| h | Thickness of substrate |
| H | Magnetic field |
| kbsp | Kilobit Per Second |
| kV | Kilovolt |
| L | Long |
| M | Metter |
| Mbps | Mega Bit Per Second |
| MHz | Mega Hertz |
| mm | Millimeter |
| mp3 | MPEG Audio Layer3 |
| mW | Mill watt |
| Q | Quality Factor |
| R | Radiating |
| r | Radius |

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

| | |
|------------------|-------------------------------|
| Rx | Receiver |
| S_{11}, S_{22} | Reflection coefficient |
| S_{21}, S_{12} | Transmission coefficient |
| SNR | Signal to Noise Ratio |
| SVD | Singular Value Decomposition |
| t | Thickness of microstrip |
| Tx | Transceiver |
| uW | Microwatt |
| V_p | Phase Velocity |
| W | Wide |
| \vec{E} | Electric field vector |
| \vec{H} | Magnetic field vector |
| V_p | Phase velocity |
| Z_0 | Characteristic impedance |
| Z_{in} | Input impedance |
| α_m | Metallic attenuation constant |
| α_d | Dielectric loss |
| β | Radiation characteristic |
| γ | Propagation constant |
| ϵ | Absolute permittivity |
| ϵ_r | Relative dielectric constant |
| ϵ_{eff} | Effective dielectric constant |
| η | Intrinsic impedance |
| λ_0 | Wavelength of free space |
| λ_g | Wavelength of material |
| σ | Electric conductivity |
| ω | Angular frequency |

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

| | |
|---------|---|
| ADC | Analog to Digital Converter |
| ADSL | Asynchronous Digital Subscriber Line |
| BPSK | Binary Phase Shift Keying |
| BW | Bandwidth |
| CCK | Complementary Code Keying |
| CDMA | Code Division Multiple Access |
| CST | Computer Simulation Technology |
| DCS | Digital Cellular System |
| DSS | Direct-sequence Spread Spectrum |
| DVD | Digital Versatile Disc |
| EDGE | Enhanced Data rates for Global Evolution |
| EIRP | Equivalent Isotropically Radiated Power |
| ETSI | European Telecommunications Standards Institute |
| EV-DO | Evolution-Data Optimized |
| FAA | Federal Aviation Administration |
| FCC | Federal Communication Commission |
| FNBW | First null beamwidth |
| GMSK | Gaussian Minimum Shift Keying |
| GPS | Global Positioning System |
| GSM | Global System for Mobile |
| HPBW | Half-power beamwidth |
| HSPDA | High Speed Downlink Packet Access |
| IE3D | Integral Equation Three Dimensional |
| IEEE | Institute of Electrical and Electronics Engineers |
| IMT2000 | International Mobile Telecommunications for the year 2000 |
| ISM | Industrial Scientific and Medical |
| ITU | International Telecommunication Union |

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

| | |
|-------|---|
| MAC | Media Access Control |
| MIMO | Multiple-Input Multiple-Output |
| NLOS | Non-Line-of-Sight |
| NOI | Notice of inquiry |
| OFDM | Orthogonal Frequency Division Multiplexing |
| PAN | Personal area network |
| PDC | Personal Digital Communication |
| PHS | Personal Handset System |
| PPM | Pulse Position Modulation |
| QAM | Quadrature amplitude modulation |
| QoS | Quality of Service |
| QPSK | Quadrature Phase Shift Keying |
| Radar | Radio detection and ranging |
| RF | Radio Frequency |
| SNR | Signal to Noise Ratio |
| SVD | Singular Value Decomposition |
| TEM | Transverse Electric-Magnetic |
| TM | Transverse Mode |
| UMTS | Universal Mobile Telecommunications System |
| UNII | Unlicensed National Information Infrastructure |
| UWB | Ultra-Wideband |
| VSWR | Standing Wave Ratio Voltage |
| WiFi | Wireless Fidelity |
| WiMAX | Worldwide Interoperability for Microwave Access |
| WLAN | Wireless Local Area Network |
| WPAN | Wireless Personal Area Network |

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายได้รับการพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว และเป็นปัจจัยหนึ่งที่มีบทบาทอย่างมากต่อการพัฒนาประเทศและการดำเนินชีวิตความเป็นอยู่ของมนุษย์ การสื่อสารแบบไร้สายมีการนำมาประยุกต์ใช้งานในการสื่อสารไร้สายในรูปแบบต่างๆอย่างมากมาย ไม่ว่าจะเป็นการสื่อสารในระบบเคลื่อนที่ การสื่อสารทางไกลผ่านดาวเทียม ระบบวิทยุสื่อสาร ระบบเรดาร์ การสื่อสารในเชิงพาณิชย์ ตลอดจนการนำมาประยุกต์ใช้ในด้านการศึกษา ด้านการสำรวจทรัพยากรทางธรรมชาติ ด้านธุรกิจและด้านการแพทย์ ซึ่งล้วนแล้วจำเป็นต้องใช้เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่มีความเร็วสูงมากในการรับส่งข้อมูล เทคโนโลยีหนึ่งที่กำลังได้รับความสนใจมากก็คือเทคโนโลยีในระบบอัลตราไวด์แบนด์ (Ultra-Wideband: UWB) และระบบซูเปอร์ไวด์แบนด์ (Super Wideband: SWB) ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่มีวิธีการรับส่งสัญญาณในรูปแบบของพัลส์แคบๆ ผ่านแบนด์วิดท์ที่กว้างและสามารถรับส่งข้อมูลได้ในปริมาณมาก

ในระบบการสื่อสารไร้สายนั้นสิ่งที่ขาดไม่ได้ก็คือตัวสายอากาศ ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักที่ทำหน้าที่ในการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าออกไปในอากาศ เพื่อให้อุปกรณ์ทั้งภาคส่งและภาครับสามารถติดต่อสื่อสารกันได้ สำหรับระบบการสื่อสารไร้สายและอุปกรณ์จะถูกกำหนดให้สายอากาศมีขนาดกะทัดรัดแต่ก็จะมีข้อจำกัดในการสร้างสายอากาศ [4] ดังนั้นตัวเลือกที่ดีที่สุดสำหรับการใช้งานในระบบการสื่อสารจะเป็นสายอากาศแบบโมโนโพล เนื่องจากมีแบนด์วิดท์ที่กว้าง มีโครงสร้างไม่ซับซ้อนและรูปแบบการแพร่กระจายเป็นแบบรอบทิศทาง [1] โดยเฉพาะสายอากาศที่กำลังได้รับความนิยมมากก็คือสายอากาศแบบไมโม (Multiple Input Multiple Output: MIMO) [7-8] ซึ่งเป็นระบบที่มีการใช้สายอากาศแบบหลายองค์ประกอบในการรับส่งสัญญาณทั้งในภาคส่งและภาครับ โดยเป็นเทคนิคที่สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบสื่อสารไร้สายให้ดีขึ้นได้ โดยสายอากาศแบบไมโมสามารถเพิ่มความเร็วในการรับส่งข้อมูลต่อย่านความถี่ใช้งาน เพิ่มช่องทางการสื่อสาร (Multichannel) เพิ่มความจุของข้อมูล (Capacity) และสามารถแก้ปัญหาเรื่องสิ่งกีดขวางต่างๆ (Non-Line-of-Sight : NLOS) ได้เป็นอย่างดี จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบสายอากาศไมโมสำหรับใช้งานในระบบความถี่อัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ พบว่าสายอากาศมีขนาดใหญ่ซึ่งพื้นที่การใช้งานมีขนาดจำกัดและวัสดุที่หาได้ยาก มีราคาสูง

ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ โดยใช้เทคนิคการเซาะร่องระนาบกราวด์ร่วมในการออกแบบสายอากาศ เพื่อศึกษาผลตอบสนองของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงาน อัตราการขยายแบนด์วิดท์ และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เหมาะสมที่สุดและเพื่อให้สายอากาศมีความยืดหยุ่นและมีน้ำหนักเบา สายอากาศนี้จึงใช้วัสดุฐานรองเป็นแบบไม่ล้าฟิล์ม และในการออกแบบสายอากาศนี้ได้มีการจำลองโครงสร้างด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป Computer Simulation Technology Microwave Studio (CST)

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1.2.1 วิเคราะห์และออกแบบสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

1.2.2 วิเคราะห์คุณลักษณะทางไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

1.2.3 ประยุกต์ใช้เทคนิคต่างๆ ในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

1.2.4 สร้างและวัดทดสอบคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 สายอากาศสร้างบนวัสดุฐานรองชนิดไม่ล้าฟิล์ม

1.3.2 สายอากาศมีแบนด์วิดท์ตอบสนองต่อระบบระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ที่ความถี่ 3.0 - 40.0 GHz มีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านต่ำกว่า -15 dB ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) ต่ำกว่า 0.5 ค่าประวิงกลุ่ม (Group Delay) ต่ำกว่า 2 ns และอัตราขยายของสายอากาศ (Gain) ไม่ต่ำกว่า 2 dBi

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

1.4.1 ศึกษาทฤษฎีและทบทวนวรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

1.4.2 ศึกษาวิธีการใช้โปรแกรมสำเร็จรูป Computer Simulation Technology Microwave Studio (CST) เพื่อทำการออกแบบและการวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกัสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

1.4.3 ออกแบบและวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์โดยใช้โปรแกรม Computer Simulation Technology Microwave Studio (CST)

1.4.4 สร้างสายอากาศตัวจริงลงบนวัสดุฐานรองชนิดไมค่าฟิล์ม และทำการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เกี่ยวกับสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์เพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลอง

1.4.5 จัดทำบทความสำหรับนำเสนอผลการวิจัยและสงตีพิมพ์

1.4.6 สรุปผลงานวิจัยและจัดทำรายงานฉบับสมบูรณ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 มีความรู้ความเข้าใจทฤษฎีและคุณสมบัติของสายอากาศโมโนโพลที่นำไปประยุกต์ใช้งานในระบบไมโม

1.5.2 มีความเข้าใจในการใช้โปรแกรม Computer Simulation Technology Microwave Studio (CST) ที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศ

1.5.3 สามารถพัฒนาสายอากาศแบบโมโนโพลประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สายความถี่แถบกว้างที่รองรับระบบไมโม

1.5.4 นำความรู้ที่ได้ไปพัฒนาสายอากาศรูปแบบอื่นๆ ได้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศชนิดต่างๆ และสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วม โดยมีรายละเอียดแสดงถึงลักษณะทางกายภาพของสายอากาศ โครงสร้างสายอากาศ วิธีการป้อนสัญญาณและอธิบายถึงวิธีการวิเคราะห์สายอากาศ

2.1 ทบทวนวรรณกรรม

ในด้านงานวิจัยที่ผ่านมา มีผู้พัฒนางานวิจัยหลายท่านได้เสนอแนวคิดเพื่อแก้ปัญหาเกี่ยวกับการลดขนาดของสายอากาศและเพิ่มหรือขยายแบนด์วิดท์ เพื่อให้รองรับการสื่อสารไร้สายได้หลากหลายย่านความถี่ที่มีแนวโน้มที่มากขึ้นเรื่อยๆ ซึ่งที่ผ่านมา มีผู้วิจัยหลายท่านได้นำเสนอการออกแบบ โครงสร้างสายอากาศที่มีขนาดที่แตกต่างกันออกไป เช่น โครงสร้างรูปสามเหลี่ยม โครงสร้างรูปสี่เหลี่ยมและโครงสร้างรูปวงกลม เป็นต้น จากการศึกษาพบว่า โครงสร้างรูปวงกลมหรือโครงสร้างคล้ายรูปพระจันทร์เป็นโครงสร้างหนึ่งที่ตอบสนองในย่านความถี่ที่กว้างกว่าโครงสร้างอื่น ดังในงานวิจัยที่ P. Cao, Y. Huang, J. Zhang, and R. Alrawashdeh [1] ได้ศึกษาการออกแบบสายอากาศโมโนโพลสำหรับใช้ในย่านความถี่ซูเปอร์ไวด์แบนด์ (Super wide band) โดยมีโครงสร้างพื้นฐานเป็นรูปวงกลมและมีการเจาะรูที่ระนาบกราวด์ เพื่อขยายแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้น ซึ่งพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศหลังจากที่ได้ทำการปรับค่าที่เหมาะสม โดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ทำให้สายอากาศมีขนาดเท่ากับ $42 \times 45 \text{ mm}^2$ และการเจาะรูที่ระนาบกราวด์สามารถช่วยลดค่ารีแอกแตนซ์ของสายอากาศได้ ทำให้สายอากาศสามารถตอบสนองต่อความถี่ 2-100 GHz และมีอัตราขยายตั้งแต่ 1.8 dBi ถึง 6.2 dBi

จากผลวิจัยดังกล่าวมีการนำสายอากาศไปใช้งานกับการสื่อสารหลายย่านความถี่และด้วยลักษณะการใช้งานของสายอากาศที่เพิ่มมากขึ้น ผู้วิจัยจึงได้ออกแบบและพัฒนาสายอากาศความถี่แถบกว้างยิ่งโดยใช้วัสดุฐานรองเป็นชนิดฟิล์ม (Thin-Film) เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่น เช่น มีน้ำหนักเบาสามารถโค้งงอได้ตามลักษณะพื้นที่ใช้งานและใช้ต้นทุนต่ำ โดยวิทยานิพนธ์นี้สนใจการออกแบบและประยุกต์ใช้สายอากาศโมโนโพลด้วยวัสดุฐานรองเป็นชนิดฟิล์ม มาใช้งานร่วมกับการสื่อสารไร้สายความถี่แถบกว้างยิ่งที่รองรับระบบโมโม เพื่อเข้ามาเพิ่มประสิทธิภาพเทคโนโลยีติดต่อสื่อสารไร้สายความถี่แถบกว้างยิ่ง จึงมีการศึกษาจากงานวิจัยที่ผ่านมาดังต่อไปนี้

M. N. Srifi, S. K. Podilchak, M. Essaaidi, and Y. M. M. Antar [2] ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศรูปวงกลมร่วมกับการใช้เทคนิคการทำชั้นที่ตัวสายนำสัญญาณสำหรับใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ สายอากาศที่ได้มีขนาด $30 \times 35 \text{ mm}^2$ ขนาดของรัศมี (R) เท่ากับ 7.5 mm มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) เท่ากับ 3.38 ความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 0.83 mm ระบายกราวด์มีขนาด $30 \times 15.6 \text{ mm}^2$ และสายนำสัญญาณของสายอากาศต้นแบบมีขนาด $1.8 \times 8 \text{ mm}^2$ ทำให้มีแบนด์วิดท์ที่สามารถตอบสนองต่อความถี่ 3.47 - 31.94 GHz (BW = 28.47 GHz)

K. Deodhar, P. Baxi, A. Naik, and R. K. Gupta [3] ได้นำเสนอสายอากาศโมโนโพลรูปวงแหวนสำหรับประยุกต์ใช้ในย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์ โดยใช้โปรแกรม Integral Equation Three Dimensional (IE3D) มาช่วยในการออกแบบสายอากาศบนวัสดุฐานรองเป็นชนิด FR4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่ 50Ω ความหนาของวัสดุฐานรองเท่ากับ 1.59 mm มีรัศมีด้านนอก (Outer radius) เท่ากับ 10.5 mm และรัศมีด้านใน (Inner radius) เท่ากับ 4 mm จากการศึกษาพบว่าการทำงานวงแหวนสามารถช่วยทำให้ลดขนาดของสายอากาศให้เล็กลงได้และขนาดของระบายกราวด์จะส่งผลต่อความถี่ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ซึ่งขนาดของระบายกราวด์ที่เหมาะสมเท่ากับ $11 \times 34 \text{ mm}^2$ ให้ค่า VSWR น้อยกว่า 2 ตลอดช่วงความถี่ 3.1-10.6 GHz

Hyung Kuk Yoon, Woo Suk Kang, Young Joong Yoon และ Cheon-Hee Lee [4] ออกแบบบนแผ่นฟิล์ม PET สำหรับย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง ได้ใช้เทคนิคการเจาะร่องแบบขั้นบันไดที่ระบายกราวด์ ซึ่งได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับตอบสนองย่านความถี่แถบกว้างยิ่งขาด จากการทดสอบได้ย่านความถี่ 1.57-14.9 GHz สายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ $30 \times 30 \text{ mm}^2$ ข้อดีคือ เทคนิคการเจาะร่องแบบขั้นบันไดที่ระบายกราวด์ ทำให้ได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับตอบสนองย่านความถี่แถบกว้างยิ่งขาด

Shengjian Jammy Chen, Thomas Kaufmann และ Roderick Shepherd [5] ออกแบบบนแผ่นฟิล์ม PEDOT สำหรับย่านความถี่ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ได้ใช้เทคนิคการปรับช่องว่างสายนำสัญญาณกับระบายกราวด์ ซึ่งได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ตอบสนองสำหรับย่านความถี่ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ที่ความถี่ 3-20 GHz สายอากาศนี้มีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ $23.00 \times 20.25 \text{ mm}^2$ ข้อดีคือ เทคนิคการปรับช่องว่างสายนำสัญญาณกับระบายกราวด์ ทำให้ได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับตอบสนองย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง และสายอากาศมีความยืดหยุ่นได้ด้วย

Pornthep Thongyoy, Paitoon Raklua และ Tanapong Nopavong na Ayudthaya [6] ออกแบบบนแผ่นฟิล์มบาง (Thin-Film) สำหรับย่านความถี่ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ได้ใช้เทคนิคการปรับระยะความกว้างความยาวของระนาบกราวด์ซึ่งสายอากาศเป็นแบบ Coplanar Waveguide (CPW) และการปรับที่รัศมีของมุม R ซึ่งได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ตอบสนองสำหรับย่านความถี่ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ที่ความถี่ 2-11.6 GHz สายอากาศนี้มีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ $60.0 \times 53.3 \text{ mm}^2$ ข้อดีคือ เทคนิคการปรับระยะความกว้างความยาวของระนาบกราวด์และการปรับที่รัศมีของมุม R ทำให้ได้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับตอบสนองย่านความถี่แถบกว้างยิ่งและสายอากาศมีความยืดหยุ่นแต่มีข้อเสียคือขนาดของตัวสายอากาศยังมีขนาดค่อนข้างใหญ่กว่าสายอากาศที่นำเสนอในงานวิจัย [5]

A. Imran Najam, Y. Duroc, S. Tedjini [7] นำเสนอการออกแบบ และศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศในระบบการสื่อสารแบบ UWB-MIMO (Design & Characterization of an Antenna System for UWB-MIMO Communications Systems) ซึ่งได้ออกแบบสายอากาศจำนวนสองพอร์ตที่มีการผสมเข้าด้วยกันระหว่างสายอากาศแบบโมโนโพลสี่เหลี่ยมแบบ Stepped patch กับสายอากาศโมโนโพลแบบวงแหวน จากการศึกษาพบว่า การลดขนาดของระยะห่าง (d) ระหว่างตัวสายอากาศทั้งสองทำให้ค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่องานมีการเพิ่มขึ้น จึงทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศลดลงไปด้วย และเมื่อระยะห่าง $d = 20 \text{ mm}$ จะทำให้สายอากาศสามารถตอบสนองต่อความถี่ในช่วง 3.1-10.6 GHz และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient) มีค่าน้อยกว่า 0.025 สายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาว $30 \times 85 \text{ mm}^2$ ข้อดีคือ นำการปรับระยะห่าง และการเจาะร่องที่ส่วนแผ่กระจายของสายอากาศ มาใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

Md. Ashif Islam Oni, Shahriar Hasan Shehab, Shahreen Hassan และ Shuvashis [8] ได้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแบบมัลติอินพุตมัลติเอาต์พุต (MIMO) สำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง Design and Analysis of A Low-Profile, Elliptical Patch Super Wide Band (SWB) MIMO Antenna สายอากาศมีความกว้างและความยาวขนาด $45 \times 90 \text{ mm}^2$ ใช้วัสดุฐานรองแบบ PTFE (Polytetrafluoroethylene) ค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3.5 มีความถี่ใช้งานได้ในช่วง 2.2473-30 GHz เปรอ์เซนตี่แบนด์วิดท์เท่ากับ 172.12% และอัตราส่วนแบนด์วิดท์ เท่ากับ 13.35:1 จากการศึกษาจะเห็นว่ามีการปรับระยะสูงของระนาบกราวด์ซึ่งมีค่าที่ดีที่สุดเท่ากับ 21mm ข้อดีคือ มีค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง VSWR น้อยซึ่งต่ำกว่า 2 ตลอดทั้งช่วงและมีแบนด์วิดท์ที่กว้างตอบสนองความถี่ในย่านซูเปอร์ไวด์แบนด์

Y. Cheng, W.-j. Lü, C.-h. Cheng, W. Cao, and Y. Li [9] ได้นำเสนอสายอากาศแบบไมโม โดยใช้เทคนิคการเพิ่มระดับรูปตัวที (T) ที่ระนาบกราวด์ สำหรับใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ สายอากาศถูกออกแบบเป็นรูปสี่เหลี่ยมจำนวนสองพอร์ตวางบนวัสดุฐานรองที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 2.65 ค่าแทนเจนต์ความสูญเสีย ($\tan\delta$) เท่ากับ 0.001 จากการศึกษาพบว่า การเพิ่มระดับรูปตัว T ที่ระนาบกราวด์จะทำให้ช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) ของสายอากาศแบบไมโมได้ดี ซึ่งจะเห็นได้จากค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{12}, S_{21}) มีค่าต่ำกว่า -18 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.3-10.4 GHz

2.2 ความหมายของสายอากาศ

สายอากาศ คืออุปกรณ์สำหรับรับและส่งคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency) ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและในทางกลับกันก็เปลี่ยนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นพลังงานไฟฟ้าเช่นกัน โดยจะส่งข้อมูลไปยังที่ต้องการข้อมูล โดยใช้อากาศเป็นตัวกลางหรือที่เรียกว่า การเชื่อมต่อแบบไร้สาย อาจกล่าวได้ว่าการเชื่อมต่อที่ไร้สายนั้นจำเป็นต้องมีสายอากาศไว้ใช้งานเสมอ เดิมสายอากาศเรียกว่า เสาอากาศ เพราะลักษณะที่เป็นรูปเสาและความคุ้นเคยโดยส่วนใหญ่กับรูปแบบของสายอากาศทีวี ดังนั้นสายอากาศจึงอธิบายได้ว่าเป็นเสาอากาศที่มีขนาดเล็กจนไม่แสดงลักษณะเป็นเสาอีกถูกสร้างอยู่บนระนาบโลหะเพื่อให้สามารถรองรับไว้ใช้งานได้และถูกเรียกว่า “สายอากาศ” ในที่สุด

2.3 ลักษณะสายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย

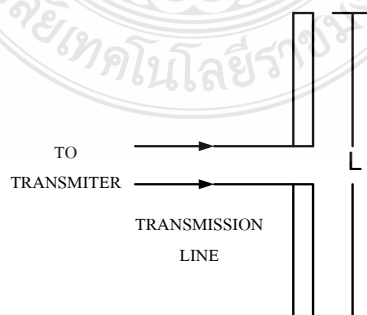
การพัฒนาการสื่อสารแบบไร้สายสำหรับแนวทางการออกแบบสายอากาศที่ใช้มีความแตกต่างกันไป ขึ้นอยู่กับรูปแบบของระบบที่ต้องการใช้งานร่วมกับสายอากาศซึ่งยากที่จะกำหนดเป็นกฎเกณฑ์ที่แน่นอนลงไป ปัจจุบันสายอากาศที่ทำงานในระบบการสื่อสารแบบไร้สายที่ถูกนำมาใช้คือ

2.3.1 สายอากาศโมนโพล (Monopole Antenna) สายอากาศโมนโพลนิยมใช้มากที่สุด เพราะมีคุณลักษณะเป็นแถบกว้าง (Broadband Characteristics) และมีโครงสร้างไม่ยุ่งยากบางครั้งเรียกสายอากาศชนิดนี้ว่าสายอากาศแบบแส้ (Whip Antenna) ส่วนประกอบของสายอากาศที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่นติดตั้งอยู่บนระนาบกราวด์แบบอนันต์ซึ่งสายอากาศนี้จะมีคุณลักษณะคล้ายกับสายอากาศไดโพลในทางปฏิบัติสายอากาศโมนโพลมีความยาวครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพลถ้ามีระนาบกราวด์ที่กว้างจะทำให้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นจะแตกต่างจากระนาบกราวด์แบบอนันต์

2.3.2 สายอากาศแบบปลอก (Sleeve Antenna) มีโครงสร้างของการแผ่กระจายคลื่นเป็นไดโพล แบบไม่สมมาตรของตัวนำที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางมีขนาดแตกต่างกัน โดยที่ขนาดที่เล็กสุดของตัวนำจะเท่ากับตัวนำภายในสายโคแอกเซียลที่ป้อนให้กับสายอากาศและขนาดที่ใหญ่จะมากกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางตัวนำ ซึ่งจะถูกลัดวงจรกับลวดถักที่อยู่รอบๆ สายโคแอกเซียล สายอากาศนี้มีคุณลักษณะเหมือนกับสายอากาศโมโนโพลที่ไม่ต้องมีระนาบกราวด์ แต่การที่ไม่มีระนาบกราวด์นั้น มีข้อเสียเมื่อนำไปใช้งาน โดยที่ต้องนำไปติดตั้งเข้ากับส่วนต่างๆ ที่เป็นโลหะทำให้อัตราการขยายจะลดลง โครงสร้างไม่แข็งแรงหักง่ายและการนำไปสร้างเป็นสายอากาศแบบสองความถี่เป็นไปได้ยาก

2.3.3 สายอากาศแบบแคบ (Low-Profile Antenna) สายอากาศไมโครสตริปและสายอากาศระนาบอินเวอร์ท (Planar Inverted Antenna: PIFA) มีโครงสร้างสามส่วนคือ ส่วนบนเป็นส่วนของการแผ่กระจายคลื่นส่วนที่สองเป็นวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่ขึ้นกลางระหว่างกราวด์กับส่วนของการแผ่กระจายคลื่นที่เป็นแผ่นตัวนำส่วนสายอากาศระนาบอินเวอร์ท ซึ่งพัฒนามาจากสายอากาศอินเวอร์ทแอล แต่สายอากาศทั้งไมโครสตริปและสายอากาศอินเวอร์ทนั้นมีข้อเสียคือ มีความกว้างแถบที่แคบ

2.3.4 สายอากาศไดโพล (Dipole antenna) เป็นสายอากาศที่มีความนิยมน้อยมาก และมีโครงสร้างง่ายที่สุดประกอบด้วยเส้นลวดสองเส้นที่มีความยาว L วางเป็นแนวเส้นตรงดังรูปที่ 2.1 โดยจุดกึ่งกลางของตัวไดโพลจะประกอบเข้ากับเครื่องส่งโดยใช้สายส่งเป็นตัวกลางเพื่อที่จะทำการเชื่อมต่อเครื่องส่งจะจ่ายสัญญาณเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปยังสายอากาศ กระแสของสัญญาณจะไหลไปยังขั้วหนึ่งของไดโพลและไหลกลับมาอีกขั้วหนึ่งของไดโพล ซึ่งมีทิศทางตรงกันข้ามกับทิศทางของกระแสที่ส่งไปยังขั้วแรกของไดโพล การแจกแจงรูปของกระแส (Current distribution) ซึ่งจะแสดงให้เห็นว่าขนาดของสัญญาณกระแสสลับที่เกิดขึ้นตลอดความยาวของสายอากาศไดโพล ซึ่งมีค่าไม่เท่ากัน โดยที่ปลายทั้งสองจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่จะมีค่าสูงสุดอยู่ที่จุดกลางหรือจุดอื่นๆ บนตัวไดโพล ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความยาวของไดโพลและความถี่ของสัญญาณที่มาจากเครื่องส่ง

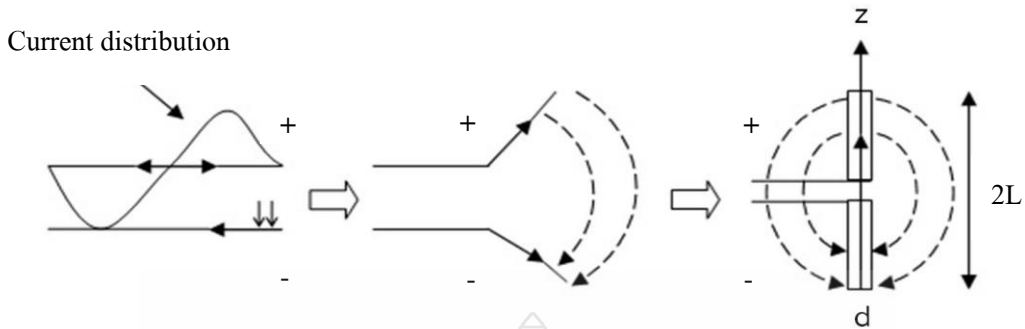


รูปที่ 2.1 สายอากาศแบบไดโพลและไดโพลอุดมคติ (Ideal dipole)

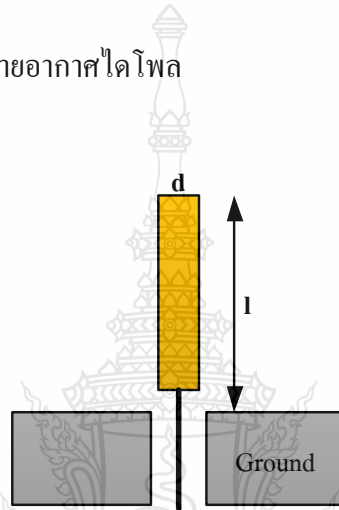
2.4 ทฤษฎีสายอากาศโมโนโพล

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

สายอากาศโมโนโพล เป็นการพัฒนารูปแบบและการทำงานจากสายอากาศไดโพลที่ทำงานแบบสองขั้ว พื้นฐานการทำงานของสายอากาศไดโพลดังรูปที่ 2.2 โครงสร้างจะเป็นสายส่งสองตัวนำปลายเปิดสองเส้น จุดที่มีความยาวจากปลายสุดเท่ากับ $\lambda/4$ เมื่อโค้งหรือหักงอให้ปลายสายมีลักษณะบานออกหรือหันไปทางตรงข้ามนั้น จะทำให้สายตัวนำเกิดการแผ่กระจายคลื่นออกไป ซึ่งเรียกว่าสายอากาศไดโพล ความยาวทั้งหมดของสายอากาศไดโพลเท่ากับ $\lambda/2$ ของความถี่ที่ใช้งาน ส่วนสายอากาศโมโนโพลจะใช้ตัวนำด้านบนเพียงตัวเดียวที่เป็นตัวแผ่กระจายคลื่น เท่ากับ $\lambda/4$ แต่สายอากาศไดโพลจะเป็นเท่ากับ $\lambda/4$ ทั้งสองข้าง สามารถพิจารณาได้ว่าสายอากาศโมโนโพลอาศัยหลักการทำงานครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพลและมีระนาบกราวด์เข้ามาทดแทน อีกครึ่งหนึ่งเพื่อให้กระบวนการทำงานสมบูรณ์ จากรูปที่ 2.3 สายอากาศโมโนโพล จะป้อนสัญญาณเพียงขั้วเดียวและจะใช้ระนาบกราวด์แทนขั้วที่เหลือ แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศโมโนโพลจะคล้ายกับสายอากาศไดโพล ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับขนาดของระนาบกราวด์ ซึ่งในทางอุดมคติแล้วระนาบกราวด์ของสายอากาศโมโนโพลจะเป็นระนาบกราวด์สมบูรณ์แบบและเป็นอนันต์ ส่งผลให้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นมีเพียงด้านบน หรือเพียงครึ่งด้านบนของสายอากาศไดโพล แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะพบว่าไม่สามารถออกแบบระนาบกราวด์ได้ตามอุดมคติ ดังนั้นระนาบกราวด์สายอากาศโมโนโพลในทางปฏิบัติจึงเล็กกว่าทางทฤษฎีมาก จึงทำให้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเกิดการเปลี่ยนทิศทางออกไปทางด้านหลังของระบบกราวด์ด้วย หากออกแบบให้สายอากาศโมโนโพลมีระนาบกราวด์ขนาดเล็กมากๆ จะพบว่าแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นมีลักษณะคล้ายกับสายอากาศไดโพล



รูปที่ 2.2 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไดโพล



รูปที่ 2.3 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศโมโนโพล

2.5 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ

2.5.1 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR)

อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง หมายถึง ค่าอัตราส่วนของค่าสูงสุดต่อค่าต่ำสุดของแรงดันหรือกระแสบนสายนำสัญญาณ ดังสมการที่ (2.1)

$$VSWR = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} = \frac{|I_{\max}|}{|I_{\min}|} \quad (2.1)$$

สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน ยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนผลต่างและผลรวมระหว่างโหนดกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ดังสมการที่ (2.2)

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (2.2)$$

- เมื่อ Γ คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน
- V_r คือ แรงดันสะท้อนกลับ
- V_i คือ แรงดันตกกระทบ
- Z_L คือ โหลดอิมพีแดนซ์
- Z_o คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ในกรณีที่ต่อไว้ด้วยแมตซ์ชิ่ง โหลดนั้น ค่า VSWR เป็น 1 ซึ่งเป็นค่าที่ดีที่สุด

2.5.2 การสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss)

การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแสดงค่ากำลังที่สูญเสียที่โหลด เมื่ออิมพีแดนซ์ของสายส่งและสายอากาศไม่แมตซ์ซึ่งกัน การสูญเสียย้อนกลับมีความสัมพันธ์กับ VSWR ซึ่งเป็นการแสดงการแมตซ์ซึ่งอิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งกับสายอากาศตามสมการ โดยการสูญเสียย้อนกลับสามารถหาได้จากสมการที่ (2.3)

$$S_{11} = -20 \log_{10} |\Gamma| \text{ (dB)} \quad (2.3)$$

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

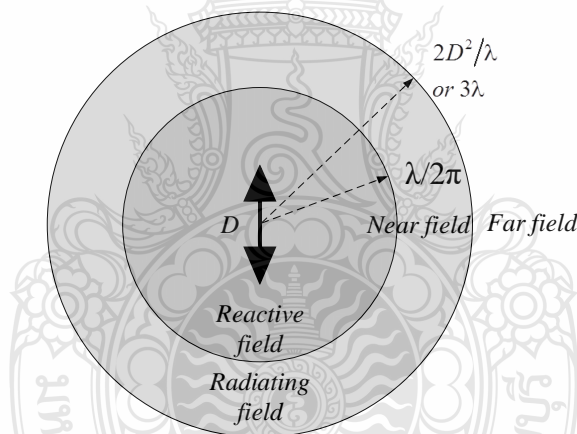
2.5.3 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Wave radiation pattern)

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

ตารางที่ 2.1 การแผ่กระจายคลื่นในระยะต่างๆ

| ขนาดของสายอากาศ (D) | $D \ll \lambda$ | $D \approx \lambda$ | $D \gg \lambda$ |
|-------------------------|-------------------------------|-----------------------------------|---|
| สนามรีแอกทีฟระยะใกล้ | $r < \lambda/2\pi$ | $r < \lambda/2\pi$ | $r < \lambda/2\pi$ |
| สนามการแผ่ระยะใกล้ | $\lambda/2\pi < r < 3\lambda$ | $\lambda/2\pi < r < 3\lambda$ | $\lambda/2\pi < r < 2D^2/\lambda$ และ $2D^2/\lambda$ |
| 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 2.4 ซึ่งเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งของการสังเกตตลอดบริเวณรอบๆสายอากาศ

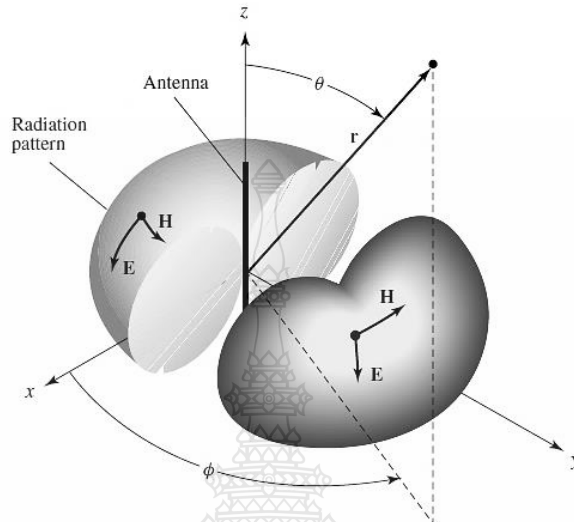


รูปที่ 2.4 บริเวณสนามการแผ่กระจายคลื่นจากสายอากาศ [14]

ดังนั้น เส้นการกวาดของการแผ่กระจายคลื่นที่ตำแหน่งรัศมีคงที่ และรอบสายอากาศ เรียกว่า แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Radiation pattern) ในการแสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสามารถแสดงได้ทั้งแบบสองมิติ และสามมิติ แต่มักนิยมรูปแบบสองมิติก็พอเพียงต่อการพิจารณาคุณลักษณะการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ออกไปรอบตัวเท่ากันหมดหรือรอบทิศทางที่เท่ากันหมดเรียกว่า การแผ่กระจายกระจายคลื่นแบบไอโซโทรปิก (Isotropic) ซึ่งเป็นแบบรูปในอุดมคติที่มี

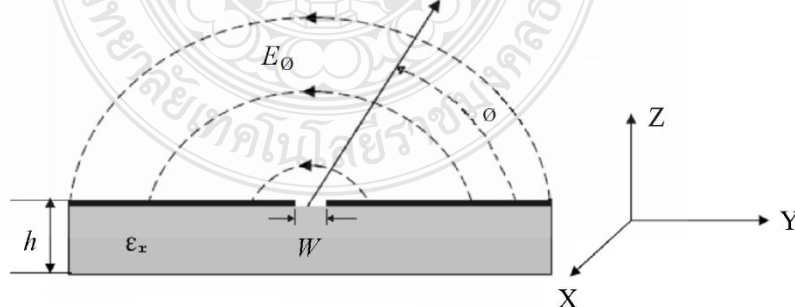
การพิจารณาจากสายอากาศไดโพลขนาดเล็กจึงได้ส่วนแบบรูปที่ได้จากสายอากาศไดโพลในอุดมคตินั้นจะเป็นสายอากาศแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional antenna) ดังรูปที่ 2.5 นอกจากนี้ หากแบบรูปมีการเปลี่ยนหรือเบนไปก็จะพิจารณาแบบมีทิศทาง (Direction)



รูปที่ 2.5 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางในระนาบ [14]

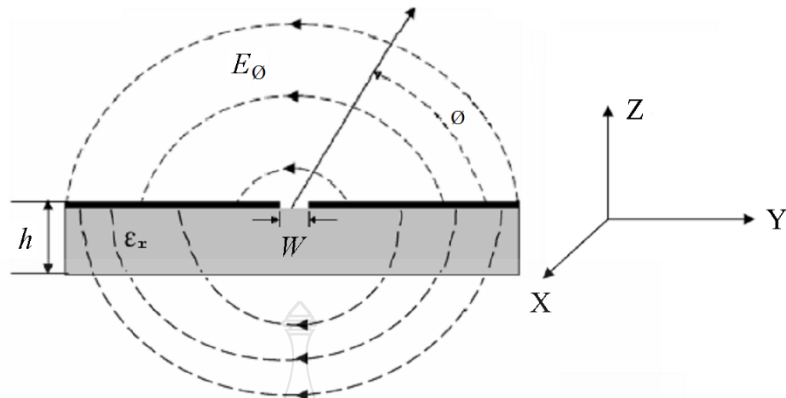
2.5.4 การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด (Slot Line) [11]

สนามไฟฟ้าในช่องเปิดจะประกอบด้วยสามส่วน อย่างไรก็ตามในสนามระยะไกลจะเหลือเพียงแค่ส่วนเดียวในทิศทาง θ ดังแสดงในภาพที่ 2.6 สนามไฟฟ้าหลักของคลื่นที่เคลื่อนที่ในช่องเปิด คือ ทิศทางที่พุ่งเข้ามาออกจากช่องเปิดในทิศทางระนาบของแผ่นโลหะที่วางอยู่บนวัสดุฐานรอง



รูปที่ 2.6 สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอก [15]

ลักษณะการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของช่องเปิด ในด้านของวัสดุฐานรองแถบโลหะ และ ในอากาศได้แสดงดังภาพที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด [16]

2.5.5 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)

ประสิทธิภาพของสายอากาศเป็นพารามิเตอร์ที่รวมประสิทธิภาพการสูญเสียที่สายอากาศและในโครงสร้างของสายอากาศ การสูญเสียต่างๆ หาได้จากค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับจากการไม่แมตซ์ซึ่งระหว่างสายส่งกับสายอากาศ การสูญเสียจากตัวนำและฉนวน ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศสามารถเขียนเป็นสมการที่ (2.4)

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.4)$$

- 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 (2.5)

$$e_{cd} = e_c e_d = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (2.5)$$

เมื่อ R_r คือ ความต้านทานจากการแผ่พลังงานคลื่นออกไป
 R_L คือ ความต้านทานที่โหลด

2.5.6 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)

สภาพเจาะจงทิศทางเป็นการบอกความสามารถเชิงทิศทางของสายอากาศเป็นอัตราส่วนระหว่างความเข้มของการแผ่พลังงานในทิศทางที่สนใจกับความเข้มของการแผ่พลังงานโดยเฉลี่ย เมื่อมีการแผ่พลังงานออกไปรอบทิศทางอย่างเท่าเทียมกัน โดยไม่คิดกำลังงานที่สูญเสียไป ดังสมการที่ (2.6)

$$D = \frac{U}{U_t} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.6)$$

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

โดยทั่วไปไม่กำหนดทิศทางใช้สภาพเจาะจงทิศทางในทิศทางที่สายอากาศแผ่พลังงานได้ดีที่สุด

$$D_o = \frac{U_{max}}{U_t} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.7)$$

2.5.7 อัตราขยายของสายอากาศ (Gain)

อัตราขยายของสายอากาศเป็นความสัมพันธ์ที่ได้จากสภาพเจาะจง โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่สภาพเจาะจงทิศทางแสดงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น การคิดอัตราขยายของสายอากาศ วัดเทียบเทียบกับสายอากาศอ้างอิง โดยอัตราขยายของสายอากาศส่ง คือกำลังส่งอัตราส่วนระหว่างความเข้มสนามตามทิศทางที่มีการแผ่กระจายคลื่นมากที่สุดเมื่อเทียบกับความเข้มสนามที่จุดเดียวกันของสายอากาศอ้างอิง หรือแสดงในรูปของอัตราส่วนของกำลังงานที่ต้องใช้ในการส่งของสายอากาศทั้งสอง เพื่อให้เกิดความเข้มสนามขนาดเท่ากัน (ณ จุดเดียวกัน) ในทิศทางที่มีการแผ่กระจายคลื่นที่มากที่สุด หรืออัตราขยายของสายอากาศ

รับ คืออัตราส่วนระหว่างค่าความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง ณ จุดตั้งสายอากาศที่เดียวกัน

การใช้สายอากาศอ้างอิงมักเป็นแบบไดโพลขนาด $\lambda/2$ หรือแบบไอโซโทรปิก (Isotropic) ซึ่งมีลักษณะพิเศษ คือ กระจายคลื่นได้รอบตัวทุกทิศในปริมาณที่เท่ากัน อัตราขยายกำลัง (Power gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้มันจะมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อ (หาร) กำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากหัวต่อของเครื่องส่งเมื่อไม่กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปคิดอัตราขยายกำลังในทิศทางที่มีการแผ่กระจายคลื่นแรงที่สุดดังสมการที่ 2.8

$$Gain = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.8)$$

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

P_{in} คือ กำลังงานที่ป้อนให้กับไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย

โดยทั่วไปอัตราขยายสัมพัทธ์ เป็นอัตราส่วนของอัตราขยายกำลังในทิศทางที่กำหนดให้ต่ออัตราขยายกำลังของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร หรือสายอากาศอื่นๆ ซึ่งคำนวณอัตราขยายได้ง่ายหรือรู้ค่าอยู่แล้ว แต่อย่างไรก็ตามโดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบเป็น ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย (G_g) ดังนั้น จึงได้ดังสมการที่ (2.9)

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

กำลังที่แผ่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in}) ดังสมการที่ 2.10

$$P_{rad} = e_t P_{in} \quad (2.10)$$

เมื่อ e_t คือ ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย)
 P_{rad} คือ กำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมด

ทำให้สมการที่ (2.10) และ (2.11) มีความสัมพันธ์กันตามสมการที่ (2.11)

$$G_g(\theta, \phi) = \frac{[4\pi U(\theta, \phi)]}{P_{rad}} \quad (2.11)$$

และ มีความสัมพันธ์กับอัตราขยายไดเรกทิฟ ดังสมการที่ (2.12)

$$G_g(\theta, \phi) = e_t D_g(\theta, \phi) \quad (2.12)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของอัตราขยาย (G_o) จะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี ดังสมการที่ (2.13)

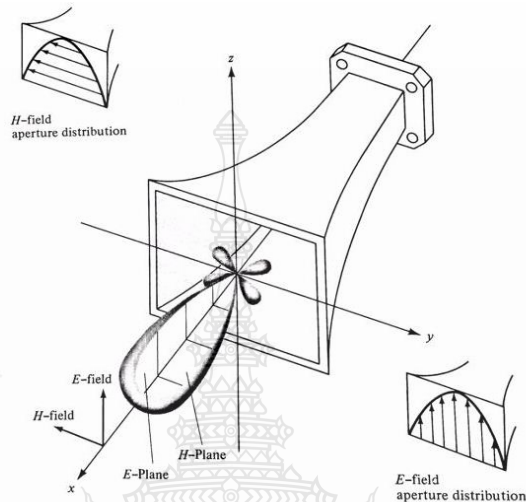
$$\begin{aligned} G_o &= G_g(\theta, \phi)|_{\max} \\ &= e_t D_g(\theta, \phi)|_{\max} \\ &= e_t D_o \end{aligned} \quad (2.13)$$

ในทางปฏิบัติเมื่อกล่าวถึงอัตราขยายหมายถึงอัตราขยายกำลังที่มีค่าสูงสุด ตามแสดงดังสมการที่ (2.14)

$$G_o = 10 \log_{10} [e_t D_o] \quad (2.14)$$

คุณสมบัติของสายอากาศในทอมนของรูปแบบกระจายคลื่นหลัก (Principal pattern) ของสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H สำหรับสายอากาศโพลาไรเซชันแบบเชิงเส้น (Linearly polarization) รูปแบบการกระจายคลื่นในระนาบ E จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามไฟฟ้า และ

ทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนรูปแบบกระจายคลื่นในระนาบ H จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก และทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ตัวอย่างแบบรูปการแผ่พลังงานหลัก ดังรูปที่ 2.8 โดยมีระนาบ XZ เป็นระนาบ H หลัก



รูปที่ 2.8 แบบรูปการแผ่พลังงานหลัก ระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร [14]

ค่าอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปสามารถที่จะกำหนดค่าประสิทธิภาพของสายอากาศดังสมการที่ (2.15)

$$G = \eta D \tag{2.15}$$

- เมื่อ
- G คือ อัตราขยายของสายอากาศ
 - η คือ สภาพการเจาะจงทิศทาง
 - D คือ ประสิทธิภาพของสายอากาศ

ในทางปฏิบัติการหาอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปนั้น จะสามารถหาได้จากสมการที่ (2.16) หรือ (2.17) ดังนี้

$$P_r = P_t + L_f - L_{line} + G_t + G_r \tag{2.16}$$

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

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

2.5.8 อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance)

พิจารณาสายอากาศเสมือนเป็นชิ้นส่วนหนึ่งในวงจรไฟฟ้า เมื่อต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณเพื่อป้อนพลังงานให้กับสายอากาศ พลังงานจะไหลเข้าสู่สายอากาศทีละน้อยเนื่องจากมีการต้านทานไหลของพลังงานที่เรียกว่า อิมพีแดนซ์หรือความต้านทานเชิงซ้อนเกิดขึ้น อิมพีแดนซ์ดังกล่าวจะปรากฏที่ขั้วของสายอากาศ เรียกว่า อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Z_{in}) ดังสมการที่ (2.18)

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (2.18)$$

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

2.5.9 แบนด์วิดท์ (Bandwidth)

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

$$BW = f_H - f_L \quad (2.19)$$

$$f_c = \frac{f_H - f_L}{2} + f_L \quad (2.20)$$

$$BW_{\text{narrowband}} (\%) = \frac{f_H + f_L}{f_c} \times 100 \quad (2.21)$$

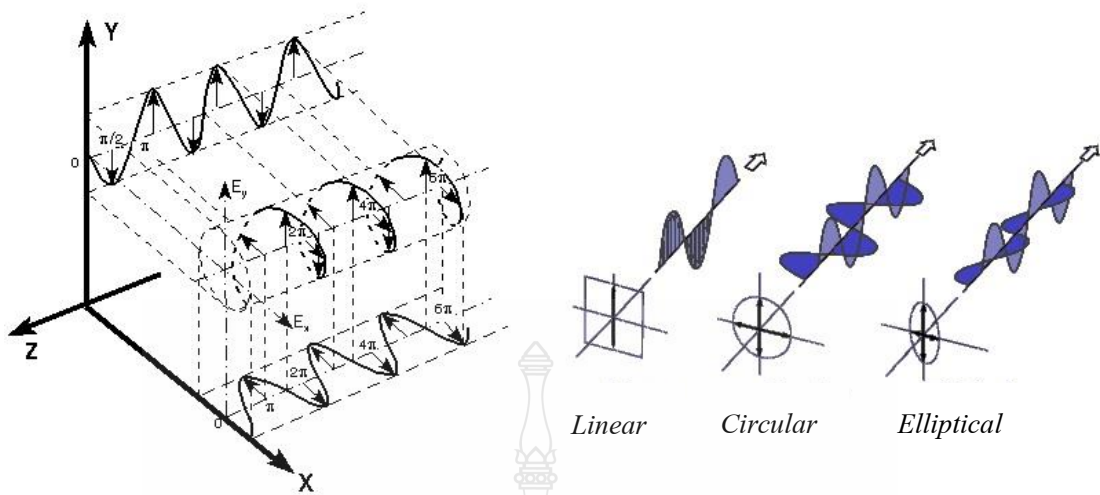
$$BW_{\text{broadband}} (\%) = \frac{f_H}{f_L} \times 100 \quad (2.22)$$

$$BW = \frac{f_h}{f_l} : 1 \quad (2.23)$$

| | | |
|-------|-------|---------------------------------|
| เมื่อ | BW | คือ แบนด์วิดท์ของสายอากาศ |
| | f_H | คือ ขอบความถี่สูงของย่านความถี่ |
| | f_L | คือ ขอบความถี่ต่ำของย่านความถี่ |
| | f_c | คือ ความถี่กลางของย่านความถี่ |

2.5.10 โพลาริซ (Polarization)

โพลาริซของคลื่นที่แผ่ออกจากสายอากาศ หมายถึง คุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่จะอธิบายทิศทางและขนาดของเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงไป โดยการศึกษาจะยึดจุดสังเกตคงที่และมองเวกเตอร์สนามไฟฟ้าตามทิศทางที่คลื่นเคลื่อนที่ไป ดังนั้นโพลาริซจึงเป็นเส้นทางการเคลื่อนที่ของปลายเวกเตอร์สนามไฟฟ้า รูปทั่วไปของโพลาริซมีอยู่ 3 แบบ คือโพลาริซแบบเชิงเส้น (Linear Polarization) โพลาริซแบบวงกลม (Circular Polarization) และโพลาริซแบบวงรี (Elliptical Polarization) โดยทิศทางหมุนของคลื่นที่มีโพลาริซแบบวงกลมหรือวงรีนั้นอาจเป็นแบบตามเข็มนาฬิกา (Clockwise :CW) หรือแบบทวนเข็มนาฬิกา (Counterclockwise : CCW) ก็ได้ การเคลื่อนที่ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและโพลาริซแบบต่างๆ ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 การเคลื่อนที่ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและการโพลาไรซ์

ถ้าสมมติว่าคลื่นเคลื่อนที่ในทิศทาง $-z$ ดังนั้นสมการสนามไฟฟ้าสามารถเขียนได้ดังนี้

$$E(z, t) = \hat{x} E_x(z, t) + \hat{y} E_y(z, t) \quad (2.24)$$

เมื่อองค์ประกอบสนามไฟฟ้าในทิศทาง x และ y มีค่าเป็น

$$\begin{aligned} E_x(z, t) &= \text{Re} \left[E_x^- e^{j(\omega t + kz)} \right] = \text{Re} \left[E_{x0} e^{j(\omega t + kz + \phi_x)} \right] \\ &= E_{x0} \cos(\omega t + kz + \phi_x) \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$\begin{aligned} E_y(z, t) &= \text{Re} \left[E_y^- e^{j(\omega t + kz)} \right] = \text{Re} \left[E_{y0} e^{j(\omega t + kz + \phi_y)} \right] \\ &= E_{y0} \cos(\omega t + kz + \phi_y) \end{aligned} \quad (2.26)$$

เมื่อ E_{x0} และ E_{y0} เป็นขนาดสูงสุดของสนามไฟฟ้าในแกน x และ y ตามลำดับ

1) โพลาริซ์เชิงเส้น คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีการโพลาริซ์แบบเชิงเส้นเมื่อความต่างเฟสขององค์ประกอบทั้งสองของสนามไฟฟ้าเป็นไปดังสมการที่ (2.27)

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.27)$$

2) โพลาริซ์แบบวงกลม คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีการโพลาริซ์แบบวงกลมเมื่อขนาดขององค์ประกอบของสนามไฟฟ้าทั้งสองมีค่าเท่ากัน นั่นก็คือ $E_{x0} = E_{y0}$ และค่าความต่างเฟสเป็นดังสมการที่ (2.28)

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad CW \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad CCW \end{cases} \quad (2.28)$$

3) โพลาริซ์แบบวงรี คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีการโพลาริซ์แบบวงรี เมื่อขนาดขององค์ประกอบของสนามไฟฟ้าทั้งสองมีค่าต่างกัน นั่นก็คือ $E_{x0} \neq E_{y0}$ และค่าความต่างเฟสเป็นดังสมการที่ (2.29)

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad CW \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad CCW \end{cases} \quad (2.29)$$

หรือเมื่อความต่างเฟสของทั้งสององค์ประกอบมีค่าไม่เท่ากับจำนวนเท่าของ $\pi/2$

ดังนี้

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x \neq \pm \frac{n}{2}\pi = \begin{cases} > 0 & CW \\ < 0 & CCW \end{cases}$$

(2.30)

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

2.5.11 ตัวประกอบการสูญเสียจากโพลาไรซ์

โดยทั่วไปโพลาไรซ์ของสายอากาศรับอาจจะมีการโพลาไรซ์ที่แตกต่าง กับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่รับเข้ามาที่สายอากาศ ซึ่งเรียกว่า การไม่แมตช์ของโพลาไรซ์ (Polarization mismatch) เป็นผลให้กำลังงานที่สายอากาศรับไปได้นั้นไม่ใช่ค่าสูงสุด กล่าวคือมีการสูญเสียกำลังงานขึ้นจากการไม่แมตช์ของการโพลาไรซ์ ถ้าสมมติให้ค่าสนามไฟฟ้าที่เข้ามาที่สายอากาศรับมีค่าดังนี้

$$E_i = \hat{\rho}_w E_i \quad (2.31)$$

เมื่อ $\hat{\rho}_w$ เป็นเวกเตอร์หน่วยของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า และให้การโพลาไรซ์ของคลื่นของสายอากาศรับเป็น

$$E_a = \hat{\rho}_a E_a \quad (2.32)$$

เมื่อ $\hat{\rho}_a$ เป็นเวกเตอร์หน่วยของการโพลาไรซ์ของสายอากาศรับ ตัวประกอบของการสูญเสียจากการโพลาไรซ์ (Polarization loss factor) ซึ่งแสดงถึงค่าตัวประกอบการสูญเสียกำลังงานไปเนื่องจากการไม่แมตช์ของการโพลาไรซ์ จะนิยามได้ดังนี้

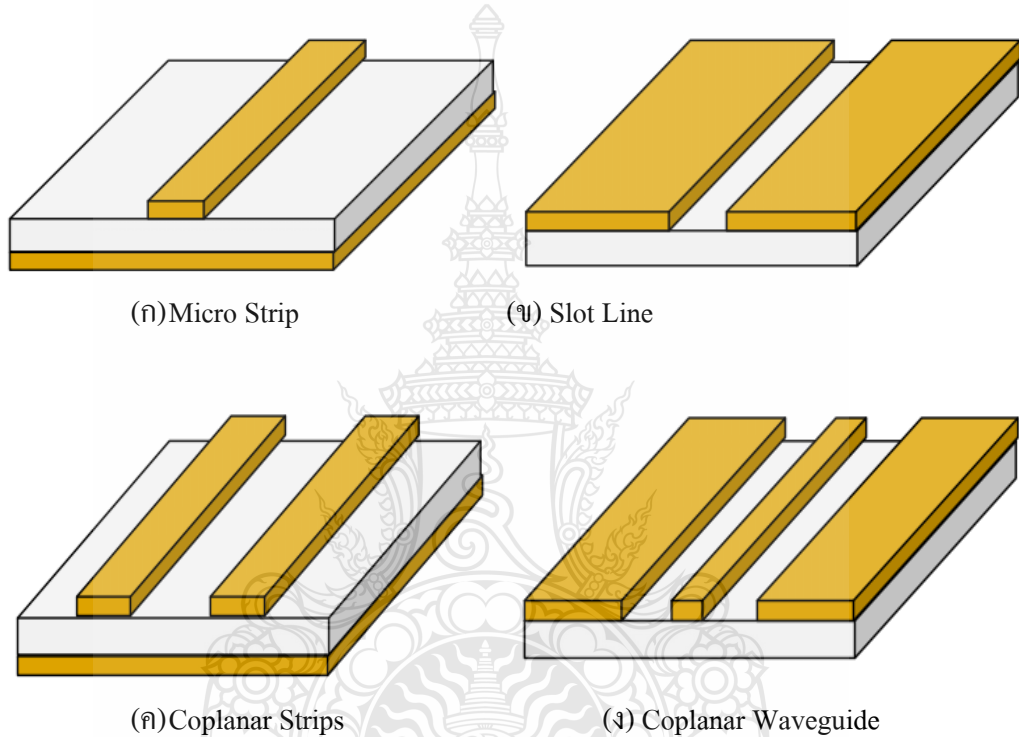
$$PLF = \left| \hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_a \right|^2 \quad (2.33)$$

2.6 ทฤษฎีสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม

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

2.6.1 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายนำสัญญาณระนาบร่วม

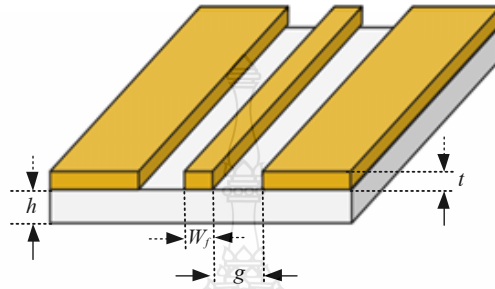
โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบบนวงจรรวมไมโครเวฟที่นิยมใช้โดยทั่วไปจะแบ่งได้เป็น 4 ชนิด ได้แก่ สายนำสัญญาณไมโครสตริป (Micro Strip) สายนำสัญญาณแบบร่อง (Slot Line) สายนำสัญญาณระนาบแบบคู่ (Coplanar Strips) และสายนำสัญญาณระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ดังรูปที่ 2.10



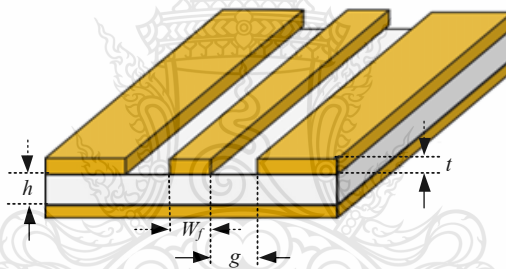
รูปที่ 2.10 โครงสร้างสายนำสัญญาณรูปแบบต่างๆ

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 2.11 สำหรับสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กตริก ดังรูปที่ 2.12 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนสายนำ

สัญญาณแบบระนาบร่วมจะเป็นแบบ Quasi-TEM ข้อดีของสายนำสัญญาณระนาบร่วมคือสามารถเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ต่างๆ ได้ง่าย เช่น ทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ เนื่องจากไม่ต้องมีการเจาะรูผ่านฐานรองไดอิเล็กทริกเพื่อเชื่อมต่อกราวด์เหมือนกับในกรณีของสายนำสัญญาณไมโครสตริปอีกทั้งยังได้รับความนิยมนำมาสร้างเป็นวงจรรวมไมโครเวฟ



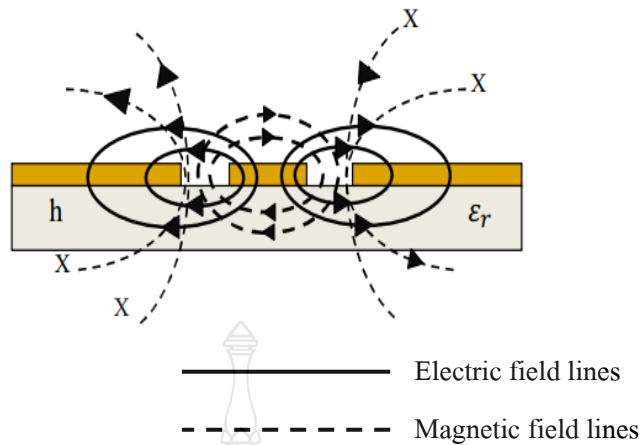
รูปที่ 2.11 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง



รูปที่ 2.12 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง

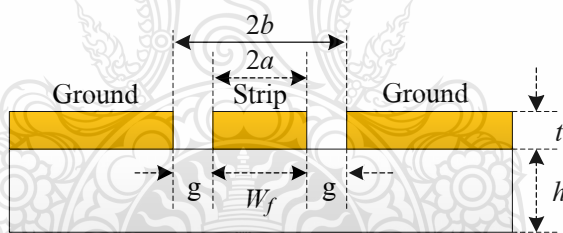
2.6.2 ลักษณะการแผ่กระจายคลื่นในสายนำสัญญาณระนาบร่วม

การแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าสายนำสัญญาณระนาบร่วมนั้นจะมีลักษณะที่ต่างจากกัน โดยสนามไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ระหว่างแถบโลหะที่ถูกขึ้นด้วยช่องเปิด ส่วนสนามแม่เหล็กจะเคลื่อนที่ล้อมรอบแผ่นโลหะในทิศทางตามความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริก ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง

2.6.3 การหาคุณสมบัติของสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง



รูปที่ 2.14 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะใช้วิเคราะห์แบบ Quasi Static ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งผ่าน (Conformal Mapping) โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่าความจุไฟฟ้า และค่าความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายนำสัญญาณการวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่างๆ ของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมได้ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณสามารถหาได้จากผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของครึ่งระนาบด้านบนซึ่งอยู่ในอากาศกับครึ่งระนาบด้านล่างซึ่งอยู่ในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric Layer) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการส่งผ่านเพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

(Effective Dielectric Constant) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) จะอยู่ในเทอมอัตราส่วนของการอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ชั้นแรก (Complete Elliptic Integral of First Kind) โดยกำหนดให้

$$\epsilon_{re} = \frac{C}{C^a} \quad (2.34)$$

$$v_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.35)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.36)$$

$$Z_0 = \frac{1}{Cv_p} = \frac{1}{C\sqrt{\epsilon_{re}}C^a} \quad (2.37)$$

- 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

ในการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณจะใช้วิธีการส่งผ่าน ซึ่งในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ แต่จะพิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณจากรูปที่ 2.14 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณหาได้ดังนี้

เมื่อ $2a = w_f$ ดังนั้น

$$a = \frac{w_f}{2} \quad (2.38)$$

เมื่อ $2b = 2g + w_f$ ดังนั้น

$$b = \frac{2g + w_f}{2} \quad (2.39)$$

$$k_1 = \frac{a}{b} \quad (2.40)$$

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \quad (2.41)$$

เมื่อ h คือ ความสูงของฐานรองไดโอดีเล็กตริก
 w_f คือ ความกว้างของสายนำสัญญาณ
 g คือ ความกว้างของร่อง

การอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ชั้นแรกสามารถหาได้ดังสมการที่ (2.42)

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}} \quad (2.42)$$

เมื่อ θ คือ ตัวแปรเชิงซ้อน

$$K'(k) = K(k') \quad (2.43)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.44)$$

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

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{(1+\sqrt{k'})}{(1-\sqrt{k'})} \right]} \quad \text{กรณี } 0 \leq k \leq 0.707 \quad (2.45)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1+\sqrt{k})}{(1-\sqrt{k})} \right] \quad \text{กรณี } 0.707 \leq k \leq 1 \quad (2.46)$$

ค่า q คือฟิลลิงแฟกเตอร์ (filling factor) เป็นตัวประกอบการคูณโดยหาได้ดังสมการที่ (2.47)

$$q = \frac{1}{2} \left(\frac{K(k_2) K'(k_1)}{K'(k_2) K(k_1)} \right) \quad (2.47)$$

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จากสมการที่ (2.48)

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.48)$$

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างหาได้ดังสมการที่ (2.49)

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \quad (2.49)$$

การออกแบบสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ในการหาความยาวคลื่นสัมพันธ์ดังสมการต่อไปนี้

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_r} \quad (2.53)$$

$$\epsilon_{eff} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (2.54)$$

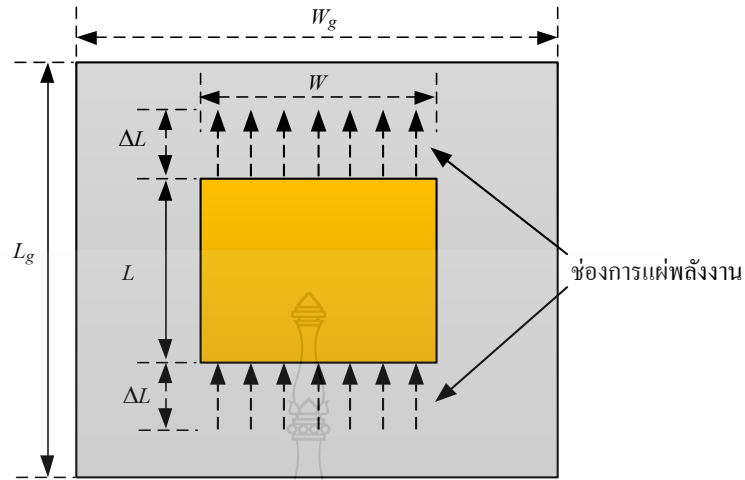
$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.55)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (2.56)$$

| | | |
|-------------------|-----|------------------------------------|
| เมื่อ λ_0 | คือ | ความยาวคลื่นในอากาศ |
| λ_g | คือ | ความยาวคลื่นสัมพัทธ์ |
| ϵ_r | คือ | ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง |
| ϵ_{eff} | คือ | ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล |

2.7 ประสิทธิภาพของขนาดสายอากาศแบบไมโครสตริป

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



รูปที่ 2.15 แบบจำลองโปรแกรมแผ่พลังงานของสายอากาศ

ค่าความกว้างของตัวสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าดังนี้

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (2.57)$$

หรือ

$$W = \frac{\lambda}{2} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.58)$$

ค่าคงตัวไดอิเล็กทริกประสิทธิผล

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{L} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.59)$$

หรือ

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} (1 + 0.3h) \quad (2.60)$$

เมื่อสนามพรีนจิงก์ตามแบบจำลองที่ขอบตัวสายอากาศทั้งสองด้านได้ดังนี้

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left[\frac{W}{h} + 0.264 \right]}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left[\frac{W}{h} + 0.8 \right]} \quad (2.61)$$

โดยที่ความยาวประสิทธิผล L ของตัวสายอากาศได้ดังนี้

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (2.62)$$

หรือ

$$L = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \quad (2.63)$$

ค่าความกว้างของกราวด์สายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าแสดงดังนี้

$$W_g = 6h + W \quad (2.64)$$

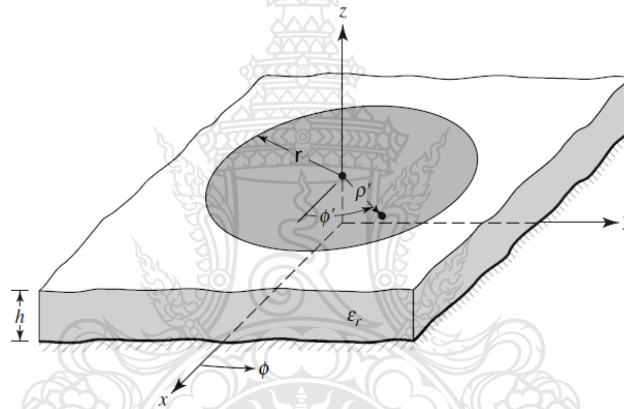
| | | | |
|-------|------------------|-----|--|
| เมื่อ | C | คือ | ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศ (3×10^8 เมตร/วินาที) |
| | ΔL | คือ | ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า |
| | ϵ_{eff} | คือ | ค่าประสิทธิผลของค่าคงตัวไดอิเล็กตริก |
| | ϵ_r | คือ | ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก |
| | f_r | คือ | ความถี่เรโซแนนซ์ |
| | h | คือ | ความหนาของวัสดุฐานรอง |
| | L | คือ | ความยาวของสายอากาศ |
| | L_g | คือ | ความยาวของกราวด์สายอากาศ |
| | W | คือ | ความกว้างของสายอากาศ |
| | W_g | คือ | ความกว้างของกราวด์สายอากาศ |

การจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นรูปวงกลมดังแสดงในรูปที่ 2.16 ของ โหมด TM_{110}^z ซึ่งเป็นฟังก์ชันที่ขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) ความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) และความหนาของวัสดุของฐานรอง (h) สามารถหาขนาดของวงกลม (r) ได้จากสมการดังนี้ [14]

$$r = F \cdot \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi F \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} + 1.7726 \right) \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.65)$$

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.66)$$

โดย f_r คือ ความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 2.16 โครงสร้างสายอากาศรูปวงกลม [14]

ค่าความต้านทานและค่าความนำการแผ่กระจายคลื่น (Radiation resistance and conductance) แสดงได้ดังนี้

$$R_r = 90 \left(\frac{\lambda_0}{W} \right)^2 \quad \text{เมื่อ } W \leq \lambda_0 \quad (2.67)$$

$$R_r = 120 \frac{\lambda_0}{W} \quad \text{เมื่อ } W \geq \lambda_0 \quad (2.68)$$

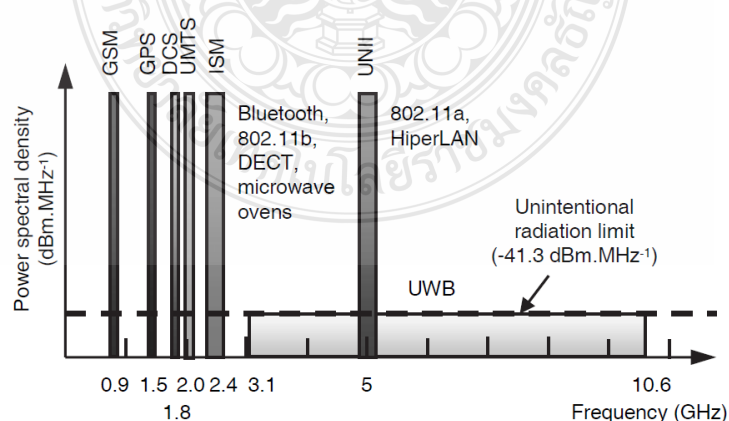
และ

$$G_r = \frac{1}{R_r} \quad (2.69)$$

2.8 เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ (Ultra-Wideband Technology)

ในปลายศตวรรษที่ 20 การศึกษาทางด้านการสื่อสารโทรคมนาคมมีความก้าวหน้าอย่างมีนัยสำคัญ ซึ่งการถือกำเนิดของระบบเทคโนโลยีโทรคมนาคมใหม่ทำให้ระบบโทรศัพท์ที่ได้รับการเปลี่ยนจากการรับส่งข้อมูลแบบโทรเลขไปเป็นการรับส่งด้วยใช้คลื่นวิทยุแทนและได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่องซึ่งเป็นการตอบสนองต่อความต้องการของผู้ใช้งานทั้งในเชิงความเร็วการถ่ายโอนข้อมูลและปริมาณของข้อมูลที่มีจำนวนมาก โดยเฉพาะความท้าทายทางด้านวิทยาศาสตร์ในปัจจุบันที่พยายามให้มีการใช้อัตราการโอนถ่ายข้อมูลที่สูงมากในระยะทางไกลๆ ซึ่งในบริบทนี้เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ (UWB) เป็นเทคโนโลยีหนึ่งที่มีใช้กันครั้งแรกในระบบเรดาร์ ก็จะเป็นเทคโนโลยีที่เหมาะสมที่สุดของการสื่อสารไร้สายในอนาคตอันใกล้ [17]

เมื่อเดือนกุมภาพันธ์ ปี ค.ศ. 2002 คณะกรรมาธิการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (FCC) ได้กำหนดมาตรฐานเชิงเทคนิคและข้อจำกัดสำหรับอุปกรณ์อัลตราไวด์แบนด์ โดยแบ่งตามศักยภาพที่ทำให้เกิดการแทรกสอดต่อกัน 3 ชนิดประกอบไปด้วย ระบบการสร้างภาพ ระบบเรดาร์ยานพาหนะและระบบการสื่อสารและการวัด โดยการประยุกต์ใช้งานระบบการสร้างภาพอัลตราไวด์แบนด์ ได้รวมถึงระบบเรดาร์ทะลุพื้น (Ground Penetrating Radar: GPR) ระบบการสร้างภาพทะลุกำแพง ระบบระแวดระวังภัยและระบบทางการแพทย์ [18] เนื่องจากระบบอัลตราไวด์แบนด์เป็นระบบการสื่อสารที่มีแบนด์วิธที่กว้างมากและมีสเปกตรัมไปทับซ้อนกับระบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันเช่น ระบบเครือข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลไร้สาย (Wireless Personal Area Network: WPAN) ดังนั้น FCC จึงได้กำหนดให้ใช้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมมีระดับที่ต่ำมากไว้ไม่เกิน -41.3 dBm/MHz ดังแสดงในรูปที่ 2.17 และได้กำหนดแบนด์วิธให้อยู่ในช่วงความถี่ที่เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานจริง



รูปที่ 2.17 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่น [19]

2.8.1 นิยามของระบบอัลตราไวด์แบนด์

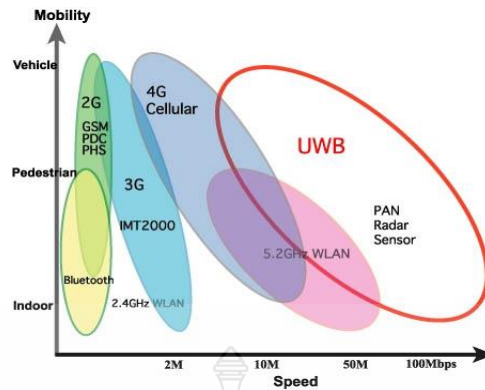
คณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกาได้ให้นิยามของระบบอัลตราไวด์แบนด์ เป็นสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 หรือมีแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz ทั้งนี้หากเปรียบเทียบเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์กับเทคโนโลยีแถบแคบแล้วจะพบว่าเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์มีประสิทธิภาพเหนือกว่าเทคโนโลยีแถบแคบทั้งด้านความเร็วในการรับส่งข้อมูล การใช้พลังงานที่ต่ำ รวมถึงความสามารถในการรับส่งข้อมูลได้ดีกว่าเทคโนโลยีอื่นๆ

ระบบเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ เป็นเทคโนโลยีที่ใช้เทคนิคการส่งคลื่นวิทยุในการติดต่อสื่อสาร โดยมีชื่อเรียกที่แตกต่างออกไปเช่น คลื่นวิทยุแบบอิมพัลส์ (Impulse Radio) คลื่นพาห้แบบเสรี (Carrier-free Radio) คลื่นวิทยุสัญญาณแถบความถี่ฐาน (Baseband Radio) คลื่นวิทยุแบบโดเมนเวลา (Time Domain Radio) คลื่นวิทยุแบบไม่เป็นคลื่นไซน์ (Non-sinusoid Radio) ฟังก์ชันวิทยุมุมฉาก (Orthogonal Function Radio) และคลื่นวิทยุที่มีแบนด์วิดท์กว้าง (Large Relative Bandwidth Radio) ซึ่งความสัมพันธ์ของแบนด์วิดท์สามารถหาได้จากสมการที่ (2.70) [19]

$$B_{f,3dB} = 2 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \quad (2.70)$$

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 2.18



รูปที่ 2.18 การเปรียบเทียบความเร็วการรับส่งข้อมูลระหว่างระบบอัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่น [19]

ขนาดความจุของเทคโนโลยีแบบอัลตราไวด์แบนด์สามารถพิจารณาได้จากทฤษฎีของ Hartley-Shannon ดังสมการที่ (2.71)

$$C_c = BW \log_2 (1 + SNR) \quad (2.71)$$

- เมื่อ BW คือ แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ (Hz)
 C_c คือ ความจุของช่องสัญญาณสูงสุด (bit/s)
 SNR คือ อัตราส่วนสัญญาณกำลังงานต่อสัญญาณรบกวน

ข้อแตกต่างระหว่างเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์และเทคโนโลยีแถบแคบสามารถแบ่งได้เป็น 2 ข้อหลักๆ คือ

1) เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ใช้การส่งพัลส์ที่มีความกว้างแคบมาก โดยที่ไม่มีการมอดูเลตทางความถี่ของสัญญาณที่ต้องการส่งกับสัญญาณพาห้ ดังนั้นเครื่องรับและเครื่องส่งในระบบเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ จึงไม่มีภาคของการมอดูเลตสัญญาณเหมือนกับระบบเทคโนโลยีแถบแคบส่งผลให้เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์มีต้นทุนในการผลิตต่ำกว่าเทคโนโลยีแถบแคบมาก

2) เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ได้ถูกกำหนดให้มีแบนด์วิดท์ (f_b) มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz [25] โดยสามารถหาได้จากสมการที่ (2.72)

$$f_b = f_h - f_l \quad (2.72)$$

เมื่อ f_b คือ ความถี่แบนด์วิด
 f_h คือ ความถี่สูงสุด
 f_l คือ ความถี่ต่ำสุด

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของเทคโนโลยีแบบต่างๆ

| 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 2.4G Hz | 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: NOI) โดยถึงแม้ว่าจะได้คาดการณ์ถึงระดับกำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณที่มีระดับต่ำมากๆ แต่ก็ยังมีกลุ่มผู้ที่สนับสนุนในระบบเดิมที่ใช้งานกันอยู่ได้ทำการต่อต้านการนำระบบอัลตราไวด์แบนด์มาใช้งานสำหรับการสื่อสารของพลเรือน ซึ่งข้อเรียกร้องโดยมากจะเกี่ยวข้องกับการคาดการณ์ถึงการเพิ่มขึ้นของระดับการแทรกสอดในแถบความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัด อาทิเช่น แถบความถี่ในการกระจายสัญญาณโทรทัศน์ แถบความถี่ที่สำรองไว้สำหรับคลื่นวิทยุทางดาราศาสตร์และระบบกำหนดตำแหน่งบนพื้นโลก (Global Positioning System: GPS) โดยองค์การบริหารการบินแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Aviation Administration: FAA) ได้แสดงความเห็นห่วงต่อการแทรกสอดของสัญญาณต่อระบบความปลอดภัยในกิจการการบินและทิศทางการ

ค้นคว้าเกี่ยวกับเครื่องส่งในระบบอัลตราไวด์แบนด์ด้วยเช่นกัน จึงในเดือนกุมภาพันธ์ ค.ศ. 2002 ทาง FCC ได้ออกกฎสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์ซึ่งเป็นการกำหนดขอบเขตของการแพร่กระจายกำลังงานฉบับที่หนึ่งสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์และยังอนุญาตให้เป็นเทคโนโลยีที่ใช้ในลักษณะทางด้านการค้าอีกด้วย โดยรายงานล่าสุดของคำประกาศและระเบียบการฉบับที่หนึ่งได้เผยแพร่ต่อสาธารณชนเมื่อเดือนกุมภาพันธ์ ปี ค.ศ. 2002 ซึ่งในเอกสารได้กล่าวถึงการอนุญาตใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์และการกำหนดขอบเขตการแพร่กระจายพลังงานสำหรับการใช้ในประเภทต่างๆ โดยข้อกำหนดการแพร่กระจายกำลังงานของ FCC ได้แสดงดังในตารางที่ 2.3 สำหรับการใช้ในการสื่อสารข้อมูลทั้งภายในและภายนอกอาคาร [20]

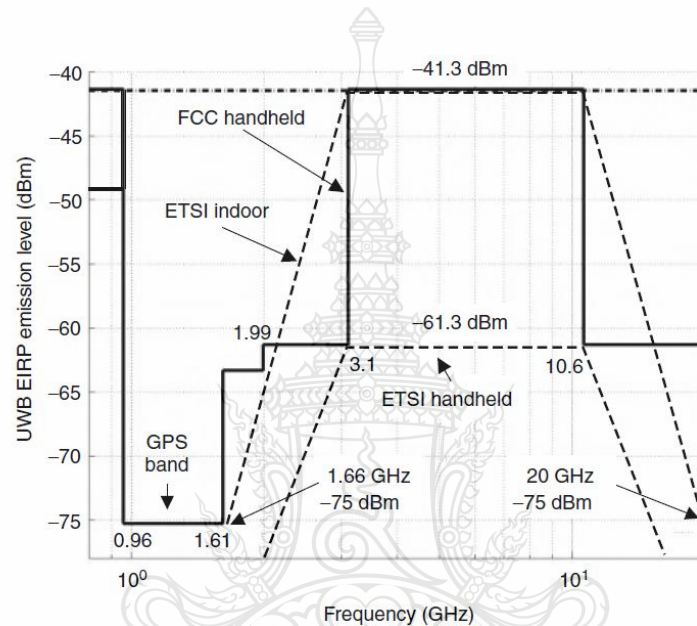
ตารางที่ 2.3 การแผ่กระจายกำลังงานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ของ FCC

| 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 โดยบางส่วนของข้อกำหนดจะรัดกุมกว่าทางสหรัฐอเมริกาเพราะทางด้านยุโรปนั้นในส่วนของเทคโนโลยีใหม่ต้องแสดงให้เห็นว่าส่งผลกระทบน้อยหรือไม่ส่งผลเสียหายต่อระบบเดิมที่มีอยู่ โดยข้อกำหนดการแพร่กระจายกำลังงานสำหรับการใช้งานทั้งภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย International Telecommunication Union (ITU) หรือเป็น European Telecommunications Standards Institute (ETSI) ดังตารางที่ 2.4 และดังรูปที่ 2.19 ได้แสดงถึงการเปรียบเทียบการกำหนดสเปกตรัมกับความถี่ใช้งานของระบบอัลตราไวด์แบนด์ระหว่าง FCC และ ETSI ทั้งภายในและภายนอกอาคารตามลำดับ

ตารางที่ 2.4 การแผ่กระจายกำลังงานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ของ 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 |
| $f > 10.6$ | $-51.3 + 87 \log(10.6/f)$ | $-61.3 + 87 \log(10.6/f)$ |

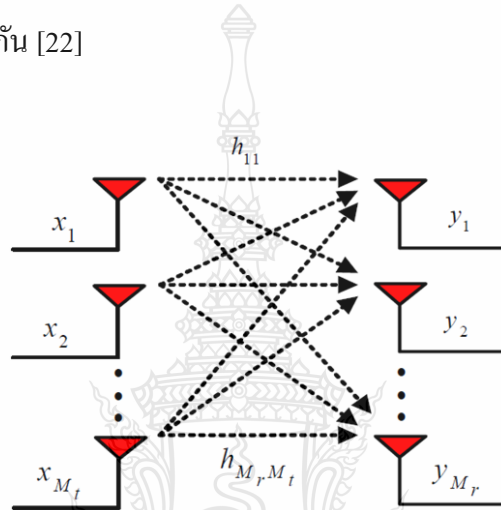


รูปที่ 2.19 การเปรียบเทียบการกำหนดสเปกตรัมกับความถี่ในระบบอัลตราไวด์แบนด์ระหว่าง FCC และ ETSI ทั้งภายในและภายนอกอาคาร [21]

2.9 เทคโนโลยี MIMO (MIMO Technology)

เทคโนโลยี หรือระบบของ MIMO เป็นที่นิยมมากที่สุดในปัจจุบันเนื่องจากความสามารถในการเพิ่มความจุของช่องสัญญาณและมีความน่าเชื่อถือในการสื่อสารไร้สายที่ปราศจากการใช้ทรัพยากรความถี่เพิ่มเติม โดยระบบ MIMO เป็นระบบที่มีการใช้สายอากาศแบบหลายองค์ประกอบในการรับส่งสัญญาณทั้งในภาคส่งและภาครับซึ่งจะแตกต่างจากเทคโนโลยีเดิมที่ใช้ในระบบสื่อสารไร้สายประเภทสายอากาศฉลาด (Smart antenna system) ที่จะใช้สายอากาศหลายต้นแค่เพียงด้านเดียวไม่ว่าจะเป็นที่ภาคส่งหรือที่ภาครับ โดยที่ระบบ MIMO นี้สามารถดึงความสามารถทั้งการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) หรือพัฒนาคุณลักษณะด้วยไดเวอร์ซิตี (Diversity) ในระบบนี้สายอากาศส่งและรับ

ช่วยในการเพิ่มอัตราขยายไดเวอร์ซิตี การมัลติเพลกซ์จะส่งเสริมในด้าน โครงสร้างอัตราขยายของ ช่องสัญญาณ ซึ่งจะมีความเป็นอิสระในแต่ละทิศทางการเดินทาง โดยระบบจะมีส่วนของอุปกรณ์ที่ ทำหน้าที่แบ่งสัญญาณข้อมูลออกเป็นส่วนย่อยๆ เพื่อส่งไปยังระบบสายอากาศส่งพร้อมๆ กันและ สัญญาณที่ส่งในแต่ละสายอากาศจะผ่านช่องสัญญาณ ไร้สายไปยังสายอากาศภาครับ จากนั้นจึงผ่าน หน่วยประมวลผลข้อมูลเพื่อแยกสัญญาณข้อมูลแต่ละชุดที่ได้รับจากสายอากาศภาครับแต่ละตัวแล้ว ทำการรวมข้อมูลที่ได้ออกมาที่ปลายทางซึ่งจะเปรียบเทียบกับได้กับการแบ่งข้อมูลออกเป็นหลายๆ เส้นทางแล้วส่งไปพร้อมๆ กัน [22]



รูปที่ 2.20 การรับส่งข้อมูลในระบบ MIMO

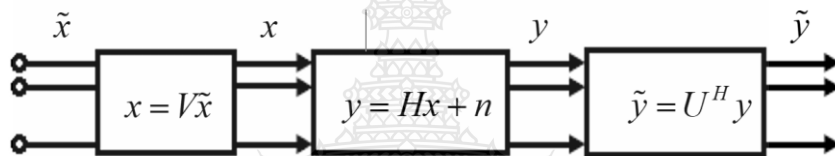
2.10 การแยกช่องสัญญาณแบบขนานในระบบ MIMO

เมื่อมีจำนวนสายอากาศส่งและสายอากาศรับมากกว่า 1 ตัว การทำงานในลักษณะนี้เรียกว่า การมัลติเพลกซ์อัตราขยาย ซึ่งสามารถแยกช่องสัญญาณได้เป็นค่าคงที่แทนด้วย R โดยจะมีความเป็น อิสระของข้อมูลและช่องสัญญาณ ซึ่งเมื่อมีการใช้สายอากาศส่งและรับมากกว่า 1 ตัว จะทำให้อัตรา ความเร็วในการส่งข้อมูลเพิ่มขึ้น โดยพิจารณาในระบบ MIMO ที่มี H เป็นช่องสัญญาณ M_t เป็นจำนวน สายอากาศส่ง M_r เป็นจำนวนสายอากาศรับและ R_H เป็นลำดับชั้นของช่องสัญญาณ ซึ่งจะมีค่าน้อยกว่า หรือเท่ากับค่าน้อยที่สุดของจำนวนสายอากาศส่งและสายอากาศรับ $[R_H \leq \min(M_t, M_r)]$ [22] โดย สามารถแยกช่องสัญญาณ H จากการวิเคราะห์ค่าเฉพาะตัวคือ

$$H = U \Sigma V^H \quad (2.73)$$

- โดย
- U คือเมทริกซ์ยูนิแทรีขนาด $M_t \times M_t$
 - V คือเมทริกซ์ยูนิแทรีขนาด $M_r \times M_r$
 - Σ คือเมทริกซ์เฉียง (Diagonal Matrix) ที่สมาชิกไม่มีค่าติดลบขนาด $M_r \times M_r$
 - H คือการทรานสโพลคอนจูเกต

สมการที่ (2.73) เป็นวิธีการของเอสวีดี (Singular Value Decomposition: SVD) เช่นเมื่อมี $\text{diag}(A)$ เป็นเวกเตอร์ที่ประกอบด้วยค่าในแกนทแยงมุมของเมทริกซ์ A นี้และค่า $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$ คือค่าไอเกน (Eigen values) จะได้ว่า $\Sigma = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m, 0, \dots, 0)$

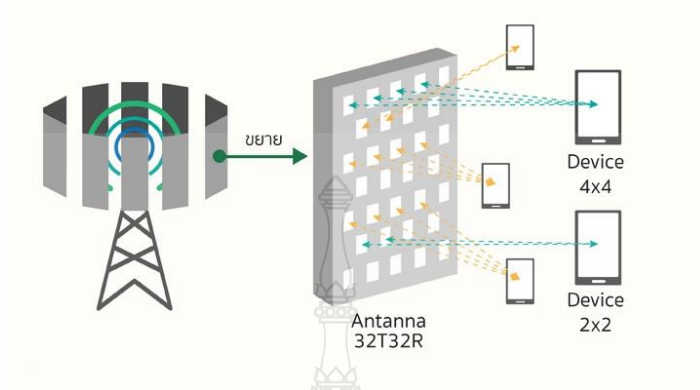


รูปที่ 2.21 การเข้ารหัสที่ภาคส่งและสัญญาณที่รับได้

จากรูปที่ 2.21 สามารถพิจารณาได้ว่า

$$\begin{aligned}
 \tilde{y} &= U^H (Hx + n) \\
 &= U^H (U \Sigma V^H x + n) \\
 &= U^H (U \Sigma V^H V \tilde{x} + n) \\
 &= U^H U \Sigma V^H V \tilde{x} + U^H n \\
 \tilde{y} &= \Sigma \tilde{x} + \tilde{n}
 \end{aligned}
 \tag{2.74}$$

ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นในลักษณะนี้เรียกว่า การประมวลผลช่องสัญญาณโดเมนแถวลำดับในระบบไมโม (Array domain processing)



รูปที่ 2.22 การเดินทางของคลื่นในแต่ละทิศทางของระบบไมโม

จากรูปที่ 2.22 ได้แสดงถึงรูปแบบการเดินทางของคลื่นในแต่ละทิศทาง เมื่อมีการรับรู้สถานะช่องสัญญาณ โดยมีอัตราการเดินทางที่เกิดขึ้นในแต่ละทิศทางแทนด้วย a_i มุมส่งแทนด้วย ϕ_{ii} ($\Omega_{ii} = \cos \phi_{ii}$) และมุมรับแทนด้วย ϕ_{ri} ($\Omega_{ri} = \cos \phi_{ri}$) ดังนั้นช่องสัญญาณหาได้จาก

$$H = \sum_i a_i^b e_r(\Omega_{ri}) e_t(\Omega_{ii})^H \quad (2.75)$$

โดย
$$a_i^b = a_i \sqrt{M_t M_r} \exp\left(\frac{-j2\pi d_i}{\lambda_c}\right) \quad (2.76)$$

$$e_t(\Omega_{ii}) = \frac{1}{M_t} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_r \Omega_{ii})] \\ \vdots \\ \exp[-j(M_t - 1)(2\pi\Delta_r \Omega_{ii})] \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

$$e_r(\Omega_{ri}) = \frac{1}{M_r} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_t \Omega_{ri})] \\ \vdots \\ \exp[-j(M_r - 1)(2\pi\Delta_t \Omega_{ri})] \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

| | | |
|-----|--------------------|--|
| โดย | d_i | คือระยะทางระหว่างภาคส่งๆ ไปยังภาครับในแต่ละทิศการเดินทางของคลื่น |
| | $e_i(\Omega_{ii})$ | คือเวกเตอร์ใช้แทนการกระจายตัวในทิศทาง Ω_{ii} |
| | $e_r(\Omega_{ri})$ | คือเวกเตอร์ใช้แทนการกระจายตัวในทิศทาง Ω_{ri} |
| | λ_c | คือความยาวคลื่นของความถี่กลาง |
| | Δ_t | คือระยะห่างระหว่างสายอากาศมีกรานอลล์เมลโลสซ์ที่ภาคส่ง |
| | Δ_r | คือระยะห่างระหว่างสายอากาศมีกรานอลล์เมลโลสซ์ที่ภาครับ |

2.10.1 ความจุของช่องสัญญาณในระบบโมโม

ความจุของช่องสัญญาณในระบบโมโม (MIMO channel capacity) โดยใช้ทฤษฎีของ Shannon ซึ่งจะให้อัตราการส่งข้อมูลสูงสุด ภายใต้ช่องสัญญาณที่มีความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดน้อย ความจุของช่องสัญญาณเทียบกับปริมาณที่สูญเสียอธิบายโดยอัตราเร็วการส่งข้อมูล ได้จากการส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่งมีความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดไม่เป็นศูนย์ ความจุช่องสัญญาณอยู่ภายใต้การรับรู้สถานะช่องสัญญาณ รวมถึงอัตราขยายช่องสัญญาณทั้งภาคส่งและภาครับ ในส่วนนี้จะอธิบายเกี่ยวกับความจุช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงภายใต้ความแตกต่างในการสมมติช่องสัญญาณที่รับรู้ได้ [22]

1) ช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง (Static channel) ความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมสามารถกระจายได้จากสูตรของช่องสัญญาณในระบบที่มีสายอากาศส่งและรับภาคละ 1 ตัว จากสมการที่ (2.79) กำหนดให้มีการรับรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาครับ ช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงนี้สามารถรับรู้ได้ที่ระยะไกลๆ ภายใต้การสมมติความจุช่องสัญญาณในเทอมของข้อมูลร่วมกันระหว่างช่องสัญญาณที่ส่งจากภาคส่งไปยังภาครับ [23] ดังนี้

$$C = \max_{p(x)} I(X;Y) = \max_{p(x)} \sum_{x,y} p(x,y) \log \left(\frac{p(x,y)}{p(x)p(y)} \right) \quad (2.79)$$

$$C = \max_{p(x)} I(X;Y) = \max_{p(x)} [H(Y) - H(Y|X)] \quad (2.80)$$

สำหรับ $H(Y)$ และ $H(Y|X)$ อยู่ภายใต้ y โดยที่ $H(Y|X) = H(n)$ เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น โดยสัญญาณรบกวน n มีความเป็นอิสระจากอินพุตที่ส่งเข้ามา

กำหนดความสัมพันธ์ของเมทริกซ์ R_x อยู่บนอินพุตเวกเตอร์ x และ R_y อยู่บนเอาต์พุตเวกเตอร์ y จะได้

$$R_y = E[yy^H] = HR_xH^H + I_{M_r} \quad (2.81)$$

โดย
$$I(X;Y) = B \log_2 \det [I_{M_r} + HR_xH^H]$$

ดังนั้นความจุช่องสัญญาณหาได้จากการแทน (2.82) ลงใน (2.80) จะได้

$$C = \max_{R_x: T_r(R_x)=\rho} B \log_2 \det [I_{M_r} + HR_xH^H] \quad (2.82)$$

โดย $T_r(R_x)$ มีค่าเท่ากับอัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวน

(1). การรับรู้สถานะของช่องสัญญาณที่ภาคส่งโดยวิธีวอเตอร์ฟิวลิงค์ (Channel known at transmitter: Water filling) เมื่อไม่มีการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณมีการรับรู้สถานะของช่องสัญญาณทั้งภาครับและภาคส่ง โดยเฉพาะความจุของช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับการรวมกันในแต่ละช่องสัญญาณแทนสมการที่ (2.73) ลงใน (2.82) จะได้ว่า

$$C = \max_{\rho: \sum_i \rho_i \leq \rho} \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 (1 + \sigma_i^2 \rho_i) \quad (2.83)$$

โดย R_H คือจำนวนค่าเฉพาะตัวที่ไม่ใช่ศูนย์ และในสมการที่ (2.84) แสดงให้เห็นในเทอมของการจัดสรร P_i ในแต่ละช่องสัญญาณ จะได้

$$C = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P} \sum_{i=0}^{R_H} B \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma^2} \right) = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P} \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 \gamma_i}{P} \right) \quad (2.84)$$

โดย $\gamma_i = \sigma_i^2 P / \sigma^2$ คืออัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในแต่ละช่องสัญญาณแสดงให้เห็นว่า เมื่อ γ_i มีค่าสูงๆ ความจุช่องสัญญาณที่รับได้ก็จะสูงตามไปด้วย ความจุช่องสัญญาณในสมการที่ (2.85) คล้ายกับกรณีของสัญญาณราบเรียบ หรือกรณีที่เลือกความถี่การจางหาย เมื่อใช้การจัดสรรด้วยวิธีการวอเตอร์ฟิวลิงค์จะได้

$$\frac{P_i}{P} = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_i} & \gamma_i \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma_i < \gamma_0 \end{cases} \quad (2.85)$$

และความจุช่องสัญญาณ

$$C = \sum_{i=\gamma_i \geq \gamma_0} B \log_2 \left(\frac{\gamma_i}{\gamma_0} \right) \quad (2.86)$$

(2) การไม่รู้สถานะของช่องสัญญาณที่ภาคส่งและการจัดสรรกำลังที่สม่ำเสมอ (Channel unknown at transmitter: uniform power allocation) เมื่อรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาครับแต่ไม่รู้ที่ภาคส่ง ข้อมูลที่ภาคส่งจะไม่สามารถจัดสรรข้อมูลได้ โดยให้ความสัมพันธ์เป็นเมทริกซ์ $R_x(\rho/M_t)I_{M_t}$ ภายใต้การสมมติให้สัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าไปมีค่ามากที่สุด จะได้ข้อมูลร่วมกัน คือ

$$I(X;Y) = B \log_2 \det \left[I_{M_t} + \frac{\rho}{M_t} HH^H \right] \quad (2.87)$$

โดยใช้เทคนิค SVD ในโปรแกรม MATLAB หาช่องสัญญาณ H จะได้ข้อมูลเป็น

$$I(X;Y) = \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_i}{M_t} \right) \quad (2.88)$$

โดยที่ $\gamma_i = \sigma_i^2 \rho = \sigma_i^2 P / \sigma^2$ ข้อมูลที่ใช้ร่วมกันของระบบโมโม โดยสมการ (2.88) อยู่ภายใต้เมทริกซ์ช่องสัญญาณ H ซึ่งในทางปฏิบัติจะได้ค่าเฉพาะตัว σ^2 ในช่องสัญญาณแบบราบ ภาคส่งสามารถส่งด้วยอัตราเร็วที่เท่ากับค่าเฉลี่ยข้อมูลที่ใช้ร่วมกันและมีความถูกต้องด้วย แต่ช่องสัญญาณคงที่ภาคส่งไม่สามารถรับรู้สถานะช่องสัญญาณและไม่รู้อัตราการส่งข้อมูล ทำให้ค่าความจุช่องสัญญาณที่ไม่สามารถรับได้ P_{out} ต้องมีความสัมพันธ์กับอัตราเร็วการส่งผ่าน R โดยข้อมูลที่ใช้ร่วมกันต้องมีค่าน้อยกว่า R จะได้ว่า

$$P_{out} = p \left(H : B \log_2 \det \left[I_{M_t} + \frac{\rho}{M_t} HH^H \right] < R \right) \quad (2.89)$$

เราสามารถหาการกระจายค่าราคของสมการที่มีลักษณะเฉพาะของ HH^H การกระจายค่านี้จะใช้วิธีการของ SVD จากเหตุผลที่ว่าจำนวนสายอากาศที่เพิ่มขึ้นทั้งภาครับและภาคส่งมีผลทำให้ความจุช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นตามไปด้วยเป็นแบบจำนวนเชิงเส้น

2) ช่องสัญญาณที่มีการจางหาย (Fading channel) สมมติให้อัตราขยายของช่องสัญญาณได้จากช่องสัญญาณราบเรียบแทนด้วย H_{ij} ในกรณีที่ช่องสัญญาณเป็นแบบคงที่ ความจุช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับารรับรู้สถานะช่องสัญญาณทั้งภาครับและภาคส่ง ซึ่งมีความสมบูรณ์แบบมากจึงได้ความจุช่องสัญญาณเท่ากับค่าเฉลี่ยช่องสัญญาณภายใต้การจัดสรรกำลังสูงสุด [23]

(1) การรับรู้สถานะของช่องสัญญาณที่ภาคส่งโดยวิธีวอเตอร์ฟิวลิ่ง (Channel known at transmitter: water filling) การรับรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งจะมีการส่งผ่านในแต่ละช่องสัญญาณโดยค่ากำลังสูงสุดและค่าเฉลี่ยความจุช่องสัญญาณนี้เรียกว่า ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิกมีค่าเฉลี่ยกำลังคงที่ในแต่ละพอร์ตแทนด้วย \bar{P} จะได้ความจุช่องสัญญาณดังนี้

$$C = E_H \left[\max_{R_t, T_t, (R_t) = \rho} B \log_2 \det [I_{M_r} + HR_x H^H] \right]$$

$$= E_H \left[\max_{P_i: \sum_i P_i \leq \bar{P}} \sum_i B \log_2 \left(1 + \frac{P_i \gamma_i}{\bar{P}} \right) \right] \quad (2.90)$$

โดย $\gamma_i = \sigma_i^2 \bar{P} / \sigma^2$

(2) เมื่อไม่รู้ช่องสัญญาณที่ภาคส่ง ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิกและความจุช่องสัญญาณแบบขาดหาย (Channel unknown at transmitter: Ergodic capacity and capacity with outage) พิจารณาเวลาแปรผันตามช่องสัญญาณ โดยมีการสุ่มใช้ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้น มีการรับรู้สถานะข้อมูลที่ภาครับแต่ไม่รู้ที่ภาคส่ง หากความจุช่องสัญญาณได้จาก

$$C = \max_{R_t, T_t, (R_t) = \rho} E_H [B \log_2 \det [I_{M_r} + HR_x H^H]] \quad (2.91)$$

โดยความจุช่องสัญญาณจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนสายอากาศที่มีค่าน้อยสุดของภาคส่งหรือภาครับ $M = \min(M_r, M_t)$

(3) เมื่อไม่รู้ช่องสัญญาณที่ภาคส่งหรือภาครับ (No CSI at transmitter or receiver) ความจุช่องสัญญาณจะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนเชิงเส้นเช่นเดียวกับเมื่อรับรู้สถานะช่องสัญญาณ แต่จะให้ความจุช่องสัญญาณที่น้อยกว่า แต่อย่างไรก็ตามความจุช่องสัญญาณจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไป ซึ่งการหาช่องสัญญาณในแต่ละวิธีจะมีวิธีการที่แตกต่างกันออกไป

3) ความจุช่องสัญญาณที่เกิดจากการประมวลผลโดเมนแวลด์ลำดับ เมื่อไม่มีการรับรู้สถานะข้อมูลที่ภาคส่ง ความจุช่องสัญญาณในระบบโมโมที่ใช้การประมวลผลแวลด์ลำดับ [23] แสดงได้ดังนี้

$$C = \log_2 \det \left[I_{M_r} + \frac{P_t}{P_n M_t} H H^H \right] \quad (2.92)$$

โดย C คือความจุช่องสัญญาณ (bit/s.Hz)

I_{M_r} คือเมทริกซ์เอกลักษณ์ ขนาด $M_r \times M_r$

H คือช่องสัญญาณ ขนาด $M_r \times M_t$

H^H คือการทรานสโพสคอนจูเกตของเมทริกซ์ช่องสัญญาณ

P_t/P_n คืออัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวน

2.11 ปรากฏการณ์เชื่อมต่อกัน (Mutual coupling)

ปรากฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) เกิดขึ้นจากการกระทำร่วมกันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศที่อยู่ในบริเวณใกล้เคียงกัน จะทำให้ส่งผลต่อประสิทธิภาพของสายอากาศโมโม ซึ่งสามารถดูได้จากค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Transmission coefficient) ซึ่งค่าปรากฏการณ์เชื่อมร่วมนั้นจะต้องมีค่าน้อยกว่า -14 dB จึงจะเป็นค่าที่สามารถยอมรับได้ การลดค่าปรากฏการณ์เชื่อมร่วมนั้นสามารถทำได้โดยการออกแบบระยะห่างสายอากาศโมโมแต่ละตัวให้มีระยะห่างออกจากกันในระยะที่เหมาะสม [9]

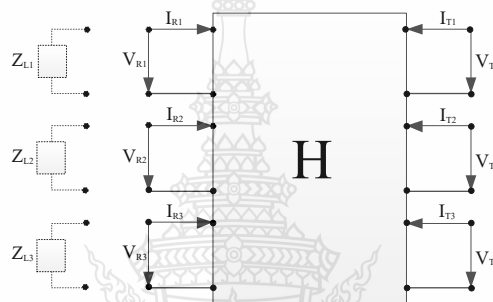
2.12 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient)

ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เป็นค่าที่มีความสำคัญอีกตัวแปรหนึ่งสำหรับการพิจารณาประสิทธิภาพของสายอากาศในระบบโมโม ซึ่งเป็นการวัดระดับความสัมพันธ์ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศมีค่าที่ยอมรับได้ไม่เกิน 0.5 ตามมาตรฐาน เป็นการนำค่าพารามิเตอร์มาคำนวณดังสมการที่ (2.93)

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{21} + S_{12}^* S_{22}|^2}{[1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)][1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2)]} \quad (2.93)$$

2.13 อิมพีแดนซ์เมตริกซ์ (impedance matrices)

เพื่อทำการศึกษาปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศในระบบไมโมทงผู้วิจัยได้พิจารณาระบบทั้งหมดเป็นระบบมัลติพอร์ตขนาดใหญ่โดยสายอากาศแต่ละต้นที่เชื่อมโยงกันจะเรียกว่า i พอร์ต โดยจะพิจารณาช่องสัญญาณที่ติดต่อสื่อสารกันด้วยรูปแบบของ Z-parameter



รูปที่ 2.23 ระบบมัลติพอร์ต

จากรูปที่ 2.23 เป็นระบบมัลติพอร์ตโดยจะจัดวางสายอากาศภาคส่งอยู่ทางขวามือและบอกถึงสายอากาศภาครับอยู่ทางด้านซ้ายมือโดยกำหนดให้ $V_T = [V_{T1}, V_{T2}, \dots, V_{TN}]^T$ และ $i_T = [i_{R1}, i_{R2}, \dots, i_{RN}]^T$ คือแรงดันและกระแสของภาคส่งและในทำนองเดียวกัน $V_R = [V_{R1}, V_{R2}, \dots, V_{RN}]^T$ และ $i_R = [i_{R1}, i_{R2}, \dots, i_{RN}]^T$ คือแรงดันและกระแสของภาครับระบบมัลติพอร์ตจะสามารถอธิบายผ่านระบบ Z-parameter ได้ดังสมการที่ 2.94

$$\begin{bmatrix} V_R \\ V_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{RR} & Z_{RT} \\ Z_{TR} & Z_{TT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_R \\ I_T \end{bmatrix} \quad (2.94)$$

เมตริกซ์ขนาด $N \times N$ ของ Z_{TT} และ Z_{RR} คืออิมพีแดนซ์เมตริกซ์ของสายอากาศที่บรรจุด้วยอิมพีแดนซ์ของตัวเองและอิมพีแดนซ์ที่กระทำร่วมกันของภาคส่งและภาครับตามอันดับและเมตริกซ์ Z_{RT} แทนค่าโดยอิมพีแดนซ์การส่งผ่านจากภาคส่งแถวลำดับไปยังภาครับแถวลำดับเช่นเดียวกับ Z_{TR} แทนค่าโดยอิมพีแดนซ์การส่งผ่านจากภาครับแถวลำดับไปยังภาคส่งแถวลำดับโดยสมมุติให้แรงดันที่

ภาคส่งและภาครับมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของโหลดโดยกำหนดให้เมตริกซ์ทแยงมุม (diagonal matrix) ของโหลดที่ภาครับมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของโหลดโดย $Z_L = \text{diag}[Z_{L1}, Z_{L2}, \dots, Z_{LN}]$ ภายใต้สถานการณ์ของกระแสและแรงดันที่ภาครับผ่านความสัมพันธ์ผ่านโหลด $V_R = -Z_L I_R$ โดยแทนในสมการ 2.95 ซึ่งจะได้

$$V_R = (I_r + Z_{RR}Z_L^{-1} - Z_{RT}Z_{TT}^{-1}Z_{TR}Z_L^{-1})^{-1}Z_{RT}Z_{TT}^{-1}V_T \quad (2.95)$$

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

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

$$V_R = Z_L(Z_L + Z_{RR})^{-1}Z_{RT}V_T \quad (2.96)$$

ดังนั้นรูปแบบของช่องสัญญาณที่ง่ายและสะดวกโดยพิจารณาด้วยการออกแบบสายอากาศแถวลำดับ

$$H = Z_L(Z_L + Z_{RR})^{-1}Z_{RT}Z_{TT}^{-1} \quad (2.97)$$

โดย H คือรูปแบบช่องสัญญาณการแผ่กระจายคลื่นทางกายภาพหรือทางสถิติซึ่งสะท้อนให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของภาคส่งและภาครับที่กำหนดโดย Z_{RT} ดังนั้นความจุช่องสัญญาณที่ถูกอธิบายโดยเงื่อนไขการแผ่กระจายคลื่นวิทยุของระบบช่องสัญญาณไมโมลักษณะและการสร้างแบบจำลองของระบบไมโมสำหรับสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกันจึงเป็นปัญหาสำคัญดังนั้นรูปแบบของช่องสัญญาณควรมีความถูกต้องเพื่อแสดงถึงประสิทธิภาพของระบบโดยวิทยานิพนธ์นี้ โดย H สามารถพิจารณาโดยใช้ช่องสัญญาณแบบกำหนดขึ้นเอง(Deterministic channel) โดยเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นทั้งหมดจะเกิดภายใต้กฎเกณฑ์ที่แน่นอนและได้มีการกำหนดเวลาที่แน่นอนโดยช่องสัญญาณที่พิจารณาการเชื่อมต่อยุ่จะแทนด้วย H_{mc} โดย

$$H_{mc} = Z_L(Z_L + Z_{RR})^{-1}HZ_{RR_{TT}}^{-1} \quad (2.98)$$

$$Z_{RR}Z_{TT} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & \cdots \\ Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} & \cdots \\ a_{13} & a_{23} & a_{33} & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \ddots \end{pmatrix} \quad (2.99)$$

2.14 มาตรฐานของการสื่อสารแบบไร้สาย

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

2.14.1 มาตรฐาน IEEE 802.11

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

2) IEEE 802.11 b เป็นการส่งข้อมูลแบบไร้สายโดยใช้คลื่นความถี่ 2.4 GHz ที่อัตราการรับ-ส่งข้อมูลที่ 11 Mbps ซึ่งทำให้ไปได้ไกลกว่า IEEE 802.11a เนื่องจากความถี่ที่ใช้ต่ำกว่า ซึ่งนิยมใช้กันเป็นอย่างมากในการสื่อสารแบบไร้สาย ไม่ว่าจะเป็นวงการอุตสาหกรรม การแพทย์ คอมพิวเตอร์ ฯลฯ

3) IEEE 802.11g เป็นการติดต่อสื่อสารในระบบไร้สายที่ความถี่ 2.4 GHz แต่อัตราการรับ-ส่งข้อมูลจะสูงกว่า IEEE 802.11b ที่ 54 Mbps ทำให้มีการใช้อย่างแพร่หลายมากในปัจจุบัน และมีเทคโนโลยีที่เข้ามาพัฒนา คือ MIMO ซึ่งใช้หลักการคือการเพิ่มสายอากาศเข้าไปเพื่อเพิ่มระยะทางในการส่ง โดยการส่งข้อมูลแบบไร้สายนั้นในขณะที่ทำการส่งข้อมูลมักจะมีสัญญาณรบกวน สัญญาณสะท้อนซึ่ง MIMO นำตรงส่วนนั้นมาใช้ให้เป็นประโยชน์โดยการเสริมเข้ากันเพื่อให้การรับสัญญาณสมบูรณ์ยิ่งขึ้นซึ่งสามารถรับ-ส่งข้อมูลได้ในอัตรา 108 Mbps ถึง 240 Mbps

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

2.14.2 มาตรฐาน IEEE 802.16

เป็นมาตรฐานที่ให้ระยะทางการเชื่อมโยงในช่วงระยะสั้นๆ แค่ 1.6-4.8 Km เท่านั้น เป็นมาตรฐานเดียวที่สนับสนุนรูปแบบการใช้งานในระดับสายตา หรือที่เรียกว่า Line of Sight (LoS) แต่มาตรฐานนี้ก็กลับมีการเปิดใช้งานในช่วงความถี่ที่สูงมากคือ 10-66 GHz

1) มาตรฐาน WiMAX แบบ IEEE 802.16a เป็นมาตรฐานที่แก้ไขปรับปรุงจาก IEEE 802.16 เดิมโดยมีการปรับลดระดับความถี่ที่ใช้งานให้ลงมาที่ย่าน 2-11 GHz ซึ่งคุณสมบัติเด่นที่ได้รับ การแก้ไขข้อบกพร่องจากมาตรฐาน 802.16 เดิมคือเพิ่มคุณสมบัติการรองรับการทำงานแบบที่ไม่อยู่ในระดับสายตา Non Line of Sight (NLoS) อีกทั้งยังมีคุณสมบัติการทำงานในส่วนของภาคขยาย สัญญาณ เมื่อมีสิ่งกีดขวางเกิดขึ้น ตามสภาพแวดล้อมขวางกั้น อาทิเช่น ต้นไม้ อาคาร ฯลฯ นอกจากนี้ ก็ยังช่วยให้สามารถขยายระบบเครือข่ายเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตไร้สายความเร็วสูงได้กว้างกว่ามาตรฐาน เดิม ด้วยรัศมีทำการที่ไกลเพิ่มขึ้นจากมาตรฐานแรกไปถึง 31 mi (ประมาณ 48-50 Km) และมีอัตรา ความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงสุดถึง 75 Mbps ทำให้สามารถรองรับการเชื่อมต่อการใช้งานกับระบบ เครือข่ายของบริษัทที่มีการใช้สายประเภทที่ 1 (T1-type) มากกว่า 60 ราย

2) มาตรฐาน WiMAX แบบ IEEE 802.16e เป็นมาตรฐานที่ออกแบบมาให้ สนับสนุนการใช้งานร่วมกับอุปกรณ์พกพาประเภทต่างๆ เช่น อุปกรณ์พีดีเอ โน้ตบุ๊ก มือถือ เป็นต้น โดยให้รัศมีทำงานที่ 1.6-4.8 Km ได้มีระบบที่ช่วยให้ผู้ใช้งานยังสามารถสื่อสารได้โดยให้คุณภาพใน การสื่อสารที่ดีและมีเสถียรภาพขณะใช้งาน แม้จะมีการเคลื่อนที่อยู่ตลอดเวลา [36]

2.14.3 มาตรฐาน IEEE 802.15

มาตรฐาน IEEE 802.15.3a Ultra Wide Band (UWB) แบ่งออกเป็น 4 มาตรฐาน ได้แก่

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

2) IEEE 802.15.1 ศึกษาผลกระทบการใช้งานและการทำงานร่วมกันระหว่าง โครงข่าย WPAN กับ WLAN และระบบสื่อสารไร้สายอื่นๆ เช่นระบบโทรศัพท์ GSM CDMA และ GPS เป็นต้น

3) IEEE 802.15.3 ศึกษาการร่างมาตรฐานของชั้นกายภาพและ MAC สำหรับ โครงข่าย WPAN ที่มีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงมาก (11 Mbps ถึง 55 Mbps) ในระยะการรับส่งข้อมูล ไม่เกิน 20 m และมีการใช้พลังงานประมาณไม่เกิน 0.5 mW โดยมีการจัดทำร่างมาตรฐานย่อยเรียกว่า IEEE 802.15.3a สำหรับการรับส่งข้อมูลที่มีอัตราสูงมากกว่า 100 Mbps สำหรับโครงข่าย WPAN ที่มี ระยะใกล้กว่า (ไม่เกิน 10 m) ซึ่งร่างมาตรฐานของผู้เสนอหลายรายมีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงสุด มากกว่า 1 Gbps การประยุกต์ใช้งานของโครงข่าย WPAN ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a นั้นคาดว่า จะใช้กับโครงข่ายข้อมูลระยะใกล้เช่น เป็นมาตรฐานของชั้นกายภาพและ MAC ของ Wireless USB โครงข่ายคอมพิวเตอร์ไร้สายภายในบ้าน หรือสำนักงาน หรือกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องการการ รับส่งข้อมูลในปริมาณที่สูงมาก เช่น เครื่องเล่น DVD โทรศัพท์ที่มีความละเอียดสูง เป็นต้น

4) IEEE 802.15.4 ศึกษาการร่างมาตรฐานของชั้นกายภาพและ MAC สำหรับโครงข่าย WPAN ที่มีอัตราการรับส่งข้อมูลไม่สูงมากประมาณ 1 ถึง 5 Mbps แต่ใช้พลังงานต่ำเป็นพิเศษประมาณ 100 uW (แบตเตอรี่มีอายุการใช้งานได้หลายเดือนหรือหลายปี) ซึ่งจะเป็นมาตรฐานสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็ก เช่น โทรศัพท์มือถือ กล้องถ่ายรูป เครื่องคอมพิวเตอร์แบบพกพาและเครื่องเล่นเพลง MP3 เป็นต้น นอกจากนี้ยังมีร่างมาตรฐานย่อยซึ่งเรียกว่า IEEE 802.15.4a สำหรับอัตราการรับส่งข้อมูลไม่เกิน 1 Mbps แต่มีระยะการส่งไกลมากขึ้นได้ถึง 75 m แต่ยังคงมีอัตราการใช้พลังงานต่ำมาก (สามารถใช้ได้หลายเดือนกรณีใช้แบตเตอรี่) ถูกออกแบบมาสำหรับโครงข่าย Wireless sensor network และโครงข่ายไร้สายสำหรับอุปกรณ์ควบคุมในโรงงานอุตสาหกรรม

ตารางที่ 2.5 การเปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่างๆ

| เทคโนโลยี | มาตรฐาน | เครือข่าย | อัตราความเร็ว | ระยะทาง | ความถี่ |
|--------------------|---------------|----------------|-------------------------------|----------------|---|
| WiFi | IEEE802.11a | WLAN | สูงสุด 54 Mbps | 100 m | 5.1-5.2 GHz |
| | IEEE802.11b | WLAN | สูงสุด 11 Mbps | 100 m | 2.4-2.8 GHz |
| | IEEE802.11g | WLAN | สูงสุด 54 Mbps | 100 m | 2.4-2.8 GHz |
| | IEEE802.11n | WLAN | 300-450 Mbps | 70-250 m | 2.4-5 GHz |
| WiMAX | IEEE802.16d | WMAN | สูงสุด 75 Mbps (20 MHz BW) | ปกติ 6.4-10 km | 11 GHz |
| | IEEE802.16e | Mobile WMAN | สูงสุด 30 Mbps (10 MHz BW) | ปกติ 1.6-5 km | 2-6 GHz |
| WCDMA/UM TS | 3G | WWAN | สูงสุด 2-10 Mbps (HSDPA) | ปกติ 1.6-8 km | 1800,1900 2100 MHz |
| CDMA2001x EV-DO | 3G | WWAN | สูงสุด 2.4 Mbps | ปกติ 1.6-8 km | 400, 800,900,1700, 1800,1900, 2100 MHz |
| EDGE | 2.5G | WWAN | สูงสุด 384 kbps | ปกติ 1.6-8 km | 2100 MHz |
| UWB | IEEE802.15.3a | WPAN | 110-480 Mbps | 10 m | 7.5 GHz |
| WiFi | IEEE802.11a | WLAN | สูงสุด 54 Mbps | 100 m | 5.1-5.2 GHz |
| | IEEE802.11b | WLAN | สูงสุด 11 Mbps | 100 m | 2.4-2.8 GHz |
| | IEEE802.11g | WLAN | สูงสุด 54 Mbps | 100 m | 2.4-2.8 GHz |
| | IEEE802.11n | WLAN | 300-450 Mbps | 70-250 m | 2.4-5 GHz |
| WiMAX | IEEE802.16d | WMAN | สูงสุด 75 Mbps (20 MHz BW) | ปกติ 6.4-10 km | 11 GHz |

บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศ

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ ซึ่งได้นำหลักการต่างๆ จากทฤษฎีในบทที่ 2 มาช่วยในการออกแบบและทำการวิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆ โดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ร่วมกับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขเพื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ต่างๆ ให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด

การออกแบบสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์นั้น ได้เริ่มจากแนวคิดของการออกแบบสายอากาศรูปวงกลมพื้นฐาน [2-3] ที่มีโครงสร้างง่ายไม่ซับซ้อน จากนั้นจึงทำการจำลองสร้างสายอากาศแบบไมโมจำนวน 2 พอร์ตโดยให้มีโครงสร้างเป็นแบบสมมาตรกัน [7-8] ร่วมกับการเพิ่มสแตบที่ระนาบกรวดของสายอากาศทั้ง 2 พอร์ตเพื่อช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม [9]

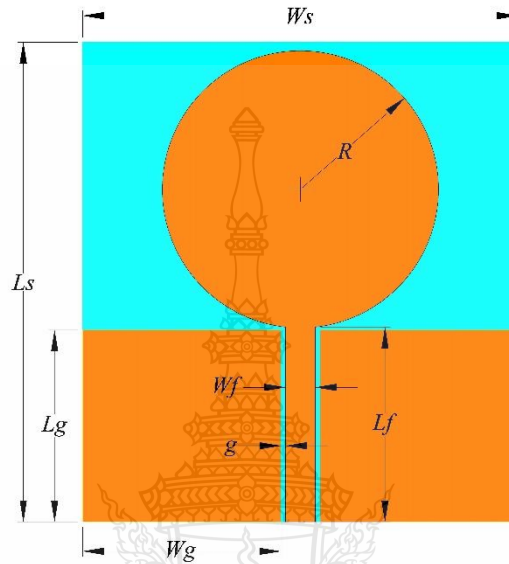
ผลที่ได้จากการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ CST พารามิเตอร์ที่ได้จะนำมาปรับโครงสร้างสายอากาศเพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) ต่ำกว่า -10 dB และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{12} , S_{21}) ต่ำกว่า -15 dB และคุณลักษณะอื่นๆ ของสายอากาศก่อนนำไปสร้างจริง

3.2 การออกแบบและแนวทางการพัฒนาสายอากาศ

สำหรับการออกแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์โดยเลือกใช้วัสดุฐานรองชนิดไม่ล้าฟิล์มเพื่อให้สายอากาศมีความยืดหยุ่น [4-6] และมีน้ำหนักเบาและสามารถจัดหาได้ง่ายและมีราคาไม่แพงมากนัก ซึ่งมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

| | | | |
|---------------------------------|---------------|---|-----------------------|
| ค่าคงตัวไดอิเล็กทริก | ϵ_r | = | 3.2 |
| ความหนาของวัสดุฐานรอง | h | = | 0.4 mm |
| ความหนาของวัสดุตัวนำ | t | = | 0.1 mm |
| ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง) | σ | = | 5.8×10^7 S/m |
| และค่าแทนเจนต์ความสูญเสีย | $\tan \delta$ | = | 0.009 |

ในการออกแบบโครงสร้างค่าพารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศโมโนแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ เริ่มจากการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆเพื่อหาโครงสร้างต้นแบบตามลำดับ ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลูรูปพระจันทร์

ในการออกแบบสายอากาศโมโนแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ สิ่งที่สำคัญคือการหาความกว้าง (W_s) และความยาว (L_s) ของวัสดุฐานรอง (Substrate) เพื่อให้ง่ายต่อการนำสายอากาศที่มีสององค์ประกอบวางเรียงกันแบบแถวลำดับ จึงกำหนดให้ขนาดความกว้างและความยาวของวัสดุฐานรองของสายอากาศมีขนาดเท่ากัน $W_s = L_s$ โดยสามารถหาได้จากสมการที่ (2.64) และ (2.58) ดังนี้

$$W_s = L_s = 6h + W$$

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

โดย λ คือค่าความยาวคลื่นความถี่หาได้จากสมการที่ (2.53)

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

คำนวณหาค่าความยาวคลื่นความถี่ 3.0 GHz ที่ใช้ในการออกแบบตามสมการที่ (2.53)

แทนค่า

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8}{3.0 \times 10^9}$$

$$\lambda_0 = 100 \text{ mm.}$$

แทนค่าลงในสมการที่ (2.58)

$$W = \frac{100}{2} \left[\frac{3.2+1}{2} \right]^{-1/2}$$

$$W = 34.5 \text{ mm.}$$

$$W_s = L_s = 6 \times 0.4 + 34.5$$

$$= 36.9 \text{ mm}$$

ดังนั้นความกว้างและความยาวของวัสดุฐานรอง คือ $W_s = 36.9 \text{ mm}$ และ $L_s = 36.9 \text{ mm}$

สำหรับการออกแบบค่าสายส่งสัญญาณของสายอากาศโมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์ ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งคือความยาวของสายส่งสัญญาณ ซึ่งเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของสายอากาศโดยกำหนดค่าความยาว (W_f) และความกว้าง (L_f) ดังรูปที่ 3.1 [28, 29] ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของโครงสร้างสายอากาศในรูปที่ 3.9

คำนวณหาค่าความยาว (W_f) จะได้

$$\begin{aligned} W_f &= \frac{\lambda_{3.0GHz}}{4} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{4 \times 3.0 \times 10^9} \end{aligned}$$

$$= 2.5 \text{ มม.}$$

คำนวณหาค่าความกว้าง (L_f) จะได้

$$\begin{aligned} L_f &= \frac{\lambda_g}{4} = \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{100}{4 \times \sqrt{2.1}} \\ &= 17.25 \text{ มม.} \end{aligned}$$

เมื่อได้ขนาดความกว้าง (W_f) และความยาว (L_f) ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการออกแบบรูปวงกลมของแพทช์ของสายอากาศ ซึ่งเป็นองค์ประกอบสำคัญที่สามารถตอบสนองแบนด์วิดท์ที่กว้างให้ครอบคลุมในระบบซูปเปอร์ไวด์แบนด์ได้ โดยการออกแบบรัศมีของวงกลมสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.65) และ (2.66) ดังนี้

$$r = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi\epsilon_r F} \left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}}$$

โดย

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}$$

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{3.1 \times 10^9 \sqrt{3.2}}$$

$$F = 1.63$$

จะได้

$$r = \frac{1.63}{\left\{ 1 + \frac{2 \times 0.4}{\pi \times 3.2 \times 1.63} \left[\ln\left(\frac{\pi \times 1.63}{2 \times 0.4}\right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}}$$

$$= 1.5 \text{ cm หรือ } 15 \text{ mm}$$

เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ของสายส่งสัญญาณและพารามิเตอร์วงกลมของแพทช์ของสายอากาศ
ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการออกขนาดของกราวแบบระนาบร่วมโดยการออกแบบสามารถคำนวณได้จาก
สมการดังนี้

คำนวณหาค่าความกว้างของระนาบกราวด์ (W_g) ได้ดังนี้

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

แทนค่า

$$W_g = \frac{100}{4} \left[\frac{3.2 + 1}{2} \right]^{-1/2}$$

$$W_g = 17.25 \text{ mm.}$$

ดังนั้นใช้ความกว้างของระนาบกราวด์ (W_g) = 17.25 mm.

คำนวณหาค่าความยาวของระนาบกราวด์ (L_g) ได้ดังนี้

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

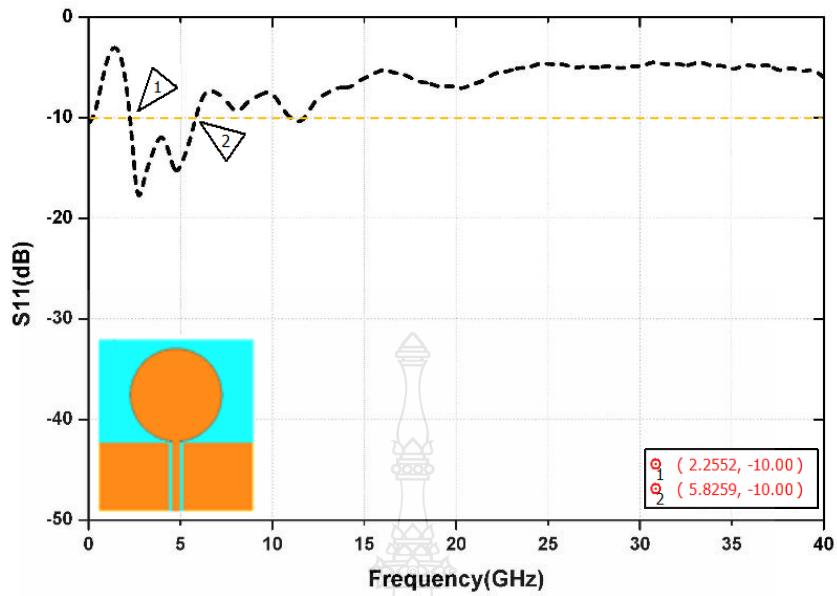
แทนค่า

$$L_g = \frac{0.87 \times 100}{4} \left[\frac{3.2 + 1}{2} \right]^{-1/2}$$

$$L_g = 15 \text{ mm.}$$

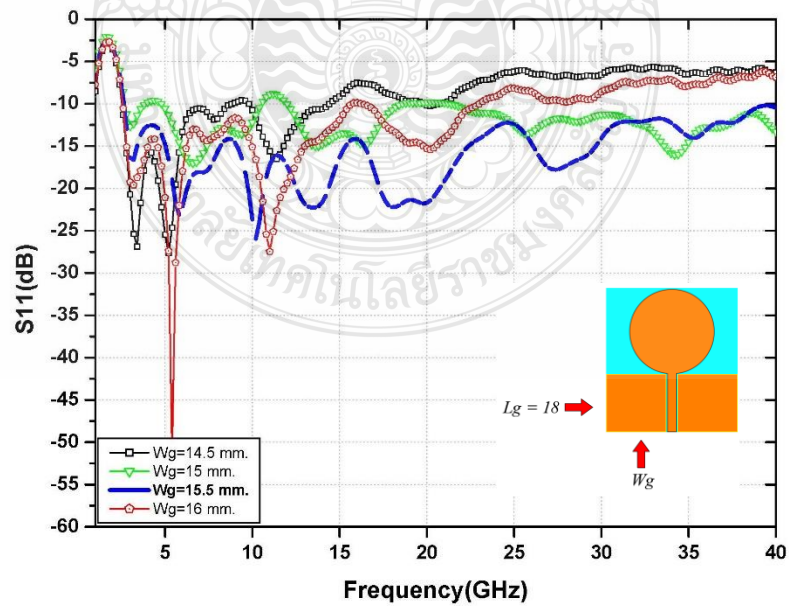
ดังนั้นใช้ความยาวของระนาบกราวด์ (L_g) = 15 mm.

เมื่อได้ออกแบบส่วนประกอบที่สำคัญๆ ของสายอากาศต้นแบบแล้วจึงนำไปจำลองแบบ
โครงสร้างของสายอากาศ โดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio เพื่อวิเคราะห์ผลตอบสนองต่อ
ความถี่ที่ต้องการจากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection coefficient) ดังในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ของสายอากาศต้นแบบ

ในรูปที่ 3.2 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศต้นแบบซึ่งได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน $S_{11} < -10\text{dB}$ ที่ช่วงความถี่ 2.25-5.82 GHz แบนด์วิดท์ 2.97 GHz ที่ได้จากการคำนวณ ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลของแบนด์วิดท์ ยังไม่ตอบสนองต่อความถี่ที่ต้องการ จึงได้ทำการปรับเปลี่ยนขนาดพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ความกว้าง (W_g) และความยาว (L_g) ของระนาบกราวด์ ขนาดรัศมี (R) ขนาดความกว้าง (W_f) และความยาว (L_f) ของสายส่งสัญญาณ โดยใช้โปรแกรม CST เพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ดีที่สุดของสายอากาศ



รูปที่ 3.3 ผลการจำลองจากการปรับขนาดความกว้าง (W_g) และความยาว (L_g) ของระนาบกราวด์

ในรูปที่ 3.3 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนหลังการปรับขนาดความกว้าง (W_g) โดยกำหนดค่าคงที่ความยาวของ (L_g) เท่ากับ 18 mm และปรับค่าความกว้างของ W_g โดยมีขนาดตั้งแต่ 14.5 mm 15 mm 15.5 mm และ 16 mm ซึ่งจะเห็นได้ว่าความกว้างของ W_g ที่เหมาะสมที่สุดคือ $W_g = 15.5$ mm จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน $S_{11} < -10$ dB ที่ช่วงความถี่ 2.89-40.00 GHz แต่ที่ช่วงความถี่สูงแนวโน้มจะเป็นไปในทิศทางไม่ดีขึ้นจึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์ที่รัศมี (R)

การคำนวณหาแบนด์วิธ (Band Width : BW) สามารถคำนวณได้จากค่าแบนด์วิธจากกราฟค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่มีค่าต่ำกว่า -10 dB ที่ได้จากการจำลองผล ตัวอย่างจากการจำลองแบบเมื่อค่าความกว้าง W_g เท่ากับ 14 mm. และความยาว L_g เท่ากับ 15.5 mm. คำนวณหา ค่าแบนด์วิธจากสมการที่ (2.19)

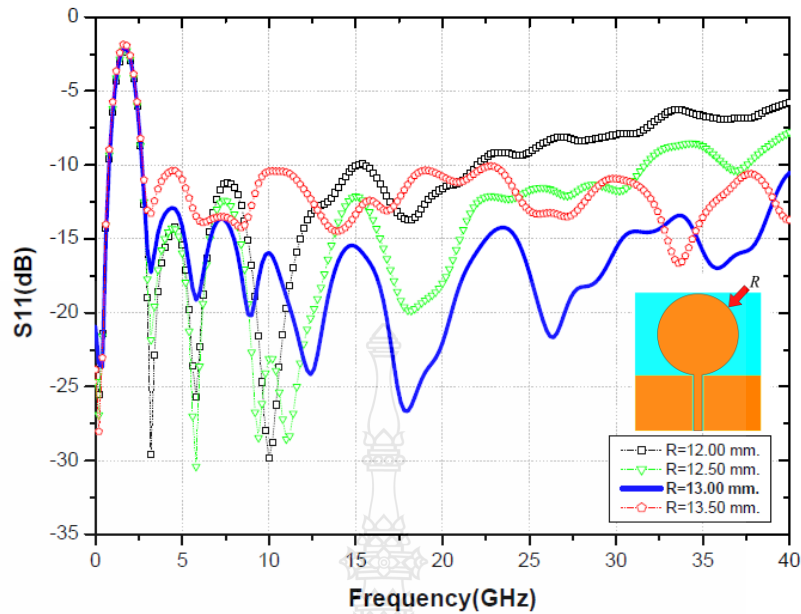
$$\begin{aligned} BW &= f_H - f_L \\ &= 40 - 2.89 \\ &= 37.11 \text{ GHz} \end{aligned}$$

คำนวณค่าความถี่กลางดังสมการที่ (2.20)

$$\begin{aligned} f_c &= \frac{f_H - f_L}{2} + f_L \\ &= \left(\frac{40.00 - 2.89}{2} \right) + 2.89 \\ &= 21.44 \text{ GHz} \end{aligned}$$

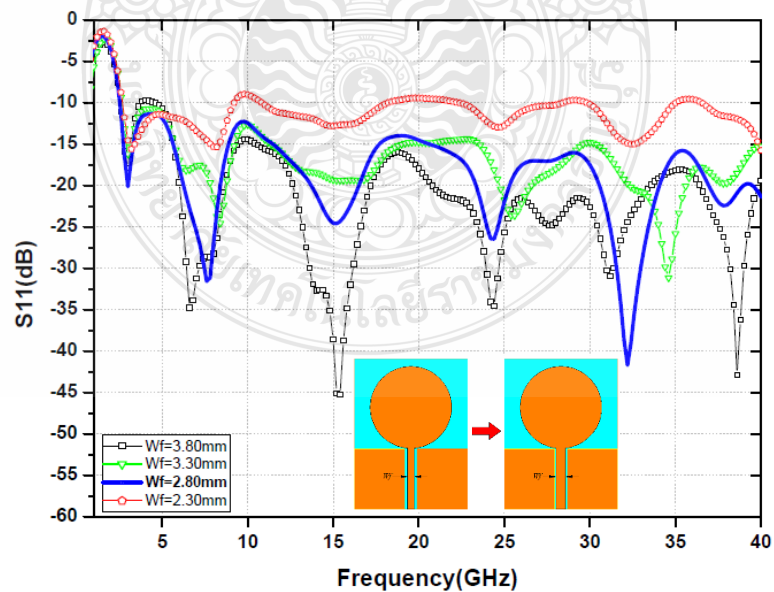
คำนวณหาค่าแบนด์วิธที่ดังสมการที่ (2.21)

$$\begin{aligned} BW(\%) &= \frac{f_H - f_L}{f_c} \times 100\% \\ &= \left(\frac{15.15 - 2.70}{21.44} \right) \times 100\% \\ &= 173.08 \% \end{aligned}$$



รูปที่ 3.4 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการปรับขนาดรัศมีของสายอากาศ (R)

ในรูปที่ 3.4 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) หลังจากการปรับลดขนาดรัศมีของสายอากาศ (R) จาก 12 mm 12.5 mm 13 mm และ 13.5 mm ซึ่งขนาดรัศมีวงกลมที่เหมาะสมที่สุด คือ $R = 13$ mm ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์เท่ากับ 37.31 GHz ตั้งแต่ช่วงความถี่ 2.69-40.00 GHz



รูปที่ 3.5 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการปรับขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณ

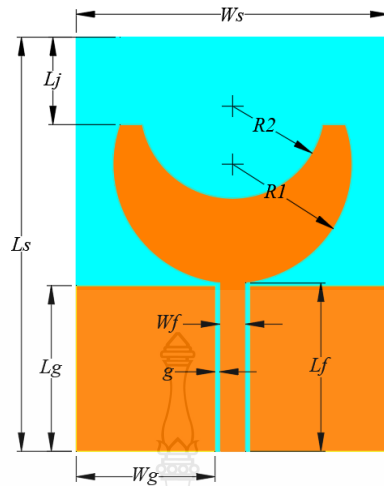
รูปที่ 3.5 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) เมื่อทำการปรับขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณ (W_f) โดยกำหนดค่าคงที่ความกว้างของ (L_f) เท่ากับ 18.3 mm จากนั้นจึงทำการปรับขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณ W_f จาก 3.8 mm mm 3.3 mm 2.8 mm และ 2.3 mm จะเห็นได้ว่าความกว้างของสายนำสัญญาณที่เหมาะสมที่สุด คือ $W_f = 2.8$ mm และช่องว่างสายนำสัญญาณและกราวด์ (g) จะได้ 0.5 mm

ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ต้นแบบของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์สามารถสรุปได้ดังในตารางที่ 3.1 และรูปที่ 3.6 จากนั้นจึงนำไปพัฒนาเป็นสายอากาศไมโมรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ต่อไป

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นของสายอากาศรูปวงกลมพื้นฐาน

| ชื่อพารามิเตอร์ | ขนาด (mm) |
|--------------------------------------|-----------|
| ความกว้างของวัสดุฐานรอง (W_s) | 34 |
| ความยาวของวัสดุฐานรอง (L_s) | 45 |
| ความกว้างของสายนำสัญญาณ (W_f) | 2.8 |
| ความยาวของสายนำสัญญาณ (L_f) | 18.3 |
| ช่องว่างสายนำสัญญาณและกราวด์ (g) | 0.5 |
| รัศมีของวงกลม (R) | 13 |
| ความยาวระนาบกราวด์ (L_g) | 18 |
| ความกว้างระนาบกราวด์ (W_g) | 15.1 |
| ความหนาของวัสดุฐานรอง (h) | 0.3 |
| ความหนาของวัสดุตัวนำทองแดง (t) | 0.1 |

เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ของโครงสร้างสายอากาศต้นแบบและค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) เป็นที่ยอมรับได้ เพื่อให้สายอากาศตอบสนองต่อแบนด์วิดท์ระบบซูเปอร์ไวด์แบนด์ จึงพัฒนาสายอากาศต่อ โดยมีการเพิ่มพารามิเตอร์และวิธีการต่างๆ เข้าไป เช่นการตัดหรือเจาะร่องวงกลมแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 โครงสร้างสายอากาศต้นแบบสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

ในการหาขนาดรัศมี R2 สามารถหาได้จากสมการที่ (2.65) และสมการที่ (2.66) โดยใช้ความถี่สูงสุดสำหรับการออกแบบ $f_b = 40$ GHz ของระบบซูเปอร์ไวด์แบนด์ดังนี้

การคำนวณขนาดรัศมี R2

$$R2 = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}}$$

โดย

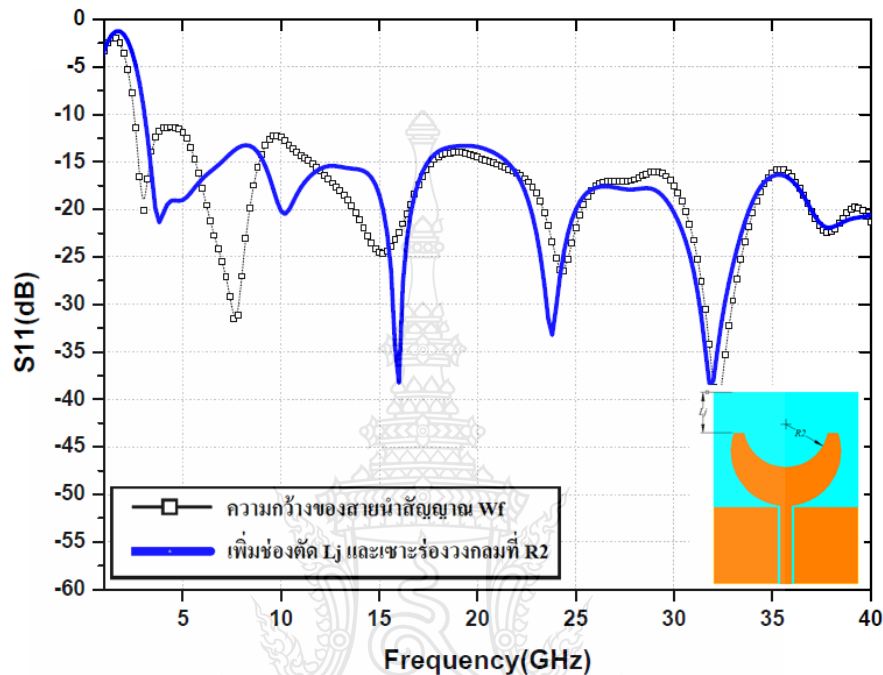
$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_b \sqrt{\epsilon_r}}$$

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{40 \times 10^9 \sqrt{3.2}}$$

$$= 12.2 \text{ mm}$$

เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ของรัศมี (R2) ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการจำลองการออกแบบเพื่อหาค่าที่ตอบสนองต่อแบนด์วิดท์ในระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ โดยใช้โปรแกรมจำลอง CST เพื่อดูผลการเปลี่ยนแปลงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ตอบสนองต่อแบนด์วิดท์ของ

ระบบซูเปอร์ไวด์แบนด์ เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะแปรผกผันกับค่าความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ ดังนั้นเมื่อขนาดของพารามิเตอร์ใดๆ มีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

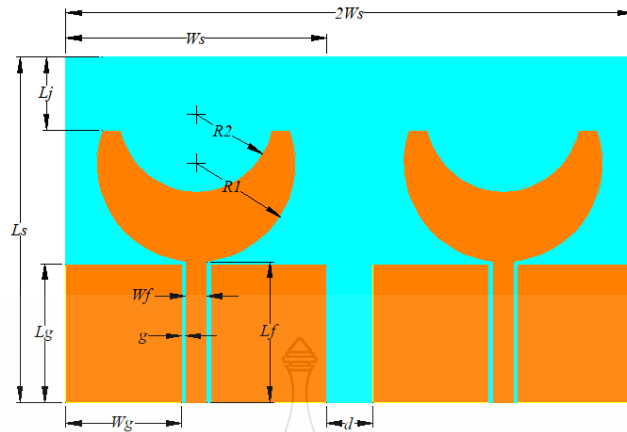


รูปที่ 3.7 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการเพิ่มช่องตัด (L_j) และเซาะร่องวงกลมที่ R2

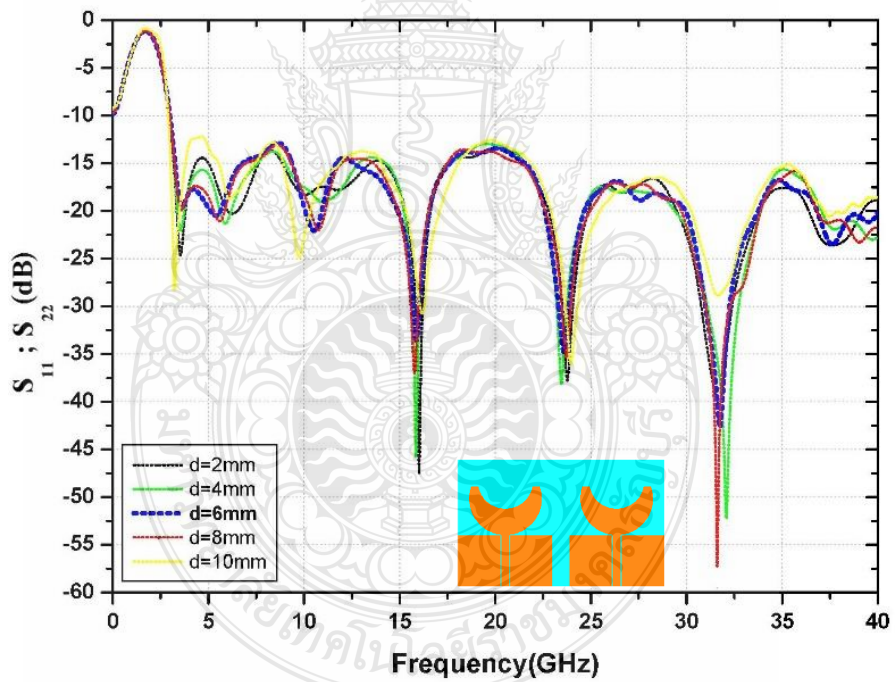
รูปที่ 3.7 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) เมื่อทำการเพิ่มช่องตัด (L_j) และเซาะร่องวงกลมที่ R2 จะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) อยู่ในเกณฑ์ที่ดีตามเส้นประสีน้ำเงินจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน $S_{11} < -10\text{dB}$ ที่ช่วงความถี่ 3.00 - 40.00 GHz

3.3 การออกแบบสายอากาศแบบไมโม

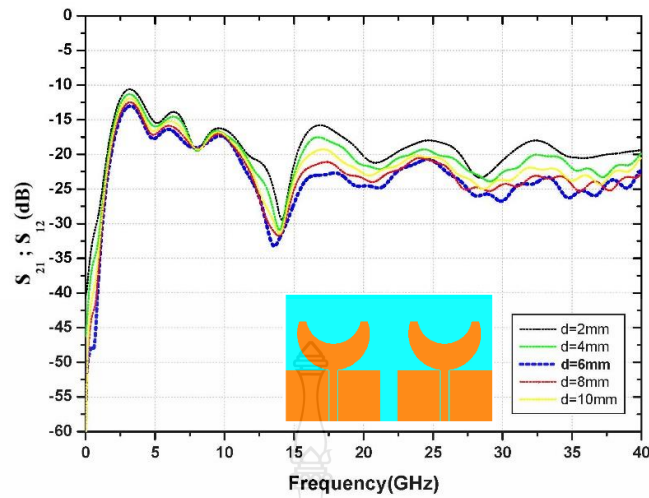
เมื่อได้โครงสร้างสายอากาศต้นแบบดังในรูปที่ 3.6 จึงพัฒนาเป็นสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ โดยเพิ่มสายอากาศออกเป็น 2 พอร์ตซึ่งอยู่ในระนาบเดียวกันและให้ระนาบกราวด์อยู่ห่างกันที่ระยะ (d) พร้อมกับการเพิ่มสตัดชั้นตรงกลางเพื่อช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) [9] ของสายอากาศทั้งสองตัวที่มีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 โครงสร้างสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

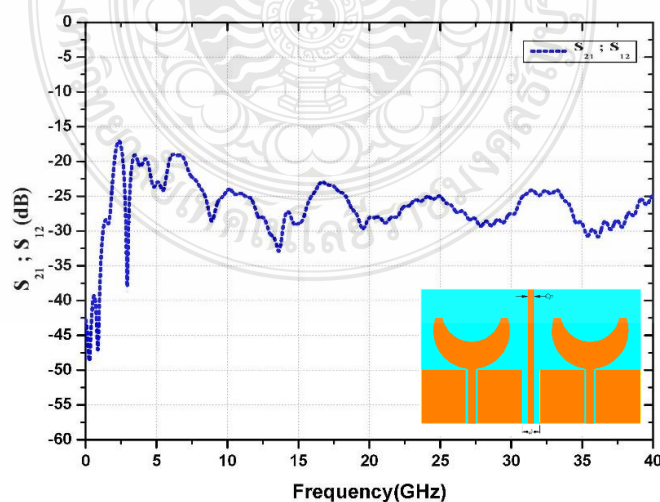


รูปที่ 3.9 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การ (S₁₁, S₂₂) จากการปรับขนาดความกว้าง (d)



รูปที่ 3.10 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การ (S_{21} , S_{12}) จากการปรับขนาดความกว้าง (d)

ในรูปที่ 3.10 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) จะเห็นได้ว่าการเพิ่มระยะห่างของ d จาก 0 mm 4 mm 6 mm 8 mm และ 10 mm ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยและยังอยู่ในย่านความถี่ของระบบอัลตราไวด์แบนด์และ ซูเปอร์ไวด์แบนด์ แต่ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) ดังแสดงในรูปที่ 3.11 จะเห็นว่าเมื่อระยะห่างของ d มีค่าเพิ่มมากขึ้นทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านลดน้อยลง โดยค่าที่ยอมรับได้คือ -15 dB ซึ่งระยะห่างของกราวด์ที่เหมาะสมคือ d = 6 mm แต่ช่วงความถี่ 2.6-4.1 GHz ยังสูงกว่า -15 dB จึงได้ทำการเพิ่มสตัปลงที่ระนาบกราวด์ $C_p = 2$ mm ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในการลดค่าปรากฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) ของสายอากาศแบบไมโมคังแสดงในรูปที่ 3.11



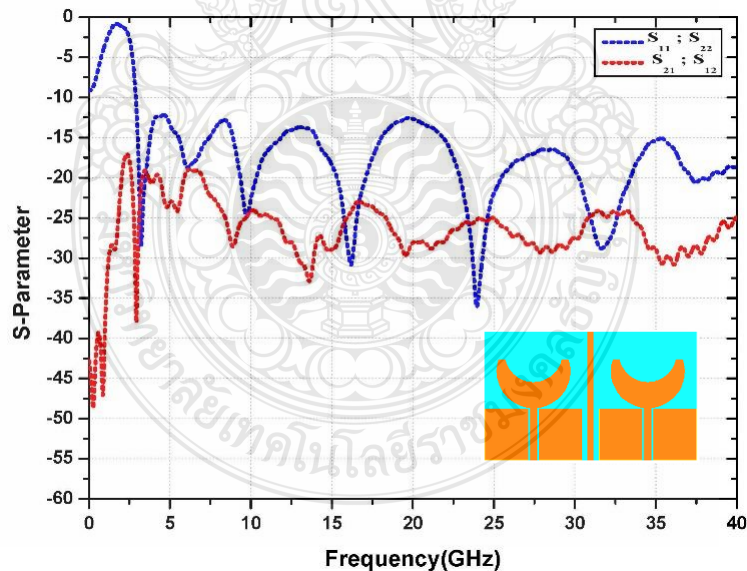
รูปที่ 3.11 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})จากการเพิ่ม Mutual coupling

ในรูปที่ 3.11 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) ของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ หลังจากที่มีการเพิ่มสลับลงระหว่างระนาบกราวด์ จะเห็นได้ว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมีค่าต่ำกว่า -15 dB ตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 0-40 GHz

3.4 ผลการจำลองสายอากาศโมโนโพลรูปพระจันทร์แบบไมโม

เมื่อทำการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ ด้วยโปรแกรม CST จนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมแล้ว จึงทำการวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศเช่น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient) ค่าประวิงกลุ่ม (Group delay) ความหนาแน่นกระแส (Current density) อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) และลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

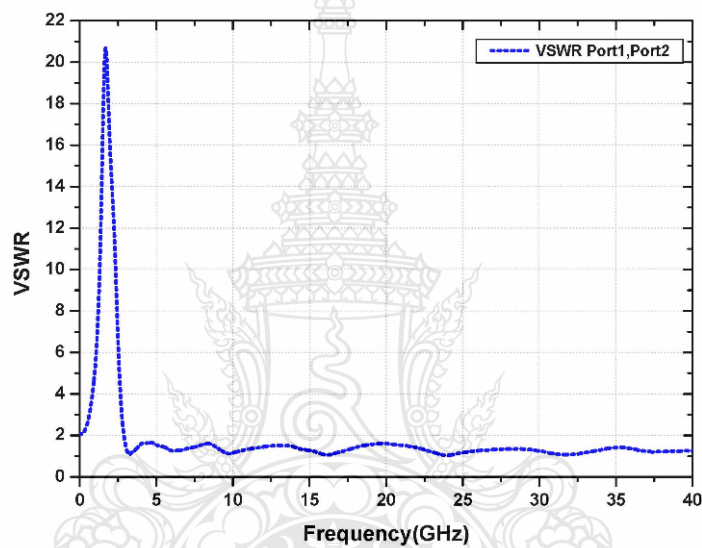
3.4.1 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})



รูปที่ 3.12 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})

ในรูปที่ 3.12 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) ของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ ซึ่งในการหาแบนด์วิดท์ของสายอากาศ จะคิดจากช่วงที่สัมประสิทธิ์การสะท้อน มีค่าต่ำกว่า -10 dB ตั้งแต่ช่วงความถี่ 2.89-40.00 GHz และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) จะมีค่าต่ำกว่า -15 dB ตั้งแต่ 0-40 GHz ทำให้สายอากาศสามารถทำงานได้อย่างเป็นอิสระตลอดช่วงแบนด์วิดท์ของระบบซูเปอร์ไวด์แบนด์

3.4.2 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)



รูปที่ 3.13 ผลการจำลองอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง VSWR

จากรูปที่ 3.13 แสดงผลการจำลองค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ ซึ่งสายอากาศที่มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีนั้น ค่า VSWR จะต้องอยู่ต่ำกว่า 2 ตลอดย่านความถี่ที่ต้องการ จากรูปจะเห็นได้ว่าความถี่ที่มีค่า VSWR ต่ำกว่า 2 ตั้งแต่ 2.89-40.00 GHz ซึ่งสอดคล้องกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) จากค่า VSWR หรือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศสามารถคำนวณหาค่าความถี่กลาง (Frequency center: f_c) ค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ (Fractional bandwidth: f_b) และค่าอัตราส่วนแบนด์วิดท์ (Bandwidth ratio: BW) ได้จากสมการที่กล่าวมาข้างต้นได้ดังนี้

$$f_c = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{2} \right) + f_{\min}$$

$$f_c = \left(\frac{40.0 - 2.89}{2} \right) + 2.89$$

$$f_c = 21.44 \text{ GHz}$$

คำนวณหาค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ (f_b)

$$f_b = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \right) \times 100\%$$

$$= \frac{40.0 - 2.89}{21.44} \times 100\%$$

$$f_b = 173.08 \%$$

คำนวณหาค่าอัตราส่วนแบนด์วิดท์ (Bandwidth ratio)

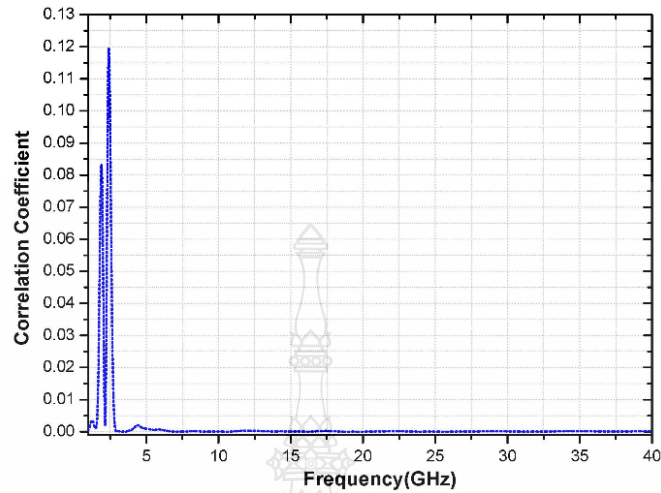
$$BW = \frac{f_h}{f_l} : 1$$

$$BW = \frac{40.0}{2.89} : 1$$

$$BW = 13.84 : 1$$

ดังนั้นผลการตอบสนองต่อความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ ตั้งแต่ความถี่ 2.89-40.0 GHz มีเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ เท่ากับ 173.08% และอัตราส่วนแบนด์วิดท์ เท่ากับ 13.84:1

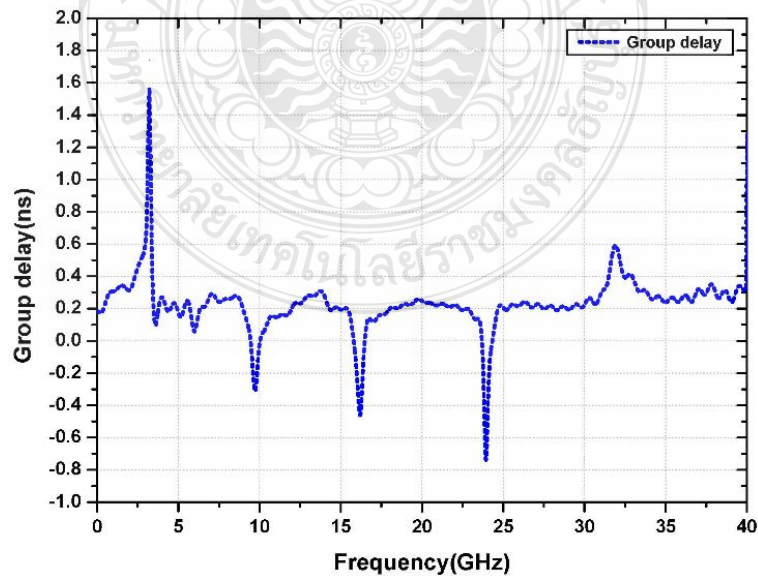
3.4.3 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient)



รูปที่ 3.14 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เป็นค่าที่บ่งบอกว่าสายอากาศแบบไมโมสามารถทำงานได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน โดยค่าที่ยอมรับได้ต้องต่ำกว่า 0.5 ดังในรูปที่ 3.15 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศมีค่าต่ำกว่า 0.1 ตลอดย่านความถี่ตั้งแต่ 2.89-40.0 GHz สอดคล้องตามมาตรฐานที่ได้กำหนดไว้ทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพสูงเมื่อนำไปใช้งานจริง

3.4.4 ค่าประวิงกลุ่ม (Group Delay)

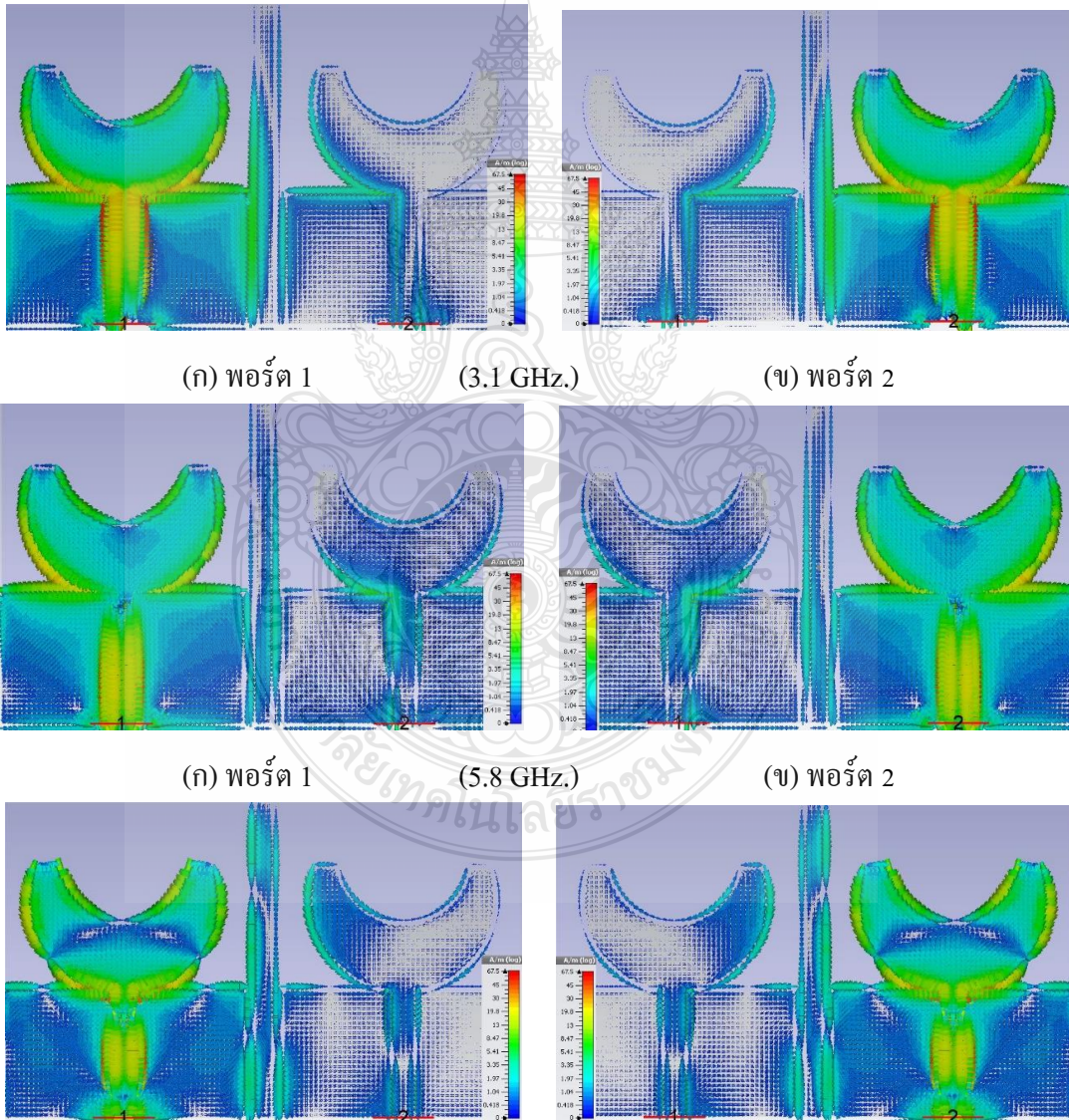


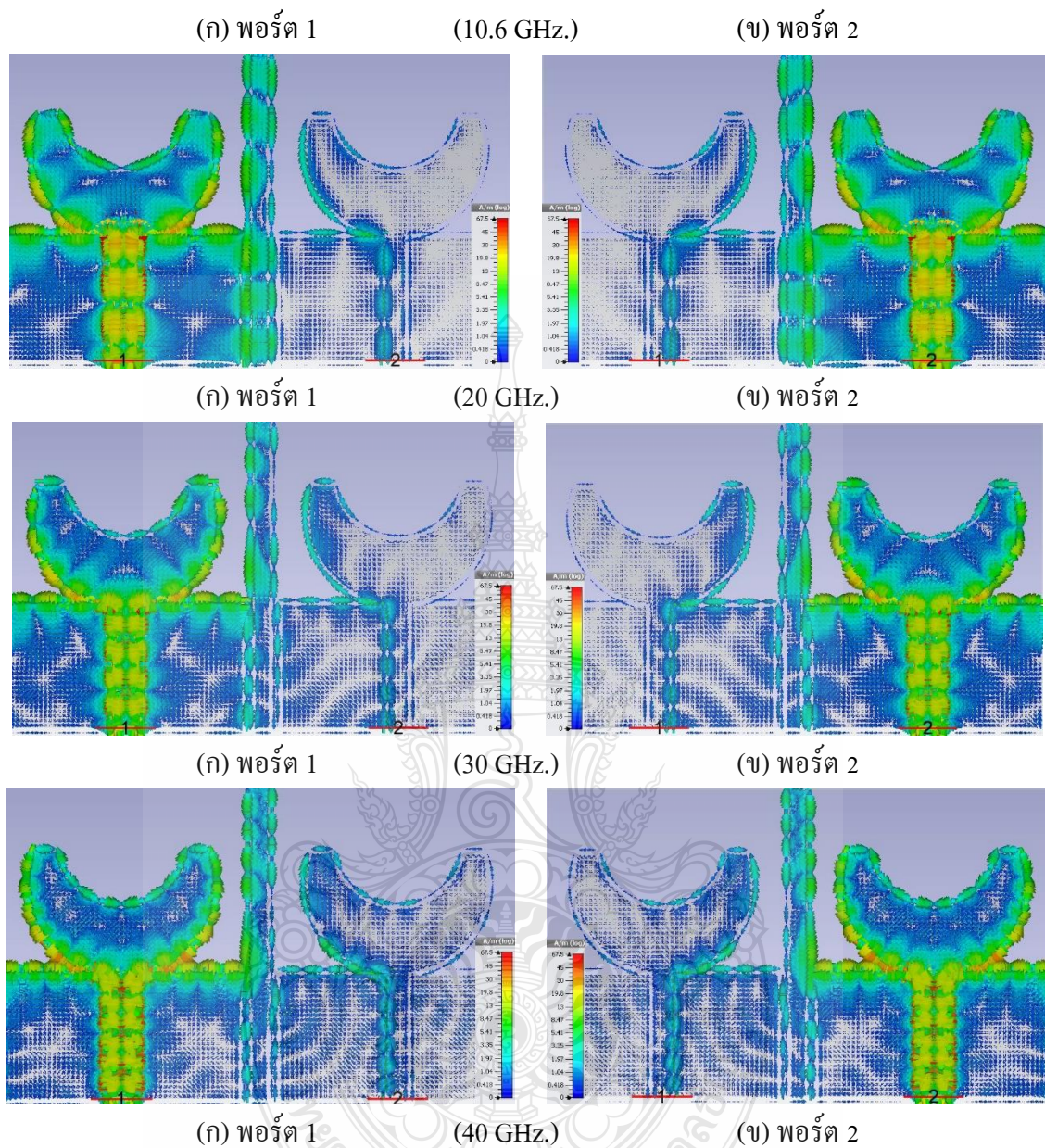
รูปที่ 3.15 ผลการจำลองค่าประวิงกลุ่ม

ในรูปที่ 3.15 แสดงผลการจำลองค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศโมโนแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ ซึ่ง จะเห็นได้ว่ามีค่าต่ำกว่า 1.6 ns หรือน้อยกว่าค่ามาตรฐาน (2 ns) ทำให้การรับส่งข้อมูลในระบบอัลตรา ไวด์แบนด์เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณพัลส์น้อยที่สุด

3.4.5 ความหนาแน่นกระแส (Current Density)

การลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วมของสายอากาศโมโนสามารถดูได้จากความหนาแน่น กระแสที่มีอยู่ในสายอากาศทั้งสองตัว โดยใช้โปรแกรม CST ในการจำลองค่าความหนาแน่นกระแสดัง ในรูปที่ 3.16 ของความถี่ 3.1 GHz, 5.8 GHz, 10.6 GHz, 20 GHz, 30 GHz และ 40 GHz ตามลำดับ ดังนี้





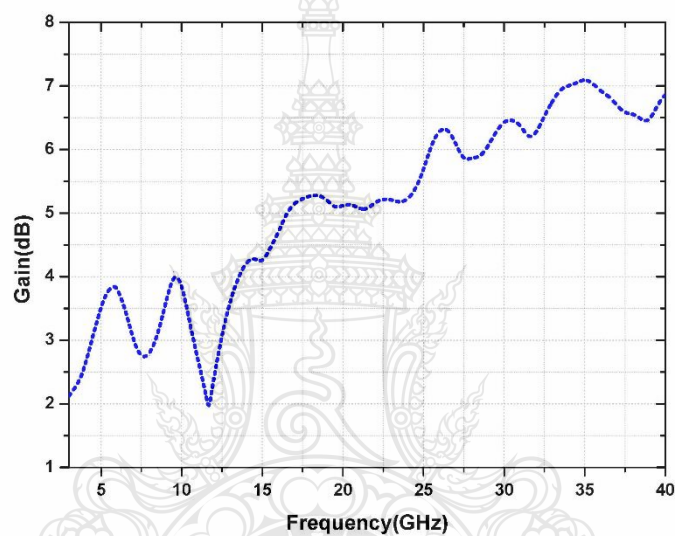
รูปที่ 3.16 ความหนาแน่นของกระแสในสายอากาศความถี่ 3.1 GHz, 5.8 GHz, 10.6 GHz, 20 GHz, 30 GHz และ 40 GHz

ในรูปที่ 3.16 แสดงทิศทางการกระแสและความหนาแน่นกระแสจากจำลองแบบในสายอากาศโมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ที่ความถี่ 3.1 GHz, 5.8 GHz, 10.6 GHz, 20 GHz, 30 GHz และ 40 GHz ดังรูปที่ 3.16 เมื่อมีกำลังงานที่ป้อนเข้าไปให้กับพอร์ตหนึ่งก็จะเกิดกระแสบางส่วนหนึ่งขานำไปยังอีกพอร์ต

หนึ่งแต่ด้วยสายอากาศที่ออกแบบนี้ถูกออกแบบโดยการเพิ่มสัดกลางระหว่างทั้งสองพอร์ต เมื่อมีกำลังงานที่ป้อนเข้าไปให้พอร์ตหนึ่งจะมีการเหนี่ยวนำกระแสไปยังอีกพอร์ตหนึ่งน้อยมากซึ่งทำให้ช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) ได้เป็นอย่างดี

3.4.6 อัตราขยายของสายอากาศ

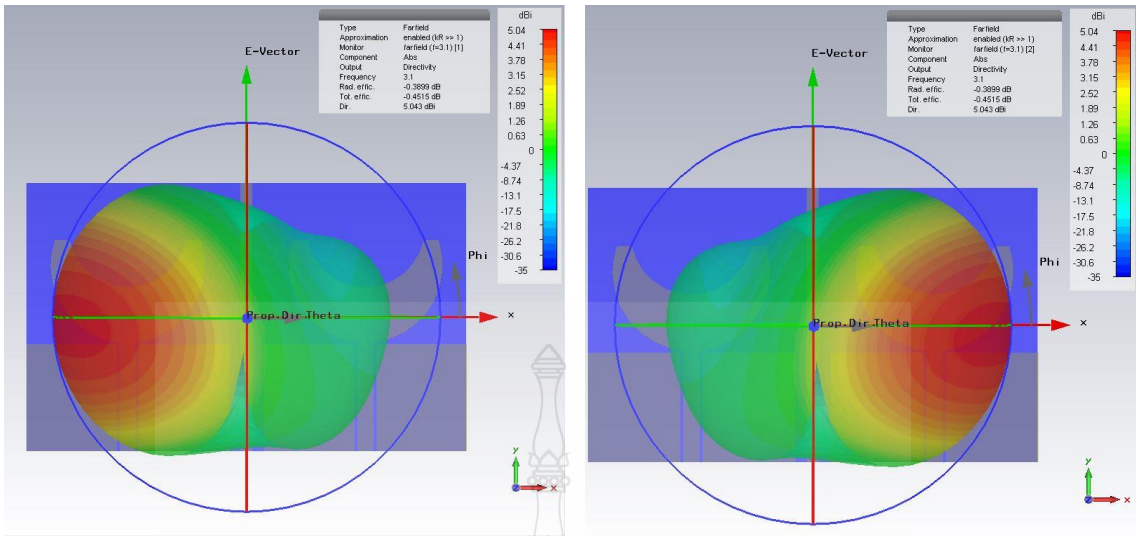
ผลการจำลองอัตราขยายของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ตั้งแต่ความถี่ 2.89-40.0 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 ค่าอัตราขยายของสายอากาศรูปพระจันทร์แบบไมโมสำหรับระบบซูเปอร์ไวด์แบนด์

3.4.7 ลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

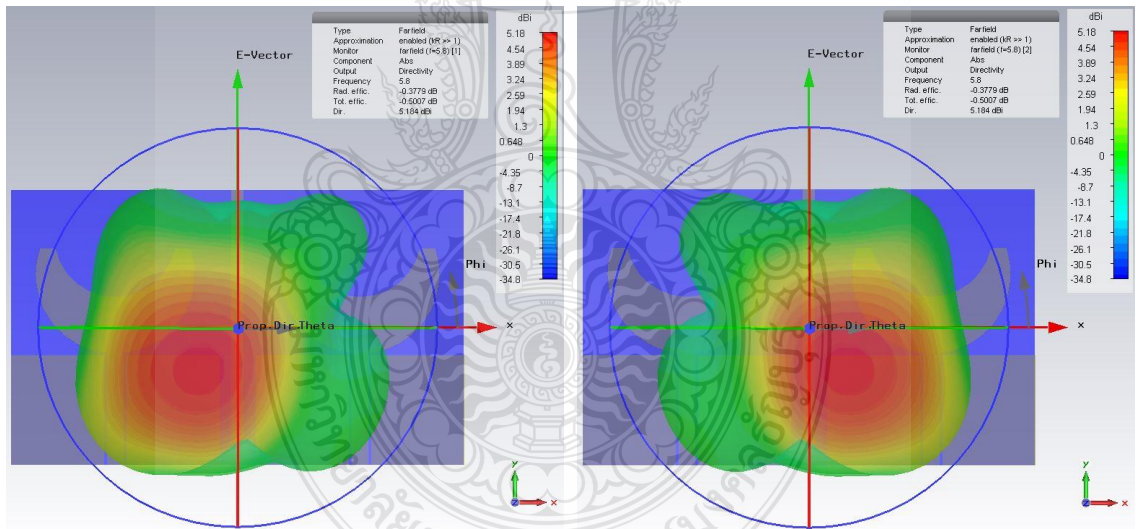
ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ด้วยโปรแกรม CST แบบ 3 มิติ ทั้ง 2 พอร์ต ที่ความถี่ 3.1 GHz 5.8 GHz 10.6 GHz 20 GHz 30 GHz และ 40 GHz ดังต่อไปนี้



(ก) พอร์ต 1

(ข) พอร์ต 2

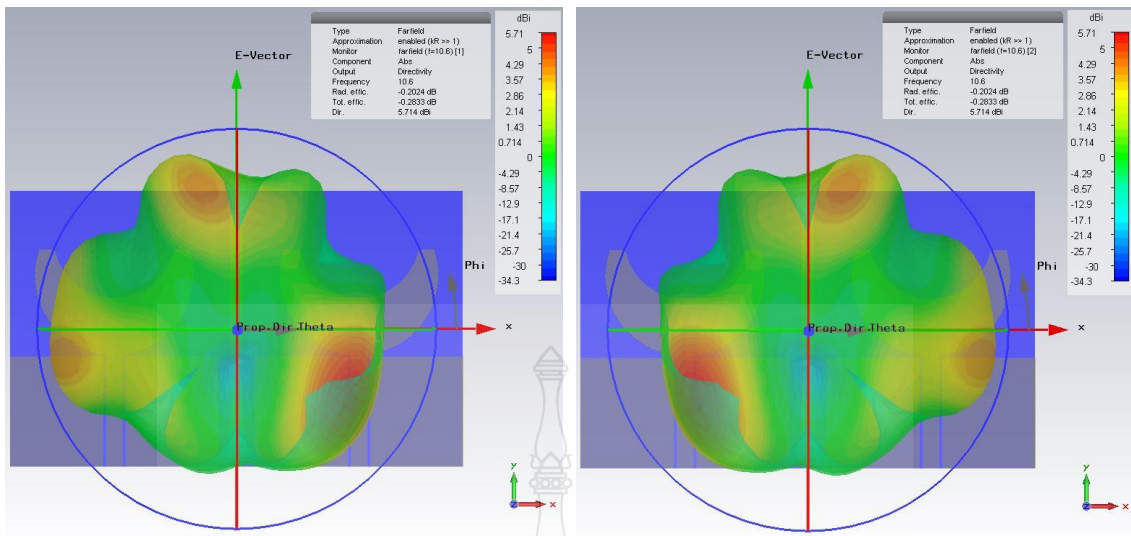
รูปที่ 3.18 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 3.1 GHz



(ก) พอร์ต 1

(ข) พอร์ต 2

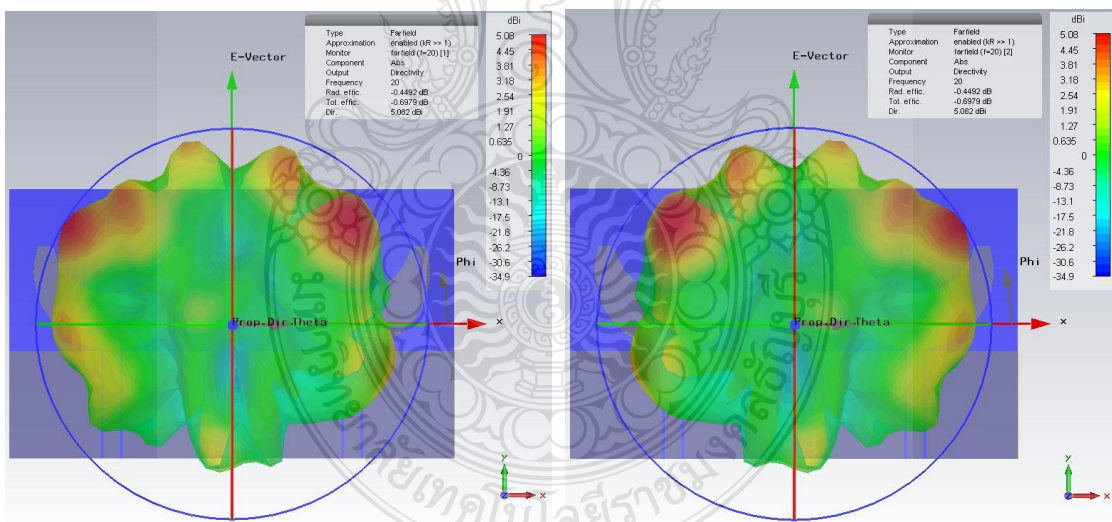
รูปที่ 3.19 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 5.8 GHz



(ก) พอร์ต 1

(ข) พอร์ต 2

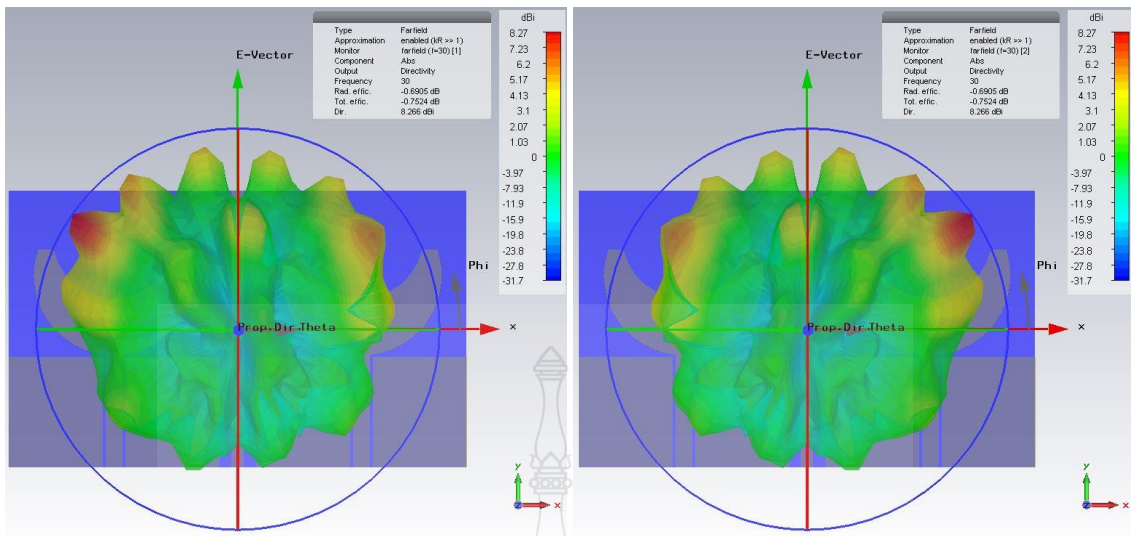
รูปที่ 3.20 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 10.6 GHz



(ก) พอร์ต 1

(ข) พอร์ต 2

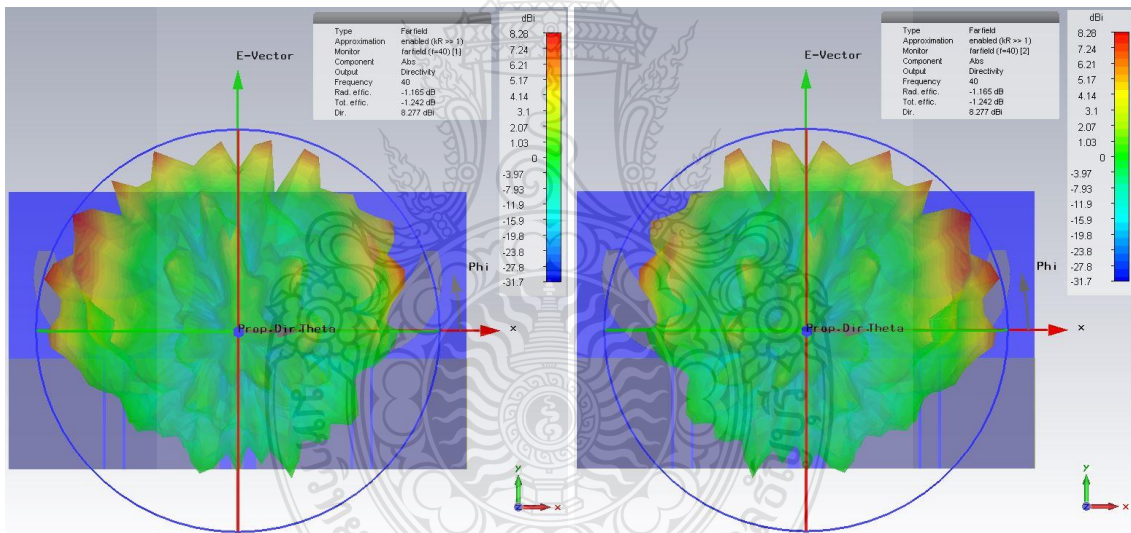
รูปที่ 3.21 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 20 GHz



(ก) พอร์ต 1

(ข) พอร์ต 2

รูปที่ 3.22 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 30 GHz



(ก) พอร์ต 1

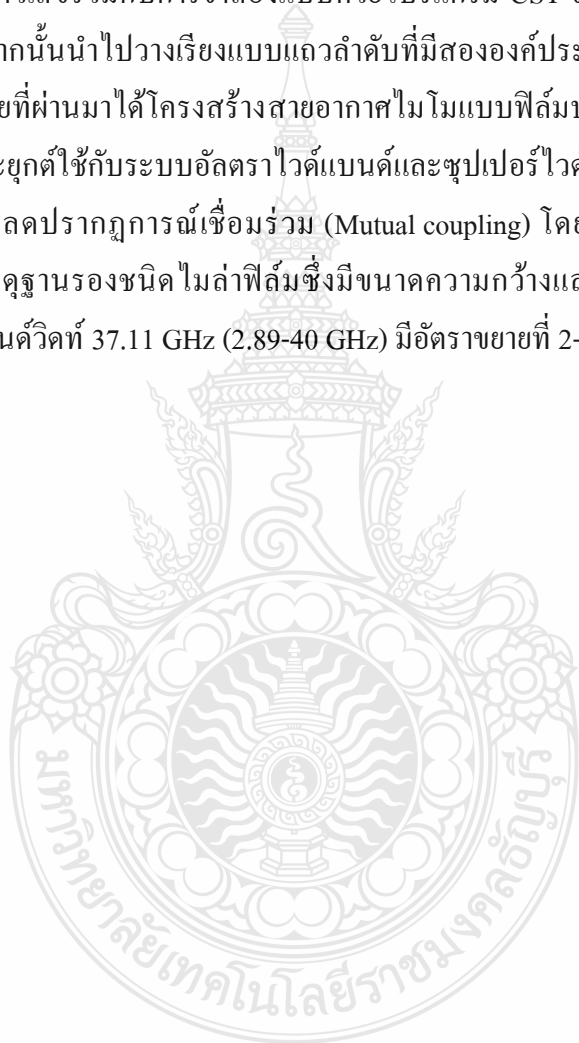
(ข) พอร์ต 2

รูปที่ 3.23 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 40 GHz

ในรูปที่ 3.18 ถึง 3.23 แสดงถึงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) ที่ความถี่ 3.1 GHz 5.8 GHz 10.6 GHz 20 GHz 30 GHz และ 40 GHz แบบ 3 มิติของพอร์ต 1 และพอร์ต 2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสายอากาศทั้งสองพอร์ตมีอัตราขยาย 5.04 dBi, 5.18 dBi, 5.71 dBi, 5.08 dBi, 8.26 dBi, 8.27 dBi ตามลำดับซึ่งเท่ากันทั้งสองพอร์ต

3.5 สรุปผลการออกแบบ

สายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ โดยเริ่มจากการออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปวงกลมต่อเนื่องด้วยรูปพระจันทร์ ร่วมกับการใช้เทคนิคในการออกแบบอยู่ที่องค์ประกอบของระนาบกราวด์และองค์ประกอบวงกลมของแพทช์สายอากาศเพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์รองรับความถี่แถบกว้างยิ่ง โดยใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขร่วมกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST จนได้โครงสร้างสายอากาศต้นแบบดังรูปที่ 3.6 จากนั้นนำไปวางเรียงแบบแถวลำดับที่มีสององค์ประกอบ โดยศึกษาการจัดวางสายอากาศจากงานวิจัยที่ผ่านมาได้โครงสร้างสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ และมีการเพิ่มสัดบับันตรงกลางเพื่อช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) โดยโครงสร้างสายอากาศถูกออกแบบสร้างบนวัสดุฐานรองชนิดไมล่าฟิล์มซึ่งมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 45x 74 ตร.มม. ตอบสนองแบนด์วิดท์ 37.11 GHz (2.89-40 GHz) มีอัตราขยายที่ 2-7 dBi

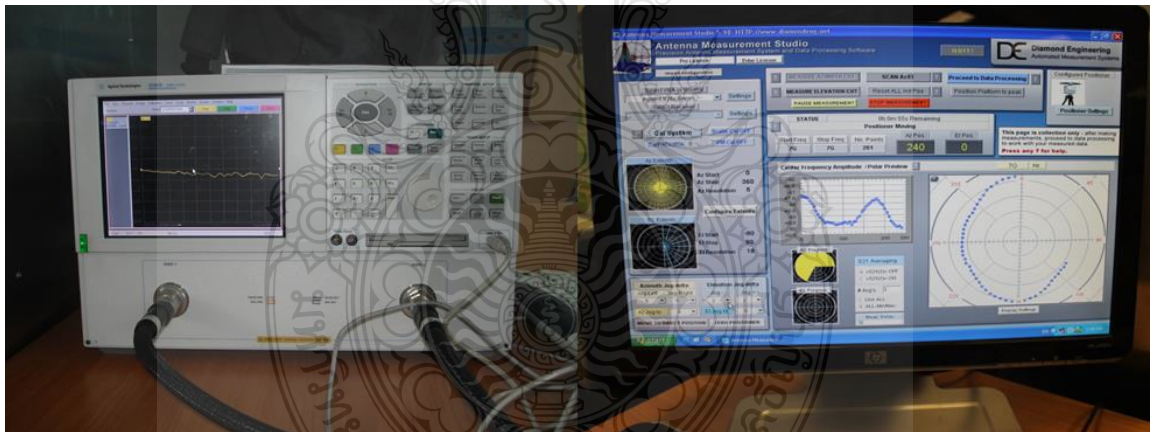


บทที่ 4

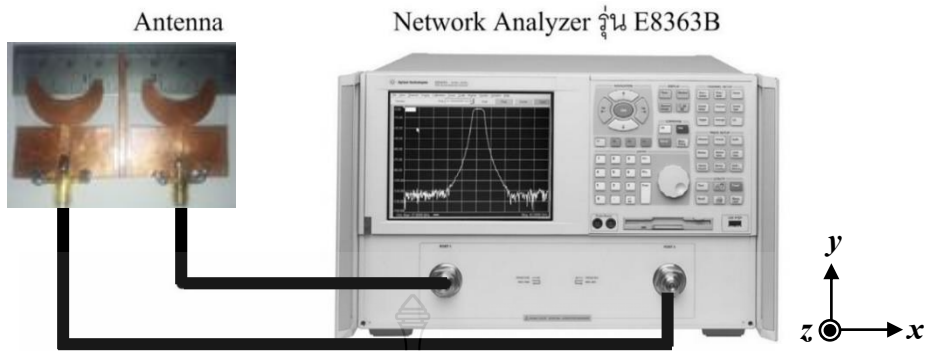
การทดสอบและผลการทดลอง

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการวัดทดสอบสายอากาศไมโครแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ หลังจากได้สร้างสายอากาศขึ้นเพื่อวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติต่างๆ เช่นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance) ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient) ค่าประวิงกลุ่ม (Group delay) อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer) รุ่น Agilent E8363B ดังแสดงในรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B



รูปที่ 4.2 วิธีการวัดสายอากาศไมโมจำนวน 2 พอร์ต

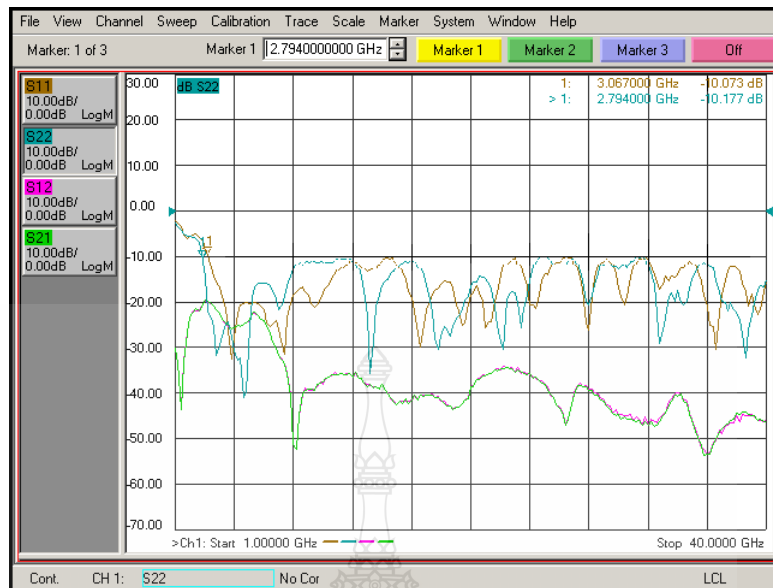
4.2 การวัดทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศ

สายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์มีขนาดเท่ากับ 45x 74 ตร.มม. ถูกสร้างบนวัสดุฐานรองชนิดไมค่าฟิล์มดังแสดงในรูปที่ 4.3

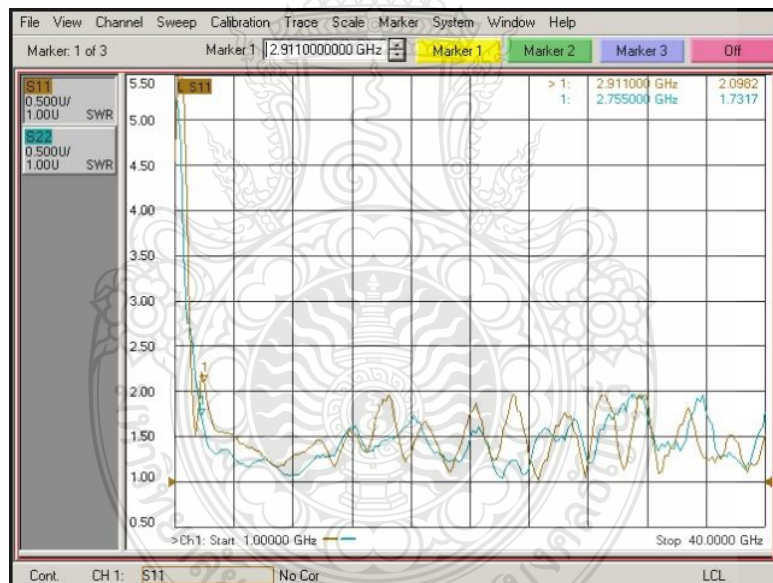


รูปที่ 4.3 สายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

4.2.1 ผลของการวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง



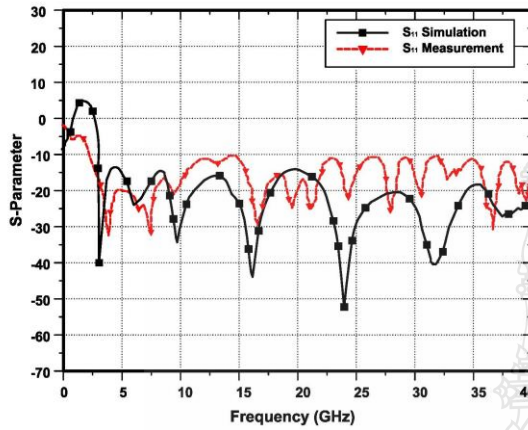
รูปที่ 4.4 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})



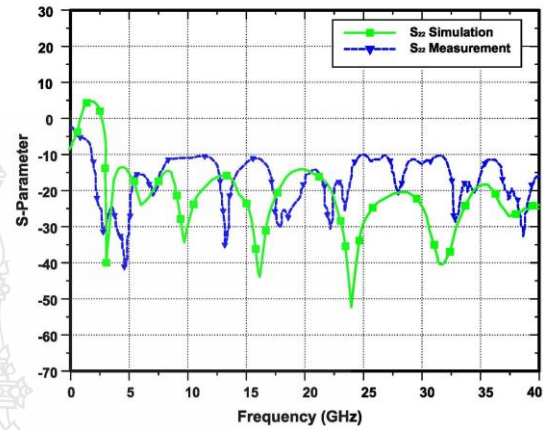
รูปที่ 4.5 ผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศ

ในรูปที่ 4.4 แสดงผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) ของสายอากาศโมโนแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 3.0-40.0 GHz และสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมีค่าต่ำกว่า -15 dB ตั้งแต่

2.7-40 GHz ส่วนในรูปที่ 4.5 แสดงผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) จะเห็นได้ว่า ความถี่ที่มีค่า VSWR ต่ำกว่า 2 ตั้งแต่ช่วง 3.0-40.0 GHz

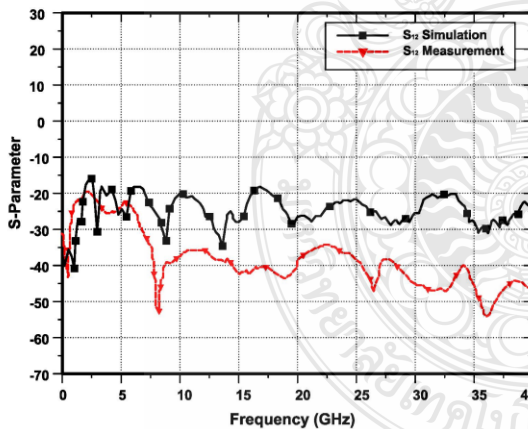


(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11})

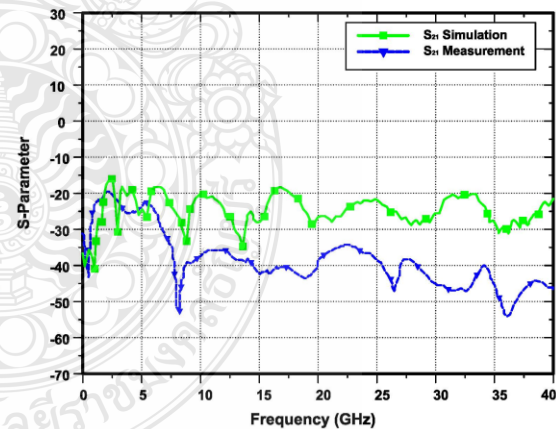


(ข) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{22})

รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ (S_{11}), (S_{22})



(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{12})



(ข) ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21})

รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ (S_{12}), (S_{21})

จากผลการวัดค่า VSWR หรือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศสามารถนำมา
 คำนวณหาค่าความถี่กลาง (Frequency center: f_c) ค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ (Fractional bandwidth:
 f_b) และค่าอัตราส่วนแบนด์วิดท์ (Bandwidth ratio: BW) ได้จากสมการที่ (4.1) (4.2) และ (4.3)
 ตามลำดับ ดังนี้

$$f_c = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{2} \right) + f_{\min} \quad (4.1)$$

$$f_c = \left(\frac{40.0 - 3.0}{2} \right) + 3.0$$

$$f_c = 21.5 \text{ GHz}$$

คำนวณหาค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ (f_b)

$$f_b = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \right) \times 100\% \quad (4.2)$$

$$f_b = \frac{40.0 - 3.0}{21.5} \times 100\%$$

$$f_b = 172\%$$

การคำนวณค่าอัตราส่วนแบนด์วิดท์ (Bandwidth ratio)

$$BW = \frac{f_h}{f_l} : 1 \quad (4.3)$$

$$BW = \frac{40.0}{3.0} : 1$$

$$= 13.3:1$$

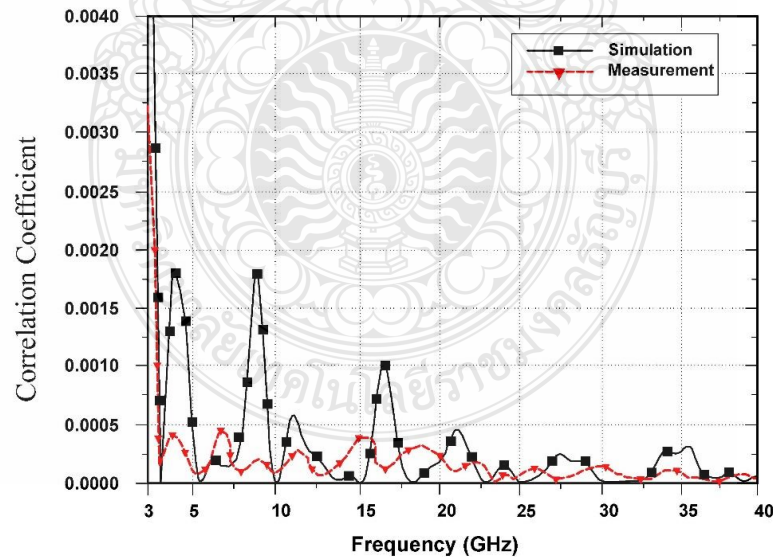
ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์เบนต์วีลระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง

| สายอากาศ | f_1-f_n (GHz) | f_c (GHz) | %BW | BW Ratio |
|------------|-----------------|-------------|----------|----------|
| ผลการจำลอง | 2.89-40.0 | 21.44 | 173.08 % | 13.84:1 |
| ผลการวัด | 3.0-40.0 | 21.5 | 172 % | 13.3:1 |

4.2.2 การวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient)

ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) ซึ่งค่าที่ยอมรับได้นั้นจะต้องอยู่น้อยกว่า 0.5 โดยสามารถคำนวณได้จากสมการ (4.4) จากการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองกับการวัดทดสอบสายอากาศจริง ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศนี้มีค่าเฉลี่ยต่ำกว่า 0.5 ตลอดย่านความถี่ที่ใช้งาน ทำให้สายอากาศทั้งสองตัวสามารถทำงานได้อย่างเป็นอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกัน

$$\rho = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (4.4)$$

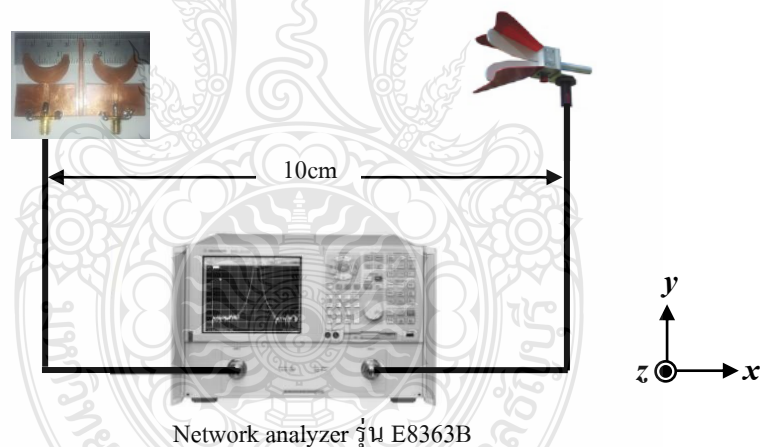


รูปที่ 4.8 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) ของการจำลองเปรียบเทียบกับ การวัดทดสอบจริง

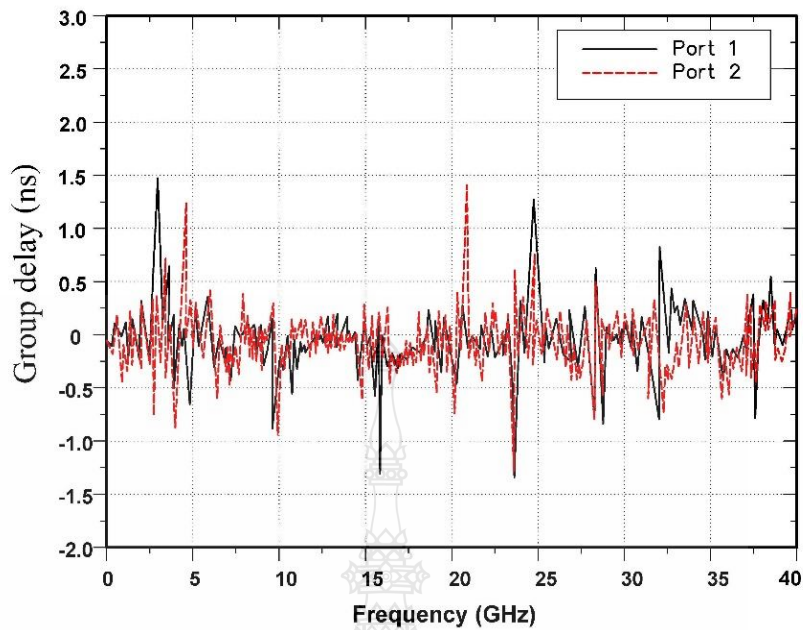
รูปที่ 4.8 เป็นการแสดงค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) ซึ่งค่าที่ยอมรับได้นั้นจะต้องอยู่ต่ำกว่า 0.5 โดยสามารถคำนวณได้จากสมการ (1) จากการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองกับการวัดทดสอบสายอากาศจริง ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศนี้มีค่าเฉลี่ยต่ำกว่า 0.5 ตลอดย่านความถี่ที่ใช้งาน ทำให้สายอากาศทั้งสองตัวสามารถทำงานได้อย่างเป็นอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกัน

4.2.3 การวัดทดสอบค่าประวิงกลุ่ม (Group Delay)

การรับส่งข้อมูลย่านความถี่ระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งคือประวิงกลุ่ม (Group Delay) ของสายอากาศจะต้องน้อยกว่า 2 ns จึงทำให้ข้อมูลมีความผิดเพี้ยนน้อยที่สุด โดยวิธีการวัดค่าประวิงกลุ่มใช้สายอากาศฮอร์นรุ่น 3117 Double ridged waveguide horn เป็นภาคส่งและใช้สายอากาศที่ได้สร้างขึ้นเป็นตัวรับวางห่างกัน 10 cm ดังรูปที่ 4.9 ทำการวัดที่ละพอร์ต อีกพอร์ตหนึ่งที่เหลือต้องต่อเข้ากับโหลด 50 Ω เพื่อให้สายอากาศทั้งสองตัวสามารถทำงานพร้อมๆ กัน



รูปที่ 4.9 วิธีวัดค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์ สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

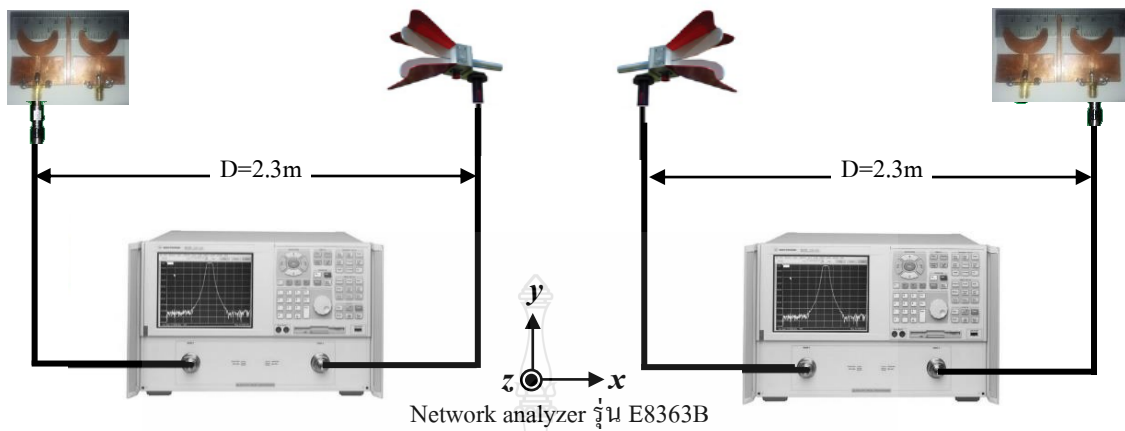


รูปที่ 4.10 ผลการวัดค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศแบบไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

ในรูปที่ 4.10 แสดงถึงผลการวัดค่าประวิงกลุ่ม (Group Delay) ของสายอากาศซึ่งมีค่าต่ำกว่า 1.5 ns จะทำให้การรับส่งข้อมูลในระบบอัลตราไวด์แบนด์เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณพัลส์น้อยที่สุด

4.2.4 การวัดทดสอบค่าอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

ในการวัดค่าอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศได้ใช้สายอากาศรูปฮอร์นที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่งและไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ ทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับและต่อเข้ากับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) โดยทำการวัดทดสอบที่ละพอร์ตและพอร์ตที่เหลือทำการต่อเข้ากับโหลด 50 Ω ดังรูปที่ 4.11 และคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศจากสมการที่ (4.6) หรือ (4.7)



รูปที่ 4.11 การวัดทดสอบค่าอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไม โมแบบฟิล์มบาง ขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และ ซุปเปอร์ไวด์แบนด์

$$P_r = P_t - L_f - L_{line} + G_t + G_r \quad (4.6)$$

$$G_r = P_r - P_t + L_f + L_{line} - G_t \quad (4.7)$$

โดย P_t คือกำลังงานทางด้านส่ง (dBm)

P_r คือกำลังงานทางด้านรับ (dBm)

L_{line} คือกำลังงานที่สูญเสียทางด้านส่งและด้านรับ

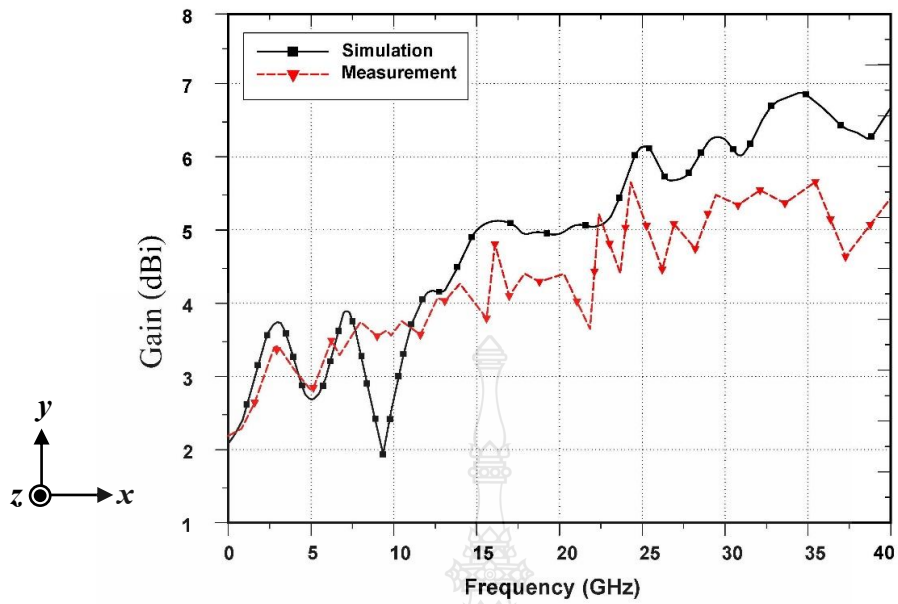
L_f คือกำลังงานที่สูญเสียในอากาศเท่ากับ $20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$

d คือระยะห่างระหว่างสายอากาศด้านส่งและด้านรับเท่ากับ 2.3 m

G_t คืออัตราขยายของสายอากาศทางด้านส่ง

G_r คืออัตราขยายของสายอากาศทางด้านรับ

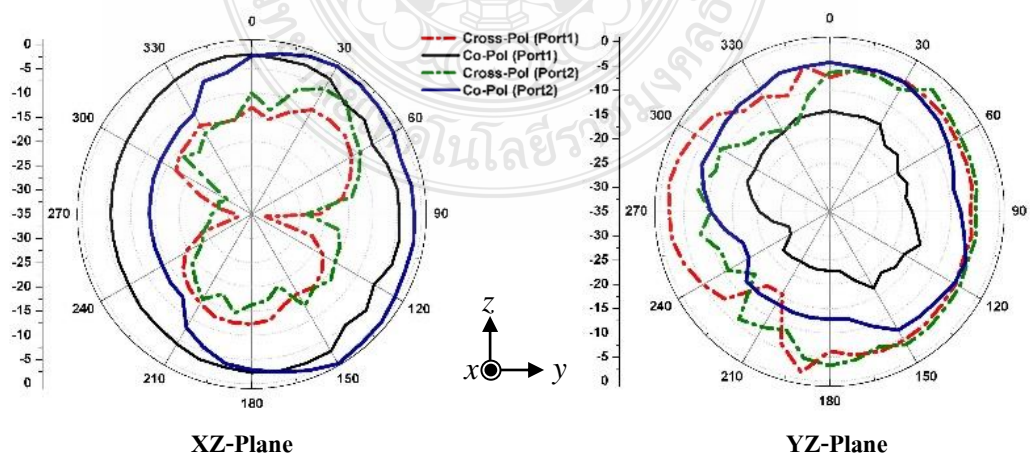
หลังจากการวัดกำลังงานของสายอากาศทางด้านรับที่ช่วงความถี่ 3.0-40.0 GHz สามารถนำมาคำนวณหาอัตราขยายจากสมการที่ (4.7) โดยกำหนดให้ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งกับตัวรับเท่ากับ 2.3 m ซึ่งจะได้ค่าอัตราขยายของสายอากาศ และเปรียบเทียบกับผลการจำลองดังในตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.14



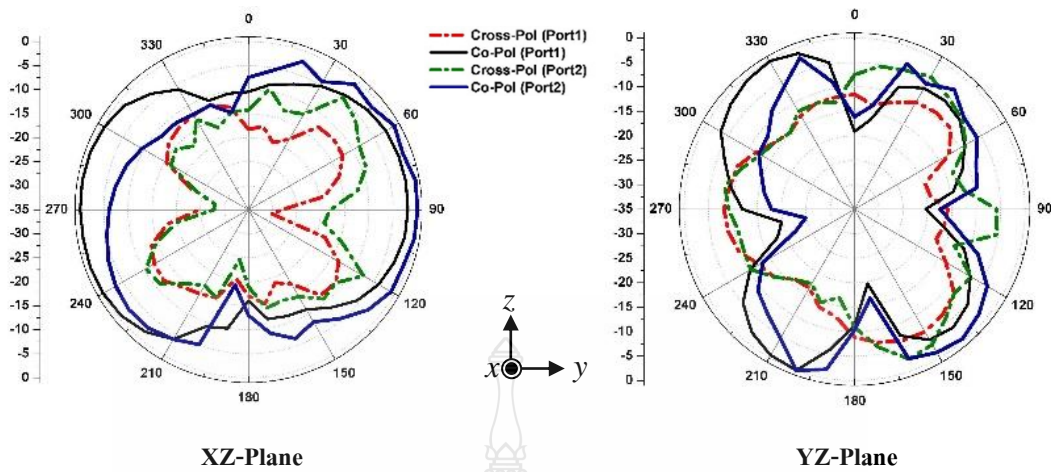
รูปที่ 4.12 การเปรียบเทียบอัตราขยายจากผลการจำลองและผลการวัดจริง

ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราขยายของสายอากาศ ระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริงดังรูปที่ 4.12 ตั้งแต่ความถี่ 3.0-40.0 GHz ทั้งการจำลองกับผลการวัดจริงนั้นจะเห็นได้ว่าอัตราการขยายของสายอากาศเท่ากับ 2.1-5.5 dBi ที่ความถี่ 3.0-40.0 GHz ที่ความถี่ต่ำอัตราการขยายของสายอากาศจะไม่นิ่งแต่ก็มีแนวโน้มที่เพิ่มขึ้นตามความถี่ที่สูงขึ้นด้วย

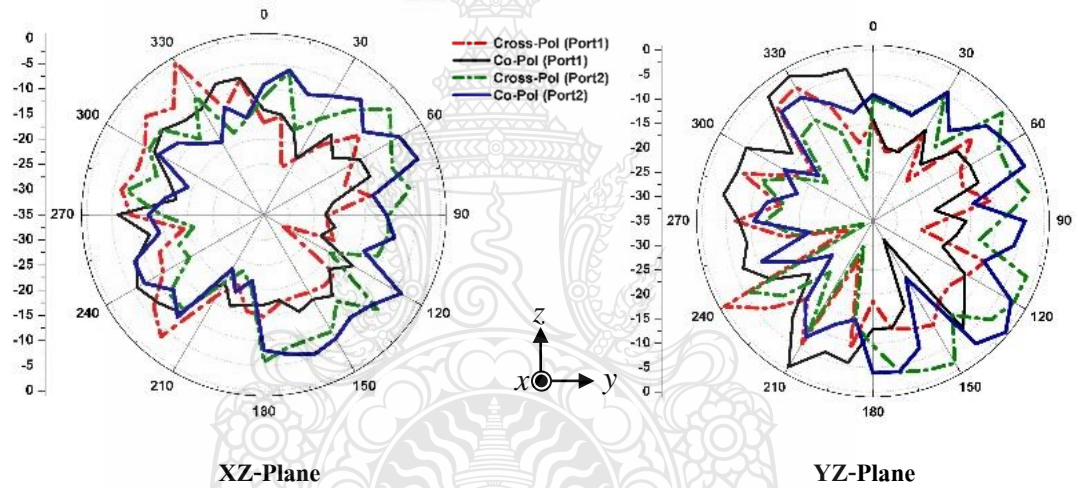
ในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโม โมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ดังแสดงในรูปที่ 4.13 ถึง 4.15



รูปที่ 4.13 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 3.6 GHz



รูปที่ 4.14 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 10 GHz



รูปที่ 4.15 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 30 GHz

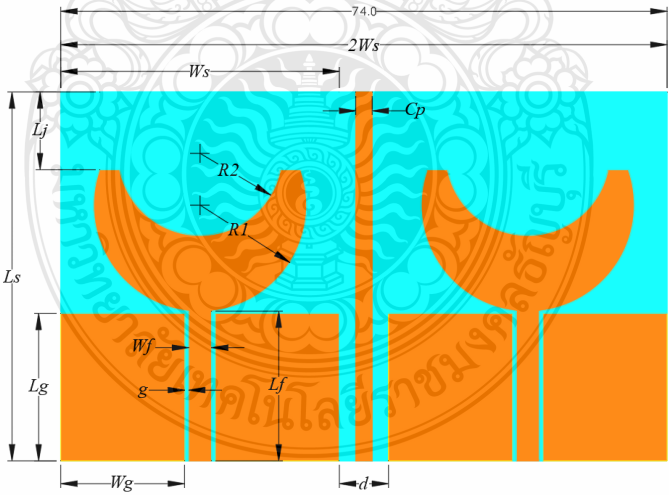
ในรูปที่ 4.13 ถึง 4.15 แสดงการแผ่กระจายของสายอากาศทั้งในระนาบ E-plane (X-Z plane) และ H-planed (Y-Z plane) ที่ความถี่ 3.6 GHz, 10 GHz และ 30 GHz การแผ่กระจายของสายอากาศนี้แสดงให้เห็นว่าสายอากาศนี้มีรูปแบบการแผ่กระจายรอบทิศทางในระนาบ E-plane (X-Z plane) และแบบสองทิศทางในระนาบ H-planed (Y-Z plane)

บทที่ 5

บทสรุป

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการศึกษาและออกแบบสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ ที่ความถี่ 3.0-40.0 GHz. โดยสายอากาศสร้างบนวัสดุฐานรองชนิดไมล่าฟิล์มที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 3.2 ความหนา 0.4 มิลลิเมตร ซึ่งถูกวิเคราะห์ด้วยระเบียบวิธีเชิงตัวเลขด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio สายอากาศถูกออกแบบให้มีขนาดเท่ากับ 45x 74 ตร.มม. มีการจัดวางเรียงแบบแถวลำดับของสายอากาศเป็นสององค์ประกอบและมีการเพิ่มสตัปขึ้นตรงกลางเพื่อช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อ (Mutual coupling) ซึ่งพารามิเตอร์หลักในการออกแบบอยู่ที่องค์ประกอบของระนาบกราวด์และองค์ประกอบวงกลมของแพทช์สายอากาศ ซึ่งเป็นปัจจัยหลักทำให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์ที่กว้างและครอบคลุมการใช้งานในระบบระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ โดยโครงสร้างและพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 5.1 และตารางที่ 5.1

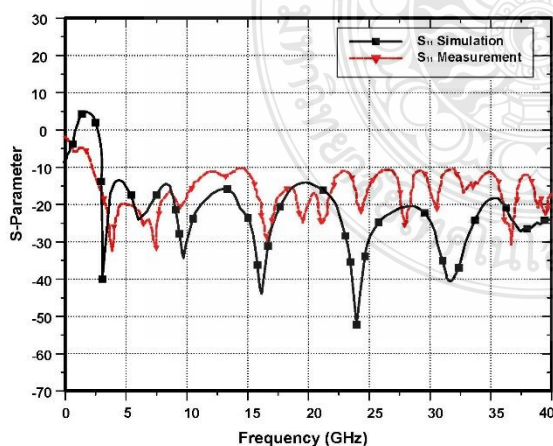


รูปที่ 5.1 สายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

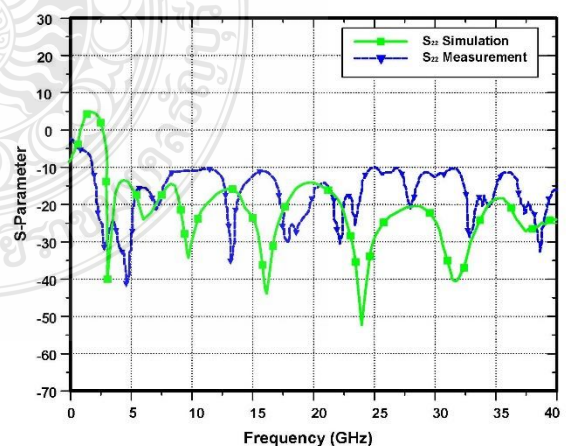
ตารางที่ 5.1 ผลของการออกแบบ และสร้างสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้าย
พระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

| พารามิเตอร์ | ผลการออกแบบสายอากาศ |
|---------------------------------------|-----------------------|
| วัสดุฐานรองชนิด | Mylar® Polyester Film |
| ค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) | 3.2 |
| ขนาดวัสดุฐานรอง | 45x 74 ตร.มม. |
| ความสูงของฐานรอง | 0.4 มม. |

จากรูปที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ S_{11} และ S_{22} ของผลการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และผลการวัดทดสอบผ่านเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย Agilent PNA Network Analyzer รุ่น E8363B ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสายอากาศมีแบนด์วิดท์ที่ใช้งานได้ในช่วงความถี่ 3.0-40 GHz. โดยคิดที่ค่าสูญเสียจากการย้อนกลับต่ำกว่า -10dB มีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านต่ำกว่า -15 dB ตลอดทั้งช่วงความถี่ 3.0-40 GHz. มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 21.5 GHz ค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์เท่ากับ 172% คิดเป็นอัตราส่วนเท่ากับ 13.3:1 มีอัตราการขยายของสายอากาศอยู่ในช่วง 2.2 – 5.5 dBi ตลอดย่านความถี่ใช้งาน ค่าประวิงกลุ่มน้อยกว่า 2ns ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ต่ำกว่า 0.5 ตลอดย่านความถี่ใช้งาน จากผลการจำลองและวัดทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ จึงเหมาะสำหรับนำไปประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์



(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11})



(ข) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{22})

รูปที่ 5.2 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ (S_{11}), (S_{22})

ตารางที่ 5.2 ผลการวัดและทดสอบสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้าย
พระจันทร์สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์

| พารามิเตอร์ | ผลการวัดทดสอบ |
|-----------------------------|----------------|
| ความถี่ | 3.0 - 40.0 GHz |
| ค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ | 172% |
| อัตราขยาย | 2.2 – 5.5 dBi |
| ค่าประวิงกลุ่มกลุ่มน้อยกว่า | 2 ns |
| ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ | น้อยกว่า 0.5 |
| แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล | รอบทิศทาง |
| ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ | 50 Ω |

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากการศึกษา ออกแบบ พัฒนาและสร้างสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางนี้ ทำให้ทราบว่าสายอากาศไมโมแบบฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายพระจันทร์สามารถพัฒนาให้ตอบสนองในช่วงความถี่สำหรับประยุกต์ใช้ในระบบอัลตราไวด์แบนด์และซูเปอร์ไวด์แบนด์ โดยมีปัจจัยในเรื่องของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ มาเป็นตัวกำหนด ไม่ว่าจะเป็นช่วงความถี่ที่ต้องการ การจัดวางสายอากาศ รวมไปถึงชนิดและขนาดของวัสดุฐานรอง ซึ่งพารามิเตอร์หลักเหล่านี้เป็นตัวกำหนดขนาดของสายอากาศ ผู้วิจัยจึงใคร่ขอเสนอแนะแนวทางการพัฒนาและปัญหาที่สำคัญของการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังนี้

5.2.1 ควรพัฒนาสายอากาศให้ได้ย่านความถี่ใช้งานสำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่และระบบไวไฟ โดยออกแบบให้สายอากาศมีความถี่ใช้งานที่มีแบนด์วิดท์กว้างขึ้น ตั้งแต่ 0.5 – 40 GHz

5.2.2 เปลี่ยนวัสดุฐานรองของสายอากาศจากไมลาฟิล์มให้เป็นวัสดุฐานรองที่เป็นผ้า เพื่อรองรับกับการนำไปใช้กับเทคโนโลยีสื่อสารไร้สายแบบ Body Area Network (BAN)

บรรณานุกรม

- [1] Ping Cao, Yi Huang, Jingwei Zhang and Rula Alrawashdeh, "A Compact Super Wideband Monopole Antenna," 2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP).
- [2] Mohamed Nabil Srifi, Symon K. Podilchak, Mohamed Essaaidi, Yahia M.M. Antar, " Planar Circular Disc Monopole Antennas Using Compact Impedance Matching Networks for Ultra-Wideband (UWB) Applications," 2009 Asia Pacific Microwave Conference Singapore.
- [3] K. Deodhar, P. Baxi, A. Naik, R.K. Gupta, "Printed Annular Ring Monopole Antenna for UWB Application ," 2007 IEEE International Conference on Portable Information Devices Orlando, FL, USA.
- [4] Hyung Kuk Yoon*, Woo Suk Kang*, Young Joong Yoon*, and Cheon-Hee Lee**, " A Flexible UWB Antenna Attachable to Various Kinds of Materials," 2007 IEEE International Conference on Ultra-Wideband Singapore.
- [5] Shengjian Jammy Chen, Thomas Kaufmann, Roderick Shepherd, Benjamin Chivers, Bo Weng, Anthony Vassallo, Andrew Minett, Christophe Fumeaux, " A Compact, Highly Efficient and Flexible Polymer Ultra-Wideband Antenna," IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 14, 2015.
- [6] Pornthep Thongyoy, Paitoon Rakluea, Tanapong Nopavong na Ayudthaya, " Compact Thin-Film UWB Antenna with Round Corner Rectangular Slot and Partial Circular Patch," 2012 9th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology Phetchaburi, Thailand.
- [7] Ali Imran Najam, Yvan Duroc, Smail Tedjini, " Design and Analysis of MIMO Antennas for UWB Communications," Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation Barcelona, Spain 12-16 April 2010.

- [8] Md. Ashif Islam Oni ; Shahriar Hasan Shehab ; Shahreen Hassan ; Shuvashis Dey," Design and Analysis of A Low-Profile, Elliptical Patch Super Wide Band (SWB) MIMO Antenna," Proceedings of 2015 3rd International Conference on Advances in Electrical Engineering 17-19 December, 2015, Dhaka, Bangladesh.
- [9] Yong Cheng ; Wen-jun Lu ; Chong-hu Cheng ; Wei Cao ; Yong Li," Compact Diversity Antenna with T Shape Stub for Ultra-wideband Applications," 2008 Asia-Pacific Microwave Conference Macau, China.
- [10] Muhammad Saeed Khan ; M. Farhan Shafique ; A.D. Capobianco ; E. Autizi ; Imran Shoaib," Compact UWB-MIMO Antenna Array with a Novel Decoupling Structure," Proceedings of 2013 10th International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technology (IBCAST) Islamabad, Pakistan.
- [11] อุเทน มุลสันเทียะ, เอกชัย พิริยะ ประกาศ และทวิศักดิ์ แกสสันเทียะ," สายอากาศแบบแผ่นระนาบสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งยวด," ปรินญาณีพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิตสาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2552.
- [12] เอกพล ย่างสุขและเบญจวรรณ ศรีสูงเนิน," สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดระดับคู่ย่านไวแมกซ์," ปรินญาณีพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2552.
- [13] อภิญญา อินทร์นอก," การเพิ่มความจุของสัญญาณระบบไมโมด้วยการประมวลผลโดเมนเชิงมุม," วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2553.
- [14] C. A. Balanis," Advance Theory Analysis and Design," NewYork, John Wiley & Son, Inc, 2005.
- [15] R. Chair, A. A. Kishk, K. F. Lee, C. E. Smith, and D. Kajfez," Microstrip Line and CPW-Fed Ultra-Wideband Slot Antennas with U-Shaped Tuning Stub and Reflector," Progress In Electromagnetics Research, PIER56, 2006. pp. 163-182.
- [16] C. J. Wang, and C. H. Lin, "A Circularly Polarized Quasi-Loop Antenna," Progress In Electromagnetics Research PIER84, 2008. pp. 333-348.

- [17] บุญฤทธิ์ คุ่มเขต, "สายอากาศไมโครสตรูปแบบไม่ล่าฟิล์มสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์," วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2554.
- [18] T. Kaiser, F. Zheng, and E. Dimitrov, "An Overview of Ultra-Wide-Band Systems with MIMO," *IEEE Journals & Magazines*, vol. 97, pp. 285-312, 2009.
- [19] P. Pagani, F. T. Talom, P. Pajusco, and B. Uguen, "Ultra-Wideband Radio Propagation Channels," John Wiley & Sons, Inc., 2007.
- [20] พรเทพ ทองข้อย, "สายอากาศฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายอักษรซีสำหรับเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สาย," วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2555.
- [21] K. Siwiak and D. McKeown, "Ultra-Wideband Radio Technology," England: John Wiley & Sons Ltd, 2004.
- [22] อภิญา อินทร์นอก, "การเพิ่มความจุช่องสัญญาณระบบไมโมด้วยการประมวลผลโดเมนเชิงมุม," วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2553.
- [23] นายदनัย อัสสานิก, "การออกแบบที่เหมาะสมที่สุดของตำแหน่งสายอากาศไมโมบนโทรศัพท์เคลื่อนที่," วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2553.
- [24] A. I. Najam, Y. Duroc, and S. Tedjini, "Design & characterization of an antenna system for UWB-MIMO communications systems," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference*, pp. 1-5, 2010.
- [25] M. Jusoh, M. F. Jamlos, M. R. Kamarudin, and F. Malek, "A MIMO ANTENNA DESIGN CHALLENGES FOR UWB APPLICATION," *Electromagnetics Research B*, vol. 36, pp. 357-371, 2012.
- [26] A.I. Najam, Y. Duroc, and S. Tedjini, "UWB-MIMO ANTENNA WITH NOVEL STUB STRUCTURE," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 19, pp. 245-257, 2011.
- [27] T. S. P. See, A. M. L. Swee, and Z. N. Chen, "Correlation Analysis of UWB MIMO Antenna System Configurations," *THE 2008 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ULTRA-WIDEBAND (ICUWB2008)*, vol. 2, 2008.

- [28] เอกพล ย่างสุขและเบญจวรรณ ศรีสูงเนิน," สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดระดับคู่ย่านไวแมกซ์," ปรินูญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน, 2552.
- [29] C. A. Balanis, " Antenna Theory, 2nd Edition, " NewYork, John Wiley & Son, Inc., 1982.





ภาคผนวก ก

คุณสมบัติของสายอากาศภาคส่ง

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

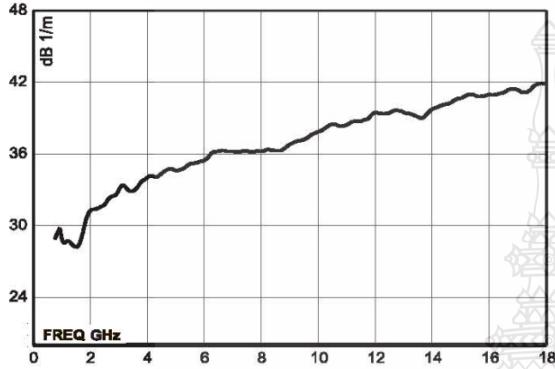
Electrical Specifications

| 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 |

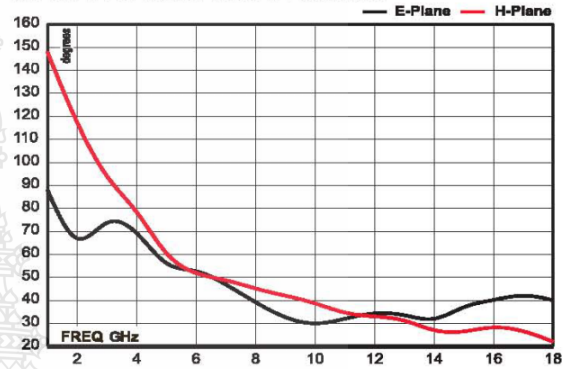
Physical Specifications

| 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 |

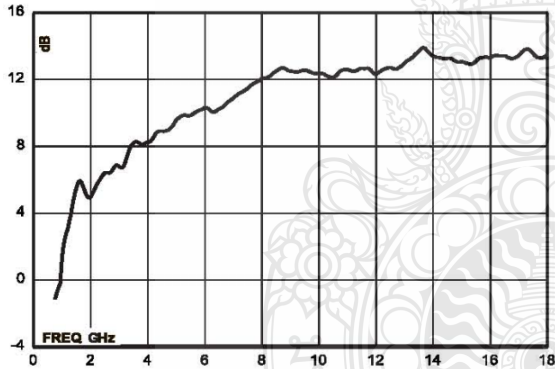
Model 3117 Antenna Factor



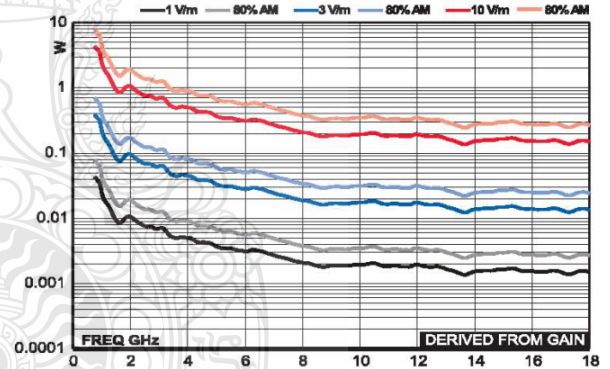
Model 3117 Half Power Beamwidth



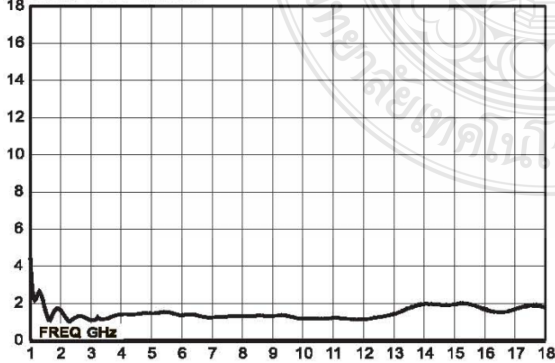
Model 3117 Gain



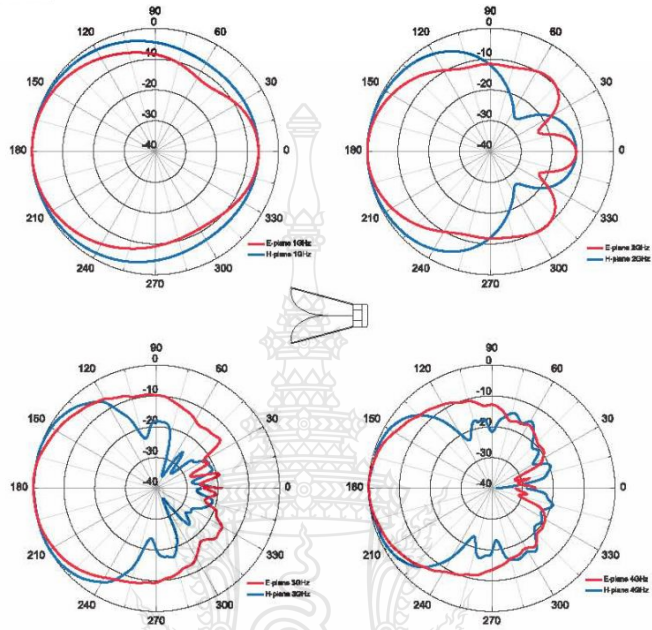
Model 3117 Forward Power @ 1 m



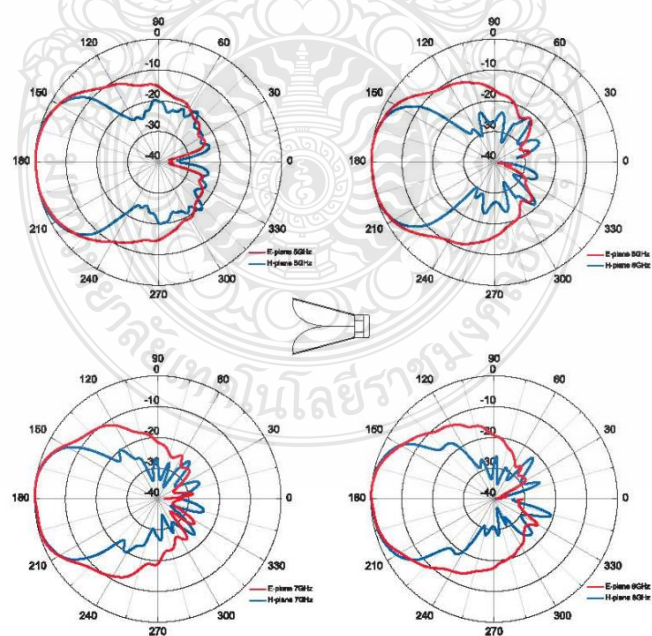
Model 3117 VSWR



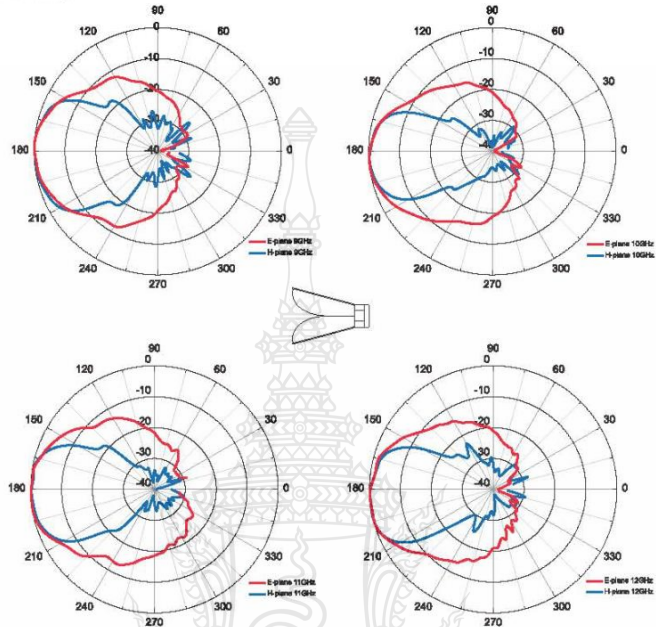
Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)



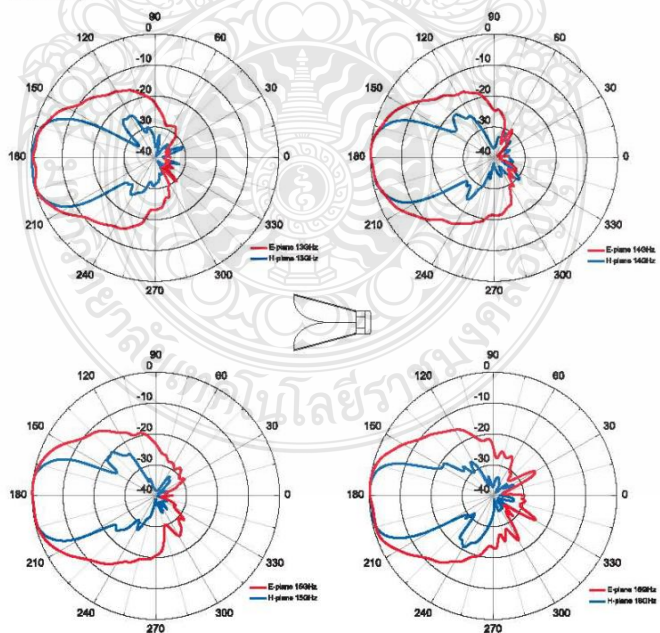
Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)



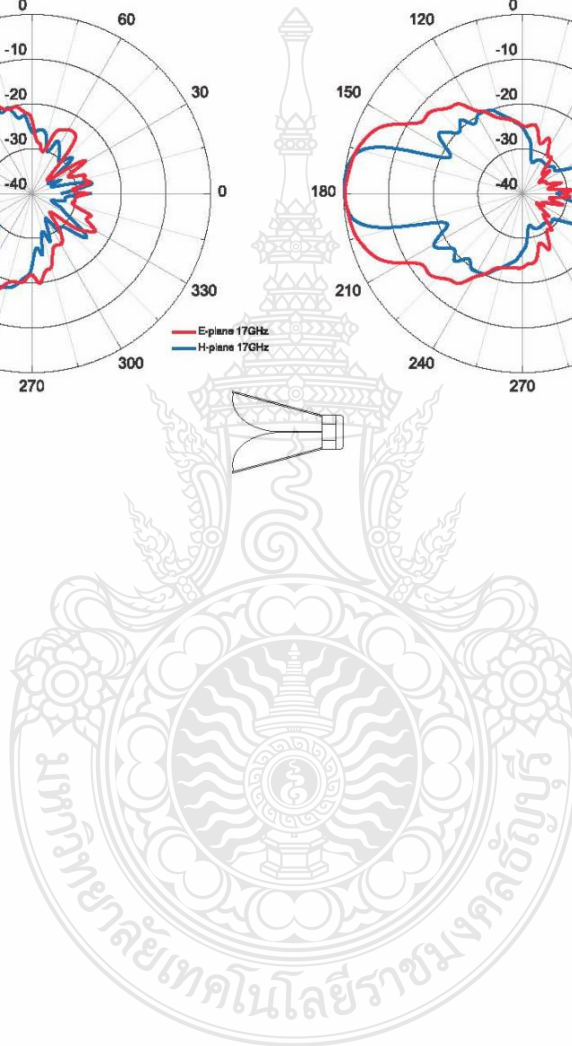
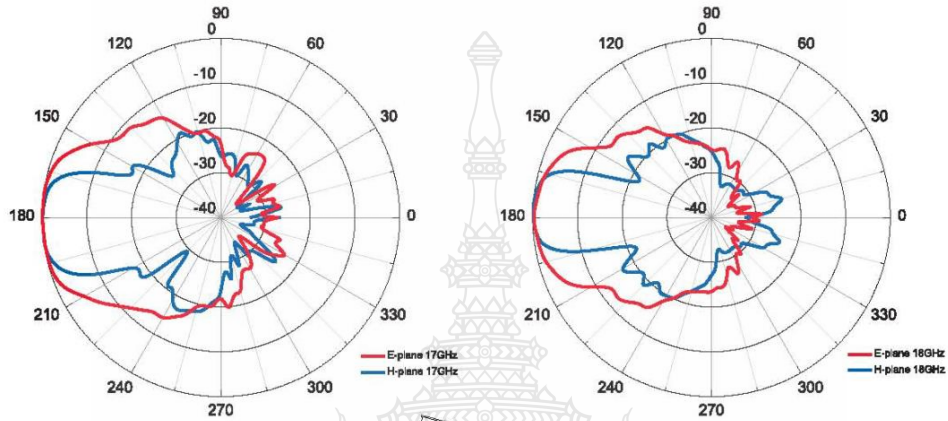
Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)



Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)



Model 3117 (17 GHz - 18 GHz)





ภาคผนวก ข

คุณสมบัติของหัว SMA Connector



| | |
|--|------|
| 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



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 minimum

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:

| | Axial Force*(lbs) | Torque (in-oz) |
|--------------------------------------|-------------------|----------------|
| Connectors for RG-178 | 10 | N/A |
| 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-613, 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

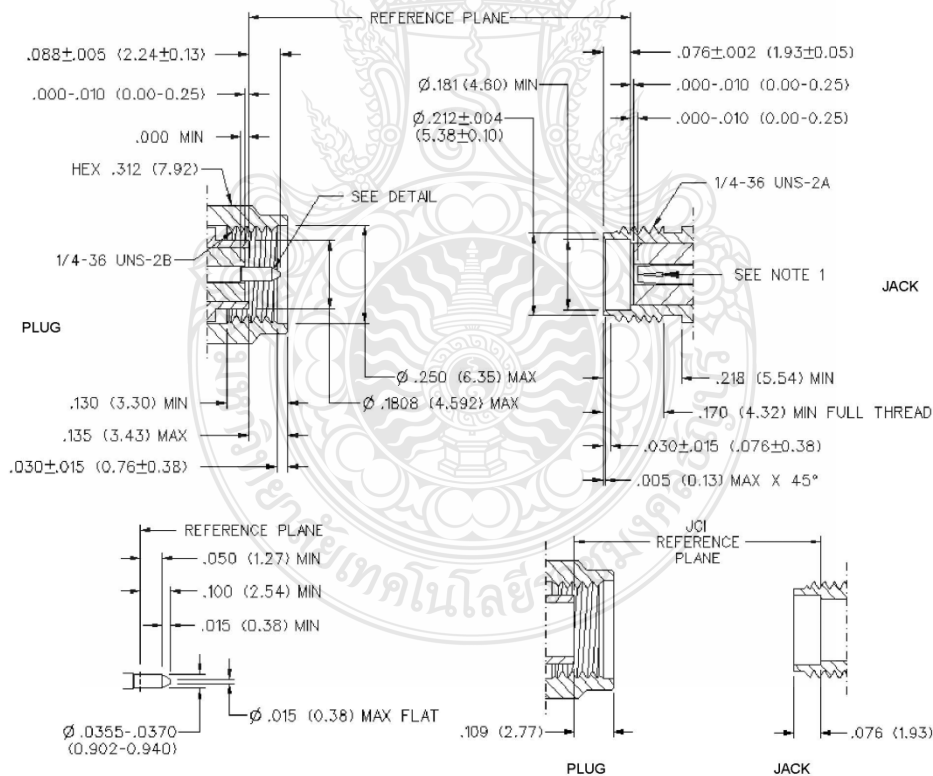
Mounting Hardware: Brass per QQ-B-626 or QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

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

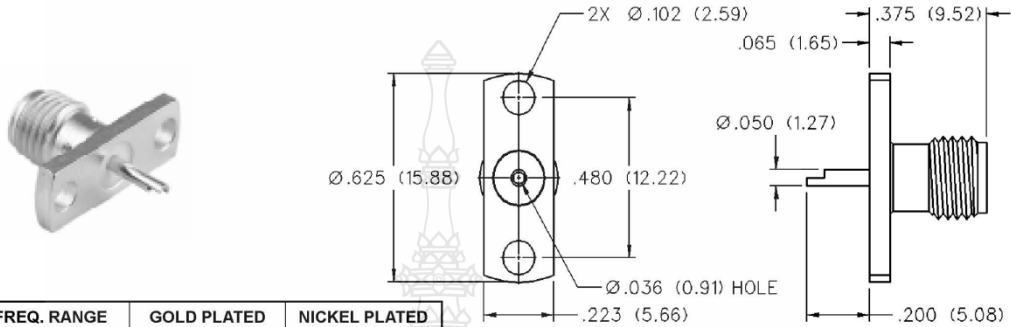
1. ID OF CONTACT TO MEET VSWR, CONTACT RESISTANCE AND INSERTION WITHDRAWAL FORCES WHEN MATED WITH DIA .0355-.0370 MALE PIN.

SMA - 50 Ohm Connectors

Panel Mount

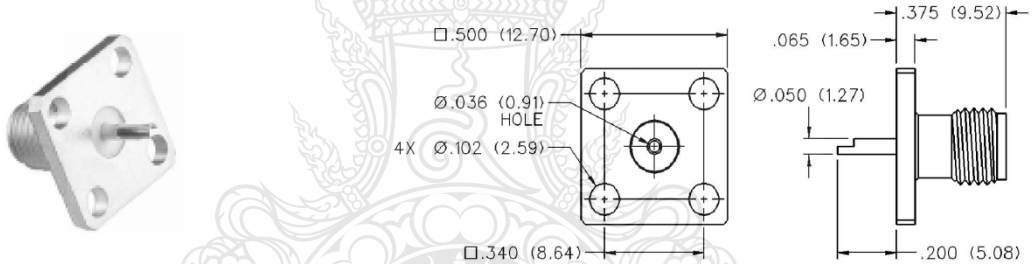


2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



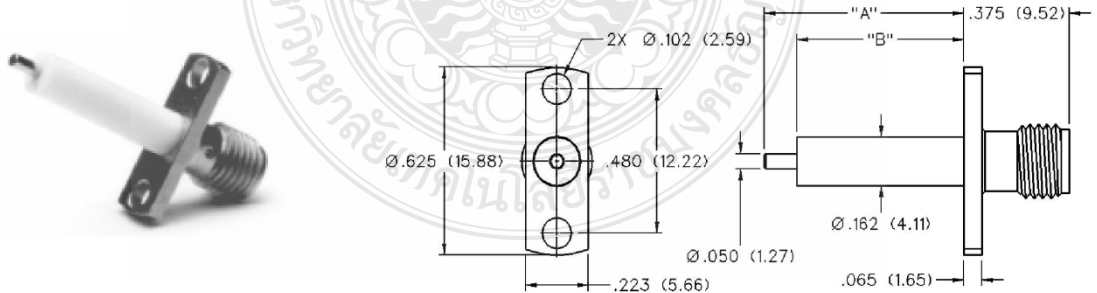
| VSWR & FREQ. RANGE | GOLD PLATED | NICKEL PLATED |
|--------------------|--------------|---------------|
| VSWR: N/A 0-18 GHz | 142-0701-621 | 142-0701-626 |

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



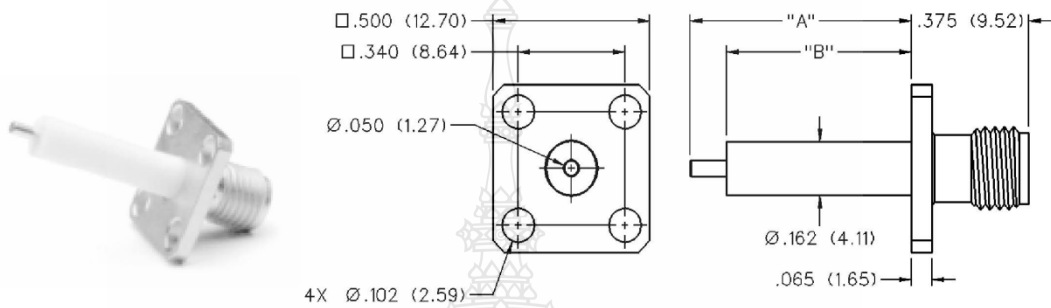
| VSWR & FREQ. RANGE | GOLD PLATED | NICKEL PLATED |
|--------------------|--------------|---------------|
| VSWR: N/A 0-18 GHz | 142-0701-631 | 142-0701-636 |

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



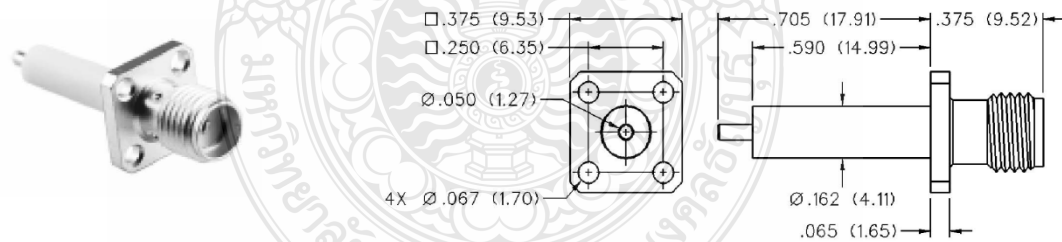
| VSWR & FREQ. RANGE | PRODUCT SERIES | GOLD PLATED | NICKEL PLATED | "A" | "B" |
|--------------------------------------|----------------|--------------|---------------|--------------|--------------|
| VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz | Brass | 142-1701-131 | 142-1701-136 | .705 (17.91) | .590 (14.99)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

**4-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 | 142-1701-121 | 142-1701-126 | .705 (17.91) | .590 (14.99) |
| | | 142-1701-041 | 142-1701-046 | .190 (4.83) | .095 (2.41) |

**4-Hole Flange Mount Jack Receptacle -
Extended Dielectric**



| VSWR & FREQ. RANGE | GOLD PLATED | NICKEL PLATED |
|-----------------------------------|--------------|---------------|
| VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz | 142-1701-011 | 142-1701-016 |

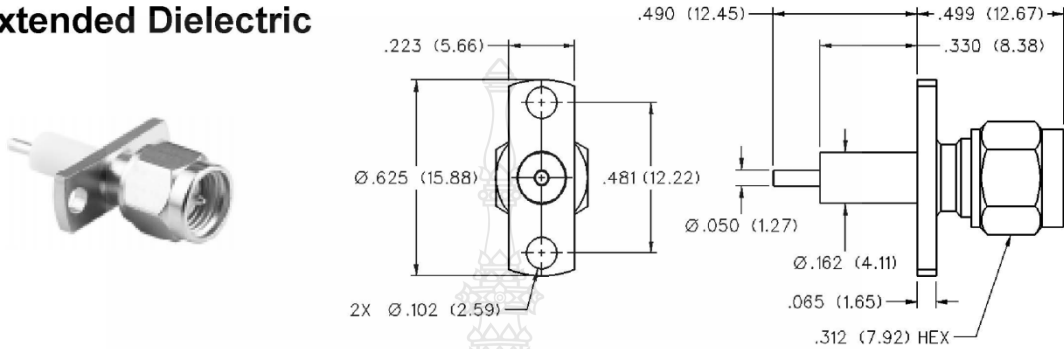
SMA - 50 Ohm Connectors



Panel Mount

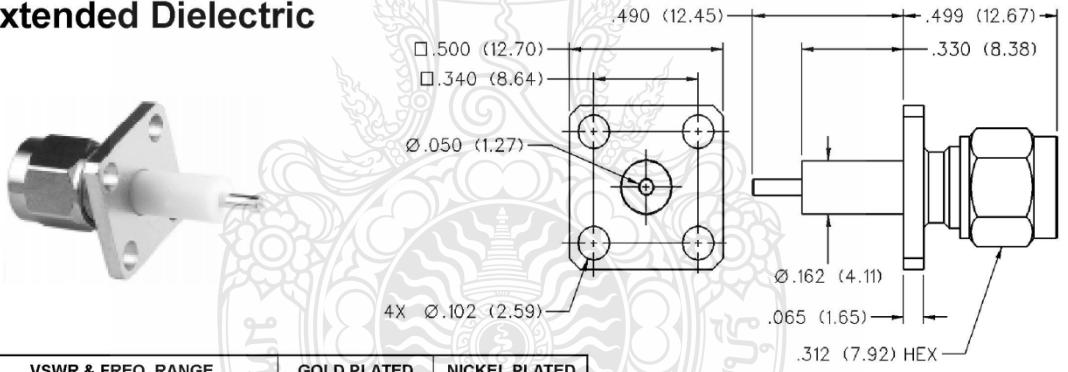
INCHES (MILLIMETERS)
CUSTOMER DRAWINGS AVAILABLE UPON REQUEST

2-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



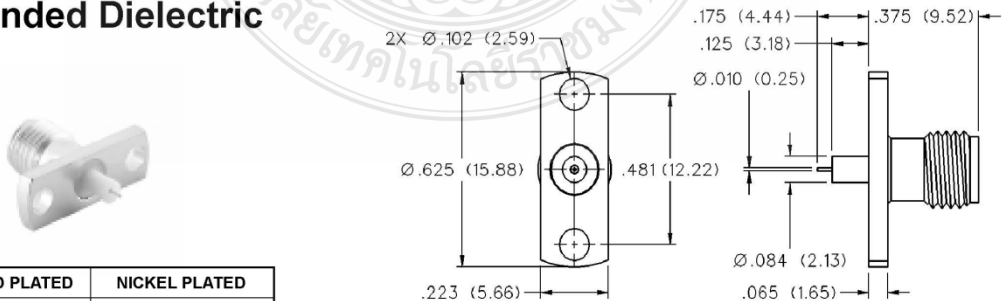
| VSWR & FREQ. RANGE | GOLD PLATED | NICKEL PLATED |
|-----------------------------------|--------------|---------------|
| VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz | 142-1801-041 | 142-1801-046 |

4-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



| VSWR & FREQ. RANGE | GOLD PLATED | NICKEL PLATED |
|-----------------------------------|--------------|---------------|
| VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz | 142-1801-031 | 142-1801-036 |

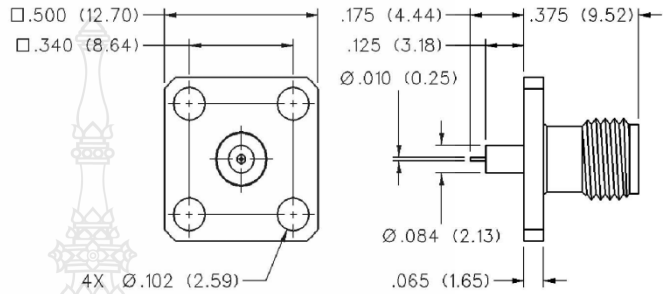
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



| GOLD PLATED | NICKEL PLATED |
|--------------|---------------|
| 142-1701-201 | 142-1701-206 |

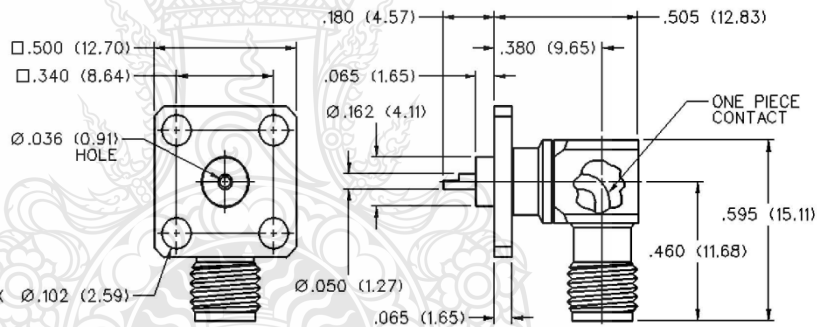
Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



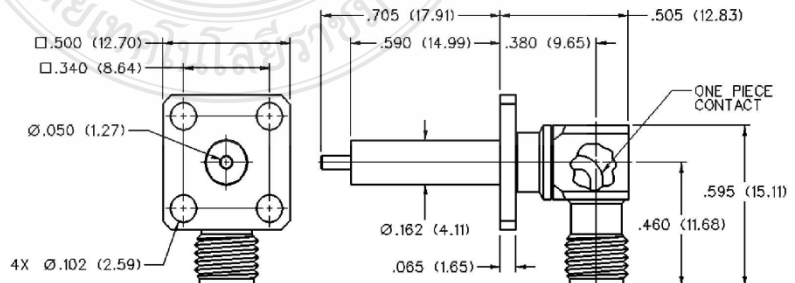
| GOLD PLATED | NICKEL PLATED |
|--------------|---------------|
| 142-1701-191 | 142-1701-196 |

4-Hole Right Angle Flange Mount Jack Receptacle



| VSWR & FREQ. RANGE | GOLD PLATED | NICKEL PLATED |
|--------------------|--------------|---------------|
| VSWR: N/A 0-18 GHz | 142-0701-701 | 142-0701-706 |

4-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



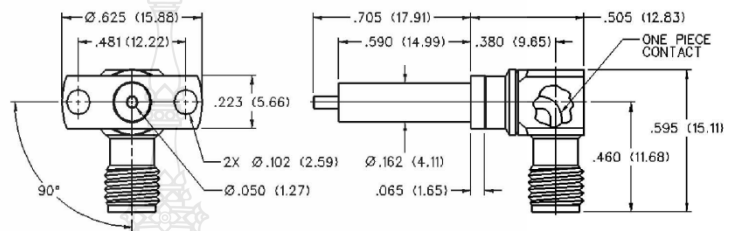
| GOLD PLATED | NICKEL PLATED |
|--------------|---------------|
| 142-1711-001 | 142-1711-006 |

SMA - 50 Ohm Connectors



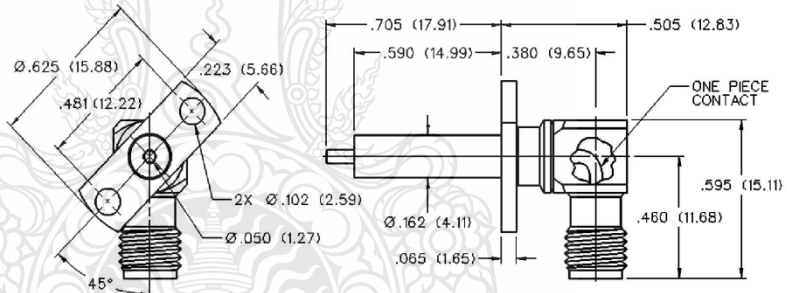
Panel Mount

2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric 90° Orientation



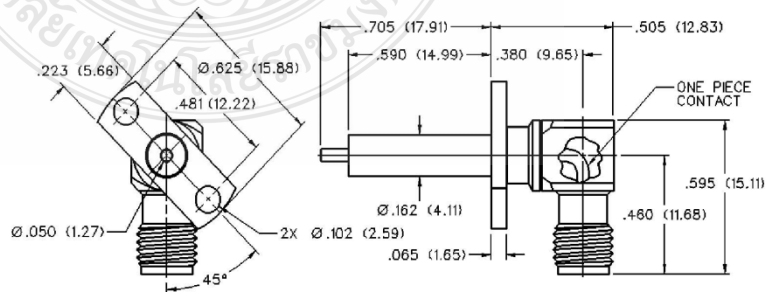
| GOLD PLATED | NICKEL PLATED |
|--------------|---------------|
| 142-1711-011 | 142-1711-016 |

2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric +45° Orientation



| GOLD PLATED | NICKEL PLATED |
|--------------|---------------|
| 142-1711-021 | 142-1711-026 |

2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric -45° Orientation



| GOLD PLATED | NICKEL PLATED |
|--------------|---------------|
| 142-1711-031 | 142-1711-036 |

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

ภาคผนวก ค
ผลงานที่ได้ตีพิมพ์



ผลงานที่ได้ตีพิมพ์

- [1] Teerachai Ranadkaew and Paitoon Rakluea, " A Compact Moon Shaped Super-Wideband Thin - Film Antenna," 2016 13th International Conference on Electrical Engineering Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)Chiang Mai, Thailand.
- [2] Teerachai Ranadkaew and Paitoon Rakluea, " A Compact Moon Shaped Thin-Film MIMO Antenna for Ultra- Wideband and Super- Wideband Applications," The 16th International Conference on Electronics, Information, and Communication (ICEIC 2017) 11- 14 in Phuket, Thailand.



2nd Announcement & Call for Papers



International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology ECTI-CON 2016 June 28th - July 1st, 2016 at Chiang Mai, Thailand



Advisory Committee

Monai Krairiksh (KMITL)
Prabhas Chongsatitwattana (CU)
Nipon Theeraumpon (CMU)

Steering Committee

Tomoaki Sato (Hiroasaki U, Japan)
Yoshihiro Matsui (TNCT, Japan)
Kou Yamada (Gunma U, Japan)
Prayoot Akkaraekthalin (KMUTNB)
Naruemon Wattanapongsakorn (KMUTT)
Tuptim Angkaew (CU)
Kosin Chamnongthai (KMUTT)
Supattana Nirukkanaporn (RSU)
David Banjerdpongchai (CU)
Chutima Prommak (SUT)

General Chair

Prayoot Akkaraekthalin (KMUTNB)

General Co-Chairs

Udom Sutakom (RMUTL)
Kitchar Chaitanu (RMUTL)
Sanit Pipithasombut (RMUTL)
Passawat Wacharadumrongsak (RMUTL)

Vice General Chairs

Uthen Kamnam (RMUTL)
Krisda Yingkayun (RMUTL)
Kosol Oranpiroj (RMUTL)

Technical Program Chair

Chuwong Phongcharoenpanich (KMITL)

Technical Program Co-Chair

Sven Nordholm (Curtin U, Australia)

Special Session Chairs

Byeungwoo Jeon
(Sungkyunkwan U, Korea)
Kou Yamada (Gunma U, Japan)
David Banjerdpongchai (CU)

Publication Chairs

Upady Hatthasin (RMUTL)
Pollakrit Toonkum (RMUTL)
Pratch Piyawongwisal (RMUTL)

Sponsor & Exhibition Chairs

Pracha Yeunyongkul (RMUTL)
Manus Sanun (RMUTL)
Yingrak Auttavatchakul (MJU)

Local Arrangement Chairs

Surasak Yousawat (RMUTL)
Nopadon Maneetien (RMUTL)

Information System Chairs

Anan Tubkerd (RMUTL)
Natchasit Chukiathajorn (RMUTL)

Public Relations

Pornhathai Tanjitanont (RMUTL)

Akksatcha Duangsuphasin (RMUTL)

Finance Chairs

Ketchat Nuandee (RMUTL)
Juthathip Suwan (RMUTL)

Sarawuth Chaimool (UDRU)

Pairin Kaewkuay (ECTI)

General Secretary

Supakit Kawdungta (RMUTL)

Honorary Chairs

Numyoot Songthanapitak (RMUTL)
Kiyoshi Yoshikawa (RMUTL)
Ryuichi Nakata (Japan)

Call for Papers

On behalf of Rajamangala University of Technology Lanna (RMUTL) and ECTI Association, we are delighted to welcome all delegates and all the distinguished guests to Chiang Mai for the 13th International Conference that will take place in the downtown of Chiang Mai, northern Thailand in June 28th - July 1st, 2016. This is Chiang Mai's largest annual event devoted to the science and practice of Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology and it will give participants a platform to exchange ideas, discover novel opportunities, reacquaint with colleagues, meet new friends and broaden their knowledge. Accepted papers will be published in the proceedings of ECTI-CON 2016 and will be submitted for inclusion into IEEE Xplore. Acceptance will be based on quality, relevance and originality.

Important dates:

Submission of Full Paper: January 31st, 2016
Notification of Acceptance: May 7th, 2016
Submission of Final Manuscripts: May 22nd, 2016
Registration of Authors and Early-bird: May 22nd, 2016

Paper submission:

- 1) Prospective authors are invited to submit original full papers **WITHOUT author's names and affiliations, in English**, of 4-6 pages in standard IEEE two-column format only, reporting their original work and results, applications, and/or implementation in one or more of the listed areas.
- 2) Papers must be submitted only by internet through the submission system of the conference website.
- 3) At least one author of each accepted paper **MUST** register and present paper at the conference in order for the paper to be included in the program. The program will be submitted for inclusion into IEEE Xplore.

Areas:

- 1) **Devices, Circuits and Systems:** Semiconductor Devices, Analog Circuits, Digital Circuits, Mixed Signal Circuits, Nonlinear Circuits and Systems, Sensing and Sensor Networks, Filters and Data Conversion Circuits, RF and Wireless Circuits, Photonic and Optoelectronic Circuits, Low Power Design and VLSI Physical Design, Biomedical Circuits, Assembly and Packaging Technologies, Test and Reliability, Advanced Technologies (i.e. MEMS Devices, Nano-electronic Devices and Metamaterials), Agritronics, Embedded Systems;
- 2) **Computers:** Computer Architecture, Computational Biology, Knowledge and Data Engineering, Learning Technologies, Multimedia Services and Technologies, Mobile Computing, Parallel/Distributed Computing and Grid Computing, Pattern Analysis and Machine Intelligence, Software Engineering, Visualization and Computer Graphics;
- 3) **Information Technology:** IT Bio/Medical Engineering, Bioinformatics and Applications, Ontology, Business and Information Systems, Information Security and Forensics, Information Retrieval, Data Mining, Knowledge Management, Electronic Commerce, Health and Medical Informatics, Hybrid Information Technology;
- 4) **Communication Systems:** Communication Theory and Information Theory, Antenna and Propagation, Microwave Theory and Techniques, Modulation, Coding, and Channel Analysis, Networks Design, Network Protocols, Network Management, Optical Communications, Wireless/Mobile Communications and Technologies, Green Wireless Networks, Green Radio;
- 5) **Controls:** Control Theory and Applications, Adaptive and Learning Control System, Fuzzy and Neural Control, Mechatronics, Control Systems and Applications, Process Control Systems, Robotics and Automation;
- 6) **Electrical Power Systems:** Power Engineering and Power Systems, Electromagnetic Compatibility, Energy Conversion, High Voltage Engineering and Insulation, Power Delivery, Illumination, Renewable/Alternative Energy, Energy Policy and Planning;
- 7) **Power Electronics:** Power Devices and Components, Power Quality Control, Harmonic Analysis and Compensations, Switching Circuits and Power Converters, Motor and Drives, Smart Grid, Distribution Generation and Electrical Vehicles, Photovoltaic Materials and Solar Cells;
- 8) **Signal Processing:** Digital Signal Processing Algorithms, Digital Filter Design and Implementation, Array Processing, Adaptive Signal Processing, Audio, Speech and Language Processing, Image and Video Processing, Signal Processing Theory and its applications;
- 9) **Other Related Areas**

Contact Address: Faculty of Engineering,
Rajamangala University of Technology Lanna (RMUTL)
128 Huay Kaew Road, Muang, Chiang Mai 50300, Thailand
e-mail: ecticon2016@gmail.com; Tel: +66-53921444 ext. 2641
website: www.ecticon2016.org

Organized by
ECTI
Association



Technical Sponsor by
IEEE
THAILAND SECTION



ECTI-CON 2016 Proceedings

Official Website: www.ecticon2016.org (<http://www.ecticon2016.org>)



The banner for ECTI-CON 2016 features a grid of logos for various sponsors and organizers. The 'Organized By' section includes ECTI Association and IEEE Thailand Section. 'Technical Sponsors' include TCEB, PEA, and AD. 'Platinum Sponsors' include TCEB and PEA. 'Gold Sponsors' include AD. 'Silver Sponsors' include iRCT, Multi-Contact, MC, GISTDA, ABB, TDS, Marigold, ThaiEasyElec, THAICOM, P.M.K. GROUP, CC, VARS CO., LTD., VCK LED, dnt, QTC, and Tricity. The right side of the banner contains the text 'Final Program ECTI-CON 2016' and 'ChiangMai Thailand, June 28 - 1 July, 2016', followed by the full name of the conference. An illustration of people at a computer is shown, with the text 'Rajamangala University of Technology Lanna ChiangMai, Thailand' at the bottom right.

Organized By: ECTI Association, IEEE THAILAND SECTION

Technical Sponsors: TCEB, PEA, AD

Platinum Sponsors: TCEB, PEA

Gold Sponsors: AD

Silver Sponsors: iRCT, Multi-Contact, MC, GISTDA, ABB, TDS, Marigold, ThaiEasyElec, THAICOM, P.M.K. GROUP, CC, VARS CO., LTD., VCK LED, dnt, QTC, Tricity

Final Program
ECTI-CON 2016
ChiangMai Thailand, June 28 - 1 July, 2016
13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics
Computer, Telecommunications and Information Technology

ECTI-CON 2016 ChiangMai, Thailand

Illustrated by Assoc.Prof. Wichit Chomtaveewiroot

Rajamangala University of Technology Lanna
ChiangMai, Thailand

Welcome to ECTI-CON 2016

On behalf of Rajamangala University of Technology Lanna (RMUTL) and ECTI Association, we are delighted to welcome all delegates and all the distinguished guests to Chiang Mai for the 13th International Conference taking place in the downtown of Chiang Mai, northern Thailand in June 28th - July 1st, 2016. This is Chiang Mai's largest annual event devoted to the science and practice of Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology and it will give participants a platform to exchange ideas, discover novel opportunities, reacquaint with colleagues, meet new friends and broaden their knowledge.

About ECTI-CON 2016

ECTI-CON 2016 is the thirteenth annual international conference organized by Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association, Thailand. The conference aims to be an international forum for presentation of technological advances and research results in the field of electrical engineering, electronics, computer, telecommunications, and information technology. Accepted papers will be published in the Proceedings of ECTI-CON 2016 and will be submitted for inclusion into IEEE Xplore. Acceptance will be based on quality, relevance, and originality.

A Compact Moon Shaped Super-Wideband Thin-Film Antenna

Teerachai Ranadkaew

Department of Electronic and Telecommunication
Engineering, Faculty of Engineering
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Pratumthani, Thailand
E-Mail: teerachai-ete@mail.rmutt.ac.th

Paitoon Rakkuea

Department of Electronic and Telecommunication
Engineering, Faculty of Engineering
Rajamangala University of Technology Thanyaburi
Pratumthani, Thailand
E-Mail: paitoon_r@rmutt.ac.th

Abstract— A novel thin film super-wideband (SWB) antenna is presented. The proposed antenna consists of a moon shaped monopole and a square ground plane. The dimensions of the proposed antenna are $45 \times 34 \times 0.3$ mm³. The antenna operates over an impedance bandwidth of 171% (3.0-40.0 GHz), and ratio bandwidth 13:1 with return loss of 10 dB or more. The performance of the antenna in frequency domain is investigated, and a good agreement is achieved between the simulation and experimental results. This antenna can be used in ultra-wideband (UWB) or super-wideband (SWB) applications.

Keywords—moon shaped monopole, thin film, Super-wideband (SWB)

I. INTRODUCTION

Nowadays, the planar structure monopole antenna are most widely used and extensively studied for Ultra-wideband (UWB) communication because of their useful features, such as low profile, less weight, easily fabricated, integration with other MMIC devices, and omni-directional radiation characteristics. In the year 2002, the Federal Communications Commission (FCC) of United States was assigned frequency band from 3.1-10.6 GHz with a ratio bandwidth of 3.4:1. The UWB technology has gained a lot of popularity among researchers [1]. Although UWB communications have a vast potential in the near future, the increasing application of wireless personal area networks (WPANs) are demanding a super-wideband (SWB) technology to cover both short range and long range communication. The SWB technology is becoming an essential part of modern wireless communications due to extremely broad bandwidth and provided very high data-rate service. For modern wireless systems and devices, the presence of compact and wideband antennas are essential because of space limitation in this systems and devices [2].

The SWB antenna with a ratio bandwidth equal or greater than to 10:1 is generally called a SWB antenna in the antenna literature. The SWB antenna was successfully developed [4]-[6]. Many studies have been done with different methods to achieve for SWB printed antennas [7]-[9]. Some of are changing the size of the antenna, varying the radiator, adding additional parts such as multi layers or gaps, using slot,



shorting wall, folded shorting wall, and using circular arc shaped slot on thick substrate [10]-[12]. The printed SWB monopole antenna with smaller size is presented in this paper. The results show the proposed SWB antenna can achieve a reflection coefficients greater than 10 dB from bandwidth of 171% (3.0-40.0 GHz). It is achieved with ratio bandwidth 13:1. The antenna structure is flat, and its design is simple and can be easily constructed with a very low cost. This antenna is capable of supporting UWB (3.1-10.6 GHz) and SWB radios. The proposed antenna displays good impedance matching with an acceptable radiation pattern. Simulation results have been carried out with the Finite Integral Method (FIM) based Computer Simulation Technology (CST) microwave studio commercial software. A detailed analysis of the proposed monopole antenna is described along with the simulation and experimental results.

The rest of this paper is arranged as follows: Section II describes the proposed antenna configuration. In Section III, parametric studies and antenna results are discussed, while conclusions are given in Section IV.

II. ANTENNA CONFIGURATION

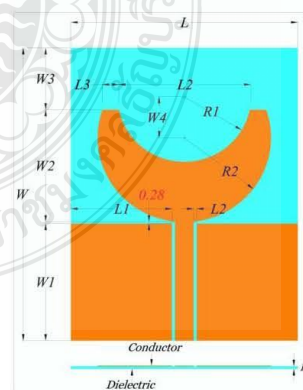


Fig. 1 Antenna Configuration.

The geometry of the proposed antenna is shown in Fig. 1. The antenna is supported by a Mylar® Polyester Film substrate with a thickness of 0.3 mm, dielectric constant of 3.2, a loss tangent ($\tan\delta$) of 0.009, and a copper thickness of 0.1 mm. The antenna is fed by a 50 ohms by a coplanar waveguide. The shape of the antenna radiator is a moon patch. The proposed antenna model is simulated through the CST microwave studio simulator in order to evaluate its overall performance. Overall size of the antenna is $W \times L$ which is $45 \times 34 \text{ mm}^2$. The width of symmetrical ground $L1 = 15.15 \text{ mm}$, and its length $W1 = 18 \text{ mm}$. The size of feeding line is $R1$ and $R2 = 10 \text{ mm}$ and 13 mm . The gap between the feeding line and the ground is $L2 = 0.45 \text{ mm}$. The proposed antenna has lower edge-frequency, we will show them in the following sections.

III. RESULTS AND DISCUSSIONS

The parametric study is important because it provides some understanding of the antenna characteristics to the antenna designer since this is a new design of this antenna. The parameters of this proposed antenna are studied by changing one parameter at a time and fixing the others. Since the gap between the feeding line and the ground and ϵ dimensions of the circular ring of the antenna have important role in the bandwidth, the gap ground $L2$ and the outer circular radius $R1$ and the inner circular radius $R2$.

A. Parametric Study of super-wideband(SWB) Antenna

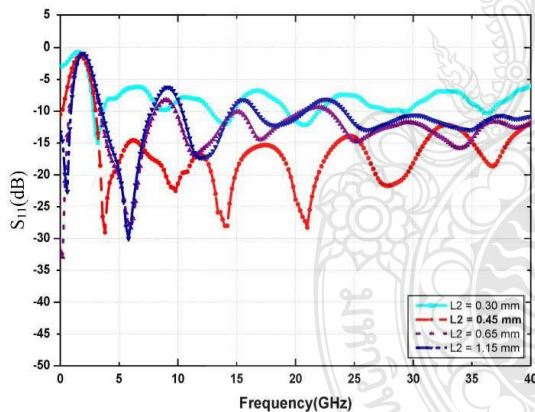


Fig. 2 shows the simulated reflection coefficient of the antenna as a function of frequency for different values of $L2$.

The analysis of the proposed antenna is founded on the effect of parameters that introduced. The procedure analysis is adjusting the effective parameters one by one. The analysis of the antenna for different and the current parameter values has been conducted by altering one of the parameters others. Due to eke out fractal iterations on the fractal patch, it is contemplated that the antenna will face with improvement in bandwidth. The fractal patch has the distance gap 0.28 mm to the semi-circle ground plane. The gap between the feeding

line and the ground it has change affects the bandwidth significantly with increasing distance. At the Effect of gap between the feeding line and the ground is $L2$ Fig. 2 shows the simulated reflection coefficient of the antenna as a function of frequency for different values of $L2$.

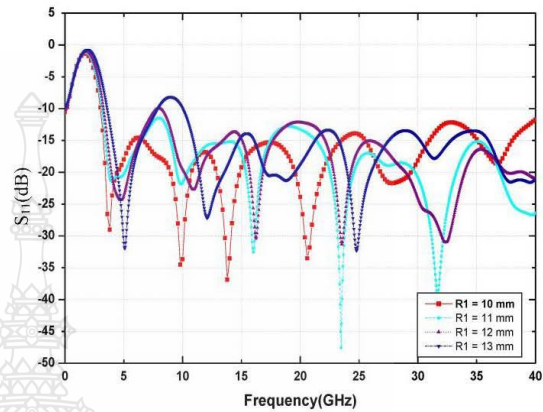


Fig. 3 Reflection coefficients for different values of $R1$.

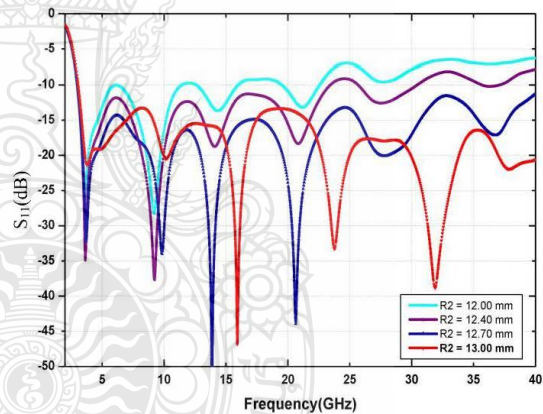


Fig. 4 Reflection coefficients for different values of $R2$.

Fig. 3 shows the simulated reflection coefficient of the antenna as a function of frequency for different values of $R1$. The radius of the greater circle have an obvious effect on the reflection coefficient curve, but when it is chosen as to be 10.00 mm can ameliorate the reflection coefficient good for the frequencies full bandwidth at -10 dB.

The simulated reflection coefficient curves with various $R2$ are shown in Fig. 4. And the radius of circles ($R2$) has an important effect on the impedance bandwidth. The simulated results are achieved by fixing other parameters. It can be seen that the radius has a crucial effect on the reflection coefficient for the frequency span of 3.0 GHz to 40.0 GHz. Actually, when the optimized value of 13.00 mm. is chosen for this parameter.

For arranging an intelligent comparison, thoughtful of the other parameters and with using two extremely wideband antennas (particularly SWB antenna), the authors of the presented paper, have used an index term that has been used rarely. This index term will permit the antenna specialists to consider their compact radiator element design that how much their design is compact in size and wide in bandwidth [14].

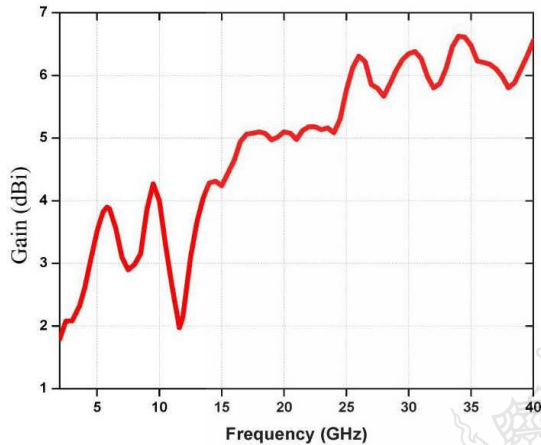


Fig. 5 Gain vs Frequency for Moon Shaped SWB antenna.

The simulated peak gain within the operating band has been plotted in Fig. 5. It demonstrates the gain of antenna is about 2.1 to 6.6 dBi at most frequencies of operation.



Fig. 6. Photograph of the fabricated prototype Moon Shaped Super-Wideband Thin-Film Antenna.

The Moon Shaped Super-Wideband Thin-Film Antenna is shown in Fig. 6. It has been fabricated as a prototype monopole antenna with using customary Mylar® Polyester Film with a thickness of 0.4 mm substrate techniques.

The comparison curves of S_{11} parameter for the simulated and measured results of the proposed antenna is presented in Fig. 8. The proposed antenna is simulated by CST microwave studio commercial software. Simulation results confirm the

super-wideband (SWB) characteristic of the proposed antenna. Fig. 8 shows the reflection coefficient (S_{11}) of the antenna. The reflection coefficient is under the -10 dB is bandwidth of 171% (3.0-40.0 GHz) is achieved with ratio bandwidth 13:1 and BDR = 1118 making sure of the SWB. There is some discrepancy between the predicted and experimental results at the lower and higher frequency extremes due to fabrication tolerances and SMA connector effects. In general, the predicted and measured results agree well over the frequency band. Although the antenna satisfies the SWB property without the larger circular part of the patch (with radius R_1), it is helpful to use this part to decrease the S_{11} level for the frequencies around resulting in a better reflection coefficient and a remarkable wider bandwidth.

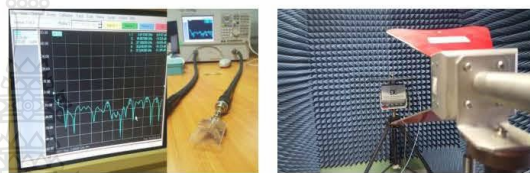


Fig.7 Measurement set up in Reflection coefficient and pattern

Measured radiation patterns of the antenna in both the E-plane (YZ plane) and H-planned (XZ plane), at 3.6 GHz, 5.8 GHz, 10 GHz, 20 GHz, and 30 GHz, are shown in Fig. 9. These pattern shows that the antenna has a nearly omnidirectional radiation pattern in the H-plane and bi-directional in E-planned at lower frequencies (from 3.1-10.6 GHz.). For higher frequency band can be seen that the radiation patterns to be multiple beams. Overall, the proposed antenna behaves similarly to the typical planar monopole antenna. The peak gain of measured antenna is about 2 to 6 dBi at most frequencies of operation. It can be found that the proposed antenna has much better radiation performance.

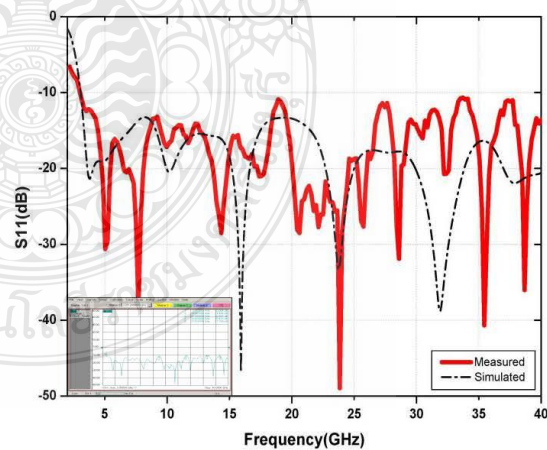


Fig. 8 Reflection coefficient for Moon Shaped SWB antenna.

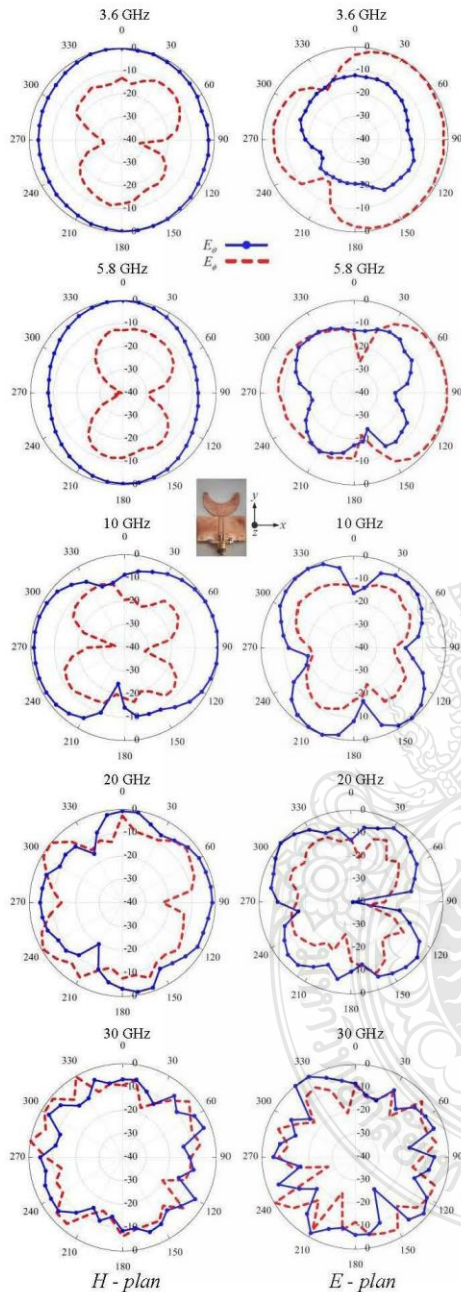


Fig 9. Measured H-plane and the E-plane radiation patterns of proposed moon shaped antenna at 3.6 GHz, 5.8 GHz, 10 GHz, 20 GHz, and 30 GHz.

IV. CONCLUSION

A compact moon shaped super-wideband thin-film antenna has been proposed and investigated. A CPW is used for feeding the moon shaped patch. The antenna gives a -10 dB impedance bandwidth of 171% (3.0-40.0 GHz), and ratio bandwidth 13:1. The antenna structure is flat, and its design is simple and can be easily constructed with a very low cost. The pattern shows that the antenna has a nearly omni-directional radiation pattern in the H-plane and bi-directional in E-planned at lower frequencies (from 3.1-10.6 GHz.). For higher frequency band can be seen that the radiation patterns to be multiple beams. This antenna is capable of supporting Ultra-wideband (UWB) and super-wideband (SWB) radios.

REFERENCES

- [1] "Federal Communications Commission revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems," FCC, Washington, DC, First Report and Order FCC, 02.V48, 2002.
- [2] V. Waladi, N. Mohammadi, Y. Zehforoosh, A. Habashi and J. Nourinia, "A novel modified star-triangular fractal (MSTF) monopole antenna for super-wideband applications," IEEE Antennas Wireless propag. Lett., vol. 12, pp.651-654, 2013.
- [3] Sebastiano Barbarino, and Fabrizio Consoli, "study on UWB and SWB planar slot antennas with different stub shapes," Microwave and Optical Technology Letters, vol.53, no. 7, pp.1528-1532, Jul. 2011.
- [4] V. Rumsey, "Frequency Independent Antennas," NewYork, NY, USA: Academic, 1966.
- [5] P. Cao, Y. Huang, J. Zhang, and R. Alrawashdeh, "a compact super-wideband monopole antenna," European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), pp.3107-3110, April 2013.
- [6] Yuandan Dong, Wei Hong, Leilei Liu, Yan Zhang, and Zhenqi Kuai, "performance analysis of a printed super-wideband antenna," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 51, no. 4, pp. 949-956, Apr. 2009.
- [7] Shengjian Jammy Chen, Thomas Kaufmann, Roderick Shepherd, Benjamin Chivers, Bo Weng, Anthony Vassallo, Andrew Minett, and Christophe Fumeaux, "A Compact, Highly Efficient and Flexible Polymer Ultra-Wideband Antenna," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 14, pp. 1207-1210, 2015.
- [8] Pornthep Thongyoy, Paitoon Rakluea, and Tanapong Nopavong na Ayudthaya, "Compact Thin-Film UWB Antenna with Round Corner Rectangular Slot and Partial Circular Patch," ECTI-CON pp. 1-4, 2012.
- [9] M. S. A. Rani, Sharul Kamal Abdul Rahim, M. Ramllee Kamarudin, Tom Peter, S. W. Cheung, and B. M. Saad, "Electromagnetic Behaviors of Thin Film CPW-Fed CSRR Loaded on UWB Transparent Antenna," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 13, pp. 1239-1242, July 2014.
- [10] Mohammad A. Dorostkar, Mohammad T. Islam, and Rezaul Azim, "DESIGN OF A NOVEL SUPER WIDE BAND CIRCULAR HEXAGONAL FRACTAL ANTENNA," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 139, 229-245, 2013.
- [11] Paitoon Rakluea and Jintana Nakasuwan, "Planar UWB Antenna with Single Band-Notched Characteristic," International Conference on Control, Automation and Systems 2010, Oct. 27-30, 2010 in KINTEX, Gyeonggi-do, Korea
- [12] Vorya WALADI, and Javad NOURINIA, "Compact Circle-Elliptical Combined Fractal (CECF) Monopole Antenna for Super Wideband Applications," International Journal of Natural and Engineering Sciences 8 (1): 18-22, 2014.
- [13] C. Y. Huang and W. C. Hsia, "Planar elliptical antenna for ultra-wide band communications," Electron. Lett, vol. 41, no. 6, pp. 296-297, 2005.
- [14] K. R. Chen, C. Y. D. Sim, and J. S. Row, "A compact monopole antenna for super wideband applications," IEEE Antennas Wireless Propag Lett., vol. 10, pp. 488-491, 2011.

Venue and Maps



The Empress Hotel, Chiang Mai.



The Empress Hotel, Chiang Mai

Address : 199/42 Chang Klan Road, Chiang Mai 50100, Thailand.

Tel. : + (66-53) 253 199

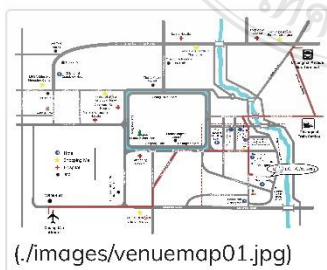
Tel. : + (66-53) 270 240

Fax. : + (66-53) 272 467

Email : rsvn@empresshotels.com

Website : http://www.empresshotels.com/empress_hotel.html

(http://www.empresshotels.com/empress_hotel.html)



Sponsors

Organized By



Technical Sponsor



Sponsored By



Copyright Notice

Copyright © 2016 by the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.
All rights reserved

2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics,
Computer, Telecommunications and Information Technology

Copyright and Reprint Permission: Abstracting is permitted with credit to the source. Libraries are permitted to photocopy beyond the limit of U.S. copyright law for private use of patrons those articles in this volume that carry a code at the bottom of the first page, provided the per-copy fee indicated in the code is paid through Copyright Clearance Center, 222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923. For reprint or republication permission, email to IEEE Copyrights Manager at pubs-permissions@ieee.org. All rights reserved. Copyright © 2016 by IEEE.

Conference Record Number 37695



Welcome to ICEIC 2017

International Conference on Electronics, Information and Communication

Welcome to Phuket for the 16th meeting of the ICEIC 2017 conference! We hope you enjoy your time here and the ambience of the city. This year's International Conference on Electronics, Information, and Communication (ICEIC 2017) will be held at Phuket, Thailand from January 11th to 14th, 2017. The conference is organized by IEIE (The Institute of Electronics and Information Engineers) jointly with the ECTI Association Thailand and IEEE Consumer Electronics Society.

On behalf of the Organizing Committees, we give our hearty welcome to all participants of ICEIC 2017. We appreciate all the voluntary efforts from the committee members. We also want to express a big thank to the committee members from Thailand and ECTI for discussion, advice, and contributions.

Recently, electronics, information, and communication technologies are converged with rapid advance, and their markets are growing everyday especially in the Asia-Pacific region. We hope that the ICEIC 2017 conference can provide a great opportunity to exchange and discuss new ideas on new technologies, for all worldwide participants from academia and industry.

As you enjoy the conference, if you meet any of the organizers, please take a moment to thank them for their volunteer efforts. Have a great time at this conference and enjoy the fantastic city, Phuket!

Thank you very much.

General Chair

Daesik Hong

Yonsei University, Korea

General Co-chair

Sharon Peng

President, IEEE Consumer Electronics Society

Somsak Choomchuay

King Mongkut's Institute of Technology, Thailand

Organizing Committee Chair

Chungyong Lee

Yonsei University, Korea

ICEIC 2017

Technical Program Overview

It is a great pleasure to introduce the program of ICEIC 2017, the 16th annual International Conference on Electronics, Information, and Communication. First of all, we truly appreciate the volunteer contributions from the program committee members and anonymous reviewers. In addition, we would like to thank the ICEIC steering committee for inviting us to chair the program.

The final ICEIC 2017 program includes a strong selection of papers. We received more than 300 submission from 24 different countries all over the world. After the review process, 158 qualified papers have been selected to be presented in the 27 regular sessions including 7 special sessions. In addition to the oral presentations, 132 research work will be presented in the 5 poster sessions.

The program also includes plenary talks and tutorials. We are happy to present an opening plenary talk by Professor Hai Jin from Huazhong University of Science and Technology and a plenary talk by Sr. Director David Lee from NVIDIA Korea. We will also have two tutorial sessions from Dr. Joonsung Lee from Nokia Bell Lab. and Professor Minkyu Je from KAIST.

We thank all participants joining the conference and truly hope you find big inspiration from the technical discussion and interactions with your colleagues. We also hope you have an unforgettable memory in Phuket as well!

Technical Program Chair

Won Woo Ro

Yonsei University, Korea

Technical Program Co-Chair

Kosin Chamnongthai

King Mongkut's University of Technology, Thailand

Vice Chair

Sang-Chul Lee

Inha University, Korea

Yong Sin Kim

Korea University, Korea

ICEIC 2017

International Conference on Electronics,
Information, and Communication (ICEIC) 2017

Oral Session

S08

Antenna



A Compact Moon Shaped Thin-Film MIMO Antenna for Ultra-Wideband and Super-Wideband Applications

Teerachai Ranadkaew, Paitoon Raklua

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

E-mail: teerachai-ete@outlook.co.th, paitoon_r@rmutt.ac.th

Abstract

This paper proposed A Compact Moon Shaped Thin-Film MIMO Antenna for Ultra-Wideband and Super-Wideband Applications. The antenna is fed by a 50Ω with two port (Coplanar Waveguide (CPW)) elements. This antenna is printed on Mylar® Polyester Film substrate with size of 74x45 mm² and thickness of 0.4 mm with dielectric constant of 3.2. Measurement results show that the impedance bandwidth for $|S_{11}| < 10$ is bandwidth of 171% (3.0-40.0 GHz) is achieved with ratio bandwidth 13.3:1 and BDR = 1118. With the simple design, the moon shaped textile antenna offers super-wideband which is suitable for many applications.

Keywords: Thin-Film, Mylar®Polyester, Antenna Two-Port for MIMO- Ultra-Wideband and Super-Wideband

1. Introduction

Since multiple-input-multiple-output (MIMO) technology increases the capacity and quality of the communication channel and provided very high data-rate service. MIMO antenna aims to produce a high isolation among the multi-antenna elements in a limited space and increase the channel capacity of the communication system without increasing bandwidth. So wireless communication systems that use MIMO technology have attracted much attention in recent years. In MIMO communication systems, multiple antennas are installed at the receiver and transmitter ends to enhance the available data rate in a multipath environment. Although MIMO communications have a vast potential, the increasing application of wireless. And to optimize the speed of data transmission has plenty and ease of use. Has developed an antenna MIMO Antenna for Ultra-Wideband and Super-Wideband Applications to cover both short range and long range communication [1]. The MIMO SWB technology is becoming an essential part of modern wireless communications due to extremely broad bandwidth

and provided very high data-rate service. For modern wireless systems and devices, the presence of compact. The SWB antenna with a ratio bandwidth equal or greater than to 10:1 is generally called a SWB antenna in the antenna literature. The design of compact MIMO antennas with good isolation is difficult to achieve. Designs that can come close to these limits are therefore of interest and in previous work on MIMO antenna design there have been a large variety of approaches. In this work, we propose a two-port MIMO antenna as a basic element that can be concatenated together to form compact printed MIMO antennas. Easy to use and require a flexible antenna. The design on the material Mylar® Polyester Film substrate technique [2]. Here, the occupied frequency range of proposed antenna is 3.0-40.0 GHz which shows a ratio bandwidth of 13:1. Hence, this antenna may be considered as a Super Wide Band (SWB) MIMO antenna. The antenna structure is flat, and its design is simple and can be easily constructed with a very low cost [3].

In this paper, a simple and compact planar Super-Wideband printed patch antenna with a moon shaped. All the design and simulation have been done with CST Microwave Studio Suite Software. The principle of the proposed isolation technique and designs including a parametric study of our new two-port antenna are introduced in Section II. In Section III, parametric studies and antenna results are discussed. Finally, a conclusion is provided in Section VI.

2. ANTENNA CONFIGURATION

The geometry of the proposed antenna is shown in Fig.1. The SWB MIMO antenna is designed on the planar structure monopole antenna. The antenna is supported by a Mylar® Polyester Film substrate with a thickness of 0.4 mm [4], dielectric constant of 3.2, a loss tangent ($\tan\delta$) of 0.009, and a copper thickness of 0.1 mm, and lead of conductor material (copper) of $5.8 \times 10^7 S/M$. The antenna is fed by a 50Ω by a coplanar waveguide.

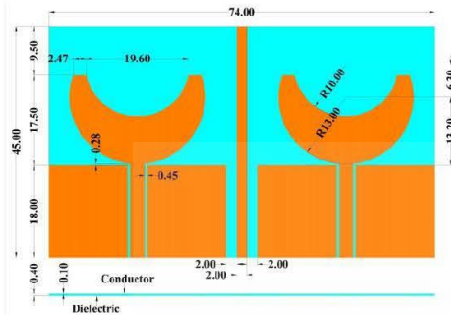


Fig.1 Antenna Configuration.

The design started with a prototype antenna where the length of feed line and the width of feed line found by characteristic of input impedance (Z_o) of 50Ω as shown in the equation (1).

$$Z_o = \frac{30\pi K(k_f)}{\sqrt{\epsilon_r} K(k_f)} \quad (1)$$

When the radius circular (r) can be found in equation (2) and (3) [5-6] as follow:

$$r = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi F \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^2} \quad (2)$$

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3)$$

In design the SWB MIMO antenna for the transmission induced by the Co-Planar Waveguide (CPW) is important to determine the width and length (W), (L) can be found in equation (4) and (5) as follow:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (4)$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (5)$$

From the above equation is $W \times L$ which is $74 \times 45 \text{ mm}^2$. The size of feeding line is $R1$ and $R2 = 10 \text{ mm}$ and 13 mm .

Then, the antennas structure was further development in order to get prototype MIMO antenna which consisted of two steps as bellow:

1. Expanding size of the Printed Circuit Board (PCB) in order to add one more port to make two antennas ports.
2. Adding the core between the both ground planes to minimum mutual coupling and to reduce reflection coefficient [6].

The other dimensions of the SWB-MIMO antenna are marked on Fig.1. The proposed antenna model is simulated through the CST microwave studio simulator in order to evaluate its overall performance.

3. PERFORMANCE ANALYSIS



Fig.2 The fabricated of proposed antenna.

In Fig.2 shows the fabricated of proposed antennas with the compact dimension size of $74 \times 45 \text{ mm}^2$ on the low-cost substrate type thin-film. Fig.3 depicts the reflection coefficient (S_{11} , S_{22}) $< -10 \text{ dB}$ the measurement of the fabricated antennas. The result shown that the measurement of the fabricated antennas achieved a bandwidth of 37 GHz ($3.0 - 40.0 \text{ GHz}$), thus fulfilling in the UWB and SWB system. While the mutual coupling can be observed by S_{21} and S_{12} parameters is less than -15 dB as shown in Fig.3 with a bandwidth that measurement antennas of $1.0 - 40.0 \text{ GHz}$.



Fig.3 The measured reflection coefficient (S_{11}, S_{22}) and the transmission coefficient (S_{21}, S_{12}).

From The measurement results the measurement results with high bandwidth in a wide range of ultra-wideband and super-wideband shown in Fig.3. In Fig.3 it will be seen that the percentage of the bandwidth of the antenna is bandwidth of 171% (3.0-40.0 GHz) is achieved with ratio bandwidth 13.3:1 and BDR = 1118. VSWR voltage standing wave ratio of 3.0-40.0 GHz frequency is lower than throughout the two.

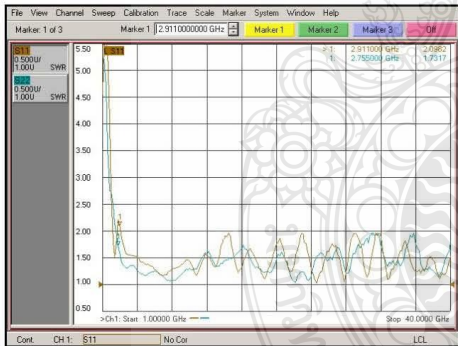


Fig.4 The measurement of the voltage standing wave ratio VSWR.

In order to evaluate MIMO performance of the designed antenna array, the envelope correlation coefficient among two antennas is calculated by the use of scattering parameters at each antenna port. Fig.6 shows the frequency response of envelope correlation coefficients that are evaluated by substituting simulated scattering parameters into the above expression (6). As suggested in, a good diversity effect can be obtained when the envelope correlation value is less than 0.5 [7].

$$\rho = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)} \quad (6)$$

As can be seen from Fig.6, the envelope correlation values remain under 0.1 within the frequency band of 3.0-40.0 GHz. This leads us to expect good performance of the proposed configuration in terms of diversity.



Fig.5 Measurement set up in Reflection coefficient and pattern.

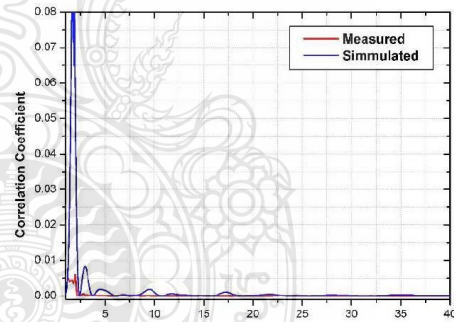


Fig.6 Frequency response of envelope correlation coefficients

Radiation patterns for the case where one of ports is excited and the other ports are terminated with 50Ω: loads have been evaluated at the frequencies of 3.6GHz, 10GHz, 30GHz.

Fig.8 shows the radiation patterns for the case when port 1 and port 2 are independently excited, respectively. These pattern shows that the antenna has a nearly omni-directional radiation pattern in the H-plane and bi-directional in E-planned at lower frequencies (from 3.1-10.6 GHz.). For higher frequency band can be seen that the radiation patterns to be multiple beams. It can be found that the proposed antenna has much better radiation performance.

In wideband technology, however, group delay is a more precise and useful measure of phase linearity of the phase response [8].

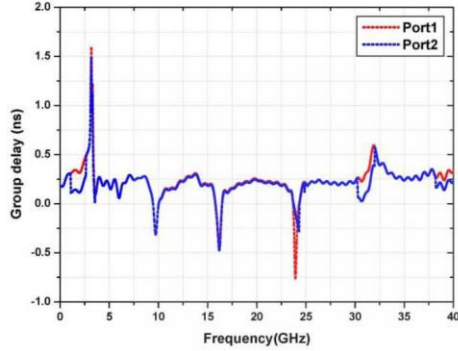


Fig.7 The measurement of the group delays.

A group delay of the antenna is less than ± 2 ns in time-domain, which represents the proposed antenna is able to be used in the wireless pulse communication.

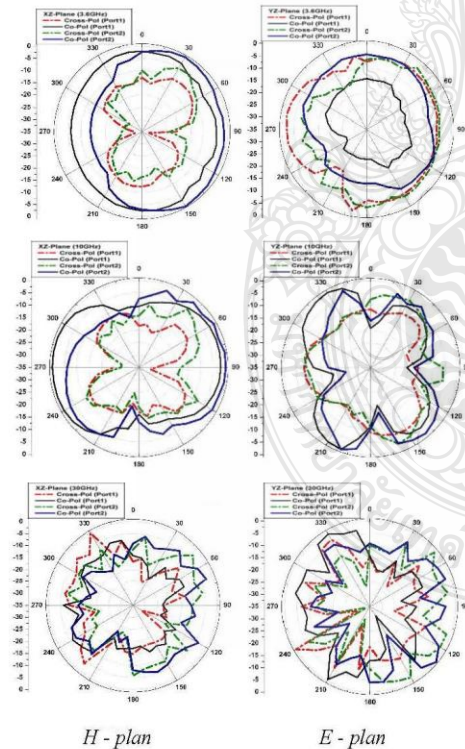


Fig.8 Measured H-plane and the E-plane radiation patterns of proposed moon shaped antenna at 3.6 GHz, 10 GHz and 30 GHz.

4. CONCLUSIONS

A Compact Moon Shaped Thin-Film MIMO Antenna for Ultra-Wideband and Super-Wideband Applications has been presented in this paper. In the designed antenna that operates over the frequency range from 3.0-40.0 GHz, a CPW is used for feeding the moon shaped patch. The antenna gives a -10 dB impedance bandwidth of 171% (3.0-40.0 GHz), ratio bandwidth 13:1 and VSWR voltage standing wave ratio is lower than throughout the two. The antenna port envelope correlation coefficients are observed to be less than 0.1, which are substantially smaller than the value of 0.5 being suggested for realizing the good diversity effect. The antenna structure is flat, and its design is simple and can be easily constructed with a very low cost. This antenna is capable of supporting Ultra-wideband (UWB) and super-wideband (SWB) radios.

References

- [1] Md. Ashif Islam Oni, Shahriar Hasan Shehab, Shahreen Hassan and Shuvashis Dey "Design and Analysis of A Low-Profile, Elliptical Patch Super Wide Band (SWB) MIMO Antenna", Proceedings of 2015 3rd International Conference on Advances in Electrical Engineering 17-19 December, 2015, Dhaka, Bangladesh, Pages: 117 – 120
- [2] Guo-Sheng Lin, Che-Hui Sung, Jing-Lun Chen, Lih-Shan Chen and Mau-Phon Hong "Isolation Improvement in UWB MIMO Antenna System Using Carbon Black Film", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters Year: 2016, Volume: PP, Issue: 99
- [3] Jun Tao and Quanyuan Feng and Senior Member "Compact Ultra-Wideband MIMO Antenna with Half-Slot Structure", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters Year: 2016, Volume: PP, Issue: 99
- [4] Teerachai Ranadkaew and Paitoon Rakkua "A Compact Moon Shaped Super-Wideband Thin-Film Antenna", Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2016 13th International Chiang Mai, Thailand
- [5] Bhimkant H. Bansod and Deeplaxmi Niture "Compact Two Port MIMO Microstrip Antenna for 4G Applications", 2015 International Conference on Information Processing (ICIP) Vishwakarma Institute of Technology, Dec 16-19, 2015, Pages: 571 – 574
- [6] Paitoon Rakkua and Peuv Poch "Development of Circular Ring Antennas for Mobile Broadband Systems", 2015 7th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE), Chiang Mai, Thailand, Pages: 530 – 533
- [7] See, A.M.L. Swee, and Z.N. Chen, "Correlation analysis of UWB MIMO antenna system configurations," Proc. of IEEE Int. Conf. on Ultra Wideband, vol.2, pp.105-108, 2008.
- [8] Chen Z.N., Antenna Elements for Impulse Radio, In: Ultra-wideband Antennas and Propagation for Communications, Radar and Imaging, Allen B. et al. (Ed.), John Wiley & Sons, 2007

ประวัติผู้เขียน

| | |
|------------------|--|
| ชื่อ – นามสกุล | ธีระชัย รัตนากแก้ว |
| วัน เดือน ปีเกิด | 11 กรกฎาคม 2529 |
| ที่อยู่ | 454/271 ม.10 ต.ในคลองบางปลากด อ.พระสมุทรเจดีย์ ตำบล พระสมุทรเจดีย์ จังหวัดสมุทรปราการ 10290 ประเทศไทย |
| การศึกษา | |
| พ.ศ. 2548 | สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) สาขาวิชาไฟฟ้ากำลัง วิทยาลัยการอาชีพพระสมุทรเจดีย์ |
| พ.ศ. 2550 | สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สาขาวิชาไฟฟ้ากำลัง กุศลสิริเทคโนโลยี |
| พ.ศ. 2553 | สำเร็จการศึกษาระดับวิทยาศาสตรบัณฑิต (วท.บ.) สาขาวิชาเทคโนโลยีไฟฟ้า มหาวิทยาลัยราชภัฏธนบุรี |
| ประสบการณ์ทำงาน | ปัจจุบันดำรงตำแหน่งผู้จัดการ โครงการ (Project Manager) บริษัท พลัส วัน เน็ตเวิร์ค เอ็นจิเนียริง จำกัด |
| เบอร์โทรศัพท์ | 080-6176141 |
| อีเมล | Teerachai-ete@outlook.co.th |