


สายอากาศแบบโมนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจากวัสดุกราไฟต์

RECTANGULAR MONOPOLE ANTENNAS WITH CO-PLANAR FED
USING GRAPHITE MATERIALS



สุวัฒน์ สุกุลาชาติ

ดุษฎีนิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2565

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

สายอากาศแบบโมนิโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจากวัสดุกราไฟต์

สุวัฒน์ สกุลชาติ

ดุษฎีนิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2565

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์ สายอากาศแบบโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจากวัสดุกราไฟต์
Rectangular Monopole Antennas with Co-Planar Fed using Graphite
Materials

ชื่อ - นามสกุล นายสุวัฒน์ สกุลาชาติ

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์อำนวยการ เรืองวารี, Dr.-Ing.

ปีการศึกษา 2565

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
(ศาสตราจารย์ประยุทธ์ อัครเอกคณาณิน, Ph.D.)

..... กรรมการ
(รองศาสตราจารย์บุญยัง ปลั่งกลาง, Dr.-Ing.)

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

..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ณัฐภัทร พันธคง, Ph.D.)

..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์อำนวยการ เรืองวารี, Dr.-Ing.)

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อนุมัติวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(รองศาสตราจารย์สรพงษ์ ภาสุปรีย์, Ph.D.)
วันที่ เดือน พ.ศ.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นงานวิจัยที่เกิดจากการค้นคว้าและวิจัย ขณะที่ข้าพเจ้าศึกษาอยู่ในคณะ
วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ดังนั้นงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ถือเป็น
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี และข้อความต่าง ๆ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้า
ขอรับรองว่า ไม่มีการคัดลอกหรือนำงานวิจัยของผู้อื่นมานำเสนอในชื่อของข้าพเจ้า

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.

.....
(นายสุวัฒน์ สกุธชาติ)



หัวข้อขุขุณินพนธ์	สายอากาศแบบโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจากวัสดุกราไฟต์
ชื่อ – นามสกุล	นายสุวัฒน์ สุกุลชาติ
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์อำนวย เรืองวารี, Dr.-Ing.
ปีการศึกษา	2565

บทคัดย่อ

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสร้างสายอากาศจากผงตัวนำประเภทเงินและกราไฟต์บนวัสดุฐานรองเพื่อรองรับการติดตั้งตัวสายอากาศบนพื้นผิวที่เป็นแบบระนาบโค้งที่รองรับย่านการสื่อสารไร้สายที่ครอบคลุมย่านความถี่ตามมาตรฐาน IEEE พบว่าขั้นตอนการผลิตต้องใช้วัสดุหมึกพิมพ์และเครื่องพิมพ์ชนิดพิเศษเฉพาะทางที่นำเข้ามาจากต่างประเทศและมีราคาที่สูงจึงถือได้ว่าเป็นข้อจำกัดประการหนึ่งสำหรับกลุ่มนักวิจัยทางด้านที่เกี่ยวข้องในเรื่องการจัดหาวัสดุและเครื่องพิมพ์ที่มีราคาสูงเหล่านั้น

จากที่กล่าวมาผู้วิจัยจึงสนใจออกแบบและสร้างสายอากาศระนาบร่วมแบบแผ่นกราไฟต์โค้งงอได้ที่มีต้นทุนต่ำโดยอาศัยองค์ความรู้ที่มีอยู่ในประเทศเป็นหลักเพื่อลดปัญหาที่ปรากฏ งานวิจัยนี้ได้นำเสนอส่วนผสมที่ใช้ทำวัสดุของเหลวใช้แทนวัสดุหมึกพิมพ์ที่มีราคาสูงซึ่งมีส่วนประกอบคือผงกราไฟต์ กาวเอนกประสงค์และน้ำในอัตราส่วนที่เหมาะสม สำหรับใช้พิมพ์สกรีนบนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอสเตอร์ เพื่อนำไปผลิตแผ่นกราไฟต์ที่ใช้ทำตัวสายอากาศ โดยแผ่นกราไฟต์ที่ผลิตจากงานวิจัยนี้ได้ผ่านการทดสอบคุณสมบัติต่าง ๆ ตามมาตรฐาน จากนั้น นำคุณสมบัติต่าง ๆ ที่ได้ใช้เป็นข้อมูลประกอบการออกแบบและสร้างสายอากาศจำนวน 4 ตัว คือสายอากาศ กราไฟต์โมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าหนึ่งย่านความถี่ 3 ตัว ซึ่งแต่ละตัวรองรับการใช้งานที่ความถี่เรโซแนนซ์คือ 2.45 3.5 และ 5.2 GHz ตามลำดับ สายอากาศตัวที่ 4 รองรับการใช้แบบสองย่านความถี่เรโซแนนซ์คือ 2.45 และ 5.8 GHz ขั้นตอน การออกแบบและสร้างสายอากาศเริ่มจากการคำนวณหาพารามิเตอร์ด้วยสมการเฉพาะทางจนได้โครงสร้างสายอากาศเบื้องต้น จากนั้นทำการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศดังกล่าวด้วยโปรแกรม CST ร่วมกับวิธีการเชิงประจักษ์เพื่อปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จนได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดและทำการสร้างสายอากาศตามพารามิเตอร์ที่ได้ จากนั้นทำการสร้างแบบแม่พิมพ์โครงสร้างสายอากาศและทำการพิมพ์สกรีนหมึกกราไฟต์ที่ผลิตขึ้นลงบนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอสเตอร์ตามแบบแม่พิมพ์จนได้สายอากาศพร้อมใช้งานทั้งสิ้น

การทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศพบว่าสายอากาศทั้งสี่สามารถตอบสนองต่อความถี่
เรโซแนนซ์ที่ออกแบบตามต้องการคือ 2.45 3.5 5.2 และ 5.8 GHz มีแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศทั้ง
4 ตัว ในระนาบ x-z เป็นรอบทิศทางและระนาบ y-z เป็นสองทิศทาง สำหรับอัตราขยายในแต่ละย่าน
ความถี่คือ 1.91 1.98 1.87 และ 1.97 dBi ตามลำดับ และเมื่อได้มีการนำไปทดสอบการประยุกต์ใช้งาน
กับระบบเครือข่ายไร้สายทั้งจากการทดสอบในระนาบแบนราบปกติและระนาบแบนโค้งงอพบว่าสามารถ
ใช้งานได้จริงตามมาตรฐานการสื่อสารไร้สาย

คำสำคัญ: สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วม รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สายอากาศกราฟไฟต์ สายอากาศโค้งงอได้



Dissertation Title Rectangular Monopole Antennas with Co-Planar Fed Using Graphite Materials
Name-Surname Mr. Suwat Sakulchat
Program Electrical Engineering
Dissertation Advisor Assistant Professor Amnoi Ruengwaree, Dr.-Ing.
Academic Year 2022

ABSTRACT

Today's technology for fabrication of antennas from silver and graphite conductors on a substrate to support the antenna mounting on curved surfaces that support the wireless communication range of IEEE standard frequency bands has been found that the production process requires high-priced, specialized, imported and specialized inks and printers. It can be considered as a limitation for researchers involved in the supply of expensive materials and printers.

The researcher is interested in designing and fabricating a low-cost flexible graphite co-planar antenna, based mainly on local knowledge to mitigate the apparent problems. This research presents a mixture used to make a liquid material as a substitute for expensive printing ink materials. The liquid material consisted of graphite powder, all-purpose glue and water in the right ratio for screen printing on polyester based materials. The liquid material was used for the fabrication of graphite sheets used to fabricate antennas. The graphite sheets produced in this research have been tested for various standard properties. Then, the parameters of the obtained graphite sheets were combined for the antenna design and fabrication of four antennas. The details are as follows: three single-band graphite monopole antennas with a rectangular shape. Each antenna supported the resonant frequencies at 2.45, 3.5, and 5.2 GHz, respectively, and the fourth antenna supported the dual-band at the resonant frequencies of 2.45 and 5.8 GHz. The antenna design and fabrication began with the calculation parameters and specific formulas for a basic antenna structure. Next, the antenna structure was simulated with the CST program

and an experiential method to optimize and fabricate the antenna according to those parameters. Then a frame for the antenna structure was created and the fabricated graphite ink was screen printed onto the molded polyester base material until all four antennas were ready.

Antenna property tests revealed that the four antennas were able to respond to the desired resonant frequencies of 2.45, 3.5, 5.2, and 5.8 GHz. The four antennas were radiated in omni-directional x-z plane and bi-directional y-z plane. The gain in each frequency band was 1.91, 1.98, 1.87 and 1.97 dBi, respectively. The application was tested on wireless networking systems both in flat and bent situations. It was found that it could be used in practice according to wireless communication standards.

Keywords: monopole antenna, rectangular shape, graphite antenna, flexible antenna



กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำวิทยานิพนธ์ขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อำนวยการ เรืองวารีย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่ให้คำแนะนำต่าง ๆ ในการออกแบบ การสร้างสายอากาศและการทดสอบประยุกต์ใช้งานรวมถึงการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น นอกจากนี้ขอขอบคุณผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วรรณศย์ ทองพูล ที่มีส่วนช่วยเหลือชี้แนะและให้คำปรึกษา สำหรับการทำวิทยานิพนธ์ในครั้งนี้ จนส่งผลให้การจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีนั้น ส่วนหนึ่งมาจากวิชาความรู้ต่าง ๆ ที่ผู้จัดทำได้ทำการศึกษาและจากการทบทวนวรรณกรรมต่าง ๆ ความรู้คำแนะนำจากคณาจารย์หลาย ๆ ท่าน ผู้จัดทำขอขอบคุณและเกียรติคุณเหล่านี้ให้แก่คณาจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ได้ให้การสนับสนุนช่วยเหลือให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ญาติพี่น้องและครอบครัวรวมทั้งเพื่อน ๆ ทั้งหลาย ที่เป็นกำลังใจแก่ผู้จัดทำเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

สุวัฒน์ สกุลชาติ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	(5)
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	(6)
กิตติกรรมประกาศ.....	(7)
สารบัญ	(8)
สารบัญตาราง	(10)
สารบัญรูป	(12)
สัญลักษณ์และอักษรย่อ	(21)
บทที่ 1 บทนำ.....	23
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	23
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	24
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	25
1.4 ขั้นตอนการวิจัย.....	25
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	25
บทที่ 2 ทฤษฎี	27
2.1 ทบทวนวรรณกรรม.....	27
2.2 ทฤษฎีสายอากาศโมโนโพล	29
2.3 ทฤษฎีสายอากาศแบบระนาบร่วม	31
2.4 ค่าคุณสมบัติของสายอากาศ.....	41
2.5 แบบรูปการแผ่พลังงาน	42
2.6 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจาย	46
2.7 ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น.....	47
2.8 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง	49
2.9 อัตราขยาย.....	53
2.10 ประสิทธิภาพของสายอากาศ	56
2.11 ประสิทธิภาพของปี่ม.....	57
2.12 อินพุตอิมพีแดนซ์	58
2.13 แบนด์วิดท์	63

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.14 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า.....	63
2.15 มาตรฐานการสื่อสารไร้สายตามข้อกำหนด IEEE	64
2.16 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุ.....	69
2.17 สารกึ่งตัวนำ.....	71
2.18 กาวประเภทต่าง ๆ.....	74
2.19 ประเภทของกระดาษสติกเกอร์.....	78
2.20 การพิมพ์สกรีน.....	82
บทที่ 3 การสร้างแผ่นกราฟิต์และการออกแบบสายอากาศ.....	85
3.1 การผสมกาวกราฟิต์.....	85
3.2 การสร้างแผ่นกราฟิต์.....	89
3.3 การออกแบบสายอากาศกราฟิต์หนึ่งย่านความถี่.....	91
3.4 การออกแบบสายอากาศกราฟิต์สองย่านความถี่.....	116
3.5 การสร้างสายอากาศกราฟิต์หนึ่งย่านความถี่.....	128
3.6 การสร้างสายอากาศกราฟิต์สองย่านความถี่.....	131
บทที่ 4 การทดสอบแผ่นกราฟิต์และการวัดผลสายอากาศ.....	133
4.1 การทดสอบคุณสมบัติแผ่นกราฟิต์.....	133
4.2 การทดสอบคุณสมบัติสายอากาศกราฟิต์หนึ่งย่านความถี่.....	138
4.3 การทดสอบคุณสมบัติสายอากาศกราฟิต์สองย่านความถี่.....	155
4.4 การทดสอบการใช้งาน.....	164
บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ.....	169
5.1 สรุปผลงานวิจัย.....	169
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	170
บรรณานุกรม.....	171
ภาคผนวก.....	179
ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยตีพิมพ์.....	180
ประวัติผู้เขียน.....	227

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1	มาตรฐาน IEEE 802.11.....67
ตารางที่ 2.2	ช่องสัญญาณความถี่ WLAN68
ตารางที่ 2.3	ค่าความต้านทานของวัสดุตัวนำประเภทต่าง ๆ70
ตารางที่ 2.4	ค่าความเป็นฉนวนของวัสดุประเภทต่าง ๆ71
ตารางที่ 3.1	ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการคำนวณของทั้งสามความถี่..... 105
ตารางที่ 3.2	ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการปรับจูนด้วยวิธีการเชิงประสบการณ์ด้วยโปรแกรม CST ของทั้งสามความถี่..... 115
ตารางที่ 3.3	ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ต้นแบบ 124
ตารางที่ 4.1	ผลการวัดค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าจากเครื่อง Hall Effect Measurement System.. 136
ตารางที่ 4.2	การเปรียบเทียบผลการวัดค่า S_{11} และแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศจากแผ่นกราฟไฟต์ทั้ง 4 สูตร..... 140
ตารางที่ 4.3	การเปรียบเทียบค่า S_{11} และแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของผลการวัดสายอากาศทั้ง 4 ชั้น 141
ตารางที่ 4.4	การเปรียบเทียบค่า S_{11} และแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ..... 144
ตารางที่ 4.5	การเปรียบเทียบค่า S_{11} และแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ เมื่อทำการโค้งงอสายอากาศบนโพมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร..... 147
ตารางที่ 4.6	การเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศจากผลการจำลองแบบกับผลการวัด 155
ตารางที่ 4.7	การเปรียบเทียบค่า S_{11} และแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ..... 156
ตารางที่ 4.8	การเปรียบเทียบค่า S_{11} และแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ เมื่อทำการโค้งงอสายอากาศสองย่านความถี่บนโพมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร 157
ตารางที่ 4.9	การเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศจากผลการจำลองแบบกับผลการวัด 163
ตารางที่ 4.10	ผลการตรวจสอบระดับสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศหนึ่งย่านความถี่แบบต่าง ๆ .. 164

สารบัญตาราง (ต่อ)

	หน้า
ตารางที่ 4.11 การเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างสายอากาศหนึ่งย่านความถี่ต้นแบบกับ สายอากาศจากงานวิจัยอื่น ๆ	165
ตารางที่ 4.12 ผลการตรวจสอบระดับสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศสองย่านแบบต่าง ๆ.....	167
ตารางที่ 4.13 การเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างสายอากาศสองย่านความถี่ต้นแบบกับ สายอากาศจากงานวิจัยอื่น ๆ	168



สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1	โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไดโพล 30
รูปที่ 2.2	โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศโมโนโพล 30
รูปที่ 2.3	โครงสร้างของสายนำสัญญาณในรูปแบบต่าง ๆ 31
รูปที่ 2.4	โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง..... 32
รูปที่ 2.5	โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง..... 32
รูปที่ 2.6	ลักษณะการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในสายนำสัญญาณแบบ ระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง 33
รูปที่ 2.7	โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง 34
รูปที่ 2.8	โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง..... 36
รูปที่ 2.9	การจำลองแบบช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศ 38
รูปที่ 2.10	ระบบโคออร์ดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ 43
รูปที่ 2.11	แบบรูปของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรอบตัว (Omnidirectional) 44
รูปที่ 2.12	การแพร่กระจายคลื่นหลักระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) ของสายอากาศปากแตร 44
รูปที่ 2.13	ชนิดของโอบและความกว้างของลำคลื่นการแพร่กระจายของสายอากาศ 45
รูปที่ 2.14	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในแบบลิเนียร์ 45
รูปที่ 2.15	แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของความเข้มการแพร่กระจายคลื่นในสามมิติ 50
รูปที่ 2.16	มุมมีทริงของลำคลื่นสำหรับรูปแบบการแพร่กระจายที่ไม่สมมาตรและสมมาตร..... 52
รูปที่ 2.17	ความเข้มการแพร่กระจายคลื่นในครึ่งบนของทรงกลม 53
รูปที่ 2.18	ข้ออ้างอิงและการสูญเสียของสายอากาศ 56
รูปที่ 2.19	การส่งสัญญาณในสายอากาศและวงจรสมมูล 58
รูปที่ 2.20	การรับสัญญาณในสายอากาศและวงจรสมมูล 62
รูปที่ 2.21	ลักษณะบริเวณขอบเขตสนามไฟฟ้าของสายอากาศ..... 63
รูปที่ 2.22	การแบ่งช่องสัญญาณ 14 ช่องสัญญาณ 68
รูปที่ 2.23	การใช้งานช่องสัญญาณในปัจจุบัน 69
รูปที่ 2.24	แรกรูปไฟต์ 72
รูปที่ 2.25	โครงสร้างอะตอมของธาตุนวนไฟฟ้า 72

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.26 กาวติดผ้า	75
รูปที่ 2.27 กาวซูปเปอร์กลู.....	75
รูปที่ 2.28 กาวขาว	76
รูปที่ 2.29 กาวอีพ็อกซี.....	76
รูปที่ 2.30 กาวอะครีลิก.....	77
รูปที่ 2.31 กาวอะลิฟาติก	77
รูปที่ 2.32 กาวคอนแทกซีเมนต์.....	78
รูปที่ 2.33 สติ๊กเกอร์พีวีซี.....	79
รูปที่ 2.34 สติ๊กเกอร์กระดาษ.....	79
รูปที่ 2.35 สติ๊กเกอร์พีพี	80
รูปที่ 2.36 สติ๊กเกอร์พีอีที.....	80
รูปที่ 2.37 สติ๊กเกอร์กันปลอม	81
รูปที่ 2.38 สติ๊กเกอร์สุญญากาศ	81
รูปที่ 2.39 สติ๊กเกอร์ซีทรู.....	82
รูปที่ 3.1 ผงกราไฟต์.....	85
รูปที่ 3.2 กาวขาวเอนกประสงค์	86
รูปที่ 3.3 การชั่งน้ำหนักของผงกราไฟต์.....	86
รูปที่ 3.4 การชั่งน้ำหนักของกาวขาวเอนกประสงค์.....	87
รูปที่ 3.5 การชั่งน้ำหนักของน้ำ	87
รูปที่ 3.6 การเทกาวลงในถ้วยเซรามิค	88
รูปที่ 3.7 การเทผงกราไฟต์ลงไปผสมกับกาวในถ้วยเซรามิค	88
รูปที่ 3.8 กาวกราไฟต์ที่ผสมเสร็จแล้ว	89
รูปที่ 3.9 กาวกราไฟต์ที่ผสมเสร็จแล้วทั้ง 4 สูตร.....	89
รูปที่ 3.10 การติดกระดาษสติ๊กเกอร์ลงบนแผ่นใสประเภทโพลีเอสเตอร์.....	90
รูปที่ 3.11 ยางปาดสกปรก	90
รูปที่ 3.12 การเท-ปาดกาวกราไฟต์บนแบบของกระดาษสติ๊กเกอร์.....	91

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.13	แผ่นกราฟต์จากทาวกราฟต์ทั้ง 4 สูตร 91
รูปที่ 3.14	สายอากาศโมนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าพื้นฐาน 92
รูปที่ 3.15	การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST 106
รูปที่ 3.16	ผลการจำลองแบบของค่า S_{11} ที่ความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST 106
รูปที่ 3.17	ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบ XZ ของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST 106
รูปที่ 3.18	ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบ YZ ของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST 107
รูปที่ 3.19	การจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศที่รัศมี 60 มิลลิเมตร ของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST 107
รูปที่ 3.20	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของค่า บนโครงสร้างสายอากาศที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST 108
รูปที่ 3.21	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของแบบรูปการแผ่พลังงานบนโครงสร้างสายอากาศที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ระนาบ XZ ของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST 108
รูปที่ 3.22	การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศที่ความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST 109
รูปที่ 3.23	ผลการจำลองแบบของค่า ที่ความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST 109
รูปที่ 3.24	ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบ XZ ของความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST 109
รูปที่ 3.25	ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบ YZ ของความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST 110
รูปที่ 3.26	การจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศที่รัศมี 60 มิลลิเมตร ของความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST 110
รูปที่ 3.27	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของค่า บนโครงสร้างสายอากาศที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ของความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST 111

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.28 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของแบบรูปการแผ่พลังงานบนโครงสร้างสายอากาศที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ระนาบ XZ ของความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST	111
รูปที่ 3.29 การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST	112
รูปที่ 3.30 ผลการจำลองแบบของค่า ที่ความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST	112
รูปที่ 3.31 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบ XZ ของความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST	112
รูปที่ 3.32 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบ YZ ของความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST	113
รูปที่ 3.33 การจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศที่รัศมี 60 มิลลิเมตร ของความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST	113
รูปที่ 3.34 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของค่า บนโครงสร้างสายอากาศที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ของความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST	114
รูปที่ 3.35 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของแบบรูปการแผ่พลังงานบนโครงสร้างสายอากาศที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ระนาบ XZ ของความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST	114
รูปที่ 3.36 ผลการจำลองแบบของค่า ที่ความถี่ 5.2 GHz ของแผ่นกราดไฟต์ทั้ง 4 สูตร ด้วยโปรแกรม CST	115
รูปที่ 3.37 ผลการจำลองแบบของค่า ที่ความถี่ 5.2 GHz ที่ปรับค่าความนำไฟฟ้าของแผ่นกราดไฟต์จาก 70-10,000 S/m ด้วยโปรแกรม CST	116
รูปที่ 3.38 ผลการจำลองแบบของค่า ที่ความถี่ 2.45 GHz แบบสองย่านความถี่ด้วยโปรแกรม CST	117
รูปที่ 3.39 ค่าความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ต้นแบบ	117
รูปที่ 3.40 สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนในขั้นตอนแรก	118

สารบัญรูป (ต่อ)

		หน้า
รูปที่ 3.41	ค่าความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยม ผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนในขั้นตอนแรก.....	118
รูปที่ 3.42	ค่า S_{11} ของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ ที่ปรับจูนในขั้นตอนแรก.....	119
รูปที่ 3.43	สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนใน ขั้นตอนที่สอง.....	119
รูปที่ 3.44	ค่าความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยม ผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนในขั้นตอนที่สอง.....	120
รูปที่ 3.45	ค่า S_{11} ของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ ที่ปรับจูนในขั้นตอนที่สอง.....	120
รูปที่ 3.46	สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนใน ขั้นตอนสุดท้าย.....	121
รูปที่ 3.47	ค่าความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยม ผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนในขั้นตอนสุดท้าย.....	121
รูปที่ 3.48	ค่า S_{11} ของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ ที่ปรับจูนในขั้นตอนสุดท้าย.....	122
รูปที่ 3.49	การเปรียบเทียบค่า S_{11} ของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สองย่านความถี่จากการปรับจูนในทุกขั้นตอน.....	122
รูปที่ 3.50	สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่.....	123
รูปที่ 3.51	ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม.....	125
รูปที่ 3.52	ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 5.8 GHz ด้วยโปรแกรม CST.....	126
รูปที่ 3.53	การจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศสองย่านความถี่ที่รัศมี 60 มิลลิเมตร ด้วยโปรแกรม CST.....	127
รูปที่ 3.54	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของค่า S_{11} บนโครงสร้างสายอากาศสองย่าน ความถี่ที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ด้วยโปรแกรม CST.....	127

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.55 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของแบบรูปการแผ่พลังงานบนโครงสร้างสายอากาศ สองย่านความถี่ที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ระนาบ XZ ของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST	127
รูปที่ 3.56 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของแบบรูปการแผ่พลังงานบนโครงสร้างสายอากาศ สองย่านความถี่ที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ระนาบ XZ ของความถี่ 5.8 GHz ด้วยโปรแกรม CST	128
รูปที่ 3.57 ตัวอย่างแบบพิมพ์สติกเกอร์ของความถี่ 5.2 GHz ที่เตรียมวางลงบนแผ่นใส โพลีเอสเตอร์	128
รูปที่ 3.58 ตัวอย่างการเท-ปาดสกรีนกาวกราฟิ์ตลงบนแบบพิมพ์สติกเกอร์ของความถี่ 5.2 GHz	129
รูปที่ 3.59 ตัวอย่างแผ่นสายอากาศกราฟิ์ตของความถี่ 5.2 GHz ที่ได้จากกาวกราฟิ์ตทั้งสี่สูตร ..	129
รูปที่ 3.60 แผ่นสายอากาศกราฟิ์ตที่เชื่อมต่อหัว SMA แล้ว.....	130
รูปที่ 3.61 แบบพิมพ์สติกเกอร์ของสายอากาศสองย่านความถี่ที่เตรียมวางลงบนแผ่นใส โพลีเอสเตอร์	131
รูปที่ 3.62 การเท-ปาดสกรีนกาวกราฟิ์ตลงบนแบบพิมพ์สติกเกอร์ของของสายอากาศสองย่าน ความถี่	131
รูปที่ 3.63 ตัวอย่างแผ่นสายอากาศกราฟิ์ตสองย่านความถี่	132
รูปที่ 3.64 แผ่นสายอากาศกราฟิ์ตสองความถี่ที่เชื่อมต่อหัว SMA แล้ว	132
รูปที่ 4.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ยี่ห้อ Agilent รุ่น E8363B	133
รูปที่ 4.2 กล้องจุลทรรศน์ ยี่ห้อ SHODENSHA	134
รูปที่ 4.3 พื้นผิวด้านหน้าของแผ่นกราฟิ์ตจากกาวกราฟิ์ตทั้ง 4 สูตร ที่ส่องด้วย กล้องจุลทรรศน์.....	134
รูปที่ 4.4 การวัดค่าความต้านทานเบื้องต้น	135
รูปที่ 4.5 เครื่อง Hall Effect Measurement System ยี่ห้อ LakeShore รุ่น EM4-HVA	136
รูปที่ 4.6 ค่าความต้านทานเมื่อทำการปรับค่าความหนาของแผ่นกราฟิ์ต ด้วยโปรแกรมของ เครื่อง Hall Effect Measurement System จากค่า 60-240 ไมโครเมตร	137
รูปที่ 4.7 ค่าความนำไฟฟ้าเมื่อทำการปรับค่าความหนาของแผ่นกราฟิ์ต ด้วยโปรแกรมของ เครื่อง Hall Effect Measurement System จากค่า 60-240 ไมโครเมตร	137

สารบัญรูป (ต่อ)

		หน้า
รูปที่ 4.8	เครื่อง Split Cylinder Resonator ยี่ห้อ Agilent รุ่น 85071C.....	138
รูปที่ 4.9	เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ยี่ห้อ Agilent รุ่น E8363B.....	139
รูปที่ 4.10	สายอากาศจากแผ่นกราฟไฟต์ทั้ง 4 สูตร ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	139
รูปที่ 4.11	การเปรียบเทียบผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศจากแผ่นกราฟไฟต์ทั้ง 4 สูตร ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	140
รูปที่ 4.12	สายอากาศจากแผ่นกราฟไฟต์สูตรที่ 4 ทั้ง 4 ชั้น ที่ความถี่ 5.2 GHz	141
รูปที่ 4.13	การทดสอบวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยม พื้นผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน	141
รูปที่ 4.14	ผลการวัดค่า S_{11} ที่ความถี่ 2.45 GHz	142
รูปที่ 4.15	ผลการวัดค่า S_{11} ที่ความถี่ 3.5 GHz	142
รูปที่ 4.16	ผลการวัดค่า S_{11} ที่ความถี่ 5.2 GHz	143
รูปที่ 4.17	การเปรียบเทียบค่า S_{11} ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ ที่ความถี่ 2.45 GHz	143
รูปที่ 4.18	การเปรียบเทียบค่า S_{11} ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ ที่ความถี่ 3.5 GHz	143
รูปที่ 4.19	การเปรียบเทียบค่า S_{11} ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ ที่ความถี่ 5.2 GHz	144
รูปที่ 4.20	ผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศที่โค้งงอบนโพลทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.45 GHz.....	145
รูปที่ 4.21	ผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศที่โค้งงอบนโพลทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 3.5 GHz.....	145
รูปที่ 4.22	ผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศที่โค้งงอบนโพลทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	145
รูปที่ 4.23	การเปรียบเทียบผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศที่โค้งงอบนโพลทรงกระบอกที่มี รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.45 GHz.....	146
รูปที่ 4.24	การเปรียบเทียบผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศที่โค้งงอบนโพลทรงกระบอกที่มี รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 3.5 GHz.....	146
รูปที่ 4.25	การเปรียบเทียบผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศที่โค้งงอบนโพลทรงกระบอกที่มี รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	146

สารบัญญรูป (ต่อ)

		หน้า
รูปที่ 4.26	การเตรียมการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราขยายของสายอากาศ.....	148
รูปที่ 4.27	การเตรียมเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายและการจัดวางสายอากาศ	148
รูปที่ 4.28	ตัวอย่างการวางสายอากาศในห้องทดสอบและหน้าจอแสดงผลการวัดแบบรูป การแผ่พลังงาน.....	148
รูปที่ 4.29	การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ ที่ความถี่ 2.45 GHz	149
รูปที่ 4.30	การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ ที่ความถี่ 3.5 GHz.....	150
รูปที่ 4.31	การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	150
รูปที่ 4.32	การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่โค้งงอบนโพมทรงกระบอก ที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.45 GHz.....	151
รูปที่ 4.33	การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่โค้งงอบนโพมทรงกระบอก ที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 3.5 GHz.....	151
รูปที่ 4.34	การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่โค้งงอบนโพมทรงกระบอก ที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz.....	152
รูปที่ 4.35	ค่ากำลังการส่งของสายอากาศแบบฮอว์น (Double Ridged Model 3117) ทางภาคส่ง	153
รูปที่ 4.36	ผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศสองย่านความถี่	155
รูปที่ 4.37	การเปรียบเทียบค่า S_{11} ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบของสายอากาศ สองย่านความถี่	156
รูปที่ 4.38	ผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศสองย่านความถี่ที่โค้งงอบนโพมทรงกระบอก ที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร	156
รูปที่ 4.39	การเปรียบเทียบผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศสองย่านความถี่ที่โค้งงอบนโพมทรง กระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร.....	157
รูปที่ 4.40	การเตรียมเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายและสายอากาศสองย่านความถี่.....	158

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.41 ตัวอย่างการวางสายอากาศสองย่านความถี่ในห้องทดสอบ	158
รูปที่ 4.42 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของผลการวัดกับผลการจำลองแบบของ สายอากาศสองย่านความถี่ ที่ความถี่ 2.45 GHz.....	159
รูปที่ 4.43 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของผลการวัดกับผลการจำลองแบบของ สายอากาศสองย่านความถี่ ที่ความถี่ 5.80 GHz.....	160
รูปที่ 4.44 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสองย่านความถี่ที่โค้งงอ บนโพมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.45 GHz.....	160
รูปที่ 4.45 การเตรียมการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราขยายของสายอากาศ.....	161
รูปที่ 4.46 การนำสายอากาศหนึ่งย่านความถี่ต้นแบบไปทดสอบใช้งานจริง	163
รูปที่ 4.47 การนำสายอากาศสองย่านความถี่ต้นแบบไปทดสอบใช้งานจริง.....	166



สัญลักษณ์และอักษรย่อ

β	ค่าคงที่การแพร่
ΔL	ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า
ϵ_{eff}	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective relative permittivity)
ϵ_r	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (relative dielectric constant)
Γ	ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่หัวของสายอากาศ
λ_g	ค่าความยาวคลื่นบนสตริป (m)
λ_0	ค่าความยาวคลื่นในอากาศ (m)
ω	ค่าอัตราเร็วเชิงมุม
σ	ค่าความเหนี่ยวนำของแผ่นตัวนำ
BW	แบนด์วิดท์ (Hz)
c	ค่าความเร็วแสง (velocity of light)
dBi	เป็นค่าหน่วยของอัตราการขยายของสายอากาศเมื่อเปรียบเทียบกับค่าความยาวคลื่นตามการกำหนดมาตรฐานของ oscillator
f_c	ค่าความถี่กลางของย่านความถี่ (Hz)
f_h	ค่าความถี่สูงของย่านความถี่ (Hz)
f_L	ค่าความถี่ต่ำของย่านความถี่ (Hz)
f_r	ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของย่านความถี่ (Hz)
Gain	ค่าอัตราการขยาย (dBi)
R_A	ค่าความต้านทานของสายอากาศที่หัว a-b (Ω)
R	ค่าระยะของสนามระยะไกล (m)
S_{11}	ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (dB)
$\tan \delta$	ค่าแทนเจนต์การสูญเสียของวัสดุ (loss tangent)
V_p	ค่าความเร็วเฟส (θ)
VSWR	ค่าอัตราส่วนของคลื่นนิ่งของแรงดัน (voltage standing wave ratio)

สัญลักษณ์และอักษรย่อ (ต่อ)

X_A	ค่ารีแอกแตนซ์ของสายอากาศที่ขั้ว a-b (Ω)
Z_A	ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ขั้ว a-b (Ω)
Z_c	ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic Impedance) ของสายส่ง (Ω)
Z_{in}	ค่าอินพุต (Ω)
Z_o	ค่าอิมพีแดนซ์ (Ω)



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในโลกปัจจุบันนี้การติดต่อสื่อสารแบบไร้สายที่ทันสมัยมีความสำคัญและได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันของมนุษย์เพิ่มมากขึ้น ทำให้การใช้ชีวิตของมนุษย์ในทุกวันนี้มีความสะดวกสบายมากยิ่งขึ้นทั้งด้านการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่รวมถึงด้านการติดต่อสื่อสารต่าง ๆ การรับ-ส่งข้อมูลสัญญาณภาพและเสียงที่มีความชัดเจน รวดเร็ว ซึ่งช่วยให้ลดภาระทางด้านค่าใช้จ่ายและระยะเวลาในการเดินทางไปเพื่อติดต่อสื่อสารกันของมนุษย์ลงได้ [1-4] ทางด้านเทคโนโลยีอัจฉริยะต่าง ๆ จำพวกกลุ่มสมาร์โฮม สมาร์ทฟาร์ม หรือสมาร์ทซิตี้ ก็มีการรับส่งข้อมูลผ่านคลื่นความถี่ไร้สายเพื่อควบคุมสั่งการอุปกรณ์ต่าง ๆ ให้ทำงานได้ตามต้องการในระยะไกล ๆ ได้อย่างแม่นยำ [5-7] ในทางด้านการแพทย์ก็มีการนำเทคโนโลยีด้านการส่งผ่านข้อมูลผ่านสายอากาศมาประยุกต์ใช้เพื่อช่วยส่งข้อมูล แบบไร้สายมายังห้องควบคุมหรือผู้ดูแล เพื่อใช้ในการแจ้งเตือน เฝ้าระวังหรือวิเคราะห์ผลที่ได้ต่าง ๆ เพื่อประเมินอาการของคนไข้อีกด้วย [8-11] อีกทั้งในด้านการสำรวจและบันทึกภาพจากโดรน โดยมีการนำคลื่นในย่านความถี่ไร้สายมาใช้ในการควบคุมและส่งผ่านข้อมูลภาพจากโดรนที่อยู่ด้านบนมาแสดงผลภาพยังจอแสดงผลที่อยู่ด้านล่างเป็นต้น โดยที่โดรนนั้นได้ถูกพัฒนาขึ้นมาอย่างต่อเนื่องในการใช้งานด้านต่าง ๆ หลากหลายประเภท เช่น ด้านการสำรวจพื้นที่ต่าง ๆ [12-16] ด้านการเกษตรที่ใช้ทำหน้าที่เป็นโดรนพ่นยาฆ่าแมลง [17] เป็นต้น โดยที่สายอากาศที่นำมาใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สายนั้นส่วนใหญ่จะออกแบบมาในย่านความถี่ใช้งานที่ตรงตามมาตรฐาน IEEE เช่น ในย่านความถี่ IEEE 802.11b/g 2.45 GHz (2.40-2.48 GHz) และย่านความถี่ IEEE 802.11a/n 5.80 GHz (5.15-5.85 GHz) [18-20] โดยที่ในปัจจุบันก็จะมีการใช้งานร่วมกันทั้งสองย่านความถี่ในอุปกรณ์หลาย ๆ ประเภทซึ่งจะใช้เสาอากาศในการรับ-ส่งความถี่นั้นตั้งแต่ 2, 4, 6 หรือ 8 เสา ซึ่งจะใช้รับ-ส่งความถี่เสาละหนึ่งความถี่ วางแบบสลับความถี่กันไป เช่นอุปกรณ์เร้าเตอร์ไร้สายเสาอากาศแบบดอวงเกิ้ล รวมไปถึงชุดรีโมทคอนโทรลของโดรนด้วย โดยที่สายอากาศที่ใช้กับอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังกล่าวนั้นจะเป็นสายอากาศแบบเสาไดโพลที่มีลักษณะเป็นโลหะแท่งยาวหรือเป็นแบบแผ่นโลหะที่วางอยู่บนวัสดุฐานรองที่ไม่สามารถยืดหยุ่นโค้งงอเข้ากับพื้นผิวที่มีรูปทรงเป็นแบบรัศมีโค้งได้ เช่น พื้นผิวของกระจกรถยนต์ พื้นผิวของท่อทรงกระบอก พื้นผิวของขวดพลาสติกหรือชุดเสื้อผ้าสำหรับผู้ป่วย จึงเป็นข้อจำกัดของสายอากาศที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน

โดยที่ผ่านมามีนักวิจัยให้ความสนใจในการออกแบบและพัฒนาโครงสร้างสายอากาศให้สามารถรองรับการใช้งานในย่านความถี่ตามมาตรฐานดังกล่าวได้และยังสามารถโค้งงอได้ด้วยเทคนิค

ในแบบต่าง ๆ เพื่อให้ทำให้อุปกรณ์ใช้งานและย่านความถี่ตามมาตรฐาน เช่น การออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลและสายอากาศไมโครสตริบ ที่สร้างจากแผ่นพอลิโพรพิลีน (Polypropylene) หรือแผ่นพอลิเอทิลีน (Polyethylene) หรือแผ่นพอลิเอทิลีน (PET) สำหรับใช้งานย่านความถี่ตั้งแต่ 1.81-7.87 GHz การออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมด้วยการเคลือบสารตัวนำประเภทเงินโปร่งใสลงบนวัสดุฐานรองประเภทพอลิเอทิลีน (PET) สำหรับการใช้งานในย่านความถี่ 2.45 GHz และ 5.80 GHz เพื่อประยุกต์ใช้งานด้าน RFID [23] และในย่านความถี่ 5.80 GHz [24] การออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลและสายอากาศไมโครสตริบ ที่สร้างจากแผ่นกราฟีน (Graphene) สำเร็จรูปบนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอไมด์ (Polyimide) สำหรับการใช้งานในย่านความถี่ 2.45 GHz และ 5.80 GHz [25-26] การออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลที่ใช้หมึกเงินและหมึกกราฟไฟต์สำเร็จรูปพิมพ์บนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอไมด์และ PET ด้วยเครื่องพิมพ์ชนิดพิเศษ สำหรับการใช้งานในย่านความถี่แถบกว้าง [27-29] ซึ่งการใช้หมึกตัวนำมาพิมพ์ตามรูปแบบต่าง ๆ ที่ได้ออกแบบไว้ ลงบนวัสดุฐานรองที่โค้งงอได้นั้นเป็นที่นิยมกันอย่างกว้างขวาง แต่ก็ยังมีข้อจำกัดทางด้านต้นทุนของเครื่องพิมพ์ที่ยังมีราคาที่สูงอยู่

จากข้อจำกัดในด้านต่าง ๆ ที่กล่าวมาข้างต้น โดยเฉพาะด้านกระบวนการผลิตสายอากาศจากเครื่องพิมพ์ที่ยังมีราคาค่อนข้างสูงมากนั้น ผู้วิจัยจึงได้สนใจที่จะพัฒนาสารประเภทกราฟไฟต์ (Graphite) ที่มีคุณสมบัติในการนำไฟฟ้าได้ มีราคาถูกกว่าสารตัวนำประเภทเงินและทองแดง สามารถตอบสนองต่อย่านความถี่ตามที่ต้องการได้ สามารถวางยึดติดบนวัสดุฐานรองที่ยืดหยุ่นโค้งงอได้ มีต้นทุนต่ำและยังสามารถผลิตขึ้นมาใช้ได้เองแบบง่าย ๆ ที่จะสามารถนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกับการออกแบบเป็นสายอากาศในย่านความถี่ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.20 GHz ที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานทางด้านอุตสาหกรรมกระจกอัจฉริยะ (Smart Glass) ทางด้านเทคโนโลยีวัสดุอัจฉริยะ (Smart Material Technology) ทางด้านเซนเซอร์อัจฉริยะ (Sensing Applications) หรือประยุกต์ใช้ในทางการแพทย์ (Medical and Wearable Applications) โดยโครงสร้างสายอากาศจะถูกออกแบบเป็นสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเซาะร่องบนระนาบกรวดร่วม [30-31] และการเพิ่มสลับที่ตัวแผ่นพลังงาน [32-33] เพื่อช่วยเพิ่มย่านความถี่ใช้งานให้ตอบสนองและครอบคลุมตรงกับความถี่มาตรฐานตามที่ต้องการ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

- 1.2.1 เพื่อศึกษาทฤษฎีการสื่อสารไร้สายและสารตัวนำประเภทต่าง ๆ
- 1.2.2 เพื่อศึกษาทฤษฎีของสารประเภทกราฟไฟต์
- 1.2.3 เพื่อศึกษาและออกแบบสายอากาศที่รองรับการใช้งานย่านความถี่ไร้สาย

1.2.4 ประยุกต์ใช้ทฤษฎีของสารประเภทกราฟิต์เพื่อนำมาสร้างเป็นแผ่นกราฟิต์

1.2.5 ประยุกต์ใช้หลักการสร้างแผ่นกราฟิต์เพื่อนำมาสร้างเป็นสายอากาศที่โค้งงอได้

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบและสร้างแผ่นกราฟิต์ที่ทำขึ้นมาได้เอง

1.3.2 ทดสอบคุณสมบัติต่าง ๆ ของแผ่นกราฟิต์ที่ทำขึ้นมาได้เอง

1.3.3 ออกแบบและจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศที่รองรับการใช้งานย่านความถี่ไร้สายในย่านความถี่ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.2 GHz

1.3.4 ทำการสร้างสายอากาศที่รองรับการใช้งานย่านความถี่ไร้สายในย่านความถี่ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.2 GHz ด้วยแผ่นกราฟิต์ที่ทำขึ้นมาได้เอง

1.3.5 ทดสอบประสิทธิภาพของสายอากาศที่สร้างจากแผ่นกราฟิต์ที่ทำขึ้นมาได้เอง

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

1.4.1 ศึกษาทฤษฎีการสื่อสารไร้สายและสารตัวนำประเภทต่าง ๆ

1.4.2 ศึกษาทฤษฎีของสารประเภทกราฟิต์

1.4.3 ศึกษาทฤษฎีและหลักการออกแบบสายอากาศที่รองรับการใช้งานย่านความถี่ไร้สาย

1.4.4 ประยุกต์ใช้ทฤษฎีของสารประเภทกราฟิต์เพื่อนำมาสร้างเป็นแผ่นกราฟิต์

1.4.5 ทำการสร้างสายอากาศที่รองรับการใช้งานย่านความถี่ไร้สายในย่านความถี่ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.2 GHz ด้วยแผ่นกราฟิต์ที่ทำขึ้นมาได้เอง

1.4.6 ทำการทดสอบประสิทธิภาพของสายอากาศที่สร้างจากแผ่นกราฟิต์ที่ทำขึ้นมาได้เอง

1.4.7 วิเคราะห์ผลการทดสอบประสิทธิภาพของสายอากาศที่สร้างจากแผ่นกราฟิต์ที่ทำขึ้นมาได้เองและสรุปผลการวิจัย

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 สามารถสร้างแผ่นกราฟิต์ที่ทำขึ้นมาได้เอง ที่มีราคาถูก สามารถโค้งงอได้และมีคุณสมบัติต่าง ๆ ตามที่ต้องการ

1.5.2 สามารถนำทฤษฎีและหลักการทางด้านการสื่อสารไร้สายและสารประเภทกราฟิต์ มาประยุกต์ใช้ออกแบบและสร้างสายอากาศในย่านความถี่ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.2 GHz ด้วยแผ่นกราฟิต์ที่ทำขึ้นมาได้เอง

1.5.3 ได้องค์ความรู้ที่สามารถนำงานวิจัยมาพัฒนาและนำไปประยุกต์ใช้งานด้านอื่น ๆ ในการวิเคราะห์ ทดสอบ แก้ไขปัญหาและนำไปประยุกต์ใช้งานจริงได้



บทที่ 2

ทฤษฎี

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทบทวนวรรณกรรม ทฤษฎีของสายอากาศ มาตรฐานการสื่อสาร ไร้สาย ทฤษฎีของสารตัวนำไฟฟ้า สารกราฟต์ กาวชนิดต่าง ๆ และการพิมพ์สกรีน

2.1 ทบทวนวรรณกรรม

จากการศึกษางานวิจัยที่ผ่านมา มีนักวิจัยหลายท่านได้นำเสนอแนวคิดเพื่อพัฒนาโครงสร้างสายอากาศให้สามารถยึดหยุ่นโค้งงอได้ด้วยเทคนิคในแบบต่าง ๆ เพื่อให้ทำให้อุปกรณ์ต่อการใช้งานในย่านความถี่ไร้สายตามมาตรฐาน ได้แก่

P. Kalra และคณะ [21] ได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่สร้างจากแผ่นพอลิโพรพิลีนที่มีความหนา 0.05 มิลลิเมตร วางยึดติดบนวัสดุฐานรองประเภทโฟม (Extruded Polystyrene: XPS) ที่มีความหนา 2 มิลลิเมตรและมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 1.02 โดยที่ด้านล่างจะเป็นแผ่นระบายความร้อนทองแดง ที่สามารถตอบสนองต่อย่านความถี่แบบสองย่านความถี่ในช่วง 2.07-2.77 GHz และ 5.58-6.78 GHz โดยครอบคลุมย่านการใช้งานตั้งแต่ IMT (2.3-2.4 GHz และ 2.7-2.9 GHz), WLAN (2.4-2.48 GHz และ 5.72-5.82 GHz) Bluetooth (2.4-2.5 GHz) และ Mobile WiMAX (2.5-2.69 GHz และ 5.25-5.85 GHz)

S. Li และคณะ [22] ได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยใช้แผ่นพอลิโพรพิลีนวางยึดติดบนวัสดุฐานรองประเภทผ้ายีนส์ (Denim) ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 1.54 โดยที่ด้านล่างจะเป็นแผ่นระบายความร้อนทองแดงที่คดโค้งไปตามพื้นที่ของวัสดุฐานรองขนาด 42x13 ตารางมิลลิเมตร ที่สามารถตอบสนองต่อย่านความถี่ใช้งานทางด้านอุตสาหกรรม วิทยาศาสตร์และการแพทย์ ในช่วงความถี่ 2.37-2.98 GHz และ 5.69-6.08 GHz โดยครอบคลุมย่านการใช้งาน WLAN (2.4-2.48 GHz และ 5.72-5.82 GHz)

M. A. Malek และคณะ [23] ได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมด้วยการเคลือบสารตัวนำประเภทเงินโปร่งใส (AgHT-8) ซึ่งมีค่าความนำไฟฟ้า 1.25×10^5 S/m ลงบนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอทิลีนเทเรฟทาเลต (Polyethylene Terephthalate: PET) ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 3.24 และมีขนาด 36x39x0.175 มิลลิเมตร สำหรับการใช้งานสองย่านความถี่ในช่วง 1.60-2.95 GHz และ 5.4-6.4 GHz โดยครอบคลุมย่านการใช้งาน 2.45 GHz และ 5.80 GHz เพื่อประยุกต์ใช้งานด้าน RFID Tags

M. S. A. Rani และคณะ [24] ได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมที่มีลักษณะเป็นแบบขดกันหอยด้วยการเคลือบสารตัวนำประเภทเงินโปร่งใส (AgHT-4) ด้วยความหนา 0.05 มิลลิเมตร ลงบนวัสดุฐานรองประเภท PET ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 3.228 และมีขนาด $30 \times 30 \times 0.122$ มิลลิเมตร สำหรับการใช้งานในย่านความถี่แถบกว้างในช่วง 5.6-6.2 GHz โดยครอบคลุมย่านการใช้งานย่าน 5.80 GHz

M. N. Yogeesh และคณะ [25] ได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศ ที่สร้างจากแผ่น กราฟีน (Graphene) สำเร็จรูป ซึ่งมีค่าความนำไฟฟ้า 3×10^5 S/m ด้วยขนาด 30.97×39.11 มิลลิเมตร บนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอไมด์ (Polyimide) มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 3.9 สำหรับการใช้งานในย่านความถี่ 2.45 GHz โดยเมื่อทดลองทำการโค้งงอที่รัศมี 29 มิลลิเมตร ค่าความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ยังคงครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานได้อยู่

S. J. Chen และคณะ [26] ได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลและไมโครสตริป ที่สร้างจากแผ่นกราฟีน (Graphene) สำเร็จรูปที่มีความหนา 25 ไมโครเมตร และมีค่าความนำไฟฟ้า 2×10^6 S/m ด้วยขนาด 40×40 มิลลิเมตร บนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอไมด์ (PF-4) มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 1.06 สำหรับการใช้งานในย่านความถี่แถบกว้าง 3.1-10.6 GHz และ 5.8 GHz โดยเมื่อทดลองทำการโค้งงอที่รัศมี 8 และ 30 มิลลิเมตร ตามลำดับ ค่าความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ยังคงครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานได้อยู่

A. Lamminen และคณะ [27] ได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศไดโพลและโมโนโพลแบบระนาบร่วม ที่ใช้หมึกเงินและหมึกกราฟิตสำเร็จรูป พิมพ์บนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอไมด์และ PET ด้วยเครื่องพิมพ์ชนิดพิเศษ DEK Horizon 03i และ EKRA E2 ด้วยความหนา 10 ไมโครเมตร สำหรับการใช้งานในย่านความถี่แถบกว้างในช่วงความถี่ 2-5 GHz และ 1-20 GHz เพื่อประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์ประเภท RF Device

D. C. Lane และคณะ [28] ได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปวงกลม ที่ใช้หมึกเงินสำเร็จรูป พิมพ์ลงบนวัสดุฐานรองประเภท PET ขนาด 50×50 มิลลิเมตร ด้วยเครื่องพิมพ์อิงค์เจต สำหรับการใช้งานในย่านความถี่แถบกว้างในช่วงความถี่ 3.4-12 GHz

S. F. Jilani และคณะ [29] ได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่ใช้หมึกเงิน พิมพ์บนวัสดุฐานรองประเภท PET ด้วยเครื่องพิมพ์ชนิดพิเศษ Dimatix Inkjet (DMP-2831) สำหรับการใช้งานในย่านความถี่แถบกว้างยิ่งในช่วงความถี่ 26-40 GHz เพื่อรองรับการใช้งานในย่าน 5G ในอนาคต โดยเมื่อทดลองทำการโค้งงอตัวสายอากาศ ค่าความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ยังคงครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานได้อยู่

M. Ahmadloo และคณะ [34] ได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศไดโพลแบบเส้นสี่เหลี่ยมที่คดโค้งออกไปทั้งด้านซ้ายและด้านขวาของจุดป้อนสัญญาณด้วยหมึกตัวนำ พิมพ์บนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเมอร์ที่มีลักษณะลาดเอียงคล้ายรูปตัววี ด้วยเครื่องพิมพ์สามมิติ Ultimaker open-source 3D สำหรับการใช้งานในย่านความถี่แถบกว้างยิ่งในช่วงความถี่ 26-40 GHz เพื่อรองรับการใช้งานในด้าน RFID

T. Leng และคณะ [35] ได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศไดโพลแบบเส้นสี่เหลี่ยมที่คดโค้งออกไปทั้งด้านซ้ายและด้านขวาของจุดป้อนสัญญาณด้วยหมึกกราฟีน (Ink G-102E) สำเร็จรูป ซึ่งมีค่าความนำไฟฟ้า 4.3×10^5 S/m พิมพ์บนวัสดุฐานรองประเภทกระดาษด้วยเทคนิคการพิมพ์สกรีน สำหรับการใช้งานในย่านความถี่ในช่วงความถี่ 894-1052 MHz เพื่อรองรับการใช้งานในย่าน RFID

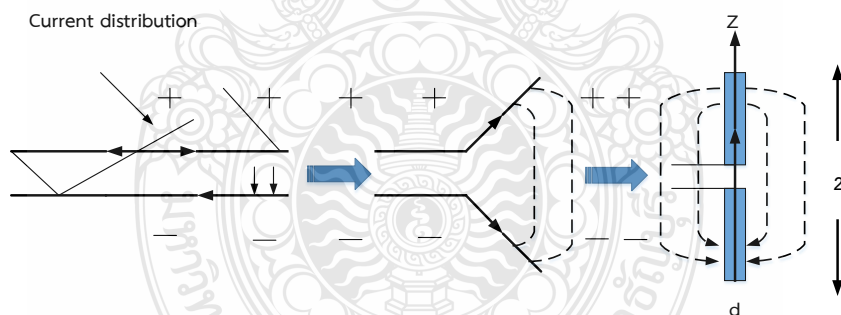
โดยจากงานวิจัยที่ผ่านมาจะพบว่า เป็นการสร้างสายอากาศจากกระบวนการที่ต้องใช้เครื่องพิมพ์หรือเครื่องมือเฉพาะทางที่มีเทคโนโลยีขั้นสูงและราคาแพง ซึ่งจะแตกต่างไปจากงานวิจัยที่ผู้วิจัยจะได้นำเสนอโดยจะใช้กระบวนการสร้างสายอากาศจากสารตัวนำประเภทกราฟิตด้วยการพิมพ์สกรีนด้วยมือแบบง่าย ๆ ที่สามารถทำขึ้นได้เองในบดถัดไป

2.2 ทฤษฎีสายอากาศโมโนโพล

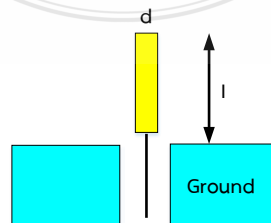
สำหรับการสื่อสารแบบไร้สายนั้นจะนิยมนำสายอากาศโมโนโพล (Monopole Antenna) มาประยุกต์ใช้กับงานด้านนี้มากที่สุด โดยจะเป็นสายอากาศแบบปลอก (Sleeve Antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศโมโนโพลที่มีความนิยมมากที่สุดเนื่องจากการที่มีคุณลักษณะให้ความถี่แถบกว้าง (Broadband Characteristics) และมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนยุ่งยาก บางครั้งสายอากาศชนิดนี้ก็จะถูกเรียกว่าสายอากาศแบบเส้น (Whip Antenna) ซึ่งจะมีหน้าที่ในการแพร่กระจายสัญญาณ โดยนิยมนำมาวางอยู่บนระนาบกราวด์ในแบบอนันต์ สายอากาศประเภทนี้จะมีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสายอากาศไดโพล แต่เมื่อถูกนำไปใช้ทางปฏิบัติแล้ว สายอากาศโมโนโพลนี้จะมีควมยาวไม่เพียงครึ่งหนึ่งของสายอากาศประเภทไดโพล หากมีขนาดของระนาบกราวด์ที่กว้างมากก็จะทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานแตกต่างออกไปจากระนาบกราวด์ในแบบอนันต์

สายอากาศโมโนโพล ได้ถูกพัฒนารูปแบบและการใช้งานจากสายอากาศไดโพลที่มีลักษณะเป็นแบบสองขั้ว โดยโครงสร้างการทำงานพื้นฐานของสายอากาศไดโพลแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 ซึ่งโครงสร้างจะเป็นแบบสายส่งแบบสองตัวนำที่ด้านปลายจะเปิดออกทั้งสองเส้น จุดที่มีความยาวบริเวณปลายสุดนั้นจะเท่ากับ $\lambda/4$ เมื่อทำการโค้งงอเส้นลวดตัวนำให้บริเวณปลายสายทั้งสองด้านเป็นลักษณะที่กว้างออกหรือหันไปในทางตรงข้ามกันนั้น จะส่งผลให้สายตัวนำเกิดการแพร่กระจายคลื่น

ออกมา ซึ่งก็คือลักษณะของสายอากาศไดโพล โดยที่ความยาวโดยรวมทั้งหมดของสายอากาศไดโพลนี้จะเท่ากับ $\lambda/2$ ของความถี่ที่ใช้งาน ส่วนสายอากาศโมโนโพลนั้นจะใช้คุณสมบัติของตัวนำที่อยู่ทางด้านบนเพียงตัวเดียวในการแพร่กระจายคลื่น เท่ากับ $\lambda/4$ แต่สายอากาศไดโพลนี้มีความยาวเท่ากับ $\lambda/4$ ทั้งสองข้าง ซึ่งอธิบายได้คือสายอากาศโมโนโพลจะทำงานเป็นครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพลนั่นเองและจะอาศัยระนาบกราวด์ในการเข้ามาทดแทน ในอีกครึ่งหนึ่งที่ขาดหายไปเพื่อให้การทำงานนั้นเกิดความสมบูรณ์ขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 2.2 สายอากาศโมโนโพล จะถูกบ่อนสัญญาณเพียงข้างเดียวโดยที่จะอาศัยระนาบกราวด์ที่อยู่ด้านข้างทั้งสองด้านเข้ามาแทนขั้วที่เหลือ แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโมโนโพลจะใกล้เคียงกับสายอากาศไดโพล ซึ่งจะใช้ขนาดของระนาบกราวด์เป็นตัวอ้างอิงด้วย ซึ่งขนาดของระนาบกราวด์ของสายอากาศโมโนโพลจะเป็นแบบระนาบสมบูรณ์และแบบอนันต์ จึงทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานจะมีเฉพาะด้านบนหรือเฉพาะครึ่งด้านบนของสายอากาศไดโพลเท่านั้น แต่ในเชิงปฏิบัติแล้วพบว่าจะไม่สามารถออกแบบระนาบกราวด์ได้ตามทฤษฎี ส่งผลให้ระนาบกราวด์ของสายอากาศโมโนโพลในทางการปฏิบัติจึงมีขนาดเล็กกว่าทฤษฎีเป็นอย่างมาก จึงทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานเกิดการเปลี่ยนทิศทางออกไปอยู่ทางด้านหลังของระนาบกราวด์ด้วย และถ้าออกแบบสายอากาศโมโนโพลให้มีระนาบกราวด์ที่มีขนาดเล็ก ๆ จะส่งผลให้แบบรูปการแผ่พลังงานมีลักษณะที่ใกล้เคียงกับสายอากาศไดโพลได้



รูปที่ 2.1 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไดโพล [36]



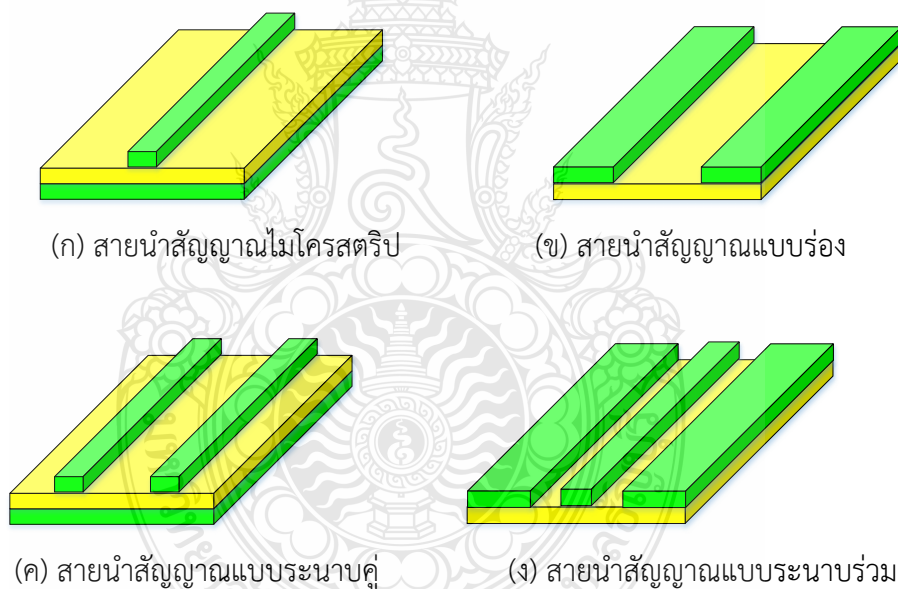
รูปที่ 2.2 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศโมโนโพล [36]

2.3 ทฤษฎีสายอากาศแบบระนาบร่วม

ระบบเทคโนโลยีการสื่อสารในรูปแบบต่าง ๆ ได้รับการพัฒนาอย่างรวดเร็ว ซึ่งสายอากาศนั้นเป็นปัจจัยที่สำคัญอย่างหนึ่งในการช่วยเพิ่มประสิทธิภาพให้กับอุปกรณ์สื่อสารประเภทต่าง ๆ ได้ ซึ่งในปัจจุบันมีความจำเป็นและต้องการในการประยุกต์ใช้แบบหลายย่านความถี่ สายอากาศที่มีการป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจึงได้รับความสนใจเพิ่มมากขึ้นในการออกแบบสายอากาศที่สามารถรองรับระบบสื่อสารต่าง ๆ ด้วยมีข้อดีหลายด้านได้แก่ ออกแบบง่าย มีต้นทุนต่ำ น้ำหนักเบา มีการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง และยังสามารถนำมาใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ได้หลากหลาย [37-39]

2.3.1 โครงสร้างและคุณสมบัติของสายนำสัญญาณ

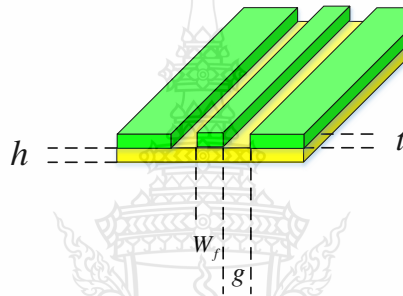
โครงสร้างของสายนำสัญญาณที่นิยมใช้โดยทั่วไปสามารถแบ่งออกเป็น 4 ชนิด คือ สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป (Micro Strip) สายนำสัญญาณแบบร่อง (Slot Line) สายนำสัญญาณแบบระนาบคู่ (Coplanar Strips) และสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) แสดงได้ดังรูปที่ 2.3



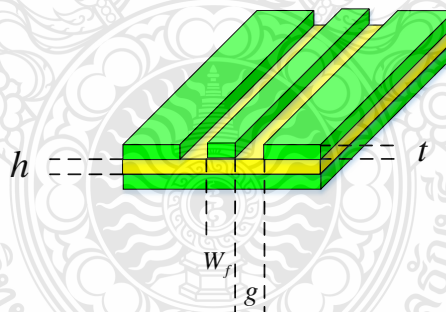
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสายนำสัญญาณในรูปแบบต่าง ๆ [39]

สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมนั้นมีการค้นพบขึ้นมาโดย Wen เมื่อปี พ.ศ. 2512 [39] ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ สายนำสัญญาณแบบระนาบประเภทที่ไม่มีระนาบกราวด์อยู่ด้านล่าง (Coplanar Waveguide) และสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมประเภทที่มีระนาบกราวด์อยู่ด้านล่าง (Conductor-backed Coplanar Waveguide) โดยที่สายนำสัญญาณจะเป็นแถบโลหะ

ที่มีความสูง t วางอยู่บริเวณด้านบนของวัสดุฐานรอง (Substrate) ซึ่งมีความสูง h โดยจะประกอบไปด้วยสตริป (Strip) ที่มีความกว้าง W_r ด้านข้างของสตริปจะเป็นร่อง (Slot) ที่มีความกว้าง g และระนาบกราวด์ แสดงได้ดังรูปที่ 2.4 โดยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมประเภทมีกราวด์อยู่ด้านล่างของวัสดุฐานรอง แสดงได้ดังรูปที่ 2.5 ลักษณะของการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กกับสนามไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะเป็นแบบ Quasi-TEM โดยมีข้อดีคือนำไปต่อร่วมกับอุปกรณ์ต่าง ๆ ได้ง่าย ได้แก่ ทราานซิสเตอร์ ตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน ซึ่งจะไม่ต้องมีการเจาะรูผ่านไปยังวัสดุฐานรอง เพื่อทำการเชื่อมต่อกับระนาบกราวด์เหมือนกับสายนำสัญญาณไมโครสตริป อีกทั้งยังได้รับความสนใจในการนำไปประยุกต์เป็นวงจรรวมไมโครเวฟอีกด้วย



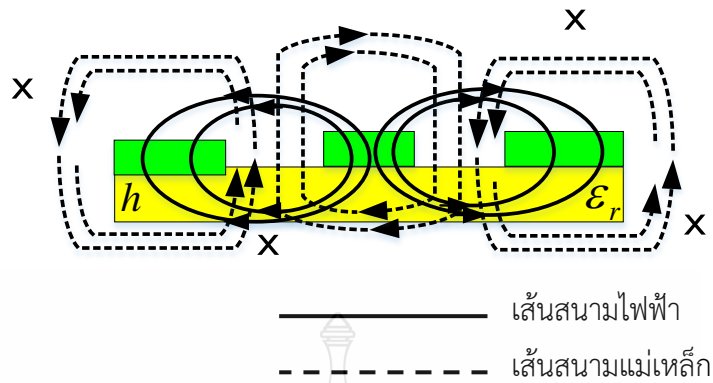
รูปที่ 2.4 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมประเภทไม่มีกราวด์ด้านล่าง [39]



รูปที่ 2.5 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมประเภทมีกราวด์ด้านล่าง [39]

2.3.2 ลักษณะการแผ่พลังงานในสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม

การแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมนั้นจะมีลักษณะที่ตั้งฉากซึ่งกันและกัน โดยสนามไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ระหว่างแถบโลหะที่ถูกขึ้นด้วยช่องเปิด ส่วนสนามแม่เหล็กนั้นเคลื่อนที่ล้อมรอบบริเวณแผ่นโลหะในทิศทางของด้านความหนาของวัสดุฐานรอง แสดงได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ลักษณะการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมประเภทไม่มีกราวด์ด้านล่าง [39]

2.3.3 การหาค่าคุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมประเภทไม่มีกราวด์ด้านล่าง

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะใช้วิเคราะห์แบบ Quasi Static ซึ่งอาศัยวิธีการส่งผ่าน (Conformal Mapping) โดยเทคนิคที่นำมาใช้ในการหาค่าความจุไฟฟ้าและค่าความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บริเวณด้านบนของสายนำสัญญาณ ซึ่งการวิเคราะห์แบบนี้จะสามารถหาค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมได้ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณจะสามารถคำนวณได้จากผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าครึ่งระนาบบริเวณด้านบนซึ่งอยู่ในอากาศกับครึ่งระนาบบริเวณด้านล่างที่อยู่ในชั้นของวัสดุฉนวนรอง (Dielectric Layer) โดยจะใช้การวิเคราะห์ด้วยกระบวนการส่งผ่านเพื่อหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) ซึ่งจะอยู่ในเทอมของอัตราส่วนการอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ชั้นแรก (Complete Elliptic Integral of First Kind) ดังสมการต่อไปนี้

$$\epsilon_{re} = \frac{C}{C^a} \quad (2.1)$$

$$v_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.2)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.3)$$

$$Z_0 = \frac{1}{Cv_p} = \frac{1}{C\sqrt{\epsilon_{re}}C^a} \quad (2.4)$$

C คือ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณ

C^a คือ ค่าความจุไฟฟ้าในลักษณะเดียวกับ C แต่จะแทนค่าไดอิเล็กตริกทั้งหมดด้วยอากาศ

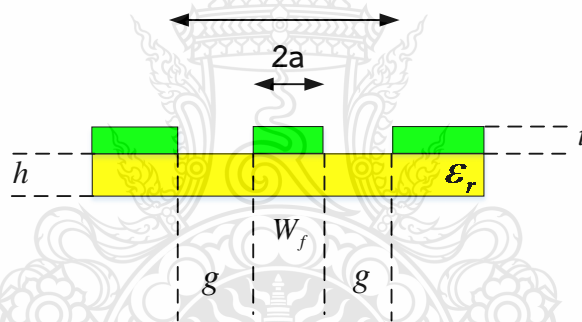
ϵ_{re} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของวัสดุฐานรอง

v_p คือ ค่าความเร็วเฟสของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ

λ_g คือ ค่าความยาวคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ

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

Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ



รูปที่ 2.7 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมประเภทไม่มีกราวด์ด้านล่าง [38]

ในการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณนั้นจะใช้กระบวนการส่งผ่าน ซึ่งในที่นี้พิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ซึ่งจากรูปที่ 2.7 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณหาได้ดังนี้

เมื่อ $2a = W_f$ ดังนั้น

$$a = \frac{W_f}{2} \quad (2.5)$$

เมื่อ $2b = 2g + W_f$ ดังนั้น

$$b = \frac{2g + W_f}{2} \quad (2.6)$$

$$k_1 = \frac{a}{b} \quad (2.7)$$

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \quad (2.8)$$

h คือ ค่าความสูงของวัสดุฐานรองไดโอดีเล็กตริก

W_f คือ ค่าความกว้างของสายนำสัญญาณ

g คือ ค่าความกว้างของช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์

การอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ชั้นแรกสามารถหาได้จากสมการที่ (2.9)

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}} \quad (2.9)$$

เมื่อ θ คือ ตัวแปรเชิงซ้อน

$$K'(k) = K(k') \quad (2.10)$$

$$k' = \sqrt{1-k^2} \quad (2.11)$$

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

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{(1+\sqrt{k'})}{(1-\sqrt{k'})} \right]} \quad \text{กรณี } 0 \leq k \leq 0.707 \quad (2.12)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1+\sqrt{k})}{(1-\sqrt{k})} \right] \quad \text{กรณี } 0.707 \leq k \leq 1 \quad (2.13)$$

ค่า q คือฟิลลิงแฟกเตอร์ (Filling Factor) เป็นตัวประกอบการคูณโดยหาได้จากสมการที่

(2.14)

$$q = \frac{1}{2} \left(\frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \right) \quad (2.14)$$

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จากสมการที่ (2.15)

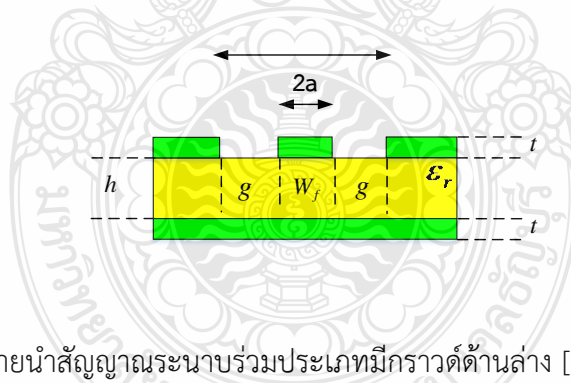
$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.15)$$

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมประเวทไม่มีกราวด์ด้านล่างหาได้จากสมการที่ (2.16)

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \quad (2.16)$$

2.3.4 การหาคุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมประเวทมีกราวด์ด้านล่าง

การวิเคราะห์หาคคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมประเวทมีกราวด์ด้านล่างนั้น จะหาค่าได้เหมือนกับสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมประเวทไม่มีกราวด์ด้านล่าง โดยมีโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมประเวทมีกราวด์ด้านล่าง แสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมประเวทมีกราวด์ด้านล่าง [38]

หาค่า k_1 ดังสมการที่ 2.7 จากนั้นหาค่า k_3 ดังสมการที่ (2.17)

$$k_3 = \frac{\tanh(\pi a / 4h)}{\tanh(\pi b / 4h)} \quad (2.17)$$

หาค่าตัวแปรเชิงซ้อน k_1' และ k_3' ดังสมการที่ (2.11)

หาอัตราส่วน $\frac{K(k_1)}{K'(k_1)}$ และ $\frac{K(k_3)}{K'(k_3)}$ โดยพิจารณาตั้งสมการที่ (2.12) และ (2.13)

หาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จากสมการที่ (2.18)

$$\epsilon_{re} = \frac{1 + \epsilon_r \frac{K'(k_1)K(k_3)}{K(k_1)K'(k_3)}}{1 + \frac{K'(k_1)K(k_3)}{K(k_1)K'(k_3)}} \quad (2.18)$$

หาค่าอิมพีแดนซ์คุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่างหาได้จากสมการที่ (2.19)

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{1}{\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} + \frac{K(k_3)}{K'(k_3)}} \quad (2.19)$$

การคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมประเภทไม่มีกราวด์ด้านล่าง ทำได้โดยการใช้โปรแกรมช่วยในการคำนวณและออกแบบสายนำสัญญาณให้มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะได้ เช่น โปรแกรม LineGauge Professional ของ IE3D Zeland โปรแกรม Transmission Line (TRL) และโปรแกรม AppCAD for Windows เป็นต้น ด้วยการป้อนค่าคุณสมบัติพื้นฐานต่าง ๆ ของพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบเพื่อคำนวณหาค่าคุณสมบัติของสายนำสัญญาณ

การออกแบบสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ในการหาความยาวคลื่นสัมพันธ์จากสมการต่อไปนี้

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_r} \quad (2.20)$$

$$\epsilon_{eff} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (2.21)$$

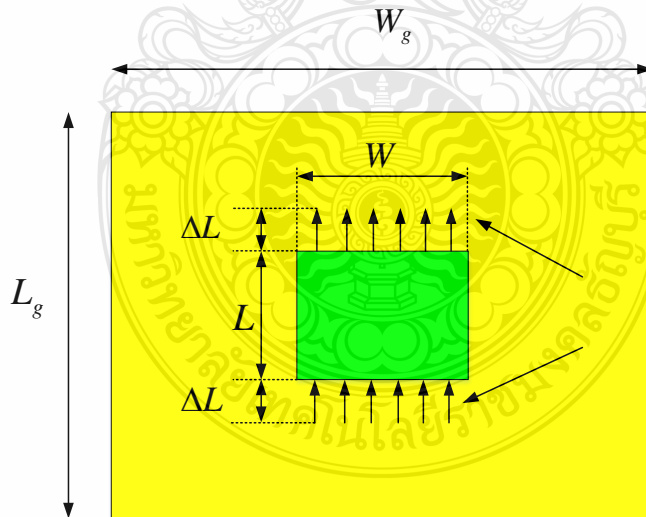
$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.22)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (2.23)$$

- λ_0 คือ ค่าความยาวคลื่นในอากาศ
- λ_g คือ ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์
- ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง
- ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

2.3.4 การออกแบบขนาดตัวแผ่พลังงานของสายอากาศ

การออกแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศโดยการจำลองแบบช่องการแผ่พลังงานทั้งสอง แสดงได้ดังรูปที่ 2.9 ซึ่งมีระยะห่าง L โดยที่แบบของเส้นแนวสนามไฟฟ้าที่อยู่ในฉนวนของวัสดุฐานรองและบางส่วนจะอยู่ในอากาศนั้นส่งผลต่อความไม่สมบูรณ์ของโหมด Transverse Electric-Magnetic (TEM) ซึ่งความเร็วเฟสในระยะต่าง ๆ กันก็จะมีค่าแตกต่างกันออกไป ทั้งที่อยู่ในอากาศและที่อยู่ในฉนวนของวัสดุฐานรอง เมื่อใช้แทนในโหมดพื้นฐานสำหรับการแพร่กระจายคลื่นของโหมด Quasi-TEM ฉะนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{re}) จะต้องทำการหาใหม่เพื่อให้เกิดความถูกต้องต่อสนามฟรินจิง (Fringing) และการแพร่กระจายคลื่นของเส้นสนามไฟฟ้า ค่า ϵ_{re} ที่ถูกต้องนั้นจะต้องมีค่าที่น้อยกว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) เนื่องจากสนามฟรินจิงที่อยู่รอบ ๆ เส้นรอบวงของตัวสายอากาศนั้นจะไม่มีขอบเขตในฉนวนของวัสดุฐานรอง แต่ยังคงแพร่กระจายในอากาศ โดยที่ค่า ϵ_{re} แสดงได้ดังนี้



รูปที่ 2.9 การจำลองแบบช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศ [39]

ค่าความกว้างของตัวสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [39] เป็นดังนี้

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (2.24)$$

หรือ [40]

$$W = \frac{\lambda}{2} \left[\frac{(\epsilon_r + 1)}{2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.25)$$

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลเป็นดังนี้

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{L} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.26)$$

หรือ [24][40]

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} (1 + 0.3h) \quad (2.27)$$

เมื่อสนามพริ้นจิงก์ตามแบบจำลองที่ขอบตัวสายอากาศทั้งสองด้านเป็นดังนี้

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left[\frac{W}{h} + 0.264 \right]}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left[\frac{W}{h} + 0.8 \right]} \quad (2.28)$$

โดยที่ความยาวประสิทธิผล L ของตัวสายอากาศเป็นดังนี้

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (2.29)$$

หรือ

$$L = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \quad (2.30)$$

ค่าความกว้างของกราวด์ของสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [41] แสดงได้ดังนี้

$$W_g = 6h + W \quad (2.31)$$

ค่าความยาวของกราวด์ของสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [41] แสดงได้ดังนี้

$$L_g = 6h + L \quad (2.32)$$

c คือ ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศ

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 ความยาวของกราวด์สายอากาศ

ตัวสายอากาศแบบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจะมีความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) สำหรับโหมด TM_{mn} แสดงได้ดังนี้

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\left(\frac{m}{L} \right)^2 + \left(\frac{n}{W} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.33)$$

m คือ โหมดตามระยะขนาดความยาว L

n คือ โหมดตามระยะขนาดความกว้าง W

สำหรับโหมดพื้นฐาน ($m=1, n=0$)

$$f_{r(TM_{10})} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{re}}L} \quad (2.34)$$

ค่าความต้านทานและค่าความนำการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Resistance and Conductance) แสดงได้ดังนี้

$$R_r = 90 \left(\frac{\lambda_0}{W} \right)^2 \quad \text{เมื่อ } W \leq \lambda_0 \quad (2.35)$$

$$R_r = 120 \left(\frac{\lambda_0}{W} \right) \quad \text{เมื่อ } W \geq \lambda_0 \quad (2.36)$$

และ

$$G_r = \frac{1}{R_r} \quad (2.37)$$

2.4 ค่าคุณสมบัติของสายอากาศ

2.4.1 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) [42]

ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง คือ ค่าอัตราส่วนของค่าสูงสุดต่อค่าต่ำสุดของแรงดันหรือกระแสที่อยู่บนสายนำสัญญาณ แสดงได้ดังสมการที่ (2.38)

$$VSWR = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} = \frac{|I_{\max}|}{|I_{\min}|} \quad (2.38)$$

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน สามารถหาได้จากอัตราส่วนผลต่างและผลรวมระหว่างโหนดกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ แสดงได้ดังสมการที่ (2.39)

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.39)$$

Γ คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน

V_r คือ ค่าแรงดันสะท้อนกลับ

V_i คือ ค่าแรงดันตกกระทบ

Z_L คือ โหนดอิมพีแดนซ์

Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ในกรณีที่ต่อไว้ด้วยแมตซ์ชิงโหนดนั้น ค่า VSWR นั้นจะเป็น 1 ซึ่งจะเป็นค่าที่ดีที่สุด

2.4.2 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss) [42]

การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศเป็นการแสดงค่ากำลังที่สูญเสียที่โหลด เมื่ออิมพีแดนซ์ของสายส่งและสายอากาศไม่แมตช์ซึ่งกัน การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับมีความสัมพันธ์กับค่า VSWR ซึ่งเป็นการแสดงการแมตช์ซึ่งอิมพีแดนซ์ระหว่างสายอากาศกับสายส่งตามสมการ โดยการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับนี้จะสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.40)

$$S_{11} = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (\text{dB}) \quad (2.40)$$

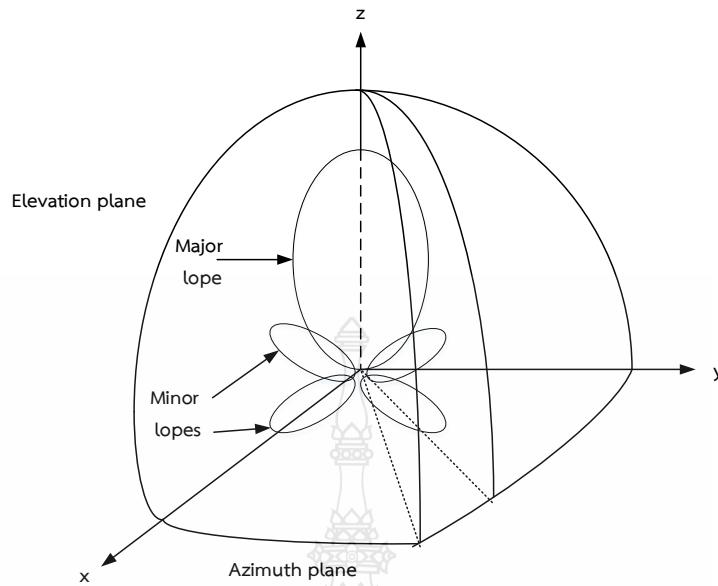
สำหรับการแมตช์ซึ่งอิมพีแดนซ์ที่สมบูรณ์ระหว่างสายอากาศและสายส่ง โดยที่ $\Gamma = 0$ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเป็นอนันต์ จะหมายความว่าไม่มีค่ากำลังงานใด ๆ สะท้อนกลับ ในกรณี โดยที่ $\Gamma = 1$ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับจะเป็น 0 dB ซึ่งจะหมายความว่าไม่มีค่ากำลังสะท้อนกลับ

2.5 แบบรูปการแผ่พลังงาน

แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) คือรูปภาพที่แสดงคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นซึ่งเป็นฟังก์ชันของสเปสโคออร์ดิเนต (Space Coordinate) ส่วนของการแผ่กระจายคลื่นนี้จะคำนวณในบริเวณที่เรียกว่าสนามในระยะไกล (Far Field) [36,43]

ส่วนคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นนั้นจะคำนึงถึงค่าความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) ความเข้มของสนาม (Field Strength) เฟส (Phase) หรือ โพลาไรเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้ในการแสดงการแจกแจงรูปของพลังงานเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่สังเกตที่บริเวณรัศมีคงที่

รูปที่ 2.10 แสดงระบบโคออร์ดิเนตที่แสดงคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่น สำหรับเส้นแสดงกำลังงานที่สายอากาศได้รับตามแนวรัศมีที่มีค่าคงที่มีชื่อเรียกว่าแบบรูปการแผ่กระจายของคลื่นกำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ



รูปที่ 2.10 ระบบโคออร์ดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ [36,43]

2.5.1 แบบรูปของการแพร่กระจายคลื่นแบบไอโซโทรปิกไดเรกชันแนลและแบบรอบตัว

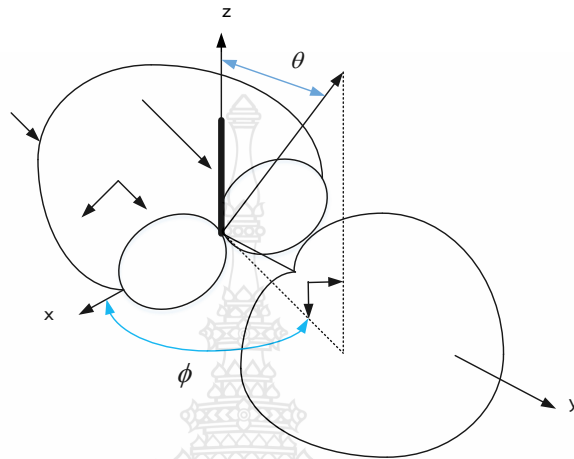
ตัวแพร่กระจายคลื่นไอโซโทรปิก (Isotropic Radiator) จะหมายถึงสายอากาศในจินตนาการที่มีคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นเท่า ๆ กันแบบรอบทิศทาง ยกตัวอย่างเช่น พอยท์ซอร์ส (Point Source) เป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่ไม่สามารถทำการสร้างได้จริงแต่จะถูกใช้ในการเปรียบเทียบกับสายอากาศที่สร้างขึ้นจริงในด้านการแสดงคุณสมบัติของการแสดงทิศทางของสายอากาศ

สายอากาศชี้ทิศทาง (Directional Antenna) เป็นสายอากาศที่มีคุณสมบัติของการส่งหรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีตามทิศทางที่กำหนดไว้เท่านั้น สายอากาศแบบรอบตัว (Omnidirectional Antenna) แสดงได้ดังรูปที่ 2.11 จะเห็นว่ารูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นแบบนี้ไม่มีทิศทางในระนาบอาซิมุท (Azimuth plan: มุมเงย) แต่ที่เป็นแบบชี้ทิศทางในระนาบเอเลเวชัน (Elevation plan: มุมกวาด) แบบรูปการแพร่กระจายของคลื่นแบบออมนิไดเรกชันนี้เป็นกรณีพิเศษของรูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว

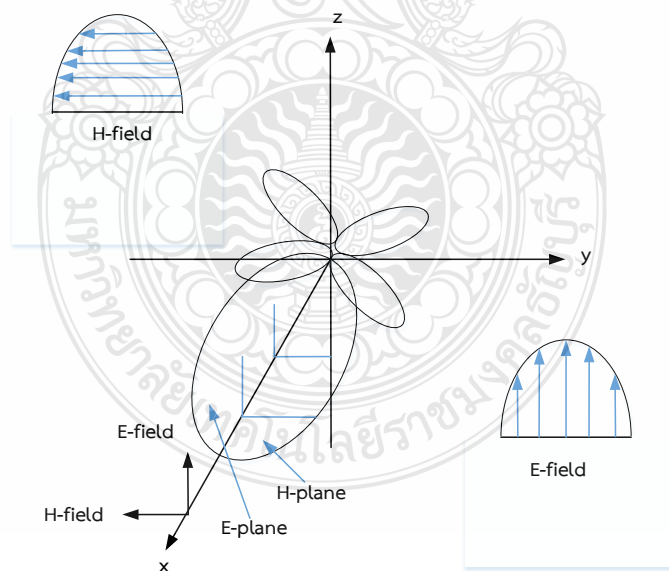
2.5.2 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นหลัก

คุณสมบัติของสายอากาศทางด้านของการแพร่กระจายคลื่นหลัก (Principal Pattern) ของสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H สำหรับสายอากาศลิเนียร์ลิโพลาริเซชัน (Linearly Polarization) แบบรูปการแพร่กระจายของคลื่นในระนาบ E จะเป็นระนาบที่มีเวกเตอร์สนามไฟฟ้า

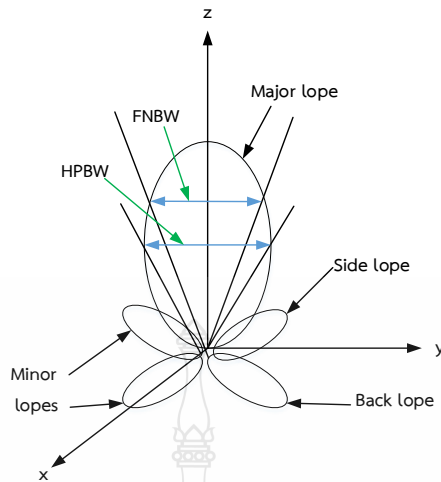
และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนแบบรูปการแพร่กระจายของคลื่นในระนาบ H จะเป็นระนาบที่มีสนามแม่เหล็กและทิศทางของคลื่นที่แรงที่สุด ตัวอย่างแบบรูปการแพร่กระจายของคลื่นหลัก แสดงได้ดังรูปที่ 2.12



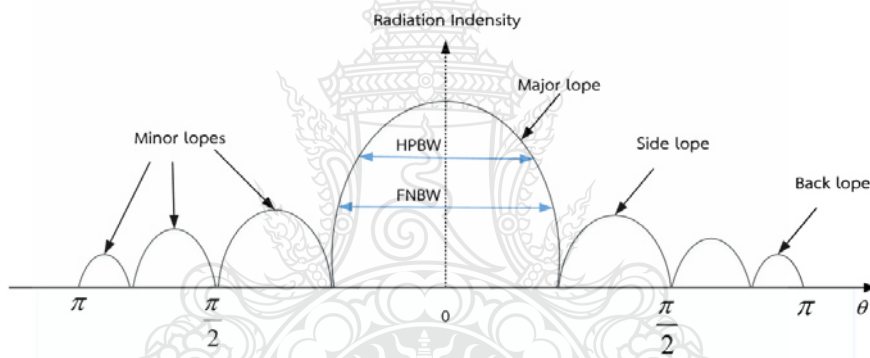
รูปที่ 2.11 แบบรูปของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรอบตัว [36,43]



รูปที่ 2.12 การแพร่กระจายคลื่นหลักระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) ของสายอากาศปากแตร [36,43]



รูปที่ 2.13 ชนิดของโลบและความกว้างของลำคลื่นการแพร่กระจายของสายอากาศ [36,43]



รูปที่ 2.14 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในแบบลิเนียร์ [36,43]

2.5.3 โลบการแพร่กระจายคลื่น

โอบของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Lobe) ที่เกิดขึ้นในบริเวณโดยการปิดล้อมจุดที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นต่ำ จากรูปที่ 2.13 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบโพลาร์ (Polar Pattern) แบบสามมิติซึ่งแบ่งเป็นโอบแบบต่าง ๆ ดังนี้

- โอบหลัก (Major Lobe หรือ Main Lobe) เป็นโอบของการแพร่กระจายคลื่นซึ่งมีทิศทาง ที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 มีโอบหลักอยู่ในทิศทาง สำหรับสายอากาศ บางครั้งอาจพบว่าโอบหลักมีมากกว่าหนึ่งโอบ เช่น สายอากาศแบบแยกบีม (Split Beam Antenna)

- โอบย่อย (Minor Lobe) จะมีลักษณะเป็นโอบอื่น ๆ นอกเหนือจากโอบหลัก

- โลบข้างเดียวหรือไซด์โลบ (Side Lobe) เป็นโลบเล็ก ๆ ที่อยู่ชิดกับโลบหลักและมีทิศทางอยู่ด้านบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับโลบหลัก

- โลบหลัง (Back Lobe) เป็นโลบเล็ก ๆ ที่อยู่ครึ่งวงกลมด้านที่อยู่ตรงข้ามกับโลบหลัก โดยที่โลบเล็ก ๆ นี้จะมีการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ ฉะนั้นสำหรับสายอากาศที่ดีจะต้องไม่มี โลบเล็ก ๆ เหล่านี้ ระดับของโลบเล็ก ๆ จะมีอัตราส่วนของความหนาแน่นพลังงานในโลบที่กำลังคิดต่อความหนาแน่นของพลังงานในโลบหลักซึ่งเรียกว่าอัตราส่วนของไซด์โลบ (Side Lobe Ratio) หรือระดับของไซด์โลบ (Side Lobe Level: SLL) โดยทั่วไปแล้วระดับของไซด์โลบไม่ควรเกิน -20 dB

2.5.4 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่ลดลงครึ่งหนึ่ง (Half Power Beam Width: HPBW)

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่ลดลงครึ่งหนึ่งเป็นมุมที่วัดระหว่างจุดที่ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในโลบหลัก มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดสองจุด แสดงได้ดังรูปที่ 2.14

2.6 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจาย

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในการส่งข้อมูลผ่านตัวกลางจะมีความสัมพันธ์กับพลังงานและกำลังงานไฟฟ้าโดยใช้ความสัมพันธ์ดังกล่าวได้แก่พอยตังเวกเตอร์ชั่วขณะในเวลาสั้น (Instantaneous Poynting Vector) ซึ่งความสัมพันธ์ดังกล่าวจะแสดงได้คือ [36,43]

$$\omega = \varepsilon \times H \quad (2.41)$$

ω คือ พอยตังเวกเตอร์ชั่วขณะเวลานั้น (W/m^2)

ε คือ ความเข้มของสนามไฟฟ้าชั่วขณะเวลานั้น (V/m)

H คือ ความเข้มของสนามแม่เหล็กชั่วขณะเวลานั้น (A/m)

ค่าพอยตังเวกเตอร์จะแสดงถึงความหนาแน่นของกำลังงาน ดังนั้นกำลังงานทั้งหมดที่พุ่งผ่านผิวปิดจะสามารถคำนวณหาค่าได้จากการอินทิกรัลส่วนของพอยตังเวกเตอร์ที่ตั้งฉากกับผิวทั้งหมด โดยมีสมการดังนี้

$$T = \iint_S \omega \cdot d\vec{S} = \iint_S \omega \cdot \vec{n} da \quad (2.42)$$

T คือ กำลังงานทั้งหมด ณ ขณะเวลานั้น (W)

da คือ พื้นที่จิวบนพื้นที่ปิด (m^2)

ในกรณีของสนามที่แปรผันกับเวลามักจะหาค่าเฉลี่ยความหนาแน่นของกำลังงานได้ โดยการอินทิเกรตค่าพอยต์ิงเวกเตอร์ชั่วขณะเวลานั้น ตลอด 1 คาบ แล้วทำการหารด้วยคาบเวลานั้น สำหรับสนามที่แปรผันกับเวลา ซึ่งกระจายเป็นฮาโมนิค ในรูป $e^{j\omega t}$ เมื่อกำหนดสนาม \vec{E} และ \vec{H} เป็นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเชิงซ้อน แล้วจึงนำมาหาความสัมพันธ์กับค่า ε และ H ชั่วขณะเวลาใด ๆ ได้จาก

$$\varepsilon(x, y, z; t) = \text{Re}[\vec{E}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (2.43)$$

$$H(x, y, z; t) = \text{Re}[\vec{H}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (2.44)$$

จากสมการที่ (2.43) และ (2.44) และโดยอาศัย $\text{Re}[\vec{E}e^{j\omega t}] = 1/2[\vec{E}e^{j\omega t} + \vec{E}^*e^{-j\omega t}]$ สมการที่ (2.41) จะเขียนได้ใหม่เป็น

$$\omega = \varepsilon \times H = 1/2 \text{Re}[\vec{E} \times \vec{H}^*] + 1/2 \text{Re}[\vec{E} \times \vec{H}e^{2j\omega t}] \quad (2.45)$$

เทอมแรกของสมการที่ (2.45) ไม่เป็นฟังก์ชันของเวลาและเทอมที่สองมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาเป็นสองเท่าของความถี่ที่กำหนดให้ ฉะนั้นค่าเฉลี่ยของพอยต์ิงเวกเตอร์จึงแสดงได้เป็น

$$\vec{W}_{av}(x, y, z) = [\vec{W}(x, y, z; t)]_{av} = 1/2 \text{Re}[\vec{E} \times \vec{H}^*] \quad (W/m^2) \quad (2.46)$$

ตัวประกอบ 1/2 ในสมการที่ (2.45) และ (2.46) เกิดขึ้นเพราะสนาม \vec{E} และ \vec{H} เป็นค่าสูงสุด ไม่ใช่ค่า rms จากสมการที่ (2.46) กำลังงานเฉลี่ยที่แพร่กระจายจากสายอากาศจะเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} P_{rad} = P_{av} &= \oiint_s \vec{W}_{rad} \cdot d\vec{s} \\ &= \oiint_s \vec{W}_{av} \cdot d\vec{s} \\ &= 1/2 \oiint_s \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{s} \end{aligned} \quad (2.47)$$

2.7 ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น

ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นไปตามทิศทางที่กำหนดคือกำลังงานที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศที่เกี่ยวข้องกับสนามระยะไกล ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น

สามารถคำนวณหาได้จากผลคูณของความหนาแน่นของการแพร่กระจายคลื่นกับผลจากกำลังสองของระยะทาง สามารถแสดงได้ดังสมการนี้ [36,43]

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.48a)$$

U คือ ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W / หน่วยมุมตัน)

W_{rad} คือ ความหนาแน่นของการแพร่กระจายคลื่น (W / m^2)

ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น เมื่อเขียนแสดงความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าของสายอากาศในสนามระยะไกลจะได้เป็น

$$\begin{aligned} U(\theta, \phi) &= r^2 |\bar{E}(r, \theta, \phi)|^2 \\ &\approx \frac{r^2}{2\eta} [E_\theta(r, \theta, \phi)^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2] \\ &\approx \frac{1}{2\eta} [E_\theta(r, \theta, \phi)^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2] \end{aligned} \quad (2.48b)$$

\bar{E} คือ ความเข้มของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

E_θ, E_ϕ คือ ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

η คือ อินทรินสิคิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของตัวกลาง

ฉะนั้นแล้วแบบรูปการแพร่กระจายของคลื่นกำลังงานจะแสดงลักษณะความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นกำลังงานทั้งหมดนี้ ซึ่งสามารถหาค่าได้จากการอินทิเกรตความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นจากสมการที่ (2.48a) ตลอดมุมตัน 4π ทั้งหมดจะได้เป็น

$$P_{rad} = \iint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.49)$$

ในกรณีของพอยท์ซอร์ส U จะไม่ขึ้นอยู่กับค่ามุม θ และ ϕ ดังนั้น

$$P_{rad} = \iint_{\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \iint_{\Omega} d\Omega$$

$$= 4\pi U_0 \quad (2.50)$$

เมื่อหาค่าความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของพอยท์เตอร์

$$U = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.51)$$

2.8 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)

อัตราการขยายในทิศทางที่เฉพาะเจาะจงคืออัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งใช้ในการอ้างอิงของสายอากาศในการใช้การอ้างอิงนี้ จะใช้ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (Isotropic Point Source) [36,43]

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางคือค่าของไดเรกทิฟเกน ในทิศทางที่มีค่ามากที่สุดหรือค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศที่ไม่เป็นไอโซโทรปิกคืออัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นมากที่สุดต่อความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส แสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$D_g = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.52)$$

$$D_g = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.53)$$

D_g คือ ค่าไดเรกทิฟเกน (ไม่มีหน่วย)

D_0 คือ ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (ไม่มีหน่วย)

U คือ ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

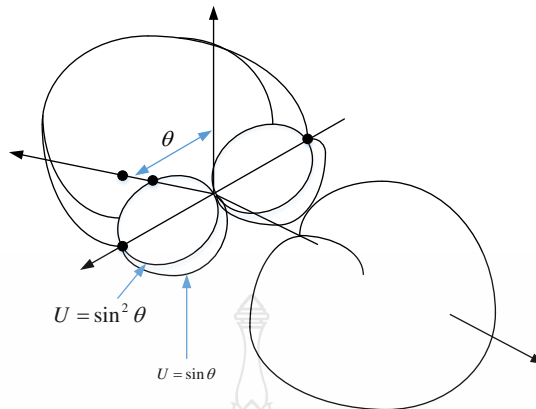
U_{max} คือ ค่าสูงสุดของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

U_0 คือ ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (W/หน่วยมุมตัน)

P_{rad} คือ กำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมด (W)

จากสมการที่ (2.52) และ (2.53) เราจะทราบว่าไดเรกทิฟเกนและค่าสภาพเจาะจงทิศทางของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สมีค่าเป็นหนึ่ง ทั้งนี้เพราะว่า U , U_{max} และ U_0 ต่างมีค่าเท่ากัน

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของไอโซโทรปิกพอยท์เซอร์สมีค่าเท่ากับหนึ่งเพราะว่ามันแผ่กระจายกำลังงานออกไปรอบทิศทางด้วยค่าที่เท่า ๆ กัน แต่สำหรับสายอากาศในแบบอื่น ๆ นั้นย่อมมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางมากกว่าหนึ่งเสมอ แสดงได้ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของความเข้มการแพร่กระจายคลื่นในสามมิติ [36,43]

ข้อสรุปอีกอย่างหนึ่งคือค่าของไดเรกทิฟเฟนจะมีค่าที่มากกว่าหรือเท่ากับศูนย์และจะมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ($0 \leq D_g \leq D_0$)

โดยทั่วไปแล้วสูตรของไดเรกทิฟเฟนและค่าสภาพเจาะจงทิศทางอาจเป็นฟังก์ชันของมุม θ และ ϕ ด้วย (ที่แล้มาแสดงเฉพาะฟังก์ชันมุม θ เท่านั้น)

ต่อไปลองสมมุติให้ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นอยู่ในลักษณะดังต่อไปนี้คือ

$$U = B_0 F(\theta, \phi) \approx \frac{1}{2} \eta \left[|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2 \right] \quad (2.54)$$

เมื่อ B_0 เป็นค่าคงที่และ E_θ และ E_ϕ เป็นส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่ระยะไกลค่าสูงสุดของสมการที่ (2.54) หาได้คือ θ

$$U_{\max} = B_0 F(\theta, \phi) |_{\max} = B_0 F_{\max}(\theta, \phi) \quad (2.55)$$

กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมดหาได้จาก

$$\begin{aligned} P_{\text{rad}} &= \iint_{\Omega} U(\theta, \phi) d\Omega \\ &= B_0 \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \end{aligned} \quad (2.56)$$

ดังนั้นจะได้สูตรทั่วไปของไดเรกทีฟเนสและค่าสภาพเจาะจงทิศทางเป็นดังนี้คือ

$$D_g(\theta, \phi) = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.57)$$

$$D_g(\theta, \phi) = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)_{\max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.58)$$

หรือเขียนสมการที่ (2.58) ใหม่ได้เป็น

$$D_0 = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} / F(\theta, \phi)_{\max}$$

$$= \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2.59)$$

เมื่อ Ω_A เป็นมุมตันของบีม (Beam) ซึ่งหาได้จาก

$$\Omega_A = \frac{1}{F(\theta, \phi)_{\max}} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi$$

$$= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi Fn(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.60)$$

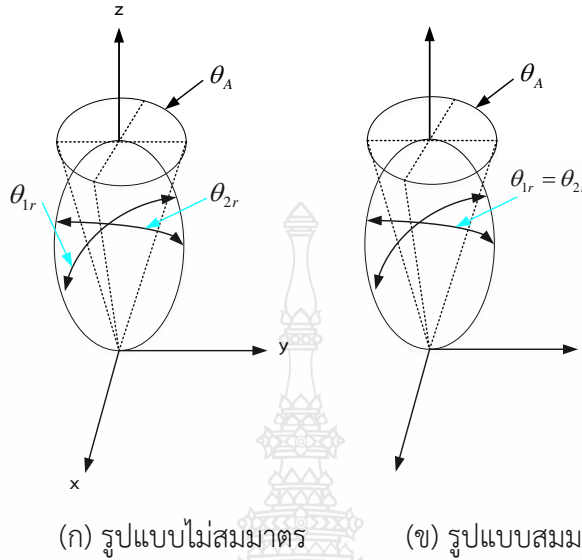
$$Fn(\theta, \phi) = \frac{F(\theta, \phi)}{F(\theta, \phi)_{\max}} \quad (2.61)$$

$F(\theta, \phi)_{\max}$ นำมาหารในสมการที่ (2.61) เพื่ออร์มอไลซ์ (Normalize) ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น $F(\theta, \phi)$ ให้มีค่าสูงสุดเป็นหนึ่ง

มุมตันของบีม Ω_A คือมุมตันซึ่งกำลังงานทั้งหมดของสายอากาศจะไหล เมื่อผ่านความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นมีค่าคงที่ในทุกมุมภายใน Ω_A

สายอากาศซึ่งมีโลบแคบ ๆ เพียงโลบเดียวและมีโลบเล็ก ๆ ที่สามารถตัดทิ้งได้ มุมตันของบีมจะมีค่าประมาณผลคูณของ HPBW ในระนาบสองระนาบที่ตั้งฉากซึ่งกันและกัน ดังแสดงได้ดังรูปที่

2.16 (ก) สำหรับแบบรูปการแพร่กระจายของคลื่นของสายอากาศที่หมุนแล้วสมมาตรกันโดยรอบ HPBW ในระนาบใด ๆ จะเท่ากันดังแสดงได้ดังรูปที่ 2.16 (ข)



รูปที่ 2.16 มุมมีตรงของลำคลื่นสำหรับรูปแบบการแพร่กระจายที่ไม่สมมาตรและสมมาตร [36,43]

โดยอาศัยการประมาณนี้สมการที่ (2.59) จะเขียนใหม่เป็นดังต่อไปนี้

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_A} \approx \frac{4\pi}{\theta_{1r}\theta_{2r}} \quad (2.62)$$

มุมตันของบีม Ω_A ประมาณได้จาก

$$\Omega_A = \theta_{1r}\theta_{2r} \quad (2.63)$$

θ_{1r} คือ HPBW ในระนาบใด ๆ (เรเดียน)

θ_{2r} คือ HPBW ในระนาบที่ตั้งฉากกับระนาบแรก (เรเดียน)

จากสมการที่ (2.52) เมื่อรู้บีมวิทท์เป็นองศาจะตัดแปลงให้เหมาะสมที่จะแทนค่าบีมวิทท์นั้น โดยตรงได้เป็น

$$D_0 \approx \frac{4\pi(180/\pi)^2}{\theta_{1d}\theta_{2d}} \approx \frac{41253}{\theta_{1d}\theta_{2d}} \quad (2.64a)$$

θ_{1d} คือ HPBW ในระนาบใด ๆ (องศา)

θ_{2d} คือ HPBW ในระนาบซึ่งตั้งฉากกับระนาบแรก (องศา)

สำหรับพลาแนร์อาร์เรย์ (Planar Array) จะประมาณสมการที่ (2.64a) ได้เป็นดังนี้คือ

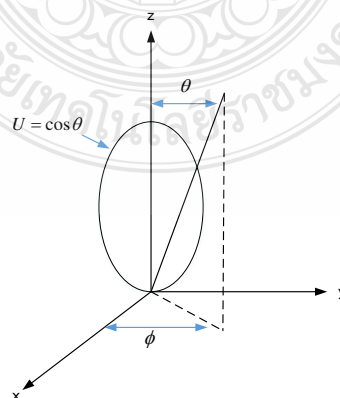
$$D_0 \approx \frac{32400}{\Omega_A^2} = \frac{32400}{\theta_{1d}\theta_{2d}} \quad (2.64b)$$

สมการที่ (2.62) และ (2.64a) จะใช้ได้ผลดีเมื่อแบบรูปการแพร่กระจายของคลื่นมีเพียงโลบหลักโลบเดียวและโลบย่อยจะต้องมีขนาดเล็กมาก ๆ เท่านั้น สำหรับแบบรูปการแพร่กระจายของคลื่นที่มีโลบหลักเหมือนกันค่าสภาพเจาะจงทิศทาง สามารถหาจากสมการที่ (2.62) หรือ (2.64a) จะเป็นสองเท่าของค่าจริง ส่วนแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่โลบย่อยที่มีระดับสูง การหาค่าสภาพเจาะจงทิศทางโดยใช้สมการที่ (2.62) หรือ (2.64a) ซึ่งตัดโลบย่อยทิ้งจะมีค่าสูงเกินความจริง

2.9 อัตราขยาย (Gain)

สิ่งที่แสดงคุณสมบัติของสายอากาศอีกอย่างหนึ่งคืออัตราขยายเป็นความสัมพันธ์จากค่าสภาพเจาะจงทิศทางโดยรวมของสายอากาศเข้ามามีด้วย ในขณะที่ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ได้แสดงถึงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศนั้น [36,43]

อัตราขยาย (Power Gain) ของสายอากาศแบบเจาะจงทิศทางนั้นมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อกำลังงานทั้งหมดที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่ง ซึ่งไม่ได้เจาะจงทิศทางไว้ โดยทั่วไปแล้วเราจะคิดเพาเวอร์เกนในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด แสดงได้ดังรูปที่ 2.17 ดังนั้น



รูปที่ 2.17 ความเข้มการแพร่กระจายคลื่นในครึ่งบนของทรงกลม [36,43]

อัตราขยาย = 4π (ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น/กำลังงานทั้งหมดที่ป้อนให้สายอากาศ)

$$= 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \quad (2.65)$$

โดยทั่วไปแล้วมักจะพูดถึงอัตราขยายสัมพัทธ์ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของเพาเวอร์เกนที่เจาะจงทิศทางต่อเพาเวอร์เกนของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น เมื่อกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองจะต้องมีค่าเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบอาจเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร หรือสายอากาศอื่น ๆ ซึ่งคำนวณเกนได้ง่ายหรือรู้ค่าอยู่แล้ว แต่อย่างไรก็ตามโดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบจะเป็นไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้น

$$G_g = 4\pi u(\theta, \phi) / P_{in} \quad (\text{ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย}) \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \quad (2.66)$$

จากรูปที่ 2.18 (ก) เราสามารถเขียนได้ว่ากำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด P_{rad} สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in}) ด้วย

$$P_{rad} = e_r P_{in} \quad (2.67)$$

เมื่อ e_r เป็นประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ใช้สมการที่ (2.67) จะทำให้สมการที่ (2.66) มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$G_g(\theta, \phi) = e_r \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad (2.68)$$

ซึ่งสัมพันธ์กับไดเรกทิฟเนซในสมการที่ (2.57) คือ

$$G_g(\theta, \phi) = e_r D_0(\theta, \phi) \quad (2.69)$$

ในทำนองเดียวกันค่าสูงสุดของเกนจะสัมพันธ์กับค่าสภาพเจาะจงทิศทางโดย

$$\begin{aligned} G_0 &= G_g(\theta, \phi)|_{\max} = e_r D_g(\theta, \phi)|_{\max} \\ &= e_r D_0 \end{aligned} \quad (2.70)$$

ดังนั้นค่าประมาณของเกนจะมีค่าเป็น

$$G_0 \approx \frac{30000}{\theta_d \theta_{2d}} \quad (2.70a)$$

ในทางปฏิบัติเมื่อกล่าวถึงเกนมักจะหมายถึง เพาเวอร์เกนที่มีค่าสูงสุดดังแสดงในสมการที่ (2.70)

$$G_0 (dB) = 10 \log_{10} [e_t D_0] \quad (2.71)$$

ค่าอัตราขยายของสายอากาศเป็นตัวกำหนดค่าประสิทธิภาพของสายอากาศเป็นไปตามสมการที่ (2.72) [44]

$$G = \eta D \quad (2.72)$$

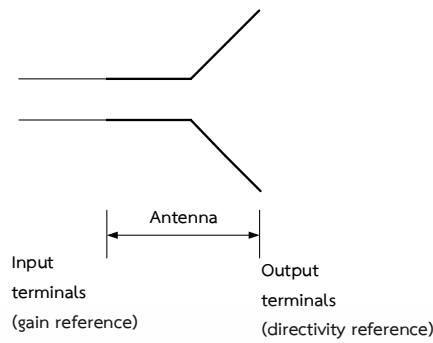
- G คือ อัตราขยายของสายอากาศ
- D คือ สภาพการเจาะจงทิศทาง
- η คือ ประสิทธิภาพของสายอากาศ

ในการหาอัตราขยายของสายอากาศนั้น จะสามารถคำนวณหาได้จากสมการที่ (2.73) หรือ (2.74) [44] ดังนี้

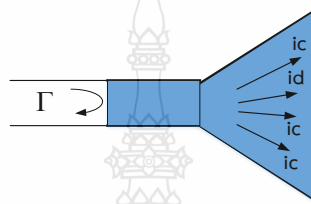
$$P_r = P_t + L_f - L_{line} + G_t + G_r \quad (2.73)$$

$$G_r = P_r - P_t + L_f + L_{line} - G_t \quad (2.74)$$

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



(ก) ปลายอ้างอิงด้านสายอากาศ



(ข) สูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับการนำและไดอิเล็กตริก

รูปที่ 2.18 ขั้วอ้างอิงและการสูญเสียของสายอากาศ [36,43]

2.10 ประสิทธิภาพของสายอากาศ

ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ e_t ต้องคำนึงถึงค่าการสูญเสียต่าง ๆ ที่ขั้วและด้านในโครงสร้างของสายอากาศต่าง ๆ ด้วยการสูญเสีย แสดงได้ดังรูปที่ 2.18 (ข) อาจมีสาเหตุมาจาก [36,43]

1. การสะท้อนกลับเนื่องจากความไม่เข้ากัน (Mismatch) ระหว่างสายส่ง (Transmission Line) กับสายอากาศ
2. การสูญเสียในตัวนำกับฉนวน

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.75)$$

e_t คือ ประสิทธิภาพทั้งหมด (ไม่มีหน่วย)

e_r คือ ประสิทธิภาพของการสะท้อนกลับ $= (1 - |\Gamma|^2)$ (ไม่มีหน่วย)

e_c คือ ประสิทธิภาพของตัวนำ (ไม่มีหน่วย)

e_d คือ ประสิทธิภาพของฉนวน (ไม่มีหน่วย)

Γ คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนของศักดาไฟฟ้าที่ขั้วของสายอากาศ

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

Z_{in} คือ อิมพีแดนซ์อินพุตของสายอากาศ

Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณสมบัตินี้ (Characteristic Impedance) ของสายส่ง

ปกติ e_c และ e_d คำนวณหาได้ลำบากส่วนมากหาได้จากการทดลองแต่ถึงกระนั้นก็แยก e_c จาก e_d ไม่ออก ดังนั้นเพื่อความสะดวกมักจะเขียนสมการที่ (2.75) ใหม่เป็น

$$e_t = e_c e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.76)$$

เมื่อ $e_{cd} = e_c e_d =$ ประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

2.11 ประสิทธิภาพของบีม

พารามิเตอร์ที่จะแสดงถึงว่าสายอากาศมีคุณภาพของการส่งหรือรับคลื่นดีเพียงใดนั้น ได้แก่ ประสิทธิภาพของบีม (Beam Efficiency: BE) สำหรับสายอากาศซึ่งมีโลบลหลักอยู่ในทิศทางแกน $Z(\theta = 0)$ แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 ประสิทธิภาพของบีมจะกำหนดได้ดังนี้คือ [36,43]

$$BE = \frac{\text{กำลังที่ส่ง (หรือรับ) ภายในกรวยซึ่งทำมุม } \theta_1 \text{ (ไม่มีหน่วย)}}{\text{กำลังงานที่ส่ง (หรือรับ) ทั้งหมดด้วยสายอากาศนั้น}} \quad (2.77)$$

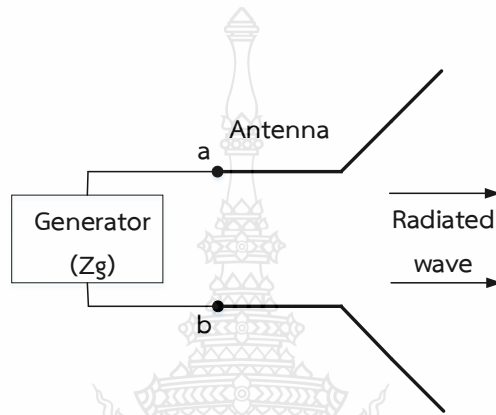
เมื่อ θ_1 เป็นมุมที่มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของมุมกรวยที่เราต้องการจะหาเปอร์เซ็นต์ของกำลังงานทั้งหมดในนั้น ดังนั้นจะต้องเขียนสมการที่ (2.77) ได้ดังนี้

$$BE = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_1} U(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.78)$$

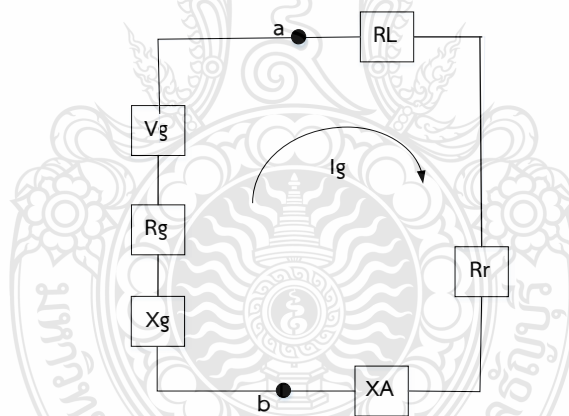
เมื่อให้ θ_1 เป็นมุมที่เกิดมี (Null) คือจุดตำแหน่งที่กำลังมีค่าเป็นศูนย์เป็นคู่แรก ดังนั้น ประสิทธิภาพของบีมจะเป็นปริมาณที่แสดงถึงอัตราส่วนของกำลังงานในโลบลหลักต่อกำลังงานที่มีทั้งหมด

2.12 อินพุตอิมพีแดนซ์

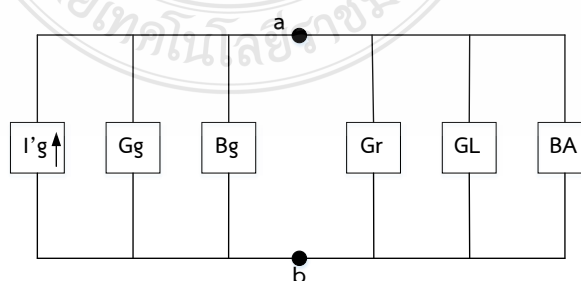
อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) ของสายอากาศใด ๆ จะเป็นอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ นั้น ๆ อาจจะเป็นอัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าต่อกระแสไฟฟ้าที่ขั้วของสายอากาศนั้นหรือเป็นอัตราส่วนของสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กที่จุดใด ๆ ในรูปที่ 2.19 (ก) จุด a-b เป็นขั้วของสายอากาศ อัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าต่อกระแสไฟฟ้าที่ขั้วนี้ เมื่อไม่ได้ต่อโหลด (Load) จะเป็นอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ซึ่งมีค่า



(ก) การส่งสัญญาณในสายอากาศ



(ข) วงจรสมมูล



(ค) วงจรนอร์ตัน

รูปที่ 2.19 การส่งสัญญาณในสายอากาศและวงจรสมมูล [36,43]

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.79)$$

Z_A คือ อิมพีแดนซ์ที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

R_A คือ ความต้านทานที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

X_A คือ รีแอกแตนซ์ที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

โดยทั่วไปค่าความต้านทานในสมการที่ (2.79) จะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนดังนี้คือ

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.80)$$

R_r คือ ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

R_L คือ ความต้านทานการสูญเสียของสายอากาศ

ถ้าสมมุติว่าสายอากาศถูกต่ออยู่กับเครื่องกำเนิดสัญญาณที่มีอิมพีแดนซ์ภายในเป็นดังนี้

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.81)$$

R_g คือ ความต้านทานของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม)

X_g คือ รีแอกแตนซ์ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม)

และสายอากาศทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง จะแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.19 (ข) ในการหาปริมาณกำลังงานที่ถูกนำมาสู่ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นเพื่อแพร่กระจายออกกับกำลังงานที่สูญเสีย ในความต้านทานการสูญเสีย R_L ที่กลายเป็นความร้อน ($I^2 R_L / 2$) นั้น เราจะหากระแสที่ไหลภายในลูป (Loop) ได้ว่ามีค่าดังนี้

$$\begin{aligned} I_g &= \frac{V_g}{Z_t} = \frac{V_g}{Z_A + Z_g} \\ &= \frac{V_g}{(R_r + R_L + R_g) + j(X_A + X_g)} \quad (A) \end{aligned} \quad (2.82a)$$

และขนาดของกระแสจะมีค่าดังนี้คือ

$$|I_g| = \frac{|V_g|}{\left[(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} \quad (2.82b)$$

เมื่อ V_g เป็นศักย์ไฟฟ้าค่าสูงสุดของเครื่องกำเนิดสัญญาณกำลังงานที่ถูกส่งมายังสายอากาศเพื่อการแพร่กระจายคลื่นจะมีค่าดังนี้คือ

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{1}{2} |I_g|^2 R_r \\ &= \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (\text{W}) \quad (2.83) \end{aligned}$$

และกำลังงานสูญเสียกลายเป็นความร้อนจะมีค่าดังนี้

$$\begin{aligned} P_L &= \frac{1}{2} |I_g|^2 R_L \\ &= \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (\text{W}) \quad (2.84) \end{aligned}$$

กำลังงานส่วนที่เหลือจะเป็นส่วนที่สูญเสียเป็นความร้อนในความต้านทานที่ขั้ว R_g ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ ซึ่งมีค่า

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (\text{W}) \quad (2.85)$$

กำลังงานที่ถูกนำมาส่งสายอากาศจะมีค่ามากที่สุดเมื่อเกิดการคอนจูเกตแมทซ์ (Conjugate Match) นั่นคือจะเกิดเมื่อ

$$R_g = R_r + R_L \quad (2.86)$$

และ

$$X_A = -X_g \quad (2.87)$$

ในกรณีนี้สมการที่ (2.83-2.85) จะกลายเป็นดังต่อไปนี้

$$P_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{4(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.88)$$

$$P_L = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (2.89)$$

$$\begin{aligned} P_g &= \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_L)^2} \right] \\ &= \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{1}{(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8R_g} \end{aligned} \quad (2.90)$$

จากสมการที่ (2.88-2.90) พบว่า

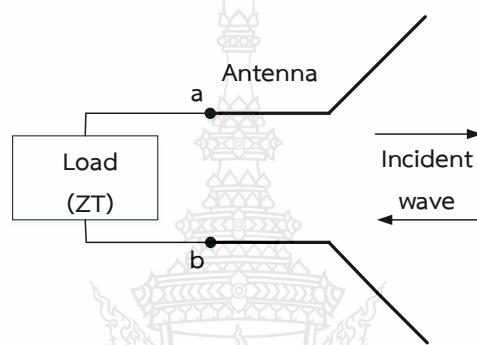
$$\begin{aligned} P_g &= P_r + P_L = \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_L)^2} \right] \\ &= \frac{|V_g|^2}{8} \left[\frac{R_r + R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \end{aligned} \quad (2.91)$$

ดังนั้นกำลังงานที่เครื่องกำเนิดสัญญาณจะต้องจ่ายเมื่อเป็นคอนจูเกตแมทซ์ จะมีค่าดังนี้

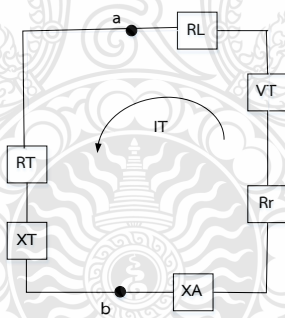
$$\begin{aligned} P_s &= \frac{1}{2} V_g I_g^* = \frac{1}{2} V_g \left[\frac{V_g^*}{2(R_r + R_L)} \right] \\ &= \frac{|V_g|^2}{4} \left[\frac{1}{(R_r + R_L)} \right] \text{ (W)} \end{aligned} \quad (2.92)$$

ในจำนวนกำลังงานที่เครื่องกำเนิดสัญญาณจ่ายทั้งหมดครึ่งหนึ่งจะสูญเสียเป็นความร้อนภายในความต้านทานภายใน (R_r) ของเครื่องกำเนิดสัญญาณและอีกครึ่งหนึ่งถูกนำมายังสายอากาศซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อเป็นคอนจูเกตแมทซ์เท่านั้น ในส่วนของกำลังงานที่มายังสายอากาศส่วนหนึ่งจะแพร่กระจายออกไป โดยผ่านกลไกที่เกิดจากความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น อีกส่วนหนึ่งจะสูญเสียไปเป็นความร้อน ซึ่งมีผลต่อประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ ถ้าสายอากาศไม่มี

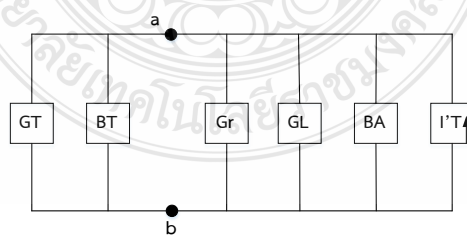
การสูญเสีย ($e_{cd} = 1$) ครึ่งหนึ่งของกำลังงานที่เครื่องกำเนิดสัญญาณจ่ายจะแพร่กระจายออกเมื่อเป็นคอนจูเกตแมตซ์ ในตอนนี้สมมติว่าเป็นการแมตซ์ที่สมบูรณ์ระหว่างสายอากาศและสายส่ง ($e_{cd} = 1$) ถ้ามีการสูญเสียเนื่องจากไม่สมพงษ์หรือแมตซ์แล้วจะทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศลดลง ในรูปที่ 2.19 (ก) แสดงวงจรสมมูลนอร์ตันของสายอากาศกับต้นกำเนิดสัญญาณเมื่อสายอากาศเป็นสายส่ง สำหรับการใส่สายอากาศเป็นสายอากาศรับ ดังแสดงในรูปที่ 2.20 (ก) ถ้ามีคลื่นตกกระทบเข้ามาที่สายอากาศจะเหนี่ยวนำให้เกิดศักดาไฟฟ้า V_r ซึ่งเทียบได้กับ V_g ในโหมดของการส่ง ได้แสดงวงจรสมมูลของเทวินินไว้ในรูปที่ 2.20 (ข) ส่วนในวงจรสมมูลของนอร์ตันได้แสดงดังรูปที่ 2.20 (ค)



(ก) การรับสัญญาณในสายอากาศ



(ข) วงจรสมมูล



(ค) วงจรนอร์ตัน

รูปที่ 2.20 การรับสัญญาณในสายอากาศและวงจรสมมูล [36,43]

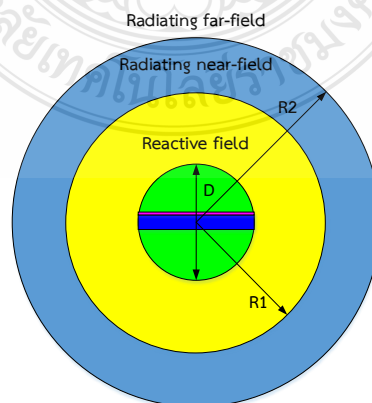
ปกติอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะเป็นฟังก์ชันของความถี่ซึ่งจะเข้ากับสายส่งเฉพาะความถี่ช่วงหนึ่ง ๆ เท่านั้น ซึ่งอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศนั้นจะอาศัยแพคเตอร์ต่าง ๆ อีกคือ รูปทรง วิธีการป้อนสัญญาณและสิ่งแวดล้อมรอบข้าง เนื่องจากการคำนวณได้ยาก ทำให้พบว่าส่วนใหญ่จะหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ได้จากการทดลอง [36,43]

2.13 แบนด์วิดท์

แบนด์วิดท์ของสายอากาศจะเป็นช่วงของความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติในมาตรฐานที่กำหนดไว้ เป็นช่วงของความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติต่าง ๆ ได้แก่ อินพุตอิมพีแดนซ์ แบบรูปการแพร่กระจายของคลื่น ความกว้างของลำคลื่น โพลาริเซชัน ระดับของไซด์โลบ อัตราขยายประสิทธิภาพของการแพร่กระจายคลื่น ฯลฯ อยู่ในค่าที่ดีคือไม่ต่างจากคุณสมบัติที่วัดที่ความถี่ตรงกลางที่ออกแบบจนทำให้คุณสมบัติเหล่านี้เสียไปจากมาตรฐาน สำหรับสายอากาศแบนด์กว้างมักคิดเป็นอัตราส่วนของความถี่ที่ใช้งานได้ ด้านสูงต่อความถี่ที่ใช้งานได้ด้านต่ำยกตัวอย่างเช่น แบนด์วิดท์ 10:1 แสดงว่าความถี่ที่ใช้งานได้ด้านสูงมีค่ามากกว่าความถี่ที่ใช้งานได้ด้านต่ำอยู่ 10 เท่า สำหรับสายอากาศแบนด์แคบ แบนด์วิดท์จะเป็นเปอร์เซ็นต์ของความแตกต่างของความถี่ (ความถี่ด้านสูงลบด้วยความถี่ด้านต่ำ) หารด้วยความถี่กลางของแบนด์วิดท์นั้น [36,43]

2.14 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า

การจำลองแบบสนามไฟฟ้าของสายอากาศเพื่อทำการหาลักษณะรูปแบบทิศทางของสนามไฟฟ้า บนสายอากาศแบบไมโครสตริปสำหรับระยะการแพร่กระจายสนามไฟฟ้าโดยทั่วไปสามารถแบ่งได้เป็น 3 ระยะได้แก่ ระยะแรกคือระยะสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพ (Reactive Field) เป็นบริเวณที่อยู่รอบ ๆ สายอากาศสามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.93) ซึ่งระยะแรกนี้จะยังไม่มีมีการแพร่กระจายของคลื่นใน 3 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม (R, θ, ϕ) [45]



รูปที่ 2.21 ลักษณะบริเวณขอบเขตสนามไฟฟ้าของสายอากาศ [45]

$$0 < R < \frac{\lambda}{2\pi} \quad (2.93)$$

เมื่อ λ คือความยาวคลื่น ระยะที่ 2 คือบริเวณแผ่พลังงานสนามใกล้ (Radiating Near-Field) ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ (2.94)

$$\frac{\lambda}{2\pi} < R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.94)$$

เมื่อ D คือขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นทรงกลม 2 มิติของขนาดสายอากาศด้านที่กว้างที่สุดและระยะสุดท้ายคือบริเวณแผ่พลังงานสนามไกล (Radiating Far-Field) ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ (2.95)

$$R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.95)$$

ระยะนี้ทิศทางของสนามไฟฟ้ามีเฉพาะ 2 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม (θ, ϕ) ในการวิเคราะห์ขอบเขตของสนามไฟฟ้าได้แสดงดังรูปที่ 2.21 บริเวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพคือ $0 < R < R_1$ สนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามใกล้คือ $R_1 < R < R_2$ และสุดท้ายสนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามไกลคือ $R_2 < R$ การหาระยะบริเวณสนามไฟฟ้าเพื่อเป็นประโยชน์ในการหาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ออกแบบ

2.15 มาตรฐานการสื่อสารไร้สายตามข้อกำหนด IEEE

Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE) หรือสถาบันวิศวกรรมไฟฟ้าและวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์นานาชาติ ก่อตั้งขึ้นในปี พ.ศ.2506 ที่ประเทศสหรัฐอเมริกาซึ่งเป็นการรวมตัวกันของวิศวกรด้านไฟฟ้าและวิศวกรด้านอิเล็กทรอนิกส์ ที่ได้มีการทำงานร่วมกันในการวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีด้านโทรคมนาคม ระบบไฟฟ้ากำลังและระบบแสง

สถาบันวิศวกรรมไฟฟ้าและวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์นานาชาติจะกำกับ ดูแลคุณภาพของวิจัยและการพัฒนาความรู้และการสร้างสรรค์งานวิจัยใหม่ ๆ รวมไปถึงการเผยแพร่ความรู้ โดยเฉพาะทางด้านไฟฟ้ากำลัง คอมพิวเตอร์ โทรคมนาคม ระบบอิเล็กทรอนิกส์และระบบวัดคุม ซึ่งมีกลุ่มนักวิจัยอยู่ทั่วโลก และจะแบ่งกลุ่มตามความถนัดความเชี่ยวชาญของแต่ละกลุ่มงาน โดยจะมีหมายเลข IEEE ที่ถูกกำหนดโดยองค์กรควบคุมมาตรฐาน [46]

2.15.1 มาตรฐาน IEEE 802.11

IEEE 802.11 เป็นมาตรฐานการทำงานในระบบเครือข่ายไร้สายที่กำหนดขึ้นโดยสถาบันวิศวกรรมไฟฟ้าและวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์นานาชาติที่ใช้เป็นมาตรฐานกลางที่ใช้เพื่อการเชื่อมต่ออุปกรณ์เครือข่ายไร้สายเข้าด้วยกัน โดยปกติการเชื่อมต่อกับระบบเครือข่ายไร้สายนั้น จะต้องใช้อุปกรณ์จำนวนสองชิ้นได้แก่ [47]

แอดเซสพอยต์ จะเป็นตัวกลางในการติดต่อสื่อสารระหว่าง ตัวรับ-ส่งสัญญาณไร้สายของผู้ใช้กับเราเตอร์ผ่านตัวกลางที่เป็นสายนำสัญญาณประเภททองแดงที่มีการเชื่อมต่อกับระบบเครือข่าย เช่นสายแลน สายโทรศัพท์ ADSL หรือเส้นใยแก้วนำแสง

ตัวรับและตัวส่งสัญญาณไร้สาย มีหน้าที่รับ-ส่งสัญญาณระหว่างตัวรับกับตัวส่งแต่ละตัวเข้าด้วยกันและรับส่งระหว่างตัวลูกข่ายกับแอดเซสพอยต์

หลังจากที่เทคโนโลยีเครือข่ายไร้สายนี้ได้มีการใช้งานอย่างกว้างขวาง ทำให้เกิดมาตรฐานต่าง ๆ ตามมาด้วย โดยการเลือกใช้ใช้อุปกรณ์ที่ใช้กับเครือข่ายไร้สายเหล่านั้น ควรคำนึงถึงเทคโนโลยีที่อยู่ในผลิตภัณฑ์นั้น ๆ กับการเชื่อมต่อเข้ากันได้ระหว่างเทคโนโลยีที่แตกต่างกันด้วย

WiFi หรือเทคโนโลยีเครือข่ายแบบไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11 เริ่มมีใช้งานในช่วงปี พ.ศ. 2540 ถูกกำหนดขึ้นมาโดยสถาบันวิศวกรรมไฟฟ้าและวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์นานาชาติ มีความเร็ว 1 Mbps ในช่วงแรก ๆ นั้นจะมีประสิทธิภาพในการทำงานไม่ดีมากนัก และยังไม่มี การรับรองการให้บริการประเภท QoS (Quality of Service) และยังมีความปลอดภัยต่ำ ทางสถาบันฯ จึงทำการปรับปรุงกลุ่มการให้บริการตามมาตรฐานได้ดังนี้ 802.11a, 802.11b และ 802.11g

2.15.2 ประวัติมาตรฐาน IEEE 802.11

มาตรฐาน IEEE 802.11a ถูกนำมาใช้ในปี พ.ศ. 2542 ใช้เทคโนโลยีที่เรียกว่า OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เพื่อปรับปรุงทางด้านความเร็วในการส่งข้อมูลให้ได้ความเร็วที่สูงถึง 54 Mbps ที่ความถี่ 5 GHz โดยจะมีคลื่นความถี่รบกวนต่ำกว่าที่ความถี่ 2.4 GHz ด้วยความเร็วระดับนี้จะสามารถแพร่ภาพและข้อมูลข่าวสารที่มีความละเอียดสูง ๆ ได้ โดยมี อัตราความเร็วที่ใช้ในการรับส่งข้อมูลที่จะสามารถปรับแต่งระดับให้ลดต่ำลงได้ เพื่อช่วยในการเพิ่มระยะทางของการเชื่อมต่อให้เพิ่มมากขึ้น แต่จะมีข้อเสียคือ ที่ความถี่ 5 GHz นั้น ในบางประเทศจะยังไม่อนุญาตให้นำออกใช้งาน ได้แก่ประเทศไทย เพราะได้ทำการจัดสรรช่วงความถี่นี้ให้กับอุปกรณ์ประเภทอื่นไว้แล้ว และจากการที่ต้องใช้การเชื่อมต่อกับความถี่สูง ๆ จึงส่งผลให้มาตรฐานนี้มีระยะการรับส่งสัญญาณที่ไม่ไกลมากนัก อยู่ที่ประมาณ 35 เมตร ภายในอาคารปิดและประมาณ 120 เมตร ในพื้นที่กลางแจ้ง อีกทั้งยังต้องส่งข้อมูลด้วยความถี่สูง จึงทำให้ไม่สามารถส่งผ่านโครงสร้างอาคารได้ในส่วนของอุปกรณ์ไร้สายที่ใช้กับเทคโนโลยี IEEE 802.11a นี้ จะไม่สามารถเชื่อมต่อได้กับอุปกรณ์ที่ใช้

กับมาตรฐาน IEEE 802.11b และ IEEE 802.11g ทั้งนี้อุปกรณ์ที่ใช้กับมาตรฐาน IEEE 802.11a ยังมีราคาที่สูงกว่าของมาตรฐาน IEEE 802.11b อยู่ ฉะนั้นแล้วอุปกรณ์ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a จึงเป็นที่นิยมน้อยกว่า IEEE 802.11b อยู่มาก จึงยังไม่เป็นที่ยอมรับมากนัก

มาตรฐาน IEEE 802.11b ถูกนำมาใช้ใน ปี พ.ศ. 2542 โดยจะใช้เทคโนโลยี CCK (Complimentary Code Keying) ร่วมกับเทคโนโลยี DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) เพื่อพัฒนาความสามารถทางการรับส่งข้อมูลของอุปกรณ์ด้วยความเร็วที่สูงขึ้นมาอยู่ที่ 11 Mbps โดยใช้บนคลื่นวิทยุที่ความถี่ 2.4 GHz ด้วยการใช้คลื่นความถี่ที่ต่ำกว่าในมาตรฐาน IEEE 802.11a จึงจะส่งผลให้อุปกรณ์ที่ใช้กับมาตรฐานนี้มีประสิทธิภาพในการส่งคลื่นสัญญาณออกไปได้ในระยะทางที่ไกลกว่าเดิมคือประมาณ 38 เมตร ในอาคารปิดและประมาณ 140 เมตร ในพื้นที่กลางแจ้ง อีกทั้งสัญญาณที่ส่งออกมานั้นสามารถส่งผ่านโครงสร้างอาคารได้ดีกว่าอุปกรณ์ที่ใช้กับมาตรฐาน IEEE 802.11a อีกด้วย ปัจจุบันผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สายที่รองรับมาตรฐานนี้ ได้มีการการผลิตออกมาจำนวนมาก ได้แก่ อุปกรณ์ IEEE 802.11 Bluetooth โทรศัพท์ไร้สายและเตาไมโครเวฟ ที่สำคัญคือในแต่ละอุปกรณ์นั้นจะสามารถทำงานเชื่อมต่อกันได้เป็นอย่างดี อุปกรณ์จากผู้ผลิตทุกยี่ห้อนั้นจะผ่านการตรวจสอบโดยสถาบัน Wi-Fi Alliance เพื่อทำการตรวจสอบมาตรฐานของอุปกรณ์และความสามารถในการเชื่อมต่อกันได้กับผู้ผลิตรายอื่น ๆ โดยอุปกรณ์ WLAN ตามมาตรฐาน 802.11b ถูกนำไปใช้ในองค์กรต่าง ๆ สถานศึกษา สถานที่ราชการและมีการนำไปใช้ตามบ้านเรือนเพิ่มมากขึ้น

มาตรฐาน IEEE 802.11g ถูกนำมาใช้ใน ปี พ.ศ. 2546 ซึ่งได้นำเทคโนโลยีแบบ OFDM ของ 802.11a มาประยุกต์ใช้บนความถี่ 2.4 GHz ส่งผลให้สามารถใช้ความเร็วได้ในระดับ 36-54 Mbps ซึ่งเป็นระดับความเร็วที่เร็วกว่ามาตรฐาน 802.11b โดยที่มาตรฐาน 802.11g นั้นจะสามารถปรับลดระดับความเร็วลงเหลือประมาณ 2 Mbps ได้ตามความเหมาะสมของเครือข่ายที่ใช้งาน

จากข้อความเนื้อหาข้างต้นนี้จะมีบางผลิตภัณฑ์ใช้เทคโนโลยีเฉพาะตัวเข้ามาเสริมทำให้สามารถเพิ่มระดับความเร็วขึ้นจาก 54 Mbps เป็น 108 Mbps แต่จะใช้งานได้เฉพาะกับอุปกรณ์ที่มีการผลิตออกมาจากบริษัทเดียวกันเท่านั้น โดยการนำเทคโนโลยีด้านชิป (Chip) ทำหน้าที่กระจายสัญญาณจากอุปกรณ์ของผู้ผลิตบางรายเท่านั้น ซึ่งจะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการรับส่งสัญญาณได้เป็น 2 เท่าของการรับส่งสัญญาณแบบปกติได้ แต่จะส่งผลให้อุปกรณ์นั้นมีประสิทธิภาพลดต่ำลงไปด้วยตามมา

มาตรฐาน IEEE 802.11n ถูกนำมาใช้ใน ปี พ.ศ. 2552 โดยมีการทำงานในย่านความถี่ 2.4 และ 5 GHz ซึ่งจะมีอัตราการส่งผ่านข้อมูลที่ระดับสูงสุดได้ถึง 300 Mbps และสามารถส่งผ่านคลื่นสัญญาณได้ในระยะประมาณ 70 เมตรภายในอาคารปิด และที่ประมาณ 250 เมตรในพื้นที่

กลางแจ้ง อีกทั้งยังสามารถกันสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์อื่น ๆ ที่ใช้ความถี่ 2.4 GHz ที่อยู่ข้างเคียงกันได้ พร้อมทั้งยังสามารถนำไปใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b และ IEEE 802.11g ได้อีกด้วย

ตารางที่ 2.1 มาตรฐาน IEEE 802.11 [47]

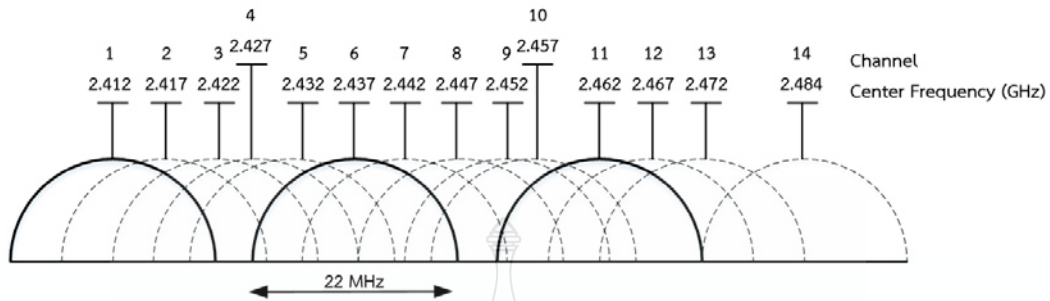
802.11 network standards										
802.11	Release	Freq.	Bandwidth	Data rate per stream	Allowable	Modulation	Approximate indoor range		Approximate outdoor range	
protocol		(GHz)	(MHz)	(Mbit/s)	MIMO streams		(m)	(ft)	(m)	(ft)
a	Jun-97	2.4	20	1, 2	1	DSSS, FHSS	20	66	100	330
	Sep-99	5	20	6, 9, 12, 18,	1	OFDM	35	110	120	390
		3.7	20	24, 36, 48, 54	1		-	-	5,000	16,000
b	Sep-99	2.4	20	1, 2, 5.5, 11	1	DSSS	35	110	140	460
g	Jun-03	2.4	20	6, 9, 12, 18,	1	OFDM, DSSS	38	120	140	460
				24, 36, 48, 54						
n	Oct-09	2.4/5	20	7.2, 14.4,	1	OFDM	70	230	250	820
				21.7, 28.9,						
			43.3, 57.8,	4	70		230	250	820	
			65, 72.2							
ac	Dec-12	5	40	15, 30, 45,	8	70	230	250	820	
			60, 90, 120,							
			135, 150							
ad	~Feb 2014	2.4/5/6	20	up to 87.6	8	70	230	250	820	
			40	up to 200						
			80	up to 433.3						
			160	up to 866.7						
				up to 6912 (6.75Gb/s)						

มาตรฐาน 802.11-2012 ถูกนำมาใช้ในปี พ.ศ. 2550 โดยคณะกรรมการของกลุ่ม TGmb ซึ่งได้ทำการรวบรวมแก้ไขทั้งหมด ให้เป็นรุ่นที่เรียกว่า REVmb หรือมาตรฐาน 802.11mb ซึ่งจะประกอบไปด้วยมาตรฐาน 802.11k r y n w p z v u และ s

มาตรฐาน 802.11ac จะใช้กับความถี่ที่ 5 GHz มีทรูพุดที่ใช้กับเครือข่ายไร้สายแบบหลายสถานีในระดับไม่ต่ำกว่า 1 Gbps และสำหรับลิงค์เดี่ยวไม่ต่ำกว่า 500 Mbps ซึ่งจะใช้ RF แบนด์วิดท์ที่กว้างกว่า ใช้การสตรีมที่มากกว่าและใช้การมอดูเลตที่สูงกว่า

มาตรฐาน 802.11ad หรือที่รู้จักในชื่อ WiGig ถูกนำมาใช้ในปี พ.ศ. 2557 โดยมีการนำเทคโนโลยีประเภท Wi-Fi solution แบบ Tri-band ออกมาให้ได้ทดลองใช้งาน ซึ่งจะนำ

ความถี่ 60 GHz ที่ให้ท่รพุดสูงถึง 7 Gbps โดยมาตรฐานนี้จะเป็นกลุ่มย่อยของมาตรฐาน IEEE 802.11 ซึ่งสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 2.1 และรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 การแบ่งช่องสัญญาณ 14 ช่องสัญญาณ [47]

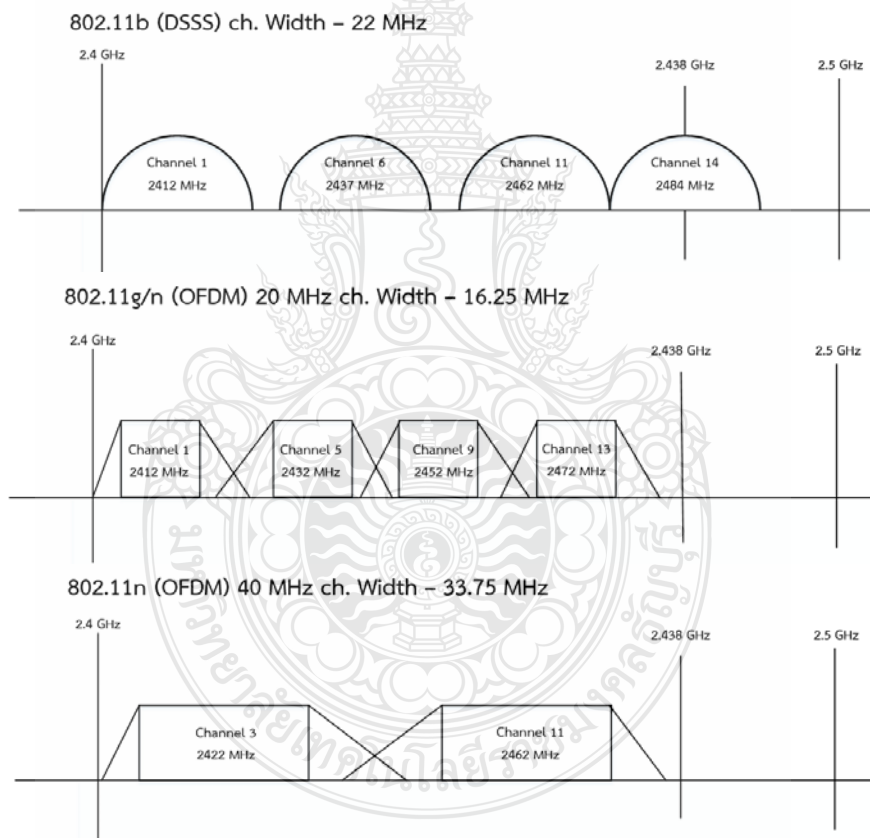
ตารางที่ 2.2 ช่องสัญญาณความถี่ WLAN [47]

Channel	F ₀ (MHz)	North America	Japan	Brazil	Most of World
1	2412	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้
2	2417	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้
3	2422	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้
4	2427	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้
5	2432	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้
6	2437	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้
7	2442	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้
8	2447	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้
9	2452	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้
10	2457	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้
11	2462	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้	ใช้ได้
12	2467	ใช้ไม่ได้	ใช้ได้	ใช้ไม่ได้	ใช้ได้
13	2472	ใช้ไม่ได้	ใช้ได้	ใช้ไม่ได้	ใช้ได้
14	2484	ใช้ไม่ได้	ใช้ไม่ได้	ใช้ไม่ได้	ใช้ไม่ได้

2.15.3 ช่องสัญญาณย่านความถี่ WLAN

ความถี่ใช้งานย่าน 2.4 GHz สามารถแบ่งเป็นช่องสัญญาณการใช้งานได้ 14 ช่องสัญญาณ ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณจะมีความกว้าง 5 MHz แสดงได้ตามตารางที่ 2.2 และรูปที่ 2.23

โดยการใช้งานทั่วไปจะใช้ความถี่ตามช่องสัญญาณที่ 1-13 ซึ่งกำหนดให้เริ่มใช้งานที่ช่องสัญญาณที่ 1 6 และ 11 แสดงได้ดังรูปที่ 2.21 เพื่อให้ได้ค่าแบนด์วิดท์ประมาณ 20 MHz และมี ส่วนของช่องสัญญาณที่เป็นการ์ดแบนด์ 5 MHz กั้นระหว่างช่องสัญญาณที่ใช้งาน ซึ่งจะเห็นได้ว่า ช่องสัญญาณที่ 14 ช่วงความถี่ 2.484 GHz (2.477-2.484 GHz) นั้นจะเป็นช่วงที่สามารถนำมา ประยุกต์ใช้งานอื่น ๆ ได้ในอนาคต



รูปที่ 2.23 การใช้งานช่องสัญญาณในปัจจุบัน [48]

2.16 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุ

คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุเป็นสิ่งที่กำหนดและบ่งบอกความสามารถของวัสดุที่จะเหมาะสมในการนำไปใช้งานทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้า ซึ่งสิ่งที่ต้องนำมาพิจารณาได้แก่ [51]

2.16.1 ความต้านทาน

ความต้านทานเป็นคุณสมบัติของวัสดุที่ต่อต้านการไหลของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านวัสดุ ซึ่งค่าความต้านของวัสดุตัวนำสามารถคำนวณหาได้จากสมการที่ (2.96)

$$\sigma = R \frac{A}{l} \quad (2.96)$$

R คือ ความต้านทานของตัวนำมีหน่วยเป็นโอห์ม

A คือ พื้นที่หน้าตัดของวัสดุ มีหน่วยเป็น m^2

l คือ ความยาวของวัสดุตัวนำ มีหน่วยเป็น sqm

โดยค่าความต้านทานของวัสดุตัวนำแสดงได้ดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 ค่าความต้านทานของวัสดุตัวนำประเภทต่าง ๆ [51]

ลำดับที่	ธาตุ	ความต้านทานที่อุณหภูมิ 20C โอห์ม-เมตร
1	เงิน	1.59×10^{-8}
2	ทองแดง	1.7×10^{-8}
3	ทอง	2.44×10^{-8}
4	อลูมิเนียม	2.82×10^{-8}
5	ทังสแตน	5.6×10^{-8}
6	เหล็ก	1.0×10^{-7}
7	แพทตินัม	1.1×10^{-7}
8	ตะกั่ว	2.2×10^{-7}
9	ปรอท	9.8×10^{-7}
10	คาร์บอน (กราไฟต์)	3.5×10^{-5}
11	เจอร์เมเนียม	4.6×10^{-1}
12	ซิลิกอน	6.4×10^2
13	กระจก	1.0×10^{10} ถึง 1.0×10^{14}

2.16.2 การนำไฟฟ้า

การนำไฟฟ้าเป็นคุณสมบัติของวัสดุที่ยินยอมให้มีการไหลของกระแสไฟฟ้าไหลผ่านวัสดุได้ เป็นพารามิเตอร์ตัวหนึ่งที่จะบ่งบอกได้ว่ากระแสไฟฟ้าจะไหลผ่านวัสดุได้ง่ายเพียงใด การนำ

ไฟฟ้าของวัสดุนี้ จะเป็นส่วนผกผันกับค่าความต้านทานไฟฟ้า ซึ่งสามารถคำนวณหาได้จากสมการที่ (2.97) ซึ่งมีหน่วยเป็น โอห์ม-เมตร

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = \frac{l}{R.A} \quad (2.97)$$

2.16.3 ความเป็นฉนวน

ความเป็นฉนวนเป็นคุณสมบัติของวัสดุที่จะบ่งบอกได้ถึงความสามารถในการต้านทานแรงดันไฟฟ้า ในวัสดุที่มีความเป็นฉนวนสูงจะสามารถทนต่อแรงดันไฟฟ้าสูง ๆ ได้ดี ซึ่งโดยทั่วไปจะมีหน่วยเป็น KV/cm โดยตัวอย่างของค่าความเป็นฉนวนสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 ค่าความเป็นฉนวนของวัสดุประเภทต่าง ๆ [51]

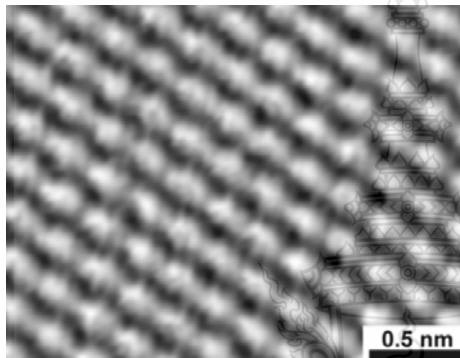
ลำดับที่	ธาตุ	ความเป็นฉนวน โอห์ม-เมตร
1	อากาศ	30
2	เครื่องลายคราม	80
3	ซีมิ่งพาราฟิน	120
4	น้ำมันหม้อแปลง	160
5	เบ็กไลท์	220
6	ยาง	280
7	กระดาษ	500
8	เทปลอน	600
9	กระจก	1200
10	ไม้ก้ำ	2000

2.17 สารกราไฟต์

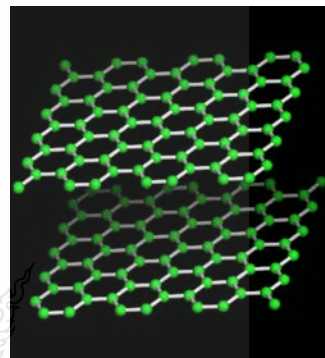
กราไฟต์ (Graphite) เป็นธาตุคาร์บอนชนิดหนึ่ง มีชื่อสามัญที่เรียกว่า พลัมเบโก (Plumbago) หรือแร่ดินสอดำ มีสถานะเป็นของแข็งและเป็นผลึกที่มีแผ่นบาง ๆ ที่มีความทึบแสง มีเนื้อที่อ่อนนุ่มและมีสีเทาเข้มไปจนถึงสีดำ มีความเป็นตัวนำความร้อนและไฟฟ้าได้ดี มักถูกนำไปใช้ทำไส้ดินสอดำ ไส้ถ่านไฟฉาย ไส้ไฟอาร์ก เป็นต้น ซึ่งแร่กราไฟต์มีแหล่งสะสมและถูกค้นพบมากที่สุดในรัฐคัมเบรีย ประเทศอังกฤษ โดยแร่ที่ถูกค้นพบนี้จะมีความบริสุทธิ์ ไม่แข็งมากนัก แตกหักได้ง่ายและเกาะตัวกันแน่น แสดงได้ดังรูปที่ 2.24



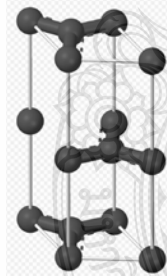
รูปที่ 2.24 แร่กราไฟต์ [52]



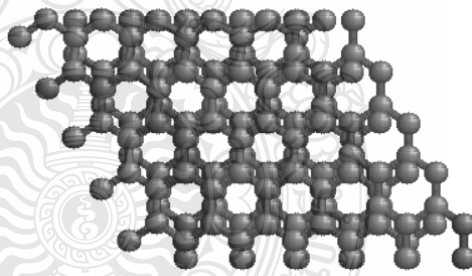
(ก) ผิวหน้าของอะตอมกราไฟต์



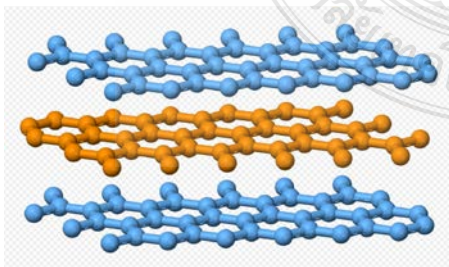
(ข) แผ่นตัดกราไฟต์ 2



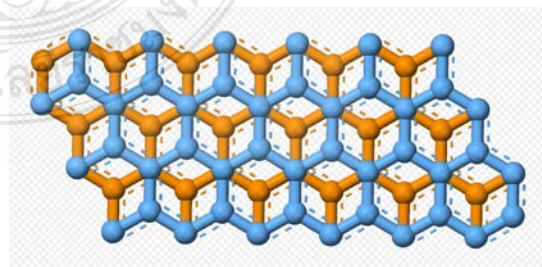
(ค) เซลล์ของกราไฟต์



(ง) มุมมองแบบสามมิติ



(จ) มุมมองด้านข้างของการซ้อนเลเยอร์



(ฉ) มุมมองระนาบของการซ้อนเลเยอร์

รูปที่ 2.25 โครงสร้างอะตอมของธาตุถุนวนไฟฟ้า [52]

กราไฟต์ เป็นชื่อที่ถูกตั้งขึ้นมาโดย Abraham Gottlob Werner ในปี พ.ศ. 2332 [52] ซึ่งเป็นชื่อเรียกในภาษากรีกที่หมายถึง การวาด/เขียน ซึ่งตั้งตามการนำกราไฟต์ไปใช้ทำเป็นดินสอ

โดยแร่กราไฟต์นี้จะเป็นการจัดเรียงตัวแบบหนึ่งของธาตุคาร์บอน โดยภาษากรีกจะหมายถึง การใช้เขียนวาดภาพ ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นตัวนำไฟฟ้าหรือกึ่งตัวนำไฟฟ้า กราไฟต์นี้จะมีการจัดเรียงตัวกันแบบเสถียรที่สภาวะมาตรฐาน แต่ในบางครั้งแร่กราไฟต์อาจเกิดได้จากการถ่านหินที่ได้รับความร้อน ความดันที่สูงขึ้นในระดับหนึ่งซึ่งจะพบได้อยู่ในแอนทราไซต์ (Anthracite) และเมตา-แอนทราไซต์ (Meta-Anthracite) ซึ่งโดยปกติแล้วจะไม่นำไปทำเป็นเชื้อเพลิงเนื่องจากว่าติดไฟได้ยาก

2.17.1 ประเภทของแร่กราไฟต์

2.17.1.1 แร่กราไฟต์ที่มีลักษณะเป็นแผ่นบาง ๆ สั้น ๆ มีหน้าตัดเป็นรูป 6 เหลี่ยม เมื่อแตก จะเป็นมุมที่บริเวณขอบหรืออาจมีลักษณะที่ไม่สม่ำเสมอ

2.17.1.2 กราไฟต์ที่มีลักษณะอสัณฐาน จะมีลักษณะเป็นเม็ดละเอียด ๆ เกิดขึ้นจากการแปรสภาพของหินแปรของถ่านเมื่อเกิดความร้อนสูงและเป็นขั้นตอนสุดท้ายในการเกิดของถ่านหินซึ่งในบางครั้งจะถูกเรียกว่าแอนทราไซต์ (Anthracite)

2.17.1.3 กราไฟต์ที่มีลักษณะเป็นก้อน หรือที่เรียกว่า สายแร่กราไฟต์ ซึ่งจะเกิดขึ้นจากช่องหรือรอยแตกของสายแร่ที่มีลักษณะเป็นเนื้อเดียวกัน มีความเป็นผลึกกลุ่มของเส้นใยหรือเป็นรูปร่างยาว ๆ โดยจะพบในสายแร่ที่อยู่ในบริเวณน้ำร้อน

ในปัจจุบันมีการสร้างกราไฟต์ที่เป็นแบบเส้นใยกราไฟต์หรือเส้นใยคาร์บอนขึ้นมาใช้งานได้เองด้วย

2.17.2 การเกิดของแร่กราไฟต์

แร่ที่เกิดร่วมกับกราไฟต์ได้แก่ ควอตซ์ แคลไซต์ ไมก้า เหล็กและทัวร์มาลีน โดยที่แร่กราไฟต์จะมีอยู่หลายลักษณะ แผ่นกราไฟต์ที่บางสามารถที่จะโค้งงอได้แต่จะไม่สามารถให้ความยืดหยุ่นได้ แร่ที่เป็นสีดำนี้นำไฟฟ้ได้และจะแสดงลักษณะของการจัดเรียงตัวของอะตอมที่สามารถลดแรงเสียดทานได้ซึ่งจะบอกได้ถึงความอ่อนนุ่ม ความแวววาว ความแน่นหนาและลักษณะของการเป็นผงแร่

โดยทางสมาคมสำรวจธรณีวิทยาของประเทศสหรัฐอเมริกา ได้แสดงถึงอัตราการผลิตแร่กราไฟต์ ในปี พ.ศ. 2551 ที่มีจำนวน 1,100 กิโลตัน โดยมาจากประเทศจีน 800 กิโลตัน ประเทศอินเดีย 130 กิโลตัน ประเทศบราซิล 76 กิโลตัน ประเทศเกาหลีเหนือ 30 กิโลตันและประเทศแคนาดา 28 กิโลตัน โดยในปี พ.ศ. 2550 ประเทศสหรัฐอเมริกาได้ทำการสังเคราะห์แร่กราไฟต์ขึ้นมาได้ และมีการผลิตขึ้นมาจำนวน 198 กิโลตัน คิดเป็นจำนวนเงิน 1.18 พันล้านดอลลาร์ อัตราการใช้

แร่กราไฟท์ที่มีอยู่ในธรรมชาติคิดเป็น 42 กิโลตันและแร่กราไฟท์ที่สังเคราะห์ขึ้นมาคิดเป็น 200 กิโลตัน [52]

2.17.3 ลักษณะของแร่กราไฟท์

แร่กราไฟท์จะประกอบเรียงตัวกันเป็นชั้น ๆ คาร์บอนมีการจัดเรียงตัวกันแบบเฮลฟาหรือเป็นแบบรูปผลึก 6 ด้าน และจัดเรียงตัวกันแบบเบตาหรือรูปแบบขนมเปียกปูน โดยจะมีลักษณะทางกายภาพที่เหมือนกัน ซึ่งแผ่นแร่รูปผลึก 6 ด้านนี้จะมีลักษณะที่บางและไม่แข็งตัว ผลึกแบบเฮลฟาจะสามารถเปลี่ยนกลับไปเป็นแบบเบตาได้เมื่อมีแรงมากดทับ และผลึกแบบเบตาก็สามารถเปลี่ยนกลับไปเป็นแบบเฮลฟาได้เมื่อได้รับความร้อนที่มากกว่า 1,300 องศาเซลเซียส โดยที่แผ่นแร่แต่ละแผ่นจะมีความหนาแน่นน้อย แสดงได้ดังรูปที่ 2.25

แร่กราไฟท์สามารถนำไฟฟ้าได้เนื่องจากการเรียงตัวกันของอิเล็กตรอนในแต่ละระนาบ โดยวาเลนซ์อิเล็กตรอนสามารถที่จะเคลื่อนที่ได้อย่างอิสระ จึงสามารถที่จะนำไฟฟ้าได้ โดยจะสามารถนำไฟฟ้าได้ในระนาบเดียวเท่านั้น

2.17.4 การนำไปใช้ประโยชน์

2.17.4.1 แร่กราไฟท์จากธรรมชาติ จะถูกนำไปใช้ประโยชน์ในด้านการผลิตเหล็กกล้า อุตสาหกรรมเครื่องเขียน การผลิตอุปกรณ์ประเภทที่ช่วยลดการสูญเสียความร้อน การผลิตอุปกรณ์ประเภทเบรครถยนต์ อุตสาหกรรมการผลิตแบตเตอรี่และทำสารประเภทไม่หล่อลื่น กราฟีน (Graphene) ซึ่งเป็นแร่กราไฟท์ที่พบได้ตามธรรมชาติจะมีลักษณะที่มีความแข็งแรงสูง ซึ่งจะใช้คุณสมบัตินี้ในการแยกกราฟีนออกจากแร่กราไฟท์ทั่วไปเพื่อนำไปใช้ในโรงงานอุตสาหกรรม

2.17.4.2 แร่กราไฟท์สังเคราะห์ จะถูกนำไปใช้ประโยชน์ในด้านการนำไปทำเป็นขั้วไฟฟ้า การทำเป็นผงเพื่อใช้ในอุตสาหกรรมผลิตแบตเตอรี่และอุตสาหกรรมผลิตอุปกรณ์เบรครถยนต์ โดยสังเคราะห์มาจากเชื้อเพลิงถ่านหินที่เผาจนหมดควันแล้ว เส้นใยกราไฟท์หรือเส้นใยคาร์บอนเป็นเส้นใยที่มีความแข็งแรงทนทานสูง ถูกนำไปใช้ในการผลิตอุปกรณ์ตกปลา อุปกรณ์กีฬาประเภทกอล์ฟ การผลิตจักรยานและอุปกรณ์ประเภทแท่นกระโดดของสระน้ำ เป็นต้น

2.18 กาวประเภทต่าง ๆ

กาวเป็นวัสดุประสานที่มีส่วนผสมของของเหลวหรือวัสดุประเภทกึ่งของเหลวที่สามารถนำไปใช้เชื่อมต่อหรือติดประสานวัสดุสองชิ้นให้ติดเข้าด้วยกันได้ กาวมีอยู่หลายประเภททั้งที่เกิดจากธรรมชาติและสารเคมีสังเคราะห์ ซึ่งการนำไปใช้ประโยชน์ก็จะขึ้นอยู่กับวัสดุที่จะนำมาเชื่อมติดกัน

กาวส่วนใหญ่จะเป็นมีส่วนผสมของโพลีเมอร์ ซึ่งจะประกอบไปด้วยหน่วยย่อยที่เรียกว่า โมโนเมอร์ที่เรียงต่อกันเป็นโมเลกุลสายยาว ๆ จนทำให้เกิดความเหนียวของกาวเกิดขึ้นมาได้

กาวนิยมนำมาใช้ติดกับวัสดุที่มีลักษณะเป็นแผ่นบางหรือวัสดุที่แตกต่างกัน โดยกาวที่นำมาใช้เชื่อมติดกับวัสดุประเภทต่าง ๆ จะใช้ระยะเวลาหนึ่งในการประสานเชื่อมติดกับวัสดุนั้น ๆ ซึ่งจะแตกต่างจากการเชื่อมต่อในแบบอื่น ๆ [53-55]



รูปที่ 2.26 กาวติดผ้า [55]

โดยที่กาวนั้นจะแบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือกาวธรรมชาติและกาวสังเคราะห์ โดยกาวสังเคราะห์สามารถแบ่งประเภทได้เป็น 7 ประเภทได้แก่

2.18.1 กาวติดผ้า ถูกนำมาใช้สำหรับวัสดุที่เป็นผ้า โดยที่เมื่อใช้กาวชนิดนี้แล้วจะไม่ก่อให้เกิดอันตรายต่อผิวหนังของมนุษย์และแห้งเร็ว แสดงได้ดังรูปที่ 2.26

2.18.2 กาวซูเปอร์กลู กาวชนิดนี้บางครั้งจะเรียกว่ากาวร้อน ซึ่งผลิตมาจากสารเคมีที่มีชื่อว่าไซยาโนอะคริเลต เป็นกาวที่มีคุณสมบัติเชื่อมติดกับวัสดุได้ค่อนข้างแน่นหนาและแห้งเร็วภายในเวลาประมาณ 10-30 วินาที ซึ่งกาวเพียงแค่นี้ 1 ตารางนิ้ว โดยจะสามารถยึดติดกับวัสดุที่มีน้ำหนักมากกว่า 1 ตัน ได้เป็นอย่างดี โดยที่ลักษณะของกาวจะเป็นของเหลวหรือเจล สามารถนำไปใช้งานได้อย่างคล่องตัว โดยถ้าเป็นลักษณะแบบของเหลวจะนิยมนำไปใช้กับวัสดุประเภทพลาสติก โลหะ ไวนิล ยางและกระเบื้อง เซรามิก ส่วนกาวที่มีลักษณะที่เป็นเจลจะนิยมนำไปใช้กับวัสดุประเภทไม้ และวัสดุประเภทที่มีรูพรุนต่าง ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 กาวซูเปอร์กลู [55]

2.18.3 กาวขาวหรือโพลีไวนิลอะซีเตต โดยที่เนื้อกาวนั้นจะมีลักษณะเป็นของเหลว ซึ่งจะสามารถนำไปใช้งานได้อย่างคล่องตัว เหมาะสำหรับงานกระดาษและงานไม้ งานซ่อมแซมต่าง ๆ ภายในบ้าน งานเฟอร์นิเจอร์ งานตกแต่งภายในและงานเซรามิก ซึ่งเนื้อกาวนี้จะไม่มีการเป็นอันตราย จึงสามารถนำไปให้เด็ก ๆ ใช้งานได้ด้วย เมื่อแห้งแล้วเนื้อกาวจะมีความแข็งเล็กน้อยและกาวชนิดนี้สามารถละลายน้ำได้จึงไม่ควรนำไปใช้กับงานที่ต้องมีการสัมผัสกับน้ำในแบบ ต่าง ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 กาวขาว [55]

2.18.4 กาวอีพ็อกซี กาวชนิดนี้จะมีลักษณะพิเศษคือเนื้อกาวจะมีอยู่ 2 ส่วนด้วยกัน โดยที่เนื้อกาวทั้งสองส่วนนี้จะมีลักษณะที่เหลวชั้น ถูกบรรจุอยู่ในหลอดหรืออยู่ในกระบอกฉีดแบบหลอดคู่ กาวชนิดนี้จะนำไปใช้กับวัสดุประเภทไม้ โลหะ กระเบื้อง และวัสดุอื่น ๆ นอกจากนี้แล้วยังสามารถนำไปใช้ติดกับวัสดุ ต่างชนิดกันได้ ยกตัวอย่างเช่น แก้วกับเหล็ก เป็นต้น ในการใช้งานนั้นจะต้องนำส่วนผสมทั้งสองมาผสมกันในอัตราส่วนที่เท่า ๆ กัน ซึ่งต้องผสมให้เข้ากันเป็นอย่างดีก่อนนำไปปาด ในบริเวณที่ต้องการจะยึดติด โดยกาวจะแห้งภายในประมาณ 5 นาที ที่อุณหภูมิปกติ ซึ่งเมื่อเนื้อกาวแห้งสนิทแล้วจะมีความแข็งแรงมาก แต่ไม่เหมาะในการนำไปใช้กับวัสดุประเภทพลาสติกจำพวก โพลีเอทิลีน แสดงได้ดังรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 กาวอีพ็อกซี [55]

2.18.5 กาวอะครีลิก โดยที่เนื้อกาวจะมีอยู่ 2 ส่วนเหมือนกับกาวอีพ็อกซี แต่ส่วนหนึ่งจะเป็นของเหลวและอีกส่วนหนึ่งจะเป็นผง แต่ในปัจจุบันจะพบเจอแบบที่มีการผสมกันไว้ให้แล้วสามารถนำมาใช้งานได้เลยสะดวกมากขึ้น กาวชนิดนี้เหมาะที่จะนำไปใช้ยึดติดกับวัสดุประเภทไม้ เหล็ก กระดาษและเฟอร์นิเจอร์ภายนอกอาคาร โดยที่กาวชนิดนี้จะมีคุณสมบัติในการแห้งเร็วและยึดติดได้อย่างแน่นหนา โดยในการใช้งานทั่วไปนั้นจะต้องทำการผสมเนื้อกาวทั้งสองส่วนให้เข้ากันเป็นอย่างดีก่อนนำไปทาเพื่อยึดติดวัสดุทั้งสองชิ้นแล้วจึงนำวัสดุทั้งสองมาประกบติดกัน รอจนกว่ากาวจะแห้งซึ่งจะใช้เวลาประมาณ 5 นาที แต่ควรทิ้งไว้ประมาณ 12 ชั่วโมงเพื่อให้กาวเซ็ทตัวเต็มที่ก่อน เมื่อแห้งสนิทแล้วนั้นจะสามารถกันน้ำได้และจะยึดติดแน่นดีมาก ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 กาวอะครีลิก [55]

2.18.6 กาวอะลิฟาติกหรือกาวเหลืองหรือกาวยาง ซึ่งกาวชนิดนี้จัดเป็นกาวสารพัดประโยชน์สำหรับงานเฟอร์นิเจอร์และงานซ่อมแซมต่าง ๆ ลักษณะของเนื้อกาวจะเป็นของเหลวหนืด ๆ สามารถนำไปใช้ได้อย่างคล่องตัว โดยนำไปทากับวัสดุที่ต้องการยึดติดเข้าด้วยกันซึ่งกาวจะแห้งภายใน 1-12 ชั่วโมง เพื่อให้กาวประสานยึดติดกันได้แน่นมากยิ่งขึ้น โดยที่กาวชนิดนี้สามารถละลายน้ำได้จึงไม่ควรนำไปใช้กับวัสดุที่ต้องวางอยู่ในที่โล่งกลางแจ้ง แสดงได้ดังรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 กาวอะลิฟาติก [56]

2.18.7 กาวคอนแทกซีเมนต์ จะนำไปใช้กับการยึดติดวัสดุประเภทซีเมนต์หรือนำไปใช้กับวัสดุประเภทกระเบื้องติดผนัง ใช้ยึดติดไม้กับพลาสติก ฯลฯ เมื่อนำไปใช้งานจะต้องทาทั่วกับพื้นผิวของวัสดุทั้งสองก่อน แล้วจึงนำวัสดุทั้งสองมาประกบติดกัน เมื่อประกบติดกันแล้ววัสดุทั้งสองก็จะยึดติดกันในทันทีแสดงได้ดังรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 กาวคอนแทกซีเมนต์ [55]

2.19 ประเภทของกระดาษสติ๊กเกอร์

กระดาษสติ๊กเกอร์ที่มีใช้งานกันอยู่ในปัจจุบัน ส่วนใหญ่จะเป็นผลิตภัณฑ์ที่มีวางจำหน่ายตามร้านเครื่องเขียนหรือร้านรับทำสติ๊กเกอร์ต่าง ๆ ซึ่งกระดาษสติ๊กเกอร์นั้นก็จะมีอยู่หลายประเภทให้เลือกใช้งานตามวัตถุประสงค์ที่แตกต่างกันออกไป โดยสามารถแบ่งประเภทการใช้งานตามความนิยมได้ดังนี้ [57-58]

2.19.1 สติ๊กเกอร์พีวีซี จะมีความคงทนเป็นอย่างมาก จึงนิยมนำมาใช้กับงานหรือวัสดุที่ต้องโดนน้ำ ตากแดด ตากฝนเป็นเวลานาน ๆ ซึ่งทำให้มีราคาที่แพงกว่าสติ๊กเกอร์กระดาษ และเหมาะที่จะนำไปใช้งานทำเป็นฉลากสินค้าทั่ว ๆ ไป เช่นทำเป็นสติ๊กเกอร์โลโก้สินค้าบนผลิตภัณฑ์เครื่องใช้ไฟฟ้า แกลลอนน้ำมันพลาสติก ถังน้ำมัน หรือใช้ติดกระจรถยนต์ เป็นต้น แสดงได้ดังรูปที่ 2.33

สติ๊กเกอร์พีวีซีจะมีหลากหลายชนิดเช่น สติ๊กเกอร์พีวีซีใส สติ๊กเกอร์พีวีซีขาวเงา สติ๊กเกอร์พีวีซีขาวนวล สติ๊กเกอร์พีวีซีกาวเหนียวพิเศษ สติ๊กเกอร์พีวีซีหลังเทา เป็นต้น โดยมีคุณสมบัติที่สามารถกันน้ำได้และทนความร้อนได้ประมาณ 40-60 องศาเซลเซียส แต่ก็อาจจะเกิดเป็นรอยยับขึ้นได้



รูปที่ 2.33 สติกเกอร์พีวีซี [58]

2.19.2 สติกเกอร์กระดาษ ซึ่งจะได้รับความนิยมใช้งานอย่างแพร่หลายเนื่องจากราคาถูกกว่า สติกเกอร์ในแบบอื่น ๆ สามารถนำไปใช้ติดกับวัสดุที่ไม่ต้องการความคงทนถาวรของข้อความมากนัก สามารถกันน้ำได้บ้าง เช่น สติกเกอร์บาร์โค้ด สติกเกอร์บอกวันหมดอายุ เป็นต้น แสดงได้ดังรูปที่ 2.34

สติกเกอร์กระดาษจะมีใช้งานกันอยู่มากมายหลายชนิดเช่น สติกเกอร์กระดาษขาวเงา สติกเกอร์กระดาษขาวด้าน สติกเกอร์กระดาษเงินเงา สติกเกอร์กระดาษทองเงา เป็นต้น คุณสมบัติของสติกเกอร์กระดาษนั้นจะสามารถเปียกน้ำได้บ้างประมาณร้อยละ 40 และทนความร้อนได้ประมาณ 90 องศาเซลเซียส



รูปที่ 2.34 สติกเกอร์กระดาษ [58]

2.19.3 สติกเกอร์พีพี จะมีความทนทานและใช้กับงานที่สามารถเปียกน้ำได้ดีกว่าสติกเกอร์พีวีซีเป็นอย่างมาก แต่ก็จะมีราคาที่สูงกว่าตามมาด้วยเช่นกัน สติกเกอร์พีพีจะมีความเรียบเนียนและสวยงามกว่าสติกเกอร์แบบทั่ว ๆ ไป จึงเหมาะที่จะนำไปใช้งานกับฉลากสินค้าจำพวก สติกเกอร์ติดขวดครีมทาหน้า สติกเกอร์ติดขวดแชมพูหรือครีมนวด เป็นต้น แสดงได้ดังรูปที่ 2.35

สติ๊กเกอร์พีพีจะที่อยู่ 3 ชนิดที่นิยมใช้กันคือ สติ๊กเกอร์พีพีใส สติ๊กเกอร์พีพีขาวเงา และสติ๊กเกอร์พีพีด้าน ซึ่งสติ๊กเกอร์ชนิดนี้มีคุณสมบัติที่สามารถเปียกน้ำได้ร้อยละ 100 และทนความร้อนได้ถึงประมาณ 90 องศาเซลเซียส



รูปที่ 2.35 สติ๊กเกอร์พีพี [58]

2.19.4 สติ๊กเกอร์พีอีที ซึ่งจะสามารถทนทานต่อความร้อนได้ดี จึงเหมาะที่จะนำไปใช้งานกับวัสดุที่ต้องอยู่ใกล้กับความร้อน แต่ก็จะมีราคาแพงกว่าสติ๊กเกอร์ในแบบอื่น ๆ อยู่พอสมควร เหมาะที่จะนำไปใช้งานกับผลิตภัณฑ์เครื่องใช้ไฟฟ้าที่มีอุณหภูมิสูงหรือผลิตภัณฑ์ที่ต้องทนต่อความร้อนและกันน้ำได้ แสดงได้ดังรูปที่ 2.36

สติ๊กเกอร์พีอีทีนี้มีคุณสมบัติที่สามารถเปียกน้ำได้ร้อยละ 100 และทนต่อความร้อนสูงได้ถึงประมาณ 140-200 องศาเซลเซียส โดยจะใช้ระบบการพิมพ์แบบเลสเตอร์เพลสและโรตารี และใช้การตัดขึ้นรูป จึงสามารถลอกออกได้ง่ายเพราะมีรอยช่องระหว่างชิ้นงาน



รูปที่ 2.36 สติ๊กเกอร์พีอีที [58]

2.19.5 สติกเกอร์กันปลอม จะนิยมนำไปใช้ในผลิตภัณฑ์ที่มีราคาแพง ๆ แต่ก็จะมีราคาต้นทุนที่สูงตามไปด้วย เช่น สติกเกอร์รับประกันสินค้ากันปลอมสีเงินเงาและเงินด้านไม่มีลาย สติกเกอร์กันปลอมลายเลเซอร์ เป็นต้น ซึ่งจะมีคุณสมบัติที่สามารถเปียกน้ำได้ร้อยละ 100 และทนต่อความร้อนได้ โดยที่สติกเกอร์กันปลอมนี้จะมีคุณสมบัติคือเมื่อลอกสติกเกอร์ออกแล้วจะยังคงมีรอยของตัวอักษรติดกับสติกเกอร์ส่วนที่เหลืออยู่ด้วยและเวลาที่ถูกแสงไฟตกกระทบจะมองเห็นเป็นสีรุ้งแวววาว แสดงได้ดังรูปที่ 2.37



รูปที่ 2.37 สติกเกอร์กันปลอม [58]

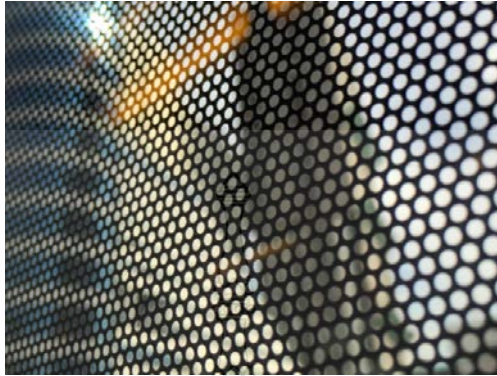
2.19.6 สติกเกอร์สุญญากาศ จะมีราคาที่ค่อนข้างแพงนิยมนำไปใช้งานในการติดกับกระจกรถยนต์ ติดกระจกเพื่อโฆษณาทั่วไป เป็นต้น ซึ่งจะมีคุณสมบัติสามารถกันน้ำได้และทนต่อความร้อนได้สูงถึงประมาณ 40-60 องศาเซลเซียส แสดงได้ดังรูปที่ 2.38



รูปที่ 2.38 สติกเกอร์สุญญากาศ [58]

2.19.7 สติกเกอร์ซีทรู จะมีราคาที่ค่อนข้างแพง นิยมนำไปใช้งานในการติดกับงานโฆษณาบนกระจกรถเมล์และตามหน้าร้านต่าง ๆ ซึ่งสติกเกอร์ซีทรูนี้จะมีคุณสมบัติพิเศษคือ เมื่อมองจาก

ด้านนอกเข้าไปจะมองไม่เห็นด้านใน แต่จะสามารถมองจากด้านในแล้วเห็นด้านนอกได้ อีกทั้งยังสามารถเปียกน้ำได้และทนต่อความร้อนได้ประมาณ 40-60 องศาเซลเซียส แสดงได้ดังรูปที่ 2.39



รูปที่ 2.39 สติกเกอร์ซีทรู [58]

2.20 การพิมพ์สกรีน

การสกรีน (Screen) หรือการพิมพ์สกรีน จะเป็นการพิมพ์ลวดลายต่าง ๆ ลงบนวัสดุเพื่อสร้างอัตลักษณ์ความโดดเด่นขึ้นมาด้วยแม่พิมพ์ที่ได้ออกแบบไว้ โดยการพิมพ์สกรีนมีประวัติความเป็นมาดังนี้ [59]

2.20.1 ประวัติความเป็นมา

จากการศึกษาค้นคว้าพบว่าประวัติศาสตร์การพิมพ์นั้นได้ระบุไว้ในพจนานุกรมของเยอรมัน โดยใช้คำจำกัดความของแม่พิมพ์ (Stencil) ว่าเป็นการวาด การตัดหรือการตัดแบบ โดยที่มนุษย์รู้จักและมีการนำแม่พิมพ์เข้ามาใช้เป็นระยะเวลาช้านานมาแล้ว โดยแม่พิมพ์นั้นจะทำจากโลหะบาง ๆ ติดกับเพลลาที่ใช้เป็นตราสำหรับการตอกตัวเลขหรือตัวหนังสือต่าง ๆ ในสมัย 50,000-60,000 ปีก่อนประวัติศาสตร์มีการใช้มือตัวเองเป็นมาพิมพ์สำหรับการเซ็นต์ชื่อ ต่อมาจึงได้มีการพัฒนาการในการใช้แม่พิมพ์มากขึ้นเรื่อย ๆ โดยเปลี่ยนมาทำด้วยทองแดง ทองและงาช้างเป็นต้น โดนการตีแผ่นออกให้เป็นแผ่นบาง ๆ แล้วจึงตัดเป็นลายเส้นตามชื่อเพื่อใช้เป็นแม่พิมพ์เซ็นต์ชื่อ

ส่วนในประเทศจีน เมื่อประมาณ 1,000 ปีก่อน ชาวจีนสามารถประดิษฐ์แม่พิมพ์ให้มีลวดลายที่สละสลวยมากขึ้น โดยการใช้แผ่นกระดาษกับแผ่นโลหะมาฉลุเป็นลวดลายต่าง ๆ แล้วโรยสีลงไป เมื่อยกแผ่นแม่พิมพ์ขึ้นแล้วก็ได้ลวดลายต่าง ๆ ตามแม่พิมพ์นั้น ๆ ซึ่งจะเป็นการพิมพ์อย่างง่าย ๆ และได้้นำมาทดลองพิมพ์ลงบนผ้าเรียกว่าสแตนซิล (Stencil) การพิมพ์ซิลค์สกรีนถือเป็นเทคนิคการพิมพ์ที่เก่าแก่ที่สุดประเภทหนึ่งด้วย โดยค้นพบในประเทศจีนและญี่ปุ่น ซึ่งวิธีการในขั้นตอนแรกจะทำลงบนผ้าที่ขึงเป็นเฟรม การทำบล็อกก็จะทำกันแบบง่าย ๆ โดยใช้กระดาษที่ออกแบบเป็นรูปร่าง

ต่าง ๆ ที่มีความปราณีต งดงามและต่อมาก็มีการพัฒนาขึ้นมาเรื่อย ๆ โดยการใช้กระดาษที่ไม่ซึมน้ำมาใช้ในการตัดเป็นรูปหรือลวดลายต่าง ๆ ที่ซับซ้อนมากขึ้น จนต่อมาก็พัฒนามาใช้เป็นเส้นไหมและเส้นผมของคนแทนกระดาษ นำมาติดเข้ากับสแตนซิลโดยพิมพ์เป็นสีบาง ๆ บนผ้าไหมหรือเส้นไหมที่ย้อมแล้ว จนพัฒนาต่อมาจนกลายเป็นศิลปะที่มีค่าเป็นอย่างมาก

ในทวีปยุโรป ได้มีศิลปินนำสแตนซิลมาใช้ประโยชน์ในการพิมพ์ไฟด้วยสีที่สดใสต่าง ๆ ภาพที่เกี่ยวข้องกับศาสนาที่ทรงคุณค่า เฟอร์นิเจอร์ เส้นใยผ้าและกระดาษบุผนัง

ในคริสต์ศตวรรษที่ 17 ชาวอังกฤษและฝรั่งเศสได้นิยมนำสแตนซิลต่าง ๆ มาทำกระดาษบุผนัง และได้พัฒนาสแตนซิลที่ใช้กระดาษอบน้ำมันและโลหะบาง ๆ สำหรับการออกแบบลวดลายที่มีความซับซ้อนมากขึ้น จนถึงศตวรรษที่ 18 จนถึงต้นศตวรรษที่ 19 นิยมนำสแตนซิลมาใช้ตกแต่งฝาผนัง สิ่งทอและเฟอร์นิเจอร์

โดยวิธีการพิมพ์ซิลค์สกรีน สามารถที่จะพิมพ์สีได้สวยสดมากกว่าการพิมพ์ในกระบวนการอื่น ๆ และพิมพ์ได้ทั้งสีน้ำและสีน้ำมัน วัสดุที่ใช้ในการพิมพ์ก็สามารถใช้ได้หลากหลายชนิดเช่น กระดาษ ผ้าชนิดต่าง ๆ แก้ว โลหะ เป็นต้น และสามารถพิมพ์ได้ทั้งบนวัสดุผิวราบและผิวโค้ง โดยการพิมพ์ซิลค์สกรีนที่เป็นพิมพ์ผ้าไหมจะมีความละเอียดมากกว่าซิลค์สกรีนทั่ว ๆ ไป โดยแต่เดิมจะทำจากผ้าไหมแต่ปัจจุบันจะใช้เป็นวัสดุประเภทไนลอนเนื่องจากมีความคงทนมากกว่า เวลาพิมพ์จะใช้ไม้ปาดรีดสี ซึ่งไม้ปาด (Squeegee) นี้จะทำด้วยยางดิบ

ในประเทศอเมริกาได้นำผ้าไหมมาซึ่งเข้ากับเฟรมไม้ปิดกั้นเนื้อที่ด้วยวิธีการแบบต่าง ๆ แล้วทำการพิมพ์ด้วยการบังคับหมึกให้ไหลผ่านเนื้อที่โปร่งที่ไม่ได้ปิดกั้นไว้ การพิมพ์ซิลค์สกรีนแบบนี้เริ่มขึ้นในช่วงปี พ.ศ. 2573 โดย คาร์ล ชิทกรอสเซอร์ ซึ่งการพิมพ์แบบนี้ทำได้ง่ายและราคาไม่แพง สามารถทำได้จากอุปกรณ์จำนวนไม่มากนักและไม่ต้องอาศัยการกดทับบีบอัด (Press) และมีความรวดเร็วมากกว่าแบบอื่น ๆ ในแบบการพิมพ์ด้วยมือ

การพิมพ์ซิลค์สกรีนสามารถพิมพ์ได้ทั้งแบบพิมพ์สีและขาวดำ โดยเนื้อหมึกพิมพ์จะมีทั้งที่เป็นส่วนผสมของโลหะ เช่น หมึกบรอนซ์ หมึกทอง ก็สามารถนำมาใช้พิมพ์ในซิลค์สกรีนได้

2.20.2 การพิมพ์สกรีนในปัจจุบัน [60]

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสกรีนได้พัฒนาไปเป็นอย่างมากทำให้สามารถที่จะเลือกแบบในการสกรีนและนำมาประยุกต์ใช้ได้กับวัสดุหลาย ๆ ประเภท เช่น การพิมพ์สกรีนเสื้อ การพิมพ์สกรีนบนถ้วยหรือแก้ว โดยที่การสกรีนจะเป็นการปาดสีหรือการใช้หมึกพิมพ์ลงผ่านผ้าสกรีนที่ทำการซึ่งอยู่บนกรอบที่ทำขึ้นมีลักษณะเป็นกรอบสี่เหลี่ยม ลงไปบนผิวของวัสดุตามที่ต้องการ ด้วยแบบพิมพ์หรือลวดลายที่ออกแบบไว้ ซึ่งจากเทคโนโลยีการพิมพ์ในปัจจุบันทำให้สามารถพิมพ์ลวดลายต่าง ๆ ลงบนวัสดุที่มีรูปทรงที่หลากหลายได้ ทั้งรูปทรงแบน ทรงกลม หรือทรงสี่เหลี่ยมเป็นต้น สำหรับวัสดุที่สามารถ

พิมพ์ลวดลายลงไปได้นั้นได้แก่ กระดาษ ผ้า ไม้ กระจก กระเบื้อง เซรามิก โลหะ พลาสติก รวมถึง สติกเกอร์แบบต่าง ๆ และยังใช้เวลาที่ไม่นานมากนักอีกด้วย โดยมีขั้นตอนในการสกรีนประกอบไปด้วย

1. การเตรียมแม่พิมพ์สกรีน ขั้นตอนนี้จะเริ่มจากการซึ่งสกรีนเพื่อทำกรอบสกรีน ซึ่งจะทำได้อยู่ 2 วิธีคือการซึ่งสกรีนด้วยมือและการซึ่งสกรีนด้วยเครื่องมือ โดยการซึ่งสกรีนด้วยมือนั้น จะนิยมใช้กับการทำกรอบสกรีนไม้ ส่วนการซึ่งสกรีนด้วยเครื่องมือจะใช้สำหรับการพิมพ์หลายสี ที่มีความละเอียดมาก โดยจะเป็นงานพิมพ์ที่ใช้กันในแบบอุตสาหกรรม

2. การสร้างแม่พิมพ์สกรีน ซึ่งจะใช้เวลาและค่าใช้จ่ายเป็นอย่างมาก เนื่องจากมีความสำคัญต่อคุณภาพของงานที่จะพิมพ์ โดยในปัจจุบันจะนิยมแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีได้แก่ การสร้างแม่พิมพ์โดยไม่ใช้แสงและการสร้างแม่พิมพ์โดยวิธีการถ่ายด้วยแสง ซึ่งการสร้างแม่พิมพ์แต่ละแบบนี้ จะขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของงาน ปริมาณงาน คุณภาพและงบประมาณเป็นหลัก

3. การพิมพ์สกรีน ซึ่งจะแบ่งออกได้เป็น 3 แบบได้แก่ การพิมพ์แบบสีเดียว/หลายสี การพิมพ์แบบหมึกชุดสอดสีและการพิมพ์ด้วยเทคนิคพิเศษ ซึ่งแต่ละแบบนี้จะมีความแตกต่างกันไปตามเทคนิคการใช้สีเช่น การพิมพ์แบบสีเดียวจะใช้การพิมพ์สีละ 1 ครั้ง ส่วนการพิมพ์แบบหมึกชุดสอดสีก็จะพิมพ์ด้วยหมึกโปร่งแสงหลายสีด้วยการพิมพ์ซ้อนให้เกิดการผสมสีของหมึกต่าง ๆ จนได้สีตามที่ต้องการ สำหรับการพิมพ์ด้วยเทคนิคพิเศษนั้นก็ใช้ในการพิมพ์บนวัสดุที่มีความซับซ้อน เช่น มีรูปทรงเป็นเกลียว ผิวโค้งหรือผิวขรุขระ เป็นต้น



บทที่ 3

การสร้างแผ่นกราฟไฟต์และการออกแบบสายอากาศ

ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการผสมกาวกราฟไฟต์และการสร้างแผ่นกราฟไฟต์ การออกแบบสายอากาศหนึ่งย่านความถี่และสองย่านความถี่ รวมถึงการสร้างสายอากาศหนึ่งย่านความถี่และสองย่านความถี่จากแผ่นกราฟไฟต์

3.1 การผสมกาวกราฟไฟต์

3.1.1 ส่วนประกอบกาวกราฟไฟต์

จากปัญหาที่ได้กล่าวไว้ในเบื้องต้นในบทที่ 1 เกี่ยวกับสายอากาศที่ถูกออกแบบและสร้างขึ้นมาจากวัสดุที่ไม่สามารถโค้งงอได้หรือที่โค้งงอได้ก็จะสร้างจากวัสดุที่มีราคาและต้นทุนจากเครื่องมือกับอุปกรณ์ที่จำเป็นในการสร้างที่ยังมีราคาที่แพงอยู่นั้น ทางผู้วิจัยจึงให้ความสนใจที่จะสร้างวัสดุที่นำมาใช้ประยุกต์ในการสร้างสายอากาศที่โค้งงอได้ในราคาที่ประหยัด จึงได้นำผงกราฟไฟต์ที่มีความละเอียดไม่เกิน 20 ไมโครเมตร (Sigma-Aldrich, Graphite Powder 282863) แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 มาผสมกับกาวขาวเอนกประสงค์ที่มีความเหนียวและแข็งแรงสูง (Elmer's brand Glue-All) แสดงได้ดังรูปที่ 3.2 และนำน้ำบริสุทธิ์มาช่วยเป็นตัวประสานในอัตราส่วนที่แตกต่างกันจำนวน 4 สูตร ดังนี้

1. ผงกราฟไฟต์ 10 กรัม กาว 20 กรัมและน้ำ 5 กรัม
2. ผงกราฟไฟต์ 10 กรัม กาว 5 กรัมและน้ำ 15 กรัม
3. ผงกราฟไฟต์ 15 กรัม กาว 5 กรัมและน้ำ 20 กรัม
4. ผงกราฟไฟต์ 13 กรัม กาว 20 กรัมและน้ำ 6.5 กรัม



รูปที่ 3.1 ผงกราฟไฟต์



รูปที่ 3.2 กาวขาวเอนกประสงค์

3.1.2 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการชั่งตวง

ในกระบวนการชั่งตวงปริมาณน้ำหนักของส่วนผสมต่าง ๆ นั้น จะใช้เครื่องชั่งยี่ห้อ Sartorius รุ่น AX 224 โดยจะใช้แผ่นฟอยล์อลูมิเนียม ตัดให้ได้ขนาดที่เหมาะสมมาทำการพับม้วนจนมีรูปทรงคล้ายท่อเรือใช้สำหรับบรรจุผงกราฟไตต์กับกาว เพื่อวางชั่งน้ำหนักบนเครื่องชั่งได้ ซึ่งจะต้องทำการชั่งน้ำหนักของแผ่นฟอยล์นี้ไว้ห้กลับกับน้ำหนักของผงกราฟไตต์กับกาว เพื่อให้ได้น้ำหนักที่แท้จริงต่อไป แสดงได้ดังรูปที่ 3.3-3.4 ส่วนการชั่งตวงน้ำนั้นจะใช้ขวดแก้วมาใช้บรรจุน้ำเพื่อวางชั่งน้ำหนักบนเครื่องชั่งแทน ซึ่งจะใช้วิธีเดียวกับการชั่งผงกราฟไตต์และกาว แสดงได้ดังรูปที่ 3.5

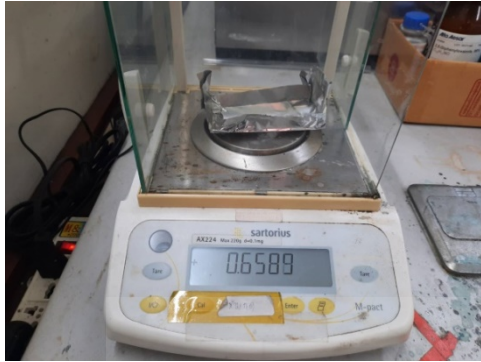


(ก) การชั่งแผ่นฟอยล์เปล่า



(ข) การชั่งผงกราฟไตต์ในแผ่นฟอยล์

รูปที่ 3.3 การชั่งน้ำหนักของผงกราฟไตต์



(ก) การชั่งแผ่นพอยล์เปล่า



(ข) การชั่งกาวในแผ่นพอยล์

รูปที่ 3.4 การชั่งน้ำหนักของกาวขาวเอนกประสงค์



(ก) การชั่งขวดแก้วเปล่า



(ข) การชั่งน้ำในขวดแก้ว

รูปที่ 3.5 การชั่งน้ำหนักของน้ำ

3.1.3 การผสมกาวกราไฟต์

ในกระบวนการผสมส่วนผสมต่าง ๆ เข้าด้วยกันหลังจากที่ทำการชั่งตวงส่วนผสมต่าง ๆ ตามน้ำหนักที่ต้องการไว้ในแต่ละสูตรแล้วนั้น จะเริ่มโดยการเทกาวลงในถ้วยเซรามิกก่อนเป็นลำดับแรกแสดงได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 การเทกาวลงในถ้วยเซรามิก

ในลำดับที่สอง จึงนำผงกราฟิต์ค้อย ๆ เทลงไปบนกาวที่อยู่ในถ้วยเซรามิกที่ละน้อยก่อน แสดงได้ดังรูปที่ 3.7 แล้วค้อย ๆ ใช้ช้อนกวนวนไปในทิศทางเดียวกันจนผงกราฟิต์เข้ากันกับกาว แล้วจึงค้อย ๆ เทผงกราฟิต์ลงไปเพิ่มอีกทีละน้อยและทำอย่างนี้ไปจนกว่าผงกราฟิต์จะหมด แล้วกวนวนไปเรื่อย ๆ ต่อไปอีก



รูปที่ 3.7 การเทผงกราฟิต์ลงไปผสมกับกาวในถ้วยเซรามิก

ในลำดับสุดท้าย จึงค้อย ๆ เติมน้ำลงไปทีละน้อยในถ้วยเซรามิกที่มีผงกราฟิต์กับกาว จากขั้นตอนที่สอง แล้วกวนวนไปเรื่อย ๆ จนสังเกตเห็นว่าเนื้อกาวกับผงกราฟิต์มีความเข้ากันดีแล้ว ก็จะได้กาวกราฟิต์ที่ผสมสำเร็จ แสดงได้ดังรูปที่ 3.8 ซึ่งจะทำการผสมกาวกราฟิต์จนครบทั้ง 4 สูตร แสดงได้ดังรูปที่ 3.9 โดยทำการผสมทีละสูตรและคอยสังเกตดูลักษณะความข้นหนืดของเนื้อสาร ในแต่ละสูตรในช่วงที่ทำการคนกวนส่วนผสมต่าง ๆ เข้าด้วยกัน



รูปที่ 3.8 กาวกราไฟต์ที่ผสมเสร็จแล้ว

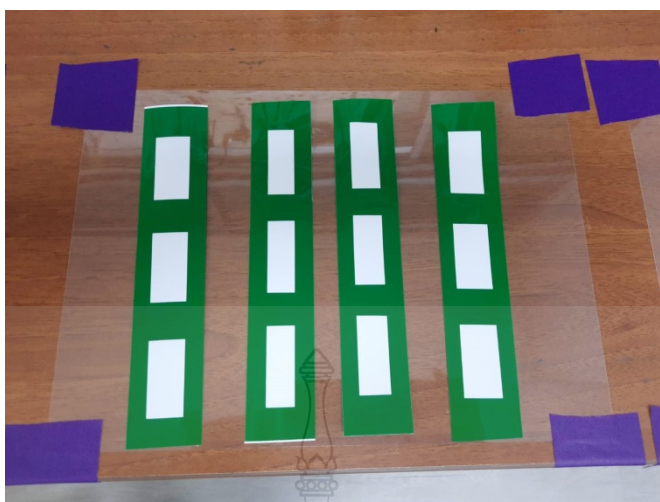


รูปที่ 3.9 กาวกราไฟต์ที่ผสมเสร็จแล้วทั้ง 4 สูตร

ซึ่งจากการสังเกตเนื้อกาวที่ได้ในเบื้องต้นจะพบว่าเนื้อกาวในสูตรที่ 1 กับ 4 จะมีการเกาะรวมตัวกันระหว่างผงกราไฟต์ เนื้อกาวและน้ำที่เข้ากันเป็นอย่างดี แต่ในสูตรที่ 2 กับ 3 นั้น ผงกราไฟต์กับเนื้อกาวจะรวมตัวกันอยู่ล่างส่วนน้ำนั้นจะลอยตัวอยู่ด้านบน

3.2 การสร้างแผ่นกราไฟต์

หลังจากที่ได้กาวกราไฟต์ที่ผสมเสร็จแล้ว ทั้ง 4 สูตร จึงทำการนำมาสร้างเป็นแผ่นกราไฟต์ โดยในกระบวนการนี้จะใช้กระดาษสติ๊กเกอร์ยี่ห้อโกดัก (Kodak Digital Paper) ที่มีความหนา 100 ไมโครเมตร มาทำการตัดเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าขนาด 1.5x4 เซนติเมตร จำนวน 4 ชุด วางติดบนแผ่นใสประเภทโพลีเอสเตอร์ ขนาดกระดาษ A4 แสดงดังรูปที่ 3.10

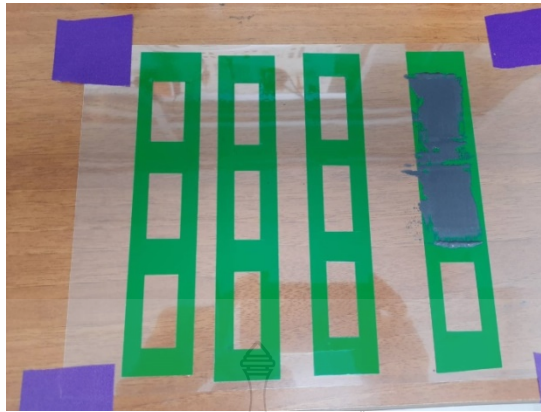


รูปที่ 3.10 การติดกระดาษสติ๊กเกอร์ลงบนแผ่นใสประเภทโพลีเอสเตอร์

จากนั้นทำการเทกาวกราฟิต์จากส่วนผสมในสูตรที่ 1 ลงในช่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าของแผ่นกระดาษสติ๊กเกอร์ที่อยู่ด้านขวามือสุดก่อน แล้วใช้ยางปาดสกกรีน (SQW7GV-H: 10 cm) แสดงได้ดังรูปที่ 3.11 ทำการปาดกาวกราฟิต์ให้เรียบเสมอกับกระดาษสติ๊กเกอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 3.12 ซึ่งจะทำจนครบทั้ง 4 สูตร โดยจะเรียงลำดับแผ่นกระดาษสติ๊กเกอร์จากขวามือไปทางซ้ายมือ



รูปที่ 3.11 ยางปาดสกกรีน



รูปที่ 3.12 การเท-ปาดกาวกราฟิ์บนแบบของกระดาษสติกเกอร์

เมื่อทำครบทั้ง 4 สูตรแล้ว ก็ปล่อยให้แห้งประมาณ 6 ชั่วโมง กาวกราฟิ์ก็จะแห้งสนิทและยึดติดแน่นกับแผ่นใส แล้วจึงลอกแผ่นกระดาษสติกเกอร์ออก ก็จะได้แผ่นกราฟิ์บนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอสเตอร์ที่เสร็จสมบูรณ์ แสดงได้ดังรูปที่ 3.13 ซึ่งจะได้ทำการทดสอบคุณสมบัติต่าง ๆ ของแผ่นกราฟิ์ที่สร้างขึ้นมานี้ในบทถัดไป



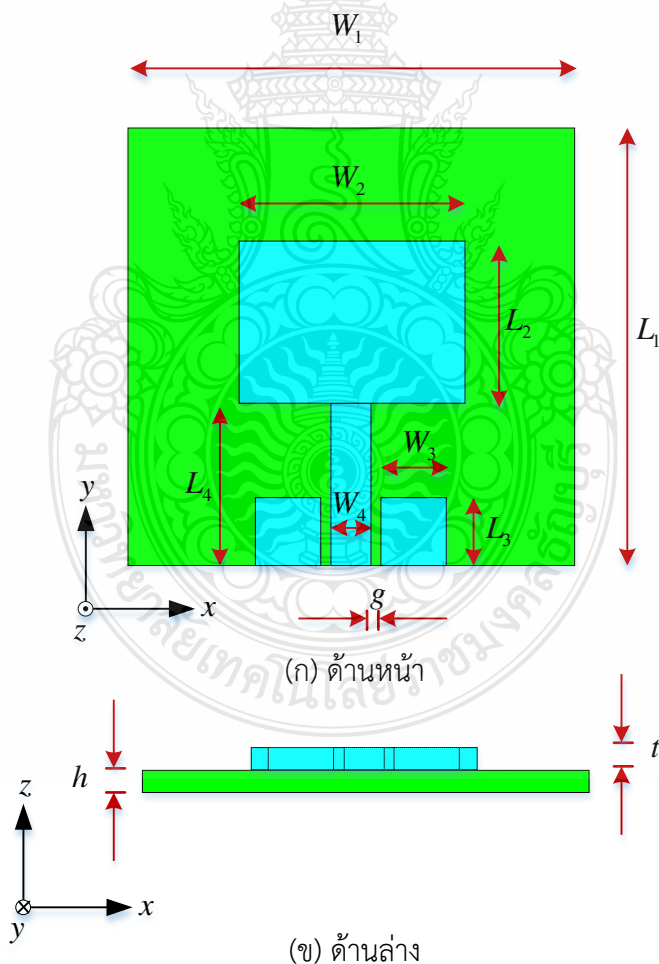
รูปที่ 3.13 แผ่นกราฟิ์จากกาวกราฟิ์ทั้ง 4 สูตร

3.3 การออกแบบสายอากาศหนึ่งย่านความถี่

ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศหนึ่งย่านความถี่จะใช้สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าพื้นฐานมาเป็นต้นแบบ ซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ที่ทำการออกแบบและวิเคราะห์ในคูชฎินิพนธ์ฉบับนี้ คือ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งเป็นความถี่ในย่านการสื่อสารไร้สายที่นิยมใช้งานกันอย่างกว้างขวาง โดยใช้วัสดุจากแผ่นกราฟิ์ที่สร้างขึ้นมาได้เองจากสูตรที่ 4 ในหัวข้อ 3.2 และเมื่อนำไปทดสอบค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ทางวัสดุในหัวข้อ 4.1 ซึ่งพบว่าค่าความนำเฉลี่ยของ

แผ่นกราฟไฟต์เท่ากับ 156 S/m มีค่าความหนาเฉลี่ยประมาณ 150 ไมโครเมตร โดยใช้การป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 50 โอห์ม แล้วทำการคำนวณเพื่อออกแบบหาค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศร่วมกับวิธีการเชิงประสบการณ์ด้วยการใช้โปรแกรม CST มาช่วยทำการจำลองแบบสายอากาศและวิเคราะห์ผล ซึ่งจะมีค่าคุณสมบัติดังนี้ โดยที่สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมพื้นฐานต้นแบบ แสดงได้ดังรูปที่ 3.14

ค่าความนำไฟฟ้าของวัสดุตัวนำ (กราฟไฟต์)	$\sigma = 156 \text{ S/m}$
ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ	$t = 0.15 \text{ มิลลิเมตร}$
ค่าความหนาของวัสดุฐานรองโพลีเอสเตอร์	$h = 0.135 \text{ มิลลิเมตร}$
ค่าคงตัวไดอิเล็กทริกของวัสดุฐานรอง	$\epsilon_r = 2.8$



รูปที่ 3.14 สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมพื้นฐาน

3.3.1 การออกแบบขนาดของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz

โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะสามารถหาได้จากสมการพื้นฐานต่าง ๆ ดังนี้ [61-63]

3.3.1.1. ค่าความถี่เรโซแนนซ์โดยแผ่นกราไฟต์ที่สร้างขึ้นมาเอง f_{gs} หาได้จาก

สมการ

$$\begin{aligned} f_{gs} &= \frac{f_r}{2.16} \\ &= \frac{2.45 \times 10^9}{2.16} \\ &= 1.134 \text{ GHz} \end{aligned}$$

3.3.1.2. ค่าความยาวคลื่นโดยแผ่นกราไฟต์ λ_{gs} หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned} \lambda_{gs} &= \frac{c}{f_{gs}} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{1.134 \times 10^9} \\ &= 264 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

3.3.1.3. ค่าความกว้างโดยแผ่นกราไฟต์ W หาได้จากสมการที่ (2.24)

$$\begin{aligned} W &= \frac{\lambda_{gs}}{2\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \\ &= \frac{264}{2\sqrt{\frac{2.8 + 1}{2}}} \\ &= 95.7 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

3.3.1.4. ค่าไดอิเล็กตริกประสิทธิผลโดยแผ่นกราไฟต์ ϵ_{eff} หาได้จากสมการที่ (2.26)

$$\begin{aligned} \epsilon_{eff} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2}, \quad \frac{W}{h} > 1 \\ &= \frac{2.8 + 1}{2} + \frac{2.8 - 1}{2} \left(1 + \frac{12 \times 0.135}{95.7}\right)^{-1/2} \\ &= 2.79 \end{aligned}$$

3.3.1.5. ค่าความกว้างประสิทธิผลโดยแผ่นกราไฟต์ L_{eff} หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned} L_{eff} &= \frac{\lambda_{gs}}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{264}{2\sqrt{2.79}} \end{aligned}$$

$$= 79$$

3.3.1.6. ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า ΔL โดยแผ่นกราฟไฟต์
หาได้จากสมการที่ (2.28)

$$\begin{aligned}\Delta L &= 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \\ &= (0.412 \times 0.135) \frac{(2.79 + 0.3)\left(\frac{95.7}{0.135} + 0.264\right)}{(2.79 - 0.258)\left(\frac{95.7}{0.135} + 0.8\right)} \\ &= 0.068\end{aligned}$$

3.3.1.7. ค่าความยาวของวัสดุฐานรองโดยแผ่นกราฟไฟต์ L_1 หาได้จากสมการที่
(2.32)

$$\begin{aligned}L_1 &= L_{eff} - 2\Delta L \\ &= 79 - (2 \times 0.068) \\ &= 78.86 \text{ มิลลิเมตร}\end{aligned}$$

3.3.1.8. ค่าความกว้างของวัสดุฐานรองโดยแผ่นกราฟไฟต์ W_1 หาได้จากสมการที่
(2.31)

$$\begin{aligned}W_1 &= 6h + W \\ &= (6 \times 0.135) + 95.7 \\ &= 96.5 \text{ มิลลิเมตร}\end{aligned}$$

3.3.1.9. ค่าความกว้างของตัวแผ่พลังงานของสายอากาศโดยแผ่นกราฟไฟต์ W_2 หาได้
จากสมการ

$$\begin{aligned}W_2 &= 0.24\lambda_{gs} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= 0.24 \times 264 \left[\frac{2.8 + 1}{2} \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= 45.37 \text{ มิลลิเมตร}\end{aligned}$$

3.3.1.10. ค่าความยาวของตัวแผ่พลังงานของสายอากาศโดยแผ่นกราฟไฟต์ L_2
หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned}
 L_2 &= \frac{0.32\lambda_{gs}}{2\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \\
 &= \frac{0.32 \times 264}{2\sqrt{2.8}} - (2 \times 0.068) \\
 &= 25.89 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

3.3.1.11. ค่าความกว้างของระนาบกราวด์ของของสายอากาศโดยแผ่นกราฟไฟต์ W_3 หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned}
 W_3 &= \frac{0.16\lambda_{gs}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\
 &= \frac{0.16 \times 264}{\sqrt{2.79}} \\
 &= 25.28 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

3.3.1.12. ค่าความยาวของระนาบกราวด์ของสายอากาศโดยแผ่นกราฟไฟต์ L_3 หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned}
 L_3 &= \frac{0.11\lambda_{gs}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\
 &= \frac{0.11 \times 264}{\sqrt{2.79}} \\
 &= 17.38 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

3.3.1.13. ค่าความกว้างของสายนำสัญญาณโดยแผ่นกราฟไฟต์ W_4 หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned}
 W_4 &= \frac{0.05\lambda_{gs}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\
 &= \frac{0.05 \times 264}{\sqrt{2.79}} \\
 &= 7.9 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

3.3.1.14. ค่าความยาวของสายนำสัญญาณโดยแผ่นกราฟไฟต์ L_4 หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned}
 L_4 &= \frac{0.33\lambda_{gs}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\
 &= \frac{0.33 \times 264}{\sqrt{2.79}} \\
 &= 52.15 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

3.3.1.15. ช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์โดยแผ่นกราฟไฟต์ g หาได้จากสมการที่ (2.5-2.16)

$$a = \frac{W_4}{2} = \frac{7.9}{2} = 3.95$$

$$b = \frac{2g + W_4}{2} = \frac{(2 \times 0.3) + 7.9}{2} = 4.25$$

$$k_1 = \frac{a}{b} = \frac{3.95}{4.25} = 0.929$$

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi 3.95}{2 \times 0.135}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi 4.25}{2 \times 0.135}\right)} = 0.030$$

$$k_1' = \sqrt{1 - (k_1)^2} = \sqrt{1 - (0.929)^2} = 0.37$$

$$k_2' = \sqrt{1 - (k_2)^2} = \sqrt{1 - (0.03)^2} = 0.999$$

ที่ $k_1 = 0.929$ ตามเงื่อนไข $0.707 < k < 1$

$$\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{k_1})}{(1 - \sqrt{k_1})} \right] = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{0.929})}{(1 - \sqrt{0.929})} \right] = 1.49$$

$$\frac{K'(k_1)}{K(k_1)} = \frac{1}{1.28} = 0.67$$

ที่ $k_2 = 0.030$ ตามเงื่อนไข $0 < k < 0.707$

$$\frac{K(k_2)}{K'(k_2)} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{k_2})}{(1 - \sqrt{k_2})} \right]} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{0.999})}{(1 - \sqrt{0.999})} \right]} = 0.35$$

$$q = \frac{1}{2} \left(\frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \right) = \frac{1}{2} (0.35 \times 0.67) = 0.117$$

$$\varepsilon_{re} = 1 + q(\varepsilon_r - 1) = 1 + 0.117(2.8 - 1) = 1.21$$

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} = \frac{30\pi}{\sqrt{1.21}} \times 0.67 = 57.40$$

ดังนั้นเมื่อกำหนดค่า g เท่ากับ 0.3 มิลลิเมตร จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_0 มีค่าเท่ากับ 57.40 โอห์ม

3.3.2 การออกแบบขนาดของสายอากาศที่ความถี่ 3.5 GHz

โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะสามารถหาได้จากสมการพื้นฐานต่าง ๆ ดังนี้ [61,62]

3.3.2.1. ค่าความถี่เรโซแนนซ์โดยแผ่นกราฟไฟต์ที่สร้างขึ้นมาเอง f_{gs} หาได้จาก

สมการ

$$\begin{aligned}
 f_{gs} &= \frac{f_r}{2.16} \\
 &= \frac{3.5 \times 10^9}{2.16} \\
 &= 1.62 \text{ GHz}
 \end{aligned}$$

3.3.2.2. ค่าความยาวคลื่นโดยแผ่นกราฟไฟต์ λ_{gs} หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned}
 \lambda_{gs} &= \frac{c}{f_{gs}} \\
 &= \frac{3 \times 10^8}{1.62 \times 10^9} \\
 &= 185 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

3.3.2.3. ค่าความกว้างโดยแผ่นกราฟไฟต์ W หาได้จากสมการที่ (2.24)

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{\lambda_{gs}}{2\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \\
 &= \frac{185}{2\sqrt{\frac{2.8 + 1}{2}}} \\
 &= 67.1 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

3.3.2.4. ค่าไดอิเล็กตริกประสิทธิผลโดยแผ่นกราฟไฟต์ ϵ_{eff} หาได้จากสมการที่ (2.26)

$$\begin{aligned}
 \epsilon_{eff} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1}, \quad \frac{W}{h} > 1 \\
 &= \frac{2.8 + 1}{2} + \frac{2.8 - 1}{2} \left(1 + \frac{12 \times 0.135}{67.1}\right)^{-1} \\
 &= 2.79
 \end{aligned}$$

3.3.2.5. ค่าความกว้างประสิทธิผลโดยแผ่นกราฟไฟต์ L_{eff} หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned}
 L_{eff} &= \frac{\lambda_{gs}}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\
 &= \frac{185}{2\sqrt{2.79}} \\
 &= 55.37
 \end{aligned}$$

3.3.2.6. ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า ΔL โดยแผ่นกราฟไฟต์
หาได้จากสมการที่ (2.28)

$$\begin{aligned}\Delta L &= 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \\ &= (0.412 \times 0.135) \frac{(2.79 + 0.3)\left(\frac{67.1}{0.135} + 0.264\right)}{(2.79 - 0.258)\left(\frac{67.1}{0.135} + 0.8\right)} \\ &= 0.067\end{aligned}$$

(2.32) 3.3.2.7. ค่าความยาวของวัสดุฐานรองโดยแผ่นกราฟไฟต์ L_1 หาได้จากสมการที่

$$\begin{aligned}L_1 &= L_{eff} - 2\Delta L \\ &= 55.37 - (2 \times 0.067) \\ &= 55.23 \text{ มิลลิเมตร}\end{aligned}$$

(2.31) 3.3.2.8. ค่าความกว้างของวัสดุฐานรองโดยแผ่นกราฟไฟต์ W_1 หาได้จากสมการที่

$$\begin{aligned}W_1 &= 6h + W \\ &= (6 \times 0.135) + 67.1 \\ &= 67.91 \text{ มิลลิเมตร}\end{aligned}$$

จากสมการ 3.3.2.9. ค่าความกว้างของตัวแผ่พลังงานของสายอากาศโดยแผ่นกราฟไฟต์ W_2 หาได้

$$\begin{aligned}W_2 &= 0.24\lambda_{gs} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= 0.24 \times 185 \left[\frac{2.8 + 1}{2} \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= 32.21 \text{ มิลลิเมตร}\end{aligned}$$

หาได้จากสมการ 3.3.2.10. ค่าความยาวของตัวแผ่พลังงานของสายอากาศโดยแผ่นกราฟไฟต์ L_2

$$\begin{aligned}L_2 &= \frac{0.32\lambda_{gs}}{2\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \\ &= \frac{0.32 \times 185}{2\sqrt{2.8}} - (2 \times 0.067) \\ &= 17.55 \text{ มิลลิเมตร}\end{aligned}$$

3.3.2.11. ค่าความกว้างของระนาบกราวด์ของของสายอากาศโดยแผ่นกราไฟต์ W_3 หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned} W_3 &= \frac{0.16\lambda_{gs}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{0.16 \times 185}{\sqrt{2.79}} \\ &= 17.72 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

3.3.2.12. ค่าความยาวของระนาบกราวด์ของสายอากาศโดยแผ่นกราไฟต์ L_3 หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned} L_3 &= \frac{0.068\lambda_{gs}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{0.11 \times 185}{\sqrt{2.79}} \\ &= 12.18 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

3.3.2.13. ค่าความกว้างของสายนำสัญญาณโดยแผ่นกราไฟต์ W_4 หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned} W_4 &= \frac{0.05\lambda_{gs}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{0.05 \times 185}{\sqrt{2.79}} \\ &= 5.53 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

3.3.2.14. ค่าความยาวของสายนำสัญญาณโดยแผ่นกราไฟต์ L_4 หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned} L_4 &= \frac{0.33\lambda_{gs}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{0.33 \times 185}{\sqrt{2.79}} \\ &= 36.55 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

3.3.2.15. ช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์โดยแผ่นกราไฟต์ g หาได้จากสมการที่ (2.5-2.16)

$$\begin{aligned} a &= \frac{W_4}{2} = \frac{5.53}{2} = 2.765 \\ b &= \frac{2g + W_4}{2} = \frac{(2 \times 0.3) + 5.53}{2} = 3.065 \\ k_1 &= \frac{a}{b} = \frac{2.765}{3.065} = 0.902 \end{aligned}$$

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi 2.765}{2 \times 0.135}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi 3.065}{2 \times 0.135}\right)} = 0.030$$

$$k_1' = \sqrt{1 - (k_1)^2} = \sqrt{1 - (0.902)^2} = 0.431$$

$$k_2' = \sqrt{1 - (k_2)^2} = \sqrt{1 - (0.03)^2} = 0.999$$

ที่ $k_1 = 0.902$ ตามเงื่อนไข $0.707 < k < 1$

$$\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{k_1})}{(1 - \sqrt{k_1})} \right] = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{0.902})}{(1 - \sqrt{0.902})} \right] = 1.385$$

$$\frac{K'(k_1)}{K(k_1)} = \frac{1}{1.385} = 0.721$$

ที่ $k_2 = 0.030$ ตามเงื่อนไข $0 < k < 0.707$

$$\frac{K(k_2)}{K'(k_2)} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{k_2}')}{(1 - \sqrt{k_2}')}{\ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{0.999})}{(1 - \sqrt{0.999})} \right]} \right]} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{0.999})}{(1 - \sqrt{0.999})} \right]} = 0.35$$

$$q = \frac{1}{2} \left(\frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \right) = \frac{1}{2} (0.35 \times 0.721) = 0.126$$

$$\varepsilon_{re} = 1 + q(\varepsilon_r - 1) = 1 + 0.126(2.8 - 1) = 1.226$$

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} = \frac{30\pi}{\sqrt{1.226}} \times 0.721 = 58.37$$

ดังนั้นเมื่อกำหนดค่า g เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_0 มีค่าเท่ากับ 58.37 โอห์ม

3.3.3 การออกแบบขนาดของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz

โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จะสามารถหาได้จากสมการพื้นฐานต่าง ๆ ดังนี้ [61,62]

3.3.3.1. ค่าความถี่เรโซแนนซ์โดยแผ่นกราดไฟต์ที่สร้างขึ้นมาเอง f_{gs} หาได้จาก

สมการ

$$\begin{aligned} f_{gs} &= \frac{f_r}{2.16} \\ &= \frac{5.2 \times 10^9}{2.16} \\ &= 2.40 \text{ GHz} \end{aligned}$$

3.3.3.2. ค่าความยาวคลื่นโดยแผ่นกราฟไฟต์ λ_{gs} หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned}\lambda_{gs} &= \frac{c}{f_{gs}} \\ &= \frac{3 \times 10^8}{2.40 \times 10^9} \\ &= 125 \text{ มิลลิเมตร}\end{aligned}$$

3.3.3.3. ค่าความกว้างโดยแผ่นกราฟไฟต์ W หาได้จากสมการที่ (2.24)

$$\begin{aligned}W &= \frac{\lambda_{gs}}{2\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \\ &= \frac{125}{2\sqrt{\frac{(2.8 + 1)}{2}}} \\ &= 45.34 \text{ มิลลิเมตร}\end{aligned}$$

3.3.3.4. ค่าไดอิเล็กตริกประสิทธิผลโดยแผ่นกราฟไฟต์ ϵ_{eff} หาได้จากสมการที่ (2.26)

$$\begin{aligned}\epsilon_{eff} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2}, \quad \frac{W}{h} > 1 \\ &= \frac{2.8 + 1}{2} + \frac{2.8 - 1}{2} \left(1 + \frac{(12 \times 0.135)}{45.34}\right)^{-1/2} \\ &= 2.78\end{aligned}$$

3.3.3.5. ค่าความกว้างประสิทธิผลโดยแผ่นกราฟไฟต์ L_{eff} หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned}L_{eff} &= \frac{\lambda_{gs}}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ &= \frac{125}{2\sqrt{2.78}} \\ &= 37.48\end{aligned}$$

3.3.3.6. ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า ΔL โดยแผ่นกราฟไฟต์ หาได้จากสมการที่ (2.28)

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

$$\begin{aligned}
&= (0.412 \times 0.135) \frac{(2.78 + 0.3) \left(\frac{45.34}{0.135} + 0.264 \right)}{(2.78 - 0.258) \left(\frac{45.34}{0.135} + 0.8 \right)} \\
&= 0.068
\end{aligned}$$

(2.32) 3.3.3.7. ค่าความยาวของวัสดุฐานรองโดยแผ่นกราไฟต์ L_1 หาได้จากสมการที่

$$\begin{aligned}
L_1 &= L_{eff} - 2\Delta L \\
&= 37.48 - (2 \times 0.068) \\
&= 37.34 \text{ มิลลิเมตร}
\end{aligned}$$

(2.31) 3.3.3.8. ค่าความกว้างของวัสดุฐานรองโดยแผ่นกราไฟต์ W_1 หาได้จากสมการที่

$$\begin{aligned}
W_1 &= 6h + W \\
&= (6 \times 0.135) + 45.34 \\
&= 46.15 \text{ มิลลิเมตร}
\end{aligned}$$

จากสมการ 3.3.3.9. ค่าความกว้างของตัวแม่พลังงานของสายอากาศโดยแผ่นกราไฟต์ W_2 หาได้

$$\begin{aligned}
W_2 &= 0.24 \lambda_{gs} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{-\frac{1}{2}} \\
&= 0.24 \times 125 \left[\frac{2.8 + 1}{2} \right]^{-\frac{1}{2}} \\
&= 21.76 \text{ มิลลิเมตร}
\end{aligned}$$

หาได้จากสมการ 3.3.3.10. ค่าความยาวของตัวแม่พลังงานของสายอากาศโดยแผ่นกราไฟต์ L_2

$$\begin{aligned}
L_2 &= \frac{0.32 \lambda_{gs}}{2\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \\
&= \frac{0.32 \times 125}{2\sqrt{2.8}} - (2 \times 0.068) \\
&= 11.81 \text{ มิลลิเมตร}
\end{aligned}$$

หาได้จากสมการ 3.3.3.11. ค่าความกว้างของระนาบกราวด์ของสายอากาศโดยแผ่นกราไฟต์ W_3

$$\begin{aligned}
 W_3 &= \frac{0.16\lambda_{gs}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\
 &= \frac{0.16 \times 125}{\sqrt{2.78}} \\
 &= 11.99 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

3.3.3.12. ค่าความยาวของระนาบกราวด์ของสายอากาศโดยแผ่นกราฟไฟต์ L_3 หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned}
 L_3 &= \frac{0.068\lambda_{gs}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\
 &= \frac{0.11 \times 125}{\sqrt{2.78}} \\
 &= 8.24 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

3.3.3.13. ค่าความกว้างของสายนำสัญญาณโดยแผ่นกราฟไฟต์ W_4 หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned}
 W_4 &= \frac{0.05\lambda_{gs}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\
 &= \frac{0.05 \times 125}{\sqrt{2.78}} \\
 &= 3.74 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

3.3.3.14. ค่าความยาวของสายนำสัญญาณโดยแผ่นกราฟไฟต์ L_4 หาได้จากสมการ

$$\begin{aligned}
 L_4 &= \frac{0.33\lambda_{gs}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\
 &= \frac{0.33 \times 125}{\sqrt{2.78}} \\
 &= 24.74 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

3.3.3.15. ช่องว่างระหว่างสายนำสัญญาณกับระนาบกราวด์โดยแผ่นกราฟไฟต์ g หาได้จากสมการที่ (2.5-2.16)

$$\begin{aligned}
 a &= \frac{W_4}{2} = \frac{3.74}{2} = 1.87 \\
 b &= \frac{2g + W_4}{2} = \frac{(2 \times 0.6) + 3.74}{2} = 2.47 \\
 k_1 &= \frac{a}{b} = \frac{1.87}{2.47} = 0.757
 \end{aligned}$$

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi 1.87}{2 \times 0.135}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi 2.47}{2 \times 0.135}\right)} = 0.00092$$

$$k_1' = \sqrt{1 - (k_1)^2} = \sqrt{1 - (0.757)^2} = 0.653$$

$$k_2' = \sqrt{1 - (k_2)^2} = \sqrt{1 - (0.00092)^2} = 0.999$$

ที่ $k_1 = 0.757$ ตามเงื่อนไข $0.707 < k < 1$

$$\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{k_1})}{(1 - \sqrt{k_1})} \right] = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{0.757})}{(1 - \sqrt{0.757})} \right] = 1.936$$

$$\frac{K'(k_1)}{K(k_1)} = \frac{1}{1.936} = 0.516$$

ที่ $k_2 = 0.00092$ ตามเงื่อนไข $0 < k < 0.707$

$$\frac{K(k_2)}{K'(k_2)} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{k_2})}{(1 - \sqrt{k_2})} \right]} = \frac{\pi}{\ln \left[2 \frac{(1 + \sqrt{0.999})}{(1 - \sqrt{0.999})} \right]} = 0.35$$

$$q = \frac{1}{2} \left(\frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \right) = \frac{1}{2} (0.35 \times 0.516) = 0.09$$

$$\varepsilon_{re} = 1 + q(\varepsilon_r - 1) = 1 + 0.09(2.8 - 1) = 1.162$$

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} = \frac{30\pi}{\sqrt{1.162}} \times 0.516 = 45.11$$

ดังนั้นเมื่อกำหนดค่า g เท่ากับ 0.6 มิลลิเมตร จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

Z_0 มีค่าเท่ากับ 45.11 โอห์ม

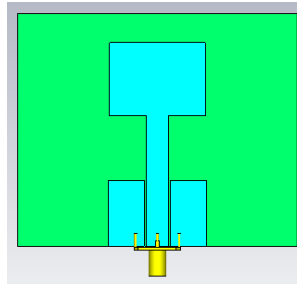
โดยสามารถนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการคำนวณในเบื้องต้น ของทั้งสามความถี่ แสดงได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการคำนวณของทั้งสามความถี่

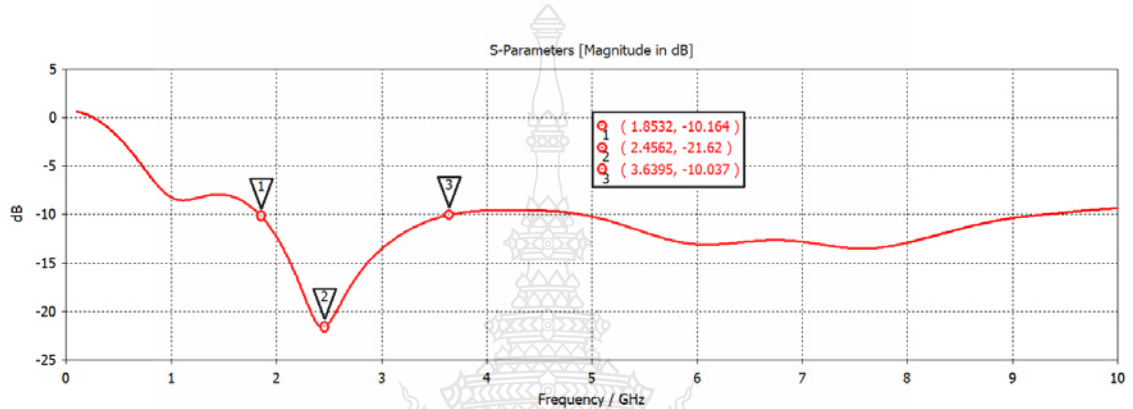
พารามิเตอร์	2.45 GHz	3.5 GHz	5.2 GHz
	ขนาด (มิลลิเมตร)	ขนาด (มิลลิเมตร)	ขนาด (มิลลิเมตร)
W_1 : ความกว้างของวัสดุฐานรอง	96.5	67.91	46.15
W_2 : ความกว้างของตัวแผ่พลังงาน	45.37	32.21	21.76
W_3 : ความกว้างของกราวด์	25.28	17.72	11.99
W_4 : ความกว้างของสายนำสัญญาณ	7.9	5.53	3.74
g : ความกว้างของแกรป	0.3	0.3	0.6
L_1 : ความยาวของวัสดุฐานรอง	78.86	55.23	37.34
L_2 : ความยาวของตัวแผ่พลังงาน	25.89	17.55	11.81
L_3 : ความยาวของกราวด์	17.38	12.18	8.24
L_4 : ความยาวของสายนำสัญญาณ	52.15	36.55	24.74
t_1 : ความหนาของแผ่นกราฟไฟต์	0.15	0.15	0.15
h : ความสูงของวัสดุฐานรอง	0.135	0.135	0.135

3.3.4 การจำลองแบบสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz

หลังจากที่ทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศทั้งสามความถี่แล้วนั้น ก็จะได้นำมาทำการจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม CST ซึ่งจะกำหนดความถี่ที่ใช้ในการจำลองแบบอยู่ในช่วง 100 MHz ถึง 10 GHz เพื่อให้สามารถวิเคราะห์การตอบสนองต่อช่วงความถี่ได้ครอบคลุมครบถ้วน โดยเริ่มจากสายอากาศในย่านความถี่ 2.45 GHz เป็นลำดับแรก แสดงได้ดังรูปที่ 3.15 โดยอาศัยวิธีการเชิงประสบการณ์เข้าร่วมในการปรับจูนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้เหมาะสมยิ่งขึ้น จนทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ความถี่เรโซแนนซ์และค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ครอบคลุมอยู่ในช่วงความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน แสดงได้ดังรูปที่ 3.16

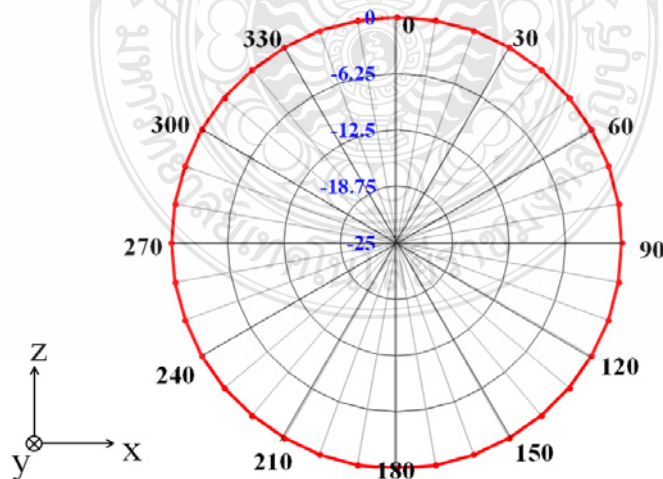


รูปที่ 3.15 การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST

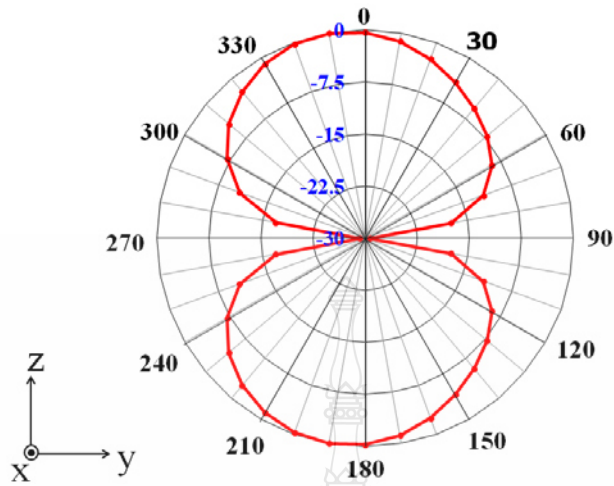


รูปที่ 3.16 ผลการจำลองแบบของค่า S_{11} ที่ความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST

โดยที่แบบรูปการแผ่พลังงานตามระนาบ XZ จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง และตามระนาบ YZ จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง แสดงได้ดังรูปที่ 3.17-3.18 ซึ่งมีค่าอัตราขยายที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz อยู่ที่ 3.26 dBi

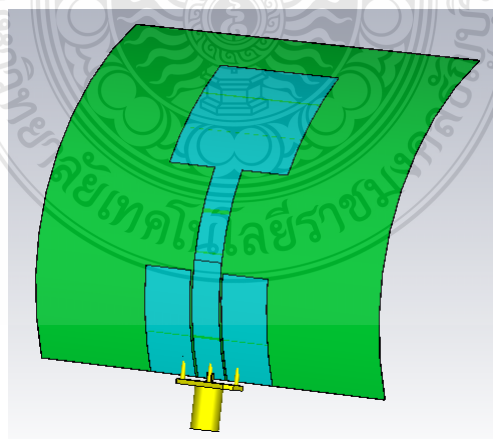


รูปที่ 3.17 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบ XZ ของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST

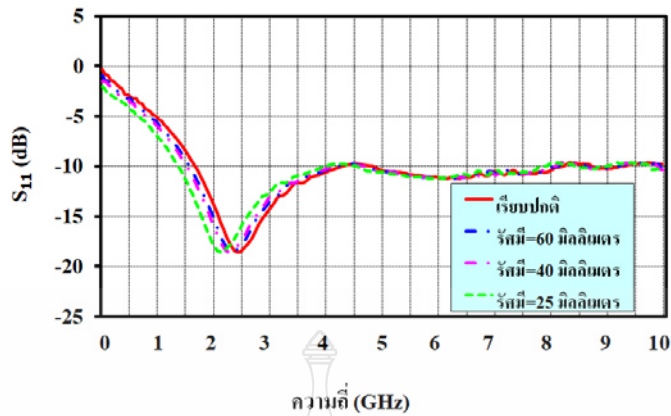


รูปที่ 3.18 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบ YZ ของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST

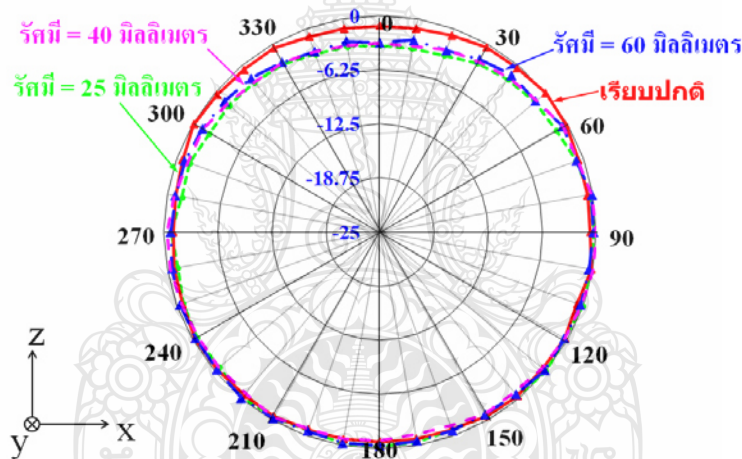
จากนั้นทำการจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศด้วยรัศมีที่แตกต่างกัน 3 ระดับคือ 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ซึ่งตัวอย่างการจำลองแบบการโค้งงอสายอากาศจากโปรแกรม CST แสดงได้ดังรูปที่ 3.19 และได้ทำการเปรียบเทียบผลของค่า S_{11} แสดงได้ดังรูปที่ 3.20 และแบบรูปการแผ่พลังงาน แสดงได้ดังรูปที่ 3.21 ซึ่งจะพบว่าทั้งค่า S_{11} และแบบรูปการแผ่พลังงานนั้น จะมีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกับสายอากาศในระนาบเรียบปกติ



รูปที่ 3.19 การจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศที่รัศมี 60 มิลลิเมตร ของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST



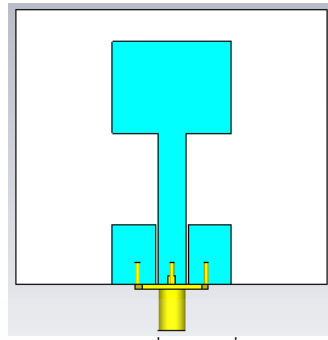
รูปที่ 3.20 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของค่า S_{11} บนโครงสร้างสายอากาศที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST



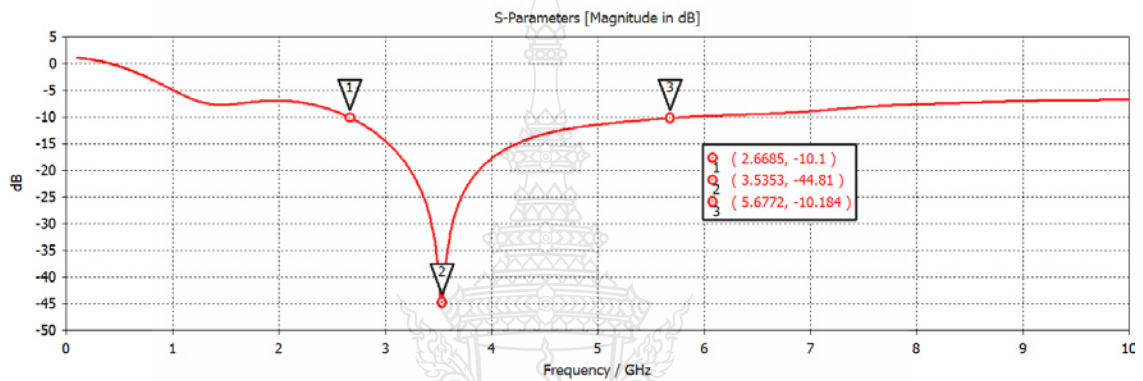
รูปที่ 3.21 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของแบบรูปการแผ่พลังงานบนโครงสร้างสายอากาศที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ระนาบ XZ ของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST

3.3.5 การจำลองแบบสายอากาศที่ความถี่ 3.5 GHz

จากค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการคำนวณในหัวข้อที่ 3.3.2 นำมาทำการจำลองแบบสายอากาศในย่านความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST แสดงได้ดังรูปที่ 3.22 และอาศัยวิธีการเชิงประสบการณ์เข้าร่วมในการปรับจูนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้เหมาะสมยิ่งขึ้น จนทำให้ได้ค่า S_{11} ความถี่เรโซแนนซ์และค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ ครอบคลุมอยู่ในช่วงความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน แสดงได้ดังรูปที่ 3.23

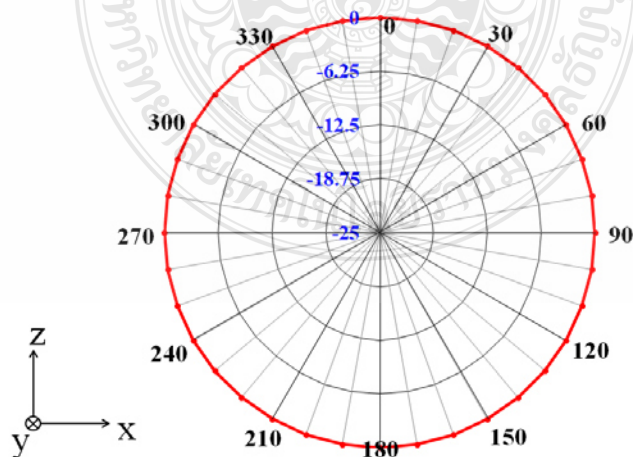


รูปที่ 3.22 การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศที่ความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST

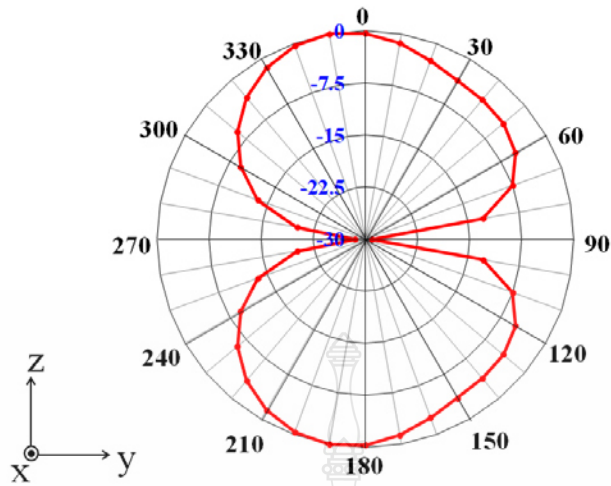


รูปที่ 3.23 ผลการจำลองแบบของค่า S_{11} ที่ความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST

โดยที่แบบรูปการแผ่พลังงานตามระนาบ XZ จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง และตามระนาบ YZ จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง แสดงได้ดังรูปที่ 3.24-3.25 ซึ่งมีค่าอัตราขยายที่ความถี่เรโซแนนซ์ 3.5 GHz อยู่ที่ 3.93 dBi

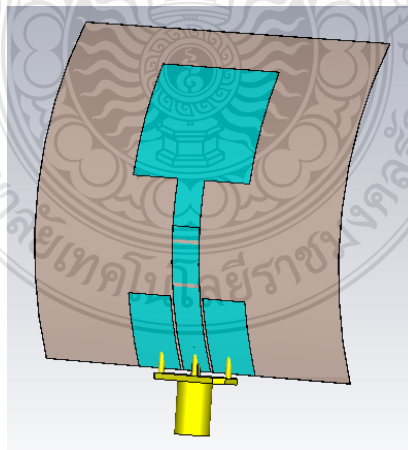


รูปที่ 3.24 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบ XZ ของความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST

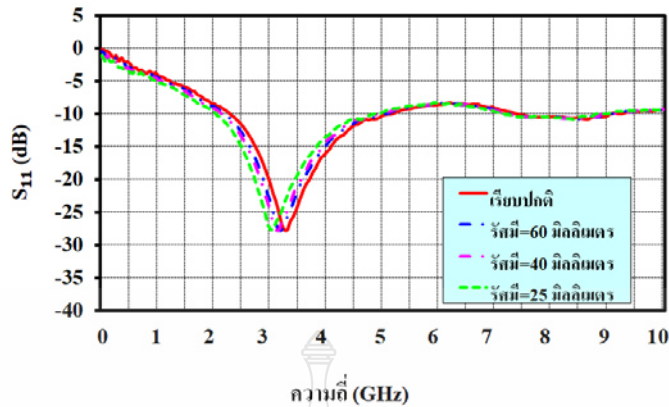


รูปที่ 3.25 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบ YZ ของความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST

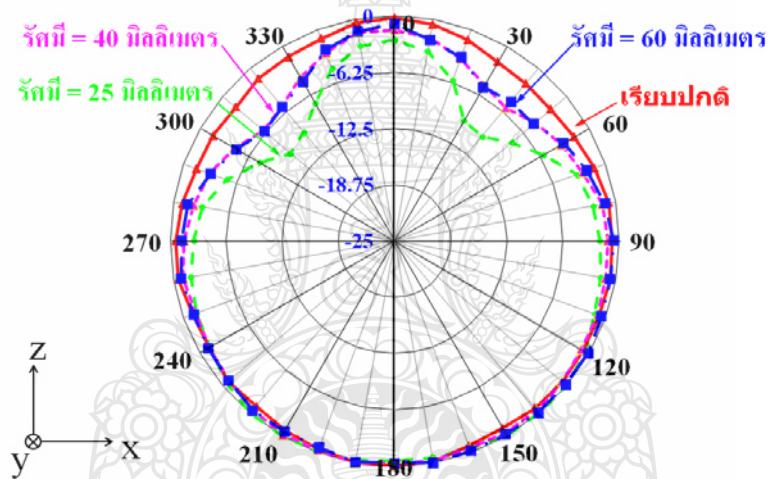
จากนั้นทำการจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศด้วยรัศมีที่แตกต่างกัน 3 ระดับคือ 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ซึ่งตัวอย่างการจำลองแบบการโค้งงอสายอากาศจากโปรแกรม CST แสดงได้ดังรูปที่ 3.26 และได้ทำการเปรียบเทียบผลของค่า S_{11} แสดงได้ดังรูปที่ 3.27 และแบบรูปการแผ่พลังงาน แสดงได้ดังรูปที่ 3.28 ซึ่งจะพบว่าทั้งค่า S_{11} และแบบรูปการแผ่พลังงานนั้นจะมีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกับสายอากาศในระนาบเรียบปกติ



รูปที่ 3.26 การจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศที่รัศมี 60 มิลลิเมตร ของความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST



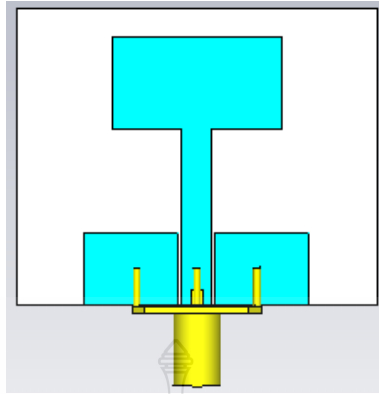
รูปที่ 3.27 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของค่า S_{11} บนโครงสร้างสายอากาศที่โค้งงอที่รัศมี 60 และ 25 มิลลิเมตร ของความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST



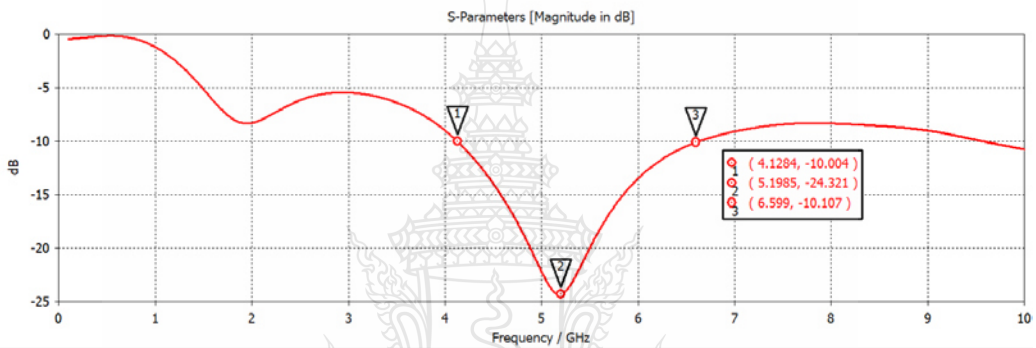
รูปที่ 3.28 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของแบบรูปการแผ่พลังงานบนโครงสร้างสายอากาศที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ระนาบ XZ ของความถี่ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST

3.3.6 การจำลองแบบสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz

จากค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการคำนวณในหัวข้อที่ 3.3.3 นำมาทำการจำลองแบบสายอากาศในย่านความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST แสดงได้ดังรูปที่ 3.29 และอาศัยวิธีการเชิงประสบการณ์เข้าร่วมในการปรับจูนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้เหมาะสมยิ่งขึ้น จนทำให้ได้ค่า S_{11} ความถี่เรโซแนนซ์และค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ ครอบคลุมอยู่ในช่วงความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน แสดงได้ดังรูปที่ 3.30

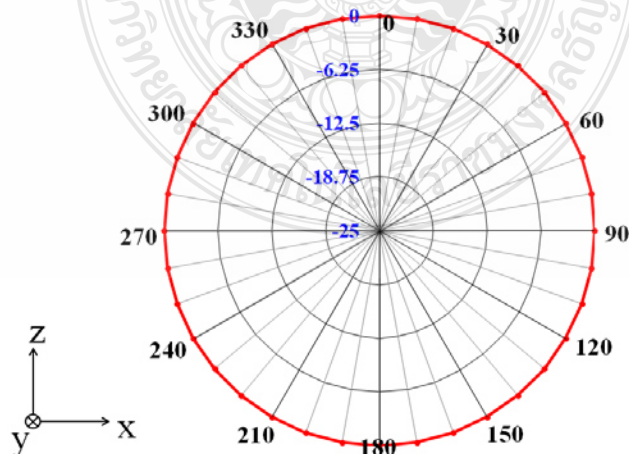


รูปที่ 3.29 การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST

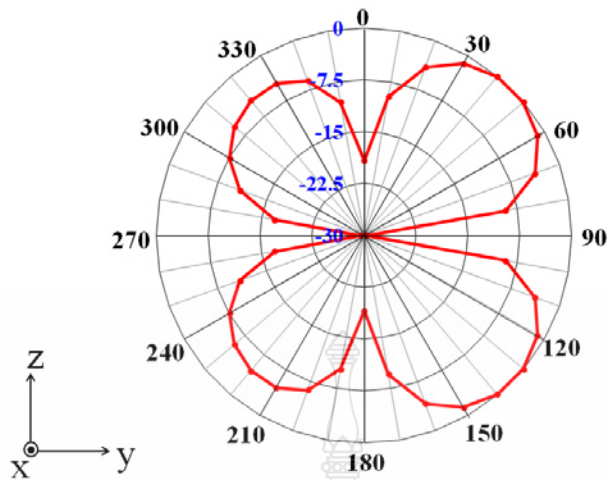


รูปที่ 3.30 ผลการจำลองแบบของค่า S_{11} ที่ความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST

โดยที่แบบรูปการแผ่พลังงานตามระนาบ XZ จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง และตามระนาบ YZ จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง แสดงได้ดังรูปที่ 3.31-3.32 ซึ่งมีค่าอัตราขยายที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.2 GHz อยู่ที่ 4.36 dBi

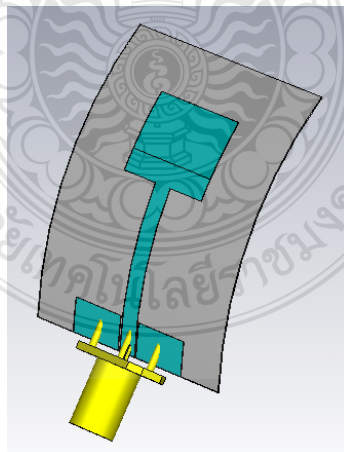


รูปที่ 3.31 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบ XZ ของความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST

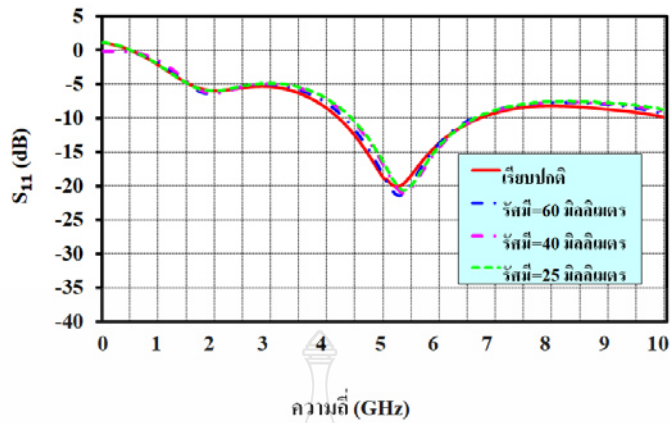


รูปที่ 3.32 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบ YZ ของความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST

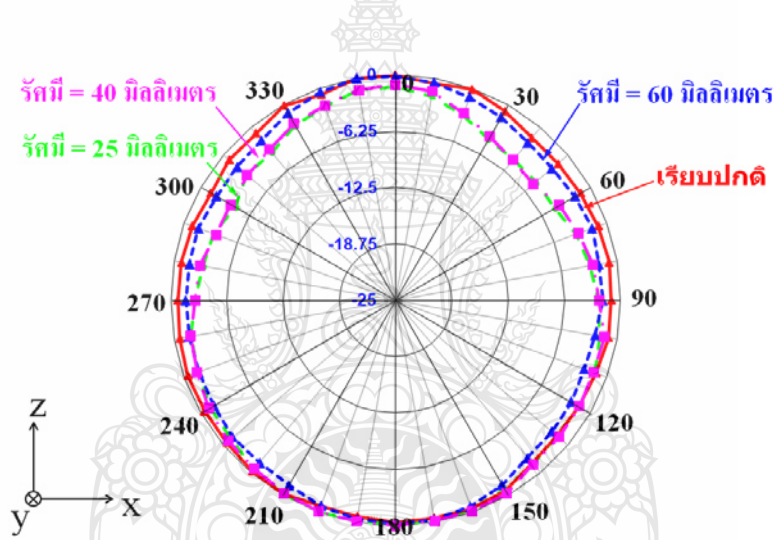
จากนั้นทำการจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศด้วยรัศมีที่แตกต่างกัน 3 ระดับคือ 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ซึ่งตัวอย่างการจำลองแบบการโค้งงอสายอากาศจากโปรแกรม CST แสดงได้ดังรูปที่ 3.33 และได้ทำการเปรียบเทียบผลของค่า S_{11} แสดงได้ดังรูปที่ 3.34 และแบบรูปการแผ่พลังงาน แสดงได้ดังรูปที่ 3.35 ซึ่งจะพบว่าทั้งค่า S_{11} และแบบรูปการแผ่พลังงานนั้น จะมีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกับสายอากาศในระนาบเรียบปกติ



รูปที่ 3.33 การจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศที่รัศมี 60 มิลลิเมตร ของความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST



รูปที่ 3.34 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของค่า S_{11} บนโครงสร้างสายอากาศที่โค้งงอที่รัศมี 60 และ 25 มิลลิเมตร ของความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST

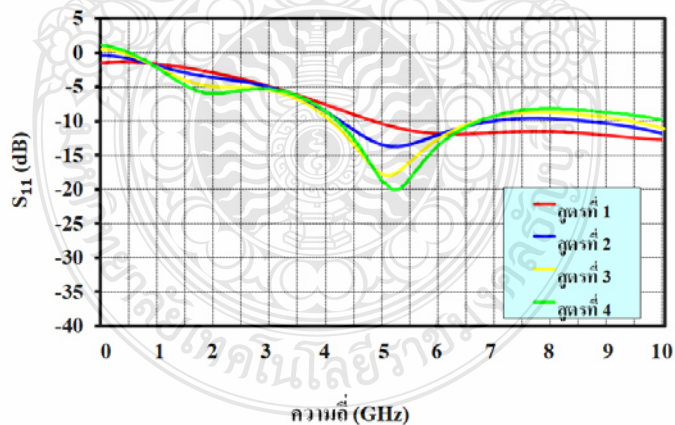


รูปที่ 3.35 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของแบบรูปการแผ่พลังงานบนโครงสร้างสายอากาศที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ระนาบ XZ ของความถี่ 5.2 GHz ด้วยโปรแกรม CST

โดยสามารถนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการปรับจูนด้วยวิธีการเชิงประสพการณ์ ด้วยโปรแกรม CST ของทั้งสามความถี่ แสดงได้ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการปรับจูนด้วยวิธีการเชิงประสพการณ์ด้วยโปรแกรม CST ของทั้งสามความถี่

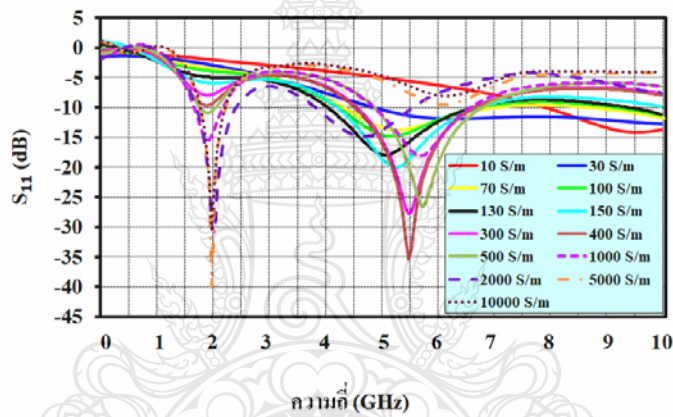
พารามิเตอร์	2.45 GHz	3.5 GHz	5.2 GHz
	ขนาด	ขนาด	ขนาด
	(มิลลิเมตร)	(มิลลิเมตร)	(มิลลิเมตร)
W_1 : ความกว้างของวัสดุฐานรอง	96	68	45
W_2 : ความกว้างของตัวแผ่พลังงาน	46	32.2	21
W_3 : ความกว้างของกราวด์	25.6	17.8	11.6
W_4 : ความกว้างของสายนำสัญญาณ	7.8	5.4	3.8
g : ความกว้างของแกรป	0.6	0.5	0.4
L_1 : ความยาวของวัสดุฐานรอง	78	55	37
L_2 : ความยาวของตัวแผ่พลังงาน	25	17	11.5
L_3 : ความยาวของกราวด์	20.5	12	5
L_4 : ความยาวของสายนำสัญญาณ	47	33	22
t_1 : ความหนาของแผ่นกราฟไฟต์	0.15	0.15	0.15
h : ความสูงของวัสดุฐานรอง	0.135	0.135	0.135



รูปที่ 3.36 ผลการจำลองแบบของค่า S_{11} ที่ความถี่ 5.2 GHz ของแผ่นกราฟไฟต์ทั้ง 4 สูตร ด้วยโปรแกรม CST

3.3.8 การจำลองแบบสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz ด้วยการปรับเปลี่ยนค่าความนำไฟฟ้า

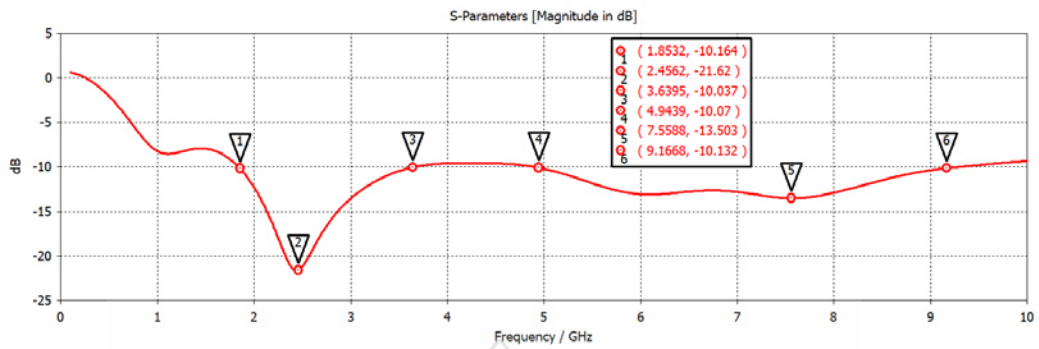
จากผลการจำลองแบบในรูปที่ 3.36 ทำให้ทราบว่าความแตกต่างกันทางคุณสมบัติทางไฟฟ้าของแผ่นกราไฟต์ที่ได้จากกาวกราไฟต์ทั้ง 4 สูตรนั้น จะส่งผลต่อการตอบสนองต่อความถี่ที่แตกต่างกัน จึงทำการจำลองแบบของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz ด้วยค่าความนำไฟฟ้าที่แตกต่างกัน ในช่วง 70-10,000 S/m ซึ่งผลการจำลองแบบแสดงได้ดังรูปที่ 3.37 โดยจะเห็นว่า ถ้าค่าความนำไฟฟ้าต่ำกว่า 70 S/m ค่าความถี่จะเลื่อนออกไปทางความถี่ที่สูงขึ้นคิดเป็นประมาณ 1.1-1.8 เท่าตัว และถ้าค่าความนำไฟฟ้าอยู่ในช่วง 70-1,000 S/m ค่าความถี่จะอยู่ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ แต่ถ้าค่าความนำไฟฟ้าสูงกว่า 1000 S/m ค่าความถี่จะเลื่อนออกไปทางความถี่ที่ต่ำกว่าประมาณ 2.1-2.4 เท่าตัว



รูปที่ 3.37 ผลการจำลองแบบของค่า S_{11} ที่ความถี่ 5.2 GHz ที่ปรับค่าความนำไฟฟ้าของแผ่นกราไฟต์ จาก 70-10,000 S/m ด้วยโปรแกรม CST

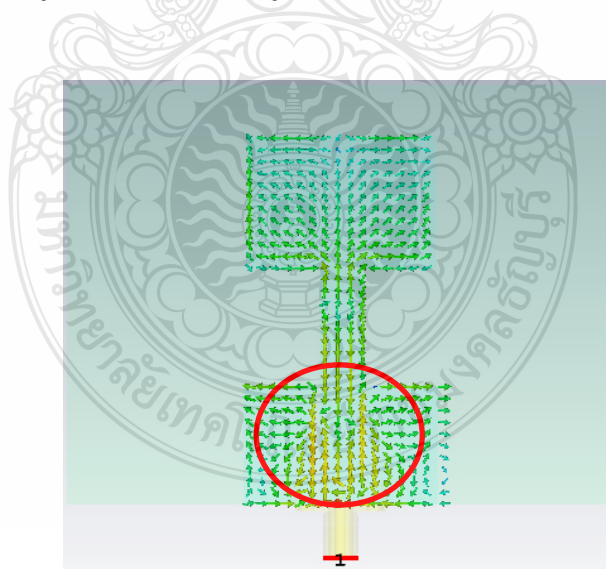
3.4 การออกแบบสายอากาศสองย่านความถี่

ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศสองย่านความถี่จะใช้สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าพื้นฐานจากหัวข้อ 3.3.4 ในรูปที่ 3.15 มาเป็นต้นแบบ เพื่อให้สามารถครอบคลุมและรองรับย่านความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ซึ่งจากรูปที่ 3.16 ผลการจำลองแบบของความถี่ 2.45 GHz นั้นจะเกิดช่วงความถี่ขึ้นมาสองช่วงความถี่ คือในช่วงความถี่ต่ำ 1.85-3.63 GHz มีค่าความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz มีค่า S_{11} ที่ต่ำที่สุดคือ -21.62 dB ซึ่งจะครอบคลุมการใช้งานตามมาตรฐานในย่าน GSM 1900 (1800-1900 MHz) ITM 2000 (2000-2100 MHz) IEEE802.11b/g/n (2.40-2.48 GHz) และ LTE band 41 (2.469-2.690 GHz) แต่ที่ช่วงความถี่สูง 4.94-9.16 GHz มีค่าความถี่เรโซแนนซ์ 7.55 GHz มีค่า S_{11} ที่ต่ำที่สุดคือ -13.50 dB ซึ่งจะไม่เหมาะสมกับการใช้งานในย่าน IEEE802.11a (5.15-5.25 GHz) และ IEEE802.11 b/g/n (5.75-5.85 GHz) แสดงได้ดังรูปที่ 3.38

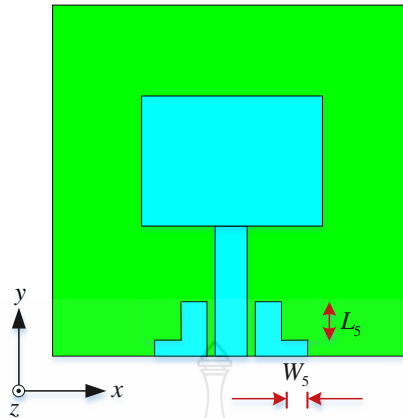


รูปที่ 3.38 ผลการจำลองแบบของค่า S_{11} ที่ความถี่ 2.45 GHz แบบสองย่านความถี่ด้วยโปรแกรม CST

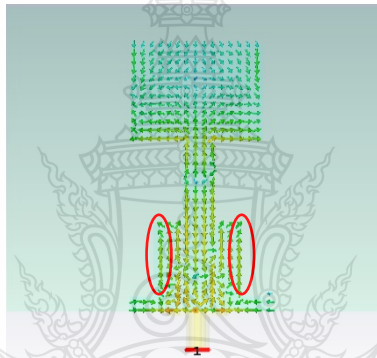
โดยจะเห็นว่าในช่วงความถี่สูงนั้น ความถี่เรโซแนนซ์จะอยู่ที่ 7.55 GHz ซึ่งเป็นความถี่ที่สูงเกินกว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่เหมาะสมกับช่วงความถี่ 5.75-5.85 GHz ซึ่งอาจส่งผลกระทบต่อการใช้งานจริงได้ และหากพิจารณาจากค่าความหนาแน่นของกระแสจะเห็นว่าความหนาแน่นของกระแสในช่วงความถี่ 5.8 GHz นั้นจะอยู่ที่บริเวณระนาบกราวด์ทั้งสองข้างกับช่องนำสัญญาณ แสดงได้ดังรูปที่ 3.39 ดังนั้นจึงต้องทำการปรับเปลี่ยนให้ความถี่เรโซแนนซ์เข้ามาอยู่ใกล้และยังครอบคลุมย่านความถี่ 5.8 GHz ซึ่งจะมีขั้นตอนในการปรับจูนเพื่อเลื่อนความถี่อยู่ 3 ขั้นตอน



รูปที่ 3.39 ค่าความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ต้นแบบ

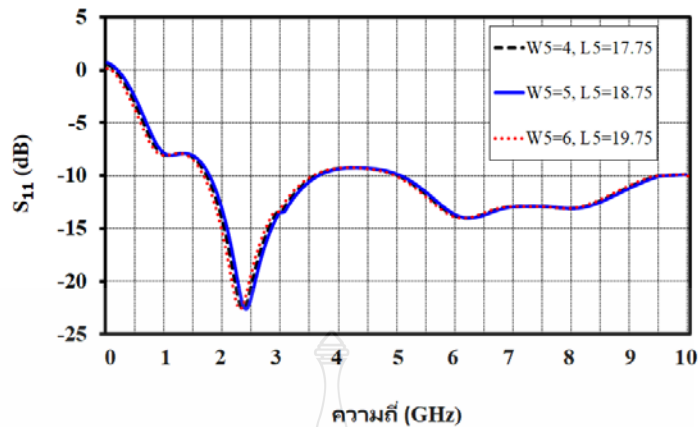


รูปที่ 3.40 สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนในขั้นตอนแรก



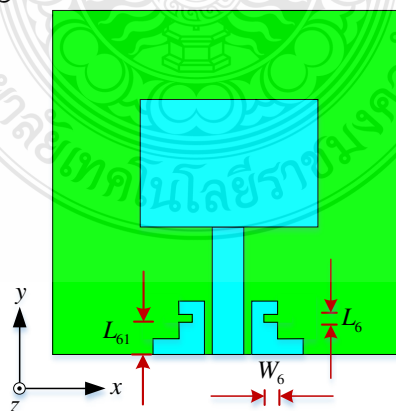
รูปที่ 3.41 ค่าความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนในขั้นตอนแรก

ขั้นตอนแรก จากรูปสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าต้นแบบจากรูปที่ 3.15 จะทำการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่บริเวณระนาบกราวด์ทั้งสองข้าง [30,31] ด้วยการปรับเลื่อนค่าความกว้าง W_5 ตั้งแต่ 4 ถึง 6 มิลลิเมตร และทำการปรับเลื่อนค่าความยาว L_5 ตั้งแต่ 17.75 ถึง 19.75 มิลลิเมตร แสดงได้ดังรูปที่ 3.40 ซึ่งจะพบว่าที่ค่าความกว้าง W_5 เท่ากับ 5 มิลลิเมตร และค่าความยาว L_5 เท่ากับ 18.75 มิลลิเมตร จะทำให้เกิดค่าความหนาแน่นของกระแสเพิ่มมากขึ้นบริเวณขอบของระนาบกราวด์แสดงได้ดังรูปที่ 3.41 และเกิดการตอบสนองต่อความถี่เรโซแนนซ์ให้เลื่อนจากความถี่ 7.55 GHz มาอยู่ที่ 6.18 GHz โดยมีค่า S_{11} เท่ากับ -14.02 dB และมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ 5.06-8.99 GHz แต่ก็ส่งผลให้ความถี่เรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ต่ำเลื่อนสูงขึ้นเล็กน้อยมาอยู่ที่ 2.456 GHz มีแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ 1.84-3.61 GHz โดยมี S_{11} เท่ากับ -22.66 dB แสดงได้ดังรูปที่ 3.42

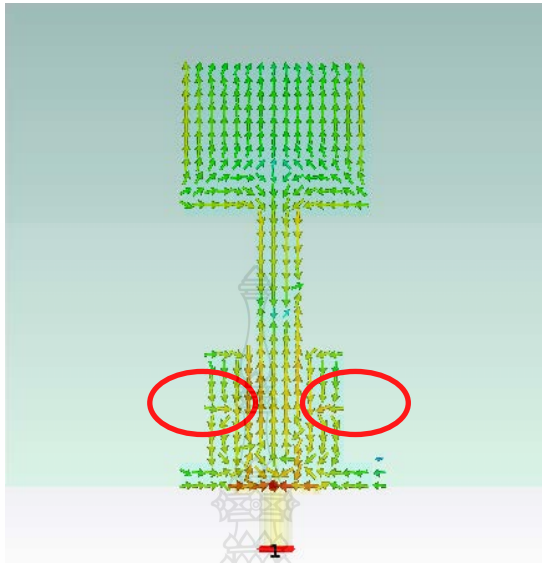


รูปที่ 3.42 ค่า S_{11} ของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนในขั้นตอนแรก

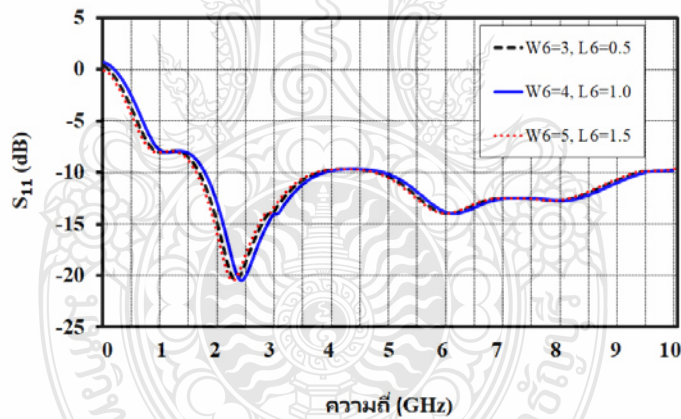
ขั้นตอนที่สอง จะทำการบากเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่บริเวณระนาบกราวด์ทั้งสองข้างอีกครั้ง ด้วยการปรับเลื่อนค่าความกว้าง W_6 ตั้งแต่ 3 4 และ 5 มิลลิเมตร และทำการปรับเลื่อนค่าความยาว L_6 ตั้งแต่ 0.5 1.0 และ 1.5 มิลลิเมตร โดยที่มีระยะห่างจากกึ่งกลางของขอบด้านล่างของระนาบกราวด์ L_{61} เท่ากับ 12.5 มิลลิเมตร ซึ่งจะพบว่าที่ค่าความกว้าง W_6 เท่ากับ 4 มิลลิเมตร และค่าความยาว L_6 เท่ากับ 1.0 มิลลิเมตร แสดงได้ดังรูปที่ 3.43 จะส่งผลให้ค่าความหนาแน่นของกระแสเพิ่มมากขึ้นบริเวณร่องของระนาบกราวด์ แสดงได้ดังรูปที่ 3.44 และเกิดการตอบสนองต่อความถี่เรโซแนนซ์ให้เลื่อนจากความถี่ 6.18 GHz มาอยู่ที่ 6.06 GHz โดยมีค่า S_{11} เท่ากับ -13.96 dB และมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ 4.91-8.95 GHz แต่ที่ส่งผลให้ความถี่เรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ต่ำเลื่อนสูงขึ้นเล็กน้อยมาอยู่ที่ 2.47 GHz มีแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ 1.84-3.79 GHz โดยมี S_{11} เท่ากับ -20.46 dB แสดงได้ดังรูปที่ 3.45



รูปที่ 3.43 สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนในขั้นตอนที่สอง



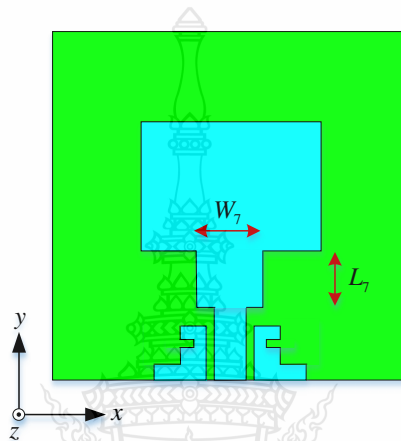
รูปที่ 3.44 ค่าความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สองย่านความถี่ที่ปรับจูนในขั้นตอนที่สอง



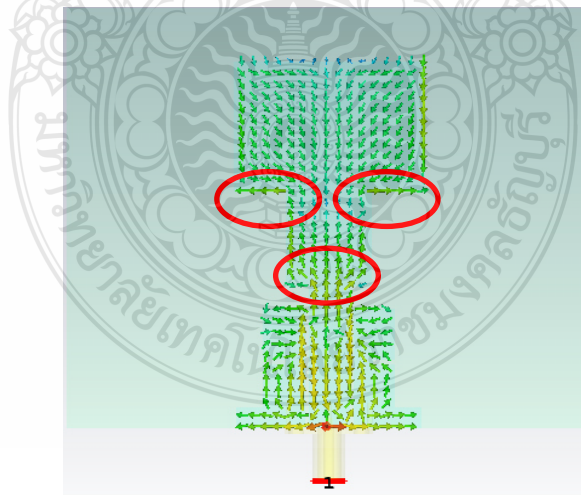
รูปที่ 3.45 ค่า S_{11} ของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนในขั้นตอนที่สอง

ขั้นตอนสุดท้าย จะทำการเพิ่มสัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่บริเวณด้านล่างของตัวแผ่พลังงาน ทั้งสองข้าง [32,33] ด้วยการปรับเลื่อนค่าความกว้าง W_7 ตั้งแต่ 14.6 15.6 และ 16.6 มิลลิเมตร และทำการปรับเลื่อน ค่าความยาว L_7 ตั้งแต่ 19 20 และ 21 มิลลิเมตร ซึ่งจะพบว่าที่ค่าความกว้าง W_7 เท่ากับ 15.6 มิลลิเมตร และค่าความยาว L_7 เท่ากับ 20 มิลลิเมตร แสดงได้ดังรูปที่ 3.46 จะส่งผลให้ค่าความหนาแน่นของกระแสเพิ่มมากขึ้นบริเวณขอบของสัดและด้านล่างของตัวแผ่พลังงาน แสดงได้ดัง

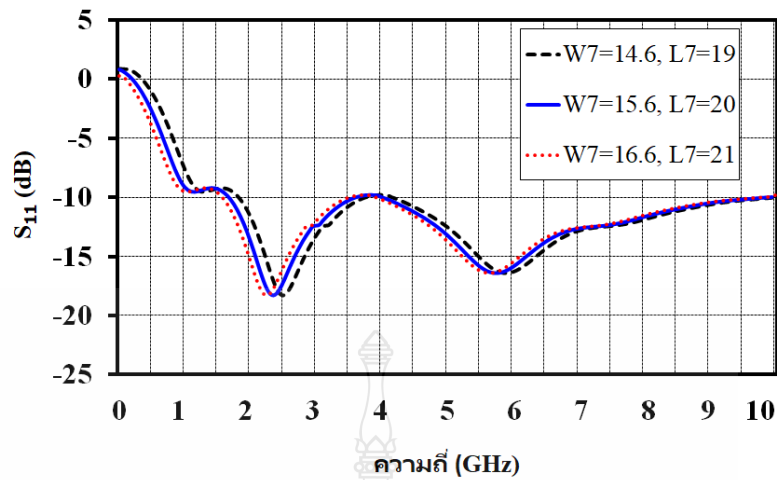
รูปที่ 3.47 และเกิดการตอบสนองต่อความถี่เรโซแนนซ์ให้เลื่อนจากความถี่ 6.06 GHz มาอยู่ที่ 5.795 GHz โดยมีค่า S_{11} เท่ากับ -16.41 dB และมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ 4.05-9.51 GHz แต่ก็ส่งผลให้ความถี่เรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ต่ำเลื่อนต่ำลงมาอยู่ที่ 2.42 GHz มีแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ 1.76-3.58 GHz โดยมี S_{11} เท่ากับ -18.27 dB แสดงได้ดังรูปที่ 3.48 และจะได้นำผลที่ได้จากการปรับจูนทั้งสามขั้นตอนมาเปรียบเทียบกันซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.49



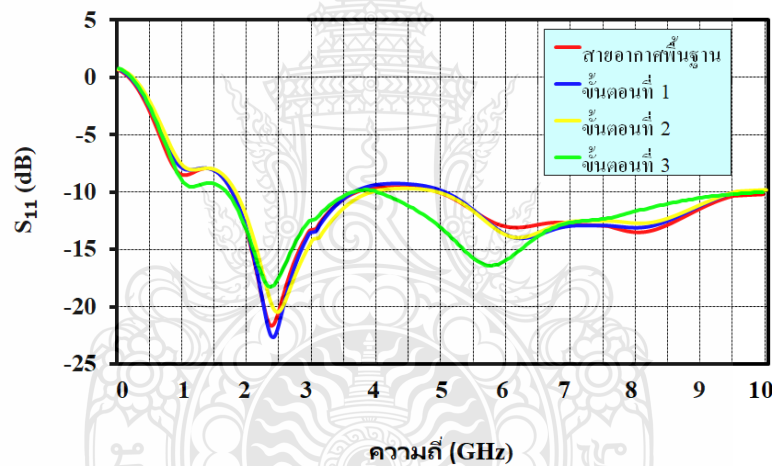
รูปที่ 3.46 สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนในขั้นตอนสุดท้าย



รูปที่ 3.47 ค่าความหนาแน่นของกระแสของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนในขั้นตอนสุดท้าย

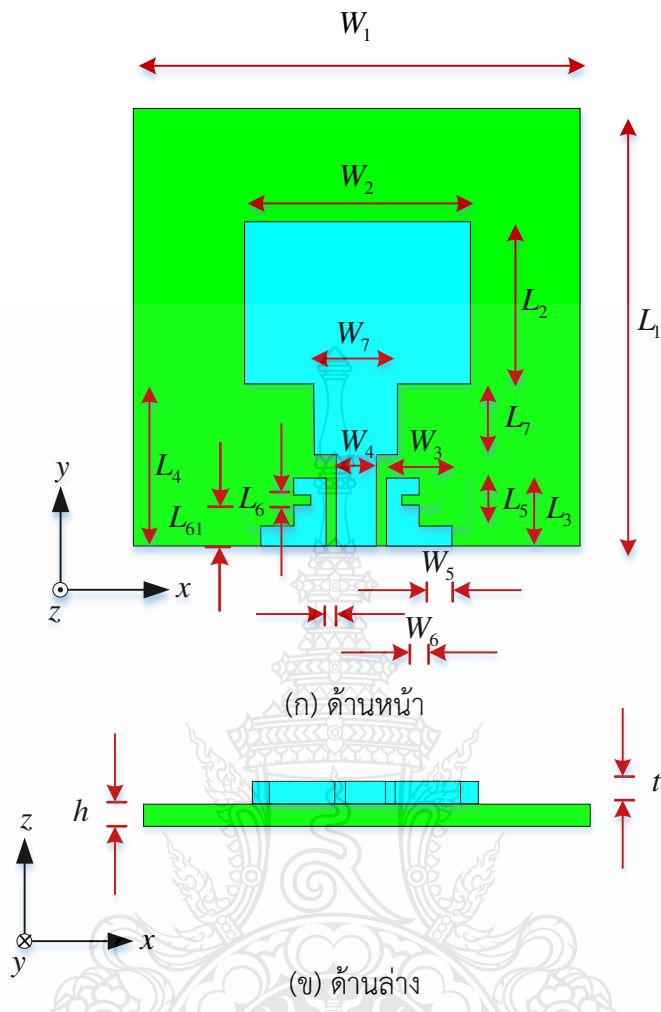


รูปที่ 3.48 ค่า S_{11} ของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ที่ปรับจูนในขั้นตอนสุดท้าย



รูปที่ 3.49 การเปรียบเทียบค่า S_{11} ของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่จากการปรับจูนในทุกขั้นตอน

จากการปรับจูนในขั้นตอนแรกจนถึงขั้นตอนสุดท้ายจะมีการเพิ่มพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เหมาะสมที่สุดได้ดังนี้ $W_5=5$ $W_6=4$ $W_7=15.6$ $L_5=18.75$ $L_6=1$ $L_{61}=12.5$ และ $L_7=20$ แสดงได้ดังรูปที่ 3.50 และตารางที่ 3.3



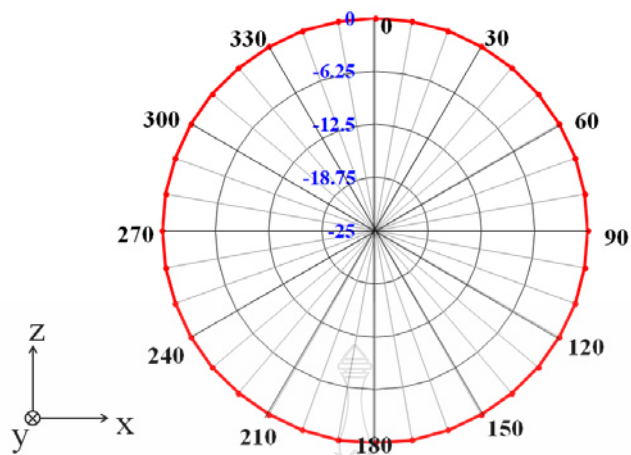
รูปที่ 3.50 สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่



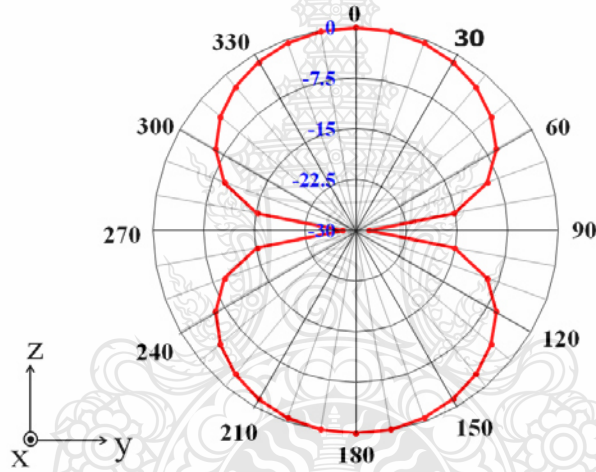
ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ต้นแบบ

ค่าพารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
W_1 : ความกว้างของวัสดุฐานรอง	96
W_2 : ความกว้างของสายอากาศ	35
W_3 : ความกว้างของระนาบกราวด์	12.7
W_4 : ความกว้างของสายนำสัญญาณ	7.6
W_5 : ความกว้างของสายอากาศ	5
W_6 : ความกว้างของระนาบกราวด์	4
W_7 : ความกว้างของสายนำสัญญาณ	15.6
L_1 : ความยาวของวัสดุฐานรอง	80
L_2 : ความยาวของสายอากาศ	25
L_3 : ความยาวของระนาบกราวด์	22.75
L_4 : ความยาวของสายนำสัญญาณ	45
L_5 : ความยาวของระนาบกราวด์	18.75
L_6 : ความยาวของสายนำสัญญาณ	1
L_{61} : ความยาวของสายนำสัญญาณ	12.5
L_7 : ความยาวของสายนำสัญญาณ	20
g : ความกว้างของแถบ	0.6
t : ความหนาของสายอากาศ	0.15
h : ความหนาของวัสดุฐานรอง	0.135

โดยที่แบบรูปการแผ่พลังงานตามระนาบ XZ จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง และตามระนาบ YZ จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง แสดงได้ดังรูปที่ 3.51-3.52 ซึ่งมีค่าอัตราขยายที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz อยู่ที่ 2.71 dBi และ 5.80 GHz อยู่ที่ 4.54 dBi

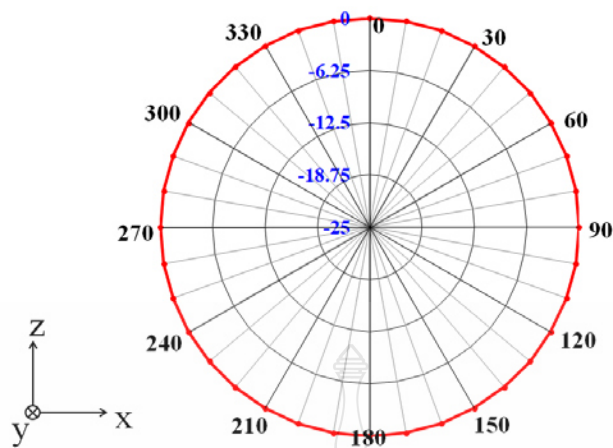


(ก) ระนาบ XZ

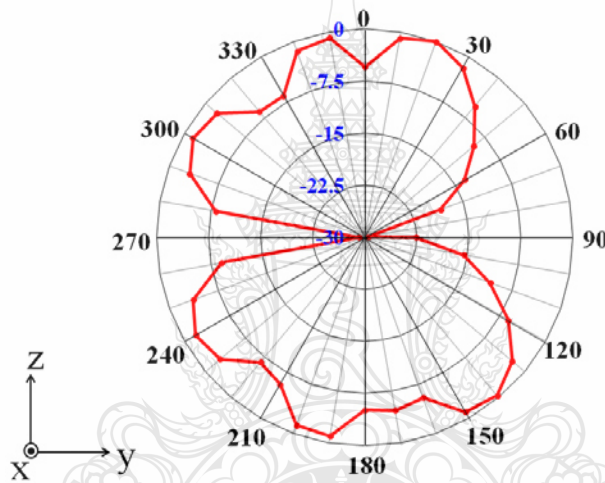


(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 3.51 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST



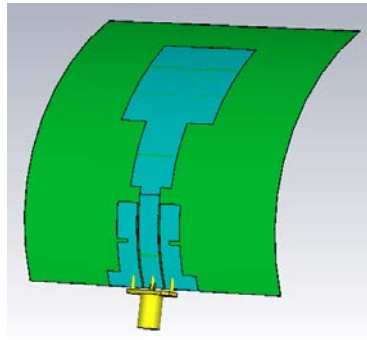
(ก) ระนาบ XZ



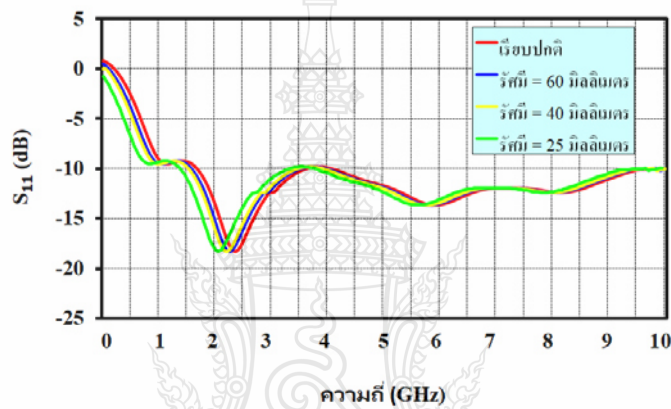
(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 3.52 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 5.8 GHz ด้วยโปรแกรม CST

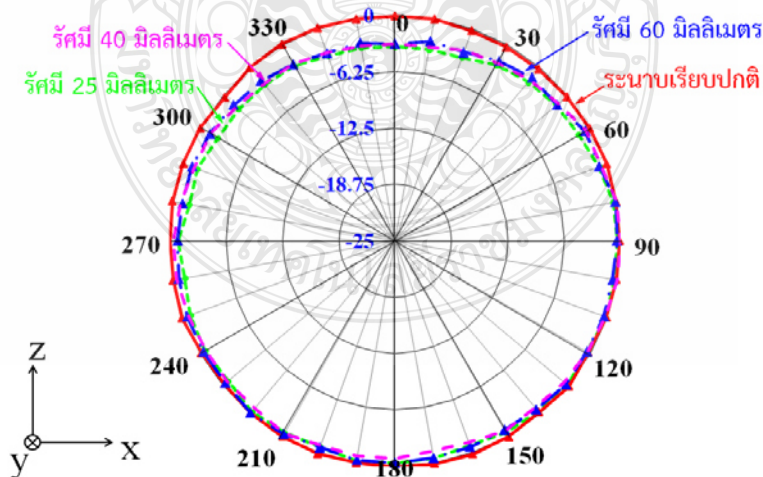
จากนั้นทำการจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศสองย่านความถี่ด้วยรัศมีที่แตกต่างกัน 3 ระดับคือ 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ซึ่งตัวอย่างการจำลองแบบการโค้งงอสายอากาศจากโปรแกรม CST แสดงได้ดังรูปที่ 3.53 และได้ทำการเปรียบเทียบผลของค่า S_{11} แสดงได้ดังรูปที่ 3.54 และแบบรูปการแผ่พลังงาน ที่ระนาบ XZ แสดงได้ดังรูปที่ 3.55-3.56 ซึ่งจะพบว่าทั้งค่า S_{11} และแบบรูปการแผ่พลังงานของทั้งสองความถี่นั้น จะมีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกับสายอากาศในระนาบเรียบปกติ



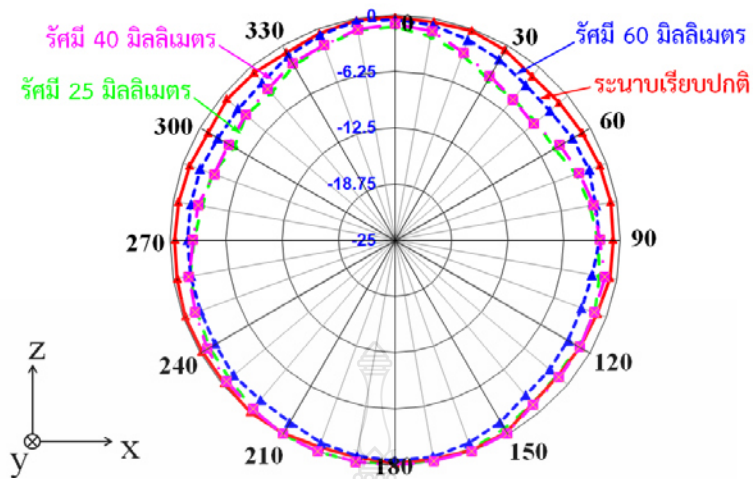
รูปที่ 3.53 การจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศสองย่านความถี่ที่รัศมี 60 มิลลิเมตร ด้วยโปรแกรม CST



รูปที่ 3.54 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของค่า S_{11} บนโครงสร้างสายอากาศสองย่านความถี่ที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ด้วยโปรแกรม CST



รูปที่ 3.55 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของแบบรูปการแผ่พลังงานบนโครงสร้างสายอากาศสองย่านความถี่ที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ระนาบ XZ ของความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST



รูปที่ 3.56 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของแบบรูปการแผ่พลังงานบนโครงสร้างสายอากาศ สองย่านความถี่ที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ระนาบ XZ ของความถี่ 5.8 GHz ด้วยโปรแกรม CST

3.5 การสร้างสายอากาศหนึ่งย่านความถี่

หลังจากที่ทำการจำลองแบบสายอากาศหนึ่งย่านความถี่ด้วยโปรแกรม CST จนได้ขนาดตามค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เหมาะสมแล้วนั้น จะได้ทำการสร้างสายอากาศด้วยแผ่นกราฟไฟต์ที่ทำขึ้นมาเอง โดยเริ่มจาก

3.5.1 การสร้างแบบพิมพ์สติ๊กเกอร์

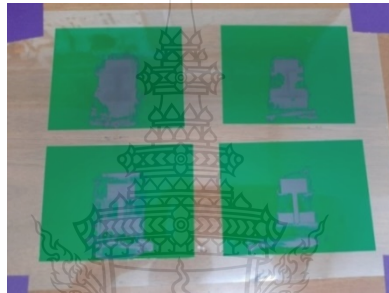
โดยทำการสร้างแบบพิมพ์บนกระดาษสติ๊กเกอร์พีวีซี ด้วยการใช้เครื่องตัดสติ๊กเกอร์ไปตามขนาดต่าง ๆ จากตารางที่ 3.2 เตรียมวางลงบนวัสดุฐานรองประเภทแผ่นใสโพลีเอสเตอร์ขนาดกระดาษ A4 โดยจะทำทั้งสามความถี่ ซึ่งตัวอย่างของแบบพิมพ์สติ๊กเกอร์ของความถี่ 5.2 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 3.57



รูปที่ 3.57 ตัวอย่างแบบพิมพ์สติ๊กเกอร์ของความถี่ 5.2 GHz ที่เตรียมวางลงบนแผ่นใสโพลีเอสเตอร์

3.5.2 การเท-ปาดกาวกราไฟต์

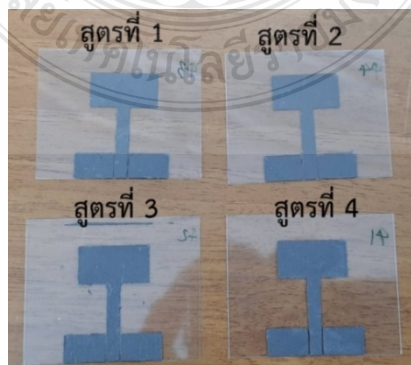
จะทำการเทกาวกราไฟต์จากสูตรที่ผสมทั้งสี่สูตร ลงไปบนแบบพิมพ์สติ๊กเกอร์ โดยหนึ่งชิ้นจะเทกาวกราไฟต์หนึ่งสูตร จนครบทั้งสามความถี่ แล้วปาดสกรีนด้วยยางปาดสกรีนให้เรียบเสมอกัน ซึ่งตัวอย่างการเท-ปาดสกรีนกาวกราไฟต์ลงบนแบบพิมพ์สติ๊กเกอร์ของความถี่ 5.2 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 3.58 ซึ่งจากการเท-ปาดสกรีนกาวกราไฟต์ทั้งสี่สูตร พบว่ากาวกราไฟต์ในสูตรที่ 1 กับ 4 มีความเหนียวลื่นและให้หน้าสัมผัสที่เรียบเนียน เมื่อทำการปาดด้วยยางปาด ส่วนกาวกราไฟต์ในสูตรที่ 2 กับ 3 นั้น จะมีความหนืดข้นและให้หน้าสัมผัสที่หยาบกระด้างไม่เรียบเนียน เมื่อทำการปาดด้วยยางปาด



รูปที่ 3.58 ตัวอย่างการเท-ปาดสกรีนกาวกราไฟต์ลงบนแบบพิมพ์สติ๊กเกอร์ของความถี่ 5.2 GHz

3.5.3 การตัดแผ่นสายอากาศกราไฟต์

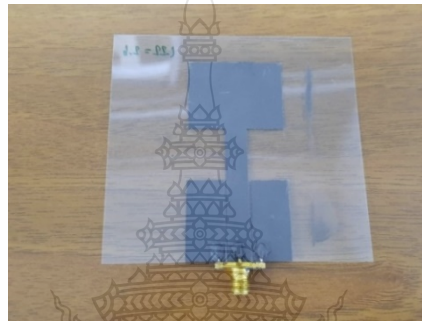
เมื่อทำการเท-ปาดสกรีนกาวกราไฟต์แล้วก็ปล่อยให้แห้งเป็นเวลาประมาณ 6 ชั่วโมง จนกาว กราไฟต์แห้งสนิทแล้ว จึงทำการลอกแบบพิมพ์สติ๊กเกอร์ออก จากนั้นจึงทำการตัดแผ่นใสตามขนาดความกว้างความยาวของวัสดุฐานรอง ก็จะได้เป็นแผ่นสายอากาศกราไฟต์ออกมา โดยทำจนครบทั้งสามความถี่ ซึ่งตัวอย่างของแผ่นสายอากาศกราไฟต์ที่ความถี่ 5.2 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 3.59



รูปที่ 3.59 ตัวอย่างแผ่นสายอากาศกราไฟต์ของความถี่ 5.2 GHz ที่ได้จากกาวกราไฟต์ทั้งสี่สูตร

3.5.4 การเชื่อมต่อหัว SMA

หลังจากที่ได้ตัดแผ่นสายอากาศออกมาแล้วนั้น ก็ทำการตรวจสอบรูปร่าง ขนาดและ ร่องรอยความสม่ำเสมอของระนาบการกราฟต์ที่ยึดติดบนวัสดุฐานรองเรียบร้อยแล้ว จากนั้นก็จะนำ หัว SMA มายึดติดกับแผ่นสายอากาศ โดยใช้การกราฟต์ให้ตรงกับแผ่นสายอากาศที่สร้างขึ้น เช่น แผ่นสายอากาศที่สร้างจากการกราฟต์สูตรที่ 1 ก็จะใช้การกราฟต์สูตรที่ 1 นี้ในการยึดติดกับหัว SMA ด้วย ถ้าเป็นแผ่นสายอากาศ ที่สร้างจากการกราฟต์สูตรที่ 2 ก็จะใช้การกราฟต์สูตรที่ 2 นี้ในการยึดติดกับหัว SMA ด้วยเช่นกัน แสดงได้ดังรูปที่ 3.60



(ก) ความถี่ 2.45 GHz



(ข) ความถี่ 3.5 GHz



(ค) ความถี่ 5.2 GHz

รูปที่ 3.60 แผ่นสายอากาศกราฟต์ที่เชื่อมต่อหัว SMA แล้ว

3.6 การสร้างสายอากาศสองย่านความถี่

หลังจากที่ทำการจำลองแบบสายอากาศสองย่านความถี่ด้วยโปรแกรม CST จนได้ขนาดตามค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เหมาะสมแล้วนั้น ก็จะได้ทำการสร้างสายอากาศด้วยแผ่นกราฟไฟต์ที่ทำขึ้นมาเอง โดยเริ่มจากการผสมกาวกราฟไฟต์ในสูตรที่ 4 ขึ้นมาใหม่อีกครั้งหนึ่ง

3.6.1 การสร้างแบบพิมพ์สติ๊กเกอร์

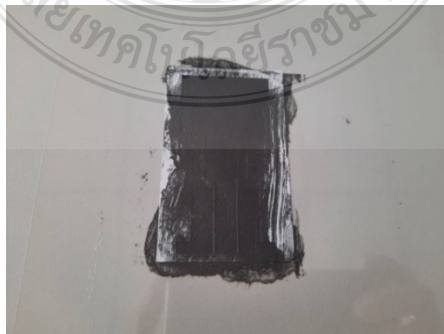
โดยทำการสร้างแบบพิมพ์บนกระดาษสติ๊กเกอร์พีวีซี ด้วยการใช้เครื่องตัดสติ๊กเกอร์ไปตามขนาดต่าง ๆ จากตารางที่ 3.3 เตรียมวางลงบนวัสดุฐานรองประเภทแผ่นใสโพลีเอสเตอร์ขนาดกระดาษ A4 ซึ่งตัวอย่างของแบบพิมพ์สติ๊กเกอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 3.61



รูปที่ 3.61 แบบพิมพ์สติ๊กเกอร์ของสายอากาศสองย่านความถี่ที่เตรียมวางลงบนแผ่นใสโพลีเอสเตอร์

3.6.2 การเท-ปาดกาวกราฟไฟต์

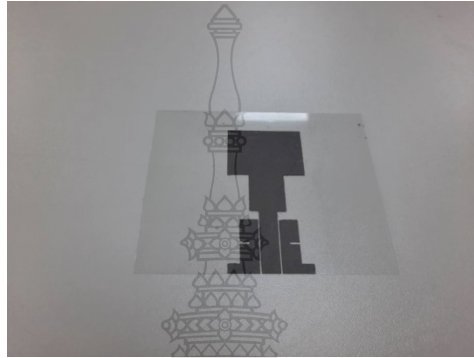
โดยจะทำการเทกาวกราฟไฟต์ในสูตรที่ 4 ที่ผสมขึ้นมาใหม่ ลงไปบนแบบพิมพ์สติ๊กเกอร์แล้วปาดสกรีนด้วยยางปาดสกรีนให้เรียบเสมอกัน ซึ่งตัวอย่างการเท-ปาดสกรีนกาวกราฟไฟต์ลงบนแบบพิมพ์สติ๊กเกอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 3.62



รูปที่ 3.62 การเท-ปาดสกรีนกาวกราฟไฟต์ลงบนแบบพิมพ์สติ๊กเกอร์ของของสายอากาศสองย่านความถี่

3.6.3 การตัดแผ่นสายอากาศกราฟไฟต์

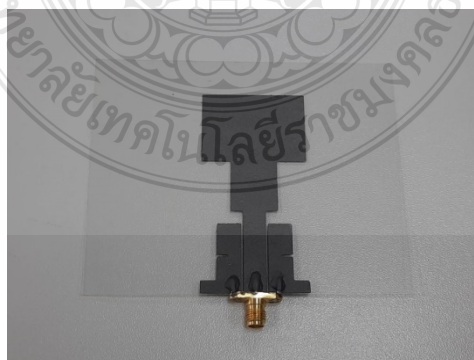
เมื่อทำการเท-ปาดสกรีนกาวกราฟไฟต์แล้วก็ปล่อยให้แห้งเป็นเวลาประมาณ 6 ชั่วโมงจนกาวกราฟไฟต์แห้งสนิทแล้ว จึงทำการลอกแบบพิมพ์สติกเกอร์ออก จากนั้นจึงทำการตัดแผ่นใสตามขนาดความกว้างความยาวของวัสดุฐานรอง ก็จะได้เป็นแผ่นสายอากาศกราฟไฟต์สองย่านความถี่ออกมาแสดงได้ดังรูปที่ 3.63



รูปที่ 3.63 ตัวอย่างแผ่นสายอากาศกราฟไฟต์สองย่านความถี่

3.6.4 การเชื่อมต่อหัว SMA

หลังจากที่ได้ตัดแผ่นสายอากาศออกมาแล้วนั้น ก็ทำการตรวจสอบรูปร่าง ขนาดและร่องรอยความสม่ำเสมอของระนาบกาวกราฟไฟต์ที่ยึดติดบนวัสดุฐานรองเรียบร้อยแล้ว จากนั้นก็จะนำหัว SMA มายึดติดกับแผ่นสายอากาศ โดยใช้กาวกราฟไฟต์ให้ตรงกับแผ่นสายอากาศที่สร้างขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 3.64



รูปที่ 3.64 แผ่นสายอากาศกราฟไฟต์สองความถี่ที่เชื่อมต่อหัว SMA แล้ว

บทที่ 4

การทดสอบแผ่นกราฟาไฟต์และการวัดผลสายอากาศ

ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการทดสอบคุณสมบัติของแผ่นกราฟาไฟต์ในเบื้องต้นและการทดสอบตามมาตรฐานการทดสอบคุณสมบัติของแผ่นสายอากาศที่สร้างจากแผ่นกราฟาไฟต์ที่ความถี่ 2.45 GHz 3.5 GHz 5.2 GHz และ 5.8 GHz รวมถึงการทดสอบการนำไปใช้งานจริงร่วมกับอุปกรณ์อื่น ๆ

4.1 การทดสอบคุณสมบัติแผ่นกราฟาไฟต์

หลังจากที่ได้ทำการผสมกาวกราฟาไฟต์ทั้งสี่สูตรและนำมาสร้างเป็นแผ่นกราฟาไฟต์บนวัสดุฐานรองประเภทแผ่นใสโพลีเอสเตอร์ไปแล้วในบทที่ 3 นั้น ในบทนี้ก็จะเป็นส่วนขั้นตอนการทดสอบคุณสมบัติต่าง ๆ ของแผ่นกราฟาไฟต์ที่สร้างขึ้นมานี้โดยจะเริ่มจาก

4.1.1 การทดสอบคุณสมบัติทางกายภาพในเบื้องต้น

จากที่ได้ทำการเท-ปาดสกรีนกาวกราฟาไฟต์ทั้งสี่สูตรลงบนแบบพิมพ์สติกเกอร์ที่ตัดเป็นช่องสี่เหลี่ยมขนาด 1.5x4 เซนติเมตร จำนวน 4 ชุด ไว้แล้ว และปล่อยให้แห้งสนิท จึงทำการลอกแบบพิมพ์สติกเกอร์ออกตามรูปที่ 3.13 นั้น ในขั้นตอนนี้จะทำการทดสอบคุณสมบัติทางกายภาพด้วยการโค้งงอแผ่นใสโพลีเอสเตอร์ เพื่อสังเกตความเปลี่ยนแปลงของกาวกราฟาไฟต์ที่มีผลต่อวัสดุฐานรองแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ทดสอบการโค้งงอแผ่นกราฟาไฟต์จากกาวกราฟาไฟต์ทั้ง 4 สูตร

โดยจะพบว่าแผ่นกราฟไฟต์ที่ได้จากกาวกราฟไฟต์ในสูตรที่ 1 และ 4 นั้น จะมีพื้นผิวด้านหน้าเรียบเนียนและด้านในโค้งรับยึดติดไปกับการโค้งงอของแผ่นโพลีเอสเตอร์ได้เป็นอย่างดี ส่วนแผ่นกราฟไฟต์ที่ได้จากกาวกราฟไฟต์ในสูตรที่ 2 และ 3 นั้น จะเริ่มเกิดมีรอยแตกร้าวที่พื้นผิวด้านหน้า และพื้นด้านในมีการลอกร่อนไม่โค้งรับไปกับการโค้งงอของแผ่นโพลีเอสเตอร์

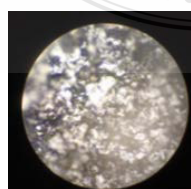
จากนั้นทำการตรวจสอบความละเอียดพื้นผิวด้านหน้าของแผ่นกราฟไฟต์ที่ได้จากกาวกราฟไฟต์ทั้ง 4 สูตร ด้วยกล้องจุลทรรศน์ ยี่ห้อ SHODENSHA แสดงได้ดังรูปที่ 4.2 พบว่าพื้นผิวด้านหน้าของแผ่นกราฟไฟต์ที่ได้จากกาวกราฟไฟต์ในสูตรที่ 1 และ 4 นั้น จะมีพื้นผิวหน้าที่ละเอียดเรียบเนียนมีความสม่ำเสมอของเนื้อกาว แสดงได้ดังรูปที่ 4.3 (ก) และ 4.3 (ง) ส่วนแผ่นกราฟไฟต์ที่ได้จากกาวกราฟไฟต์ในสูตรที่ 2 และ 3 นั้น จะมีพื้นผิวหน้าที่ขรุขระ ไม่เรียบเนียน ไม่มีความสม่ำเสมอของเนื้อกาว แสดงได้ดังรูปที่ 4.3 (ข) และ 4.3 (ค)



รูปที่ 4.2 กล้องจุลทรรศน์ ยี่ห้อ SHODENSHA



(ก)



(ข)



(ค)

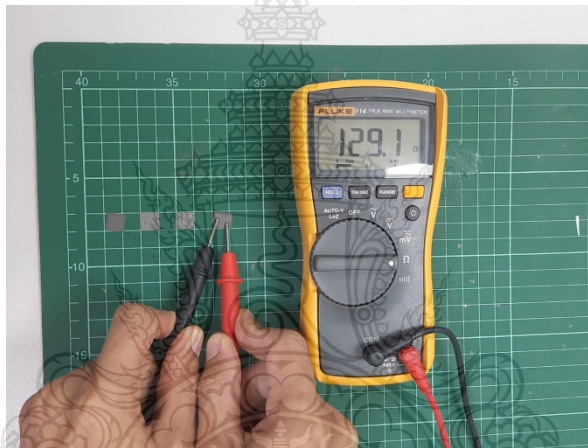


(ง)

รูปที่ 4.3 พื้นผิวด้านหน้าของแผ่นกราฟไฟต์จากกาวกราฟไฟต์ทั้ง 4 สูตร ที่ส่องด้วยกล้องจุลทรรศน์

4.1.2 การทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าในเบื้องต้น

ในการทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้านั้นจะทำการตัดแผ่นกราฟไฟต์ที่ได้จากกาวกราฟไฟต์แต่ละสูตรให้มีขนาดประมาณ 1x1 เซนติเมตร จำนวนสูตรละ 1 ชิ้น แล้วจึงใช้มัลติมิเตอร์ยี่ห้อ Fluke ทำการวัดค่าความต้านทานของแผ่นกราฟไฟต์ แสดงได้ดังรูปที่ 4.4 ซึ่งผลที่ได้นั้นมีค่า 6800 285 165 และ 130 โอห์ม ตามลำดับ และใช้เครื่องวัดความหนาที่ยี่ห้อ Mitutoyo แสดงได้ดังรูปที่ 4.5 ในการวัดค่าความหนาของแผ่นกราฟไฟต์โดยวิธีการวัดคือจะทำการวัดความหนาของแผ่นวัสดุฐานรอง (แผ่นใส) ได้ค่า 135 ไมโครเมตร แล้วจึงทำการวัดความหนารวมของแผ่นกราฟไฟต์กับแผ่นวัสดุฐานรอง แล้วจึงนำค่ามาหักลบกันก็จะได้ค่าความหนาของแผ่นกราฟไฟต์ ซึ่งจะทำการวัด 5 ครั้ง เพื่อนำมาหาค่าเฉลี่ย โดยผลที่ได้คือ 80 240 240 และ 200 ไมโครเมตร ตามลำดับ



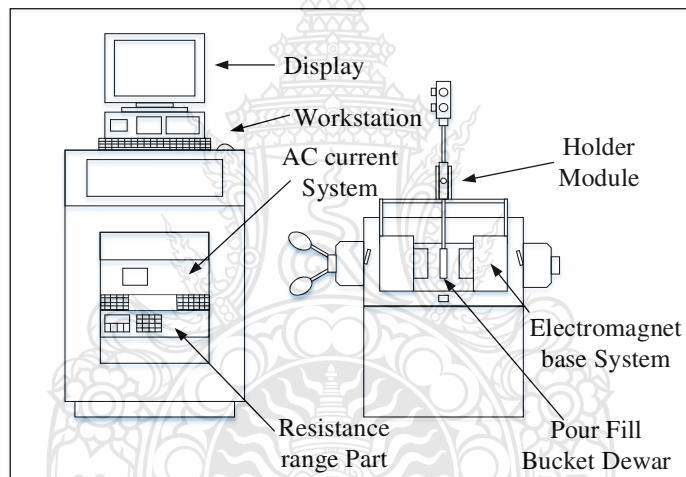
รูปที่ 4.4 การวัดค่าความต้านทานเบื้องต้น

4.1.3 การทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าตามมาตรฐาน

4.1.3.1 การทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าตามมาตรฐานของแผ่นกราฟไฟต์

การวัดค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าตามมาตรฐานของแผ่นกราฟไฟต์นั้นจะใช้เครื่อง Hall Effect Measurement System ยี่ห้อ LakeShore รุ่น EM4-HVA แสดงได้ดังรูปที่ 4.5 ซึ่งเป็นเครื่องมือที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานและค่าความนำไฟฟ้า โดยจะเป็นการใช้หัวโพรบแบบเข็มจำนวน 4 หัว (4 จุด) ในการวัดหาค่าความต้านทานและค่าความนำไฟฟ้าของวัสดุต่าง ๆ รวมถึงแผ่นกราฟไฟต์จากกาวกราฟไฟต์สูตรทั้ง 4 สูตร ซึ่งแสดงได้ดังตารางที่ 4.1 ซึ่งจะพบว่าแผ่นกราฟไฟต์จากกาวกราฟไฟต์สูตรที่ 4 นั้น มีค่าความต้านทานต่ำที่สุดคือ 1.14 (ohm/cm) ค่าความต้านทานต่อพื้นที่ต่ำสุดคือ 57.19 (ohm/sq) และค่าความนำสูงที่สุดคือ 0.87 S/cm

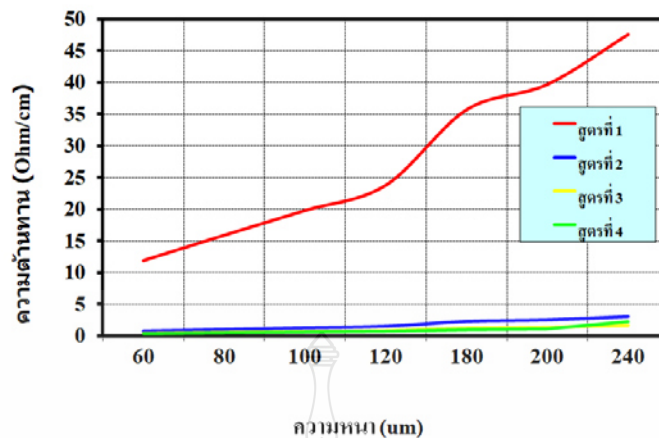
จากนั้นจึงทำการปรับค่าความหนาของแผ่นกราฟไฟต์ด้วยโปรแกรมของเครื่อง Hall Effect Measurement System จากค่า 60-240 ไมโครเมตร ซึ่งเป็นช่วงความหนาที่สามารถทำการสกรีนด้วยมือได้จริง เพื่อดูแนวโน้มของค่าความต้านทานกับค่าความนำไฟฟ้าของแผ่นกราฟไฟต์ในแต่ละสูตร แสดงได้ดังรูปที่ 4.6-4.7 โดยผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าเมื่อค่าความหนาของแผ่นกราฟไฟต์จากกาวกราฟไฟต์สูตรที่ 2-4 เพิ่มขึ้นค่าความต้านทานจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นทีละน้อย แต่ในส่วนของแผ่นกราฟไฟต์จากกาวกราฟไฟต์ในสูตรที่ 1 นั้น เมื่อความหนาเพิ่มขึ้น ค่าความต้านทานจะเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัด แสดงได้ดังรูปที่ 4.6 ในทางกลับกันเมื่อค่าความหนาของแผ่นกราฟไฟต์จากกาวกราฟไฟต์สูตรที่ 2-4 เพิ่มขึ้นค่าความนำไฟฟ้าก็จะค่อย ๆ ลดลงอย่างเห็นได้ชัด แต่ในส่วนของแผ่นกราฟไฟต์จากกาวกราฟไฟต์ในสูตรที่ 1 นั้น เมื่อความหนาเพิ่มขึ้น ค่าความนำไฟฟ้าก็จะค่อย ๆ ลดลงอย่างช้า ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 4.7



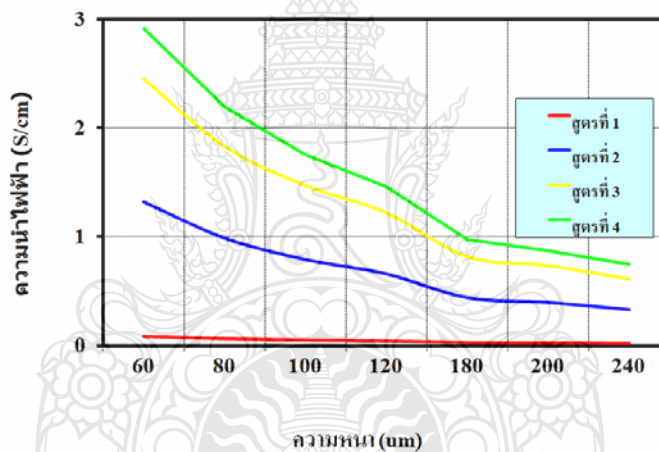
รูปที่ 4.5 เครื่อง Hall Effect Measurement System ยี่ห้อ LakeShore รุ่น EM4-HVA

ตารางที่ 4.1 ผลการวัดค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าจากเครื่อง Hall Effect Measurement System

แผ่นกราฟไฟต์	ความหนา μm	ความต้านทาน (ohm/cm)	ความนำไฟฟ้า (S/cm)	ความต้านทานต่อพื้นที่ (ohm/sq)
สูตรที่ 1	80	1.59E+01	6.30E-02	1984.38
สูตรที่ 2	240	3.04E+00	3.29E-01	126.65
สูตรที่ 3	240	1.64E+00	6.11E-01	68.15
สูตรที่ 4	200	1.14E+00	8.74E-01	57.19



รูปที่ 4.6 ค่าความต้านทานเมื่อทำการปรับค่าความหนาของแผ่นกราฟไฟต์ ด้วยโปรแกรมของเครื่อง Hall Effect Measurement System จากค่า 60-240 ไมโครเมตร



รูปที่ 4.7 ค่าความนำไฟฟ้าเมื่อทำการปรับค่าความหนาของแผ่นกราฟไฟต์ ด้วยโปรแกรมของเครื่อง Hall Effect Measurement System จากค่า 60-240 ไมโครเมตร

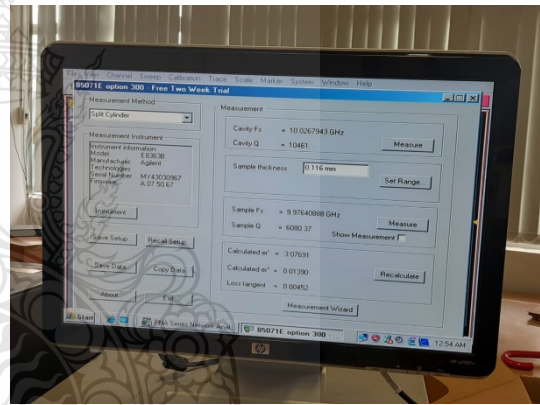
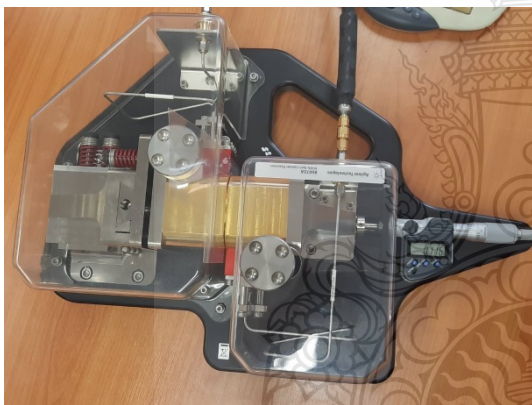
โดยจะสามารถสรุปคุณสมบัติทางไฟฟ้าตามมาตรฐานได้ว่า ค่าความต้านทานจะเพิ่มขึ้นเล็กน้อยเมื่อค่าความหนาเพิ่มขึ้น และในทางกลับกันค่าความนำไฟฟ้าก็จะลดลงเล็กน้อยเช่นกัน เมื่อค่าความหนาเพิ่มขึ้น ซึ่งค่าความหนาเฉลี่ยของแผ่นกราฟไฟต์จะอยู่ที่ 150 ไมโครเมตร และแผ่นกราฟไฟต์จากกราฟไฟต์สูตรที่ 4 จะให้ค่าความต้านทานเฉลี่ยต่ำที่สุดคือ 0.926 ohm/cm และให้ค่าความนำไฟฟ้าเฉลี่ยสูงที่สุดคือ 1.56 S/cm

ทั้งนี้ในส่วนผสมจากสูตรที่ 1 กับ 4 นั้น จะมีส่วนผสมที่เกือบจะมีสัดส่วนที่ใกล้เคียงกันแต่ในสูตรที่ 1 นั้นกลับมีค่าความต้านทานที่สูงที่สุดและมีค่าความนำไฟฟ้าต่ำที่สุดซึ่งเกิดจากสัดส่วนของผงกราฟไฟต์กับกาว โดยสูตรที่ 1 มีอัตราส่วน 0.5:1 สูตรที่ 4 มีอัตราส่วน 0.65:1

ส่งผลให้ในสูตรที่ 1 นั้น มีเนื้อภาวเข้าไปขวางการรวมพสานตัวของผงกราไฟต์อยู่มากกว่าในสูตรที่ 4 เมื่อพิจารณาถึงความชันเหลวในการนำไปใช้เท-ปาด สกรีน ลงบนแบบพิมพ์ และหากพิจารณาในส่วนพสมจากสูตรที่ 2 และ 3 ก็จะมีอัตราส่วนอยู่ที่ 2:1 และ 3:1 ตามลำดับ ซึ่งการที่มีอัตราส่วนผงกราไฟต์ต่อภาวที่สูงเกินกว่า 0.65:1 นั้นจะทำให้สารที่พสมเกิดความชันหนืดเกาะตัวเป็นก้อนแทน แต่ผงกราไฟต์นั้นไม่ยึดเกาะติดพสานกัน เมื่อเท-ปาดสกรีนลงบนแบบพิมพ์ จึงเกิดเป็นรอยผิวที่ขรุขระ ไม่เรียบเนียนเหมือนสูตรที่ 4 แสดงได้ดังรูปที่ 4.3

4.1.3.2 การทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าตามมาตรฐานของแผ่นวัสดุฐานรอง

การวัดค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าตามมาตรฐานของแผ่นวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอสเตอร์นั้นจะใช้เครื่อง Split Cylinder Resonator ยี่ห้อ Agilent รุ่น 85071C แสดงได้ดังรูปที่ 4.8 ในการวัดค่าความหนาและค่าไดอิเล็กตริกของแผ่นวัสดุฐานรอง ซึ่งได้ค่าความหนาของแผ่นวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอสเตอร์เท่ากับ 0.135 ไมโครเมตร และค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.8



(ก) ตัวเครื่อง Split Cylinder Resonator

(ข) หน้าจอโปรแกรมแสดงผล

รูปที่ 4.8 เครื่อง Split Cylinder Resonator ยี่ห้อ Agilent รุ่น 85071C

4.2 การทดสอบคุณสมบัติสายอากาศหนึ่งย่านความถี่

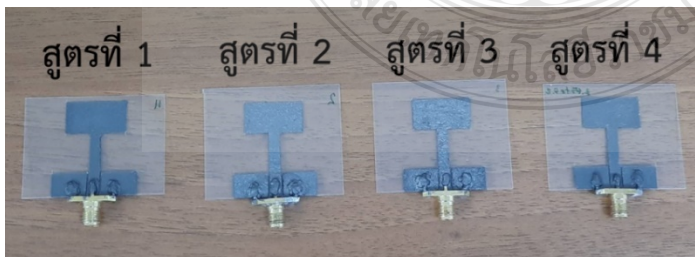
4.2.1 การวัดค่า S_{11} และค่าแบนด์วิธที่อิมพีแดนซ์ของสายอากาศจากแผ่นกราฟไฟต์ทั้ง 4 สูตร

หลังจากที่ได้ทำการสร้างสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz จากแผ่นกราฟไฟต์ทั้ง 4 สูตรตามหัวข้อ 3.5 แล้วนั้น ในส่วนนี้ก็จะทำการวัดค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ยี่ห้อ Agilent รุ่น E8363B แสดงได้ดังรูปที่ 4.9 ซึ่งจะวิเคราะห์หาค่า S_{11} ค่าแบนด์วิธที่อิมพีแดนซ์ แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราขยายของสายอากาศ โดยก่อนทำการวัดค่าใด ๆ จะต้องการการแคลลิเบรทเครื่องวัดก่อนเสมอ ซึ่งจะเริ่มจากการเลือกช่วงความถี่ที่ใช้งาน

จากความถี่ 100 MHz ถึง 10 GHz ตามช่วงความถี่ที่ใช้ในการจำลองแบบ และใช้ค่าอิมพีแดนซ์
 คุณลักษณะ 50 โอห์ม โดยเลือกทำการแคลลิเบรทแบบอัตโนมัติ แล้วจึงทำการเริ่มวัดผลของค่า S_{11}
 กับค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศในระนาบเรียบปกติ ทั้ง 4 สูตร แสดงได้ดังรูปที่ 4.10 และ
 นำผลการวัดที่ได้มาทำการเปรียบเทียบกัน แสดงได้ ดังรูปที่ 4.11 และตารางที่ 4.2 ซึ่งจะพบว่า
 สายอากาศที่สร้างจากแผ่นกราฟไฟต์สูตรที่ 1 จะมีแบนด์วิดท์ที่กว้างออกไปในลักษณะเป็นแถบความถี่
 กว้างที่ไม่อยู่ในย่านความถี่ใช้งานตามที่ต้องการ ในสูตรที่ 2 ก็จะมีค่าความถี่เรโซแนนซ์เลื่อนมาทาง
 ความถี่ต่ำมาอยู่ที่ความถี่ 4.92 GHz แต่มีค่า S_{11} มีค่าต่ำที่สุด ในสูตรที่ 3 ก็จะมีค่าความถี่เรโซแนนซ์
 เลื่อนมาทางความถี่ต่ำมาอยู่ที่ความถี่ 4.67 GHz และในสูตรที่ 4 จะมีค่าความถี่ เรโซแนนซ์ใกล้เคียง
 5.2 GHz มากที่สุดและค่า S_{11} มีค่าต่ำอยู่ในลำดับที่สอง อีกทั้งยังมีค่าแบนด์วิดท์ที่ครอบคลุม
 ย่านความถี่ในการใช้งานอีกด้วย



รูปที่ 4.9 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ยี่ห้อ Agilent รุ่น E8363B

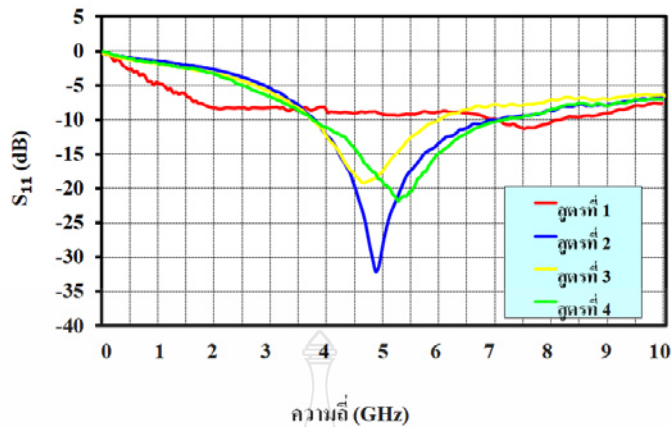


(ก) สายอากาศทั้ง 4 สูตร



(ข) การต่อเข้ากับสายนำสัญญาณ

รูปที่ 4.10 สายอากาศจากแผ่นกราฟไฟต์ทั้ง 4 สูตร ที่ความถี่ 5.2 GHz



รูปที่ 4.11 การเปรียบเทียบผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศจากแผ่นกราฟิต์ทั้ง 4 สูตร ที่ความถี่ 5.2 GHz

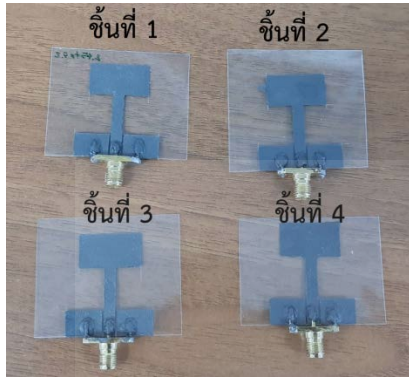
ตารางที่ 4.2 การเปรียบเทียบผลการวัดค่า S_{11} และแบนด์วิธอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจากแผ่นกราฟิต์ทั้ง 4 สูตร

แผ่นสายอากาศ	แบนด์วิธ (GHz)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} (dB)
สูตรที่ 1	7.12 – 8.16	7.56	-11.28
สูตรที่ 2	3.91 – 7.01	4.92	-31.62
สูตรที่ 3	3.68 – 6.03	4.67	-19.00
สูตรที่ 4	3.74 – 7.29	5.29	-21.83

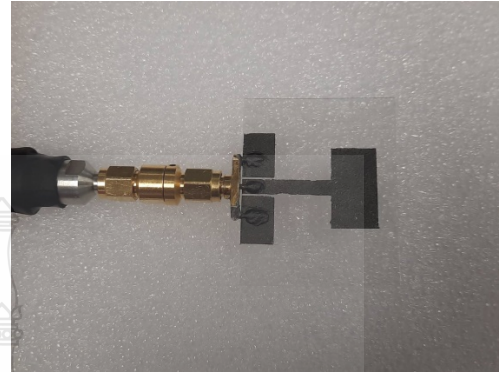
4.2.2 การทดสอบสายอากาศจากแผ่นกราฟิต์สูตรที่ 4 จำนวน 4 ชั้น (Reproduce)

จากการวัดค่า S_{11} และค่าแบนด์วิธอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจากแผ่นกราฟิต์ทั้ง 4 สูตรแล้วและพบว่าสายอากาศที่สร้างจากแผ่นกราฟิต์สูตรที่ 4 นั้น มีค่าการตอบสนองต่อความถี่ที่ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ต้องการได้ จึงทำการทดสอบสายอากาศจากแผ่นกราฟิต์สูตรที่ 4 เพิ่มเติมด้วยการสร้างสายอากาศจากแผ่นกราฟิต์สูตรที่ 4 เพิ่มอีก 4 ชั้น ซึ่งเป็นการทดสอบการทำซ้ำ (Reproduce) เพื่อทำการทดสอบการตอบสนองต่อความถี่ ว่ายังสามารถตอบสนองต่อความถี่ที่ต้องการได้ตามเดิมหรือไม่ แสดงได้ดังรูปที่ 4.12 และนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกัน แสดงได้ดังรูปที่ 4.13 และตารางที่ 4.3 ซึ่งพบว่าสายอากาศจากแผ่นกราฟิต์สูตรที่ 4 ทั้ง 4 ชั้นนี้ มีค่าการตอบสนองต่อความถี่ตามที่ต้องการที่ใกล้เคียงกันและยังมีค่าแบนด์วิธที่ครอบคลุมย่านความถี่ในการใช้งานที่ใกล้เคียงกัน

อีกด้วย ดังนั้นแผ่นกราฟาไฟต์จากกาวกราฟาไฟต์สูตรที่ 4 นี้จึงสามารถนำไปใช้เป็นต้นแบบในการสร้างสายอากาศได้ต่อไป

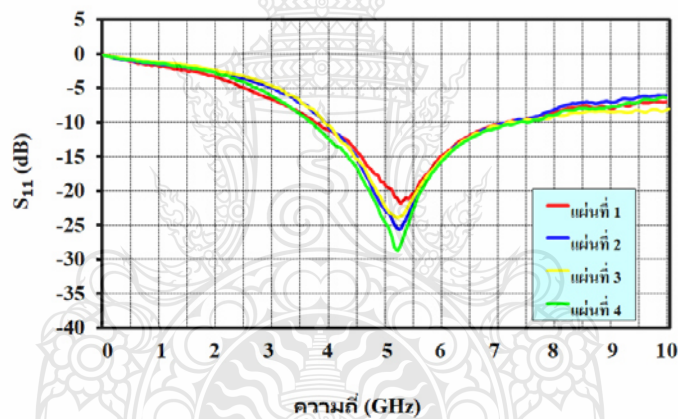


(ก) สายอากาศทั้ง 4 ชั้น



(ข) การต่อสายนำสัญญาณ

รูปที่ 4.12 สายอากาศจากแผ่นกราฟาไฟต์สูตรที่ 4 ทั้ง 4 ชั้น ที่ความถี่ 5.2 GHz

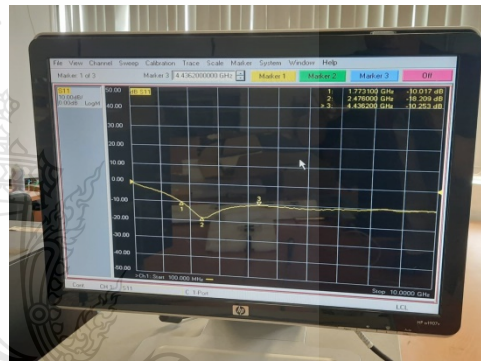
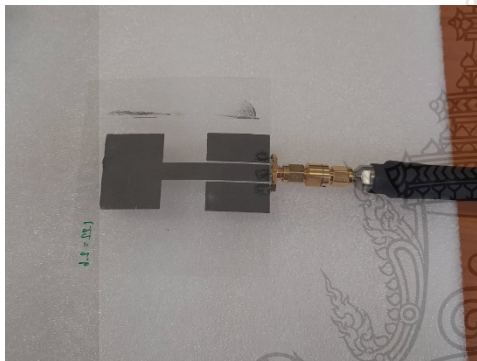


รูปที่ 4.13 การเปรียบเทียบผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศจากแผ่นกราฟาไฟต์สูตรที่ 4 ทั้ง 4 ชั้น ที่ความถี่ 5.2 GHz

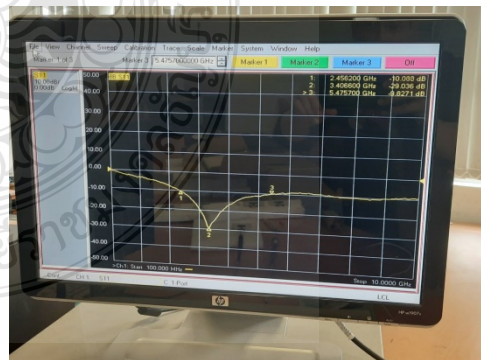
ตารางที่ 4.3 การเปรียบเทียบค่า S_{11} และแบนด์วิธที่อิมพีแดนซ์ของผลการวัดสายอากาศทั้ง 4 ชั้น

แผ่นสายอากาศ	ความหนาเฉลี่ย (μm)	แบนด์วิธ (GHz)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} (dB)
แผ่นที่ 1	180	3.74 – 7.29	5.29	-21.83
แผ่นที่ 2	185	4.01 – 7.22	5.29	-25.57
แผ่นที่ 3	195	3.96 – 7.27	5.2	-23.9
แผ่นที่ 4	195	3.76 – 7.32	5.24	-28.7

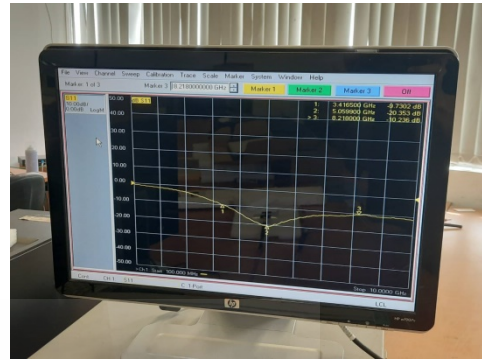
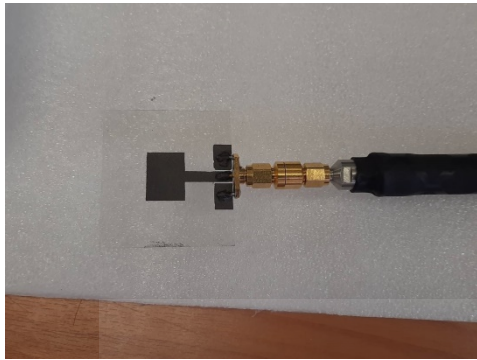
4.2.3 การวัดค่า S_{11} และค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศจากแผ่นกราฟต์สูตรที่ 4 จากที่ได้ทำการสร้างสายอากาศตามความถี่ต่าง ๆ จากหัวข้อ 3.5 แล้วนั้น ในส่วนนี้ก็จะทำการวัดค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายยี่ห้อ Agilent รุ่น E8363B แสดงได้ดังรูปที่ 4.9 ซึ่งจะวิเคราะห์หาค่า S_{11} ค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราขยายของสายอากาศ โดยเมื่อทำการแคลิเบรทเครื่องวัดแล้วนั้น จึงทำการเริ่มวัดผลของค่า S_{11} กับค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศในระนาบเรียบปกติก่อน ซึ่งจะเริ่มจากความถี่ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.2 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.14-4.16 และเมื่อนำผลการวัดที่ได้มาทำการเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบจะแสดงได้ดังรูปที่ 4.17-4.19 และตารางที่ 4.4 ซึ่งจะพบว่าผลที่ได้มีความใกล้เคียงกันและมีแนวโน้มที่เป็นไปในทิศทางเดียวกันทั้งสามความถี่



(ก) การต่อสายอากาศเข้ากับสายนำสัญญาณ (ข) หน้าจอแสดงผลที่ความถี่ 2.45 GHz รูปที่ 4.14 ผลการวัดค่า S_{11} ที่ความถี่ 2.45 GHz

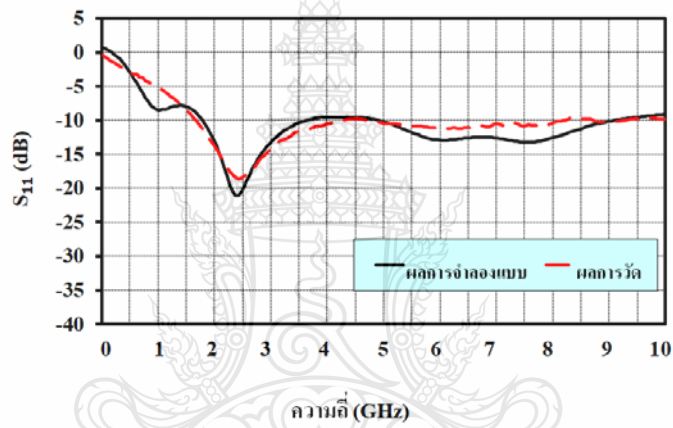


(ก) การต่อสายอากาศเข้ากับสายนำสัญญาณ (ข) หน้าจอแสดงผลที่ความถี่ 3.5 GHz รูปที่ 4.15 ผลการวัดค่า S_{11} ที่ความถี่ 3.5 GHz

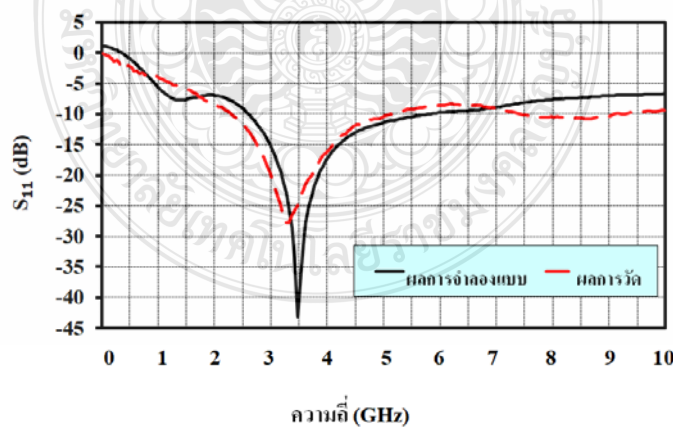


(ก) การต่อสายอากาศเข้ากับสายนำสัญญาณ
รูปที่ 4.16 ผลการวัดค่า S_{11} ที่ความถี่ 5.2 GHz

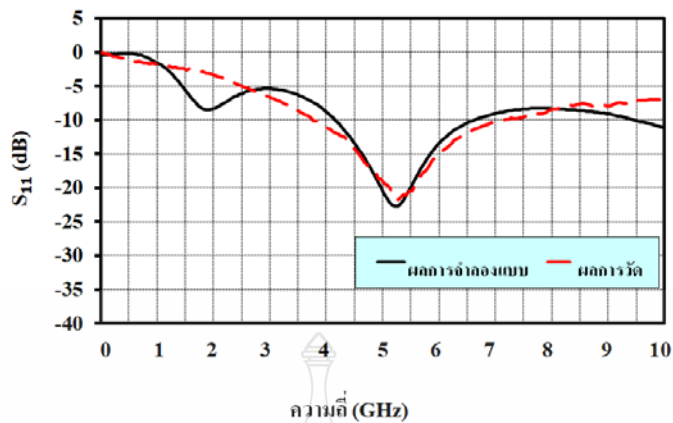
(ข) หน้าจอแสดงผลที่ความถี่ 5.2 GHz



รูปที่ 4.17 การเปรียบเทียบค่า S_{11} ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ ที่ความถี่ 2.45 GHz



รูปที่ 4.18 การเปรียบเทียบค่า S_{11} ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ ที่ความถี่ 3.5 GHz

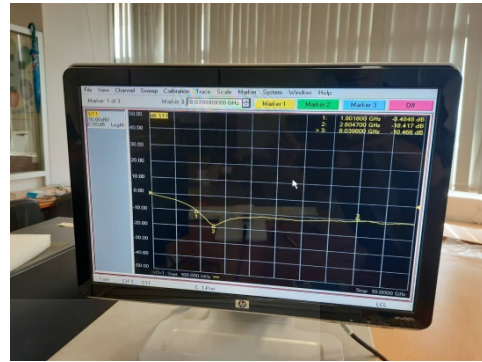
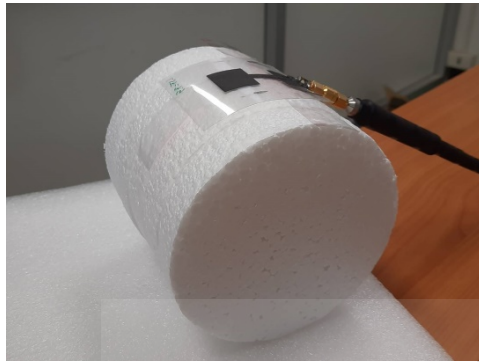


รูปที่ 4.19 การเปรียบเทียบค่า S_{11} ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ ที่ความถี่ 5.2 GHz

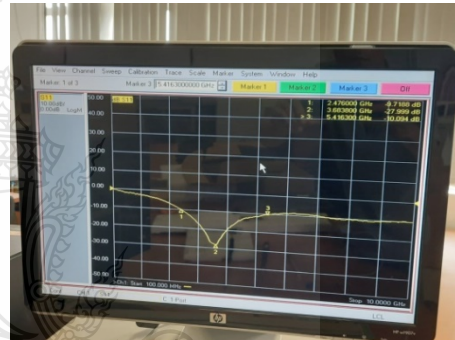
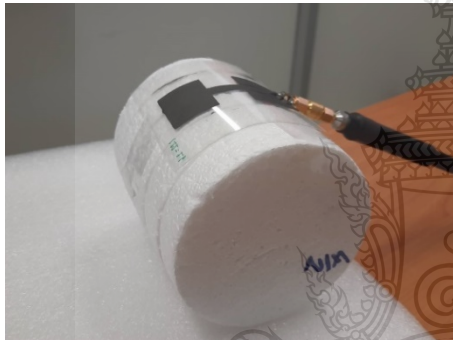
ตารางที่ 4.4 การเปรียบเทียบค่า S_{11} และแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ

ความถี่ (GHz)	ผลการจำลองแบบ			ผลการวัด		
	แบนด์วิดท์ (GHz)	ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} (dB)	แบนด์วิดท์ (GHz)	ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} (dB)
2.45	1.85 – 3.66	2.45	-21.19	1.70 – 4.45	2.44	-18.55
3.5	2.66 – 5.67	3.52	-45.03	2.31 – 5.33	3.41	-27.72
5.2	4.15 – 6.58	5.2	-22.77	3.75 – 7.29	5.29	-21.83

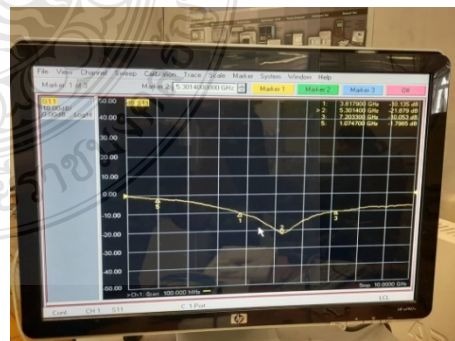
หลังจากนั้นทำการโค้งงอสายอากาศบนโพมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร แล้วจึงทำการวัดผลของค่า S_{11} กับค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์อีกครั้ง ซึ่งจะเริ่มจากความถี่ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.2 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.20-4.22



(ก) การต่อสายอากาศเข้ากับสายนำสัญญาณ
 รูปที่ 4.20 ผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศที่โค้งงอบนโพรทกรกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.45 GHz

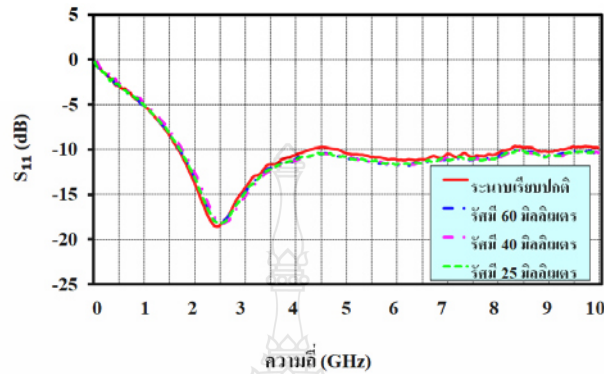


(ก) การต่อสายอากาศเข้ากับสายนำสัญญาณ
 รูปที่ 4.21 ผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศที่โค้งงอบนโพรทกรกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 3.5 GHz

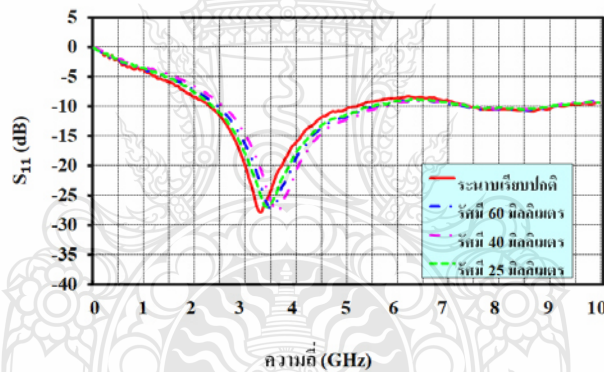


(ก) การต่อสายอากาศเข้ากับสายนำสัญญาณ
 รูปที่ 4.22 ผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศที่โค้งงอบนโพรทกรกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz

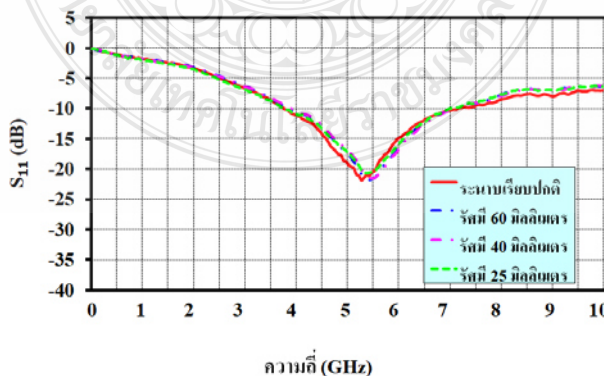
จากนั้นนำผลการวัดค่า S_{11} กับค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์มาทำการเปรียบเทียบกัน โดยจะเริ่มจากความถี่ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.2 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.23-4.25 และตารางที่ 4.5 ซึ่งจะพบว่าผลที่ได้มีความใกล้เคียงกันและมีแนวโน้มที่เป็นไปในทิศทางเดียวกันทั้งสามความถี่



รูปที่ 4.23 การเปรียบเทียบผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศที่โค้งงอบนโพมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.45 GHz



รูปที่ 4.24 การเปรียบเทียบผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศที่โค้งงอบนโพมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 3.5 GHz



รูปที่ 4.25 การเปรียบเทียบผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศที่โค้งงอบนโพมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz

ตารางที่ 4.5 การเปรียบเทียบค่า S_{11} และแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ
เมื่อทำการโค้งงอสายอากาศบนโพลีเมทริกซ์บอกลที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร

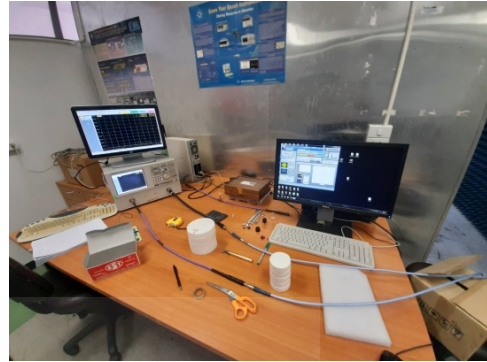
ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	ระนาบเรียบปกติ		การโค้งงอ รัศมี 60 มิลลิเมตร		การโค้งงอ รัศมี 40 มิลลิเมตร		การโค้งงอ รัศมี 25 มิลลิเมตร	
	แบนด์วิดท์ ₁	f_{r1}	แบนด์วิดท์ ₂	f_{r2}	แบนด์วิดท์ ₃	f_{r3}	แบนด์วิดท์ ₄	f_{r4}
	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)
2.45	1.70 – 4.45	2.44	1.78 – 8.36	2.57	1.78 – 8.41	2.53	1.78 – 8.41	2.52
3.5	2.31 – 5.33	3.41	2.52 – 5.59	3.51	2.57 -5.59	3.61	2.42 – 5.49	3.46
5.2	3.75 – 7.29	5.29	3.96 – 7.03	5.39	3.91 -7.03	5.44	3.81 – 6.98	5.39

4.2.4 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

โดยที่ในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานและการหาค่าอัตราขยายของสายอากาศนั้น จะทำในห้องทดสอบ (Chamber Room) ที่มีการป้องกันสัญญาณรบกวนและมีการใช้วัสดุที่ดูดซับคลื่น ความถี่ไม่ให้แผ่ออกมาภายนอก แสดงได้ดังรูปที่ 4.26 ซึ่งจะทำทั้งสองระนาบคือระนาบ XZ กับระนาบ YZ โดยจะวางตำแหน่งของสายอากาศตัวส่งซึ่งเป็นสายอากาศแบบฮอว์น (Double Ridged Model 3117) กับสายอากาศตัวรับที่สร้างขึ้นมาจากแผ่นกราไฟต์ให้มีระยะสูงจากพื้น 1.2 เมตร และวางห่างกัน 2 เมตร ซึ่งจะวัดผลในระนาบเรียบปกติก่อนแสดงได้ดังรูปที่ 4.27 และตัวอย่างการวางสายอากาศ ในห้องทดสอบและหน้าจอแสดงผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน แสดงได้ดังรูปที่ 4.28 โดยจะเริ่มจาก ความถี่ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.2 GHz และนำผลการวัดที่ได้มาทำการเปรียบเทียบกับผลจาก การจำลองแบบจะแสดงได้ดังรูปที่ 4.29-4.31 ซึ่งจะพบว่าผลที่ได้มีความสอดคล้องกันและมีแนวโน้ม ที่เป็นไปในทิศทางเดียวกันทั้งสามความถี่

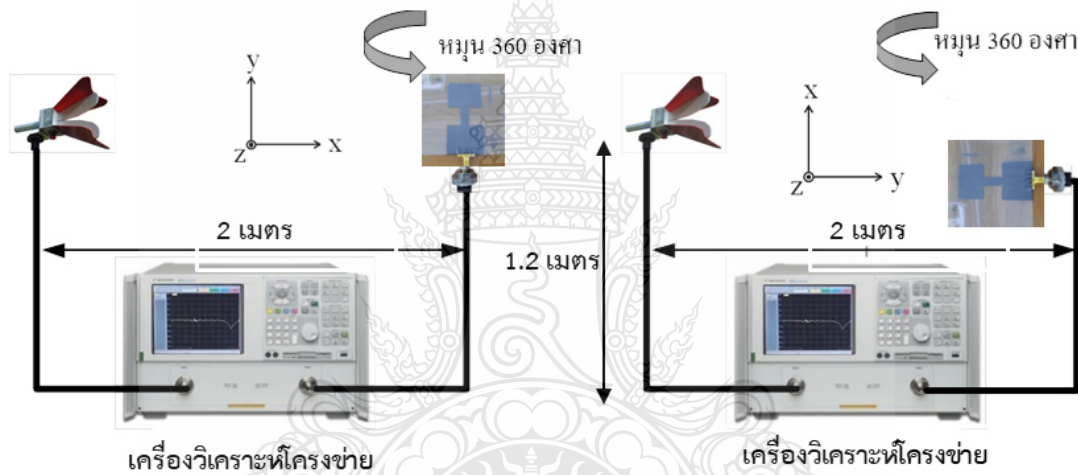


(ก) ภาพรวมของห้องทดสอบ



(ข) ชุดเครื่องวัดและจอแสดงผลการวัด

รูปที่ 4.26 การเตรียมการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราขยายของสายอากาศ



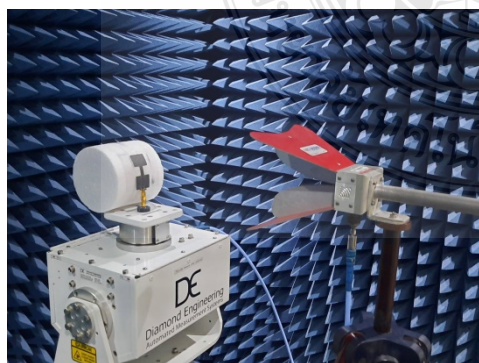
เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

(ก) การวัดในระนาบ XZ

เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

(ข) การวัดในระนาบ YZ

รูปที่ 4.27 การเตรียมเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายและการจัดวางสายอากาศ

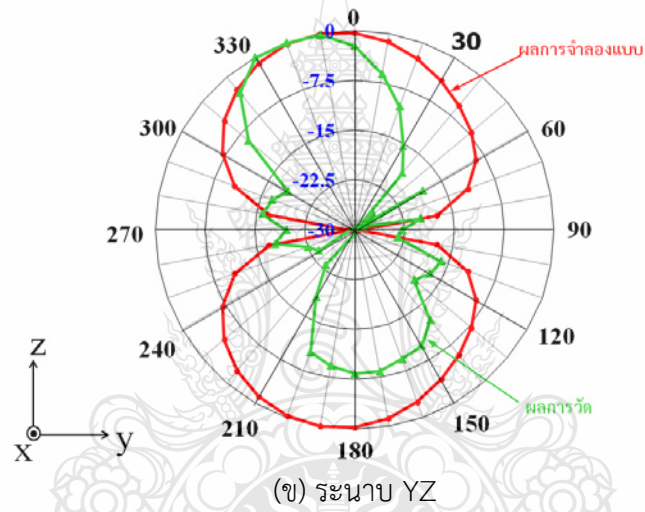
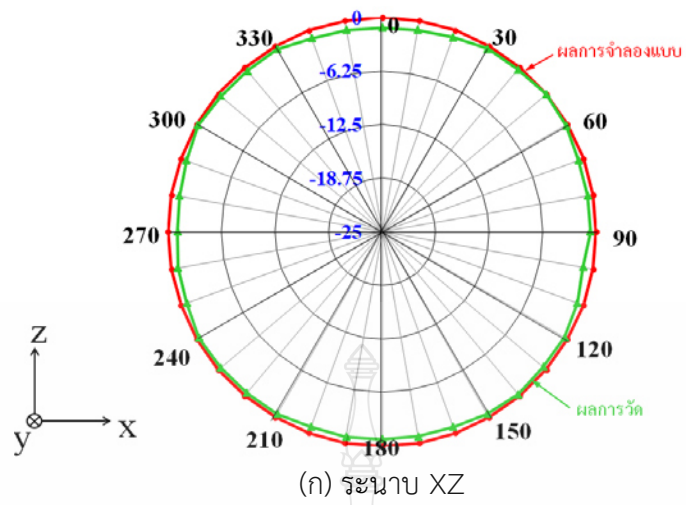


(ก) การจัดวางตำแหน่งสายอากาศ

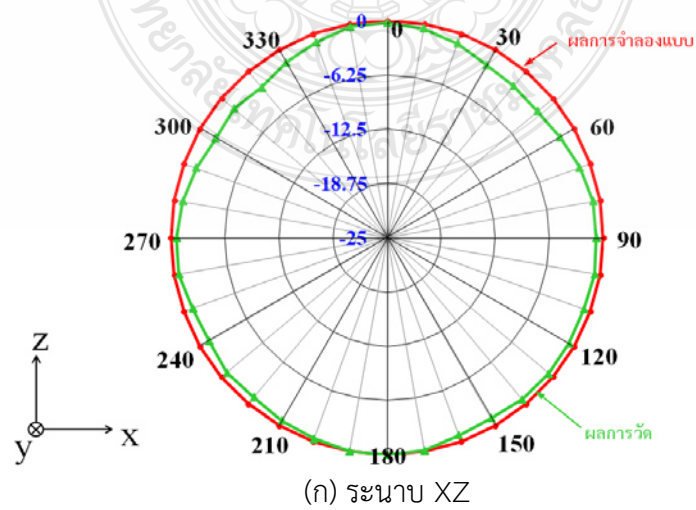


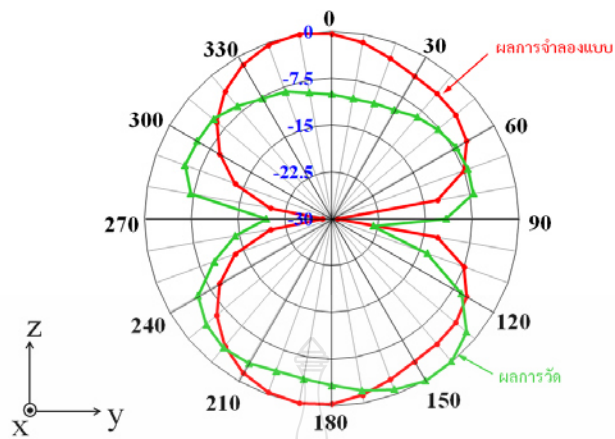
(ข) หน้าจอแสดงผลแบบรูปการแผ่พลังงาน

รูปที่ 4.28 ตัวอย่างการวางสายอากาศในห้องทดสอบและหน้าจอแสดงผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน



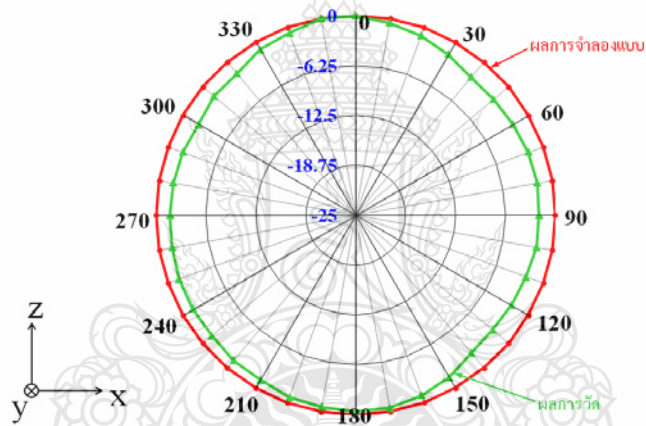
รูปที่ 4.29 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ ที่ความถี่ 2.45 GHz



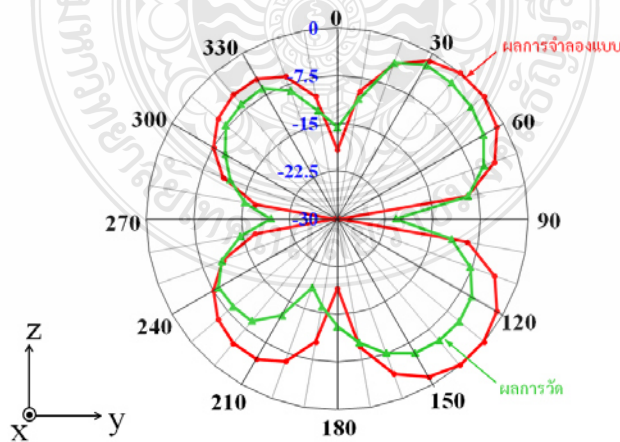


(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 4.30 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของผลกรรวัดกับผลกรรจัดองแบบ ที่ความถี่ 3.5 GHz



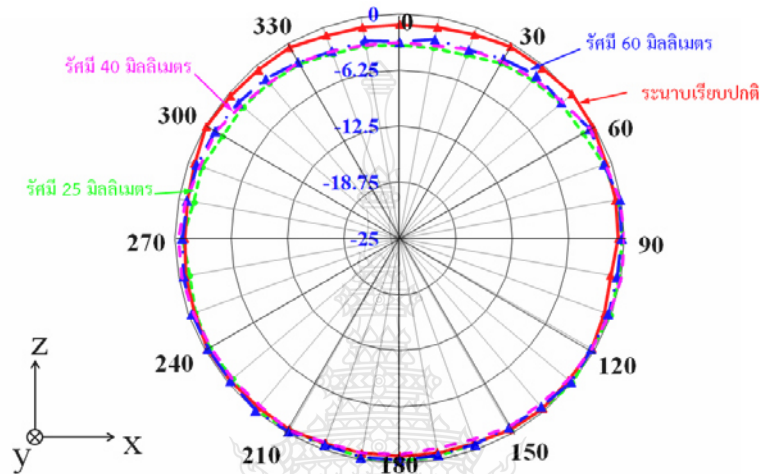
(ก) ระนาบ XZ



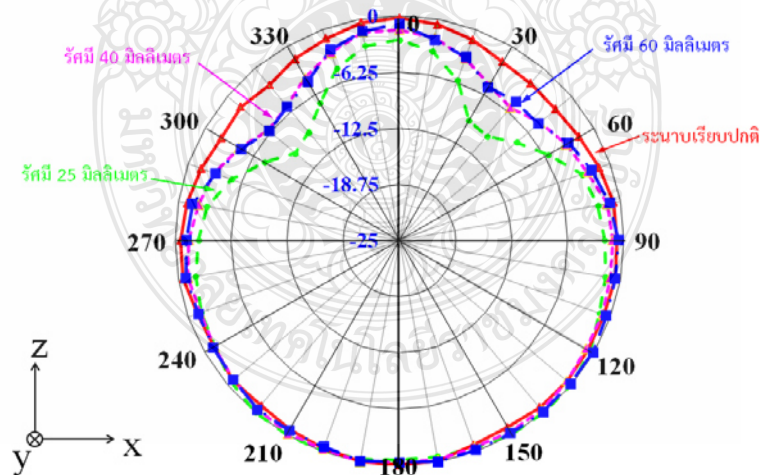
(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 4.31 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของผลกรรวัดกับผลกรรจัดองแบบ ที่ความถี่ 5.2 GHz

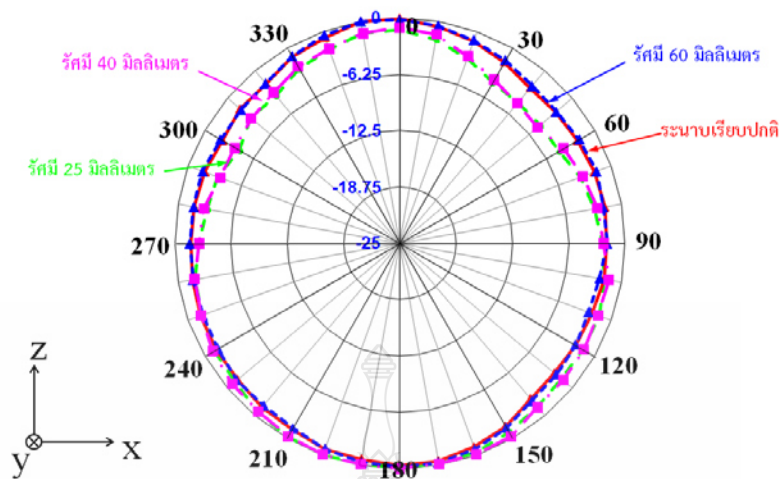
หลังจากนั้นทำการโค้งงอสายอากาศบนโคมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร แล้วจึงทำการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ XZ อีกครั้ง และนำมาทำการเปรียบเทียบกัน ซึ่งจะเริ่มจากความถี่ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.2 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.32-4.34 ซึ่งจะพบว่าผลที่ได้มีความสอดคล้องกันและมีแนวโน้มที่เป็นไปในทิศทางเดียวกันทั้งสามความถี่



รูปที่ 4.32 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่โค้งงอบนโคมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.45 GHz



รูปที่ 4.33 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่โค้งงอบนโคมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 3.5 GHz



รูปที่ 4.34 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่โค้งงอบนโพมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.2 GHz

4.2.5 การหาค่าอัตราขยายของสายอากาศ

จากรูปที่ 4.23 (ก) จะใช้สายอากาศตัวส่งที่เป็นแบบฮอร์น (Double Ridged Model 3117) ในการส่งสัญญาณความถี่เข้าไปยังสายอากาศตัวรับ ซึ่งการคำนวณอัตราขยายของสายอากาศหาได้จากสมการที่ (2.74)

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

P_t คือ กำลังงานทางภาคส่ง (dBm)

P_r คือ กำลังงานทางภาครับ (dBm)

L_{line} คือ กำลังงานที่สูญเสียในสายส่งทั้งด้านส่งและภาครับ

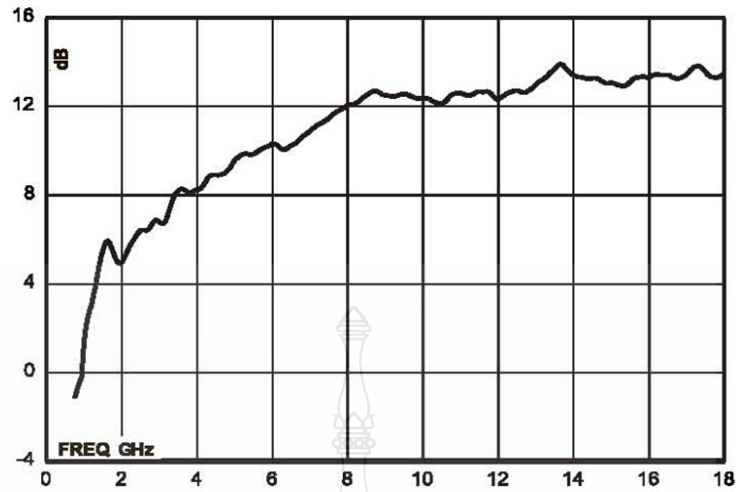
L_f คือ กำลังงานที่สูญเสียในอากาศเท่ากับ $20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$

G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศทางภาคส่ง

G_r คือ อัตราขยายของสายอากาศทางภาครับ

นำมาคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.2 GHz โดยมีค่ากำลังการส่งของสายอากาศภาคส่งที่ความถี่ 2.45 GHz ประมาณ 6.3 dB ที่ความถี่ 3.5 GHz ประมาณ 7.9 dB และที่ความถี่ 5.2 GHz ประมาณ 9.9 dB แสดงได้ดังรูปที่ 4.35

Model 3117 Gain



รูปที่ 4.35 ค่ากำลังการส่งของสายอากาศแบบฮอร์น (Double Ridged Model 3117) ทางภาคส่ง

โดยจะเริ่มคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz ก่อน โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

อัตราขยายของสายอากาศส่ง (G_t)	=	6.3	dB
กำลังที่ส่งออก (P_t) กำหนดไว้ที่	=	0	dBm
ค่าระยะห่างสายอากาศภาครับและภาคส่ง d	=	2	เมตร
การสูญเสียในสายอากาศ (L_f)	=	46.2	dB
สูญเสียในสายนำสัญญาณทั้งด้านส่งและด้านรับ L_{line}	=	4.5	dB
กำลังงานที่ได้รับสูงสุด (P_r)	=	-42.49	dBm

แทนค่าได้ดังนี้

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

$$G_r = -42.49 - 0 + 46.2 + 4.5 - 6.3$$

$$G_r = 1.91 \text{ dBi}$$

ดังนั้นค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ 1.91 dBi

ต่าง ๆ ดังนี้

การคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 3.5 GHz จะมีค่าพารามิเตอร์

อัตราขยายของสายอากาศส่ง (G_t)	=	7.9	dB
กำลังที่ส่งออก (P_t) กำหนดไว้ที่	=	0	dBm
ค่าระยะห่างสายอากาศภาครับและภาคส่ง d	=	2	เมตร
การสูญเสียในสายอากาศ (L_f)	=	47.58	dB
สูญเสียในสายนำสัญญาณทั้งด้านส่งและด้านรับ L_{line}	=	6.5	dB
กำลังงานที่ได้รับสูงสุด (P_r)	=	-44.21	dBm

แทนค่าได้ดังนี้

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

$$G_r = -44.21 - 0 + 47.58 + 6.5 - 7.9$$

$$G_r = 1.97 \text{ dBi}$$

ดังนั้นค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 3.5 GHz เท่ากับ 1.97 dBi

ต่าง ๆ ดังนี้

การคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz จะมีค่าพารามิเตอร์

อัตราขยายของสายอากาศส่ง (G_t)	=	9.9	dB
กำลังที่ส่งออก (P_t) กำหนดไว้ที่	=	0	dBm
ค่าระยะห่างสายอากาศภาครับและภาคส่ง d	=	2	เมตร
การสูญเสียในสายอากาศ (L_f)	=	52.15	dB
สูญเสียในสายนำสัญญาณทั้งด้านส่งและด้านรับ L_{line}	=	8.5	dB
กำลังงานที่ได้รับสูงสุด (P_r)	=	-48.77	dBm

แทนค่าได้ดังนี้

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

$$G_r = -48.77 - 0 + 52.15 + 8.5 - 9.9$$

$$G_r = 1.98 \text{ dBi}$$

ดังนั้นค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz เท่ากับ 1.98 dBi

โดยค่าที่ได้จากการคำนวณของผลการวัดสายอากาศที่สร้างขึ้นมาจากแผ่นกราฟไฟต์ทั้งสามความถี่ คือ 2.45 GHz 3.5 GHz และ 5.2 GHz มีค่าอัตราขยายอยู่ที่ 1.91 dBi 1.97 dBi และ 1.98 dBi ตามลำดับ ซึ่งจะต่ำกว่าค่าที่ได้จากการจำลองแบบอยู่นั้น อาจเนื่องมาจากการเชื่อมต่อหัว SMA เข้ากับแผ่นสายอากาศที่ไม่ได้ตำแหน่งในจุดที่เหมาะสมหรือใส่กาวกราฟไฟต์ในจำนวนที่ไม่เหมาะสม จึงทำให้เกิดค่าการสูญเสียในจุดนี้ได้ จนส่งผลให้ได้ค่าอัตราขยายที่ไม่สูงมากนัก แสดงได้ดังตารางที่ 4.6

ตารางที่ 4.6 การเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศจากผลการจำลองแบบกับผลการวัด

ความถี่ (GHz)	ผลการจำลองแบบ (dBi)	ผลการวัด (dBi)
2.45	3.26	1.91
3.5	3.93	1.97
5.2	4.36	1.98

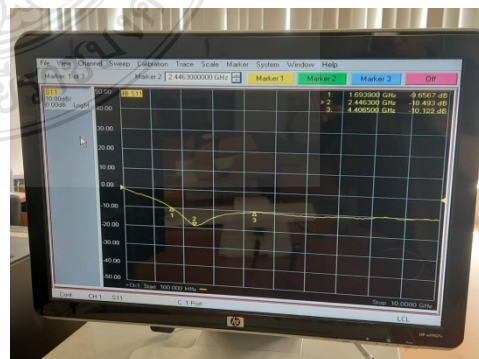
4.3 การทดสอบคุณสมบัติสายอากาศสองย่านความถี่

4.3.1 การวัดค่า S_{11} และค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศสองย่านความถี่

จากการที่ได้สร้างสายอากาศสองย่านความถี่จากหัวข้อ 3.6 แล้วนั้น ในส่วนนี้ก็จะทำการวัดค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศด้วยเครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่ายยี่ห้อ Agilent รุ่น E8363B แสดงได้ดังรูปที่ 4.9 ซึ่งเมื่อทำการแคลิเบรทเครื่องตามขั้นตอนแล้ว จึงทำการเริ่มวัดผลของค่า S_{11} กับค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศสองย่านความถี่ในระนาบเรียบปกติก่อน แสดงได้ดังรูปที่ 4.36 และเมื่อนำผลการวัดที่ได้มาทำการเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบ โดยจะแสดงได้ดังรูปที่ 4.37 และตารางที่ 4.7 ซึ่งจะพบว่าผลที่ได้มีความใกล้เคียงกันและมีแนวโน้มที่เป็นไปในทิศทางเดียวกัน

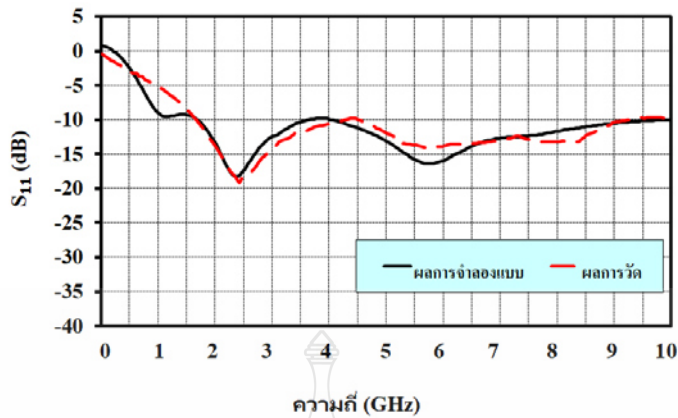


(ก) การต่อสายอากาศเข้ากับสายนำสัญญาณ



(ข) หน้าจอแสดงผลสองย่านความถี่

รูปที่ 4.36 ผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศสองย่านความถี่



รูปที่ 4.37 การเปรียบเทียบค่า S_{11} ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบของสายอากาศสองย่านความถี่

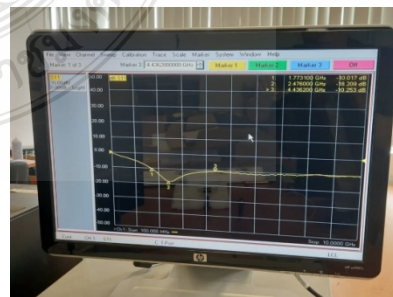
ตารางที่ 4.7 การเปรียบเทียบค่า S_{11} และแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ

ความถี่ (GHz)	ผลการจำลองแบบ			ผลการวัด		
	แบนด์วิดท์ (GHz)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} (dB)	แบนด์วิดท์ (GHz)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} (dB)
2.45	1.76 – 3.58	2.426	-18.27	1.72 – 4.29	2.466	-19.15
5.8	4.05 – 9.51	5.795	-16.41	4.59 – 9.09	5.782	-14.12

หลังจากนั้นทำการโค้งงอสายอากาศสองย่านความถี่บนโฟมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร แล้วจึงทำการวัดผลของค่า S_{11} กับค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์อีกครั้ง แสดงได้ดังรูปที่ 4.38



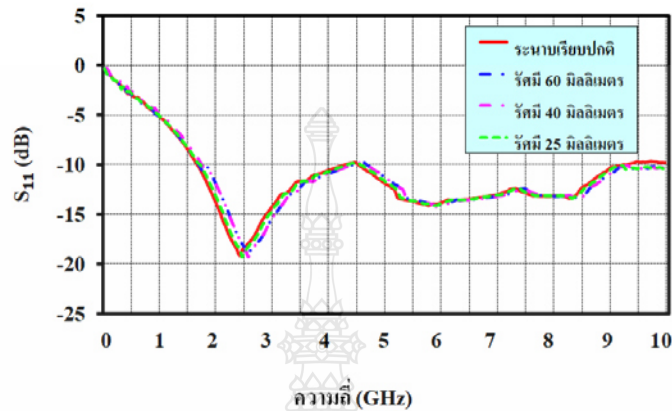
(ก) การต่อสายอากาศเข้ากับสายนำสัญญาณ



(ข) หน้าจอแสดงผลที่ความถี่ 2.45 GHz

รูปที่ 4.38 ผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศสองย่านความถี่ที่โค้งงอบนโฟมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร

จากนั้นนำผลการวัดค่า S_{11} กับค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศสองย่านความถี่มาทำการเปรียบเทียบกัน แสดงได้ดังรูปที่ 4.39 และตารางที่ 4.8 ซึ่งจะพบว่าผลที่ได้มีความใกล้เคียงกันและมีแนวโน้มที่เป็นไปในทิศทางเดียวกัน



รูปที่ 4.39 การเปรียบเทียบผลการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศสองย่านความถี่ที่โค้งงอบนโหมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร

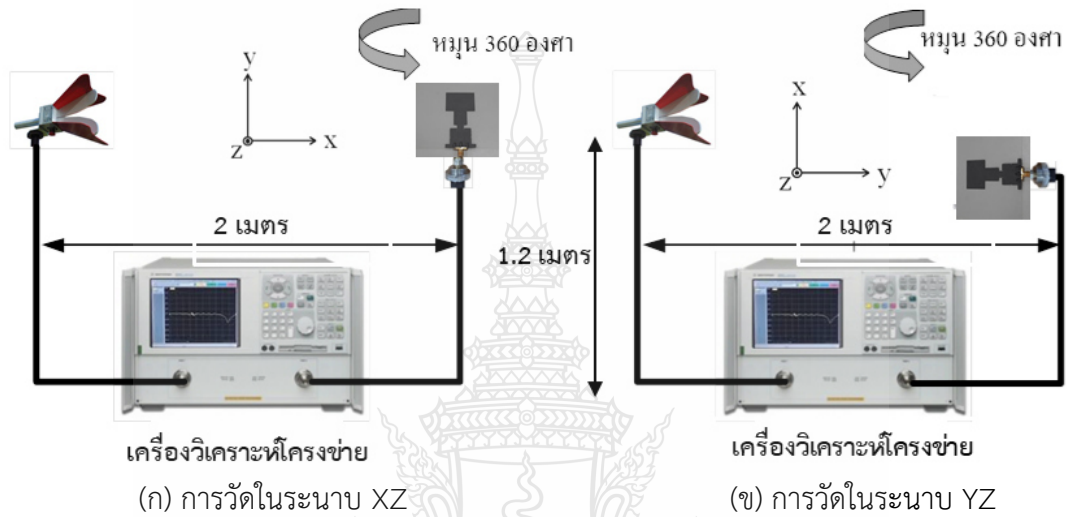
ตารางที่ 4.8 การเปรียบเทียบค่า S_{11} และแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบเมื่อทำการโค้งงอสายอากาศสองย่านความถี่บนโหมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร

ความถี่ เรโซแนนซ์ (GHz)	ระนาบเรียบปกติ แบนด์วิดท์ ₁ (GHz)	การโค้งงอ รัศมี 60 มิลลิเมตร		การโค้งงอ รัศมี 40 มิลลิเมตร		การโค้งงอ รัศมี 25 มิลลิเมตร		
		แบนด์วิดท์ ₂ (GHz)	แบนด์วิดท์ ₃ (GHz)	แบนด์วิดท์ ₄ (GHz)	แบนด์วิดท์ ₅ (GHz)			
2.45	1.72 – 4.29	2.466	1.77 – 4.35	2.513	1.81 – 4.41	2.562	1.85 – 4.47	2.614
5.80	4.59 – 9.09	5.782	4.64 – 9.13	5.834	4.68 – 9.18	5.885	4.71 – 9.22	5.918

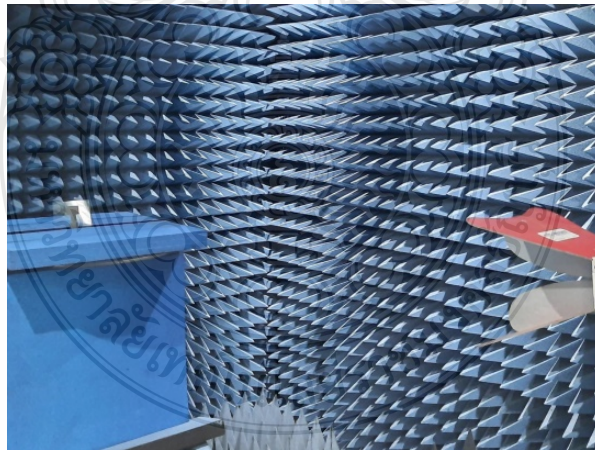
4.3.2 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานและการหาค่าอัตราขยายของสายอากาศนั้นจะทำในห้องทดสอบ ซึ่งจะทำการหาค่าทั้งสองระนาบคือระนาบ XZ กับระนาบ YZ โดยจะวางตำแหน่งของสายอากาศตัวส่งซึ่งเป็นสายอากาศแบบฮอว์น (Double Ridged Model 3117) กับสายอากาศตัวรับที่สร้างขึ้นมา

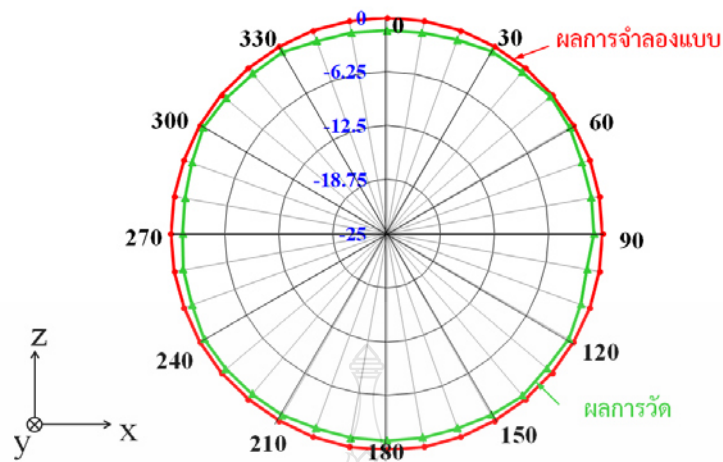
จากแผ่นกราฟไฟต์ ให้มีระยะสูงจากพื้น 1.2 เมตร และวางห่างกัน 2 เมตร ซึ่งจะวัดผลในระนาบเรียบ
 ปกติก่อนแสดงได้ดังรูปที่ 4.40-4.41 และนำผลการวัดที่ได้มาทำการเปรียบเทียบกับผลจากการ
 จำลองแบบจะแสดงได้ดังรูปที่ 4.42-4.43 ซึ่งจะพบว่าผลที่ได้มีความสอดคล้องกันและมีแนวโน้ม
 ที่เป็นไปในทิศทางเดียวกัน



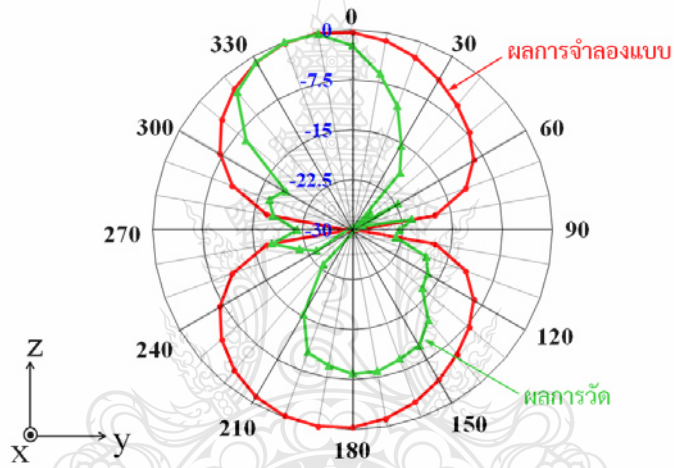
รูปที่ 4.40 การเตรียมเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายและสายอากาศสองย่านความถี่



รูปที่ 4.41 ตัวอย่างการวางสายอากาศสองย่านความถี่ในห้องทดสอบ

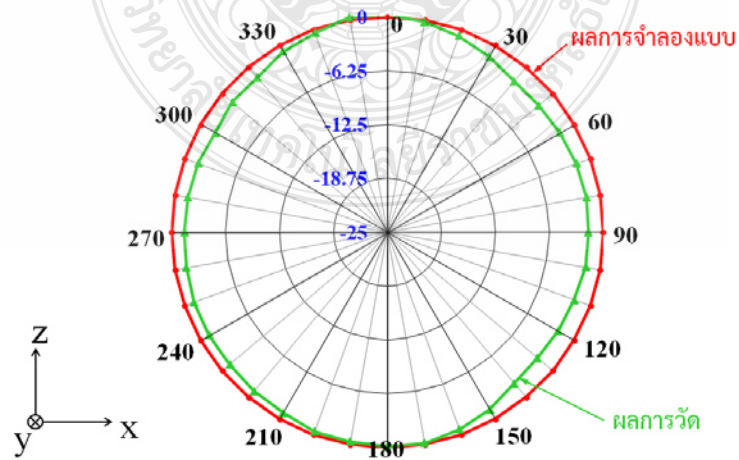


(ก) ระนาบ XZ

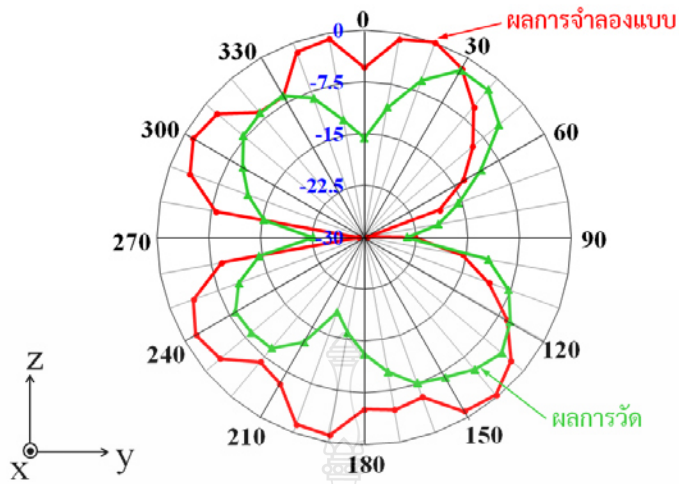


(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 4.42 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของผลกราวัดกับผลกรจำลองแบบของสายอากาศสองย่านความถี่ ที่ความถี่ 2.45 GHz



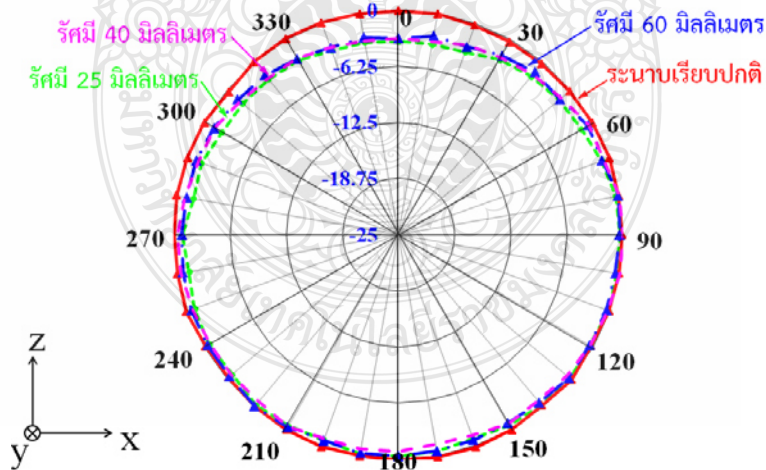
(ค) ระนาบ XZ



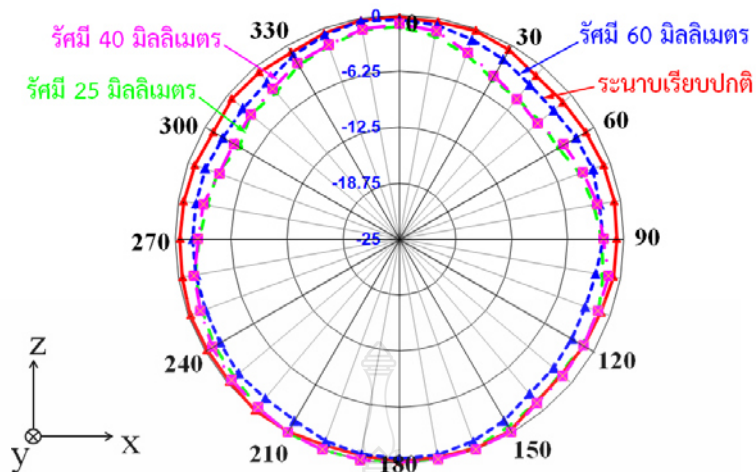
(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 4.43 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของผลการวัดกับผลการจำลองแบบของสายอากาศสองย่านความถี่ ที่ความถี่ 5.8 GHz

หลังจากนั้นทำการโค้งงอสายอากาศสองย่านความถี่บนโพมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร แล้วจึงทำการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ XZ อีกครั้ง และนำมาทำการเปรียบเทียบกัน แสดงได้ดังรูปที่ 4.45-4.45 ซึ่งจะพบว่าผลที่ได้มีความสอดคล้องกันและมีแนวโน้มที่เป็นไปในทิศทางเดียวกัน



รูปที่ 4.44 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสองย่านความถี่ที่โค้งงอบนโพมทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 2.45 GHz



รูปที่ 4.45 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสองย่านความถี่ที่โค้งงอบนพุ่มทรงกระบอกที่มีรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 5.8 GHz

4.3.3 การหาค่าอัตราขยายของสายอากาศ

จากรูปที่ 4.36 (ก) จะใช้สายอากาศตัวส่งที่เป็นแบบฮอว์น (Double Ridged Model 3117) ในการส่งสัญญาณความถี่เข้าไปยังสายอากาศตัวรับ ซึ่งการคำนวณอัตราขยายของสายอากาศหาได้จากสมการที่ (2.74)

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

จากนั้นนำมาคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz โดยมีค่ากำลังการส่งของสายอากาศภาคส่งที่ความถี่ 2.45 GHz ประมาณ 6.3 dB และที่ความถี่ 5.8 GHz ประมาณ 10.2 dB แสดงได้ดังรูปที่ 4.35

โดยจะเริ่มคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz ก่อน โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

อัตราขยายของสายอากาศส่ง (G_t)	=	6.3	dB
กำลังที่ส่งออก (P_t) กำหนดไว้ที่	=	0	dBm
ค่าระยะห่างสายอากาศภาครับและภาคส่ง d	=	2	เมตร
การสูญเสียในสายอากาศ (L_f)	=	46.2	dB
สูญเสียในสายนำสัญญาณทั้งด้านส่งและด้านรับ L_{line}	=	4.5	dB
กำลังงานที่ได้รับสูงสุด (P_r)	=	-42.48	dBm

แทนค่าได้ดังนี้

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

$$G_r = -42.48 - 0 + 46.2 + 4.5 - 6.3$$

$$G_r = 1.92 \text{ dBi}$$

ดังนั้นค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ 1.92 dBi

และการคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 5.8 GHz จะมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

อัตราขยายของสายอากาศส่ง (G_t)	=	10.2	dB
กำลังที่ส่งออก (P_t) กำหนดไว้ที่	=	0	dBm
ค่าระยะห่างสายอากาศภาครับและภาคส่ง d	=	2	เมตร
การสูญเสียในสายอากาศ (L_f)	=	53.85	dB
สูญเสียในสายนำสัญญาณทั้งด้านส่งและด้านรับ L_{line}	=	8.8	dB
กำลังงานที่ได้รับสูงสุด (P_r)	=	-50.48	dBm

แทนค่าได้ดังนี้

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

$$G_r = -50.48 - 0 + 53.85 + 8.8 - 10.2$$

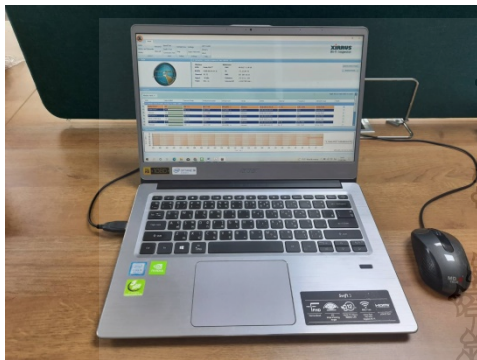
$$G_r = 1.97 \text{ dBi}$$

ดังนั้นค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 5.8 GHz เท่ากับ 1.97 dBi

โดยค่าที่ได้จากการคำนวณของผลการวัดสายอากาศสองย่านความถี่ที่สร้างขึ้นมาจากแผ่นกราฟิฟต์นั้น มีค่าอัตราขยายอยู่ที่ 1.92 dBi และ 1.97 dBi ตามลำดับ ซึ่งจะต่ำกว่าค่าที่ได้จากการจำลองแบบอยู่นั้น อาจเนื่องมาจากการเชื่อมต่อหัว SMA เข้ากับแผ่นสายอากาศที่ไม่ได้ตำแหน่งในจุดที่เหมาะสมหรือใส่กาวกราฟิฟต์ในจำนวนที่ไม่เหมาะสม จึงทำให้เกิดค่าการสูญเสียในจุดนี้ได้ จนส่งผลให้มีค่าอัตราขยายที่ไม่สูงมากนัก แสดงได้ดังตารางที่ 4.9

ตารางที่ 4.9 การเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศจากผลการจำลองแบบกับผลการวัด

ความถี่ (GHz)	ผลการจำลองแบบ (dBi)	ผลการวัด (dBi)
2.45	2.71	1.92
5.8	4.54	1.97



(ก) Acer Swift3



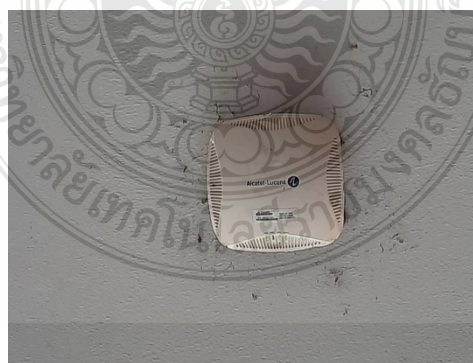
(ข) อุปกรณ์ WiFi AC1200



(ค) สายอากาศกราฟิตรีบราบเรียบปกติ



(ง) สายอากาศกราฟิตรีบที่โค้งงอ



(จ) Access Point

รูปที่ 4.46 การนำสายอากาศหนึ่งย่านความถี่ต้นแบบไปทดสอบใช้งานจริง

4.4 การทดสอบการใช้งาน

4.4.1 การทดสอบการใช้งานสายอากาศหนึ่งย่านความถี่

เมื่อทำการทดสอบคุณสมบัติต่าง ๆ ที่จำเป็นของสายอากาศหนึ่งย่านความถี่ทั้งสามความถี่ไปแล้วนั้น ขั้นตอนการทดสอบต่อมาจะเป็นการทดสอบการนำไปใช้งานจริง โดยการนำไปต่อใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ WiFi 11AC USB adapter 2.4G/5.8G (AC1200) ที่มีสองย่านความถี่ ซึ่งจะมีสายอากาศ 2 ตัว โดยทำการหมุนถอดสายอากาศเดิมออก แล้วจึงนำสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 2.45 GHz กับ 5.2 GHz เข้าไปใช้งานแทนโดยการต่อร่วมกับแล็ปท็อปยี่ห้อ Acer รุ่น Swift3 ที่ติดตั้งโปรแกรม Xirrus WiFi Inspector เพื่อใช้ในการตรวจสอบสัญญาณคลื่นความถี่ที่ปล่อยออกมาจาก Access Point ยี่ห้อ Alcatel แสดงได้ดังรูปที่ 4.46 แล้วนำผลที่ตรวจสอบได้มาแสดงผลบนหน้าจอแล็ปท็อป โดยทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณที่วัดได้จากสายอากาศที่ติดตั้งอยู่ในแล็ปท็อปและอุปกรณ์ WiFi AC1200 แสดงได้ดังตารางที่ 4.10

จากตารางที่ 4.10 แสดงค่าระดับสัญญาณที่รับได้จากการตรวจสอบด้วยโปรแกรม Xirrus WiFi Inspector ซึ่งจะพบว่าระดับสัญญาณที่วัดได้จากสายอากาศของแล็ปท็อป อุปกรณ์ WiFi AC1200 และสายอากาศต้นแบบทั้งสองความถี่ในระนาบเรียบปกติกับระนาบโค้งงอนั้น ให้ผลที่ระดับใกล้เคียงกัน จึงสามารถนำไปใช้งานทดแทนกันได้จริง

ตารางที่ 4.10 ผลการตรวจสอบระดับสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศหนึ่งย่านความถี่แบบต่าง ๆ

สายอากาศ	ความถี่ (GHz)	ค่าสัญญาณ (dBm)	ช่องสัญญาณ	
Acer Swift3	ภายในเครื่อง	2.462	-49	11
	ภายในเครื่อง	5.300, 5.320	-51	60, 64
AC1200	ภายนอก	2.462	-56	11
	ภายนอก	5.300, 5.320	-48	60, 64
สายอากาศต้นแบบ	ระนาบเรียบ	2.462	-49	11
	โค้งงอ	2.462	-53	11
	ระนาบเรียบ	5.300, 5.320	-49	60, 64
	โค้งงอ	5.300, 5.320	-49	60, 64

ตารางที่ 4.11 การเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างสายอากาศหนึ่งย่านความถี่ต้นแบบกับสายอากาศจากงานวิจัยอื่น ๆ

การอ้างอิง	ชนิดสายอากาศ	วัสดุตัวนำ	วัสดุฐานรอง	กระบวนการ	อุปกรณ์	การโค้งงอ	ต้นทุนรวม
[25]	ไมโครสตริป	แผ่นกราฟีน	Polyimide	การตัด	ไม่ใช้	ได้	>\$120
[26]	โมนโนโพลและไมโครสตริป	แผ่นกราฟีน	โพลิม (PF-4)	การตัด	ไม่ใช้	ได้	>\$120
[27]	ไดโพลและโมนโนโพล	ผงกราฟไฟต์และหมึกเงิน	Polyimide and PET	ปริ้นท์สกรีน	DEK Horizon 03i and EKRA E2	ได้	>\$37,000
[28]	โมนโนโพล	หมึกเงิน	PET	ปริ้นท์สกรีน	Desktop printer	ได้	>\$2,000
[29]	โมนโนโพล	หมึกเงิน	PET	ปริ้นท์สกรีน	Dimatix inkjet Printer DMP-2831	ได้	>\$29,400
[34]	ไดโพล	หมึกเงิน	Polymer	ปริ้นท์	Ultimaker 3D printing	ไม่ได้	>\$5,000
[35]	ไดโพล	หมึกกราฟไฟต์	Paper	ปริ้นท์สกรีนและการอัดรีด	Compression roller	ไม่ได้	>\$1,200
สายอากาศต้นแบบที่นำเสนอ	โมนโนโพล	ผงกราฟไฟต์	Polyester	สกรีนด้วยมือ	ไม่ใช้	ได้	<\$60

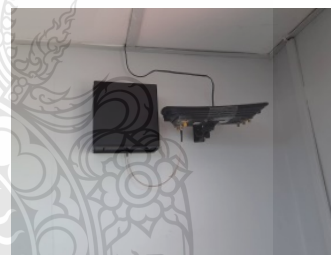
4.4.2 การเปรียบเทียบกับสายอากาศหนึ่งย่านความถี่จากงานวิจัยก่อนหน้านี้

จากการทดสอบการใช้งานของสายอากาศต้นแบบที่สามารถให้ผลการทดสอบที่ใกล้เคียงกับสายอากาศที่มีใช้งานกันอยู่ในปัจจุบันไปแล้วนั้น ในส่วนนี้จะได้นำสายอากาศต้นแบบไปเปรียบเทียบกับสายอากาศที่เคยได้นำเสนอจากงานวิจัยก่อนหน้านี้ ซึ่งจะเปรียบเทียบกันในด้านของต้นทุนด้านวัสดุ อุปกรณ์ ที่จำเป็นและกระบวนการผลิตสายอากาศในขั้นต้น โดยสายอากาศไมโครสตริปจากงานวิจัย [25] ออกแบบสายอากาศจากแผ่นกราฟีนสำเร็จรูปจากบริษัทพานาโซนิคที่วางอยู่บนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอไมด์ที่สามารถโค้งงอได้ งานวิจัย [26] เป็นสายอากาศโมนโนโพลและไมโครสตริป

ที่สร้างจากแผ่นกราฟีนสำเร็จรูปจากบริษัทพานาโซนิคที่วางอยู่บนวัสดุฐานรองประเภทโฟม (PF-4) ที่สามารถโค้งงอได้ สายอากาศไดโพลและโมนโพลจากงานวิจัย [27] ที่สร้างจากผงหมึกกราฟีน โดยปริ้นท์สกรีนด้วยเครื่อง DEK Horizon 03i ลงบนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอไมด์และปริ้นท์สกรีนหมึกเงินด้วยเครื่อง EKRA E2 ลงบนวัสดุฐานรองประเภท PET ซึ่งทั้งสองชนิดนี้สามารถโค้งงอได้ งานวิจัย [28] เป็นสายอากาศโมนโพลรูปวงรีที่สร้างด้วยหมึกตัวนำเงินจากเครื่องปริ้นท์เตอร์ตั้งโต๊ะบนวัสดุฐานรองประเภท PET สายอากาศโมนโพล [29] ที่ปริ้นท์ด้วยหมึกเงินจากเครื่อง Dimatix Inkjet Printer บนวัสดุฐานรองประเภท PET งานวิจัย [34] เป็นสายอากาศไดโพลที่สร้างจากหมึกตัวนำด้วยเครื่องปริ้นท์สามมิติ Ultimaker Open-source 3D Printing ลงบนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเมอร์ที่มีระนาบเป็นรูปตัววี (V) ซึ่งไม่สามารถโค้งงอได้ งานวิจัย [35] เป็นสายอากาศไดโพลที่สร้างจากพิมพ์หมึกกราฟีนลงบนวัสดุฐานรองประเภทกระดาษแล้วนำไปอัดรีดด้วยเครื่อง SERPO2 ส่วนสายอากาศต้นแบบที่นำเสนอนี้จะสร้างจากผงกราฟีนที่นำมาผสมกับกาวขาวเอนกประสงค์จนเป็นกาวกราฟีนแล้วนำมาสกรีนด้วยมือเป็นแผ่นสายอากาศบนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอสเตอร์ที่โค้งงอได้ ซึ่งมีต้นทุนต่ำที่สุด และไม่ต้องใช้กระบวนการผลิตจากเครื่องพิมพ์แบบต่าง ๆ ที่มีราคาแพง โดยมีรายละเอียดต่าง ๆ แสดงได้ดังตารางที่ 4.11



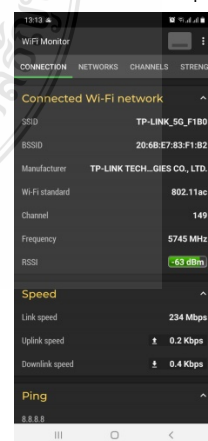
(ก) อุปกรณ์ Access Point



(ข) สายอากาศต้นแบบในกล่องอุปกรณ์



(ค) จอแสดงผลย่านความถี่ 2.45 GHz



(ง) จอแสดงผลย่านความถี่ 5.8 GHz

รูปที่ 4.47 การนำสายอากาศสองย่านความถี่ต้นแบบไปทดสอบใช้งานจริง

4.4.3 การทดสอบการใช้งานสายอากาศสองย่านความถี่

ในขั้นตอนการทดสอบการนำสายอากาศสองย่านความถี่ไปใช้งานจริงนั้นจะนำไปต่อใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ Access Point ยี่ห้อ TP-Link รุ่น TPWDR7400 ที่มีสองย่านความถี่ ซึ่งจะมีสายอากาศสองย่านความถี่คือย่านความถี่ 2.45 GHz กับ 5.8 GHz โดยจะทำการหมุนถอดสายอากาศเดิมออก แล้วจึงนำสายอากาศสองย่านความถี่ต้นแบบที่บรรจุไว้ในกล่องอุปกรณ์เข้าไปใช้งานแทน ซึ่งจะใช้เป็นตัวส่งสัญญาณและจะใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ยี่ห้อซัมซุงรุ่น A50s ที่ติดตั้งโปรแกรม WiFi Monitor ไว้แล้ว เพื่อใช้ในตัวรับและวัดระดับสัญญาณคลื่นความถี่ที่ปล่อยออกมาจาก Access Point แสดงได้ดังรูปที่ 4.47 แล้วนำผลที่ได้มาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณที่วัดได้จากสายอากาศที่ติดตั้งอยู่ในอุปกรณ์ Access Point แสดงได้ดังตารางที่ 4.12

ตารางที่ 4.12 ผลการตรวจสอบระดับสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศสองย่านความถี่แบบต่าง ๆ

	สายอากาศ	ความถี่ (GHz)	ค่าสัญญาณ (dBm)	ช่องสัญญาณ
Access Point	2.45 GHz	2.437	-63	6
	5.8 GHz	5.745	-63	149
สายอากาศต้นแบบ	2.45 GHz	2.437	-65	6
	5.8 GHz	5.745	-65	149

จากตารางที่ 4.12 แสดงค่าระดับสัญญาณที่รับได้จากการตรวจสอบด้วยโปรแกรม WiFi Monitor ซึ่งจะพบว่าระดับสัญญาณที่วัดได้จากสายอากาศของอุปกรณ์ Access Point และสายอากาศสองย่านความถี่ต้นแบบนั้น ให้ผลที่มีระดับใกล้เคียงกัน จึงสามารถนำไปใช้งานทดแทนกันได้จริง

4.4.4 การเปรียบเทียบกับสายอากาศสองย่านความถี่จากงานวิจัยก่อนหน้านี้

ในส่วนนี้จะได้นำสายอากาศสองย่านความถี่ต้นแบบไปเปรียบเทียบกับสายอากาศที่เคยได้นำเสนอจากงานวิจัยก่อนหน้านี้ ซึ่งจะเปรียบเทียบกันในด้านของต้นทุนด้านวัสดุ อุปกรณ์ที่จำเป็นจากกระบวนการผลิตสายอากาศในขั้นต้น โดยสายอากาศไมโครสตริปจากงานวิจัย [21] ออกแบบสายอากาศจากแผ่นฟอยล์ทองแดงสำเร็จรูปซึ่งวางติดอยู่บนวัสดุฐานรองประเภทโฟม (XPS) ที่ไม่สามารถโค้งงอได้ งานวิจัย [22] เป็นสายอากาศโมนโพลที่สร้างจากแผ่นฟอยล์ทองแดงสำเร็จรูปซึ่งวางติดอยู่บนวัสดุฐานรองประเภทผ้าใยสังเคราะห์ที่สามารถยืดหยุ่นโค้งงอได้ สายอากาศโมนโพลจากงานวิจัย [23] ที่สร้างจากหมึกเงินโปร่งใสที่ตัดขึ้นรูปด้วยเครื่อง Silhouette Cameo Cutting และผ่านกระบวนการเคลือบชิ้นงานอีกครั้งหนึ่ง โดยจะวางอยู่บนวัสดุฐานรองประเภท PET ซึ่งสามารถ

โค้งงอได้ งานวิจัย [24] เป็นสายอากาศโมนโพลที่สร้างด้วยหมึกตัวนำเงินโปร่งใสและผ่านกระบวนการเคลือบบนวัสดุฐานรองประเภท PET โดยที่สายอากาศสองย่านความถี่ต้นแบบที่นำเสนอจะสร้างจากผงกราฟไฟต์ที่นำมาผสมกับกาวเอนกประสงค์จนเป็นกาวกราฟไฟต์แล้วนำมาสกรีนด้วยมือเป็นแผ่นสายอากาศบนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอสเตอร์ที่โค้งงอได้ ซึ่งมีต้นทุนต่ำที่สุด และไม่ต้องใช้กระบวนการผลิตจากเครื่องพิมพ์แบบต่าง ๆ ที่มีราคาแพง โดยจะมีรายละเอียดต่าง ๆ แสดงได้ดังตารางที่ 4.13

ตารางที่ 4.13 การเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างสายอากาศสองย่านความถี่ต้นแบบกับสายอากาศจากงานวิจัยอื่น ๆ

การอ้างอิง	ชนิดสายอากาศ	วัสดุตัวนำ	วัสดุฐานรอง	กระบวนการ	ปริ้นท์เตอร์/อุปกรณ์	การโค้งงอ	ต้นทุนรวม
[21]	ไมโครสตริป	แผ่นฟอยล์ทองแดง	โฟม (XPS)	ติดเทปกาว	ไม่ใช้	ไม่ได้	>\$120
[22]	โมนโพล	แผ่นฟอยล์ทองแดง	ผ้ายีนส์	ติดเทปกาว	ไม่ใช้	ได้	>\$120
[23]	โมนโพล	หมึกเงินโปร่งใส	PET	การตัดและการเคลือบ	Silhouette Cameo	ได้	>\$400
[24]	โมนโพล	หมึกเงินโปร่งใส	PET	การตัดและการเคลือบ	Silhouette Cameo	ได้	>\$400
สายอากาศต้นแบบที่นำเสนอ	โมนโพล	ผงกราฟไฟต์	Polyester	สกรีนด้วยมือ	ไม่ใช้	ได้	<\$60

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการสรุปผลงานวิจัยที่ได้ทำการออกแบบ การสร้างและการทดสอบสายอากาศจากแผ่นกราฟไฟต์ทั้งแบบที่รองรับการใช้งานหนึ่งย่านความถี่และแบบที่รองรับการใช้งานสองย่านความถี่ รวมถึงข้อเสนอแนะเพื่อการพัฒนาและปรับปรุงสายอากาศให้สามารถใช้งานได้ดียิ่งขึ้นในอนาคต

5.1 สรุปผลงานวิจัย

จากแนวคิดที่จะสร้างสายอากาศที่มีต้นทุนต่ำ สามารถสร้างขึ้นมาตัวเอง ที่โค้งงอได้และสามารถนำไปใช้งานได้จริงนั้น โดยจากการทดลองผสมผงกราฟไฟต์กับกาวเอนกประสงค์และน้ำในอัตราส่วนที่เหมาะสมพบว่าอัตราส่วนที่เหมาะสมต่อการนำไปใช้งานนั้นจะมีส่วนผสมในสูตรที่ 4 โดยมีผงกราฟไฟต์ 13 กรัม กาว 20 กรัมและน้ำ 6.5 กรัม จึงจะทำให้เนื้อกาวกราฟไฟต์นั้นมีความเหนียวลื่นง่ายต่อการนำไปปาดสกรีนลงบนแบบพิมพ์บนวัสดุฐานรองประเภทโพลีเอสเตอร์ได้ดี ซึ่งจะมีค่าความหนาเฉลี่ยอยู่ที่ 150 ไมโครเมตร อีกทั้งเมื่อนำไปสร้างเป็นแผ่นกราฟไฟต์และทำการทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าตามมาตรฐานด้วยเครื่อง Hall Effect Measurement System พบว่าให้ค่าความต้านทานเฉลี่ยต่ำที่สุดคือ 0.926 ohm/cm และให้ค่าความนำไฟฟ้าเฉลี่ยสูงที่สุดคือ 1.56 S/cm

โดยที่หากใช้คุณสมบัติของแผ่นกราฟไฟต์จากสูตรที่ 4 นี้ ในการออกแบบสายอากาศจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ขยับเพิ่มขึ้น 2.16 เท่า ซึ่งสามารถนำมาคำนวณเป็นสมการได้คือ $f_{gs} = \frac{f_r}{2.16}$ และ

$\lambda_{gs} = \frac{c}{f_{gs}}$ โดยจะสามารถนำไปใช้ได้กับสารนำไฟฟ้าที่มีค่าความนำไฟฟ้าอยู่ในช่วง 70-1,000 S/m

ซึ่งจะทำให้สายอากาศที่ออกแบบนั้นมีขนาดใหญ่ขึ้นกว่าปกติประมาณ 2.16 เท่านั่นเอง

สายอากาศกราฟไฟต์หนึ่งย่านความถี่ที่สร้างจากกาวกราฟไฟต์สูตรที่ 4 ที่ความถี่ 2.45 GHz จะให้ผลค่าความถี่เรโซแนนซ์อยู่ที่ 2.44 GHz มีค่า S_{11} เท่ากับ -18.55 มีแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์อยู่ที่ 1.70-4.45 GHz ค่าอัตราขยายเท่ากับ 1.91 dBi ส่วนที่ความถี่ 3.5 GHz จะให้ผลค่าความถี่เรโซแนนซ์อยู่ที่ 3.41 GHz มีค่า S_{11} เท่ากับ -27.72 มีแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์อยู่ที่ 2.31-5.33 GHz ค่าอัตราขยายเท่ากับ 1.98 dBi และสุดท้ายที่ความถี่ 5.2 GHz จะให้ผลค่าความถี่เรโซแนนซ์อยู่ที่ 5.29 GHz มีค่า S_{11} เท่ากับ -21.83 มีแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์อยู่ที่ 3.75-7.29 GHz ค่าอัตราขยายเท่ากับ 1.87 dBi

ส่วนสายอากาศกราฟต์สองย่านความถี่ที่สร้างจากกาวกราฟต์สูตรที่ 4 ที่ความถี่ 2.45 GHz จะให้ผลค่าความถี่เรโซแนนซ์อยู่ที่ 2.466 GHz มีค่าเท่ากับ -19.15 มีแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์อยู่ที่ 1.72-4.29 GHz ค่าอัตราขยายเท่ากับ 1.92 dBi และที่ความถี่ 5.8 GHz จะให้ผลค่าความถี่เรโซแนนซ์อยู่ที่ 5.782 GHz มีค่าเท่ากับ -14.12 มีแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์อยู่ที่ 4.59-9.09 GHz ค่าอัตราขยายเท่ากับ 1.97 dBi

ในส่วนการนำไปทดสอบใช้งานจริงร่วมกับอุปกรณ์อื่น ๆ ทั้งสายอากาศกราฟต์หนึ่งย่านความถี่และสองย่านความถี่นั้นก็สามารถตอบสนองต่อย่านความถี่ในการใช้งานได้จริง โดยที่สามารถนำไปทดแทนสายอากาศที่ติดตั้งมากับแล็ปท็อป Acer รุ่น Swift3 และสายอากาศ Wifi AC1200 ได้เป็นอย่างดี เนื่องจากมีค่าการรับ-ส่งสัญญาณในระดับที่ใกล้เคียงกันกับสายอากาศกราฟต์ทั้งในระนาบเรียบปกติและระนาบโค้งงอ

ในขณะที่สายอากาศกราฟต์สองย่านความถี่ถูกนำไปใช้งานจริงโดยการต่อใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ Access Point ยี่ห้อ TP-Link รุ่น TPWDR7400 ที่มีสองย่านความถี่ ซึ่งจะมีสายอากาศสองย่านความถี่คือย่านความถี่ 2.45 GHz กับ 5.8 GHz ซึ่งค่าระดับสัญญาณที่รับได้จากการตรวจสอบด้วยโปรแกรม WiFi Monitor ซึ่งจะพบว่าระดับสัญญาณที่วัดได้ให้ผลที่มีระดับใกล้เคียงกันทั้งสายอากาศดั้งเดิมของอุปกรณ์ Access Point กับสายอากาศสองย่านความถี่ต้นแบบ

5.2 ข้อเสนอแนะ

5.2.1 กาวกราฟต์ที่ผสมแล้วนั้นจะสามารถเก็บไว้ใช้ได้เป็นเวลานานไม่เกิน 6 เดือน

5.2.2 ในการเชื่อมต่อหัว SMA เข้ากับแผ่นสายอากาศนั้น ควรวางตำแหน่งให้ถูกต้องเหมาะสมและใช้ปริมาณกาวกราฟต์ให้เหมาะสมด้วย

5.2.3 การใช้งานสายอากาศโดยการโค้งงอนั้นไม่ควรโค้งงอให้ต่ำกว่ารัศมี 25 เซนติเมตร เนื่องจากอาจทำให้หัว SMA หลุดลอกออกจากแผ่นสายอากาศได้ ซึ่งจะส่งผลให้สายอากาศชำรุดเสียหายและสูญเสียคุณสมบัติในการตอบสนองต่อความถี่

5.2.4 การนำกาวกราฟต์ไปสร้างแผ่นสายอากาศกราฟต์นั้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวัสดุฐานรองที่หลากหลายตามความเหมาะสมของงานแต่ละงานที่แตกต่างกัน

5.2.5 สายอากาศกราฟต์ต้นแบบยังไม่สามารถนำไปใช้งานในลักษณะที่ต้องสัมผัสน้ำโดยตรงหรืออยู่ในพื้นที่เปียกชื้นได้ ซึ่งอาจส่งผลทางด้านคุณลักษณะของสายอากาศที่จะเปลี่ยนแปลงไป

5.2.6 สายอากาศกราฟต์นั้นยังมีอัตราขยายที่ไม่สูงมากนัก จึงต้องพิจารณาในการนำไปประยุกต์ใช้กับงานในแต่ละด้านอย่างเหมาะสม

บรรณานุกรม

- [1] J. Thakur and M. Tamrakar, "Dual Band Ultra Slim WLAN Antenna Design for Mobile Devices," in IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Singapore, pp. 1203-1205, 2019.
- [2] A. Toktas and D. Ustun, "Dual-element MIMO Inverted-F Antenna for Mobile Devices," in IEEE XXVth International Seminar/Workshop Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED), Tbilisi, Georgia, pp. 126-129, 2020.
- [3] Z. Yu, J. Yu and X. Ran, "An improved Koch snowflake fractal multiband antenna," in IEEE 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), Montreal, QC, Canada, 2017.
- [4] M. Awwad, N. Rafaiah and O. A. Saraereh, "Design of MIMO Antenna Array for 5G Smart Phone Applications Operating in LTE bands," in Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Incheon, Korea (South), pp. 295-296, 2019.
- [5] T. Cultice, D. Ionel and H. Thapliyal, "Smart Home Sensor Anomaly Detection Using Convolutional Autoencoder Neural Network," in IEEE International Symposium on Smart Electronic Systems (iSES), Chennai, India, pp. 67-70, 2020.
- [6] V. Govindraj, M. Sathiyarayanan and B. Abubakar, "Customary homes to smart homes using Internet of Things (IoT) and mobile application," in International Conference On Smart Technologies For Smart Nation (SmartTechCon), Bengaluru, India, pp. 1059-1063, 2017.
- [7] R. G. Baldovino, I. C. Valenzuela and E. P. Dadios, "Implementation of a Low-Power Wireless Sensor Network for Smart Farm Applications," in IEEE 10th International Conference on Humanoid, Nanotechnology, Information Technology, Communication and Control, Environment and Management (HNICEM), Baguio City, Philippines, 2018.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [8] M. M. Mansor, S. K. A. Rahim and U. Hashim, "A CPW-fed 2.45 GHz Wearable Antenna using Conductive Nanomaterials for On-body Applications," in IEEE Region 10 Symposium, Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 240-243, 2014.
- [9] H. Sajjad, W. T. Sethi, S. Khan and L. Jan, "Compact dual-band implantable antenna for E-health monitoring," in International Symposium on Wireless Systems and Networks (ISWSN), Lahore, Pakistan, 2017.
- [10] J. Ung and T. Karacolak, "A Wideband Implantable Antenna for Continuous Health Monitoring in the MedRadio and ISM Bands," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter, vol. 11, pp. 1642-1645, 2012.
- [11] B. Khalil and N. Naja, "A Framework for Security Analytics of WBAN/WLAN Healthcare Network," in IEEE International Conference on Technology Management, Operations and Decisions (ICTMOD), Marrakech, Morocco, pp. 314-319, 2018.
- [12] M. S. Hayat, S. I. A. Kazmi, R. Hasan and A. H. Bhatti, "An Architecture of Future Wireless Network for Smart Cities by Improving 4G LTE Wireless Network," in 3rd MEC International Conference on Big Data and Smart City (ICBDSC), Muscat, Oman, 2016.
- [13] E. Yanmaz, S. Yahyanejad, B. Rinner, H. Hellwagner and C. Bettstetter, "Drone networks: Communications, coordination, and sensing," Elsevier: Ad Hoc Networks, vol. 68, pp. 1-15, 2018.
- [14] F. Veroustraete, "The Rise of The Drones in Agriculture," EC Agriculture, vol. 2, no. 2, pp. 235-237, 2015.
- [15] E. Belyaev and S. Forchhammer, "An Efficient Storage of Infrared Video of Drone Inspections via Iterative Aerial Map Construction," IEEE Signal Processing Letters, vol. 26, no. 8, pp. 1-5, 2019.
- [16] K. Horapong, D. Chandrucka, N. Montree and P. Buaon, "Application of Drone in Agriculture," in IEEE/AIAA 36th Digital Avionics Systems Conference (DASC), St. Petersburg, FL, USA, 2017.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [17] S. Ahirwar, R. Swarnkar, S. Bhukya and G. Namwade, “Design and Use of “Drone” to Support the Radio Navigation Aids Flight Inspection,” *International Journal of Current Microbiology and Applied Sciences*, vol. 8, no. 1, pp. 2500-2505, 2019.
- [18] S. Khamasunthorn, “Notification of the Office of the National Broadcasting and Telecommunications Commission, Re: Rules and Conditions of Unmanned Aerial Vehicle (UAV) Radio Frequency License for General Use,” *Government Gazette*, vol. 135, no. 11, pp. 34-36, 2018.
- [19] A. Mersani and L. Osman, “Design of Dual-band Textile Antenna for 2.45/5.8-GHz Wireless Applications,” in 2016 5th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), Marrakech, Morocco, 2016.
- [20] X. Bai, T. Ali and L. Xu, “A Dual-Frequency Slotted CPW Antenna for 2.45/5.8 GHz RF Energy Harvesting Based on PVDF,” in 2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium – China (ACES), Nanjing, China, 2019.
- [21] P. Kalra, Aastha and E. Sidhu, “Novel Microstrip Patch Antenna Design Employing Extruded Polystyrene (XPS) Substrate for GSM, IMT, WLAN, Bluetooth, WiMAX and X-band Applications,” in 2016 International Conference on Automatic Control and Dynamic Optimization Techniques (ICACDOT), Pune, India, pp. 775-778, 2016.
- [22] S. Li and J. Li, “Smart Patch Wearable Antenna on Jeans Textile for Body Wireless Communication,” in 2018 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), Hangzhou, China, 2018.
- [23] M. A. Malek, S. Hakimi, S. K. Abdul Rahim and A. K. Evizal, “Dual-band CPW-fed Transparent Antenna for Active RFID tags,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 919–922, 2015.
- [24] M. S. A. Rani, S. K. A. Rahim, M. R. Kamarudin, T. Peter, S. W. Cheung et al., “Electromagnetic Behaviors of Thin Film CPW-fed CSRR Loaded on UWB Transparent Antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1239–1242, 2014.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [25] M. N. Yogeesh, K. N. Parrish and D. Akinwande, "Flexible Graphite Antennas for Plastic Electronics," in 2014 IEEE 2nd International Conference on Emerging Electronics (ICEE), Bangalore, India, 2014.
- [26] S. J. Chen and C. Fumeaux, "Highly Efficient Graphite Antennas for Conformal Applications," in 2018 Australian Microwave Symposium (AMS), Brisbane, QLD, Australia, pp. 61–62, 2018.
- [27] A. Lamminen, K. Arapov, G. With, S. Haque, H. G. O. Sandberg et al., "Graphene-Flakes Printed Wideband Elliptical Dipole Antenna for Low-Cost Wireless Communications Applications," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 16, pp. 1883–1886, 2017.
- [28] D. C. Lane, A. T. Castro and S. K. Sharma, "Conductive Inkjet Printed Ultra-Wideband (UWB) Planar Monopole Antenna on Low Cost Flexible PET Substrate Material," in 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, BC, Canada, pp. 1958–1959, 2015.
- [29] S. F. Jilani, Q. H. Abbasi and A. Alomainy, "Inkjet-Printed Millimetre-Wave PET-Based Flexible Antenna for 5G Wireless Applications," in 2018 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on 5G Hardware and System Technologies (IMWS-5G), Dublin, Ireland, 2018.
- [30] A. Ruengwaree, W. Naktong and A. Namsang, "A TE-shaped Monopole Antenna with Semicircle Etching Technique on Ground Plane for UWB Applications," in Proceedings of the International Symposium on Antennas & Propagation, Nanjing, China, 2013.
- [31] W. Naktong, A. Ruengwaree and T. Pumpoung, "A Study of Tuning the CPW Fed Basic Geometric Monopole Antenna for UWB Applications," Naresuan University Engineering Journal, vol. 15, no. 1, 2020, pp. 17-32.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [32] A. Ruengwaree, A. Innok, W. Naktong and P. boonmaitree, “The Bandwidth Enhancement of Rectangular Slot Antenna with L-Shaped and Double I-Shaped Stub Tuning for WLAN/WiMAX Applications,” in 12th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Hua Hin, Thailand, 2015.
- [33] S. Chanramrd, W. Naktong, P. Thongbor, S. Sakulchat, A. Ruengwaree and A. Namsang, “The Structure Tuning of Plugs-Shaped Monopole Antenna for Wireless Communication Applications,” in International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Phuket, Thailand, 2017.
- [34] M. Ahmadloo and P. Mousavi, “A Novel Integrated Dielectric and Conductive Ink 3D Printing Technique for Fabrication of Microwave Devices,” in 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), Seattle, WA, USA, 2013.
- [35] T. Leng, X. Huang, K. Chang, J. Chen, M. A. Abdalla et al., “Graphene Nanoflakes Printed Flexible Meandered-Line Dipole Antenna on Paper Substrate for Low-Cost RFID and Sensing Applications,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, pp. 1565–1568, 2016.
- [36] โมไนย ไกรฤกษ์ 2538. **ทฤษฎีสายอากาศ**. กรุงเทพฯ : หจก.สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์.
- [37] C. Randy and P. Bancroft, **Microstrip and Antenna Design**. United States of America : Noble Publishing, INC., 2004.
- [38] วีรศักดิ์ แก้วศรีดำ, การศึกษาการออกแบบสายอากาศแบบระนาบสำหรับการสื่อสารไร้สายด้วยเทคนิคการเซาะร่องและปรับจูนสลับม. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2555.
- [39] K. L. Prasanna, B. R. Rao and P. V. Sridevi, “Design of CPW-Fed Monopole Antenna with L-shape and T-shape for WLAN/Wi-MAX Applications,” International Journal of Scientific & Engineering Research, vol. 5, no. 12, pp. 594-598, 2014.
- [40] บุญฤทธิ์ คุ่มเขต, “สายอากาศไมโครสตริปแบบไม่ล้าฟิล์มสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2554.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [41] T. Kaiser, F. Zheng and E. Dimitrov, "An Overview of Ultra-Wide-Band Systems with MIMO," IEEE Journal & Magazines, vol. 97, pp. 285-312, 2009.
- [42] บัณฑิต ไรจน์อารยานนท์. (2539). **วิศวกรรมไมโครเวฟ**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ: จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [43] นายสรายุทธ ประสพสมบัติ, นายสรศักดิ์ อ่วมสันเทียะ และนายเกรียงศักดิ์ ชาติขุนทด, "สายอากาศแบบทรงกระบอกกลม," หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน, 2550.
- [44] กิตติศักดิ์ ทองดา, "การศึกษาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดแถวลำดับรูปตัวแอล แบบฟิล์มบาง," วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2555.
- [45] P. Singh, S. K. Chaulya, V. K. Singh and T. N. Ghosh, "Motion Detection and Tracking using Microwave Sensor for Eliminating Illegal Mine Activities," in IEEE International Conference on Microwave and Photonics, India, pp. 1-5, 2018.
- [46] บัณฑิต รามศรี, **มาตรฐาน IEEE**. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <http://banditramsri.blogspot.com/2016/03/ieee.html> (10 ธันวาคม 2564)
- [47] **มาตรฐาน IEEE 802.11 มีอะไรบ้าง**. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://www.modify.in.th/16220> (10 ธันวาคม 2564)
- [48] **List of WLAN channels**, [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : https://en.wikipedia.org/wiki/List_of_WLAN_channels (10 ธันวาคม 2564)
- [49] **คำแนะนำการใช้เอกสารประกอบการสอน**. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://www.http://www.tl.ac.th/document/siripong/1.pdf> (10 ธันวาคม 2564)
- [50] **ใบความรู้หน่วยที่ 1**. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <http://www.nayoktech.ac.th/webnew/attachments/article/584/201.pdf> (10 ธันวาคม 2564)
- [51] **สมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุวิศวกรรม**. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://riverglennapts.com/th/properties-of-materials/682-electrical-properties-of-engineering-materials.html> (10 ธันวาคม 2564)

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [52] แกรไฟต์. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://th.wikipedia.org/wiki/แกรไฟต์> (10 ธันวาคม 2564)
- [53] กาว. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://th.wikipedia.org/wiki/กาว> (10 ธันวาคม 2564)
- [54] ประเภทของ “กาว” ที่ใช้ในงานต่าง ๆ เป็นแบบไหนกัน?. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://www.kachathailand.com/articles/ประเภทของ-กาว-ที่ใช้ใน/> (10 ธันวาคม 2564)
- [55] กาว ชนิดต่างๆ. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://www.inventor.in.th/home/กาว-ชนิด-ต่าง-ๆ> (10 ธันวาคม 2564)
- [56] กาวยาง DUNLOP ขนาด 600 กรัม สีแดง. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://www.thaiwatsadu.com/th/product/กาวยาง-DUNLOP-ขนาด-600-กรัม-สีแดง-60009211> (10 ธันวาคม 2564)
- [57] Type of Stickers | ชนิดของกระดาษสติ๊กเกอร์. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://papermore.co/2019/08/21/type-of-stickers-ชนิดของกระดาษสติ๊กเกอร์> (10 ธันวาคม 2564)
- [58] 7 ชนิดสติ๊กเกอร์ที่นิยมใช้กันบ่อยที่สุด. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://www.unityprinting.co.th/ชนิดสติ๊กเกอร์> (10 ธันวาคม 2564)
- [59] ก า ร พื ม พ์ ชี ล ค์ ส ก รี น . [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <http://www.oic.go.th/FILEWEB/CABINFOCENTER17/DRAWER019/GENERAL/DATA000/00000597.PDF> (10 ธันวาคม 2564)
- [60] การสกรีนคืออะไร ประวัติความเป็นมา และวิธีการสกรีนที่น่าสนใจ. [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <https://romdee.net/screen/> (10 ธันวาคม 2564)
- [61] ภาณุวิทย์ ทองบ่อ, “การพัฒนาสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบคู่ด้วยเทคนิคการเซาะร่อง รูปลูกศรและลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบไมโม,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2559.
- [62] S. Sakulchat, A. Ruengwaree, V. Thongpool and W. Naktong, “Low-Cost Flexible Graphite Monopole Patch Antenna for Wireless Communication Applications,” CMC-Computers, Materials & Continua, vol. 71, no. 3, pp. 6069-6088, 2022.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [63] สุวัฒน์ สกุธชาติ อำนวย เรืองวารี วิชรพล นาคทอง และ วรณศย์ ทองพูล, “สายอากาศกราฟต์ โมโนโพลแบบระนาบสองย่านความถี่ ที่โค้งงอได้และมีต้นทุนต่ำ สำหรับรองรับการใช้งาน ย่าน GSM/ITM/WLAN/WiMAX/LTE/X-band,” วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, ปีที่ 34, ฉบับที่ 2, เดือนเมษายน-มิถุนายน, 2567.



ภาคผนวก



ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยตีพิมพ์



Tech Science Press

Vol. 61, no. 3, 2019

CMC

Computers, Materials & Continua

Founding and Honorary Editor-in-Chief:
Prof. Satya N. Atluri

Editors-in-Chief:
Dr. Ankit Agrawal
Dr. Xingming Sun
Dr. Timon Rabczuk

ISSN: 1546-2218 (printed)
ISSN: 1546-2225 (online)



Make Submissions

Propose a Special Issue

Journal Menu

- CMC Homepage
- Journal Overview
- Indexing & Abstracting
- About Editors
- Editorial Board
- Instructions for Authors
- Article Processing Charge
- Editorial Workflow
- Publication Ethics
- Contact Information

Special Issues Menu

- All Special Issues
- Open Special Issues
- Closed Special Issues

All Issues

2022

- Vol.70, No.1
- Vol.70, No.2
- Vol.70, No.3
- Vol.71, No.1
- Vol.71, No.2
- Vol.71, No.3

2021

2020

2019

2018

2017

2016

2015

2014

2013

2012

2011

2010

2009

2008

2007

2006

2005

2004



Vol.71, No.3, 2022-Table of Contents

All Articles

OPEN ACCESS ARTICLE

Building a Trust Model for Secure Data Sharing (TM-SDS) in Edge Computing Using HMAC Techniques

K. Karthikeyan¹, P. Madhavan

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 4185-4197, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.019002

Abstract With the rapid growth of Internet of Things (IoT) based models, and the lack amount of data makes cloud computing resources insufficient. Hence, edge computing-based techniques are becoming more popular in present research domains that makes data storage, and processing effective at the network edges. There are several advanced features like parallel processing and data perception are available in edge computing. Still, there are some challenges in providing privacy and data security over networks. To solve the security issues in Edge Computing, Hash-based Message Authentication Code (HMAC) algorithm is used to provide solutions for preserving data from various attacks that... > More

Views:408 Downloads:333 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Adaptive Runtime Monitoring of Service Level Agreement Violations in Cloud Computing

Sami Ullah Khan¹, Babar Nazeer², Muhammad Hanif³, Akhtar Ali⁴, Sardar Alam⁵, Usman Habib⁶

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 4198-4220, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.020052

(This article belongs to this Special Issue: AI for Wearable Sensing—Smartphone / Smartwatch User Identification / Authentication)

Abstract The cloud service level agreement (SLA) manage the relationship between service providers and consumers in cloud computing. SLA is an integral and critical part of modern era IT vendors and communication contracts. Due to low cost and flexibility more and more consumers delegate their tasks to cloud providers, the SLA emerges as a key aspect between the consumers and providers. Continuous monitoring of Quality of Service (QoS) attributes is required to implement SLAs because of the complex nature of cloud communication. Many other factors, such as user reliability, satisfaction, and penalty on violations are also taken into account. Currently, there... > More

Views:290 Downloads:296 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Automated Deep Learning Empowered Breast Cancer Diagnosis Using Biomedical Mammogram Images

José Escorcia-Outeiral¹, Rosany F. Marnour², Kelvin Balaño³, Javier Jimenez-Cabas⁴, Magys Pérez⁵, Natasha Madena⁶, Kevin Velasquez⁷

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 4221-4256, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.022322

Abstract Biomedical image processing is a hot research topic which helps to majority assist the disease diagnostic process. At the same time, breast cancer becomes the deadliest disease among women and can be detected by the use of different imaging techniques. Digital mammograms can be used for the earlier identification and diagnosis of breast cancer to minimize the death rate. But the proper identification of breast cancer has mainly relied on the mammography findings and results to increased false positives. For resolving the issues of false positives of breast cancer diagnosis, this paper presents an automated deep learning based breast cancer... > More

Views:237 Downloads:188 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

SSABA: Search Step Adjustment Based Algorithm

Fatemeh Almadhi Zaidabadi¹, Ali Daghfan², Mohammed Daghfan³, Zainab Montazer⁴, Štepan Hubičkovský⁵, Pavel Tzujovský⁶, Qasim Othman⁷

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 4257-4266, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.023982

(This article belongs to this Special Issue: AI-Aided Innovative Cryptographic Techniques for Futuristic Secure Computing Systems)

Abstract Finding the suitable solution to optimization problems is a fundamental challenge in various sciences. Optimization algorithms are one of the effective stochastic methods in solving optimization problems. In this paper, a new stochastic optimization algorithm called Search Step Adjustment Based Algorithm (SSABA) is presented to provide quasi-optimal solutions to various optimization problems. In the initial iterations of the algorithm, the step index is set to the highest value for a comprehensive search of the search space. Then, with increasing iterations in order to focus the search of the algorithm in achieving the optimal solution closer to the global optimal, the... > More

Views:203 Downloads:166 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

SVM and KNN Based CNN Architectures for Plant Classification

Sulaiman Ghosh¹, Amer Stajic², Kavya³, K. Z. Jhanji⁴, Mehdi Masoufi⁵, Sultan Aljohdi⁶

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 4267-4274, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.023414




Abstract Automatic plant classification through plant leaf is a classical problem in Computer Vision. Plants classification is challenging due to the introduction of new species with a similar pattern and look-a-like. Many efforts are made to automate plant classification using plant leaf, plant flower, bark, or stem. After much effort, it has been proven that leaf is the most reliable source for plant classification. But it is challenging to identify a plant with the help of leaf structure because plant leaf shows similarity in morphological variations, like size, texture, shapes, and venation. Therefore, it is required to normalize all plant leaves... > More

Views:229 Downloads:174 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Waleed Rafique¹, Aysha Khan², Ahmad Almaghrabi³, Jehangir Anhad⁴, Adnan Yousef⁵, Mujaba Hussain Jaffery¹, Ahsaq Ur Rehman⁶, Muhammad Shafiq^{6*}
CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 4275-4293, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.023588

Abstract An excessive use of non-linear devices in industry results in current harmonics that degrades the power quality with an unfavorable effect on power system performance. In this research, a novel control technique-based Hybrid-Active Power-Filter (HAPF) is implemented for reactive power compensation and harmonic current component for balanced load by improving the Power-factor (PF) and Total-Harmonic Distortion (THD) and the performance of a system. This work proposed a soft-computing technique based on Particle Swarm-Optimization (PSO) and Adaptive Fuzzy technique to avoid the phase delays caused by conventional control methods. Moreover, the control algorithms are implemented for an instantaneous reactive and active... [More](#)

 Views:203  Downloads:138  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE




Binary Fruit Fly Swarm Algorithms for the Set Covering Problem

Brodarick Crawford^{1*}, Ricardo Soto¹, Hanna de la Fuente Mella¹, Claudio Elorriaga¹, Wenceslao Palma¹, Claudio Torres-Rojas¹, Claudia Vasconcelos-Casas², Marcelo Beckers¹, Javier Peña¹, Sanjay Mitesh³

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 4295-4318, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.023088

(This article belongs to this Special Issue: Recent Advances in Metaheuristic Techniques and Their Real-World Applications)

Abstract Currently, the industry is experiencing an exponential increase in dealing with binary-based combinatorial problems. In this sense, metaheuristics have been a common trend in the field in order to design approaches to solve them successfully. Thus, a well-known strategy consists in the use of algorithms based on discrete swarms transformed to perform in binary environments. Following the No Free Lunch theorem, we are interested in testing the performance of the Fruit Fly Algorithm, this is a bio-inspired metaheuristic for deducing global optimization in continuous spaces, based on the foraging behavior of the fruit fly, which usually has much better sensory... [More](#)

 Views:174  Downloads:137  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Unified FPGA Design for the HEVC Dequantization and Inverse Transform Modules

Turki M. Almazzi, Ahmad Ben Abibaleh*

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 4319-4326, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.022988

Abstract As the newest standard, the High Efficiency Video Coding (HEVC) is specially designed to minimize the bitrate for video data transfer and to support High Definition (HD) and ULTRA HD video resolutions at the cost of increasing computational complexity relative to earlier standards like the H.264. Therefore, real-time video decoding with HEVC decoder becomes a challenging task. However, the Dequantization and Inverse Transform (DQIT) are one of the computationally intensive modules in the HEVC decoder which are used to reconstruct the residual block. Thus, in this paper, a unified hardware architecture is proposed to implement the HEVC DQIT module for... [More](#)

 Views:167  Downloads:133  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

An EFSM-Based Test Data Generation Approach in Model-Based Testing

Muhammad Luqman Mohd-Shah^{1*}, Wan Mohd Nasir Wan Kadir², Muhammad Khalid Sayedini¹, Mohd Adham Is¹, Iswar Ghani³, Huan Ruike²

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 4327-4354, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.023603

Abstract Testing is an integral part of software development. Current fast-paced system developments have rendered traditional testing techniques obsolete. Therefore, automated testing techniques are needed to adapt to such system developments speed. Model-based testing (MBT) is a technique that uses system models to generate and execute test cases automatically. It was identified that the test data generation (TDG) in many existing model-based test case generation (MB-TCG) approaches were still manual. An automatic and effective TDG can further reduce testing cost while detecting more faults. This study proposes an automated TDG approach in MB-TCG using the extended finite state machine model (EFSM)... [More](#)

 Views:156  Downloads:140  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Parking Availability Prediction with Coarse-Grained Human Mobility Data

Aurora Gonzalez-Vidal¹, Fernando Terroso-Soler^{2*}, Antonio Skarmada¹

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 4355-4375, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.021482

Abstract Nowadays, the anticipation of parking-space demand is an instrumental service in order to reduce traffic congestion levels in urban spaces. The purpose of our work is to study, design and develop a parking-availability predictor that extracts the knowledge from human mobility data, based on the anonymized human displacements of an urban area, and also from weather conditions. Most of the existing solutions for this prediction take as contextual data the current road-traffic state defined at very high temporal or spatial resolution. However, access to this type of fine-grained location data is usually quite limited due to several economic or privacy-related... [More](#)

 Views:164  Downloads:137  Download PDF



OPEN ACCESS ARTICLE

Enhance Egocentric Grasp Recognition Based Flex Sensor Under Low Illumination

Chera Chaher, Jakkow Sritonchar

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 4377-4389, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.024026

Abstract Egocentric recognition is exciting computer vision research by acquiring images and video from the first-person overview. However, an image becomes noisy and dark under low illumination conditions, making subsequent hand detection tasks difficult. Thus, image enhancement is necessary to make buried detail more visible. This article addresses the challenge of egocentric hand grasp recognition in low light conditions by utilizing the flex sensor and image enhancement algorithm based on adaptive gamma correction with weighting distribution. Initially, a flex sensor is installed to the thumb for object manipulation. The thumb placement that holds in a different position on the object of... [More](#)

 Views:192  Downloads:138  Download PDF

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 6085-6087, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.02215
(This article belongs to this Special Issue: *Application of Machine-Learning in Computer Vision*)

Abstract Plant disease classification based on digital pictures is challenging. Machine learning approaches and plant image categorization technologies such as deep learning have been utilized to recognize, identify, and diagnose plant diseases in the previous decade. Increasing the yield quantity and quality of rice farming is an important cause for the paddy production countries. However, some diseases that are blocking the improvement in paddy production are considered as an ominous threat. Convolution Neural Network (CNN) has shown a remarkable performance in solving the early detection of paddy leaf diseases based on its images in the fast-growing era of science and technology... [More](#)

Views:151 Downloads:123 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Low-Cost Flexible Graphite Monopole Patch Antenna for Wireless Communication Applications

Sweet Sakulchai¹, Anroay Ruangsawan^{1*}, Virokuch Thongpoo², Watsiraphon Naitong³

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 6069-6080, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.024050
(This article belongs to this Special Issue: *Advancements in 5G Antenna Designs and Systems*)

Abstract This research investigates a monopole patch antenna for Wi-Fi applications at 2.45 and 5.2 GHz, and WiMax at 3.5 GHz. A low-cost and flexible graphite sheet with good conductivity, base on graphite conductive powder and glue is used to create a radiator patch and ground plane. Instead of commercially available conductive ink or graphite sheets, we use our self-produced graphite liquid to create the graphite sheet because it is easy to produce and inexpensive. The antenna structure is formed using a low-cost and easy hand-screen printing approach that involved placing graphite liquid on a bendable polyester substrate. This research focuses... [More](#)

Views:122 Downloads:128 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

A Hybrid Meta-Classifer of Fuzzy Clustering and Logistic Regression for Diabetes Prediction

Alyeb Alshar Taha¹, Sharaf Jameel Malebari

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 6069-6105, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.023648

Abstract Diabetes is a chronic health condition that impairs the body's ability to convert food to energy, recognized by persistently high levels of blood glucose. Undiagnosed diabetes can cause many complications, including retinopathy, nephropathy, neuropathy, and other vascular disorders. Machine learning methods can be very useful for disease identification, prediction, and treatment. This paper proposes a new ensemble learning approach for type 2 diabetes prediction based on a hybrid meta-classifier of fuzzy clustering and logistic regression. The proposed approach consists of two levels. First, a base-learner comprising six machine learning algorithms is utilized for predicting diabetes. Second, a hybrid meta-learner that... [More](#)

Views:129 Downloads:112 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Estimator-Based GPS Attitude and Angular Velocity Determination

Dah-Jing Jao

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 6107-6124, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.024722

Abstract In this paper, the estimator-based Global Positioning System (GPS) attitude and angular velocity determination is presented. Outputs of the attitude estimator include the attitude angles and attitude rates or body angular velocities, depending on the design of estimator. Traditionally as a position, velocity and time sensor, the GPS also offers a true attitude-determination interferometer. GPS research and applications to the field of attitude determination using carrier phase or Doppler measurement has been extensively conducted. The new attitude solution using the interferometry technique based on the least-squares approach is inherently noisy. The estimator such as the Kalman filter (KF) or extended... [More](#)

Views:175 Downloads:155 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

A Provably Secure and Efficient Remote Password Authentication Scheme Using Smart Cards

Fahza Shahmeay^{1,2}, Ezzah Ghafri Imani^{1,2,3}

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 6125-6145, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.022759

Abstract Communication technology has advanced dramatically amid the 21st century, increasing the security risk in safeguarding sensitive information. The remote password authentication (RPA) scheme is the simplest cryptosystem that serves as the first line of defence against unauthorized entry attacks. Although the literature contains numerous RPA schemes, to the best of the authors' knowledge, only few schemes based on the integer factorization problem (IFP) and the discrete logarithm problem (DLP) that provided a provision for session key agreement to enable proper mutual authentication. Furthermore, none of the previous schemes provided formal security proof using the random oracle model. Therefore, this study... [More](#)

Views:130 Downloads:167 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Optimal Resource Allocation In Fog Computing for Healthcare Applications

Saiman Khan¹, Umar Ali Shah¹, Naveed Tahir², Habib Ghani², Muhammad Faisal Nadeem³

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.71, No.3, pp. 6147-6163, 2022, DOI:10.32604/cmc.2022.033234

(This article belongs to this Special Issue: *Advancements in Lightweight AI for Constrained Internet of Things Devices for Smart Cities*)

Abstract In recent years, the significant growth in the Internet of Things (IoT) technology has brought a lot of attention to information and communication industry. Various IoT paradigms like the Internet of Vehicle Things (IoVT) and the Internet of Health Things (IoHT) create massive volumes of data every day which consume a lot of bandwidth and storage. However, to process such large volumes of data, the existing cloud computing platforms offer limited resources due to their distance from IoT devices. Consequently, cloud-computing systems produce intolerable latency problems for latency-sensitive real-time applications. Therefore, a new paradigm called fog computing makes use of... [More](#)

Views:136 Downloads:128 Download PDF

Low-Cost Flexible Graphite Monopole Patch Antenna for Wireless Communication Applications

Suwat Sakulchat¹, Amnoiy Ruengwaree^{1,*}, Voranuch Thongpool² and Watcharaphon Naktong³

¹Department of Electronics and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT), Pathum Thani, 12110, Thailand

²Division of Physics, Faculty of Science and Technology, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, (RMUTT), Pathum Thani, 12110, Thailand

³Department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering and Architecture, Rajamangala University of Technology Isan, Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand

*Corresponding Author: Amnoiy Ruengwaree. Email: amnoiy.r@en.rmUTT.ac.th

Received: 01 October 2021; Accepted: 02 November 2021

Abstract: This research investigates a monopole patch antenna for Wi-Fi applications at 2.45 and 5.2 GHz, and WiMax at 3.5 GHz. A low-cost and flexible graphite sheet with good conductivity, base on graphite conductive powder and glue is used to create a radiator patch and ground plane. Instead of commercially available conductive inks or graphite sheets, we use our self-produced graphite liquid to create the graphite sheet because it is easy to produce and inexpensive. The antenna structure is formed using a low-cost and easy hand-screen printing approach that involved placing graphite liquid on a bendable polyester substrate. This research focuses on designing and developing a low-cost, thin, light, and flexible patch antenna for wireless communication and smart glass applications. The proposed antenna utilizes CST microwave software for simulations to improve the parameters before fabrication and measurement. The simulation and measurement results for the reflection coefficients at 2.45 GHz, 3.5 GHz, and 5.20 GHz are reliable and cover the required resonance frequencies, antennas gain are 1.91, 1.98, and 1.87 dB, respectively. Additionally, the radiation patterns of both results are omnidirectional. In the experiments, bending the proposed patch antenna along with the cylinder with the radii of 60, 40, and 25 mm yielded the same measurement results as the unbent patch antenna.

Keywords: Graphite liquid; monopole patch antenna; hand-screen printing; flexible; low-cost; wireless communication applications

1 Introduction

Today, wireless communication is commonly used in people's everyday lives. Researchers have also been increasingly interested in studying and designing antennas to support wireless communication applications, such as dual-band antennas at 2.45 and 5.8 GHz for active radio frequency identification



This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 International License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

(RFID) tags. This antenna used a CPW-fed transparent AgHT-8 thin film that included silver coat polyester on a thin and lightweight polyethylene terephthalate substrate [1]. Compact monopole RFID reader antenna 2.45 GHz was designed as a planar loop monopole element. The antenna was fed by a microstrip line on a printed circuit board with FR-4 substrate for vehicle detection in parking lots [2]. A slim planar short monopole antenna was designed on an FR-4 substrate consisting of a mirrored C-shape with a narrow gap from the ground to support a dual-band WLAN at 2.4 and 5.5 GHz: for laptop and tablet applications [3]. Dual-band antenna was designed by etching a butterfly slot with CPW-fed for 2.4 and 5.8 GHz, and 4G mobile communications on a PVDF substrate for energy harvesting applications [4]. A wearable monopole antenna was designed with CPW-fed for 2.45 GHz using graphene and carbon nanotubes (CNTs) conductors on a flexible PDMS substrate for body application [5]. Antennas designed on substrates for different applications change according to the deployment of each work, for example, a split ring ultra-wideband transparent antenna with CPW-fed by transparent silver-coated thin films (AgHT-4) conductors on PET polymer substrate for applications on glass windows and panels of buildings [6]. A wearable dual-band dipole antenna for 2.45 and 5.8 GHz using a superconductive shield textile with two U-shaped slot etching overlays on different substrate layers that could be used for bending along a cylinder critical for body efficiency [7]. A wideband rectangular-shaped microstrip patch antenna was designed from a copper plate on an extruded polystyrene (XPS) substrate to support IMT, WLAN, Bluetooth, Mobile WiMax, and X-band downlink satellite communications [8]. An L-shaped and stair-shaped microstrip patch antenna with CPW-fed was designed with two conductive elements between pure copper and zelt with two additional substrates between polyester and jeans to support dual-band frequency, 2.45 and 5.8 GHz, on a garment that could be used for WiFi and WiMax applications [9]. A transparent U-shaped monopole antenna with a microstrip line used Indium Thin Oxide (ITO) conductive coating on a glass substrate to support the WLAN and Bluetooth base on smart glass applications [10]. A dual-band wearable textile antenna was fabricated using a rectangular copper plate on top and meander-line copper on the bottom of a denim substrate to function in industrial, scientific, and medical bands of 2.45 GHz and 5.8 GHz [11]. The C-shape, E-shape, and U-slot antennas were built using an etching approach on FR-4 printed circuit board substrate to support essential bandwidth frequency. The antenna was studied to compare different shapes for narrowband and wideband response at 2.45 GHz, with enhancing and decreasing the bandwidth at resonance frequency [12]. A MIMO antenna with two small monopole radiators and a U-shaped ground plane for 2.45 GHz WLAN was designed on an FR-4 substrate for wireless USB dongle applications [13]. An F-shape monopole base MIMO antenna was designed. The application of this antenna is the wireless system at 2.45, 5.2, and 5.8 GHz with two monopole antenna elements, each mirror over FR-4 substrate and a ground plane with a dumbbell shape [14]. The antenna structure was designed on a graphite sheet. One large conductive sheet was bent into various shapes on various substrates, such as a microstrip patch antenna made of graphite on a flexible polyimide (Kapton) substrate. An antenna with a radius of 18 mm could be bent into any shape for ISM 2.4 GHz. As a result, the resonant frequency fluctuated less than that of a typical flat antenna with SMD components [15]. A graphite antenna was designed on a CPW-fed UWB antenna with a graphite sheet on thin adhesive tape substrate for 3.1–10.6 GHz and a microstrip antenna with graphite sheet on C-Foam PF-4 foam substrate to support 5.8 GHz. These antennas could bend shape at radiuses of 8 and 30 mm, respectively, and keep excellent frequency response performance compared with a flat antenna [16]. A quad-element UWB-MIMO antenna was designed on orthogonal four monopole antenna elements with CPW-fed on FR-4 covering the surface of polystyrene block with a cylindrical hole graphite sheet to increase isolation and effective decoupling between antenna elements for 3–11 GHz [17].

Furthermore, conductive inks were printed on different substrate types, such as elliptical wideband quasi-dipole antenna and CPW antenna optimized for operating at 2–5 and 1–20 GHz, respectively. The graphite WBQD and graphene CPW were screen-printed on polyimide substrate using a DEK Horizon 03i, comparable with silver WBQD and silver CPW, which were screen-printed on PET film substrate using EKRA E2 semi-automatic screen. All graphene and silver antennas agreed that the former could be used for low-cost wearable RF wireless communication devices [18]. A small meander line dipole antenna was fabricated by Ultimaker open-source 3D printing machine. It used nano-particle conductive inks, which were printed onto a V-plane polymer substrate for RFID tags [19]. A meander line dipole antenna was designed by graphene conductive ink (Ink G-102E), a screen-printing technique on a paper substrate, and rolling compression to support RFID (984–1052 MHz) low-cost and sensing applications. A comparison of bending results found that both bending and unbending were still covered by impedance matching all ranges [20]. A millimeter-wave T-shape monopole antenna with CPW-fed was designed for 5G networks (26–40 GHz). For wearable applications, a Dimatix inkjet printer (DMP-2831) fabricated this antenna with silver nano-particle conductive ink and screen-printing on PET substrate [21]. An elliptical shape monopole antenna with CPW-fed was designed by an inkjet printer with screen-printed silver conductive ink over the PET-film substrate to support UWB (3.4–12 GHz) [22]. In these literature reviews, several antennas have been designed and fabricated to support a variety of purposes.

Screen-printing by conductive inks on the substrates is becoming widely popular. The antenna shape can be designed independently and printed on various substrate materials, which are flexible for application in various systems, such as screen-printing on PET and a paper substrate whose antennas could be bent. This antenna was used to support wearable applications [6,18,20–22]. Still, all conductive inks must be printed by specific printers with special unique properties suitable for printing on flat materials only. Moreover, the printers are quite expensive, resulting in a possible limitation for developing antenna work in a group of researchers with a limited budget.

This study had two objectives. The initial goal was to develop a graphite glue that is less expensive than commercial products and can be easily screen-printed by hand without the use of expensive instruments such as a specific printer while providing strong electrical conductivity and maintaining various antenna features. The second goal was to create an antenna with a lightweight, simple, low-cost, and flexible structure. The prototype antenna performed WiFi communication at 2.45 and 5.2 GHz, and WiMax 3.5 GHz for wireless communication and smart glass applications.

2 Low-Cost Flexible Graphite Sheet Materials for Antenna Structure

2.1 Self-produced Graphite Sheet

According to previous research, FR4 printed circuit boards are widely utilized to create low-cost antennas with various functional features. The antenna, however, has the disadvantage of being thick and difficult to bend. Therefore, it is not suited for installing on curved surfaces that require flexible antenna structure in bending, and even if some substrates could be bent, the cost remains too high. In addition, to produce a planar antenna, different conductive powders were produced and combined with a chemical liquid [23,24] to resemble printing ink. The silver conductive powder is the most common and readily accessible conductive powder with good electrical conductivity. Due to its high cost, the silver conductive powder is often used in high frequency or precision work and is mixed with chemical liquid to produce conductive printing ink to create conducting sheet. It is also used with high-priced special printers [18–21]. However, this methodology is complicated for many researchers to explore and apply.

One aim of this research was to study cheap and simple materials to easily fabricate antenna structures. Moreover, the experimental produced a new liquid material compound of graphite glue for creating low-cost graphite sheets to replace the expensive process (i.e., no expensive use of printers) for graphite sheets production to fabricate antenna structures. Additionally, graphite conductive liquids can replace the chemical fluid in combination with other expensive conductive powders, avoiding the need for costly printers. This work used graphite conductive powder with a particle size of less than 20 microns (Sigma-Aldrich, Graphite powder 282863). It was combined with glue (Elmer's brand Glue-All: Multipurpose liquid glue, extra strong) to create the desired stickiness and adhesive capabilities, resulting in the graphite powder merging into a homogeneous consistency. This reduced its resistance and increased the electrical conductivity. To begin combining the graphite powder with the glue, measurements were done using a mixing cup. The graphite powder was then added into the prepared glue, where it was observed that the mixture gradually became more viscous as the graphite powder was stirred into the glue. At this point, we could identify how to optimize the ratio of glue to graphite powder.

These graphite liquids were generated experimentally by mixing graphite powder with Glue-All in four different types (Compound I–IV), as illustrated in Fig. 1a, to determine the appropriate viscosity results for adhesion. The four different forms of graphite liquids were described in depth. Compound I was composed of 10 g of graphite powder, 20 g of glue, and 5 g of water. Compound II comprised 10 g of graphite powder, 5 g of glue, and 15 g of water. Compound III comprised 15 g of graphite powder, 5 g of glue, and 20 g of water. Compound IV comprised 13 g of graphite powder, 20 g of glue, and 6.5 g of water. Compounds I and IV included an acceptable ratio of graphite powder, glue, and water. Compounds II and III appeared to be an out-of-balance combination of graphite powder, glue, and water. The graphite powder and glue appeared to adhere to one another in a layer beneath while the water floated above.

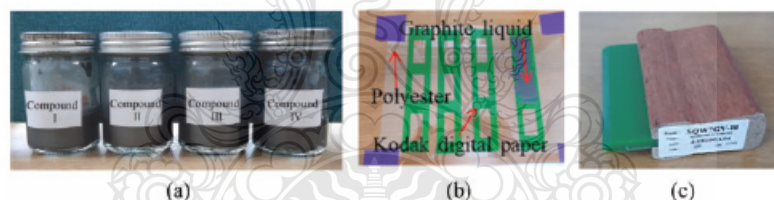


Figure 1: Materials and tools for creating graphite sheets (a) graphite liquids as Compound I–IV, (b) paper frame for hand-screen printing and a polyester substrate, and (c) screen printing squeegee

The experiment's physical tests of all four self-producing graphite liquids indicated that the Compound I and Compound IV's graphite liquids had appropriate viscosity. On the contrary, Compound II and Compound III's graphite liquids lacked sufficient viscosity. Following that, we used hand-screen printing to test the adherence of all graphite liquids to a substrate. Compound I–IV graphite liquids were hand-screen printed on a polyester substrate using a paper frame with a thickness of approximately 100 microns and an A4 paper dimension. A sticker paper with a thickness of 100 microns (Kodak digital paper) with pre-cut rectangular designs measuring 1.5 cm × 4 cm was utilized in that procedure, as illustrated in Fig. 1b. As illustrated in Fig. 1c, a screen-print squeegee (SQW7GV-H: 10 cm) was also utilized to assist in removing graphite glue smoothly.

In summary, it was noticed that graphite liquids containing Compound I and Compound IV printed smoothly and easily when compared to graphite liquids containing Compound II and III due to the viscosity difference between the liquids [19].

2.2 Graphite Sheets Properties

After completing the hand-screen printing of the graphite liquids on the polyester substrate, it took around six hours to dry the graphite sheets completely. Compound I graphite sheet was discovered to be smooth, adhesive, and flexible depending on the bending curve. The graphite sheet treated with Compound II was harder on the anterior surface and appeared to have creases, apparent stretch marks, and would not adhere to bending without cracking. Observation and testing revealed that the graphite sheet containing Compound III was comparable to the graphite sheet containing Compound II. Finally, the graphite sheet containing Compound IV exhibited excellent flexibility concerning relative elongation. Like the graphite sheet containing Compound I, it exhibited good bendability, as shown in Fig. 2a.



Figure 2: Physical test of graphite sheet: (a) bending test and (b) microscope for surface test

As shown in Fig. 2b, a microscope (Brand: SHODENSHA) was used to study all graphite sheet samples' surfaces to determine the differences in the features of graphite sheets with the four compounds as Figs. 3a–3d. According to the investigation, graphite sheet treated with Compound I showed adequate adhesion to the material and a smooth, blending-friendly surface. Compound II and Compound III sheets lacked a sticky surface, and both sheets lacked a smooth, blending-friendly surface. Compound IV treated sheet adhered fully well to the substrate, and the surface was exceptionally smooth and ideal for blending [20].

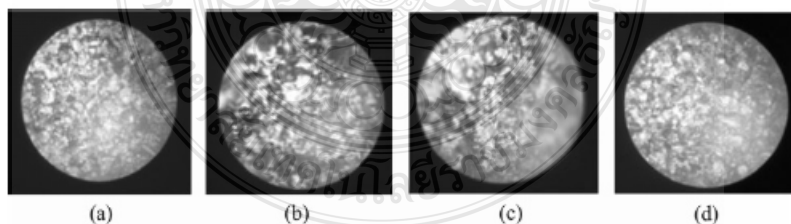


Figure 3: Observing the surface of all the graphite sheets: (a) Compound I, (b) Compound II, (c) Compound III, and (d) Compound IV

Compound I–IV graphite sheets were cut to approximately 1×1 cm for use with a Fluke Multi-meter for essential resistance measurement [25]. As shown in Fig. 4a, the resistance values were approximately 6800, 285, 165, and 130 ohms for Compound I–IV sheets, respectively. A thickness gauge was used to determine the thickness of dry graphite sheets on polyester (Brand: Mitutoyo). As illustrated in Fig. 4b, the average thickness of four identical measurements of dry graphite sheet on polyester was 80, 240, 240, and 200 microns for the four compound sheets, respectively, when the polyester thickness was 135 microns [25].

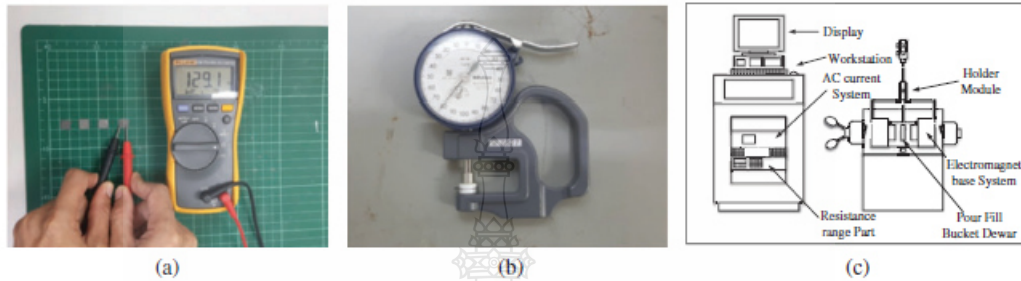


Figure 4: Impedance and conductivity measurement: (a) essential resistance, (b) thickness gauge, and (c) Hall effect measurement system

As illustrated in Fig. 4c, a Hall effect measurement system (LakeShore: EM4-HVA) was used to determine the resistance and conductivity of graphite sheets via a four-point probe for standard measurements [25]. Tab. 1 summarized the graphite sheet properties results of Compounds I–IV with the thickness obtained from the measurement of dry graphite sheets. Compound IV had the lowest resistivity, compared to the four graphite sheets at 1.14 ohm/cm , the lowest sheet resistance at 57.19 ohm/sq , and the best electrical conductivity at $8.74\text{E}-01 \text{ S/cm}$. Also, this research experimented by simulating the thickness of dry graphite sheets from the Hall effect measurement system software by adjusting different thicknesses between 60 and $240 \text{ }\mu\text{m}$, which is the range that can be screen printed by hand.

Table 1: The measurement results from the hall effect measurement system

Graphite sheet	Thickness (μm)	Resistivity (ohm/cm)	Conductivity (S/cm)	Sheet resistance (ohm/sq)
Compound I	80	$1.59\text{E} + 01$	$6.30\text{E} - 02$	1984.38
Compound II	240	$3.04\text{E} + 00$	$3.29\text{E} - 01$	126.65
Compound III	240	$1.64\text{E} + 00$	$6.11\text{E} - 01$	68.15
Compound IV	200	$1.14\text{E} + 00$	$8.74\text{E} - 01$	57.19

The generated simulation results of four graphite sheets by the Hall effect simulation program showed that the resistivity of all compounds slightly increased with an increase in the thickness except for the compound I sheet, as shown in Fig. 5a. However, all compound conductivity marginally decreased with increasing the thickness, as shown in Fig. 5b.

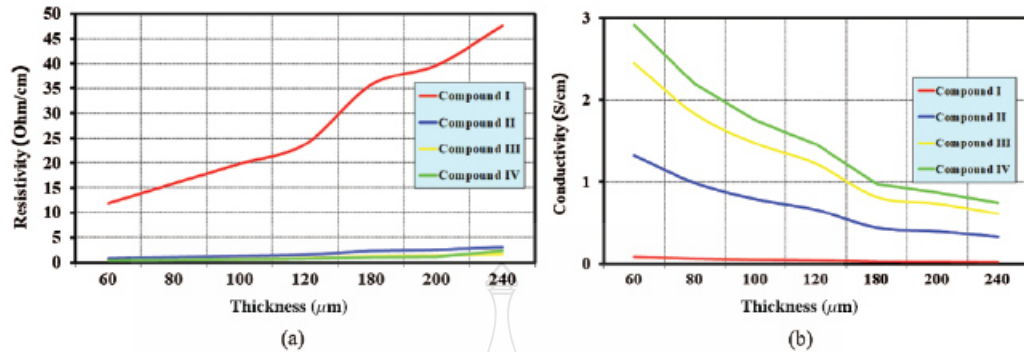


Figure 5: Properties of graphite sheets when adjusted with various thicknesses as generated by the Hall effect simulation software: (a) resistivity results and (b) conductivity results

Fig. 5b shows the generated simulation results of all graphite sheet thickness properties by the Hall effect simulation program. The various thicknesses adjustments from 60 to 240 μm showed an inverse proportion to the conductivity; when the thickness increased, the conductivity slightly decreased. On the contrary, when the thickness decreased, the conductivity slightly increased. However, this simulation result found that the average thickness was about 150 nm. The Compound IV sheet had the lowest average resistivity of all graphite sheets at the value of $9.26\text{E}-01$ ohm/cm and the highest average conductivity at $1.56\text{E} + 00$ S/cm. Therefore, the researcher attempted to use the Compound IV graphite sheet for a low-cost antenna design to support versatile wireless communication applications as the proposed target of this research.

3 Antenna Simulations Design

Today, designing and developing antennas are more convenient and flexible due to specialized software that allows for the simulation and definition of antenna parameters based on the antenna's various essential structures.

Additionally, the results from commercial software are accurate and comparable to those obtained through measurement. This study chose the CST program for the antenna design process. The design process began with establishing the resonance frequency (f_r) at 2.45 GHz. The basic dimensions of a simple rectangular monopole antenna structure [26–29] were determined using $\lambda = \frac{c}{f_r}$ [26], as illustrated in Fig. 6a.

A simple rectangular monopole antenna used graphite sheets from Compounds I–IV, which had an average conductivity of $\sigma = 0.31 \text{ E} + 00$ S/cm, $\sigma = 0.70 \text{ E} + 00$ S/cm, $\sigma = 1.30 \text{ E} + 00$ S/cm and $\sigma = 1.56 \text{ E} + 00$ S/cm, respectively. The average thickness of all graphite sheets was $t = 0.15$ mm on the polyester substrate with a dielectric constant of $\epsilon_r = 2.8$, the thickness of $h = 0.135$ mm as determined by Split cylinder resonator, Agilent 85071C, as shown in Fig. 6b and connected to standard 50-ohm CPW-fed antenna. The design parameters [26–29] were utilized in the CST microwave program to generate antenna structures. Then, we simulated and optimized the antenna structure. Finally, the optimal parameters were achieved, as shown in Tab. 2.

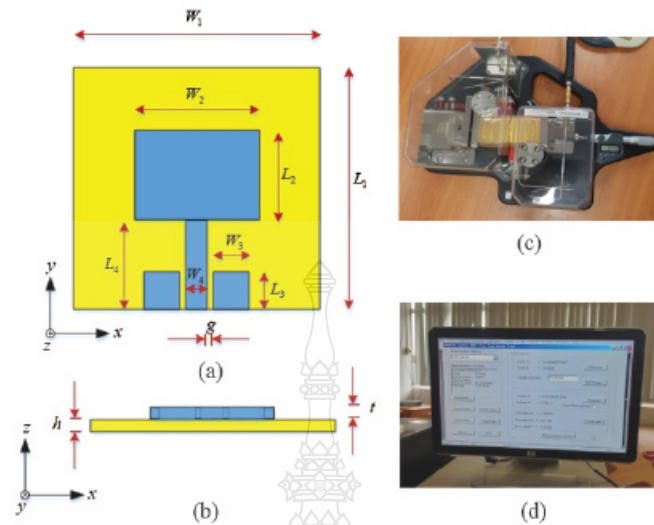


Figure 6: Antenna parameters: (a) a simple rectangular monopole antenna structure top view, (b) a simple rectangular monopole antenna structure bottom side view, (c) split cylinder resonator, and (d) split cylinder resonator monitor

Table 2: The optimized parameters of rectangular monopole antenna

Parameters	Size (mm)
W_1 : Width of the substrate	45
W_2 : Width of monopole antenna	21
W_3 : Width of the ground plane	11.6
W_4 : Width of stripline	3.8
g : Width of gap	0.4
L_1 : Length of the substrate	37
L_2 : Length of monopole antenna	11.5
L_3 : Length of the ground plane	5
L_4 : Length of the stripline	22
t : Thickness of the antenna	0.15
h : Height of the substrate	0.135

Fig. 7a. illustrates the reflection coefficients (S_{11}) of graphite sheets antennas made of Compounds I–IV material at 2.45 GHz. The graphite sheet antenna with Compound I had a wideband bandwidth, which was insufficient for this application. The graphite sheet antenna with Compound II had a bandwidth of 4.34 to 6.97 GHz with a resonance frequency of 5.24 GHz, which was 2.14 times the 2.45 GHz. Following that, the graphite sheet antenna with Compound III had a bandwidth of 4.15 to 6.67 GHz with a resonance frequency of 5.14 GHz, which was 2.10 times the 2.45 GHz. Finally, the

graphite sheet antenna with Compound IV had a bandwidth of 4.30 to 6.72 GHz with a resonance frequency of 5.28 GHz, which was 2.16 times the 2.45 GHz.

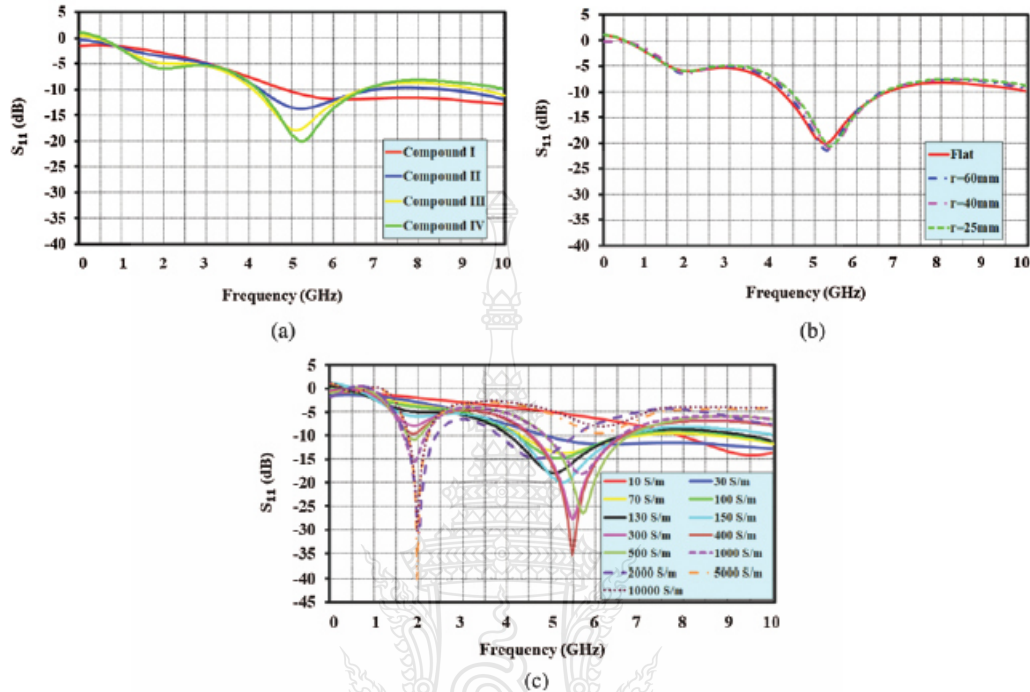


Figure 7: Simulation results: (a) reflection coefficient of compounds I–IV, (b) bending simulation result of Compound IV, and (c) adjustment of the conductivity between 10 S/m and 10,000 S/m

However, the bending of the graphite sheet antenna structure was critical for observing trends S_{11} and bandwidth at 2.45 GHz by selecting the graphite sheet antenna with Compound IV, which has the best bending property of all compounds. Fig. 7b illustrates the bending property of simulations. S_{11} and bandwidth analysis revealed that radiuses of 60 mm, 40 mm, and 25 mm were slightly affected in all cases.

Additionally, this research investigated adjusting the conductivity of the compounds between 10 and 10,000 S/m using CST software simulation to consider the reflection coefficient at the resonance frequency of 2.45 GHz from a simple rectangular monopole antenna structure, as illustrated in Fig. 7c. The conductivity simulation revealed that values less than 70 S/m would shift the resonance frequency from 2.45 GHz to higher frequency by approximately 2.5–3.8 times, which was unsuitable for this antenna design. Additionally, the conductivity range was between 70 and 1,000 S/m, with 1,000 S/m shifting the resonance frequency from 2.45 GHz to a higher frequency by around 2.1–2.4 times. Finally, if the conductivity was greater than 1,000 S/m, the frequency would approach 2.45 GHz, which can be optimized slightly using CST microwave software.

4 Fabrications and Measurements

4.1 Tuned Equations Design

In the first experiment, the four prototype graphite monopole antennas shown in Fig. 8a were fabricated and measured. The antenna's parameters are listed in Tab. 2. The radiator and ground plane formed a graphite sheet that was completed with liquid Compounds I–IV and adhered to a polyester substrate. The network analyzer Agilent E8363B was used to accomplish the measurements of all antennas. As a result of these issues, the resonance frequency of antenna compounds I–IV was shifted from 2.45 GHz to a high-frequency range of 7.56, 4.92, 4.67, and 5.29 GHz, as illustrated in Fig. 8b. The shifted frequency was due to the graphite sheet's conductivity being relatively low. Tab. 3 contains details about all measurement results, including bandwidth, resonance frequency, and reflection coefficient.

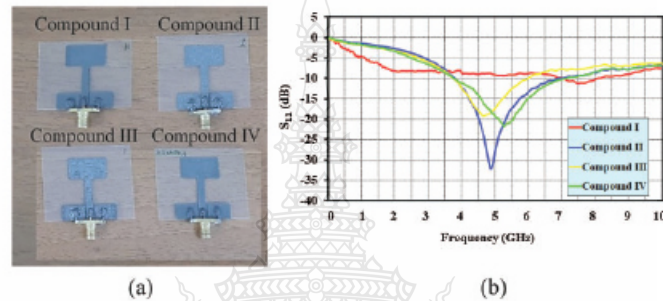


Figure 8: The fabricated and measured four prototypes of rectangular monopole antennas: (a) fabricated antenna structures and (b) reflection coefficient measurement results

Table 3: The measurement results of all graphite sheet antennas

Graphite sheet antenna	Bandwidth (GHz)	f_r (GHz)	s_{11} (dB)
Compound I	7.12–8.16	7.56	–11.28
Compound II	3.91–7.01	4.92	–31.62
Compound III	3.68–6.03	4.67	–19.00
Compound IV	3.74–7.29	5.29	–21.83

According to the resonance frequency results in Tab. 3, the antenna with graphite sheet of Compound I shifted 3.08 times, Compound II shifted 2.01 times, Compound III shifted 1.91 times, and Compound IV shifted 2.16 times from its design frequency of 2.45 GHz. Referring to Section 2.2 and Tab. 1, Compounds I and IV exhibited considerable flexibility. Nonetheless, when compared to other compounds, Compound IV had the highest conductivity and the lowest resistance. A comparison of the simulation results in Fig. 7a and the measured results in Fig. 8b demonstrate that the resonance frequency did not shift. To prove that, additional three graphite sheet antennas with Compound IV were fabricated in the same dimension as those in Tab. 2 to observe the antenna parameter as shown in Fig. 9a. The antenna with Compound IV had a resonance frequency of 2.16 times the 2.45 GHz. Fig. 9b and Tab. 4 illustrate all actual antennas and their reflection coefficient results in comparison to others.

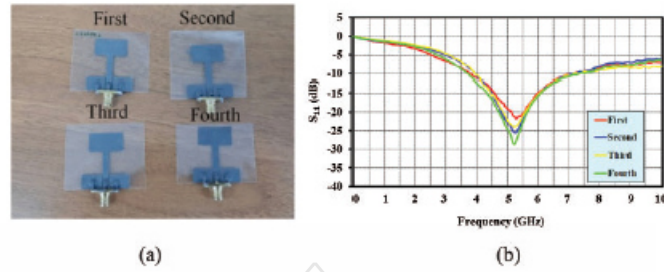


Figure 9: The fabricated and measured four prototypes of rectangular monopole antennas with compound IV: (a) the fabricated antenna structures and (b) the reflection coefficient measurement results

Table 4: The measurement results of the four comparisons of Compound IV graphite sheet antennas

Graphite sheet antenna	Average thickness (μm)	Bandwidth (GHz)	f_r (GHz)	s_{11} (dB)
First	180	3.74–7.29	5.29	−21.83
Second	185	4.01–7.22	5.29	−25.57
Third	195	3.96–7.27	5.20	−23.90
Fourth	195	3.76–7.32	5.24	−28.70

The comparison of the measured reflection coefficients results of four graphite sheet antennas with Compound IV is shown in Fig. 9b. As expected, all reflection coefficient values were similar for each antenna operating at approximately 5.2 GHz. The data in Tab. 4 demonstrate that the hand-screen printing process was simple and resulted in identical electrical characteristics for the four produced antennas. By substituting the following equation for Eq. (1), we can obtain a new tuned equation for the defined resonance frequency of graphite sheet with Compound IV:

$$f_{gs} = \frac{f_r}{2.16} \tag{1}$$

$$\lambda_{gs} = \frac{c}{f_{gs}} \tag{2}$$

where f_{gs} = The resonance frequency of graphite sheet by Compound IV

λ_{gs} = The wavelength at the resonance frequency of graphite sheet by Compound IV

Therefore, to tune the formula for the design process of the graphite sheet by Compound IV, the wavelength at the graphite sheet’s resonance frequency (λ_{gs}) in Eq. (2) was replaced by the regular wavelength (λ) in $\lambda = \frac{c}{f_r}$. To validate the experiment of Eqs. in [26], the optimized parameters from the design and fabrication of graphite sheet antennas with Compound IV were performed and shown in Tab. 5 and Section 4.1 at operation frequencies of 2.45, 3.5, and 5.2 GHz. Tab. 5 illustrates the details of optimized parameters for the antenna dimension used to fabricate the real antennas in the subsequent section.

Table 5: Optimized dimensions of rectangular monopole antenna with the graphite sheet Compound IV at 2.45, 3.5, and 5.2 GHz using the tuned formula: Eq. (2) and CST software simulation

Parameters	2.45 GHz	3.5 GHz	5.2 GHz
	Size (mm)	Size (mm)	Size (mm)
W_1 : Width of the substrate	96	68	45
W_2 : Width of monopole antenna	46	32.2	21
W_3 : Width of the ground plane	25.6	17.8	11.6
W_4 : Width of stripline	7.8	5.4	3.8
g : Width of gap	0.6	0.5	0.4
L_1 : Length of the substrate	78	55	37
L_2 : Length of monopole antenna	25	17	11.5
L_3 : Length of the ground plane	20.5	12	5
L_4 : Length of the stripline	47	33	22
t_1 : Thickness of the antenna	0.15	0.15	0.15
h : Height of the substrate	0.135	0.135	0.135

4.2 Fabrication of Antennas with Tuned Equation

This section describes the fabrication of a prototype for a rectangular monopole antenna with graphite sheet Compound IV to support WiFi at 2.45 and 5.2 GHz, and WiMax at 3.5 GHz. The antenna was designed using a tuned equation. Then, using the CST software, the optimized parameters were obtained, as shown in Tab. 5. Fig. 10 illustrates the fabricated antenna with the three different frequency optimized parameters in Tab. 5, which were used to create the three different frequency prototype antennas. Agilent's E8363B network analyzer was used to obtain the measurement results. Fig. 11 and Tab. 6 show the comparison of the reflection coefficient, bandwidth, and resonance frequency between the simulation and measurement results. As a result, the outcomes were nearly identical for all WLAN and WiMax bandwidths. The radiation pattern was observed at 2.45, 3.5, and 5.2 GHz. There were omnidirectional in the XZ-plane and bidirectional in the YZ-plane, as shown in Fig. 12; the antenna gain was 1.91, 1.98, and 1.87 dB, respectively.

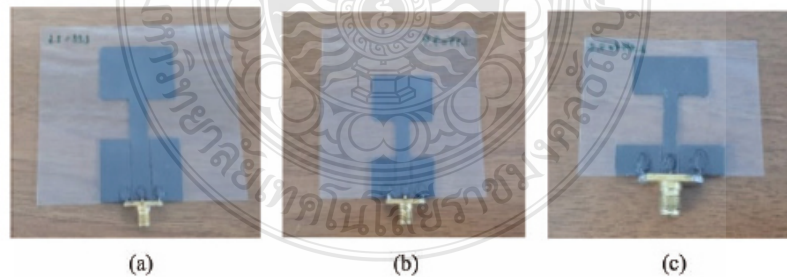


Figure 10: The fabricated three prototype antennas at (a) 2.45, (b) 3.5, and (c) 5.2 GHz

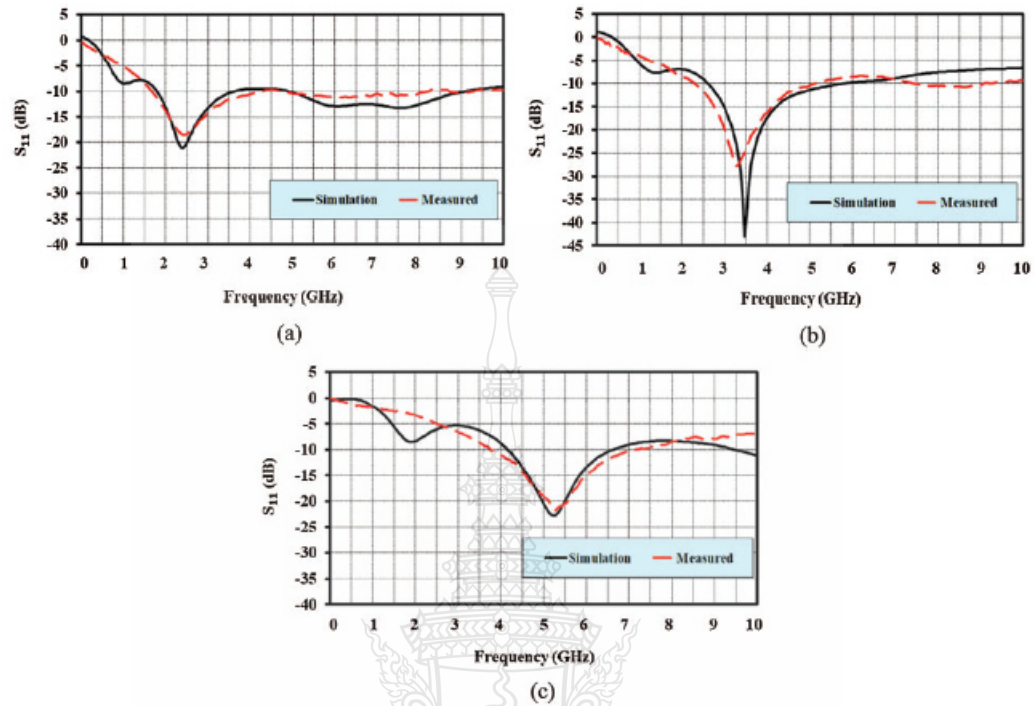


Figure 11: The comparison of simulation and measurement results of reflection coefficient at (a) 2.45, (b) 3.5, and (c) 5.2 GHz

Table 6: Comparison of the measurement and simulation results of the three Compound IV graphite sheet antennas at 2.45 GHz, 3.5 GHz, and 5.2 GHz

Frequency (GHz)	Simulation			Measured		
	Bandwidth (GHz)	f_r (GHz)	s_{11} (dB)	Bandwidth (GHz)	f_r (GHz)	s_{11} (dB)
2.45	1.85–3.66	2.45	−21.19	1.70–4.45	2.44	−18.55
3.50	2.66–5.67	3.52	−45.03	2.31–5.33	3.41	−27.72
5.20	4.15–6.58	5.20	−22.77	3.75–7.29	5.29	−21.83

4.3 Antennas Applications

The frequency response properties of the three proposed rectangular monopole antennas with graphite sheet Compound IV in the bent structure were investigated in this section at operating frequencies of 2.45, 3.5, and 5.2 GHz. In the first experiment, the samples were bent on a cylinder foam surface with radiuses ranging from 60 to 40 mm to 25 mm, as illustrated in Fig. 13a. The results

were comparable to those of an antenna in a flat plane which slightly shifted upward but still covered the bandwidth frequency, as illustrated in Fig. 14 and Tab. 7.

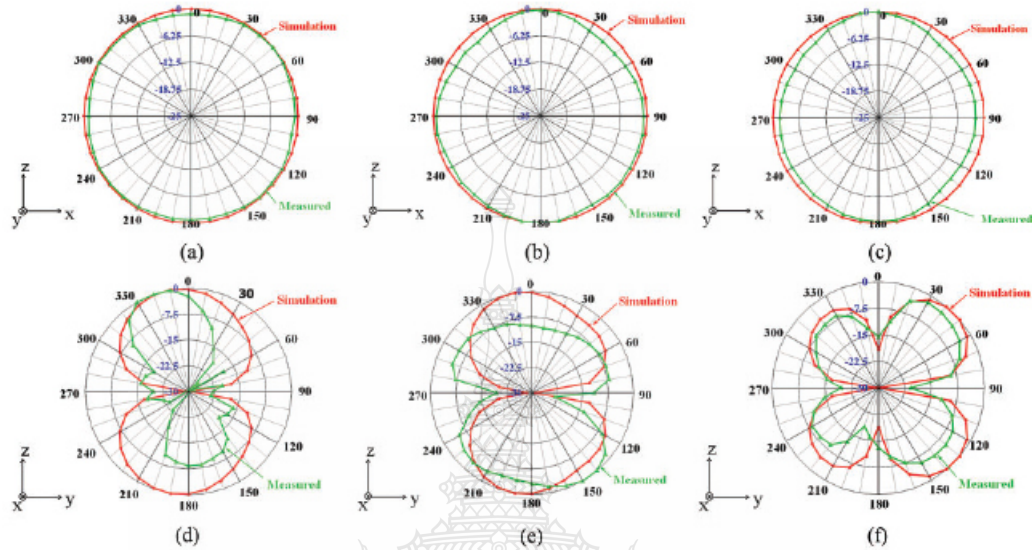


Figure 12: Simulation and measurement results of radiation pattern: (a) at 2.45 GHz in XZ-plane, (b) at 3.5 GHz in XZ-plane, (c) at 5.2 GHz in XZ-plane, (d) at 2.45 GHz in YZ-plane, (e) at 3.5 GHz in YZ-plane and (f) at 5.2 GHz in YZ-plane



Figure 13: The experimentation of samples bent on a cylinder foam surface: (a) reflection coefficient measurement and (b) radiation pattern measurement

When the antennas were bent on cylinder foam with a radius of less than 25 mm, the structure bending of these antennas was limited. That would imply that the feeding SMA connector would be removed from the antenna structure. Furthermore, when the bending curve of cylindrical foam is greater than 60 mm in radius, the antenna structure behaves like a flat plane antenna structure. As a result of the experiment, it was confirmed that these antennas could be used in various wearable wireless communication applications following the IEEE standard.

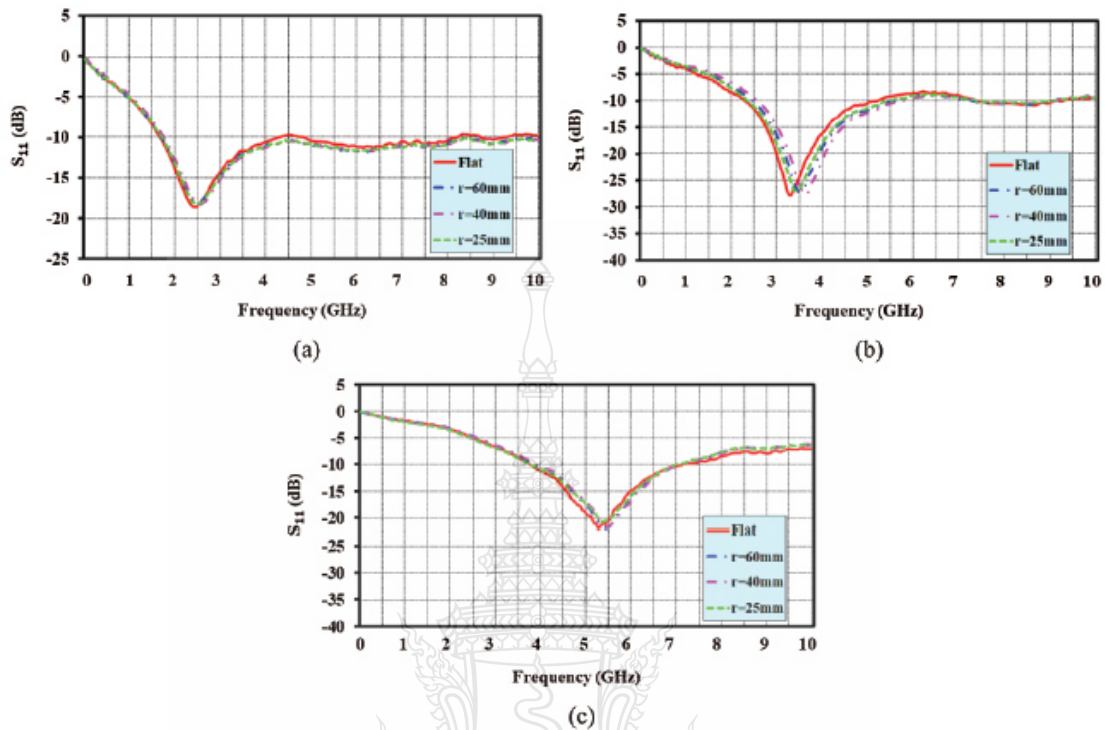


Figure 14: Measured reflection coefficient of bending graphite sheet Compound IV antennas with radius from 60, 40, to 25 mm at the operating frequency of at (a) 2.45, (b) 3.5, and (c) 5.2 GHz

Table 7: The comparison of the measured bending graphite sheet Compound IV antenna parameters

Resonance frequency (GHz)	Flat		Bending r = 60 mm		Bending r = 40 mm		Bending r = 25 mm	
	Bandwidth ₁ (GHz)	f_{r1} (GHz)	Bandwidth ₂ (GHz)	f_{r2} (GHz)	Bandwidth ₃ (GHz)	f_{r3} (GHz)	Bandwidth ₄ (GHz)	f_{r4} (GHz)
2.45	1.70–4.45	2.44	1.78–8.36	2.57	1.78–8.41	2.53	1.78–8.41	2.52
3.50	2.31–5.33	3.41	2.52–5.59	3.51	2.57–5.59	3.61	2.42–5.49	3.46
5.20	3.75–7.29	5.29	3.96–7.03	5.39	3.91–7.03	5.44	3.81–6.98	5.39

The radiation pattern of bent graphite sheet Compound IV antennas along cylinder foam surfaces with the radii of 60, 40, and 25 mm was measured in this section using an automation system in the chamber room, as illustrated in Fig. 13b. All bent curve structures and frequencies exhibited the same characteristics as the omnidirectional pattern, as illustrated in Fig. 15.

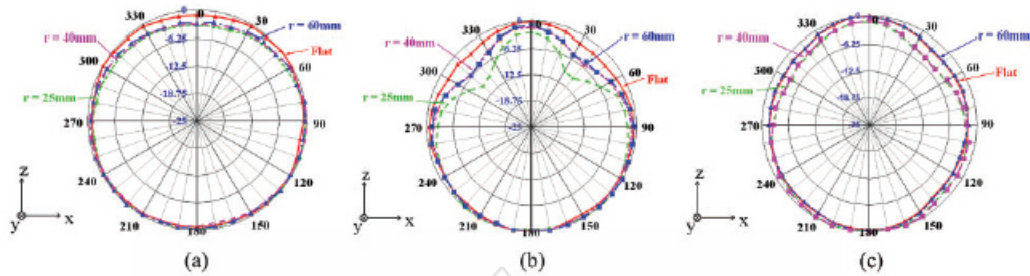


Figure 15: Measured results of the radiation pattern in XZ-plane when bent along the radius from 60, 40, to 25 mm on foam at (a) 2.45, (b) 3.5, and (c) 5.2 GHz

4.4 Antennas Experimental

Following the evaluation of the antenna properties test, the two proposed bending graphite sheet Compound IV antennas operating at 2.45 and 5.2 GHz were used for WiFi application in conjunction with the WiFi 11AC USB adapter 2.4G/5.8G (AC1200). Then, as illustrated in Fig. 16 and Tab. 8, the efficiency was compared to the other commercial dual pole antennas operating at 2.45 and 5.2 GHz and the antenna inside a laptop. In Fig. 16, the receiving power of WiFi was measured using four different antenna configurations: inside the laptop, dual pole, proposed flat graphite sheet, and proposed bent graphite sheet. Tab. 8 was obtained using a laptop (Acer: Swift 3) running the Xirrus WiFi inspector program. The received power from the access point using four different physical antennas was identical at all operating frequencies of power between -56 to -48 dBm.



Figure 16: The prototype antenna testing: (a) access point, (b) antenna inside a laptop, (c) laptop with WiFi AC1200, (d) laptop with the proposed flat antennas, and (e) laptop with the proposed bent antennas

Table 8: Received power between the proposed antenna and others

Antenna		Frequency (GHz)	Signal power (dBm)	Channel	Network mode
Laptop	Inside	2.462	-49	11	802.11n
	Inside	5.300, 5.320	-51	60, 64	802.11n
AC1200	Dual pole	2.462	-56	11	802.11n

(Continued)

Table 8: Continued

Antenna		Frequency (GHz)	Signal power (dBm)	Channel	Network mode
Proposed antenna	dual pole	5.300, 5.320	-48	60, 64	802.11n
	flat	2.462	-49	11	802.11n
	bending	2.462	-53	11	802.11n
	flat	5.300, 5.320	-49	60, 64	802.11n
	bending	5.300, 5.320	-49	60, 64	802.11n

5 Discussions

This research presents a low-cost, flexible planar mono antenna constructed of graphite sheet material that can be easily screen-printed while keeping the antenna's various features and low fabrication cost in comparison to earlier antennas. The cost covers the materials and machinery required to complete the primary process. The research [15] was designed with a graphite sheet from Panasonic on polyimide substrate that could bend into any shape. UWB microstrip antenna [16] was fabricated using a Panasonic graphite sheet adhered to a thin adhesive tape and a C-Foam PF-4 foam substrate. The dipole antennas [18] were created using a DEK Horizon 03i screen-printing graphene flake onto a polyimide substrate and an EKRA E2 screen-printing silver ink onto a PET film substrate, both of which were capable of bending. A dipole antenna [19] printed silver ink on a V-shaped plastic substrate that cannot bend using the open-source Ultimaker 3D printing machine. A printed dipole antenna [20] was created by screen-printing graphene conductive ink Ink G-102E on a paper substrate and then compressing it with SERP02 from Shining Energy LTD, Taiwan. A monopole antenna [21] was printed using a Dimatix inkjet printer with silver conductive ink on a bending PET substrate. An elliptical-shaped monopole antenna [22] was created using a low-cost desktop printer and screen-printed silver conductive ink over a bending PET film substrate. As shown in Tab. 9, the proposed antenna used graphite liquid made from graphite powder mixed with glue and hand-screen printing on a polyester substrate that could bend. This cost was calculated using the total cost of conductive materials and machines. An estimate was based on the conductive materials and machines sold on an online marketplace per paper unit in Tab. 9.

Table 9: The details on the production procedures of sheet antennas

Reference	Antenna type	Conductive material	Substrate	Process	Machine	Flexible	Total cost
[15]	Microstrip	Graphite sheet	Polyimide	Cutting	Not use	Yes	>\$120
[16]	Monopole and microstrip	Graphite sheet	Polyimide	Cutting	Not use	Yes	>\$120

(Continued)

Table 9: Continued

Reference	Antenna type	Conductive material	Substrate	Process	Machine	Flexible	Total cost
[18]	Dipole	Graphene flake and silver ink	Polyimide and PET	Screen-printing	DEK Horizon 03i and EKRA E2	Yes	>\$37,000
[19]	Dipole	Silver ink	Polymer	Printing	Ultimaker 3D printing	No	>\$5,000
[20]	Dipole	Graphene ink	Paper	Screen-printing and rolling compression	Compression roller	Yes	>\$1,200
[21]	Monopole	Silver ink	PET	Screen-printing	Dimatix inkjet Printer DMP-2831	Yes	>\$29,400
[22]	Monopole	Silver ink	PET	Screen-printing	Desktop printer	Yes	>\$2,000
The current proposed	Monopole	Graphite powder	Polyster	Hand screen-printing	Not use	Yes	<\$60

6 Conclusions

The new low-cost, flexible planar mono antenna prototype is fabricated by an easily hand-screen printing graphite liquid Compound IV onto a polyester substrate. By tuned equations $f_{gr} = \frac{f_r}{2.16}$ and $\lambda_{gr} = \frac{c}{f_{gr}}$, the antenna design for this case is 2.16 times the design resonance frequency. Both tuned equations, however, can be implemented with conductivity values ranging from 70 to 1,000 S/m.

At resonance frequency of 2.44 (1.70–4.45 GHz), 3.41 (2.31–5.33 GHz), and 5.29 GHz (3.75–7.29 GHz), the proposed antenna exhibits a reflection coefficient of -18.55 dB with a gain of 1.91 dBi; -27.72 dB with a gain of 1.98 dBi; and -21.83 dB with a gain of 1.87 dBi. In terms of the radiation pattern, all antennas exhibit omnidirectional behavior. The antennas are then tested with a bent-on cylinder structure with 60, 40, and 25 mm radiuses. The test results show that a well-operating and no response effect still covers the desired application bandwidth frequency. Additionally, graphite conductive powder is considerably less expensive than silver conductive powder or commercial graphite sheet. This experiment enables conventional researchers to experiment and design antennas for smart glass and flexible wireless communication applications. We will focus on hand-screen printing onto various substrates in the future, including plastic bottles and rubber gloves, for low-cost wireless communication and sensing applications.

Acknowledgement: The authors would like to thank the Electronics and Telecommunications Engineering Department, Faculty of Engineering and Faculty of Science and Technology, Rajamangala University of Technology Thanyaburi for supporting us with the materials, equipment, and research funding. Moreover, the authors gratefully acknowledge the Hall Effect Measurement System, which

supported this research work sponsored by the National Electronics and Computer Technology Center, Pathum Thani, Thailand.

Funding Statement: This work was supported by the RMUTT research and development fund.

Conflicts of Interest: The authors declare that they have no conflicts of interest to report regarding the present study.

References

- [1] M. A. Malek, S. Hakimi, S. K. Abdul Rahim and A. K. Evizal, "Dual-band CPW-fed transparent antenna for active RFID tags," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 919–922, 2015.
- [2] Y. He and M. Chen, "2.45 GHz broadband monopole RFID reader antenna buried in the ground of parking lot near the curb," in *2016 IEEE Int. Conf. on RFID Technology and Applications (RFID-TA)*, Foshan, China, pp. 1–5, 2016.
- [3] J. Thakur and M. Tamrakar, "Dual band ultra slim WLAN antenna design for mobile devices," in *2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC)*, Singapore, Singapore, pp. 1203–1205, 2019.
- [4] X. Bai, T. Ali and L. Xu, "A Dual-frequency slotted CPW antenna for 2.45/5.8 GHz RF energy harvesting based on PVDF," in *2019 Int. Applied Computational Electromagnetics Society Symp.-China (ACES)*, Nanjing, China, 2019.
- [5] M. M. Mansor, S. K. A. Rahim and U. Hashim, "A CPW-fed 2.45 GHz wearable antenna using conductive nanomaterials for on-body applications," in *2014 IEEE Region 10 Symp.*, Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 240–243, 2014.
- [6] M. S. A. Rani, S. K. A. Rahim, M. R. Kamarudin, T. Peter, S. W. Cheung *et al.*, "Electromagnetic behaviors of thin film CPW-fed CSRR loaded on UWB transparent antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1239–1242, 2014.
- [7] S. Yan, P. J. Soh and G. A. E. Vandenbosch, "Wearable dual-band magneto-electric dipole antenna for WBAN/WLAN applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 9, pp. 4165–4169, 2015.
- [8] P. Kalra, A. Arora and E. Sidhu, "Novel microstrip patch antenna design employing extruded polystyrene (XPS) substrate for GSM, IMT, WLAN, bluetooth, WiMAX and X-band applications," in *2016 Int. Conf. on Automatic Control and Dynamic Optimization Techniques (ICACDOT)*, Pune, India, pp. 775–778, 2016.
- [9] A. Mersani and L. Osman, "Design of dual-band textile antenna for 2.45/5.8-GHz wireless applications," in *2016 5th Int. Conf. on Multimedia Computing and Systems (ICMCS)*, Marrakech, Morocco, 2016.
- [10] H. Raad, C. White, H. Schmitzer, D. Tierney, A. Issac *et al.*, "A 2.45 GHz transparent antenna for wearable smart glasses," in *2017 Progress in Electromagnetics Research Symp.-Fall (PIERS-FALL)*, Singapore, Singapore, pp. 99–102, 2017.
- [11] S. Li and J. Li, "Smart patch wearable antenna on jeans textile for body wireless communication," in *2018 12th Int. Symp. on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, Hangzhou, China, 2018.
- [12] S. Bhardwaj and Y. Rahmat-Samii, "C-Shaped, E-shaped and U-slotted patch antennas: Size, bandwidth and cross-polarization characterizations," in *2012 6th European Conf. on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Prague, Czech, pp. 1674–1677, 2012.
- [13] W. Chen, C. Lin and H. Liu, "MIMO antennas with U-shaped ground and three protruded strips for WLAN applications," in *2015 Int. Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Seoul, South Korea, pp. 156–159, 2015.
- [14] B. V. Singh, M. Agarwal and M. K. Meshram, "F-Shaped monopole based MIMO antenna for WLAN applications," in *2016 IEEE Uttar Pradesh Section Int. Conf. on Electrical, Computer and Electronics Engineering (UPCON)*, Varanasi, India, pp. 576–579, 2016.
- [15] M. N. Yogeesh, K. N. Parrish and D. Akinwande, "Flexible graphite antennas for plastic electronics," in *2014 IEEE 2nd Int. Conf. on Emerging Electronics (ICEE)*, Bangalore, India, 2014.

- [16] S. J. Chen and C. Fumeaux, "Highly efficient graphite antennas for conformal applications," in *2018 Australian Microwave Symp. (AMS)*, Brisbane, QLD, Australia, pp. 61–62, 2018.
- [17] S. Wang, J. Hong, C. Wang and J. He, "A nonplanar quad-element UWB-MIMO antenna with graphite sheet to increase the isolation," in *2018 IEEE MTT-S Int. Wireless Symp. (IWS)*, Chengdu, China, 2018.
- [18] A. Lamminen, K. Arapov, G. With, S. Haque, H. G. O. Sandberg *et al.*, "Graphene-flakes printed wideband elliptical dipole antenna for low-cost wireless communications applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1883–1886, 2017.
- [19] M. Ahmadloo and P. Mousavi, "A novel integrated dielectric-and-conductive ink 3D printing technique for fabrication of microwave devices," in *2013 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest (MTT)*, Seattle, WA, USA, 2013.
- [20] T. Leng, X. Huang, K. Chang, J. Chen, M. A. Abdalla *et al.*, "Graphene nanoflakes printed flexible meandered-line dipole antenna on paper substrate for low-cost RFID and sensing applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1565–1568, 2016.
- [21] S. F. Jilani, Q. H. Abbasi and A. Alomainy, "Inkjet-printed millimetre-wave PET-based flexible antenna for 5G wireless applications," in *2018 IEEE MTT-S Int. Microwave Workshop Series on 5G Hardware and System Technologies (IMWS-5G)*, Dublin, Ireland, 2018.
- [22] D. C. Lane, A. T. Castro and S. K. Sharma, "Conductive inkjet printed ultra-wideband (UWB) planar monopole antenna on low cost flexible PET substrate material," in *2015 IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation & USNCIURSI National Radio Science Meeting*, Vancouver, BC, Canada, pp. 1958–1959, 2015.
- [23] A. S. M. Alqadami, N. Nguyen-Trong, B. Mohammed, A. E. Stancombe, M. Tobias *et al.*, "Compact unidirectional conformal antenna based on flexible high-permittivity custom-made substrate for wearable wideband electromagnetic head imaging system," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 1, pp. 183–194, 2020.
- [24] H. C. Bidsorkhi, A. G. D'Aloia, A. Tamburrano, G. D. Bellis and M. S. Sarto, "Waterproof graphene-PVDF wearable strain sensors for movement detection in smart gloves," *Multidisciplinary Digital Publishing Institute: Sensors*, vol. 21, no. 16, 2021.
- [25] X. Huang, "Electromagnetic applications of graphene and graphene oxide," *Ph.D. dissertation*, University of Manchester, UK, 2016.
- [26] P. Thongbor, "Development of dual rectangular monopole antenna with arrow-shaped slot etching and mutual coupling reduction for MIMO system applications," *M.S. thesis*, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand, 2016.
- [27] P. Thongbor, A. Ruengware, V. Pirajanchai, W. Naktong and N. Fhaphiem, "Rectangular monopole antenna with arrow-shaped slot etching for UWB-MIMO application," in *2016 13th Int. Conf. on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, Chiang Mai, Thailand, 2016.
- [28] K. L. Prasanna, B. R. Rao and P. V. Sridevi, "Design of CPW-fed monopole antenna with L-shape and T-shape for WLAN/Wi-MAX applications," *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 5, issue 12, pp. 594–598, 2014.
- [29] C. A. Balanis, "Antenna theory, analysis and design," John Wiley & Sons, INC., 3rd ed., New Jersey, USA, 2005.



ที่ ฮว 7101.13/250

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
1518 ถนนประชากรราษฎร์ 1 แขวงวงศ์สว่าง
เขตบางซื่อ กรุงเทพมหานคร 10800

31 พฤษภาคม 2565

เรื่อง รับบทความเพื่อตีพิมพ์ในวารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เรียน ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อำนาจ เรืองวารีย์

ตามที่ท่านได้ส่งบทความวิจัยเรื่อง สายอากาศกราฟไฟต์โมโนโพลแบบระนาบสองย่านความถี่
ที่โค้งงอได้และมีต้นทุนต่ำสำหรับประยุกต์ใช้งาน GSM/ITM/WLAN/LTE/X-band นั้น กองบรรณาธิการวารสาร
ได้พิจารณายอมรับบทความดังกล่าว และให้จัดพิมพ์ลงในวารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีที่ 34
ฉบับที่ 2 เดือนเมษายน-มิถุนายน 2567

จึงเรียนมาเพื่อโปรดทราบ และหวังเป็นอย่างยิ่งว่าจะได้รับความร่วมมือจากท่านในการส่งบทความ
เพื่อพิมพ์ลงในวารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือต่อไป

ขอแสดงความนับถือ

(รองศาสตราจารย์ ดร.มนตรี ศรีปรัชญานันท์)
รองหัวหน้ากองบรรณาธิการวารสาร



กองส่งเสริมวิชาการ
โทร. 0 2555 2238
โทรสาร. 0 2555 2236



สายอากาศกราดไฟต์โมโนโพลแบบระนาบสองย่านความถี่ ที่โค้งงอได้และมีต้นทุนต่ำ สำหรับประยุกต์ใช้งาน GSM/ITM/WLAN/LTE/X-band

สุวัฒน์ สกุลาชาติ และ อำนวย เรืองวาริ*

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ปทุมธานี
วิษรพล นาคทอง

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี นครราชสีมา
วรบุญชัย ทองพูล

สาขาวิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ปทุมธานี

* ผู้บริหารประสานงาน โทรศัพท์ 02-5494620 อีเมล: amnciy.r@enm.tu.ac.th

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบที่โค้งงอได้และมีต้นทุนต่ำ ด้วยแผ่นกราดไฟต์ที่สร้างจากส่วนผสมของผงกราดไฟต์กับกาวเอนกประสงค์ การดำเนินการเริ่มจากออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าพื้นฐาน จากนั้นนำมาปรับจูนโครงสร้างด้วยเทคนิคการเจาะร่องที่ระนาบกราดและเพิ่มสตัดที่บริเวณขอบด้านล่างของตัวแผ่นหลังงาน การปรับโครงสร้างดังกล่าวส่งผลทำให้สายอากาศที่ปรับจูนโครงสร้างสามารถรองรับการใช้งานย่านความถี่เพิ่มขึ้นจากเดิมจากหนึ่งย่านความถี่เป็นสองย่านความถี่ คือย่านความถี่ต่ำ 1.72-4.29 กิกะเฮิรตซ์ และย่านความถี่สูง 4.59-9.09 กิกะเฮิรตซ์ ความถี่ใช้งานของสายอากาศทั้งสองย่านครอบคลุมการประยุกต์ใช้งานระบบ GSM ITM WLAN LTE41 และย่านความถี่ X-band ของระบบการสื่อสารย่านดาวเทียม ผลการวัดทดสอบพบว่าสายอากาศต้นแบบมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว มีเกณฑ์การขยายเฉลี่ย 1.91 เดซิเบล และ 1.97 เดซิเบล ที่ย่านความถี่ต่ำ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และย่านความถี่สูง 5.8 กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ

คำสำคัญ: สายอากาศโมโนโพล การประยุกต์ใช้งานสองย่านความถี่ สายอากาศกราดไฟต์ เทคนิคการเจาะร่อง สายอากาศโค้งงอได้



Low-Cost, Flexible Dual-Band Planar Monopole Graphite Antenna for GSM/ITM/WLAN/LTE/X-band Applications

Suwat Sakulchat and Amnoi Ruengwaree*

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

Watcharaphon Naktong

Department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering and Technology, Rajamangala University of Technology Isan, Nakhon Ratchasima, Thailand

Voranuch Thongpool

Division of Physics, Faculty of Science and Technology, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Pathum Thani, Thailand

*Corresponding Author, Tel. 02-5493594, E-mail: amnoi.rgen.mutt.ac.th

Abstract

This research aims to design and fabricate a flexible, low-cost planar monopole antenna with a graphite sheet produced from graphite powder and conventional glue. The initial step is creating a simple rectangular monopole antenna. It was then turned structurally by etching the ground plane and adding a stub to the radiator bottom edge of the antenna. The restructuring resulted in the structurally tuned antenna supporting a frequency bandwidth expansion from single to dual bands: 1.72-4.29 GHz low band and 4.59-9.09 GHz high band, which cover GSM, ITM, WLAN, LTE41, and X-band in satellite communication applications. According to the measurement results, the proposed antennas are omnidirectional in a single plane and have an average gain of 1.91 dBi and 1.97 dBi at 2.45 GHz and 5.8 GHz, respectively.

Keywords: Monopole Antenna, Dual-Band Application, Graphite Antenna, Etching Technique, Flexible Antenna



1. บทนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยีดิจิทัลและระบบอัจฉริยะเข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันของมนุษย์เพิ่มมากขึ้น ได้แก่ด้านการติดต่อสื่อสารรับ-ส่งข้อมูลแบบไร้สายได้มีการพัฒนาอย่างรวดเร็ว ส่งผลให้อุปกรณ์สำคัญที่รองรับการทำงานดังกล่าวคือสายอากาศที่ต้องเร่งพัฒนาเพื่อให้สามารถครอบคลุมการประยุกต์ใช้งานส่วนต่าง ๆ เช่น การรับ-ส่งข้อมูลภาพและวิดีโอที่ทำงานได้อย่างรวดเร็วและมีประสิทธิภาพ [1], [2] ด้านการแพทย์ที่มีการนำเทคโนโลยีด้านการส่งผ่านข้อมูลผ่านสายอากาศมาประยุกต์ใช้รับ-ส่งข้อมูลแบบไร้สายระหว่างห้องปฏิบัติการกับห้องควบคุม เพื่อแจ้งเตือนเฝ้าระวังหรือวิเคราะห์ประเมินอาการของผู้ป่วย [3], [4] ด้านระบบอัจฉริยะ เช่น กลุ่มสมาร์ตโฮม สมาร์ตซิตี้ หรือสมาร์ตฟาร์ม มีการรับส่งข้อมูลผ่านระบบการสื่อสารไร้สายเพื่อควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ต่าง ๆ ให้ทำงานได้ตามต้องการในระยะไกล [5], [6] และด้านการสำรวจและบันทึกภาพจากโดรนหรืออากาศยานไร้คนขับ ได้มีการนำคลื่นในย่านความถี่ไร้สายมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมและส่งผ่านข้อมูลภาพจากโดรนที่บินอยู่บนอากาศไปแสดงผลที่ภาคพื้นดิน อีกทั้งยังพบว่าเทคโนโลยีของโดรนมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องและมีการนำ โดรนไปประยุกต์ใช้งานด้านต่าง ๆ หลากหลายประเภทมากยิ่งขึ้น [7], [8]

จากเหตุผลที่กล่าวมาพบว่ามีคามจำเป็นที่ต้องออกแบบพัฒนาสายอากาศเพื่อรองรับการประยุกต์ใช้งานร่วมกับเทคโนโลยีสมัยใหม่และเมื่อพิจารณาข้อมูลพบว่ายังมีสายอากาศที่นำมาใช้งานกับระบบการสื่อสารไร้ โดยสายอากาศหนึ่งตัวรองรับการใช้งานในย่านความถี่เพียงความถี่เดียวตามมาตรฐาน IEEE เช่น ย่านความถี่ IEEE 802.11b/g/n 2.45 กิกะเฮิรตซ์ (2.40-2.48 กิกะเฮิรตซ์) หรือ ย่านความถี่ IEEE 802.11b/g/n 5.80 กิกะเฮิรตซ์ (5.75-5.85 กิกะเฮิรตซ์) [9], [10] หรือยังมีสายอากาศที่มีขนาดไม่กะทัดรัดและไม่สามารถติดตั้งบนพื้นผิวที่โค้งได้ [11] ดังนั้นการใช้สายอากาศหนึ่งตัวหนึ่งความถี่ร่วมกับอุปกรณ์ที่ใช้กับระบบการสื่อสารหรือควบคุมแบบไร้สายเป็นความต้องการและได้รับความสนใจที่นักวิจัยทำการพัฒนาและออกแบบให้

สายอากาศที่ใช้งานจริงได้สองย่านความถี่และมีคุณสมบัติด้านกายภาพที่มีขนาดกะทัดรัด และน้ำหนักเบาเช่นอุปกรณ์เร้าเตอร์วายฟาย สายอากาศแบบทองกึ่ง [12] รวมไปถึงชุดรีโมทคอนโทรลควบคุมการทำงานของโดรน โดยที่สายอากาศที่ใช้กับอุปกรณ์ดังกล่าวเป็นส่วนมากเป็นสายอากาศแบบโพลีโพลที่มีลักษณะโครงสร้างเป็นโลหะแท่งยาวหรือเป็นแบบแผ่นโลหะที่ไม่สามารถโค้งได้ [13] และเมื่อนำไปติดตั้งบนโครงสร้างที่มีส่วนโค้งจะไม่สามารถทำได้เช่น พื้นผิวของกระฉกรถยนต์ พื้นผิวของท่อทรงกระบอก พื้นผิวของโครงสร้างอาคารที่มีส่วนโค้ง พื้นผิวของโครงสร้างยานพาหนะที่โค้งงอหรือชุดเสื้อผ้าสำหรับผู้ป่วย

จากที่กล่าวมาผู้วิจัยมีแนวคิดและสนใจพัฒนาสายอากาศที่สามารถรองรับการประยุกต์ใช้งานได้สองย่านความถี่ มีน้ำหนักเบา ราคาการผลิตที่มีต้นทุนต่ำและมีโครงสร้างที่สามารถโค้งงอได้ โดยได้ทำการเลือกวัสดุที่เป็นโครงสร้างสายอากาศด้วยการนำสารประเภทกราไฟท์ (Graphite) ที่มีคุณสมบัติการนำไฟฟ้า เมื่อนำมาทำเป็นแผ่นจะมีคุณสมบัติที่สามารถโค้งงอได้ มีราคาถูกและน้ำหนักเบา เมื่อเทียบกับวัสดุตัวนำประเภทเงินและทองแดง การออกแบบสายอากาศสามารถตอบสนองต่อย่านความถี่สองย่านความถี่คือ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.80 กิกะเฮิรตซ์ จากงานวิจัย [14] พบว่าคุณสมบัติของสารกราไฟท์เมื่อนำไปผลิตเป็นแผ่นจะสามารถวางยึดติดบนวัสดุฐานรองที่โค้งงอได้ มีต้นทุนต่ำและง่ายต่อการผลิต สุดท้ายผลลัพธ์ของงานวิจัยนี้จะได้สายอากาศแบบระนาบที่สร้างจากแผ่นกราไฟท์ที่รองรับการประยุกต์ใช้งานสองย่านความถี่คือ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.80 กิกะเฮิรตซ์ ลักษณะโครงสร้างสายอากาศเป็นสายอากาศไม่ในโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและนำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเซาะร่องบนระนาบกราวด์ร่วม [15], [16] ร่วมกับการเพิ่มสัดตั้งที่ขอบด้านล่างแผ่นตัวนำพลังงาน [17], [18] เพื่อช่วยเพิ่มย่านความถี่ใช้งานให้ตอบสนองและครอบคลุมตรงกับความถี่ตามมาตรฐานทั้งสองย่านความถี่

2. วัสดุ อุปกรณ์และวิธีการวิจัย

2.1 การออกแบบและการจำลองแบบสายอากาศ



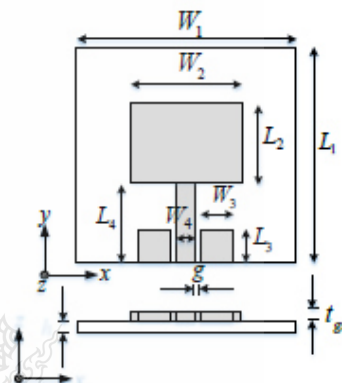
ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศเริ่มจากการเลือกออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบที่ป้อนด้วยสายส่งระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าพื้นฐานทั่วไป กำหนดความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) กรณีโครงสร้างแผ่นทองแดงเท่ากับ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ จากนั้นเลือกเปลี่ยนวัสดุจากแผ่นทองแดงไปเป็นแผ่น กราไฟท์ที่ผลิตขึ้นเอง ตามส่วนผสมสูตรที่ 4 ของงานวิจัย [14] แผ่นกราฟไฟท์ดังกล่าวมีคุณสมบัติคือค่าความนำ $\sigma = 1.56 \text{ S/cm}$ ค่าความหนา $t_{gs} = 0.15$ มิลลิเมตร โดยมีวัสดุฐานรองเป็นพอลิเอสเตอร์ (polyester) ที่มีค่าไดอิเล็กตริก $\epsilon_r = 2.8$ ค่าความหนาวัสดุฐานรอง $h = 0.135$ มิลลิเมตร จากนั้นทำการคำนวณหาความยาวคลื่น (λ_{gs}) และความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ (f_{gs}) กรณีที่โครงสร้างสายอากาศทำจากแผ่นกราฟไฟท์ พบว่าค่าความยาวคลื่นและความถี่เรโซแนนซ์ สามารถคำนวณค่าทั้งสองได้โดยนำค่าความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) กรณีโครงสร้างแผ่นทองแดงของสายอากาศที่กำหนดมารวมคำนวณดังสมการ (1) และ (2) [14] ตามลำดับ

$$\lambda_{gs} = \frac{c}{f_{gs}} \quad (1)$$

$$f_{gs} = \frac{f_r}{2.16} \quad (2)$$

นำผลทั้งสองที่ได้จากการคำนวณไปแทนค่าในสมการพื้นฐาน [19] เพื่อวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบบโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบนโครงสร้างแผ่นกราฟไฟท์ที่ออกแบบ ในขั้นตอนถัดไปนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้ไปสร้างแบบจำลองสายอากาศเพื่อจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST และดำเนินการปรับจูนโครงสร้างสายอากาศดังกล่าวจนได้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เหมาะสมตามต้องการ ขนาดพารามิเตอร์ที่ได้แสดงผลลัพท์เบื้องต้นมีรายละเอียดดังต่อไปนี้ ค่าความกว้างของวัสดุฐานรอง $W_1 = 96$ มิลลิเมตร ค่าความกว้างของตัวแม่พลังงาน $W_2 = 35$ มิลลิเมตร ค่าความกว้างของระนาบกราวด์ $W_3 = 12.7$ มิลลิเมตร ค่าความกว้างของสายนำสัญญาณ $W_4 = 7.6$ มิลลิเมตร ค่าความยาวของวัสดุฐานรอง $L_1 = 78$ มิลลิเมตร ค่าความยาวของตัวแม่พลังงาน $L_2 = 25$ มิลลิเมตร ค่าความ

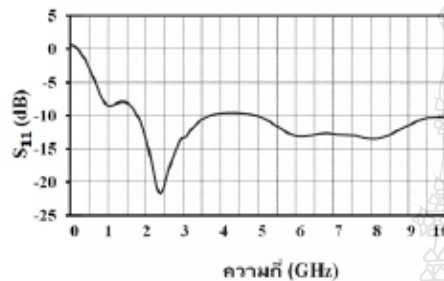
ยาวของระนาบกราวด์ $L_3 = 22.75$ มิลลิเมตร ค่าความยาวของสายนำสัญญาณ $L_4 = 45$ มิลลิเมตร และระยะห่างระหว่างระนาบกราวด์กับสายนำสัญญาณ $g = 0.6$ มิลลิเมตร ตำแหน่งพารามิเตอร์ต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1 และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) แสดงได้ดังรูปที่ 2



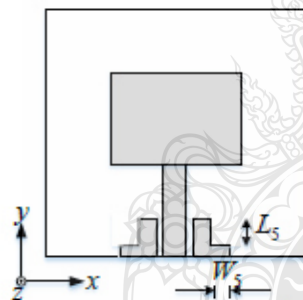
รูปที่ 1 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าพื้นฐาน [14]

เมื่อทำการพิจารณาผลการจำลองแบบในรูปที่ 2 พบว่าค่า S_{11} ย่านความถี่ที่มีค่าต่ำกว่า -10 เดซิเบล จะมีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์สองช่วงความถี่คือในช่วงความถี่ต่ำ 1.85-3.65 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าความถี่เรโซแนนซ์ 2.435 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าที่ต่ำที่สุดคือ -21.63 เดซิเบล และช่วงความถี่สูง 5.11-9.72 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าความถี่เรโซแนนซ์ 8.027 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าที่ต่ำที่สุดคือ -13.50 เดซิเบล สังเกตได้ว่าช่วงความถี่ต่ำจะครอบคลุมการใช้งานตามมาตรฐานในย่าน GSM 1900 (1800-1900 MHz) ITM 2000 (2000-2100 MHz) IEEE802.11b/g/n (2.40-2.48 กิกะเฮิรตซ์) และ LTE band 41 (2.469-2.690 กิกะเฮิรตซ์) แต่ที่ความถี่เรโซแนนซ์ในช่วงความถี่สูงนี้จะปรากฏที่ความถี่ 8.027 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นความถี่ที่ไม่ใกล้เคียงสำหรับรองรับการใช้งานตามวัตถุประสงค์ที่กำหนดคือย่าน IEEE802.11a (5.15-5.25 กิกะเฮิรตซ์) และ IEEE802.11 b/g/n (5.75-5.85 กิกะเฮิรตซ์) ที่อาจส่งผลกระทบต่อการใช้งานสายอากาศไปทดสอบหรือประยุกต์ใช้งานจริง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการ

ปรับจูนให้ความถี่เรโซแนนซ์ในช่วงความถี่สูงให้เลื่อนมา
รองรับการใช้งานช่วงความถี่ 5.80 กิกะเฮิร์ตซ์ ทางผู้วิจัยได้
ออกแบบกระบวนการปรับจูนแบ่งเป็นสามขั้นตอนนี้ต่อไป



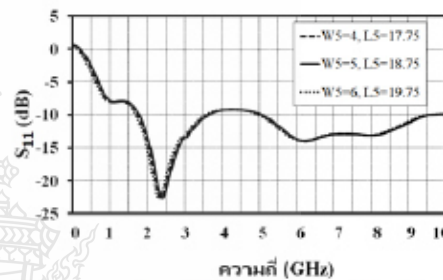
รูปที่ 2 ผลการจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ
สายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าพื้นฐาน



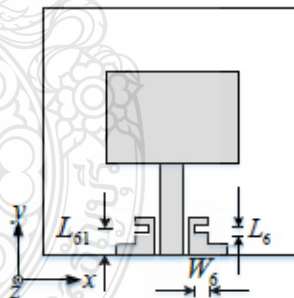
รูปที่ 3 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้า
ที่ปรับจูนในขั้นตอนนี้แรก

ขั้นตอนนี้แรก นำโครงสร้างสายอากาศจากรูปที่ 1 ทำการ
เจาะรูรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่บริเวณด้านข้างของระนาบ
กราวด์ทั้งสองด้าน [15], [16] ด้วยการปรับค่าความกว้าง
 W_5 ตั้งแต่ 4, 5 และ 6 มิลลิเมตร และปรับค่าความยาว L_5
ตั้งแต่ 17.75, 18.75 และ 19.75 มิลลิเมตร ซึ่งพบว่า ที่ความ
กว้าง W_5 เท่ากับ 5 มิลลิเมตร และความยาว L_5 เท่ากับ
18.75 มิลลิเมตร เป็นค่าที่เหมาะสมที่สุด สายอากาศที่ผ่าน
การปรับโครงสร้างตามขั้นตอนนี้ 1 แสดงได้ดังรูปที่ 3
หลังจากปรับจูนพบว่าผลตอบสนองความถี่เรโซแนนซ์มีการ
ขยับค่าของความถี่ลดลงจาก 8.027 กิกะเฮิร์ตซ์ มาปรากฏที่

6.235 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยมีค่า S_{11} ต่ำสุดเท่ากับ -14.02
เดซิเบล และมีค่าอิมพีแดนซ์แบบตัววัดเท่ากับ 5.22-9.64
กิกะเฮิร์ตซ์ แต่เมื่อพิจารณาค่าความถี่เรโซแนนซ์ในช่วง
ความถี่ต่ำมีการปรับเลื่อนมาที่ความถี่ 2.456 กิกะเฮิร์ตซ์ และ
มีค่าอิมพีแดนซ์แบบตัววัด 1.84-3.61 กิกะเฮิร์ตซ์ มีค่า S_{11}
ที่ต่ำที่สุดคือ -22.67 เดซิเบล แสดงได้ดังรูปที่ 4



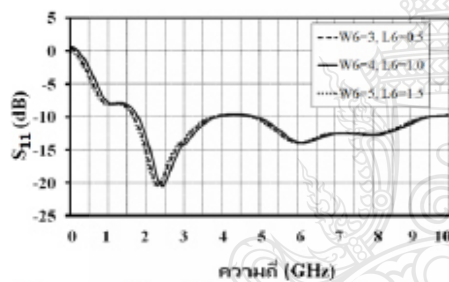
รูปที่ 4 ผลการจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ
สายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้า เมื่อ
เปลี่ยนแปลง W_5 กับ L_5



รูปที่ 5 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าที่
ปรับจูนในขั้นตอนนี้ที่สอง

ขั้นตอนนี้ที่สอง ทำการเจาะรูบริเวณตรงกลางระนาบ
กราวด์ด้านแนวตั้งรูปตัวแอลทั้งสองข้างด้วยการปรับค่าความ
กว้าง W_6 ตั้งแต่ 3.4 และ 5 มิลลิเมตร และปรับค่าความ
ยาว L_6 ตั้งแต่ 0.5 1.0 และ 1.5 มิลลิเมตร โดยมีระยะห่าง
จุดตรงกลางของขนาดจากขอบล่างของระนาบกราวด์คือ
 L_{61} เท่ากับ 12.5 มิลลิเมตร จากการปรับจูนในขั้นตอนนี้
สองพบว่าที่ความกว้าง W_6 เท่ากับ 4 มิลลิเมตร และความ

ยาว L_6 เท่ากับ 1.0 มิลลิเมตร เป็นขนาดที่เหมาะสมที่สุด โครงสร้างสายอากาศที่ได้มีการปรับจนแล้วสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5 เมื่อทำการพิจารณาผลการจำลองแบบค่า S_{11} ที่ได้จากการปรับโครงสร้างสายอากาศในขั้นตอนที่สองพบว่าตอบสนองความถี่เรโซแนนซ์มีการเลื่อนเข้ามาจากความถี่ 6.235 กิกะเฮิรตซ์ มาปรากฏที่ความถี่ 6.125 กิกะเฮิรตซ์ โดยมีค่า S_{11} ที่ต่ำที่สุดคือ -13.97 เดซิเบล และมีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิธ 5.06–9.09 กิกะเฮิรตซ์ แต่พบว่าค่า S_{11} ในช่วงความถี่ต่ำขยับเพิ่มขึ้นเล็กน้อยคือขยับมาที่ความถี่ 2.476 กิกะเฮิรตซ์ และมีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิธ 1.85–3.82 กิกะเฮิรตซ์ โดยมีค่า S_{11} ที่ต่ำที่สุดคือ -20.46 เดซิเบล แสดงดังรูปที่ 6

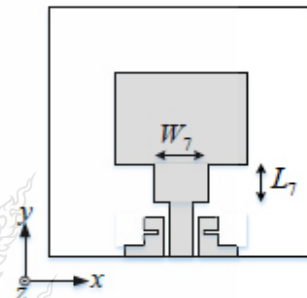


รูปที่ 6 ผลการจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เมื่อเปลี่ยนแปลง W_6 กับ L_6

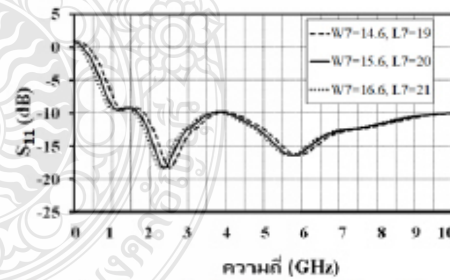
สำหรับขั้นตอนสุดท้าย การปรับโครงสร้างด้วยการเพิ่มสตรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบริเวณด้านใต้แผ่นตัวนำพลังงานทั้งสองข้าง [17], [10] กระบวนการปรับเริ่มจากการปรับขนาดค่าความกว้าง W_7 ตั้งแต่ 14.6 15.6 และ 16.6 มิลลิเมตร และปรับขนาดค่าความยาว L_7 ตั้งแต่ 19 20 และ 21 มิลลิเมตร พบว่าขนาดที่เหมาะสมคือที่ความกว้าง W_7 เท่ากับ 15.6 มิลลิเมตร และความยาว L_7 เท่ากับ 20 มิลลิเมตร รูปโครงสร้างสายอากาศที่ปรับจนแล้วแสดงได้ดังรูปที่ 7

เมื่อพิจารณาผลการจำลองแบบค่า S_{11} ของโครงสร้างสายอากาศรูปที่ 7 พบว่าสายอากาศมีการตอบสนองความถี่เรโซแนนซ์ให้เลื่อนจากความถี่ 6.125 กิกะเฮิรตซ์ มาปรากฏ

ที่ความถี่ 5.795 กิกะเฮิรตซ์ ค่า S_{11} ที่ต่ำที่สุดคือ -16.41 เดซิเบล ที่ย่านความถี่ 5.75–5.85 กิกะเฮิรตซ์ และมีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิธ 4.05–9.51 กิกะเฮิรตซ์ ที่ช่วงความถี่ต่ำมีค่าความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 2.426 กิกะเฮิรตซ์ และมีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิธ 1.76–3.58 กิกะเฮิรตซ์ โดยมีค่า S_{11} เท่ากับ -18.27 เดซิเบล ผลการจำลองแบบแสดงได้ดังรูปที่ 8 จากนั้นทำการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของค่า S_{11} ที่เกิดจากการปรับโครงสร้างสายอากาศตามขั้นตอนแรกจนถึงขั้นตอนสุดท้ายสามารถแสดงได้ตามรูปที่ 9



รูปที่ 7 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ปรับจนในขั้นตอนสุดท้าย



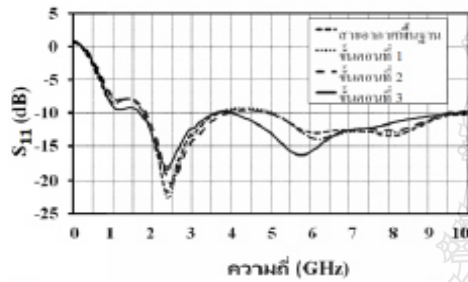
รูปที่ 8 ผลการจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เมื่อเปลี่ยนแปลง W_7 กับ L_7

สตรูปพารามิเตอร์ที่ได้จากการปรับจนในขั้นตอนสุดท้ายมีรายละเอียดดังนี้ ค่าความกว้างช่องที่เซาร่องบริเวณระนาบกราวด์ $W_5 = 5$ มิลลิเมตร ค่าความกว้างช่องกราวด์สอง $W_6 = 4$ มิลลิเมตร ค่าความกว้างสตรูป $W_7 = 15.6$ มิลลิเมตร ค่าความยาวช่องกราวด์แรก $L_3 = 18.75$

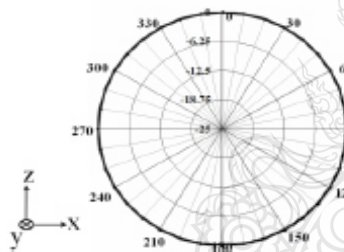


มิลลิเมตร ค่าความยาวช่องกราวด์สอง $L_6 = 1$ มิลลิเมตร ค่าความสูงช่องกราวด์สองจากขอบล่าง $L_{61} = 12.5$ มิลลิเมตร และค่าความยาวสลับ $L_7 = 20$ มิลลิเมตร

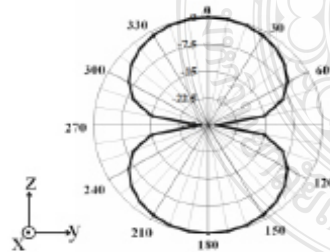
เกณฑ์การขยายเท่ากับ 2.71 เดซิเบล และ 4.5 เดซิเบล ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ตามลำดับ



รูปที่ 9 ผลการเปรียบเทียบผลการจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ปรับจูน ทั้ง 3 ขั้นตอน



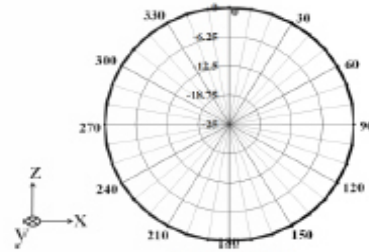
(ก) ระนาบ XZ



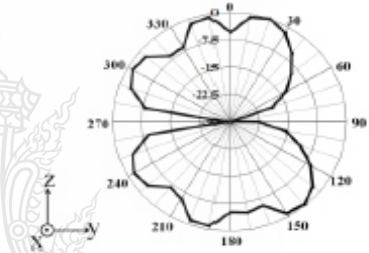
(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 10 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในย่านความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์

สำหรับผลการจำลองแบบของแบบรูปการแผ่พลังงานตามระนาบ XZ ลักษณะเป็นแบบรอบทิศทางและในส่วนระนาบ YZ จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานลักษณะสองทิศทาง ผลการจำลองแบบดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 10-11 และมีค่า



(ก) ระนาบ XZ

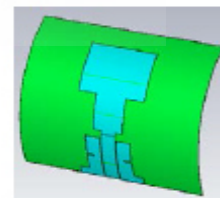


(ข) ระนาบ YZ

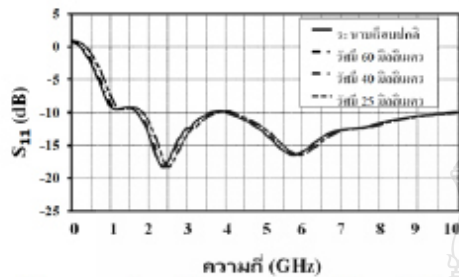
รูปที่ 11 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในย่านความถี่ 5.80 กิกะเฮิรตซ์

2.2 การจำลองแบบการโค้งงอสายอากาศ

ในส่วนนี้เป็นการจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรม CST แสดงได้ดังรูปที่ 12 โดยทำการโค้งงอด้วยรัศมีที่แตกต่างกัน 3 ขนาดคือ 60 40 และ 25 มิลลิเมตร และได้ทำการเปรียบเทียบผลของค่า S_{11} แสดงได้ดังรูปที่ 13 ซึ่งจะพบว่าค่า S_{11} ของทั้งสองความถี่นั้น จะมีแนวโน้มที่ใกล้เคียงกับสายอากาศในระนาบเรียบปกติ



รูปที่ 12 การจำลองแบบการโค้งงอโครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรม CST



รูปที่ 13 การเปรียบเทียบผลการจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับบนโครงสร้างสายอากาศที่โค้งงอที่รัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร

2.3 การผลิตแผ่นกราฟไฟต์

สำหรับเนื้อหาส่วนนี้เป็นการนำเสนอกระบวนการผลิตแผ่นกราฟไฟต์ที่ผลิตขึ้นภายในห้องปฏิบัติการด้วยส่วนผสมตามงานวิจัย [14] มีรายละเอียดประกอบด้วยผงกราฟไฟต์ (Sigma-Aldrich, Graphite powder 282863) จำนวน 13 กรัม กาวเอนกประสงค์ (Elmer's brand Glue-All) จำนวน 20 กรัม และน้ำบริสุทธิ์ จำนวน 6.5 กรัม แสดงได้ดังรูปที่ 14 (ก) และหลังจากทำการผสมส่วนประกอบต่าง ๆ เข้าด้วยกันทำให้ได้กาวกราฟไฟต์ที่ผสมเสร็จพร้อมนำไปสร้างแผ่นสายอากาศแสดงได้ดังรูปที่ 14 (ข)



(ก) ผงกราฟไฟต์ กาวและน้ำ

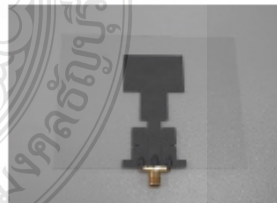


(ข) กาวกราฟไฟต์ที่ผสมเสร็จแล้ว
รูปที่ 14 ส่วนผสมของกาวกราฟไฟต์

สำหรับขั้นตอนต่อไป นำกาวกราฟไฟต์ที่ผสมเสร็จแล้วมาเคลงบนแบบพิมพ์กระดาษสติ๊กเกอร์ (Kodak Digital Paper) ที่สร้างตามขนาดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามรูปที่ 7 แสดงดังรูปที่ 15 ขั้นตอนถัดไปใช้ยางปาดสกกรีน (SQW7GV-H: 10 cm) ปาดลงบนพื้นผิวแบบพิมพ์เพื่อให้เกิดความเรียบเสมอกันของ แผ่นกราฟไฟต์ จากนั้นทิ้งชิ้นงานดังกล่าวไว้ประมาณ 6 ชั่วโมงจนแห้งสนิทและทำการแกะแบบพิมพ์สติ๊กเกอร์ออกทำให้ได้แผ่นสายอากาศกราฟไฟต์ที่มีความเหนียวนุ่มและโค้งงอตามวัสดุฐานรองตามที่ออกแบบในขั้นตอนสุดท้ายทำการนำหัว SMA มาติดตั้งในส่วนป้อนสัญญาณ กระบวนการสร้างสายอากาศไมโนโพลแบบระนาบต้นแบบด้วยโครงสร้างแผ่นกราฟไฟต์เพื่อรองรับการใช้งานสองย่านความถี่จึงเสร็จสิ้น สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 16



รูปที่ 15 แบบพิมพ์



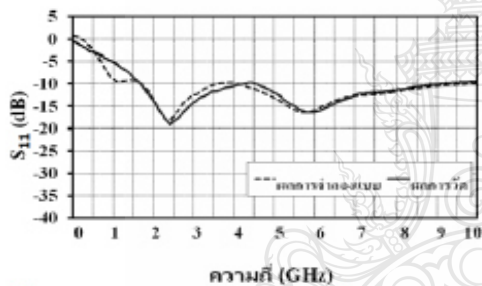
รูปที่ 16 สายอากาศไมโนโพลแบบระนาบต้นแบบ

3. ผลการทดลอง

3.1 ผลการวัด

เมื่อทำการสร้างสายอากาศต้นแบบสำเร็จ ขั้นตอนต่อไปเป็นการวัดทดสอบพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ยี่ห้อ Agilent รุ่น E8363B การทดสอบประกอบด้วยการวัดค่า

สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ อัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ จากผลการวัดพบว่าย่านความถี่ที่มีค่าความถี่เรโซแนนซ์ 2.466 กิกะเฮิรตซ์ ค่า $S_{11} = -19.15$ เดซิเบล ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์คือ 1.72–4.29 กิกะเฮิรตซ์ และช่วงความถี่สูงมีค่าความถี่เรโซแนนซ์ 5.782 กิกะเฮิรตซ์ ค่า $S_{11} = -16.32$ เดซิเบล ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ คือ 4.59–9.29 กิกะเฮิรตซ์ และเมื่อนำค่า S_{11} ที่ได้จากการวัดมาเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองแบบ พบว่า ค่าทั้งสองมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันแสดงได้ดังรูปที่ 17 และตารางที่ 1



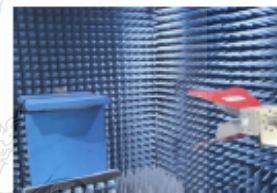
รูปที่ 17 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ระหว่างผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของสายอากาศ ระหว่างผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง

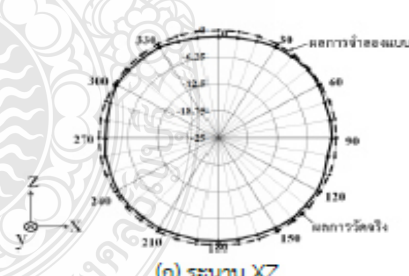
ความถี่ (GHz)	ผลที่ได้	แบนด์วิดท์ (GHz)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	S_{11} (dB)
2.45	ผลการจำลองแบบ	1.76-3.58	2.426	-18.27
	ผลการวัดจริง	1.72-4.29	2.466	-19.15
5.80	ผลการจำลองแบบ	4.05-9.51	5.795	-16.41
	ผลการวัดจริง	4.59-9.29	5.782	-16.32

สำหรับผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ ได้ทำการทดสอบที่สองความถี่ใช้งานคือ 2.45 กิกะเฮิรตซ์

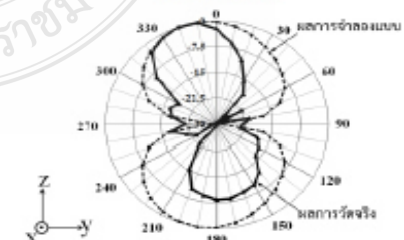
และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ ทั้งในระนาบ XZ และ YZ ในห้องทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานแสดงได้ดังรูปที่ 18 โดยมีรายละเอียดผลการทดสอบกล่าวคือที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ ในระนาบแกน XZ สายอากาศต้นแบบจะมีลักษณะการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทาง ส่วนในระนาบ YZ มีลักษณะการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง เมื่อนำผลที่ได้จากการจำลองแบบมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัดจริงดังกล่าว พบว่าค่าทั้งสองมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน ผลการเปรียบเทียบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 19-20 โดยมีเกณฑ์การขยาย 1.92 เดซิเบล และ 1.97 เดซิเบล ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ



รูปที่ 18 ห้องทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

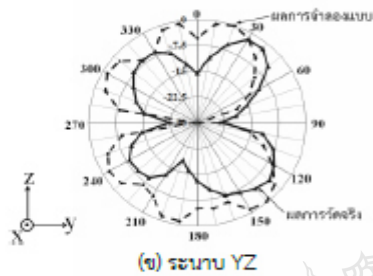
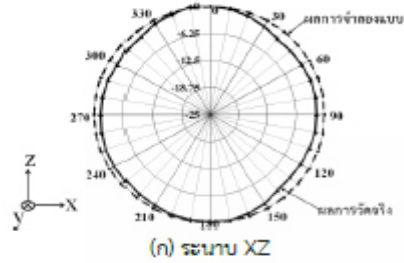


(ก) ระนาบ XZ



(ข) ระนาบ YZ

รูปที่ 19 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในย่านความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์



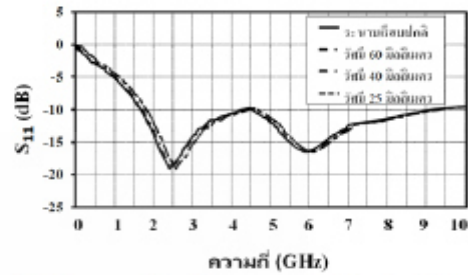
รูปที่ 20 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในย่านความถี่ 5.80 กิกะเฮิรตซ์

3.2 การทดสอบคุณสมบัติการโค้งงอของสายอากาศ

ในส่วนของการนำโครงสร้างสายอากาศต้นแบบที่สร้างจากแผ่นกราฟิตไปทำการศึกษาทดสอบคุณสมบัติการโค้งงอนั้น จะทำการนำมาประยุกต์ด้วยการโค้งงอบนวัสดุฐานรองที่เป็นโฟมทรงกระบอกที่มีรัศมีโค้งสามระดับ คือ 60, 40 และ 25 มิลลิเมตร แสดงได้ดังรูปที่ 21 โดยทำการวัดค่าคุณสมบัติตามการโค้งงอและนำมาเปรียบเทียบกับสายอากาศที่มีระนาบเรียบปกติ ซึ่งจะเห็นได้ว่า มีค่าการเปลี่ยนแปลงที่แตกต่างกันเพียงเล็กน้อย และยังครอบคลุมช่วงความถี่ตามย่านความถี่ที่ใช้งานได้อยู่ แสดงได้ดังรูปที่ 22

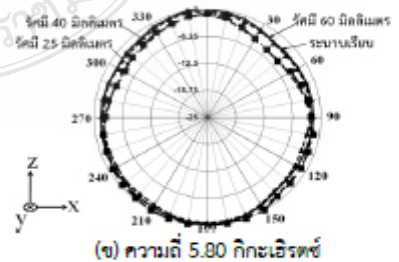
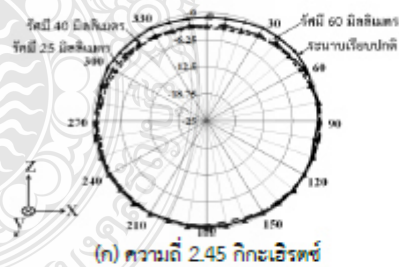


รูปที่ 21 การทดสอบคุณสมบัติ



รูปที่ 22 การเปรียบเทียบผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ กับ 5.80 กิกะเฮิรตซ์ บนโฟมขนาดรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร

แบบรูปการแผ่พลังงานที่มีการโค้งงอสายอากาศที่สร้างจากแผ่นกราฟิตไปตามความโค้งงอของโฟมทรงกระบอกทั้งสามระดับนั้นจะถูกนำไปวัดผลด้วยระบบการวัดแบบอัตโนมัติในห้องทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่ามีการเปลี่ยนแปลงของแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งสองย่านความถี่เพียงเล็กน้อยและยังคงมีแบบรูปที่เป็นแบบรอบทิศทางในระนาบ XZ แสดงได้ดังรูปที่ 23



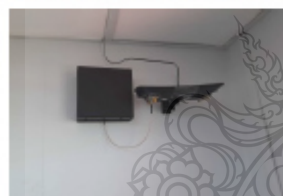
รูปที่ 23 การเปรียบเทียบผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานบนโฟมขนาดรัศมี 60 40 และ 25 มิลลิเมตร

3.3 การประยุกต์ใช้งานจริง

จากที่ได้ดำเนินการสร้าง ทดสอบและวัดผลพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศกราฟท์ทั้งสองย่านความถี่แล้ว เนื้อหาในส่วนนี้เป็นกรนำสายอากาศต้นแบบมาทำการประยุกต์ใช้งานร่วมกับระบบ WiFi โดยต่อร่วมกับอุปกรณ์ Access point ยี่ห้อ TP-LINK รุ่น TPWDR7400 ที่มีการรับส่งสัญญาณแบบสองย่านความถี่คือย่าน 2.45 กิกะเฮิรตซ์ กับ 5.8 กิกะเฮิรตซ์



(ก) การทดสอบระบบร่วมกับสายอากาศดั้งเดิม

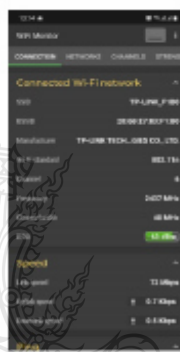


(ข) การทดสอบระบบร่วมกับสายอากาศต้นแบบ รูปที่ 24 การติดตั้งสายอากาศงานวิจัยนี้เพื่อทดสอบ

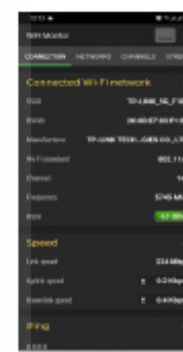
เบื้องต้นจะทำการใช้สายอากาศดั้งเดิมซึ่งมีลักษณะเป็นแผ่นวงจรมหัพพและทำการวัดค่าระดับสัญญาณและความถี่ในการรับ-ส่งสัญญาณ จากนั้นนำสายอากาศต้นแบบที่ออกแบบและสร้างของงานวิจัยนี้ไปติดตั้งแทนสายอากาศดั้งเดิมและทำการวัดและทดสอบ บันทึกรผล โดยสายอากาศต้นแบบจะถูกติดตั้งไว้ในกล่อง โดยการทดสอบทั้งสองกรณีแสดงได้ดังรูปที่ 24

สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณร่วมกับ Access point ได้เลือกใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ยี่ห้อ Samsung รุ่น A50s โดยติดตั้งโปรแกรม WiFi monitor เพื่อทดสอบคุณภาพสัญญาณ ระยะทดสอบสัญญาณระหว่างอุปกรณ์ Access point กับโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่กำหนดระยะเป็น 10

20 และ 30 เมตร ผลการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 25 และเมื่อทำการบันทึกผลการทดสอบทั้งสองระยะแล้ว นำผลที่ได้มาทำการเปรียบเทียบระดับสัญญาณที่วัดได้จากการใช้งานของสายอากาศทั้งสองกรณี แสดงได้ดังตารางที่ 2 จากผลการเปรียบเทียบพบว่าสายอากาศต้นแบบที่ได้จากงานวิจัยนี้สามารถรับระดับสัญญาณได้ใกล้เคียงกับสายอากาศดั้งเดิมของ Access point ซึ่งสามารถนำมาใช้งานแทนที่กันได้เป็นอย่างดี



(ก) จอแสดงผลย่าน 2.45 กิกะเฮิรตซ์



(ข) จอแสดงผลย่าน 5.8 กิกะเฮิรตซ์

รูปที่ 25 การทดสอบการใช้งาน

ตารางที่ 2 ค่าระดับสัญญาณที่วัดได้จากสายอากาศดั้งเดิมกับสายอากาศต้นแบบที่นำเสนอ

สายอากาศ	ความถี่ (GHz)	ระดับสัญญาณ (dBm)		
		10 เมตร	20 เมตร	30 เมตร
สายอากาศดั้งเดิม	2.437	-51	-63	-73
	5.745	-51	-63	-74
สายอากาศต้นแบบ	2.437	-52	-65	-75
	5.745	-52	-65	-76

4. อภิปรายผลและสรุป

จากการออกแบบและสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสองย่านความถี่ด้วยแผ่นกราฟท์ที่



ผลิตจากส่วนผสมของผงกราฟิตและกาวเอนกประสงค์บนวัสดุฐานรองพอลิเอสเตอร์ที่สามารถโค้งงอได้และยังมีต้นทุนต่ำกว่าผงตัวนำประเภทเงินและทองแดง ในการสร้างสายอากาศต้นแบบใช้เทคนิคการเซาะร่องที่ระนาบกราวด์ทั้งสองข้างร่วมกับการเพิ่มสัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ขอบด้านล่างของตัวแม่พลังงาน ส่งผลให้สายอากาศที่ปรับจูนแล้วมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์เพิ่มจากหนึ่งย่านความถี่เป็นสองย่านความถี่ใช้งาน โดยที่ช่วงความถี่ต่ำมีค่าความถี่เรโซแนนซ์ 2.466 กิกะเฮิร์ตซ์ ค่า $S_{11} = -19.15$ เดซิเบล อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ 1.72–4.29 กิกะเฮิร์ตซ์ และช่วงความถี่สูงมีค่าความถี่เรโซแนนซ์ ที่ 5.782 กิกะเฮิร์ตซ์ ค่า $S_{11} = -16.32$ เดซิเบล อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ 4.59–9.29 กิกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งในช่วงความถี่ต่ำครอบคลุมการใช้งานตามมาตรฐานในย่าน GSM (1800–1990 MHz) ITM 2100 (1960–2180 MHz) IEEE802.11b/g/n (2.40–2.48 กิกะเฮิร์ตซ์) และ LTE band 41 (2.469–2.690 กิกะเฮิร์ตซ์) ส่วนในช่วงความถี่สูงจะครอบคลุมการใช้งานในย่าน IEEE802.11a (5.15–5.25 กิกะเฮิร์ตซ์) IEEE802.11 b/g/n (5.75–5.85 กิกะเฮิร์ตซ์) และย่าน X-band (7.25–7.75 กิกะเฮิร์ตซ์) ตามที่ต้องการ ในส่วนแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีลักษณะเป็นแบบรอนทิศทางในระนาบเดียว มีอัตราขยาย 1.92 เดซิเบล และ 1.97 เดซิเบล ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ และ 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ เมื่อนำไปทดสอบใช้งานจริงร่วมกับอุปกรณ์ Access point พบว่าสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบสองย่านความถี่บนโครงสร้างแผ่นกราฟิตต้นแบบนี้มีค่าการรับ-ส่งสัญญาณได้ใกล้เคียงกันกับสายอากาศดั้งเดิมที่ติดตั้งร่วมกับ Access point โดยสายอากาศที่นำเสนอสสามารถพัฒนาเพื่อนำไปพิมพ์บนวัสดุฐานรองประเภทกระดาษ พลาสติกหรือผ้าดิบ เพื่อประยุกต์ใช้กับงานวิจัยด้านเทคโนโลยีวัสดุอัจฉริยะต่อไปได้ในอนาคต หรือประยุกต์ติดตั้งใช้งานบนพื้นผิวที่มีลักษณะโค้งงอ เช่น บนกระจกกรวด โครงสร้างอาคารที่มีลักษณะพื้นผิวที่โค้ง ท่อซิเมนต์หรือพลาสติกสังกะสีหรือของเหลว พื้นผิวไซโลสำหรับเก็บวัสดุที่

เป็นทรงกระบอก สายรัดข้อมือมนุษย์และสัตว์เลี้ยงในฟาร์มปศุสัตว์ เป็นต้น

5. กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่สนับสนุนทุนวิจัยเพื่อใช้ในการทำงานวิจัยในครั้งนี้และขอขอบคุณ ดร.ทวีวัฒน์ กระจ่างสังข์ จากศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ ในการให้ความอนุเคราะห์เครื่องวัดค่าความนำไฟฟ้า (Hall Effect Measurement System)

เอกสารอ้างอิง

- [1] J. Thakur and M. Tamrakar, "Dual band ultra slim WLAN antenna design for mobile devices," in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference*, Singapore, 2019, pp. 1203–1205.
- [2] A. Toktas and D. Ustun, "Dual-element MIMO inverted-F antenna for mobile devices," in *IEEE XXVth International Seminar/Workshop Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory*, Tbilisi, Georgia, 2020, pp. 126–129.
- [3] M. M. Mansor, S. K. A. Rahim, and U. Hashim, "A CPW-fed 2.45 GHz wearable antenna using conductive nanomaterials for on-body applications," in *IEEE Region 10 Symposium*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2014, pp. 240–243.
- [4] H. Sajjad, W. T. Sethi, S. Khan and L. Jan, "Compact dual-band implantable antenna for E-health monitoring," in *International*



- Symposium on Wireless Systems and Networks*, Lahore, Pakistan, 2017.
- [5] T. Cultice, D. Ionel, and H. Thapliyal, "Smart home sensor anomaly detection using convolutional autoencoder neural network," in *IEEE International Symposium on Smart Electronic Systems*, Chennai, India, 2020, pp. 67–70.
- [6] V. Govindraj, M. Sathiyarayanan, and B. Abubakar, "Customary homes to smart homes using internet of things (IoT) and mobile application," in *International Conference On Smart Technologies For Smart Nation*, Bengaluru, India, 2017, pp. 1059–1063.
- [7] E. Yanmaz, S. Yahyanejad, B. Rinner, H. Hellwagner and C. Bettstetter, "Drone networks: Communications, coordination, and sensing," *Elsevier: Ad Hoc Networks*, vol. 68, pp. 1–15, 2018.
- [8] F. Veroustraete, "The rise of the drones in agriculture," *EC Agriculture*, vol. 2, no. 2, pp. 235–237, 2015.
- [9] M. A. Malek, S. Hakimi, S. K. Abdul Rahim, and A. K. Evizal, "Dual-band CPW-fed transparent antenna for active RFID tags," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 919–922, 2015.
- [10] X. Bai, T. Ali and L. Xu, "A dual-frequency slotted CPW antenna for 2.45/5.8 GHz RF energy harvesting based on PVDF," in *International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China*, Nanjing, China, 2019.
- [11] S. Lamultree, C. Jansri and C. Phongcharoenpanich, "A compact dual-band circular monopole antenna with partial ground plane for 2.45/5.5 GHz WLAN applications," in *2019 7th International Electrical Engineering Congress (iEECON)*, Hua Hin, Thailand, 2019.
- [12] S. Jeenawong, P. Sangpet, P. Moeikham and P. Akkaraekthalin, "A compact modified E-shaped monopole antenna for USB dongle applications," in *2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Busan, Korea (South), 2018.
- [13] W. S. Chen, M. H. Liang, T.Y. Zhuo, J. H. Lin and J. H. Hsu, "Dual-strip monopole antenna for USB dongle applications," in *2018 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM)*, Nagoya, Japan, 2018.
- [14] S. Sakulchat, A. Ruengwaree, V. Thongpool, and W. Naktong, "Low-cost, flexible graphite monopole patch antenna for wireless communication applications," *CMC-Computers, Materials & Continua*, vol. 71, no. 3, pp. 6069–6088, 2022.
- [15] A. Ruengwaree, W. Naktong and A. Namsang, "A TE-shaped monopole antenna with semicircle etching technique on the ground plane for UWB applications," in *Proceedings of the International Symposium on Antennas & Propagation*, Nanjing, China, 2013.
- [16] W. Naktong, A. Ruengwaree, and T. Pumpoung, "A study of tuning the CPW fed



- basic geometric monopole antenna for UWB applications," *Naresuan University Engineering Journal*, vol. 15, no. 1, pp. 17-32, 2020 (in Thai).
- [17] A. Ruengwaree, A. Innok, W. Naktong, and P. Boonmaitree, "The bandwidth enhancement of rectangular slot antenna with L-shaped and double I-shaped stub tuning for WLAN/WiMAX applications," in *12th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, Hua Hin, Thailand, 2015.
- [18] S. Chanramrd, W. Naktong, P. Thongbor, S. Sakulchat, A. Ruengwaree, and A. Namsang, "The structure tuning of plugs-shaped monopole antenna for wireless communication applications," in *International Symposium on Antennas and Propagation*, Phuket, Thailand, 2017.
- [19] P. Thongbor, "Development of dual rectangular monopole antenna with arrow-shaped slot etching and mutual coupling reduction for MIMO system applications," M.S. thesis, Department of Electronics and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi, 2016 (in Thai).

2017 International Symposium on Antennas and Propagation
30 Oct. - 2 Nov. 2017, Phuket, Thailand

Welcome Papers by Session Organizing Committee
TPC Members Reviewers Program at a Glance

©2017 IEEE. Personal use of this material is permitted. However, permission to reprint/republish this material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution to servers or lists, or to reuse any copyrighted component of this work in other works must be obtained from the IEEE.
IEEE Catalog No.: CFP17345-USB ISBN: 978-1-5386-0464-9

The image shows a website banner for the 2017 International Symposium on Antennas and Propagation. The background is a scenic view of a tropical coastline with turquoise water and limestone karsts. The banner features a central navigation menu with buttons for 'Welcome', 'Papers by Session', 'Organizing Committee', 'TPC Members', 'Reviewers', and 'Program at a Glance'. Below the navigation is a copyright notice and a grid of logos for various partner organizations, including ECTI, IEEE Thailand Section, IEEE Education Chapter, IET, IEICE, IEMMT, REV, EURAAP, ACZEPT, NSI, and KIEES.





PHUKET, Thailand's largest and most popular island at all time, located in the Andaman Sea at the southern of Thailand has the most white sandy beaches, azure blue water, romantic sunset viewpoint, exotic Southern cuisine and the charming Sino-Portuguese buildings in the old town. The island is a dream-like destination for adventure travelers, nature-lovers and conference attendees around the world.

The ISAP2017 will be held at the Phuket Graceland Resort & Spa which is the best resort in Patong beach with its prime location overlooking the Andaman Sea, tropical beauty and geographic grandeur.



SPECIAL SESSIONS

Requests to organize special sessions should be submitted to Prof. Danai Torrnueng (dtg@ieee.org) no later than February 24, 2017. Each proposal should include the organizer contact information, the title of the special session, a brief description of the topic, and justification for its designation as a special session. All proposals should be submitted in PDF format. Special sessions will be selected and finalized by February 27, 2017. The associated papers will be due May 1, 2017.

CONFERENCE TOPICS

- A ANTENNAS**
 - A1. Small Antennas and RF Sensors
 - A2. Antennas for Mobile and Wireless Applications
 - A3. Broadband and Multiband Antennas
 - A4. Active and On-Chip Antennas
 - A5. Tunable and Reconfigurable Antennas
 - A6. 2D and 3D Printed Antennas and Arrays
 - A7. Adaptive and Smart Antennas
 - A8. Antenna Theory and Design
 - A9. Antenna Measurements
 - A10. Millimeter-wave, THz and Optical Antennas
- B PROPAGATION**
 - B1. Indoor and Mobile Propagation
 - B2. Millimeter-wave, THz and Optical Propagation
 - B3. Machine-to-Machine/Infrastructure Propagation
 - B4. Channel Sounding and Channel Estimation
 - B5. DOA Estimation
 - B6. Remote Sensing and Radar
 - B7. Terrestrial, Earth-Space, and Ionospheric Propagation
 - B8. Propagation Fundamentals
 - B9. Propagation Measurement Techniques
- C ELECTROMAGNETIC-WAVE THEORY**
 - C1. Computational Electromagnetics
 - C2. Time-Domain Techniques
 - C3. Scattering, Diffraction and RCS
 - C4. Inverse and Imaging Techniques
 - C5. Optimization Methods in EM Problems
 - C6. Passive and Active Components
 - C7. Frequency Selective Surfaces and Filters
 - C8. EBG, Metamaterials and Applications
 - C9. Nano-Electromagnetics
- D AP-RELATED TOPICS**
 - D1. Antenna Systems for Mobile Communications
 - D2. MIMO and its Applications
 - D3. Broadcasting and Receiving Technologies
 - D4. Wireless Power Transfer Technologies
 - D5. Wearable Device Networks and Medical Applications
 - D6. Sensor Networks and Adhoc Systems
 - D7. RFID and Applications
 - D8. EMC/EMI Technologies
 - D9. Education in Electromagnetics

IMPORTANT DATES

- Paper Submission Deadline: May 1, 2017
- Notification of Acceptance: August 1, 2017
- Early Bid Registration Deadline: August 31, 2017



PAPER PREPARATION

Only original papers are solicited that have not been published previously. Prospective authors are invited to submit a 2-page paper, including all text, tables, references and figures, formatted in 2 column and written in English. Please refer to the paper preparation instruction via the ISAP2017 Web page (<http://www.isap2017.org>).

PAPER SUBMISSION

Authors must submit their papers in IEEE Xplore-compliant PDF format electronically. All papers presented at ISAP2017 will be submitted into IEEE Xplore.

AWARDS

Several outstanding papers presented at ISAP2017 will be awarded for the ISAP2017 Paper Awards. In addition, notable student papers presented at ISAP2017 will be awarded for the ISAP2017 Student Paper Awards.

EXHIBITION

Various distributors and manufacturers of software, components, measurement equipment, and systems in microwave, electromagnetics and optics are invited to present their products and innovations.

ORGANIZING COMMITTEE

Advisory Chairs	P. Akkasekthalin (King Mongkut's Univ. Tech. of North Bangkok)
General Chair	M. Krirkish (King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang)
Vice Co-Chairs	T. Angkasetw (Chulalongkorn Univ.) C. Phongcharoenpanich (King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang) R. Wongsan (Suranaree Univ. of Tech.) D. Torrungruang (Asian Univ.)
Technical Program Chairs	M. Chongcheewchanma (Prince of Songkla Univ.) D. Worasawate (Kasetsart Univ.) Y. Zhao (Chulalongkorn Univ.)
Publication Chairs	E. Nugoolcharoenlap (Rajamangala Univ. of Tech. Rattanakosin) P. Uthansakul (Suranaree Univ. of Tech.)
Publicity Chairs	A. Boonpoongs (King Mongkut's Univ. of Tech. North Bangkok) M. Meeloon (Department of Special Investigation)
Local Arrangement Chairs	R. Silapunt (King Mongkut's Univ. of Tech. Thonburi) P. Pongpatool (National Electronics and Computer Tech. Center) T. Limpit (Walailak Univ.)
Sponsor & Exhibition Chairs	S. Chalermwisutkul (King Mongkut's Univ. of Tech. North Bangkok) P. Chontong (King Mongkut's Univ. of Tech. North Bangkok) K. Phisobun (King Mongkut's Univ. of Tech. North Bangkok)
Registration Chairs	P. Jangudee (Chulalongkorn Univ.) P. Keowsawat (Phetchaburi Rajabhat Univ.) A. Namsang (Civil Aviation Training Center)
General Secretaries	T. Lertwiriyanprapa (King Mongkut's Univ. of Tech. North Bangkok) S. Chamool (Innovative Electromagnetics Academy of Thailand)

Contact e-mail : secretary@isap2017.org
 Website : <http://www.isap2017.org>
 Facebook Page : ISAP2017

Final Program

Oct 30

Workshop		Oct 30, 14:00 - 17:00
1	Characteristic Mode and Characteristic Basis Analyses of Real World Antenna Design Problems	Prof Raj Mittra University of Central Florida, USA, and KAU, Saudi Arabia
2	Mnlti-Gbps Massive MIMO for 5G Mobile Devices and MIMO System Performance Verification	Prof Kin-Ln Wong National Sun Yat-sen University, Taiwan
3	Use of EM Beams for the Efficient Simulation of Antenna and Scattering Problems	Prof Prabhakar Pathak The Ohio State University, and University of South Florida, USA
4	Satellite Communication Antennas: Challenges for Next Generation Payloads	Dr Sudhakar Rao Northrop Grumman, USA
IEICE Publication Activity Session		Oct 30, 17:00 - 18:00, Room: Dalah 1
1	Lecture on Writing, Submission, and Revision of Technical Papers	Prof Miroshi Fujimoto University of Fukui, Japan
Oct 31		
IA1	Opening Ceremony	Oct 31, 08:30 -09:40, Room: Orchid
IA2	Plenary Session	Oct 31, 09:40 -12:00, Room: Orchid Chair: Assoc. Prof. Mitchai Chongcheawchamnan
1	Ultra-Wideband Arrays with Low Cost Beamforming Back-Ends	Prof John L Volakis The Ohio State University, USA
2	Real Challenge of Mobile Networks toward 5G: An Expectation for Antennas & Propagation	Dr Fumio Watanabe KDDI Research Inc., Japan
3	Guidance and Radiation of Metasurface-Waves	Prof Stefania Maci University of Siena, Italy
POS1 Poster Session I (Award)		Oct 31, 13:00 - 14:00 Session Chairs: Asst. Prof. Suthasinee Lamultree Dr. Chatrpol Pakasiri
Best Paper Award Finalists		
1.	1033 An Experimental Study on OAM Mode Multiplexing with Dielectric Lens fed by Uniform Circular Array	Tung Nguyen, Masashi Hirabe, Ryuji Zenkyu, Masaya Uchida, Eisaku Sasaki NEC Corporation, Japan
2.	1060 Compact Antenna for Digital Beamforming with Software Defined Radios	Adam Narbndowicz ¹ , Marek Plotka ² , Lukasz Kulas ² , Krzysztof Nyka ² , Mateusz Rzymowski ² , Max J Ammann ¹ ¹ Dublin Institute of Technology, Ireland ² Gdansk University of Technology, Poland
3.	1063 Electrically Small, Low Profile, Broadside Radiating LP and CP Huygens Dipole Antennas	Wei Lin ¹ , Richard W. Ziolkowski ¹ , Ming-Chun Tang ² ¹ University of Technology Sydney, Australia ² Chongqing University, China
4.	1115 Ultra-High Resolution (0.05 m) SAR Image Formation Processing	Xinhua Mao, Xueli He, Lan Ding, Danqi Li, and He Yan Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, China
5.	1180 A Study on Antenna Arrangement Optimization of Massive MIMO	Kiyooki Itoi, Masanao Sasaki, Hiroaki Nakabayashi Chiba Institute of Technology, Japan
6.	1217 Multiple-Access Coding Technique for Focal Plane Array LIDAR	Fan Xu, Dairyn Zhu, He Yan Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, China
7.	1281 A Compound Reconfigurable Microstrip Antenna with Agile Polarizations and Steerable Beams	Pei-Yuan Qin, Shu-Lin Chen, Y. Jay Guo University of Technology Sydney, Australia
8.	1345 Microstrip Antenna with CSRR Ground Structure	Muztala Anim-Baba, Mohammad Kamal A Rahim, Faiz Zubir, Mohd Fairus Mohd Yusoff, and Abdulkadir Bello Shallah Universiti Teknologi Malaysia, Malaysia
9.	1365 Investigation of a Ka-Band Luneburg Lens Made of a Glide-Symmetric Holey Structure	Astrid Algaba Brazalez ¹ , Jingwei Miao ² , Lars Manholm ¹ , Martin Johansson ¹ , Oscar Qnvedo-Teruel ² ¹ Eucisson AB, Sweden

25.	1344	Second Iteration of Slotted Fractal Log Periodic Dipole Antenna (LPDA)	Mohamad Kamal A Rahim, Nur Syahirah Yaziz, Farid Zubir Universiti Teknologi Malaysia (UTM), Malaysia
26.	1348	Compact Circularly Polarized S-Band Antenna for Pico-Satellites	Abdul Halim Lokman ¹ , Ping Jack Soh ¹ , Saidatul Nodiyana Azemi ¹ , Mohd Faizal Janios ¹ , Azemi Abdullah Al-Hadi ¹ , Sucamata Chalermwisutku ² , Prayoot Akkarakethalin ² ¹ Universiti Malaysia Perlis (UniMAP), Malaysia ² King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Thailand
27.	1372	A Novel Ultra-Wideband Quasi-Yagi Antenna for Millimeterwave Applications	Muhammad Awais, Waleed Ahmad, Hafiz Saad Khaliq, Wasif Tanveer Khan Lahore University of Management Sciences, Pakistan
28.	1403	MIMO Monopole Microstrip Antenna for LTE	Fitri Yuli Zulkifli, Nurul Muhradin, Basani, Eko Tjpto Rahardjo Universitas Indonesia, Indonesia
29.	1414	Sleeve Antenna Composed of Two Coaxial Composite Right-Left-Handed Transmission Lines	Takatsugu Fukushima ¹ , Naobumi Michishita ¹ , Hisashi Morishita ¹ , Naoya Fujimoto ² ¹ National Defense Academy, Japan ² Hitachi Kokusai Electric Inc., Japan
..	1416	Design of Balanced CPW-Fed L-Shaped CP Antenna	Wen-Jie Chen, Wen-Xuan Chen, Ching-Her Lee National Changhua University of Education, Taiwan
H O M E	1417	Array Antenna Composed of Microstrip Line Fed Inverted L Antenna Printed on Dielectric Substrate	Mitsuo Taguchi, Tsubasa Kono Nagasaki University, Japan
	1510	Dual Band MIMO Antenna Composed of Inverted L Elements Printed on Dielectric Substrate	Mitsuo Taguchi, Shoji Mori Nagasaki University, Japan
	1418	Focusing Characteristics of Near-Field Radiations from Multi-Panels of Phased Array of Antennas in Circularly Cylindrical Arrangement	Jen-Wei Lin ¹ , Hsi-Tseng Chou ¹ , Chang-Yi Lin ² , Paolo Nepa ³ ¹ National Taiwan University, Taiwan ² Yuan Ze University, Taiwan ³ University of Pisa, Italy
	1420	Slot Antenna Array Unit Cell Directly Fed by Inverted Microstrip Gap Waveguide	Jinlin Liu, Abbas Vosough, Ashraf Uz Zaman, and Jian Yang Chalmers University of Technology, Sweden
34.	1420	Slot Antenna Array Unit Cell Directly Fed by Inverted Microstrip Gap Waveguide	Sazin Chanramard ¹ , Watcharaphon Naktong ¹ , Panwitt Thongbor ¹ , Suwat Sakulchat ¹ , Amnoy Ruengwaree ¹ , Apirada Namsang ² ¹ Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand ² Aeronics Division, Civil Aviation Training Center, Thailand
35.	1424	The Structure Tuning of Plug-Shaped Monopole Antenna for Wireless Communication Applications	Tae-Dong Yeo, Soo Chang Chae, ByungKwon Ahn, Jong-Won Yu Korea Advanced Institute of Science and Technology, Korea
36.	1433	Rotational Circularly Polarized Array Antenna for Mutual Coupling Reduction	Shu Lin, Shang Yu, Jianlin Jiao, Caitian Yang Harbin Institute of Technology, China
37.	1449	Simulation and Analysis of an Ultra-Wideband TEM Horn Antenna with Ridge	Ekajit Khoonwong, Chuwong Phongcharoenpanich King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
38.	1452	Design of Ultra-Broadband Bidirectional Ring Antenna with Superellipse Slot Using MoM-RWG	Nobuyasu Takekuma, Syunta Ichikawa Nippon Institute of Technology, Japan
39.	1459	Experimental Study of Bell-Shaped Monopole Antenna with Short Stub for UWB Applications	Chatrpol Pakasiri, Kittipon Kankhsutthod King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
40.	1461	Improvement of HF RFID Reader Performance under Metallic Environment Using Ferrite Sheet	Yingsong Li ^{1,2} , Kai Yu ¹ ¹ Harbin Engineering University, China ² Chinese Academy of Sciences, China
41.	1466	High Isolation Two-Element MIMO Antenna Array Based on Embedded Meta-Material Cells	Jaehoon Choi, Guho Jeong, Yongtaek Hong Hanyang University, Korea
42.	1468	A Beam-Steering Antenna Array with Improved Gain Using Butler Matrix and UC-EBG Structure	Nuchanart Phafhem ¹ , Watcharaphon Naktong ¹ , Apinya Innok ¹ , Amnoy Ruengwaree ² ¹ Rajamangala University of Technology Isan, Thailand ² Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand
43.	1470	High-Gain and Broadband Antenna Using Microstrip Combined with the Waveguide Antenna	Suwat Sakulchat ¹ , Sazin Chanramard ¹ , Watcharaphon Naktong ¹ , Amnoy Ruengwaree ¹ , Apirada Namsang ² ¹ Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand ² Aeronics Division, Civil Aviation Training Center, Thailand
44.	1474	O-Shape Monopole Antenna Structure with Etching and Impedance Matching for Digital TV System Application	

O-Shape Monopole Antenna Structure with Etching and Impedance Matching for Digital TV System Application

S. Sakulchat, S. Chanramard, W. Naktong and A. Ruengwaree

Department of Electronics and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering
Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT)
39, Rangsit-Nakhonnayok Road, Pathumthani, Thailand
E-mail: suwat_s@mail.rmUTT.ac.th, amnoiy.r@en.rmUTT.ac.th

A. Namsang

Avionics Division, Civil Aviation Training Center, Bangkok, Thailand
E-mail: apirada@catc.or.th

Abstract—This paper presents the design of O-shape monopole antenna with rectangular tuning stub to support the digital TV system which is simulated by using CST program. This antenna is designed coverage the digital TV system. The dimension of prototype antenna was 60 mm. x 100 mm. with etching technique and tuning impedance matching on antenna patch structure for bandwidth expansion. The measurement results of the antenna are the bandwidth of 76.24% (422-942 MHz) and the average gain of 3.35 dBi. The radiation pattern of the proposed antenna is omni-directional pattern.

Keywords—monopole antenna; o-shape; digital TV; impedance matching; etching

I. INTRODUCTION

Nowadays, Digital TV system is a new technology that becoming popular and expanding. There are many varieties of programs to present with approximately 42-48 channels in Thailand. The Digital TV systems include set-top-box and the antenna [1-4]. They need high transmitting power to cover the receiving areas. Digital TV classifications were developed by many researchers, but their costs are still high including their antennas are large and difficult to install in the package.

Monopole antennas are well-known for digital TV system. In order to their properties are given wide bandwidth, high gain and omni-directional pattern, so that they are being the favorite structure for developing in many proposes [3-4].

In this paper, the novel monopole antenna by using the etching technique at the center of antenna and tuning impedance matching on both side of the antenna to expand its bandwidth is proposed. The presented antenna is intently designed, analyzed to get the desired parameters.

II. DESIGN AND SIMULATION

The antenna structure was designed and tuned in 3 steps as shown in Fig. 1. First, the antenna type-A was designed from basic CPW monopole antenna with the rectangular patch. The second step used the etching technique at the center of antenna structure, type-B, to increase the bandwidth [5]. After that, the

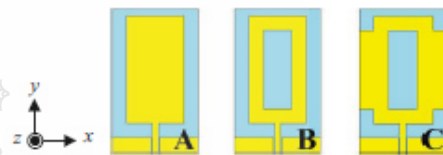


Fig. 1. Step of design the antenna structure.

TABLE I. THE RESULTS OF OPERATE FREQUENCY WHEN TUNING THE ANTENNA.

Step of design	$F_{L(OM)}$	$F_{H(OM)}$	BW (MHz)	BW (%)
A	502	685	502 - 685	30.83
	1047	1168	1047 - 1168	10.92
B	535	1220	535 - 1220	78.06
C	482	1100	482 - 1100	78.12

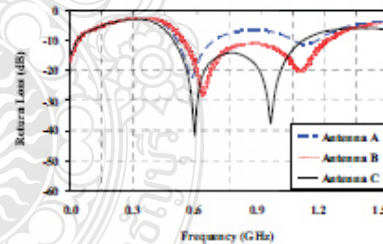


Fig. 2. The comparison of return loss of the designed antennas.

rectangular impedance matching technique was added on both sides of patch for tuning the desired frequency, called type-C.

It found that the original rectangular patch antenna, type-A, responded only the lower edge of digital TV system that was around 502 MHz. Then the etching technique was used to expand the bandwidth. The antenna structure look liked O-shape structure. It is noticed that, its bandwidth was enlarging

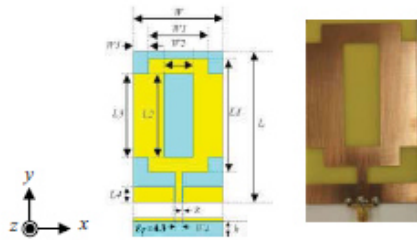


Fig. 3. The design and prototype of the proposed antenna.

The lower and higher edge of bandwidth is 535 MHz and 1220 MHz, respectively. But its range was still not covered the overall of 510-790 MHz. So, the rectangular impedance matching technique was added on both sides of the antenna patch for tuning the bandwidth [5]. It founded that the bandwidth can be varied and its characteristic as described and shown in TABLE I and Fig. 2, respectively.

Figure 3 shows the design and prototype of the O-shape monopole antenna that fabricated on FR4 printed circuit board (PCB) with the dielectric constant (ϵ_r) = 4.3, thickness (h) = 0.764 mm. The simulation result of the best parameters are following: $W = 60$ mm, $W1 = 40$ mm, $W2 = 20$ mm, $W3 = 10$ mm, $W4 = 5$ mm, $L = 100$ mm., $L1 = 75$ mm., $L2 = 65$ mm., $L3 = 65$ mm., $L4 = 10$ mm. and $g = 4$ mm.

III. FABRICATION AND MEASUREMENT

The proposed antenna was measured the return loss, gain and radiation pattern in anechoic chamber room by using E5071C network analyzer. The measurement result found that return loss is agreed very well when compared with the simulation result as shown in Fig. 4. The average measurement gain of 3.35 dBi is higher than the simulation one as shown in Fig. 5. Figure 6 and 7 show the radiation patterns on H-plane and E-plane, it is observed that the radiation pattern of the proposed antenna is the Omni-directional covered the desired range.

IV. CONCLUSION

This research is presented the design of O-shape monopole antenna for supporting the frequency in the Digital TV systems (510 - 790 MHz), by used tuning the etching technique at center antenna structure and adding impedance matching to both side of the antenna to increase the bandwidth frequency. The bandwidth is 76.24% (422 - 942 MHz), the average gain of 3.35 dBi and the radiation pattern is Omni-directional pattern. The advantages of this antenna are compact size, easy tuning and can be used covering the digital TV system.

ACKNOWLEDGMENT

Thank you for Prof. Dr.Prayoot Akkarakethalin, Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok to supporting the CST program.

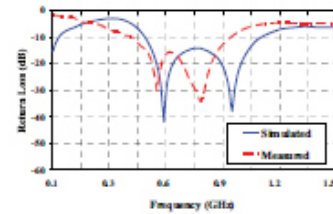


Fig. 4. The simulated and measured results of return loss.

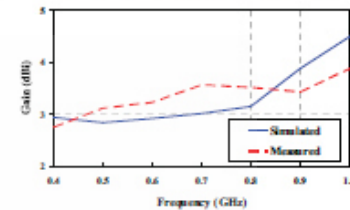


Fig. 5. The simulated and measured results of gain antenna.

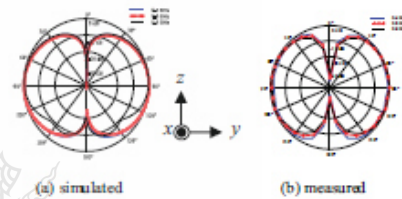


Fig. 6. The simulated and measured of H-plane radiation patterns.

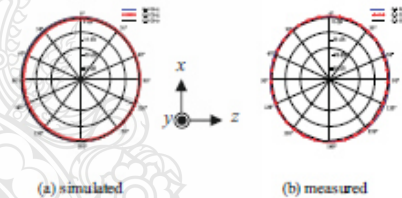


Fig. 7. The simulated and measured of E-plane radiation patterns.

REFERENCES

- [1] M. Bhujbal, D. C. Karia, and A. Desai, "Planar dipole antenna design for DTV broadcasting application," IEEE International Conference on Advances in Communication and Computing Technologies, August 2014.
- [2] C. J. Wang, and Y. L. Lee, "A Compact Dipole Antenna for DTV Applications by Utilizing L-Shaped Stub and Coupling Strip," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, pp. 6515-6519, December 2014.
- [3] L. Tan, and G. Yan, "A novel metal-plate monopole antenna for DTV application," IEEE International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks, pp. 13-16, November 2014.
- [4] C. Y. Tsai, and O. T. C. Chen, "Compact Broadband Monopole Slot Antenna for Digital TV Applications," IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, Singapore, August 2012.
- [5] A.Ruengwaree, P.Thongbor, W. Naktong, and T. Wattananan, "Glass Jar-Shape Monopole Antenna Tuning for WLAN/WiMAX Applications" 38th The Electrical Engineering Conference, Thailand, pp. 549-552, November 2015.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล นายสุวัฒน์ สกุลชาติ
วัน เดือน ปีเกิด 25 กันยายน 2520
ที่อยู่ 31/1 หมู่ 3 ต.เจ้าปลุก อ.มหาราช จ.พระนครศรีอยุธยา
ประวัติการศึกษา สำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต วิศวกรรมไฟฟ้า สาขาโทรคมนาคม จากศูนย์กลางสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล เมื่อ พ.ศ. 2544
สำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต วิศวกรรมไฟฟ้า สาขาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี เมื่อ พ.ศ. 2552

ความชำนาญเฉพาะทาง

- Antenna Designs
- Ultra Wideband Communication
- Wireless Communication System
- Monitoring and Sensor Systems

ผลงานวิจัย

S. Sakulchat, A. Ruengwaree, V. Thongpool and W. Naktong, “Low-cost flexible graphite monopole patch antenna for wireless communication applications,” CMC-Computers, Materials & Continua, vol. 71, no. 3, pp. 6069-6088, 2022.

P. Asavanarakul, A. Ruengwaree and S. Sakulchat, “Graphene-based RFID tag antenna for vehicular smart border passings,” CMC-Computers, Materials & Continua, vol. 71, no. 3, pp. 4737-4748, 2022.

สุวัฒน์ สกุลชาติ วัชรพล นาคทอง วรณุศย์ ทองพูล และ อำนวย เรืองวารี, “สายอากาศกราฟไฟต์ โมนโพลแบบระนาบร่วมสองย่านความถี่ ที่โค้งงอได้และมีต้นทุนต่ำ สำหรับประยุกต์ใช้งาน GSM/ITM/WLAN/LTE/X-band,” วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, ปีที่ 34, ฉบับที่ 2, เดือนเมษายน-มิถุนายน, 2567.

S. Sakulchat, S. Chanramard, W. Naktong, A. Ruengwaree and A. Namsang, “O-Shape monopole antenna structure with etching and impedance matching for digital TV

system application,” in 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Phuket, Thailand, 2017.

P. Deesaen, W. Naktong, S. Sakulchat and A. Ruengwaree “Dual-band spur-rectangular shape monopole antenna with two rectangular tuning stubs on polyester film for GSM/WLAN,” 19th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2022), Huahin, Thailand, 24 – 27 May, 2022.

S. Sakulchat and A. Ruengwaree, “Dual band microstrip antenna with triangular tuning stub for WLAN applications,” International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory, pp. 546-549, Kunming, China, November, 2008.

S. Sakulchat and A. Ruengwaree, “Dual band microstrip antenna with rhombus stub for WLAN applications,” International Symposium on Antennas and Propagation, pp. 787-790, Bangkok, Thailand, October, 2009.

S. Sakulchat and A. Ruengwaree, “Dual band microstrip antenna with trapezoidal tuning stub for WLAN applications,” 31st Electrical Engineering Conference, pp. 777-780, Nakhonnayok, Thailand, October, 2008.

S. Sakulchat and A. Ruengwaree, “Dual frequency microstrip antenna fed with microstrip line,” Mae Fah Luang Symposium, pp. 174-181, Chiang Rai, Thailand, November, 2008.

สุวัฒน์ สกุลชาติ วัชรพล นาคทอง วัลนพ หลักแวงมล และ อำนวย เรืองวารี “การออกแบบสายอากาศปากแตรสองทิศทางที่มีการปรับเพิ่มสัดที่ส่วนปลายของโพรบป้อนพลังงานสำหรับประยุกต์ใช้งานเครือข่ายไร้สาย” การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้ามหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 9 (EENET-9), จันทบุรี, 2-4 พฤษภาคม พ.ศ. 2560.

สุวัฒน์ สกุลชาติ วัชรพล นาคทอง สาริน จันระมาต และ อำนวย เรืองวารี “การออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปร่างตัวโอที่มีการปรับจูนสัดรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าสำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบทีวีแบบดิจิตอล” การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้ามหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 9 (EENET-9), จันทบุรี, 2-4 พฤษภาคม พ.ศ. 2560.

วัชรพล นาคทอง สุวัฒน์ สกุลชาติ อำนวย เรืองวารี อภिरดา นามแสง และ เรืองยศ เลิศวินชยทิพย์ “การศึกษาสายอากาศไดโพลปรับปรุงด้วยการเซาะร่องรูปสามเหลี่ยมสำหรับใช้งาน เครื่องบินโดรน” การประชุมวิชาการวิศวกรรมศาสตร์ วิทยาศาสตร์ เทคโนโลยีและสถาปัตยกรรมศาสตร์ (ESTACON 2019) ครั้งที่ 10, นครราชสีมา, ไทย, 30 สิงหาคม 2562.

วัชรพล นาคทอง เสกสรรค์ พลศรี อุบล สุริพล สุวัฒน์ สกุลชาติ และ อำนวย เรืองวารี “การศึกษาการทดสอบสายอากาศท่อนำคลื่นทรงกระบอก 2x2 สำหรับประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่ 2.45 GHz” การประชุมวิชาการวิศวกรรมศาสตร์ วิทยาศาสตร์ เทคโนโลยีและสถาปัตยกรรมศาสตร์ (ESTACON 2019) ครั้งที่ 10, นครราชสีมา, ไทย, 30 สิงหาคม 2562.

