

การพัฒนาสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบกะทัดรัด
เพื่อประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบคู่

THE DEVELOPMENT OF COMPACT RECTANGULAR
MONOPOLE ANTENNA FOR DUAL BAND APPLICATIONS.



พิพัฒน์ พันพูล

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลฉะบuri

ปีการศึกษา 2558

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลฉะบuri

การพัฒนาสายอากาศโมนิโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบกะทัดรัด
เพื่อประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบคู่



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลฉะบuri

ปีการศึกษา 2558

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลฉะบuri

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การพัฒนาสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบกะทัดรัด
เพื่อประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบคู่

The Development of Compact Rectangular Monopole Antenna for Dual
Band Application

ชื่อ-นามสกุล

นายพิพัฒน์ พันพลู

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ อำนวย เรืองวารี, Dr.-Ing

ปีการศึกษา

2558

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

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

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

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

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

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อนุมัติวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

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

วันที่ 29 เดือน กรกฎาคม พ.ศ. 2559

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การพัฒนาสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบกะทัดรัด เพื่อประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบคู่
ชื่อ-นามสกุล	นายพิพัฒน์ พันพลู
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์อำนวยการ เรืองวารี, Dr.-Ing.
ปีการศึกษา	2558

บทคัดย่อ

เนื่องจากงานวิจัยที่ผ่านมา โครงสร้างสายอากาศมีขนาดใหญ่ อัตราการขยายที่ต่ำ รองรับการใช้งานแถบความถี่เดียว แบบรูปการแผ่พลังงานไม่รองรับการใช้งานตามต้องการ และไม่สมดุลกับอุปกรณ์ที่มีขนาดเล็กในปัจจุบัน ผู้วิจัยจึงได้มีแนวคิดทำการพัฒนาสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าให้มีขนาดที่กะทัดรัด ด้วยเทคนิคการเซาะร่องด้วยรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าบริเวณตัวแผ่พลังงาน อีกทั้งยังเป็นการเพิ่มแถบความถี่ใช้งานเป็นแบบแถบคู่

โครงสร้างของสายอากาศที่นำเสนอ ถูกออกแบบและสร้างจริง บนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 ใช้หลักการวิเคราะห์หาค่าการจำลองแบบผ่านโปรแกรม Computer Simulation Technology (CST) หลักการออกแบบสายอากาศต้นแบบใช้วิธีเชิงประจักษ์ร่วมกับการปรับจูนค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญด้วยการจำลองแบบเพื่อให้ได้พารามิเตอร์ดังกล่าวเหมาะสมที่สุด

ผลการทดสอบพบว่า สายอากาศที่นำเสนอมีแถบความถี่ใช้งาน 2 แถบ คือ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ต่ำ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ (2.28 - 3.11 กิกะเฮิรตซ์) มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ $47.07 - j22.83$ โอห์ม และที่ความถี่เรโซแนนซ์สูง 5.2 กิกะเฮิรตซ์ (4.91 - 5.41 กิกะเฮิรตซ์) มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ $53.26 + j17.94$ โอห์ม มีอัตราการขยายเท่ากับ 3.79 dBi และ 5.38 dBi ตามลำดับ ในส่วนแบบรูปการแผ่พลังงานมีลักษณะเป็นแบบรอบทิศทาง

คำสำคัญ: โมโนโพล รูปลี่เหลี่ยมผืนผ้า เซาะร่อง แถบคู่ รอบทิศทาง

Thesis Title: The Development of Compact Rectangular Monopole Antenna for Dual Band Applications
Name – Surname Mr. Pipat Panploo
Program Electrical Engineering
Thesis Advisor Assist Professor Amnoiy Ruengwaree, Dr.-Ing
Academic Year 2015

ABSTRACT

In the past, the structure of antenna was large, expansion gain was low and single band frequency was applied. Radiation pattern did not meet the requirements and could not match the present small devices. This problem led to the development of a monopole antenna with a compact model by using the grooving with a rectangular shape. A dual band frequency was also applied.

The structure of the antenna was designed and fabricated on FR4 PCB. It was analyzed by CST program (Computer Simulation Technology: CST). The principle for designing an antenna prototype was taken from experience and the tuning important parameters simulated with the best optimization.

The results showed that the antenna created had two frequency bands: one with a low resonance frequency of 2.45 GHz (2.28-3.11 GHz) and input impedance of $47.07 -j22.83\Omega$. and the other with a high resonance frequency of 5.2 GHz (4.91-5.41 GHz) and input impedance of $53.26 +j17.94 \Omega$. The expansion gains were 3.79 dBi and 5.38 dBi, respectively. The radiation pattern was Omni-direction.

Keywords: monopole, rectangular, grooving, dual band, Omni-direction

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความช่วยเหลือในการออกแบบงานวิจัย การทดลอง ผล รวมถึงวิธีการดำเนินงานวิจัยจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์อำนาจ เรืองวาริ อาจารย์ที่ปรึกษา วิทยานิพนธ์ และขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์จักรี ศรีนนท์ฉัตร กรรมการการสอบวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้ความรู้ คำแนะนำ ข้อเสนอแนะ และตรวจสอบข้อบกพร่อง ในการจัดทำวิทยานิพนธ์และ ข้อคิดเห็นต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการวิจัยในครั้งนี้จนสำเร็จ

ขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ไพฑูรย์ รักเหลือ อาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรม อิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ให้ความ อนุเคราะห์เครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย เพื่อการวัดและทดสอบชิ้นงาน

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ คุณวัชรพล นาคทอง คุณวีรศักดิ์ แก้วศรีคำ ที่คอยช่วยเหลือให้คำปรึกษา และผลักดันให้งานวิจัยนี้สำเร็จล่วงได้ด้วยดี ระหว่างการทำปริญญาโทฉบับนี้

พิพัฒน์ พันพลุ



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	(3)
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	(4)
กิตติกรรมประกาศ.....	(5)
สารบัญ.....	(6)
สารบัญตาราง.....	(8)
สารบัญรูป.....	(9)
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	(11)
บทที่ 1 บทนำ.....	13
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	13
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	14
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	14
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน.....	14
1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับ.....	14
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง.....	16
2.1 ทบทวนวรรณกรรม.....	16
2.2 สายอากาศไมโครสตริป.....	19
2.3 รูปการแพร่กระจายคลื่น.....	30
2.4 ตัวเชื่อมต่อในงานไมโครเวฟ.....	40
2.5 ระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย.....	41
บทที่ 3 การออกแบบสายอากาศ.....	44
3.1 บทนำ.....	44
3.2 การออกแบบสายอากาศ.....	44
3.3 สรุปผลการออกแบบ.....	66

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	67
4.1 บทนำ.....	67
4.2 การทดสอบสายอากาศ.....	67
4.3 สรุปผลของการทดสอบจริง.....	77
บทที่ 5 บทสรุป.....	79
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	79
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	79
บรรณานุกรม.....	81
ภาคผนวก.....	84
ภาคผนวก ก คุณสมบัติของ SMA Connector.....	85
ภาคผนวก ข คุณสมบัติของสายอากาศด้านตัวส่ง.....	94
ภาคผนวก ค ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่.....	101
ประวัติผู้เขียน.....	114



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของชั้นสเตรทแบบต่างๆ.....	20
ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่างๆ.....	43
ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ของสแต็ปที่ระนาบสร้างเงาของสายอากาศโมโนโพล.....	53
ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ของสแต็ปที่ตัวสายอากาศโมโนโพล.....	57
ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ของสแต็ปที่ระนาบสร้างเงาของสายอากาศโมโนโพล.....	60
ตารางที่ 3.4 การเปรียบเทียบผลการปรับจูน โครงสร้างสายอากาศต้นแบบ.....	62
ตารางที่ 3.5 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ.....	65
ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ระหว่างผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง.....	72
ตารางที่ 4.2 เปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริงที่ความถี่ใช้งาน.....	78



สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป.....	19
รูปที่ 2.2 การคำนวณหาค่า $\tan \delta$	20
รูปที่ 2.3 สายอากาศไมโครสตริปและระบบพิกัด.....	21
รูปที่ 2.4 รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าคลื่นโหมด TEM.....	22
รูปที่ 2.5 ไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$ และ $w/h \ll 1$	25
รูปที่ 2.6 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกรวดด้านล่าง.....	34
รูปที่ 3.1 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลต้นแบบและการปรับจูนสายอากาศโมโนโพล ต้นแบบ.....	45
รูปที่ 3.2 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	46
รูปที่ 3.3 จุดป้อนสัญญาณของสายอากาศโมโนโพล.....	48
รูปที่ 3.4 การปรับลดขนาดจูนโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	51
รูปที่ 3.5 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศโมโน โพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	51
รูปที่ 3.6 การปรับจูนโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยการเพิ่มสตัด รูปตัวไอ.....	52
รูปที่ 3.7 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับ w_1 และ L_1	53
รูปที่ 3.8 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz	54
รูปที่ 3.9 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz ที่ได้ทำการปรับจูนโครงสร้าง.....	55
รูปที่ 3.10 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.20 GHz	55
รูปที่ 3.11 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปตัวไอ.....	56
รูปที่ 3.12 ผลการจำลองผลความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับ w_2 และ L_2	56
รูปที่ 3.13 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz.....	58
รูปที่ 3.14 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.20 GHz.....	58

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.15 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบริเวณกลางแผ่นแผ่พลังงาน.....	59
รูปที่ 3.16 ผลการจำลองความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับ W_2 และ L_3	59
รูปที่ 3.17 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz.....	61
รูปที่ 3.18 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.20 GHz.....	61
รูปที่ 3.19 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน VSWR ที่ได้จากการจำลองแบบ.....	62
รูปที่ 3.20 โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ.....	64
รูปที่ 3.21 แบบรูปการแผ่พลังงานแบบสามมิติที่ความถี่ 2.45 GHz และความถี่ 5.20 GHz...	65
รูปที่ 3.22 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.20 GHz.....	66
รูปที่ 4.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า (Network Analyzer) รุ่น E8363B.....	67
รูปที่ 4.2 สายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมที่ได้ทำการออกแบบสร้างจริง.....	68
รูปที่ 4.3 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบ.....	69
รูปที่ 4.4 การเปรียบเทียบผลการวัดจริงกับผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบ.....	69
รูปที่ 4.5 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศต้นแบบ.....	70
รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบผลการวัดจริงกับผลการจำลองแบบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศต้นแบบ.....	71
รูปที่ 4.7 ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศต้นแบบ.....	72
รูปที่ 4.8 การจำลองค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศต้นแบบ.....	72
รูปที่ 4.9 การวัดทดลองวัดอัตราขยายสายอากาศต้นแบบ.....	73
รูปที่ 4.10 ค่าอัตราขยายของสายอากาศปากแตร รุ่น 3117.....	74
รูปที่ 4.11 การวัดการแพร่กระจายคลื่นในสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก.....	75
รูปที่ 4.12 เปรียบเทียบผลการจำลองแบบและการวัดของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศต้นแบบ.....	76
รูปที่ 4.13 เปรียบเทียบผลการจำลองแบบและการวัดของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศต้นแบบ.....	76



คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

ϵ_r	Dielectric constan
ϵ_{re}	Effective Dielectric Constant
λ	Wavelength
Δ	Delta
BW	Band Width
C	Capacitor
CPW	Coplanar Waveguide
CST	Computer Simulation Technology
D	Directivity
DCS	Digital Cellular Service
dB	Decibel
e_t	Total efficiency
e_r	Reflection(mismatch) efficiency
e_c	Conduction efficiency
e_d	Dielectric efficiency
e_{cd}	Antenna radiation efficiency
EFIE	Electric Field Integral Equation
FCC	Federal Communications Commission
f	Frequency
f_c	Frequency center
f_l	Lower Frequency
f_u	Upper Frequency
f_{max}	Frequency maximum
f_{min}	Frequency minimum
G	Gain
G_o	Maximum gain
GHz	Giga Hertz

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

GSM	Global System for Mobile Communications
HP	Hewlett Packard
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
L	Long
MOM	Method of Moment
mm	Millimeter
P_{rad}	Power density
P_{in}	Input power
PCS	Global System for Mobile Communication
Q	Quality Factor
R	Radiating
R_r	Radiation resistance of the antenna
R_L	Loss resistance of the antenna
S_{11}	Return Loss
TM	Transverse Mode
TEM	Transverse Electric-Magnetic
U	Radiation intensity
U_i	Radiation intensity of isotropic source
U_{max}	Maximum radiation intensity
UWB	Ultra-wideband
VSWR	Standing Wave Ratio
W	Wide
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
Z_L	Load impedance
Z_o	Characteristic Impedance

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารไร้สายได้ถูกพัฒนาให้สามารถใช้งานได้ในหลากหลายช่วงความถี่ใช้งานมากขึ้น เช่นการใช้โทรศัพท์กับอินเทอร์เน็ตได้พร้อมกันหรือใช้โทรศัพท์ร่วมกับระบบนำทาง และการเล่นอินเทอร์เน็ตพร้อมส่งข้อมูลผ่านระบบ บลูทูธ เป็นต้น แต่ที่กล่าวมาจะต้องพัฒนางจรโปรแกรมและอุปกรณ์ประเภทรับ-ส่งสัญญาณ โดยที่จะขาดไปไม่ได้เลย คือ สายอากาศเป็นส่วนที่สำคัญส่วนสุดท้ายของภาควจรที่ใช้ทั้งรับ-ส่งสัญญาณ เป็นตัวแปลงพลังงานจากข้อมูลข่าวสารส่งออกไปในอากาศเป็นส่วนของหัวใจหลัก ในการรับ-ส่งสัญญาณออกไปในอากาศ ของระบบสื่อสารไร้สาย ตามมาตรฐานของระบบ WLAN IEEE 802.11 2.45 GHz (2.40 - 2.48 GHz) และย่านความถี่ High-Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) ที่ความถี่ IEEE.802.16a 5.2.GHz (5.13 - 5.35 GHz) [1-3]

ในปัจจุบันได้มีสายอากาศถูกนำมาพัฒนาสำหรับใช้งานย่าน 2 ความถี่พร้อมกัน ซึ่งพัฒนาให้ตอบสนองต่อการใช้งานที่หลากหลายมากขึ้นสามารถใช้งานกับเครื่องมือสื่อสารที่มีการใช้ย่านความถี่พร้อมกันทั้งสองย่านความถี่ได้ ในการพัฒนาโครงสร้างของสายอากาศโมโครสตริป เพื่อให้มีการตอบสนองต่อย่านความถี่แถบคู่ที่ผ่านมาแต่ยังมีข้อเสียคือ จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานทิศทางเดียว [1-4] จึงไม่เป็นที่นิยมประยุกต์ใช้งานกับเครื่องมือสื่อสารที่ต้องการ และถ้าเป็นโครงสร้างสายอากาศรูปแบบช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าก็ยังมีกรแผ่พลังงานเพียงสองทิศทางเท่านั้น [5-7] ซึ่งไม่เป็นที่นิยมเช่นกัน

จากที่กล่าวมา ผู้วิจัยได้เลือกใช้โครงสร้างสายอากาศแบบโมโนโพล ที่มีขั้นตอนการปรับจูนแบบไม่ซับซ้อนและมีแบบรูปการแผ่พลังงานลักษณะรอบทิศทาง โดยได้พัฒนาและศึกษาร่วมกันกับเทคนิคการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเพื่อทำให้สายอากาศโมโนโพลสามารถตอบสนองย่านความถี่แถบคู่ อีกทั้งยังส่งผลให้สามารถลดขนาดโครงสร้างสายอากาศเพื่อเหมาะสมตามขนาดของเครื่องมือสื่อสารที่มีขนาดเล็กในปัจจุบัน ซึ่งย่านความถี่ที่กล่าวมานั้น สามารถประยุกต์ใช้กับย่านความถี่ตามมาตรฐานของระบบ WLAN IEEE 802.11 และย่านความถี่ IEEE.802.16a 5.2.GHz [1-7] โดยการออกแบบและการวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศใช้โปรแกรม CST (Computer Simulation Technology) เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาการออกแบบ และพัฒนาสายอากาศแบบ โมโน โพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าที่รองรับ สำหรับประยุกต์ใช้งานตามมาตรฐานการสื่อสารแบบไร้สาย

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์ และออกแบบการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศรูปผืนผ้าด้วยวิธีการ เชาวะร่อง และเพิ่มสลับที่ตัวสายอากาศ เมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

1.2.3 เพื่อศึกษาเทคนิค และวิธีการวัดคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศในสำหรับประยุกต์ใช้ งานระบบมาตรฐานเครือข่ายการสื่อสารไร้สาย

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบและสร้างสายอากาศ โมโน โพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการป้อนสัญญาณแบบ ระบายร่วมเพื่อสามารถรองรับ 2 ย่านความถี่

1.3.2 สามารถเพิ่มแบนด์วิดท์และลดขนาดของสายอากาศโมโน โพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วย เทคนิคการรูปการเชาวะร่องที่ตัวสายอากาศให้เล็กกะทัดรัด

1.3.3 วิเคราะห์หารูปแบบของการเชาวะร่อง และลักษณะของสลับที่ตัวสายอากาศที่เหมาะสม กับสายอากาศต้นแบบ เพื่อตอบสนองมาตรฐาน มาตรฐาน IEEE 802.11b/g 2.4 GHz (2.40 - 2.48 GHz) และมาตรฐาน IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.13 - 5.35 GHz)

1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1.4.1 ศึกษาค้นหาข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

1.4.2 วิเคราะห์ความเป็นไปได้ของวิทยานิพนธ์

1.4.3 ออกแบบชิ้นงาน

1.4.4 จัดหาวัสดุอุปกรณ์และประกอบชิ้นส่วน

1.4.5 ทดลองและวิเคราะห์ผล

1.4.6 แก่ใจและสรุป

1.4.7 จัดพิมพ์ปริชญานิพนธ์

1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 สามารถสร้างสายอากาศที่มีประสิทธิภาพในการสื่อสาร

1.5.2 มีทักษะความเข้าใจในระบบงานสายอากาศการปรับแต่งการทำงานของสายอากาศ

1.5.3 มีทักษะในการใช้โปรแกรมในการออกแบบสายอากาศสื่อสาร

1.5.4 นำสายอากาศไปใช้งานได้จริงหรือนำไปใช้ในการเรียนรู้หรือการทดลองในห้องปฏิบัติการได้



บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอการออกแบบและพัฒนาสายอากาศแบบโมโนโพลรูปพื้นผ้าที่มีการป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม เนื่องจากมีลักษณะโครงสร้างของสายนำสัญญาณที่สะดวกต่อการเชื่อมต่อและง่ายต่อการออกแบบ เพื่อการประยุกต์ใช้งานให้สามารถตอบสนองย่านความถี่ตามที่ต้องการ และสำหรับเนื้อหาในบทนี้เป็นการนำเสนอทฤษฎี ค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นและหลักการต่าง ๆ ของสายอากาศที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบและพัฒนาสายอากาศ เพื่อให้สามารถประยุกต์ใช้งานตามมาตรฐานการสื่อสารไร้สายที่ต้องการ

2.1 ทบทวนวรรณกรรม

ในงานวิจัยที่ผ่านมา มีผู้วิจัยหลายท่านได้เสนอแนวคิดเกี่ยวกับเทคนิคการเพิ่มระดับ การขยายร่องเพื่อการลดขนาดของสายอากาศและเพิ่มขยายแบนด์วิดท์ให้กว้างมากขึ้นหรือปรับจูนความถี่ให้ตรงกับความต้องการ เพื่อให้สามารถรองรับการสื่อสารไร้สายให้ได้หลากหลายย่านความถี่ตามที่ต้องการ ดังนี้

สุวัฒน์ สกุลชาติ และ อำนาจ เรืองวาริ [4] วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการศึกษาและการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนระดับแบบรูปสี่เหลี่ยมคางหมู โดยทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบ (Simulation) โครงสร้างของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D สายอากาศที่นำเสนอถูกออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม เพื่อประยุกต์ใช้งานกับเครือข่ายการสื่อสารไร้สายสองย่านความถี่ ตัวสายอากาศมีการจูนด้วยระดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูมีความถี่ใช้งานช่วงต่ำเท่ากับ 2.237-2.838 GHz และความถี่ใช้งานช่วงสูงเท่ากับ 5.138-6.045 GHz สายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนระดับทั้งสามรูปแบบนี้จะครอบคลุมความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) โดยสายอากาศมีขนาดความกว้างและความยาวเท่ากับ 42×48.5 ตารางมิลลิเมตร

วัชรพล นาคทอง เสกสรรค์ พลศรี ศราวุธ ศรีวิไล และ อภิรดา นามแสง [8] ศึกษาการปรับโครงสร้างสายอากาศแบบแผ่นวงจรพิมพ์รูปสี่เหลี่ยมพื้นผ้าด้วยการขยายร่องรูป หวีคู่ โดยจะทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบ โครงสร้างของสายอากาศด้วย โปรแกรม Computer Simulation (ก) ประยุกต์ใช้งานกับเครือข่ายการสื่อสารไร้สายสองย่านความถี่คือ ย่านความถี่ตั้งแต่ 2.29 - 3.05 GHz และย่านความถี่ตั้งแต่ 5.46 - 6.05 GHz ซึ่งจะครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.11b/g 2.4 GHz

(2.40 - 2.4835 GHz) และ IEEE 802.16d 5.8 GHz (5.70 - 5.90 GHz) โดยค่าแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำมีค่าเท่ากับ 0.76 GHz และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูงมีค่าเท่ากับ 0.59 GHz

สุภณ พลสิงห์ และ สุทธิ ทับทองดี [9] การศึกษาและการออกแบบสายอากาศร่อง รูปตัวแอลความถี่แถบคู่ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม เพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่กว้างโดยจะจำลองแบบ (simulation) โครงสร้างของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D สายอากาศจะมีความทำงาน สองโหมด ให้โหมดที่หนึ่งเรโซแนนซ์ 2.4 GHz และในโหมดที่สอง เรโซแนนซ์ 5.7 GHz โดยมีวัตถุประสงค์ให้สายอากาศที่นำเสนอมีแบนด์วิดท์กว้างซึ่งค่าแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำมีค่าเท่ากับ 0.67 GHz และความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูงมีค่าเท่ากับ 1.44 GHz สายอากาศที่นำเสนอออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม เพื่อใช้งานกับการสื่อสารย่านความถี่ 2.03 - 6.3 GHz ซึ่งจะครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4 - 2.4835 GHz) , IEEE 802.11a (5.15 - 5.35 GHz), IEEE 802.11j (4.90 - 5.091 GHz) และ Public Safety Frequency (4.94 - 4.990 GHz) ผลการจำลองเปรียบเทียบกับการวัดพบว่ามีความสอดคล้องกัน เมื่อค่า แบนด์วิดท์พิจารณาที่ค่า S_{11} ต่ำกว่า -10 dB.

ฉัตรชัย โชคชัย ศรารุช ชัยมุล ประยุทธ์ อัครเอกตมลิน และเวช วิเวก [10] นำเสนอสายอากาศรูปแฟร์ริกทรงขนาดเล็กที่สามารถ ใช้งานได้สองแถบความถี่เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สายท้องถิ่น (WLAN) ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz พร้อมทั้งมีขนาดเล็กสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ไร้สายที่สามารถเชื่อมต่อทางพอร์ตยูเอสบี (Universal Serial Bus : USB) ทำการออกแบบบน โครงสร้างสายอากาศแบบบว่ง 2 รูปแบบมาประกอบกันโดยอาศัยเทคนิครูปแบบเรขาคณิตแฟร์ริกเพื่อให้ได้มาซึ่งการตอบสนองแถบความถี่ต่ำ ของสายอากาศ และใช้สายอากาศขนาดเล็กสำหรับการตอบสนองที่ แถบความถี่สูง จากการวัดทดสอบสายอากาศมีแถบความถี่ใช้งาน 2 แถบ ความถี่ได้แก่ 2.20 - 3.04 GHz และ ที่ความถี่ 4.90 -5.40 GHz

วัชรพล นาคทอง ปิยคนัย บุญไมตรี เอกจิต คุ่มวงศ์ และ อำนวย เรืองวาริ [11] ออกแบบและสร้างสายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีการปรับจูนโดยใช้เทคนิคการเซาะร่องรูปตัวเอชที่ตัวสลับ เพื่อขยายแบนด์วิดท์และประยุกต์ใช้งานกับระบบ DCS, PCS, UMTS, IMT, Bluetooth, WLAN และ WiMAX โครงสร้างสายอากาศต้นแบบถูกออกแบบด้วยโปรแกรม CST ร่วมกับวิธีเชิงประสพการณ์บนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 และค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.3 เทคนิคเซาะร่องรูปตัวเอชบนสตัปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าส่งผลให้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ของสายอากาศต้นแบบกว้างขึ้นจากการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการวัดพบว่ามีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน สายอากาศต้นแบบที่ได้จากงานวิจัยนี้มีแบนด์วิดท์ 119.20% (1.82 - 7.19 GHz) อัตราการขยายเฉลี่ย 4.36 dBi และมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง

A. Duzdar และ G. Kompa [12] นำเสนอสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมคางหมู ซึ่งประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g โดยออกแบบสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมคางหมูให้มีมุมของสี่เหลี่ยมคางหมูเท่ากับ 45 องศา ทำให้ได้ความถี่แถบกว้าง (Wideband) มีค่าความถี่ตั้งแต่ 1.0 - 4.2 GHz โดยขนาดความกว้างของตัวสายอากาศเท่ากับ 106 มม. และขนาดความยาวของตัวสายอากาศเท่ากับ 228.1 มม. ซึ่งการออกแบบสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมคางหมูนี้มีข้อดีคือได้ค่าแบนด์วิดท์ที่กว้าง

J. Y. Jan และ L. C. Wang [13] นำเสนอสายอากาศที่มีสล็อตรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนซึ่งประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11a และ IEEE 802.11d ทำให้ได้ความถี่แถบกว้าง (Wideband) มีค่าความถี่ตั้งแต่ 4.85-9.00 GHz โดยขนาดความกว้างของตัวสายอากาศเท่ากับ 70 มิลลิเมตรและขนาดความยาวของตัวสายอากาศเท่ากับ 70 มิลลิเมตร ซึ่งการออกแบบสายอากาศสล็อตรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนนี้มีข้อดีคือได้ค่าแบนด์วิดท์ที่กว้าง

P. Jearapraditkul, W. Kueathaweekun, N. Anantrasirichai, O. Sangaroon และ T. Wakabayashit [14] การขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม ที่มีการเจาะร่องที่ตัวสายอากาศโดยใช้เทคนิคการเจาะร่องที่สายนำสัญญาณรูปตัวไอแวนวนอนคู่ ร่วมกับการเจาะร่องที่ตัวสายอากาศ เพื่อขยายย่านความถี่ใช้งานแบนด์วิดท์ใช้งานกับระบบ 2.4/5.2/5.8 GHz of (WLAN) และ 2.5/3.5/5.5 GHz (WiMAX) โครงสร้างสายอากาศต้นแบบทำจากแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.5 และมีค่าความหนา (h) เท่ากับ 1.6 มม. จากผลการจำลองแบบพบว่าหลังจากการปรับโครงสร้างสายอากาศมีแถบความถี่กว้าง โดยค่าแบนด์วิดท์ที่ได้มีค่าประมาณ 117% (1.65 - 6.35 GHz)

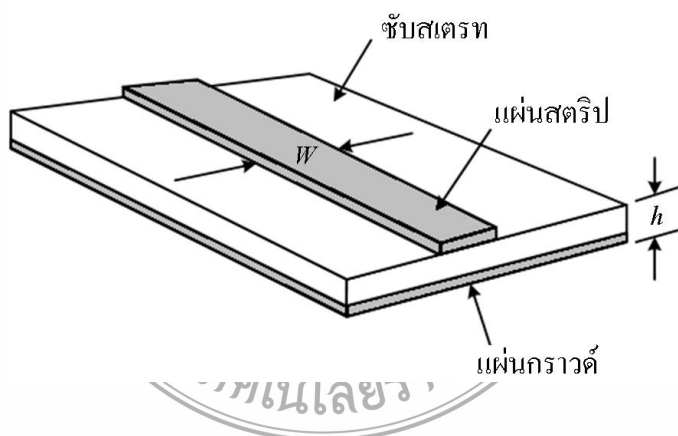
D. D. Krishna M. Gopikrishna C.K. Anandan, P. Mohanan และ K. Vasudevan [15] สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้เทคนิค Fractal และเจาะร่องรูปตัวยูที่ตัวสายอากาศ โดยโครงสร้างสายอากาศต้นแบบทำจากแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.5 จากการจำลองพบว่า ค่าแบนด์วิดท์ที่ได้มีค่าประมาณ 89.06% (2.41 - 6.28 GHz) สำหรับการสื่อสาร WLAN/WiMAX เพื่อขยายย่านความถี่ใช้งาน แบนด์วิดท์ใช้งานกับระบบ 2.4 GHz (2.4 - 2.48 GHz) และ 5 GHz frequency bands (5.15 - 5.35 GHz และ 5.725 - 5.825 GHz in the United States และ 5.15 - 5.35 GHz และ 5.47 - 5.725 GHz in Europe) ข้อดีคือมีค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างสามารถตอบสนองความถี่ใช้งานทั่วไป

M. Zolfaghari, N. G. Riley, M. Mahdawi และ J. Shen [16] ผู้พัฒนาปรับรูปร่างของสายอากาศช่องเปิดป้อนด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่ปรับจูนด้วยสัดรูปครึ่งวงกลม สำหรับการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างซึ่งร่วมกับเทคนิคการเซาะร่องรูปหวีที่ระนาบกราวด์ เพื่อช่วยลดขนาด โดยสายอากาศถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีขนาดเท่ากับ 24×9.75 มม. ที่มีค่า ϵ_r เท่ากับ 4.3 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง h เท่ากับ 1.5 มม. ให้มีค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศครอบคลุมย่านความถี่กว้าง พบว่ามีแบบรูปแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทางและค่าแบนด์วิดท์ 125.33% (3.02 - 12.5 GHz.) ข้อดีคือมีค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างและมีขนาดเล็ก

2.2 สายอากาศไมโครสตริป

2.2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป

ไมโครสตริปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังแสดงไว้ดังรูปที่ 2.1 กล่าวคือจะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบ ๆ อยู่บนฉนวน (Substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของฉนวนเป็นผิวโลหะ พลังงานจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในฉนวนบริเวณที่อยู่ระหว่างโลหะแคบ ๆ กับผิวด้านล่าง ความหนาของฉนวนนั้นจะหนาประมาณ 2 มิลลิเมตรหรือต่ำกว่าลงมา ความกว้างของฉนวนนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าของอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต้องการ



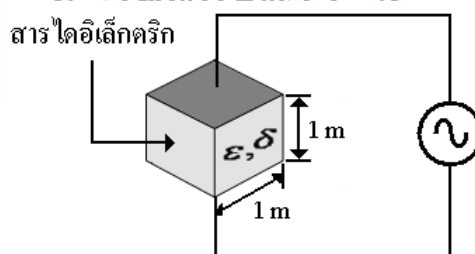
รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป [17]

สำหรับความหนาของตัวสตริปเองนั้นจะมีค่าประมาณ 5 ไมโครเมตร หรือ 10 ไมโครเมตร ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบาง หรือแบบฟิล์มหนาในการสร้างสตริปนั้น สำหรับฉนวนที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ดังตารางที่ 2.1 แสดงตัวอย่างฉนวนชนิดต่าง ๆ และคุณสมบัติที่สำคัญของฉนวน ได้แก่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ หรือค่า $\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz

ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal conductivity) ของวัสดุ, ความขรุขระของพื้นผิว และความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric strength) ความหมายของคุณสมบัติที่กล่าวมาจะเป็นดังนี้คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะบ่งบอกถึงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศว่าง ค่านี้จะส่งผลทำให้อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปเปลี่ยนแปลง ค่า $\tan \delta$ นั้นคือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสแอสเพลซเมนต์ เมื่อนำสารไดอิเล็กตริกนั้น ไปคั่นระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวคาปาซิเตอร์ดังแสดงไว้ดังรูปที่ 2.2 เมื่อเขียน $\epsilon = \epsilon' - j\sigma/\omega$ ค่า $\tan \delta$ ก็จะมีค่าเท่ากับ $\sigma/\omega\epsilon'$ ซึ่งค่านี้แสดงให้เห็นว่า สารไดอิเล็กตริกนั้น มีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่ค่ายิ่งต่ำก็ยิ่งดี

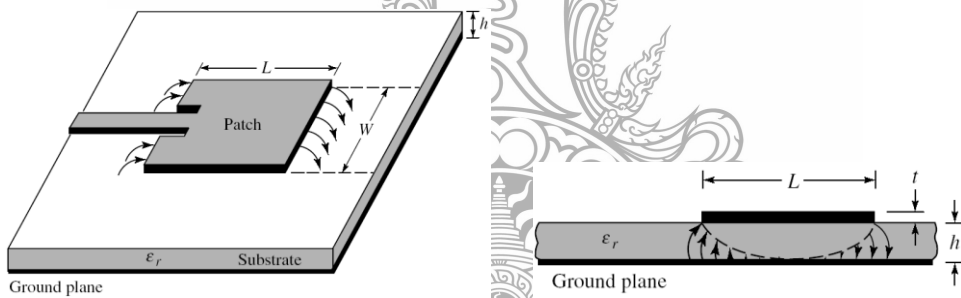
ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของฉนวนประเภทต่างๆ [18]

วัสดุ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r	$\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัวของ การนำความร้อน $w/cm^2 / ^\circ C$	ความขรุขระของผิว μm	ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (kV/cm)
อะลูมินา 99.5%	10	$1 - 2 \times 10^{-4}$	0.3	2 - 8	4×10^{-3}
เซฟไฟร์(ผลึกเดี่ยว)	9.4 และ 11.6	$1 - 2 \times 10^{-4}$	0.28	2 - 8	4×10^{-3}
		6×10^{-4}	0.4	2 - 8	4×10^{-3}
ควอตซ์	3.8	20×10^{-4}	0.01	1	-
GaAS	13	1×10^{-4}	0.01	1	10×10^{-3}
		6×10^{-4}	0.3	1	350



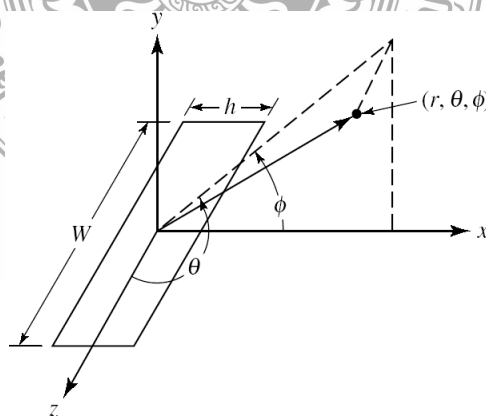
รูปที่ 2.2 การคำนวณหาค่า $\tan \delta$ [18]

ค่าคงตัวของการนำความร้อนนั้นจะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นจะมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี ความขรุขระของผิวมันจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะถ้าผิวขรุขระมากเกินไปก็จะทำให้การใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบางทำได้ลำบาก นอกจากนั้นก็ยังมีผลกระทบต่อการส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริปด้วย เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันนั้นจะบ่งบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ ๆ ในการใช้งานเกี่ยวกับอากาศยานและยานอวกาศที่ซึ่งถูกจำกัดด้วยรูปทรง น้ำหนัก ราคา ลักษณะการปฏิบัติงาน ความง่ายในการติดตั้ง และรูปทรงทางอากาศพลศาสตร์ อาจจำเป็นต้องใช้สายอากาศรูปร่างเล็ก ๆ รูปที่ 2.3 เพื่อให้เป็นไปตามที่ระบุเหล่านี้ จึงสามารถที่จะใช้สายอากาศไมโครสตริป สายอากาศเหล่านี้สามารถติดตั้งระดับเดียวกันกับโลหะหรือพื้นผิวที่มีอยู่อย่างอื่น และเพียงต้องการพื้นที่สำหรับสายป้อนสัญญาณ ซึ่งโดยปกติจะวางอยู่ด้านหลังพื้นราบกราวด์ ข้อเสียเปรียบในการปฏิบัติงานเป็นหลักของสายอากาศไมโครสตริป คือ ความไร้ประสิทธิภาพและความกว้างแถบความถี่แคบมาก ๆ ซึ่งโดยปกติเป็นเพียงเศษของเปอร์เซ็นต์ หรืออย่างมากที่สุดสองสามเปอร์เซ็นต์เท่านั้น



(ก) สายอากาศไมโครสตริป

(ข) หลังด้านข้างของสายอากาศไมโครสตริป



(ค) ระบบพิกัดสำหรับช่องเปิด (aperture)

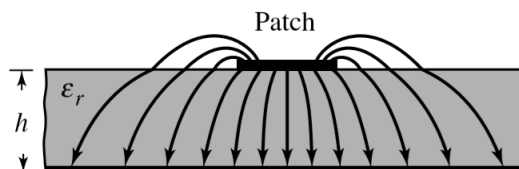
รูปที่ 2.3 สายอากาศไมโครสตริปและระบบพิกัด [17]

สายอากาศไมโครสตริปประกอบด้วยแพตช์ (patch) หรือแผ่นแผ่พลังงาน (radiation) บางมาก ๆ ($t \ll \lambda$) วางอยู่บนพื้นราบกราวด์เป็นระยะสั้น ๆ ของความยาวคลื่น ($h \ll \lambda$) strip และพื้นราบกราวด์ถูกแยกออกจากกัน โดยแผ่นไดอิเล็กตริก เรียกว่าเป็นแผ่นซับสเตรต (substrate) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ก) องค์ประกอบการแพร่กระจายและสายป้อนสัญญาณ (feed line) โดยทั่วไปจะถูกติดตั้งบนแผ่นซับสเตรต ลักษณะการแพร่กระจายของแผ่นแพตช์ อาจเป็นจตุรัส ผืนผ้า วงกลม วงรี หรือรูปทรงอื่นใด รูปจตุรัส ผืนผ้า และวงกลม เป็นที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย เพราะง่ายต่อการวิเคราะห์ และประดิษฐ์ ปกติจะเป็นสายแถบโลหะ (strip line) ช่องเปิดที่เป็นตัวนำด้วย แต่มีความกว้างน้อยกว่าสายป้อนสัญญาณ แบบ โคแอกเซียล ซึ่งตัวนำภายในของสายเชื่อมต่อกับแผ่นวงจรมิฉะนั้นเพื่อการแพร่กระจายเป็นที่ใช้กันอย่างแพร่หลายด้วย โพลาริเซชันเชิงเส้นและวงกลมสามารถทำให้เป็นไปได้ด้วยสายอากาศไมโครสตริปที่มีตัวสายป้อนสัญญาณ อันเดียวหรือหลายอัน อาจนำมาใช้เพื่อให้ได้ค่าสรุปเจาะจงทิศทางที่สูง

เนื่องจากความหนาของสายอากาศไมโครสตริป โดยปกติจะน้อยมาก คลื่นที่กำเนิดภายในแผ่นซับสเตรต (ระหว่างจุดป้อนสัญญาณและระนาบกราวด์) จะถูกพิจารณาว่ามีการสะท้อนเมื่อไปถึงขอบของสายแถบโลหะ (strip line) เพราะฉะนั้นจึงมีเพียงส่วนน้อยของพลังงานที่พุ่งไปที่จะแพร่กระจาย ดังนั้น สายอากาศจึงถูกพิจารณาว่าไม่มีประสิทธิภาพเป็นอย่างมาก และประพุดคล้ายกับโพรบ (cavity) แทนที่จะเป็นตัวแพร่กระจาย

2.2.2 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป [18]

ไมโครสตริปแม้จะมีโครงสร้างง่าย ๆ ดังกล่าวข้างต้น แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้ก็เพราะแกนประสานที่ใช้และเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่น ๆ ใดก็ตาม ได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะมีความใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่ก็ไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) รูปที่ 2.4 แสดงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริปการที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างเป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระนาบเดียวกัน และสรุปที่มีสนามในแนวแกนเกิดอยู่ในโหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด



รูปที่ 2.4 รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าคล้ายโหมด TEM [18]

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ที่อนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้หลักการ วงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของไมโครสตริป ได้กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหาค่าอินดักแตนซ์ และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งหมดนี้ไปคำนวณหาอิมพีแดนซ์ลักษณะ สมบัติได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ก็ยังคงยุ่งยากอยู่ เพราะในไมโครสตริปมีทั้งสาร ไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่ง หน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กตริกอยู่

แม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยการใช้วิธีหาค่าคง ตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective dielectric constant ย่อว่า ϵ_{eff}) ซึ่งจะรวมผลของสาร ไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไป ตามความถี่หรือ มีดิสเพอร์ชันเชิงวัสดุ ดังนั้นค่า ϵ_{eff} ที่หาได้ก็จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ตามไปด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองพบว่า ในช่วงความถี่ต่ำกว่า 2 กิกะเฮิรตซ์ ลงมา ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนไปจากกรณีของกระแสไฟฟ้าสถิตน้อยมาก จึงอนุโลมให้ใช้ค่า ϵ_{eff} ของไฟฟ้าสถิต ได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 กิกะเฮิรตซ์ จะต้องคำนึงถึงค่าดิสเพอร์ชัน โดยการปรับแต่ง ค่า ϵ_{eff} ให้เหมาะสมกับค่าความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่า ϵ_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้นใช้แนวความคิดของวงจรกระจายดังต่อไปนี้เมื่อ คลื่นที่ส่งผ่านไปนในไมโครสตริปนั้นเป็นโหมด TEM และอิมพีแดนซ์ลักษณะ Z_0 จะเขียนในรูป ของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว L และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว C ได้ดัง รูปต่อไปนี้

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1)$$

ขณะเดียวกันความเร็วเฟส v_p จะเขียนได้ดังนี้

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

จากสมการ (2.2) นี้ ทำให้เขียน Z_c ในรูปของ v_p กับ L หรือ $\frac{1}{L}$ ได้ดังนี้

$$Z_c = v_p L = \frac{1}{v_p L} \quad (2.3)$$

ในขั้นตอนต่อไปนี้จะพิจารณากรณีขั้วเสาที่เสาไดอิเล็กทริกถูกดึงออกไปเหลือแต่
อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมไมโครสตริปอยู่ ในรูปเช่นนี้ความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่าน
อยู่จะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดัก
แตนซ์จะไม่ถูกกระทบ ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_o จะให้ความสัมพันธ์ระหว่าง
 C_o กับความเร็วเฟสในรูปต่อไปนี้ [17]

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

ในขณะเดียวกัน ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะก็เขียนได้ดังนี้

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C_o}} \quad (2.5)$$

เมื่อนำสมการ (2.4) หาค่าด้วยสมการ (2.2) จะได้

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

ค่า C/C_o ตามนิยามนี้โดยทั่วไปก็คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ของเสาไดอิเล็กทริก
ที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ในกรณีที่เราพิจารณาอยู่นี้ ค่า C/C_o นั้นจะเปรียบเสมือนค่าคงตัว
ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของไมโครสตริปที่มีขั้วเสาเป็นเสาไดอิเล็กทริก และที่ด้านบน
เป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

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

จากสมการ (2.3) ถึงสมการ (2.7) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_o และ ϵ_{eff} ได้ดังนี้

$$Z_c = \frac{Z_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{หรือ} \quad Z_o = Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad \text{หรือ} \quad \epsilon_{eff} = \left(\frac{Z_o}{Z_c}\right)^2 \quad (2.8)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการ (2.8) นี้ จะใช้ประโยชน์ในการออกแบบภายหลัง จากผลที่ได้จะเห็นว่า ถ้าเราสามารถรู้ค่า ϵ_{eff} ก็จะทำให้สามารถคำนวณหาคุณสมบัติอื่นๆ ตามมาได้ อย่างไรก็ตาม ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงไปตามความกว้างของไมโครสตริป เมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของชั้นสเตรทซึ่งจะสามารถแสดงให้เห็นได้โดยพิจารณาจากกรณี 2 กรณีดังต่อไปนี้

กรณีแรก คือ กรณีที่ $w/h \gg 1$ ซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 2.5 (ก) ในกรณีนี้เนื่องจากเส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในบริเวณที่มีแถบสตริป หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านในบริเวณดังกล่าวเกือบทั้งหมด สรุปลงกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของชั้นสเตรท หรือ $\epsilon_{eff} \rightarrow \epsilon_r$

กรณีที่สอง คือ $w/h \ll 1$ ซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 2.5 (ข) กรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านชั้นสเตรทครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ $(\epsilon_r + 1)/2$ จากที่อธิบายมานี้จะเห็นว่า ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (2.9)$$

และเพื่อความสะดวกในการคำนวณและการออกแบบต่อไป ได้มีการเขียนค่า ϵ_{eff} ในรูปต่อไปนี้

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1) ; \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (2.10)$$



รูปที่ 2.5 ไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$ และ $w/h \ll 1$ [18]

ค่า q ในสมการ (2.10) นี้ถูกเรียกว่า ฟิลลิงแฟกเตอร์ (Filling factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้เห็นว่าชั้นสเตรทที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตริปนั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่า ϵ_{eff} ตามสมการ (2.10) ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงกว่า 2 GHz นั้นคิสเพอร์ชันเชิงวัสดุของซบสเตรทจะมีผลต่อการคำนึงถึงผลกระทบของคิสเพอร์ชันในส่วนนี้ จะทำได้โดยพิจารณาว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งทำให้ค่า ϵ_{eff} ตามสมการ (2.10) เขียนได้ดังนี้

$$\epsilon_{eff}(f) = \left\{ \frac{c}{v_p(f)} \right\}^2 \quad (2.11)$$

ถ้าหากความหนาของสตริปมีค่าใกล้ศูนย์ ($t \rightarrow 0$) ดังนั้นจะได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่มีความผิดพลาดน้อยกว่าร้อยละ 1% ดังสมการ (2.12) สำหรับอัตราส่วน $w/h \leq 1$ ว่า

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right] \quad (2.12)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-0.5} + 0.04 \left[1 - \frac{w}{h} \right] \right\}^{-1} \quad (2.13)$$

โดยที่

- w คือ ค่าความยาวของสายอากาศ
- h คือ ค่าความหนาของวัสดุฐานรอง
- ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก
- ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์
- ΔL คือ ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า

สำหรับค่าอัตราส่วน $w/h \geq 1$ จะได้ว่า

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{w}{h} + 1.444 \right] \right\}^{-1} \quad (2.14)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-0.5} \quad (2.15)$$

ในส่วนของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสามารถหาได้จาก

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u} \right)^2} \right] \quad (2.16)$$

โดยค่า F มีค่าเป็น

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.666}{u} \right)^{0.7528} \right] \quad (2.17)$$

จากสมการ (2.16) นี้ ถ้าหากค่า $\epsilon_r \leq 128$ และค่า u มีค่าระหว่าง 0.01 ถึง 100 ($\epsilon_r \leq 128$ และ $0.01 \leq u \leq 100$) จะทำให้ผลการคำนวณค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์มีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.2%

สำหรับค่า $Z_c = Z_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}}$ จะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.01% ถ้าค่า $u \leq 1$ และจะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.03% หากค่า $u \leq 100$ [17]

2.2.3 ค่าความยาวคลื่นบนสตริป ค่าคงที่การแพร่กระจาย และค่าความเร็วเฟส

เมื่อทราบค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะทำให้สามารถคำนวณหาค่าความยาวคลื่นบนสตริป (λ_g) และค่าคงที่การแพร่กระจาย ได้แก่ ค่าคงที่ของการแพร่ (Propagation constant: γ) และค่าความเร็วเฟส (Phase velocity: v_p) ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.18)$$

เมื่อ λ_0 เป็นค่าความยาวคลื่นในอากาศ และหากต้องการทราบค่าความยาวคลื่นบนสตริปในหน่วยมิลลิเมตร สามารถคำนวณได้ตามสมการนี้

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz}) \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{mm.}) \quad (2.19)$$

สำหรับค่าคงที่ของการแพร่และค่าความเร็วเฟส v_p สามารถหาได้จาก

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.20)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.21)$$

เมื่อ C คือ ค่าความเร็วของคลื่นในอากาศ (3×10^8 เมตร/วินาที)

β คือ ค่าคงที่เฟส

2.2.4 การสังเคราะห์หาความกว้างต่อความหนา w/h

ในการคำนวณหาความกว้างต่อความหนา w/h ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป เมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c และค่าไดอิเล็กทริกประสิทธิภาพ ϵ_{eff} สามารถแสดงได้ดังนี้ สำหรับที่ $w/h \leq 2$ พิจารณาได้ คือ

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.22)$$

และสำหรับที่ $w/h \geq 2$ พิจารณาได้ คือ

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2.23)$$

เมื่อ

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} = \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.24)$$

และ

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.25)$$

2.2.5 ผลกระทบจากความหนาของสตริป

ความหนาของสตริป (t) โดยปกติจะมีค่าน้อยมากๆ จนอาจพิจารณาได้ว่าเป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติค่าความหนาดังกล่าวมิใช่ศูนย์ตามที่ได้ตั้งสมมติฐานไว้ ซึ่งค่าความหนาดังกล่าวจะมีผลต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ โดยจะเริ่มพิจารณาจากสมการ (2.24) และ สมการ (2.25) ได้ว่า

สำหรับที่ $w/h \leq 1$ พิจารณาได้เป็น

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left\{ \frac{8}{w(t)/h + 0.25 \frac{w(t)}{h}} \right\} \quad (2.26)$$

และสำหรับที่ $w/h \geq 1$ พิจารณาได้เป็น

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left\{ \frac{w(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w(t)}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (2.27)$$

โดยที่จะพิจารณาค่าอัตราส่วน w/h ที่มีผลกระทบจากความหนาของสตริป (t) ได้ว่า

$$\frac{w(t)}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right]; (w/h \leq 0.5\pi) \\ \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{2ht}{t} \right]; (w/h \geq 0.5\pi) \end{cases} \quad (2.28)$$

และสำหรับค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่ได้รับผลกระทบจากความหนาของสตริป จะพิจารณาได้ว่า

$$\epsilon_{eff}(t) = \epsilon_{eff} - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (2.29)$$

โดยที่ค่า ϵ_{eff} เป็นค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่พิจารณาให้ความหนาของสตริปเป็นศูนย์

จากการพิจารณาสมการที่ผ่านมา พบว่าผลกระทบจากความหนาของสตริปต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะมีผลน้อยมาก หากว่าอัตราส่วนของความหนาของสตริปต่อความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกน้อย (โดยปกติ $t \ll h$) อย่างไรก็ตาม ความหนาของสตริปจะมีผลอย่างยิ่งต่อการสูญเสียของคลื่นความถี่บนแผ่นตัวนำ (Conductor loss) ของสายนำสัญญาณบนไมโครสตริป

2.3 รูปการแพร่กระจายคลื่น

2.3.1 การแพร่กระจายคลื่น

โครงสร้างสนามภายในซบัสสเตรทและระหว่างองค์ประกอบการแพร่กระจายกับพื้นราบกรวดได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.5(ก) และ 2.5 (ข) จะผ่านการกลับเฟสตามความยาว ดังแสดงไว้ด้วยวิวด้านข้างของรูปที่ 2.5 (ข) แต่โดยประมาณแล้ว จะสม่ำเสมอตามความกว้าง

สายอากาศประกอบด้วยช่องเปิดสองช่อง แต่ละอันกว้าง w และสูง h และวางตั้งฉากกับช่องเปิดของจุดป้อนสัญญาณถูกแยกด้วยสายส่งแบบขนานอิมพีแดนซ์ต่ำมาก ๆ ความยาว l ซึ่งทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวแปลงสัญญาณค่าความยาวของสายส่งโดยประมาณเท่ากับ $\lambda_g / 2$ (เมื่อ λ_g เป็นความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น) เพื่อให้สนามที่อาร์เพอเจอร์ของช่องเปิดทั้งสองมีโพลาริเซชันตรงข้ามกันช่องเปิดทั้งสองจะทำตัวเป็นอาร์เรย์ สององค์ประกอบที่มีระยะห่าง $\lambda_g / 2$ ระหว่างองค์ประกอบองค์ประกอบของสนามจากแต่ละช่องเปิดรวมกันแบบเฟสเดียวกัน และให้การแพร่กระจายสูงสุดในทิศทางตั้งฉากกับองค์ประกอบ

สนามไฟฟ้าที่อาร์เพอเจอร์ของแต่ละช่องเปิดสามารถถูกแยกอยู่ในองค์ประกอบของ x และ y องค์ประกอบ y จะมีเฟสแตกต่าง และผลที่ออกมาจะหักล้างกันหมดไป สนามที่แพร่กระจายสามารถหาได้โดยการ ปฏิบัติต่อสายอากาศเสมือนอาร์เพอเจอร์ (ดังแสดงในรูปที่ 2.5 (ค) เนื่องจากสาย feed ถูกเลือกให้การกระตุ้นได้เพียง TEM โหมด องค์ประกอบ x ของสนามไฟฟ้าที่อาร์เพอเจอร์สามารถสมมุติให้เป็นค่าคงที่และเท่ากับ

$$\bar{E}_a = E_0 a_x z \begin{cases} -h/2 \leq x' \leq h/2 \\ -w/2 \leq z' \leq w/2 \end{cases} \quad (2.30)$$

กระจายสนามเดียวกับเช่นไดโพลทางแม่เหล็กที่มีความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก \bar{E}_s เมื่อทำการอินทิเกรต เท่ากับ

$$\overline{M}_s = \begin{cases} -2nX\overline{E}_a = -2X\hat{a}_x E_0 = 2E_0\hat{a}_x & \begin{cases} -h/2 \leq x' \leq h/2 \\ -w/2 \leq z' \leq w/2 \end{cases} \\ 0 & \end{cases} \quad (2.30ก)$$

และ

$$\overline{J}_s = 0 \text{ ณ. ที่อื่นใด ๆ}$$

สนามทั้งหมดจะเป็นผลรวมของอนุกรมสององค์ประกอบที่แต่ละองค์ประกอบจะเป็นตัวแทนของแต่ละช่องเปิด

สายอากาศไมโครสตริป คล้ายคลึงกับ dielectric loaded cavities แต่มีเรโซแนนซ์ order ที่สูงกว่าสนามภายใน substrate ไดอิเล็กตริก สามารถหาได้เที่ยงตรงกว่า โดยการคิดว่าบริเวณนั้นเป็น cavities ที่ถูกล้อมโดยตัวนำทางไฟฟ้า (ด้านบนและด้านล่าง) และโดยผนังทางแม่เหล็ก (เพื่อทำให้เป็นวงจรเปิด) ตามเส้นรอบขอบของ patch นี้เป็นแบบจำลองโดยประมาณ ซึ่งในหลักการนำไปสู่อินพุตอิมพีแดนซ์ที่เป็น reactive (ของค่าที่เป็น 0 หรือ ∞ ของเรโซแนนซ์) และจะไม่แพร่กระจายกำลังใด ๆ อย่งไรก็ตาม โดยการสมมุติสนามที่แท้จริงโดยประมาณจะทำกับที่กำหนดโดยแบบจำลองเช่นนั้น รูปแบบที่คำนวณได้ อินพุตแอดมิตแตนซ์ และความถี่เรโซแนนซ์เปรียบเทียบได้เป็นอย่างดีกับการวัดนี้เป็นแนวทางที่ยอมรับได้ และคล้ายกับวิธีการทำซ้ำที่ประสบความสำเร็จแล้วเป็นอย่างมากในการวิเคราะห์เกี่ยวกับท่อนำคลื่น cavities และตัวแพร่กระจาย [17] สนามภายใน substrate ไดอิเล็กตริกสามารถหาได้โดยการสมมุติเพียงองค์ประกอบ E_x เท่านั้น (ซึ่งการเปลี่ยนแปลงทางฟังก์ชันไม่ขึ้นกับ x) จะต้องเป็นไปตามสมการคลื่นสเกลลาของ Helmholtz สำหรับแผ่นวงจรพิมพ์สี่เหลี่ยมขนาด l และ w จะเป็นการสะดวกที่สุดที่จะใช้พิกัดสี่เหลี่ยม ดังนั้น

$$(\nabla^2 + k_d^2)E_x(y, z) = \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_d^2 \right) E_x(y, z) \quad (2.31ก)$$

$$\text{ณ. ที่จุดป้อนสัญญาณ} = \begin{cases} 0 & \text{ที่ไกลไปจากจุดป้อนสัญญาณ} \\ j\omega\mu_0 j_x & \end{cases} \quad (2.31ข)$$

$$\text{เมื่อ} \quad k_d = \omega\sqrt{\mu_0 \epsilon}, \epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$$

ถ้าให้จุดกำเนิดอยู่ที่มุมหนึ่งของแผ่นวงจรพิมพ์ตามรูปที่ 2.5(ก) ($0 \leq x \leq h, 0 \leq y \leq 1, 0 \leq z \leq w$) ผลลัพธ์ของสมการเคลื่อนที่เป็นเนื้อเดียวกัน สามารถเขียนได้จากเงื่อนไขที่ขอบเขต

$$\left. \frac{\partial E_x}{\partial y} \right|_{y=0} = \left. \frac{\partial E_x}{\partial y} \right|_{y=1} = 0 \quad \text{หรือ} \quad H_z(y=0) = H_z(y=1) = 0 \quad (2.31ค)$$

และ
$$\left. \frac{\partial E_x}{\partial y} \right|_{y=0} = \left. \frac{\partial E_x}{\partial y} \right|_{y=1} = 0 \quad \text{หรือ} \quad H_z(y=0) = H_z(y=1) = 0 \quad (2.31ง)$$

เป็น
$$E_x = A_{mn} \cos(k_y y) \cos(k_z z) = A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{1} y\right) \cos\left(\frac{n\pi}{w} z\right) \quad (2.31จ)$$

เมื่อ
$$k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{m\pi}{1}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{w}\right)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu_0 \epsilon = (2\pi f_r)^2 \mu_0 \epsilon \quad (2.31ฉ)$$

หรือ
$$(f_r)_{mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0 \epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{1}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{w}\right)^2} \quad \begin{matrix} m = 0, 1, 2, 3, \\ n = 0, 1, 2, 3, \dots \end{matrix} \quad (2.31ช)$$

โหมด $m = n = 0$ จะลดเป็นลักษณะทางสนามไฟฟ้าสถิต A_{mn} แทนค่าคงที่ทางขนาด และ $(f_r)_{mn}$ เป็นความถี่เรโซแนนซ์ของโหมด mn ความถี่เรโซแนนซ์ปรากฏเมื่อช่องเปิดหน้า-หลัง หรือ ซ้าย-ขวา ถูกแยกโดยจำนวนอินทิเกรตของครึ่งความยาวคลื่น (ใน substrate) สำหรับ $1 > w$ ความถี่เรโซแนนซ์ order ต่ำสุด (นอกเหนือจาก $m = n = 0 \Rightarrow f_r = 0$) ปรากฏเมื่อ $m = 1, n = 0$ หรือ

$$(f_r)_{10} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0 \epsilon}} \quad (2.31ซ)$$

แต่ละเทอมของสมการ (2.61จ) เป็นไปตามเงื่อนไขที่ขอบเขต และทุกเทอม (เป็นกลุ่ม) จะทำให้เกิดเป็นเซตของฟังก์ชันของมุมฉากเป็นองค์ประกอบสนามแม่เหล็กที่สัมพันธ์กัน หาได้โดยการใส่สมการ (2.61จ) และสมการ curl ของ Maxwell ตามสมการ (3.21) เมื่อ $\vec{M} = 0$ และถูกกำหนดโดย

$$H_x = 0 \quad (2.31ฉ)$$

$$H_y = -j \frac{l}{\omega \mu} \frac{\partial E_x}{\partial z} = j \frac{n\pi}{\omega \mu w} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{l} y\right) \sin\left(\frac{n\pi}{w} z\right) \quad (2.31ญ)$$

$$H_z = j \frac{l}{\omega \mu} \frac{\partial E_x}{\partial y} = j \frac{m\pi}{l \omega \mu} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{l} y\right) \cos\left(\frac{n\pi}{w} z\right) \quad (2.31ต)$$

เมื่อมีแหล่งกำเนิดในทิศทาง x ที่ตัว feed E_x ทั้งหมดจะต้องเป็นไปตามสมการคลื่น (2.32ข) ผลลัพธ์ทั่วไปจะประกอบด้วยผลรวมเชิงเส้นใดๆของเซตที่สมบูรณ์ของฟังก์ชัน orthogonal ต่างๆ แต่ละรูปสมการ (2.32จ) และสมการเขียนได้เป็น

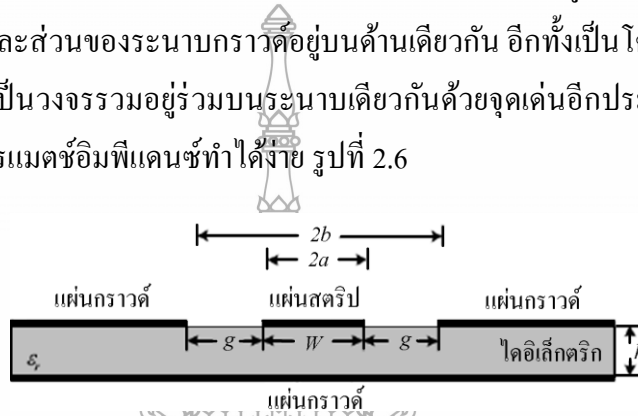
$$E_x = \sum_n \sum_m A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{l} y\right) \cos\left(\frac{n\pi}{w} z\right) \quad (2.31ฒ)$$

ตัวคงที่ A_{mn} สามารถหาได้โดยการใช้เงื่อนไขในรูปแบบการตั้งฉากสุดท้ายของสมการ (2.32ฒ) รวมอยู่ใน องค์ประกอบสนามที่ได้มาข้างบนนี้สามารถทำให้เกิดความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กสมมูลตามเส้นรอบรูปของ patch (ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าสมมูลไม่มีตามเส้นรอบรูป เนื่องจาก $\bar{H}_{tan} = 0$ ณ ที่นั่น) แล้วกระแสเหล่านี้สามารถนำไปใช้ในการหาโมเมนต์ที่เที่ยงตรงขึ้นสำหรับสนามที่แพร่กระจาย ซึ่งเปรียบเทียบได้ดีกับที่ได้จากการวัด [17] เพื่อรวมผลการเอียงเอนที่ปลายขอบ และให้ความแน่นอนที่ดีกว่า ขนาดประสิทธิพล สามารถนำมาใช้ร่วมได้ [17] ความถี่เรโซแนนซ์โดยประมาณสำหรับ patch วงกลมรัศมี a กำหนดโดย

$$(f_r)_{mn} = \frac{X'_m}{2\pi a \sqrt{\mu \epsilon}} \quad \begin{matrix} m = 0, 1, 2, 3, \dots \\ n = 0, 1, 2, 3, \dots \end{matrix} \quad (2.32)$$

เมื่อ X_{mn} แทน directive ที่เป็นศูนย์ ($n = 1, 2, 3, \dots$) ของฟังก์ชัน Bessel $J_m(x)$ ชนิดที่หนึ่ง m [นั่นคือ $J_m(X_{mn}) = 0$] ซึ่งทำเป็นตารางไว้ใน [12] ความถี่เรโซแนนซ์อันดับที่แรกจะต่ำสุดปรากฏเมื่อ $m=1, n=1$ ($X_{11} = 1.841$) มีวิธีการอื่นๆ

2.3.2 การหาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง [14] การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง นั้นจะประกอบไปด้วย โครงสร้างสายอากาศกับระนาบกราวด์ทั้งสองด้านอยู่ในระนาบเดียว กันการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปนั้นทำได้หลายวิธี แต่มีวิธีการหนึ่งที่ใช้เทคนิคการป้อนแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ซึ่งพบว่ามีประสิทธิภาพสูงเสียดำรูปแบบในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสมมาตร และไม่ต้องเจาะรูเมื่อต้องการต่อกับกราวด์ เพราะสายนำสัญญาณและส่วนของระนาบกราวด์อยู่บนด้านเดียวกัน อีกทั้งเป็นโครงสร้างที่เหมาะสมกับการใช้งานที่มีลักษณะเป็นวงจรรวมอยู่ร่วมบนระนาบเดียวกันด้วยจุดเด่นอีกประการหนึ่งของท่อนำคลื่นระนาบร่วม คือ การแมตซ์อิมพีแดนซ์ทำได้ง่าย รูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง [19]

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะใช้วิเคราะห์แบบ Quasi Static ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งผ่าน (Conformal Mapping) โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่าความจุไฟฟ้า และค่าความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายนำสัญญาณการวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่าง ๆ ของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมได้ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณสามารถหาได้จากผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของครึ่งระนาบด้านบนซึ่งอยู่ในอากาศกับครึ่งระนาบด้านล่างซึ่งอยู่ในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric Layer) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการส่งผ่านเพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ประสิทธิภาพ (Effective Dielectric Constant) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) จะอยู่ในเทอมอินทิกรัลส่วนของการอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ขั้นแรก (Complete Elliptic Integral of First Kind)

โดยกำหนดให้

C คือ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณ

C' คือ ค่าความจุไฟฟ้าในลักษณะเดียวกันกับ C แต่จะแทนไดอิเล็กตริกทั้งหมดด้วย อากาศโดยจะได้ว่า

$$\epsilon_{re} = \frac{C}{C^a} \quad (2.33)$$

$$v_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.34)$$

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

$$Z_0 = \frac{1}{Cv_p} = \frac{1}{C\sqrt{\epsilon_{re}}C^a} \quad (2.36)$$

- เมื่อ ϵ_{re} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของฐานรอง
 v_p คือ ความเร็วเฟสของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
 λ_g คือ ความยาวคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
 C คือ ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศว่าง
 Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

ในการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณจะใช้วิธีการส่งผ่าน ซึ่งในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ แต่จะพิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณหาได้จากสมการ

$$Z_0 = \frac{30\pi K'(k_1)}{\sqrt{\epsilon_{re}}K(k_1)} \quad (2.37)$$

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จาก

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.38)$$

โดยที่

$$q = \frac{1}{2} \left(\frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \right) \quad (2.39)$$

เมื่อ q คือ ตัวประกอบการคูณ (Filling Factor) และ

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

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

เมื่อ

$$k_3 = \frac{\sinh(\pi a / 2h_1)}{\sinh(\pi b / 2h_1)} \quad (2.42)$$

$$a = \frac{w}{2} \quad (2.43)$$

$$b = \frac{(2g + w)}{2} \quad (2.44)$$

โดยที่ h คือ ความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก

w คือ ความกว้างของสายนำสัญญาณ

g คือ ความกว้างของร่อง

การอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ชั้นแรกสามารถหาได้โดย

$$k_2 = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}} \quad (2.45)$$

เมื่อ θ หมายถึง ตัวแปรเชิงซ้อน

โดย

$$K'(k_1) = K(k_1') \quad (2.46)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (2.47)$$

และอัตราส่วนของ $K(k)/K'(k)$ สามารถหาได้โดยการประมาณคือ
กรณี $0 \leq k \leq 0.707$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k'})}{1-\sqrt{k'}} \right]} \quad (2.48)$$

กรณี $0.707 \leq k \leq 1$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k})}{1-\sqrt{k}} \right] \quad (2.49)$$

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \frac{1}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.50)$$

โดยที่

$$\varepsilon_{re} = 1 + q(\varepsilon_r - 1) \quad (2.51)$$

$$q = \frac{K(k_4)/K'(k_4)}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.52)$$

2.3.3 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

สำหรับ โหมดคู่และโหมดคี่จะมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสำหรับโหมดคู่ (Z_{ce}) และ
สำหรับโหมดคี่ (Z_{co}) ดังนี้

$$Z_{ce} = (c\sqrt{C_e^a C_e})^{-1} \quad (2.53)$$

$$Z_{co} = (c\sqrt{C_o^a C_o})^{-1} \quad (2.54)$$

โดยที่ค่า C_e^a และ C_o^a เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างการคับปลิงของสายส่ง
สัญญาณในโหมดคู่และโหมดคี่ตามลำดับ

ในส่วน of ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ในโหมดคู่ ε_{re}^e และโหมดคี่ ε_{re}^o สามารถ
คำนวณหาได้จากค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นในโหมดนั้น ๆ ดังนี้

$$\varepsilon_{re}^e = C_e / C_e^a \quad (2.55)$$

$$\varepsilon_{re}^o = C_o / C_o^a \quad (2.56)$$

ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ทั้งในโหมดคู่และโหมดคี่จะพิจารณาด้วยการประมาณในกรณีที่ไม่มีการแพร่กระจายออกของคลื่นโดยรายละเอียดเป็นดังนี้

$$\varepsilon_{re}^e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{10}{v} \right]^{-a_e b_e} \quad (2.57)$$

เมื่อ

$$v = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g \exp(-g)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{v^4 + (v/52)^2}{v^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{v}{18.1} \right)^3 \right]$$

$$b_e = 0.564 \left[\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right]^{0.053}$$

$$u = w/h \text{ และ } g = s/h$$

ค่าที่ได้จะมีความผิดพลาดไม่เกิน 0.7% โดยที่ค่า u มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq g \leq 10$) และค่าคงตัวไดอิเล็กตริกมีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 18 ($1 \leq u \leq 18$)

$$\varepsilon_{re}^o = \varepsilon_{re} + [0.5(\varepsilon_r + 1) - \varepsilon_{re} + a_o] \exp[-c_o g^{d_o}] \quad (2.58)$$

เมื่อ $a_o = 0.7287 [\varepsilon_{re} - 0.5(\varepsilon_r + 1)] \times [1 - \exp(-0.179u)]$

$$b_o = \frac{0.747 \varepsilon_r}{0.15 + \varepsilon_r}$$

$$c_o = b_o - (b_o - 0.207) \exp(-0.414u)$$

$$d_o = 0.593 + 0.694 \exp(-0.52u)$$

ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_{re}) พิจารณาจากสายส่งสัญญาณเดี่ยวนบนไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w โดยค่าความผิดพลาดจากการคำนวณสำหรับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ในโหมดคลื่นจะไม่เกิน 0.5%

สำหรับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโหมดคู่ (Z_{ce}) และโหมดคี่ (Z_{co}) สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (2.76) ซึ่งจะมีค่าผิดพลาดจากการคำนวณไม่เกิน 0.6% โดยที่ค่า u ที่อยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq u \leq 10$) และค่า g อยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq g \leq 10$) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกมีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 18 ($1 \leq \epsilon_r \leq 18$)

$$Z_{ce} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^e}}{1 - (Z_c Q_4 \sqrt{\epsilon_{re}}) / 377} \quad (2.59)$$

โดยค่า Z_c เป็นค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณเดี่ยวนบนโครงสร้างไมโครสตริปที่มีความกว้างของสายส่งสัญญาณเป็น w และ

$$Q_1 = 0.8685u^{0.194}$$

$$Q_2 = 1 + 0.7519g + 0.189g^{2.31}$$

$$Q_3 = 0.1975 + [16.6 + (8.4/g)^6]^{0.387} + \frac{1}{241} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/3.4)^{10}} \right]$$

$$Q_4 = \frac{2Q_1}{Q_2} \frac{1}{u^{Q_3} \exp(-g) + [2 - \exp(-g)]u^{-Q_3}}$$

ดังนั้น

$$Z_{co} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^o}}{1 - (Z_c Q_{10} \sqrt{\epsilon_{re}}) / 377} \quad (2.60)$$

เมื่อ

$$Q_5 = 1.794 + 1.14 \ln \left[1 + \frac{0.638}{g + 0.517g^{2.43}} \right]$$

$$Q_6 = 0.2305 + \frac{1}{281.3} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/5.8)^{10}} \right] + \frac{1}{5.1} \ln [1 + 0.598g^{1.154}]$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190g^2}{1 + 82.3g^3}$$

$$Q_8 = \exp[-6.5 - 0.95 \ln(g) - (g/0.15)^5]$$

$$Q_9 = \ln(Q_7) \cdot (Q_8 + 1/16.5)$$

$$Q_{10} = Q_4 - \frac{Q_5}{Q_2} \exp\left[\frac{Q_6 \ln(u)}{u^{Q_9}}\right]$$

2.4 ตัวเชื่อมต่อในงานไมโครเวฟ [17]

เชื่อมต่อเป็นอุปกรณ์ไมโครเวฟที่จำเป็นในการเชื่อมต่อวงจร โดยตัวเชื่อมต่อในงานไมโครเวฟ มีด้วยกันหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการใช้งาน ตัวเชื่อมต่อส่วนมากจะมีความแตกต่างกันที่โครงสร้าง ขนาด วัสดุที่ใช้เป็นโลหะ และค่าไดอิเล็กตริก โดยตัวเชื่อมต่อที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติที่ทน

ต่อกำลังงานไมโครเวฟได้สูง มีการสูญเสียกำลังงานต่ำ ค่า VSWR ต่ำ และมีแบนด์วิดท์ กว้าง โดยทั่วไปตัวเชื่อมต่อที่ใช้กับสายนำสัญญาณ โคแอกเชียล [18-20] มีรายละเอียดดังต่อไปนี้ APC-3.5 (Amphenol Precision Connectors-3.5 mm) เป็นตัวต่อเชื่อมที่พัฒนาขึ้น โดยบริษัท Hewlett-Packard แต่ปัจจุบันผลิตโดยบริษัท Amphenol ด้านหนึ่งของการเชื่อมต่อเป็นแบบ BNC และอีกด้าน เป็นแบบ SMA ตัวเชื่อมต่อ APC-3.5 มีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม ค่า VSWR ต่ำมาก และสามารถใช้งาน ได้ถึงความถี่ 34GHz

APC-7 (Amphenol Precision Connectors-7 mm) เป็นตัวเชื่อมต่อที่พัฒนาขึ้น โดยบริษัท Hewlett-Packard เช่นเดียวกัน และได้รับการพัฒนาต่อโดยบริษัท Amphenol ตัวเชื่อมต่อทั้งสองด้าน จะเหมือนกันทุกประการ และไม่แยกหัว (Male หรือ Female) ตัวเชื่อมต่อ APC-7 มีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม ค่า VSWR ต่ำมาก และสามารถใช้งานได้ถึงความถี่ 18 GHz เหมาะกับงานวัดที่ต้องการความ แม่นยำสูง

BNC (Bayonet Navy Connector) ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อใช้งานด้านทหารในระหว่าง สงครามโลกครั้งที่ 2 สามารถใช้งานได้ที่ความถี่ไม่สูงมากนัก ปกติไม่เกิน 4 GHz เพราะความถี่สูงๆ จะมีการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าออกจากตัวเชื่อมต่อแบบนี้ ตัวเชื่อมต่อ BNC จะมีค่า อิมพีแดนซ์จาก 50 โอห์ม ถึง 75 โอห์ม

SMA (Sub-Miniature A) เป็นตัวเชื่อมต่อพัฒนาขึ้น โดยบริษัท Bendix Scintilla Corporation เนื่องจากเป็นตัวเชื่อมต่อที่นิยมใช้งานมากที่สุด ในปัจจุบันจึงมีหลายบริษัทที่ทำการผลิตออกมาจำหน่าย ตัวเชื่อมต่อ SMA นี้มีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม หรือ 75 โอห์ม มีค่า VSWR ต่ำมาก และสามารถใช้งานได้ถึงความถี่ 24 GHz (ความถี่ใช้งานอาจสูงกว่านี้ ทั้งนี้ขึ้นกับวัสดุและคุณภาพการผลิต)

SMC (Sub-Miniature C) เป็นตัวเชื่อมต่อที่มีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม มีขนาดเล็กกว่าแบบ SMA ตัวเชื่อมต่อ SMC ถูกพัฒนาขึ้นโดย Sealectro Corporation ซึ่งสามารถใช้งานได้ถึงความถี่ 7 GHz Type N ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อใช้ในงานด้านทหารในระหว่างสงครามโลกครั้งที่ 2 เป็นตัวต่อเชื่อมที่นิยมใช้งานมากในงานต่างๆ ไป โดยความถี่ใช้งานในช่วง 1 GHz ถึง 8 GHz ตัวเชื่อมต่อแบบนี้จะมีค่าอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม หรือ 75 โอห์ม และมีค่า VSWR ต่ำ

2.5 ระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

2.5.1 มาตรฐานเทคโนโลยี WLAN [18]

ปัจจุบันเทคโนโลยีเครือข่าย LAN (Local Area Network) แบบไร้สาย [หรือ WLAN (Wireless Local Area Network)] กำลังได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก เนื่องจากประโยชน์ของ WLAN มีอยู่มากมาย โดยเฉพาะอย่างยิ่ง WLAN สร้างความสะดวก และอิสระในการใช้งานและติดตั้งเครือข่าย เทคโนโลยี WLAN ทำให้การเชื่อมต่ออุปกรณ์คอมพิวเตอร์ในบ้านหรือสำนักงานเข้าด้วยกัน หรือต่อเข้ากับเครือข่ายไม่จำเป็นจะต้องใช้สายนำสัญญาณให้ยุ่งยาก และดูแลรักษาอีกต่อไป อุปกรณ์คอมพิวเตอร์ทั้งแบบตั้งโต๊ะ และแบบพกพาสามารถเชื่อมต่อถึงกัน หรือเชื่อมต่อเข้ากับเครือข่ายจากตำแหน่งต่างๆ ที่อยู่ในรัศมีของสัญญาณได้อย่างอิสระ เทคโนโลยีสำหรับการเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆ ผ่านสื่อไร้สายที่รู้จักกันมีหลายเทคโนโลยี เช่น Bluetooth IEEE 802.11 IrDA Hyper LAN HomeRF และ GPRS เป็นต้น แต่เทคโนโลยีที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายที่สุดสำหรับ WLAN คือเทคโนโลยีตามมาตรฐาน IEEE 802.11 เนื่องจากอุปกรณ์ IEEE 802.11 WLAN มีราคาไม่แพง มีสมรรถนะในการรับส่งข้อมูลค่อนข้างสูง ง่ายต่อการติดตั้งและการใช้งาน IEEE 802.11 WLAN ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายมากขึ้นเรื่อยๆ และมีแนวโน้มว่าในอนาคต อุปกรณ์คอมพิวเตอร์ต่างๆ จะมีอุปกรณ์ IEEE 802.11 WLAN ติดตั้งจากโรงงานหรือ Built-in มาด้วยมาตรฐาน IEEE 802.11 ซึ่งได้รับการตีพิมพ์ครั้งแรกเมื่อปี พ.ศ. 2540 โดย IEEE และเป็นเทคโนโลยีสำหรับ WLAN ที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมากที่สุด คือข้อกำหนด (Specification) สำหรับอุปกรณ์ WLAN ในส่วนของ Physical Layer และ Media Access Control Layer โดยในส่วนของ HPY Layer มาตรฐาน IEEE 802.11 ได้กำหนดให้อุปกรณ์มีความสามารถในการรับส่งข้อมูล ด้วยความเร็ว 1, 2, 5.5, 11 และ 54 Mbps โดยมีสื่อ 3 ประเภทให้

เลือกใช้ได้แก่ คลื่นวิทยุที่มีความถี่สาธารณะ 2.4 GHz และ 5 GHz และ อินฟราเรด (1 และ 2 Mbps เท่านั้น) สำหรับในส่วนของ MAC Layer มาตรฐาน IEEE 802.11 ได้กำหนดให้มีกลไกการทำงานที่เรียกว่า CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance) ซึ่งมีความคล้ายคลึงกับหลักการ CSMA/CD (Collision Detection) ของมาตรฐาน IEEE 802.3 Ethernet เป็นที่นิยมใช้กันทั่วไป ในเครือข่าย LAN แบบใช้สายนำสัญญาณ นอกจากนี้ในมาตรฐาน IEEE 802.11 ยังกำหนดให้มีทางเลือกสำหรับการสร้างความปลอดภัยให้กับเครือข่าย IEEE 802.11 WLAN โดยใช้กลไกการเข้ารหัสข้อมูล (Encryption) และการตรวจสอบผู้ใช้ที่มีชื่อเรียกว่า WEP (Weird Equivalent Privacy)

2.5.2 มาตรฐานเทคโนโลยี WiMAX [18]

มาตรฐานของ WiMAX ถูกกำหนดขึ้นโดย Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) ปัจจุบันมีมาตรฐานดังต่อไปนี้

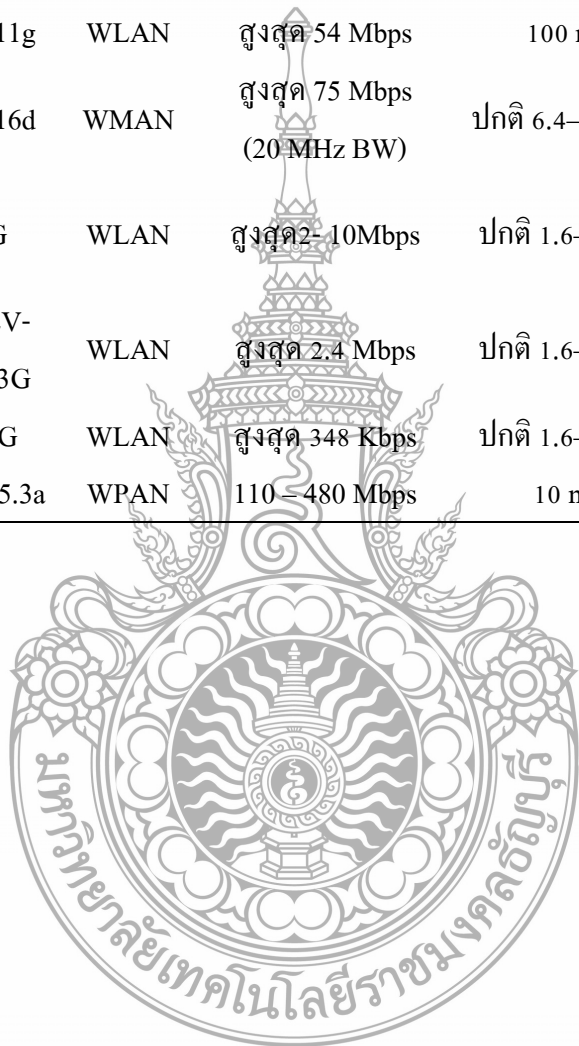
IEEE 802.16 เป็นมาตรฐานที่ให้ระยะทางการเชื่อมโยง 1.6–4.8 km เป็นมาตรฐานเดียวที่สนับสนุน LoS (Line of Sight) โดยมีการใช้งานในช่วงความถี่ที่สูงมากคือ 10-66 GHz

IEEE 802.16a เป็นมาตรฐานที่แก้ไขปรับปรุงจาก IEEE 802.16 เดิม โดยใช้งานที่ความถี่ 2-11 GHz ซึ่งคุณสมบัติเด่นที่ได้รับการแก้ไขจากมาตรฐาน 802.16 เดิมคือคุณสมบัติการรองรับการทำงานแบบที่ไม่อยู่ในระดับสายตา (NLoS-Non-Line-of-Sight) ทั้งยังมีคุณสมบัติการทำงานเมื่อมีสิ่งกีดขวาง อาทิเช่น ต้นไม้ อาคาร ฯลฯ และสามารถขยายระบบเครือข่ายเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตไร้สายความเร็วสูงได้อย่างกว้างขวางด้วยรัศมีทำการที่ไกลถึง 31 ไมล์ หรือประมาณ 48 กิโลเมตรและมีอัตราความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงสุดถึง 75 Mbps ทำให้สามารถรองรับการเชื่อมต่อการใช้งานระบบเครือข่ายของบริษัทที่ใช้สายประเภท T1-type กว่า 60 รายและการเชื่อมต่อแบบ DSL ตามบ้านเรือนที่พักอาศัยอีกหลายร้อยครัวเรือนได้พร้อมกันโดยไม่เกิดปัญหาในการใช้งาน

IEEE 802.16e เป็นมาตรฐานออกแบบมาให้สนับสนุนการใช้งานร่วมกับอุปกรณ์พกพาประเภทต่างๆ เช่น อุปกรณ์พีดีเอ notebook เป็นต้น โดยให้รัศมีทำงานที่ 1.6 – 4.8 กิโลเมตร มีระบบที่ช่วยให้ผู้ใช้งานยังสื่อสารมีคุณภาพในการสื่อสารที่ดีมีเสถียรภาพขณะใช้งานที่มีการเคลื่อนที่อยู่ตลอดเวลา โดยจะแสดงเทคโนโลยีใช้งานดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่าง ๆ [18]

เปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่าง ๆ					
เทคโนโลยี	มาตรฐาน	เครือข่าย	อัตราความเร็ว	ระยะทาง	ความถี่ (GHz)
Wi-Fi	802.11a	WLAN	สูงสุด 54 Mbps	100 m	5
Wi-Fi	802.11b	WLAN	สูงสุด 11 Mbps	100 m	2.4
Wi-Fi	802.11g	WLAN	สูงสุด 54 Mbps	100 m	2.4
WiMAX	802.16d	WMAN	สูงสุด 75 Mbps (20 MHz BW)	ปกติ 6.4–10 km	Sub 11
WCDMA/ MUTS	3G	WLAN	สูงสุด 2–10Mbps	ปกติ 1.6–8 km	1.8, 1.9, 2.1
CDMA2000	1x EV- DO 3G	WLAN	สูงสุด 2.4 Mbps	ปกติ 1.6–8 km	0.4, 0.8, 0.9, 1.7, 1.8, 1.9, 2.1
EDGE	2.5G	WLAN	สูงสุด 348 Kbps	ปกติ 1.6–8 km	1.9
UWB	802.15.3a	WPAN	110–480 Mbps	10 m	7.5



บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศ

3.1 บทนำ

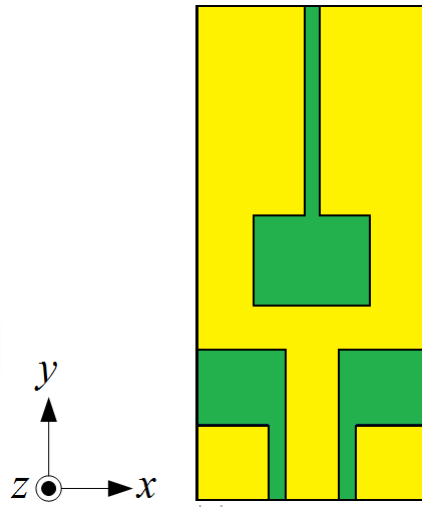
บทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบคู่โดยนำหลักการต่าง ๆ จากทฤษฎีบทที่ผ่านมาช่วยออกแบบและวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศต้นแบบสำหรับงานวิจัยนี้และพารามิเตอร์ที่ได้จากการออกแบบมาสร้างจำลองโครงสร้างสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (CST) และใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ร่วมกับวิธีเชิงประสบการณ์ (Experimental Method) เพื่อปรับพารามิเตอร์ๆ เช่นค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ และอัตราขยายสายอากาศ เป็นต้น

3.2 การออกแบบสายอากาศ

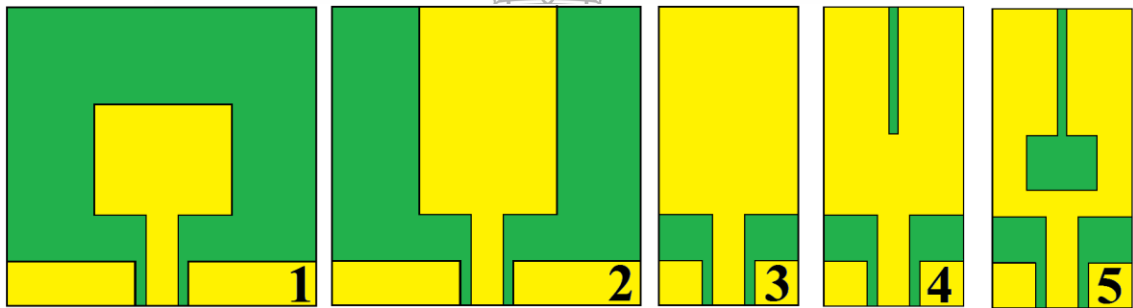
3.2.1 งานวิจัยโครงสร้างสายอากาศต้นแบบ

จากการวิจัยและการออกแบบการเช่าร่องที่ตัวสายอากาศที่ผ่านมา ได้ทำการศึกษาโครงสร้างสายอากาศระนาบต่างๆ ที่ใช้เทคนิคการเช่าร่องที่ตัวสายอากาศ [17]

การพัฒนาเริ่มต้นจากการออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเพื่อนำไปใช้งานสำหรับย่านความถี่แถบคู่ ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g และ IEEE 802.16a [18] ในการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ ใช้โปรแกรม CST (Computer Simulation Technology) เพื่อออกแบบหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลให้เหมาะสมที่สุด ดังรูปที่ 3.1(ก) และ สรุปรูปแบบการปรับจูน โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังรูปที่ 3.1 (ข)



(ก) โครงสร้างสายอากาศไมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยการเจาะร่องที่ตัวสายอากาศ ที่นำเสนอ



(ข) สรุปขั้นตอนการปรับปรุง โครงสร้างสายอากาศไมโนโพลต้นแบบ

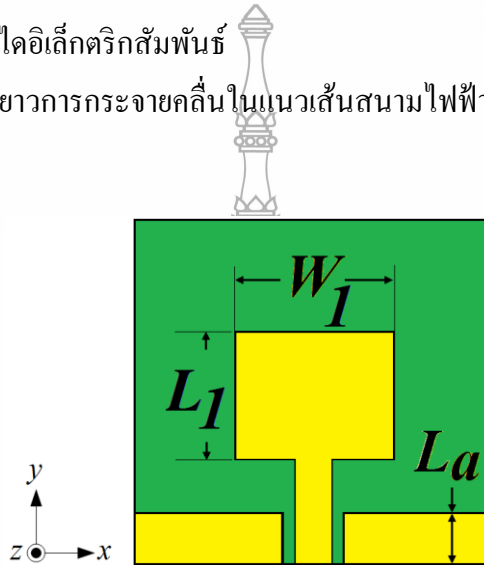
รูปที่ 3.1 โครงสร้างสายอากาศไมโนโพลต้นแบบและการปรับปรุงสายอากาศไมโนโพลต้นแบบ

การออกแบบสายอากาศไมโนโพลสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบคู่จะ ออกแบบสายอากาศบนโครงสร้างของแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีคุณสมบัติดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	$\epsilon_r = 4.3$
ความหนาของวัสดุฐานรอง	$h = 0.764$ มม.
ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง)	$\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m
ความหนาของวัสดุตัวนำ	$t = 0.017$ มม.
ค่าไดอิเล็กตริกlossแทนเจนต์	$\tan \delta = 0.015$

การออกแบบเริ่มต้นจากส่วนตัวสายอากาศโดยขนาดแผ่นสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบ กำหนดจากความถี่ช่วงต่ำคือ 2.45 GHz สามารถหาดังสมการที่ 3.1- 3.13 [17 และ 28]

- โดยที่ c คือ ความเร็วแสงมีค่าเท่ากับ 3×10^8 m/s
 f_r คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบมีค่าเท่ากับ 2.45 GHz
 ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก
 ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์
 ΔL คือ ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า



รูปที่ 3.2 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า การออกแบบสัดับขนาดด้าน W_1 ดังสมการที่ 3.1

$$W_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r - 1} \right]^{-1/2} \quad (3.1)$$

แทนค่า

$$= \frac{122.44}{2} \left[\frac{4.3+1}{4.3-1} \right]^{-1/2}$$

$$W_1 = 37.54 \text{ มม.}$$

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{eff}) สมการที่ 3.2 [27]

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2}(1 + 0.3h) \quad (3.2)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{4.3 + 1}{2}(1 + 0.3(0.764))$$

ดังนั้น

$$\epsilon_{eff} = 3.257$$

คำนวณหาค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า (ΔL) สมการที่ 3.3 [17]

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W_1}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W_1}{h} + 0.8\right)} \quad (3.3)$$

$$\Delta L = 0.412(0.764) \frac{(3.257 + 0.3)\left(\frac{37.54}{0.764} + 0.264\right)}{(3.257 - 0.258)\left(\frac{37.57}{0.764} + 0.8\right)}$$

$$\Delta L = 0.34 \text{ มม.}$$

ขนาดด้าน L_1 ตั้งสมการที่ 3.4

$$L_1 = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \quad (3.4)$$

$$L_1 = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L$$

$$= \frac{122.44}{2\sqrt{4.3}} - 2(0.34)$$

$$L_1 = 28.84 \text{ มม.}$$

เมื่อทำการลดขนาดของ W_1 และ L_1 ลง 2 เท่า จะได้ค่าดังนี้

$$W_1 = 18.77 \text{ มม.}$$

$$L_1 = 14.42 \text{ มม.}$$

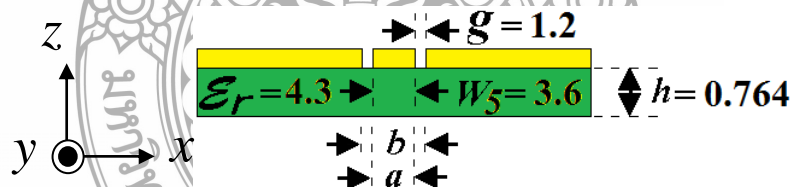
คำนวณหาค่าความยาว (L_a) ดังสมการที่ 3.5

$$L_a = \frac{0.073 * C}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.5)$$

$$= \frac{0.073 \times 122.45}{\sqrt{3.257}}$$

$$L_a = 5 \text{ มม.}$$

การออกแบบหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม ของสายอากาศดังรูปที่ 3.2 โดยหาได้จากขนาดแผ่นสายอากาศโมนิโพลแบบระนาบ คำนวณค่าความกว้างของตัวสายอากาศ (W) และความยาว (L) ดังสมการที่ 3.6 - 3.10 [19]



รูปที่ 3.3 จุดป้อนสัญญาณของสายอากาศโมนิโพล

$$Z_o = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \times \frac{K'(k_1)}{K(k_1)}; \quad K' = \sqrt{1-(k)^2} \quad (3.6)$$

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (3.7)$$

$$q = \frac{1}{2} \left[\frac{K(k_2)}{K'(k_2)} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \right] \quad (3.8)$$

$$K_1 = \frac{a}{b}; \quad a = \frac{W_s}{2}, \quad b = \frac{(2g + W_s)}{2} \quad (3.9)$$

$$K_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \quad (3.10)$$

- โดยที่ Z_o คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ
 ϵ_{re} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของฐานรอง
 q คือ ค่าตัวประกอบการคูณ (Filling Factor)
 g คือ ความกว้างของร่อง
 W_s คือ ความกว้างของสายนำสัญญาณ
 h คือ ความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก
 a คือ ค่าความกว้างของสายนำสัญญาณ
 b คือ ค่าความกว้างของสายนำสัญญาณรวมกับระยะกราวด์
 $K(k)$ คือ ค่าอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ชนิดแรก
 (Complete elliptic integral of the first kind)
 $K'(k)$ คือ ค่าคอมพลีเมนต์ (Complement)

$$a = \frac{W_s}{2} = \frac{3.6}{2} = 1.8$$

$$b = \frac{(2g + W_s)}{2} = \frac{(2(1.2) + 3.6)}{2} = 3$$

แทนค่า a และ b ในตัว K'

$$K_1 = \frac{a}{b} = \frac{1.8}{3} = 0.6$$

$$K_2 = \frac{\cosh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\cosh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} = 1.002$$

$$k_1' = \sqrt{1 - (k_1)^2} = \sqrt{1 - (0.6)^2} = 0.80$$

$$k_2' = \sqrt{1 - (k_2)^2} = \sqrt{1 - (1.002)^2} = 0.06$$

โดยที่ค่า k จะมีค่า $0 \leq k \leq 0.707$ จะใช้สมการที่ 3.11

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\operatorname{Im}\left[2 \frac{(1+\sqrt{k'})}{(1-\sqrt{k'})}\right]} \quad (3.11)$$

ถ้าค่า k จะมีค่า $0.707 \leq k \leq 1$ จะใช้สมการที่ 3.12

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \operatorname{Im}\left[2 \frac{(1+\sqrt{k'})}{(1-\sqrt{k'})}\right] \quad (3.12)$$

เมื่อ k_1 มีค่า 0.80 จะเลือกใช้ $0.707 \leq k \leq 1$ จะใช้สมการที่ 3.12

$$\frac{K'(k_1)}{K(k_1)} = \frac{1}{\pi} \operatorname{Im}\left[2 \frac{(1+\sqrt{k'})}{(1-\sqrt{k'})}\right] = 1.13$$

เมื่อ k_2 มีค่า 0.06 จะเลือกใช้ $0 \leq k \leq 0.707$ จะใช้สมการที่ 3.11

$$\frac{K(k_2)}{K'(k_2)} = \frac{\pi}{\operatorname{Im}\left[2 \frac{(1+\sqrt{k'})}{(1-\sqrt{k'})}\right]} = 2.63$$

แทนค่าจากสมการที่ 3.6-3.8

$$q = \frac{1}{2} \left[\frac{K(k_2)}{K'(k_2)} \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} \right] = 1.48$$

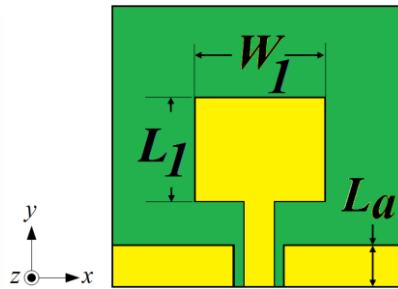
$$\varepsilon_{re} = 1 + q(\varepsilon_r - 1) = 5.88$$

$$Z_o = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \times \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} = 43.91 \Omega$$

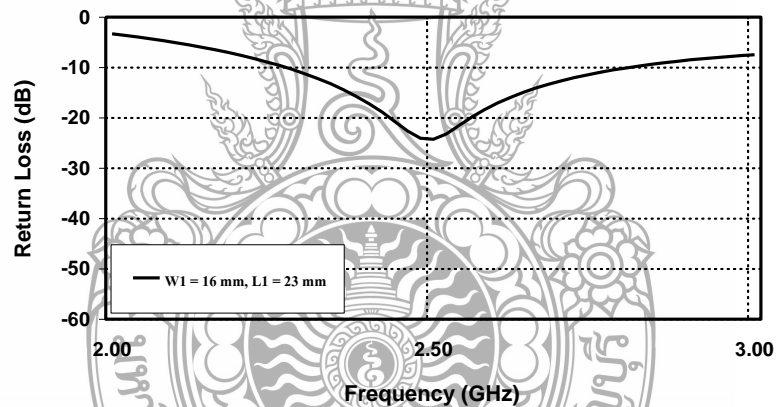
จากการออกแบบหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ 43.91 โอห์ม ซึ่งมีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม โดยทั้งไปการใช้ตัวเชื่อมสัญญาณชนิด SMA (Sub-Miniature A) มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม หรือ 75 โอห์ม มีค่า VSWR ต่ำมากและสามารถใช้งานได้ถึงความถี่ 2.45 GHz จึงสามารถนำการออกแบบหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้ไปสร้างจริงได้

3.2.2 การจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST

การวิเคราะห์การจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศ โดยทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังรูปที่ 3.3 เพื่อศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงของค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ดังรูปที่ 3.4



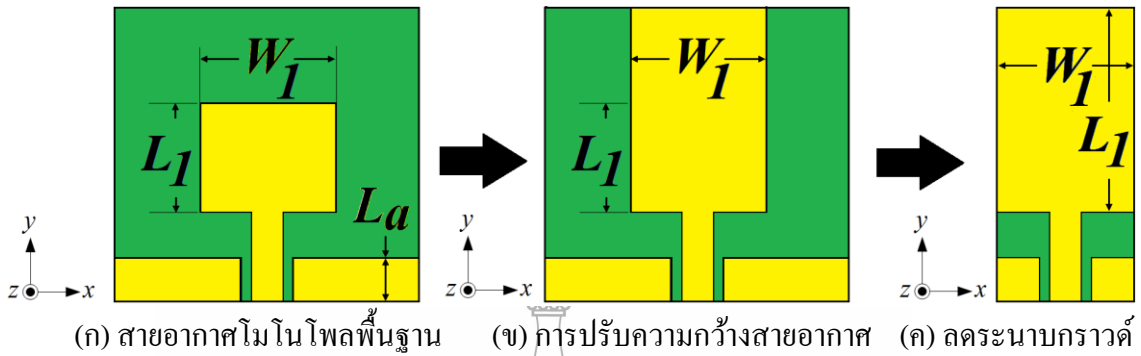
รูปที่ 3.4 การปรับลดขนาดจูน โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้า



รูปที่ 3.5 ผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้า ในรูปที่ 3.4

จากรูปที่ 3.1(ก) สายอากาศโมโนโพลแบบพื้นฐานนำมาปรับจูน โครงสร้างตัวสายอากาศ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศโดยการปรับเพิ่มด้านค่าของกว้าง L_1 เท่ากับ 23 มม. ดังรูปที่ 3.1 (ข) และค่าของยาว W_1 เท่ากับ 16 มม. ดังรูปที่ 3.1(ค) ส่วนสุดท้ายทำการปรับลดโครงสร้างสายอากาศ เพื่อให้สายอากาศมีขนาดเล็กมากที่สุด จึงเลือกปรับลดที่ระนาบกราวด์ เนื่องจากสายอากาศมีระนาบกราวด์อยู่ด้านเดียวกันและมีการส่งผ่านทิศทางและความหนาแน่นของกระแสระหว่าง

สายอากาศกับระนาบกราวด์ด้านล่างเท่านั้น ซึ่งทำให้ส่งผลกระทบต่อช่วงความถี่ใช้งานและแบบรูปการแผ่พลังงานเกิดผลน้อยที่สุด

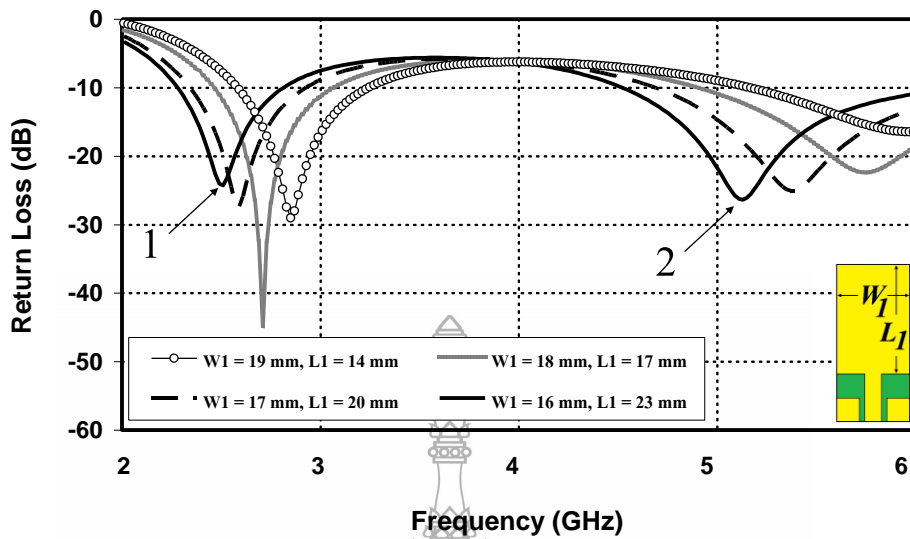


รูปที่ 3.6 การปรับจูนโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยการเพิ่มสัณฐานตัวไอ

ในการออกแบบขนาดทางกายภาพต่างๆ ของสายอากาศโมโนโพลสำหรับการประยุกต์ใช้งานความถี่แถบกว้างนั้น ขนาดในส่วนต่างๆ ของสายอากาศที่ใช้เป็นตัวกำหนดให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์มีหลายส่วนและทุกตัวจะนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) เพื่อที่จะหาความยาวที่เหมาะสมสำหรับการออกแบบสายอากาศ ดังนั้นสมการพื้นฐานในการหา λ_g ในวิทยานิพนธ์นี้แสดงดังสมการที่ 3.13 จากงานวิจัยที่ [19-21] เมื่อทำการออกแบบให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการและใช้ค่าคงตัว ไดอิเล็กตริกที่กำหนดไว้จะได้ความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) ที่ความถี่ 5.20 GHz ได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{(5.2 \times 10^9)(\sqrt{4.13})} = 28.38 \text{ มม.} \quad (3.13)$$

โดยการปรับค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ส่งผลที่ดีที่สุดจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนหลัก ในส่วนแรกคือ ทำการปรับขนาดความกว้างและความยาว (L) ของสายอากาศก่อน โดยเริ่มปรับค่าเลือกปรับค่าความยาว W_1 ตั้งแต่ 16, 17, 18 และ 19 มม. และเลือกปรับค่าความยาว L ตั้งแต่ 14, 17, 20 และ 23 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W_1 เท่ากับ 16 มม. และ L เท่ากับ 23 มม. ซึ่งทำให้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับลดลง แต่ยังมีบางส่วนมากกว่า -10 dB คือจุดที่ 1 ได้ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.54 GHz เท่ากับ -24.27 dB และจุดที่ 2 และช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.13 GHz เท่ากับ -26.36 dB ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.7 ผลการจำลองแบบความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับ w_1 และ L_1

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ของสตัปที่ระนาบสร้างเงาของสายอากาศโมนโพล

ค่าความกว้าง w_1 (มม.)		ค่าความกว้างยาว L_1 (มม.)		ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (dB)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	ช่วงความถี่ใช้งาน (GHz)
ขนาดทางกายรูป	ขนาดทางไฟฟ้า	ขนาดทางกายรูป	ขนาดทางไฟฟ้า			
19	$0.669 \lambda_g$	14	$0.493 \lambda_g$	-29.02	2.84	2.56 - 3.24
				-16.43	5.95	5.17 - 6.00
18	$0.634 \lambda_g$	17	$0.599 \lambda_g$	-44.85	2.70	2.46 - 3.08
				-22.39	5.75	4.91 - 6.00
17	$0.599 \lambda_g$	20	$0.704 \lambda_g$	-16.43	5.95	5.17 - 6.00
				-16.43	5.95	4.69 - 6.00
16	$0.564 \lambda_g$	23	$0.810 \lambda_g$	-24.27	2.50	2.26 - 2.82
				-26.36	5.13	4.53 - 6.00

เมื่อนำระยะ ค่าความกว้าง w_1 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.3 \lambda_g$ ถึง $0.7 \lambda_g$ และ ค่าความยาว L_1 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.7 \lambda_g$ ถึง $0.9 \lambda_g$

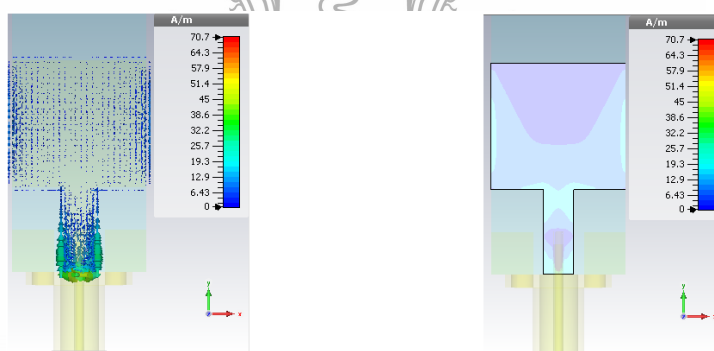
[21] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ W_f และ L_f ของสายอากาศไมโนไฟลรูปคอบเพลิงที่ความถี่ 5.2 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} W_f &= 0.564 \lambda_g \\ &= 0.564 \times 28.38 = 16 \text{ มม.} \end{aligned}$$

ค่าความกว้างของแถบ L_f จะได้

$$\begin{aligned} L_f &= 0.810 \lambda_g \\ &= 0.810 \times 28.38 = 23 \text{ มม.} \end{aligned}$$

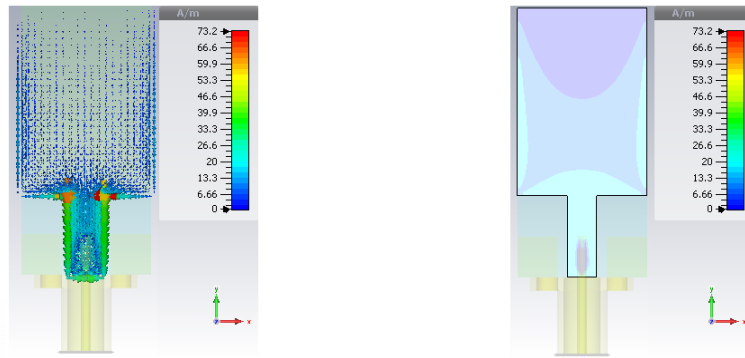
จากการออกแบบสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz โดยการหาความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ เพื่อหาช่วงความถี่ใช้งาน และนำมาเปรียบเทียบกับความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสพบว่าความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสส่งผลมากที่สุด เมื่อปรับจูนโครงสร้างค่าความกว้างมากขึ้นที่ด้านบนของสายอากาศ โดยออกแบบที่ 5.2 GHz สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.6-3.8



(ก) ความหนาแน่น

(ข) ทิศทางการไหลของกระแส

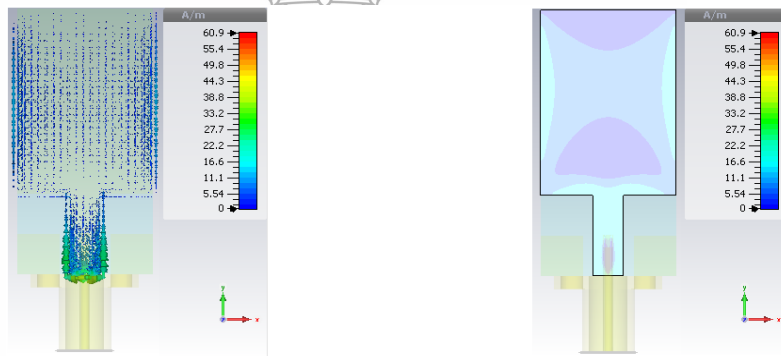
รูปที่ 3.8 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz



(ก) ความหนาแน่น

(ข) ทิศทางการไหลของกระแส

รูปที่ 3.9 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz ที่ได้ทำการปรับจูนโครงสร้าง

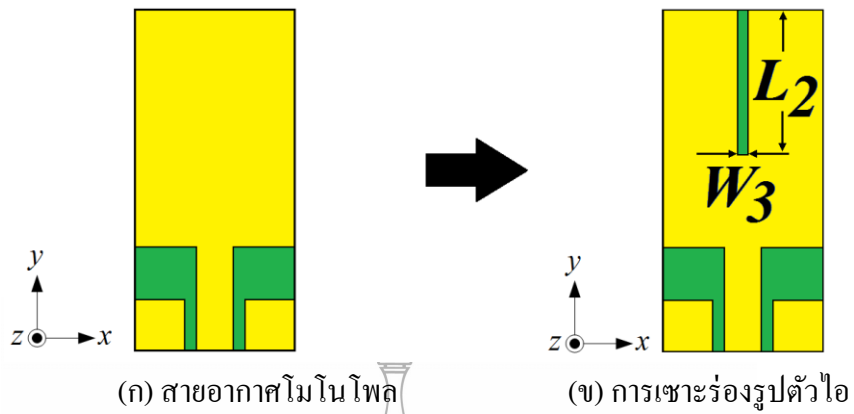


(ก) ความหนาแน่น

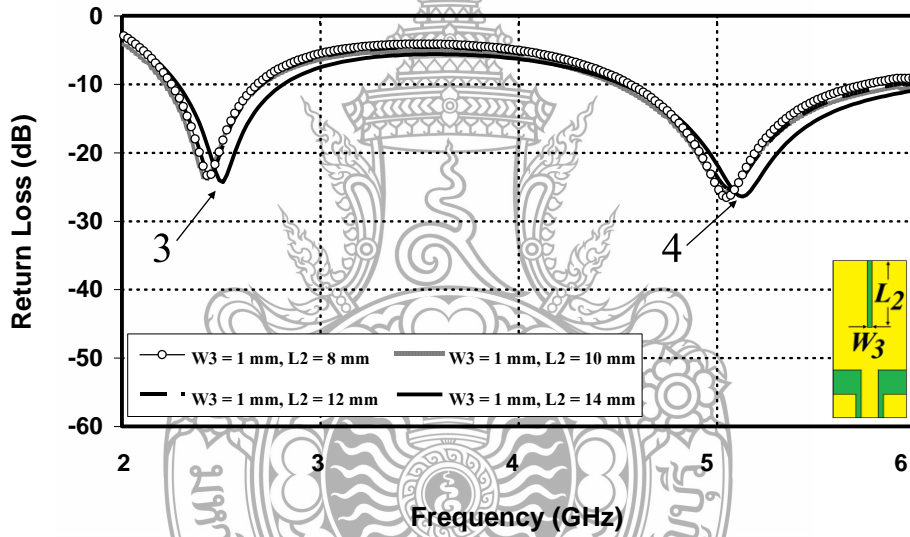
(ข) ทิศทางการไหลของกระแส

รูปที่ 3.10 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.20 GHz

จากนั้นทำการปรับส่วนที่ 2 ได้ศึกษาการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศส่งผลต่อการเพิ่มช่วงความถี่ใช้งานที่ 2 ตามหลักการในทฤษฎี [6] จึงได้ทำการเซาะร่องรูปตัวไอกลางด้านบนที่ตัวสายอากาศ ดังรูปที่ 3.11 โดยกำหนดค่าความกว้างคงที่ของ W_1 เท่ากับ 1 มม. และเลือกปรับค่าความยาว L_2 ตั้งแต่ 8, 10, 12 และ 14 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W_1 เท่ากับ 1 มม. และ L_2 เท่ากับ 14 มม. ทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB คือจุดที่ 3 ได้ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.50 GHz เท่ากับ -24.30 dB และจุดที่ 4 และ ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.15 GHz เท่ากับ -26.16 dB ดังรูปที่ 3.12 จากการผลลัพธ์การจำลองแบบพบว่าบางช่วงความถี่ยังไม่ครอบคลุมมาตรฐานที่ต้องการ



รูปที่ 3.11 โครงสร้างสายอากาศไมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะรูทรงตัวโอ



รูปที่ 3.12 ผลการจำลองผลความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับ W_3 และ L_2

ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ของสลับที่ตัวสายอากาศโมนโพล

ค่าความกว้างยาว		ความสูญเสียเนื่องจากการ	ความถี่เรโซแนนซ์	ช่วงความถี่ใช้งาน
L_2 (มม.)		ย้อนกลับ	(GHz)	(GHz)
ขนาดทางกายรูป	ขนาดทางไฟฟ้า	(dB)		
8	$0.281 \lambda_g$	-23.79	2.42	2.24 - 2.70
		-26.56	5.05	4.57 - 5.73
10	$0.352 \lambda_g$	-23.79	2.42	2.20 - 2.68
		-25.86	5.05	4.49 - 5.89
12	$0.422 \lambda_g$	-23.29	2.44	2.24 - 2.70
		-25.21	5.05	4.49 - 5.89
14	$0.493 \lambda_g$	-24.30	2.50	2.26 - 2.80
		-26.16	5.15	4.51 - 6.00

เมื่อนำระยะ ค่าความกว้าง W_3 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.01 \lambda_g$ ถึง $0.07 \lambda_g$ และ ค่าความยาว L_3 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.2 \lambda_g$ ถึง $0.5 \lambda_g$ [21] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ W_3 และ L_3 ของสายอากาศโมนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ความถี่ 5.2 GHz ได้ดังนี้

$$W_3 = 0.035 \lambda_g$$

$$= 0.035 \times 28.38 = 1 \text{ มม.}$$

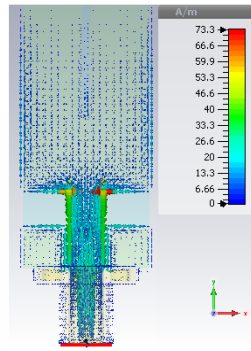
ค่าความกว้างของแถบ L_3 จะได้

$$L_3 = 0.493 \lambda_g$$

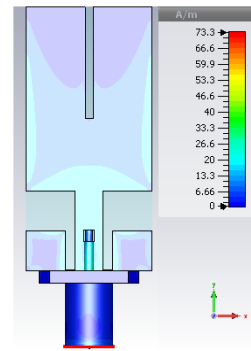
$$= 0.493 \times 28.38 = 14 \text{ มม.}$$

การเจาะรูรูปตัวโอกลางด้านบนที่ตัวสายอากาศ โดยการหาความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ เพื่อหาช่วงความถี่ใช้งาน 2.45 GHz และความถี่ 5.2 GHz ที่ต้องการและนำมาเปรียบเทียบกับผลกับความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแส พบว่าความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสส่งผลมากที่สุด เมื่อปรับจูนรูรูปตัวโอกลางด้านบนที่ตัวสายอากาศทำให้ค่าความหนาแน่น

และทิศทางการไหลของกระแสเกิดการเปลี่ยนแปลงทิศทางทั้ง 2 ช่วงความถี่ที่ต้องการจริง แสดงดังรูปที่ 3.13-3.14

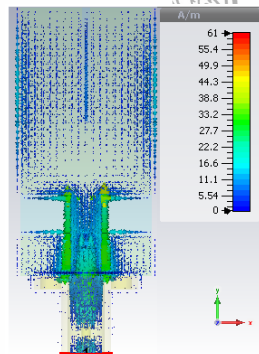


(ก) ความหนาแน่น

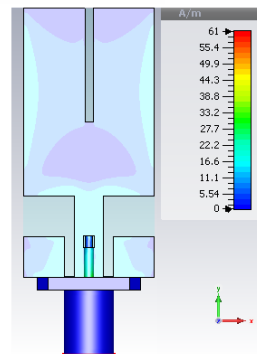


(ข) ทิศทางการไหลของกระแส

รูปที่ 3.13 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz



(ก) ความหนาแน่น

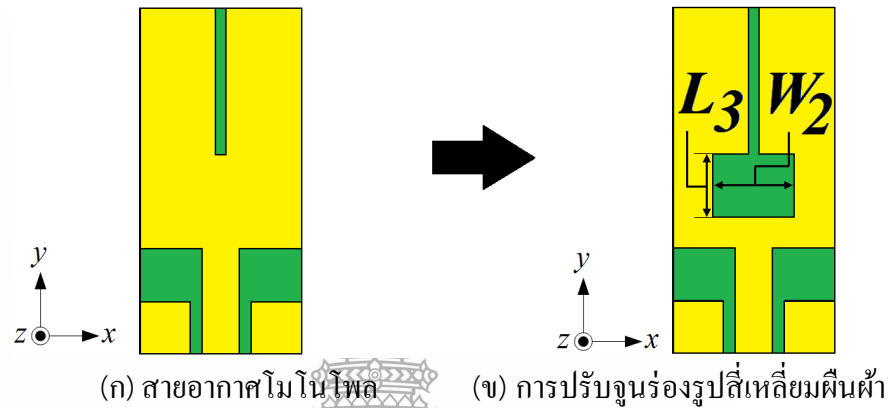


(ข) ทิศทางการไหลของกระแส

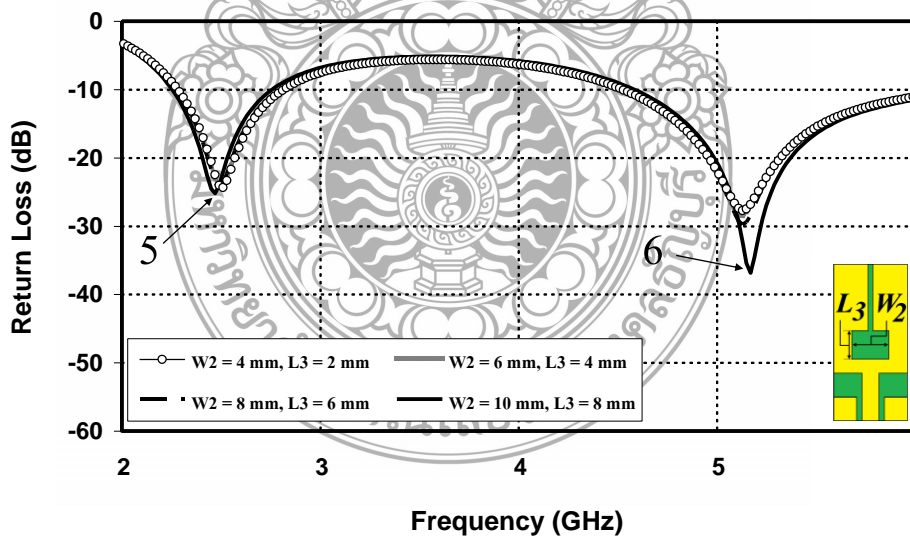
รูปที่ 3.14 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.20 GHz

ในส่วนสุดท้ายเลือกใช้เทคนิคการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศจากงานวิจัย [8-16] เพื่อหาผลการตอบสนองความถี่ใช้งานที่มีประสิทธิภาพมากที่สุด เนื่องจากการนำไปสร้างจริงจะมีค่าสูญเสียที่เกิดจากแผ่นวงจรพิมพ์และอุปกรณ์เชื่อมต่อ จึงต้องทำการปรับจูนต่อดังกล่าว โดยเลือกทำการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าตรงกลางที่ตัวสายอากาศ [8-16] ดังรูปที่ 3.13 โดยกำหนดค่าความกว้าง W_2 ตั้งแต่ 4, 6, 8 และ 10 มม. และเลือกปรับค่าความยาว L_3 ตั้งแต่ 2, 4, 6 และ 8 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W_2 เท่ากับ 8 มม. และ L_3 เท่ากับ 6 มม. พบว่าทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับทำให้มี

ค่าต่ำกว่า -10 dB คือจุดที่ 5 ได้ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.46 GHz เท่ากับ -25.20 dB และจุดที่ 6 และช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.19 GHz เท่ากับ -36.83 dB ดังรูปที่ 3.14 จากรูปพบว่าผลตอบสนองของสายอากาศครอบคลุมตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.40 - 2.48 GHz) IEEE802.11j (4.90 - 5.091 GHz) Public Safety Frequency (4.94 - 4.99 GHz) และ IEEE802.16a (5.13 - 5.35 GHz) ที่ต้องการ



รูปที่ 3.15 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าบริเวณกลางแผ่นแผ่พลังงาน



รูปที่ 3.16 ผลการจำลองความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับ W_2 และ L_3

ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ของสตัปที่ระนาบสร้างเงาของสายอากาศโมนโพล

ค่าความกว้าง W_2 (มม.)		ค่าความยาว L_3 (มม.)		ความสูญเสีย เนื่องจากการ ย้อนกลับ	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	ช่วงความถี่ ใช้งาน (GHz)
ขนาดทาง กายรูป	ขนาดทาง ไฟฟ้า	ขนาดทาง กายรูป	ขนาดทาง ไฟฟ้า	(dB)		
4	$0.140 \lambda_g$	2	$0.070 \lambda_g$	-24.02	2.48	2.26 - 2.78
				-28.43	5.11	4.55 - 6.00
6	$0.211 \lambda_g$	4	$0.140 \lambda_g$	-24.02	2.48	2.26 - 2.78
				-28.50	5.13	4.55 - 6.00
8	$0.281 \lambda_g$	6	$0.211 \lambda_g$	-24.02	2.48	2.25 - 2.78
				-29.39	5.15	4.55 - 6.00
10	$0.352 \lambda_g$	8	$0.281 \lambda_g$	-25.20	2.46	2.24 - 2.74
				-36.83	5.17	4.59 - 6.00

เมื่อนำระยะ ค่าความกว้าง W_2 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.1 \lambda_g$ ถึง $0.4 \lambda_g$ และ ค่าความยาว L_3 ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง $0.05 \lambda_g$ ถึง $0.3 \lambda_g$ [21] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ W_2 และ L_3 ของสายอากาศโมนโพลรูปคบเพลิงที่ความถี่ 5.2 GHz ได้ดังนี้

$$W_2 = 0.352 \lambda_g$$

$$= 0.352 \times 28.38 = 10 \text{ มม.}$$

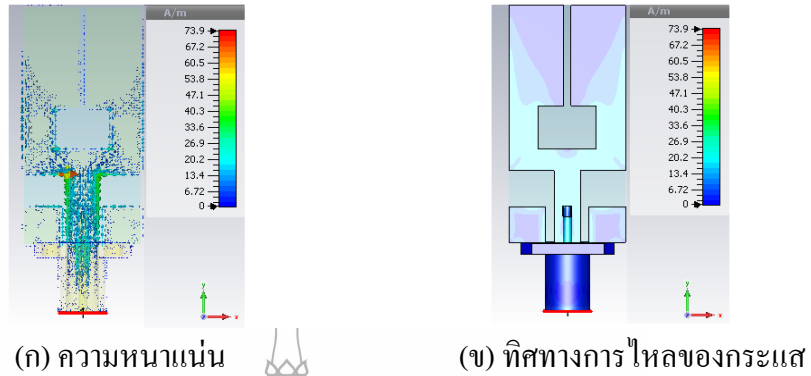
ค่าความกว้างของแถบ L_3 จะได้

$$L_3 = 0.281 \lambda_g$$

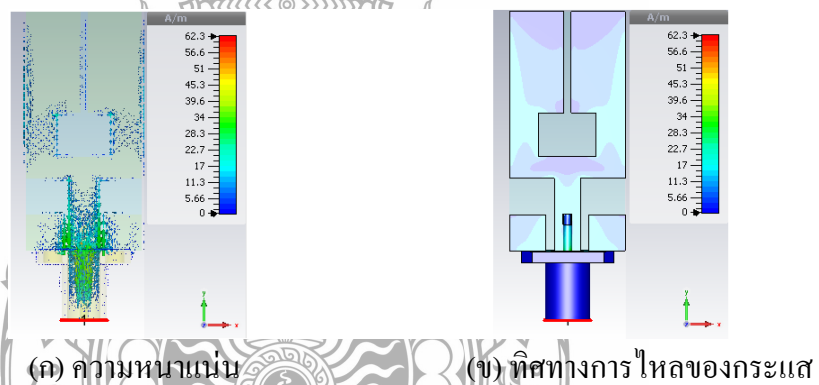
$$= 0.281 \times 28.38 = 8 \text{ มม.}$$

การเซาะร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าตรงกลางที่ตัวสายอากาศ โดยการหาความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ เพื่อหาช่วงความถี่ใช้งาน 2.45 GHz และความถี่ 5.2 GHz ที่ต้องการ และนำมาเปรียบเทียบกับความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแส พบว่าความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสส่งผลมากที่สุด เมื่อปรับจูนร่องรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าตรงกลางที่ตัวสายอากาศ

ทำให้ค่าความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสเกิดการเปลี่ยนแปลงทิศทางทั้ง 2 ช่วงความถี่ที่ต้องการจริง แสดงดังรูปที่ 3.17-3.18



รูปที่ 3.17 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz



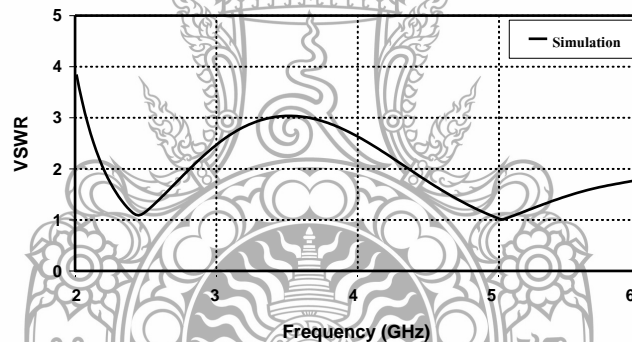
รูปที่ 3.18 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.20 GHz

จากการปรับโครงสร้างสายอากาศต้นแบบการปรับเพื่อขนาดความกว้างของตัวสายอากาศและเซาะร่อง ที่ได้ทำการปรับจูนทั้ง 3 ชั้นตอน พบว่าทำให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ครอบคลุมช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.40 - 2.48 GHz) IEEE802.11j (4.90 - 5.091 GHz) Public Safety Frequency (4.94 - 4.99 GHz) และ IEEE802.16a (5.13 - 5.35 GHz) โดยสามารถสรุปผลการเปลี่ยนแปลงแสดงได้ดังตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 การเปรียบเทียบผลการปรับจูนโครงสร้างสายอากาศต้นแบบ

Antenna Design	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	ช่วงความถี่ใช้งาน (GHz)
ปรับขนาดความกว้างของตัวสายอากาศ	2.50	2.26 - 2.82
	5.13	4.53 - 6.00
เซาะร่องรูปตัวไอ ที่ตัวสายอากาศ	2.50	2.26 - 2.80
	5.15	4.51 - 6.00
เซาะร่องรูปเหลี่ยมผืนผ้า ที่ตัวสายอากาศ	2.46	2.24 - 2.74
	5.17	4.59 - 6.00

ในส่วนการจำลองแบบของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) แสดงดังรูปที่ 5 ซึ่งพบว่าค่า VSWR จะต่ำกว่า 2 มีช่วงความถี่ใช้งาน ดังภาพที่ 3.19



รูปที่ 3.19 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน VSWR ที่ได้จากการจำลองแบบ

ในส่วนของการคำนวณหาแบนด์วิดท์จากช่วงความถี่ที่มี VSWR ต่ำกว่า 2 หรือสามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์จากกราฟ ดังภาพที่ 3.17 สมบัติการสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่มีค่าต่ำกว่า -10 dB ที่ได้จากการจำลองผล โดยให้สมการที่ 3.14 - 3.15 [23] ดังนี้

$$f_c = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{2} \right) + f_{\min} \quad (3.14)$$

คำนวณหาค่าของแบนด์วิธ BW

$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \times 100\% \quad (3.15)$$

โดยเลือกคำนวณหาค่าช่วงความถี่ต่ำ

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

$$f_c = \left(\frac{2.74 - 2.24}{2} \right) + 2.24$$

$$f_c = 2.49 \text{ GHz}$$

คำนวณหาค่าของแบนด์วิธ BW

$$\begin{aligned} BW &= \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \times 100\% \\ &= \frac{2.74 - 2.24}{2.49} \times 100\% \\ &= 20.08\% \end{aligned}$$

โดยเลือกคำนวณหาค่าช่วงความถี่สูง

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

$$f_c = \left(\frac{6.00 - 4.59}{2} \right) + 4.59$$

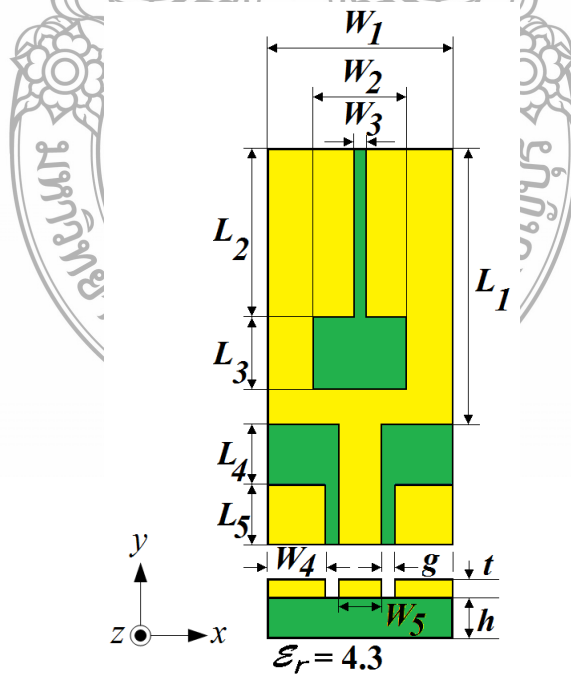
$$f_c = 5.29 \text{ GHz}$$

คำนวณหาค่าของแบนด์วิดท์ BW

$$\begin{aligned}
 BW &= \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \times 100\% \\
 &= \frac{6.00 - 4.59}{5.29} \times 100\% \\
 &= 26.65 \%
 \end{aligned}$$

- เมื่อ f_c คือ ค่าความถี่กลางของแบนด์วิดท์ที่ต้องการออกแบบ
 f_{\max} คือ ค่าความถี่สูงสุดที่มีค่า $|S_{11}|$ ต่ำกว่า -10 dB
 f_{\min} คือ ค่าความถี่ต่ำสุดที่มีค่า $|S_{11}|$ ต่ำกว่า -10 dB

โดยการออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลที่ผ่านมา ได้นำโครงสร้างสายอากาศทำการศึกษาจำลองผลค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ เพื่อมาปรับปรุงแบนด์วิดท์ให้ได้ช่วงแบนด์ โดยจากการออกแบบพื้นฐาน โดยการนำสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ามาปรับจูนโครงสร้างดังรูปที่ 3.20 ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดดังตารางที่ 3.5

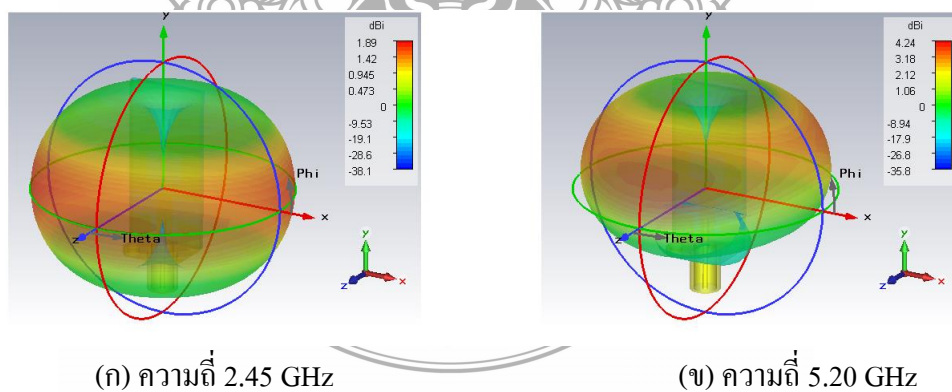


รูปที่ 3.20 โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ

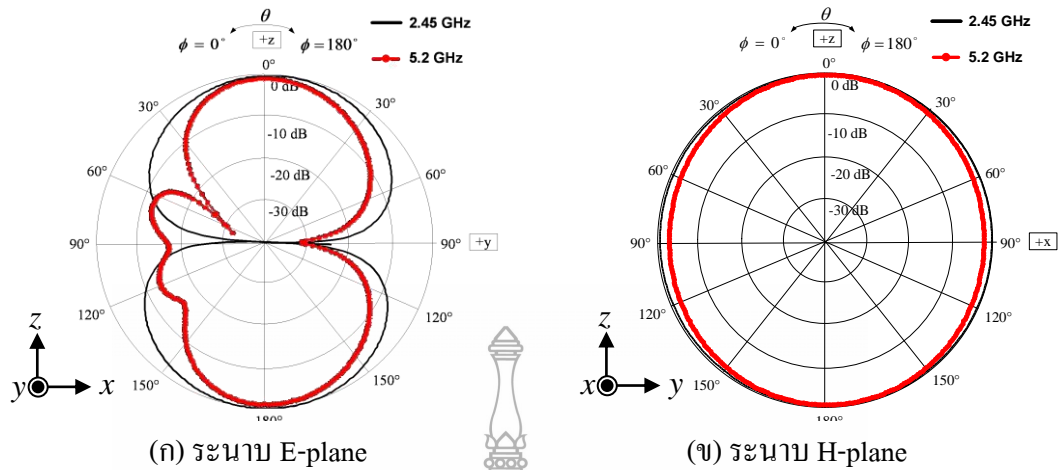
ตารางที่ 3.5 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ

ขนาดความกว้าง		ขนาดความยาว	
ตัวแปร	ขนาด (มม.)	ตัวแปร	ขนาด (มม.)
w_1	16	L_1	23
w_2	8	L_2	14
w_3	1	L_3	6
w_4	5	$L_{4,5}$	5
w_5	3.6	h	0.764
g	1.2	t	0.017

ส่วนสุดท้ายทำการทำการศึกษา แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการจำลองแบบโดยผลการจำลองแบบแสดงที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.20 GHz มีค่าอัตราขยายเท่ากับ 3.24 และ 4.17 ในส่วนของรูปสามมิติรูปที่ 3.21 และมีแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบ x-z (ระนาบ E) ทั้ง 2 ช่วง มีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional) ดังรูปที่ 3.22(ก) และส่วนแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ y-z (H-plane) ทั้ง 2 ช่วง มีรูปแบบการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Omi-directional) ดังรูปที่ 3.22(ข)



รูปที่ 3.21 แบบรูปการแผ่พลังงานแบบสามมิติที่ความถี่ 2.45 GHz และความถี่ 5.20 GHz



รูปที่ 3.22 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.20 GHz

3.3 สรุปผลการออกแบบ

การปรับจูนสายอากาศไมโครชิปที่เหลื่อมพื้นผิวโดยการชะร่องที่บริเวณตัวสายอากาศ ทำให้สายอากาศตอบสนองย่านความถี่สองช่วงคือ ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.24 - 2.74 GHz และ ช่วงสูง มีค่าเท่ากับ 4.59 - 6.00 GHz ซึ่งครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.11b/g 2.4 GHz (2.40 - 2.48 GHz), IEEE 802.11j (4.90 - 5.091 GHz), Public Safety Frequency (4.94 - 4.99 GHz), IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.13 - 5.35 GHz) และที่ความถี่ 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz) ที่ต้องการมีค่าอัตราขยาย 3.24 dBi และ 4.17 dBi

บทที่ 5

บทสรุป

ส่วนเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ในส่วนบนก่อนหน้าที่ได้นำเสนอผลการออกแบบโครงสร้างสายอากาศต้นแบบพร้อมการสร้างจริง และพบว่าสายอากาศสามารถใช้งานได้จริงโดยพิจารณาและวิเคราะห์จากผลการจำลองแบบและผลการวัดแบนด์วิดท์ขึ้นเพิ่มและลดขนาดของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบระนาบที่เล็กลง ด้วยเทคนิคการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศ โดยสามารถรองรับการประยุกต์ใช้งานกับโครงข่ายการสื่อสารไร้สาย (WLAN) ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g 2.45 GHz (2.40 - 2.48 GHz) และ มาตรฐาน IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.13 - 5.35 GHz) ได้จริง

5.1 สรุปผลการวิจัย

การเพิ่มขนาดแบนด์วิดท์จากการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศ โดยการออกแบบโครงสร้างสายอากาศต้นแบบ ทำเล็กลงการปรับจูนโครงสร้างสายอากาศร่วมกับเทคนิคการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศ [8-16] ตามค่าความยาวคลื่นที่กล่าวไว้ข้างต้น ส่งผลต่อการเกิดช่วงความถี่ใช้งานที่ 2 ตามหลักการในทฤษฎี [6] ในบทที่ 2 และการเพิ่มการเซาะร่องที่ตัวสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สามารถปรับเพิ่มอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ช่วงความถี่ใช้งานให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น สามารถรองรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่ในเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.40 - 2.48 GHz) IEEE802.11j (4.90 - 5.091 GHz) Public Safety Frequency (4.94 - 4.99 GHz) และ IEEE802.16a (5.13 - 5.35 GHz) ที่ต้องการ

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากผลการวิเคราะห์การปรับจูนโครงสร้างสายอากาศที่ผ่านมาพบว่า ปรับจูนโครงสร้างที่ตัวสายอากาศและการเซาะร่องที่ตรงกลางตัวสายอากาศ จะส่งผลกำหนดเรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำ 2.45 GHz และเรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูง 5.20 GHz ได้จริง โดยการเทคนิคการเพิ่มขนาดตามความยาวของคลื่นให้กับของตัวสายอากาศทำให้เกิดการเพิ่มช่วงความถี่ใช้งานขึ้นมาใหม่ การปรับจูนโครงสร้างจะส่งผลต่อค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ ของตัวสายอากาศโดยตรง และในส่วนของ การเซาะร่องบริเวณตรงกลางที่ตัวสายอากาศ จะช่วยปรับจูนเรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำและเรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูง ให้ได้ช่วงความถี่ที่ใช้งานตามที่ต้องการ ซึ่งจากการปรับจูนจะอาศัยการเปรียบเทียบผลกับความ

หนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแส เพื่อช่วยในการคำนวณหาและการปรับจูนได้ถูกต้อง รวดเร็วและช่วยลดความซับซ้อนในการปรับจูนของโครงสร้างได้จริง

ในส่วนของแนวทางในการพัฒนาด้านการออกแบบโครงสร้างสายอากาศสามารถเพิ่มค่า อินพุตอิมพีแดนซ์ช่วงความถี่ใช้งานให้กว้างมากขึ้น ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4 GHz), มาตรฐาน IEEE 802.16e (3.5 GHz), มาตรฐาน IEEE 802.11j (4.90 - 5.091 GHz), Public Safety Frequency (4.94 - 4.99 GHz), มาตรฐาน IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.13 - 5.35 GHz) และที่ความถี่ 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz) เป็นต้น โดยการใช้เทคนิคการเพิ่มระดับที่ตัวสายอากาศและปรับจูนที่ระนาบ กราวด์ให้เป็นรูปทรงเลขาคณิตหรือรูปขั้วแบน [22-27] จะช่วยในการปรับจูนแมตซ์ซิงอิมพีแดนซ์ ให้เข้าใกล้ 50 โอห์ม ที่มีผลต่อช่วงความถี่ใช้งาน ในแต่ละช่วงได้เป็นอย่างดีและในส่วนสุดท้ายการ นำไปสร้างจริงควรออกแบบจำลองผลให้มีผลที่ดีมากที่สุด เนื่องจากตัวสายอากาศจะประกอบไปด้วย หัวต่อสัญญาณ SMA และตะกั่ว ที่ส่งผลต่อค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ช่วงความถี่ใช้งานเป็นส่วนมาก จึง ต้องปรับจูนให้ได้ผลที่ดีที่สุด



บรรณานุกรม

- [1] Wang, C.-J., Member, IEEE, J.-J. Lee, and R.-B. Huang, Member, IEEE, “Experimental studies of a miniaturized CPW-fed slot antenna with the dual-frequency operation,” **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, vol. 2, 2003.
- [2] A. Asrokin, M. K. A. Rahim, and M. Z. A. Abd. Aziz, “Dual Band Microstrip Antenna for Wireless LAN Application,” **Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics Proceedings**, Johor Bahru, Johor, MALAYSIA, 20-21 December 2005.
- [3] S. Sakulchat, A. Ruengwaree, “Dual Band Microstrip Antenna with Triangular Tuning Stub for WLAN Applications,” **International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE)**, China, 2008, pp. 546-549.
- [4] สุวัฒน์ สกุธชาติ และ อำนวย เรืองวาริ, “สายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูสำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย,” **การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 31 (EECON-31)**, นครนายก, 29-31 ตุลาคม 2551.
- [5] T.A. Denidni, L. Talbi, “Design of a new dual-band CPW-fed slot antenna for ISM applications,” **Vehicular Technology Conference**, 2004. VTC 2004-Spring. 2004 IEEE 59th, vol. 1, 17-19 May 2004, pp. 6 - 9.
- [6] C. H. Lee, S. Yuan Chen, P. Hsu, “CPW-fed hybrid bow-tie/slot loop antenna for dual-frequency,” **Antennas and Propagation Society International Symposium**, 2007 IEEE, 9-15 June 2007, pp. 2065 - 2068.
- [7] วัชรพล นาคทอง, เอกจิต คุ่มวงศ์, คณะวัติ เนื่องวงษา และ สมพล โกศลวิตร “สายอากาศช่องเปิดป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบมีสลับคู่สำหรับย่านความถี่กว้างแถบคู่,” **การประชุมวิชาการมหาวิทยาลัย สงขลานครินทร์ วิทยาเขตภูเก็ตแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 2**, สงขลา, ประเทศไทย, 18-20 พฤศจิกายน 2552, หน้า 45.
- [8] วัชรพล นาคทอง เสกสรรค พลศรี สราวุธ ศรีวิไล และ อภิศดา นามแสง “การศึกษาการปรับโครงสร้างสายอากาศแบบแผ่นวงจรพิมพ์รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยการเจาะร่องรูปหัวใจสำหรับการใช้งานย่านความถี่แถบคู่,” **การประชุมวิชาการสหวิทยาการเพื่อการพัฒนาอย่างยั่งยืน, มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์วิทยาเขตภูเก็ตแห่งประเทศไทย, ครั้งที่ 3**, สงขลา, ประเทศไทย, 17-19 กันยายน 2553.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [9] สุภณ พลสิงห์ และ สุทธิ ทับทองดี “สายอากาศร่องรูปตัวแอลย่านความถี่แถบคู่ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม,” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 34 (EECON-34), ชลบุรี, ประเทศไทย, หน้า 669 - 672, 30 พฤศจิกายน - 2 ธันวาคม 2554.
- [10] ฉัตรชัย โชคชัย ศรารุช ชัยมุล ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน และ เวช วิเวก “สายอากาศรูปแฟร์ริกทรีดสองแถบความถี่ที่มีขนาดเล็กสำหรับระบบการสื่อสารไร้สายท้องถิ่นความถี่ 2.45/5.2 GHz” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 34 (EECON-34), ชลบุรี, ประเทศไทย, หน้า 681 - 684, 30 พฤศจิกายน - 2 ธันวาคม 2554.
- [11] วัชรพล นาคทอง, ปิยนัย บุญไมตรี, เอกจิต คุ่มวงศ์ และ อำนวย เรืองวาริ “สายอากาศแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเซาะร่องรูปตัวเอสสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้าง,” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 36 (EECON-36), กาญจนบุรี, ประเทศไทย, เล่ม 2, หน้า 579-582, 11-13 ธันวาคม 2556.
- [12] A. Duzdar and G. Kompa, “A Novel Inverted Trapezoidal Antenna Fed by a Ground Image Plane and Backed by a Reflector”, **IEEE European Microwave Conference**, October 2000.
- [13] J. Y. Jan, and L. C. Wang, “A Study on Broadband Printed slot Antennas with Regular Slots,” **TENCON**, 2007.
- [14] P.Jearapraditkul, W. Kueathaweekun, N. Anantrasirichai, O. Sangaroon and T. Wakabayashit “Bandwidth Enhancement of CPW-Fed Slot Antenna with Inset Tuning Stub,” **Communications and Information Technologies**, 2008. ISCIT 2008. International Symposium on pp. 14-17, 21-23 Oct. 2008
- [15] D. D. Krishna, M. Gopikrishna, C. K. Anandan, P. Mohanan, and K. Vasudevan, “CPW-Fed Koch Fractal Slot Antenna for WLAN/WiMAX Applications,” **IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS**, VOL. 7, 2008.
- [16] M. Zolfaghari, N. G.Riley, M. Mahdawi and J. Shen, “A Slot-loaded Reduced-size CPW-fed Aperture Antenna for UWB Applications,” **School of Engineering University of Hull Hull, UK**, 2013.
- [17] C.A. Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design,” **Harper & Row Publishers**, Newyork, 1982.
- [18] เอกพล ย่างสุข และ เมญจวรรณ ศรีสูงเนิน, “สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดสลับคู่ย่านไวแมกซ์,” **ปริญญาานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี**, 2552

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [19] รองศาสตราจารย์ ดร. ประยูทธ อัครเอกธาลิน, “การออกแบบวงจรไมโครเวฟ,” กรุงเทพฯ: มิสเตอร์ก๊อปปี้, 2550.
- [20] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ “วิศวกรรมไมโครเวฟ,” พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ: จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2539.
- [21] สุวัฒน์ สกุธชาติ “สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการจูนสตั๊บการใช้งานเครือข่ายไร้สาย,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2552.
- [22] Y. Coulibaly, T. A. Denidni, L. Talbi and A. R. Sebak, “A New Single Layer Broadband CPW Fed-Printed Monopole Antenna for Wireless Applications,” **Electrical and Computer Engineering**, 2004. Canadian Conference on, Vol.3, pp. 1541 – 1544, May 2-5, 2004.
- [23] S. Chaimool, S. Kerdsurang, P. Akkraekthalin, and V. Vivek, “A broadband CPW-fed square slot antenna using loading metallic strips and a widened tuning stub,” **TENCON 2004**, 2004 IEEE Region 10 Conference, Vol. 3, pp. 539 - 542, November 21-24, 2004.
- [24] H. D. Chen and W. S. Chen “Ultra-Wideband Design of Sleeve Monopole Antenna,” **Antennas and Propagation Society International Symposium**, 2007 IEEE, pp. 689-692, 9-15 June, 2007.
- [25] H.-D. Chiou, J. Y. Sze, and K. L. Wong “Broadband CPW-fed square slot antennas with a widened tuning stub,” **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. 51, no.8, pp. 1982-1986, August, 2003.
- [26] Y. YANG, “A novel compact CPW-fed planar monopole antenna with modified stair-style ground for ultra-wideband applications,” **Microwave & Optical Technology Letters**. **52**, 9, 2100-2104, Sept. 2010.
- [27] M. N. MOGHADASI, “A CPW-fed UWB monopole antenna and bifurcated antenna with a variable notching frequency,” **Microwave & Optical Technology Letters**. **52**, 7, 1545-1549, July 2010.
- [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**, Volume 5, Issue 12, 594-598, December-2014



ภาคผนวก



ภาคผนวก ก

คุณสมบัติของ SMA Connector

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

SMA - 50 Ohm Connectors

Specifications



ELECTRICAL RATINGS

Impedance: 50 ohms

Frequency Range:

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

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

Jack-bulkhead jack adapter and plug-plug adapter	1.05 + .01f
Jack-jack adapter and plug-jack adapter	1.05 + .005f
Uncabled receptacles, dummy loads	N/A
Field replaceable (see page 59)	N/A

Working Voltage: (Vrms maximum)[†]

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

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

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

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

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

Insertion Loss: (dB maximum)

Straight flexible cable connectors and adapters	0.06	\sqrt{f} (GHz), tested at 6 GHz
Right angle flexible cable connectors	0.15	\sqrt{f} (GHz), tested at 6 GHz
Straight semi-rigid cable connectors with contact	0.03	\sqrt{f} (GHz), tested at 10 GHz
Right angle semi-rigid cable connectors	0.05	\sqrt{f} (GHz), tested at 10 GHz
Straight semi-rigid cable connectors w/o contact	0.03	\sqrt{f} (GHz), tested at 16 GHz
Straight low loss flexible cable connectors	0.06	\sqrt{f} (GHz), tested at 1 GHz
Right Angle low loss flexible cable connectors	0.15	\sqrt{f} (GHz), tested at 1 GHz
Uncabled receptacles, field replaceable, dummy loads		N/A

Insulation Resistance: 5000 megohms minimum

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

Center contact (straight cabled connectors and uncabled receptacles)	3.0*	4.0*
Center contact (right angle cabled connectors and adapters)	4.0	6.0
Field replaceable connectors	6.0	8.0
Outer contact (all connectors)	2.0	N/A
Braid to body (gold plated connectors)	0.5	N/A
Braid to body (nickel plated connectors)	5.0	N/A

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

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

Flexible cable connectors, adapters and .141 semi-rigid connectors w/o contact	-60 dB
Field replaceable w/o EMI gasket	-70 dB
.086 semi-rigid connectors and .141 semi-rigid connectors with contact, and field replaceable with EMI Gasket	-90 dB
Two-way adapters	-90 dB
Uncabled receptacles, dummy loads	N/A

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

Connectors for RG-178	335
Connectors for RG-316; LMR-100, 195, 200	500
Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, .141 semi-rigid cable w/o contact, uncabled receptacles	670
Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters	1000

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

MECHANICAL RATINGS

Engagement Design: MIL-C-39012, Series SMA

Engagement/Disengagement Force: 2 inch-pounds maximum

Mating Torque: 7 to 10 inch-pounds

Bulkhead Mounting Nut Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Proof Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Nut Retention: 60 pounds minimum

Contact Retention:

- 6 lbs. minimum axial force (captivated contacts)
- 4 inch-ounce minimum torque (uncabled receptacles)

Cable Retention:

	Axial Force*(lbs)	Torque (in-oz)
Connectors for RG-178	10	N/A
Connectors for RG-316, LMR-100	20	N/A
Connectors for LMR-195, 200	30	N/A
Connectors for RG-58, LMR-240	40	N/A
Connectors for RG-142	45	N/A
Connectors for .086 semi-rigid	30	16
Connectors for .141 semi-rigid	60	55

*Or cable breaking strength whichever is less.

Durability: 500 cycles minimum

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

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

Temperature Range: - 65°C to + 165°C

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

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

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

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

Moisture Resistance: MIL-STD-202, Method 106

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

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

MATERIAL SPECIFICATIONS

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

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

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

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

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

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

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

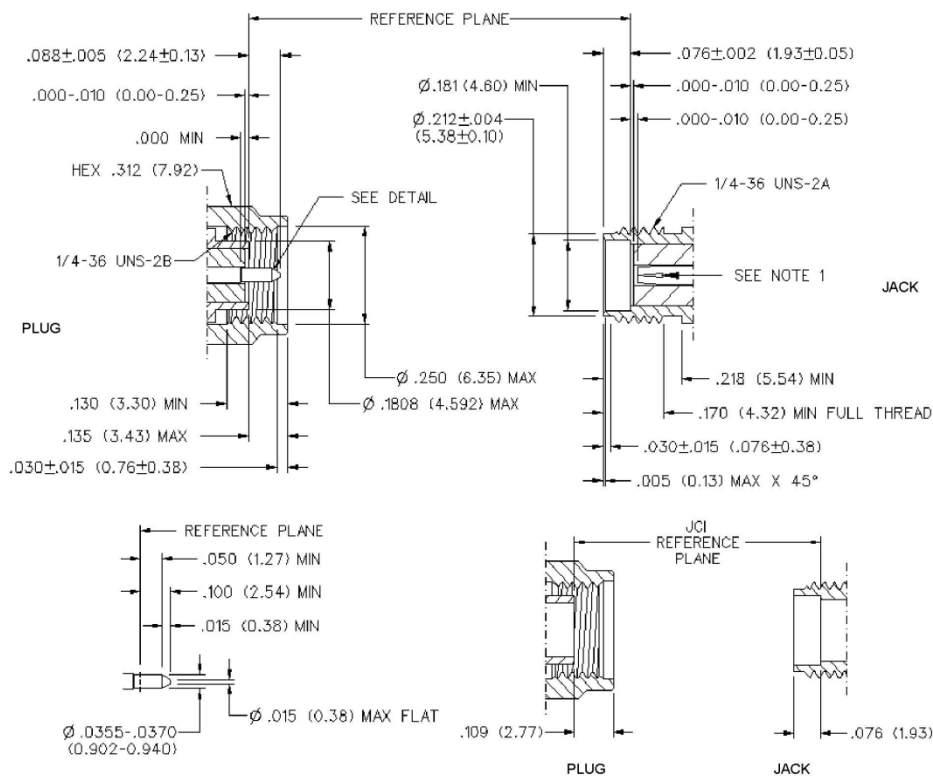
Mounting Hardware: Brass per QQ-B-626 or QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Seal Rings: Silicone rubber per ZZ-R-765

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

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

Mating Engagement for SMA Series per MIL-C-39012



NOTES

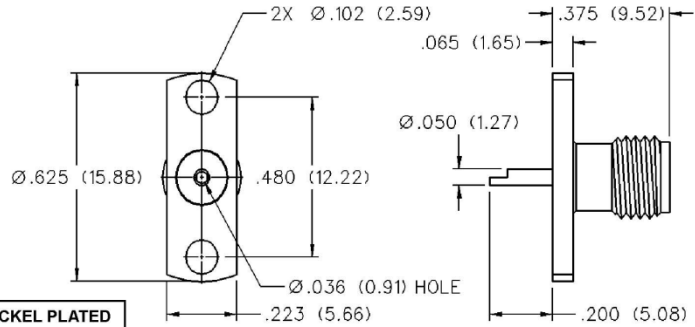
1. ID OF CONTACT TO MEET VSWR, CONTACT RESISTANCE AND INSERTION WITHDRAWAL FORCES WHEN MATED WITH DIA .0355-.0370 MALE PIN.

SMA - 50 Ohm Connectors



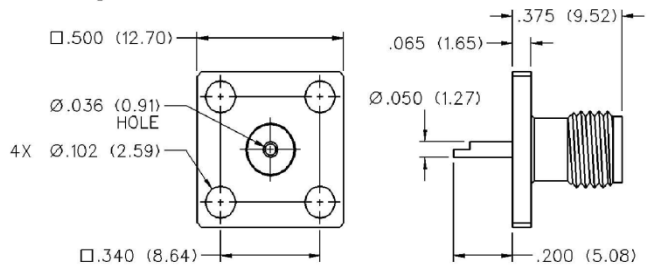
Panel Mount

2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



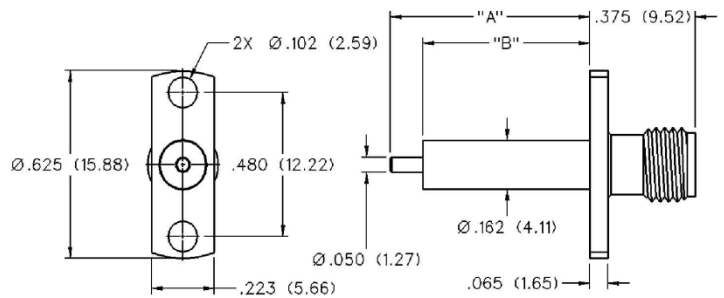
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-621	142-0701-626

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



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

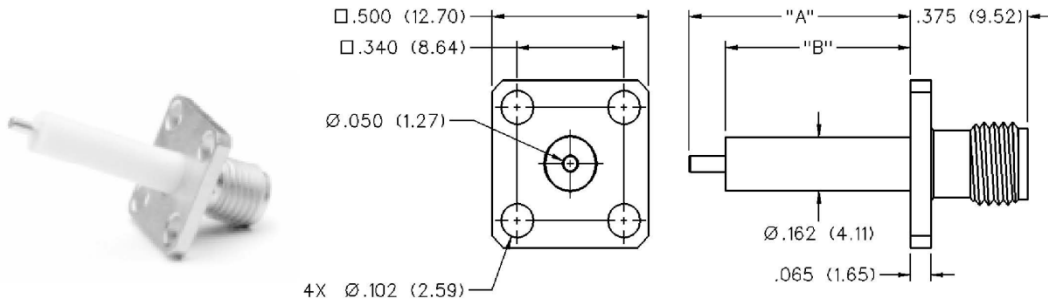
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



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

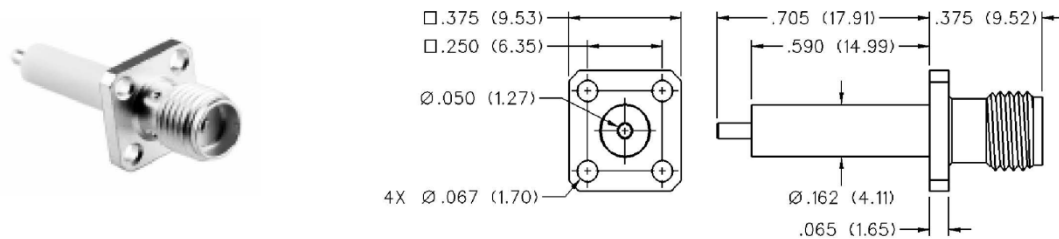
Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



VSWR & FREQ. RANGE	PRODUCT SERIES	GOLD PLATED	NICKEL PLATED	"A"	"B"
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	Brass	142-1701-121	142-1701-126	.705 (17.91)	.590 (14.99)
		142-1701-041	142-1701-046	.190 (4.83)	.095 (2.41)

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



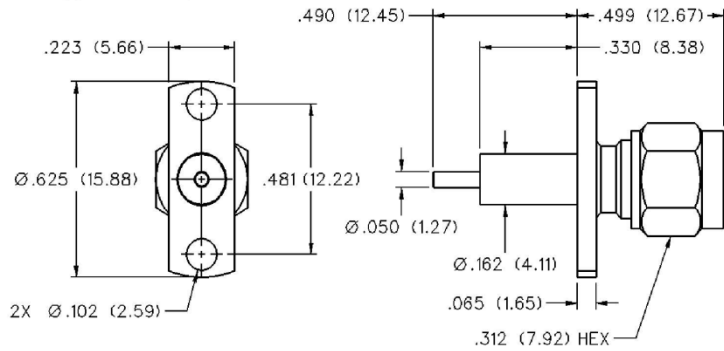
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1701-011	142-1701-016

SMA - 50 Ohm Connectors



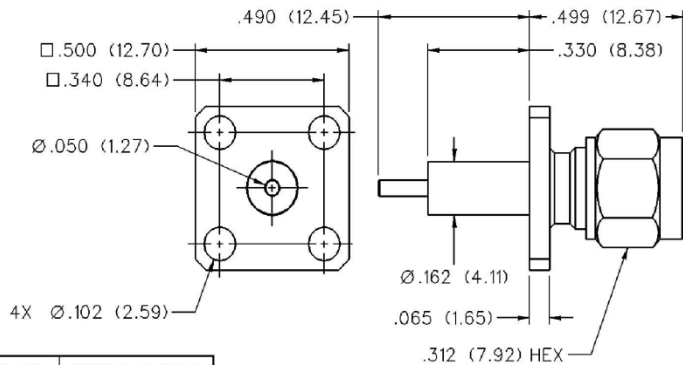
Panel Mount

2-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



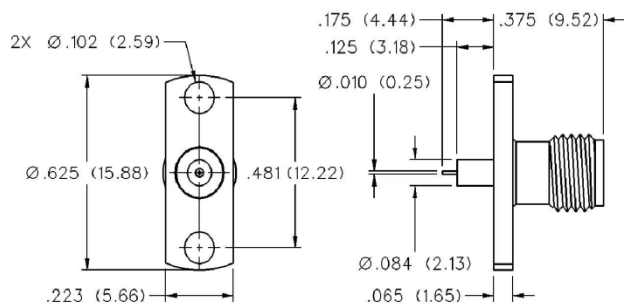
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1801-041	142-1801-046

4-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



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

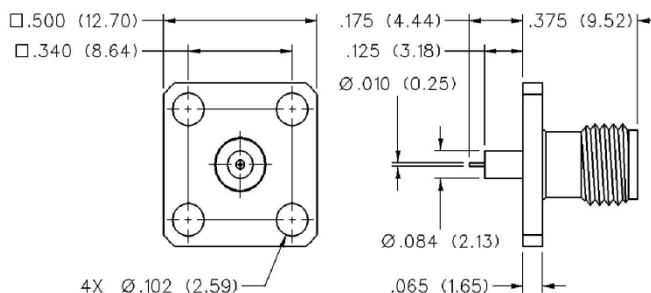
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



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

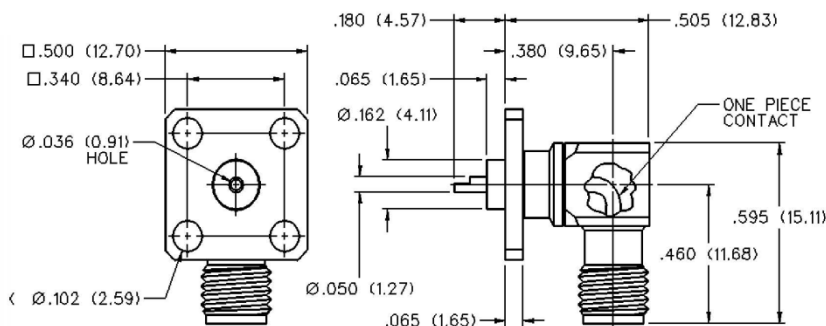
Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



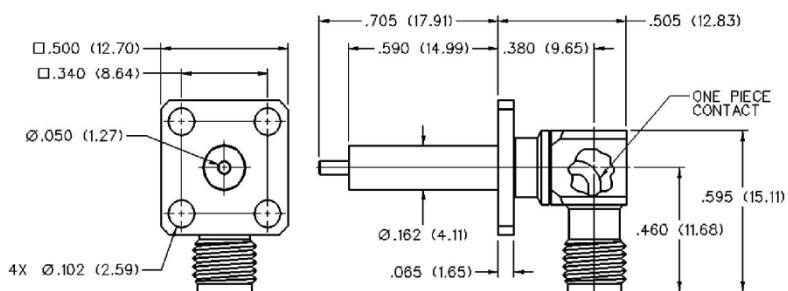
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1701-191	142-1701-196

4-Hole Right Angle Flange Mount Jack Receptacle



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

4-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



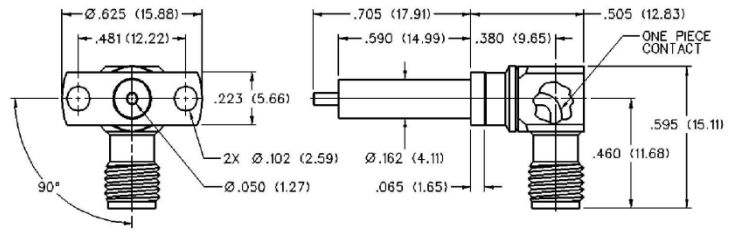
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-001	142-1711-006

SMA - 50 Ohm Connectors



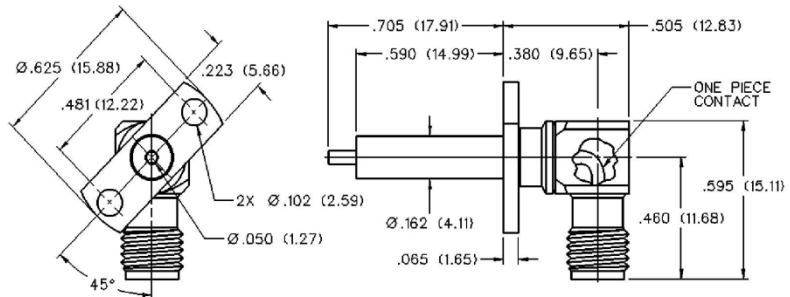
Panel Mount

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



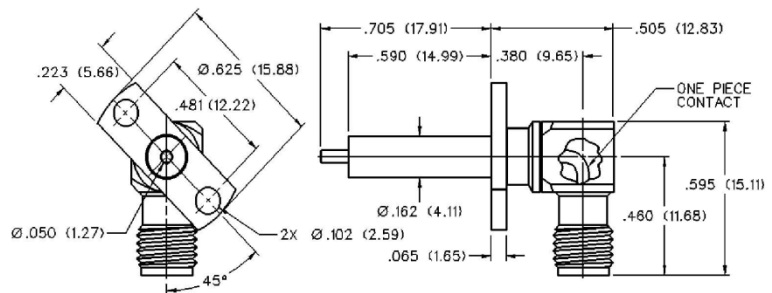
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-011	142-1711-016

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



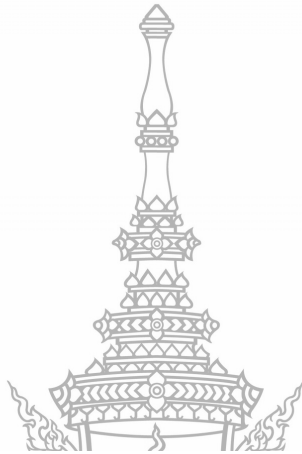
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-021	142-1711-026

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



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

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



ภาคผนวก ข

คุณสมบัติของสายอากาศด้านตัวส่ง



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

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

FEATURES:

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



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

The Model 3117 Double Ridged Waveguide is a the latest addition to a family of double ridge waveguides for microwave and EMC measurement from ETS-Lindgren. This model corrects the lower gain at the upper end of the frequency range, commonly found in ridged waveguide antennas. Users of this antenna benefit from uniform illumination of target surfaces and accurate gain measurement. In addition, the Model 3117 exhibits high gain and low VSWR across its operational frequency band, accepting moderate power input of 300 watts.

The electrical characteristics of this antenna were designed and modeled using powerful workstations running electromagnetic simulation software. Equally important, experienced RF engineers worked with our manufacturing team to produce a practical and affordable realization of the modeling process. All production units are individually calibrated at our A2LA accredited lab.

FEATURES

Single Lobe Radiation Pattern

The Model 3117 maintains a single main lobe pattern in the direction of the horn axis over its frequency

range. This characteristic is essential for even distribution of electromagnetic energy on a target surface, and accurate measurement of gain and vector information. The Model 3117's unique design suppresses the propagation of high order modes. The result is an antenna with a well-defined single lobe radiation pattern that outperforms other antennas in its class.

Ultra Broadband

The Model 3117 sweeps from 1 GHz to 18 GHz without stopping for band breaks, making it ideal

for automated testing. It has the widest usable frequency range of any antenna in its class, with no performance degradation from high order modes.

Power Input

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

Uniform Gain, Low VSWR

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

Flexible Mounting System

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

STANDARD CONFIGURATION

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

OPTIONS

- Antenna Mast
- Antenna Tripod

Electrical Specifications

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

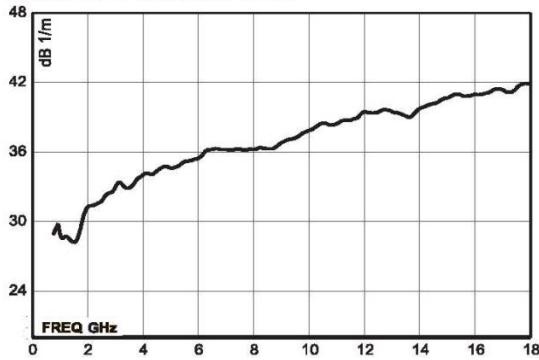
Physical Specifications

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

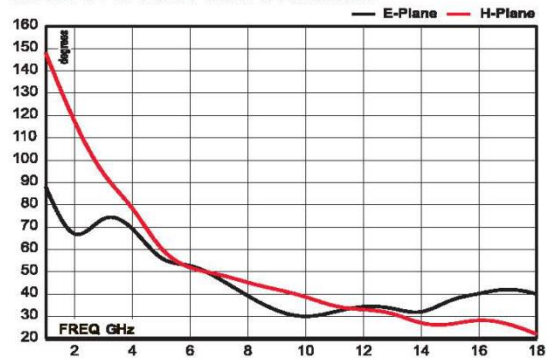
EMC Antennas
Double-Ridged Waveguide Horn

Model 3117

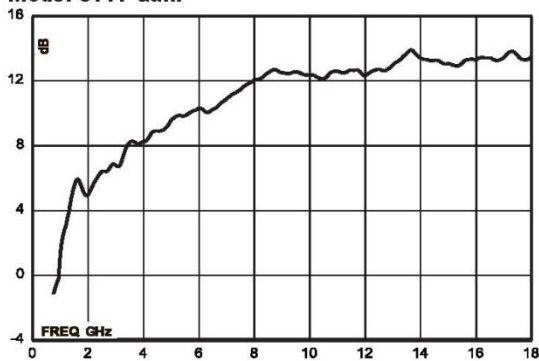
Model 3117 Antenna Factor



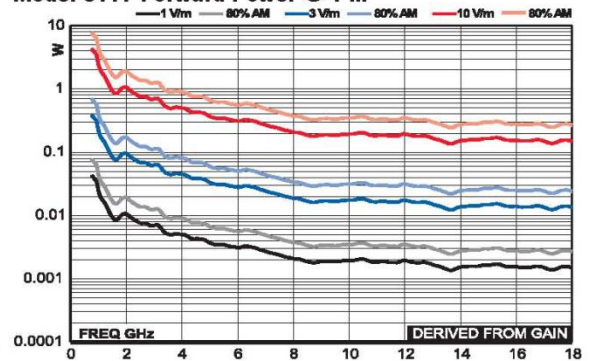
Model 3117 Half Power Beamwidth



Model 3117 Gain



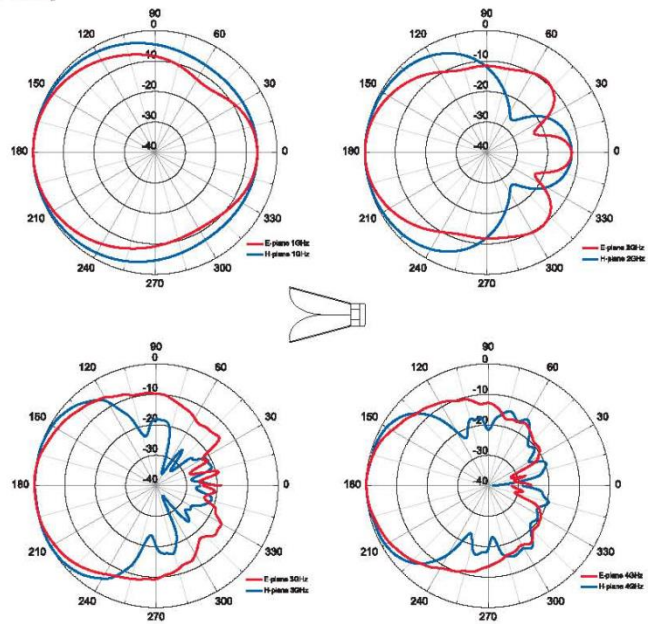
Model 3117 Forward Power @ 1 m



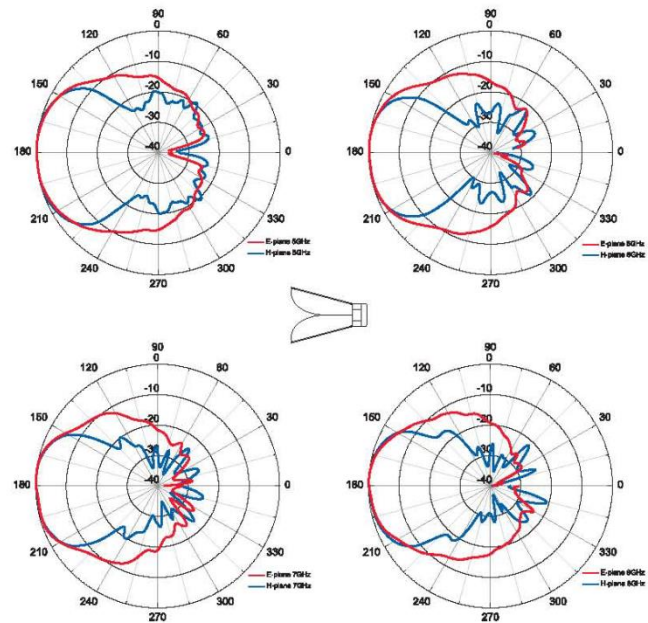
Model 3117 VSWR



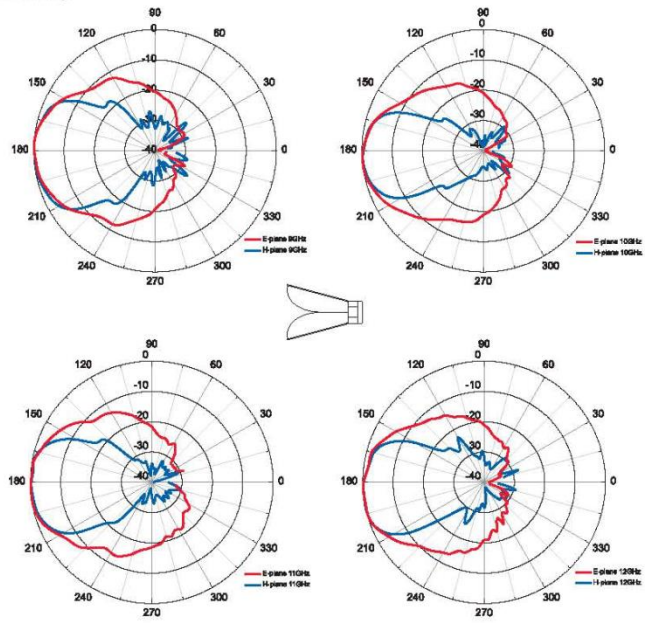
Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)



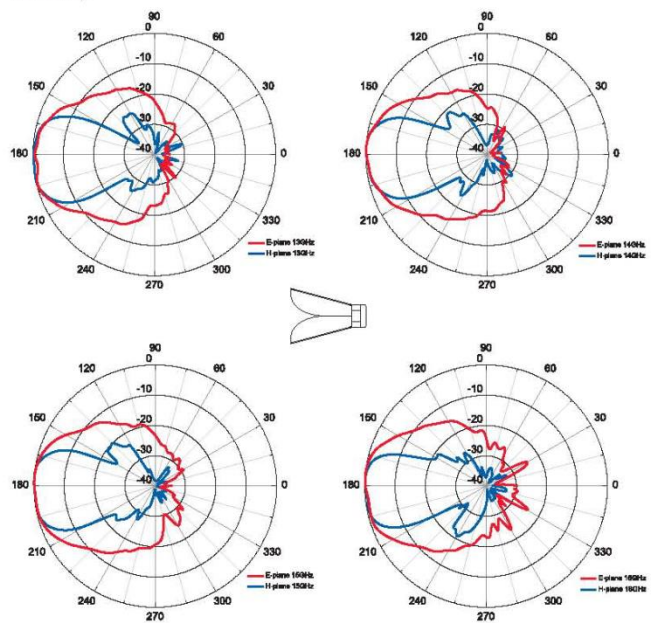
Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)



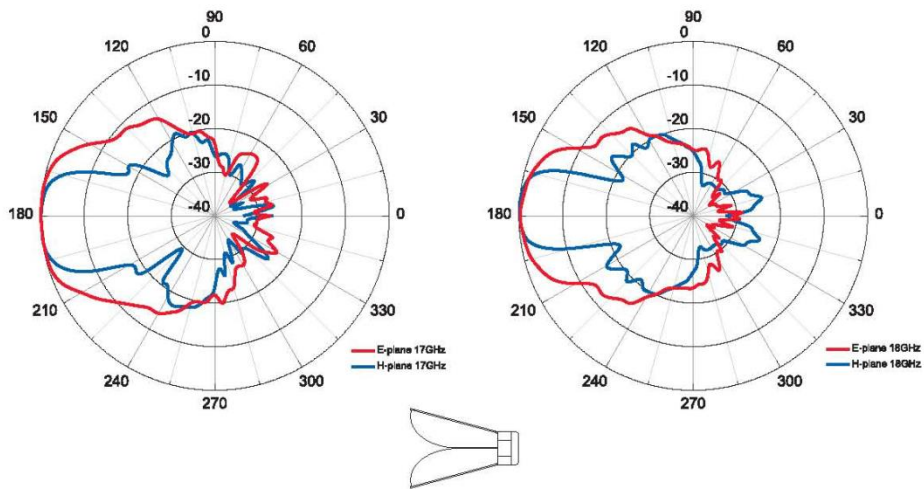
Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)



Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)



Model 3117 (17 GHz - 18 GHz)







The 35th Electrical Engineering Conference (EECON-35)



SCHOOL OF
ENGINEERING
BANGKOK UNIVERSITY

NECTEC
a member of NSTDA



สารบัญ

บทความกลุ่มไฟฟ้าสื่อสาร(CM)

IP-CM1	Broad Band Triangular Microstrip Antennas <i>P.S. Bhatnagar</i> <i>B.K. Birla Institute of Engineering & Technology</i>	611
IP-CM2	Development of Software Tool for Packet Delay Analysis of Time Division Multiplexed Passive Optical Networks <i>Nakrop Jinaporn¹ and Poompat Saengudomler²</i> <i>¹Ubon Ratchathani University</i> <i>²Asian Institute of Technology (AIT)</i>	615
CM001	การศึกษานโยบายแบนด์วิดท์เอพียูเอไอทีลิงพาสซีลในการนำไปใช้ในอุตสาหกรรมเหล็ก <i>วัชรกร หนูทอง, เจษฎา ผลเจริญ และเจษฎา ทองกันเหลือง</i> <i>ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ</i>	619
CM002	Virtual Dressing Room using RFID and Adaptive Dressing Robot Simulation Module System <i>Songkran Kantawong</i> <i>Bangkok University</i>	623
CM003	Feeding for Reconfigurable Pattern Microstrip Antenna Using Dual-Feed Via a Hybrid-Ring Coupler <i>เจศพล เข็มพวก¹, ชัยกรกฤษ ธรรมภพนิษฐ์ และธีรวิศัญญ์ เลหะเพ็ญแสง²</i> <i>¹มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร</i> <i>²มหาวิทยาลัยแม่ฟ้าหลวง</i>	627
CM004	สายอากาศโมโนโพลรูปเคมปีเปอร์สำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบคู่ <i>พิพัฒน์ พันพดู¹, วัชรพล นาคทอง² และอำนาจ เรืองวารี¹</i> <i>¹มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี</i> <i>²มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน</i>	631
CM005	Study of Second-Harmonic Suppression with a Stepped-Impedance Triangular Resonator for Enhancing Planar Bandpass Filters Performance <i>Somboon Theerawisitpong</i> <i>Rajamangala University of Technology Thanyaburi</i>	635

สายอากาศโมโนโพลรูปแคมป์เปอร์สำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบคู่

Clamper-shape monopole antenna for dual band applications

พิพัฒน์ พันพหลู¹ วัชรพล นาคทอง² และ อำนวย เรืองวารีย์¹

¹ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ต.รังสิต-นครนายก ต.คลองหก อ.ธัญบุรี จังหวัดปทุมธานี 12110 โทรศัพท์: 0-2549-4620, 084-7312996 E-mail: pipat_apply@hotmail.com
²ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน
744 ต.สุรนารายณ์ ต.ในเมือง อ.เมือง จ.นครราชสีมา 30000 โทรศัพท์: 044-2330000 ต่อ 3140-1 E-mail: watchaphonnak@gmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปแคมป์เปอร์ สำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบคู่ การวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบอาศัยการจำลองแบบโดยใช้โปรแกรม CST (Computer Simulation Technology) เพื่อออกแบบหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เหมาะสมที่สุด ได้แก่ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงาน อัตราการขยายและแบนด์วิดท์ จากนั้นทำการสร้างและวัดผลที่ได้จากสายอากาศต้นแบบ พบว่าสายอากาศในบทความนี้สามารถตอบสนองความถี่ใช้งาน 2 ช่วงความถี่ คือ ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.46 GHz และช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.21 GHz มีอัตราการขยายเท่ากับ 3.79 dBi และ 5.38 dBi ตามลำดับ ลักษณะของแบบรูปแบบการแผ่พลังงานทั้งช่วงความถี่ เป็นลักษณะรอบทิศทาง ซึ่งความถี่ใช้งานของสายอากาศต้นแบบสามารถรองรับการใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g และ IEEE 802.16a

คำสำคัญ: รูปแคมป์เปอร์, การเจาะร่อง, ความถี่แถบคู่

Abstract

This paper is presented clamper-shape monopole antenna for dual band applications. The structure antenna analysis are simulated by CST program for parameter optimization such as return loss, radiation pattern, gain and bandwidth. After that prototype antenna has been creating and measured. The measurement results are found the frequency response as lower frequency of 2.46 GHz with gain 3.79 dBi and higher frequency of 5.21 GHz with gain 5.38 dBi. The radiation pattern as both response frequencies are omni-directional. These dual bands entirely cover IEEE 802.11 a/b/g and IEEE 802.16a as required

Keywords: Clamper-Shape, Grooving and Dual-Band frequency

1. คำนำ

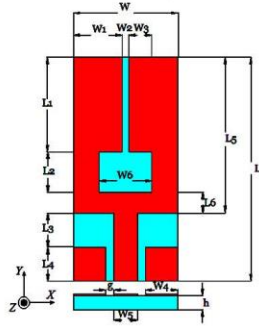
สายอากาศสำหรับใช้งานย่านความถี่ในโครงข่ายแบบย่านความถี่แถบคู่ได้มีการพัฒนาให้ใช้งานกับเครื่องมือสื่อสารที่มีการใช้งานความถี่พร้อมกันทั้งสองย่าน ความถี่ โดยมีผู้พัฒนาโครงสร้างสายอากาศแบบโมโนโพลรูปแคมป์เปอร์ให้ครอบคลุมสองย่านความถี่แถบคู่แต่ยังมีข้อเสียคือ จะมีแบบรูปการแผ่พลังงานทิศทางเดียว [1-6] จึงไม่เป็นที่นิยมประยุกต์ใช้งานกับเครื่องมือสื่อสารที่ต้องการแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางทั่วไป และเป็นโครงสร้างสายอากาศรูปแบบช่องเปิดร่องที่เหลี่ยมคี่ก็ยังมีปัญหาการแผ่พลังงานทั้งสองทิศทางเช่นกัน [7-10] ซึ่งไม่เป็นที่นิยมเช่นกัน จากปัญหาที่กล่าวมา ผู้วิจัยได้เลือกใช้โครงสร้างสายอากาศแบบโมโนโพลที่มีชั้นคอนการับรับจูนไม่รับซ้อนนี้แบบรูปการแผ่พลังงานลักษณะรอบทิศทาง โดยได้พัฒนาและศึกษาร่วมกันเทคนิคการเจาะร่องรูปสี่เหลี่ยมคี่ [6, 11-12] เพื่อทำให้สายอากาศโมโนโพลตอบสนองย่านความถี่แถบคู่ที่ต้องการและยังส่งผลทำให้ช่วยลดขนาดโครงสร้างสายอากาศเพื่อเหมาะสม ตามขนาดของเครื่องมือสื่อสารทั่วไป การตอบสนองย่านความถี่ที่กล่าวมานั้นคือจะออกแบบให้สายอากาศสามารถประยุกต์ใช้กับย่านความถี่ตามมาตรฐานของระบบ WLAN IEEE 802.11 2.45 GHz (2.40 - 2.48 GHz) และย่านความถี่ High-Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) ที่ความถี่ IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.13 - 5.35 GHz) [13-14] โดยการออกแบบและการวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศใช้โปรแกรม CST เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด

2. การออกแบบและผลการจำลองแบบสายอากาศ

2.1 โครงสร้างสายอากาศ

การจำลองโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมคี่ด้านเท่าทำการปรับเจาะร่องจนได้สายอากาศรูปแบบใหม่รูปแคมป์เปอร์โดยการปรับจูนอาศัยการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST จนพบว่าขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศมีขนาดเท่ากับ 16 x 33 มม.² สำหรับโครงสร้างสายอากาศเลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ซึ่งแผ่นวงจรพิมพ์ดังกล่าวมี

ค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.3 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.60 มม. จากการวิเคราะห์การจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จนได้โครงสร้างสายอากาศต้นแบบมีผลตอบแทนเหมาะสมที่สุด ดังรูปที่ 1 และตารางที่ 1



รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ

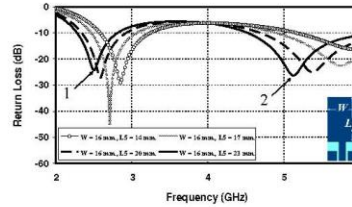
ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ

ขนาดความกว้าง		ขนาดความยาว	
ตัวแปร	ขนาด (มม)	ตัวแปร	ขนาด (มม)
W	16	L	33
W_1	7.5	L_1	14
W_2	1	L_2	6
W_3	3.5	L_3	5
W_4	5	L_4	5
W_5	3.6	L_5	23
W_6	8	L_6	3
g	1	h	0.764

2.2 ผลการจำลองแบบของสายอากาศ

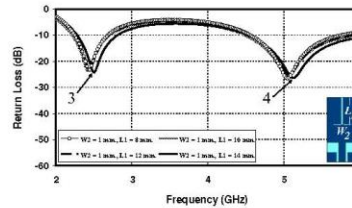
การวิเคราะห์การจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศ โดยทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังรูปที่ 1 เพื่อศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงของค่าอิมพีแดนซ์บนตัววัด ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ โดยการปรับค่าอิมพีแดนซ์บนตัววัดที่ส่งผลที่ดีที่สุดจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนหลัก ในส่วนแรกคือ ทำการปรับขนาดความกว้างและความยาว (L) ของสายอากาศก่อน โดยเริ่มปรับค่าความกว้าง (W) มีค่าเท่ากับ 16 มม. และเลือกปรับค่าความยาว L ตั้งแต่ 14, 17, 20 และ 23 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W เท่ากับ 16 มม. และ L เท่ากับ 23 มม. ซึ่งทำให้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับลดลง แต่ยังมีบางส่วนมากกว่า -10 dB คือจุดที่ 1 ได้ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.54 GHz เท่ากับ -24.27 dB

และจุดที่ 2 และช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.13 GHz เท่ากับ -26.36 dB ดังรูปที่ 2 แต่ยังไม่ครอบคลุมมาตรฐานมาตรฐาน IEEE 802.11a/b/g 2.45 GHz (2.40 - 2.48 GHz) และ IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.13 - 5.35 GHz) ที่ต้องการ



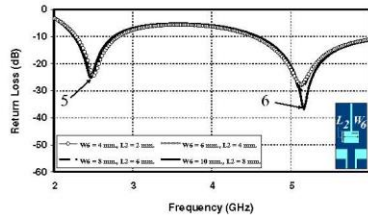
รูปที่ 2 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ เมื่อปรับ W และ L

จากนั้นทำการปรับส่วนที่สองได้ทำการเจาะรูวงรูปตัวโอกลางด้านบนที่ตัวสายอากาศ โดยกำหนดค่าความกว้างของ W_2 เท่ากับ 1 มม. และเลือกปรับค่าความยาว L_2 ตั้งแต่ 8, 10, 12 และ 14 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W_2 เท่ากับ 1 มม. และ L_2 เท่ากับ 14 มม. ทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ ต่ำกว่า -10 dB คือจุดที่ 3 ได้ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.50 GHz เท่ากับ -24.30 dB และจุดที่ 4 และ ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.15 GHz เท่ากับ -26.16 dB ดังรูปที่ 3 จากการผลลัพธ์การจำลองแบบพบว่าบางช่วงความถี่ยังไม่ครอบคลุมมาตรฐานที่ต้องการ



รูปที่ 3 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ เมื่อปรับ W_2 และ L_2

ในส่วนสุดท้ายทำการเจาะรูวงรูปสี่เหลี่ยมตรงกลางที่ตัวสายอากาศ โดยกำหนดค่าความกว้าง W_3 ตั้งแต่ 4, 6, 8 และ 10 มม. และเลือกปรับค่าความยาว L_3 ตั้งแต่ 2, 4, 6 และ 8 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W_3 เท่ากับ 8 มม. และ L_3 เท่ากับ 6 มม. พบว่าทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับทำให้มีค่าต่ำกว่า -10 dB คือจุดที่ 5 ได้ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.46 GHz เท่ากับ -25.20 dB และจุดที่ 6 และช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.19 GHz เท่ากับ -36.83 dB ดังรูปที่ 4 จากรูปพบว่าผลตอบแทนของสายอากาศครอบคลุมมาตรฐานที่ต้องการ



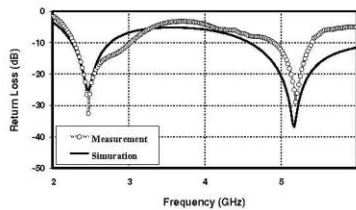
รูปที่ 4 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ เมื่อปรับ W_g และ L_2

3 การสร้างและการวัดผล

จากการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศต้นแบบด้วยการจำลองแบบค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสมดังรูปที่ 1 และตารางที่ 2 สร้างสายอากาศต้นแบบจริงดังรูปที่ 5 และทำการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ เพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบพบว่าสายอากาศต้นแบบสามารถรองรับการใช้งาน 2 ช่วงความถี่ คือ 2.46 GHz และ 5.21 GHz ดังรูปที่ 6 และสามารถสรุปผลได้ดังตารางที่ 2



รูปที่ 5 สายอากาศในโนโพลรูปแบบปรีร์สตันแบบ

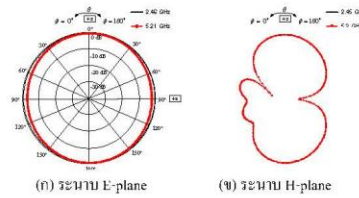


รูปที่ 6 เปรียบเทียบผลการวัดจริงกับผลการจำลองแบบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$

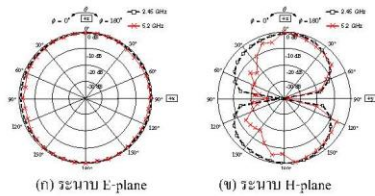
ตารางที่ 2 การเปรียบเทียบผลการปรับปรุงโครงสร้างสายอากาศต้นแบบ

Antenna Design	Frequency (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	Gain (dBi)
Simulation	2.46 (2.24 - 2.76)	-25.20	3.24
	5.19 (4.61 - 6.23)	-36.83	4.17
Measurement	2.46 (2.28 - 3.11)	-32.57	3.79
	5.21 (4.91 - 5.41)	-28.92	5.38

ในส่วนของการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน ทั้งสองระนาบคือระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) ในย่านความถี่ 2.46 GHz และ 5.21 GHz ดังรูปที่ 7 และผลการวัดจริง ดังรูปที่ 8 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสายอากาศต้นแบบมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional)



รูปที่ 7 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.46 GHz และ 5.21 GHz



รูปที่ 8 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 2.46 GHz และ 5.21 GHz

3. สรุป

การศึกษาค้นคว้าเทคนิคการปรับปรุงการเขาระงับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ตัวสายอากาศในโนโพลรูปแบบปรีร์สตันทำให้สายอากาศในส่วนตัวแผ่พลังงานมีรูปแบบลักษณะแบบปรีร์ ซึ่งผลจากการวัดทดสอบจริงพบว่าการเขาระงับทำให้ผลการตอบสนองของสายอากาศเท่ากับ 2 ช่วงความถี่ โดยที่ความถี่ช่วงต่ำเท่ากับ 2.46 GHz (2.28 - 3.11 GHz) และความถี่สูงเท่ากับ 5.21 GHz (4.91 - 5.41 GHz) สามารถประยุกต์ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g 2.45 GHz (2.4 - 2.4835 GHz) และ IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.13 - 5.35 GHz) โดยมีแบบรูปการแผ่พลังงาน

ทั้ง 2 ช่วงความถี่เป็นลักษณะรอบทิศทาง (Omidirectional) ซึ่งมีอัตราขยายช่วงความถี่ต่ำกว่ากับ 3.79 dBi และมีอัตราขยายช่วงความถี่สูงต่ำกว่ากับ 5.38 dBi

4. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี คณะครูศาสตราจารย์ ดร.สุวิวัฒน์ สกุศลชาติ และ อำนวย เรืองวารี ที่ให้คำแนะนำด้านโปรแกรม CST และขอขอบคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ ที่ให้ความอนุเคราะห์ใช้งานเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B

เอกสารอ้างอิง

- [1] Wang, C.-J., Member, IEEE, J.-J. Lee, and R.-B. Huang, Member, IEEE, "Experimental studies of a miniaturized CPW-fed slot antenna with the dual-frequency operation," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 2, 2003.
- [2] A. Asrokin, M. K. A. Rahim, and M. Z. A. Abd. Aziz, "Dual Band Microstrip Antenna for Wireless LAN Application," Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics Proceedings, Johor Bahru, Johor, MALAYSIA, 20-21 December 2005.
- [3] S. Sakulchat, A. Ruengwaree, "Dual Band Microstrip Antenna with Triangular Tuning Stub for WLAN Applications," International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE), China, 2008, pp. 546-549.
- [4] สุวิวัฒน์ สกุศลชาติ และ อำนวย เรืองวารี, "สายอากาศแบบไมโครสตริปแบบคู่ที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูสำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย," การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 31 (EECON-31), นครนายก, 29-31 ตุลาคม 2551, 2551.
- [6] วัชรพล นาคทอง, สุราษฎร์ ศรีวิไล, อุดิกร วัฒนานันท์ และ อำนวย เรืองวารี "การจำลองสายอากาศไมโครสตริปที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูสองชั้นร่วมกับรูปตัวแอลคู่สำหรับสามย่านความถี่," การประชุมวิชาการและนำเสนอผลงานทางวิศวกรรม ครั้งที่ 1, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน, วิทยาเขตขอนแก่น, ขอนแก่น, ประเทศไทย, 18 สิงหาคม 2553.
- [7] T.A. Denidni, L. Talbi, "Design of a new dual-band CPW-fed slot antenna for ISM applications," Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring. 2004 IEEE 59th, vol. 1, 17-19 May 2004, pp. 6 - 9.
- [8] C. H. Lee, S. Yuan Chen, P. Hsu, "CPW-fed hybrid bow-tie/slot loop antenna for dual-frequency," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE, 9-15 June 2007, pp. 2065 - 2068.
- [9] วัชรพล นาคทอง, เอกจิต คุ้มวงศ์, คณะวิท เนื่องวงษา, และ สมศก โกศลวิตร "สายอากาศช่องเปิดป้อนด้วยท่อนำคลื่นระบบแบบมีสลับคู่สำหรับย่านความถี่กว้างแถบคู่," การประชุมวิชาการมหาวิทยาลัย สงขลานครินทร์ วิทยาเขตภูเก็ตแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 2, สงขลา, ประเทศไทย, 18-20 พฤศจิกายน 2552, หน้า 45.
- [10] B. Kaewchan and A. Ruengwaree, "Rectangular Grooving with Comb-shaped Tuning Stub Antenna for Dual Band Application", International Symposium on, Antennas, and Propagation (ISAP 2011), Jeju, Korea, 25-28 October 2554.
- [11] W. C. Liu, C. F. Hsu, "Dual-band CPW-fed Y-shaped monopole antenna for PCS=WLAN application," Electronics Letters, 31 March 2005, pp. 390 - 391.
- [12] B. Kaewchan, W. Naktong and A. Ruengwaree, "T-shape slot in rectangular slot antenna to enlarge bandwidth for broadband communication," The 9th International Symposium on, Antennas, and EM Theory (ISAPE 2010), Guangzhou, China, 29-2 November 2010.
- [13] IEEE 802.11, "Wireless Access Method and Physical Layer Specifications," New York, NY, USA, September 1994.
- [14] B. O. Hara and A. Petrick, The IEEE 802.11 Handbook: A Designer's Companion, IEEE Press, New York, NY, USA, 1999.



พิพัฒน์ พันพดู กำลังศึกษาระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ Dual Band, Antenna Design



วัชรพล นาคทอง กำลังการศึกษาระดับปริญญาโท หลักสูตรวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี พ.ศ. 2554 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน นครราชสีมา งานวิจัยที่สนใจ Antenna Design



ดร. อำนวย เรืองวารี กำลังการศึกษาระดับปริญญาเอก จากมหาวิทยาลัยคาทอลิก ประเทศสาธารณรัฐเยอรมัน ปี พ.ศ. 2551 ปัจจุบันดำรงตำแหน่ง อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ Ultra Wideband Radar System, Ultra Fast Electrical Pulse Generator, Antenna Design

Electrical Engineering Network 2012

of Rajamangala University of Technology (EENET 2012)



ดอกแคแสด ดอกไม้ประจำมหาวิทยาลัย

CONFERENCE TOPICS

GROUP 1 (PE)

Power Electronics, Electric Machines, Motor Control and Drive, Measurement, Control and Robotics.

GROUP 2 (PW)

Power System, Transmission and Distribution, High Voltage and Electrical Energy, Generating Systems.

GROUP 3 (RE)

Renewable Energy, Energy Saving Technologies, Industry Specific Energy Conversion and Conditioning Technologies, Materials for Energy and Environment.

GROUP 4 (TE)

Telecommunication, Electronics, Information and Communication Technologies, Antennas, Microwave Theory and Techniques.

GROUP 5 (CP)

Computer Technologies and Network, Computer Graphics, Machine Learning and Human-Computer Interaction.

GROUP 6 (GN)

Education in Electrical Engineering, Simulation Software and Design tools, Related Topics in Electrical Engineering.



GRAND PARADISE HOTEL

Nong Khai, THAILAND

April 3-5, 2012



<http://www.ea.rmuti.ac.th>



<http://www.mtmetrology.co.th>



<http://www.prapai.co.th>



PTS Combination

<http://www.pts.in.th>



<http://www.pandidactic.com>



<http://www.neo-didactic.com>



<http://www.schneider-electric.com>



<http://www.gmautomation.co.th>



การศึกษาการปรับจูนสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยการเพิ่มสตัปตัวไอสำหรับประยุกต์ใช้งาน ย่านความถี่แถบคู่

Study of tuning of rectangular monopole antenna by increasing I-shape stub for dual band applications

พิพัฒน์ พันพูล¹ วัชรพล นาคทอง² ปิยฉนัย บุญไมศรี² และ อำนวย เรืองวารี¹

¹ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ถ.รังสิต-นครนายก ต.คลองหก อ.ธัญบุรี จังหวัดปทุมธานี 12110 โทรศัพท์: 0-2549-4620, 084-7312996 E-mail: pipat_apply@hotmail.com

²ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

744 ถ.สุรนารายณ์ ต.ในเมือง อ.เมือง จ.นครราชสีมา 30000 โทรศัพท์: 044-233000 ต่อ 3140-1 E-mail: watchraphonnak@gmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการศึกษาการปรับจูนสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยการเพิ่มสตัปตัวไอบนตัวแผ่พลังงาน และระนาบสร้างเงา ซึ่งสายอากาศต้นแบบถูกนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับย่านความถี่แถบคู่ การออกแบบและวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศด้วยการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST (Computer Simulation Technology) จากผลการจำลองแบบ ทำให้ทราบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับแบบรูปการแผ่พลังงาน อัตราการขยายและแบนด์วิดท์ โดยพบว่าสายอากาศสามารถตอบสนอง 2 ความถี่ คือ ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำเท่ากับ 3.50 GHz (3.15 - 3.81 GHz) และความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูงเท่ากับ 5.79 GHz (4.92 - 6.51 GHz) ซึ่งช่วงความถี่ดังกล่าวสามารถรองรับการใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.16a/e IEEE 802.11j และ ความถี่สาธารณะ

คำสำคัญ: เพิ่มสตัป ความถี่แถบคู่ ระนาบสร้างเงา ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ สายอากาศโมโนโพล

Abstract

The tuning of monopole antenna by increasing I-shape stub on radiation and ground plane was studied in this research work. The prototype antenna was applied in dual band. The simulation of antenna structure was designed and analyzed by CST program. From the simulation results, reflection coefficient, radiation pattern, gain and band width of prototype antenna were obtained. The prototype antenna can response dual band which are low resonance frequency at 3.5GHz (3.15 - 3.81GHz) and high resonance frequency at 5.79GHz (4.92 - 6.51 GHz). These dual band can use at IEEE standard 802.16a/e, IEEE 802.11j and public safety frequency.

Keywords: Increasing stub, Dual-band, Ground plane, Return loss, Monopole antenna

1. คำนำ

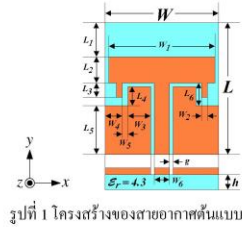
ในปัจจุบันการติดต่อสื่อสารไร้สายย่านไมโครเวฟแบบย่านความถี่ แถบคู่ได้มีการพัฒนาให้ใช้งานกับเครื่องมือสื่อสารได้หลากหลายมากขึ้น โดยจะขึ้นอยู่กับย่านความถี่ตามมาตรฐานที่กำหนดเช่น โทรศัพท์แบบเคลื่อนที่และคอมพิวเตอร์ที่ใช้มาตรฐานของระบบ DCS (1.72 - 1.88 GHz), ระบบ PCS (1.85 - 1.99 GHz), ระบบ IMT 2 GHz (1.92 - 2.17 GHz), ระบบ WLAN IEEE 802.11 มีสองความถี่คือ 2.4 GHz (2.40 - 2.48 GHz) และย่านความถี่สูง High-Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) ที่ความถี่ IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.13 - 5.35 GHz) และที่ความถี่ 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz) ระบบ WPAN IEEE 802.15.3a (3.1-10.6 GHz) WIMAX IEEE 802.16a (2 -11GHz) [1-4] และเครื่องมือสื่อสารไร้สายระยะใกล้ ระบบ Radio Frequency Identification (RFID) ที่งาน โดยอาศัยหลักการส่งกระจายคลื่นวิทยุที่ความถี่ต่างๆ ไปในอากาศที่ใช้ช่วงแบนด์วิดท์ 125 kHz, 13.56 MHz, 865-868 MHz, 902-928 MHz, 2.45 GHz และ 5.2 - 5.8 GHz [5] ระบบการไร้สายแบบไร้สายต่างๆที่กล่าวมาข้างต้น เมื่อพิจารณาจะพบว่า อุปกรณ์ที่สำคัญถือว่าเป็นหัวใจของระบบคือสายอากาศ สายอากาศเป็นอุปกรณ์ที่ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการรับ-ส่ง ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงมีผู้วิจัยได้ออกแบบและพัฒนาสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ที่รองรับความถี่ใช้งานตามมาตรฐานต่างๆ โดยบทความวิจัยนี้มีความสนใจในส่วนสายอากาศที่รองรับความถี่แถบคู่ เนื่องจากงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่าโครงสร้างของสายอากาศยังมีขนาดความหนาและโครงสร้างใหญ่เมื่อนำไปประมาณใช้งานจริงกับอุปกรณ์สื่อสารที่มีขนาดเล็ก ทำให้เกิดความไม่สะดวกอีกทั้งยังครอบคลุมความถี่ใช้งานเพียงช่วงความถี่เดียว [6-10] จากสาเหตุดังกล่าวผู้วิจัยจึงได้พัฒนารูปแบบโครงสร้างสายอากาศที่มีการป้อนสัญญาณแบบระนาบร่วมที่ระนาบสร้างเงาผู้ร่วมระนาบเดียวกับตัวสายอากาศ Coplanar Waveguide (CPW) โดยใช้เทคนิคการเพิ่มสตัปที่ตัวสายอากาศและระนาบสร้างเงา [11-12] การออกแบบโครงสร้างสายอากาศเพื่อหา

ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมและมีประสิทธิภาพมากที่สุด โดยเลือกใช้โปรแกรม CST

2. การออกแบบและผลการจำลองแบบสายอากาศ

2.1 โครงสร้างสายอากาศ

การจำลองโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมคี่นค้ำที่ได้จากการจำลองแบบด้วยการปรับโครงสร้างโดยอาศัยโปรแกรม CST พบว่าได้ขนาดความกว้าง (W) เท่ากับ 30 มม. และความยาว (L) เท่ากับ 35 มม. โดยโครงสร้างสายอากาศต้นแบบถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ซึ่ง แผ่นวงจรพิมพ์ดังกล่าวมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.3 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 0.764 มม. ในส่วนนี้ได้ทำการวิเคราะห์การจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทำให้ได้สายอากาศต้นแบบมีผลตอบสนองเหมาะสมที่สุด (Optimized) ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศที่แสดงได้ตารางที่ 1 และส่วนการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศจะป้อนโดยใช้การป้อนสัญญาณแบบระนาบร่วม



รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ

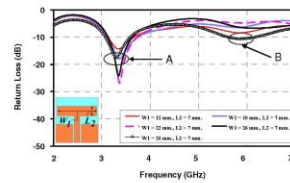
ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ

ขนาดความกว้าง		ขนาดความยาว	
ตัวแปร	ขนาด (มม)	ตัวแปร	ขนาด (มม)
W	30	L	35
W_1	28	L_1	9
W_2	1.5	L_2	7
W_3	6	L_3	3.8
W_4	4.5	L_4	5
W_5	1.5	L_5	13
W_6	4	L_6	6
g	1	h	0.764

2.2 ผลการจำลองแบบของสายอากาศ

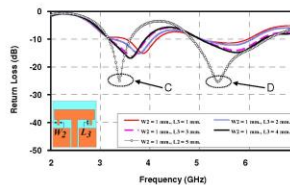
การวิเคราะห์การจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศโดยทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังรูปที่ 1 เพื่อศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงของค่าอิมพีแดนซ์และแบนด์วิดท์โดยสัมพันธ์กับค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) เพื่อปรับประสิทธิภาพที่ดีที่สุดของสายอากาศซึ่งมีการ

ปรับจูนโครงสร้างแบ่งออกเป็น 3 ส่วนหลัก ในส่วนแรกคือ ทำการปรับขนาดของสายอากาศ โดยเริ่มปรับจากค่าความกว้างของขนาด W_1 เริ่มตั้งแต่ 12, 18, 22, 26 และ 28 มม. โดยกำหนดความยาวของแถบ L_2 คงที่คือเท่ากับ 7 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ W_1 เท่ากับ 28 มม. ซึ่งทำให้ค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับลดลง แต่ยังมีบางส่วนมากกว่า -10 dB คือจุดที่ A ได้ช่วงความถี่เท่ากับ 3.30 GHz เท่ากับ -17.57 dB และจุดที่ B และช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.89 GHz เท่ากับ -10.55 dB ดังรูปที่ 2 แต่ยังไม่ครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.16e 3.50 GHz (3.4 - 3.69 GHz) และ 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz) ที่ต้องการ



รูปที่ 2 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ เมื่อปรับ W_1 และ L_2

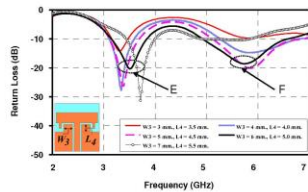
จากนั้นทำการปรับส่วนที่สองได้ทำการเพิ่มสลับที่ตัวสายอากาศบริเวณคอตัดรูปตัวไอทั้งสองด้าน ขั้นตอนคือกำหนดค่าความกว้างของ W_2 เท่ากับ 7 มม. และปรับค่าความยาวของแถบ L_3 โดยมีขนาดตั้งแต่ 1, 2, 3, 4 และ 5 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ L_3 เท่ากับ 4 มม. ทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ต่ำกว่า -10 dB คือจุดที่ C ได้ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 3.38 GHz เท่ากับ -24.76 dB และจุดที่ D และ ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.36 GHz เท่ากับ -25.12 dB ดังรูปที่ 3 จากการผลลัพธ์การจำลองแบบพบว่าบางช่วงความถี่ยังไม่ครอบคลุมมาตรฐานที่ต้องการ



รูปที่ 3 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ เมื่อปรับ W_2 และ L_3

ในที่สุดท้ายทำการเพิ่มสลับรูปสี่เหลี่ยมคี่นที่บริเวณระนาบสร้างเงาทั้งสองด้าน โดยปรับค่าความกว้างของแถบ W_3 โดยมีขนาดตั้งแต่ 3, 4, 5, 6 และ 7 มม. และค่าความยาวของแถบ L_4 โดยมีขนาดตั้งแต่ 3.5, 4, 4.5, 5 และ 5.5 มม. พบว่าค่าที่เหมาะสมคือ ความกว้าง W_3 เท่ากับ 6 มม. และ ความยาว L_4 เท่ากับ 5 มม. พบว่าทำให้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับทำให้ค่าต่ำกว่า -10 dB คือจุดที่ E ได้ช่วง

ความถี่ต่ำเท่ากับ 3.50 GHz เท่ากับ -20.83 dB และช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.79 GHz เท่ากับ -18.06 dB ดังรูปที่ 4 จากรูปพบว่าผลตอบสนองของสายอากาศครอบคลุมมาตรฐานที่ต้องการ



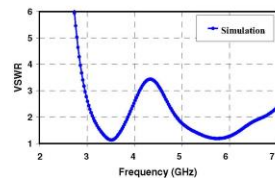
รูปที่ 4 ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ เมื่อปรับ W_3 และ L_1

จากการปรับโครงสร้างสายอากาศชั้นบนการเพิ่มสลับทั้ง 3 ชั้นตอน พบว่าทำให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ครอบคลุมช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงตามมาตรฐานการใช้งาน โดยสามารถสรุปผลการเปลี่ยนแปลงแสดงได้ดังตารางที่ 2

ตารางที่ 2 การเปรียบเทียบผลการปรับจูนโครงสร้างสายอากาศชั้นบน

Antenna Design	Frequency (GHz)	S_{11} (dB)	Gain (dBi)
ปรับขนาดตัวนำ	3.30 (3.08 - 3.58)	-17.57	3.58
	5.89 (5.66 - 6.07)	-10.55	3.41
ปรับเพิ่มสลับที่ตัวนำ	3.38 (3.15 - 3.60)	-24.76	3.55
	5.36 (4.86 - 6.34)	-25.12	3.13
ปรับเพิ่มสลับที่ระนาบสร้างเงา	3.50 (3.15 - 3.81)	-20.83	3.85
	5.79 (4.93 - 6.51)	-18.06	4.46

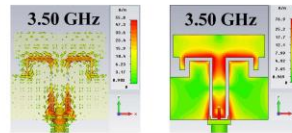
ในส่วนการจำลองแบบของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) แสดงดังรูปที่ 5 ซึ่งพบว่าค่า VSWR จะต่ำกว่า 2 ในช่วงความถี่ 17.32 % (3.15-38.1) GHz และ 27.63 % (4.93-6.51) GHz



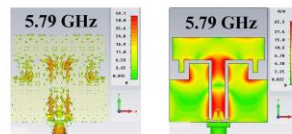
รูปที่ 5 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน VSWR ที่ได้จากการจำลองแบบ

ในส่วนของทิศทางการไหลของกระแสและความหนาแน่นของกระแสของการจำลองแบบในช่วงความถี่ 3.50 GHz และ 5.79 GHz

พบว่ามีความสัมพันธ์กัน คือจะปรากฏความหนาแน่นกระแสบริเวณจุดป้อนสัญญาณไปยังตัวสายอากาศที่มีการเพิ่มสลับทั้งสองด้านและที่ระนาบสร้างเงา สำหรับทิศทางการไหลของกระแสสามารถสังเกตจากลูกศรแสดงทิศทางดังรูปที่ 7-8

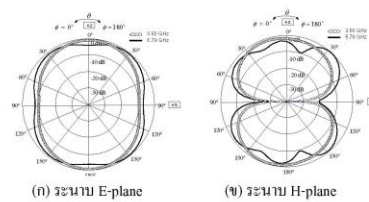


รูปที่ 7 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 3.5 GHz



รูปที่ 8 ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 5.79 GHz

ส่วนสุดท้ายทำการทำการศึกษารูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการจำลองแบบโดยผลการจำลองแบบแสดงที่ความถี่ 3.5 GHz และ 5.79 GHz ในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) มีสองทิศทาง (Bidirectional) ดังรูปที่ 9



รูปที่ 9 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.5 GHz และ 5.79 GHz

3. สรุป

ในบทความนี้ได้นำเสนอการศึกษาการปรับจูนสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยการเพิ่มสลับได้เพิ่มอยู่ที่ 2 บริเวณ คือที่ตัวนำแผ่พลังงานที่รูปตัวโอ และบริเวณที่ 2 คือการเพิ่มสลับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ระนาบสร้างเงา ทำให้สายอากาศตอบสนองย่านความถี่สองช่วงคือ ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 3.15 - 3.81 GHz และ ช่วงสูงมีค่าเท่ากับ 4.92 - 6.51 GHz ซึ่งครอบคลุม มาตรฐาน IEEE 802.16e 3.5 GHz (3.4 - 3.69 GHz), IEEE 802.11j (4.90 - 5.091 GHz), Public Safety Frequency (4.94 - 4.99 GHz), IEEE 802.16a 5.2 GHz (5.13 - 5.35 GHz) และที่ความถี่ 5.8 GHz (5.7 - 5.9 GHz) ที่ต้องการมีค่าอัตราขยาย 3.85 dBi และ 4.46 dBi เมื่อทำ

การปรับเทียบขนาดของสายอากาศต้นแบบ จากงานวิจัยนี้ที่ความถี่เดียวกัน จะมีขนาดที่กว้างงานวิจัย [6-10] แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีลักษณะเป็นแบบรอบทิศทาง

4. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี คณะครู ศาสตราจารย์ ดร.อดุลย์ อดุลยเดชวิกรม ที่ให้ทุนอุดหนุนการวิจัยงานด้านโปรแกรม CST

เอกสารอ้างอิง

[1] IEEE 802.11, "Wireless Access Method and Physical Layer Specifications," New York, NY, USA, September 1994.

[2] B. O. Hara and A. Petrick, The IEEE 802.11 Handbook: A Designer's Companion, IEEE Press, New York, NY, USA, 1999.

[3] รัฐพล จินะวงศ์ และ อำนวย เรืองวารี, "การพัฒนาสายอากาศรอกหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม," แบบแปลนความถี่กว้างการประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 32 (EECON-32), ประเทศไทย, ตุลาคม 28-30, 2552.

[4] วัชรพล นาคทอง และ อำนวย เรืองวารี, "สายอากาศช่องเปิดร่องสี่เหลี่ยมแบบมีตัวจับรูปสี่เหลี่ยม ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่เอแบกร่าง," การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 33 (EECON-33), เชียงใหม่, ประเทศไทย, 2, หน้า 969-972, ธันวาคม 1-3, 2553.

[5] W.C. Liu, and Z.K. Hu, "Broadband CPW-fed folded-slot monopole antenna for 5.8 GHz RFID application" Electron. Lett., pp. 5 - 6, vol. 41, no. 17, 2005.

[6] W. C. Liu, "Broadband dual-frequency meandered CPW-fed monopole antenna," electronics letter 12th, vol. 40, pp.1319 - 1320, October 14, 2004.

[7] Y. Gao, B. L. Ooi, A. P. Popov and C. H. Sing, "Dual-band hybrid antenna for WLAN application," Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE, pp. 977 - 980, July 9-14, 2006.

[8] S. Soodmand, C. Ghobadi and J. Nourinia, "A novel printed dual band antenna structure operating at UMTS and HIPERLAN2 Bands: Narrow CPW-fed sleeve monopole," Antennas, Propagation & EM Theory, 2006. ISAPE '06. 7th International Symposium on, pp. 1-4, October 26-29, 2006.

[9] X.C. Lin and C.C. Yu, "Dual-band CPW-fed hybrid antenna," electronics letter 24th, vol. 43, no. 11, pp. 599 - 600, May, 2007.

[10] A. Djaiz, M. Nedil, M. A. Habib, L. Talbi, and T. A. Denidni, "A new CPW-feed miniaturized dual-band monopole antenna using spiral matching resonators," Antennas and Propagation Society

International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE, pp. 1 - 4, July 5-11, 2008.

[11] A. A. Heidari, M. Heyrani, and M. Nakhkash, "A dual-Band circularly polarized stub loaded microstrip patchantenna for GPS applications," Progress In Electromagnetics Research, PIER92, pp. 195-208, 2009.

[12] S. Chaimool, S. Kerdsungang, P. Akkraekthalin, and V. Vivek, "A broadband CPW-fed square slot antenna using loading metallic strips and a widened tuning stub", TENCON 2004. 2004 IEEE Region 10 Conference, vol. 3, pp. 539-542, November 21-24, 2004.



พิพัฒน์ พันพหลู กำลังศึกษาระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ

Antenna Design



วัชรพล นาคทอง สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี พ.ศ. 2554 ปัจจุบันดำรง

ตำแหน่งอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี นครราชสีมา งานวิจัยที่สนใจ Antenna Design



ปิยฉนิษฐ์ บุญไมตรี กำลังศึกษาระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

นครราชสีมา งานวิจัยที่สนใจ Antenna Design



อำนวย เรืองวารี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาเอก จากมหาวิทยาลัยคาลิฟอร์เนีย ประเทศสหรัฐอเมริกาเมื่อปี พ.ศ. 2551 ปัจจุบันดำรงตำแหน่ง อาจารย์ประจำ

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ Ultra Wideband Radar System, Ultra Fast Electrical Pulse Generator, Antenna Design

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายพิพัฒน์ พันพลู
วัน เดือน ปีเกิด	22 ตุลาคม 2530
ที่อยู่	78 หมู่ 1 ตำบลโนนรัง อำเภอเมือง จังหวัดร้อยเอ็ด 45000
การศึกษา	ปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี เมื่อ พ.ศ. 2553
ประสบการณ์ทำงาน	วิศวกร ออกแบบตรวจสอบคุณภาพของสัญญาณ 2G และ 3G ที่ บริษัท บีบี เทคโนโลยี จำกัด. พ.ศ. 2554-2556 วิศวกรเฉพาะทาง ด้านออกแบบ ตรวจสอบคุณภาพของสัญญาณ 3G และ LTE ที่ บริษัท อีริคสัน (ประเทศไทย) จำกัด. พ.ศ.2556- 2558 ผู้จัดการฝ่ายวิศวกรรมส่วนออกแบบและตรวจสอบคุณภาพของ สัญญาณที่ บริษัท อินเทอร์เน็ตฟิวเจอร์ (ประเทศไทย) จำกัด. พ.ศ. 2558 ถึงปัจจุบัน
โทรศัพท์	083-077-1801, 063-378-9090
อีเมล	PP.PANPLOO@GMAIL.COM

