สายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX

MULTIBAND HEXAGON SHAPE MONOPOLE ANTENNA FOR Wi-Fi/WiMAX SYSTEMS

ทิวากร สมวรรณ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ปีการศึกษา 2554
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

สายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX

ทิวากร สมวรรณ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ปีการศึกษา 2554

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX
ชื่อ-นามสกุล	นายทิวากร สมวรรณ
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร. ไพฑูรย์ รักเหลือ
ปีการศึกษา	2554

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบเครือข่ายการสื่อสารไร้สาย ที่มีเทคนิคในการออกแบบสำหรับหลายแถบความถี่ โดยเทคนิคที่นำเสนอนี้จะใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศแบบโมโนโพลรูปแบบหกเหลี่ยม ซึ่งมีข้อดีคือสามารถเชื่อมต่อส่วนประกอบวงจรที่เป็นแอกทีฟและพาสซีฟได้ง่าย มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีโครงสร้างที่ง่าย ซึ่งเหมาะกับการนำไปใช้ในระบบสื่อสารไร้สาย โดยออกแบบสายอากาศให้ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งาน Wi-Fi/WiMAX (2.4/5.2 GHz)

สายอากาศต้นแบบได้ถูกออกแบบโดยการป้อนสัญญาณ ด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม โครงสร้างสายอากาศถูกสร้างอยู่บนวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก 4.4 และความหนา 1.64 มิลลิเมตร ขนาดของสายอากาศ 35 x 44 ตารางมิลลิเมตร การจำลองแบบใช้โปรแกรม IE3D เพื่อปรับพารามิเตอร์ทางโครงสร้างของสายอากาศให้มีค่าสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB

ผลการจำลองแบบและวัดทดสอบความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศ ความถี่ที่ 2.51 GHz และ 5 GHz มีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดเท่ากับ -21.95 dB และ -24.45 dB ตามลำดับ แบนด์วิดท์ของการวัดมีค่า 0.23 GHz (2.38-2.61 GHz) และ 1.63 GHz (4.82 – 6.45 GHz) ซึ่งครอบคลุมย่านความถี่ Wi-Fi/WiMAX สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางทั้งสองความถี่

คำสำคัญ : สายอากาศหลายความถี่ สายอากาศโมโนโพล สายอากาศระนาบร่วม

Thesis Title	Multiband Hexagon Shaped Monopole Antenna for Wi-Fi/ WiMAX Systems
Name - Surname	Mr. Tiwakorn Somwan
Program	Electrical Engineering
Thesis Advisor	Dr. Paitoon Rakluea
Academic Year	2011

ABSTRACT

This thesis presents a multiband hexagon shaped monopole antenna for wireless communication network. This technique can be used in multiband frequencies. The coplanar waveguide fed is applied on planar hexagon patch monopole antenna. The coplanar waveguide fed antenna has the advantages of active and passive components. The coplanar waveguide fed antenna has small size, light weight and simple structure. The antenna is applied in wireless communication systems. The antenna is design cover the Wi-Fi/WiMAX bands (2.4/5.2 GHz).

The proposed antenna is designed by coplanar waveguide fed. The antenna structure is fabricated on FR4 substrate with a dielectric constants of 4.4 and a thickness of 1.64 mm. The size of the antenna is 35 mm x 44 mm. The simulation used IE3D software to adjust the parameter of antenna structure as minimum return loss -10 dB.

The simulated, and measured resonant frequency results of the antenna are 2.51 GHz, and 5 GHz with the minimum return loss of -21.95 dB, and -24.45 dB, respectively. The measured impedance bandwidths are 0.23 GHz (2.38-2.61 GHz) and 1.63 GHz (4.82 – 6.45 GHz), which cover the Wi-Fi/WiMAX bands. The far field radiation pattern are bidirectional of both frequency.

Keywords: multiband antenna, monopole antenna, coplanar waveguide antenna

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความเมตตากรุณาอย่างสูงจาก ดร. วิสิทธิ์ ล้อธรรมจักร ประธานกรรมการสอบ รองศาสตราจารย์บุญเจริญ วงศ์กิตติศึกษา กรรมการผู้ทรงคุณวุฒิ ดร. ฉัตรชัย ศุภพิทักษ์สกุล กรรมการวิชาเอก ดร. ไพฑูรย์ รักเหลือ ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่กรุณาให้คำแนะนำและให้คำปรึกษาตลอดจนให้ความช่วยเหลือแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ เพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีความสมบูรณ์ ซึ่งผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ขอขอบคุณอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า และให้ความอนุเคราะห์ทางด้านเครื่องมือ และสถานที่ทำงานวิจัย ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้ความช่วยเหลือในทุกๆ เรื่อง

ขอขอบคุณคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนาเชียงราย ที่ให้ความอนุเคราะห์ทางด้านวัสดุ อุปกรณ์ และสถานที่ในการทำงานวิจัย

ขอขอบคุณทินวัฒน์ จังจริง และคุณวัชรพล นาคทอง นักศึกษาระดับปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สาขาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ท่านได้ให้ความอนุเคราะห์สำหรับข้อมูลการทำรูปเล่มวิทยานิพนธ์และแนวคิดต่าง ๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อสมนึก สมวรรณ คุณแม่ประภาพร สมวรรณ และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่า และประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ทิวากร สมวรรณ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย..... ค

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... ง

กิตติกรรมประกาศ..... จ

สารบัญ..... ฉ

สารบัญตาราง..... ซ

สารบัญภาพ..... ฌ

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ..... ฎ

บทที่

1 บทนำ..... 1

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา..... 1

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์..... 1

1.3 ขอบเขตของการวิจัย..... 1

1.4 ขั้นตอนการวิจัย..... 2

1.5 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย..... 2

1.6 ประโยชน์ของผลการวิจัย..... 2

1.7 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์..... 3

2 ทฤษฎีการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบโมโนโพล..... 4

2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna)..... 4

2.2 การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริป..... 7

2.3 การหาคุณสมบัติของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวนด์ด้านล่าง..... 11

2.4 วิธีการวิเคราะห์สายอากาศ..... 14

2.5 โปรแกรมจำลองสายอากาศของ IE3D..... 17

2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวกับสายอากาศไมโครสตริปแบบโมโนโพล..... 17

2.7 สรุปทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง..... 22

3 การออกแบบสายอากาศสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยม..... 23

3.1 ขั้นตอนการดำเนินการวิจัย..... 23

สารบัญ (ต่อ)

บทที่ หน้า

3.2 พารามิเตอร์สำหรับการออกแบบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยม 24

3.3 การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศ..... 28

3.4 สายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมที่มีการเจาะช่องบนสตับ..... 33

3.5 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ..... 38

3.6 สรุปผลการออกแบบสายอากาศการออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบหกเหลี่ยม..... 43

4 การทดสอบและวิเคราะห์ผล..... 44

4.1 การทดสอบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX..... 44

4.2 สรุปผลการทดสอบ..... 54

5 สรุปผลการวิจัย..... 56

5.1 สรุป..... 56

5.2 ข้อเสนอแนะ..... 58

รายการอ้างอิง..... 59

ภาคผนวก..... 61

ภาคผนวก ก ภาพต้นแบบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX..... 62

ภาคผนวก ข Datasheet..... 64

ภาคผนวก ค ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่..... 72

ประวัติผู้เขียน..... 90

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

2.1 ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริป..... 6

3.1 ขนาดโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยม..... 29

3.2 ผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการปรับขนาดของ S..... 30

3.3 ผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการปรับขนาดของ p..... 31

3.4 คุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเจาะช่องบนสตับ..... 34

3.5 ผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการปรับขนาดของ Sa..... 35

3.6 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศเหมาะสมที่สุดในงานวิจัย..... 36

3.7 คุณลักษณะของสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมที่มีการเจาะช่องจากการจำลองแบบที่ให้ผลดีที่สุด..... 37

4.1 การเปรียบเทียบการจำลองกับการวัดทดสอบ..... 48

5.1 การเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและการวัดจริง..... 57

สารบัญภาพ

ภาพที่ หน้า

2.1 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป..... 4
2.2 การป้อนแบบไมโครสตริปไลน์..... 8
2.3 การป้อนแบบสายโพรบ..... 8
2.4 การป้อนแบบช่องเปิด..... 9
2.5 การป้อนแบบประกบ..... 9
2.6 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม..... 10
2.7 โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวนด์ด้านล่าง..... 10
2.8 โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง..... 11
2.9 แบบจำลองโพรงการแผ่พลังงานของสายอากาศ..... 15
2.10 สายอากาศจากงานวิจัย Ultra Wideband Printed Hexagonal Monopole Antennas..... 20
2.11 ขนาดของ p ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ..... 20
3.1 ขั้นตอนการการออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยม..... 24
3.2 การออกแบบความกว้างและความยาวของสายส่งสัญญาณ..... 27
3.3 โครงสร้างสายอากาศแบบหกเหลี่ยมและพารามิเตอร์พื้นฐานเบื้องต้นความหมายของพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ..... 28
3.4 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับขนาดของ S..... 30
3.5 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อทำการปรับขนาดของ p..... 31
3.6 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อทำการปรับขนาดของ Wg..... 32
3.7 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อทำการปรับขนาดของ Lf..... 32
3.8 การปรับปรุงสตับโดยการเจาะช่อง..... 33
3.9 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนขนาดของ Sa..... 35
3.10 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ออกแบบ..... 36
3.11 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศที่ออกแบบ..... 37
3.12 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ออกแบบ..... 38
3.13 การกระจายตัวของเวคเตอร์กระแสบนตัวสายอากาศ..... 39
3.14 ความหนาแน่นของกระแสบนตัวสายอากาศ..... 39
3.15 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 2.44 GHz..... 40

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่ หน้า

3.16 รูปแบบการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่ 2.44 GHz..... 40
3.17 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 5 GHz..... 41
3.18 รูปแบบการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่ 5 GHz..... 41
3.19 ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ..... 42
3.20 อัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่มากที่สุด..... 42
3.21 อัตราการขยายของสายอากาศที่ออกแบบ..... 43
4.1 เครื่องมือวัดวิเคราะห์โครงข่าย รุ่น E8363B..... 44
4.2 การวัดสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX..... 45
4.3 ผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศที่ความถี่ 1.0 – 8.0 GHz. 45
4.4 ผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ความถี่ 1.0 – 8.0 GHz..... 46
4.5 การเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับจากการวัดทดสอบและการจำลอง..... 47
4.6 การเปรียบเทียบอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งจากการวัดทดสอบและการจำลอง..... 47
4.7 การวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศ..... 49
4.8 การเปรียบเทียบค่าอัตราขยายจากการจำลองและการวัดทดสอบ..... 50
4.9 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในแนวระนาบ x-z..... 51
4.10 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในแนวระนาบ y-z..... 51
4.11 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล แบบ 2 มิติ ของสายอากาศในระนาบ x-z..... 52
4.12 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล แบบ 2 มิติ ของสายอากาศในระนาบ y-z..... 53
4.13 ผลกระทบเมื่อปรับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง..... 54
5.1 การเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับจากการวัดทดสอบและการจำลอง..... 57

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

λ	Wavelength in free space
λ_g	Wavelength in dielectric
Δ	Delta
ε_{eff}	Effective relative dielectric constant
ε_r	Relative dielectric constant
θ	Theta
ϕ	Phi
σ	Conductivity
BW	Band Width
C	Speed of light
CPW	Coplanar Waveguide
D	Distance
dB	Decibel
dBi	Decibel isotropic
$\hat{F}$	Electric field vector potential
f_r	Fundamental frequency
f_L	Low frequency
$f_{\max}$	Maximun frequency
$f_{\min}$	Minimum frequency
GHz	Giga Hertz
G_r	Gain of receiver antenna
G_t	Gain of transceiver antenna
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineer
$\hat{j}_s$	Electic vector potential
k	The multiplication factor.
L	Length of antenna
L_1	Length of the planar monopole antenna

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

Lfs	Loss of free space
$Lline$	Loss of line
MHz	Mega Hertz
MMIC	Monolithic Microwave Circuit
MOM	Method of Moment
MPIE	Mixed Potential Integral Equation :
$\hat{M}_s$	Magnetic vector potential
p	Length of feed point
P_r	The receiver power of antenna
P_t	The transceiver power of antenna
q	Filling factor
r	The effective radius of the equivalent cylindrical monopole antenna
S	The length of each side of the hexagon shape
S_{11}	S-parameter
SMA	Subminiature version A
t	Thickness
$\tan\delta$	Loss tangent
TEM	Transverse Electric-Magnetic
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
W	Wide of antenna
W_f	Wide of microstrip line
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
Z_o	Impedance of antenna

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านอินเตอร์เน็ต (Internet) และมัลติมีเดีย (Multimedia) ได้รับความนิยมและแพร่หลายมากขึ้น จึงเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้ระบบการสื่อสายไร้สายได้ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่อง และขยายตัวอย่างรวดเร็ว จะสังเกตได้จากอุปกรณ์ต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile) หรือคอมพิวเตอร์แบบพกพา (Notebook) จะต่ออุปกรณ์ไร้สายที่สามารถใช้งานได้หลายๆ ระบบ แต่ละระบบจะมีความถี่ที่ใช้งานแตกต่างกัน ปัจจุบันได้มีการกำหนดมาตรฐานเพื่อรองรับย่านความถี่ที่ใช้งานไว้ระบบ เช่น การสื่อสารท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Networks: WLAN) ระบบวายฟาย (Wireless Fidelity: Wi-Fi) และระบบไวแมกซ์ (Worldwide Interoperability for Microwave Access: WiMAX) เป็นต้น

ความถี่ที่ใช้งานตามมาตรฐาน (Institute of Electrical and Electronics Engineer: IEEE) ได้แก่ มาตรฐาน IEEE802.11 a/b/g/h/j/n สำหรับ Wi-Fi มาตรฐาน IEEE802.16 2004 และ IEEE802.16e 2005 สำหรับระบบ WiMAX ซึ่งมาตรฐานต่างๆ ที่ได้กล่าวมามีการกำหนดย่านความถี่ที่ต่างกัน ทำให้การสื่อสารเพื่อรับส่งข้อมูลข้ามระบบจะไม่สามารถกระทำได้

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอสายอากาศที่สามารถใช้งานได้หลายความถี่เพื่อรองรับกับระบบการสื่อสารไร้สายต่างๆ โดยการใช้สายอากาศเพียงตัวเดียว ซึ่งจะเป็นการช่วยให้สะดวกต่อการนำไปใช้งานและประหยัดค่าใช้จ่ายที่เกิดจากการเพิ่มอุปกรณ์รับส่งสัญญาณ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1.2.1 ศึกษาการออกแบบสายอากาศหลายความถี่สำหรับการสื่อสารไร้สาย

1.2.2 ศึกษาการออกแบบสายอากาศโมโนโพลหกเหลี่ยม ที่ป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม

1.2.3 วิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบและทดสอบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลหกเหลี่ยม เพื่อประยุกต์ใช้กับระบบการสื่อสารไร้สาย

1.3.2 วิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D

1.3.3 สายอากาศที่ทดสอบมีความถี่ใช้งาน Wi-Fi/WiMAX (2.4/5.2 GHz) มีการแผ่พลังงานแบบสองทิศทางและมีอัตราขยายของสายอากาศไม่น้อยกว่า 2 dBi ในความถี่ที่ใช้งาน

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

1.4.1 ศึกษาข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศแบบระนาบร่วม

1.4.2 ศึกษาเทคนิคการออกแบบสายอากาศแบบระนาบร่วม

1.4.3 ศึกษาเทคนิคการเพิ่มสตับมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศแบบระนาบร่วม

1.4.4 ศึกษาเทคนิคการเจาะร่องประยุกต์ใช้กับสายอากาศแบบระนาบร่วม

1.4.5 ศึกษาการใช้งานระบบเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE

1.4.6 ศึกษาการใช้งานโปรแกรม IE3D เพื่อใช้ในการวิเคราะห์แบบจำลอง

1.4.7 ออกแบบสายอากาศที่ป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เพื่อประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สาย

1.4.8 ทำการวิเคราะห์สัญญาณจากผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D

1.4.9 ทำการสร้างสายอากาศจากผลการจำลองแบบที่สามารถนำไปใช้ในทางปฏิบัติ

1.4.10 วิเคราะห์เปรียบเทียบผลการวัดและจำลองแบบและสรุปผลการวิจัย

1.5 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

1.5.1 เครื่องคอมพิวเตอร์สำหรับจำลองการทำงานของสายอากาศ

1.5.2 โปรแกรมจำลองการทำงาน (IE3D)

1.5.3 แผ่นวงจรพิมพ์ไมโครเวฟ ชนิด FR4

1.5.4 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer)

1.5.5 สายอากาศมาตรฐาน

1.6 ประโยชน์ของผลการวิจัย

1.6.1 ได้สายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมที่ป้อนด้วยสายส่งสัญญาณระนาบร่วม

1.6.2 เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารไร้สาย เช่น อุปกรณ์กระจายสัญญาณ (Access Point) ของเครือข่ายไร้สาย (WLAN)

1.6.3 เป็นแนวทางสำหรับการพัฒนาสายอากาศ ที่ป้อนด้วยสายส่งระนาบร่วม ที่มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นต่อไปในอนาคต

1.7 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

สำหรับรายละเอียดวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยม เพื่อประยุกต์ใช้กับระบบการสื่อสารไร้สาย จำลองผลการทำงานของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็น 5 บท โดยสรุปดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงที่มาของการวิจัย วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ ขอบเขตของงานวิจัย ขั้นตอนการวิจัย ประโยชน์ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึง ทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริป วิธีการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศ ทฤษฎีสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม วิธีการที่ใช้วิเคราะห์สายอากาศ ทฤษฎีพื้นฐานของโปรแกรม IE3D มาตรฐานเครือข่ายไร้สาย และการทบทวนงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

บทที่ 3 นำเสนอวิธีการดำเนินงานและการออกแบบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยม สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบการสื่อสารไร้สาย โดยการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศจากสมการ จากนั้นจำลองแบบโดยใช้โปรแกรม IE3D เพื่อวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายอากาศ

บทที่ 4 การทดสอบและวิเคราะห์ผลการทดลองของสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมต้นแบบ ที่กล่าวในบทที่ 3 ด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

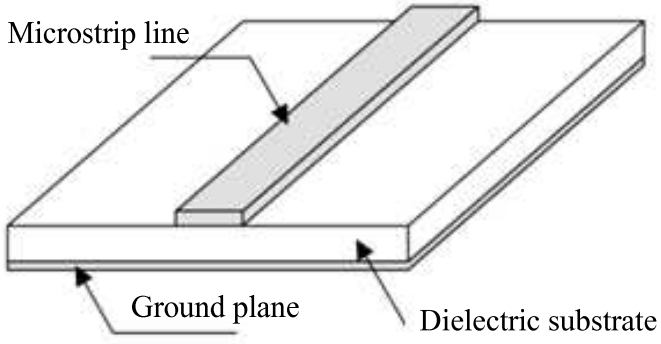
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ ผลการศึกษาและการทำวิทยานิพนธ์ทั้งหมดเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

บทที่ 2
ทฤษฎีการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบโมโนโพล

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยม เพื่อประยุกต์ใช้กับระบบการสื่อสารไร้สาย โดยทำการวิเคราะห์ถึงผลกระทบของปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศ เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ให้สามารถใช้งานได้ตามวัตถุประสงค์ และนำไปประยุกต์ใช้กับแถบความถี่อื่นๆ ด้วยการปรับขนาดของสายอากาศตามที่ได้ออกแบบ ในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบระนาบร่วมนี้ ได้วิเคราะห์โดยการจำลองโครงสร้างของสายอากาศ โดยใช้โปรแกรม IE3D เทียบกับการสร้างจริง ดังนั้นเพื่อให้เกิดความรู้ ความเข้าใจในการศึกษาผู้วิจัยได้เสนอรายละเอียดของทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องดังนี้

2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna)

คุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป คือ ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก สามารถผลิตด้วยเทคโนโลยีวงจรพิมพ์ ซึ่งสามารถนำไปใช้ร่วมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้ และสายอากาศไมโครสตริปสามารถใช้งานในความถี่ไมโครเวฟได้ดี ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปประกอบด้วยแผ่นตัวนำสายอากาศชั้นวัสดุฐานรอง (Substrate) ระนาบกราวด์ (Ground Plane) และสายส่งสัญญาณ (Microstrip Line) โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแสดงดังภาพที่ 2.1 [1]



ภาพที่ 2.1 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป

สำหรับสายอากาศแบบไมโครสตริปนั้นมีหลายชนิด ในแต่ละชนิดนั้นจะมีรูปแบบและคุณสมบัติแตกต่างกันออกไป ดังนั้นการออกแบบหรือเลือกสายอากาศชนิดใดจึงต้องคำนึงถึงความเหมาะสมในการใช้งาน

2.1.1 แผ่นตัวนำสายอากาศ

แผ่นตัวนำสายอากาศ [1] เป็นแผ่นโลหะแบบบางทำหน้าที่เป็นตัวแผ่พลังงาน และมีค่าความต้านทานต่ำ ทนต่อสภาพแวดล้อมและยึดติดกับวัสดุฐานรองได้เป็นอย่างดี โดยทั่วไปทำจากทองแดง ทองคำหรืออลูมิเนียม แผ่นตัวนำอาจจะมีรูปแบบต่างๆ เช่น สี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส วงกลม วงรี ฯลฯ วัสดุที่นำมาใช้ทำตัวนำของสายอากาศนี้ส่งผลต่อประสิทธิภาพของสายอากาศ และความซับซ้อนของการผลิต นอกจากนี้แล้วขนาดและรูปร่างของแผ่นตัวนำสายอากาศยังเป็นปัจจัยต่อการกำหนดความถี่ใช้งาน รูปแบบการแผ่พลังงานและอิมพีแดนซ์ขาเข้า ปัจจุบันแผ่นตัวนำสายอากาศที่ใช้ส่วนใหญ่เป็นแผ่นตัวนำรูปสี่เหลี่ยมและวงกลม เนื่องจากการออกแบบและการผลิตสามารถทำได้ง่าย

2.1.2 ชั้นวัสดุฐานรอง

ชนิดและขนาดของชั้นวัสดุฐานรองเป็นปัจจัยสำคัญในการออกแบบสายอากาศ และเป็นองค์ประกอบสำคัญในการกำหนดคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริป การแผ่พลังงานของสายอากาศจะลดลงเมื่อค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของชั้นวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้น โดยที่ความหนาของวัสดุฐานรองมีค่าคงที่ การแผ่พลังงานของสายอากาศจะเพิ่มขึ้นเมื่อความหนาของชั้นวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้นและการแผ่พลังงานนี้จะมีขนาดลดลงเมื่อความหนาต่อค่าความยาวคลื่นมีค่าประมาณ 0.05

การเลือกวัสดุฐานเพื่อใช้เป็นวัสดุฐานรองต้องคำนึงถึงคุณสมบัติทางกล คุณสมบัติทางเคมี ความทนต่อสภาวะแวดล้อม เช่น ความชื้น อุณหภูมิที่มีการเปลี่ยนแปลง ความสามารถในการยึดติดวัสดุได้ดี ความเรียบของผิว ซึ่งเพิ่มประสิทธิภาพในการยึดติดกับโลหะและสามารถนำไปทำเป็นวัสดุฐานรองของสายอากาศได้ นอกจากนี้คุณสมบัติทางไฟฟ้ายังเป็นตัวแปรสำคัญในการเลือกวัสดุโดยมีค่าปัจจัยที่ต้องคำนึงดังต่อไปนี้

1) ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Dielectric constant: ε_r) วัสดุที่ใช้ควรเป็นวัสดุเนื้อเดียวเพื่อให้ค่าสภาพยอมของสารไดอิเล็กตริกคงที่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกบ่งถึงการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศว่าง ซึ่งค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ควรมีค่าต่ำ เนื่องจากค่าคงตัวไดอิเล็กตริกค่าต่ำ ทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพที่ดี ลดการผิดพลาดในการผลิต

2) ค่าสูญเสียจากการกระจายกระแส Loss Tangent $(\tan\delta)$ คือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลซเมนต์ โดยเมื่อสารไดอิเล็กตริกไปคั่นกลางระหว่างแผ่น

โลหะคู่หนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุ ซึ่งค่านี้แสดงให้รู้ว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากกระแสมากน้อยเพียงใด ค่านี้ควรมีค่าต่ำ เพื่อลดพลังงานการสูญเสียเนื่องจากการสูญเสียของสารไดอิเล็กตริกทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศสูงขึ้น

3) ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) แสดงให้รู้ว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใดซึ่งค่านี้ยิ่งสูงยิ่งดี

2.1.3 ระนาบกราวด์ (Ground Plane)

เป็นแผ่นโลหะขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับแผ่นตัวนำของสายอากาศ ซึ่งส่วนใหญ่ทำจากโลหะชนิดเดียวกันกับสายอากาศ โดยส่วนของกราวด์นี้จะส่งผลกระทบต่อแบบรูปการแผ่พลังงาน เนื่องจากคลื่นเลี้ยวเบนที่บริเวณขอบของระนาบกราวด์ นอกจากนี้ยังส่งผลต่อการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศด้วย เนื่องจากการวิเคราะห์สายอากาศส่วนใหญ่มีข้อสมมุติว่าแผ่นระนาบกราวด์มีขนาดใหญ่กว่าแผ่นตัวนำของสายอากาศมากจนสามารถประมาณได้ว่าเป็นอนันต์ ขนาดที่จำกัดของระนาบกราวด์จะมีผลต่อลำคลื่นหลัก (Main Lobe) น้อยมาก แต่จะทำให้เกิดลำคลื่นด้านหลังของแบบรูปการแผ่พลังงาน

2.1.4 สายส่งสัญญาณ (Transmission Line)

สายส่งสัญญาณจะเป็นส่วนสำคัญในการส่งสัญญาณเข้าสู่สายอากาศสายส่งสัญญาณที่ใช้กับสายอากาศไมโครสตริปมีหลายแบบ ที่นิยมใช้คือ แบบไมโครสตริปไลน์ (Microstrip Line) และแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) [2] สายส่งสัญญาณดังกล่าวนี้สามารถใช้กับสายอากาศแบบแผ่นปะ (Patch Antenna) หรือแบบช่องเปิด (Slot Antenna) ได้ แต่จะขึ้นอยู่กับโครงสร้างของการจัดวาง เช่น สายอากาศแผ่นปะจะนิยมใช้ไมโครสตริปไลน์ โดยจัดวางให้อยู่ในระนาบเดียวกัน ถ้าเป็นสายอากาศแบบช่องเปิดจะใช้ไมโครสตริปไลน์หรือ CPW ได้ทั้งสองแบบ ถ้าใช้เป็นไมโครสตริปไลน์ช่องเปิดที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศจะถูกวางอยู่บนระนาบกราวด์ ถ้าใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมสายอากาศช่องเปิดระนาบกราวด์จะอยู่ระนาบเดียวกันกับสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วม [1] ซึ่งสรุปข้อดีข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริปดังตารางที่ 2.1 [3]

ตารางที่ 2.1 ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริป

ข้อดี	ข้อเสีย
- มีขนาดเล็ก ปริมาตรน้อย จึงไม่ต้านลม - น้ำหนักเบา แข็งแรงทนทาน - สร้างได้ง่าย และราคาถูก	- มีประสิทธิภาพต่ำ - มีแถบความถี่ (Bandwidth) แคบมาก - มีกำลังในการแผ่พลังงานต่ำ

ตารางที่ 2.1 ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริป (ต่อ)

ข้อดี	ข้อเสีย
- ต่อเข้ากับวงจรได้ง่าย - สามารถกำหนดลักษณะการเดินทางของคลื่นได้ทั้งแบบลิเนียร์ และแบบวงกลมโดยการเลื่อนตำแหน่งที่ป้อนสัญญาณ และรูปร่างของแผ่นแผ่พลังงานที่ใช้ - สามารถสร้างเป็นสายอากาศแถวลำดับ (Array) ได้ง่าย - เหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรไมโครเวฟ	- มีการสูญเสีย (Loss) มาก โดยมักเกิดจากการสูญเสียที่จุดต่อ และจุดป้อนสัญญาณ จึงทำให้มีอัตราการขยาย (Gain) ต่ำ - การแผ่กระจายได้ไม่กว้างไกลและไม่สมบูรณ์ - สายอากาศอาจเกิดออกไซด์บริเวณผิว ทำให้มีการสูญเสียมากขึ้น

2.2 การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริป

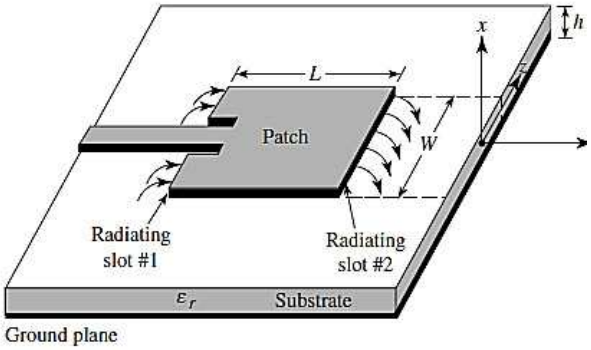
รูปแบบการป้อนสัญญาณที่ใช้กับสายอากาศแบบแผ่นมีรูปแบบที่นิยมใช้มีอยู่ 5 ชนิด คือ แบบไมโครสตริปไลน์ แบบสายโพรบ แบบช่องเปิด แบบประกบและแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

2.2.1 การป้อนด้วยไมโครสตริปไลน์ (Microstrip Line Feed)

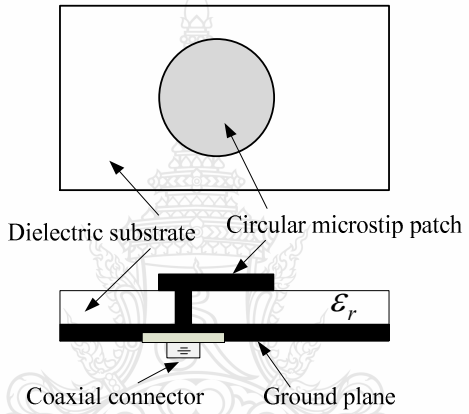
สายป้อนแบบไมโครสตริปเป็นสายป้อนที่เล็กกว่าแพตช์ การป้อนแบบไมโครสตริปนั้นสร้างง่ายและแมตช์อิมพีแดนซ์ได้ง่าย โดยการควบคุมตำแหน่งการป้อน อย่างไรก็ตามการใช้ฐานรองที่หนาขึ้นทำให้คลื่นที่ผิวและการแผ่พลังงานจะเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งในทางปฏิบัติการออกแบบจะมีแบนด์วิดท์ที่จำกัด (ปกติที่ร้อยละ 2 - 5) ตัวอย่างการป้อนดังภาพที่ 2.2 [4]

2.2.2 การป้อนแบบสายโพรบ (Probe Feed)

การป้อนด้วยสายโพรบดังภาพที่ 2.3 ลักษณะการป้อนแบบนี้จะทำให้ตัวนำด้านในของสายเชื่อมต่อกับแพตช์และตัวนำด้านนอกต่อกับระนาบกราวด์ การป้อนแบบนี้เป็นวิธีที่ง่ายทั้งการสร้างและการทำแมทชิ่งและมีการแผ่พลังงานแปลกปลอมน้อย แต่จะให้แบนด์วิดท์ที่แคบเมื่อมีฐานรองที่หนาขึ้น $\left(h > 0.02\lambda_g\right)$



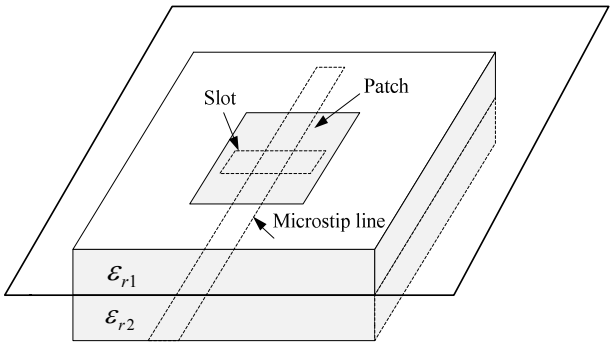
ภาพที่ 2.2 การป้อนแบบไมโครสตริปไลน์



ภาพที่ 2.3 การป้อนแบบสายโพรบ

2.2.3 การป้อนแบบช่องเปิด (Aperture Coupling)

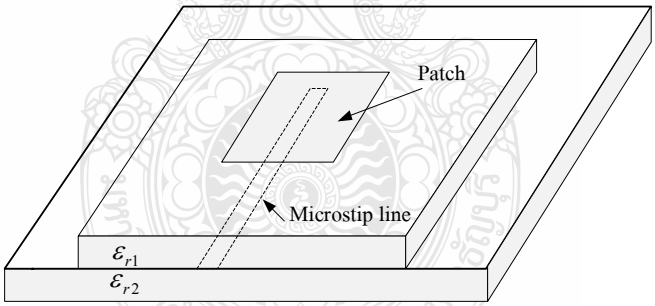
การป้อนทั้งสองแบบข้างต้น [4] มีคุณลักษณะที่ไม่สมมาตรที่ก่อให้เกิดโหมดที่สูงขึ้นเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าว จึงใช้การป้อนที่ไม่สัมผัสกับแพตช์ก็คือการใช้การป้อนแบบช่องเปิด การป้อนนี้จะสร้างยากที่สุดและมีแบนด์วิดท์ที่แคบแต่ไม่ยากในการจำลองแบบ วิธีการนี้ประกอบด้วยวัสดุฐานรองสองชั้นที่คั่นกลางด้วยแผ่นตัวนำกราวด์ ที่ผิวด้านล่างของแผ่นวัสดุฐานรองอันล่างจะเป็นสายส่งไมโครสตริปที่ใช้สำหรับการส่งผ่านพลังงานไปยังแพตช์ผ่านช่องเปิดบนระนาบกราวด์ ลักษณะนี้จะทำให้การปรับแต่งเป็นอิสระต่อกันทั้งสายส่งและแพตช์ โดยปกติแล้ววัสดุฐานรองอันล่างที่เป็นส่วนของสายส่งและระนาบกราวด์จะกำหนดให้มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกฐานรองที่สูง ส่วนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของแพตช์จะต่ำกว่าและมีความหนาที่มากกว่า ลักษณะการป้อนแบบช่องเปิดดังแสดงในภาพที่ 2.4



ภาพที่ 2.4 การป้อนแบบช่องเปิด

2.2.4 การป้อนแบบประกบ (Proximity Coupling)

ลักษณะการป้อนดังภาพที่ 2.5 จะมีแบนด์วิดท์กว้างที่สุด(> ร้อยละ 13) และรูปแบบจำลองบางอย่างไม่ซับซ้อน มีการพลังงานปลอมเทียมต่ำแต่การสร้างจะมีความยุ่งยาก การควบคุมการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ทำได้โดยการควบคุมความยาวของแพตช์และอัตราส่วนความกว้างต่อสายของแพตช์

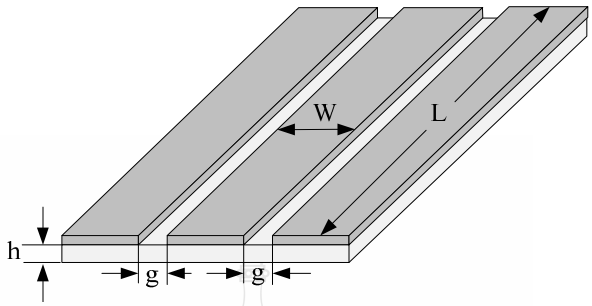


ภาพที่ 2.5 การป้อนแบบประกบ

2.2.5 การป้อนด้วยสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

สายส่งสัญญาณที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟนั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ สายส่งสัญญาณที่รองรับการแผ่กระจายคลื่นในโหมด TEM หรือ Quasi-TEM และสายส่งสัญญาณที่ไม่รองรับการแผ่กระจายคลื่นในโหมดดังกล่าว เรียกว่า Non-TEM โดยสายส่งสัญญาณในประเภทแรกมีหลายชนิดด้วย ได้แก่ สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปและสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เป็นต้น ในที่นี้จะกล่าวถึงสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม [2]

การกระจายคลื่นของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะเป็นแบบ Quasi-TEM ในปี ค.ศ. 1969 Wen ได้คิดค้นสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมขึ้น สายส่งสัญญาณที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังภาพที่ 2.6 จะมีรูปร่างเป็นแถบโลหะตัวนำวางอยู่บนวัสดุฐานรองซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริกที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิดสองช่อง

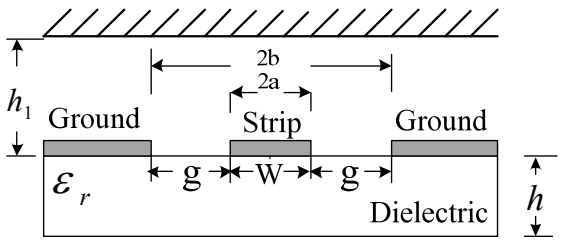


ภาพที่ 2.6 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

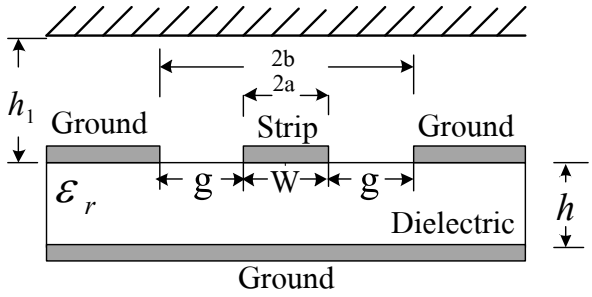
ในที่นี้จะกล่าวถึงสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม 2 ชนิดคือ ชนิดไม่มีกราวนด์ด้านล่างดังภาพที่ 2.7 และชนิดมีกราวนด์ด้านล่างดังภาพที่ 2.8 [5]

ท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวนด์ด้านล่างประกอบไปด้วยสตริป (Strip) อยู่ด้านบนของฐานรองไดอิเล็กตริก (Substrate) มีความกว้างของสตริป (W) ด้านข้างทั้งสองด้านของสตริปจะมีลักษณะเป็นร่อง (Slot) คั่นกลางและระนาบกราวนด์ตามลำดับ มีความกว้างของสตริปถึงระนาบกราวด์ (g) ความหนาของฐานรองไดอิเล็กตริก (h)

ท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวนด์ด้านล่าง (Conductor-Backed Coplanar Waveguide) ต่างกับชนิดแรกตรงที่จะมีกราวนด์ทางด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กตริกเพิ่มขึ้นมา ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนท่อนำคลื่นแบบระนาบร่วมจะเป็นแบบ Quasi TEM



ภาพที่ 2.7 โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวนด์ด้านล่าง



ภาพที่ 2.8 โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง

ข้อดีของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมคือ สามารถเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆ เช่น ทรานส์ชิสเตอร์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุได้ง่าย เพราะไม่ต้องมีการเจาะรูผ่านฐานรอง เพื่อเชื่อมต่อกราวนด์ให้กับอุปกรณ์เหล่านั้นและสามารถนำมาต่อร่วมในวงจรเดียวกันกับไมโครสตริปได้ ง่ายทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณและค่าความสูญเสียที่ต่ำกว่าการใช้ไมโครสตริป

จากข้อดีที่กล่าวมาข้างต้นทำให้โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม เหมาะกับการทำเป็นวงจรรวมไมโครเวฟได้เป็นอย่างดี [6]

2.3 การหาคุณสมบัติของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวนด์ด้านล่าง

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม จะใช้วิธีแบบ Quasi Static ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งคงรูป (Conformal Mapping) [7]

โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่าความจุไฟฟ้าและความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายส่งสัญญาณ การวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่างๆ ของสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมได้ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณสามารถหาได้จากผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของครึ่งระนาบด้านบนอยู่ในอากาศกับครึ่งระนาบด้านล่างซึ่งอยู่ในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric Layer) ใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการส่งคงรูปเพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) จะอยู่ในลักษณะการอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ขั้นแรก (Complete Elliptic Integral of The First Kind) โดยกำหนดให้

C คือ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณ

C^a คือ ค่าความจุไฟฟ้าในลักษณะเดียวกับ C โดยแทนไดอิเล็กตริกทั้งหมดด้วยอากาศ

$$\varepsilon_{eff} = \frac{C}{C^a} \tag{2.1}$$

$$V_P = \frac{C}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{2.2}$$

$$\lambda_g = \frac{C}{f\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{2.3}$$

$$Z_0 = \frac{1}{CV_P} = \frac{C}{C\sqrt{\varepsilon_{eff}}C^a} \tag{2.4}$$

โดยที่ ε_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของวัสดุฐานรอง

V_P คือ ความเร็วเฟสของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณ

λ_g คือ ความยาวคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายส่งสัญญาณ

C คือ ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศว่าง

Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ

การหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณดังสมการที่ 2.5 [8]

$$Z_0 = \frac{30\pi K'(k_1)}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}K(k_1)} \tag{2.5}$$

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จากสมการที่ 2.6

$$\varepsilon_{eff} = 1 + q(\varepsilon_r - 1) \tag{2.6}$$

โดยที่

$$q = \frac{1}{2}\left[\frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)}\right] \tag{2.7}$$

เมื่อ q หมายถึง ตัวประกอบการคูณ (Filling Factor) และ

$$k_1 = \frac{a}{b} \tag{2.8}$$

$$k_2 = \frac{\sinh\left(p/2h\right)}{\sinh\left(p/2h\right)} \tag{2.9}$$

$$k_3 = \frac{\tanh\left(\pi/2h_1\right)}{\tanh\ \left(\pi/2h_1\right)} \tag{2.10}$$

เมื่อ

$$a = \frac{W}{2} \tag{2.11}$$

$$b\frac{\left(2g + W\right)}{2} \tag{2.12}$$

เมื่อ W คือ ความกว้างของตัวนำที่อยู่กึ่งกลางระหว่างร่องทั้งสองของสายส่งสัญญาณ

g คือ ความกว้างของร่อง

h คือ ความสูงของวัสดุฐานรอง

h_1 คือ ความสูงที่มีขอบเขตที่ไม่สิ้นสุด หรือส่วนบนเป็นอากาศ

การอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ขั้นแรกสามารถหาได้ดังสมการที่ 2.13

$$K\left(k\right) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}} \tag{2.13}$$

เมื่อ θ คือ ตัวแปรเชิงซ้อน

$$K'\left(k\right) = K\left(k'\right) \tag{2.14}$$

$$K' = \sqrt{1 - k^2} \tag{2.15}$$

อัตราส่วนของ $\frac{K\left(k\right)}{K'\left(k\right)}$ สามารถหาได้โดยการประมาณได้แก่

กรณี $0 \le K \le 0.707$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln\left[2\left(1+\sqrt{k'}\right)\Big/\left(1-\sqrt{k'}\right)\right]} \tag{2.16}$$

กรณี $0.707 \le K \le 1$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi}\ln\left[2\left(1+\sqrt{k}\right)\Big/\left(1-\sqrt{k}\right)\right] \tag{2.17}$$

ในการคำนวณหาค่าคุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบระนาบร่วม ทั้งชนิดที่มีกราวนด์ด้านล่างและชนิดที่ไม่มีกราวด์ด้านล่าง สามารถใช้โปรแกรมคำนวณออกมาได้และมีหลายโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณ เช่น โปรแกรม Line Gauge Professional ของ IE3D โปรแกรม AppCAD for Window ของ Agilent Technology หรือ โปรแกรม Transmission Line (TRL) เป็นต้น

2.4 วิธีการวิเคราะห์สายอากาศ

การวิเคราะห์รูปแบบทางคณิตศาสตร์ของสายอากาศไมโครสตริป เพื่อหาความสัมพันธ์ต่างๆ เช่น คุณสมบัติการแผ่พลังงานอัตราขยายอิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศโดยใช้ความสัมพันธ์ของสมการคณิตศาสตร์กับวัสดุที่ใช้ทำสายอากาศและขนาดของสายอากาศ ซึ่งมีด้วยกันหลายรูปแบบ เช่น

2.4.1 เวคเตอร์โพเท็นเชียล (Vector Potential)

เป็นการหาสนามไฟฟ้าโดยใช้เวคเตอร์โพเท็นเชียล ซึ่งประกอบไปด้วย เวคเตอร์โพเท็นเชียลของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก (Electric And Magnetic Vector Potential) ที่สัมพันธ์กับกระแสและเป็นผลให้เกิดสนามแม่เหล็ก $\hat{M}_s$ และกระแส $\hat{j}_s$ ซึ่งทำให้เกิดสนามไฟฟ้า

2.4.2 การวิเคราะห์โดยใช้สายส่งสัญญาณ (Transmission Line Model)

เป็นการใช้สายอากาศที่มีความกว้าง (W) และความยาว (L) ประมาณ $\lambda/2$ ที่ปลายของแพทช์จะมีลักษณะเป็นร่องและสนามไฟฟ้าแพร่กระจายออกมาจากร่อง โดยประมาณว่าร่องนี้วางขนานกับแผ่นกราวด์และสนามไฟฟ้ามีทิศทางตั้งฉากกับแผ่นกราวด์

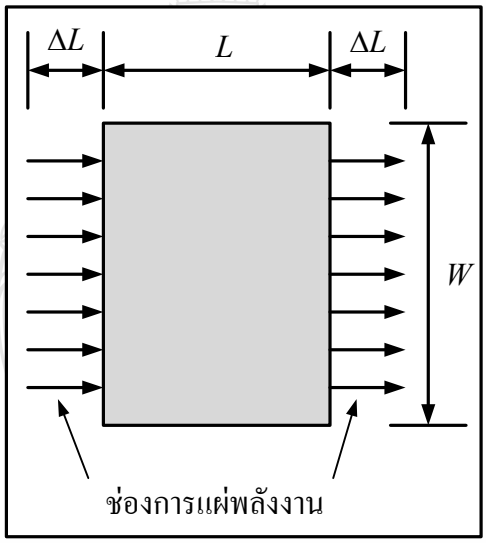
ในการหาสนามไฟฟ้าจาก 2 ร่องทำได้โดยอาศัยสมการเวคเตอร์โพเท็นเชียลของสนามไฟฟ้า กับความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก $\hat{M}_s$ และอินทิเกรตสมการออกมาในรูปของเวคเตอร์โพเท็นเชียลของสนามไฟฟ้า $\hat{F}(\theta,\phi)$ จากนั้นนำไปสู่ค่าสนามไฟฟ้าแบบร่องเดี่ยว

2.4.3 วิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method)

เป็นวิธีการที่สามารถใช้วิเคราะห์สายอากาศแบบต่างๆ ได้ โดยมีหลายแบบมาก แต่ที่นิยมใช้มีอยู่ 2 แบบ คือ วิธีไฟไนท์อีลีเมนต์ (Finite Element Method) และวิธีโมเมนต์ (Moment Method) ทั้งสองวิธีนี้ถูกนำมาใช้การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปอย่างแพร่หลาย

2.4.4 การวิเคราะห์โดยใช้รูปแบบของโพรง (Cavity Model)

การวิเคราะห์รูปแบบนี้จะใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศที่มีแพทช์เป็นรูปแบบใดก็ได้ โดยมีข้อกำหนดเบื้องต้นว่า ความหนาของไดอิเล็กตริกซับสเตรตต้องมีค่าน้อย ซึ่งในการวิเคราะห์วิธีนี้แทนปัญหาโดยใช้หลักการของความหนาแน่นกระแสสมมูลและการสมมติให้ในบริเวณแผ่นแพทช์และแผ่นกราวด์เป็นบริเวณโพรงด้านบนและด้านล่างเป็นตัวนำสมบูรณ์ ส่วนด้านข้างซึ่งตัดออกให้พอดีกับแพทช์ เป็นผิวตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ บริเวณนี้จะเป็นลักษณะของร่องที่กระจายคลื่น ที่ใช้ทฤษฎีความหนาแน่นกระแสสมมูล มาใช้ในการหากระแสแม่เหล็กสมมูลและใช้เวคเตอร์โพเท็นเชียลในการหาต่อไป



ภาพที่ 2.9 แบบจำลองโพรงการแผ่พลังงานของสายอากาศ

จากภาพที่ 2.9 แสดงแบบจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศ โดยช่องการแผ่พลังงานทั้งสองมีระยะห่างเท่ากับ L แบบของเส้นแนวสนามไฟฟ้าที่อยู่ในฉนวนซับสเตรทและบางส่วนของแนวเส้นที่อยู่ในอากาศมีผลต่อความไม่สมบูรณ์ของโหมด (TEM) ความเร็วเฟสที่ระยะต่างๆ จะมีความแตกต่างกันออกไปทั้งที่อยู่ในอากาศและที่อยู่ในซับสเตรท

ฉะนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ε_{eff} จะต้องคำนวณหาใหม่เพื่อความถูกต้องสำหรับสนามฟรินจิงก์ (Fringing) และการกระจายคลื่นในเส้นสนามไฟฟ้า ค่า ε_{eff} ที่ถูกต้องนั้น จะต้องน้อยกว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง ε_r เนื่องจากสนามฟรินจิงก์รอบๆ เส้นรอบวงของตัวสายอากาศจะไม่มีขอบเขตในฉนวนซับสเตรท แต่ยังแพร่กระจายในอากาศ โดยที่ค่า ε_{eff} แสดงดังสมการที่ 2.18-2.19 [7]

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} \qquad ;\frac{W}{h} > 1 \tag{2.18}$$

$$\Delta L = 0.412h\frac{\left(\varepsilon_{eff} + 0.3\right)\left[\frac{W}{h} + 0.264\right]}{\left(\varepsilon_{eff} - 0.258\right)\left[\frac{W}{h} + 0.8\right]} \tag{2.19}$$

โดยที่ความยาวประสิทธิผล L_f ของตัวสายอากาศดังสมการที่ 2.20 – 2.21

$$L_f = \frac{C}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{2.20}$$

$$L_f = L + 2\Delta L \tag{2.21}$$

ค่าความกว้างของตัวสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [9] ดังสมการที่ 2.22

$$W = \frac{C}{2f_r\sqrt{\frac{(\varepsilon_r + 1)}{2}}} \tag{2.22}$$

การป้อนด้วยสายส่งไมโครสตริป ที่ออกแบบให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50โอห์ม ขนาดความกว้างสายส่งสัญญาณคำนวณได้ดังสมการ 2.23 [5]

$$\frac{W_f}{h} = \frac{2}{\pi}\left\{B - 1 - \ln\left(2B - 1\right) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r}\left[\ln\left(B - 1\right) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}\right]\right\} \tag{2.23}$$

โดยที่ W_f คือ ความกว้างของสายส่งไมโครสตริป

ε_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง

h คือ ความหนาวัสดุฐานรอง

Z_0 คือ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (50 โอห์ม)

เมื่อ

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.24}$$

ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ $\left(\lambda_g\right)$ ได้ดังสมการที่ 2.25 [5]

$$\lambda_g = \frac{C}{f_r\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{2.25}$$

2.5 โปรแกรมจำลองสายอากาศของ IE3D

โปรแกรม IE3D มีวิวัฒนาการมาจากวิธี (Mixed-Potential Integral Equation: MPIE) ซึ่งใช้วิเคราะห์โครงสร้างไมโครสตริปที่ไม่สม่ำเสมอ และสายอากาศหลากหลายรูปทรง โดยอยู่บนพื้นฐานของทฤษฎี (Roof-Top Basis Function) บนรูปทรงของสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมนำมาประกอบกันเป็นสายอากาศวิธีการนี้มีความแม่นยำ มีประสิทธิภาพและตอบสนองกับโปรแกรมคอมพิวเตอร์ รวมทั้งผลลัพธ์เชิงตัวเลขของการวัดที่ได้มีความถูกต้อง วิธีนี้ไม่เพียงแต่มีประสิทธิภาพในการคำนวณเท่านั้น แต่ช่วยในการตีความหมายสนามทางกายภาพกับรูปทรงทางกายภาพที่เหมือนกัน เพื่อให้รู้ว่ากระแสปฏิบัติตัวอย่างไรบนโครงสร้างที่ได้ออกแบบไว้ โดยเฉพาะกระแสที่ไหลบริเวณขอบเขตรอยต่อ อัลกอริทึมนี้ได้พัฒนาและเรียกว่า (Pseudo-Mesh) หรือ (P-Mesh) ซึ่งได้มาจากการประยุกต์ของวิธีโมเมนต์ คือ MIPE ที่ใช้สำหรับหาการกระจายของกระแสและประจุบนผิวของโครงสร้าง [1]

2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวกับสายอากาศไมโครสตริปแบบโมโนโพล

ในด้านงานวิจัยที่ผ่านมามีผู้พัฒนางานวิจัยหลายท่าน [10-16] ได้เสนอแนวคิดเพื่อแก้ปัญหาเกี่ยวกับการลดขนาดของสายอากาศและเพิ่มขยายแบนด์วิดท์ เพื่อให้สามารถรองรับการสื่อสารไร้สายได้หลากหลายย่านความถี่มากขึ้น โดยแต่ละงานวิจัยมีรายละเอียดดังนี้

2.6.1 งานวิจัยเรื่อง A CPW-Fed Dual-Frequency Monopole Antenna

งานวิจัยนี้ [10] นำเสนอสายอากาศโมโนโพลสำหรับการใช้งานแถบความถี่คู่ย่านความถี่ 1.7 GHz และ 2.4 GHz สายอากาศมีขนาดความกว้างคูณความยาวเท่ากับ 57.37 x 61 ตารางมิลลิเมตร ใช้เทคนิคการเพิ่มความยาวของสตริป โดยความยาวคลื่นจะแปรผันตามความยาวของสติป ในช่วงความถี่ต่ำจะใช้สตริปที่มีความยาวมากกว่าเป็นตัวปรับความถี่ และช่วงความถี่สูงจะใช้สตริปที่มีความยาวน้อยกว่าเป็นตัวปรับ ทำให้รองรับย่านความถี่แถบคู่ 1.7 GHz และ 2.4 GHz โครงสร้างของสายอากาศเป็นแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 มีความหนา 1.6 มิลลิเมตร และมีค่าไดอิเล็กตริก 4.4 การวิเคราะห์ ใช้โปรแกรม IE3D ข้อดีคือ โครงสร้างของสายอากาศง่ายในการสร้าง

2.6.2 งานวิจัยเรื่อง Design of A Dual Band Printed Monopole Antenna for WLAN Applications

งานวิจัยนี้ [11] ได้นำเสนอสายอากาศรูปตัวพีโครงสร้างเป็นแพตท์ป้อนด้วยสายส่งไมโครสตริปทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์สองช่วงถี่ คือช่วงความถี่ 2.4 GHz และ 5.5 GHz ออกแบบ สร้างสายอากาศบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 หนา 1.6 มิลลิเมตร ค่าไดอิเล็กตริก 4.4 การวิเคราะห์ใช้โปรแกรม ANSOFT HFSS

ใช้เทคนิคการเพิ่มจำนวนสตริปเพื่อทำให้เกิดการตอบสนองความถี่ที่เพิ่มสตริปสั้นสำหรับความถี่สูงและสตริปยาวสำหรับความถี่ต่ำ

ข้อดี คือ มีแบนด์วิดท์กว้าง

2.6.3 งานวิจัยเรื่อง Novel Design of Printed Monopole Antenna for WLAN/WiMaX Applications

งานวิจัยนี้ [12] ได้ออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปซ้อมสำหรับรองรับการสื่อสารไร้สาย (WLAN/WiMAX) แบบสองช่วงความถี่คือที่ช่วงความถี่ต่ำ (2.3-4.15 GHz) และช่วงความถี่สูง (4.93-5.83 GHz) อัตราขยายของสายอากาศ มากกว่า 2 dBi ใช้เทคนิคการเพิ่มเส้นปรับจูนรูปตัวไอ ทำให้ได้ช่วงการทำงานสามช่วงความถี่คือ ความถี่ต่ำ (2.5-2.69 GHz) ความถี่กลาง (3.3-3.8 GHz) และความถี่สูง (5.25-5.85 GHz) สายอากาศมีขนาดความกว้างคูณความยาวเท่ากับ 40 x 53 ตารางมิลลิเมตร สร้างสายอากาศบนวัสดุ ฐานรอง FR4 หนา 0.4 มิลลิเมตร ค่าไดอิเล็กตริกที่ 4.4

ข้อดีคือ ทำให้สายอากาศใช้งานในช่วงความถี่ที่มากกว่าการงานวิจัย [11-13] และมีขนาดลดลงจากงานวิจัย [10]

2.6.4 งานวิจัยเรื่องสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบแถบความถี่กว้างที่มีการจูนสตับสามเหลี่ยมด้านเท่า

งานวิจัยนี้ [13] นำเสนอสายอากาศสำหรับการ ใช้งานการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g, IEEE802.16a และ IEEE802.16d มีแบนด์วิดท์ (1.85-6.39GHz) โดยสายอากาศมีขนาดความกว้างคูณความยาวเท่ากับ 70x 70 ตารางมิลลิเมตร ใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีความหนา 1.6 มิลลิเมตร ค่าไดอิเล็กตริก 4.4 วิเคราะห์ผลด้วย โปรแกรม IE3D

ใช้เทคนิคการจูนสตับสามเหลี่ยมด้านเท่า และพื้นกราวด์ที่ไม่สมมาตร

ข้อดีคือได้ค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างมากขึ้นแต่มีข้อเสียคือขนาดของตัวสายอากาศยังมีขนาดค่อนข้างใหญ่กว่าสายอากาศที่นำเสนอในงานวิจัย [10-12]

2.6.5 งานวิจัยเรื่อง Dual Band-Notch Design of Rectangular Monopole Antenna for UWB Applications

งานวิจัยนี้ [14] ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมแถบความถี่คู่สำหรับย่านความถี่กว้างยิ่งยวด (Ultra Wide Band: UWB) ร่วมกับสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

ใช้เทคนิคการเซาะร่องรูปห้าเหลี่ยม เพื่อขจัดความถี่ที่ไม่ต้องการโดยความยาวของร่องมีขนาดเท่ากับ $\lambda/2$ และขนาดสายอากาศมีขนาด 40 x 41 ตารางมิลลิเมตร สร้างสายอากาศบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีความหนา 0.5 มิลลิเมตร ค่าไดอิเล็กตริก 4.4 ด้วยโปรแกรม ANSOFT HFSS

2.6.6 งานวิจัยเรื่อง A Miniature Dielectric Loaded Monopole Antenna for 2.4/5 GHz WLAN Applications

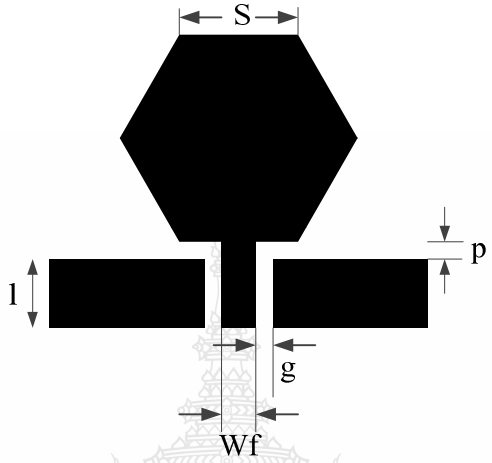
งานวิจัยนี้ [15] ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศโมโนโพลสำหรับการสื่อสารไร้สาย WLAN โดยใช้การเพิ่มค่าไดอิเล็กตริกโครงสร้างใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม และใช้วัสดุ ฐานรองชนิด FR4 ที่มีความหนา 1.6 มิลลิเมตร ค่าไดอิเล็กตริก 4.4 ด้วยโปรแกรม ANSOFT HFSS

ใช้เทคนิคการเพิ่มค่าไดอิเล็กตริกบริเวณสตับวัสดุที่ใช้คือ เซรามิก (Ceramic) มีข้อดีคือ ทำให้การตอบสนองต่อความถี่สูงดีขึ้นและลักษณะการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบตัว แต่มีข้อเสียคือโครงสร้างมีความซับซ้อน

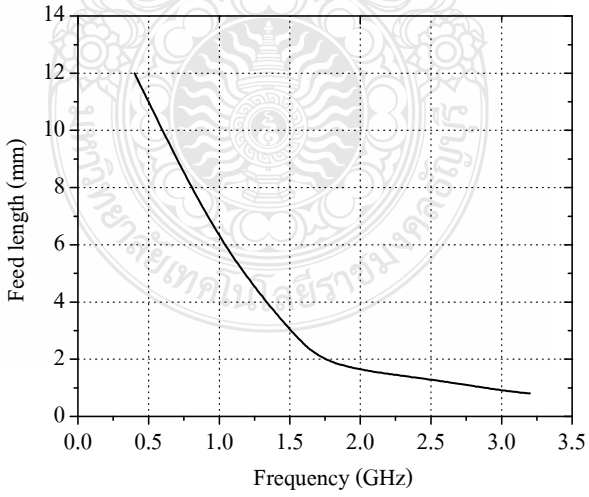
2.6.7 งานวิจัยเรื่อง Ultra Wideband Printed Hexagonal Monopole Antennas

งานวิจัยนี้ [16] ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับความถี่กว้างยิ่งยวด UWB โครงสร้างใช้สายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ดังภาพที่ 2.10 และใช้

วัสดุฐานรองชนิด FR4 หนา 1.59 มิลลิเมตร ค่าไดอิเล็กตริก 4.4 จำลองแบบด้วยโปรแกรม HP HFSS ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบสายอากาศให้สามารถรองรับแถบความถี่กว้าง พร้อมทั้งหาระยะในการป้อนสัญญาณที่เหมาะสมดังภาพที่ 2.11 และทำให้ได้สมการที่ใช้ในการออกแบบดังสมการที่ 2.25 โดย ค่า k ของตัววัสดุฐานรองชนิด FR4 มีค่าเท่ากับ 1.15



ภาพที่ 2.10 สายอากาศจากงานวิจัย Ultra Wideband Printed Hexagonal Monopole Antennas



ภาพที่ 2.11 ขนาดของ p ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ

$$f_L = \frac{C}{\lambda} = \frac{7.2}{\{(L_1 + r + p) \times k\}} \tag{2.26}$$

$$L_1 = \sqrt{3} \times S \tag{2.27}$$

$$r = \frac{3S}{4\pi} \tag{2.28}$$

โดย f_L คือ ความถี่ต่ำสุดที่ต้องการ (GHz)

L_1 คือ ความยาวของรูปหกเหลี่ยม (มิลลิเมตร)

S คือ ความยาวแต่ละด้านของสตับรูปหกเหลี่ยม(มิลลิเมตร)

p คือ ระยะห่างระหว่างสตับรูปหกเหลี่ยมกับกราวด์ (มิลลิเมตร)

r คือ รัศมีของสตับรูปหกเหลี่ยมเมื่อเทียบกับวงกลม (เซนติเมตร)

k คือ ค่าตัวประกอบการคูณของวัสดุฐานรอง ชนิด FR4 เท่ากับ 1.15

λ คือ ค่าความยาวคลื่น (เมตร)

จากงานวิจัยนี้ พบว่า ตัวแปรที่มีผลต่อแบนด์วิดท์ได้แก่ขนาดของ p และขนาดของพื้นที่กราวด์ โดยงานวิจัยนี้ใช้ความถี่เริ่มต้น f_L ที่ 1 GHz ซึ่งทำให้ได้ขนาดของสายอากาศเท่ากับ 90x90 ตารางมิลลิเมตร ขนาด W_f เท่ากับ 3 มิลลิเมตร g เท่ากับ 1 มิลลิเมตร p เท่ากับ 3.8 มิลลิเมตรและ S เท่ากับ 30 มิลลิเมตร

จากงานวิจัยที่ได้กล่าวมา [10-16] ในการออกแบบสายอากาศเพื่อเพิ่มความถี่ช่วงความถี่และแบนด์วิดท์ของสายอากาศ จะพอสรุปได้ว่า

- ใช้สตริปเล็กๆ ต่อเพิ่มสตับ เพื่อเพิ่มทางเดินกระแส ในความถี่ที่ต้องการ
- เจาะช่องในสตับ เพื่อให้สตับมีลักษณะเป็นทางเดินกระแสหลายทางเพื่อให้ทางเดินกระแสมีการเปลี่ยนแปลงในแต่ละความถี่
- ออกแบบสตับ เป็นรูปหลายเหลี่ยม หรือให้สายป้อนแบบเอียง หรือ ใช้การป้อนสตับที่ไม่สมมาตร รวมถึงระนาบกราวด์เฉียงและไม่สมมาตร
- การใช้การเพิ่มค่าไดอิเล็กตริกบริเวณสตับ ให้สายอากาศตอบสนองความถี่ที่ต้องการ
- การควบคุมความกว้างแถบความถี่ โดยการปรับรูปร่างและขนาดของรูปร่างใส่เพิ่มเข้าไปบนสายอากาศ

2.7 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยได้อธิบายถึงโครงสร้างพื้นฐาน ลักษณะการส่งผ่านคลื่น และการคำนวณหาค่า พารามิเตอร์ต่างๆ รวมทั้งได้กล่าวถึงทฤษฎีสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศไมโครสตริปแบบโมโนโพล ซึ่งสิ่งเหล่านี้เป็นพื้นฐานสำคัญในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมที่ป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่จะได้กล่าวถึงในบทที่ 3

บทที่ 3
การออกแบบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยม

ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการดำเนินงานและการออกแบบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมบนโครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide: CPW) ใช้วิธีการเจาะช่องบนสตับของสายอากาศ เพื่อให้สายอากาศสามารถใช้งานได้ในการสื่อสารไร้สายที่แถบความถี่ 2.4 GHz และ 5 GHz โดยพิจารณาจากผลการจำลอง ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) ที่ดีที่สุด ออกแบบและจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D

3.1 ขั้นตอนการดำเนินการวิจัย

การดำเนินการวิจัยสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลบนโครงสร้างสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม นั้นประกอบไปด้วยขั้นตอนการดำเนินงานดังนี้

3.1.1 วางแผนการดำเนินงาน

การวางแผนการดำเนินงาน เริ่มต้นจากการศึกษารวบรวมข้อมูลสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลและสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมจากงานวิจัยต่างๆ ดังที่ได้กล่าวแล้วในบทที่ 2 เพื่อเป็นแนวทางการออกแบบสายอากาศ เมื่อได้โครงสร้างที่ต้องการแล้วจึงทำการจำลองการทำงาน

3.1.2 การจำลองการทำงานสายอากาศ

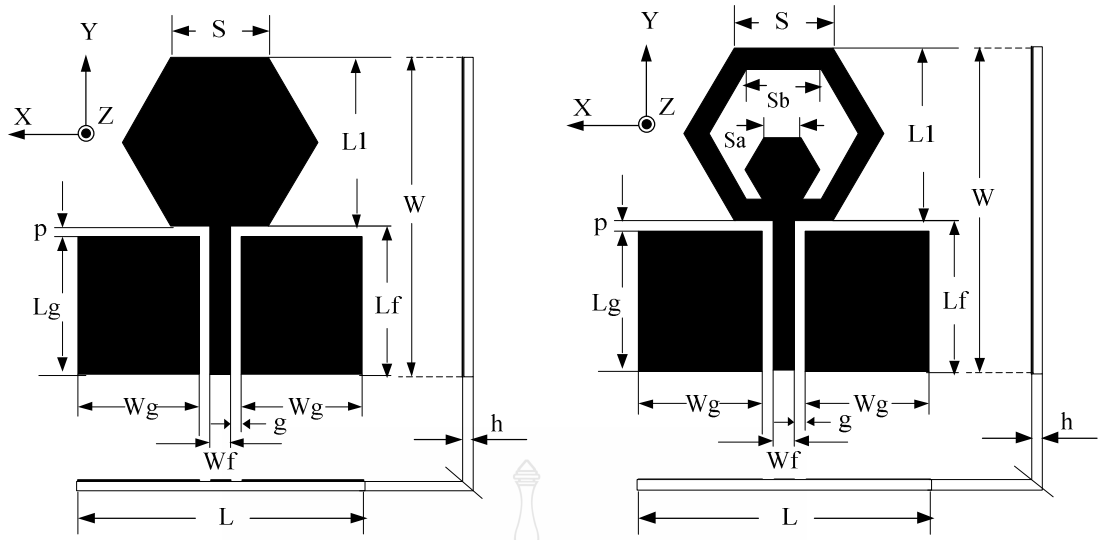
สายอากาศที่ออกแบบจะจำลองแบบ ด้วยโปรแกรม IE3D เพื่อหาคุณลักษณะต่างๆ เช่น ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้า แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น ประสิทธิภาพของสายอากาศและอัตราการขยายของสายอากาศ เมื่อได้สายอากาศที่มีคุณลักษณะที่ดีแล้วจึงสร้างสายอากาศที่มีโครงสร้างและขนาดตามที่ได้จากการจำลองแบบ

3.1.3 การวัดคุณลักษณะของสายอากาศที่ออกแบบ

สายอากาศที่สร้างขึ้นจะถูกนำไปวัดหาคุณลักษณะต่างๆ เช่น ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลและอัตราขยายของสายอากาศ

3.1.4 การวิเคราะห์ผล

ทำการเปรียบเทียบผลการทดสอบสายอากาศที่สร้างขึ้น กับผลที่ได้จากการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D แล้ววิเคราะห์ผลในบทที่ 4 จากนั้นจะสรุปผลในบทที่ 5



ภาพที่ 3.1 ขั้นตอนการการออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยม

(ก) โครงสร้างพื้นฐาน

(ข) โครงสร้างสายอากาศที่เจาะช่องบนโครงสร้างของสตับ

3.2 พารามิเตอร์สำหรับการออกแบบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยม

ในงานวิจัยนี้ออกแบบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมที่มีโครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่หาได้จากการคำนวณไปจำลองแบบ เพื่อหาขนาดที่มีค่าตอบสนองความถี่ที่ดีที่สุดใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีคุณสมบัติ ดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก $\varepsilon_r = 4.4$

ความหนาของวัสดุฐานรอง $h = 1.64$ มิลลิเมตร

ค่าความนำของทองแดง $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m

ค่าความหนาของทองแดง $t = 0.03$ มิลลิเมตร

ค่าตัวประกอบการกระจาย $\tan\delta = 0.02$

การออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะทำการออกแบบโดยกำหนดความถี่ขอบด้านต่ำที่ความถี่ 2.3 GHzสิ่งแรกทำการหาคือความกว้างในแนวแกนตั้ง (W) และความยาวในแนวแกนนอน (L) ของสายอากาศ โดยจะขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและความหนาของวัสดุฐานรอง (h) ดังสมการที่ 3.1-3.5

$$W = \frac{C}{2f_r\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} \tag{3.1}$$

$$W = \frac{3\times10^8}{2\times2.3\times10^9\sqrt{\frac{(4.4+1)}{2}}}$$

$$W = 39.7 \quad \text{มิลลิเมตร}$$

การคำนวณหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล $\left(\varepsilon_{eff}\right)$ ดังสมการที่ 3.2

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{1/2} \qquad ;\frac{W}{h} > 1 \tag{3.2}$$

$$= \frac{4.4+1}{2} + \frac{4.4-1}{2}\left(1 + 12\frac{1.64}{39.7}\right)^{-1/2}$$

$$\varepsilon_{eff} = 3.5977$$

การคำนวณหาความยาวการกระจายในสนามไฟฟ้า ΔL จากสมการที่ 3.3

$$\Delta L = h(0.412)\frac{(\varepsilon_r + 0.3)\left(\frac{W_f}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W_f}{h} + 0.8\right)} \qquad ;\frac{W_f}{h} = \frac{39.7}{1.64} = 24.2 \tag{3.3}$$

$$\Delta L = (1.64\times0.412)\frac{(4.4+0.3)(24.2+0.264)}{(3.5977-0.258)(24.2+0.8)}$$

$\Delta L = 0.93$ มิลลิเมตร

การคำนวณหาความยาวของสายอากาศ (L) จากสมการที่ 3.4

$$L = \frac{C}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta L \tag{3.4}$$

ดังนั้น

$$L = \frac{3\times10^8}{2\times2.3\times10^9\sqrt{3.5977}} - 2(0.93)$$

$$L = 37.65 - 1.86$$

$$L = 34.38 \text{ มิลลิเมตร}$$

ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) ได้จากสมการที่ 3.5

$$\lambda_g = \frac{C}{f_r\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{3.5}$$

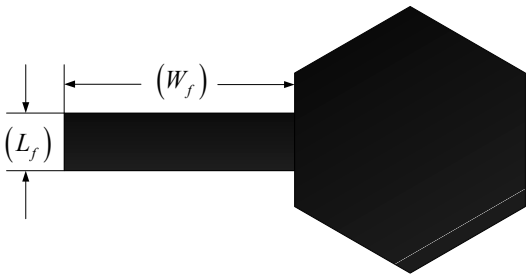
ดังนั้นสามารถหาความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) ที่ความถี่ 2.3 GHz ได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{3\times10^8}{2.3\times10^9\sqrt{3.5977}}$$

$$\lambda_g = 68.76 \text{ มิลลิเมตร}$$

3.2.2 การออกแบบความกว้างและความยาวของสายส่งสัญญาณ

การออกแบบสายส่งสัญญาณของสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมนั้น ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่ง คือค่าความกว้างและความยาวของสายส่งสัญญาณ ซึ่งเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของสายอากาศโดยกำหนดค่าความยาว (L_f) และความกว้าง (W_f) ดังภาพที่ 3.2



ภาพที่ 3.2 การออกแบบความกว้างและความยาวของสายส่งสัญญาณ

หาค่าความกว้างของสายส่งสัญญาณได้จากสมการที่ 3.6

$$\frac{W_f}{h}=\frac{2}{\pi}\left\{B-1-\ln(2B-1)+\frac{\varepsilon_r-1}{2\varepsilon_r}\left[\ln(B-1)\right]+0.39-\frac{0.61}{\varepsilon_r}\right\} \tag{3.6}$$

เมื่อ $$B=\frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}=5.6461$$

$$W_f=3.3$$

คำนวณหาค่าความยาว (L_f) จะได้ $\frac{\lambda_g}{4}$

$$L_f=\frac{68.76}{4}=17.19 \text{ มิลลิเมตร}$$

3.2.3 การออกแบบโครงสร้างของสตับรูปหกเหลี่ยม

ในการออกแบบพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมนั้นสามารถหาค่าขนาดของพารามิเตอร์ s จากสมการ 3.7 เมื่อกำหนดค่า k เท่ากับ 1.15 และ p เท่ากับ 1 มิลลิเมตร [16]

$$f_L=\frac{C}{\lambda}=\frac{7.2}{\left[(L_1+r+p)\times k\right]} \text{ GHz} \tag{3.7}$$

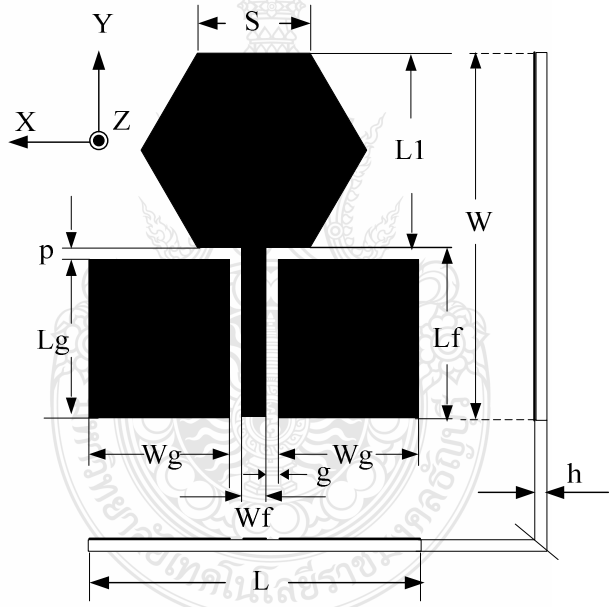
$$S=15 \text{ มิลลิเมตร}$$

นำค่าที่ได้จากการคำนวณเบื้องต้นมาทำการแทนค่าลงในโปรแกรม IE3D เพื่อทำการจำลองสายอากาศและศึกษาในการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศเพื่อให้ได้โครงสร้างที่ให้ผลที่ดีที่สุด (Optimize) ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการ จึงเป็นแนวทางเบื้องต้นในการออกแบบเท่านั้น ผลที่ได้ในขั้นตอนสุดท้ายจากโปรแกรม IE3D จึงอาจมีค่าพารามิเตอร์ที่ต่างออกไปจากการคำนวณสายอากาศที่ได้จากการออกแบบ

3.3 การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศ

3.3.1 การจำลองสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมจากโครงสร้างพื้นฐาน

จากคำนวณโครงสร้างสายอากาศจากสมการทำการสร้างแบบสายอากาศบนโปรแกรมตามภาพที่ 3.1 (ก)



ภาพที่ 3.3 โครงสร้างสายอากาศแบบหกเหลี่ยมและพารามิเตอร์พื้นฐานเบื้องต้นความหมายของพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ

เมื่อ L คือ ความยาวด้านนอกของสายอากาศ (มิลลิเมตร)

L_g คือ ความยาวของพื้นที่กราวนด์ (มิลลิเมตร)

L_f คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณ (มิลลิเมตร)

L_1 คือ ความยาวของสตับรูปหกเหลี่ยม (มิลลิเมตร)

h คือ ความสูงของวัสดุฐานรอง (มิลลิเมตร)

W_f คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณ (มิลลิเมตร)

W_g คือ ความกว้างของพื้นที่กราวนด์ (มิลลิเมตร)

W คือ ความกว้างด้านนอกของสายอากาศ (มิลลิเมตร)

p คือ ระยะห่างระหว่างสตับรูปหกเหลี่ยมกับกราวนด์ (มิลลิเมตร)

S คือ ความยาวด้านนอกแต่ละของรูปหกเหลี่ยม (มิลลิเมตร)

λ_g คือ ความยาวคลื่นของความถี่ (มิลลิเมตร) จากสมการที่ 3.5 เท่ากับ 68.76 มิลลิเมตร

โดยกำหนดขนาดของสายอากาศที่มีความกว้าง (W) เท่ากับ 44 มิลลิเมตร ความยาว (L) เท่ากับ 35 มิลลิเมตร มีระยะห่างของร่องระหว่างสายส่งสัญญาณระนาบร่วม (S) เท่ากับ 1 มิลลิเมตร [16] ประมาณ $0.014\lambda_g$ ดังภาพที่ 3.3 จะได้ขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณระนาบร่วม (W_f) เท่ากับ 3 มิลลิเมตร ประมาณ $0.043\lambda_g$ ค่าความยาว (L_f) เท่ากับ 18 มิลลิเมตร ประมาณ $0.26\lambda_g$ ความกว้างของระนาบกราวนด์ (W_g) เท่ากับ 15 มิลลิเมตร ประมาณ $0.22\lambda_g$ ความยาวของระนาบกราวนด์ (L_g) เท่ากับ 17 มิลลิเมตร ประมาณ $0.24\lambda_g$ จะได้ค่าดังตารางที่ 3.1 จากนั้นนำขนาดดังกล่าวมาสร้างแบบจำลองบนโปรแกรม IE3D ดังภาพที่ 3.3

ตารางที่ 3.1 ขนาดโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยม

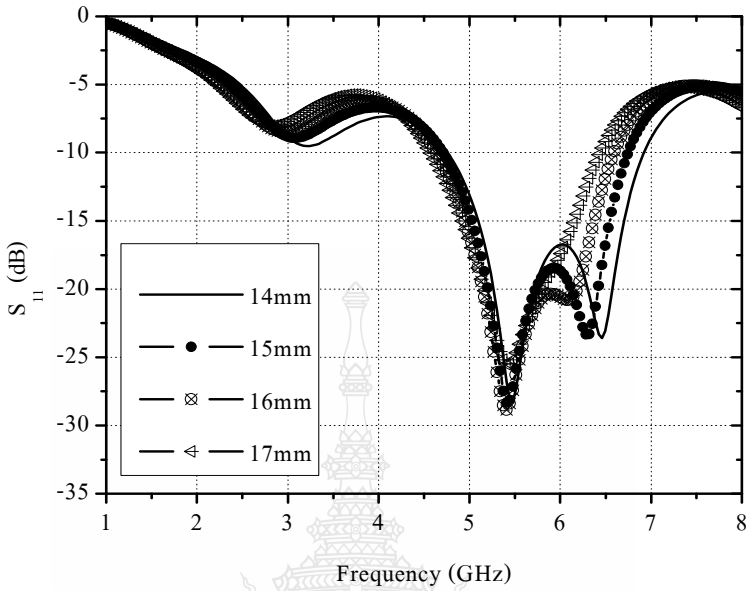
พารามิเตอร์	L	L_g	L_f	L_1	h	W_f	W_g	W	p	S
ขนาด (มิลลิเมตร)	35	17	18	25.98	1.64	3	15	44	1	15
ขนาดทางไฟฟ้า (λ_g)	0.5	0.24	0.26	0.38	0.024	0.043	0.22	0.64	0.014	0.22

3.3.2 การศึกษาผลกระทบจากการปรับค่าพารามิเตอร์ (S)

การจำลองแบบคุณสมบัติของสายอากาศจากการเปลี่ยนแปลงขนาดความยาวแต่ละด้านของสตับรูปหกเหลี่ยม (S) ในการปรับขนาดความยาวจะเริ่มที่ขนาด 15 มิลลิเมตร จากนั้นทำการปรับค่าความยาวเพิ่มและลดทีละ 1 มิลลิเมตร เพื่อสังเกตและวิเคราะห์ผลกระทบต่อการเปลี่ยนแปลงทางไฟฟ้าที่มีต่อขนาดความยาวที่ขนาดของสายอากาศขนาดดังกล่าว

จากผลการจำลองแบบพบว่า การปรับขนาดความยาวแต่ละด้านของสตับรูปหกเหลี่ยม ทำให้เกิดเรโซแนนซ์ทางด้านความถี่สูงช่วง 5 GHz และหากมีความยาวมากขึ้นก็มีแนวโน้มเกิดความถี่

เรโซแนนซ์ที่ช่วงความถี่ต่ำได้ดีกว่า ซึ่งจากความยาวที่ออกแบบมาซึ่งมีแนวโน้มจะเกิดเรโซแนนซ์หลายจุดยิ่งขึ้น โดยเลือกใช้ความยาวที่ 15 มิลลิเมตรไปทำการวิเคราะห์ร่วมต่อไป



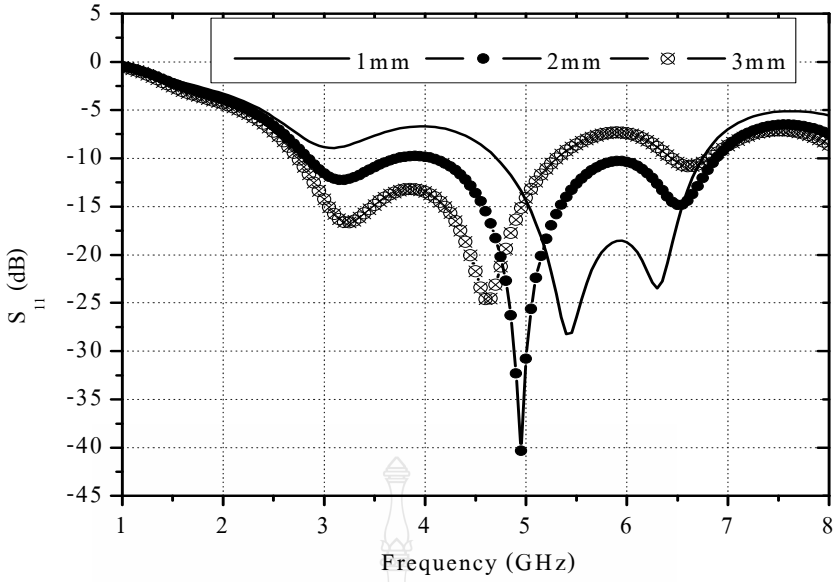
ภาพที่ 3.4 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อปรับขนาดของ S

ตารางที่ 3.2 ผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการปรับขนาดของ S

ขนาด S (มิลลิเมตร)	14	15	16	17
ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	5.44	5.41	5.41	5.41
แบนด์วิดท์ (GHz)	4.78 - 6.9	4.7 - 6.7	4.64 - 6.56	4.57 - 6.42
Return Loss (dB)	-28	-28.3	-28.86	-25.5

3.3.3 การศึกษาผลกระทบจากการปรับค่าพารามิเตอร์ (p)

การจำลองแบบคุณสมบัติของสายอากาศจากการเปลี่ยนแปลงขนาดระยะห่างระหว่างพื้นกราวนด์ของสตับรูปหกเหลี่ยม p ในการปรับขนาดความยาวจะเริ่มที่ขนาด 1 มิลลิเมตร จากนั้นทำการปรับค่าความยาวเพิ่มทีละ 1 มิลลิเมตร เพื่อสังเกตและวิเคราะห์ผลกระทบต่อการเปลี่ยนแปลงทางไฟฟ้าที่มีต่อขนาดความยาวที่เปลี่ยนไป



ภาพที่ 3.5 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อทำการปรับขนาดของ p

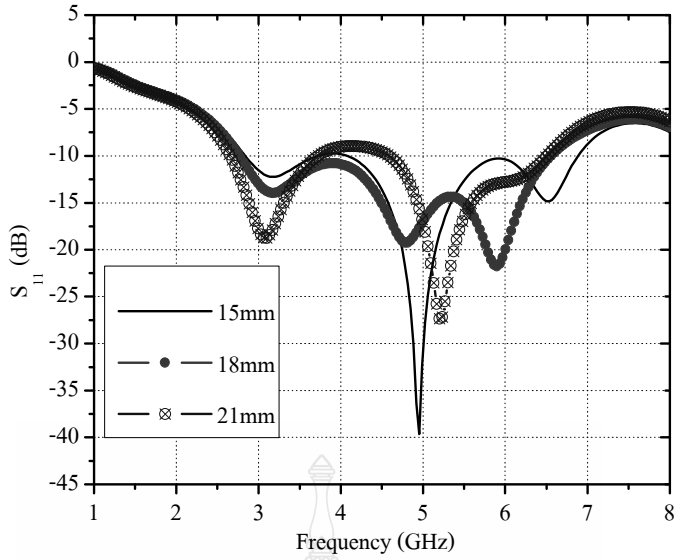
ตารางที่ 3.3 ผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการปรับขนาดของ p

p (มิลลิเมตร)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	Return Loss (dB)
1	5.4	4.7 - 6.75	-28
2	5	2.85 - 6.85	-40
3	4.6	2.7-5.3	-24

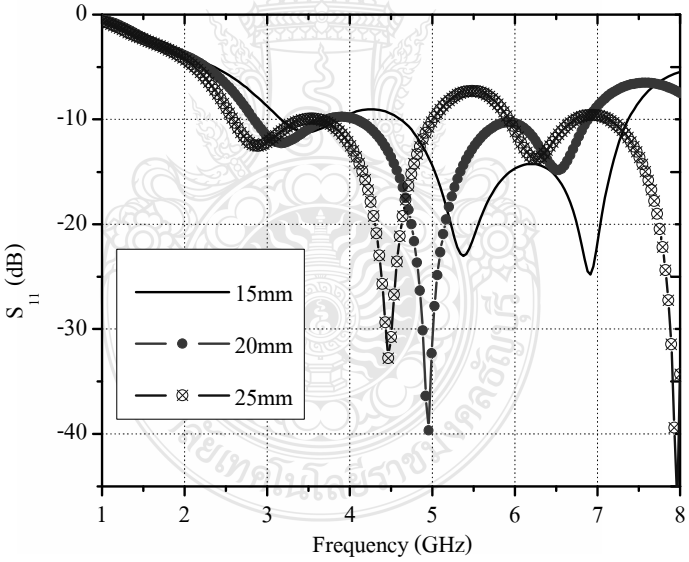
จากผลการจำลองแบบพบว่าการปรับขนาดพารามิเตอร์ p ทำให้ค่าแบนด์วิดท์ของความถี่ ที่มีค่าความสูญเสียย้อนกลับ ต่ำกว่า -10 dB มีการเปลี่ยนแปลง โดยเลือกใช้ความยาวที่ 1 มิลลิเมตร ไปทำการวิเคราะห์ร่วมต่อไป

3.3.4 การศึกษาผลกระทบจากการปรับค่าพารามิเตอร์ $\left(W_g\right)$ และ $\left(L_f\right)$

การจำลองแบบคุณสมบัติของสายอากาศจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของพื้นกราวนด์ W_g ในการปรับขนาดความยาวจะเริ่มที่ขนาด 15 มิลลิเมตร จากนั้นทำการปรับค่าความยาวเพิ่มขึ้นทีละ 3 มิลลิเมตร เพื่อสังเกตและวิเคราะห์ผลกระทบต่อการเปลี่ยนแปลงทางไฟฟ้า ดังภาพที่ 3.6 และ 3.7



ภาพที่ 3.6 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อทำการปรับขนาดของ W_g



ภาพที่ 3.7 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อทำการปรับขนาดของ Lf

3.3.5 วิเคราะห์หาขนาดพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยม

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่ได้กล่าวมาในหัวข้อที่ 3.2.3 – 3.2.7 ประกอบไปด้วยพารามิเตอร์ S, p, W_g และ Lf จะพบว่าพารามิเตอร์ S มีผลต่อการความถี่เรโซแนนซ์โดยตรง โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนไปทางด้านความถี่ต่ำเมื่อเพิ่มขนาดของ S และความถี่สูงขึ้นเมื่อลดขนาด

ของ S ลง พารามิเตอร์ p ที่มีผลต่อแบนวิดท์โดยตรง โดยค่าที่ให้แบนด์วิดท์มากสุด คือขนาดของ p ระหว่าง 1 ถึง 2 มิลลิเมตร ซึ่งเป็นไปตามที่ได้กล่าวไว้ในงานวิจัย [16] พารามิเตอร์ W_g มีผลโดยตรงต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อเพิ่มขนาดจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เลื่อนไปทางด้านความถี่ต่ำ และเมื่อเพิ่มขนาด W_g ทำให้ความถี่เลื่อนไปทางด้านความถี่สูง พารามิเตอร์ L_g มีผลโดยตรงต่อความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ เมื่อเพิ่มขนาดของ L_g จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ลดลง

3.4 สายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมที่มีการเจาะช่องบนสตับ

การจำลองแบบการปรับพารามิเตอร์บนโครงสร้างของตัวสายอากาศที่ผ่านมาจะพบว่าสายอากาศนั้นมีแนวโน้มที่ดี แต่ยังมีแบนด์วิดท์ไม่ครอบคลุมการใช้งานการสื่อสารย่านความถี่ 2.44 GHz ได้อย่างเหมาะสม โดยพิจารณาได้จากค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่มีค่ามากกว่า -10 dB ที่ช่วงความถี่ 2.44 GHz และจากงานวิจัย [12, 14] ได้มีการนำเสนอวิธีการใช้เทคนิคการเจาะช่องบนตัวสตับทำให้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ของสายอากาศเพิ่มขึ้น ในงานวิจัยนี้จึงได้นำเทคนิคนี้มาประยุกต์ใช้บนตัวสายอากาศเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศให้ดีขึ้น โดยเบื้องต้นจะทำการเจาะช่องบนพื้นที่ของสตับหกเหลี่ยม 3 รูปแบบ ได้แก่ แบบสี่เหลี่ยมด้านเท่า แบบสามเหลี่ยมด้านเท่า และแบบวงกลม ดังภาพที่ 3.8

(ก) รูปสี่เหลี่ยม (ข) รูปสามเหลี่ยมด้านเท่า (ค) รูปวงกลม

ภาพที่ 3.8 การปรับปรุงสตับโดยการเจาะช่อง

เมื่อเมื่อทำการจำลองแบบการเจาะช่องบนสตับ สามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์จากช่วงความถี่ที่มี $VSWR \le 2$ หรือสามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์ จากค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ที่มีค่าต่ำกว่า -10 dB ที่ได้จากการจำลองแบบจากสมการที่ 3.8

$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \times 100\% \tag{3.8}$$

เมื่อ f_c คือ ค่าความถี่กลางของแบนด์วิดท์

$f_{\max}$ คือ ค่าความถี่สูงสุดที่มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB

$f_{\min}$ คือ ค่าความถี่ต่ำสุดที่มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB

ตารางที่ 3.4 คุณลักษณะของสายอากาศเมื่อเจาะช่องบนสตับ

รูปแบบการเจาะช่อง	f_1 (GHz)	BW (GHz)	% BW	f_2 (GHz)	BW (GHz)	% BW
รูปสี่เหลี่ยม	2.5	2.3-2.6	12	5.605	4.55 - 6.66	37.64
รูปสามเหลี่ยมด้านเท่า	2.6	2.4-2.83	16.53	5.5	4.5 - 6.5	36.3
รูปวงกลม	2.4	2.25-2.49	10	5.61	4.62 - 6.6	35.29

จากตารางที่ 3.4 พบว่าการตอบสนองความถี่จากการเจาะช่องให้กับสายอากาศต้น แบบในรูปแบบที่ได้ทำการทดลองนั้น ในช่วงความถี่ต่ำการเจาะช่องรูปสามเหลี่ยมด้านเท่าจะให้แบนด์วิดท์ที่มากที่สุดส่วนในช่วงความถี่สูงรูปสี่เหลี่ยมจะให้แบนด์วิดท์มากที่สุด

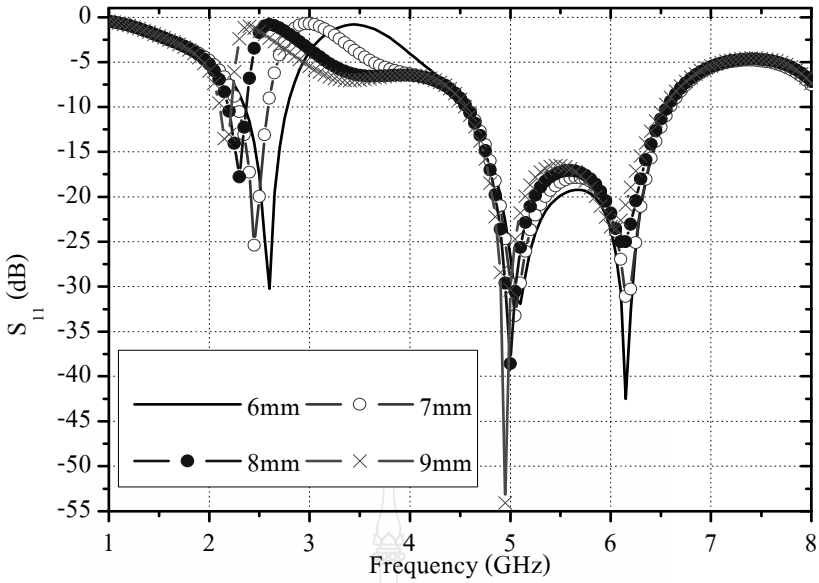
ดังนั้นจึงได้นำข้อดีของรูปแบบทั้งสองแบบ มาออกแบบรูปแบบการเจาะช่องในแบบหกเหลี่ยม เพื่อให้คลอบคลุมความถี่ที่ใช้งาน โดยทำการปรับขนาดของพารามิเตอร์ Sa เพื่อปรับแบนด์วิดท์ให้ได้ตามความถี่ที่ต้องการออกแบบ ในการออกแบบขนาดเบื้องต้นของพารามิเตอร์ Sa สามารถคำนวณหาขนาดได้จากสมการ 3.9 [14]

$$\mathrm{Sa} \times (6-1) \simeq \frac{\lambda_g}{2} \tag{3.9}$$

โดย Sa คือ ความยาวของแต่ละด้านของรูปหกเหลี่ยม (มิลลิเมตร)

λ_g คือ ความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (มิลลิเมตร)

ดังนั้น จะได้ขนาดความยาวของ Sa เบื้องต้น ประมาณ 7 มิลลิเมตร เมื่อได้ขนาดความยาวเริ่มต้นจึงนำไปทำการออกแบบ และทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของ Sa เพื่อสังเกตการณ์เปลี่ยนแปลง



ภาพที่ 3.9 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนขนาดของ Sa

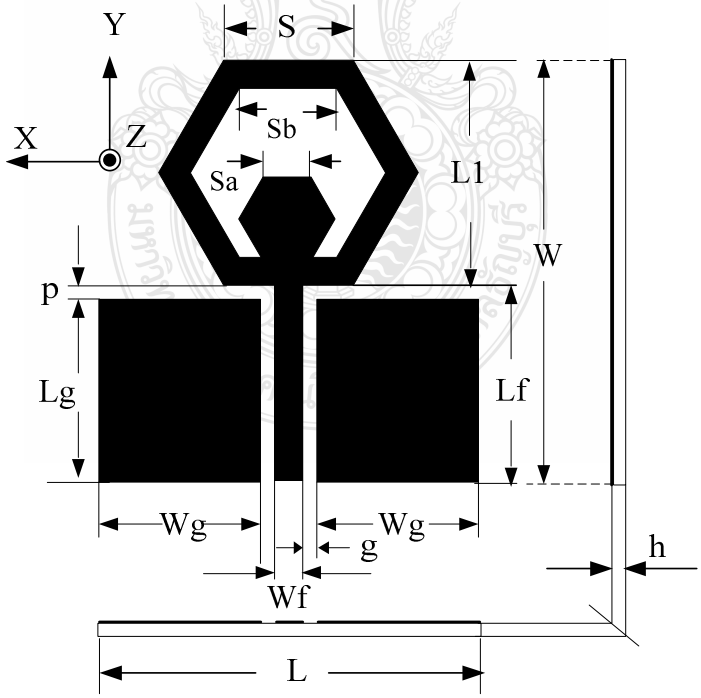
ตารางที่ 3.5 ผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการปรับขนาดของ Sa

Sa (มิลลิเมตร)	f_1 (GHz)	BW (GHz)	f_2 (GHz)	BW (GHz)
6	2.6	(2.35-2.75)	5.1	(4.6-6.6)
7	2.45	(2.3-2.55)	5.05	(4.6-6.5)
8	2.3	(2.2-2.35)	5	(4.6-6.55)
9	2.1	(2.1-2.2)	4.9	(4.6-6.5)

จากการจำลองแบบของสายอากาศในเจาะช่องเพื่อปรับปรุงแบนด์วิดท์ให้ครอบคลุมความถี่ใช้งาน Wi-Fi และ WiMAX (2.4/5.2 GHz) พบว่าขนาดของ Sa มีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์ความถี่แรกโดยตรงคือ เมื่อลดค่าของ Sa จะทำให้ความถี่สูงขึ้น และเมื่อเพิ่มขนาดจะทำให้ความถี่ลดลงแต่ไม่มีผลกระทบต่อความถี่ที่สองในการจำลองแบบขนาดของ Sa ที่ดีที่สุดคือ 6.5 มิลลิเมตร หรือประมาณ 0.095 λ_g ค่าขนาดของโครงสร้างของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) แสดงดังตารางที่ 3.6 และภาพที่ 3.10

ตารางที่ 3.6 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศเหมาะสมที่สุดในงานวิจัย

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (มิลลิเมตร)	ขนาดทางไฟฟ้า (λ_g)
L	35	0.5
L1	17	0.24
h	1.64	1.64
Wf	3	0.43
Lg	15	0.21
p	1	0.0145
W	44	0.63
Sa	6.5	0.095
Sb	12	0.17
S	15	0.21
ขนาดสายอากาศ	35 x 44 ตารางมิลลิเมตร	

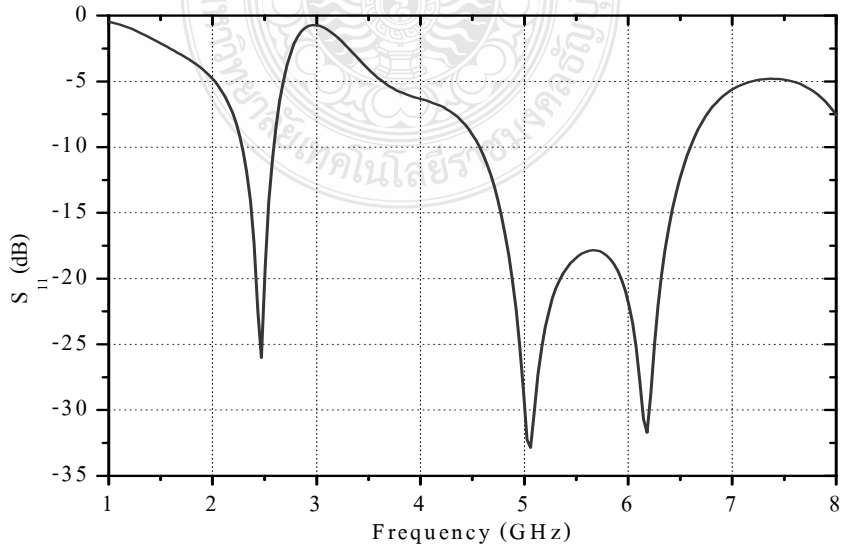


ภาพที่ 3.10 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ออกแบบ

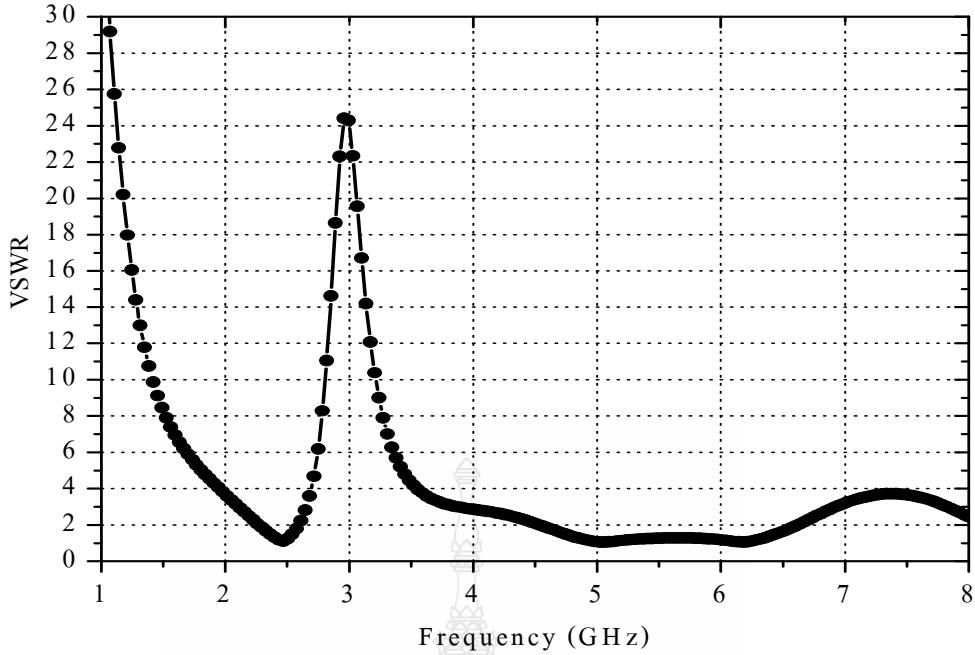
เมื่อนำขนาดสายอากาศที่เหมาะสมทำการจำลองแบบ พบว่าสายอากาศที่นำเสนอนี้มีประสิทธิภาพที่ดี โดยมีแบนด์วิดท์ของแถบความถี่ที่มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB คือ แถบความถี่ (2.28 - 2.58 GHz) และ (4.58 - 6.58 GHz) โดยสามารถสรุปคุณลักษณะของสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมที่มีการเจาะช่องที่ให้ผลดีที่สุดได้ตามตารางที่ 3.7

ตารางที่ 3.7 คุณลักษณะของสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมที่มีการเจาะช่องจากการจำลองแบบที่ให้ผลดีที่สุด

คุณลักษณะของสายอากาศ		ความถี่ต่ำ (GHz)	ความถี่สูง (GHz)
		2.44	5
S_{11} (dB)		-27	-34
Z_{in} Ω	Real	52.51	49.26
	Imaginary	-7.3	2.134
Bandwidth (GHz)		2.28 – 2.58	4.58 – 6.58
VSWR		1.1	1.06
อัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (dBi)		3.2	4.8
ประสิทธิภาพของสายอากาศ (ร้อยละ)		98.7	70.8
อัตราการขยายของสายอากาศ (dBi)		3.1	2.4



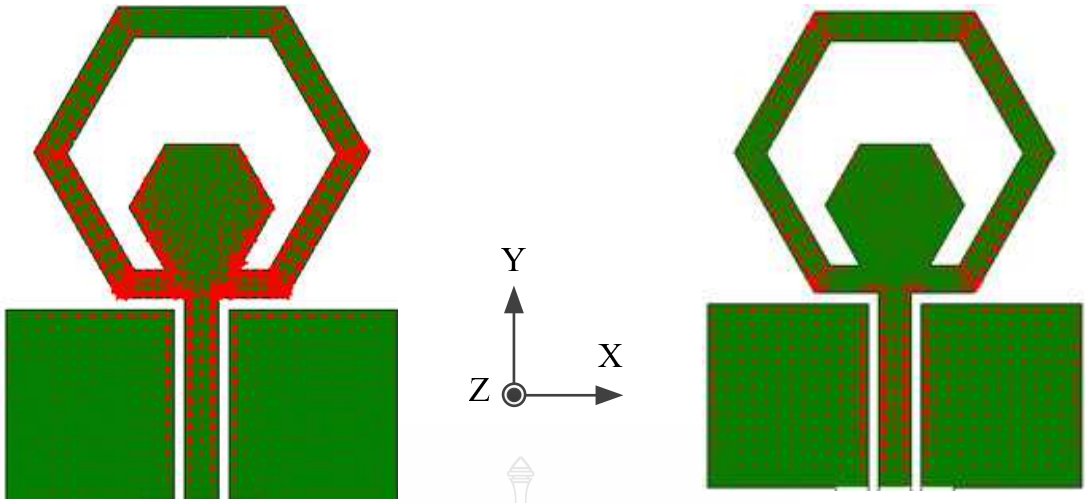
ภาพที่ 3.11 ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศที่ออกแบบ



ภาพที่ 3.12 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ออกแบบ

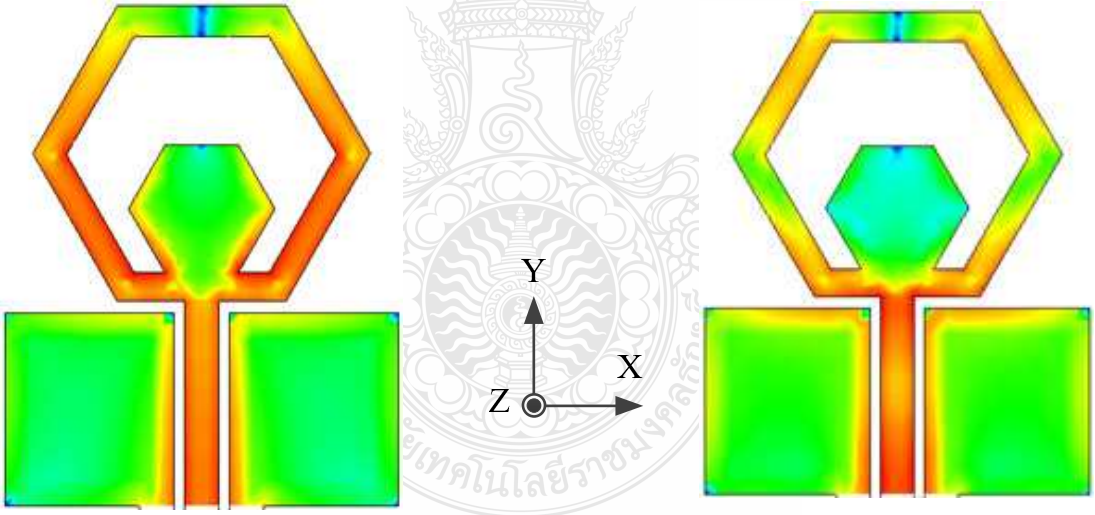
3.5 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

เนื่องจากการออกแบบและการประยุกต์ใช้งานของสายอากาศตามงานวิจัยนี้ จะเป็นการใช้งานทั้งแถบความถี่ Wi-Fi/WiMAX ที่ความถี่ 2.44 GHz และ 5 GHz ดังหัวข้อที่กล่าวมาแล้วนั้น การนำเสนอแบบรูปการแผ่พลังงานจะนำเสนอที่ความถี่เรโซแนนซ์ โดยจะแสดงภาพของการกระจายตัวของกระแสบนตัวสายอากาศ เวคเตอร์ และความหนาแน่นของกระแสดังภาพที่ 3.13 (ก) และ ภาพที่ 3.13 (ข) จะพบว่าที่ความถี่ต่ำ 2.44 GHz ปริมาณของกระแสจะกระจายตัวทั่วขอบของสตับหกเหลี่ยมของตัวสายอากาศอย่างเสมอมากกว่า ทำให้พลังงานแผ่ออกมามาก และทำให้แบบรูปของการแผ่พลังงานจะออกเป็นแบบวงกลมมากกว่าที่ความถี่สูง และที่ความถี่สูงการกระจายตัวของเวคเตอร์กระแสจะหนาแน่นอยู่บริเวณที่จุดป้อนสัญญาณของตัวสายส่งสัญญาณกับสตับ โดยที่สตับหกเหลี่ยมนั้นปริมาณของกระแสมีน้อยกว่า เมื่อพิจารณาเทียบกับรูปการแผ่พลังงานจะพบว่ารูปร่างจะบิดเบี้ยวมากกว่า นั่นคือพลังงานรอบตัวสายอากาศจะไม่สม่ำเสมอทั่วแผ่นระนาบ และมีแบบรูปการแผ่การพลังงานของสายอากาศมีลักษณะเป็นสองทิศทาง (Bidirectional) โดยการแผ่พลังงานจะออกทางด้านข้างในทิศทาง z การแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานดังภาพที่ 3.15 - 3.18



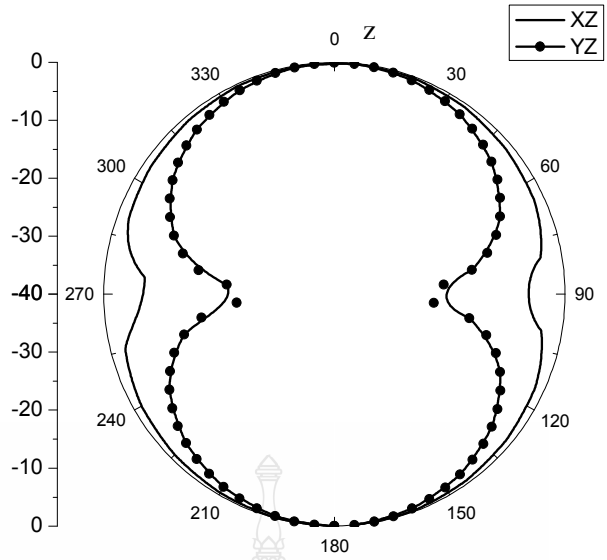
(ก) 2.44GHz (ข) 5 GHz

ภาพที่ 3.13 การกระจายตัวของเวคเตอร์กระแสบนตัวสายอากาศ

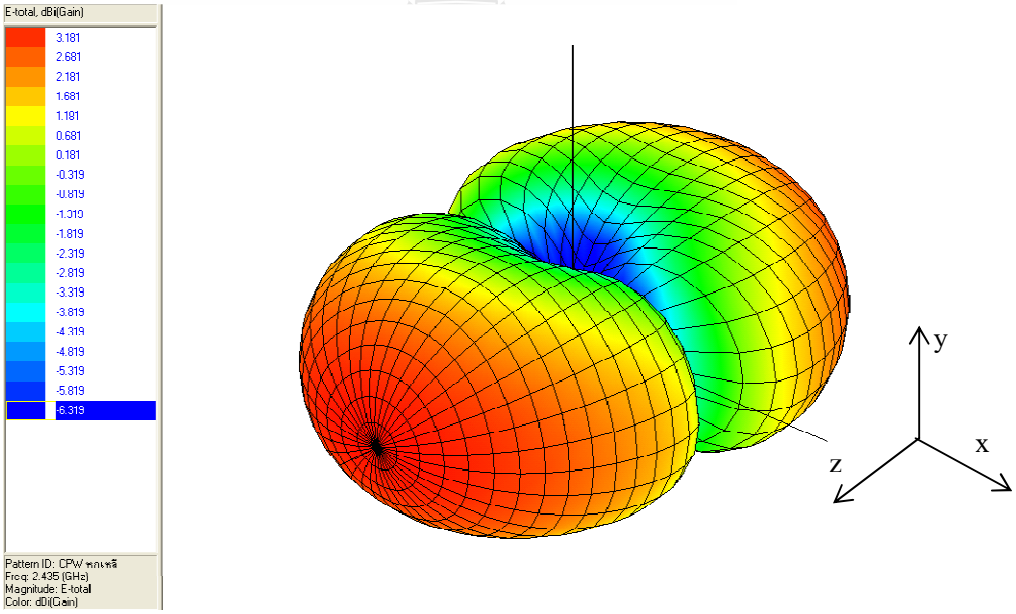


(ก) 2.44 GHz (ข) 5 GHz

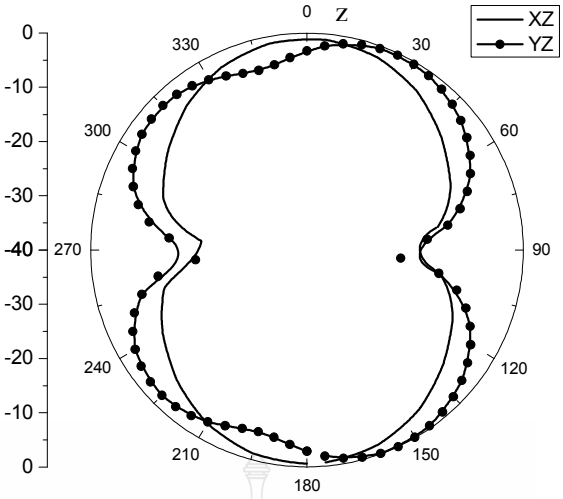
ภาพที่ 3.14 ความหนาแน่นของกระแสบนตัวสายอากาศ



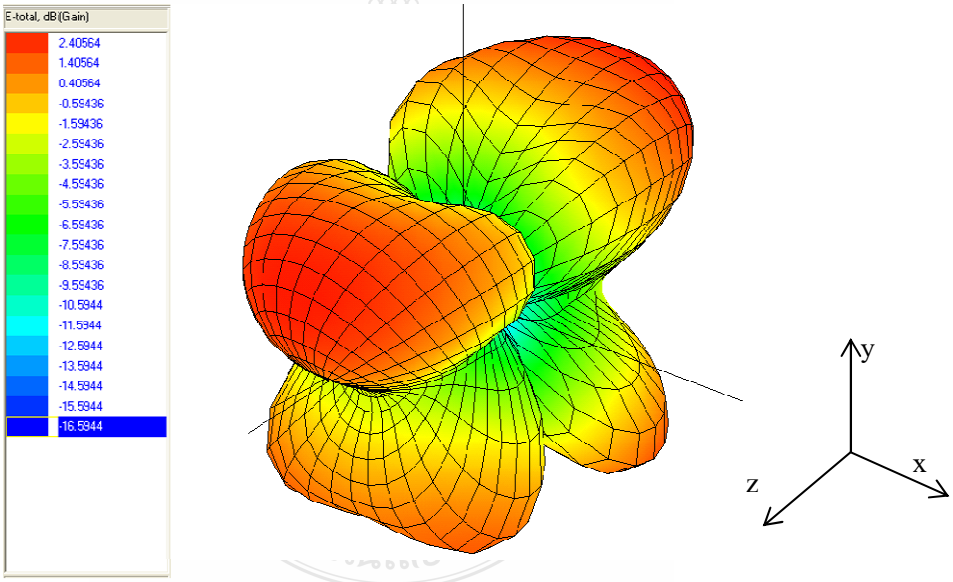
ภาพที่ 3.15 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 2.44 GHz



ภาพที่ 3.16 รูปแบบการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่ 2.44 GHz



ภาพที่ 3.17 รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 5 GHz



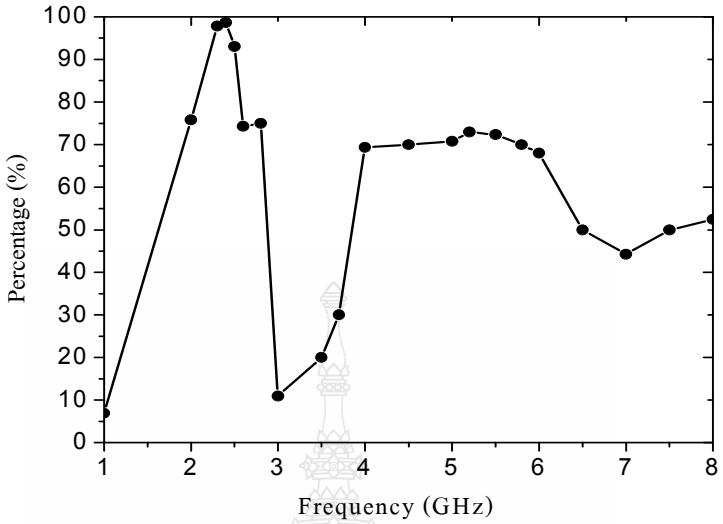
ภาพที่ 3.18 รูปแบบการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ ของสายอากาศที่ความถี่ 5 GHz

3.5.1 การจำลองแบบเพื่อหาค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ

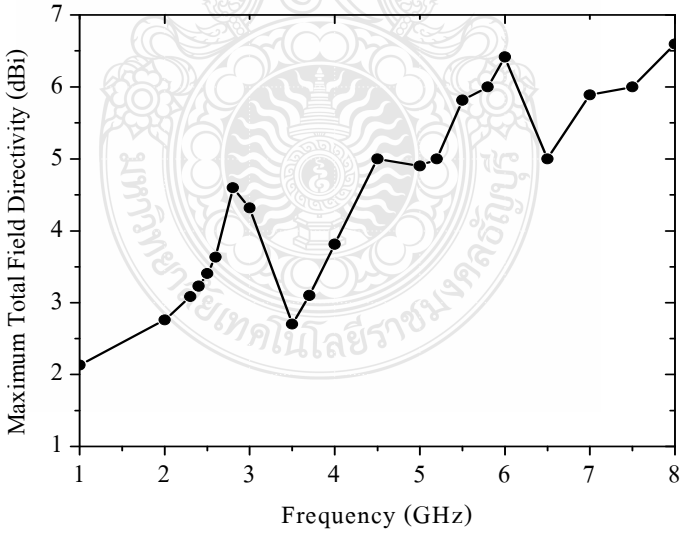
ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency) เป็นพารามิเตอร์ที่รวมประสิทธิภาพการสูญเสียที่สายอากาศและในโครงสร้างของสายอากาศมีสาเหตุมาจาก

- การสะท้อนกลับเนื่องจากการไม่แมตช์กันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ
- การสูญเสียจากตัวนำและฉนวน

การจำลองแบบพบว่าที่ความถี่ 2.44 GHz และ 5 GHZ มีค่าประสิทธิภาพของสายอากาศเท่ากับ ร้อยละ 98.7 และร้อยละ 70.8 ดังภาพที่ 3.19



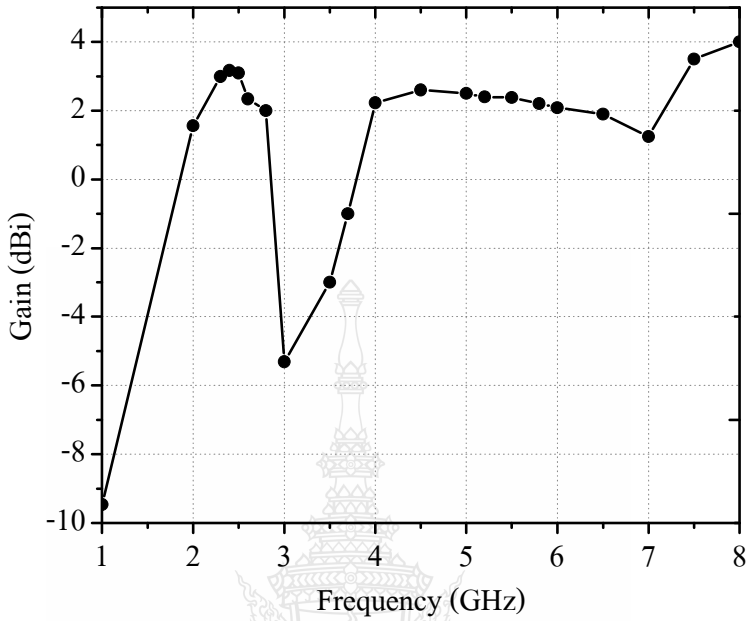
ภาพที่ 3.19 ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ



ภาพที่ 3.20 อัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่มากที่สุด

การจำลองแบบหาค่าอัตราส่วนของอัตราขยายกำลังในทิศทางที่กำหนดให้ต่ออัตราขยายกำลังของการแพร่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิคพอยท์ซอรส์ ที่ความถี่ 2.44 GHz และ 5 GHz มีค่า

เท่ากับ 3.2 dBi และ 4.8 dBi ตามลำดับ ค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 2.44 GHz และ 5 GHz เท่ากับ 3.1 dBi และ 2.4 dBi ตามลำดับ



ภาพที่ 3.21 ค่าอัตราการขยายของสายอากาศที่ออกแบบ

3.6 สรุปผลการออกแบบสายอากาศการออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบหกเหลี่ยม

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมที่ป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมด้วยวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีความหนา 1.64 มิลลิเมตร โดยเริ่มจากการออกแบบโครงสร้างพื้นฐานจากงานวิจัย [16] แล้วใช้เทคนิคการเจาะช่องบนตัวสตับ ของสายอากาศเพื่อปรับอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้ครอบคลุมความถี่ใช้งาน Wi-Fi/WiMAX (2.4/5.2 GHz) และลดขนาดของสายอากาศ โดยใช้โปรแกรม IE3D จนได้โครงสร้างสายอากาศต้นแบบที่ดีที่สุด

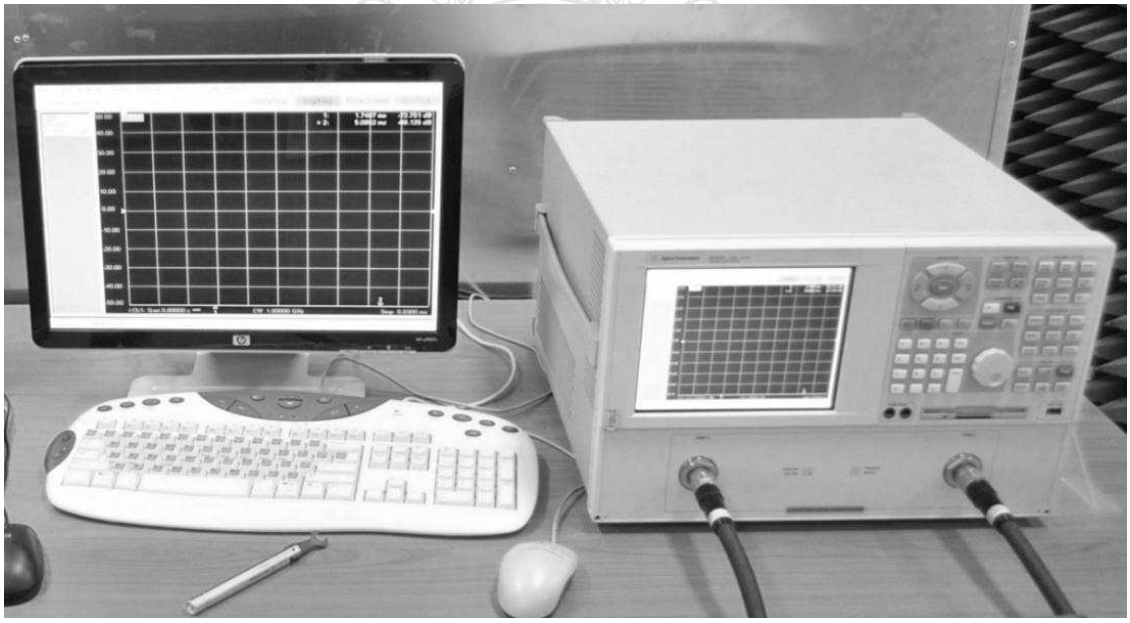
จากการออกแบบและจำลองผลพบว่าสายอากาศมีการตอบสนองความถี่ 2 แถบความถี่ คือ ความถี่ 2.44 GHz (2.28-2.58 GHz) และ ความถี่ 5 GHz (4.58-6.58 GHz) สามารถครอบคลุมความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/b/g/n และ WiMAX (2.5/5 GHz) สายอากาศที่ออกแบบนี้มีขนาดเท่ากับ 35 x 44 ตารางมิลลิเมตร ลดลงจากงานวิจัย [12] ลงร้อยละ 27.3 โครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบจะสร้างชิ้นงานและทดสอบ เพื่อวิเคราะห์ผลการทดลองในบทที่ 4 ต่อไป

บทที่ 4
ผลการทดสอบและวิเคราะห์ผล

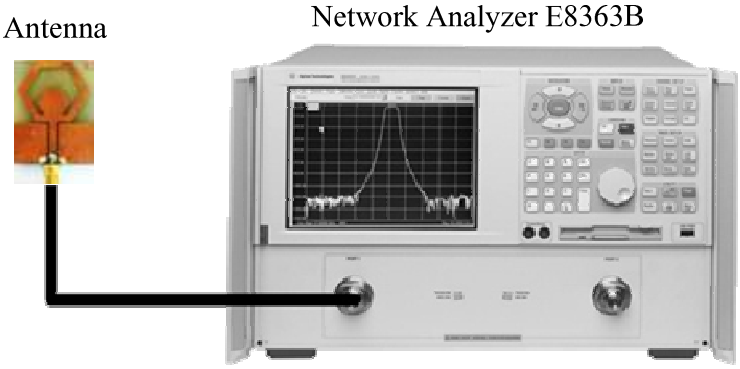
การทดสอบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศที่สร้างขึ้น คุณลักษณะของสายอากาศที่ทำการทดสอบได้แก่ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) และอัตราการขยาย (Gain) รวมถึงการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

4.1 การทดสอบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX

ในการทดสอบเพื่อหาคุณลักษณะของสายอากาศนั้น จำเป็นต้องใช้เครื่องมือในการทดสอบ คือ เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย Agilent PNA network analyzers รุ่น E8363B แสดงได้ดังภาพที่ 4.1 ในการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง อัตราการขยาย ของสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX การต่อสายอากาศเข้ากับเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายเพื่อวัดผลการทดสอบสายอากาศที่สร้างขึ้นแสดงดังภาพที่ 4.2

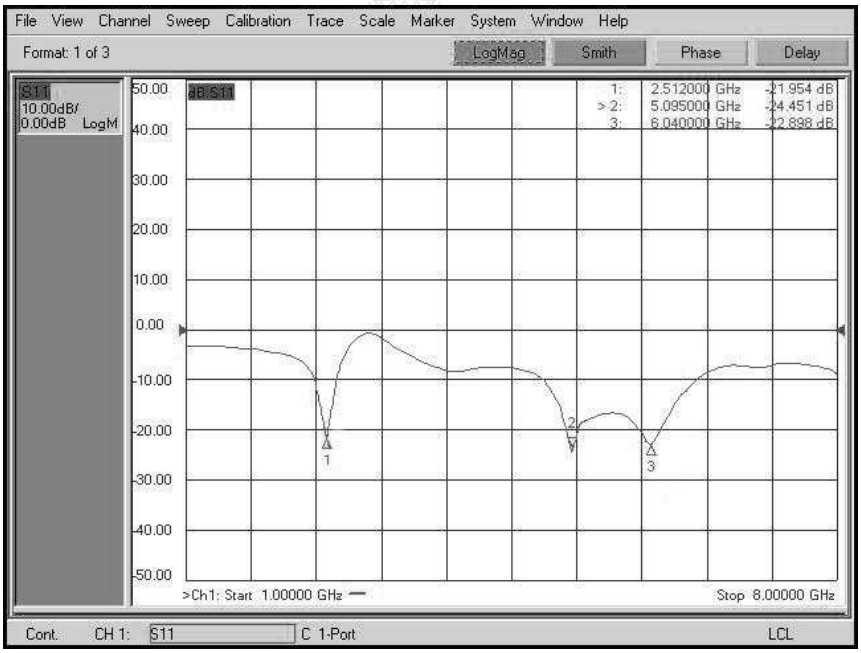


ภาพที่ 4.1 เครื่องมือวัดวิเคราะห์โครงข่าย รุ่น E8363B



ภาพที่ 4.2 การวัดสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX

4.1.1 ผลการทดสอบการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับและอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศ



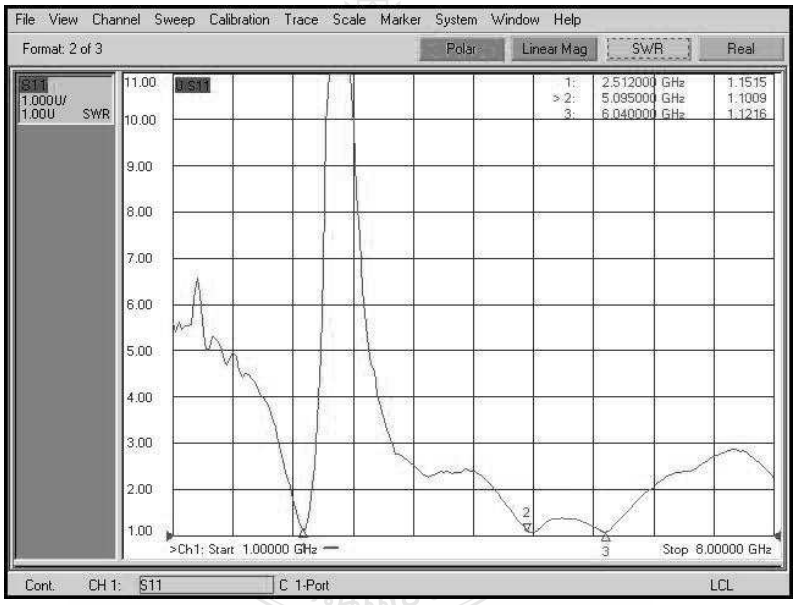
ภาพที่ 4.3 ผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศที่ความถี่ 1.0 - 8.0 GHz

จากภาพที่ 4.3 แสดงให้เห็นถึงผลการวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ของสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX ที่ความถี่ 2.44 GHz และความถี่ 5 GHz ที่ได้ออกแบบ ณ ช่วงความถี่ระหว่าง (1.0 - 8.0 GHz)

มีค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับต่ำกว่าระดับ -10 dB ตั้งแต่ 2.38 - 2.61 GHz และ 4.82 - 6.50 GHz มีความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 2.51 GHz และ 5 GHz ตามลำดับ ในส่วนของผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ของสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX ณ ช่วงความถี่ระหว่าง 1.0 - 8.0 GHz มีค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งต่ำกว่า 2 ในย่านความถี่ตั้งแต่ 2.38 – 2.61 GHz และ 4.82 - 6.45 GHz ดังแสดงในภาพที่ 4.4

ในการทดสอบสามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์จากกราฟค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับโดยจะคิดจากช่วงความถี่ที่มีค่าต่ำกว่า -10 dB หรือ สามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์จากกราฟอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งช่วงความถี่ที่มีค่าต่ำกว่า 2 ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ 4.1

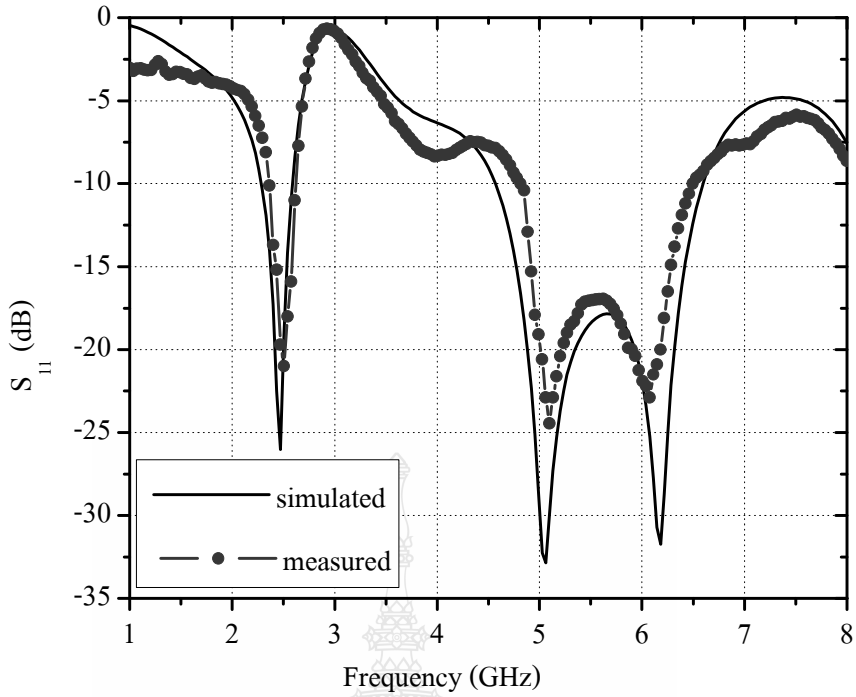
$$\text{Bandwidth} = f_{\max} - f_{\min} \tag{4.1}$$



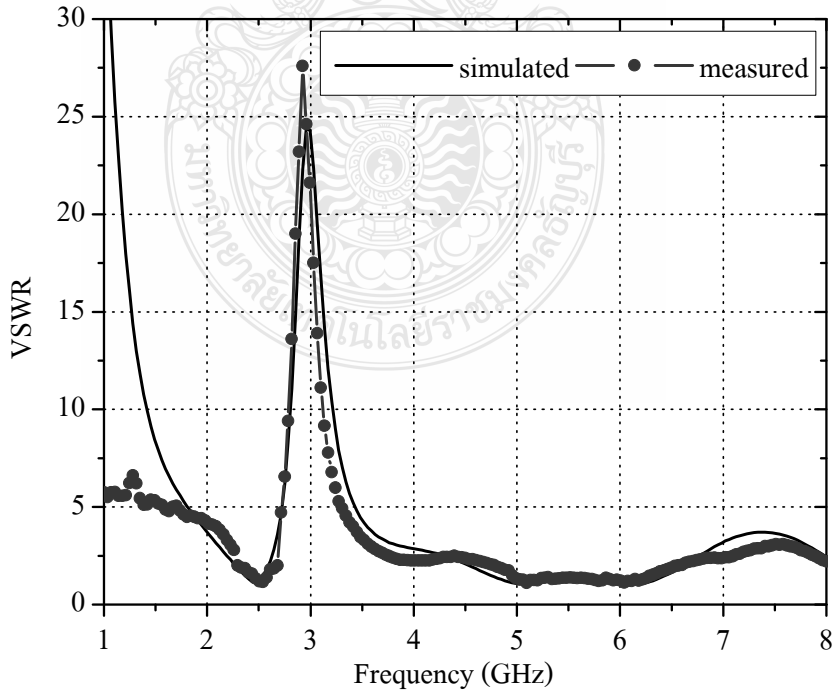
ภาพที่ 4.4 ผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ความถี่ 1.0 – 8.0 GHz

4.1.2 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับการวัดทดสอบ

เมื่อนำผลที่ได้จากการวัดทดสอบมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองแบบ ดังแสดงในภาพที่ 4.5 จะเห็นได้ว่ามีความสอดคล้องกัน โดยผลจากการวัดทดสอบสายอากาศที่ 2.51 GHz มีค่าความสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดที่ -21.95 dB ซึ่งสูงกว่าค่าที่ได้จากการจำลอง และ -24.45 dB ที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 5 GHz สูงกว่าค่าที่ได้จากการจำลอง



ภาพที่ 4.5 การเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับจากการวัดทดสอบและการจำลอง



ภาพที่ 4.6 การเปรียบเทียบอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งจากการวัดทดสอบและการจำลอง

จากภาพที่ 4.6 ผลที่ได้จากการวัดทดสอบและผลที่ได้จากการจำลองแบบของอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งมีความสอดคล้องกัน เช่นเดียวกับผลของการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ซึ่งค่าที่ได้จากการวัดทดสอบจะมีแบนด์วิดท์แคบลง และจะเลื่อนไปทางด้านความถี่สูง อย่างไรก็ตามแบนด์วิดท์จากการจำลองและการวัดก็ยังคงครอบคลุมทุกย่านความถี่มาตรฐานที่ออกแบบ การที่ผลการจำลองและการวัดไม่เท่ากันทุกประการก็อาจเป็นเพราะ

- ในโปรแกรมใช้การประมาณค่าชดเชยการสูญเสียที่เกิดจากส่วนที่เป็นวัสดุฐานรอง
- อาจจะมีความผิดพลาดที่เกิดจากการสร้าง โดยเฉพาะการเซาะร่องเพื่อเอาเนื้อโลหะหรือตัวนำออก อาจจะเซาะร่องลึกเกินไปยังเนื้อวัสดุฐานรอง
- วิธีการบัดกรีและหัวต่อที่ทำให้มีการสูญเสียเกิดขึ้นบ้าง
- Skin effect โดยเฉพาะที่ความถี่สูงๆ ความต้านทานของพื้นผิวตัวนำสูงขึ้น ทำให้ค่าความสูญเสียย้อนกลับสูงขึ้นตามไปด้วย

ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบการจำลองกับการวัดทดสอบ

ผลที่ได้	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	S_{11} (dB)
จำลอง	2.44	0.3 (2.28 – 2.58)	-27
	5	2 (4.58 – 6.58)	-34
การวัดทดสอบ	2.51	0.23 (2.38 – 2.61)	-21.95
	5	1.63 (4.82 – 6.45)	-24.45

4.1.3 ผลการทดสอบการค่าอัตราขยายของสายอากาศ

การวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX เป็นวิธีการวัดวิเคราะห์คุณลักษณะและประสิทธิภาพของสายอากาศ โดยการนำสายมาตรฐานซึ่งเป็นสายอากาศปากแตรทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่งและสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX ซึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับต่อเข้ากับเครื่องมือวัดวิเคราะห์ ดังภาพที่ 4.7 และสามารถคำนวณหาค่าอัตราขยายได้จากสมการที่ 4.2-4.3

$$P_r = P_t - L_{fs} - L_{Line} + G_t + G_r \tag{4.2}$$

หรือ

$$G_r = P_r - P_t + L_{fs} + L_{Line} - G_t \tag{4.3}$$

โดยที่ P_r คือ กำลังที่ได้รับ

P_t คือ กำลังที่ส่งออก (0 dB)

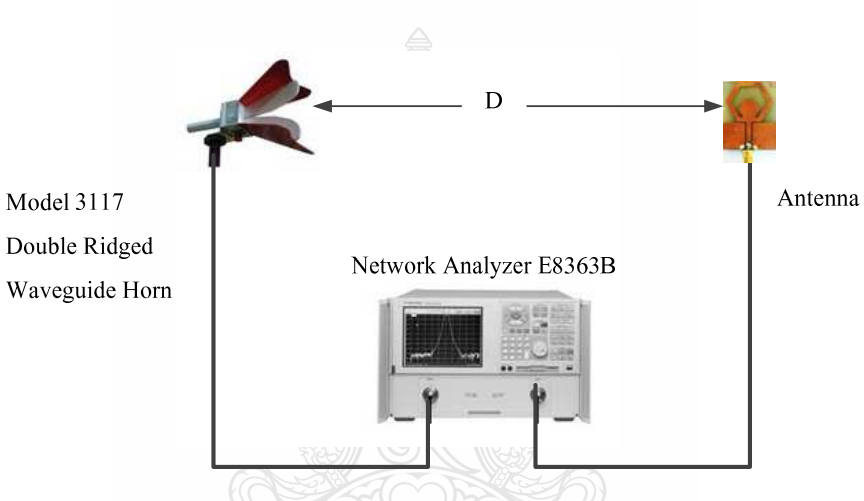
L_{Line} คือ กำลังที่สูญเสียในสายนำสัญญาณทั้งทางด้านส่งและด้านรับ 6.47 dB

L_{fs} คือ การสูญเสียในอากาศ $20\log\frac{4\pi D}{\lambda}$

D คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับ (2 เมตร)

G_t คือ อัตราการขยายของสายอากาศด้านส่ง (6.5 dB)

G_r คือ อัตราการขยายของสายอากาศด้านรับที่ต้องการวัดหา



ภาพที่ 4.7 การวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศ

การคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความความถี่ 2.44 GHz เมื่ออัตราขยายของสายอากาศส่งมีค่าเท่ากับ 6.5 dB ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับ 2 เมตร และค่าการสูญเสียในสายนำสัญญาณ 6.47 dB

$$G_r = P_r - P_t + L_{fs} + L_{Line} - G_t$$

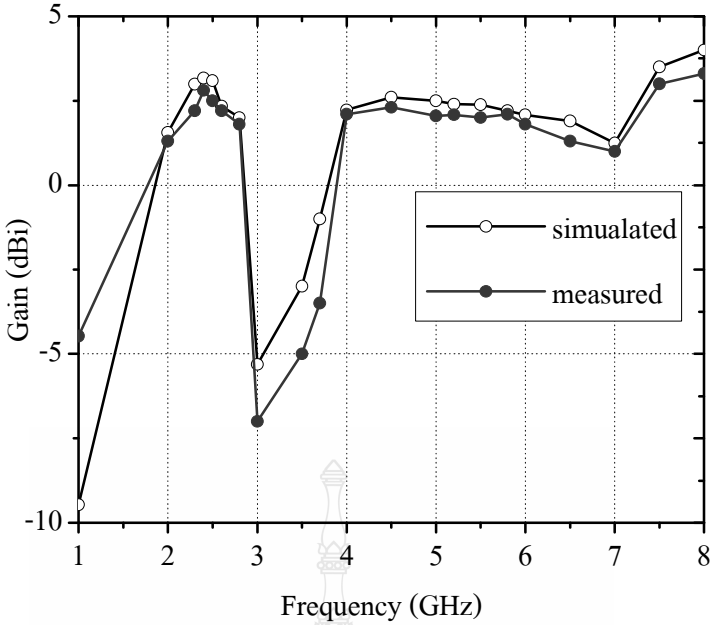
$$G_r = \text{-}43.38\,\text{dBm-}0\,\text{dBm+}46.21\,\text{dB-}6.5\,\text{dB}$$

$$G_r = 2.8\,\text{dB}$$

คำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 5 GHz จากสมการที่ 4.2 จะได้

$$G_r = P_r - P_t + L_{fs} + L_{Line} - G_t$$

$$G_r = 2\,\text{dB}$$

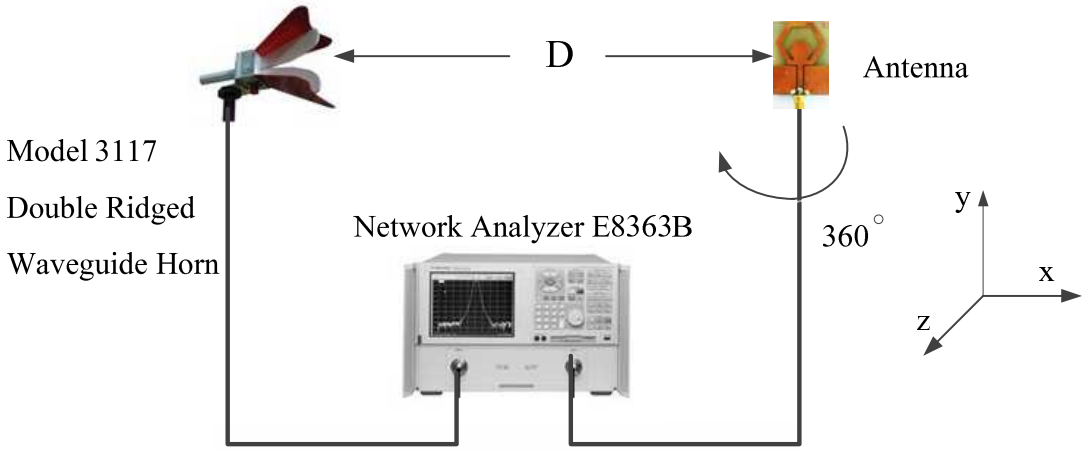


ภาพที่ 4.8 การเปรียบเทียบค่าอัตราขยายจากการจำลองและการวัดทดสอบ

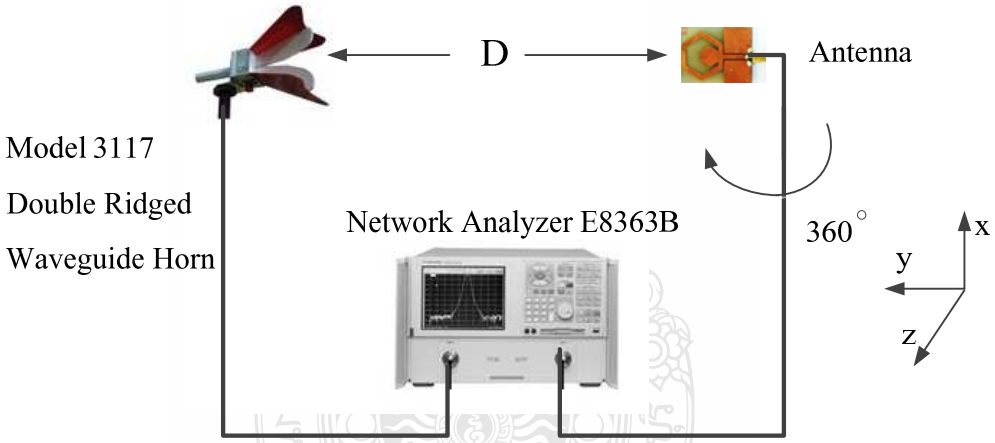
ในส่วนของการเปรียบเทียบของค่าอัตราขยายจากการจำลองกับผลการวัดทดสอบของสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX ความถี่ 2.44 GHz มีค่าอัตราขยายจากการจำลองเท่ากับ 3.1 dBi ค่าที่ได้จากการวัดจริงเท่ากับ 2.8 dBi และที่ความถี่ 5 GHz มีค่าอัตราขยายจากการจำลองเท่ากับ 2.4 dBi และค่าที่ได้จากการวัดทดสอบเท่ากับ 2 dBi ดังภาพที่ 4.8

4.1.4 การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

แบบรูปการแผ่พลังงานสำหรับสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีการใช้งานย่านความถี่สำหรับเครือข่ายไร้สาย ระบบ Wi-Fi/WiMAX โดยความถี่ ที่ใช้งานในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานได้แก่ ความถี่ที่ 2.44 GHz และ 5 GHz เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดจะประกอบด้วย เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย รุ่นE8363B ร่วมกับโปรแกรมแสดงค่าการแผ่พลังงานสามารถวัดได้ทั้งกำลังและความถี่ในแถบความถี่ที่ออกแบบ โดยปรับความถี่รับที่ความถี่ 2.44 GHz และ 5 GHz ตามลำดับ

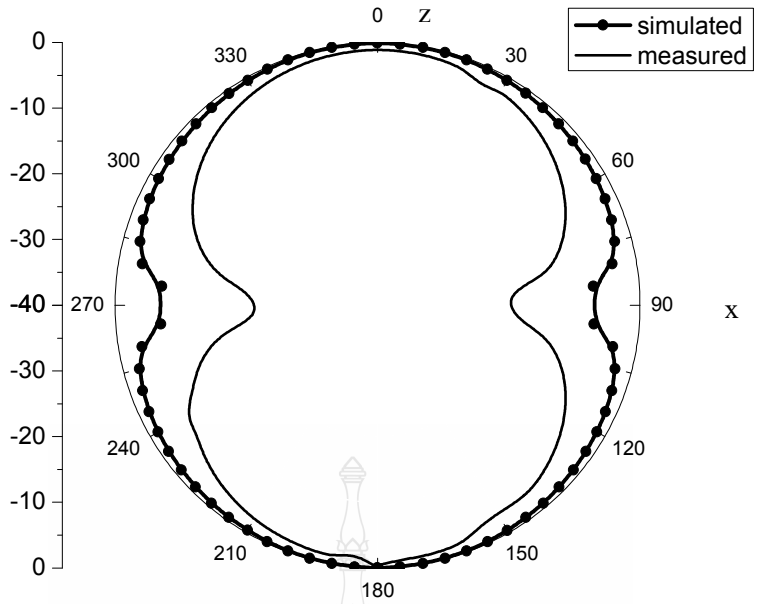


ภาพที่ 4.9 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในแนวระนาบ x-z

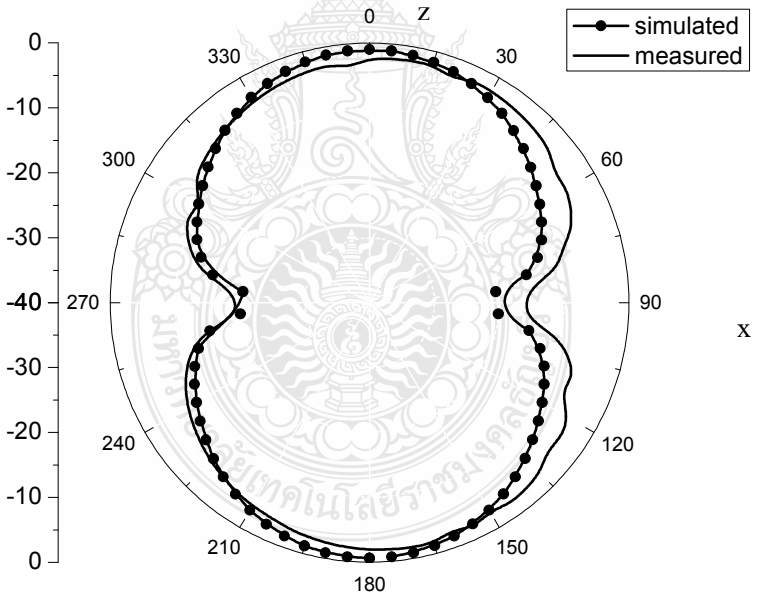


ภาพที่ 4.10 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในแนวระนาบ y-z

การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศแบบระนาบร่วมแบบบนพื้นที่โล่ง โดยที่สายอากาศส่ง และสายอากาศรับอยู่ในระนาบเดียวกัน ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับประมาณ 2 เมตร สายนำสัญญาณทั้งด้านส่งและรับยาวด้านละ 5 เมตร โดยทำการหมุนสายอากาศทดสอบตั้งแต่ 0 องศา จนครบ 360 องศา ดังแสดงในภาพที่ 4.9 และ 4.10 โดยใช้การปรับระนาบที่ด้านรับ ครั้งละ 5 องศา เพื่อดูค่าความแตกต่างของสัญญาณที่สายอากาศสามารถรับได้ในแต่ละระนาบ โดยจะทำการทดสอบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX ทั้งระนาบ x-z และระนาบ y-z

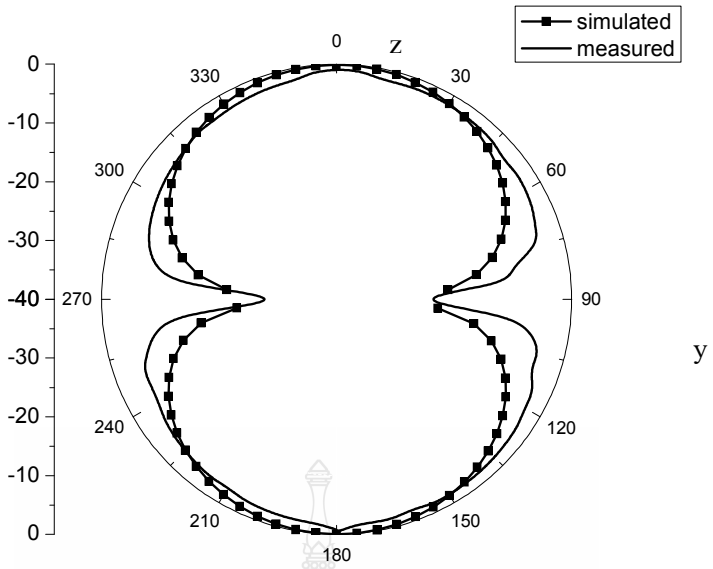


(ก) 2.44 GHz

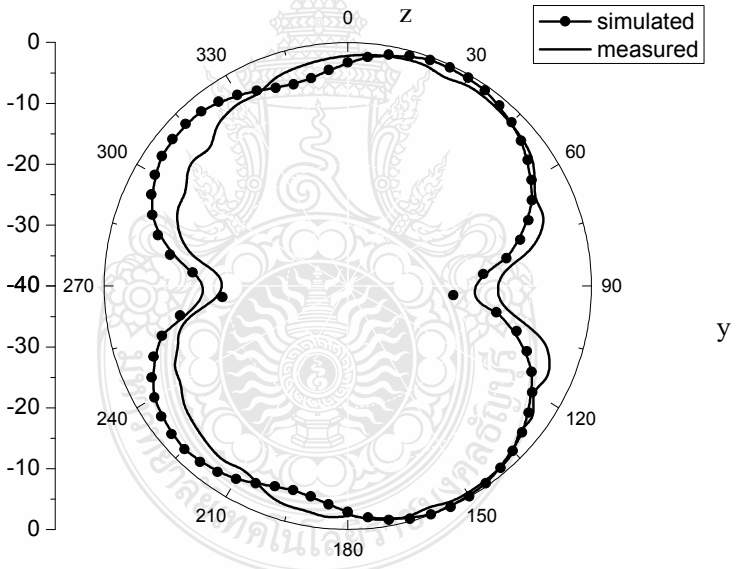


(ข) 5 GHz

ภาพที่ 4.11 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล แบบ 2 มิติ ของสายอากาศในระนาบ x-z



(ก) 2.44 GHz



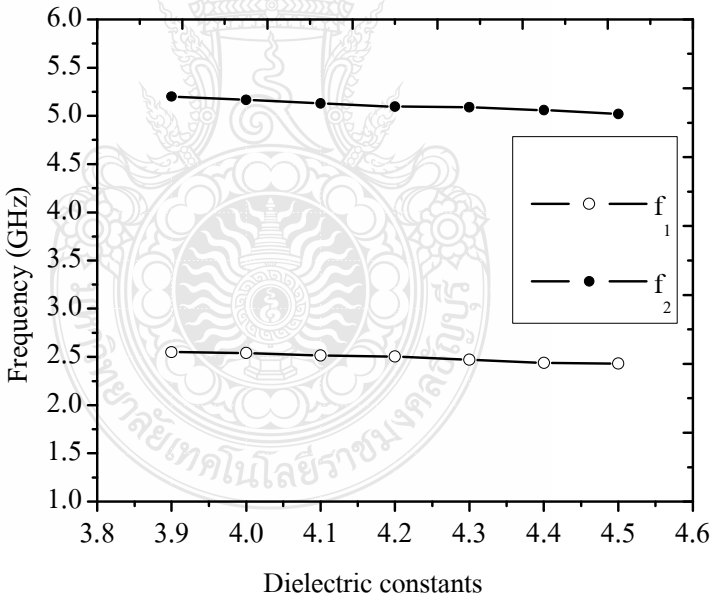
(ข) 5 GHz

ภาพที่ 4.12 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลแบบ 2 มิติ ของสายอากาศในระนาบ y-z

จากภาพที่ 4.11 และ ภาพที่ 4.12 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ x-z และระนาบ y-z โดยภาพ (ก) และภาพ (ข) แสดงความถี่ที่ 2.44 GHz และ 5 GHz ตามลำดับ จากการเปรียบเทียบกันระหว่างการจำลองและการวัดทดสอบจะเห็นได้ว่า การจำลองมีความราบเรียบของแบบรูปการแผ่พลังงานมากกว่าการวัดทดสอบ เนื่องจากมีผลจากสภาพแวดล้อม

ของการทดสอบรวมทั้งสายอากาศสามารถที่จะแผ่พลังงานได้ทั้งโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_θ) และโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_ϕ) ทั้งสองระนาบ และสายอากาศแบบนี้มีการแผ่พลังงานสูงสุดที่มุม 0 องศา และมุม 180 องศา โดยทั้ง 2 ความถี่ เป็นการแผ่พลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional)

จากภาพที่ 4.7 จากการวัดและทดสอบสายอากาศต้นแบบ ในข้อ 4.1.1 พบว่าในส่วนของค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (S_{11}) พบว่าช่วงความถี่ที่ตอบสนองมีการเลื่อนความถี่ไปทางความถี่สูง ซึ่งอาจเกิดขึ้นได้จากหลายสาเหตุที่ได้กล่าวมาในหัวข้อ 4.1.2 ในส่วนของการเปลี่ยนแปลงค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์มีผลโดยตรงต่อการตอบสนองความถี่ ดังนั้นผู้วิจัยจึง ทำการจำลองแบบสายอากาศต้นแบบโดยการเพิ่มและลดค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ε_r ของวัสดุฐานรอง จากเดิมที่ มีค่า 4.4 เป็นค่า ตั้งแต่ 3.9 ถึง 4.5 และสังเกตผลการทดลองพบว่าเมื่อค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองมีค่าลดลง เป็นผลทำให้ค่าความถี่แรกและความถี่ที่สอง มีการเปลี่ยนแปลงโดยจะเลื่อนความถี่ไปทางด้านความถี่ที่สูงขึ้น ซึ่งอาจจะเป็นสาเหตุหนึ่งของการที่ผลการวัดชิ้นงานมีความคลาดเคลื่อนดังภาพที่ 4.13



ภาพที่ 4.13 ผลกระทบเมื่อปรับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง

4.2 สรุปผลการทดสอบ

จากการวัดทดสอบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX ที่ป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่สร้างขึ้นนั้น ในการวัด

ทดสอบ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ เปรียบเทียบกับการจำลองแบบพบว่า ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ต่ำกว่า -10 dB มีอยู่ 2 แถบความถี่ คือ แถบความถี่แรก (2.38 - 2.61 GHz) และแถบความถี่ที่สอง (4.82 6.45 GHz) โดยความถี่ที่มีค่าความสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดเท่ากับ -21.95 dB ที่ความถี่ 2.51 GHz และ -24.45 dB ที่ความถี่ 5 GHz ตามลำดับ

การวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งพบว่า แถบความถี่ที่มีค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งต่ำกว่า 2 มีความสอดคล้องกับค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ โดยมีค่าต่ำสุดเท่ากับ 1.21:1 ที่ความถี่ 2.51 GHz และ 1.12:1 ที่ความถี่ 5 GHz ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบพบว่าความถี่มีการเลื่อนไปทางค่าความถี่สูงและแบนด์วิดท์มีค่าลดลง แต่อย่างไรก็ตามแบนด์วิดท์ที่ได้จากการวัดทดสอบยังคงครอบคลุมความถี่ใช้งานมาตรฐานที่ออกแบบ

การวัดอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล ของสายอากาศที่สร้างขึ้น ที่ความถี่ใช้งาน 2.44 GHz และ 5 GHz มีอัตราการขยายเท่ากับ 2.8 dBi และ 2 dBi ตามลำดับ ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศ ที่ความถี่ 2.44 GHz และ 5 GHz พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศมีลักษณะการแผ่พลังงานแบบสองทิศทางทั้งสองความถี่

บทที่ 5
สรุปผลการวิจัย

ในบทนี้จะสรุปการวิจัยของสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX ที่ป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ตามที่ได้ทำการศึกษาออกแบบ และวิเคราะห์ทดสอบคุณสมบัติ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ ซึ่งได้ผลการทดสอบดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 4 ในบทนี้จะทำการสรุปคุณสมบัติของสายอากาศดังกล่าว ที่ได้จากการออกแบบด้วยโปรแกรมจำลองแบบ IE3D และการสร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อทำการวัดวิเคราะห์สายอากาศดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น

5.1 สรุป

การศึกษาและการออกแบบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบสายอากาศที่สามารถใช้งานในระบบ Wi-Fi (2.4/5.2/5.5/5.8 GHz) และ WiMAX (2.5/5.8 GHz) ที่ง่ายต่อการออกแบบไม่ซับซ้อน และมีคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศที่ดี เช่น แมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดี มีแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลแบบสองทิศทางที่ รวมทั้งมีอัตราขยายที่ยอมรับได้ (≥ 2 dBi) เป็นต้น

การออกแบบใช้สายอากาศแบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมที่ป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 ซึ่งมีค่าคงตัวไดเร็คตริก 4.4 และมีความหนาของวัสดุฐานรอง 1.64 มิลลิเมตร จากการออกแบบสาอากาศที่ได้มีขนาด 35 x 44 ตารางมิลลิเมตร

จากการวัดทดสอบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX ที่สร้างขึ้นนั้น ในการวัดทดสอบ ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศเปรียบเทียบกับการจำลองแบบพบว่า ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่มีค่าต่ำกว่า -10 dB มีอยู่ 2 แถบความถี่ คือ แถบความถี่ (2.38 - 2.61 GHz) และแถบความถี่ที่ (4.82 6.45 GHz) โดยความถี่ที่มีค่าความสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดเท่ากับ -21.95 dB ที่ความถี่ 2.51 GHz และ -24.45 dB ที่ความถี่ 5 GHz ตามลำดับ

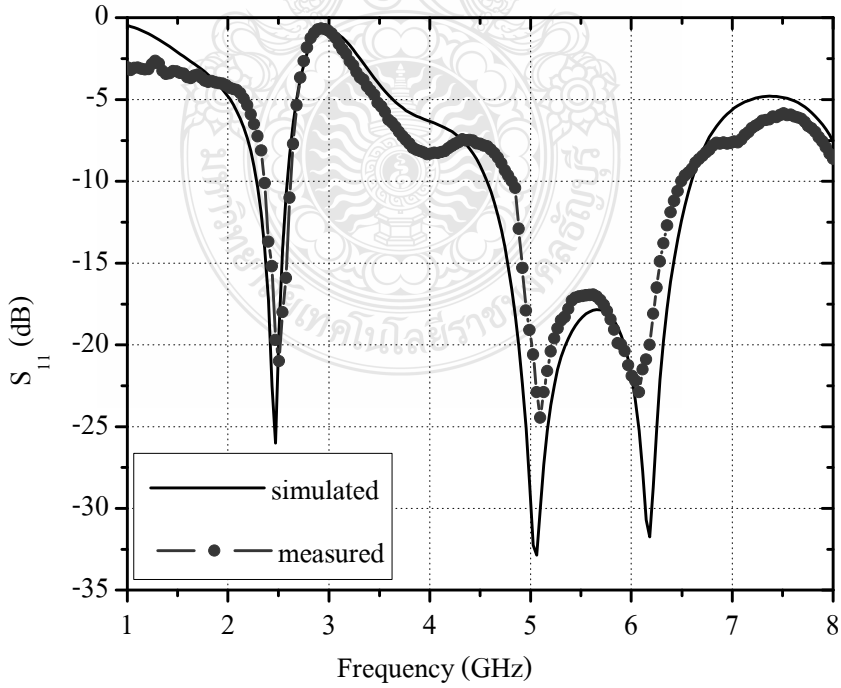
การวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) พบว่าแถบความถี่ที่มีค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ≤ 2 มีความสอดคล้องกับค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ โดยมีค่าต่ำสุดเท่ากับ 1.21:1 ที่ความถี่ 2.51 GHz และ 1.12:1 ที่ความถี่ 5 GHz

ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบพบว่าความถี่มีการขยับสูงขึ้นและแบนด์วิดท์ลดลง อย่างไรก็ตามแบนด์วิดท์ที่ได้จากผลการวัดยังคงครอบคลุมความถี่ใช้งานมาตรฐานที่ออกแบบ

การวัดอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล ของสายอากาศที่สร้างขึ้น ที่ความถี่ใช้งาน 2.44 GHz และ 5 GHz มีอัตราการขยายเท่ากับ 2.8 dBi และ 2 dBi ตามลำดับ ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่ 2.44 GHz และ 5 GHz พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศมีลักษณะการแผ่พลังงานแบบสองทิศทางทั้งสองความถี่

ตารางที่ 5.1 การเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและการวัดจริง

คุณลักษณะของสายอากาศ	ผลการจำลอง		ผลการวัดชิ้นงานจริง	
	2.44 GHz	5 GHz	2.51 GHz	5 GHz
S_{11} (dB)	-27 dB	-34 dB	-21.95 dB	-24.45 dB
VSWR	1.10 : 1	1.06 : 1	1.21 : 1	1.12 : 1
Gain (dBi)	3.1	2.4	2.8	2
Bandwidth (GHz)	0.3 (2.28 – 2.58)	2 (4.58 – 6.58)	0.23 (2.38 – 2.6)	1.63 (4.82-6.45)



ภาพที่ 5.1 การเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับจากการวัดทดสอบและการจำลอง

จากผลการเปรียบเทียบการวัดและการจำลองแบบของสายอากาศทั้งสามรูปแบบมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันและสามารถรองรับการนำไปใช้งานได้จริงและ สามารถนำไปประยุกต์ในการออกแบบ และสร้างสายอากาศหลายความถี่ของระบบสื่อสารไร้สายต่างๆ เช่น WLAN 802.11 a/b/g/n, Bluetooth และ IEEE 802.16 WiMAX (2.5/5.8 GHz) ได้ และสายอากาศที่ออกแบบนี้มีขนาด 35 x 44 ตารางมิลลิเมตร ซึ่งลดลงจากสายอากาศเดิมในงานวิจัย [12] ที่มีขนาดสายอากาศเท่ากับ 40 x 53 ตารางมิลลิเมตร ลดลงเท่ากับร้อยละ 27.35

5.1 ข้อเสนอแนะ

สายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX ในงานวิจัยฉบับนี้สามารถใช้งานสื่อสารไร้สายย่านความถี่ Wi-Fi/WiMAXได้ และแนวทางในการพัฒนาสายอากาศให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น เช่น

5.2.1 ในการปรับขนาดของแบนด์อาจใช้วิธีการเซาะร่องบริเวณพื้นกราวด์เพื่อทำให้เพิ่มระยะทางเดินของกระแส หรือ ขจัดความถี่ที่ไม่ต้องการ

5.2.2 อาจนำไปประยุกต์ใช้กับแถบความถี่กว้างยิ่งยวด (Ultra Wide Band: UWB)

5.2.3 ใช้เทคนิคการสร้างแฟรคทอลเพื่อเพิ่มเกณฑ์ หรือด้วยการปรับจูนพารามิเตอร์อื่นๆ เพื่อเพิ่มจุดเรโซแนนซ์ของสายอากาศ

5.2.4 วัสดุฐานรองแบบ FR4 มีราคาถูกและหาซื้อได้ง่าย แต่มีค่าไดอิเล็กตริกที่มีการเปลี่ยนแปรงเมื่อมีความถี่สูงขึ้น ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศความถี่สูงควรใช้วัสดุที่มีคุณภาพดีกว่างานวิจัยนี้ในการสร้างสายอากาศ แต่อาจจะมีราคาที่สูงขึ้นตามคุณภาพ

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยหวังว่า ข้อมูลที่ได้จากการออกแบบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX ที่ป้อนด้วยสายส่งแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นข้อมูลพื้นฐานที่จะนำไปช่วยในการศึกษาวิจัย และพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ที่ทำงานได้หลายย่านความถี่ หรือแถบความถี่กว้าง โดยมีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี เพื่อเป็นแนวทางในการนำไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการต่อไป

รายการอ้างอิง

[1] เตือนใจ อาชีวะพนิช **"การศึกษารูปแบบของสายอากาศแบบช่องเปิดรูปอักษรอีสำหรับการใช้งานในเครือข่ายไร้สาย,"** วิทยานิพนธ์ปริญญามหาบัณฑิต ภาควิชาไฟฟ้า แขนงวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2552

[2] เอกรัฐ หล่อพิเชียร, **"สายอากาศช่องเปิดระนาบร่วมแถบความถี่กว้างสำหรับเครือข่ายไร้สาย",** วิทยานิพนธ์ปริญญามหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2548.

[3] คมสันต์ กาญจนสิทธิ์, **"สายอากาศแพตช์สี่เหลี่ยมผืนผ้าแถบความถี่กว้างโดยปรับปรุงช่องเปิดรูปตัว U ใช้การเพิ่มโหลดช่องเปิด"**, วิทยานิพนธ์ปริญญามหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2547

[4] โกศล นิธิโสภา **"การออกแบบและสร้างสายอากาศช่องเปิดที่ป้อนด้วย CPW สำหรับการใช้งานความถี่แถบกว้าง,"** วิทยานิพนธ์ปริญญามหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2553

[5] รัฐพล จินะวงค์ และ อำนวย เรืองวารี, **"การปรับเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า",** วิทยานิพนธ์ปริญญามหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2553

[6] ศราวุธ ชัยมูล, **"สายอากาศร่องสี่เหลี่ยมที่ป้อนด้วย CPW ที่ใช้สตับจูนกว้างและโหลดสตริป"**, วิทยานิพนธ์ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2550.

[7] สุวัฒน์ สกุลชาติ, **สายอากาศไมโครสตริปที่มีการจูนสตับสำหรับการสื่อสารเครือข่ายไร้สาย,** วิทยานิพนธ์ปริญญามหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2552.

[8] R.N.Simons. "**Coplanar Waveguide circuits ,Components,and Systems**." New York :John Wiley &Son, 2001.

[9] H. M. Zamel, A. M. Attiya and E. A. Hashish,**"Design of a Compact UWB Planar Antenna With Band-Notch Characterization"**, NRSC 2007, 13-15 March, Egypt.

[10] Horng-Dean Chen,Hong-Twu Chen, "**A CPW-Fed Dual-Frequency Monopole Antenna**", IEEE, 2004

[11] Hanhua Yang, Shu Yan, "**Design of a Dual band Printed Monopole Antenna For WLAN applications**", IEEE, 2008

[12] Wen-Shan Chen,Yu-Chen Chang, Hong-Twu Chen," **Novel Design of Printed Monopole Antenna for WLAN/WiMAX Applications** ", IEEE,2007

[13] ไกรศร สาริขา, " **สายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง"**,วิทยานิพนธ์ปริญญามหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2549

[14] C. Deng,Y. J. Xie, J. F. Yuan, "**Dual Band-Notch Design Of Rectangular Monopole Antenna For UWB Applications** ",IEEE, 2010

[15] Yi-Fang Lin, Chia-Ho Lin and Hua-Ming Chen, **"A Miniature Dielectric Loaded Monopole Antenna for 2.4/5 GHz WLAN Applications",** IEEE letters, vol. 16, 591-593, 2006.

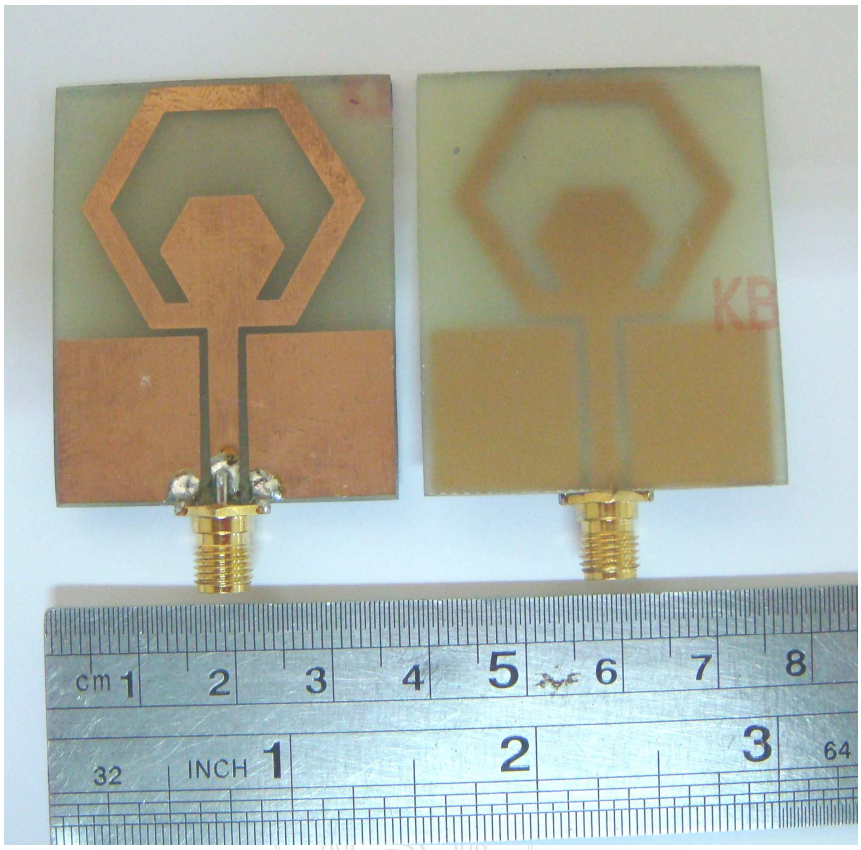
[16] K.P. Ray, S. Tiwari, **"Ultra wideband printed hexagonal monopole antennas",** IET journals & magazines, Volume 4,Issue: 4, page 437–445, IEEE, 2010.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

ภาพต้นแบบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยม

สำหรับระบบWi-Fi/WiMAX



ภาพที่ ก.1 ภาพต้นแบบสายอากาศหลายความถี่แบบโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมสำหรับระบบ Wi-Fi/WiMAX

ภาคผนวก ข

Datasheet

ETS·LINDGREN
An ESCO Technologies Company

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

ETS·LINDGREN
An ESCO Technologies Company

EMC Antennas

Double-Ridged Waveguide Horn

Model 3117

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

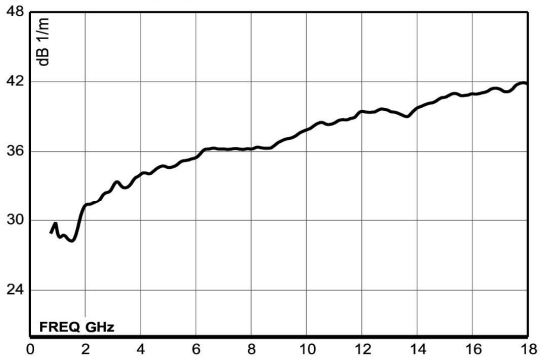
ETS·LINDGREN
An ESCO Technologies Company

EMC Antennas

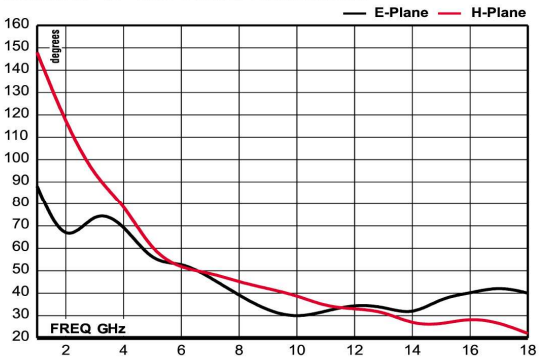
Double-Ridged Waveguide Horn

Model 3117

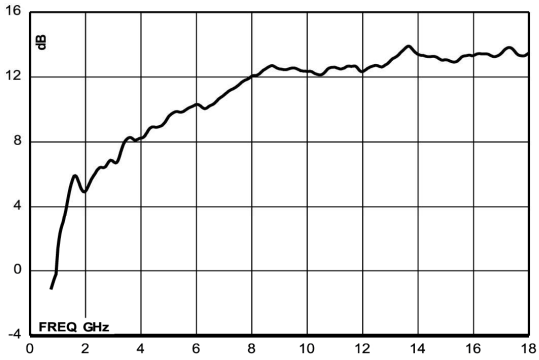
Model 3117 Antenna Factor



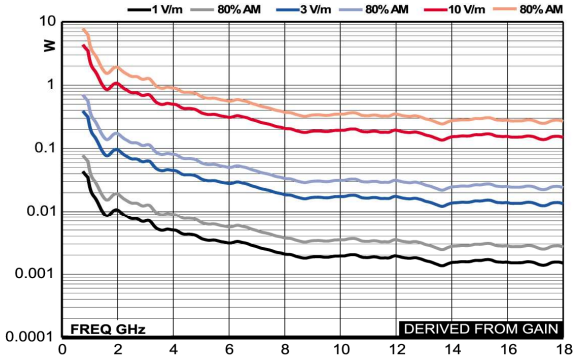
Model 3117 Half Power Beamwidth



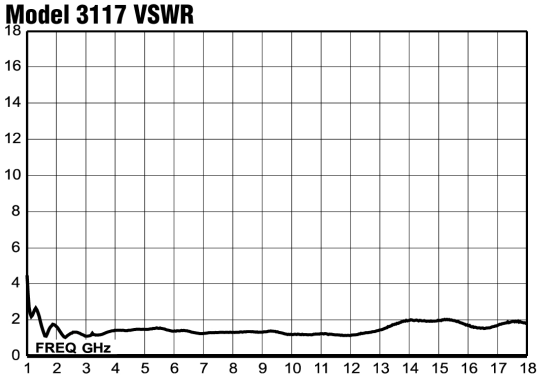
Model 3117 Gain



Model 3117 Forward Power @ 1 m



Model 3117 VSWR



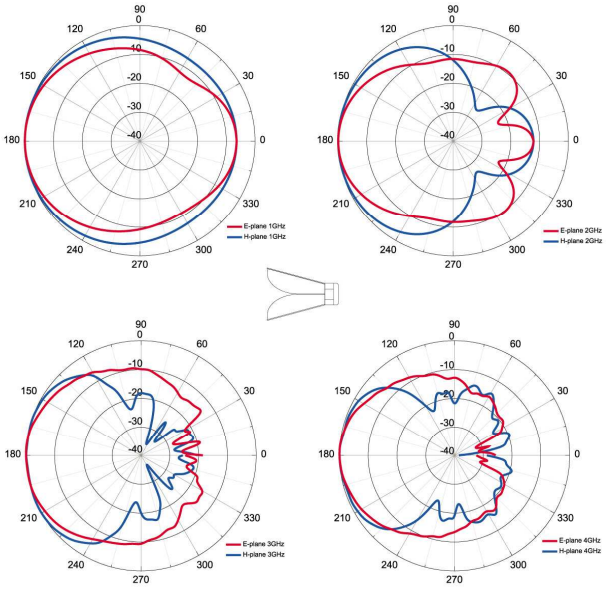
ETS·LINDGREN
An ESCO Technologies Company

EMC Antennas

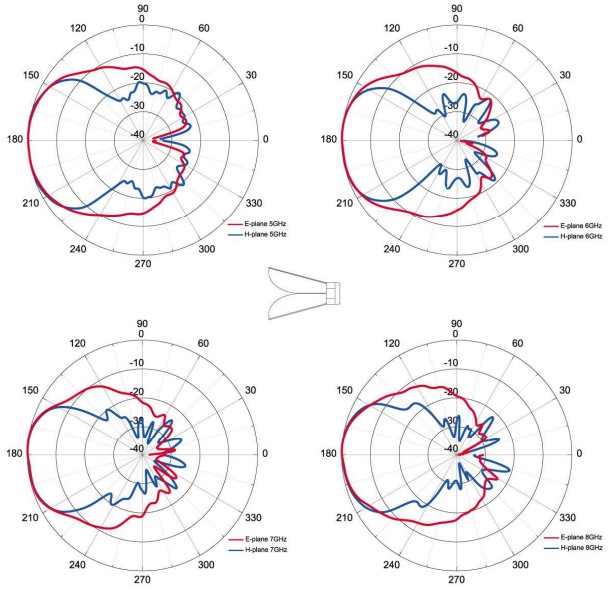
Double-Ridged Waveguide Horn

Model 3117

Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)



Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)



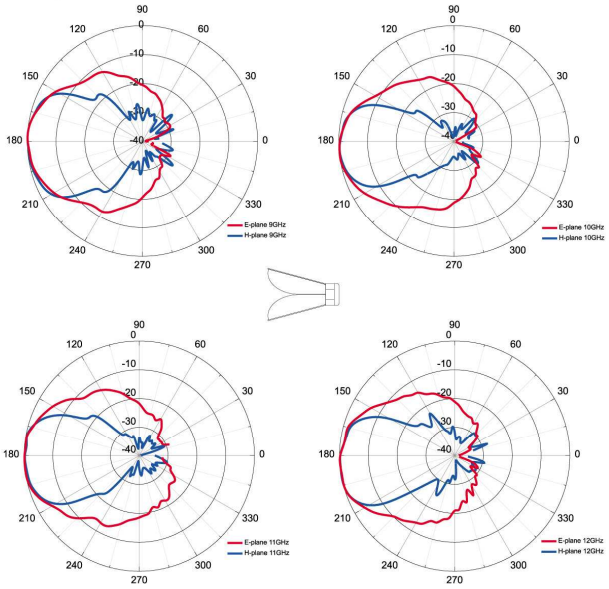
ETS·LINDGREN
An ESCO Technologies Company

EMC Antennas

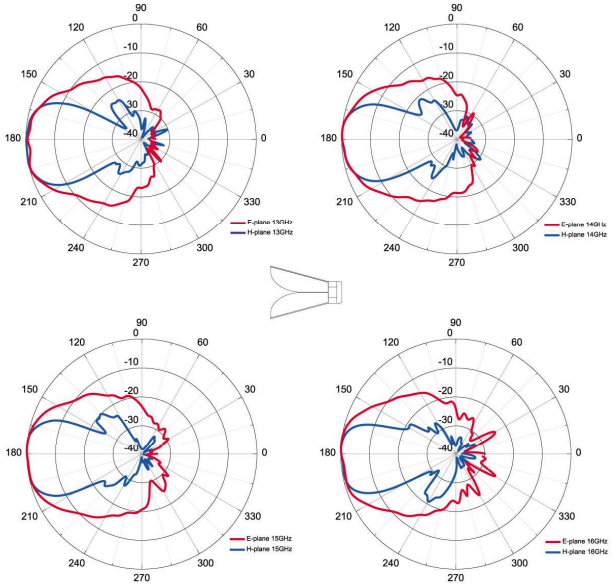
Double-Ridged Waveguide Horn

Model 3117

Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)



Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)



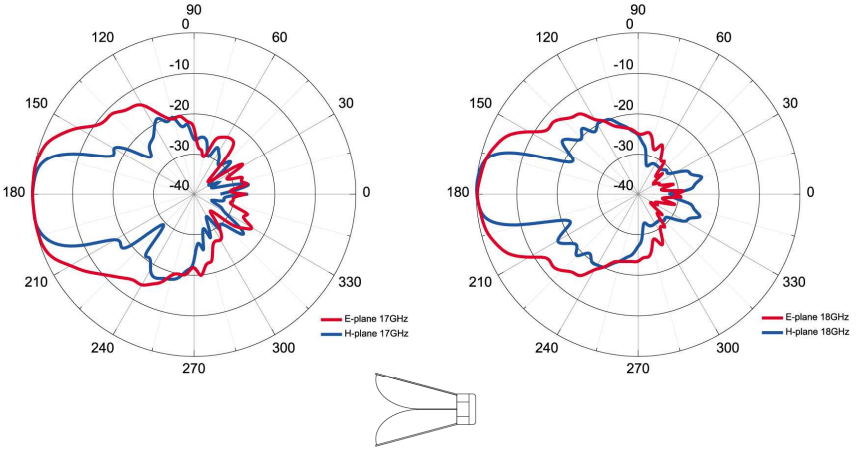
ETS·LINDGREN
An ESCO Technologies Company

EMC Antennas

Double-Ridged Waveguide Horn

Model 3117

Model 3117 (17 GHz - 18 GHz)



Phone + 1.512.531.6400 ● info@ets-lindgren.com ● www.ets-lindgren.com
Offices in the US, Finland, UK, France, Singapore, Japan, China, Taiwan

Information presented is subject to change as product enhancements are made. Contact ETS-Lindgren Sales Department for current specifications.

4/08 - PDF R © 2008 ETS-Lindgren REV G

DOOSAN
The World Leader in Technology and Quality. Electro-Materials

DS-7405 (ANSI : FR-4)

FEATURES

- Good dimensional stability.
- Soldering reliability has been bettered
- Good electrical properties
- High density automatic mounting can be carried out

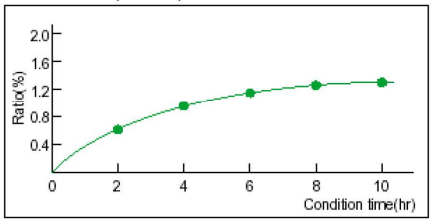
INTERNATIONAL STANDARD RECOGNITION

- UL : E103670
- CSA : LS-93237
- BSI : 6741
- VDE : VDE-Reg-Nr. 4945

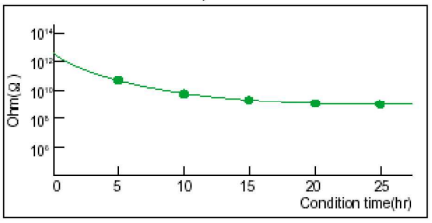
APPLICATIONS

Computer, Instrumentation, VCR, Television, Eletronic Toy, etc.,

■Water absorption at pressure cooker

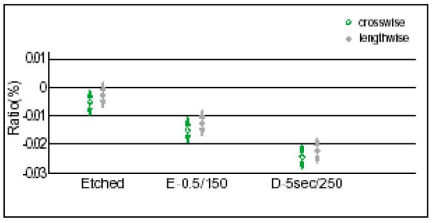


■Insulation resistance at pressure cooker



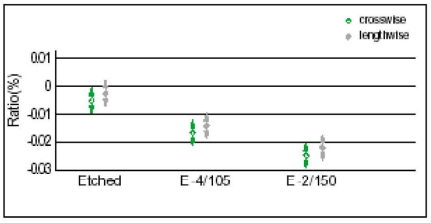
■Dimensional stability

PCB process(size360X310mm span310X254mm)

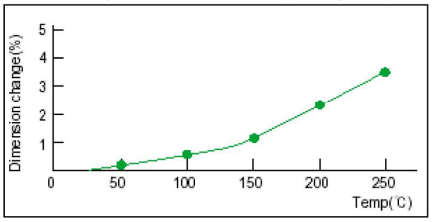


■Dimensional stability

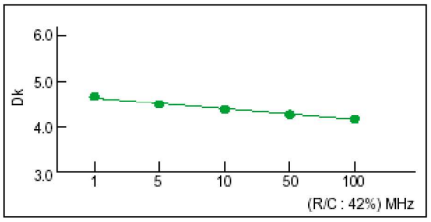
Test method(IPC. TM.650 2.4. 39)



■Thermal expansion of Z-direction (Test by TMA)



■Dielectric constant



ภาคผนวก ค

ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่

[1] Tiwakorn Somwan, Paitoon Rakluea, Krianghak Hlurprasert, and Wisit Loedhammacakra., "**Study on The Properties of Hexagon Shape Monopole Antenna**", **Japan Society for Simulation Technology 2011 (JSST2011)**, International Conference on Modeling and Simulation Technology, Tokai University Takanawa Campus, Tokyo, Japan, October 22-23, 2011, page 162-165.

[2] ทิวากร สมวรรณ และไพฑูรย์ รักเหลือ.," **การออกแบบสายอากาศโมโนโพลแบบแถบความถี่คู่กับสตับรูปหกเหลี่ยม**", **การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34 (EECON-34)**, โรงแรมแอมบาสเดอร์ซิตี้ จอมเทียน พัทยา, จังหวัดชลบุรี, 30 พฤศจิกายน - 2 ธันวาคม, 2554, หน้า 729-732.

JSST

30th JSST Annual Conference (JSST 2011)

International Conference on Modeling and Simulation Technology

October 22-23, 2011

Tokai University Takanawa Campus, Tokyo, Japan

Japan Society for Simulation Technology (JSST)

JSST 2011
International Conference on Modeling and Simulation Technology
October 22-23, 2011, Tokai University Takanawa Campus,
Tokyo, JAPAN

Study on The Properties of Hexagon Shape Monopole Antenna

Tiwakorn Somwan, Paitoon Rakluea, Krianghak Hlurprasert, and Wisit Loedhammacakra

Department of Electronic and Telecommunication Engineering ,
Faculty of Engineering, Rajamangala University of technology Thanyaburi (RMUTT)
Klong 6, Thanyaburi, Pathumthanee, Thailand
E-mail : t_somwan@hotmail.com

Abstract—This paper present the properties of hexagon shape monopole antenna. is presented for simultaneously satisfying wireless local area network (WLAN). Antenna is designed on FR4 substrate, since it is small size, easy fabrication and low cost. The design methodology is outlined and the overall size is 43.98×35×1.67 mm. This antenna was numerically designed using IE3D simulation software package. The Results -10 dB bandwidth for return loss is from 2.4GHz (2,3GHz – 2.58GHz) 5.05GHz(4.6GHz – 6.6GHz), covering all the 2.4/5.2/5.8GHz WLANbands 2.5/5.5GHz WiMAX bands.

Keywords—CPW-Fed, WLAN, Monopole

1 Introduction

Recently, there has been increasing demand for broad dual- or multi-band operation for various portable wireless communication devices to provide image, speech and data communications at anytime and anywhere around the world. This indicates that future communication terminal antennas must not only meet the requirements of being dual- or multi-band, but also have a simple structure, compact size and easy integration with the circuit. The Micro strip antenna has been very popular due to their may advantage ,such as low profile and cost ,light weight ,and small size [1,2] The IE3D software as referred in [3] was used to analyse the proposed antenna So far, many promising planar antennas [4–8], such as the planar dipole antenna [4], planar antenna with reflector backing [5], planar inverted-F antennas [6], planar monopole antennas [7] and coplanar waveguide (CPW) antennas [4 – 7] have been reported for dual or multi-band operation. Among these designs, the single-layer planar patch antennas, especially the CPW-fed antennas, have received much attention owing to their distinct advantages such as wide bandwidth, low profile, light weight, easy realizations and integration with system circuits. However, most of the currently proposed CPW-fed antennas use a symmetrical arrangement for the ground structure. Although this kind of ground arrangement for a CPW-fed antenna is usually capable of producing dual or multi-band resonant modes, it mostly requires either greater complexity of antenna shapes or larger antenna size for practical. This paper presents simple dual band design of the printed a CPW feeding structure with hexagon shape. By properly a radiating patch and carefully selecting the ground size, good radiation characteristics and dual-broad impedance bandwidths suitable for wireless communication systems such as the wireless local area network (WLAN) operation in the 2.4GHz (2.4GHz - 2.484GHz) and 5.05GHz/5.8GHz (5.15GHz - 5.35GHz /5.725GHz - 5.825GHz) band, the worldwide interoperability for microwave access (WiMAX) application and operation in the 2.5/5.5GHz(2.5GHz - 2.69GHz /5.25GHz-5.85GHz). Details of the antenna design were studied, and prototypes of the proposed antenna were constructed, including input return loss, impedance bandwidth, surface current distribution, and radiation pattern.

A coplanar waveguide (CPW) is formed form the conductor separated form a pair of ground planes, all on the same plane, on a dielectric medium. In the ideal case, the thickness of the dielectric is infinite, in practice, it is thick enough so that electromagnetic filed die out before they get out of the substrate. Coplanar waveguide structure and electromagnetic properties. A coplanar waveguide structure consists of a median metallic strip of deposited on the surface of a dielectric substrate slab with two narrow slits ground electrodes running adjacent and parallel to the strip on the same surface that is shown in Fig.1 [1]

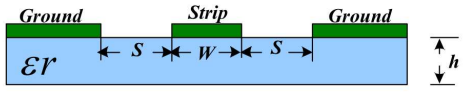


Fig.1 Coplanar waveguide structure

2 Antenna Geometry

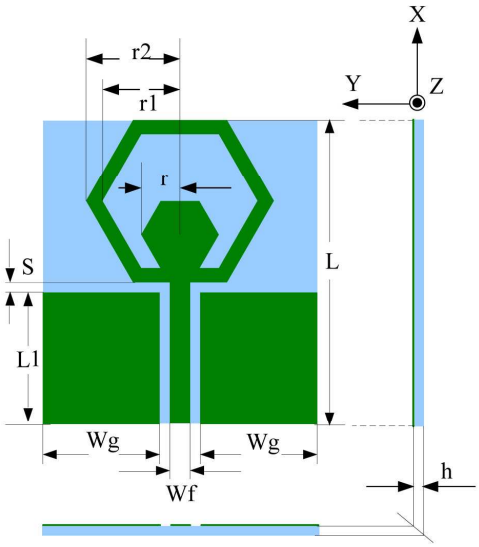


Fig.2. Geometry of the proposed antenna

Calculate the guide wavelength

$$\lambda g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (1)$$

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

The geometry of the Hexagon shape monopole antenna is depicted in Fig.2 whose conductor is printed on a FR4 substrate of thickness 1.64 mm (h) and dielectric constant 4.4 (εr). a CPW transmission width of 3 mm and a gap distance of 1 mm between the strip and ground is used for feeding the antenna. The printed monopole is connected to the end of the CPW transmission line with a spacing of 1mm from the ground plane. To examine the performance of the proposed antenna configuration in terms of enhancing the bandwidth, the commercially available moment method code, IE3D, was used for required numerical analysis. To test the proposed design, the geometries in Fig.1.

3 Parametric Study

The simulation and analysis are performed using the commercial computer software package IE3D. To obtain broadband characteristic, a feeding structure composed of a coplanar waveguide (CPW) micro strip line is proposed. the first frequency resonance design is to make the impedance. To realize this, an arc r is etched on the hexagon patch, which is designed to resonant at WLAN band. The radian of the hexagon stub is 0.52 λ where λ is the dielectric wavelength at 2.4GHz. Fig.3 shows the simulated effects on the antenna frequency response by changing the length r. The value of r is varied from 5 to 8 mm, the first frequency is shifted to lower frequency when increase r. However, when r is increased more than 8 mm, there was decreased the impedance bandwidth of the antenna. A large frequency shift occurred in the first resonance when changing the parameter r. The minimum return loss is -29dB at 2.6 GHz when r is varied to 5 mm.

Table 1 Antenna Dimensions in Millimetres

h	1.64	L	43.98
Wf	3	r	6.5
Wg	15	r1	12
L1	17	r2	15
S	1		

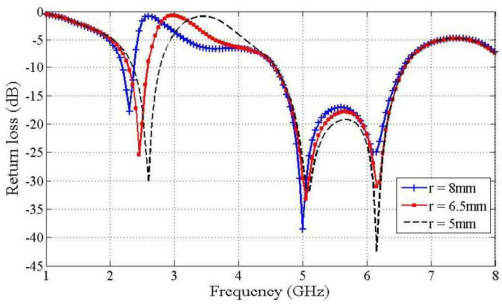
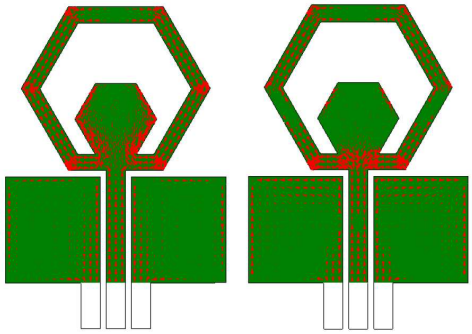


Fig.3. Comparison of S11, with different radius

Fig.4 illustrates the current distribution on the radiation patch. As shown in the figure, the current is mainly distributed along the edge of r at 2.4GHz pass band. However it concentrates mainly along the r at 5.05GHz. Simulated return loss of the proposed antenna is depicted in Fig.5 The simulated show that the proposed antenna achieved dual-band are 2.4 GHz and 5.05 GHz with impedance bandwidth cover WLAN application. Fig.6 presents the simulated VSWR for different r. By comparing the curves in Fig.6, it is found that the resonance band and the VSWR level can be effectively changed by adjusting the radian of r. After many optimization processes using commercial software IE3D, the structural parameters of the antenna show in Table 1.



(a) 2.4 GHz (b) 5.05 GHz

Fig.4. The current distribution of the proposed antenna

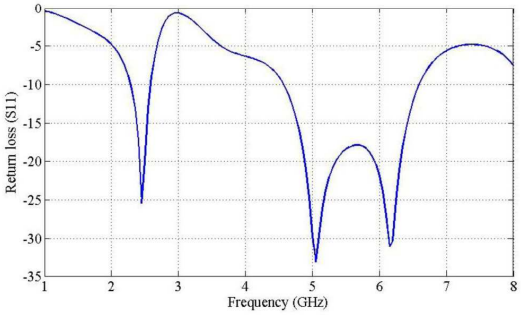


Fig.5. Simulation return loss for the proposed antenna

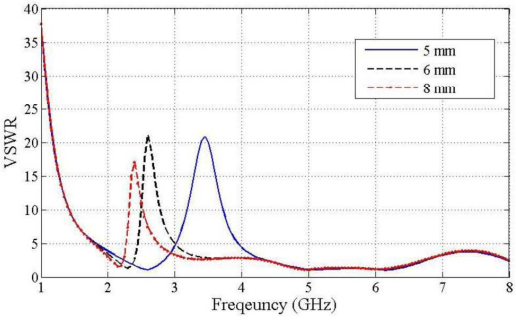


Fig.6. Simulated VSWR for different r

4 Radiation Patterns

The simulation radiation of 2-dimension in elevation pattern of the proposed antenna at frequency 2.4 GHz is shown in Fig.7. The elevation radiation pattern illustrates 2-directional pattern

with maximum gains at 0° and 180° with directivity 3 dBi and the nulls occur at 90° and 270°. The 2-dimension of azimuth pattern of proposed antenna at frequency 2.4 GHz simulation at 0° is shown in Fig.8. The pattern is an bi-directional pattern with maximum gain at 3.1dBi and there doesn't have null in any angle. The 3-dimension pattern of proposed antenna at frequency 2.4 GHz shows in Fig.9. There have maximum gains at 0° and 180° about 3.4 dBi.

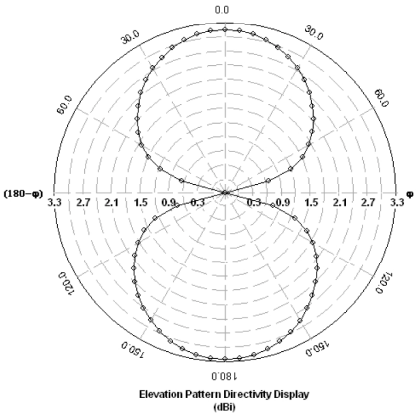


Fig. 7 Tow dimension elevation pattern of proposed antenna at frequency 2.4 GHz

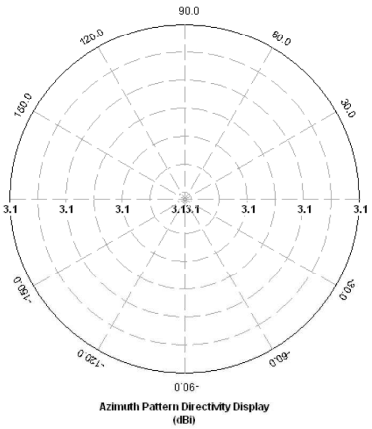


Fig. 8 Tow - dimension azimuth pattern of proposed antenna at frequency 2.4 GHz

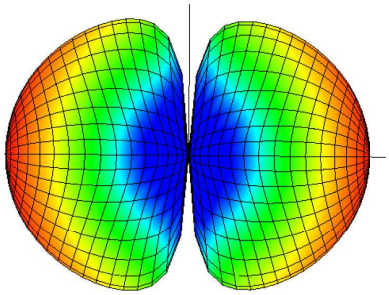


Fig.9 Three dimension pattern of proposed antenna at frequency 2.4 GHz

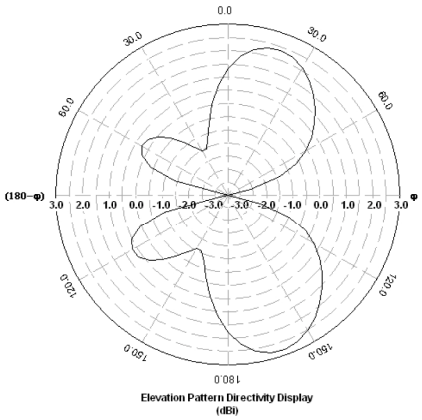


Fig. 10 Tow dimension elevation pattern of proposed antenna at frequency 5.05 GHz

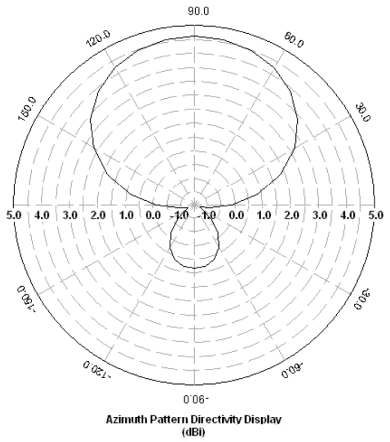


Fig. 11 Tow dimension elevation pattern of proposed antenna at frequency 5.05 GHz

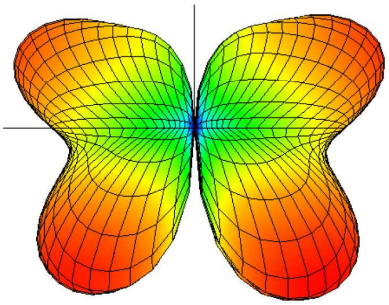


Fig.12. Three dimension pattern of proposed antenna at frequency 5.05 GHz

The simulation radiation of 2-dimension in elevation pattern of the proposed antenna at frequency 5.05 GHz is shown in Fig.10 The elevation radiation pattern illustrates 2-directional pattern

with maximum gains at 27° and 155° with directivity 2.4 dBi and the nulls occur at 90° and 270°. The 2-dimension of azimuth pattern of proposed antenna at frequency 5.05GHz simulation at 90° is shown in Fig.11 The pattern is an bi-directional pattern with maximum gain at 4.5dBi and there doesn't have null in any angle. The 3-dimension pattern of proposed antenna at frequency 5.05GHz shows in Figure 12. There have maximum gains at 155° and 27° about 2.4 dBi.

5 Conclusion

The paper present the hexagon shape monopole antenna. Antenna is designed on FR4 substrate. This antenna was numerically designed using IE3D simulation software package. The Results -10 dB bandwidth for return loss from 2.4GHz (2.3GHz–2.58GHz) and 5.05GHz(4.6GHz – 6.6GMHz).This monopole antenna covering all the 2.4/5.2/5.8GHz WLAN bands 2.5/5.5GHz WiMAX bands and(2.4-2.484GHz) Bluetooth band.

Acknowledgements

This work was supported in part by the IE3D software package, Department of Electronic and Telecommunication Engineering Rajamangala University of technology Thanyaburi. Thanks Rajamangala University of technology Lanna Chiangrai support.

References

[1] R.N.Simons. "*Coplanar Waveguide circuits* ,Components,and Systems." New York :John Wiley & Son, 2001.
[2] C.A.Balanis, "AntennaTheory : Analysis and design ,2nd Edition" John wiley&Sons Inc: 1997 .
[3] IE3D User's Manual Release9,*Zelandsoftware*,inc.U.S.A,2002
[4] Suh, Y.H., and Chang, K.: 'Low cost microstrip-fed dual frequency printed dipole antenna for wireless communications', Electron. Lett,2000
[5] Raj, R.K., Joseph, M., Paul, B., and Mohanan, P., 'Compact planar Multiband antenna for GPS, DCS, 2.4/5.8 GHz WLAN applications',Electron. Lett., 2005
[6] Wen-Chung Liu, "Design of a Multiband CPW-fed Monopole Antenna Using a Particle Swarm Optimization Approach", IEEE,2005
[7] W.C. Liu, "Dual wideband coplanar waveguide-fed Notched antennas with asymmetrical grounds for multi- Band wireless application", IET Microwave. Antennas Propag,2007

EECON XXXIV
กลับสู่สารบัญหลัก
The 34th Electrical Engineering Conference (EECON-34)
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34
Volume II
ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
การประมวลผลสัญญาณดิจิตอล (DS)
คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
โฟโตนิกส์ (PH)
วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)
มหาวิทยาลัยสยาม Siam University
30 พฤศจิกายน - 2 ธันวาคม 2554
ณ โรงแรมแอมบาสเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี
ดำเนินการโดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม

คณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

PW รศ. ดร. ชัยวุฒิ ฉัตรอุทัย
PE รศ. ดร. วิจิตร กิณเรศ
CM รศ. ดร. กอบชัย เดชหาญ
CT รศ. ดร. วันชัย ริ้วรุจา
EL ผศ. ดร. ยุทธนา คิดใจเดียว
DS รศ. ดร. สุรพันธ์ เอื้อไพบูลย์
CP ผศ. ดร. สุรินทร์ กิตติธรกุล
PH รศ. ดร. สุริภณ สมควรพาณิชย์
GN ผศ. ดร .อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

PW อ.ไชยะ แช่มช้อย
PE รศ. ดร. ยุทธนา กุลวิทิต
CM รศ. ดร. วาทิต เบญจพลกุล
CT ผศ. ดร. สุชิน อรุณสวัสดิ์วงศ์
EL รศ. ดร. สมชัย รัตนธรรมพันธ์
DS รศ. ดร. สมชาย จิตะพันธ์กุล
CP รศ. ดร. เอกชัย ลีลารัศมี
PH ผศ. ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ
GN รศ. ดร. มานะ ศรียุทธศักดิ์
BE ผศ. ดร. อาภรณ์ ธีรมงคลรัศมี

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

PW รศ. ดร. ตฤณ แสงสุวรรณ
PE ผศ. ดร. ศิริโรจน์ ศิริสุขประเสริฐ
CM ผศ. ดร. ศรีจิตรา เจริญลาภนพรัตน์
CT ผศ. ดร. พีระยศ แสนโภชน์
EL ผศ. ดร. ชูเกียรติ การะเกตุ
DS รศ. ดร. วุฒิพงศ์ อารีกุล
CP รศ. ดร. มงคล รักษาพัชรวงศ์
PH ดร. พิสุทธิ์ รพีศักดิ์
GN ผศ. ดร. วชิระ จงบุรี
BE ผศ. ดร. ดุสิต ธนเพทาย

มหาวิทยาลัยเชียงใหม่

PW ผศ. ดร. สมบูรณ์ นุชประยูร
PE รศ. ดร. สุทธิชัย เปรมฤดีปรีชาชาญ
CM ผศ. ธราดล โกมลมิศร์
CT อ. จิรศักดิ์ วิลาสเดชานนท์
EL ผศ. ดร. นิภาภนธ์ ศิริพล
DS ผศ. ดร. เสริมศักดิ์ เอื้อตรงจิตต์
CP ผศ. กสิน ประกอบไวทยกิจ
PH ผศ. พันธ์ธาดา นรากร
GN รศ. ดร. เอกชัย แสงอินทร์
BE รศ. ดร. นิพนธ์ ธีระอำพน

คณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

PW ผศ. สุนทร ปิยรัตนวงศ์
PE ผศ. ดร. กุสุมาลย์ เฉลิมยานนท์
CM ผศ. ดร. กิตติพัฒน์ ตันตระรุ่งโรจน์
CT ผศ. อนุวัตร ประเสริฐสิทธิ์
EL ผศ. ดร. ภาณุมาส คำสัตย์
DS รศ. ดร. ชูศักดิ์ ลิ่มสกุล
CP รศ. ดร. เกริกชัย ทองหนู
GN ผศ. ดร. พรชัย พฤกษ์ภัทรานนท์
BE ผศ. คณดิถ เจษฎ์พัฒนานนท์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

PW ดร. เชิดชัย ประภานวรัตน์
PE ผศ. อุดมศักดิ์ ยั่งยืน
CM ผศ. ดร. พินิจ กำหอม
CT รศ. ดร. เอก ไชยสวัสดิ์
EL รศ. บุญรักษ์ จิปิภพ
DS ผศ. ดร. บัณฑิต ทิพากร
CP รศ. ดร. ธำรงรัตน์ อมรรักษา
GN รศ. ดร. โกสินทร์ จำนงไทย

มหาวิทยาลัยขอนแก่น

PW รศ. กิตติพงษ์ ตันมิตร
CM รศ. ดร. วิระสิทธิ์ อิ่มถวิล
EL ผศ. ดร. จีรนุช เสงี่ยมศักดิ์
PH ผศ. ดร. นันทกานต์ วงศ์เกษม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

PW ผศ. ดร. ธีรธรรม บุณยะกุล
PE รศ. ดร. วิบูลย์ ชื่นแขก
CM รศ. ดร. ประยุทธ อัครเอกฒาลิน
CT ผศ. ดร. บัลลังก์ เนียมมณี
EL รศ. ดร. ณชล ไชยรัตนะ
DS รศ. ไชยันต์ สุวรรณชีวะศิริ
CP ผศ. ดร. มารอง ผดุงสิทธิ์
PH รศ. ดร. ประยุทธ อัครเอกฒาลิน
GN ดร. พิสิทธิ์ ลิ่วธนกุล

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

PW อ. พินิจ จิตจริง
PE ดร. วันชัย ทรัพย์สิงห์
CM ผศ. จินตนา นาคะสุวรรณ
CT ดร. ฉัตรชัย ศุภพิทักษ์สกุล
EL ดร. อำนวย เรืองวารี
DS ดร. จักรี ศรีนนท์ฉัตร
CP ดร. กิตติวัณณ์ นิ่มเกิดผล
PH อ. วิโรจน์ พิราจเนนชัย
GN ผศ. ดร. สมชัย หิรัญวโรดม

คณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

PW ผศ. ดร. สลิลทิพย์ สินธุสนธิชาติ
CM ดร. สาวัสดิ์ บุญยะเวศ
CT ดร. ทิพย์ แม้นเมฆ
EL ผศ. ดร. ธีรยศ เวียงทอง
DS รศ. ดร. พีระพล ยุวภูษิตานนท์
CP ผศ. ดร. ธันวา ศรีประโมง
PH รศ. ดร. อธิคม ฤกษบุตร
GN รศ. ดร. สุเจตน์ จันทรังษ์

มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์

PW รศ. ดร. พิชัย อารีย์
PE รศ. ดร. ไพบูลย์ นาคมหาชลาสินธุ์
CM ดร. ดามพ์เมษ บุญยะเวศ
CT ผศ. ดร. ศุภชัย วรพจน์พิศุทธิ์
PH รศ. ดร. วันชัย ไพจิตโรจนา
GN รศ. ณรงค์ บวบทอง
BE ผศ. ดร. นภดล อุชายภิชาติ

มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ

PW ดร. ธนาธิป สุ่มอิ่ม
PE รศ. ดร. เวคิน ปิยรัตน์
CM รศ. วรธน อาจฤทธิ์
CT ผศ. พินิจ เทพสาธร
EL ผศ. ศิริพงษ์ ฉายสินธ์
DS ผศ. ชัยณรงค์ คล้ายมณี
CP ผศ. วัชรชัย วิริยะสุทธิวงศ์
PH ดร. นำคุณ ศรีสนิท
GN ดร. วงศ์วิทย์ เสนะวงศ์
BE ดร. สมภพ รอดอัมพร

มหาวิทยาลัยศรีปทุม

PW รศ. ดร. กีรติ ชยะกุลคีรี
PE อ. วันชัย จันไกรผล
CM รศ. ดร. ณรงค์ อยู่ถนอม
CT ผศ. ดร. เริงวุฒิ ชูเมือง
EL ดร. สัญญา คูณขาว
DS ผศ. ดร. ปรีชา กอเจริญ
CP ดร. นิมิต บุญภิรมย์
PH อ. เอกชัย ดีศิริ
GN ผศ. พศวีร์ ศรีโหมด
BE อ. เพชร นันทิวัฒนา

มหาวิทยาลัยมหิดล

PW ดร. ธรรมวฤทธิ์ สิงหวิลัย
PE ผศ. ดร. ชัชวาลย์ เยรบุตร
CM ดร. ธัชชะ จุลชาต
CT รศ. ดร. ฉัตรชัย เนตรพิศาลวนิช
EL ผศ. เดชา วิไลรัตน์
DS ดร. พรชัย ชันยากร
CP อ. วรวิทย์ อิศรางกูร ณ อยุธยา
GN ผศ. ดร. ภูมินท์ กิระวนิช
BE ผศ. ดร. เซง เลิศมโนรัตน์

มหาวิทยาลัยสยาม

PW ผศ. ดร. อาทิตย์ โสตรโยม
PE ดร. ยงยุทธ นาราษฎร์
CM พล.ท. ดร. สมพงษ์ ตุ้มสวัสดิ์
EL ผศ. วิภาวัลย์ นาคทรัพย์
CP รศ. ดร. วิเชียร เปรมชัยสวัสดิ์
GN ผศ. ไวยพจน์ ศุภบวรเสถียร

มหาวิทยาลัยกรุงเทพ

PW ดร. ณัฐภพ นิ่มปีติวัน
CM ผศ. สงกรานต์ กันทวงศ์
CT อ. อัครพงศ์ เอกศิริ
EL อ. สมศักดิ์ อภิรักษ์สมบัติ
DS ผศ. ธนะศักดิ์ พันธ์ประสิทธิ์
CP ดร. ลออ บุญเกษม
PH รศ. ดร. ทิพรัตน์ วงษ์เจริญ
GN อ. กัญจนา พัฒนวรพันธุ์
BE ผศ. ดร. สุพจน์ สุขโพธารมณ์

ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (NECTEC)

PW ดร. ศิริยา สกลธนารัตน์
PE ดร. กนกเวทย์ ตั้งพิมลรัตน์
CM ดร. ลออ โควาวิสารัช
CT ดร. ราชพร เขียนประสิทธิ์
EL ดร. อัมพร โพธิ์ใย
DS ดร. เสาวภาคย์ ธงวิจิตรมณี
CP ดร. ศุภกร สิทธิไชย
PH ดร. ศรัณย์ สัมฤทธิ์เดชขจร
GN ดร. กมล เขมรังสี

มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี

PW ดร. คมสันต์ ดาโรจน์
PE รศ. ทวีคูณ สวรรค์ตรานนท์
CM ดร. วรการ วงศ์สายเชื้อ
CT ผศ. ดร. มงคล ปุษยตานนท์
EL ดร. ขนิษฐา แก้วแดง
DS ดร. ประสิทธิ์ นครราช
CP รศ. อุทัย สุขสิงห์
PH อ. นักรบ จินาพร
GN ดร. สุชิน ไตรรงค์จิตเหมาะ
BE ดร. ศุภฤกษ์ จันทร์จรัสจิตต์

มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย

PW ผศ. ดร. วันชัย ฉิมฉวี
PE ผศ. ดร. เกษม อุทัยไขฟ้า
CM ผศ. ดร. สันต์ชัย รัตนนนท์
CT ผศ. ดร. ศุภเชษฐ์ อินทร์เนตร
EL ผศ. สุภนันท์ ตันวรรณรักษ์
DS ผศ. วรินทร์ วงษ์มณี
CP ผศ. อมร ตันวรรณรักษ์
PH อ. ณัฐพร ฤทธิ์นุ่ม
GN ดร. ธานัท รุ่งศิรธนะ
BE ดร. ศุภฤกษ์ มานิตพรสุทธ์

คณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิ
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์

PW รศ. บุญเลิศ สื่อเฉย
PE ผศ. สิริวิช ทัดสวน
CM ผศ. ณัฐ จันท์ครบ
CT ผศ. ดร. เดชา พวงดาวเรือง
EL รศ. ดร. อิทธิพงศ์ ชัยสายันต์
DS ผศ. สมศักดิ์ สิริโปราณานนท์
CP ผศ. นอ. ไชโย ธรรมรัตน์ รน.
PH ผศ. ชูเกียรติ พงษ์พานิช
GN ผศ. วิชัย แซ่ลี่

มหาวิทยาลัยเกษมบัณฑิต

PW ผศ. วิญญู แสวงสินกสิกิจ
PE ผศ. อนุชิต เจริญ
CT อ. ณธรรม เกิดสำอางค์
EL อ. บัญชา บูรพัฒนศิริ
DS อ. ธีรยุทธ จันทร์แจ่ม
GN อ. สุธี รุกขพันธุ์

มหาวิทยาลัยวลัยลักษณ์

CM ดร. อจลวิชญ์ ฉันทวีโรจน์
CT ดร. สราวุธ จันทเขต
EL ผศ. วิจิตรา เพ็ชรกิจ
CP อ. ชิระวัฒน์ วัฒนพานิช

มหาวิทยาลัยธนบุรี

PW อ. ประดิษฐ์พงศ์ สุขศิริถาวรกุล
PE อ. จิรศักดิ์ ส่งบุญแก้ว
DS อ. ปิยะณัฐ ใจตรง
PH รศ. ยืน ปาระเคน
GN อ. สมเกียรติ คงคะชาติ

มหาวิทยาลัยรังสิต

PW ดร. รัชชัย สุพัฒนา
PE อ. กิตติศักดิ์ ไตรพิพัฒพรชัย
CM ดร. ไพศาล งามจรรยาภรณ์
CT ดร. ดวงอาทิตย์ ศรีมูล
EL ดร. สมบูรณ์ ศุขสาตร
DS ดร. อรรจน์ โกญจนาท
CP ดร. อรรจน์ โกญจนาท
GN รศ. วรศักดิ์ นิรัคฆนาภรณ์
BE รศ. ดร. โอภาส จุฑาเทพ

มหาวิทยาลัยนเรศวร

PW ดร. แคทรียา สุวรรณศรี
PE ดร. นิพัทธ์ จันทรมินทร์
DS ผศ. ดร. สุชาติ แย้มเม่น
BE ผศ. ดร. สุชาติ แย้มเม่น

คณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34

มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์

PW รศ. ดร. พันธ์เทพ เลาหชัย

PE อ. ยุทธนา จงเจริญ

CM รศ. ดร. บงการ หอมนาน

DS ดร. ชัยพร เขมะภาตะพันธ์

CP ดร. วรพล พงษ์เพ็ชร

GN รศ. ปุณยวีร์ จามจรีกุล

มหาวิทยาลัยอีสเทิร์นเอเชีย

PW อ. ชุติพนธ์ อู่ยายโสม

PE อ. ชุติพนธ์ อู่ยายโสม

สารบัญ

CM015 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมสำหรับการสื่อสารย่าน KU Band **701**
สมศักดิ์ อรรคทิมากูล[1] ศักดิ์ชัย ตันติวิวัทน์[2] และ ศรัณย์ ชูคดี[1]
[1] มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
[2] มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลศรีวิชัย

CM016 การปรับปรุงวงจรกรองความถี่ผ่านแถบโดยใช้วงจรคัปเปลอร์แบบไม่สมมาตรและอินดัคทีฟโหลด **705**
พัชร เมธากุลธวัช และ นิภาภณช์ ศิริพล
มหาวิทยาลัยเชียงใหม่

CM017 An Improved Frequency Estimation Method for LTE in Idle Mode **709**
Pakorn Ubolkosold
Bangkok University

CM018 สายอากาศไมโครสตริปแบบยากิอูดะ 5 อิลิเมนต์อาเรย์สำหรับเครือข่ายไร้สาย **713**
ธนะกิจ วัฒกีกำธร กิจจา ลักษณ์อำนวยพร มณพ ดำน้อย และ เกวลี วงสำแดง
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลพระนคร

CM019 สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมบนระนาบสร้างเงาที่มีช่องว่างไม่สมมาตรและ **717**
สตับโหลดแบบขั้นสำหรับย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง
ปวีร์ ชัยบุญ อภิรดา นามแสง และ อำนวย เรืองวารี
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

CM020 การออกแบบสายอากาศรูปคล้ายสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนสองแถบความถี่ **721**
สำหรับการประยุกต์ใช้งานบนร่างการมนุษย์
มนตรี ชินานุปกรณ์ ไพรัตน์ ทศดี และ ชาญชัย ทองโสภา
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

CM021 เทคนิคแถบหยุดแบบผสมผสานบนสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส **725**
สมชาย สาลีขาว เทิดพันธุ์ กิ่งสุวรรณพงษ์ และ มันธิตา มณีรักษ์
มหาวิทยาลัยเทคโนนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

CM022 การออกแบบและแบบจำลองสายอากาศโมโนโพลแบบแถบความถี่คู่กับสตัปรูปหกเหลี่ยม **729**
ทิวากร สมวรรณ และ ไพฑูรย์ รักเหลือ
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

การออกแบบและแบบจำลองสายอากาศโมโนโพลแบบแถบความถี่คู่กับสตัปรูปหกเหลี่ยม

Design And Model of The Dual Band Monopole Antenna With A Hexagon Shape Stub

ทิวากร สมวรรณ[1] ไพฑูรย์ รักเหลือ[1]

[1] ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

คลอง 6 อ. ธัญบุรี ปทุมธานี 12110 โทร.02-549-3420 E-Mail: t_somwan@hotmail.com

CM022

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอเทคนิคการปรับความถี่ โดยการเพิ่มสตัปรูปหกเหลี่ยม ของสายอากาศโมโนโพลรูปหกเหลี่ยมป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม เพื่อใช้สำหรับเครือข่ายไร้สาย สายอากาศออกแบบบนแผ่น FR4 ซึ่งมีขนาดเล็ก ง่ายต่อการสร้าง และต้นทุนต่ำ สายอากาศมีขนาด (4.4 x 3.5 ซม.) การจำลอง ออกแบบ และวัดผลการทดลองจริง ใช้วิธีการ Moment Method (MoM)ด้วยโปรแกรม IE3D ผลการทดลองพบว่าการเพิ่มสตัปรูปหกเหลี่ยม สามารถปรับความถี่ โดยขึ้นกับพื้นที่ของสตัป ที่ความถี่รีโซแนนซ์แรก และรีโซแนนซ์ที่สอง ให้การสูญเสียย้อนกลับอยู่ในระดับต่ำที่ -23 dB และ -29 dB การตอบสนองความถี่ของสายอากาศมีอยู่ 2 แถบความถี่ คือ ความถี่ 2.4GHz (2.33GHz – 2.59GHz) และ แถบความถี่ 5 GHz (4.7GHz – 6.4GHz) การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเป็นแบบ 2 ทิศทาง สายอากาศที่สร้างขึ้นคลอบคลุมความถี่ใช้งานWLAN(2.4/5.2GHz)

คำสำคัญ: สายนำสัญญาณระนาบร่วม, เครือข่ายไร้สาย, สายอากาศโมโนโพล,

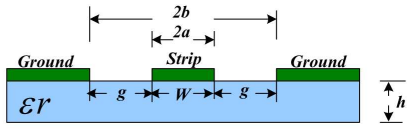
Abstract

This paper presents a increasing frequency technique using a hexagons stub of the coplanar waveguide hexagon shape monopole antenna. For wireless networks. Antenna design on FR4, which is small Easy to make and low cost. antenna size (4.4 x 3.5 cm) to simulate and experiments the design using Moment Method (MoM) using IE3D software. The results showed that with the present of the hexagons shape stub can adjust the frequency. the enhanced frequency can be tunable depending on the stub area. Return losses of -25 and -29 dB for the first and second resonant frequency, respectively, Frequency response of the antenna has two frequency band is 2.4GHz (2.3 GHz – 2.58GHz) and 5.1GHz (4.7 GHz – 6.4 GHz). the radiation of the antenna is a bi-direction. Antenna covers a frequency to use WLAN (2.4/5.2GHz).

Keywords: Coplanar waveguide, WLAN, Monopole Antenna

1. บทนำ

การสื่อสารไร้สายในปัจจุบัน มีความสำคัญต่อการสื่อสารเป็นอย่างยิ่ง และเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง โดยเฉพาะการสื่อสารบอร์ดแบนด์ โครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย(WLAN) และโครงข่ายระดับเมืองไร้สาย (WMAN) ที่ใช้เทคโนโลยี WiFi และ WiMAX มีการพัฒนาอย่างมาก จึงต้องการสายอากาศใช้ในการรับส่งที่มีประสิทธิภาพสูง มีขนาดเล็กและราคาถูก ซึ่งสายอากาศที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม(CPW) เป็นอีกทางเลือกหนึ่ง ซึ่งปัจจุบันมีผู้วิจัยในการพัฒนาสายอากาศที่นำมาใช้กับการสื่อสารนี้อย่างต่อเนื่อง [1 – 3] มีการวิจัยของสายอากาศที่สามารถตอบสนองช่วงความถี่ แบบ2 ช่วงความถี่ (dual band) [1,2] และการประยุกต์ใช้งานในการสื่อสารไร้สาย WLAN และ WIMAX [3]โดยสายอากาศที่สร้างขึ้นจะเป็น แบบโมโนโพล ที่ใช้การป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม (Coplanar Waveguide) หรือ CPW – FED ซึ่งข้อดีของสายอากาศชนิดนี้ คือ มีขนาดเล็ก สร้างง่ายเพราะใช้แผ่นวงจรพิมพ์ด้านเดียว และมีแบนวิดท์ที่กว้าง วัตถุประสงค์ของงานวิจัยนี้ คือ ออกแบบ และสร้างสายอากาศให้สามารถใช้งานได้ ในระบบการสื่อสารไร้สายWLAN โดยใช้การป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม โดยเน้นขนาดเล็ก ราคาถูก สร้างง่ายบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR4 ซึ่งหลักการพื้นฐานของสายนำสัญญาณระนาบร่วม แบบไม่มีกราวด์ด้านหลังสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 1 [4]

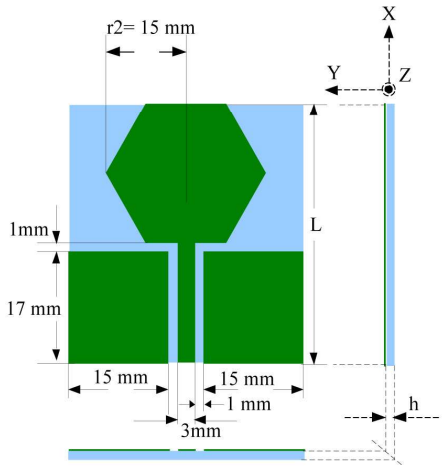


รูปที่ 1 โครงสร้างของสายนำสัญญาณระนาบร่วม

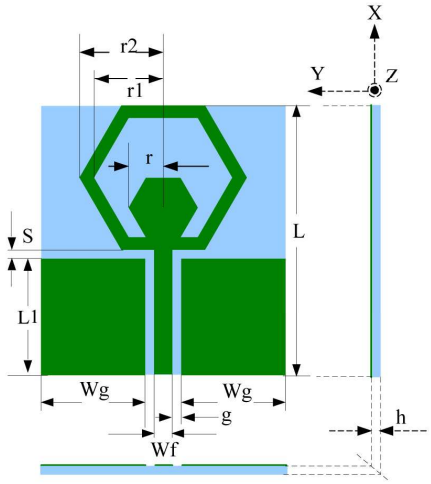
2. การออกแบบโครงสร้างและการจำลองผลสายอากาศ

ในการออกแบบสายอากาศใช้แผ่นวงจรพิมพ์ แบบ FR 4 ที่มีแผ่นฐานเป็นวัสดุEpoxy มีสัมประสิทธิ์การนำไฟฟ้า (Dielectric constant) (ε_r) = 4.4 ค่าการสูญเสียแทนเจนท (Loss Tangent) 0.002 และมีค่าความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก (h) 1.64 มิลลิเมตร ขนาดความหนาของ

แผ่นทองแดงเท่ากับ 0.03 มิลลิเมตร ขนาดของสายอากาศโดยรวม (กว้าง x ยาว) คือ (4.4 x 3.5 ซม.) รูปทรงของสายอากาศแสดงในรูปที่2 ซึ่งค่าตัวแปร L คือ ความยาวของสายอากาศ ตัวแปร Wg และ L1 คือ ความกว้าง และความยาวของพื้นที่กราวด์ทั้งสองข้างของสายอากาศ ค่า Wf มีค่าเท่ากับ 3 มม. และ g มีค่าเท่ากับ 1 มม. จากนั้นทำการเลือกตัวแปรที่ดีที่สุดของสายอากาศรูปหักเหลี่ยม ทีละตัวแปรโดยเลือกตัวแปร r,r1 และ r2 ตามลำดับ ซึ่งได้ค่าตัวแปรที่ดีที่สุด ดังนี้ Wf – 3 มม. ,Wg – 15 มม. , L1 = 17 มม. ,S = 1 มม. , g = 1 มม. ,L = 43.98 มม. ,r = 6.5 มม. , r1= 12 มม. และ r2 = 15 มม.

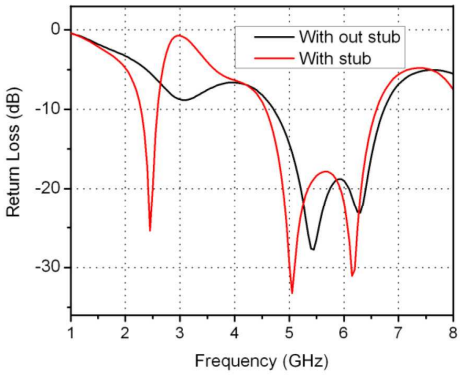


a) สายอากาศที่ไม่ใส่สตับ

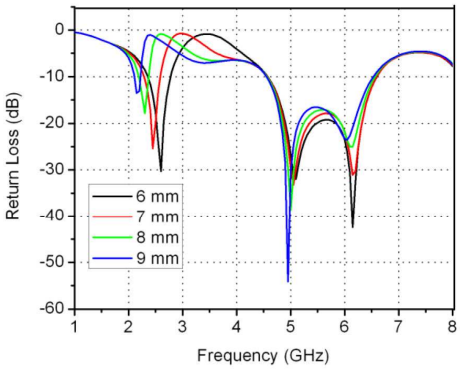


b) สายอากาศที่ปรับปรุงโดยการเพิ่มสตับรูปหกเหลี่ยม

รูปที่ 2 โครงสร้างของสายอากาศ

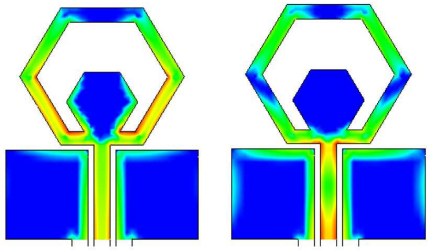


a) เปรียบเทียบการใส่สตับและไม่ใส่สตับ



b) การปรับตัวแปร r ของสายอากาศรูป 2-b

รูปที่ 3 ค่า Return loss ของตัวแปรต่างๆ ตลอดย่านความถี่

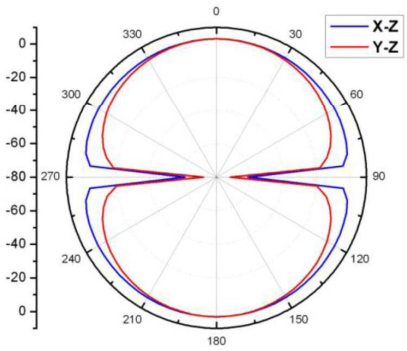


(a) 2.44 GHz (b) 5 GHz

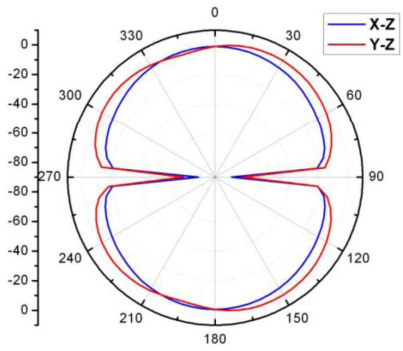
รูปที่ 4 Current distribution ของสายอากาศ

จากรูปที่ 4 (a) และ (b) คือผลการจำลอง Current distribution ของสายอากาศที่ความถี่ 2.44GHz และ 5GHz ตามลำดับ แสดงให้เห็นถึงลักษณะการไหลของกระแสในสายอากาศ โดยส่วนที่มีผลกับความถี่

รีโซแนนซ์ความถี่แรก คือสตับรูปหกเหลี่ยม และส่วนที่มีผลกับความถี่รีโซแนนซ์ความถี่ที่สองคือขอบด้านล่างของของสายอากาศ



รูปที่ 5 การจำลองRadiation Pattern ที่ความถี่รีโซแนนซ์แรก 2.44GHz



รูปที่ 6 การจำลองRadiation Pattern ที่ความถี่รีโซแนนซ์ที่สอง 5 GHz

จากการจำลองผลการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความถี่รีโซแนนซ์ สองความถี่แรก ดังรูปที่ 5 และ 6 ตามลำดับ พบว่าลักษณะการแพร่กระจายคลื่นมีแนวโน้มเป็นแบบ 2 ทิศทาง (Bi-directional)

3. ผลการทดลองและการอภิปรายผล

ตารางที่ 1 ค่าความถี่รีโซแนนซ์ที่1 ที่ปรับค่าตั้งแต่ r = 6 ถึง r = 9 mm.

Diameter 2r (mm)	12	14	16	18
Frequency@f_1 (GHz)	2.58	2.36	2.24	2.18
Wavelength (mm)	116.28	127.12	133.92	137.61
$\frac{2r}{\lambda}$	0.1	0.11	0.12	0.13

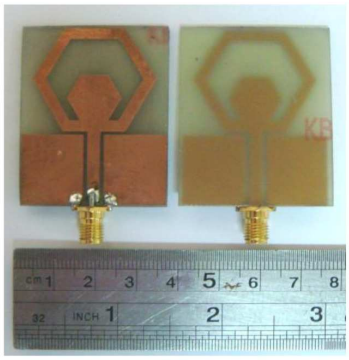
จากผลการทดลองในตารางนำมาทำการวิเคราะห์ผลที่ได้จากการ Simulation และหาสมการความถี่ เมื่อสังเกตค่าความถี่แรก ที่ได้จากการsimulation ตั้งแต่ r = 6 mm ถึง r = 9 mm พบว่าค่า $2r/\lambda$ จะมีค่าที่สามารถจำลองด้วยแบบจำลองคณิตศาสตร์ที่เพิ่มขึ้นทีละ 1 ซึ่งเห็นได้ชัดเจนเมื่อเปลี่ยนค่า r จะได้ตัวเลขค่าจาก $2r/\lambda$ เป็นค่า K ดังนั้นหาค่าความถี่ จากสมการ $f = C/\lambda$ เมื่อ C เป็นค่าความเร็วของแสงในสุญญากาศซึ่งมีค่าเท่ากับ 3 x 10^8 m/s ซึ่งจากสมการพื้นฐานนี้นำไปสู่การหาค่าของ $2r/\lambda$ เมื่อ r เป็นรัศมีของรูปหกเหลี่ยม และให้ตัวแปรอื่นเป็นค่าคงที่ดังนั้นจะได้สมการดังนี้

$$f1 = KC/2r \qquad (1)$$

ตารางที่ 2 การเปรียบเทียบความถี่แรกที่ได้จากการคำนวณจากสมการ(1)

Diameter 2r (mm)	12	14	16	18
Frequency@f_1 (GHz) Simulation	2.58	2.36	2.24	2.18
Frequency@f_1 (GHz) Mathematics Model	2.5	2.357	2.25	2.166
% Difference	3.1	0.3	0.44	0.64

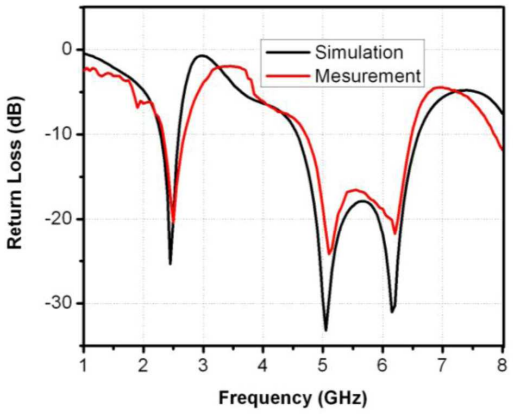
จากสมการ(1) เมื่อทดลองแทนค่า r = 6 ถึง r = 9 mm. หาค่าความคาดเคลื่อนที่ได้จากการทดลองได้ตามตารางที่ 2 จะเห็นว่าสมการ (1) สามารถใช้ทำนายความถี่รีโซแนนซ์ความถี่แรกได้ โดยมีค่าความคาดเคลื่อนในระดับที่ยอมรับได้ซึ่งสามารถใช้ประโยชน์ในการทำนายและออกแบบสายอากาศที่มีโครงสร้างคล้ายกันนี้



รูปที่ 7 รูปถ่ายสายอากาศตัวต้นแบบ

เมื่อทำการออกแบบและจำลองผล ได้ผลที่เป็นที่น่าพอใจแล้วจึงนำขนาดของชิ้นงานที่ได้จากการ Export file ไปทำการprint และนำไปสร้างเป็นชิ้นงานโดยการกัดแผ่น print แล้วจึงนำแผ่น print ที่ได้ไป

ประกอบกับ SMA connector ซึ่งมีค่า Impedance 50 Ω ซึ่งได้สายอากาศตัวต้นแบบดังรูปที่ 7 ผลที่ได้จากเครื่อง Network Analyzer จะเห็นว่าสายอากาศสามารถรับ – ส่ง สัญญาณได้ 2 ย่านความถี่ คือ ความถี่ 2.4 GHz (2.33GHz – 2.59 GHz) และ ความถี่ 5 GHz (4.7 GHz – 6.4 GHz) โดย มีค่า Return loss -20dB และ -24dB ตามลำดับดังรูปที่ 8



รูปที่ 8 ผลการ Simulation กับการวัดจริง

4. สรุปผล

บทความนี้นำเสนอการออกแบบและแบบจำลองสายอากาศโมโนโพลแบบแถบความถี่คู่กับสตับปรูปหกเหลี่ยม โดยสายอากาศ มีขนาดเล็ก ง่ายต่อการสร้าง และต้นทุนต่ำ สายอากาศมีขนาด (4.4 x 3.5 ซม.) สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR4 โดยใช้หลักการป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม จากผลการวิจัยพบว่า การตอบสนองความถี่ของสายอากาศมีอยู่ 2 แถบความถี่ คือ ความถี่ 2.4GHz มีแบนวิดท์ 10.83% (2.33GHz – 2.59GHz) และ 5GHz มีแบนวิดท์ 34 % (4.7GHz – 6.4GHz) การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเป็นแบบ 2 ทิศทาง (Bidirectional) ดังนั้นงานวิจัยนี้สามารถนำไปประยุกต์ในการออกแบบสายอากาศ ระบบสื่อสารที่ต้องการใช้งานในย่าน WLANที่มีความถี่ 2.4GHz (2.4GHz - 2.484GHz) และที่ความถี่ 5.2GHz(5.13GHz – 5.35GHz)

5. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีที่สนับสนุนซอฟท์แวร์ เครื่องมือในการทดสอบ และสถานที่ รวมทั้งขอขอบคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนา เชียงราย สำหรับสถานที่ในการทำงานวิจัยในครั้งนี้

เอกสารอ้างอิง

[1] Horng-Dean Chen,Hong-Twu Chen, “A CPW-Fed Dual-Frequency Monopole Antenna”, IEEE ,2004

[2] Hanhua Yang, Shu Yan, “Design of a Dualband Printed Monopole Antenna for WLAN applications”,IEEE,2008

[3] Wen-Shan Chen,Yu-Chen Chang, Hong-Twu Chen,“Novel Design of Printed Monopole Antenna for WLAN/WiMAX Applications”, IEEE,2007

[4] R.N.Simons. “Coplanar Waveguide circuits ,Components,and Systems.” New York :John Wiley &Son, 2001.

[5] C.A.Balanis, “AntennaTheory : Analysis and esign ,2nd Edition”, John wiley&Sons Inc: 1997 .

[6] IE3D User’s Manual Release9,Zelandsoftware,inc.U.S.A,2002

ประวัติผู้วิจัย

ทิวากร สมวรรณ สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี อส.บ. สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคมจากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าแขนงอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี และเป็นอาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนา เชียงราย งานวิจัยที่สนใจด้านสายอากาศย่านความถี่ไมโครเวฟ

ไพฑูรย์ รักเหลือ สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี อส.บ.สาขาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ (เกียรตินิยม) วศ.ม.สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ และ วศ.ด วิศวกรรมไฟฟ้าสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และ เป็นอาจารย์ประจำ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ ด้านวิศวกรรมสายอากาศ วิศวกรรมดาวเทียม

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายทิวากร สมวรรณ
วัน เดือน ปีเกิด	26 กันยายน 2524
ที่อยู่	28 หมู่ 7 ต.แม่ปืม อ.เมือง จ.พะเยา
การศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนาเชียงราย ปี พ.ศ. 2547
ประสบการณ์การทำงาน	
พ.ศ. 2547 – พ.ศ. 2555	ตำแหน่งอาจารย์สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนาเชียงราย