

สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการจูนสตัปสำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย

**DUAL BAND MICROSTRIP ANTENNA WITH TUNING STUB  
FOR WLAN COMMUNICATIONS**



สุวัฒน์ สกุลชาติ

SUWAT SAKULCHAT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

พ.ศ. 2552

สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการจูนสตั๊ปสำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

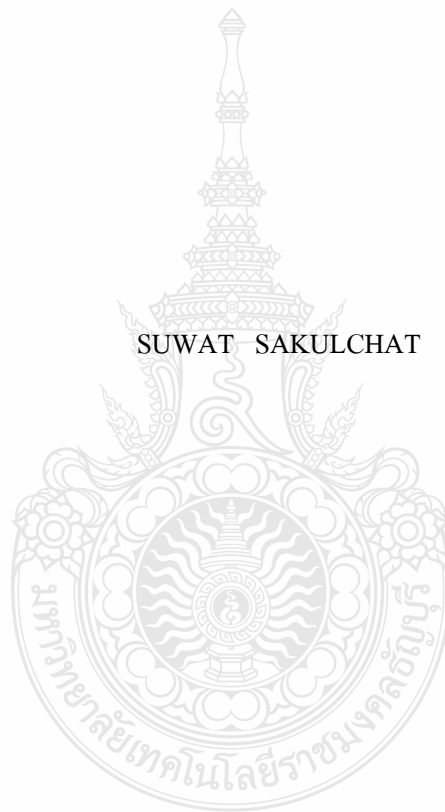
คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

พ.ศ. 2552

**DUAL BAND MICROSTRIP ANTENNA WITH TUNING STUB  
FOR WLAN COMMUNICATIONS**

SUWAT SAKULCHAT



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILMENT OF THE REQUIREMENT FOR  
THE DEGREE OF MASTER OF ENGINEERING  
IN ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
RAJAMANGALA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THANYABURI

2009

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นงานวิจัยที่เกิดจากการค้นคว้าและวิจัยขณะที่ข้าพเจ้าศึกษาอยู่ในคณะ  
วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ดังนั้นงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ถือเป็น  
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีและข้อความต่างๆในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอ  
รับรองว่าไม่มีการคัดลอกหรือนำงานวิจัยของผู้อื่นมานำเสนอในชื่อของข้าพเจ้า

นายสุวัฒน์ สกุธชาติ





ใบรับรองวิทยานิพนธ์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์ สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการจูนสตัปสำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย  
DUAL BAND MICROSTRIP ANTENNA WITH TUNING STUB FOR  
WLAN COMMUNICATIONS

ชื่อนักศึกษา นายสุวัฒน์ สกฤตชาติ

รหัสประจำตัว 114960402009-3

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

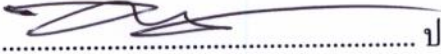
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

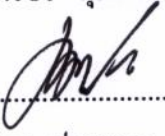
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก ดร. อำนวย เรืองวารี

วัน เดือน ปี ที่สอบ 30 สิงหาคม 2552 เวลา 10.00 – 12.00 น.

สถานที่สอบ ห้องประชุมชั้น 7 ณ อาคารเฉลิมพระเกียรติ 80 พรรษา 5 ธันวาคม 2550  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

  
..... ประธานกรรมการ  
(ดร. ฉัตรชัย สุภพิทักษ์สกุล)

  
..... กรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร. ประยุทธ์ อัครเอกฉាលิน)

  
..... กรรมการ  
(ดร. จักรี ศรีนนท์ฉัตร)

  
..... กรรมการ  
(ดร. อำนวย เรืองวารี)

  
.....  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมชัย หิรัญวโรดม)  
คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสัดบสำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย
นักศึกษา	นายสุวัฒน์ สกุลชาติ
รหัสประจำตัว	114960402009-3
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า แขนงวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
ปีการศึกษา	2552
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ดร. อำนวย เรืองวารี

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการศึกษาและการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสัดบ โดยใช้สัดบ 3 รูปแบบคือแบบรูปสี่เหลี่ยมคางหมู แบบรูปสามเหลี่ยม และแบบสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน โดยทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบ (Simulation) โครงสร้างของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D สายอากาศที่นำเสนอถูกออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์มเพื่อประยุกต์ใช้งานกับเครือข่ายการสื่อสารไร้สายสองย่านความถี่

โดยแบบแรกตัวสายอากาศมีการจูนด้วยสัดบรูปสี่เหลี่ยมคางหมูมีความถี่ใช้งานช่วงต่ำเท่ากับ 2.237-2.838 GHz และความถี่ใช้งานช่วงสูงเท่ากับ 5.138-6.045 GHz ค่าแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำมีค่าเท่ากับ 0.601 GHz และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูงมีค่าเท่ากับ 0.907 GHz ส่วนแบบที่สองตัวสายอากาศมีการจูนด้วยสัดบรูปสามเหลี่ยมมีย่านความถี่ใช้งานช่วงต่ำเท่ากับ 2.297-2.952 GHz และย่านความถี่ใช้งานช่วงสูงเท่ากับ 5.138-6.051 GHz ค่าแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำมีค่าเท่ากับ 0.655 GHz และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูงมีค่าเท่ากับ 0.913 GHz และแบบที่สามตัวสายอากาศมีการจูนด้วยสัดบรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนมีย่านความถี่ใช้งานช่วงต่ำเท่ากับ 2.351-3.138 GHz และย่านความถี่ใช้งานช่วงสูงเท่ากับ 5.138-6.021 GHz ค่าแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำมีค่าเท่ากับ 0.787 GHz และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูงมีค่าเท่ากับ 0.883 GHz

สายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสัดบทั้งสามรูปแบบนี้จะครอบคลุมความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) โดยผลจากการวัดค่าความถี่เรโซแนนซ์ แบนด์วิดท์ และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีแนวโน้มใกล้เคียงกันกับผลจากการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศ

คำสำคัญ : สายอากาศแบบไมโครสตริป, เครือข่ายการสื่อสารไร้สาย, สองย่านความถี่, จูนสัดบ

**Thesis Title:** DUAL BAND MICROSTRIP ANTENNA WITH TUNING  
STUB FOR WLAN COMMUNICATIONS

**Student Name:** Mr. Suwat Sakulchat

**Student ID:** 114960402009-3

**Degree Award:** Master of Engineering

**Study Program:** Electrical Engineering  
(Electronics and Telecommunication Engineering)

**Achievement year:** 2009

**Thesis Advisor:** Dr. -Ing. Amnoi Ruengwaree

### ABSTRACT

This thesis presents experimental design of microstrip antenna with trapezoidal, triangular and rhombus tuning stubs. The proposed structure is simulated using IE3D program. The antenna is excited with 50 Ohm microstrip line and designed for dual band frequency.

First experiment, using trapezoidal tuning stub, the dual band frequencies are 2.237-2.838 GHz and 5.138-6.045 GHz. The bandwidth at lower resonance frequency is 0.601 GHz, while upper resonance frequency is 0.907 GHz. Second experiment, using triangular tuning stub, the dual band frequencies are 2.297-2.952 GHz and 5.138-6.051 GHz. The bandwidth at lower resonance frequency is 0.655 GHz, while upper resonance frequency is 0.913 GHz. Finally experiment, using rhombus tuning stub, the dual band frequencies are 2.351-3.138 GHz and 5.138-6.021 GHz. The bandwidth at lower resonance frequency is 0.787 GHz, while upper resonance frequency is 0.883 GHz.

Microstrip antennas with trapezoidal, triangular and rhombus tuning stubs can support WLAN communications covering IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) and IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz). The IE3D simulation results show that the resonance frequency, bandwidth and radiation pattern are agreed with the measurement results.

**Keyword:** Microstrip Antenna, Dual Band, WLAN, Tuning Stub

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลือของ ดร. อำนวย เรืองวาริ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์และได้รับคำแนะนำจากผู้ช่วยศาสตราจารย์ จินตนา นาคะสุวรรณ อาจารย์ ไพฑูรย์ รักเหลือ อาจารย์ วิโรจน์ วิจารณ์ชัย และอาจารย์ อภิศดา นามแสง อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีรวมทั้งให้ความอนุเคราะห์ทางด้านเครื่องมือและสถานที่ทำงานวิจัยและขอขอบคุณ ดร. จักริ ศรีนนท์ฉัตร และอาจารย์ จักรกฤษณ์ อ่อนชื่นจิตร ที่ได้ให้ข้อเสนอแนะและข้อคิดเห็นอื่นๆ

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวรวมทั้งคุณคมสันต์ กาญจนสิทธิ์ และเพื่อนๆ ที่เป็นกำลังใจแก่ผู้วิจัยเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

สุวัฒน์ สกุธชาติ

30 สิงหาคม 2552





## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	จ
สารบัญรูป	ฉ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ	ช
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	2
1.4 ขั้นตอนงานวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและโครงสร้างสายอากาศ	4
2.1 ทบทวนวรรณกรรม	4
2.2 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริป	6
2.3 วิธีการวิเคราะห์	8
2.4 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์	24
2.5 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า	29
บทที่ 3 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริป	30
3.1 การออกแบบสายอากาศ	30
3.2 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัทธิรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส	35
3.3 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัทธิรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	36
3.4 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัทธิรูปสี่เหลี่ยมคางหมู	38
3.5 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัทธิรูปสามเหลี่ยม	39
3.6 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัทธิรูปสี่เหลี่ยมขนม เปียกปูน	40
3.7 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัทธิรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส และสลิตโหลด	43
3.8 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัทธิรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า และสลิตโหลด	44

## สารบัญ

	หน้า
3.9 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลด	45
3.10 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลด	46
3.11 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลด	47
3.12 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล	50
3.13 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล	57
3.14 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล	65
บทที่ 4 ผลการจำลองแบบและผลการวัดสายอากาศ	74
4.1 ผลการวิเคราะห์การจำลองแบบ	74
4.2 การสร้างและผลการวัดสายอากาศ	99
4.3 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า	103
4.4 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศสร้างจริง	105
บทที่ 5 บทสรุป	114
5.1 สรุปผลการวิจัย	114
5.2 ข้อเสนอแนะ	116
เอกสารอ้างอิง	117
ภาคผนวก	120
ก. คุณสมบัติของ SMA Connector	120
ข. คุณสมบัติของสายอากาศด้านตัวส่ง	129
ค. ผลงานวิจัยตีพิมพ์	136
ประวัติผู้เขียน	149

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ แบนด์วิดท์ และขนาดของสายอากาศ เมื่อมีการเพิ่ม ระดับรูปแบบต่างๆ	41
3.2 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ แบนด์วิดท์ และขนาดของสายอากาศ เมื่อมีการเพิ่ม ระดับและสลิทโหลด	49
3.3 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู และสลิทโหลดคู่รูปตัวแอล	57
3.4 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสามเหลี่ยมและ สลิทโหลดคู่รูปตัวแอล	65
3.5 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการจูนระดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียก ปูนและสลิทโหลดคู่รูปตัวแอล	73
4.1 ค่า S11 และแบนด์วิดท์จากการจำลองแบบของระดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิท โหลด คู่รูปตัวแอล เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า <i>LA5</i>	75
4.2 ค่า S11 และแบนด์วิดท์จากการจำลองแบบของระดับรูปสามเหลี่ยมและสลิท โหลดคู่รูป ตัวแอล เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า <i>LB5</i>	77
4.3 ค่า S11 และแบนด์วิดท์จากการจำลองแบบของระดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิท โหลดคู่รูปตัวแอลเมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า <i>WC3</i>	79
4.4 เปรียบเทียบค่า S11 และแบนด์วิดท์ ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบของระดับ สี่เหลี่ยมคางหมูและสลิท โหลดคู่รูปตัวแอล	102
4.5 เปรียบเทียบค่า S11 และแบนด์วิดท์ ของผลการวัดจริงกับผลการจำลองแบบของระดับ รูปสามเหลี่ยมและสลิท โหลดคู่รูปตัวแอล	103
4.6 เปรียบเทียบค่า S11 และแบนด์วิดท์ ของผลการวัดจริงกับผลการจำลองแบบของระดับ รูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิท โหลดคู่รูปตัวแอล	103
4.7 ขนาดระยะบริเวณสนามไฟฟ้าของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับ รูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิท โหลดคู่รูปตัวแอล	104
4.8 ขนาดระยะบริเวณสนามไฟฟ้าของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับ รูปสามเหลี่ยมและสลิท โหลดคู่รูปตัวแอล	104
4.9 ขนาดระยะบริเวณสนามไฟฟ้าของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับ รูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิท โหลดคู่รูปตัวแอล	104
5.1 เปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์การลดขนาดของสายอากาศแบบไมโครสตริปกับงานวิจัยในอดีต	114

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างตัวสายอากาศสี่เหลี่ยมผืนผ้า	7
2.2 แบบการแผ่พลังงานของสายอากาศ	9
2.3 การจำลองแบบสายส่งของสายอากาศ	10
2.4 แบบจำลองผนังกำแพงแม่เหล็กของสายอากาศแบบไมโครสตริป	13
2.5 แบบจำลองโปรแกรมแผ่พลังงานของสายอากาศ	18
2.6 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์	24
2.7 โหมดในการคัปปลิงของสายส่งสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป	24
2.8 ลักษณะบริเวณขอบเขตสนามไฟฟ้าของสายอากาศ	30
3.1 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ได้จากการคำนวณ	35
3.2 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปตามรูปที่ 3.1	35
3.3 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส	36
3.4 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสตามรูปที่ 3.3	36
3.5 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	37
3.6 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าตามรูปที่ 3.5	37
3.7 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู	38
3.8 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูตามรูปที่ 3.7	38
3.9 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสามเหลี่ยม	39
3.10 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสัดับรูปสามเหลี่ยมตามรูปที่ 3.9	39
3.11 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน	40
3.12 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนตามรูปที่ 3.11	41
3.13 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) และแบนด์วิดท์จากการจำลองแบบ เมื่อมีการเพิ่มสัดับรูปแบบต่างๆ	42

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
3.14 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสและสลิต โหลด	43
3.15 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบเมื่อเพิ่มสตัดรูปสี่ เหลี่ยมจัตุรัสและสลิตโหลดตามรูปที่ 3.14	43
3.16 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและสลิต โหลด	44
3.17 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสตัดรูปสี่ เหลี่ยมผืนผ้าและสลิตโหลดตามรูปที่ 3.16	45
3.18 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิต โหลด	45
3.19 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสตัดรูปสี่ เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดตามรูปที่ 3.18	46
3.20 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสามเหลี่ยมและสลิต โหลด	46
3.21 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสตัดรูป สามเหลี่ยมและสลิตโหลดตามรูปที่ 3.20	47
3.22 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียก ปูนและสลิตโหลด	47
3.23 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสตัดรูป สี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดตามรูปที่ 3.22	48
3.24 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) และแบนด์วิดท์ จากการจำลองแบบ เมื่อ มีการเพิ่มสตัดรูปแบบต่างๆและสลิตโหลด	49
3.25 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิต โหลดคู่รูปตัวแอล	50
3.26 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสามเหลี่ยมและสลิต โหลดคู่รูปตัวแอล	58
3.27 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน และสลิตโหลดรูปตัวแอล	66

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
4.1 ค่า S11 จากการจำลองแบบของสักรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า $LA5$	74
4.2 ค่า S11 จากการจำลองแบบของสักรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล เมื่อ $LA5 = 7$ มิลลิเมตร	76
4.3 ค่า S11 จากการจำลองแบบของสักรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า $LB5$	76
4.4 ค่า S11 จากการจำลองแบบของสักรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล เมื่อ $LB5 = 11$ มิลลิเมตร	78
4.5 ค่า S11 จากการจำลองแบบของสักรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า $WC3$	78
4.6 ค่า S11 จากการจำลองแบบของสักรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล เมื่อ $WC3 = 9.6$ มิลลิเมตร	80
4.7 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz ในระนาบ x-z plane	81
4.8 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz ในระนาบ y-z plane	81
4.9 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz ในระนาบ x-z plane	82
4.10 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz ในระนาบ y-z plane	82
4.11 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz ในระนาบ 3 มิติ	84







## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
4.34 ความหนาแน่นกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz	98
4.35 ทิศทางกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz	98
4.36 ความหนาแน่นกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz	99
4.37 ภาพถ่ายสายอากาศต้นแบบ	100
4.38 เปรียบเทียบค่า S11 และแบนด์วิดท์ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ	102
4.39 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล	106
4.40 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล	107
4.41 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล	108
4.42 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz ระนาบ x-z plane	110
4.43 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz ระนาบ y-z plane	111
4.44 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.8 GHz ระนาบ x-z plane	112
4.45 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.8 GHz ระนาบ y-z plane	113

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

BW	Band Width
C	Capacitor
CPW	Coplanar Waveguide
D	Distance
dB	Decibel
EFIE	Electric Field Integral Equation
GHz	Giga Hertz
HP	Hewlett Packard
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineer
MOM	Method of Moment
Q	Quality Factor
S11	ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ
TEM	Transverse Electric-Magnetic
TM	Transverse Mode
VSWR	Standing Wave Ratio
WLAN	Wireless Local Area Network
$\Delta$	Delta

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เนื่องจากสายอากาศแบบไมโครสตริปเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบพาสซีฟชนิดหนึ่งที่มีความสำคัญต่องานในด้านการสื่อสารข้อมูลซึ่งสายอากาศชนิดนี้มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และราคาถูกเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศชนิดอื่นๆ รูปแบบพื้นฐานของสายอากาศแบบไมโครสตริปแบ่งตามลักษณะโครงสร้างที่นิยมใช้งานทั่วไป [1, 2, 3] ได้แก่ สายอากาศแบบแผ่น (Patch antenna) สายอากาศแบบช่องเปิด (Slot antenna) และสายอากาศแบบไดโพล (Dipole antenna) ซึ่งโครงสร้างของสายอากาศดังกล่าวสามารถออกแบบเป็นสายอากาศที่มีรูปร่างหลากหลายแตกต่างกันและได้รับความนิยมนำมาใช้ในการประยุกต์ใช้งานเนื่องจากการออกแบบทำได้ง่าย อีกทั้งรูปแบบการป้อนสัญญาณสามารถทำได้หลายวิธี เช่น CPW (Coplanar waveguide) สายโคแอกเซียล (Coaxial cable) และไมโครสตริปไลน์ (Microstrip line) เป็นต้น

การนำสายอากาศแบบไมโครสตริปมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับระบบเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สาย (Wireless communication system) มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องและกว้างขวางเช่น การสื่อสารดาวเทียม ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ และโครงข่ายการสื่อสารไร้สาย (WLAN) เป็นต้น จากสาเหตุที่กล่าวมาข้างต้นจึงมีการวิจัยและพัฒนาสายอากาศแบบไมโครสตริปให้ก้าวหน้ายิ่งขึ้นสำหรับรองรับโครงข่ายการสื่อสารไร้สาย (WLAN) ในปัจจุบันนับว่าเป็นการสื่อสารที่มีการประยุกต์ใช้งานกันอย่างแพร่หลาย ซึ่งย่านความถี่ที่ใช้สำหรับโครงข่ายการสื่อสารไร้สายนี้มีการกำหนดอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE 802.11 b/g, IEEE 802.16a และ IEEE 802.16d (2.4-2.4835 GHz, 5.15-5.35 GHz และ 5.7-5.9 GHz) ตามลำดับ [2] การออกแบบสายอากาศเพื่อรองรับย่านความถี่ใช้งานตามมาตรฐานเพียงหนึ่งย่านความถี่จะมีความยุ่งยากในการออกแบบน้อยกว่าการออกแบบสายอากาศเพื่อรองรับย่านความถี่ใช้งานตามมาตรฐานมากกว่า 1 ย่านความถี่

การใช้งานสายอากาศในย่านความถี่ 2 ย่านความถี่โดยทั่วไปจะอาศัยสายอากาศหรือการสร้างสายอากาศหลายๆ ชิ้นเพื่อให้สามารถรองรับย่านความถี่มาตรฐานมากกว่า 1 ย่านความถี่ทำให้เกิดการสิ้นเปลืองเวลาในการออกแบบและต้นทุนการสร้างสายอากาศ ดังนั้นเพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าวผู้วิจัยจึงได้มีความสนใจที่จะออกแบบสายอากาศให้รองรับความถี่ใช้งานตามมาตรฐานสองย่านความถี่โดยใช้วัสดุเพียงชิ้นเดียวซึ่งมาตรฐานดังกล่าวคือ IEEE 802.11b/g, IEEE 802.16a และ IEEE 802.16d

จากงานวิจัย [2, 3, 4, 5, 6, 7] เป็นการนำเสนอรูปแบบและเทคนิคในการออกแบบสายอากาศเพื่อให้รองรับความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g, IEEE 802.16a และ IEEE

802.16d โดยมีนัยสำคัญที่ความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์เป็นหลัก ซึ่งที่ค่าแบนด์วิดท์ช่วงความถี่ต่ำ (2.4-2.4835 GHz) มีความกว้างที่สุดคือ 0.13 GHz และขนาดของตัวสายอากาศที่เล็กที่สุดมีความกว้างเท่ากับ 42 มิลลิเมตรและความยาวเท่ากับ 32 มิลลิเมตร ซึ่งคิดเป็นขนาดพื้นที่เท่ากับ 1344 ตาราง มิลลิเมตร

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอสายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและรูปสามเหลี่ยม โดยเพิ่มสลิต (Slit) โหลดคู่รูปตัวแอล (L) และป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณไมโครสตริป (Microstrip Line) ซึ่งส่วนของสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล (L) จะวางอยู่ด้านซ้ายและด้านขวาของตัวสายอากาศซึ่งจะทำหน้าที่ในการปรับแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงและ ในส่วนของสลับทั้งแบบรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและรูปสามเหลี่ยมจะออกแบบเพื่อทำหน้าที่ปรับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศเพื่อให้สามารถรองรับเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g, IEEE 802.16a และ IEEE 802.16d โดยมุ่งเน้นเพื่อลดขนาดของตัวสายอากาศให้มีขนาดลดลงมากกว่างานวิจัยที่เคยนำเสนอผ่านมาแล้วและยังสามารถรองรับการสื่อสารไร้สายสองย่านความถี่ได้ดั้งเดิม

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1.2.1 เพื่อศึกษาการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่รองรับการสื่อสารไร้สายสองย่านความถี่

1.2.2 เพื่อศึกษาพฤติกรรมของสลิตโหลดและสลับเมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศแบบไมโครสตริป

1.2.3 เพื่อศึกษาการลดขนาดของสายอากาศแบบไมโครสตริป

1.2.4 เพื่อศึกษาเทคนิคและวิธีการวัดคุณลักษณะของสายอากาศแบบไมโครสตริป

1.2.5 เพื่อศึกษาการประยุกต์ใช้งานสายอากาศในระบบมาตรฐานเครือข่ายการสื่อสารไร้สาย

## 1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบและสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปต้นแบบมีการจูนโดยใช้สลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู และรูปสามเหลี่ยมเพื่อประยุกต์ใช้งานที่ความถี่มาตรฐาน IEEE 802.11b/g, IEEE 802.16a และ IEEE 802.16d

1.3.2 สามารถลดขนาดของสายอากาศแบบไมโครสตริปต้นแบบโดยใช้เทคนิคการเพิ่มสลิตโหลดและสลับเข้าไปในตัวสายอากาศ

1.3.3 วิเคราะห์หารูปแบบการเปลี่ยนรูปการใช้สลิตโหลดและสลับที่เหมาะสมกับสายอากาศต้นแบบ

## 1.4 ขั้นตอนการวิจัย

- 1.4.1 ศึกษาข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศแบบไมโครสตริป
- 1.4.2 ศึกษาเทคนิคการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริป
- 1.4.3 ศึกษาเทคนิคการนำสตั้มมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศแบบไมโครสตริป
- 1.4.4 ศึกษาเทคนิคการนำสลิทโหลดมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศแบบไมโครสตริป
- 1.4.5 ศึกษาการใช้งานระบบเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE
- 1.4.6 ศึกษาการใช้งานโปรแกรม IE3D เพื่อใช้ในการวิเคราะห์แบบจำลอง
- 1.4.7 ทำการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปเพื่อประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สายสองย่านความถี่เพื่อรองรับมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz)
- 1.4.8 ทำการวิเคราะห์สัญญาณจากผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D
- 1.4.9 ทำการสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปจากผลการจำลองแบบที่สามารถใช้งานได้  
ในทางปฏิบัติ
- 1.4.10 วิเคราะห์เปรียบเทียบผลการวัดและจำลองแบบและสรุปผลการวิจัย



## บทที่ 2

### ทฤษฎีและโครงสร้างสายอากาศ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศชนิดต่างๆ และสายอากาศแบบไมโครสตริปโดยมีรายละเอียดแสดงถึงลักษณะทางกายภาพของสายอากาศ โครงสร้างสายอากาศ วิธีการป้อนสัญญาณ และอธิบายถึงวิธีการวิเคราะห์สายอากาศ

#### 2.1 ทบทวนวรรณกรรม

จากการศึกษางานวิจัยที่ผ่านมา มีนักวิจัยหลายท่านได้เสนอแนวคิดเพื่อแก้ปัญหาเกี่ยวกับการลดขนาดของสายอากาศและตัวสายอากาศนั้นยังสามารถรองรับการสื่อสารไร้สายสองย่านความถี่คือ T. Archevapanich, J. Nakasuwan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai และ T. Wakabayashi [2] ได้ออกแบบสายอากาศรูปตัววีแบบช่องเปิดสำหรับรองรับความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) ซึ่งการออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปตัววีนี้ทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำ 2.46 GHz ค่าแบนด์วิดท์ 2.4-2.52 GHz (0.12 GHz) และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูง 5.3 GHz ค่าแบนด์วิดท์ 4.82-6.32 GHz (1.50 GHz) โดยมีขนาดความกว้างของตัวสายอากาศเท่ากับ 42 มิลลิเมตร และมีขนาดความยาวของตัวสายอากาศเท่ากับ 32 มิลลิเมตร ซึ่งการออกแบบสายอากาศรูปตัววีแบบช่องเปิดมีข้อดีคือค่าแบนด์วิดท์ที่แถบความถี่ช่วงความถี่สูงกว้างกว่าแบบอื่นแต่ก็มีข้อเสียคือค่าแบนด์วิดท์ที่แถบความถี่ช่วงความถี่ต่ำยังมีความกว้างแคบกว่า [4]

ไกรสร สาริษา [3] นำเสนอสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบแถบความถี่กว้างที่มีการจูนสลับสามเหลี่ยมด้านเท่าเพื่อลดขนาดของตัวสายอากาศและเพิ่มแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้น โดยสายอากาศสามารถประยุกต์ใช้งานความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) จากผลการออกแบบสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบแถบความถี่กว้างที่มีการจูนสลับสามเหลี่ยมด้านเท่าทำให้ได้ความถี่แถบกว้าง (Wideband) ที่ค่าแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 1.85-6.39 GHz โดยขนาดความกว้างของตัวสายอากาศเท่ากับ 70 มิลลิเมตร และขนาดความยาวของตัวสายอากาศเท่ากับ 70 มิลลิเมตร ซึ่งการออกแบบสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบแถบความถี่กว้างที่มีการจูนสลับสามเหลี่ยมด้านเท่านี้มีข้อดีคือได้ค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างมากแต่มีข้อเสียคือขนาดของตัวสายอากาศยังมีขนาดค่อนข้างใหญ่กว่าสายอากาศที่นำเสนอในงาน [2, 5]

U. Kongmuang [4] นำเสนอสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสลิทโหลดเข้ามาเพิ่มความกว้างของแบนด์วิดท์ให้รองรับความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายสองย่านความถี่ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g และ IEEE 802.16a โดยสลิทโหลดออกแบบเป็นรูปตัว Y วางอยู่ที่มุมทั้งสี่ของตัวสายอากาศทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำ 2.44 GHz ค่าแบนด์วิดท์ 2.38-2.51 GHz (0.13 GHz) และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูง 5.31 GHz ค่าแบนด์วิดท์ 4.68-5.93 GHz (1.24 GHz) โดยขนาดความกว้างของตัวสายอากาศเท่ากับ 36 มิลลิเมตรขนาดความยาวของตัวสายอากาศเท่ากับ 39 มิลลิเมตรและขนาดความกว้างของกราวด์เพลนเท่ากับ 75 มิลลิเมตรขนาดความยาวของกราวด์เพลนเท่ากับ 75 มิลลิเมตร ซึ่งการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสลิทโหลดรูปตัว Y มีข้อดีคือค่าแบนด์วิดท์ที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงกว้างมากแต่ก็มีข้อเสียคือขนาดของสายอากาศยังมีขนาดค่อนข้างใหญ่กว่าสายอากาศที่นำเสนอในงาน [2, 3, 5]

C. Chulvanich, J. Nakasuwan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai และ T. Wakabayashi [5] นำเสนอสายอากาศช่องเปิดสองแถบความถี่เพื่อให้รองรับความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g, IEEE 802.16a และ IEEE 802.16d โดยสายอากาศช่องเปิดสองแถบความถี่ทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำ 2.44 GHz ค่าแบนด์วิดท์ 2.38-2.505 GHz (0.125 GHz) และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูง 5.25 GHz ค่าแบนด์วิดท์ 5.125-5.39 GHz (0.265 GHz) ขนาดความกว้างของตัวสายอากาศเท่ากับ 46 มิลลิเมตรและขนาดความยาวของตัวสายอากาศเท่ากับ 48 มิลลิเมตร ซึ่งสายอากาศช่องเปิดสองแถบความถี่มีข้อดีคือได้ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำและสูงดีกว่าสายอากาศแบบ [2, 3, 4] แต่ก็มีข้อเสียคือค่าแบนด์วิดท์ทั้งที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำและสูงยังแคบกว่าสายอากาศที่นำเสนอในงาน [2, 4]

A. Duzdar และ G. Kompa [6] นำเสนอสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมคางหมูซึ่งประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g โดยออกแบบสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมคางหมูให้มีมุมของสี่เหลี่ยมคางหมูเท่ากับ 45 องศา ทำให้ได้ความถี่แถบกว้าง (Wideband) มีค่าความถี่ตั้งแต่ 1.0-4.2 GHz โดยขนาดความกว้างของตัวสายอากาศเท่ากับ 106 มิลลิเมตรและขนาดความยาวของตัวสายอากาศเท่ากับ 228.1 มิลลิเมตร ซึ่งการออกแบบสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมคางหมูนี้มีข้อดีคือได้ค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างแต่มีข้อเสียคือขนาดของตัวสายอากาศมีขนาดใหญ่กว่าสายอากาศที่นำเสนอในงาน [2, 3, 4, 5]

J. Y. Jan และ L. C. Wang [7] นำเสนอสายอากาศที่มีสล็อตรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนซึ่งประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11a และ IEEE 802.11d ทำให้ได้ความถี่แถบกว้าง (Wideband) มีค่าความถี่ตั้งแต่ 4.85-9.00 GHz โดยขนาดความกว้างของตัวสายอากาศเท่ากับ 70 มิลลิเมตรและขนาดความยาวของตัวสายอากาศเท่ากับ 70 มิลลิเมตร ซึ่งการออกแบบสายอากาศสล็อตรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนนี้มีข้อดีคือได้ค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างแต่มีข้อเสียคือขนาดของตัวสายอากาศมีขนาดใหญ่กว่าสายอากาศที่นำเสนอในงาน [2, 5]

## 2.2 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริป

โครงสร้างรูปร่างสายอากาศแบบไมโครสตริปมีหลากหลายรูปแบบแต่ที่ได้รับความนิยมอย่างกว้างขวางคือรูปร่างแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า โครงสร้างตัวสายอากาศประกอบด้วยแผ่นโลหะบางๆ มีหน้าที่เป็นตัวนำไฟฟ้าได้ดีวางอยู่บนชั้นฉนวนที่เป็นฉนวนในขณะที่ด้านล่างนั้นจะเป็นชั้นโลหะบางๆ เช่นกันซึ่งโลหะดังกล่าวมีหน้าที่เป็นระบบกราวด์ให้กับตัวสายอากาศแสดงดังรูปที่ 2.1 โดยที่ด้านความยาวของตัวสายอากาศ  $L$  มีความยาวประมาณ  $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$  เมื่อ  $\lambda_0$  เป็นความยาวคลื่นในอากาศ ด้านความกว้างของตัวสายอากาศ  $W$  ทำหน้าที่ปรับค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของตัวสายอากาศ และขนาดความหนาของแผ่นโลหะที่นำมาใช้งานจะมีความหนาน้อยมากๆ  $t \ll \lambda_0$  เมื่อ  $t$  คือความหนาของแผ่นโลหะ โดยที่ความหนา  $h$  ของฉนวนชั้นฉนวนที่มีค่าประมาณ  $0.0033\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$  และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r$  ซึ่งควรมีค่าน้อยๆ เพราะจะทำให้เกิดการสูญเสียของฉนวนชั้นฉนวนน้อย เป็นผลให้ค่าประสิทธิภาพการแผ่พลังงาน  $\eta_{radiation}$  มีค่าเพิ่มขึ้นและค่าแบนด์วิดท์กว้างมากขึ้น [8] โดยที่ค่าประสิทธิภาพการแผ่พลังงานและค่ากำลังการแผ่พลังงานคำนวณได้จาก

$$\eta_{radiation} = \eta_{mismatch} \times \eta_{dielectric} \times \eta_{conductor} \quad (2.1)$$

$$P_{radiation} = P_{input} \times \eta_{radiation} \quad (2.2)$$

เมื่อ  $P_{radiation}$  คือ กำลังของการแผ่พลังงาน

$P_{input}$  คือ กำลังของการป้อนเข้า

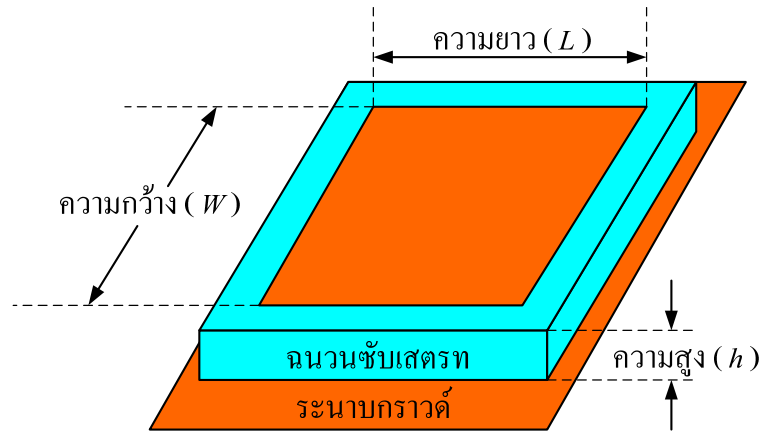
$\eta_{mismatch}$  คือ ค่าประสิทธิภาพของการมีสแมตช์ (Mismatch) เท่ากับ  $(1 - |\Gamma|^2)$

$\eta_{dielectric}$  คือ ค่าประสิทธิภาพของฉนวนชั้นฉนวน

$\eta_{conductor}$  คือ ค่าประสิทธิภาพของตัวนำสายอากาศ

สำหรับการออกแบบตัวสายอากาศที่มีขนาดกะทัดรัดนั้นต้องใช้ชั้นฉนวนที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูงส่งผลให้สายอากาศมีประสิทธิภาพต่ำและขนาดแบนด์วิดท์แคบ ดังนั้นการออกแบบควรคำนึงถึงผลกระทบระหว่างขนาดของตัวสายอากาศและประสิทธิภาพของตัวสายอากาศด้วยแสดงดังรูปที่ 2.1 ตัวสายอากาศที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor: Q) สูงมาก ค่า Q แสดงถึงค่าการสูญเสียของตัวสายอากาศและหากค่า Q มากก็จะส่งผลให้ขนาดแถบความถี่แคบและประสิทธิภาพต่ำ [9]





รูปที่ 2.1 โครงสร้างตัวสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [1]

ค่า Q มีค่าดังสมการ

$$Q = \frac{2\pi f_r W_i \left[ \frac{1}{h} \right]}{P_r + P_d + P_c + P_{sw}} \quad (2.3)$$

เมื่อ  $f_r$  คือ ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ

$P_r$  คือ การสูญเสียกำลังของการแผ่พลังงาน

$P_d$  คือ การสูญเสียกำลังของไดอิเล็กตริก

$P_c$  คือ การสูญเสียกำลังของตัวนำสายอากาศ

$P_{sw}$  คือ การสูญเสียของคลื่นที่พื้นผิว

$W_i$  คือ พลังงานสะสมของควิตี้ (Cavity)

$h$  คือ ความสูงของฉนวนชั้นสเตรท

$$Bandwidth = \frac{100(s-1)}{Q\sqrt{s}} \quad \text{โดยที่ } s = VSWR$$

$$\eta_{radiation} (\%) = \frac{P_r}{P_r + P_d + P_c} \times 100\%$$

โดยที่ค่า Q สามารถทำให้ลดลงได้ด้วยการเพิ่มค่าความหนาของฉนวนชั้นสเตรทแต่ค่าความหนาของฉนวนชั้นสเตรทที่เพิ่มขึ้นก็จะทำให้กำลังงานของผลรวมที่ถูกส่งออกมาจากแหล่งกำเนิดออกไปเป็นคลื่นผิว (Surface Wave) ของสายอากาศมีประสิทธิภาพลดลง โดยจะลดกำลังผลรวมที่มีต่อทิศทางกำลังการแผ่พลังงานและคลื่นผิวจะมีผลแปรผกผันกับคุณลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานและโพลาไรเซชันของสายอากาศ

## 2.3 วิธีการวิเคราะห์

วิธีการวิเคราะห์และพิจารณาสายอากาศมีอยู่ 3 วิธีได้แก่

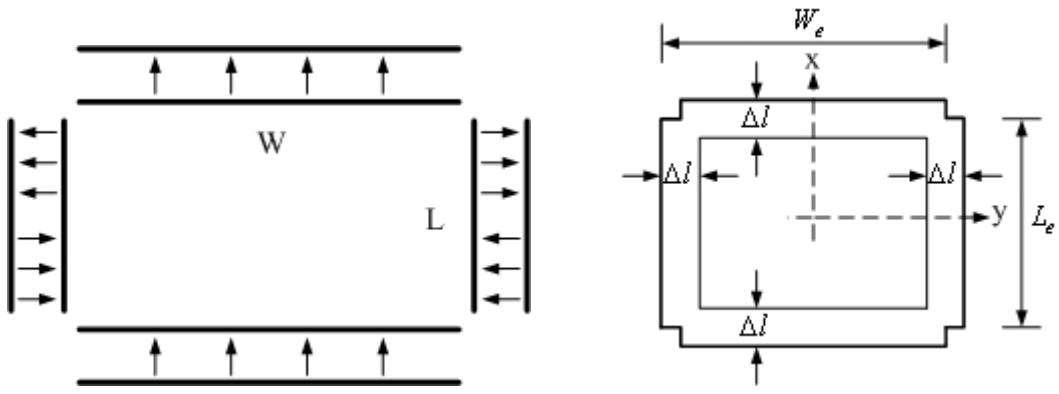
### 2.3.1 วิธีการจำลองแบบสายส่ง (Transmission Line Model) [10]

วิธีการนี้จะเป็นวิธีที่ง่ายที่สุดซึ่งจะทำให้เข้าใจถึงลักษณะทางกายภาพที่ดีแต่มีความถูกต้องน้อยเมื่อเทียบกับวิธีอื่นใน 3 วิธีที่จะกล่าวถึง โดยการจำลองแบบสายส่งแบบนี้ [11] ใช้ในการวิเคราะห์ขอบเขตภายในของสายอากาศซึ่งเป็นส่วนของสายส่งสัญญาณ โดยมีค่าอิมพีแดนซ์ ( $Z_0$ ) และค่าคงที่การแพร่กระจาย ( $\beta$ ) ซึ่งจะถูกกำหนดด้วยขนาดและรัศมีของตัวสายอากาศ พิจารณาขนาดสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า  $L \times W$  แสดงดังรูปที่ 2.2 โดยที่เส้นรอบรูปของตัวสายอากาศจะมีลักษณะเป็นผนังกำแพงสี่ด้านที่  $L$  ( $x = 0$ ) และที่  $W$  ( $y = 0$ ) ด้านทั้งสี่ของตัวสายอากาศจะสามารถแบ่งเป็นด้านที่มีการแผ่พลังงานและด้านที่ไม่มีการแผ่พลังงาน หลักการพิจารณาจะใช้ขอบของสายอากาศที่เป็นด้านความยาวสำหรับโหมด  $TM_{10}$  ของผนังด้านความยาวในตัวสายอากาศ  $L$  ( $x = 0$ ) จะเป็นด้านที่มีการแผ่พลังงานเนื่องจากสนามไฟฟ้าอยู่ในรูปแบบตามแนวความยาว ส่วนผนังด้านความกว้าง  $W$  ( $y = 0$ ) จะไม่มีการแผ่พลังงาน ซึ่งการแผ่พลังงานของโหนดแอดมิตแตนซ์ของผนังด้านความยาวในสายอากาศคือ  $Y_s = G_s + jB_s$  โดยที่  $G_s$  คือตัวนำกำลังการแผ่พลังงานจากขอบของตัวสายอากาศ  $B_s$  คือซัสเซปแตนซ์ของพลังงานสะสมในสนามฟรินจิง (Fringing) ที่ไม่มีการแผ่พลังงานออกไปที่ขอบของตัวสายอากาศที่  $y = 0$  และ  $W$  คือผนังด้านความกว้างซึ่งจะเป็นตัวกำหนดค่าเฟสคอนสแต้นต์ ( $\beta$ ) แสดงดังรูปที่ 2.3 (ก)

แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเกิดจากการจัดเรียงพลังงานจากช่องแคบๆ 2 ช่อง โดยมีระยะห่างของช่องเท่ากับความยาวของตัวสายอากาศ ค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศที่จุดป้อนสัญญาณมาจากการถ่ายเทจากขอบผนังของจุดป้อนสัญญาณซึ่งจากวงจรรูปที่ 2.3 (ก) เป็นดังสมการ

$$Y_{in} = Y_0 \left[ \frac{Y_0 + jY_s \tan(\beta L_1)}{Y_s + jY_0 \tan(\beta L_1)} + \frac{Y_0 + jY_s \tan(\beta L_2)}{Y_s + jY_0 \tan(\beta L_2)} \right] + jX_f, L_1 + L_2 = L \quad (2.4)$$

เมื่อ  $\gamma = j\beta$  และ  $Y_0$  คือค่าแอดมิตแตนซ์ของสายส่งสัญญาณที่  $x = L_1$  และ  $X_f$  คือค่าความต้านทานของสายส่งสัญญาณ [12, 13]



(ก)

(ข)

รูปที่ 2.2 แบบการแผ่พลังงานของสายอากาศ [10]

(ก) แบบการแผ่พลังงานสี่สี่ต่อ

(ข) แบบการแผ่พลังงานสี่สี่ต่อเพิ่มมุมสี่มุม

ค่าความเป็นตัวนำระหว่างขอบของการแผ่พลังงานสามารถคำนวณได้จากการอินทิเกรตระหว่างแบบรูปการแผ่พลังงานของกระแสแม่เหล็กทั้งสองของสายอากาศหาค่าได้ดังนี้ [13]

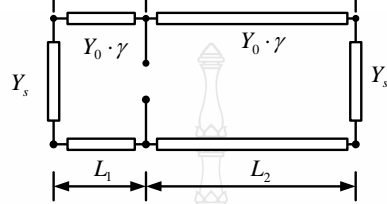
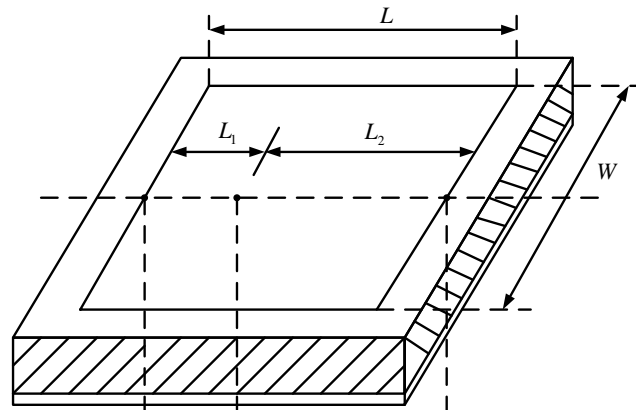
$$G_m = \frac{1}{60\pi^2} \int_0^{\pi/2} \sin^2 \left[ k_0 \frac{W}{2} \cos \theta \right] \tan^2 \theta \sin \theta J_0(k_0 L \sin \theta) d\theta \quad (2.5)$$

ดังนั้น  $Y_s = G_s - G_m + jB_s$  และ  $\beta(L_1 + L_2) \approx \pi$  ซึ่งได้ค่าความต้านทานอินพุตดังสมการที่ (2.6) [13]

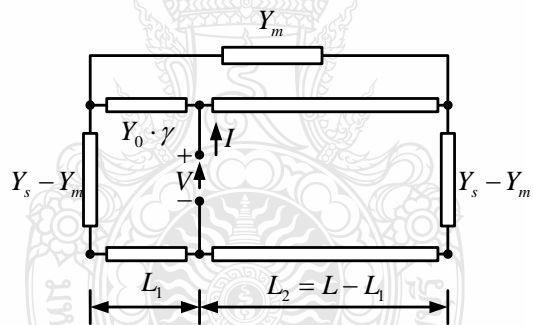
$$R_{in} = \frac{1}{2G} \left[ \cos^2(\beta L_1) + \frac{G^2 + B_s^2}{Y_0^2} \sin^2(\beta L_1) - \frac{B_s}{Y_0} \sin(2\beta L_1) \right] \quad (2.6)$$

$$R_{in} \approx \frac{1}{2G} \cos^2(\beta L_1) \quad \text{ซึ่งค่า } G, B_s \ll Y_0 \quad (2.7)$$

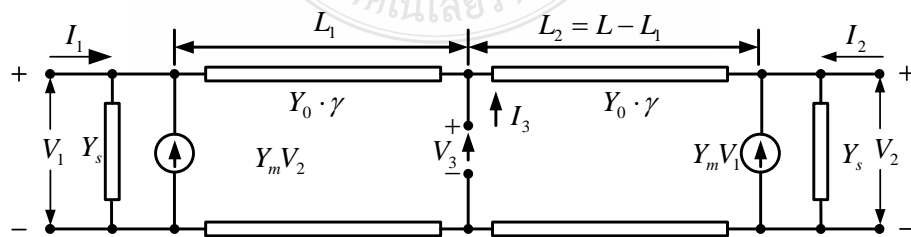
เมื่อ  $G = G_s - G_m$  และ  $\cos^2(\beta L_1)$  คือค่าความต้านทานอินพุตที่เปลี่ยนแปลง ซึ่งสามารถนำมาหาค่าแห่งในการป้อนสัญญาณที่ทำให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างตัวสายอากาศกับจุดป้อนสัญญาณได้



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.3 การจำลองแบบสายส่งของสายอากาศ [10]

(ก) การจำลองแบบสายส่ง

(ข) การจำลองแบบสายส่งที่มีการต่อร่วมกัน

(ค) การจำลองแบบโครงสร้างวงจรเสมือน

สายส่งที่มีการต่อร่วมกันระหว่างขบจุดต่อร่วมแอดมิตแตนซ์ ( $Y_m$ ) กับจุดปลายทั้งสองของสายส่ง ซึ่งการป้อนสัญญาณจากสายส่งสัญญาณไมโครสตริปไลน์หรือโคแอกเซียล สามารถแสดงโดยรูปแบบของแหล่งจ่ายกระแสที่จุดป้อนสัญญาณส่งไปตามสายส่งสัญญาณ ผลของวงจรเสมือนแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 (ข) โดยโครงสร้างดังกล่าวสามารถแก้ปัญหาความแตกต่างทั้งสองที่แตกต่างกันของแรงดันที่ข้ามผ่านจุดป้อนสัญญาณและอินพุตอิมพีแดนซ์ ( $Z_{in}$ ) สำหรับแอดมิตแตนซ์ร่วมจะประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสแรงดันอิสระส่งผ่านเซลล์แอดมิตแตนซ์ ( $Y_s$ ) ซึ่งจะได้โครงสร้างวงจรเสมือนตามรูปที่ 2.3 (ค) โดยค่าเมตริกซ์แอดมิตแตนซ์สำหรับโครงสร้างวงจรเสมือนแสดงได้ดังสมการ

$$Y = \begin{bmatrix} Y_s + Y_0 \coth(\gamma L1) & -Y_m & -Y_0 \csc h(\gamma L1) \\ -Y_m & Y_s + Y_0 \coth(\gamma L2) & -Y_0 \csc h(\gamma L2) \\ -Y_0 \csc h(\gamma L1) & -Y_0 \csc h(\gamma L2) & Y_0 (\coth(\gamma L1) + \coth(\gamma L2)) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

เมื่อ  $\gamma = \alpha + j\beta$  ซึ่งเป็นค่าคงตัวของกาการแพร่กระจายของสายส่งและ  $\alpha$  เป็นค่าการสูญเสียในไดอิเล็กตริกและตัวนำของสายอากาศ สำหรับการป้อนสัญญาณที่จุดที่ 3 และจุดป้อนกระแส  $I_3$  ค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์ที่แสดงดังสมการที่ (2.8), (เมื่อ  $I_1 = I_2 = 0$ ) จะแสดงได้ดังสมการ

$$Y_{in} = \frac{I_3}{V_3} = 2Y_0 \left[ \frac{Y_0^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_0 Y_s \coth(\gamma L) - (2Y_0 Y_m \csc h(\gamma L))}{(Y_0^2 - Y_s^2 + Y_m^2) \csc(\gamma L) + (Y_0^2 - Y_s^2 + Y_m^2) \csc h(\gamma L) \cosh(2\gamma \Delta) + 2Y_0 Y_s} \right] \quad (2.9)$$

เมื่อ

$$\Delta = |L/2 - L_1| = |L_2 - L/2| \quad (2.10)$$

เมื่อ  $L_1$  และ  $L_2$  คือค่าที่กำหนดจากรูปที่ 2.3

และเมื่อค่า  $I_2 = I_3 = 0$  ค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์จะหาได้จากสมการ

$$Y_{in} = \frac{Y_0^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_0 Y_s \coth(\gamma L) - 2Y_0 Y_m \csc h(\gamma L)}{Y_s + Y_0 \coth(\gamma L)} \quad (2.11)$$

### 2.3.2 วิธีการจำลองแบบโพรง (Cavity Model) [10]

ซึ่งจะมีความถูกต้องมากขึ้นกว่าวิธีแรกและทำให้เข้าใจถึงลักษณะทางกายภาพที่ดีขึ้นแต่วิธีนี้มีความซับซ้อนกว่าแบบแรก ซึ่งสายอากาศแบบไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีการตอบสนองความถี่ที่ให้แบนด์วิดท์แคบซึ่งสามารถทำให้อยู่ในรูปโพรงที่มีการสูญเสีย (Lossy cavity) ดังนั้นการจำลองแบบโพรง (Cavity Model) มาจากการวิเคราะห์ตัวสายอากาศในแบบจำลองโพรงได้มีการพัฒนามาจาก [14, 15, 16] ในแบบการจำลองนี้ภายในสายอากาศคือขอบเขตของโพรงโดยผนังกำแพงไฟฟ้า (Electric wall) อยู่ด้านบนและล่าง ส่วนผนังกำแพงแม่เหล็ก (Magnetic wall) อยู่ระหว่างเส้นรอบวงโดยที่ความหนาของชั้นสเตรทที่มีค่าประมาณ ( $h \ll \lambda_0$ )

สนามการแพร่กระจายในตัวสายอากาศสามารถแบ่งได้ 2 ส่วนคือสนามภายในและสนามภายนอก พิจารณาสถาปัตยกรรมภายในจากการจำลองแบบโพรงซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.4 ซึ่งค่าความหนาของไดอิเล็กตริกมีค่าน้อยสนามการแพร่กระจายที่อยู่ภายในสามารถอธิบายโดยอาศัย TM - z โหมด โดยที่  $\partial/\partial z \equiv 0$  ดังนั้นผลลัพธ์ที่ได้จะมี 3 องค์ประกอบได้แก่  $\bar{E}_z$ ,  $H_x$  และ  $H_y$  ดังนั้นสนามไฟฟ้าภายใน  $\bar{E}^i$  จะเป็นดังนี้

$$\nabla \times \nabla \times \bar{E}^i - k^2 \bar{E}^i = -j\omega\mu_0 \bar{J} \quad (2.12)$$

$$\nabla_z^2 \bar{E}_z - k^2 \bar{E}_z = j\omega\mu_0 \hat{z} \cdot \bar{J} \quad (2.13)$$

เมื่อ  $k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r$

$\bar{J}$  คือ ความเข้มข้นของกระแสไฟฟ้าภายนอก

$\hat{z}$  คือ เวกเตอร์หน่วยแนวแกน z

$\nabla_z$  คือ ตัวกระทำตามแนวแกน z

จากสมการที่ (2.12) มีขอบเขตการพิจารณาดังนี้

$$\hat{n} \times \bar{E}^i = 0 \quad \text{ซึ่งอยู่ด้านบนและด้านล่างของตัวนำ} \quad (2.14)$$

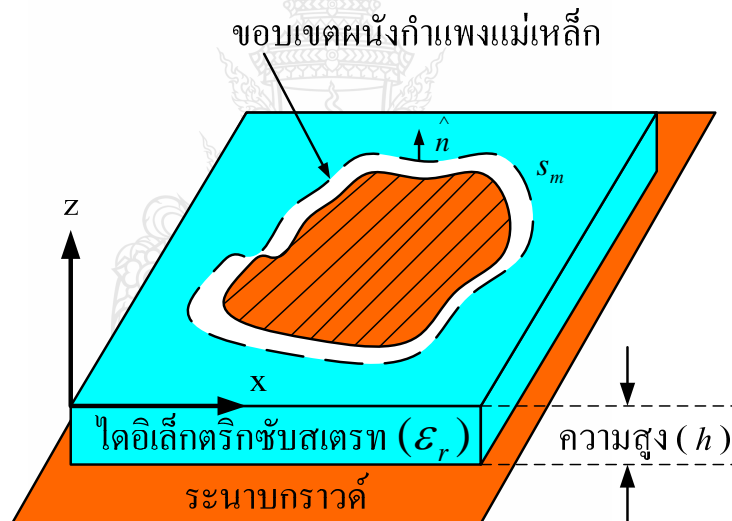
$$\left. \begin{aligned} \hat{n} \times \bar{E}^i &= \hat{n} \times \bar{E}^e \\ \hat{n} \times \bar{H}^i &= \hat{n} \times \bar{H}^e \end{aligned} \right\} \text{ซึ่งอยู่บนผนังกำแพงสนาม} \quad (2.15)$$

โดยที่  $\hat{n}$  คือ หน่วยของผนังกำแพงสนามภายนอก

$\overline{E}^e$  และ  $\overline{H}^e$  คือ ขอบเขตสนามภายนอก

ผนังกำแพงสนามจากสมการที่ (2.15) จะแปรผันตามค่าพารามิเตอร์  $\epsilon_r$  และ  $h$  ของชั้นสเตรทซึ่งจะเป็นตัวกำหนดรูปร่างและขนาดของระนาบกราวด์ซึ่งจะยากมากที่จะกำหนดรูปร่างและขนาดของตัวสายอากาศ สมมติว่าทุกๆ รูปร่างและขนาดของตัวสายอากาศจะมีสนามแม่เหล็กอยู่รอบๆ เส้นรอบวงของตัวสายอากาศ โดยที่สนามแม่เหล็กนี้มีระยะห่างจากขอบของตัวสายอากาศเป็นระยะเคลต้า  $\Delta$  ซึ่งแสดงตามรูปที่ 2.4 ระยะเคลต้า  $\Delta$  ที่ขยายออกไปจะทำให้เกิดการสะสมของพลังงานในสนามฟรินจิงก์ ซึ่งค่าเคลต้าสามารถหาได้จากค่าความหนาของชั้นสเตรทและรูปร่างของตัวสายอากาศซึ่งจากสมการ (2.15) จะแสดงใหม่ได้ดังนี้

$$\hat{n} \times \overline{H} = 0 \text{ อยู่บนผนังกำแพงแม่เหล็ก} \quad (2.16)$$



รูปที่ 2.4 แบบจำลองผนังกำแพงแม่เหล็กของสายอากาศแบบไมโครสตริป [10]

ซึ่งทำให้ง่ายในการคำนวณหาค่าของสนามภายใน อย่างไรก็ตามสนามที่ถูกต้องจะอยู่ในสมการที่ (2.15) เท่านั้น เนื่องจากสนามภายนอกไม่ได้ถูกนำมากำหนดสนามภายใน โดยที่สนามไฟฟ้าสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการดังนี้

$$E_z(x, y) = \sum_m \sum_n A_{mn} \psi_{mn}(x, y) \quad (2.17)$$

เมื่อ  $A_{mn}$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของขนาดสนามไฟฟ้า

$$(\nabla_t^2 + k_{mn}^2)\psi_{mn} = 0 \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial \psi_{mn}}{\partial n} = 0 \text{ อยู่บนกำแพงแม่เหล็ก} \quad (2.19)$$

นำสมการที่ (2.17) แทนในสมการที่ (2.13) จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ของขนาดสนามไฟฟ้าเป็นดังนี้

$$A_{mn} = \frac{j\omega\mu_0 \iint J_z \psi_{mn}^* ds}{k^2 - k_{mn}^2 \iint \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \quad (2.20)$$

ดังนั้นค่าสนามไฟฟ้าแสดงได้ดังสมการ

$$E_z = j\omega\mu_0 \sum_m \sum_n \frac{1}{k^2 - k_{mn}^2} \frac{\iint J_z \psi_{mn}^* ds}{\iint \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \psi_{mn} \quad (2.21)$$

และ

$$\vec{H} = \frac{1}{j\omega\mu_0} \hat{z} \times \nabla E_z \quad (2.22)$$

จากกรีนฟังก์ชัน (Green function) จะทำให้ค่า  $E_z$  เป็นดังนี้

$$E_z = \iint G(s | s') J_z ds' \quad (2.23)$$

สนามภายในสามารถกำหนดได้จากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศซึ่งจะหาได้จาก

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (2.24)$$

เมื่อ  $V_{in}$  คือ ค่าแรงดันที่จุดป้อนสัญญาณซึ่งสามารถคำนวณหาได้จาก



$$V_{in} = -E_z \text{ ที่จุดป้อนสัญญาณ} \quad (2.25)$$

และค่ากระแสที่จุดป้อนสัญญาณแสดงได้ดังสมการ

$$I_{in} = \iint J_z ds \quad (2.26)$$

ในการจำลองแบบโพรงจะมีค่าการสูญเสียหลายจุดเช่นการสูญเสียจากไดอิเล็กตริก การสูญเสียจากตัวนำและการสูญเสียจากการแผ่พลังงาน ซึ่งจะถูกรวบรวมให้อยู่ในรูปของ แทนเจนต์การสูญเสีย (Loss tangent) โดยที่ค่าตัวประกอบตัวกระจายแสดงได้ดังนี้ [14, 15]

$$\delta_{eff} = 1/Q \quad (2.27)$$

โดยที่ค่า Q หาได้จาก

$$Q = \frac{\omega_r W_T}{P_d + P_c + P_r} \quad (2.28)$$

ดังนั้น

$$\delta_{eff} = \frac{P_d + P_c + P_r}{\omega_r W_T} \quad (2.29)$$

เมื่อ  $P_d$  คือ ค่าการสูญเสียกำลังของไดอิเล็กตริก

$P_c$  คือ ค่าการสูญเสียกำลังของตัวนำสายอากาศ

$P_r$  คือ ค่าการสูญเสียกำลังของการแผ่พลังงาน

$W_T$  คือ ค่าพลังงานสะสมของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์

$\omega_r$  คือ ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ

ค่าพลังงานสะสมในสายอากาศถูกกำหนดโดยค่าสนามที่อยู่ในสายอากาศดังนั้น

$$W_T = W_e + 2W_m = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{2} \iiint |E_z|^2 dV \quad (2.30)$$

ค่าการสูญเสียในไดอิเล็กตริกสามารถคำนวณหาได้จากสนามไฟฟ้าที่อยู่ภายในตัว  
สายอากาศ

$$P_d = \frac{\omega \epsilon_0 \epsilon_r \tan \delta}{2} \iiint |E_z|^2 dV = \omega \cdot \tan \delta \cdot W_T \quad (2.31)$$

เมื่อ  $\tan \delta$  คือ ค่าแทนเจนต์การสูญเสียของไดอิเล็กตริก

ค่าการสูญเสียของตัวนำสามารถคำนวณได้จากสนามแม่เหล็กที่อยู่ในตัวนำสายอากาศ  
และระนาบกราวด์

$$P_c = 2 \frac{R_s}{2} \iint |H_s|^2 ds \approx \frac{\omega W_T}{h \sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (2.32)$$

เมื่อ  $R_s$  คือ ค่าความต้านทานที่พื้นผิวของตัวนำสายอากาศ

$\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}$  และ  $\sigma$  คือ ค่าความนำของตัวนำสายอากาศ

ค่ากำลังการแผ่พลังงานจากตัวสายอากาศถูกกำหนดโดยสนามพลังงานรอบๆ ตัว  
สายอากาศ

$$P_r = \frac{1}{2\eta_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.33)$$

เมื่อ  $E_\theta$  และ  $E_\phi$  คือ ฟังก์ชันที่มีความซับซ้อนของ  $\theta$ ,  $\phi$  และ ซับสเตรท

โดยที่  $\delta_{eff}$  สามารถอธิบายได้จากสมการของตัวประกอบคุณภาพดังนั้นค่าตัวประกอบ  
คุณภาพของไดอิเล็กตริกจะมีสมการดังนี้

$$\begin{aligned} Q_d &= \frac{\omega_r W_T}{P_d} \\ &= 1 / \tan \delta \end{aligned} \quad (2.34)$$

ค่าตัวประกอบคุณภาพของตัวนำสายอากาศจะมีสมการดังนี้

$$\begin{aligned}
 Q_c &= \frac{\omega_r W_T}{P_c} \\
 &= h \sqrt{\pi f \mu_0 \sigma} \\
 &= h / \Delta
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

ค่าตัวประกอบคุณภาพของการแผ่พลังงานจะมีสมการดังนี้

$$Q_r = \frac{\omega_r W_T}{P_r} \tag{2.36}$$

ดังนั้นค่าตัวประกอบคุณภาพรวมจะมีสมการดังนี้

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{P_d + P_c + P_r}{\omega_r W_T} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r} \tag{2.37}$$

นำค่าตัวประกอบคุณภาพจากสมการที่ (2.34) - (2.36) แทนในสมการที่ (2.29) จะได้ค่า  $\delta_{eff}$  เป็นดังนี้

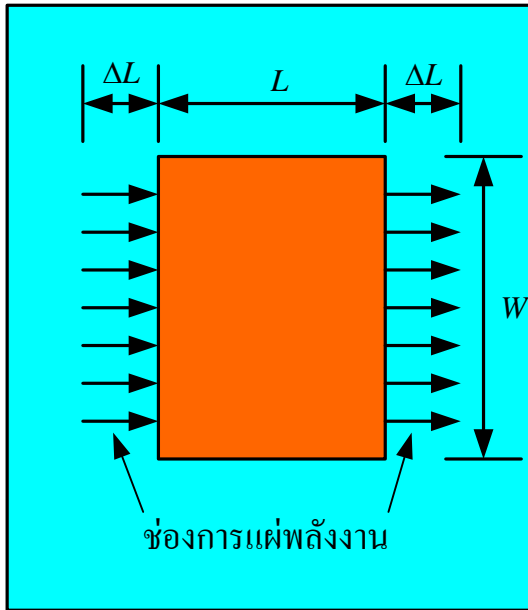
$$\delta_{eff} = \tan \delta + \frac{\Delta}{h} + \frac{P_r}{\omega_r W_T} \tag{2.38}$$

นำสมการที่ (2.38) แทนในสมการที่ (2.24) จะได้ค่า  $k^2$  ใหม่ดังนี้

$$k^2 = k_0^2 \epsilon_r (1 - j \delta_{eff}) \tag{2.39}$$

ซึ่งจะทำให้ได้ค่า  $E_z$  ใหม่ดังนี้

$$E_z = j \omega \mu_0 \sum_m \sum_n \frac{1}{k_0^2 \epsilon_r (1 - j \delta_{eff}) - k_{mn}^2} \frac{\iint J_z \psi_{mn}^* ds}{\psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \psi_{mn} \tag{2.40}$$



รูปที่ 2.5 แบบจำลองโปรแกรมแผ่พลังงานของสายอากาศ [1]

จากรูปที่ 2.5 แสดงแบบจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศโดยช่องการแผ่พลังงานทั้งสองมีระยะห่าง  $L$  แบบของเส้นแนวสนามไฟฟ้าที่อยู่ในฉนวนชั้นสเตรทและบางส่วนของแนวเส้นที่อยู่ในอากาศมีผลต่อความไม่สมบูรณ์ของโหมด Transverse Electric-Magnetic (TEM) ความเร็วเฟสที่ระยะต่างๆ จะมีความแตกต่างกันออกไปทั้งที่อยู่ในอากาศและที่อยู่ในฉนวนชั้นสเตรท เมื่อนำมาแทนในโหมดพื้นฐานของการแพร่กระจายด้วยโหมด Quasi-TEM ฉะนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล ( $\epsilon_{eff}$ ) จะต้องคำนวณหาใหม่เพื่อความถูกต้องสำหรับสนามฟรินจิง (Fringing) และการกระจายคลื่นในเส้นสนามไฟฟ้า ค่า  $\epsilon_{eff}$  ที่ถูกต้องนั้นจะต้องน้อยกว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฉนวนรอง ( $\epsilon_r$ ) เนื่องจากสนามฟรินจิงรอบๆ เส้นรอบวงของตัวสายอากาศจะไม่มีขอบเขตในฉนวนชั้นสเตรทแต่ยังแพร่กระจายในอากาศ โดยที่ค่า  $\epsilon_{eff}$  [8] แสดงดังนี้

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + \frac{12h}{W} \right]^{-1} \quad (2.41)$$

เมื่อสนามฟรินจิงทำตามแบบจำลองที่ขอบตัวสายอากาศทั้งสองด้านแสดงได้ดังนี้ [17]

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left[ \frac{W}{h} + 0.264 \right]}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left[ \frac{W}{h} + 0.8 \right]} \quad (2.42)$$

โดยที่ความยาวประสิทธิผล ( $L_{eff}$ ) ของตัวสายอากาศแสดงได้ดังนี้

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.43)$$

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.44)$$

ตัวสายอากาศแบบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจะมีความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_r$ ) สำหรับโหมด  $TM_{mn}$  [18] แสดงดังนี้

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[ \left( \frac{m}{L} \right)^2 + \left( \frac{n}{W} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.45)$$

เมื่อ  $m$  และ  $n$  เป็นโหมดตามระยะขนาดความยาว ( $L$ ) และความกว้าง ( $W$ ) ตามลำดับ สำหรับโหมดพื้นฐาน ( $m = 1, n = 0$ )

$$f_{r(TM_{10})} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}} L_{eff}} \quad (2.46)$$

ค่าความกว้างของตัวสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [9] แสดงดังนี้

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (2.47)$$

ค่าความต้านทานและค่าความนำการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Resistance and Conductance) แสดงได้ดังนี้

$$R_r = 90 \left( \frac{\lambda_0}{W} \right)^2 \quad \text{เมื่อ } W \leq \lambda_0 \quad (2.48)$$

$$R_r = 120 \frac{\lambda_0}{W} \quad \text{เมื่อ } W \geq \lambda_0 \quad (2.49)$$

$$\text{และ } G_r = \frac{1}{R_r} \quad (2.50)$$

ส่วนป้อนสัญญาณให้กับตัวสายอากาศซึ่งใช้การป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริปที่ออกแบบให้การแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์มขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ( $w_2$ ) คำนวณได้จาก [2] แสดงได้ดังนี้

$$\frac{W_2}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.51)$$

$$\text{เมื่อ } B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

โดยที่  $w_2$  คือ ความกว้างของช่องสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

$\epsilon_r$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กทริกของวัสดุฐานรอง

$h$  คือ ความหนาวัสดุฐานรอง

$Z_0$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์ (50 โอห์ม)

ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) แสดงได้ดังนี้ [2]

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.52)$$

โดยที่  $c$  คือ ค่าความเร็วแสงมีค่าประมาณ  $3 \times 10^8$  m/s

### 2.3.3 วิธีการจำลองแบบเต็มรูปคลื่น (Full Wave Model) [1]

ซึ่งจะเป็นวิธีการที่ให้ความถูกต้องมากที่สุดแต่ก็มีความซับซ้อนมากกว่าวิธีที่ได้กล่าวมาแล้วทั้งสองวิธีซึ่งการวิเคราะห์การจำลองแบบเต็มรูปคลื่น (Full Wave Model) จะนำไปใช้ในโปรแกรมจำลองแบบ IE3D โดยจะใช้วิธีของโมเมนต์ (Method of Moment: MOM) ซึ่งสามารถใช้วิเคราะห์คลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนโครงสร้างที่ซับซ้อนในรูปแบบสามมิติของรูปร่างแบบต่างๆทำให้สามารถทำการออกแบบสายอากาศได้ง่ายขึ้น ทฤษฎีพื้นฐานเป็นการคำนวณหาสมการอินทิกรัล (Integral Equation) ผ่านการใช้กรีนฟังก์ชัน (Green function) และในโปรแกรมจำลองแบบ IE3D จะสามารถคำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กซึ่งแสดงถึงการกระจายสนามบนช่องว่างของตัวสายอากาศ โดยวิธีของโมเมนต์นี้เป็นวิธีการที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมากในการวิเคราะห์สมการเชิงเส้นสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศโดยทั่วไปวิธีของโมเมนต์นั้นจะใช้การเปลี่ยนรูปแบบสมการอินทิกรัลสนามไฟฟ้า (Electric Field Integral Equation: EFIE) เป็นสมการเมตริกซ์หรือระบบสมการแบบเชิงเส้นจากสมการเมตริกซ์สามารถนำมาแก้ปัญหาเพื่อนำมาหาค่าสัมประสิทธิ์ของกระแสโดยวิธี

แยกส่วนเมตริกซ์ (Gaussian Elimination) หรือวิธีการพีชคณิตเชิงเส้น (Linear Algebra) มีรูปแบบของสมการพื้นฐานที่นำมาแก้ปัญหาโดยวิธีของโมเมนต์แสดงได้ดังนี้

$$L(u) = f \quad (2.53)$$

โดยที่  $L$  เป็นตัวดำเนินการทางเชิงเส้น (Linear Operator),  $u$  เป็นฟังก์ชันที่ยังไม่ทราบค่า และ  $f$  เป็นฟังก์ชันกำลัง ดังนั้นการสร้างสมการเมตริกซ์ของฟังก์ชันที่ยังไม่ทราบค่าจะถูกกำหนดเป็นผลรวมของเซตของฟังก์ชันอิสระที่ทราบค่า  $u_n$  ซึ่งจะถูกเรียกว่าเอ็กซ์แพนชันฟังก์ชัน (Expansion function) หรือฟังก์ชันพื้นฐาน (Basis function) และ  $\alpha_n$  จะเป็นค่าคงตัวที่ยังไม่ทราบค่า

$$u = \sum_n \alpha_n u_n \quad (2.54)$$

การใช้ความเป็นเชิงเส้นของตัวดำเนินการทางเชิงเส้นค่าคงตัวใดๆ จะสามารถนำออกจากตัวดำเนินการได้ดังนี้

$$\sum \alpha_n L(u_n) = f \quad (2.55)$$

ค่าคงตัวที่ยังไม่ทราบค่าจะไม่สามารถหาคำตอบได้ เนื่องจากว่าตัวที่ยังไม่ทราบค่ามีจำนวนเท่ากับ  $n$  แต่สมการฟังก์ชันอิสระมีเพียงตัวเดียว ดังนั้นการสร้างเซตคงที่ของสมการเวทิงฟังก์ชัน (Weighting function:  $W_m$ ) สำหรับการอินทิกรัลของเวทิงฟังก์ชันจากสมการที่ (2.55) และเขียนเป็นสัญลักษณ์ผลของการคูณภายในของฟังก์ชันแสดงดังนี้

$$\sum_n \alpha_n [W_m, L(u_n)] = [W_m, f] \quad (2.56)$$

ผลของการคูณภายใน  $(a, b)$  เป็นการกำหนดถึงอินทิกรัลของฟังก์ชันบนขอบเขตของตัวดำเนินการทางเชิงเส้น ซึ่งเงื่อนไขใหม่นี้ทำให้มีจำนวนที่ยังไม่ทราบค่าเท่ากับจำนวนฟังก์ชันอิสระซึ่งในลักษณะนี้จึงจะสามารถแก้ปัญหาของค่าคงตัวที่ยังไม่ทราบค่า  $\alpha_n$  ได้ โดยคำตอบที่ได้นี้จะเป็ค่าจริงซึ่งจะขึ้นอยู่กับกาเลือกฟังก์ชันพื้นฐานและเวทิงฟังก์ชัน ในกรณีที่กำหนดให้ฟังก์ชันพื้นฐานกับเวทิงฟังก์ชันเหมือนกันจะถูกเรียกว่าวิธีของเกเลอร์คิน (Galerkin) สำหรับแก้ปัญหาทางสายอากาศสมการเมตริกซ์ของสมการที่ (2.56) เขียนให้อยู่ในรูปเดียวกับกฎของโอห์มได้ดังนี้

$$[Z_{mn}][I_n] = [V_m] \quad (2.57)$$

ค่าเมตริกซ์ของอิมพีแดนซ์โดยทั่วไปเป็น  $[Z_{mn}] = [W_m, L(u_n)]$  ค่าเมตริกซ์ของกระแสโดยทั่วไปเป็น  $[I_n] = [\alpha_n]$  และ ค่าเมตริกซ์ของแรงดันโดยทั่วไปเป็น  $[V_m] = [W_m, f]$  ค่าเมตริกซ์โดยทั่วไปเหล่านี้จะต้องการหาหน่วยให้เหมือนกันเช่นเดียวกับสิ่งที่เหมือนกันในกฎของโอห์ม

สำหรับกรีนฟังก์ชันได้ถูกนำมาใช้ในการแก้ปัญหาของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีสมการคลื่นเป็นแบบสเกลาร์ (Scalar) โดยที่สมการส่วนใหญ่จะเป็นแบบเวกเตอร์ (Vector) จึงเกิดปัญหาคือต้องกลับมาใช้เวกเตอร์และดิยาดีค (Dyadic) แทน [19] โดยทั่วไปการนำเวกเตอร์และดิยาดีคมาใช้นั้นจะอธิบายการเปลี่ยนรูปเชิงเส้น (Linear Transformation) ภายในระบบให้พิคัดเป็นออร์โทจอนแนล (Orthogonal) ซึ่งจะง่ายในการกระทำต่อกันตามความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์และสำหรับปัญหาทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนรูปเชิงเส้นระหว่างแหล่งกำเนิดกับสนามภายในระบบที่มีพิคัดเป็นออร์โทจอนแนลกันนั้นทำให้สะดวกมากถ้าใช้เวกเตอร์และดิยาดีค สมการอินทิกรัลของสนามไฟฟ้า (Electric Field Integral Equation) แสดงได้ดังนี้ [20]

$$\vec{E}^{inc} + \vec{E}^{scat} = Z_s \vec{J} \quad (2.58)$$

เมื่อ  $\vec{E}^{inc}$  เป็นสมการไฟฟ้าตกกระทบส่วน  $\vec{E}^{scat}$  เป็นสนามไฟฟ้ากระจัดกระจายสำหรับ  $Z_s$  เป็นค่าอิมพีแดนซ์บนตัวผิวและ  $\vec{J}$  เป็นค่าความหนาแน่นของกระแสบนพื้นผิวซึ่งยังไม่ทราบค่าโดยในขั้นแรกของวิธีแบบโมเมนต์จะทำการกระจายสมการ  $\vec{E}^{scat}$  ให้อยู่ในเทอมของสมการกรีนฟังก์ชัน (Electric Dyadic Green's Function:  $\vec{G}_e$ )

$$\vec{E}^{scat}(r) = \int_s \vec{G}_e(r, r') \cdot \vec{J}(r') ds' \quad (2.59)$$

$$\vec{J}(r') = \sum_{n=1}^N I_n B_n(r') \quad (2.60)$$

เมื่อ  $B_n(r')$  เป็นฟังก์ชันพื้นฐาน ลำดับที่  $n$  และ  $I_n$  เป็นขนาดของกระแสที่ไม่ยังทราบค่าที่  $n$  และใช้วิธีของเกเลอร์คินในการแตกสมการอินทิกรัลออกได้เป็น



$$\iint_S \vec{B}_m(r) \cdot \vec{E}^{inc}(r) ds = - \sum_{n=0}^N I_n \iint_S \iint_{S'} \vec{B}_m(r) \cdot \vec{G}_e(r, r') \cdot \vec{B}_n(r') ds' ds + \sum_{n=0}^N I_m \iint_S Z_S(r) \vec{B}_m(r) \cdot \vec{B}_n(r) ds \quad (2.61)$$

สำหรับค่ากระแสที่ไม่ยังทราบค่า  $[I] = [I_1 \dots I_2 \dots I_N]^T$  จะสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์เช่นสมการที่ (2.61) เมื่อ  $[Z_{mm}]$  เป็นเมตริกซ์ของอิมพีแดนซ์ทั้งเซลล์ (Self) และมูตอลอินเตอร์เรคชัน (Mutual Interaction) ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้ากับเวกเตอร์ของความหนาแน่นของค่ากระแสโดยมีสมาชิกของ  $[Z_{mm}]$  ดังนี้

$$[Z_{mm}] = \iint_S \iint_S \vec{B}_m(r) \cdot \vec{G}_e(r, r') \cdot \vec{B}_n(r') ds' ds \quad (2.62)$$

และมีสมาชิกของ  $[V_m]$  ดังนี้

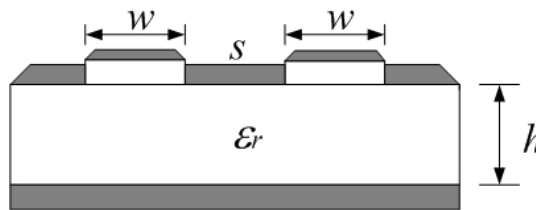
$$V_m = \iint_S \vec{B}_m(r) \cdot \vec{E}^{inc}(r) ds \quad (2.63)$$

การคำนวณหาจำนวนสมาชิกของสมการที่ (2.62) จะมีความยุ่งยากและซับซ้อนมาก เนื่องจากการอินทิกรัลหลายชั้นพื้นที่ผิว 2 มิติถูกแบ่งออกเป็นเซลล์สี่เหลี่ยมผืนผ้า ฟังก์ชันพื้นฐานแต่ละตัวจึงกระจายบนสองเซลล์ที่ต่อกัน โดยจะมีทั้งแบบสอดคล้องกันและไม่สอดคล้องกัน โดยที่แบบสอดคล้องกันจะมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้กับรูปร่างเรขาคณิตที่เป็นแบบง่าย ๆ เนื่องจากเวลาที่ใช้ในการคำนวณหาจำนวนสมาชิกของเมตริกซ์จะน้อยกว่าในกรณีของแบบไม่สอดคล้องกันแต่แบบไม่สอดคล้องกันนั้นจะสามารถนำมาใช้ได้กับโครงสร้างที่มีความซับซ้อนมากๆ การแบ่งเซลล์ออกเป็นแบบสอดคล้องกันเป็นการแบ่งเซลล์ออกโดยที่แต่ละเซลล์นั้นจะมีขนาดเท่าๆ กันเซลล์แต่ละเซลล์ที่ถูกแบ่งออกมานั้นจะมีรูปร่างเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยจะมีฟังก์ชันพื้นฐานอยู่ที่กึ่งกลางจุดของเซลล์

ฟังก์ชันพื้นฐานแบ่งออกได้เป็นสองชนิดคือฟังก์ชันแบบซับโดเมน (Sub Domain) และฟังก์ชันแบบเอนท์รีโดเมน (Entire Domain) โดยที่ฟังก์ชันแบบซับโดเมนจะได้รับความนิยมมากกว่าฟังก์ชันแบบเอนท์รีโดเมน เนื่องจากถูกนำมาใช้งาน โดยที่ไม่จำเป็นต้องทราบพื้นฐานของฟังก์ชันนั้นๆ มาก่อน

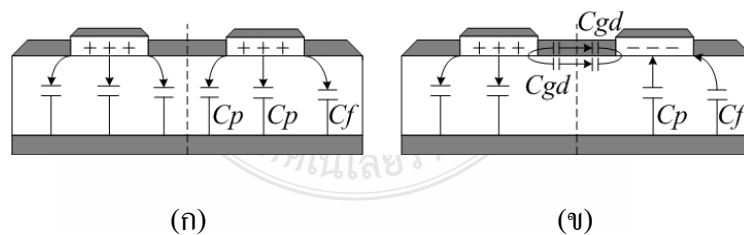
## 2.4 โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์

โครงสร้างสายส่งสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์ (Couple line) [21] จะเป็นตัวที่ใช้กำหนดคุณสมบัติของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโหมดคู่และโหมดคี่ของคัปเปิลไลน์ โดยสมการที่ใช้ในการออกแบบสายส่งสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์ต้องทราบค่าของอิมพีแดนซ์โหมดและค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพของคัปเปิลไลน์ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของโครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปได้แก่ ความกว้างของสายส่งสัญญาณ ความหนาของชั้นสเตรทและค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพแสดงดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์ [21]

รูปแบบการคัปปลิงของสายส่งสัญญาณบนโครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีความกว้างของสายส่งสัญญาณเป็น  $w$  และระยะห่างระหว่างสายส่งสัญญาณเป็น  $s$  สามารถทำได้สองรูปแบบคือการคัปปลิงในทางแนวนอนของสายส่งสัญญาณ (Parallel Coupled) และการคัปปลิงทางด้านปลายของสายส่งสัญญาณ (Edge Coupled) ซึ่งจะทำให้เกิดโหมดในการคัปปลิงของสัญญาณได้สองโหมดคือ โหมดคู่ (Even Mode) และ โหมดคี่ (Odd Mode) แสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 โหมดในการคัปปลิงของสายส่งสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป [21]

(ก) โหมดคู่

(ข) โหมดคี่

สำหรับโหมดคู่ นั้นขั้วของแรงดันไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณทั้งสองด้านจะเป็นขั้วเดียวกันคือ ขั้วบวก ซึ่งเส้นแบ่งขอบเขตของสายส่งสัญญาณทั้งสองในโหมดนี้เรียกว่าผนังกำแพงไฟฟ้า (Electric wall) ซึ่งเส้นแบ่งขอบเขตทั้งสองโหมดจะมีลักษณะสมมาตรกันทั้งสองด้านของเส้นแบ่งขอบเขต

### 2.4.1 ค่าคาปาซิเตอร์ของโหมดคู่และโหมดคี่

ค่าคาปาซิเตอร์ซึ่งเกิดขึ้นทั้งในโหมดคู่ ( $C_e$ ) และโหมดคี่ ( $C_o$ ) ดังรูปที่ 2.7 จะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$C_e = C_p + C_f + C_f' \quad (2.64)$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{ga} + C_{gd} \quad (2.65)$$

โดยที่ค่า  $C_p$  เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นจากแผ่นตัวนำระหว่างสายส่งสัญญาณและระนาบกราวด์ ดังนั้น

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r w / h \quad (2.66)$$

ค่า  $C_f$  และ  $C_f'$  เป็นค่าคาปาซิเตอร์ที่เกิดจากเส้นแรงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่วิ่งเข้าหาหัวตรงข้ามในบริเวณที่ไม่เกิดการคับปลิงอย่างสมบูรณ์จึงมีค่าเป็น

$$2C_f = \frac{\sqrt{\epsilon_{re}}}{cZ_c - C_p} \quad (2.67)$$

$$C_f' = \frac{C_f}{1 + A(h/s) \tanh(8s/h)} \quad (2.68)$$

โดยที่  $A = \exp[-0.1 \exp(2.33 - 2.53w/h)]$

ส่วนของโหมดคี่จะมีค่าคาปาซิแตนซ์ที่เพิ่มขึ้นจากที่ได้กล่าวมาแล้วคือค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างสายส่งสัญญาณที่เกิดขึ้นที่สภาวะฉนวนไดอิเล็กตริกซบสเตรทเป็นไดอิเล็กตริก ( $C_{gd}$ ) และในสภาวะที่มีอากาศเป็นไดอิเล็กตริก ( $C_{ga}$ ) ซึ่งหาค่าได้จาก

$$C_{gd} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\pi} \ln \left[ \coth \left( \frac{\pi s}{4h} \right) \right] + 0.65 c_f \left[ \frac{0.02 \sqrt{\epsilon_r}}{s/h} + 1 - \frac{1}{\epsilon_r^2} \right] \quad (2.69)$$

ซึ่งในส่วนของค่า  $C_{ga}$  จะสามารถพิจารณาได้จากลักษณะโครงสร้างสายส่งสัญญาณระนาบร่วม (Coplanar Strip) ได้ดังนี้

$$C_{ga} = \varepsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)} \quad (2.70)$$

โดยที่ค่าอัตราส่วนของ  $\frac{K(k')}{K(k)}$  มีค่าเท่ากับ

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left[ 2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right] \dots 0 \leq k^2 \leq 0.5 \\ \pi / \ln \left[ 2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right] \dots 0.5 \leq k^2 \leq 1 \end{cases} \quad (2.71)$$

เมื่อ  $k = \frac{s/h}{s/h + 2w/h}$  และ  $k' = \sqrt{1-k^2}$  โดยค่าคาปาซิแตนซ์ที่หาได้จะมีความผิดพลาดไม่เกิน 3% ถ้าอัตราส่วนของ  $w/h$  มีค่าอยู่ระหว่าง 0.2 ถึง 2 ( $0.2 \leq w/h \leq 2$ ) ค่าอัตราส่วนของ  $s/h$  มีค่าอยู่ระหว่าง 0.05 ถึง 2 ( $0.05 \leq s/h \leq 2$ ) แล้วค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต้องมากกว่า 1 ( $\varepsilon_r \geq 1$ )

#### 2.4.2 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

สำหรับโหมดคู่และโหมดคี่จะมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสำหรับโหมดคู่ ( $Z_{ce}$ ) และสำหรับโหมดคี่ ( $Z_{co}$ ) ดังนี้

$$Z_{ce} = (c\sqrt{C_e^a C_e})^{-1} \quad (2.72)$$

$$Z_{co} = (c\sqrt{C_o^a C_o})^{-1} \quad (2.73)$$

โดยที่ค่า  $C_e^a$  และ  $C_o^a$  เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างการคับปลิงของสายส่งสัญญาณในโหมดคู่และโหมดคี่ตามลำดับ

ในส่วนของค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ในโหมดคู่  $\varepsilon_{re}^e$  และโหมดคี่  $\varepsilon_{re}^o$  สามารถคำนวณหาค่าได้จากค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นในโหมดนั้นๆ ดังนี้

$$\varepsilon_{re}^e = C_e / C_e^a \quad (2.74)$$

$$\varepsilon_{re}^o = C_o / C_o^a \quad (2.75)$$

ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ทั้งในโหมคคู่และโหมคเดี่ยวจะพิจารณาด้วยการประมาณ  
ในกรณีที่ไม่มีกระแสกระจายออกของคลื่น โดยรายละเอียดเป็นดังนี้

$$\varepsilon_{re}^e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + \frac{10}{v} \right]^{-a_e b_e} \quad (2.76)$$

เมื่อ

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

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

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

$$u = w/h \text{ และ } g = s/h$$

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

$$\varepsilon_{re}^o = \varepsilon_{re} + [0.5(\varepsilon_r + 1) - \varepsilon_{re} + a_o] \exp[-c_o g^{d_o}] \quad (2.77)$$

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

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

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

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

ซึ่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ( $\epsilon_{re}$ ) พิจารณาจากสายส่งสัญญาณเดี่ยวบนไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น  $w$  โดยค่าความผิดพลาดจากการคำนวณสำหรับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ในโหมดคลื่นจะไม่เกิน 0.5%

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

$$Z_{ce} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^e}}{1 - (Z_c Q_4 \sqrt{\epsilon_{re}}) / 377} \quad (2.78)$$

โดยค่า  $Z_c$  เป็นค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณเดี่ยวบนโครงสร้างไมโครสตริปที่มีความกว้างของสายส่งสัญญาณเป็น  $w$  และ

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

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

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

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

ดังนั้น

$$Z_{co} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^o}}{1 - (Z_c Q_{10} \sqrt{\epsilon_{re}}) / 377} \quad (2.79)$$

เมื่อ

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

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

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

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

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

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

## 2.5 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า

การจำลองแบบสนามไฟฟ้าของสายอากาศเพื่อที่จะต้องการหาลักษณะรูปแบบทิศทางของสนามไฟฟ้าบนสายอากาศแบบไมโครสตริปสำหรับระยะการแพร่กระจายสนามไฟฟ้าโดยทั่วไปแบ่งออกได้เป็น 3 ระยะซึ่งได้แก่ ระยะแรกคือระยะสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพ (Reactive Field) เป็นบริเวณที่อยู่รอบๆสายอากาศซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ (2.80) [1] ในระยะนี้ยังไม่มีการแพร่กระจายของคลื่นใน 3 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม ( $R, \theta, \phi$ )

$$0 < R < \frac{\lambda}{2\pi} \quad (2.80)$$

เมื่อ  $\lambda$  คือความยาวคลื่น ระยะที่ 2 คือบริเวณแผ่พลังงานสนามไกล (Radiating Near-Field) ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ (2.81) [1]

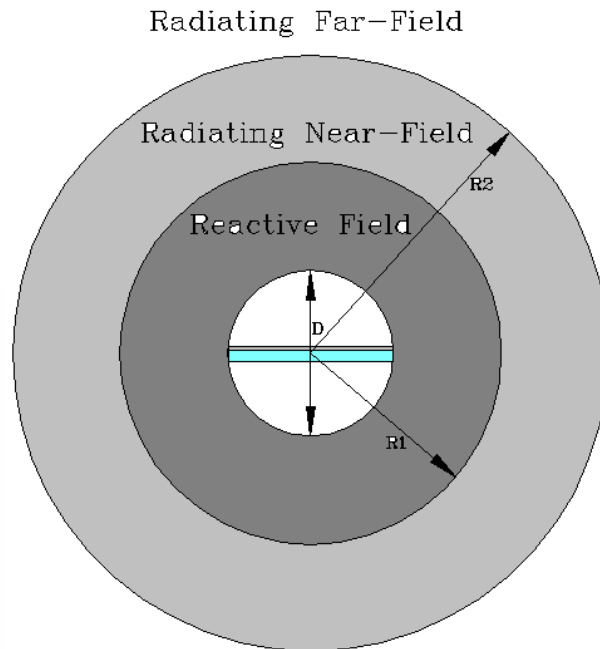
$$\frac{\lambda}{2\pi} < R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.81)$$

เมื่อ  $D$  คือขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นทรงกลม 2 มิติของขนาดสายอากาศด้านที่กว้างที่สุด และระยะสุดท้ายคือบริเวณแผ่พลังงานสนามไกล (Radiating Far-Field) ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ (2.82) [1]

$$R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.82)$$

ระยะนี้ทิศทางของสนามไฟฟ้ามีเฉพาะ 2 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม ( $\theta, \phi$ ) ในการวิเคราะห์ขอบเขตของสนามไฟฟ้าได้แสดงดังรูปที่ 2.8 บริเวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพคือ

$0 < R < R_1$  สนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามใกล้คือ  $R_1 < R < R_2$  และสุดท้ายสนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามไกลคือ  $R_2 < R$  การหาระยะบริเวณสนามไฟฟ้าเพื่อเป็นประโยชน์ในการหาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ออกแบบ



รูปที่ 2.8 ลักษณะบริเวณขอบเขตสนามไฟฟ้าของสายอากาศ [1]

จากทฤษฎีข้างต้นที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้เพื่อออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแบบไมโครสตริปในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ โดยจะสามารถคำนวณหาขนาดความกว้างและความยาวของตัวสายอากาศได้ คำนวณหาขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปได้ สามารถนำไปออกแบบสัตรีปแบบต่างๆ ได้และยังสามารถนำไปคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศได้เป็นต้น ซึ่งจะได้กล่าวถึงในบทถัดไป



## บทที่ 3

### การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริป

ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริป การเพิ่มขนาดแบนด์วิดท์ เพื่อให้ได้สายอากาศแบบไมโครสตริปที่สามารถรองรับการใช้งานในเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) ตามลำดับ

#### 3.1 การออกแบบสายอากาศ

ในการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ทำการออกแบบและวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ 2.45 GHz และ 5.8 GHz จากความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้กำหนดไว้ ทำให้ได้โครงสร้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปที่ทำการออกแบบตามสมการที่ (2.47) โดยที่ค่าความหนาของวัสดุฐานรองมีค่าประมาณ 1.524 มิลลิเมตร โดยโครงสร้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปที่ออกแบบจะนำมาใช้กับสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการจูนสัดรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและรูปสามเหลี่ยมที่ทำการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการจูนสัดรูปแบบได้นำโปรแกรม IE3D มาทำการจำลองแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปโดยใช้วัสดุฐานรองชนิด GML 1032 ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	$\epsilon_r$	= 3.2
ความหนาวัสดุฐานรอง	$h$	= 1.524 มิลลิเมตร
ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง)	$\sigma$	= $5.8 \times 10^7$ S/m
ความหนาของวัสดุตัวนำ	$t$	= 0.017 มิลลิเมตร
ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย	$\tan \delta$	= 0.004

สำหรับการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปนั้น สิ่งแรกที่ต้องการหาคือค่าความกว้างของตัวสายอากาศโดยการคำนวณหาความกว้างของตัวสายอากาศ ( $W$ ) หาได้จากสมการที่ (2.43)

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

โดยที่  $c$  คือ ความเร็วแสง (ประมาณ  $3 \times 10^8$  m/s)

$f_r$  คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ

$\epsilon_{eff}$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล

$\epsilon_r$  คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

ดังนั้น

$$W = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.45 \times 10^9 \sqrt{\frac{(3.2+1)}{2}}}$$

$$W = 42.25 \text{ มิลลิเมตร}$$

คำนวณค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ( $\epsilon_{eff}$ ) จากสมการที่ (2.37)

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2}; \frac{W}{h} > 1$$

ดังนั้น

$$\epsilon_{eff} = \frac{3.2+1}{2} + \frac{3.2-1}{2} \left[1 + \frac{12 \times 1.524}{42.25}\right]^{-1/2}$$

$$\epsilon_{eff} = 3.02$$

โดยที่ค่า  $\epsilon_{eff} \leq \epsilon_r$

คำนวณค่าสายส่งสัญญาณไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz จากสมการที่ (2.47)

$$\frac{W_2}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\}$$

เมื่อ

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_o \sqrt{\epsilon_r}}$$

$$= \frac{60\pi^2}{50\sqrt{3.2}}$$

$$= 6.6207$$

$$\text{ดังนั้น } \frac{W_2}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ 6.6207 - 1 - \ln(2(6.6207) - 1) + \frac{3.2 - 1}{2 \times 3.2} [\ln(6.6207 - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{3.2} \right\}$$

$$W_2 = 3.6 \text{ มิลลิเมตร}$$

คำนวณหาค่าความยาวประสิทธิผลได้จากสมการที่ (2.39)

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

$$= \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.45 \times 10^9 \sqrt{3.02}}$$

$$= 33.23 \text{ มิลลิเมตร}$$

คำนวณหาค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้าได้จากสมการที่ (2.38)

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

$$= 0.412 \times 1.524 \frac{(3.02 + 0.3) \left( \frac{42.25}{1.524} + 0.264 \right)}{(3.02 - 0.258) \left( \frac{42.25}{1.524} + 0.8 \right)}$$

$$= 1.18 \text{ มิลลิเมตร}$$

จากนั้นคำนวณหาค่าความยาวของสายอากาศไมโครสตริปได้จากสมการที่ (2.40)

$$L = L_{eff} - \Delta L$$

$$L = 32.87 \text{ มิลลิเมตร}$$

ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) ได้จากสมการ (2.48)

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

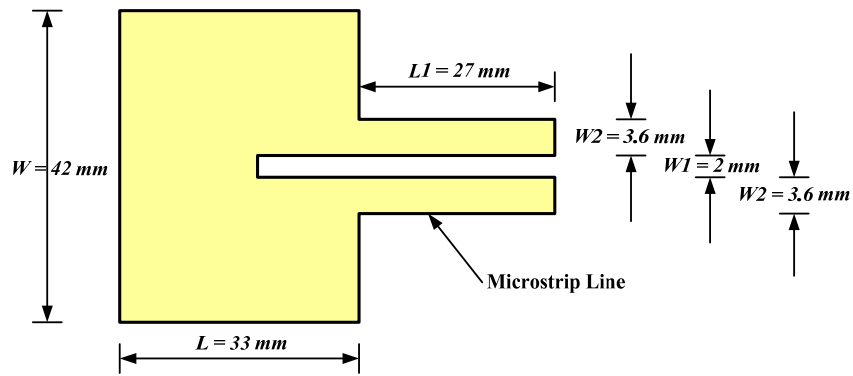
ดังนั้นสามารถหาความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) ที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\lambda_g &= \frac{3 \times 10^8}{2.45 \times 10^9 \sqrt{3.02}} \\ &= 70.46 \text{ มิลลิเมตร}\end{aligned}$$

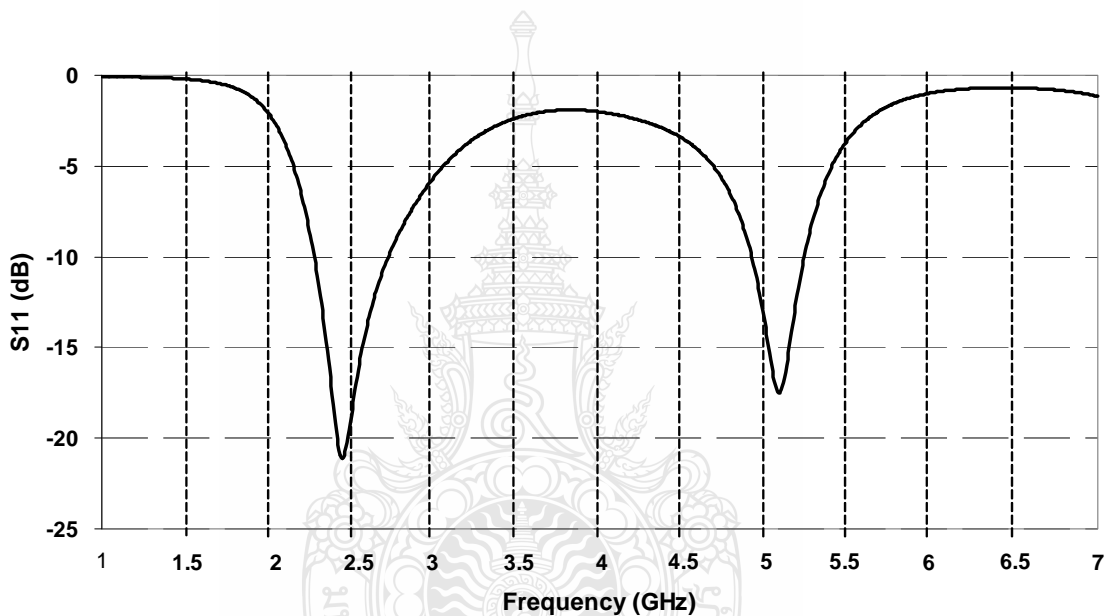
นำค่าที่ได้จากการคำนวณมาทำการสร้างแบบจำลองสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.1 และทำการวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) และแบนด์วิดท์ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.2 จากรูปที่ 3.2 จะทำให้ทราบว่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำมีค่าเท่ากับ 2.447 GHz แบนด์วิดท์ 0.445 GHz (2.279 – 2.724 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -21.12 dB และความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงมีค่าเท่ากับ 5.084 GHz แบนด์วิดท์ 0.306 GHz (4.922 – 5.228 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -17.50 dB

จากค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงที่ได้นั้นเป็นความถี่ที่สองที่เกิดขึ้นและอยู่ในย่านความถี่ 5 GHz แต่ไม่อยู่ในย่านความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) จึงต้องทำการหาวิธีการเพื่อที่จะทำให้ได้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ทั้งสองช่วงอยู่ในย่านความถี่ใช้งาน โดยจะใช้เทคนิคการเพิ่มสตัปเข้ามาทำการลดขนาดของตัวสายอากาศและปรับจูนค่าความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศให้มีค่าอยู่ในย่านความถี่ใช้งานทั้งสองย่านความถี่

ค่าเริ่มต้นของขนาดความยาวเส้นรอบรูปสตัป ( $A_{sub}$ ) จะมีค่าประมาณ  $0.5 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ซึ่งจะทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์กันระหว่างตัวสายอากาศกับสายส่งสัญญาณไมโครสตริปไลน์ โดยที่ตำแหน่งการวางสตัปจะอยู่ตรงกึ่งกลางตัวสายอากาศบริเวณจุดที่ติดกับสายส่งสัญญาณไมโครสตริปไลน์ [3]



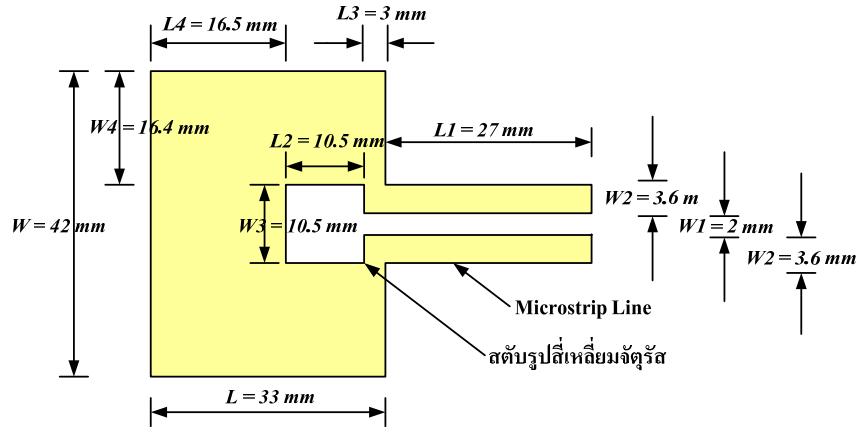
รูปที่ 3.1 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ได้จากการคำนวณ



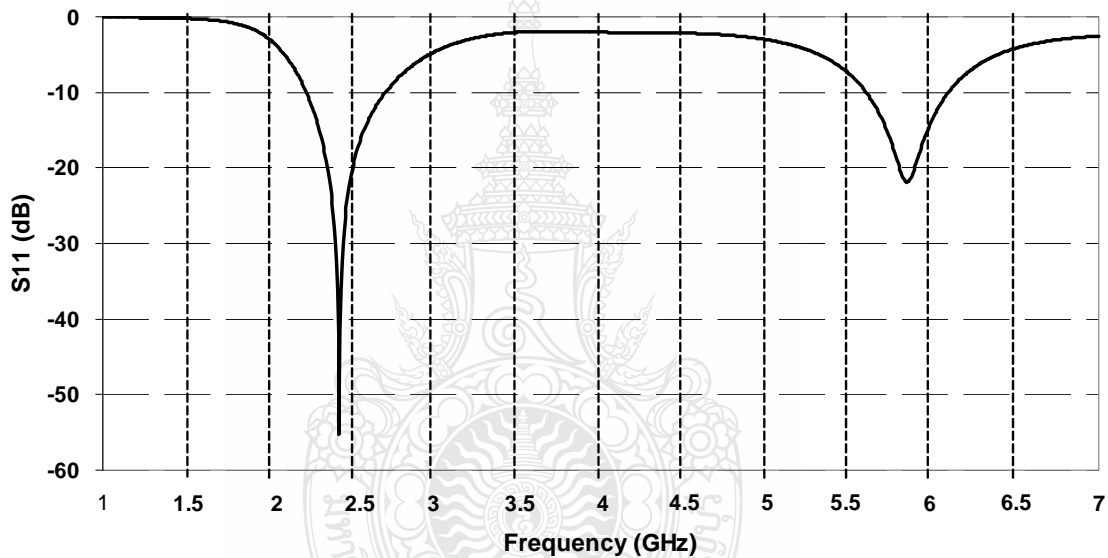
รูปที่ 3.2 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปตามรูปที่ 3.1

### 3.2 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส

โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D เมื่อทำการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส [3] โดยที่สตัดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสมีความกว้าง ( $W_3$ ) และความยาว ( $L_2$ ) เท่ากับ 10.5 มิลลิเมตรเข้าไปในตัวสายอากาศแบบไมโครสตริปซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.3 จะทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.423 GHz แบนด์วิดท์ 0.475 GHz (2.225 – 2.700 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -55.21 dB และค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.847 GHz แบนด์วิดท์ 0.486 GHz (5.607 – 6.093 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -21.88 dB จะแสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.3 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส

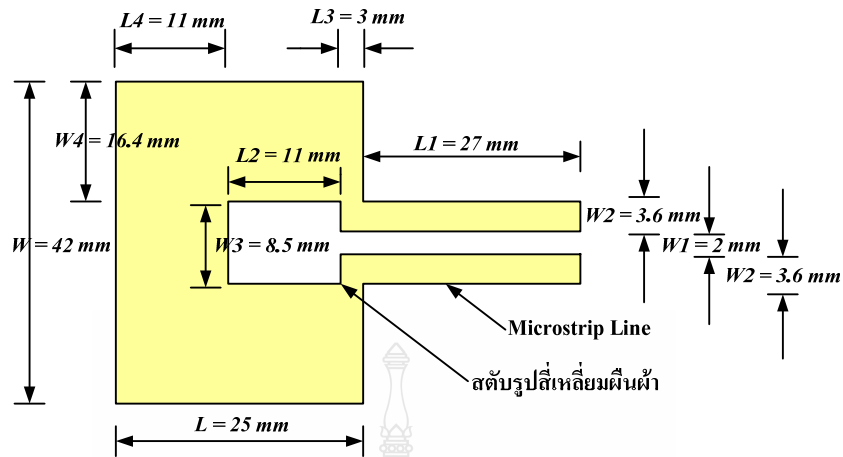


รูปที่ 3.4 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสับรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสตามรูปที่ 3.3

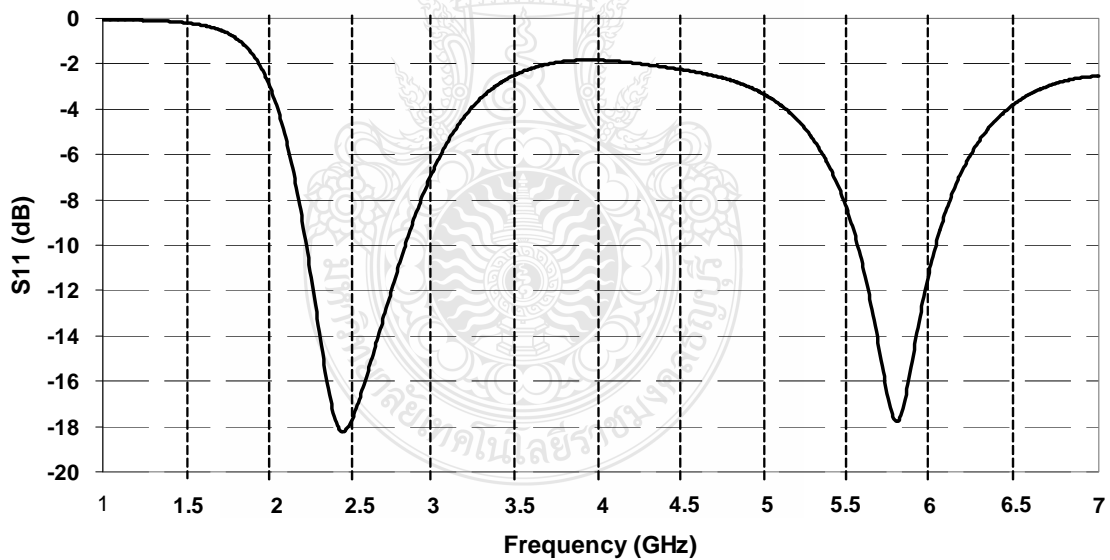
### 3.3 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D เมื่อทำการเพิ่มสับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า [3] โดยที่สับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ามีความกว้าง ( $W3$ ) เท่ากับ 8.5 มิลลิเมตร และมีความยาว ( $L2$ ) เท่ากับ 11 มิลลิเมตรเข้าไปในตัวสายอากาศแบบไมโครสตริปซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.5 จะทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.441 GHz แบนด์วิดท์ 0.595 GHz (2.225 – 2.820 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -18.22 dB และค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.787 GHz แบนด์วิดท์ 0.462 GHz (5.553 – 6.015 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -17.78 dB จะแสดงดังรูปที่ 3.6

จากโครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับริปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจะทำให้ขนาดความยาว  $L$  ของตัวสายอากาศมีค่าลดลงโดยมีค่าความยาวเท่ากับ 25 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.5 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับริปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

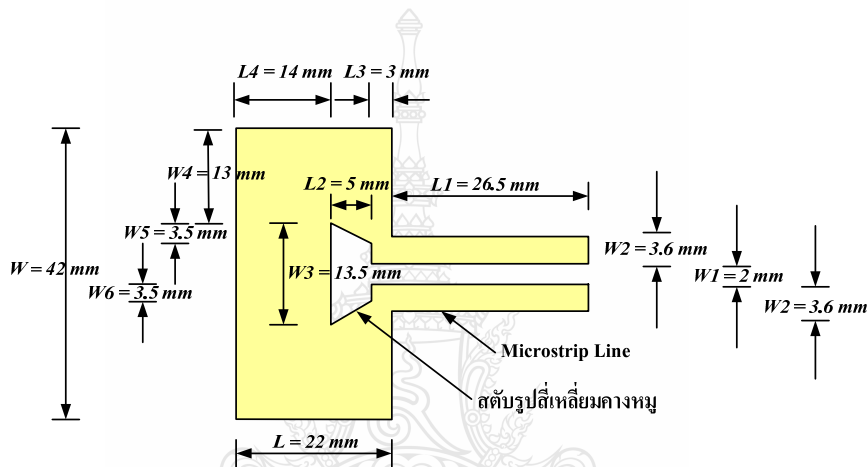


รูปที่ 3.6 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสับริปสี่เหลี่ยมผืนผ้าตามรูปที่ 3.5

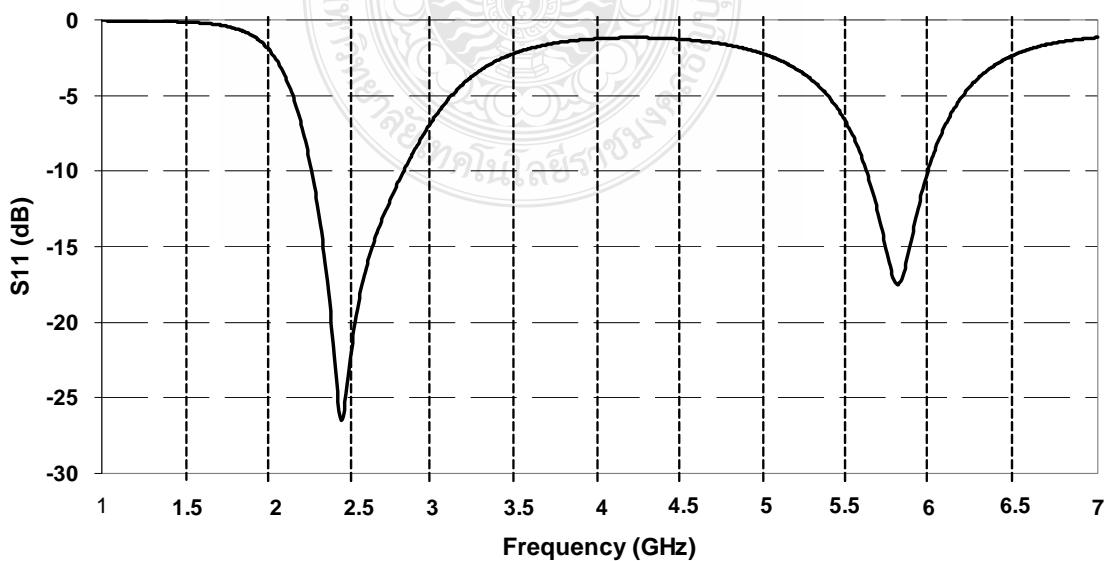
### 3.4 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมู

โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D เมื่อทำการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมู [6] โดยสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมามีความกว้าง ( $W3$ ) เท่ากับ 13.5 มิลลิเมตร และความยาว ( $L2$ ) มีค่าเท่ากับ 5 มิลลิเมตรเข้าไปในตัวสายอากาศแบบไมโครสตริปซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.7 จะทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.441 GHz แบนด์วิดท์ 0.547 GHz (2.267 – 2.814 GHz) ค่า  $S_{11}$  เท่ากับ -26.46 dB และค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.799 GHz แบนด์วิดท์ 0.360 GHz (5.613 – 5.973 GHz) ค่า  $S_{11}$  เท่ากับ -17.51 dB จะแสดงดังรูปที่ 3.8

จากโครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมูจะทำให้ขนาดความยาว  $L$  ของตัวสายอากาศมีค่าลดลงโดยมีค่าความยาวเท่ากับ 22 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.7 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมู

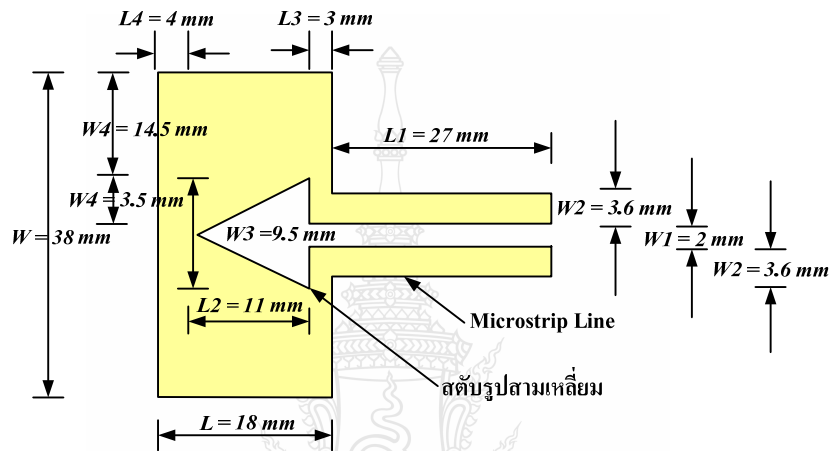


รูปที่ 3.8 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมูตามรูปที่ 3.7

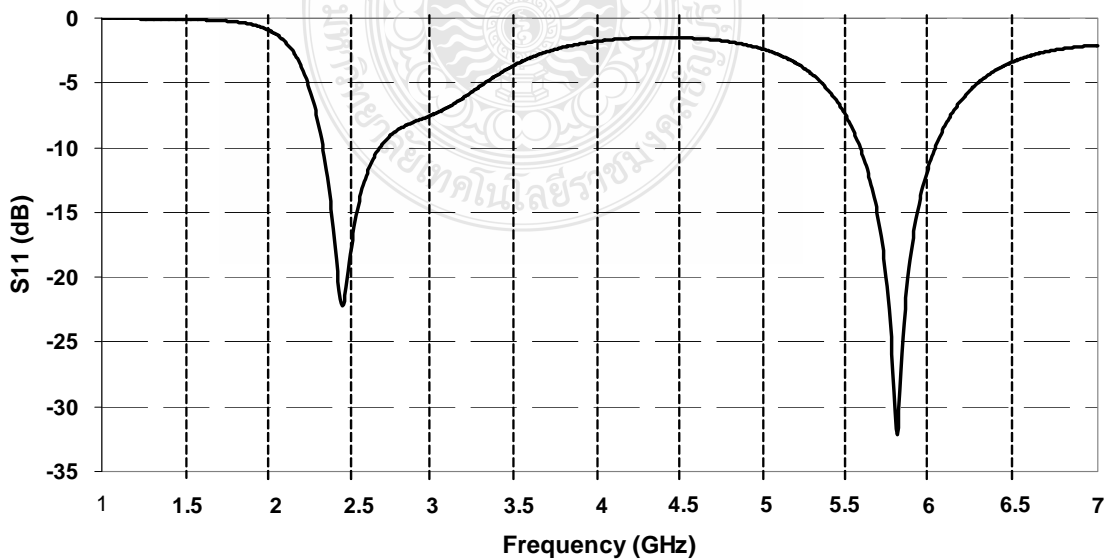


### 3.5 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตรีบสามเหลี่ยม

โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D เมื่อทำการเพิ่มสัตรีบสามเหลี่ยม [3] โดยที่สัตรีบสามเหลี่ยมมีความกว้างของฐาน ( $W3$ ) เท่ากับ 9.5 มิลลิเมตร และมีความยาว ( $L2$ ) เท่ากับ 11 มิลลิเมตรเข้าไปในตัวสายอากาศแบบไมโครสตริปซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.9 จะทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.447 GHz แบนด์วิดท์ 0.337 GHz (2.333 – 2.670 GHz) ค่า  $S_{11}$  เท่ากับ -22.24 dB และค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.793 GHz แบนด์วิดท์ 0.450 GHz (5.571 – 6.021 GHz) ค่า  $S_{11}$  เท่ากับ -32.18 dB จะแสดงดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.9 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตรีบสามเหลี่ยม



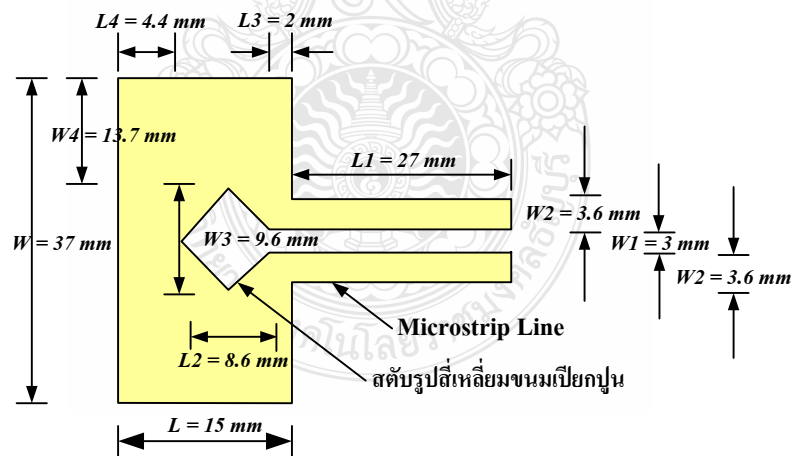
รูปที่ 3.10 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสัตรีบสามเหลี่ยมตามรูปที่ 3.9

จากโครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมจะทำให้ขนาดความยาว  $L$  และขนาดความกว้าง  $W$  ของตัวสายอากาศมีขนาดลดลงโดยมีค่าความยาวเท่ากับ 18 มิลลิเมตร และมีค่าความกว้างเท่ากับ 38 มิลลิเมตร

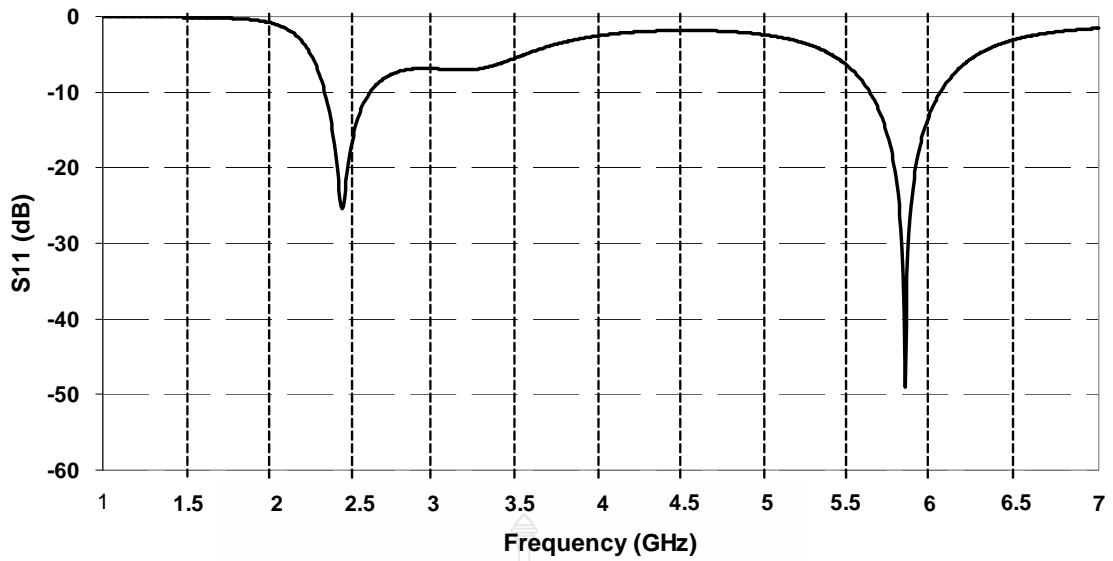
### 3.6 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมขนมเป็ยกปุ่น

โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D เมื่อทำการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมขนมเป็ยกปุ่น [7] โดยที่สัณฐานรูปสี่เหลี่ยมขนมเป็ยกปุ่นมีความกว้าง ( $W3$ ) เท่ากับ 9.6 มิลลิเมตรและมีความยาว ( $L2$ ) เท่ากับ 8.6 มิลลิเมตรเข้าไปในตัวสายอากาศแบบไมโครสตริปซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.11 จะทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.441 GHz แบนด์วิดท์ 0.271 GHz (2.339 – 2.610 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -25.69 dB และค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.835 GHz แบนด์วิดท์ 0.420 GHz (5.625 – 6.045 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -48.97 dB จะแสดงดังรูปที่ 3.12

จากโครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมขนมเป็ยกปุ่นจะทำให้ขนาดความยาว  $L$  และขนาดความกว้าง  $W$  ของตัวสายอากาศมีขนาดลดลงโดยมีค่าความยาวเท่ากับ 15 มิลลิเมตรและขนาดความกว้าง  $W$  มีค่าความกว้างเท่ากับ 37 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.11 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมขนมเป็ยกปุ่น

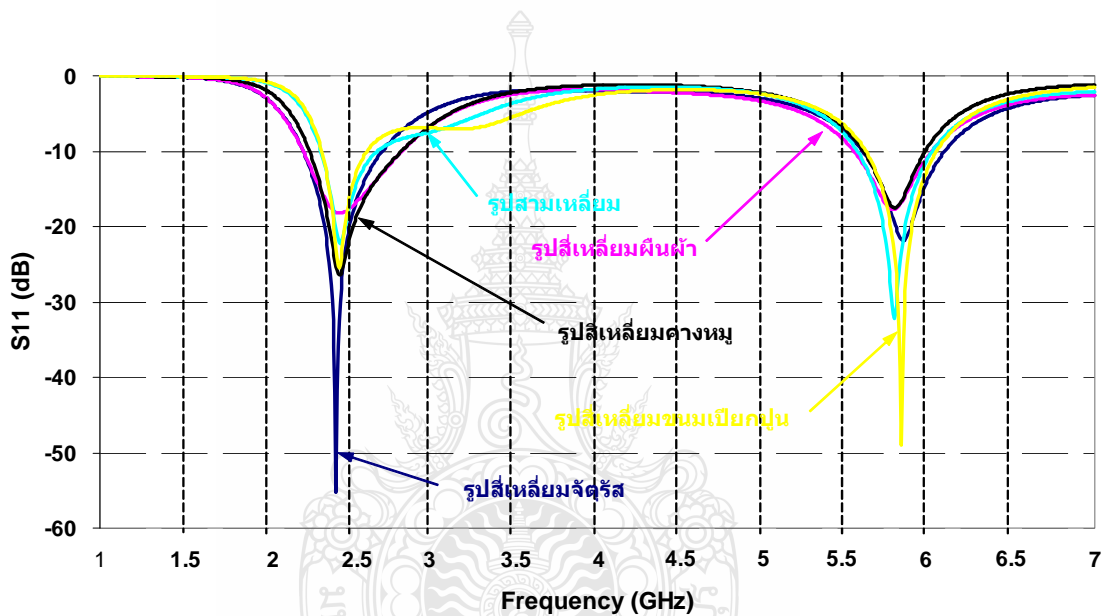


รูปที่ 3.12 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสัปดาห์  
รูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนตามรูปที่ 3.11

ตารางที่ 3.1 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ แบนด์วิดท์ และขนาดของสายอากาศ เมื่อมีการเพิ่ม  
สัปดาห์รูปแบบต่างๆ

รูปแบบสัปดาห์	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	S11 (dB)	ขนาดสายอากาศ (mm <sup>2</sup> )
รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส	2.423	0.475 (2.225-2.700)	-55.21	1386
	5.847	0.486 (5.607-6.093)	-21.18	
รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	2.441	0.595 (2.225 - 2.820)	-18.22	1050
	5.787	0.462 (5.553 - 6.015)	-17.78	
รูปสี่เหลี่ยมคางหมู	2.441	0.547 (2.267 - 2.81)	-26.46	924
	5.799	0.360 (5.613 - 5.973)	-17.51	
รูปสามเหลี่ยม	2.447	0.337 (2.333 - 2.670)	-22.24	684
	5.793	0.450 (5.571 - 6.021)	-32.18	
รูปสี่เหลี่ยมขนม เปียกปูน	2.441	0.271 (2.339 - 2.610)	-25.49	555
	5.835	0.420 (5.625 - 6.045)	-48.97	

จากการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสลับทั้งห้ารูปแบบ ได้แก่รูปแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส แบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบสี่เหลี่ยมคางหมู แบบสามเหลี่ยม และแบบสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน ทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์อยู่ในย่านความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) ดังตารางที่ 3.1 ซึ่งจะเห็นว่าเมื่อมีการเพิ่มสลับเข้าไปในตัวสายอากาศจะทำให้ตัวสายอากาศมีขนาดลดลงซึ่งเกิดจากการที่สลับรูปแบบต่างๆ ทำหน้าที่ปรับค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างตัวสายอากาศกับสายส่งสัญญาณทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์กันมากที่สุด [3] โดยสลับรูปแบบสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนจะสามารถลดขนาดของตัวสายอากาศได้มากกว่าแบบอื่นๆ คือมีขนาดความกว้าง ( $W$ ) เท่ากับ 37 มิลลิเมตรและมีขนาดความยาว ( $L$ ) เท่ากับ 15 มิลลิเมตร โดยที่ขนาดพื้นที่ของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 555 ตารางมิลลิเมตร



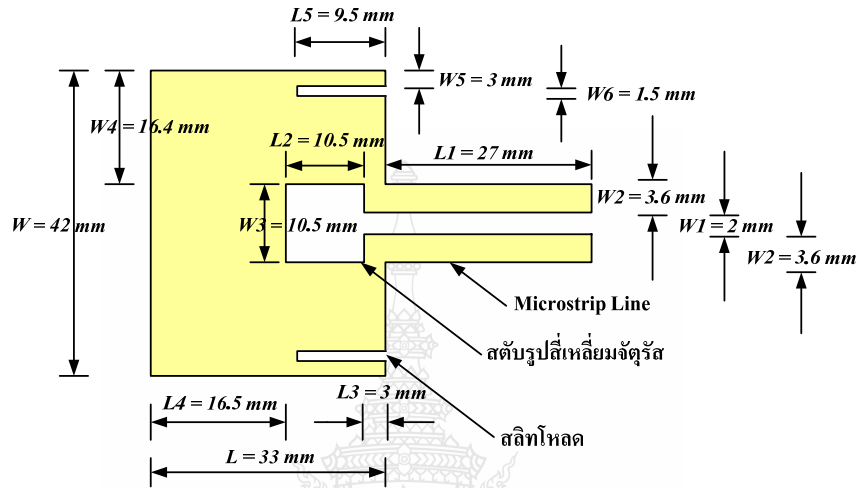
รูปที่ 3.13 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) และแบนด์วิดท์จากการจำลองแบบเมื่อมีการเพิ่มสลับรูปแบบต่างๆ

อย่างไรก็ตามค่าแบนด์วิดท์ที่ได้ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการจูนสลับทั้งห้ารูปแบบ ยังมีค่าแบนด์วิดท์ไม่ครอบคลุมย่านความถี่มาตรฐาน IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) ซึ่งต้องนำเทคนิคของสลิตโพลด์เข้ามาทำให้ค่าแบนด์วิดท์ของย่านความถี่ใช้งานเพิ่มมากขึ้น

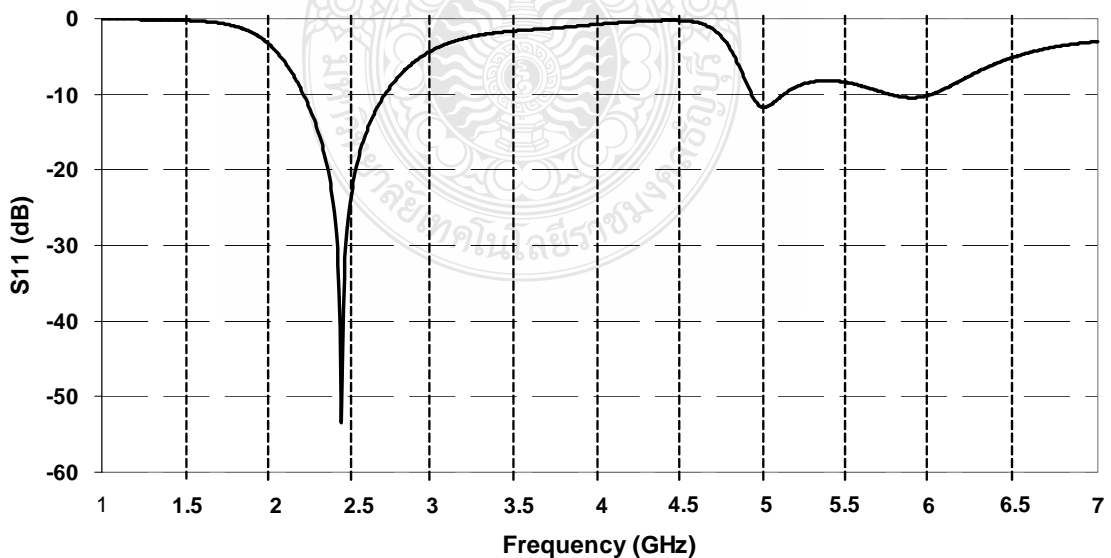
ค่าเริ่มต้นของขนาดความยาวเส้นรอบสลิตโพลด์คู่ทั้งสองรวมกัน ( $A_{slit}$ ) จะมีค่าประมาณ  $0.5 \lambda_g$  [22, 23, 24, 25, 26, 27, 28] ซึ่งจะทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์กันระหว่างตัวสายอากาศกับสายส่งสัญญาณไมโครสตริปไลน์ โดยที่ตำแหน่งการวางสลิตโพลด์จะอยู่ในลักษณะสมมาตรกันและอยู่ตรงขอบของตัวสายอากาศด้านที่ติดกับสายส่งสัญญาณไมโครสตริปไลน์ ซึ่งจะวางห่างจากขอบมุมของตัวสายอากาศในช่วง  $0.01 \lambda_g$  ถึง  $0.03 \lambda_g$  [4, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28]

### 3.7 สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสแตมป์รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสและสลิตโหลด

โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D เมื่อทำการเพิ่มสแตมป์รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสและสลิตโหลดคู่ [22] โดยที่สลิตโหลดคู่มีขนาดความกว้าง ( $W_6$ ) เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตรและขนาดความยาว ( $L_5$ ) เท่ากับ 9.5 มิลลิเมตรวางอยู่ด้านบนและด้านล่างของตัวสายอากาศในลักษณะสมมาตรกันซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสแตมป์รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสและสลิตโหลด

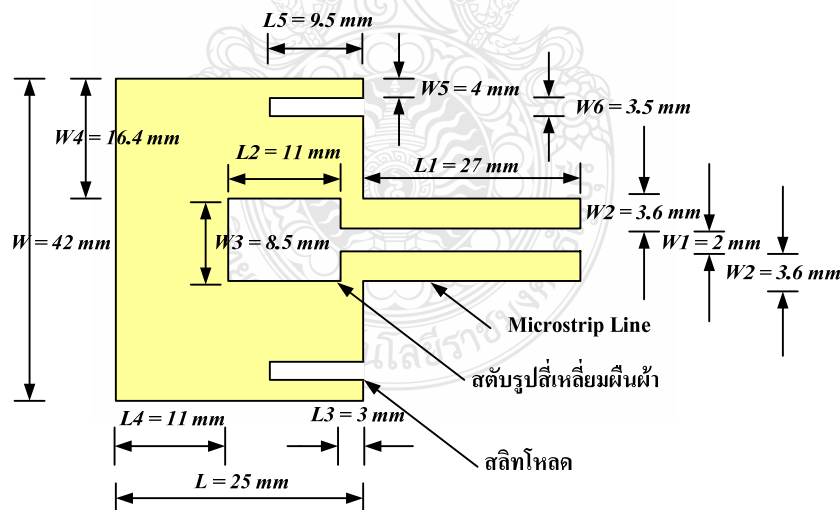


รูปที่ 3.15 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสแตมป์รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสและสลิตโหลดตามรูปที่ 3.14

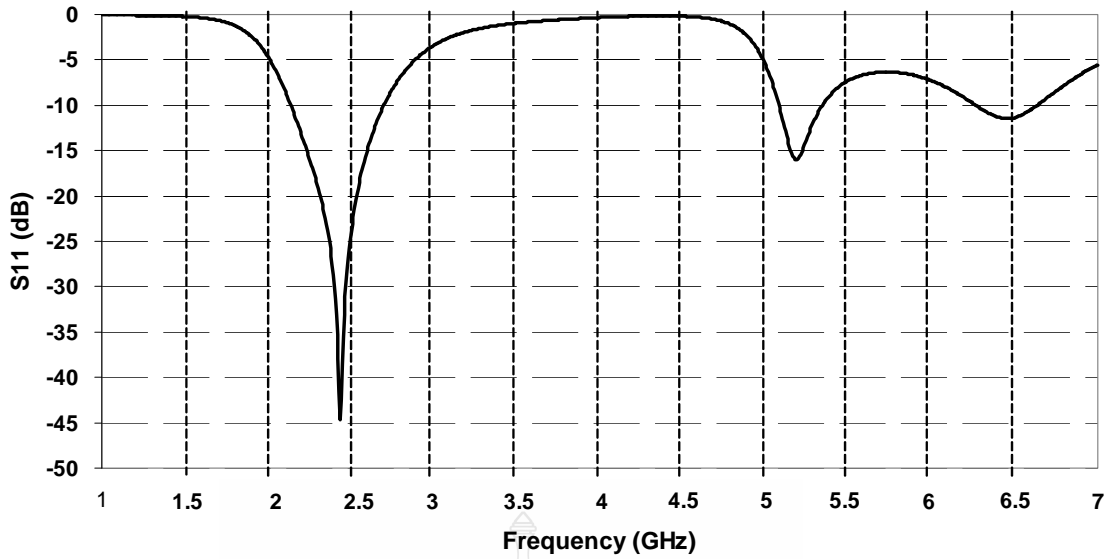
ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.441 GHz แบนด์วิดท์ 0.487 GHz (2.213 – 2.700 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -53.43 dB และค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงช่วงแรกเท่ากับ 4.994 GHz แบนด์วิดท์ 0.192 GHz (4.916 – 5.108 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -11.75 dB ค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ช่วงความถี่สูงช่วงที่สองเท่ากับ 5.877 GHz แบนด์วิดท์ 0.246 GHz (5.751 – 5.997 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -10.46 dB จะแสดงดังรูปที่ 3.15

### 3.8 สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสแต็ปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและสลิตโหลด

โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D เมื่อทำการเพิ่มสแต็ปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและสลิตโหลดคู่ [22] โดยที่สลิตโหลดคู่มีขนาดความกว้าง ( $W_6$ ) เท่ากับ 3.5 มิลลิเมตรและขนาดความยาว ( $L_5$ ) เท่ากับ 9.5 มิลลิเมตรวางอยู่ด้านบนและด้านล่างของตัวสายอากาศในลักษณะสมมาตรกันซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.16 จะทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.435 GHz แบนด์วิดท์ 0.553 GHz (2.141 – 2.694 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -44.64 dB และค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงช่วงแรกเท่ากับ 5.186 GHz แบนด์วิดท์ 0.252 GHz (5.084 – 5.336 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -16.00 dB ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงช่วงที่สองเท่ากับ 6.453 GHz แบนด์วิดท์ 0.361 GHz (6.273 – 6.634 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -11.46 dB จะแสดงดังรูปที่ 3.17



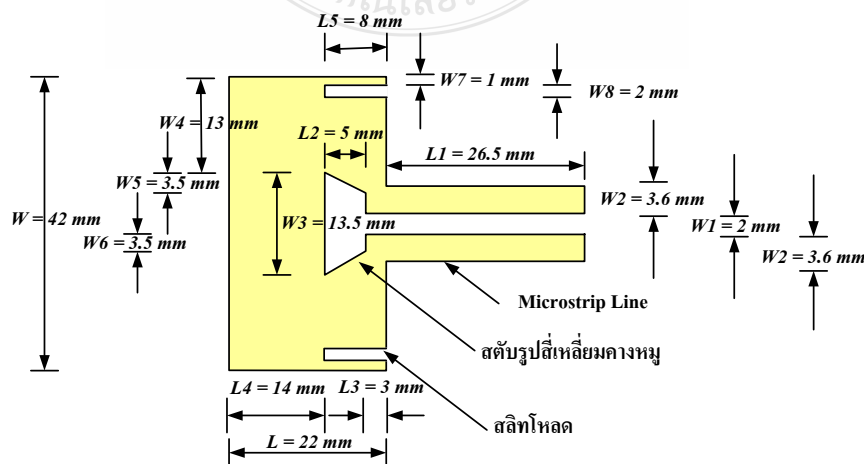
รูปที่ 3.16 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสแต็ปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและสลิตโหลด



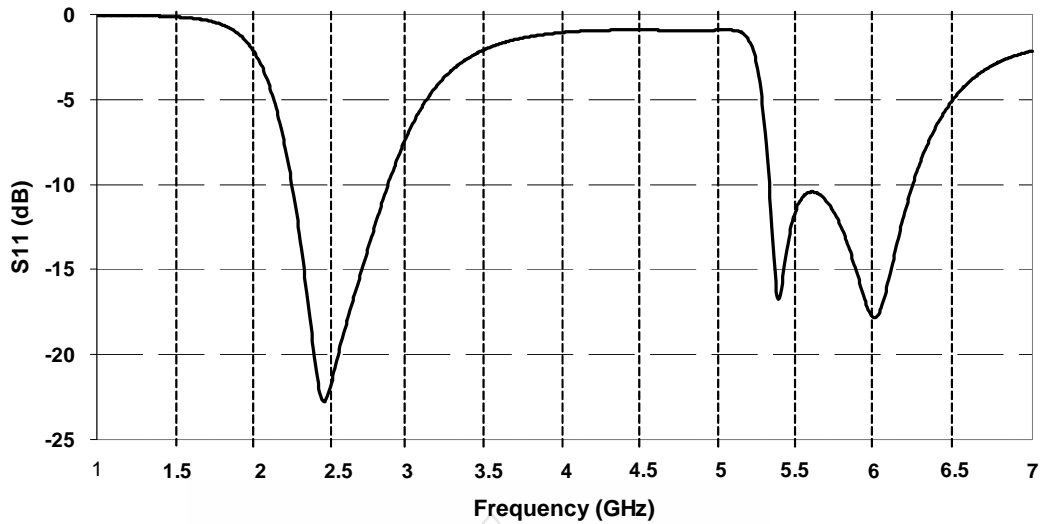
รูปที่ 3.17 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและสลิต โหลดตามรูปที่ 3.16

### 3.9 สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลด

โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D เมื่อทำการเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่ [22] โดยที่สลิตโหลดคู่มีขนาดความกว้าง ( $W8$ ) เท่ากับ 2 มิลลิเมตรและขนาดความยาว ( $L5$ ) เท่ากับ 8 มิลลิเมตรวางอยู่ด้านบนและด้านล่างของตัวสายอากาศในลักษณะสมมาตรกัน ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.18 จะทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.453 GHz แบนด์วิดท์ 0.607 GHz (2.255 – 2.862 GHz) ค่า  $S_{11}$  เท่ากับ -22.77 dB และค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.991 GHz แบนด์วิดท์ 0.913 GHz (5.318 – 6.231 GHz) ค่า  $S_{11}$  เท่ากับ -17.85 dB จะแสดงดังรูปที่ 3.19



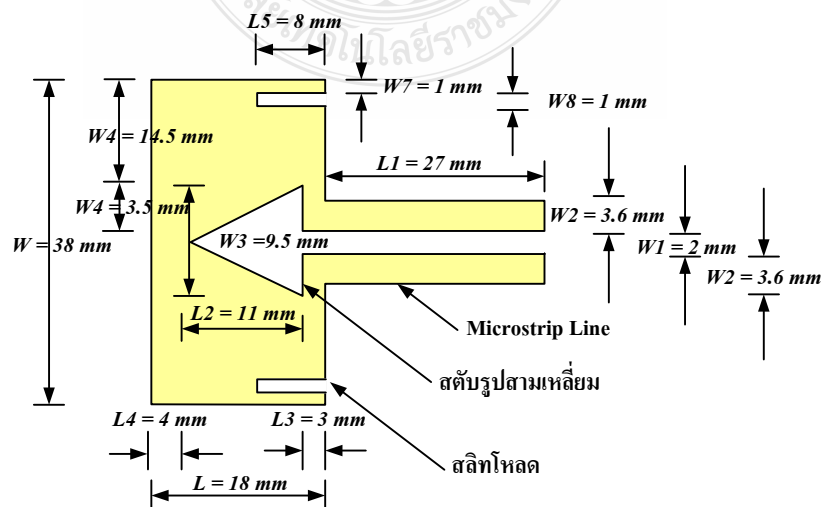
รูปที่ 3.18 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลด



รูปที่ 3.19 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสับริบรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดตามรูปที่ 3.18

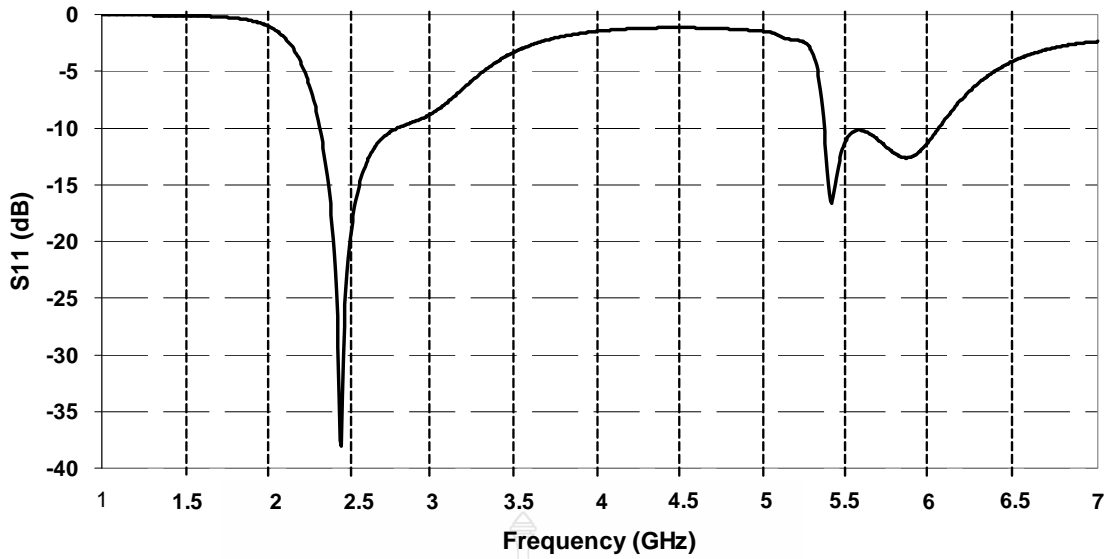
### 3.10 สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับริบรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลด

โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D เมื่อทำการเพิ่มสับริบรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่ [22] โดยที่สลิตโหลดคู่มีขนาดความกว้าง ( $W8$ ) เท่ากับ 1 มิลลิเมตรและขนาดความยาว ( $L5$ ) เท่ากับ 8 มิลลิเมตรวางอยู่ด้านบนและด้านล่างของตัวสายอากาศในลักษณะสมมาตรกันซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.20 จะทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.441 GHz แบนด์วิดท์ 0.463 GHz (2.315 – 2.778 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -38.07 dB และค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.384 GHz แบนด์วิดท์ 0.685 GHz (5.354 – 6.039 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -15.83 dB จะแสดงดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.20 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับริบรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลด

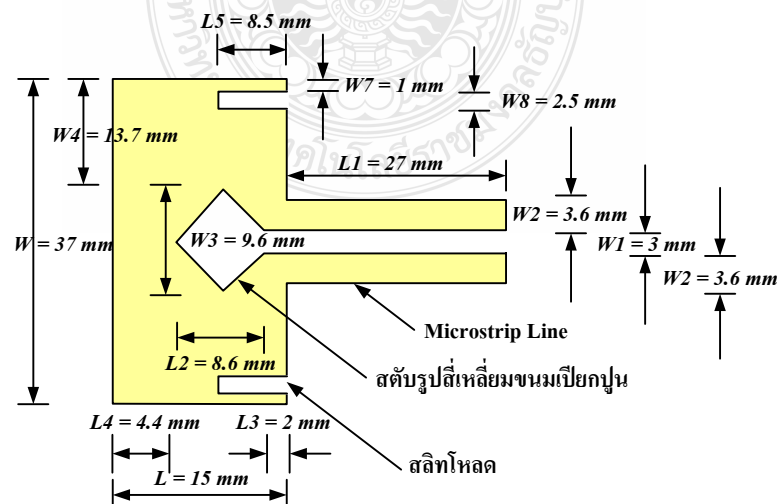




รูปที่ 3.21 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ( $S_{11}$ ) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสับริบรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดตามรูปที่ 3.20

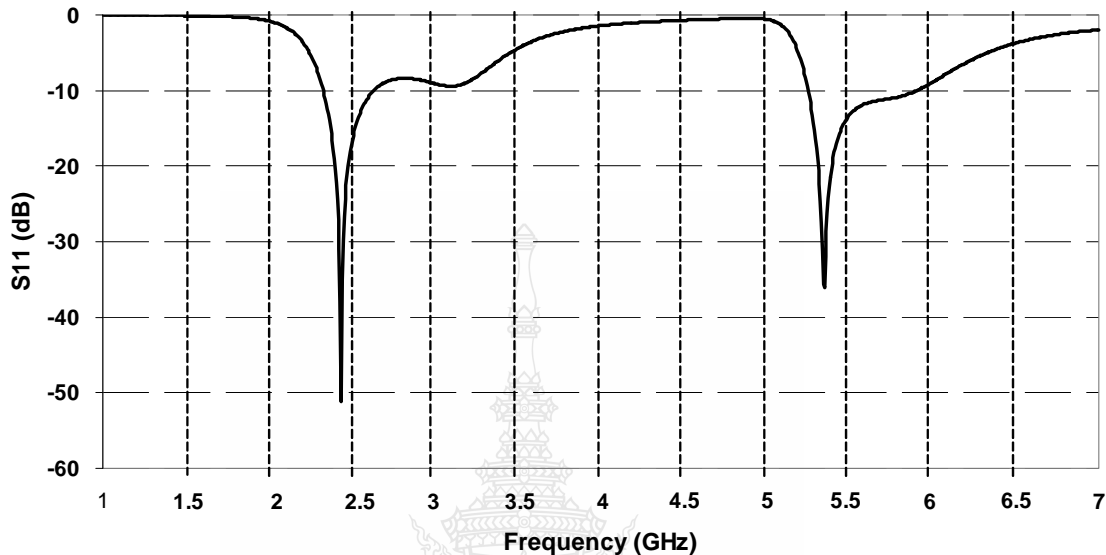
### 3.11 สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับริบรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลด

โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D เมื่อทำการเพิ่มสับริบรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลด [22] โดยที่สลิตโหลดคู่มีขนาดความกว้าง ( $W$ ) เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตรและขนาดความยาว ( $L$ ) เท่ากับ 8.5 มิลลิเมตรวางอยู่ด้านบนและด้านล่างของตัวสายอากาศในลักษณะสมมาตรกัน



รูปที่ 3.22 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับริบรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลด

ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.22 จะทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.435 GHz แบนด์วิดท์ 0.301 GHz (2.327 – 2.628 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -51.17 dB และค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.348 GHz แบนด์วิดท์ 0.649 GHz (5.252 – 5.901 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -36.04 dB จะแสดงดังรูปที่ 3.23



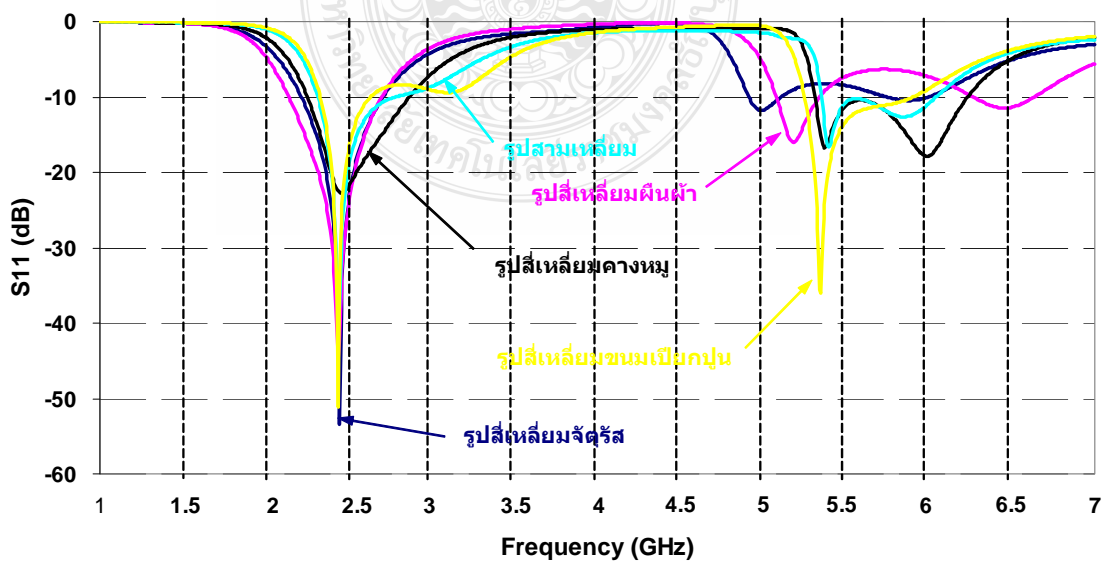
รูปที่ 3.23 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) จากการจำลองแบบ เมื่อเพิ่มสลับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดตามรูปที่ 3.22

จากการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสลับและสลิตโหลดทั้งห้ารูปแบบได้แก่รูปแบบสี่เหลี่ยมจตุรัส แบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แบบสี่เหลี่ยมคางหมู แบบสามเหลี่ยม และแบบสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน ทำให้ค่าแบนด์วิดท์ที่ได้มีค่าเพิ่มขึ้นและอยู่ในย่านความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) ดังรูปที่ 3.24 และตารางที่ 3.2 ซึ่งจะเห็นว่าเมื่อมีการเพิ่มสลิตโหลดเข้าไปในตัวสายอากาศจะทำให้ค่าแบนด์วิดท์ที่ได้มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งเกิดจากการที่สลิตโหลดทำหน้าที่ปรับขยายค่าแบนด์วิดท์ของย่านความถี่ที่เกิดขึ้น [22] โดยที่สลับแบบรูปสี่เหลี่ยมคางหมู แบบรูปสามเหลี่ยม และแบบสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนจะมีแนวโน้มเข้าใกล้ย่านความถี่มาตรฐาน IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) มากกว่าแบบรูปสี่เหลี่ยมจตุรัสและแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ดังนั้นผู้วิจัยจะได้นำสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสลับแบบรูปสี่เหลี่ยมคางหมู แบบรูปสามเหลี่ยม และแบบรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนมาพิจารณาเพิ่มเติมเพื่อเพิ่มค่าแบนด์วิดท์ให้อยู่ในย่านความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) ด้วย

ตารางที่ 3.2 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ แบนด์วิดท์ และขนาดของสายอากาศ เมื่อมีการเพิ่ม  
 สตัมและสลิตโหลด

รูปแบบสตัม	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	S11 (dB)	ขนาดสายอากาศ (mm <sup>2</sup> )
รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส	2.441	0.487 (2.213 – 2.700)	-53.43	1386
	4.994	0.192 (4.916 – 5.108)	-11.75	
	5.877	0.246 (5.751 – 5.997)	-10.46	
รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	2.435	0.553 (2.141 – 2.694)	-44.64	1050
	5.186	0.252 (5.084 - 5.336)	-16	
	6.453	0.361 (6.273 - 6.634)	-11.46	
รูปสี่เหลี่ยมคางหมู	2.453	0.607 (2.255 – 2.862)	-22.77	924
	5.991	0.913 (5.318 – 6.231)	-17.85	
รูปสามเหลี่ยม	2.441	0.463 (2.315 – 2.778)	-38.07	648
	5.384	0.685 (5.354 – 6.039)	-15.83	
รูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน	2.435	0.291 (2.137 – 2.628)	-51.17	555
	5.348	0.649 (5.252 – 5.901)	-36.04	

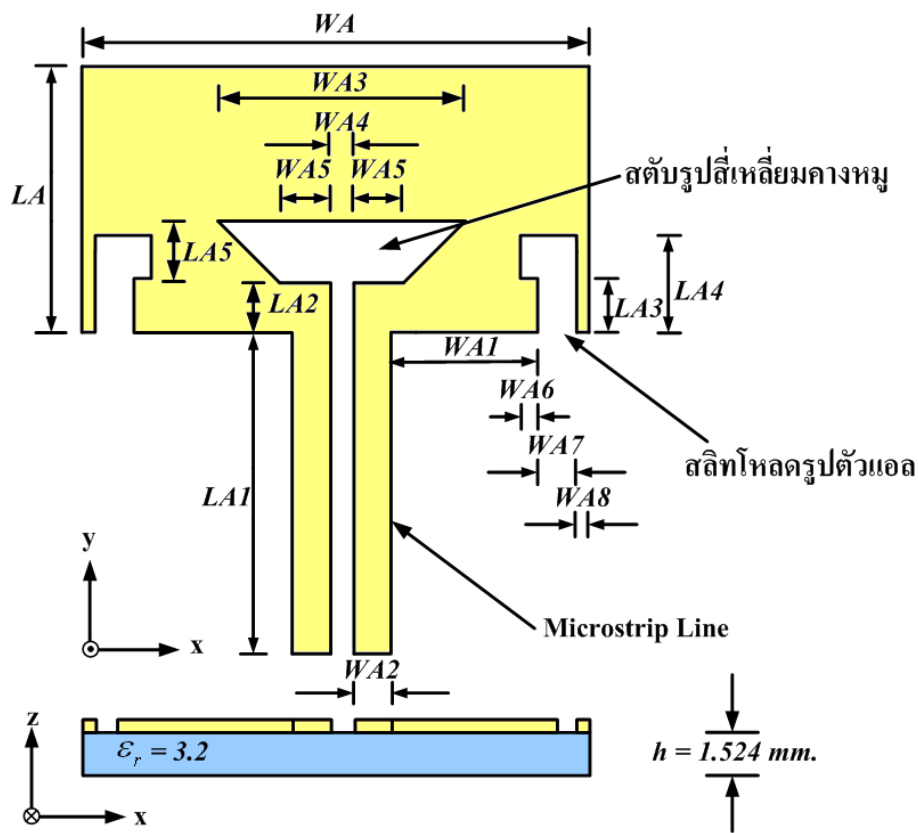


รูปที่ 3.24 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) และแบนด์วิดท์ จากการจำลองแบบ  
 เมื่อมีการเพิ่มสตัมรูปแบบต่างๆและสลิตโหลด

### 3.12 สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสั้บรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่

#### รูปตัวแอล

การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสั้บรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลแสดงดังรูปที่ 3.25 ประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ 4 ส่วน ส่วนแรกคือส่วนของตัวสายอากาศซึ่งการคำนวณหาขนาดความกว้าง ( $WA$ ) และความยาว ( $LA$ ) ได้จากสมการที่ (2.37) – (2.43) ขนาดที่ได้จากการคำนวณก่อนมีการเพิ่มด้วยสั้บและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลนั้น ค่า  $WA$  เท่ากับ 42 มิลลิเมตร และ  $LA$  เท่ากับ 33 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.25 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสั้บรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล

โดยที่สมการพื้นฐานในการหา  $\lambda_g$  คำนวณหาได้จากสมการที่ (2.48) ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าเท่ากับ 70.46 มิลลิเมตร

พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสั้บรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลประกอบไปด้วย

- WA* คือ ความกว้างของตัวสายอากาศแบบไมโครสตริป
- WA1* คือ ระยะจากขอบของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปถึงสลิตโหลครูปตัวแอล (L)
- WA2* คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป
- WA3* คือ ความกว้างของสัตบรูปสี่เหลี่ยมคางหมูด้านบน
- WA4* คือ ระยะห่างระหว่างสายส่งสัญญาณไมโครสตริป
- WA5* คือ ความกว้างของสัตบรูปสี่เหลี่ยมคางหมูด้านล่าง
- WA6* คือ ความกว้างด้านแนวแกนของสลิตโหลครูปตัวแอล (L)
- WA7* คือ ความกว้างด้านแนวแกนตั้งของสลิตโหลครูปตัวแอล (L)
- WA8* คือ ระยะจากขอบนอกของตัวสายอากาศถึงสลิตโหลครูปตัวแอล (L)
- LA* คือ ความยาวของตัวสายอากาศแบบไมโครสตริป
- LA1* คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป
- LA2* คือ ระยะระหว่างตัวสายอากาศกับขอบด้านล่างของสัตบรูปสี่เหลี่ยมคางหมู
- LA3* คือ ความยาวด้านแนวแกนตั้งของสลิตโหลครูปตัวแอล (L)
- LA4* คือ ความยาวรวมด้านแนวแกนตั้งของสลิตโหลครูปตัวแอล (L)
- LA5* คือ ความยาวด้านแนวแกนตั้งของสัตบรูปสี่เหลี่ยมคางหมู

ส่วนที่สองคือส่วนป้อนสัญญาณให้กับตัวสายอากาศซึ่งใช้การป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริปที่ออกแบบให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์มขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป (*WA2*) คำนวณได้จากสมการที่ (2.47) ซึ่งค่าที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 3.6 มิลลิเมตร

ค่าความยาวของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป (*LA1*) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือ เมื่อระยะ *LA1* มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะลดลง แต่เมื่อระยะ *LA1* ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะเพิ่มสูงขึ้น ซึ่งจะทำให้การนำระยะ *LA1* ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ *LA1* ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ *LA1* ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.036 \lambda_g$  ถึง  $0.04 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ *LA1* ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 LA1 &= 0.376 \lambda_g \\
 &= (0.376) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\
 &= 26.5 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

ส่วนที่สามคือส่วนของสลิทโหนดครูปตัวแอล (L) ที่ปรากฏด้านซ้ายและด้านขวาของตัวสายอากาศอยู่ในลักษณะสมมาตรกันซึ่งส่วนนี้จะทำหน้าที่ในการปรับแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูง ขนาดของสลิทโหนดทั้งสองนั้นมีขนาดแทนด้วยตัวแปร  $WA6$   $WA7$   $LA3$  และ  $LA4$  ซึ่งหาได้จากวิธีเชิงประจักษ์ (Empirical Method) [2] โดยที่ค่าความกว้างด้านแนวแกนนอนของสลิทโหนดครูปตัวแอล ( $WA6$ ) จะมีความสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $WA6$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นแต่เมื่อระยะ  $WA6$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงตามไปด้วยซึ่งจะทำการนำระยะ  $WA6$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $WA6$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศโดยที่ระยะ  $WA6$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.015 \lambda_g$  ถึง  $0.043 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $WA6$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} WA6 &= 0.028 \lambda_g \\ &= (0.028) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 2 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ค่าความกว้างด้านแนวแกนตั้งของสลิทโหนดครูปตัวแอล ( $WA7$ ) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือ เมื่อระยะ  $WA7$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะลดลง แต่เมื่อระยะ  $WA7$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะเพิ่มสูงขึ้น ซึ่งจะทำการนำระยะ  $WA7$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $WA7$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $WA7$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.084 \lambda_g$  ถึง  $0.115 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $WA7$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} WA7 &= 0.100 \lambda_g \\ &= (0.100) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 2.97 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ค่าความยาวด้านแนวแกนตั้งของสลิทโหนดครูปตัวแอล ( $LA3$ ) และค่าความยาวรวมด้านแนวแกนตั้งของสลิทโหนดครูปตัวแอล ( $LA4$ ) จะมีความสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์ คือเมื่อระยะ  $LA3$  และ  $LA4$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นแต่เมื่อระยะ  $LA3$  และ  $LA4$

ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงตามไปด้วยซึ่งจะทำการนำระยะ  $LA3$  และ  $LA4$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $LA3$  และ  $LA4$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $LA3$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.04 \lambda_g$  ถึง  $0.07 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $LA3$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} LA3 &= 0.064 \lambda_g \\ &= (0.064) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 4.5 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

และระยะ  $LA4$  เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.1 \lambda_g$  ถึง  $0.125 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $LA4$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} LA4 &= 0.114 \lambda_g \\ &= (0.114) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 8 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ระยะจากขอบนอกของตัวสายอากาศถึงสลิทโหลดรูปตัวแอล ( $WA8$ ) จะมีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $WA8$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำจะเพิ่มขึ้นส่วนความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่สูงจะลดลงแต่เมื่อระยะ  $WA8$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำจะลดลงส่วนความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะเพิ่มสูงขึ้นซึ่งจะทำการนำระยะ  $WA8$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $WA8$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศโดยที่ระยะ  $WA8$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.01 \lambda_g$  ถึง  $0.03 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $WA8$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} WA8 &= 0.015 \lambda_g \\ &= (0.015) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 1 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ระยะจากขอบของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปถึงสลิทโพลครูปตัวแอล ( $WAI$ ) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $WAI$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำจะลดลงส่วนความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่สูงจะเพิ่มขึ้นแต่เมื่อระยะ  $WAI$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำจะเพิ่มขึ้นส่วนความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะลดต่ำลงซึ่งเราจะนำระยะ  $WAI$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $WAI$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศโดยที่ระยะ  $WAI$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.15 \lambda_g$  ถึง  $0.185 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $WAI$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} WAI &= 0.176 \lambda_g \\ &= (0.176) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 12.4 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ส่วนสุดท้ายคือส่วนสตัปแบบรูปสี่เหลี่ยมคางหมูที่ออกแบบเพื่อทำหน้าที่ปรับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศให้ความถี่ดังกล่าวรองรับการใช้งานในเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) โดยที่ พารามิเตอร์ที่ใช้เป็นตัวกำหนดให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ต้องการคือความยาวของสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมู ( $LA5$ ) โดยที่ความยาวของสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมูจะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือถ้าความยาวของสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมุนั้นมีความยาวเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ต่ำลดลงแต่ถ้าความยาวของสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมุนั้นมีความยาวที่สั้นลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์สูงขึ้นซึ่งจะทำการนำความยาวของสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมูไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาความยาวที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ ดังนั้นสมการพื้นฐานในการหา  $\lambda_g$  จะได้จากสมการที่ (2.48)

ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าเท่ากับ 70.46 มิลลิเมตร ดังนั้นความยาวของสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมูเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.085 \lambda_g$  ถึง  $0.115 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าความยาวของสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมู ( $LA5$ ) ที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} LA5 &= 0.1 \lambda_g \\ &= (0.1) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 7 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$



ค่าความกว้างของสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมูด้านบน ( $WA3$ ) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ ถ้าความกว้างของสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมูแคบลงทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้น และเมื่อความกว้างของสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมุนั้นมีขนาดกว้างขึ้นทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลง ซึ่งจะทำให้การนำค่า  $WA3$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาค่า  $WA3$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริป โดยที่ความกว้างของสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมูเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.22 \lambda_g$  ถึง  $0.25 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าความกว้างของสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมูด้านบน ( $WA3$ ) ที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} WA3 &= 0.227 \lambda_g \\ &= (0.227) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 16 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ระยะระหว่างตัวสายอากาศกับขอบด้านล่างของสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมู ( $LA2$ ) และความกว้างของ สัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมูด้านล่าง ( $WA5$ ) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $LA2$  และ  $WA5$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ลดลงแต่เมื่อระยะ  $LA2$  และ  $WA5$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะเพิ่มสูงขึ้นซึ่งจะทำให้การนำระยะ  $LA2$  และ  $WA5$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $LA2$  และ  $WA5$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $LA2$  และ  $WA5$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.04 \lambda_g$  ถึง  $0.07 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $LA2$  และ  $WA5$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} LA2 = WA5 &= 0.042 \lambda_g \\ &= (0.042) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 3 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ระยะห่างระหว่างสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ( $WA4$ ) จะมีความสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $WA4$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นแต่เมื่อระยะ  $WA4$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงตามไปด้วยซึ่งเราจะนำระยะ  $WA4$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $WA4$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $WA4$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.015 \lambda_g$  ถึง

$0.043 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $WA4$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริป ที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} WA4 &= 0.028 \lambda_g \\ &= (0.028) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 2 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ขนาดความยาวเส้นรอบรูปสตัดบ (  $AA_{stub}$  ) ของสตัดบรูปสี่เหลี่ยมคางหมูเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (  $\lambda_g$  ) เพื่อที่จะหาค่าที่เหมาะสมในการออกแบบสตัดบรูปสี่เหลี่ยมคางหมู โดยที่ขนาดความยาวเส้นรอบรูปสตัดบเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.35 \lambda_g$  ถึง  $0.65 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาขนาด  $AA_{stub}$  ของสตัดบรูปสี่เหลี่ยมคางหมูของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} AA_{stub} &= 0.538 \lambda_g \\ &= (0.538) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 38 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ขนาดความยาวเส้นรอบรูปสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลทั้งสองรวมกัน (  $AA_{slit}$  ) เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (  $\lambda_g$  ) เพื่อที่จะหาค่าที่เหมาะสมในการออกแบบสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล โดยที่ขนาดความยาวเส้นรอบรูปสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.5 \lambda_g$  ถึง  $0.6 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาขนาด  $AA_{slit}$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} AA_{slit} &= 0.595 \lambda_g \\ &= (0.595) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 42 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ซึ่งหลังจากมีการปรับด้วยสตัดบรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลแล้วสามารถทำให้ขนาดความยาว  $LA$  ของสายอากาศมีขนาดลดลงโดยมีค่าเท่ากับ 22 มิลลิเมตรซึ่งเกิดจากการที่ใส่สตัดบรูปสี่เหลี่ยมคางหมูทำหน้าที่ปรับค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างตัวสายอากาศกับสายส่งสัญญาณไมโครสตริปทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์กันมากที่สุดซึ่งค่าพารามิเตอร์และขนาดของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 3.23 และตารางที่ 3.3

จากตารางที่ 3.3 จะได้แสดงค่าพารามิเตอร์จากการคำนวณและผลจากการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลโดยที่การหาค่าพารามิเตอร์ได้มาจากการใช้สมการที่กล่าวไว้แล้วในขั้นต้นและในการจำลองแบบโครงสร้างจะใช้โปรแกรม IE3D ช่วยในการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่ม สัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลค่าพารามิเตอร์และผลจากการจำลองที่ได้จะแสดงในตารางที่ 3.3 ส่วนผลของการวิเคราะห์สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลจะได้กล่าวถึงในบทถัดไป

ตารางที่ 3.3 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล

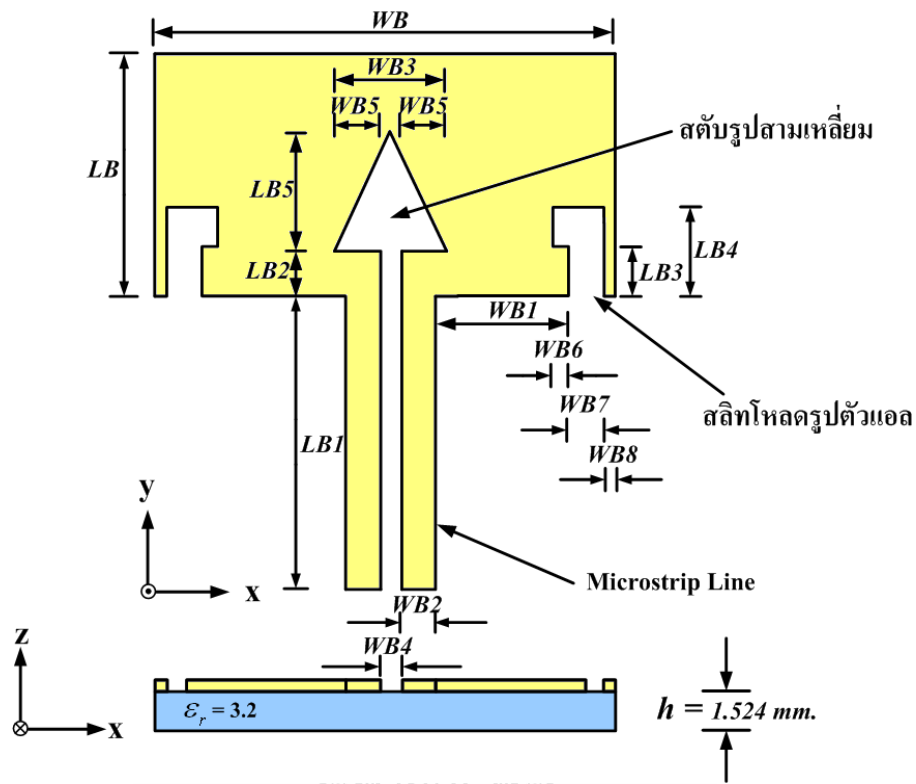
ขนาดความกว้าง		ขนาดความยาว	
ตัวแปร	ขนาด (มิลลิเมตร)	ตัวแปร	ขนาด (มิลลิเมตร)
$WA$	42	$LA$	22
$WA1$	12.4	$LA1$	26.5
$WA2$	3.6	$LA2$	3
$WA3$	16	$LA3$	4.5
$WA4$	2	$LA4$	8
$WA5$	3	$LA5$	7
$WA6$	2	-	-
$WA7$	3	-	-
$WA8$	1	-	-

### 3.13 สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูป

#### ตัวแอล

การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลแสดงดังรูปที่ 3.26 จะใช้หลักการออกแบบเช่นเดียวกับการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมูซึ่งจะประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ 4 ส่วนเช่นเดียวกันส่วนแรกคือส่วนของตัวสายอากาศซึ่งการคำนวณหาขนาดความกว้าง ( $WB$ ) และความยาว ( $LB$ ) ได้จากสมการที่ (2.37) – (2.43) ขนาดที่ได้จากการคำนวณก่อนมีการเพิ่มด้วยสัณฐานและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลนั้น ค่า  $WB$  เท่ากับ 42 มิลลิเมตรและ  $LB$  เท่ากับ 33 มิลลิเมตร

โดยที่สมการพื้นฐานในการหา  $\lambda_g$  คำนวณได้จากสมการที่ (2.48) ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าเท่ากับ 70.46 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.26 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล

พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลประกอบไปด้วย

$WB$  คือ ความกว้างของตัวสายอากาศแบบไมโครสตริป

$WB1$  คือ ระยะจากขอบของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปถึงสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล ( $L$ )

$WB2$  คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

$WB3$  คือ ความกว้างฐานรวมของสตัดรูปสามเหลี่ยม

$WB4$  คือ ระยะห่างระหว่างสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

$WB5$  คือ ความกว้างฐานของสตัดรูปสามเหลี่ยม

$WB6$  คือ ความกว้างด้านแนวแกนของสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล ( $L$ )

$WB7$  คือ ความกว้างด้านแนวแกนตั้งของสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล ( $L$ )

*WB8* คือ ระยะจากขอบนอกของตัวสายอากาศถึงสลิทโหลดรูปตัวแอล (L)

*LB* คือ ความยาวของตัวสายอากาศแบบไมโครสตริป

*LB1* คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

*LB2* คือ ระยะระหว่างตัวสายอากาศกับขอบด้านล่างของสตัปรูปสามเหลี่ยม

*LB3* คือ ความยาวด้านแนวแกนตั้งของสลิทโหลดรูปตัวแอล (L)

*LB4* คือ ความยาวรวมด้านแนวแกนตั้งของสลิทโหลดรูปตัวแอล (L)

*LB5* คือ ความยาวด้านแนวแกนตั้งของสตัปรูปสามเหลี่ยม

ส่วนที่สองคือส่วนป้อนสัญญาณให้กับตัวสายอากาศซึ่งใช้การป้อนสัญญาณด้วยสายสัญญาณไมโครสตริปที่ออกแบบให้การแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์มขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป (*WB2*) คำนวณได้จากสมการที่ (2.47) ซึ่งค่าที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 3.6 มิลลิเมตร

ค่าความยาวของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป (*LB1*) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือ เมื่อระยะ *LB1* มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะลดลง แต่เมื่อระยะ *LB1* ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะเพิ่มสูงขึ้น ซึ่งจะทำให้การนำระยะ *LB1* ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ *LB1* ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ *LB1* ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.036 \lambda_g$  ถึง  $0.04 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ *LB1* ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} LB1 &= 0.383 \lambda_g \\ &= (0.383) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 27 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ส่วนที่สามคือส่วนของสลิทโหลดรูปตัวแอล (L) ที่ปรากฏด้านซ้ายและด้านขวาของตัวสายอากาศอยู่ในลักษณะสมมาตรกันซึ่งส่วนนี้จะทำหน้าที่ในการปรับแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงขนาดของสลิทโหลดทั้งสองนั้นมีขนาดแทนด้วยตัวแปร *WB6* *WB7* *LB3* และ *LB4* ซึ่งหาได้จากวิธีเชิงประจักษ์ (Empirical Method) [2] โดยที่ค่าความกว้างด้านแนวแกนของสลิทโหลดรูปตัวแอล (*WB6*) จะมีความสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ *WB6* มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นแต่เมื่อระยะ *WB6* ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงตามไปด้วยซึ่งจะทำการนำระยะ *WB6* ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ *WB6* ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ *WB6* ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.015 \lambda_g$  ถึง  $0.043 \lambda_g$

[23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $WB6$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} WB6 &= 0.021 \lambda_g \\ &= (0.021) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 1.5 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ค่าความกว้างด้านแนวแกนตั้งของสลิตโพลครูปตัวแอล ( $WB7$ ) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $WB7$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะลดลง แต่เมื่อระยะ  $WB7$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะเพิ่มสูงขึ้นซึ่งจะทำการนำระยะ  $WB7$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $WB7$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $WB7$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.04 \lambda_g$  ถึง  $0.07 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $WB7$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} WB7 &= 0.042 \lambda_g \\ &= (0.042) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 3 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ค่าความยาวด้านแนวแกนตั้งของสลิตโพลครูปตัวแอล ( $LB3$ ) และค่าความยาวรวมด้านแนวแกนตั้งของสลิตโพลครูปตัวแอล ( $LB4$ ) จะมีความสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $LB3$  และ  $LB4$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นแต่เมื่อระยะ  $LB3$  และ  $LB4$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงตามไปด้วยซึ่งจะทำการนำระยะ  $LB3$  และ  $LB4$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $LB3$  และ  $LB4$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $LB3$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.05 \lambda_g$  ถึง  $0.08 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $LB3$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} LB3 &= 0.064 \lambda_g \\ &= (0.064) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 4.5 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

และระยะ  $LB4$  เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.1 \lambda_g$  ถึง  $0.125 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $LB4$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} LB4 &= 0.114 \lambda_g \\ &= (0.114) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 8 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ระยะจากขอบนอกของตัวสายอากาศถึงสลิทโพลครูปตัวแอล ( $WB8$ ) จะมีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $WB8$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำจะเพิ่มขึ้นส่วนความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่สูงจะลดลงแต่เมื่อระยะ  $WB8$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำจะลดลง ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะเพิ่มสูงขึ้นซึ่งจะทำการนำระยะ  $WB8$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $WB8$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $WB8$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.01 \lambda_g$  ถึง  $0.03 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $WB8$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} WB8 &= 0.015 \lambda_g \\ &= (0.015) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 1 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ระยะจากขอบของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปถึงสลิทโพลครูปตัวแอล ( $WB1$ ) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $WB1$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำจะลดลง ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่สูงจะเพิ่มขึ้นแต่เมื่อระยะ  $WB1$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำจะเพิ่มขึ้น ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะลดต่ำลงซึ่งเราจะนำระยะ  $WB1$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $WB1$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $WB1$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.15 \lambda_g$  ถึง  $0.1.85 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $WB1$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 WBI &= 0.162 \lambda_g \\
 &= (0.162) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\
 &= 11.40 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

ส่วนสุดท้ายคือส่วนสัดแบบรูปสามเหลี่ยมที่ออกแบบเพื่อทำหน้าที่ปรับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศให้ความถี่ดังกล่าวรองรับการใช้งานในเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) โดยที่พารามิเตอร์ที่ใช้เป็นตัวกำหนดให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ต้องการคือความยาวของสัดรูปสามเหลี่ยม ( $LB5$ ) โดยที่ความยาวของสัดรูปสามเหลี่ยมจะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือถ้าความยาวของสัดรูปสามเหลี่ยมนั้นมีความยาวเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ต่ำลง แต่ถ้าความยาวของสัดรูปสามเหลี่ยมนั้นมีความยาวที่สั้นลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์สูงขึ้น ซึ่งจะทำให้การนำความยาวของสัดรูปสามเหลี่ยมไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาความยาวที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ

โดยจะเลือกใช้ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ที่ 70.46 มิลลิเมตรซึ่งจะสามารถครอบคลุมการใช้งานได้ทั้งสองย่านความถี่ดังกล่าวความยาวของสัดรูปสามเหลี่ยมเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.125 \lambda_g$  ถึง  $0.185 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าความยาวของสัดรูปสามเหลี่ยม ( $LB5$ ) ที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 LB5 &= 0.155 \lambda_g \\
 &= (0.155) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\
 &= 11 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

ค่าความกว้างของสัดรูปสามเหลี่ยมด้านบน ( $WB3$ ) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ถ้าความกว้างของสัดรูปสามเหลี่ยมลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นและเมื่อความกว้างของสัดรูปสามเหลี่ยมนั้นมีขนาดกว้างขึ้นทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงซึ่งจะทำให้การนำค่า  $WB3$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาค่า  $WB3$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริป โดยที่ความกว้างของสัดรูปสามเหลี่ยมเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.1 \lambda_g$  ถึง  $0.2 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าความกว้างของสัดรูปสามเหลี่ยมด้านบน ( $WB3$ ) ที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 WB3 &= 0.143 \lambda_g \\
 &= (0.143) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร})
 \end{aligned}$$



= 10 มิลลิเมตร

ระยะระหว่างตัวสายอากาศกับขอบด้านล่างของสักรูปสามเหลี่ยม ( $LB2$ ) และความกว้างของสักรูปสามเหลี่ยมด้านล่าง ( $WB5$ ) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $LB2$  และ  $WB5$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ลดลงแต่เมื่อระยะ  $LB2$  และ  $WB5$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะเพิ่มสูงขึ้นซึ่งจะทำการนำระยะ  $LB2$  และ  $WB5$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $LB2$  และ  $WB5$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $LB2$  และ  $WB5$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.040 \lambda_g$  ถึง  $0.070 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $LB2$  และ  $WB5$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}LB2 = WB5 &= 0.042 \lambda_g \\ &= (0.042) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 3 \text{ มิลลิเมตร}\end{aligned}$$

ระยะห่างระหว่างสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ( $WB4$ ) จะมีความสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $WB4$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นแต่เมื่อระยะ  $WB4$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงตามไปด้วยซึ่งจะนำระยะ  $WB4$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $WB4$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศโดยที่ระยะ  $WB4$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.015 \lambda_g$  ถึง  $0.043 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ซึ่งเราสามารถหาค่าระยะ  $WB4$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}WB4 &= 0.028 \lambda_g \\ &= (0.028) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 2 \text{ มิลลิเมตร}\end{aligned}$$

ขนาดความยาวเส้นรอบรูปสักรูป ( $BA_{stub}$ ) ของสักรูปสามเหลี่ยมเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาค่าที่เหมาะสมในการออกแบบสักรูปสามเหลี่ยม โดยที่ขนาดความยาวเส้นรอบรูปสักรูปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.35 \lambda_g$  ถึง  $0.65 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาขนาด  $BA_{stub}$  ของสักรูปสามเหลี่ยมของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
BA_{stub} &= 0.453 \lambda_g \\
&= (0.453) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\
&= 32 \text{ มิลลิเมตร}
\end{aligned}$$

ขนาดความยาวเส้นรอบรูปสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลทั้งสองรวมกัน ( $BA_{slit}$ ) เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาค่าที่เหมาะสมในการออกแบบสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล โดยที่ขนาดความยาวเส้นรอบรูปสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.5 \lambda_g$  ถึง  $0.6 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาขนาด  $BA_{slit}$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
BA_{slit} &= 0.58 \lambda_g \\
&= (0.58) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\
&= 41 \text{ มิลลิเมตร}
\end{aligned}$$

ซึ่งหลังจากมีการปรับด้วยสัณฐานรูปสามเหลี่ยมแล้วสามารถทำให้ขนาดความกว้าง  $WB$  และขนาดความยาว  $LB$  ของตัวสายอากาศมีขนาดลดลงโดยมีค่าความกว้างเท่ากับ 38 มิลลิเมตรและความยาวเท่ากับ 17.6 มิลลิเมตรซึ่งเกิดจากการที่ใช้สัณฐานรูปสามเหลี่ยมทำหน้าที่ปรับค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างตัวสายอากาศกับสายส่งสัญญาณไมโครสตริปทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์กันมากที่สุดซึ่งค่าพารามิเตอร์และขนาดของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 3.24 และตารางที่ 3.4

จากตารางที่ 3.4 จะได้แสดงค่าพารามิเตอร์จากการคำนวณและผลจากการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล โดยที่การหาค่าพารามิเตอร์ได้มาจากการใช้สมการที่กล่าวไว้แล้วในขั้นต้นและในการจำลองแบบโครงสร้างจะใช้โปรแกรม IE3D ช่วยในการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลค่าพารามิเตอร์และผลจากการจำลองที่ได้จะแสดงในตารางที่ 3.4 ส่วนผลของการวิเคราะห์สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลจะได้กล่าวถึงในบทถัดไป

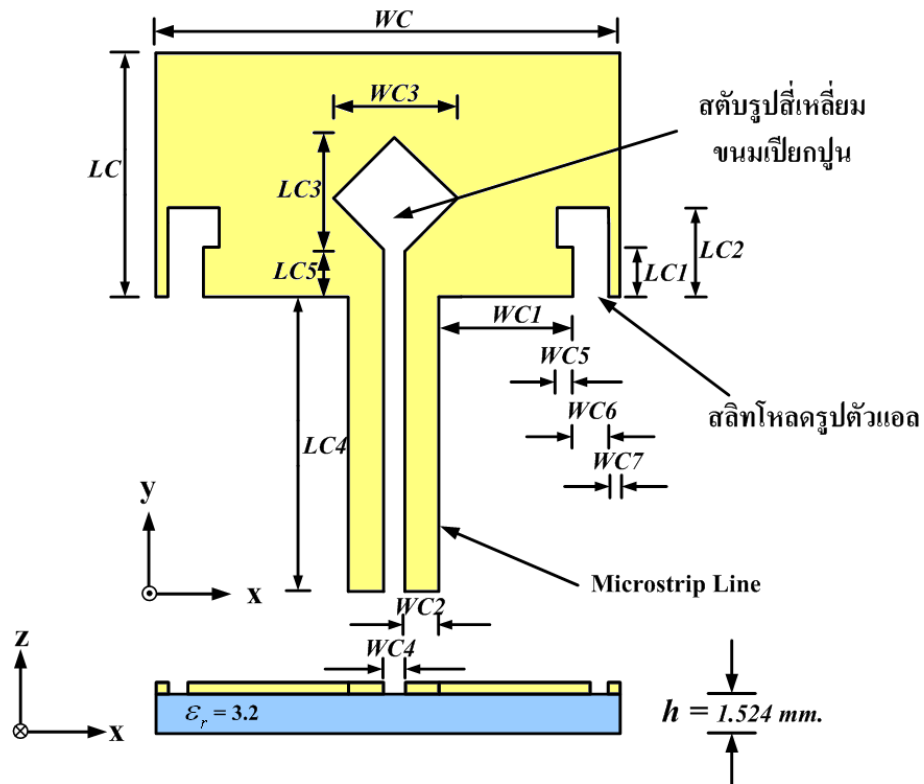
ตารางที่ 3.4 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสามเหลี่ยมและ  
สลิตโหลดคู่รูปตัวแอล

ขนาดความกว้าง		ขนาดความยาว	
ตัวแปร	ขนาด (มิลลิเมตร)	ตัวแปร	ขนาด (มิลลิเมตร)
<i>WB</i>	38	<i>LB</i>	17.6
<i>WB1</i>	11.4	<i>LB1</i>	27
<i>WB2</i>	3.6	<i>LB2</i>	3
<i>WB3</i>	10	<i>LB3</i>	4.5
<i>WB4</i>	2	<i>LB4</i>	8
<i>WB5</i>	3	<i>LB5</i>	11
<i>WB6</i>	1.5	-	-
<i>WB7</i>	3	-	-
<i>WB8</i>	1	-	-

### 3.14 สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลด คู่รูปตัวแอล

การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลแสดงดังรูปที่ 3.27 จะใช้หลักการออกแบบเช่นเดียวกับการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูซึ่งจะประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ 4 ส่วนเช่นเดียวกัน ส่วนแรกคือส่วนของตัวสายอากาศซึ่งการคำนวณหาขนาดความกว้าง (*WC*) และความยาว (*LC*) ได้จากสมการที่ (2.37) – (2.43) ขนาดที่ได้จากการคำนวณก่อนมีการเพิ่มสัดับและสลิตนั้นค่า *WC* เท่ากับ 42 มิลลิเมตรและ *LC* เท่ากับ 33 มิลลิเมตร

โดยที่สมการพื้นฐานในการหา  $\lambda_g$  คำนวณได้จากสมการที่ (2.48) ค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าเท่ากับ 70.46 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.27 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัปรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน และสลิตโหลครูปตัวแอล

พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัปรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลครูปตัวแอลประกอบไปด้วย

$WC$  คือ ความกว้างของตัวสายอากาศแบบไมโครสตริป

$WC1$  คือ ระยะจากขอบของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปถึงสลิตโหลครูปตัวแอล (L)

$WC2$  คือ ความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

$WC3$  คือ ความกว้างด้านทแยงมุมของสตัปรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน

$WC4$  คือ ระยะห่างระหว่างสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

$WC5$  คือ ความกว้างด้านแนวแกนของสลิตโหลครูปตัวแอล (L)

$WC6$  คือ ความกว้างด้านแนวแกนตั้งของสลิตโหลครูปตัวแอล (L)

$WC7$  คือ ระยะจากขอบนอกของตัวสายอากาศถึงสลิตโหลครูปตัวแอล (L)

$LC$  คือ ความยาวของตัวสายอากาศแบบไมโครสตริป

$LC1$  คือ ความยาวด้านแนวแกนตั้งของสลิตโหลครูปตัวแอล (L)

$LC2$  คือ ความยาวรวมด้านแนวแกนตั้งของสลิตโหลครูปตัวแอล (L)

*LC3* คือ ความยาวของสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน

*LC4* คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปถึงตัวสายอากาศ

*LC5* คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปถึงสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน

ส่วนที่สองคือส่วนป้อนสัญญาณให้กับตัวสายอากาศซึ่งใช้การป้อนสัญญาณด้วยสายสัญญาณไมโครสตริปที่ออกแบบให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์มขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป (*WC2*) กำหนดได้จากสมการที่ (2.47) ซึ่งค่าที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 3.6 มิลลิเมตร

ค่าความยาวของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป (*LC4*) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือ เมื่อระยะ *LC4* มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะลดลง แต่เมื่อระยะ *LC4* ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะเพิ่มสูงขึ้น ซึ่งจะทำให้การนำระยะ *LC4* ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ *LC4* ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ *LC4* ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.036 \lambda_g$  ถึง  $0.04 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ *LC4* ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} LC4 &= 0.383 \lambda_g \\ &= (0.383) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 27 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ส่วนที่สามคือส่วนของสลิตโพลครูปตัวแอล (L) ที่ปรากฏด้านซ้ายและด้านขวาของตัวสายอากาศอยู่ในลักษณะสมมาตรกันซึ่งส่วนนี้จะทำหน้าที่ในการปรับแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูง โดยที่ขนาดของสลิตโพลทั้งสองนั้นมีขนาดแทนด้วยตัวแปร *WC5* *WC6* *WC7* *LC1* และ *LC2* ซึ่งหาได้จากวิธีเชิงประสบการณ์ (Empirical Method) [4] โดยที่ค่าความกว้างด้านแนวแกนของสลิตโพลครูปตัวแอล (*WC5*) จะมีความสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ *WC4* มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นแต่เมื่อระยะ *WC5* ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงตามไปด้วยซึ่งจะทำให้การนำระยะ *WC5* ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ *WC5* ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ *WC5* ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.015 \lambda_g$  ถึง  $0.043 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ *WC5* ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 WC5 &= 0.028 \lambda_g \\
 &= (0.028) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\
 &= 2 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

ค่าความกว้างด้านแนวแกนตั้งของสลิทโพลครูปตัวแอล ( $WC6$ ) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือ เมื่อระยะ  $WC6$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะลดลงแต่เมื่อระยะ  $WC6$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะเพิ่มสูงขึ้นซึ่งจะทำการนำระยะ  $WC6$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $WC6$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $WC6$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.015 \lambda_g$  ถึง  $0.043 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $WC6$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 WC6 &= 0.028 \lambda_g \\
 &= (0.028) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\
 &= 2 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

ค่าความยาวด้านแนวแกนตั้งของสลิทโพลครูปตัวแอล ( $LC1$ ) และค่าความยาวรวมด้านแนวแกนตั้งของสลิทโพลครูปตัวแอล ( $LC2$ ) จะมีความสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $LC1$  และ  $LC2$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นแต่เมื่อระยะ  $LC1$  และ  $LC2$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงตามไปด้วยซึ่งจะทำการนำระยะ  $LC1$  และ  $LC2$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $LC1$  และ  $LC2$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $LC1$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.015 \lambda_g$  ถึง  $0.043 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $LC1$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 LC1 &= 0.035 \lambda_g \\
 &= (0.035) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\
 &= 2.5 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

และระยะ  $LC2$  เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.1 \lambda_g$  ถึง  $0.125 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $LC2$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} LC2 &= 0.12 \lambda_g \\ &= (0.12) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 8.5 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ระยะจากขอบนอกของตัวสายอากาศถึงสลิทโพลารูปตัวแอล ( $WC7$ ) จะมีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $WC7$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำจะเพิ่มขึ้น ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่สูงจะลดลงแต่เมื่อระยะ  $WC7$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำจะลดลง ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะเพิ่มสูงขึ้นซึ่งจะทำการนำระยะ  $WC7$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $WC7$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $WC7$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.01 \lambda_g$  ถึง  $0.03 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $WC7$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} WC7 &= 0.015 \lambda_g \\ &= (0.015) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 1 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ระยะจากขอบของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปถึงสลิทโพลารูปตัวแอล ( $WAI$ ) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $WAI$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำจะลดลงส่วนความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่สูงจะเพิ่มขึ้นแต่เมื่อระยะ  $WAI$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำจะเพิ่มขึ้นส่วนความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงจะลดต่ำลงซึ่งเราจะนำระยะ  $WAI$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $WAI$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศโดยที่ระยะ  $WAI$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.15 \lambda_g$  ถึง  $0.185 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $WAI$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 WAI &= 0.154 \lambda_g \\
 &= (0.154) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\
 &= 10.9 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

ส่วนสุดท้ายคือส่วนสลับแบบรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนที่ออกแบบเพื่อทำหน้าที่ปรับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศให้ความถี่ดังกล่าวรองรับการใช้งานในเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) โดยที่พารามิเตอร์ที่ใช้เป็นตัวกำหนดให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ต้องการคือความยาวของสลับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน ( $WC3$ ) โดยที่ความกว้างของสลับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนจะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือถ้าความกว้างของสลับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนนั้นมีความกว้างเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำลดลงแต่ถ้าความกว้างของสลับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนนั้นมีความกว้างลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่เพิ่มสูงขึ้นซึ่งจะนำความกว้างของสลับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาความกว้างที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ

โดยจะเลือกใช้ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ที่ 70.46 มิลลิเมตรซึ่งจะสามารถครอบคลุมการใช้งานได้ทั้งสองย่านความถี่ ดังนั้นความกว้างของสลับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.125 \lambda_g$  ถึง  $0.185 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าความกว้างของ สลับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน ( $WC3$ ) ที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 WC3 &= 0.136 \lambda_g \\
 &= (0.136) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\
 &= 9.6 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

ความยาวของสลับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน ( $LC3$ ) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ถ้าความยาวของสลับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นและเมื่อความกว้างของสลับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนนั้นมีขนาดกว้างเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ลดลงซึ่งนำค่า  $LC3$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาค่า  $LC3$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริป โดยที่ความยาวของสลับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.1 \lambda_g$  ถึง  $0.2 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าความกว้างของสลับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน ( $LC3$ ) ที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้



$$\begin{aligned}
 LC3 &= 0.122 \lambda_g \\
 &= (0.122) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\
 &= 8.6 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

ระยะระหว่างตัวสายอากาศกับขอบด้านล่างของสักรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน ( $LC5$ ) จะแปรผกผันกับความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $LC5$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ลดลงแต่เมื่อระยะ  $LC5$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะเพิ่มสูงขึ้นซึ่งจะนำระยะ  $LC5$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $LC5$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $LC5$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.04 \lambda_g$  ถึง  $0.07 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $LC5$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 LC5 &= 0.042 \lambda_g \\
 &= (0.042) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\
 &= 3 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

ระยะห่างระหว่างสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ( $WC4$ ) จะมีความสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์คือเมื่อระยะ  $WC4$  มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นแต่เมื่อระยะ  $WC4$  ลดลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงตามไปด้วยซึ่งเราจะนำระยะ  $WC4$  ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาระยะ  $WC4$  ที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ โดยที่ระยะ  $WC4$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.015 \lambda_g$  ถึง  $0.043 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาค่าระยะ  $WC4$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 WC4 &= 0.028 \lambda_g \\
 &= (0.028) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\
 &= 2 \text{ มิลลิเมตร}
 \end{aligned}$$

ขนาดความยาวเส้นรอบรูปสักรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน ( $CA_{stub}$ ) ของสักรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาค่าที่เหมาะสมในการออกแบบสักรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน โดยที่ขนาดความยาวเส้นรอบรูปสักรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.35 \lambda_g$  ถึง  $0.65 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาขนาด  $CA_{stub}$  ของสักรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

รูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} CA_{stub} &= 0.35 \lambda_g \\ &= (0.35) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 24.7 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ขนาดความยาวเส้นรอบรูปสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลทั้งสองรวมกัน ( $CA_{slit}$ ) เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ ( $\lambda_g$ ) เพื่อที่จะหาค่าที่เหมาะสมในการออกแบบสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล โดยที่ขนาดความยาวเส้นรอบรูปสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์จะมีค่าอยู่ในช่วง  $0.5 \lambda_g$  ถึง  $0.6 \lambda_g$  [23, 24, 25, 26, 27, 28] ดังนั้นเราสามารถหาขนาด  $CA_{slit}$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} CA_{slit} &= 0.595 \lambda_g \\ &= (0.595) \times (70.46 \text{ มิลลิเมตร}) \\ &= 42 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

ซึ่งหลังจากมีการปรับด้วยสตัดรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลแล้วสามารถทำให้ขนาดความกว้าง  $WC$  และขนาดความยาว  $LC$  ของตัวสายอากาศมีขนาดลดลงโดยมีค่าความกว้างเท่ากับ 37 มิลลิเมตรและความยาวเท่ากับ 15 มิลลิเมตร ซึ่งเกิดจากการจูนสตัดรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลทำหน้าที่ปรับค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างตัวสายอากาศกับสายส่งสัญญาณไมโครสตริปทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์กันมากที่สุดซึ่งค่าพารามิเตอร์และขนาดของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 3.24 และตารางที่ 3.5

จากตารางที่ 3.5 จะได้แสดงค่าพารามิเตอร์จากการคำนวณและผลจากการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล โดยที่การหาค่าพารามิเตอร์ได้มาจากการใช้สมการที่กล่าวไว้แล้วในขั้นตอนและการจำลองแบบโครงสร้างจะใช้โปรแกรม IE3D ช่วยในการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลค่าพารามิเตอร์และผลจากการจำลองที่ได้จะแสดงในตารางที่ 3.5 ส่วนผลของการวิเคราะห์สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลจะได้กล่าวถึงในบทถัดไป

ตารางที่ 3.5 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการจูนสับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิทโหลดคู่รูปตัวแอล

ขนาดความกว้าง		ขนาดความยาว	
ตัวแปร	ขนาด (มิลลิเมตร)	ตัวแปร	ขนาด (มิลลิเมตร)
<i>WC</i>	37	<i>LC</i>	15
<i>WC1</i>	10.9	<i>LC1</i>	2.5
<i>WC2</i>	3.6	<i>LC2</i>	8.5
<i>WC3</i>	9.6	<i>LC3</i>	8.6
<i>WC4</i>	2	<i>LC4</i>	27
<i>WC5</i>	2	<i>LC5</i>	3
<i>WC6</i>	2	-	-
<i>WC7</i>	1	-	-



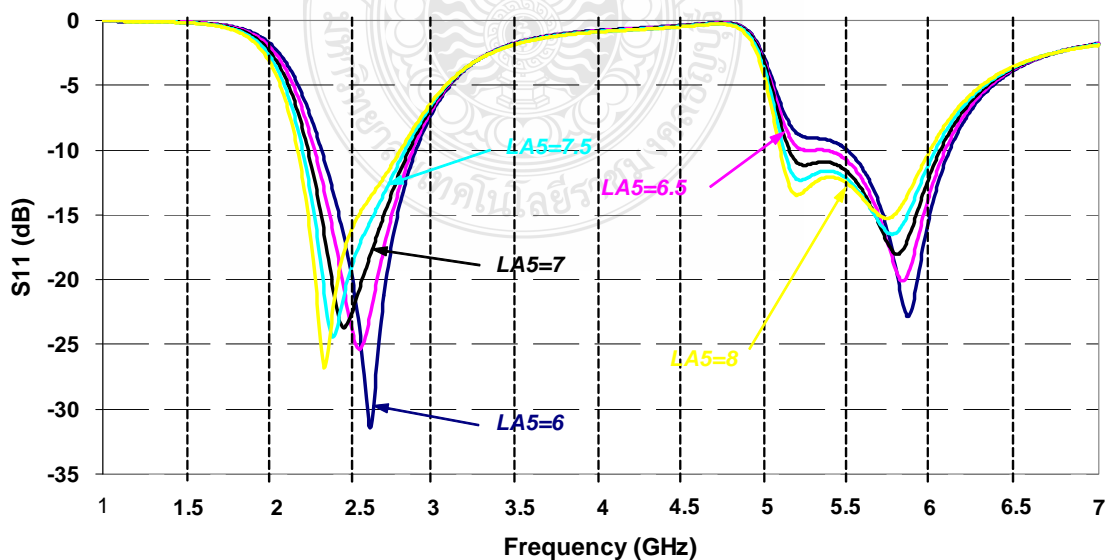
## บทที่ 4

### ผลการจำลองแบบและผลการวัดสายอากาศ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการวิเคราะห์การจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D หาค่าตัวแปรที่เหมาะสมที่สุดของสายอากาศก่อนการสร้างสายอากาศจริงซึ่งได้แก่ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ แบนด์วิดท์ และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับริบรูปร่างสี่เหลี่ยมคางหมู รูปสามเหลี่ยม รูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิทโหลดคู่รูปตัวแอล

#### 4.1 ผลการวิเคราะห์การจำลองแบบ

การวิเคราะห์การจำลองแบบ โครงสร้างสายอากาศด้วยการใช้โปรแกรม IE3D ออกแบบโครงสร้างสายอากาศแล้วทำการปรับค่าของตัวแปรต่างๆ ทำให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) และทำการจำลองแบบเพื่อหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) โดยขนาดความกว้างและความยาวของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับริบรูปร่างสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิทโหลดคู่รูปตัวแอลแสดงในรูปที่ 3.25 และตารางที่ 3.3 สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับริบรูปร่างสามเหลี่ยมและสลิทโหลดคู่รูปตัวแอลแสดงในรูปที่ 3.26 และตารางที่ 3.4 สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับริบรูปร่างสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิทโหลดคู่รูปตัวแอลแสดงในรูปที่ 3.27 และตารางที่ 3.5



รูปที่ 4.1 ค่า S11 จากการจำลองแบบของสับริบรูปร่างสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิทโหลดคู่รูปตัวแอล เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า LA5

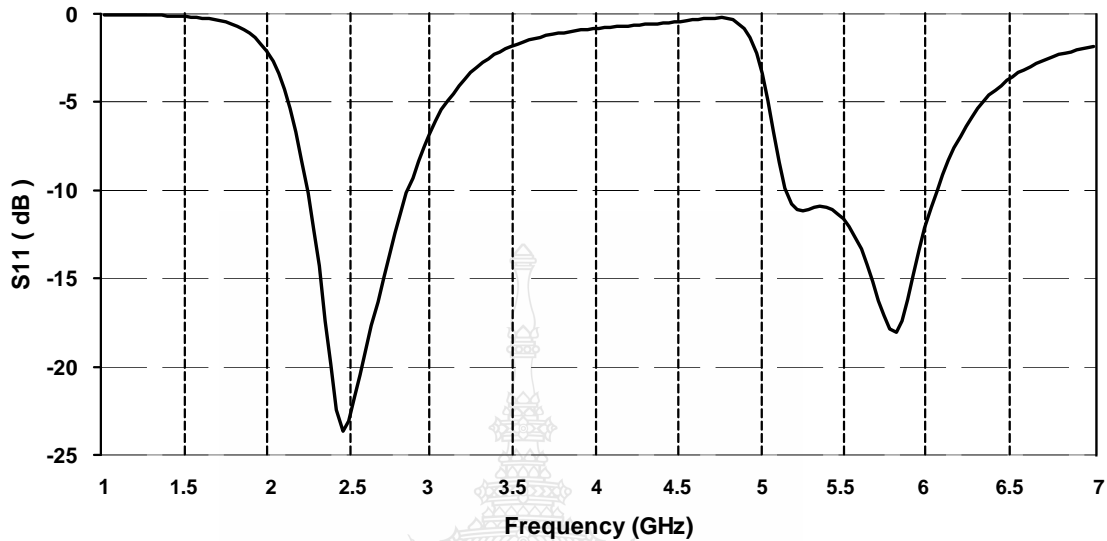
ซึ่งผลลัพธ์ของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.1 รูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.5 ตามลำดับซึ่งจากการจำลองแบบทำให้ทราบว่าตัวแปรที่มีนัยสำคัญต่อความถี่เรโซแนนซ์ทั้งช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงของสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและรูปสามเหลี่ยมคือ *LA5* และ *LB5* ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.1 และ 4.3 ส่วนสตัปรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนคือ *WC3* ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.5 จะสังเกตเห็นว่าเมื่อมีการปรับขนาดของ *LA5 LB5* และ *WC3* ลดลงจะมีผลทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงเพิ่มสูงขึ้นและในทางตรงกันข้ามถ้าปรับค่า *LA5 LB5* และ *WC3* เพิ่มขึ้นค่าความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงทั้งช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงซึ่งผลที่ได้แสดงดังตารางที่ 4.1 – 4.3

ตารางที่ 4.1 ค่า S11 และแบนด์วิดท์จากการจำลองแบบของสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า *LA5*

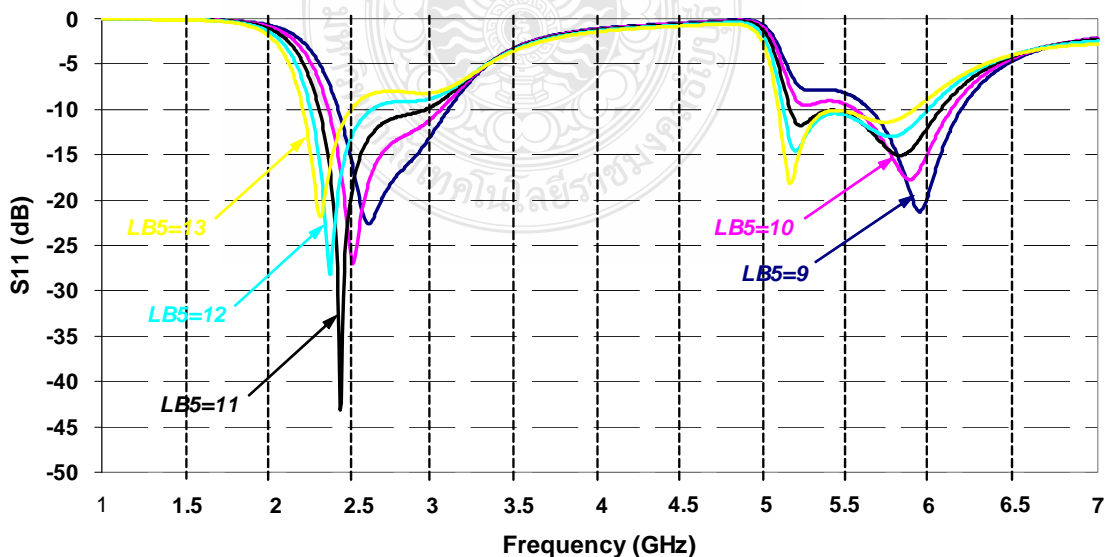
สายอากาศที่มีการเพิ่มสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล			
<i>LA5</i> (มม.)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	S11 (dB)
6	2.610	0.559 (2.321-2.880)	-31.48
	5.853	0.613 (5.486-6.099)	-22.84
6.5	2.544	0.583 (2.279-2.862)	-25.37
	5.823	0.727 (5.348-6.075)	-20.12
7	2.453	0.601 (2.237-2.838)	-23.69
	5.793	0.907 (5.138-6.045)	-18.04
7.5	2.387	0.613 (2.207-2.820)	-24.47
	5.757	0.907 (5.108-6.015)	-16.5
8	2.333	0.613 (2.177-2.790)	-26.82
	5.727	0.901 (5.084-5.985)	-13.47

จากรูปที่ 4.1 และตารางที่ 4.1 แสดงผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลโดยทำการปรับค่า *LA5* ที่ 6.5 มิลลิเมตร 7 มิลลิเมตร และ 7.5 มิลลิเมตร ซึ่งที่ *LA5* เท่ากับ 6.5 มิลลิเมตร ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำจะเพิ่มสูงขึ้นจนออกนอกย่านความถี่มาตรฐาน (มีค่า 2.544 GHz) และเมื่อค่า *LA5* มีค่าต่ำกว่า 6.5 มิลลิเมตร ค่าความถี่เรโซแนนซ์ทั้งช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงจะ

เพิ่มขึ้นจนออกนอกย่านความถี่มาตรฐานทั้งสองย่านความถี่และที่ค่า  $LA5$  เท่ากับ 7.5 มิลลิเมตร ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำจะลดต่ำลงจนออกนอกย่านความถี่มาตรฐาน (มีค่า 2.387 GHz) และเมื่อค่า  $LA5$  มีค่ามากกว่า 7.5 มิลลิเมตร ค่าความถี่เรโซแนนซ์ทั้งช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงจะลดต่ำลงจนออกนอกย่านความถี่มาตรฐานทั้งสองย่านความถี่



รูปที่ 4.2 ค่า S11 จากการจำลองแบบของสัณฐานสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล เมื่อ  $LA5 = 7$  มิลลิเมตร



รูปที่ 4.3 ค่า S11 จากการจำลองแบบของสัณฐานสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า  $LB5$

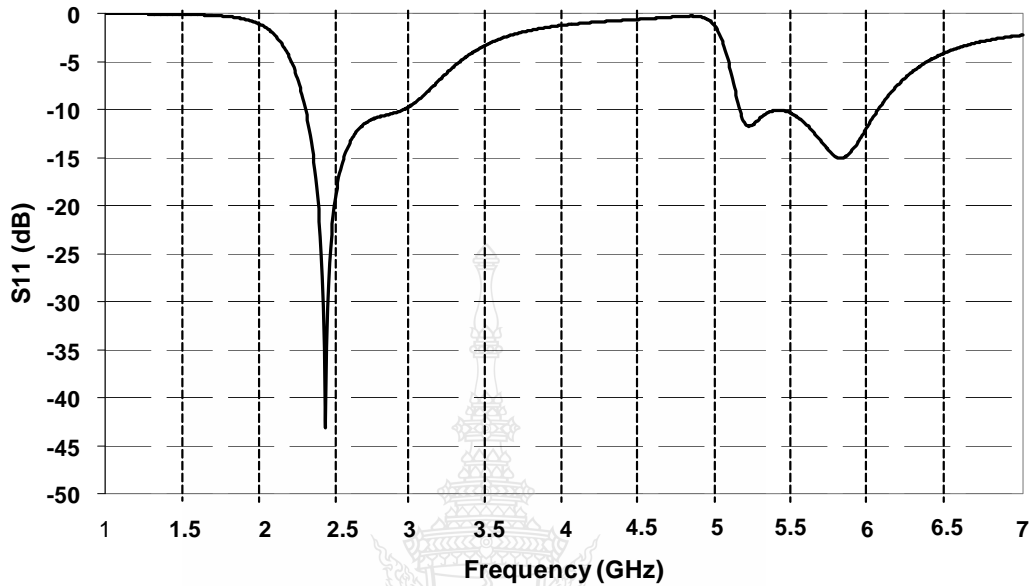
โดยค่า  $LA5$  ที่เหมาะสมที่สุดมีค่าเท่ากับ 7 มิลลิเมตรซึ่งค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงถี่ต่ำเท่ากับ 2.453 GHz (แบนด์วิดท์เท่ากับ 0.601 GHz) และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) เท่ากับ -23.69 dB ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.793 GHz (แบนด์วิดท์เท่ากับ 0.907 GHz) และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) เท่ากับ -18.04 dB ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่า S11 และแบนด์วิดท์จากการจำลองแบบของสัณฐานรูปสามเหลี่ยมและสลิทโหนดคู่รูปตัวแอล เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า  $LB5$

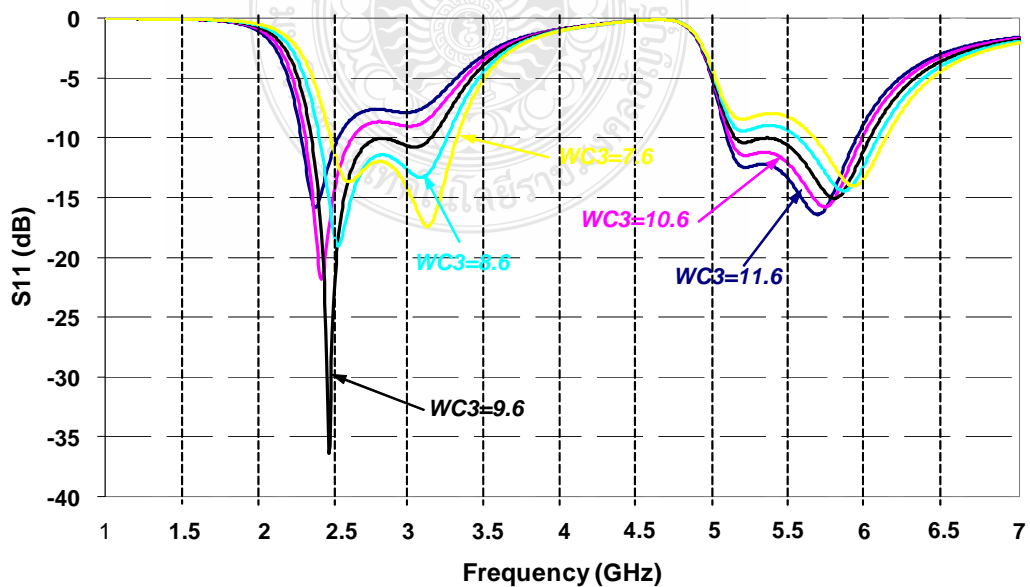
สายอากาศที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิทโหนดคู่รูปตัวแอล			
$LB5$ (มม.)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	S11 (dB)
9	2.604	0.661 (2.423-3.084)	-22.61
	5.931	0.546 (5.631-6.177)	-21.28
10	2.514	0.679 (2.363-3.042)	-27.03
	5.871	0.576 (5.541-6.117)	-17.73
11	2.435	0.655 (2.297-2.952)	-43.19
	5.805	0.913 (5.138-6.051)	-15.08
12	2.375	0.355 (2.267-2.622)	-28.16
	5.757	0.847 (5.108-5.955)	-12.99
13	2.315	0.282 (2.213-2.495)	-21.89
	5.715	0.817 (5.078-5.895)	-11.39

จากรูปที่ 4.3 และตารางที่ 4.2 แสดงผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานรูปสามเหลี่ยมและสลิทโหนดคู่รูปตัวแอลโดยทำการปรับค่า  $LB5$  ที่ 10 มิลลิเมตร 11 มิลลิเมตรและ 12 มิลลิเมตร ซึ่งที่  $LB5$  เท่ากับ 10 มิลลิเมตร ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำจะเพิ่มสูงขึ้นจนออกนอกย่านความถี่มาตรฐาน (มีค่า 2.514 GHz) และเมื่อค่า  $LB5$  มีค่าต่ำกว่า 10 มิลลิเมตร ค่าความถี่เรโซแนนซ์ทั้งช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงจะเพิ่มขึ้นจนออกนอกย่านความถี่มาตรฐานทั้งสองย่านความถี่และที่  $LB5$  เท่ากับ 12 มิลลิเมตร ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำจะลดต่ำลงจนออกนอกย่านความถี่มาตรฐาน (มีค่า 2.375 GHz) และเมื่อค่า  $LB5$  มีค่ามากกว่า 12 มิลลิเมตร ค่าความถี่เรโซแนนซ์ทั้งช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงจะลดต่ำลงจนออกนอกย่านความถี่มาตรฐานทั้งสองย่านความถี่ ซึ่งค่า  $LB5$  ที่เหมาะสมที่สุดมีค่า

เท่ากับ 11 มิลลิเมตร โดยค่าความถี่เรโซแนนซ์ในช่วงถี่ต่ำเท่ากับ 2.435 GHz (แบนด์วิดท์เท่ากับ 0.655 GHz) และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) เท่ากับ -43.19 dB ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.805 GHz (แบนด์วิดท์เท่ากับ 0.913 GHz) และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) เท่ากับ -15.08 dB ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ค่า S11 จากการจำลองแบบของสัตรีรูปสามเหลี่ยมและสลิทโพลดคู่รูปตัวแอล เมื่อ  $LB5 = 11$  มิลลิเมตร



รูปที่ 4.5 ค่า S11 จากการจำลองแบบของสัตรีรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิทโพลดคู่รูปตัวแอล เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า  $WC3$

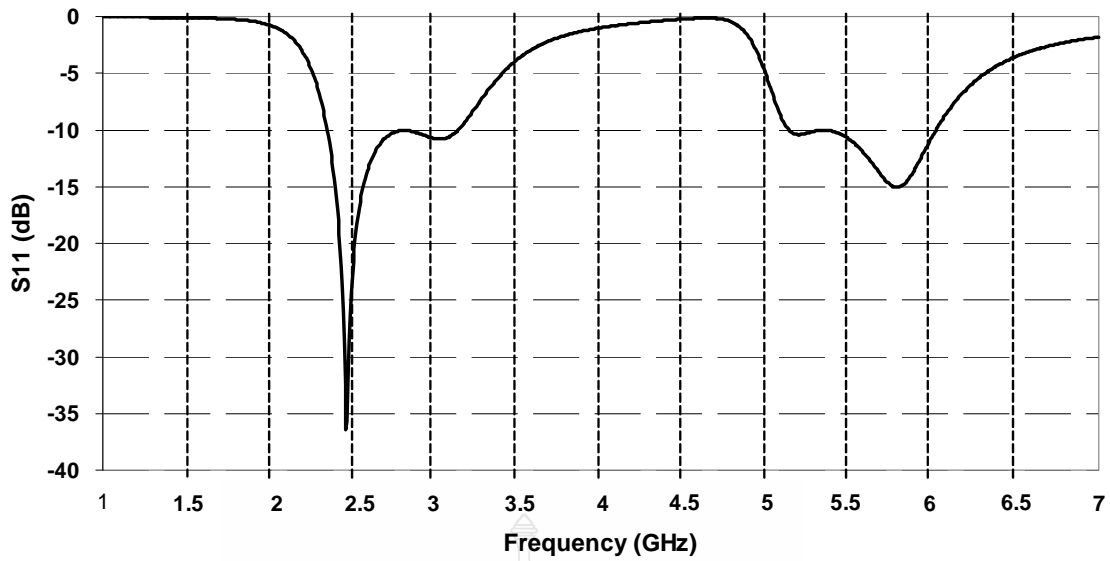


ตารางที่ 4.3 ค่า S11 และแบนด์วิดท์จากการจำลองแบบของสัณฐานสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลเมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า  $WC3$

สายอากาศที่มีการเพิ่มสัณฐานสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล			
$WC3$ (มม.)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	S11 (dB)
7.6	3.114	0.829 (2.477-3.306)	-17.42
	5.913	0.468 (5.655-6.123)	-14.04
8.6	2.526	0.835 (2.405-3.240)	-19.04
	5.853	0.565 (5.553-6.069)	-14.45
9.6	2.465	0.787 (2.351-3.138)	-36.41
	5.793	0.883 (5.138-6.021)	-15.06
10.6	2.417	0.301 (2.315-2.616)	-21.87
	5.727	0.865 (5.102-5.967)	-15.79
11.6	2.375	0.235 (2.291-2.526)	-15.85
	5.679	0.841 (5.084-5.925)	-16.41

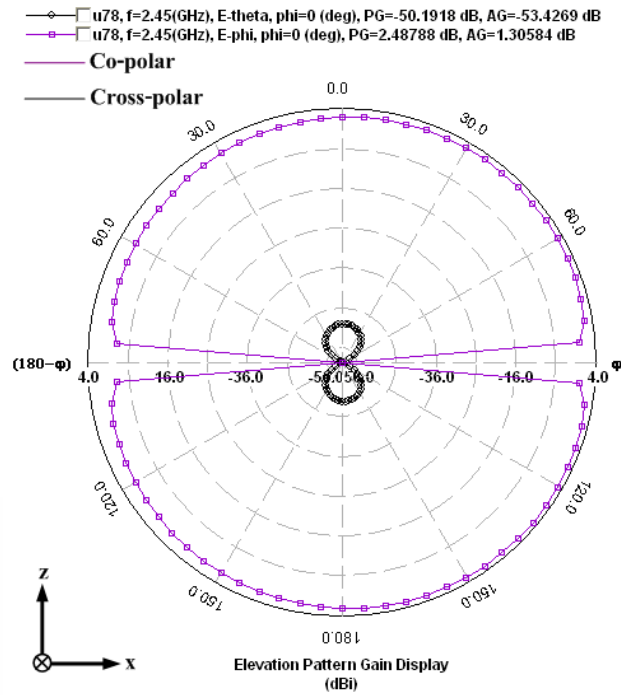
จากรูปที่ 4.5 และตารางที่ 4.3 แสดงผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล โดยทำการปรับค่า  $WC3$  ที่ 8.6 มิลลิเมตร 9.6 มิลลิเมตร และ 10.6 มิลลิเมตร ซึ่งที่  $WC3$  เท่ากับ 8.6 มิลลิเมตร ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำจะเพิ่มสูงขึ้นจนออกนอกย่านความถี่มาตรฐาน (มีค่า 2.526 GHz) และเมื่อค่า  $LA5$  มีค่าต่ำกว่า 8.6 มิลลิเมตร ค่าความถี่เรโซแนนซ์ทั้งช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงจะเพิ่มสูงขึ้นจนออกนอกย่านความถี่มาตรฐานทั้งสองย่านความถี่ และที่  $WC3$  เท่ากับ 10.6 มิลลิเมตร ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำจะลดต่ำลงมีค่า 2.417 GHz และ 5.727 GHz และเมื่อค่า  $WC3$  มีค่ามากกว่า 10.6 มิลลิเมตร ค่าความถี่เรโซแนนซ์ทั้งช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงจะลดต่ำลงจนออกนอกย่านความถี่มาตรฐานทั้งสองย่านความถี่

โดยค่า  $WC3$  ที่เหมาะสมที่สุดมีค่าเท่ากับ 9.6 มิลลิเมตร ซึ่งค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ช่วงถี่ต่ำเท่ากับ 2.465 GHz (แบนด์วิดท์เท่ากับ 0.787 GHz) และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) เท่ากับ -36.41 dB ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.793 GHz (แบนด์วิดท์เท่ากับ 0.883 GHz) และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) เท่ากับ -15.06 dB ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.6

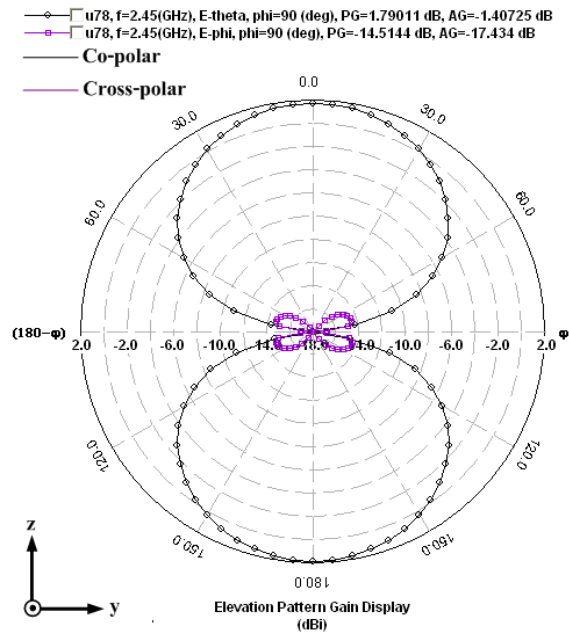


รูปที่ 4.6 ค่า S11 จากการจำลองแบบของสัณฐานสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิทโหนดคู่รูปตัวแอล  
เมื่อ  $WC3 = 9.6$  มิลลิเมตร

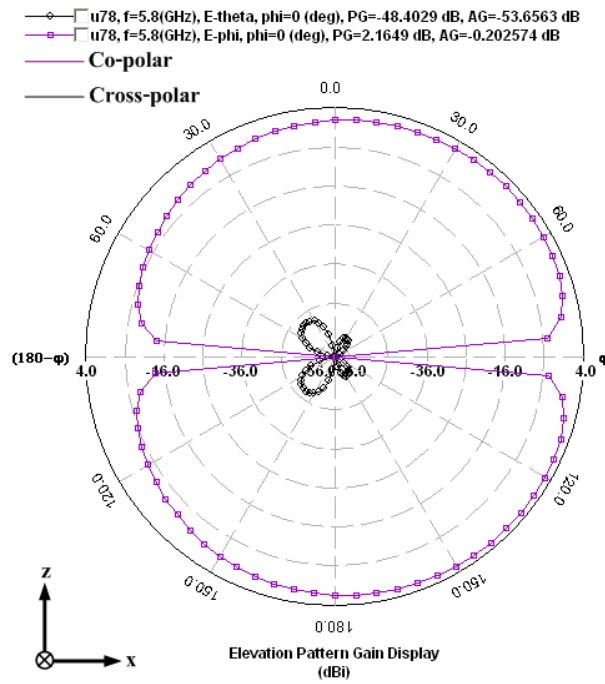
ส่วนผลที่ได้จากการวิเคราะห์การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศด้วยการใช้โปรแกรม IE3D ในการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราการขยายพลังงาน รวมทั้งทิศทางและความหนาแน่นกระแสของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัณฐานสี่เหลี่ยมคางหมู รูปสามเหลี่ยมและรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนทั้งที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz และที่ความถี่ 5.8 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.7 ถึงรูปที่ 4.36



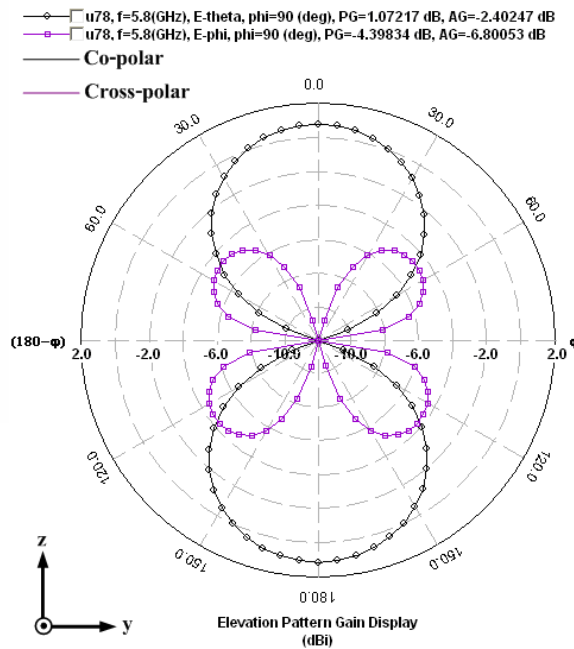
รูปที่ 4.7 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับริบรูปลี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่มีความถี่ 2.45 GHz ในระนาบ x-z plane



รูปที่ 4.8 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสับริบรูปลี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่มีความถี่ 2.45 GHz ในระนาบ y-z plane



รูปที่ 4.9 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz ในระนาบ x-z plane



รูปที่ 4.10 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz ในระนาบ y-z plane

จากรูปที่ 4.7 ถึงรูปที่ 4.10 ได้แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 2 มิติจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ซึ่งทั้งสองย่านความถี่มีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางคือไปในทิศทาง  $z$  และ  $-z$  ในระนาบ  $x-z$  จะเป็นระนาบที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะมุมกวาด (Azimuth) ซึ่งจะมีค่าความแรง (Gain) สูงสุดของสัญญาณในทิศทางของมุม 45 องศาและ 135 องศา ส่วนระนาบ  $y-z$  จะเป็นระนาบที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะมุมยก (Elevation) ซึ่งจะมีค่าความแรง (Gain) สูงสุดของสัญญาณในทิศทางของมุม 0 องศาและ 180 องศา

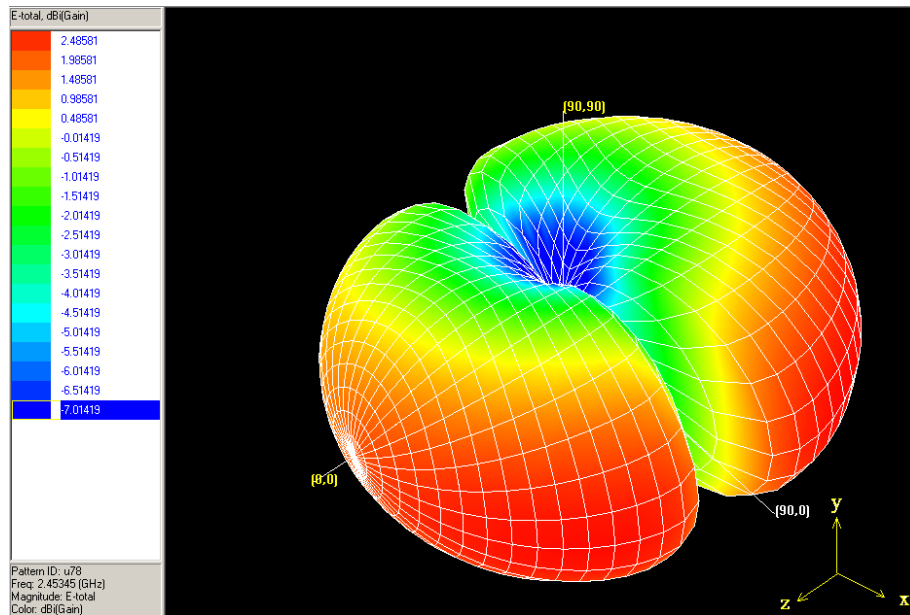
โดยจากรูปที่ 4.7 โพลาริเซชันร่วม (Co-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ  $x-z$  จะมีความเด่นชัดมากซึ่งมีค่าประมาณ 1.3 dB ส่วนโพลาริเซชันไขว้ (Cross-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ  $y-z$  จะมีค่าน้อยมากซึ่งมีค่าประมาณ -53.5 dB

จากรูปที่ 4.8 โพลาริเซชันร่วม (Co-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ  $y-z$  จะมีความเด่นชัดมากซึ่งมีค่าประมาณ -1.4 dB ส่วนโพลาริเซชันไขว้ (Cross-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ  $x-z$  จะมีค่าน้อยซึ่งมีค่าประมาณ -17.4 dB

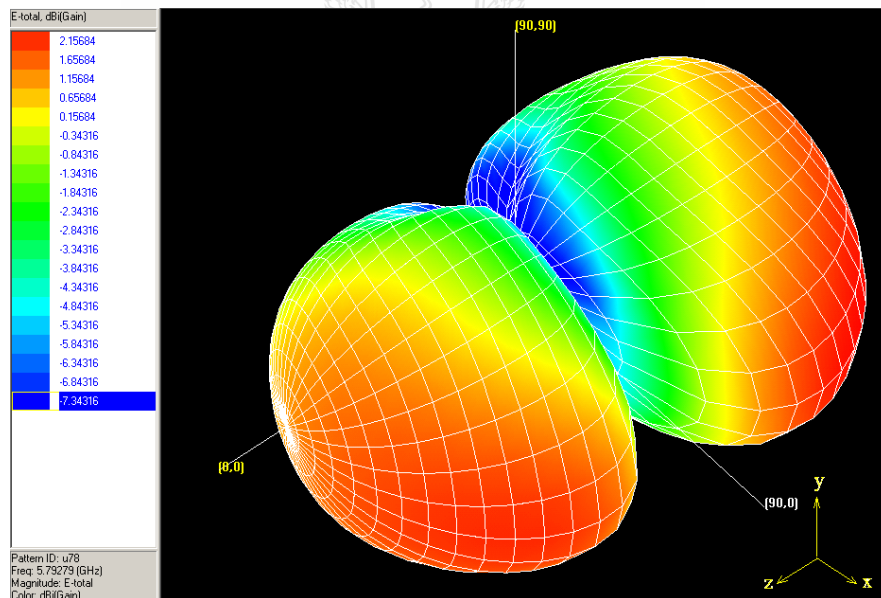
จากรูปที่ 4.9 โพลาริเซชันร่วม (Co-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ  $x-z$  จะมีความเด่นชัดมากซึ่งมีค่าประมาณ 0.2 dB ส่วนโพลาริเซชันไขว้ (Cross-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ  $y-z$  จะมีค่าน้อยมากซึ่งมีค่าประมาณ -53.6 dB

จากรูปที่ 4.10 โพลาริเซชันร่วม (Co-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ  $y-z$  จะมีความเด่นชัดซึ่งมีค่าประมาณ -2.4 dB ส่วนโพลาริเซชันไขว้ (Cross-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ  $x-z$  จะมีความเด่นชัดด้วยซึ่งมีค่าประมาณ -6.8 dB

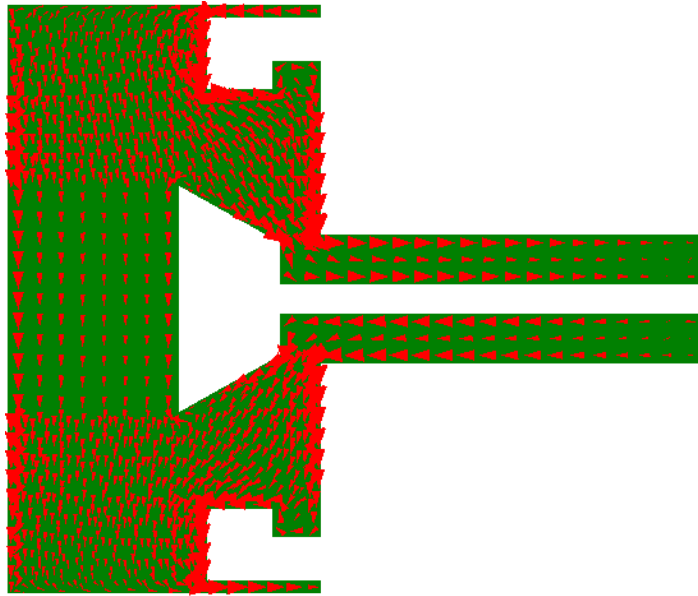
จากรูปที่ 4.11 และรูปที่ 4.12 เป็นแบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ในระนาบ 3 มิติจะเห็นว่าแบบรูปการแผ่พลังงานได้ดีที่มุม 45 องศาและมุม 135 องศา ซึ่งจากรูปของผลการจำลองจะเห็นว่าที่ความถี่ 2.45 GHz จะมีความแรง (Gain) ของสัญญาณประมาณ 2.48 dBi และที่ความถี่ 5.8 GHz มีความแรง (Gain) ของสัญญาณประมาณ 2.15 dBi โดยสังเกตได้จากระดับความเข้มของสีของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 3 มิติจะเป็นสีแดงเข้ม



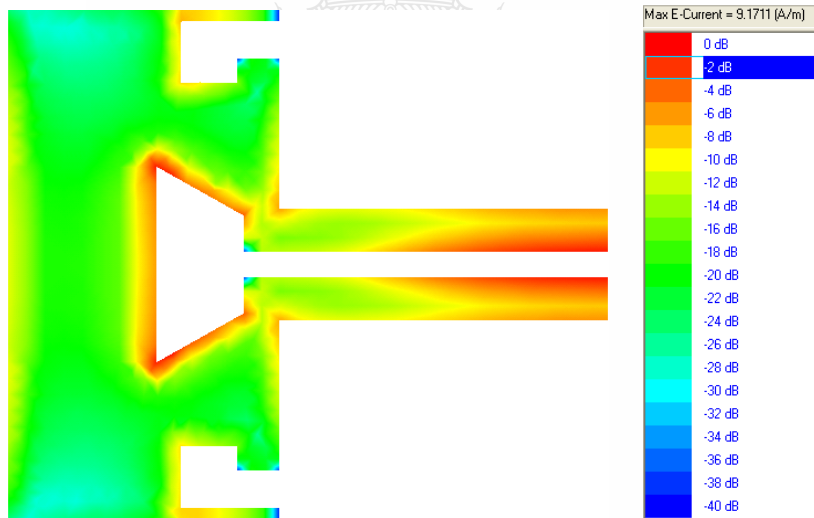
รูปที่ 4.11 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่ม สติบรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz ในระนาบ 3 มิติ



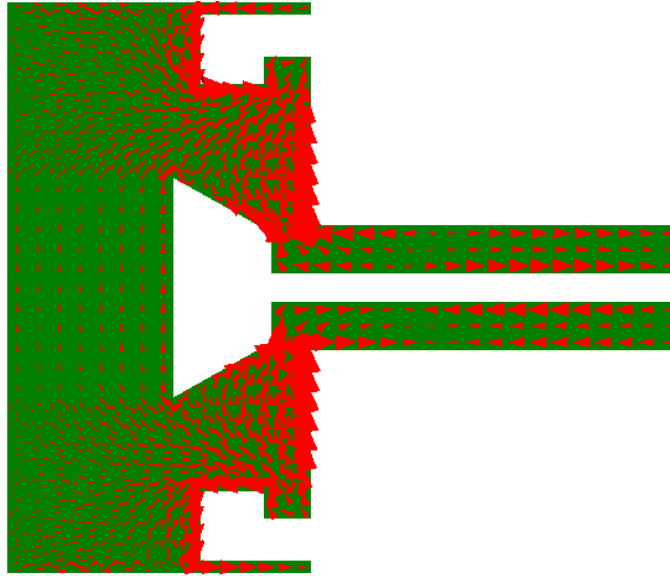
รูปที่ 4.12 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่ม สติบรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz ในระนาบ 3 มิติ



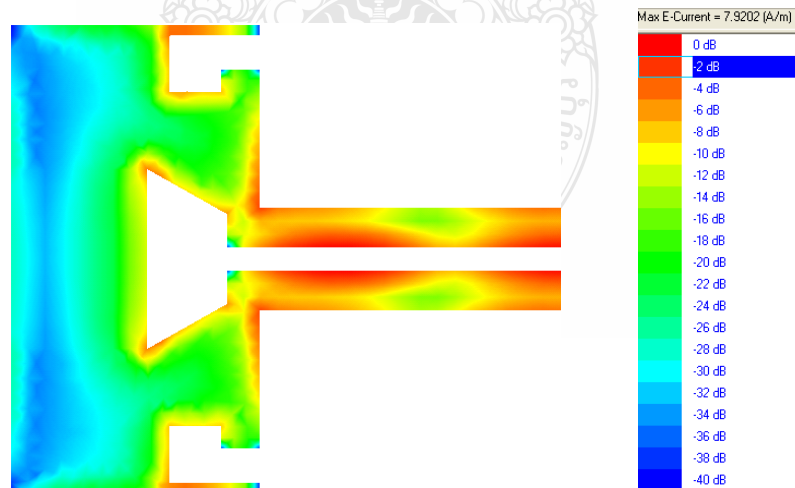
รูปที่ 4.13 ทิศทางกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz



รูปที่ 4.14 ความหนาแน่นกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz



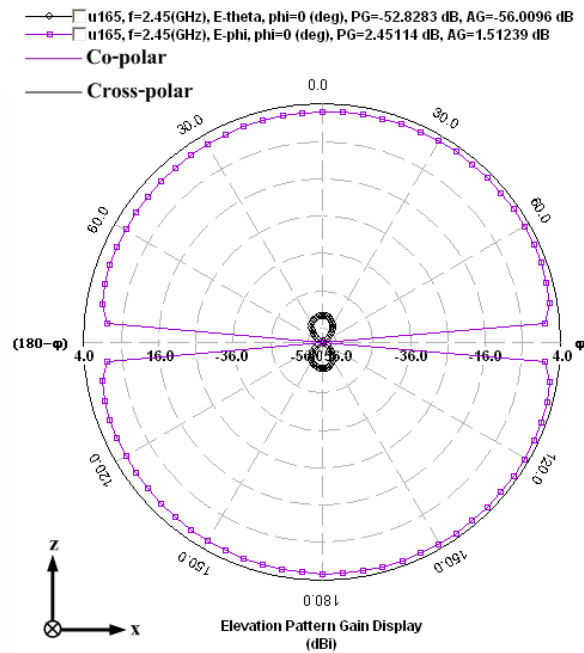
รูปที่ 4.15 ทิศทางกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz



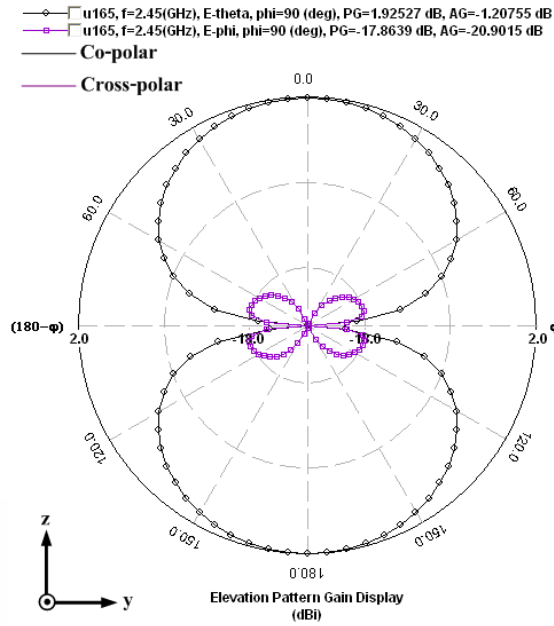
รูปที่ 4.16 ความหนาแน่นกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัดรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz



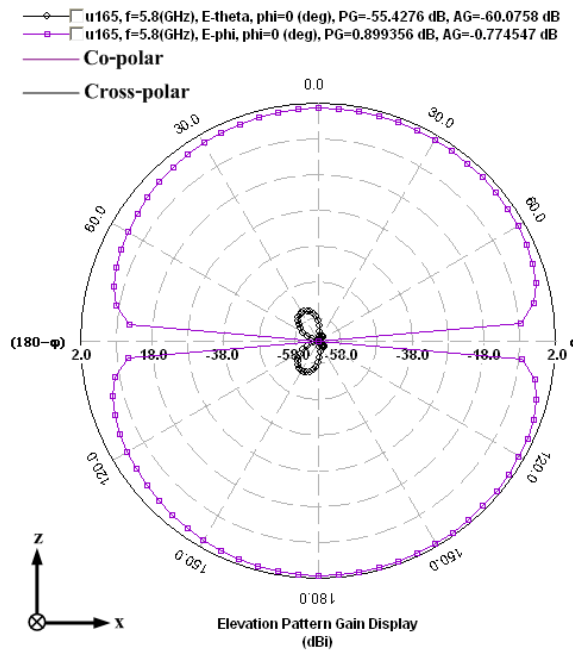
จากรูปที่ 4.13 - 4.16 แสดงทิศทางและความหนาแน่นกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโพลคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ตามลำดับซึ่งจะสังเกตได้จากขนาดของลูกศรที่แสดงอยู่ในตัวสายอากาศ โดยลูกศรที่มีขนาดใหญ่จะมีความสัมพันธ์กับความหนาแน่นกระแสของตัวสายอากาศที่มีสีแดงเข้ม โดยจะอยู่ที่บริเวณจุดป้อนสัญญาณ บริเวณรอบสักรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและบริเวณรอบสลิตโพลคู่รูปตัวแอล



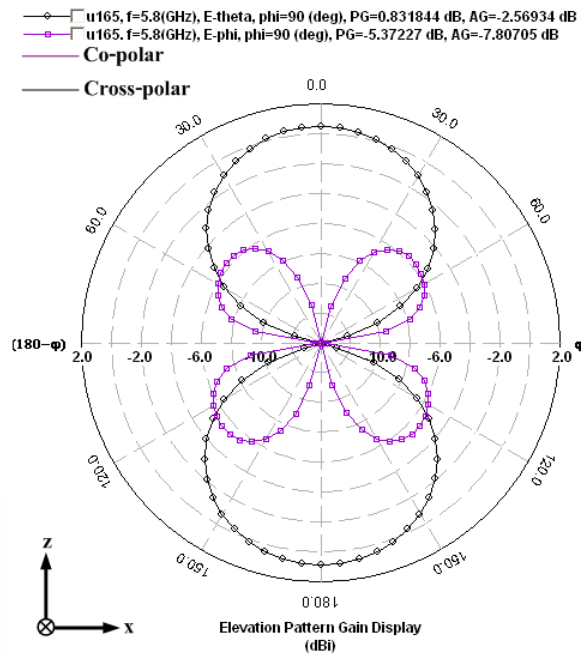
รูปที่ 4.17 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสามเหลี่ยมและสลิตโพลคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz ในระนาบ x-z plane



รูปที่ 4.18 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่ม  
 สดับรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz ในระนาบ y-z plane



รูปที่ 4.19 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่ม  
 สดับรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz ในระนาบ x-z plane



รูปที่ 4.20 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่ม สดับรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz ในระนาบ y-z plane

จากรูปที่ 4.17 ถึงรูปที่ 4.20 ได้แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 2 มิติจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสดับรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ซึ่งทั้งสองย่านความถี่มีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางคือไปในทิศทาง z และ -z ในระนาบ x-z จะเป็นระนาบที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะมุมกวาด (Azimuth) ซึ่งจะมี ความแรง (Gain) สูงสุดของสัญญาณในทิศทางของมุม 30 องศาและ 150 องศาและระนาบ y-z จะเป็น ระนาบที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะมุมยก (Elevation) ซึ่งมีความแรง (Gain) สูงสุดของ สัญญาณในทิศทางของมุม 0 องศาและ 180 องศา

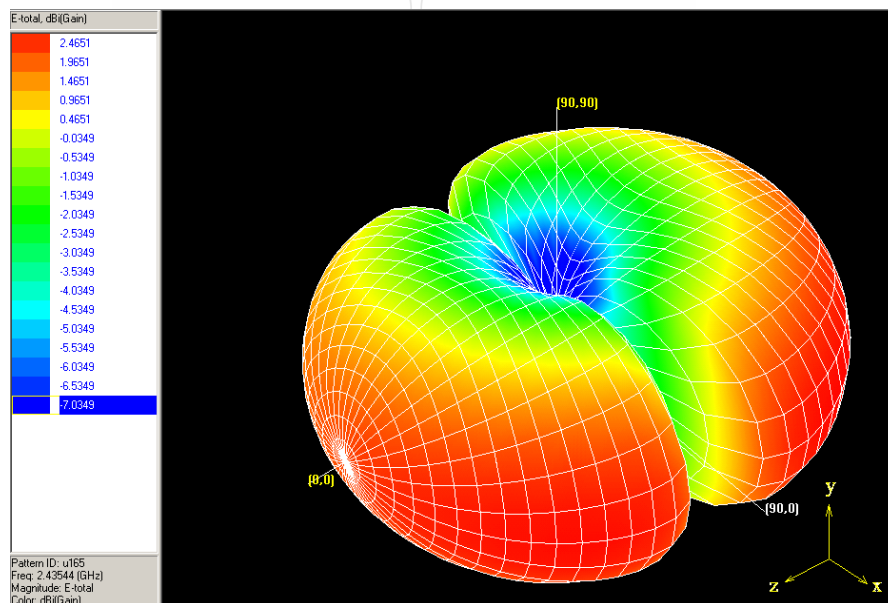
โดยจากรูปที่ 4.17 โพลาริเซชันร่วม (Co-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานใน ระนาบ x-z จะมีความเด่นชัดมากซึ่งมีค่าประมาณ 1.5 dB ส่วนโพลาริเซชันไขว้ (Cross-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ y-z จะมีความน้อยซึ่งมีค่าประมาณ -56 dB

จากรูปที่ 4.18 โพลาริเซชันร่วม (Co-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ y-z จะมีความเด่นชัดมากซึ่งมีค่าประมาณ -1.2 dB ส่วนโพลาริเซชันไขว้ (Cross-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ x-z จะมีความน้อยซึ่งมีค่าประมาณ -20.9 dB

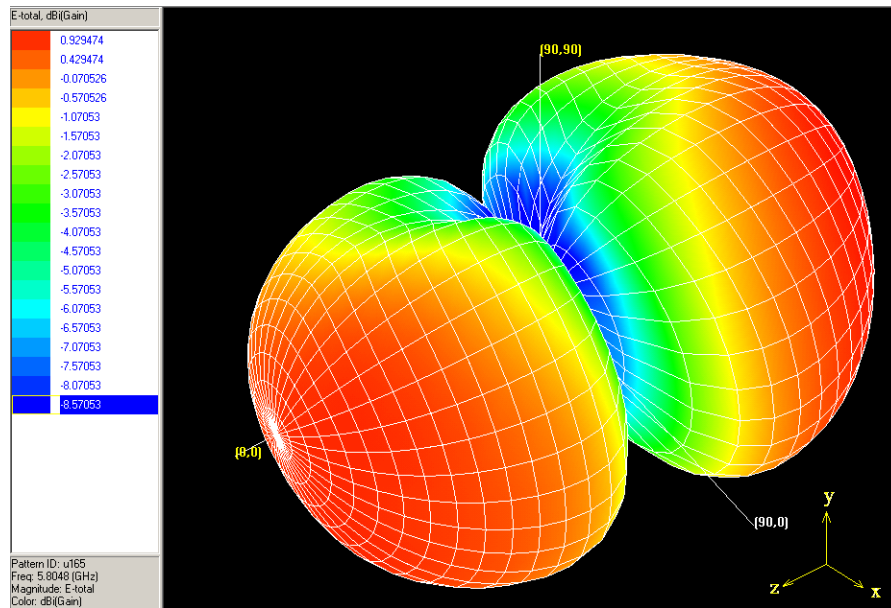
จากรูปที่ 4.19 โพลาริเซชันร่วม (Co-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ x-z จะมีความเด่นชัดมากซึ่งมีค่าประมาณ -0.7 dB ส่วน โพลาริเซชันไขว้ (Cross-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ y-z จะมีความน้อยซึ่งมีค่าประมาณ -60 dB

จากรูปที่ 4.20 โพลาริเซชันร่วม (Co-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ y-z จะมีความเด่นชัดซึ่งมีค่าประมาณ -2.5 dB ส่วนโพลาริเซชันไขว้ (Cross-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ x-z จะมีความเด่นชัดด้วยซึ่งมีค่าประมาณ -7.8 dB

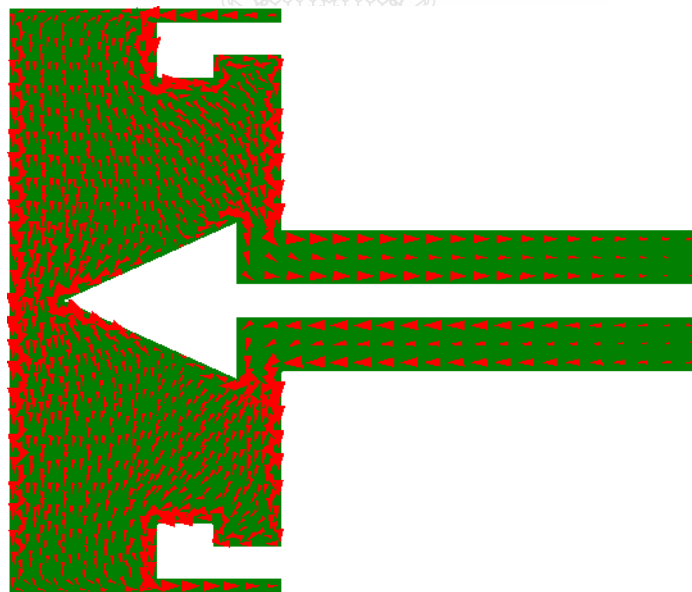
จากรูปที่ 4.21 และรูปที่ 4.22 เป็นแบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ในระนาบ 3 มิติจะเห็นว่าการแผ่พลังงานได้ดีที่มุม 30 องศาและมุม 150 องศาซึ่งจากรูปของผลการจำลองจะเห็นว่าที่ความถี่ 2.45 GHz จะมีความแรง (Gain) ของสัญญาณประมาณ 2.46 dBi และที่ความถี่ 5.8 GHz มีความแรง (Gain) ของสัญญาณประมาณ 0.93 dBi โดยสังเกตได้จากระดับความเข้มของสีของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 3 มิติจะเป็นสีแดงเข้ม



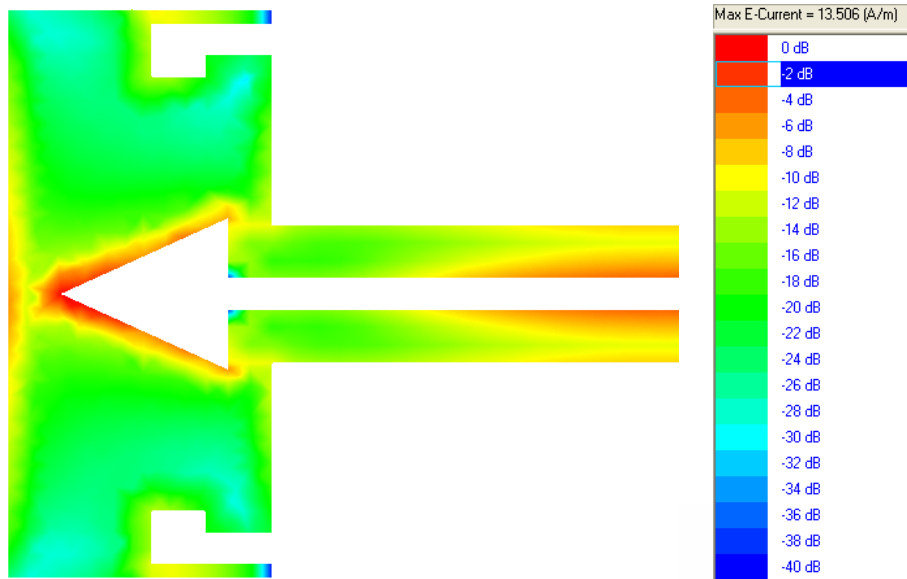
รูปที่ 4.21 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่ม สักรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz ในระนาบ 3 มิติ



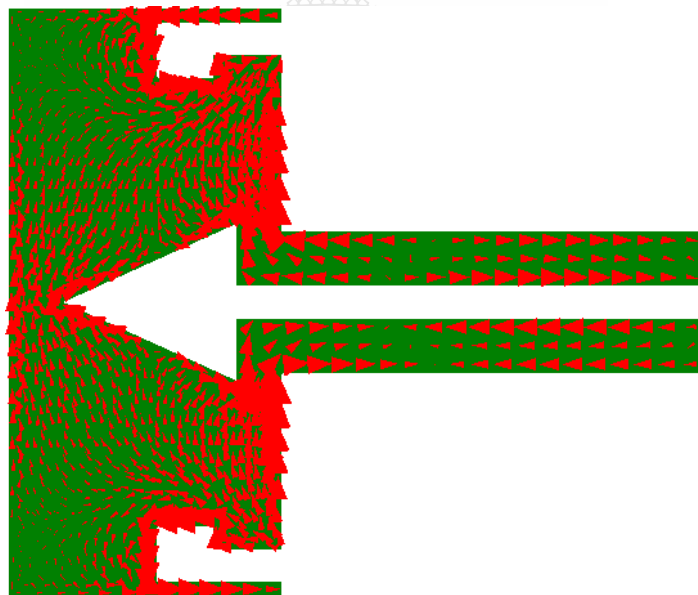
รูปที่ 4.22 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่ม  
 สดับรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz ในระนาบ 3 มิติ



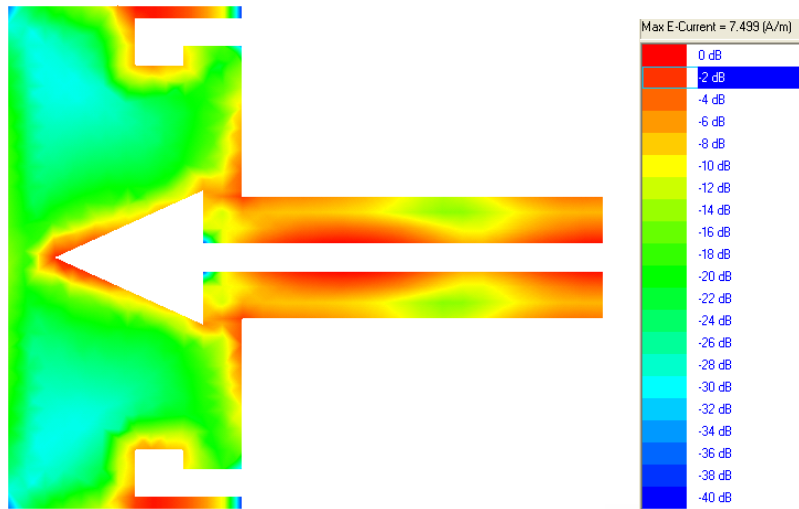
รูปที่ 4.23 ทิศทางกระแสดจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสดับ  
 รูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz



รูปที่ 4.24 ความหนาแน่นกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz

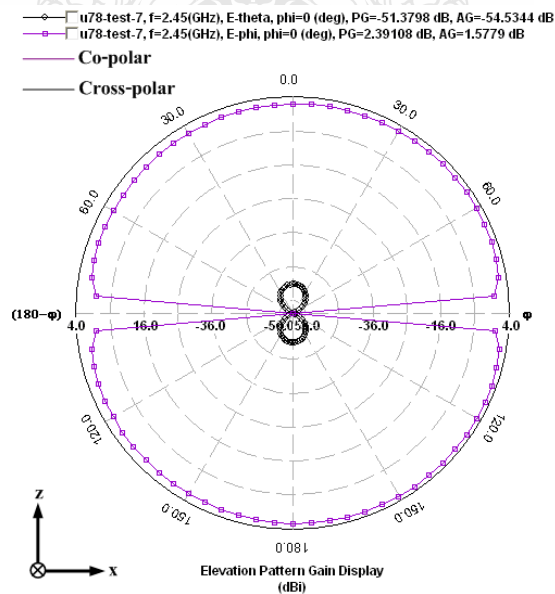


รูปที่ 4.25 ทิศทางกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz

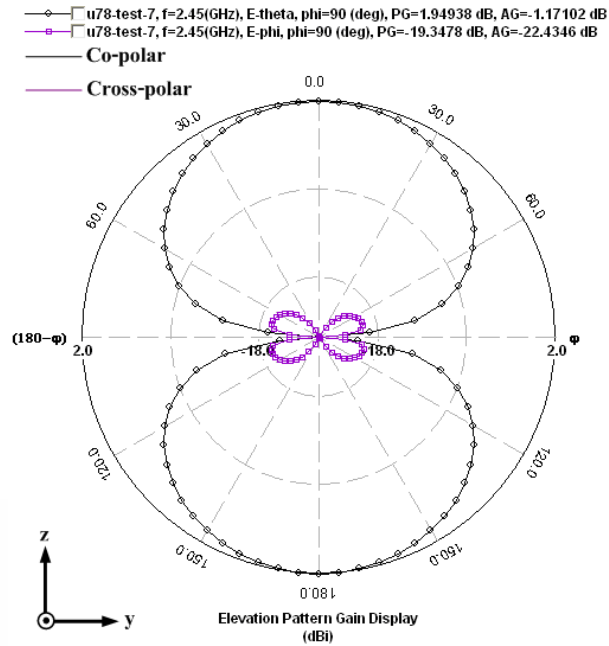


รูปที่ 4.26 ความหนาแน่นกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz

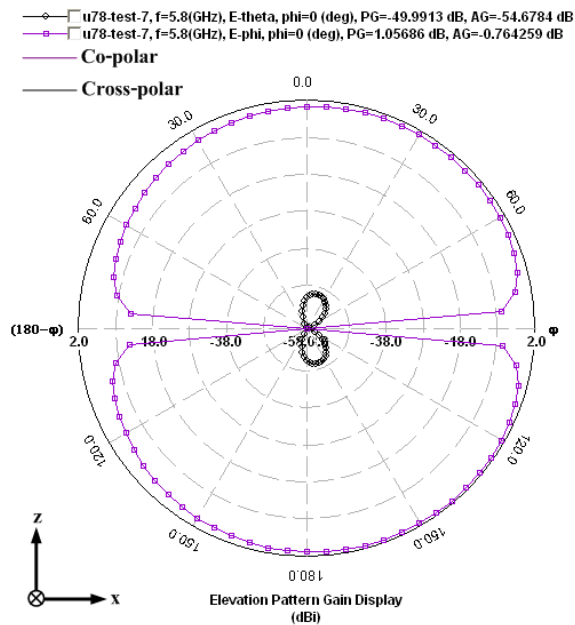
จากรูปที่ 4.23 - 4.26 แสดงทิศทางและความหนาแน่นกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ตามลำดับซึ่งจะสังเกตได้จากขนาดของลูกศรที่แสดงอยู่ในตัวสายอากาศ โดยลูกศรที่มีขนาดใหญ่จะมีความสัมพันธ์กับความหนาแน่นกระแสของตัวสายอากาศที่มีสีแดงเข้ม โดยจะอยู่ที่บริเวณจุดป้อนสัญญาณ บริเวณรอบสักรูปสามเหลี่ยมและบริเวณรอบสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล



รูปที่ 4.27 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz ในระนาบ x-z plane

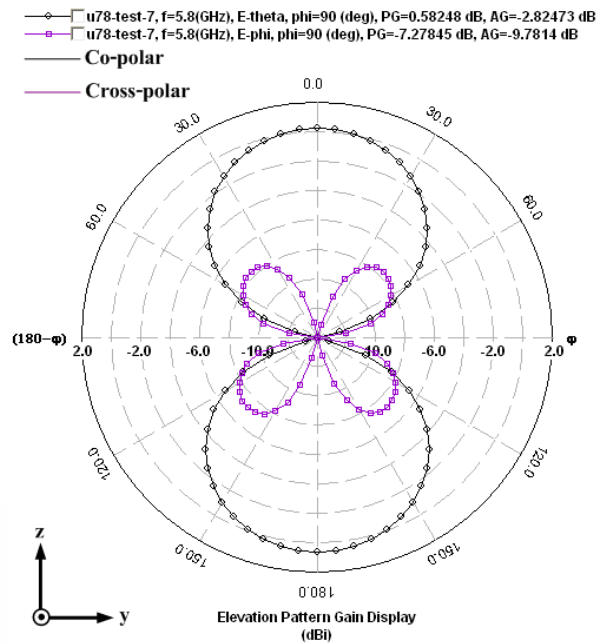


รูปที่ 4.28 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่ม สดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz ในระนาบ y-z plane



รูปที่ 4.29 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่ม สดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz ในระนาบ x-z plane





รูปที่ 4.30 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิต โหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz ในระนาบ y-z plane

จากรูปที่ 4.27 ถึงรูปที่ 4.30 ได้แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 2 มิติจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิต โหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ซึ่งทั้งสองย่านความถี่มีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางคือไปในทิศทาง z และ -z ในระนาบ x-z จะเป็นระนาบที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะมุมกวาด (Azimuth) ซึ่งจะมีความแรง (Gain) สูงสุดของสัญญาณในทิศทางของมุม 45 องศาและ 135 องศาและระนาบ y-z จะเป็นระนาบที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะมุมยก (Elevation) ซึ่งมีความแรง (Gain) สูงสุดของสัญญาณในทิศทางของมุม 0 องศาและ 180 องศา

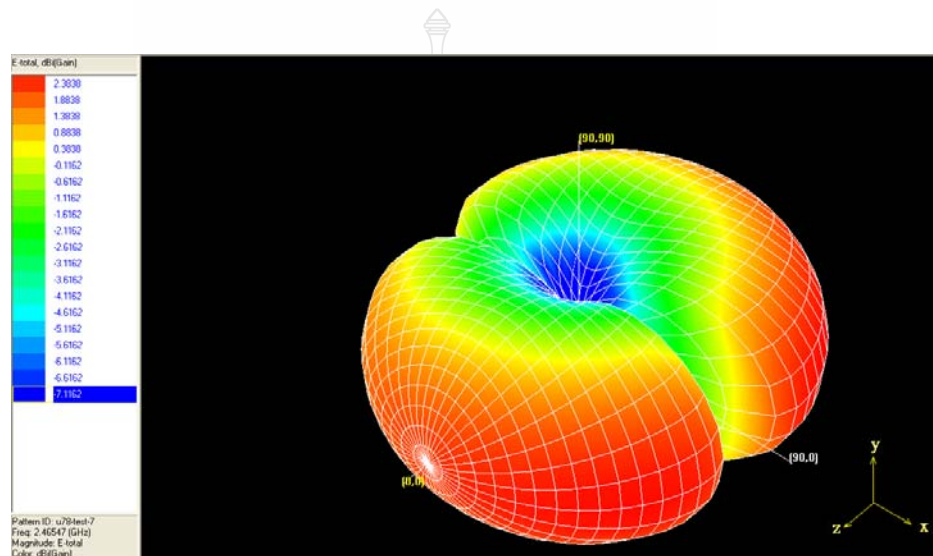
โดยจากรูปที่ 4.27 โพลาริเซชันร่วม (Co-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ x-z จะมีความเด่นชัดมากซึ่งมีค่าประมาณ 1.5 dB ส่วนโพลาริเซชันไขว้ (Cross-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ y-z จะมีความน้อยซึ่งมีค่าประมาณ -54.5 dB

จากรูปที่ 4.28 โพลาริเซชันร่วม (Co-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ y-z จะมีความเด่นชัดมากซึ่งมีค่าประมาณ 1.1 dB ส่วนโพลาริเซชันไขว้ (Cross-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ x-z จะมีความน้อยซึ่งมีค่าประมาณ -22.4 dB

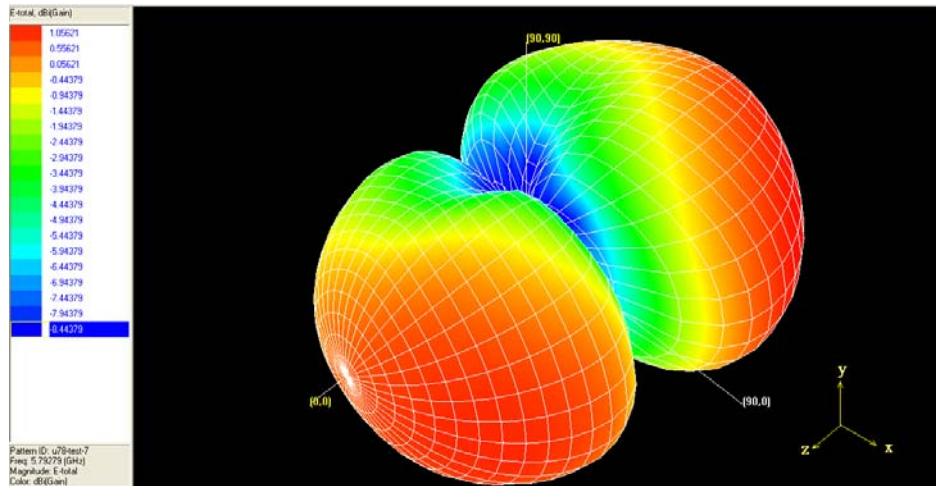
จากรูปที่ 4.29 โพลาริเซชันร่วม (Co-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ x-z จะมีความเด่นชัดมากซึ่งมีค่าประมาณ -0.7 dB ส่วนโพลาริเซชันไขว้ (Cross-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ y-z จะมีความน้อยซึ่งมีค่าประมาณ -54.6 dB

จากรูปที่ 4.30 โพลาริเซชันร่วม (Co-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ y-z จะมีความเด่นชัดซึ่งมีค่าประมาณ -2.8 dB ส่วนโพลาริเซชันไขว้ (Cross-Polarization) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ x-z จะมีความเด่นชัดด้วยซึ่งมีค่าประมาณ -9.7 dB

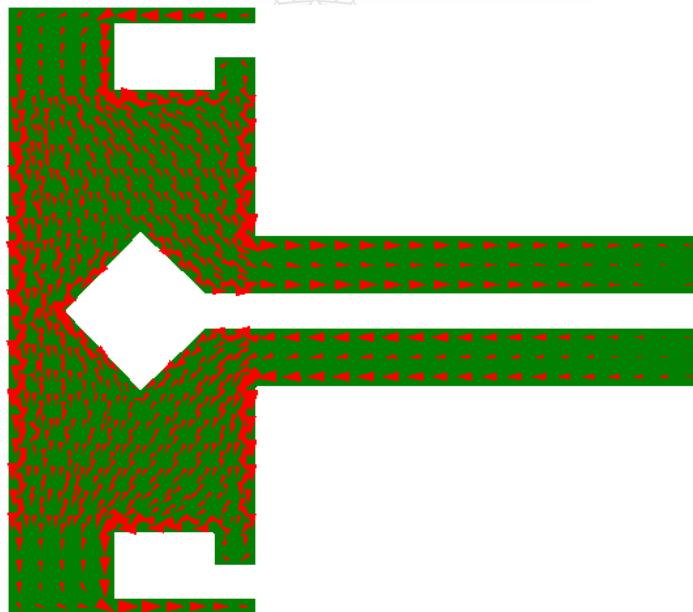
จากรูปที่ 4.31 และรูปที่ 4.32 เป็นแบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโพลดรูปร่างตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ในระนาบ 3 มิติจะเห็นว่าการแผ่พลังงานได้ดีในมุม 45 องศาและมุม 135 องศา ซึ่งจากรูปของผลการจำลองจะเห็นว่าที่ความถี่ 2.45 GHz จะมีความแรง (Gain) ของสัญญาณประมาณ 2.38 dBi และที่ความถี่ 5.8 GHz มีความแรง (Gain) ของสัญญาณประมาณ 1.05 dBi โดยสังเกตได้จากระดับความเข้มของสีของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบ 3 มิติจะเป็นสีแดงเข้ม



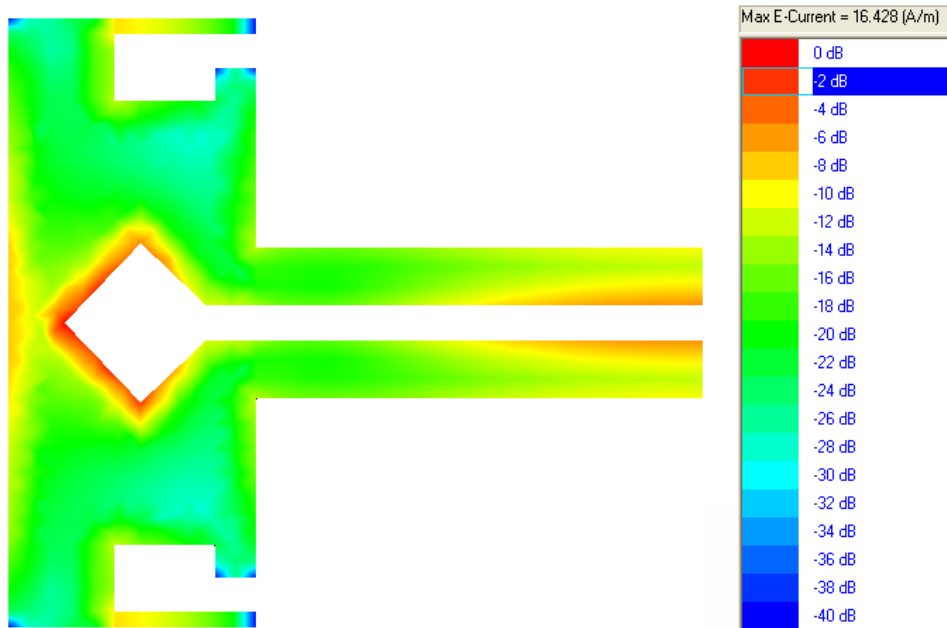
รูปที่ 4.31 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่ม สักรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโพลดรูปร่างตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz ในระนาบ 3 มิติ



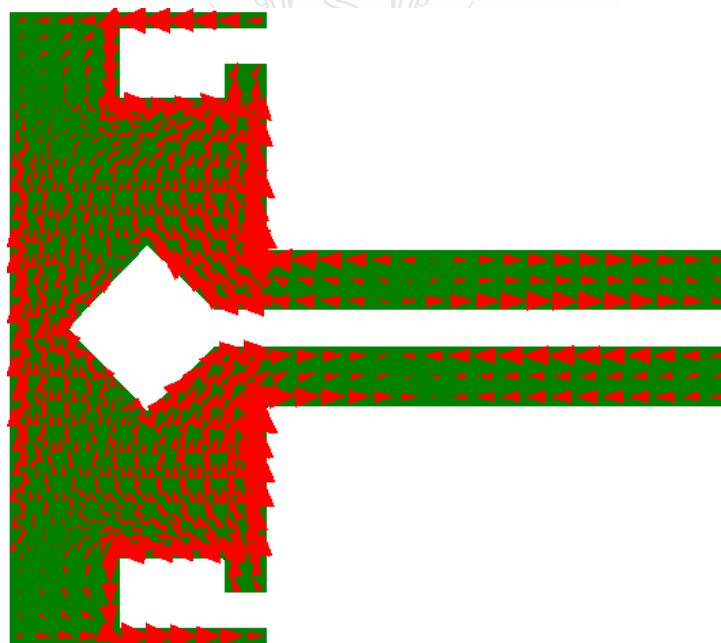
รูปที่ 4.32 แบบรูปการแผ่พลังงานจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่ม  
 สติบรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโพลคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz ในระนาบ 3  
 มิติ



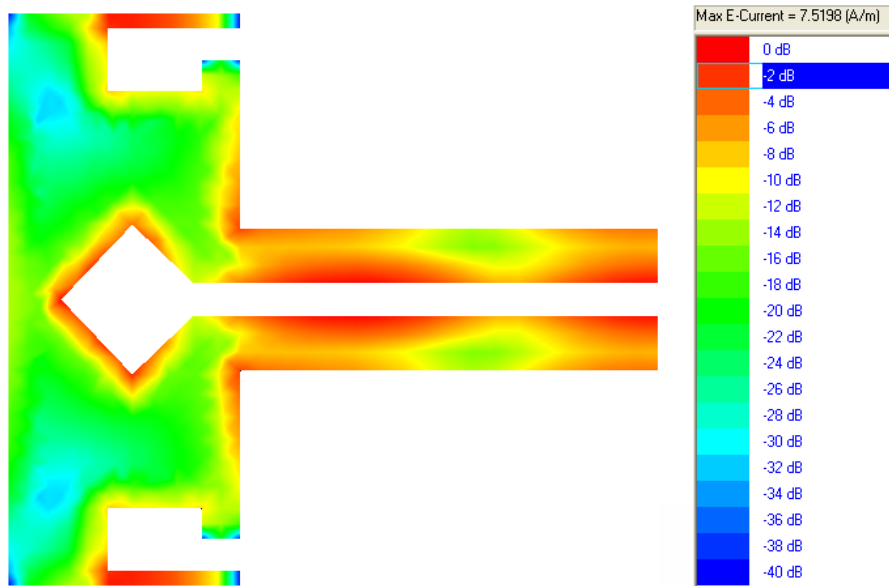
รูปที่ 4.33 ทิศทางกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสติบ  
 รูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโพลคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz



รูปที่ 4.34 ความหนาแน่นกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตรีบรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz



รูปที่ 4.35 ทิศทางกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตรีบรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz

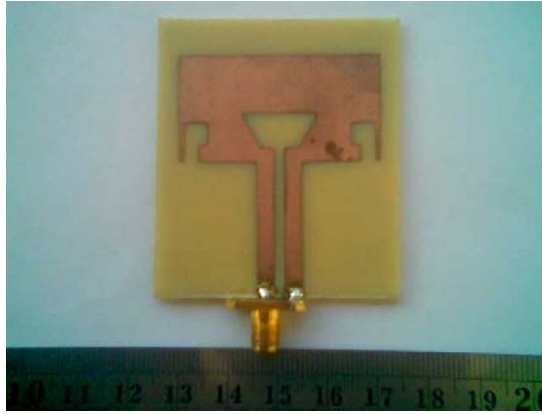


รูปที่ 4.36 ความหนาแน่นกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตบุรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 5.8 GHz

จากรูปที่ 4.33 - 4.36 แสดงทิศทางและความหนาแน่นกระแสจากการจำลองแบบของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตบุรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอลที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ตามลำดับซึ่งจะสังเกตได้จากขนาดของลูกศรที่แสดงอยู่ภายในตัวสายอากาศ โดยลูกศรที่มีขนาดใหญ่จะมีความสัมพันธ์กับความหนาแน่นกระแสของตัวสายอากาศที่มีสีแดงเข้ม โดยจะอยู่ที่บริเวณจุดป้อนสัญญาณ บริเวณรอบสัตบุรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและบริเวณรอบสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล

#### 4.2 การสร้างและผลการวัดสายอากาศ

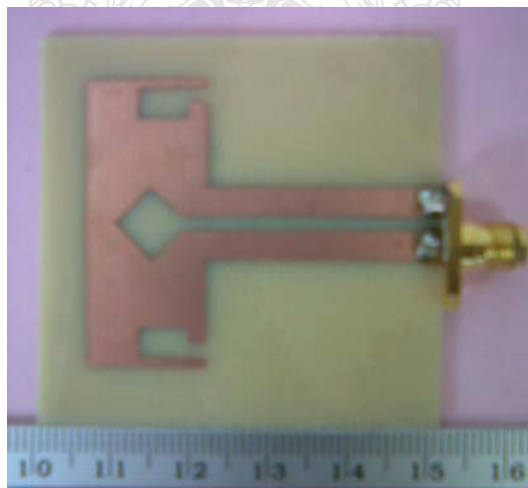
หลังจากได้ทำการวิเคราะห์การจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D จนได้ขนาดต่างๆของโครงสร้างตัวสายอากาศที่เหมาะสมที่สุดจากนั้นนำขนาดที่ได้จากการออกแบบมาทำการสร้างตัวสายอากาศต้นแบบใช้งานจริง ดังรูปที่ 4.37 (ก) รูปที่ 4.37 (ข) และรูปที่ 4.37 (ค) โดยมีขนาดสายอากาศในส่วนต่างๆตามตารางที่ 3.1 ตารางที่ 3.2 และตารางที่ 3.3 ตามลำดับตัวสายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สร้างบนวัสดุฐานรองแบบ GML 1032 ( $\epsilon_r$  : 3.2 และ  $h$  : 1.524 มิลลิเมตร) และทำการป้อนสัญญาณเข้าที่ SMA Connector หลังจากนั้นได้ทำการวัดค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) แบบรูปการแผ่พลังงาน และอัตราการขยายพลังงานด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า (Network Analyzer) รุ่น HP 8720B กับ Agilent E8363B และเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) รุ่น ADVANTEST U3751 โดยวัดค่า S11 ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 1 GHz ถึง 7 GHz



(ก)



(ข)



(ค)

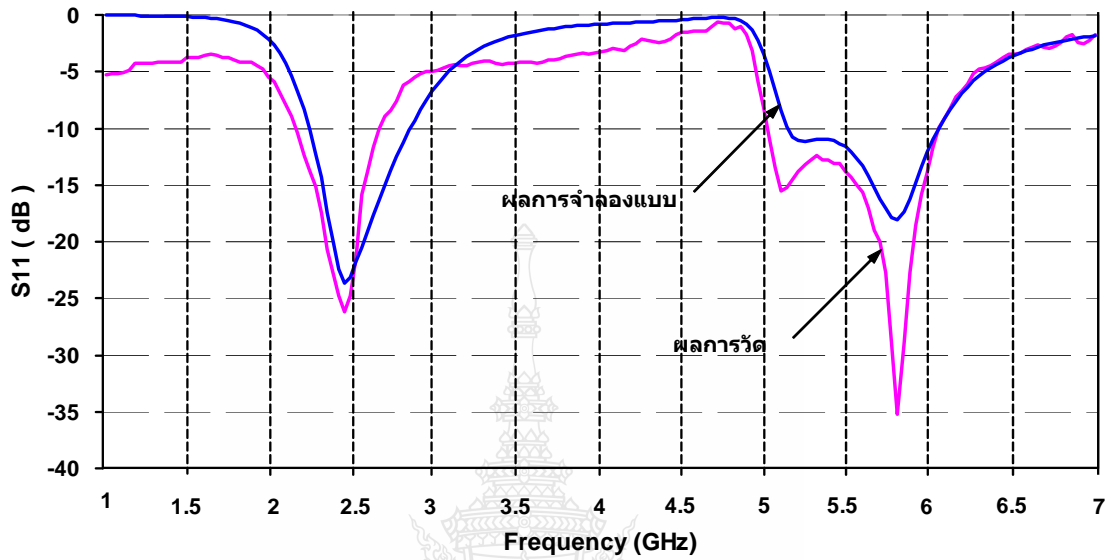
รูปที่ 4.37 ภาพถ่ายสายอากาศต้นแบบ

(ก) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล

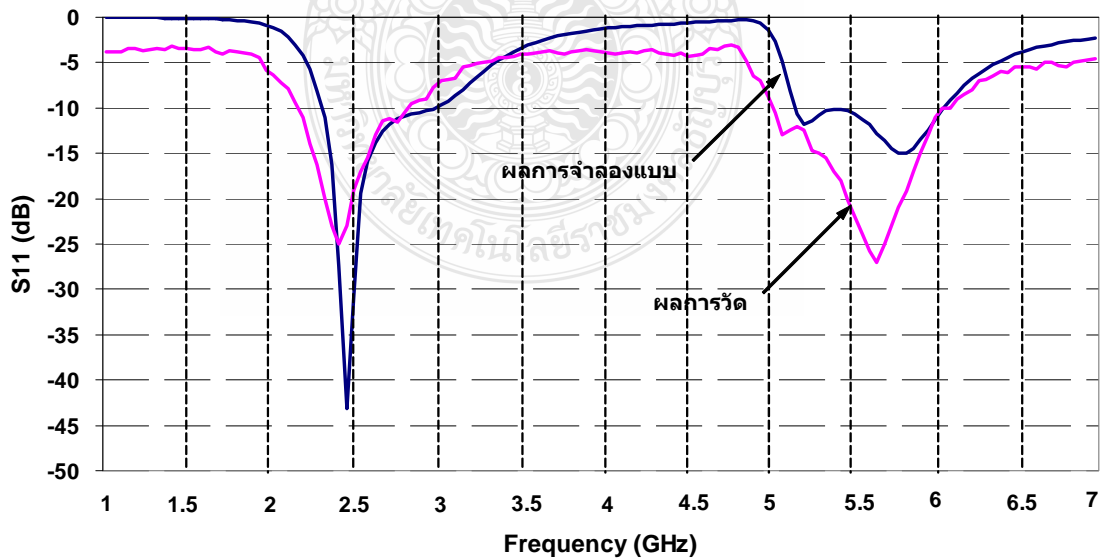
(ข) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัับรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล

(ค) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล

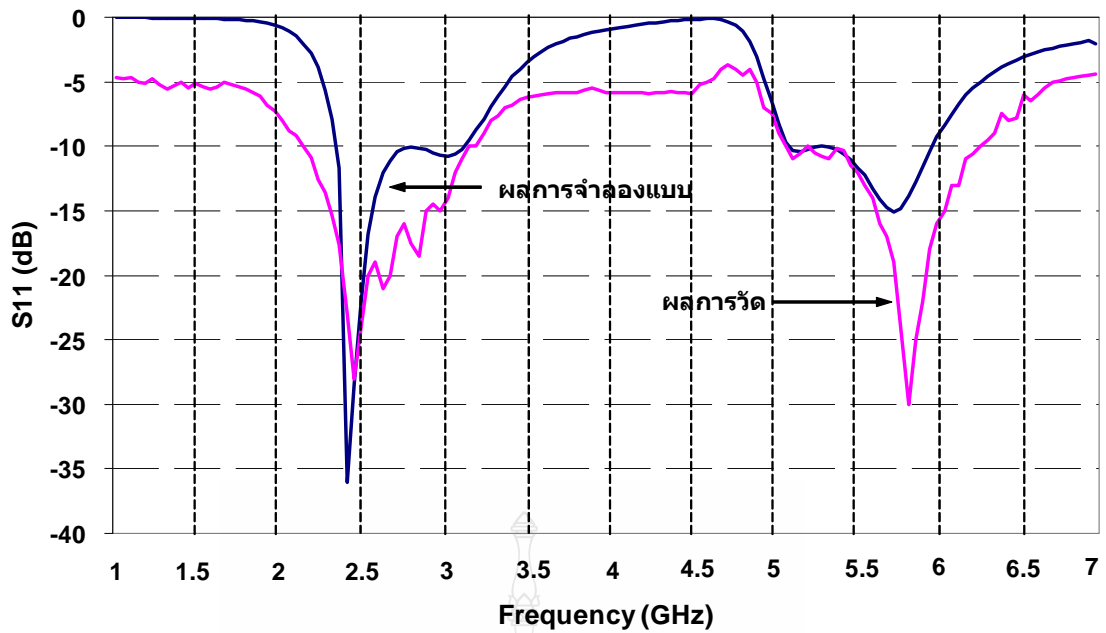
จากนั้นทำการเปรียบเทียบผลการวัดกับผลการจำลองแบบ (IE3D) ที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.38 (ก) รูปที่ 4.38 (ข) รูปที่ 4.38 (ค) และตารางที่ 4.4 - 4.6 ตามลำดับซึ่งค่าความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ ทั้งช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงที่ได้จากการวัดและจากการจำลองแบบมีแนวโน้มใกล้เคียงกันและ อยู่ในมาตรฐานเครือข่ายการสื่อสารไร้สาย [2]



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.38 เปรียบเทียบค่า S11 และแบนด์วิดท์ ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบ

- (ก) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสั้บรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล
- (ข) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสั้บรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล
- (ค) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสั้บรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล

ตารางที่ 4.4 เปรียบเทียบค่า S11 และแบนด์วิดท์ ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบของสั้บรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล

ผลที่ได้	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	S11 (dB)
จากการจำลองแบบ	2.453	0.601 (2.237-2.838)	-23.69
	5.793	0.907 (5.138-6.045)	-18.04
จากการวัด	2.444	0.470 (2.172-2.642)	-25.85
	5.798	0.904 (5.124-6.026)	-35.22



ตารางที่ 4.5 เปรียบเทียบค่า S11 และแบนด์วิดท์ ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบของสตัป  
รูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล

ผลที่ได้	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	S11 (dB)
จากการจำลองแบบ	2.435	0.655 (2.297-2.952)	-43.19
	5.805	0.913 (5.138-6.051)	-15.08
จากการวัด	2.415	0.548 (2.232-2.780)	-23.04
	5.651	0.959 (5.067-6.026)	-27.49

ตารางที่ 4.6 เปรียบเทียบค่า S11 และแบนด์วิดท์ ของผลการวัดกับผลการจำลองแบบของสตัป  
รูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล

ผลที่ได้	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	S11 (dB)
จากการจำลองแบบ	2.465	0.787 (2.351-3.138)	-36.41
	5.793	0.883 (5.138-6.021)	-15.06
จากการวัด	2.473	0.852 (2.292-3.144)	-28.94
	5.831	1.242 (4.973-6.215)	-30.15

### 4.3 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า

การจำลองแบบสนามไฟฟ้าของสายอากาศสามารถคำนวณหาค่าได้จากสมการที่ (2.76) – (2.78) สำหรับสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัปรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลมีขนาดความกว้างและความยาวของตัวสายอากาศเท่ากับ 42 มิลลิเมตรและ 33 มิลลิเมตร กำหนดจุดศูนย์กลางของทรงกลมครอบตัวสายอากาศ โดยระยะขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ 42 มิลลิเมตร และสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัปรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลมีขนาดความกว้างและความยาวของตัวสายอากาศ 38 มิลลิเมตรและ 17.6 มิลลิเมตร กำหนดจุดศูนย์กลางของทรงกลมครอบตัวสายอากาศโดยระยะขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ 38 มิลลิเมตร ส่วนสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสตัปรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลมีขนาดความกว้างและความยาวของตัวสายอากาศเท่ากับ 37 มิลลิเมตรและ 15 มิลลิเมตร กำหนดจุดศูนย์กลางของทรงกลมครอบตัวสายอากาศโดยระยะขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ 37 มิลลิเมตร ซึ่งสนามไฟฟ้าที่มี

การแพร่กระจายออกจากสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ตามลำดับแสดงดังตารางที่ 4.7 – 4.9

ตารางที่ 4.7 ขนาดระยะบริเวณสนามไฟฟ้าของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตรีปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล

ความถี่ (GHz)	Reactive Field (มิลลิเมตร)	Radiating Near-Field (มิลลิเมตร)	Radiating Far-Field (มิลลิเมตร)
2.45	$0 < R < 19.48$	$19.48 < R < 28.81$	$28.81 < R$
5.8	$0 < R < 8.23$	$8.23 < R < 62.21$	$62.21 < R$

ตารางที่ 4.8 ขนาดระยะบริเวณสนามไฟฟ้าของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตรีปสามเหลี่ยมและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล

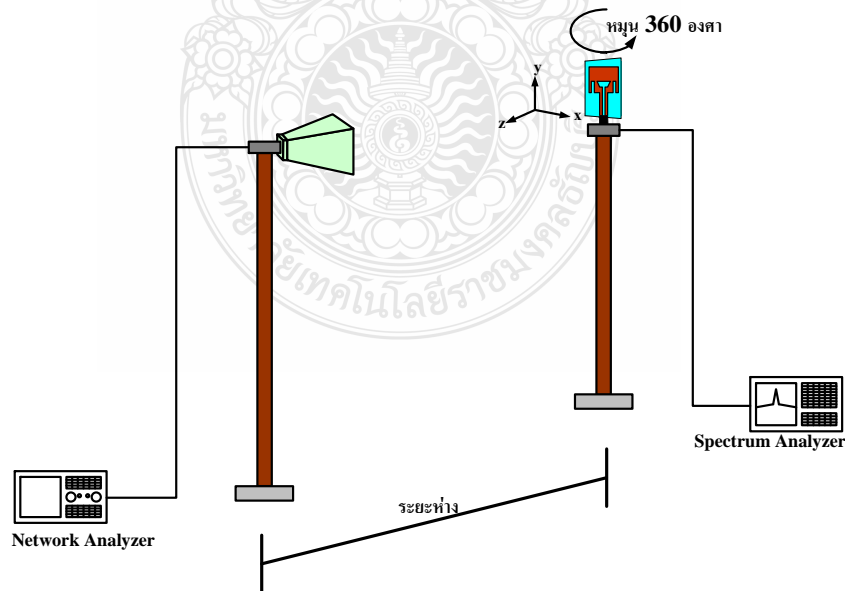
ความถี่ (GHz)	Reactive Field (มิลลิเมตร)	Radiating Near-Field (มิลลิเมตร)	Radiating Far-Field (มิลลิเมตร)
2.45	$0 < R < 19.48$	$19.48 < R < 23.58$	$23.58 < R$
5.8	$0 < R < 8.23$	$8.23 < R < 55.83$	$55.83 < R$

ตารางที่ 4.9 ขนาดระยะบริเวณสนามไฟฟ้าของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตรีปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหลดคู่รูปตัวแอล

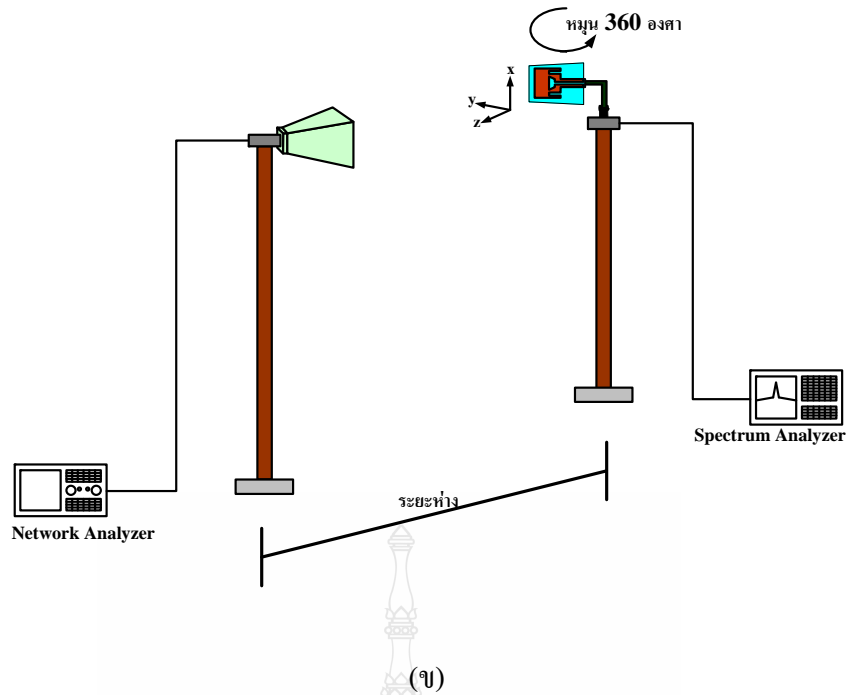
ความถี่ (GHz)	Reactive Field (มิลลิเมตร)	Radiating Near-Field (มิลลิเมตร)	Radiating Far-Field (มิลลิเมตร)
2.45	$0 < R < 19.48$	$19.48 < R < 22.44$	$22.44 < R$
5.8	$0 < R < 8.23$	$8.23 < R < 52.96$	$52.96 < R$

#### 4.4 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศสร้างจริง

แบบรูปการแผ่พลังงานสำหรับสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดรูปสี่เหลี่ยมคางหมู และสลิทโหนดคู่รูปตัวแอล สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดรูปสามเหลี่ยมและสลิทโหนดคู่รูปตัวแอล และสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดรูปสี่เหลี่ยมเปียกปูนและสลิทโหนดคู่รูปตัวแอลในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความถี่เรโซแนนซ์ 2 ความถี่ที่ใช้งานในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานซึ่งได้แก่ ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ตามลำดับส่วนเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดจะประกอบด้วย เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมรุ่น HP E4407B สามารถวัดได้ทั้งกำลังและความถี่ในย่านแถบความถี่ที่ออกแบบ โดยปรับความถี่รับที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ส่วนเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้ารุ่น Agilent E8363B สามารถจ่ายได้ทั้งกำลังและความถี่ย่านความถี่ที่ออกแบบเช่นกัน โดยปรับความถี่ส่งที่ความถี่ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ซึ่งตั้งค่า output power ที่ 1 mW (0 dB) โดยการใช้การปรับระนาบที่ด้านรับครึ่งละ 5 องศาเพื่อดูค่าความแตกต่างของสัญญาณที่สายอากาศสามารถรับได้ในแต่ละระนาบ โดยจะทำการทดสอบสายอากาศแบบไมโครสตริปทั้งแบบมุมยก (Elevation) และแบบมุมกวาด (Azimuth)



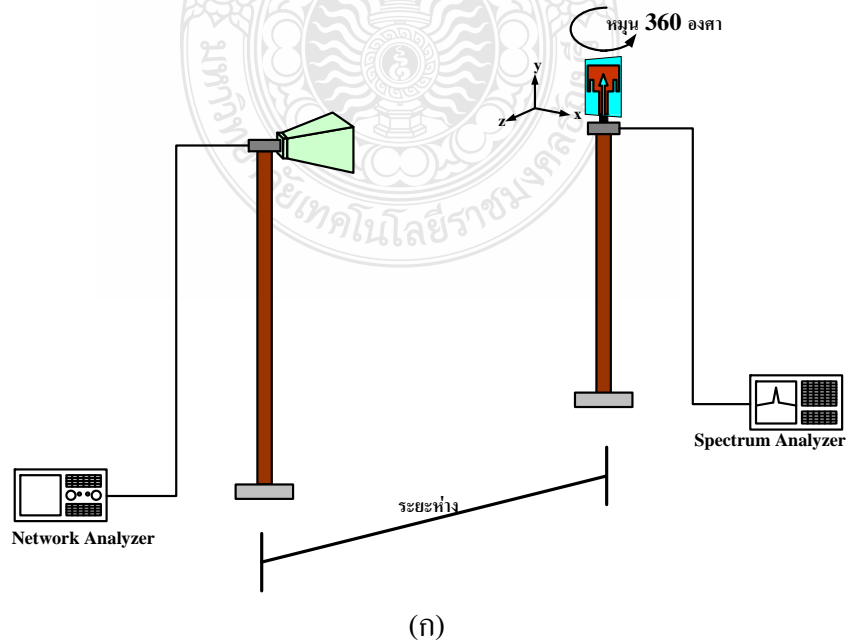
(ก)

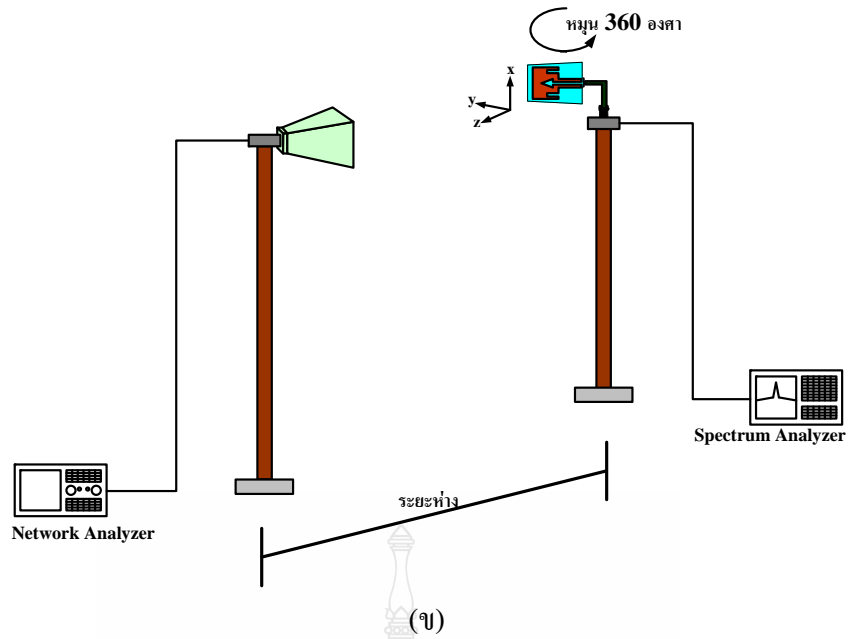


รูปที่ 4.39 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตว์รูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล

(ก) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันร่วม (Co-Polarization)

(ข) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-Polarization)

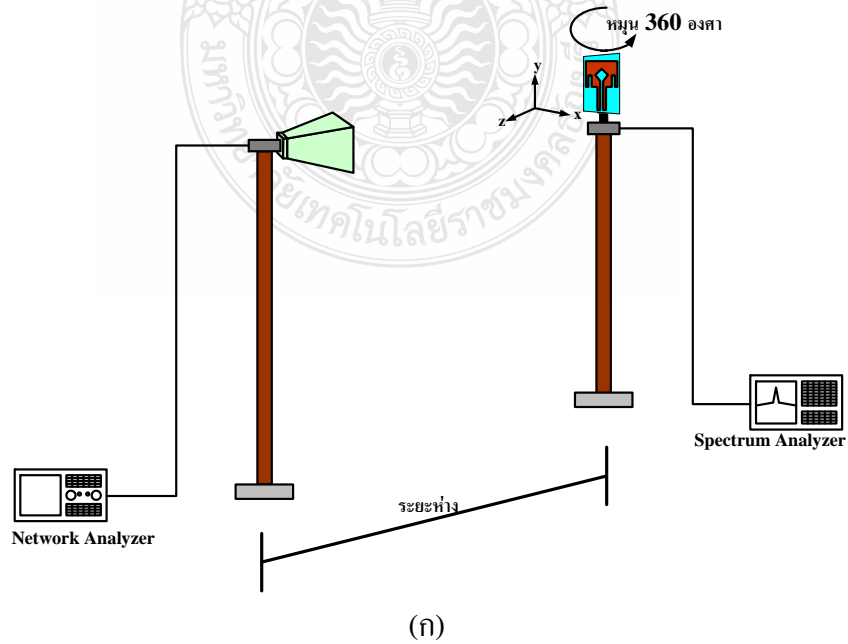


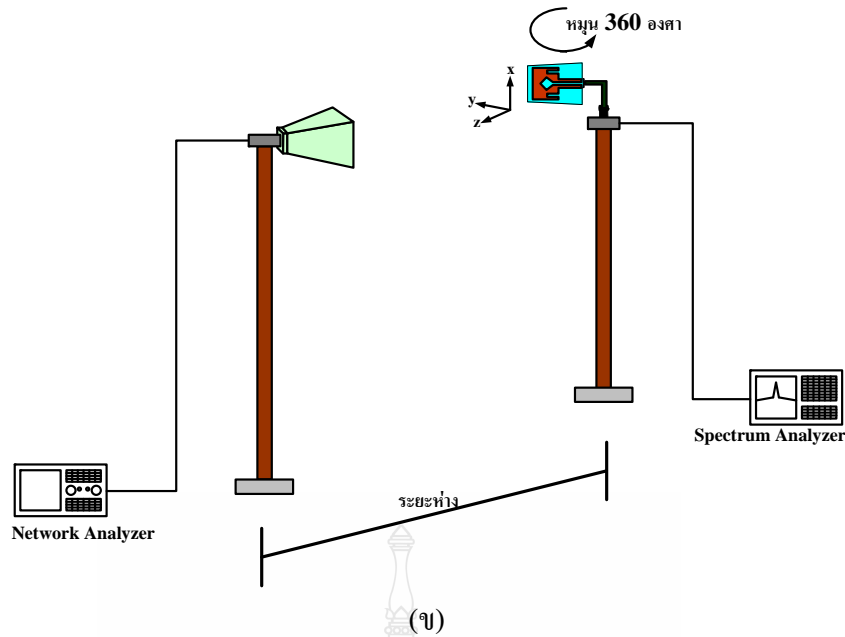


รูปที่ 4.40 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตรีบสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล

(ก) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันร่วม (Co-Polarization)

(ข) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-Polarization)





รูปที่ 4.41 การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล

(ก) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันร่วม (Co-Polarization)

(ข) การหมุนสายอากาศแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-Polarization)

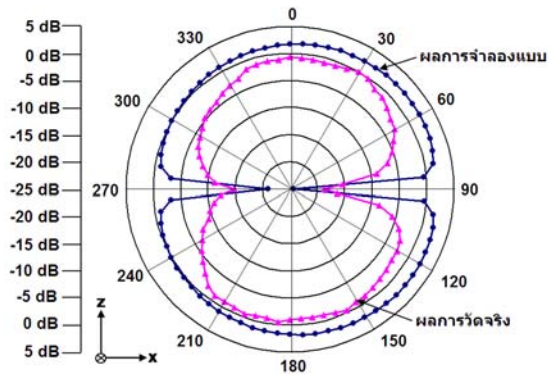
จากรูปที่ 4.39 - 4.41 แสดงวิธีการติดตั้งสายอากาศที่ออกแบบสำหรับวัดแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบ  $x-z$  (ระนาบ H) และระนาบ  $y-z$  (ระนาบ E) โดยสายอากาศที่ด้านส่งถูกกำหนดให้ทิศทางสนาม  $\vec{E}$  สายอากาศด้านส่งอยู่ในแนวตั้งฉากกับพื้นและทิศทางสนาม  $\vec{H}$  สายอากาศด้านส่งอยู่ในแนวขนานกับพื้นทิศทางการเคลื่อนที่นั้นจะตั้งฉากกับสนาม  $\vec{E}$  และสนาม  $\vec{H}$  ส่วนสายอากาศด้านรับเป็นสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล และสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล จากการสร้างจริงเพื่อวัดแบบรูปการแผ่พลังงานและการติดตั้งสายอากาศแบบไมโครสตริปทั้งสามรูปแบบนี้ต้องให้ทิศทางการแกน  $y$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปอยู่ในแนวตั้งฉากกับพื้นและทิศทางการแกน  $x$  ของสายอากาศแบบไมโครสตริปอยู่ในแนวขนานกับพื้นส่วนทิศทางการแกน  $z$  จะเป็นทิศทางการรับคลื่นในแนวเดียวกับทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศด้านส่งการวัดรูปแบบการแผ่พลังงานที่ทำการวัดแบ่งได้เป็นสองลักษณะ

ลักษณะแรกแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบ  $x-z$  (ระนาบ H) คือการหมุนสายอากาศแบบไมโครสตริปทั้งสามแบบไปในมุมกวาด (Azimuth) โดยจะหมุนกวาดทางด้านขวาตั้งแต่ 0 ถึง 360 องศาซึ่งจะปรับมุมเพิ่มขึ้นทีละ 5 องศาแสดงดังรูปที่ 4.39 - 4.41

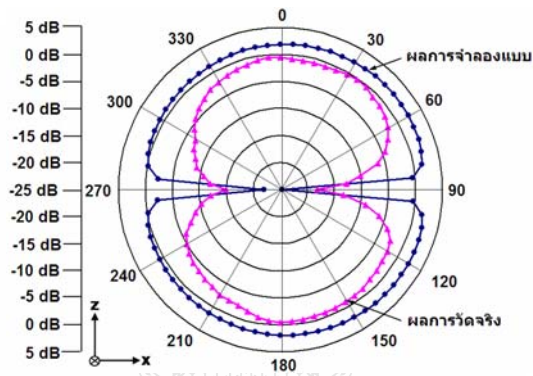
ลักษณะที่สองแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบ y-z (ระนาบ E) คือการหมุนสายอากาศแบบไมโครสตริปทั้งสามแบบไปในมุมยก (Elevation) โดยจะหมุนกวาดทางด้านบนตั้งแต่ 0 ถึง 360 องศา โดยปรับมุมเพิ่มขึ้นทีละ 5 องศาแสดงดังรูปที่ 4.39 - 4.41

แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราการขยายพลังงานได้เปรียบเทียบผลการวัดกับผลการจำลองแบบที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำ 2.45 GHz และความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูง 5.8 GHz โดยจากสายอากาศแบบไมโครสตริปทั้งสามรูปแบบได้ผลลัพธ์ทั้งสองมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน และทั้ง 2 ช่วงความถี่มีทิศทางของแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทางคือไปในทิศทาง z และ -z อัตราการขยายพลังงานสูงสุดของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำ 2.45 GHz ของสัณฐานสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลมีค่า 2.48 dBi สัณฐานสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลมีค่า 2.46 dBi สัณฐานสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลมีค่า 2.38 dBi และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูง 5.8 GHz ของสัณฐานสี่เหลี่ยมคางหมูมีค่า 2.15 dBi ส่วนสัณฐานสามเหลี่ยมมีค่า 0.93 dBi สัณฐานสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลมีค่า 1.05 dBi ดังแสดงในรูปที่ 4.42 ถึงรูปที่ 4.45

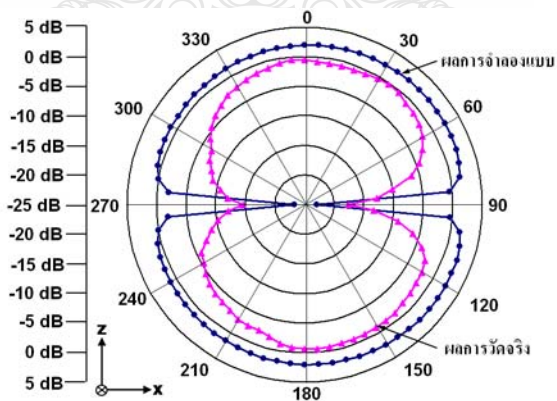




(ก)



(ข)

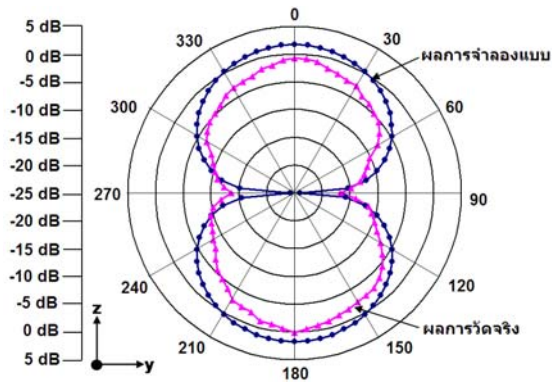


(ค)

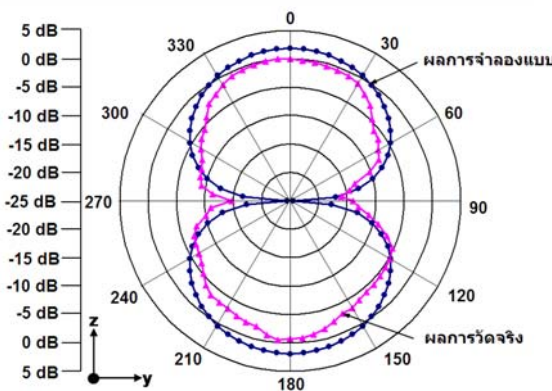
รูปที่ 4.42 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz ระนาบ x-z plane

- (ก) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสั้บรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล
- (ข) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสั้บรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล
- (ค) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสั้บรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล

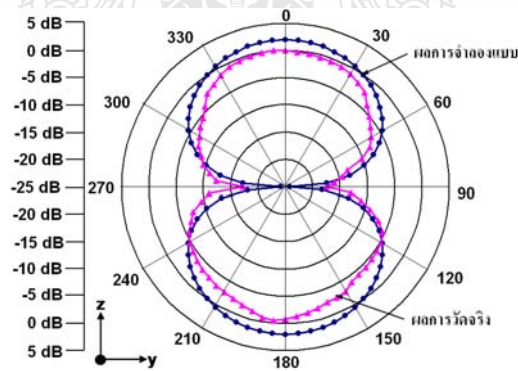




(ก)

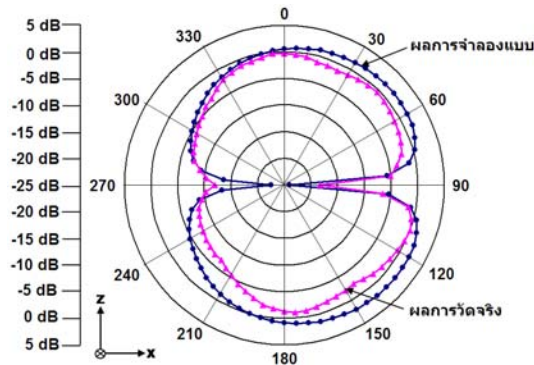


(ข)

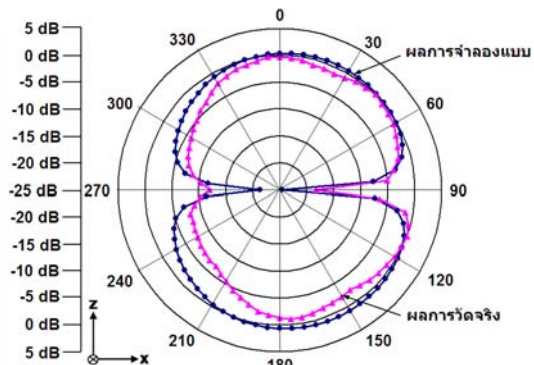


(ค)

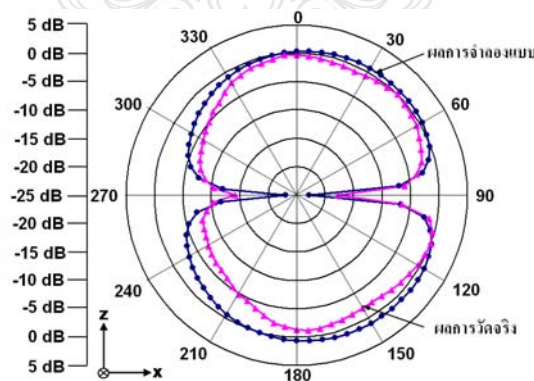
- รูปที่ 4.43 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz ระนาบ y-z plane
- (ก) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตรีบสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล
  - (ข) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตรีบสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล
  - (ค) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสัตรีบสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล



(ก)



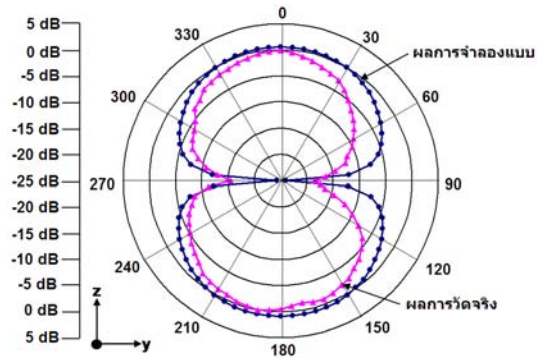
(ข)



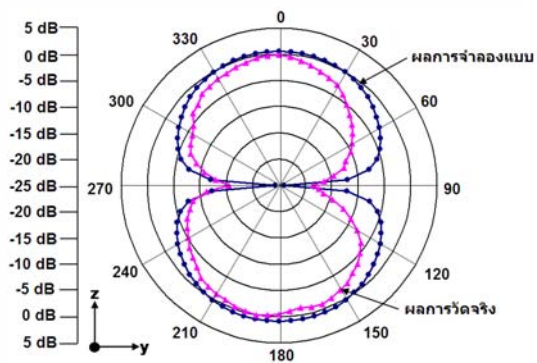
(ค)

รูปที่ 4.44 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.8 GHz ระนาบ x-z plane

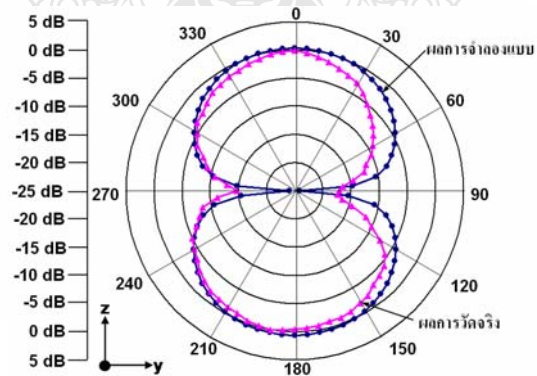
- (ก) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสั้บรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล
- (ข) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสั้บรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล
- (ค) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสั้บรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.45 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.8 GHz ระนาบ y-z plane

- (ก) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล
- (ข) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล
- (ค) สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสักรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอล

# บทที่ 5

## บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอสายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการเพิ่มสลับและสลิทโพลด์คู่รูปตัวแอลโดยใช้สลับ 3 รูปแบบคือแบบรูปสี่เหลี่ยมคางหมู แบบรูปสามเหลี่ยม และแบบรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนเพื่อรองรับโครงข่ายการสื่อสารไร้สาย (WLAN) สองย่านความถี่ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz)

### 5.1 สรุปผลการวิจัย

#### 5.1.1 การลดขนาดของสายอากาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคใหม่ในการเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศแบบไมโครสตริปให้กว้างขึ้นและการลดขนาดตัวสายอากาศ ด้วยการใส่สลิทโพลด์คู่รูปตัวแอลเข้ามาช่วยเพิ่มแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์และการปรับจูนสลับเพื่อทำหน้าที่ปรับลดขนาดของตัวสายอากาศและปรับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศให้ความถี่ดังกล่าวรองรับการใช้งานในเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) อีกทั้งยังสามารถช่วยลดขนาดของตัวสายอากาศแบบไมโครสตริปให้มีขนาดเล็กลงกว่างานวิจัยที่ผ่านมาในอดีต [2, 3, 4, 5, 6, 7] แสดงดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์การลดขนาดของสายอากาศแบบไมโครสตริปกับงานวิจัยในอดีต

งานวิจัย /ขนาด (mm <sup>2</sup> )	ขนาดสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสลับและสลิทโพลด์คู่รูปตัวแอล		
	สลับแบบสี่เหลี่ยมคางหมู ขนาด 924 mm <sup>2</sup>	สลับแบบสามเหลี่ยม ขนาด 668.8 mm <sup>2</sup>	สลับแบบสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูน ขนาด 555 mm <sup>2</sup>
[2]/1344	30%	49%	58%
[3]/4900	81%	86%	88%
[4]/1404	34%	52%	60%
[5]/2208	58%	69%	74%
[6]/24178	96%	97%	98%
[7]/4900	81%	86%	88%

### 5.1.2 การเพิ่มขนาดแบนด์วิดท์ของสายอากาศ

ผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) และแบนด์วิดท์ของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลได้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.453 GHz แบนด์วิดท์ 0.601 GHz (2.237 – 2.838 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -23.69 dB และค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.793 GHz แบนด์วิดท์ 0.907 GHz (5.138 – 6.045 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -18.04 dB สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสามเหลี่ยมและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลได้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.435 GHz แบนด์วิดท์ 0.655 GHz (2.297 – 2.952 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -43.19 dB และค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.805 GHz แบนด์วิดท์ 0.913 GHz (5.138 – 6.051 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -15.08 dB ส่วนสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนและสลิตโหนดคู่รูปตัวแอลได้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.465 GHz แบนด์วิดท์ 0.787 GHz (2.351 – 3.138 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -36.41 dB และค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.793 GHz แบนด์วิดท์ 0.883 GHz (5.138 – 6.021 GHz) ค่า S11 เท่ากับ -15.06 dB โดยค่าแบนด์วิดท์ในช่วงความถี่ต่ำมีความกว้างมากกว่า 0.14 GHz ซึ่งมีขนาดกว้างมากกว่างานวิจัยที่เคยได้มีการนำเสนอในอดีต [2, 3, 4, 5]

### 5.1.3 แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราการขยายพลังงานของสายอากาศ

สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มระดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู แบบรูปสามเหลี่ยมและแบบรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนได้ผลลัพธ์มีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันทั้งสองช่วงความถี่ โดยมีทิศทางของแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทางคือไปในทิศทาง z และ -z อัตราการขยายพลังงานสูงสุดของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำ 2.45 GHz ของระดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูละค่าประมาณ 2.48 dBi ระดับรูปสามเหลี่ยมมีค่าประมาณ 2.46 dBi ส่วนระดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนมีค่าประมาณ 2.38 dBi และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูง 5.8 GHz ของระดับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูละค่าประมาณ 2.15 dBi ระดับรูปสามเหลี่ยมมีค่าประมาณ 1 dBi ส่วนระดับรูปสี่เหลี่ยมขนมเปียกปูนมีค่าประมาณ 1.05 dBi

### 5.1.4 ผลการเปรียบเทียบการวัดและการจำลองแบบ

จากผลการเปรียบเทียบการวัดและการจำลองแบบของสายอากาศทั้งสามรูปแบบนั้นมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันและสามารถรองรับการนำไปใช้งานได้จริงตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz)

## 5.2 ข้อเสนอแนะ

### 5.2.1 การสร้างสายอากาศ

การสร้างสายอากาศเพื่อให้สามารถใช้งานได้จริงควรพิจารณาเพื่อระยะที่จะทำการบัดกรี SMA Connector เพื่อเชื่อมต่อเข้ากับสายส่งสัญญาณไมโครสตริปไลน์ให้มีระยะที่เหมาะสม

### 5.2.2 ชนิดของ SMA Connector

SMA Connector มีหลายชนิดควรเลือกให้เหมาะสมกับลักษณะการใช้งานทั้งรูปแบบและย่านความถี่ที่นำมาใช้งาน

### 5.2.3 การบัดกรี

การบัดกรี SMA Connector เข้ากับสายส่งสัญญาณไมโครสตริปไลน์ควรให้น้ำตะกั่วที่เหมาะสมไม่มากจนเกินไปและต้องไม่น้อยจนเกินไป



## เอกสารอ้างอิง

- [1] คมสันต์ กาญจนสิทธิ์, สายอากาศแพทช์สี่เหลี่ยมผืนผ้าแถบความถี่กว้างโดยปรับปรุงช่องเปิดรูปตัว B ใช้การเพิ่มโหลดช่องเปิด, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าพระนครเหนือ, 2547
- [2] Archevapanich, T., Nakasuwan, J., Songthanapitak, N., Anantrasirichai, N., and Wakabayashi, T., "E-Shaped Slot Antenna for WLAN Applications", **ICCAS**, October, 2007, pp. 2854-2857.
- [3] ไกรสร สาริชา, สายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าพระนครเหนือ, 2549
- [4] Kongmuang, U., "Bandwidth analysis of dual-band asymmetric Y-shaped slit-loaded MSA", **ECTICON**, May, 2008, Vol. 1, pp. 281-284.
- [5] Chulvanich, C., Nakasuwan, J., Songthanapitak, N., Anantrasirichai, N. and Wakabayashi, T., "Design Narrow Slot Antenna for Dual Frequency", **PIERS**, China, March 2007, pp. 1024-1028.
- [6] Duzdar A. and Kompa G., "A Novel Inverted Trapezoidal Antenna Fed by a Ground Image Plane and Backed by a Reflector", **IEEE European Microwave Conference**, October 2000, pp. 1-4.
- [7] Jan, J. Y. and Wang, L. C., "A Study on Broadband Printed slot Antennas with Regular Slots," **TENCON**, 2007, pp.1-3.
- [8] Balanis, C. A., **Antenna Theory**, 2<sup>nd</sup> Edition, NewYork, John Wiley & Son, Inc., 1982.
- [9] Bahl, I. J., and Bhartia, P., **Microstrip Antennas**, Dedham MA, Artech house, 1980.
- [10] Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I. and Ittipiboon, A., **Microstrip Antenna Design Handbook**. Norwood MA, Artech house, 2001.
- [11] Jansen, R., and Kirschning, M., "Arguments and Accurate Mathematical Model for the Power Current Formulation of microstrip Characteristic Impedance," **Arch. Elek. Ubertragung**, Vol. 37, 1983.
- [12] Wheeler, H. A., "Formulas for the Skin Effect," **Proc. IRE**, 1942, Vol. 30, pp. 412-424.
- [13] Schneider, M. V., "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits," **Bell Syst. Tech. J.**, 1969, Vol. 48, pp. 1421-1444.
- [14] Iroh, T., "Analysis of Microstrip Resonators," **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, 1974, Vol, MTT-22, pp. 946-952.

- [15] Garg, R. and Bahl, I., "Microstrip Discontinuities," **Int. J. Electron.**, 1978, Vol. 45, pp. 81-87.
- [16] Yu, C. C., and Chang, K., "Transmission-Line Analysis of a Capacitively Coupled Microstrip-Ring Resonator," **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, 1997, Vol, MTT-45, pp. 2018-2024.
- [17] Hammerstad, E. O., "Equation for microstrip circuit design", **IEEE Europe Microwave conference**, 5<sup>th</sup>, September 1975, pp. 268-272.
- [18] Jame, J.R. and Hall, P.S., **Handbook of Microstrip Antenna**. London UK., Peregrinus., 1989.
- [19] Balanis, C. A., **Advance Engineering Electromagnetics**. NewYork, John Wiley & Son, Inc., 1982.
- [20] Epp, L.W. and Smith, R.P., "A Generalized Scattering Matrix Approach for Analysis of Quasi-Optical Grides and De-Embedding of Device Parameter", **IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech**, 1996, pp. 760-769.
- [21] รองศาสตราจารย์ ดร. ประยุทธ์ อัครเอกพลาติน, การออกแบบวงจรไมโครเวฟ. กรุงเทพฯ: มิสเตอร์ ก้อปปี, 2550.
- [22] Gaafar, O., Aziz, D. M. A. and El-Hennawy, H. M., "Wide Band Equilateral Triangular Slot and Microstrip Antennas," **NRSC**, March, 2006, pp. 1-11.
- [23] Anantrasirichai, N., Rakluea, P. and Wakabayashi, T., "Slot Antenna Coupled by Mirostrip Line for Dual Frequency," **NOLTA**, October, 2002.
- [24] Rakluea, P., Anantrasirichai, N., Janchitrapongvej, K. and Wakabayashi, T., "Analysis of Right Angle Microstrip Slot Antenna," **TENCON**, November, 2005.
- [25] Rakluea, P., Pirajnanchai, V., Anantrasirichai, N., Janchitrapongvej, K. and Wakabayashi, T., "Characteristics of Right Angle Microstrip Slot Antenna for Dual Frequency," **ISPACS**, December, 2005.
- [26] Rakluea, P., Nakasuwan, J., Anantrasirichai, N., Janchitrapongvej, K. and Wakabayashi, T., "A Right Angle Microstrip slot Antenna for X-Band," **ECTI-CON**, May, 2006.
- [27] ไพฑูรย์ รักเหลือ, การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศแบบไมโครสตริปแบบช่องเปิดโดยวิธี **FDTD**, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546
- [28] กฤตพล นาคเจริญ, การวิเคราะห์สายอากาศแบบไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระเจ้าเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546



- [29] David, M. P., **Microwave Engineering**. Second Edition. New York: John Wiley & Son, 1998.
- [30] Gupta, K. C., et al., **Microstrip Lines and Slot Lines**, 2<sup>nd</sup> Edition, Norwood MA, Artech house, 1996.
- [31] Hofer, W. J. R., "Equivalent Series Inductivity of a Narrow Transverse Slit in Microstrip," **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, 1977, Vol, MTT-25, pp. 822-824.
- [32] โมนัย ไกรฤกษ์, **ทฤษฎีสายอากาศ**, พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพมหานคร: ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, 2535.
- [33] บัณฑิต โรจน์อรานนท์, **วิศวกรรมไมโครเวฟ**, พิมพ์ครั้งที่ 2, กรุงเทพมหานคร: จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2539.
- [34] Balanis, C. A., **Antenna Theory Analysis and Design**, 2<sup>nd</sup> Edition, New York, John Wiley & Son, Inc., 1997.





**ภาคผนวก ก**  
**คุณสมบัติของ SMA Connector**

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

# SMA - 50 Ohm Connectors

Specifications



## ELECTRICAL RATINGS

**Impedance:** 50 ohms

**Frequency Range:**

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

**VSWR:** (f = GHz)

	Straight Cabled Connectors	Right Angle Cabled Connectors
RG-178 cable	1.20 + .025f	1.20 + .03f
RG-316, LMR-100 cable	1.15 + .02f	1.15 + .03f
RG-58, LMR-195 cable	1.15 + .01f	1.15 + .02f
RG-142 cable	1.15 + .01f	1.15 + .02f
LMR-200, LMR-240 cable	1.10 + .03f	1.10 + .06f
.086 semi-rigid	1.07 + .008f	1.18 + .015f
.141 semi-rigid (w/contact)	1.05 + .008f	1.15 + .015f
.141 semi-rigid (w/o contact)	1.035 + .005f	
Jack-bulkhead jack adapter and plug-plug adapter	1.05 + .01f	
Jack-jack adapter and plug-jack adapter	1.05 + .005f	
Uncabled receptacles, dummy loads	N/A	
Field replaceable (see page 59)	N/A	

**Working Voltage:** (Vrms maximum)<sup>†</sup>

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

**Dielectric Withstanding Voltage:** (VRMS minimum at sea level)<sup>†</sup>

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

**Corona Level:** (Volts minimum at 70,000 feet)<sup>†</sup>

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

**Insertion Loss:** (dB maximum)

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

**Insulation Resistance:** 5000 megohms minimum

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

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

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

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

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

**RF High Potential Withstanding Voltage:** (Vrms minimum, tested at 4 and 7 MHz)<sup>†</sup>

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

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

## MECHANICAL RATINGS

**Engagement Design:** MIL-C-39012, Series SMA

**Engagement/Disengagement Force:** 2 inch-pounds maximum

**Mating Torque:** 7 to 10 inch-pounds

**Bulkhead Mounting Nut Torque:** 15 inch-pounds minimum

**Coupling Proof Torque:** 15 inch-pounds minimum

**Coupling Nut Retention:** 60 pounds minimum

**Contact Retention:**

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

**Cable Retention:**

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

\*Or cable breaking strength whichever is less.

**Durability:** 500 cycles minimum

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

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

**Temperature Range:** -65°C to +165°C

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

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

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

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

**Moisture Resistance:** MIL-STD-202, Method 106

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

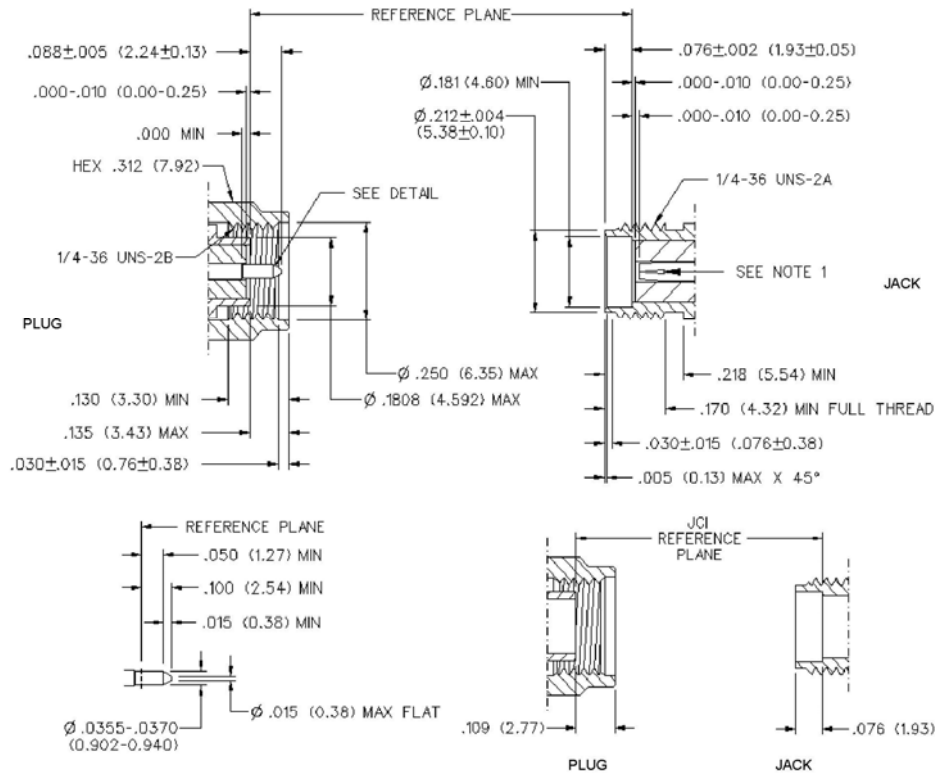
Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

## MATERIAL SPECIFICATIONS

**Bodies:** Brass per QQ-B-626, gold plated\* per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290  
**Contacts:** Male - brass per QQ-B-626, gold plated per MIL-G-45204 .00003" min.  
 Female - beryllium copper per QQ-C-530, gold plated per MIL-G-45204 .00003" min.  
**Nut Retention Spring:** Beryllium copper per QQ-C-533. Unplated  
**Insulators:** PTFE fluorocarbon per ASTM D 1710 and ASTM D 1457 or Tefzel per ASTM D 3159  
**Expansion Caps:** Brass per QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290  
**Crimp Sleeves:** Copper per WW-T-799 or brass per QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290  
**Mounting Hardware:** Brass per QQ-B-626 or QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290  
**Seal Rings:** Silicone rubber per ZZ-R-765  
**EMI Gaskets:** Conductive silicone rubber per MIL-G-83528, Type M

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

Mating Engagement for SMA Series per MIL-C-39012



**NOTES**

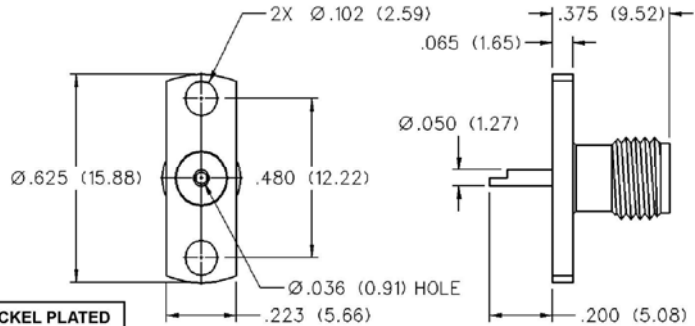
1. ID OF CONTACT TO MEET VSWR, CONTACT RESISTANCE AND INSERTION WITHDRAWAL FORCES WHEN MATED WITH DIA .0355-.0370 MALE PIN.

# SMA - 50 Ohm Connectors



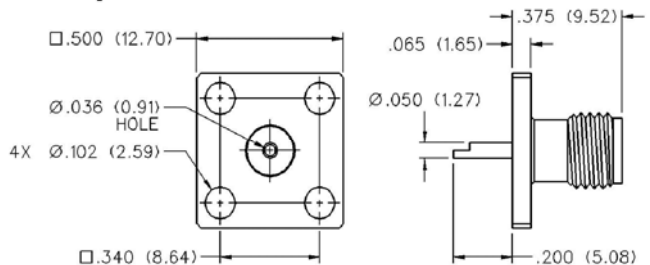
Panel Mount

## 2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



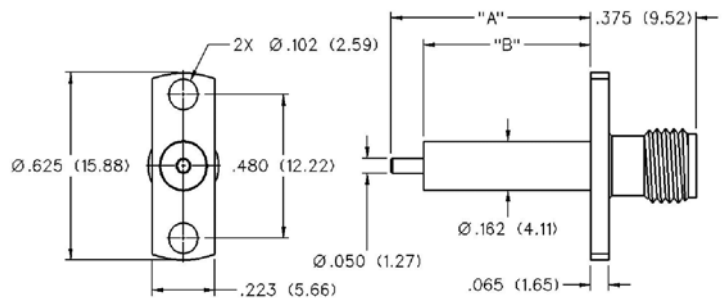
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-621	142-0701-626

## 4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



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

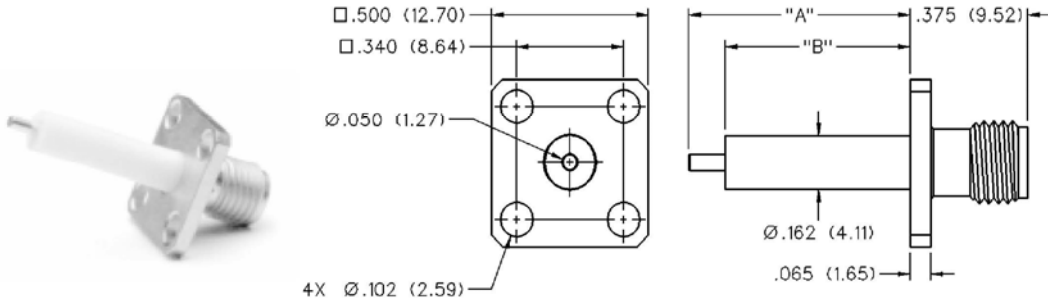
## 2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



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

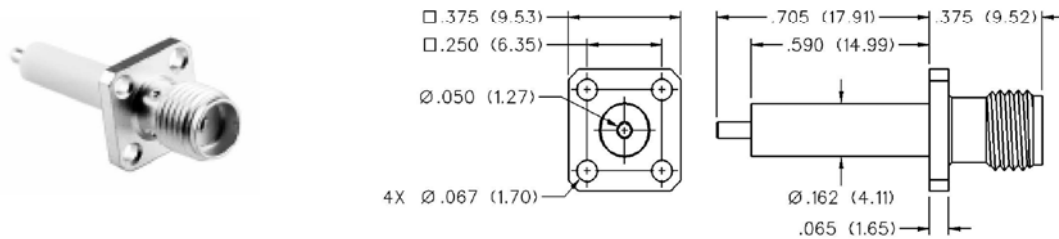
Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

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



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

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



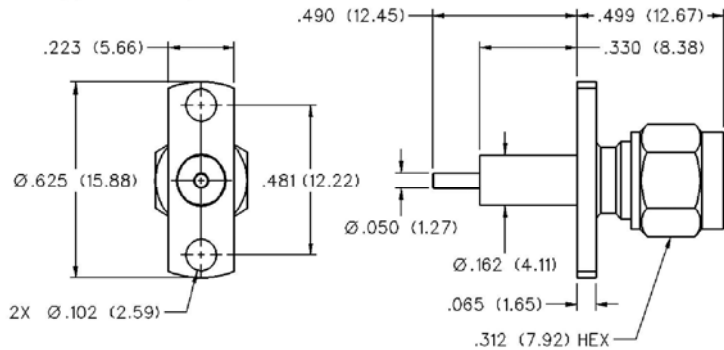
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1701-011	142-1701-016

# SMA - 50 Ohm Connectors



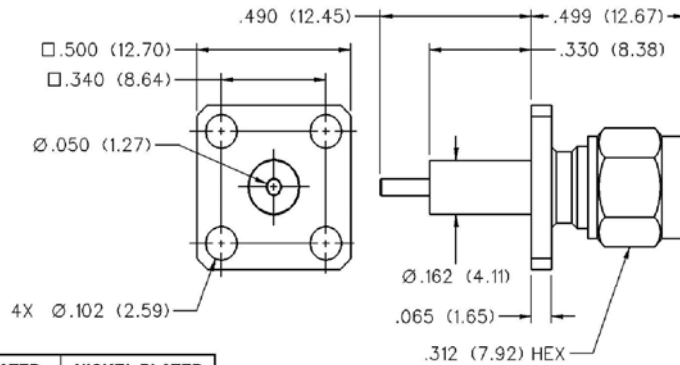
Panel Mount

## 2-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



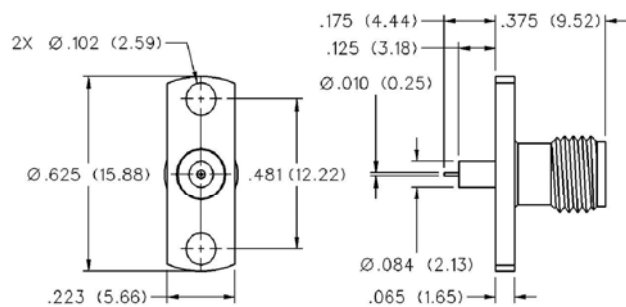
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1801-041	142-1801-046

## 4-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



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

## 2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



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

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



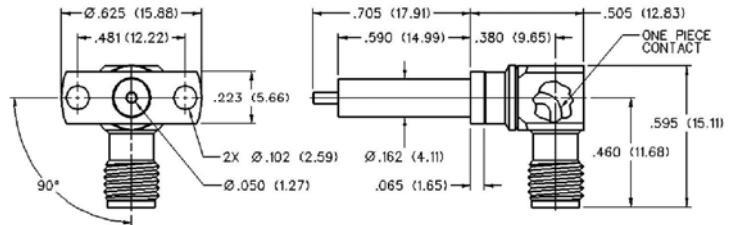


# SMA - 50 Ohm Connectors

Panel Mount

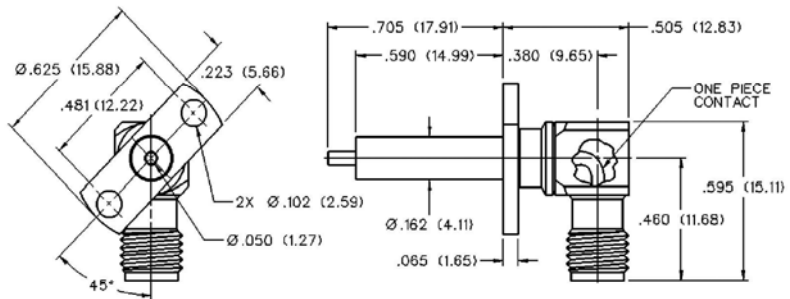


## 2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric 90° Orientation



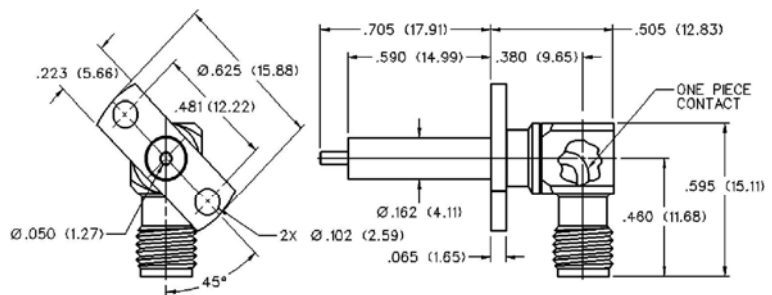
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-011	142-1711-016

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



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

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



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

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



ภาคผนวก ข

คุณสมบัติของสายอากาศด้านตัวส่ง

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

3-D Patterns  
Available at  
[www.ets-lindgren.com/3117](http://www.ets-lindgren.com/3117)

**FEATURES:**

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



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

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

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

**FEATURES**

**Single Lobe Radiation Pattern**

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

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

**Ultra Broadband**

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

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

**Power Input**

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

**Uniform Gain, Low VSWR**

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

**Flexible Mounting System**

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

**STANDARD CONFIGURATION**

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

**OPTIONS**

- Antenna Mast
- Antenna Tripod

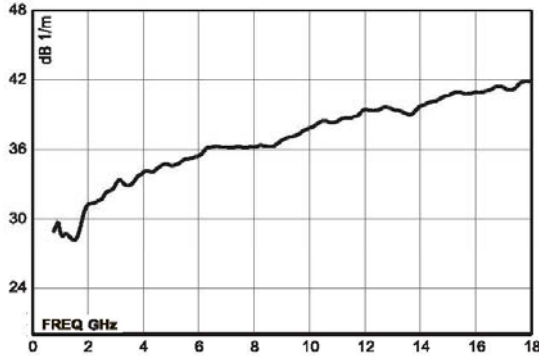
**Electrical Specifications**

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

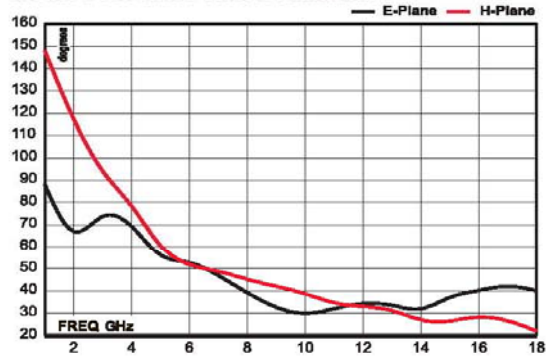
**Physical Specifications**

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

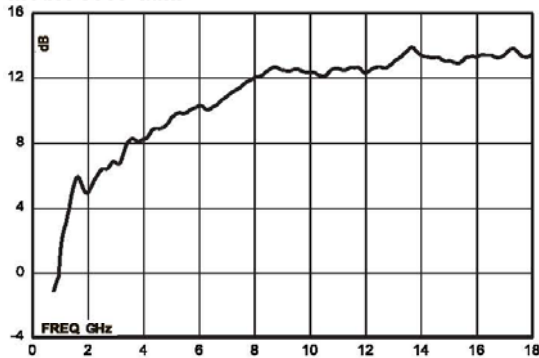
**Model 3117 Antenna Factor**



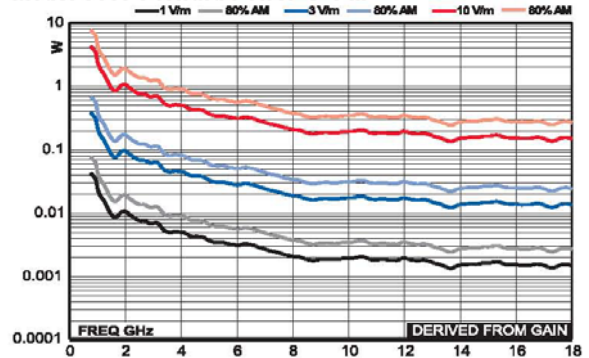
**Model 3117 Half Power Beamwidth**



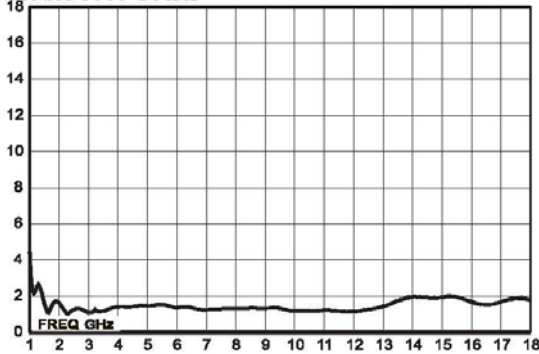
**Model 3117 Gain**



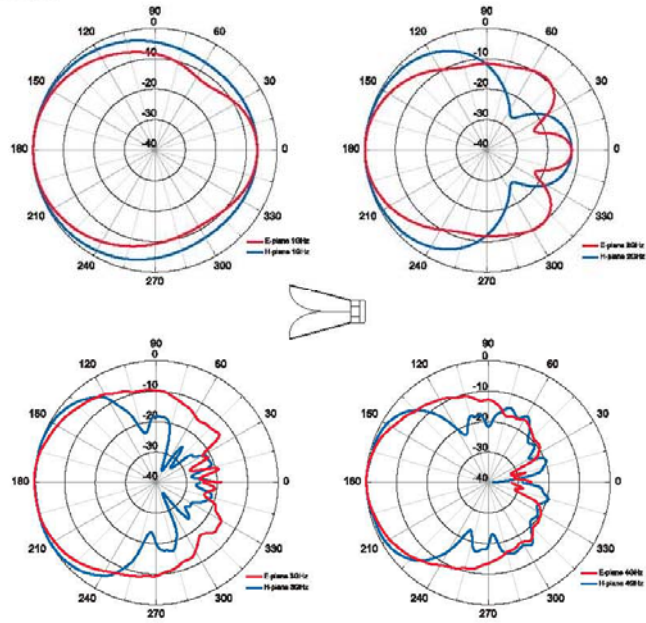
**Model 3117 Forward Power @ 1 m**



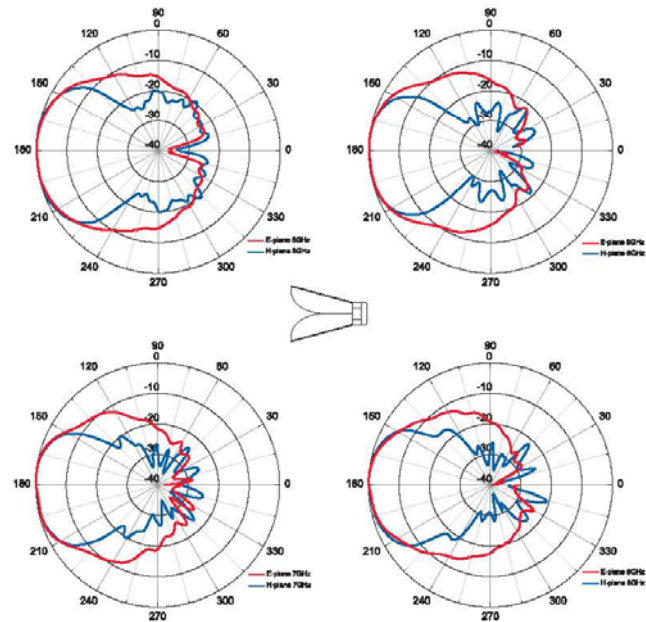
**Model 3117 VSWR**



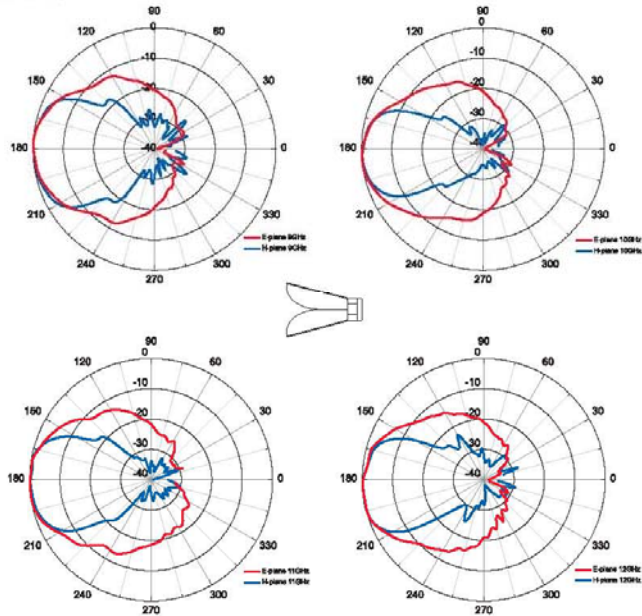
**Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)**



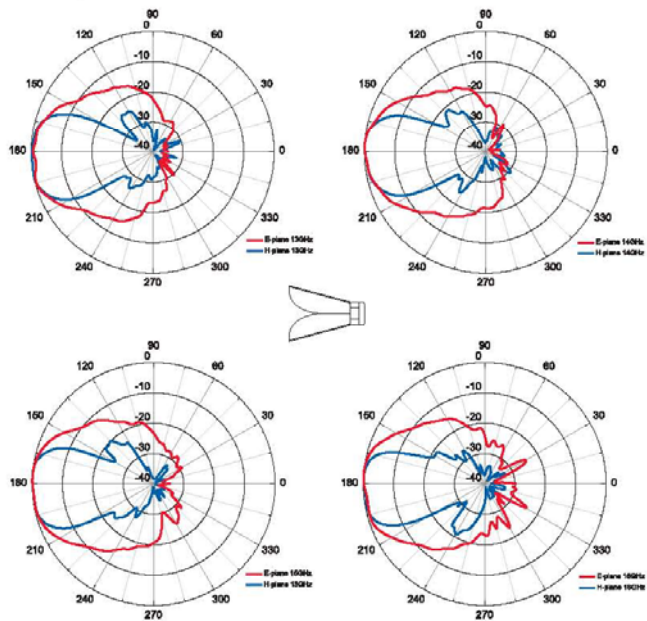
**Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)**



**Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)**

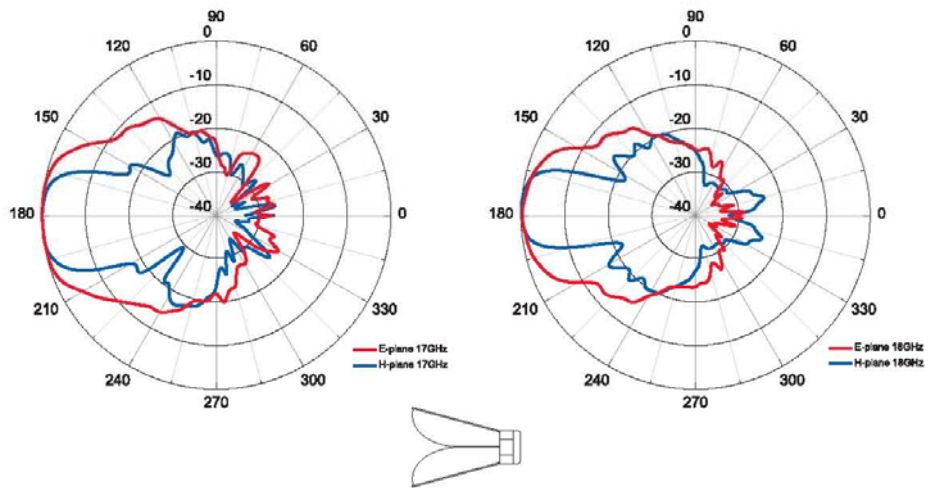


**Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)**





**Model 3117 (17 GHz - 18 GHz)**



ภาคผนวก ก  
ผลงานวิจัยตีพิมพ์

- สุวัฒน์ สกุลชาติ และ อำนวย เรืองวาริ, “สายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูสำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย,” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า (EECON) ครั้งที่ 31, 29-31 ตุลาคม 2551, นครนายก, 2551, หน้า 777-780.

- Sakulchat, S., Ruengwaree, A., “Dual Band Microstrip Antenna with Triangular Tuning Stub for WLAN Applications,” **International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE)**, China, 2008, pp. 546-549.



การประชุมวิชาการ  
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 31  
31<sup>st</sup> Electrical Engineering Conference (ECON-31)



29 - 31 ตุลาคม 2551

ณ โรงแรมอีสป นอร์มัล รีสอร์ท กรุงเทพ สาขา สีลมวิบูลย์

ร่วมจัดโดย



มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ  
SRINAKHARINWIROT UNIVERSITY



มหาวิทยาลัยศรีปทุม  
SRIPATUM UNIVERSITY

สนับสนุนโดย



Western Digital





# สายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูสำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย

## Dual Band Microstrip Antenna with Trapezoidal Tuning Stub for WLAN Applications

สุวัฒน์ สกุลชาติ<sup>1</sup> และ อำนวย เรืองวารี<sup>2</sup>

Remote Sensing Technology Laboratory คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อ.ธัญบุรี จ.ปทุมธานี 12110

E-mail: suwat\_sakulchat@yahoo.com<sup>1</sup> and amnoy.r@en.rmutt.ac.th<sup>2</sup>

### บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอการศึกษา และการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู โดยจะทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบ (Simulation) โครงสร้างของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D สายอากาศที่นำเสนอออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม เพื่อประยุกต์ใช้งานกับเครือข่ายการสื่อสารไร้สายสองย่านความถี่ คือย่านความถี่ตั้งแต่ 2.237-2.838 GHz และย่านความถี่ตั้งแต่ 5.138-6.045 GHz ซึ่งจะครอบคลุมมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) โดยค่าแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำ มีค่าเท่ากับ 0.601 GHz และ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูง มีค่าเท่ากับ 0.907 GHz ซึ่งผลจากการวัดค่าความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ ของสายอากาศมีค่าใกล้เคียงกับผลจากการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศ

คำสำคัญ: สายอากาศแบบไมโครสตริป, สลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู, สองย่านความถี่, เครือข่ายการสื่อสารไร้สาย

### Abstract

This paper presents the microstrip antenna with trapezoidal tuning stub which designed and simulated by using IE3D program. This antenna is designed for 50 Ohms impedance microstrip line for dual band frequency, 2.237-2.838 GHz and 5.138-6.045 GHz which supports WLAN communications coverage IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) and IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz). The bandwidth at lower resonance frequency of this antenna is 0.601 GHz, while upper resonance frequency is 0.907 GHz. The simulation results show that the lower and upper resonance frequencies are agreed with the measurement results.

Keyword: microstrip antenna, trapezoidal tuning stub, dual band, WLAN

### 1. บทนำ

สายอากาศแบบไมโครสตริปนับได้ว่าเป็นอุปกรณ์สายอากาศที่นำมาใช้ในการรองรับการสื่อสารข้อมูลข่าวสารในปัจจุบันมากขึ้น ซึ่งนิยมถูกออกแบบมาเพื่อให้มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีประสิทธิภาพสูง และถูกออกแบบมาให้มีการแพร่กระจายคลื่นในแนวระนาบต่ำ [1] อย่างไรก็ตามสายอากาศไมโครสตริปมีแบนด์วิดท์ที่แคบ ดังนั้นในการศึกษาการออกแบบสายอากาศแบบแผ่น (Coplanar Patch Antenna: CPA) ได้มีการเพิ่มสลิต (slot) และสับ (stub) เข้าไปในตัวสายอากาศเพื่อแก้ไขปัญหาค่าแบนด์วิดท์ที่แคบ และในขณะเดียวกันยังเป็นการช่วยลดขนาดสายอากาศ [2]

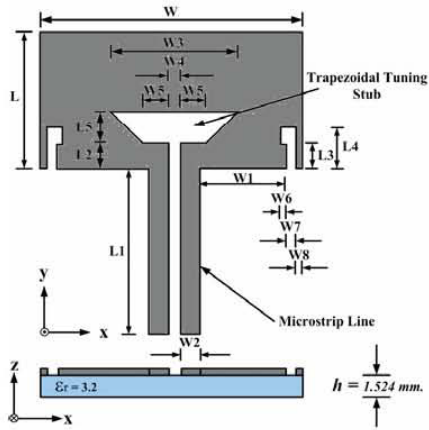
ในงานวิจัยนี้ ได้นำเสนอสายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู โดยเพิ่มสลิต (slot) โหลดคู่ และป้อนสัญญาณด้วยสายสัญญาณไมโครสตริป (microstrip line) ซึ่งในการออกแบบนี้ให้ศึกษา งานวิจัยที่ผ่านมาเกี่ยวกับการออกแบบสายอากาศสำหรับ ย่านความถี่แถบกว้าง (1.85-6.39 GHz) [2] และการออกแบบสายอากาศสำหรับย่านความถี่แถบกว้างมาก (3.1-10.6 GHz) [3] เพื่อให้สามารถรองรับเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) ซึ่งในปัจจุบันเครือข่ายการสื่อสารไร้สายนี้ผู้สนใจศึกษามากเป็นจำนวนมาก [4-5] แต่สายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูโดยเพิ่มสลิตโหลดคู่นี้เป็นสายอากาศรูปแบบใหม่ สามารถนำไปใช้งานกับเครือข่ายการสื่อสารไร้สาย สองย่านความถี่ โดยในส่วนการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศนั้นใช้โปรแกรม IE3D

### 2. โครงสร้างสายอากาศ

โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู โดยใช้วิธีเชิงประจักษ์ (Empirical Method) ร่วมกับโปรแกรม IE3D ในการออกแบบและหาค่าที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) ซึ่งจะได้อัลกอริทึมและขั้นตอนในหัวข้อถัดไป โดยโครงสร้างประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ 4 ส่วนดังแสดงดังรูปที่ 1 ส่วนแรกคือส่วนของตัวสายอากาศ ซึ่งการคำนวณหาขนาดความกว้าง (W) และความยาว (L) ได้จาก [6-8] ขนาดที่ได้จากการคำนวณก่อนมีการจูนด้วยสลับนั้น ค่า

CM-33

$W = 42$  มม. และ  $L = 33$  มม. ซึ่งหลังจากมีการปรับด้วยสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูแล้ว ทำให้ขนาดความยาว  $L$  ของสายอากาศลดลงมีค่าเท่ากับ  $22$  มม.



รูปที่ 1 โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู

ส่วนที่สองคือส่วนป้อนสัญญาณให้กับตัวสายอากาศซึ่งใช้การป้อนสัญญาณด้วยสายสัญญาณไมโครสตริปที่ออกแบบให้การแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม ขนาดความกว้างของสายสัญญาณไมโครสตริป ( $W_2$ ) คำนวณได้จาก [4] คือ

$$\frac{W_2}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] \\ & + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

เมื่อ  $B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$  และ  $Z_0$  แทนค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่ง

สัญญาณไมโครสตริป

ส่วนที่สามคือส่วนของสลับรูปตัว  $L$  ที่ปรากฏด้านซ้ายและด้านขวาของตัวสายอากาศในส่วนนี้จะทำหน้าที่เป็นการปรับแบนด์วิดท์ของความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูง ขนาดของสลับทั้งสองนั้นมีขนาดแทนด้วยตัวแปร  $W_6$   $W_7$   $W_8$   $L_3$  และ  $L_4$  ซึ่งหาได้จากวิธีเชิงประสบการณ์ (Empirical Method) [5]

ส่วนสุดท้ายคือส่วนสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู ที่ออกแบบเพื่อทำหน้าที่ปรับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ ให้ความถี่ดังกล่าวรองรับการใช้งานในเครือข่ายการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) และ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz) โดยรูปร่างและขนาดของสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูพัฒนาแนวคิดมาจาก [9] บทความนี้ตัวสายอากาศ ได้ออกแบบและมีการ

สร้างโดยใช้วัสดุฐานรองแบบ GML 1032 มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก ( $\epsilon_r$ ) เท่ากับ 3.2 และมีค่าความหนา ( $h$ ) เท่ากับ 1.524 มม.

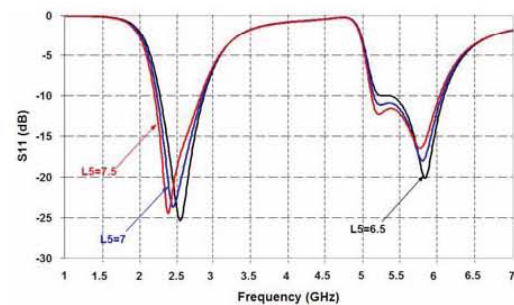
ค่าตัวแปรและขนาดของสายอากาศที่แสดงในรูปที่ 1 ได้กำหนดไว้ในตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ขนาดโครงสร้างของสายอากาศ

ขนาดความกว้าง		ขนาดความยาว	
ตัวแปร	ขนาด (มม.)	ตัวแปร	ขนาด (มม.)
W	42	L	22
W1	12.4	L1	26.5
W2	3.6	L2	3
W3	16	L3	4.5
W4	2	L4	8
W5	3	L5	7
W6	2	-	-
W7	3	-	-
W8	1	-	-

### 3. ผลการวิเคราะห์การจำลองแบบ

ในส่วนนี้ได้ทำการวิเคราะห์การจำลองแบบ โครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D ทำการปรับค่าของตัวแปรต่างๆ ทำให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) โดยขนาดความกว้างและความยาวของสลับ สติบ และสายอากาศไมโครสตริป แสดงในตารางที่ 1 ผลลัพธ์ของการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ แสดงดังรูปที่ 2 จากการจำลองแบบทำให้ทราบว่าตัวแปรที่มีนัยสำคัญต่อ ความถี่เรโซแนนซ์ทั้งช่วงต่ำและสูง คือค่า  $L_5$  ของสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู



รูปที่ 2 ผลการจำลองแบบ ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11)

จากรูปที่ 2 จะสังเกตเห็นว่าเมื่อมีการปรับขนาดของ  $L_5$  ให้มีขนาดลดลง จะมีผลทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำและสูงเพิ่มค่าสูงขึ้น และในทางตรงกันข้ามถ้าปรับค่า  $L_5$  เพิ่มขึ้น ค่าความถี่เรโซแนนซ์ จะลดค่าลงทั้งช่วงความถี่ต่ำและสูง ดังปรากฏในรูปที่ 2 และ

ตารางที่ 2 จากผลการจำลองแบบและปรับขนาดของค่า L5 ทำให้ทราบว่าขนาด L5 ที่เหมาะสมที่สุด คือมีขนาดเท่ากับ 7 มม. โดยมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ เท่ากับ -23.22 dB ณ ความถี่เรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ต่ำเท่ากับ 2.453 GHz (แบนด์วิดท์เท่ากับ 0.601 GHz) และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ เท่ากับ -18.04 dB ณ ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงเท่ากับ 5.793 GHz (แบนด์วิดท์เท่ากับ 0.907 GHz) ส่วนเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ S11 = -10 dB ในช่วงความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำเท่ากับ 24.53% และในช่วงความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูงเท่ากับ 15.66%

ตารางที่ 2 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับและแบนด์วิดท์เมื่อปรับค่า L5

L5 (มม.)	ความถี่เรโซแนนซ์ (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	S11 (dB)
6.5	2.544	0.583 (2.279-2.862)	-25.37
	5.823	0.727 (5.348-6.075)	-20.12
7	2.453	0.601 (2.237-2.838)	-23.69
	5.793	0.907 (5.138-6.045)	-18.04
7.5	2.387	0.613 (2.207-2.820)	-24.47
	5.757	0.907 (5.108-6.015)	-16.50



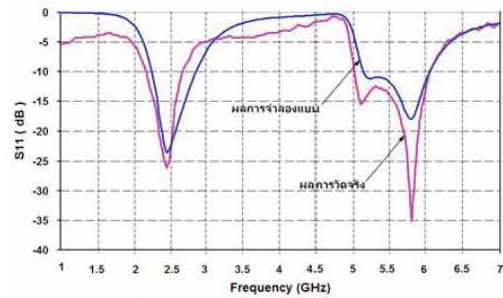
รูปที่ 3 ภาพถ่ายสายอากาศต้นแบบ

#### 4. การสร้างและผลการวัด

หลังจากได้ทำการวิเคราะห์การจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D จนได้ขนาดต่างๆ ของโครงสร้างของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด จากนั้นได้นำขนาดที่ได้จากการออกแบบมาทำการสร้างตัวสายอากาศต้นแบบใช้งานจริง ดังรูปที่ 3 โดยมีขนาดสายอากาศในส่วนต่างๆ ตามตารางที่ 1 ตัวสายอากาศในงานนี้สร้างบนวัสดุฐานรองแบบ GML 1032 ( $\epsilon_r$ : 3.2 และ  $h$ : 1.524 มม.) หลังจากนั้นได้ทำการวัดค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (S11) แบบรูปการแผ่พลังงาน และอัตราการขยายพลังงานด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงสร้างไฟฟ้า (Network Analyzer: HP 8720B) และ เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer: ADVANTEST U3751) โดยวัดค่า S11 ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 1 GHz ถึง 7 GHz จากนั้นทำการเปรียบเทียบผลการวัดกับผลการจำลองแบบ (IE3D) แสดงดังรูปที่ 4 ซึ่งค่าความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ที่ทั้งช่วงความถี่ต่ำ

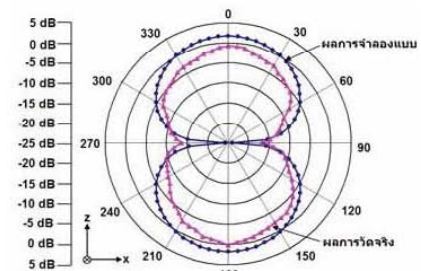
และสูงที่ได้จากการวัดและจากการจำลองแบบ มีค่าใกล้เคียงกัน และอยู่ในเกณฑ์มาตรฐานของเครือข่ายการสื่อสารไร้สาย [4-5]

แบบรูปการแผ่พลังงาน และอัตราการขยายพลังงานได้เปรียบเทียบผลการวัดกับผลการจำลองแบบที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำ 2.453 GHz และ ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูง 5.793 GHz ซึ่งผลลัพธ์ทั้งสองที่ได้มีแนวโน้มใกล้เคียงกันและทั้ง 2 ช่วงความถี่มีทิศทางของแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทางคือไปในทิศทาง z และ -z ส่วนอัตราการขยายพลังงานสูงสุดของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำ 2.453 GHz มีค่า 2.48 dBi และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูง 5.793 GHz มีค่า 2.15 dBi ดังรูปที่ 5 - 8



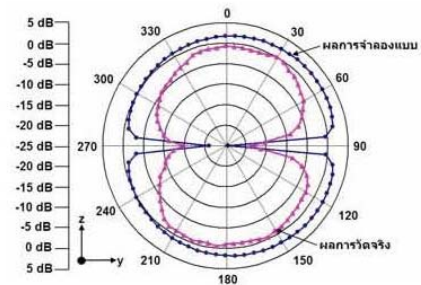
รูปที่ 4 เปรียบเทียบค่า S11 และแบนด์วิดท์ ของผลการวัดจริงกับผลการ

จำลองแบบ



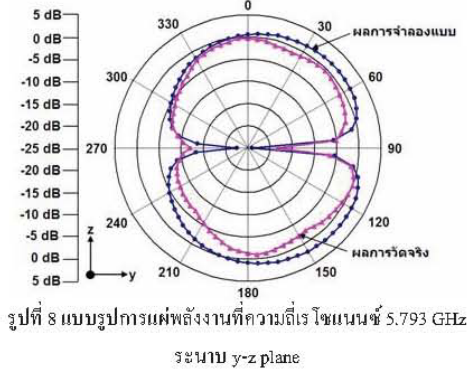
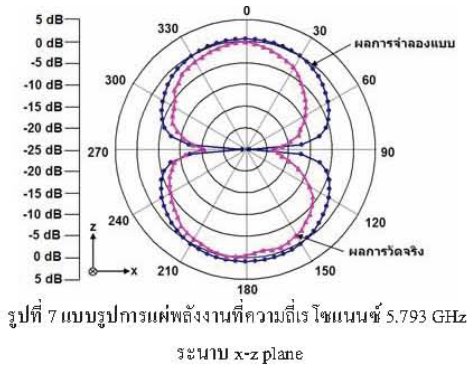
รูปที่ 5 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.453 GHz

ระนาบ x-z plane



รูปที่ 6 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.453 GHz

ระนาบ y-z plane



## 5. สรุป

สายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่สลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู โดยเพิ่มสล็อตโหนดคู่ ออกแบบเพื่อรองรับเครือข่ายการสื่อสารไร้สาย ที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำ 2.237-2.838 GHz และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูง 5.138-6.045 GHz ได้เป็นอย่างดี เมื่อใช้ค่าความยาวของสลับรูปสี่เหลี่ยมคางหมู  $L_5 = 7$  มม. ค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำ (2.453 GHz) เท่ากับ 24.53 % และที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูง (5.793 GHz) เท่ากับ 15.66 % ซึ่งถ้าค่า  $L_5$  มากกว่า 7 มม. จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำ และ ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูงลดลง ในทางกลับกัน ถ้าค่า  $L_5$  น้อยกว่า 7 มม. จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงต่ำ และ ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงสูงเพิ่มขึ้น

## 6. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ศศ.จินตนา นาคะสุวรรณ อาจารย์ไพฑูรย์ รักเหลือ อาจารย์วิโรจน์ พิราจเนนชัย ที่ให้ความอนุเคราะห์ในการใช้ห้องปฏิบัติการและเครื่องมือในการวิเคราะห์สัญญาณ

## เอกสารอ้างอิง

- [1] A. A. Eldek, C. M. Allen, A. Z. Elsherbeni, C. E. Smith and Kai-Fong Lee, "Slot Antennas for Dual and Wideband Operation in Wireless Communication Systems", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 44, 2002.
- [2] ไกรสร สาริชา, ประยูทธ อัครเอกผาดิน และ เวช วิเวก, "สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบแถบความถี่กว้างที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่มีการจูนสลับสามเหลี่ยมด้านเท่า", EECON29 Conference, Vol. 2, หน้า 781-784, พฤศจิกายน 2549.
- [3] A. Horita and H. Iwasaki, "Planar Trapezoid Dipole Antenna with Ultra Wideband Characteristics", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 2B, pp. 540-543, 2005.
- [4] T. Archevapanich, J. Nakasuwan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai, and T. Wakabayashi, "E-Shaped Slot Antenna for WLAN Applications", ICCAS, pp. 2854-2857, October, 2007.
- [5] C. Chulvanich, J. Nakasuwan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai and T. Wakabayashi, "Design Narrow Slot Antenna for Dual Frequency", PIERS, China, March, 2007.
- [6] C. A. Balanis, "Antenna Theory", 2<sup>nd</sup> Edition, New York, John Wiley & Son, Inc., 1982.
- [7] I. J. Bahl and P. Bhartia, "Microstrip Antennas", Dedham MA, Artech house Inc., 1980.
- [8] E. O. Hammerstad, "Equation for Microstrip Circuit Design", 5<sup>th</sup> IEEE Europe Microwave conference, pp. 268-272, 1975.
- [9] A. Duzdar and G. Kompas, "A Novel Inverted Trapezoidal Antenna Fed by a Ground Image Plane and Backed by a Reflector", IEEE European Microwave Conference, pp. 1-4, October, 2000.



นายสุวัฒน์ สกุธชาติ ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโทที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจการสื่อสารไร้สาย



ดร.อานวย เรืองวารี สำเร็จการศึกษาปริญญาเอก จากมหาวิทยาลัยคาเชิล ประเทศเยอรมัน ปี พ.ศ. 2551 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล

ธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ Ultra Wideband Radar System, Ultra Fast Electrical Pulse Generator, Antenna Design



# ISAPE'08

2008 8<sup>th</sup> INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON  
**ANTENNAS, PROPAGATION AND EM THEORY**  
**PROCEEDINGS**

[General Information](#)

[Contents](#)

[Sessions](#)

[Author Index](#)

A140	Design of RFID Reader Antenna for Exclusively Reading One Single Tag <i>Chi-Fang Huang, I-Feng Huang</i>	520
A141	Study of Dual-Via Positions Placement on Folded Meander Line Antenna Parameter <i>P.J Soh, H. Zulkifli, A.A.M Ezamuddin, A.A.H Azremi, M.M. Majmi</i>	524
A142	Synthesis of the Shaped-beam Array Antennas Using Hybrid Genetic Algorithm <i>Xuping Li, Bin Li</i>	529
A143	Study on A fast measurement method of phased array antennas <i>Jun-ping Shang, Ying-bo Deng, Shuai Jiang</i>	532
A144	Dual-Frequency Circularly Polarized Annular-Ring Slot Antenna Fed by a Double-Bent Microstripline <i>Jie Chen, Ying-Zeng Yin, Lu Liu</i>	537
A145	A Low Profile Antenna with Shaped Beams for Indoor Applications of WLAN Systems <i>Bao-hua Sun, Jian-feng Li, Hai-jin Zhou, Shi-gang Zhou, Qi-zhong Liu</i>	540
A146	A Novel Broadband Circularly Polarized Microstrip Helical Antenna <i>Yongyan Du, Falin Liu</i>	543
A147	Dual Band Microstrip Antenna with Triangular Tuning Stub for WLAN Applications <i>Suwat Sakulchat, Amnoi Ruengwaree</i>	546



# Dual Band Microstrip Antenna with Triangular Tuning Stub for WLAN Applications

Suwat Sakulchat, Amnoiy Ruengwaree

Department of Electronic and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering  
Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT) Klong 6  
Thanyaburi, Pathumthani, Thailand  
suwat\_sakulchat@yahoo.com  
amnoiy.r@en.rmUTT.ac.th

**Abstract-** This paper presents the microstrip antenna with triangular tuning stub which designed and simulated by using IE3D program. This antenna is designed for 50 Ohms impedance microstrip line for dual band frequency, 2.297-2.952 GHz and 5.138-6.051 GHz which supports WLAN communications coverage IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) and IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz). The bandwidth at lower resonance frequency of this antenna is 0.655 GHz, while upper resonance frequency is 0.913 GHz. The simulation results show that the lower and upper resonance frequencies are agreed with the measurement results.

## I. INTRODUCTION

Microstrip antennas are communication devices which designed for supports WLAN communications because the microstrip antennas are small size, lightweight and high efficiency [1]. However, microstrip antenna inherently has narrow bandwidth. Previously, the study of coplanar antenna (CPA) using slit and stub insertion in antenna has been designed for communication systems with improved bandwidth and size reduction [2], [3].

These, in this paper, the microstrip antenna with triangular tuning stub and using a pair of bent-slits loaded fed by microstrip line is presented. The design of microstrip antenna prototype has been developed from [3] which is the wideband microstrip antenna of 1.85-6.93 GHz using in WLAN communications coverage IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) and IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz). In the past, investigation of the microstrip antenna designs for WLAN communications have been done [4]-[6], but in this work the microstrip antenna prototype with triangular tuning stub and using a pair of bent-slits loaded is the new design to reduce size. The prototype antenna supports WLAN communications and controlled the dual band frequency with matching resonance frequency. In simulation of the return loss, gain and radiation pattern using software IE3D program.

## II. STRUCTURE OF ANTENNA

The structure of microstrip antenna with triangular tuning stub and using a pair of bent-slits loaded are consists of 4 importance parts as shown in Fig. 1. The first part of this microstrip antenna is patch antenna with design for width (W) and length (L) which can be calculated by [7]-[9]. In this case W= 42 mm and L=33 mm and after tuned the antenna by

adding triangular stub, the dimension of this microstrip antenna has been reduced to W=38 mm and L=17.6 mm.

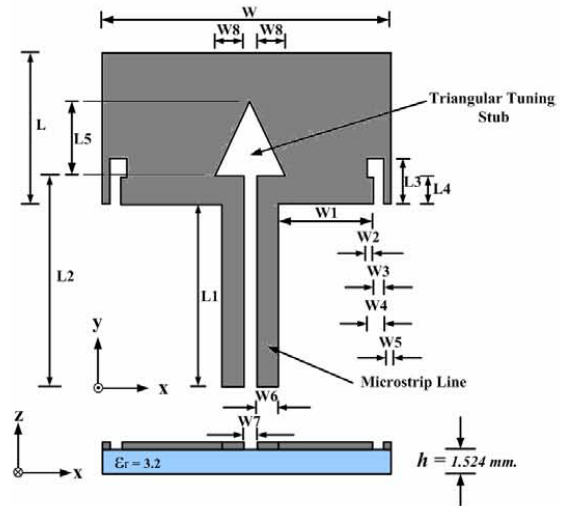


Fig. 1 Structure of microstrip antenna with triangular tuning stub

The second part is the microstrip line which designed for matching impedance using the characteristic impedance of transmission line is 50 Ohms [4]. The calculation of microstrip line can be done by following:

$$\frac{W_0}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] \\ & + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Where  $B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}$  and  $Z_0$  is characteristic impedance.

The third part is a pair of bent-slits loaded as shown in left and right side of the microstrip antenna. The function of this part is used to tuning bandwidth of upper resonance frequency. The dimensions of a pair of bent-slits loaded have 6 parameters: L3, L4, W2, W3, W4 and W5 can be defined by using empirical method [5].

978-1-4244-2193-0/08/\$25.00 ©2008 IEEE

The final part is triangular tuning stub with designed for adjustment resonance frequency of microstrip antenna for WLAN communications coverage IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz), IEEE 802.16a (5.15-5.35 GHz) and IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz).

The microstrip antenna prototype was designed and fabricated on GML 1032 with 1.524 mm of thickness ( $h$ ), and 3.2 of dielectric constant ( $\epsilon_r$ ). All parameters and dimensions of microstrip antenna are shown in Fig. 1 and Table I.

TABLE I  
THE DIMENSION OF ANTENNA

Widths		Lengths	
Parameter	Size (mm)	Parameter	Size (mm)
W	38	L	17.6
W1	11.4	L1	27
W2	1.5	L2	30
W3	3.5	L3	8
W4	5	L4	4.5
W5	1	L5	11
W6	3.6	-	-
W7	2	-	-
W8	4	-	-

### III. SIMULATION AND RESULTS

In this paper, using simulation software by IE3D program, which adjustment of all parameters for the optimization result. The dimension of a pair of bent-slits loaded and triangular tuning stub are shown in Table I. The parameter L5 of the triangular tuning stub is using the control the lower and upper resonance frequencies. The simulation results of return loss (S11) when the dimension of L5 is changed as shown in Fig. 2.

In Fig. 2 the results shown that when increasing the length of triangular tuning stub (L5), the lower and upper resonance frequencies will be decrease, in another way, if decreasing the length of triangular tuning stub (L5), the lower and upper resonance frequencies have been increased as shown in Table II. The optimization result of L5 is 11 mm, which has the result of return loss (S11) is -43.19 dB and bandwidth of 0.655 GHz (2.297-2.952 GHz) at lower resonance frequency (2.435 GHz). At the upper resonance frequency (5.805 GHz), the simulation result of S11 is -15.08 dB and bandwidth is 0.913 GHz (5.138-6.051 GHz) as shown in Fig. 3.

The present bandwidth of prototype antenna at lower resonance frequency is 26.9 % and at upper resonance frequency is 15.7 %.

### IV. FABRICATION AND MEASUREMENTS

The fabrication prototype antenna has been done as simulation, shown in Fig. 4. The antenna is fabrication on GML 1032 with thickness of 1.524 mm and dielectric constant of 3.2.

Then the measurement S11 and radiation pattern of prototype antenna has been setup by using Agilent E8363B network analyzer and ADVANTEST U3751 spectrum analyzer.

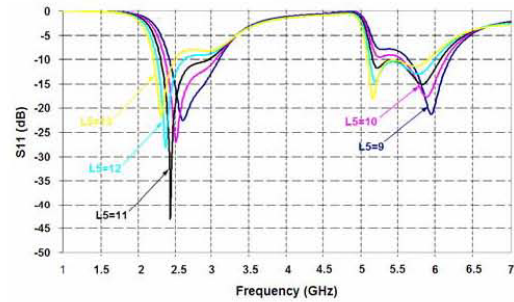


Fig. 2 Characteristics of return loss (S11) when vary L5

TABLE II  
THE RESULTS OF RETURN LOSS (S11) WHEN VARY L5

L5 (mm)	Resonance Freq. (GHz)	Bandwidth (GHz)	S11 (dB)
9	2.604	0.661 (2.423-3.084)	-22.61
	5.931	0.546 (5.631-6.177)	-21.28
10	2.514	0.679 (2.363-3.042)	-27.03
	5.871	0.576 (5.541-6.117)	-17.73
11	2.435	0.655 (2.297-2.952)	-43.19
	5.805	0.913 (5.138-6.051)	-15.08
12	2.375	0.355 (2.267-2.622)	-28.16
	5.757	0.847 (5.108-5.955)	-12.99
13	2.315	0.282 (2.213-2.495)	-21.89
	5.715	0.817 (5.078-5.895)	-11.39

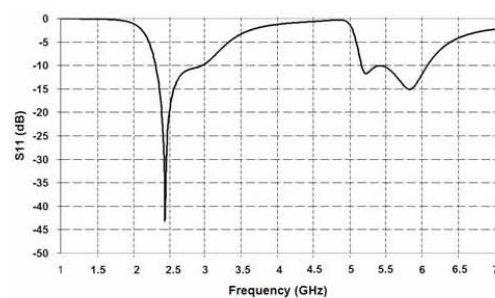


Fig. 3 Characteristics of return loss (S11) at L5 = 11 mm

The comparisons of ( $S_{11}$ ) of simulation and measurement results are shown in Fig. 5 and Table III.

In Fig. 5, the dual resonance frequency and bandwidth of the antennas from simulation are agreed with the measurement results.



Fig. 4 A photograph of microstrip antenna

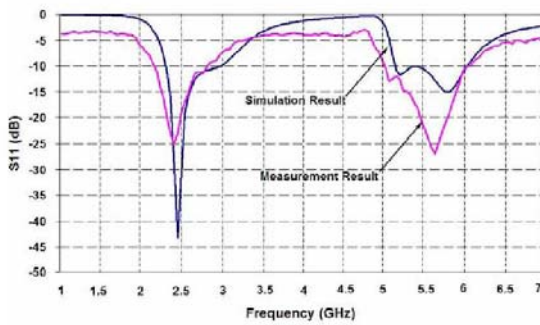


Fig. 5 The comparison of the return loss simulation result and measurement result

TABLE III  
THE SIMULATION AND MEASUREMENT RESULTS OF RETURN LOSS ( $S_{11}$ ) AND BANDWIDTH

Results	Resonance Freq. (GHz)	Bandwidth (GHz)	$S_{11}$ (dB)
Simulation	2.435	0.655 (2.297-2.952)	-43.19
	5.805	0.913 (5.138-6.051)	-15.08
Measurement	2.415	0.548 (2.232-2.780)	-23.04
	5.651	0.959 (5.067-6.026)	-27.49

The simulation and measurement result of gain and radiation pattern at lower resonance frequency (2.435 GHz) and upper resonance frequency (5.805 GHz) in x-z plane and y-z plane are presented in Fig. 6-9. The simulation and measurement results of radiation pattern in lower and upper

resonance frequencies are radiation in bi-directional at 0 degree and 180 degree.

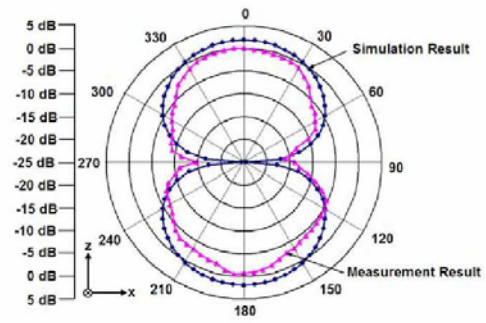


Fig. 6 Measurement and simulation results of radiation pattern in x-z plane at 2.435 GHz

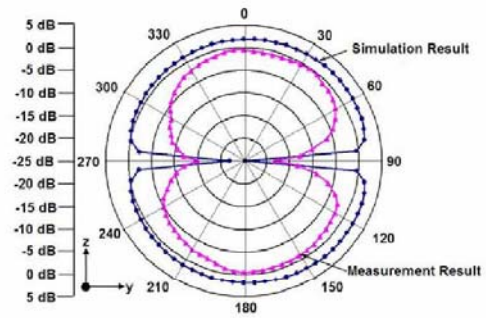


Fig. 7 Measurement and simulation results of radiation pattern in y-z plane at 2.435 GHz

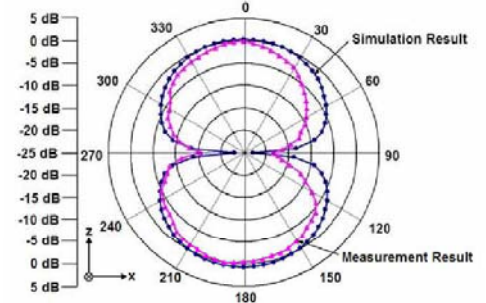


Fig. 8 Measurement and simulation results of radiation pattern in x-z plane at 5.805 GHz

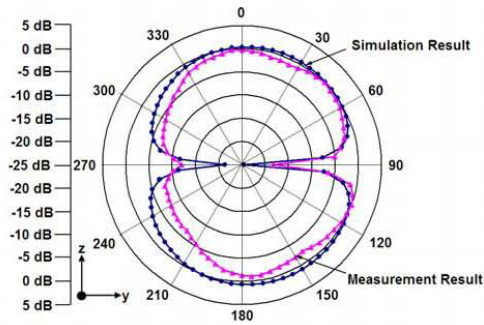


Fig. 9 Measurement and simulation results of radiation pattern in y-z plane at 5.805 GHz

#### V. CONCLUSIONS

The microstrip antenna with triangular tuning stub and using a pair of bent-slits loaded is designed which supports WLAN communications for dual band frequency. The bandwidth is 0.655 GHz (2.297-2.952 GHz) at lower resonance frequency (2.435 GHz) and bandwidth is 0.913 GHz (5.138-6.051 GHz) at upper resonance frequency (5.805 GHz). The percent bandwidth of lower resonance frequency is 26.9 % and upper resonance frequency is 15.7 %, which the optimization for parameter L5 of triangular tuning stub is 11 mm. If the parameter L5 is more than 11 mm, the lower and upper resonance frequencies will be decrease, in another way,

if the parameter L5 is less than 11 mm, the lower and upper resonance frequencies will be increase.

#### ACKNOWLEDGMENT

The author would like to thank Asst. Prof. Jintana Nakasuwan, Mr. Virote Pirajanchai and Mr. Pithoon Raglure, for laboratory.

#### REFERENCES

- [1] A. A. Eldek, C. M. Allen, A. Z. Elsherbeni, C. E. Smith and K. Lee, "Slot Antennas For Dual And Wideband Operation In Wireless Communication Systems", *IEEE Antenna's and Propagation Magazine*, Vol. 44, No 5, October 2002.
- [2] U. Kongmuang, "Bandwidth analysis of dual-band asymmetric Y-shaped slit-loaded MSA", *ECTICON*, 2008, Vol. 1, p. 281-284.
- [3] K. Sarikha, P. Akkaraekthalin and V. Vivek, "A Broadband CPW-fed Equilateral Hexagonal Slot Antenna with Equilateral Triangular Tuning Stub", in *EECON29*, 2006, vol. 2, p. 781.
- [4] T. Archevapanich, J. Nakasuwan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai, and T. Wakabayashi, "E-Shaped Slot Antenna for WLAN Applications", in *ICCAS*, 2007, p. 2854.
- [5] C. Chulvanich, J. Nakasuwan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai and T. Wakabayashi, "Design Narrow Slot Antenna for Dual Frequency", in *PIERS*, 2007, Vol. 3, p. 1024.
- [6] G. Khunead, J. Nakasuwan, N. Songthanapitak and N. Anantrasirichai, "Investigate Rectangular Slot Antenna with L-shaped Strip", in *PIERS*, 2007, Vol. 3, p. 1076.
- [7] C. A. Balanis, *Antenna Theory*, 2<sup>nd</sup> Edition, New York, John Wiley & Son, Inc., 1982.
- [8] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Dedham MA, Artech house Inc., 1980.
- [9] E. O. Hammerstad, "Equation for microstrip circuit design", *5<sup>th</sup> IEEE Europe Microwave conference*, pp. 268-272, September 1975.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายสุวัฒน์ สกุธชาติ
วัน เดือน ปีเกิด	25 กันยายน 2520
ที่อยู่	31/1 หมู่ 3 ต.เจ้าปลุก อ.มหาราช จ.พระนครศรีอยุธยา
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา วิศวกรรมไฟฟ้า-สื่อสาร จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ธัญบุรี เมื่อ พ.ศ. 2544
ความชำนาญเฉพาะทาง	การสื่อสารไร้สาย
ผลงานวิจัย	

สุวัฒน์ สกุธชาติ และ อำนวย เรืองวาริ, “สายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสับรูปสี่เหลี่ยมคางหมูสำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สาย,” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า (EECON) ครั้งที่ 31, 29-31 ตุลาคม 2551, นครนายก, 2551, หน้า 777-780.

Sakulchat, S., Ruengwaree, A., “Dual Band Microstrip Antenna with Triangular Tuning Stub for WLAN Applications,” **International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE)**, China, 2008, pp. 546-549.

