

การปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณ
ระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

**EFFICIENCY IMPROVEMENT OF BROADBAND CPW-FED
EQUILATERAL HEXAGONAL SLOT ANTENNA**

รัฐพล จินะวงศ์

RATTAPON JEENAWONG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

พ.ศ. 2553

การปรับเปลี่ยนประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณ
ระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

รัฐพล จินะวงศ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
พ.ศ. 2553

**EFFICIENCY IMPROVEMENT OF BROADBAND CPW-FED
EQUILATERAL HEXAGONAL SLOT ANTENNA**

RATTAPON JEENAWONG

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

2010

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นงานวิจัยที่เกิดจากการค้นคว้าและวิจัยขณะที่ข้าพเจ้าศึกษาอยู่ในคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ดังนั้นงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ถือเป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีและข้อความต่างๆในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอรับรองว่าไม่มีการคัดลอกหรือนำงานวิจัยของผู้อื่นมานำเสนอในชื่อของข้าพเจ้า

นายรัฐพล จินะวงศ์

COPYRIGHT © 2010

FACULTY OF ENGINEERING

RAJAMANGALA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THANYABURI

ลิขสิทธิ์ พ.ศ 2553

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับเปลี่ยนประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง
ชื่อนักศึกษา	นายรัฐพล จินะวงศ์
รหัสประจำตัว	114870402012-8
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า แขนงวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
ปีการศึกษา	2553
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ดร.อำนาจ เรืองวารี

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการศึกษาและปรับเปลี่ยนประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง โดยใช้เทคนิคการปรับจูน 2 รูปแบบคือ (1) ใช้เทคนิคสตริป และ สลิต (Strip and Slit) (2) ใช้เทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap : EBG) ในการปรับจูน โดยทำการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบ (Simulation) โครงสร้างของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D สายอากาศที่นำเสนอถูกออกแบบให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม เพื่อประยุกต์ใช้งานกับเครือข่ายการสื่อสารไร้สายย่านความถี่กว้าง

โดยแบบแรกตัวสายอากาศมีการปรับจูนสลับแบบสามเหลี่ยมผืนผ้า โดยใช้เทคนิคการใส่สตริป (strip) รูปสี่เหลี่ยมที่ฐานรอง และปรับรูปร่าง (Slit) รูปตัวไอบนสลับรูปสามเหลี่ยม ทำให้ได้ความถี่ใช้งานเท่ากับ 1.67 - 8.22 GHz และมีแบนด์วิดท์กว้าง ประมาณ 132.3% ส่วนแบบที่สองมีการปรับเปลี่ยนประสิทธิภาพของสายอากาศโดยใช้เทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) ที่มีโครงสร้างเป็นรูปสี่เหลี่ยมที่ตำแหน่งกราวด์ โดยคุณสมบัติของ EBG นั้นสามารถทำให้ค่าแบนด์วิดท์และค่าการสูญเสียย้อนกลับนั้นเพิ่มขึ้น ทำให้ได้ความถี่ใช้งานเท่ากับ 1.45 - 9.82 GHz และมีแบนด์วิดท์กว้าง ประมาณ 148.66%

สายอากาศแบบไมโครสตริปแถบคู่ที่มีการจูนสลับทั้งสามรูปแบบนี้จะครอบคลุมความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน DCS, PCS, UMTS, WLAN 802.11 a/b/g, Bluetooth และครอบคลุมบางย่านความถี่ของ IEEE 802.16 WiMAX โดยผลจากการวัดค่าแบนด์วิดท์ และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีแนวโน้มใกล้เคียงกันกับผลจากการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศ

คำสำคัญ : สายอากาศแบบไมโครสตริป, สายอากาศความถี่กว้าง, การปรับจูนสลับ, ช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า

Thesis Title: EFFICIENCY IMPROVEMENT OF BROADBAND CPW-FED
EQUILATERAL HEXAGONAL SLOT ANTENNA

Student Name: Mr. Rattapon Jeenawong

Student ID : 114870402012-8

Degree Award : Master of Engineering

Study Program : Electrical Engineering
(Electronic and Telecommunication Engineering)

Academic year : 2010

Thesis Advisor : Dr.-Ing Amnoiy Ruengwaree

ABSTRACT

This thesis presents the efficiency improvement of broadband CPW-Fed equilateral hexagonal slot antenna structure , by using two tuning types : (1) Strip and Slit technique and (2) Electromagnetic Band Gap technique. The analysis of antenna structure is simulated by IE3D program. Proposed antenna is designed to have the matches impedance at 50 ohms, for broad band wireless communication network application.

First experiment, the proposed antenna has been efficiency adapted by strip and slit technique. The bandwidth at resonance frequency is about 132.3% (1.676 - 8.224 GHz). The Electromagnetic Band Gap (EBG) technique has been applied to proposed antenna for bandwidth improvement . The EGB structure is rectangular sharp and posited above ground plane. The characteristics of the EBG can improve the bandwidth and reflection coefficient. The measurement bandwidth of proposed antenna is about 148.66% (1.676 - 8.224 GHz).

The application of proposed antenna use for DCS, PCS, UMTS, WLAN, IEEE802.11 a/b/g Bluetooth and IEEE802.16 WiMAX applications. The simulated bandwidth and radiation pattern of prototype antenna are agreed with the measured results.

Keyword: Microstrip Antenna, Broadband Antenna, Tuning Stub , EBG

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลือของ ดร. อำนวย เรืองวาริ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์และได้รับคำแนะนำจากอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีรวมทั้งให้ความอนุเคราะห์ทางด้านเครื่องมือและสถานที่ทำงานวิจัยและขอขอบคุณ ดร. จักริ ศรีนนท์ฉัตร ที่ได้ให้ข้อเสนอแนะและข้อคิดเห็นอื่นๆ

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ครอบครัว และเพื่อนๆ ที่เป็นกำลังใจแก่ผู้วิจัยเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

รัฐพล จินะวงศ์

21 กันยายน 2553

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูป	ช
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ	ฌ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	2
1.4 ขั้นตอนงานวิจัย	2
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและโครงสร้างสายอากาศ	4
2.1 ทบทวนวรรณกรรม	4
2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม	7
2.3 การหาคูสมบัตินของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกรวด์ด้านล่าง	8
2.4 การหาคูสมบัตินของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกรวด์ด้านล่าง	11
2.5 วิธีการวิเคราะห์	11
2.6 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ	26
บทที่ 3 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริป	35
3.1 การศึกษาการจำลองเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศร่องหกเหลี่ยม ด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง	36
3.2 การออกแบบสายนำสัญญาณระนาบร่วมโดยใช้โปรแกรม AppCAD for Windows	37
3.3 การพัฒนาสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณ ระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างโดยใช้เทคนิควิธีการปรับปรุงสตริปและร่อง	38

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.4 การพัฒนาสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณ ระนาบร่วมโดยใช้เทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า	43
3.5 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน	48
3.6 ชิ้นงานจริงของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณ ระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างที่ทำการปรับเพิ่มประสิทธิภาพ	54
บทที่ 4 การทดสอบสายอากาศ	55
4.1 การทดสอบวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ อิมพีแดนซ์ และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง	55
4.2 การทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ	58
4.3 การทดสอบวัดอัตราขยายของสายอากาศ	64
บทที่ 5 บทสรุป	66
5.1 สรุปผลการวิจัย	66
5.2 ข้อเสนอแนะ	67
เอกสารอ้างอิง	68
ภาคผนวก	69
ก. ข้อมูลการใช้ประโยชน์ย่านความถี่	71
ข. คุณสมบัติของ SMA Connector	75
ค. คุณสมบัติของสายอากาศด้านตัวส่ง	86
ง. ผลงานวิจัยตีพิมพ์เผยแพร่	93
ประวัติผู้เขียน	100

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ผลการเปรียบเทียบการจำลองการทำงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วย สายนำสัญญาณระนาบร่วม โดยการเปลี่ยนแปลงค่า R	37
3.2 การเปรียบเทียบการเปลี่ยนค่า S1 และ S2	40
3.3 การเปรียบเทียบตำแหน่งของการเพิ่มร่องสลิตบนสตัปสามเหลี่ยม	41
3.4 ผลการเปรียบเทียบการจำลองระหว่างสายอากาศที่ออกแบบด้วยเทคนิค EBG และ สายอากาศแบบเพิ่มร่องสลิต	45
4.1 ผลการเปรียบเทียบการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับผลการจำลองของสายอากาศ ร่องหกเหลี่ยมที่พัฒนาด้วยการเพิ่มร่องสลิตและเทคนิค EBG	56
5.1 ผลการเปรียบเทียบการจำลองและทดสอบระหว่างสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า แบบเก่าและสายอากาศร่องหกเหลี่ยมที่ออกแบบด้วยเทคนิค EBG	66

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง	8
2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง	11
2.3 แบบการแผ่พลังงานของสายอากาศ	12
2.4 การจำลองแบบสายส่งของสายอากาศ	14
2.5 แบบจำลองผนังกำแพงแม่เหล็กของสายอากาศแบบไมโครสตริป	16
2.6 แบบจำลองโพรงการแผ่พลังงานของสายอากาศ	21
2.7 ระบบโคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ	27
2.8 แบบรูปการแพร่กระจายของสายอากาศชี้ทิศทาง (ออมนิไดเรกชันแนล)	28
2.9 แบบรูปการแพร่กระจายของหลักในระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร	29
2.10 โลบต่างๆ และบีบิวิตซ์ของแบบรูปการแพร่กระจายของสายอากาศ	30
2.11 แบบรูปการแพร่กระจายของในแบบเชิงเส้น	31
2.12 แสดงการแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ	31
3.1 ขนาดของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง	36
3.2 การเปรียบเทียบการจำลองการทำงานค่าความสูญเสีย เนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าโดยการเปลี่ยนแปลงค่า R_f	36
3.3 การคำนวณสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่มีค่าอิมพีแดนซ์ 50Ω ชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง	37
3.4 สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างโดยใช้เทคนิควิธีการปรับปรุงสตริปและร่อง	39
3.5 ผลการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับโดยการเปลี่ยนค่า S1 และ S2	35
3.6 ผลของการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับโดยการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของการเพิ่มร่อง (Slot) รูปตัวไอบนสลับรูปสามเหลี่ยม	40
3.7 การเปรียบเทียบผลของการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่เพิ่มร่องสลับกับสายอากาศร่องหกเหลี่ยมแบบเก่า	41
3.8 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 2.26 GHz	42
3.9 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 5.27 GHz	42
3.10 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 9.1 GHz	43

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.11 สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างที่ออกแบบด้วยเทคนิค EBG	44
3.12 ผลของการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับโดยการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของ (EBG) รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	45
3.13 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 2.26 GHz	46
3.14 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 5.27 GHz	47
3.15 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 9.1 GHz	47
3.16 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า ที่ความถี่ 2.26 GHz	48
3.17 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า ในรูปแบบ 3 มิติ ระนาบ x-z ($\phi = 0^\circ$) ที่ความถี่ 2.26 GHz	49
3.18 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า ในรูปแบบ 3 มิติ ระนาบ y-z ($\phi = 90^\circ$) ที่ความถี่ 2.26 GHz	49
3.19 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า ที่ความถี่ 5.27 GHz	50
3.20 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า ในรูปแบบ 3 มิติ ระนาบ x-z ($\phi = 0^\circ$) ที่ความถี่ 5.27 GHz	51
3.21 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า ในรูปแบบ 3 มิติ ระนาบ y-z ($\phi = 90^\circ$) ที่ความถี่ 5.27 GHz	51
3.22 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า ที่ความถี่ 9.1 GHz	54
3.23 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า ในรูปแบบ 3 มิติ ระนาบ x-z ($\phi = 0^\circ$) ที่ความถี่ 9.1 GHz	54
3.24 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า ในรูปแบบ 3 มิติ ระนาบ y-z ($\phi = 90^\circ$) ที่ความถี่ 9.1 GHz	53
3.25 ชิ้นงานสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม แถบความถี่กว้างที่พัฒนาเพิ่มประสิทธิภาพ โดยใช้เทคนิคสตริปและสลิต	52
3.26 ชิ้นงานสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม แถบความถี่กว้างที่พัฒนาเพิ่มประสิทธิภาพ โดยใช้เทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า	52

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้วัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง	55
4.2 ผลการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับจากการจำลองและการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศที่พัฒนาโดยใช้เทคนิคสตริปและสลิตร่วมกับเทคนิค EGB	56
4.3 ผลการเปรียบเทียบการจำลองของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) กับการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศโดยใช้เทคนิคสตริปและสลิตร่วมกับเทคนิค EGB	57
4.4 ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสายอากาศที่พัฒนาโดยใช้เทคนิคสตริปและสลิตร่วมกับเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า	57
4.5 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน	58
4.6 แสดงอุปกรณ์ต่างๆและการต่อเพื่อทดสอบกับเครื่องวิเคราะห์สัญญาณไฟฟ้า	59
4.7 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศในแนวระนาบ x-z (Co-Pol)	59
4.8 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศในแนวระนาบ x-z (Cross-Pol)	60
4.9 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz ระนาบ x-z	60
4.10 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz ระนาบ x-z	61
4.11 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศที่ความถี่ 9.2 GHz ระนาบ x-z	61
4.12 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศในแนวระนาบ y-z (Co-Pol)	62
4.13 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศในแนวระนาบ y-z (Cross-Pol)	62
4.14 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz ระนาบ y-z	63
4.15 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz ระนาบ y-z	63
4.16 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศที่ความถี่ 9.2 GHz ระนาบ y-z	64
4.17 การวัดอัตราขยายของสายอากาศ	65
4.18 ผลของอัตราขยายของสายอากาศ ที่ได้จากการวัด	65

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
S_{11}	ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ
TEM	Transverse Electric-Magnetic
TM	Transverse Mode
VSWR	Standing Wave Ratio
WLAN	Wireless Local Area Network
Δ	Delta

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เทคโนโลยีทางการติดต่อสื่อสาร โทรคมนาคม ถือได้ว่ามีบทบาทสำคัญในการดำเนินชีวิตประจำวันของมนุษย์เป็นอย่างมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งการติดต่อสื่อสารในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งมีการใช้งานในระบบสื่อสารต่างๆ มากมาย เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบสื่อสารดาวเทียม ระบบวิทยุสื่อสาร ระบบเรดาร์ อีกทั้งยังนำมาใช้ประโยชน์ในงานด้านการศึกษา งานด้านสำรวจทรัพยากร งานด้านธุรกิจ งานด้านการแพทย์และทางการแพทย์ การสื่อสารไร้สายนั้นมีหลายระบบด้วยกัน เช่น ระบบ DCS (1720 – 1880 MHz), ระบบ PCS (1850 – 1990 MHz), ระบบ IMT – 2000 (1920 – 2170MHz), ระบบ WLAN IEEE 802.11 มีสองความถี่คือ 2.4 GHz (2400 – 2484 MHz) และที่ความถี่ 5.2 GHz (5130 – 5350MHz), ระบบ WPAN IEEE 802.15.3a (3.1GHz-10.6GHz) และ WIMAX IEEE 802.16a (2GHz-11GHz)

สายอากาศเป็นส่วนประกอบสำคัญชิ้นหนึ่งของระบบสื่อสาร ส่วนมากจะรองรับการใช้งานได้เพียงไม่กี่ระบบเท่านั้น ทำให้มีผู้พัฒนาสายอากาศชนิดใหม่ที่สามารถใช้งานครอบคลุมหลายย่านความถี่ ดังเช่น สายอากาศสี่เหลี่ยมที่มีร่องวงกลมที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม [1] แต่มีขนาดค่อนข้างใหญ่ ซึ่งมีแบนด์วิดท์กว้างถึง 170% นอกจากนี้ยังมีผู้วิจัย สายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบความถี่ กว้าง [2] โดยใช้สลับสามเหลี่ยมในการปรับแบนด์วิดท์ได้ ค่าแบนด์วิดท์ 52.06 % และมีขนาดที่เล็กกว่าสายอากาศที่กล่าวมาข้างต้น นอกจากนี้ยังมีผู้วิจัยสายอากาศที่มีลักษณะเป็นรูปหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง [3] โดยใช้สลับสามเหลี่ยมในการปรับแบนด์วิดท์ได้แบนด์วิดท์ประมาณ 109.5% อีกทั้งมีงานวิจัยเรื่อง Design of a Dual-band CPW-fed Slot Antenna for ISM application [4] ได้กล่าวถึงวิธีการปรับเพิ่มค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

งานวิจัยนี้จึงนำเสนอ “การปรับเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง” โดยในการปรับนั้นได้มีการปรับโดยใช้เทคนิค สตรีป และ สลิต (Strip and Slit) [5] และได้พัฒนาสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าอย่างต่อเนื่องด้วยเทคนิค EBG (Electromagnetic Band Gap) ซึ่งเปรียบเทียบกับ สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง [3] สายอากาศที่พัฒนามีผลการตอบสนองที่ดียิ่งขึ้น และทำให้ได้ผลของแบนด์วิดท์กว้างได้ประมาณ 148.66%

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อออกแบบสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

1.2.2 เพื่อศึกษาคุณสมบัติทางไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

1.2.3 เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้เทคนิคต่างๆ เพิ่มเติมประสิทธิภาพสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

1.2.4 เพื่อสร้างและทดสอบพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างโดยโครงสร้างสายอากาศทำจากวัสดุแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4

1.3.2 จำลองแบบและวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D

1.3.3 ประยุกต์ใช้เทคนิคต่างๆ เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพและสร้างสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างให้มีย่านความถี่ครอบคลุมความถี่ของการสื่อสารไร้สาย เช่น DCS, PCS, UMTS, WLAN 802.11 a/b/g, Bluetooth, WPAN IEEE 802.15.3a IEEE 802.16 WiMAX เป็นต้น

1.3.4 สร้างและทดสอบพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ได้รับการปรับปรุงประสิทธิภาพแล้วเช่น อัตราขยาย (Gain), แบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation), และการกระจายกระแสบนสายอากาศ (Current distribution), การโพลาไรเซชัน (Polarization)

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

1.4.1 ศึกษาข้อมูลและเทคนิคการออกแบบสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

1.4.2 ศึกษามาตรฐานและข้อกำหนดการใช้งานการสื่อสารย่านความถี่แถบกว้างในปัจจุบัน

1.4.3 ศึกษาการใช้งานโปรแกรม IE3D เพื่อใช้ในการวิเคราะห์แบบจำลองโครงสร้างสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

1.4.4 ศึกษาวิธีการลดขนาดของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

1.4.5 ศึกษาเทคนิคการปรับจูนแบบต่างๆ ของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างและมีผลตอบสนองที่ดียิ่งขึ้น

1.4.6 ปรับเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างและวิเคราะห์แบบจำลองด้วยโปรแกรม IE3D

1.4.7 ปรับรูปแบบสลับของสายอากาศ

1.4.8 สร้างชิ้นงานจริงของสายอากาศต้นแบบ

1.4.9 ทดสอบพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง เช่นอัตราขยาย (Gain), แบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation), การโพลาไรเซชัน (Polarization), และการกระจายกระแสบนสายอากาศ (Current distribution) โดยเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆระหว่างชิ้นงานจริงกับการจำลอง

1.4.10 วิเคราะห์ผลและสรุปผลการวิจัย

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับ

ได้สายอากาศไมโครสตริปที่สามารถประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่ของการสื่อสารไร้สายได้ เช่น DCS, PCS, UMTS, WLAN 802.11 a/b/g, Bluetooth, WPAN IEEE 802.15.3a IEEE 802.16 WiMAX เป็นต้น

บทที่ 2

ทฤษฎีและโครงสร้างสายอากาศ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศชนิดต่างๆ และสายอากาศแบบไมโครสตริปโดยมีรายละเอียดแสดงถึงลักษณะทางกายภาพของสายอากาศโครงสร้างสายอากาศวิธีการป้อนสัญญาณและอธิบายถึงวิธีการวิเคราะห์สายอากาศ

2.1 ทบทวนวรรณกรรม

สายอากาศที่สร้างบนโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะในย่านความถี่ไมโครเวฟ เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่น คือ น้ำหนักเบา ขนาดเล็ก และต้นทุนต่ำ ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัยและพัฒนาารูปแบบของสายอากาศบนโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปมาอย่างต่อเนื่องจาก ผลการวิจัยและพัฒนาที่ผ่านมา โครงสร้างที่เป็นไมโครสตริปจะประสบปัญหาและข้อจำกัด เช่น การเชื่อมต่ออุปกรณ์จำเป็นจะต้องมีการเจาะช่องผ่านแนวระนาบ (Via Holes) เพื่อเชื่อมต่อตัวนำด้านบนกับระนาบกราวด์ด้านล่าง ซึ่งจะทำให้เกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณสูง (High Dispersion) และการสูญเสียสูง (High Insertion Loss) ดังนั้นเพื่อเป็นการแก้ไขปัญหาดังกล่าว วิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอสายอากาศโครงสร้างระนาบร่วมที่มีกราวด์ด้านบน จากผลของการพัฒนาโครงสร้างระนาบร่วมที่มีกราวด์ด้านบน สามารถลดการบิดเบี้ยวของสัญญาณ (Low Dispersion) ที่เกิดขึ้นจากการเจาะผ่าน และลดการสูญเสีย (Low Insertion Loss) ทำให้โครงสร้างนี้มีความแข็งแรงและง่ายต่อการออกแบบ

จากการศึกษางานวิจัยที่ผ่านมา มีนักวิจัยหลายท่าน ได้เสนอแนวคิดเพื่อแก้ปัญหาเกี่ยวกับการลดขนาดของสายอากาศและตัวสายอากาศนั้นยังสามารถรองรับการสื่อสารไร้สายสองย่านความถี่คือ

สัญญาณ พรหมเทพ [1] ได้นำเสนอการศึกษาการออกแบบสายอากาศแบบแถบความถี่กว้างแบบใหม่ ที่ใช้งานได้ในช่วงความถี่กว้าง โดยใช้เทคนิคใหม่ที่เกิดจากการผสมผสานระหว่างรูปแบบสายอากาศร่องรูปภูเขาไฟ (Volcano Smoke Slot Antenna) ซึ่งมีข้อดีที่มีค่าแบนด์วิธมากถึง 125% แต่มีข้อเสียที่มีขนาดใหญ่และออกแบบยาก กับสายอากาศร่องจัตุรัสที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม (CPW-Fed Square Slot Antenna) ที่มีข้อดีที่มีขนาดเล็ก แต่มีข้อเสียที่มีค่าแบนด์วิธที่น้อยแค่ประมาณ 60% ได้เป็นสายอากาศใหม่ที่เรียกว่า สายอากาศร่องวงกลมที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง (A Wideband CPW-Fed Circular Slot Antenna) ที่รวมข้อดีของสายอากาศ [12] และ [13] สายอากาศมีขนาด 72 mm x 70 mm ซึ่งมีขนาดเล็กและแบนด์วิธที่กว้าง โดยค่าการแมตซ์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching) ของสายอากาศขึ้นอยู่กับตำแหน่งค่า S

ของสตัดจ์นในช่องวงกลม และค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศขึ้นอยู่กับขนาด D และ d ของสายอากาศ ผลจากการออกแบบทำให้ได้สายอากาศที่มีแบนด์วิดท์ 124.7 (มีค่าแบนด์วิดท์ที่ได้จากการวัดถึง 170%) และทำงานที่ความถี่ตั้งแต่ 1.63GHz – 19.9GHz (ค่าที่ได้จากการวัด) ซึ่งครอบคลุมการใช้งาน ในย่านความถี่โทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile) และย่านความถี่การใช้งานเครือข่ายไร้สาย (WLAN) เป็นต้น

วรวิทย์ รอดอนันต์ [2] นำเสนอการออกแบบและการสร้างสายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่าที่ ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง ซึ่งได้ทำการจำลองแบบการทำงานด้วย โปรแกรมออกแบบสายอากาศย่านความถี่ไมโครเวฟ (IE3D) การออกแบบให้สายนำสัญญาณและ กราวด์อยู่ในระนาบเดียวกัน โดยมีร่องสามเหลี่ยมเพื่อให้สามารถใช้งานที่ความถี่กว้าง จากการ ทดสอบสายอากาศที่สร้างขึ้นพบว่าสายอากาศมีแบนด์วิดท์มากกว่า 52% ณ ความถี่กลาง ในขณะที่ สายอากาศสามเหลี่ยมที่มีผู้วิจัยไว้จะมีแบนด์วิดท์ที่แคบคือประมาณ 1-5% โดยสายอากาศสามารถ ประยุกต์ใช้งานความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน GSM 1800 GSM900 IMT-2000 และ ระบบเครือข่ายไร้สาย(Wireless LAN)

ไกรสร สาริษา [3] นำเสนอสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบแถบความถี่กว้างที่มีการจูน สดัดสามเหลี่ยมด้านเท่าเพื่อลดขนาดของตัวสายอากาศและเพิ่มแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้น โดยสายอากาศ สามารถประยุกต์ใช้งานความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน 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) จากผลการออกแบบ สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบแถบความถี่กว้างที่มีการจูนสดัดสามเหลี่ยมด้านเท่าทำให้ได้ ความถี่แถบกว้าง (Wideband) ที่ค่าแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 1.85-6.39 GHz โดยขนาดความกว้างของตัว สายอากาศเท่ากับ 70 มิลลิเมตรและขนาดความยาวของตัวสายอากาศเท่ากับ 70 มิลลิเมตร ซึ่งการ ออกแบบสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบแถบความถี่กว้างที่มีการจูนสดัดสามเหลี่ยมด้านเท่านี้ มีข้อดีคือได้ค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างมากแต่มีข้อเสียคือขนาดของตัวสายอากาศยังมีขนาดค่อนข้างใหญ่ กว่าสายอากาศที่นำเสนอในงาน [9, 11]

ชม กองทรัพย์และบัณฑิต จันทร์จรัส [7] นำเสนอการออกแบบและพัฒนาสายอากาศร่อง สิบเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง ที่มีสัดเป็นรูป แปรเหลี่ยมด้านเท่าเจาะขวา โดยได้ทำการพัฒนาจากสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสาย นำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง ซึ่งมีค่าแบนด์วิดท์ 113.24 % และสายอากาศร่องวงกลม ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างซึ่งมีค่าแบนด์วิดท์ 124.7 % โดยได้นำ เทคนิคและข้อดีของคุณสมบัติที่เด่นๆ ของสายอากาศที่กล่าวมาข้างต้น [1,2,3] มาทำการผสมผสาน เป็นสายอากาศร่องสิบเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วย สายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับ PCS1900, UMTS, WLAN 802.11 a/b/g, bluetooth และ 802.16 WiMAX

U. Kongmuang [8] นำเสนอสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสลิทโพลคเข้ามาเพิ่มความกว้างของแบนด์วิดท์ให้รองรับความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายสองย่านความถี่ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g และ IEEE 802.16a โดยสลิทโพลคออกแบบเป็นรูปตัว 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 ซึ่งการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการเพิ่มสลิทโพลครูปตัว Y มีข้อดีคือค่าแบนด์วิดท์ที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่สูงกว้างมากแต่ก็มีข้อเสียคือขนาดของสายอากาศยังมีขนาดค่อนข้างใหญ่กว่าสายอากาศที่นำเสนอในงาน [1,2, 3, 7]

C. Chulvanich, J. Nakasuwan, N. Songthanapitak, N. Anantrasirichai และ T. Wakabayashi [9] 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, 7] แต่ก็มีข้อเสียคือค่าแบนด์วิดท์ทั้งที่ความถี่เรโซแนนซ์ช่วงความถี่ต่ำและสูงยังแคบกว่าสายอากาศที่นำเสนอในงาน [8]

A. Duzdar และ G. Kompa [10] นำเสนอสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมคางหมูซึ่งประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ย่านการสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g โดยออกแบบสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมคางหมูให้มีมุมของสี่เหลี่ยมคางหมูเท่ากับ 45 องศา ทำให้ได้ความถี่แถบกว้าง (Wideband) มีค่าความถี่ตั้งแต่ 1.0-4.2 GHz โดยขนาดความกว้างของตัวสายอากาศเท่ากับ 106 มิลลิเมตรและขนาดความยาวของตัวสายอากาศเท่ากับ 228.1 มิลลิเมตร ซึ่งการออกแบบสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมคางหมูนี้มีข้อดีคือได้ค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างแต่มีข้อเสียคือขนาดของตัวสายอากาศมีขนาดใหญ่กว่าสายอากาศที่นำเสนอในงาน [1,2, 3, 7, 8,9]

ประพจน์ จิระสกุลพร [11] นำเสนอนำเสนอการศึกษาสายอากาศรูปตัวเอฟกลับด้านที่สร้างลงบนฐานรอง ไดอิเล็กทริกของแผ่นวงจรพิมพ์ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม ในกรณีนี้ใช้สตริปแถบแคบรูปตัวเอฟกลับด้านเป็นตัวปรับแบบสายท่อนสั้นซึ่งข้อดีคือจะทำให้สายอากาศมีขนาดเล็ก ส่วนข้อดีของสายนำสัญญาณระนาบร่วมคือไม่ต้องมีการเจาะรูเพื่อต่อเชื่อม โดยได้อธิบายถึงการออกแบบสายอากาศและทำการทดสอบสายอากาศในการใช้งานกับย่านความถี่ ไอเอสเอ็ม (ISM) ในงานวิจัยนี้สายอากาศได้ถูกออกแบบและสร้างขึ้น 2 รูปแบบ จากผลการวัดสามารถสรุปได้ว่า

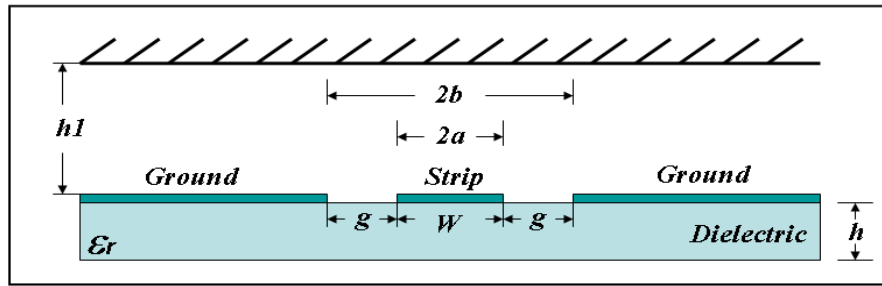
สายอากาศต้นแบบรูปแบบที่หนึ่งมีคุณสมบัติทางด้านแถบความถี่ตอบสนองต่อการใช้งานตามมาตรฐาน เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11 WLAN b/g ที่ความถี่กลาง 2.45 GHz (2.40-2.483 GHz) และสายอากาศต้นแบบรูปแบบที่สองมีคุณสมบัติทางด้านแถบความถี่ตอบสนองต่อการใช้งานตามมาตรฐาน เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE 802.11 WLAN a/b/g ที่ความถี่กลาง 2.45 GHz (2.40-2.483 GHz) และความถี่กลาง 5.25 GHz (5.15-5.35 GHz)

จากการศึกษางานวิจัยที่ [1,7] พบว่าสายอากาศที่มีโครงสร้างเป็นรูปหลายเหลี่ยมหรือรูปวงกลมจะมีแบนด์วิดท์ที่กว้าง และจากการศึกษางานวิจัย [2,3] พบว่าสัดบที่มีโครงสร้างเป็นรูปสามเหลี่ยมเป็นสัดบที่สามารถ เข้าคู่ (match) กับสายอากาศที่มีโครงสร้างเป็นรูปหลายเหลี่ยมได้ดีและจากการศึกษางานวิจัย [1-11] พบว่าสายอากาศที่มีโครงสร้างขนาดใหญ่สามารถตอบสนองกับความถี่ต่ำได้ดี จากข้อดีของสายอากาศที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ดังนั้นผู้วิจัยจึงมีความคิดว่าถ้าจะสร้างสายอากาศไมโครสตริปที่สามารถประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่ของการสื่อสารไร้สายได้ เช่น DCS, PCS, UMTS, WLAN 802.11 a/b/g, Bluetooth, WPAN IEEE 802.15.3a IEEE 802.16 WiMAX จะต้องออกแบบโครงสร้างสายอากาศเป็นรูปหลายเหลี่ยมโดยมีสัดบเป็นรูปสามเหลี่ยม

2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม [14]

ในปี ค.ศ. 1969 Wen ได้คิดค้นสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมขึ้น ในที่นี้จะขอกล่าวถึงสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม 2 ชนิดคือ สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide) แสดงดังรูปที่ 2.1 และชนิดมีกราวด์ด้านล่าง (Conductor-backed Coplanar-Waveguide) แสดงดังรูปที่ 2.2 โดยโครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างซึ่งประกอบไปด้วย สตริป (Strip) อยู่ตรงกลางด้านบนของฐานรองไดอิเล็กตริก (Substrate) มีความกว้างของสตริปเป็น W ด้านข้างทั้งสองด้านของสตริปจะมีลักษณะเป็นร่อง (Slot) และระนาบกราวด์ตามลำดับ มีความกว้างของสตริปถึงระนาบกราวด์ เป็น g ความหนาของฐานรองไดอิเล็กตริกเป็น h ส่วนสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่างแสดงดังรูปที่ 2.2 ซึ่งต่างกับชนิดแรกตรงที่จะมีกราวด์ทางด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กตริกเพิ่มขึ้นมาลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะเป็นแบบ Quasi TEM ข้อดีของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมคือ สามารถเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆ เช่น ทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุได้ง่าย เนื่องจากไม่ต้องมีการเจาะรูผ่านฐานรองไดอิเล็กตริกเพื่อเชื่อมต่อกราวด์ให้กับอุปกรณ์เหล่านั้น และสามารถนำมาต่อรวมในวงจรเดียวกันกับไมโครสตริปได้ง่าย ซึ่งทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณและค่าความสูญเสียที่ต่ำกว่าการใช้ไมโครสตริป จากข้อดีที่กล่าวมาข้างต้นทำให้โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมเหมาะกับการทำเป็นวงจรรวมไมโครเวฟได้เป็นอย่างดี

2.3 การหาคุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกรวดด้านล่าง



รูปที่ 2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดไม่มีกรวดด้านล่าง

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมจะให้วิธีแบบ Quasi Static ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งคงรูป (Conformal Mapping) โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่าความจุไฟฟ้าและความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายนำสัญญาณการวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่างๆ ของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมได้

ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณสามารถหาได้จากผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของครึ่งระนาบด้านบนซึ่งอยู่ในอากาศกับครึ่งระนาบด้านล่างซึ่งอยู่ในชั้นของไดอิเล็กตริก (Dielectric Layer) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการส่งคงรูปเพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ (Effective Dielectric Constant) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) จะอยู่ในเทอมอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ขั้นแรก (Complete Elliptic Integral of the First Kind) โดยกำหนดให้

C คือ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณ

C^a คือ ค่าความจุไฟฟ้าในลักษณะเดียวกับ C แต่จะแทนไดอิเล็กตริกทั้งหมดด้วยอากาศจะได้ว่า

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

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.2)$$

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

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

เมื่อ

ϵ_{re} หมายถึง ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของฐานรอง

V_p หมายถึง ความเร็วเฟสของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ

λ_g หมายถึง ความยาวคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ

c หมายถึง ความเร็วของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในอวกาศว่าง

Z_o หมายถึง อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

ในการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณจะใช้วิธีการส่งคงรูป ซึ่งในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ แต่จะพิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณหาได้จากสมการ

$$Z_o = \frac{30\pi K'(k_1)}{\sqrt{\epsilon_{re}}K(k_1)} \quad (2.5)$$

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จาก

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.6)$$

โดยที่

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

เมื่อ q หมายถึง ตัวประกอบการคูณ

และ

$$k_1 = \frac{a}{b} \quad (2.8)$$

$$k_2 = \frac{\sinh(\pi a / 2h)}{\sinh(\pi b / 2h)} \quad (2.9)$$

$$k_3 = \frac{\tanh(\pi a / 2h_1)}{\tanh(\pi b / 2h_1)} \quad (2.10)$$

$$k_4 = \frac{\tanh(\pi a / 2h)}{\tanh(\pi b / 2h)} \quad (2.11)$$

เมื่อ

$$a = \frac{W}{2} \quad (2.12)$$

$$b = \frac{(2g+W)}{2} \quad (2.13)$$

โดยที่

W หมายถึง ความกว้างของสายนำสัญญาณ

g หมายถึง ความกว้างของร่อง

h หมายถึง ความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก

h_1 หมายถึง ความสูงที่มีขอบเขตที่ไม่สิ้นสุด หรือส่วนบนเป็นอากาศ

การอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ชั้นแรกสามารถหาได้โดย

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}} \quad (2.14)$$

เมื่อ θ หมายถึง ตัวแปรเชิงซ้อน

โดยที่

$$K'(k_1) = K(k_1') \quad (2.15)$$

$$k' = \sqrt{1-k_1^2} \quad (2.16)$$

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

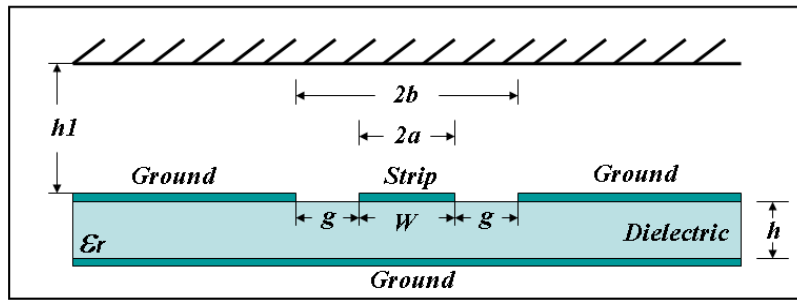
กรณี $0 \leq k \leq 0.707$

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

กรณี $0.707 \leq k \leq 1$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{(1+\sqrt{k})}{(1-\sqrt{k})} \right] \quad (2.18)$$

2.4 การหาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง



รูปที่ 2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่างทำได้เช่นเดียวกันกับที่ใช้สายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง ดังสมการต่อไปนี้

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{1}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.19)$$

โดยที่

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.20)$$

$$q = \frac{K(k_4)/K(k_4)}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.21)$$

ในการคำนวณหาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม ทั้งชนิดที่มีกราวด์ด้านล่างและชนิดที่ไม่มีกราวด์ด้านล่าง สามารถใช้โปรแกรมคำนวณออกมาได้ และโปรแกรมมีหลายโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณ เช่น โปรแกรม LineGauge Professional ของ IE3D Zeland โปรแกรม AppCAD for Window ของ Agilent Technology หรือ โปรแกรม Transmission Line (TRL)

2.5 วิธีการวิเคราะห์

วิธีการวิเคราะห์และพิจารณาสายอากาศมีอยู่ 3 วิธีได้แก่

2.5.1 วิธีการจำลองแบบสายส่ง (Transmission Line Model)

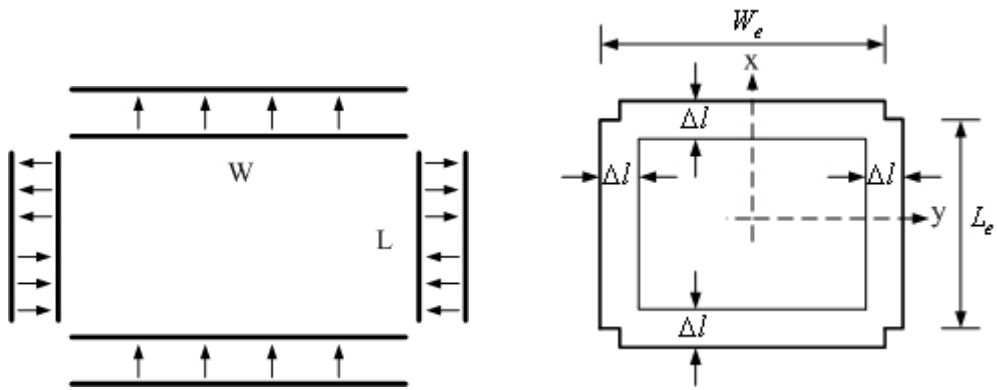
วิธีการนี้จะเป็นวิธีที่ง่ายที่สุดซึ่งจะทำให้เข้าใจถึงลักษณะทางกายภาพที่ดีแต่มีความถูกต้องน้อยเมื่อเทียบกับวิธีอื่นใน 3 วิธีที่จะกล่าวถึง โดยการจำลองแบบสายส่งแบบ [15] จะใช้ในการวิเคราะห์ขอบเขตภายในของสายอากาศซึ่งเป็นส่วนของสายส่งสัญญาณโดยมีค่าอิมพีแดนซ์ (Z_0) และค่าคงที่การแพร่กระจาย (β) ซึ่งจะถูกกำหนดด้วยขนาดและชั้นสเตรทของตัวสายอากาศ พิจารณาขนาดสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า $L \times W$ แสดงดังรูปที่ 2.3 โดยที่เส้นรอบรูปของ

สายอากาศจะมีลักษณะเป็นผนังกำแพงสี่ด้านที่ L ($x = 0$) และที่ W ($y = 0$) ด้านทั้งสี่ของสายอากาศจะสามารถแบ่งเป็นด้านที่มีการแผ่พลังงานและด้านที่ไม่มีการแผ่พลังงาน 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 คือขั้วเซปแดนซ์ของพลังงานสะสมในสนามฟรินจิง (Fringing) ที่ไม่มีการแผ่พลังงานออกไปที่ขอบของตัวสายอากาศที่ $y = 0$ และ W คือผนังด้านความกว้างซึ่งจะเป็นตัวกำหนดค่าคงที่เฟส (β) แสดงดังรูปที่ 2.4 (ก)

แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเกิดจากการจัดเรียงพลังงานจากช่องแคบ 2 ช่อง โดยมีระยะห่างของช่องเท่ากับความยาวของตัวสายอากาศ ค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์ของสายอากาศที่จุดป้อนสัญญาณมาจากการถ่ายเทจากขอบผนังของจุดป้อนสัญญาณซึ่งจากวงจรรูปที่ 2.4 (ก) เป็นดังสมการ

$$Y_{in} = Y_0 \left[\frac{Y_0 + jY_s \tan(\beta L_1)}{Y_s + jY_0 \tan(\beta L_1)} + \frac{Y_0 + jY_s \tan(\beta L_2)}{Y_s + jY_0 \tan(\beta L_2)} \right] + jX_f, L_1 + L_2 = L \quad (2.22)$$

เมื่อ $\gamma = j\beta$ และ Y_0 คือค่าแอดมิตแตนซ์ของสายส่งสัญญาณที่ $x = L_1$ และ X_f คือค่าความต้านทานของสายส่งสัญญาณ



(ก) แบบการแผ่พลังงานสี่เหลี่ยม

(ข) แบบการแผ่พลังงานสี่เหลี่ยมเพิ่มมุมสี่มุม

รูปที่ 2.3 แบบการแผ่พลังงานของสายอากาศ

ค่าความเป็นตัวนำระหว่างขอบของการแผ่พลังงานสามารถคำนวณได้จากการอินทิเกรตระหว่างแบบรูปการแผ่พลังงานของกระแสแม่เหล็กทั้งสองของสายอากาศหาค่าได้ดังนี้

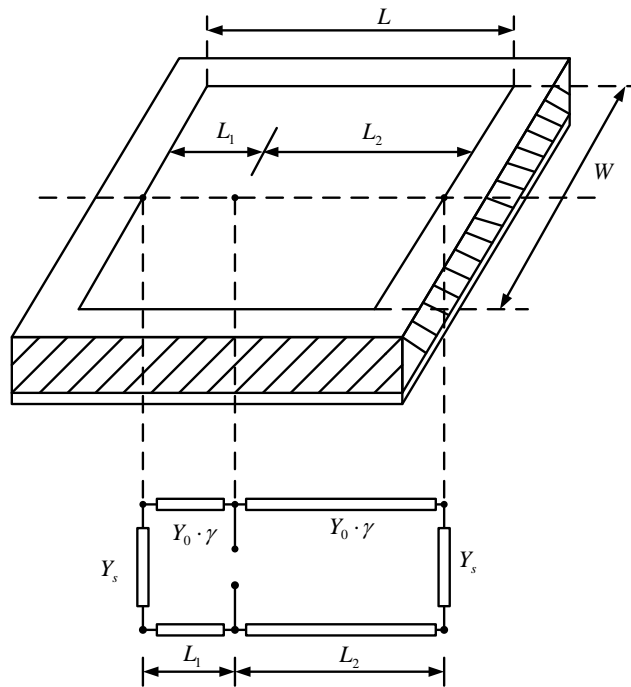
$$G_m = \frac{1}{60\pi^2} \int_0^{\pi/2} \sin^2 \left[k_0 \frac{W}{2} \cos \theta \right] \tan^2 \theta \sin \theta J_0(k_0 L \sin \theta) d\theta \quad (2.23)$$

ดังนั้น $Y_s = G_s - G_m + jB_s$ และ $\beta(L_1 + L_2) \approx \pi$ ซึ่งได้ค่าความต้านทานอินพุต
 ดังสมการที่ (2.6) [18]

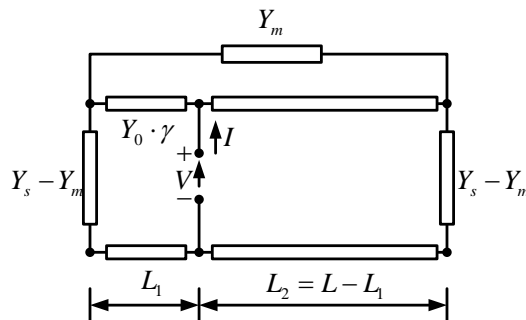
$$R_{in} = \frac{1}{2G} \left[\cos^2(\beta L_1) + \frac{G^2 + B_s^2}{Y_0^2} \sin^2(\beta L_1) - \frac{B_s}{Y_0} \sin(2\beta L_1) \right] \quad (2.24)$$

$$R_{in} \approx \frac{1}{2G} \cos^2(\beta L_1) \quad \text{ซึ่งค่า } G, B_s \ll Y_0 \quad (2.25)$$

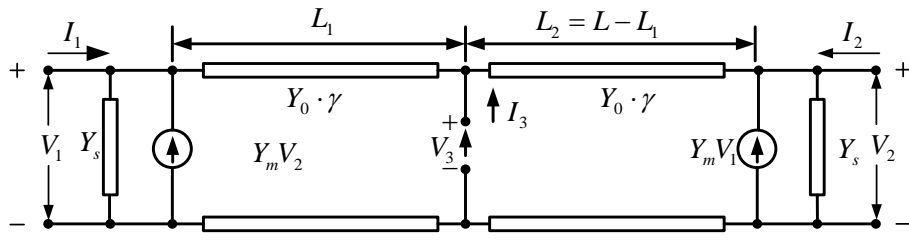
เมื่อ $G = G_s - G_m$ และ $\cos^2(\beta L_1)$ คือค่าความต้านทานอินพุตที่เปลี่ยนแปลง
 ซึ่งสามารถนำมาหาค่าตำแหน่งในการป้อนสัญญาณที่ทำให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างตัวสายอากาศ
 กับจุดป้อนสัญญาณได้



(ก) การจำลองแบบสายส่ง



(ข) การจำลองแบบสายส่งที่มีการต่อร่วมกัน



(ค) การจำลองแบบโครงสร้างวงจรเสมือน
รูปที่ 2.4 การจำลองแบบสายส่งของสายอากาศ

สายส่งที่มีการต่อร่วมกันระหว่างขอบจุดต่อรวมแอดมิตแตนซ์ (Y_m) กับจุดปลายทั้งสองของสายส่ง ซึ่งการป้อนสัญญาณจากสายส่งสัญญาณไมโครสตริปไลน์หรือโคแอกเชียล สามารถแสดงโดยรูปแบบของแหล่งจ่ายกระแสที่จุดป้อนสัญญาณส่งไปตามสายส่งสัญญาณ ผลของวงจรเสมือนแสดงได้ดังรูปที่ 2.4 (ข) โดยโครงสร้างดังกล่าวสามารถแก้ปัญหาความแตกต่างทั้งสองที่แตกต่างกันของแรงดันที่ข้ามผ่านจุดป้อนสัญญาณและอินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) สำหรับแอดมิตแตนซ์ร่วมจะประกอบด้วยแหล่งจ่ายกระแสแรงดันอิสระส่งผ่านเซลล์แอดมิตแตนซ์ (Y_s) ซึ่งจะได้โครงสร้างวงจรเสมือนตามรูปที่ 2.4 (ค) โดยค่าเมตริกซ์แอดมิตแตนซ์สำหรับโครงสร้างวงจรเสมือนแสดงได้ดังสมการ

$$Y = \begin{bmatrix} Y_s + Y_0 \coth(\gamma L_1) & -Y_m & -Y_0 \csc h(\gamma L_1) \\ -Y_m & Y_s + Y_0 \coth(\gamma L_2) & -Y_0 \csc h(\gamma L_2) \\ -Y_0 \csc h(\gamma L_1) & -Y_0 \csc h(\gamma L_2) & Y_0 (\coth(\gamma L_1) + \coth(\gamma L_2)) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

เมื่อ $\gamma = \alpha + j\beta$ ซึ่งเป็นค่าคงตัวของ การแพร่กระจายของสายส่งและ α เป็นค่าการสูญเสียในไดอิเล็กตริกและตัวนำของสายอากาศ สำหรับการป้อนสัญญาณที่จุดที่ 3 และจุดป้อนกระแส I_3 ค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์ที่แสดงดังสมการที่ (2.26), (เมื่อ $I_1 = I_2 = 0$) จะแสดงได้ดังสมการ

$$Y_m = \frac{I_3}{V_3} = 2Y_0 \left[\frac{Y_0^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_0 Y_s \coth(\gamma L) - (2Y_0 Y_m \csc h(\gamma L))}{(Y_0^2 - Y_s^2 + Y_m^2) \csc(\gamma L) + (Y_0^2 - Y_s^2 + Y_m^2) \csc h(\gamma L) \cosh(2\gamma \Delta) + 2Y_0 Y_s} \right] \quad (2.27)$$

เมื่อ

$$\Delta = |L/2 - L_1| = |L_2 - L/2| \quad (2.28)$$

เมื่อ L_1 และ L_2 คือค่าที่กำหนดจากรูปที่ 2.4

และเมื่อค่า $I_2 = I_3 = 0$ ค่าอินพุตแอดมิตแตนซ์จะหาได้จากสมการ

$$Y_{in} = \frac{Y_0^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_0Y_s \coth(\gamma L) - 2Y_0Y_m \operatorname{csc} h(\gamma L)}{Y_s + Y_0 \coth(\gamma L)} \quad (2.29)$$

2.5.2 วิธีการจำลองแบบโพรง (Cavity Model) [15]

ซึ่งจะมีความถูกต้องมากขึ้นกว่าวิธีแรกและทำให้เข้าใจถึงลักษณะทางกายภาพที่ดีขึ้น แต่วิธีนี้มีความซับซ้อนกว่าแบบแรก ซึ่งสายอากาศแบบไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีการตอบสนองความถี่ที่ให้แบนด์วิดท์แคบซึ่งสามารถทำให้อยู่ในรูปโพรงที่มีการสูญเสีย (Lossy cavity) ดังนั้นการจำลองแบบโพรง (Cavity Model) มาจากการวิเคราะห์ตัวสายอากาศในแบบจำลองโพรงได้มีการพัฒนามาจาก [19, 20, 21] ในแบบการจำลองนี้ภายในสายอากาศคือขอบเขตของโพรงโดยผนังกำแพงไฟฟ้า (Electric wall) อยู่ด้านบนและล่าง ส่วนผนังกำแพงแม่เหล็ก (Magnetic wall) อยู่ระหว่างเส้นรอบวงโดยที่ความหนาของชั้นสเตรทมีค่าประมาณ ($h \ll \lambda_0$)

สนามการแพร่กระจายในตัวสายอากาศสามารถแบ่งได้ 2 ส่วนคือสนามภายในและสนามภายนอก พิจารณาสถาปัตยกรรมภายในจากการจำลองแบบโพรงซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.5 ซึ่งค่าความหนาของไดอิเล็กตริกมีค่าน้อยสนามการแพร่กระจายที่อยู่ภายในสามารถอธิบายโดยอาศัย TM - z โหมด โดยที่ $\partial/\partial_z \equiv 0$ ดังนั้นผลลัพธ์ที่ได้จะมี 3 องค์ประกอบได้แก่ \bar{E}_z, \bar{H}_x และ \bar{H}_y ดังนั้นสนามไฟฟ้าภายใน \bar{E}^i จะเป็นดังนี้

$$\nabla \times \nabla \times \bar{E}^i - k^2 \bar{E}^i = -j\omega\mu_0 \bar{J} \quad (2.30)$$

$$\nabla_t^2 \bar{E}_z - k^2 \bar{E}_z = j\omega\mu_0 \hat{z} \cdot \bar{J} \quad (2.31)$$

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

\bar{J} คือ ความเข้มชั้นของกระแสไฟฟ้าภายนอก

\hat{z} คือ เวกเตอร์หน่วยแนวแกน z

∇_t คือ ตัวกระทำตามแนวแกน z

จากสมการที่ (2.30) มีขอบเขตการพิจารณาดังนี้

$$\hat{n} \times \bar{E}^i = 0 \text{ ซึ่งอยู่ด้านบนและด้านล่างของตัวนำ} \quad (2.32)$$

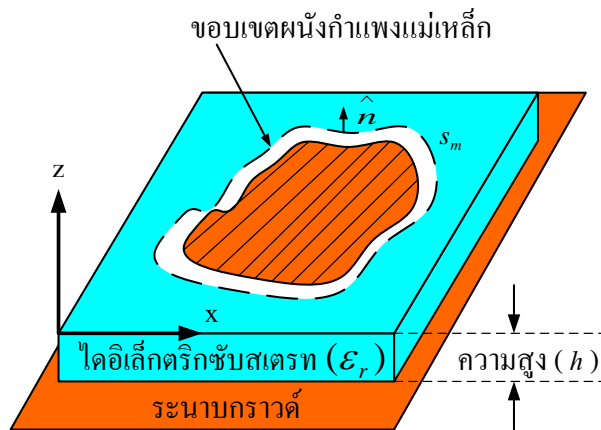
$$\left. \begin{aligned} \hat{n} \times \bar{E}^i &= \hat{n} \times \bar{E}^e \\ \hat{n} \times \bar{H}^i &= \hat{n} \times \bar{H}^e \end{aligned} \right\} \text{ซึ่งอยู่บนผนังกำแพงสนาม} \quad (2.33)$$

โดยที่ \hat{n} คือ หน่วยของผนังกำแพงสนามภายนอก

\bar{E}^e และ \bar{H}^e คือ ขอบเขตสนามภายนอก

ผนังกำแพงสนามจากสมการที่ (2.33) จะแปรผันตามค่าพารามิเตอร์ ϵ_r และ h ของ ชั้นสเตรทซึ่งจะเป็นตัวกำหนดรูปร่างและขนาดของระนาบกรวด์ซึ่งจะยากมากที่จะกำหนดรูปร่าง และขนาดของตัวสายอากาศ สมมุติว่าทุกๆ รูปร่างและขนาดของตัวสายอากาศจะมีสนามแม่เหล็ก อยู่รอบๆ เส้นรอบวงของสายอากาศ โดยที่สนามแม่เหล็กนี้มีระยะห่างจากขอบของตัวสายอากาศเป็น ระยะเคลด้า Δ ซึ่งแสดงตามรูปที่ 2.5 ระยะเคลด้า Δ ที่ขยายออกไปจะทำให้เกิดการสะสม ของพลังงานในสนามพรีนจิงก์ ซึ่งค่าเคลด้าสามารถหาได้จากค่าความหนาของชั้นสเตรทและรูปร่าง ของสายอากาศซึ่งจากสมการ (2.33) จะแสดงใหม่ได้ดังนี้

$$\hat{n} \times \bar{H} = 0 \text{ อยู่บนผนังกำแพงแม่เหล็ก} \quad (2.34)$$



รูปที่ 2.5 แบบจำลองผนังกำแพงแม่เหล็กของสายอากาศแบบไมโครสเตรป

ซึ่งทำให้ง่ายในการคำนวณหาค่าของสนามภายใน อย่างไรก็ตามสนามที่ถูกต้องจะอยู่ในสมการที่ (2.33) เท่านั้น เนื่องจากสนามภายนอกไม่ได้ถูกนำมากำหนดสนามภายใน โดยที่สนามไฟฟ้าสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการดังนี้

$$E_z(x, y) = \sum_m \sum_n A_{mn} \psi_{mn}(x, y) \quad (2.35)$$

เมื่อ A_{mn} คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของขนาดสนามไฟฟ้า

$$(\nabla_t^2 + k_{mn}^2) \psi_{mn} = 0 \quad (2.36)$$

$$\frac{\partial \psi_{mn}}{\partial n} = 0 \text{ อยู่บนกำแพงแม่เหล็ก} \quad (2.37)$$

นำสมการที่ (2.35) แทนในสมการที่ (2.31) จะได้ค่าสัมประสิทธิ์ของขนาดสนามไฟฟ้าเป็นดังนี้

$$A_{mn} = \frac{j\omega\mu_0 \iint J_z \psi_{mn}^* ds}{k^2 - k_{mn}^2 \iint \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \quad (2.38)$$

ดังนั้นค่าสนามไฟฟ้าแสดงได้ดังสมการ

$$E_z = j\omega\mu_0 \sum_m \sum_n \frac{1}{k^2 - k_{mn}^2} \frac{\iint J_z \psi_{mn}^* ds}{\iint \psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \psi_{mn} \quad (2.39)$$

และ

$$\vec{H} = \frac{1}{j\omega\mu_0} \hat{z} \times \nabla E_z \quad (2.40)$$

จากกรีนฟังก์ชัน (Green function) จะทำให้ค่า E_z เป็นดังนี้

$$E_z = \iint G(s | s') J_z ds' \quad (2.41)$$

สนามภายในสามารถกำหนดได้จากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศซึ่งจะหาได้จาก

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \quad (2.42)$$

เมื่อ V_{in} คือ ค่าแรงดันที่จุดป้อนสัญญาณซึ่งสามารถคำนวณหาได้จาก

$$V_{in} = -E_z \text{ ที่จุดป้อนสัญญาณ} \quad (2.43)$$

และค่ากระแสที่จุดป้อนสัญญาณแสดงได้ดังสมการ

$$I_{in} = \iint J_z ds \quad (2.44)$$

ในการจำลองแบบโพรงจะมีค่าการสูญเสียหลายจุดเช่นการสูญเสียจากไดอิเล็กตริก การสูญเสียจากตัวนำและการสูญเสียจากการแผ่พลังงาน ซึ่งจะถูกรวบรวมให้อยู่ในรูปของ แทนเจนต์การสูญเสีย (Loss tangent) โดยที่ค่าตัวประกอบตัวกระจายแสดงได้ดังนี้ [19, 20]

$$\delta_{eff} = 1/Q \quad (2.45)$$

โดยที่ค่า Q หาได้จาก

$$Q = \frac{\omega_r W_T}{P_d + P_c + P_r} \quad (2.46)$$

ดังนั้น

$$\delta_{eff} = \frac{P_d + P_c + P_r}{\omega_r W_T} \quad (2.47)$$

เมื่อ P_d คือ ค่าการสูญเสียกำลังของไดอิเล็กตริก

P_c คือ ค่าการสูญเสียกำลังของตัวนำสายอากาศ

P_r คือ ค่าการสูญเสียกำลังของการแผ่พลังงาน

W_T คือ ค่าพลังงานสะสมของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์

ω_r คือ ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ

ค่าพลังงานสะสมในตัวสายอากาศถูกกำหนดโดยอยู่ที่สนามที่อยู่ในสายอากาศดังนี้

$$W_T = W_e + 2W_m = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{2} \iiint |E_z|^2 dV \quad (2.48)$$

ค่าการสูญเสียในไดอิเล็กตริกสามารถคำนวณได้จากสนามไฟฟ้าที่อยู่ในสายอากาศ

$$P_d = \frac{\omega \epsilon_0 \epsilon_r \tan \delta}{2} \iiint |E_z|^2 dV = \omega \cdot \tan \delta \cdot W_T \quad (2.49)$$

เมื่อ $\tan \delta$ คือ ค่าแทนเจนต์การสูญเสียของไดอิเล็กตริก

ค่าการสูญเสียของตัวนำสามารถคำนวณได้จากสนามแม่เหล็กที่อยู่ในตัวนำและระนาบกราวด์

$$P_c = 2 \frac{R_s}{2} \iint |H_s|^2 ds \approx \frac{\omega W_T}{h \sqrt{\pi} \mu_0 \sigma} \quad (2.50)$$

เมื่อ R_s คือ ค่าความต้านทานที่พื้นผิวของตัวนำ

σ คือ ค่าความนำของตัวนำ

ค่ากำลังการแผ่พลังงานจากสายอากาศถูกกำหนดโดยสนามพลังงานรอบๆ สายอากาศ

$$P_r = \frac{1}{2\eta_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.51)$$

เมื่อ E_θ และ E_ϕ คือ ฟังก์ชันที่มีความซับซ้อนของ θ , ϕ และซับซ้อน

โดยที่ δ_{eff} สามารถอธิบายได้จากสมการของตัวประกอบคุณภาพดังนั้นค่าตัวประกอบคุณภาพของไดอิเล็กตริกจะมีสมการดังนี้

$$Q_d = \frac{\omega_r W_T}{P_d}$$

$$= 1 / \tan \delta \quad (2.52)$$

ค่าตัวประกอบคุณภาพของตัวนำสายอากาศจะมีสมการดังนี้

$$\begin{aligned} Q_c &= \frac{\omega_r W_T}{P_c} \\ &= h \sqrt{\pi f \mu_0 \sigma} \\ &= h / \Delta \end{aligned} \quad (2.53)$$

ค่าตัวประกอบคุณภาพของการแผ่พลังงานจะมีสมการดังนี้

$$Q_r = \frac{\omega_r W_T}{P_r} \quad (2.54)$$

ดังนั้นค่าตัวประกอบคุณภาพรวมจะมีสมการดังนี้

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{P_d + P_c + P_r}{\omega_r W_T} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r} \quad (2.55)$$

นำค่าตัวประกอบคุณภาพจากสมการที่ (2.52) - (2.53) แทนในสมการที่ (2.47) จะได้ค่า δ_{eff} เป็นดังนี้

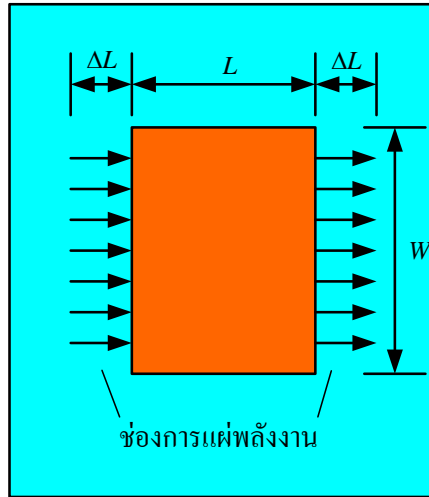
$$\delta_{eff} = \tan \delta + \frac{\Delta}{h} + \frac{P_r}{\omega_r W_T} \quad (2.56)$$

นำสมการที่ (2.56) แทนในสมการที่ (2.42) จะได้ค่า k^2 ใหม่ดังนี้

$$k^2 = k_0^2 \epsilon_r (1 - j \delta_{eff}) \quad (2.57)$$

ซึ่งจะทำให้ได้ค่า E_z ใหม่ดังนี้

$$E_z = j \omega \mu_0 \sum_m \sum_n \frac{1}{k_0^2 \epsilon_r (1 - j \delta_{eff}) - k_{mn}^2} \frac{\iint J_z \psi_{mn}^* ds}{\psi_{mn} \psi_{mn}^* ds} \psi_{mn} \quad (2.58)$$



รูปที่ 2.6 แบบจำลองโปรแกรมแผ่พลังงานของสายอากาศ

จากรูปที่ 2.6 แสดงแบบจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศโดยช่องการแผ่พลังงานทั้งสองมีระยะห่าง L แบบของเส้นแนวสนามไฟฟ้าที่อยู่ในฉนวนชั้นสเตรทและบางส่วนของแนวเส้นที่อยู่ในอากาศมีผลต่อความไม่สมบูรณ์ของโหมด Transverse Electric-Magnetic (TEM) ความเร็วเฟสที่ระยะต่างๆ จะมีความแตกต่างกันออกไปทั้งที่อยู่ในอากาศและที่อยู่ในชั้นสเตรท เมื่อนำมาแทนในโหมดพื้นฐานของการแพร่กระจายด้วยโหมด Quasi-TEM ฉะนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{eff}) จะต้องคำนวณหาใหม่เพื่อความถูกต้องสำหรับสนามฟรินจิง (Fringing) และการกระจายคลื่นในเส้นสนามไฟฟ้า ค่า ϵ_{eff} ที่ถูกต้องนั้นจะต้องน้อยกว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฉนวนรอง (ϵ_r) เนื่องจากสนามฟรินจิงรอบๆ เส้นรอบวงของตัวสายอากาศจะไม่มีขอบเขตในฉนวนชั้นสเตรทแต่ยังแพร่กระจายในอากาศ โดยที่ค่า ϵ_{eff} [23] แสดงดังนี้

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

เมื่อสนามฟรินจิงทำตามแบบจำลองที่ขอบตัวสายอากาศทั้งสองด้านแสดงได้ดังนี้ [24]

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left[\frac{W}{h} + 0.264 \right]}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left[\frac{W}{h} + 0.8 \right]} \quad (2.60)$$

โดยที่ความยาวประสิทธิผล (L_{eff}) ของตัวสายอากาศแสดงได้ดังนี้

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.61)$$

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.62)$$

ตัวสายอากาศแบบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจะมีความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) สำหรับโหมด TM_{mn} [25] แสดงดังนี้

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\left(\frac{m}{L} \right)^2 + \left(\frac{n}{W} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.63)$$

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

$$f_{r(TM_{10})} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}} L_{eff}} \quad (2.64)$$

ค่าความกว้างของตัวสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [26] แสดงดังนี้

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{(\epsilon_r + 1)}} \quad (2.65)$$

ค่าความต้านทานและค่าความนำการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Resistance and Conductance) แสดงได้ดังนี้

$$R_r = 90 \left(\frac{\lambda_0}{W} \right)^2 \quad \text{เมื่อ } W \leq \lambda_0 \quad (2.66)$$

$$R_r = 120 \frac{\lambda_0}{W} \quad \text{เมื่อ } W \geq \lambda_0 \quad (2.67)$$

$$\text{และ } G_r = \frac{1}{R_r} \quad (2.68)$$

ส่วนป้อนสัญญาณให้กับตัวสายอากาศซึ่งใช้การป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณ ไมโครสตริปที่ออกแบบให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์มขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณ ไมโครสตริป (w_2) คำนวณได้จาก [23] แสดงได้ดังนี้

$$\frac{W_2}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.69)$$

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

โดยที่ w_2 คือ ความกว้างของช่องสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

h คือ ความหนาวัสดุฐานรอง

Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์ (50 โอห์ม)

ค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) แสดงได้ดังนี้ [23]

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.70)$$

โดยที่ c คือ ค่าความเร็วแสงมีค่าประมาณ 3×10^8 m/s

2.5.3 วิธีการจำลองแบบเต็มรูปคลื่น (Full Wave Model) [22]

ซึ่งจะเป็นวิธีการที่ให้ความถูกต้องมากที่สุดจะมีความซับซ้อนมากกว่าวิธีที่ได้กล่าวมาแล้วทั้งสองวิธีซึ่งการวิเคราะห์การจำลองแบบเต็มรูปคลื่น (Full Wave Model) จะนำไปใช้ในโปรแกรมจำลองแบบ IE3D โดยจะใช้วิธีของโมเมนต์ (Method of Moments: MOM) ซึ่งสามารถใช้วิเคราะห์คลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนโครงสร้างที่ซับซ้อนในรูปแบบสามมิติของรูปร่างแบบต่างๆ ทำให้สามารถทำการออกแบบสายอากาศได้ง่ายขึ้น ทฤษฎีพื้นฐานเป็นการคำนวณหาสมการอินทิกรัล (Integral Equation) ผ่านการใช้กรีนฟังก์ชัน (Green function) และในโปรแกรมจำลองแบบ IE3D จะสามารถคำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กซึ่งแสดงถึงการกระจายสนามบนช่องว่างของตัวสายอากาศ โดยวิธีของโมเมนต์นี้เป็นวิธีการที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมากในการวิเคราะห์สมการเชิงเส้นสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศโดยทั่วไปวิธีของโมเมนต์นั้นจะใช้การเปลี่ยนรูปแบบสมการอินทิกรัลสนามไฟฟ้า (Electric Field Integral Equation: EFIE) เป็นสมการเมตริกซ์หรือระบบสมการแบบเชิงเส้นจากสมการเมตริกซ์สามารถนำมาแก้ปัญหาเพื่อนำมาหาค่าสัมประสิทธิ์ของกระแส

โดยวิธีแยกส่วนเมตริกซ์ (Gaussian Elimination) หรือวิธีการพีชคณิตเชิงเส้น (Linear Algebra) มีรูปแบบของสมการพื้นฐานที่นำมาแก้ปัญหาโดยวิธีของโมเมนต์แสดงได้ดังนี้

$$L(u) = f \quad (2.71)$$

โดยที่ L เป็นตัวดำเนินการทางเชิงเส้น (Linear Operator), u เป็นฟังก์ชันที่ยังไม่ทราบค่า และ f เป็นฟังก์ชันกำลัง ดังนั้นการสร้างสมการเมตริกซ์ของฟังก์ชันที่ยังไม่ทราบค่าจะถูกกำหนด เป็นผลรวมของเซตของฟังก์ชันอิสระที่ทราบค่า u_n ซึ่งจะถูกรู้จักว่าเอ็กซ์แพนชันฟังก์ชัน (Expansion function) หรือฟังก์ชันพื้นฐาน (Basis function) และ α_n จะเป็นค่าคงตัวที่ยังไม่ทราบค่า

$$u = \sum_n \alpha_n u_n \quad (2.72)$$

การใช้ความเป็นเชิงเส้นของตัวดำเนินการทางเชิงเส้นค่าคงตัวใดๆ จะสามารถนำออกจากตัวดำเนินการได้ดังนี้

$$\sum \alpha_n L(u_n) = f \quad (2.73)$$

ค่าคงตัวที่ยังไม่ทราบค่าจะไม่สามารถหาคำตอบได้ เนื่องจากว่าตัวที่ยังไม่ทราบค่ามีจำนวนเท่ากับ n แต่สมการฟังก์ชันอิสระมีเพียงตัวเดียว ดังนั้นการสร้างเซตของสมการเวทิงฟังก์ชัน (Weighting function: W_m) สำหรับการอินทิกรัลของเวทิงฟังก์ชันจากสมการที่ (2.73) และเขียนเป็นสัญลักษณ์ผลของการคูณภายในของฟังก์ชันแสดงดังนี้

$$\sum_n \alpha_n [W_m, L(u_n)] = [W_m, f] \quad (2.74)$$

ผลของการคูณภายใน (a, b) เป็นการกำหนดถึงอินทิกรัลของฟังก์ชันบนขอบเขตของตัวดำเนินการทางเชิงเส้น ซึ่งเงื่อนไขใหม่นี้ทำให้มีจำนวนที่ยังไม่ทราบค่าเท่ากับจำนวนฟังก์ชันอิสระซึ่งในลักษณะนี้จึงจะสามารถแก้ปัญหาค่าคงตัวที่ยังไม่ทราบค่า α_n ได้ โดยคำตอบที่ได้จะเป็นค่าจริงซึ่งจะขึ้นอยู่กับวิธีการเลือกฟังก์ชันพื้นฐานและเวทิงฟังก์ชัน ในกรณีที่กำหนดให้ฟังก์ชันพื้นฐานกับเวทิงฟังก์ชันเหมือนกันจะถูกรู้จักว่าวิธีของเกเลอร์กิน (Galerkin) สำหรับแก้ปัญหาสายอากาศสมการเมตริกซ์ของสมการที่ (2.74) เขียนให้อยู่ในรูปเดียวกับกฎของโอห์มได้ดังนี้

$$[Z_{mm}][I_n] = [V_m] \quad (2.75)$$

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

สำหรับกรีนฟังก์ชันได้ถูกนำมาใช้ในการแก้ปัญหาของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีสมการคลื่นเป็นแบบสเกลาร์ (Scalar) โดยที่สมการส่วนใหญ่จะเป็นแบบเวกเตอร์ (Vector) จึงเกิดปัญหาขึ้นต้องกลับมาใช้เวกเตอร์และดิยาดีค (Dyadic) แทน โดยทั่วไปการนำเวกเตอร์และดิยาดีคมาใช้นั้นจะอธิบายการเปลี่ยนรูปร่างเชิงเส้น (Linear Transformation) ภายในระบบให้พิคัดเป็นมุมฉาก (Orthogonal) ซึ่งจะง่ายในการกระทำต่อกันตามความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์และสำหรับปัญหาทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนรูปร่างเชิงเส้นระหว่างแหล่งกำเนิดกับสนามภายในระบบที่มีพิคัดเป็นมุมฉากนั้นทำให้สะดวกมากถ้าใช้เวกเตอร์และดิยาดีค สมการอินทิกรัลของสนามไฟฟ้า (Electric Field Integral Equation) แสดงได้ดังนี้ [28]

$$\vec{E}^{inc} + \vec{E}^{scat} = Z_s \vec{J} \quad (2.76)$$

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

$$\vec{E}^{scat}(r) = \int_S \overline{\overline{G}}_e(r, r') \cdot \vec{J}(r') ds' \quad (2.77)$$

$$\vec{J}(r') = \sum_{n=1}^N I_n B_n(r') \quad (2.78)$$

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

$$\begin{aligned} \iint_S \vec{B}_m(r) \cdot \vec{E}^{inc}(r) ds = & - \sum_{n=0}^N I_n \iint_S \iint_{S'} \vec{B}_m(r) \cdot \overline{\overline{G}}_e(r, r') \cdot \vec{B}_n(r') ds' ds + \\ & \sum_{n=0}^N I_n \iint_S Z_s(r) \vec{B}_m(r) \cdot \vec{B}_n(r) ds \end{aligned} \quad (2.79)$$

สำหรับค่ากระแสที่ไม่ยังทราบค่า $[I] = [I_1 \dots I_2 \dots I_N]^T$ จะสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์เช่นสมการที่ (2.79) เมื่อ $[Z_{mn}]$ เป็นเมตริกซ์ของอิมพีแดนซ์ทั้งเซลล์ (Cell) และการติดต่อซึ่งกันและกัน (Mutual Interaction) ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้ากับเวกเตอร์ของความหนาแน่นของค่ากระแสโดยมีสมาชิกของ $[Z_{mn}]$ ดังนี้

$$[Z_{mn}] = \iiint_S \iiint_S \vec{B}_m(r) \cdot \vec{G}_e(r, r') \cdot \vec{B}_n(r') ds' ds \quad (2.80)$$

และมีสมาชิกของ $[V_m]$ ดังนี้

$$V_m = \iint_S \vec{B}_m(r) \cdot \vec{E}^{inc}(r) ds \quad (2.81)$$

การคำนวณหาจำนวนสมาชิกของสมการที่ (2.80) จะมีความยุ่งยากและซับซ้อนมาก เนื่องจากการอินทิเกรตหลายชั้นพื้นที่ผิว 2 มิติถูกแบ่งออกเป็นเซลล์สี่เหลี่ยมผืนผ้า ฟังก์ชันพื้นฐานแต่ละตัวจึงกระจายบนสองเซลล์ที่ต่อกันโดยจะมีทั้งแบบสอดคล้องกันและไม่สอดคล้องกัน โดยที่แบบสอดคล้องกันจะมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้กับรูปร่างเรขาคณิตที่เป็นแบบง่าย ๆ เนื่องจากเวลาที่ใช้ในการคำนวณหาจำนวนสมาชิกของเมตริกซ์จะน้อยกว่าในกรณีของแบบไม่สอดคล้องกันเนื่องจากแบบไม่สอดคล้องกันนั้นจะสามารถนำมาใช้ได้กับโครงสร้างที่มีความซับซ้อนมากๆ การแบ่งเซลล์ออกเป็นแบบสอดคล้องกันเป็นการแบ่งเซลล์ออกโดยที่แต่ละเซลล์นั้นจะมีขนาดเท่าๆ กันเซลล์แต่ละเซลล์ที่ถูกแบ่งออกมานั้นจะมีรูปร่างเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยจะมีฟังก์ชันพื้นฐานอยู่ที่กึ่งกลางจุดของเซลล์

ฟังก์ชันพื้นฐานแบ่งออกได้เป็นสองชนิดคือฟังก์ชันแบบซับ โดเมน (Sub Domain) และฟังก์ชันแบบเอนท์รี โดเมน (Entire Domain) โดยที่ฟังก์ชันแบบซับ โดเมนจะได้รับความนิยมมากกว่าฟังก์ชันแบบเอนท์รี โดเมน เนื่องจากถูกนำมาใช้งาน โดยที่ไม่จำเป็นต้องทราบพื้นฐานของฟังก์ชันนั้นๆ มาก่อน

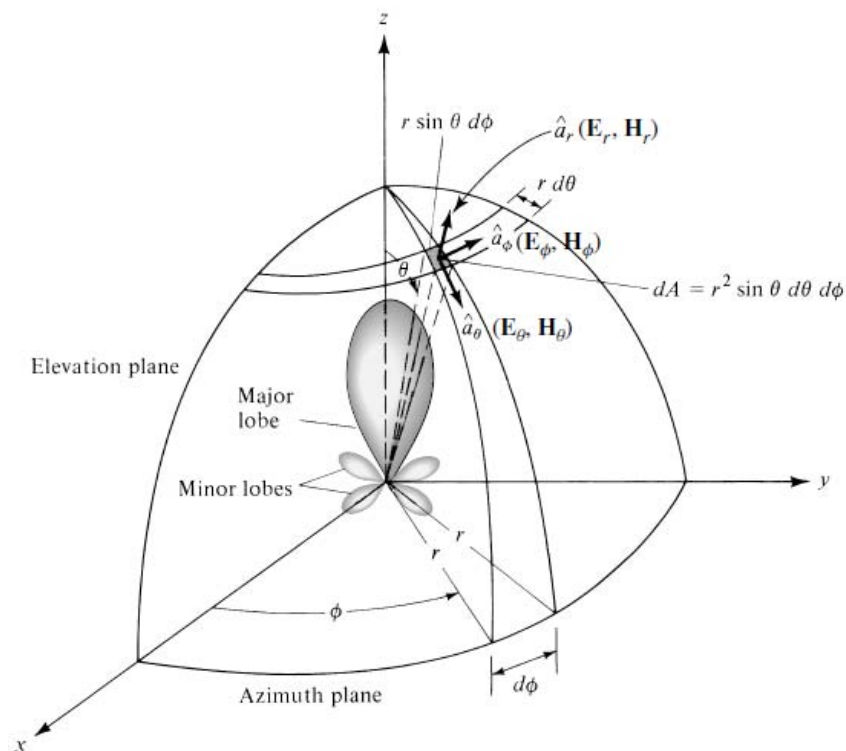
2.6 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ [29]

ในการวิเคราะห์และสังเคราะห์สายอากาศ เราจำเป็นต้องรู้เกี่ยวกับศัพท์ต่างๆ ที่ใช้ในทฤษฎีสายอากาศ ตลอดจนความหมายของศัพท์เหล่านั้นไว้ก่อน

2.6.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) คือรูปที่ใช้เพื่อแสดง คุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งเป็นฟังก์ชันของสเปซโคออดิเนท (Space Coordinate) ส่วนใหญ่แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นนี้มักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far Field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น จะอาศัยคุณสมบัติต่างๆ ดังต่อไปนี้คือ ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) ความเข้มของสนาม (Field Strength) เฟส (Phase) หรือโพลาไรเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงของพลังงานเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่สังเกตที่มีรัศมีคงที่

รูปที่ 2.7 แสดงระบบโคออดิเนทที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นสำหรับการใช้เส้นเพื่อแสดงกำลังงานที่สายอากาศรับได้ตามรัศมีที่มีค่าคงที่ มีชื่อเรียกว่าแบบรูปการแพร่กระจายกำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่างๆ ที่มีรัศมีคงที่ มีชื่อเรียกว่าแบบรูปการแพร่กระจายสนาม (Field Pattern) ของสายอากาศนั้น

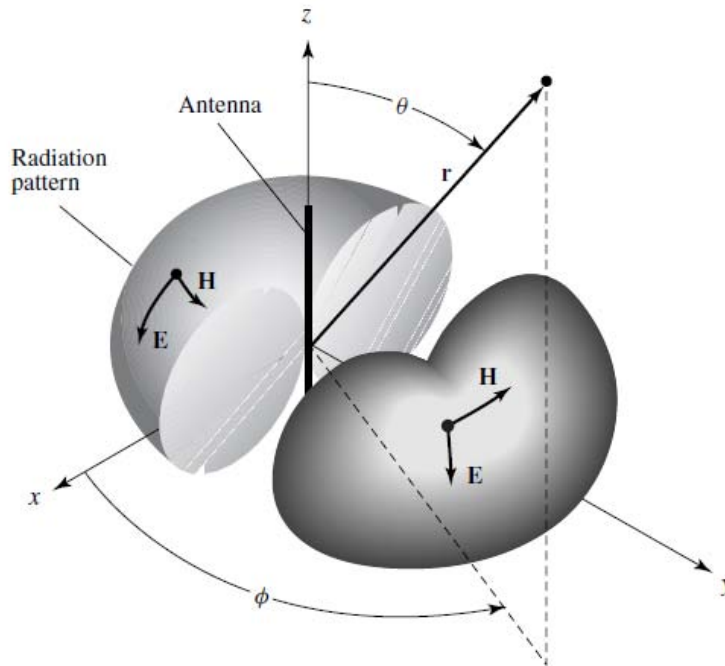


รูปที่ 2.7 ระบบโคออดิเนทสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ [23]

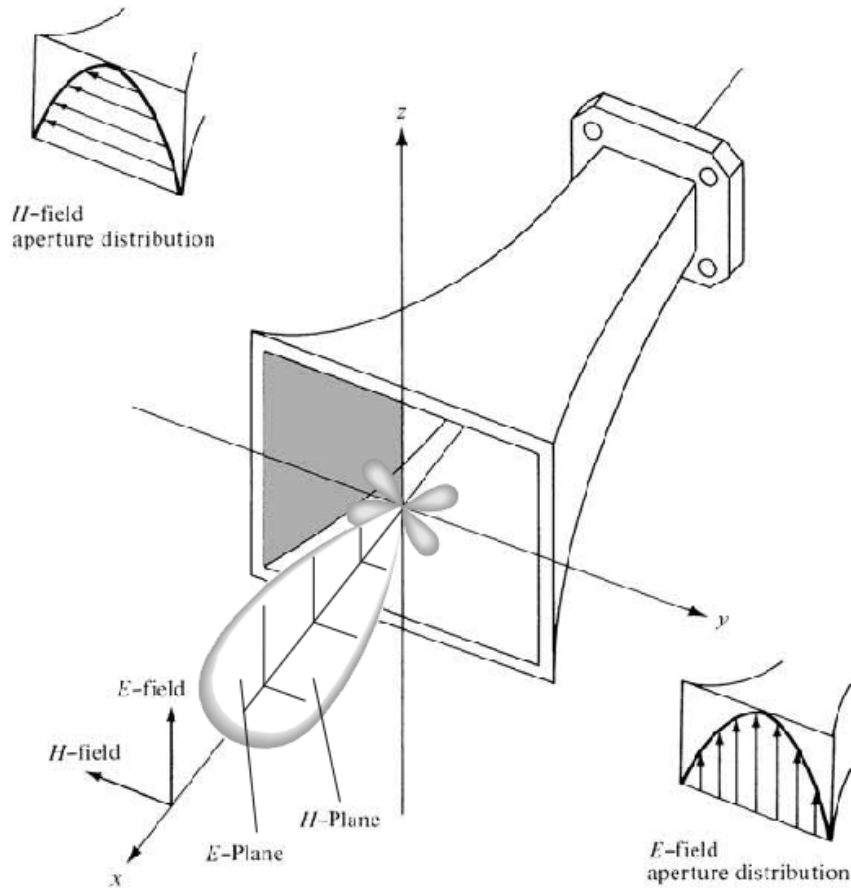
2.6.2 แบบรูปการแพร่กระจายแบบทุกทิศทางและรอบตัว แบบรูปการแพร่กระจายแบบทุกทิศทาง (Isotropic Radiator) คือสายอากาศที่ถูกสมมุติขึ้นโดยมีคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันในทุกทิศทาง สายอากาศชี้ทิศทาง (Directional Antenna) เป็นสายอากาศซึ่งมีคุณสมบัติของการส่งหรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดี ในเฉพาะทิศทางที่กำหนดเท่านั้น ตัวอย่างหนึ่งของสายอากาศที่มี

คุณสมบัติดังกล่าวคือ สายอากาศแบบรอบตัว (Omni directional Antenna) คุณสมบัติของสายอากาศแบบนี้มีดังแสดงดังรูปที่ 2.8

2.6.3 แบบรูปการแพร่กระจายหลัก โดยส่วนใหญ่แล้วมักจะอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศในเทอมของแบบรูปการแพร่กระจายหลัก (Principal Pattern) ของสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H สำหรับสายอากาศลิเนียร์โพลาไรเซชัน (Linearly Polarization) แบบรูปการแพร่กระจายในระนาบ E จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามไฟฟ้า และทิศทางการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนแบบรูปการแพร่กระจายในระนาบ H จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก และทิศทางการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด ตัวอย่างการแสดงผลแบบรูปการแพร่กระจายหลักมีดังรูปที่ 2.9 โดยมีระนาบ XZ (ระนาบเอเลเวชัน ; $\phi = 0$) เป็นระนาบ E หลัก และมีระนาบ XY (ระนาบอาซิมุท ; $\theta = \frac{\pi}{2}$) เป็นระนาบ H หลัก



รูปที่ 2.8 แบบรูปการแพร่กระจายของสายอากาศรอบทิศทาง [23]



รูปที่ 2.9 แบบรูปการแพร่กระจายหลักของระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร [23]

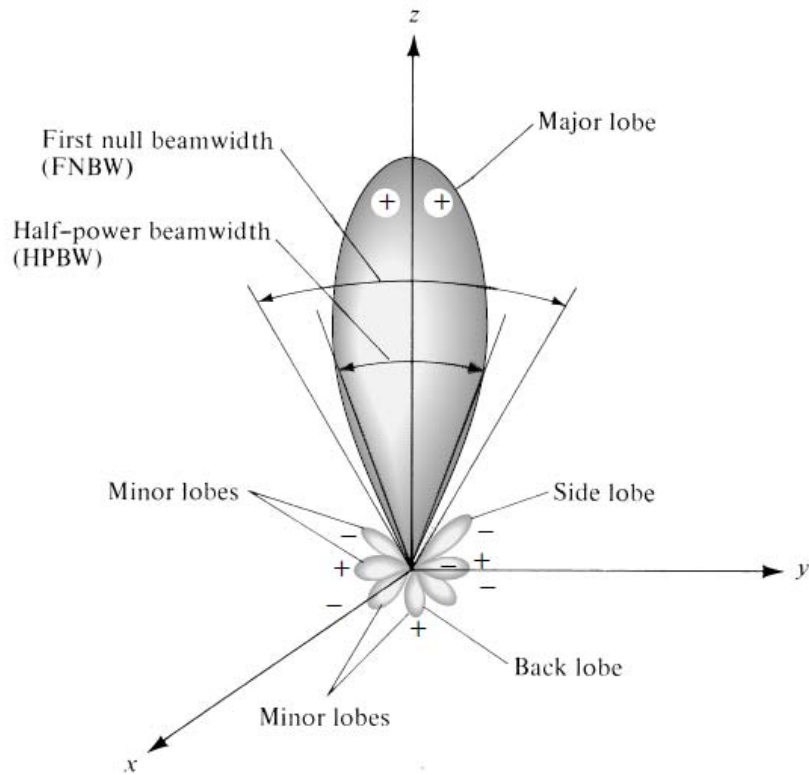
2.6.4 โลบของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น โลบของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Lobe) เป็นส่วนหนึ่งของแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นที่เกิดเป็นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นต่ำ รูปที่ 2.10 แสดงโพลาร์แพทเทิร์น (Polar Pattern) แบบสามมิติ ซึ่งแบ่งเป็นโลบต่างๆดังนี้

(ก) โลบหลัก (Major Lobe หรือ Main Lobe) เป็นโลบของการแพร่กระจายคลื่นซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงสุด รูปที่ 2.10 นั้นมีโลบหลักอยู่ในทิศทาง $\theta = 0$ สำหรับสายอากาศบางชนิด อาจมีโลบหลักมากกว่าหนึ่งโลบ

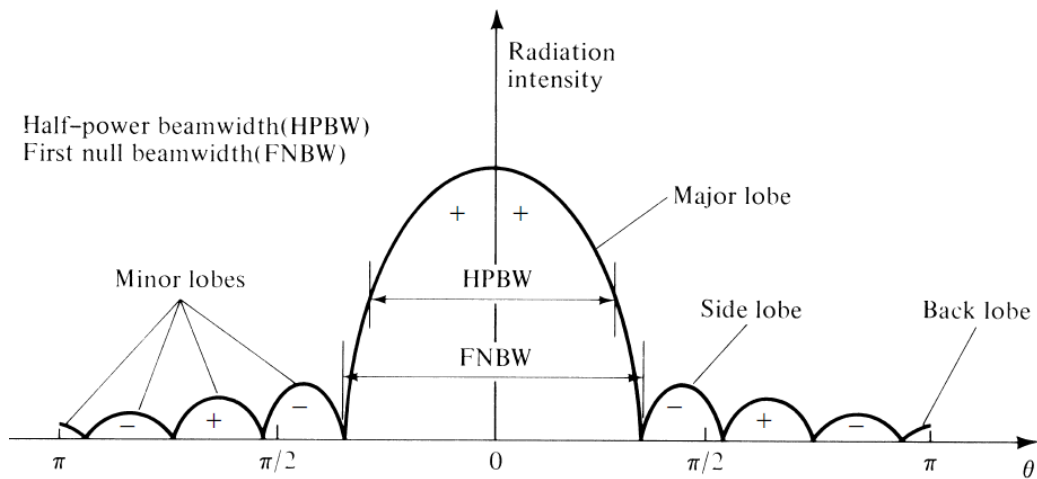
(ข) โลบย่อย (Minor Lobe) ได้แก่โลบอื่นๆ นอกเหนือไปจากโลบหลัก

(ค) โลบข้างหรือไซด์โลบ (Side Lobe) เป็นโลบย่อยที่อยู่ติดกับโลบหลัก และอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับโลบหลัก

(ง) โลบหลัง (Back Lobe) เป็นโลบย่อยที่อยู่ในครึ่งวงกลมตรงข้ามกับโลบหลักโดยปกติแล้วโลบย่อยจะเกิดจากการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ ดังนั้นสายอากาศที่ดีจะต้องจำกัดโลบเหล่านี้ให้น้อยที่สุด

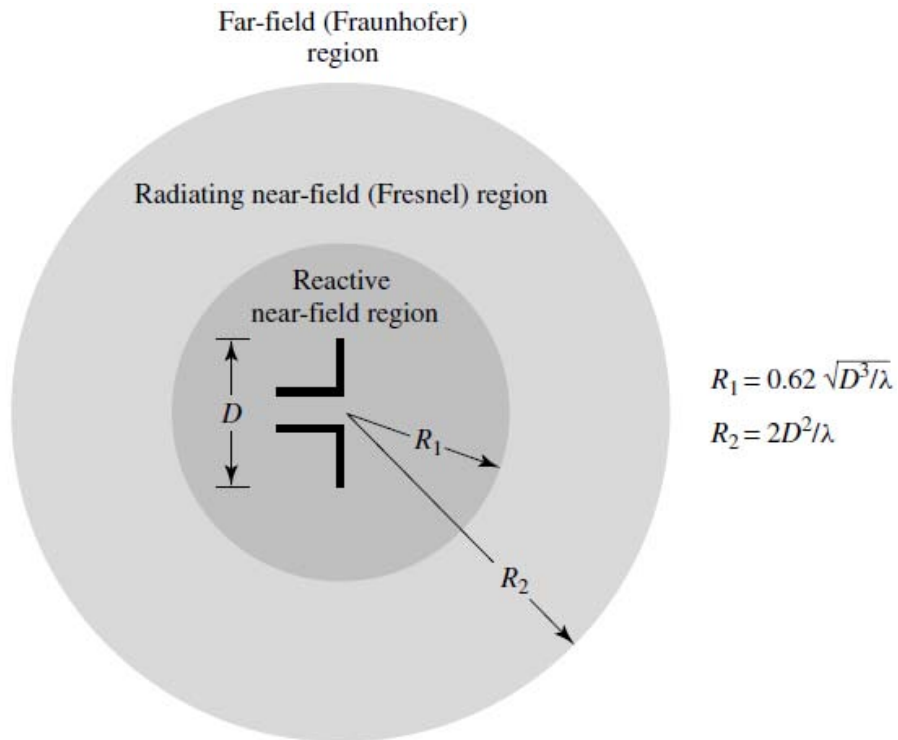


รูปที่ 2.10 โลบต่างๆ และมีมิติของแบบรูปการแพร่กระจายของสายอากาศ[23]



รูปที่ 2.11 แบบรูปการแพร่กระจายในแบบเชิงเส้น[23]

2.6.5 บริเวณต่างๆของสนามจากสายอากาศ โดยทั่วไปมักจะแบ่งบริเวณที่ล้อมสายอากาศ เป็น 3 ส่วน คือสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ (Reactive-Near Field) สนามกระจายระยะใกล้ (Radiating-Near File) และสนามระยะไกล (Far Field) แสดงดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงการแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ[23]

การจำลองแบบสนามไฟฟ้าของสายอากาศเพื่อที่จะต้องการหาลักษณะรูปแบบทิศทางของสนามไฟฟ้าบนสายอากาศแบบไมโครสตริปสำหรับระยะการแพร่กระจายสนามไฟฟ้าโดยทั่วไปแบ่งออกได้เป็น 3 ระยะซึ่งได้แก่ ระยะแรกคือระยะสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพ (Reactive Field) เป็นบริเวณที่อยู่รอบๆสายอากาศซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ (2.82) [22] ในระยะนี้ยังไม่มีการแพร่กระจายของคลื่นใน 3 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม (R, θ, ϕ)

$$0 < R < \frac{\lambda}{2\pi} \tag{2.82}$$

เมื่อ λ คือความยาวคลื่น ระยะที่ 2 คือบริเวณแผ่พลังงานสนามไกล (Radiating Near-Field) ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ (2.813) [22]

$$\frac{\lambda}{2\pi} < R < \frac{2D^2}{\lambda} \tag{2.83}$$

เมื่อ D คือขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นทรงกลม 2 มิติของขนาดสายอากาศด้านที่กว้างที่สุด และระยะสุดท้ายคือบริเวณแผ่พลังงานสนามไกล (Radiating Far-Field) ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ (2.84) [22]

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.84)$$

ระยะนี้ทิศทางของสนามไฟฟ้ามีเฉพาะ 2 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม (θ, ϕ) ในการวิเคราะห์ขอบเขตของสนามไฟฟ้าได้แสดงดังรูปที่ 2.12 บริเวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพคือ $0 < R < R_1$ สนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามไกลคือ $R_1 < R < R_2$ และสุดท้ายสนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามไกลคือ $R_2 < R$ การหาระยะบริเวณสนามไฟฟ้าเพื่อเป็นประโยชน์ในการหาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ออกแบบ

2.6.6 ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทท์ (Half-Power Beam width :HPBW) เป็นมุมที่วัดระหว่างจุดที่ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในโลบหลัก มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดสองจุด ดังรูปที่ 2.11

2.6.7 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แผ่กระจาย เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในการส่งข่าวสารผ่านตัวกลางถูกกำหนดให้มีความสัมพันธ์กับพลังงานและกำลังงานไฟฟ้า โดยความสัมพันธ์ดังกล่าวได้แก่ พอยดิงเวกเตอร์ชั่วขณะเวลานั้น (Instantaneous Poynting Vector) ซึ่งมีสมการแสดงความสัมพันธ์ดังนี้คือ

$$W = E \times H \quad (2.85)$$

เมื่อ $W =$ พอยดิงเวกเตอร์ชั่วขณะเวลานั้น (W / m^2)
 $E =$ ความเข้มสนามไฟฟ้าชั่วขณะเวลานั้น (V / m)
 $H =$ ความเข้มสนามแม่เหล็กชั่วขณะเวลานั้น (A / m)

เนื่องจากพอยดิงเวกเตอร์มีความหมายแสดงถึงความหนาแน่นของกำลังงาน ดังนั้นกำลังงานทั้งหมดที่พุ่งตัดผ่านพื้นผิวปิดจะสามารถหาได้โดยอินทิเกรตส่วนของพอยดิงเวกเตอร์ที่ตั้งฉากกับผิวทั้งหมด ซึ่งเมื่อเขียนเป็นสมการจะได้

$$P = \oiint_s W \cdot ds = \oiint_s W \cdot nda \quad (2.86)$$

เมื่อ $P =$ กำลังงานทั้งหมดซึ่งขณะเวลานั้น
 $da =$ พื้นที่จิวบนพื้นที่ปิด

2.6.8 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น คำจำกัดความของคำว่าความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ในทิศทางที่กำหนดให้คือ กำลังงานที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่งในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศ เกี่ยวกับสนามระยะไกล ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นสามารถหาได้จากผลคูณของความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น และผลจากการกำลังสองของระยะทาง เขียนเป็นสมการได้ดังนี้คือ

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.87)$$

เมื่อ U = ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (W /หน่วยมุมตัน)

และ W_{rad} = ความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น (W / m^2)

กำลังงานทั้งหมดนี้หาได้โดยการอินทิเกรตความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ตามสมการที่ (2.86)

ตลอดมุมตัน 4π ทั้งหมด ซึ่งจะได้

$$Prad = \iint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.88)$$

2.6.9 ทิศทาง (Directivity) เราจำเป็นต้องรู้จักไดเรกทิฟเกน (*Directive Gain*) ไว้ก่อน ไดเรกทิฟเกนในทิศทางที่กำหนด คืออัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางนั้น ต่อความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ ไดเรกทิวิตีคือค่าของไดเรกทิฟเกน ในทิศทางที่มีค่ามากที่สุด หรือกล่าวง่าย ๆ ว่าไดเรกทิวิตีของต้นกำเนิด (สายอากาศ) ที่ไม่เป็นไอโซโทรปิก คืออัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นที่มากที่สุด ต่อความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$D_g = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{Prad} \quad (2.89)$$

$$D_0 = \frac{U \max}{U_0} = \frac{4\pi U \max}{Prad} \quad (2.90)$$

เมื่อ D_g = ไดเรกทิฟเกน (ไม่มีหน่วย)

D_0 = ทิศทาง (ไม่มีหน่วย)

U = ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (W /หน่วยมุมตัน)

U_{\max} = ค่าสูงสุดของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (W /หน่วยมุมตัน)

U_0 = ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (W /หน่วยมุมตัน)

$Prad$ = กำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมด (W)

จากสมการที่ (2.89) และสมการที่ (2.90) นั้น เราจะทราบว่า ไดรเรคทีฟเกนและไดเรคทีวิตีของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สมีค่าเป็นหนึ่ง ทั้งนี้เพราะว่า U, U_{\max} และ U_0 ต่างมีค่าเท่ากัน

2.6.10 เกน (Gain) เกนเป็นความสัมพันธ์ที่ได้มาจากไดเรคทีวิตี โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่ไดเรคทีวิตีอธิบายคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น เพาเวอร์เกน (Power Gain) ของสายอากาศในทิศทางที่กำหนดให้ นั้นมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น ในทิศทางนั้นต่อกำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่ง เมื่อไม่มีกำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปแล้วจะคิดเพาเวอร์เกนในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด ดังนั้น

$$\text{Gain} = 4\pi \frac{U(\theta \cdot \phi)}{P_{in}} \text{ (ไม่มีหน่วย)} \quad (2.91)$$

2.6.11 ประสิทธิภาพของสายอากาศ e_t จะใช้เมื่อคำนึงถึงการสูญเสียต่างๆที่ขั้วและภายในโครงสร้างของสายอากาศด้วย

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.29)$$

2.6.12 ประสิทธิภาพของบีม พารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งที่จะใช้ในการตัดสินว่าสายอากาศมีรูปแบบของการส่งหรือรับคลื่นดีเพียงใดนั้น ได้แก่ ประสิทธิภาพของบีม (Beam Efficiency : BE) สำหรับสายอากาศซึ่งมีโลบหลักอยู่ในทิศทางแกน $Z(\theta = 0)$ แสดงดังรูปที่ 2.10 ประสิทธิภาพของบีมจะกำหนดได้ดังนี้คือ

$$\text{BE} = \frac{\text{กำลังที่ส่ง (หรือรับ) ภายใต้มุมซึ่งกำหนดมุม } \theta_1}{\text{กำลังงานที่ส่ง (หรือรับ) ทั้งหมดด้วยสายอากาศนั้น}} \text{ (ไม่มีหน่วย)} \quad (2.93)$$

เมื่อ θ_1 เป็นมุมที่มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของมุมของกรวยที่ต้องการจะหาเปอร์เซ็นต์ของกำลังงานทั้งหมดในนั้น สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.94)

$$\text{BE} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_1} U(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.94)$$

เมื่อ θ_1 เป็นมุมที่เกิดนัล (Null) คือจุดตำแหน่งที่ กำลังมีค่าเป็นศูนย์เป็นคู่แรก ดังนั้น ประสิทธิภาพของบีมจะเป็นปริมาณที่แสดงถึงอัตราส่วนของจำนวนกำลังงานในโลบหลักต่อกำลังงานที่มีทั้งหมด

บทที่ 3

การปรับเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ทำการปรับเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง โดยพัฒนาจากสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง [3] ซึ่งมีแบนด์วิดท์ 109.50% (ค่าที่ได้จากการวัด) แต่มีแบนด์วิดท์ค่อนข้างแคบสำหรับประยุกต์การใช้งานให้ได้หลายๆระบบ ดังนั้นวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะทำการประยุกต์ใช้เทคนิคต่างๆ เพื่อปรับเพิ่มประสิทธิภาพให้มีย่านความถี่ครอบคลุม ความถี่ของการสื่อสารไร้สาย อาทิเช่น DCS, PCS, UMTS, WLAN 802.11 a/b/g, Bluetooth, WPAN IEEE 802.15.3a IEEE 802.16 WiMAX ซึ่งมีขั้นตอนในการออกแบบและการสร้างชิ้นงานดังต่อไปนี้

1. การศึกษาการจำลองเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง [3]

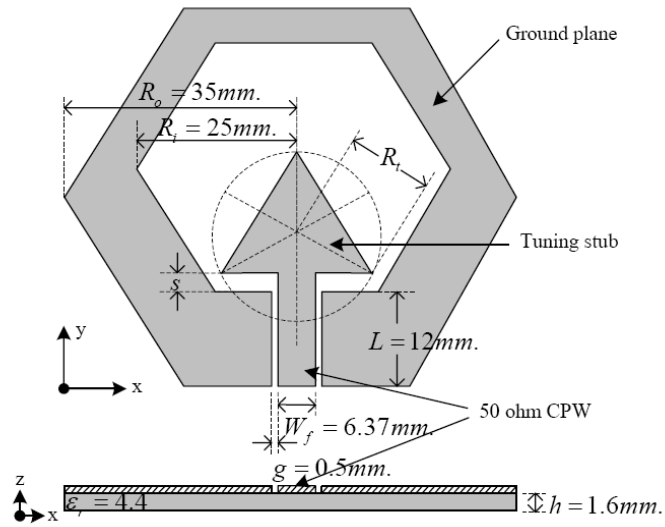
2. การออกแบบสายนำสัญญาณ โครงสร้างระนาบร่วมชนิดที่ไม่มีกรวดด้านล่าง ให้มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50Ω โดยการออกแบบสายนำสัญญาณ โครงสร้างระนาบร่วมนั้นจะใช้โปรแกรม App CAD for Windows ในการคำนวณ

3. การออกแบบและพัฒนาโดยใช้เทคนิควิธีการปรับปรุงสตริป (strip) และ วิธีการปรับปรุงร่องสลิต (Slit) ... เพื่อปรับเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง ให้มีย่านความถี่ครอบคลุม ความถี่ของการสื่อสารไร้สาย อาทิเช่น DCS, PCS, UMTS, WLAN 802.11 a/b/g, Bluetooth, WPAN IEEE 802.15.3a IEEE 802.16 WiMAX

4. การออกแบบและพัฒนาโดยใช้เทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap : EBG) เพื่อปรับเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง ให้มีย่านความถี่ครอบคลุมความถี่ของการสื่อสารไร้สาย อาทิเช่น DCS, PCS, UMTS, WLAN 802.11 a/b/g, Bluetooth, WPAN IEEE 802.15.3a IEEE 802.16 WiMAX

หลังจากการจำลองแบบการทำงานแล้วได้ซึ่งค่าที่เหมาะสมและดีที่สุด จากนั้นก็ทำการสร้างชิ้นงานจริงโดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ สำหรับงานทางด้านไมโครเวฟชนิด FR-4 ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 โดยมีความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกเท่ากับ 1.6 mm. ความหนาของชั้นตัวนำเท่ากับ 0.018 mm. และมีค่าการสูญเสียแทนเจนต์เท่ากับ 0.025

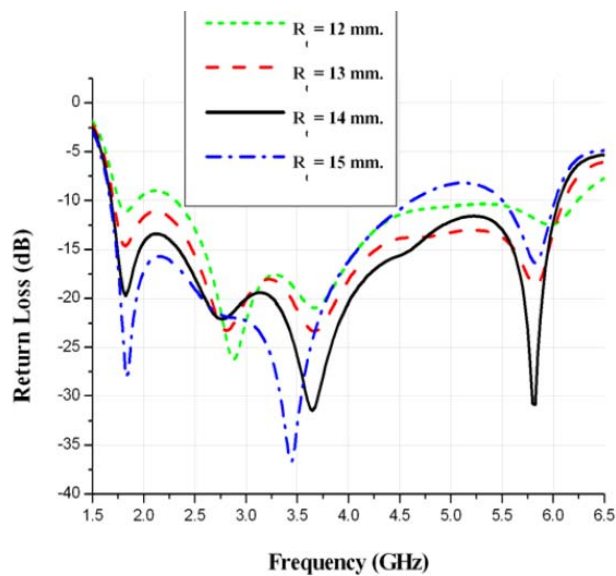
3.1 การศึกษาการจำลองเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง



รูปที่ 3.1 สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

3.1.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า R_t เพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์

ค่า R_t เป็นรัศมีของสตัดรูปสามเหลี่ยมด้านเท่าของสายอากาศ โดยกำหนดค่า $R_o = 35\text{mm}$, $R_i = 25\text{mm}$, $g = 0.5\text{mm}$, $L = 12\text{mm}$, $s = 3\text{mm}$ การเปลี่ยนแปลงค่า R_t มีผลต่อค่าความถี่เริ่มต้นของสายอากาศ และค่าแบนด์วิดท์ ผลการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 การเปรียบเทียบการจำลองการทำงานค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าโดยการเปลี่ยนแปลงค่า R_t

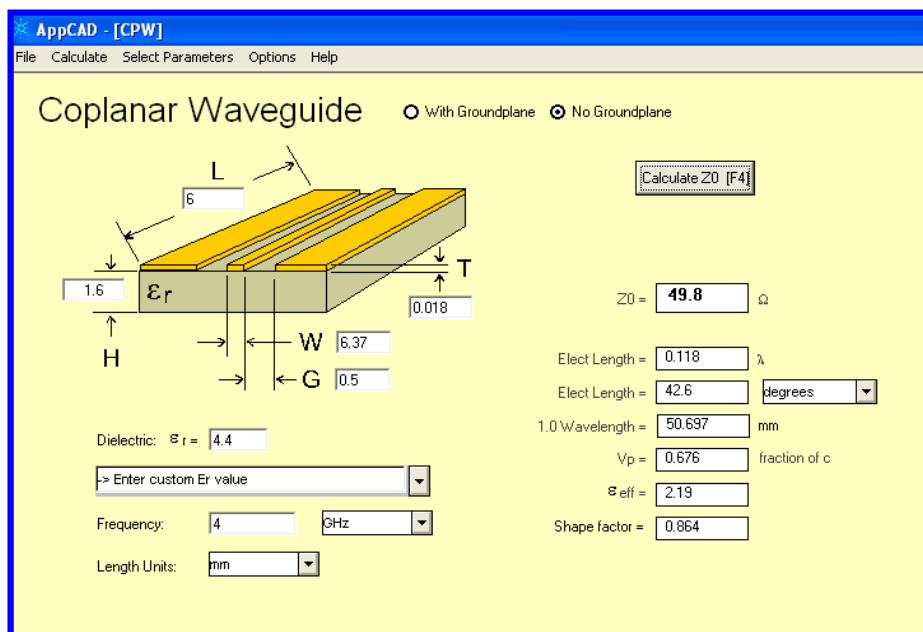
ตารางที่ 3.1 ผลการเปรียบเทียบการจำลองการทำงานของสายอากาศหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม โดยการเปลี่ยนแปลงค่า R_f

สายอากาศ	$f_l - f_u$ (GHz)	f_c (GHz)	BW at -10 dB (% ,GHz)
$R_f = 12$ mm.	1.757 - 1.928	1.842	9.28, 0.171
	2.314 - 6.237	4.275	91.76, 3.923
$R_f = 13$ mm.	1.705 - 6.104	3.904	112.67, 4.399
$R_f = 14$ mm.	1.682 - 6.054	3.868	113.02, 4.372
$R_f = 15$ mm.	1.673 - 4.610	3.141	93.50, 2.937
	5.511 - 6.017	5.764	8.77, 0.506

ผลการจำลองในตารางที่ 3.1 แสดงให้เห็นว่าหากมีการเพิ่มขนาดของ R_f มากขึ้น ค่าความถี่เริ่มต้น f_l จะลดลงตามลำดับ และเมื่อเปรียบเทียบค่าจากตาราง ค่า $R_f = 14$ mm จะมีค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ของสายอากาศมากที่สุด

3.2 การออกแบบสายนำสัญญาณระนาบร่วมโดยใช้โปรแกรม AppCAD for Windows

ในการออกแบบสายนำสัญญาณผู้วิจัยได้ออกแบบสายนำสัญญาณ โครงสร้างระนาบร่วมชนิดที่ไม่มีกราวด์ด้านล่าง เพื่อที่จะให้ได้สายนำสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์ 50Ω จากการออกแบบโดยใช้โปรแกรม AppCAD for Windows จะได้ผลแสดงดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 การคำนวณสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่มีค่าอิมพีแดนซ์ 50Ω ชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง

ในการคำนวณสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมชนิดที่ไม่มีกราวด์ด้านล่าง โดยกำหนดค่าต่างๆ ดังนี้

$$W = 6.37 \text{ mm.}$$

$$G = 0.5 \text{ mm.}$$

$$T = 0.018 \text{ mm.}$$

$$H = 1.6 \text{ mm.}$$

$$L = 6 \text{ mm.}$$

$$\text{Dielectric } (\epsilon_r) = 4.4$$

$$\text{Frequency } 4 \text{ GHz (เลือกความถี่กลางที่ } 4 \text{ GHz)}$$

$$\text{Length Units เลือกหน่วยวัดสายอากาศเป็น mm.}$$

เมื่อสั่งให้โปรแกรมคำนวณ ก็จะได้ค่าต่างๆ ออกมาดังนี้

$$Z_0 = 49.8 \Omega$$

$$\text{Elect Length} = 0.118 \lambda$$

$$\text{Elect Length} = 42.6 \text{ degrees}$$

$$1.0 \text{ Wavelength} = 50.697 \text{ mm.}$$

$$V_p = 0.676 \text{ fraction of } c$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = 2.19$$

$$\text{Shape factor} = 0.864$$

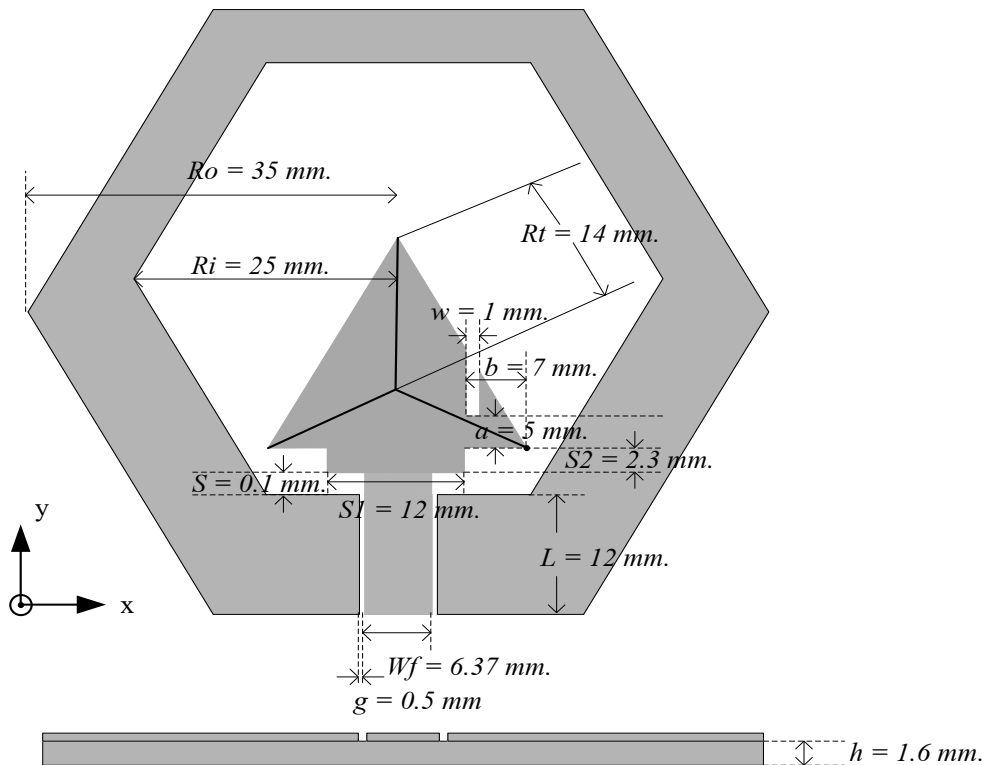
3.3 การพัฒนาสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

3.3.1 การออกแบบสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง โดยใช้เทคนิควิธีการปรับปรุงสตริปและร่อง

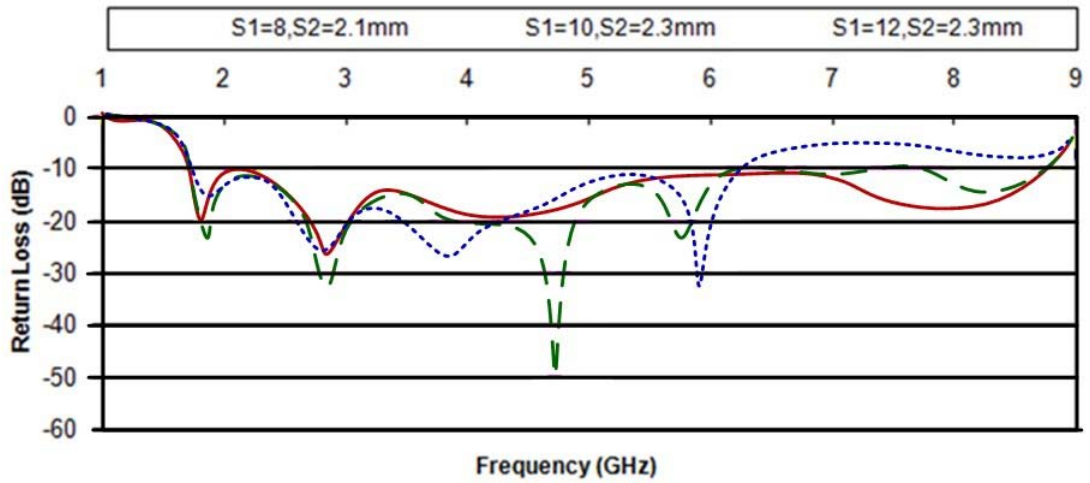
การออกแบบสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างนี้จะเริ่มต้นด้วยการนำโครงสร้างสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ได้รับการออกแบบแล้ว ทำการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมจำลอง IE3D เมื่อทราบคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบ [3] จากนั้นทำการออกแบบสตริปเพื่อให้ได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพดีที่สุด ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ ดังต่อไปนี้ $R_o = 35 \text{ มม.}$, $R_i = 25 \text{ มม.}$, $g = 0.5 \text{ มม.}$, $S_1 = 12 \text{ มม.}$, $S_2 = 2.3 \text{ มม.}$, $a = 5 \text{ มม.}$, $b = 7 \text{ มม.}$, $w = 1 \text{ มม.}$ และ $L = 12 \text{ มม.}$ โดยรายละเอียดในการสร้างแสดงดังรูปที่ 3.4

สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม ที่ได้ออกแบบ สดับรูปสามเหลี่ยมขึ้นมาใหม่ ดังรูปที่ 3.4 โดยการเพิ่มสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเข้าไปใต้ฐานของสดับ รูปสามเหลี่ยม โดยค่าความกว้าง (S1) และค่าความสูง (S2) ของสตริปรูปสี่เหลี่ยม ซึ่งมีค่าความกว้าง และค่าความสูงที่เหมาะสมที่สุดที่ตำแหน่ง $S1 = 12$ มม. $S2 = 2.3$ มม. ทำให้สามารถเพิ่มแบนด์วิดท์ ของสายอากาศได้ถึง 22 % เมื่อเทียบกับโครงสร้างแบบ [3] แสดงดังตารางที่ 3.2 และมีผลการจำลอง แสดงดังรูปที่ 3.5

จากผลการจำลองในรูปที่ 3.5 จะสังเกตเห็นว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับ ในช่วงความถี่ยังมีค่าสูง เพื่อทำการลดค่าดังกล่าวทางผู้วิจัยจึงได้เพิ่มร่อง (Slit) รูปตัวไอ ลงบนสดับรูปสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ซึ่งตำแหน่งของร่องนี้จะกำหนดจากปลายด้านขวาของสดับ สามารถแสดง ดังตารางที่ 3.3 และมีผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 3.6 โดยตำแหน่งของร่องสลิตรูปตัวไอที่เหมาะสม ที่สุด อยู่ที่ตำแหน่งที่ 3



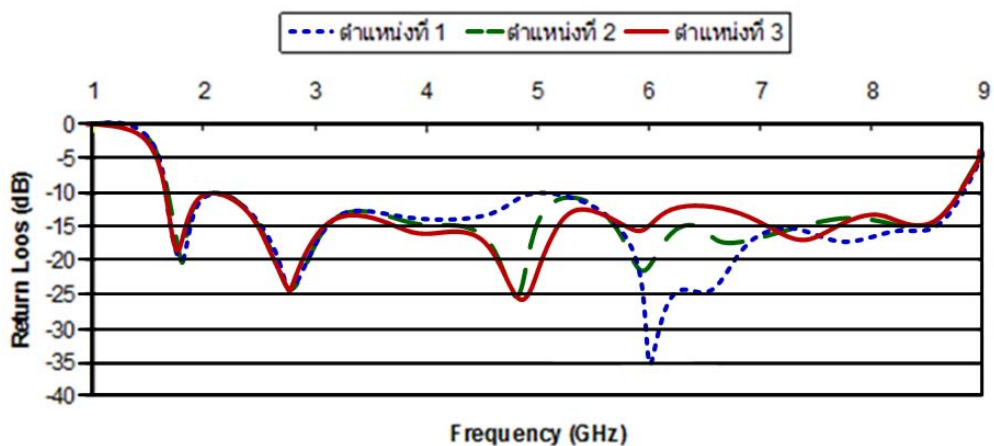
รูปที่ 3.4 สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม แบบแถบความถี่กว้าง โดยใช้เทคนิควิธีการปรับปรุงสตริปและร่อง



รูปที่ 3.5 ผลการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับ โดยการเปลี่ยนค่า S1 และ S2
ตารางที่ 3.2 การเปรียบเทียบการเปลี่ยนค่า S1 และ S2

ตารางที่ 3.2 การเปรียบเทียบการเปลี่ยนค่า S1 และ S2

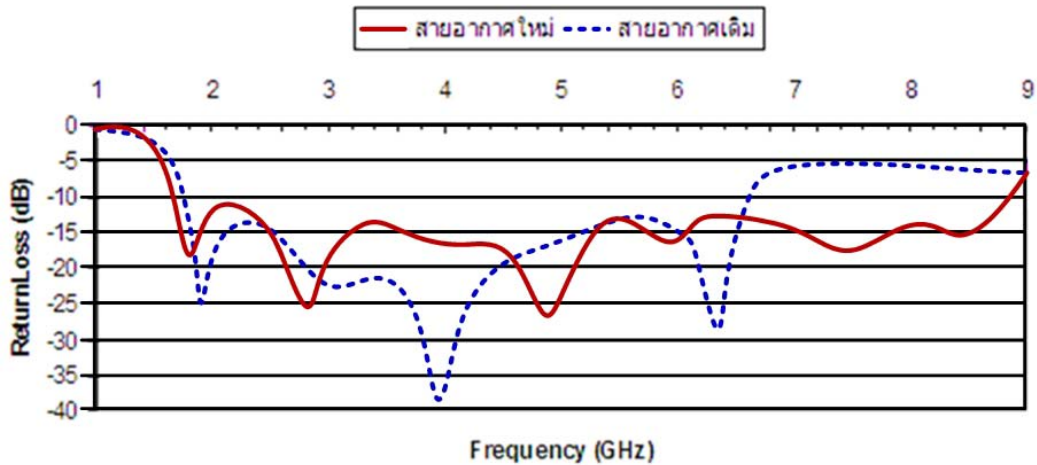
ระยะห่าง (มม.)		$f_l - f_u$ (GHz)	f_c (GHz)	Bandwidth	
S1	S2			(%)	(GHz)
8	2.1	1.69 - 6.28	3.98	115.32	4.59
10	2.3	1.69 - 6.13	3.91	113.55	4.44
12	2.3	1.69 - 8.81	5.25	135.62	7.12



รูปที่ 3.6 ผลของการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับ โดยการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของการเพิ่มร่อง (Slot) รูปตัวไอบนสตรูปสามเหลี่ยม

ตารางที่ 3.3 การเปรียบเทียบตำแหน่งของการเพิ่มร่องสลิตบนสตัปสามเหลี่ยม

ตำแหน่งที่	ระยะของ (w)	ระยะของ (a)	ระยะของ (b)
1	1 มม.	3 มม.	7 มม.
2	1 มม.	4 มม.	7 มม.
3	1 มม.	5 มม.	7 มม.



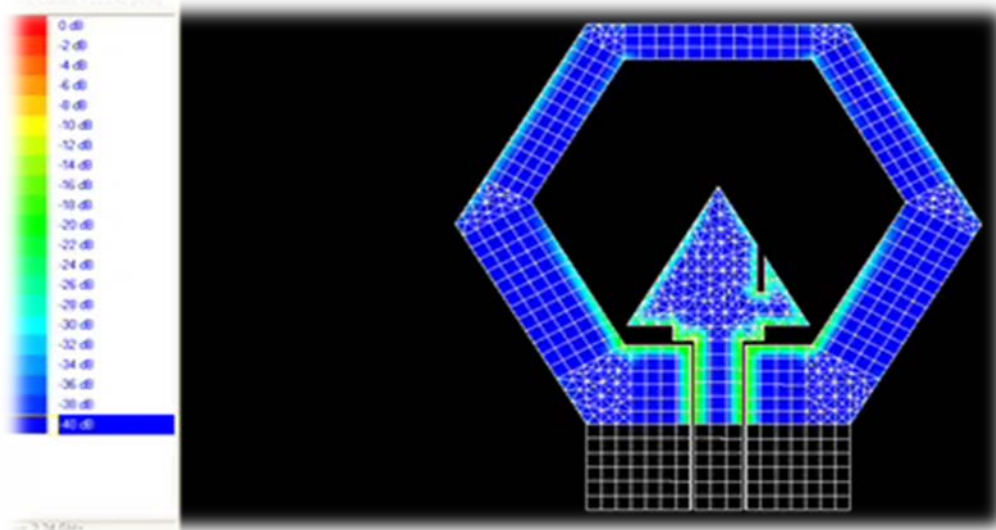
รูปที่ 3.7 การเปรียบเทียบผลของการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศร่องหกเหลี่ยม ด้านเท่าที่เพิ่มร่องสลิต กับสายอากาศร่องหกเหลี่ยมแบบเก่า [3]

เมื่อเปรียบเทียบผลของการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของสายอากาศร่องหกเหลี่ยม ด้านเท่าแบบใหม่ที่ปรับปรุงด้วยการเพิ่มสตริปและร่องสลิต กับสายอากาศร่องหกเหลี่ยมแบบเก่า แสดงดังรูปที่ 3.7 สามารถสรุปได้ว่าจะสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่เพิ่มสตริปและร่องสลิตนั้น มีค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม แบบเก่า [3] เพิ่มขึ้นจากเดิม 22.72 %

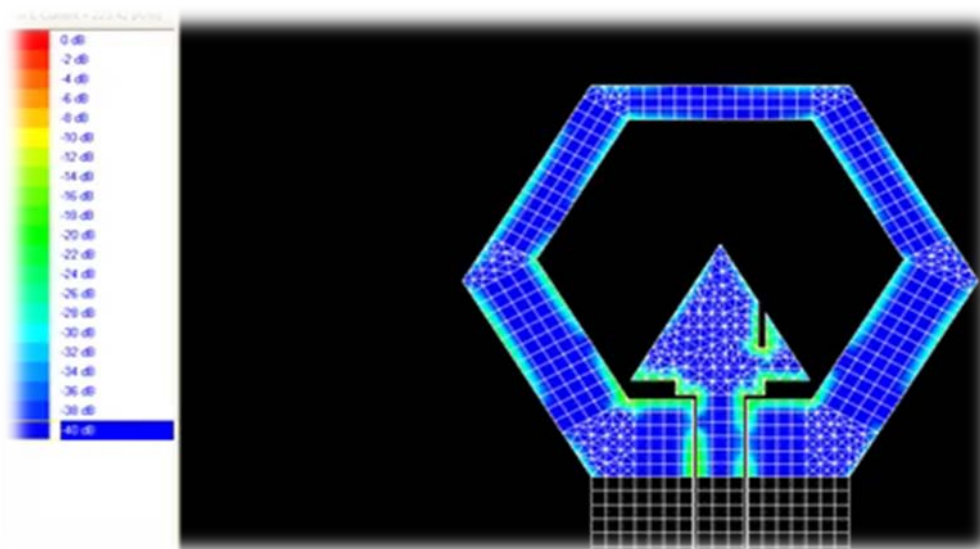
3.3.1 การจำลองค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าโดยใช้เทคนิคการปรับปรุงสตริป (strip) และ ร่อง (Slit)

ผลการจำลองค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า หลังจากการเพิ่มสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเข้าไปใต้ฐานของสตัปรูปสามเหลี่ยม โดยค่าความกว้าง (S1) และค่าความสูง (S2) ของสตริปรูปสี่เหลี่ยม มีค่าความกว้าง และค่าความสูงที่เหมาะสมที่สุดที่ตำแหน่ง S1 = 12 มม. S2 = 2.3 มม. และได้เพิ่มร่อง (Slit) รูปตัวโอโดยค่าความกว้างที่เหมาะสมสุด

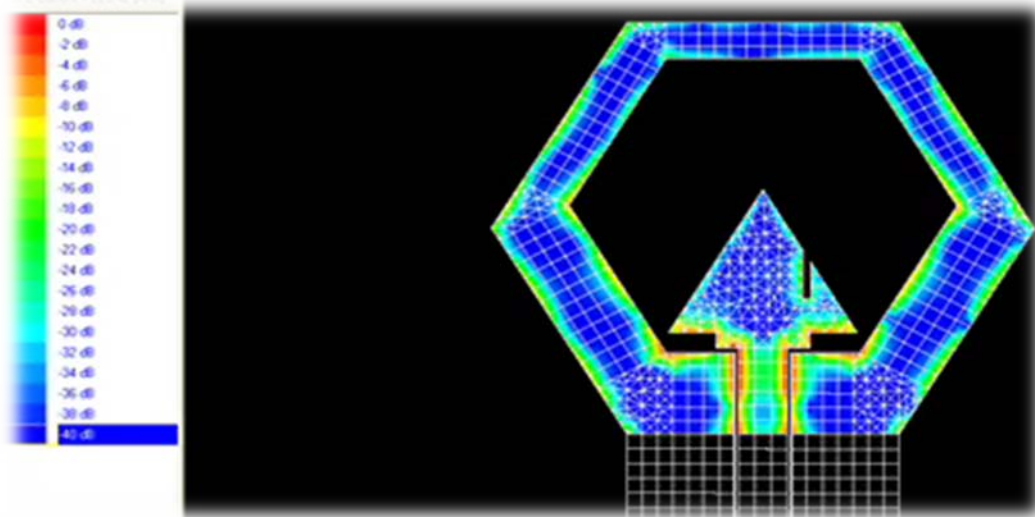
(w) = 1 มม. และตำแหน่งของร่อง (Slit) ที่เหมาะสมที่สุดเมื่อวัดจากมุมด้านขวาคือ (a) = 5 มม. และ (b) = 7 มม. ซึ่งผลการจำลองค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ของผลการจำลองค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า โดยใช้เทคนิคการปรับปรุงสตริปและร่อง ที่ความถี่ 2.26 GHz ,5.27 GHz และ 9.1 GHz สามารถแสดงดัง รูปที่ 3.10 รูปที่ 3.11 และรูปที่ 3.12 ตามลำดับ



รูปที่ 3.8 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 2.26 GHz



รูปที่ 3.9 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 2.52 GHz

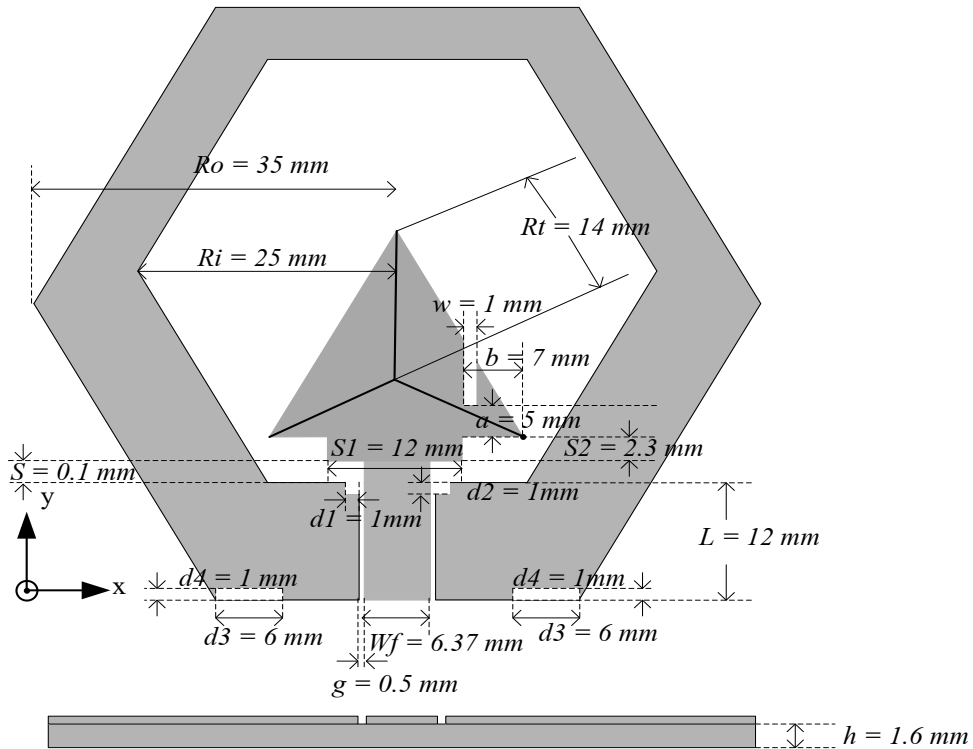


รูปที่ 3.10 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 2.91 GHz

จากผลการจำลองค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า โดยใช้เทคนิคการปรับปรุงสตริปและร่อง ที่ความถี่ 2.26 GHz ,5.27 GHz และ 9.1 GHz พบว่าบริเวณสายส่ง (Fed Line) มีความหนาแน่นของกระแสมากกว่าตำแหน่งอื่น และพบว่าเมื่อความถี่สูงขึ้นจะมีการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของกระแสมากขึ้น สรุปได้ว่าบริเวณดังกล่าวมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงในช่วงความถี่ของแบนด์วิดท์

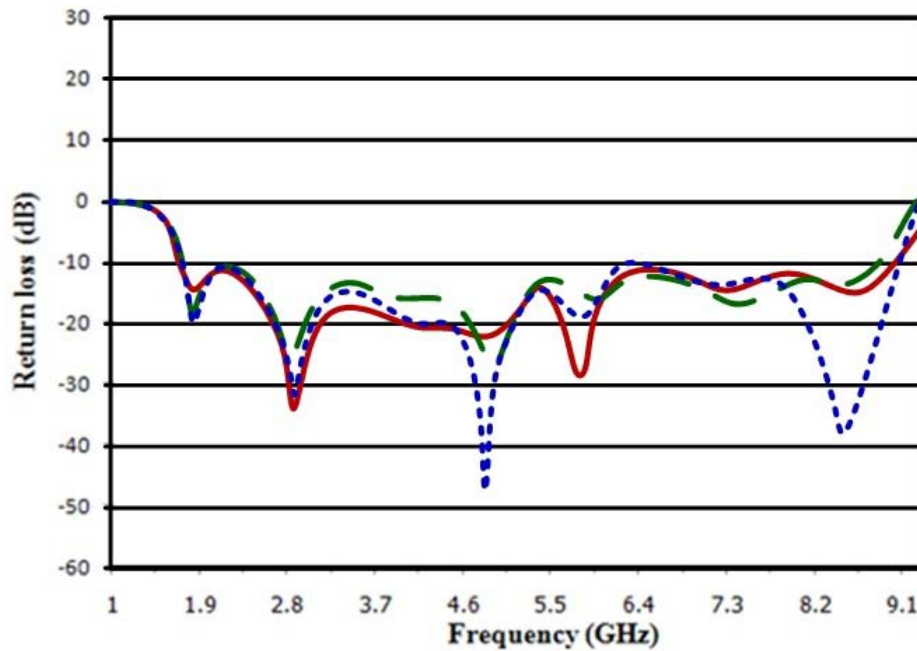
3.4 การออกแบบสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม โดยใช้เทคนิคการปรับปรุงสตริปและร่องร่วมกับเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า

เมื่อทราบคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างโดยใช้เทคนิควิธีการปรับปรุงสตริปและร่องแล้ว จากนั้นทำการพัฒนาต่อด้วยเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) โดยการออกแบบช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพดีขึ้น ในด้านการเพิ่มค่าแบนด์วิดท์และผลการตอบสนองของค่าการสูญเสียย้อนกลับนั้น มีผลการตอบสนองที่ดีขึ้น ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ ดังต่อไปนี้ $R_o = 35$ มม. $R_i = 25$ มม. $g = 0.5$ มม. $S_1 = 12$ มม. $S_2 = 2.3$ มม. $a = 5$ มม. $b = 7$ มม. $w = 1$ มม. และ $L = 12$ มม. $d_1 = 1$ มม. $d_2 = 1$ มม. $d_3 = 6$ มม. $d_4 = 1$ มม. โดยรายละเอียดในการสร้างแสดงดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.11 สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่ กว้างที่ออกแบบด้วยโดยใช้เทคนิคการปรับปรุงสตริปและร่องร่วมกับเทคนิค EBG

สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่ กว้างที่ได้ ออกแบบด้วยเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) แสดงดังรูปที่ 3.13 หลังจากการเพิ่ม EBG รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสเข้าไปที่สายกราวด์ บริเวณด้านใกล้กับตำแหน่งสายนำสัญญาณ (Feed Line) โดยมีขนาดของ EBG ($d_1 \times d_2$) ซึ่งมีค่าความกว้าง และค่าความสูงที่เหมาะสมที่สุดคือ $d_1 = 1$ มม. และ $d_2 = 1$ มม. ทำให้สามารถเพิ่มแบนด์วิธของสายอากาศได้ถึง 1.49 % แต่ผลการจำลองพบว่าผลการตอบสนองของค่าการสูญเสียย้อนกลับในย่านความถี่ ในช่วงความถี่ 5.5- 8 GHz ยังมีค่าสูง เพื่อทำการลดค่าดังกล่าว ผู้วิจัยจึงได้ใช้เทคนิค EBG โดยการใส่ EBG รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเข้าไปที่ใต้ฐานกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 3.8 ซึ่งตำแหน่งของ EBG จะกำหนดจากตำแหน่ง $(x=-10, y=0)$ และ $(x=+10, y=0)$ โดยขนาดของ EBG ($d_3 \times d_4$) ซึ่งมีค่าความกว้าง และค่าความสูงที่เหมาะสมที่สุดคือ $d_3 = 6$ มม. และ $d_4 = 1$ มม. สามารถแสดงผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับได้ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.12 ผลของการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับ โดยการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของ (EBG) รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ตารางที่ 3.4 ผลการเปรียบเทียบการจำลองระหว่างสายอากาศที่ออกแบบด้วยเทคนิค EBG กับสายอากาศที่ออกแบบด้วยเทคนิคการปรับปรุงสตริปและร่อง

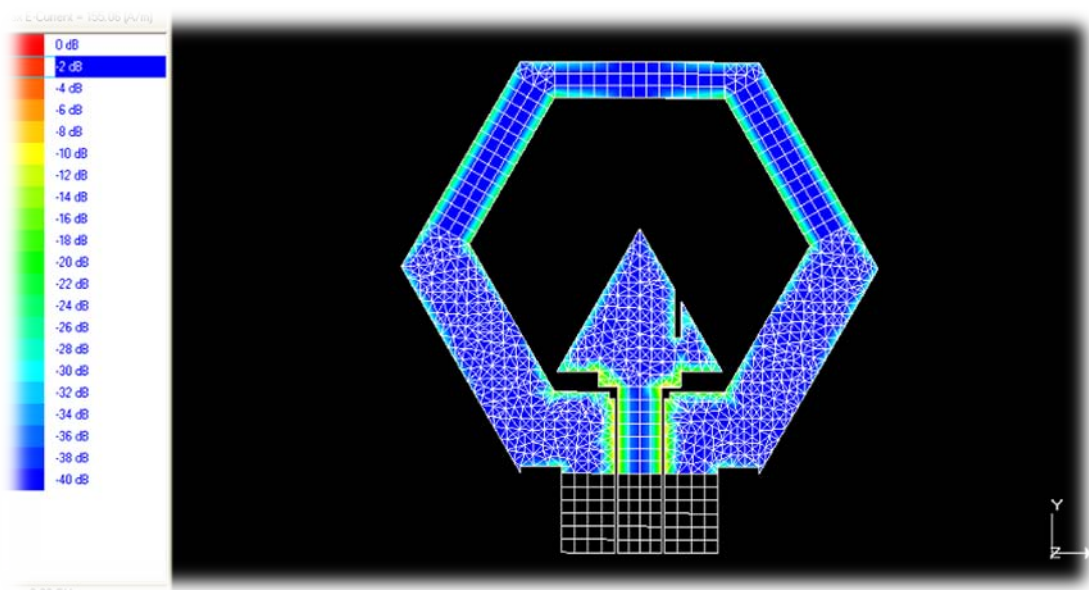
รูปแบบ โครงสร้าง	$f_l - f_u$ (GHz)	f_c (GHz)	Bandwidth	
			(%)	(GHz)
ไม่มี EBG	1.67- 8.74	5.20	135.96	7.07
มี EBG ด้านบน	1.67 – 9.01	5.34	137.45	7.34
มี EBG ด้านบน และด้านล่าง	1.67 - 8.92	5.29	137.05	7.25

เมื่อเปรียบเทียบผลของการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่ออกแบบด้วยเทคนิคการปรับปรุงสตริป (strip) และ ร่อง (Slit) กับ จากนั้น สายอากาศที่ทำการพัฒนาต่อด้วยเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) ดังแสดงในรูปที่ 3.9 และตารางที่ 3.4 สรุปได้ว่าสายอากาศที่ออกแบบด้วยเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) ทำให้ค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าสายอากาศแบบเพิ่มร่องสลิต โดยมีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นจากเดิม 1.09 % และมีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ตอบสนองได้ดีขึ้น

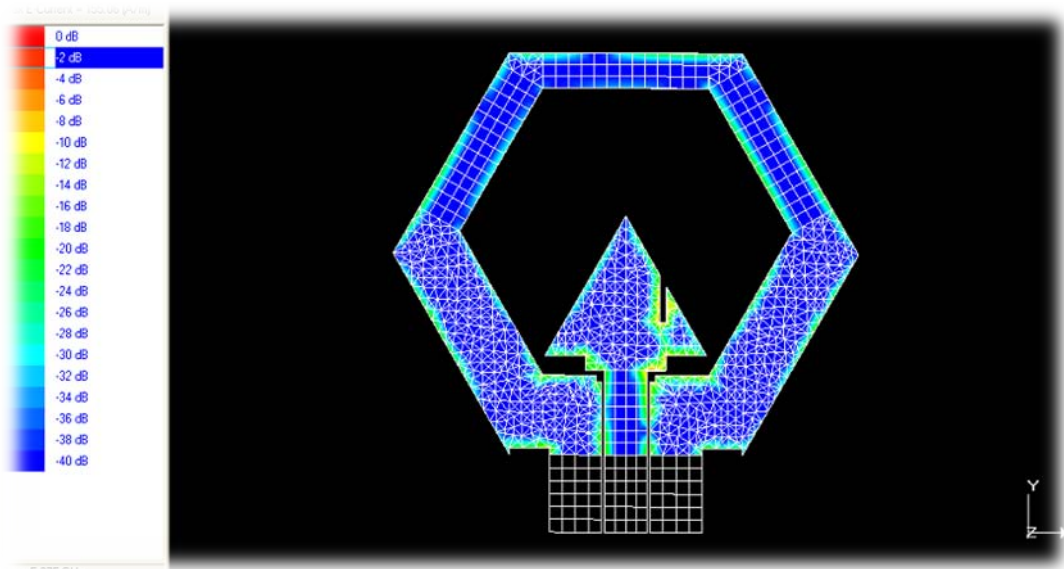
3.5.1 การจำลองค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ออกแบบใหม่โดยใช้เทคนิคการปรับปรุงสตริปและร่องและเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (EBG)

ผลการจำลองค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า โดยใช้เทคนิคการปรับปรุงสตริปและร่องและเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า หลังจากการเพิ่ม EBG รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสเข้าไปที่สายกราวด์ บริเวณด้านใกล้กับตำแหน่งสายนำสัญญาณ โดยมีขนาดของ EBG ($d1 \times d2$) ซึ่งมีค่าความกว้างและค่าความสูง $d1 = 1$ มม. และ $d2 = 1$ มม. และขนาดของ EBG ($d3 \times d4$) ซึ่งมีค่าความกว้างและค่าความสูง $d3 = 6$ มม. และ $d4 = 1$ มม.

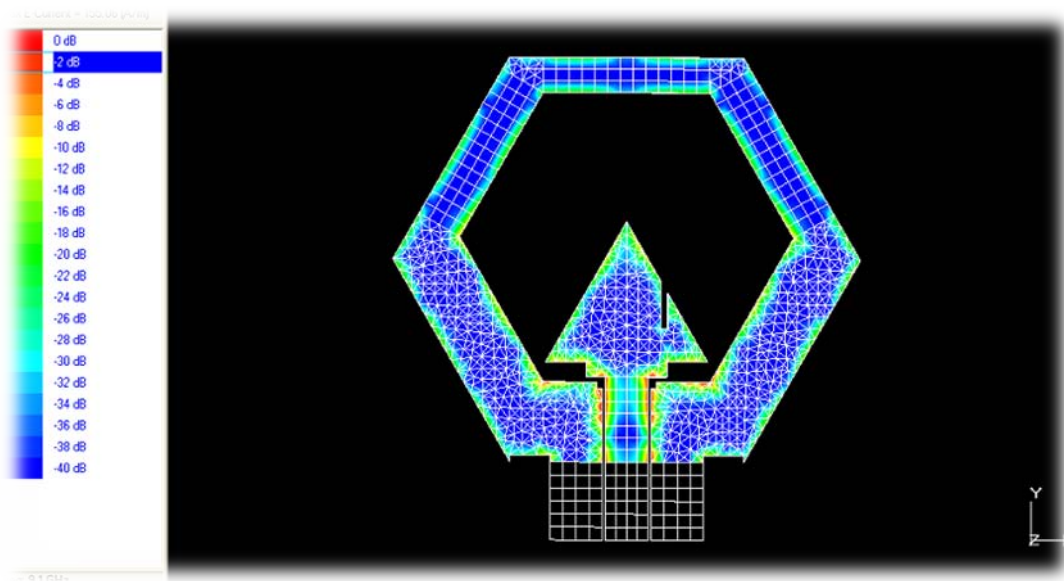
ผลการจำลองค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า โดยใช้เทคนิคการปรับปรุงสตริปและร่อง และเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า(EBG) ที่ความถี่ 2.26 GHz ,5.27 GHz และ 9.1 GHz แสดงดัง รูปที่ 3.15 รูปที่ 3.16 และรูปที่ 3.17 ตามลำดับ



รูปที่ 3.13 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 2.26 GHz



รูปที่ 3.14 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 5.27 GHz

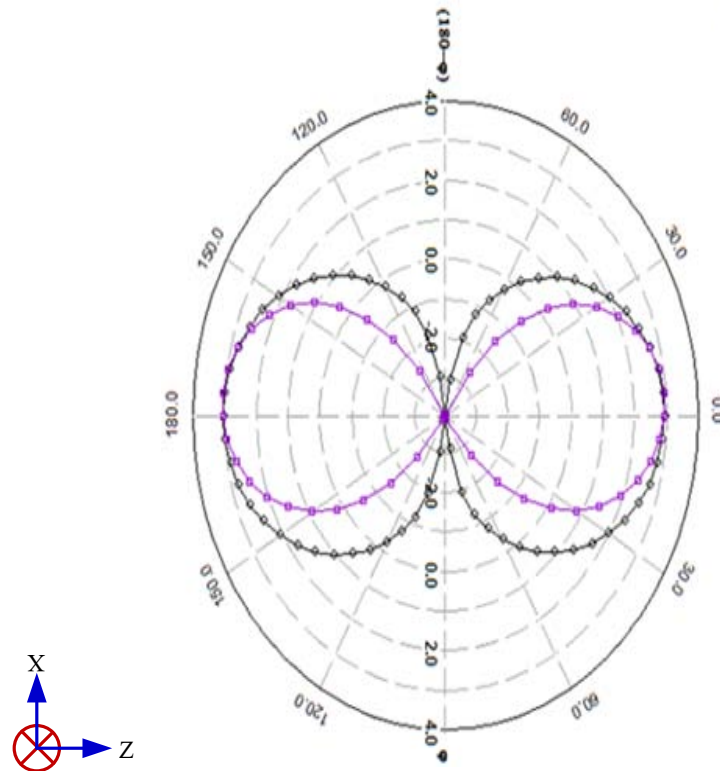


รูปที่ 3.15 ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ในรูป 3 มิติ ที่ความถี่ 9.1 GHz

จากรูปที่ 3.15 ถึงรูปที่ 3.17 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองการทำงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ พัฒนาด้วยการเพิ่มสลิป ร่องสลิต และเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ความถี่ 2.26, 5.27 และ 9.1 GHz แสดงให้เห็นถึงค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าบริเวณจุดป้อนสัญญาณ และบริเวณขอบของตัวนำทั้งที่เป็นตัวแพร่กระจายสัญญาณและในส่วนที่เป็นระนาบกราวด์

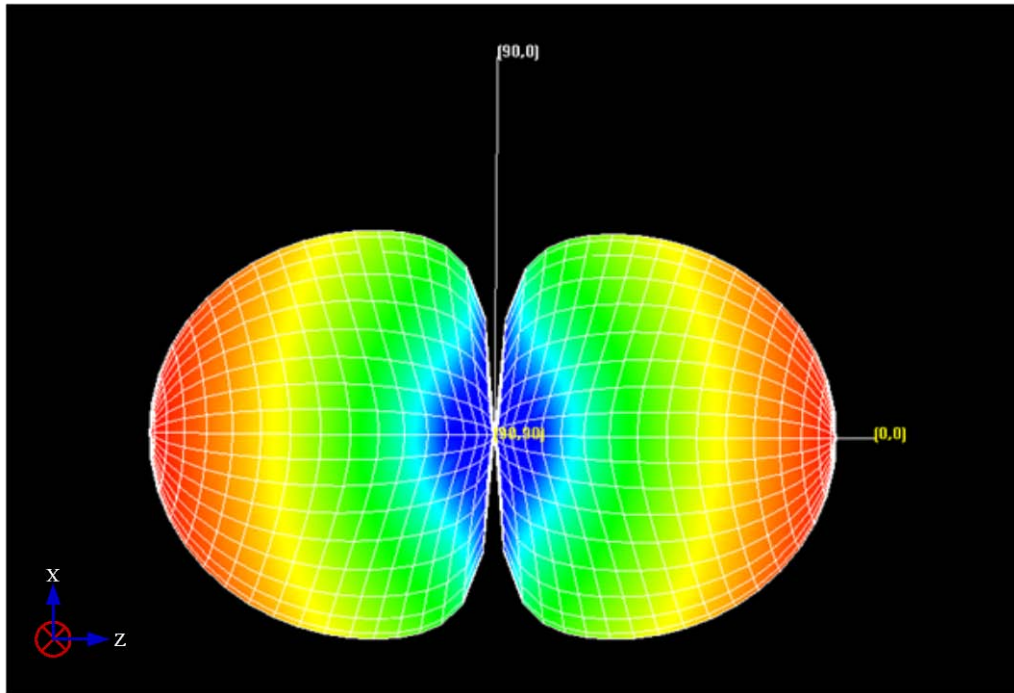
3.5 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน

ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้าน โดยใช้เทคนิคการปรับปรุงสตริป (strip) และ ร่อง (Slit) และเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) ที่ความถี่ 2.26 GHz , 5.27 GHz และ 9.1 GHz แสดงดัง รูปที่ 3.13 ถึง รูปที่ 3.21

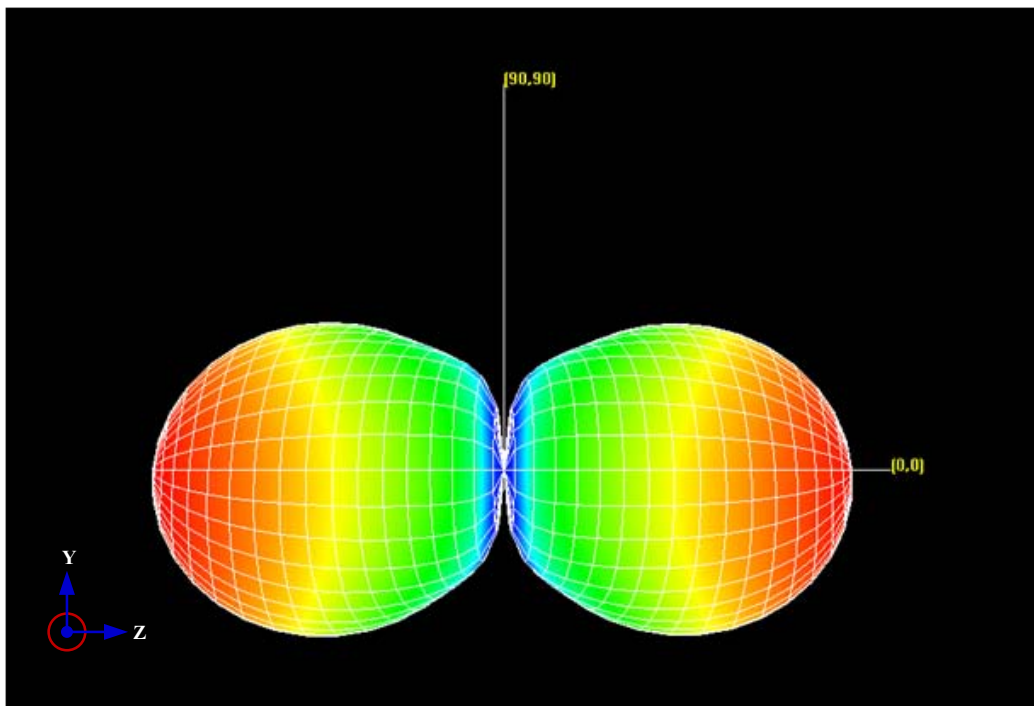


รูปที่ 3.16 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่า ที่ความถี่ 2.26 GHz

จากรูปที่ 3.18 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่พัฒนาด้วยการเพิ่มสตริป ร่องสลิต และเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ความถี่ 2.26 GHz มีรูปแบบการแผ่พลังงานพุ่งตรงแบบ 2 ทิศทาง ในระนาบ x-z และมีองศาการแผ่พลังงานประมาณ 180 องศา แสดงถึงมีรูปแบบการแผ่พลังงานอย่างสมบูรณ์

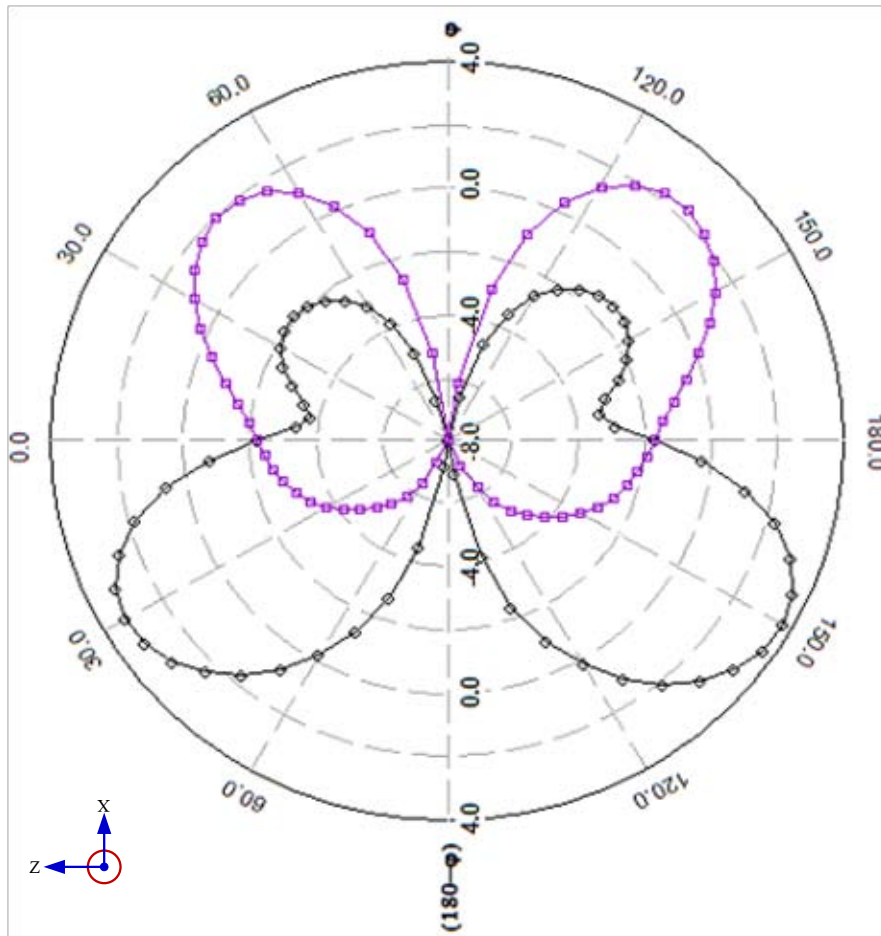


รูปที่ 3.17 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องทกเหลี่ยมด้านเท่าในรูปแบบ 3 มิติ
ระนาบ x-z ($\phi = 0^\circ$) ที่ความถี่ 2.26 GHz



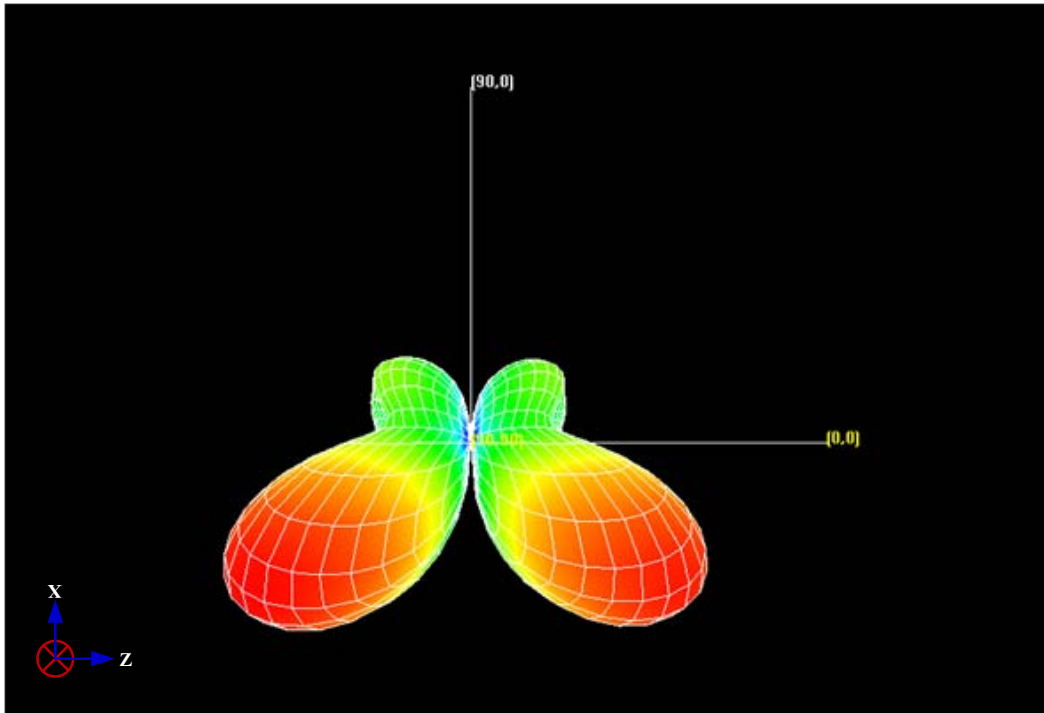
รูปที่ 3.18 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องทกเหลี่ยมด้านเท่าในรูปแบบ 3 มิติ
ระนาบ y-z ($\phi = 90^\circ$) ที่ความถี่ 2.26 GHz

ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศรอกเหล็กเหลี่ยมด้านเท่าที่พัฒนาด้วยการเพิ่ม สติป ร่องสลิต และเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ความถี่ 5.27 GHz ดังในภาพที่ 3.21

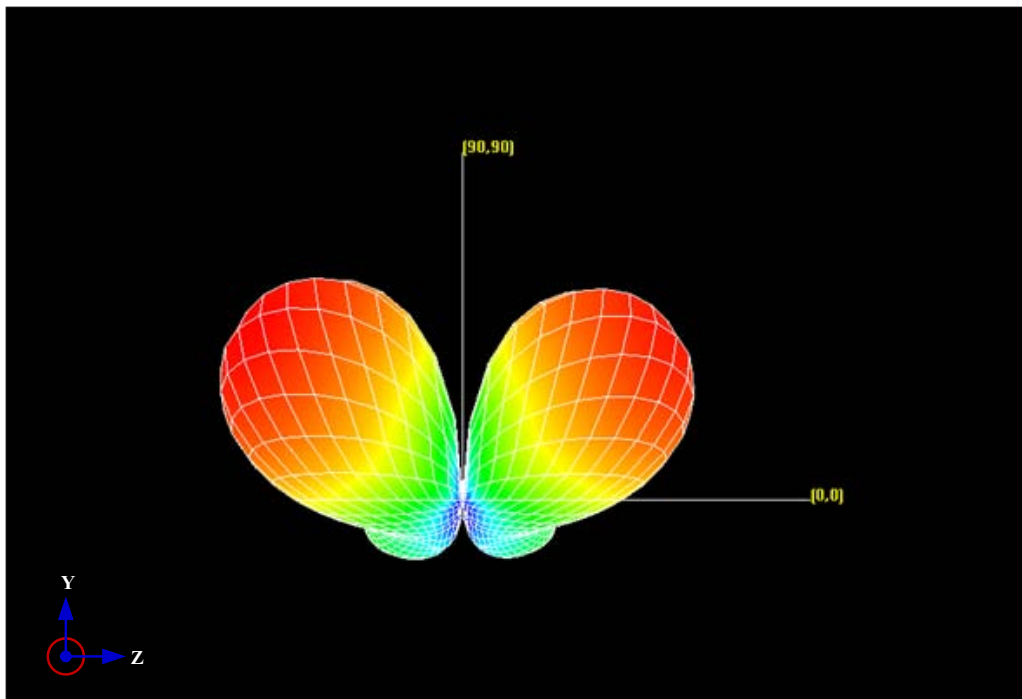


รูปที่ 3.19 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศรอกเหล็กเหลี่ยมด้านเท่าที่ความถี่ 5.27 GHz

จากรูปที่ 3.21 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศรอกเหล็กเหลี่ยมด้านเท่าที่พัฒนาด้วยการเพิ่ม สติป ร่องสลิต และเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ความถี่ 5.27 GHz มีรูปแบบการแผ่พลังงานแผ่กระจายที่บิดเบี้ยว แสดงถึงรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ เริ่มมีการบิดเบี้ยวไปเมื่อความถี่สูงขึ้น

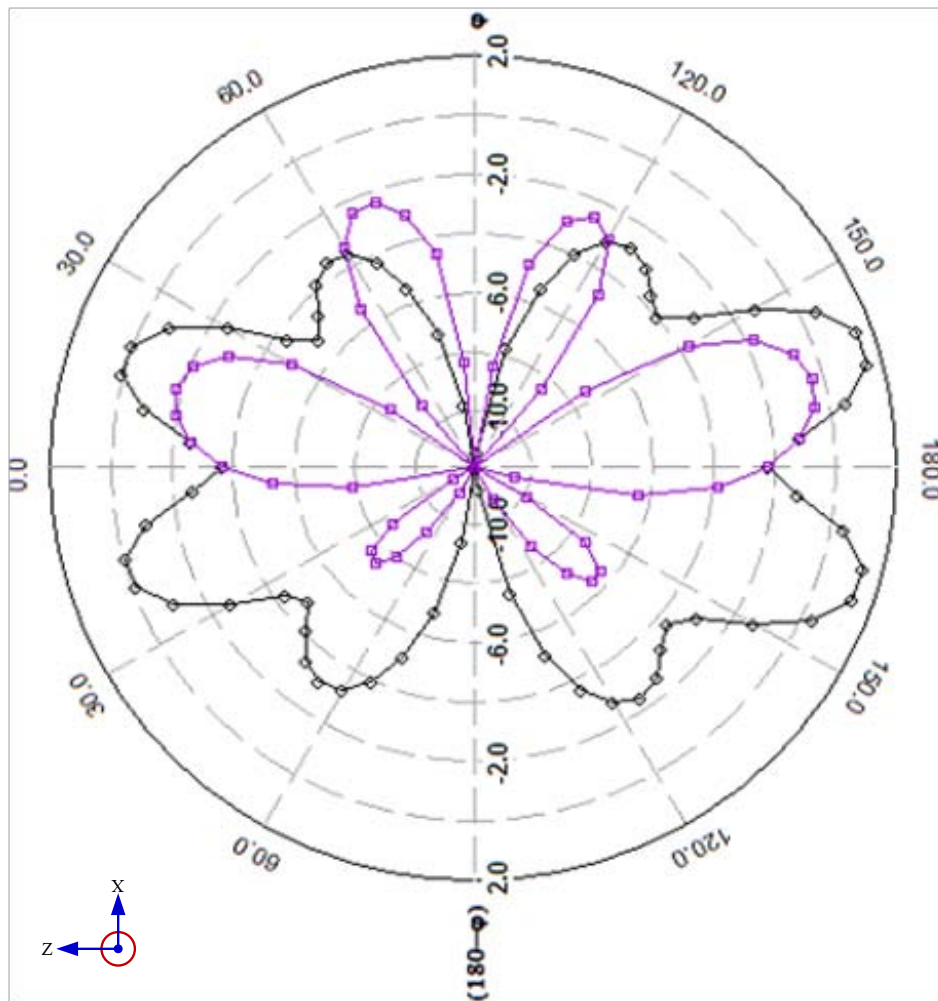


รูปที่ 3.20 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าในรูปแบบ 3 มิติ
ระนาบ x-z ($\phi = 0^\circ$) ที่ความถี่ 5.27 GHz



รูปที่ 3.21 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าในรูปแบบ 3 มิติ
ระนาบ y-z ($\phi = 90^\circ$) ที่ความถี่ 5.27 GHz

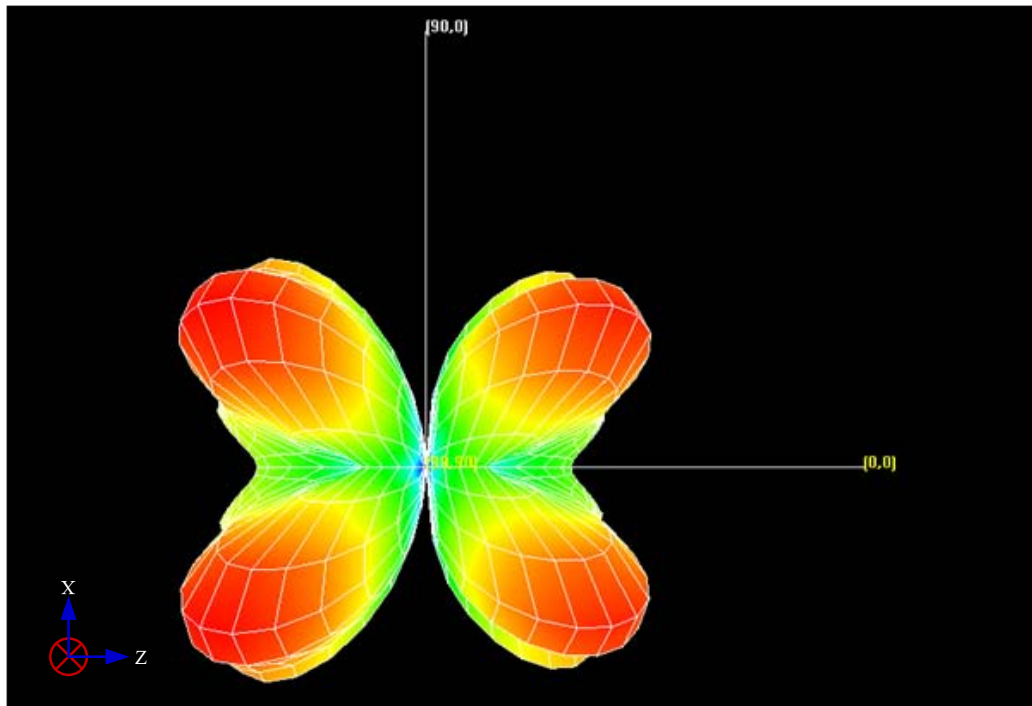
ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่พัฒนาด้วยการเพิ่ม
 สติป ร่องสลิต และเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ความถี่ 9.1 GHz ดังรูปที่3.24



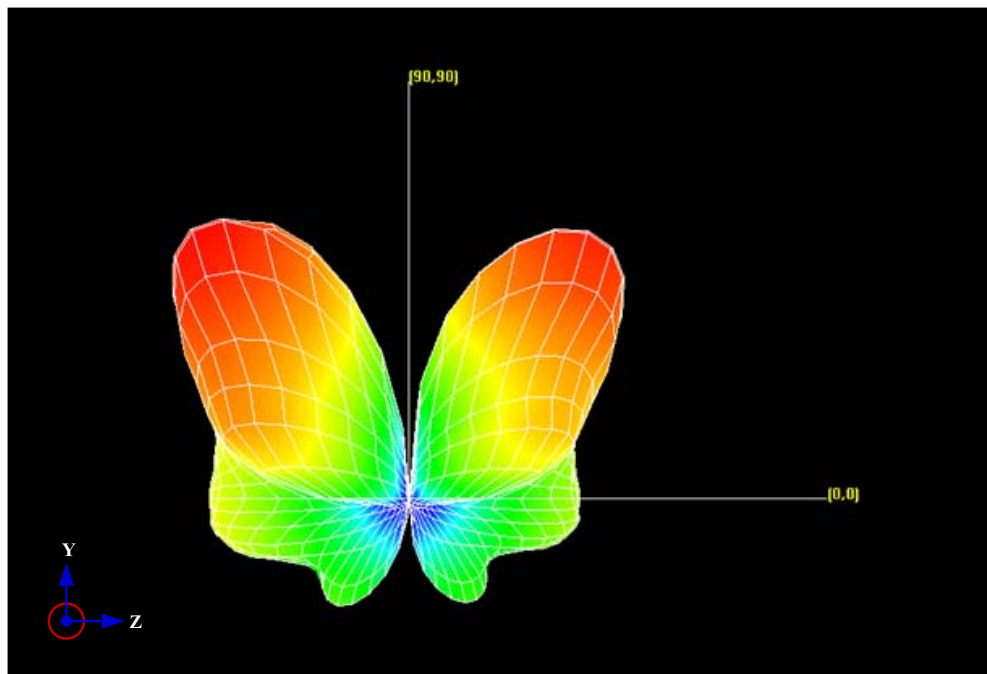
รูปที่ 3.22 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ความถี่ 9.1 GHz

จากรูปที่ 3.24 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่อง
 หกเหลี่ยมด้านเท่าที่ พัฒนาด้วยการเพิ่มสติป ร่องสลิต และเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า
 ที่ความถี่ 9.1 GHz มีรูปแบบการแผ่พลังงานแผ่กระจายที่บิดเบี้ยวมากยิ่งขึ้น แสดงถึงรูปการแผ่
 พลังงานของสายอากาศ มีการผิดเพี้ยนมากเมื่อความถี่นั้นมีค่าสูงขึ้นมากๆ

จากผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ความถี่ 2.2
 GHz, 5.2 GHz และ 9.1 GHz (รูปที่ 3.17 3.18 และ 3.19) สามารถสรุปได้ว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงาน
 ของสายอากาศเมื่อความถี่นั้นมีค่าสูงขึ้นมากๆจะมีการที่บิดเบี้ยวมากยิ่งขึ้น ซึ่งเกิดจากการหักเหของ
 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่บริเวณมุมสามเหลี่ยมของสตัปโหลด



รูปที่ 3.23 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าในรูปแบบ 3 มิติ
ระนาบ x-z ($\phi = 0^\circ$) ที่ความถี่ 9.1 GHz



รูปที่ 3.24 การจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าในรูปแบบ 3 มิติ
ระนาบ y-z ($\phi = 90^\circ$) ที่ความถี่ 9.1 GHz

3.6 ชิ้นงานจริงของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างที่ทำการปรับเพิ่มประสิทธิภาพ

3.6.1 ชิ้นงานสายอากาศที่พัฒนาเพิ่มประสิทธิภาพโดยใช้เทคนิคสตริปและสลิต



รูปที่ 3.22 ชิ้นงานสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างที่พัฒนาเพิ่มประสิทธิภาพโดยใช้เทคนิคสตริปและสลิต

3.6.2 ชิ้นงานสายอากาศที่พัฒนาเพิ่มประสิทธิภาพโดยใช้เทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า(EBG)



รูปที่ 3.23 ชิ้นงานสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างที่พัฒนาเพิ่มประสิทธิภาพโดยใช้เทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (EBG)

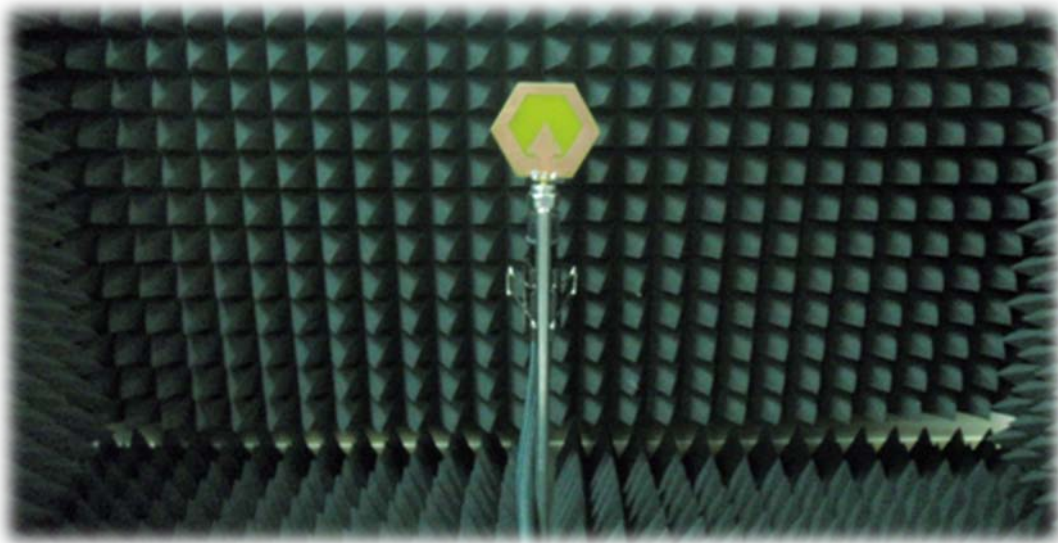
บทที่ 4

การทดสอบคุณสมบัติสายอากาศ

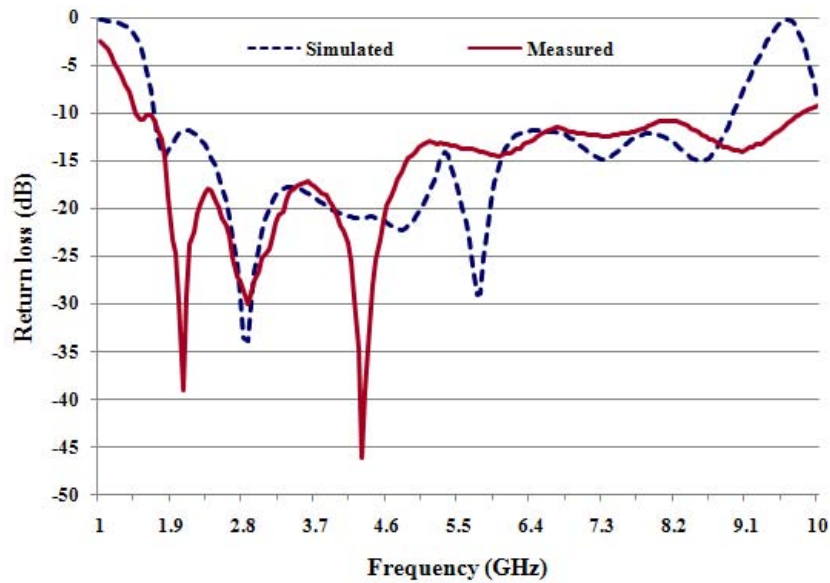
สำหรับการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นจะแบ่งการทดสอบออกเป็นสองส่วนด้วยกัน คือ การทดสอบวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ อิมพีแดนซ์อัตราส่วนคลื่นนิ่ง และ การทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

4.1 การทดสอบวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ อิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

สำหรับวิธีการทดสอบทำการต่อสายอากาศเข้ากับเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) ยี่ห้อ Agilent รุ่น N5230C โดยทำการวิเคราะห์ในช่วง 1 ถึง 10 GHz โดยการต่ออุปกรณ์แสดงดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้วัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ อิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

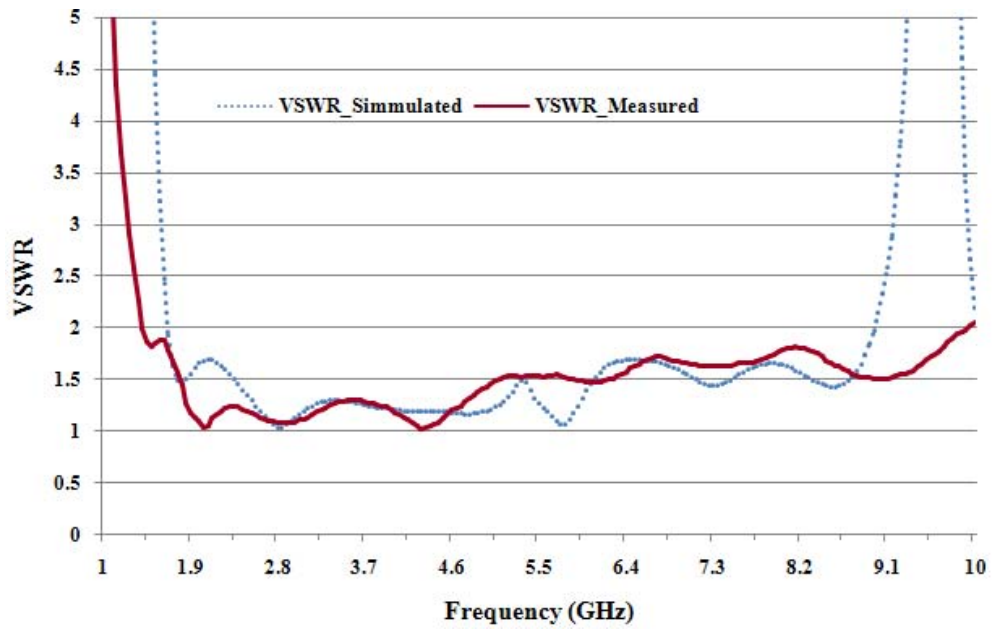


รูปที่ 4.2 ผลการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับจากการจำลองและการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศที่พัฒนาโดยใช้เทคนิคสตริปและสลิตร่วมกับเทคนิค EGB

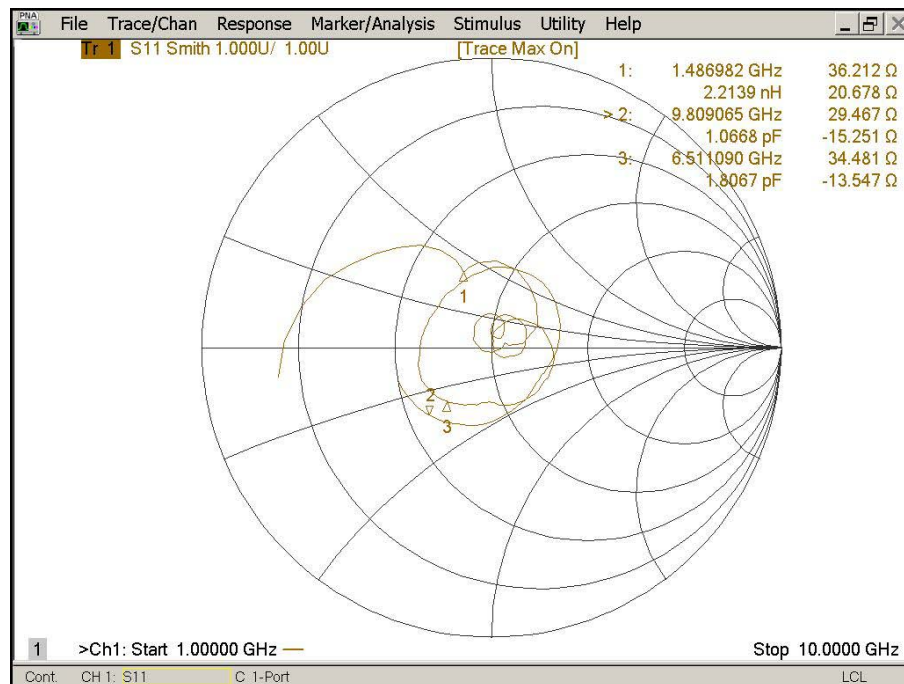
ตารางที่ 4.1 ผลการเปรียบเทียบการวัดทดสอบชิ้นงานจริงกับผลการจำลองของสายอากาศที่พัฒนาโดยใช้เทคนิคสตริปและสลิตร่วมกับเทคนิค EGB

สายอากาศที่พัฒนาขึ้นมาใหม่	$f_l - f_u$ (GHz)	f_c (GHz)	BW at -10dB (% ,GHz)
ผลการจำลองการทำงาน	1.67 - 8.92	5.29	137.05, 7.25
ผลจากการวัดชิ้นงานจริง	1.45 - 9.82	5.63	148.66, 8.37

จากรูปที่ 4.2 และตารางที่ 4.1 แสดงผลการวัดค่าความสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศในช่วงความถี่ 1.45 – 9.82 GHz นั้นมีค่าความสูญเสียย้อนกลับมากกว่า -10dB แสดงว่าสายอากาศสามารถส่งและรับสัญญาณในช่วงความถี่ 1.45 – 9.82 GHz ได้ดี



รูปที่ 4.3 ผลการเปรียบเทียบการจำลองของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) กับการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศโดยใช้เทคนิคสตริปและสลิตร่วมกับเทคนิค EGB



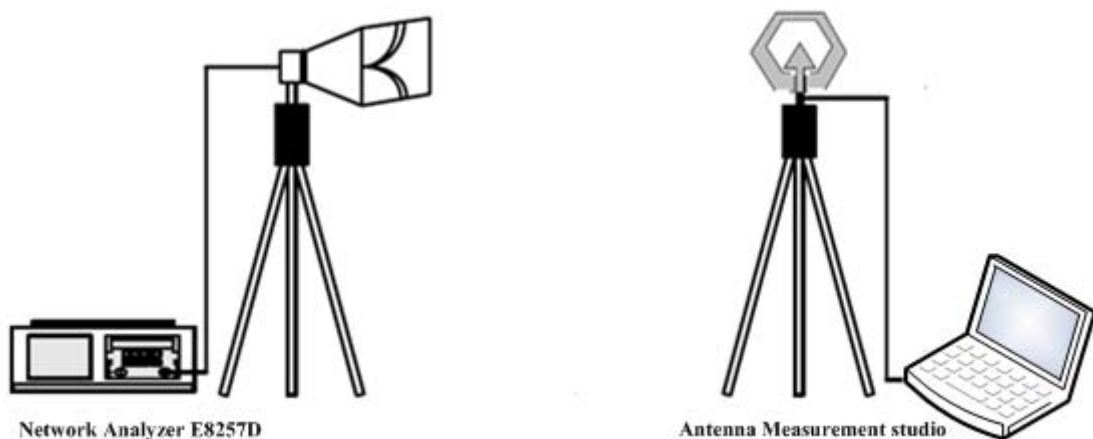
รูปที่ 4.4 ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสายอากาศที่พัฒนาโดยใช้เทคนิคสตริปและสลิตร่วมกับเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า

จากรูปที่ 4.3 แสดงให้เห็นถึงการวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (VSWR) สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างที่พัฒนาโดยใช้เทคนิคสตริปและสลิตร่วมกับเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งมีค่าต่ำกว่า 2 ในย่านความถี่ตั้งแต่ 1.45 – 9.82GHz

จากรูปที่ 4.4 แสดงให้เห็นถึงผลการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างที่พัฒนาโดยใช้เทคนิคสตริปและสลิตร่วมกับเทคนิคช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ช่วงความถี่ 1.45 – 9.82 GHz มีค่าการทำงานของอิมพีแดนซ์อยู่บริเวณ 50 โอห์ม ของกราฟเป็นส่วนใหญ่ ซึ่งแสดงถึงการแมตช์อิมพีแดนซ์ (Impedance matching) ของสายอากาศ

4.2 การทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโดยการต่ออุปกรณ์ตามรูปที่ 4.5 และ 4.6 ที่มีเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) เป็นตัวป้อนสัญญาณที่ความถี่ 2.45 GHz, 5.2 GHz และ 9.2 GHz ส่งกำลังคลื่นออกไป 0 dBm โดยผ่านสายโคแอกเซียล (Coaxial cable) ชนิด RG-142 ที่มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม ไปยังสายอากาศรูปปากแตร (Horn Antenna) ที่เป็นตัวส่งสัญญาณการแผ่พลังงานไปยังสายอากาศวงกลมที่เป็นตัวรับสัญญาณ ซึ่งเป็นสายอากาศที่จะทำการทดสอบโดยผ่านสายโคแอกเซียลแล้วเข้าไปยัง โปรแกรม Antenna Measurement studio ซึ่งจะแสดงค่าความแรงของสัญญาณความถี่สูงที่รับได้ สำหรับตำแหน่งความสูงของสายอากาศทั้งสองมีค่าเท่ากับ 100 เซนติเมตร และระยะห่างระหว่างสายอากาศทั้งสองมีค่าเท่ากับ 200 เซนติเมตร โดยจะทำการหมุนสายอากาศทดสอบตั้งแต่ 0 องศา จนครบรอบ 360 องศา



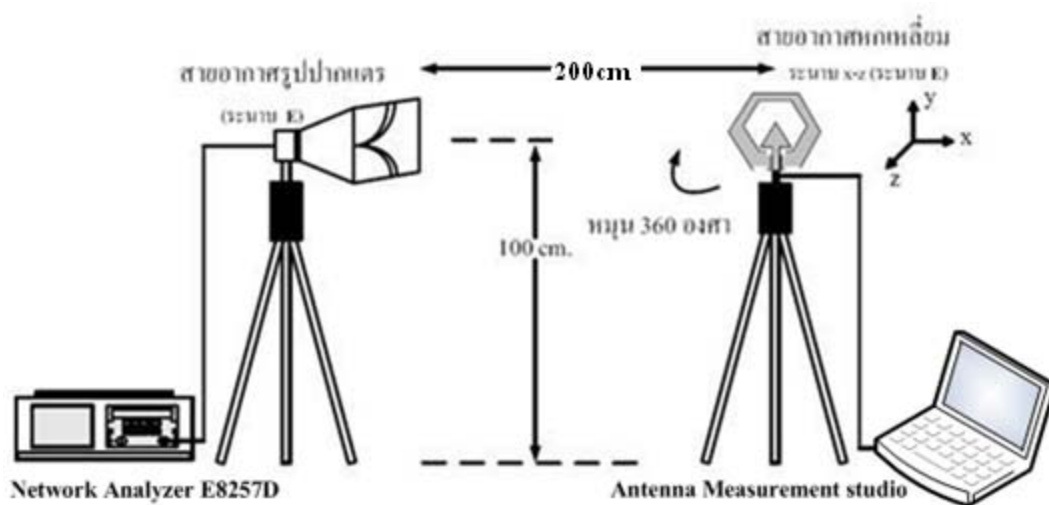
รูปที่ 4.5 การต่ออุปกรณ์เพื่อใช้วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน



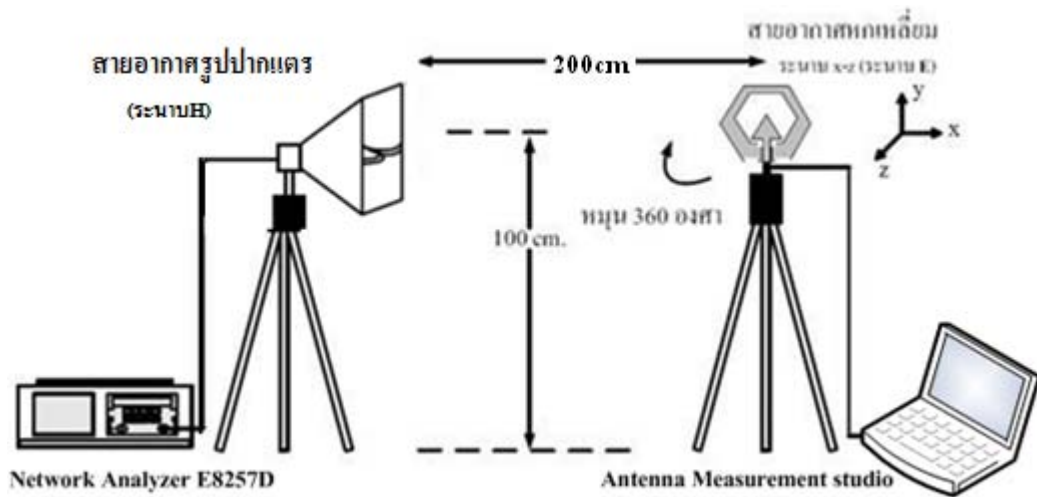
รูปที่ 4.6 อุปกรณ์ต่างๆ และการต่อเพื่อทดสอบกับเครื่องวิเคราะห์สัญญาณไฟฟ้า

การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศจะทำการวัดที่สองระนาบ คือ ระนาบ $x-z$ และระนาบ $y-z$ ซึ่งในแต่ละระนาบจะทำการวัดระดับของสายอากาศที่เป็น โพลาริซเซชันเดียวกัน (Co-Polarization) และ โพลาริซเซชันไขว้ (Cross-Polarization)

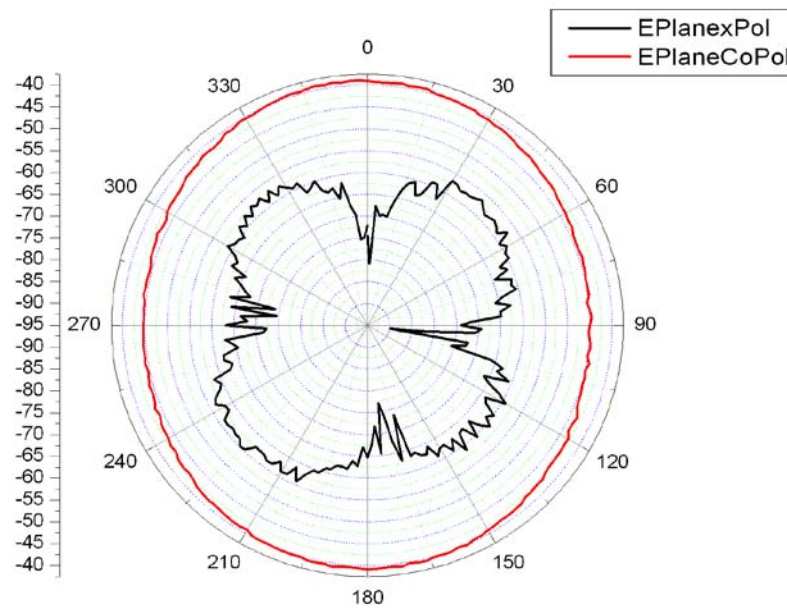
สำหรับการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศระนาบ $x-z$ จะทำการวัดตามรูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.8 มีผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ แสดงดังรูปที่ 4.9 รูปที่ 4.10 และรูปที่ 4.11



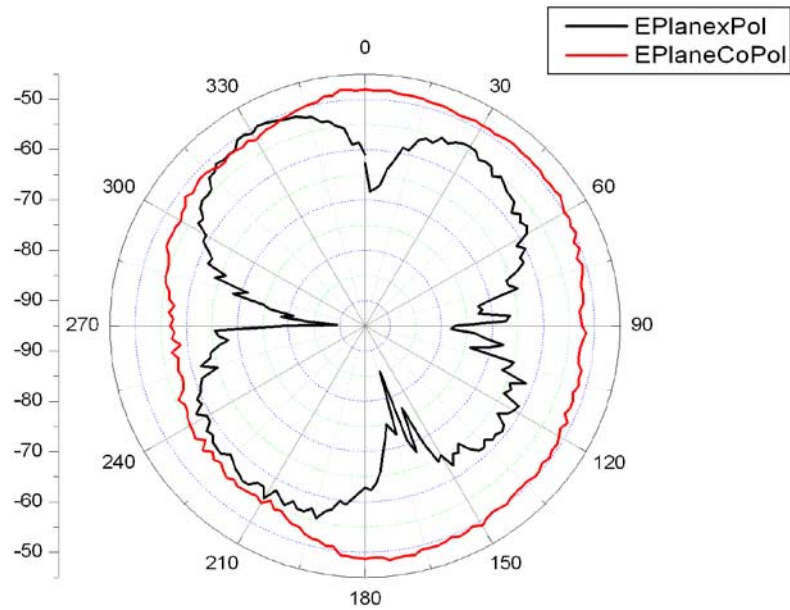
รูปที่ 4.7 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศในแนวระนาบ $x-z$ (Co-Pol)



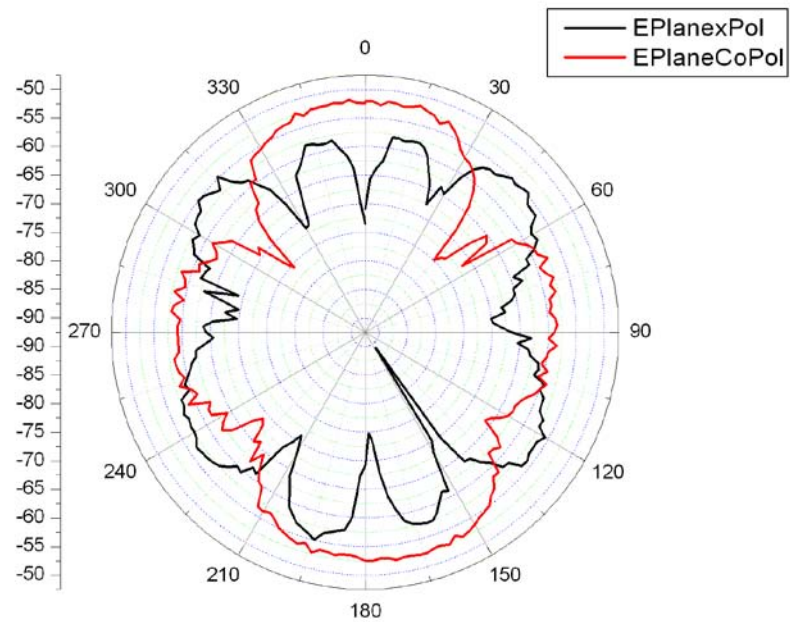
รูปที่ 4.8 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศในแนวระนาบ x-z (Cross-Pol)



รูปที่ 4.9 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz ระนาบ x-z



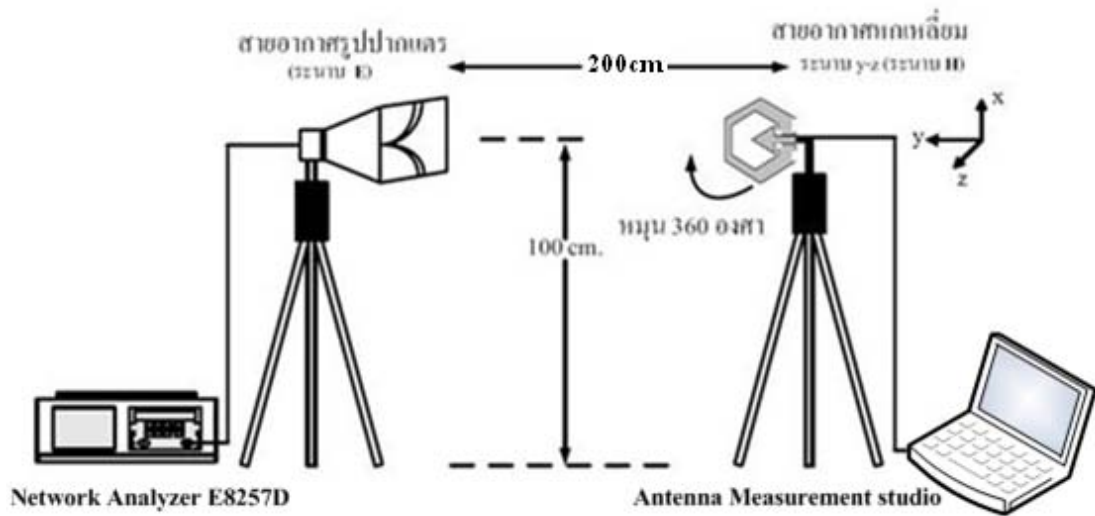
รูปที่ 4.10 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz ระนาบ x-z



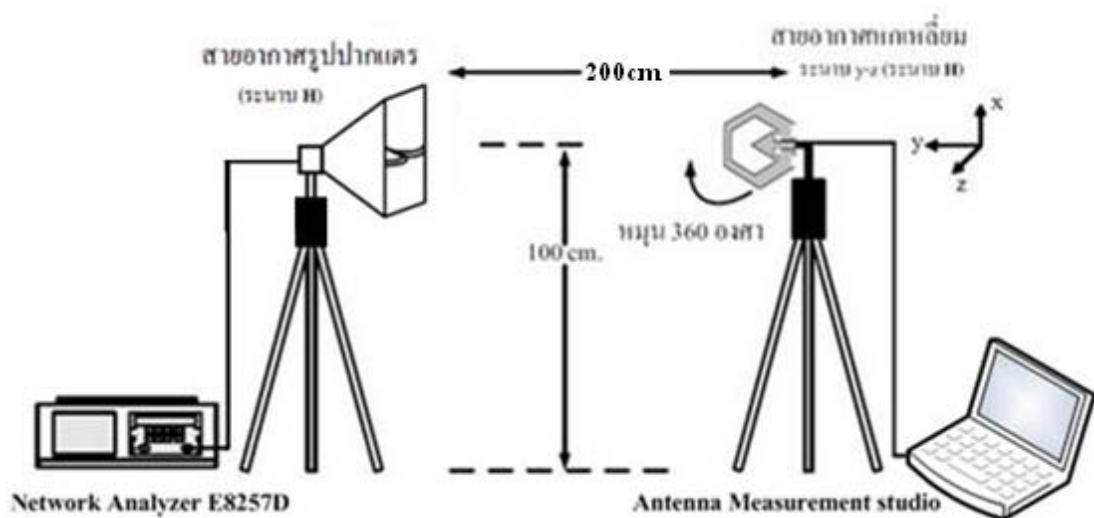
รูปที่ 4.11 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศที่ความถี่ 9.2 GHz ระนาบ x-z

การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศดัง แสดงดังรูปที่ 4.9 รูปที่ 4.10 และรูปที่ 4.11 พบว่าสายอากาศจะมีการแบบรูปการแผ่พลังงานรอบทิศ และเมื่อความถี่สูงขึ้นแบบรูปการแผ่พลังงาน จะเริ่มบิดเบี้ยวและบิดเบี้ยวมากที่สุดที่ ความถี่ 9.2 GHz

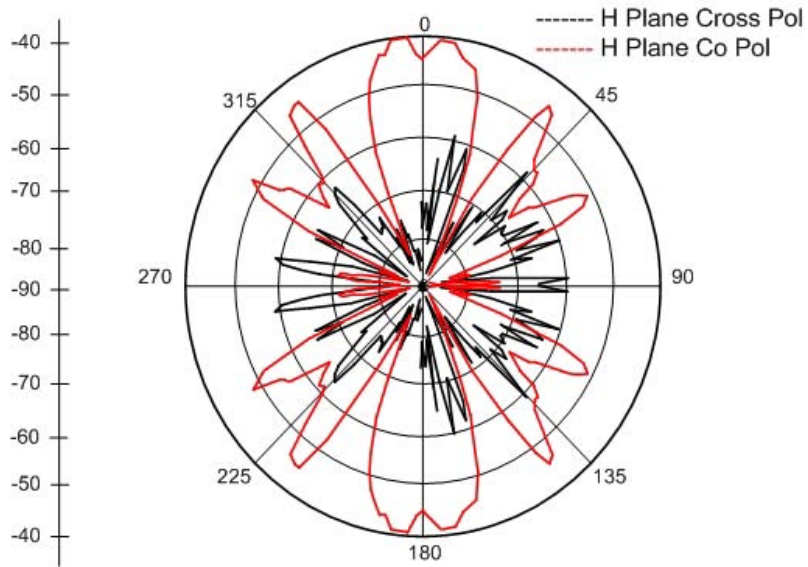
สำหรับการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศระนาบ $y-z$ ทำการวัดตามรูปที่ 4.12 และรูปที่ 4.13 โดยผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศ ตามรูปที่ 4.14, 4.15 และ รูปที่ 4.16



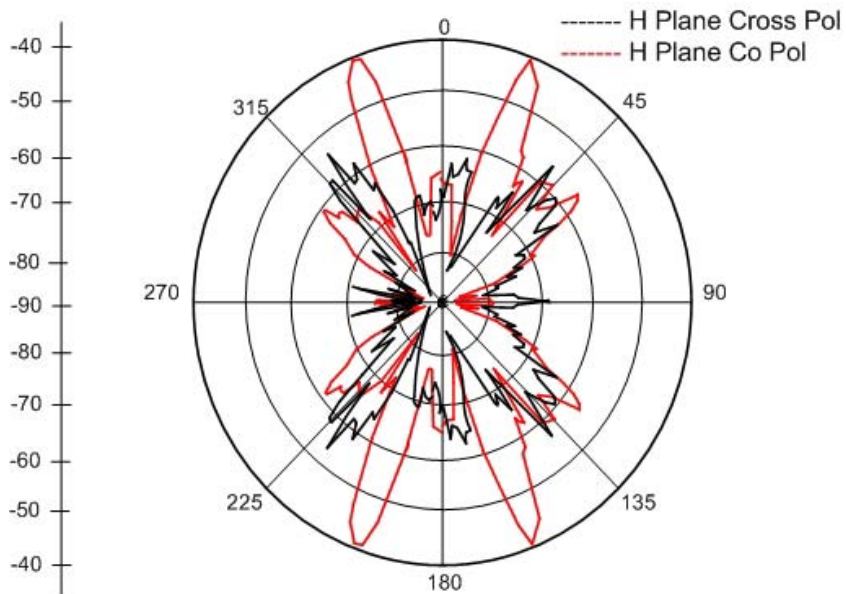
รูปที่ 4.12 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศในแนวระนาบ $y-z$ (Co-Pol)



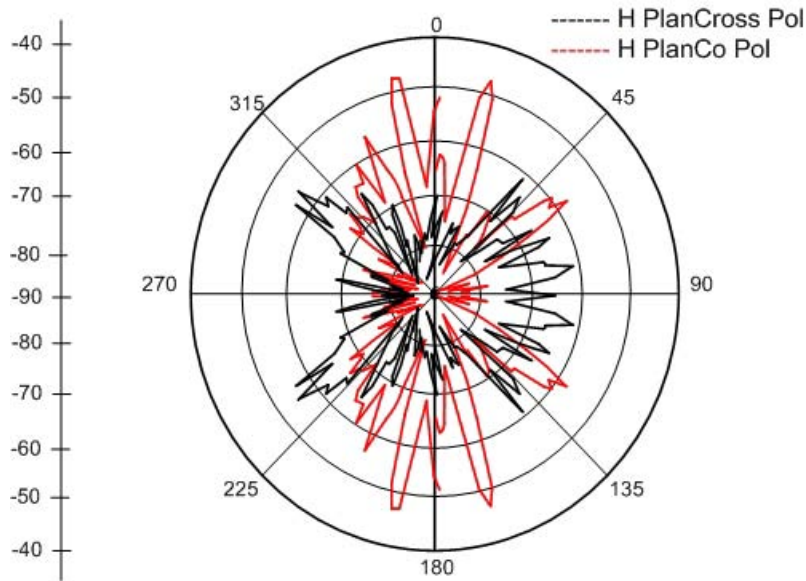
รูปที่ 4.13 การต่ออุปกรณ์วัดแบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศในแนวระนาบ $y-z$ (Cross-Pol)



รูปที่ 4.14 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz ระนาบ y-z



รูปที่ 4.15 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz ระนาบ y-z



รูปที่ 4.16 แบบรูปการแผ่พลังงานสายอากาศที่ความถี่ 9.2 GHz ระนาบ y-z

การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศดัง แสดงดังรูปที่ 4.14 รูปที่ 4.15 และรูปที่ 4.16 พบว่าสายอากาศจะมีการแบบรูปการแผ่พลังงานการจัดกระจายรอบทิศทาง และเมื่อความถี่สูงขึ้น แบบรูปการแผ่พลังงานจะเริ่มการจัดกระจายมากขึ้นและกระจายมากที่สุดที่ ความถี่ 9.2 GHz

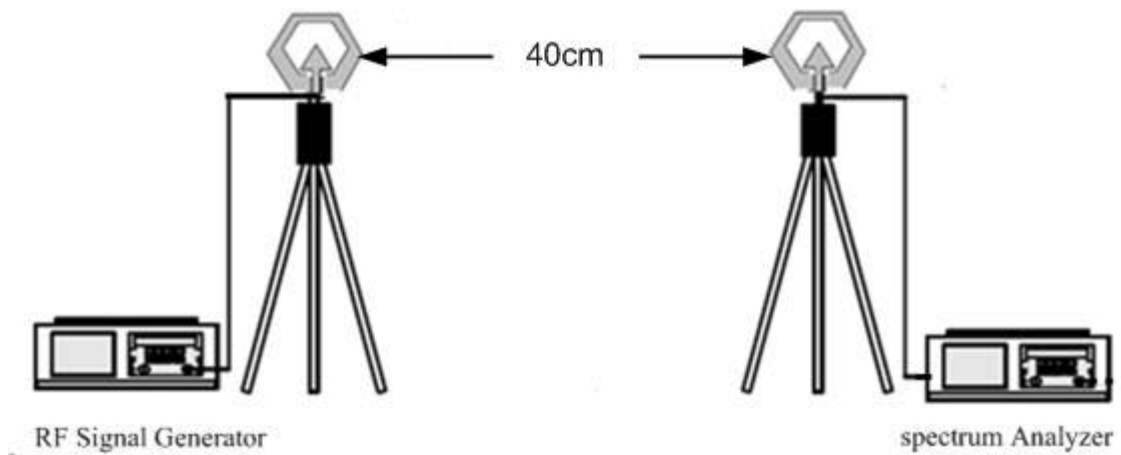
ผลการทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ ที่สร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ สรุปได้ว่า สามารถรับการแผ่กระจายของคลื่นแบบ Co-Polarization และ Cross-Polarization ที่ความถี่ 2.45 GHz แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีรูปการแผ่พลังงานใกล้เคียงกับผลการจำลอง ส่วนที่ความถี่ 5.2 GHz เริ่มมีการบิดเบี้ยวแบบรูปการแผ่พลังงาน และที่ความถี่ 9.2 GHz แบบรูปการแผ่พลังงาน มีการบิดเบี้ยวมากขึ้น

4.3 การทดสอบวัดอัตราขยายของสายอากาศ

การวัด อัตราขยาย ของสายอากาศโดยการต่ออุปกรณ์ตามรูปที่ 4.17 มีเครื่องกำเนิดสัญญาณ (RF Signal Generator) เป็นตัวป้อนสัญญาณที่ความถี่ 1-10 GHz ส่งกำลังคลื่นออกไป 0 dBm โดยผ่านสายโคแอกเซียล (Coaxial cable) ชนิด RG-142 ที่มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์มไปยังสายอากาศ รูปปากแตร (Horn Antenna) ที่เป็นตัวส่งสัญญาณแผ่ไปยังสายอากาศวงกลมที่เป็นตัวรับสัญญาณ ซึ่งเป็นสายอากาศที่จะทำการทดสอบโดยผ่านสายโคแอกเซียลเข้าเครื่องวิเคราะห์แถบความถี่ (spectrum Analyzer) ซึ่งจะได้ค่าความแรงของสัญญาณความถี่สูงที่รับได้ แล้วนำมาคำนวณเพื่อหาอัตราขยายของสายอากาศของสายอากาศที่สร้างขึ้น

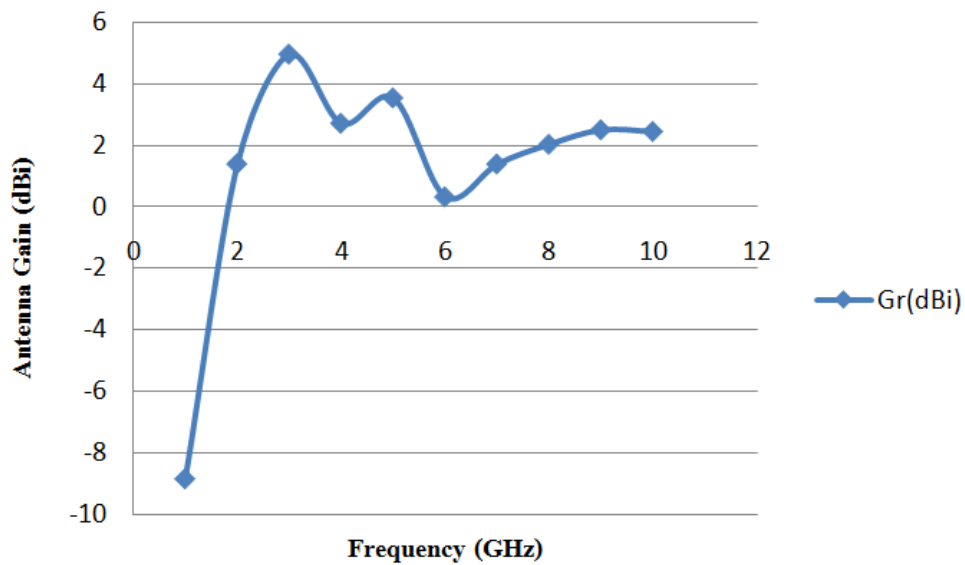
เนื่องจาก สายอากาศที่นำทดสอบดังรูปที่ 4.17 มีอัตราขยายเท่ากันทั้งด้านรับและส่ง ดังนั้นสามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศที่สร้างขึ้นจากสูตร

$$(G_{0t})_{dB} = (G_{0r})_{dB} = \left(\frac{1}{2}\right) \left[20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \right]$$



รูปที่ 4.17 การวัดอัตราขยายของสายอากาศ

จากรูปที่ 4.18 ผลของอัตราขยายพลังงานสูงสุดของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ ณ ความถี่ 3 GHz เท่ากับ 4.9dBi และผลของอัตราขยายพลังงานต่ำ ณ ความถี่ 7 GHz เท่ากับ 1.39dBi



รูปที่ 4.18 ผลของอัตราขยายของสายอากาศ ที่ได้จากการวัด

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

5.1.1 การเพิ่มขนาดแบนด์วิดท์ของสายอากาศ

สำหรับการเปรียบเทียบผลจากการทดสอบซึ่งเปรียบเทียบระหว่างสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างแบบเก่า [3] กับสายอากาศร่องหกเหลี่ยมปรับปรุงด้วยการเพิ่มสตริปและร่องสลิต และสายอากาศที่พัฒนาด้วยเทคนิค EBG ตามตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ผลการเปรียบเทียบการจำลองและทดสอบระหว่างสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบเก่าและสายอากาศร่องหกเหลี่ยมที่ออกแบบด้วยเทคนิค EBG

สายอากาศ	ผลการทดสอบ	$f_L - f_U$ (GHz)	f_c (GHz)	Bandwidth	
				(%)	(GHz)
สายอากาศแบบเก่า [3]	ผลจากการจำลอง	1.68 - 6.07	3.88	113.24	4.39
	ผลจากการวัด	1.86 - 6.38	4.12	109.50	4.51
สายอากาศที่พัฒนา สตริปและร่อง	ผลจากการจำลอง	1.67- 8.74	5.20	135.96	7.07
	ผลจากการวัด	1.67- 8.22	4.94	132.59	6.55
สายอากาศที่พัฒนา ด้วยเทคนิค EBG	ผลจากการจำลอง	1.67 - 8.92	5.29	137.05	7.25
	ผลจากการวัด	1.45 – 9.82	5.63	148.66	8.37

ผลจากการเปรียบเทียบการพัฒนาปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง นั้นจากผลการวัดจริงสรุปได้ว่าเมื่อทำการพัฒนาและออกแบบด้วยการปรับปรุง สตริปและร่องสลิตนั้นทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นจากสายอากาศรูปแบบเดิม 23.09 % และเมื่อพัฒนาปรับปรุงประสิทธิภาพต่อด้วยเทคนิค EBG นั้นทำให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นจากสายอากาศรูปแบบเดิม 39.16 %

จากผลการจำลองและการทดสอบเมื่อทำการปรับปรุง สตริปและร่องสลิต แล้วพัฒนาต่อด้วยเทคนิค EBG สามารถทำให้ค่าแบนด์วิดท์และค่าการสูญเสียย้อนกลับนั้นเพิ่มขึ้น ครอบคลุมการใช้งานในย่านความถี่ของระบบสื่อสาร ไร้สาย จากผลการวิจัยพบว่าสายอากาศมีแบนด์วิดท์

ที่ค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB ที่ความถี่ 1.45-9.82 GHz หรือมีค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ 148.66 % ดังนั้นงานวิจัยนี้สามารถนำไปประยุกต์ในการออกแบบและสร้างสายอากาศ แบบแถบความถี่กว้างของระบบสื่อสารไร้สายต่างๆ เช่น DCS, PCS, UMTS, WLAN 802.11 a/b/g, Bluetooth และครอบคลุมย่านความถี่ IEEE 802.16 WiMAX ได้ถึง 85.25 %

5.1.3 แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราการขยายพลังงานของสายอากาศ

สายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีการพัฒนาปรับเปลี่ยนประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างโดยเทคนิค ปรับปรุงสตริปและร่องสลิต และปรับเปลี่ยนประสิทธิภาพต่อด้วยเทคนิค EBG นั้นทำให้ผลของอัตราการขยายพลังงานสูงสุดของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ ณ ความถี่ 3 GHz เท่ากับ 4.9dBi และผลของอัตราการขยายพลังงานต่ำ ณ ความถี่ 7 GHz เท่ากับ 1.39dBi

5.1.4 ผลการเปรียบเทียบการวัดและการจำลองแบบ

จากผลการเปรียบเทียบการวัดและการจำลองแบบของสายอากาศทั้งสามรูปแบบ มีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันและสามารถรองรับการนำไปใช้งานได้จริงและ สามารถนำไปประยุกต์ในการออกแบบและสร้างสายอากาศ แบบแถบความถี่กว้างของระบบสื่อสารไร้สายต่างๆ เช่น DCS, PCS, UMTS, WLAN 802.11 a/b/g, Bluetooth และ ครอบคลุมย่านความถี่ IEEE 802.16 WiMAX ได้ถึง 85.25 %

5.2 ข้อเสนอแนะ

5.2.1 การสร้างสายอากาศเพื่อให้สามารถใช้งานได้จริงควรเพื่อระยะที่จะทำการบัดกรี SMA Connector เพื่อเชื่อมต่อเข้ากับสายส่งสัญญาณไมโครสตริปไลน์ให้มีระยะที่เหมาะสม

5.2.2 การบัดกรี SMA Connector เข้ากับสายส่งสัญญาณไมโครสตริปไลน์ควรให้น้ำตะกั่วที่เหมาะสมไม่มากจนเกินไปและต้องไม่น้อยจนเกินไป

5.2.3 การบัดกรีหัวต่อ (Connector : SMA Port) เข้ากับชิ้นงานสายอากาศต้องระวังไม่ให้สายนำสัญญาณและกราวด์ต่อถึงกันและจะต้องบัดกรีให้แกนกลางตั้งฉากกับสายอากาศเพราะมีผลกับการวัดสนามไฟฟ้าของสายอากาศและ

เอกสารอ้างอิง

- [1] ลัญชัย พรหมเทพ, สายอากาศร่องวงกลมที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบความถี่กว้างมาก, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2547.
- [2] วรวิทย์ รอดอนันต์, สายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบความถี่กว้าง, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2547.
- [3] ไกรสร สาริษา, สายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2549.
- [4] Marie, C. Mukandatimana, T. Denidni, A. and Larbi, T, “Design of a Dual-band CPW-fed Slot Antenna for ISM application,” **Vehicular Technology Conference VTC 2004-Spring, IEEE 59th**, vol. 1, 17-19, pp. 6-9, May 2004.
- [5] รัฐพล จินะวงศ์ และ อำนวย เรืองวาริ, “การพัฒนาสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง” , การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า (EECON) ครั้งที่ 32, 28-30 ตุลาคม 2552, ปราจีนบุรี, 2552, หน้า 713-716.
- [6] A Danideh, A.A. Loft Neyestanak, M.N. Moghaddasi and G. Dadashzadeh, “Compact slot antenna with EBG feeding line for WLAN applications,” **Progress In Electromagnetics Research C**, vol. 10, 87-99, 2009.
- [7] ชม กองทรัพย์, บัณฑิต จันทร์จำรัส, สายอากาศร่องสิบเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง, วิทยานิพนธ์อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาครุศาสตร์อุตสาหกรรม ภาควิชาวิชาครุศาสตร์อิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัย เทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2552.
- [8] Kongmuang, U., “Bandwidth analysis of dual-band asymmetric Y-shaped slit-loaded MSA”, **ECTICON**, May, 2008, vol. 1, pp. 281-284.
- [9] 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.
- [10] 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.

- [11] ประพจน์ จิระสกุลพร, สายอากาศร่องรูปตัวเอฟกลับด้านป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วม, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2550.
- [12] Chen, H. D., "Broadband CPW-fed square slot antennas with a widened tuning stub," **IEEE Trans. Antennas and Propagat**, vol 51, No. 8, pp. 1982-1986, Aug. 2003.
- [13] Yeo, J, Lee, Y. and Mittra, R. "Design of a wideband planar volcano-smoke slot antenna (PVSA) for wireless communications," **IEEE Trans. Antennas and Propagate**, vol. 2, pp 655-658, Jun. 2003.
- [14] Simons, R. N, **Coplanar Waveguide Circuits Components, and Systems**. New York : John Wiley & Son, 2001.
- [15] Garg, R., Bhartia, P, Bahl, I. and Ittipiboon, A., **Microstrip Antenna Design Handbook**. Norwood MA, Artech house, 2001.
- [16] 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.
- [17] Wheeler, H. A, "Formulas for the Skin Effect," **Proc. IRE**, 1942, Vol. 30, pp. 412-424.
- [18] Schneider, M. V, "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits," **Bell Syst. Tech. J.**, 1969, vol. 48, pp. 1421-1444.
- [19] Iroh, T., "Analysis of Microstrip Resonators," **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, 1974, vol, MTT-22, pp. 946-952.
- [20] Garg, R. and Bahl. I, "Microstrip Discontinuities," **Int. J. Electron**, 1978, vol. 45, pp. 81-87.
- [21] 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.
- [22] คมสันต์ กาญจนสิทธิ์, สายอากาศแพทช์สี่เหลี่ยมผืนผ้าแถบความถี่กว้างโดยปรับปรุงช่องเปิดรูปตัว U ใช้การเพิ่มโหนดช่องเปิด วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2547
- [23] Balanis, C. A, **Antenna Theory**, 2nd Edition, NewYork, John Wiley & Son, Inc., 1982.
- [24] Hammerstad, E. O., "Equation for microstrip circuit design", **IEEE Europe Microwave conference**, 5th, September 1975, pp. 268-272.

- [25] Jame, J.R. and Hall, P.S, **Handbook of Microstrip Antenna**. London UK., Peregrinus., 1989.
- [26] Bahl, I. J, and Bhartia, P, **Microstrip Antennas**, Dedham MA, Artech house, 1980.
- [27] Balanis, C. A., **Advance Engineering Electromagnetices**. NewYork, John Wiley & Son, Inc., 1982.
- [28] 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.
- [29] โมโนย ไกรฤกษ์, **ทฤษฎีสายอากาศ**. กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, 2535

ภาคผนวก ก

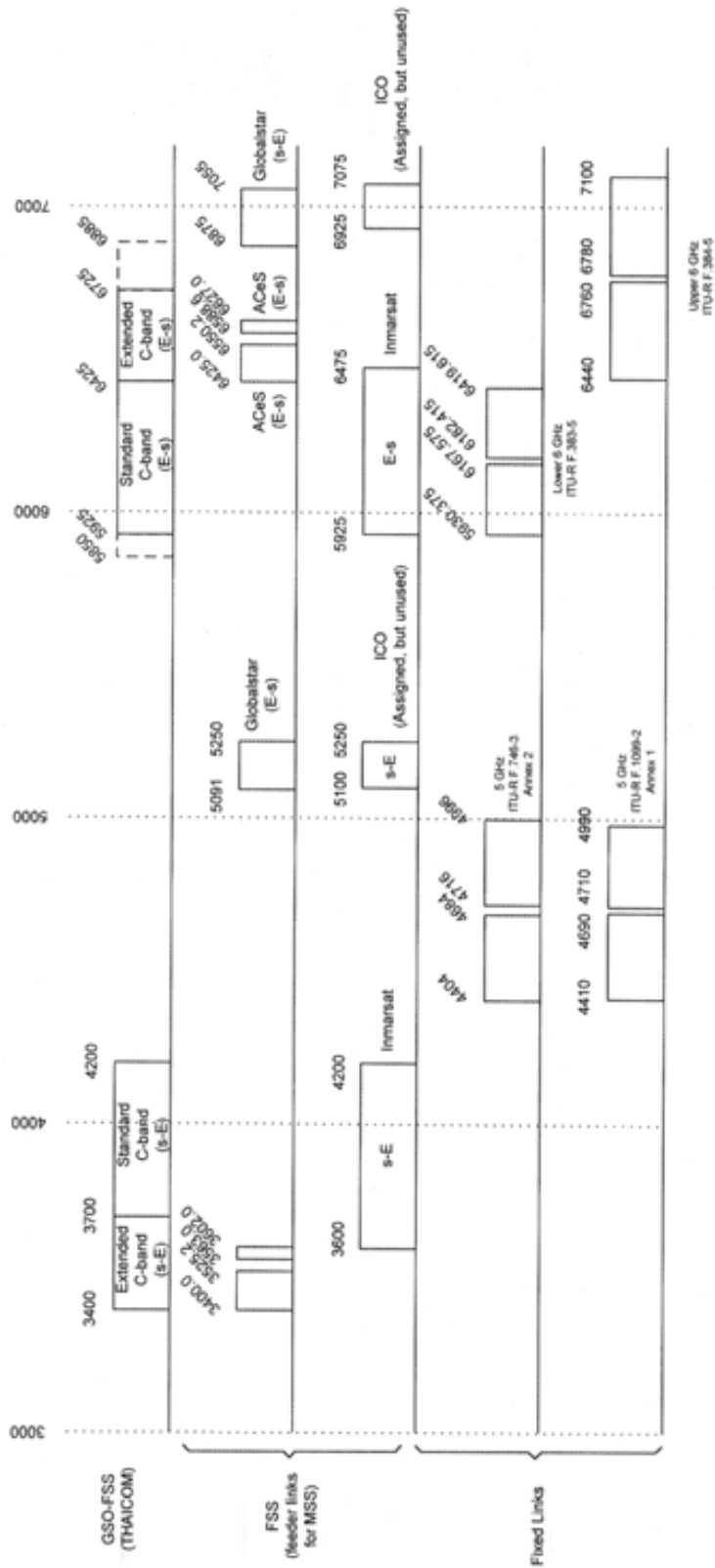
ข้อมูลการใช้ประโยชน์ย่านความถี่

Spectrum Utilization 3.0 – 7.0 GHz

Spectrum Utilization 7.0 – 9.0 GHz

Spectrum Utilization 10 – 13 GHz

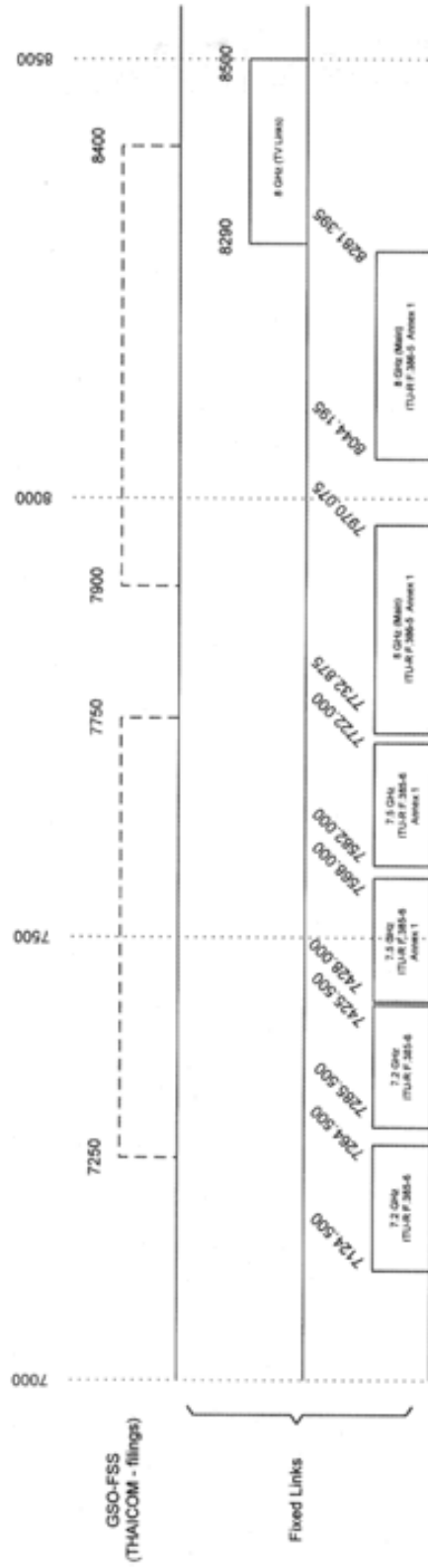
SPECTRUM UTILIZATION 3-7 GHz



Related WRC Resolutions : 46 (Rev.WRC-97), 114 (WRC-95)

Related WRC Recommendations :

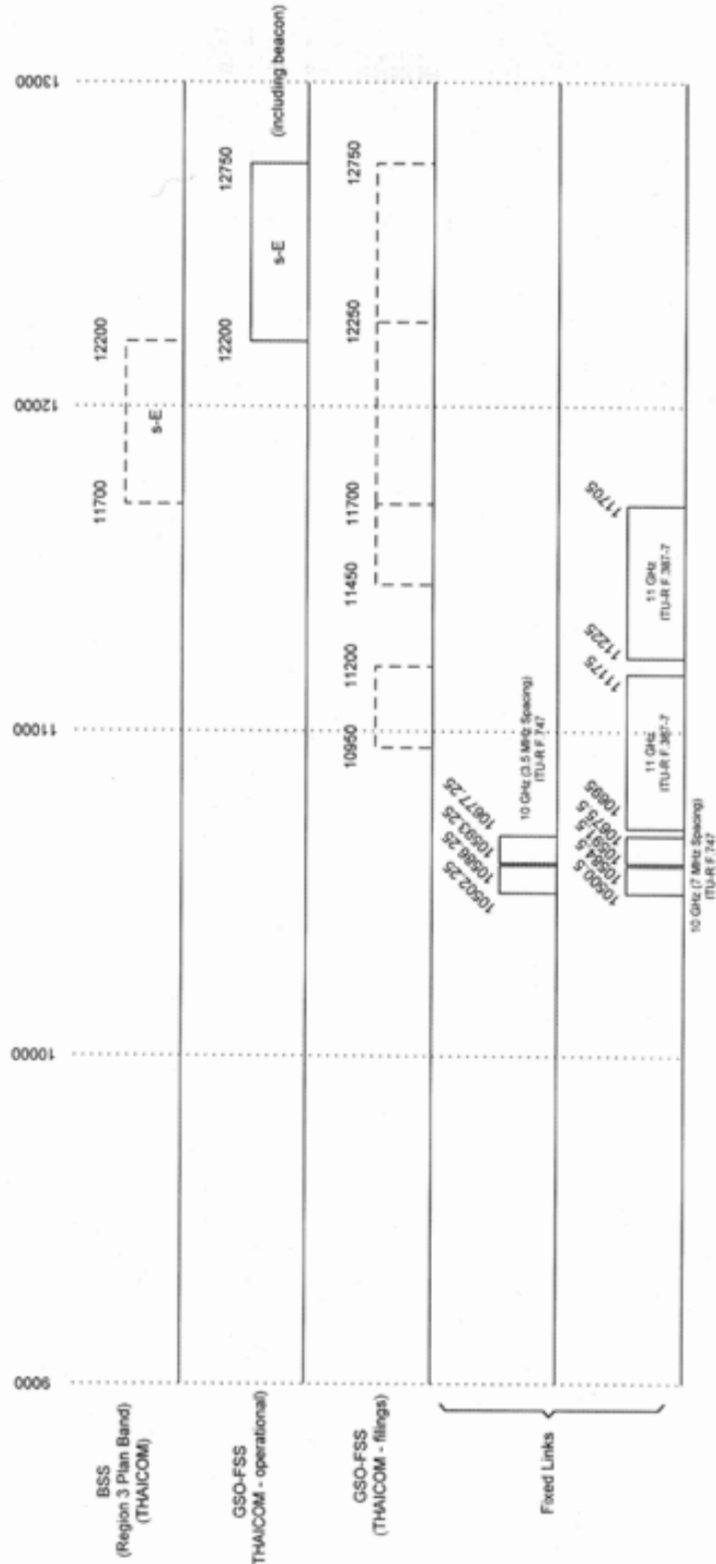
SPECTRUM UTILIZATION 7-9 GHZ



Related WRC Resolutions : -

Related WRC Recommendations : -

SPECTRUM UTILIZATION 10-13 GHz



Related WRC Resolutions : 34, 42 (Rev. Orb-88), 73 (WRC-97), 130 (WRC-97), 131 (WRC-97), 506 (Rev. WRC-97), 524 (WARC-92)

Related WRC Recommendations : 506

ภาคผนวก ข

ข้อมูลคุณลักษณะของขั้วต่อแบบ SMA (Data Sheet Connector SMA)
คุณลักษณะทั่วไปของแผ่นชนิด FR-4 (General Properties FR-4)

ข้อมูลคุณลักษณะของหัวต่อแบบ SMA (Data Sheet Connector SMA)



SMA - 50 Ohm Connectors

Panel Mount

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

SMA - 50 Ohm Connectors

Specifications



ELECTRICAL RATINGS

Impedance: 50 ohms

Frequency Range:

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

VSWR: (f = GHz)

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

Working Voltage: (Vrms maximum)

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

Dielectric Withstanding Voltage: (VRMS minimum at sea level)

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

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

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

Insertion Loss: (dB maximum)

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

Insulation Resistance: 5000 megohms minimum

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

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

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

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

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

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

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

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

MECHANICAL RATINGS

Engagement Design: MIL-C-39012, Series SMA

Engagement/Disengagement Force: 2 inch-pounds maximum

Mating Torque: 7 to 10 inch-pounds

Bulkhead Mounting Nut Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Proof Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Nut Retention: 60 pounds minimum

Contact Retention:

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

Cable Retention:

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

*Or cable breaking strength whichever is less.

Durability: 500 cycles minimum

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

or exceed the applicable paragraph of MIL-C-39012)

ENVIRONMENTAL RATINGS (Meets or exceeds 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

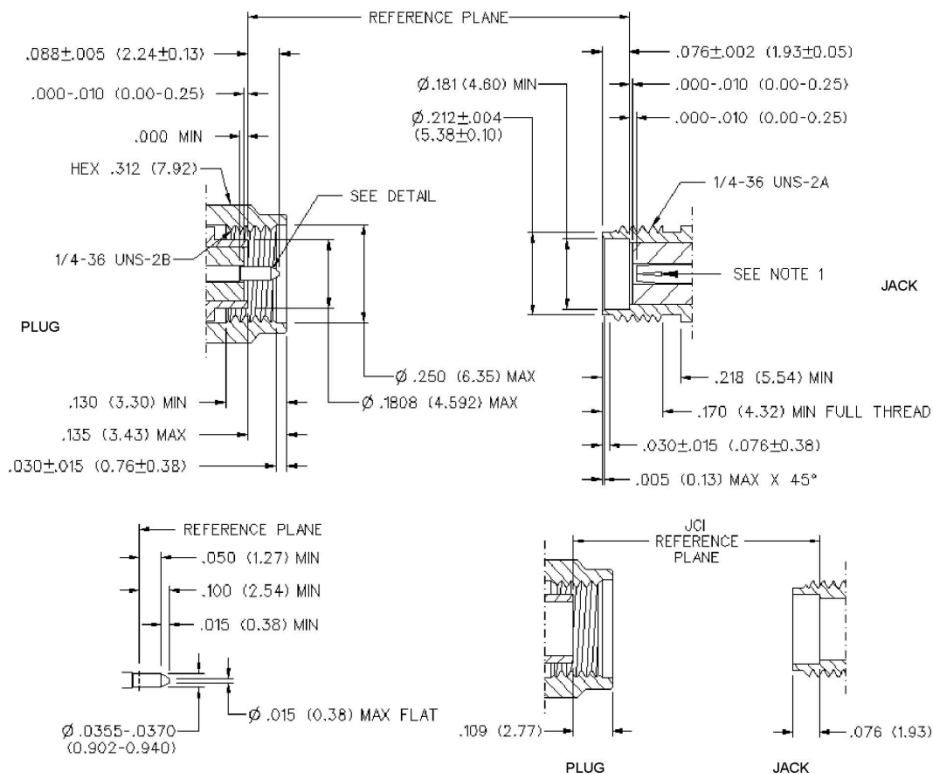
Mounting Hardware: Brass per QQ-B-626 or QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

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

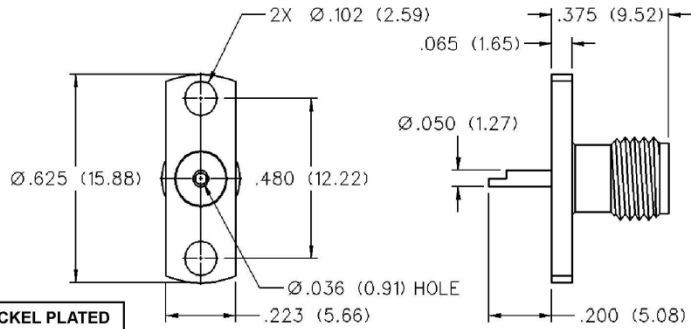
1. ID OF CONTACT TO MEET VSWR, CONTACT RESISTANCE AND INSERTION WITHDRAWAL FORCES WHEN MATED WITH DIA .0365-.0370 MALE PIN.

SMA - 50 Ohm Connectors

Panel Mount

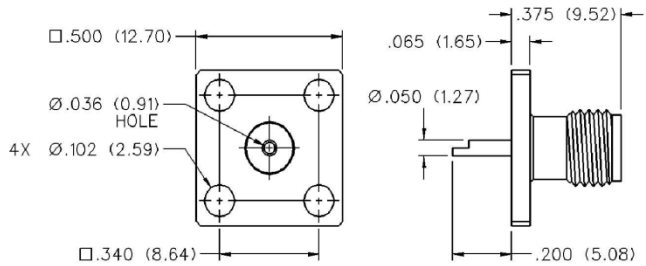


2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



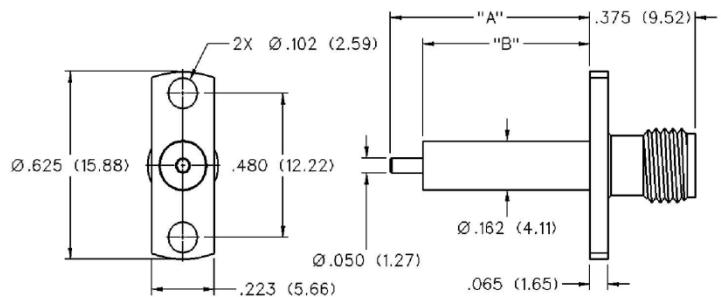
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-621	142-0701-626

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

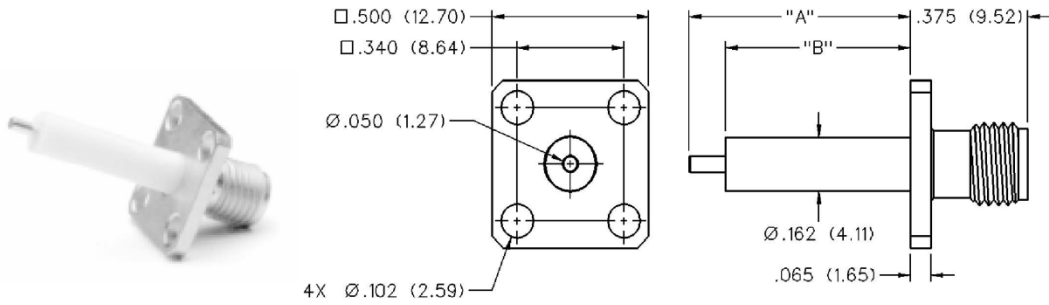
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



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)

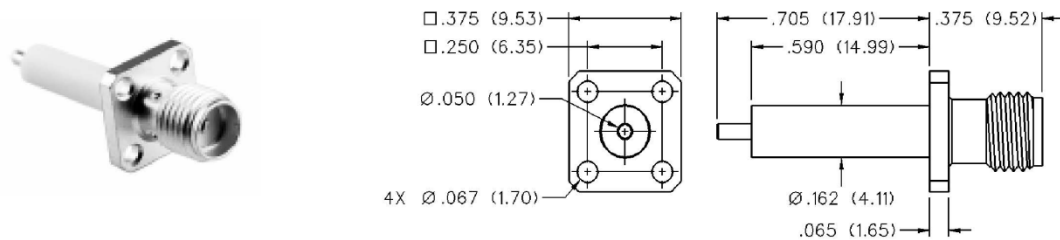
Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

**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

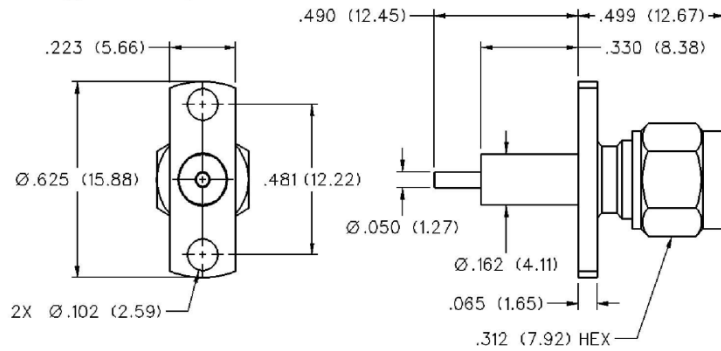
SMA - 50 Ohm Connectors



Panel Mount

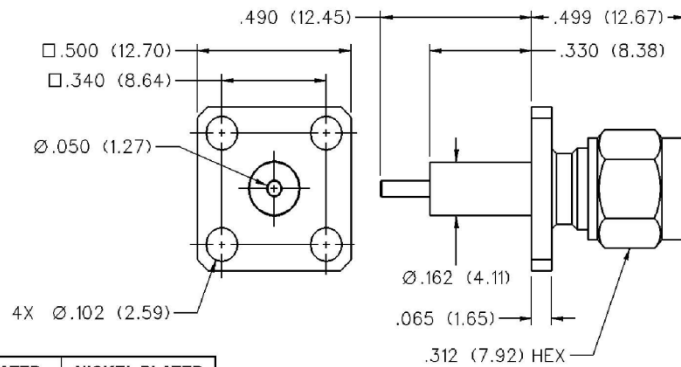
INCHES (MILLIMETERS)
CUSTOMER DRAWINGS AVAILABLE UPON REQUEST

2-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



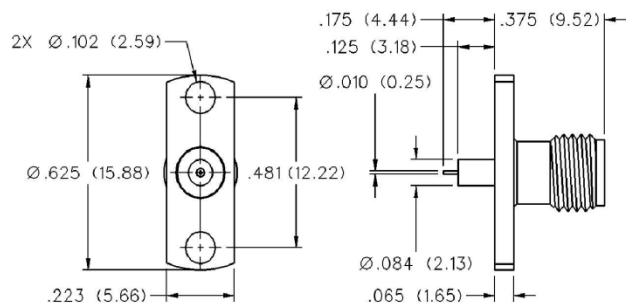
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1801-041	142-1801-046

4-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



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

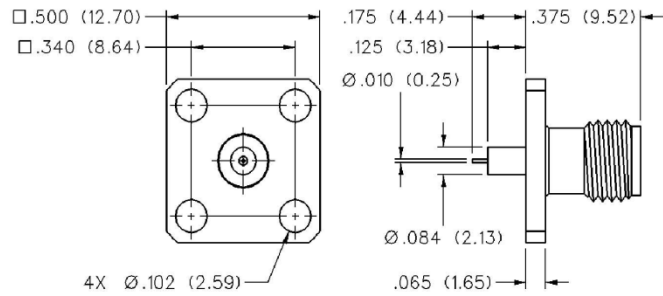
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



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

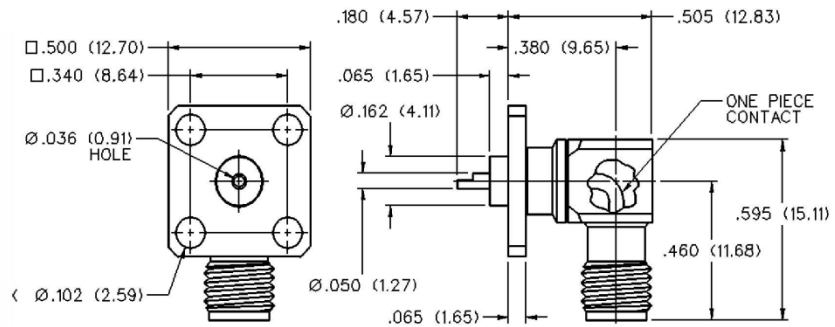
Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



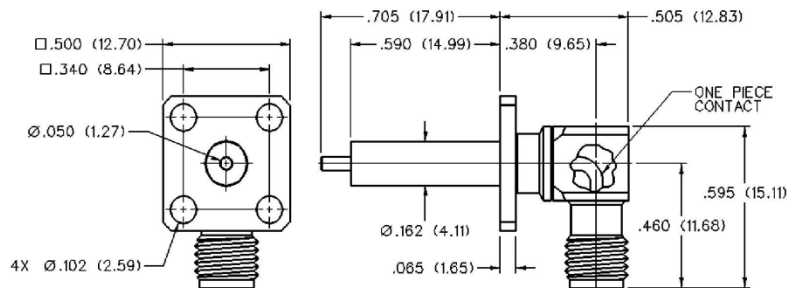
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1701-191	142-1701-196

4-Hole Right Angle Flange Mount Jack Receptacle



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

4-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



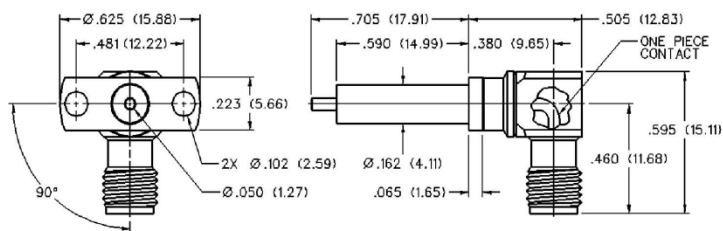
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-001	142-1711-006

SMA - 50 Ohm Connectors

Panel Mount

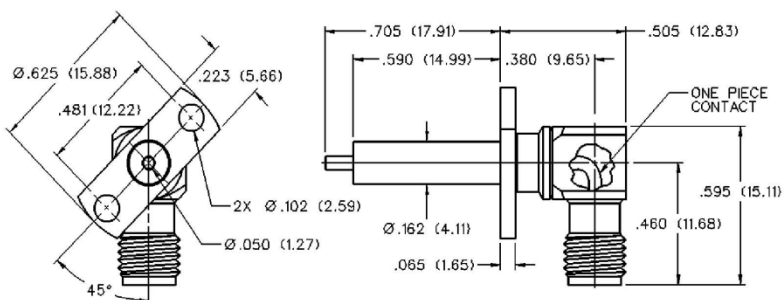


2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric 90° Orientation



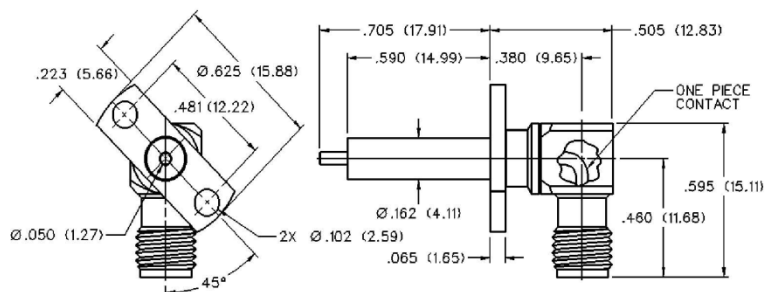
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-011	142-1711-016

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



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


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



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

คุณลักษณะทั่วไปของแผ่นชนิด FR-4 (General Properties FR-4)

Catalog



DOOSAN
Electro-Materials

The World Leader in Performance and Quality

DS-7405 (ANSI : FR-4)

FEATURES

- Good dimensional stability
- Excellent reliability for lead (solder)
- Good electrical properties
- High density automatic reworking can be carried out


APPLICATIONS

Computers, Instrumentation PCB, Wireless, Electronic Test, etc.

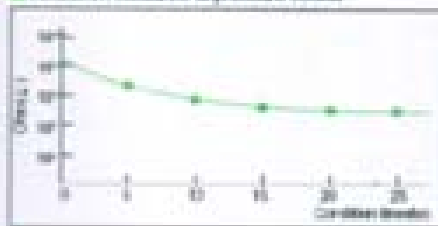
INTERNATIONAL STANDARD RECOGNITION

- IEC : E105076
- CSA : LS-00237
- BS : 6741
- VDE : VDE-0494B-2005


Moisture absorption of pressure cooker




Insulation resistance of pressure cooker




Dimensional stability PCB pressure cooker test method




Dimensional stability Terminal PCB Test 2 x 20



Thermal expansion of Z-direction (Test by TDS)



Dielectric constant



http://www.doosan-electro.com/_file/electro-materials/properties/fr405.pdf

15
COPPER CLAD LAMINATES
DOOSAN



The World Leader in Technology and Quality **Electro-Materials**

DS-7405 (ANSI : FR-4)

GENERAL PROPERTIES

Test Item	Unit	Treatment Condition	Designation	DoFalt
			ANSI Grade	FR-4
			Property Data	
			Standard Value	Customized Value
Tg	°C	DM	135	above 130
		TMA	135	above 130
		DMA	140	above 140
CTE α-coe α-moe α-mte	ppm/°C	Autoclave Tg	30	less than 26
			31	less than 16
			32	less than 40
Flammability	-	UL-94	V-0	V-0
Insulative Resistance	ohm	C-902040	1 x 10 ¹¹ - 1 x 10 ¹²	above 5 x 10 ¹⁰
		C-902040+0-2000	1 x 10 ¹¹ - 1 x 10 ¹²	above 1 x 10 ¹¹
Volume Resistivity	ohm-cm	C-902040	1 x 10 ¹¹ - 1 x 10 ¹²	above 1 x 10 ¹¹
		C-902040+C-902040	5 x 10 ¹¹ - 5 x 10 ¹²	above 5 x 10 ¹¹
Surface Resistance	ohm	C-902040	5 x 10 ¹⁰ - 5 x 10 ¹¹	above 1 x 10 ¹¹
		C-902040+C-902040	1 x 10 ¹¹ - 1 x 10 ¹²	above 1 x 10 ¹¹
Arc Resistance	sec.seconds		100	above 60
Dielectric Constant (1 MHz)	-	C-902040	4.5 - 4.8	less than 5.0
		C-902040+0-4000	4.0 - 5.2	less than 5.0
Dissipation Factor (1 MHz)	-	C-902040	0.015 - 0.020	less than 0.020
		C-902040+0-4000	0.010 - 0.020	less than 0.020
Compressive Tracking Index	vol	UL Method	-	-
Solder Resistant (%)	vol	A	above 99	above 95
Peel Coefficient of Strength (J/25mm)	N/mm	A	1.0 - 2.2	above 1.45
Tensile Strength	kgf/cm ²	A	40 - 50	above 32.7
Water Absorption	%	E-2400+0-2420	0.10 - 0.30	less than 0.25

Standard Thickness : 1.6mm

PURCHASING INFORMATION

- + Copper foil : 0.1 oz/F²(0.018 mm), 1 oz/F²(0.035 mm), 2 oz/F²(0.070 mm) available
- + Thickness : 0.2mm to 3.2mm

Standard Size		Tolerances
1,000 x 1,200mm (39" x 48")	970 x 1,200mm (38" x 48")	-0.1
1,670 x 1,200mm (66" x 48")	1650 x 1,200mm (65" x 48")	-0.1

* Other sheet size and thickness could be available upon request.



ภาคผนวก ก
คุณสมบัติของสายอากาศด้านตัวส่ง

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

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

FEATURES:

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



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

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

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

FEATURES

Single Lobe Radiation Pattern

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

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

Ultra Broadband

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

EMC Antennas
**Double-Ridged
Waveguide Horn**

Model 3117

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

Power Input

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

Uniform Gain, Low VSWR

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

Flexible Mounting System

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

STANDARD CONFIGURATION

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

OPTIONS

- Antenna Mast
- Antenna Tripod

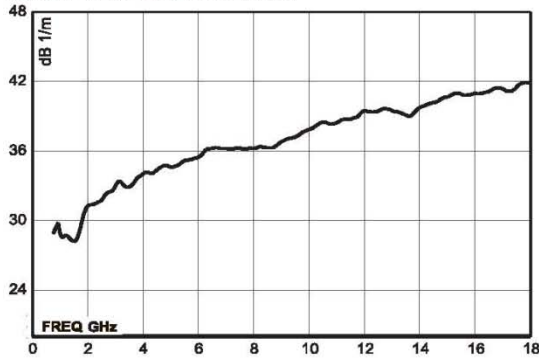
Electrical Specifications

MODEL	FREQUENCY RANGE	VSWR RATIO (AVG)	MAXIMUM CONTINUOUS POWER	PEAK POWER	IMPEDANCE (NOMINAL)	CONNECTORS
3117	1 GHz - 18 GHz	3.5:1 max <2.1 above 1.5 GHz	300 W	400 W	50 Ω	Type N

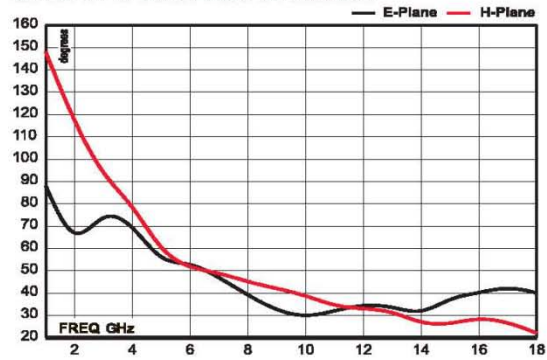
Physical Specifications

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

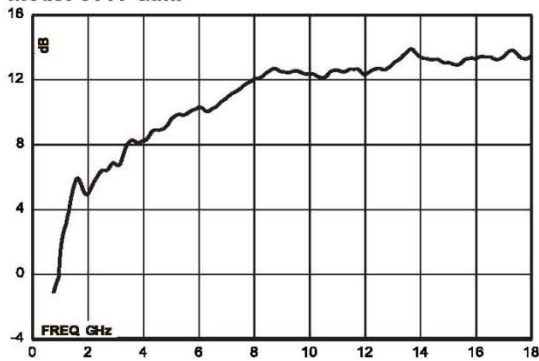
Model 3117 Antenna Factor



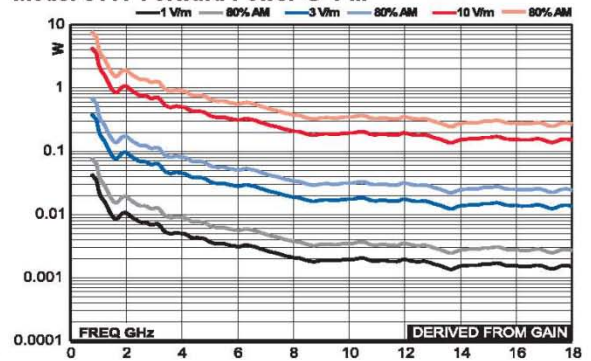
Model 3117 Half Power Beamwidth



Model 3117 Gain



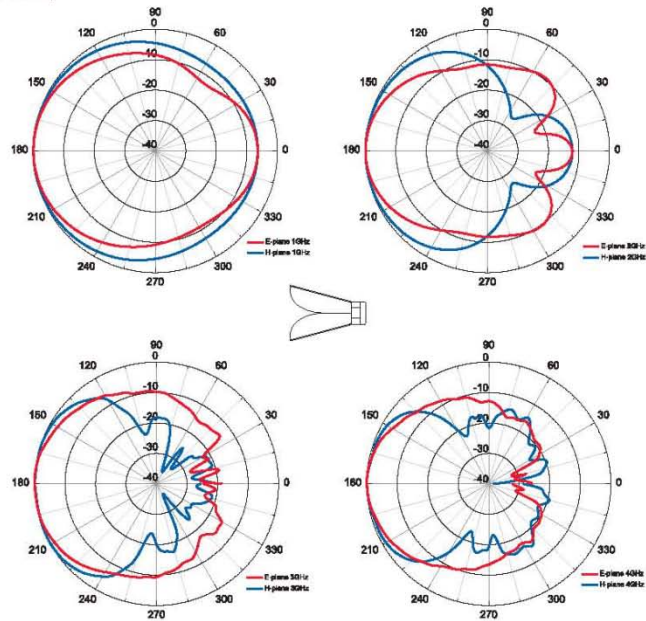
Model 3117 Forward Power @ 1 m



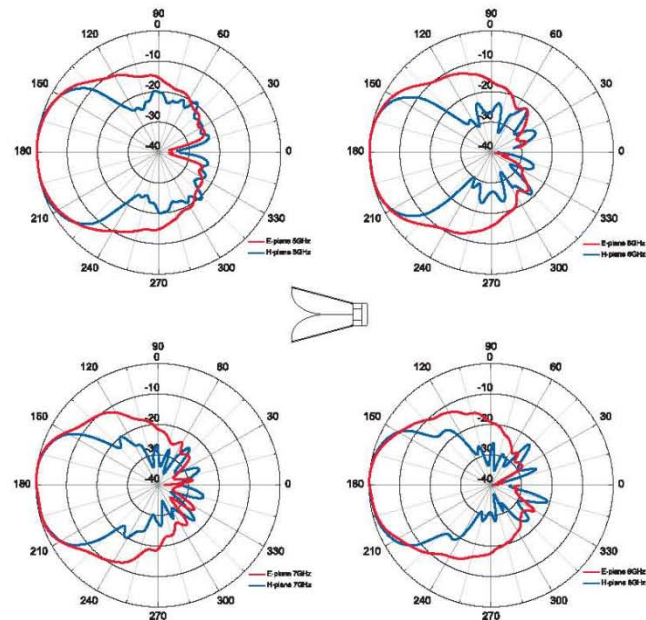
Model 3117 VSWR



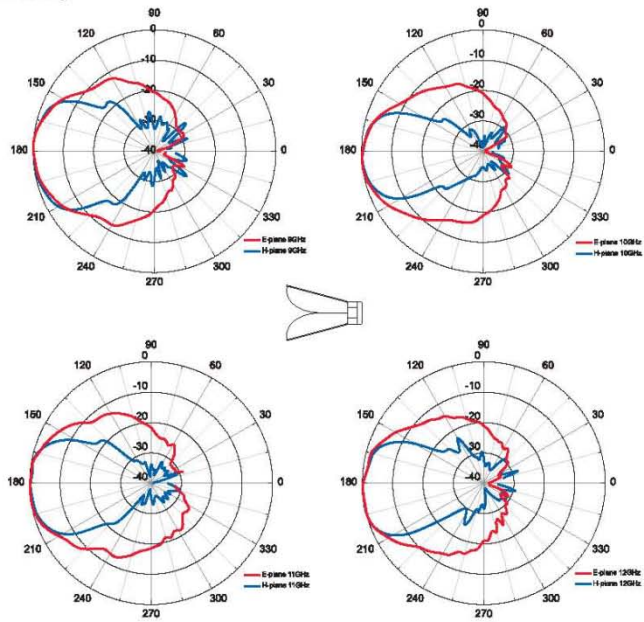
Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)



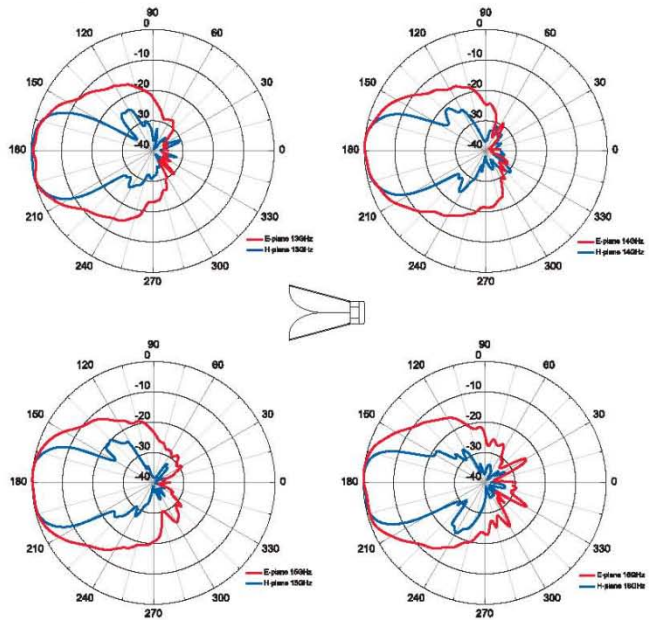
Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)



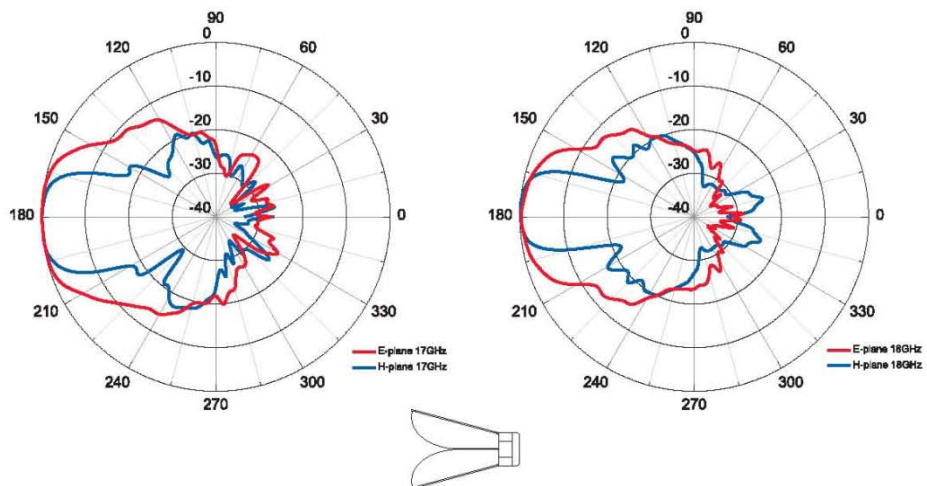
Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)



Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)



Model 3117 (17 GHz - 18 GHz)



ภาคผนวก ง
ผลงานวิจัยตีพิมพ์

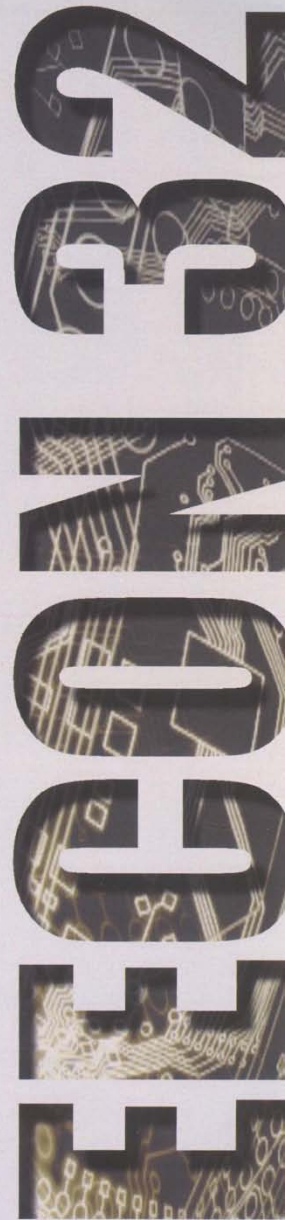


PROCEEDINGS VOL. 2

- CM - Communication
- EL - Electronics
- DS - Digital Signal Processing
- PH - Photonics
- GN - General Engineering and Science
- BE - Biomedical Engineering

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๒
๒๘-๓๐ ตุลาคม ๒๕๕๒ โรงแรมทวาราวดี รีสอร์ท จ.ปราจีนบุรี

32nd Electrical Engineering Conference
28-30 October 2009 Tawaravadee Resort Hotel, Prachinburi, Thailand



จัดการประชุมโดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
หลักสูตรวิทยาศาสตร์มหาบัณฑิต สาขาวิชา
เทคโนโลยีการจัดการระบบสารสนเทศ
และภาควิชาวิศวกรรมชีวการแพทย์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล

สารบัญ

CM 001	An Overview of Fractal Antennas with Modified Minkowski Geometry Prayoot Akkaraektharin and Chatree Mahatthanajatuphat King Mongkut's University of Technology North Bangkok	701
CM 002	ระบบตรวจหาจุดเกิดเหตุการณ้คายประจุไฟฟ้าสถิตโดยอาศัยการวัดความแรงของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า กิตติคุณ ทองพุด, ณัฏฐา จินดาเพชร และ วิกรม ชีรภาพจรเดช มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์	705
CM 003	A Novel Compact Wideband BPF using NB-SRRs and Defected Ground Structure with Wide Upper Stopband Sarawuth Chaimool and Prayoot Akkaraektharin King Mongkut's University of Technology North	709
CM 004	การพัฒนาสายอากาศร่อกเหล็กเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง รัฐพล จินะวงศ์ และ อำนวย เรืองวารี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี	713
CM 005	CPW-fed Mirrored-L Monopole Antenna with Distinct Triple Bands for WLAN and WiMAX applications Sarawuth Chaimool ¹ and Kwok L. Chung ² ¹ King Mongkut's University of Technology North Bangkok ² Hong Kong Polytechnic University	717
CM 006	Performance Analysis of Dual-Branch Diversity over Dense Wireless Channel Narongrit Mekloi Rajamangala University of Technology Krungthep	721

การพัฒนาสายอากาศวงกลมเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง
Development of Broadband CPW-Fed Equilateral Hexagonal Slot Antenna

วิฑูรย์ อินทร์สวัสดิ์ แสงสว่าง นื่องจาวดี¹

¹ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

²ห้องปฏิบัติการ Remote Sensing Research Laboratory คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

อ.วิฑูรย์อินทร์สวัสดิ์ อ.แสงสว่าง นื่องจาวดี อีเมล: intra@rmutt.ac.th, asong@rmutt.ac.th

E-mail: intra@rmutt.ac.th, asong@rmutt.ac.th

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการพัฒนาสายอากาศวงกลมเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้างแบบคู่ปรับรูปคล้ายกับแบบสายเหลี่ยม คณิตศาสตร์ได้รับการออกแบบใหม่ โดยใช้ทฤษฎีของตรีโกณมิติ รูปสี่เหลี่ยมที่ฐานวงกลม โดยวิธีการปรับปรุงวงแหวน (RIS) รูปคล้ายโอบนาคคือรูปสามเหลี่ยม หักดูประวัติของงานวิจัยนี้ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับ DCS, PCS, UMTS, WLAN, IEEE 802.11 a/b/g, IEEE 802.16 และ UWB โดยทำการออกแบบเพื่อสร้างสายอากาศต้นแบบด้วยการจำลองแบบโดยใช้โปรแกรม CST เพื่อคำนวณขนาดขององค์ประกอบ และวัดค่าสัมประสิทธิ์การแผ่รังสีของสายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้นโดยการใช้โปรแกรมการจำลองแบบของสายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้นโดยการใช้โปรแกรมจำลองแบบคอมพิวเตอร์ที่สร้างขึ้นโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่สร้างขึ้นโดยโปรแกรม 132.3% และมีแบนด์วิดท์ที่เพิ่มขึ้นจากสายอากาศเดิม 22.78 %

คำสำคัญ: สายอากาศแบบร่วม, สายอากาศแบบกลมเหลี่ยมด้านเท่า, สายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

Abstract

This research presents the development of Coplanar Waveguide Fed equilateral hexagonal slot antenna structure and the efficiency adaptation by using the square strip technique and the 1-bit of a triangle slot. The advantage of the proposed antenna is the DCS, PCS, UMTS, WLAN, IEEE802.11 a/b/g Bluetooth and IEEE802.16 WiMAX applications. The antenna prototype is designed and optimized by the HFSS simulation Program. The simulated results of proposed antenna were compared with the experimental results. It can be concluded that the developed antenna prototype has the bandwidth about 132.3% which has more than the ancient antenna up to 22 %.

Keywords: slot antenna, equilateral hexagonal antenna, CPW-fed

1. คำนำ

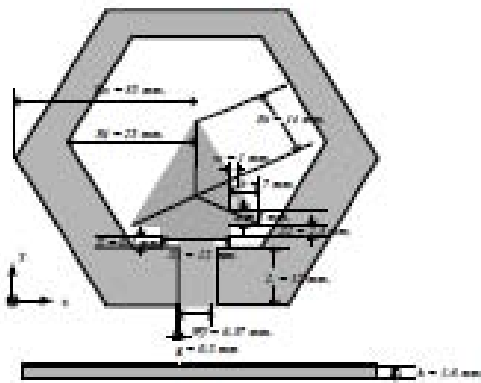
เทคโนโลยีทางด้านการศึกษาที่คิดค้นเพื่อสร้างโครงข่ายของวงแหวนคู่ปรับรูปคล้ายกับแบบสายเหลี่ยม โดยเทคนิคทางด้านการศึกษาที่คิดค้นเพื่อสร้างในด้านความถี่ในโดเมนที่ซึ่งมีการใช้ งานในบริเวณที่สื่อสารต่างๆ บางอย่าง เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบสื่อสารดาวเทียม ระบบวิทยุสื่อสาร ระบบเรดาร์ จดชื่ออันนำมาใช้ ประโยชน์ในงานด้านการสื่อสาร งานด้านสำรวจทรัพยากร งานด้านธุรกิจ งานด้านเกษตรกรรมและวิทยาศาสตร์ การสื่อสาร ไร้สายนั้นมีการพัฒนาระบบ ตัวอย่าง เช่น ระบบ DCS (1720 – 1880 MHz), ระบบ PCS (1850 – 1990 MHz), ระบบ UMT – 2000 (1920 – 2170MHz), ระบบ WLAN IEEE 802.11 ซึ่งความถี่คือ 2.4 GHz (2400 – 2484 MHz) และที่ความถี่ 5.2 GHz (5150 – 5350MHz), ระบบ WLAN IEEE 802.15.3a (3.3GHz-10.6GHz) หรือ WLAN IEEE 802.16a (3GHz-10GHz)

สายอากาศเป็นส่วนประกอบสำคัญชิ้นหนึ่งของระบบสื่อสาร ส่วนมากจะวางรับการใช้ งาน ได้เพียง 1-2 บริเวณเท่านั้น ทำให้เกิดพัฒนา สายอากาศชนิดใหม่ที่สามารถใช้ งานครอบคลุมของย่านความถี่ต่างๆ ดังเช่น สายอากาศที่กลมเหลี่ยมที่มีวงกลมที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณ ระนาบร่วม และมีขนาดค่อนข้างใหญ่ [1] ซึ่งมีแบนด์วิดท์ที่กว้างถึง 160% และในผลของนี้ได้นำมาใช้สายอากาศที่มีลักษณะเป็นรูปกลมเหลี่ยมด้านเท่าที่ ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง [2] โดยใช้ ทศนิยมกับแบบ ในการปรับแบนด์วิดท์ได้แบนด์วิดท์ประมาณ 108.2% และมีขนาดที่เล็กกว่าสายอากาศที่กล่าวมาอีกที่ซึ่งงานวิจัยเรื่อง Design of a Dual-band CPW-fed Slot Antenna for UWB applications [4] ได้ใช้ค่าเฉลี่ย จากการปรับแบนด์วิดท์ของสายอากาศที่กล่าวมาอีกที่ซึ่งงานวิจัยเรื่อง

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอ การพัฒนาสายอากาศวงกลมเหลี่ยม ด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง ซึ่งเปรียบเทียบกับ สายอากาศวงกลมเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำ สัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง [2] สายอากาศที่พัฒนามีผลกระทบของขนาดของสายนำด้านและขนาดของรูคล้ายกับสายอากาศแบบเก่า [2] และให้ผลของแบนด์วิดท์ที่กว้าง ได้ถึงประมาณ 132.3%

2. การออกแบบ

ในการออกแบบเสาอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณ ภายนำสัญญาณปริมาณต่ำแบบแบนราบเชิงพี้นี่มีวิธีรับในวิธีการนำ โดยสำหรับเสาอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ได้รับผลการออกแบบแล้ว ทำการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมจำลอง 3D เมื่อทราบผลลักษณะสมบัติ ของเสาอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบเก่า จากนั้นทำการออกแบบ สลับเพื่อ ให้ได้เสาอากาศที่มีประสิทธิภาพดีที่สุด ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ ดังต่อไปนี้ $f_c = 3.3$ GHz, $f_b = 3.5$ GHz, $B = 0.5$ GHz, $SL = 1.2$ GHz, $SD = 2.5$ GHz, $SB = 5$ GHz, $LB = 7$ GHz, $UB = 1$ GHz, และ $DB = 12$ GHz, โดยอาศัยวิธีลดในการสร้างแสดงดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 เสาอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณ ปริมาณต่ำแบบแบนราบเชิงพี้นี่ที่ออกแบบบนกริดรูปสามเหลี่ยมเป็นโพ้

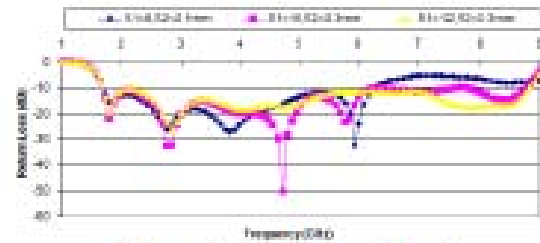
เสาอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณ ปริมาณต่ำ แบบแบนราบเชิงพี้นี่ที่ออกแบบเป็นโพ้ดังรูปที่ 1 โดยทำการปรับสลับรูปที่เหมือนกันทำไปได้อีกหลายครั้งรูปสามเหลี่ยม โดยค่าความกว้าง (SL) และค่าความสูง (SD) ของสลับรูปที่เหลี่ยม สามารถแสดงดังตารางที่ 1 ซึ่งมีค่าความกว้าง และค่าความสูงที่เหมือนกันที่สุดที่ค่าพารามิเตอร์ $f_c = 3.3$ GHz, $f_b = 3.5$ GHz, ค่าให้สามารถเทียบแบบดีต่อ ของเสาอากาศ ได้ถึง 22 % ดังแสดงในตารางที่ 1 และ รูปที่ 2

ตารางที่ 1 แสดงการเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลง SL และ SD

ขนาดพารามิเตอร์ (mm)		$f_l - f_u$ (GHz)	f_c (GHz)	Bandwidth	
SL	SD			(%)	(GHz)
8	2.1	1.69 - 6.28	3.98	115.52	4.29
10	2.3	1.69 - 6.28	3.91	113.53	4.44
12	2.5	1.69 - 6.28	3.25	135.62	7.12

จากผลการจำลองแบบในรูปที่ 2 จะสังเกตเห็นว่า ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ในช่วงความถี่ที่มีค่าสูงซึ่งทำการลดค่าดังกล่าวหาหาค่าได้ถึง ให้ที่พารามิเตอร์ (SL) รูปที่ 1 เสาอากาศรูปสามเหลี่ยม ดังแสดงใน

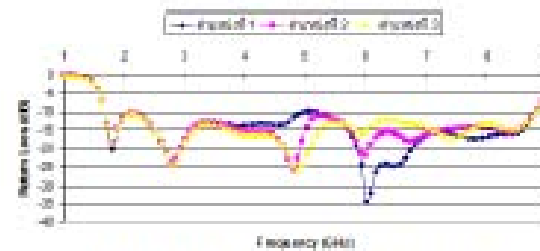
รูปที่ 1 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของร่อง นี้จะกำหนดค่าปลายด้านขวาของคลื่น สามารถแสดงดังตารางที่ 2 และรูปที่ 3 โดยค่าพารามิเตอร์ของร่อง รูปที่ 1 ได้ที่เหมือนกันที่สุด ดังที่ค่าพารามิเตอร์



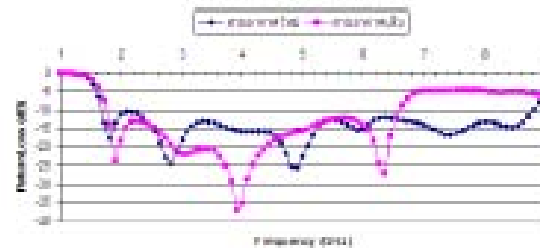
รูปที่ 2 ผลการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับ โดยการเปลี่ยนแปลง SL และ SD

ตารางที่ 2 การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ของเสาอากาศแบบสามเหลี่ยม

ค่าพารามิเตอร์	ร่องความถี่ (mm)	ร่องความถี่ (GHz)	ร่องความถี่ (GHz)
1	1 mm	3 GHz	7 GHz
2	1 mm	4 GHz	7 GHz
3	1 mm	5 GHz	7 GHz



รูปที่ 3 ผลของผลการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับ โดยการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของเสาอากาศที่พารามิเตอร์ (SL) รูปที่ 1 โดยบนกริดรูปสามเหลี่ยม



รูปที่ 4 การเปรียบเทียบผลของผลการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของเสาอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบใหม่ กับแบบเก่า

เมื่อเปรียบเทียบผลของผลการจำลองแบบค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของเสาอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบใหม่ กับแบบเก่า ดังแสดงใน รูปที่ 4 สามารถสรุปได้ว่าเสาอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าแบบใหม่

ในด้านประสิทธิภาพที่ควรพิจารณาจากช่วงความถี่ของคลื่นที่เปลี่ยนผ่านสายนำสัญญาณปริมาณตัวแบบเก่า [2] เทียบความถี่ยื่น 20 %

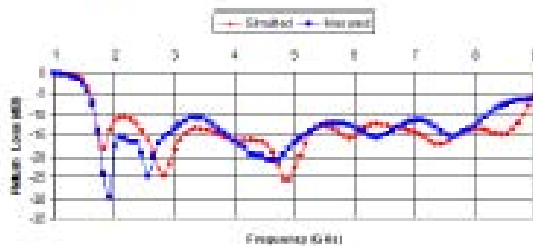
3. การสร้างและทดสอบสายอากาศ

จากผลการจำลองแบบและการปรับแก้พารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศด้วยวิธีเชิงปริมาตร (Empirical method) ร่วมกับโปรแกรมโปรแกรม MATLAB ได้ได้ค่าที่เทียบเคียง ซึ่งได้ขนาดของสายอากาศดังรูปที่ 5 แล้วทำการสร้างสายอากาศขึ้นแบบตามขนาดของสายอากาศดังรูปที่ 5 โดยตัวสายอากาศถูกสร้างขึ้นด้วยแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 ซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) = 4.4 ค่า Loss Tangent = 0.02 ความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก = 1.6 มม. ความหนาของทองแดง = 0.035 มม. ตัวสายอากาศขึ้นแบบที่สร้างมีลักษณะดังรูปที่ 5

จากนั้นทำการทดสอบวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ โดยใช้วิธีวัดอัตราพีเอจิง (Return Amplitude) รุ่น 20342B แล้วทำการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นกับค่าที่ได้จากผลการจำลอง และ ได้จากกราฟวัด พบว่าสายอากาศมีแบบที่วัดที่ค่าที่ ปริมาณ = 22.73% (1.876 GHz - 2.224 GHz) ซึ่งค่าการสูญเสียย้อนกลับ เท่ากับ -10 dB ดังแสดงในรูปที่ 6 และ 7 ตามลำดับ



รูปที่ 5 ชิ้นงานสายอากาศที่ขึ้นแบบและการทดสอบ



รูปที่ 6 ผลการจำลองแบบและผลการวัดของสายอากาศช่วงความถี่ของคลื่นที่เปลี่ยนผ่านสายนำแบบใหม่

เมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างสายอากาศช่วงความถี่ของคลื่นที่เปลี่ยนผ่านสายนำแบบใหม่ กับสายอากาศช่วงความถี่ของคลื่นที่เปลี่ยนผ่านสายนำแบบเก่า [2] พบว่ามีขนาดและรูปร่างที่ใกล้เคียงกัน และ ผลการเปรียบเทียบการวัดและทดสอบ

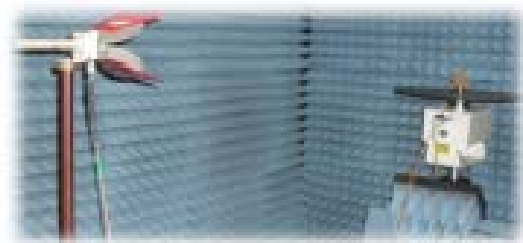
พบว่า สายอากาศช่วงความถี่ของคลื่นที่เปลี่ยนผ่านแบบใหม่มีลักษณะที่เปลี่ยนความถี่ 22.73% ดังแสดงในกราฟที่ 7

ภาพที่ 7 ผลการเปรียบเทียบผลการวัดและทดสอบระหว่างสายอากาศช่วงความถี่ของคลื่นที่เปลี่ยนผ่านสายนำแบบใหม่และแบบเก่า

สายอากาศ	ผลการคำนวณ	$f_c - f_s$ (GHz)	f_c (GHz)	Bandwidth	
				(%)	(GHz)
สายอากาศช่วงความถี่แบบเก่า [2]	ผลการคำนวณ	1.881 - 2.077	1.880	113.24	4.394
	ผลการวัด	1.866 - 2.282	4.120	109.50	4.516
สายอากาศช่วงความถี่แบบใหม่	ผลการคำนวณ	1.676 - 1.731	5.200	113.63	3.864
	ผลการวัด	1.676 - 2.224	4.95	113.28	4.548

ผลการจำลองแบบรูปการแก้พหุนามของสายอากาศช่วงความถี่ของคลื่นที่เปลี่ยนผ่านสายนำแบบใหม่ที่สร้างขึ้น สรุปได้ว่าผลการจำลองขึ้นพบว่ามีความถี่ 2.4 GHz มีลักษณะการแก้พหุนามเป็นแบบ Co-pol และ Cross-pol และสามารถปรับการแก้พหุนามของคลื่นได้ ในปริมาณ 2.4 และ 3.4 dB แสดงในรูปที่ 7 และ รูปที่ 8 ตามลำดับ

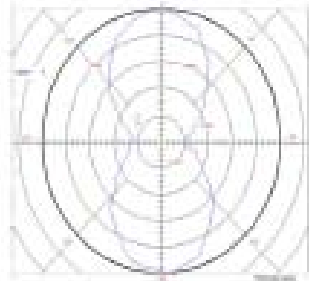
การทดสอบวัดแบบรูปการแก้พหุนามของสายอากาศ โดยวัดอุปสงค์ด้วยรูปที่ 9 โดยใช้วิธีวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S₁₁ Signal Coefficient) รุ่น 20342B และ โปรแกรม Autocore Measurement studio โดยทำการวัดรูปแบบการแก้พหุนามของสายอากาศที่ความถี่ 1.6 GHz, 4.3 GHz และ 8.2 GHz



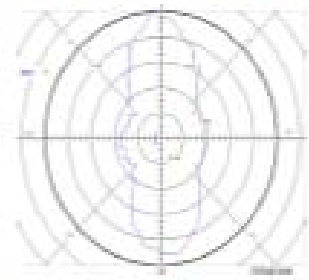
รูปที่ 7 ภาพการทดสอบวัดแบบรูปการแก้พหุนามของสายอากาศในแนวระนาบ x-z plane (Co-Polarization)

ผลการทดสอบแบบรูปการแก้พหุนามของสายอากาศช่วงความถี่ของคลื่นที่เปลี่ยนผ่านแบบใหม่ที่สร้างขึ้น ในงานวิจัยนี้ สรุปได้ว่าสายการปรับการแก้พหุนามของคลื่นแบบ Co-Polarization และ Cross-Polarization ที่ความถี่ 1.6 GHz แบบรูปการแก้พหุนามของสายอากาศ มีรูปการแก้

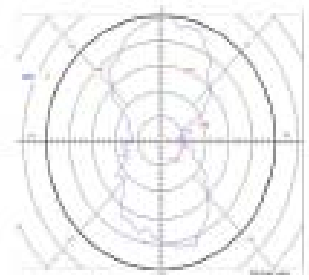
พหุหาคานโพลีเอธิลีนหกเหลี่ยม 4.3 GHz เป็นมีการบิดเบือนแบบรูปดาวบนคัพพหุหาคาน แถบที่ความถี่ 4.3 GHz แบบรูปดาวบนคัพพหุหาคานมีการบิดเบือนเล็กน้อย ดังแสดงในรูปที่ 8 -10 ตามลำดับ



รูปที่ 8 ผลการทดสอบการคัพพหุหาคานสายอากาศช่วงหกเหลี่ยมสี่ด้านทำแบบโพลีเอธิลีนที่ความถี่ 4.3 GHz มีขนาด ๔x๔



รูปที่ 9 ผลการทดสอบการคัพพหุหาคานสายอากาศช่วงหกเหลี่ยมสี่ด้านทำแบบโพลีเอธิลีนที่ความถี่ 4.3 GHz มีขนาด ๔x๔



รูปที่ 10 ผลการทดสอบการคัพพหุหาคานสายอากาศช่วงหกเหลี่ยมสี่ด้านทำแบบโพลีเอธิลีนที่ความถี่ 4.3 GHz มีขนาด ๔x๔

4. สรุปย่อ

งานวิจัยนี้มีขั้นตอนการพัฒนาสายอากาศช่วงหกเหลี่ยมสี่ด้านที่ป้อนด้วยสัญญาณวิทยุผ่านท่าแบบแถบความถี่กว้างแบบแบนราบที่มีประสิทธิภาพสูงที่ใช้งานได้รับการตรวจแบบใหม่ โครงการพิเศษศิลป์ (๒๕๖) รูปสี่เหลี่ยมด้านเท่าฐานวงแหวนที่ (SIW) รูปตัวโฉบบนสลับรูป

สามเหลี่ยม ตรวจสอบคุณภาพใช้ตามโพลีเอธิลีนหกเหลี่ยมสี่เหลี่ยมสี่ด้านโดยให้หลักการป้อนสัญญาณด้วยสัญญาณวิทยุผ่านท่าแบบแบนราบจากผลการวิจัยพบว่าสายอากาศมีแบนด์วิดท์ที่ต่ำกว่าสัญญาณที่ออกแบบ ค่ากำไร -10 dB ที่ความถี่ ๔.๓๕ - ๔.๓๕ GHz หรือ ๒๒.๒๒ % แล้วยังเปรียบเทียบกับค่าการสูญเสียของสัญญาณที่สายอากาศช่วงหกเหลี่ยมสี่ด้านที่แบบเก่าแบบโฉบแบบใหม่ พบว่า สายอากาศช่วงหกเหลี่ยมสี่ด้านที่แบบใหม่มีแบนด์วิดท์ที่เพิ่มขึ้นจากเดิม ๒๒.๒๒% ดังนั้นงานวิจัยนี้สามารถนำไปประยุกต์ในการออกแบบแอสทีเรียสายอากาศ แบบแบนราบอีกทั้งของระบบสื่อสารไร้สายต่างๆ เช่น DCX, DCI, COMS, WLAN 802.11 a/b/g, Bluetooth และ ตรวจสอบตามความถี่ IEEE 802.1๕ หรือ 5.๕ GHz ได้ถึง ๗ %

5. เอกสารอ้างอิง

- [1] ชัยฤทธิ์ พรหมเทพ. ๒๕47. สายอากาศช่วงหกเหลี่ยมสี่เหลี่ยมสี่ด้านคัพพหุหาคานแบบแบนราบเพื่อใช้รักษาบท . วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม วิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.
- [2] ไกรสร สาวิชัย. ๒๕48. สายอากาศช่วงหกเหลี่ยมสี่เหลี่ยมสี่ด้านที่ป้อนด้วยสัญญาณวิทยุผ่านท่าแบบแบนราบเพื่อใช้รักษาบท . วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม วิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.
- [3] โมไนย ไกรฤกษ์. ๒๕๕๕. วิทยุสายอากาศ . กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์พิสิคส์เซ็นเตอร์.
- [4] Minic C. Mikhalevich, Teyoh A. Denidi And Lerb Talbi. "Design of a Dual-band CPW-fed Slot Antenna for ISM application" Vehicular Technology Conference, VTC 2004-Spring, IEEE 59th, Vol. 1, 17-21, pp. 6-9, May 2004.



นายจิติคุณ จินฉางษ์ ตำแหน่งการศึกษารดับชั้นปริญญาโท จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีพ.ศ. ๒๕4๖ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งศึกษารดับชั้น ระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ๑๘๘ วิศวกรรมศาสตรมหาวิทาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ Microwave circuit Design, Antenna Design.



ดร. ฉันทนา เรืองราชวิ ตำแหน่งการศึกษารดับชั้นปริญญาเอก จากมหาวิทาลัยราชภัฏรำไพพรรณี ปีพ.ศ. ๒๕๓๐ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ขั้นสูง วิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี งานวิจัยที่สนใจ Wideband Radar System, Ultra Fast Electrical Pulse Generator, Antenna Design.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล	นายรัฐพล จินะวงศ์
วันเดือนปีเกิด	4 มกราคม 2516
สถานที่เกิด	อำเภอเมือง จังหวัดแพร่
สถานที่อยู่ปัจจุบัน	เลขที่ 214/56 หมู่ 4 ต.รังสิต อ.ชัยบุรี จ.ปทุมธานี 12110
ประวัติการศึกษา	ครุศาสตร์อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาไฟฟ้า-ไฟฟ้าสื่อสาร สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล เมื่อ พ.ศ. 2538 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรม อิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลชัยบุรี เมื่อ พ.ศ. 2538 ครุศาสตร์อุตสาหกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	
พ.ศ. 2538-2539	อาจารย์ประจำแผนกอิเล็กทรอนิกส์ โรงเรียนเทคโนโลยีสยาม
พ.ศ. 2539-2540	อาจารย์ประจำแผนกอิเล็กทรอนิกส์ โรงเรียนโปลิเทคนิคลานนา
พ.ศ. 2540-2549	อาจารย์ประจำภาควิชาครุศาสตร์อิเล็กทรอนิกส์และ โทรคมนาคม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลชัยบุรี
พ.ศ. 2549-ปัจจุบัน	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ประจำสาขาวิชาครุศาสตร์ อิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลชัยบุรี

ผลงานวิจัย

- รัฐพล จินะวงศ์ และ อำนวย เรืองวารี, “การพัฒนาสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง ”, การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า (EECON) ครั้งที่ 32, 28-30 ตุลาคม 2552, ปราจีนบุรี, 2552, หน้า 713-716.