

การวิเคราะห์สับจูนนิ่งที่มีต่อสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่บื่อนด้วย
ท่อนำคลื่นระนาบร่วม

ON THE ANALYSIS OF STUB TUNING OF RECTANGULAR SLOT
ANTENNA FED BY COPLANAR WAVEGUIDE

สุรชัย แก้วสุพรรณ
SURACHAI KAEWSUPAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-16-230-337

การวิเคราะห์สัตบฐนึ่งที่มีต่อสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วย
ท่อนำคลื่นระนาบร่วม

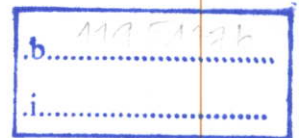
ON THE ANALYSIS OF STUB TUNING OF RECTANGULAR SLOT
ANTENNA FED BY COPLANAR WAVEGUIDE



สุรัชัย แก้วสุพรรณ

SURACHAI KAEWSUPAN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 82890
วัน,เดือน,ปี..... 25 ก.ค. 2551



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2551

KMITL-2008-EN-M-230-337

**ON THE ANALYSIS OF STUB TUNING OF RECTANGULAR SLOT
ANTENNA FED BY COPLANAR WAVEGUIDE**

SURACHAI KAEWSUPAN

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN INFORMATION ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2008
KMITL-2008-EN-M-230-337**

COPYRIGHT 2008

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์สัจพจน์ที่มีต่อสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม
นักศึกษา	นายสุรัชย์ แก้วสุพรรณ
รหัสประจำตัว	48061003
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

บทคัดย่อ

สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนสัญญาณโดยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ที่มีการใช้สัจพจน์ จะสามารถทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์แถบความถี่กว้างได้ ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอสัจพจน์ เพื่อปรับปรุงคุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดให้มีคุณสมบัติดังที่กล่าว และเพื่อนำไปใช้กับระบบการสื่อสารไร้สายในแถบความถี่จาก 1.66 GHz ถึง 6.34 GHz โดยที่สายอากาศและสายนำจะถูกสร้างอยู่บนแผ่นตัวนำด้านเดียวกันของวัสดุฐานรอง ดังนั้นจึงมีความง่ายเมื่อนำเข้าสู่ขบวนการสร้างจริง และในการวิเคราะห์นั้นจะนำเสนอคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ เป็นต้นว่า อินพุตอิมพีแดนซ์ ความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับแบบควิควิต VSWR และรูปแบบการแผ่พลังงานของสนามระยะไกล โดยที่อิมพีแดนซ์แบบควิควิต นั้นจะมีแถบความถี่กว้างจาก 1.66 GHz ถึง 6.34 GHz (117%) ซึ่งครอบคลุมแถบความถี่มาตรฐานของ GSM1800, GSM1900, WLAN คือ IEEE 802.11b/g IEEE 802.11j IEEE 802.11a และงานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศโดยใช้หลักการของโมเมนต์จากโปรแกรม IE3D.

Thesis Title	On The Analysis of Stub Tuning of Rectangular Slot Antenna Fed by Coplanar Waveguide
Student	Mr. Surachai Kaewsupan
Student ID.	48061003
Degree	Master of Engineering
Program	Information Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Noppin Anantrasirichai

ABSTRACT

A rectangular slot antenna fed by coplanar waveguide (CPW) with stub tuning can be obtained wide band frequency. Therefore, this thesis proposed the tuning stubs to improve characteristics of slot antenna for wide band which uses in WLAN communication systems from 1.66 GHz to 6.34 GHz. The slot antenna and CPW are etched on the same side of a single conductor layer, thus simplifying for fabrication process. The characteristics of antenna are proposed and analyzed for instance input impedance, return loss, bandwidth, VSWR, and far field radiation patterns. The obtained impedance bandwidth can achieve wide band from 1.66 GHz to 6.34 GHz (117%) which is the frequency band coverage the standard of GSM1800, GSM1900, and WLAN standard of IEEE 802.11b/g, IEEE 802.11j, IEEE 802.11a. In this research, the characteristics of antenna are analyzed by using Method of Moments (MOM) from IE3D software.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างซึ่งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีที่ให้ความอนุเคราะห์โปรแกรมเพื่อช่วยในการทำวิทยานิพนธ์

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สุรชัย แก้วสุพรรณ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ขอบเขตการศึกษา.....	2
1.4 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 วิธีโมเมนต์.....	4
2.1.1 ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก.....	6
2.2 โปรแกรม IE3D.....	7
2.3 การจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D.....	11
2.3.1 ฟังก์ชันฐานแบบ Roof-top (Roof-top basis function).....	13
2.3.2 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สี่เหลี่ยม (Roof-top Function on Rectangular Cells)	14
2.3.3 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สามเหลี่ยม (Roof-top Function on Triangular Cells)	15
2.4 สายอากาศไมโครสตริป.....	17
2.4.1 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป.....	18
2.4.2 การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด (Slotline)	19
2.4.3 การหาคูณลักษณะของสายนำสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกรวดด้านล่าง.....	22
2.4.4 การหาคูณลักษณะของสายนำสัญญาณ แบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกรวดด้านล่าง.....	25

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.5	สายอากาศร่องจตุรัสที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง	25
2.6	สายอากาศร่องจตุรัสที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมและใช้สตริปเป็นโหลด แบบแถบความถี่กว้าง	26
2.7	สายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่า ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง	27
บทที่ 3	การออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	30
3.1	การออกแบบสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW).....	36
3.2	สายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ไม่มีสตัดจูนนิ่ง.....	37
3.3	สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สตัดจูนนิ่งแบบแท่งสี่เหลี่ยม.....	39
3.3.1	การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ L_s	39
3.3.2	การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ W	41
3.3.3	การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ L	42
3.3.4	การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ ww	42
3.3.5	การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ LL	43
3.4	สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สตัดจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	45
3.4.1	การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ W	45
3.4.2	การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ W_s	46
3.4.3	การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ S_d	47
3.4.4	การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ L_s	48
3.4.5	คุณลักษณะ VSWR และ Input Impedance ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สตัดจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	50
3.5	สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สตัดจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยมที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW.....	52
3.5.1	การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ a	53
3.5.2	การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ b	54
3.5.3	การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ c	55

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.5.4 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ S_d	56
3.5.5 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ W_s	57
3.5.6 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ L_s	58
3.6 การเปรียบเทียบผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศระหว่างสาย อากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สตาบจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ไม่มี และ มีการเจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณ CPW.....	61
3.7 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และเจาะเส้นช่องเปิดแนวตั้งในสตาบสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	61
3.7.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ d และ f	62
3.7.2 การจำลองเพื่อการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์และเพิ่มแบนด์วิดท์.....	63
3.7.2.1 การจำลองเพื่อการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์.....	64
3.7.2.2 การจำลองเพื่อการเพิ่มแบนด์วิดท์.....	67
3.7.3 ผลการจำลองรูปแบบการแผ่พลังงาน.....	73
บทที่ 4 การทดสอบและผลการทดสอบ.....	77
4.1 การทดสอบวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ	78
4.2 การทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ.....	79
บทที่ 5 สรุปผลงานวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	83
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	83
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	85
บรรณานุกรม.....	86
ภาคผนวก.....	88
ประวัติผู้เขียน.....	100

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลเปรียบเทียบการจำลองการทำงานกับการวัดชิ้นงานจริง.....	29
3.1 คุณลักษณะของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าตามโครงสร้างในรูปที่ 3.1 และ 3.3.....	33
3.2 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ W	41
3.3 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ L	42
3.4 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ ww	43
3.5 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ LL	44
3.6 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ W_s	47
3.7 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ S_d	48
3.8 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ L_s	49
3.9 ขนาดของพารามิเตอร์สายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สัดบจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยม.....	50
3.10 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ a	53
3.11 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ b	54
3.12 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ c.....	55
3.13 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ S_d	56
3.14 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ W_s	57
3.15 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ L_s	58
3.16 ขนาดของพารามิเตอร์สายอากาศช่องเปิดที่ใช้สัดบจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่เจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณ CPW.....	59
3.17 การเปรียบเทียบคุณลักษณะ ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่ไม่เจาะและเจาะสายนำสัญญาณ.....	61
3.18 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ d และ f	63
3.19 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ j	64
3.20 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ i	65
3.21 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ k	66
3.22 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ g	67

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
3.23 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ h_w	68
3.24 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ L_s	69
3.25 ขนาดของพารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบน สายนำสัญญาณ CPW และปรับแต่งช่องเปิดแนวตั้งในสัดบจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	70
4.1 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและวัดจริง.....	79

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การจำลองแบบโครงสร้างแบบสามมิติโดยใช้โปรแกรม IE3D.....	8
2.2 หน้าจอแสดงรูปแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D.....	11
2.3 การจำลองแบบสายอากาศใน โครงสร้างสามมิติ.....	12
2.4 แผ่นตัวนำและ โครงสร้างบนแผ่นระนาบ S.....	13
2.5 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม	14
2.6 การไหลของกระแสในเส้นตาข่าย.....	16
2.7 กระแสที่ขอบสำหรับเซลล์ที่อยู่ติดกัน.....	17
2.8 โครงสร้างของไมโครสตริป.....	18
2.9 สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอก.....	19
2.10 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด.....	19
2.11 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป CPW (Coplanar Waveguide).....	20
2.12 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณแบบ CPW.....	21
2.13 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง.....	22
2.14 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง.....	25
2.15 สายอากาศร่องจตุรัส ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบ ท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง.....	25
2.16 ผลการวัดชิ้นงาน โดยการปรับ ค่า S ของสายอากาศร่องจตุรัส ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม	26
2.17 สายอากาศร่องจตุรัส ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบ นำคลื่นระนาบร่วมและใช้สตริปเป็น โหลดแบบแถบความถี่กว้าง.....	26
2.18 ผลการวัดชิ้นงานสายอากาศร่องจตุรัส ที่ป้อนด้วย สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมและใช้สตริปเป็น โหลด.....	27
2.19 สายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่า ที่ป้อนด้วย สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบความถี่กว้าง.....	28
2.20 ผลเปรียบเทียบการจำลองการทำงานกับการวัดชิ้นงานจริง ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่า.....	28
3.1 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ประกอบด้วยสตัดจ์จูนนิ่งรูปสามง่าม.....	30
3.2 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่มีรูปร่างตามรูปที่ 3.1.....	31
3.3 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดที่มุมล่างของสตัดจ์จูนนิ่ง.....	32

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.4 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิด ที่มีโครงสร้างตามรูปที่ 3.3.....	32
3.5 แสดงขั้นตอนการออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม.....	35
3.6 หน้าจอแสดงการคำนวณสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่มีค่าอิมพีแดนซ์ 50Ω	36
3.7 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ไม่มีสตัดจูนนิ่ง.....	37
3.8 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของเส้นรอบวงสามขนาด.....	38
3.9 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ตามขนาดของ (L).....	38
3.10 โครงสร้างของสายอากาศที่ใช้สตัดจูนนิ่งแบบแท่งสี่เหลี่ยม.....	39
3.11 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศเมื่อปรับ L_s	40
3.12 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ W.....	41
3.13 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ L.....	42
3.14 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ ww.....	43
3.15 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ LL.....	44
3.16 โครงสร้างของสายอากาศที่ใช้สตัดจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยม.....	45
3.17 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ W.....	46
3.18 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ W_s	46
3.19 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ S_g	47
3.20 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ L_s	48
3.21 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิด รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สตัดจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	50

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.22 คุณลักษณะของ VSWR ของสายอากาศช่องเปิด รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สตาบจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	51
3.23 คุณลักษณะของ Input Impedance ของสายอากาศช่องเปิด รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สตาบจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	51
3.24 Vector Current Distribution ของสายอากาศช่องเปิด รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สตาบจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	52
3.25 โครงสร้างของสายอากาศที่ใช้สตาบจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งเจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW.....	52
3.26 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ a.....	53
3.27 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ b.....	54
3.28 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ c.....	55
3.29 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ S_a	56
3.30 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของ พารามิเตอร์ W_r	57
3.31 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ L_s	58
3.32 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่ใช้สตาบจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยเจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณ CPW.....	59
3.33 คุณลักษณะของ VSWR ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่ใช้สตาบจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยเจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณ CPW.....	60
3.34 คุณลักษณะของ Input Impedance ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยม ผืนผ้าที่ใช้สตาบจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยเจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณ CPW	60
3.35 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิด รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ไม่เจาะสายนำสัญญาณ และแบบเจาะสายนำสัญญาณ.....	61
3.36 โครงสร้างของสายอากาศที่เจาะช่องเปิดแนวตั้งในสตาบจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	62

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.37 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของพารามิเตอร์ d และ f	62
3.38 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และ ปรับแต่งช่องเปิดแนวตั้งในสลับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	63
3.39 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของ พารามิเตอร์ j	64
3.40 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของ พารามิเตอร์ i	65
3.41 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของ พารามิเตอร์ k	66
3.42 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของ พารามิเตอร์ g	67
3.43 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับความขนาดของพารามิเตอร์ h_w	68
3.44 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการ ปรับขนาดของ พารามิเตอร์ L_s	69
3.45 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิด รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และปรับแต่งช่องเปิดแนวตั้งในสลับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยม.....	70
3.46 คุณลักษณะของ VSWR ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่อง เปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และปรับแต่งช่องเปิดแนวตั้งในสลับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยม.....	71
3.47 คุณลักษณะของ Input Impedance ของสายอากาศ ช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และปรับแต่งช่องเปิดแนวตั้งในสลับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยม.....	71
3.48 คุณลักษณะของ Gain ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่อง เปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และปรับแต่งช่องเปิดแนวตั้งในสลับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยม.....	72
3.49 รูปแบบการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.2 GHz.....	72
3.50 คุณลักษณะของ (a) 3D radiation patterns ที่ 1.8 GHz (b) 2D radiation patterns ที่ 1.8 GHz.....	73

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเทคโนโลยีด้านการสื่อสารได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องและมีความเติบโตอย่างรวดเร็ว โดยเฉพาะอย่างยิ่งการติดต่อสื่อสารในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งมีใช้งานในระบบสื่อสารต่าง ๆ มากมาย เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบสื่อสารดาวเทียม ระบบวิทยุสื่อสาร ระบบเรดาร์ อีกทั้งยังนำมาใช้ประโยชน์ในงานด้านการศึกษา งานด้านสำรวจทรัพยากร งานด้านธุรกิจ งานด้านการแพทย์และทางการแพทย์ โดยในส่วนของ การสื่อสารไร้สายนั้น มีหลายระบบด้วยกัน นักวิจัยได้ทำการศึกษาพัฒนาสายอากาศชนิดหนึ่ง คือ แบบไมโครสตริป เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีรูปร่างไม่ซับซ้อน ออกแบบและสร้างได้ง่าย ราคาไม่สูงมากนัก ลักษณะโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมใช้งานทั่วไป ได้แก่ สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Microstrip Patch Antenna) สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (Microstrip Slot Antenna) และสายอากาศไมโครสตริปไดโพล (Microstrip Dipole Antenna) ดังนั้นสายอากาศ จึงจัดว่าเป็นส่วนประกอบที่สำคัญอย่างหนึ่งของระบบสื่อสารที่มีความสำคัญมากขึ้นตามลำดับ เช่น เกี่ยวกับการมุ่งเน้นให้มีการพัฒนาในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ เช่น การพัฒนาให้มีการสูญเสียต่ำหรือการทำให้มีโครงสร้างที่เหมาะสมกับการใช้งาน รวมไปถึงการจัดสร้างให้มีลักษณะเป็นวงจรรวมอยู่รวมบนระนาบเดียวกัน (Monolithic Microwave Integrated Circuits: MMIC) ซึ่งสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดเป็นสายอากาศหนึ่งที่ได้รับ ความนิยมสูงและมีการทำวิจัยอย่างกว้างขวาง โดยโครงสร้างหนึ่งที่ได้มีการทำวิจัยและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง คือ สายอากาศแบบช่องเปิดที่ถูกเชื่อมต่อโดยใช้สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW: Coplanar Waveguide) และมีการใช้สตัดจูนนิ่งเพื่อพัฒนาคุณลักษณะของสายอากาศให้ดีขึ้น สายอากาศโครงสร้างดังกล่าวได้มีงานวิจัยออกมามากอย่างหลากหลาย โดยแผ่นวงจรพิมพ์ที่นิยมใช้กันมาก คือ ชนิด FR-4 เพราะสามารถหาซื้อได้ง่าย มีราคาถูก มีงานวิจัยสายอากาศที่ใช้แผ่นวงจรพิมพ์ชนิดดังกล่าวมา ดังต่อไปนี้ สายอากาศมีลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยมที่มีร่องจตุรัสที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่ใช้สตริปเป็นโหนดในการปรับแบนด์วิดท์ได้กว้างถึง 62% ณ ความถี่กลาง [1] และมีงานวิจัยสายอากาศร่องจตุรัสที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสตัดจูนนิ่งสี่เหลี่ยม [2] เพื่อการปรับเพิ่มแบนด์วิดท์ได้ประมาณ 60% จากนั้น มีงานวิจัยพัฒนาสายอากาศโดยรวมเทคนิคของสายอากาศ [1] และ [2] เป็นสายอากาศร่องสี่เหลี่ยมที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีสตัดจูนนิ่งสี่เหลี่ยมที่ใช้สตริปเป็นโหนด [3] ซึ่งสามารถเพิ่มแบนด์วิดท์ได้ถึง 68% จากนั้นมีการพัฒนาสายอากาศ [3] ต่อ

เป็นสายอากาศช่องสี่เหลี่ยมที่ใช้สลับจูนนิ่งหุกระด้ายแบบหลายแถบความถี่ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม [4] และก็ยังมีส่วนสายอากาศสี่เหลี่ยมที่มีร่องรูปควีนภูเขาไฟ (Volcano) ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม [5] ซึ่งมีความกว้างแบนด์วิดท์มากถึง 125% แต่มีขนาดค่อนข้างใหญ่ และนอกเหนือจากนั้นยังมีงานวิจัยสายอากาศที่มีลักษณะเป็นรูปสามเหลี่ยมด้านเท่าที่มีร่องสามเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม [6] โดยใช้สลับจูนนิ่งสามเหลี่ยมในการปรับแบนด์วิดท์ได้ประมาณ 52% แต่ว่ามีขนาดที่เล็กกว่าสายอากาศที่กล่าวมาในข้างต้น งานวิจัยนี้เป็นการศึกษาและออกแบบสายอากาศให้ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานของระบบสื่อสารไร้สาย เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900 และระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) คือ IEEE 802.11b/g, IEEE 802.11j, IEEE 802.11a และครอบคลุมโครงข่าย Wimax (2-6 GHz) โดยออกแบบเป็นสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยใช้เทคนิคการเจาะช่องเปิดบนสลับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยมและสายนำสัญญาณ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

งานวิจัยนี้นำเสนอวิธีการออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ซึ่งมีโครงสร้างที่กะทัดรัด น้ำหนักเบา ราคาถูก และง่ายในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ โดยได้นำเสนอเทคนิคในการเพิ่มแบนด์วิดท์และการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้วยการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์และรูปร่างสลับจูนนิ่งในลักษณะต่าง ๆ เพื่อสร้างสายอากาศที่สามารถรองรับระบบสื่อสารได้ตลอดแถบความถี่กว้างครอบคลุมตลอดย่านความถี่ของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900 และระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) คือ IEEE 802.11b/g IEEE 802.11j IEEE 802.11a และครอบคลุมโครงข่าย Wimax (2-6 GHz) สำหรับงานวิจัยนี้ได้ใช้การจำลองเชิงทฤษฎีด้วยโปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland Corp ซึ่งจะดำเนินการจำลองแบบโดยอาศัยหลักการของวิธีโมเมนต์

1.3 ขอบเขตการศึกษา

- ศึกษาและออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW)
- สร้างและทดสอบสายอากาศแถบความถี่กว้างแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW)

1.4 ขั้นตอนในการศึกษา

- ศึกษาข้อมูลสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง
- ศึกษาสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม

(CPW)

- ศึกษาและออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างแบบช่องเปิดที่ป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ด้วยโปรแกรมจำลองการทำงาน (IE3D ZELAND)

- ทดสอบสายอากาศที่สร้างขึ้นกับเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) เพื่อทำการเปรียบเทียบผลการทดลองที่ได้กับโปรแกรมจำลองการทำงาน

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการแบ่งเนื้อหาออกเป็นส่วน ๆ โดยได้แบ่งออกเป็นทั้งหมด 5 บท ซึ่งประกอบด้วย

บทที่ 1 เป็นบทนำจะเป็นการกล่าวถึงรูปแบบของสายอากาศไมโครสตริป ที่นำไปใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ และวัตถุประสงค์ของการทำวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีโดยทั่ว ๆ ไป ที่ได้นำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศ พร้อมทั้งหลักการออกแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศด้วยการจำลองแบบการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D

บทที่ 4 กล่าวถึงการสร้างสายอากาศและการทดสอบสายอากาศเพื่อเปรียบเทียบกับการจำลองแบบการทำงาน

บทที่ 5 จะเป็นบทสุดท้ายซึ่งกล่าวถึงบทสรุปและผลการวิเคราะห์ภายในวิทยานิพนธ์นี้ทั้งหมด พร้อมทั้งได้เสนอแนะแนวทางในการศึกษาและพัฒนาให้แก่ผู้ที่สนใจที่จะศึกษาเกี่ยวกับเรื่องสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ใช้สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในอดีตต้องใช้ความพยายามอย่างมากในการที่จะลดรูปของสมการที่มีความยุ่งยากให้อยู่ในรูปแบบที่ง่ายที่สุดเพื่อความสะดวกและรวดเร็วในการหาคำตอบของสมการนั้น ๆ ในปัจจุบันเพื่อแบ่งเบาภาระของกระบวนการวิเคราะห์เชิงตัวเลขได้มีการนำคอมพิวเตอร์ที่มีความเร็วในการประมวลผลสูงมาใช้ในขั้นตอนการวิเคราะห์ ทำให้สามารถคำนวณระบบที่มีความซับซ้อนได้มากขึ้น นอกจากนี้ยังช่วยลดเวลาและความยุ่งยากที่เกิดขึ้นในการวิเคราะห์เชิงตัวเลขด้วยมืออีกด้วย ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงโปรแกรม IE3D: โปรแกรมจำลองแบบทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนพื้นฐานวิธีโมเมนต์ โดยจะกล่าววิธีโมเมนต์เป็นหัวข้อแรกและตามด้วยลักษณะโปรแกรม IE3D

2.1 วิธีโมเมนต์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงกระบวนการสำหรับการแก้ปัญหาสนามที่เป็นเชิงเส้นซึ่งนำมาประยุกต์ใช้หาสัมประสิทธิ์ที่ไม่ทราบค่าในสมการเชิงอินทิกรัล เราเรียกกระบวนการนี้ว่าวิธีเมตริกซ์ (Matrix Method) วิธีการลดรูปของระบบสมการดั้งเดิมให้อยู่ในรูปของระบบสมการเมตริกซ์ และเราเรียกวิธีทางคณิตศาสตร์เพื่อให้ได้มาซึ่งระบบสมการเมตริกซ์นี้ว่า วิธีโมเมนต์ (Method of Moments: MOM)

พิจารณาสมการต่อไปนี้

$$L(f) = g \quad (2.1)$$

เมื่อ L คือตัวดำเนินการเชิงเส้น (Linear Operator)

g คือฟังก์ชันกระตุ้นหรือแหล่งกำเนิด (Excitation Function or Source) ซึ่งเป็นฟังก์ชันที่รู้ค่า

f คือผลตอบสนอง (Response) หรือ สนาม (Field) ซึ่งเป็นฟังก์ชันไม่รู้ค่าที่ต้องการหา

ให้ f ซึ่งแสดงด้วยอนุกรมของฟังก์ชัน $f_1, f_2, f_3, \dots, f_n$ ในโดเมนของ L นั่นคือ

$$f = \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n \quad ; n = 1, 2, 3, \dots, N \quad (2.2)$$

โดยที่ α_n คือค่าสัมประสิทธิ์คงที่ที่ไม่ทราบค่า (Unknown Coefficient)

f_n คือฟังก์ชันการแผ่ขยาย (Expansion Function) หรือ ฟังก์ชันฐาน (Basis Function)

ในสมการ (2.2) สำหรับผลเฉลยที่แม่นยำ (Exact Solution) จะได้จากผลรวมของอนุกรมจำนวนอนันต์เทอม โดยทั่วไปจำนวนเทอมของอนุกรมจะเป็นจำนวนจำกัดค่าหนึ่งเท่านั้น และผลรวมที่ได้เราจะเรียกผลเฉลยประมาณ (Approximate Solution) โดยการแทนสมการ (2.2) ลงในสมการ (2.1) และใช้ความเป็นเชิงเส้นของ L จะได้ว่า

$$\sum_n \alpha_n L(f_n) = g \quad (2.3)$$

โดยที่ผลคูณภายใน (Inner Product) ที่เหมาะสมกับเงื่อนไขของปัญหา $\langle f, g \rangle$ มีค่าจริง นิยามฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก (Weighting Function) หรือฟังก์ชันทดสอบ (Testing Function) $w_1, w_2, w_3, \dots, w_m$ ซึ่งอยู่ในช่วงของ L และคูณภายในของสมการ (2.3) ด้วยแต่ละ w แสดงได้ดังนี้

$$\sum_n \alpha_n \langle w_m, Lf_n \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad (2.4)$$

ซึ่ง $m = 1, 2, 3, \dots$ และชุดของสมการเหล่านี้สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ได้เป็น

$$[l_{mn}][\alpha_n] = [g_m] \quad (2.5)$$

โดยที่

$$[l_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle w_1, Lf_1 \rangle & \langle w_1, Lf_2 \rangle & \dots & \langle w_1, Lf_N \rangle \\ \langle w_2, Lf_1 \rangle & \langle w_2, Lf_2 \rangle & \dots & \langle w_2, Lf_N \rangle \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle w_M, Lf_1 \rangle & \langle w_M, Lf_2 \rangle & \dots & \langle w_M, Lf_N \rangle \end{bmatrix}$$

$$[\alpha_n] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_N \end{bmatrix} \quad \text{และ} \quad [g_m] = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \langle w_2, g \rangle \\ \vdots \\ \langle w_M, g \rangle \end{bmatrix}$$

ถ้าเมตริกซ์ $[l_{mn}]$ ไม่เป็นเมตริกซ์เอกฐาน จะได้เมตริกซ์ผกผัน $[l_{mn}]^{-1}$ ดังนี้

$$[\alpha_n] = [l_{mn}]^{-1} [g_m] \quad (2.6)$$

และผลเฉลยสำหรับ f_n จะมีค่าตามสมการ (2.2) ซึ่งสามารถแสดงให้อยู่ในรูปแบบที่กะทัดรัดเข้าใจง่าย โดยจะนิยามเมตริกซ์ของฟังก์ชัน

$$[f'_n] = [f_1 \ f_2 \ f_3 \ \dots \ f_N] \quad (2.7)$$

และจะได้ว่า

$$f = [f'_n][\alpha_n] = [f'_n][l_{mn}]^{-1}[g_m] \quad (2.8)$$

วิธีการลดรูปสมการเชิงเส้นที่ซับซ้อนมาเป็นสมการเมตริกซ์และการทำเมตริกซ์ผกผันเพื่อหาผลเฉลยจะเหมาะสมอย่างยิ่งกับการคำนวณโดยใช้คอมพิวเตอร์เป็นเครื่องมือ และยิ่งกว่านั้นเมตริกซ์ผกผันนี้ยังสามารถใช้เป็นตัวแทนของระบบได้อีกด้วย นั่นคือเราสามารถหาทุก ๆ ผลตอบสนองที่เกิดจากการกระตุ้นแบบใด ๆ ได้ โดยใช้เมตริกซ์ผกผันเดิมซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวแทนของระบบนั้น ถ้าเมตริกซ์ $[l]$ มีขนาดอนันต์ ดังนั้นเมตริกซ์ผกผัน $[l]^{-1}$ จะมีค่าได้ในบางกรณีเท่านั้นเช่น เมตริกซ์นั้นเป็นเมตริกซ์ทแยง (Diagonal Matrix) ในกรณีทั่วไปที่จุดของ f_n และ w_m มีค่าจำกัดทำให้เมตริกซ์ $[l]$ มีขนาดจำกัดด้วย ดังนั้นสามารถหาเมตริกซ์ผกผัน $[l]^{-1}$ ได้ด้วยรูปแบบเชิงตัวเลขทั่ว ๆ ไปได้ ผลเฉลยที่ได้นี้จะมีความถูกต้องแม่นยำอย่างไรนั้น ปัจจัยหนึ่งขึ้นอยู่กับทางเลือก f_n และ w_m ได้เหมาะสม

2.1.1 ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก

ขั้นตอนสำคัญของวิธีโมเมนต์นั้นก็คือการเลือก f_n และ w_m ให้เหมาะสมกับปัญหาซึ่ง f_n ควรจะเป็นเชิงเส้น (Linearly Independent) และจำนวนเทอมที่ใช้ในการประมาณสมการ (2.2) ควรเป็นไปอย่างสมเหตุสมผล ส่วน w_m ก็ควรเป็นฟังก์ชันอิสระเชิงเส้นด้วยเช่นกัน และการคูณภายใน $\langle w, g \rangle$ ต้องสัมพันธ์อย่างอิสระกับฟังก์ชัน g นอกจากนี้ยังมีบางปัจจัยที่ส่งผลต่อการเลือก f_n และ w_m ได้แก่

- ก) ระดับความแม่นยำของผลเฉลยที่ต้องการ
- ข) ความง่ายของการประเมินค่า (Evaluation) ขององค์ประกอบในเมตริกซ์
- ค) ขนาดของเมตริกซ์ที่สามารถหาเมตริกซ์ผกผัน
- ง) การพิจารณาเงื่อนไขที่เหมาะสม (Well - condition) ของเมตริกซ์ $[l]$

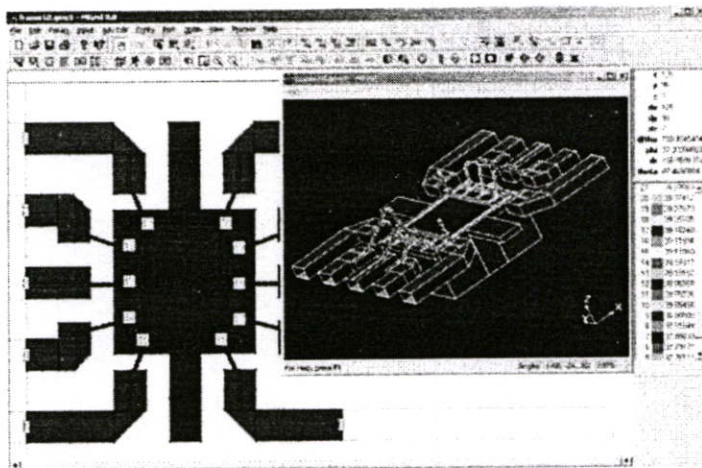
ในการเลือกฟังก์ชันฐาน โดยทั่วไปแล้วจะต้องคำนึงว่าฟังก์ชันฐานนั้นจะต้องสามารถไปใช้เป็นตัวแทนของฟังก์ชันคาดหวังที่เรายังไม่ทราบค่าและให้ความแม่นยำและความง่ายในการคำนวณที่อยู่ในเกณฑ์ที่ต้องการ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับจำนวนเทอมของฟังก์ชันฐานที่ใช้ในสมการ (2.2) ฟังก์ชันฐานที่เป็นจำนวนจำกัดเท่านั้นที่จะสามารถเป็นจริงได้ในทางปฏิบัติ โดยทั่วไปแบ่งออกเป็นสองแบบ คือแบบแรกจะประกอบด้วยฟังก์ชันที่แบ่งเป็นขอบเขตย่อย ๆ (Sub Domain Functions) ซึ่งจะมีค่าเฉพาะบริเวณของส่วนย่อยนั้น ๆ ที่พิจารณา และฟังก์ชันแบบนี้จะพิจารณาบนผิวของโครงสร้างเท่านั้น

2.2 โปรแกรม IE3D

โปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมที่ใช้ในการจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่มีความเที่ยงตรงต่อการนำไปใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบงานต่าง ๆ ได้แก่ วงจรไมโครเวฟและวงจรแผ่นพิมพ์สำหรับคลื่นวิทยุ สายอากาศ วงจรดิจิทัลความเร็วสูง และงานด้านชิ้นส่วนทางอิเล็กทรอนิกส์ โปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมการจำลองรวมที่ใช้ในการวิเคราะห์งานหลาย ๆ อย่าง ได้แก่ วิเคราะห์คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบเต็มคลื่น การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสามมิติ วิเคราะห์วงจรแผ่นพิมพ์ความถี่สูงและวงจรดิจิทัล ดังเช่น วงจรรวมคลื่นไมโครเวฟและคลื่นมิลลิเมตร (Microwave and Millimeter-Wave Integrated Circuits: MMICs) และเนื่องจากโปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมที่ใช้ง่าย เป็นเครื่องมือที่ใช้ในการจำลองคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถูกต้องเที่ยงตรงและมีประสิทธิภาพ ด้วยเหตุนี้จึงทำให้โปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมที่ได้รับความนิยมในการนำไปใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบเป็นอย่างมาก

ลักษณะต่าง ๆ ของโปรแกรม IE3D

- สามารถจำลองแบบโครงสร้างโลหะในชั้นของไดอิเล็กตริกแบบหลายชั้นแบบสามมิติได้อย่างสมจริง ไม่ว่าจะมีส่วนขอบเขตแบบเปิด แบบปิดหรือแบบเป็นรอยคาบ และไม่มีข้อจำกัดในเรื่องรูปร่างและการกำหนดทิศทางและตำแหน่งของโครงสร้างโลหะ นอกจากนี้โปรแกรม IE3D ยังสามารถสร้างและจำลองแบบระยะของระนาบที่ยาว ๆ และโครงสร้างแบบสามมิติทางด้านไมโครเวฟและความถี่วิทยุได้



รูปที่ 2.1 การจำลองแบบโครงสร้างแบบสามมิติโดยใช้โปรแกรม IE3D

- เป็นเครื่องมือจำลองแบบทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนเครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลที่มีราคาไม่แพงและให้ผลที่มีความถูกต้องสูงและมีประสิทธิภาพที่ดี และสามารถรับข้อมูลและแสดงผลในระบบ Window ซึ่งสามารถจำลองแบบได้อย่างรวดเร็ว
- มีเมนูให้เลือกคำสั่งใช้งานต่าง ๆ ในการสร้างแบบของโครงสร้างสามมิติโลหะแบบหลายชั้นให้เป็นชุดของรูปหลายเหลี่ยมและยังมีความสามารถในการแก้ไขหลายอย่างสำหรับการสร้าง รวมถึงจัดการรูปหลายเหลี่ยม และการเชื่อมต่อแต่ละรูปหลายเหลี่ยม เข้าด้วยกัน
- มีการรวบรวมชุดของโครงสร้างต่าง ๆ เช่น วงกลม วงแหวน ทรงกลม รูปก้นหอย วงกลมและสี่เหลี่ยม ขดลวดทรงกรวยและทรงกระบอก เป็นต้น จึงทำให้สามารถสร้างโครงสร้างแบบสามมิติหลายชั้นที่ซับซ้อนได้เพียงไม่กี่วินาทีหรือนาที
- มีการสร้างโครงร่างแทนที่ไม่มีรูปแบบอย่างอัตโนมัติโดยใช้เซลล์แบบสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม ในการจำลองแบบเชิงเลขต้องการการแบ่งย่อยวงจรลงไปในเซลล์ที่เล็ก ๆ เซลล์แบบสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมจะถูกนำมาใช้โปรแกรม IE3D เซลล์แบบสี่เหลี่ยมจะนำไปใช้ในขอบเขตทั่ว ๆ ไปเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุด เนื่องจากเซลล์สี่เหลี่ยมแต่ละเซลล์ก็เสมือนเซลล์แบบสามเหลี่ยมอย่างน้อยสองเซลล์ สำหรับเซลล์แบบสามเหลี่ยมจะนำมาใช้ประโยชน์เพื่อแก้ไขในบริเวณพิเศษ ซึ่งเป็นการรวมประสิทธิภาพของเซลล์สี่เหลี่ยมและความยืดหยุ่นของเซลล์สามเหลี่ยมเข้าด้วยกันเพื่อให้ผลลัพธ์ที่ลงตัวและดีที่สุด
- มีลักษณะเซลล์ที่ขอบของโครงสร้างเป็นแบบอัตโนมัติ จึงทำให้โปรแกรม IE3D ให้ผลลัพธ์ที่เหนือกว่าสำหรับผู้ใช้ที่เริ่มใช้โปรแกรมนี้ และเป็นที่ยอมรับกันว่า กระแสจะรวมตัวบริเวณขอบของแผ่นโลหะ การจำลองกระแสที่บริเวณขอบที่ถูกต้องจำเป็นจะต้องทำเพื่อให้ได้ผลการจำลองแบบที่แม่นยำ ดังนั้นในโปรแกรม IE3D จะทำการเพิ่มเซลล์เล็ก ๆ

ตามขอบของโครงสร้างอย่างอัตโนมัติ เพื่อผู้ใช้ที่มีความรู้ในการจำลองแบบเล็กน้อย สามารถได้รับผลลัพธ์ที่ถูกต้องอย่างง่าย ๆ โดยใช้ลักษณะเซลล์ขอบอัตโนมัติ

- โปรแกรม IE3D จะมีรูปแบบการถอด (De-embedding) พารามิเตอร์ในวงจรเพื่อให้การแยกพารามิเตอร์ออกมามีความยืดหยุ่นและถูกต้อง โดยมีข้อจำกัดว่า จะต้องรู้ว่าพอร์ตนั้น ถูกนิยามที่ใด รูปแบบการถอดที่เพิ่มเติมเข้ามาจะทำให้มีการแยกพารามิเตอร์ออกอย่างรวดเร็วและถูกต้อง รูปแบบการถอดพารามิเตอร์ของคลื่นจะใช้แนวคิดเรื่องคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าอย่างเฉียบพลันและทำให้ได้ผลลัพธ์ที่ถูกต้องที่สุด
- มีการจำลองโครงสร้างที่ใช้แผ่นสะท้อนที่ขนาดจำกัดและโครงสร้างของการป้อนที่หลากหลาย โดยส่วนใหญ่จะสมมุติให้แผ่นสะท้อนมีขนาดอนันต์ในการแก้ปัญหาทางด้านสายอากาศและวงจร แต่ในการประยุกต์ใช้ทางด้านไมโครเวฟและความถี่วิทยุ อาจจะไม่สามารถหาแผ่นสะท้อนที่มีขนาดใหญ่ที่สัทธิไฟฟ้าเป็นศูนย์ได้ ดังนั้นการสมมุติแผ่นสะท้อนให้มีขนาดอนันต์จะไม่นำมาใช้ ซึ่งโปรแกรม IE3D มีความสามารถที่จะจำลองแบบโครงสร้างที่มีแผ่นสะท้อนขนาดจำกัด หัวใจสำคัญของการจำลองแผ่นสะท้อนที่มีขนาดอนันต์ก็คือการป้อนที่หลากหลาย รูปแบบการถอดในโปรแกรม IE3D สามารถถูกนำมาใช้สำหรับการป้อนที่หลากหลาย
- ทำให้การจำลองแบบของโครงสร้างโลหะสามมิติและความหนาของโลหะที่ถูกต้อง โดยวิธีโมเมนต์ส่วนมากจะอาศัยตัวจำลองแบบที่สมมุติโครงสร้างโลหะที่ไม่มีความหนาในการจำลองแบบ ซึ่งจะไม่สามารถจำลองแบบผลกระทบทางโครงสร้างของความหนาโลหะ แต่โปรแกรม IE3D สามารถทำการจำลองแบบความหนาได้อย่างถูกต้อง
- สามารถจำลองแบบความบาง ความสูญเสีย และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของฐานรองฐานรองชนิดไดอิเล็กตริกแบบบาง ๆ จะถูกนำมาใช้ในวงจร MMIC บ่อยๆ เช่น ตัวเก็บประจุ แบบ MIM (Metal-Insulator-Metal) และตัวเหนี่ยวนำกันหอย โปรแกรม LE3D สามารถหาสูตรสำหรับการจำลองแบบชั้นไดอิเล็กตริกมีความบางเท่ากับ 0.1 ไมครอนได้ ฐานรองที่ไดอิเล็กตริกคงที่ จะนำไปใช้ในวงจร HTS (High Temperature Superconductor) โปรแกรม IE3D จะให้การจำลองแบบที่ถูกต้องสำหรับวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูงๆ นอกจากนี้โปรแกรม IE3D ยังให้การจำลองแบบที่ถูกต้องสำหรับแผ่นวงจรพิมพ์ HTS และแผ่นสะท้อนอีกด้วย การโดปสาร (Doping) ถูกนำมาใช้ในกระบวนการผลิตสารกึ่งตัวนำ เพื่อควบคุมความนำไฟฟ้าของวัสดุไดอิเล็กตริก โปรแกรม IE3D สามารถคำนวณหาค่าสภาพยอม ความซาบซึมได้และความนำไฟฟ้าของไดอิเล็กตริกเชิงซ้อน และยังสามารถทำให้การจำลองแบบของวัสดุแบบของวัสดุไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียมีความต้องที่ขงตรงสูง
- สามารถวิเคราะห์ทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้าแบบผสม จากความสามารถที่ถอดพารามิเตอร์ของวงจรโดยทั่วไปออกมาได้ จึงทำให้โปรแกรม IE3D สามารถที่จะจำลองแบบวงจรที่

ถูกห่อหุ้มชั้นสูงด้วยองค์ประกอบ lumped สำหรับวงจรที่ถูกห่อหุ้มชั้นสูง โปรแกรม IE3D จะสามารถใส่ค่า s-parameter ขององค์ประกอบแบบ lump ลงไปการจำลองแบบเต็มคลื่น

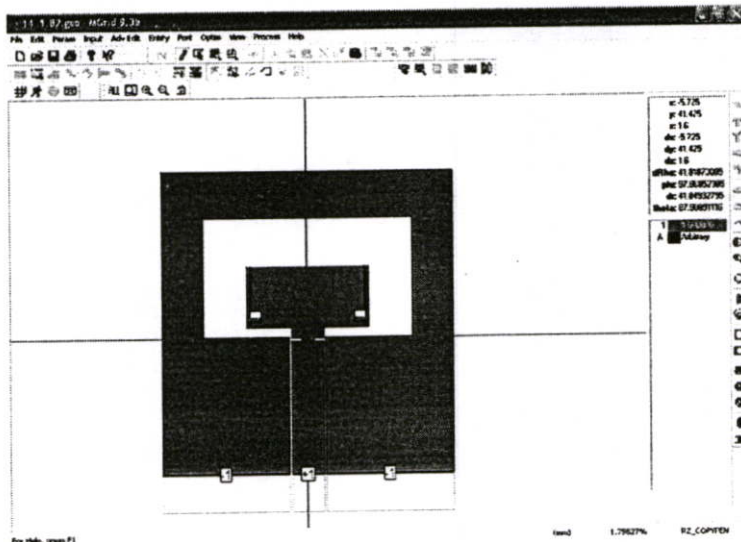
- สามารถแสดงผลของพารามิเตอร์ S-parameter, Y-admittance และ Z-impedance ซึ่งโปรแกรม IE3D มีลักษณะการประมวลผลแบบ MODUA ที่ใช้สำหรับการแสดงพารามิเตอร์ S, Y และ Z ในข้อมูลในรายการ กราฟสี่เหลี่ยม และแผนภูมิสมิต นอกจากนี้ MODUA ยังเป็นตัวอย่างจำลองแบบวงกลม ซึ่งผู้ใช้สามารถเชื่อมต่อโมเดลของพารามิเตอร์ S ค่าต่าง ๆ และองค์ประกอบแบบ lump เข้าด้วยกัน โดยใช้รูปกราฟฟิกในการเชื่อมต่อ
- สามารถแยกวงจรเสมือน SPICE หรือ RLC ผลลัพธ์จากการจำลองแบบเบื้องต้นของการใช้โปรแกรม IE3D คือ พารามิเตอร์ S ซึ่งพารามิเตอร์ S สามารถเลือกแปลงไปเป็นวงจร SPICE
- สามารถแสดงผลของการกระจายกระแส แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและสนามระยะใกล้แบบ 2 มิติ และ 3 มิติ ตัวประมวลผล CURVIEW ของโปรแกรม IE3D จะให้ผลของการกระจายกระแส และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบ 2 มิติ และ 3 มิติที่มีสีสันทัน และยังให้ข้อมูลที่สมบูรณ์ของค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ค่าการสูญเสีย ประสิทธิภาพ และอัตราส่วนเชิงแกน ความกว้างลำคลื่น 3 dB ซึ่งจะทำให้ผู้ใช้สามารถระบุการกระตุ้นและโหลดเพื่อศึกษาการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ รูปที่มีสีสันทันสามารถที่จะเก็บเป็นไฟล์สำหรับข้อมูลในการออกแบบ และตัวประมวลผลยังให้การแสดงผลแบบรูปการโพลาริซ์ เชิงเส้นและเชิงกลมและอัตราส่วนเชิงแกน
- สามารถจำลองแบบกระแสแม่เหล็กของโครงสร้างที่ช่องสล็อตสำหรับโครงสร้างที่เป็นช่องสล็อต โปรแกรม IE3D สามารถจำลองแบบการกระจายสนามไฟฟ้าบนสล็อตได้ ซึ่งจะประหยัดเวลาของผลลัพธ์และหน่วยความจำ โดยมีข้อความว่า "Simulate and Find Excitation" เป็นคำสั่งที่ใช้ในการติดตามการกระจายกำลังบนโครงข่าย ซึ่ง "Simulate and Find Excitation" เป็นคำสั่งพิเศษสำหรับการออกแบบสายอากาศแถวลำดับและ โครงสร้างที่มีองค์ประกอบแบบ lump ที่ซับซ้อน โดยจะช่วยให้ผู้ใช้สามารถเข้าถึงการกระจายกำลังแรงดันและกระแสที่แต่ละพอร์ตของโครงสร้างที่ทำการจำลองแบบ ซึ่งจะมีประโยชน์อย่างมาก สำหรับการออกแบบนั้นว่าดีหรือไม่ อย่างไร และเหมาะสำหรับโครงสร้างที่มีองค์ประกอบแบบ lump เช่น โปรแกรมจะช่วยหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่มีองค์ประกอบแบบ lump ที่ซับซ้อน
- มีลักษณะการใช้งานที่ยืดหยุ่นและมีตัวอย่างจำลองแบบวงจรมาให้
- โปรแกรม IE3D มาพร้อมกับตัวอย่างจำลองแบบวงจรที่ผู้ใช้คุ้นเคยและง่าย ซึ่งประกอบด้วยสิ่งที่เป็นประโยชน์ เช่น การหาคูณลักษณะอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ การออกแบบ

พารามิเตอร์ S ของสายนำสัญญาณในอุดมคติและการจำลองแบบย้อนกลับเพื่อจะแยกพารามิเตอร์ของส่วนหนึ่งของวงจรออกจากวงจรทั้งหมด

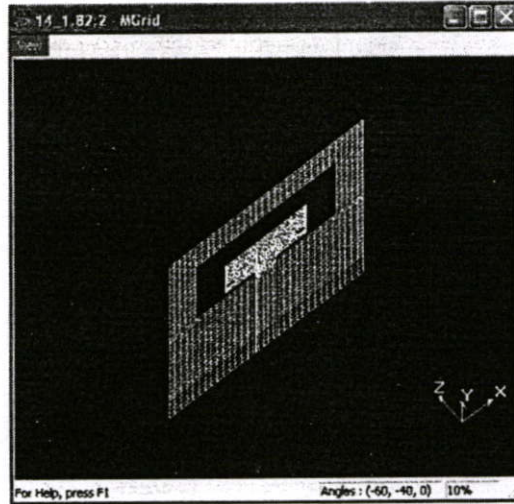
- มีรูปแบบ Intelli - Fit แบบปรับได้ เพื่อจะให้ผลการจำลองแบบที่ถูกต้องและรวดเร็ว สำหรับโครงสร้างแบบ บรอดแบนด์ Intelli - Fit เป็นลักษณะแบบ curve - fitting ที่ใช้หลักการทั้งทางด้านคณิตศาสตร์และ ฟิสิกส์ ซึ่งสามารถแยกผลตอบสนองความถี่อย่างละเอียดของโครงสร้างที่ซับซ้อนที่มีหลายเรโซแนนซ์ โดยการใช้ผลการจำลองแบบที่ความถี่แรกๆ นอกจากนี้ยังติดตั้งรูปแบบ Intelli - Fit แบบปรับได้ เข้าไปในเครื่องการจำลองแบบ สำหรับการจำลองแบบเฉพาะทาง ตัวจำลองแบบสามารถจุดความถี่อย่างละเอียดที่ซับซ้อนที่มีหลายเรโซแนนซ์สามารถที่จะถูกแยกออก ซึ่งรูปแบบนี้จะสมบูรณ์มีประสิทธิภาพและความถูกต้องและง่ายที่จะใช้งาน โดยไม่มีข้อจำกัด

2.3 การจำลองแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D

ในหัวข้อนี้จะแสดงการจำลองแบบของสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D โดยจะจำลองแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม จากรูป 2.2 เป็นการแสดงหน้าจอของโปรแกรม IE3D โดยรายละเอียดของโครงสร้างสายอากาศจะแสดงอยู่บนเส้นตารางซึ่งเป็นพิกัดของตำแหน่งในระนาบ xy ส่วนความสูงชั้นไดอิเล็กทริกในแนวแกน z จะแทนด้วยชั้นสีต่าง ๆ ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.2 หน้าจอแสดงรูปแบบสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D



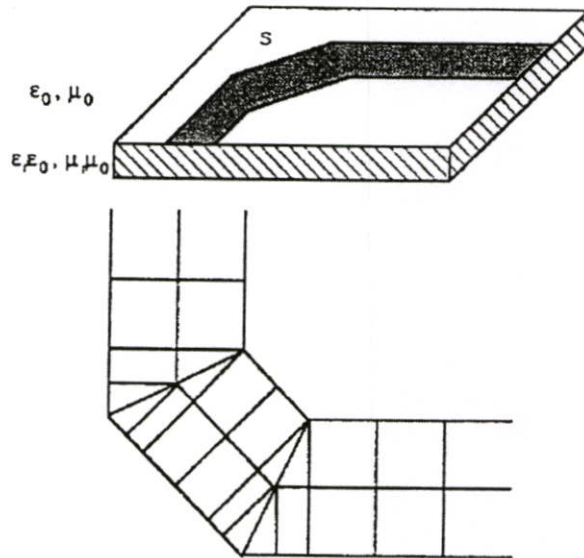
รูปที่ 2.3 การจำลองแบบสายอากาศในโครงสร้างสามมิติ

สำหรับ โปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมที่มีวิวัฒนาการมาจากวิธีการ MPIE (Mixed-Potential Integral Equation) ซึ่งใช้วิเคราะห์โครงสร้างไมโครสตริปที่ไม่สม่ำเสมอ และสายอากาศหลากหลายรูปทรง โดยอยู่บนพื้นฐานของทฤษฎี Roof-top Basis Function บนรูปทรงของสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมที่ถูกลำมาประกอบกันเป็นสายอากาศ วิธีการนี้มีความแม่นยำ มีประสิทธิภาพ และตอบสนองกับโปรแกรมคอมพิวเตอร์ รวมทั้งผลลัพธ์เชิงตัวเลขของการวัดที่ได้มีความถูกต้อง วิธีนี้ไม่เพียงแต่มีประสิทธิภาพในการคำนวณเท่านั้นแต่ช่วยในการตีความหมายสนามทางกายภาพกับรูปทรงทางกายภาพที่เหมือนกัน เพื่อที่จะให้รู้ว่าการกระจายจะปฏิบัติตัวอย่างไรบนโครงสร้างที่ได้ออกแบบไว้ โดยเฉพาะกระแสที่ไหลบริเวณขอบเขตรอยต่อ อัลกอริทึมนี้ได้พัฒนาและเรียกว่า P(seudo)-mesh หรือ P-mesh ซึ่งได้มาจากการประยุกต์ของวิธีโมเมนต์ คือ MPIE ที่ใช้สำหรับการหาการกระจายของกระแสและประจุบนผิวของโครงสร้าง สำหรับโครงสร้างในรูปที่ 2.4 สามารถเขียนสมการของ MPIE ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \int_s ds \int_{s'} ds' \left[G_m(\vec{r}, \vec{r}') \bar{T}(\vec{r}) \cdot \bar{J}(\vec{r}') - \frac{1}{k_0^2} G_e(\vec{r}, \vec{r}') \nabla \cdot \bar{T}(\vec{r}) \nabla' \cdot \bar{J}(\vec{r}') \right] \\ & = \int_s ds \bar{E}_i(\vec{r}) \cdot \bar{T}(\vec{r}) \end{aligned} \quad (2.9)$$

ซึ่ง G_e และ G_m เป็นฟังก์ชันกรีนไดโอดิพโพลไฟฟ้าและชนิดแม่เหล็ก $\bar{J}(\vec{r}')$ และ $\bar{T}(\vec{r})$ เป็นฟังก์ชันการกระจายกระแสและฟังก์ชันทดสอบตามลำดับ ซึ่งตรงตามเงื่อนไขขอบเขต k_0 และ μ_0 เป็นคลื่นจำนวนและค่าความซึมซาบได้ในอากาศว่างตามลำดับ ω คือ ความถี่เชิงมุม

และ \vec{E}_i คือ สนามไฟฟ้าที่กระทบบนโครงสร้าง เมื่อจุดแหล่งกำเนิดเป็น (x', y', z') และจุดสนามคือ (x, y, z) อยู่ในระนาบเดียวกัน

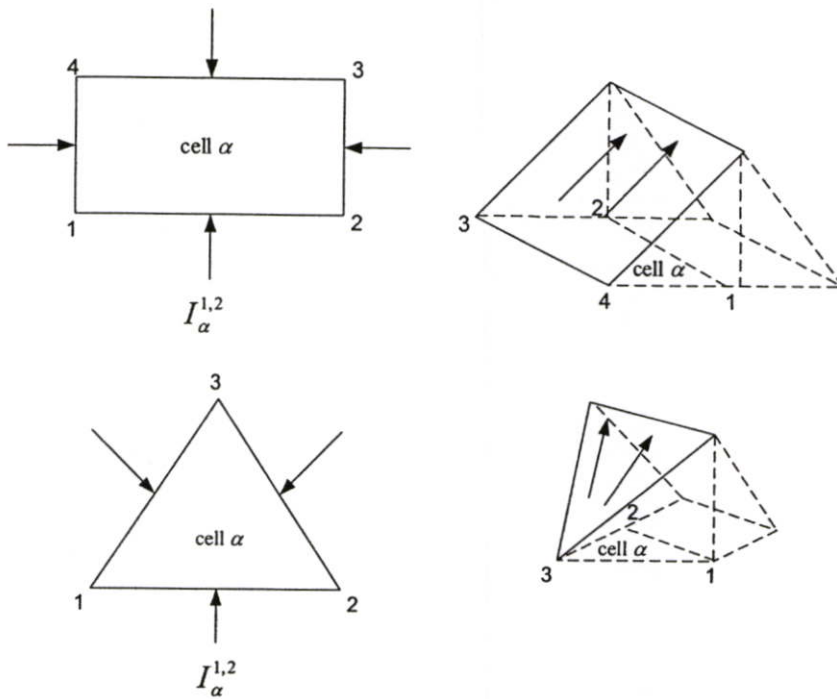


รูปที่ 2.4 แผ่นตัวนำและโครงสร้างบนแผ่นระนาบ S

ที่ผ่านมางานวิจัยของ Mosig [14] นั้นได้ใช้ Roof-top basis function เพื่อที่จะประมาณการกระจายตัวของกระแส โดยใช้กลุ่มของเซลล์สี่เหลี่ยม ซึ่งจะใช้ได้ในบางโครงสร้างเท่านั้น เพราะในความเป็นจริงแล้วโครงสร้างต่าง ๆ นั้นจะไม่สามารถแบ่งออกเป็นเป็นเซลล์สี่เหลี่ยมได้พอดีกับโครงสร้าง ดังนั้นจึงมีการนำเสนอเซลล์ที่เป็นสามเหลี่ยมขึ้นมา การกระจายกระแสในเซลล์ที่กำหนดถูกอธิบายในเทอมของโหนดกระแสที่จุดต่าง ๆ ของเซลล์ แต่ถ้าพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตของโครงสร้างไมโครสตริป จะเป็นการยากที่จะใช้วิธีนี้ โดยเฉพาะเมื่อมุมที่ไม่เป็นมุมฉากประกบกัน ด้วยเหตุนี้อัลกอริทึมแบบที่รวมเอาทั้งเซลล์สามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมเข้าด้วยกันจึงได้รับการนำเสนอ

2.3.1 ฟังก์ชันฐานแบบ Roof-top (Roof-top basis function)

รูปแบบโครงสร้างที่แสดงในรูปที่ 2.4 นั้น ได้มาโดยการปฏิบัติเพื่อต้องการที่จะหลีกเลี่ยงความไม่เป็นกายภาพของความหนาแน่นประจุในการประมวลผลเชิงตัวเลขของเคลตาฟังก์ชันเฉพาะส่วนประกอบของความหนาแน่นกระแสปกติ แต่ไม่ใช่ความหนาแน่นกระแสของตัวเองที่ต้องการความต่อเนื่องบริเวณรอยต่อของเซลล์ ดังนั้นจึงแสดงการกระจายกระแสในพจน์ของเวกเตอร์โหนดกระแสที่จุดทั้งสามของเซลล์สามเหลี่ยม ทำให้สามารถกำหนดพจน์ส่วนประกอบของกระแสนบนแต่ละด้านของสามเหลี่ยมได้ ในการแก้ปัญหาสำหรับกระแสที่มีลักษณะเฉพาะ ได้ทำการกำหนดให้ส่วนประกอบเหล่านั้นเป็นค่าคงที่ตลอดโครงสร้าง



รูปที่ 2.5 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม

2.3.1.1 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สี่เหลี่ยม (Roof-top Function on Rectangular Cells)

ในที่นี้จะแสดงด้านของสี่เหลี่ยมแต่ละด้านด้วยโหนด i และ j เป็นด้าน (i, j) ซึ่งสามารถแทนความหนาแน่นของการกระจายกระแส $\bar{J}_\alpha(x, y)$ ในสี่เหลี่ยมผืนผ้า α ในเทอมของส่วนประกอบมุมฉากของ $I_\alpha^{i,j}$ บนด้านของสี่เหลี่ยม ตัวห้อย α และตัวยก (i, j) หมายถึงด้าน (i, j) ของเซลล์ α ตามสมการดังนี้

$$\bar{J}_\alpha(x, y) = \sum_{i=1}^4 I_\alpha^{i, i+1} \bar{D}_\alpha^{i, i+1}(x, y) \quad (2.10)$$

โดยที่ $\bar{D}_\alpha^{i, i+1}$ เป็นนิพจน์ที่สอดคล้องกับ ฟังก์ชัน Roof-top ที่ไปยังด้าน $(i, i+1)$ ของเซลล์ α (ดูรูปที่ 2.5) เนื่องจากเซลล์สี่เหลี่ยมผืนผ้ามี 4 ขอบหรือ 4 โหนดด้วยกัน ซึ่งสามารถพิจารณา i ว่าเป็นเสมือนตัวเลขวงรอบ ดังนั้นจึงทำให้ $i = i - 4$ เมื่อ $i > 4$ และ $i = i + 4$ เมื่อ $i < 1$ สำหรับ $\bar{D}_\alpha^{i, i+1}$ จะมีขนาดเป็น 1 บนด้าน $(i, i+1)$ และจะใช้ได้กับด้านที่อยู่ตรงข้าม ตัวอย่างเช่น ด้าน $(i+2, i+3)$ ที่แสดงในรูปที่ 2.5 แสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$\bar{D}_\alpha^{i,i-1}(x,y) = \frac{[(y_{i+1}-y_i)(x-x_{i-1}) - (x_{i+1}-x_i)(y-y_{i-1})]}{\Delta_{i-1,i,i+1}} \cdot \frac{(x_{i-1}-x_i)\hat{x} + (y_{i-1}-y_i)\hat{y}}{d_{i-1,i}}; (x,y) \in \text{สี่เหลี่ยม } \alpha \quad (2.11)$$

$$d_{i,j} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2} \quad (2.12)$$

$$\Delta_{i-1,i,i+1} = \begin{vmatrix} 1 & x_{i-1} & y_{i-1} \\ 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_{i+1} & y_{i+1} \end{vmatrix} \quad (2.13)$$

และ \hat{x}, \hat{y} คือ เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง x และ y ตามลำดับ สำหรับโคเวอริเจนซ์ของความหนาแน่นการกระจายกระแสในเซลล์สามเหลี่ยมสามารถเขียนได้ว่า

$$\nabla \bar{J}_\alpha(x,y) = \sum_{i=1}^4 I_\alpha^{i,i+1} Q_\alpha^i; (x,y) \in \text{สี่เหลี่ยม } \alpha \quad (2.14)$$

โดยที่

$$Q_\alpha^i = -\frac{1}{d_{i-1,i}} \quad (2.15)$$

2.3.1.2 ฟังก์ชัน Roof-top บนเซลล์สามเหลี่ยม (Roof-top Function on Triangular Cells)

เหมือนกับกรณีของเซลล์สี่เหลี่ยม ความหนาแน่นของกระแสบนเซลล์สามเหลี่ยมสามารถเขียนได้ว่า

$$\bar{J}_\alpha(x,y) = \sum_{i=1}^3 I_\alpha^{i,i+1} \bar{D}_\alpha^{i,i+1}(x,y); (x,y) \in \text{สามเหลี่ยม } \alpha \quad (2.16)$$

$$\nabla \bar{J}_\alpha(x,y) = \sum_{i=1}^3 I_\alpha^{i,i+1} Q_\alpha^i; (x,y) \in \text{สามเหลี่ยม } \alpha \quad (2.17)$$

โดยที่ฟังก์ชัน Roof-top $\bar{D}_\alpha^{i,i+1}$ เป็นดังนี้

$$\bar{D}_\alpha^{i,i+1}(x,y) = -\frac{d_{i,i+1}}{|\Delta_{i-1,i,i+1}|} [(x-x_{i-1})\hat{x} + (y-y_{i-1})\hat{y}] \quad (2.18)$$

$$Q_\alpha^i = -\frac{2d_{i,i+1}}{|\Delta_{i-1,i,i+1}|} \quad (2.19)$$

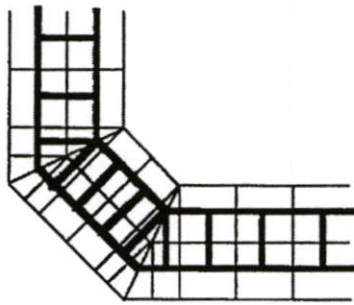
และ $i = i-3$ สำหรับ $i > 3$ หรือ $i = i+3$ สำหรับ $i < 1$

สิ่งที่ไม่เหมือนกับเซลล์สี่เหลี่ยมก็คือ ฟังก์ชันฐาน Roof-top สำหรับเซลล์สามเหลี่ยมจะเปลี่ยนทิศทางที่ตำแหน่งแตกต่างกัน สำหรับสามเหลี่ยม α ที่แสดงในรูปที่ 2.4 ฟังก์ชัน Roof-top สำหรับด้าน $(i, i+1)$ คือเวกเตอร์ที่ขนานกับด้าน $(i-1, i)$ ที่โหนด i ขนานกับด้าน $(i-1, i+1)$ ที่โหนด $(i+1)$ และจะหายไปทีโหนด $(i-1)$ ส่วนประกอบในแนวตั้งฉาก ถูกกำหนดเท่ากับ 1 บนด้าน $(i, i+1)$

2.3.1.3 การแทนการกระจายกระแสแบบ Pseudo-Mesh

(Pseudo-Mesh Current Distribution Representation)

ด้วยเหตุที่ทั้งเซลล์สี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมสามารถอธิบายถึงความหนาแน่นกระแสที่ผ่านขอบเขตของเซลล์ และความหนาแน่นเหล่านี้ถูกกำหนดเป็นค่าคงที่ตลอดขอบเขต ทำให้สามารถอธิบายลักษณะการไหลของกระแสทั้งหมดในแต่ละเซลล์ได้ รูปแบบนี้เป็นการแทนที่โครงสร้างไมโครสตริปด้วยโครงสร้างตาข่ายสมมูล (Equivalent Meshes) และแทนการกระจายกระแสบนผิวของเซลล์ด้วยการไหลของกระแสไปตามตาข่ายดังกล่าว ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ผลรวมของกระแสที่ไหลในเส้นตาข่าย มีการไหลเข้าออกที่จุดเชื่อมต่อ ไม่ได้เป็นไปตามกฎของ Kirchhoff ในความเป็นจริงความแตกต่างระหว่างกระแสที่เข้ามาและออกไปจะส่งผลให้เกิดการกระจายของประจุบนเซลล์ จากเงื่อนไขที่ว่า กระแสที่ขอบของโครงสร้างจะหายไป ทำให้ง่ายที่จะเชื่อมต่อตาข่ายกับขอบโดยใช้เซลล์สามเหลี่ยมเชื่อมต่อตรงมุม ดังนั้นประโยชน์ที่สำคัญของ P-mesh สามารถสร้างแบบตาข่ายได้สอดคล้องกับรูปแบบทางกายภาพจริง ๆ ตามที่ผู้ออกแบบต้องการ และยังทำให้สามารถประมวลผลด้วยการคำนวณทางคอมพิวเตอร์ได้เร็วขึ้น



รูปที่ 2.6 การไหลของกระแสในเส้นตาข่าย

2.3.1.4 ภาพรวมสำหรับการกระจายกระแส (The Global Expression for Current Distribution)

จากหัวข้อที่ผ่านมา ได้พิจารณาฟังก์ชัน Roof-top ในแต่ละเซลล์ และเพื่อให้โครงสร้างของ P-mesh สมบูรณ์ จะต้องทำการอินทิเกรตค่ากระแสที่ไม่ทราบค่าของแต่ละเซลล์เช่น $I_{\alpha}^{i, i+1}$

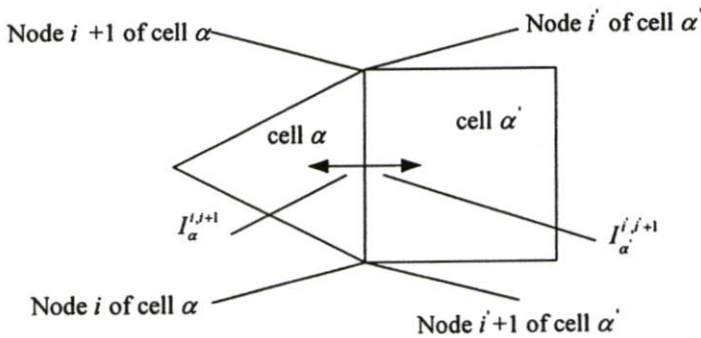
ของเซลล์ α ลงในตาข่ายเชื่อมต่อทั้งหมดของกระแส $I_m, m=1,2,\dots,M$ โดยที่ M คือจำนวนทั้งหมดของโครงข่ายที่เชื่อมต่อกัน ตาข่ายต่างๆ ที่ขอบของโครงสร้างไมโครสตริปจะไม่เชื่อมต่อกัน เนื่องจากกระแสที่ขอบนั้นจะเท่ากับศูนย์ สำหรับเซลล์ที่อยู่ติดกันคือ α และ α' ดังรูปที่ 2.7 นั้นเป็นโครงสร้างธรรมดาที่อธิบายด้วย $(\alpha; i, i+1)$ หรือ $(\alpha'; i', i'+1)$ ถ้ากระแสที่ไม่ทราบค่าตลอดโครงสร้างจะถูกอธิบายด้วยพจน์ของตาข่ายกระแสในรูปของ I_m ดังต่อไปนี้

$$I_m = I_\alpha^{i, i+1} = -I_\alpha^{i', i'+1} \quad (2.20)$$

ฟังก์ชันพื้นฐานของ Roof-top ที่สอดคล้องกับกระแสที่ไม่ทราบค่า คือ

$$\overline{H}_m = \overline{D}_\alpha^{i, i+1} - \overline{D}_\alpha^{i', i'+1} \quad (2.21)$$

โดยที่ $\overline{D}_\alpha^{i, i+1}$ ถูกจำกัดอยู่ในเซลล์ α
 ขณะที่ $\overline{D}_\alpha^{i', i'+1}$ ถูกจำกัดอยู่ในเซลล์ α'



รูปที่ 2.7 กระแสที่ขอบสำหรับเซลล์ที่อยู่ติดกัน

สำหรับไดเวอร์เจนซ์ของฟังก์ชันพื้นฐาน Roof-top คือ

$$P_m = Q_\alpha^i - Q_\alpha^{i'} \quad (2.22)$$

ดังนั้นการกระจายของกระแสโครงข่าย P-mesh บนโครงสร้างสามารถเขียนได้เป็น

$$\overline{J}(x, y) = \sum_{m=1}^M I_m \overline{H}_m(x, y) \quad (2.23)$$

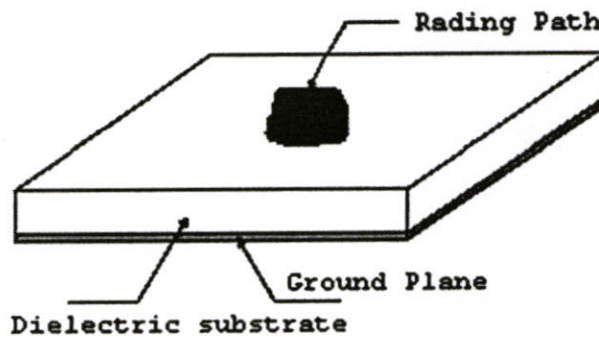
2.4 สายอากาศไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีการศึกษาและพัฒนาอย่างมากตั้งแต่ปี 1970 เป็นต้นมา สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก ดังนั้นจึงได้มี

การทำวิจัย และพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปมาอย่างต่อเนื่อง โดยทั่วไปแล้วรูปร่าง พื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมใช้หลัก ๆ จะแบ่งเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น และสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ข้อได้เปรียบทางโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และมีความหลากหลายของรูปร่างของตัวแผ่กระจายคลื่น นอกจากนี้ยังมีข้อดีอื่น ๆ อีก เช่น ผลิตด้วยเทคโนโลยีการผลิตวงจรมพิมพ์ ซึ่งทำให้สร้างได้ง่าย มีราคาถูก และตัวสายอากาศมีความแข็งแรง นอกจากนี้สายอากาศชนิดนี้ยังเหมาะกับการใช้งานในโครงสร้างวงจรรวมไมโครเวฟ (Monolithic Microwave Integrated Circuit: MMIC) ด้วยคุณสมบัติที่ดีเหล่านี้ของสายอากาศ ทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารต่าง ๆ ได้อย่างหลากหลาย เช่น การสื่อสารในระบบเครือข่ายไร้สาย ระบบมือถือ และการสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น

2.4.1 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป

ไมโครสตริปเป็นแผ่นวงจรที่ใช้กันอย่างมากในย่านความถี่ไมโครเวฟ โครงสร้างของไมโครสตริปจะสร้างมาจากแผ่นฉนวน (Dielectric) ที่มีการสูญเสียต่ำ ซึ่งเรียกว่าวัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริก (Dielectric Substrate) ด้านหนึ่งจะเป็นส่วนของตัวนำทั้งหมด เรียกว่า พื้นกราวด์ (Ground Plane) ส่วนอีกด้านเป็นส่วนของวงจรหรือสายอากาศที่ถูกสร้างลงไป โดยโครงสร้างที่สำคัญของสายอากาศไมโครสตริปก็คือ วัสดุฐานรอง (Substrate) และสายนำสัญญาณ (Transmission Line) ดังแสดงในรูปที่ 2.8



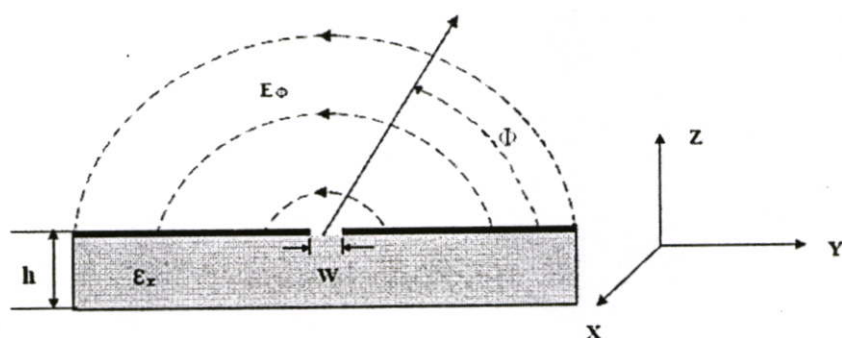
รูปที่ 2.8 โครงสร้างของไมโครสตริป

โครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปจะประกอบด้วยส่วนของวัสดุฐานรอง (Substrate) ด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองจะประกอบด้วยแผ่นตัวนำเรียกว่าระนาบกราวด์ (Ground Plane) ส่วนอีกด้านจะเป็นตัวแผ่กระจายคลื่น (Radiating Element) ซึ่งสามารถสร้างขนาดและรูปร่างได้หลายรูปแบบเพื่อให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศที่เหมาะสมกับลักษณะงานที่ต้องการใช้ เช่น การออกแบบเพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ การออกแบบเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์กว้าง และลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานที่ต้องการ ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริปจะ

ประกอบไปด้วยแผ่นตัวนำบาง ๆ ที่มีความสูญเสียพลังงานต่ำวางอยู่บนวัสดุที่เรียกว่าวัสดุฐานรอง และด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองเป็นระนาบกราวด์ (Ground Plane) โดยโครงสร้างไมโครสตรักเจอร์นั้น สามารถจะนำไปเป็นวงจรที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ และสามารถนำไปเป็นสายอากาศสำหรับ คลื่นความถี่ไมโครเวฟได้อีกด้วย

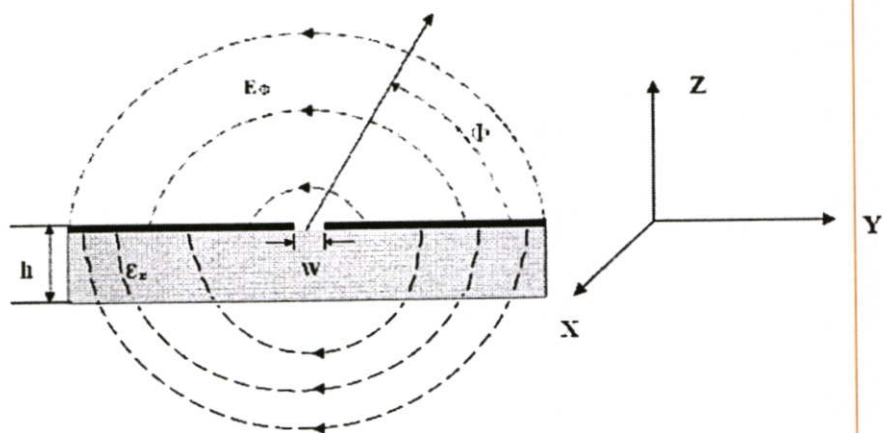
2.4.2 การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด (Slot line)

สนามไฟฟ้าในช่องเปิดจะประกอบด้วยสามส่วน อย่างไรก็ตามในสนามระยะไกลจะเหลือเพียงแค่ส่วนเดียวในทิศทาง θ ดังแสดงในรูปที่ 2.9 สนามไฟฟ้าหลักของคลื่นที่เคลื่อนที่ในช่องเปิด คือทิศทางที่พุ่งข้ามออกจากช่องเปิดในทิศทางระนาบของแผ่นโลหะที่วางอยู่บนวัสดุฐานรอง



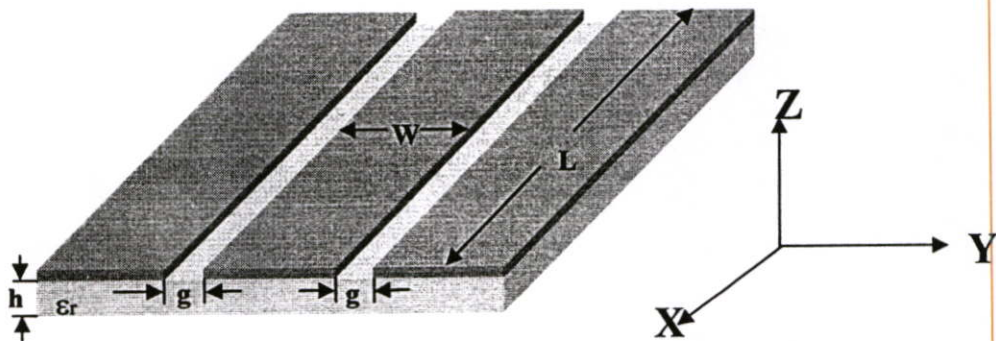
รูปที่ 2.9 สนามไฟฟ้าในระนาบทรงกระบอก

ลักษณะการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าของช่องเปิด ในด้านของวัสดุฐานรองแถบโลหะ และในอากาศได้แสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในช่องเปิด

สายนำสัญญาณไมโครสตริปกับสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะนำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย ซึ่งเป็นโครงสร้างที่เหมาะสมต่อการออกแบบ การสร้าง และ ยังสามารถพัฒนาไปเป็นวงจรรวมไมโครเวฟ จากผลการวิจัยและพัฒนาที่ผ่านมา โครงสร้างที่เป็นไมโครสตริปจะประสบปัญหา และ ข้อจำกัดเช่น เมื่อต้องการเชื่อมต่ออุปกรณ์จำเป็นจะต้องมีช่องผ่าน (Via Holes) เพื่อเชื่อมต่อตัวนำด้านบนกับระนาบกราวด์ด้านล่าง ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณสูง (High Dispersion) และการสูญเสียสูง (High Insertion Loss) เพื่อแก้ปัญหาทางานวิจัยนี้ จึงนำเสนอสายนำสัญญาณ โครงสร้างระนาบร่วมที่มีกราวด์ด้านบนดังแสดงในภาพที่ 2.11 จากผลการวิจัยและการพัฒนาที่ผ่านมา โครงสร้างระนาบร่วมที่มีกราวด์ด้านบนสามารถลดการผิดเพี้ยนของสัญญาณ (Low Dispersion) และการสูญเสีย (Low insertion Loss) โครงสร้างที่ได้มีความแข็งแรงสามารถลดช่องผ่าน และเป็นโครงสร้างที่ง่ายต่อการออกแบบเพื่อใช้งาน สายนำสัญญาณไมโครสตริป CPW (Coplanar Waveguide) ที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้น จะมีรูปร่างเป็นแถบโลหะวางอยู่บนวัสดุฐานรอง ซึ่งวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกที่ถูกค้นด้วยช่องเปิดสองช่องคุณลักษณะหลักที่ใช้ในการพิจารณาสายนำสัญญาณคือคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ และเพื่อให้เกิดความเข้าคู่กัน (แมตซ์) ระหว่างอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณกับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ จะต้องพิจารณาปัจจัยที่มีผลต่อคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ ซึ่งได้แก่ ความหนาของวัสดุฐานรอง และความกว้างของแผ่นสตริป (W) ดังจะเห็นได้ว่าการเลือกชนิดของวัสดุฐานรองเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณาคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ และคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้มีดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป CPW (Coplanar Waveguide)

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) เป็นค่าแสดงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศ

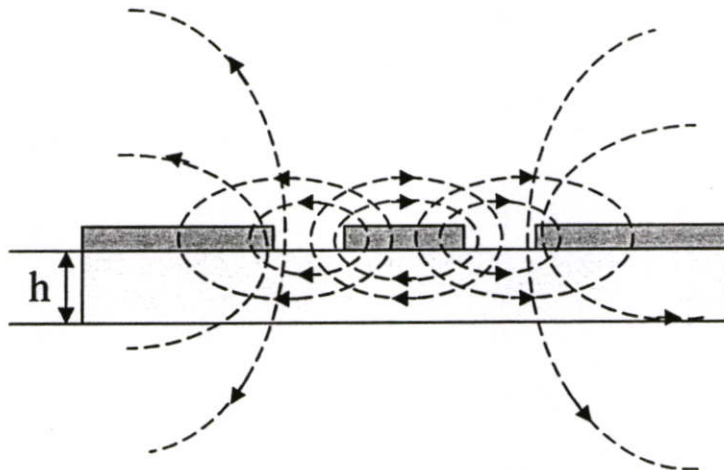
- ค่า Loss tangent ($\tan\delta$) ที่ความถี่ 10 GHz คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลซเมนต์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสีย เนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี

- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) จะแสดงความสามารถในการระบายความร้อนของสารไดอิเล็กตริก ซึ่งค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี

- ความขรุขระของผิว จัดว่าเป็นคุณสมบัติที่มีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริป เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า

- ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) สำหรับค่านี้จะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ

การแพร่กระจายของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าในสายนำสัญญาณไมโครสตริป CPW นั้นจะมีลักษณะที่ต่างจากกัน โดยสนามไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ระหว่างแถบโลหะที่ถูกคั่นด้วยช่องเปิด ส่วนสนามแม่เหล็กนั้นจะเคลื่อนที่ล้อมรอบแผ่นโลหะในทิศทางตามความหนาของวัสดุฐานรอง แสดงดังรูปที่ 2.12

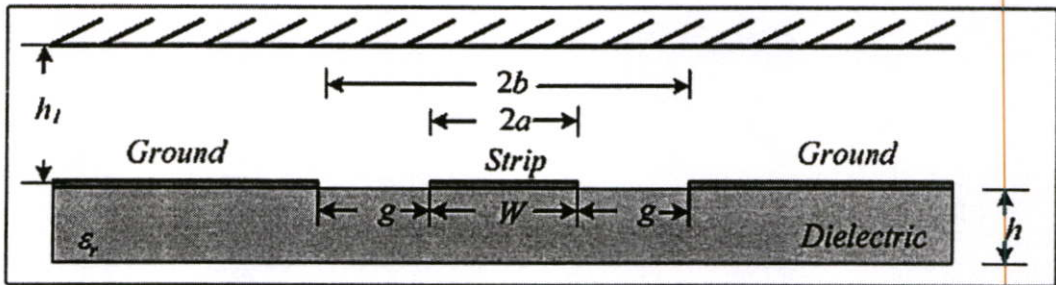


รูปที่ 2.12 ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณแบบ CPW

สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมมี 2 ชนิดคือ สายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง (Coplanar Waveguide) ในรูปที่ 2.13 และชนิดมีกราวด์ด้านล่าง (Conductor – backed Coplanar Waveguide) ในรูปที่ 2.14 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่างซึ่งประกอบไปด้วยสตริป (Strip) อยู่ตรงด้านบนของฐานรองไดอิเล็กตริก (Substrate) โดยมีความกว้างของสตริปคือ w ด้านข้างทั้งสองด้านของสตริปมีลักษณะเป็นร่อง (Slot) และระนาบกราวด์ตามลำดับ มีความกว้างระหว่างสตริปถึงระนาบกราวด์คือ g และมีความหนาของฐานรองไดอิเล็กตริกคือ h ส่วนสายนำสัญญาณแบบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่างต่างกับชนิดแรกตรงที่จะมีกราวด์ทางด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กตริกเพิ่มขึ้น มา ลักษณะการแผ่กระจายของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าบนสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมจะเป็นแบบ Quasi TEM ข้อดีของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม คือ

สามารถเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆ เช่น ทรานซิสเตอร์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุได้ง่าย เนื่องจากไม่ต้องมีการเจาะรูผ่านฐานรองไดอิเล็กทริกเพื่อเชื่อมต่อกราวด์ให้กับอุปกรณ์เหล่านั้นสามารถนำมาต่อรวมในวงจรเดียวกันกับไมโครสตริปได้ง่ายการผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณ (Dispersion) และค่าความสูญเสีย (Loss) ต่ำกว่าการใช้ไมโครสตริปจากข้อดีที่กล่าวมาข้างต้นทำให้โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบที่นำคลื่นระนาบร่วมเหมาะกับการทำเป็นวงจรรวมไมโครเวฟได้เป็นอย่างดี

2.4.3 การหาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบที่นำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง



รูปที่ 2.13 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบที่นำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง

การวิเคราะห์หาค่าคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบที่นำคลื่นระนาบร่วมจะใช้วิเคราะห์แบบ Quasi Static ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของวิธีการส่งคงรูป (Conformal Mapping) โดยอาศัยเทคนิคที่ใช้การหาค่าความจุไฟฟ้า และค่าความเหนี่ยวนำที่กระจายอยู่บนสายนำสัญญาณการวิเคราะห์แบบนี้สามารถหาค่าคุณลักษณะพื้นฐานต่างๆ ของสายนำสัญญาณแบบที่นำคลื่นระนาบร่วมได้ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณสามารถหาได้จากผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของครึ่งระนาบด้านบนซึ่งอยู่ในอากาศกับครึ่งระนาบด้านล่างซึ่งอยู่ในชั้นของไดอิเล็กทริก (Dielectric Layer) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการส่งคงรูปเพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กทริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) จะอยู่ในเทอมอินทิกรัลส่วนของการอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ขั้นแรก (Complete Elliptic Integral of First Kind) โดยกำหนดให้

C คือ ค่าความจุไฟฟ้าโดยรวมต่อหน่วยความยาวของสายนำสัญญาณ

C^a คือ ค่าความจุไฟฟ้าในลักษณะเดียวกันกับ C แต่จะแทนไดอิเล็กทริกทั้งหมดด้วยอากาศโดยจะได้ว่า

$$\epsilon_{re} = \frac{C}{C^a} \quad (2.24)$$

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.25)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.26)$$

$$Z_0 = \frac{1}{Cv_p} = \frac{1}{c\sqrt{\epsilon_{re}}C^a} \quad (2.27)$$

- เมื่อ ϵ_{re} หมายถึง ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของฐานรอง
 v_p หมายถึง ความเร็วเฟสของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
 λ_g หมายถึง ความยาวคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณ
 c หมายถึง ความเร็วของสนามไฟฟ้าในอวกาศว่าง
 Z_0 หมายถึง อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

ในการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณจะใช้วิธีการส่งคงรูป ซึ่งในที่นี้จะไม่ขอกล่าวถึงวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าของสายนำสัญญาณ แต่จะพิจารณาเฉพาะการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณหาได้จากสมการ

$$Z_0 = \frac{30\pi K'(k_1)}{\sqrt{\epsilon_{re}}K(k_1)} \quad (2.28)$$

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลหาได้จาก

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.29)$$

โดยที่

$$q = \frac{1}{2} \left(\frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \right) \quad (2.30)$$

เมื่อ q หมายถึง ตัวประกอบการคูณ (Filling Factor)

และ

$$k_1 = \frac{a}{b} \quad (2.31)$$

$$k_2 = \frac{\sinh(\pi a/2h)}{\sinh(\pi b/2h)} \quad (2.32)$$

$$k_3 = \frac{\tanh(\pi a/2h_1)}{\tanh(\pi b/2h_1)} \quad (2.33)$$

เมื่อ

$$a = \frac{w}{2} \quad (2.34)$$

$$b = \frac{(2g+w)}{2} \quad (2.35)$$

โดยที่ h หมายถึง ความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก

w หมายถึง ความกว้างของสายนำสัญญาณ

g หมายถึง ความกว้างของร่อง

การอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ชั้นแรกสามารถหาได้โดย

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \theta}} \quad (2.36)$$

เมื่อ θ หมายถึง ตัวแปรเชิงซ้อน

โดย

$$K'(k_1) = K(k'_1) \quad (2.37)$$

$$k'_1 = \sqrt{1-k_1^2} \quad (2.38)$$

และอัตราส่วนของ $K(k)/K'(k)$ สามารถหาได้โดยการประมาณคือ

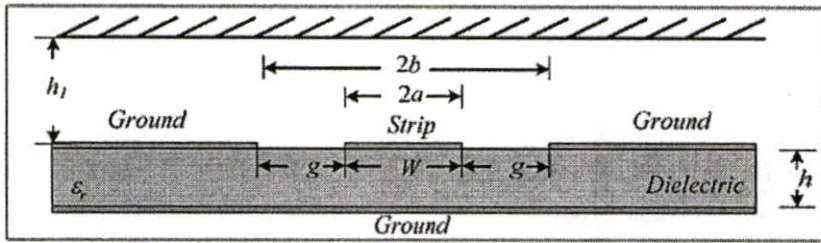
กรณี $0 \leq k \leq 0.707$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k'})}{1-\sqrt{k'}} \right]} \quad (2.39)$$

กรณี $0.707 \leq k \leq 1$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k})}{1-\sqrt{k}} \right] \quad (2.40)$$

2.4.4 การหาคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง



รูปที่ 2.14 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่าง

การวิเคราะห์หาคุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดมีกราวด์ด้านล่างหาได้เช่นเดียวกันกับที่ใช้ในสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมชนิดไม่มีกราวด์ด้านล่าง ดังสมการ

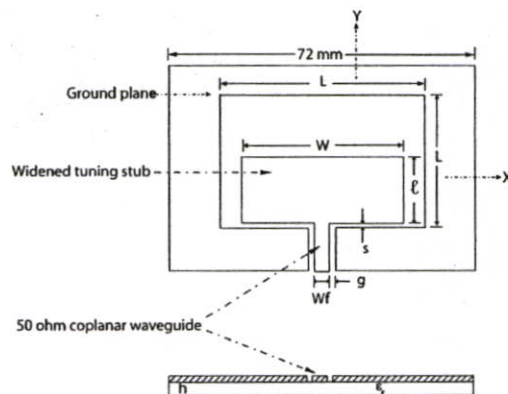
$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{1}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.41)$$

โดยที่

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (2.42)$$

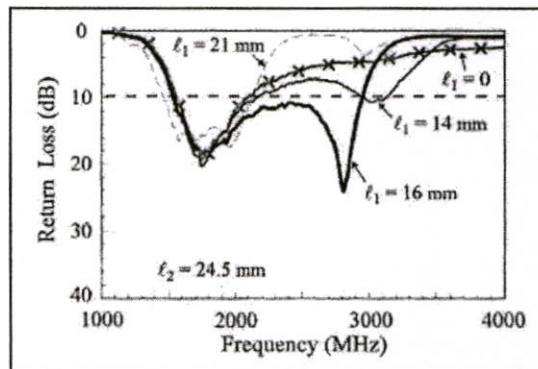
$$q = \frac{K(k_4)/K'(k_4)}{K(k_3)/K'(k_3) + K(k_4)/K'(k_4)} \quad (2.43)$$

2.5 สายอากาศร่องจตุรัสที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง



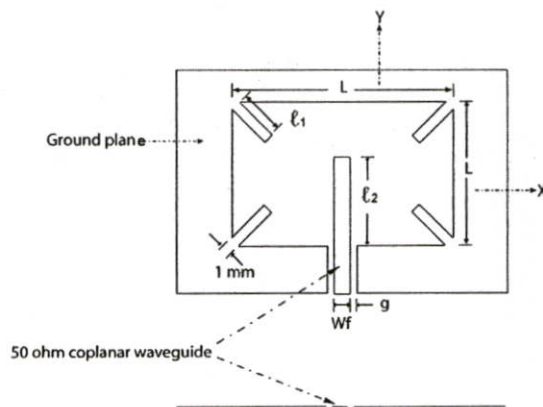
รูปที่ 2.15 สายอากาศร่องจตุรัสที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

โดยการใช้การป้อนสัญญาณ โครงสร้างระนาบร่วม CPW-fed และสับจูนนิ่ง (Widened Tuning Stub) รวมกันจะได้สายอากาศร่องจตุรัสที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW-fed Square Slot Antenna) [2] สำหรับทำงานในย่านความถี่กว้าง (Broadband) ดังแสดงในภาพที่ 2.15 สายอากาศมีขนาด 72 mm. โดยค่าการแมตซ์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching) ของสายอากาศขึ้นอยู่กับขนาด (W , l) ของจูนนิ่งสับ ผลจากการวิจัยพบว่าสายอากาศจะมีประสิทธิภาพที่สุด เมื่อ $l = 0.5L$, $W = 0.81L$ ทำให้ได้สายอากาศทำงานในย่านความถี่ประมาณ 1.6 GHz – 2.8 GHz ซึ่งจะได้ค่าแบนด์ประมาณ 60% ดังแสดงในภาพที่ 2.16



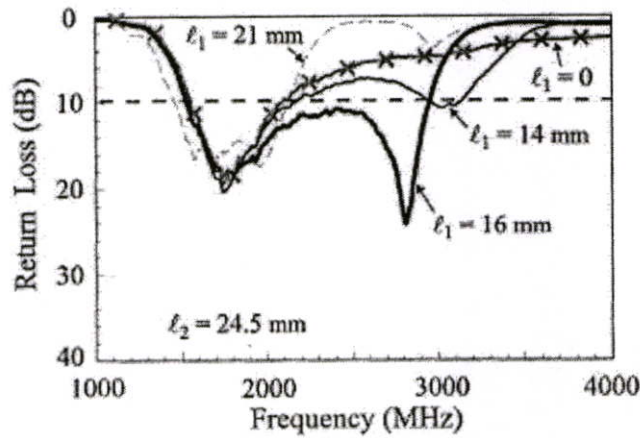
รูปที่ 2.16 ผลการวัดชิ้นงานโดยการปรับ ค่า S ของสายอากาศร่องจตุรัส ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

2.6 สายอากาศร่องจตุรัสที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมและใช้สตริปเป็นโหลด แบบแถบความถี่กว้าง



รูปที่ 2.17 สายอากาศร่องจตุรัสที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมและใช้สตริปเป็นโหลดแบบแถบความถี่กว้าง

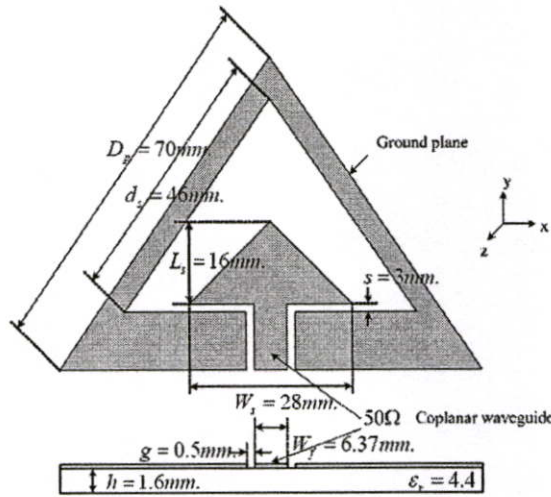
จากรูปที่ 2.17 เป็นการนำเสนอสายอากาศร่องจตุรัสแถบความถี่กว้างที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมและใช้สตริปเป็นโหลด [3] ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญ ได้แก่ สายป้อนสัญญาณ w_f ความความกว้างของร่องว่าง g ระหว่างสายป้อนสัญญาณและระนาบกรวดค์ของระนาบร่วมเพื่อเป็นการกระตุ้นค่าความจระหว่างร่องว่างเพื่อให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching) โดยการใช้สตริป l_2 เป็นตัวทำหน้าที่จูนนิ่งจนได้ค่าแบนด์วิดท์ที่มีค่ามากและเหมาะสมค่าหนึ่ง แล้วจากนั้นนำ สตริป l_1 เป็นโหลดมาต่อภายในมุมทั้งสี่ของสายอากาศเพื่อเป็นการเพิ่มแบนด์วิดท์ให้มากขึ้น จากการวิจัยพบว่าสายอากาศจะมีประสิทธิภาพสูงสุด เมื่ออัตราส่วนระหว่าง l_1 / l_2 อยู่ในช่วง 0.6 ถึง 0.8 ซึ่งจะได้สายอากาศทำงานที่ความถี่กลางประมาณ 2.2 GHz และได้ค่าแบนด์วิดท์ประมาณ 60% ดังแสดงในรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 ผลการวัดชิ้นงานสายอากาศร่องจตุรัส ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมและใช้สตริปเป็นโหลด

2.7 สายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง

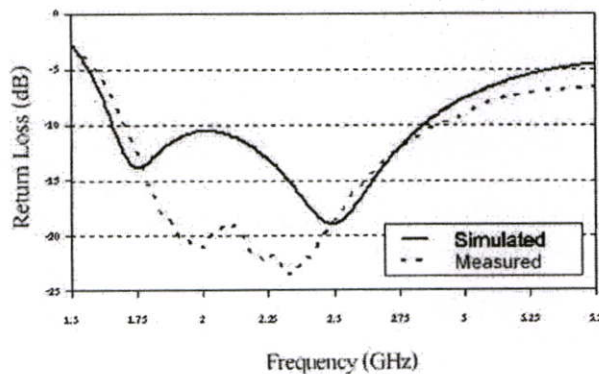
งานวิจัยนี้เป็นการศึกษา การออกแบบสายอากาศแบนด์วิดท์กว้างและออกแบบให้ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานของระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN: 802. 11b/g) เป็นต้น ออกแบบเป็นสายอากาศสามเหลี่ยมด้านเท่า ซึ่งเป็นสายอากาศที่ให้แบนด์วิดท์กว้างที่สุด ใช้โครงสร้างระนาบเป็นสายนำสัญญาณ โดยใช้โปรแกรมออกแบบไมโครเวฟ (IE3D) จำลองการทำงาน (Simulation) และการทำให้เหมาะสมที่สุด (Optimization)



รูปที่ 2.19 สายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมแบบความถี่กว้าง

เนื่องจากยังไม่มีสมการในการออกแบบ เพื่อให้ได้ขนาดของสายอากาศที่เหมาะสม โดยตัวแปรที่จะนำมาใช้ ประกอบด้วย ความยาวของสายนำสัญญาณ สดับของสายนำ ขนาดของสายอากาศ และความกว้างและความยาวของช่องเจาะ เมื่อได้ผลตามต้องการจะนำไปสร้างและวัด โดยสายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่า มีตัวแปรที่จะนำมาใช้ประกอบด้วยตัวแปรต่าง ๆ ดังนี้

- D_p คือ ขนาดของสายอากาศสามเหลี่ยมด้านเท่า
- d_s คือ ขนาดของร่องสามเหลี่ยม
- L_s คือ ระยะความสูงของสดับ
- W_s คือ ความกว้างของสดับ
- S คือ ระยะห่างของสดับถึงระนาบกราวด์



รูปที่ 2.20 ผลเปรียบเทียบการจำลองการทำงานกับการวัดชิ้นงานจริง ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศร่องสามเหลี่ยมด้านเท่า

ตารางที่ 2.1 ผลเปรียบเทียบการจำลองการทำงานกับการวัดชิ้นงานจริง

สายอากาศ	$f_l - f_u$ ที่ -10dB (GHz.)	f_c (GHz.), S_{11} (dB)	BW ที่ -10dB (% , GHz.)
ผลการจำลอง	1.658 – 2.844	2.251, -13.09	52.69, 1.186
ผลจากการวัด	1.705 – 2.905	2.305, -22.61	52.06, 1.200

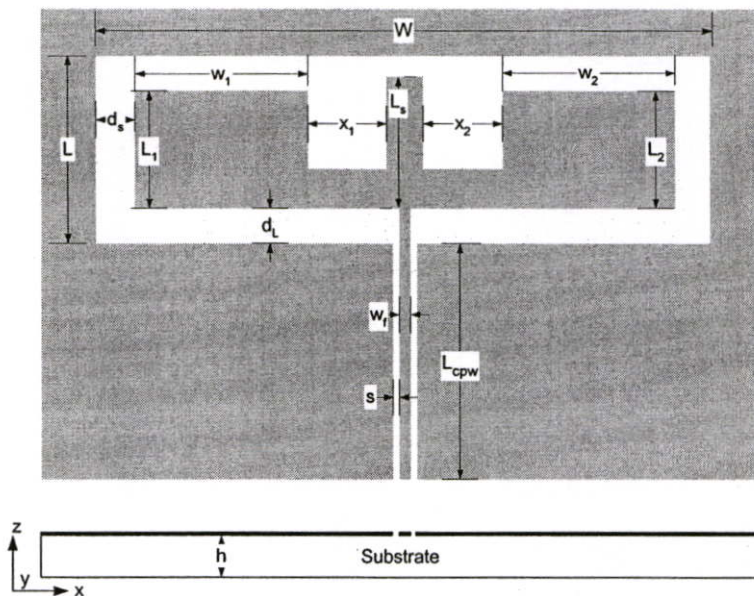
ผลเปรียบเทียบการจำลองการทำงานกับผลการวัดชิ้นงานจริงของสายอากาศมีผลใกล้เคียงกันดังแสดงในรูปที่ 2.20 โดยสายอากาศมีแบนด์วิดท์จากผลการจำลองการทำงานที่กว้างกว่าแต่ผลของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับจะมีความแตกต่างกัน โดยที่ผลการวัดจริงจะมีค่าที่น้อยกว่า ซึ่งงานวิจัยนี้สามารถออกแบบสายอากาศที่เล็กกว่าสายอากาศอื่น ที่ย่านความถี่ใช้งานเดียวกันการออกแบบใช้สัดับของสายอากาศเป็นสามเหลี่ยม ซึ่งมีลักษณะเดียวกันกับร่องสามเหลี่ยมจะทำให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์ที่กว้าง และจากผลจากการจำลองการทำงานมีค่าความถี่เรโซแนนซ์ 2.251 GHz มีแบนด์วิดท์ประมาณ 52.69% และผลการวัดชิ้นงานจริงมีค่าความถี่เรโซแนนซ์อยู่ที่ 2.305 GHz มีแบนด์วิดท์ประมาณ 52.06%

บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยม พื้นผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

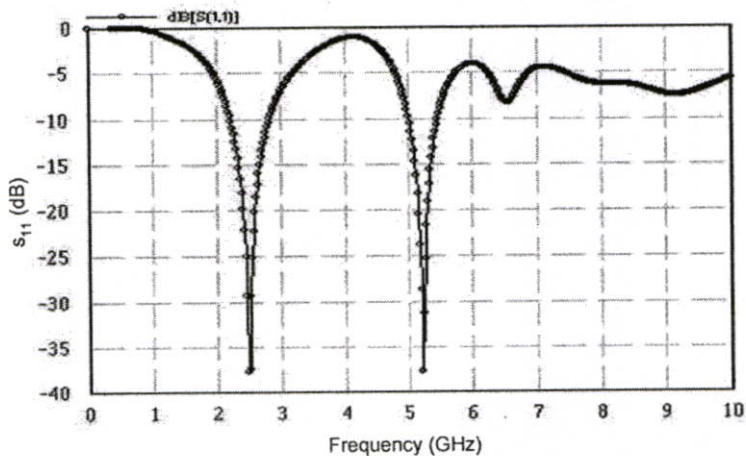
งานวิจัยนี้เป็นการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมพื้นผ้าที่ป้อนสัญญาณด้วยสายนำแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) และมีการใช้สตัดจ์บนหนึ่งในโครงสร้างของสายอากาศเพื่อปรับปรุงคุณลักษณะของสายอากาศ ให้ใช้งานตอบสนองในช่วงความถี่ที่ต้องการ โดยใช้หลักการเปลี่ยนรูปร่างของสตัดจ์บน โดยที่โครงสร้างพื้นฐานของตัวสายอากาศยังคงเป็นช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมพื้นผ้า ในงานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศที่ใช้สตัดจ์บนหลายรูปแบบ มีการใช้วัสดุฐานรอง 2 ชนิด คือ RT/Duroid 5880 ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 2.2 มีความหนาของวัสดุฐานรองซึ่งเป็นฉนวน (h) เท่ากับ 1.575 mm และใช้วัสดุฐานรอง FR4 ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.5 โดยมีความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 mm

สายอากาศที่สร้างจากวัสดุฐานรอง RT/Duroid 5880 เป็นงานวิจัยแรกที่ออกแบบ โดยเป็นสายอากาศช่องเปิดแบบสี่เหลี่ยมพื้นผ้าที่ป้อนสัญญาณด้วยสายนำแบบ CPW และมีสตัดจ์บนที่เป็นตัวนำคล้ายรูปสามง่ามวางอย่างสมมาตรภายในช่องเปิด ซึ่งสายอากาศที่ทำการวิจัยนี้มีโครงสร้างตามรูปที่ 3.1



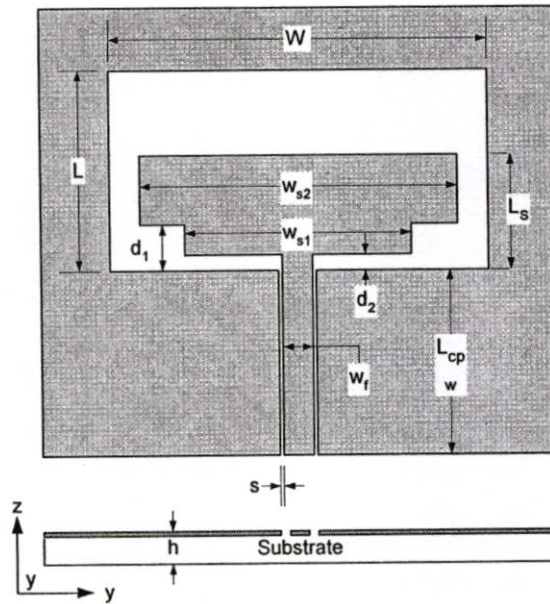
รูปที่ 3.1 โครงสร้างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมพื้นผ้าที่ประกอบด้วยสตัดจ์บนรูปสามง่าม

ผลการจำลองคุณลักษณะการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศ แสดงดังรูปที่ 3.2 สายอากาศรูปแบบนี้สามารถที่จะปรับจูนความถี่ได้โดยการปรับพารามิเตอร์ W , L และ L_s ส่วนพารามิเตอร์ L_1 , L_2 , x_1 , และ x_2 ใช้ในการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ [7] ผลจากการปรับพารามิเตอร์จะให้ความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ที่มีค่าใกล้เคียงกับความถี่ 2.4 และ 5.2 GHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในเครือข่ายไร้สาย (WLAN) โดยมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมมาตรฐานของ IEEE 802.11b/g (2.4-2.4835 GHz) และ IEEE 802.11a (5.15-5.35 GHz) ดังนั้นจึงสามารถนำไปใช้งานในระบบสื่อสารไร้สาย (Wireless Communication System) ได้

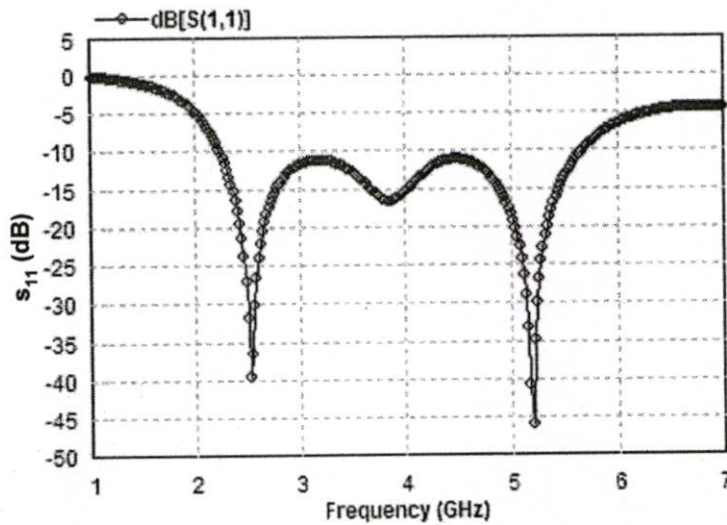


รูปที่ 3.2 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่มีรูปร่างตามรูปที่ 3.1

เนื่องจากสายอากาศช่องเปิดที่มีรูปร่างสลับจูนหนึ่งในรูปแบบนี้ให้คุณลักษณะตอบสนองได้สองความถี่แต่ไม่สามารถทำให้ แบนด์วิดท์ด้านความถี่สูงกว้างเพียงพอที่จะรองรับกับมาตรฐานอื่นที่อยู่ในช่วงความถี่ 5-6 GHz ได้ครบหมด ดังนั้นเพื่อให้ได้คุณลักษณะแบนด์วิดท์ที่กว้างจึงต้องเปลี่ยนรูปร่างสลับจูนหนึ่งใหม่ตามโครงสร้างในรูปที่ 3.3 ซึ่งมีรูปร่างของสลับจูนหนึ่งคล้ายรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าหักมุมล่าง โดยมีพารามิเตอร์ขนาดรูปร่าง คือ W และ L ที่มีขนาดเท่ากับรูปที่ 3.1 ส่วนค่าของพารามิเตอร์ L_s จะเปลี่ยนไปอันเนื่องจากรูปร่างของสลับที่ ต้องทำให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์กับ 50 โอห์ม สำหรับพารามิเตอร์อื่นที่เป็นของสลับจูนหนึ่งก็จะเป็นส่วนที่ใช้ในการปรับให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้าง [8] ซึ่งผลการปรับทำให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้างตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.24 GHz ถึง 5.66 GHz (คิดที่ระดับการสูญเสียย้อนกลับที่ตำแหน่ง -10 dB) และมีความถี่ที่กึ่งกลางของแบนด์วิดท์อยู่ที่ 3.95 GHz



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดที่มุมล่างของสับจูนนิ่ง



รูปที่ 3.4 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดที่มีโครงสร้างตามรูปที่ 3.3

ตารางที่ 3.1 แสดงแบนด์วิดท์ของรูปที่ 3.1 และรูปที่ 3.3 ผลของแบนด์วิดท์ที่ได้รับจากรูปร่างสายอากาศช่องเปิดตามรูปที่ 3.3 จะเป็นความกว้างหนึ่งย่านความถี่ ซึ่งแตกต่างจากรูปที่ 3.1 ที่ให้แบนด์วิดท์สองย่านความถี่ แต่ถึงอย่างไรก็ตามแบนด์วิดท์ที่ด้านความถี่สูงที่ได้รับจากรูปที่ 3.3 ก็ยังคงไม่ครอบคลุมความถี่มาตรฐานของระบบไร้สาย ที่มีการใช้งานเกือบถึง 6 GHz นั่นคือยังไม่ครอบคลุมมาตรฐานของ IEEE 802.16d (5.7-5.9 GHz)

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติแบนด์วิดท์ของสายอากาศช่องเปิดตามโครงสร้างรูปที่ 3.1 และ 3.3

สายอากาศ	ช่วงความถี่	แบนด์วิดท์	มาตรฐานใช้งาน
รูปที่ 3.1	2.15 - 2.8 GHz	26.26%	IEEE 802.11 b/g
	5.0 - 5.4 GHz	7.69%	IEEE 802.11 a
รูปที่ 3.3	2.24 – 5.66 GHz	86.6%	IEEE 802.11 b/g/a

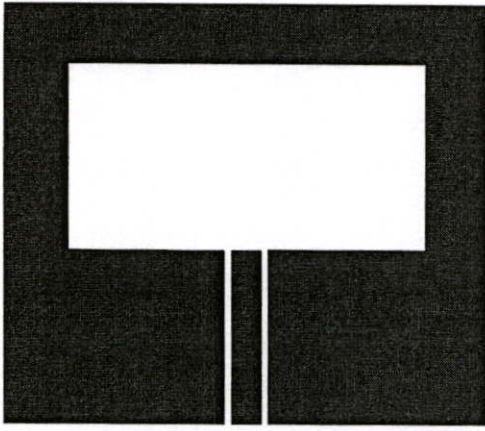
ถึงแม้สายอากาศที่พัฒนามาทั้งสองรูปแบบนี้จะมี ความกว้างของแบนด์วิดท์แตกต่างกัน แต่ก็สามารถใช้งานได้ใกล้เคียงกันในระดับหนึ่ง ซึ่งรูปที่ 3.3 จะให้แบนด์วิดท์ที่สามารถใช้งานได้กว้างมากกว่ารูปที่ 3.1 กล่าวคือสามารถใช้กับมาตรฐานความถี่ WiMax ที่ 3.4 – 3.6 GHz ได้ แต่ในช่วงความถี่ที่อยู่ในขอบเขตของแบนด์วิดท์นั้นมีบางความถี่ที่มีการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ยังไม่ค่อยดีนัก หรือก็คือระดับค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ค่อนข้างมาก คือมีค่าเกือบจะถึงระดับที่ -10 dB และภายใต้โครงสร้างดังกล่าวก็ไม่สามารถที่จะทำการขยายแบนด์วิดท์ได้อีก นอกจากนี้สายอากาศที่ออกแบบมานี้ยังใช้วัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ซึ่งมีราคาแพงและหาซื้อได้ยาก ด้วยเหตุนี้จึงได้ทำการวิจัยออกแบบสายอากาศรูปแบบใหม่ที่มีโครงสร้างที่รองรับแถบความถี่ที่มากกว่านี้ และเปลี่ยนมาใช้วัสดุฐานรองชนิด FR-4

สายอากาศที่สร้างจากวัสดุฐานรอง FR4 เป็นงานวิจัยหลักที่จะนำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อการศึกษาและออกแบบสายอากาศให้ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานของระบบสื่อสารไร้สาย เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900 และระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) คือ IEEE 802.11b/g, IEEE 802.11j, IEEE 802.11a และครอบคลุมโครงข่าย Wimax (2-6 GHz) ซึ่งมีขั้นตอนในการออกแบบดังต่อไปนี้

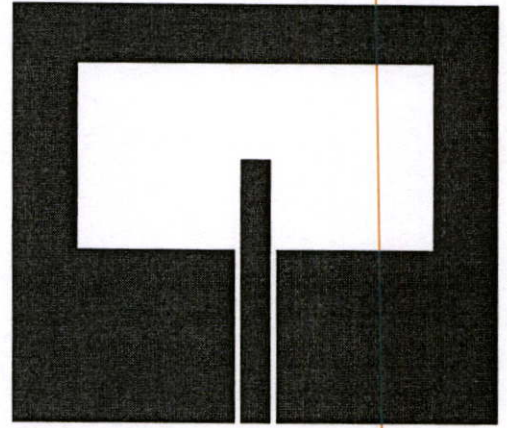
1. ออกแบบสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ให้มีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50Ω โดยใช้โปรแกรมในการคำนวณ
2. ออกแบบสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้า ตามรูปที่ 3.5 ก โดยการปรับขนาดของช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้า 3 ขนาด ($2.5 \lambda_g$, $2.5 \lambda_g$ และ $1.5 \lambda_g$) เพื่อดูว่าขนาดใดมีแนวโน้มความถี่ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ ซึ่งจะได้เส้นรอบรูปโดยประมาณเท่ากับ $2.5 \lambda_g$ จากนั้นนำไปทำการจำลองสถานการณ์ด้วย โปรแกรม IE3D
3. สร้างสตาบแท่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าในแนวตั้งขนาดความกว้างเท่ากับตัวนำระหว่างท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ตามรูปที่ 3.5 ข โดยใช้ขนาดสายอากาศตามข้อ 2 ทำการจำลองผลและปรับความยาวของสตาบ เพื่อให้ได้การแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี และทำการปรับขนาดของสายอากาศเพื่อสังเกตถึงผลกระทบของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีต่อสายอากาศ เมื่อมีการต่อสตาบแท่งสี่เหลี่ยมเข้าไป

4. นำสายอากาศตามข้อ 3 มาทำการเปลี่ยนระดับให้อยู่ในรูปแบบต่าง ๆ โดยให้ความสูง (ความยาว) ของสตั๊ปคงเดิม ทำการปรับความกว้างให้เป็นสตั๊ปในรูปแบบดังต่อไปนี้ คือ สตั๊ปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ตามรูปที่ 3.5 ค สตั๊ปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW ตามรูปที่ 3.5 ง สตั๊ปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และเจาะเส้นช่องเปิดแนวตั้งในสตั๊ปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ตามรูปที่ 3.5 จ และสุดท้ายจะเป็นการนำรูปที่ 3.5 จ มาทำการปรับแต่งเส้นช่องเปิดแนวตั้งในสตั๊ปสี่เหลี่ยมผืนผ้าให้มีการหักมุม ตามรูปที่ 3.5 ฉ

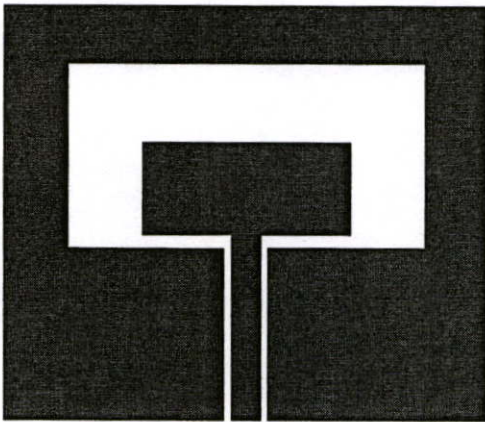
หลังจากการจำลองแบบการทำงานตามขั้นตอนข้างต้นแล้ว จะนำค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดในรูปแบบของสายอากาศที่ดีที่สุดไปสร้างชิ้นงานจริง โดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์สำหรับงานทางด้านไมโครเวฟชนิด FR-4 ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.5 ความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก (h) เท่ากับ 1.6 mm ความหนาของชั้นตัวนำ (t) เท่ากับ 0.018 mm และมีค่าการสูญเสียแทนเจนท์ ($\tan \sigma$) เท่ากับ 0.025



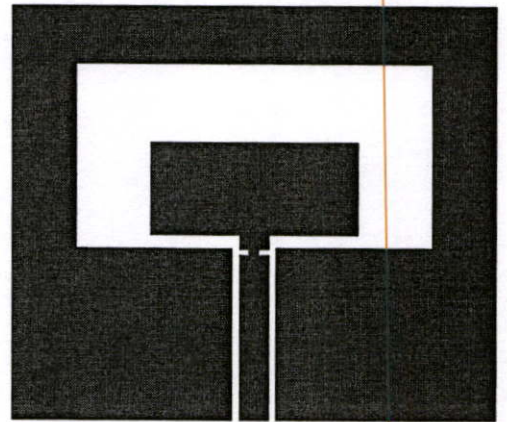
(ก)



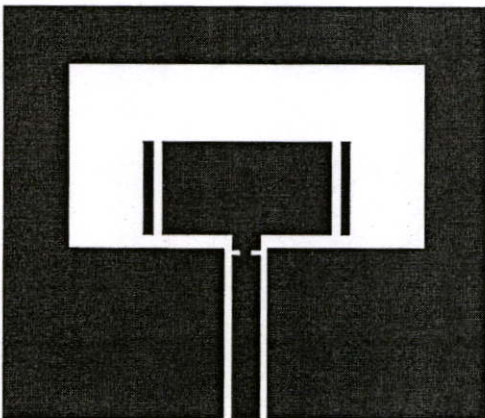
(ข)



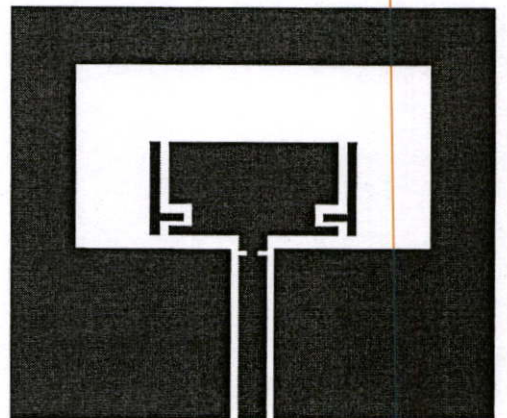
(ค)



(ง)



(จ)

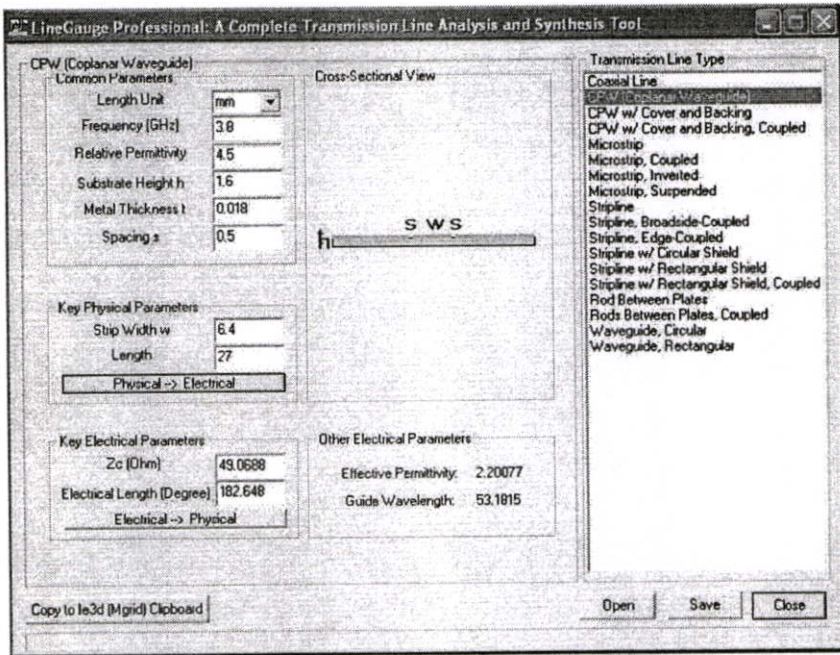


(ฉ)

รูปที่ 3.5 แสดงขั้นตอนการออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้า
ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม

3.1 การออกแบบสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW)

ในการออกแบบสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ได้ออกแบบโครงสร้างชนิดที่ไม่มีระนาบโลหะด้านล่าง ในที่นี้จะใช้โปรแกรม IE3D ช่วยในการคำนวณออกแบบเพื่อที่จะให้ได้สายนำสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์ 50Ω โดย ผลการใช้โปรแกรมจะแสดงดังรูปที่ 3.6 ดังนี้



รูปที่ 3.6 หน้าจอแสดงการคำนวณสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่มีค่าอิมพีแดนซ์ 50Ω

ในการคำนวณสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม จะมีการกำหนดค่าต่าง ๆ ดังนี้

Length Unit: mm

Frequency (GHz) = 3.8 GHz

Relative permittivity = 4.5

Substrate Height $h = 1.6$ mm

Metal Thickness $t = 0.018$

Spacing $s = 0.5$ mm

Strip width $w = 6.4$ mm

Length = 27 mm

Length Units = mm.

เมื่อสั่งให้โปรแกรมคำนวณ ก็จะได้ค่าต่าง ๆ ดังนี้

$$Z_c (\text{Ohm}) = 49.0688$$

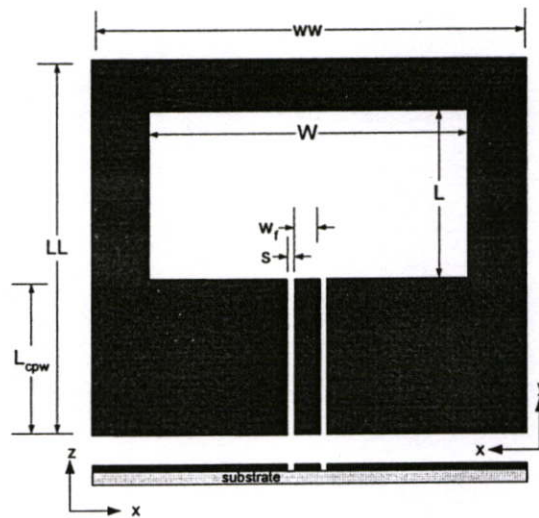
$$\text{Electrical length (degree)} = 182.648$$

$$\text{Effective Permittivity} = 2.20077$$

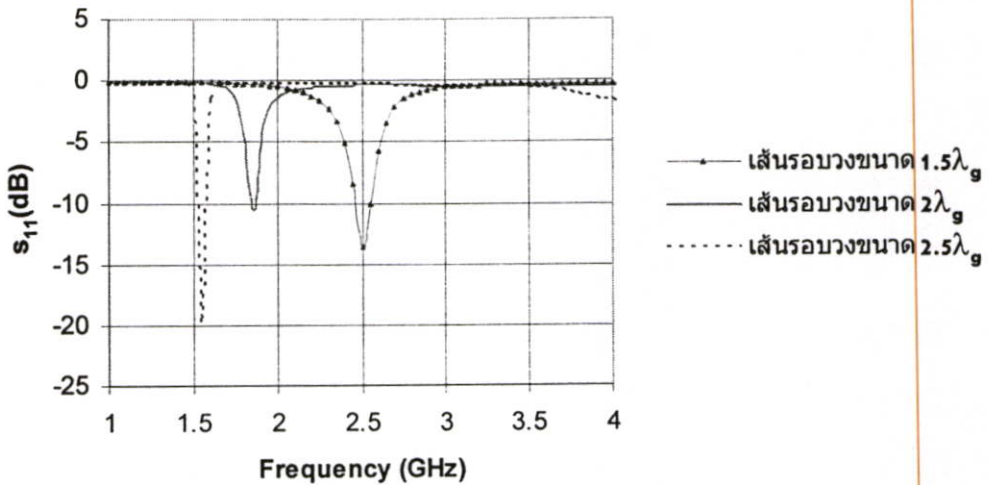
$$\text{Guide Wavelength } (\lambda_g) = 53.1815; \lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{re}}}$$

3.2 สายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ไม่มีสตัปจูนนิ่ง

ในหัวข้อนี้จะทำการจำลองสายอากาศโดยการประมาณขนาดของเส้นรอบวงของช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าให้มีขนาดต่าง ๆ ดังรูปที่ 3.7 โดยกำหนดขนาดของระนาบกราวด์ (ขนาดของ ww และ LL) ให้มีขนาด 60×60 mm และขนาดของสายนำสัญญาณ CPW มีค่า $wf = 6.4$ mm, $s = 0.5$ mm, และ $L_{cpw} = 27$ mm ซึ่งในเบื้องต้นจะปรับขนาด W และ L (เส้นรอบวงคงที่) ให้มีขนาดเส้นรอบวงสามขนาด คือ $2.5 \lambda_g$, $2 \lambda_g$ และ $1.5 \lambda_g$ ($\lambda_g \approx 53$ mm) โดยปรับจนกระทั่งได้ค่า S_{11} ที่ดีที่สุด ผลการปรับแสดงดังรูปที่ 3.8

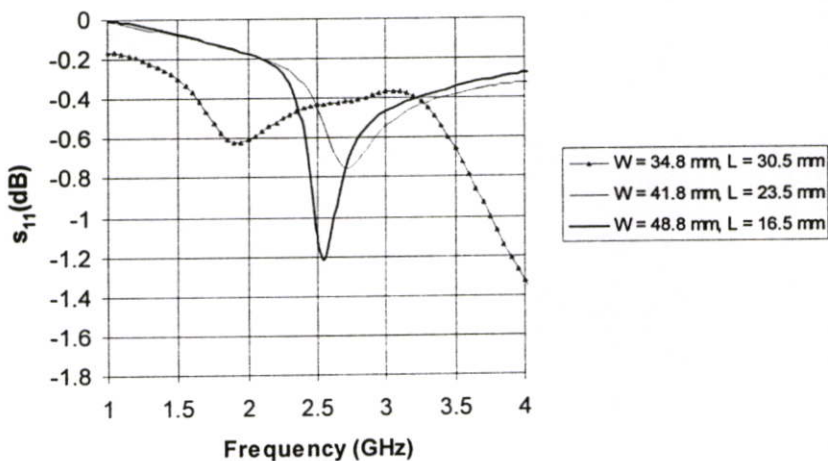


รูปที่ 3.7 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ไม่มีสตัปจูนนิ่ง



รูปที่ 3.8 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของเส้นรอบวงสามขนาด

จากรูปที่ 3.8 กราฟที่นำมาแสดงนั้นเป็นค่าของ S_{11} ที่ดีที่สุดจากการปรับ W และ L (เส้นรอบวงคงที่) โดยเส้นรอบวงขนาด $2.5 \lambda_g$ ได้ค่า $W = 65.25 \text{ mm}$, $L = 0.5 \text{ mm}$ เส้นรอบวงขนาด $2 \lambda_g$ ได้ค่า $W = 52.5 \text{ mm}$, $L = 0.5 \text{ mm}$ เส้นรอบวงขนาด $1.5 \lambda_g$ ได้ค่า $W = 39.25 \text{ mm}$, $L = 13 \text{ mm}$ จากกราฟจะเห็นได้ว่าเส้นรอบวงขนาด $2.5 \lambda_g$ นั้น เหมาะสมที่จะใช้ในการจำลองต่อไป เพราะความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับความถี่ด้านต่ำที่ต้องการออกแบบ (1.6 GHz) แต่ยังมีลักษณะแบนด์วิดท์ที่แคบ เนื่องจากว่าความกว้างของช่องเปิด (L) มีค่าเพียง 0.5 mm ด้วยเหตุนี้จึงต้องทำการเพิ่มความกว้างของช่องเปิดเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้น ซึ่งได้เลือกเส้นรอบวงขนาด $2.5 \lambda_g$ มาปรับขนาดของช่องเปิด (L) โดยให้เส้นรอบวงให้คงที่ ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 3.9

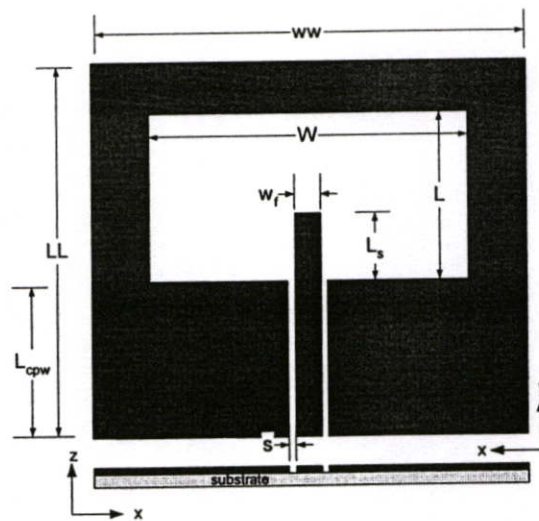


รูปที่ 3.9 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ตามขนาดของ (L)

จากรูปที่ 3.9 นั้น พบว่าเมื่อช่องเปิดกว้างขึ้น ระดับค่าการสูญเสียย้อนกลับจะต่ำลงจนไม่สามารถที่จะตัดสินจากกราฟได้ว่าจะใช้ขนาดเท่าใดจึงจะเหมาะสม ด้วยเหตุนี้จึงต้องทำการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ให้ดีขึ้นก่อน ด้วยการเพิ่มสลับเข้าไปในสายอากาศ ซึ่งการจำลองนี้จะทำการแสดงให้เห็นในหัวข้อถัดไป

3.3 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สลับจูนนิ่งแบบแท่งสี่เหลี่ยม

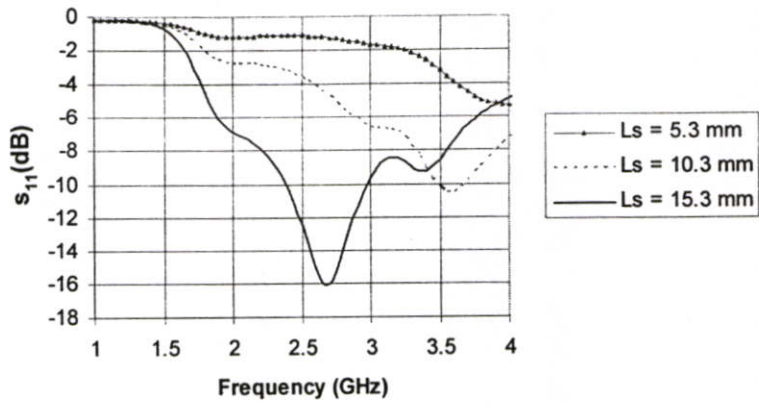
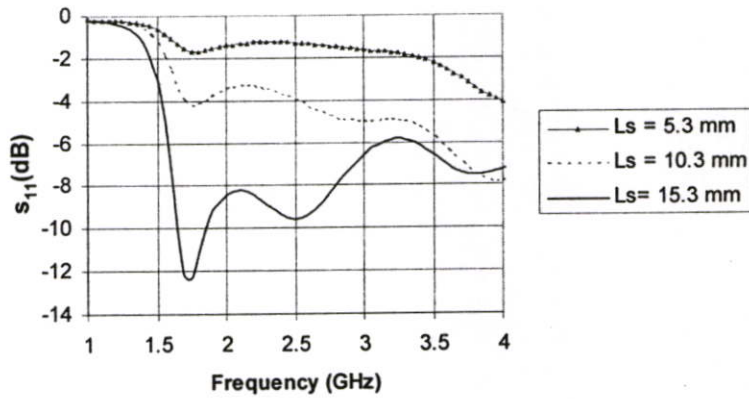
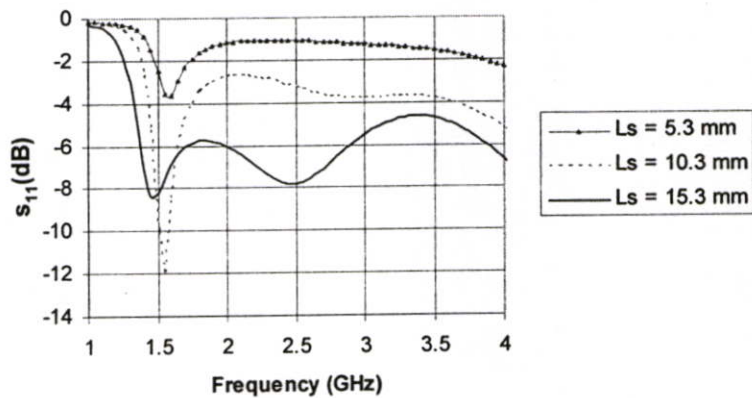
จากการจำลองที่ผ่านมา สายอากาศช่องเปิดที่ยังไม่ใส่สลับนั้น ให้ผลการตอบสนองที่ไม่ดี ดังนั้นในขั้นตอนนี้จึงทำการใส่สลับเข้าไป โครงสร้างของสายอากาศมีลักษณะดังรูปที่ 3.10 ในงานวิจัยนี้จะแสดงการวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ เพื่อให้ได้ขนาดสายอากาศที่เหมาะสมในการนำไปใช้กับการออกแบบในขั้นต่อไป



รูปที่ 3.10 โครงสร้างของสายอากาศที่ใช้สลับจูนนิ่งแบบแท่งสี่เหลี่ยม

3.3.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ L_r

สำหรับการออกแบบนั้น ได้ทำการเลือกขนาดสายอากาศสามขนาดจากการจำลองที่ผ่านมา คือ ขนาดที่ 1: $W = 34.8 \text{ mm}$, $L = 30.5 \text{ mm}$ ขนาดที่ 2: $W = 41.8 \text{ mm}$, $L = 23.5 \text{ mm}$ และขนาดที่ 3: $W = 48.8 \text{ mm}$, $L = 16.5 \text{ mm}$ มาปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์โดยการใส่สลับที่มีความกว้างเท่ากับความกว้างของตัวนำด้านในของ CPW ตามรูปที่ 3.10 โดยสายอากาศทั้งสามขนาดจะปรับความสูง L_r เท่ากันที่ 5.3 mm, 10.3 mm และ 15.3 mm ตามลำดับ ผลการจำลองทั้งสามขนาดแสดงดังรูปที่ 3.11

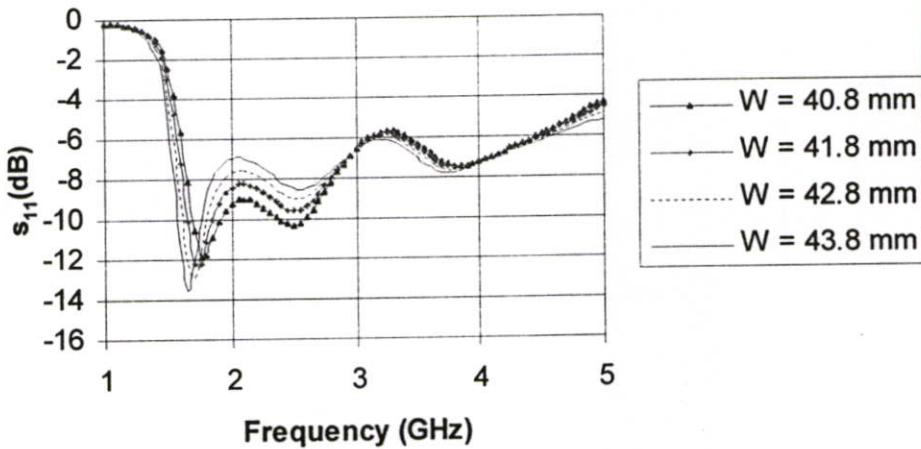
(a) ขนาดที่ 1: $W = 34.8$ mm, $L = 30.5$ mm(b) ขนาดที่ 2: $W = 41.8$ mm, $L = 23.5$ mm(c) ขนาดที่ 3: $W = 48.8$ mm, $L = 16.5$ mmรูปที่ 3.11 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศเมื่อปรับ L_s

จากรูปที่ 3.11 เมื่อเปรียบเทียบผลการจำลองของสายอากาศทั้งสามขนาดจากการปรับ L_s พบว่าสายอากาศที่มีขนาด $W = 41.8$ mm, $L = 23.5$ mm และ $L_s = 15.3$ mm มีความเหมาะสมที่จะนำไปทำการจำลองต่อไปเพื่อให้ได้คุณลักษณะแบนด์วิธที่กว้างมากที่สุด โดยจะทำการหา

ค่าพารามิเตอร์หลักของสายอากาศที่ให้ผลดีที่สุดในแต่ละรูปแบบของสายอากาศ ต่อไป (ที่ผ่านมาเป็นการปรับ W และ L ไปพร้อมกัน โดยให้เส้นรอบวงคงที่เพื่อประมาณขนาดของช่องเปิด)

3.3.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ W

ในหัวข้อนี้จะใช้ค่า L_r ที่ดีที่สุดที่ได้จากการจำลองที่ผ่านมา และทำการศึกษาผลกระทบจากการปรับขนาด W ในหลาย ๆ ค่า โดยที่พารามิเตอร์อื่นนั้นมีค่าตามการจำลองที่ผ่านมา ผลที่ได้แสดงในรูปที่ 3.12 และตารางที่ 3.2



รูปที่ 3.12 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ W

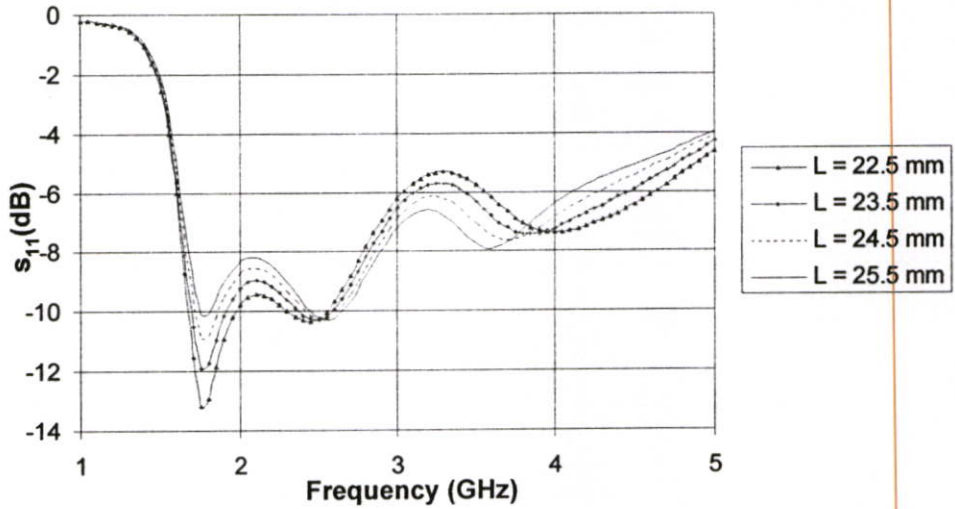
ตารางที่ 3.2 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ W

W (mm.)	F_{rL} (GHz)	S_{11} (dB)	F_{rH} (GHz)	S_{11} (dB)
40.8	1.75	-11.89	3.85	-7.43
41.8	1.75	-12.26	3.8	-7.52
42.8	1.7	-12.91	3.8	-7.64
43.8	1.65	-13.55	3.75	-7.76

จากผลการจำลองพบว่าเมื่อค่า W มีค่ามากขึ้น ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำมีค่า S_{11} ที่ต่ำกว่าเล็กน้อยเมื่อเทียบกับค่า W ที่ลดลง แต่ในที่นี้เมื่อต้องการให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้น แนวทางในการเลือกค่า W จึงต้องเหมาะสมที่จะทำให้แบนด์วิดท์กว้างได้ง่ายที่สุด ซึ่งมีค่า $W = 40.8$ mm และ 41.8 mm เท่านั้นที่เหมาะสม แต่เบื้องต้นจะขอเลือก $W = 40.8$ mm มาใช้ในการจำลองต่อไป

3.3.3 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ L

ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า L แสดงดังในรูปที่ 3.13 และตารางที่ 3.3



รูปที่ 3.13 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ L

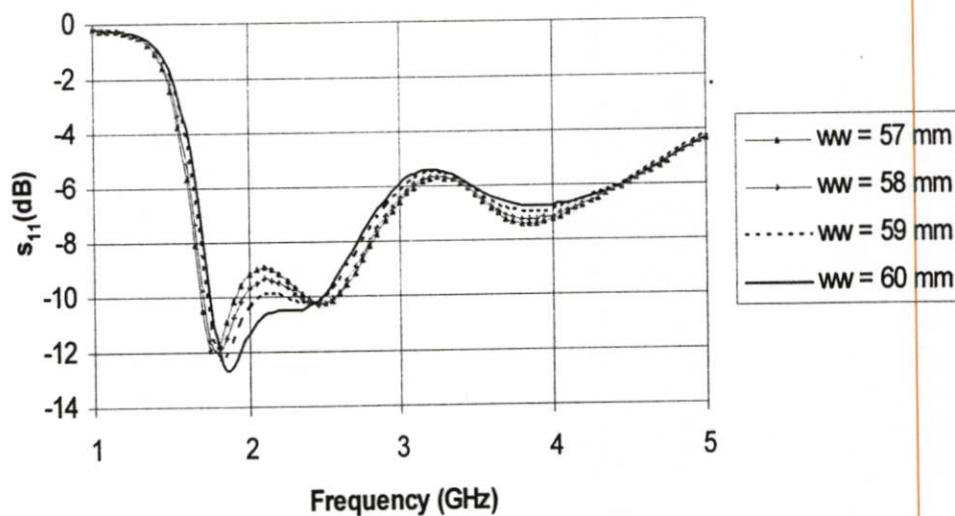
ตารางที่ 3.3 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ L

L (mm.)	F_{rL} (GHz)	S_{11} (dB)	F_{rH} (GHz)	S_{11} (dB)
22.5	1.75	-13.19	4	-7.37
23.5	1.75	-11.89	3.85	-7.43
24.5	1.75	-10.86	3.7	-7.62
25.5	1.8	-10.09	3.6	-7.91

จากผลการจำลองพบว่า ในช่วงความถี่ทางด้านต่ำประมาณไม่เกิน 2.5 GHz มีค่า S_{11} ที่ให้ผลดีใกล้เคียงกันสองค่า คือ $L = 22.5$ mm และ 23.5 mm แต่ที่ความถี่ในช่วง 3 – 4 GHz นั้น ความยาว L เท่ากับ 22.5 mm จะมีแนวโน้มที่ทำให้การแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีได้ยากกว่าความยาว L เท่ากับ 23.5 mm ดังนั้นในที่นี้จะทำการเลือก $L = 23.5$ mm ไปใช้ในการจำลองต่อไป

3.3.4 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ ww

การจำลองในขั้นตอนนี้เพื่อต้องการทราบว่าเมื่อใส่สัดับแล้วขนาดของระนาบกราวด์จะมีผลอย่างไรกับสายอากาศ ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า ww แสดงดังในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ ww

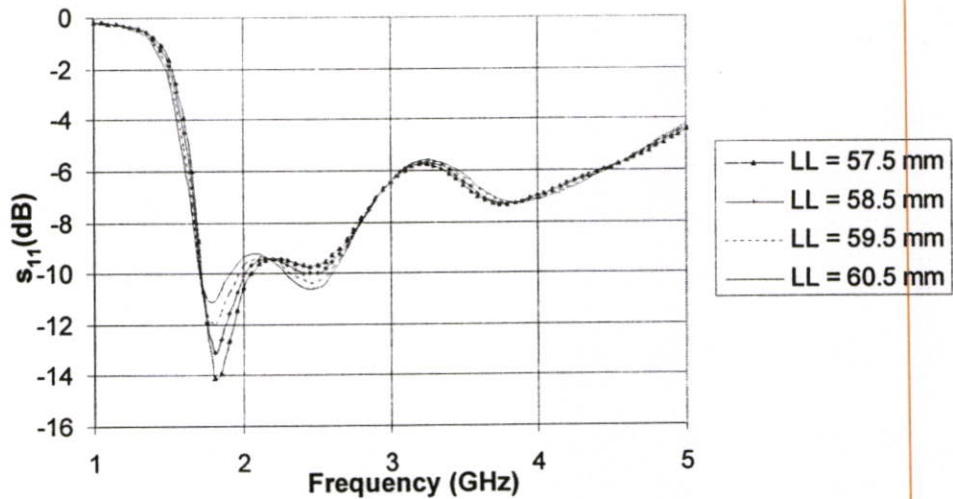
ตารางที่ 3.4 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ ww

ww (mm.)	F_{rL} (GHz)	S_{11} (dB)	F_{rH} (GHz)	S_{11} (dB)
57	1.75	-11.89	3.85	-7.43
58	1.8	-12.04	3.85	-7.28
59	1.8	-12.22	3.85	-7.01
60	1.85	-12.68	3.9	-6.78

ค่าพารามิเตอร์ ww นี้เป็นความกว้างของระนาบกราวด์ ซึ่งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดมากขึ้นหรือน้อยลงจะมีผลกับแนวโน้มของค่าความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ไม่มากนัก ในที่นี้จะทำการเลือก $ww = 58$ mm เพื่อใช้ในการจำลองต่อไป

3.3.5 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ LL

ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า LL แสดงดังในรูปที่ 3.15 และตารางที่ 3.5



รูปที่ 3.15 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ LL

ตารางที่ 3.5 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ LL

LL (mm.)	F_{rL} (GHz)	S_{11} (dB)	F_{rH} (GHz)	S_{11} (dB)
57.5	1.8	-14.11	3.75	-7.32
58.5	1.8	-13.06	3.8	-7.3
59.5	1.8	-12.04	3.85	-7.28
60.5	1.8	-11.09	3.9	-7.27

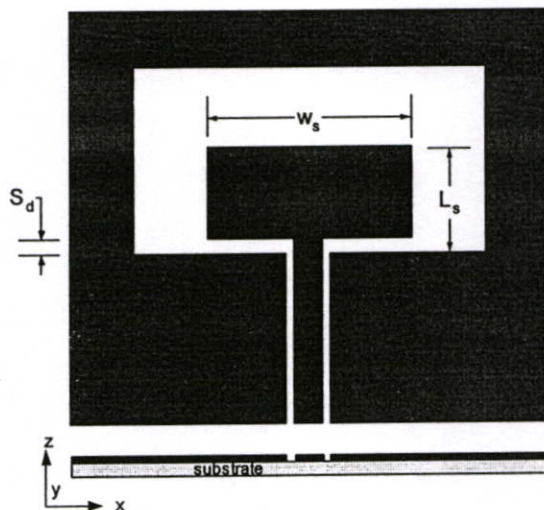
จากผลการจำลองในรูปที่ 3.15 แนวโน้มการทำให้แบนด์วิดท์กว้างควรพิจารณาที่ความถี่ต่ำช่วง 2.5 GHz ประกอบกับความถี่ช่วงต่ำกว่า 2 GHz ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีขนาด L ที่เหมาะสมอยู่สองขนาด คือ 59.5 mm และ 60.5 mm ในที่นี้จะทำการเลือก LL = 59.5 mm เพื่อใช้ในการจำลองต่อไป

จากผลการจำลองปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สัดบงนึ่งแบบแท่งสี่เหลี่ยมตั้งแต่หัวข้อการจำลองที่ 3.3.1 ถึง 3.3.5 เป็นการตรวจสอบความเหมาะสมของขนาดสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบไว้ในขณะที่มีสัดบงนึ่งคงที่โดยจะสามารถเปรียบเทียบได้ว่า ผลกระทบจากการปรับค่าพารามิเตอร์หลักของสายอากาศ ได้แก่ W, L, ww และ LL มีความเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย ดังนั้นจะนำค่าขนาดพารามิเตอร์ดังกล่าวของสายอากาศแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าดังต่อไปนี้ คือ W = 40.8 mm, L = 23.5 mm, ww = 58 mm และ LL = 59.5

mm ไปใช้เป็นพื้นฐานในจำลองออกแบบสตัปจูนนิ่งรูปแบบต่าง ๆ ของหัวข้อถัดไป เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพด้านแบนด์วิดท์ที่ดีที่สุด

3.4 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สตัปจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

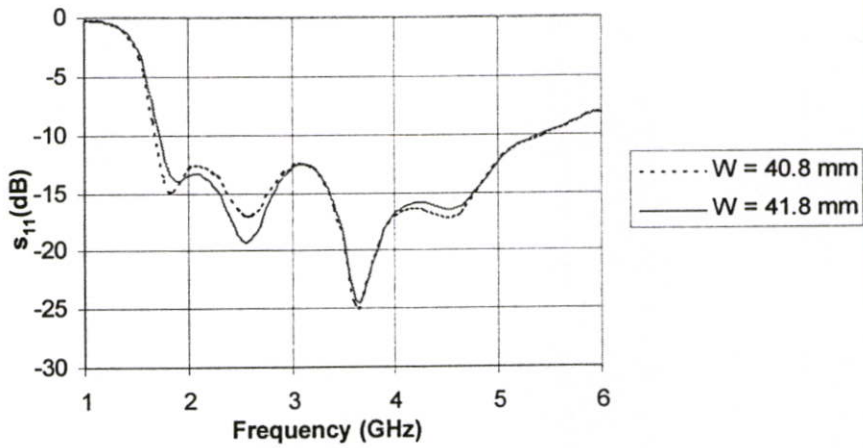
สายอากาศที่ได้ทำการจำลองแบบดังแสดงในรูปที่ 3.10 นั้น ไม่สามารถทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีได้ ดังนั้นจึงได้ทำการปรับเปลี่ยนใหม่ให้มีโครงสร้างดังรูปที่ 3.16 และทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ที่มีผลต่อคุณสมบัติของสายอากาศ ในที่นี้จะกำหนดขนาดของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ $w_w = 58 \text{ mm}$, $LL = 59.5 \text{ mm}$, $L_s = 15.3 \text{ mm}$ และ $L = 23.5 \text{ mm}$ ซึ่งค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวกำหนดจากการจำลองในหัวข้อที่ 3.3 ที่ผ่านมา ส่วนค่าพารามิเตอร์ของสายนำสัญญาณ CPW นั้น จะใช้ขนาดตามที่ได้จากการใช้โปรแกรม IE3D ที่คำนวณมาก่อนหน้านี้ สำหรับการจำลองในหัวข้อนี้จะกำหนดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ทั้งหมดจากการจำลอง ส่วนพารามิเตอร์อื่นนั้นจะปรับเพื่อดูผลกระทบที่เกิดขึ้น



รูปที่ 3.16 โครงสร้างของสายอากาศที่ใช้สตัปจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยม

3.4.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ W

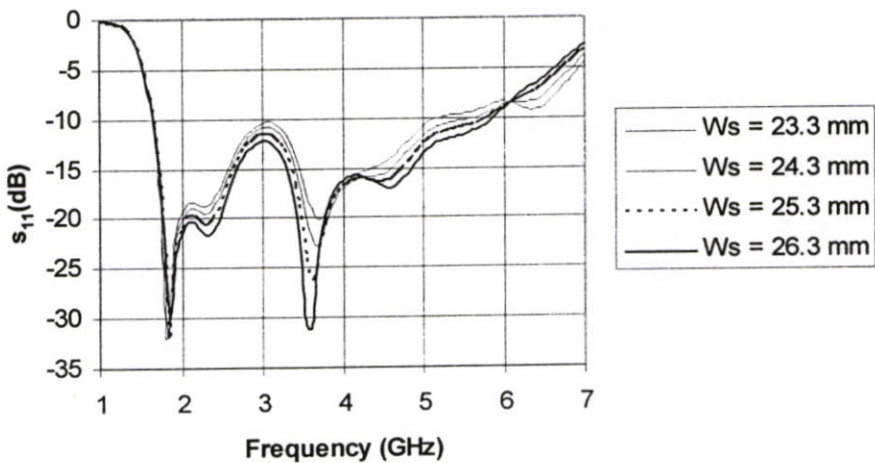
เนื่องจากการจำลองหัวข้อที่ 3.3.2 นั้น มีค่า W ที่เหมาะสมสองค่า คือ 40.8 mm และ 41.8 mm ในเบื้องต้นจะพิจารณาค่า W สองค่านี้เมื่อมีการเปลี่ยนรูปร่างสตัปจูนนิ่งเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยกำหนดค่า S_d , w_s และ L_s ไว้ที่ 1.85 mm , 24.3 mm และ 15.3 mm ตามลำดับ ผลที่ได้แสดงในรูปที่ 3.17 ซึ่งปรากฏว่าเมื่อพิจารณาในภาพรวมแล้ว ค่า $W = 41.8 \text{ mm}$ มีค่าที่ดีกว่าเล็กน้อยเมื่อเปลี่ยนรูปร่างสตัปจูนนิ่ง ดังนั้นจะใช้ค่าดังกล่าวในการจำลองต่อไป



รูปที่ 3.17 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ W

3.4.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ W_s

ในที่นี้จะนำค่า $W=41.8$ mm, $L = 23.5$ mm และให้ค่า S_{11} และ L_s ตามค่าในหัวที่ผ่านมา และทำการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า W_s ซึ่งเป็นความยาวของสตัป ที่ขนาด 23.3 mm, 24.3 mm, 25.3 mm และ 26.3 mm ดังแสดงในรูปที่ 3.18 และตารางที่ 3.7 (ในที่นี้ f_L คือ ความถี่ด้านต่ำอ้างอิงที่ -10 dB, f_H คือความถี่ด้านสูงอ้างอิงที่ -10 dB, Fr_L คือ ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ และ Fr_H คือความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง ส่วน f_c คือ ค่าความถี่กลาง)



รูปที่ 3.18 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ W_s

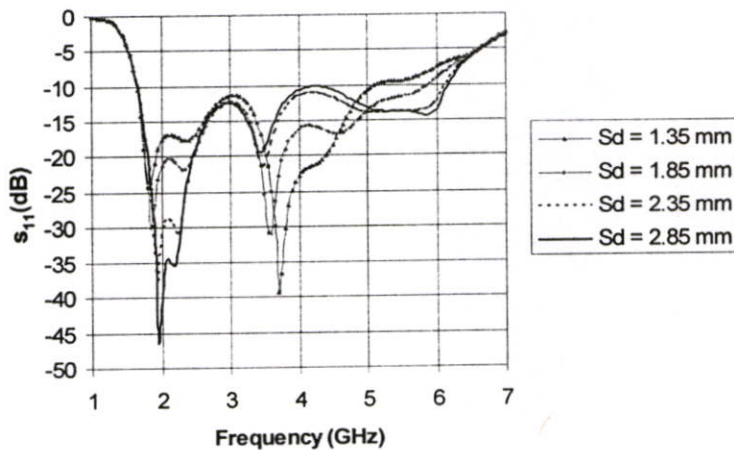
ตารางที่ 3.6 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ W_s

W_s (mm.)	f_L (GHz)	Fr_L (GHz)	S_{11} of Fr_L (dB)	f_H (GHz)	Fr_H (GHz)	S_{11} of Fr_H (dB)	f_c (GHz)	BW (GHz)
23.3	1.65	1.8	-31.82	5.15	3.7	-20.15	4.225	3.5
24.3	1.65	1.85	-31.95	5.6	3.65	-22.75	4.45	3.95
25.3	1.65	1.85	-32	5.8	3.6	-26.33	4.55	4.15
26.3	1.65	1.85	-29.94	5.85	3.6	-31.16	4.575	4.2

จากผลการจำลองสรุปได้ว่า เมื่อ W_s มากขึ้น มีผลให้แบนด์วิดท์ขยายเพิ่มขึ้น และมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ค่อนข้างดี เช่นเดียวกันเมื่อค่า W_s น้อยลงมีผลทำให้แบนด์วิดท์แคบลง เพราะฉะนั้นจากการจำลองค่า W_s ที่ดีที่สุดคือขนาดเท่ากับ 26.3 mm

3.4.3 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ S_d

ค่า S_d เป็นความกว้างระหว่างขอบของระนาบกราวด์ด้านล่างกับสตัป ซึ่งผลการจำลองจะเป็นการเปลี่ยนแปลงค่า S_{11} ที่ละ 0.5 mm โดยเริ่มที่ขนาด 0.85 mm, 1.35 mm, 1.85 mm และ 2.35 mm ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.19 และตารางที่ 3.7



รูปที่ 3.19 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ S_d

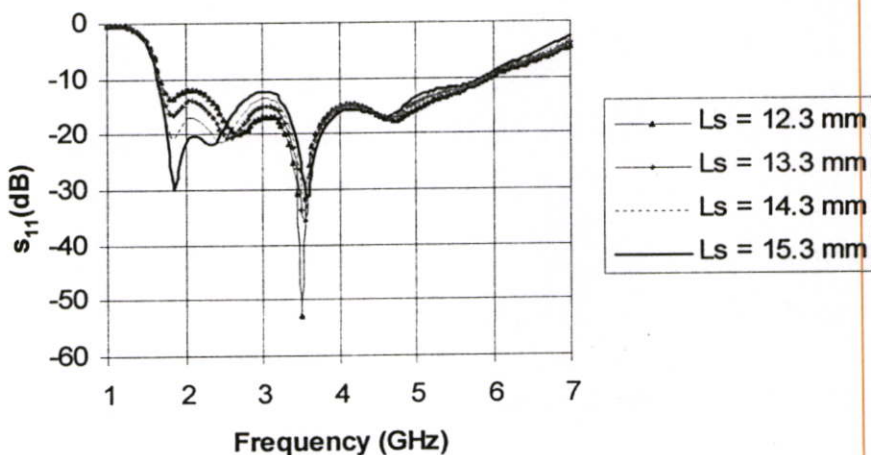
ตารางที่ 3.7 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ S_d

S_d (mm.)	f_L at -10 dB (GHz)	Fr_L (GHz)	S_{11} of Fr_L (dB)	f_H at -10 dB (GHz)	Fr_H (GHz)	S_{11} of Fr_H (dB)	f_c (GHz)	BW (GHz)
1.35	1.65	1.8	-24.4	5.1	3.7	-39.31	3.375	3.45
1.85	1.65	1.85	-29.94	5.85	3.6	-31.16	3.75	4.2
2.35	1.7	1.9	-35.86	6.1	3.45	-21.42	3.9	4.4
2.85	1.7	1.95	-46.28	6.15	3.45	-19.64	3.925	4.45

จากผลการจำลอง สรุปได้ว่า เมื่อ S_d มากขึ้น มีผลให้ค่าการสูญเสียจากการย้อนกลับ (S_{11}) ของความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำลดลง ซึ่งในที่นี้จะมี S_d ที่เหมาะสมสองค่า คือ $S_d = 1.85$ mm และ 2.35 mm แต่เมื่อเปรียบเทียบการแมตซ์อิมพีแดนซ์จากความถี่ประมาณ 3 GHz เป็นต้นไป จะพบว่า $S_d = 1.85$ mm นั้นมีค่าที่ดีกว่า เพราะฉะนั้นจากการจำลองจะทำการเลือกค่า S_d ที่มีขนาดความกว้างเท่ากับ 1.85 mm และนำค่าที่ได้นี้ไปทำการจำลองหาค่าพารามิเตอร์อื่นต่อไป

3.4.4 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ L_s

ค่า L_s เป็นความสูงของสตัป ในการจำลองเบื้องต้นนี้ จะกำหนดค่า S_d และ W_s ไว้ที่ 1.85 mm และ 26.3 mm ตามลำดับ ซึ่งผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า L_s ที่ขนาด 12.3 mm, 13.3 mm, 14.3 mm และ 15.3 mm แสดงในรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.20 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ L_s

ตารางที่ 3.8 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ L_s

L_s (mm.)	f_L (GHz)	Fr_L (GHz)	S_{11} of Fr_L (dB)	F_H (GHz)	Fr_H (GHz)	S_{11} of Fr_H (dB)	f_c (GHz)	BW (GHz)
12.3	1.7	1.85	-13.38	5.95	4.7	-17.54	3.825	4.25
13.3	1.7	1.85	-16.32	5.9	4.65	-17.11	3.8	4.2
14.3	1.7	1.85	-20.81	5.9	4.6	-16.81	3.8	4.2
15.3	1.65	1.85	-29.94	5.85	4.55	-16.94	3.75	4.2

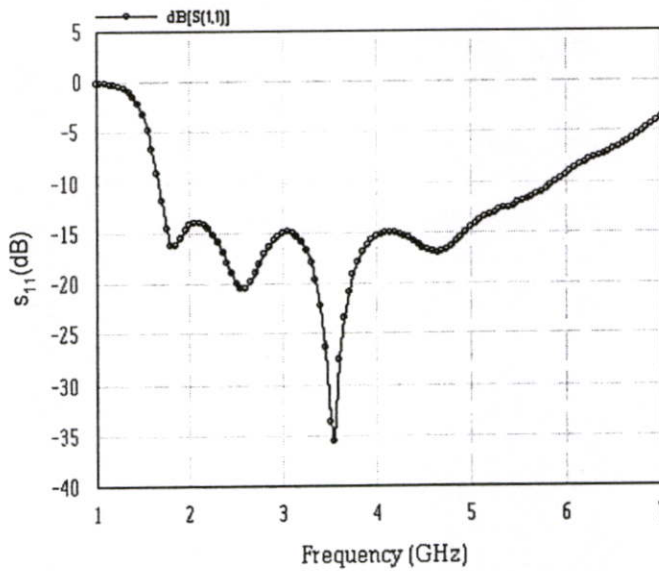
จากผลการจำลองสรุปได้ว่า เมื่อ L_s เปลี่ยนแปลงจะมีผลต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์อย่างชัดเจน ซึ่งที่ $L_s = 12.3$ mm และ 15.3 mm จะมีค่าการสูญเสียย้อนกลับใกล้เคียงกับ -10 dB ถ้านำไปสร้างจริงอาจจะสูงกว่า -10 dB เพราะฉะนั้นค่า L_s ที่น่าจะใช้ได้มีอยู่สองค่า แต่ถ้าระดับของ S_{11} อยู่ในระดับที่สมมูลกัน (ระยะห่างจาก -10 dB) จะทำให้การปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ง่ายกว่า ในที่นี้จะขอเลือกค่า L_s ที่มีขนาดความสูงเท่ากับ 13.3 mm ไปใช้ในการจำลองในหัวข้อถัดไป

จะเห็นได้ว่าคุณลักษณะแบนด์วิดท์ของสายอากาศนั้นเป็นแบนด์วิดท์กว้าง โดยที่สายอากาศมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์จากความถี่ด้านต่ำถึงความถี่ด้านสูงประมาณ 110.5% เริ่มจากความถี่ 1.7 GHz ถึง 5.9 GHz และมีความถี่กึ่งกลางอยู่ที่ 3.8 GHz ด้วยคุณสมบัติดังกล่าวนี้จึงทำให้สายอากาศสามารถที่จะครอบคลุมมาตรฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900 และระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) คือ IEEE 802.11b/g IEEE 802.11j IEEE 802.11a และ IEEE 802.16d ได้

จากผลการจำลองที่ผ่านมาได้ทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศและสายนำสัญญาณ CPW คงที่ ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าพารามิเตอร์ของสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมนั้นมีผลต่อคุณลักษณะของสายอากาศอย่างชัดเจน ซึ่งสามารถสรุปพารามิเตอร์ทั้งหมดของสายอากาศดังตารางที่ 3.9 และแสดงผลค่าการสูญเสียย้อนกลับดังรูปที่ 3.21 ในการจำลองต่อไปก็จะใช้ขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สัณฐานรูปสี่เหลี่ยมในหัวข้อนี้เป็นพารามิเตอร์พื้นฐาน โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อนำไปปรับปรุงออกแบบสายอากาศให้มีคุณลักษณะทางแบนด์วิดท์ที่กว้างยิ่งขึ้นไปกว่าเดิม โดยที่ยังคงขนาดของตัวสายอากาศและรูปแบบที่เป็นช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าให้มีขนาดเท่ากับการทดลองที่ผ่านมา

ตารางที่ 3.9 ขนาดของพารามิเตอร์สายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สลับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยม

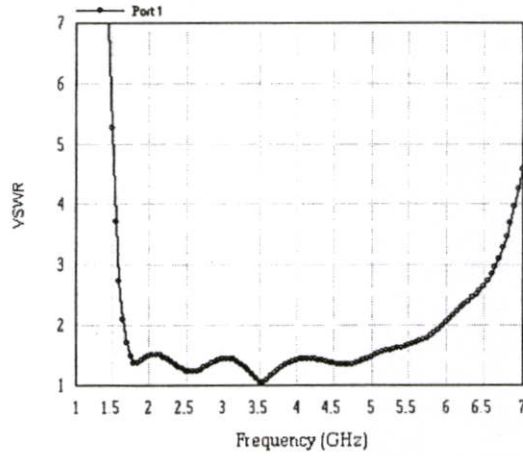
พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)	พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
W	41.8	S_d	1.85
L	23.5	s	0.5
ww	58	w_f	6.4
LL	59.5	Lcpw	27
L_s	13.3	W_s	26.3



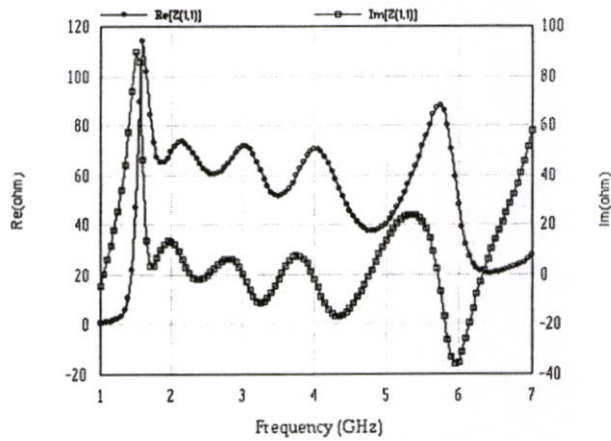
รูปที่ 3.21 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สลับจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า

3.4.5 คุณลักษณะ VSWR และ Input Impedance ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สลับจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า

รูปที่ 3.22 ถึงรูปที่ 3.23 นั้น แสดงให้เห็นถึงคุณลักษณะทางด้าน VSWR และ Input impedance

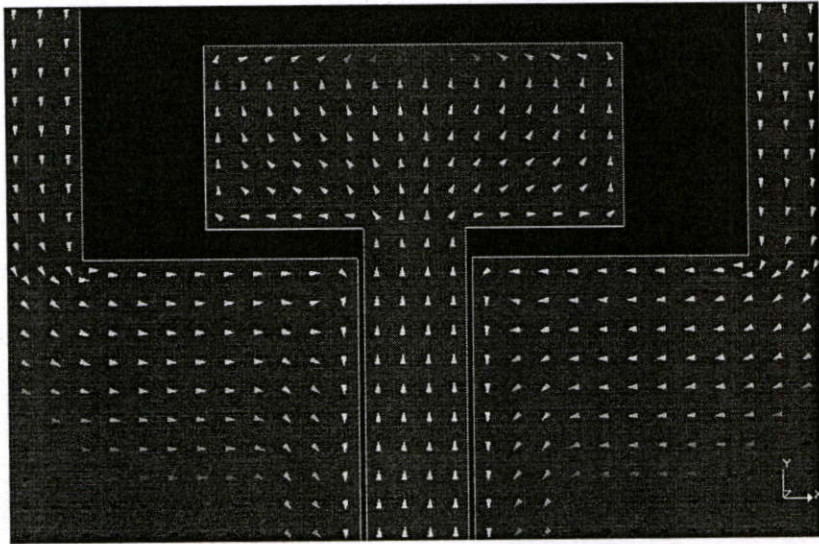


รูปที่ 3.22 คุณลักษณะของ VSWR ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สัดับจูน
นึ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า



รูปที่ 3.23 คุณลักษณะของ Input Impedance ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า
ที่ใช้สัดับจูนนึ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า

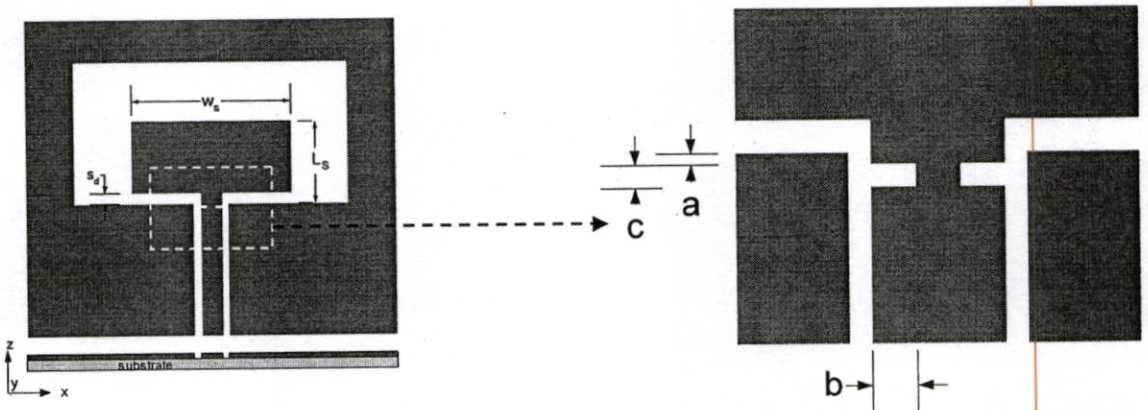
จากรูปที่ 3.22 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองการทำงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สัดับจูนนึ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีค่าของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันสายอากาศ (VSWR.) ต่ำกว่า 2 ในย่านความถี่ประมาณ 1.7 – 6 GHz โดยมีค่าที่ดีที่สุดอยู่ที่ความถี่ 3.5 GHz ซึ่งให้ผลสอดคล้องกับรูปที่ 3.23 และรูปที่ 3.24 แสดงการกระจายตัวของเวกเตอร์กระแสในโครงสร้างของสัดับและบริเวณที่เชื่อมต่อกับสายนำสัญญาณ เนื่องจากกระแสที่วางตัวในแนวตั้งจะมีอิทธิพลในการแพร่กระจายคลื่นมากกว่ากระแสที่วางตัวในแนวนอน ซึ่งจากรูปกระแสที่บริเวณขอบของสัดับและสายนำ CPW นั้นจะมีการวางตัวในแนวตั้งและความหนาแน่นของกระแสมากกว่าบริเวณอื่น จึงเป็นเหตุผลที่ทำให้มีการเจาะช่องเปิดในบริเวณดังกล่าวในการจำลองหัวข้อถัดไป



รูปที่ 3.24 Vector Current Distribution ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สตัคจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า

3.5 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สตัคจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยมที่เจาะช่องเปิดบน สายนำสัญญาณ CPW

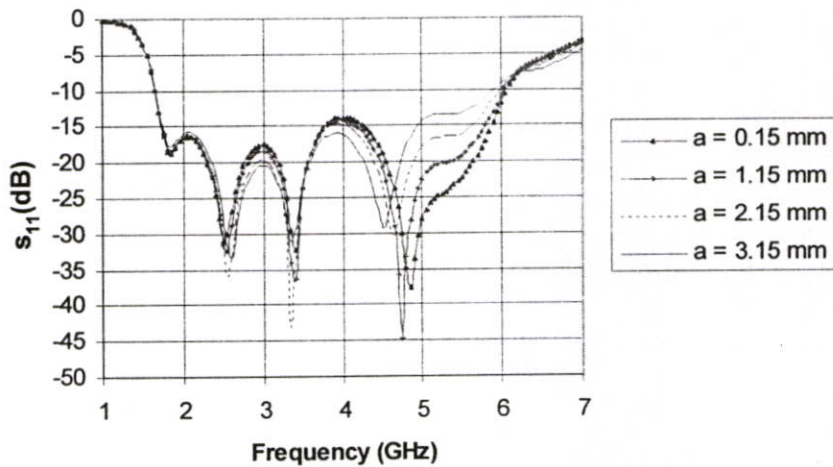
เพื่อให้สายอากาศมีคุณลักษณะที่ดีขึ้นจึงทำการเจาะช่องเปิดบริเวณขอบตัวนำสายนำสัญญาณ ดังรูปที่ 3.25 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศจะมีขนาดเท่ากับหัวข้อที่ผ่านมา ส่วนพารามิเตอร์อื่นที่เกิดขึ้นมาใหม่นั้นจะปรับเปลี่ยนดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.25 โครงสร้างของสายอากาศที่ใช้สตัคจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW

3.5.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ a

ค่า a เป็นระยะตำแหน่งที่ทำการเจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ โดยอ้างอิงกับตำแหน่งของขอบด้านล่างของสตัป และโดยการกำหนดให้ $c = 0.5$ mm และ $b = 2$ mm จากนั้นทำการปรับค่า a ที่ขนาด 0.15 mm, 1.15 mm, 2.15 mm และ 3.15 mm ผลการจำลองแสดงในรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ a

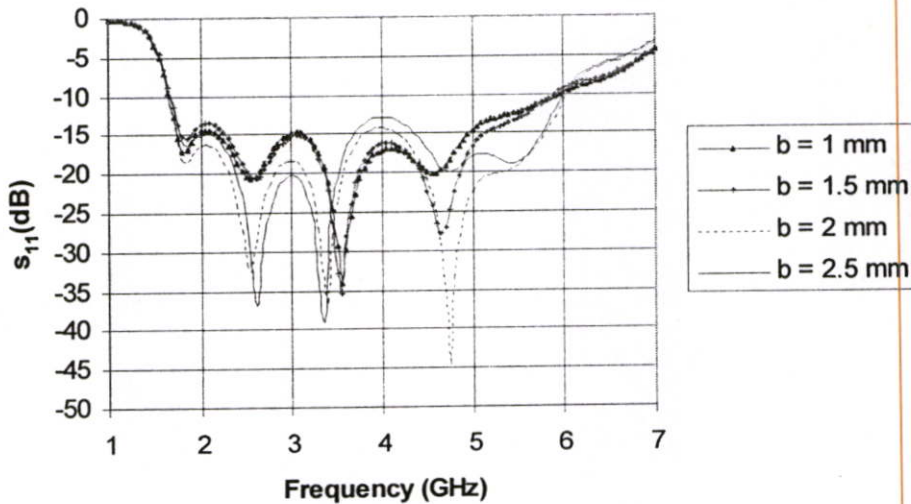
ตารางที่ 3.10 คุณสมบัติของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ a

a (mm.)	f_L (GHz)	Fr_L (GHz)	S_{11} of Fr_L (dB)	f_H (GHz)	Fr_H (GHz)	S_{11} of Fr_H (dB)	f_c (GHz)	BW (GHz)
0.15	1.7	1.9	-17.85	3.875	4.9	-37.61	3.875	4.35
1.15	1.7	1.85	-18.49	3.85	4.75	-44.61	3.85	4.3
2.15	1.7	1.85	-18.64	3.825	4.65	-30.22	3.825	4.25
3.15	1.65	1.85	-17.77	3.725	4.5	-29.3	3.725	4.25

จากผลการจำลอง เมื่อ a เปลี่ยนแปลง จะมีผลต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และเมื่อขนาดของ a เพิ่มขึ้นจะทำให้แบนด์วิดท์และความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูงลดลงเล็กน้อย ในที่นี้จะเลือกค่า a ที่มีขนาดความกว้างเท่ากับ 2 mm เพื่อจำลองหาค่าพารามิเตอร์อื่นต่อไป

3.5.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ b

ค่า b เป็นความยาวช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ โดยอ้างอิงกับตำแหน่งของขอบด้านข้างของสายนำสัญญาณ เมื่อจำลองการเปลี่ยนแปลงค่า b ที่ขนาด 1 mm, 1.5 mm, 2 mm และ 2.5 mm แสดงในรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.27 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ b

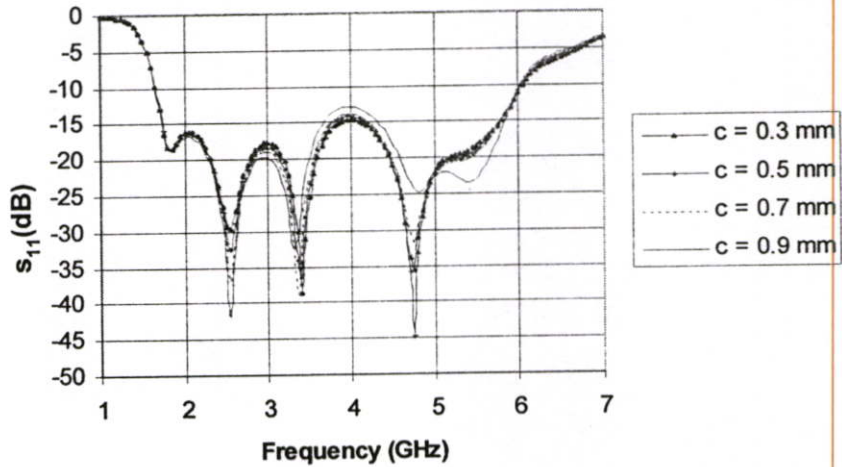
ตารางที่ 3.11 คุณสมบัติของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ b

b (mm.)	f_L (GHz)	Fr_L (GHz)	S_{11} of Fr_L (dB)	f_H (GHz)	Fr_H (GHz)	S_{11} of Fr_H (dB)	f_c (GHz)	BW (GHz)
1	1.7	1.9	-17.85	5.9	4.65	-19.76	3.8	4.2
1.5	1.7	1.85	-18.49	5.9	4.65	-27.83	3.8	4.2
2	1.7	1.85	-18.64	6	4.75	-44.61	3.85	4.3
2.5	1.65	1.85	-17.77	6	4.75	-19.94	3.825	4.35

จากผลการจำลองในรูปที่ 3.27 และตารางที่ 3.11 พบว่าผลกระทบจากการปรับพารามิเตอร์ b ทำให้แมตซ์อิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลง คือ ในช่วงความถี่ไม่เกิน 4 GHz นั้น จะมีค่า b ที่เหมาะสมอยู่สองค่า คือ $b = 2$ mm และ 2.5 mm แต่ที่ความถี่สูงเกินกว่านั้น ค่า $b = 2$ mm มีค่าการสูญเสียจากการย้อนกลับที่ต่ำกว่าชัดเจน จึงเลือกใช้ค่า $b = 2$ mm ทำการจำลองต่อไป

3.5.3 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ c

ค่า c เป็นระยะของความกว้างของช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW จากการจำลองจะสังเกตเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงค่า c จะมีผลต่อค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ แต่จะไม่มีผลต่อความถี่และแบนด์วิดท์ของสายอากาศ ค่า c ที่ 0.3, 0.5 และ 0.9 นั้นให้ค่าคุณลักษณะของสายอากาศที่ใกล้เคียงกัน ในที่นี้จะเลือกใช้ $c = 0.5$ mm ผลการจำลองดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.28 ดังนั้นพารามิเตอร์ตัวนี้จึงสามารถนำมาปรับปรุงค่าการสูญเสียย้อนกลับได้



รูปที่ 3.28 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ c

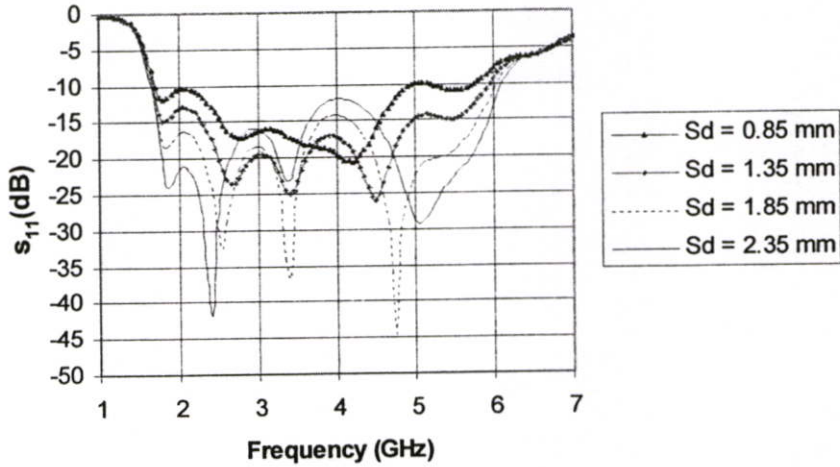
ตารางที่ 3.12 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ c

c (mm.)	f_L (GHz)	Fr_L (GHz)	S_{11} of Fr_L (dB)	f_H (GHz)	Fr_H (GHz)	S_{11} of Fr_H (dB)	f_c (GHz)	BW (GHz)
0.3	1.7	1.85	-18.46	6.05	4.75	-35.5	3.875	4.35
0.5	1.7	1.85	-18.49	6	4.75	-44.61	3.85	4.3
0.7	1.7	1.85	-18.65	6	4.75	-31.76	3.85	4.3
0.9	1.7	1.85	-18.81	6	4.8	-24.23	3.85	4.3

หัวข้อการจำลองต่อจากนี้ไปจะเป็นการวิเคราะห์ถึงผลกระทบต่อตัวสายอากาศเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ W , L_s และ S_d เพื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศที่ใช้สแต็บสี่เหลี่ยมที่ยังไม่มีการเจาะสายนำสัญญาณ โดยที่จะใช้ขนาดของพารามิเตอร์ a , b และ c ให้คงที่ตามค่าต่าง ๆ ที่ได้จากการทดลองที่ผ่านมา

3.5.4 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ S_d

กำหนดค่า W_s , L_s , a , b และ c คงเดิม ซึ่งค่า S_d เดิมที่ใช้คือ 1.85 mm ดังนั้นในที่นี้จะทำการจำลองเปลี่ยนแปลงค่า S_d ใหม่อีกครั้งโดยใช้ขนาด 0.85 mm, 1.35 mm, 1.85 mm และ 2.35 mm ตามลำดับ ผลการจำลองแสดงในรูปที่ 3.29



รูปที่ 3.29 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ S_d

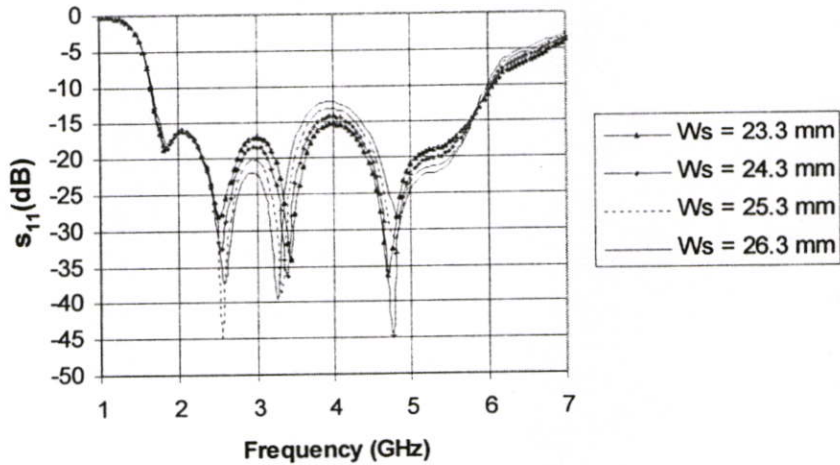
ตารางที่ 3.13 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ S_d

S_d (mm.)	f_L (GHz)	Fr_L (GHz)	S_{11} of Fr_L (dB)	f_H (GHz)	Fr_H (GHz)	S_{11} of Fr_H (dB)	f_c (GHz)	BW (GHz)
0.85	1.75	1.8	-11.92	4.95	4.2	-20.61	3.35	3.2
1.35	1.7	1.8	-14.86	5.95	4.5	-25.93	3.825	4.25
1.85	1.7	1.85	-18.49	6	4.75	-44.61	3.85	4.3
2.35	1.65	1.85	-24	6.1	5.1	-28.93	3.875	4.45

จากผลการจำลองพบว่าขนาดของ S_d มีผลต่อค่าการสูญเสียย้อนกลับอย่างชัดเจน นั่นคือขนาดของ S_d เพิ่มขึ้นจะทำให้ระดับของ S_{11} มีค่าน้อยลงที่ความถี่ด้านต่ำ และในช่วงความถี่นี้มีค่าที่เหมาะสมอยู่สองค่า คือ ขนาด 1.85 mm และ 2.35 mm แต่ถ้าพิจารณาความถี่ตั้งแต่ 4 GHz เป็นต้นไป ค่าที่ดีที่สุดคือ S_d เท่ากับ 1.85 และเมื่อเปรียบเทียบกับสัดรูปสี่เหลี่ยมที่ไม่มีการเจาะสายนำสัญญาณนั้น พบว่าแนวโน้มของผลกระทบจากพารามิเตอร์ S_d ก็เป็นเช่นเดียวกัน

3.5.5 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ W_s

จากหัวข้อ 3.6.4 จะเลือกใช้ $S_d = 1.85$ mm ส่วนขนาดของสายอากาศคงเดิม ยกเว้นเฉพาะค่า W_s ที่จะนำมาทำการจำลองเปลี่ยนแปลงค่าโดยจะเริ่มที่ขนาด 23.3 mm, 24.3 mm, 25.3 mm และ 26.3 mm ตามลำดับ ผลการจำลองแสดงในรูปที่ 3.30



รูปที่ 3.30 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ W_s

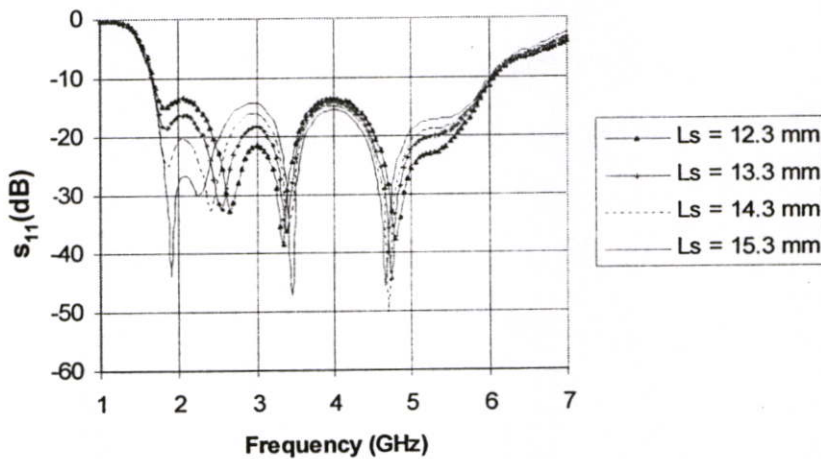
ตารางที่ 3.14 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ W_s

W_s (mm.)	f_L (GHz)	Fr_L (GHz)	S_{11} of Fr_L (dB)	f_H (GHz)	Fr_H (GHz)	S_{11} of Fr_H (dB)	f_c (GHz)	BW (GHz)
23.3	1.7	1.8	-18.57	6.05	4.7	-36.24	3.875	4.35
24.3	1.7	1.85	-18.49	6	4.75	-44.61	3.85	4.3
25.3	1.7	1.85	-18.34	6	4.8	31.38	3.85	4.3
26.3	1.7	1.85	-17.92	5.95	4.85	28.7	3.825	4.25

จากผลการจำลองการปรับพารามิเตอร์ W_s พบว่าขนาด 25.3 mm และ 26.3 mm นั้นในช่วงความถี่ 4 GHz มีค่าการสูญเสียย้อนกลับใกล้ -10 dB ซึ่งถ้านำไปสร้างจริงมีโอกาสที่จะถึง -10 dB เพราะฉะนั้นก็เหลือพิจารณาอีกสองขนาด คือ 23.3 mm และ 24.3 mm แต่โดยรวมแล้วค่าการสูญเสียย้อนกลับของ $W_s = 24.3$ mm มีระดับที่ต่ำกว่า จึงใช้ค่านี้ในการจำลองในขั้นตอนต่อไป

3.5.6 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ L_s

ทำการจำลองเปลี่ยนแปลงค่า L_s ไปที่ขนาด 12.3 mm, 13.3 mm, 14.3 mm และ 15.3 mm แสดงในรูปที่ 3.31 จากกราฟและข้อมูลการจำลองจะเห็นได้ชัดว่าเมื่อมีการปรับขนาดของ L_s ให้เพิ่มขึ้น การเปลี่ยนแปลงทางด้านแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ความถี่ตั้งแต่ประมาณ 3 GHz เป็นต้นไปมีค่าใกล้เคียงกัน แต่ในช่วงความถี่ต่ำกว่านี้ L_s ขนาด 15.3 mm มีความเหมาะสมที่สุด ซึ่งมีลักษณะสอดคล้องกับผลกระทบจากค่า L_s พารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดที่ใช้สลับที่เหลี่ยมที่ทำการจำลองในหัวข้อที่ผ่านมา



รูปที่ 3.31 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ L_s

ตารางที่ 3.15 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ L_s

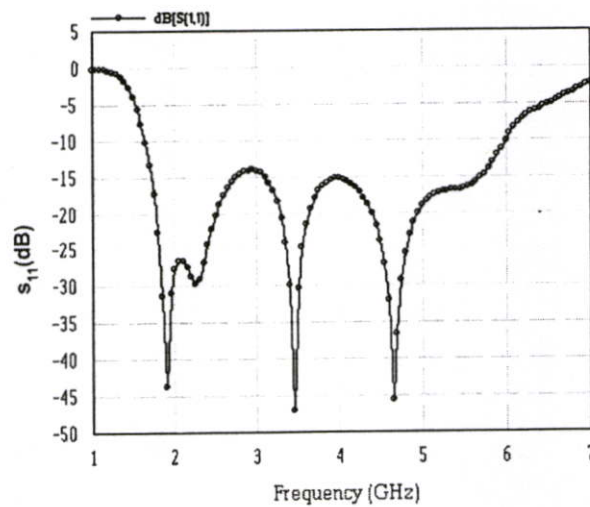
L_s (mm.)	f_L (GHz)	Fr_L (GHz)	S_{11} of Fr_L (dB)	f_H (GHz)	Fr_H (GHz)	S_{11} of Fr_H (dB)	f_c (GHz)	BW (GHz)
12.3	1.7	1.85	-14.82	6.05	4.8	-37.51	3.875	4.35
13.3	1.7	1.85	-18.49	6	4.75	-44.61	3.85	4.3
14.3	1.65	1.85	-24.79	6	4.7	-50.21	3.825	4.35
15.3	1.65	1.9	-43.84	6	4.65	-45.62	3.825	4.35

จะเห็นได้ว่าการเจาะช่องเปิดทำให้คุณลักษณะของสายอากาศดีขึ้นมีการเพิ่มขึ้นของแบนด์วิดท์ เล็กน้อย และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับนั้นดีขึ้นมากเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศต้นแบบที่ใช้สลับที่เหลี่ยมผืนผ้าในการจำลองที่ผ่านมา ซึ่งจะได้ทำการเปรียบเทียบคุณลักษณะ

ของทั้งสองสายอากาศในหัวข้อต่อไป ส่วนพารามิเตอร์ L_s , W_s และ S_d นั้นมีผลกระทบต่อสายอากาศเช่นเดียวกับสายอากาศที่ใช้สแต็คสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ไม่เจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณ CPW และในที่สุดก็ได้ค่าของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สแต็คจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยมโดยเจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณ CPW ซึ่งทำให้คุณลักษณะของสายอากาศที่ดีที่สุดมีค่าดังตารางที่ 3.16 และรูปที่ 3.32

ตารางที่ 3.16 ขนาดของพารามิเตอร์สายอากาศช่องเปิดที่ใช้สแต็คจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณ CPW

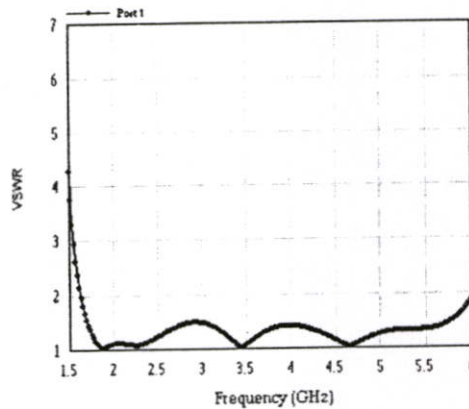
พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)	พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
W	41.8	W_s	24.3
L	23.5	L_s	15.3
ww	58	a	2
LL	59.5	b	2
S_d	1.85	c	0.5



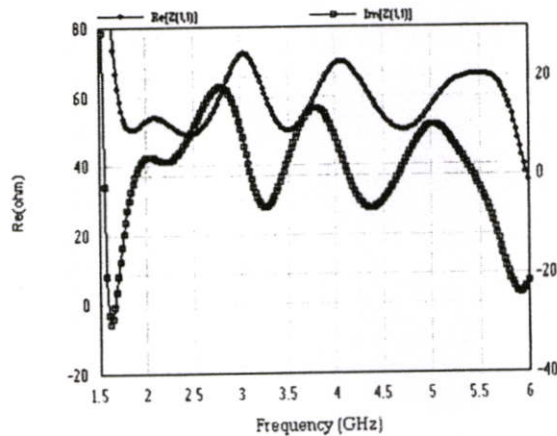
รูปที่ 3.32 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สแต็คจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยเจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณ CPW

รูปที่ 3.32 แสดงให้เห็นถึงคุณลักษณะของสายอากาศที่ทำการวิจัย ซึ่งจะเห็นได้ว่าสายอากาศนั้นมีลักษณะเป็นแบนด์วิดท์กว้าง โดยที่สายอากาศมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์จากความถี่ด้านต่ำถึงความถี่ด้านสูงประมาณ 113.3 % เริ่มจากความถี่ 1.65 GHz ถึง 6 GHz และมีความถี่

ศูนย์กลางอยู่ที่ 3.825 GHz ด้วยคุณสมบัติดังกล่าวแสดงให้เห็นได้ว่าสายอากาศรูปแบบนี้สามารถที่จะครอบคลุมมาตรฐานของ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900 และระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) คือ IEEE 802.11b/g IEEE 802.11j IEEE 802.11a และครอบคลุมโครงข่าย Wimax (2-6 GHz) ได้ ส่วนรูปที่ 3.33 และรูปที่ 3.34 นั้นแสดงถึงคุณลักษณะทางด้าน VSWR และ Input Impedance



รูปที่ 3.33 คุณลักษณะของ VSWR ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้ระดับจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยเจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณ CPW

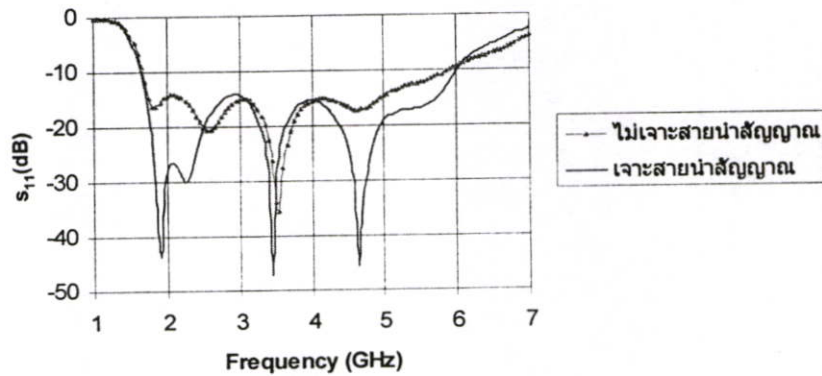


รูปที่ 3.34 คุณลักษณะของ Input Impedance ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้ระดับจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยเจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณ CPW

จากรูปที่ 3.32 ผลการจำลองการทำงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ระดับจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยเจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณ CPW ที่มีค่าการทำงานของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันสายอากาศ (VSWR.) ต่ำกว่า 2 ในย่านความถี่ประมาณ 1.6 – 6 GHz โดยมีค่าที่ดีที่สุดอยู่ที่ความถี่ 1.88 GHz, 3.46 GHz และ 4.66 GHz และ Input Impedance ในช่วง 50Ω ที่ความถี่ประมาณ 1.8 GHz, 2.45 GHz, 3.5 GHz และ 4.7 GHz

3.6 การเปรียบเทียบผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศระหว่างสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สลับจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ไม่มี และการเจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณ CPW

จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่า สายอากาศที่เจาะช่องเปิดที่สายนำสัญญาณนั้นมีคุณลักษณะที่ดีกว่าอย่างชัดเจนในเรื่องค่าการสูญเสียย้อนกลับ ดังที่แสดงในรูปที่ 3.35 และตารางที่ 3.17



รูปที่ 3.35 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ไม่เจาะสายนำสัญญาณ และแบบเจาะสายนำสัญญาณ

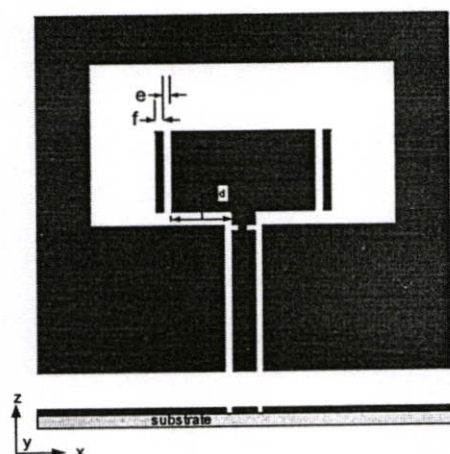
ตารางที่ 3.17 การเปรียบเทียบคุณลักษณะ ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ไม่เจาะ และเจาะสายนำสัญญาณ

รูปแบบสายอากาศ	f_{r1} (GHz)	f_{r2} (GHz)	f_{r3} (GHz)	f_{r4} (GHz)	$f_l - f_u$ (GHz)	f_c (GHz)	BW (%)
ไม่เจาะสายนำสัญญาณ	1.845	2.55	3.55	4.65	1.7-5.9	3.8	110.5
เจาะสายนำสัญญาณ	1.96	2.26	3.46	4.66	1.65-6	3.823	113.3

3.7 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และ เจาะเส้นช่องเปิดแนวตั้งในสลับสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ในการจำลองต่อจากนี้ไปมีวัตถุประสงค์ในการขยายแบนด์วิดท์ให้เพิ่มขึ้น ซึ่งวิธีการหนึ่งในการเพิ่มแบนด์วิดท์ คือ จากผลการทดลองที่ผ่านมาต้องทำให้มีความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นถัดจากความถี่เรโซแนนซ์ที่ 4 ซึ่งในที่นี้จะใช้การเจาะช่องเปิดแนวตั้งบริเวณขอบของสลับ โครงสร้างของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 3.36 และเพื่อต้องการหาตำแหน่งที่เหมาะสมในการเจาะจะกำหนดขนาด

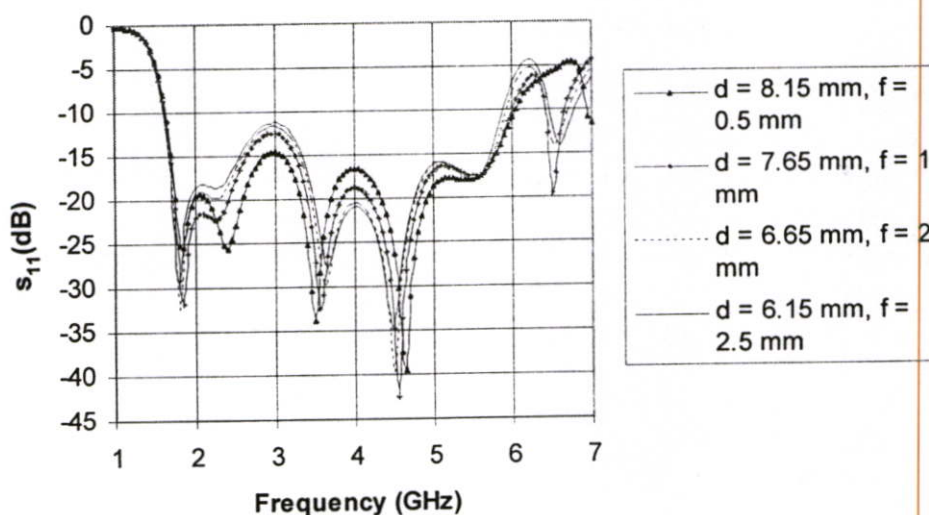
สายอากาศตามขนาดของสายอากาศที่ได้จากการจำลองที่ผ่านมา ดังต่อไปนี้คือ $ww = 58 \text{ mm}$, $LL = 59.5 \text{ mm}$, $W = 41.8 \text{ mm}$, $L = 23.5 \text{ mm}$ และ $L_s = 15.3 \text{ mm}$



รูปที่ 3.36 โครงสร้างของสายอากาศที่เจาะช่องเปิดแนวตั้งในสตัดจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า

3.7.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ d และ f

ผลการปรับค่าพารามิเตอร์แสดงให้เห็นในรูปที่ 3.37 โดยการปรับตำแหน่งช่องเปิดนั้น กำหนดให้ช่องเปิด (e) มีความกว้างเท่ากับ 0.3 mm



รูปที่ 3.37 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ d และ f

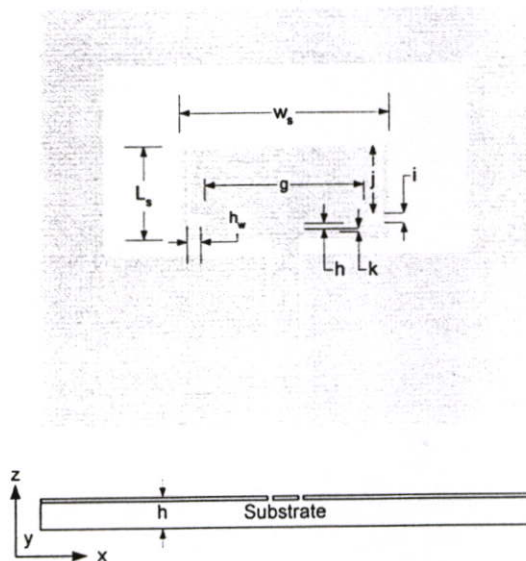
ตารางที่ 3.18 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ d และ f

d, f (mm.)	$f_l - f_u$ (GHz)	f_c (GHz)	BW (GHz)
8.15, 0.5	1.65-6	3.825	4.35
7.65, 1	1.65-6	3.775	4.25
6.65, 2	1.65-5.9	3.775	4.25
6.15, 2.5	1.65-5.85	3.735	4.2

จากผลการจำลองพบว่า การเจาะช่องที่ขอบของสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมนั้นทำให้มีความเป็นไปได้ที่จะทำการขยายแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นได้เนื่องจากมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ห้าเกิดขึ้น ในที่นี้เลือกตำแหน่งของการเจาะที่ค่า d และ f เท่ากับ 8.15 mm และ 0.5 mm ตามลำดับ เพื่อทำการจำลองต่อไป เพราะค่าอื่นมีค่าการสูญเสียย้อนกลับใกล้เคียงระดับ -10 dB ที่บริเวณ 3 GHz

3.7.2 การจำลองเพื่อการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์และเพิ่มแบนด์วิดท์

โครงสร้างของสายอากาศมีการเจาะช่องเปิดเพิ่มเติมจากการจำลองที่ผ่านมา ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.38 ในการจำลองต่อจากนี้จะทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ปรากฏในรูป โดยจะแบ่งพารามิเตอร์ออกเป็นสองกลุ่ม คือ พารามิเตอร์ที่มีผลต่อแมตซ์อิมพีแดนซ์ (j, i, k และ g) และพารามิเตอร์ที่มีผลต่อแบนด์วิดท์ (h_w และ L_s) ดังการจำลองต่อไปนี้

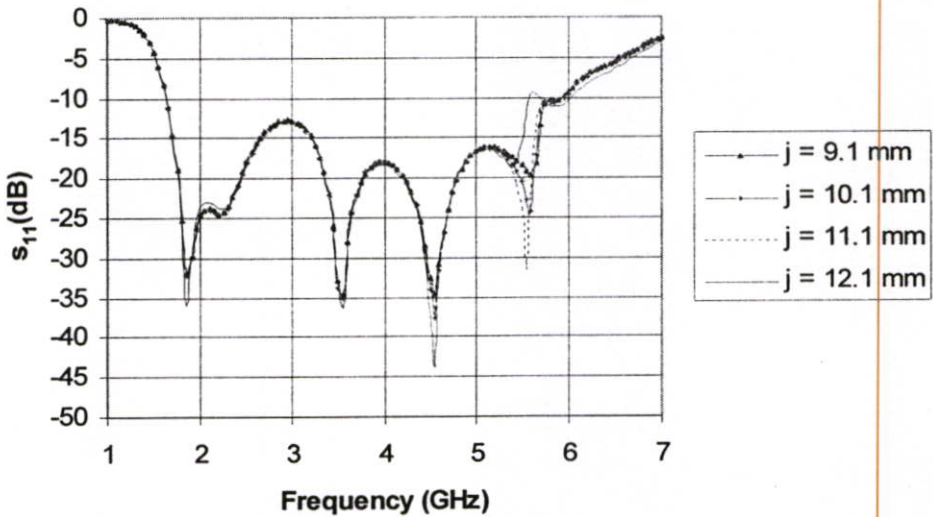


รูปที่ 3.38 สายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และปรับแต่งเส้นช่องเปิดแนวตั้งในสัณฐานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

3.7.2.1 การจำลองเพื่อการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์

3.7.2.1.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ j

ทำการปรับพารามิเตอร์ j โดยที่กำหนดขนาดของ $g = 18.7 \text{ mm}$, $h = 0.5 \text{ mm}$, $h_w = 2 \text{ mm}$, $i = 0.3 \text{ mm}$ และ $k = 0.3 \text{ mm}$ จะได้ผลการจำลองดังรูปที่ 3.39 และตาราง 3.19 ผลการจำลองชี้ให้เห็นว่าตำแหน่งของ j นั้นเมื่อเพิ่มขึ้นหรือลดลงจะมีผลกระทบต่อระดับของ S_{11} ในที่นี้จะทำการเลือกค่า j เท่ากับ 11.1 mm ทำการจำลองหาค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นต่อไป เพราะ S_{11} มีค่าดีที่สุด



รูปที่ 3.39 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ j

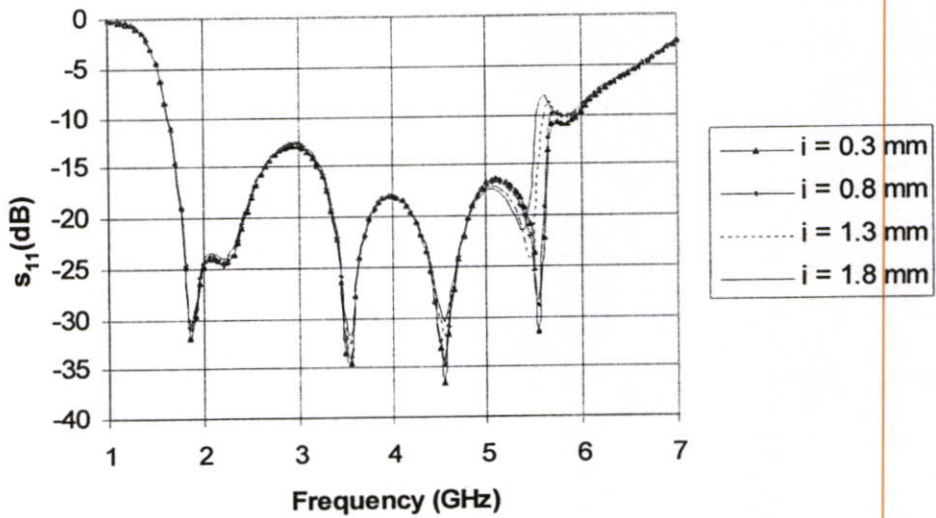
ตารางที่ 3.19 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ j

j (mm.)	$f_1 - f_u$ (GHz)	f_c (GHz)	BW (GHz)
9.1	1.65-5.9	3.775	4.25
10.1	1.65-5.9	3.775	4.25
11.1	1.65-5.95	3.8	4.3
12.1	1.65-5.55	3.6	3.9
	5.7-6	5.85	0.3

3.7.2.1.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ i

พิจารณาผลกระทบจากพารามิเตอร์ i จะได้ผลการจำลองดังรูปที่ 3.40 และตาราง 3.20 ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าพารามิเตอร์นี้สามารถใช้ในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ได้เช่นเดียวกับหัวข้อ

ที่ผ่านมา ในที่นี้จะทำการเลือกค่า i เท่ากับ 0.3 mm เพราะแมตซ์อิมพีแดนซ์ดีที่สุดมาทำการจำลอง
หาค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นต่อไป



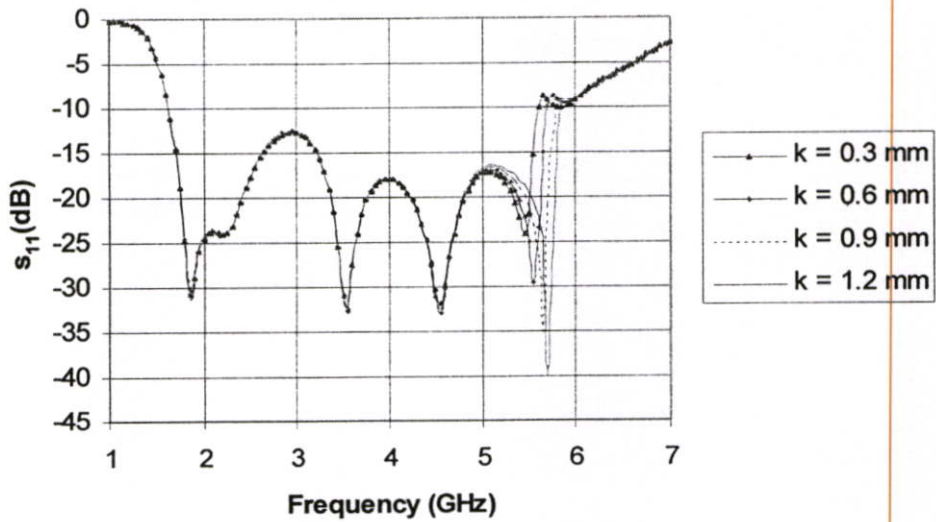
รูปที่ 3.40 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ i

ตารางที่ 3.20 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ i

i (mm.)	$f_l - f_u$ (GHz)	f_c (GHz)	BW (GHz)
0.3	1.65-5.95	3.8	4.3
0.8	1.65-5.9	3.775	4.25
1.3	1.65-5.6	3.625	3.95
1.8	1.65-5.5	3.575	3.85

3.7.2.1.3. การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ k

พิจารณาผลกระทบจากพารามิเตอร์ k จะได้ผลการจำลองดังรูปที่ 3.41 และตาราง 3.21 ผลการจำลองนี้ให้ผลในลักษณะเดียวกันกับการจำลองที่ผ่านมา คือ มีการเปลี่ยนแปลงของการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ดังกล่าว ในที่นี้ค่า k ที่ทำให้แมตซ์อิมพีแดนซ์ดีที่สุด คือ k ขนาด 1.2 mm ซึ่งใช้จำลองหาค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นต่อไป



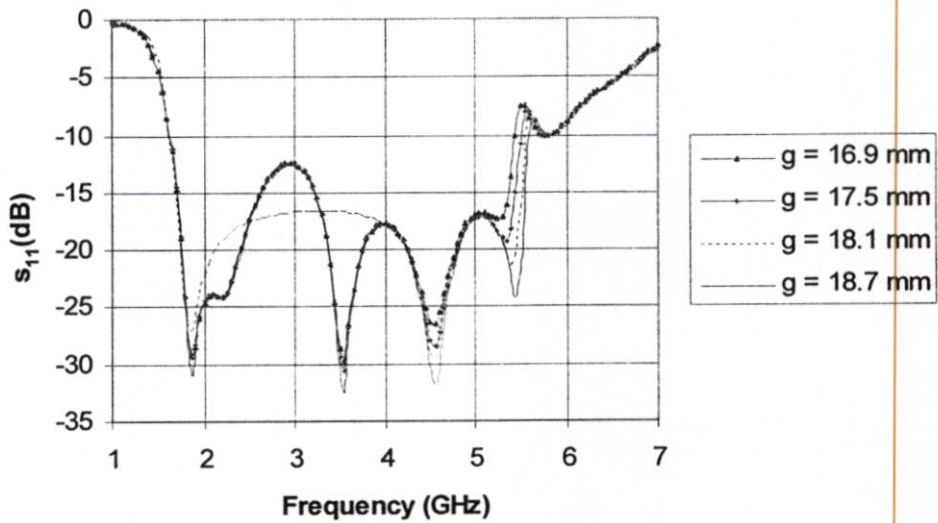
รูปที่ 3.41 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ k

ตารางที่ 3.21 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ k

k (mm.)	$f_l - f_u$ (GHz)	f_c (GHz)	BW (GHz)
3	1.65-5.6	3.625	3.95
0.6	1.65-5.65	3.65	4
0.9	1.65-5.75	3.7	4.1
1.2	1.65-5.85	3.75	4.2

3.7.2.1.4 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ g

พิจารณาผลกระทบจากพารามิเตอร์ g จะได้ผลการจำลองดังรูปที่ 3.42 และตาราง 3.22 ดังนั้นพารามิเตอร์นี้สามารถที่จะใช้ในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ได้เช่นเดียวกับพารามิเตอร์อื่นในการจำลองหัวข้อที่ผ่านมา ในที่นี้จะทำการเลือกค่า g เท่ากับ 18.7 mm ทำการจำลองหาค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นต่อไป



รูปที่ 3.42 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ g

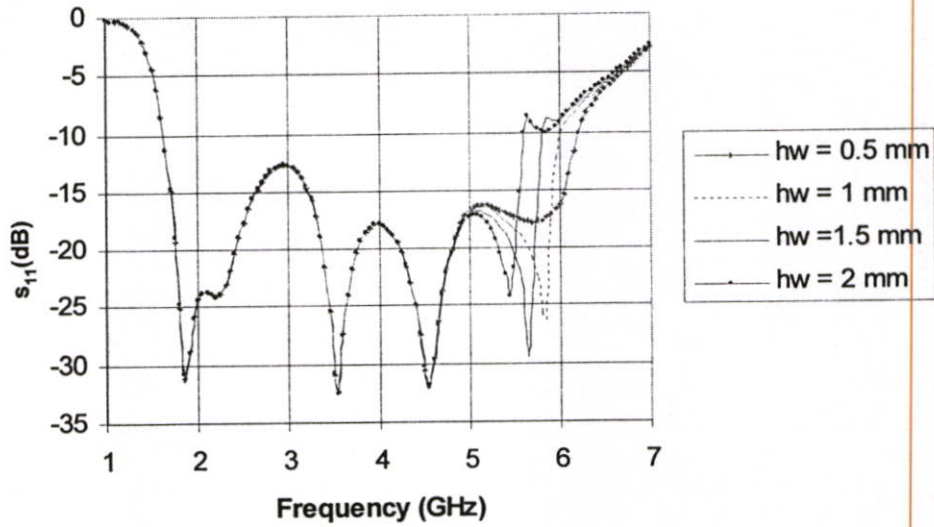
ตารางที่ 3.22 คุณสมบัติของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ g

g (mm.)	$f_l - f_u$ (GHz)	f_c (GHz)	BW (GHz)
16.9	1.65-5.45	3.55	3.8
17.5	1.65-5.5	3.575	3.85
18.1	1.65-5.55	3.6	3.9
18.7	1.65-5.6	3.625	3.95

3.7.2.2 การจำลองเพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์

3.7.2.2.1 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ h_w

พิจารณาผลกระทบจากพารามิเตอร์ h_w ด้วยการปรับหลายค่า จะได้ผลการจำลองดังรูปที่ 3.43 และตาราง 3.23 ผลการจำลองชี้ให้เห็นว่าขนาดของ h_w นั้นมีผลต่อการเพิ่มขยายของแบนด์วิดท์จากความถี่ที่ 5.6 GHz ถึง 6.2 GHz (อ้างอิงที่ตำแหน่ง -10 dB ในช่วงความถี่ด้านสูง) h_w ขนาด 0.5 mm ให้แบนด์วิดท์ที่ดีกว่า แต่แมตซ์อิมพีแดนซ์นั้นไม่ดี ในที่นี้จะทำการเลือกค่า h_w เท่ากับ 1 mm ทำการจำลองหาค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นต่อไป



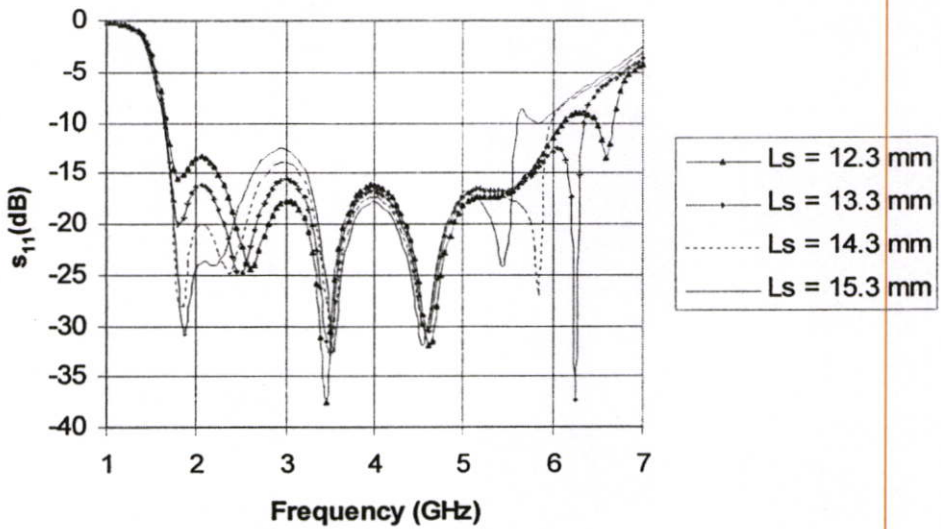
รูปที่ 3.43 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับความขนาดของพารามิเตอร์ h_w

ตารางที่ 3.23 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ h_w

h_w (mm.)	$f_l - f_u$ (GHz)	f_c (GHz)	BW (GHz)
0.5	1.65-6.2	3.925	4.55
1	1.65-6	3.825	4.35
1.5	1.65-5.8	3.725	4.18
2	1.65-5.6	3.625	3.95

3.7.2.2.2 การจำลองการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ L_s

พิจารณาผลกระทบจาก L_s พารามิเตอร์ จะได้ผลการจำลองดังรูปที่ 3.44 และตาราง 3.24 ผลการจำลองชี้ให้เห็นว่าขนาดของ L_s นั้นมีผลอย่างมากต่อความถี่ด้านต่ำ และความถี่ทางด้านสูง พร้อมกันนี้ยังมีผลต่อการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของแบนด์วิดท์อีกด้วย โดยความถี่ช่วงกลางจะเปลี่ยนแปลงน้อยมาก ในที่นี้ ขนาดของ L_s ที่ให้ผลดีที่สุดตลอดย่านความถี่ คือ 13.3 mm



รูปที่ 3.44 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ที่เกิดจากการปรับขนาดของพารามิเตอร์ L_s

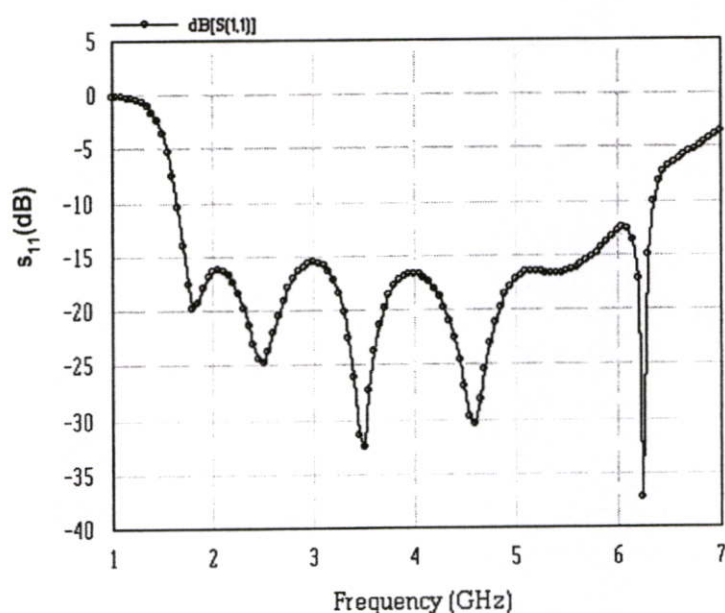
ตารางที่ 3.24 คุณลักษณะของสายอากาศที่เกิดจากการปรับพารามิเตอร์ L_s

L_s (mm.)	$f_l - f_u$ (GHz)	f_c (GHz)	BW (GHz)
12.3	1.7-6.1	0.9	4.4
	6.5-6.65	6.575	0.65
13.3	1.66-6.34	4	4.68
14.3	1.65-5.95	3.8	4.3
15.3	1.65-5.6	3.625	3.95

จากผลการจำลองปรับค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และสลับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยม ซึ่งให้เห็นว่าพารามิเตอร์ g , i , j และ k สามารถที่จะใช้ในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศได้ ส่วนพารามิเตอร์ L_s และ h_w นั้น ใช้ในการปรับแบนด์วิดท์ได้ และในที่สุดก็ได้ค่าของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และสลับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยมซึ่งทำให้คุณลักษณะของสายอากาศที่ดีที่สุดมีค่าดังตารางที่ 3.25 และรูปที่ 3.45

ตารางที่ 3.25 ขนาดของพารามิเตอร์ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และปรับแต่งช่องเปิดแนวตั้งในสลับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

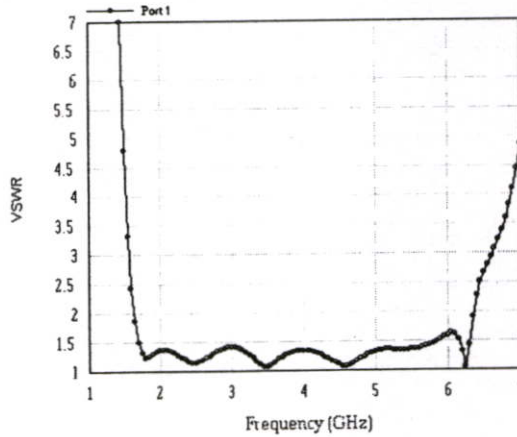
พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)	พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
W	41.8	Ws	24.3
L	23.5	L _s	14
ww	58	a	2
ll	59.5	b	2
S _d	1.85	c	0.5
i	0.3	k	1.2
j	11.1	g	18.7
h _w	1	h	0.5



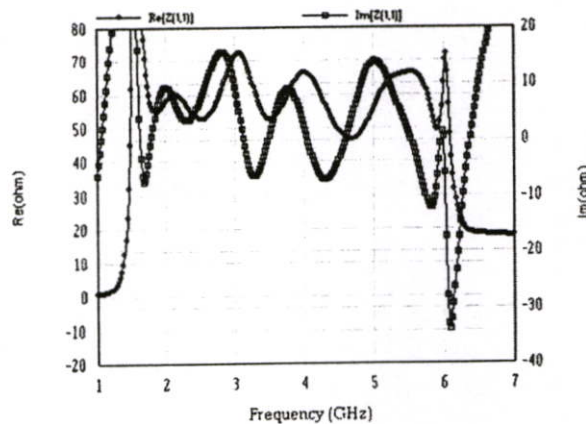
รูปที่ 3.45 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และปรับแต่งช่องเปิดแนวตั้งในสลับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยม

รูปที่ 3.45 แสดงให้เห็นถึงคุณลักษณะของสายอากาศที่ทำการวิจัย ซึ่งจะเห็นได้ว่าสายอากาศนั้นมีลักษณะเป็นแบนด์วิดท์กว้าง โดยที่สายอากาศมีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์จากความถี่ด้านต่ำถึงความถี่ด้านสูงประมาณ 117% เริ่มจากความถี่ 1.66 GHz ถึง 6.34 GHz และมีความถี่

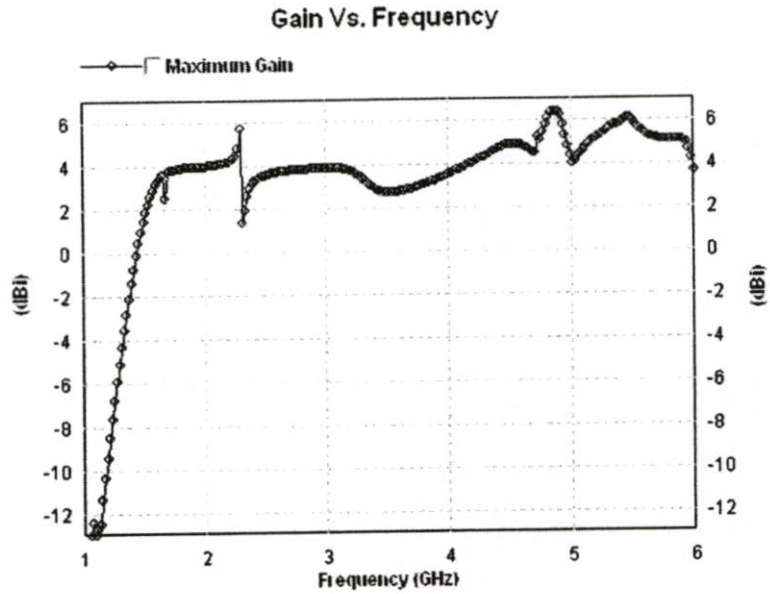
ศูนย์กลางอยู่ที่ 4 GHz ด้วยคุณสมบัติดังกล่าวสายอากาศสามารถที่จะครอบคลุมมาตรฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900 และระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) คือ IEEE 802.11b/g IEEE 802.11j IEEE 802.11a และครอบคลุมโครงข่าย Wimax (2-6 GHz) ได้ รูปที่ 3.46 ถึงรูปที่ 3.48 นั้นแสดงให้เห็นถึงคุณลักษณะทางด้าน VSWR Input impedance และ Gain



รูปที่ 3.46 คุณลักษณะของ VSWR ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และปรับแต่งช่องเปิดแนวตั้งในสลับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยม

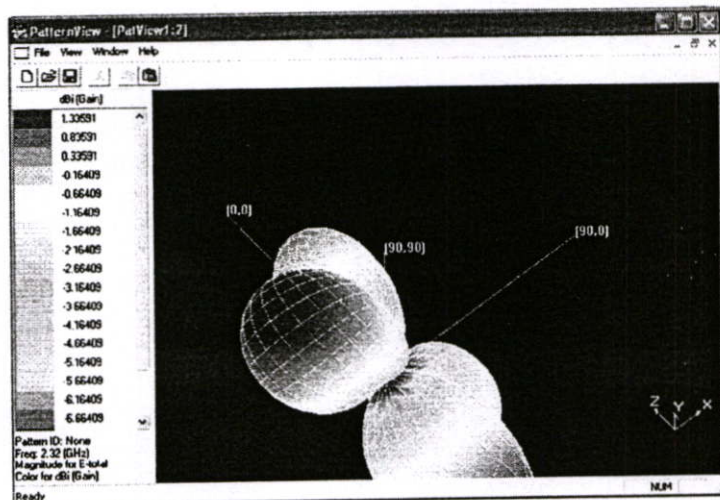


รูปที่ 3.47 คุณลักษณะของ Input Impedance ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และปรับแต่งช่องเปิดแนวตั้งในสลับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยม



รูปที่ 3.48 คุณลักษณะของ Gain ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และปรับแต่งช่องเปิดแนวตั้งในสัดับจูนนิ่งรูปสี่เหลี่ยม

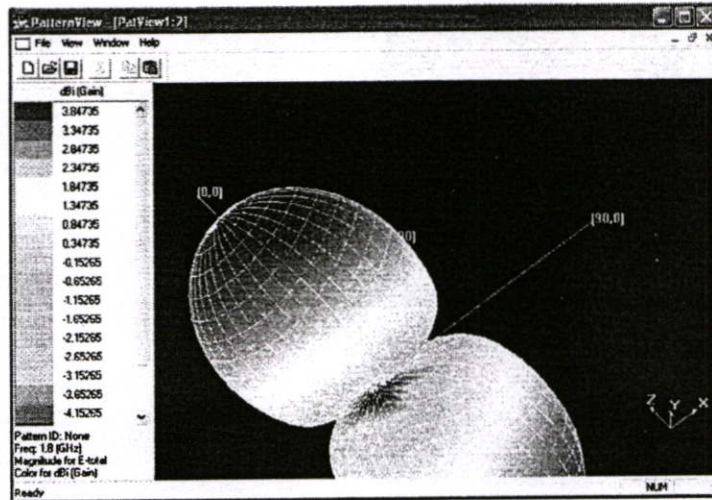
จากรูป อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันสายอากาศ (VSWR) น้อยกว่า 2 ตลอดย่านความถี่ที่ออกแบบ (1.66 – 6.34 GHz) โดยสายอากาศจะมีค่าอัตราขยาย สูงสุดประมาณ 6.2 dBi ที่ความถี่ 4.8 GHz ส่วนที่ความถี่ 3.2 GHz นั้นสายอากาศมีอัตราขยายต่ำสุดเนื่องจาก รูปแบบการแผ่พลังงานมีรูปที่บิดเบี้ยว ดังรูปที่ 3.49



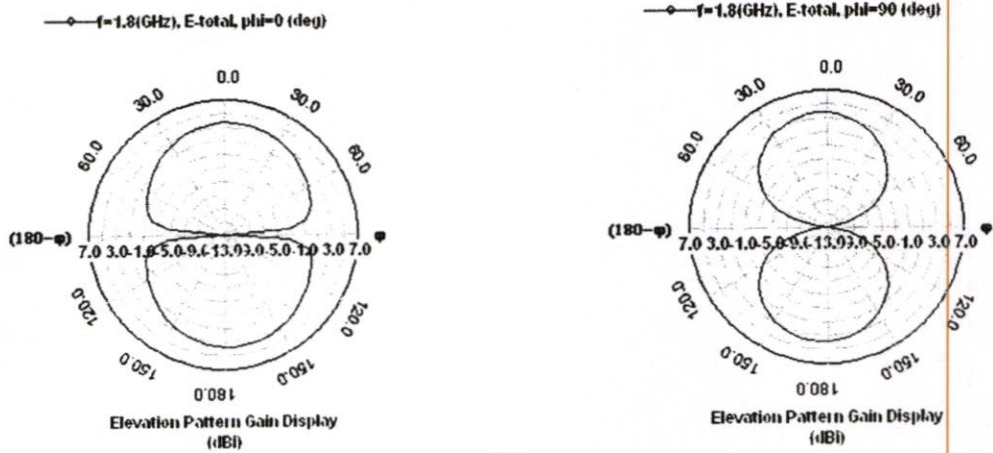
รูปที่ 3.49 รูปแบบการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.2 GHz

3.7.3 ผลการจำลองรูปแบบการแผ่พลังงาน

รูปที่ 3.50 ถึง 3.53 แสดงให้เห็นถึงรูปแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดบนสายนำสัญญาณ CPW และปรับแต่งช่องเปิดเวกต์ในสลับจูนนิ่ง รูปสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 1.8 GHz, 2.4 GHz, 5.2 GHz และ 5.8 GHz ตามลำดับ



(a)

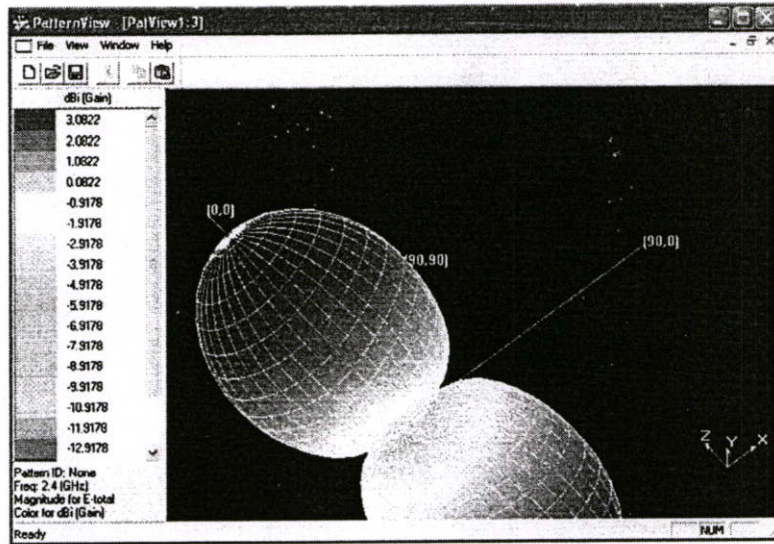


(b)

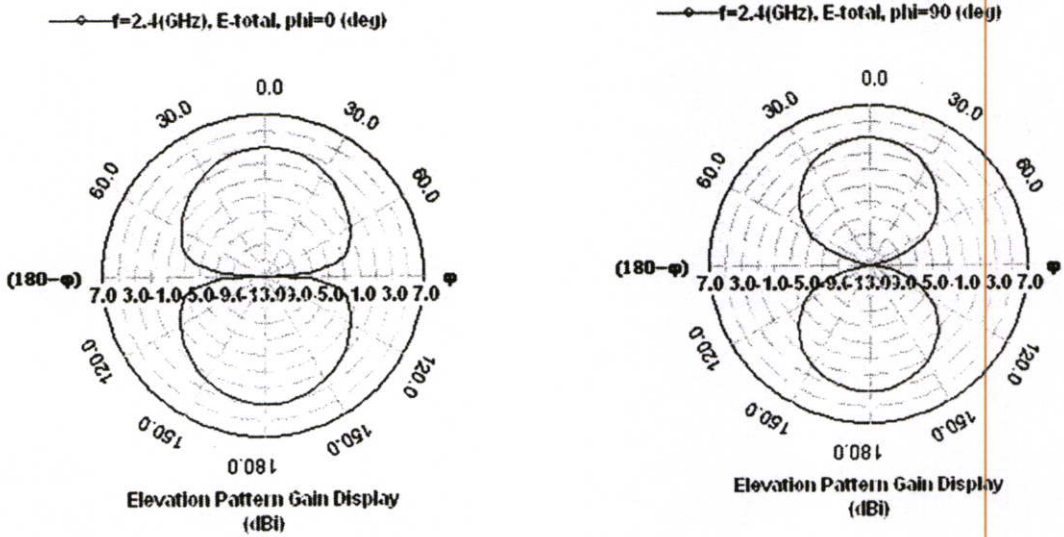
รูปที่ 3.50 คุณลักษณะของ (a) 3D radiation patterns ที่ 1.8 GHz

(b) 2D radiation patterns ที่ 1.8 GHz

จากรูปโพลาริเซชันเป็นแบบแนวตั้งที่มีลักษณะคล้ายออมนิไดเรกชันนอล โดยมีค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ 99% มีเกนซ์ 3.8 dBi ที่มุม (175, 300) องศา



(a)

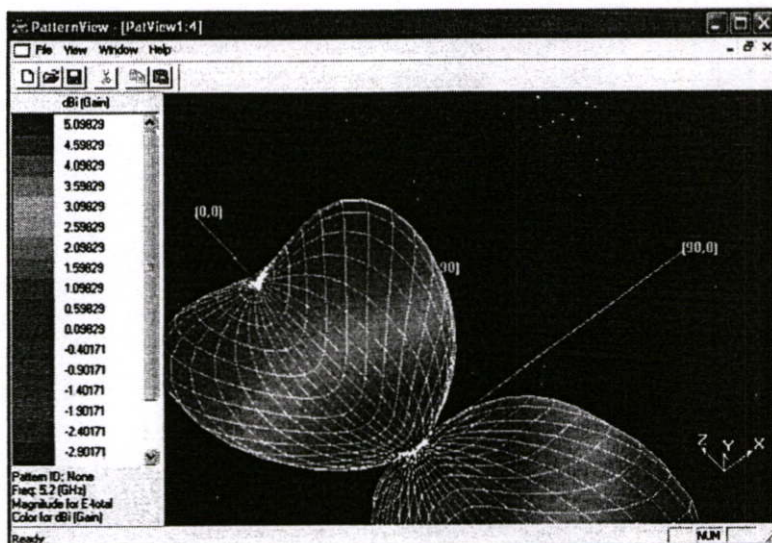


(b)

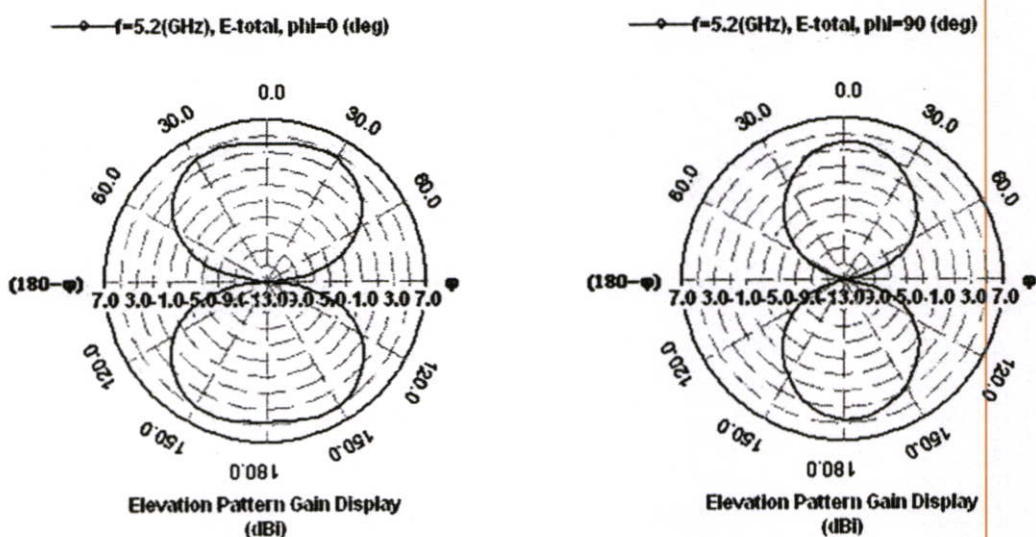
รูปที่ 3.51 คุณลักษณะของ (a) 3D radiation patterns ที่ 2.4 GHz

(b) 2D radiation patterns ที่ 2.4 GHz

จากรูปมีโพลาริเซชันแบบแนวตั้ง ที่มีลักษณะคล้ายฮอมนิไดเร็กชันนอลเช่นเดียวกับที่ความถี่ 1.8 GHz โดยมีค่าประสิทธิภาพของสายอากาศประมาณ 77% มีเกนประมาณ 3 dBi ที่มุม (175, 280) องศา ซึ่งทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นมุม phi เปลี่ยนแปลงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับความถี่ 1.8 GHz



(a)

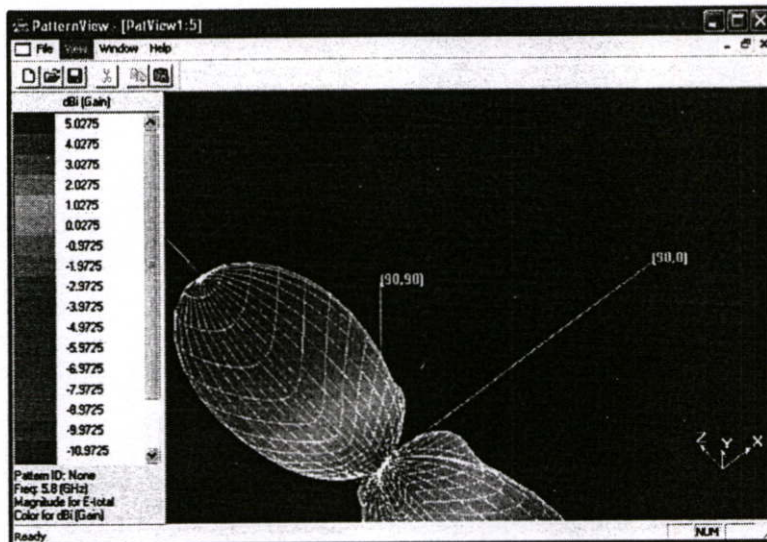


(b)

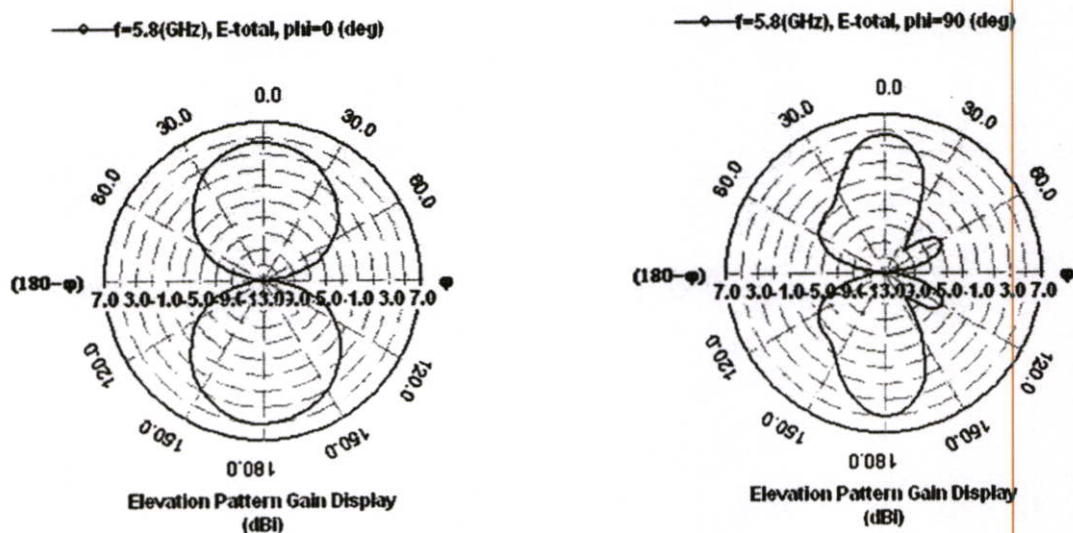
รูปที่ 3.52 คุณลักษณะของ (a) 3D radiation patterns ที่ 5.2 GHz

(b) 2D radiation patterns ที่ 5.2 GHz

จากรูปที่ 3.52 ความถี่ที่ 5.2 GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่สูงที่ออกแบบ พบว่ารูปแบบของการแผ่พลังงานจะบิดเบี้ยว โดยมีค่าประสิทธิภาพของสายอากาศประมาณ 97% มีเกนที่ประมาณ 5 dBi ที่มุม (155, 170) องศา



(a)



(b)

รูปที่ 3.53 คุณลักษณะของ (a) 3D radiation patterns ที่ 5.8 GHz

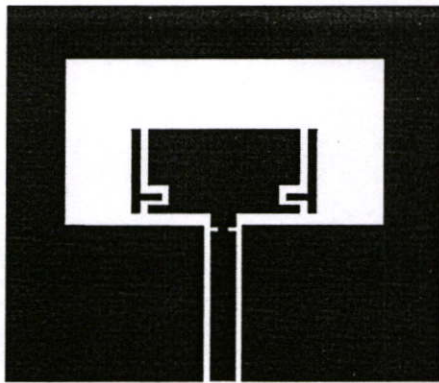
(b) 2D radiation patterns ที่ 5.8 GHz

จากรูป ที่ความถี่ 5.8 GHz สายอากาศมีประสิทธิภาพประมาณ 61% เนื่องจากมีโหนดข้างปรากฏ และมีเกณฑ์ประมาณ 5 dBi ที่มุม (165, 180) องศา แต่ก็ยังมีลักษณะที่สมมาตรในการแพร่กระจายคลื่น

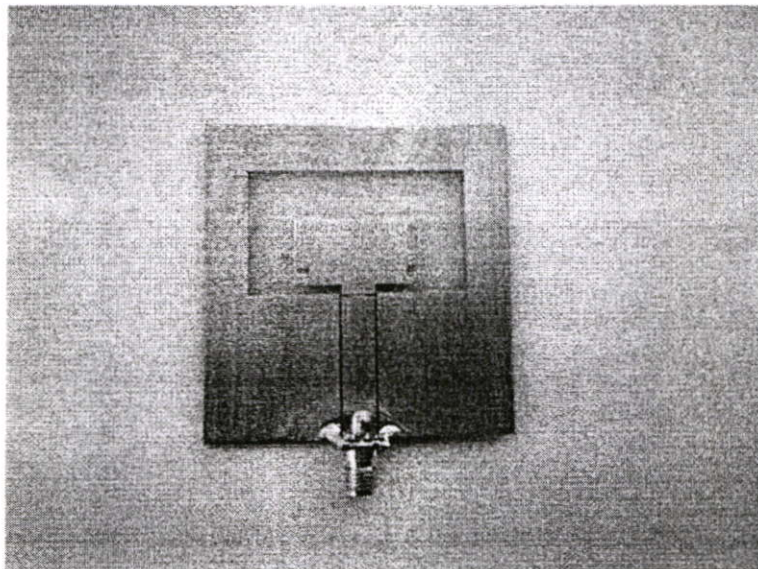
บทที่ 4

การทดสอบและผลการทดสอบ

จากบทที่ 3 เป็นการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดในการสร้างสายอากาศจริง ซึ่งได้วิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม IE3D ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศเพื่อเปรียบเทียบและยืนยันผลที่ได้จากการคำนวณว่ามีความแม่นยำถูกต้องเพียงใด โดยได้เลือกรูปแบบสายอากาศที่ให้คุณลักษณะที่ดีที่สุดจากการจำลองในขั้นตอนสุดท้ายมาทำการสร้างและทดสอบ ดังแสดงในรูปที่ 4.1



(a)

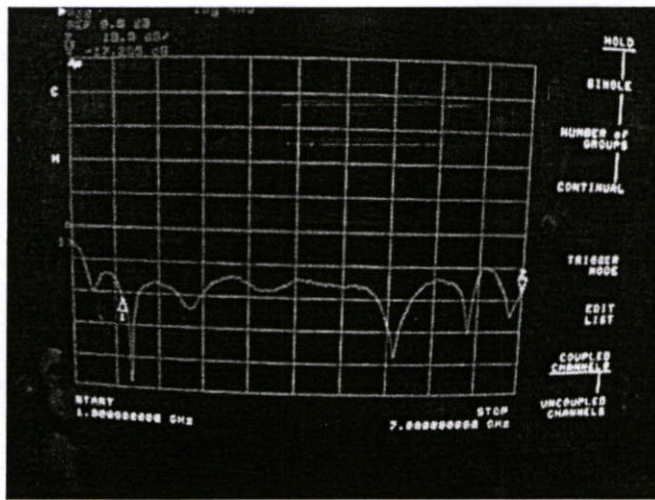


รูปที่ 4.1 (a) โครงสร้างสายอากาศที่ให้คุณลักษณะที่ดีที่สุดจากการจำลอง
(b) สายอากาศที่ทำการสร้างขึ้นจริง

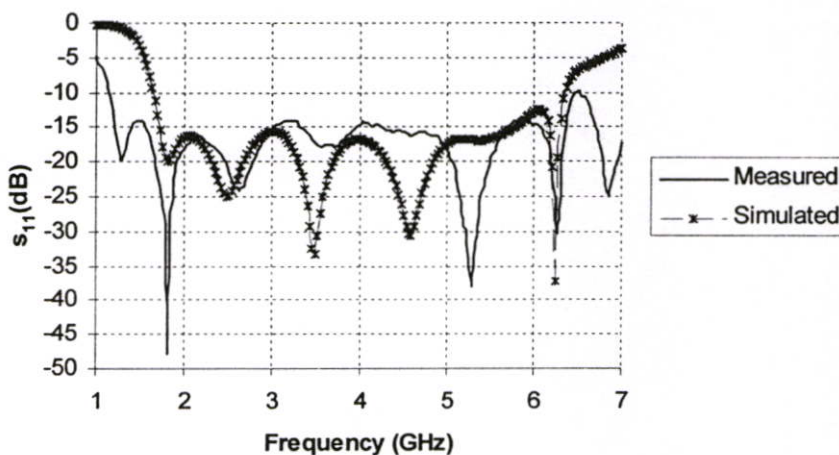
สำหรับการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นจะแบ่งการทดสอบออกเป็นสองส่วนด้วยกัน คือ การทดสอบวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ และการทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

4.1 การทดสอบวัดค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

สำหรับวิธีการทดสอบทำการต่อสายอากาศเข้ากับเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) โดยทำการป้อนสัญญาณ Sine Wave อยู่ในช่วงความถี่ 1 ถึง 7 GHz ผลที่ได้แสดงในรูปที่ 4.2 (เส้นตรงสีเขียวคือระดับ -10 dB และแต่ละช่องของแกน y ห่างกัน -10 dB) และทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองดังรูปที่ 4.3 และตารางที่ 4.1



รูปที่ 4.2 ภาพถ่ายผลการวัดจริงของค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศ



รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับระหว่างสายอากาศจำลองด้วยโปรแกรมกับสายอากาศที่วัดได้

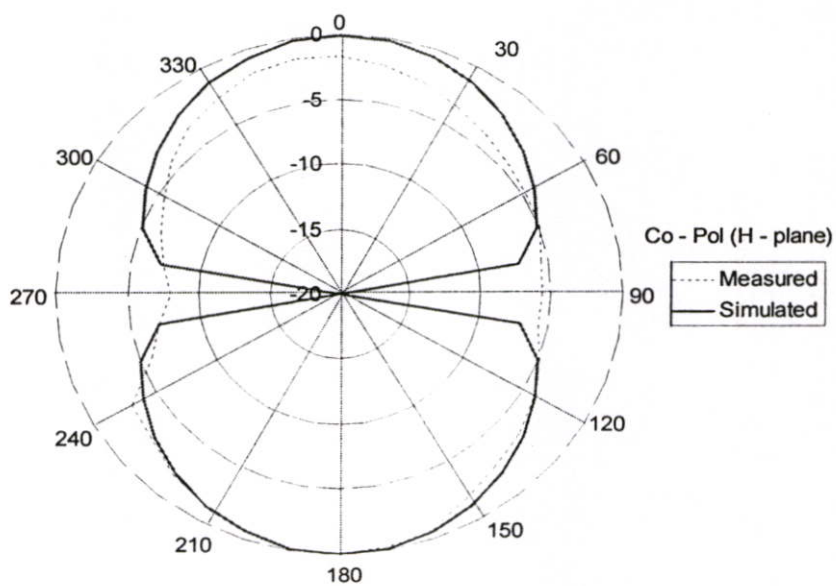
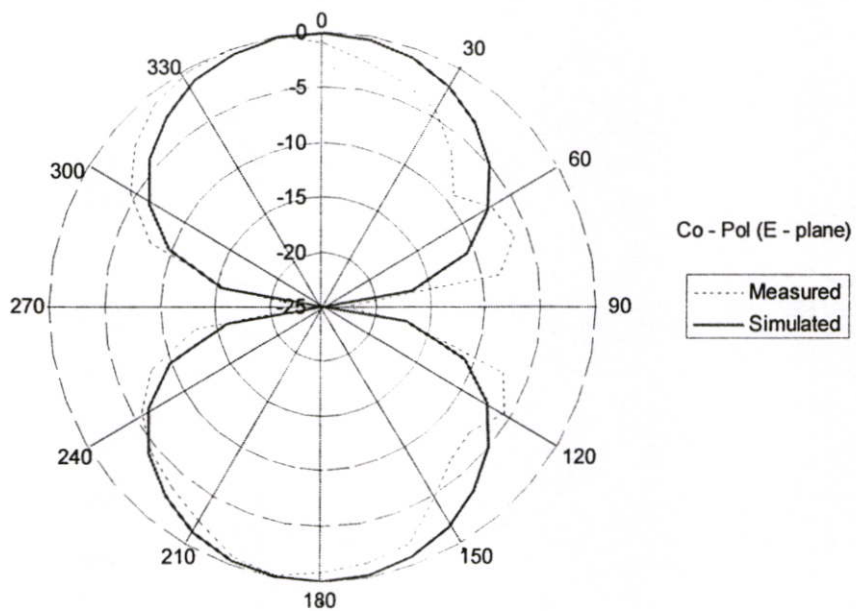
ตารางที่ 4.1 ผลการเปรียบเทียบคุณลักษณะของสายอากาศจากการจำลองและวัดจริง

รูปแบบสายอากาศ	f_L (GHz)	S_{11} (dB)	f_H (GHz)	S_{11} (dB)	$f_L - f_H$ (GHz)	BW (%)
สายอากาศจากการจำลอง	1.81	-20	6.25	-37.2	1.66-6.34	117
สายอากาศสร้างจริง	1.27	-19.6	6.28	-30.3	1.15-6.49	130

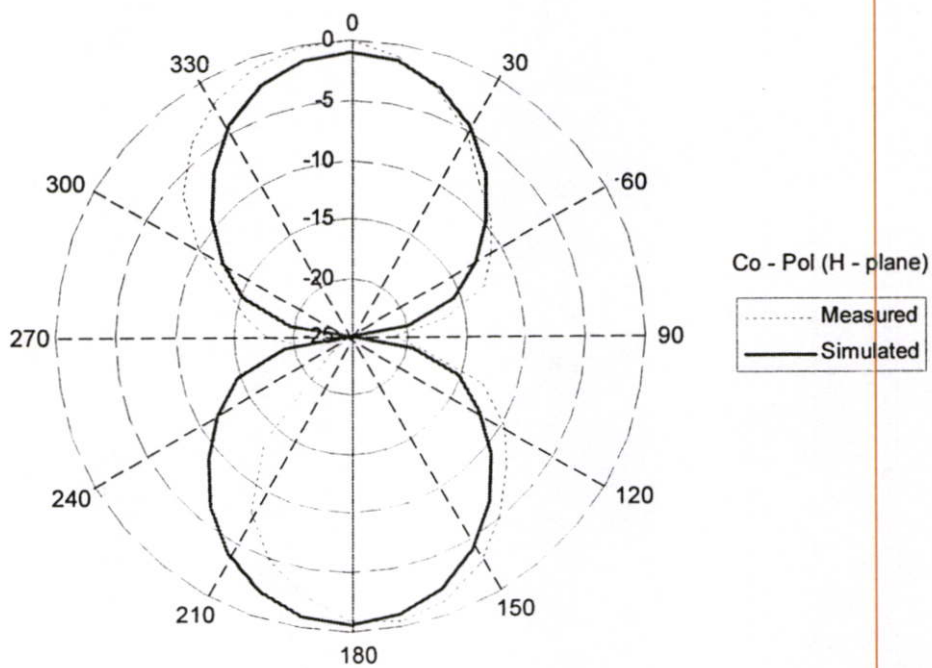
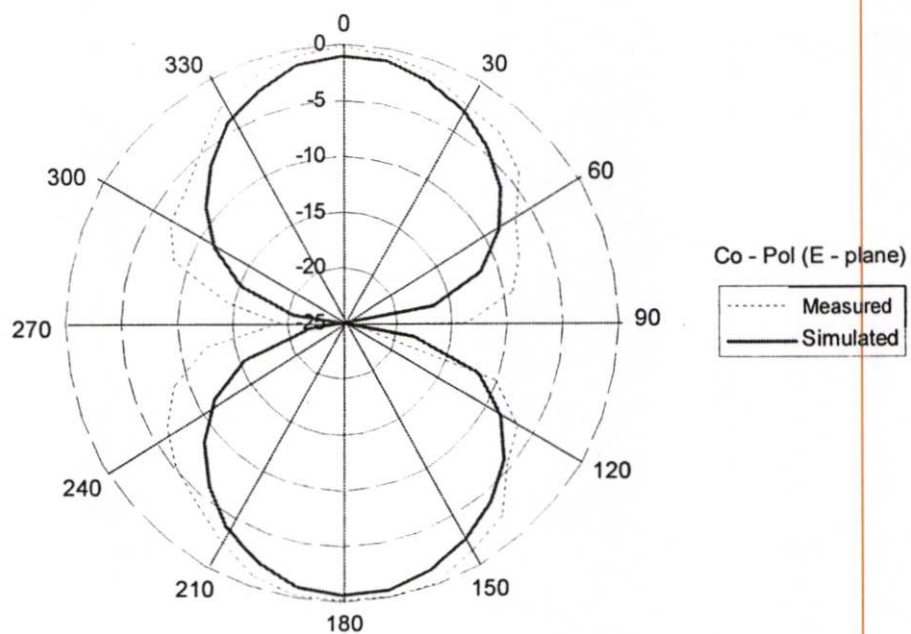
เมื่อนำผลที่ได้จากการวัดชิ้นงานจริงมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน จะเห็นได้ว่ามีความสอดคล้องกัน ซึ่งการวัดชิ้นงานจริงจะมีแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่า แต่ในช่วงความถี่กลางที่ประมาณ 3 – 5 GHz นั้น ค่าการสูญเสียย้อนกลับไม่ดีเท่ากับการจำลอง

4.2 การทดสอบวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

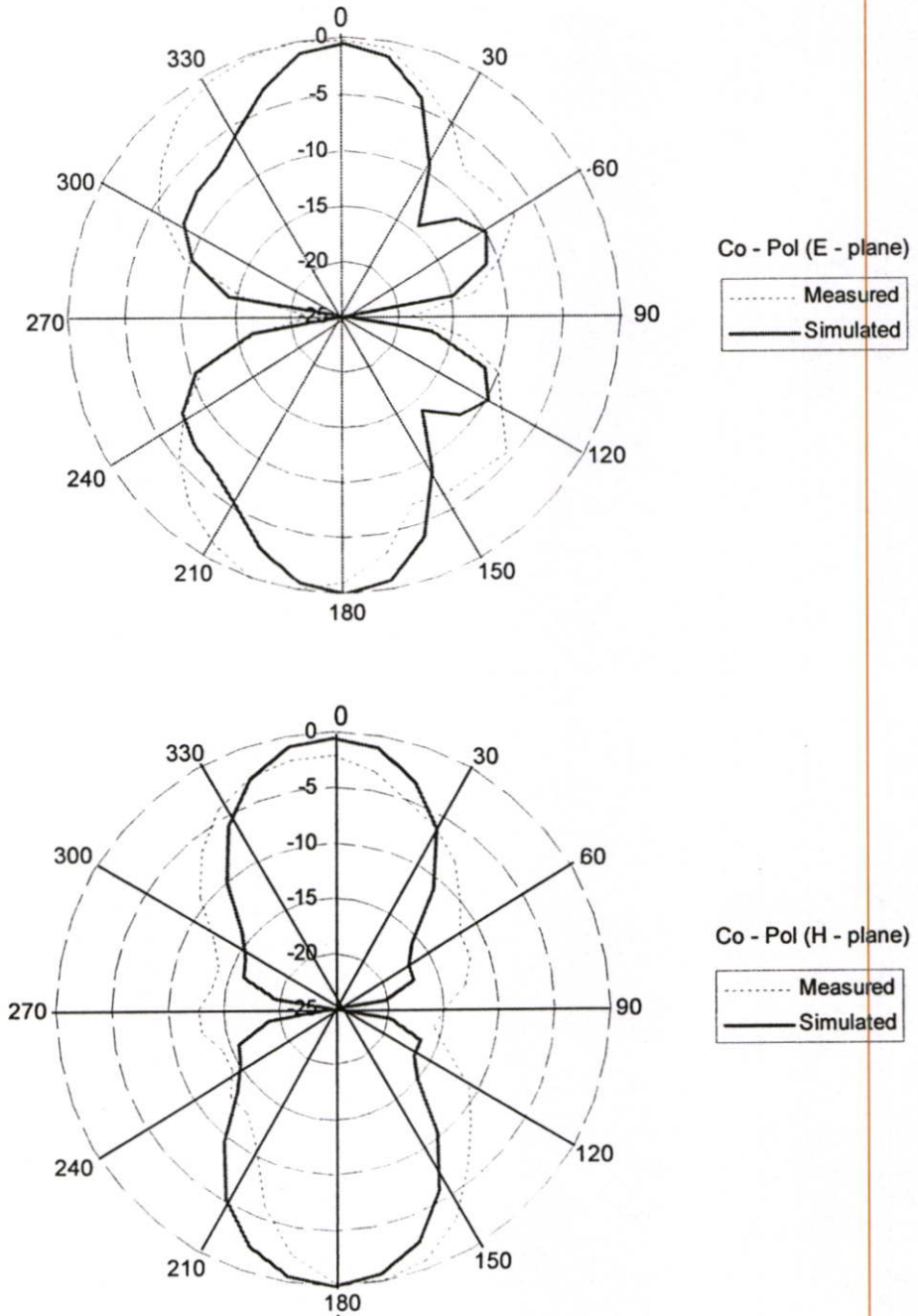
ในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ จะใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่สูง (RF Signal Generator) เป็นตัวป้อนสัญญาณที่ความถี่ 2.4 GHz, 5.2 GHz และ 5.8 GHz ส่งกำลังคลื่นออกไป 10 dBm โดยผ่านสายโคแอกเซียล (Coaxial cable) ชนิด RG-142 ที่มีอิมพีแดนซ์ 50 Ω ไปยังสายอากาศ (Horn Antenna) ที่เป็นตัวส่งสัญญาณแผ่ไปยังสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่เป็นตัวรับสัญญาณ ซึ่งเป็นสายอากาศที่จะทำการทดสอบโดยผ่านสายโคแอกเซียลเข้าเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) ยี่ห้อ Hewlett Packard ซึ่งจะแสดงค่าความแรงของสัญญาณความถี่สูงที่รับได้ สำหรับตำแหน่งความสูงของสายอากาศทั้งสองมีค่าเท่ากับ 120 เซนติเมตร และระยะห่างระหว่างสายอากาศทั้งสองมีค่าเท่ากับ 60 เซนติเมตร โดยจะทำการหมุนสายอากาศทดสอบตั้งแต่ 0 องศา ไปทีละ 10 องศา จนครบรอบ 360 องศา การวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศจะทำการวัดที่สองระนาบ คือ ระนาบ x-z (E-plane) และ ระนาบ y-z (H-plane) ซึ่งในแต่ละระนาบจะทำการวัดระดับของสายอากาศที่เป็นโพลาไรซ์เซชันเดียวกัน (Co-Polarization)



รูปที่ 4.4 คุณลักษณะของ Radiation Patterns ที่ 2.4 GHz



รูปที่ 4.5 คุณลักษณะของ Radiation Patterns ที่ 5.2 GHz



รูปที่ 4.6 คุณลักษณะของ Radiation Patterns ที่ 5.28 GHz

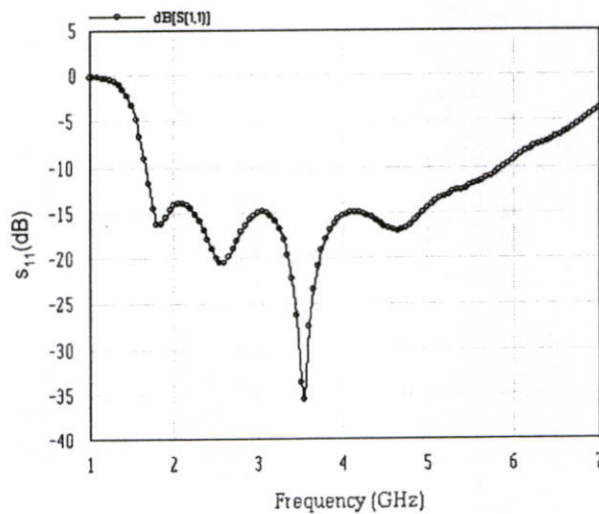
ผลการทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่สร้างขึ้นเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบโดยใช้โปรแกรม IE3D มีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันทั้งสองระนาบ สายอากาศมีลักษณะการโพลาไรซ์เซชันเป็นแบบกึ่งวงรี (Quasi-Elliptic Polarization) ที่มีสองทิศทางตามแนวแกน Z ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากการทดสอบกับการจำลองนั้นอาจเกิดจากมีสัญญาณรบกวนเข้ามาเกี่ยวข้อง และความยาวของสายนำสัญญาณจะมีผลทำให้เกิดการสะท้อนของสัญญาณภายในสายนำสัญญาณ

บทที่ 5

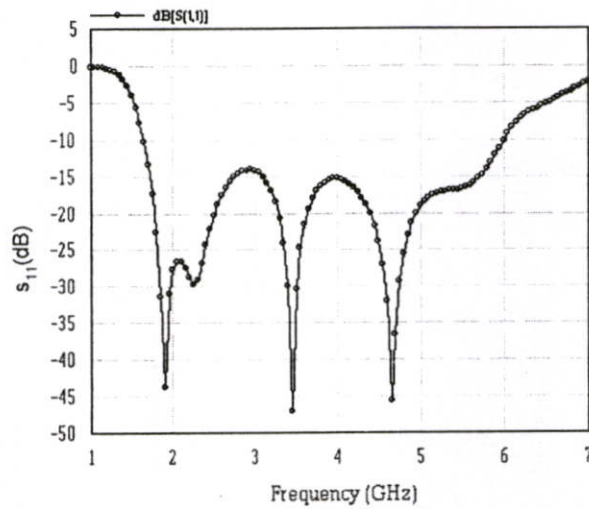
สรุปผลงานวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

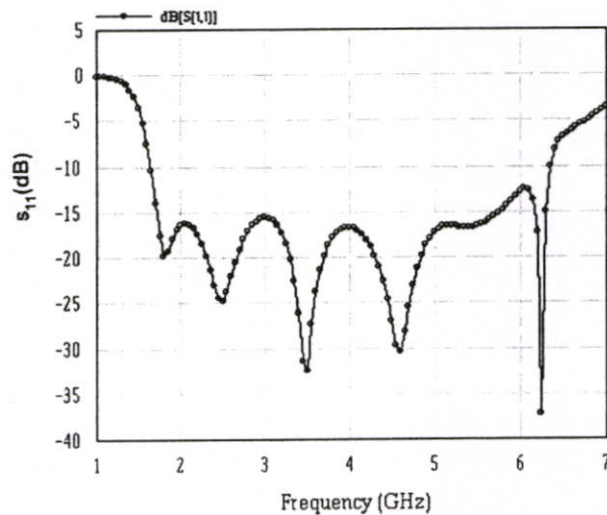
งานวิจัยนี้เป็นการศึกษาและออกแบบสายอากาศให้ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานของระบบสื่อสารไร้สาย เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900 และระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) คือ IEEE 802.11b/g IEEE 802.11j IEEE 802.11a และครอบคลุมโครงข่าย Wimax (2-6 GHz) โดยออกแบบเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม และเพื่อให้บรรลุวัตถุประสงค์ได้ใช้เทคนิคการปรับเปลี่ยนรูปร่างของสตาบจูนนิ่งเพื่อปรับปรุงคุณลักษณะของสายอากาศให้ดีขึ้น ขั้นตอนแรกของการออกแบบสตาบจะเป็นรูปแท่งสี่เหลี่ยม แต่ให้ผลตอบสนองที่ยังนำไปใช้งานไม่ได้ จึงปรับรูปร่างเป็นสตาบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งทำให้คุณลักษณะของสายอากาศดีขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 5.1 จากนั้นเพื่อให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีกว่า จึงทำการเจาะช่องเปิดบนสายส่งสัญญาณ CPW ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 5.2 ซึ่งค่าการสูญเสียการย้อนกลับนั้นดีขึ้นอย่างชัดเจน และสุดท้ายเพื่อที่จะขยายแบนด์วิดท์ จึงได้ทำการเจาะเส้นช่องเปิดแนวตั้งในสตาบสี่เหลี่ยมผืนผ้าพร้อมทั้งปรับแต่งเส้นช่องเปิดนั้นให้มีการหักมุม คุณลักษณะของสายอากาศในขั้นตอนสุดท้ายนี้แสดงในรูปที่ 5.3 ซึ่งการออกแบบดังกล่าว ทำให้ได้สายอากาศที่ตอบสนองต่อการนำไปใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สาย ครอบคลุมย่านความถี่ตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้



รูปที่ 5.1 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สตาบจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า (รูปที่ 3.5 ค)



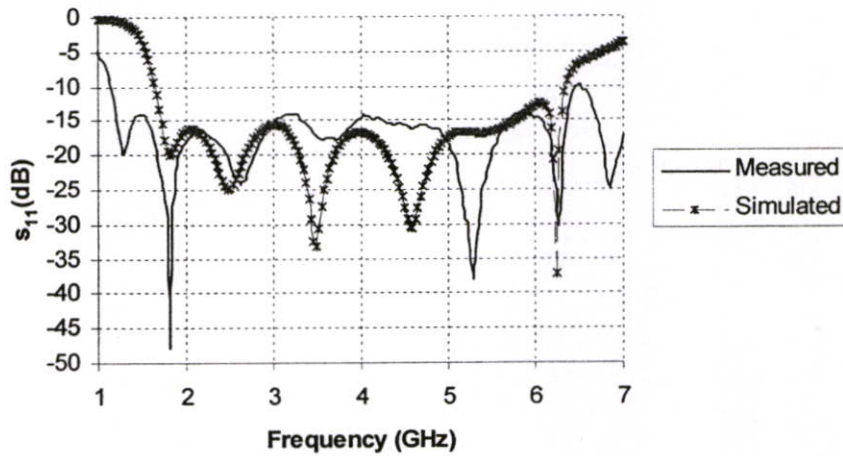
รูปที่ 5.2 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ใช้สับจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยเจาะช่องเปิดที่สายส่งสัญญาณ CPW (รูปที่ 3.5 จ)



รูปที่ 5.3 ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ของสายอากาศช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่เจาะช่องเปิดที่สายส่งสัญญาณ CPW และปรับแต่งช่องเปิดแนวตั้งในสับจูนนิ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า (รูปที่ 3.5 ฉ)

การปรับปรุงคุณลักษณะของสายอากาศโดยใช้เทคนิคดังกล่าว ทำให้ได้สายอากาศที่มีแบนด์วิดท์กว้าง โดยจะได้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์จากความถี่ด้านต่ำถึงความถี่ด้านสูงประมาณ 117% เริ่มจากความถี่ 1.66 GHz ถึง 6.34 GHz และมีความถี่กึ่งกลางอยู่ที่ 4 GHz ด้วยคุณสมบัติดังกล่าว สายอากาศสามารถที่จะครอบคลุมย่านความถี่มาตรฐานของ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM1800, GSM1900 ระบบเครือข่ายไร้สาย (WLAN) คือ IEEE 802.11b/g IEEE 802.11j IEEE 802.11a และครอบคลุมโครงข่าย Wimax (2-6 GHz) ซึ่งการวัดผลจากชิ้นงานจริงให้คุณลักษณะของ

สายอากาศที่สอดคล้องกับผลจากการจำลอง ดังแสดงในรูปที่ 5.4 และแบบรูปการแผ่พลังงานก็ให้ผลในทิศทางเดียวกัน คือ โพลาริเซชันเป็นแบบกึ่งวงรี (Quasi-Elliptic Polarization) ที่มีสองทิศทางตามแนวแกน Z และมีลักษณะสมมาตร



รูปที่ 5.4 การเปรียบเทียบค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับระหว่างสายอากาศจำลองด้วยโปรแกรมกับสายอากาศที่วัดได้

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

การพัฒนาคุณลักษณะของสายอากาศโดยเทคนิคการเปลี่ยนรูปร่างสลับกัน อาจเป็นพื้นฐานที่จะนำไปออกแบบสายอากาศให้มีการตอบสนองในช่วงความถี่อื่น ๆ ได้ เช่น Ultra wideband แต่ถ้าจะใช้โครงสร้างจากงานวิจัยนี้เป็นพื้นฐานในการออกแบบในช่วงความถี่ดังกล่าว จะต้องลดขนาดของสายอากาศลงก่อน สำหรับการออกแบบสร้างชิ้นงาน ในการบัดกรีหัวต่อ (Connector: SMA Port) เข้ากับชิ้นงานสายอากาศ ต้องระวังไม่ให้สายนำสัญญาณและกราวด์ต่อกันและจะต้องบัดกรีให้แกนกลางตั้งฉากกับสายอากาศ เพราะมีผลกับการวัดสนามไฟฟ้าของสายอากาศ

บรรณานุกรม

- [1] J. Y. Chiou, J. Y. Sze and K. L. Wong, "A broad-band CPW-fed strip-loaded square Slotantenna," IEEE Trans. Antennas and Propagat, vol. 51, no. 4, pp. 719-721, Apr. 2003.
- [2] H. D. Chen, "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.
- [3] S. Chaimool, S. Kerdsurang, P. Akkraekthalin and V. vivek, "A broadband CPW-fed squareslot antenna using loading metallic strips and a widened tuning stub," ISCIT2004, vol. 2, pp. 730-733, Oct. 2004.
- [4] สมโภช วงษ์คำ, "สายอากาศช่องสี่เหลี่ยมป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่ใช้ระดับอนุทูกระต่ายแบบหลายแถบความถี่," วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2548.
- [5] J. Yeo, Y. Lee and R. Mittra, "Design of a wideband planar volcano-smoke slot antenna (PVSA) for wireless communications," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. 2, pp. 655-658, June. 2003.
- [6] วรวิทย์ รอดอนันต์, "สายอากาศช่องสามเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบความถี่กว้าง," วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2547.
- [7] S. Kaewsupan, N. Anantrasirichai, P. Raklua and T. Wakabayashi, "CPW-fed rectangular slot antenna with tuning stup for dual frequency," ECTI-CON 2007, Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand, pp. 943-946, May 9-12, 2007.
- [8] S. Kaewsupan, N. Anantrasirichai, P. Raklua and T. Wakabayashi, "Wide-band CPW-fed rectangular slot antenna with tuning stup," ICEAST 2007, The Swiss otel Le Concorde, Bangkok, Thailand, pp. 403-406, Nov. 21-23, 2007.
- [9] R. N. Simons, Coplanar waveguide circuits, components, and systems, New York : John Wiley & Son, 2001.
- [10] C. A. Balanis, Antenna theory analysis and design, Singapore: John Wiley & Son, 1997.

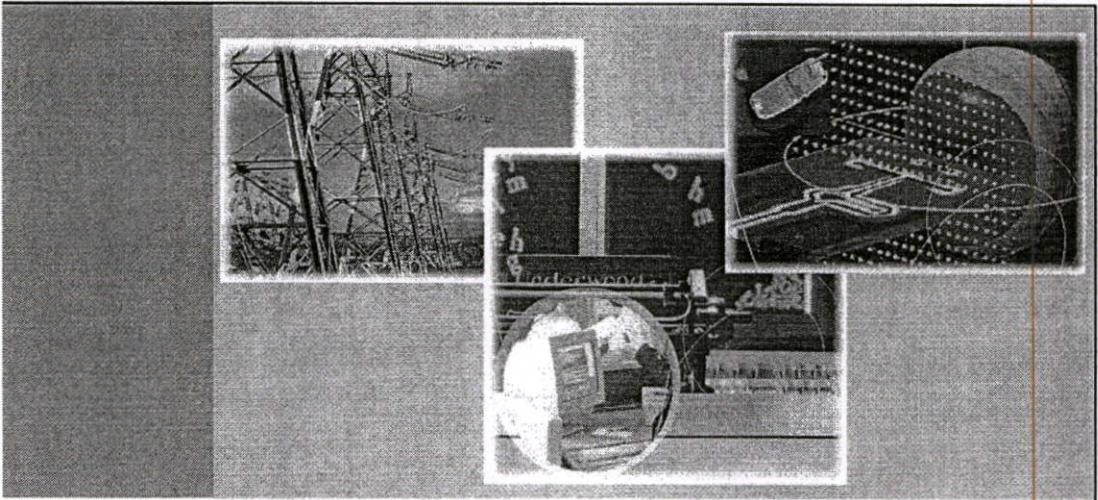
- [11] K. C. Gupta, I. J. Bahl and P. Bhartia, **Microstrip line and slotlines**, Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [12] David C. Chang, Jian X. Zheng, "**Electromagnetic modeling of passive circuit elements in MMIC**," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, Issue 9, pp. 1741-1747, Sept. 1992.
- [13] IE3D User's Manual 10, Zeland Software, Inc., U.S.A., 2002.
- [14] Juan R. Mosig, "**Arbitrarily shaped microstrip structures and their analysis with a mixed potential integral equation**," IEEE Trans. on Microwave theory and techniques, vol. 36, no. 2, pp. 314-323, Feb. 1988.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

- 1 **S. Kaewsupan, N. Anantrasirichai, P. Raklua and T. Wakabayashi, "CPW-Fed Rectangular Slot Antenna with Tuning Stup For Dual Frequency."** ECTI-CON 2007, Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand, pp. 943-946, May 9-12, 2007.
- 2 **S. Kaewsupan, N. Anantrasirichai, P. Raklua and T. Wakabayashi, "Wide-Band CPW-Fed Rectangular Slot Antenna with Tuning Stup."** ICEAST 2007, The Swiss otel Le Concorde, Bangkok, Thailand, pp. 403-406, Nov. 21-23, 2007.



ECTI-CON 2007

*Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand
May 9-12, 2007*

VOLUME 1

- *Circuits and Systems*
- *Control Engineering*
- *Electrical Power Engineering*
- *Other Related Fields*

VOLUME 2

- *Communication Systems*
- *Signal Processing*
- *Computer and Information*



ECTI
Association

IEEE
THAILAND SECTION

NECTEC
a member of NSTDA

WD Western
Digital



CPW-Fed Rectangular Slot Antenna with Tuning Stub for Dual Frequency

S. Kaewsupan¹, N. Anantrasirichai¹, P. Raktuea², T. Wakabayashi³

¹ReCCIT, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

E-mail: s8061003@kmitl.ac.th, kanoppin@kmitl.ac.th

²Dept. of Electronic and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering
Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT) Klong 6

Thanyaburi, Pathumthanee, Thailand

E-mail: jintanan@rmut.ac.th

E-mail: s8061003@kmitl.ac.th, kanoppin@kmitl.ac.th

³School of Information Science and Technology, Tokai University, Hirasuka, Kanagawa, 259-1292, Japan

E-mail: wakaba@et.u-tokai.ac.jp

Abstract—A rectangular slot excited by coplanar waveguide (CPW) with tuning stub is introduced to obtain a dual frequency operation. Prototype of the proposed antenna designed for WLAN operations in the 2.4 and 5.2 GHz bands. The antenna and CPW feed line are printed on the same side of a single conducting layer, thus simplifying the fabrication process. The characteristics of antenna are proposed and analyzed for instance input impedance, return loss, bandwidth, VSWR, and far field radiation patterns. The obtained impedance bandwidth for two operating bands can reach about 55.2% for the 2.4 GHz band and 12.97% for the 5.2 GHz band. Finite Difference Time Domain method (FDTD) is introduced to analyze this antenna. A verification of simulation procedure is confirmed by IE3D software which is based on the Method of Moments (MOM).

I. INTRODUCTION

Recently, great advances have been made in wireless local area network (WLAN) communications, and in order to satisfy the IEEE 802.11 WLAN standards in the 2.4 GHz band (2.4-2.484 GHz) and 5.2-GHz band (5.15-5.35 GHz), many wireless communication devices are now designed to be capable of dual-band operation in the 2.4 and 5.2-GHz bands. For this reason, dual-band antennas for WLAN operation are in demand accordingly.

Dual-frequency microstrip antennas are generally classified into two types: multiresonator antennas, such as multilayer patch antennas, and reactive loading antennas using etching slots on the patch and/or short circuit vias. Thus, the research for new microstrip configurations with wider bandwidth or dual band has been dominant feature of the research literature, and much effort continues to be expended [1].

The coplanar waveguide (CPW) fed antennas have been widely used for wireless communications owing to their many attractive features such as wide bandwidth, simplest structure of a single metallic layer, no soldering points, easy integration with MMICs, and broad bandwidth, etc [2]. Etching the slot and the feed line on the same side of the substrate eliminates the alignment problem needed for etching on both sides of the substrate. The coplanar waveguide (CPW) is such a

transmission line that can achieve this. In addition, the CPW has lower loss than the microstrip line. For the available designs, the patch antenna fed by CPW reported in [1] is capable of dual band but two metallic layer are require for this antenna, the CPW-fed square slot antenna reported in [3] is capable of broad but single-band operation only, and some related designs applied for single metallic WLAN operations have been reported in [4-8] realize dual band operations. However, the lower mode has a narrow impedance bandwidth. In this paper, a novel and simple wideband dual-frequency, easy harmonic adjusting design of the rectangular slot fed by coplanar waveguide (CPW) with tuning stub is presented. The antenna and feed line structure are placed on the same single conductor side of the substrate, thus simplifying the fabrication process, it can be shown that this antenna is suitable for WLAN application, details of the antenna design are described and simulated results are presented and discussed.

II. FDTD METHOD

This software is a full wave electromagnetic simulation code for conventional three dimension (3D) passive structures, which are base on the FDTD algorithm that can predict and analysis of the electromagnetic responses of complex problems. The analytical space consists of $70 \times 249 \times 100$ cells with the cell dimension $\Delta x = 0.1575$ mm, $\Delta y = \Delta z = 0.25$ mm. The time step satisfies the following courant condition.

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max} \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (1)$$

For source excitation of the antenna is input voltage $V(t)$ base on Gaussian pulse and express as

$$V(t) = e^{-\left(\frac{t-t_0}{T}\right)^2} \quad (2)$$

Where t_0 is the center of the pulse, T is the pulses width at its $1/e$ characteristic delay point.

III. ANTENNA DESIGN

The geometry of the proposed CPW-fed rectangular slot antenna with tuning stub for wideband and dual-frequency operations is shown in Figure 1. For the design studied here, the antenna is etched on the same side of RT/Duroid 5880 substrate with the dielectric constant of 2.2 (ϵ_r) and the substrate thickness of 1.575 mm (h), while the other side without any metallization. A CPW transmission line, which consists of a center conductor strip width of w_f and a gap distance of s between the conductor strip and the coplanar ground plane, is used for feeding the antenna. Two equal finite ground planes, each with dimensions of length L_{gp} is situated symmetrically on each side of the CPW feed line. The basis of the antenna structure is a rectangular slot, which has the dimensions of length L and width W . To achieve the desired dual-frequency operations and for easy upper frequency control range, the feed line is connected with the tuning stub, which comprises both the horizontal and vertical sections with dimensions.

The guide wavelength is given by

$$\lambda_g = \frac{c/f}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3)$$

Where ϵ_{eff} is an effective dielectric constant which can be computed by using the following equation.

$$\epsilon_{eff} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (4)$$

To investigate the performance of the proposed antenna configurations in terms of achieving the wideband dual frequency operations, the Finite Difference Time Domain method (FDTD) was used for required analysis and obtaining the proper geometry parameters in Figure 1.

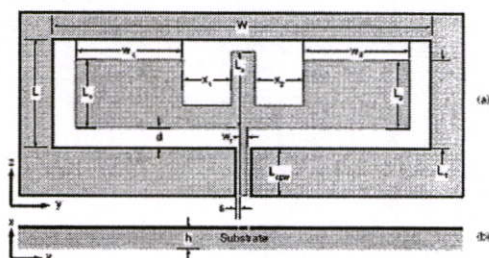


Figure 1. CPW-fed rectangular slot antenna with tuning stub (a) top view (b) cross section

Finally, the antenna dimension is obtained to be

$L = 14$ mm.	$L_1 = 9$ mm.
$W = 48.25$ mm.	$L_2 = 9$ mm.
$L_{gp} = 7.5$ mm.	$L_3 = 12.5$ mm.
$w_f = 0.75$ mm.	$x_1 = 5.5$ mm.
$s = 0.25$ mm.	$x_2 = 5.5$ mm.
$d = 2.5$ mm.	$w_1 = 15$ mm.
$L_{gp} = 10$ mm.	$w_2 = 15$ mm.

IV. RESULTS AND DISCUSSION

The antennas are analyzed by using Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Method and comparing with IE3D software which is based on the Method of Moments (MOM).

The resonant mode at 2.4 GHz band is achieved by W and L parameter adjusting. The upper resonant mode occurs by L_1 , L_2 , x_1 , and x_2 adjusting. In this paper, we will show to adjust the W , L_1 , L_2 , and L_3 parameters by fixing the value of other parameters.

A. Affect of adjusting the W parameter.

In this case, the W is adjusted to be 46.25 mm, 48.25 mm, and 50.25 mm, respectively. The simulation result of return loss (S_{11}) are shown in Figure 2. Thus, the lower resonant can shift to any frequency.

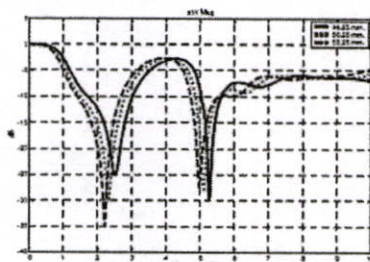


Figure 2. The return loss in the case of W adjusting

B. Affect of adjusting the L_1 and L_2 parameter.

The length of L_1 and L_2 are adjusted to 7, 8 and 9 mm, the resulting show that the spacing between the lower and upper resonant frequency can optimize by this condition (see Figure 3).

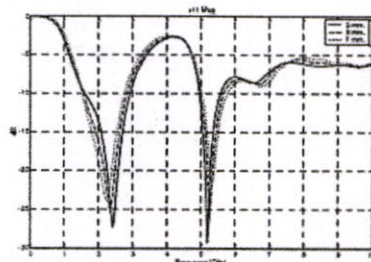


Figure 3. The return loss in the case of L_1 and L_2 adjusting

C. Affect of adjusting the L_3 parameter.

To follow this condition, the upper resonant can select to the frequency requirement that shown in figure 4.

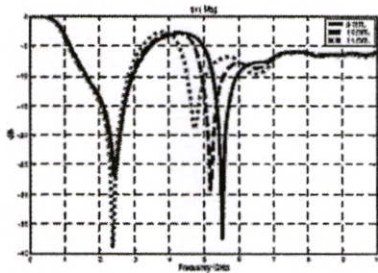


Figure 4. The return loss in the case of L_s adjusting

D. The characteristics of proposed antenna.

Figure 5 shows the simulated return loss against frequency for the proposed CPW-fed rectangular slot antenna with W-shaped tuning stub which simulated by FDTD method and MoM.

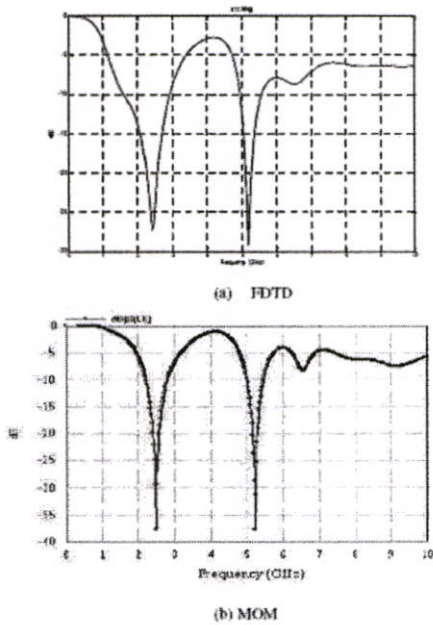


Figure 5. Simulated return loss of proposed CPW-fed rectangular slot antenna with tuning stub.

The simulation in lower band achieves a -10 dB impedance bandwidth of 55.2% ranging from 1.59 GHz to 2.92 GHz with respect to the centre frequency at 2.41 GHz, and the simulated bandwidth for the upper mode ranging from 4.9 GHz to 5.57 GHz or about 12.97% referred to the centre frequency at 5.17 GHz. Obviously, the antenna can operate over the bands which cover the required bandwidths of the IEEE 802.11 WLAN standards in the bands at 2.4 GHz (2.4–2.4835 GHz).

5.2 GHz (5.15–5.35 GHz) [8]. Figure 6-7 show the simulated of VSWR and input impedance.

Typical radiation characteristics of the frequencies across the lower and higher bands for the proposed dual-band antenna are also examined. The radiation patterns for E_{θ} are nearly omnidirectional at both operating frequencies. The radiation patterns have symmetric characteristic because the antenna structure is symmetrical. Figures 8-9 show the radiation patterns in the azimuth cut (x - y plane) for the antenna at the lower band of 2.41 GHz, and at the higher band of 5.17 GHz.

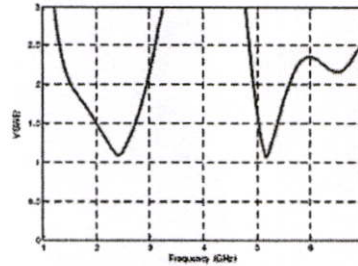


Figure 6. Simulated VSWR of proposed CPW-fed rectangular slot antenna with tuning stub.

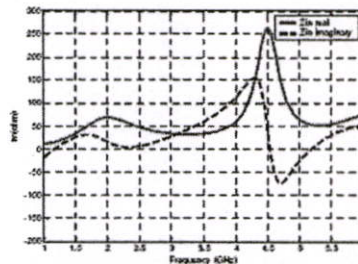


Figure 7. Simulated input impedance of proposed CPW-fed rectangular slot antenna with tuning stub.

V. CONCLUSION

Broadband dual-frequency operations of a simple CPW-fed rectangular slot antenna with tuning stub suitable for WLAN operations in the 2.4 and 5.2 GHz bands have been studied. By the connecting of a tuning stub to the CPW feed line, the proposed antenna can provide dual-band and wide impedance bandwidths of 55.2% ranging from 1.59 GHz to 2.92 GHz with respect to the centre frequency at 2.41 GHz, and the simulated bandwidth for the higher mode ranging from 4.9 GHz to 5.57 GHz or about 12.97% referred to the centre frequency at 5.17 GHz. Also, good antenna performances of operating frequencies across the two bands can be obtained.

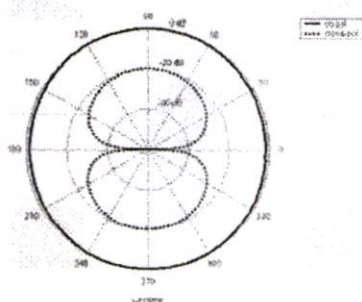
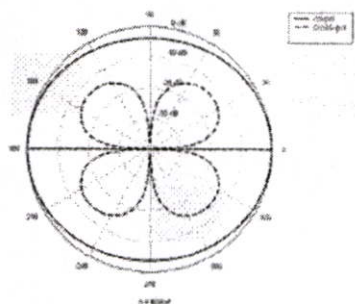


Figure 8. Simulated radiation patterns at 2.41 GHz for the proposed antenna in Figure 1.

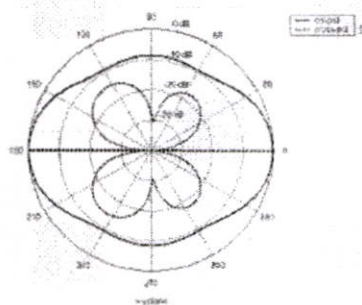


Figure 9. Simulated radiation patterns at 5.17 GHz for the proposed antenna in Figure 1.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to thank Rajamangala University of Technology Thanyaburi Pathumtane, Thailand, for support the IE3D User Manual Release 10, Zeland Software.

REFERENCES

- [1] A. Belgoussoum, G.Y. Delisle, "A Novel Dual frequency operation of CPW Coupled Patch Antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, pp. 446-449, July 2005.
- [2] W.-C. Liu, "Broadband dual-frequency meandered CPW-fed monopole antenna," Electron. Lett., Vol. 40 No. 21, pp. 1319-1320, October 2004.
- [3] Shih-Yuan Chen, Powen Hsu, "A CPW-Fed Horn-Shaped Slot Array Antenna For 5 GHz WLAN Access Point," European Conference on Wireless Technology 2004, Amsterdam, pp. 281-284.
- [4] Yu-De Lin, Member, IEEE, and Pei-Ling Chi, "Tapered Bent Folded Monopole for Dual-Band Wireless Local Area Network (WLAN) Systems," Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 4, pp. 335-337, 2005.
- [5] W.C. Liu and W.R. Chen, "CPW-fed compact meandered patch antenna for dual-band operation," Electron. Lett., Vol. 40 No. 18, pp. 1094-1095, Sept. 2004.
- [6] W.C. Liu, "Wideband dual-frequency double inverted-L CPW-fed monopole antenna for WLAN application," IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 152, No. 6, pp. 505-510, December 2005.
- [7] Gaoming Chill, Binhong Li and Dongsheng Qi, "A Dual-frequency Antenna Fed By CPW," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, pp. 459-462 vol. 1B, July 2005.
- [8] T.H. Kim and D.C. Park, "CPW-fed compact monopole antenna for dual-band WLAN applications," Electron. Lett., Vol. 41 No. 6, pp. 291-293, March 2005.
- [9] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas Software and Application, Realize Inc., 1999.
- [10] Allen Taflov, Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method, Atech House, Inc., 1995.
- [11] IE3D User Manual Release 10, Zeland Software, June 2003.



START 

ICEAST 2007

November 21-23, 2007

International Conference on Engineering,
Applied Sciences, and Technology

The Swissôtel Le Concorde, Bangkok, Thailand

Organized by

Research Center for Communications and Information Technology

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

In Association with

• The Institute of Control, Robotics and Systems Engineers (ICRS), Korea

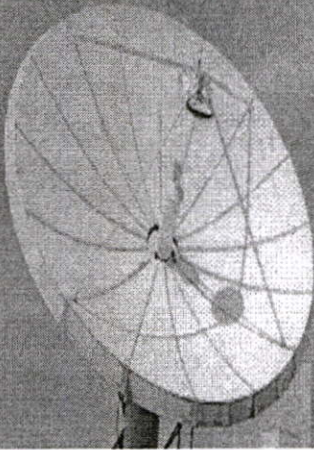
• The Society of Instrument and Control Engineers (SICE), Japan

• National Institute of Information and Communications Technology (NICT), Japan

• IEEE Thailand Section

• National Electronics and Computer Technology Center (NECTEC), Thailand

• Japan International Cooperation Agency (JICA), Japan



Wide-Band CPW-Fed Rectangular Slot Antenna with Tuning Stub

S. Kaewsupan¹, N. Anantrasirichai¹, P. Raklua², T. Wakabayashi³

¹ReCCIT, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

E-mail: s3061003@kmitl.ac.th, kanoppin@kmitl.ac.th

²Dept. of Electronic and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering
Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT) Klong 6
Thanyaburi, Pathumthanee, Thailand

E-mail: paitoon.r@en.rm.ut.ac.th

³School of Information Science and Technology, Tokai University, Hirasuka, Kanagawa, 259-1292, Japan
E-mail: wakaba@et.u-tokai.ac.jp

Abstract—This paper presents the simple structure of coplanar waveguide (CPW) fed rectangular slot antenna with tuning stub for wideband operation that applicable to WLAN in the 2.4 and 5.2 GHz bands. The antenna and CPW feed line are printed on the same side of a single conducting layer, thus simplifying the fabrication process. The characteristics of antenna such as input impedance, return loss, bandwidth, VSWR, and far field radiation patterns are proposed. The obtained impedance bandwidth for two operating band achieved wideband from 2.24 GHz to 5.66 GHz ($\approx 86\%$ of center band) which is the frequency band covered standard of IEEE 802.11a/b/g. The simulation results are analyzed by IE3D Zeland Software [1] which based on the Method of Moments (MOM).

Keywords—CPW, slot antenna, WLAN, wideband

I. INTRODUCTION

Recently, WLAN (Wireless Local Area Network) communications where satisfy the IEEE 802.11 WLAN standards in the 2.4 GHz band (2.4–2.4835 GHz) and 5.2 GHz band (5.15–5.35 GHz) have attracted a lot of interest in the research community. The popularity of using wireless communication device make huge demand of every part of elements, the most important part is antenna. For this reason, dual-band antennas and wideband antenna for WLAN operation are in demand accordingly.

The coplanar waveguide (CPW) fed slot antennas have been widely used for wireless communications owing to their many attractive features such as wide bandwidth, simplest structure of a single metallic layer, no soldering points, easy integration with MMICs, and broad bandwidth, etc [2]. In addition, the CPW has lower loss than the microstrip line. For the available designs, the patch antenna fed by CPW reported in [3] is capable of dual-band but two metallic layer are require for this antenna, the CPW-fed square slot antenna reported in [4] is capable of broadband but single-band operation only. In this paper, we propose a simple CPW-fed rectangular slot antenna with tuning stub for wideband operation that applicable to WLAN communication in 2.4/5.2 GHz band. The obtained impedance bandwidth can achieve

wideband from 2.24 GHz to 5.66 GHz ($\approx 86\%$ of center band) which is the frequency band covered the standard of IEEE 802.11a/b/g. The antenna and feed line structure are placed on the same single conductor side of the substrate, thus simplifying for fabrication process, details of the antenna design are described and simulated results are presented and discussed.

II. ANTENNA DESIGN

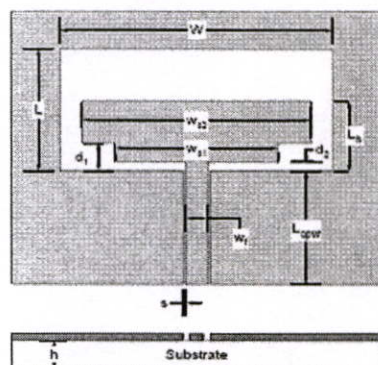


Fig. 1. Geometry of CPW-fed rectangular slot antenna with tuning stub.

The proposed of wideband antenna structure is shown in Fig. 1. This antenna consists of a rectangular slot with W and L denotes the length and the width of the slot antenna, respectively, that fed by CPW transmission line which a center conductor strip width is w_c and a gap distance is s between the conductor strip and the coplanar ground plane. The center conductor strip of feed line connect with planar patch tuning stub on single metallic side of RT/Duroid 5880 substrate with the dielectric constant of 2.2 and the substrate thickness (h) of 1.575 mm. Two equal finite ground planes, each with dimensions of length L_{gp} is situated symmetrically on

each side of the CPW feed line. The guide wavelength is given by

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1)$$

Where ϵ_{eff} is an effective dielectric constant which can be computed by using the following equation.

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

To investigate the performance of the proposed antenna in terms of achieving the wideband frequency operations, the IE3D software which is based on the Method of Moments (MOM) is introduced to analyze.

Finally, the antenna dimensions and parameters were obtained to be lists in TABLE I.

TABLE I
ANTENNA DIMENSIONS AND PARAMETERS

L = 24.7 mm.	d ₁ = 4.4 mm.
W = 44.35 mm.	d ₂ = 1.1 mm.
L _{cpw} = 24 mm.	L ₁ = 14.4 mm.
w ₂ = 2 mm.	w ₁₁ = 26 mm.
s = 0.25 mm.	w ₁₂ = 33.75 mm.

III. RESULTS AND DISCUSSION

The lower resonance frequency is achieved by setting and adjusting the dimension W and L parameter. Other parameters use for control the return loss for match impedance with 50 ohms of transmission line. In this paper, we will show the influence of various parameters on the antenna performance.

A. The Influence of Dimension W Adjusting

First, we will consider the effect of the dimension W variation by fix dimension L to 24.7 mm and fix other parameters as list in TABLE I. When varying W to 42.35 mm, 44.35 mm and 46.35 mm, we observed that the lower resonance frequency will decrease when the length of W is increase as shown in Fig.2.

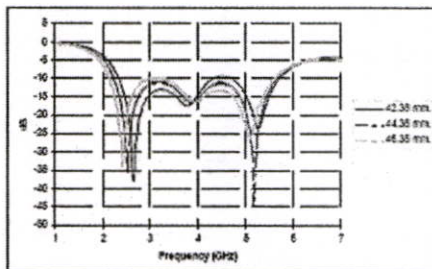


Fig. 2. The return loss in case of varying W.

This result can show that the optimum lower resonance frequency will be able to obtain by the dimension W adjustment. In this paper, we will adjust W for optimum performance or match impedance with 50 ohms of transmission line. In this case, the good matching and wideband can be achieved when W=44.35 mm. TABLE II is shown lists of resonance frequency and bandwidth by varying W parameter.

TABLE II
SIMULATION RESULTS OF RESONANCE FREQUENCY AND BANDWIDTH WHEN VARYING W

W (mm)	f _L (GHz)	f _H (GHz)	BW (GHz)
42.35	2.66	5.28	1.98, 0.98
44.35	2.52	5.18	3.42
46.35	2.42	5.1	0.84, 2.3

B. The Influence of Dimension L Adjusting

Next, to consider the effect of varying dimension L by fix dimension W to 44.35 mm with other parameter in TABLE I. By observing the result from Fig. 3, when the length of L is increased, the high resonance frequency around 5 GHz will decrease while the lower resonance frequency is slightly shifted up as list in TABLE III. So, we can get the optimum of high resonance frequency by adjustment of dimension L. In this simulation, the optimum dimension L equal to 24.7 mm.

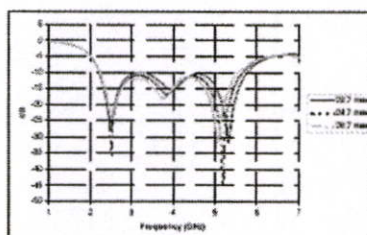


Fig. 3. The return loss in case of varying L.

TABLE III
SIMULATION RESULTS OF RESONANCE FREQUENCY AND BANDWIDTH WHEN VARYING L

L (mm.)	f _L (GHz)	f _H (GHz)	BW (GHz)
22.7	2.5	5.32	3.52
24.7	2.52	5.18	3.42
26.7	2.54	5.08	3.3

C. The Influence of d₂ Parameter Adjusting

To follow this condition, the parameter d₂ is adjusted by decreased and increased from 1.1 mm. In this case, the S₁₁ is shown in Fig.4. TABLE IV is shown the results of

resonance frequency and bandwidth by adjusting d_2 . The equilibrium point of the return loss level of the higher and lower resonance frequency can be obtained by d_2 variation. In this simulation, d_2 equal to 1.1 mm for optimum result.

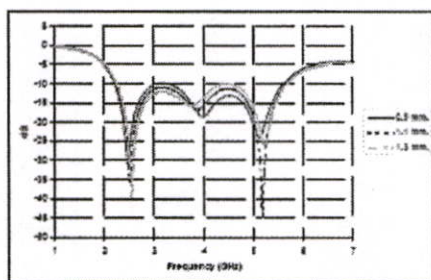


Fig. 4. The return loss in case of adjusting d_2 .

TABLE IV
SIMULATION RESULTS OF RESONANCE FREQUENCY AND BANDWIDTH WHEN ADJUSTING d_2

d_2 (mm.)	f_L (GHz)	f_H (GHz)	BW (GHz)
0.9	2.48	5.12	0.86, 2.3
1.1	2.52	5.18	3.42
1.3	2.56	5.24	2.14, 1.16

D. The impedance matching improvement.

Figure 5, 6, 7 and 8 shown the simulated return loss, for impedance matching improvement by adjust the w_{s1} , w_{s2} , d_1 and L_2 parameters which is the size of tuning stub. It can be seen that, if we adjust these parameters, the impedance matching will be affected directly. So, we can obtain the optimum return loss by adjusting these parameters.

Generally, it can be noted that the bandwidth of the higher resonance frequency is wider than the lower resonance frequency for dual bandwidth. Due to the fact, the substrate is thicker in terms of wavelength at the higher resonance [2]. For this reason, we try to adjust the antenna parameters with stub tuning for decreasing the return loss between two bands lower than -10 dB for wideband. The simulation results shown that the matching of the propose antenna is improved by adjusting tuning stub parameters for wideband from 2.24-5.66 GHz. It can be seen that the matching of antenna is not effect by W , L and d_2 adjusting, but affected by the dimension of the tuning stub w_{s1} , w_{s2} , d_1 and L_2 .

E. The Characteristics of Proposed Antenna

Fig. 9, shown the final result of simulated return loss that cover the require bandwidth. The simulation results

of S_{11} , input impedance, VSWR and bandwidth of the proposed antenna are list in TABLE V.

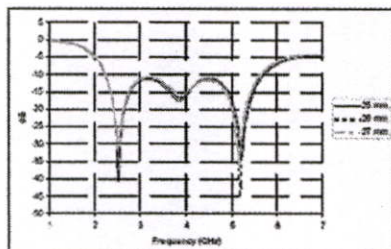


Fig. 5. The return loss in the case of adjusting w_{s1}

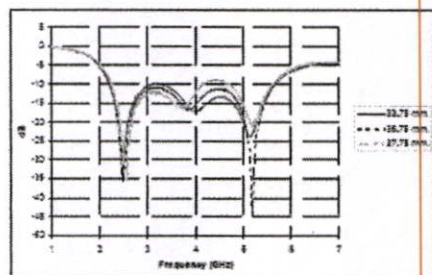


Fig. 6. The return loss in case of adjusting w_{s2} .

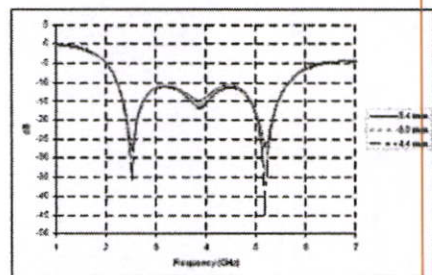


Fig. 7. The return loss in the case of adjusting d_1 .

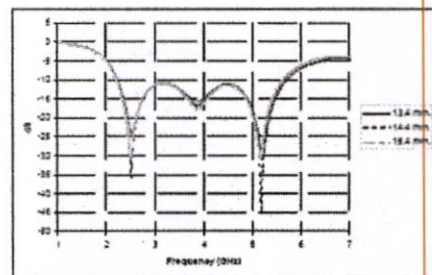


Fig. 8. The return loss in case of adjusting L_2 .

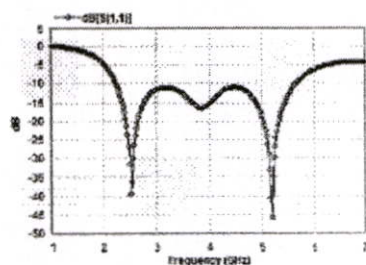


Fig. 9. Simulated return loss of proposed antenna.

TABLE V
SIMULATION RESULTS OF RESONANCE FREQUENCY AND
BANDWIDTH WHEN VARY d_2

Resonance Frequency	S ₁₁	VSWR	Z _{in} (Ω)	BW (%)
Low	-35.67	1.03	51.42-j0.87	
High	-44.65	1.01	50.04-j0.58	86.6

The simulated impedance bandwidth of the purpose antenna is about 86% ranging from 2.24 GHz to 5.66 GHz (centre at 3.95 GHz), which cover the requirement bandwidth of the IEEE 802.11b/g/a WLAN standards (2.4–2.4835 GHz for IEEE 802.11b/g and 5.15–5.35 GHz for IEEE 802.11a). The radiation pattern are shown in Fig. 10–Fig. 13, respectively.

IV. CONCLUSION

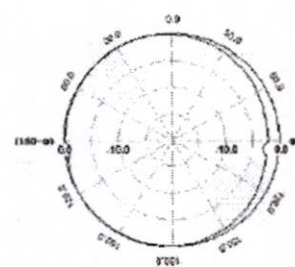
The rectangular slot antenna fed by CPW with tuning stub is introduced for achieved wideband applications coverage standard of IEEE 802.11 b/g/a. The bandwidth of this slot antenna is 3.42 GHz (≈86% at center band 3.95 GHz) ranging from 2.24 GHz to 5.66 GHz.

ACKNOWLEDGEMENT

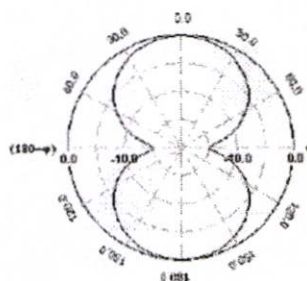
The authors would like to thank Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Pathumtanee, Thailand, for support the IE3D Release 10, Zeland Software.

REFERENCES

- [1] *IE3D User's Manual Release 10*, Zeland Software, Inc., U.S.A., 2002.
- [2] W.-C. Liu, "Broadband dual-frequency meandered CPW-fed monopole antenna", *Electron. Lett.*, Vol. 40 No. 21, pp. 1319–1320, October 2004.
- [3] A. Belguessoum, G.Y. Delisle, "A Novel Dual frequency operation of CPW Coupled Patch Antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, pp. 446–449, July 2005.
- [4] Shih-Yuan Chen, Powen Hou, "A CPW-Fed Horn-Shaped Slot Array Antenna For 5 GHz WLAN Access Point," *European Conference on Wireless Technology 2004*, Amsterdam, pp. 281–284.

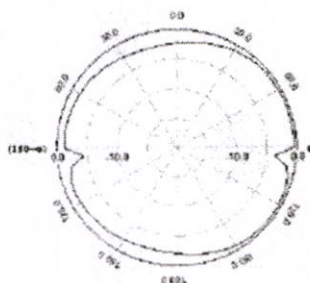


(a) H-plane

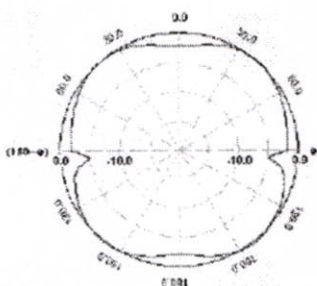


(b) E-plane

Fig. 10. Radiation pattern of the propose antenna at 2.40 GHz.



(a) H-plane



(b) E-plane

Fig. 11. Radiation pattern of the propose antenna at 5.20 GHz.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ - นามสกุล	นายสุรชัย แก้วสุพรรณ
วัน เดือน ปี เกิด	11 มีนาคม 2520
ที่อยู่	257 ม. 7 ต. โพธิ์ไชย อ. โคกโพธิ์ไชย จ. ขอนแก่น 40160
ประวัติการศึกษา	2544 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา วิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปัจจุบัน	ตำแหน่ง วิศวกร บมจ. ทีโอที