

เสาอากาศทำงานสองย่านความถี่ที่สามารถสวิตช์ลำคลื่นได้

A DUAL-BAND SWITCH-BEAM ANTENNA

ภกศุภ สุรสุมารณ

POB SOOK SOOKSUMRARN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

มหาวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-010-246

สายอากาศทำงานสองย่านความถี่ที่สามารถสวิตซ์ลำคลื่นได้

**A DUAL-BAND SWITCH-BEAM ANTENNA**



ภพสุข สุขสำราญ

**POBSOOK SOOKSUMRARN**

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... **82876**  
วัน,เดือน,ปี... **25 ก.ค. 2551**

b.....
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2551

**KMITL- 2008-EN-M-010-246**

**COPYRIGHT 2008**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

หัวข้อวิทยานิพนธ์      สายอากาศทำงานสองย่านความถี่ที่สามารถสวิตช์ลำคลื่นได้  
นักศึกษา                นายภพสุข สุขสำราญ  
รหัสประจำตัว            49060907  
ปริญญา                    วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา                วิศวกรรมโทรคมนาคม  
พ.ศ.                        2551  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์      ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอสายอากาศสองย่านความถี่ที่สามารถปรับลำคลื่นได้ด้วยวิธีการเปลี่ยนตำแหน่งของจุดป้อนกำลังที่จุด  $x$  และ  $y$  เพื่อให้สามารถสวิตช์ลำคลื่นไปตามทิศทาง  $\pm y$  และ  $\pm x$  ตามลำดับ สายอากาศทำงานที่ความถี่ 2.45 และ 5.5 กิกะเฮิรตซ์ มีโครงสร้างสายอากาศแบบแพทช์ชั้นเดียว โดยมีสายส่งไมโครสตริปทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างสองความถี่เข้าด้วยกัน ซึ่งสายส่งจะมีความยาวแต่ละเส้นเท่ากับ  $\lambda_d$  ของความยาวคลื่นในวัสดุฐานรองที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งมีค่าประมาณ  $\lambda_d/2$  ของความยาวคลื่นในวัสดุฐานรองที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ โดยมีค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งเท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ทำให้สายอากาศมีแบบรูปการแผ่คลื่นในโหมดที่หนึ่งและโหมดที่สองที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.5 กิกะเฮิรตซ์ตามลำดับ สายอากาศสามารถสวิตช์ลำคลื่นได้ที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์ สวิตช์โพลาไรซ์ของคลื่นได้ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ โดยถูกทดสอบประสิทธิภาพด้วยการวัดค่าวิสัยสามารถ ในสภาพแวดล้อมจริงภายในห้องปฏิบัติการวิจัยเพื่อกำหนดตำแหน่งการป้อนกำลังที่เหมาะสม เพื่อให้บริเวณพื้นที่ดังกล่าวมีประสิทธิภาพสูงในการรับส่งสัญญาณ สายอากาศมีโครงสร้างที่สามารถสร้างได้ง่าย กะทัดรัด และสะดวกในการนำไปใช้งานในที่ต่างๆ

<b>Thesis Title</b>	A Dual-Band Switch-Beam Antenna
<b>Student</b>	Mr.Pobsook Sooksumram
<b>Student ID.</b>	49060907
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Telecommunication Engineering
<b>Year</b>	2008
<b>Thesis Advisor</b>	Prof.Dr. Monai Krairiksh

### ABSTRACT

This thesis presents a dual-band antenna. Its pattern can switch to  $x$  - axis and  $y$  - axis directions by selecting a position of the probe feed of the antenna. The antenna operates at the frequency of 2.45 and 5.5 GHz. It has designed based on the single-layer patch configuration along with the microstrip transmission line used to connect two frequencies together. The lengths of the microstrip transmission line are equal to the wavelength and a half of the wavelength in the dielectric substrate at the frequency of 5.5 and 2.45 GHz, respectively. The antenna has designed for operation in the fundamental and higher modes at the frequency of 2.45 and 5.5 GHz, respectively. The width of microstrip transmission line has appropriately chosen to enable a dual band of the antenna. The pattern and wave polarization of the antenna can switch at the frequency of 5.5 and 2.45 GHz, respectively. The proposed antenna has fabricated and then tested. Moreover, the antenna is also use to evaluate the throughput under a practical environment in order to determine the appropriate position of feeding probe. Thus, the high performance in wireless communication system has achieved. The proposed antenna has a compact configuration and it has easily implemented.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เพราะได้รับคำแนะนำและคำปรึกษาที่ดีและเป็นประโยชน์จาก ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ทุ่มเทให้การอบรม ชี้นำความรู้ต่างๆ ในการทำวิจัย ต้องขอกราบขอบพระคุณอย่างสูงครับ

ขอกราบขอบพระคุณ ผศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ และ รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร ที่ให้คำแนะนำที่ดีในวิชาสัมมนา ที่ช่วยให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สมบูรณ์ยิ่งขึ้น

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณองค์กร JICA และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) ที่ได้สนับสนุนเครื่องมือ ตลอดจนห้องปฏิบัติการวิจัยที่สะดวกสบายตลอดระยะเวลาของการทำวิจัย

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการวิจัยการสื่อสารไร้สายทุกคนที่คอยให้คำแนะนำต่างๆ และคอยเป็นกำลังใจเสมอมาโดยเฉพาะ คุณชญวัฒน์ ลิ้มปิติ สำหรับคำแนะนำการใช้เครื่องมือภายในห้องปฏิบัติการ คุณเอกรัฐ บุญญา ที่ปรึกษาด้านภาษาที่ไม่เคยทำให้ข้าพเจ้าผิดหวัง

ขอขอบคุณบัณฑิตศึกษาและบัณฑิตวิทยาลัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ

ขอขอบคุณพิเศษสำหรับคุณชมพูนุช น้องที่เป็นกำลังใจให้ข้าพเจ้าเสมอมา อีกทั้งยังเอื้อเฟื้อขนมมณเฑียร และเครื่องดื่มต่างๆ มากมายในยามค่ำคืน

ขอขอบคุณ ชมรมวิทยุสมัครเล่น สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง บนความถี่ 144.600 MHz ที่เป็นเพื่อนพูดคุยยามวิกาล และช่วยเหลือในด้านต่างๆ โดยเฉพาะเป็นเพื่อนร่วมวงสังสรรค์ที่มีบ่อยเหลือเกิน

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจและสนับสนุนในด้านกำลังทรัพย์ และเป็นกำลังใจในเวลาที่ย่ำแย่ที่สุดที่รักและห่วงใยข้าพเจ้าอย่างจริงใจที่สุดเสมอมา

สุดท้าย ขอคุณค่าและประโยชน์ความดีอันพึงมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน สำหรับข้อผิดพลาด ข้าพเจ้าขอน้อมรับไว้แต่เพียงผู้เดียว และหวังเป็นอย่างยิ่งว่า วิทยานิพนธ์เล่มนี้จะเป็นประโยชน์สำหรับผู้สนใจในด้านเทคโนโลยีสายอากาศ และเป็นแรงบันดาลใจให้นักวิจัยไทยพัฒนาศักยภาพในด้านเทคโนโลยีต่อไป

ภพสุข สุขสำราญ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 การศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	3
1.3 ขอบเขตและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย.....	5
1.4 ขั้นตอนการศึกษา.....	5
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 การประยุกต์ใช้สายอากาศไมโครสตริปและปัญหาที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป.....	7
2.2.1.1 แผ่นตัวนำ.....	7
2.2.1.2 ชั้นวัสดุฐานรอง.....	7
2.2.1.3 แผ่นระนาบดิน.....	9
2.2.1.4 ระบบป้อนกำลัง.....	9
2.3 แบบจำลองสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป.....	10
2.3.1 วิธีการเชิงวิเคราะห์.....	10
2.3.1.1 แบบจำลองชนิดสายส่ง.....	11
2.3.1.2 แบบจำลองชนิดโพรง.....	11
2.3.2 วิธีการเชิงตัวเลข.....	11
2.4 แบบจำลองชนิดโพรง.....	12
2.5 การคำนวณแบบรูปการแผ่คลื่นของสายอากาศไมโครสตริป.....	27
2.6 สายไมโครสตริป.....	34
2.7 สายส่งแบบปลายเปิด.....	36

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.8 สรุป.....	37
บทที่ 3 การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศ.....	38
3.1 บทนำ.....	38
3.2 สายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยม.....	38
3.3 สายอากาศแพทช์เดี่ยวสวิตช์ลาคสั้น ได้ด้วยการป้อนสองจุดเพื่อให้ทำงานในสองย่าน ความถี่.....	45
3.3.1 ผลการจำลองสายอากาศ.....	46
3.4 สายอากาศทำงานสองย่านความถี่ที่สามารถสวิตช์ลาคสั้น ได้.....	49
3.4.1 สมมติฐานจากแนวความคิด.....	50
3.4.1.1 พิจารณาที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิร์ตซ์.....	52
3.4.1.2 พิจารณาที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ กรณีที่ 1.....	53
3.4.1.3 พิจารณาที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ กรณีที่ 2.....	53
3.4.2 ผลการจำลองสายอากาศ.....	53
3.5 สรุป.....	61
บทที่ 4 การทดสอบสายอากาศ.....	62
4.1 บทนำ.....	62
4.2 การสร้างและทดสอบคุณสมบัติสายอากาศ.....	62
4.2.1 ความสูญเสียย้อนกลับ.....	63
4.2.2 อัตราขยาย.....	65
4.2.3 แบบรูปการแผ่คลื่น.....	66
4.3 การทดสอบร่วมกับอุปกรณ์ระบบโครงข่ายท้องถิ่น ไร้สายในสภาพการใช้งานจริง...71	
4.4 สรุป.....	78
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	79
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	79
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	80

## สารบัญ (ต่อ)

เอกสารอ้างอิง.....	81
ภาคผนวก.....	83
ภาคผนวก ก. มาตรฐานในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE802.11g.....	84
มาตรฐานในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย IEEE802.11a.....	96
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	101
ประวัติผู้เขียน.....	106

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การประยุกต์ใช้งานของสายอากาศไมโครสตริปในระบบต่างๆ.....	6
3.1 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่ตำแหน่งต่างๆ ของจุดป้อนกำลัง.....	44
3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้เริ่มต้นในการจำลอง.....	53
3.3 พารามิเตอร์ของสายอากาศความถี่ 2.55 กิกะเฮิรตซ์และ 5.5 กิกะเฮิรตซ์.....	56
3.4 คุณสมบัติของสายอากาศในรูปที่ 3.21.....	59
4.1 ค่าวิสัยสามารถและอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่วัดได้ตามตำแหน่งต่างๆ.....	73
4.2 ค่าวิสัยสามารถและอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่วัดได้ตามตำแหน่งต่างๆ ของสายอากาศโมนโพลที่ติดตั้งมากับแอกเซสพอยต์.....	74

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 การเดินทางของคลื่นจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับในสภาพแวดล้อมจริง.....	2
2.1 ส่วนประกอบพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป.....	8
2.2 วิธีการป้อนกำลัง.....	10
(ก) การป้อนกำลังแบบการใช้สายแกนร่วม.....	10
(ข) การป้อนกำลังด้วยการใช้สายนำสัญญาณแถบบาง.....	11
2.3 ลักษณะการกระจายของประจุเมื่อมีการป้อนกระแส.....	12
2.4 แบบจำลองชนิดโพรง.....	13
2.5 สายอากาศไมโครสตริปที่ใช้เป็นตัวอย่างในการวิเคราะห์.....	13
2.6 แสดงตำแหน่งของจุดป้อนกระแส.....	17
2.7 ระบบพิกัดและเรขาคณิตของสายอากาศ.....	23
2.8 รูปแบบของกระแสที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป.....	28
(ก) รูปแบบกระแสที่เกิดขึ้นจริงในเทอมของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็ก.....	28
(ข) รูปแบบกระแสแม่เหล็กโดยประมาณเมื่อนำชั้นไดอิเล็กทริกออกและไม่คิดกระแสไฟฟ้า.....	28
(ค) รูปแบบโดยประมาณของกระแสแม่เหล็กเมื่อนำแผ่นระนาบดินออก.....	28
2.9 ทิศทางของเวกเตอร์หนึ่งหน่วยและการกระจายกระแสบนแผ่นตัวนำ.....	29
2.10 กระแสแม่เหล็กสมมูลที่เกิดขึ้นเพื่อการคำนวณการแผ่ของสนาม.....	30
2.11 สายส่งไมโครสตริป.....	34
(ก) โครงสร้างเรขาคณิต.....	34
(ข) เส้นแรงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก.....	34
2.12 สายส่งแบบปลายเปิด.....	36
3.1 โครงสร้างสายอากาศที่ใช้ในการจำลอง.....	40
3.2 คุณสมบัติของสายอากาศจากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์.....	41
(ก) ตัวสายอากาศ.....	41
(ข) การกระจายของสนามไฟฟ้า.....	41
(ค) แบบรูปการแผ่คลื่น.....	41
3.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์กับจุดป้อนกำลังที่ระยะต่างๆ.....	42
(ก) ความต้านทาน.....	42
(ข) รีแอกแตนซ์.....	42

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.4 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน.....	43
3.5 แบบรูปการแผ่คลื่นที่จุดป้อนกำลังระยะต่างๆ ที่มุม $\theta = 90^\circ$ .....	44
(ก) ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์.....	43
(ข) ที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์.....	44
3.6 โครงสร้างของสายอากาศ.....	46
3.7 ความสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า $a$ .....	47
3.8 ความสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า $b$ .....	47
3.9 แบบรูปการแผ่คลื่นในระนาบ $yz$ .....	48
3.10 แบบรูปการแผ่คลื่นในระนาบ $xy$ โดยเปลี่ยนค่า $b$ .....	49
(ก) ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์.....	49
(ข) ที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์.....	49
3.11 การติดตั้งเอกเซสพอยท์และมุมของลำคลื่นหลักที่ต้องการ.....	51
3.12 สมมติฐานการทำงานของสายส่งไมโครสตริป.....	51
3.13 ความสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศจากพารามิเตอร์ตามตารางที่ 3.2.....	54
3.14 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.78 กิกะเฮิรตซ์.....	54
3.15 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.492 กิกะเฮิรตซ์.....	54
3.16 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศตามพารามิเตอร์ในตารางที่ 3.2.....	55
(ก) ความต้านทาน.....	55
(ข) รีแอกแตนซ์.....	55
3.17 ความสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศจากค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 3.3.....	56
3.18 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.52 กิกะเฮิรตซ์.....	57
3.19 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.46 กิกะเฮิรตซ์.....	57
3.20 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศตามพารามิเตอร์ในตารางที่ 3.3.....	58
(ก) ความต้านทาน.....	58
(ข) รีแอกแตนซ์.....	58
3.21 แบบรูปการแผ่คลื่นของสายอากาศที่มุม $\theta$ เท่ากับ $35^\circ$ .....	59
3.22 แบบรูปการแผ่คลื่นของสายอากาศที่มุม $\phi$ เท่ากับ $0^\circ$ .....	60
3.23 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.976 กิกะเฮิรตซ์.....	60

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.24 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 4.2 กิกะเฮิรตซ์.....	60
3.25 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 4.676 กิกะเฮิรตซ์.....	61
4.1 โครงสร้างสายอากาศที่ใช้ทดสอบ.....	62
(ก) มิติของสายอากาศ.....	62
(ข) รูปถ่ายสายอากาศ.....	62
4.2 เปรียบเทียบความสูญเสียย้อนกลับระหว่างการจำลองกับการวัด.....	64
4.3 ค่าการแยกโคคเค็ยระหว่างจุดป้อนกำลัง.....	64
4.4 การทดสอบแบบรูปการแผ่คลื่นความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์เมื่อเปลี่ยนมุม $\theta$ ที่มุม $\phi$ เท่ากับ $0^\circ$ .....	66
4.5 การทดสอบแบบรูปการแผ่คลื่นที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์เมื่อเปลี่ยนมุม $\phi$ ที่มุม $\theta$ เท่ากับ $35^\circ$ .....	67
4.6 การทดสอบแบบรูปการแผ่คลื่นความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์เมื่อเปลี่ยนมุม $\theta$ ที่มุม $\phi$ เท่ากับ $0^\circ$ .....	67
4.7 การทดสอบแบบรูปการแผ่คลื่นที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์เมื่อเปลี่ยนมุม $\phi$ ที่มุม $\theta$ เท่ากับ $35^\circ$ .....	68
4.8 แบบรูปการแผ่คลื่นเมื่อเปลี่ยนมุม $\theta$ ที่มุม $\phi$ เท่ากับ $0^\circ$ .....	69
(ก) ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์.....	69
(ข) ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์.....	69
4.9 แบบรูปการแผ่คลื่นเมื่อเปลี่ยนมุม $\phi$ ที่มุม $\theta$ เท่ากับ $35^\circ$ .....	70
(ก) ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์.....	70
(ข) ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์.....	70
4.10 สภาพแวดล้อมที่ใช้ทดสอบค่าวิสัยสามารถ.....	72
4.11 รูปถ่ายอุปกรณ์ในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายที่ใช้ทดสอบรวม.....	72
(ก) แอ็กเซสพอยต์สองความถี่.....	72
(ข) การ์ดระบบเครือข่ายไร้สายแบบ PCMCIA.....	72
4.12 การติดตั้งระบบเพื่อทดสอบ.....	73
4.13 ค่าที่วัดได้ในตำแหน่งต่างๆ ของความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์.....	76
(ก) อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน.....	76
(ข) วิสัยสามารถ.....	76

## สารบัญรูป (ต่อ)

4.14 ค่าที่วัดได้ในตำแหน่งต่างๆ ของความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์.....	77
(ก) อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน.....	77
(ข) วิสัยสามารถ.....	77

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เป็นที่ยอมรับกันทั่วไปว่า เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สาย (wireless communication technology) ได้เข้ามามีบทบาทสำคัญกับชีวิตประจำวันของเราในทุกรูปแบบ เพราะว่าการสื่อสารในปัจจุบันไม่ได้ถูกจำกัดเพียงแค่การพูดคุยด้วยเสียง หรือด้วยภาพเพียงอย่างเดียว แต่สามารถที่จะส่งข้อมูลในปริมาณที่มหาศาลด้วยความรวดเร็ว หรือแม้แต่การประชุมทางไกล (teleconference) ข้ามทวีปในแบบเวลาจริง (real time) เหล่านี้ล้วนมีบทบาทสำคัญต่อการพัฒนาเศรษฐกิจและสังคม

ตัวอย่างของระบบการสื่อสารไร้สายที่ใกล้ตัวเรามากที่สุดที่พบเห็นได้ คงจะหนีไม่พ้นระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ (mobile communication) ซึ่งในปัจจุบันได้มีการพัฒนาให้ขีดความสามารถของระบบมีมากขึ้น สามารถส่งทั้งภาพและเสียงพร้อมกันได้ในเวลาเดียวกัน อีกทั้งสามารถดาวน์โหลดข้อมูลสื่อผสม (multimedia) ได้อย่างง่ายดาย ช่วยเพิ่มความสะดวกสบายให้กับผู้ใช้งานมากขึ้น

อีกตัวอย่างหนึ่งได้แก่ระบบการสื่อสารข้อมูล (data communication) ด้วยคอมพิวเตอร์ ซึ่งในอดีตเราใช้วิธีการสื่อสารข้อมูลต่างๆ ผ่านระบบเครือข่ายโดยใช้สาย (lines) เป็นตัวเชื่อมต่อ (link) สัญญาณ หรือที่เรารู้จักในชื่อว่า ระบบโครงข่ายท้องถิ่น (local area network : LAN) ซึ่งมีความรวดเร็วในการส่งข้อมูลอย่างมาก แม้กระทั่งในปัจจุบันก็ยังได้รับความนิยมอย่างต่อเนื่อง แต่ปัญหาหนึ่งที่เกิดขึ้นกับระบบแบบใช้สายนั้นก็คือ ความยุ่งยากในการติดตั้งระบบ เนื่องจากต้องใช้วิธีการเดินสายสัญญาณไปในพื้นที่ที่ต้องการใช้งาน ทำให้ต้องเสียเวลาและมีต้นทุนในการติดตั้งระบบที่สูงมาก

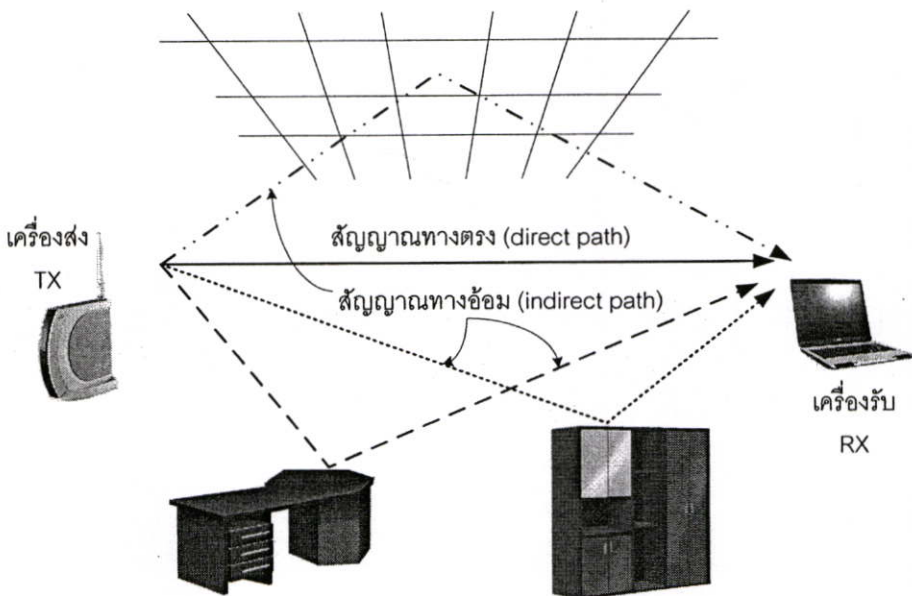
ด้วยปัญหาดังกล่าว ระบบการสื่อสารแบบไร้สายจึงเป็นทางเลือกหนึ่งที่เข้ามาแก้ไขปัญหาเหล่านี้ ด้วยระบบที่ง่ายต่อการติดตั้งเพียงแค่นำเครื่องคอมพิวเตอร์ที่จะใช้งานเข้ามาอยู่ในรัศมีของจุดให้บริการ (service point) เพียงเท่านั้นระบบก็สามารถใช้งานได้โดยใช้เวลาเพียงไม่กี่นาที

ในระบบการสื่อสารไร้สายทุกประเภทที่มีอยู่ในปัจจุบันนี้ ใช้การส่งข้อมูลผ่านตัวกลาง (medium) ที่เป็นอากาศโดยใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่าสายอากาศ (antenna) ทำหน้าที่เปลี่ยนข้อมูลในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ส่งออกจากภาคส่งของอุปกรณ์ในระบบการสื่อสารไร้สาย ให้กลายเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายไปในอากาศ และสายอากาศยังทำหน้าที่รับคลื่นที่อุปกรณ์ในระบบการสื่อสารไร้สายเครื่องอื่นๆ ส่งออกมาแปลงกลับให้อยู่ในรูปของกระแสไฟฟ้าเพื่อส่งให้ภาครับต่อไปทิศทางและแบบรูปการแผ่คลื่น (pattern) ของอุปกรณ์ในระบบการสื่อสารไร้สายถูกกำหนดโดยชนิดของสายอากาศ ดังนี้

- 1.) การแผ่คลื่นออกไปทุกทิศทางรอบตัวสายอากาศ จะใช้สายอากาศที่เรียกว่า สายอากาศแบบรอบตัว (Omni-directional antenna)
- 2.) การแผ่คลื่นออกไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่ง ผู้ใช้งานสามารถกำหนดทิศทางได้เอง ต้องใช้สายอากาศที่เรียกว่า สายอากาศแบบทิศทาง (Directional antenna)

อุปกรณ์ในระบบการสื่อสารไร้สายชนิดต่างๆ โดยส่วนใหญ่ถูกออกแบบให้ติดตั้งสายอากาศแบบรอบตัวมาจากโรงงานผู้ผลิต สายอากาศแบบนี้มีคุณสมบัติที่สามารถแผ่และรับคลื่นได้ทุกทิศทุกทางรอบตัวสายอากาศ เนื่องจากผู้ผลิตต้องการให้อุปกรณ์ในระบบสามารถติดต่อสื่อสารถึงกันได้จากทิศทางใดก็ได้โดยอิสระ ไม่จำเป็นต้องเป็นแนวเส้นตรงจากทิศทางใดทิศทางหนึ่ง (peer to peer) เหมือนกับการสื่อสารข้อมูลของอุปกรณ์ที่ใช้เทคโนโลยีอินฟราเรด (infrared)

ปัญหาหนึ่งที่เกิดขึ้นกับระบบการสื่อสารไร้สายทุกชนิดนั่นก็คือ การเดินทางของคลื่นวิทยุจะเดินทางมาจากหลายทิศทางทั้งทางตรง (direct path) และเกิดจากการสะท้อนวัตถุต่างๆ (indirect path) ตามรูปที่ 1.1 สัญญาณทางตรงและสัญญาณที่สะท้อนต่างๆ ซึ่งอาจจะมาตกกระทบสายอากาศโดยมีเฟสที่แตกต่างกัน ทำให้เกิดการหักล้างขนาดของสัญญาณลง หรืออาจมีเฟสที่ตรงกันและทำให้เกิดการเสริมขนาดกัน เหล่านี้สามารถเกิดขึ้นได้เสมอ



รูปที่ 1.1 การเดินทางของคลื่นจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับในสภาพแวดล้อมจริง

ด้วยเหตุผลดังกล่าว ตำแหน่งของการติดตั้งสายอากาศตัวส่งและตัวรับจึงมีความสำคัญอย่างมาก ยิ่งถ้าใช้ความถี่สูงในย่านไมโครเวฟ (microwave) ก็จะมีอัตราการลดทอน (attenuation) ก่อนข้างสูงเมื่อพบกับสิ่งกีดขวาง

ปัญหาต่างๆ เหล่านี้สามารถแก้ไขได้ด้วยวิธีการติดตั้งสายอากาศรับและส่งในตำแหน่งที่เหมาะสม หรืออีกวิธีหนึ่งก็คือการลดมุมในการรับและส่งสัญญาณให้แคบลง เพื่อเลือกเฉพาะสัญญาณในทิศทางที่ต้องการเท่านั้น นั่นหมายความว่าสายอากาศที่ใช้ต้องเป็นสายอากาศแบบทิศทางซึ่งสามารถลดสัญญาณในมุมที่แบบรูปการแผ่คลื่นที่ตำแหน่งศูนย์ (null)

ดังนั้นผู้วิจัยจึงเลือกพัฒนาสายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่คลื่นแบบมีทิศทาง เพื่อลดปัญหาของสัญญาณหลายวิถี (multipath) โดยเลือกใช้ความถี่ในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.5 กิกะเฮิรตซ์

## 1.2 การศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในปัจจุบัน เทคโนโลยีสายอากาศได้ถูกพัฒนาอย่างกว้างขวางและต่อเนื่อง มีสายอากาศมากมายหลายชนิดที่ถูกใช้งานในด้านต่างๆ ตามความเหมาะสม สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่น่าสนใจพัฒนา เนื่องจากมีโครงสร้างที่ง่าย ไม่ซับซ้อน ขนาดเล็กกะทัดรัด แข็งแรง อีกทั้งต้นทุนในการผลิตต่ำ ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้เลือกศึกษาสายอากาศชนิดนี้โดยเริ่มจากการศึกษางานวิจัยต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ซึ่งมีอยู่มากมาย

เริ่มต้นจากงานของ M. Sanad และคณะได้พัฒนาสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 925 เมกกะเฮิรตซ์ [1] สำหรับใช้งานกับโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งติดตั้งระบบ GPS (Global position system) สายอากาศมีโครงสร้างที่เล็ก กะทัดรัด เหมาะสำหรับนำไปใช้งาน ซึ่งต่อมาไม่นาน S. S. Zhong และคณะได้พัฒนาสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่คือ 722 เมกกะเฮิรตซ์และ 2310 เมกกะเฮิรตซ์ [2] เพื่อนำไปใช้กับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ขนาดเล็ก โดยใช้หลักการของช่อง (slot) เพื่อให้สายอากาศมีความกว้างแถบ (bandwidth) ที่กว้างพอในย่านความถี่ดังกล่าว สายอากาศไมโครสตริปมีการพัฒนาเรื่อยมา โดย T. Sittironnarit ได้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศไมโครสตริปย่านความถี่ 3.5-4 กิกะเฮิรตซ์สำหรับใช้กับ PDA [3] โดยใช้กลไกการเชื่อมโยงระหว่างตัวแผ่คลื่นและระนาบดิน ซึ่งต่อมาได้มีการพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปเพื่อใช้ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ความถี่ 900 เมกกะเฮิรตซ์ซึ่งเป็นงานของ S. V. Hum [4]

การพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปกับระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย มีผู้ให้ความสนใจศึกษามากมายตาม [5] - [11] แต่ที่น่าสนใจและเกี่ยวข้องกับงานที่กำลังค้นคว้าวิจัยอยู่นี้ได้แก่งานของ P.Ngamjanyaporn [12], [13] ซึ่งเป็นการพัฒนาสายอากาศที่สามารถปรับลำคลื่นหลักได้ด้วยวิธีการอาศัยการทำงานของไดโอดพิน (PIN Diode) แต่มีความยุ่งยากในการสร้าง เนื่องจากต้องใช้ไดโอดพินถึง 8 ตัว ซึ่งทำให้มีความยากลำบากในการติดตั้ง ต่อมา Tagapanij และคณะ [14] จึงได้นำเสนอสายอากาศซึ่งใช้สวิตช์อาร์เอฟ (RF Switch) ในการเปลี่ยนตำแหน่งของจุดป้อนสัญญาณ (Feeding probe) เพื่อปรับทิศทางของลำคลื่นแทนการใช้ไดโอดพิน

Jung และ Flaviis [8] ได้นำเสนอสายอากาศ Double Rectangular Patch with 4-Bridges ที่ความถี่ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ (IEEE802.11b/g) และ 5.5 กิกะเฮิร์ตซ์ (IEEE802.11a) โดยใช้บริดจ์ (Bridges) ทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่าง 2 องค์ประกอบเข้าด้วยกันเพื่อให้สามารถใช้จุดป้อนสัญญาณตัวเดียวกันได้ นอกจากนี้ยังทำหน้าที่ในการแมตช์ (Matching) ค่าความถี่การทำงานของทั้ง 2 องค์ประกอบอีกด้วย โดยสายอากาศตัวนี้ทำงานที่โหมดพื้นฐาน (Fundamental Mode) มีทิศทางการแผ่คลื่นตั้งฉากกับตัวสายอากาศ

งานที่น่าสนใจงานหนึ่งคืองานของ Tagapanij และคณะ [15] ซึ่งได้นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปแบบสองความถี่ คือ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิร์ตซ์ ที่สามารถปรับลำคลื่นได้โดยใช้จุดป้อนสัญญาณ 2 จุดโดยอาศัยตัวรวมกำลังวิลคินสันแบบสองย่านความถี่ (Dual-Band Wilkinson Power Combiner) ในการรวมจุดป้อนสัญญาณเข้าด้วยกัน

จากการศึกษาและค้นคว้าสายอากาศใน [8] นั้นพบว่าลักษณะของแบบรูปการแผ่คลื่นเป็นแบบโหมดพื้นฐานที่มีลำคลื่นหลักพุ่งตั้งฉากกับระนาบของสายอากาศ แต่มีหลักการที่น่าสนใจเกี่ยวกับบริดจ์ ด้วยเหตุนี้จึงได้นำแนวความคิดของ [8] และ [15] มาเสนอวิธีการสร้างสายอากาศ [16] ที่มีแบบรูปการแผ่คลื่นเป็นแบบโหมดที่สอง (Second Order Mode) โดยมีลำคลื่นหลักพุ่งออกรอบตัวในทิศทางขนานกับตัวสายอากาศ โดยใช้การปรับตำแหน่งของจุดป้อนกำลังที่เหมาะสมเพื่อให้แบบรูปการแผ่คลื่นเป็นสองทิศทาง

### 1.3 ขอบเขตและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ นำเสนอสายอากาศที่สามารถปรับลำคลื่นหลักได้สองทิศทาง ด้วยวิธีการเปลี่ยนตำแหน่งของจุดป้อนสัญญาณ เพื่อให้ได้สัญญาณที่เหมาะสมที่สุดในตำแหน่งที่ใช้งานต่างๆ และด้วยแบบรูปการแผ่คลื่นแบบสองทิศทางนี้ ทำให้สามารถลดปัญหาเรื่องสัญญาณในทิศทางที่ไม่ต้องการได้ สายอากาศที่นำเสนอนี้เป็นสายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยมชั้นเดียวสามารถทำงานได้ในสองย่านความถี่คือ 2.45 และ 5.5 กิกะเฮิรตซ์ เพื่อใช้ติดตั้งร่วมกับอุปกรณ์ในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายคือแอคเซสพอยต์ (access point) เพื่อวัดวิสัยสามารถ (throughput) และประเมินคุณภาพในการใช้งานจากสภาพแวดล้อมจริง

### 1.4 ขั้นตอนการศึกษา

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

#### บทที่ 1 บทนำ

ในบทนี้ได้กล่าวถึงที่มาของปัญหา จุดเริ่มต้นของแนวความคิดพื้นฐาน และแรงจูงใจที่ทำให้เกิดงานวิจัย รวมไปถึงขอบเขตและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์เล่มนี้

#### บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่ใช้เป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์ และออกแบบสายอากาศในงานวิจัยนี้

#### บทที่ 3 การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศ

ในบทนี้จะกล่าวถึงสมมติฐานที่ใช้วิเคราะห์ ออกแบบ และผลจากการจำลอง รวมถึงข้อสรุปคุณสมบัติทั้งหมดของสายอากาศ

#### บทที่ 4 การทดสอบสายอากาศ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศในห้องปฏิบัติการ รวมถึงผลการทดสอบโดยอาศัยอุปกรณ์ของระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย ในการเป็นระบบป้อนกำลังสองความถี่ เพื่อวัดค่าวิสัยสามารถ แล้วประเมินผล

#### บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในบทนี้จะกล่าวถึงข้อสรุปทั้งหมดของงานวิจัย สิ่งที่ต้องปรับปรุงแก้ไข แนวทางการพัฒนา และข้อเสนอแนะที่เป็นประโยชน์

## บทที่ 2

# ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน

### 2.1 บทนำ

สายอากาศไมโครสตริป เป็นสายอากาศชนิดหนึ่งที่เป็นที่น่าสนใจ และได้รับการพัฒนาจนมีที่ใช้งานอย่างแพร่หลายในปัจจุบันนี้ ด้วยเหตุที่มีขนาดเล็ก แบน มีน้ำหนักเบา ง่ายต่อการสร้างในลักษณะที่เป็นสายอากาศแถวลำดับ (array antenna) และสามารถวางแผนกับพื้นผิวต่างๆ ได้ดี มีราคาถูกสามารถสร้างได้ง่ายโดยอาศัยกรรมวิธีการทำแผ่นวงจรพิมพ์ (printed-circuit board) ประสิทธิภาพของสายอากาศไมโครสตริปจะขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายประการไม่ว่าจะเป็นขนาด รูปร่างของแผ่นตัวนำ (patch) ระบบการป้อนกำลัง และค่าการเชื่อมต่อยุ่ระหว่างองค์ประกอบ (mutual coupling) ของสายอากาศเมื่อใช้ในลักษณะสายอากาศแถวลำดับ การวิเคราะห์ต้องคำนึงถึงปัจจัยเหล่านี้เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีสมรรถนะสูงและสามารถนำไปใช้งานได้ต่อไป

### 2.2 การประยุกต์ใช้สายอากาศไมโครสตริปและปัญหาที่เกี่ยวข้อง

สายอากาศไมโครสตริปมีมากมายหลายรูปแบบ มักใช้งานในช่วงความถี่ 1 กิกะเฮิรตซ์ ถึง 10 กิกะเฮิรตซ์ และมีการนำมาประยุกต์ใช้งานในหลายๆ ด้าน ทั้งทางกิจการทหารและกิจการพลเรือนต่างๆ ไปดังแสดงในตารางที่ 2.1 [17]-[18]

ตารางที่ 2.1 การประยุกต์ใช้งานของสายอากาศไมโครสตริปในระบบต่างๆ

ฐานติดตั้งสายอากาศ (Platform)	ระบบต่างๆ ที่นำมาประยุกต์ใช้
เครื่องบิน	เรดาร์ การสื่อสาร การนำทาง การวัดระดับความสูง การขึ้นลงของเครื่อง
จรวดนำวิถี	เรดาร์ โทรมาตร
ดาวเทียม	การสื่อสาร เรดาร์ การตรวจจับระยะไกล มาตรฐานวิทยุ
ยานพาหนะ	โทรศัพท์เคลื่อนที่ วิทยุเคลื่อนที่
เรือ	การสื่อสาร เรดาร์ การนำทาง
อื่นๆ	สัญญาณการเตือนภัย

## 2.2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป

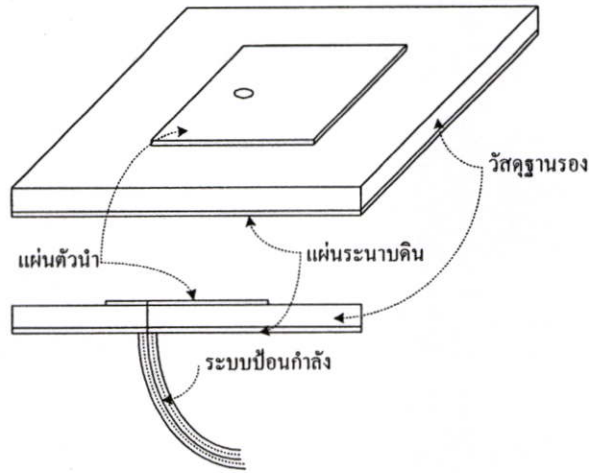
โดยทั่วไปสายอากาศชนิดนี้ประกอบด้วยองค์ประกอบพื้นฐาน 4 ส่วนคือ แผ่นตัวนำ แผ่นระนาบดิน (ground plane) ชั้นวัสดุฐานรอง (substrate) และระบบป้อนกำลัง (รูปที่ 2.1) องค์ประกอบทั้งสี่นี้เป็นปัจจัยสำคัญที่กำหนดลักษณะคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

### 2.2.1.1 แผ่นตัวนำ

แผ่นตัวนำทำหน้าที่เป็นตัวแผ่คลื่น มีลักษณะเป็นแผ่นโลหะแบนบาง และมีค่าความต้านทานต่ำ ทนต่อสภาวะแวดล้อมและการเกิดปฏิกิริยาต่างๆ ได้ดี สามารถยึดติดกับผิวของชั้นวัสดุฐานรองได้ดี โดยทั่วไปทำจากทองแดง ทองคำ หรืออลูมิเนียม แผ่นตัวนำอาจมีรูปร่างต่างๆ เช่น สี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส วงกลม วงรี ฯลฯ วัสดุที่ใช้ทำแผ่นตัวนำนี้ส่งผลต่อประสิทธิภาพของสายอากาศและความยากง่ายในการผลิต นอกจากนี้ขนาดและรูปร่างของแผ่นตัวนำยังเป็นปัจจัยที่กำหนดความถี่ใช้งานและส่งผลกระทบต่อแบบรูปการแผ่คลื่นและอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (input impedance) ปัจจุบันแผ่นตัวนำที่ใช้ส่วนใหญ่เป็นแผ่นตัวนำรูปวงกลมและสี่เหลี่ยม เนื่องจากการผลิตและปรับแต่งสามารถทำได้ง่ายและลักษณะคุณสมบัติไม่ต่างจากแผ่นตัวนำรูปอื่นมากนัก

### 2.2.1.2 ชั้นวัสดุฐานรอง

ชนิดและขนาดของชั้นวัสดุฐานรอง เป็นปัจจัยสำคัญอย่างหนึ่งในการออกแบบ และเป็นองค์ประกอบสำคัญที่กำหนดคุณสมบัติทางไฟฟ้าและทางกลของสายอากาศแถบบาง การแผ่คลื่นของสายอากาศจะลดลงเมื่อค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (dielectric constant) ของวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้น โดยที่ความหนาของชั้นวัสดุฐานรองมีขนาดคงที่ และการแผ่คลื่นของสายอากาศจะเพิ่มขึ้นเมื่อความหนาของชั้นวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้นจนกระทั่งความหนาต่อความยาวคลื่นในอวกาศว่างมีค่าประมาณ 0.05 พลังงานที่สะสมในชั้นวัสดุฐานรองจะมีค่าเกือบคงที่ (ประมาณ 0.02 เปอร์เซนต์) ซึ่งสามารถละเลยได้



รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป

การเลือกวัสดุเพื่อใช้เป็นชั้นวัสดุฐานรองนอกจากต้องคำนึงถึงสมบัติทางกล สมบัติทางเคมี ความคงทนต่อสภาพแวดล้อม เช่น ความชื้น อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง ความสามารถในการยึดติดกับผิวโลหะได้ดี ความเรียบและแบนของผิวซึ่งเพิ่มประสิทธิภาพในการยึดติดกับโลหะและสามารถผลิตเป็นชั้นวัสดุฐานรองขนาดใหญ่สำหรับสายอากาศแถวลำดับได้ นอกจากนี้สมบัติทางไฟฟ้ายังเป็นตัวแปรที่สำคัญในการเลือกวัสดุโดยมีปัจจัยที่ต้องคำนึงถึงดังต่อไปนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) วัสดุที่ใช้ควรเป็นสารเนื้อเดียว (homogeneous) เพื่อให้ค่าสภาพยอมไฟฟ้าของสารไดอิเล็กตริก (permittivity) มีค่าคงที่ในเนื้อสาร ขนาดของแผ่นตัวนำจะมีค่าแปรผกผันกับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ความหนาของชั้นวัสดุฐานรองเป็นปัจจัยที่กำหนดลักษณะสมบัติของสายอากาศเช่นเดียวกับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ซึ่งควรจะมีค่าต่ำ เนื่องจากวัสดุที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ต่ำจะให้สายอากาศที่มีสมรรถนะสูง
- แทนเจนต์การสูญเสีย (loss tangent :  $\tan \delta$ ) ควรจะมีค่าต่ำกว่า 0.001 เพื่อลดพลังงานสูญเสียเนื่องจากการสูญเสียของไดอิเล็กตริก ทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศสูงขึ้น
- ความสามารถในการดูดซับน้ำและความชื้นต่ำ เพราะน้ำและความชื้นจะทำให้เกิดพลังงานสูญเสียในวัสดุฐานรองสูงขึ้น และค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์มีค่าเปลี่ยนไป

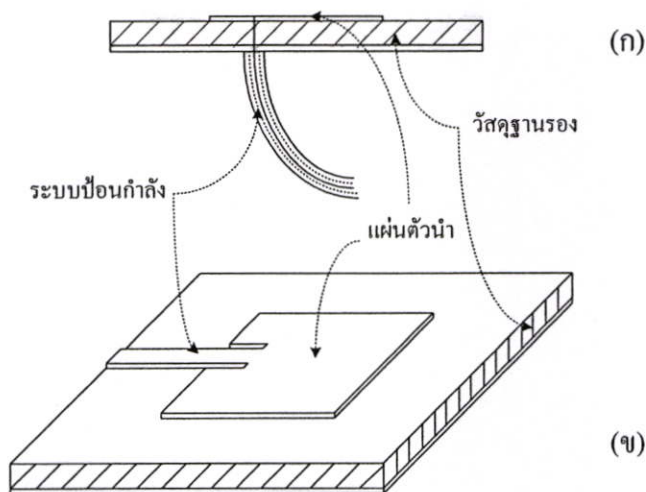
ชั้นวัสดุฐานรองที่นิยมใช้ในปัจจุบันได้แก่ FR-4 ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประมาณ 4.3-4.4 และมีการฉาบด้วยโลหะทั้งสองด้าน ซึ่งง่ายต่อการผลิตโดยใช้กรรมวิธีการทำแผ่นวงจรพิมพ์

### 2.2.1.3 แผ่นระนาบกราวด์ (ground plane)

เป็นแผ่นโลหะขนาดใหญ่มากเมื่อเทียบกับแผ่นตัวนำ ซึ่งส่วนใหญ่จะทำด้วยโลหะชนิดเดียวกัน ขนาดของแผ่นระนาบดินนี้จะส่งผลกระทบต่อแบบรูปการแผ่คลื่น (pattern) เนื่องจากคลื่นเลี้ยวเบนที่บริเวณขอบของระนาบดิน นอกจากนี้ยังส่งผลต่อการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศอีกด้วย เนื่องจากในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศส่วนใหญ่มีข้อสมมุติว่าแผ่นระนาบดินมีขนาดใหญ่กว่าแผ่นตัวนำมาก จนสามารถประมาณได้ว่าเป็นอนันต์ ขนาดที่จำกัดของระนาบดินจะมีผลกระทบต่อพู่คลื่นหลัก (main lobe) น้อยมากแต่จะทำให้เกิดพู่หลัง (back lobe) ของแบบรูปการแผ่คลื่น การรวมผลของแผ่นระนาบดินจะมีความจำเป็นก็ต่อเมื่อผู้ออกแบบสนใจพู่หลังของแบบรูปการแผ่คลื่นเท่านั้น

### 2.2.1.4 ระบบป้อนกำลัง (feed)

ทำหน้าที่ในการจ่ายกำลังความถี่คลื่นวิทยุ (RF power) ให้แก่สายอากาศไมโครสตริป ระบบป้อนกำลังเป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อความยากง่ายในการสร้าง และคุณสมบัติของสายอากาศโดยเฉพาะในสายอากาศไมโครสตริปแถวลำดับ เนื่องจากการจัดวางตัวของระบบป้อนกำลัง พลังงานที่สูญเสียในระบบป้อนกำลัง การผิเคเพี้ยนเชิงขนาดยอดและภูมิภาคของกระแสกระตุ้น และปรากฏการณ์การเชื่อมต่อร่วมระหว่างระบบป้อนกำลังกับแผ่นตัวนำ จะส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติของสายอากาศไม่ว่าจะเป็นแบบรูปการแผ่คลื่น โพลาริเซชัน (polarization) และประสิทธิภาพของสายอากาศ (antenna efficiency) ระบบป้อนกำลังนี้สามารถทำได้หลายลักษณะ เช่น การป้อนกระแสผ่านสายป้อน (feed line) ที่ต่อจากแผ่นตัวนำโดยใช้วิธีการทำแผ่นวงจรพิมพ์ ระบบการป้อนกระแสผ่านทางด้านหลังทะลุแผ่นระนาบดินผ่านสายชนิดแกนร่วม (probe feed via hole) เป็นต้น โดยรูปที่ 2.2 แสดงตัวอย่างวิธีป้อนกำลังบางลักษณะ



รูปที่ 2.2 วิธีการป้อนกำลัง (ก) การป้อนกำลังแบบการใช้สายแกนร่วม  
(ข) การป้อนกำลังด้วยการใช้สายนำสัญญาณแถบบาง

### 2.3 แบบจำลองสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป

การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการออกแบบสายอากาศ เนื่องจากการวิเคราะห์ที่มีประสิทธิภาพสามารถประหยัดเวลาในการออกแบบ และช่วยลดต้นทุนในการออกแบบและผลิตสายอากาศได้เป็นอย่างมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบสายอากาศแถวลำดับขนาดใหญ่ วิธีการวิเคราะห์ที่มีประสิทธิภาพนั้นนอกจากจะต้องให้คำตอบที่มีค่าใกล้เคียงความเป็นจริงมากที่สุดแล้ว ยังจะต้องใช้เวลาและหน่วยความจำในการประมวลผลอย่างมีประสิทธิภาพอีกด้วย ในปัจจุบันได้มีวิธีการใช้วิธีวิเคราะห์ลักษณะสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปหลายวิธีเพื่อนำไปพัฒนาเป็นโปรแกรมช่วยในการออกแบบสายอากาศแถบบางที่มีประสิทธิภาพ วิธีการต่างๆ ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศสามารถจำแนกได้เป็นสองกลุ่มคือ

#### 2.3.1. วิธีการเชิงวิเคราะห์ (Analytical method)

วิธีนี้อาศัยแบบจำลองทางกายภาพต่างๆ เป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์ ซึ่งสามารถให้ภาพเกี่ยวกับปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นในสายอากาศได้ชัดเจนกว่าวิธีเชิงตัวเลข (numerical method) ใช้เวลาและหน่วยความจำการประมวลผลต่ำ แบบจำลองที่นิยมใช้ในปัจจุบันได้แก่

### 2.3.1.1. แบบจำลองชนิดสายส่ง (transmission-line model)

แบบจำลองแบบนี้แทนส่วนที่เกิดการแผ่คลื่นของสายอากาศที่เป็นวงจรของสายส่ง (transmission line circuit) แต่การวิเคราะห์จำกัดเฉพาะแผ่นตัวนำพื้นฐานบางแบบได้แก่ แผ่นตัวนำรูปสี่เหลี่ยมและรูปวงกลมเท่านั้น นอกจากนี้ผลการวิเคราะห์ที่มีความถูกต้องจะต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่กำหนดคือ มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์สูง และความหนาของชั้นวัสดุฐานรองจะต้องมีค่าน้อยกว่า 0.02 เท่าของความยาวคลื่นในอวกาศว่าง

### 2.3.1.2. แบบจำลองชนิดโพรง (cavity model)

แบบจำลองนี้อธิบายปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นด้วยโพรงเรโซแนนซ์ (resonant cavity) และทฤษฎีสนามสมมูล สามารถวิเคราะห์แผ่นตัวนำรูปพื้นฐานต่างๆ ได้ด้วยวิธีนี้ แต่ความหนาของชั้นวัสดุฐานรองที่ใช้จะต้องมีค่าน้อยกว่า 0.02 เท่าของความยาวคลื่นในอวกาศว่างเพื่อความแม่นยำของผลเฉลย

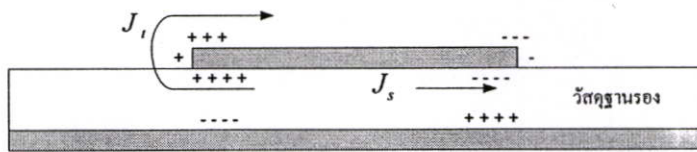
### 2.3.2. วิธีการเชิงตัวเลข

เป็นการแก้ไขปัญหาค่าขอบเขตทางทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธีการเชิงตัวเลขแบบต่างๆ วิธีการเชิงตัวเลขนี้สามารถใช้กับแผ่นตัวนำรูปทรงใดๆ ก็ได้ และสามารถให้ผลเฉลยที่มีความแม่นยำสูง ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับ การแบ่งชิ้นส่วนย่อยในการคำนวณ และการเลือกใช้ฟังก์ชันมูลฐาน (basic function) ของชิ้นส่วนย่อยแต่ละชิ้นส่วน ถ้าแบ่งชิ้นส่วนย่อยให้มีขนาดใหญ่มาก จำนวนชิ้นส่วนย่อยน้อย ผลเฉลยที่ได้จะมีความผิดพลาดสูง เมื่อแบ่งชิ้นส่วนย่อยให้มีขนาดเล็กลง จำนวนชิ้นส่วนย่อยมากขึ้น ผลเฉลยที่ได้ก็จะมีความแม่นยำสูงขึ้น แต่ผลที่ได้จากวิธีการเชิงตัวเลขนี้อาจมีผลเฉลยปลอมเทียมเกิดขึ้น ก่อให้เกิดความผิดพลาด หากไม่มีการกำหนดผลเฉลยปลอมเทียมนั้น นอกจากนี้เวลาและหน่วยความจำที่ใช้ในการประมวลผลสูงกว่าวิธีเชิงวิเคราะห์มาก สำหรับวิธีการเชิงตัวเลขที่ใช้มากในปัจจุบันได้แก่ ระเบียบวิธีโมเมนต์ (moment method)

สำหรับในตัวอย่างนี้เลือกใช้วิธีการเชิงวิเคราะห์ โดยเลือกใช้แบบจำลองชนิดโพรง ฉะนั้นความหนาของชั้นวัสดุฐานรองที่ทำให้การวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองชนิดโพรงมีความแม่นยำสูงจึงจำกัดที่ค่าเท่ากับ 0.02 เท่าของความยาวคลื่นในอวกาศว่าง เมื่อพิจารณาชั้นวัสดุฐานรองที่นิยมใช้ทั่วไปคือ FR-4 ความหนาที่ใช้เท่ากับ 0.6522 มม ซึ่งความหนานี้ยังคงอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่ทำให้แบบจำลองชนิดโพรงให้ผลเฉลยที่มีความถูกต้อง

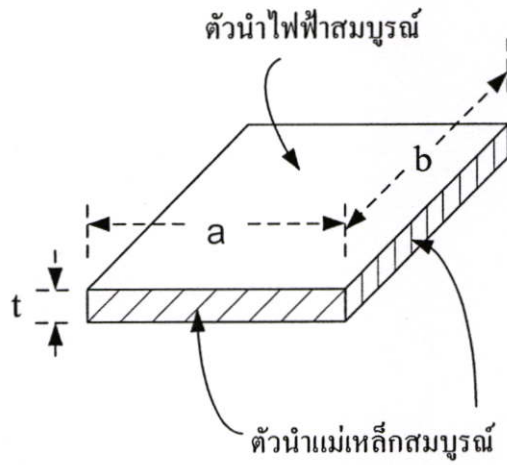
## 2.4 แบบจำลองชนิดโพรง

เมื่อมีการป้อนกระแสเข้าสู่สายอากาศ แนวโน้มการกระจายประจุของสายอากาศไมโครสตริปจะเป็นไปตามรูปที่ 2.3 กระแส  $J_s$  ที่ป้อนเข้าสู่สายอากาศจะทำให้บริเวณผิวด้านล่างของแผ่นตัวนำมีการกระจายประจุตั้งรูป ประจุที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดประจุชนิดตรงข้ามบริเวณผิวด้านบนของแผ่นระนาบดิน ในขณะที่เดียวกันประจุชนิดเดียวกันที่อยู่บริเวณด้านล่างของแผ่นตัวนำก็จะเกิดแรงผลักกัน ทำให้มีประจุบางส่วนเคลื่อนที่ไปอยู่ที่ผิวด้านบนของแผ่นตัวนำ ประจุที่เคลื่อนที่นี้จะทำให้เกิดกระแส  $J_t$  ขึ้นบริเวณขอบของแผ่นตัวนำ



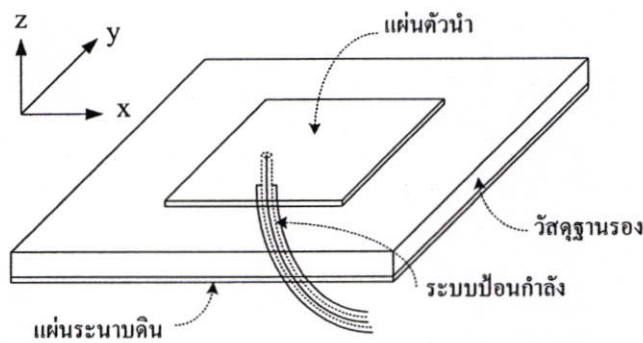
รูปที่ 2.3 ลักษณะการกระจายของประจุเมื่อมีการป้อนกระแส

ในกรณีที่สายอากาศมีความหนาแน่นมากจนแรงดึงดูดระหว่างประจุที่ต่างกันบนผิวด้านบนของแผ่นระนาบดินกับผิวด้านล่างของแผ่นตัวนำมีค่ามากกว่าแรงผลักของประจุที่เหมือนกันบริเวณใต้แผ่นตัวนำ จะทำให้มีประจุเคลื่อนที่ไปด้านบนแผ่นตัวนำน้อยมาก สามารถประมาณได้ว่าไม่มีกระแส  $J_t$  ดังนั้นจึงไม่มีสนามแม่เหล็กในแนวขนานกับผนังทั้งสองด้าน จึงอาจแทนบริเวณขอบของแผ่นตัวนำได้ด้วยผนังตัวนำสมบูรณ์ ด้วยเหตุนี้เองจึงสามารถแทนสายอากาศไมโครสตริปได้ด้วยแบบจำลองชนิดโพรงที่มีผนังด้านบนและด้านล่างเป็นตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ และผนังด้านข้างเป็นผนังแม่เหล็กสมบูรณ์ ซึ่งทำให้มีแหล่งกระแสแม่เหล็กเกิดขึ้นเฉพาะที่ผนังด้านข้างของโพรง และด้วยข้อสมมติที่ว่าสายอากาศมีความหนาแน่นมาก ทำให้สามารถประมาณได้ว่าแหล่งกระแสแม่เหล็กดังกล่าวมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอในบริเวณนั้น ดังนั้นผนังด้านข้างของโพรงจึงแทนได้ด้วยเส้นกระแสแม่เหล็กซึ่งจะมีค่ามากหรือน้อยก็ขึ้นอยู่กับสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นภายในโพรงตามเงื่อนไขขอบเขต  $\vec{M} = \vec{E} \times \hat{n}$



รูปที่ 2.4 แบบจำลองชนิดโพรง

เนื่องจากความหนาของชั้นวัสดุฐานรองบางมาก ฉะนั้นสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจึงมีเพียงองค์ประกอบในแนวที่ตั้งฉากกับสายอากาศคือในแนวแกน  $z$  เท่านั้น และไม่ขึ้นกับระยะทางในแนวแกน  $z$  เมื่อพิจารณาแบบจำลองที่ใช้จะเห็นว่าข้อจำกัดของวิธีการวิเคราะห์วิธีนี้คือความหนาของชั้นวัสดุฐานรองจะต้องบางพอที่จะทำให้ข้อสมมติข้างต้นเป็นจริง ความหนาที่เหมาะสมจะต้องมีค่าน้อยกว่า 0.02 เท่าของความยาวคลื่นในอวกาศว่าง จึงจะทำให้ผนังด้านข้างเป็นสนามแม่เหล็กสมบูรณ์และสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายในโพรงไม่ขึ้นอยู่กักระยะทางในแนวแกน  $z$  ตามรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.5 สายอากาศไมโครสตริปที่ใช้เป็นตัวอย่างในการวิเคราะห์

พิจารณาสายอากาศไมโครสตริปที่ใช้ในการวิเคราะห์ตามรูปที่ 2.5 กรณีที่ไม่มีการป้อนกระแสให้แก่สายอากาศ สมการคลื่นจะอยู่ในรูปสมการอนุพันธ์ (differential equation) ของเฮล์มโฮลทซ์ดังนี้

$$\nabla^2 \bar{E} + k^2 \bar{E} = 0 \quad (2.1)$$

เนื่องจากระนาบ  $z=0$  และ  $z=h$  เป็นตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ดังแสดงในรูปที่ 2.5 ดังนั้นจึงไม่เกิดสนามไฟฟ้าขึ้นในแนวสัมผัสกับผิวทำให้  $E_x = E_y = 0$  และถ้าความหนาของชั้นวัสดุฐานรองมีค่าน้อยมาก ค่าของสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจึงมีเพียงค่าในแนวแกน  $z$  ซึ่งเป็นแนวตั้งฉากกับผิวของตัวนำเท่านั้น โดยที่ค่าของสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้จะไม่ขึ้นกับระยะทางในแนวแกน  $z$  นั่นคือ  $\partial E_z / \partial z = 0$  ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการสนามไฟฟ้าได้ดังนี้

$$\bar{E} = E_z(x, y) \hat{a}_z \quad (2.2)$$

เมื่อแทนค่าสนามไฟฟ้าในสมการ (2.2) ลงในสมการ (2.1) จะได้

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + k_c^2 E_z = 0 \quad (2.3)$$

โดยที่  $k^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2$  และ  $k_c^2 = k_x^2 + k_y^2$

การแก้สมการอนุพันธ์หลายตัวแปรของสมการ (2.3) สามารถทำได้โดยวิธีแยกตัวแปร (separation of variables) โดยกำหนดให้

$$E_z(x, y) = f(x)g(y) \quad (2.4)$$

แทนนิพจน์ (2.4) ลงในสมการ (2.3) จะได้

$$g(y) \frac{d^2 f(x)}{dx^2} + f(x) \frac{d^2 g(y)}{dy^2} + k_c^2 f(x)g(y) = 0 \quad (2.5)$$

$$\frac{1}{f(x)} \frac{d^2 f(x)}{dx^2} + \frac{1}{g(y)} \frac{d^2 g(y)}{dy^2} + k_x^2 + k_y^2 = 0 \quad (2.6)$$

ดังนั้น

$$\frac{d^2 f(x)}{dx^2} + k_x^2 f(x) = 0 \quad (2.7)$$

$$\frac{d^2 g(y)}{dy^2} + k_y^2 g(y) = 0 \quad (2.8)$$

เมื่อแก้สมการ (2.7) และสมการ (2.8) จะได้ค่า  $f(x)$  และ  $g(y)$  เป็นดังนี้

$$f(x) = A \cos k_x x + B \sin k_x x$$

$$g(y) = C \cos k_y y + D \sin k_y y$$

เมื่อนำผลดังกล่าวแทนค่าลงในสมการ (2.4) จะได้

$$E_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (2.9)$$

กฎของฟาราเดย์ในชุดสมการแมกซ์เวลล์ ในกรณีที่ไม่มีแหล่งจ่ายกระแส เขียนได้ดังนี้

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega\mu_0 \bar{H} \quad (2.10)$$

ดังนั้นค่าของสนามแม่เหล็กจะกลายเป็น

$$\bar{H} = \frac{j}{k_0 z_0} \left[ \frac{\partial E_z}{\partial y} \hat{a}_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} \hat{a}_y \right] \quad (2.11)$$

เมื่อ  $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$  และ  $z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$

ตามข้อกำหนดของแบบจำลอง สนามแม่เหล็กในแนวขนานกับผนังตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ (perfectly conducting magnetic walls) มีค่าเป็นศูนย์ที่ขอบ ดังนั้นจะได้สมการเงื่อนไขขอบเขตดังนี้

$$H_x = 0 \text{ ที่ } y = 0, b \quad (2.12)$$

$$H_y = 0 \text{ ที่ } x = 0, a \quad (2.13)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (2.12) และสมการ (2.13) ลงในสมการ (2.11) จะได้

$$B = D = 0 \quad (2.14ก)$$

$$k_x a = m\pi \text{ ดังนั้น } k_x = \frac{m\pi}{a}; m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.14ข)$$

$$k_y b = n\pi \text{ ดังนั้น } k_y = \frac{n\pi}{b}; n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.14ค)$$

เมื่อแทนค่า  $B, D, k_x, k_y$  จากสมการ (2.14) และ  $AB = C_{mn}$  ลงในสมการ (2.9) จะได้ว่า สนามไฟฟ้าโหมดที่  $mn$  มีค่าเป็น

$$E_{z,mn} = C_{mn} \cos\left[\frac{m\pi x}{a}\right] \cos\left[\frac{n\pi y}{b}\right] \quad (2.15)$$

$$\vec{H}_{mn} = -\frac{j}{k_0 z_0} C_{mn} \left[ \left( \frac{n\pi}{b} \cos\frac{m\pi x}{a} \sin\frac{n\pi y}{b} \right) \hat{a}_x - \left( \frac{m\pi}{a} \sin\frac{m\pi x}{a} \cos\frac{n\pi y}{b} \right) \hat{a}_y \right] \quad (2.16)$$

และสนามไฟฟ้ารวมมีค่าเป็น

$$\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} C_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (2.17)$$

โดยที่  $k_{mn}^2 = k_x^2 + k_y^2 = k_c^2$

จะเห็นได้ว่าจากลักษณะของสมการสนามไฟฟ้าที่มีแต่  $E_z$  และเงื่อนไขขอบเขตเมื่อสนามแม่เหล็กที่แนวขนานกับผนังมีค่าเป็นศูนย์ ทำให้  $H_z = 0$  ดังนั้นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจึงเป็นคลื่นแม่เหล็กตามขวาง (TM)

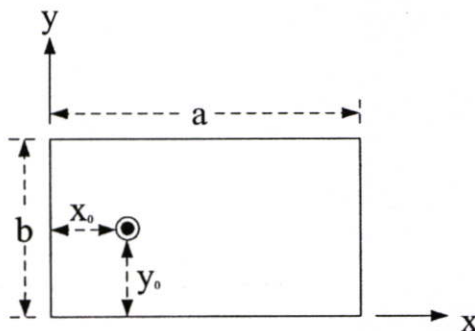
พิจารณาสมการ (2.17) จะเห็นว่า สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นประกอบด้วยโหมด  $(m, n)$  ต่างๆ จำนวนมาก ในการกำหนดขนาดแผ่นตัวนำไมโครสตริปต้องการเพียงโหมดเป็นใหญ่ (dominant mode) เท่านั้นส่วนโหมดอื่นๆ เป็นส่วนที่ทำให้เกิดการสูญเสียในสายอากาศ การพิจารณาว่าโหมดใดเป็นโหมดเด่นสำหรับแผ่นตัวนำหนึ่งๆ นั้นสามารถหาได้จากสมการ (2.18) ที่ขนาดแผ่นตัวนำต่างๆ กัน ซึ่งเขียนขึ้นโดยอาศัยหลักการเดียวกับที่ใช้ในตัวรีโซแนนซ์

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - k_{mn}^2} \tag{2.18}$$

การแยกออกมาของโหมดเด่นที่ชัดเจนนั้นทำให้พลังงานสูญเสียในโหมดอื่นๆ มีค่าต่ำ ฉะนั้นในการเลือกความถี่ใช้งานสำหรับสายอากาศตัวหนึ่งๆ นั้นสามารถพิจารณาได้จากสมการ (2.18) โดยเลือกความถี่ที่มีโหมดอื่นเข้ามาในระบบน้อยที่สุด

ผลการวิเคราะห์ข้างต้นตามสมการ (2.1) ถึง (2.17) นั้น เป็นการพิจารณาระบบที่ไม่มีแหล่งจ่ายกระแสอยู่ ในทางปฏิบัติการทำงานของสายอากาศไมโครสตริปจำเป็นต้องมีแหล่งจ่ายกระแสอยู่ด้วย โดยให้มีการจ่ายกระแส  $I_0$  ผ่านสายนำสัญญาณชนิดแกนร่วมที่รัศมีเป็น  $r_0$  ที่ตำแหน่ง  $x = x_0$  และ  $y = y_0$  ตามรูปที่ 2.6 ดังนั้นความหนาแน่นกระแสมีค่าเป็น

$$\vec{J}(r) = J_z \hat{a}_z = \frac{I_0}{2\pi r_0} \hat{a}_z \tag{2.19}$$



รูปที่ 2.6 ตำแหน่งของจุดป้อนกระแส

ดังนั้นสมการคลื่นตามสมการ (2.1) จะเปลี่ยนเป็น

$$\nabla^2 \bar{E} + k^2 \bar{E} = j\omega\mu_0 \bar{J}_z \quad (2.20)$$

และจะได้

$$\nabla^2 \bar{E}_z + k^2 \bar{E}_z = jk_0 z_0 \bar{J}_z \quad (2.21)$$

เมื่อแทนค่าสนามไฟฟ้ารวมในสมการ (2.17) ลงในสมการ (2.21) จะได้

$$\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} C_{mn} (k^2 - k_{mn}^2) \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) = jk_0 z_0 \bar{J}_z \quad (2.22)$$

เมื่อ  $k_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$  และ  $k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon$

พิจารณาสมการ (2.22) จะเห็นว่าพจน์ทางด้านซ้ายมือมีความสัมพันธ์คล้ายกับเป็นอนุกรมฟูรีเยร์สองมิติของความหนาแน่นกระแส  $J_z$  ดังนั้นจึงสามารถหาสัมประสิทธิ์  $C_{mn}$  ได้เช่นเดียวกับการหาค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูรีเยร์ คือ  $a_n = \frac{1}{p} \int_p^{D+2p} f(t) \cos\left(\frac{n\pi t}{p}\right) dt$  โดยการปรับตัวแปรต่างๆ ให้เหมาะสมจะได้

$$C_{mn} = \frac{\epsilon_{on} \epsilon_{om}}{ab} \int_0^b \int_0^a \frac{jk_0 z_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right)}{k^2 - k_{mn}^2} dx dy \quad (2.23)$$

$$\text{เมื่อ } \epsilon_{on} = \begin{cases} 1 & ; n=0 \\ 2 & ; n>0 \end{cases}$$

ค่า  $k_{mn}$  ในสมการ (2.23) เรียกว่าหมายเลขคลื่นของโหมดที่  $mn$  นั่นคือถ้าไม่คิดค่าสูญเสียที่ความถี่ตัด (cutoff frequency) หรือโหมดที่ค่า  $k = k_{mn}$  ซึ่งจะทำให้ค่าสัมประสิทธิ์  $C_{mn}$  มีขนาดใหญ่มากหรือมีค่าเป็นอนันต์ แต่ในความเป็นจริงแล้วจะมีการสูญเสียเกิดขึ้นอันเนื่องมาจากความไม่สมบูรณ์ของตัวนำไฟฟ้า ตัวนำแม่เหล็ก ชั้นวัสดุฐานรอง คลื่นผิว ฯลฯ

เมื่อพิจารณาการสูญเสียที่เกิดขึ้นเนื่องจากความไม่สมบูรณ์ของวัสดุฐานรอง ( $\sigma \neq 0$ ) ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกจะมีค่าเป็น  $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$  ดังนั้นค่าเลขคลื่น (wave number) จะมีค่าเป็น

$$k^2 = \omega^2 \mu_0 (\epsilon' - j\epsilon'') = \omega^2 \mu_0 \epsilon \quad (2.24)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} k^2 - k_{mn}^2 &= \mu_0 (\epsilon' - j\epsilon'') \left[ \omega^2 - \frac{k_{mn}^2}{\mu_0 (\epsilon' - j\epsilon'')} \right] \\ &= \mu_0 \epsilon \left[ \omega^2 - \frac{k_{mn}^2}{\mu_0 \epsilon' \left( 1 - j \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \right)} \right] \end{aligned}$$

จะได้ว่า

$$k^2 - k_{mn}^2 = \mu_0 \epsilon \left[ \omega^2 - \frac{k_{mn}^2}{\mu_0 \epsilon' \left( 1 - j \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \right)^{-1}} \right] \quad (2.25)$$

สมการ (2.25) ใช้หาความถี่ตัดเมื่อรวมการสูญเสียอันเนื่องจากวัสดุฐานรองเป็นความถี่เชิงซ้อนซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} \omega'_{mn} &= \frac{k_{mn}}{\sqrt{\mu_0 \epsilon'}} \left( 1 - j \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \right)^{-1/2} \\ \text{หรือ} \quad &\approx \frac{k_{mn}}{\sqrt{\mu_0 \epsilon'}} \left( 1 + j \frac{\epsilon''}{2\epsilon'} \right) \end{aligned} \quad (2.26)$$

ค่าตัวประกอบคุณภาพเนื่องจากการสูญเสียในวัสดุฐานรองจะมีค่าเท่ากับ

$$Q_d = \omega \frac{\text{Average Stored Energy}}{\text{Average Power Dissipated}} = \frac{1}{2} \frac{\omega_{re}}{\omega_{im}} = \frac{\epsilon'}{\epsilon''} \quad ; \epsilon' \gg \epsilon'' \quad (2.27)$$

พิจารณาการสูญเสียที่เกิดขึ้นเนื่องจากความไม่สมบูรณ์ของตัวนำไฟฟ้าที่นำมาใช้เป็นแผ่นตัวนำและแผ่นระนาบกราวด์ ค่ากำลังสูญเสียนี้คำนวณได้ดังนี้

$$P_l = \frac{1}{\sigma \delta_s} \int_0^b \int_0^a |J_s|^2 dy dx \quad (2.28ก)$$

โดยที่  $\delta_s = \text{skin depth} = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma}}$  และเมื่อคำนึงถึงเงื่อนไขขอบเขต  $\vec{J}_s = \vec{n} \times \vec{H}$  เราจะได้

$$|\vec{J}_s|^2 = |\vec{H}_{\tan}|^2 \text{ ซึ่งทำให้เขียนนิพจน์ (2.28ก) ได้ใหม่ดังนี้}$$

$$\begin{aligned} P_l &= \frac{1}{\sigma \delta_s} \int_0^b \int_0^a \frac{1}{2} |H_{\tan}|^2 dy dx \\ &= \frac{|C_{mn}|^2}{\sigma \delta_s (k_0 z_0)^2} \frac{ab}{\epsilon_{om} \epsilon_{on}} k_{mn}^2 \end{aligned} \quad (2.28ข)$$

ส่วนค่าพลังงานสะสมระหว่างแผ่นตัวนำกับแผ่นระนาบดินจะอยู่ในรูปของพลังงานไฟฟ้า และพลังงานแม่เหล็กซึ่งจะมีค่าเท่ากันที่สภาวะเรโซแนนซ์ ดังนั้นพลังงานสะสมระหว่างแผ่นตัวนำกับแผ่นระนาบกราวด์รวมมีค่าเป็น

$$\begin{aligned} W &= 2W_e = 2 \left( \frac{1}{4} \right) \text{Re} \left\{ \int_v \vec{E}^* \times \vec{D} dv \right\} \\ &= \frac{\epsilon'}{2} \iiint_v |\vec{E}|^2 dx dy dz \\ &= 2 \frac{\epsilon'}{4} h \int_0^b \int_0^a |C_{mn}|^2 \cos^2 \left( \frac{m\pi x}{a} \right) \cos^2 \left( \frac{n\pi y}{b} \right) \\ &= \frac{\epsilon'}{2} h \frac{|C_{mn}|^2 ab}{\epsilon_{om} \epsilon_{on}} \end{aligned} \quad (2.29)$$

ผลที่ได้จากสมการ (2.28ข) และ (2.29) ทำให้หาค่าตัวประกอบคุณภาพเนื่องจากการสูญเสียในตัวนำได้เป็น

$$Q_c = \omega \frac{W}{P_l} = \frac{\omega \epsilon' h \sigma \delta_s (k_0 z_0)^2}{2 k_{mn}^2} \quad (2.30)$$

เมื่อคำนึงถึงการสูญเสียเนื่องจากวัสดุฐานรองและแผ่นตัวนำ จะได้ค่าตัวประกอบคุณภาพรวมของโหมด  $mn$  ใดๆ เป็น

$$Q_{mn} = \left( \frac{1}{Q} + \frac{1}{Q_d} \right)^{-1} = \left[ \frac{\epsilon''}{\epsilon'} + \frac{2k_{mn}^2}{\omega \epsilon' (k_0 z_0)^2 h \sigma \delta_s} \right]^{-1} \quad (2.31ก)$$

และค่าความถี่ตัดที่เป็นความถี่เชิงซ้อนมีค่าเท่ากับ

$$\omega'_{mn} = \omega_{mn} \left( 1 + \frac{j}{2Q_{mn}} \right) \quad (2.31ข)$$

โดยปกติการทำงานของสายอากาศจะอยู่ในช่วงความถี่ที่ปรากฏเฉพาะโหมดหลักเท่านั้น ซึ่งในที่นี้คือโหมด (1,0) ค่าสัมประสิทธิ์  $C_{10}$  สามารถหาได้ดังที่กล่าวมาคือ (วิธีการหาค่า  $C_{10}$  แสดงในการคำนวณแบบรูปการแผ่คลื่น)

$$C_{10} = - \frac{2k_0 z_0 Q_{10} \epsilon' I_0 \cos\left(\frac{\pi x_0}{a}\right)}{k_{10}^2 ab \epsilon} \quad (2.32)$$

โดยอาศัยความสัมพันธ์ของกำลังงานที่จ่ายออกไป  $P_T$  ในรูปของตัวประกอบกำลัง  $Q_{10}$  และพลังงานสะสม  $W_e$  ในสมการ (2.33ก) และในรูปของกระแสที่จ่ายเข้าสู่สายอากาศ  $I(0)$  กับความต้านทานขาเข้า  $R_{in}$  ในสมการ (2.33ข)

$$P_T = \frac{2\omega W_e}{Q_{10}} \quad (2.33ก)$$

$$P_T = \frac{1}{2} |I(0)|^2 R_{in} \quad (2.33ข)$$

จะสามารถหาค่าความต้านทานขาเข้าที่ความถี่ตัดได้ดังสมการ (2.34)

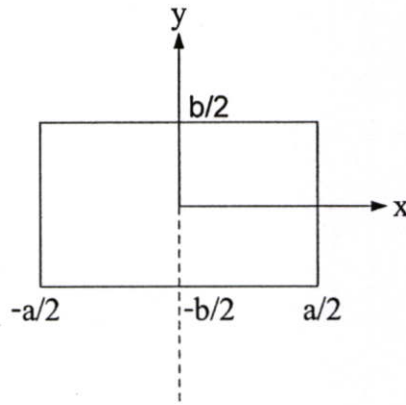
$$R_{in} = \frac{4\omega W_e}{Q_{10} |I_0|^2} = \frac{2\omega \varepsilon' h \left[ k_0 z_0 \varepsilon' \cos\left(\frac{\pi x_0}{a}\right) \right]^2 Q_{10}}{k_{10}^4 ab |\varepsilon|^2} \quad (2.34)$$

ในขั้นตอนการวิเคราะห์ห้ขั้นต้นนั้น แบบจำลองจึงต้องเป็นแบบจำลองชนิด โพรงที่มีลักษณะเป็นวงจรเปิดในอุดมคติเท่านั้น ในความเป็นจริงจะมีพลังงานสูญเสียจากโพรงเนื่องจากการแผ่คลื่น และยังมีพลังงานสะสมที่เกิดขึ้นนอกเหนือขอบเขตของโพรง ผลกระทบจากการสูญเสียเนื่องจากการแผ่คลื่น และพลังงานที่สะสมอยู่ข้างนอกโพรงสามารถคำนวณได้โดยการพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตของแบบจำลองใหม่ กล่าวคือผนังด้านข้างของโพรงจะมีค่าแอดมิตแตนซ์เป็นค่าจำกัดเชิงซ้อนแทนที่จะมีค่าแอดมิตแตนซ์เป็นศูนย์ ดังนั้นเงื่อนไขขอบเขตจะกลายเป็น

$$\vec{H} = Y_w \vec{n} \times \vec{E} \quad (2.35)$$

โดยที่  $Y_w$  คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่ชี้ออกจากผนังแต่ละผนัง โดย  $Y_w$  คือค่าแอดมิตแตนซ์

ผลเฉลยที่เหมาะสมสำหรับโหมด  $TM_{10}$  สามารถหาได้โดยพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตดังสมการ (2.35) ประกอบ เพื่อความสะดวกในการคำนวณจึงเลือกจุดกำเนิดไว้ที่จุดศูนย์กลางของแผ่นตัวนำรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ระบบพิกัดและเรขาคณิตของสายอากาศ

สนามไฟฟ้าสำหรับโหมด  $TM_{10}$  มีนิพจน์ดังนี้

$$E_z = C_{10} \sin k_x x \cos k_y y \quad (2.36)$$

โดยจะมีความสัมพันธ์กับสนามแม่เหล็กดังสมการ (2.37)

$$\begin{aligned} jk_0 z_0 \bar{H} &= -\nabla \times \bar{E} = \hat{a}_z \times \nabla E_z \\ &= \hat{a}_z C_{10} k_y \sin k_x x \sin k_y y + \hat{a}_y C_{10} k_x \cos k_x x \cos k_y y \end{aligned} \quad (2.37)$$

ซึ่ง  $k_x \approx \frac{\pi}{a}$  และ  $k_y \approx 0$  สำหรับโหมด  $TM_{10}$

ด้วยเงื่อนไขขอบเขต  $\bar{H}_y = -Y_{wx} \bar{E}_z$  ที่  $x = a/2$  ทำให้ได้

$$\tan k_x \frac{a}{2} = -\frac{k_x}{\alpha_x} \quad (2.38ก)$$

ซึ่ง  $\alpha_x = jk_0 Z_0 Y_{wx}$  และด้วยเงื่อนไขขอบเขต  $\bar{H}_x = Y_{wy} \bar{E}_z$  ที่  $y = b/2$  จะได้

$$\cot k_y \frac{b}{2} = \frac{k_y}{\alpha_y} \quad (2.38ข)$$

โดยที่  $\alpha_y = jk_0 Z_0 Y_{wy}$  และสมการสำหรับ  $k_x$  และ  $k_y$  สามารถแสดงโดยใช้ความสัมพันธ์  $\tan 2\theta = 2 \tan \theta / (1 - \tan^2 \theta)$  ดังนั้นสมการ (2.38) จะกลายเป็น

$$\tan k_x a = \frac{2\alpha_x k_x}{k_x^2 - \alpha_x^2} \quad (2.39ก)$$

$$\tan k_y b = \frac{2\alpha_y k_y}{k_y^2 - \alpha_y^2} \quad (2.39ข)$$

โดยที่ผลเฉลยที่เหมาะสมของ  $\alpha_x$  และ  $\alpha_y$  คือ

$$\alpha_x = jk_0 z_0 Y'_{wx} F_x \quad (2.40ก)$$

$$\alpha_y = jk_0 z_0 Y'_{wy} F_y \quad (2.40ข)$$

$$\text{ซึ่ง} \quad Y'_{wx} = 0.00836 \frac{h}{\lambda_0} + j0.01668 \frac{\Delta l}{\lambda_0} k_e \quad (2.41ก)$$

$$\Delta l = 0.412h \frac{k_e + 0.3}{k_e - 0.258} \frac{0.262 + b/h}{0.813 + b/h} \quad (2.41ข)$$

$$k_e = \frac{k+1}{2} + \frac{k-1}{2} \left(1 + \frac{10h}{b}\right)^{-1/2} \quad (2.41ค)$$

$$F_x = 0.7747 - 0.5977 \left(1 - \frac{b}{a}\right) - 0.1638 \left(1 - \frac{b}{a}\right)^2 \quad (2.41ง)$$

อย่างไรก็ตาม ตามแนวผนัง  $y = \pm b/2$  สนามไฟฟ้า  $E_z$  มีการเปลี่ยนแปลงเป็นฟังก์ชันคี่ (odd function) ของ  $x$  ดังนั้นการแผ่คลื่นที่เกิดขึ้นตามแนวผนังนี้จึงมีค่าน้อยมาก นั่นหมายถึงเป็นการดีที่จะประมาณค่า  $k_y = 0$  ซึ่งสอดคล้องกับกรณีที่ผนังนี้มีสภาพเป็นวงจรมีเปิดในอุดมคติตลอดแนวผนัง ดังนั้นจึงให้  $\alpha_y = 0$  ในสมการ (2.39ข)

สำหรับการหาค่า  $k_x$  ในสมการ (2.40ก) นั้น  $k_x$  จะมีค่าเข้าใกล้  $\pi/a$  ดังนั้นจึงสามารถประมาณสมการ (2.39ก) ได้ดังนี้

$$\tan k_x a = \frac{2\alpha_x (\pi/a)}{(\pi/a)^2 - \alpha_x^2} \quad (2.42)$$

ซึ่งในการหาผลเฉลยจะให้  $k_x a = \pi - \delta$  และใช้ความสัมพันธ์  $\tan(\pi - \delta) = -\tan \delta \approx -\delta$  นั้นหมายความว่า

$$k_x = \frac{\pi}{a} + \frac{2\alpha_x \pi}{\pi^2 + (\alpha_x a)^2} \quad (2.43)$$

กำหนดให้ค่า  $k_x = k'_x + jk''_x$  และค่าตัวประกอบคุณภาพ  $Q_r$  เนื่องจากการสูญเสียจากการแผ่พลังงานคือ

$$Q_r = \frac{k'_x}{2k''_x} \quad (2.44)$$

ดังนั้นค่าตัวประกอบคุณภาพรวม  $Q_T$  ของโพรงคือ

$$Q_T = \left( \frac{1}{Q_{10}} + \frac{1}{Q_r} \right)^{-1} \quad (2.45)$$

ที่ความถี่เรโซแนนซ์จะได้

$$\omega'_{10} = \frac{k'_x}{\sqrt{\mu_0 k \epsilon_0}} \left( 1 + \frac{j}{2Q_T} \right) \quad (2.46)$$

ซึ่งค่าความต้านทานด้านเข้าที่ได้จากสมการ (2.34) ก็จะเปลี่ยนไปโดยแทนค่า  $Q_{10}$  ด้วย  $Q_T$  โดยที่ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า  $Z_m$  จะมีค่าเป็น

$$Z_m = \frac{P_T + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2} I_0 I_0^*} \quad (2.47)$$

ซึ่งกำลังงานรวม  $P_T$  หมายถึงกำลังงานที่แผ่กระจายออกไปรวมถึงการสูญเสียเนื่องจากวัสดุฐานรองและจากแผ่นตัวนำ โดยที่พลังงานที่แผ่กระจายออกไปจากตัวป้อนกระแสมีค่าเท่ากับ

$$P_T + 2j\omega(W_m - W_e) = \frac{1}{2} \int_s \bar{E} \times \bar{H}^* \cdot \hat{n} ds \quad (2.48)$$

ซึ่งเป็นการหาปริพันธ์พื้นที่ทั้งหมดของตัวป้อนกระแส เพราะว่า

$$\begin{aligned} \bar{E} \times \bar{H}^* \cdot \hat{n} &= \bar{E} \cdot \bar{H}^* \times \hat{n} \\ &= -\bar{E} \cdot \hat{n} \times \bar{H}^* \\ &= \bar{E}_z J_z^* \end{aligned} \quad (2.49)$$

และ  $J_z = I_0/2\pi r_0$  ซึ่ง  $r_0$  คือรัศมีของตัวป้อนกระแส ดังนั้นอิมพีแดนซ์ขาเข้า  $Z_m$  สำหรับโหมด  $TM_{10}$  จะเป็นดังนี้

$$\frac{2jk_0 z_0 h I_0^* \cos^2(\pi x_0/a)}{ab I_0 I_0^* \mu_0 \epsilon_0 k (\omega^2 - \omega_{10}^2)} = -\frac{2jz_0 h \cos^2(\pi x_0/a)}{kk_0 ab} \cdot \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_{10}^2 (1 + j/2Q_T)^2} \quad (2.50)$$

และจากผลรวมของทุกโหมดที่ไม่ใช่ที่เรโซแนนซ์ทำให้ได้ค่าประมาณของรีแอกแตนซ์เชิงเหนี่ยวนำเฉพาะตัว (inductive self-reactance) ของตัวป้อนกระแส ดังนี้

$$j\omega L = \frac{j\omega h \mu_0}{2\pi} \ln \sqrt{\frac{ab}{\pi r_0^2}} \quad (2.51)$$

โดยสมการ (2.50) นี้พิจารณาว่าตัวจ่ายกระแสคือตัวนำด้านในของภาตตัดขวางของสายส่งที่เป็นสายแกนร่วม ซึ่งมีรัศมีในเป็น  $r_0$  และรัศมีนอกเป็น  $R_0$  ถ้ารวมสมการ (2.50) และ (2.51) จะได้

$$Z_m = \frac{j\omega h \mu_0}{2\pi} \ln \sqrt{\frac{ab}{\pi r_0^2}} - \frac{2jz_0 h \cos^2(\pi x_0/a)}{kk_0 ab} \cdot \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_{10}^2 \left(1 + \frac{j}{2Q_T}\right)^2} \quad (2.52)$$

โดยที่สมการ (2.52) คือค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนกำลังโดยสายแกนร่วมที่ตำแหน่ง  $x = x_0$  และ  $y = b/2$

## 2.5 การคำนวณแบบรูปการแผ่คลื่นของสายอากาศไมโครสตริป

แบบรูปการแผ่คลื่นมีความสำคัญมากในการใช้งานสายอากาศ เพราะทำให้ทราบทิศทางที่มีการรับคลื่นได้ดีที่สุด ทำให้สามารถปรับแต่งตำแหน่งของลำคลื่นหลักของสายอากาศไปยังทิศทางที่ต้องการได้ และยังบ่งบอกอัตราขยายของสายอากาศได้อีกด้วย แบบรูปการแผ่คลื่นนั้นโดยทั่วไปจะหมายถึงความเข้มของสนามไฟฟ้าในทิศทางต่างๆ ที่บริเวณห่างไกลจากสายอากาศมาก ซึ่งสนามไฟฟ้าที่ได้จะอยู่ในรูปของฟังก์ชันของมุม  $\theta$  และ  $\phi$  หรือ  $E_\theta(\theta, \phi), E_\phi(\theta, \phi)$  ตามลำดับ แบบรูปการแผ่คลื่นของสายอากาศแถบบางนี้ขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายประการ ซึ่งปัจจัยเหล่านี้เป็นปัจจัยที่ต้องศึกษาต่อไปว่ามีผลอย่างไรต่อแบบรูปการแผ่คลื่น โดยต่อไปจะกล่าวถึงการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อใช้ในการหาแบบรูปการแผ่คลื่น เพื่อดูผลของปัจจัยต่างๆ ที่มีต่อแบบรูปการแผ่คลื่นดังกล่าว

อาศัยสมการ (2.17) สามารถเขียนนิพจน์สนามไฟฟ้าสำหรับโหมด  $TM_{10}$  ได้ดังนี้

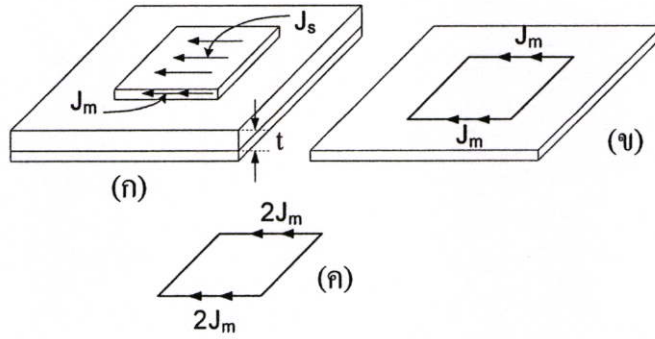
$$E_z = C_{10} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \quad (2.53)$$

โดยมีเงื่อนไขขอบเขต คือ

$$\bar{J}_m = -\hat{n} \times \bar{E} = \hat{a}_z \times \bar{n} E_z \quad (2.54)$$

เนื่องจากกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์เพราะ  $\hat{n} \times \bar{H} = 0$  และจากข้อจำกัดที่ให้ค่าความสูงของชั้นวัสดุฐานรอง  $t$  เล็กมากจนสามารถให้กระแสที่ผิวบนของแผ่นตัวนำมีขนาดเล็กมากจนไม่มีผลต่อกระแสทั้งหมดของแผ่นตัวนำ ดังนั้นจึงมีแต่กระแสแม่เหล็กที่เป็นกระแสส่วนใหญ่ของแผ่นตัวนำ

ให้กระแสแม่เหล็กทั้งหมดถูกอัด เสมือนเป็นแหล่งกำเนิดแบบเส้นที่อยู่เหนือแผ่นระนาบกราวด์และมีขนาดของกระแสเท่ากับ  $I J_m$  ดังแสดงในรูปที่ 2.8(ข)



รูปที่ 2.8 รูปแบบของกระแสที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป

- (ก) รูปแบบกระแสที่เกิดขึ้นจริงในทอมของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็ก  
 (ข) รูปแบบกระแสแม่เหล็กโดยประมาณเมื่อนำชั้นไดอิเล็กทริกออกและไม่คิดกระแสไฟฟ้า  
 (ค) รูปแบบโดยประมาณของกระแสแม่เหล็กเมื่อนำแผ่นระนาบดินออก

เมื่อนำชั้นวัสดุฐานรองออกและนำทฤษฎีภาพเสมือน (image theory) มาประยุกต์ใช้ โดยเสมือนว่าสามารถนำแผ่นระนาบดินออกได้ ทำให้มีความเข้มของแหล่งกำเนิดแบบเส้นเป็นสองเท่าของความเข้มเดิม ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $2J_m$  ดังแสดงในรูปที่ 2.8(ค)

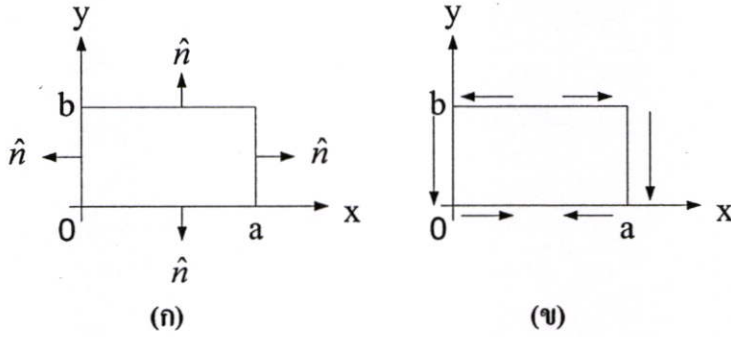
ดังนั้น กระแสแม่เหล็กสมมูลในอวกาศว่างจึงกลายเป็น

$$I_m = 2tJ_m \quad (2.55)$$

เมื่อแทนค่า  $J_m$  จากสมการ (2.38) จะได้เป็น

$$\begin{aligned} I_m &= 2t(-\hat{n} \times \bar{E}) \\ &= 2t(\hat{a}_z \times \hat{n} E_z) \end{aligned} \quad (2.56)$$

โดยมีทิศทางของเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่เกิดขึ้นบนแผ่นตัวนำเป็นไปตามรูปที่ 2.9(ก)



รูปที่ 2.9 ทิศทางของเวกเตอร์หนึ่งหน่วยและการกระจายกระแสบนแผ่นตัวนำ

กระแสตามขอบของแผ่นตัวนำที่หาได้โดยการแทนค่าสนามไฟฟ้ามีนิพจน์ดังนี้

$$\begin{aligned}\bar{I}_m &= 2t(\hat{a}_z \times (-x C_{10})) \\ &= -2t C_{10} \hat{a}_y \quad \text{ที่ } x=0\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\bar{I}_m &= 2t(\hat{a}_z \times (x - C_{10})) \\ &= -2t C_{10} \hat{a}_y \quad \text{ที่ } x=a\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\bar{I}_m &= 2t\left(-\hat{a}_z \times \left(-\hat{a}_y C_{10} \cos \frac{\pi x}{a}\right)\right) \\ &= 2t C_{10} \cos \frac{\pi x}{a} \hat{a}_x \quad \text{ที่ } y=0\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\bar{I}_m &= 2t\left(\hat{a}_z \times \hat{a}_y C_{10} \cos \frac{\pi x}{a}\right) \\ &= -2t C_{10} \cos \frac{\pi x}{a} \hat{a}_x \quad \text{ที่ } y=b\end{aligned}$$

กระแสที่ได้นี้จะแสดงได้ดังรูปที่ 2.9(ข) สามารถพิจารณาได้ว่ากระแสแบบเส้นตามขอบ  $y=0$  และที่  $y=b$  มีทิศตรงกันข้ามและมีขนาดแปรตาม  $\cos\left(\frac{\pi x}{a}\right)$  เหมือนกัน ดังนั้นจึงไม่มีการแผ่คลื่นในทิศทาง  $z$  และมีการแผ่คลื่นในทิศทางอื่นน้อย ยกเว้นในทิศทาง  $y$  ตามขอบ  $x=0$  และ  $x=a$

เมื่อคำนวณหากระแสที่เกิดขึ้นบนแผ่นตัวนำได้เรียบร้อยแล้ว ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการคำนวณหาฟังก์ชันของสนามไฟฟ้าที่สนามระยะไกล ซึ่งจำเป็นต้องใช้ฟังก์ชันศักย์ช่วยเชิงเวกเตอร์ (vector potential functions) ดังนี้

$$\nabla^2 \bar{F} + \beta^2 \bar{F} = -\varepsilon_0 \bar{J}_m \quad (2.58)$$

ผลเฉลยของสมการ (2.58) คือศักดาเวกเตอร์

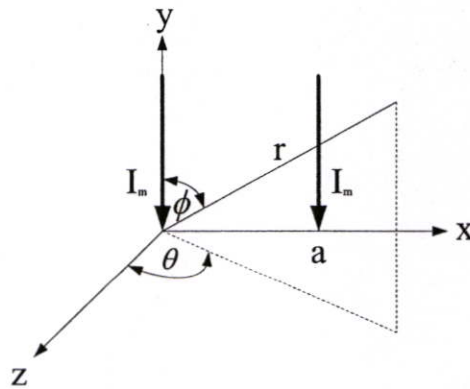
$$\bar{F}_{my} = \iint \frac{\varepsilon_0}{4\pi} I_m \frac{e^{-j\beta R}}{R} ds \quad (2.59)$$

เมื่อแทนค่ากระแส  $I_m$  ดังแสดงในรูปที่ 2.11 จะได้

$$\begin{aligned} F_{my} &= \frac{-\varepsilon_0}{4\pi r} (2tC_{10}) \left[ e^{-jk_0 r} + e^{-jk_0(r-a\sin\theta\sin\phi)} \right] \int_0^b e^{jk_0 y \cos\phi} dy \\ &= \frac{-2tC_{10}\varepsilon_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \left( 1 + e^{-ja\sin\theta\sin\phi} \right) \frac{e^{jk_0 b \cos\phi} - 1}{jk_0 \cos\phi} \end{aligned} \quad (2.60n)$$

เมื่อจัดรูปใหม่จะเป็น

$$F_{my} = \frac{-btC_{10}\varepsilon_0}{\pi r} e^{-jk_0 r + jk_0 \left(\frac{a}{2}\right) \sin\theta \sin\phi + jk_0 \left(\frac{b}{2}\right) \cos\phi} \times \cos \left( k_0 \left(\frac{a}{2}\right) \sin\theta \sin\phi - \frac{\sin \left( k_0 \left(\frac{b}{2}\right) \cos\phi \right)}{k_0 \left(\frac{b}{2}\right) \cos\phi} \right) \quad (2.60\eta)$$



รูปที่ 2.10 กระแสแม่เหล็กสมมูลที่เกิดขึ้นเพื่อการคำนวณการแผ่ของสนาม

ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์  $C_{10}$  นั้นสามารถหาได้จากสมการ (2.23) โดยการแทนค่า  $m=1$  และ  $n=0$  จะได้เป็น

$$C_{10} = \frac{\varepsilon_{01}\varepsilon_{00}}{(k^2 - k_{10}^2)ab} \int_0^b \int_0^a jk_0 z_0 J_z \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) dx dy \quad (2.61)$$

$$\text{เมื่อ } \varepsilon_{0n} = \begin{cases} 1 ; n=0 \\ 2 ; n=1 \end{cases}$$

ความหนาแน่นกระแส  $J_z = \frac{I_0}{2\pi r_0}$  ดังสมการ (2.19) และจากสมการ (2.25) แทนค่า  $\omega = \omega_{10}, k_{mn} = k_{10}$  เมื่อประมาณ  $\left(1 - \frac{j\varepsilon''}{\varepsilon'}\right)^{-1} = 1 + \frac{j\varepsilon''}{\varepsilon'}$  จะได้

$$\begin{aligned} k^2 - k_{10}^2 &= \varepsilon \left[ \frac{k_{10}^2}{\varepsilon'} - \frac{k_{10}^2}{\varepsilon'} \left(1 + j \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}\right) \right] \\ &= -\varepsilon \left[ \frac{j\varepsilon''}{\varepsilon'} \right] \frac{k_{10}^2}{\varepsilon'} \end{aligned} \quad (2.62)$$

จากค่า  $Q_{10} = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon''}$  ดังนั้น

$$k^2 - k_{10}^2 = \frac{-j\varepsilon k_{10}^2}{\varepsilon' Q_{10}} \quad (2.63)$$

เมื่อแทนค่า  $\varepsilon_{0n}$  ความหนาแน่นกระแส  $J_z$  และ  $k^2 - k_{10}^2$  ในสมการ (2.61) จะได้เป็น

$$C_{10} = \frac{-2\varepsilon' Q_{10}}{\varepsilon k_{10}^2 ab} \int_0^b \int_0^a k_0 z_0 \frac{I_0}{2\pi r_0} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) dx dy \quad (2.64)$$

ให้จุดป้อนกระแสอยู่ที่  $x = x_0$  ในรูปที่ 2.6 และเปลี่ยนช่วงการหาปริพันธ์ของสมการ (2.64) ให้เหมาะสมจะได้

$$C_{10} = \frac{-2\varepsilon' Q_{10} k_0 z_0}{\varepsilon k_{10}^2 ab} \int_0^\pi \int_{x_0-r_0}^{x_0+r_0} \frac{I_0}{2\pi r_0} \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) dx d\theta \quad (2.65)$$

ในที่สุดจะได้ผลเป็น

$$C_{10} = \frac{-2\varepsilon' Q_{10} k_0 z_0}{\varepsilon k_{10}^2 ab} I_0 \cos\left(\frac{\pi x_0}{a}\right) \quad (2.66)$$

ดังนั้นสนามไฟฟ้าที่บริเวณไกลที่ได้ คือ

$$E(\theta, \phi) = -j\omega z_0 \sin\phi F_{my}(\theta, \phi) \quad (2.67)$$

โดยอัตราขยาย (gain) ของสนามไฟฟ้ามีค่าเป็น

$$P(\theta, \phi) = 20 \log |E(\theta, \phi)| \quad (2.68)$$

หรือสรุปเป็นรูปทั่วไปในการใช้ศักยเวกเตอร์ไฟฟ้า  $\bar{F}(\bar{r})$  ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สนามบริเวณไกลได้ดังนี้

ศักยเวกเตอร์ไฟฟ้า  $\bar{F}(\bar{r})$  ณ ตำแหน่ง  $\bar{r}$  ใดๆ ในอวกาศว่างเป็นฟังก์ชันของแผ่นกระแสแม่เหล็กซึ่งอยู่ที่ตำแหน่ง  $\bar{r}'$  ใดๆ ตามสมการ (2.69)

$$\bar{F}(\bar{r}) = \frac{\varepsilon_0 t}{4\pi} \int \bar{M}(\bar{r}') \frac{e^{(-jk_0|\bar{r}-\bar{r}'|)}}{|\bar{r}-\bar{r}'|} dl' \quad (2.69)$$

โดยที่  $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$  คือค่าเลขคลื่นในอวกาศว่าง และการหาปริพันธ์ทำรอบผนังด้านข้างของโพรง และจากสมการ (2.69) แบบรูปการแผ่พลังงานสามารถหาได้จากสมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามบริเวณไกลด้วยชุดสมการต่อไปนี้

$$\vec{H}(\theta, \phi) \approx -j\omega\vec{F}(\vec{r}) \quad (2.70)$$

$$E_\theta(\theta, \phi) \approx Z_0 H_\phi(\theta, \phi) \approx -j\omega Z_0 F_\phi(\vec{r}) \quad (2.71)$$

$$E_\phi(\theta, \phi) \approx -Z_0 H_\theta(\theta, \phi) \approx j\omega Z_0 F_\theta(\vec{r}) \quad (2.72)$$

สามารถใช้หาค่าสนามไฟฟ้าในสมการ (2.71) และ (2.72) คำนวณแบบรูปการแผ่คลื่นที่มุมต่างๆ บนระนาบ  $\phi$  ใดๆ โดยเฉพาะบนระนาบหลักสองระนาบคือ ระนาบ  $\phi$  เท่ากับ 0 และ 90 องศา และสามารถทราบค่าปัจจัยอื่นๆ ของสายอากาศได้แก่ มุมตัน (steradian) ของลำคลื่น ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) และอัตราขยายของสายอากาศดังสมการ (2.73) ถึง (2.74) ตามลำดับ

$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_n(\theta, \phi) d\theta d\phi \quad (\text{สเตอเรเดียน}) \quad (2.73)$$

$$D = \frac{U(\theta, \phi)_{\max}}{U(\theta, \phi)_{av}} = \frac{S(\theta, \phi)_{\max}}{S(\theta, \phi)_{av}} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2.74)$$

โดยที่  $P_n(\theta, \phi) = \frac{S(\theta, \phi)}{S(\theta, \phi)_{\max}}$  คือความเข้มการแผ่พลังงาน

$$S(\theta, \phi) = \frac{\left( (S_\theta(\theta, \phi))^2 + (S_\phi(\theta, \phi))^2 \right)}{Z_0} \quad \text{คือเวกเตอร์ของพอยน์ติง (poynting vector)}$$

$$\text{และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ } S(\theta, \phi)_{av} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi S(\theta, \phi) d\theta d\phi$$

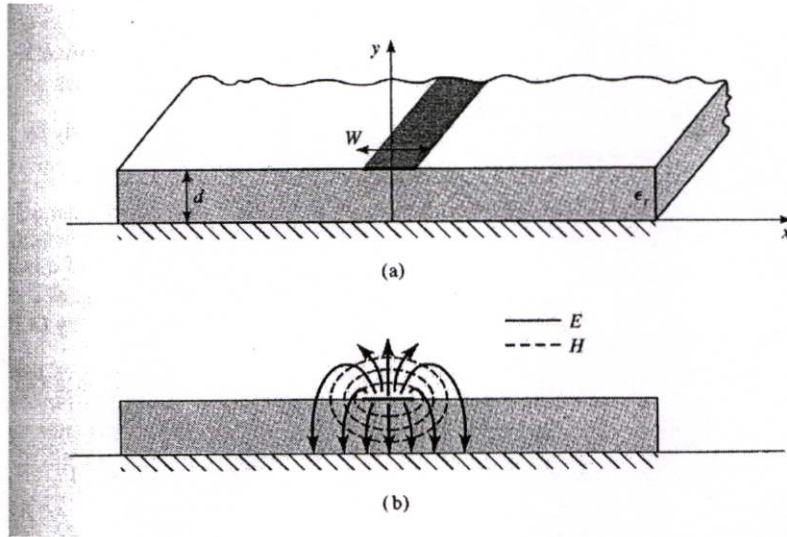
แบบรูปการแผ่คลื่นในสนามบริเวณไกลที่ได้จากสมการ (2.71) และ (2.72) ทำให้ทราบค่าความกว้างลำคลื่นของสายอากาศ  $\Omega_0$  และ  $\Omega_{90}$  บนระนาบหลักสองระนาบคือ ระนาบ  $\phi$  เท่ากับ 0 และ 90 องศาตามลำดับ และเนื่องจากแบบรูปการแผ่คลื่นเป็นแบบบรอดไซด์ (broadside) ที่สามารถละเลยพหุคูณเล็ก จึงสามารถหาค่ามุมตันของลำคลื่นและสภาพเจาะจงทิศทางโดยประมาณได้ง่ายตามสมการ (2.75) และ (2.76)

$$\Omega_A \approx \Omega_0 \cdot \Omega_{90} \quad (2.75)$$

$$D \approx \frac{4\pi [\text{rad}]}{\Omega_0 \Omega_{90} [\text{rad}^2]} \approx \frac{41253 [\text{deg}]}{\Omega_0 \Omega_{90} [\text{deg}^2]} \quad (2.76)$$

## 2.6 สายไมโครสตริป (Microstrip Lines)

สายไมโครสตริปเป็นที่นิยมใช้มากในงานวงจรความถี่สูง เนื่องจากคุณสมบัติเฉพาะตัวของมันเช่น สร้างได้ง่ายด้วยกระบวนการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ ง่ายต่อการออกแบบใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ในวงจรไมโครเวฟ (microwave circuits) ต่างๆ โครงสร้างของสายไมโครสตริปแสดงในรูปที่ 2.11(ก)



รูปที่ 2.11 สายส่งไมโครสตริป [19]

(ก) โครงสร้างเรขาคณิต (ข) เส้นแรงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 2.11(ก) แผ่นไมโครสตริปขนาดบางมากมีความกว้าง  $W$  วางอยู่บนชั้นวัสดุฐานรองที่มีความหนา  $d$  มีค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์  $\epsilon_r$  มีลักษณะของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามรูปที่ 2.11(ข) โดยสามารถคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะ  $Z_0$  และการลดทอน (attenuation) ของสายส่งไมโครสตริป  $\alpha$  ได้ดังต่อไปนี้

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left( \frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{for } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444)]} & \text{for } W/d \geq 1 \end{cases} \quad (2.77)$$

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A-2}} & \text{for } W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{for } W/d > 2 \end{cases} \quad (2.78)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (2.79)$$

เมื่อ  $\epsilon_e$  คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (effective dielectric constant) มีค่าอยู่ในช่วง  $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$

และ

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

สามารถหาการลดทอนเนื่องจากการสูญเสียของไดอิเล็กตริกได้จาก

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_r - 1)} \quad \text{Np/m} \quad (2.80)$$

เมื่อ  $\tan \delta$  คือแทนเจนต์การสูญเสียของไดอิเล็กตริกเท่ากับ  $\frac{\epsilon_r (\epsilon_e - 1)}{\epsilon_e (\epsilon_r - 1)}$

สามารถหาการลดทอนเนื่องจากการสูญเสียของตัวนำได้จาก

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad \text{Np/m} \quad (2.81)$$

เมื่อ  $R_s = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma}$  คือค่าความต้านทานผิวของตัวนำ

## 2.7 สายส่งแบบปลายเปิด (Open-Ended Transmission Line)

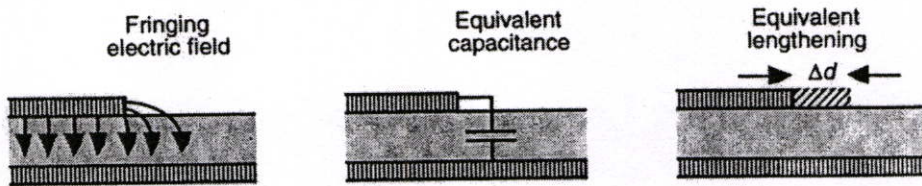
ในทางอุดมคติ สนามไฟฟ้าที่ขอบของตัวนำบนแผ่นไมโครสตริปควรจะหยุดกระจายที่ตำแหน่งปลายสุดของแผ่นตัวนำ แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะมีการกระจายของสนามไฟฟ้าบนตำแหน่งปลายสุดของแผ่นตัวนำเพิ่มอีกเล็กน้อยตามรูปที่ 2.12 ซึ่งทำให้เกิดปรากฏการณ์สนามฟริงกิ้ง (fringing field effect) ขึ้น โดยที่บริเวณนี้จะเสมือนว่ามีความจุสมมูล (equivalent capacitance) หรืออาจแทนด้วยค่าความยาวสมมูลของสายส่ง (equivalent length of line)  $\Delta d$  ซึ่งมีค่า

$$\Delta d = 0.412h \frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \frac{w/h + 0.262}{w/h + 0.813} \quad (2.82)$$

โดยสามารถหาค่า  $\epsilon_e$  ได้จากสมการ (2.79)

เมื่อ  $w$  คือความกว้างของสายไมโครสตริป

$h$  คือความสูงของวัสดุฐานรอง



รูปที่ 2.12 สายส่งแบบปลายเปิด [20]

ความยาวคลื่นในวัสดุคือ ค่าอัตราส่วนของความยาวคลื่นในอากาศต่อค่ารากกำลังสองของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกในเนื้อวัสดุนั้น ในการคำนวณขนาดของสายอากาศไมโครสตริปนอกจากจะใช้ค่าความยาวคลื่นในวัสดุดังกล่าวแล้ว จะต้องใช้สมการ (2.82) เพื่อหาขนาดที่เพิ่มขึ้นของสายอากาศอันเนื่องมาจากปรากฏการณ์สนามฟริงกิ้ง เพราะฉะนั้นเราจะได้สมการที่ใช้หาขนาดที่แท้จริงของสายอากาศไมโครสตริปคือ

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} + 0.412h \frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e - 0.258} \left[ \frac{\frac{\lambda_0}{h\sqrt{\epsilon_r}} + 0.262}{\frac{\lambda_0}{h\sqrt{\epsilon_r}} + 0.813} \right] \quad (2.83)$$

## 2.8 สรุป

ในบทนี้แนะนำเสนอหลักการพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป เช่น การประยุกต์ใช้งาน โครงสร้าง พารามิเตอร์ที่จำเป็น แบบจำลองสำหรับการวิเคราะห์ต่างๆ และการคำนวณแบบรูปการแผ่คลื่น โดยนำเสนอในรูปแบบของสมการคณิตศาสตร์ที่เข้าใจกันโดยทั่วไป ซึ่งการวิเคราะห์นั้นใช้แบบจำลองชนิดโพรงเป็นตัวอธิบายปรากฏการณ์ต่างๆ ที่เกิดขึ้นภายในสายอากาศไมโครสตริป โดยวิเคราะห์ในกรณีที่ไม่มีตัวป้อนกระแสเพื่อให้เข้าใจก่อน จากนั้นนำเสนอการวิเคราะห์ในกรณีที่มีตัวป้อนกระแสผ่านสายนำสัญญาณชนิดแกนร่วม

นอกจากนี้ ได้อธิบายถึงการหาคุณสมบัติประจำตัวของสายส่งไมโครสตริปคือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และการลดทอนที่เกิดขึ้นภายใน โดยอธิบายถึงผลที่เกิดขึ้นกับสายส่งเกี่ยวกับปรากฏการณ์สนามฟริงกิง ซึ่งมีผลให้ต้องเพิ่มขนาดทางกายภาพของสายอากาศ

### บทที่ 3

## การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศ

### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการออกแบบ วิเคราะห์และจำลองผลสายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยม ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio [21] สายอากาศทำงานที่สองย่านความถี่คือ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ และ 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยมีแบบรูปการแผ่คลื่นเป็นแบบโหมดที่ 2 โดยใช้จุดป้อนสัญญาณคู่สองจุด เพื่อให้สามารถสวิตช์ลำคลื่นได้ สายอากาศอาศัยสายส่งไมโครสตริปเป็นตัวเชื่อมต่อระหว่างความถี่ต่ำและความถี่สูงให้ทำงาน เพื่อให้สายอากาศทั้งสองความถี่สามารถวางอยู่บนชั้นเดียวกันได้ โดยวิธีการออกแบบและหลักการจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อต่อไป

### 3.2 สายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยม

สายอากาศที่วิเคราะห์และออกแบบในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ มีพื้นฐานมาจากโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยมจัตุรัส ที่มีความยาวของแต่ละด้านเท่ากับความยาวคลื่นในไดอิเล็กทริกของวัสดุฐานรอง ซึ่งจากขนาดดังกล่าว ทำให้สนามไฟฟ้า  $E_z$  บนช่องเปิดตามแนวแกน  $x$  และ  $y$  จะมีเฟสเท่ากัน การกระจายของสนามไฟฟ้าจะเป็นโหมด  $TM_{020}$  หรือ  $TM_{200}$  ขึ้นอยู่กับตำแหน่งของจุดป้อนสัญญาณ โดยสามารถคำนวณหาความยาวคลื่นในวัสดุต่างๆ ได้ดังต่อไปนี้

$$\text{จาก} \quad \lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (3.1)$$

เมื่อ  $\lambda_0$  คือความยาวคลื่นในอากาศ มีหน่วยเป็นเมตร  
 $c$  คือความเร็วในการเดินทางของคลื่นในอวกาศว่าง มีหน่วยเป็นเมตรต่อวินาที  
 $f$  คือความถี่ของคลื่น มีหน่วยเป็นเฮิร์ตซ์

$$\text{โดยที่} \quad c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \approx 3 \cdot 10^8 \text{ เมตรต่อวินาที} \quad (3.2)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon_r\mu_r}} \quad (3.3)$$

- เมื่อ  $\epsilon_0$  คือค่าสภาพยอมไฟฟ้าในอวกาศว่างมีค่า  $8.854 * 10^{-12} F/m$   
 $\epsilon_r$  คือค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์  
 $\mu_0$  คือค่าความซึมซาบแม่เหล็กในอวกาศว่างมีค่า  $4\pi * 10^{-7} H/m$   
 $\mu_r$  คือค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์

ดังนั้น 
$$\lambda_d = \frac{1}{f\sqrt{\epsilon_0\mu_0\epsilon_r\mu_r}} = \frac{1}{f\sqrt{\mu_0\epsilon_0}\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \quad (3.4)$$

จะได้ 
$$\lambda_d = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \quad (3.5)$$

สำหรับในเนื้อวัสดุ ค่าความซึมซาบได้สัมพัทธ์มีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นสมการ (3.5) จึงกลายเป็น

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.6)$$

เมื่อใช้สมการ (3.6) ในการคำนวณหาความยาวแต่ละด้านของสายอากาศโดยใช้วัสดุฐานรอง FR-4 ที่มีค่าสภาพยอมสัมพัทธ์เท่ากับ 4.36 ได้ดังนี้

ที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 * 10^8}{5.8 * 10^9} = 51.72 \text{ มม}$$

ดังนั้น 
$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{51.72}{\sqrt{4.36}} = 24.769 \text{ มม}$$

ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์

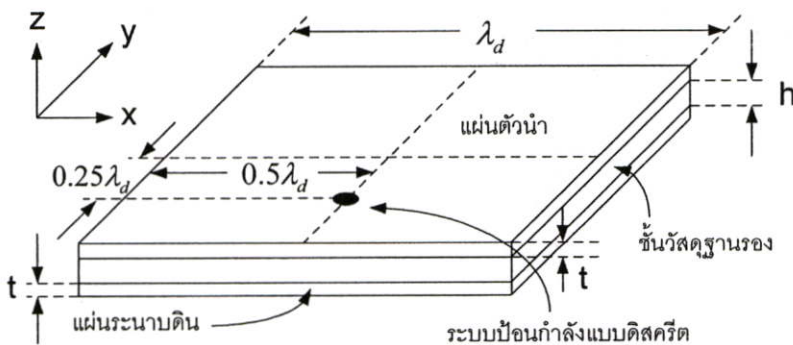
$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{2.45 \cdot 10^9} = 122.448 \text{ มม}$$

และ

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{122.448}{\sqrt{4.36}} = 58.642 \text{ มม}$$

จะได้ค่าความกว้างของสายอากาศที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์และ 2.45 กิกะเฮิรตซ์เท่ากับ 24.769 มม และ 58.642 มม ตามลำดับ จากนั้นนำค่าที่ได้ไปจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio โดยใช้โครงสร้างตามรูปที่ 3.1 ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองดังต่อไปนี้

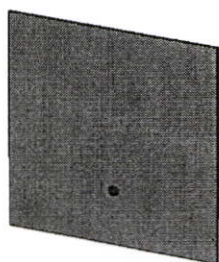
- สายอากาศเป็นรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส
- ความหนาของชั้นวัสดุฐานรอง ( $h$ ) เท่ากับ 0.6522 มม
- ความหนาของทองแดง ( $t$ ) เท่ากับ 0.0795 มม
- ค่าแทนเจนต์ความสูญเสียเท่ากับ 0.012
- ใช้ระบบป้อนกำลังแบบดิสครีต (discrete) มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม
- จุดป้อนกำลังอยู่ที่ระยะ  $0.25\lambda_d$  จากจุดศูนย์กลางของสายอากาศ



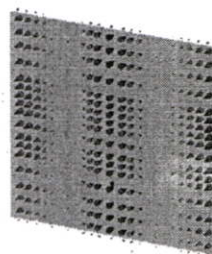
รูปที่ 3.1 โครงสร้างสายอากาศที่ใช้ในการจำลอง

รูปที่ 3.2(ก) แสดงรูปสายอากาศที่ใช้ในการจำลองที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ซึ่งมีความยาวแต่ละด้านเท่ากับความยาวคลื่นในวัสดุฐานรอง จากทฤษฎีในบทที่ 2 ทำให้ทราบว่าสายอากาศที่มีขนาดเท่ากับความยาวคลื่นดังกล่าวมีการทำงานในโหมดที่สอง โดยมีลักษณะการกระจายของสนามไฟฟ้าตามรูปที่ 3.2(ข) โดยสนามไฟฟ้าบริเวณกลาง และขอบของแพทช์จะมีค่าสูงสุด ส่วนแบบรูปการแผ่คลื่นเป็นไปตามรูปที่ 3.2(ค) ซึ่งเป็นแบบสองทิศทาง และมีการแผ่คลื่นบริเวณขอบ ซึ่งมีสนามไฟฟ้าสูงสุดตามแนวแกน  $\pm x$  ในขณะที่สนามไฟฟ้าบริเวณขอบตามแนวแกน  $\pm y$  จะมีเฟสที่ต่างกัน ทำให้เกิดการหักล้างของเฟส จึงไม่มีการแผ่คลื่นออกไป

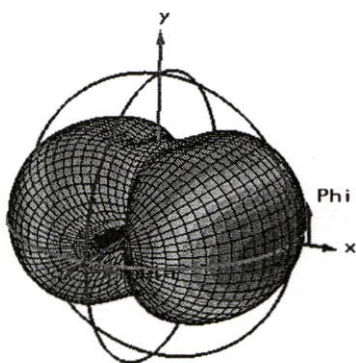
สำหรับที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ก็เช่นเดียวกัน ที่ความยาวแต่ละด้านเท่ากับความยาวคลื่นในวัสดุฐานรอง สายอากาศจะมีแบบรูปการแผ่คลื่นเป็นสองทิศทาง และลักษณะการกระจายของสนามไฟฟ้าเช่นเดียวกับความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์



(ก)



(ข)

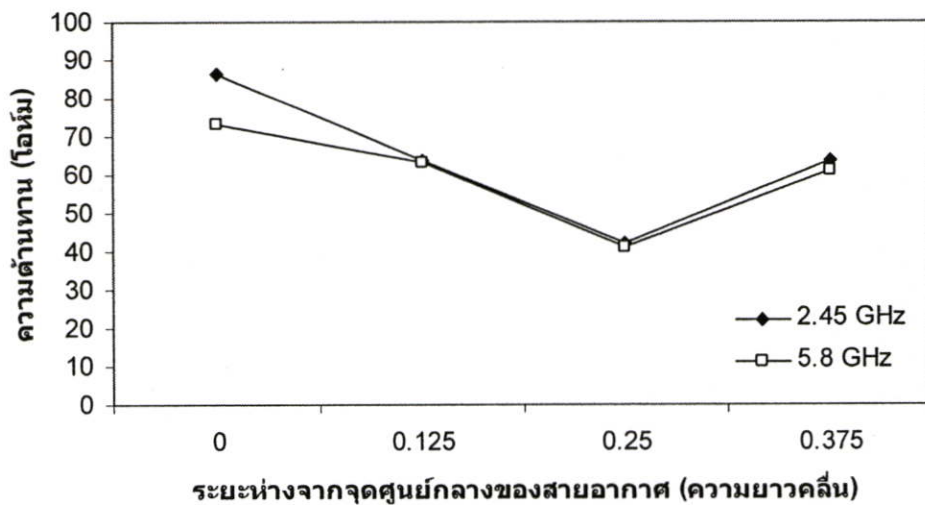


(ค)

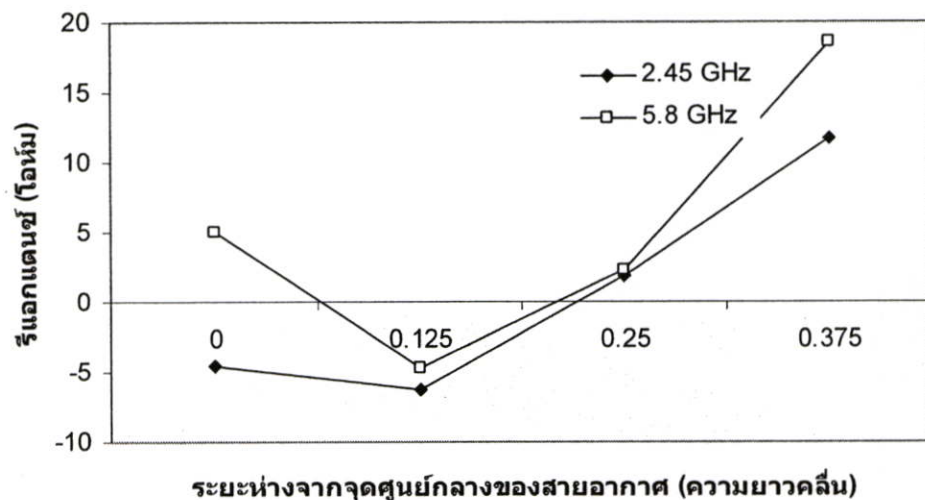
รูปที่ 3.2 คุณสมบัติของสายอากาศจากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์

(ก) ตัวสายอากาศ (ข) การกระจายของสนามไฟฟ้า (ค) แบบรูปการแผ่คลื่น

รูปที่ 3.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์กับตำแหน่งของจุดป้อนกำลังที่ระยะห่างจากจุดศูนย์กลางต่างๆ กันของสายอากาศ รูปที่ 3.3(ก) และ (ข) แสดงความต้านทานและค่ารีแอกแตนซ์ตามลำดับ



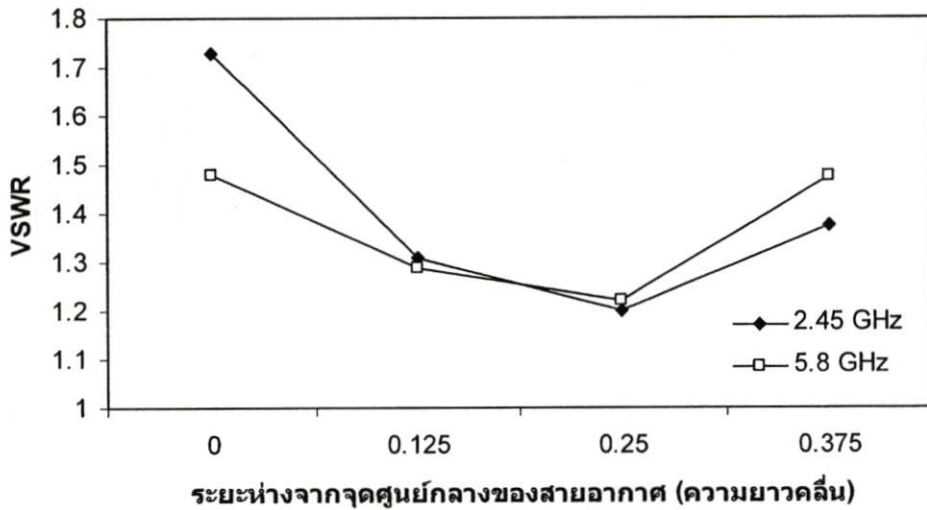
(ก)



(ข)

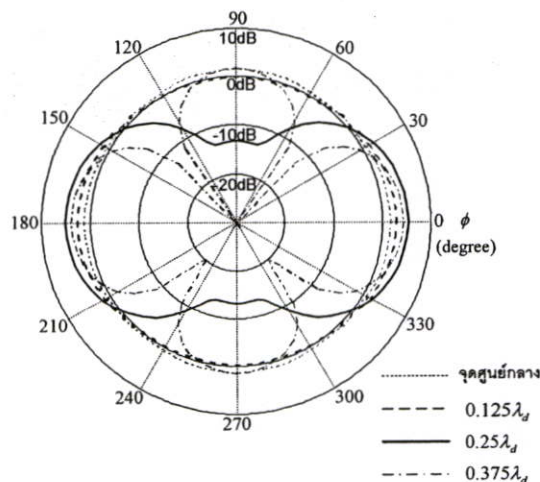
รูปที่ 3.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์กับจุดป้อนกำลังที่ระยะต่างๆ

(ก) ความต้านทาน (ข) รีแอกแตนซ์

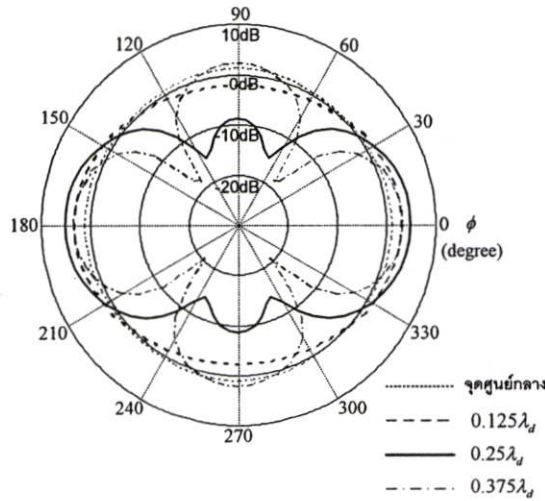


รูปที่ 3.4 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน

จากทฤษฎีที่ว่าในสภาวะเรโซแนนซ์ ค่ารีแอกแตนซ์จะเท่ากับศูนย์เพราะฉะนั้นในระบบที่เกิดสภาวะเรโซแนนซ์ จะมีเพียงค่าความต้านทานเท่านั้น จากรูปที่ 3.3(ข) พบว่าจุดป้อนกำลังที่ระยะ  $0.25\lambda_d$  ค่ารีแอกแตนซ์มีค่า 1.893 โอห์มและ 2.229 โอห์มที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ตามลำดับ ซึ่งน้อยกว่าเมื่อเทียบกับค่าความต้านทานที่ตำแหน่งเดียวกันในรูปที่ 3.3(ก) ซึ่งมีค่า 41.93 โอห์มและ 41.15 โอห์มที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ตามลำดับ โดยรูปที่ 3.4 แสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดันซึ่งต่ำที่สุดที่ระยะ  $0.25\lambda_d$  มีค่า 1.198 และ 1.222 ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ตามลำดับ



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.5 แบบรูปการแผ่คลื่นที่จุดป้อนกำลังระยะต่างๆ ที่มุม  $\theta = 90^\circ$

(ก) ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ (ข) ที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์

ที่ระยะจุดป้อนกำลังเดียวกันนี้เราพบอีกว่า ตำแหน่งของจุดป้อนกำลังนั้นมีผลกระทบต่อแบบรูปการแผ่คลื่น โดยรูปที่ 3.5 แสดงแบบรูปการแผ่คลื่นที่จุดป้อนกำลังที่ระยะต่างๆ ของทั้งสองความถี่ สังเกตได้ว่าที่ระยะ  $0.25\lambda_d$  นั้นมีแบบรูปการแผ่คลื่นแบบสองทิศทาง

ในรูปที่ 3.5(ก) แสดงแบบรูปการแผ่คลื่นที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ และในรูปที่ 3.5(ข) แสดงแบบรูปการแผ่คลื่นที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ โดยตารางที่ 3.1 แสดงค่าสภาพเจาะจงทิศทางและระดับพู่ข้าง (side lobe level) ที่ตำแหน่งต่างๆ ของจุดป้อนกำลัง

ตารางที่ 3.1 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่ตำแหน่งต่างๆ ของจุดป้อนกำลัง

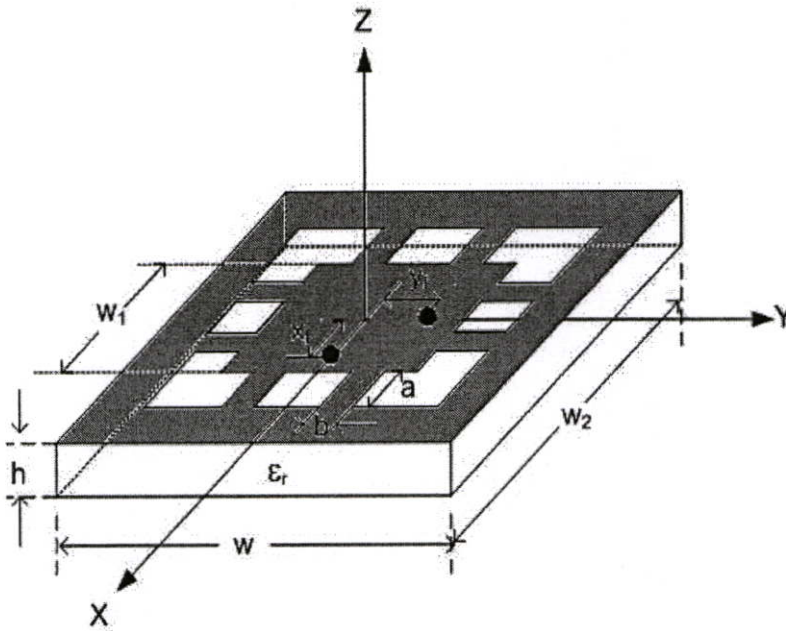
ตำแหน่งการ ป้อนกำลัง	ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์		ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์	
	ค่าสภาพเจาะจง ทิศทาง (dBi)	ระดับพู่ข้าง (dB)	ค่าสภาพเจาะจง ทิศทาง (dBi)	ระดับพู่ข้าง (dB)
จุดศูนย์กลาง	1.1	-	1.0	-
$0.125\lambda_d$	2.6	-	3.1	-
$0.25\lambda_d$	4.8	-15.3	4.9	-13.6
$0.375\lambda_d$	3.9	-3.1	3.2	-1.2

จากตารางที่ 3.1 ทำให้ทราบอีกว่า ที่ระยะ  $0.25\lambda_d$  ของทั้งสองความถี่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง และระดับพูซังที่ต่ำ ซึ่งเป็นอีกเหตุผลที่ยืนยันว่าตำแหน่งนี้เป็นตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดในการออกแบบให้สายอากาศมีแบบรูปการแผ่คลื่นแบบสองทิศทาง ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงและมีค่าอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมกับการใช้งาน

### 3.3 สายอากาศแพทช์เดี่ยวสวิตช์ลาคลิ้นได้ด้วยการป้อนสองจุดเพื่อให้ทำงานในสองย่านความถี่

จากหัวข้อที่ผ่านมาเราพบว่าจุดป้อนกำลังที่ระยะห่างจากจุดศูนย์กลางเท่ากับ  $0.25\lambda_d$  นั้นสายอากาศมีแบบรูปการแผ่คลื่นแบบสองทิศทาง ค่ารีแอกแตนซ์ และระดับพูซังที่ต่ำ เราจึงนำเอาวิธีการนี้มาใช้เพื่อออกแบบสายอากาศที่สามารถสวิตช์ลาคลิ้นได้ด้วยการวางจุดป้อนกำลังสองจุด สายอากาศทำงานที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์และ 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยทั้งสองความถี่วางอยู่ในโครงสร้างที่เป็นแผ่นเดียวกันตามรูปที่ 3.6 สายอากาศมีโครงสร้างแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัสโดยมีความยาวของแต่ละด้านเท่ากับ  $w_1$  และ  $w_2$  มีความสูงเท่ากับ  $h$  ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกในวัสดุฐานรองเท่ากับ  $\epsilon_r$  สายอากาศวางอยู่บนระนาบ  $xy$  โดยมีจุดป้อนกำลังที่ตำแหน่ง  $(x_f, 0, 0)$  และ  $(0, y_f, 0)$  ความกว้างของ  $w_1$  และ  $w_2$  มีค่าเท่ากับความยาวคลื่นในไดอิเล็กตริก ( $\lambda_d$ ) ของความถี่ 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์และ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ตามลำดับ ดังนั้นสนามไฟฟ้า  $E_z$  บนช่องเปิดตามแนวแกน  $x$  และ  $y$  จะมีเฟสเท่ากัน การกระจายของสนามไฟฟ้าจะเป็นโหมด  $TM_{020}$  หรือ  $TM_{200}$  ขึ้นอยู่กับตำแหน่งของจุดป้อนสัญญาณ

สายส่งไมโครสตริป ทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบความถี่ต่ำและความถี่สูงเข้าด้วยกัน โดยสายส่งนี้จะทำหน้าที่เปิดวงจรที่ความถี่สูง และปิดวงจรที่ความถี่ต่ำ เพื่อให้สายอากาศทำงานที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์และ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ตามลำดับ โดยใช้วิธีการปรับขนาดของ  $a$  และ  $b$  อย่างเหมาะสม ตำแหน่ง  $x_f$  และ  $y_f$  คือตำแหน่งของจุดป้อนกำลังที่จะทำให้สายอากาศทำงานที่โหมด  $TM_{020}$  และ  $TM_{200}$  ตามลำดับ

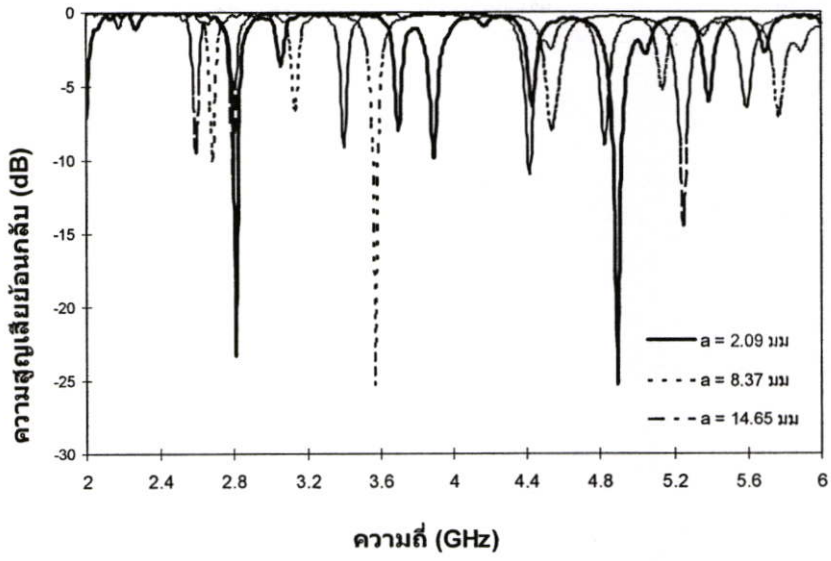


รูปที่ 3.6 โครงสร้างของสายอากาศ

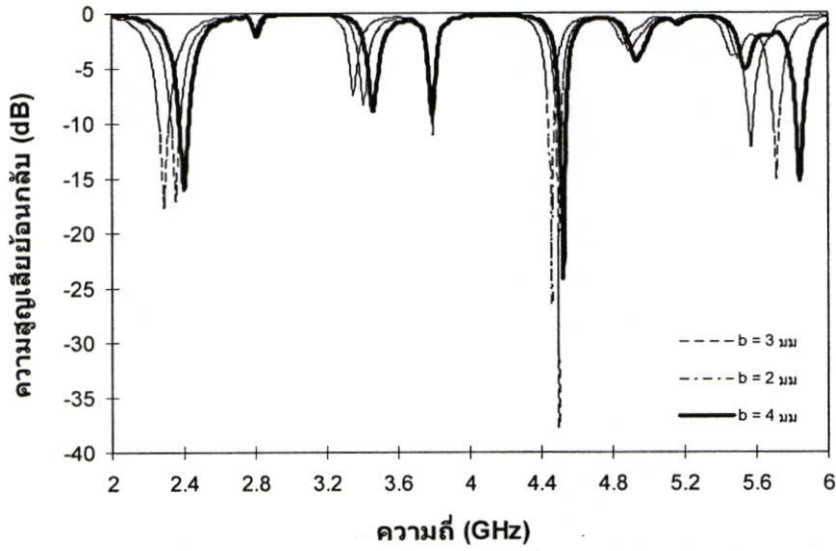
### 3.3.1 ผลการจำลองสายอากาศ

สายอากาศทำงานที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์และ 2.45 กิกะเฮิรตซ์โดยมีความกว้างของแต่ละความถี่  $w_1$  และ  $w_2$  ที่ขนาด 20.92 มม และ 57.34 มม ตามลำดับโดยใช้วัสดุฐานรอง FR-4 ที่มีความหนา  $h = 0.6522$  มม ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r$  เท่ากับ 4.36 และแทนเจนต์ความสูญเสียเท่ากับ 0.012 โดยที่ค่าอิมพีแดนซ์และแบบรูปการแผ่คลื่นสามารถหาได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

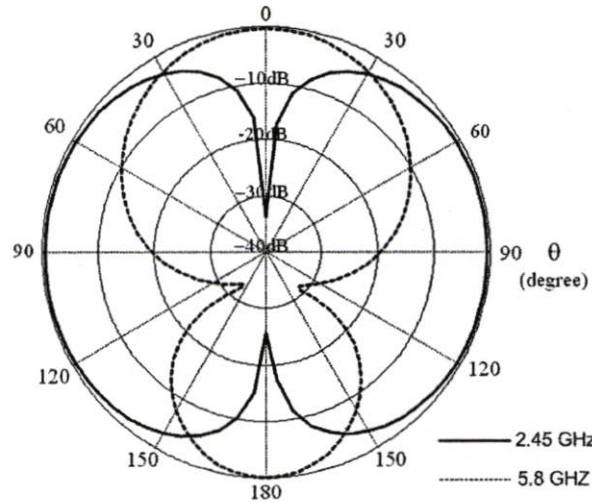
จากรูปที่ 3.7 แสดงผลการจำลองค่าของความสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่ต่างๆ เมื่อความกว้างของสายส่งไมโครสตริป  $b$  มีค่าคงที่โดยเปลี่ยนความยาวของสายส่งไมโครสตริป  $a$  จาก 2.09 มม ถึง 18.8 มม เราพบว่าที่ค่า  $a = 2.09$  มม มีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่ 2.8 กิกะเฮิรตซ์และ 4.9 กิกะเฮิรตซ์เท่ากับ -23dB และ -25dB ตามลำดับ จากนั้นจำลองผลโดยการคงที่ค่า  $a$  เท่ากับ 2.09 มม แล้วปรับเปลี่ยนค่า  $b$  จนได้ค่าการสูญเสียย้อนกลับในความถี่ที่ต้องการ จากรูปที่ 3.8 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ตำแหน่งค่า  $a$  คงที่โดยเปลี่ยนค่า  $b$  พบว่าที่ตำแหน่งของ  $b$  เท่ากับ 4 มม ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่า -15dB ที่ความถี่ 2.42 กิกะเฮิรตซ์และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 3.7 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $a$



รูปที่ 3.8 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า  $b$



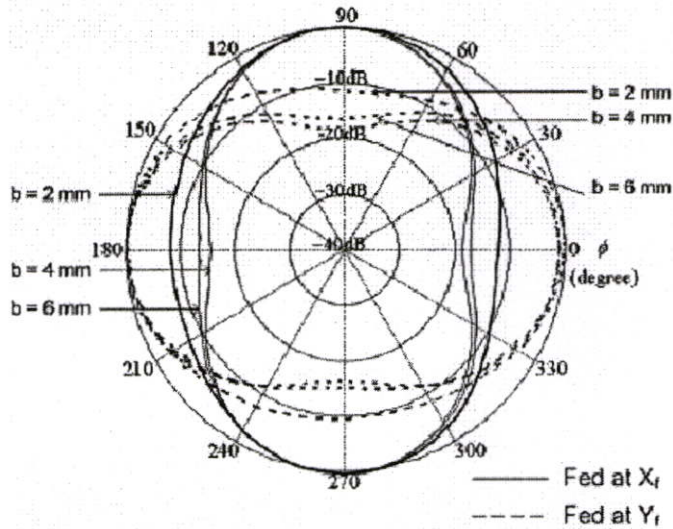
รูปที่ 3.9 แบบรูปการแผ่คลื่นในระนาบ  $yz$

จะเห็นได้ว่าสามารถเลือกค่า  $a$  แบบหลายๆ ก่อนเพื่อปรับค่า  $b$  ให้มีค่าความสูญเสียย้อนกลับในตำแหน่งที่ต้องการได้ จากนั้นปรับค่า  $a$  อย่างละเอียดอีกครั้ง

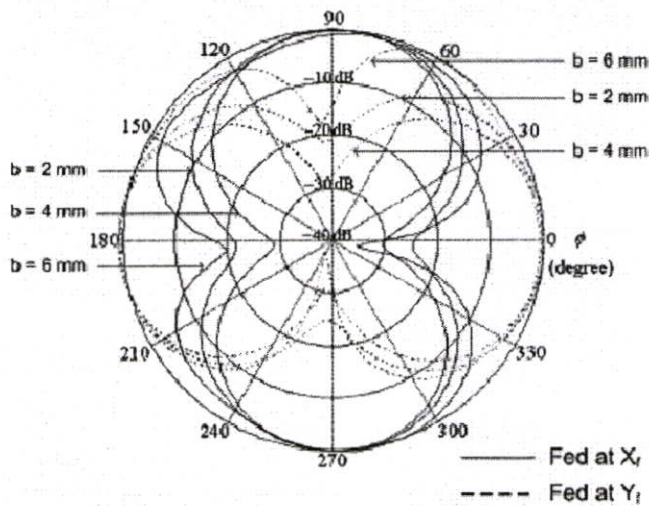
รูปที่ 3.9 แสดงแบบรูปการแผ่คลื่นในระนาบ  $yz$  ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ พบว่าที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ แบบรูปการแผ่คลื่นเป็นไปตามที่ต้องการคือมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางแต่ที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ แบบรูปการแผ่คลื่นตั้งฉากกับระนาบสายอากาศ นอกจากนี้ยังสังเกตได้ว่าที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$  แบบรูปการแผ่คลื่นในระนาบ  $xy$  ตามรูปที่ 3.10 ยังคงมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางทั้งสองความถี่

จากรูปที่ 3.10 สังเกตได้ว่าค่า  $b$  มีความสำคัญกับการเปลี่ยนแปลงแบบรูปการแผ่คลื่นซึ่งจะมีนัล (null) ที่ลึกที่สุดที่ตำแหน่ง  $b$  เท่ากับ 4 มม

จากการทดสอบคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศแล้วพบว่า สายอากาศทำงานที่ความถี่ประมาณ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าความสูญเสียย้อนกลับประมาณ -15dB ทั้งสองความถี่ แต่ที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์ แบบรูปการแผ่คลื่นเป็นแบบตั้งฉากกับสายอากาศ อย่างไรก็ตามหากพิจารณาที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$  ซึ่งเป็นมุมที่ใช้งานจะพบว่าแบบรูปการแผ่คลื่นทั้งสองความถี่เป็นแบบสองทิศทาง และสามารถสวิตช์ลำคลื่นได้ตามที่ต้องการ



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.10 แบบรูปการแผ่คลื่นในระนาบ  $xy$  โดยเปลี่ยนค่า  $b$ 

(ก) ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ (ข) ที่ความถี่ 5.8 กิกะเฮิรตซ์

### 3.4 สายอากาศทำงานสองย่านความถี่ที่สามารถสวิตช์ค่าคลื่นได้

ตามมาตรฐานของระบบโครงข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย IEEE802.11b/g ใช้งานในย่านความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์และ IEEE802.11a ใช้งานในย่านความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบัน สำหรับในประเทศไทยนั้นอนุญาตให้ใช้มาตรฐาน IEEE802.11b/g 2.4 กิกะเฮิรตซ์เท่านั้น สำหรับมาตรฐาน IEEE802.11a 5.5 กิกะเฮิรตซ์มีใช้กันในต่างประเทศซึ่งสามารถใช้ได้ทั้งสองมาตรฐาน สายอากาศที่ศึกษาวิจัยในหัวข้อที่ 3.3 นั้นใช้ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.8 กิกะ

เฮิร์ตซ์ ทำให้ไม่สามารถทดสอบคุณสมบัติในการใช้งานจริงของสายอากาศได้ ด้วยเหตุผลนี้ผู้วิจัยจึงทำการเปลี่ยนความถี่ที่ใช้งานจาก 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์เป็น 5.5 กิกะเฮิร์ตซ์ เพื่อให้สามารถทดสอบร่วมกับแอกเซสพอยท์สองความถี่ได้

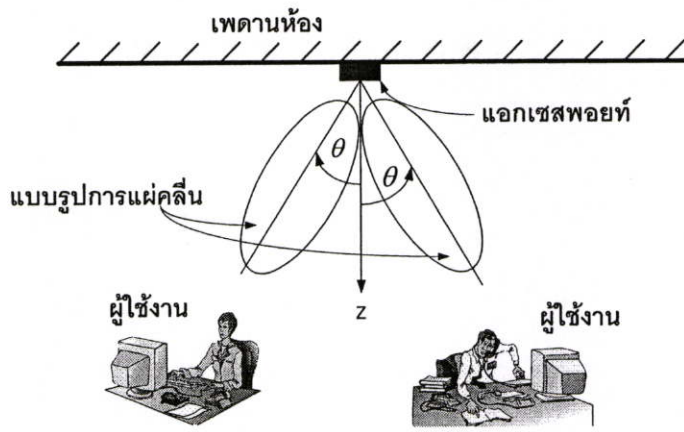
เมื่อใช้สมการ (3.6) ในการคำนวณค่าความกว้างของแต่ละด้านของสายอากาศ โดยใช้ค่าสภาพยอมสัมพัทธ์เท่ากับ 4.36 จะได้ขนาดความกว้างของสายอากาศที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิร์ตซ์เท่ากับ 26.122 มม. และที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์มีขนาดเท่าเดิมคือ 58.642 มม. โดยใช้โครงสร้างในรูปที่ 3.6 ในการศึกษา

สำหรับสมมติฐานเรื่องการทำงานของตัวเชื่อม หรือที่เรียกว่าสายส่งไมโครสตริปนั้น ไม่ได้บ่งชี้แน่ชัดว่าทำหน้าที่ปิดและเปิดวงจรที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์และ 5.5 กิกะเฮิร์ตซ์ตามที่คาดไว้ ซึ่งจะพิจารณาเกี่ยวกับเรื่องนี้อีกครั้ง โดยศึกษารูปแบบการกระจายของสนามไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กที่อยู่บริเวณขอบและผิวของสายอากาศเพิ่มเติมว่ามีผลอย่างไร เมื่อขนาดและความยาวของสายส่งไมโครสตริปเปลี่ยนแปลงไป รวมถึงผลที่เกิดขึ้นกับอิมพีแดนซ์ด้านเข้า และแบบรูปการแผ่คลื่นด้วย

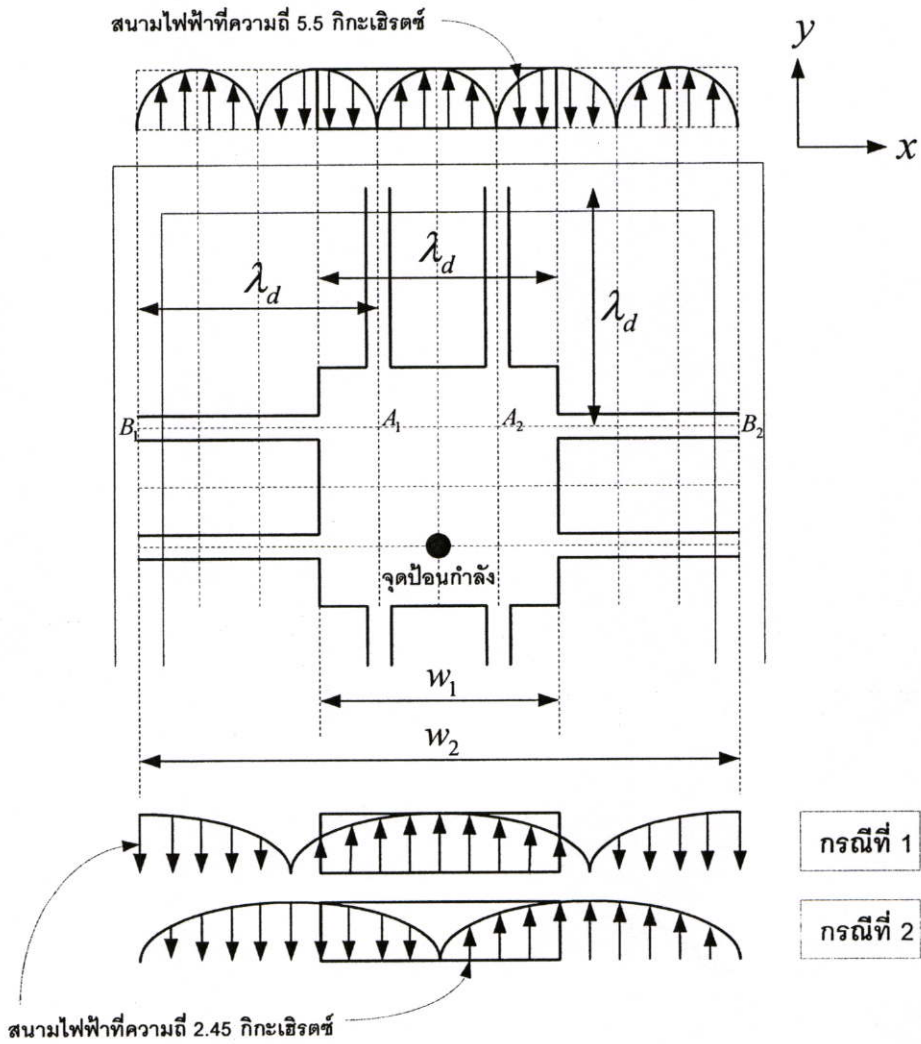
เนื่องจากต้องออกแบบให้สายอากาศทำงานร่วมกับอุปกรณ์ในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย นั่นก็คือแอกเซสพอยท์ ซึ่งติดตั้งไว้ที่เพดานห้องตามรูปที่ 3.11 สายอากาศจำเป็นต้องมีมุม  $\theta$  ที่เหมาะสมเพื่อที่จะให้ลำคลื่นหลักชี้ลงมาบริเวณที่ใช้งาน วิธีการที่จะทำให้ลำคลื่นชี้ทำมุมดังกล่าว นั่นก็คือต้องเพิ่มขนาดของระนาบดินให้ใหญ่กว่าตัวสายอากาศ ซึ่งการเพิ่มขนาดนี้เองจะส่งผลต่ออิมพีแดนซ์ และแบบรูปการแผ่คลื่นซึ่งแตกต่างจากหัวข้อที่ 3.3 ซึ่งขนาดของแผ่นระนาบดินเท่ากับขนาดของตัวสายอากาศ ลำคลื่นหลักจะอยู่ที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $90^\circ$  เพราะฉะนั้นการเพิ่มขนาดของระนาบดินจะต้องมีความเหมาะสมเพื่อให้ได้มุม  $\theta$  ตามที่ต้องการ

#### 3.4.1 สมมติฐานจากแนวความคิด

จากแนวความคิดในหัวข้อที่ 3.3 ว่าสายส่งไมโครสตริปจะทำหน้าที่ในการเปิดและปิดวงจรที่ความถี่สูงและความถี่ต่ำตามลำดับ จากผลการจำลองที่ผ่านมายังไม่สามารถบ่งชี้ได้ชัดเจนว่าสายส่งไมโครสตริปจะทำงานตามสมมติฐานที่ตั้งไว้ แต่สิ่งที่เห็นได้ชัดเจนก็คือความยาวของ  $a$  สั้นมาก ในขณะที่ความกว้างของ  $b$  นั้นกว้างเกินไปอาจเป็นเหตุผลหนึ่งที่สายส่งไมโครสตริปไม่ทำงานตามที่คาดไว้ด้วยเหตุผลนี้ทำให้ตั้งสมมติฐานอีกครั้งเกี่ยวกับกลไกการทำงานดังกล่าวตามรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.11 การติดตั้งแอกระฆอยท์และมุมของลำคลื่นหลักที่ต้องการ



รูปที่ 3.12 สมมติฐานการทำงานของสายส่งไมโครสตริป

จากรูปที่ 3.12 ที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์และ 2.45 กิกะเฮิรตซ์สายอากาศมีความกว้าง  $w_1$  และ  $w_2$  ตามลำดับ ระยะจาก  $A_1$  ไปยัง  $B_1$  และจาก  $A_2$  ไปยัง  $B_2$  มีค่าเท่ากับ  $\lambda_d$  ที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์ เราจะแยกสมมติฐานออกเป็นสามส่วนใหญ่ๆ คือ

- 1) พิจารณาที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์
- 2) พิจารณาที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ กรณีที่ 1
- 3) พิจารณาที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ กรณีที่ 2

เนื่องจากกำหนดจุดป้อนกำลังไว้ที่ระยะ  $0.25\lambda_d$  ของความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์จากจุดศูนย์กลางของสายอากาศ และจากรูปที่ 3.3 พบว่าที่จุดนี้สายอากาศมีค่าอิมพีแดนซ์ใกล้เคียง 50 โอห์มซึ่งเป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่ใช้ในการจำลองสายส่งกำลัง ด้วยเหตุนี้จึงต้องออกแบบสายส่งไมโครสตริปให้มีความอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์มเช่นกัน เพื่อให้เกิดการแมตช์ที่ดีที่สุดระหว่างองค์ประกอบของความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์และ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ โดยสามารถคำนวณหาค่าความกว้างของสายส่งไมโครสตริปที่ความต้านทาน 50 โอห์มได้จากสมการ (2.77) ซึ่งจะได้ค่าความกว้างประมาณ 2 มม

#### 3.4.1.1. พิจารณาที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์

พบว่าที่จุด  $A_1$  และ  $A_2$  เป็นจุดที่มีสนามไฟฟ้าต่ำที่สุดในโพรงของสายอากาศไมโครสตริป ที่จุดนี้เราสามารถประมาณได้ว่ามีกระแสแม่เหล็กไหลอยู่บริเวณผิวของแผ่นตัวนำด้านบนสูงสุด และที่ตำแหน่งห่างออกไปทางแกน  $\pm x$  เป็นระยะ  $0.5\lambda_d$  และ  $\lambda_d$  ก็มีค่าสนามแม่เหล็กสูงสุดเช่นกัน ที่ตำแหน่ง  $B_1$  และ  $B_2$  ซึ่งเป็นตำแหน่งที่มีกระแสแม่เหล็กที่ผิวสูงสุด และมีสนามไฟฟ้าที่โพรงสายอากาศต่ำที่สุด เพราะฉะนั้นที่บริเวณนี้จึงไม่มีการแผ่คลื่นออกไป ในขณะที่บริเวณขอบขององค์ประกอบความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์จะมีสนามไฟฟ้าสูงสุด และมีกระแสแม่เหล็กต่ำที่สุดบริเวณขอบ ทำให้เกิดการแผ่คลื่นที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์

### 3.4.1.2. พิจารณาที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ กรณีที่ 1

สำหรับในกรณีที่ 1 สังเกตได้ว่าที่จุด  $B_1$  และ  $B_2$  ซึ่งเป็นขอบขององค์ประกอบความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ จากรูปพบว่า ที่บริเวณนี้มีสนามไฟฟ้าสูงที่สุด และมีกระแสแม่เหล็กต่ำที่สุดที่ผิวบริเวณขอบเช่นกัน ด้วยกลไกนี้จะทำให้เกิดการแผ่คลื่นที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์

### 3.4.1.3. พิจารณาที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ กรณีที่ 2

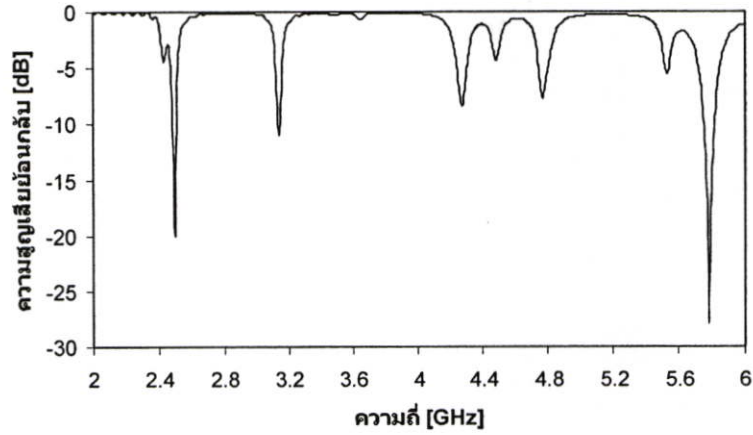
กรณีที่ 2 ถ้าหากว่าที่ขอบเกิดค่าสนามไฟฟ้าต่ำที่สุด และมีกระแสแม่เหล็กสูงที่สุดที่จุดนี้ จะไม่เกิดการแผ่คลื่นออกที่บริเวณขอบของสายอากาศ แต่หากพิจารณาให้ดีจะพบว่าที่บริเวณโพรงที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์ ขนาดของ  $w_1$  นี้จะมีค่าใกล้เคียงประมาณ  $0.5\lambda_d$  ของความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งด้วยกลไกนี้เอง ทำให้เกิดการแผ่คลื่นในโหมดที่หนึ่งของความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ถ้าคลื่นหลักจะตั้งฉากกับสายอากาศ ซึ่งเมื่อเปลี่ยนตำแหน่งของจุดป้อนกำลังเพื่อที่จะสวิตช์ลำคลื่นหลัก จะพบว่าสายอากาศไม่สามารถสวิตช์ลำคลื่นที่ความถี่นี้ได้ แต่จะเป็นเพียงการสวิตช์โพลาริซชันของคลื่นเท่านั้น

## 3.4.2 ผลการจำลองสายอากาศ

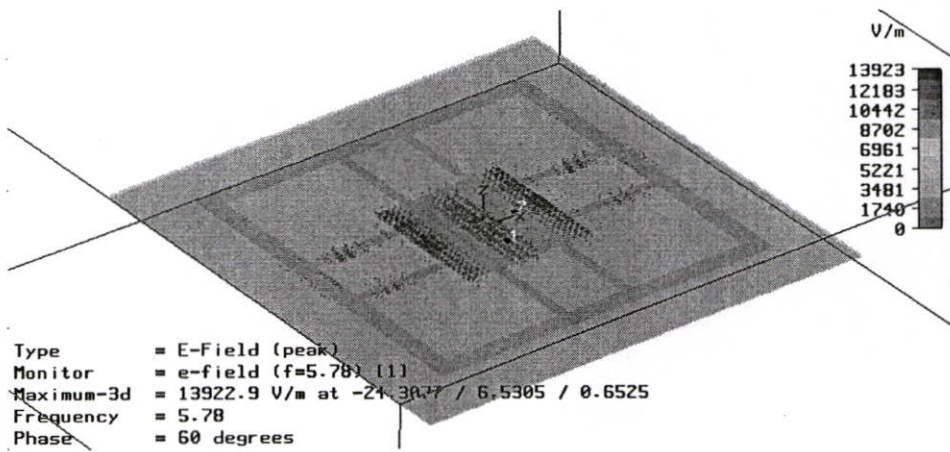
จากสมมติฐานทั้งสามข้อ เราสามารถออกแบบโครงสร้างของสายอากาศเพื่อทำการจำลอง และทดสอบสมมติฐานดังกล่าว โดยยึดโครงสร้างตามรูปที่ 3.6 เป็นหลักซึ่งมีพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองตามตารางที่ 3.2 โดยให้แผ่นระนาบกราวนค์ใหญ่กว่าตัวสายอากาศ 10 มม

ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้เริ่มต้นในการจำลอง

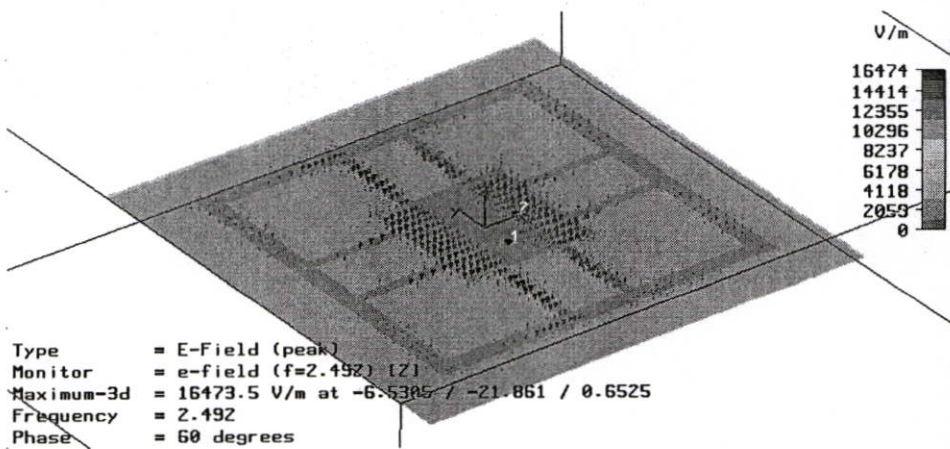
พารามิเตอร์	มิติ (มม)
$w_1$	26.122
$w_2$	68.642
$a$	17.6
$b$	2



รูปที่ 3.13 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศจากค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 3.2



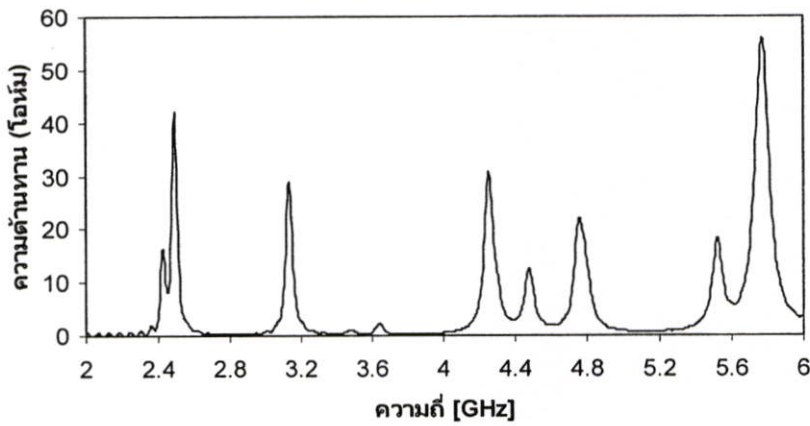
รูปที่ 3.14 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.78 กิกะเฮิรตซ์



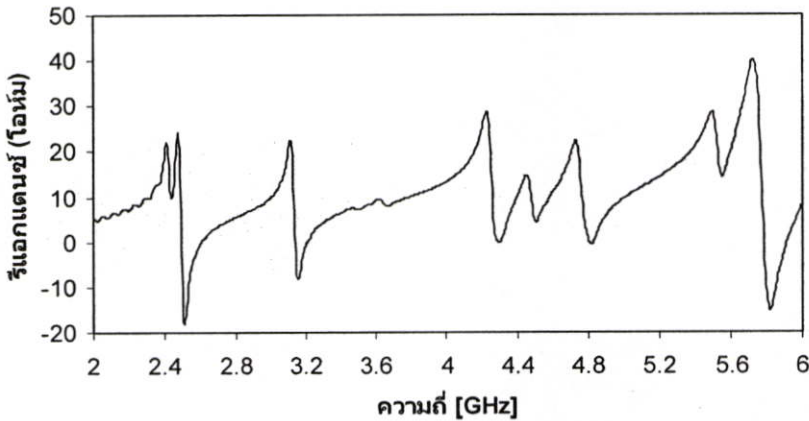
รูปที่ 3.15 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.492 กิกะเฮิรตซ์

รูปที่ 3.13 แสดงค่าความสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการจำลองผลด้วยพารามิเตอร์ตามตารางที่ 3.2 พบว่าสายอากาศทำงานที่ความถี่ 2.492 กิกะเฮิรตซ์และ 5.78 กิกะเฮิรตซ์โดยมีค่าการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -20dB และ -27.9dB ตามลำดับ

ถึงแม้ว่าสายอากาศยังไม่ทำงานที่ความถี่ที่ต้องการคือ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.5 กิกะเฮิรตซ์ อย่างไรก็ตามผลที่ได้จากรูปที่ 3.14 และ 3.15 ได้แสดงให้เห็นว่าสนามไฟฟ้าที่กระจายอยู่นั้นเป็นไปตามสมมติฐานที่ตั้งไว้ คือที่ความถี่ต่ำเป็นไปตามกรณีที่ 2 นั้นแสดงว่าสายอากาศตัวนี้มีการแผ่คลื่นในโหมดที่หนึ่งที่มีความถี่ 2.492 กิกะเฮิรตซ์ ถ้าคลื่นหลักซึ่งตั้งฉากกับสายอากาศ และแผ่คลื่นในโหมดที่สองที่มีความถี่ 5.78 กิกะเฮิรตซ์



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.16 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศตามพารามิเตอร์ในตารางที่ 3.2

(ก) ความต้านทาน (ข) รีแอกแตนซ์

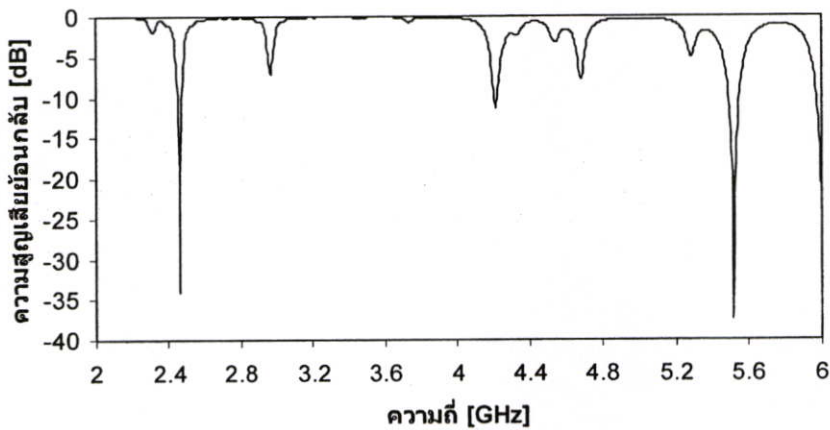
รูปที่ 3.16 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ตามพารามิเตอร์ในตารางที่ 3.2 เห็นได้ว่าที่ความถี่ 2.492 กิกะเฮิรตซ์และ 5.78 กิกะเฮิรตซ์มีค่ารีแอกแตนซ์เท่ากับ  $-2.849$  โอห์มและ  $3.579$  โอห์ม โดยที่ค่าความต้านทานมีค่า  $41.28$  โอห์มและ  $54.46$  โอห์มตามลำดับ

จากรูปที่ 3.14, 3.15 และ 3.16 แสดงให้เห็นว่าสมมติฐานที่ตั้งไว้ตั้งแต่ต้นเป็นจริง สายส่งไมโครสตริปทำหน้าที่แมตช์ระหว่างองค์ประกอบที่ความถี่สูงและความถี่ต่ำให้ทำงานร่วมกันได้บนแผ่นตัวนำชั้นเดียวกัน

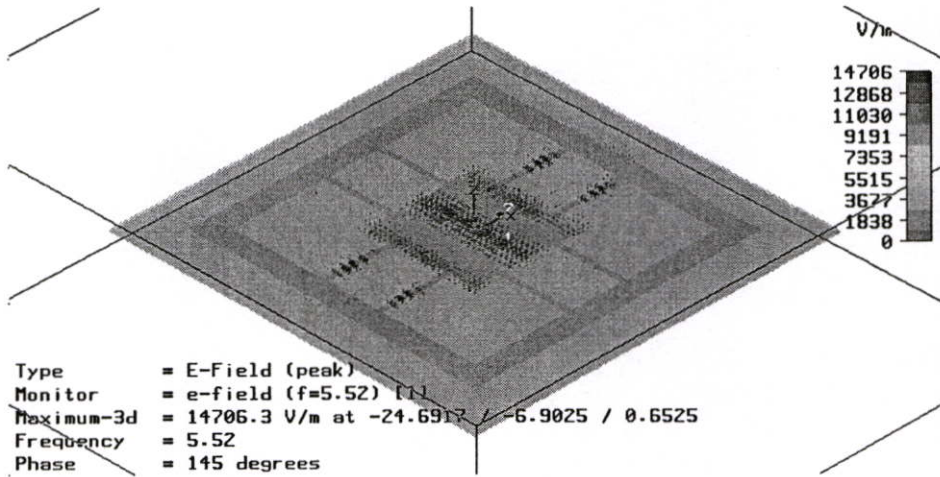
ในขั้นตอนสุดท้ายของการออกแบบ สายอากาศจำเป็นต้องปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อให้ทำงานที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.5 กิกะเฮิรตซ์ โดยมีพารามิเตอร์ที่ทำการปรับเพื่อให้แมตช์ที่ความถี่ดังกล่าวตามตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ของสายอากาศความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์และ 5.5 กิกะเฮิรตซ์

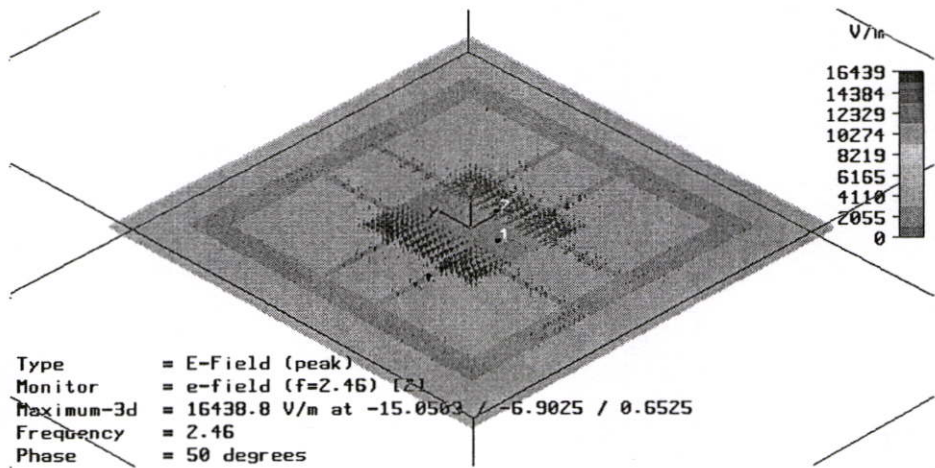
พารามิเตอร์	มิติ (มม)
$w_1$	27.61
$w_2$	72.6
$a$	17
$b$	1.5



รูปที่ 3.17 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศจากพารามิเตอร์ตามตารางที่ 3.3

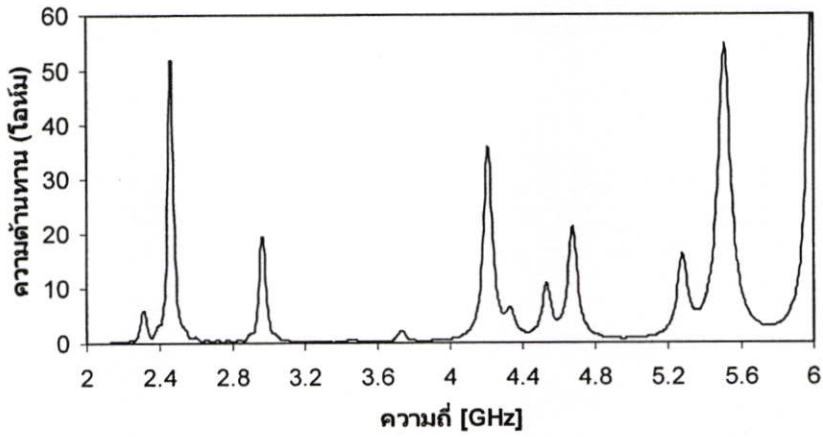


รูปที่ 3.18 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 5.52 กิกะเฮิรตซ์

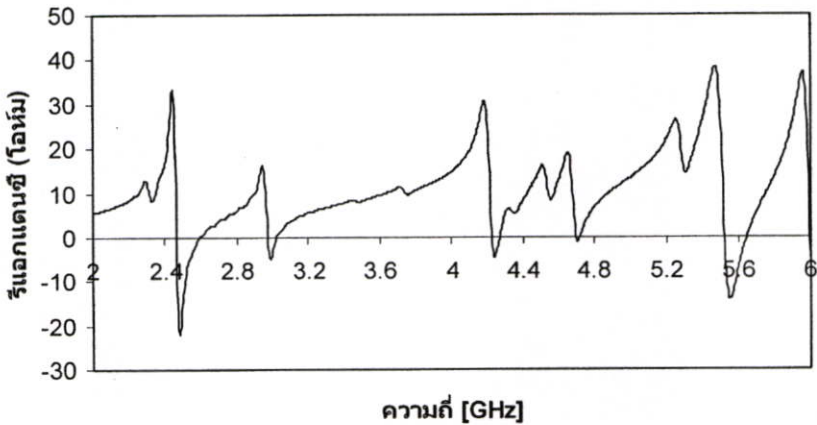


รูปที่ 3.19 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.46 กิกะเฮิรตซ์

รูปที่ 3.17 แสดงค่าความสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการจำลองผลด้วยพารามิเตอร์ตามตารางที่ 3.3 พบว่าสายอากาศทำงานที่ความถี่ 2.46 กิกะเฮิรตซ์และ 5.52 กิกะเฮิรตซ์โดยมีค่าการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -34.1dB และ -37.49dB ตามลำดับ



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.20 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศตามพารามิเตอร์ในตารางที่ 3.3

(ก) ความดันทาน (ข) รีแอกแตนซ์

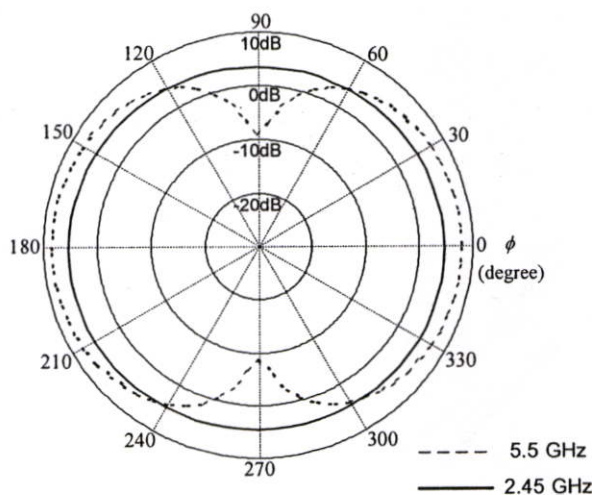
รูปที่ 3.18 และ 3.19 สายส่งไมโครสตริปทำหน้าที่แมตช์ระหว่างองค์ประกอบที่ความถี่สูงและความถี่ต่ำให้ทำงานร่วมกันได้บนแผ่นตัวนำชั้นเดียวกัน ซึ่งตรงตามสมมติฐานที่ตั้งไว้ทุกประการ และในรูปที่ 3.20 แสดงค่ารีแอกแตนซ์ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.1262 โอห์มและ -1.555 โอห์ม โดยที่ค่าความดันทานมีค่า 51.95 โอห์มและ 51.06 โอห์มตามลำดับ ซึ่งแบบรูปการแผ่คลื่นทั้งสองความถี่แสดงไว้ในรูปที่ 3.21 จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ เมื่อพิจารณาแบบรูปการแผ่คลื่น

ที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$  เป็นแบบวงกลม และมีอัตราขยายประมาณ 5 dBi การสวิตช์ตำแหน่งของตัวป้อนกำลังที่ความถี่นี้สามารถเปลี่ยนโพลาไรซ์ของคลื่นได้

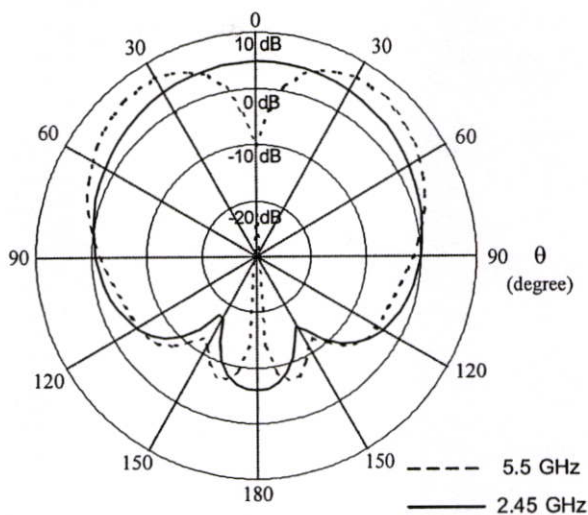
ในรูปที่ 3.21 ที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์มีแบบรูปการแผ่คลื่นแบบสองทิศทาง มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่มุม  $\phi$  เท่ากับ  $0^\circ$  และ  $180^\circ$  เท่ากับ 8.1 dBi และค่าความกว้างลำครึ่งกำลังเท่ากับ  $107^\circ$  ส่วนรูปที่ 3.22 แสดงให้เห็นว่า ถึงแม้ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์จะมีแบบรูปที่ตั้งฉากก็ตาม แต่ถ้าสังเกตให้ดีจะพบว่ามุมที่สนใจคือมุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$  ซึ่งเป็นมุมที่นำไปใช้ทดสอบ มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางประมาณ 4-5 dBi ความกว้างครึ่งคลื่นเท่ากับ  $120^\circ$  และระดับพ่วงเท่ากับ -11.7 dB ในขณะที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์จะมีแบบรูปการแผ่คลื่นแบบสองทิศทางที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$  ซึ่งเป็นมุมที่ใช้ทดสอบ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางมีค่า 8.1 dBi ความกว้างลำครึ่งคลื่นเท่ากับ  $46.3^\circ$  และระดับพ่วงเท่ากับ -15 dB โดยที่ค่าคุณสมบัติต่างๆ เหล่านี้แสดงไว้ในตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 คุณสมบัติของสายอากาศในรูปที่ 3.22

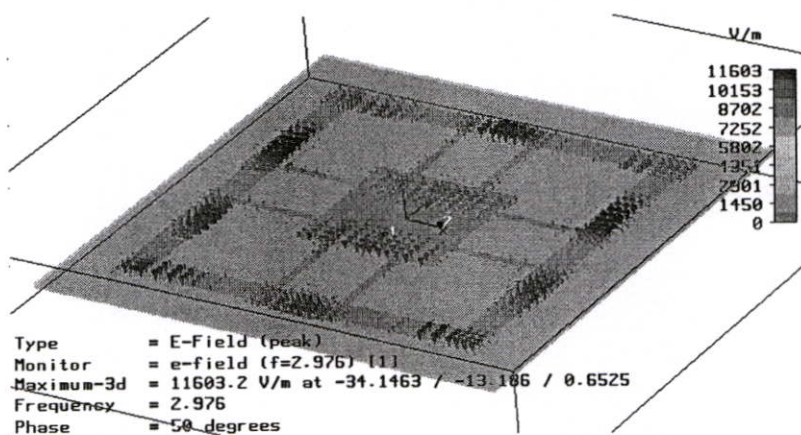
ความถี่ (GHz)	ทิศทางพหุหลัก (องศา)	ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด (dBi)	ความกว้างลำครึ่งคลื่น (องศา)	ระดับพ่วง (dB)
2.45	0	6	120	-11.7
5.5	$\pm 35$	8.1	46.3	-15



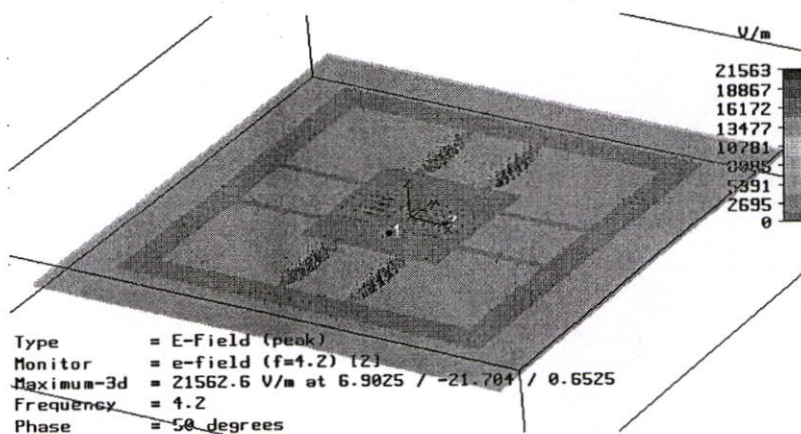
รูปที่ 3.21 แบบรูปการแผ่คลื่นของสายอากาศที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$



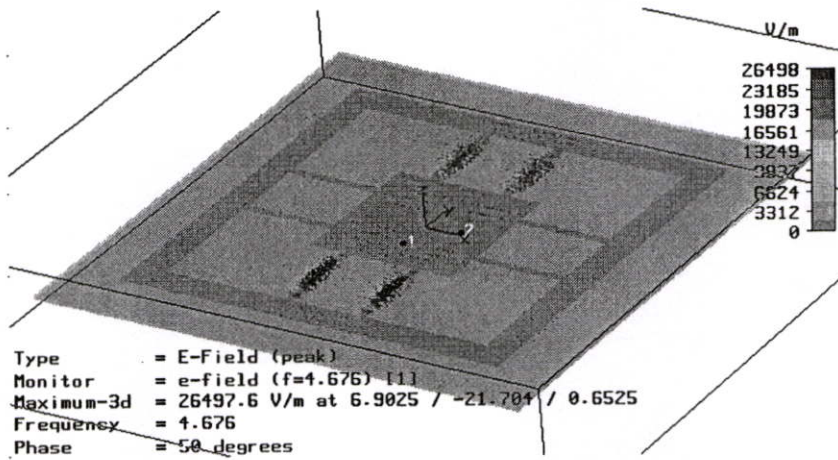
รูปที่ 3.22 แบบรูปการแผ่คลื่นของสายอากาศที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $0^\circ$



รูปที่ 3.23 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 2.976 กิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 3.24 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 4.2 กิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 3.25 การกระจายของสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 4.676 กิกะเฮิรตซ์

จากรูปที่ 3.17 จะเห็นว่าม็อดประกอบของความถี่ที่ไม่ต้องการเกิดขึ้นนั่นคือความถี่ 2.976, 4.2 และ 4.676 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งสามารถอธิบายได้โดยอาศัยรูปที่ 3.23 ถึง 3.25 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเกิดโหมดที่สามของความถี่ 2.976 กิกะเฮิรตซ์บริเวณขอบนอกของสายอากาศ เกิดโหมดที่หนึ่งของความถี่ 2.976 กิกะเฮิรตซ์บริเวณใจกลางของสายอากาศ และเกิดสนามไฟฟ้ากระจายอยู่บริเวณสายส่งไมโครสตริปที่ความถี่ 4.2 และ 4.276 กิกะเฮิรตซ์ แต่องค์ประกอบที่เกิดขึ้นนั้นมีการสูญเสียกำลังงานค่อนข้างต่ำ

### 3.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอแนวความคิด และสมมติฐานเกี่ยวกับการทำงานของสายส่งไมโครสตริปซึ่งเป็นหัวใจหลักในการทำงานของสายอากาศตัวนี้ รวมถึงการออกแบบ และการวิเคราะห์ เพื่อให้ได้สายอากาศตามที่ต้องการ โดยอาศัยโปรแกรม CST Microwave Studio ช่วยในการพิสูจน์ จากผลการจำลองคุณสมบัติต่างๆ สามารถสรุปได้ดังนี้

ที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์ แบบรูปการแผ่คลื่นเป็นไปตามที่ต้องการคือแบบสองทิศทางที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$  และสามารถสวิตช์ลำคลื่นได้ด้วยวิธีการเปลี่ยนตำแหน่งจุดป้อนกำลัง

ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ แบบรูปการแผ่คลื่นเป็นแบบทิศทางเดียวซึ่งตั้งฉากกับสายอากาศ การใช้วิธีการสวิตช์ลำคลื่นโดยการเปลี่ยนตำแหน่งจุดป้อนกำลังไม่สามารถทำได้ แต่การสวิตช์นี้สามารถสวิตช์โพลาไรซ์ของคลื่นได้

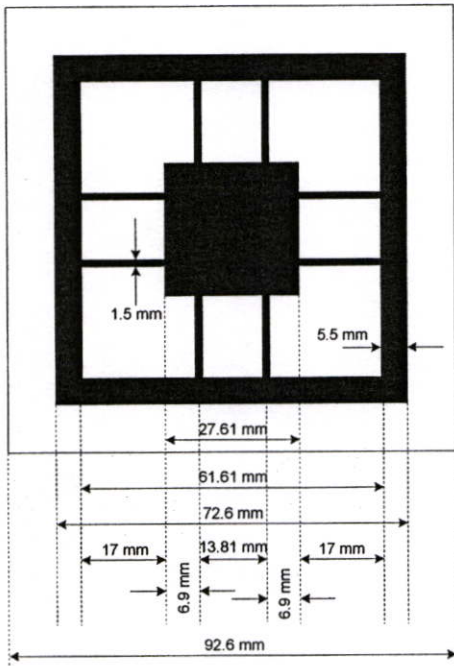
## บทที่ 4

### การทดสอบสายอากาศ

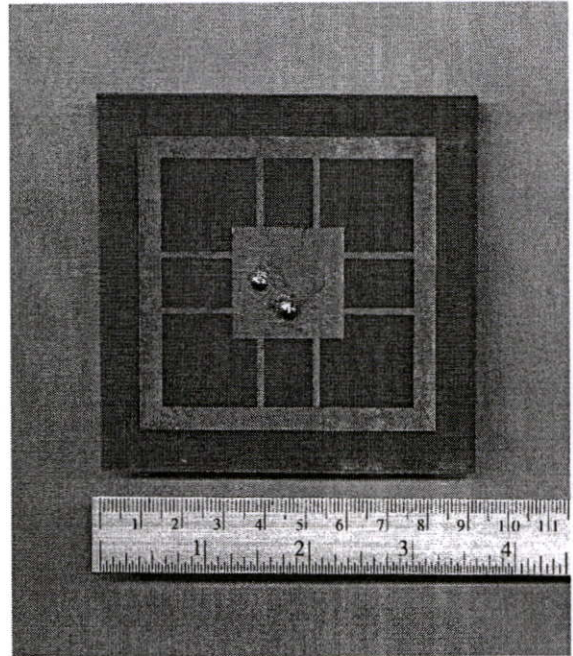
#### 4.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการสร้าง ทดสอบ เพื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองและสมมติฐานที่ตั้งขึ้นว่ามีความถูกต้องเพียงใด โดยเปรียบเทียบกับแบบรูปการแผ่คลื่น ค่าการแยกโคคเคียว (Isolation) อัตราขยาย และความสูญเสียย้อนกลับ โดยเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย เพื่อทดสอบวิสัยความสามารถในสภาพแวดล้อมจริง ภายในห้องปฏิบัติการวิจัย เพื่อประเมินคุณภาพในการใช้งาน

#### 4.2 การสร้างและทดสอบคุณสมบัติสายอากาศ



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.1 โครงสร้างสายอากาศที่ใช้ทดสอบ

(ก) มิติของสายอากาศ (ข) รูปถ่ายสายอากาศ

สายอากาศที่สร้างเพื่อทดสอบมีขนาด และโครงสร้างตามรูปที่ 4.1 ซึ่งจะทำการทดสอบ คุณสมบัติประจำตัวของสายอากาศคือ ค่าการสูญเสียย้อนกลับ แบบรูปการแผ่คลื่นในระนาบ  $\phi$  ที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$  และระนาบ  $\theta$  ที่มุม  $\phi$  เท่ากับ  $0^\circ$

สายอากาศมีความกว้าง  $w_2$  เท่ากับ 76.2 มม และ  $w_1$  เท่ากับ 27.61 มม ความยาว  $a$  และความกว้าง  $b$  ของสายส่งไมโครสตริปมีค่าเท่ากับ 17 มม และ 1.5 มม ตามลำดับ แผ่นระนาบดินมีขนาดกว้างกว่าสายอากาศด้านละ 10 มม โดยใช้วัสดุฐานรองแบบ FR-4 มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r$  เท่ากับ 4.36 ค่าแทนเจนต์ความสูญเสีย 0.012 ความหนา  $h$  เท่ากับ 0.6522

#### 4.2.1 ความสูญเสียย้อนกลับ

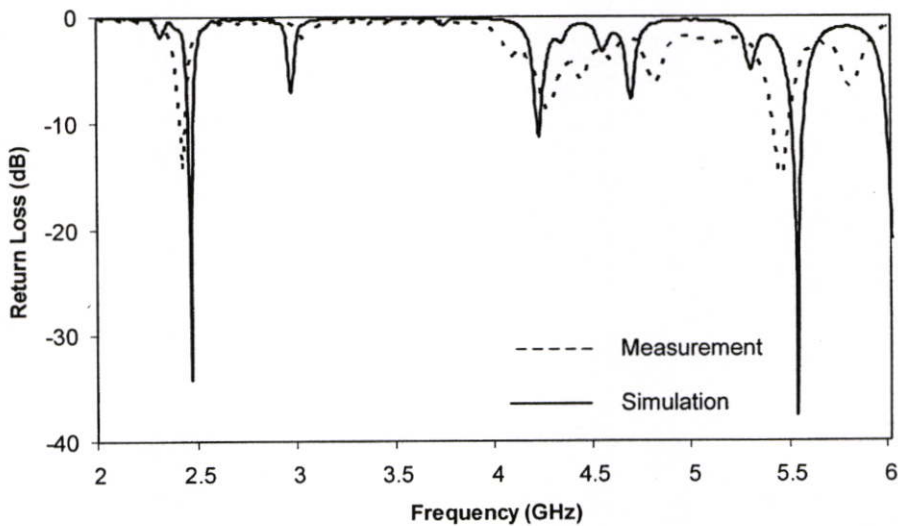
รูปที่ 4.2 แสดงการเปรียบเทียบค่าความสูญเสียย้อนกลับระหว่างการจำลองกับผลที่ได้จากการวัด โดยค่าความสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดมีค่า  $-14.43$  dB และ  $-15.07$  dB ที่ความถี่ 2.42 กิกะเฮิร์ตซ์และ 5.44 กิกะเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ ซึ่งถือว่ามีค่าใกล้เคียงมาก โดยความถี่ที่อุปกรณ์ในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายสามารถให้ได้คือช่วง 2.40-2.497 กิกะเฮิร์ตซ์และ 5.15-5.825 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยที่สายอากาศที่ทดสอบก็มีความถี่ใช้งานอยู่ในช่วงดังกล่าว

สังเกตได้ว่าสิ่งที่แตกต่างกันคือระดับของค่าการสูญเสียย้อนกลับ ซึ่งค่าจากการจำลองและการวัดอยู่ที่  $-34.1$  dB และ  $-14.43$  dB ที่ย่านความถี่ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ ส่วนย่านความถี่ 5.5 กิกะเฮิร์ตซ์มีค่า  $-37.49$  dB และ  $-15.07$  dB ตามลำดับ ซึ่งผลจากการจำลองและการวัดในแต่ละย่านแตกต่างกันถึง 20 dB ทั้งนี้เป็นผลมาจากค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศและความไม่เที่ยงตรงของอิมพีแดนซ์ประจำตัวของตัวเชื่อมแบบ SMA (SMA Connector) ที่ใช้งานจริง เนื่องจากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ใช้ตัวป้อนกำลังแบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete port) เพื่อความสะดวกรวดเร็วในการสร้างแบบจำลอง ขณะที่การทดสอบนั้นใช้ตัวป้อนกำลังแบบแกนร่วม อีกประการหนึ่งก็คือ เป็นผลมาจากค่าการเชื่อมต่อร่วม (mutual coupling) ระหว่างจุดป้อนกำลังที่ตำแหน่ง  $x$  และ  $y$  อย่างไรก็ตามค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้นี้สามารถยอมรับได้เนื่องจากมีค่าต่ำกว่า  $-10$  dB ซึ่งค่านี้เองจะทำให้อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศมีค่าไม่เกิน 2 แต่ความกว้างแถบ (bandwidth) แคบเมื่อเทียบกับมาตรฐานของระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย ซึ่งสามารถแก้ไขได้ด้วยการเพิ่มความหนาของวัสดุฐานรองและใช้วัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกต่ำ ก็จะสามาร

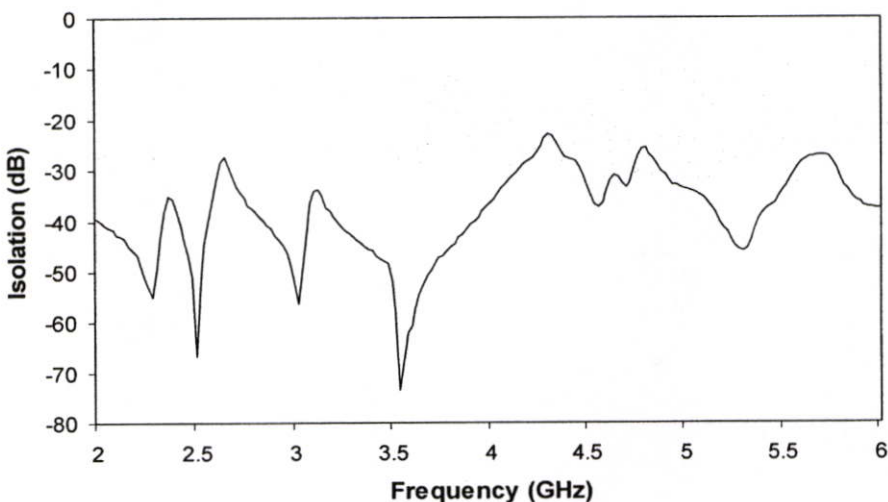
แก้ปัญหาเหล่านี้ได้

อย่างไรก็ตาม แม้ว่าสายอากาศใช้งานได้ไม่ครอบคลุมย่านความถี่ตามมาตรฐานที่กำหนด แต่ยังสามารถใช้งานได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณ เนื่องจากตามมาตรฐานของระบบ เครื่องข่ายท้องถิ่นไร้สายมีการแบ่งช่องสัญญาณในการใช้งานไว้หลายช่องในแต่ละย่านความถี่ และ จากค่าความสูญเสียย้อนกลับในรูปที่ 4.2 พบว่าสายอากาศสามารถใช้งานได้หลายช่องทั้งสองย่านความถี่ สามารถดูรายละเอียดเกี่ยวกับมาตรฐานของระบบได้จากภาคผนวก (ก)

เพราะฉะนั้นในการวัดแบบรูปการแผ่คลื่น จะวัดที่ความถี่ 2.42 กิกะเฮิรตซ์และ 5.44 กิกะเฮิรตซ์ โดยยังอยู่ในย่านความถี่ที่สายอากาศสามารถทำงานร่วมกับอุปกรณ์ในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายได้



รูปที่ 4.2 เปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับระหว่างการจำลองกับการวัด



รูปที่ 4.3 ค่าการแยกโคคเคี่ยวระหว่างจุดป้อนกำลัง

## 4.2.2 อัตราขยาย

$$(G_t)_{dB} = (G_r)_{dB} = \frac{1}{2} \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad \text{เมื่อ } G_t = G_r \quad (4.1)$$

โดยที่  $G_t$  คือ อัตราขยายของสายอากาศส่ง

$G_r$  คือ อัตราขยายของสายอากาศรับ

$R$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับ มีหน่วยเป็นเมตร

$\lambda$  คือ ความยาวคลื่นในอวกาศว่างที่ความถี่ใช้งาน มีหน่วยเป็นเมตร

$P_t$  คือ กำลังงานที่ส่งออกที่สายอากาศส่ง มีหน่วยเป็นวัตต์

$P_r$  คือ กำลังงานที่รับได้ที่สายอากาศรับ มีหน่วยเป็นวัตต์

จากสมการ (4.1) เราสามารถนำมาคำนวณอัตราขยายได้โดยวัดค่ากำลังงานที่รับได้จากสายอากาศรับ ค่ากำลังงานที่ป้อนให้กับสายอากาศส่ง และระยะห่างระหว่างสายอากาศรับและส่ง จากนั้นแทนลงในสมการ จะสามารถหาคำตอบได้ดังต่อไปนี้

ที่ความถี่ 2.45 และ 5.5 กิกะเฮิรตซ์มีความยาวคลื่นในอวกาศว่าง คำนวณได้จากสมการ (3.1) จะได้ความยาวคลื่นที่ความถี่ 2.45 และ 5.5 กิกะเฮิรตซ์คือ 122.448 มม และ 54.55 มม ตามลำดับ โดยมีกำลังงานส่ง 10 dBm (2.72 มิลลิวัตต์) และกำลังงานที่รับได้ที่สายอากาศรับที่ความถี่ 2.45 และ 5.5 กิกะเฮิรตซ์มีค่าเท่ากับ -37dBm (24.72 ไมโครวัตต์) และ -40dBm (18.31 ไมโครวัตต์) ตามลำดับ โดยวางสายอากาศส่งและรับห่างกัน 20 เซนติเมตร จากข้อมูลทั้งหมดสามารถคำนวณอัตราขยายของทั้งสองความถี่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} G_{2.45} &= \frac{1}{2} \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi \cdot 0.2}{0.122448} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{0.00002472}{0.00272} \right) \right] \\ &= \frac{1}{2} (26.24 - 20.42) = \frac{1}{2} (5.82) = 2.91 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G_{5.5} &= \frac{1}{2} \left[ 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi \cdot 0.2}{0.05455} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{0.00001831}{0.00272} \right) \right] \\ &= \frac{1}{2} (33.27 - 21.72) = \frac{1}{2} (11.55) = 5.78 \text{ dB} \end{aligned}$$

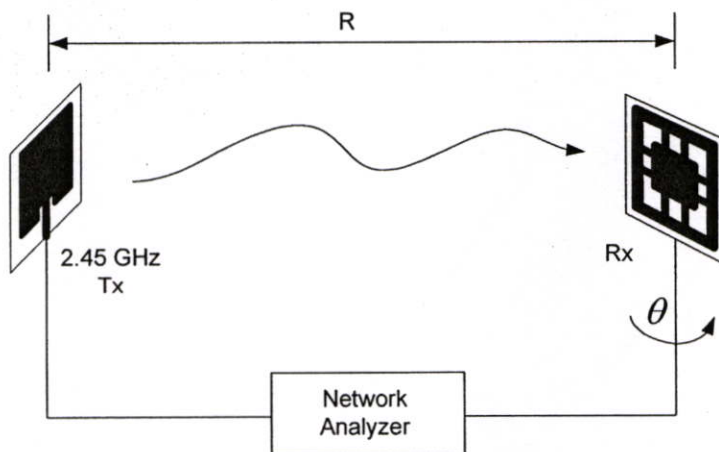
เราจะได้อัตราขยายที่ความถี่ 2.45 และ 5.5 กิกะเฮิรตซ์เท่ากับ 2.91dB และ 5.78dB

ตามลำดับ

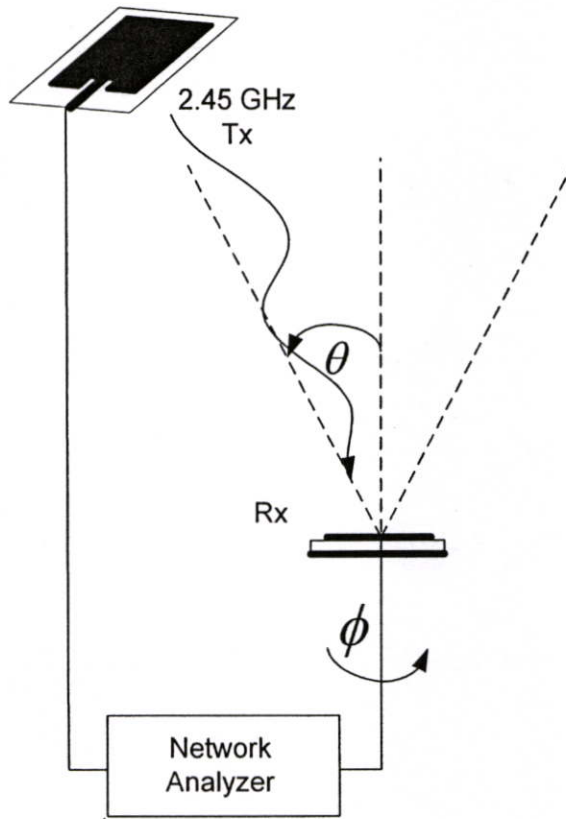
### 4.2.3 แบบรูปการแผ่คลื่นของสายอากาศ

การทดสอบแบบรูปการแผ่คลื่นของสายอากาศ กระทำในห้องป้องกันการสะท้อนคลื่น (anechoic chamber) แบ่งการทดสอบเป็น 4 แบบคือ

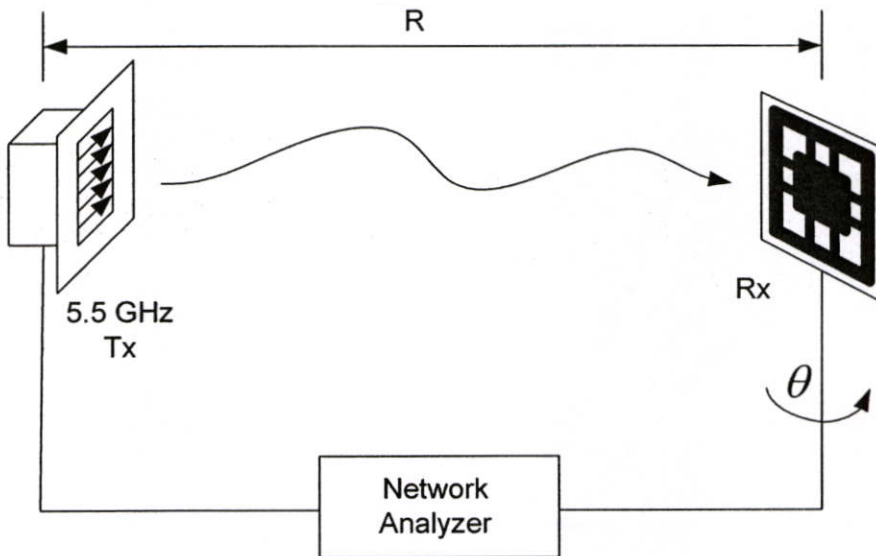
- 1) การทดสอบแบบรูปการแผ่คลื่นที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์เมื่อเปลี่ยนมุม  $\theta$  ที่มุม  $\phi$  เท่ากับ  $0^\circ$  ตามรูปที่ 4.3 โดยหมุมสายอากาศรับซึ่งคือสายอากาศที่ทำการทดสอบด้วยมุม  $\theta$  ตั้งแต่  $0^\circ - 360^\circ$  โดยใช้สายอากาศไมโครสตริปความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์เป็นตัวส่งคลื่น ซึ่งมีระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวส่งและรับอย่างน้อย ( $R$ ) เท่ากับ  $2D^2/\lambda_0$  เมื่อ  $D$  คือมิติที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ  $\lambda_0$  คือความยาวคลื่นในอากาศที่ความถี่ใช้งาน โดยเครื่องมือที่ช่วยในการทดสอบคือ เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ยี่ห้อ Hewlett Packard รุ่น 8530A
- 2) การทดสอบแบบรูปการแผ่คลื่นที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์เมื่อเปลี่ยนมุม  $\phi$  ที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$  ตามรูปที่ 4.4 โดยหมุมสายอากาศรับซึ่งคือสายอากาศที่ทำการทดสอบด้วยมุม  $\phi$  ตั้งแต่  $0^\circ - 360^\circ$  โดยใช้สายอากาศตัวเดียวกับแบบที่ 1
- 3) การทดสอบแบบรูปการแผ่คลื่นความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์เมื่อเปลี่ยนมุม  $\theta$  ที่มุม  $\phi$  เท่ากับ  $0^\circ$  ตามรูปที่ 4.5 โดยหมุมสายอากาศรับซึ่งคือสายอากาศที่ทำการทดสอบด้วยมุม  $\theta$  ตั้งแต่  $0^\circ - 360^\circ$  โดยใช้สายอากาศช่องเปิด (Aperture Antenna) เป็นตัวส่งคลื่น
- 4) การทดสอบแบบรูปการแผ่คลื่นที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์เมื่อเปลี่ยนมุม  $\phi$  ที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$  ตามรูปที่ 4.6 โดยหมุมสายอากาศรับซึ่งคือสายอากาศที่ทำการทดสอบด้วยมุม  $\phi$  ตั้งแต่  $0^\circ - 360^\circ$  โดยใช้สายอากาศตัวเดียวกับแบบที่ 3



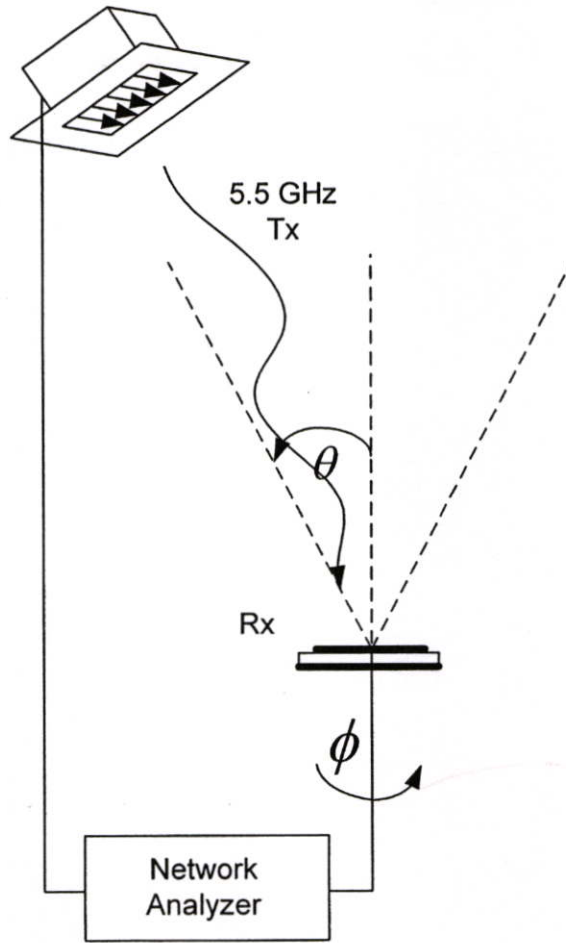
รูปที่ 4.4 การทดสอบแบบรูปการแผ่คลื่นความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์  
เมื่อเปลี่ยนมุม  $\theta$  ที่มุม  $\phi$  เท่ากับ  $0^\circ$



รูปที่ 4.5 การทดสอบแบบรูปการแผ่คลื่นที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์  
เมื่อเปลี่ยนมุม  $\phi$  ที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$



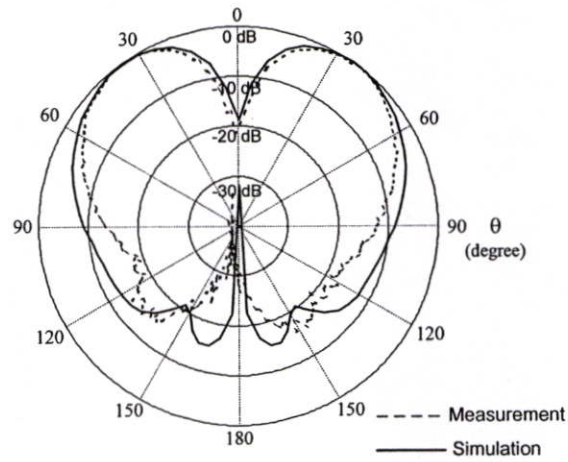
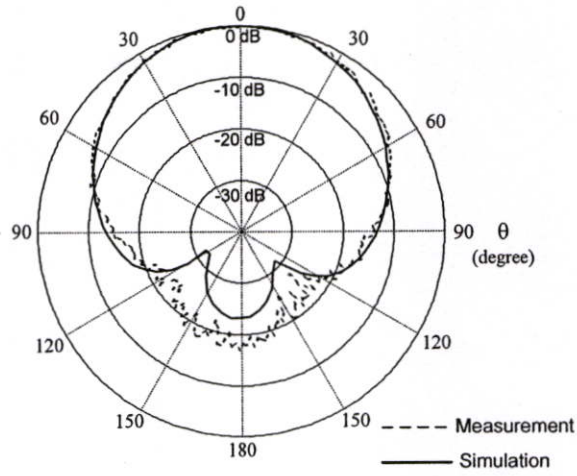
รูปที่ 4.6 การทดสอบแบบรูปการแผ่คลื่นความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์  
เมื่อเปลี่ยนมุม  $\theta$  ที่มุม  $\phi$  เท่ากับ  $0^\circ$



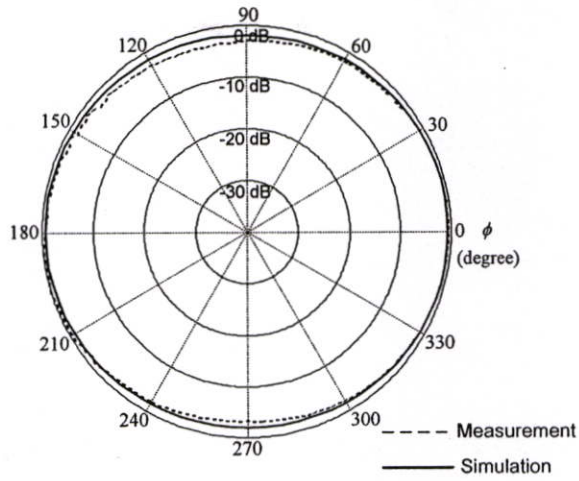
รูปที่ 4.7 การทดสอบแบบรูปการแผ่คลื่นที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิร์ตซ์  
เมื่อเปลี่ยนมุม  $\phi$  ที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$

รูปที่ 4.8 แสดงแบบรูปการแผ่คลื่นเมื่อเปลี่ยนมุม  $\theta$  ที่มุม  $\phi$  เท่ากับ  $0^\circ$  โดยเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองกับผลการวัด สังเกตได้ว่าแบบรูปที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์และ 5.5 กิกะเฮิร์ตซ์ตั้งแต่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $0^\circ$  ถึงประมาณ  $90^\circ$  มีค่าใกล้เคียงกันมาก ในขณะที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $120^\circ$  ถึงประมาณ  $180^\circ$  มีความแตกต่างกันชัดเจน โดยเฉพาะบริเวณมุม  $\theta$  เท่ากับ  $180^\circ$  ซึ่งเป็นตำแหน่งของจุดป้อนกำลังซึ่งต่ออยู่กับตัวเชื่อมแบบ SMA ซึ่งส่งผลกระทบโดยตรงในขณะที่ทำการวัดที่จุดนี้

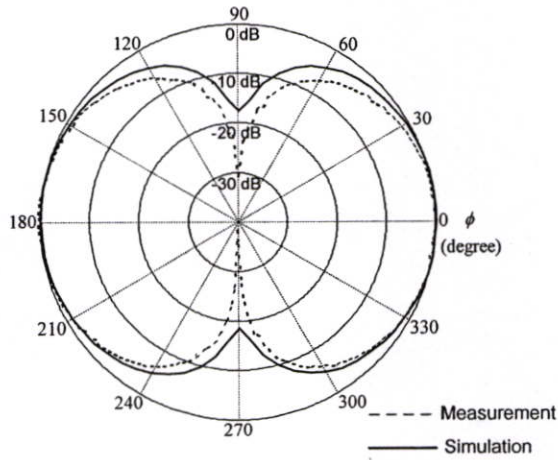
รูปที่ 4.9 แสดงแบบรูปการแผ่คลื่นเมื่อเปลี่ยนมุม  $\phi$  ที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$  โดยเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองกับผลการวัด สังเกตได้ว่าทั้งสองความถี่มีผลการจำลองและการวัดที่ใกล้เคียงกันมาก ทั้งนี้เพราะว่าวิธีการวัดตามรูปที่ 4.5 และ 4.7 จะวัดเฉพาะบริเวณด้านที่เป็นตัวแผ่คลื่นเท่านั้น จึงทำให้ตัวป้อนกำลังที่อยู่หลังระนาบดินนั้นไม่ส่งผลต่อแบบรูปการแผ่คลื่น



รูปที่ 4.8 แบบรูปการแผ่คลื่นเมื่อเปลี่ยนมุม  $\theta$  ที่มุม  $\phi$  เท่ากับ  $0^\circ$   
 (ก) ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ (ข) ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.9 แบบรูปการแผ่คลื่นเมื่อเปลี่ยนมุม  $\phi$  ที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$

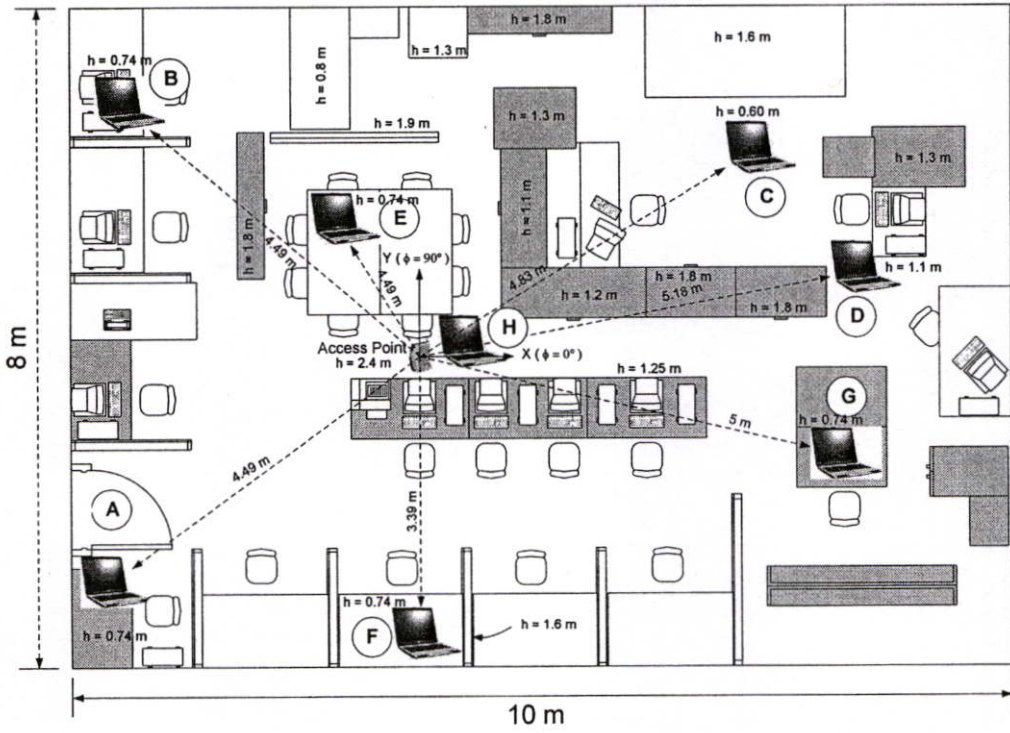
(ก) ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ (ข) ความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์

### 4.3 การทดสอบร่วมกับอุปกรณ์ระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายในสภาพการใช้งานจริง

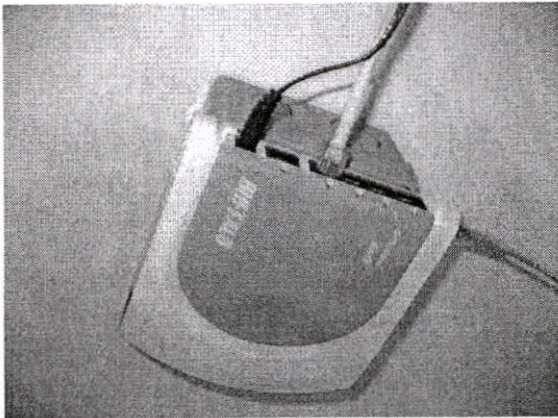
ในหัวข้อที่ผ่านมา สายอากาศถูกทดสอบคุณสมบัติเกี่ยวกับความสูญเสียย้อนกลับ และแบบรูปการแผ่คลื่น สำหรับหัวข้อนี้เป็นการนำเสนอการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศอีกวิธีหนึ่ง นั่นคือการวัดค่าวิสัยสามารถ

เนื่องจากในงานวิจัยนี้ อาศัยแอกเซสพอยต์ซึ่งเป็นอุปกรณ์ส่งและรับคลื่นในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย ซึ่งค่าวิสัยสามารถเป็นดัชนีหนึ่งที่ใช้ประเมินประสิทธิภาพในการรับส่งข้อมูลในระบบการสื่อสารข้อมูลแบบดิจิทัล เมื่อระยะทางระหว่างตัวรับและตัวส่งเพิ่มมากขึ้น หรือว่ามีสิ่งกีดขวางในระหว่างเส้นทางของสัญญาณ ก็จะทำให้ค่าวิสัยสามารถลดลง เนื่องจากค่าวิสัยสามารถนี้สัมพันธ์กับค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-noise ratio) เมื่อมีสิ่งกีดขวางดังกล่าวในระหว่างเส้นทาง สัญญาณที่เดินทางมาถึงตัวรับจะน้อยลง ทำให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนน้อยลง เพราะฉะนั้นค่าวิสัยสามารถก็น้อยลงด้วย ซึ่งประสิทธิภาพของระบบย่อมลดลงตามสัดส่วน

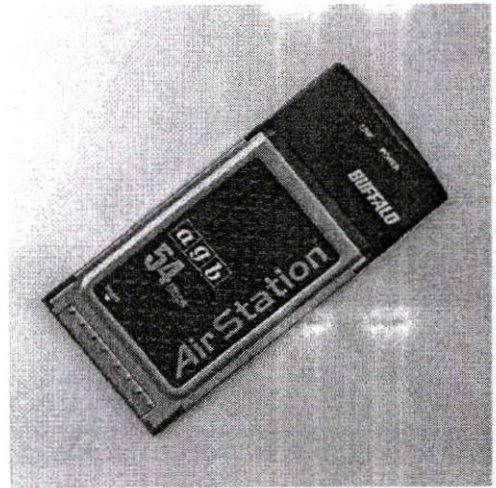
รูปที่ 4.10 คือสภาพแวดล้อมจริงที่ใช้วัดค่าวิสัยสามารถ ภายในห้องปฏิบัติการวิจัย โดยทำการวัดค่าวิสัยสามารถควบคู่กับการวัดค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน โดยในแต่ละจุดตั้งแต่จุด A ถึงจุด H คือจุดที่ทำการวัดสัญญาณดังกล่าวโดยใช้คอมพิวเตอร์โน้ตบุค (Notebook computer) ที่ติดตั้งอุปกรณ์รับสัญญาณสองความถี่ไว้ในช่องต่ออุปกรณ์ภายนอกแบบ PCMCIA ที่มาพร้อมกับเครื่องคอมพิวเตอร์โน้ตบุค (รูปที่ 4.11) โดยควบคุมการรับส่งข้อมูลในการทดสอบผ่านทางโปรแกรมเฉพาะทางสำหรับวัดพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อประเมินคุณภาพในระบบการสื่อสารข้อมูลแบบดิจิทัล โดยสายอากาศที่ทดสอบติดตั้งไว้กับแอกเซสพอยต์ โดยมีการติดตั้งเพื่อทดสอบระบบตามรูปที่ 4.12 คอมพิวเตอร์โน้ตบุคทำหน้าที่ส่งข้อมูลไปให้กับคอมพิวเตอร์แบบตั้งโต๊ะซึ่งก็จะส่งข้อมูลกลับมายังคอมพิวเตอร์โน้ตบุคอีกครั้งหนึ่งโดยผ่านทางแอกเซสพอยต์สองความถี่ ซึ่งติดตั้งสายอากาศที่ใช้ทดสอบไว้ คอมพิวเตอร์โน้ตบุคมีหน้าที่ในการคำนวณปริมาณข้อมูลที่ส่งและรับเทียบกับเวลาเพื่อแปลงออกมาเป็นค่าวิสัยสามารถ



รูปที่ 4.10 สภาพแวดล้อมที่ใช้ทดสอบค่าวิสัยสามารถ

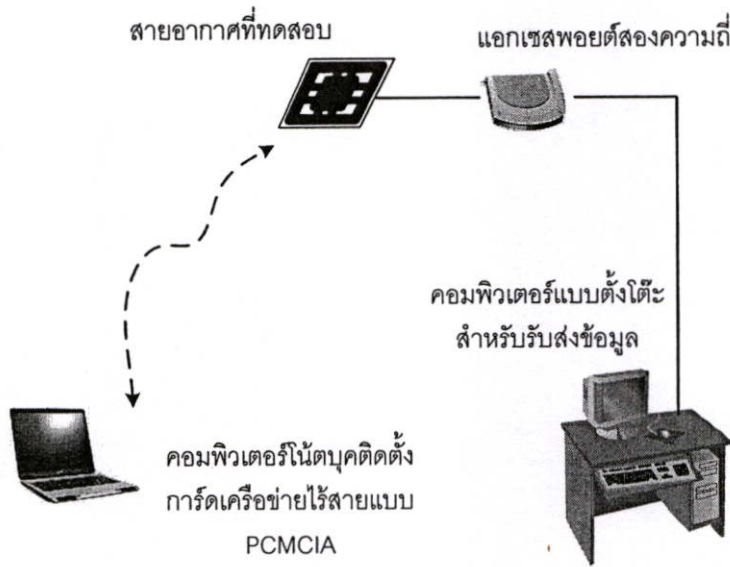


(ก)



(ข)

รูปที่ 4.11 รูปถ่ายอุปกรณ์ในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายที่ใช้ทดสอบร่วม  
(ก) แอ็กเซสพอยต์สองความถี่ (ข) การ์ดระบบเครือข่ายไร้สายแบบ PCMCIA



รูปที่ 4.12 การติดตั้งระบบเพื่อทดสอบ

ตารางที่ 4.1 ค่าวิสัยสามารถและอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่วัดได้ตามตำแหน่งต่างๆ

ความถี่ (GHz)	พารามิเตอร์ ที่ทำการวัด	ตำแหน่งที่ทำการวัด							
		A	B	C	D	E	F	G	H
2.45 ○ ±x	SNR	45	36	47	35	53	52	48	67
	Throughput (Mbps)	21.54	21.30	21.64	20.76	21.31	21.72	21.4	22.24
5.5 ∞ ±x	SNR	35	22	37	26	50	43	36	48
	Throughput (Mbps)	21.43	17.81	22.54	21.12	22.64	22.22	22.15	22.39
2.45 ○ ±y	SNR	51	44	50	39	47	54	42	63
	Throughput (Mbps)	21.77	21.31	21.61	19.78	21.54	21.81	20.07	22.12
5.5 ∞ ±y	SNR	39	23	35	31	51	41	33	49
	Throughput (Mbps)	22.37	20.71	22.34	22.27	22.62	21.81	22.35	22.26

ตารางที่ 4.2 ค่าวิสัยสามารถและอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่วัดได้ตามตำแหน่งต่างๆ ของสายอากาศโมโนโพลที่ติดตั้งมากับแอกเซสพอยต์

ความถี่ (GHz)	พารามิเตอร์ ที่ทำการวัด	ตำแหน่งที่ทำการวัด							
		A	B	C	D	E	F	G	H
2.45	SNR	58	56	60	50	67	69	52	69
	Throughput (Mbps)	20.49	21.04	21.43	20.70	20.57	20.87	20.75	20.33
5.5	SNR	52	42	54	48	60	56	46	52
	Throughput (Mbps)	22.32	21.51	22.05	21.66	21.88	22.03	21.82	22.02

รูปที่ 4.13(ก) และ (ข) แสดงค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน และค่าวิสัยสามารถ ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ตามลำดับ ทุกตำแหน่งของการวัดสังเกตได้ว่าเมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมากขึ้น ค่าวิสัยสามารถก็มากขึ้นตามไปด้วย โดยที่ตำแหน่ง H เป็นจุดที่มีค่าสูงสุดซึ่งสังเกตได้จากรูปที่ 4.9 ตำแหน่งของ H เป็นตำแหน่งที่ใกล้กับสายอากาศมากที่สุดและเป็นตำแหน่งคลื่นมีค่าสูงสุดด้วยเนื่องจากที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ มีแบบรูปการแผ่คลื่นแบบตั้งฉากกับสายอากาศ ผลการเปลี่ยนตำแหน่งของจุดป้อนกำลังพบว่า ค่าที่ได้ไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก เนื่องจากสายอากาศไม่สามารถสวิตช์ตำแหน่งได้ที่ความถี่นี้ แต่สายอากาศสามารถสวิตช์โพลาริซชันของคลื่นได้ ซึ่งผลการเปลี่ยนแปลงอาจมาจากสาเหตุของการเปลี่ยนโพลาริซชัน แต่ด้วยระยะของสายอากาศกับจุดที่วัดอยู่ใกล้กันมาก การเปลี่ยนโพลาริซชันอาจส่งผลกระทบต่อผลกระทบน้อยมาก

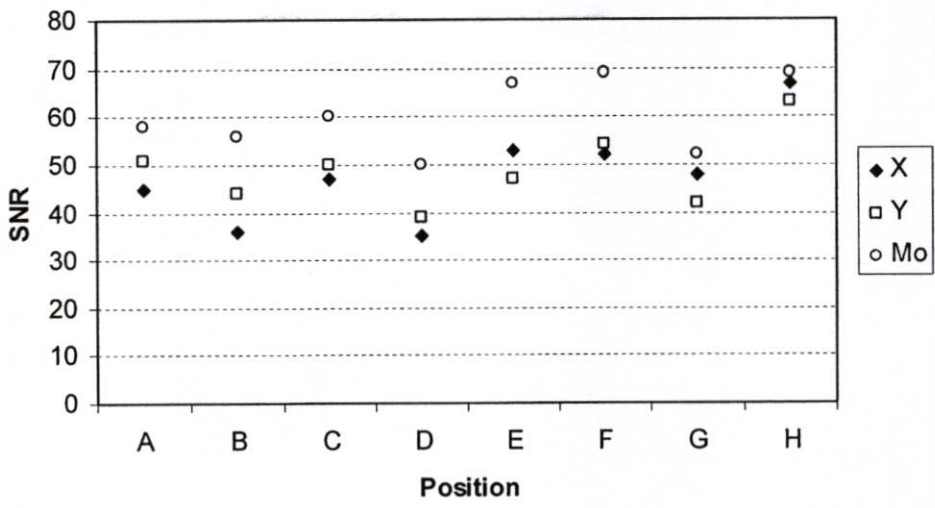
สังเกตที่ตำแหน่ง D พบว่าเส้นทางของสัญญาณถูกบดบังด้วยตู้ซึ่งทำจากเหล็กซึ่งเป็นตัวนำไฟฟ้า ทำให้ตำแหน่งนี้สัญญาณทางตรงที่ไปถึงน้อยมาก จึงทำให้ที่ตำแหน่งนี้มีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและค่าวิสัยสามารถต่ำกว่าตำแหน่งอื่นๆ

จากรูปที่ 4.13(ก) พบว่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของแบบรูปที่มีลำคลื่นหลักตามแนวแกน Y มีค่ามากกว่าตามแนวแกน X ที่ตำแหน่ง A, B, C, D และ F และในรูปที่ 4.13(ข) ค่าวิสัยสามารถของแบบรูปที่มีลำคลื่นหลักตามแนวแกน Y มีค่ามากกว่าตามแนวแกน X ที่ตำแหน่ง A, B, C, E และ F จากเหตุผลดังกล่าวพอสรุปได้ว่าที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ การสวิตช์ลำคลื่นหลักตามแนวแกน Y ให้ค่าวิสัยสามารถ และค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าตามแนวแกน X

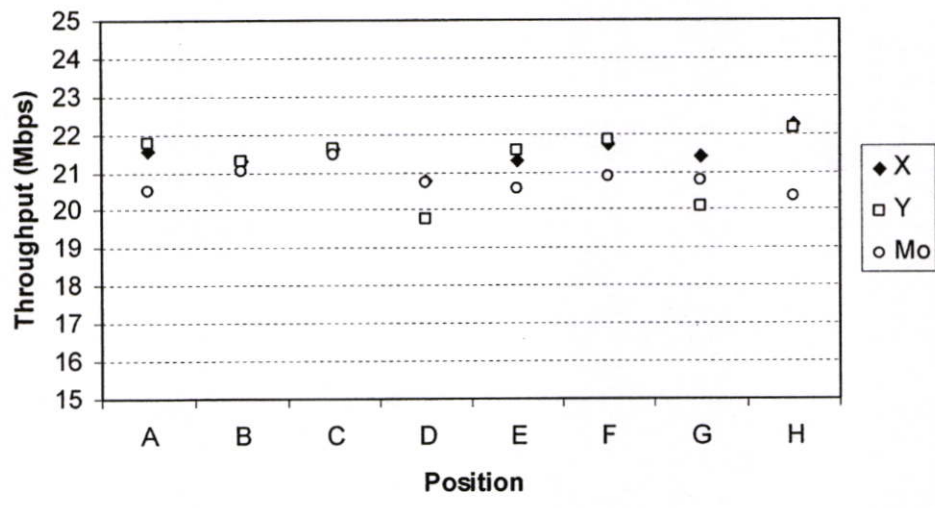
รูปที่ 4.14(ก) และ (ข) แสดงค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน และค่าวิสัยสามารถ ที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิร์ตซ์ตามลำดับ พบว่าที่ความถี่นี้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและค่าวิสัยสามารถค่อนข้างมีความแตกต่างกันเมื่อเปลี่ยนตำแหน่งของการวัด ที่ตำแหน่ง B เป็นจุดที่มีค่าสัญญาณต่ำที่สุดเมื่อเทียบกับจุดอื่น จากรูปที่ 4.10 พบว่าระหว่างเส้นทางเดินของคลื่นมีผู้ขนาดใหญ่มีความสูง 1.8 เมตรคบบังอยู่โดยมีค่าต่ำที่สุดเมื่อสวิตซ์ลำคลื่นหลักตามแนวแกน X แต่สังเกตได้ว่าการสวิตซ์ลำคลื่นหลักไปยังแนวแกน Y ช่วยให้สัญญาณที่จุดนี้แรงขึ้นอย่างชัดเจน

อีกประการหนึ่ง เมื่อสวิตซ์ลำคลื่นหลักไปตามแนวแกน Y ทำให้ที่ตำแหน่ง A, B, D, E และ G มีค่าวิสัยสามารถสูงกว่าการสวิตซ์ตามแนวแกน X ซึ่งผลที่ได้นี้ตรงกับที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและค่าวิสัยสามารถที่สูงตามแนวแกน Y เช่นเดียวกัน

จากรูปที่ 4.13 และ 4.14 สังเกตได้ว่าค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ได้จากสายอากาศโมโนโพลนั้น มีค่าสูงกว่าการสวิตซ์ลำคลื่นตามแนวแกน  $x$  และ  $y$  แต่สำหรับค่าวิสัยสามารถนั้นพบว่าค่าจากสายอากาศโมโนโพลส่วนใหญ่จะมีค่าต่ำกว่าทั้ง  $x$  และ  $y$  จะมีก็เพียงบางจุดเท่านั้นที่สัญญาณที่ได้จากโมโนโพลมีระดับที่แรงกว่า แต่ด้วยค่าเฉลี่ยของแต่ละจุดที่ทำการวัดเป็ แสดงให้เห็นว่าสายอากาศในวิทยานิพนธ์เล่มนี้มีความเหมาะสมในการใช้งานกับสภาพแวดล้อมที่ทดสอบมากกว่าสายอากาศโมโนโพลที่ติดตั้งมากับแอกเซสพอยด์



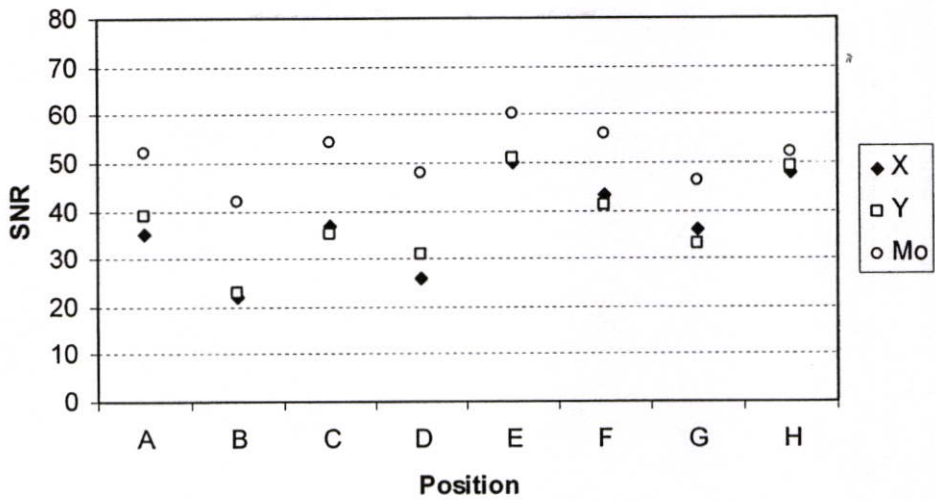
(ก)



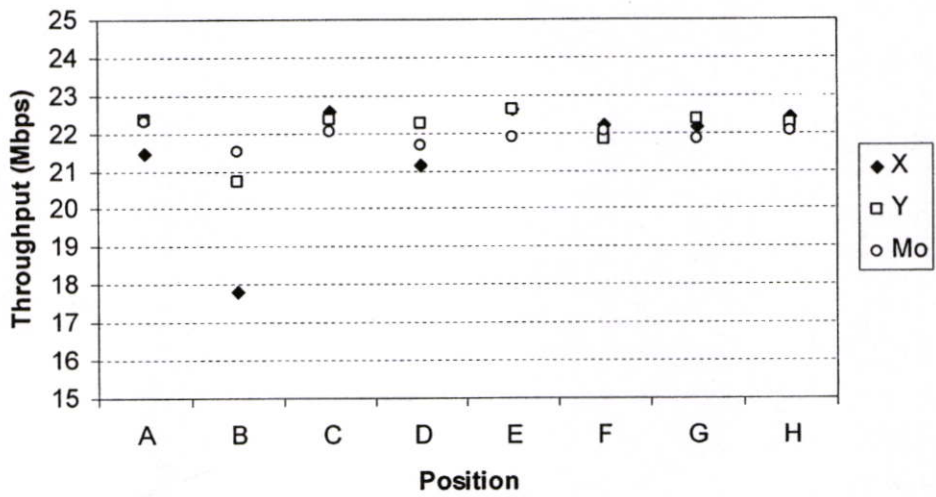
(ข)

รูปที่ 4.13 ค่าที่วัดได้ในตำแหน่งต่างๆ ของความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์

(ก) อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (ข) วิสัยสามารถ



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.14 ค่าที่วัดได้ในตำแหน่งต่างๆ ของความถี่ 5.5 กิกะเฮิรตซ์

(ก) อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (ข) วิสัยสามารถ

#### 4.4 สรุป

ในบทนี้กล่าวถึงการทดสอบคุณสมบัติสายอากาศ การวัดและประเมินผลจากการใช้งานจริงร่วมกับอุปกรณ์ในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย เริ่มต้นด้วยการวัดค่าความสูญเสียย้อนกลับและแบบรูปการแผ่คลื่น พบว่าสายอากาศมีค่าความสูญเสียย้อนกลับ  $-14.43$  dB และ  $-15.07$  dB ที่ความถี่  $2.42$  กิกะเฮิรตซ์และ  $5.44$  กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ ซึ่งเป็นความถี่ที่สามารถทำงานในย่านของระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายได้ โดยแบบรูปการแผ่คลื่นที่ความถี่  $2.42$  กิกะเฮิรตซ์สามารถสวิตช์โพลาริซซ์ของคลื่นด้วยการเปลี่ยนตำแหน่งการป้อนกำลังที่ตำแหน่ง X และ Y และแบบรูปการแผ่คลื่นที่ความถี่  $5.44$  กิกะเฮิรตซ์สามารถสวิตช์ลำคลื่นหลักได้ด้วยการเปลี่ยนตำแหน่งการป้อนกำลังที่ตำแหน่ง X และ Y โดยมีความแรงของสัญญาณสูงสุดที่มุม  $\theta$  เท่ากับ  $35^\circ$

ผลจากการวัดค่าวิสัยสามารถและค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ตำแหน่งต่างๆ ภายในห้องปฏิบัติการพบว่า ส่วนใหญ่ตำแหน่งต่างๆ เมื่อสวิตช์ลำคลื่นให้อยู่ในแนวแกน Y จะมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและค่าวิสัยสามารถสูงกว่าการสวิตช์ลำคลื่นในแนวแกน X

เพราะฉะนั้นสามารถสรุปได้ว่า สายอากาศสามารถทำงานได้ในสองความถี่คือ  $2.42$  กิกะเฮิรตซ์และ  $5.44$  กิกะเฮิรตซ์ โดยสามารถสวิตช์โพลาริซซ์ของคลื่นได้ที่ความถี่  $2.42$  กิกะเฮิรตซ์ และสวิตช์ลำคลื่นหลักได้ที่ความถี่  $5.44$  กิกะเฮิรตซ์ โดยเลือกสวิตช์ให้สายอากาศแผ่คลื่นตามแนวแกน Y ซึ่งทำให้มีประสิทธิภาพสูงที่สุดภายในห้องปฏิบัติการที่ทำการทดสอบ

## บทที่ 5

# สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

### 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยมชั้นเดียวทำงานสองความถี่คือ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์และ 5.5 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยใช้สายส่งไมโครสตริปทำหน้าที่เชื่อมต่อทั้งสองความถี่ เพื่อให้สามารถทำงานอยู่บนแผ่นตัวนำชั้นเดียวกันได้ ซึ่งสามารถสวิตช์ลากลั่นได้สองทิศทางด้วยวิธีการเปลี่ยนตำแหน่งการป้อนกำลัง ทำให้ลดความยุ่งยากจากวิธีการเดิม [12],[15] และด้วยการวางตำแหน่งจุดป้อนกำลังที่เหมาะสมจะทำให้สายอากาศทำงานในโหมดที่ต้องการ

จากงานวิจัยนี้พบว่า ที่ตำแหน่งของจุดป้อนกำลังที่ห่างจากจุดศูนย์กลางของสายอากาศ เท่ากับ  $0.25\lambda_d$  สายอากาศมีแบบรูปการแผ่คลื่นแบบสองทิศทาง ค่าอัตราส่วนส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันเท่ากับ 1.198 และ 1.222 ค่าความต้านทานเท่ากับ 41.93 โอห์มและ 41.15 ค่ารีเอกแตนซ์เท่ากับ 1.893 โอห์มและ 2.229 โอห์ม ค่าสภาพเจาะจงทิศทางเท่ากับ 4.8 dBi และ 4.9 dBi และระดับพู่ข้างเท่ากับ -15.3 dB และ -13.6 dB ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์และ 5.8 กิกะเฮิร์ตซ์ตามลำดับ จากข้อมูลต่างๆ จะเห็นได้ว่าที่ตำแหน่งนี้เป็นจุดที่เหมาะสมที่สุดในการใช้เป็นจุดป้อนกำลังให้สายอากาศ

สายอากาศมีความกว้างแต่ละด้านเท่ากับหนึ่งความยาวคลื่นในชั้นวัสดุฐานรอง ทำให้เกิดการแผ่คลื่นในโหมดที่สอง ซึ่งลากลั่นหลักจะแผ่ออกรอบตัวสายอากาศ โดยการเปลี่ยนตำแหน่งการกระตุ้นในแนวแกน  $x$  และ  $y$  จะทำให้สายอากาศมีลากลั่นหลักในทิศทาง  $\pm y$  และ  $\pm x$  ตามลำดับ

สายอากาศทำงานที่สองความถี่บนแผ่นตัวนำชั้นเดียวกัน โดยใช้สายส่งไมโครสตริปที่มีความกว้างและความยาวที่เหมาะสม โดยสายส่งจะมีความยาวแต่ละเส้นเท่ากับ  $\lambda_d$  ของความยาวคลื่นในวัสดุฐานรองที่ความถี่สูง และเท่ากับ  $\lambda_d/2$  ของความยาวคลื่นในวัสดุฐานรองที่ความถี่ต่ำ โดยมีค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งจะต้องเท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

ด้วยหลักการนี้ ทำให้สายอากาศมีแบบรูปการแผ่คลื่นในโหมดที่ 1 ที่ความถี่ต่ำ และโหมดที่ 2 ที่ความถี่สูง โดยมีค่าความสูญเสียย้อนกลับที่ต่ำ ซึ่งที่ความถี่ต่ำเมื่อเปลี่ยนตำแหน่งของจุดป้อนกำลัง จะสามารถสวิตช์โพลาไรซ์ของคลื่นได้ ในขณะที่ความถี่สูงจะสามารถสวิตช์ลากลั่นหลักได้

สายอากาศถูกประเมินประสิทธิภาพด้วยการวัดค่าวิสัยสามารถในสภาพแวดล้อมจริง ภายในห้องปฏิบัติการวิจัย โดยการกำหนดจุดที่ทำการให้วัดแตกต่างกันตามสภาพแวดล้อมของห้อง และทำการวัดค่าวิสัยสามารถในแต่ละจุดโดยเปรียบเทียบกันระหว่างการป้อนกำลังที่ตำแหน่ง  $x$  และ  $y$  ซึ่งพบว่าตำแหน่งที่ดีที่สุดคือการป้อนกำลังที่ตำแหน่งแกน  $x$  ซึ่งให้แบบรูปการแผ่คลื่นตามแนวแกน  $\pm y$  ค่าวิสัยสามารถจะสูงที่สุดโดยเฉลี่ยในแต่ละจุดที่ทำการวัด

## 5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

เนื่องจากสายอากาศในงานวิจัยนี้พัฒนาให้ใช้งานที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์และ 5.5 กิกะเฮิร์ตซ์ซึ่งตามมาตรฐานของระบบได้มีข้อกำหนดเกี่ยวกับความกว้างแถบ [ภาคผนวก ก] ซึ่งสายอากาศที่ทดสอบนี้เป็นสายอากาศแบบไมโครสตริปที่มีความกว้างแถบแคบอยู่แล้ว จึงทำให้ไม่เพียงพอที่จะครอบคลุมการใช้งานทั้งหมดได้ แต่จากการทดสอบพบว่าสายอากาศสามารถทำงานได้ตามปกติและไม่มีผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณ นอกจากนี้มีช่องการใช้งานที่น้อยลงเท่านั้น

วิธีการแก้ไขสามารถทำได้โดยการใช้วัสดุที่มีความหนาของวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้น และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกในเนื้อวัสดุต่างๆ [7] ซึ่งสามารถเพิ่มความกว้างแถบของสายอากาศได้

สังเกตว่าที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ แบบรูปการแผ่คลื่นเป็นแบบโหมดที่หนึ่งซึ่งทำให้การเปลี่ยนตำแหน่งการป้อนกำลังในแนวแกน  $x$  และ  $y$  ไม่มีผลกับทิศทางของลำคลื่นเนื่องจากเราพบว่าตำแหน่งที่เหมาะสมที่ให้แบบรูปการแผ่คลื่นเป็นโหมดที่สองที่ความถี่ใดๆ นั้น ตำแหน่งของจุดป้อนกำลังต้องอยู่ในตำแหน่งห่างจากจุดศูนย์กลางของสายอากาศ  $0.25\lambda_d$  แต่จากโครงสร้างของสายอากาศในงานวิจัยนี้พบว่า จุดป้อนกำลังทั้งสองตำแหน่งอยู่ห่างจากจุดศูนย์กลางของสายอากาศ  $0.25\lambda_d$  ของความถี่ 5.5 กิกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเมื่อเทียบกับระยะที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์พบว่าจุดป้อนกำลังอยู่ในตำแหน่งที่ไม่เหมาะสม จึงทำให้สายอากาศมีแบบรูปการแผ่คลื่นแบบโหมดที่สองที่ความถี่ 5.5 กิกะเฮิร์ตซ์เท่านั้น แต่อย่างไรก็ตาม ที่ความถี่ 2.45 กิกะเฮิร์ตซ์ เมื่อเปลี่ยนตำแหน่งของจุดป้อนกำลังพบว่า สายอากาศสามารถสวิตช์โพลาไรซ์ของคลื่นได้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] M.Sanad and N.Hassan, "A Compact Dual-band Microstrip Antenna for Portable GPS/Cellular Phones," *Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation.*, vol.1, pp. 116-119, July 1999.
- [2] S. S. Zhong and J. H. Cui, "Compact Dual-Frequency Microstrip Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.4, pp.2196-2199, July 2000.
- [3] T. Sittironnarit and M. Ali, "Analysis and Design of a Dual-Band Folded Microstrip Patch Antenna for Handheld Device Applications," *Proceedings of IEEE Southeast Conference.*, 2002.
- [4] S. V. Hum and M. Okoniewski, "Compact Microstrip Dual-band Antenna for Operation at 900 MHz," *Electron. Lett.*, vol.39, no.1, January 2003.
- [5] Y. L. Kuo and K. L. Wong, "Printed Double-T Monopole Antenna for 2.4/5.2 GHz Dual-Band WLAN Operations," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.51, no.9, pp.2187-2192, September 2003.
- [6] J. Anguera, E. Martinez, C. Puente, C. Borja and J. Soler, "Broad-Band Dual-Frequency Microstrip Patch Antenna With Modified Sierpiniski Fractal Geometry," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.52, no.1, pp.66-73, January 2004.
- [7] C.W.Jung and F.D.Flaviis, "A Dual-Band Antenna for WLAN Application by Double Rectangular Patch with 4-Bridges," *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium.*, vol.4, pp.4280-4283, June, 2004.
- [8] N.Behdad and K.Sarabanbi, "A Compact Dual-/Multi-band Wireless LAN Antenna," *Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation.*, vol.2B, pp.527-530, July 2005.
- [9] A.Asrokin, M. K. A. Rahim and M. Z. A. Abd. Aziz, "Dual Band Microstrip Antenna for Wireless LAN Application," *Proceeding of 2005 Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetic.*, December 2005.

- [10] H. J. Kim, S. M. Kim, J. M. Son and W. G. Yang, "Design and Implementation of Dual-Band Circular Polarization Square Patch Antenna," *Proceedings of 2005 Asia-Pacific Microwave Conference.*, 2005.
- [11] M. Ali, G. Yang and R. Dougal, "A New Circularly Polarized Rectenna for Wireless Power Transmission and Data Communication," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters.*, vol.4, pp.205-208, 2005.
- [12] P.Ngamjanyaporn and M.Krairiksh, "Switched-beam Single Patch Antenna," *Electron. Lett.*, vol.38, no.1, pp. 7-8, January 2002.
- [13] P.Ngamjanyaporn, C.Phongcharoenpanich, P.Akkaraekthalin and M.Krairiksh, "Signal-to-interference ratio improvement by using a phased array antenna of switched-beam element," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.53, no.5, pp.1819-1828, May 2005.
- [14] J.Tagapanij, C.Phongcharoenpanich and M.Krairiksh, "A Dual Feed Switched-beam Patch Antenna for a Phased Array of Switch-beam Elements," *2006 Asia-Pacific Microwave Conference, Yokohama.*, vol.3, pp.2102-2105, December 2006.
- [15] J.Tagapanij, S.Chantasuk, P.Arpatpong, S.Janin and M.Krairiksh, "A Dual-Band Dual-Feed Switched-Beam Patch Antenna," *Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation 2007.*, Niigata, Japan, pp.383-385, August 2007.
- [16] P.Sooksumrarn and M.Krairiksh, "A Dual-Band Dual-Feed Switched-Beam Single Patch Antenna," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2007.*, Bangkok, vol. 3, pp. 1621-1624, December 2007.
- [17] ฉัตรชัย ไวยาพัฒนากร, *การวิเคราะห์สายอากาศ*, สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
- [18] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Third edition, Wiley, 2005.
- [19] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Second edition, Wiley.
- [20] J. F. Zurcher and F. E. Gardiol, *Broadband Patch Antennas*, Artech House.
- [21] CST Microwave Studio 2006.

ภาคผนวก ก.



## The New Mainstream Wireless LAN Standard

Today's popular IEEE 802.11b (802.11b) for wireless local area networks (WLANs) has changed the face of networking, providing tremendous flexibility for mobile workers and hassle-free Internet sharing for home users. The next milestone in the evolution of WLANs is the introduction of IEEE 802.11g (802.11g). This new IEEE standard will dramatically improve the performance of WLANs, while providing compatibility with the existing installed base of 802.11b networks. The purpose of this white paper is to:

- Provide an explanation of existing WLAN standards
- Describe 802.11g specification requirements
- Set expectations for 802.11g performance
- Discuss 54g™, the high performance implementation of the 802.11g standard

### WLAN MARKET

The WLAN market has grown rapidly as wireless technology has evolved to meet fundamental needs of businesses and technology consumers alike:

- Corporate IT departments deploy WLANs to support roving employees, reduce the cost of cabling and recabling the physical plant, and provide a rapid response to changes in demand.
- The mobile worker uses public access WLANs in cafes, airports, trains, lobbies, and remote corporate sites to connect to the corporate network or Internet.
- Small offices and enterprises use WLANs to share Internet connections, printers and peripherals, and create backup connectivity solutions while remaining highly scalable and flexible, without the costs of cabling.
- The home customer uses a WLAN to share a broadband Internet connection among multiple family PCs without drilling holes and installing cable throughout the home.

These customers have adopted WLAN solutions to achieve flexibility, connectivity, mobility, and low-cost deployments not available through conventional wired solutions. The numbers speak for themselves—over 35 million WLAN nodes have already shipped and the number of nodes is expected to grow to 100 million in 2005.

#### TABLE OF CONTENTS

<i>WLAN Standards</i> .....	<i>Page 2</i>
<i>802.11g Performance and Characteristics</i> .....	<i>Page 3</i>
<i>Network Environment Considerations</i> .....	<i>Page 5</i>
<i>Which Standard Should I Deploy?</i> .....	<i>Page 9</i>
<i>What is 54g™?</i> .....	<i>Page 11</i>
<i>Conclusion</i> .....	<i>Page 12</i>

## WLAN STANDARDS

The foundation of mainstream WLAN products began with the original 802.11 standard developed in 1997 by the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). That base standard continues to be enhanced through document additions that are designated by a letter following the 802.11 name, such as 802.11b, 802.11a, or 802.11g. The letter suffix represents the task group that defines the extension to the standard. These enhancements bring increases in data rate and functionality leading to rapid progression of the WLAN market. The following table briefly summarizes the enhancements related to data rate (the WLAN physical layer). More information is available at <http://grouper.ieee.org/groups/802/11>.

**Table 1: IEEE 802.11 Specifications**

	<b>802.11b</b>	<b>802.11a</b>	<b>802.11g</b>
Standard approved	July 1999	July 1999	June 2003
Maximum data rate	11 Mbps	54 Mbps	54 Mbps
Modulation	CCK	OFDM	OFDM and CCK
Data rates	1, 2, 5.5, 11 Mbps	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbps	CCK: 1, 2, 5.5, 11 OFDM: 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbps
Frequencies	2.4–2.497 GHz	5.15–5.35 GHz 5.425–5.675 GHz 5.725–5.875 GHz	2.4–2.497 GHz

### IEEE 802.11b

Ratified by the IEEE in July 1999, 802.11b extends the original IEEE 802.11 direct sequence spread spectrum (DSSS) standard to operate up to 11 Mbps in the 2.4-GHz unlicensed spectrum using complementary code keying (CCK) modulation. The four data rates of 1, 2, 5.5, and 11 Mbps are specified on up to three non-overlapping channels, and the lowest two rates are also allowed on up to 13 overlapping channels.

### IEEE 802.11a

Ratified by the IEEE at the same time as 802.11b, the IEEE 802.11a (802.11a) standard operates in the 5-GHz spectrum. The 802.11a standard was designed for higher bandwidth applications than 802.11b, and includes data rates of 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbps using orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) modulation on up to 12 discrete channels.

### IEEE 802.11g

In July 1999, the 802.11g subcommittee was tasked to extend the 2.4-GHz unlicensed spectrum to data rates faster than 20 Mbps. The resulting 802.11g standard was ratified in June 2003. The 802.11g standard provides optional data rates of up to 54 Mbps, and requires backward compatibility with 802.11b devices to protect the substantial investments in today's WLAN installations.

The 802.11g standard includes mandatory and optional components. It specifies OFDM (the same technology used in 802.11a) and CCK as the mandatory modulation schemes with 24 Mbps as the maximum mandatory data rate, but it also provides for optional higher data rates of 36, 48, and 54 Mbps.

## MARKET ACCEPTANCE OF WLAN STANDARDS

### 802.11b

The industry standard for WLANs has been 802.11b. Products based on 802.11b gained mainstream acceptance as the first wireless networking products with acceptable speeds, affordable prices, and universal compatibility as certified by the Wi-Fi Alliance. More than 95% of today's WLAN infrastructure includes 802.11b products.

### 802.11a

The first 802.11a based products became available late 2001. These products provide data rates of up to 54 Mbps in the 5-GHz frequency band. Even though the technology delivers greater data rates, it has had limited market acceptance. This has been due primarily to its lack of backward compatibility with 802.11b products, shorter connectivity range, and higher deployment costs.

### 802.11g

The next mainstream wireless LAN standard is 802.11g. This technology satisfies the bandwidth needs of the market globally and economically, while remaining compatible with the installed base of mainstream products.

#### 802.11g Approval and Certification

The IEEE 802.11g standard was approved in June 2003. The IEEE standards body, however, does not validate interoperability or compliance with the standard; an industry association (Wi-Fi Alliance) performs these tasks. The Wi-Fi Alliance is already building a testing program to certify 802.11g interoperability based on the 802.11g standard. The Wi-Fi<sup>®</sup> certification for 802.11g products is expected in the summer of 2003. The 802.11g certification program follows the Wi-Fi Alliance's successful 802.11b and 802.11a certification programs.

Products conforming to the draft 802.11g standard have been available since late 2002. Products shipped prior to June may be upgraded via software download to ensure standards compliance.

## 802.11g PERFORMANCE AND CHARACTERISTICS

Data rate, range, throughput, and compatibility vary among the three WLAN standards. These variations are caused by differences in frequency, modulation schemes, and number of data rates.

### 802.11g DATA RATES

The 802.11 standard technologies all support multiple data rates to allow clients to communicate at the best possible speed. Data rate selection is a tradeoff between obtaining the highest possible data rate while trying to minimize the number of communication errors. Whenever there is an error in the data, the systems must spend time to retransmit the data until it is error free. Each 802.11 client performs a procedure to select the best data rate. The 802.11g clients can select from the widest possible range of both OFDM data rates of 54, 48, 36, 24, 18, 12, 9, and 6 Mbps, and the CCK rates of 11, 5.5, 2, and 1 Mbps.

## 802.11g RANGE AND DATA RATE

As distance from the access point increases, 802.11 based products provide reduced data rates to maintain connectivity. The 802.11g standard has the same propagation characteristic as 802.11b, because it transmits in the identical 2.4-GHz frequency band. Because 802.11b and 802.11g products share the same propagation characteristics, implementations provide roughly the same maximum range at the same data rate. Because 5-GHz radio signals do not propagate as well as 2.4-GHz radio signals, the 802.11a product range is limited compared to the 802.11b or 802.11g product range.

The following figure illustrates the expected data rate of each technology at different ranges.

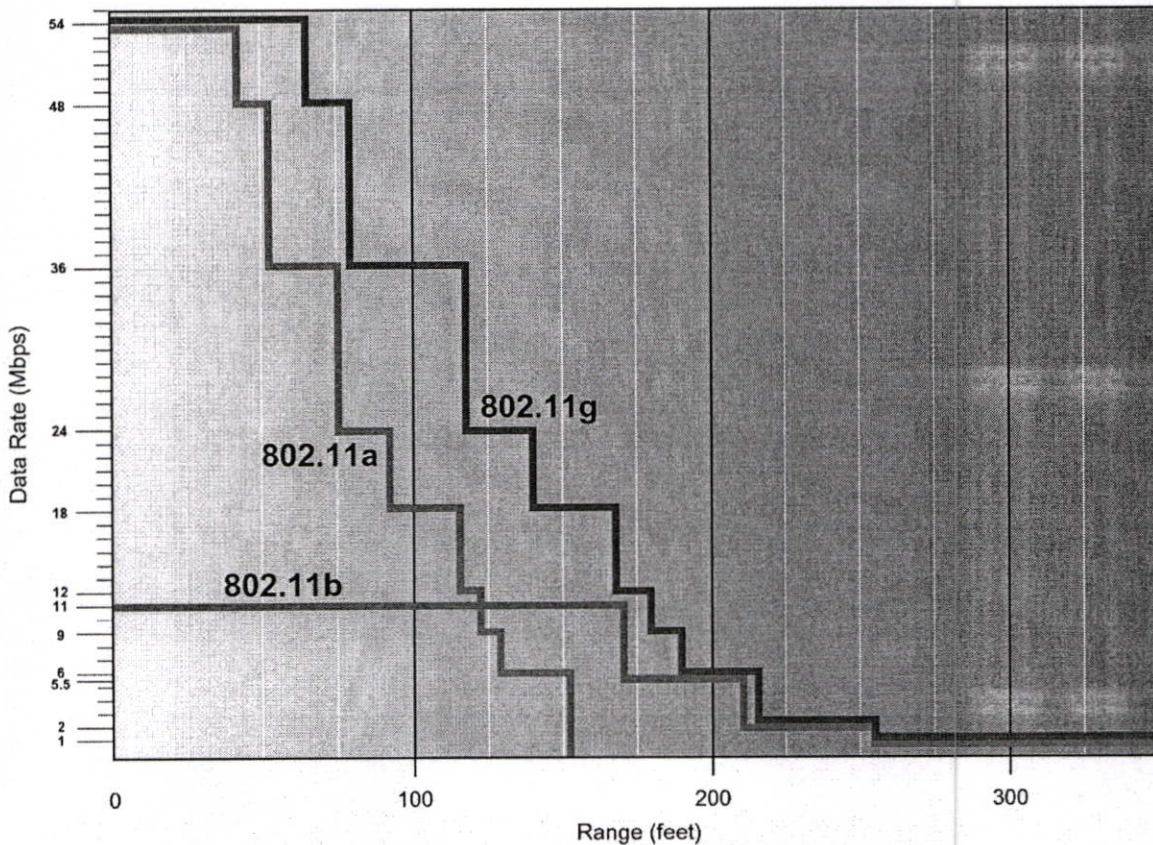


Figure 2: Expected 802.11a, 802.11b, and 802.11g Data Rates at Varying Distance from Access Point

07/02/03

Typically, 2.4-GHz 802.11g networks have the same coverage as 2.4-GHz 802.11b networks. The 802.11b standard uses CCK modulation, whereas 802.11g uses both CCK modulation for backward compatibility and OFDM modulation to achieve better throughput at a given distance. The 802.11a standard also uses OFDM modulation, but there is more signal loss as it travels through objects because it uses a higher frequency.

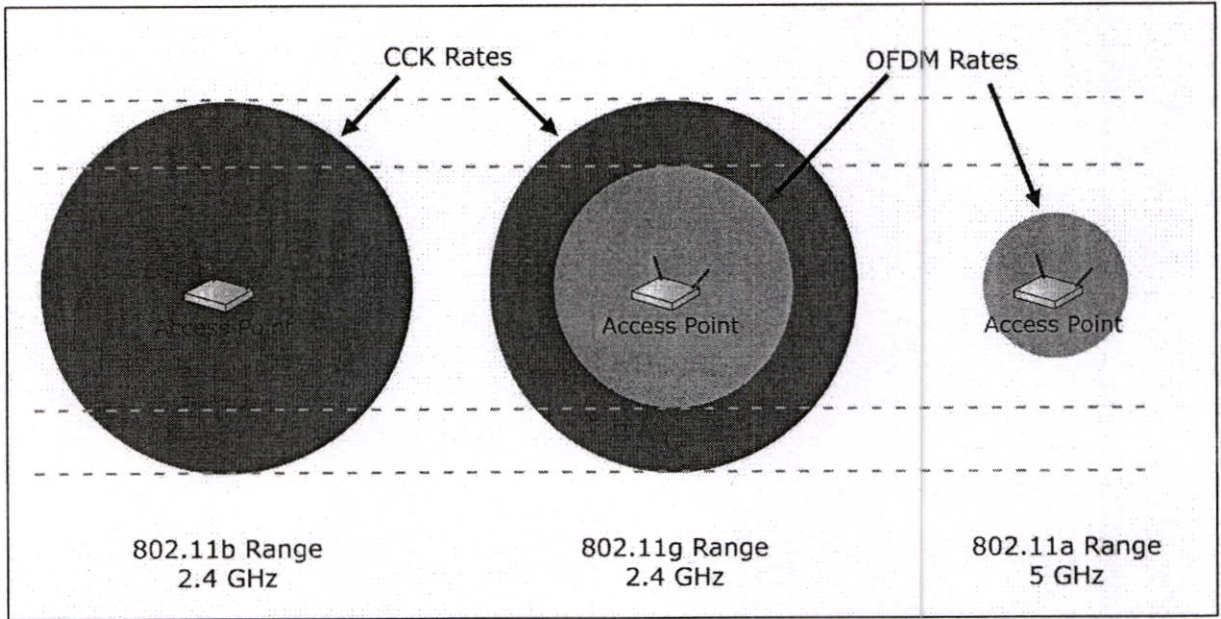


Figure 3: Relative Range of 802.11b, 802.11g, and 802.11a Devices

## NETWORK ENVIRONMENT CONSIDERATIONS

One of the major benefits of the 802.11g standard is the mandate for 802.11g and 802.11b devices to communicate with each other. At all 802.11b rates, 802.11b devices communicate with 802.11g products as if they were 802.11b products. However, 802.11g products behave differently when using OFDM data rates if there are 802.11b devices in the network environment. Understanding this behavior is important in setting performance expectations (given the large installed base of 802.11b clients) and the planning of network capacity until 802.11b clients are replaced with 802.11g clients (the presence of an 802.11a 5-GHz network has no effect on these scenarios). The following scenarios show how the type of network environment is determined both by the network infrastructure and client devices.

### 802.11b-ONLY LEGACY ENVIRONMENT

When the AP and all clients are 802.11b, communication occurs at 802.11b data rates. Overhead communication between the products effectively limits the maximum TCP throughput to 5.8 Mbps. When the products are communicating at greater distances and lower data rates, the throughput is correspondingly reduced.

## 802.11g THROUGHPUT

Throughput is not the same as data rate for networking systems, because of overhead, environment, and network composition. The throughput of 802.11g products can depend on whether there are 802.11b products nearby. Performance is best in environments where an 802.11g access point (AP) is only communicating with 802.11g clients in a homogeneous WLAN. In these environments, the data rate within 75 feet is 54 Mbps and the throughput is 22–24 Mbps when using Transmission Control Protocol (TCP).

In the interest of maximizing performance in the presence of 802.11b products, the 802.11g APs coordinate the use of the transmission medium with *protection* mechanisms (see sidebar). Because the protection mechanisms require overhead communication, compatibility is provided at the expense of throughput. The CTS-to-self protection mechanism lowers the maximum TCP throughput to approximately 15 Mbps, as shown in the following table.

**Table 2: Expected Maximum Throughput for IEEE 802.11 Environments**

Distance (Feet)	802.11b (Mbps)	802.11a (Mbps)	802.11g- only (Mbps)	802.11g Mixed Environment with CTS-to-self (Mbps)	802.11g Mixed Environment with RTS/CTS (Mbps)
10	5.8	24.7	24.7	14.7	11.8
50	5.8	19.8	24.7	14.7	11.8
100	5.8	12.4	19.8	12.7	10.6
150	5.8	4.9	12.4	9.1	8.0
200	3.7	0	4.9	4.2	4.1
250	1.6	0	1.6	1.6	1.6
300	0.9	0	0.9	0.9	0.9

## 802.11g COMPATIBILITY

Because 802.11g uses the same radio signaling (CCK) as 802.11b at the lower four 802.11g data rates, it is fully backward compatible with 802.11b. This enables networks to continue supporting 802.11b enabled devices when migrating to the higher performance standard.

### Protection Mechanism: Air Traffic Control

The 802.11g standard provides protection mechanisms for managing communication in a mixed 802.11b/g environment. The 802.11b radios do not hear when the airspace is busy with 802.11g OFDM signals. Protection mechanisms prevent 802.11b clients from transmitting after improperly assessing that the airspace is empty while 802.11g OFDM signals are being transmitted. The 802.11g products still communicate at the same 802.11g OFDM data rates when protection is in use, but a short 802.11b rate message signals to 802.11b products to not transmit for a specified duration because an 802.11g OFDM message is immediately following. The 802.11b protection messages cause signaling overhead and result in reduced throughput to the user.

The AP directs clients to use protection through a signaling mechanism specified within the 802.11g standard. Enterprise-class 802.11g APs may allow users to tune the protection mechanism algorithm to optimize network system performance (some 802.11g APs may allow the administrator to override the use of the protection mechanism for a performance improvement in light traffic networks).

The 802.11g standard allows 802.11g clients to use one of several protection mechanisms in a mixed 802.11b/g environment. The Wi-Fi Alliance will test for one of two signalling methods: RTS/CTS and CTS-to-self. Request to send (RTS) is analogous to a pilot's take off request to an air traffic control tower—the pilot waits to use the airspace until verifying with the control tower that the airspace is clear. The clear to send (CTS) message is like the clearance from the tower.

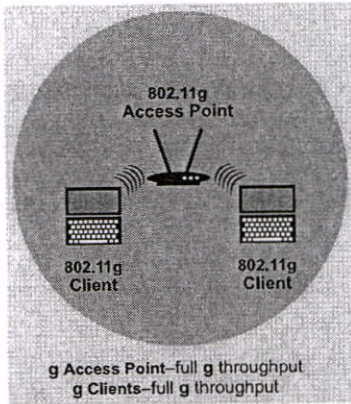
The CTS-to-self protection mechanism method sends a CTS message using an 802.11b rate to clear the air, and then immediately follows with data using an 802.11g data rate. The CTS-to-self protection mechanism provides a maximum TCP throughput of 14.7 Mbps.

With any of the protection mechanisms, 802.11g throughput is still greater than 802.11b throughput at the same distance.

07/02/03

**802.11g-ONLY**

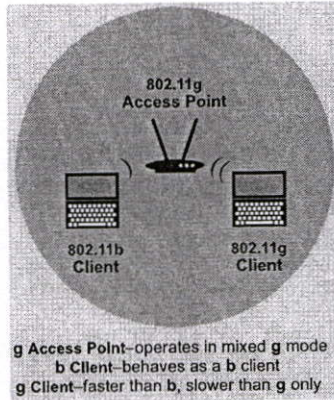
When the AP and all clients are 802.11g, communication occurs at the highest possible TCP throughput. The 802.11g AP detects that all of the clients are 802.11g and instructs the network not to use any protection method. Without a protection mechanism engaged, throughput of 24 Mbps or greater is possible.



**Figure 4: 802.11g-Only Environment**

**802.11g AP, MIXED CLIENTS**

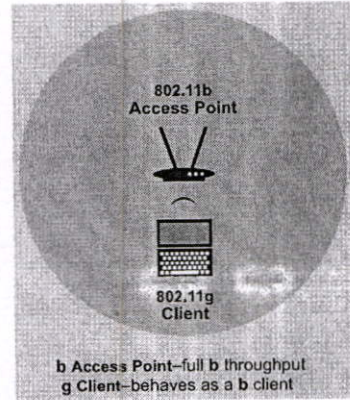
When the AP is 802.11g and there is a mixture of 802.11g clients and 802.11b clients, the AP senses both technologies on the network. The 802.11g AP instructs 802.11g clients to use a protection mechanism. Effectively, 802.11g clients function at reduced 802.11g TCP throughput (up to 15 Mbps), which is faster than the 802.11b client that communicates at a maximum throughput of up to 5.8 Mbps.



**Figure 5: 802.11g AP, Mixed Client Environment**

**802.11b AP, 802.11g CLIENT**

When the AP is 802.11b and the client is 802.11g, the 802.11g client is able to successfully associate and communicate with the 802.11b AP. Communication between the AP and the 802.11g client uses CCK modulation and achieves typical 802.11b speeds. An 802.11g client can always function as an 802.11b client.

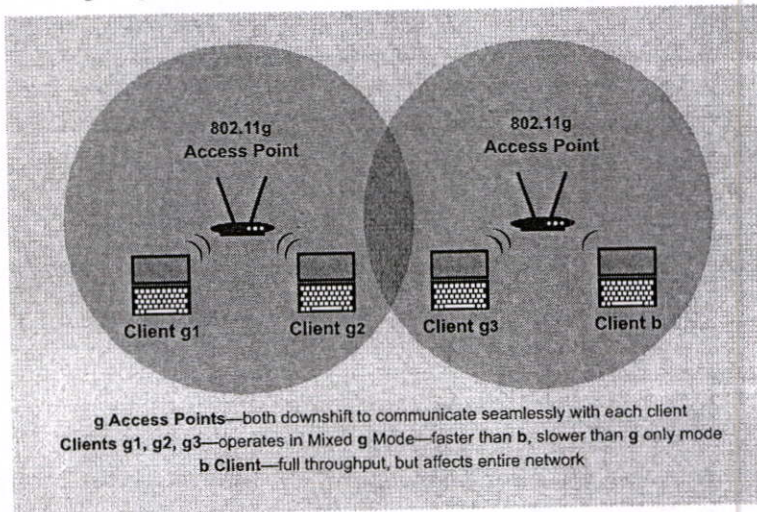


**Figure 6: 802.11b AP, 802.11g Client Environment**

## MULTIPLE 802.11g APs, MIXED CLIENTS

When there are multiple 802.11g APs and a single 802.11b client on the same channel, all overlapping 802.11g APs signal the use of the protection mechanism. Effectively, 802.11g clients function at a reduced 802.11g TCP throughput (up to 15 Mbps), which is faster than the 802.11b client, which communicates at a typical 802.11b TCP throughput (up to 5.8 Mbps).

*The APs can also be configured to use different channels for their 802.11g clients so that the 802.11g-only networks do not need to use a protection mechanism. This allows 802.11g clients to have full TCP throughput as if they were in an 802.11g-only network.*



**Figure 7: Multiple 802.11g APs, Mixed Clients**

07/02/03

## WHICH STANDARD SHOULD I DEPLOY?

With any network technology, there are tradeoffs between performance and cost. With wireless technologies, other factors such as range and capacity should also be considered. Table 3 summarizes typical user requirements and the characteristics of WLAN technology. In most cases, 802.11g provides the correct mix of characteristics for the different categories of user requirements. Upgrading to 802.11g is the easiest and least expensive choice, because it can be done gradually, without sacrificing the current WLAN infrastructure. The 802.11g APs automatically support existing 802.11b clients while providing increased speed to 802.11g clients.

### Planning Network Migration

As network managers plan upgrades from existing wireless 802.11b networks, the two basic technologies to consider are 802.11g and 802.11a/g. An upgrade to 802.11g is a simple proposition. Users equipped with 802.11g-enabled notebooks will gain immediate access to the 802.11b network. These users will experience a throughput boost as APs are upgraded to 802.11g. As budget allows, dual-band 802.11a/g products can be deployed to meet the demand for more network capacity while remaining backward compatible.

The dual-band APs may need to be more closely spaced to ensure coverage for 802.11a clients. Transmit power control can be enabled in the 802.11g network to optimize performance of closely spaced access points. Because 802.11g is forecast to rapidly replace 802.11b, a dual-band a/b AP solution becomes immediately obsolete.

**Table 3: WLAN User Requirements and Technology Characteristics in the U.S.**

<i>Typical WLAN User Requirements</i>					
<i>Type of WLAN</i>	<i>Peak Speed</i>	<i>Capacity</i>	<i>Range</i>	<i>802.11b Compatible</i>	<i>Budget</i>
Enterprise	High	Variable	Variable	Yes	High
Public Access	Low	Medium	High	Yes	Medium
Small Business	Medium	Medium	High	Yes	Low
Home	Medium	Low	High	Yes	Low

<i>WLAN Technology Characteristics</i>					
<i>WLAN Technology</i>	<i>Peak Speed</i>	<i>Capacity</i>	<i>Range</i>	<i>802.11b Compatible</i>	<i>Cost</i>
802.11b	Medium	Low	High	Yes	Low
802.11a	High	High	Low	No	Medium
802.11g	High	Medium	High	Yes	Low
802.11a/g	High	High	High	Yes	High

---

## ENTERPRISE

Enterprise WLANs are typically an overlay to a wired infrastructure serving the needs of mobile workers for e-mail, web browsing, and intranet access when they are away from their desks. Coverage is typically more important than connection rate. Enterprises can benefit from the higher bandwidth and backward compatibility of 802.11g networks today, and can outfit densely populated environments or plan for wired network replacement with dual-band 802.11a/g networks. It is expected that enterprise customers will future-proof their networks by providing 802.11g connections on the client side, and upgrade infrastructure as budget permits.

## PUBLIC ACCESS—HOTSPOTS (WI-FI ZONE™)

Compatibility and range matter most to Hotspot operators and public access WLAN customers. Public WLAN Hotspots must be certain that their APs can communicate using mainstream standards that offer connectivity to the widest possible range of subscribers. Today, nearly all Hotspot traffic is 802.11b. Public access operators remain in the 2.4-GHz band because it offers twice the range and four times the coverage area of the 5-GHz alternative, and public access customers continue to use the 2.4-GHz spectrum to maximize connectivity. As Hotspots upgrade, they will add 802.11g to their networks to add range and preserve interoperability.

## SMALL BUSINESS

A small business WLAN needs to cover small to medium-sized areas and support a variety of applications, such as e-mail, web browsing, and large file transfer. Because of good performance characteristics, costs, and range, 802.11g again makes the most sense. The 802.11g standard offers compelling value by minimizing the number of APs, lowering deployment costs, while future proofing the installation with a mainstream standard. Many small businesses may simply require a single 802.11g AP and no wired infrastructure at all.

## HOME

Many homeowners today have multiple computers and want to share a common Internet connection. For these uses, low-cost 802.11g or 802.11b solutions suffice. As the number of home network devices expand and bandwidth-hungry applications grow (such as gaming, home-wide audio and video streaming, and home security), an 802.11g WLAN provides up to five times the performance of an 802.11b WLAN. The 802.11g solutions provide the bandwidth for added devices and new applications, with a range that covers most homes with one or two APs.

## WHAT IS 54g™?

54g™ is the maximum performance implementation of the IEEE 802.11g standard and is fully compliant. 54g™ technology provides data rates of up to 54-Mbps with the highest throughput allowed by the specification and provides the industry's best range and latest security. The 54g™ logo can be found only on products that achieve this high level of performance (see Figure 8).

### 54g™—MAXIMUM PERFORMANCE 802.11g

The 54g™ implementation is designed to exceed the requirements of the IEEE 802.11g standard, as shown in Table 4. The 54 Mbps data rate and short slot turnaround time are optional in the standard but are included in 54g™. These features more than double the expected throughput of a product that just meets the standard. The receiver sensitivity of 54g™ products far exceeds the specification for maximum range, and transmit power control is included in 54g™ to enable optimized multiple AP deployments. All 54g™ products are WPA Certified and embed hardware-accelerated AES security, which future-proofs users in advance of the IEEE 802.11i (802.11i) standard due to be adopted next year.

**Table 4: 54g™ Pushes the Performance Limits of 802.11g**

	54g™ Specification	802.11g Standard
Highest mandatory data rate	54 Mbps	24 Mbps
Shortest mandatory slot time	9 μs	20 μs
Maximum receiver sensitivity	-92 dBm	-80 dBm
Transmit power control	Included	Not specified
Next generation AES security	Included	Not specified

### LOOK FOR THE 54g™ LOGO

The 54g™ logo indicates that a product is a maximum-performance implementation of the 802.11g standard, is fully backward compatible with 802.11b products, and is compatible at maximum performance with any other product bearing the 54g™ logo.

It provides consumers with an easy way to find high-performance WLANs based on the 802.11g standard, and protects them from investing in 802.11g solutions where the highest data rate is less than 54 Mbps. Major wireless networking and PC vendors are shipping 54g™ products, ensuring a broad selection of compatible, high-performance products.



**Figure 8: 54g™ Logo**

## CONCLUSION

The IEEE 802.11g standard will drive the next growth wave in wireless networking. Products built to the IEEE 802.11g standard are compelling because they:

- Provide a five-fold increase in WLAN speed over current networks
- Remain fully backward compatible with the popular IEEE 802.11b based products
- Offer better range and coverage than current networks

This new WLAN technology provides flexibility, connectivity, mobility, and affordability that is not available through conventional wired solutions.

54g™ is 802.11g implemented at the highest levels of the standard, and available today. 54g™ is fully backward compatible with 802.11b. 54g™ products used together provide the highest levels of speed, reach, and security for maximum performance.

---

## **Broadcom Corporation**

16215 Alton Parkway  
P.O. Box 57013  
Irvine, CA 92619-7013  
Phone: 949-450-8700  
Fax: 949-450-8710  
© 2003. All rights reserved  
Printed in the U.S.A.

Broadcom®, the pulse logo, and 54g™ are trademarks of Broadcom Corporation and/or its subsidiaries in the United States and certain other countries. Wi-Fi® and Wi-Fi ZONE™ are trademarks of the Wi-Fi Alliance. All other trademarks are the property of their respective owners. Broadcom Corporation reserves the right to make changes without further notice to any products or data herein to improve reliability, function, or design. Information furnished by Broadcom Corporation is believed to be accurate and reliable. However, Broadcom Corporation does not assume any liability arising out of the application or use of this information, nor the application or use of any product or circuit described herein, neither does it convey any license under its patent rights nor the rights of others.

# 802.11a

## More Bandwidth without the Wires



Steve Kapp • Cisco Systems • [skapp@cisco.com](mailto:skapp@cisco.com)

**8**02.11a represents the third generation of wireless networking standards and technology (behind 802.11 and .11b). It was actually approved as a standard earlier than 802.11b, but it presented a greater engineering challenge, and was delayed. Advances in technology (Moore's Law continues to prove true) helped Internet engineers overcome those challenges in a cost-effective manner and prepare the specification for market introduction. The result is the further extension of 802.11 networking capabilities.

My previous article, "802.11: Leaving the Wire Behind,"<sup>1</sup> focused on 802.11b wireless networking and the various 802.11 task groups that will directly affect the future of 802.11 networking. In this article, I examine 802.11a networking in depth and compare it to 802.11b and the upcoming 802.11g networking.

### What is 802.11a?

802.11a operates in the 5-GHz frequency band in the U.S., as authorized by the Federal Communications Commission under FCC regulation part 15.247 (the IEEE Standard "Supplement to IEEE Standards for Information Technology, Part 11: Wireless LAN MAC and PHY Specifications," covers other 802.11a FCC regulations). This frequency band, called the Universal Networking Information Infrastructure (UNII) band, is divided into three parts. Figure 1 (next page) shows the frequency allocation and FCC-allowable transmission power. These frequency bands have also been approved for use in Japan.

802.11a is not currently authorized for use on the European continent, where HyperLAN2 is used for wireless in similar frequency bands. Recent moves by EU member countries (Denmark and the UK) have begun to allow 802.11a deployment, however. With this, there is a chance that 802.11a will be accepted globally, which would greatly enhance its and 802.11's worldwide appeal.

There are some regulatory differences between the Industrial Scientific and Medical (ISM) 2.4-GHz

and the UNII 5-GHz bands. In the ISM spectrum, for instance, antennas can be fixed or remote. As Figure 1 shows, however, the UNII band has additional restrictions:

- the UNII-1 band is intended for indoor use, and the antenna must be attached to the transmitter (6 dBi by FCC regulations);
- the UNII-2 band has an indoor and outdoor component with a fixed or remote antenna;
- the UNII-3 band is dedicated to outdoor bridging and is fairly unrestricted compared to the UNII-1 and 2 bands regarding antennas.

That 802.11a intentionally attempts to spec-in outdoor wireless bridging is a fairly significant change, as it recognizes bridging's importance to networking. Neither the 802.11b standard, nor the FCC had explicitly specified bridging applications.

### Benefits of 802.11a

You might ask what's so special about 802.11a that we would want to adopt it for wireless networking. The easy answer is bandwidth.

- 802.11a provides significantly more bandwidth than 802.11b (54 Mbps).
- 802.11a uses a different, relatively uncluttered frequency spectrum (5 GHz).
- Each UNII band provides four nonoverlapping channels for a total of 12 across the allocated frequency spectrum.

Each of these areas has advantages for wireless networking.

### Increased Bandwidth

Everyone wants more bandwidth. And as more is built, users' appetite proves insatiable. 802.11a promises to provide a maximum throughput of 54 Mbytes per second (as compared to 11 Mbps with 802.11b) and greater performance granularity

## OFDM Overview

Orthogonal frequency division multiplexing is not a new technology. Engineers have used this modulation technique in multiple broadband technology deployments. A variant of OFDM, vector OFDM (VOFDM), which essentially is OFDM with diversity reception, has been used in the wireless space for quite some time with some near-line-of-sight capabilities. Because OFDM is a highly involved subject, I've summarized it to a level that would be helpful to the networking professional (I could make this a college course, so thank me now).

## The Basics

Many modern fixed microwave communi-

cation systems are based on a modulation technique called quadrature amplitude modulation (QAM). These systems vary in complexity whereas simpler systems use modulation schemes called phase shift keying (PSK), which is very robust and relatively easy to implement. PSK systems also have a relatively low data rate. PSK modulation modifies the wave shape in neither amplitude nor frequency, but rather in phase. You can think of the phase shift as a shift in time.

In binary phase shift keying (BPSK), the sine wave phases start at either 0 (the sine wave cycle origination point) or  $1/4$  (that is,  $1/4$  cycle from the sine wave cycle's origin).

BPSK modulation transmits only 1 bit of information per sine wave cycle (also called a symbol).

More complex modulation schemes transmit more than 1 bit per symbol. The quadrature phase shift keying scheme is similar to BPSK. Instead of only two separate phase states, however, QPSK uses four ( $0, 1/4, 1/2,$  and  $3/4$ ), carrying 2 bits per symbol. Like BPSK, QPSK is robust. Because QPSK modulates only 2 bits per symbol, it is not very efficient for high-speed communications. Thus, higher data rates need a significant bandwidth allocation.

Even though QPSK uses no state

*continued on p. 77*

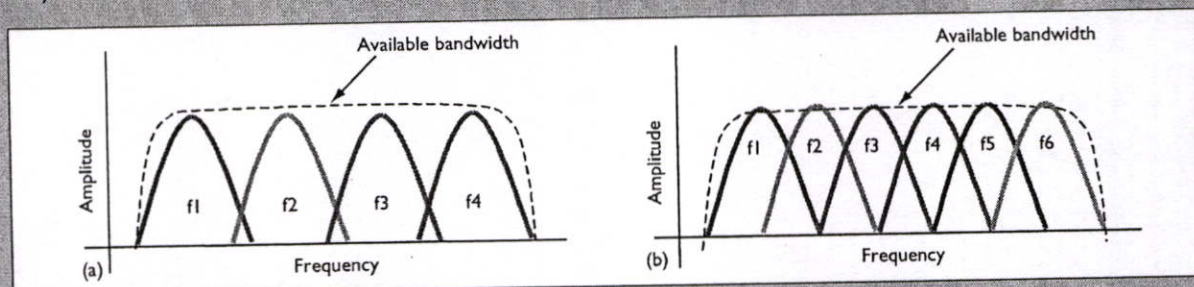


Figure A. Signal transmission techniques. (a) Frequency division multiplexing (FDM) uses multiple carriers to transmit added information. Signals travel within a unique frequency range, or carrier, modulated by the data. (b) The orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) spread-spectrum technique allows more efficient use of the allocated frequency bandwidth by eliminating the need for guard bands in FDM.

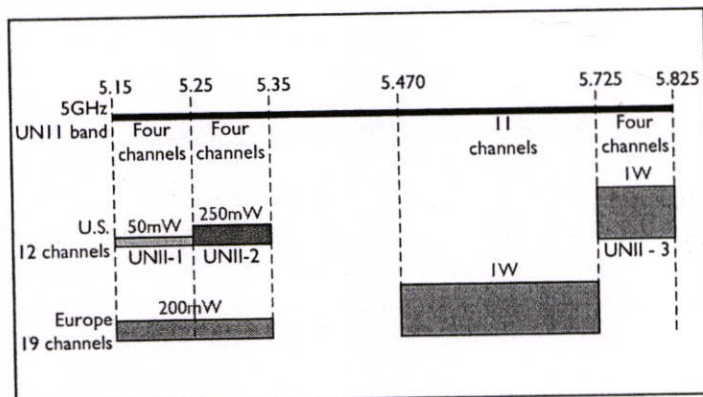


Figure 1. UNII frequency band allocation. UNII provides three separate bands and a total of 12 channels: UNII-1 is for indoor use, and the antenna must be fixed to the radio; UNII-2 is for indoor or outdoor use, with either a fixed or remote antenna; and UNII-3 is for outdoor bridging only.

through the radio frequency (RF) range. Future enhancements to modulation techniques (see the

sidebar, "OFDM Overview") should bring greater throughput. As defined by the 802.11a standard, the throughput steps are 54, 48, 36, 24, 18, 12, 9, and 6 Mbps. The standard mandates low-end performance steps at 6, 12, and 24 Mbps; therefore, we are unlikely to see 18- or 9-Mbps steps in commercial products.

Most of the credit for the throughput improvements goes to orthogonal frequency division multiplexing, a new modulation technique for wireless networking. OFDM is a proven technology and provides high spectral efficiency, protects against RF interference, and reduces multipath distortion, which is useful when there are multipath channels within a deployed environment. OFDM is sometimes called multicarrier or discrete multitone modulation. It is the modulation technique used for digital TV in Europe, Japan, and Australia, and is the basis for widely deployed asymmetric digital subscriber line (ADSL) technology.

## OFDM Overview (cont.)

continued from p. 76

changes in amplitude, it is sometimes referred to as 4-QAM (four phase states). When we combine four levels of amplitude with the four levels of phase, we get 16-QAM. 16-QAM encodes 2 bits on phase changes, and 2 bits on amplitude changes, yielding a total of 4 bits per symbol.

We can expand this modulation approach to 64-QAM and 256-QAM or higher. 64-QAM is very popular in both cable and wireless products, and 256-QAM is also being tested. The higher the QAM density, the higher a signal-to-noise (s/n) ratio you must maintain to meet the required bit-error rates (BER). Higher s/n ratio can affect range, particularly because of FCC power limitations.

### Modulation

Frequency division multiplexing (FDM) transmits multiple signals simultaneously over a single transmission path. Each signal

travels within a unique frequency range (a carrier), which is modulated by the data. This data can include voice and video data streams. Figure A1 shows the relative relationship of the carriers within a given frequency allocation. Although the significant benefit of FDM is increased bandwidth, FDM also reduces multipath intersymbol interference (ISI). The bandwidth increase comes at a level of inefficiency: up to 50

percent of the available spectrum is wasted on guard bands, which ensure isolation between frequencies.

The OFDM spread-spectrum technique further utilizes QAM and advanced digital signal processing (high-powered and relatively inexpensive DSPs), distributing the data over multiple carriers spaced at precise frequencies, as Figure A2 depicts. The precise spacing provides the orthogonality that prevents the demodulators from seeing frequencies other than their own. Because each carrier can be uniquely identified, guard bands are eliminated, increasing the efficiency of the frequency spectrum usage. Figure B depicts the orthogonality of the various carrier frequencies.

Although there is much more to this modulation technology, this overview gives a functional background to what makes 802.11a different from 802.11b, which, from a technology standpoint, is very simple.

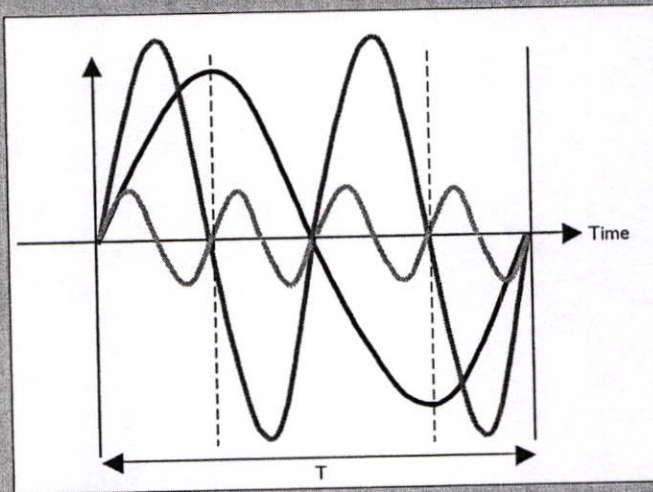


Figure B. Orthogonality of the various carrier frequencies. Base frequency =  $1/T$  where  $T$  = symbol period. The black lines represent a summation of the various carrier frequencies.

The sidebar, "OFDM Overview," summarizes key points about the technology for networking professionals. Andrew McCormick of the University of Edinburgh provides an excellent interactive tutorial on OFDM technology at [www.ee.ed.ac.uk/~acmc/OFDMTut.html](http://www.ee.ed.ac.uk/~acmc/OFDMTut.html).

Along with the increased throughput, there will be a decrease in range because 802.11a uses the 5-GHz spectrum, which is nearly twice the frequency of 2.4-GHz systems (the laws of physics eventually catch up with you). Range performance will vary by chipset vendor, and more enhanced chipsets will come in the future, but a conservative rule of thumb is to expect about one-third the range of 2.4-GHz products for now. (Of course, due to vendor variability, you could achieve better range, so be aware of range variability and differences among vendors.) Current estimates for the 54-Mbps throughput range vary from 30 to 50 feet from the transmitter (your

mileage will vary). Total range at 6 Mbps will be between about 200 and 275 feet (again, depending on vendor radio performance).

Given these facts, I offer a word of caution: Do not expect identical networking performance, particularly in regard to device range, when replacing 2.4-GHz systems with 5-GHz systems. It is important when deploying wireless local area networks to perform a site survey with the 5-GHz transmitters to validate range and performance. Also, remember that the fixed antenna in the UNII-1 band might require modifications to your physical deployment. Keep these things in mind when vendors discuss a one-for-one swap — something that is just not possible for all deployment scenarios.

### Cleaner Frequency Spectrum

The UNII frequency spectrum is cleaner (less used) than the ISM, which the FCC originally created to allow devices such as microwave ovens to emit RF

**Table 1. Comparison of IEEE 802.11 wireless standards.**

	802.11b	802.11a	802.11g
Likely uses	Provides overlays to wired networks, enables mobility within office environments, provides networks where wires don't or can't exist, and enables outdoor bridging over very long distances (25 miles)	Provides overlays to wired networks, especially for high-bandwidth applications (CAD, voice, video, and so on), and serves in greenfield environments where wired or wireless access is not currently deployed	Serves as an upgrade to 802.11b networks or as an alternative to the 802.11a frequency band. Its performance will likely be similar to 802.11a
Pros	Mature, reasonably priced technology (enterprise product prices are dropping) that provides very adequate throughput and very good range	Much improved throughput over short distances; four times the number of nonoverlapping channels; and less frequency band interference	Backward compatibility with, and range comparable to, 802.11b systems, but with improved throughput
Cons	Provides lowest throughput of all wireless technologies (11 Mbps) and has only three networking channels	More expensive and less mature, and incompatible with 802.11b technology. Has reduced range (mileage varies); FCC restrictions on antennas within each band	No products at this time (likely in 2003). Same channel limitations as 802.11b

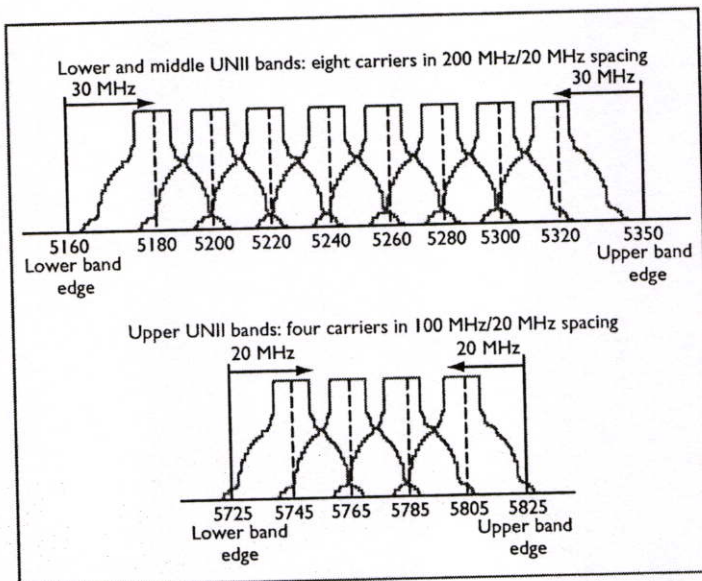


Figure 2. UNII frequency band with center frequency and spacing. The UNII frequency band provides a comparatively uncluttered frequency band for networking as well as more channels.

energy without significant regulation or emissions control. The 2.4-GHz ISM frequency also includes other electronic devices that employ moving parts, such as medical products, pumps, and devices that can emit a relatively uncontrolled RF frequency. If you look at the fine print for most products, you'll find an FCC part-15 certification rating. As

long as the devices emitted RF energy within the allocated frequency range and below the minimum power specifications, they were certified. Networking came much later.

These "dirty emitters" do not affect the UNII band, which has only minor overlap (with some U.S. Department of Defense functions, for example) in the frequencies allocated for networking. Figure 2 shows the center frequency and spacing in the UNII band.

### Nonoverlapping Channels

The UNII frequency band provides 12 distinct channels for networking, and eight of these effectively serve the wireless LAN space (UNII-1 and 2). This will greatly simplify wireless deployment in the LAN because

— unlike the ISM band, in which only three of the 11 channels are nonoverlapping — none of the UNII channels overlap. Because UNII is an unlicensed frequency, users will have to cooperate with other emitters in an RF range, but all things considered (range, power, absence of dirty emitters, and so on), 802.11a should be easier to deploy.

## Still to Come: 802.11g

Industry eagerly anticipates ratification of the 802.11g wireless networking standard by the end of the year. The standard uses the same ISM 2.4-GHz frequency band as 802.11b, but it also employs the OFDM modulation technique (established by 802.11g committee consensus in November 2001). The physics of 802.11g are nearly identical to 802.11b: same frequencies, same number of channels and nonoverlapping channels, same power, and so on. Range should also be similar, although OFDM's noise sensitivity might reduce it slightly. Although the working group has yet to nail down the final specs, throughput of 54 Mbps is a likely objective.

Another benefit 802.11g will offer is backward compatibility with 802.11b. If you are currently using an 802.11b client radio, you will be interoperable with an 802.11g access point, and vice versa. You should also consider vendor radio variability. Should radio range prove similar to 802.11b, upgrading to this new technology should be quite simple.

## Choosing the Best 802.11 for Your Network

There are no hard and fast rules that say one technology is better than another. Table 1 compares

the three wireless standards to help you find the technology best suited to your specific requirements. The best technology for you depends on your needs, the state of your wireless adoption, and your applications.

The coexistence of ISM and UNII technologies makes a lot of sense, as it helps ensure that no single technology will dominate networking. Indeed, using more than one technology might mitigate the detractions of each, leading to a much more robust and resilient network. Multiband radios will simplify combining technologies and should be on the horizon in 12 to 18 months.

Now, after we've spent so much time understanding the various 802.11 technologies, new wireless technologies will emerge, providing increased range and throughput. What a great problem to have! □

### Reference

1. S. Kapp, "802.11: Leaving the Wire Behind," *IEEE Internet Computing*, vol. 6, no. 1, Jan./Feb. 2002, pp. 82-85.

Steve Kapp is a senior systems engineering manager for Cisco Systems Federal. He has worked in the networking industry for the past five years and was in the aerospace industry for 15 years with Boeing, where he specialized in networking and various computer science applications.



# Get CSDP Certified

Announcing IEEE Computer Society's new

## Certified Software Development Professional Program

### Doing Software Right

- Demonstrate your level of ability in relation to your peers
- Measure your professional knowledge and competence

The CSDP Program differentiates between you and others in a field that has every kind of credential, but only one that was developed by, for, and with software engineering professionals.

### Register Today

Visit the CSDP web site at <http://computer.org/certification>  
or contact [certification@computer.org](mailto:certification@computer.org)

*"The exam is valuable to me for two reasons:*

*One, it validates my knowledge in various areas of expertise within the software field, without regard to specific knowledge of tools or commercial products...*

*Two, my participation, along with others, in the exam and in continuing education sends a message that software development is a professional pursuit requiring advanced education and/or experience, and all the other requirements the IEEE Computer Society has established. I also believe in living by the Software Engineering code of ethics endorsed by the Computer Society. All of this will help to improve the overall quality of the products and services we provide to our customers..."*

— Karen Thurston, Base Two Solutions



**ภาคผนวก ข.**

# A Dual-Band Dual-Feed Switched-Beam Single Patch Antenna

P.Sooksumram and M.Krairiksh

Faculty of Engineering and Research Center of Communications and Information Technology

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Bangkok 10520

Tel: +662-7370000 Ext. 3327, Fax: +662-7392429, Email: s9060907@kmitl.ac.th

**Abstract**— With the demand of dual-band operation in modern wireless communications, this paper proposes a low profile switched-beam patch antenna. It is a patch antenna that operates at 2.45 GHz and 5.8 GHz by designing microstrip transmission lines to short the low frequency patch with the high frequency patch for low-band operation. These transmission lines open circuit to separate the two patches to allow the high frequency patch operate solely. By selecting appropriate transmission line width and length, the antenna provides switched-beam patterns at the design frequencies. This antenna is significant in developing a low profile dual-band phase array of switched-beam elements.

**Keywords** – Dual-band antenna, switched-beam antenna, low profile antenna

## I. INTRODUCTION

A switched-beam patch antenna can improve diversity gain [1] in wireless communications and was used as elements of a circular array to provide a number of patterns [2]. The antenna in [1] utilized eight PIN diodes embedded on edges of the antenna resulting in fabrication difficulty. Tagapanij, et al, [3] proposed the antenna that used an RF switch to select the feeding probe instead of embedded PIN diodes. Nevertheless, the antennas in [1] and [2] have narrow band characteristics.

Since modern wireless communication require dual-band, tri-band and wide band operations, the development of antennas to serve the above requirement is important. Dual-band antennas have been widely developed [4]-[6] but they have fixed beam patterns. Tagapanij, et al, [7] proposed a dual-band dual-feed switched-beam patch antenna that can operate in the 2.4 GHz and 5.2GHz bands. It is a stacked patch that is combined by a dual-band Wilkinson power combiner. The antenna provides good performance at the expense of thick structure.

Recently, Jung and Flaviis [4] proposed a double rectangular patch with 4-bridges that operated at 2.4GHz and 5.5GHz. It utilized bridge wires connecting between the two patches with a common feeding probe that provides good matching at both frequencies. Since the antenna was designed in a fundamental mode, it radiated normal to the patch surface.

This paper proposes a dual-beam patch antenna that can operate in a dual-band. By applying two appropriate microstrip transmission lines on each side of the patch for connecting the high frequency patch to the low frequency one, a dual-band

switch-beam antenna can be accomplished on a single layer patch antenna.

A principle of the proposed antenna will be described in section 2. Simulation results and experimental results for 2.45GHz and 5.8GHz bands will be illustrated in section 3 and 4, respectively. This paper will be concluded in section 5.

## II. PRINCIPLE OF A DUAL-BAND DUAL-FEED SWITCHED-BEAM SINGLE PATCH ANTENNA

A single frequency dual-feed switched-beam patch antenna is a square patch with width of each side  $w$ . The patch height is  $h$  with dielectric constant of the substrate  $\epsilon_r$ . The patch is located on  $xy$  plane and is fed by a probe located either at  $(x_f, 0, 0)$  or  $(0, y_f, 0)$ . The pattern can be switched by a single pole double throw (SPDT) switch located on the bottom side of the antenna. The antenna width along the  $x$  and  $y$  axes are one wavelength in dielectric substrate ( $\lambda_d$ ). Therefore, electric field  $E_z$  on the aperture are in phase. The electric field distribution is either  $TM_{020}$  or  $TM_{200}$  mode depending on the feeding probe position [3].

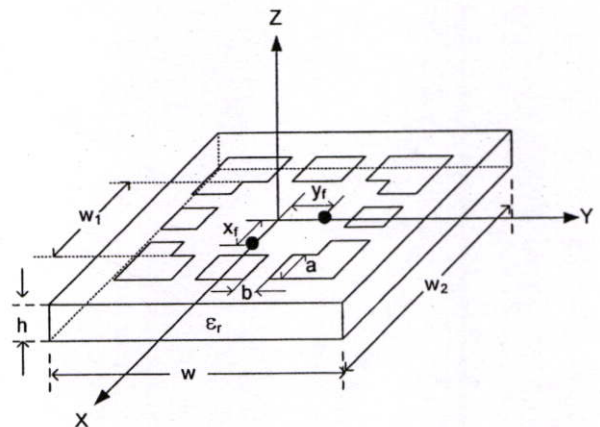


Figure 1. Geometry of a single-layer dual-band dual-feed switched-beam single patch antenna

Fig.1 shows a geometry of a dual-band dual-feed switched-beam single patch antenna. A patch working at high frequency has width  $w_1$  and a patch working at low frequency has width  $w_2$  are etched on a dielectric substrate. On each side of the patches, there are two microstrip transmission lines shorting between these two patches. The length and width of the lines are  $a$  and  $b$ , respectively. The feed probes are located at  $x_f$  and  $y_f$ . The function of these transmission lines are to short the two patches at low frequency to operate at low frequency band and open circuit at high frequency to operate at high frequency band.

### III. SIMULATION RESULTS

To investigate this antenna for operating at 2.45GHz and 5.8GHz, a FR-4 substrate with  $h$ ,  $\epsilon_r$ , and loss tangent of 0.6522 mm, 4.36 and 0.012, respectively, was used. The patch width  $w_1$  and  $w_2$  were fixed to 20.92 mm and 57.34 mm, respectively [3]. They correspond to the one wavelength in dielectric substrate at 5.8GHz and 2.45GHz. Radiation and impedance characteristics were investigated by using CST<sup>®</sup> electromagnetic simulator [8]. The probe position was fixed to 5.23 mm.

Impedance characteristic was investigated in term of return loss versus frequency. Fig.2 illustrates return loss versus frequency when  $b$  was fixed to 4 mm. By varying  $a$  from 2.09 mm to 18.8 mm, we can see that  $a$  equals 2.09 mm provides the interesting result. Return loss at 2.8GHz and 4.9GHz are -23dB and -25dB, respectively. The microstrip transmission line width  $b$  was varied to obtain low return loss at 2.45GHz and 5.8GHz. Fig.3 shows the return loss versus frequency at different  $b$ . It is obvious that  $b$  equals 4 mm provides low return loss of -15dB at 2.42GHz and 5.8 GHz. It is evident that we can select transmission line length  $a$  to coarsely tune the return loss response, and then fine tune can be accomplished by selecting appropriate transmission line width  $b$ .

Fig. 4 shows vertical patterns of the antenna at 2.45GHz and 5.8GHz. At 2.45GHz, the antenna provides bidirectional pattern as expected. On the other hand, the pattern at 5.8GHz has directional pattern normal to the patch. Nevertheless, by observing at  $\theta = 35^\circ$ , the horizontal pattern are bidirectional patterns at both 2.45GHz and 5.8GHz. Hence, we will focus our attention on radiation pattern at  $\theta = 35^\circ$ .

Radiation pattern in horizontal plane of the antenna at 2.45GHz and 5.8GHz are show in Fig. 5(a) and 5(b), respectively. Feeding the patch at  $x_f$ , the maximum radiation takes place in the direction of  $\phi = 90^\circ$  and  $270^\circ$ . The maximum radiation is in the direction  $\phi = 0^\circ$  and  $180^\circ$  by feeding at  $y_f$ . It is obvious that  $b$  has significant effect on radiation patterns. The pattern has deep null when  $b$  is 4 mm. The results show

that  $a$  should be 2.1 mm and  $b$  should be 4 mm. This information is selected as design parameters. It should be noted that varying the probe position from  $x_f = y_f = 5.23$  mm, radiation patterns and return loss are worse than the result presented above.

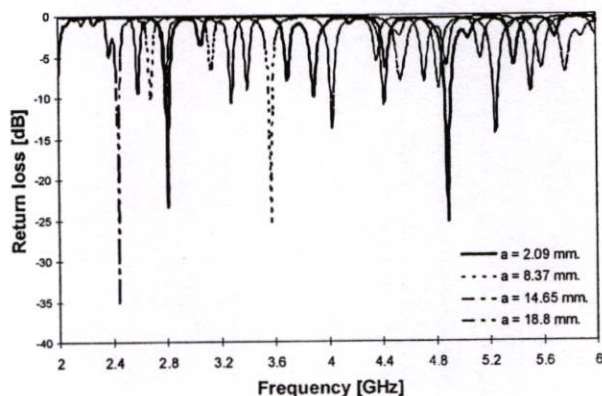


Figure 2. Return loss versus frequency at various  $a$  ( $b = 4$  mm)

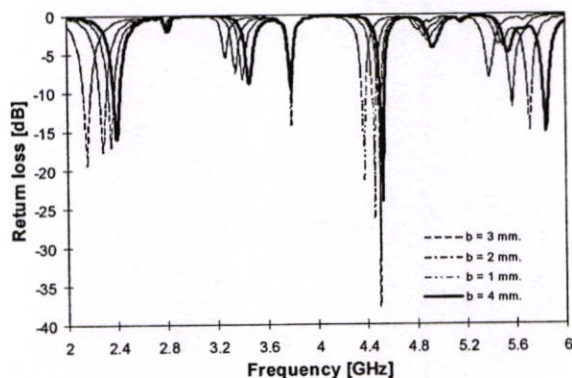


Figure 3. Return loss versus frequency at various  $b$  ( $a = 2.09$  mm)

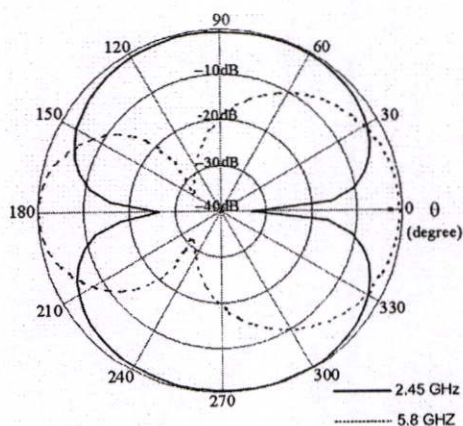
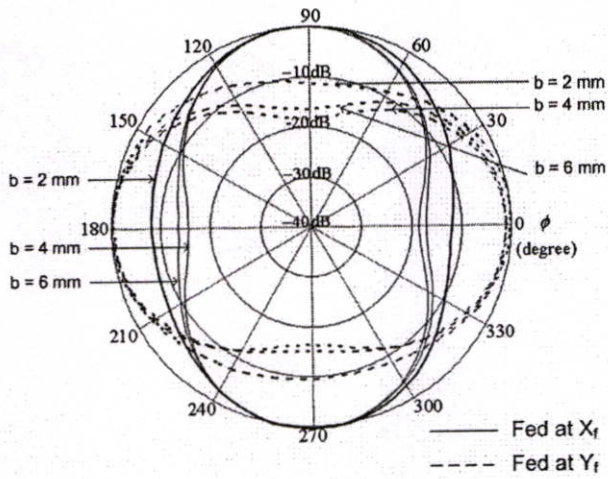
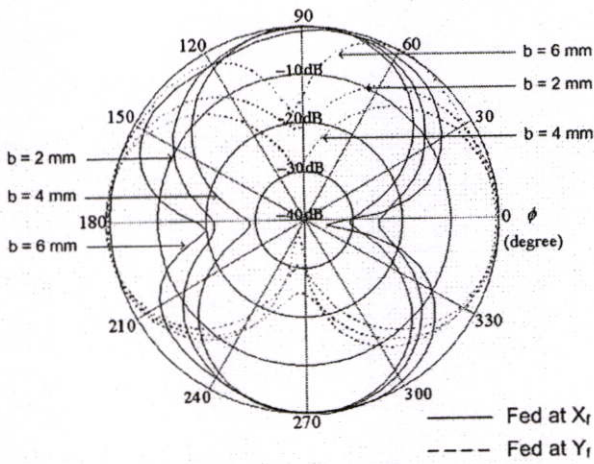


Figure 4. Radiation patterns in vertical plane



(a)



(b)

Figure 5. Radiation patterns in horizontal plane at various  $b$   
 (a) at 2.45GHz  
 (b) at 5.8GHz

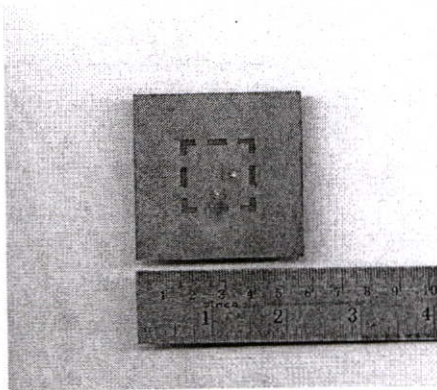
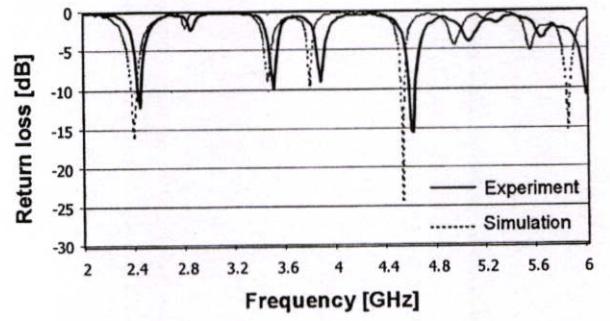
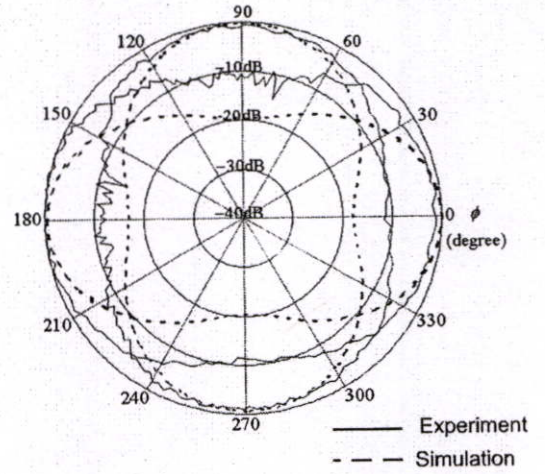


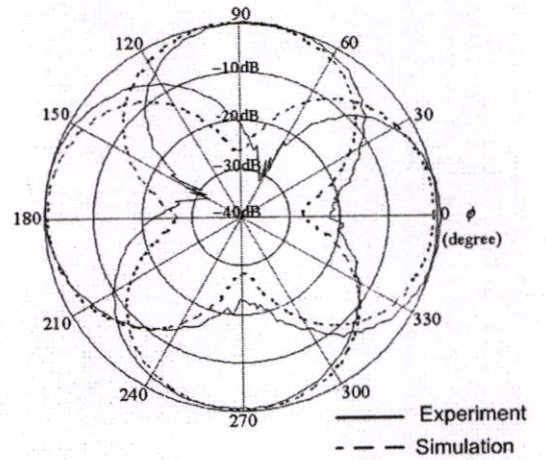
Figure 6. Photograph of the prototype antenna



(a)



(b)



(c)

Figure 7. Characteristics of the antenna  
 (a) Return loss  
 (b) Radiation pattern at 2.45GHz  
 (c) Radiation pattern at 5.8GHz

#### IV. EXPERIMENTAL RESULTS

A prototype antenna was designed based on the results in the previous section. By using a FR-4 substrate with  $h$ ,  $\epsilon_r$  and loss tangent of 0.6522 mm, 4.36 and 0.012, respectively, parameters of the antenna are listed in Table I. A photograph of the antenna is shown in Fig.6. Two SMA connectors were mounted on a ground plane side to feed the patches at  $x_f$  and  $y_f$  equal 5.23 mm.

TABLE I. PARAMETERS OF THE ANTENNA

Parameter	Dimension (mm)
$w_1$	20.92
$w_2$	57.34
$a$	2.09
$b$	4.00
$x_f, y_f$	5.23

Measurement were set up in an anechoic chamber to measure return loss and radiation patterns. Fig.7 (a) shows comparison of simulated and measured return loss of the antenna that agree well with slightly shift of the response to high frequency due to manufacturing error. It can be improved by using tolerated milling machine. Fig.7 (b) and (c) illustrate radiation patterns in horizontal plane at  $\theta = 35^\circ$  at the frequencies of 2.45 GHz and 5.8 GHz, respectively. They confirm that the antenna can provide switched-beam patterns at both designed frequencies.

#### V. CONCLUSION

This paper presents the design and characteristics of a single patch antenna that provides switched-beam patterns by using dual-probe feeds. The antenna was designed based on a one wavelength (in a substrate) patch to provide bidirectional patterns. Appropriate microstrip transmission lines were selected to properly short and open circuit at the design frequencies. The antenna can operate in dual-band at 2.45 GHz and 5.8 GHz with low profile structure. The future work will concern the design and characterization of a dual-band phase array of switched-beam elements.

#### ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Thailand Research Fund (TRF) under the senior research scholar project, grant number RTA-4880002.

#### REFERENCE

- [1] P.Ngamjanyaporn and M.Krairiksh, "Switched-beam single patch antenna," *Electron. Lett.*, vol.38, no.1, pp. 7-8, January 2002.
- [2] P.Ngamjanyaporn, C.Phongcharoenpanich, P.Akkaraekthalin and M.Krairiksh, "Signal-to-interference ratio improvement by using a phased array antenna of switched-beam element," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.53, no.5, pp.1819-1828, May 2005.
- [3] J.Tagapanij, C.Phongcharoenpanich and M.Krairiksh, "A dual feed switched-beam patch antenna for a phased array of switch-beam elements," 2006 Asia-Pacific Microwave Conference, Yokohama, vol.3, pp.2102-2105, December 2006.
- [4] C.W.Jung and F.D.Flaviis, "A Dual-Band Antenna for WLAN Application by Double Rectangular Patch with 4-Bridges," *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, vol.4, pp.4280-4283, June, 2004.
- [5] M.Sanad and N.Hassan, "A compact dual-band microstrip antenna for portable GPS/cellular phones," *International Symposium on Antennas and Propagation*, vol.1, pp. 116-119, July 1999.
- [6] N.Behdad and K.Sarabanbi, "A compact dual-/multi-band wireless LAN antenna," *International Symposium on Antennas and Propagation*, vol.2B, pp.527-530, July 2005.
- [7] J.Tagapanij, S.Chantasuk, P.Arpatpong, S.Janin and M.Krairiksh, "A Dual-Band Dual-Feed Switched-Beam Patch Antenna," accepted for presenting in ISAP 2007.
- [8] CST Microwave Studio 2006.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล : ภพสุข สุขสำราญ  
 วัน เดือน ปีเกิด : 2 มีนาคม 2523 ที่จังหวัดลพบุรี  
 ที่อยู่ : 44 หมู่ที่ 1 ต.ท่าวัง อ.ท่าวัง จ.ลพบุรี 15150  
 ประวัติการศึกษา: วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

**P.Sooksumrarn** and **M.Krairiksh**, "A Dual-Band Dual-Feed Switched-Beam Single Patch Antenna," Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2007, Bangkok, vol. 3, pp. 1621-1624, December 2007.