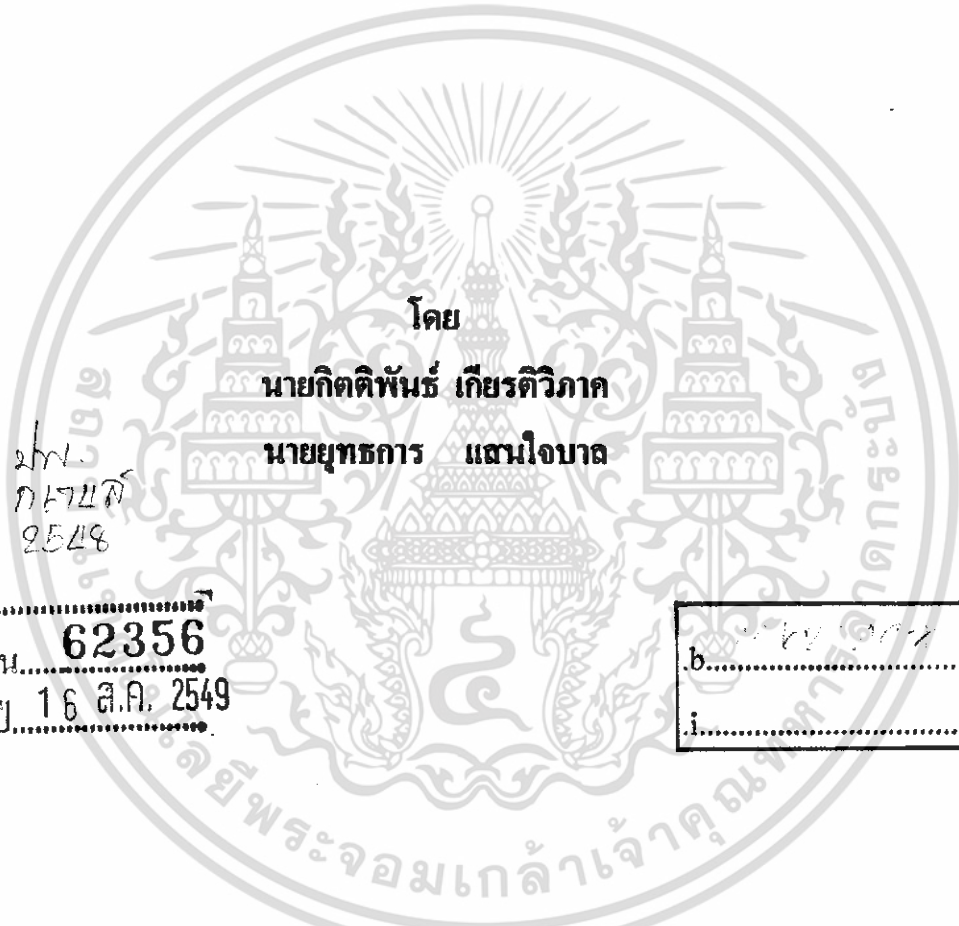


**สายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ**

**Metal-plate Lens Antenna**



โดย

นายกิตติพันธ์ เกียรติวิภาค

นายยุทธการ แสนใจบาล

มท  
กฟยค  
2548

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... **62356**

วัน,เดือน,ปี..... **16 ส.ค. 2549**

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2548

สายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ  
Metal-plate Lens Antenna



โดย  
นายกิตติพันธ์ เกียรติวิภาค 46015001  
นายยุทธการ แสนใจบาล 46015066

อาจารย์ที่ปรึกษา  
ผศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2548

ผ่านการตรวจชิ้นงานแล้ว  
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ  
ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว  
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2548

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **สายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ**

**Metal-plate Lens Antenna**

ผู้จัดทำ

1. นายกิตติพันธ์ เกียรติวิภาค 46015001
2. นายยุทธการ แสนใจบาด 46015066

  
.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ.ดร. ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)



## สายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ

### Metal-plate Lens Antenna

โดย นายกิตติพันธ์ เกียรติวิภาค 46015001

นายยุทธการ แสนใจบาล 46015066

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

#### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษา ออกแบบ สร้างและทดสอบสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ โดยมีสายอากาศปกแตรเป็นตัวแพร่กระจายคลื่นผ่านสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ ซึ่งนำไปใช้งานกับการกระจายคลื่นแบบมีทิศทางที่ความถี่ย่าน SHF โดยคุณสมบัติของสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะสามารถปรับทิศทางการกระจายคลื่นได้โดยการปรับระยะห่างของเลนส์แบบแผ่นโลหะ ในโครงการนี้จะศึกษาคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งได้แก่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ความกว้างของลำคลื่น มุมการชี้ทิศทางของลำคลื่นและการโพลาไรซ์

#### Abstract

This project presents the study, design, fabrication and measurement of metal-plate lens antenna. This antenna is fed by small horn. The metal plate lens antenna is used for directional radiation at SHF frequency band. The property of the metal-plate lens is that it is able to change the radiation pattern by adjusting the distance of the metal-plate lens. This project also analyses the radiation characteristics such as radiation pattern, beamwidth, beam angle and polarization.

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ	3
2.1.1 แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น	3
2.1.1.1 แพทเทิร์นแบบไอโซโทรปิก	3
2.1.1.2 แพทเทิร์นหลัก	4
2.1.1.3 โลบของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Lobe)	5
2.1.1.4 บริเวณต่างๆ ของสนามจากสายอากาศ	5
2.1.1.5 เรเดียนและสเตอเรเดียน	6
2.1.2 ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ (Half-Power Beamwidth : HPBW)	7
2.1.3 ความหนาแน่นพลังงานที่แพร่กระจาย	8
2.1.4 ความเข้มการแพร่กระจายคลื่น	9
2.1.5 ไคเรกติวิตี (Directivity)	10
2.1.6 เกน (Gain)	12
2.1.7 ประสิทธิภาพของสายอากาศ	13
2.1.8 ประสิทธิภาพของบีม (Beam Efficiency : BE)	14
2.1.9 อินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance)	15
2.1.10 แบนด์วิดท์ (Bandwidth)	18
2.2 สายอากาศปากแตร	19
2.2.1 สายอากาศปากแตร รูปทรงปิรามิด	20
2.2.1.1 สนามอะเพอเจอร์ สนามสมมูลย์ และการแพร่กระจาย	20
2.2.1.2 ไคเรกติวิตี	25
2.2.1.3 สมการการออกแบบ	26
2.2.3 Metal Plate Lens Antenna	28
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง	31
3.1 การออกแบบสายอากาศปากแตร รูปทรงปิรามิด	34
3.2 รูปแบบโครงสร้างของสายอากาศปากแตร รูปทรงปิรามิด	33
3.3 วิธีการออกแบบการหับแผ่นทองแดงโดยการใช้คอมพิวเตอร์	35
3.4 ขั้นตอนการออกแบบเลนส์	37
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	39
4.1 การทดลองสายอากาศปากแตร รูปทรงปิรามิด โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์	39
4.2 การทดลองวัดค่า SWR, Impedance และ Return Loss	41

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 การทดลองวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศปากแตร รูปทรงปิรามิด	43
4.4 การทดลองวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบเลนส์	45
4.5 การวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศ	50
4.6 การทดสอบโพลาไลซ์ของสายอากาศปากแตร	53
4.7 การทดสอบใช้งานกับระบบสื่อสารไร้สาย (Wireless LAN)	54
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	56
หนังสืออ้างอิง	57



## สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 เลนส์เว้าและเลนส์นูน	1
รูปที่ 1.2 โครงสร้างของสายอากาศแบบเลนส์	2
รูปที่ 2.1 ระบบโคออดิเนตสำหรับวิเคราะห์สายอากาศ	3
รูปที่ 2.2 แพทเทอร์นของสายอากาศแบบชี้ทิศทาง	4
รูปที่ 2.3 แพทเทอร์นหลัก ระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร	4
รูปที่ 2.4 โลบต่างๆ ของการแพร่กระจายคลื่น	5
รูปที่ 2.5 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ	6
รูปที่ 2.6 คำจำกัดความของเรเดียนและสเตอเรเดียน	7
รูปที่ 2.7 การหาค่า HPBW	7
รูปที่ 2.8 ขั้วอ้างอิงและการสูญเสียของสาย	13
รูปที่ 2.9 สายอากาศและวงจรสมมูลย์	16
รูปที่ 2.10 สายอากาศปากแตรชนิดต่างๆ	19
รูปที่ 2.11 สายอากาศปากแตร รูปทรงปิรามิดและระบบโคออดิเนต	24
รูปที่ 2.12 การสูญเสียของ E และ H plane ที่เกิดจากเฟส	27
รูปที่ 2.13 รูปโครงสร้างของ Metal plate Lens	28
รูปที่ 2.14 ภาพเสมือน(a) Metal plate and (b) Dielectric Lenses	29
รูปที่ 2.15 รูปทรงของเรขาคณิตของเลนส์และทางเดินของคลื่น	30
รูปที่ 3.1 โครงสร้างและขนาดของท่อนำคลื่น	33
รูปที่ 3.2 โครงสร้างและขนาดของสายอากาศแบบปากแตร รูปทรงปิรามิด	33
รูปที่ 3.3 ตำแหน่งของ $\rho_e$ และ $P_e$	34
รูปที่ 3.4 ตำแหน่งของ $\rho_h$ และ $P_h$	34
รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของท่อนำคลื่นและตำแหน่งการใส่ connector	35
รูปที่ 3.6 ขนาดของรูปทรงปากแตรที่ต้องการออกแบบ	35
รูปที่ 3.7 ผลของการคำนวณแสดงค่าความยาวคลื่นในอากาศ	36
รูปที่ 3.8 ขนาดของรูปทรงปากแตรที่ต้องนำไปกำหนดขนาดแผ่นพับ	36
รูปที่ 3.9 ตารางแสดงขนาดโครงสร้างของเลนส์	38
รูปที่ 3.10 ลักษณะของแผ่นอลูมิเนียม ที่นำมาสร้างเป็นเลนส์	38
รูปที่ 4.1 แบบรูปแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศปากแตร รูปทรงปิรามิด ในระนาบ vertical plane (โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์)	39
รูปที่ 4.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศปากแตร รูปทรงปิรามิด ในระนาบ horizontal plane (โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์)	40
รูปที่ 4.3 ค่า SWR ของสายอากาศปากแตร รูปทรงปิรามิด	41

## สารบัญญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.4 ค่า Impedance ของสายอากาศปากแตร	42
รูปที่ 4.5 ค่า Return Loss ของสายอากาศปากแตร รูปทรงปิรามิด	42
รูปที่ 4.6 แบบรูปแพร์กระจายคลื่นของสายอากาศปากแตร รูปทรงปิรามิด เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากโปรแกรม 4NEC2 ในระนาบ vertical plane	43
รูปที่ 4.7 แบบรูปแพร์กระจายคลื่นของสายอากาศปากแตร รูปทรงปิรามิด เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากโปรแกรม 4NEC2 ในระนาบ horizontal plane	44
รูปที่ 4.8 สายอากาศปากแตรที่ใช้ทดลอง	45
รูปที่ 4.9 แบบรูปการแพร์กระจายคลื่นของสายอากาศเปรียบเทียบ (ตัวรับสัญญาณ) ใช้สายอากาศปากแตรส่งสัญญาณ โดยไม่ผ่านเลนส์โลหะ	46
รูปที่ 4.10 การทดสอบวัดแบบรูปการแพร์กระจายคลื่น	46
รูปที่ 4.11 แบบรูปการแพร์กระจายคลื่นของสายอากาศเปรียบเทียบ (ตัวรับสัญญาณ) ใช้สายอากาศปากแตรส่งสัญญาณผ่านเลนส์โลหะ (ระยะห่าง 7 cm)	47
รูปที่ 4.12 แบบรูปการแพร์กระจายคลื่นของสายอากาศเปรียบเทียบ (ตัวรับสัญญาณ) ใช้สายอากาศปากแตรส่งสัญญาณผ่านเลนส์โลหะ (ระยะห่าง 8 cm)	48
รูปที่ 4.13 แบบรูปการแพร์กระจายคลื่นของสายอากาศเปรียบเทียบ (ตัวรับสัญญาณ) ใช้สายอากาศปากแตรส่งสัญญาณผ่านเลนส์โลหะ (ระยะห่าง 9 cm)	49
รูปที่ 4.14 การทดลองวัดค่า $P(r)_{dBm}$ ของสายอากาศปากแตร	51
รูปที่ 4.15 การทดลองวัดค่า $P(r)_{dBm}$ ของสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ (ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะ = 7 cm)	51
รูปที่ 4.16 การทดลองวัดค่า $P(r)_{dBm}$ ของสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ (ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะ = 8 cm)	52
รูปที่ 4.17 การทดลองวัดค่า $P(r)_{dBm}$ ของสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ (ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะ = 9 cm)	52
รูปที่ 4.18 การวัดโพลาลิซซ์ของสายอากาศปากแตร	53
รูปที่ 4.19 กราฟคุณสมบัติโพลาลิซซ์ของสายอากาศ	53
รูปที่ 4.20 การทดสอบส่งข้อมูล	54
รูปที่ 4.21 ลักษณะค่าที่วัดได้จากโปรแกรม chariot	54
รูปที่ 4.22 กราฟแสดงค่าวิสัยสามารถที่วัดได้ที่ระยะทางต่างๆ	55

## บทที่

## บทนำ

สายอากาศแบบเลนส์ มีลักษณะการทำงาน 2 แบบคือ โหมดการรับคลื่นและโหมดการส่งคลื่น โดยจะทำให้รังสีของคลื่นมีลักษณะที่ขนานกันไป โดยโหมดการรับส่งจะทำการเปลี่ยนหน้าคลื่นทรงกลมให้กลายเป็นหน้าคลื่นระนาบ ส่วนโหมดการรับคลื่นจะรวมเอาคลื่นระนาบให้กลับมาสู่จุดโฟกัสของเลนส์ แต่การขนานกันของรังสีของคลื่นในอุดมคติไม่สามารถทำให้เกิดขึ้นได้

การทำให้รังสีของคลื่นขนานกันนั้นมีลักษณะขนานกันนั้นมีหลักการคล้ายกับตาของมนุษย์ คือ ลำดับแรกแสงจะตกกระทบบนที่กระจกตา (cornea) ซึ่งมีค่าดัชนีการหักเหเท่ากับ 1.33 ( $n = 1.33$ ) และผ่านไปยังส่วนที่คล้ายลำกล้อง(chamber)ในดวงตาซึ่งมีค่าดัชนีการหักเหเท่ากับกระจกตา และอยู่ข้างหลังกระจกตา 5 mm แล้วผ่านเข้าไปยังเลนส์ของตาซึ่งมีค่าดัชนีการหักเหเท่ากับ 1.41 ( $n = 1.41$ ) ที่จุดศูนย์กลาง และ 1.39 ( $n = 1.39$ ) ที่ขอบเลนส์ และตั้งอยู่ข้างหน้าม่านตา 15 mm สุดท้ายลำแสงจะถูกรวมเข้าไปสู่ม่านตา (retina) ต่อไป

โดยลักษณะสายตาของมนุษย์ จะมีอยู่ 2 แบบคือ สายตาวัวและสายตาสั้น ลักษณะของสายตาวัว (farsightedness) เลนส์ในดวงตาจะอยู่ห่างจากม่านตาน้อยกว่า 15 mm จะทำให้วัตถุที่มองเห็นจะตกอยู่ข้างหลังม่านตา วิธีการแก้ปัญหานี้คือ ทำให้ระยะการมองเห็นวัตถุนั้นเข้ามาใกล้ดวงตามากขึ้นโดยการใส่แว่นตาที่มีเลนส์เป็นเลนส์นูน (convex) เข้าไป ส่วนลักษณะของสายตาสั้น (nearsightedness) เลนส์ในดวงตาจะอยู่ห่างจากม่านตามากกว่า 15 mm จะทำให้วัตถุที่มองเห็นจะตกอยู่ข้างหน้าม่านตา วิธีการแก้ปัญหานี้คือ ทำให้ระยะการมองเห็นวัตถุนั้นเข้ามาใกล้ดวงตามากขึ้นโดยการใส่แว่นตาที่มีเลนส์เป็นเลนส์เว้า (concave) เข้าไป ลักษณะของเลนส์เว้าและเลนส์นูนแสดงดังรูป 1.1

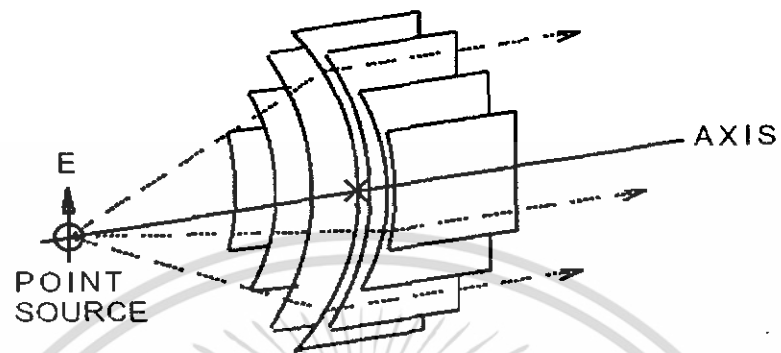


รูปที่ 1.1 เลนส์เว้าและเลนส์นูน

ซึ่งลักษณะการส่งผ่านคลื่นของสายอากาศเลนส์จะคล้ายกับการตกกระทบบนของแสงในดวงตาของมนุษย์ นั่นคือ ม่านตามีหน้าที่คล้ายกับจุดกำเนิดสัญญาณ (feeder) ซึ่งส่วนมากจะใช้สายอากาศปากแตร เลนส์ในตาของมนุษย์คล้ายกับ แผ่นโลหะบางๆ วางขนานกันให้มีโครงสร้างคล้ายเลนส์

การใช้หลักการของเลนส์สายตาซึ่งทำด้วยแก้วมาใช้ในการหักเหคลื่นนั้น เราไม่สามารถนำเลนส์ที่ทำจากแก้วมาทำเป็นสายอากาศแบบเลนส์ได้เนื่องจากแก้วมีคุณสมบัติการสะท้อนมาก ซึ่งคลื่นไม่

สามารถผ่านแก้วไปได้ ผู้คิดค้นจึงได้นำแผ่นเหล็กรบางๆ มาวางให้เกิด โครงสร้างคล้ายเลนส์ และมีช่องว่าง  
ที่เหมาะสมให้คลื่นสามารถผ่านไปได้และมีคุณสมบัติคล้ายเลนส์ดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบเลนส์



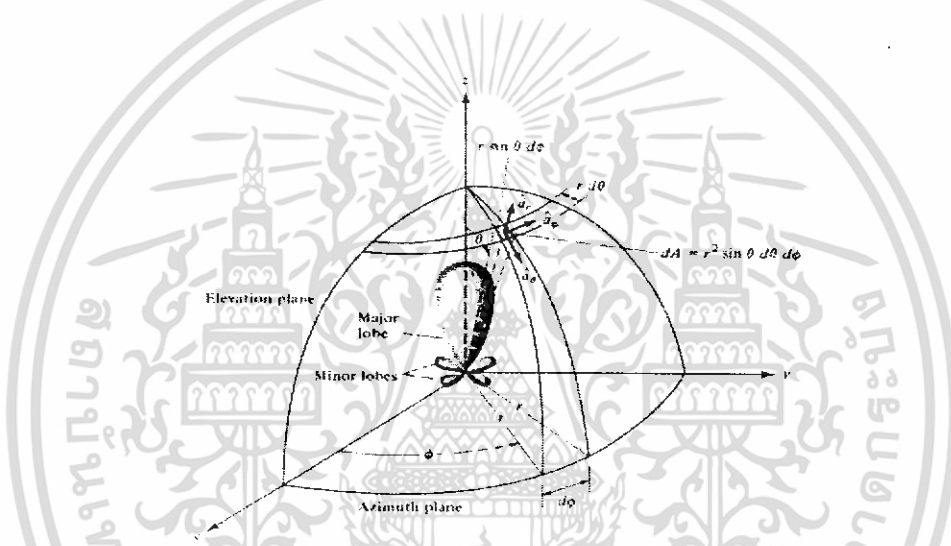
## บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

### 2.1 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ

#### 2.1.1 แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น

แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น ( Radiation Pattern ) คือรูปภาพที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น ส่วนใหญ่แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นจะคิดที่สนามระยะไกล ( far Field )

รูป 2.1 แสดงระบบโคออดิเนตที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นสำหรับการใช้เส้นเพื่อแสดงกำลังงานที่สายอากาศรับได้ตามแนวรัศมีที่มีค่าคงที่ มีชื่อเรียกว่าแพทเทิร์นกำลังงาน ( Power Pattern ) ของสายอากาศและกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่างๆ ที่รัศมีมีค่าคงที่ มีชื่อเรียกว่าแพทเทิร์นสนาม ( Field Pattern )

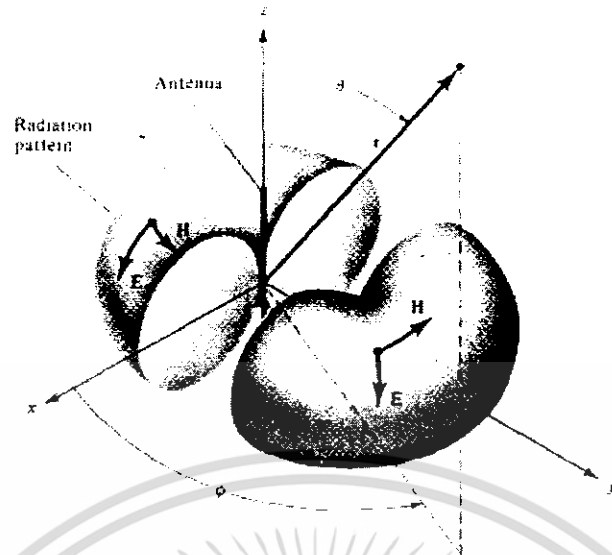


รูปที่ 2.1 ระบบโคออดิเนตสำหรับวิเคราะห์สายอากาศ

#### 2.1.1.1 แพทเทิร์นแบบไอโซโทรปิก ไดเรกชันแนล และ ออมนิไดเรกชันแนล

ตัวแพร่คลื่นไอโซโทรปิก ( Isotropic Radiator ) คือสายอากาศที่ถูกสมมุติขึ้นมา โดยมีคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันทุกทิศทาง แต่มักจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับสายอากาศจริงกับการแสดงคุณสมบัติและแสดงทิศทางของสายอากาศ

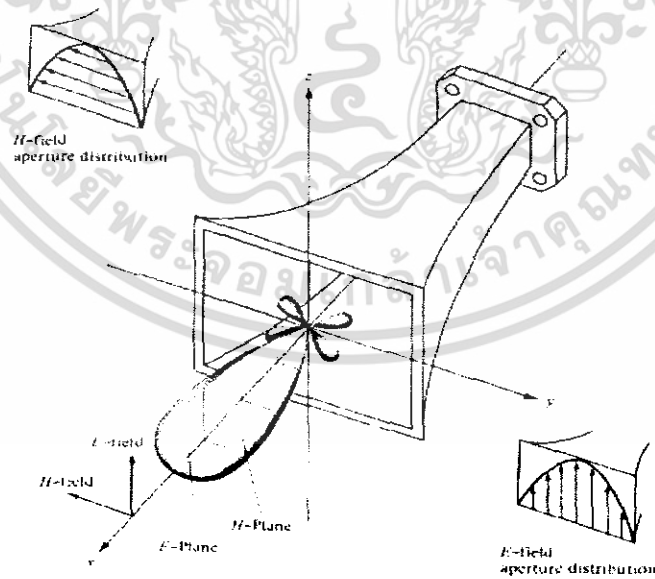
สายอากาศชี้ทิศทาง ( Directional Antenna ) เป็นสายอากาศซึ่งมีคุณสมบัติของการส่งหรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ในเฉพาะทิศทางที่กำหนด ตัวอย่างของสายอากาศที่มีคุณสมบัตินี้คือ Omnidirectional Antenna ดังแสดงในรูป 2.2 จากรูปจะเห็นว่าแพทเทิร์นไม่มีทิศทางในระนาบอาซิมูท ( Azimuth Plane ) แต่เป็นการชี้ทิศทางในระนาบเอเลเวชัน ( Elevation Plane ) โดยแพทเทิร์นแบบอมนิไดเรกชันแนลเป็นกรณีพิเศษของแพทเทิร์นแบบชี้ทิศทาง



รูปที่ 2.2 แพทเทิร์นของสายอากาศแบบขั้วทิศทาง

### 2.1.1.2 แพทเทิร์นหลัก

เรามักจะอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศในเทอมแพทเทิร์นหลัก ( Principle Pattern ) ของสนามไฟฟ้า E และ สนามแม่เหล็ก H สำหรับสายอากาศโพลาไรเซชัน ( Linear Polarization ) แพทเทิร์นในระนาบ E จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามไฟฟ้า แพทเทิร์นในระนาบ H จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก แสดงดังรูป 2.3



รูปที่ 2.3 แพทเทิร์นหลัก ระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร

### 2.1.1.3 โลบของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Lobe)

โลบของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Lobe) ดังแสดงในรูป 2.4 ซึ่งแสดงโพลาร์แพทเทิร์น (Polar Pattern) แสดงโลบต่างๆ ได้ดังนี้

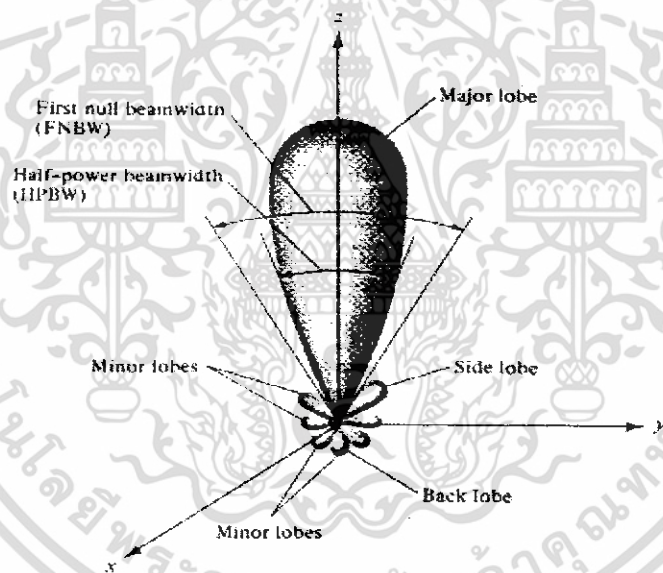
โลบหลัก (Major Lobe หรือ Main Lobe) เป็นโลบของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นสูงสุด

โลบย่อย (Minor Lobe) ได้แก่โลบอื่นๆ นอกจากโลบหลัก

โลบข้าง (Side Lobe) เป็นโลบย่อยที่อยู่ติดกับโลบหลัก

โลบหลัง (Back Lobe) เป็นโลบที่ชี้ในทิศทางตรงกันข้ามกับโลบหลัก

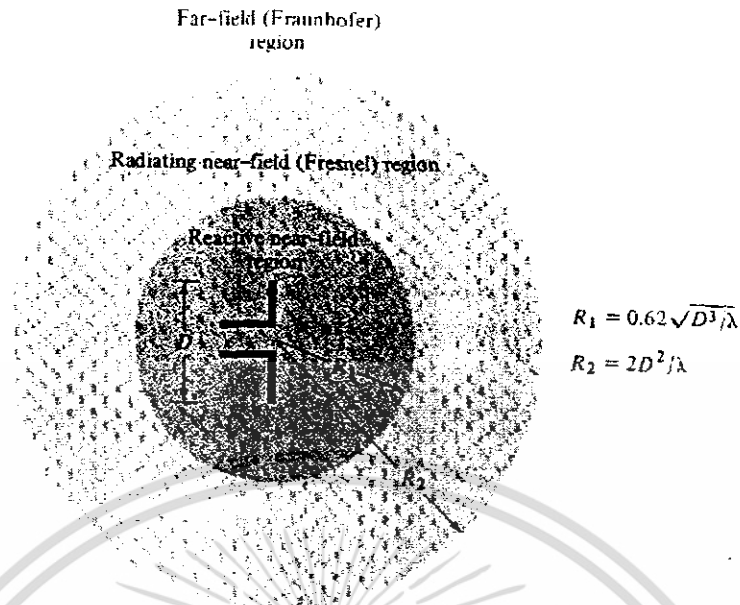
โดยปรกติแล้วโลบย่อย จะเกิดการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ ดังนั้นสายอากาศที่ดีจะต้องจำกัดโลบย่อยเหล่านี้ให้เหลือน้อยที่สุด โดยระดับของโลบย่อยจะแสดงในรูปของอัตราส่วนของความหนาแน่นของพลังงานในโลบที่กำลังคิดต่อความหนาแน่นของพลังงานในโลบหลัก ซึ่งเรียกว่าอัตราส่วนไซด์โลบ (Side Lobe Ratio) หรือ ระดับพลังงานไซด์โลบ (Side Lobe Level) ในทางปฏิบัติจะกำหนดให้โลบข้างมีค่าน้อยกว่า -20 dB



รูปที่ 2.4 โลบต่างๆ ของการแพร่กระจายคลื่น

### 2.1.1.4 บริเวณต่างๆ ของสนามจากสายอากาศ

โดยทั่วไปมักจะแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศเป็น 2 ส่วน คือสนามรีแอกทีฟใกล้ (Reactive Near Field) และสนามกระจายระยะไกล (Far Field) ดังแสดงในรูป 2.5 โดยบริเวณสนามรีแอกทีฟใกล้ เป็นบริเวณที่มีระยะทาง  $R < 0.63\sqrt{D^3/\lambda}$  จากผิวของสายอากาศ เมื่อ  $\lambda$  เป็นค่าความยาวคลื่น และ D เป็นมิติที่ยาวที่สุดของสายอากาศ



รูปที่ 2.5 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ

สนามระยะไกลเป็นบริเวณ ที่อยู่ในขอบเขต  $0.63\sqrt{D^3/\lambda} \leq R \leq 2D^2/\lambda$  ซึ่งสนามในบริเวณนี้อาจจะไม่เกิดขึ้นเมื่อสายอากาศมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น

#### 2.1.1.5 เรเดียนและสเตอเรเดียน

การวัดมุมบนระนาบจะมีหน่วยเป็นเรเดียน หนึ่งเรเดียนเป็นมุมระนาบ ซึ่งยอดของมันจะอยู่ที่จุดศูนย์กลางวงกลมที่มีรัศมี  $r$  ดังแสดงในรูป 2.6 (a) เนื่องจากเส้นรอบวงที่มีรัศมี  $r$  มีความยาว  $c = 2\pi r$  ดังนั้นบนหนึ่งรอบของวงกลมจะมีค่า  $2\pi$  เรเดียน

การวัดมุมตันมีหน่วยเป็นสเตอเรเดียน (sr) หนึ่งสเตอเรเดียนเป็นมุมตันที่มียอดอยู่ที่จุดศูนย์กลางของวงกลมที่มีรัศมี  $r$  ดังแสดงในรูป 2.6 (b) เนื่องจากพื้นที่ของทรงกลมรัศมี  $r$  มีค่าเท่ากับ  $4\pi r^2$  ดังนั้นตลอดทรงกลมจะมี  $4\pi r^2 / r^2$  พื้นที่ขนาดเล็ก  $dA$  บนพื้นที่ผิววงกลมรัศมี  $r$  จะคำนวณได้เป็น

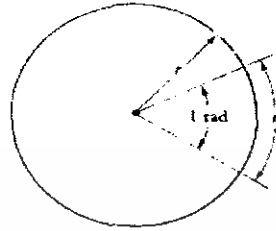
$$dA = r^2 \sin\theta d\theta d\phi \quad (m) \quad (2-1)$$

ดังนั้น element ของมุมตัน  $d\Omega$  ของทรงกลมเขียนได้เป็น

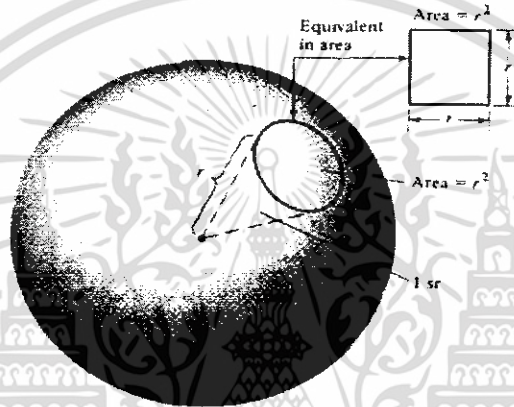
$$d\Omega = dA / r^2 = \sin\theta d\theta d\phi \quad (sr) \quad (2-2)$$

**2.1.2 ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ (Half-Power Beamwidth : HPBW)**

เป็นค่าที่วัดระหว่างจุดที่ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นใน โลกหลัก มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุด หรือตรงจุดที่พลังงานสูงสุดลดลง 3 dB แสดงดังรูป 2.7

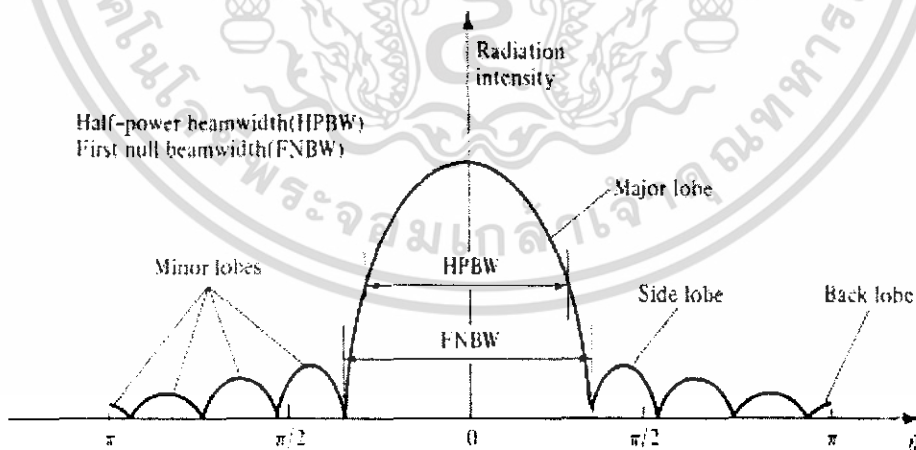


(a) Radian



(b) Steradian

รูปที่ 2.6 แสดงการคำนวณค่าของเรเดียนและสเตอเรเดียน



รูปที่ 2.7 แสดงการหาค่า HPBW

### 2.1.3 ความหนาแน่นพลังงานที่แพร่กระจาย

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในการส่งข่าวสารผ่านตัวกลางถูกกำหนดให้มีความสัมพันธ์ดังนี้คือ

$$W_i = E_i \times H_i \quad (2-3)$$

$W_i$  = ค่าพอยดิงเวกเตอร์ ณ เวลานั้น

$E_i$  = ค่าความเข้มสนามไฟฟ้า ณ เวลานั้น

$H_i$  = ค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก ณ เวลานั้น

เนื่องจากพอยดิงเวกเตอร์มีความหมายแสดงถึงความหนาแน่นของกำลังงาน ดังนั้นกำลังงานทั้งหมดที่พุ่งตัดผ่านพื้นที่ผิวปิดจะสามารถหาได้โดยอินทิเกรตส่วนของพอยดิงเวกเตอร์ที่ตั้งฉากกับพื้นที่ผิวทั้งหมดซึ่งเมื่อเขียนเป็นสมการจะได้

$$J = \oint w \cdot d\vec{s} = \oint \vec{W} \cdot \vec{n} da \quad (2-4)$$

$J$  = กำลังงานทั้งหมดชั่วขณะเวลานั้น (w)

$da$  = พื้นที่ขนาดเล็กน้อยบนพื้นที่ผิวปิด ( $m^2$ )

ในกรณีของสนามแปรผันตามเวลา มักจะหาค่าเฉลี่ยของความหนาแน่นของกำลังงานโดยการอินทิเกรตค่าพอยดิงเวกเตอร์ชั่วขณะเวลานั้น ตลอดหนึ่งคาบแล้วหารด้วยคาบเวลานั้นสำหรับสนามที่แปรผันกับเวลา ซึ่งกระจายเป็นฮาร์โมนิค ในรูป  $e^{j\omega t}$  เมื่อกำหนด  $E$  และ  $H$  เป็นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเชิงซ้อน แล้วจะหาความสัมพันธ์กับค่า  $E_i$  และ  $H_i$  ชั่วขณะเวลาใดๆ ได้จาก

$$E_i(x, y, z, t) = \text{Re}(\vec{E}(x, y, z) e^{j\omega t}) \quad (2-5)$$

$$H_i(x, y, z, t) = \text{Re}(\vec{H}(x, y, z) e^{j\omega t}) \quad (2-6)$$

จาก (2-5) และ (2-6) เมื่อ  $\text{Re}(\vec{E} e^{j\omega t}) = \frac{1}{2} [\vec{E} e^{j\omega t} + \vec{E}^* e^{-j\omega t}]$  นำไปแทนใน (2-3) จะได้

$$W_i = E_i \times H_i = \frac{1}{2} \text{Re} [\vec{E} \times \vec{H}^*] + \frac{1}{2} \text{Re} [\vec{E} \times \vec{H}^* e^{j2\omega t}] \quad (2-7)$$

เทอมแรกของ (2-7) ไม่เป็นฟังก์ชันของเวลา และเทอมที่สองมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาเป็นสองเท่าของความถี่ที่กำหนดให้ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของพอยดิงเวกเตอร์ จึงสามารถที่จะหาได้เป็น

$$\vec{W}_{av}(x, y, z) = \left[ W_i(x, y, z) \right]_{av} = \frac{1}{2} \text{Re} [\vec{E} \times \vec{H}^*] \quad (w/m^2) \quad (2-8)$$

ตัวประกอบ  $\frac{1}{2}$  ใน (2-7) และ (2-8) เกิดขึ้น เพราะสนาม  $E$  และ  $H$  เป็นค่าสูงสุด ไม่ใช่ค่า rms จาก (2-8) กำลังงานเฉลี่ยที่แพร่กระจายจากสายอากาศ จะเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} \text{Prad} = P_{av} &= \oint_S \vec{W}_{rad} \cdot d\vec{s} \\ &= \frac{1}{2} \oint_S \text{Re} [\vec{E} \times \vec{H}^*] \cdot d\vec{s} \end{aligned} \quad (2-9)$$

### 2.1.4 ความเข้มการแผ่กระจายคลื่น

คำจำกัดความของคำว่า การแผ่กระจายคลื่น ในทิศทางที่กำหนดให้คือ กำลังงานแผ่กระจายจากสายอากาศ ต่อหน่วยมุมตัน ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น สามารถหาได้จากผลคูณของความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่นและผลกำลังสองของระยะทางซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2-10)$$

เมื่อ

$U$  = ค่าความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (w/หน่วยมุมตัน)

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

ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นถ้าจะเขียนแสดงความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกลคือ

$$\begin{aligned} U(\theta, \phi) &= \left( \frac{r^2}{2\eta} |\vec{E}(r, \theta, \phi)|^2 \right) \\ &= \frac{r^2}{2\eta} \left[ |E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2 \right] \\ &= \frac{1}{2\eta} \left[ |E_\theta(r, \theta)|^2 + |E_\phi(r, \theta)|^2 \right] \end{aligned} \quad (2-11)$$

$\vec{E}$  = ความเข้มสนามไฟฟ้าของสายอากาศในสนามระยะไกล

$E_\theta, E_\phi$  = ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าในระยะไกล

$\eta$  = อินทริสติกอิมพีแดนซ์ (intrinsic impedance) ของตัวกลาง

ดังนั้นแพทเทิร์นของกำลังงานก็ใช้เพื่อ แสดงถึงความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นได้เช่นกัน กำลังงานทั้งหมดนี้หาได้โดยการอินทิเกรตความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นตาม (2.13) ตลอดมุมตัน  $4\pi$  ทั้งหมดซึ่งจะได้

$$P_{rad} = \iint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} U \sin\theta d\theta d\phi \quad (2-12)$$

ในกรณีของพอยท์ซอร์ส  $U$  จะไม่ขึ้นอยู่กับค่ามุม  $\theta$  และ  $\phi$  ดังนั้น

$$P_{rad} = \iint_{\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \iint_{\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \quad (2-13)$$

เมื่อหาความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของพอยท์ซอร์ส

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.14)$$

### 2.1.5 ไครเรคตีวีตี (Directivity)

เพื่อที่จะเข้าใจ ไครเรคตีวีตี (Directivity) เราจำเป็นต้องรู้จัก ไครเรคทีฟเกน (Directive Gain) ไว้ก่อน ไครเรคทีฟเกนในทิศทางที่กำหนด คือ อัตราส่วนของความเข้มการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อความเข้มการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งใช้สำหรับอ้างอิง ซึ่งสายอากาศส่วนใหญ่ที่ใช้อ้างอิงนี้จะใช้ Isotropic Point Source

ไครเรคตีวีตี คือ ไครเรคทีฟเกนในทิศทางที่มากที่สุด หรือจะกล่าวง่ายๆ ว่า ไครเรคตีวีตีของต้นกำเนิด (สายอากาศ) ที่ไม่เป็นไอโซโทรปิก คือ อัตราส่วนของความเข้มการแผ่กระจายคลื่นที่มากที่สุดต่อความเข้มการแผ่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส ดังสมการต่อไปนี้

$$Dg = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.15)$$

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.16)$$

$Dg$  = ไครเรคทีฟเกน (ไม่มีหน่วย)

$D_0$  = ไครเรคตีวีตี (ไม่มีหน่วย)

$U$  = ค่าความเข้มการแผ่กระจายคลื่น (w/หน่วยมุมตัน)

$U_0$  = ค่าสูงสุดความเข้มการแผ่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (w/หน่วยมุมตัน)

$U_{max}$  = ค่าสูงสุดความเข้มการแผ่กระจายคลื่น (w/หน่วยมุมตัน)

$P_{rad}$  = กำลังงานที่แผ่กระจายคลื่นทั้งหมด (w)

จากสมการ (2.15) และ (2.16) เราจะพบว่า ไครเรคทีฟเกนและ ไครเรคตีวีตี ของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สมีค่าเท่ากับ 1 เนื่องจาก  $U, U_0, U_{max}$  ต่างมีค่าที่เท่ากัน เพราะว่ามันแผ่กำลังงานออกไปในทุกทิศทางด้วยค่าที่เท่ากัน แต่สำหรับต้นกำเนิดที่เป็นสายอากาศแบบอื่นๆ นั้นย่อมมีไครเรคตีวีตีมากกว่า 1 เสมอ

ข้อสรุปอีกข้อหนึ่งคือ ค่าไครเรคทีฟเกนจะมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับศูนย์และน้อยกว่าหรือเท่ากับ ไครเรคตีวีตี ( $0 \leq D_g \leq D_0$ )

โดยทั่วไปสูตรของ ไครเรคทีฟเกนและ ไครเรคตีวีตี อาจเป็นฟังก์ชันของมุม  $\theta, \phi$  ด้วย (โดยที่ผ่าน มาแสดงเฉพาะในฟังก์ชันของมุม  $\theta$  เท่านั้น)

ต่อไปนี้ลองสมมุติให้ความเข้มของการกระจายคลื่นอยู่ในลักษณะดังต่อไปนี้คือ

$$U = B_0 F(\theta, \phi) \cong \left[ |E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2 \right] / 2\eta \quad (2.17)$$

เมื่อ  $B_0$  เป็นค่าคงที่โดย  $E_\theta$  และ  $E_\phi$  เป็นส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าระยะไกล ค่าสูงสุดของสมการ (2.17) หาได้จาก

$$U_{max} = B_0 F(\theta, \phi)|_{max} = B_0 F_{max}(\theta, \phi) \quad (2.18)$$

กำลังงานทั้งหมดที่แพร่กระจายออกมา หาได้จาก

$$P_{rad} = \iint_{\Omega} U(\theta, \phi) d\Omega = B_0 \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F_{\theta}(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.19)$$

ดังนั้นจะได้สูตรทั่วไปของไดเรกทิฟเนสและไดเรกทิวิตีคือ

$$D_g(\theta, \phi) = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.20)$$

$$D_0(\theta, \phi) = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)|_{\max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.21)$$

หรือเขียนสมการ (2.21) ใหม่ได้เป็น

$$D_0(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \frac{F(\theta, \phi)|_{\max}}{F(\theta, \phi)|_{\max}} \quad (2.22)$$

เมื่อ  $\Omega_A$  คือค่ามุมตันของบีม (beam) ซึ่งหาได้จาก

$$\begin{aligned} \Omega_A &= \frac{1}{F(\theta, \phi)|_{\max}} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \\ &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F_n(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$F_n(\theta, \phi) = \frac{F(\theta, \phi)}{F(\theta, \phi)|_{\max}} \quad (2.24)$$

$F(\theta, \phi)|_{\max}$  นำมาหารในสมการ (2.24) เพื่อทำการนอร์มอลไลซ์ (normalize) ความเข้มการแพร่กระจายคลื่น  $F(\theta, \phi)$  ให้มีค่าสูงสุดเท่ากับ 1

มุมตันของบีม  $\Omega_A$  เป็นมุมตันซึ่งกำลังงานทั้งหมดของสายอากาศจะไหลผ่านเมื่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นคงที่ (มีค่าสูงสุดเท่ากับค่าของ  $U$ ) ที่ทุกมุมภายใน  $\Omega_A$

สายอากาศซึ่งมีโลบหลักแคบ ๆ เพียงโลบเดียว และมีโลบข้อยที่มีขนาดเล็กจนสามารถตัดทิ้งได้ มุมตันของบีมจะมีค่าประมาณเท่ากับผลคูณของ HPBW ในสองระนาบซึ่งตั้งฉากกันดังแสดงในรูป 2.8(a) สำหรับแพทเทิร์นของสายอากาศที่หมุนแล้วสมมาตรกันโดยรอบ HPBW ในระนาบใดๆ จะเท่ากันดังแสดงในรูป 2.4(b)

โดยอาศัยการประมาณ เขียนสมการ (2.24) ใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_A} \cong \frac{4\pi}{\Theta_{1r} \Theta_{2r}} \quad (2.25)$$

มุมตันปริมประมาณได้จาก

$$\Omega_A = \Theta_{1r} \Theta_{2r}$$

เมื่อ

$\Theta_{1r}$  = HPBW ในระนาบใดๆ (เรเดียน)

$\Theta_{2r}$  = HPBW ในระนาบซึ่งตั้งฉากกับระนาบแรก (เรเดียน)

สามารถเขียนสมการ (2.25) ใหม่ได้ดังนี้

$$D_0 = \frac{4\pi \left(\frac{180}{\pi}\right)^2}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}} \cong \frac{41235}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}} \quad (2.26)$$

เมื่อ

$\Theta_{1r}$  = HPBW ในระนาบใดๆ (องศา)

$\Theta_{2r}$  = HPBW ในระนาบซึ่งตั้งฉากกับระนาบแรก (องศา)

โดยปกติเรามักจะแสดงไครเทกทีฟเกนและไครเทคตีวีดีให้อยู่ในหน่วยของเดซิเบล (dB)

$$D_g(dB) = 10 \log_{10} D_g \text{ (ไม่มีหน่วย)} \quad (2.27)$$

$$D_0(dB) = 10 \log_{10} D_0 \text{ (ไม่มีหน่วย)} \quad (2.28)$$

### 2.1.6 เกน (Gain)

เกนเป็นความสัมพันธ์ที่ได้มาจากไครเทคตีวีดี โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่ไครเทคตีวีดีอธิบายคุณสมบัติ ในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น

เพาเวอร์เกน (Power Gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้ นั้นมีมุมเท่ากับ  $4\pi$  คูณด้วย อัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อกำลังงานสุทธิที่สายอากาศได้รับจากขั้วต่อของเครื่องส่ง เมื่อไม่ได้กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปแล้วเราจะคิดเพาเวอร์เกนในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \text{เกน} &= 4\pi \text{ (ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น / กำลังงานทั้งหมดที่ป้อนให้สายอากาศ)} \\ &= 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \text{ (ไม่มีหน่วย)} \end{aligned} \quad (2-29)$$

โดยทั่วไปแล้วเรามักจะพูดถึงเกนสัมพัทธ์ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของเพาเวอร์เกนในทิศทางที่กำหนดให้ต่อเพาเวอร์เกนของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบ อาจจะเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร ซึ่งเป็นสายอากาศที่คำนวณเกนได้ง่ายแต่อย่างไรก็ตามสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบจะเป็นไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้น

$$G_g = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \text{ (ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย)} \quad (2-30)$$

จากรูป 2.7 (a) เราสามารถเขียนได้ว่า กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด ( $P_{rad}$ ) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ ( $P_m$ ) ด้วย

$$(P_{rad}) = e' \cdot P_m \tag{2-31}$$

เมื่อ  $e'$  เป็นประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ใช้สมการ (2-31) จะทำให้สมการ (2-30) มีความสัมพันธ์ง่ายขึ้น ดังแสดงดังต่อไปนี้

$$G_g(\theta, \phi) = e' \left[ \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \tag{2-32}$$

ซึ่งสัมพันธ์กับสมการไดเรกทิฟเทนในสมการ (2-20) คือ

$$G_g(\theta, \phi) = e' D_g(\theta, \phi) \tag{2-33}$$

ในทำนองเดียวกันค่าสูงสุดของเกนจะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี โดย

$$\begin{aligned} G_0 &= G_g(\theta, \phi)|_{\max} = e' D_g(\theta, \phi)|_{\max} \\ &= e' D_0 \end{aligned} \tag{2-34}$$

ดังนั้นค่าประมาณของเกนจะเป็น

$$G_0^2 \approx \frac{3000}{\Theta_{1d}\Theta_{2d}} \tag{2-35}$$

โดยปกติเรามักจะแสดงค่าเกนให้อยู่ในหน่วยของเดซิเบล (dB)

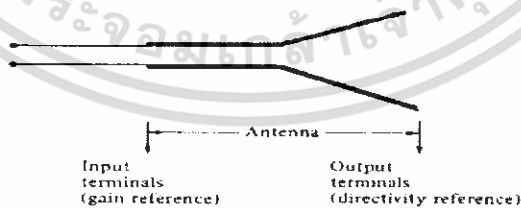
$$G_0(dB) = 10 \log_{10}(e' D_0) \text{ (ไม่มีหน่วย)} \tag{2-36}$$

**2.1.7 ประสิทธิภาพของสายอากาศ**

ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ  $e'$  จะใช้เมื่อคำนวณการสูญเสียต่างๆ เมื่ออ้างอิงตามรูป

2.8(b) อาจเนื่องมาจาก

- 1) การสะท้อนกลับเนื่องจากความไม่สมพ้อง (Mismatch) กันระหว่างสายส่ง (Transmission Line) กับสายส่ง (Antenna)



(a) Antenna reference terminals



(b) Reflection, conduction, and dielectric losses

รูปที่ 2.8 ขั้วอ้างอิงและการสูญเสียของสาย

- 2) การสูญเสียทั้งในตัวนำและฉนวน ( $I^2R$ )  
โดยทั่วไปแล้วประสิทธิภาพทั้งหมด คำนวณได้จาก

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2-37)$$

เมื่อ

- $e_t$  = ประสิทธิภาพทั้งหมด (ไม่มีหน่วย)  
 $e_r$  = ประสิทธิภาพเกี่ยวกับการสะท้อนกลับ (ไม่มีหน่วย)  
 $e_c$  = ประสิทธิภาพของตัวนำ (ไม่มีหน่วย)  
 $e_d$  = ประสิทธิภาพของฉนวน (ไม่มีหน่วย)

โดย

$$e_r = 1 - |\Gamma|^2 \quad (2-38)$$

$\Gamma$  = สัมประสิทธิ์การสะท้อนของศักดาไฟฟ้าที่หัวของสายอากาศ

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_{out}}{Z_{in} + Z_{out}} \quad (2-39)$$

$Z_{in}$  = อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

$Z_{out}$  = อิมพีแดนซ์คุณสมบัติ (Characteristic Impedance) ของสายส่ง

ปกติ  $e_c$  และ  $e_d$  คำนวณหาได้ลำบาก ส่วนมากจะได้ออกจากการทดลอง แต่ถึงกระนั้นก็ไม่สามารถแยก  $e_c$  และ  $e_d$  ออกจากกันได้เราจึงมักจะเขียนสมการ (3.37) ใหม่ได้เป็น

$$e_t = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2-40)$$

$e_{cd} = e_c e_d$  = ประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

### 2.1.8 ประสิทธิภาพของบีม (Beam Efficiency : BE)

พารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งที่จะใช้ตัดสินว่า สายอากาศมีประสิทธิภาพในการส่งหรือรับคลื่นได้ดีเพียงใด สำหรับสายอากาศซึ่งมีโลบหลักอยู่ในทิศทางแกน Z ดังแสดงในรูป 2.4 (a) ประสิทธิภาพของบีมจะกำหนดได้ดังนี้

$BE = \{ \text{กำลังงานที่ส่ง(หรือรับ)ภายในกรวยซึ่งทำมุม } \theta_1 \} / \{ \text{กำลังงานที่ส่ง(หรือรับ) ทั้งหมดด้วยสายอากาศนั้น} \}$  (ไม่มีหน่วย)

เมื่อให้  $\theta_1$  เป็นมุมที่มีค่าครึ่งหนึ่งของมุมกรวย ที่เราต้องการหาเปอร์เซ็นต์ของกำลังงานทั้งหมดในนั้น เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$BE = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_1} U(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2-41)$$

เมื่อ  $\theta_1$  เป็นมุมที่เกิดมีนัล (null) คือจุดที่กำลังงานมีค่าเป็นศูนย์อยู่แรก ดังนั้นประสิทธิภาพของบีมจะเป็นปริมาณที่แสดงถึงอัตราส่วนของจำนวนกำลังงานภายในโลบหลักต่อกำลังงานที่มีทั้งหมด

### 2.1.9 อินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance)

อินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) ของสายอากาศใดๆ จะเป็นอิมพีแดนซ์ที่ขั้วของสายอากาศนั้นๆ เป็นอัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าต่อกระแสไฟฟ้าที่ขั้วของสายอากาศนั้น หรือเป็นอัตราส่วนของสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กที่จุดใดๆ ดังรูปที่ 2.9(a) a-b เป็นขั้วของสายอากาศ อัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าที่ขั้วนี้ เมื่อยังไม่ได้ต่อโหลด (Load) จะเป็นอิมพีแดนซ์ของสายอากาศซึ่งมีค่า

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2-42)$$

เมื่อ

$Z_A$  = อิมพีแดนซ์ที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

$R_A$  = ความต้านทานที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

$X_A$  = รีแอกแตนซ์ที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

โดยทั่วไปความต้านทานใน (2-41) จะถูกแบ่งเป็น 2 ส่วนดังนี้

$$R_A = R_r + R_L \quad (2-43)$$

เมื่อ

$R_r$  = ความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

$R_L$  = ความต้านทานการสูญเสียของสายอากาศ

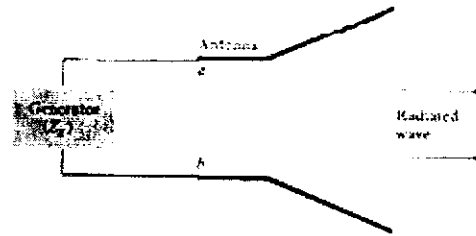
ถ้าสมมติว่าสายอากาศถูกต่อเชื่อมกับเครื่องกำเนิดสัญญาณที่มีอิมพีแดนซ์ภายใน ดังนี้

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2-44)$$

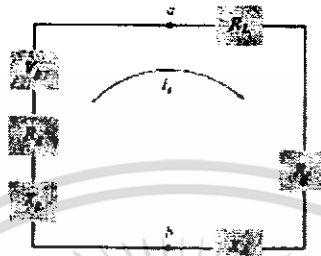
เมื่อ

$R_g$  = ความต้านทานของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม)

$X_g$  = รีแอกแตนซ์ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม)



(a) Antenna in transmitting mode



(b) Thévenin equivalent



(c) Norton equivalent

รูปที่ 2.9 สายอากาศและวงจรสมมูลย์

สายอากาศทำหน้าที่เป็นสายส่ง จะแสดงวงจรสมมูลย์ได้ดังรูป 2.9 (b) ในการหาปริมาณกำลังงานที่ถูกนำมาสู่ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นเพื่อแพร่กระจายออก กับกำลังงานสูญเสียในความต้านทานการสูญเสีย  $R_L$  ที่กลายเป็นความร้อน  $(I^2 R_L / 2)$  นั้น เราจะหากระแส  $(I_g)$  ที่ไหลภายใน Loop ดังนี้

$$I_g = \frac{V_g}{Z_i} = \frac{V_g}{Z_a + Z_g} = \frac{V_g}{(R_r + R_L + R_g) + j(X_A + X_g)} \quad (A) \quad (2-45)$$

และขนาดของกระแสมีค่าคือ

$$|I_g| = \frac{|V_g|}{|(R_r + R_L + R_g) + j(X_A + X_g)|^{1/2}} \quad (2-46)$$

เมื่อ  $V_g$  เป็นศักดาไฟฟ้าค่าสูงสุดของเครื่องกำเนิดสัญญาณ กำลังงานที่ถูกนำมาส่งสายอากาศเพื่อแพร่กระจายคลื่น จะมีค่าดังนี้

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{1}{2} |I_g|^2 R_r \\ &= \frac{|V_g|^2}{2} \left[ \frac{R_L}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (w) \quad (2.47) \end{aligned}$$

กำลังงานสูญเสียจนกลายเป็นค่าความร้อนมีค่าดังนี้

$$P_L = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_L$$

$$= \frac{|V_g|^2}{2} \left[ \frac{R_g}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (w) \quad (2-48)$$

กำลังงานส่วนที่เหลือเป็นส่วนที่สูญเสียเป็นความร้อนในตัวต้านทานที่จับ  $R_g$  ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ ซึ่งมีค่า

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{2} \left[ \frac{R_g}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (w) \quad (2-49)$$

กำลังงานที่ถูกนำมาซึ่งสายอากาศจะมีค่ามากที่สุด เมื่อเกิด Conjugate Match นั่นคือจะเกิดเมื่อใน

$$R_r + R_L = R_g \quad (2-50)$$

$$X_A = -X_g \quad (2-51)$$

ในกรณีนี้ สมการ (2-47), (2-48) และ (2-49) จะกลายเป็นดังต่อไปนี้

$$P_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[ \frac{R_r}{4(R_r + R_L)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8} \left[ \frac{R_r}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (w) \quad (2-52)$$

$$P_L = \frac{|V_g|^2}{8} \left[ \frac{R_L}{(R_r + R_L)^2} \right] \quad (w) \quad (2-53)$$

$$P_g = \frac{|V_g|^2}{8} \left[ \frac{R_g}{(R_r + R_L)^2} \right]$$

$$= \frac{|V_g|^2}{8} \left[ \frac{R_g}{(R_g)^2} \right] = \frac{|V_g|^2}{8R_g} \quad (w) \quad (2-54)$$

จาก สมการ (2-52), (2-53) และ (2-54) พบว่า

$$P_g = P_L + P_r = \frac{|V_g|^2}{8} \left[ \frac{R_g}{(R_r + R_L)^2} \right]$$

$$= \frac{|V_g|^2}{8} \left[ \frac{R_r + R_L}{(R_r + R_L)} \right] \quad (w) \quad (2-55)$$

ดังนั้นกำลังงานที่เครื่องกำเนิดสัญญาณจะต้องจ่ายเมื่อเป็น conjugate จะมีค่าดังนี้

$$P_s = \frac{1}{2} V_g I_g = \frac{1}{2} V_g \left[ \frac{V_g}{2(R_r + R_L)} \right]$$

$$= \frac{|V_g|^2}{4} \left[ \frac{1}{R_r + R_L} \right] \quad (w) \quad (2-56)$$

### 2.1.10 แบนด์วิดท์ (Bandwidth)

แบนด์วิดท์ของสายอากาศถูกแบ่งให้เป็นช่วงความถี่ ที่สายอากาศกำหนดให้ อยู่ในมาตรฐานที่กำหนด อาจคิดว่าเป็นช่วงของความถี่ที่สายอากาศมีคุณสมบัติต่าง ๆ ได้แก่ อินพุทอิมพีแดนซ์ แพทเทิร์น บีมวิดธ์ โพลาริเซชัน ระดับของไซด์โลบ เกน ประสิทธิภาพของการแพร่กระจายคลื่น ฯลฯ อยู่ในค่าที่ใช้งานได้ ก็ไม่ต่างจากที่วัดที่ความถี่ตรงกลางที่ได้ออกแบบไว้ จนทำให้คุณสมบัติเหล่านี้ ผิดเพี้ยนไปจากข้อกำหนด สำหรับสายอากาศแบนด์กว้างมักจะคิดเป็นอัตราส่วนที่ความถี่ที่ใช้งานได้ด้านสูงกับความถี่ที่ใช้งานได้ด้านต่ำ แบนด์วิดท์จะเป็นเปอร์เซ็นต์ความแตกต่างของความถี่ (ความถี่สูง-ความถี่ต่ำ) หารด้วยความถี่กลางของแบนด์วิดท์นั้น

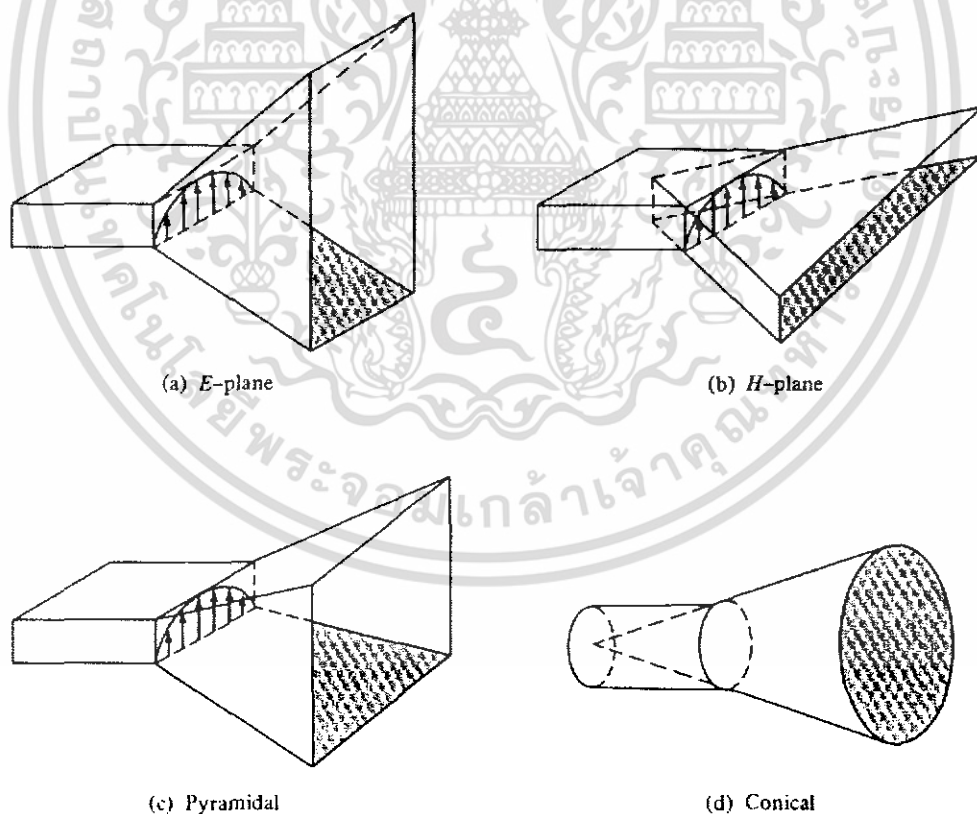
เนื่องจากคุณสมบัติต่างๆของสายอากาศไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ในลักษณะเดียวกันทั้งหมด ดังนั้นไม่สามารถกำหนดแบนด์วิดท์ตามคุณสมบัติอย่างใดอย่างหนึ่งเพียงอย่างเดียวได้ จึงต้องมีการกำหนดข้อบังคับให้เป็นไปตามการประยุกต์แต่ละอย่างไป



## 2.2 สายอากาศปากแตร (Horn Antenna)

สายอากาศปากแตร (Horn Antenna) จัดเป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างพื้นฐานที่สุดและค่อนข้างจะได้รับความนิยมในการนำไปใช้เป็นสายอากาศในย่านไมโครเวฟ ซึ่งใช้กันอยู่ในปัจจุบัน ได้มีการคิดค้นและเริ่มต้นใช้ในช่วงปลายของยุค ค.ศ. 1800 และได้ถูกมองข้ามไปในช่วงต้นของยุค ค.ศ. 1900 และจนกระทั่งตอนปลายของ ค.ศ. 1930 กลับมาได้รับความนิยมอีกครั้งหนึ่ง จากการสนใจการสื่อสารในย่านไมโครเวฟ และสายส่งแบบท่อนำคลื่น ในช่วงระหว่างสงครามโลกครั้งที่ 2 เป็นต้นมาบทความบรรยายเกี่ยวกับการแพร่กระจาย การออกแบบที่เหมาะสม และการประยุกต์ใช้งาน หลายบทความบทความได้ถูกตีพิมพ์ จนกระทั่งปี ค.ศ. 1939 ได้มีการตีพิมพ์ทฤษฎีเบื้องต้น หลักการทำงาน และการออกแบบสายอากาศปากแตร

สายอากาศปากแตร ได้ถูกใช้งานอย่างกว้างขวางในการสื่อสารดาวเทียม งานดาวเทียมเป็นตัวป้อนสัญญาณให้สายอากาศแบบตัวสะท้อนสัญญาณ (Reflector Antenna) และสายอากาศแบบเลนส์ (Lens Antenna) เป็นส่วนร่วมกับสายอากาศฮอร์น และจัดเป็นมาตรฐานสากลสำหรับการปรับเทียบและวัดค่าอัตราขยาย (gain) ของสายอากาศต่างๆ ที่มีอัตราขยายสูง (High gain) และเนื่องจากมีโครงสร้างที่ง่ายต่อการสร้าง การกระตุ้นที่ง่าย มีความสามารถรอบตัว มีอัตราขยายสูง มีประสิทธิภาพการใช้งานที่ดี ทำให้เกิดการใช้อย่างกว้างขวาง ดังแสดงในรูป 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงสายอากาศปากแตรชนิดต่างๆ

### 2.2.1 สายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิด (Pyramidal Horn)

สายอากาศปากแตรที่นิยมมากที่สุดเป็นดังรูป 2.11 เรียกว่าสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิด ลักษณะการแพร่กระจายเป็นการรวมของสายอากาศปากแตรแบบ Sectoral ทั้งระนาบ E และ H

#### 2.2.1.1 สนามอะเพอเจอร์ สนามสมมูล และการแพร่กระจาย

ส่วนประกอบของสนาม E และ H ที่อะเพอเจอร์ของสายอากาศปากแตรหาได้จาก

$$E'_y(x', y') = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-j[k(x'^2/\rho_2 + y'^2/\rho_1)/2]} \quad (2-57a)$$

$$H'_x(x', y') = -\frac{E_0}{\eta} \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-j[k(x'^2/\rho_2 + y'^2/\rho_1)/2]} \quad (2-57b)$$

ความหนาแน่นกระแสสมมูลเป็น

$$J'_y(x', y') = -\frac{E_0}{\eta} \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-j[k(x'^2/\rho_2 + y'^2/\rho_1)/2]} \quad (2-58a)$$

$$M'_x(x', y') = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-j[k(x'^2/\rho_2 + y'^2/\rho_1)/2]} \quad (2-58b)$$

และส่วนประกอบอื่นๆ เป็น

$$N_\theta = \frac{E_0}{\eta} \cos\theta \sin\phi I_1 I_2 \quad (2-59a)$$

$$N_\phi = -\frac{E_0}{\eta} \cos\phi I_1 I_2 \quad (2-59b)$$

$$L_\theta = \frac{E_0}{\eta} \cos\theta \cos\phi I_1 I_2 \quad (2-59c)$$

$$L_\phi = -\frac{E_0}{\eta} \sin\phi I_1 I_2 \quad (2-59d)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_{-a_1/2}^{+a_1/2} \cos\left(\frac{\pi}{a} x'\right) e^{-jk[x'(2\rho_1) - x' \sin\theta \cos\phi]} dx' \\ &= \int_{-a_1/2}^{+a_1/2} \left( \frac{e^{-j(\pi/a)x'} + e^{j(\pi/a)x'}}{2} \right) e^{-jk[x'(2\rho_1) - x' \sin\theta \cos\phi]} dx' \\ &= \frac{1}{2} \int_{-a_1/2}^{+a_1/2} e^{jx' \left( \frac{\pi}{a} \frac{k}{2\rho_2} + kx \right)} dx' + \frac{1}{2} \int_{-a_1/2}^{+a_1/2} e^{jx' \left( \frac{\pi}{a} \frac{k}{2\rho_2} + kx \right)} dx' \end{aligned} \quad (2-60)$$

$$k_x = k \sin\theta \cos\phi \quad (2-60a)$$

สามารถเขียนได้โดยให้

$$I_1 = I_2 + I_2' \quad (2-61)$$

$$I_2 = \frac{1}{2} \int_{-a_1/2}^{a_1/2} e^{jx \left( \frac{\pi}{a} \frac{k}{2\rho_2} + kx \right)} dx \quad (2-62)$$

การอินทิเกรต ของ สมการ (2-62) สามารถหาค่าในรูปของไซน์โคไซน์เฟรตแนลอินทิเกรตดังนั้น สมการ(2-62) สามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{1}{2} \int_{-a_1}^{a_1} e^{-j \left( \frac{xk}{2\rho_2} - k_x x \right)} dx \\ &= \frac{1}{2} e^{j(k_x \rho_2 / 2k)} \int_{-a_1/2}^{a_1/2} e^{-j(kx - k_x \rho_2) / 2k} dx \end{aligned} \quad (2-62a)$$

โดยที่

$$k_x = k_x + \frac{\pi}{a} \quad (2-62b)$$

เปลี่ยนตัวแปรโดยให้

$$\sqrt{\frac{\pi}{2}} t = \sqrt{\frac{1}{2k\rho_2}} (kx - k_x \rho_2) \quad (2-62c)$$

$$t = \sqrt{\frac{1}{\pi k\rho_2}} (kx - k_x \rho_2) \quad (2-62d)$$

$$dt = \sqrt{\frac{k}{\pi\rho_2}} dx \quad (2-62e)$$

$$x = -\frac{a_1}{2} \Rightarrow t_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi k\rho_2}} \left( -\frac{ka_1}{2} - k_x \rho_2 \right) \quad (2-62f)$$

$$x = +\frac{a_1}{2} \Rightarrow t_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi k\rho_2}} \left( +\frac{ka_1}{2} - k_x \rho_2 \right) \quad (2-62g)$$

จาก (2-62a) จะเขียนได้เป็น

$$I_2 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi\rho_2}{k}} e^{j(k_x \rho_2 / 2k)} \int_{t_1}^{t_2} e^{-j\frac{\pi}{2}t^2} dt \quad (2-62h)$$

$$= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi\rho_2}{k}} e^{j(k_x \rho_2 / 2k)} F(t_1, t_2) \quad (2-62i)$$

โดยกำหนดให้

$$F(t_1, t_2) = [C(t_2) - C(t_1)] - j[S(t_2) - S(t_1)] \quad (2-62j)$$

$$C(x) = \int_0^x \cos\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt \quad (2-62k)$$

$$S(x) = \int_0^x \sin\left(\frac{\pi}{2}t^2\right) dt \quad (2-62l)$$

$C(x)$  และ  $S(x)$  เป็นที่รู้จักกันในรูปแบบของโคไซน์และไซน์เฟรสเนลอินทิกรอล

$$I_2'' = \frac{1}{2} \int_{-a_1/2}^{a_1/2} e^{jx \left( \frac{\pi}{a} \frac{k}{2\rho_2} + kx \right)} dx' \quad (2-63)$$

กำหนดให้

$$k_x' = k_x + \frac{\pi}{a} \quad (2-63a)$$

จากสมการ (2-63a) จะได้

$$I_2'' = \frac{1}{2} \int_{-a_1}^{a_1} e^{-j \left( \frac{k_x' k}{2\rho_2} - k_x' x' \right)} dx' \quad (2-63b)$$

$$= \frac{1}{2} e^{j(k_x \rho_2 / 2k)} \int_{-a_1/2}^{a_1/2} e^{-j(kx' - k_x' \rho_2) / 2k\rho_2} dx' \quad (2-63c)$$

เปลี่ยนตัวแปรโดยให้

$$\sqrt{\frac{\pi}{2}} t = \sqrt{\frac{1}{2k\rho_2}} (kx' - k_x' \rho_2) \quad (2-63d)$$

$$t = \sqrt{\frac{1}{\pi k\rho_2}} (kx' - k_x' \rho_2) \quad (2-63e)$$

$$x' = -\frac{a_1}{2} \Rightarrow t_2'' = \sqrt{\frac{1}{\pi k\rho_2}} \left( -\frac{ka_1}{2} - k_x' \rho_2 \right) \quad (2-63f)$$

$$x' = +\frac{a_1}{2} \Rightarrow t_2'' = \sqrt{\frac{1}{\pi k\rho_2}} \left( +\frac{ka_1}{2} - k_x' \rho_2 \right) \quad (2-63g)$$

จากสมการ (2-63c) จะได้

$$I_2'' = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi\rho_2}{k}} e^{j(k_x \rho_2 / 2k)} \int_{t_1''}^{t_2''} e^{-j\frac{\pi}{2} t^2} dt \quad (2-63h)$$

$$= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi\rho_2}{k}} e^{j(k_x \rho_2 / 2k)} F(t_1'', t_2'')$$

จาก

$$I_1 = I_2' + I_2'' \quad (2-64)$$

$$I_1 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi\rho_2}{k}} \left( e^{j(k_x^2 \rho_2 / 2k)} \times F(t_1', t_2') + e^{j(k_x'^2 \rho_2 / 2k)} \times F(t_1'', t_2'') \right) \quad (2-64a)$$

$$= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi\rho_2}{k}} \left\{ e^{j(k_x^2 \rho_2 / 2k)} \{ [C(t_2') - C(t_1')] - j[S(t_2') - S(t_1')] \} \right.$$

$$\left. + e^{j(k_x'^2 \rho_2 / 2k)} \{ [C(t_2'') - C(t_1'')] - j[S(t_2'') - S(t_1'')] \} \right\}$$

$$I_2 = \int_{-a_1/2}^{+a_1/2} e^{-jk[y^2/(2\rho_1) - y \sin \theta \sin \phi]} dx \quad (2-65a)$$

กำหนดให้

$$k_y = k \sin \theta \sin \phi \quad (2-65b)$$

สมการ (2-65a) จะได้

$$\begin{aligned} I_2 &= \int_{-b_1/2}^{b_1/2} e^{-j(ky^2/2\rho_1 - k_y y)} dy \\ &= e^{j(k^2 \rho_1 / 2k) b_1/2} \int_{-b_1/2}^{b_1/2} e^{-j(ky' - k_y \rho_1) / 2k \rho_1} dy' \end{aligned} \quad (2-65c)$$

เปลี่ยนตัวแปรให้

$$\sqrt{\frac{\pi}{2}} t = \sqrt{\frac{1}{2k\rho_1}} (k' - k'_x \rho_1) \quad (2-65d)$$

$$t = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_1}} (ky' - k_y \rho_1) \quad (2-65e)$$

$$y' = -\frac{b_1}{2} \Rightarrow t_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_1}} \left( -\frac{kb}{2} - k_y \rho_1 \right) \quad (2-65f)$$

$$y' = +\frac{b_1}{2} \Rightarrow t_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_1}} \left( +\frac{kb}{2} - k_y \rho_1 \right) \quad (2-65g)$$

จากสมการ (2-65c) จะได้

$$I_2 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi \rho_1}{k}} e^{j(k^2 \rho_1 / 2k) b_1/2} \int_{t_1}^{t_2} e^{-j\frac{\pi}{2} t^2} dt \quad (2-65h)$$

$$= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi \rho_1}{k}} e^{j(k^2 \rho_1 / 2k) b_1/2} F(t_1, t_2) \quad (2-65i)$$

$$I_2 = \frac{\pi \rho_1}{k} e^{j(k^2 \rho_1 / 2k) b_1/2} \{ [C(t_2) - C(t_1)] - j[S(t_2) - S(t_1)] \} \quad (2-65j)$$

จะได้ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าระยะไกลเป็น

$$E_r = 0 \quad (2-66a)$$

$$\begin{aligned} E_\theta &= -j \frac{ke^{jkr}}{4\pi r} [L_\theta + \eta N_\theta] \\ &= -j \frac{ke^{jkr}}{4\pi r} [\sin \phi (1 + \cos \theta) I_1 I_2] \end{aligned} \quad (2-66b)$$

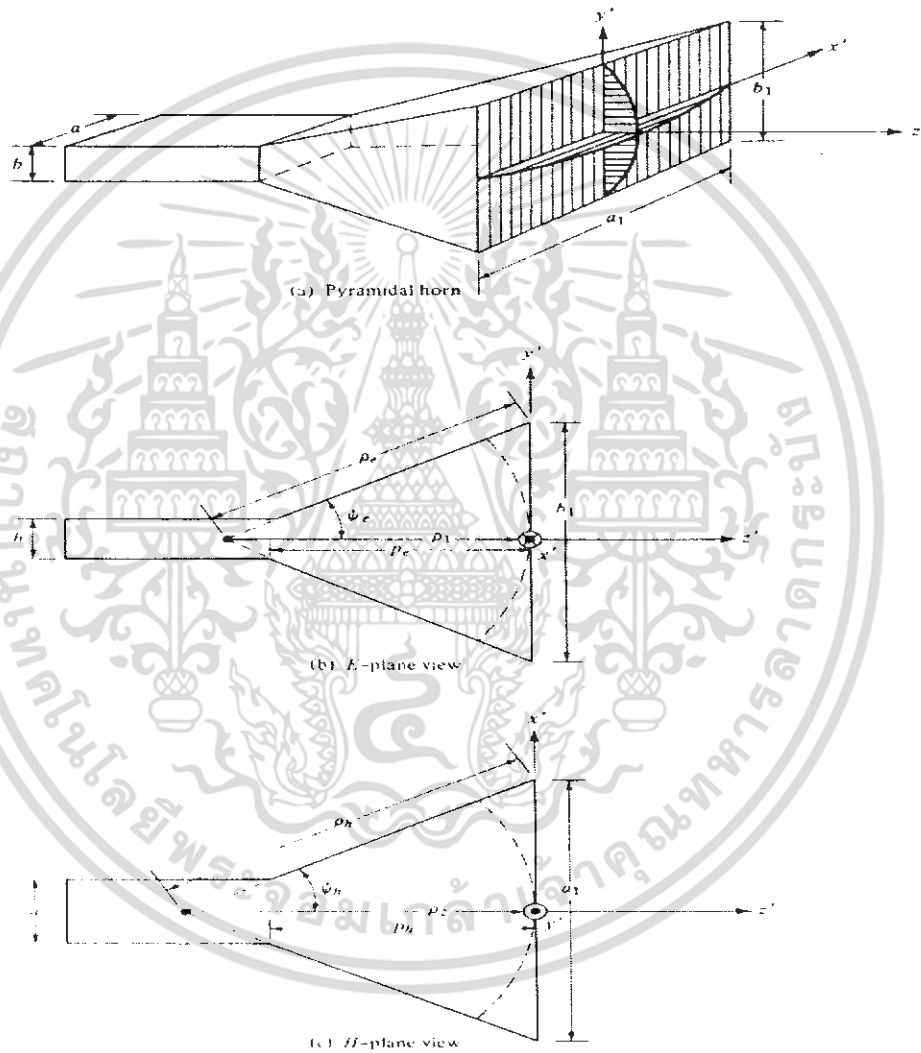
$$\begin{aligned} E_\phi &= +j \frac{ke^{jkr}}{4\pi r} [L_\phi - \eta N_\phi] \\ &= +j \frac{ke^{jkr}}{4\pi r} [\cos \phi (1 + \cos \theta) I_1 I_2] \end{aligned} \quad (2-66c)$$

การสร้างสายอากาศปากแตรปิรามิด  $\rho_e$  หาได้จาก

$$\rho_e = (b_1 - b_2) \left[ \left( \frac{\rho_e}{b_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{1/2} \quad (2-67)$$

ซึ่งควรจะเท่ากับมิติของ  $\rho_h$  ซึ่งหาได้จาก

$$\rho_h = (a_1 - a_2) \left[ \left( \frac{\rho_h}{a_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{1/2} \quad (2-68)$$



รูปที่ 2.11 ปิรามิดฮอร์นและระบบ โคออดิเนต

## 2.2.1.2 ไคเรคติวิตี

ค่าไคเรคติวิตีที่มีความสำคัญต่อการออกแบบสายอากาศปิรามิดมาก ค่าการกระจายสูงสุดจะอยู่ที่ใกล้แนวแกน  $z(\theta = 0)$  ซึ่งจะได้

$$U_{\max} = U(\theta, \phi)_{\max} = \frac{r^2}{2\eta} |E|_{\max}^2 \quad (2-69)$$

สำหรับสายอากาศปากแตร  $|E|_{\max}$  จะอยู่ตามแกน  $z(\theta = 0)$  ดังนั้น

$$|E|_{\max} = \sqrt{|E_{\theta}|_{\max}^2 + |E_{\phi}|_{\max}^2} \quad (2-70)$$

$$|E_{\theta}|_{\max} = |E_0 \sin \phi| \frac{\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{4r} \left\{ \begin{aligned} & [C(t_2) + C(t_2'') - C(t_1) - C(t_1'')] \\ & [S(t_2) + S(t_2'') - S(t_1) - S(t_1'')] \end{aligned} \right\} \\ \times \{ [C(t_2) - C(t_1)] - j[S(t_2) - S(t_1)] \} \quad (2-70a)$$

$$t_1' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( -\frac{ka_1}{2} - \frac{\pi}{a_1} \rho_2 \right) \quad (2-70b)$$

$$t_2' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( +\frac{ka_1}{2} - \frac{\pi}{a_1} \rho_2 \right) \quad (2-70c)$$

$$t_1'' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( -\frac{ka_1}{2} + \frac{\pi}{a_1} \rho_2 \right) = -t_2' = v \quad (2-70d)$$

$$t_2'' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( +\frac{ka_1}{2} + \frac{\pi}{a_1} \rho_2 \right) = -t_1' = u \quad (2-70e)$$

เมื่อ  $\theta = 0$  จะได้

$$k_x = k_y = 0 \quad (2-70f)$$

$$t_1 = -t = -\frac{b_1}{2} \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_1}} = -\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \quad (2-70g)$$

$$t_2 = +t = +\frac{b_1}{2} \sqrt{\frac{k}{\pi \rho_1}} = +\frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \quad (2-70h)$$

โดยที่

$$C(-x) = -C(x) \quad (2-70i)$$

$$S(-x) = -S(x) \quad (2-70j)$$

$$|E_{\theta}|_{\max} = |E_0 \sin \phi| \frac{\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{r} \{ [C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2 \}^{1/2} \quad (3-16k)$$

$$\times \left\{ C^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) + S^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) \right\}^{1/2} \quad (2-70k)$$

$$u = t_2' = -t_1' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( +\frac{\sqrt{ka_1}}{2} + \frac{\pi}{a_1} \rho_2 \right) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda \rho_2}}{a_1} + \frac{a_1}{\sqrt{\lambda \rho_2}} \right) \quad (2-70l)$$

$$v = t_1'' = -t_2' = \sqrt{\frac{1}{\pi k \rho_2}} \left( -\frac{\sqrt{ka_1}}{2} + \frac{\pi}{a_1} \rho_2 \right) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{\sqrt{\lambda \rho_2}}{a_1} - \frac{a_1}{\sqrt{\lambda \rho_2}} \right) \quad (2-70m)$$

$$|E_\phi|_{\max} = |E_0 \cos \phi| \frac{\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{r} \left\{ [C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2 \right\}^{1/2} \\ \times \left\{ C^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) + S^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) \right\}^{1/2} \quad (2-70n)$$

$$U_{\max} = \frac{r^2}{2\eta} |E_{\max}|^2 = |E_0|^2 \frac{\sqrt{\rho_1 \rho_2}}{2\eta} \left\{ [C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2 \right\} \\ \times \left\{ C^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) + S^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) \right\}^{1/2} \quad (2-71)$$

โดยที่  $u, v$  เป็นค่าตาม (2-70i) และ (2-70m)

$$P_{rad} = \frac{1}{2} \iint_{S_a} \text{Re}(\mathbf{E}' \times \mathbf{H}') \cdot d\mathbf{s} = \frac{1}{2\eta} \int_{-b_1/2 - a_1/2}^{+b_1/2 + a_1/2} \int |E_0|^2 \cos^2 \left( \frac{\pi}{a} x' \right) dx' dy' \quad (2-72)$$

สามารถเขียนได้เป็น

$$P_{rad} = |E_0|^2 \frac{a_1 b_1}{4\eta} \quad (2-72a)$$

โคเรคตีวิตีของสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิดจะเป็น

$$D_p = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} = \frac{8\pi \rho_1 \rho_2}{a_1 b_1} \times \left\{ [C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2 \right\} \\ \times \left\{ C^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) + S^2 \left( \frac{b_1}{\sqrt{2\lambda \rho_1}} \right) \right\}^{1/2} \quad (2-73)$$

ค่าโคเรคตีวิตี (dB) ของสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิดสามารถประมาณได้โดย

$$D_p (dB) = 10 \left[ 1.008 + \log \left( \frac{a_1 b_1}{\lambda^2} \right) \right] - (L_e + L_h) \quad (2-74)$$

โดยที่  $L_e$  และ  $L_h$  เป็นการสูญเสีย (dB) เนื่องจากเฟสตามกราฟรูปที่ 2.12

### 2.2.2.3 สมการการออกแบบ

สายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิดถูกใช้วัดอัตราขยายของสายอากาศอื่น ๆ มักเรียกว่า standad horn เราต้องกำหนด  $G_0$  และมีติของ  $a, b$  ของท่อนำคลื่นก่อนสำหรับการออกแบบจุดมุ่งหมายคือหามิติอื่นๆ

สมการออกแบบได้จากการเลือกค่า  $b_1, a_1$  ที่ทำให้ได้ค่าโคเรคตีวิตีสำหรับฮอร์นระนาบ E และ H ที่ดีที่สุด จะเขียนได้เป็น

$$G_0 = \frac{1}{2} \frac{4\pi}{\lambda^2} (a_1 b_1) = \frac{2\pi}{\lambda^2} \sqrt{3\lambda \rho_h} \sqrt{2\lambda \rho_e} \quad (2-75)$$

เขียนได้เป็น

$$\left(\sqrt{2\chi} - \frac{b}{\lambda}\right)^2 (2\chi - 1) = \left(\frac{G_0}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2\pi}} \frac{1}{\sqrt{\chi}} - \frac{a}{\lambda}\right)^2 \left(\frac{G_0^2}{6\pi^3} \frac{1}{\chi} - 1\right) \quad (2-76)$$

โดย

$$\frac{\rho_e}{\lambda} = \chi \quad (2-76a)$$

$$\frac{\rho_h}{\lambda} = \frac{G_0^2}{8\pi^3} \left(\frac{1}{\chi}\right) \quad (2-76b)$$

สมการ (2-77) เป็นสมการที่ใช้ในการออกแบบ

1. เริ่มต้นการออกแบบเพื่อหาค่าของ  $\chi$  ตาม (2-76) ต้องรู้ค่าของ  $G_0$  โดยการแทนค่าไปเรื่อยๆ โดยจะสมมุติค่าเริ่มต้นโดย

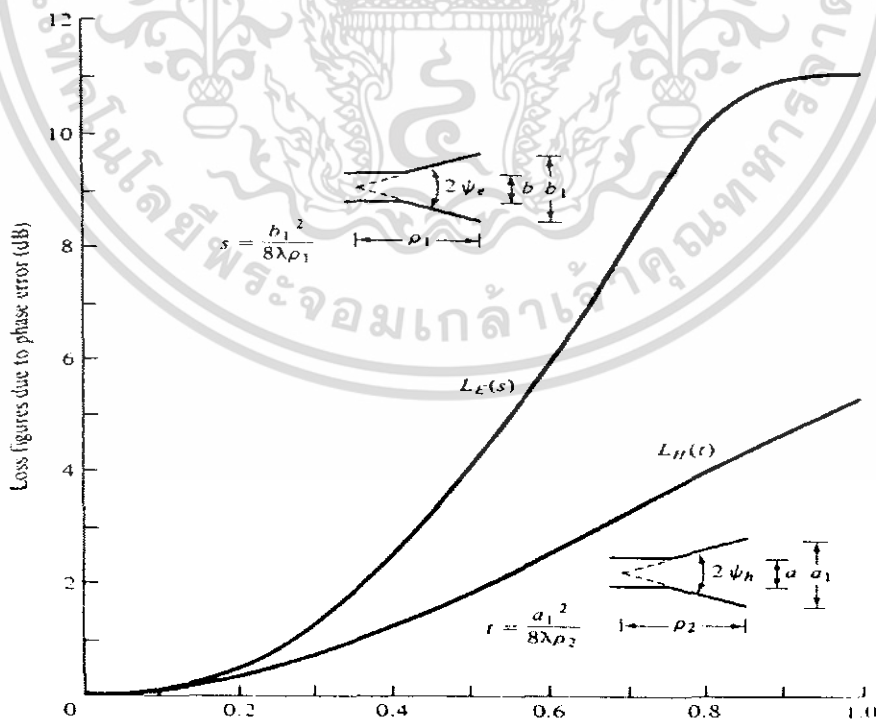
$$\chi^{(trial)} = \chi_1 = \frac{G_0}{2\pi\sqrt{2\pi}} \quad (2-77)$$

2. เมื่อหาค่า  $\chi$  ที่ถูกต้องแล้วหาค่า  $\rho_e$  และ  $\rho_h$  โดยใช้ (2-76a) และ (2-76b) ตามลำดับ
3. หาค่าของ  $a_1$  และ  $b_1$  โดยใช้

$$a_1 = \sqrt{3\lambda\rho_2} \approx \sqrt{3\lambda\rho_h} = \frac{G_0}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2\pi}} \lambda \quad (2-78)$$

$$b_1 = \sqrt{3\lambda\rho_1} \approx \sqrt{3\lambda\rho_e} = \sqrt{2\chi\lambda} \quad (2-79)$$

4. หาค่า  $\rho_e$  และ  $\rho_h$  โดยใช้ (2-67) และ (2-68)



รูปที่ 2.12 การสูญเสียของ E และ H plane ที่เกิดจากเฟส

### 2.3 Metal Plate Len Antenna

Metal Plate Len ใช้หลักการของการส่งผ่านคลื่นจากตัวกลางหนึ่งไปอีกรตัวกลางหนึ่ง ซึ่ง Metal Plate Lens มีโครงสร้าง เป็น ท่อนำคลื่นที่มีลักษณะเป็นแผ่น โลหะบางๆ ขนานวางซ้อนทับกันท่อนำคลื่น เป็นแบบปลายเปิดทั้งสองด้าน โดยความเร็วเฟสในท่อนำคลื่นนั้นเร็วกว่าในอากาศ รูปโครงสร้างของแผ่น โลหะบางๆ ขนานวางซ้อนกัน แสดงดังรูปที่ 2.13

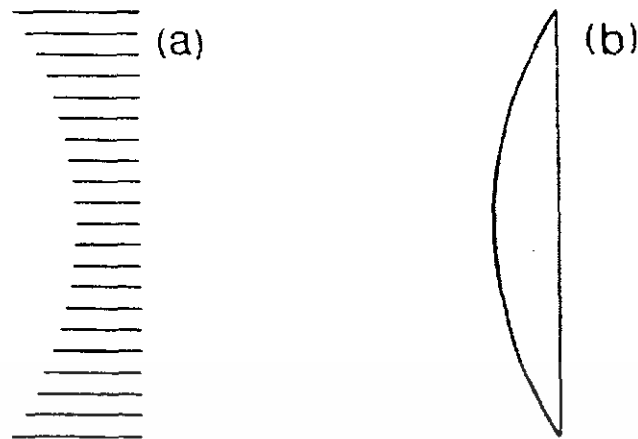
สำหรับการ โพลาริซชันของคลื่นนั้นจะเป็นแบบขนานไปตามแผ่นโลหะที่วางซ้อนทับกัน โดยจะ ทำงานในโหมด  $TE_{10}$  โครงสร้างดูจากรูป 2.14(a) โดยจะเลียนแบบตามคุณสมบัติของเลนส์ซึ่งแสดงว่าการ วางแผ่นโลหะแบบดังกล่าวจะมีลักษณะคล้ายเลนส์นูน แสดงดังรูป 2.14(b)

แผ่น โลหะที่นำมาวางขนานและวางซ้อนทับกันสามารถเปลี่ยนแปลงรูปร่างและความสูงได้ การ เปลี่ยนแปลงรูปร่างและความสูงของแผ่น โลหะนั้นต้องทำการคำนวณให้สัมพันธ์กับค่าดัชนีการหักเหด้วย ค่าดัชนีการหักเห สามารถหาได้จาก

$$\eta = \sqrt{1 - (\lambda_0 / 2a)^2} \quad (2.80)$$



รูปที่ 2.13 แสดงรูปโครงสร้างของ Metal plate Lens



รูปที่ 2.14 ภาพเสมือน (a) Metal plate and (b) Dielectric convex Lenses

ลักษณะและรูปร่างของ Metal plate Lens นั้นจะมีความโค้งเพียงด้านเดียว และมีช่วงความสูงของท่อนำคลื่นที่เกิดจากการวางแผ่นโลหะบางขนานกันมีขนาดไม่เท่ากัน โดยต้องการทราบค่าความหนาเพื่อที่จะทำการสร้างฟังก์ชันความสูงของเลนส์, ค่า  $y$ , จุดโฟกัสในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่อยู่ข้างๆ เลนส์ในการทดลองใช้สายอากาศปากแตรและแทนระยะทางด้วย  $F$  สมมติว่าคลื่นระนาบเกินขึ้นบนหน้าพื้นผิวที่ราบเรียบตามทิศทางของระนาบ  $Z$  สำหรับเลนส์ที่มีระยะโฟกัสที่ต้องการจะสามารถเปลี่ยนแปลงคลื่นระนาบไปเป็นคลื่นทรงกระบอกและจะไปรวมอยู่ที่จุดเดียวไปยังจุดโฟกัส นอกจากนี้ยังทำการหาค่า electrical path length จากระยะโฟกัสไปยังจุดต่างๆที่หลังพื้นผิวของเลนส์โดยเลนส์ต้องอยู่คงที่ โดยจะเรียกว่า path length equality โดยแสดงดังภาพที่ 2.15

จากรูประยะโฟกัส จะได้

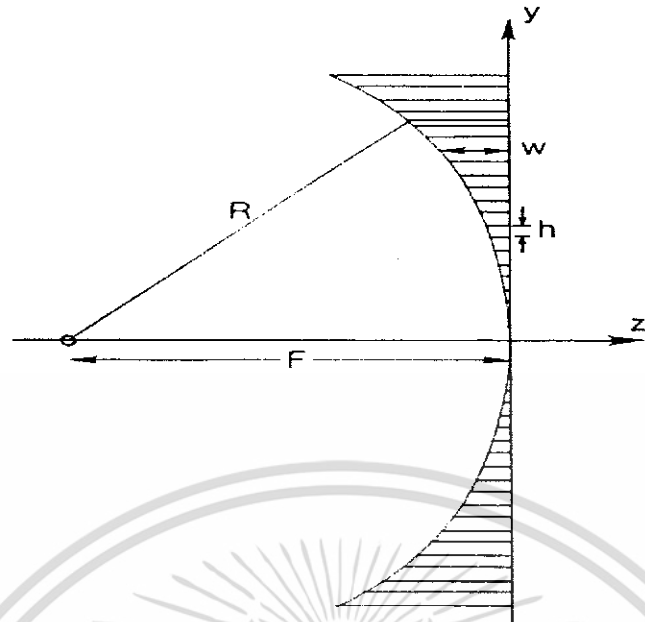
$$F = R + \eta w \quad (2.81)$$

ค่า  $R$  คือค่า ระยะทางจาก โฟกัสไปยังจุดต่างๆ ของเลนส์

ค่า  $w$  คือค่า ความยาวของท่อนำคลื่นในระนาบ  $z$

ค่า  $\eta w$  ถูกเรียกว่า electrical length โดย  $\eta$  หาได้จากสมการ 1

ค่า total electrical path length ที่คิดจากระยะโฟกัสไปยังจุดที่ความสูง  $y$  จนถึงหลังเลนส์ จะได้ค่า  $R + \eta w$



รูปที่ 2.15 รูปทรงเลขาคณิตที่ใช้ในการออกแบบเลนส์

จากรูปที่ 3 เราสามารถเขียนสมการได้ ดังนี้

$$\sqrt{y^2 + [F - w]^2} + \eta w = F \quad (2.82)$$

แทนด้วยฟังก์ชันของ  $w(y)$  จะได้

$$\frac{w}{F} = \frac{1}{1+\eta} \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{(y/F)^2(1+\eta)}{1-\eta}} \right] \quad (2.83)$$

โดย ค่าความสูงของ  $y$  ที่เพิ่มขึ้นต้องอยู่ในเงื่อนไขของ

$$(y/F)^2 \leq (1-\eta)(1+\eta) \quad (2.84)$$

### บทที่ 3

#### การออกแบบและการสร้าง

#### 3.1 การออกแบบสายอากาศปากแตร

สายอากาศปากแตรที่ทำการออกแบบ จะใช้งานที่ความถี่ 2.45 GHz มีอัตราขยาย 12 dB

1. หาคความยาวคลื่นของความถี่ 2.45 GHz

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{2.45 \times 10^9} = 0.122 \text{ m}$$

2. หาขนาดของท่อนำคลื่น

- หาคความถี่วิกฤติ (Critical Frequency :  $f_c$ )

จากการประมาณจะได้  $f_0 \approx 1.25f_c$

$$\therefore f_c = \frac{f_0}{1.25} = \frac{2.45 \times 10^9}{1.25} = 1.96 \text{ GHz}$$

- หาคค่าความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น ( $\lambda_g$ )

$$\lambda_g = \frac{c}{f_c} = \frac{3 \times 10^8}{1.96 \times 10^9} = 0.153 \text{ (m)}$$

- ขนาดของด้าน a ที่น้อยที่สุดที่สามารถใช้งานได้

จาก  $\lambda_g = 2a$

$$\therefore a = \lambda_g / 2 = 0.153 / 2 = 0.0765 \approx 0.08 \text{ (m)}$$

เนื่องจากด้านขนาดของค่า a มีค่าน้อยกว่าที่กำหนดนี้ จะไม่สามารถใช้งานที่ความถี่นี้ได้

เราจึงเลือกค่า  $a = 0.08 \text{ (m)}$  และ  $b = 0.04 \text{ (m)}$

3. ทำการคำนวณหาขนาดของรูปทรงปากแตร โดยใช้สมการที่ (3-22a) – (3-25)

- เปลี่ยนค่าอัตราขยาย (G) จาก dB ให้อยู่ในรูปของจำนวนเท่าไม่มีหน่วย

$$G(\text{dB}) = 10 \log_{10} G$$

เมื่อกำหนด  $G = 12 \text{ dB}$

$$G = 10^{1.2} = 15.84$$

- หาค่าเริ่มต้น  $\chi$  จากสมการ (3-22) จะได้ว่า

$$\chi = \frac{G}{2\pi\sqrt{2\pi}} = \frac{25.12}{2\pi\sqrt{2\pi}} = 1.006$$

โดยค่า  $\chi$  ที่ได้เป็นค่าการประมาณต้องนำค่า  $\chi$  ไปแทนในสมการ (3-22)

$$\left(\sqrt{2\chi} - \frac{b}{\lambda}\right)^2 (2\chi - 1) = \left(\frac{G}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2\pi}} \frac{1}{\sqrt{\chi}} - \frac{a}{\lambda}\right)^2 \left(\frac{G^2}{6\pi^3} \frac{1}{\chi} - 1\right)$$

โดยทำการเปลี่ยนค่า  $\chi$  จนทำให้สมการทั้งสองข้างเท่ากันซึ่งค่าที่ทำให้สมการทั้งสองข้างเท่ากันคือ  $\chi = 0.88$  นำค่า  $\chi$  ที่ได้ไปหาค่าต่างๆ ได้ดังนี้

$$- a_1 = \sqrt{3\lambda\rho_2} \approx \sqrt{3\lambda\rho_h} = \frac{G\lambda}{2\pi} \sqrt{\frac{3}{2\pi\chi}} = 0.226 \text{ (m)}$$

$$- b_1 = \sqrt{2\lambda\rho_1} \approx \sqrt{2\lambda\rho_e} = \lambda\sqrt{2\chi} = 0.162 \text{ (m)}$$

$$- \rho_e = \chi \times \lambda = 0.88 \times 0.122 = 0.1074$$

$$- \rho_h = \frac{G^2\lambda}{8\pi^3} \left( \frac{1}{\chi} \right) = 0.14$$

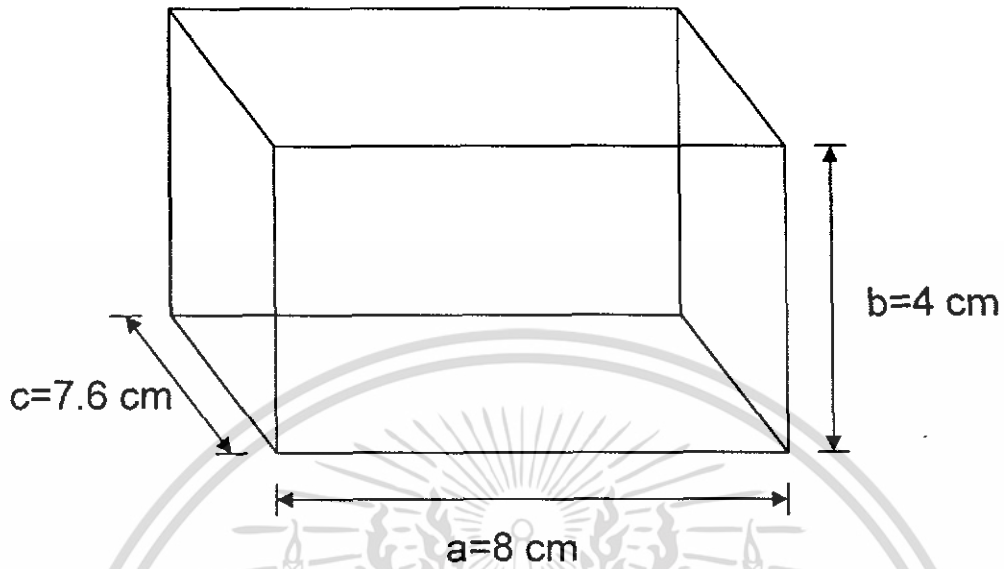
$$- p_e = (b_1 - b) \left[ \left( \frac{\rho_e}{b_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{1/2} = 0.05311 \text{ (m)}$$

$$- p_h = (a_1 - a) \left[ \left( \frac{\rho_h}{a_1} \right)^2 - \frac{1}{4} \right]^{1/2} = 0.5339 \text{ (m)}$$



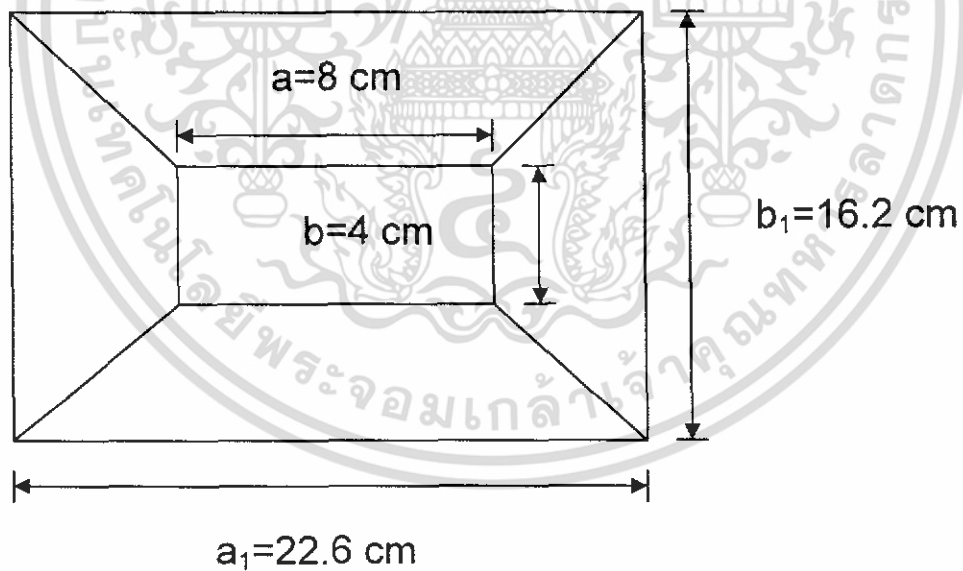
### 3.2 รูปแบบโครงสร้างของสายอากาศปากแตร

ในส่วนของท่านำคลื่น มีขนาดดังรูป



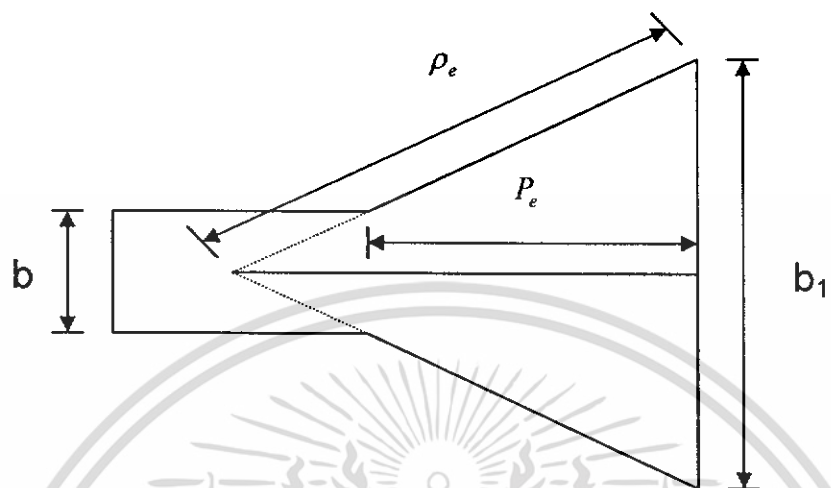
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างและขนาดของท่านำคลื่น

ในส่วนของรูปทรงปากแตรมีขนาดดังรูป

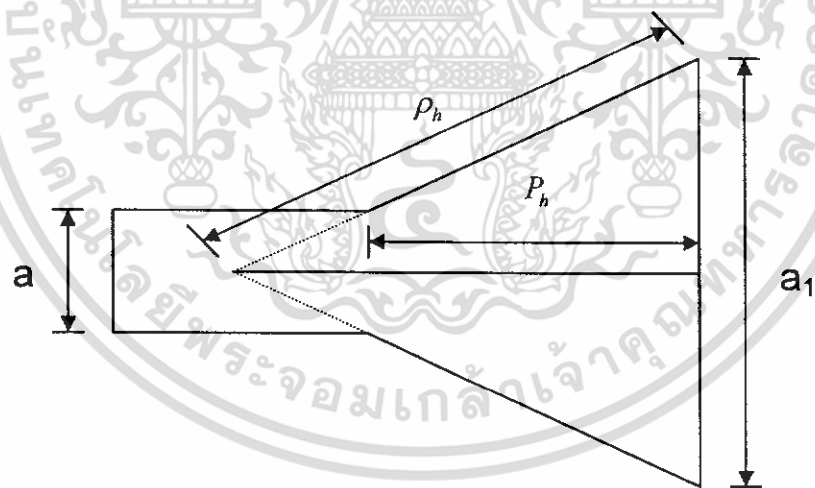


รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างและขนาดของรูปทรงปากแตร

ลักษณะของสายอากาศปากแตร  
เมื่อมองตามระนาบ E - Plane



รูปที่ 3.3 แสดงตำแหน่งของ  $\rho_e$  และ  $P_e$   
เมื่อมองตามระนาบ H - Plane



รูปที่ 3.4 แสดงตำแหน่งของ  $\rho_h$  และ  $P_h$

3.3 วิธีการออกแบบการหับแผ่นทองแดงโดยการใช้คอมพิวเตอร์

1. เข้าไปที่เว็บไซต์

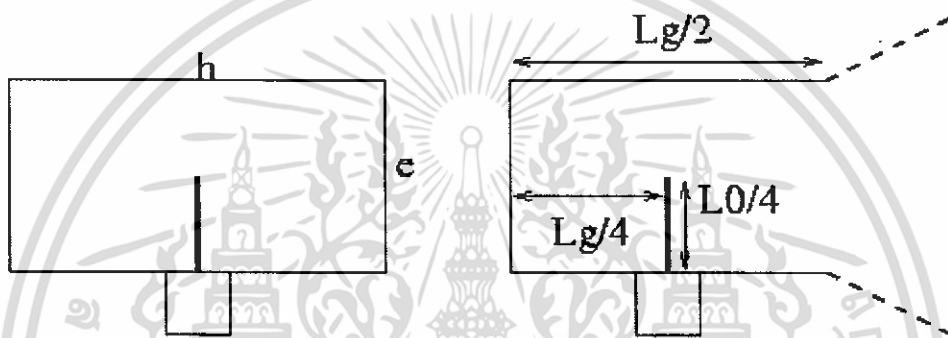
[http://ngia.rootforge.org/content/Downloads/Antenna%20Theory/Horn/802\\_11b%20Horn%20Antenna%20designer.htm](http://ngia.rootforge.org/content/Downloads/Antenna%20Theory/Horn/802_11b%20Horn%20Antenna%20designer.htm)

802\_11b%20Horn%20Antenna%20designer.htm

2. กำหนดค่าความถี่ที่ใช้งานลงไป ดังนี้

F 2450 MHz

3. กำหนดขนาดของท่อนำคลื่นที่ออกแบบมา ดังรูปที่ 3.5

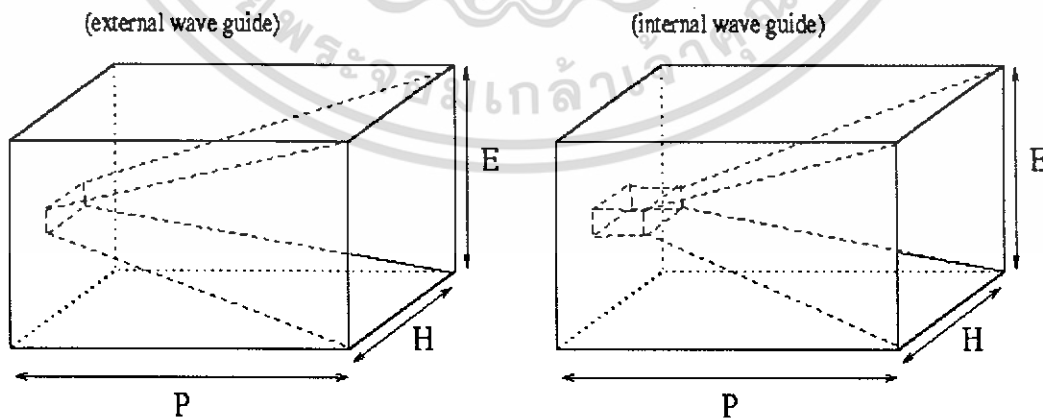


รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของท่อนำคลื่นและตำแหน่งการใส่ connector

h 0.08 m (big side of the wave guide)

e 0.04 m (small side of the wave guide)

4. กำหนดขนาดของรูปทรงปากแตรที่ออกแบบมา พร้อมทั้งคลิกที่ compute ดังรูป 3.6



รูปที่ 3.6 ขนาดของรูปทรงปากแตรที่ต้องการออกแบบ

5. ผลของการคำนวณจะแสดงค่าความยาวด้านต่างๆและความยาวคลื่นในอากาศ ดังรูปที่ 3.7

H 0.226 m (big side of the box)

E 0.162 m (small side of the box)

P 0.12 m (depth of the box)

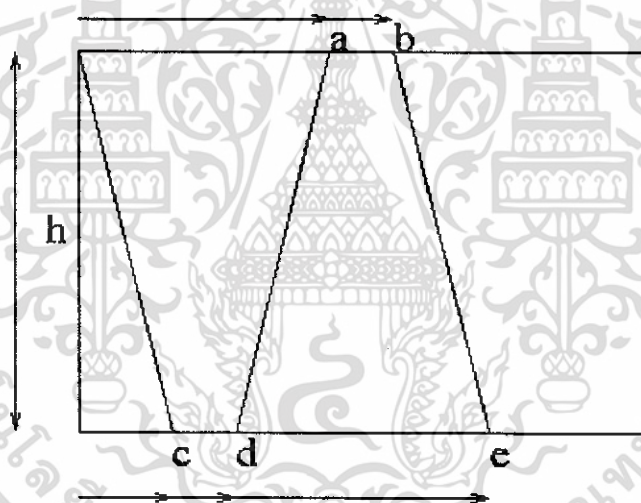
Check this  if the waveguide is inside the box

Compute

WaveLength in free space	0.12236426857	meter
Length of the rod	31	mm

รูปที่ 3.7 ผลของการคำนวณแสดงค่าความยาวคลื่นในอากาศ

6. ขนาดของรูปทรงปากแตรที่ต้องการจะถูกคำนวณ และแสดงออกมา ดังรูปที่ 3.8



Side #1 h 140	a 162	b 202	c 61	d 101	e 263	mm
---------------	-------	-------	------	-------	-------	----

Side #2 h 135	a 226	b 306	c 73	d 153	e 379	mm
---------------	-------	-------	------	-------	-------	----

รูปที่ 3.8 ขนาดของรูปทรงปากแตรที่ต้องนำไปกำหนดขนาดแผ่นพับ

7. ทำการตัดแผ่นทองแดงตามขนาดที่กำหนดมา ซึ่งจะมี 2 ขนาด (Side#1 and Side#2)นำมาประกบกันก็จะได้ รูปทรงสายอากาศปากแตร ที่ต้องการ

### 3.4 ขั้นตอนการออกแบบเลนส์

1. เมื่อ  $f = 2.45 \text{ Ghz}$

$$\lambda = \frac{v}{f} = 1.245 \text{ m}$$

$$\lambda_g \approx 1.25\lambda \approx 1.525 \text{ m}$$

$$a = 0.08 \text{ m}$$

$$b = 0.04 \text{ m}$$

2. หาค่าสัมประสิทธิ์การหักเห (index of refraction :  $\eta$ ) จาก

$$\eta = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_g}{2a}\right)^2} = \sqrt{1 - \left(\frac{1.525}{2 \times 0.08}\right)^2} = 0.3025 \approx 0.3$$

3. หาคความหนาของแผ่นอลูมิเนียม ( $W$ )

$$\text{จาก } \frac{W}{F} = \frac{1}{1+\eta} \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{y}{F}\right)^2 + (1+\eta)}{(1-\eta)}} \right]$$

$$\therefore W = \frac{F}{1+\eta} \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{y}{F}\right)^2 + (1+\eta)}{(1-\eta)}} \right]$$

$$W = \frac{F}{1+0.3} \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{y}{F}\right)^2 + (1+0.3)}{(1-0.3)}} \right]$$

$$W = 0.77F \left[ 1 - \sqrt{1 - 1.86 \frac{y^2}{F^2}} \right]$$

4. ระยะห่างของแผ่นอลูมิเนียม ( $h$ ) ที่จะวางขนานกันนั้นกำหนดค่าเริ่มต้นเท่ากับ ความกว้างของท่อนำคลื่น ( $a$ ) และจำนวนที่เพิ่มขึ้นของแผ่นอลูมิเนียม จะทำให้ความสูงซึ่งอยู่ในรูปฟังก์ชันของ  $y$  จะเพิ่มขึ้นดังรูป 2.15

$$\left(\frac{y}{F}\right)^2 \leq \frac{1-\eta}{1+\eta} \leq \frac{1-0.3}{1+0.3} \leq 0.358$$

5. และเมื่อได้ค่าของ  $W$  และ  $y$  ที่เปลี่ยนแปลงตามจำนวนของแผ่นอลูมิเนียมค่าที่เปลี่ยนไปแต่ละครั้งต้องอยู่ในเงื่อนไขของ

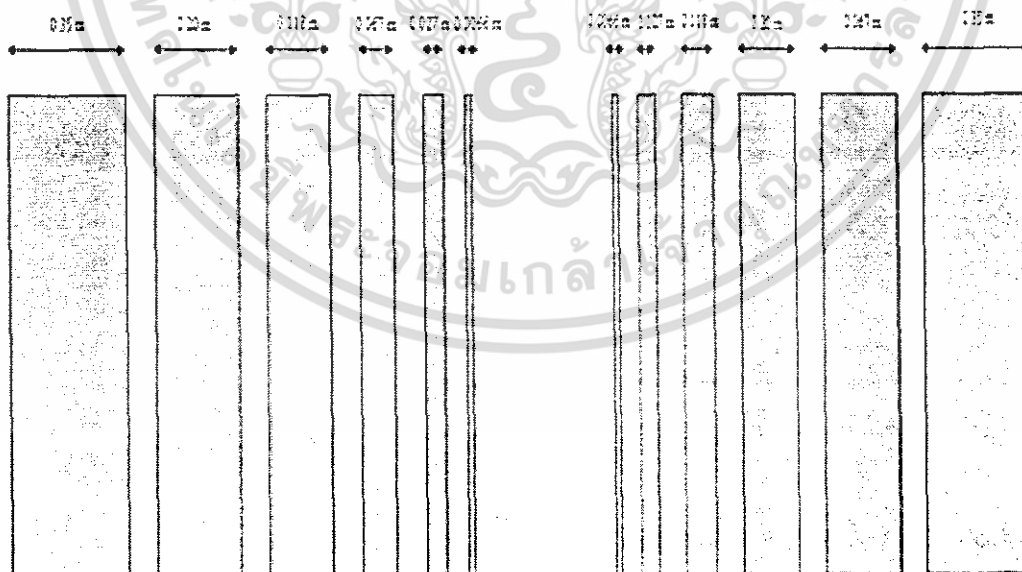
$$F = \sqrt{y^2 + (F - W)^2} + \eta W$$

6. เมื่อเลือก  $F = 0.7$  ค่าของ  $y$  จะเพิ่มขึ้นทีละ  $0.08$  m  
 7. ความกว้างของแผ่นลูมิเนียม ( $W$ ) แต่ละแผ่นที่เปลี่ยนแปลงตามความสูงของ  $y$  แสดงดังรูปที่ 3.9

$y$	$W = 0.77F \left[ 1 - \sqrt{1 - 1.86 \frac{y^2}{F^2}} \right]$	$F = \sqrt{y^2 + (F - W)^2} + \eta W$	$\left( \frac{y}{F} \right)^2 \leq 0.358$
0	0	0.7	0
0.08	0.0066	0.699	0.013
0.16	0.027	0.699	0.052
0.24	0.067	0.699	0.117
0.32	0.118	0.699	0.210
0.40	0.20	0.700	0.326
0.48	0.35	0.699	0.470
0.56	-	-	0.640

รูปที่ 3.9 ตารางแสดงขนาดโครงสร้างของเลนส์

8. ตัดแผ่นลูมิเนียมให้มีขนาดตามโครงสร้างดังรูป 3.10



รูปที่ 3.10 ลักษณะของแผ่นลูมิเนียม ที่นำมาสร้างเป็นเลนส์

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

#### 4.1 การทดลองสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิด โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์

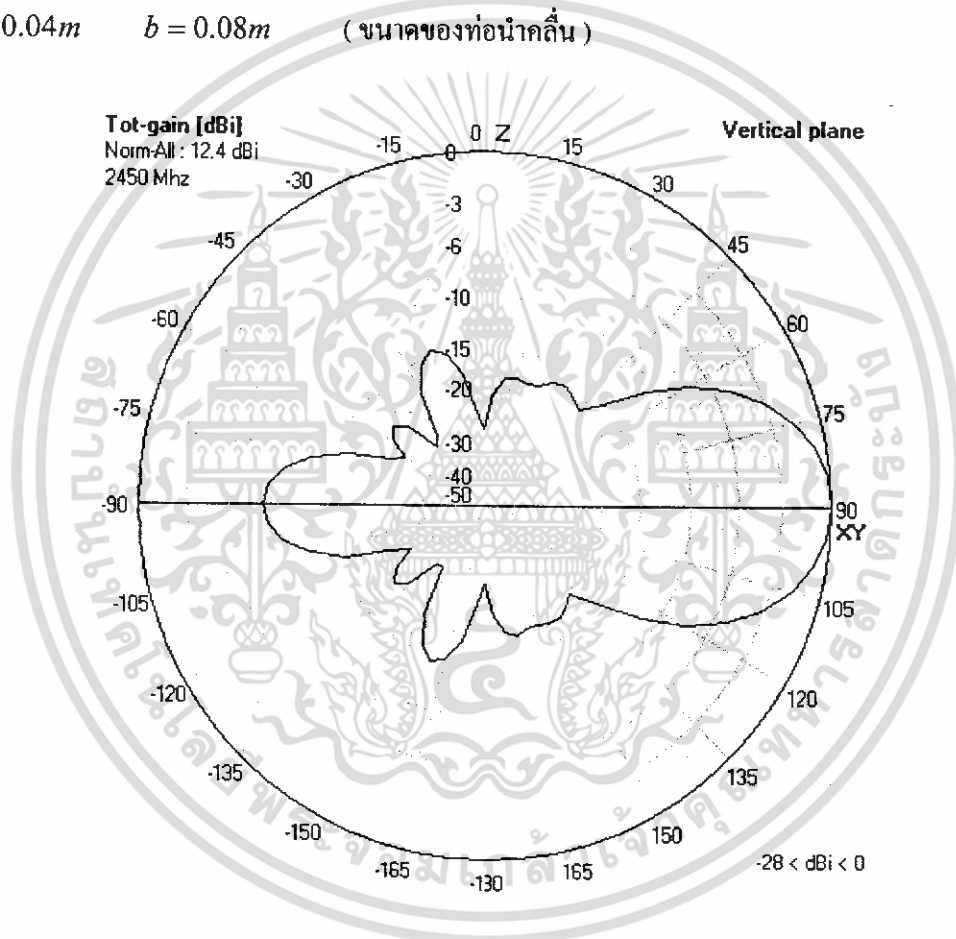
เมื่อนำขนาดของสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิด ที่ได้จากการคำนวณมา Simulation โดยโปรแกรม 4NEC 2 จะได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ vertical plane ดังรูป 4.1 และจะได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ horizontal plane ดังรูป 4.2

โดยขนาดของสายอากาศปากแตรมีค่าดังนี้

$$p_e = 0.12m \quad p_h = 0.12m \quad (\text{ความยาวของสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิด})$$

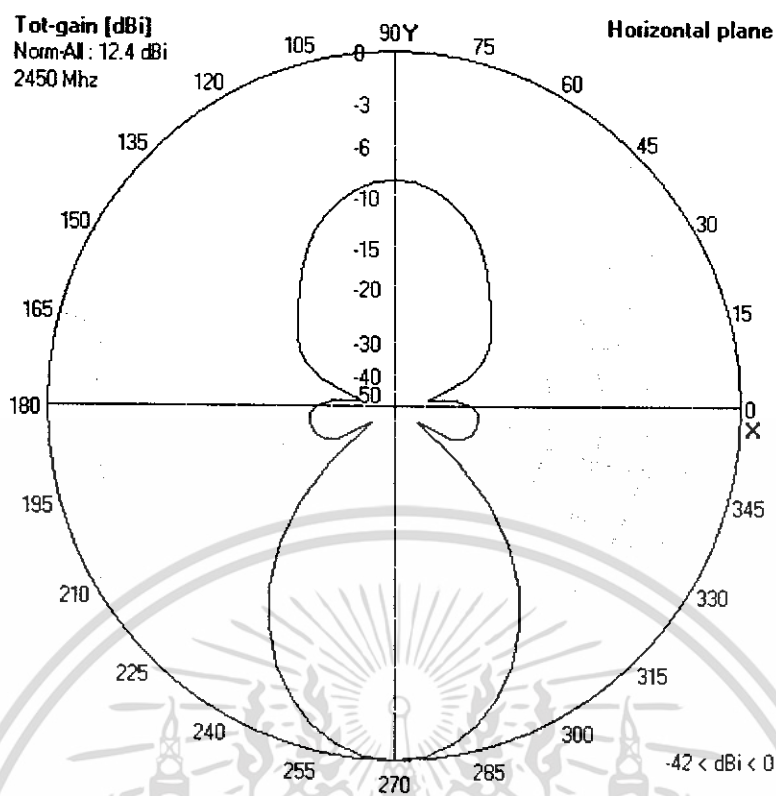
$$a_1 = 0.162m \quad b_1 = 0.226m \quad (\text{ขนาดของรูปทรงปากแตร})$$

$$a = 0.04m \quad b = 0.08m \quad (\text{ขนาดของท่อนำคลื่น})$$



รูปที่ 4.1 แบบรูปแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิดในระนาบ vertical plane (โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์)

จากรูป 4.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ vertical plane จะมีค่าอัตราการขยายสูงสุดเท่ากับ 12.4 dBi ที่ยอดของโลบลหลัก และมีการเจาะจงทิศทางในทิศทางเดียวในแกน Y ซึ่งจะเป็นทิศทางที่เราต้องการแพร่กระจายคลื่น และอัตราการขยายของ โลบลหลังจะมีค่าเท่ากับ -26 dBi จะมีการเจาะจงทิศทางในทิศทางตรงกันข้ามกับทิศทางที่ต้องการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งเป็นทิศทางที่เราไม่ต้องการให้คลื่นแพร่กระจายออกไปอัตราการขยายในทิศทางนี้จึงมีค่าน้อยมาก

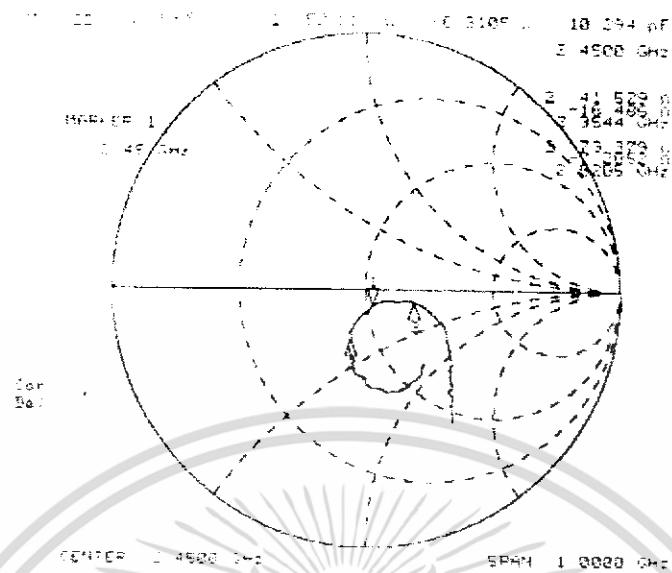


รูปที่ 4.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิดในระนาบ horizontal plane (โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์)

จากรูป 4.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ horizontal plane จะมีค่าอัตราการขยายสูงสุดเท่ากับ 12.4 dBi ที่ยอดของโลบหลัก และมีการเจาะจงทิศทางในทิศทางเดียวในแกน Y ซึ่งจะเป็นทิศทางที่เราต้องการแพร่กระจายคลื่น และอัตราการขยายของ โลบหลังจะมีค่าเท่ากับ -40 dBi จะมีการเจาะจงทิศทางในทิศทางตรงกันข้ามกับทิศทางที่ต้องการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งเป็นทิศทางที่เราไม่ต้องการให้คลื่นแพร่กระจายออกไปอัตราการขยายในทิศทางนี้จึงมีค่าน้อยมาก



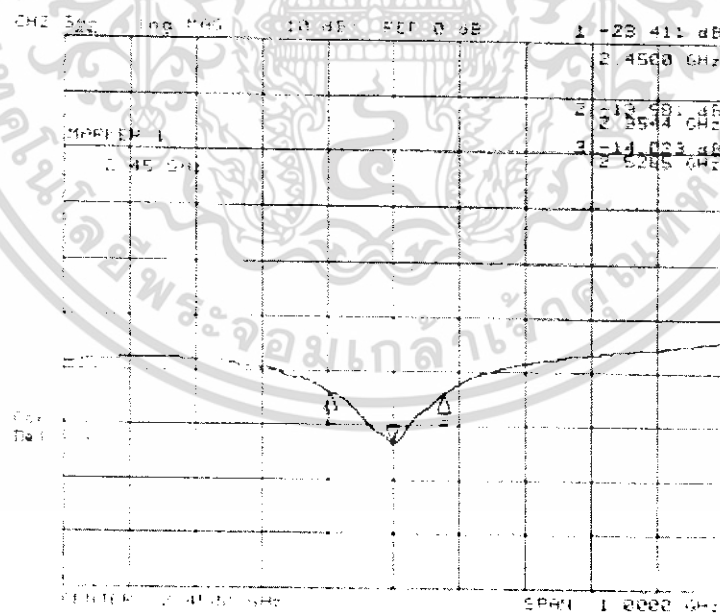
## 2. ผลการทดลองจากการวัดค่า Impedance ของสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิด



รูปที่ 4.4 ค่า Impedance ของสายอากาศปากแตร

จากรูปที่ 4.4 ค่า Impedance ของสายอากาศปากแตร ที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าเท่ากับ  $52.02 - j6.3105 \Omega$  ซึ่งเป็นค่าที่ดีที่สุดและทำให้ ค่า SWR เท่ากับ 1.1356: 1

## 3. การทดลองวัดค่า Return Loss ของสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิด



รูปที่ 4.5 ค่า Return Loss ของสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิด

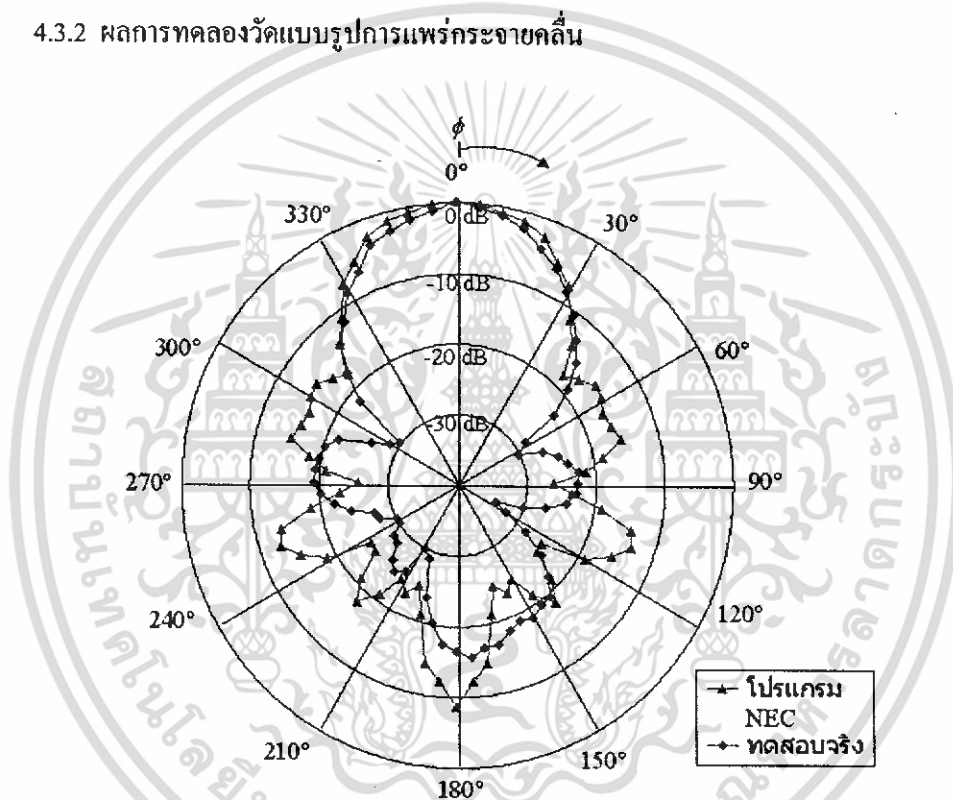
จากรูปที่ 4.5 ค่า Return Loss ของสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิดที่ทดลองมีค่าเท่ากับ -23.411 dB

### 4.3 การทดลองวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิด

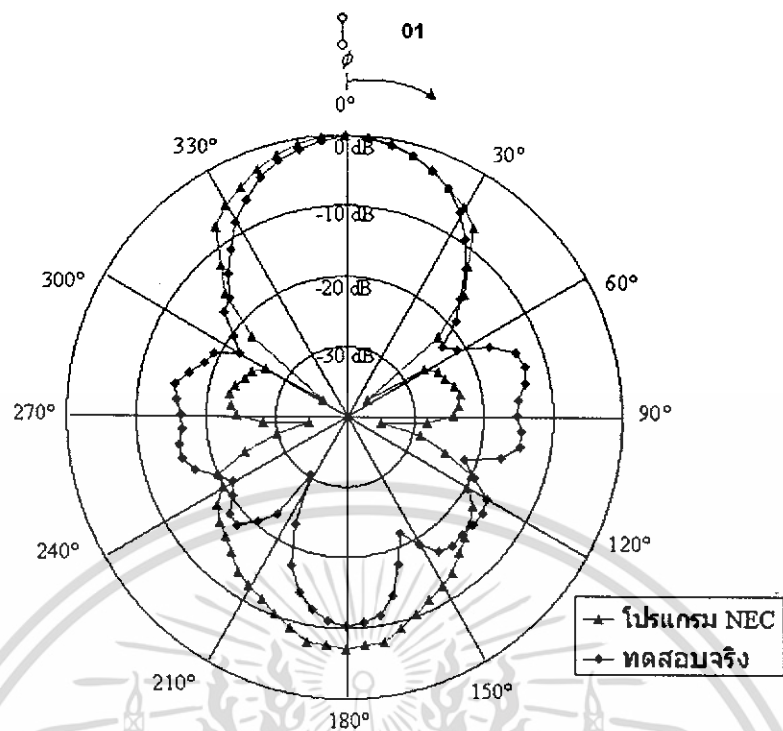
#### 4.3.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อสายอากาศปากแตรที่ต้องการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเข้าที่ port 2 ซึ่งจะ  
เป็นตัวรับสัญญาณ
2. ต่อสายอากาศที่ใช้ในเปรียบเทียบเข้าที่ port 1 ซึ่งใช้เป็นตัวส่งสัญญาณ โดยวาง  
สายอากาศทั้งสองตัวให้มีระยะทางมากกว่าสามระยะไกล ( far field )
3. เซท center frequency ของเครื่อง network analyzer เป็น 2.45 GHz
4. กดปุ่ม mea แล้วเลือก trans S21
5. กดปุ่ม mrk ให้ marker1 ขึ้นความถี่ 2.45 GHz อ่านค่ากำลังงานที่ได้มาพลอทกราฟ

#### 4.3.2 ผลการทดลองวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น



รูปที่ 4.6 แบบรูปแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศปากแตรรูปทรงปิรามิดเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากโปรแกรม 4NEC2 ในระนาบ vertical plane



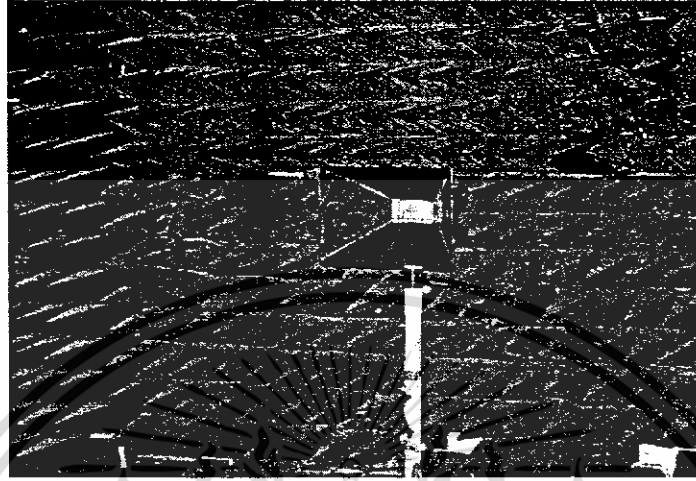
รูปที่ 4.7 แบบรูปแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปทรงปิรามิดเปรียบเทียบกับผลที่ได้จาก

โปรแกรม 4NEC2 ในระนาบ horizontal plane

#### 4.4 การทดลองวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบเลนส์

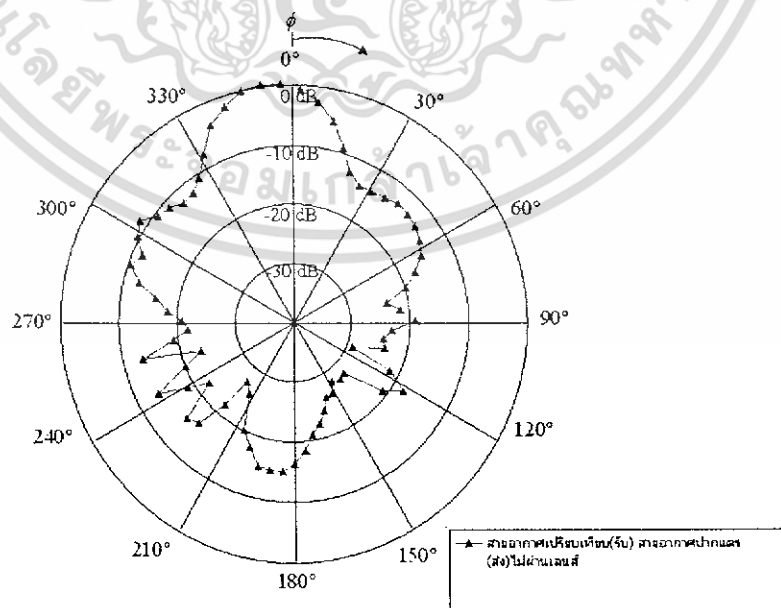
##### 4.4.1 ขั้นตอนการทดลอง และผลการทดลอง

1. ต่อสายอากาศปากแตรครึ่งรูป 4.8 เข้าที่ port 1 ของ network analyzer โดยการทดลองนี้จะใช้สายอากาศแบบเลนส์เป็นตัวส่งสัญญาณ

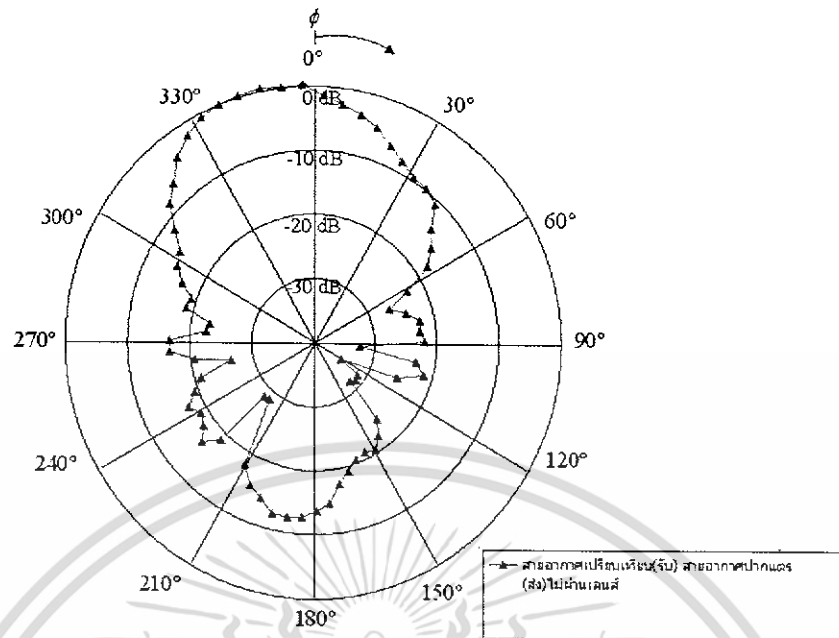


รูปที่ 4.8 สายอากาศปากแตรที่ใช้ทดลอง

2. ต่อสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบกับเข้าที่ port 2 ของ network analyzer
3. เซท center frequency ของเครื่อง network analyzer เป็น 2.45 GHz
4. กดปุ่ม mea แล้วเลือก trans S21
5. กดปุ่ม mrk ให้ marker1 ซึ่งความถี่ 2.45 GHz อ่านค่ากำลังงานมาพล็อตบนกราฟ จะได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเปรียบเทียบ ซึ่งเป็นตัวรับสัญญาณ แสดง ดังรูป ที่ 4.9



(a) vertical plane



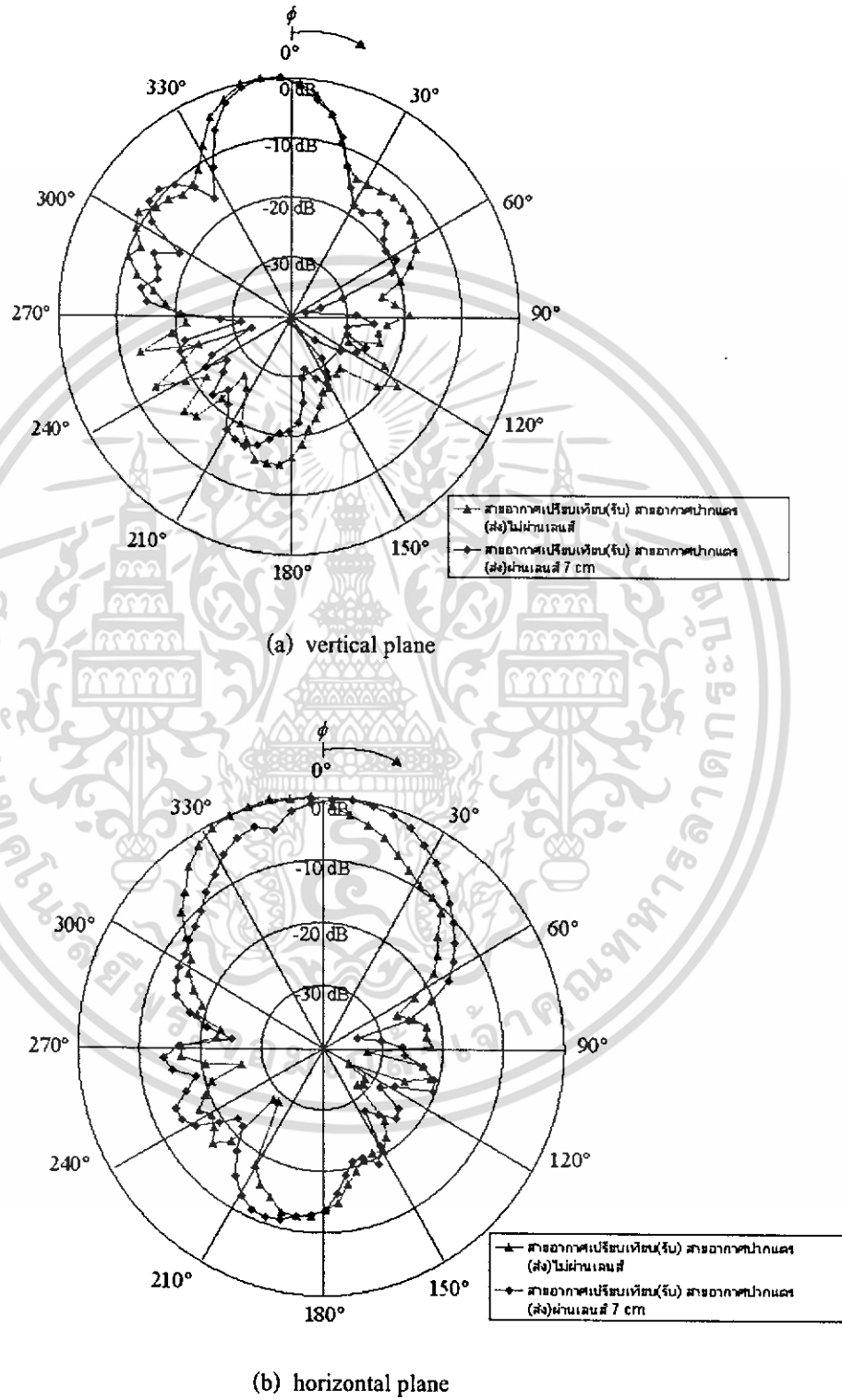
รูปที่ 4.9 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเปรียบเทียบ (ตัวรับสัญญาณ)  
ใช้สายอากาศปากแตรส่งสัญญาณ

6. นำเลนส์ที่ออกแบบมาวางข้างหน้าสายอากาศปากแตร ซึ่งเป็นตัวส่งสัญญาณ โดยวางให้มีระยะห่างกัน 0.7 เมตร ซึ่งเป็นระยะโฟกัสที่ใช้คำนวณเลนส์ ดังรูป 4.10



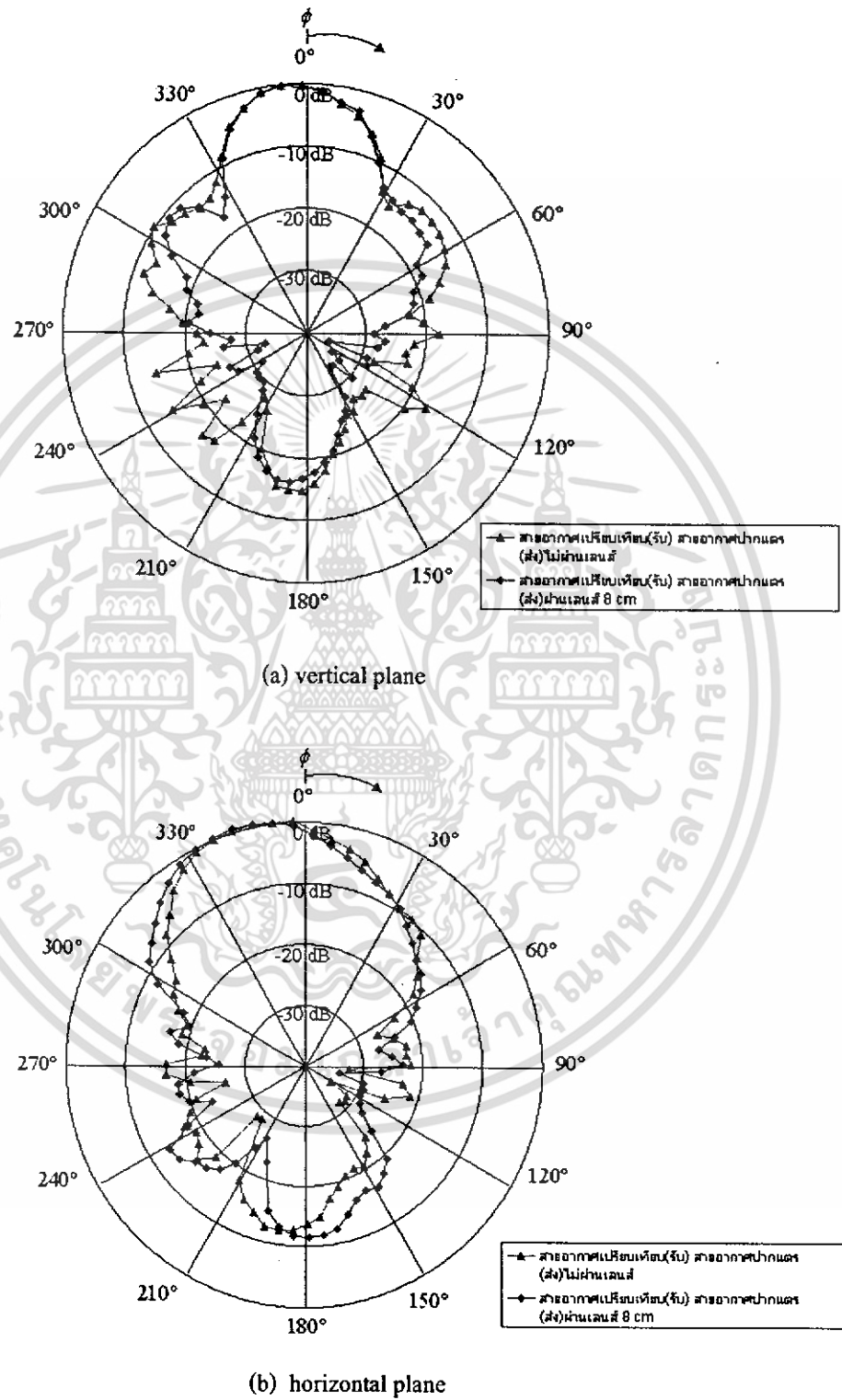
รูปที่ 4.10 การทดสอบวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

7. ปรับระยะห่างของแผ่นโลหะให้มีระยะ 7 cm
8. ทำตามการทดลอง ข้อที่ 3-5 นำค่าที่ได้ พล็อตกราฟเปรียบเทียบกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นขณะที่ไม่ได้วางเลนส์กันไว้ ดังรูป 4.11



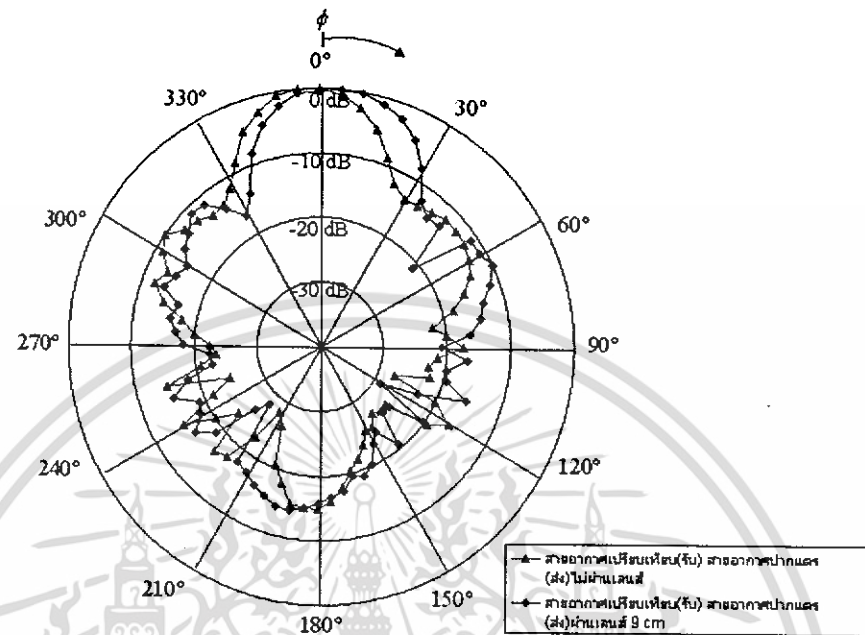
รูปที่ 4.11 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเปรี๊ยบเทียบ (ตัวรับสัญญาณ) ใช้สายอากาศปากแตรส่งสัญญาณผ่านเลนส์โลหะ(ระยะห่าง 7 cm)

9. ปรับระยะห่างของแผ่นโลหะให้มีระยะ 8 cm
10. ทำตามการทดลอง ข้อที่ 3-5 นำค่าที่ได้พล็อตกราฟเปรียบเทียบกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นขณะที่ไม่ได้วางเลนส์กันไว้ ดังรูป 4.12

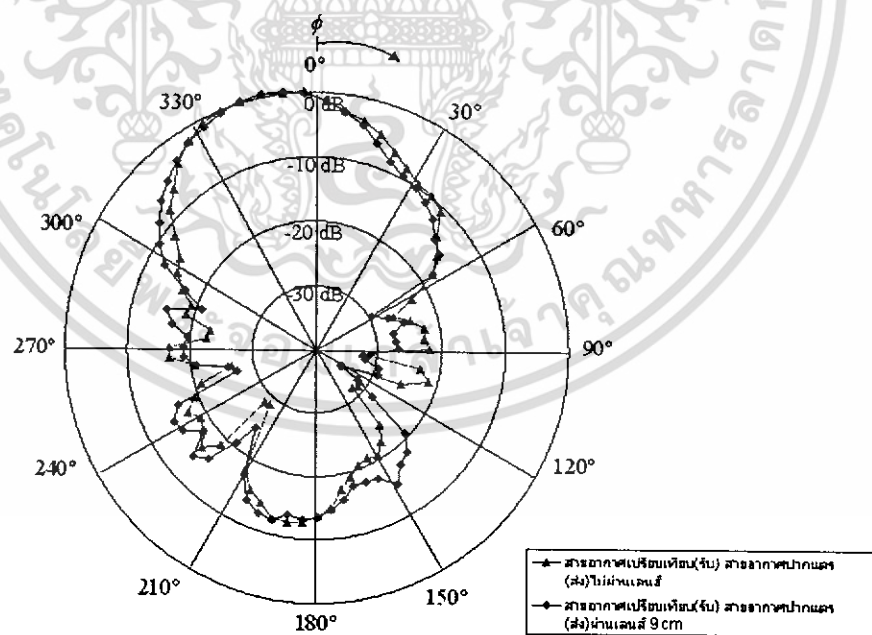


รูปที่ 4.12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเปรี๊นเทียบ (ตัวรับสัญญาณ) ใช้สายอากาศปากแตรส่งสัญญาณผ่านเลนส์โลหะ(ระยะห่าง 8 cm)

11. ปรับระยะห่างของแผ่นโลหะให้มีระยะ 9 cm
12. ทำความการทดลอง ข้อที่ 3-5 นำค่าที่ได้พล็อตกราฟ เปรียบเทียบกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นขณะที่ไม่ได้วางเลนส์แก้ว ดังรูป 4.13



(a) vertical plane



(b) horizontal plane

รูปที่ 4.13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเปรียบเทียบ (ตัวรับสัญญาณ)

ใช้สายอากาศปากแตรส่งสัญญาณผ่านเลนส์โลหะ(ระยะห่าง 9 cm)

#### 4.5 การวัดค่าอัตราการขยายของสายอากาศ

ค่าอัตราการขยายของสายอากาศ เป็นพารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งที่บอกลักษณะประสิทธิภาพของสายอากาศ จากการทดลองทำการวัดค่าอัตราการขยายโดยการวางสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะกับสายอากาศเปรียบเทียบโดยให้ระยะห่างเท่ากับ  $D$  ( ในการทดลองใช้ค่า  $D = 3.16 \text{ m}$  ) โดยทำการป้อนสัญญาณความถี่  $2.45 \text{ GHz}$  โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม ( Spectrum Analyzer ) เป็นตัวจ่ายให้กับสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ แล้วทำการวัดค่าที่ได้จากสายอากาศเปรียบเทียบ ค่าที่วัดได้จะเป็นค่าของกำลังงาน ซึ่งจะนำไปคำนวณเพื่อหาค่าอัตราการขยาย โดยใช้สมการของ Friis Transmission Equation ดังนี้

$$G(t)_{dBi} + G(R)_{dBi} = P(r)_{dBm} - P(t)_{dBm} + L(t)_{dB} + L(r)_{dB} + L(s)_{dB}$$

โดย

- $G(t)_{dBi}$  คือ ค่าอัตราการขยายของสายอากาศส่งมีหน่วยเป็น dBi
- $G(R)_{dBi}$  คือ ค่าอัตราการขยายของสายอากาศรับมีหน่วยเป็น dBi
- $P(t)_{dBm}$  คือ กำลังงานที่ส่งจากเครื่องส่งมีหน่วยเป็น dBm
- $P(r)_{dBm}$  คือ กำลังงานที่รับได้จากเครื่องรับมีหน่วยเป็น dBm
- $L(t)_{dB}$  คือ การสูญเสียจากสายนำสัญญาณที่ภาคส่งสัญญาณมีหน่วยเป็น dB
- $L(r)_{dB}$  คือ การสูญเสียจากสายนำสัญญาณที่ภาครับสัญญาณมีหน่วยเป็น dB
- $L(s)_{dB}$  คือ การสูญเสียในช่องว่างอิสระ (Free space) จากระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับมีหน่วยเป็น dB มีความสัมพันธ์ ดังนี้

$$L(s)_{dB} = 20 \log \left( \frac{4\pi D}{\lambda} \right)^2$$

จากการทดลองได้ทำการ calibrate สายที่ใช้ในการส่งสัญญาณให้เป็น 0 ก่อน เพื่อที่จะทำให้ไม่เกิดค่าของความสูญเสียภายในสาย ดังนั้นค่า  $P(t)_{dBm}$ ,  $L(t)_{dB}$  และ  $L(r)_{dB}$  จะมีค่าเท่ากับ 0 เสมอ และค่าของสายอากาศเปรียบเทียบมีค่าอัตราการขยาย  $G(R)_{dBi}$  เท่ากับ  $10.14 \text{ dB}$  โดยค่าของ  $P(r)_{dBm}$  เป็นค่าที่วัดได้จากการทดลอง ดังนั้นสมการ Friis Transmission Equation จะเหลือเพียง

$$G(t)_{dBi} + G(R)_{dBi} = P(r)_{dBm} + L(s)_{dB}$$

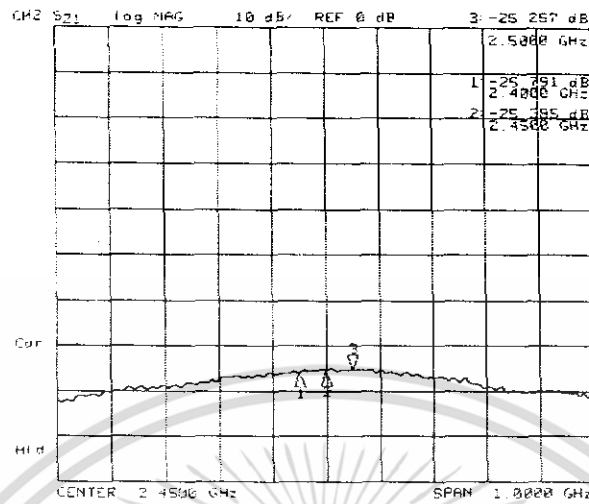
จาก

$$L(s)_{dB} = 20 \log \left( \frac{4\pi D}{\lambda} \right) \quad \text{เมื่อ } D = 3.16 \text{ m และ } \lambda = 12.245 \text{ cm}$$

$$\text{จะได้ค่าของ } L(s)_{dB} = 50.21 \text{ dB}$$

1. การวัดค่าอัตราการขยายของสายอากาศปากแตร

จากการทดลอง สามารถวัดค่า  $P(r)_{dBm}$  ได้  $-25.385 \text{ dBm}$  ดังรูปที่ 4.14



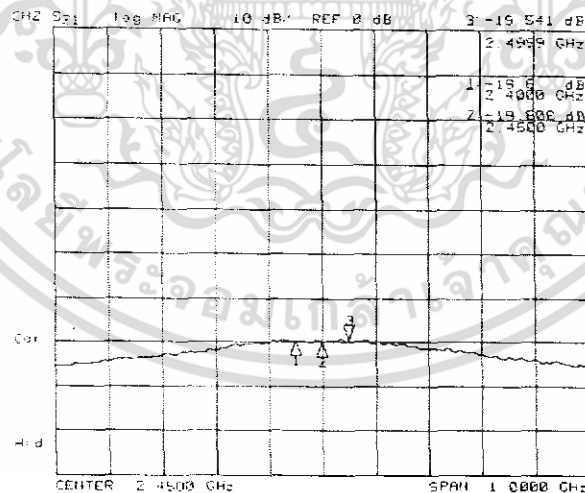
รูปที่ 4.14 การทดลองวัดค่า  $P(r)_{dBm}$  ของสายอากาศปากแตร

ดังนั้นสามารถคำนวณค่าอัตราการขยายจากสมการ Friis Transmission Equation ได้เท่ากับ

$$G(t)_{dBi} = 14.685 \text{ dBi}$$

2. การวัดค่าอัตราการขยายของสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ (ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะ = 7 cm)

จากการทดลอง สามารถวัดค่า  $P(r)_{dBm}$  ได้  $-19.808 \text{ dBm}$  ดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 การทดลองวัดค่า  $P(r)_{dBm}$  ของสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ

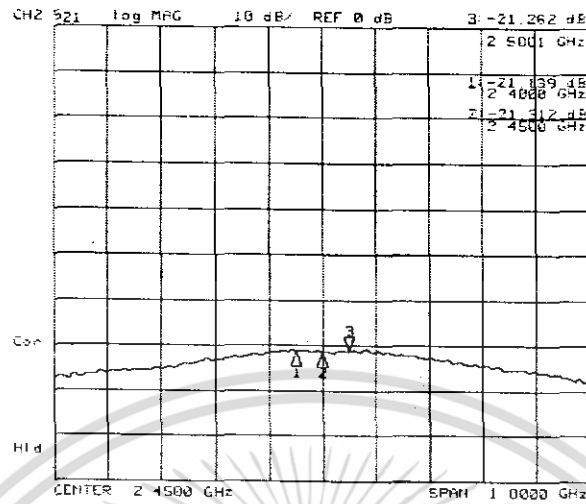
(ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะ = 7 cm)

ดังนั้นสามารถคำนวณค่าอัตราการขยายจากสมการ Friis Transmission Equation ได้เท่ากับ

$$G(t)_{dBi} = 20.262 \text{ dBi}$$

3. การวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ (ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะ = 8 cm)

จากการทดลอง สามารถวัดค่า  $P(r)_{dBm}$  ได้  $-21.312 \text{ dBm}$  ดังรูปที่ 4.16



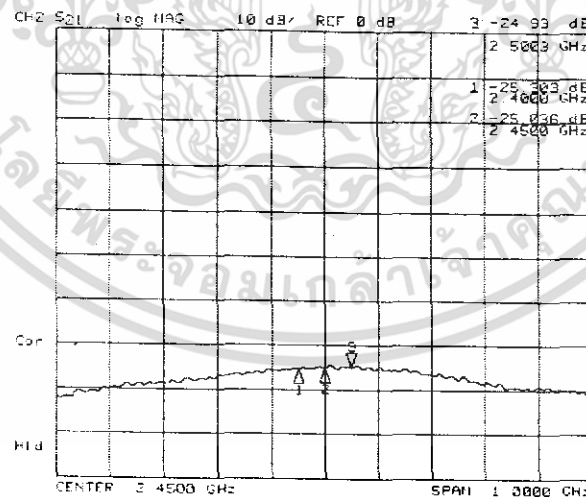
รูปที่ 4.16 การทดลองวัดค่า  $P(r)_{dBm}$  ของสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ (ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะ = 8 cm)

ดังนั้นสามารถคำนวณค่าอัตราขยายจากสมการ Friis Transmission Equation ได้เท่ากับ

$$G(t)_{dBi} = 18.758 \text{ dBi}$$

4. การวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ (ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะ = 9 cm)

จากการทดลอง สามารถวัดค่า  $P(r)_{dBm}$  ได้  $-25.036 \text{ dBm}$  ดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 การทดลองวัดค่า  $P(r)_{dBm}$  ของสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ (ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะ = 9 cm)

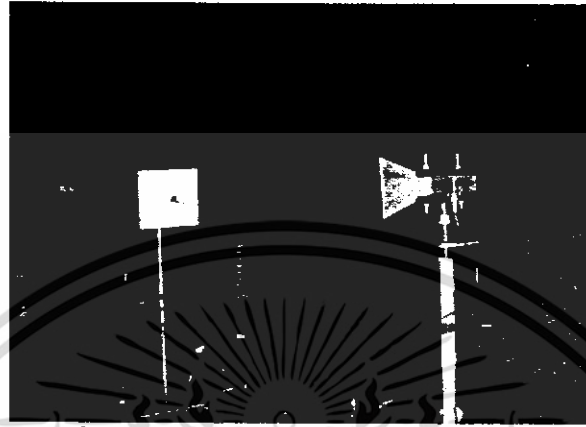
ดังนั้นสามารถคำนวณค่าอัตราขยายจากสมการ Friis Transmission Equation ได้เท่ากับ

$$G(t)_{dBi} = 15.034 \text{ dBi}$$

#### 4.6 การทดสอบโพลาไรซ์ของสายอากาศปากแตร

ขั้นตอนการทดลอง

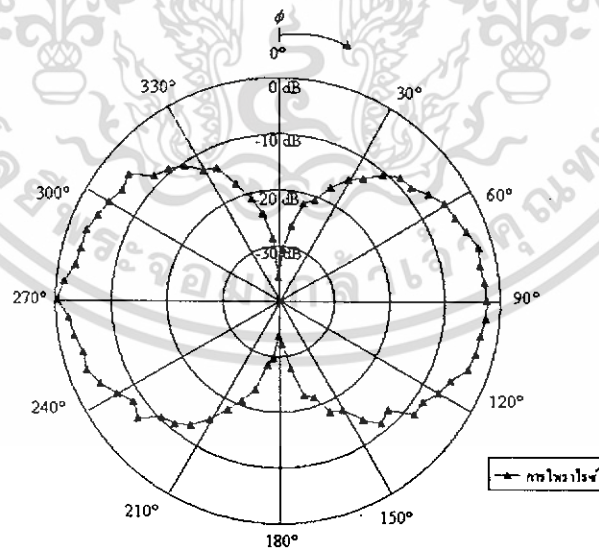
1. ต่อสายอากาศปากแตรเข้าที่ port 1 ต่อสายอากาศไดโพลซึ่งตัววัดโพลาไรซ์เข้าที่ port 2 เข้าที่ network analyzer วางให้ห่างกันมากกว่าสนามระยะไกล ดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 การวัดโพลาไรซ์ของสายอากาศปากแตร

2. เซ็ต center frequency ของเครื่อง network analyzer เป็น 2.45 GHz
3. กดปุ่ม mea แล้วเลือก trans S21
4. กดปุ่ม mrk ให้ marker1 ชี้ความถี่ 2.45 GHz อ่านค่ากำลังงานที่ได้มาพล็อตบนกราฟ จะได้กราฟคุณสมบัติโพลาไรซ์ของ สายอากาศดังรูป 4.19

ผลการทดลอง



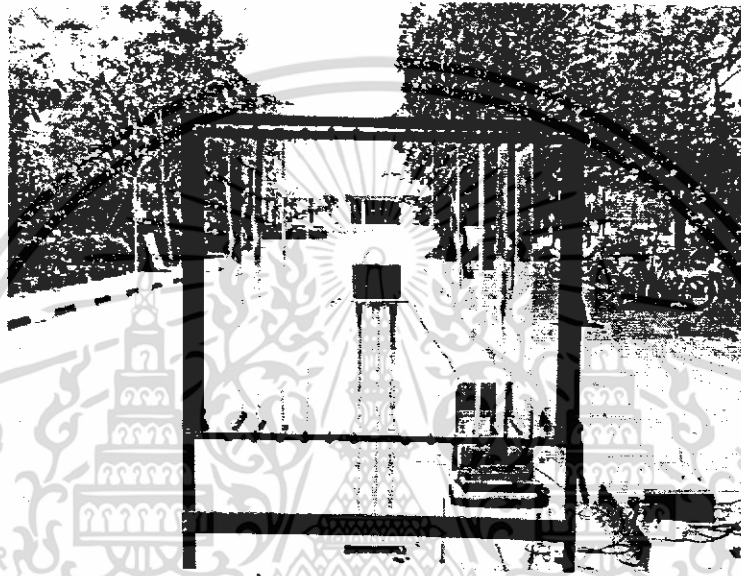
รูปที่ 4.19 กราฟคุณสมบัติโพลาไรซ์ของสายอากาศ

จากกราฟที่ได้ แสดงได้ว่าสายอากาศปากแตรที่ทำการทดลองนี้ มี โพลาไรซ์แบบเชิงเส้น (linear polarize)

#### 4.7 การทดสอบใช้งานกับระบบสื่อสารไร้สาย (Wireless LAN)

ขั้นตอนการทดลอง

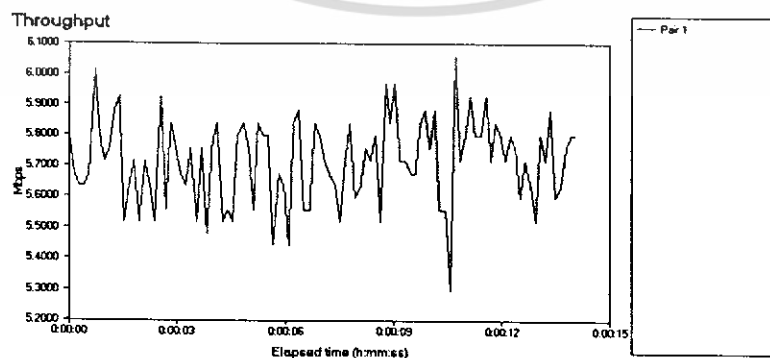
1. ต่อสายอากาศเข้ากับ access point รุ่น D-Link DWL-2000 AP+
2. ต่อ access point เข้าที่เครื่องคอมพิวเตอร์แบบพกพา (notebook) เพื่อจำลองเป็นสถานีฐาน ดังรูป 4.20
3. ใช้โปรแกรม Chariot เป็นตัวจำลองการสร้างข้อมูลและส่งข้อมูลผ่าน access point เพื่อส่งออกอากาศต่อไป



รูปที่ 4.20 การทดสอบส่งข้อมูล

4. นำเครื่องคอมพิวเตอร์แบบพกพามาเป็นเป็นตัวรับสัญญาณ โดยใช้โปรแกรม chariot แสดงค่าที่วัดได้ในรูปของจำนวนบิตข้อมูลที่ส่งได้ในหนึ่งวินาที (Mbps) ดังรูป 4.21

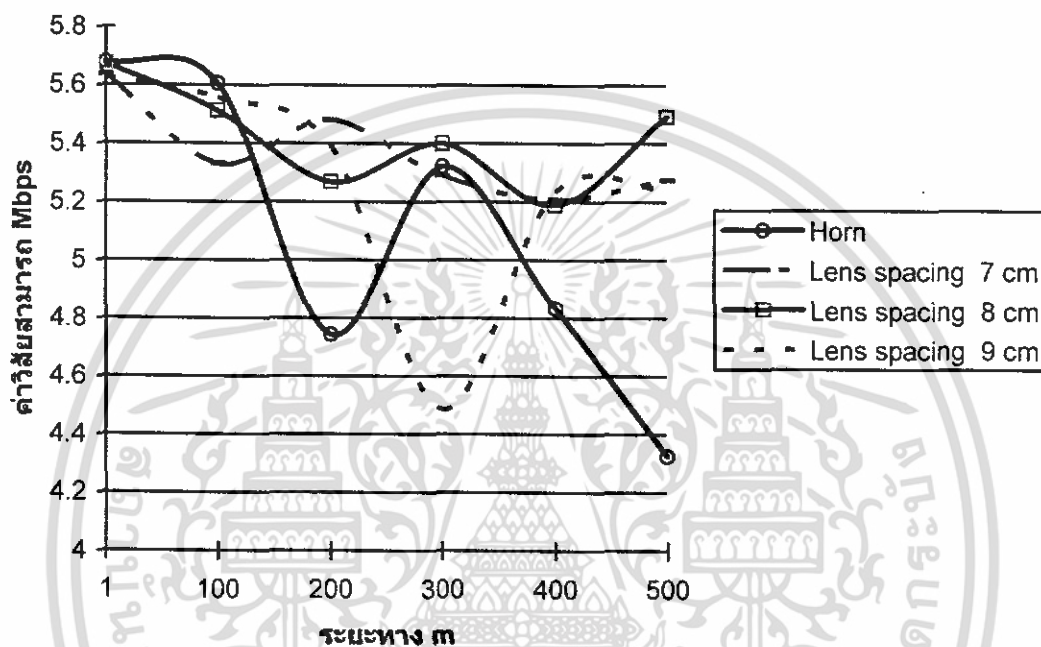
Group/ Pair	Average (Mbps)	Minimum (Mbps)	Maximum (Mbps)	Throughput 95% Confidence Interval	Measured Time (secs)
All Pairs	5.679	5.298	6.061		
Pair 1	5.712	5.298	6.061	0.028	14.005
Totals:	5.679	5.298	6.061		



รูปที่ 4.21 ลักษณะค่าที่วัดได้จากโปรแกรม chariot

5. ทำการปรับระยะทางการรับข้อมูล 1m,100m,200m,300m,400mและ500m นำค่ามาเปรียบเทียบ
6. นำเลนส์มาวางกั้นสายอากาศให้มีระยะห่างจากสายอากาศปากแตร 0.7 เมตร นำมาวัดค่าการรับข้อมูล ที่ระยะ 1m,100m,200m,300m,400m และ 500m นำค่ามาเปรียบเทียบ
7. ปรับระยะความห่างของแผ่นโลหะ เป็น 7 cm, 8 cm และ 9 cm บันทึกค่าตามระยะที่ทำการทดลองตามข้อที่ 5 นำค่ามาเปรียบเทียบในกราฟดังรูปที่ 4.22

#### ผลการทดลอง



รูปที่ 4.22 กราฟแสดงค่าวิสัยสมารถที่วัดได้ที่ระยะทางต่างๆ

จากการทดลองเราทำการจำลองการส่งสัญญาณ โดยสถานีฐานส่งสัญญาณ Wireless LAN ซึ่งตั้งค่าให้ส่งตามมาตรฐาน IEEE 802.11b ซึ่งสามารถส่งข้อมูลได้สูงสุด 11 Mbps โดยสายอากาศที่ใช้ทดลองส่งสามารถส่งข้อมูลใช้งานได้จริง โดยระยะทาง 500 เมตรซึ่งเป็นระยะที่ไกลที่สุดที่สามารถทดลองได้ สามารถรับข้อมูลที่สายอากาศปากแตรส่งข้อมูลมาให้ได้ ประมาณ 4.3 Mbps เมื่อนำสายอากาศปากแตรมาทดสอบกับเลนส์ที่ออกแบบมา ข้อมูลที่รับได้สามารถรับข้อมูลได้มากขึ้นดังกราฟที่แสดงความสามารถการรับข้อมูลเมื่อระยะห่างแผ่นโลหะของเลนส์เปลี่ยนไป

## บทที่ 5

### บทวิจารณ์และสรุป

จากการทำโครงการเรื่องสายอากาศเลนส์แบบแผ่นโลหะ โดยจะใช้งานที่ความถี่ 2.45 GHz สายอากาศชนิดนี้จะประกอบด้วยส่วนประกอบ 2 ส่วนคือ เลนส์โลหะแผ่น และ ตัวป้อนสัญญาณ (feeder) ซึ่งในโครงการนี้จะใช้สายอากาศปากแตร รูปทรงพีรามิด เป็นตัวป้อนสัญญาณ เราจึงได้ทำการออกแบบสร้าง และวิเคราะห์ สายอากาศปากแตรรูปทรงพีรามิดขึ้นมา โดยการออกแบบที่ความถี่สูงนั้น จะทำให้ความยาวคลื่นสั้น ทำให้สายอากาศมีขนาดเล็ก และจะทำให้เลนส์ที่ออกแบบตามมามีขนาดที่เหมาะสมกับการทดลอง เมื่อนำสายอากาศปากแตรไปทดสอบการแมทซิ่งของสายอากาศโดยใช้เครื่อง Network Analyzer จะได้ค่า  $SWR = 1.126:1$  อิมพีแดนซ์ของสายอากาศเท่ากับ  $52.313 - j5.4805 \Omega$  และได้ค่า Return Loss เท่ากับ  $-24.058 \text{ dB}$  ลักษณะการโพลาไรซ์เป็นแบบลิเนียร์ และเมื่อทำการทดลองนำสายอากาศปากแตรมาเป็นตัวจ่ายสัญญาณให้กับเลนส์โลหะแผ่น แล้วนำสายอากาศ เปรียบเทียบมาทำการรับสัญญาณ ทำการทดลองโดยทำการเลื่อนระยะห่างของแผ่นโลหะ 3 ระยะ คือ 7,8,9 เซนติเมตร ตามลำดับ ทดลองวัดค่าอัตราขยายและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเปรียบเทียบกับสายอากาศเปรียบเทียบ ( อัตราการขยายของสายอากาศเปรียบเทียบมีค่า  $10.14 \text{ dBi}$ ) ที่ระยะห่าง 7 เซนติเมตร ลักษณะของแบบรูปการกระจายคลื่น มีลักษณะแคบลง มีอัตราการขยายของสายอากาศ  $20.262 \text{ dBi}$  ที่ระยะห่าง 8 เซนติเมตร ลักษณะของแบบรูปการกระจายคลื่น มีลักษณะแคบลงไม่มากนัก มีอัตราการขยายของสายอากาศ  $18.758 \text{ dBi}$  ที่ระยะห่าง 9 เซนติเมตร ลักษณะของแบบรูปการกระจายคลื่น มีลักษณะใกล้เคียงกันมาก มีอัตราการขยายของสายอากาศ  $15.034 \text{ dBi}$  จะเห็นได้ว่าอัตราการขยายของสายอากาศเมื่อผ่านเลนส์แล้วสูงขึ้น เพราะฉะนั้นลักษณะของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นต้องแคบลง ค่าที่ทดลองได้อาจมีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นเล็กน้อย เนื่องจากการสร้างสายอากาศอาจจะไม่ได้รูปร่างที่ตรงกับที่ออกแบบไว้ ห้องที่ใช้ในการทดลองมีการดูดซับสัญญาณสะท้อนได้ไม่ดีนัก การประยุกต์ใช้ ได้ทำการทดลองทดสอบใช้งานกับระบบสื่อสารไร้สาย (Wireless LAN) โดยค่าที่รับได้จากการส่งสัญญาณจากสายอากาศเลนส์แบบแผ่น โลหะมีค่าที่ยอมรับได้ตามมาตรฐาน IEEE

## หนังสืออ้างอิง

1. โมไนย ไกรฤกษ์ “ทฤษฎีสายอากาศ” , สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, พ.ศ.2541
2. C.A.Balanis, “ Antennas Theory Analysis and Design”, John Wiley & Sons,inc,1997
3. Carlyle J. Sletten , “Reflector and lens Antennas”,Noorwood : Artech House,1988
4. Paul Wade NIBWT. “Metal-Plate Lens Antennas” The W1GHZ Online Microwave Antenna Book (online) Available : <http://www.qsl.net/n1bwt/chap3.pdf>. ( Access date 17 June 2005 )

