



สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิด 2 ข้าง
Both Ends Opened Circular Waveguide Antenna



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา ๒๕๔๑

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๐๑๐๓๑๔

สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิด 2 ข้าง
Both Ends Opened Circular Waveguide Antenna

โดย

นายมงคล สมรอบรู้ 38014382

นายวัชรินทร์ ทองสุวรรณ 38014449

นายวัฒนา ทิพยวารการกูร 38014451

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.สมผล โกศลวิตร

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา2541

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิด 2 ข้าง

Both Ends Opened Circular Waveguide Antenna

ผู้จัดทำ

1.นายมงคล สมรอบรู้ 38014382

2.นายวัชรินทร์ ทองสุวรรณ 38014449

3.นายวัฒนา ทิพยวารการกูร 38014451


(ศส. สมพล โกศลวิตร) อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิด 2 ข้าง

Both Ends Opened Circular Waveguide Antenna

โดย นายมงคล สมรบูรณ์ 38014382

นายวัชรินทร์ ทองสุวรรณ 38014449

นายวัฒนา ทิพขจรการุญ 38014451

อาจารย์ที่ปรึกษา ศศ. สมผล โกศลวิศิษฐ์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาสายอากาศแบบท่อนำคลื่นทรงกลมปลายเปิด 2 ข้าง ซึ่งมีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นออกสองทิศทางและสายอากาศแบบท่อนำคลื่นเมื่อใส่แผ่นสะท้อนเรียบ(Plane Reflector) แบบวงกลม และแบบสี่เหลี่ยม โดยจะศึกษาลักษณะของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern), โดเรลตีวิตี, เกน เพื่อเปรียบเทียบระหว่างทางทฤษฎีและผลที่ได้จากการวัด

Abstract

This project studied Both Ends Opened Circular Waveguide Antenna which have two directions of propagation wave. When used it with Circular and Rectangular plane reflectors. To compare Radiation Pattern, Directivity, Gain between theory and result of measurement.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	2
2.1 สายอากาศ	2
2.2 โหมดของการแพร่ของคลื่น	4
2.3 ท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลาง	7
2.4 ท่อนำคลื่นแบบเปิด	18
2.5 ท่อนำคลื่นทรงกระบอก	19
2.6 ลักษณะของคลื่นที่แผ่ออกมาจากปลายท่อกระบอก	22
2.7 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ	25
2.8 บริเวณต่างๆ ของสนามจากสายอากาศ	27
2.9 เรเดียนและสเตอเรเดียน	28
2.10 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น	28
2.11 ไครคริตีวิตี	28
2.12 ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทซ์	29
2.13 เกน	29
2.14 ประสิทธิภาพของสายอากาศ	30
2.15 อินพุทอิมพีแดนซ์	31
2.16 อาร์เรย์	32
2.17 ทฤษฎีภาพเสมือน	35
2.18 สมการรีเฟลคเตอร์	36
2.19 ความถี่ที่ใช้สำหรับโทรศัพท์พกพาส่วนบุคคลพีเอชเอส	37
2.20 การข้ามช่องเซลล์ของโทรศัพท์ส่วนบุคคลพีเอชเอส	37
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	40
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	54
4.1 การวัดอิมพีแดนซ์และ VSWR	54
4.2 การวัดเททเทอร์นท่อนำคลื่นปลายเปิดสองข้าง	62
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	88
ภาคผนวก	89
กิตติกรรมประกาศ	94
หนังสืออ้างอิง	95

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงภาคตัดขวางของท่อนำคลื่นใน โหมด TE_{01} และ TE_{02}	4
รูปที่ 2.2 เงื่อนไขขอบเขตของความเข้มสนามแม่เหล็ก	
a) กรณีทั่วไป b) กรณีที่ตัวกลางหนึ่งเป็นตัวนำสมบูรณ์	7
รูปที่ 2.3 ท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวงและระบบพิกัดที่สัมพันธ์กัน	9
รูปที่ 2.4 แสดง	
a) เบสเสลฟังก์ชันอันดับที่หนึ่งและค่าอนุพันธ์ในรูปของฟังก์ชัน kr	
b) ความสัมพันธ์ต่างๆของเบสเสลฟังก์ชันอันดับที่เกี่ยวข้องกับการหาการเปลี่ยนแปลงของ E_r และ E_ϕ สำหรับคลื่น TE_{11} โหมด	14
รูปที่ 2.5 a) การเปลี่ยนแปลงขององค์ประกอบของสนามไฟฟ้า E_r และ E_ϕ กับระยะทางในแนวรัศมีสำหรับคลื่น TE_{11} โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอก	
b) เวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าสำหรับคลื่น TE_{11} โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่มีองค์ประกอบของสนาม E_r และ E_ϕ	15
รูปที่ 2.6 เส้นสนามไฟฟ้า (เส้นทึบ) และเส้นสนามแม่เหล็ก (เส้นประ) ในท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวงสำหรับ a) คลื่น TE_{11} โหมด (โหมดต่ำสุด) และ b) คลื่น TE_{01} โหมด (มีค่าการสูญเสียต่ำ)	15
รูปที่ 2.7 คลื่น TE และ TM โหมดต่างๆที่มีได้ในท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวงในรูปฟังก์ชันของความถี่ที่ความถี่ที่มีค่าเป็นสามเท่าของความถี่คutoffของคลื่น TE_{11} โหมดจะมีคลื่นโหมดต่างๆเข้าโหมดที่สามารถเดินทางในท่อนำคลื่นได้ และคลื่นอีกโหมดหนึ่ง (TM_{20} โหมด) จะอยู่ที่คutoff	17
รูปที่ 2.8 รูปหน้าตัดของท่อนำคลื่นทรงกระบอก	19
รูปที่ 2.9 รูปแบบของคลื่นใน โหมดต่างๆ ในท่อนำคลื่น	20
รูปที่ 2.10 กราฟแสดงค่าลดทอนต่อความถี่ในท่อนำคลื่นทรงกระบอก	21
รูปที่ 2.11 (a) ปลายเปิดของท่อทรงกลม (b) ลักษณะสนามที่แผ่กระจาย	23
รูปที่ 2.12 ท่อทรงกระบอกปลายเปิด และลักษณะการแผ่กระจายของคลื่นในระนาบหลัก	24
รูปที่ 2.13 ระบบโคออดิเนต สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ	25
รูปที่ 2.14 a) โลบต่างๆและบีมวิดิทซ์ของแพทเทอรันสายอากาศ b) แพทเทอรันในแบบลิเนียร์	26
รูปที่ 2.15 แสดงการแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ	27
รูปที่ 2.16 สายอากาศส่งและวงจร สมมูล	32
รูปที่ 2.17 รูปของอาร์เรย์ 2 เอลเมนต์ ที่วางตามแนวแกน z	34
รูปที่ 2.18 การคูณแพทเทอรันของเอลเมนต์แฟคเตอร์, อาร์เรย์แฟคเตอร์ และสนามดิฟฟ์	34
รูปที่ 2.19 เรขาคณิตของสองอาพอร์เจอร์ที่อาร์เรย์กันอยู่ตำแหน่งแกน Z	
รูป (a) อาพอร์เจอร์สองอาพอร์เจอร์ รูป (b) จุดสังเกตระยะไกล	35
รูปที่ 2.20 สายอากาศเวฟไกด์แบบทรงกระบอก	35
รูปที่ 2.21 ภาพเสมือนของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กเมื่อวางอยู่เหนือแผ่นโลหะ	36

รูปที่ 3.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า d/λ กับ f_0/f_{c1} ในระนาบ E-plane	43
รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า d/λ กับ f_0/f_{c1} ในระนาบ H-plane	43
รูปที่ 3.3 แสดงการเปรียบเทียบที่ขอบค่าระยะ (d) ที่ได้จากระนาบ E-plane และ H-plane	44
รูปที่ 3.4 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดด้านเดียวในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Mathcad	45
รูปที่ 3.5 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดด้านเดียวในระนาบ H-plane โดยใช้โปรแกรม Mathcad	46
รูปที่ 3.6 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิด 2 ด้านในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Mathcad	47
รูปที่ 3.7 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิด 2 ด้านในระนาบ H-plane โดยใช้โปรแกรม Mathcad	48
รูปที่ 3.8 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิด 2 ด้านในระนาบ E-plane เปรียบเทียบกันที่ระยะ $d=2.3$ ซม. และ $d=6$ ซม. ตามลำดับ โดยใช้โปรแกรม Mathcad	49
รูปที่ 3.9 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิด 2 ด้านในระนาบ E-plane เมื่อใส่แผ่นสะท้อนที่ค่าระยะห่างจากสายอากาศที่ระยะ 0.01 ซม., 5 ซม. และ 10 ซม. โดยใช้โปรแกรม Mathcad	50
รูปที่ 3.10 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิด 2 ด้านในระนาบ H-plane เมื่อใส่แผ่นสะท้อนที่ค่าระยะห่างจากสายอากาศที่ระยะ 0.01 ซม., 5 ซม. และ 10 ซม. โดยใช้โปรแกรม Mathcad	51
รูปที่ 3.11 แสดงความสัมพันธ์ระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนกับสายอากาศกับโคเรคทีวิตี	53
รูปที่ 3.12 แสดงรูปของการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ E-plane เมื่อวางแผ่นสะท้อนระยะห่างจากสายอากาศที่แตกต่างกัน	53
รูปที่ 4.1 แสดงความต้านทานเชิงซ้อนของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบทรงกลมเมื่อไม่ใส่แผ่นสะท้อนใน Smith Chart	56
รูปที่ 4.2 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบทรงกลมไม่ใส่แผ่นสะท้อน	56
รูปที่ 4.3 แสดงค่า Reflector Loss ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบทรงกลมเมื่อไม่ใส่แผ่นสะท้อน	57
รูปที่ 4.4 แสดงความต้านทานเชิงซ้อนของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบทรงกลมใส่แผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยม	58
รูปที่ 4.5 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบทรงกลมใส่แผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยม	58
รูปที่ 4.6 แสดงค่า Reflector Loss ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบทรงกลมใส่แผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยม	59

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.7 แสดงความต้านทานเชิงซ้อนของสายอากาศท่อน คลื่นแบบทรงกลม ใส่แผ่นสะท้อนวงกลม	60
รูปที่ 4.8 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบทรงกลม ใส่แผ่นสะท้อนทรงกลม	60
รูปที่ 4.9 แสดงค่า Reflection Loss ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบทรงกลม ใส่แผ่นสะท้อนทรงกลม	61
รูปที่ 4.10 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศแบบกลมปลายเปิดสองข้าง	64
รูปที่ 4.11 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศแบบกลมปลายเปิดสองข้าง	64
รูปที่ 4.12 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศแบบกลมปลายเปิดสองข้าง	65
รูปที่ 4.13 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศแบบทรงกลมปลายเปิดสองข้าง	65
รูปที่ 4.14 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศแบบทรงกลมปลายเปิดสองข้าง	66
รูปที่ 4.15 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศแบบทรงกลมปลายเปิดสองข้าง	66
รูปที่ 4.16 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 0 เซนติเมตร	67
รูปที่ 4.17 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 0 เซนติเมตร	67
รูปที่ 4.18 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 0 เซนติเมตร	68
รูปที่ 4.19 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 0 เซนติเมตร	68

รูปที่ 4.20 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 0 เซนติเมตร	69
รูปที่ 4.21 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 0 เซนติเมตร	69
รูปที่ 4.22 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 10 เซนติเมตร	70
รูปที่ 4.23 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 10 เซนติเมตร	70
รูปที่ 4.24 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 10 เซนติเมตร	71
รูปที่ 4.25 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 10 เซนติเมตร	71
รูปที่ 4.26 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 10 เซนติเมตร	72
รูปที่ 4.27 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 10 เซนติเมตร	72
รูปที่ 4.28 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 0 เซนติเมตร	73
รูปที่ 4.29 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 0 เซนติเมตร	73

รูปที่ 4.30 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 0 เซนติเมตร	74
รูปที่ 4.31 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 0 เซนติเมตร	74
รูปที่ 4.32 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 0 เซนติเมตร	75
รูปที่ 4.33 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 0 เซนติเมตร	75
รูปที่ 4.34 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 10 เซนติเมตร	76
รูปที่ 4.35 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 10 เซนติเมตร	76
รูปที่ 4.36 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 10 เซนติเมตร	77
รูปที่ 4.37 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 10 เซนติเมตร	77
รูปที่ 4.38 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 10 เซนติเมตร	78
รูปที่ 4.39 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 10 เซนติเมตร	78
รูปที่ 4.40 แสดงการจัดสายอากาศส่งและรับเพื่อวัดแพทเทิร์นของสายอากาศระนาบ E-Plane	79

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.41 แสดงการจัดสายอากาศส่งและรับเพื่อวัดแพทเทอรันของสายอากาศระนาบ E-Plane	79
รูปที่ 4.42 แสดงการวัดแพทเทอรันของสายอากาศเมื่อ ไม่ใส่แผ่นสะท้อนคลื่น ในระนาบ E-Plane	80
รูปที่ 4.43 แสดงการวัดแพทเทอรันของสายอากาศเมื่อ ไม่ใส่แผ่นสะท้อนคลื่น ในระนาบ E-Plane	80
รูปที่ 4.44 แสดงการวัดแพทเทอรันของสายอากาศเมื่อ ใส่แผ่นสะท้อนวงกลมในระนาบ E-Plane	81
รูปที่ 4.45 แสดงการวัดแพทเทอรันของสายอากาศเมื่อ ใส่แผ่นสะท้อนวงกลมในระนาบ H-Plane	81
รูปที่ 4.46 แสดงการวัดแพทเทอรันของสายอากาศเมื่อ ใส่แผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมในระนาบ E-Plane	82
รูปที่ 4.47 แสดงการวัดแพทเทอรันของสายอากาศเมื่อ ใส่แผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมในระนาบ H-Plane	82



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ความสัมพันธ์ต่างๆ สำหรับคลื่น TE_{mn} โหมดในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมกลวง	8
ตารางที่ 2.2 คลื่น โหมดต่างๆ ในท่อนำคลื่นทรงกระบอก	17
ตารางที่ 2.3 Root of $J'_m(x) = 0$	19
ตารางที่ 2.4 Root of $J_m(x) = 0$	21
ตารางที่ 2.5 แสดงความถี่ต่างๆที่ใช้ในระบบ ทีเอชเอส PHS	39
ตารางที่ 3.1 แสดงความยาวของท่อนำคลื่นที่มีรัศมี 4.8 เซนติเมตรที่ความยาว(d)ในแต่ละความถี่ต่างๆของระนาบ E-plane	41
ตารางที่ 3.2 แสดงความยาวของท่อนำคลื่นที่มีรัศมี 4.8 เซนติเมตรที่ความยาว(d)ในแต่ละความถี่ต่างๆของระนาบ H-plane	42
ตารางที่ 4.1 แสดงค่าคุณสมบัติต่างๆ ที่ได้จากการวัดสายอากาศเมื่อไม่ใส่แผ่นสะท้อนและใส่แผ่นสะท้อนที่ระยะ 0 เซนติเมตร	84
ตารางที่ 4.2 แสดงคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศเมื่อใส่แผ่นสะท้อนวางห่างเป็นระยะ 10 เซนติเมตร	85
ตารางที่ 4.3 แสดงค่าโคเรคทีวิตี, เกน และประสิทธิภาพการแพร่กระจายเมื่อ ไม่ใส่แผ่นสะท้อน และใส่แผ่นสะท้อนที่ระยะ 0 เซนติเมตร	86
ตารางที่ 4.4 แสดงค่าโคเรคทีวิตี, เกน และประสิทธิภาพการแพร่กระจายเมื่อใส่แผ่นสะท้อนที่ระยะ 10 เซนติเมตร	87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

สายอากาศมีความสำคัญอย่างยิ่งใน ระบบการสื่อสารแบบไร้สาย(Wireless communication system)เพราะสายอากาศทำหน้าที่ รับ-ส่ง สัญญาณที่ถูกผสม (Modulation) ด้วยวิธีการต่างๆ ในระบบ นั้นๆ โดยที่จะเปลี่ยนสัญญาณ ไฟฟ้าให้อยู่ในรูปคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Wave :EW)โดย วิธีการเหนี่ยวนำกระแส กลายเป็นคลื่นวิทยุ(Radio wave) ส่งผ่านตัวกลางคืออากาศไปยังเครื่องรับ แล้ว สายอากาศที่เครื่องรับก็เปลี่ยนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณไฟฟ้า แล้วนำไปยังภาคอื่นๆของ ระบบต่อไป ดังนั้นสายอากาศจึงต้องเป็นอุปกรณ์ที่มีประสิทธิภาพสูง เพื่อให้สัญญาณที่ส่งและรับนั้นไม่ ผิดเพี้ยนจนทำให้ข้อมูลข่าวสารผิดพลาดไป สายอากาศมีหลายชนิด การเรียกใช้งานแต่ละชนิดขึ้นอยู่กับ ลักษณะการใช้งาน , ย่านความถี่ , คุณภาพของสัญญาณที่ต้องการ , ระยะทาง , ทิศทางการแพร่กระจาย และรับคลื่น เป็นต้น จะต้องคำนึงถึงสิ่งต่างๆเหล่านี้ เพราะสายอากาศแต่ละชนิดจะมีคุณสมบัติเฉพาะ สายอากาศชนิดนั้นๆ จึงต้องออกแบบสายอากาศให้เหมาะสม สายอากาศแบบท่อนำคลื่นแบบกลมปลาย เปิด 2 ด้านนั้นมีคุณลักษณะพิเศษเฉพาะ คือ สามารถส่งคลื่นออกได้ 2 ด้านในทิศทางตรงข้ามกัน และมี ลักษณะเหมือนกัน และสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมนี้ จะมีข้อได้เปรียบดีกว่าแบบสี่เหลี่ยม เพราะ การแพร่กระจายคลื่นมีประสิทธิภาพดีกว่า เมื่อเทียบในรัศมีที่เท่ากัน และเพิ่มประสิทธิภาพของสาย อากาศโดยการใส่แผ่นสะท้อนที่รูปร่างต่างๆกันก่อให้เกิดรูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นทั้งในระนาบ สนามแม่เหล็ก (H-plane) และสนามไฟฟ้า (E-plane) ที่แตกต่างโดยอาศัยทฤษฎีภาพเสมือน (Image Theory) ที่สันนิษฐานว่าแผ่นสะท้อนคลื่นเป็นตัวนำสมบูรณ์นั้นมีระยะอนันต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 สายอากาศ

สายอากาศ (Antenna, Aerial) คือตัวนำทางไฟฟ้าซึ่งอาจจะเป็นสายไฟที่มีความยาวค่าหนึ่งหรืออาจเป็นหลอดคลื่นที่มีความยาวค่าหนึ่งก็ได้ทำหน้าที่แพร่กระจายคลื่นวิทยุที่กำหนดจากเครื่องส่งสัญญาณหรือรวบรวมสัญญาณวิทยุไปให้กับเครื่องรับสัญญาณ หลักการทำงานของสายอากาศในการส่งสัญญาณนั้นเมื่อมีความต่างศักย์ค่าหนึ่งป้อนให้กับสายอากาศก็จะมีสนามไฟฟ้าเกิดขึ้น และก็จะมีการแผ่ไฟฟ้าไหลในตัวนำ สนามแม่เหล็กก็จะเกิดรอบการไหลของกระแสไฟฟ้าดังกล่าว สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะตั้งฉากซึ่งกันและกัน นอกจากนั้นทั้งสองสนามก็ตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นที่เคลื่อนที่ไปในอากาศที่ความถี่มากกว่า 30 กิโลเฮิร์ตซ์ จะทำให้สามารถส่งสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านสายอากาศได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยไม่ต้องใช้สายอากาศที่ขาวมากเกินไป และการเปลี่ยนแปลงความเข้มของสนามทั้งสอง ก็จะรวดเร็วเพียงพอที่จะแพร่จากสายอากาศได้

สายอากาศเป็น โครงสร้างซึ่งมักจะถูกสร้างจากวัสดุที่เป็นตัวนำที่ดี ที่ถูกออกแบบมาเพื่อให้มีรูปร่าง และขนาดที่จะแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ เป็นที่ทราบกันดีว่า กระแสซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้น สายอากาศจึงเป็น โครงสร้างซึ่งถูกกระตุ้นด้วยกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งมักจะทำได้โดยใช้สายส่งกำลังหรือท่อนำคลื่น ในทางปฏิบัติ โครงสร้างซึ่งมีรูปร่างที่ทำได้ง่ายและประหยัด จะได้รับความนิยมในการใช้งาน สายอากาศที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายที่สุดได้แก่ สายอากาศไดโพล ที่มีความยาวครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น

2.1.1 คุณสมบัติของสายอากาศ

การเลือกใช้สายอากาศจะขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่จะใช้ ยิ่งสัญญาณมีความถี่สูงมากเท่าใด ก็จะทำให้ต้องใช้ตัวนำของสายอากาศสั้นมากเท่านั้น สายอากาศที่เป็นแบบเรโซแนนซ์ดังเช่นสายอากาศที่ใช้ในย่านความถี่ 30 ถึง 300 เมกะเฮิร์ตซ์ มักจะมีความยาวครึ่งลูกคลื่น สายอากาศที่ยังมีความยาวเท่าใดก็จะสามารถส่ง หรือรับสัญญาณได้มากเท่านั้น ที่ความยาวเรโซแนนซ์ของสายอากาศ จะทำให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพที่สุด สำหรับคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศมีดังต่อไปนี้

2.1.1.1 การต่อสายอากาศกับดิน (Grounded)

สายอากาศที่ทำงาน โดยไม่มีการเชื่อมต่อกับดิน (Ungrounded) จะถูกเรียกว่ามีสองขั้วหรือที่เรียกว่า ไดโพล (Dipole) ในแต่ละขั้วจะมีกระแสไหล โดยมีแหล่งกำเนิดสัญญาณเดียวกันอยู่ที่ตรงกลาง การต่อเทียบกับดินไม่มีความจำเป็น เพราะตัวลาปาซิเตอร์ของสายอากาศจะอยู่ระหว่างขั้วทั้งสอง ส่วนสายอากาศที่มีการเชื่อมต่อกับดิน จะมีการต่อขั้วหนึ่งของสายอากาศลงดิน ส่วนอีกข้างหนึ่งจะทำหน้าที่แพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า กระแสในสายอากาศจะไหลเข้าที่ตัวนำข้างเดียว สายอากาศดังกล่าวถูกเรียกว่าชนิดตัวแอลหัวกลับ (Inverted-L type)

2.1.1.2 การกระจายของตัวนำ (Inductance) และตัวเก็บประจุ (Capacitance)

บนสายอากาศที่เป็นสายตัวนำหรือแท่งตัวนำนั้น ที่ความถี่สูงในทางไฟฟ้าจะเป็นตัวนำกระจาย อยู่บนสายอากาศจากข้างหนึ่งไปยังอีกข้างหนึ่งอย่างอนุกรม (L) และในขณะที่เดียวกันก็จะมีตัวเก็บประจุ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ผ่านการยินยอมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่ออยู่อย่างขนานตลอดสายตัวนำ (C) สำหรับสายอากาศแบบไดโพลจะมีค่าปาดิแชนซ์ระหว่างขั้วทั้งสอง แต่สายอากาศแบบต่อลงดินจะมีค่าปาดิแชนซ์เทียบกับดิน

2.1.1.3 สายอากาศแบบเรโซแนนซ์ (Resonant Antennas)

ค่าของตัวนำ (L) และค่าปาดิแชนซ์ (C) ทำให้สายอากาศเสมือนเป็นวงจรเรโซแนนซ์ที่ต่ออย่างอนุกรม ถึงแม้จะไม่มีตัวนำและตัวเก็บประจุต่ออยู่จริง สายอากาศก็จะมีคุณสมบัติเช่นเดียวกับวงจร LC ความยาวของสายอากาศ ซึ่งขึ้นอยู่กับความยาวคลื่นจะเป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ โดยทั่วไปที่ความยาวครึ่งลูกคลื่นของความถี่ที่ต้องการ มักจะใช้เป็นความยาวของสายอากาศ ความยาวครึ่งคี่จะใช้กับสายอากาศแบบไม่ต่อลงดิน หรือที่เรียกว่า ไดโพลครึ่งคลื่น สำหรับสัญญาณความถี่ต่ำสายอากาศแบบเรโซแนนซ์ที่ความยาวหนึ่งในสี่ของคลื่นจะเหมาะสม และมักจะใช้กับสายอากาศแบบต่อลงดิน

2.1.1.4 โพลาริเซชัน (Polarization)

โพลาริเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายนั้น เป็นรูปแสดงคุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ที่แพร่กระจายออกไป ทิศทางทิศทาง และขนาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าซึ่งแปรผันตามเวลา รูปแสดงโพลาริเซชันจะแสดงการกวาดของยอดเวกเตอร์สนามไฟฟ้า ที่เวลาต่าง ๆ ณ ตำแหน่งที่ทำการสังเกตซึ่งคงที่ และการสังเกตนี้จะทำโดยมองตามหลังคลื่นที่เดินทางไป

สำหรับโพลาริเซชันของสายอากาศ ในทิศทางหนึ่งทิศทางใด จะเป็นโพลาริเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศนั้น (เมื่อเป็นสายส่ง) หรือเป็นโพลาริเซชันของคลื่นที่มาตกกระทบสายอากาศนั้น จากทิศทางที่กำหนดให้ ซึ่งเมื่อสายอากาศรับคลื่นแล้วจะมี กำลังงานที่ขั้วของสายอากาศมากที่สุด ถ้าไม่ได้กำหนดทิศทางมาให้จะ หมายถึง ทิศทางที่สายอากาศมีเกนมากที่สุด ดังนั้น โพลาริเซชันของสายอากาศในทิศทางที่ต่างกันจะแตกต่างกัน

ตัวนำสายอากาศสามารถติดตั้งในแนวตั้งหรือในแนวนอนก็ได้ ไม่ว่าจะแบบใด สนามไฟฟ้าก็จะมีทิศทางเดียวกับแนวการตั้งสายอากาศ ทิศทางโพลาริเซชันของคลื่นวิทยุจะขึ้นอยู่กับทิศทางของสนามไฟฟ้า (E) สำหรับสายอากาศในแนวตั้งคลื่นวิทยุที่ส่งออกมาจะมีทิศทางเป็นโพลาริเซชันในแนวตั้ง (Vertical Polarization) เช่นกัน หากสายอากาศด้านส่งเป็นโพลาริเซชันในแนวนอน (Horizontal Polarization) เช่นเดียวกัน เพื่อที่จะรับสัญญาณ ได้ดีที่สุด ตัวอย่างเช่น ในระบบโทรทัศน์นั้นคลื่นที่ส่งออกมา จะเป็นโพลาริเซชันในแนวนอน นอกเหนือจากสายอากาศที่มีการโพลาริเซชันในแต่ละแนว ก็ได้มีการพัฒนาสายอากาศ ที่มีทั้งโพลาริเซชันในแนวตั้ง และแนวนอนอยู่ในคันเดียวกัน เรียกว่าโพลาริเซชันเชิงวงกลม (Circular Polarization) ข้อดีของแบบนี้ คือสามารถรับสัญญาณได้ทั้งสองทิศทาง

การแบ่งชนิดของโพลาริเซชัน อาจแบ่งออกได้เป็น แบบลิเนียร์โพลาริเซชัน (Linearly Polarization) โพลาริเซชันแบบวงกลม (Circularly Polarization) และ โพลาริเซชันแบบวงรี (Elliptically Polarization) ขึ้นอยู่กับลักษณะ ของการหมุนของยอด ของเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้า ถ้าเวกเตอร์ที่ แสดงสนามไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา ณ จุดใด ๆ ในสเปซเป็นเส้นตรงเสมอ จะเรียกว่าเป็นโพลาริเซชันแบบเส้นตรง หรือลิเนียร์โพลาริเซชัน แต่ถ้าสนามไฟฟ้ามีการหมุนรูปวงรี จะเรียกสนามแบบนี้ว่าเป็นโพลาริเซชันแบบวงรี

ถ้าสนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (คือเมื่อมองตามหลังคลื่นแล้ว จะเห็นมีการหมุนตามเข็มนาฬิกา) จะเรียกว่าเป็น โทลาไรเซชันมือขวา ในขณะที่หากสนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา จะเรียกว่าเป็น โทลาไรเซชันมือซ้าย

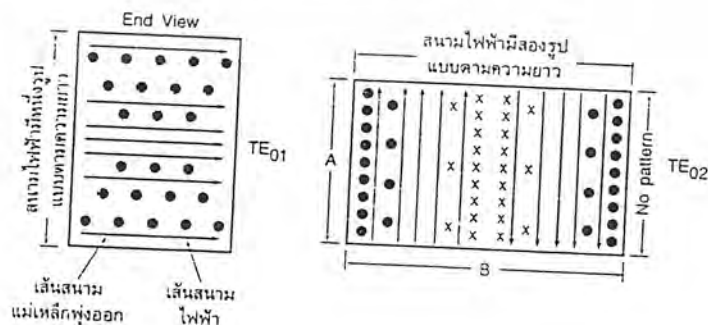
2.2 โหมดของการแพร่คลื่น

สนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กจะมีรูปแบบ และทิศทางได้หลายแบบในท่อนำคลื่น จากรูปแบบดังกล่าว ทำให้มีการกำหนดโหมดของการทำงานขึ้น สนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าตัวใดตัวหนึ่งจะต้องตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น รูปแบบดังกล่าว ได้ถูกแบ่งออกเป็นสองชนิดใหญ่ ๆ ดังต่อไปนี้

2.2.1 ทีอีโหมด หรือ ทรานส์เวิร์สอิเล็กทริก (TE:Transverse Electric) สนามไฟฟ้าจะมีอยู่เฉพาะในแนวขวางของท่อนำคลื่นตั้งฉาก กับผนังตัวนำเท่านั้น จะ ไม่มีสนามไฟฟ้าอยู่ตามแนวยาว หรือทิศการแพร่ของคลื่นเลย พลังงานจะเคลื่อนที่ โดยสนามแม่เหล็กในกรณีนี้

2.2.2 ทีเอ็มโหมด หรือ ทรานส์เวิร์สแมกเนติก (TM:Transverse Magnetic) สนามแม่เหล็กจะเกิดเป็นรูปในระนาบที่ตั้งฉาก กับผนังท่อของคลื่น และไม่มีสนามแม่เหล็กโคอยู่ตามความยาวคลื่น ส่วนพลังงานจะเคลื่อนที่ด้วยคลื่น ไฟฟ้า

สำหรับสายส่งธรรมดาที่มีตัวนำคู่จะมีสนามแม่เหล็กทั้ง ในแบบทรานส์เวิร์สอิเล็กทริก และในแบบทรานส์เวิร์สแมกเนติก ไปด้วยกัน จะถูกเรียกว่าทีอีเอ็ม (TEM:Transverse Electric and Magnetic) และในตัวอักษรของทั้งสองโหมด จะมีตัวเลขกำกับ สำหรับบอกโคมิแนนท์โหมด และเป็นการแสดงให้เห็นถึงรูปแบบของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้า ตัวเลขตัวแรก เป็นตัวแสดงให้ทราบว่า มีจำนวนชุดของการเปลี่ยนแปลงสนามรูปแบบครึ่งคลื่นตามแนวด้านสั้น ของท่อนำคลื่นเมื่อพิจารณา ในภาคตัดขวางของท่อนำคลื่น ส่วนตัวเลขตัวที่สองจะเป็นตัวบอกจำนวนชุดของการเปลี่ยนแปลงสนามรูปแบบครึ่งคลื่นตามแนวด้านยาวของท่อนำคลื่น ตัวอย่างเช่น ทีอีโหมดที่มีสัญลักษณ์เป็น TE_{01} ตัวเลขกำกับตัวแรกเป็นศูนย์ แสดงให้ทราบว่า ด้านสั้นไม่มีการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของสนามใด ๆ ส่วนในด้านยาวจะมีการกระจายความหนาแน่นของสนามไฟฟ้า เป็นชุดครึ่งคลื่นหนึ่งชุด ดังรูปที่ 2.1 แสดงภาคตัดขวางของท่อนำคลื่นชนิดสี่เหลี่ยม ที่มีโหมดการทำงานดังต่อไปนี้ TE_{01} และ TE_{02} จากรูป ทีอีโหมดจะมีสนามไฟฟ้าตามแนวตัดขวางของท่อนำคลื่น และมีสนามแม่เหล็ก ในแนวการส่งของคลื่นตามท่อนำคลื่น



รูปที่ 2.1 แสดงภาคตัดขวางของท่อนำคลื่น ใน โหมด TE_{01} และ TE_{02}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการพื้นฐานของการแพร่กระจายคลื่น

สายอากาศเป็น โครงสร้างซึ่งมักจะถูกสร้างจากวัสดุที่เป็นตัวนำที่ดี ที่ถูกออกแบบมาเพื่อให้มีรูปร่างและขนาดที่จะแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ เป็นที่ทราบกันดีว่ากระแสซึ่งมีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นสายอากาศจึงมีโครงสร้างซึ่งถูกกระตุ้นด้วยกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ซึ่งมักจะทำได้โดยใช้สายส่งกำลังหรือท่อนำคลื่น อาจมีรูปร่างแตกต่างกันไปมากมาย อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติโครงสร้าง ซึ่งมีรูปร่างที่ทำให้ง่ายประหยัด จะได้รับความนิยมในการทำงาน ในการที่แพร่กระจายคลื่นได้อย่างมีประสิทธิภาพ อย่างน้อยที่สุดสายอากาศต้องมีจะต้องขนาดเปรียบเทียบกับกับความยาวคลื่นที่แพร่กระจาย

ถ้ารู้ความหนาแน่นของกระแส \vec{J} ที่ป้อนให้กับสายอากาศ เราจะสามารถคำนวณหาสนามที่แพร่กระจายได้ แต่ความยุ่งยากอยู่ที่การคำนวณหาความหนาแน่นของกระแส \vec{J} บนสายอากาศที่จะทำให้อสนามที่ได้เป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขตบนสายอากาศนั้นไม่ใช่เรื่องง่าย

เนื่องจากสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equations) เป็นสมการเชิงเส้น ดังนั้นถ้ารู้การแพร่กระจายคลื่นจากพลาสมาที่ขนาดจิ๋ว คือ IdL แล้วเราสามารถใช้อัลกอริทึมซูเปอร์โพสิชัน เพื่อหาสนามที่แพร่กระจาย จากกระแสซึ่งมีการแจกแจงรูปร่างใดๆก็ได้ โดยรวมสนามที่ถูกสร้างแต่ละเอเลเมนต์ของกระแสเข้าด้วยกัน วิธีการนี้เป็นวิธีการที่ใช้ทั่วไปในการคำนวณหาสนามที่แพร่กระจายจากสายอากาศ สมการแมกซ์เวลล์และเงื่อนไขขอบเขต

โดยจะเกี่ยวข้องกับโดยพื้นฐานกับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาเป็นแบบไซน์ซอไดคัล (Sinusoidal) ดังนั้นจะวิเคราะห์ตามแบบเฟสเซอร์ทั่วไปซึ่งจะไม่แสดงเฟสเคอร์ที่แสดงความแปรผันกับเวลา $e^{j\omega t}$ จะแสดงกระแสและสนามเป็นเวกเตอร์ฟังก์ชันของตำแหน่งโคออดิเนต และโดยทั่วไปแต่ละส่วนประกอบจะเป็นฟังก์ชันเชิงซ้อนซึ่งประกอบด้วยส่วนของค่าจริงและค่าจินตภาพ ตัวอย่างจะเขียนสนามไฟฟ้าอยู่ในรูปต่อไปนี้

$$\vec{E}(\vec{r}) = E_x(\vec{r})\vec{a}_x + E_y(\vec{r})\vec{a}_y + E_z(\vec{r})\vec{a}_z \quad (2.1)$$

ในโคออดิเนตทรงสี่เหลี่ยม แต่ละส่วนประกอบ เช่น E_x เป็นฟังก์ชันเชิงซ้อนอยู่ในรูป $E_{xr} + jE_{xi}$ ซึ่ง E_{xr} ซึ่งเป็นค่าจริง และ E_{xi} เป็นค่าจินตภาพ ถ้าต้องการรู้สนามไฟฟ้าทางกายภาพจริงๆ จะหาได้โดยคูณ $\vec{E}(\vec{r})$ ด้วย $e^{j\omega t}$ แล้วหาค่าจริงของผลคูณนี้ออกมา นั่นคือ

$$E(\vec{r}, t) = \text{Re} \vec{E}(\vec{r}) e^{j\omega t} \quad (2.2)$$

ซึ่งจะได้

$$\vec{E}_x(\vec{r}, t) = E_{xr}(\vec{r}) \cos \omega t - E_{xi}(\vec{r}) \sin \omega t \quad (2.3)$$

สำหรับส่วนประกอบของ x ของสนามทางกายภาพ

ปริมาณของสนาม 4 ปริมาณ ที่เราสนใจได้แก่ ความเข้มสนามไฟฟ้า $\vec{E}(\vec{r})$, ความเข้มสนามแม่เหล็ก $\vec{H}(\vec{r})$, ความหนาแน่นเส้นแรงไฟฟ้า $\vec{D}(\vec{r})$ และความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก $\vec{B}(\vec{r})$ สนามเหล่านี้ตลอดจนต้นกำเนิดของสนาม คือ ความหนาแน่นของกระแส $\vec{J}(\vec{r})$ และความหนาแน่นของประจุ $\rho(\vec{r})$ สัมพันธ์กันด้วยสมการแมกซ์เวลล์ ดังนี้คือ

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad (\text{กฎของฟาราเดย์}) \quad (2.4)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\vec{D} + \vec{J} \quad (\text{กฎทั่วไปของแอมแปร์}) \quad (2.5)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{กฎของเกาส์}) \quad (2.6)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{ความต่อเนื่องของเส้นแรงแม่เหล็ก}) \quad (2.7)$$

$$\nabla \cdot \vec{J} = -j\omega\rho \quad (\text{กฎความต่อเนื่อง}) \quad (2.8)$$

ในฟรีสเปส(Free Space) มีความสัมพันธ์ว่า

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} \quad (2.9)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (2.10)$$

เมื่อ $\epsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi}$ ฟารัดต่อเมตรเป็นค่าเพอร์มิตทิวิตี (Permittivity) ของฟรีสเปสและ $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ เฮนรีต่อเมตรเป็นค่าเพอร์มิอับิลิตี(Permeability)ของฟรีสเปส ในตัวกลางไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียพลังงาน ซึ่งมีค่าเพอร์มิตทิวิตี ϵ และค่าความนำ σ จะมีกระแสนำ(Conduction Current) \vec{J}_c ไหลมีค่าเท่ากับ $\sigma\vec{E}$ ถ้ารวมกระแส \vec{J}_c นี้เข้ากับกระแสที่เราป้อนเข้าไป \vec{J} (2.5) จะกลายเป็นดังนี้คือ

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{H} &= (j\omega\epsilon + \sigma)\vec{E} + \vec{J} \\ &= j\omega\left(\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega}\right)\vec{E} + \vec{J} \end{aligned} \quad (2.11)$$

อาจเรียกเทอม $\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega}$ ว่าเป็นเพอร์มิตทิวิตีเชิงซ้อน โดยทั่วไปสารไดอิเล็กตริก จะมีค่าสูญเสียพลังงานรวมอยู่นอกเหนือจากค่าความนำ ดังนั้นแม้ว่า σ จะเป็นศูนย์ แต่ก็ยังเป็นค่าเชิงซ้อนอยู่ในรูป $\epsilon' - j\epsilon''$ เมื่อไรก็ตามที่เราต้องเกี่ยวข้องกับสารไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียพลังงาน เราจะใช้เพอร์มิตทิวิตีเชิงซ้อนและคิดการสูญเสียจากการนำกระแสว่าเป็นส่วนของค่าจินตภาพ ϵ''

คำตอบของสมการแมกซ์เวลล์จะยังไม่สมบูรณ์จนกว่าจะได้ใส่เงื่อนไขขอบเขตที่เหมาะสมเข้าไปสำหรับในกรณีสนามที่มีการเปลี่ยนแปลงกับเวลา เงื่อนไขขอบเขตที่เหมาะสมได้แก่

$$\vec{n} \times (\vec{H}_2 - \vec{H}_1) = \vec{J}_s \quad (2.12)$$

$$(\vec{E}_2 - \vec{E}_1) \times \vec{n} = \vec{M}_s \quad (2.13)$$

เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ผิว J_s และกระแสแม่เหล็กที่ผิว M_s ไหลอยู่ในบริเวณรอยต่อของตัวกลางที่เป็นแบบโฮโมจีเนียส(Homogeneous) 2 ชนิด ซึ่งมีพารามิเตอร์เป็น $\epsilon_1, \mu_1, \sigma_1$ และ $\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2$ ตามลำดับ M_s จะเป็นศูนย์ นอกเสียจากจะใช้แผ่นกระแสแม่เหล็กสมบูรณ์ และหน่วยตั้งฉากที่ผิว \vec{n} จะชี้จากตัวกลางที่ 1 ไปยังตัวกลางที่ 2 การคูณแบบครอส (Cross Product) ของเวกเตอร์กับหน่วยตั้งฉาก จะทำให้เกิดเป็นส่วนประกอบของสนามในแนวสัมผัสกับรอยต่อและสมการข้างต้นสามารถเขียนได้ใหม่เป็นดังนี้

$$H_{tan2} = H_{tan1} + J_s \quad (2.14)$$

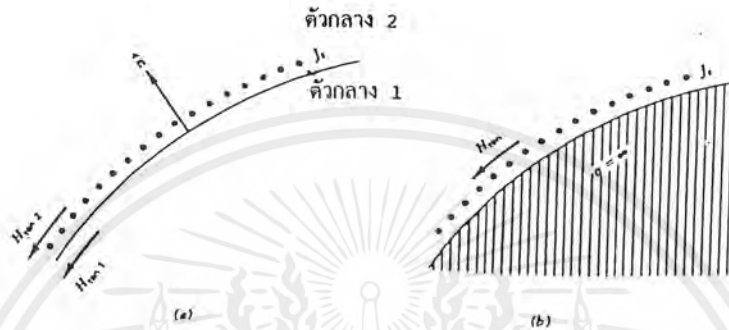
$$E_{tan2} = E_{tan1} + M_s \quad (2.15)$$

ถ้าด้านหนึ่งเป็นตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ เงื่อนไขขอบเขตจะกลายเป็นดังต่อไปนี้

$$H_{\tan} = J_s \quad (2.16)$$

$$E_{\tan} = 0 \quad (2.17)$$

เงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กในแนวสัมผัส สำหรับกรณีทั่วไปแสดงไว้ในรูป 2.2 a) สำหรับในกรณีที่ตัวนำข้างหนึ่งเป็นตัวนำสมบูรณ์ได้แสดงไว้ในรูป 2.2 b) ทั้งสังเกตว่าสนามทั้งหมดในสมการของขอบเขตถูกคำนวณที่รอยต่อ และสมการนี้ใช้ได้ตลอดทุกจุดตลอดแนวรอยต่อ



รูปที่ 2.2 เงื่อนไขขอบเขตของความเข้มสนามแม่เหล็ก
a) กรณีทั่วไป b) กรณีที่ตัวกลางหนึ่งเป็นตัวนำสมบูรณ์

ปรากฏการณ์เกี่ยวกับการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เกิดจากค่านำเน็ดของสนามที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งได้รวบรวมกฎต่างๆเขียนเป็นสมการทั่วไป เรียกว่าสมการแมกซ์เวลล์ หากแก้สมการเหล่านี้ให้เป็นความถี่ของคลื่นนำเน็ดสนามอย่างเหมาะสมแล้ว จะสามารถทำนายปรากฏการณ์เกี่ยวกับสายอากาศได้ สำหรับการศึกษเกี่ยวกับสายอากาศสิ่งแรกที่เราจะต้องหาได้คือสนามไฟฟ้า เพราะจะนำไปสู่การคำนวณหาคุณสมบัติต่างๆของสายอากาศ

2.3 ท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวง

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาลักษณะและคุณสมบัติของคลื่นที่เดินทางในท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวง (Hollow cylindrical waveguide) ที่มีรัศมีของท่อนำคลื่นเป็น r_0 การหาคุณสมบัติต่าง ๆ ของคลื่นจะทำได้ง่าย โดยการใชระบบพิกัดทรงกระบอก ดังแสดงในรูปที่ 2.2 วิธีการในการหาคุณสมบัติต่าง ๆ ของคลื่น จะเป็นเช่นเดียวกับที่ใช้ในหัวข้อก่อน สำหรับท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม เราจะสมมติว่า

- 1) คลื่นเปลี่ยนแปลงกับเวลา และระยะทางในทิศที่คลื่นเดินทางคือ ทิศ z ด้วยเฟลคเตอร์ $e^{j(\omega t - \gamma z)}$ จากการสมมติเช่นนี้จะได้ออนุพันธ์เทียบกับเวลาและระยะทางในทิศ z เป็น $\partial/\partial t = e^{j\omega t}$ และ $\partial/\partial z = -\gamma$
- 2) ผนังของท่อนำคลื่นเป็นตัวนำสมบูรณ์
- 3) ภายในท่อนำคลื่นเป็นตัวกลางไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสีย และ ไม่มีประจุ ($\rho=0$)

จากสมการของแมกซ์เวลล์ในรูปเวกเตอร์ เราจะได้สมการแสดงความสัมพันธ์ของสนามต่าง ๆ ใน

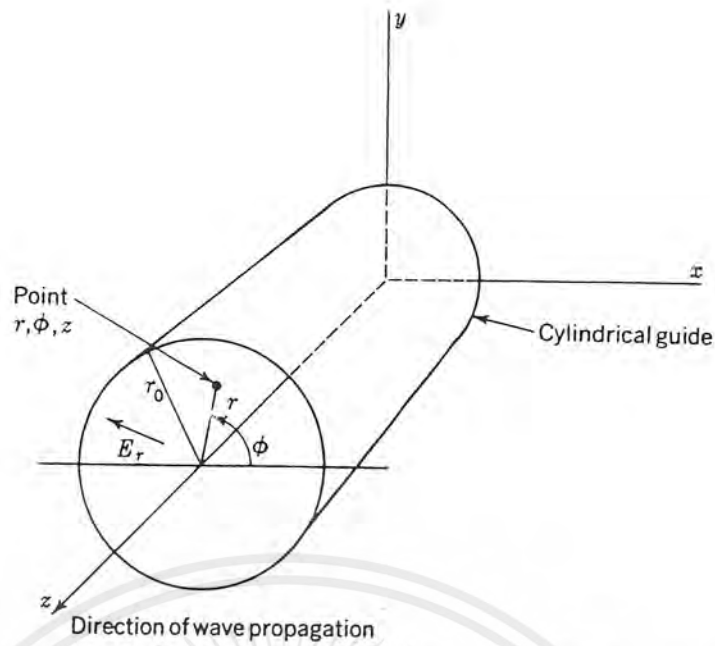
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ท่อนำคลื่นหกลสมการ และจากสมการของแมกซ์เวลล์ในรูปไคเวอร์เจนซ์ เราจะได้อีกสองสมการ ในระบบพิกัดทรงกระบอก เราจะได้ดังต่อไปนี้

ตั้งนทำโม ในเดือนัวเพื่อเป็นหน่วยกลม.

ชื่อของความสัมพันธ์	ความสัมพันธ์
ความถี่คัทออฟ	$f_c = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{n}{y_1}\right)^2 + \left(\frac{m}{z_1}\right)^2}$ (Hz)
ความยาวคลื่นคัทออฟ	$\lambda_{oc} = \frac{2}{\sqrt{(n/y_1)^2 + (m/z_1)^2}}$ (m)
ความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น	$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{1 - (\lambda_o/\lambda_{oc})^2}}$ (m)
ความเร็วเฟส	$v_p = \frac{v_o}{\sqrt{1 - (n\lambda_o/2y_1)^2 - (m\lambda_o/2z_1)^2}}$ $= \frac{v_o}{\sqrt{1 - (\lambda_o/\lambda_{oc})^2}}$ $= \frac{v_o}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}}$ เมื่อ $v_o = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$ (ms ⁻¹)
อิมพีแดนซ์ของคลื่นตามขวาง	$Z_{yz} = \frac{Z_d}{\sqrt{1 - (n\lambda_o/2y_1)^2 - (m\lambda_o/2z_1)^2}}$ $= \frac{Z_d}{\sqrt{1 - (\lambda_o/\lambda_{oc})^2}}$ $= \frac{Z_d}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}}$ เมื่อ $Z_d = \sqrt{\mu/\epsilon}$ (Ω)

ตารางที่ 2.1 ความสัมพันธ์ต่างๆ สำหรับคลื่น TE_{mn} โหมดในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมกลวง ความสัมพันธ์ทั้งหมดนี้สามารถประยุกต์ใช้กับคลื่น TE_{mn} โหมดได้เช่นเดียวกัน นอกจากความสัมพันธ์สำหรับอิมพีแดนซ์ของคลื่นตามขวางเท่านั้น ความสัมพันธ์ของความเร็วและอิมพีแดนซ์ที่เกี่ยวข้องกับ $(\lambda_o/\lambda_{oc})^2$ สามารถประยุกต์ใช้ได้ไม่เพียงเฉพาะแต่ท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมกลวงเท่านั้น แต่จะใช้ได้กับคลื่น TE โหมดในท่อนำคลื่นคี่หน้าเดียวแบบกลางที่มีรูปร่างต่างๆทุกชนิดด้วย



รูปที่ 2.3 ท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลางและระบบพิกัดที่สัมพันธ์กัน

จากสมการของแมกซ์เวลล์ในรูปเวกเตอร์

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = j\omega \epsilon \vec{E} \quad (2.18)$$

$$\left(\frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{\partial H_\phi}{\partial z} \right) \vec{a}_r + \left(\frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} \right) \vec{a}_\phi + \left(\frac{1}{r} \frac{\partial (r H_\phi)}{\partial r} - \frac{1}{r} \frac{\partial H_r}{\partial \phi} \right) \vec{a}_z = j\omega \epsilon (E_r \vec{a}_r + E_\phi \vec{a}_\phi + E_z \vec{a}_z) \quad (2.19)$$

ดังนั้น

$$\left(\frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{\partial H_\phi}{\partial z} \right) = j\omega \epsilon E_r \quad (2.20)$$

$$\left(-\gamma H_r - \frac{\partial H_z}{\partial r} \right) = j\omega \epsilon E_\phi \quad (2.21)$$

$$\left(\frac{\partial H_\phi}{\partial r} + \frac{1}{r} H_\phi - \frac{1}{r} \frac{\partial H_r}{\partial \phi} \right) = j\omega \epsilon E_z \quad (2.22)$$

และจาก

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = j\omega \epsilon \vec{H} \quad (2.23)$$

จะได้

$$\left(\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \frac{\partial E_\phi}{\partial z} \right) = -j\omega \epsilon H_r \quad (2.24)$$

$$\left(-\gamma E_r - \frac{\partial E_z}{\partial r} \right) = -j\omega \epsilon H_\phi \quad (2.25)$$

$$\left(\frac{\partial E_\phi}{\partial r} + \frac{1}{r} E_\phi - \frac{1}{r} \frac{\partial E_r}{\partial \phi} \right) = -j\omega \epsilon H_z \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการของแมกซ์เวลล์ในรูปโพลาเวอ์เจนซ์

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho = 0 \quad (2.27)$$

จะได้

$$\frac{\partial E_r}{\partial r} + \frac{1}{r} E_r + \frac{1}{r} \frac{\partial E_\phi}{\partial \phi} - \gamma E_z = 0 \quad (2.28)$$

และจาก

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (2.29)$$

จะได้

$$\frac{\partial H_r}{\partial r} + \frac{1}{r} H_r + \frac{1}{r} \frac{\partial H_\phi}{\partial \phi} - \gamma H_z = 0 \quad (2.30)$$

โดยที่องค์ประกอบของสนามต่าง ๆ เช่น E_ϕ สามารถเขียนในรูปต่อไปนี้ได้

$$E_\phi = E_1(r, \phi) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (2.31)$$

เมื่อ $E_1(r, \phi)$ เป็นฟังก์ชันของ r และ ϕ

$\gamma = \alpha + j\beta$ ค่าคงที่ของการเดินทางของคลื่นในท่อนำคลื่น

สมการที่ (2.20) ถึง (2.30) จะเป็นสมการทั่วไปสำหรับสนามของคลื่นที่เดินทางในทิศ z ในระบบพิกัดทรงกระบอก คลื่นที่เดินทางไปได้ในท่อนำคลื่นแบบนี้สามารถแยกได้เป็นคลื่น TE โหมด และ TM โหมด เราจะเลือกพิจารณาเฉพาะคลื่น TE โหมดเท่านั้น และทำตามขั้นตอนต่าง ๆ เช่นเดียวกับที่ใช้กับท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม ดังนี้

เลือกพิจารณาเฉพาะคลื่น TE โหมด ดังนั้น $E_x = 0$

จากสมการที่ (2.24) จะได้

$$E_\phi = \frac{-j\omega\mu}{\gamma} H_r \quad (2.32)$$

จากสมการที่ (2.25) จะได้

$$E_r = \frac{j\omega\mu}{\gamma} H_\phi \quad (2.33)$$

แทนค่า E_r ในสมการที่ (2.20) จะได้ H_ϕ ในเทอมของ H_z เป็น

$$H_\phi = \frac{-1}{\left(\gamma + \frac{1}{\omega^2 \mu \epsilon} \right) r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \quad (2.34)$$

แทนค่า E_ϕ ในสมการที่ (2.21) จะได้ H_r ในเทอมของ H_z เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_r = \frac{-1}{\left(\gamma - \frac{1}{\omega^2 \mu \epsilon} \right) \frac{\partial H_z}{\partial r}} \quad (2.35)$$

และได้ E_r และ E_ϕ ในเทอมของ H_z ดังนี้

$$E_r = \frac{-j\omega\mu}{\gamma} \cdot \frac{1}{\left(\gamma + \frac{1}{\omega^2 \mu \epsilon} \right) r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \quad (2.36)$$

และ

$$E_\phi = \frac{j\omega\mu}{\gamma} \cdot \frac{1}{\left(\gamma + \frac{1}{\omega^2 \mu \epsilon} \right) \frac{\partial H_z}{\partial r}} \quad (2.37)$$

แทนค่า H_r และ H_ϕ ในสมการที่ (2.30) จะ ได้สมการคลื่นในรูปของ H_z ดังนี้

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \phi^2} + k^2 H_z = 0 \quad (2.38)$$

เมื่อ $k^2 = \gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon$

หาคำตอบของสมการคลื่นนี้ โดยใช้วิธีการแยกตัวแปร โดยจะสมมติให้

$$H_z = R(r)\Phi(\phi) \quad (2.39)$$

แทนค่า H_z นี้ในสมการคลื่นและหารตลอดด้วย $R(r)\Phi(\phi)$ จะได้

$$\frac{1}{r} \frac{dR^2}{dr^2} + \frac{1}{rR} \frac{dR}{dr} + \frac{1}{r^2\Phi} \frac{d^2\Phi}{d\phi^2} + k^2 = 0 \quad (2.40)$$

คูณตลอดด้วย r^2 ได้เป็น

$$\frac{r^2}{R} \frac{d^2R}{dr^2} + \frac{r}{R} \frac{dR}{dr} + r^2 k^2 = -\frac{1}{\Phi} \frac{d^2\Phi}{d\phi^2} \quad (2.41)$$

ทางซ้ายมือของสมการข้างบนจะเป็นฟังก์ชันของ r เพียงอย่างเดียว ในขณะที่ทางขวามือจะเป็นฟังก์ชันของ ϕ เพียงอย่างเดียว สมการนี้จะเป็นไปได้ก็ต่อเมื่อเทอมทางซ้ายมือและขวามือต่างก็เท่ากับค่าคงที่เท่านั้น ถ้าเราให้ V^2 เป็นค่าคงที่นั้น เราจะได้ว่า

$$\frac{d^2R}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dR}{dr} + \left(k^2 - \frac{V^2}{r^2} \right) R = 0 \quad (2.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$\frac{d^2\phi}{d\phi^2} + \nu^2\phi = 0 \quad (2.43)$$

ในกรณีของท่อนำคลื่นทรงกระบอกนี้ เนื่องจากสนามของคลื่นภายในท่อนำคลื่นจะเปลี่ยนแปลงในลักษณะเป็นคาบในทิศ ϕ ด้วยคาบเท่ากับ 2π ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องเลือก ν เป็นเลขจำนวนเต็ม n และจะได้คำตอบทั่วไปสำหรับ ϕ ในสมการที่ (2.43) เป็น

$$\Phi(\phi) = c_1 \sin n\phi + c_2 \cos n\phi \quad (2.44)$$

สำหรับสมการที่ (2.42) จะอยู่ในรูปของสมการเชิงอนุพันธ์เบสเซล (Bessel's differential equation) และจะมีสองคำตอบเนื่องจากเป็นสมการเชิงอนุพันธ์อันดับสองคือเป็น $J_\nu(kr)$ และ $N_\nu(kr)$ ซึ่งเรียกว่า ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่หนึ่ง และชนิดที่สองอันดับ ν (Bessel function of the first and second kind of order ν ; N_ν บางครั้งจะเรียกว่านิวแมนน์ฟังก์ชัน: Neumann function) ดังนั้นจะได้คำตอบสำหรับ R ของสมการที่ (2.42) เป็น

$$R(r) = c_3 J_n(kr) + c_4 N_n(kr) \quad (2.45)$$

คำตอบสำหรับ H_z จะได้เป็น

$$H_z = c_1 c_3 \sin n\phi J_n(kr) + c_2 c_3 \cos n\phi J_n(kr) + c_1 c_4 \sin n\phi N_n(kr) + c_2 c_4 \cos n\phi N_n(kr) \quad (2.46)$$

เมื่อ $k^2 = \sqrt{\gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon}$
 $n =$ เลขจำนวนเต็ม

ในสมการที่ (2.46) คำตอบที่เหมาะสมจะต้องสอดคล้องกับเงื่อนไขขอบเขตของท่อนำคลื่นคือ $E_\phi = 0$ ที่ $r=r_0$ และค่าของสนามต่าง ๆ ในท่อนำคลื่นจะต้องมีค่าเป็นค่าหนึ่งค่าใด (finite) แต่เนื่องจากนิวแมนน์ฟังก์ชันจะมีค่าเป็นอนันต์ที่ $r=0$ (ที่ศูนย์กลางของท่อนำคลื่น) ดังนั้นนิวแมนน์ฟังก์ชัน $N_n(kr)$ จะไม่ใช่ฟังก์ชันที่เหมาะสมในกรณีนี้ นั่นคือสมการที่ (2.46) จะลดรูปลงได้เป็น

$$H_z = H_0 (\cos n\phi + j \sin n\phi) J_n(kr) \quad (2.47)$$

เมื่อ $H_0 = c_2 c_3 = c_1 c_4 / j$

ถ้านิพจน์ของไซน์ในสมการที่ (2.47) ถูกเอาออกไป สมการที่ (2.47) จะเป็น

$$H_z = H_0 \cos n\phi J_n(kr) \quad (2.48)$$

ในการเลือกเช่นนี้ H_z จะมีค่ามากที่สุดเมื่อ $\phi=0$ และ $\phi=\pi$ และจะมีค่าเป็นศูนย์เมื่อ $\phi=\pi/2$ และ $\phi=3\pi/2$ โดยที่ $n \neq 0$ ถ้าเราเอานิพจน์ของโคไซน์ออกไปบ้าง เงื่อนไขต่าง ๆ สำหรับ H_z จะเปลี่ยนไปผลลัพธ์เหมือนกับหมุน H_z ไป 90° ในท่อนำคลื่น ในกรณีที่ไม่ว่าจะจงลักษณะการกระจายของสนามในท่อนำคลื่น คำตอบจะต้องประกอบด้วยนิพจน์ไซน์และโคไซน์ เมื่อเลือกคำตอบตามสมการที่ (2.48) เราจะได้องค์ประกอบของสนามต่าง ๆ ทั้งหมดเป็น

$$E_r = \frac{nH_0}{k^2 r} j\omega\mu \sin n\phi J_n(kr) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (2.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_\phi = \frac{H_o}{k^2} j\omega\mu \cos n\phi \frac{dJ_n(kr)}{dr} e^{j\omega t - \gamma z} \quad (2.50)$$

$$E_z = 0 \quad (\because \text{เป็นคลื่น TE โหมด}) \quad (2.51)$$

$$H_r = \frac{-\gamma H_o}{k^2} \cos n\phi \frac{dJ_n(kr)}{dr} e^{j\omega t - \gamma z} \quad (2.52)$$

$$H_\phi = \frac{n\gamma H_o}{k^2 r} \sin n\phi J_n(kr) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (2.53)$$

$$H_z = H_o \cos n\phi J_n(kr) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (2.54)$$

นิพจน์สำหรับ E_ϕ และ H_r ในรูปอื่นสามารถเขียนได้โดยใช้ความสัมพันธ์ของรีเคอร์เรนซ์ (recurrence relations) ดังนี้

$$\frac{dJ_n(kr)}{dr} = k \left[\frac{n}{kr} J_n(kr) - J_{n+1}(kr) \right] \quad (2.55)$$

สมการที่ (2.51) เป็นสมการทั่วไปสำหรับองค์ประกอบต่าง ๆ ของคลื่น TE โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอก อย่างไรก็ตามเงื่อนไขขอบเขตที่ว่า $E_\phi=0$ ที่ $r=r_0$ ยังไม่ได้นำมาพิจารณา เมื่อพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตที่เหลือนี้เราจะได้ว่า

$$\frac{dJ_n(kr)}{dr} = 0 \quad \text{ที่ } r=r_0 \quad (2.56)$$

นั่นคือ

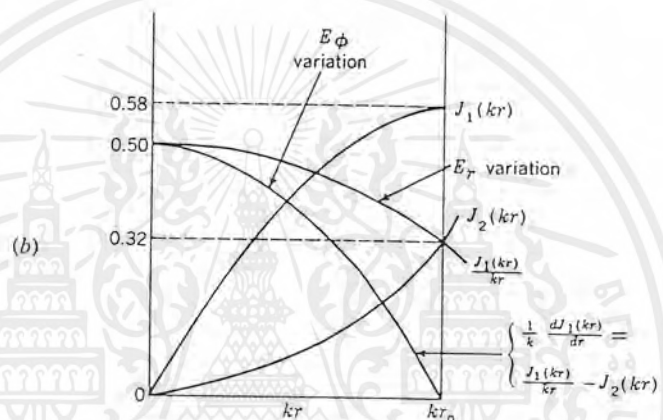
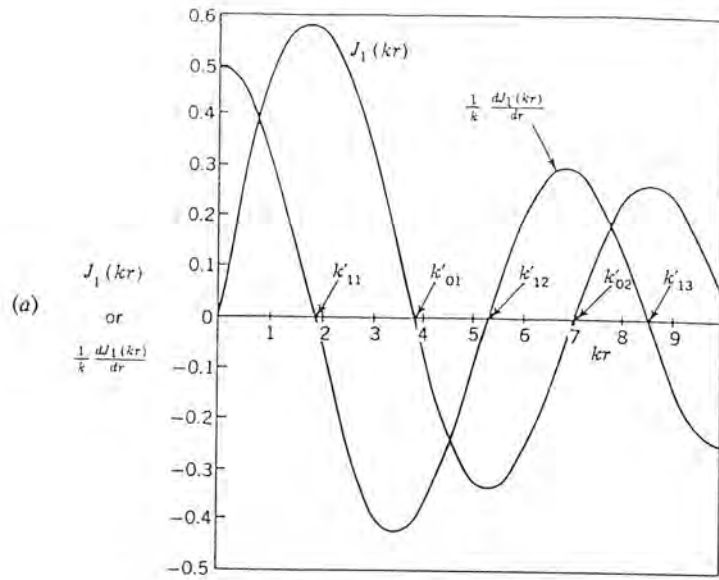
$$kr_0 = k'_{nr} \quad (2.57)$$

หรือ

$$k = \frac{k'_{nr}}{r_0} \quad (2.58)$$

เมื่อ k'_{nr} เป็นค่าราก (root) ที่ n th ของค่าอนุพันธ์ของเบสเสลฟังก์ชันอันดับ n รูปที่ 2.4(a) จะแสดงสภาวะสำหรับ $n=1$ ค่ารากสามค่าแรกของค่าอนุพันธ์ของเบสเสลฟังก์ชันอันดับหนึ่งจะเกิดที่ $kr_0 = k'_{nr} = 1.84, 5.33$ และ 8.54 ดังนั้นค่ารากต่าง ๆ จะเป็น $k'_{11}=1.84, k'_{12}=5.33$ และ $k'_{13}=8.54$ ซึ่งจะสอดคล้องกับคลื่น TE_{11} , โหมด TE_{12} , โหมด และ TE_{13} , โหมด ตามลำดับ ในท่อนำคลื่น TE โดยทั่วไปคลื่น โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอกจะถูกกำหนดเป็น TE_{nr} เมื่อสัญลักษณ์ตัวห้อย n แสดงอันดับของเบสเสลฟังก์ชันและ r แสดงขอบเขต (rank) ของค่าราก ตารางที่ 2.3 และ 2.4 จะแสดงค่าราก สำหรับค่า n และ r ต่าง ๆ สำหรับคลื่น TE_{01} , โหมด และ TE_{02} , โหมด $n=0$ และรากของสมการที่ (2.56) สำหรับกรณีนี้จะเป็น และ ค่าเหล่านี้จะเป็นค่าเดียวกับค่าซีโร (zeros) ของ $J_1(kr)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

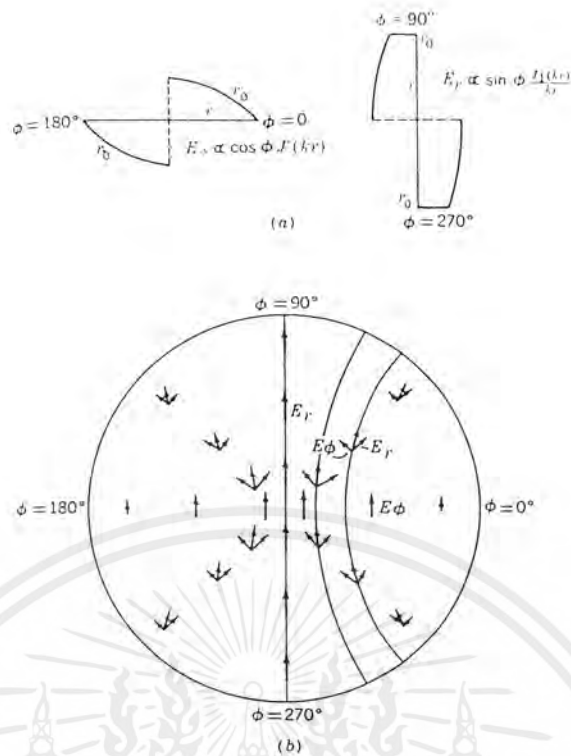


รูปที่ 2.4 แสดง

- a) เบลสเสลฟังก์ชันอันดับที่หนึ่งและค่าอนุพันธ์ในรูปของฟังก์ชัน kr
- b) ความสัมพันธ์ต่างๆของเบสเสลฟังก์ชันที่เกี่ยวข้องกับการหาการเปลี่ยนแปลงของ E_r และ E_ϕ สำหรับคลื่น TE_{11} โหมด

ย้อนกลับไปพิจารณาสมการที่ (2.51) การเปลี่ยนแปลงของ E_ϕ กับ r (ที่ $\phi=0$) สำหรับคลื่น TE_{11} โหมด จะแสดงดังในรูปที่ 2.4 b) การเปลี่ยนแปลงของ E_r กับ r (ที่ $\phi=90^\circ$) จะเป็นเช่นเดียวกับเส้นโค้งสำหรับ ขนาดขององค์ประกอบของสนามทั้งสองคือ E_r และ E_ϕ จะสามารถแสดงได้ด้วยเส้นกราฟดังในรูปที่ 2.5 a) หรือด้วยลูกศรดังแสดงในรูปที่ 2.5 b) เราอาจกล่าวได้ว่า E_ϕ จะมีค่ามากที่สุดที่ $\phi=0$ และ 180° และจะมีค่าเป็นศูนย์ที่ $\phi=90^\circ$ และ 270° ในขณะที่ E_r มีค่ามากที่สุดที่ $\phi=90^\circ$ และ 270° และเป็นศูนย์ที่ $\phi=0$ และ 180° เราอาจกล่าวได้อีกว่าที่จุดกึ่งกลางของท่อนำคลื่นคือที่ $r=0$ ทั้ง E_r และ E_ϕ จะมีทิศทางเดียวกันและมีขนาดเท่ากัน เมื่อองค์ประกอบ E_r และ E_ϕ ถูกนำมารวมกันจะได้เป็นสนามไฟฟ้าทั้งหมดสำหรับคลื่น TE_{11} โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอก ซึ่งจะแสดงด้วยเส้นลูกศร (เส้นหนัก) ในรูปที่ 2.5b) โดยที่ทิศทางของสนามไฟฟ้าทั้งหมดจะแสดงด้วยเส้นโค้งต่าง ๆ ในทำนองเดียวกัน ลักษณะการกระจายของสนามแม่เหล็กในทิศตั้งฉากกับทิศที่คลื่นเดินทาง สำหรับคลื่น TE_{11} โหมด จะสามารถหาได้จากการเปลี่ยนแปลงของ H_r และ H_ϕ กับ r จากสมการที่ (2.51) และได้ผลลัพธ์ดังที่แสดงในรูปที่ 2.6 a)

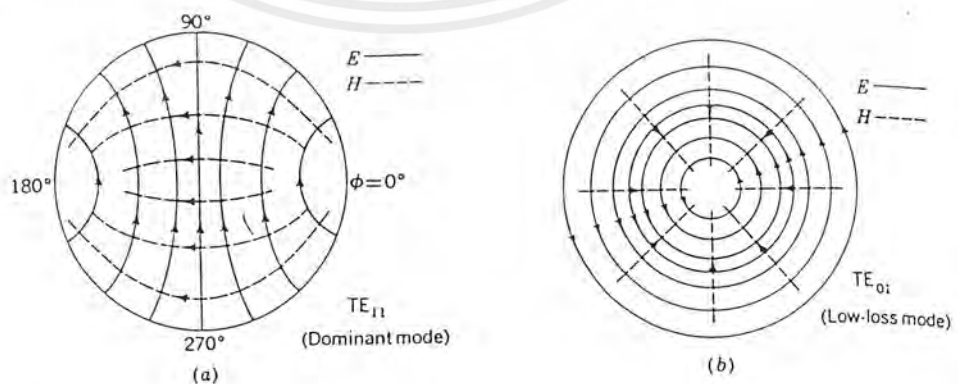
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 a) การเปลี่ยนแปลงขององค์ประกอบของสนามไฟฟ้า E_r และ E_ϕ กับระยะทางในแนวรัศมี สำหรับคลื่น TE_{11} โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอก

b) เวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าสำหรับคลื่น TE_{11} โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่มีองค์ประกอบของสนาม E_r และ E_ϕ

คำตอบที่เราได้สำหรับคลื่น TE_{11} โหมดนี้เป็นเพียงคำตอบหนึ่งในจำนวนคำตอบอีกหลายคำตอบที่สามารถเดินทางไปในท่อนำคลื่นทรงกระบอกได้เท่านั้น สำหรับคลื่นโหมดที่เจาะจงหรือโหมดที่เกิดขึ้นเฉพาะในกรณีพิเศษนั้นจะขึ้นอยู่กับขนาดของท่อนำคลื่น วิธีการในการกระตุ้นให้เกิดคลื่นในท่อนำคลื่นและความไม่ต่อเนื่องในท่อนำคลื่น สนามลัพธ์ในท่อนำคลื่นจะเท่ากับผลรวมของสนามต่าง ๆ ของคลื่นทุก ๆ โหมดที่เกิดขึ้น ลักษณะการกระจายของสนามต่าง ๆ สำหรับคลื่น TE_{01} โหมด ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.6 b)



รูปที่ 2.6 เส้นสนามไฟฟ้า (เส้นทึบ) และเส้นสนามแม่เหล็ก (เส้นประ) ในท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลาง สำหรับ a) คลื่น TE_{11} โหมด (โหมดต่ำสุด) และ b) คลื่น TE_{01} โหมด (มีค่าการสูญเสียต่ำ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่กล่าวมาทั้งหมดข้างต้น เราได้พิจารณาเฉพาะคลื่น TE โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอกเท่านั้น สำหรับคลื่น TM โหมดเราจะสามารถหาความสัมพันธ์ของสนามต่างๆ ได้โดยให้ $H_z=0$ ในสมการที่ (2.20) ถึง (2.30) และเขียนองค์ประกอบของสนามอื่นๆ ที่เหลือในรูปขององค์ประกอบของสนามตามยาวของท่อนำคลื่นคือ E_z จากนั้นหาสมการคลื่นและสมการหาค่าตอบที่สอดคล้องกับเงื่อนไขขอบเขตต่างๆ ซึ่งต้องการว่า $J_n(kr)=0$ ที่ $r=r_0$ ค่ารากสามค่าแรกคือ $k_{nr}(=kr_0)$ สำหรับกรณี $n=1$ จะเป็น $k_{11}=3.832, k_{12}=7.016$ และ $k_{13}=10.173$ ค่าราก k_{nr} สำหรับค่า n และ r อื่นๆ แสดงไว้ในตารางที่ 2.3 และ 2.4

ค่ารากต่างๆ สำหรับคลื่น TM โหมดที่เขียนแทนด้วย k_{nr} จะสอดคล้องกับค่าซีโรของเบสสเฟลฟังก์ชัน $J_n(kr)$ ในขณะที่รากต่างๆ ของคลื่น TE โหมดที่เขียนแทนด้วยจะสอดคล้องกับค่าซีโรของอนุพันธ์ (เทียบกับ r) ของเบสสเฟลฟังก์ชัน ความสัมพันธ์ต่างๆ สำหรับคลื่น TE และ TM โหมด จะแสดงไว้ในรูปที่ 2.7 และค่าต่างๆ จะให้ไว้ในตารางที่ 2.2

เรามาดูพิจารณาเงื่อนไขต่างๆ ที่จำเป็นสำหรับการที่คลื่นเดินทางไปในท่อนำคลื่นทรงกระบอกได้กันต่อไป โดยการแทนค่าสมการที่ (2.58) ใน $k = \sqrt{\gamma^2 + \omega^2}$ และแก้สมการหาค่าคงที่ของกรวดินทางของคลื่นในท่อนำคลื่นคือ γ เราจะได้

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{k'_{nr}}{r_0}\right)^2 - \omega^2 \mu \epsilon} = \alpha + j\beta \quad (2.59)$$

ซึ่งจะเป็นเช่นเดียวกับในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม ค่าตอบของสมการที่ (2.59) จะมีได้สามเงื่อนไขคือ

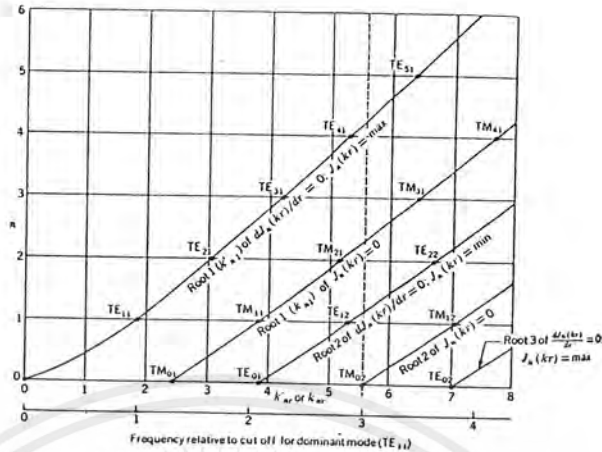
- 1) $\omega\sqrt{\mu\epsilon} < k, \gamma = \alpha$ คลื่นจะถูกลดทอนขนาดและไม่สามารถเดินทางไปในท่อนำคลื่นได้
- 2) $\omega\sqrt{\mu\epsilon} = 0, \gamma = 0$ ลีทออฟ
- 3) $\omega\sqrt{\mu\epsilon} > k, \gamma = j\beta$ คลื่นสามารถเดินทางไปในท่อนำคลื่นได้โดยไม่มีลดทอนขนาด โดยการแทนค่า $\gamma=0$ ในสมการที่(2.59)เราจะหาค่าความถี่ลีทออฟและความยาวคลื่นลีทออฟได้

เป็น

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \frac{k'_{nr}}{r_0} \quad (\text{Hz}) \quad (2.60)$$

$$\lambda_{oc} = \frac{2\pi r_0}{k'_{nr}} \quad (\text{m}) \quad (2.61)$$

สำหรับคลื่น TE_{11} โหมด $k'_{nr} = k'_{11} = 1.84$ ดังนั้น $\lambda_{oc} = 2\pi r_0 / 1.84 = 3.14 r_0$ นั่นคือความยาวคลื่นลีทออฟสำหรับคลื่น TE_{11} โหมด จะสอดคล้องกับความยาวคลื่นคูณกับ 3.41 เท่าของรัศมีของท่อนำคลื่น ค่าความยาวคลื่นลีทออฟสำหรับคลื่นโหมดต่างๆ ในท่อนำคลื่นทรงกระบอกจะให้ไว้ในตารางที่ 2.2



รูปที่ 2.7

คลื่น TE และ TM โหมดต่างๆที่มีได้ในท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลมในรูปฟังก์ชันของความถี่ ที่ความถี่ที่มีค่าเป็นสามเท่าของความถี่คutoffของคลื่น TE₁₁ โหมดจะมีคลื่นโหมดต่างๆเท่าโหมดที่สามารถเดินทางในท่อนำคลื่นได้ และคลื่นอีกโหมดหนึ่ง(TM₂₀ โหมด) จะอยู่ที่คutoff

Mode designation	k'_{nr}	k_{nr}	Cutoff wavelength
TM ₀₁		2.405	2.61r ₀
TE ₀₁	3.832		1.64r ₀
TM ₀₂		5.520	1.14r ₀
TE ₀₂	7.016		0.89r ₀
TE ₁₁	1.84		3.41r ₀
TM ₁₁		3.832	1.64r ₀
TE ₁₂	5.330		1.18r ₀
TM ₁₂		7.016	0.89r ₀
TE ₂₁	3.054		2.06r ₀
TM ₂₁		5.135	1.22r ₀
TE ₂₂	6.706		0.94r ₀
TE ₃₁	4.201		1.49r ₀
TM ₃₁		6.379	0.98r ₀
TE ₄₁	5.318		1.18r ₀
TM ₄₁		7.588	0.83r ₀
TE ₅₁	6.416		0.98r ₀

ตารางที่ 2.2 คลื่น โหมดต่างๆในท่อนำคลื่นทรงกระบอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมายเหตุ สัญลักษณ์ย่อช nr ที่อยู่ใน TE_{nr} หรือ k_{nr} มีความหมายดังนี้

k_{nr} = การแก้ไขสมการของฟังก์ชันเบสเสถ

n = อันดับที่ n ของฟังก์ชันเบสเสถ

r = อันดับของรากของอันดับที่ n ของฟังก์ชันเบสเสถ

ที่ความถี่สูงกว่าคัทออฟ

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{k_{nr}}{r_o}\right)^2} \quad (\text{radm}^{-1}) \quad (2.62)$$

จากสมการที่ (2.60) และ (2.61) เราจะได้ว่าความยาวคลื่นของคลื่นในท่อนำคลื่นจะเป็น

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{1 - (\lambda_o/\lambda_{oc})^2}} \quad (\text{m}) \quad (2.63)$$

เมื่อ $\lambda_o = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon f}}$ = ความยาวคลื่นในตัวกลางเนื้อเดียวที่มีค่าพอร์มีบิลิตี μ

และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ϵ , m

λ_{oc} = ความยาวคลื่นคัทออฟ, m

สำหรับความเร็วเฟสของคลื่นในท่อนำคลื่น เราจะได้

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = f \lambda_g = \frac{v_o}{\sqrt{1 - (\lambda_o/\lambda_{oc})^2}} \quad (\text{ms}^{-1}) \quad (2.64)$$

เมื่อ

$$v_o = 1/\sqrt{\mu \epsilon}$$

สมการที่ (2.63) และ (2.64) จะเท่ากับสำหรับท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม สมการเหล่านี้จะเป็นเช่นเดียวกันสำหรับท่อนำคลื่นกลวงที่มีรูปหน้าตัดขวางทรงอื่น ๆ ด้วย

สิ่งที่น่าสังเกตคือค่าราก k_{nr} จะไม่สัมพันธ์กับระยะทางซึ่งตรงกันข้ามกับในกรณีสำหรับท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม ตารางที่ 2.2 แสดงค่ารากต่าง ๆ และความยาวคลื่นคัทออฟสำหรับคลื่นบางโหมดของ TE และ TM โหมดท่อนำคลื่นทรงกระบอก โหมดเหล่านี้ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 ด้วย คลื่น TE_{11} โหมดจะเดินทางไปในท่อนำคลื่นด้วยค่าความถี่ต่ำกว่าคลื่นโหมดอื่น ๆ (รวมทั้งคลื่น TM โหมดด้วย) และจะเรียกว่าเป็นคลื่นโหมดต่ำสุด (dominant mode) สำหรับท่อนำคลื่นทรงกระบอก คลื่น TE_{01} โหมดก็เป็นโหมดที่น่าสนใจเนื่องจากเป็นโหมดที่มีคุณสมบัติการลดทอนขนาดต่ำในท่อนำคลื่นที่ใช้ในงานจริง ๆ ซึ่งมีค่าความนำไฟฟ้าของตัวนำที่ใช้ทำท่อนำคลื่นเป็นค่าใดค่าหนึ่ง สำหรับคลื่นโหมดนี้ ค่าการลดทอนจะลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น

2.4 ท่อนำคลื่นแบบเปิด

ท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวงที่ได้กล่าวมาในหัวข้อ 2.3 เป็นตัวอย่างของท่อนำคลื่นประเภทปิด (closed-boundary waveguides) นอกจากนี้ยังมีท่อนำคลื่นอีกประเภทหนึ่งซึ่งเรียกโดยทั่วไปว่าท่อนำคลื่นแบบเปิด (open-boundary waveguides) ซึ่งถูกกำหนดลักษณะสมบัติด้วยกรวยที่ท่อนำคลื่นนี้มีค่าสนามเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไวสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ต่างๆอยู่นอกขอบเขตของท่อนำคลื่นด้วย ท่อนำคลื่นเหล่านี้สามารถนำคลื่นที่เรียกว่า คลื่นผิว (surface waves) ได้ ตัวอย่างของท่อนำคลื่นผิวเช่น แท่งไดอิเล็กทริก, เส้นลวดตัวนำที่หุ้มด้วย ไดอิเล็กทริก แผ่นไดอิเล็กทริกเคลือบบนแผ่นตัวนำ, แผ่นตัวนำผิวลอน และ ไดอิเล็กทริกสแลบ เป็นต้น

ขนาดของสนามต่างๆของผิวคลื่นจะลดลงแบบเอ็กซ์โพเนนเชียลในทิศที่ตั้งฉากกับโครงสร้างของท่อนำคลื่น ที่ความยาวคลื่นสั้นๆการลดลงของสนามจะเป็นผลทำให้ค่าการรวมกลุ่มของสนามที่ค่าสูงพอที่จะทำให้ขนาดของท่อนำคลื่นเล็กลง มีขนาดพอเหมาะกับการนำไปใช้งานจริง ดังนั้นจึงทำให้ท่อนำคลื่นผิวได้รับความสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่มิลลิเมตร สับมิลลิเมตร และความถี่แสง ซึ่งความถี่สูงมากขนาดนี้ทำให้ท่อนำคลื่นกลวงมีขนาดเล็กมากจนทำไม่ได้ยากหรือไม่ได้เลย

2.5 ท่อนำคลื่นทรงกระบอก

หน้าตัดของท่อนำคลื่นทรงกระบอก จะสามารถอธิบายได้ง่ายด้วยโพลาไรโคออดิเนต ดังในรูป

2.8 จากรูป หน้าตัดของท่อจะมีรัศมีภายในเท่ากับ a

สำหรับโหมดของ TE_{mn} และ TM_{mn} ในท่อนำคลื่นทรงกระบอก , m เป็นค่าจำนวนเต็ม มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง อนันต์ และ n มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง อนันต์ ลักษณะของคลื่น สำหรับคลื่นที่มีโหมดค่า ๆ จะสามารถแสดงได้ดังในรูปที่ 2.9 คลื่น dominant โหมด ในท่อนำคลื่นชนิดนี้คือ โหมด TE₁₁

ความยาวคลื่นคัตออฟของโหมด TE_{mn} หาได้จาก

λ_c = 2πa/x' _{mn} (2.65)

เมื่อ x' _{mn} คือค่าบวกของรูทลำดับที่ n ของ derivative mth ของ Bessel ฟังก์ชันหลาย ๆ ค่าได้ถูกกำหนดเอาไว้แล้วใน ตารางที่ 2.3

ค่าลดทอนของ TE_{mn} โหมดในหน่วย nepers ต่อเมตรที่เกิดจากการสูญเสียในท่อนำคลื่นหาได้จาก



รูปที่ 2.8 รูปหน้าตัดของท่อนำคลื่นทรงกระบอก

Table with 9 columns (N, M, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7) and 5 rows (1, 2, 3, 4) containing numerical values for waveguide modes.

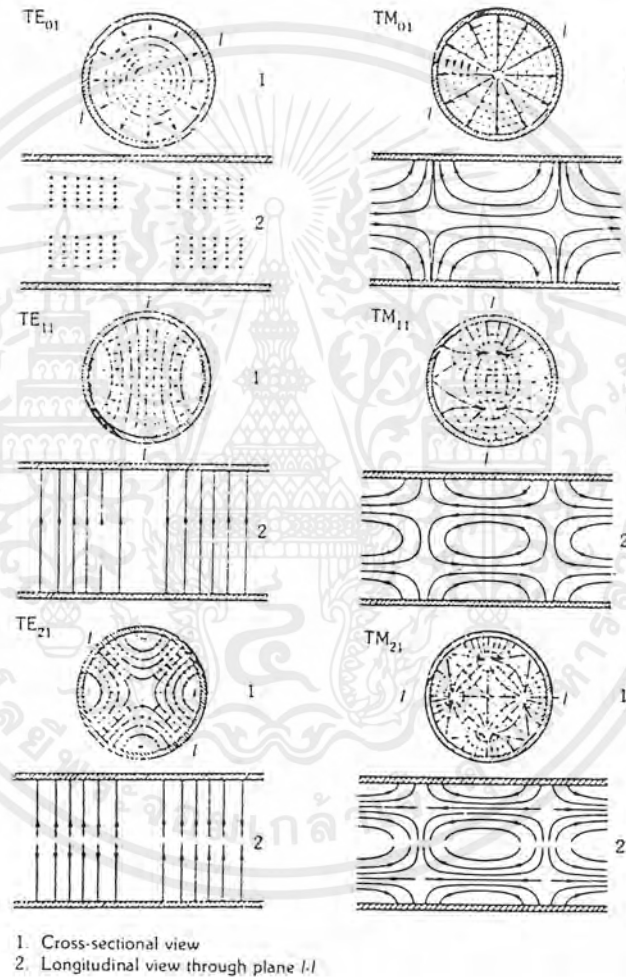
ตารางที่ 2.3 Root of J' _m (x) = 0

$$a_c = \frac{5.274 \times 10^{-6}}{a \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}} \sqrt{\frac{\epsilon_r f}{\sigma}} \left[\frac{m^2}{(x'_{mn})^2 - m^2} + \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2 \right] \quad (2.66)$$

สำหรับ โดมิแนนท์โหมด TE₁₁ ในท่อที่ไม่มีการลดทอนสามารถหาค่าพลังงานในหน่วยวัตต์ได้ดังนี้

$$P = 1.985 \times 10^{-3} \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2} a^2 E_b^2 \quad (2.67)$$

เมื่อ E_b คือความหนาแน่นของสนามไฟฟ้าสูงสุด ซึ่งจะเกิดตามแกนของท่อ



รูปที่ 2.9 รูปแบบของคลื่นใน โหมดต่างๆ ในท่อนำคลื่น

ความยาวคลื่นคัตออฟของ โหมด TM_{mn} หาได้จาก

$$\lambda_c = 2\pi a x_{mn} \quad (2.68)$$

เมื่อ x_{mn} คือ ค่าบวกของรูทลำดับที่ n ของ mth ของ Bessel ฟังก์ชัน ซึ่งแสดงในตารางที่ 2.4

ค่าความลดทอนของคลื่น TM_{mn} โหมดในหน่วย nepers ต่อเมตร อันเนื่องมาจากสภาพความนำ

ของผนังท่อหาได้จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_c = \frac{5.274 \times 10^{-6} \sqrt{\epsilon_r f}}{a \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \sqrt{\frac{\epsilon_r f}{\sigma}} \quad (2.69)$$

สำหรับคลื่น TM_{0n} โหมดในท่อที่ไม่มีกระแสสูญเสีย เมื่อ $a/\lambda < 0.761$ กำลังงานของคลื่นจะหาได้

จาก

$$P = 7.69 \times 10^{-3} (a/\lambda)^2 \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2} a^2 E_b^2 \quad (2.70)$$

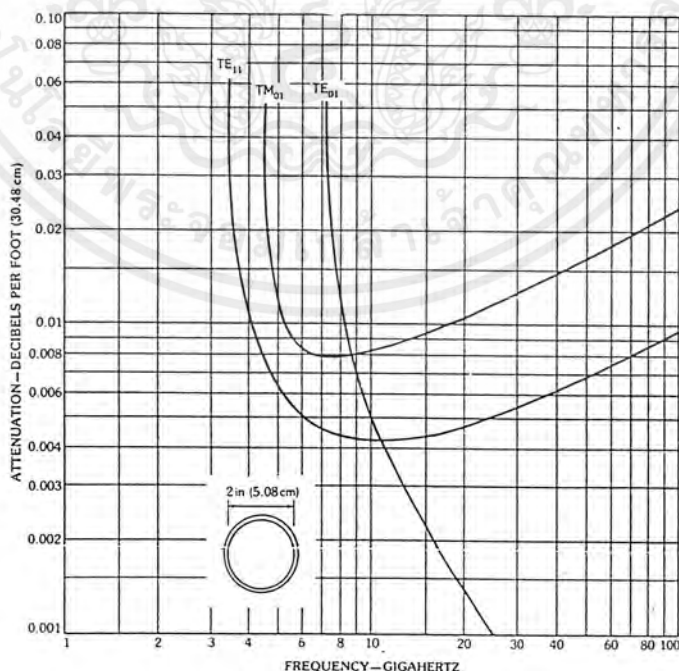
N \ M	0	1	2	3	4	5	6	7
1	2.405	3.832	5.136	6.380	7.588	8.771	9.936	11.086
2	5.520	7.016	8.417	9.761	11.065	12.339	13.589	14.821
3	8.654	10.173	11.620	13.015	14.372			
4	11.792	13.323	14.796					

ตารางที่ 2.4 Root of $J_m(x) = 0$

เมื่อ E_b เกิดขึ้นตามแกนของท่อเวฟไกด์ สำหรับ $a/\lambda > 0.761$

$$P = \frac{3.33 \times 10^{-3} a^2 E_b^2}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}} \quad (2.71)$$

ในกรณีนี้ ค่าความหนาแน่นสูงสุดของสนาม E_b จะเกิดขึ้นที่ $r = 0.765a$ และยังคงขึ้นอยู่กับค่ามุมด้วย



รูปที่ 2.10 กราฟแสดงค่าลดทอนต่อความถี่ในท่อนำคลื่นทรงกระบอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 ลักษณะของคลื่นที่แผ่ออกมาจากปลายท่อกระบอก

จากรูปที่ 2.11a) แสดงปากท่อที่มีรัศมีเท่ากับ a ในระนาบ $z = 0$ สนามไฟฟ้าที่มี polarized เชิงเส้น กำหนดได้โดย

$$E_x = E_0 a_x \quad x^2 + y^2 \leq a^2 \\ = 0, \text{ นอกจากนี้}$$

เมื่อสมมติให้อยู่ในสนามบริเวณปากท่อ จะได้

$$f_t = E_0 a_x \iint_{s_a} e^{jk_x x + jk_y y} dx dy \quad (2.72)$$

เพื่อที่จะคำนวณค่าอินทิกรัดนี้ จะใช้ โคออดิเนตทรงกระบอกเข้าช่วย ดังนั้นจะได้ $x = \rho \cos \phi'$, $y = \rho \sin \phi'$, $k_x = k_0 \sin \theta \cos \phi$, $k_y = k_0 \sin \theta \sin \phi$ ดังนั้น

$$f_t = E_0 a_x \int_0^a \int_0^{2\pi} e^{jk_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi')} \rho d\phi' d\rho \quad (2.73)$$

จาก

$$e^{jw \cos(\phi - \phi')} = J_0(w) - 2[J_2(w) \cos 2(\phi - \phi') - J_4(w) \cos 4(\phi - \phi') + \dots] \\ - 2j[J_1(w) \cos(\phi - \phi') - J_3(w) \cos 3(\phi - \phi') + \dots] \quad (2.74)$$

เมื่อ $J_n(w)$ คือ Bessel ฟังก์ชันชนิดแรก order ที่ n เมื่อใช้ค่านิยามนี้ ก็จะได้ค่าการอินทิกรัดของ ϕ' ออกมา ทุกเทอมเมื่ออินทิกรัด จะเป็น 0 หก ยกเว้นเทอมที่มีฟังก์ชัน ของ J_0 เกี่ยวข้อง ดังนั้นการอินทิกรัดตลอด ρ จะได้ดังสมการ

$$f_t = E_0 a_x \int_0^a 2\pi J_0(k_0 \rho \sin \theta) \rho d\rho \\ = 2\pi a^2 E_0 a_x \frac{J_1(k_0 a \sin \theta)}{k_0 a \sin \theta} \quad (2.75)$$

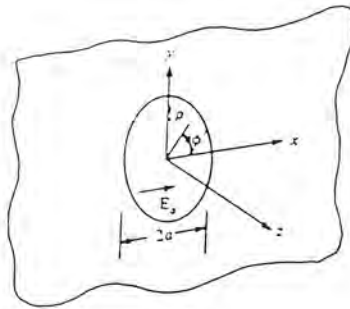
โดยจะใช้

$$\int u^v J_{v-1}(u) du = z^v J_v(z) \quad (2.76)$$

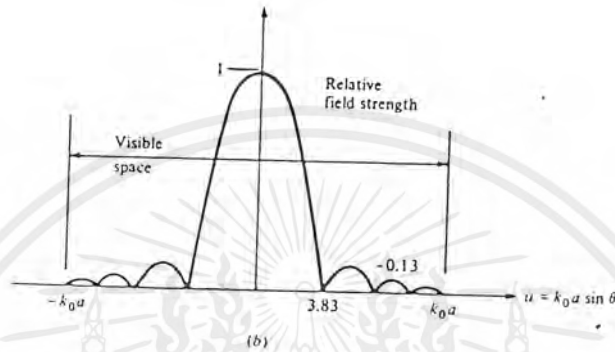
Bessel ฟังก์ชัน $J_1(x)$ จะคล้ายกับค่า แคมป์ไซนูซอยด์ ในระนาบ $\phi = 0$ สนามที่แผ่กระจายออกมา จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ J_1 และลักษณะของรูปแบบ การแผ่กระจายของคลื่นจะเป็นดังในรูปที่ 2.11b) ซึ่งมันจะ คล้าย ๆ กับการแผ่กระจายของคลื่น ในท่อทรงสี่เหลี่ยม ยกเว้นฟังก์ชันของ J_1 จะทำให้มี ไซดัลโลบ(side lobe)น้อยกว่า และ เมนโลบ(main lobe) จะมีค่าเป็นศูนย์ที่ $k_0 a \sin \theta = 3.832$ ซึ่งเป็นค่า ศูนย์ค่าแรกใน Bessel ฟังก์ชัน J_1 ดังนั้นความกว้างของเมนโลบ(main lobe)หาได้จาก

$$BW = \Delta\theta = 2 \sin^{-1} \frac{3.832}{k_0 a} \approx \frac{3.832}{\pi} \frac{\lambda_0}{a} \quad (2.77)$$

ไซดัลโลบ(Side lobe) แรกจะมีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ 0.13(-17.6dB) สัมพันธ์กับค่าเมนโลบ(main lobe)



(a)



(b)

รูปที่ 2.11 (a) ปลายเปิดของท่อทรงกลม (b) ลักษณะสนามที่แผ่กระจาย

สำหรับท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่มีรัศมี a ดังแสดงในรูปที่ 2.12 โหมดคือ TE_{11} ซึ่งมีสนามไฟฟ้าผ่านหน้าตัดของท่อตั้งแสดงได้จากสมการ

$$E_\rho = \frac{2 \sin \phi}{\rho} J_1 \left(1.84 \frac{\rho}{a} \right) \quad (2.78)$$

$$E_\phi = \frac{2a \cos \phi}{1.84} \frac{dJ_1(1.84 \rho/a)}{d\rho} \quad (2.79)$$

เมื่อ J_1 เป็น Bessel ฟังก์ชันชนิดแรก order 1 และ ρ คือรัศมีทรงกระบอก ดังแสดงในรูปที่ 2.12 ในพิกัด rectangular การแพร่ของสนามสามารถคิดได้จากสมการ

$$E_x = E_\rho \cos \phi - E_\phi \sin \phi \quad (2.80)$$

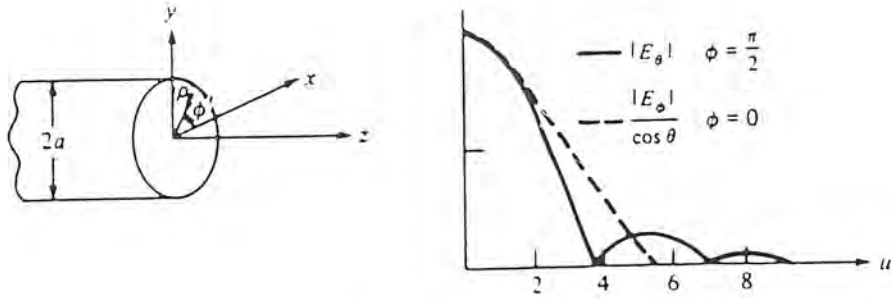
$$E_y = E_\rho \sin \phi + E_\phi \cos \phi \quad (2.81)$$

ความสัมพันธ์ของ Bessel ฟังก์ชันจะนำมาใช้ได้จากสมการ

$$\frac{dJ_m(u)}{du} = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) - J_{m+1}(u)] \quad (2.82)$$

$$\frac{m}{u} J_m(u) = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) + J_{m+1}(u)] \quad (2.83)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 ท่อทรงกระบอกปลายเปิด และลักษณะการแพร่กระจายของคลื่นในระนาบหลัก ทำให้จะได้ว่า

$$E_x = J_2(1.84\rho/a) \sin 2\phi \tag{2.84}$$

$$E_y = J_0(1.84\rho/a) - J_2(1.84\rho/a) \cos 2\phi \tag{2.85}$$

ถ้าสมมติให้สนามบริเวณปากท่อสามารถประมาณได้จากนิยามดังกล่าว จะทำให้ง่ายต่อการ derive สมการที่คลื่นแพร่กระจายออกมา

เพื่อที่จะหา E_x และ E_y การอินทิเกรตรอบปากทรงกระบอกจึงเป็นสิ่งต้องทำ ค่าเอกซ์โพเนนเชียล (exponential) ที่เกี่ยวข้องคือ

$$\begin{aligned} k_x x' + k_y y' &= k_0 \rho \sin \theta (\cos \phi \cos \phi' + \sin \phi \sin \phi') \\ &= k_0 \rho \sin \theta \cos(\phi - \phi') \end{aligned} \tag{2.86}$$

เมื่อคำนวณแล้วจะทำให้ได้ สมการของคลื่นออกมาข้างล่างนี้

$$E_\theta = \frac{jk_0}{r} e^{-jk_0 r} 2a^2 \sin \phi \frac{J_1(1.84) J_1(u)}{1.84 u} \tag{2.87}$$

$$E_\phi = \frac{jk_0}{r} e^{-jk_0 r} 2a^2 \cos \phi \cos \theta \left[\frac{1.84 J_1(1.84) dJ_1(u)}{1.84^2 - u^2 du} \right] \tag{2.88}$$

เมื่อ $u = k_0 a \sin \theta$

จะเห็นได้ว่า ในระนาบที่ $\phi = \pi/2$ (E plane) รูปแบบของคลื่นจะคล้ายกับ ระนาบที่ $\phi = 0$ (H plane) และ ยังสามารถหาค่าไครตวิติคของคลื่นได้จากสมการ

$$D = \frac{66 \pi a^2}{\beta \lambda_0 \lambda_0^2} \tag{2.89}$$

เมื่อ $\beta = [k_0^2 - (1.84/a)^2]^{1/2}$ เป็นค่าคงที่ของการแพร่กระจายสำหรับคลื่น โหมด TE_{11} ในท่อนำคลื่นทรงกระบอก

รูปโหมดต่างๆของท่อนำคลื่นทรงกลมและรูปแบบนอร์มอลไลซ์ (Normalized modal) ของความถี่วิกฤต(cutoff frequency) ของท่อนำคลื่นทรงกลม แสดงภาคผนวก

2.7 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ

2.7.1 แพทเทิร์นการแผ่กระจายคลื่น

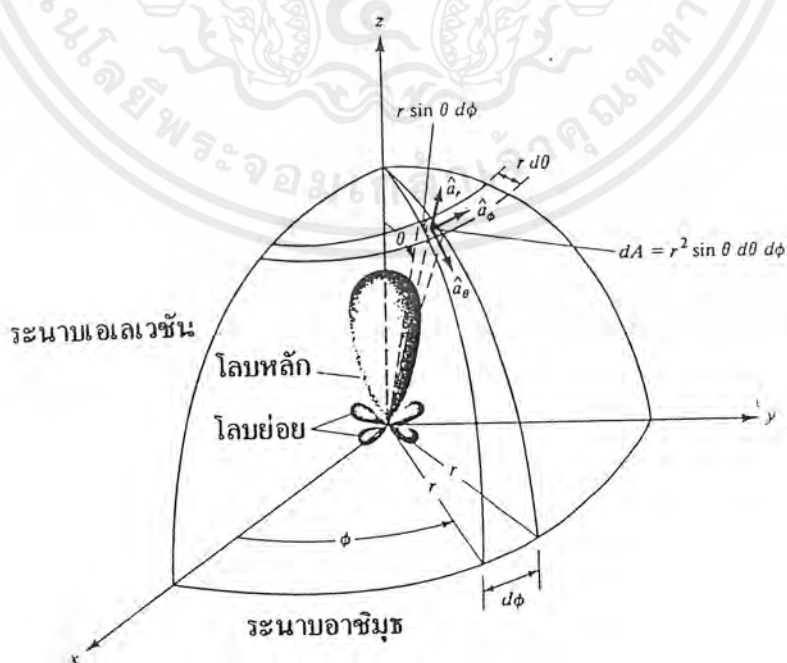
แพทเทิร์นการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) คือรูปภาพที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่น ซึ่งเป็นฟังก์ชันของสเปซโคออดิเนท (Space Coordinate) ส่วนใหญ่แพทเทิร์นการแผ่กระจายคลื่นนี้ มักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far Field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่น จะอาศัยคุณสมบัติต่าง ๆ ดังนี้คือ ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) ความเข้มของสนาม (Field Strength) เฟส (Phase) หรือ โพลาริเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงรูปของพลังงานเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่สังเกต ที่มีรัศมีคงที่

รูปที่ 2.13 แสดงระบบโคออดิเนทที่ใช้ แสดงคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่น สำหรับการใช้เส้น เพื่อแสดงกำลังงานที่สายอากาศรับได้ ตามแนวรัศมีที่มีค่าคงที่ มีชื่อเรียกว่า แพทเทิร์นกำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็ก หรือสนามไฟฟ้า ในทิศทางต่าง ๆ ที่มีรัศมีคงที่ มีชื่อเรียกว่าแพทเทิร์นสนาม (Field Pattern) ของสายอากาศนั้น

ตัวแผ่คลื่นไอโซโทรปิก (Isotropic Radiator) คือสายอากาศที่ถูกสมมติขึ้น โดยมีคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นเท่ากันในทุกทิศทาง ยกตัวอย่างเช่น พอยท์ซอร์ส (Point Source) เป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่ไม่สามารถสร้างได้จริง แต่มักจะใช้เพื่อเป็นตัวเปรียบเทียบกับสายอากาศจริงเกี่ยวกับการแสดงคุณสมบัติ แสดงทิศทางของสายอากาศ

สายอากาศทิศทาง (Directional Antenna) เป็นสายอากาศ ซึ่งมีคุณสมบัติของการส่ง หรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดี ในเฉพาะทิศทางที่กำหนดเท่านั้น ตัวอย่างหนึ่งของสายอากาศที่มีคุณสมบัติดังกล่าวคือ สายอากาศแบบออมนิไดเรกชันแนล (Omnidirectional Antenna)



รูปที่ 2.13 ระบบโคออดิเนท สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.2 แพทเทิร์นหลัก

โดยส่วนใหญ่ มักจะอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศ ในทอมของแพทเทิร์นหลัก (Principal Pattern) ของสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H สำหรับ สายอากาศลิเนียร์โพลาไรเซชัน (Linearly Polarization) แพทเทิร์นในระนาบ E จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามไฟฟ้า และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนแพทเทิร์นในระนาบ H จะเป็นระนาบที่ บรรจุเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด

2.7.3 โลบของแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น

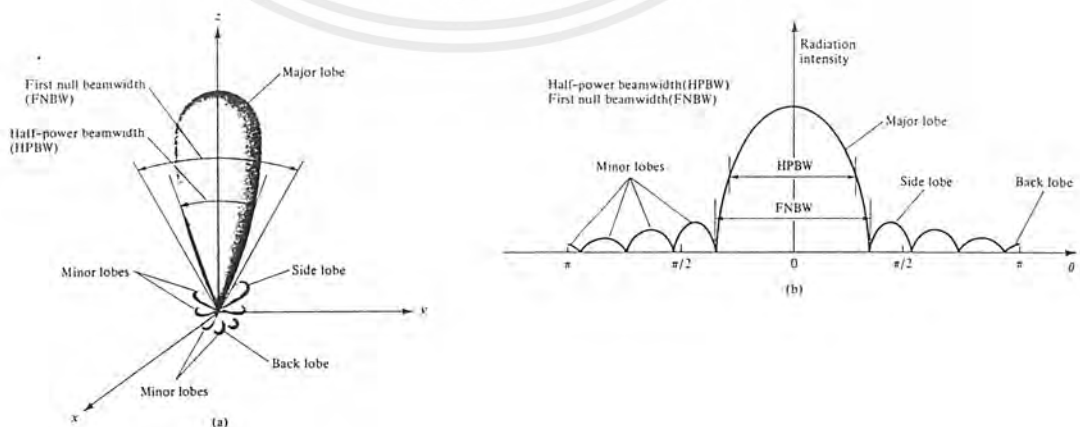
โอบของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Lobe) เป็นส่วนหนึ่งของแพทเทิร์น การแพร่กระจายคลื่นที่เกิดเป็นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นค่า รูปที่ 2.14 แสดง โพลาร์แพทเทิร์น (Polar Pattern) แบบสามมิติ ซึ่งแบ่งเป็นโอบแบบต่าง ๆ ได้ดังนี้

โอบหลัก (Major Lobe หรือ Main Lobe) เป็น โอบของการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด ตามรูปที่ 2.14 มีโอบหลักอยู่ในทิศทาง สายอากาศบางชนิดอาจมีโอบหลักมากกว่าหนึ่งโอบ เช่น สายอากาศแยกบีม (Split-Beam Antenna)

โอบย่อย (Minor Lobe) ได้แก่ โอบอื่น ๆ นอกเหนือไปจากโอบหลัก

โอบข้างหรือ ไซด์โอบ (Side Lobe) เป็น โอบย่อยที่อยู่ติดกับโอบหลัก และอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับโอบหลัก

โอบหลัง (Back Lobe) เป็น โอบย่อยที่อยู่ใน ครึ่งวงกลมตรงข้ามกับโอบหลัก ปกติแล้วโอบย่อยจะเกิดจาก การแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ ดังนั้นสำหรับสายอากาศที่ดี ต้องกำจัดโอบเหล่านี้ให้เหลือน้อยที่สุด ระดับของโอบย่อย มักแสดงเป็น อัตราส่วนของความหนาแน่นของพลังงานในโอบที่กำลังคิด ต่อความหนาแน่นของพลังงานในโอบหลัก ซึ่งเรียกว่า อัตราส่วนของไซด์โอบ (Side Lobe Ratio) หรือระดับของไซด์โอบ (Side Lobe Level : SLL) ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปนั้นมักจะต้องการให้ระดับของไซด์โอบน้อยกว่า -20 dB



รูปที่ 2.14 a) โอบต่าง ๆ และบีมวิคท์ของแพทเทิร์นสายอากาศ b) แพทเทิร์นในแบบลิเนียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์ การค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 บริเวณต่าง ๆ ของสนามจากสายอากาศ

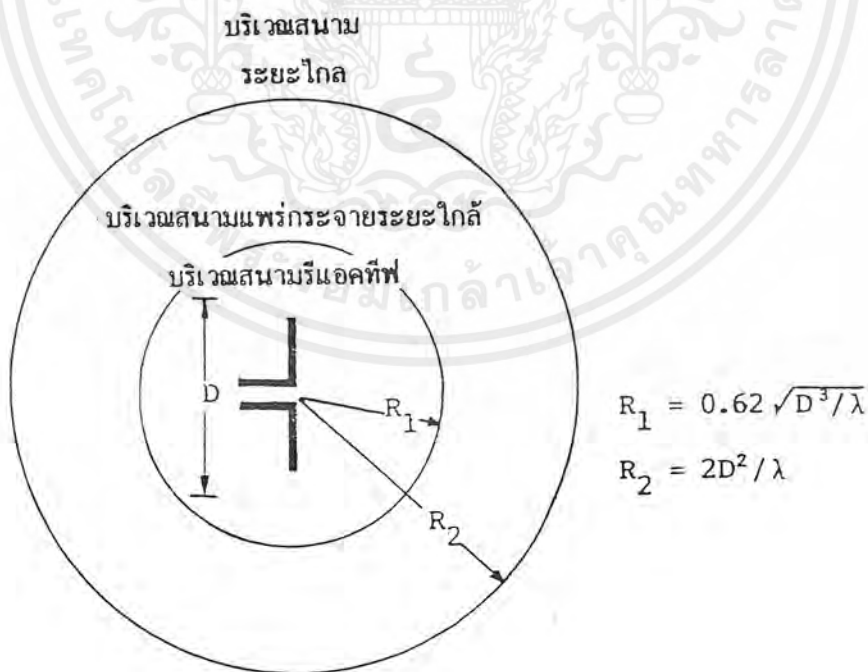
โดยทั่วไปมักจะแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศออกเป็น 3 ส่วน คือสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ (Reactive-Near Field) สนามกระจายระยะใกล้ (Radiating-Near Field) และสนามระยะไกล (Far Field) ดังแสดงในรูปที่ 2.15

บริเวณสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามที่ล้อมรอบใกล้สายอากาศมากที่สุด และมีสนามเป็นชนิดรีแอกทีฟเป็นส่วนใหญ่ บริเวณนี้จะมีระยะทาง $R < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ จากผิวของสายอากาศ เมื่อ λ เป็นความยาวคลื่น และ D เป็นมิติที่ยาวที่สุดของสายอากาศ

บริเวณสนามกระจายระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามของสายอากาศ ที่อยู่ระหว่างบริเวณของสนามรีแอกทีฟระยะใกล้กับ บริเวณสนามระยะไกล โดยมีสนามที่กระจายอยู่เป็นส่วนใหญ่ และการกระจายของสนามตามมุมต่าง ๆ นั้น แปรผันตามระยะทางจากสายอากาศ เมื่อสายอากาศมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น สนามในบริเวณนี้อาจไม่เกิดขึ้น ในบริเวณนี้จะมีระยะทาง $2D^2/\lambda \geq R \geq 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$

บริเวณสนามระยะไกล เป็นบริเวณสนามของสายอากาศ ซึ่งการแพร่ของสนามของสายอากาศตามมุมต่าง ๆ ไม่ขึ้นกับระยะทางจากสายอากาศ ถ้าสายอากาศมีมิติใหญ่ที่สุดเท่ากับ D บริเวณสนามระยะไกลจะเกิดขึ้นที่ระยะทาง R มากกว่า $2D^2/\lambda$ จากสายอากาศ

ในบริเวณนี้สนามมีลักษณะ เป็นสนามตัดขวาง (Transverse Field) และการแพร่กระจายของสนามตามมุมต่าง ๆ ไม่ขึ้นกับระยะทาง ขอบในของบริเวณดังกล่าวมีค่า R เท่ากับ $2D^2/\lambda$ และขอบนอกเป็นอนันต์



รูปที่ 2.15 แสดงการแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 เรเดียน และสเตอเรเดียน

การวัดมุมบนระนาบจะมีหน่วยเป็นเรเดียน หนึ่งเรเดียนเป็นมุมบนระนาบ ซึ่งยอดของมันอยู่ที่จุดศูนย์กลางของวงกลมที่มีรัศมี r และถูกปิดด้วยส่วนของเส้นรอบวง ซึ่งยาว r เนื่องจากเส้นรอบวงที่มีรัศมี r มีความยาว $c = 2\pi r$ ดังนั้นบนหนึ่งรอบของวงกลม จะมี 2π เรเดียน

การวัดมุมมีหน่วยเป็นสเตอเรเดียน (sr) หนึ่ง สเตอเรเดียนเป็นมุมตันที่มียอดอยู่ที่จุดศูนย์กลางของทรงกลมที่มีรัศมี r เนื่องจากพื้นที่ของทรงกลมรัศมี r มีค่าเท่ากับ $4\pi r^2$ ดังนั้นตลอดทรงกลมจะมี 4π sr

2.10 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น

คือ กำลังงานที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศ ต่อหน่วยมุมตัน ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่ง ในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศ เกี่ยวกับสนามระยะไกล ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น สามารถหาได้จากผลคูณของความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น และ ผลจากกำลังสองของระยะทาง ซึ่งเขียนเป็นสมการ ได้ดังนี้คือ

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.90)$$

เมื่อ U = ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

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

ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น สามารถเขียนแสดงความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าของสายอากาศระยะไกลได้คือ

$$\begin{aligned} U_{\theta,\phi} &= (r^2/2\eta) |E(r,\theta,\phi)|^2 \\ &= (r^2/2\eta) [|E_{\theta}(r,\theta,\phi)|^2 + |E_{\phi}(r,\theta,\phi)|^2] \\ &= (1/2\eta) [|E_{\theta}(r,\theta,\phi)|^2 + |E_{\phi}(r,\theta,\phi)|^2] \end{aligned} \quad (2.91)$$

เมื่อ E = ความเข้มของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

E_{θ} , E_{ϕ} = ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

η = อินทริเนติกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของตัวกลาง

ดังนั้นแทนที่ของกำลังงานก็ใช้เพื่อแสดงถึงความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นได้เช่นกัน

กำลังงานทั้งหมดนี้หาได้โดย อินทิเกรตความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ตลอดมุมตัน ทั้งหมด ซึ่งจะได้

$$P_{rad} = \iint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.92)$$

2.11 ไลเรลลิวิตี

ไลเรลลิวิตีในทิศทางที่กำหนด คือ อัตราส่วนของ ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อความเข้ม ของการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งใช้สำหรับอ้างอิง ซึ่งปกติสายอากาศสำหรับใช้ อ้างอิงนี้จะใช้ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (Isotropic Point Source)

ไลเรลลิวิตี คือ ค่าของไลเรลลิวิตีในทิศทางที่มีค่ามากที่สุด หรือ ไลเรลลิวิตีของดันท่านีลที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่เป็นไอโซโทรปิก คือ อัตราส่วนของความเข้ม ของการแผ่กระจายคลื่นที่มากที่สุด ต่อความเข้มของ การแผ่กระจายคลื่นของ ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$D_g = U/U_o = 4\pi U/P_{rad} \quad (2.93)$$

$$D_o = U_{max}/U = 4\pi U_{max}/P_{rad} \quad (2.94)$$

D_g = ไครเรทีฟเกน (ไม่มีหน่วย)

D_o = ไครเรคทีวิตี (ไม่มีหน่วย)

U = ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

U_{max} = ค่าสูงสุดของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

U_o = ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นของ ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (W/หน่วยมุมตัน)

P_{rad} = กำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมด (W)

จากสมการที่(2.93) และ(2.94) จะทราบไครเรทีฟเกนและไครเรคทีวิตีของ ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่มีค่าเป็นหนึ่ง เพราะว่ามันมีการแผ่กระจายกำลังงาน ออกไปทุกทิศทางด้วยค่าที่เท่ากันคือ U , U_{max} และ U_o ต่างมีค่าเท่ากัน แต่คลื่นกำเนิด(สายอากาศ)แบบอื่น ๆ นั้นย่อมมีไครเรคทีวิตีมากกว่าหนึ่งเสมอ สายอากาศที่มีโลบลึกแคบๆเพียง โลบล็อดิว และมีโลบข้อยที่มีขนาดเล็กจนสามารถตัดทิ้งได้ มุมตันของบีมจะมีค่าประมาณเท่ากับผลคูณของ HPBW ในระนาบซึ่งตั้งฉากกัน

$$D_o = \frac{4\pi}{\Omega_A} \cong \frac{4\pi}{\Theta_{1r}\Theta_{2r}} \quad (2.95)$$

มุมตันของบีม Ω_A ประมาณได้จาก

$$\Omega_A = \Theta_{r1} \cong \Theta_{r2} \quad (2.96)$$

Θ_{r1} = HPBW ในระนาบใดๆ(เรเดียน)

Θ_{r2} = HPBW ในระนาบซึ่งตั้งฉากกับระนาบแรก (เรเดียน)

2.12 ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิคท์

ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิคท์ เป็นมุมที่วัดระหว่าง จุดที่ความเข้ม ของการแผ่กระจายคลื่น ใน โลบลึก มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดสองจุด

เมื่อทราบบีมวิคท์เป็นองศา จากสมการที่ (2.95) จะคิดแปลงให้เหมาะสมที่จะแทนค่าบีมวิคท์นั้น โดยตรงได้เป็น

$$D_o \cong \frac{4\pi(180/\pi)^2}{\Theta_{1d}\Theta_{2d}} = \frac{41253}{\Theta_{1d}\Theta_{2d}} \quad (2.97)$$

Θ_{r1} = HPBW ในระนาบใดๆ(องศา)

Θ_{r2} = HPBW ในระนาบซึ่งตั้งฉากกับระนาบแรก (องศา)

2.13 เกน

เกนเป็นความสัมพันธ์ที่ได้มาจากไครเรคทีวิตี โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่ไครเรคทีวิตี อธิบายคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น

เพาเวอร์เกน (Power Gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้ นั้น มีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตรา เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ในทิศทางนั้นต่อกำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่ง เมื่อไม่ได้กำหนดทิศทางไว้ โดยเฉพาะโดยทั่วไปแล้ว จะคิดเพนเวอร์เกนในทิศทางที่มีการแผ่กระจายคลื่นแรงที่สุด ดังนั้น

$$\begin{aligned} \text{เกน} &= 4\pi(\text{ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น})/(\text{กำลังงานทั้งหมดที่ป้อนให้สายอากาศ}) \\ &= 4\pi U(\theta, \phi)/P_{in} \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \end{aligned} \quad (2.98)$$

โดยทั่วไปแล้ว มักจะพูดถึงเกนสัมพัทธ์ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของเพนเวอร์เกน ในทิศทางที่กำหนดให้ ต่อเพนเวอร์เกน ของสายอากาศ ที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น เมื่อกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบ อาจจะเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร แต่โดยส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบจะเป็น ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้น

$$\begin{aligned} G_g &= 4\pi U(\theta, \phi)/P_{in} \quad (\text{ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย}) \\ & \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \end{aligned} \quad (2.99)$$

กำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ P_{in} ดังนี้

$$P_{rad} = e_r P_{in} \quad (2.100)$$

เมื่อ e_r เป็นประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ทำให้จะได้

$$G_g(\theta, \phi) = e_r [4\pi U(\theta, \phi)/P_{rad}] \quad (2.101)$$

ซึ่งสัมพันธ์กับ ไดเรกทิวิตีเพนดังนี้

$$G_g(\theta, \phi) = e_r D_g(\theta, \phi) \quad (2.102)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของเกนจะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี โดย

$$G_0 = G_g(\theta, \phi)|_{\max} = e_r D_g(\theta, \phi)|_{\max} \quad (2.103)$$

ดังนั้นค่าประมาณของเกนจะได้

$$G_0 \cong \frac{30,000}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}} \quad (2.104)$$

$$\Theta_{r1} = \text{HPBW ในระนาบใดๆ (องศา)}$$

$$\Theta_{r2} = \text{HPBW ในระนาบซึ่งตั้งฉากกับระนาบแรก (องศา)}$$

2.14 ประสิทธิภาพของสายอากาศ

ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ จะใช้เมื่อคำนึงถึงการสูญเสียต่าง ๆ ที่ขั้วและภายในโครงสร้างของสายอากาศด้วย โดยทั่วไปแล้วประสิทธิภาพทั้งหมด คำนวณได้จาก

$$e_t = e_r e_d e_c \quad (2.105)$$

เมื่อ e_r = ประสิทธิภาพทั้งหมด (ไม่มีหน่วย)

e_r = ประสิทธิภาพเกี่ยวกับการสะท้อนกลับของคลื่น (ไม่มีหน่วย)

e_c = ประสิทธิภาพของตัวนำ (ไม่มีหน่วย)

e_d = ประสิทธิภาพของฉนวน (ไม่มีหน่วย)

Γ = สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของศักย์ไฟฟ้าที่ขั้วของสายอากาศ

$$\Gamma = (Z_{in} - Z_0)/(Z_{in} + Z_0) \quad \text{เมื่อ } Z_{in} = \text{อิมพีแดนซ์อินพุตของสายอากาศ}, Z_0 = \text{อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ตามการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Characteristic Impedance) ของสายส่ง]

ปกติ ϵ_c และ ϵ_d คำนวณหาได้ลำบาก ส่วนมากมักหาได้จากการทดลอง ดังนั้น เพื่อความสะดวก จึงมักจะเขียน ได้เป็น

$$\epsilon_t = \epsilon_r \epsilon_{cd} \quad (2.106)$$

เมื่อ $\epsilon_{cd} = \epsilon_c \epsilon_d =$ ประสิทธิภาพในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

2.15 อินพุทอิมพีแดนซ์

อินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) ของสายอากาศใด ๆ จะเป็นอิมพีแดนซ์ ที่เข้าของสายอากาศนั้นๆ อาจเป็น อัตราส่วนของศักดาไฟฟ้า ต่อกระแสไฟฟ้าที่เข้า ของสายอากาศนั้น หรือเป็นอัตราส่วนของ สนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กที่จุดใด ๆ ในรูปที่ 2.16 a) a-b เป็นเข้าของสายอากาศ อัตราส่วนของ ศักดาไฟฟ้าต่อกระแสไฟฟ้าที่เข้านี้ เมื่อไม่ได้ต่อโหลด (Load) จะเป็นอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ซึ่งมีค่า

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.107)$$

เมื่อ $Z_A =$ อิมพีแดนซ์ที่เข้า a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

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

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

โดยทั่วไปค่าความต้านทานจะถูกแบ่งเป็นสองส่วน ดังนี้

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.108)$$

เมื่อ $R_r =$ ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

$R_L =$ ความต้านทานการสูญเสียของสายอากาศ

ถ้าสมมติว่าสายอากาศถูกต่ออยู่กับเครื่องกำเนิดสัญญาณ ที่มีอิมพีแดนซ์ภายใน เป็นดังนี้

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.109)$$

เมื่อ $R_g =$ ความต้านทานของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม)

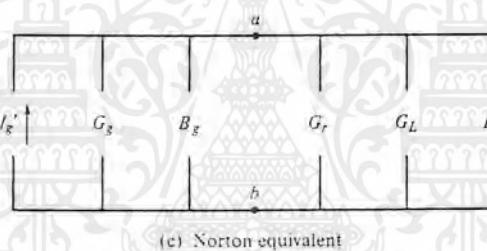
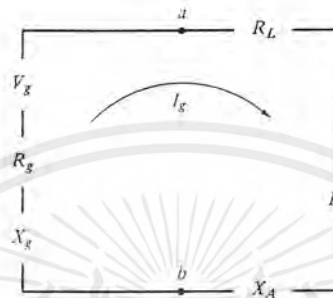
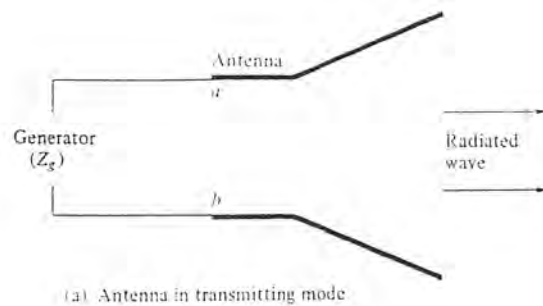
$X_g =$ รีแอกแตนซ์ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม)

และสายอากาศทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง จะแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.15b ในการหาปริมาณกำลังงานที่ ถูกนำมาสู่ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น เพื่อแพร่กระจายออก กับกำลังงานที่สูญเสีย ในความต้านทานการสูญเสีย R_L ที่กลายเป็นความร้อน ($I^2 R_L/2$) นั้น จะหากระแสที่ไหลภายในลูป (Loop) ได้ ดังนี้

$$\begin{aligned} I_g &= V_g / Z_t = V_g / (Z_A + Z_g) \\ &= V_g / (R_r + R_L + R_g) + j(X_A + X_g) \end{aligned} \quad (A) \quad (2.110)$$

และขนาดของกระแสจะมีค่าดังนี้คือ

$$I_g = V_g / [(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2]^{1/2} \quad (2.111)$$



รูปที่ 2.16 สายอากาศส่งและวงจรสมมูล

2.16 อาร์เรย์

เป็นวิธีเพิ่มขนาดของสายอากาศ โดยไม่ต้องเพิ่มขนาดของสายอากาศ ที่นำมาทำเป็นเอเลเมนต์ (Element) ซึ่งทำได้ โดยจัดเอเลเมนต์ที่แพร่กระจายคลื่นให้เหมาะสม ทั้งทางไฟฟ้าและรูปทรง ซึ่งเรียกว่า อาร์เรย์ (Array) ปกติแล้วจะเลือกให้แต่ละเอเลเมนต์ของอาร์เรย์เหมือนกัน

เมื่อตัดการคัปปลิง (Coupling) ระหว่างเอเลเมนต์ทิ้ง จะหาสนามลัพธ์ของอาร์เรย์ได้โดยบวกแอมพลิจูดของสนามที่แพร่กระจายจากแต่ละเอเลเมนต์ สนามจะรวมกัน ในทิศทางที่ต้องการติดต่อสื่อสาร และหักล้างกัน ในทิศทางที่ไม่ต้องการ

วิธีที่จะ ควบคุมแพทเทิร์นของสายอากาศ ซึ่งทำได้โดยควบคุมสิ่งต่าง ๆ ต่อไปนี้คือ

- การจัดเรียงเอเลเมนต์ของอาร์เรย์ (เป็นเส้นตรง, วงกลม, สี่เหลี่ยม เป็นต้น)
- ระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์
- ขนาดของกระแสที่ป้อน แต่ละเอเลเมนต์
- เฟสของกระแสที่ป้อน แต่ละเอเลเมนต์
- แพทเทิร์นของ แต่ละเอเลเมนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.16.1 อาร์เรย์สองเอเลเมนต์

สมมติว่ามีไคโพลจั่ว 2 ตัว (ไคโพลจั่วคือไคโพลที่มีความขายน้อยมาก เมื่อเทียบกับความยาวคลื่น) วางตามแนวอนและเรียงตามแกน Z ดังแสดงในรูปที่ 2.17a) และสมมติว่าไม่มีการ คัปปลิงระหว่าง เอเลเมนต์ทั้งสอง ดังนั้น สนามที่แพร่กระจายสายอากาศจั่วทั้งสอง จะเป็นผลรวมของสนามจากสายอากาศทั้งสองนั้น เมื่อคิดในระนาบ yz จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$E_t = E_1 + E_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} |\cos\theta_1| + \frac{e^{-j[kr_2 - (\beta/2)]}}{r_2} |\cos\theta_2| \right\} \quad (2.112)$$

เมื่อ β เป็นความต่างเฟสของ กระแสที่ป้อนให้แก่เอเลเมนต์ทั้งสอง โดยที่ป้อนให้มีขนาดของกระแสเท่ากัน ถ้าทำการ สังเกตหา สนามที่ระยะทางไกล ๆ จะสามารถประมาณค่าได้ดังต่อไปนี้

$$\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta$$

$$r_1 \approx r_2 - \frac{d}{2} \cos\theta \quad \text{สำหรับการแปรผันของเฟส}$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad \text{สำหรับการแปรผันของขนาด}$$

จะทำให้ได้สมการใหม่ดังนี้

$$E_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} |\cos\theta| \left[e^{+j(kd \cos\theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos\theta + \beta)/2} \right] \quad (2.113)$$

$$E_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} |\cos\theta| 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos\theta + \beta) \right] \quad (2.114)$$

จะเห็นว่า สนามลัพธ์ของอาร์เรย์ มีค่าเท่ากับสนามของเอเลเมนต์เดี่ยว ที่วางอยู่ที่ออริจิน คูณด้วย แฟคเตอร์ ซึ่งเรียกว่า อาร์เรย์แฟคเตอร์ (Array Factor) เพราะฉะนั้น อาร์เรย์แฟคเตอร์ของอาร์เรย์ 2 เอเลเมนต์ ที่มีขนาดของกระแสที่ป้อนให้ แต่ละเอเลเมนต์เท่ากันจะมีค่าดังนี้คือ

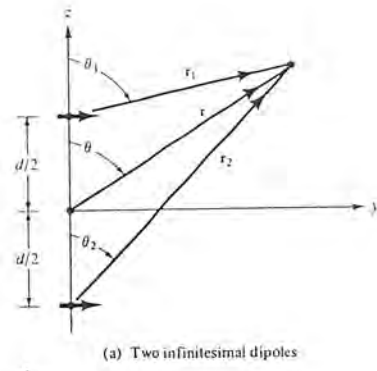
$$AF = 2 \cos [(kd \cos\theta + \beta)/2] \quad (2.115)$$

ซึ่งนอร์มอลไลซ์อาร์เรย์แฟคเตอร์นี้มีค่าดังนี้

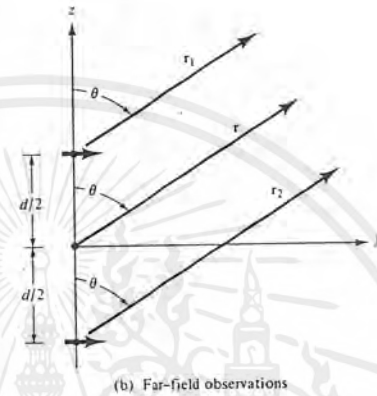
$$(AF)_n = \cos [(kd \cos\theta + \beta)/2] \quad (2.116)$$

จะเห็นว่าอาร์เรย์แฟคเตอร์เป็นฟังก์ชัน ของรูปทรงของอาร์เรย์ และเฟสของการป้อนกระแสให้กับเอเลเมนต์ของอาร์เรย์ ซึ่งสามารถควบคุมสนามลัพธ์ของอาร์เรย์ได้ โดยเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ d และ/หรือ เฟส β ซึ่งสนามระยะไกลของอาร์เรย์ 2 เอเลเมนต์ที่เหมือนกัน และมีขนาดการป้อนกระแสสม่ำเสมอ จะมีค่าดังต่อไปนี้

$$E(\text{ลัพธ์}) = [E(\text{เอเลเมนต์เดี่ยวอยู่ที่ออริจิน})] * [\text{อาร์เรย์แฟคเตอร์}]$$

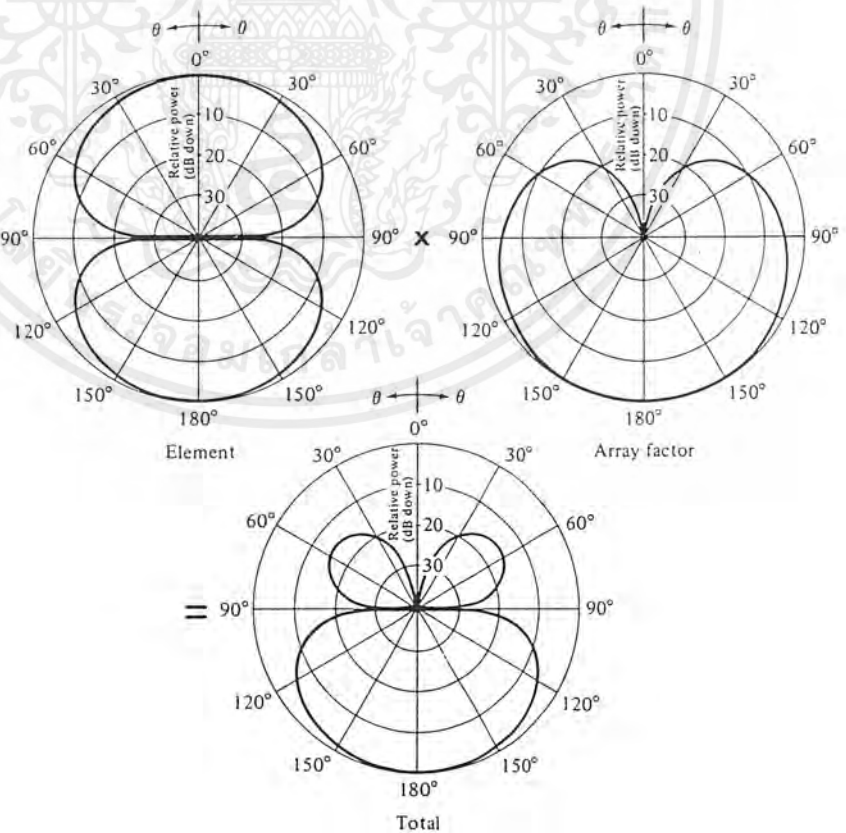


(a) Two infinitesimal dipoles



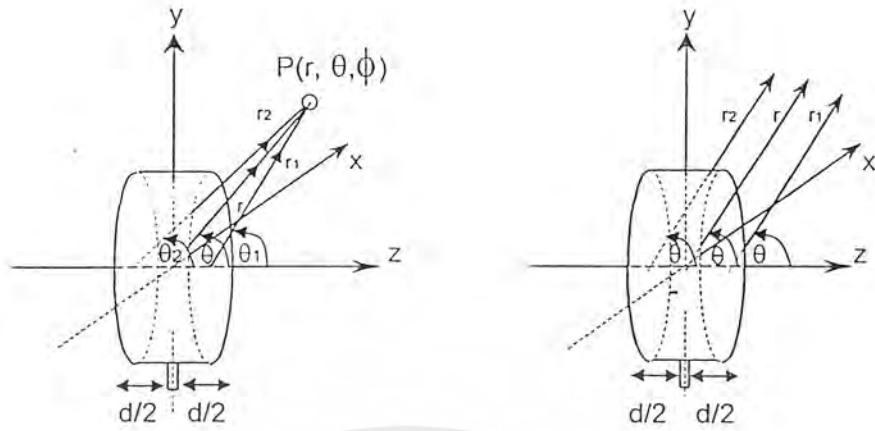
(b) Far-field observations

รูปที่ 2.17 รูปของอาร์เรย์ 2 เอลิเมนต์ที่วางตามแนวแกน z



รูปที่ 2.18 การคูณแอมพลิจูดของเอลิเมนต์ที่เฟสเคอร์, อาร์เรย์เฟสเคอร์ และสนามลิทซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนักศึกษาเดินทางไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป (a) อพอร์เจอร์สองอพอร์เจอร์ รูป (b) จุดสังเกตระยะไกล
รูปที่ 2.19 เวกาคณิตของสองอพอร์เจอร์ที่อาร์เรย์กันอยู่ตำแหน่งแกน Z



รูปที่ 2.20 สายอากาศวงแหวนแบบทรงกระบอก

2.17 ทฤษฎีภาพเสมือน(Image Theory)

ในสายอากาศที่ใช้งานจริงนั้น บ่อยครั้งที่เรามักจะนำแผ่นสะท้อนคลื่นมาวางไว้ด้านหลังของตัวสายอากาศเพื่อให้คลื่นแพร่กระจายออกไปทางด้านหน้าเท่านั้น ในกรณีดังกล่าวนี้ ถ้าแผ่นสะท้อนมีขนาดใหญ่มาก การหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทางด้านหน้านั้นจะทำได้โดยการวางสายอากาศสภาพเสมือนที่เหมาะสมไว้ตรงตำแหน่งที่เหมาะสม

ในกรณีที่แผ่นสะท้อนเป็นแผ่นโลหะเรียบและมีสภาพเป็นตัวนำไฟฟ้าที่สมบูรณ์แบบ ตามเงื่อนไขขอบเขตสนามไฟฟ้าในแนวขนานกับผิวโลหะบนผิวโลหะจะต้องเป็นศูนย์ (เงื่อนไขดังกล่าวบางครั้งอาจเรียกว่า “ผนังไฟฟ้า”) และเนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เป็นผลเฉลยของสมการแมกซ์เวลล์และเป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขตด้วย จะมีได้เพียงชุดเดียวเท่านั้น ดังนั้นถ้าเราสามารถหาชุดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในแนวขนานกับผิวโลหะบนผิวโลหะเป็นศูนย์ได้ สนามแม่เหล็กไฟฟ้าชุดนั้นก็จะเป็นผลเฉลยของปัญหานั้นตามรูปที่ 2.21 ถ้าแหล่งกำเนิดคลื่นเป็นแบบกระแสไฟฟ้าวางขนานกับแผ่นโลหะห่างจากผิวโลหะเป็นระยะทาง d ถ้าเราดึงแผ่นโลหะออกแล้ว วางกระแสไฟฟ้าเสมือนที่ชี้ทิศตรงข้ามกับกระแสจริงที่

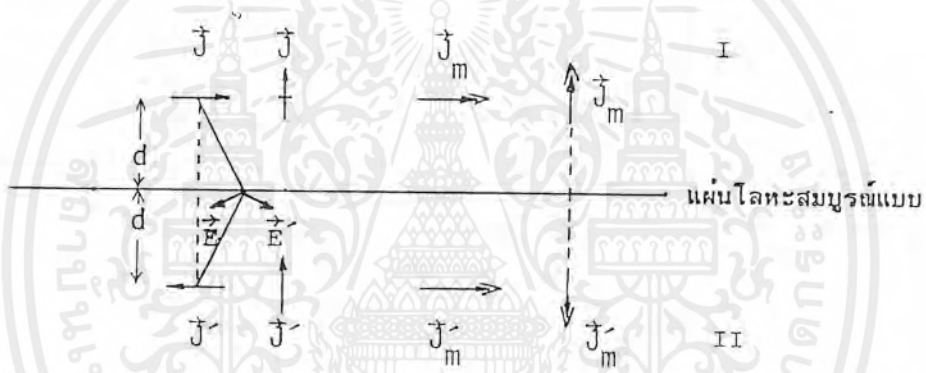
ตำแหน่งห่างจากแผ่นสะท้อนมาทางด้านล่างเป็นระยะทาง d เช่นเดียวกัน เราจะพบว่าสนามไฟฟ้าตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตำแหน่งของผิวโลหะที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าจริงนั้นคือ E และที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าเสมือนคือ E' จะอยู่ในทิศส่วนที่ประกอบในแนวสัมผัสมีขนาดเท่ากันและชี้ทิศตรงกันข้ามเสมอ ซึ่งทำให้สนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสเป็นศูนย์เสมอ เมื่อเป็นเช่นนี้เราอาจกล่าวได้ว่ากระแสไฟฟ้าเสมือนที่คิดขึ้นนี้จะทำหน้าที่เหมือนกับแผ่นโลหะสะท้อน เพราะฉะนั้นในการคิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศ เราจะได้โดยวางกระแสไฟฟ้าเสมือนแล้วนำแผ่นโลหะออกดังกล่าวข้างต้น

ในรูปที่ 2.21 ยังได้แสดงกรณีที่กระแสไฟฟ้าอยู่ในแนวตั้งฉากกับแผ่นสะท้อน ซึ่งในกรณีนี้เราจะได้กระแสไฟฟ้าเสมือนชี้ในทิศเดียวกันสำหรับกระแสแม่เหล็กนั้นทิศทางของกระแสแม่เหล็กเสมือนจะชี้ทิศตรงกันข้ามกับกรณีของกระแสไฟฟ้า

ในทางปฏิบัติอาจจะมีกรณีที่กระแสอยู่ในแนวเฉียงๆก็ได้ ในกรณีเช่นนี้ก็สามารวางกระแสเสมือนได้โดยแยกกระแสจริงให้อยู่ในแนวขนานและแนวตั้งฉากกับผิวโลหะสะท้อนแล้วใช้รูปที่ 2.21 ให้เป็นประโยชน์



รูปที่ 2.21 ภาพเสมือนของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กเมื่อวางอยู่เหนือแผ่นโลหะ

2.18 สมการรีฟเลคเตอร์ (Reflector)

การนำเสนอนี้เป็นการการสมมติจุดสังเกตระยะไกล โดยพิจารณาส่วนประกอบสองส่วนคือส่วนที่นำพาและส่วนที่ถูกสะท้อน

ส่วนประกอบที่นำพาคือ

$$E_{\psi}^d = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jk r_1}}{4\pi r_1} \sin \Psi \tag{2.117}$$

ส่วนประกอบที่เป็นส่วนสะท้อน

$$E_{\psi}^r = jR_n \eta \frac{kI_0 l e^{-jk r_2}}{4\pi r_2} \sin \Psi \tag{2.118}$$

ซึ่งสัมพันธ์กับการสะท้อนเท่ากับหนึ่ง $R_n = -1$

$$E_{\psi}^r = -j\eta \frac{kI_0 l e^{-jk r_2}}{4\pi r_2} \sin \Psi \tag{2.119}$$

โดยมุม Ψ ซึ่งวัดจากแกน z ไปยังจุดสังเกต

$$\cos \Psi = \hat{a}_z \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_z \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = \cos \theta \quad (2.120)$$

$$\sin \Psi = \sqrt{1 - \cos^2 \Psi} = \sqrt{1 - \cos^2 \theta} \quad (2.121)$$

สำหรับการสังเกตที่สนามระยะไกล

$$r_1 \approx r - h \cos \theta \quad \text{ความเปลี่ยนแปลงของเฟส}$$

$$r_2 \approx r + h \cos \theta$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad \text{ความเปลี่ยนแปลงของขนาด}$$

สนามทั้งหมด ซึ่งใช้ได้เหนือระนาบกราวด์เพียงเท่านั้น ($z \geq 0; 0 \leq \theta \leq \pi/2, 0 \leq \phi \leq 2\pi$)

$$E_\Psi = E_\Psi^d + E_\Psi^r = j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi r} [e^{-jk r_1} + e^{-jk r_2}] \sin \Psi \quad (2.122)$$

$$E_\Psi = j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi r} [e^{-jk(r-h \cos \theta)} + e^{-jk(r+h \cos \theta)}] \sin \Psi \quad (2.123)$$

$$E_\Psi = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} [e^{jk h \cos \theta} + e^{-jk h \cos \theta}] \sin \Psi \quad (2.124)$$

$$E_\Psi = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} 2j \sin(hk \cos \theta) \sqrt{1 - \cos^2 \theta} \quad (2.125)$$

$$\text{ผลคูณสมการรีเฟลคเตอร์} = \sin(kh \cos \theta) \quad (2.126)$$

2.19 ความถี่ที่ใช้สำหรับ โทรศัพท์พกพาส่วนบุคคลที่เอชเอส(PHS)

จากตารางที่ 2.5 จะแบ่งความถี่ได้เป็น 2 กลุ่ม คือ กลุ่มของความถี่ที่ใช้สำหรับส่วนบุคคล เช่น การใช้งานในลักษณะอินเตอร์คอม คือ การเรียกโดยตรงระหว่างเครื่องที่เอส (PS:Personal Station) ด้วยกัน โดยไม่มีสถานีเซลเข้ามาเกี่ยวข้องแต่อย่างใด โดยใช้ความถี่ในช่องที่ 1-10 ส่วนการใช้ในลักษณะส่วนบุคคลภายในสำนักงานหรือ ที่อยู่อาศัยต่างๆในรูปแบบของตู้สาขาอัตโนมัติ(Wireless PABX) จะใช้ได้ตั้งแต่ช่องที่ 1 ถึงช่องที่ 37 โดยมีช่องควบคุมในช่องที่ 12, 18, 30 และ 36 ตามลำดับ อีกกลุ่มหนึ่งเป็นความถี่ที่ใช้สำหรับสาธารณะ คือตั้งแต่ ช่องที่ 38 ถึงช่องที่ 77 โดยมีช่องความถี่ สำหรับการควบคุม ในช่องที่ 70-77 นั้นหมายความว่า ในประเทศหนึ่งๆนั้นจะสามารถให้บริการ โทรศัพท์พกพาส่วนบุคคลที่เอชเอส (PHS) ได้ถึง 7 ผู้ให้บริการ

2.20 การข้ามช่องเขตของโทรศัพท์พกพาส่วนบุคคลที่เอชเอส (PHS)

ในรูปแบบของการแฮนด์โอเวอร์ (Handover) เนื่องจากเซลในระบบโทรศัพท์พกพาส่วนบุคคล ที่เอชเอส (PHS) มีขนาดเล็กมาก อยู่ในขนาดของนาโนเซล คือรัศมีครอบคลุมการใช้งานใน 1 เซล ประมาณ 300 ถึง 400 เมตรเท่านั้น การสื่อสารในรูปแบบของการเคลื่อนที่จากเซลหนึ่งไปอีกเซลหนึ่ง จะไม่สามารถใช้เทคนิคของการแฮนด์ออฟ (Handoff) เช่นในโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ทั่วๆ ไปได้ เพราะเทคนิคของการแฮนด์ออฟนั้น จำเป็นที่จะต้องส่งถ่ายข้อมูลของ เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ จากเซลหนึ่งไปอีกเซลหนึ่ง เพื่อจัดเตรียมช่องสัญญาณเอาไว้รองรับล่วงหน้า ซึ่งจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้เวลาถ่ายเทข้อมูลพอสมควร ในกรณีที่เซลมีขนาดเล็ก เช่น ในระบบพกพาส่วนบุคคล ทีเอชเอส นั้น จะไม่มีเวลาถ่ายโอนข้อมูลอย่างเพียงพอ ดังนั้นในระบบพกพาส่วนบุคคล ทีเอชเอส จึงนำกระบวนการ แสนด์โอเวอร์มาใช้ ซึ่งมีการทำงานแบบย่อๆ คือ เมื่อสัญญาณที่รับได้จากเครื่องทีเอสมีระดับสัญญาณต่ำในระดับ 25 dBμV เครื่องทีเอสก็จะทำการตรวจสอบสัญญาณจากเซลข้างเคียง และเลือกเซลที่มีสัญญาณแรงที่สุด แต่ในกรณีที่ช่องสัญญาณเต็มก็จะเลือกเซลที่สัญญาณแรงเป็นอันดับ 2 เมื่อหาเซลที่มีสัญญาณแรงได้แล้ว ก็จะยกเลิกการสื่อสารในเซลเดิม และ จับช่องสัญญาณเพื่อทำการสื่อสารในเซลใหม่ทันที ในช่วงเวลาที่เปลี่ยนเซลนี้ เครื่องทีเอส จะส่งสัญญาณควบคุม ไปจับช่องสัญญาณในเซลใหม่ไว้ โดยไม่สนใจ การคิดต่อสื่อสารในช่วงเวลานั้น ผู้ที่ใช้เครื่องทีเอสอยู่ จะไม่มีเสียงการสนทนาหรือที่เรียกว่า Muting เป็นเวลาประมาณ 2-3 วินาที ดังนั้นในการใช้โทรศัพท์พกพาส่วนบุคคลทีเอชเอส นั้น จะใช้ได้อย่างมีคุณภาพดีเยี่ยมในกรณีที่ใช้แบบ อยู่กับที่ หรือมีการเคลื่อนที่ช้าเท่านั้น ถ้ามีการเคลื่อนที่อย่างรวดเร็ว เช่น อยู่ในรถยนต์ ผู้ใช้ก็จะรำคาญในเรื่องของคุณภาพเสียงที่มีการขาดช่วง ในขณะที่มีการข้ามเซล ซึ่งโดยทั่วไปจะสามารถใช้ความเร็วได้ประมาณไม่เกิน 60 กิโลเมตรต่อชั่วโมงเท่านั้น โดยแบ่งลักษณะของการแสนด์โอเวอร์ออกเป็น 3 รูปแบบคือ อินทราแสนด์โอเวอร์ ที่เป็นการข้ามเซลในกลุ่มของทีเอชเอสเซิร์ฟเวอร์เดียวกัน แบบที่ 2 เป็นแบบอินเตอร์แสนด์โอเวอร์ ที่เป็นการข้ามเซลใน ที่ต่างกัน และแบบที่ 3 เป็นการโรมมิ่ง (Roaming) คือการข้ามเซลในระบบในระบบทีเอชเอสที่ต่างผู้ให้บริการกัน ในการข้ามเซลด้วยวิธีการแสนด์โอเวอร์แต่ละระบบนั้นจะใช้เวลาไม่เท่ากัน โดยจะสังเกตจากการเกิดการ Muting ขณะที่ส่งสัญญาณควบคุม ในการข้ามเซลอยู่ในกลุ่มของทีเอชเอสเซิร์ฟเวอร์เดียวกัน เพื่อลดเวลาในการ Muting ให้เหลือน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

ในการแสนด์โอเวอร์นั้น จะใช้ระดับของสัญญาณเป็นตัวกำหนด ระดับของสัญญาณที่เครื่อง ทีเอชเอส เริ่มทำการแสนด์โอเวอร์ เราเรียกว่า ระดับสัญญาณแสนด์โอเวอร์เอาท์ (Handover out) และระดับสัญญาณของอีกเซลหนึ่งที่มีารรองรับการแสนด์โอเวอร์เข้ามาใหม่ในเซลเรียกว่าระดับสัญญาณแสนด์โอเวอร์อิน (Handover in)

ช่องสัญญาณที่	ความถี่ (MHz)	ชนิดของการใช้งาน	ช่องสัญญาณที่	ความถี่ (MHz)	ชนิดของการใช้งาน
1	1895.150		38	1906.250	
2	450		39	550	
3	750		40	850	
4	1896.050		41	1907.150	
5	350		42	450	
6	650	ช่องสัญญาณ	43	750	
7	950	ติดต่ตรงระหว่าง	44	1908.050	
8	1897.250	เครื่อง PS ด้วยกัน	45	350	
9	550		46	650	
10	850		47	950	
11	1898.150		48	1909.250	
12	450		49	550	
13	750		50	850	
14	1899.050		51	1910.150	
15	350		52	450	
16	650		53	750	
17	950		54	1911.050	
18	1900.250		55	350	
19	550		56	650	ช่องความถี่
20	850		57	950	สื่อสาร
			58	1912.250	สาธารณะ
21	1901.150		59	550	
22	405		60	850	
23	750				
24	1902.050	ช่องความถี่	61	1913.150	
25	350	สำหรับติดต่อ	62	450	
26	650	ส่วนบุคคล	63	750	
27	950		64	1914.050	
28	1903.250		65	350	
29	550		66	650	
30	850		67	950	
31	1904.150		68	1915.250	
32	450		69	550	
33	750		70	850	
34	1905.050		71	1916.150	Guard-ch
35	350		72	450	Spare C-ch
36	650		73	750	Guard-ch
37	950		74	1917.050	Control-ch1
			75	350	Guard-ch
			76	650	Control-ch2
			77	950	Guard-ch
					Control-ch3

ตารางที่ 2.5 แสดงความถี่ต่างๆที่ใช้ในระบบพื่อเอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

การออกแบบท่อนำคลื่นมาทำเป็นสายอากาศ ต้องพิจารณาโหมดที่เกิดขึ้นภายในท่อนำคลื่น ซึ่งจากที่ใช้ในการศึกษาครั้งนี้ คือ โหมด TE_{11} ดังนั้น ความถี่ที่ใช้งาน ต้องสูงกว่า ความถี่ คัทออฟ ของท่อนำคลื่นในโหมด TE_{11}

1. การหาความยาวคลื่นที่ความถี่ 1.9065 GHz ซึ่งเป็นความถี่กลางของความถี่ พืชที่ PCT

$$\text{จากสูตร } \lambda = c/f$$

$$\begin{aligned} \lambda &= 3 \times 10^8 / 1.9065 \times 10^9 \\ &= 15.735 \text{ เซนติเมตร} \end{aligned}$$

2. การคำนวณหารัศมีของท่อนำคลื่น

$$\begin{aligned} r_0 &= \lambda k_{11} / 2\pi \quad ; k_{11} = 1.841 \\ &\approx 4.8 \text{ เซนติเมตร} \end{aligned}$$

จากรัศมีของท่อนำคลื่นที่คำนวณ ได้คือ 4.8 เซนติเมตร การเลือกท่อนำคลื่นมาใช้ได้นั้นต้องไม่ต่ำกว่า ค่าที่คำนวณมาได้

3. หาความยาวคลื่นคัทออฟ ของท่อนำคลื่นจากสมการ

$$\begin{aligned} \lambda_c &= 2\pi r_0 / k_{11} \\ &= 16.66 \text{ เซนติเมตร} \end{aligned}$$

4. การหาความถี่คัทออฟ ของท่อนำคลื่น

$$\begin{aligned} f_{c11} &= 3 \times 10^8 / \lambda_c \\ &= 1.8 \text{ GHz} \end{aligned}$$

5. การหาความยาวคลื่น ที่อยู่ในท่อนำคลื่น

$$\begin{aligned} \lambda_g &= \lambda / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_c)^2} \\ &= 47.74 \text{ เซนติเมตร} \end{aligned}$$

6. วิธีการหาขนาดความยาว ของท่อนำคลื่น (d) โดยพิจารณาจาก ผลการทดสอบโดยใช้โปรแกรม Mathcad ในการคำนวณหาค่า d ที่ความถี่ต่าง ๆ ในช่วงความถี่การใช้งานของความถี่ต่างๆ ซึ่งจะได้ความยาวของท่อนำคลื่นต่าง ๆ ตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่ดังตารางที่ 3.1 และ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

f_o/f_{c11}	f(MHz)	λ (m)	d(cm)	d/λ
1.02	1868.6	0.1605	2.9	0.180685
1.05	1923.6	0.1560	3.0	0.192308
1.10	2015.2	0.1488	3.0	0.201613
1.15	2106.8	0.1424	2.8	0.196629
1.20	2198.4	0.1365	2.7	0.197802
1.25	2290.0	0.1310	2.7	0.206107
1.30	2381.2	0.1260	2.6	0.206349
1.35	2473.2	0.1213	2.5	0.206101
1.40	2564.8	0.1170	2.2	0.188034
1.45	2656.4	0.1130	2.5	0.221239
1.50	2748.0	0.1092	2.2	0.201465
1.55	2839.6	0.1056	2.4	0.227273
1.60	2931.2	0.1023	2.5	0.244379
1.65	3028.8	0.0992	2.3	0.231855

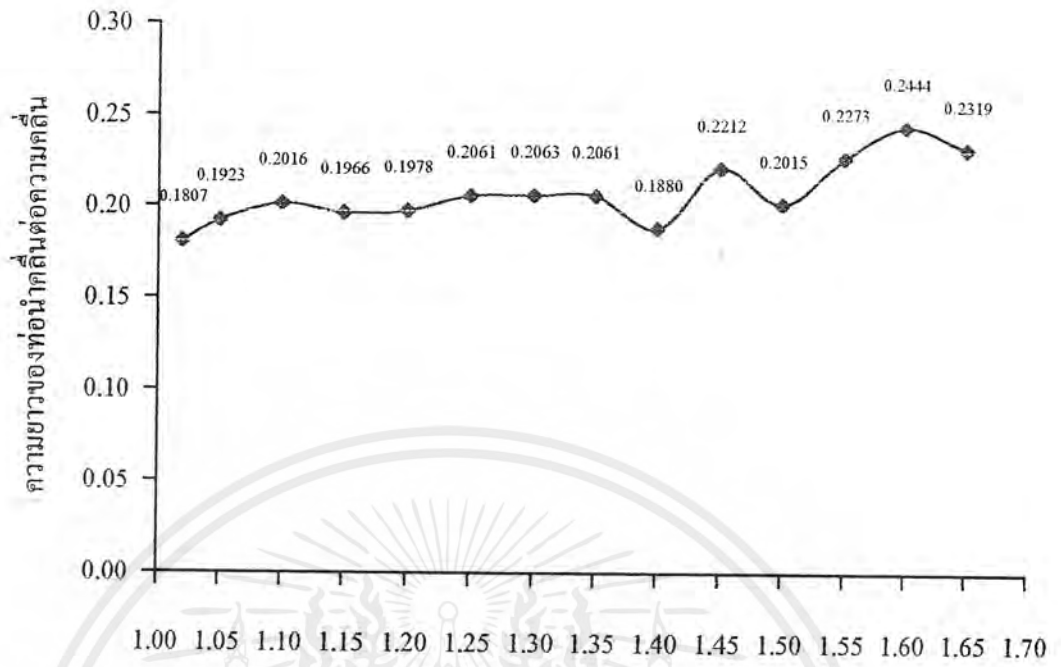
ตารางที่ 3.1 แสดงความยาวของท่อนำคลื่นที่มีรัศมี 4.8 เซนติเมตรที่ความยาว(d)ในแต่ละความถี่ต่างๆของระนาบ E-plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

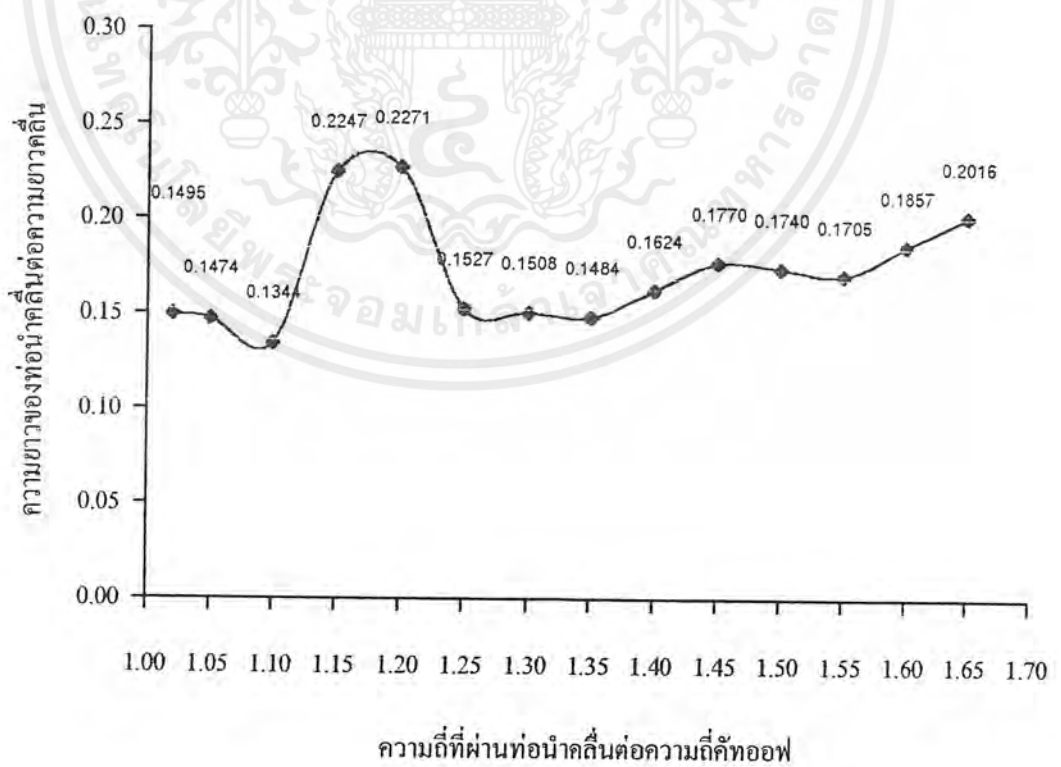
f_o/f_{c11}	f(MHz)	λ (m)	d(cm)	d/λ
1.02	1868.6	0.1605	2.4	0.149533
1.05	1923.6	0.1560	2.3	0.147436
1.10	2015.2	0.1488	2.0	0.134409
1.15	2106.8	0.1424	3.2	0.224719
1.20	2198.4	0.1365	3.1	0.227106
1.25	2290.0	0.1310	2.0	0.152672
1.30	2381.2	0.1260	1.9	0.150794
1.35	2473.2	0.1213	1.8	0.148392
1.40	2564.8	0.1170	1.9	0.162393
1.45	2656.4	0.1130	2.0	0.176991
1.50	2748.0	0.1092	1.9	0.173993
1.55	2839.6	0.1056	1.8	0.170455
1.60	2931.2	0.1023	1.9	0.185728
1.65	3028.8	0.0992	2.0	0.201613

ตารางที่ 3.2 แสดงความยาวของท่อนำคลื่นที่มีรัศมี 4.8 เซนติเมตรที่ความยาว(d)ในแต่ละความถี่
ต่างๆของระนาบ H-plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

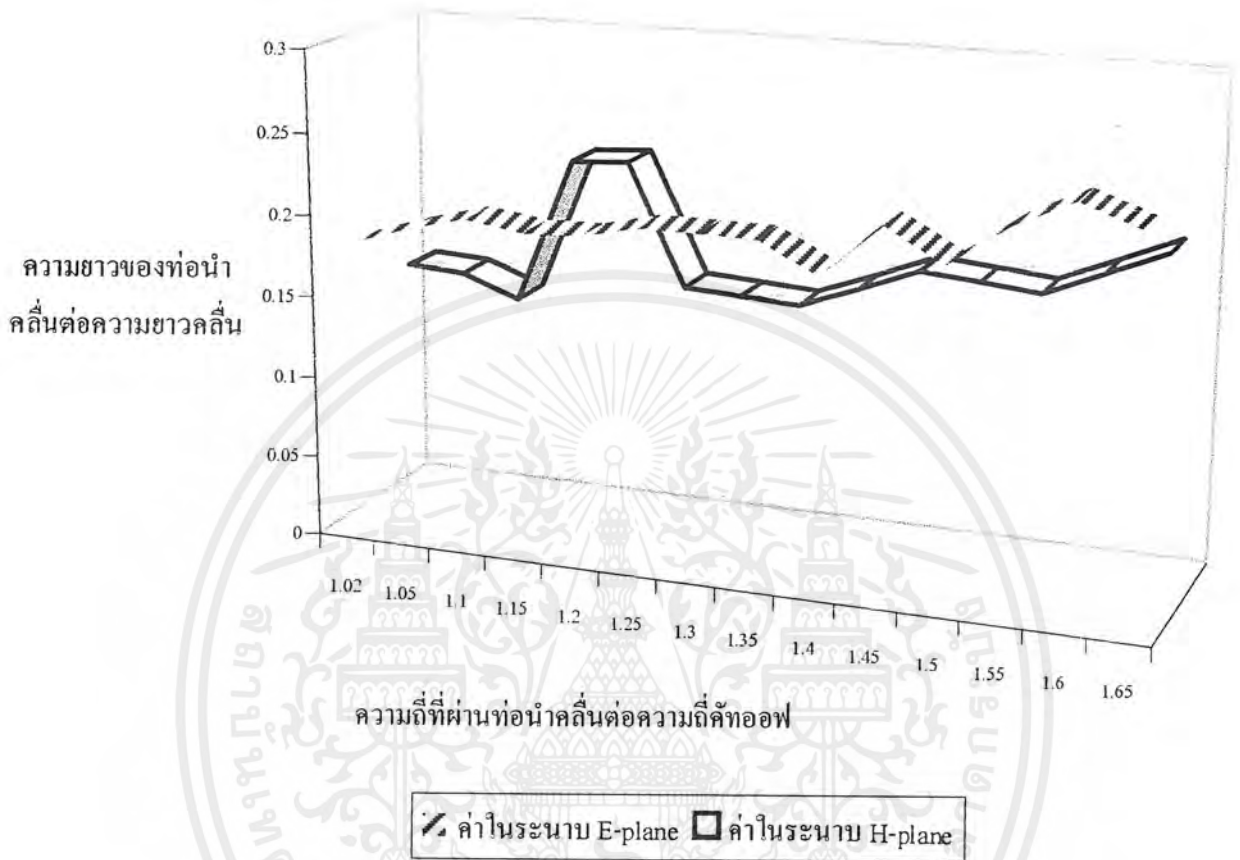


ความถี่ที่ผ่านท่อนำคลื่นต่อความถี่คัทออฟ
 รูปที่ 3.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า d/λ กับ Γ_0/Γ_{e1} ในระนาบ E-plane



รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า d/λ กับ Γ_0/Γ_{h1} ในระนาบ H-plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงการเปรียบเทียบค่าระยะ (d) ที่ได้จากระนาบ E-plane และ H-plane

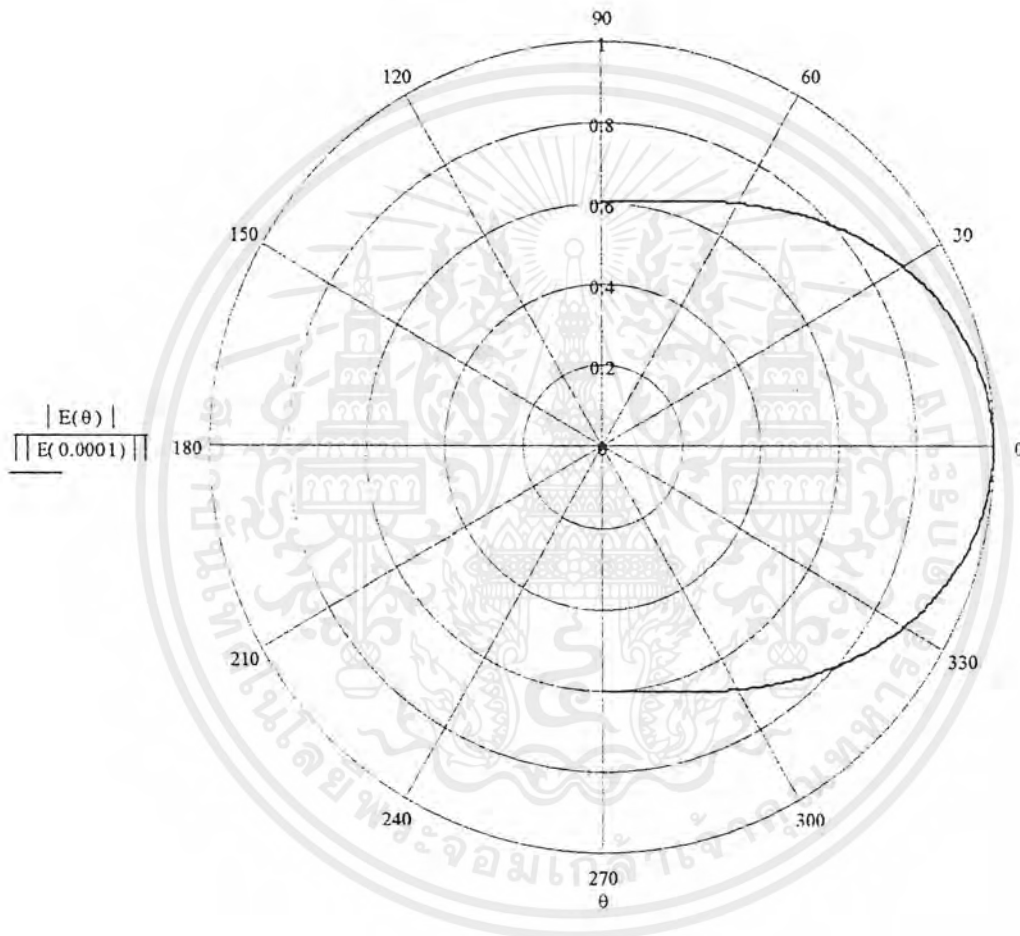
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$c := 3 \cdot 10^8 \quad f := 1906.5 \cdot 10^6 \quad \lambda := \frac{c}{f} \quad k := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda} \quad a := 4.8 \cdot 10^{-2}$$

$$\theta := \left(\frac{\pi}{2}\right), \left(\frac{\pi}{2}\right) - 0.01 \cdot \left(\frac{\pi}{2}\right) \quad \phi := \frac{\pi}{2}$$

$$u(\theta) := k \cdot a \cdot \sin(\theta)$$

$$E(\theta) := 2 \cdot a^2 \cdot \sin(\phi) \cdot \left(\frac{J_1(1.84)}{1.84}\right) \cdot \left(\frac{J_1(u(\theta))}{u(\theta)}\right)$$



รูปที่ 3.4 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดค้ำเดี่ยวในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Mathcad

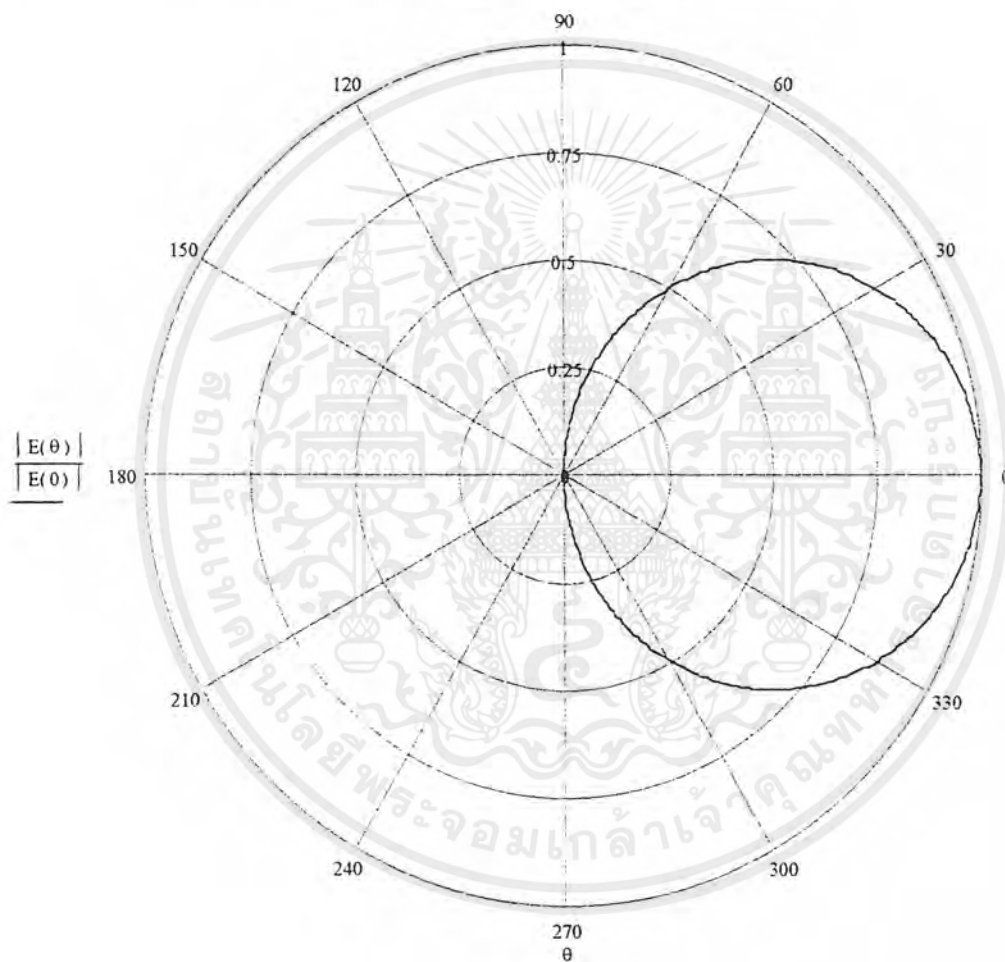
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$c := 3 \cdot 10^8 \quad f := 1906.5 \cdot 10^6 \quad \lambda := \frac{c}{f} \quad k := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda} \quad a := 4.8 \cdot 10^{-2}$$

$$\theta := \left(\frac{-\pi}{2}, \frac{-\pi}{2} + 0.01 \cdot \left(\frac{\pi}{2} \right) \right) \quad \phi := 0$$

$$u(\theta) := k \cdot a \cdot \sin(\theta)$$

$$E(\phi) := 2 \cdot a^2 \cdot \cos(\phi) \cdot \cos(\theta) \cdot \left[\frac{(1.84 J_1(1.84))}{[(1.84)^2 - u(\theta)^2]} \right] \cdot \left[\frac{(J_0(u(\theta)) - J_n(2, u(\theta)))}{2} \right]$$



รูปที่ 3.5 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดค้ำในระนาบ H-plane โดยใช้โปรแกรม Mathcad

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

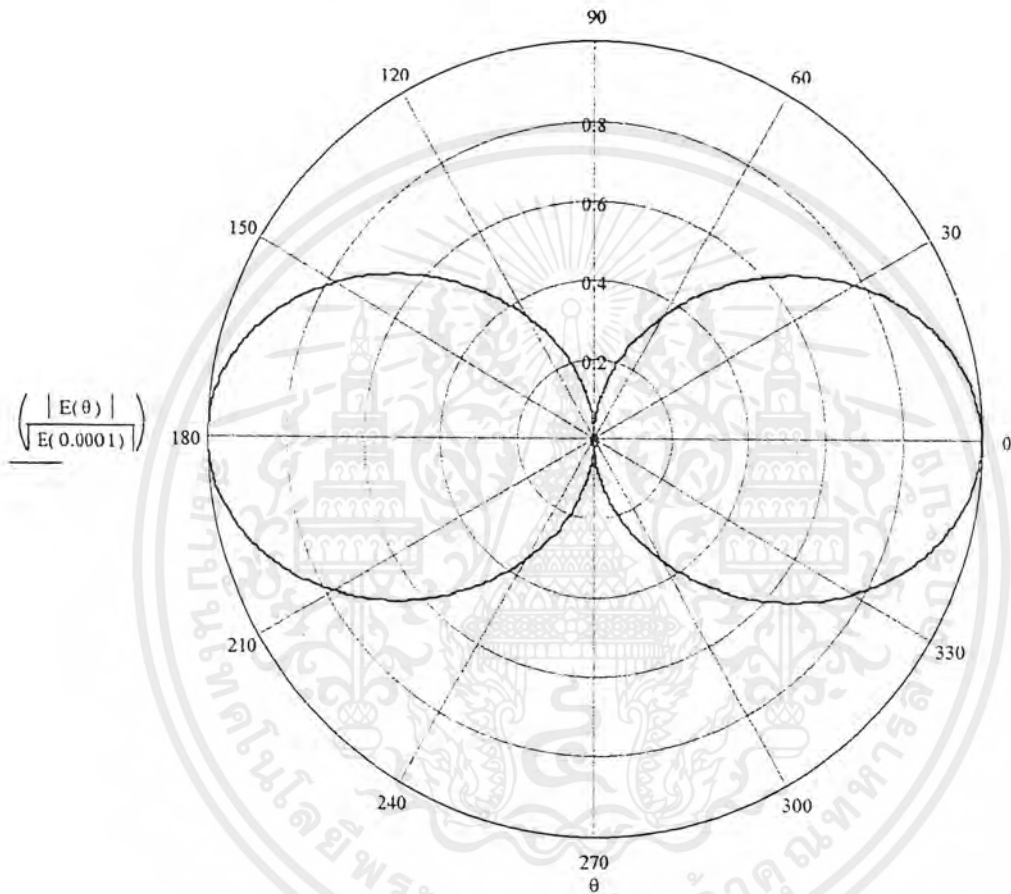
$$c := 3 \cdot 10^8 \quad f := 1906.510^6 \quad \lambda := \frac{c}{f} \quad k := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda} \quad a := 4.8 \cdot 10^{-2}$$

$$\theta := \left(\frac{-\pi}{2} \right), \left(\frac{-\pi}{2} \right) + 0.01 \cdot \left(\frac{3\pi}{2} \right) \quad \phi := \frac{\pi}{2}$$

$$u(\theta) := k \cdot a \cdot \sin(\theta)$$

$$d := 2.3 \cdot 10^{-2}$$

$$E(\theta) := -2 \cdot a^2 \cdot \sin(\phi) \cdot \left(\frac{J_1(1.84)}{1.84} \right) \cdot \left(\frac{J_1(u(\theta))}{u(\theta)} \right) \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta)}{2} \right)$$



รูปที่ 3.6 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของเสาอากาศแบบกลมปลายเปิด 2 ค้านในระนาบ E-plane โดย
ใช้โปรแกรม Mathcad

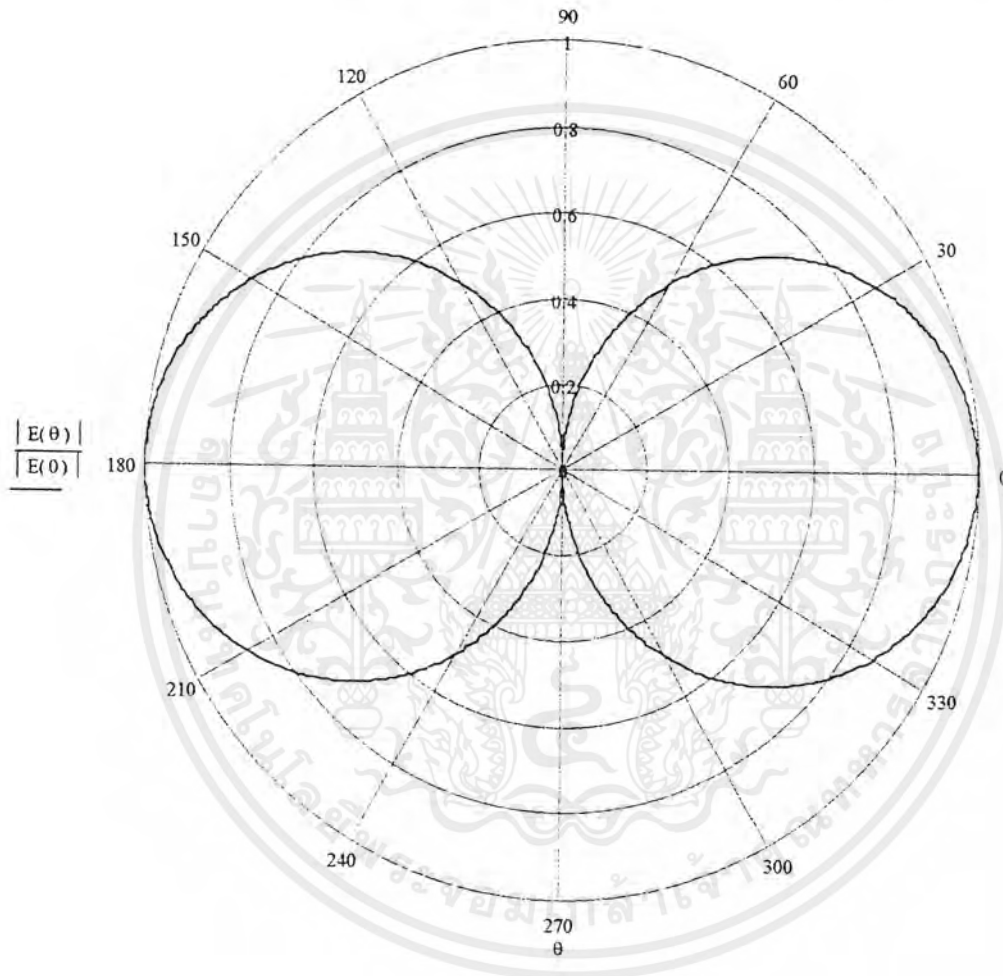
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$c := 3 \cdot 10^8 \quad f := 1906.5 \cdot 10^6 \quad \lambda := \frac{c}{f} \quad k := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda} \quad a := 4.8 \cdot 10^{-2}$$

$$\theta := \left(\frac{-\pi}{2}, \frac{-\pi}{2} \right) + 0.01 \cdot \left(\frac{3\pi}{2} \right) \quad \phi := 0$$

$$u(\theta) := k \cdot a \cdot \sin(\theta) \quad d := 2.3 \cdot 10^{-2}$$

$$E(\phi) := 2 \cdot a^2 \cdot \cos(\phi) \cdot \cos(\theta) \cdot \left[\frac{(1.84 J_1(1.84))}{((1.84)^2 - u(\theta)^2)} \right] \cdot \left[\frac{(J_0(u(\theta)) - J_n(2, u(\theta)))}{2} \right] \cdot 2 \cdot \sin \left[\frac{(k \cdot d \cdot \cos(\theta))}{2} \right]$$



รูปที่ 3.7 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิด 2 ค้าน ในระนาบ H-plane โดย
ใช้โปรแกรม Mathcad

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

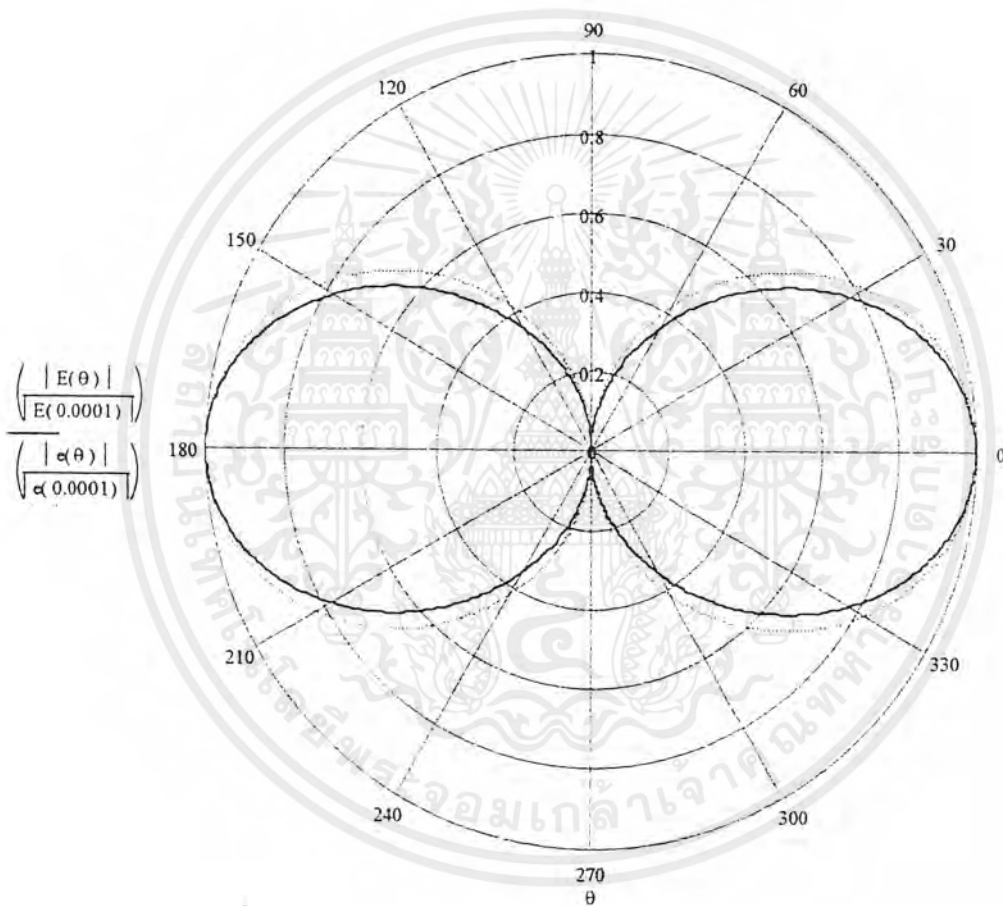
$$c := 3 \cdot 10^8 \quad f := 1906.510^6 \quad \lambda := \frac{c}{f} \quad k := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda} \quad a := 4.8 \cdot 10^{-2}$$

$$\theta := \left(\frac{-\pi}{2}, \frac{-\pi}{2} \right) + 0.01 \cdot \left(\frac{3\pi}{2} \right) \quad \phi := \frac{\pi}{2}$$

$$u(\theta) := k \cdot a \cdot \sin(\theta) \quad d := 2.3 \cdot 10^{-2} \quad l := 6.0 \cdot 10^{-2}$$

$$E(\theta) := -2 \cdot a^2 \cdot \sin(\phi) \cdot \left(\frac{J_1(1.84)}{1.84} \right) \cdot \left(\frac{J_1(u(\theta))}{u(\theta)} \right) \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta)}{2} \right)$$

$$e(\theta) := -2 \cdot a^2 \cdot \sin(\phi) \cdot \left(\frac{J_1(1.84)}{1.84} \right) \cdot \left(\frac{J_1(u(\theta))}{u(\theta)} \right) \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{k \cdot l \cdot \cos(\theta)}{2} \right)$$



รูปที่ 3.8 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิด 2 ค้านในระนาบ E-plane เปรียบเทียบกันที่ ระยะ $d = 2.3$ ซม. และ $d = 6$ ซม. ตามลำดับ โดยที่ใช้โปรแกรม Mathcad

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$c := 3 \cdot 10^8 \quad f := 1906.510^6 \quad \lambda := \frac{c}{f} \quad k := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda} \quad a := 4.8 \cdot 10^{-2}$$

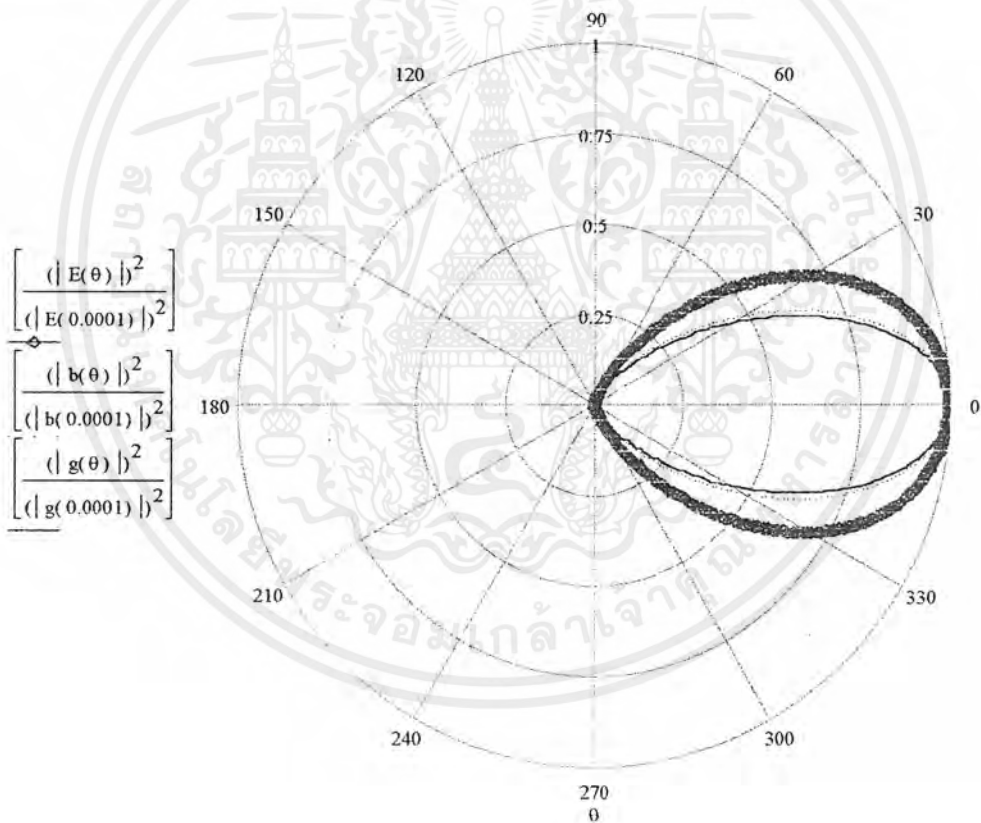
$$\theta := \left(\frac{-\pi}{2}, \frac{-\pi}{2} \right) + 0.01 \cdot \left(\frac{\pi}{2} \right) \quad \phi := \frac{\pi}{2}$$

$$u(\theta) := k \cdot a \cdot \sin(\theta) \quad d := 2.3 \cdot 10^{-2} \quad h := 10.0 \cdot 10^{-2} \quad s := 5 \cdot 10^{-2} \quad l := 0.01 \cdot 10^{-2}$$

$$E(\theta) := -2 \cdot a^2 \cdot \sin(\phi) \cdot \left[\left(\frac{J_1(1.84)}{1.84} \right) \cdot \frac{J_1(u(\theta))}{u(\theta)} \right] \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta)}{2}\right) \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{k \cdot h \cdot \cos(\theta)}{2}\right)$$

$$b(\theta) := -2 \cdot a^2 \cdot \sin(\phi) \cdot \left[\left(\frac{J_1(1.84)}{1.84} \right) \cdot \frac{J_1(u(\theta))}{u(\theta)} \right] \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta)}{2}\right) \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{k \cdot s \cdot \cos(\theta)}{2}\right)$$

$$g(\theta) := -2 \cdot a^2 \cdot \sin(\phi) \cdot \left[\left(\frac{J_1(1.84)}{1.84} \right) \cdot \frac{J_1(u(\theta))}{u(\theta)} \right] \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta)}{2}\right) \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{k \cdot l \cdot \cos(\theta)}{2}\right)$$



รูปที่ 3.9 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิด 2 ด้านในระนาบ E-plane เมื่อให้แผ่นสะท้อนที่ค้ำระยะห่างจากสายอากาศที่ระยะ 0.01 ซม., 5 ซม. และ 10 ซม. โดยใช้โปรแกรม Mathcad

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$c := 3 \cdot 10^8 \quad f := 1906.510^6 \quad \lambda := \frac{c}{f} \quad k := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda} \quad a := 4.8 \cdot 10^{-2}$$

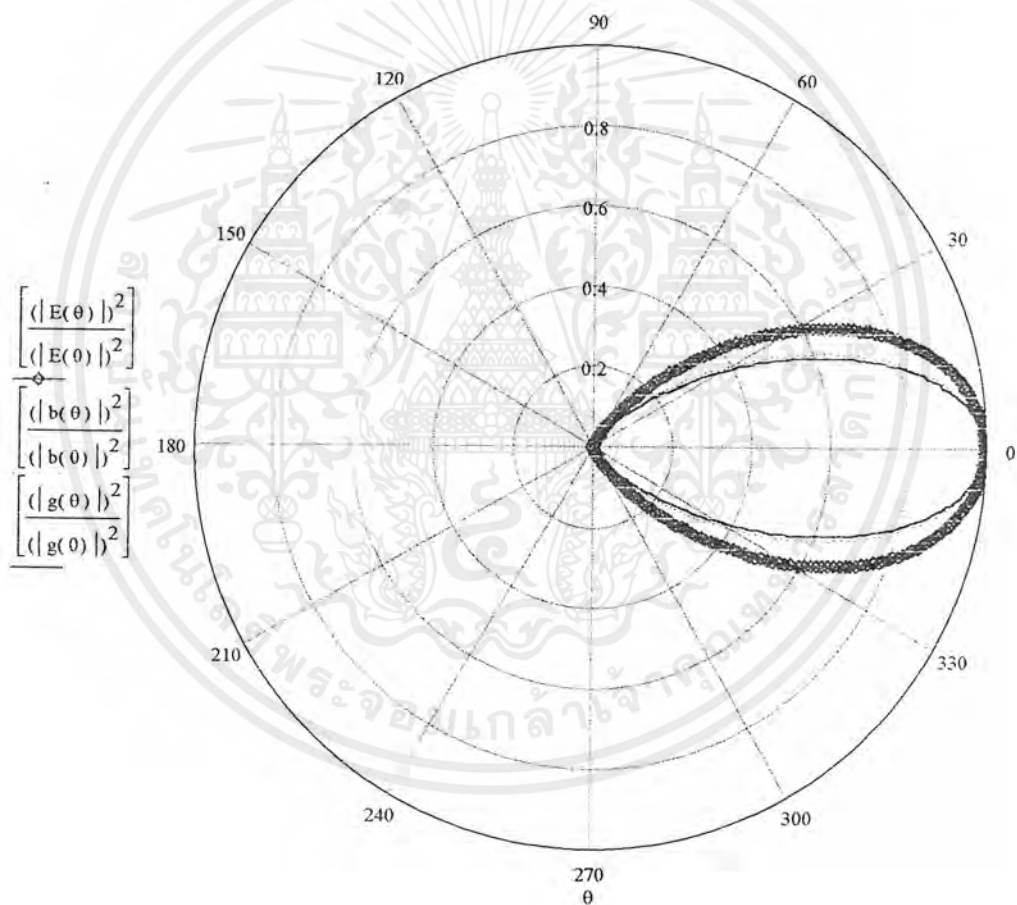
$$\theta := \left(\frac{-\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right) + 0.01 \cdot \left(\frac{\pi}{2} \right) \quad \phi := 0$$

$$u(\theta) := k \cdot a \cdot \sin(\theta) \quad d := 2.3 \cdot 10^{-2} \quad h := 10 \cdot 10^{-2} \quad s := 5 \cdot 10^{-2} \quad l := 0.01 \cdot 10^{-2}$$

$$E(\theta) := \cos(\theta) \cdot \left[\frac{(1.84 J_1(1.84)) \cdot (J_0(u(\theta)) - J_n(2, u(\theta)))}{[(1.84)^2 - u(\theta)^2]} \right] \cdot 2 \cdot \sin \left[\frac{(k \cdot d \cdot \cos(\theta))}{2} \right] \cdot 2 \cdot \sin \left[\frac{(k \cdot h \cdot \cos(\theta))}{2} \right]$$

$$b(\theta) := \cos(\theta) \cdot \left[\frac{(1.84 J_1(1.84)) \cdot (J_0(u(\theta)) - J_n(2, u(\theta)))}{[(1.84)^2 - u(\theta)^2]} \right] \cdot 2 \cdot \sin \left[\frac{(k \cdot d \cdot \cos(\theta))}{2} \right] \cdot 2 \cdot \sin \left[\frac{(k \cdot s \cdot \cos(\theta))}{2} \right]$$

$$g(\theta) := \cos(\theta) \cdot \left[\frac{(1.84 J_1(1.84)) \cdot (J_0(u(\theta)) - J_n(2, u(\theta)))}{[(1.84)^2 - u(\theta)^2]} \right] \cdot 2 \cdot \sin \left[\frac{(k \cdot d \cdot \cos(\theta))}{2} \right] \cdot 2 \cdot \sin \left[\frac{(k \cdot l \cdot \cos(\theta))}{2} \right]$$



รูปที่ 3.10 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิด 2 ด้าน ในระนาบ H-plane เมื่อใส่แผ่นสะท้อนที่ตำแหน่งห่างจากสายอากาศที่ระยะ 0.01 ซม., 5 ซม. และ 10 ซม. โดยใช้โปรแกรม Mathcad

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณหาค่าไครเรลิตีของสายอากาศท่อนำคลื่นทรงกลมปลายเปิด 2 ด้านที่มีรัศมีเท่ากับ 4.8 ซม. และมีความยาวท่อนำคลื่นเท่ากับ 2.3 ซม. ขณะยังไม่ใส่แผ่นสะท้อน โดยใช้โปรแกรม Mathcad

$$c := 3 \cdot 10^8 \quad f := 1906.510^6 \quad \lambda := \frac{c}{f} \quad k := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda} \quad a := 4.8 \cdot 10^{-2} \quad d := 2.3 \cdot 10^{-2}$$

$$\theta := 1 \cdot 10^{-10} \quad u(\theta) := k \cdot a \cdot \sin(\theta)$$

$$E(\theta) := \left(\frac{J_1(1.84)}{1.84} \right) \cdot \left(\frac{J_1(u(\theta))}{u(\theta)} \right) \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta)}{2} \right) \quad I := E(\theta) \quad I = 0.14$$

$$\theta := 0, 0.0001 \cdot 2 \pi \quad \phi := 0, 0.0001 \cdot 2 \pi \quad u(\theta) := k \cdot a \cdot \sin(\theta)$$

$$E(\theta, \phi) := \sin(\phi) \cdot \left(\frac{J_1(1.84)}{1.84} \right) \cdot \left(\frac{J_1(u(\theta))}{u(\theta)} \right) \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta)}{2} \right)$$

$$D := \frac{[4 \cdot \pi \cdot (|I|)^2]}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (|E(\theta, \phi)|)^2 \cdot \sin(\theta) d\theta d\phi} \quad D = 8.3373$$

$$\text{directivity} := 10 \log(D) \quad \text{directivity} = 9.21 \text{ dB}$$

การคำนวณหาค่าไครเรลิตีของสายอากาศท่อนำคลื่นทรงกลมปลายเปิด 2 ด้านที่มีรัศมีเท่ากับ 4.8 ซม. และความยาวท่อนำคลื่นเท่ากับ 2.3 ซม. เมื่อใส่แผ่นสะท้อนแล้ว โดยใช้โปรแกรม Mathcad

$$c := 3 \cdot 10^8 \quad f := 1906.510^6 \quad \lambda := \frac{c}{f} \quad k := 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda} \quad a := 4.8 \cdot 10^{-2} \quad d := 2.3 \cdot 10^{-2} \quad h := 0.01 \cdot 10^{-2}$$

$$\theta := 0.0001 \quad u(\theta) := k \cdot a \cdot \sin(\theta) \quad \phi := \frac{\pi}{2}$$

$$E(\theta) := -2 \cdot a^2 \cdot \sin(\phi) \left[\left(\frac{J_1(1.84)}{1.84} \right) \cdot \left(\frac{J_1(u(\theta))}{u(\theta)} \right) \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta)}{2} \right) \cdot 2 \cdot \sin\left[\frac{(k \cdot h \cdot \cos(\theta))}{2} \right] \right]$$

$$I := E(\theta) \quad I = -2.579 \cdot 10^{-6}$$

$$\theta := 0, 0.1 \cdot 2 \pi \quad \phi := 0, 0.1 \cdot 2 \pi$$

$$u(\theta) := k \cdot a \cdot \sin(\theta)$$

$$E(\theta, \phi) := -2 \cdot a^2 \cdot \sin(\phi) \left[\left(\frac{J_1(1.84)}{1.84} \right) \cdot \left(\frac{J_1(u(\theta))}{u(\theta)} \right) \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{k \cdot d \cdot \cos(\theta)}{2} \right) \cdot 2 \cdot \sin\left[\frac{(k \cdot h \cdot \cos(\theta))}{2} \right] \right]$$

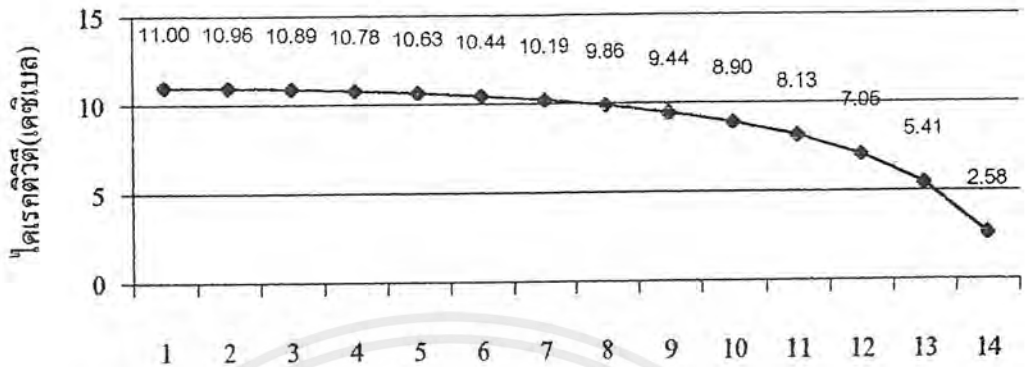
$$D := \frac{[4 \cdot \pi \cdot (|I|)^2]}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} (|E(\theta, \phi)|)^2 \cdot \sin(\theta) d\theta d\phi}$$

$$D = 12.639 \quad \text{directivity_with_reflector} := 10 \log(D) \quad \text{directivity_with_reflector} = 11.017 \text{ dB}$$

จะพบว่าเมื่อใส่แผ่นสะท้อนจะทำให้ไครเรลิตีสูงขึ้น บีมวิดท์แคบลงแต่เมื่อเพิ่มระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนกับสายอากาศให้สูงขึ้นจะพบว่าไครเรลิตีต่ำลง บีมวิดท์กว้างขึ้น เมื่อระยะห่างค่าหนึ่งจะทำให้แพทเทิร์นของสายอากาศเปลี่ยนไปเกิดการแยกโลบออกเป็น 2 โลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

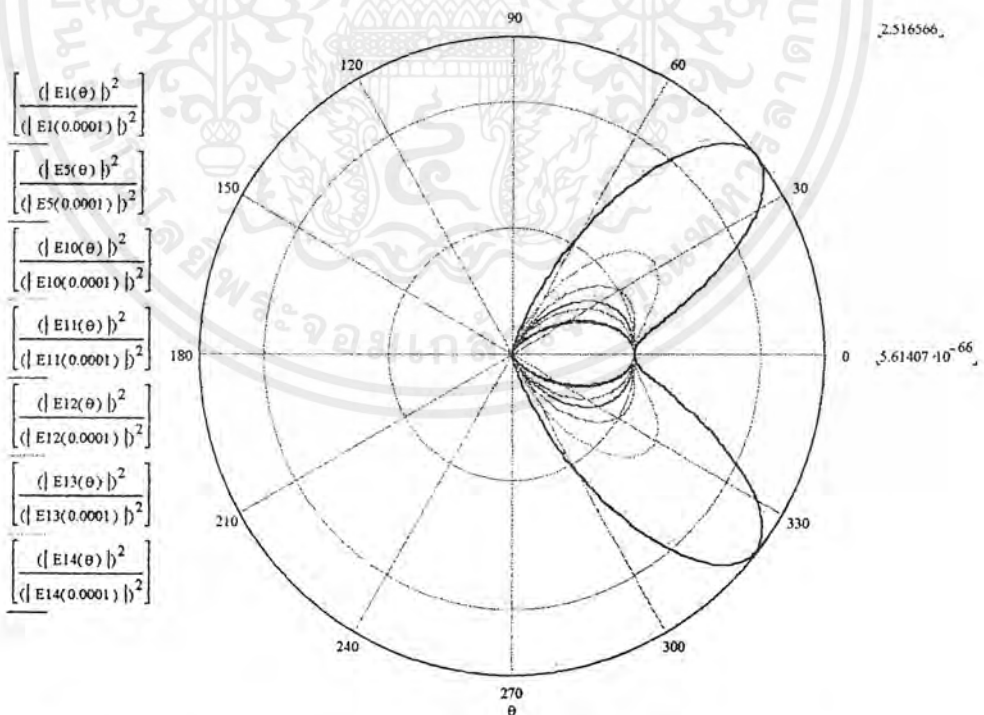
ค่าโคเรคทีวิตีของสายอากาศ



ระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนกับสายอากาศ

—●— ค่าโคเรคทีวิตีของสายอากาศ

รูปที่ 3.11 แสดงความสัมพันธ์ระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนกับสายอากาศกับโคเรคทีวิตี



รูปที่ 3.12 แสดงรูปของการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ E-plane เมื่อวางแผ่นสะท้อนระยะห่างจากสายอากาศที่แตกต่างกัน

หมายเหตุ: E_n คือสนาม E_n ที่แผ่นสะท้อนวางห่างจากสายอากาศเป็นระยะห่างเท่ากับ n เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การวัดอิมพีแดนซ์และ VSWR

4.1.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัด

4.1.1.1 เครื่องวัด Network Analyzer พร้อมชุด Calibrate

4.1.1.2 เครื่อง printer

4.1.1.3 สายอากาศท่อนำคลื่นปลายเปิด 2 ด้าน ที่มีรัศมีขนาด 4.8 เซนติเมตร พร้อมแผ่นสะท้อนคลื่นทั้งแบบวงกลมที่รัศมี 30 ซม. และแบบสี่เหลี่ยมกว้าง-ยาวด้านละ 30 ซม.

4.1.2 ขั้นตอนการวัด

4.1.2.1 ทำการปรับสถานะเครื่อง Network Analyzer แบบ one port

4.1.2.2 กดปุ่ม ป้อนความถี่เริ่มต้น ตามด้วยหน่วยของความถี่

4.1.2.3 กดปุ่ม START ป้อนความถี่เริ่มต้น ตามด้วยหน่วยของความถี่

4.1.2.4 กดปุ่ม STOP ป้อนความถี่ที่ต้องการทดสอบ

4.1.2.5 กดปุ่ม MKR เมื่อกดปุ่มนี้จะปรากฏเมนูต่าง ๆ ทางด้านขวามือของหน้าจอ

4.1.2.6 กดปุ่มที่ตรงกับเมนู Calibrate Menu

4.1.2.7 กดปุ่มที่ตรงกับเมนู S11-1-port หรือ S22-1-port และจะแสดงข้อความ OPEN , SHORT , LOAD

4.1.2.8 นำคิ้ว Calibrator แบบ Open มาต่อกับสายนำสัญญาณแล้วกดปุ่ม Open แล้วถอดคิ้ว Calibrator ออก

4.1.2.9 นำคิ้ว Calibrator แบบ Short มาต่อกับสายนำสัญญาณแล้วกดปุ่ม Short แล้วถอดคิ้ว Calibrator ออก

4.1.2.10 นำคิ้ว Calibrator แบบ Broadband Load มาต่อกับ สายนำสัญญาณแล้วกดปุ่ม Load กดปุ่ม Broadband กดปุ่ม Done Load สองครั้ง และจะแสดงข้อความ "Cor" ปรากฏที่ด้านซ้ายของหน้าจอถอดคิ้ว Broadband Load ออก

4.1.2.11 นำท่อนำคลื่นปลายเปิดสองข้างมาต่อเครื่อง Network Analyzer

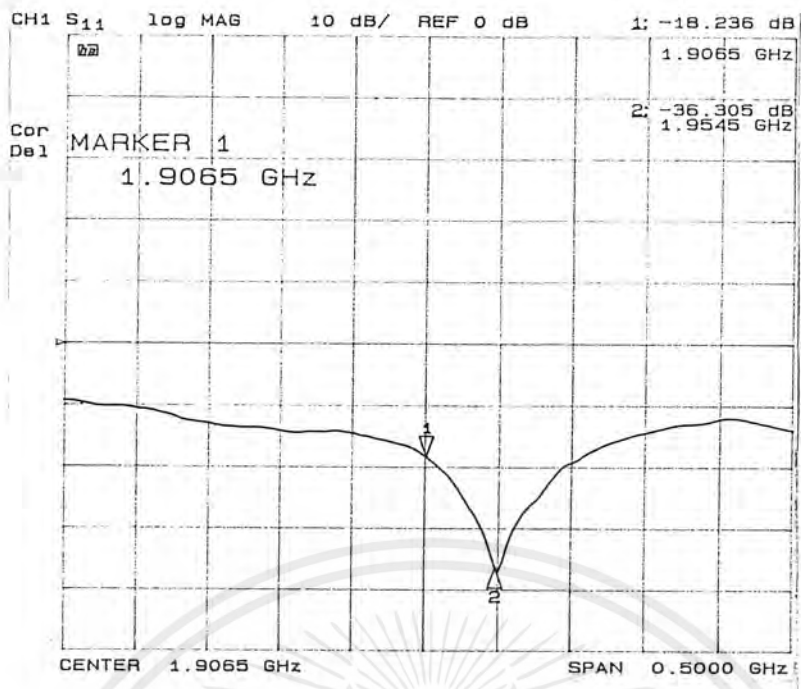
4.1.2.12 กดปุ่ม FORMAT เครื่องจะแสดงค่า LOGMAG , SMITHCHART , SWR , PHASE และ DELAY

4.1.2.13 เลือก SWR เครื่องจะแสดงค่า SWR ที่วัด ได้ออกหน้า ถ้าค่าที่วัดได้ ยังไม่เข้าใกล้ 1.00 ให้ปรับแต่งความยาวโทรบสายอากาศ จนกว่าจะได้ค่า SWR ที่เข้าใกล้ 1.00 มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ หลังจากนั้นกดปุ่ม COPY เพื่อพิมพ์รูปออกมา

4.1.2.14 เมื่อเสร็จขั้นตอนที่ 13 แล้ว ให้กดปุ่ม SMITHCHART และ LOGMAG เพื่อดูค่า Impedance และ ค่า Reflection Loss แล้วกดปุ่ม COPY เพื่อพิมพ์รูปออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

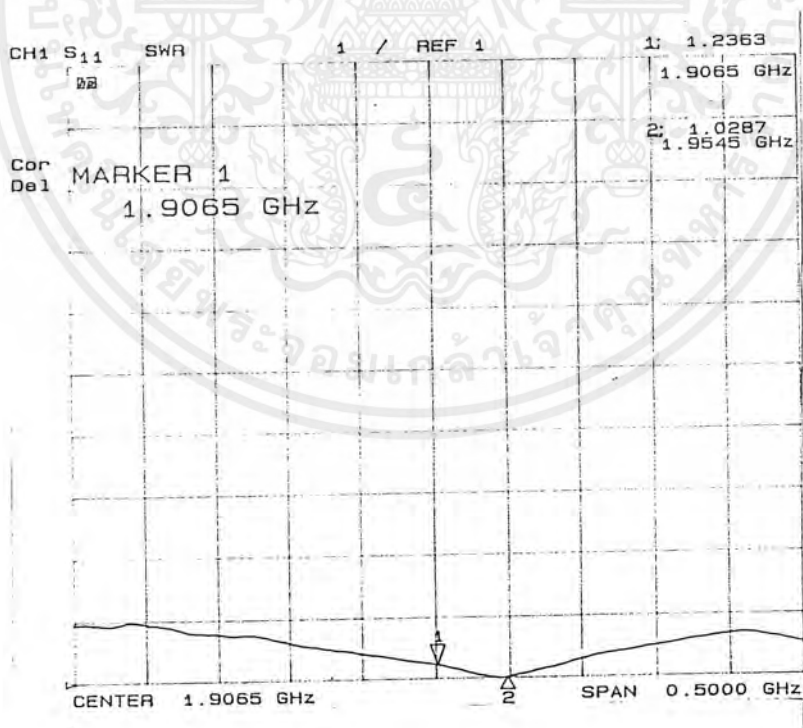
- 4.1.2.15 เมื่อเสร็จขั้นตอนที่ 14 แล้วให้นำสายอากาศที่นำคลื่นมาใส่แผ่นสะท้อนแบบวงกลม
- 4.1.2.16 กดปุ่ม FORMAT เครื่องจะแสดงค่า LOGMAG , SMITHCHART , SWR , PHASE และ DELAY
- 4.1.2.17 เลือก SWR เครื่องจะแสดงค่า SWR ที่วัดได้ออกหน้าหลังจากนั้นกดปุ่ม COPY เพื่อพิมพ์รูปออกมา
- 4.1.2.18 เมื่อเสร็จขั้นตอนที่ 17 แล้ว ให้กดปุ่ม SMITHCHART และ LOGMAG เพื่อดูค่า Impedance และ ค่า Reflection Loss แล้วกดปุ่ม COPY เพื่อพิมพ์รูปออกมา
- 4.1.2.19 เมื่อเสร็จขั้นตอนที่ 18 แล้วให้นำสายอากาศที่นำคลื่นมาใส่แผ่นสะท้อนแบบสี่เหลี่ยม
- 4.1.2.20 กดปุ่ม FORMAT เครื่องจะแสดงค่า LOGMAG , SMITHCHART , SWR , PHASE และ DELAY
- 4.1.2.21 เลือก SWR เครื่องจะแสดงค่า SWR ที่วัด ได้ออกหน้าหลังจากนั้นกดปุ่ม COPY เพื่อพิมพ์รูปออกมา
- 4.1.2.22 เมื่อเสร็จขั้นตอนที่ 21 แล้ว ให้กดปุ่ม SMITHCHART และ LOGMAG เพื่อดูค่า Impedance และ ค่า Reflection Loss แล้วกดปุ่ม COPY เพื่อพิมพ์รูปออกมาค่าที่วัด ได้แสดงในรูปที่ 4.1 ถึง 4.9



รูปที่ 4.1 แสดงความต้านทานเชิงซ้อนของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบทรงกลมเมื่อไม่ได้แผ่นสะท้อนสะท้อน

MARKER 1 แสดงที่ค่าความถี่ที่ออกแบบไว้

MARKER 2 แสดงค่าความต้านทานเชิงซ้อนของสายอากาศที่ความถี่ 1.9545 GHz

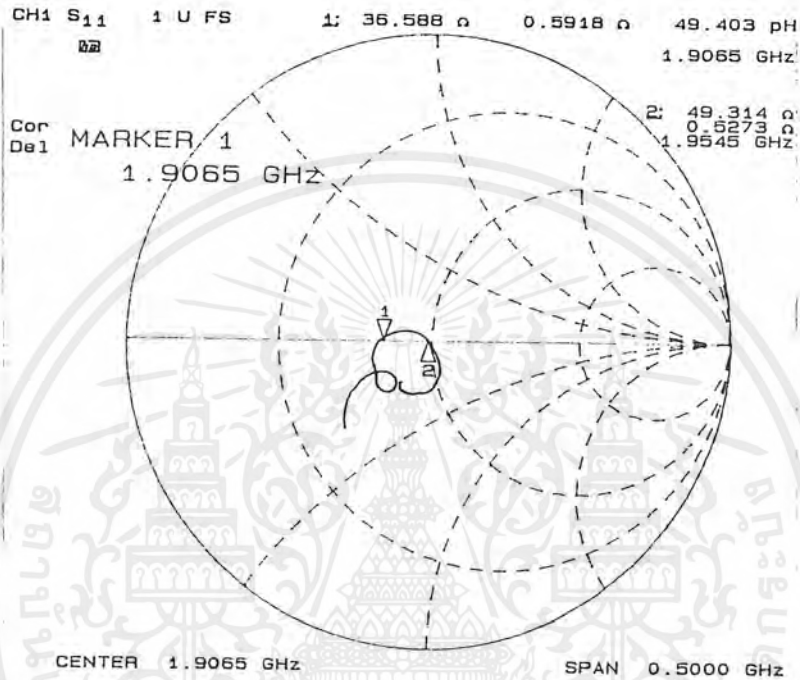


รูปที่ 4.2 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบทรงกลมไม่ได้แผ่นสะท้อน

MARKER 1 แสดงที่ค่าความถี่ที่ออกแบบไว้

MARKER 2 แสดงค่าความถี่ที่มีค่า VSWR ค่าที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

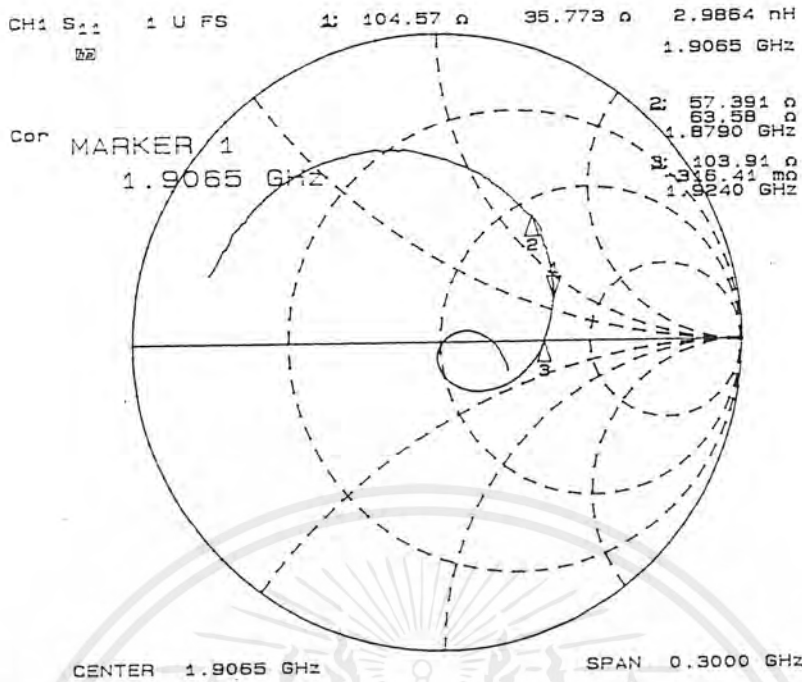


รูปที่ 4.3 แสดงค่า Reflection Loss ของสายอากาศนำคลื่นแบบวงกลมเมื่อไม่ใส่แผ่นสะท้อน

MARKER 1 แสดงที่ค่าความถี่ที่ออกแบบไว้

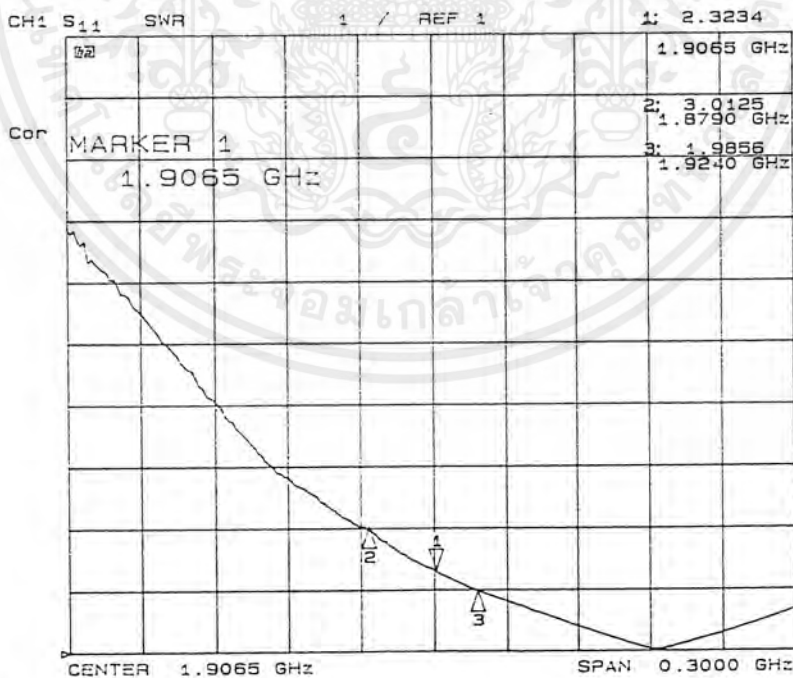
MARKER 2 แสดงค่าความถี่ที่มีค่า Reflector Loss ต่ำที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงความต้านทานเชิงซ้อนของสายอากาศนำคลื่นแบบทรงกลมใส่แผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยม

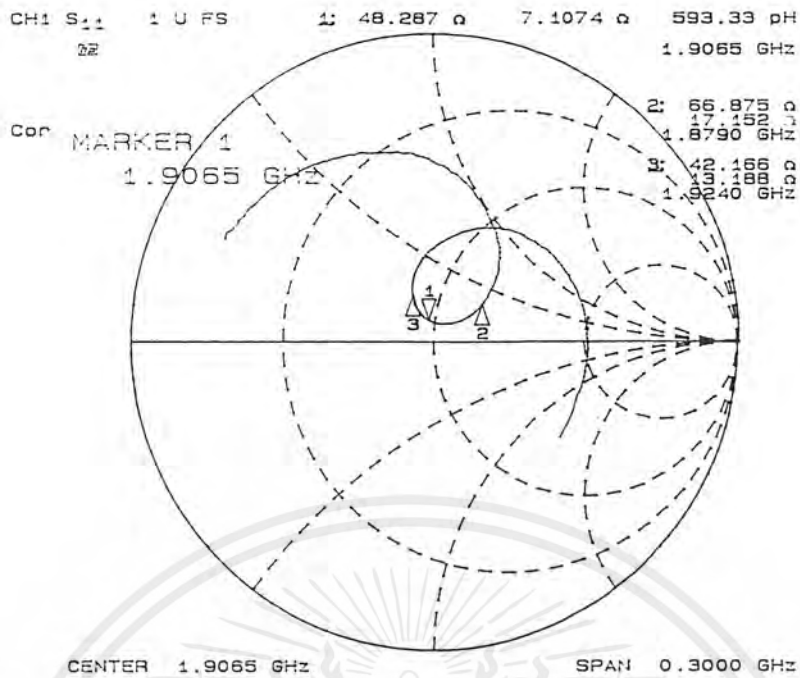
- MARKER 1 แสดงที่ค่าความถี่ที่ออกแบบไว้
- MARKER 2 แสดงค่าความต้านทานเชิงซ้อนของสายอากาศที่ความถี่ 1.879 GHz
- MARKER 3 แสดงค่าความต้านทานเชิงซ้อนของสายอากาศที่ความถี่ 1.924 GHz



รูปที่ 4.5 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศนำคลื่นแบบทรงกลมใส่แผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยม

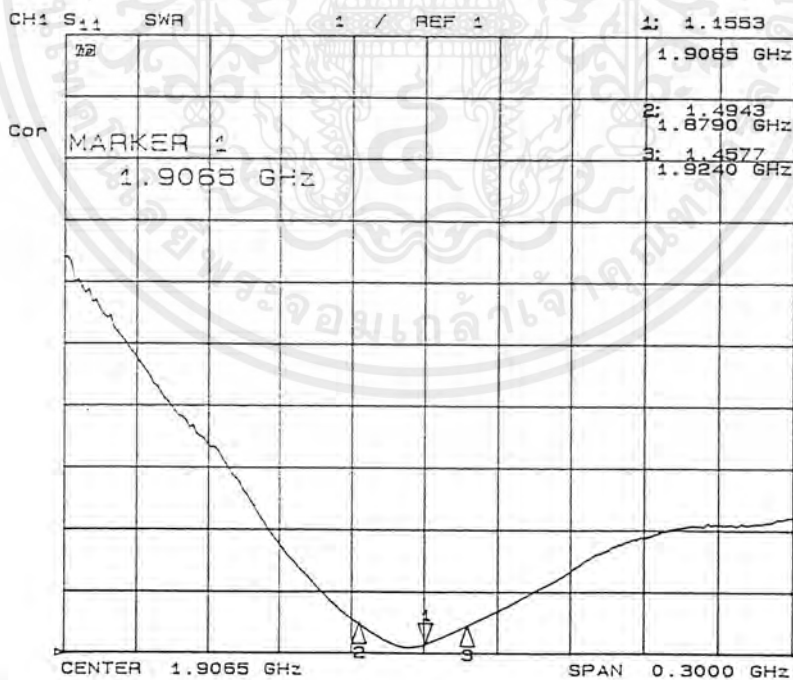
- MARKER 1 แสดงที่ค่าความถี่ที่ออกแบบไว้
- MARKER 2 แสดงค่าความถี่ที่มีค่า VSWR เท่ากับ 1.4943
- MARKER 3 แสดงค่าความถี่ที่มีค่า VSWR เท่ากับ 1.4577

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ในการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



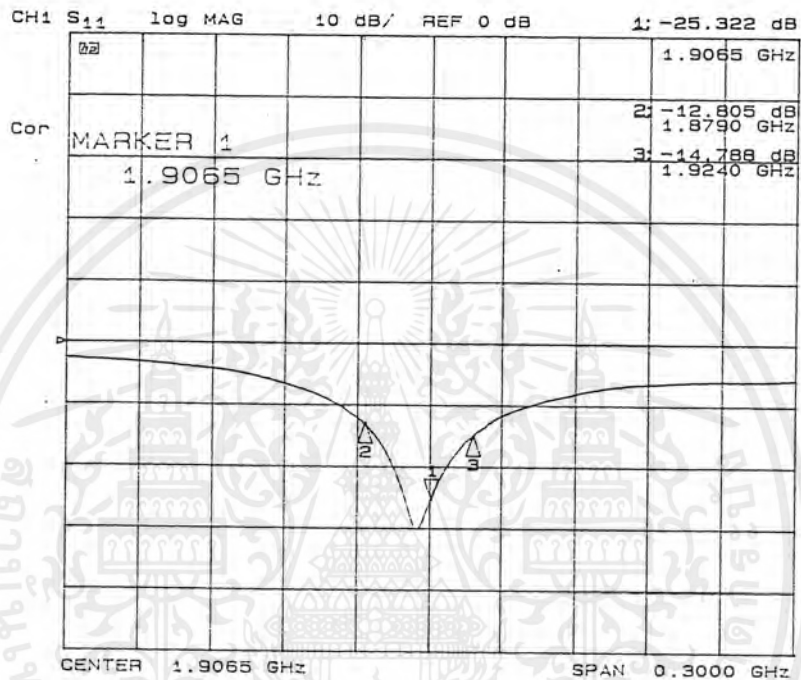
รูปที่ 4.7 แสดงความต้านทานเชิงซ้อนของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบทรงกลมใส่แผ่นสะท้อนวงกลม

- MARKER 1 แสดงที่ค่าความถี่ที่ออกแบบไว้
- MARKER 2 แสดงค่าความต้านทานเชิงซ้อนของสายอากาศที่ความถี่ 1.879 GHz
- MARKER 3 แสดงค่าความต้านทานเชิงซ้อนของสายอากาศที่ความถี่ 1.924 GHz



รูปที่ 4.8 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบทรงกลมใส่แผ่นสะท้อนวงกลม

- MARKER 1 แสดงที่ค่าความถี่ที่ออกแบบไว้
- MARKER 2 แสดงค่าความถี่ที่มีค่า VSWR เท่ากับ 3.0125
- MARKER 3 แสดงค่าความถี่ที่มีค่า VSWR เท่ากับ 1.9856



รูปที่ 4.9 แสดงค่า Reflection Loss ของสายอากาศอเนกดินแบบทรงกลมใต้แผ่นสะท้อนวงกลม

MARKER 1 แสดงที่ค่าความถี่ที่ออกแบบไว้

MARKER 2 แสดงค่าความถี่ที่มีค่า Reflector Loss เท่ากับ -12.805 dB

MARKER 3 แสดงค่าความถี่ที่มีค่า Reflector Loss เท่ากับ -14.788 dB

4.2 การวัดแพทเทิร์นท่อนำคลื่นปลายเปิดสองข้าง

4.2.1 อุปกรณ์

4.2.1.1 สายอากาศตัวส่งแบบ Horn และตัวรับสายอากาศท่อนำคลื่นแบบปลายเปิด 2 ข้าง

4.2.1.2 ขาดังและเสาติดตั้งสายอากาศ

4.2.1.3 สายโคแอกเชียล 2 เส้น

4.2.1.4 เครื่องวัด Spectrum Analyzer (ก่อนใช้งานต้องเปิดเครื่องวอร์มไว้ประมาณ 10 นาทีหลังจากนั้นกดปุ่ม START ไล่ความถี่เริ่มต้น กดปุ่ม STOP ไล่ความถี่สุดท้าย กดปุ่ม MARKER ไล่ความถี่ใช้งาน)

4.2.1.5 RF Signal Generator (ขณะไม่ได้ต่อ โหมด ห้ามนำส่งสัญญาณความถี่)

4.2.1.6 คอมพิวเตอร์พร้อมชุดควบคุมการหมุนของสายอากาศที่ละ 1 องศา

4.2.2 ขั้นตอนการวัด

4.2.2.1 ติดตั้งสายอากาศตัวส่งและตัวรับ โดยให้โพรบของสายอากาศตัวส่งและตัวรับ อยู่ในแนวขนานกับพื้นเพื่อติดตั้งสายอากาศตัวส่งและตัวรับ โดยให้โพรบของสายอากาศตัวส่งและตัวรับอยู่ในแนวขนานกับพื้นเพื่อวัดสนาม E-PLANE ส่วนการวัด H-PLANE จะให้โพรบของสายอากาศตัวส่งและตัวรับอยู่ในแนวตั้ง และสายอากาศตัวส่งต้องอยู่ห่างจากสายอากาศตัวรับไม่ต่ำกว่าระยะ Far-Field โดยคำนวณจาก $R \geq 2D^2/\lambda$

- โดยกำหนดให้ D เป็น diameter ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมที่ยาวที่สุดมีค่าเท่ากับ 30 ซม. ตามความกว้างของแผ่นสะท้อน และ λ เป็นความยาวคลื่นของความถี่ที่ใช้งานที่ความถี่ต่างๆ R เป็นระยะ Far-Field

- ตั้งสายอากาศไว้ห่างกันประมาณ 3 เมตรซึ่งมีค่ามากกว่าสนาม Far-Field

4.2.2.2 RF Signal Generator ป้อนสัญญาณที่ความถี่ 1.85 กิกะเฮิรตซ์ที่ Power เท่ากับ 5 dBm ให้กับสายอากาศตัวส่ง

4.2.2.3 ต่อสายอากาศตัวรับเข้ากับเครื่อง Spectrum Analyzer

4.2.2.4 หมุนสายอากาศตัวรับไปตามเข็มนาฬิกาครั้งละ 1 องศาจนครบ 360 องศาทั้งในระนาบ E-plane และ H-plane แล้วเปลี่ยนความถี่เป็นเท่ากับ 1.9065 กิกะเฮิรตซ์ และ 2.00 กิกะเฮิรตซ์ บันทึกผลนำค่าที่ได้จากการนอร์มอลไลซ์จากค่าสูงสุดนำค่ามาพล็อตใน Polarplot เปรียบเทียบการคำนวณกับการทดลอง

4.2.2.5 ไล่แผ่นสะท้อนคลื่นแบบวงกลมกับสายอากาศแบบท่อนำคลื่น

4.2.2.6 หมุนสายอากาศตัวรับไปตามเข็มนาฬิกาครั้งละ 1 องศาจนครบ 360 องศาทั้งในระนาบ E-plane และ H-plane แล้วเปลี่ยนความถี่เป็นเท่ากับ 1.85 กิกะเฮิรตซ์, 1.9065 กิกะเฮิรตซ์ และ 2.00 กิกะเฮิรตซ์ บันทึกผลนำค่าที่ได้จากการนอร์มอลไลซ์จากค่าสูงสุดนำค่ามาพล็อตใน Polarplot เปรียบเทียบการคำนวณกับการทดลอง

4.2.2.7 ปรับระยะห่างแผ่นสะท้อนกับสายอากาศให้มีระยะห่างเท่ากับ 0.65λ มีค่าประมาณ 10 ซม.

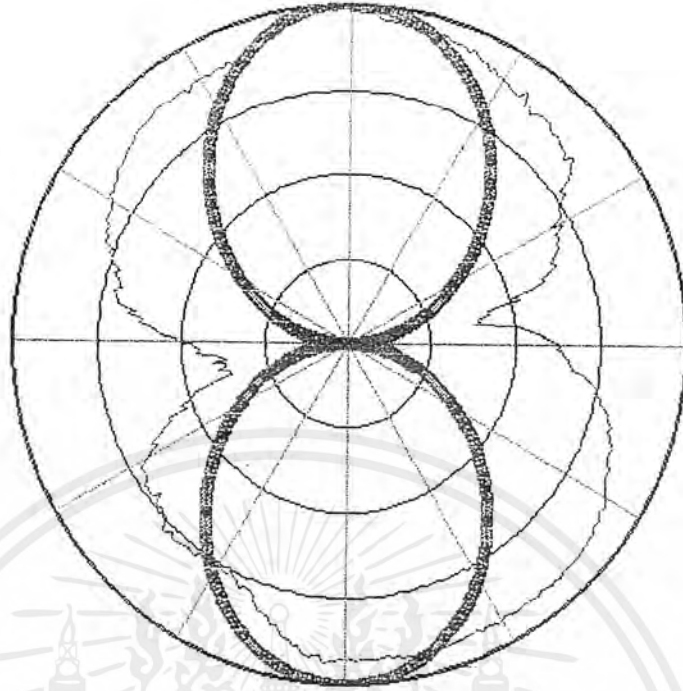
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2.8 หมุนสายอากาศคว่ำรับไปตามเข็มนาฬิกาครึ่งละ 1 องศาจนครบ 360 องศาทั้งในระนาบE-planeและH-planeแล้วเปลี่ยนความถี่เป็นเท่ากับ1.85กิกะเฮิรตซ์,1.9065 กิกะเฮิรตซ์และ 2.00กิกะเฮิรตซ์บันทึกผลนำค่าที่ได้จากการนอร์มอลไลซ์จากค่าสูงสุดนำค่ามาพล็อตในPolarplot เปรียบเทียบการคำนวณกับการทดลอง

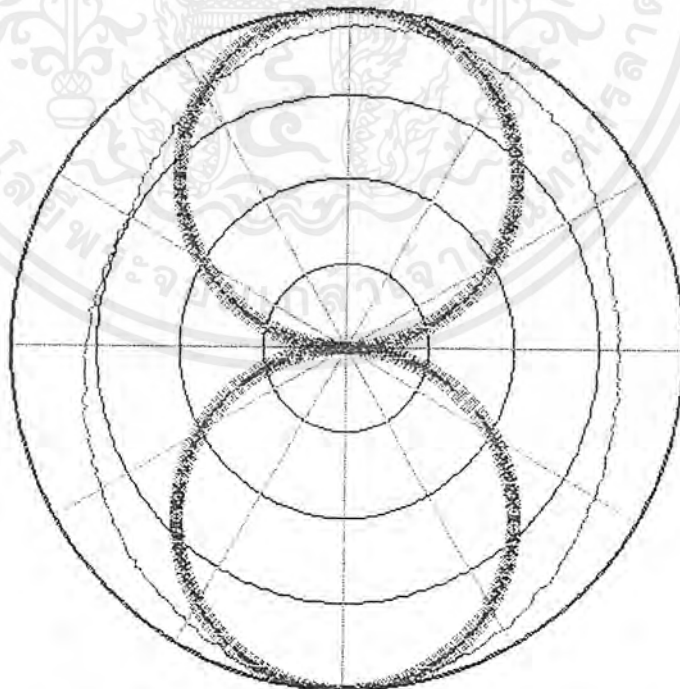
4.2.2.9 เปลี่ยนใส่แผ่นสะท้อนคลื่นแบบสี่เหลี่ยมกับสายอากาศแบบท่อนำคลื่น และทำซ้ำข้อ 4.2.2.6-4.2.2.8 แสดงในรูปที่ 4.10 ถึง 4.39



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

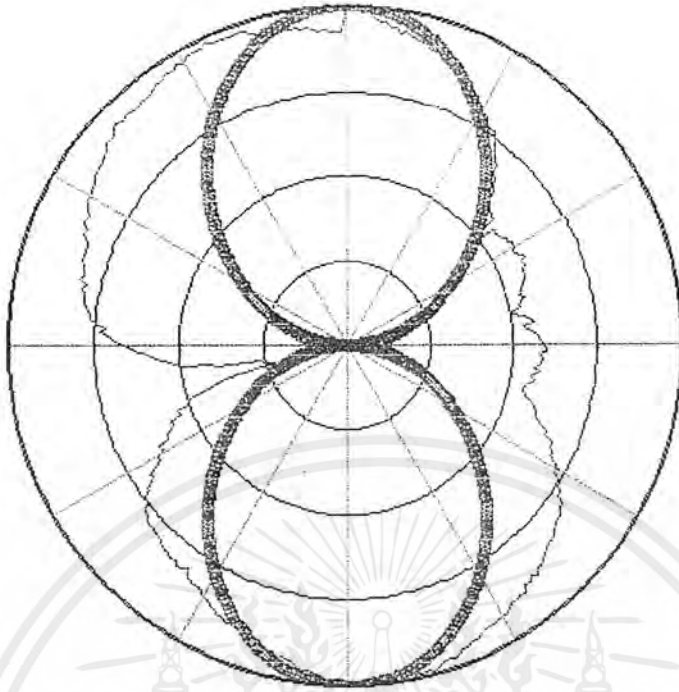


รูปที่ 4.10 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศกลมปลายเปิดสองข้าง

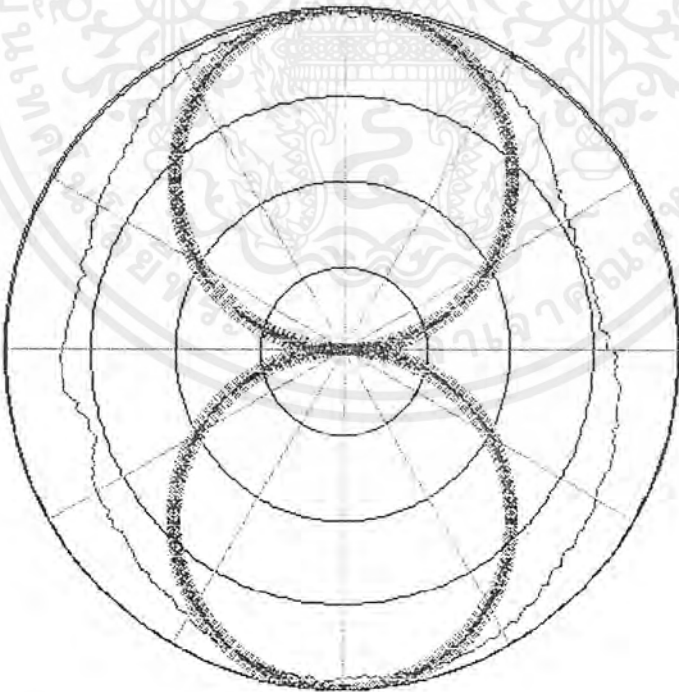


รูปที่ 4.11 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศกลมปลายเปิดสองข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

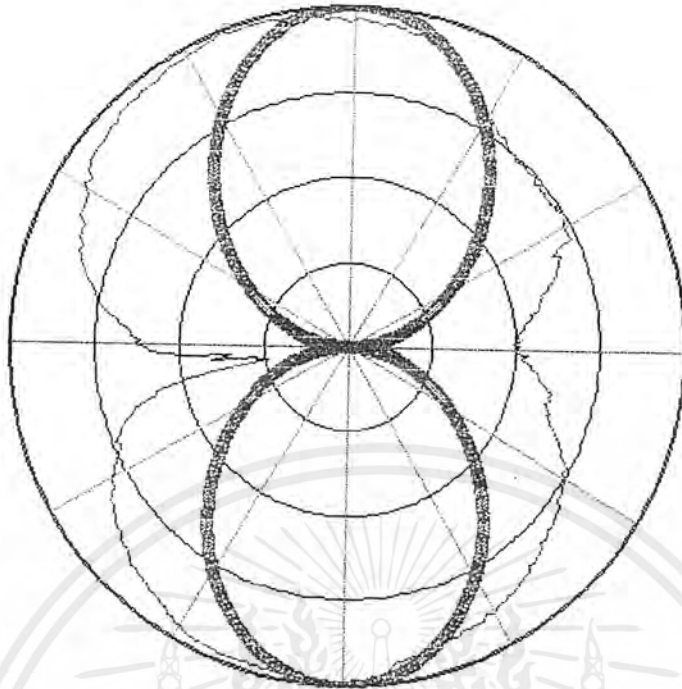


รูปที่ 4.12 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทอรันของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศกลมปลายเปิดสองข้าง

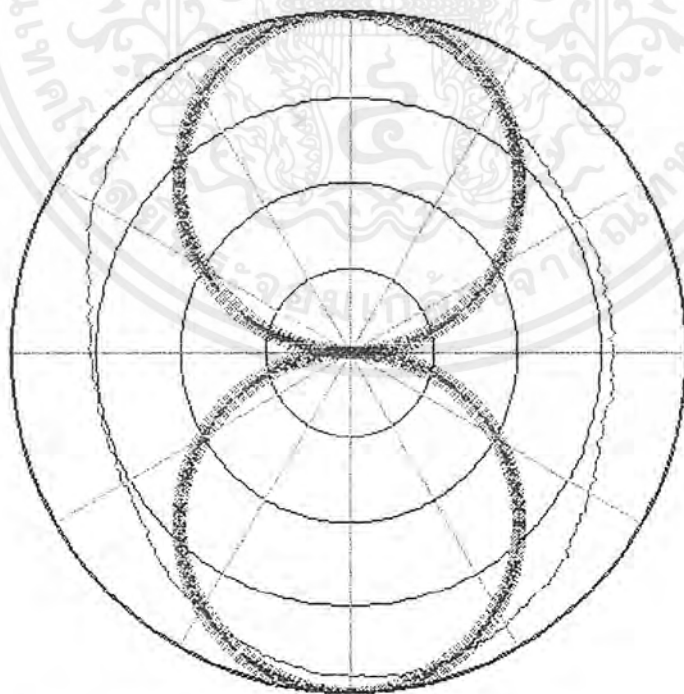


รูปที่ 4.13 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทอรันของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศกลมปลายเปิดสองข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

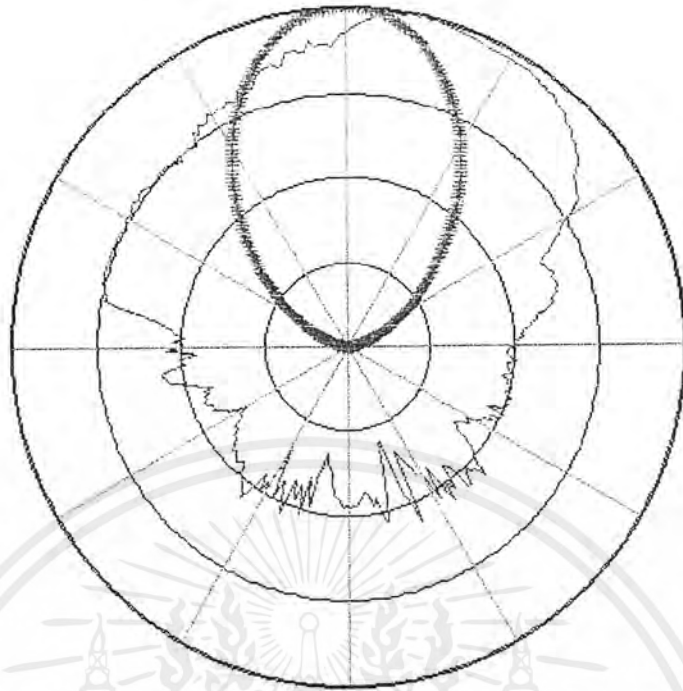


รูปที่ 4.14 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศกลมปลายเปิดสองข้าง

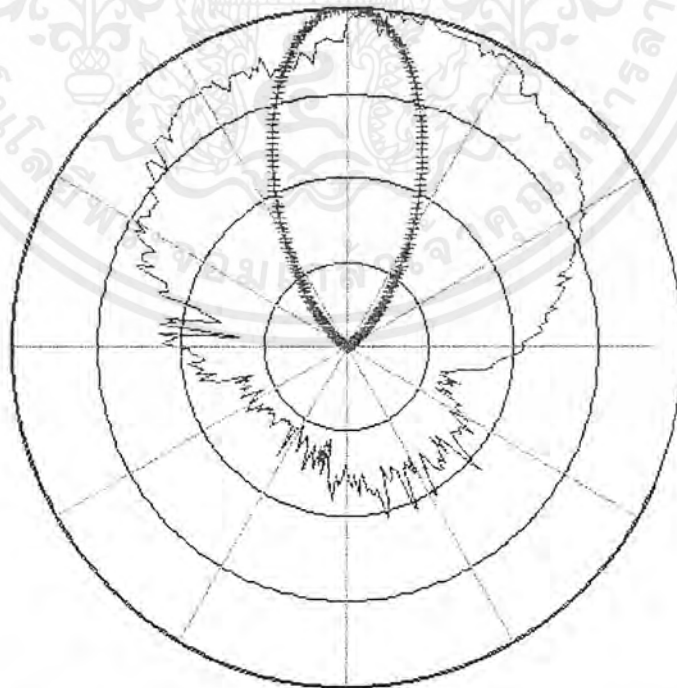


รูปที่ 4.15 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศกลมปลายเปิดสองข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



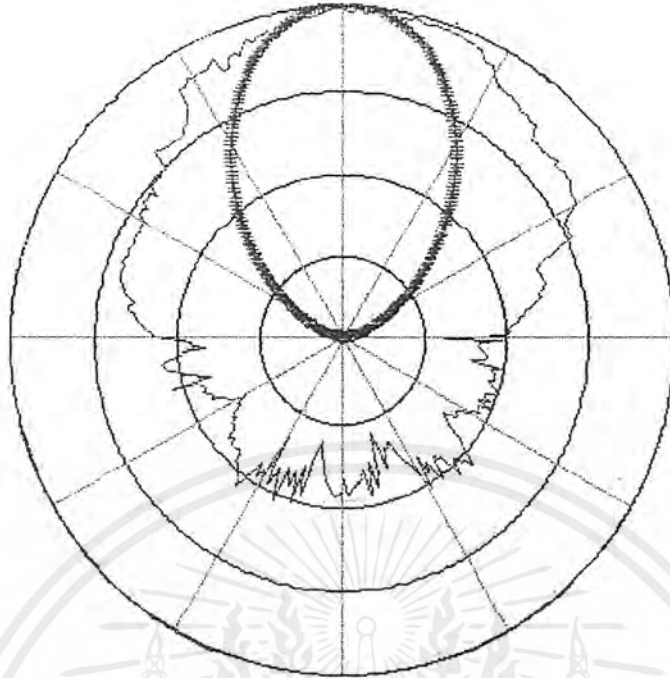
รูปที่ 4.16 แสดงการเปรียบเทียบเฟสเทอร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 0 เซนติเมตร



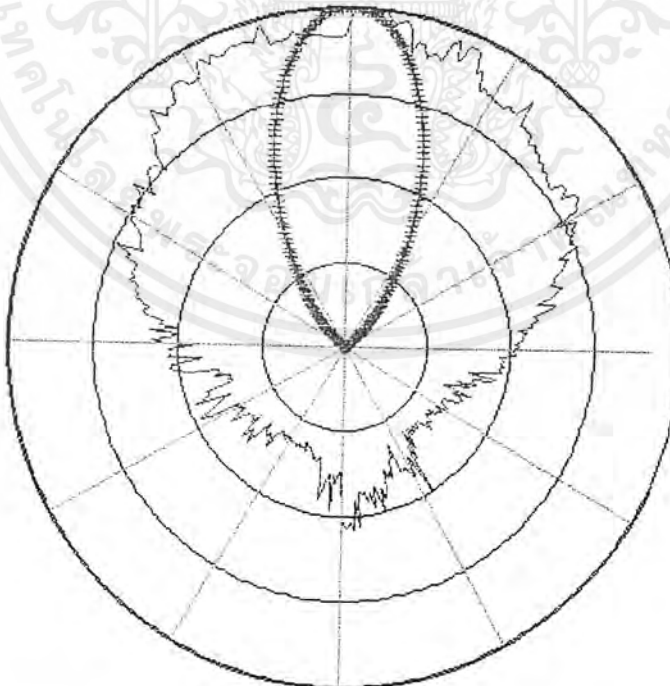
รูปที่ 4.17 แสดงการเปรียบเทียบเฟสเทอร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี

กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ **มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 0 เซนติเมตร** เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

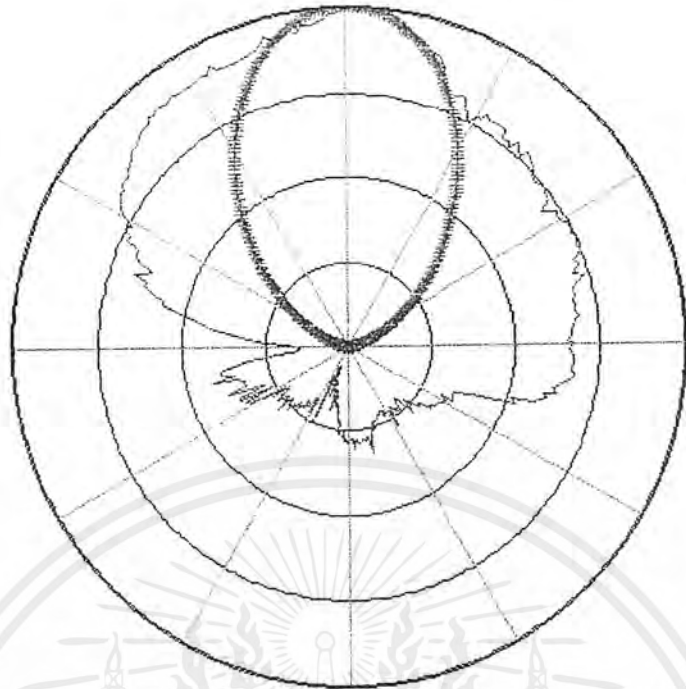


รูปที่ 4.18 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 0 เซนติเมตร

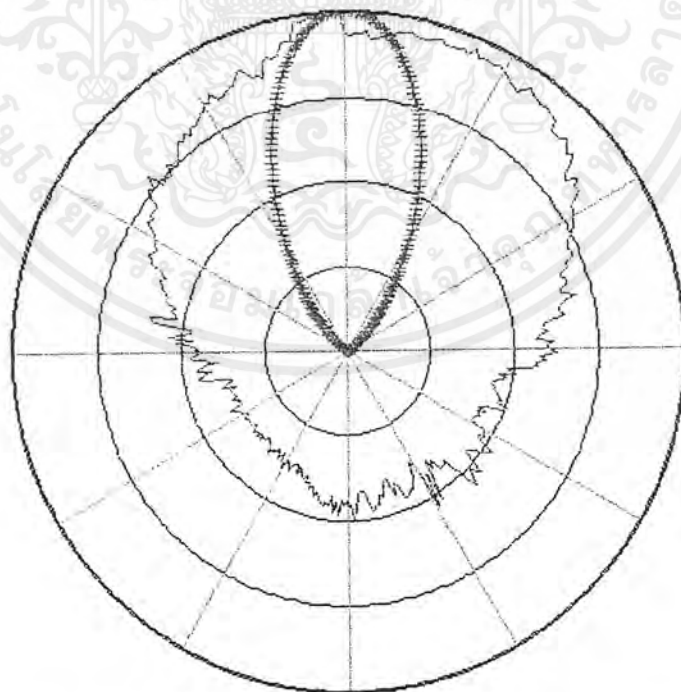


รูปที่ 4.19 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 0 เซนติเมตรศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

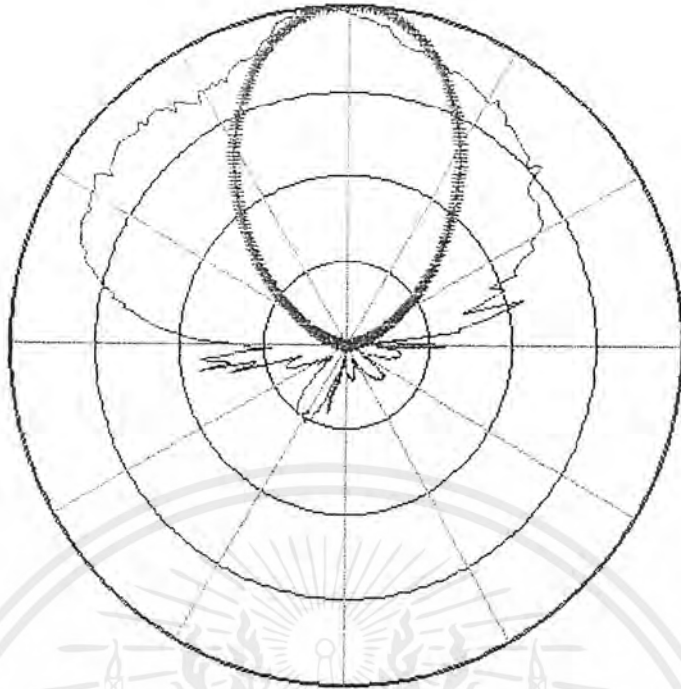


รูปที่ 4.20 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 0 เซนติเมตร

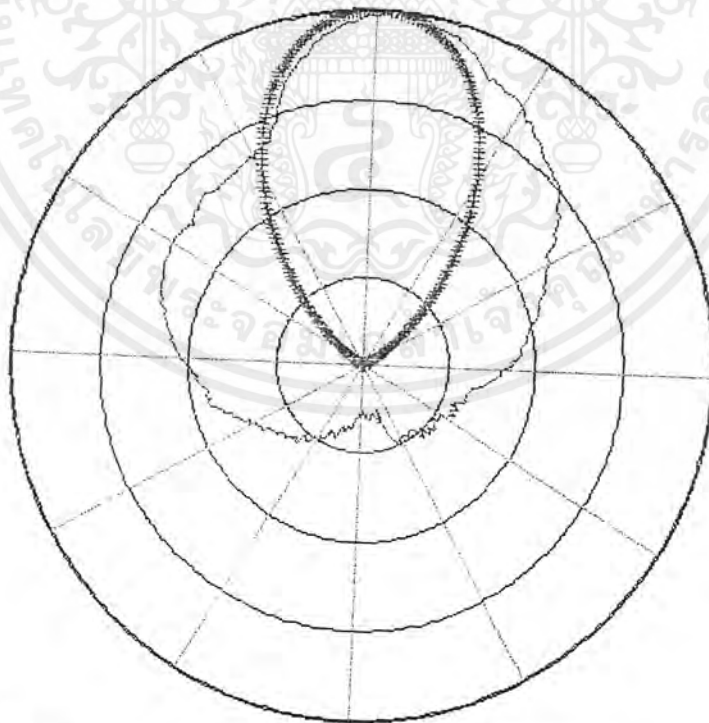


รูปที่ 4.21 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 0 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

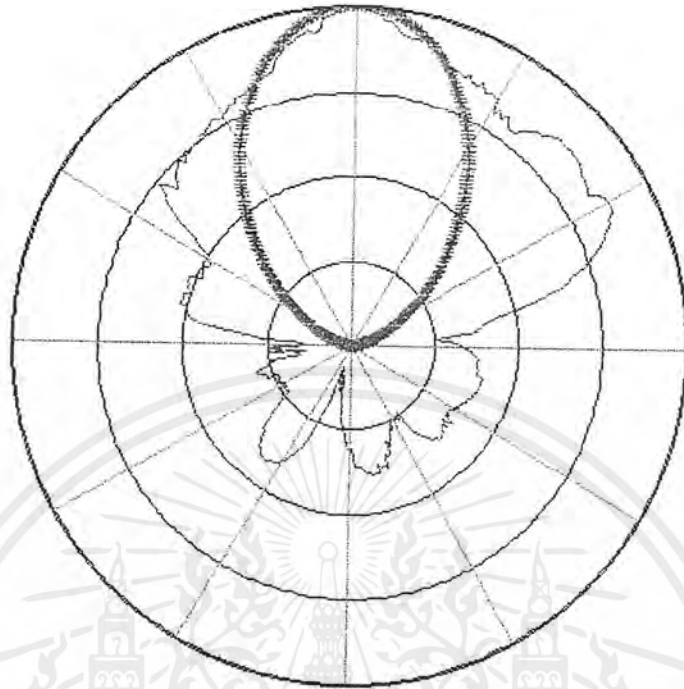


รูปที่ 4.22 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทอรันของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 10 เซนติเมตร

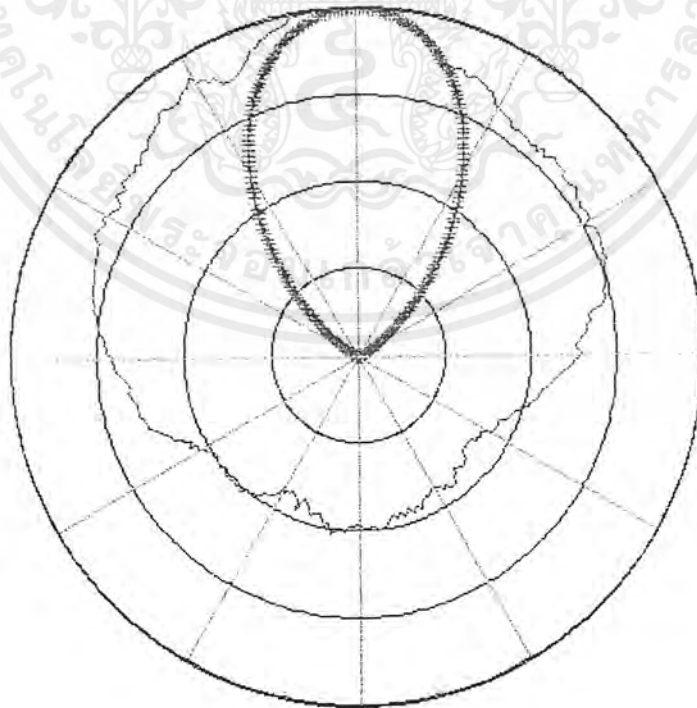


รูปที่ 4.23 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทอรันของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 10 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

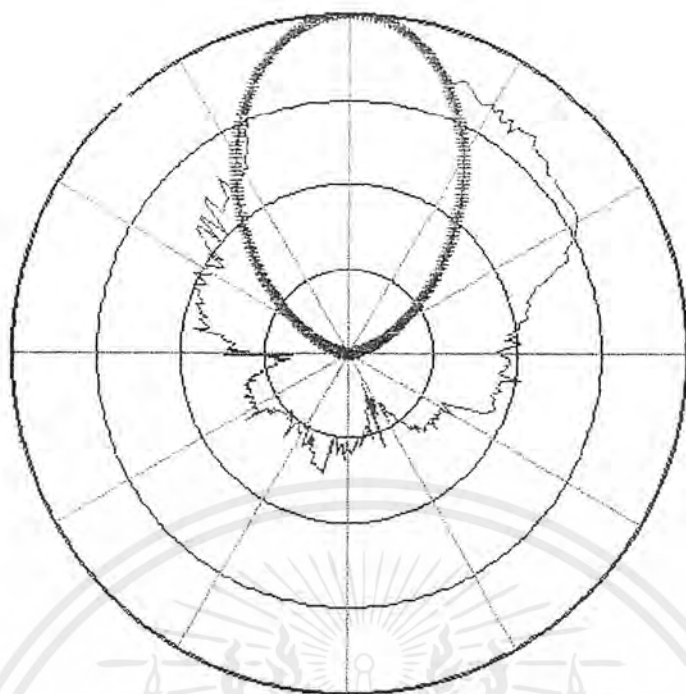


รูปที่ 4.24 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 10 เซนติเมตร

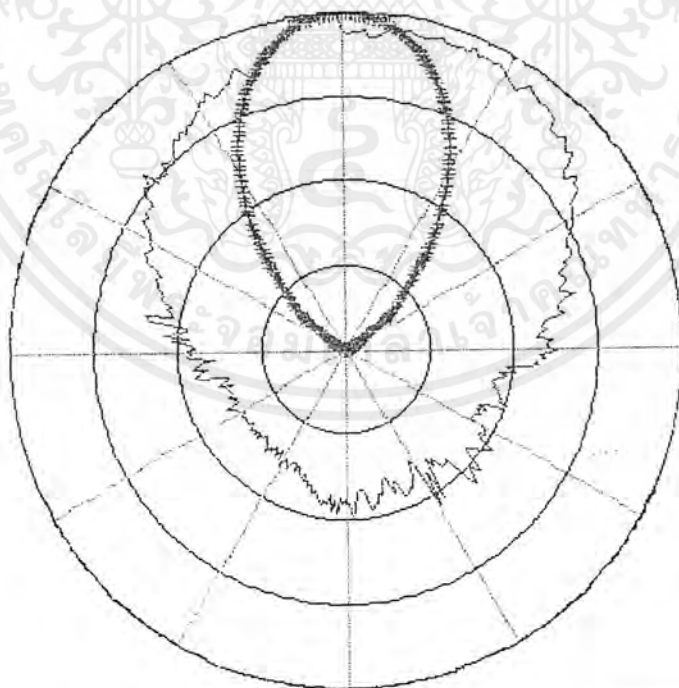


รูปที่ 4.25 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี

กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อสาธารณะและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

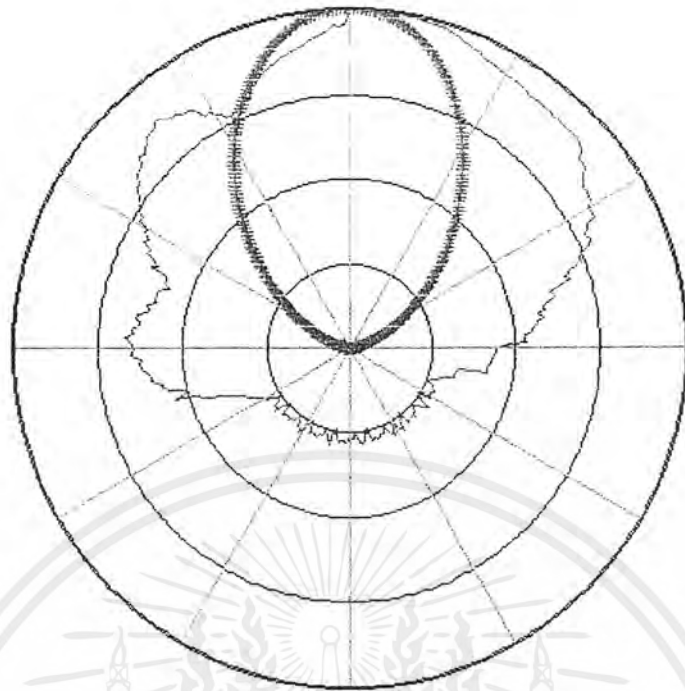


รูปที่ 4.26 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 10 เซนติเมตร

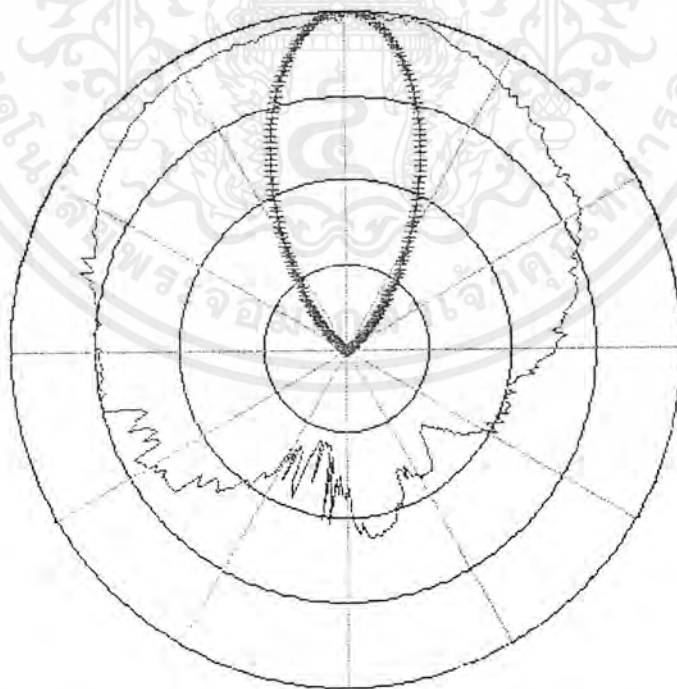


รูปที่ 4.27 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนวงกลมที่ 10 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

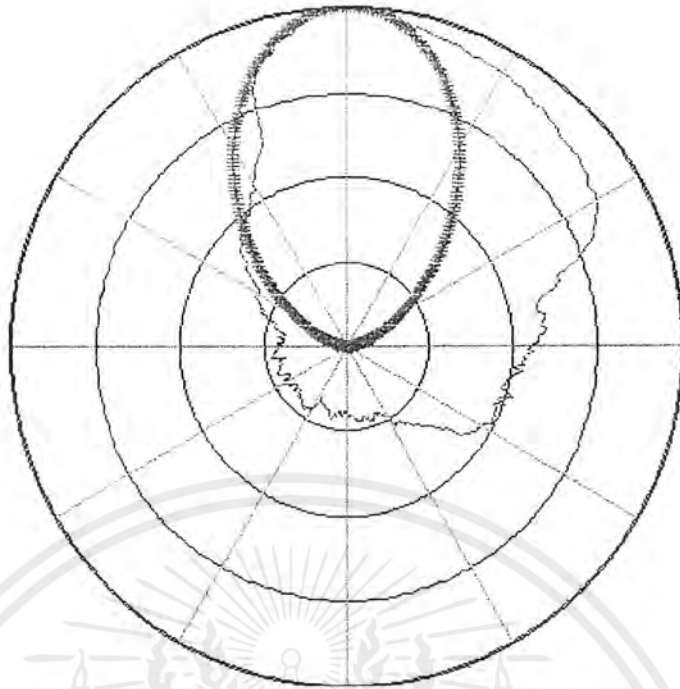


รูปที่ 4.28 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 0 เซนติเมตร

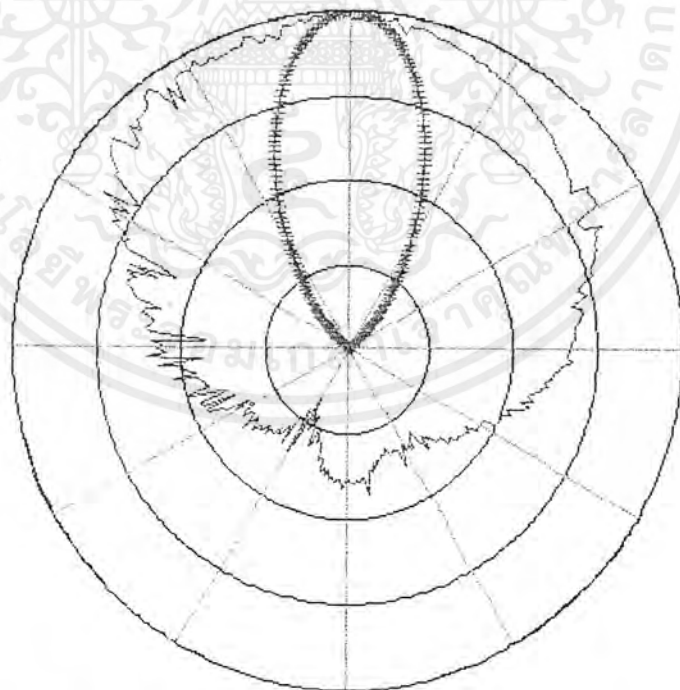


รูปที่ 4.29 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 0 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

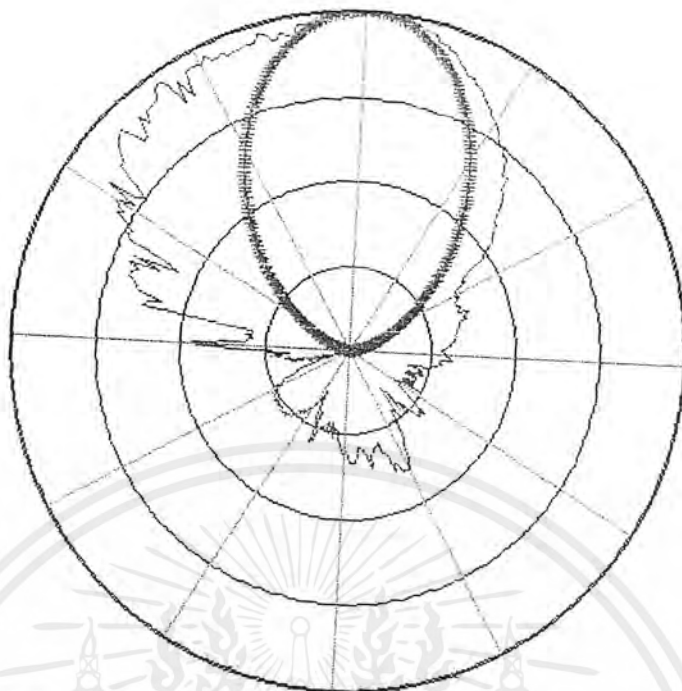


รูปที่ 4.30 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 0 เซนติเมตร

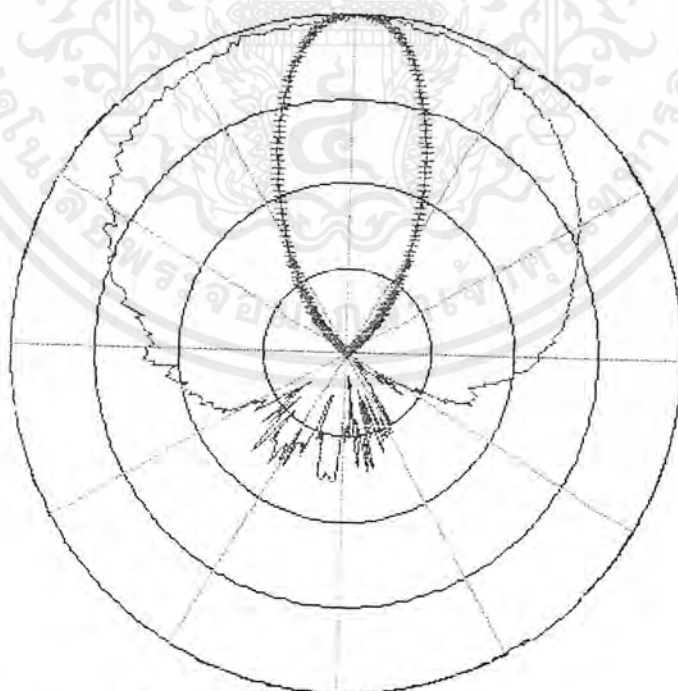


รูปที่ 4.31 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 0 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

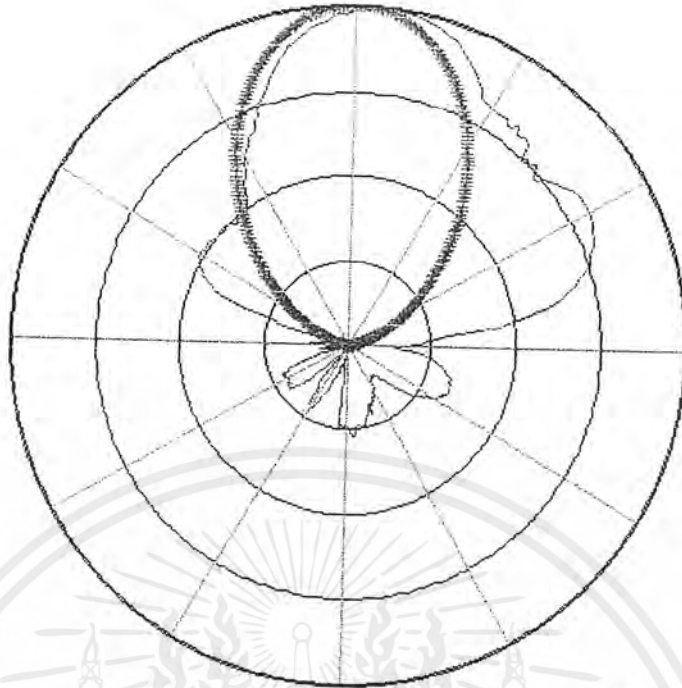


รูปที่ 4.32 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทอรันของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 0 เซนติเมตร

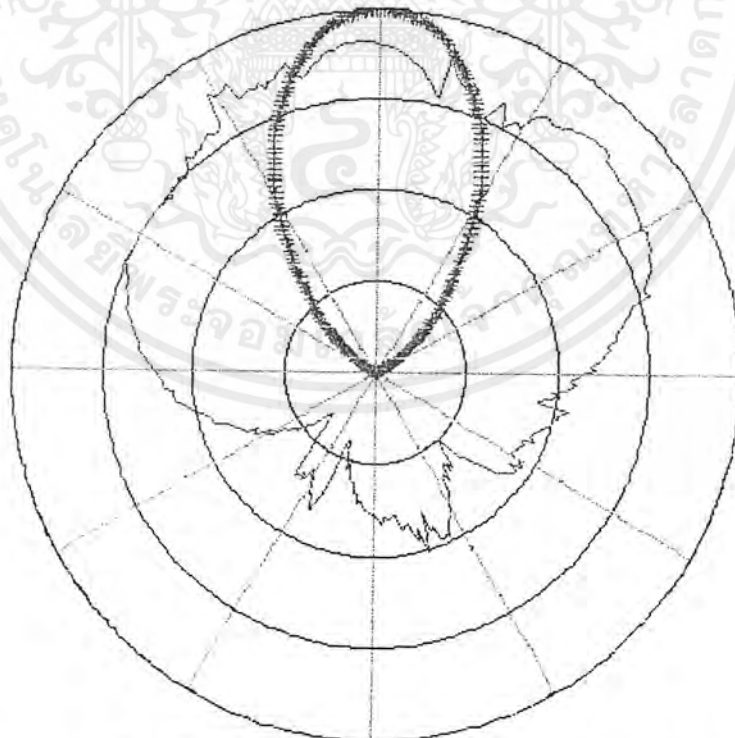


รูปที่ 4.33 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทอรันของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 0 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

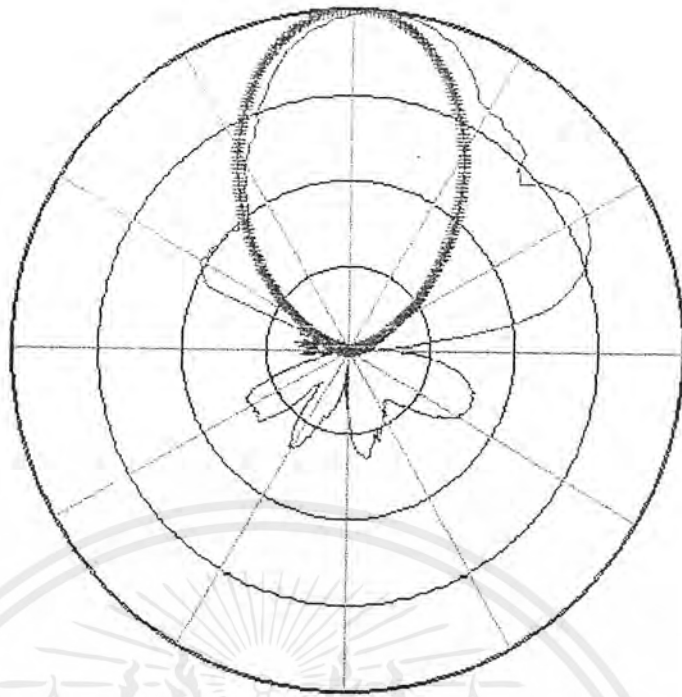


รูปที่ 4.34 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 10 เซนติเมตร

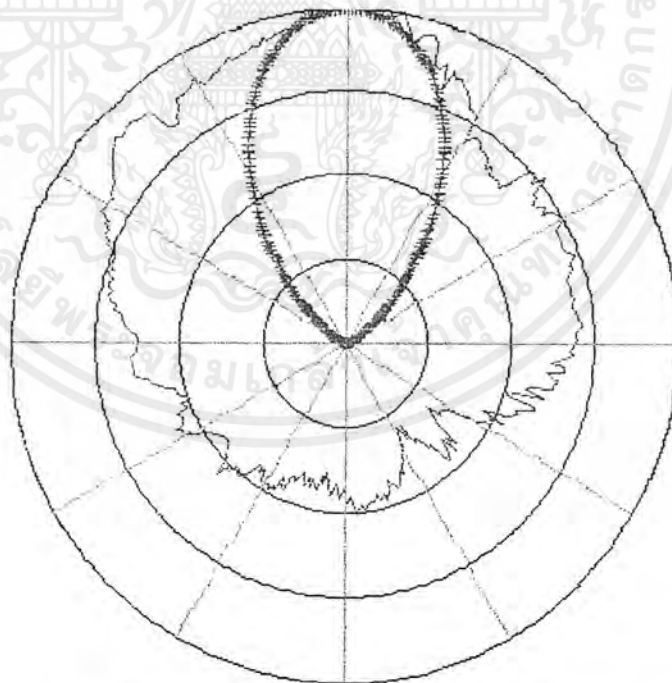


รูปที่ 4.35 แสดงการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.85 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 10 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

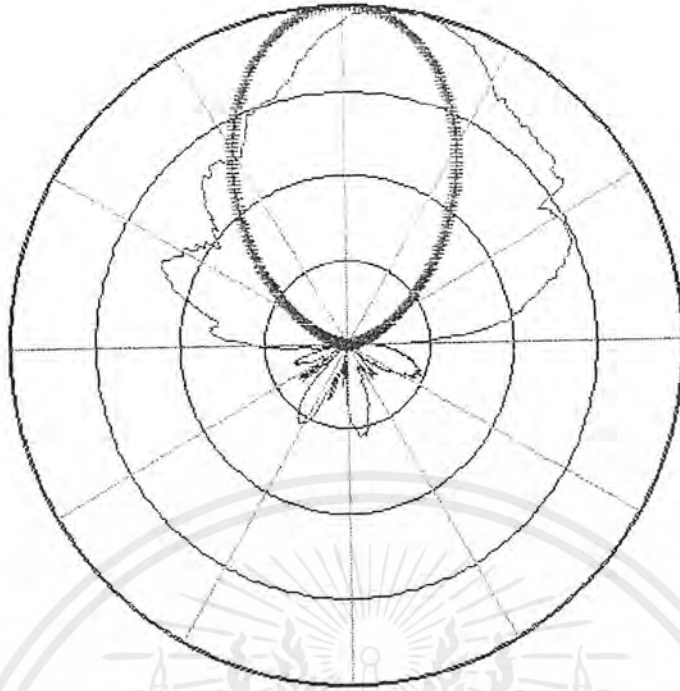


รูปที่ 4.36 แสดงการเปรียบเทียบเทออร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 10 เซนติเมตร

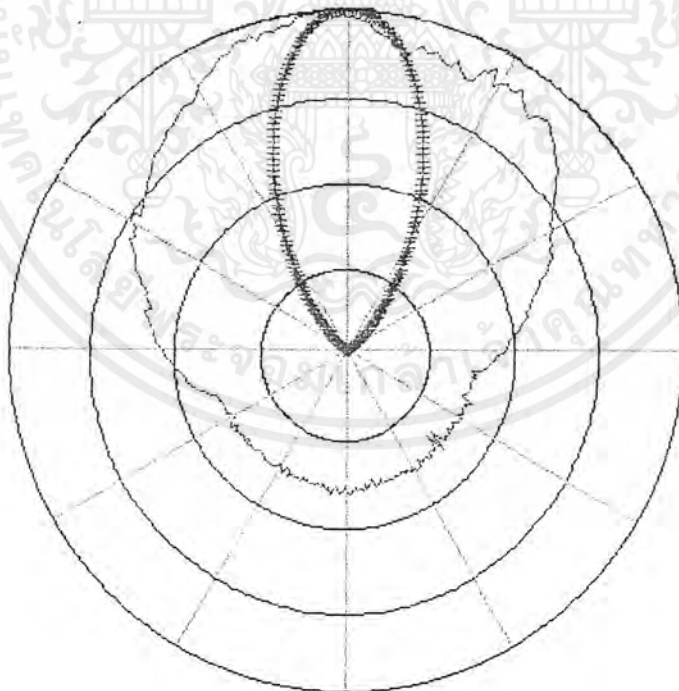


รูปที่ 4.37 แสดงการเปรียบเทียบเทออร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี
กับผลการทดลองที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง
มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 10 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.38 แสดงการเปรียบเทียบเพทเทอร์นของคลื่นแบบ E-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 10 เซนติเมตร



รูปที่ 4.39 แสดงการเปรียบเทียบเพทเทอร์นของคลื่นแบบ H-Plane ระหว่างทฤษฎี กับผลการทดลองที่ความถี่ 2 GHz โดยใช้สายอากาศทรงกลมปลายเปิดสองข้าง มีแผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมที่ 10 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.40 แสดงการจัดสายอากาศส่งและรับเพื่อวัดแพนทอรั้นของสายอากาศในระนาบ E-Plane



รูปที่ 4.41 แสดงการจัดสายอากาศส่งและรับเพื่อวัดแพนทอรั้นของสายอากาศในระนาบ H-Plane
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

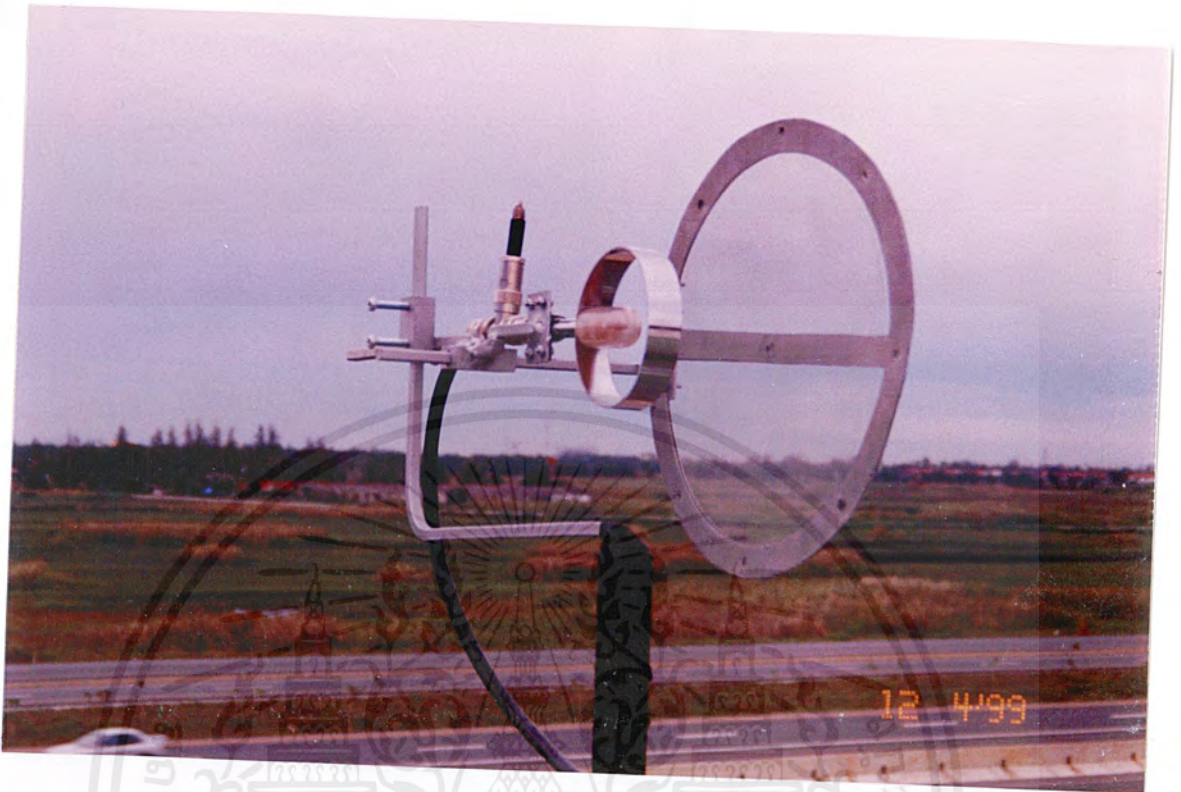


รูปที่ 4.42 แสดงการวัดแพทเทิร์นของเสาอากาศ เมื่อไม่ใส่แผ่นสะท้อนคลื่นในระนาบE-Plane



รูปที่ 4.43 แสดงการวัดแพทเทิร์นของเสาอากาศ เมื่อไม่ใส่แผ่นสะท้อนคลื่นในระนาบH-Plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.44 แสดงการวัดแพทเทอรันของสายอากาศเมื่อใส่แผ่นสะท้อนวงกลมในระนาบ E-Plane

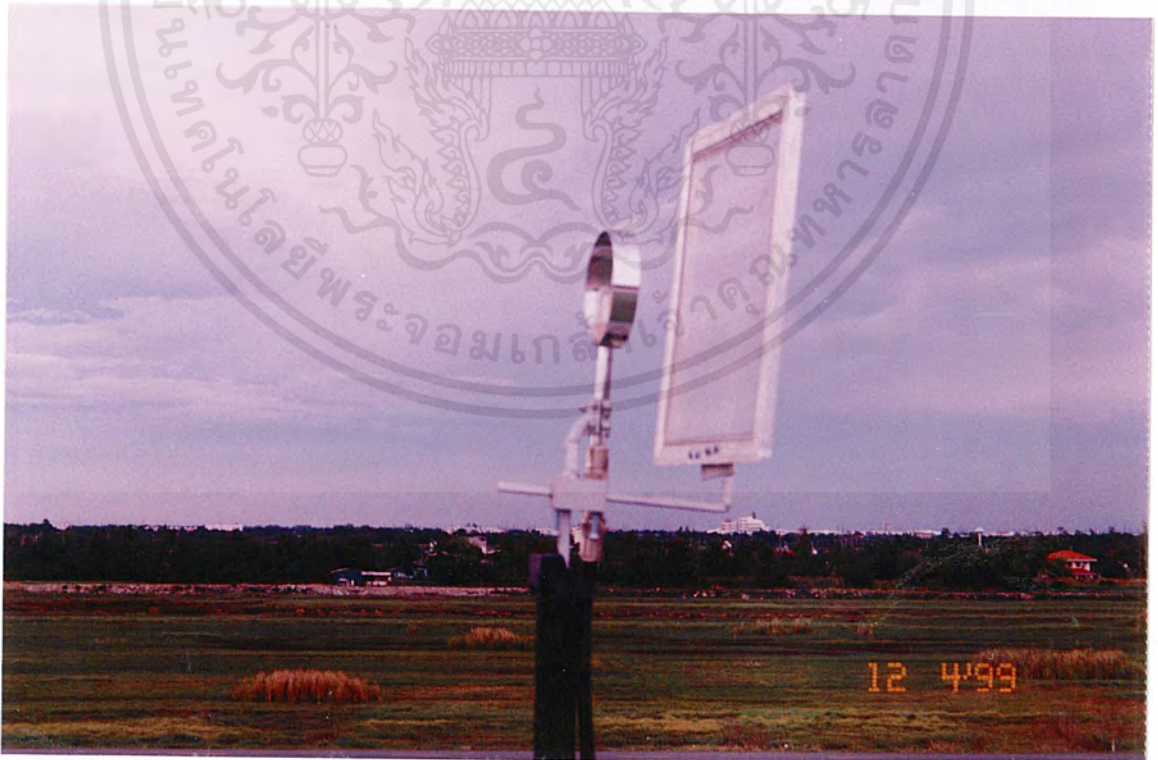


รูปที่ 4.45 แสดงการวัดแพทเทอรันของสายอากาศเมื่อใส่แผ่นสะท้อนวงกลมในระนาบ H-Plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.46 แสดงการวัดแพทเทิร์นของสายอากาศเมื่อใส่แผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมในระนาบ E-Plane



รูปที่ 4.47 แสดงการวัดแพทเทิร์นของสายอากาศเมื่อใส่แผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมในระนาบ H-Plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น สามารถหาคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศได้ดังนี้

1. มุมฮาร์ฟเพาเวอร์บีบวิตซ์ของสนามไฟฟ้า (θ_E) และสนามแม่เหล็ก (θ_H) ซึ่งดูจากความกว้างของมุมที่มีระดับสัญญาณลดลง 3 dB ที่โอบหลัก

2. โดเรคตีวิตี หาได้โดย

$$D_0 \approx 10 \log \left[\frac{41253}{\theta_E \theta_H} \right] \quad (\text{dBi})$$

3. เกนหาได้โดยใช้สูตร

$$G_0 \approx 10 \log \left[\frac{30000}{\theta_E \theta_H} \right] \quad (\text{dBi})$$

4. ค่าประสิทธิภาพการแพร่กระจายของสายอากาศ (Antenna Radiation Efficiency: e_{rad}) ได้จาก

$$G_0 = e_{\text{rad}} D_0$$

5. ค่า Front To Back (F/B) หาได้จาก

$$F/B = \text{โอบหลักที่มีค่ามากที่สุด} - \text{โอบหลังในทิศทางตรงกันข้าม 180 องศา} \quad (\text{dB})$$

ผลที่ได้จากการวัด โดยเครื่อง Network Analyzer สามารถหาค่าแบนด์วิตซ์ของสายอากาศได้โดยหาค่า SWR ของสายอากาศ มีค่าสะท้อนกลับ ไม่เกิน 1.5 เมื่อไม่ใส่แผ่นสะท้อน แบนด์วิตซ์ที่มีค่าเท่ากับ 221.4 MHz ในช่วง 1.835-2.054 GHz และเมื่อใส่แผ่นสะท้อนวงกลม จะมีแบนด์วิตซ์เท่ากับ 45 MHz ที่ช่วง 1.8709-1.9240 GHz ทำให้ผลที่ได้รับสามารถใช้งานในความถี่ PCT ได้

		เพาเวอร์สูงสุดที่รับ ได้(dBm)		เพาเวอร์ในทิศทาง กันข้าม(dBm)		ฮาร์ฟเพาเวอร์บีม วิดท์(องศา)		ค่าFront to Back (dB)	
		E-Plane	H-Plane	E-Plane	H-Plane	E-Plane	H-Plane	E-Plane	H-Plane
ไม้ใส่ แผ่น สะท้อน	1.85 GHz	-42.4	-45.3	-45.7	-47.1	45	49	2.9	1.8
	1.9065 GHz	-42.8	-44.5	-42.9	-46.0	63	69	0.1	1.5
	2 GHz	-43.0	-46.9	-44.7	-48.4	47	47	1.7	1.5
แผ่น สะท้อน วงกลม	1.85 GHz	-42.6	-46.0	-67.1	-71.6	47	36	24.5	25.6
	1.9065 GHz	-42.1	-47.3	-64.1	-72.5	53	50	22	25.2
	2 GHz	-29.2	-49.0	-46.2	-70.2	31	55	17	21.2
แผ่น สะท้อน สี่ เหลี่ยม	1.85 GHz	-44.1	-35.4	-61.3	-60.4	31	73	17.2	25
	1.9065 GHz	-42.3	-35.5	-74.3	-60.3	50	73	32	24.8
	2 GHz	-42.6	-36.4	-70.8	-68	61	77	28.2	31.6

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าคุณสมบัติต่างๆ ที่ได้จากการวัดสายอากาศเมื่อไม้ใส่แผ่นสะท้อนและใส่แผ่นสะท้อน
ที่ระยะ 0 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

		เพาเวอร์สูงสุดที่รับ ได้(dBm)		เพาเวอร์ในทิศทาง กันข้าม(dBm)		ฮาร์ฟเพาเวอร์บีม วัดที่(องศา)		ค่าFront to Back (dB)	
		E-Plane	H-Plane	E-Plane	H-Plane	E-Plane	H-Plane	E-Plane	H-Plane
แผ่น สะท้อน วงกลม	1.85 GHz	-42	-42	-78	-76	26	32	36	34
	1.9065 GHz	-40.9	-42.2	-68.7	-62.4	27	34	27.8	20.2
	2 GHz	-40.7	-42.5	-68.1	-62.4	29	34	27.4	19.9
แผ่น สะท้อน สี่ เหลี่ยม	1.85 GHz	-38.7	-46.3	-69.2	-66.5	33	43	30.5	20.2
	1.9065 GHz	-38.7	-47.7	-70.1	-69	34	36	31.4	21.3
	2 GHz	-41.7	-43.0	-79.0	-67.8	32	48	37.3	24.8

ตารางที่ 4.2 แสดงคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศเมื่อใส่แผ่นสะท้อนวงห่างเป็นระยะ 10 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

		ไดเรคทิวิตี(dBi)	เกน(dBi)	ค่าประสิทธิภาพการแพร่กระจาย(e_{cd})
ไม้ใส่แผ่นสะท้อน	1.85 GHz	9.70	8.32	0.72
	1.9065 GHz	6.75	5.37	0.72
	2 GHz	9.70	8.31	0.72
แผ่นสะท้อนวงกลม	1.85 GHz	13.87	12.48	0.72
	1.9065 GHz	11.92	10.53	0.72
	2 GHz	13.87	12.45	0.72
แผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยม	1.85 GHz	12.60	11.22	0.72
	1.9065 GHz	10.53	9.14	0.72
	2 GHz	9.43	8.05	0.72

ตารางที่ 4.3 แสดงค่าไดเรคทิวิตี,เกน และประสิทธิภาพการแพร่กระจายเมื่อไม้ใส่แผ่นสะท้อน และใส่แผ่นสะท้อนที่ระยะ 0 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

		ไดเรกตีวีตี(dBi)	เกน(dBi)	ค่าประสิทธิภาพการแพร่กระจาย(e_{eff})
แผ่นสะท้อนวงกลม	1.85 GHz	16.95	15.56	0.72
	1.9065 GHz	16.52	15.14	0.72
	2 GHz	16.21	14.83	0.72
แผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยม	1.85 GHz	14.63	13.25	0.72
	1.9065 GHz	15.27	13.89	0.72
	2 GHz	14.28	12.90	0.72

ตารางที่ 4.4 แสดงค่าไดเรกตีวีตี,เกน และประสิทธิภาพการแพร่กระจายเมื่อใส่แผ่นสะท้อนที่ระยะ 10 เซนติเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

บทวิจารณ์

ในการออกแบบสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิด 2 ด้านนั้นต้องเริ่มศึกษาโหมดการแพร่กระจายคลื่นของท่อนำคลื่นทรงกระบอก ซึ่งโหมดที่เกิดขึ้นภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอกอยู่หลายโหมดด้วย แต่จะนำมาพิจารณาเพียง 1 โหมดและเป็นสนามไฟฟ้าตัดขวางคือ TE_{11} เป็น โดมิแนนท์โหมด (Dominant Mode) ความถี่ที่ใช้งานนั้นจะต้องสูงกว่าความถี่คัทออฟของโหมดหลัก (TE_{11}) สมการการแพร่กระจายคลื่นของท่อนำคลื่นทรงกลมแบบปลายเปิดมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น รัศมีของท่อนำคลื่น, ความยาวของท่อนำคลื่น และระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนกับสายอากาศ พิจารณาค่าที่เหมาะสมโดยพิจารณาจากแพทเทิร์นที่แสดงจากคอมพิวเตอร์ใช้ในการคำนวณ เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ต้องการแล้วนำไปสร้างสายอากาศได้ในการสร้างสายอากาศจำเป็นต้องทำให้มีการสูญเสีย (Loss) ในการแพร่กระจายคลื่นที่จุดต่อ (Connector) มีค่าน้อยที่สุดเพื่อทำให้เกิดความต้านทานที่เหมาะสมและคลื่นที่ส่งจะสะท้อนกลับภายในตัวเองค่าน้อยที่สุดเมื่อคลื่นเปลี่ยนตัวนำในการเดินทางซึ่งมีผลทำให้ค่า VSWR ต่ำ

การวัดการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศนั้นจะต้องอยู่ในบริเวณควบคุมที่จัดสภาพแวดล้อมให้เหมาะสมเพื่อให้ได้รูปแบบค่าที่วัดได้มีค่าใกล้เคียงความเป็นจริงมากที่สุดและไม่ให้ค่าที่วัดได้เกิดการสะท้อนกลับของคลื่นจากบริเวณข้างเคียงแทนที่จะได้รับจากแหล่งกำเนิดโดยตรงหรือจากแหล่งกำเนิดคลื่นอื่นที่เราไม่ต้องการทำให้รูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นเปลี่ยนไปสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิด 2 ด้านนั้น สามารถใส่แผ่นสะท้อนคลื่นเข้าไปเพื่อขยายแกน และเพิ่มโคเรคทีวิตีให้สูงขึ้นได้เมื่อเพิ่มระยะห่างจนถึงค่าหนึ่งจะเท่ากับเมื่อไม่ใส่แผ่นสะท้อน และจะต้องกำหนดค่าระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนกับสายอากาศให้เหมาะสมไม่เช่นนั้นแล้วรูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นจะเปลี่ยนไปอย่างมากไม่สามารถใช้งานจากคุณสมบัติของสายอากาศได้เมื่อเพิ่มระยะห่างจนถึงอีกค่าหนึ่งในการคำนวณนั้นสมมุติให้แผ่นสะท้อนคลื่นเป็นตัวนำสมบูรณ์และมีระยะอนันต์แต่ในการทดลองได้มีการใช้แผ่นสะท้อนแบบวงกลมกับดีเทิลี่มส่งผลให้รูปร่างการแพร่กระจายคลื่นแตกต่างกันผลจากการทดลองค่าที่ได้จะไม่เท่ากับค่าที่คำนวณได้แต่ก็มีค่าใกล้เคียงกันซึ่งมีตัวแปรต่างๆที่ทำให้ผลการทดลองคลาดเคลื่อนเช่น การสูญเสียภายในสายสัญญาณ ระยะระหว่างจากสายอากาศส่งกับสายอากาศรับ เป็นต้น

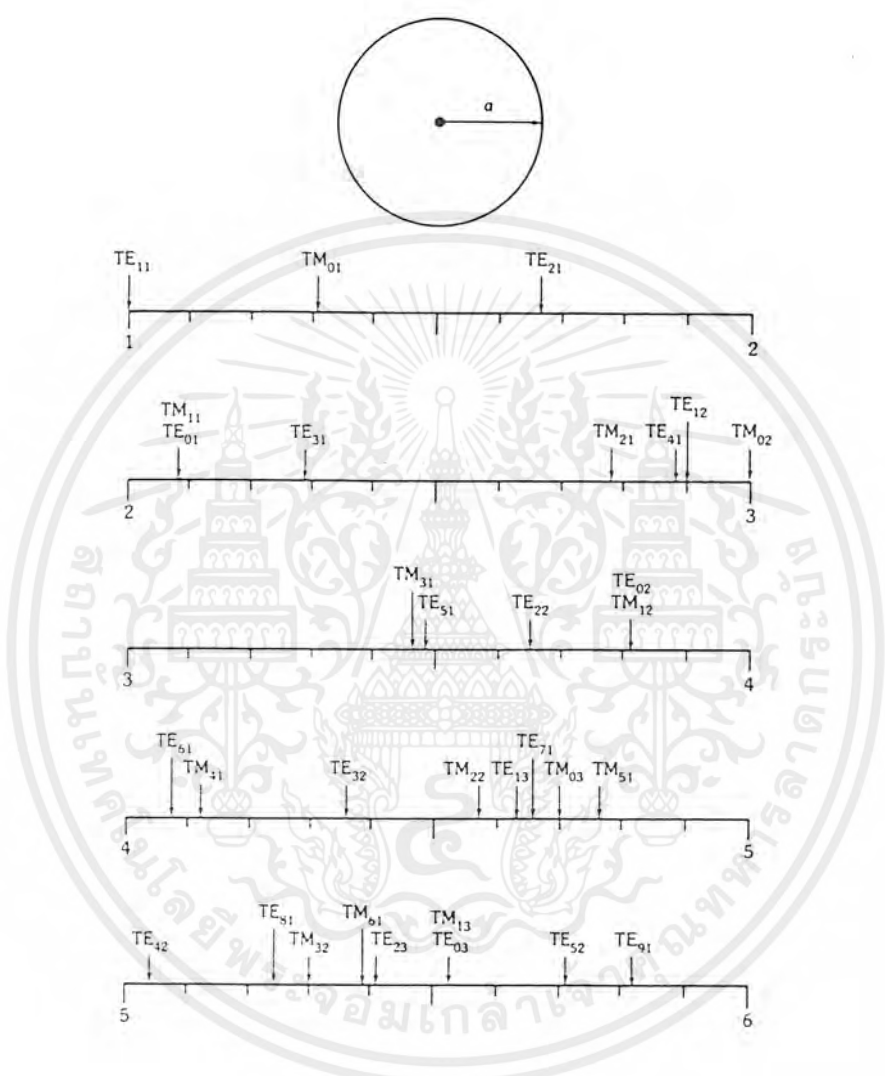
บทสรุป

สายอากาศแต่ละชนิดมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่แตกต่างกันขึ้นอยู่กับเงื่อนไขต่างๆที่กำหนดไว้กับสายอากาศ และแต่ละชนิดจะมีคุณสมบัติเฉพาะของแต่ละชนิดเองจากการคำนวณทางทฤษฎีเปรียบเทียบกับผลการทดลองพบว่ารูปแบบการแพร่กระจายคลื่นและรับคลื่นได้ มีรูปแบบที่ใกล้เคียงกันและการวัดความต้านทานเชิงซ้อน (Impedance) มีค่าเหมาะสมสำหรับการใช้งาน และการวางระยะห่างระหว่างสายอากาศขึ้นอยู่กับกำลังส่งของเครื่องส่งความไวในการรับของเครื่องรับ เวลาที่ใช้ในการแสกนไอเวอร์ และความถี่ที่ผู้ใช้เคลื่อนที่ขณะใช้งาน และเมื่อใส่แผ่นสะท้อนแล้วจะทำให้สามารถเพิ่มระยะห่างระหว่างสายอากาศได้เมื่อกำหนดค่าระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนกับสายอากาศให้เหมาะสมและใช้รูปแบบของแผ่นสะท้อน ชนิดวัสดุที่ใช้ทำแผ่นสะท้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

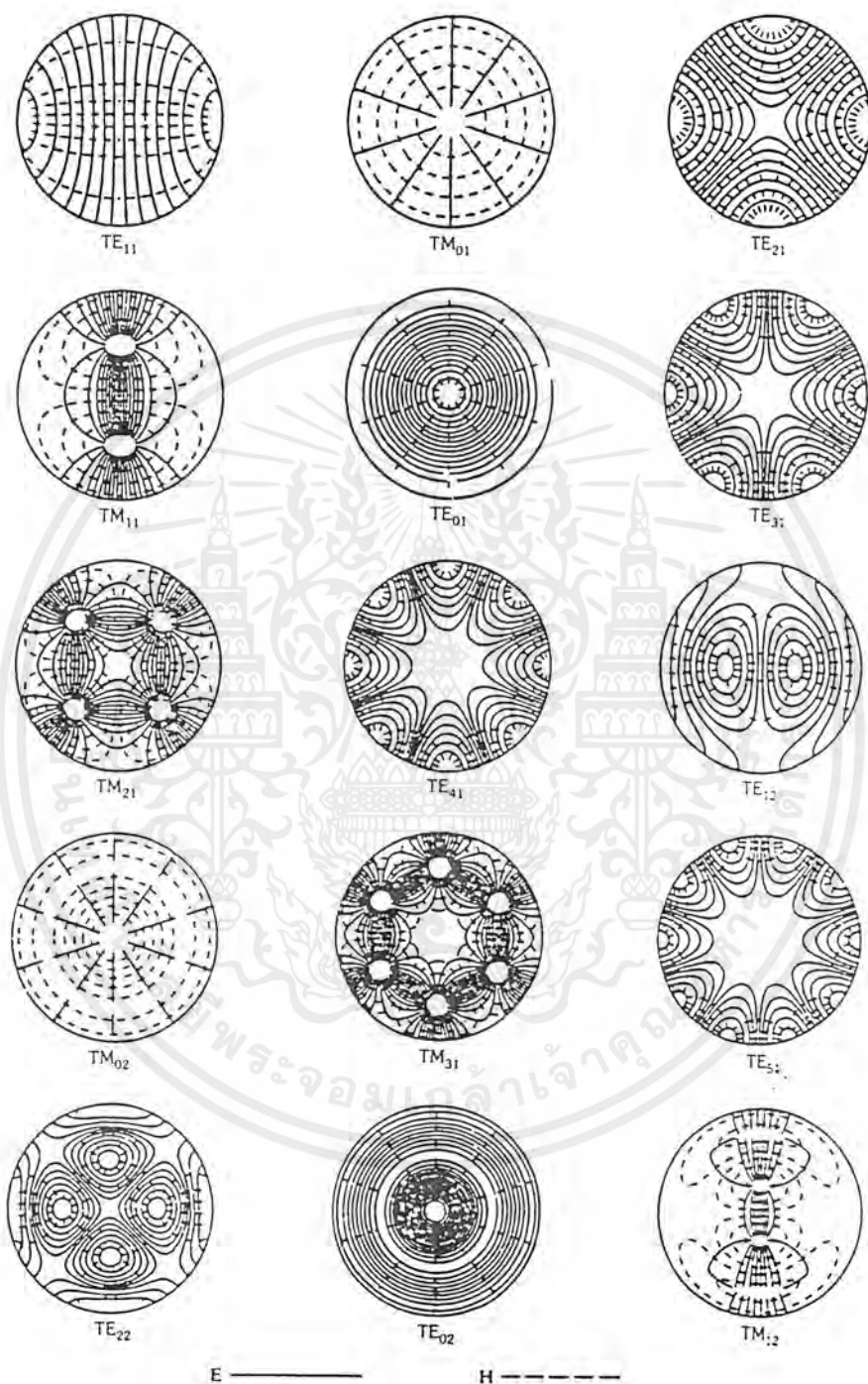


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



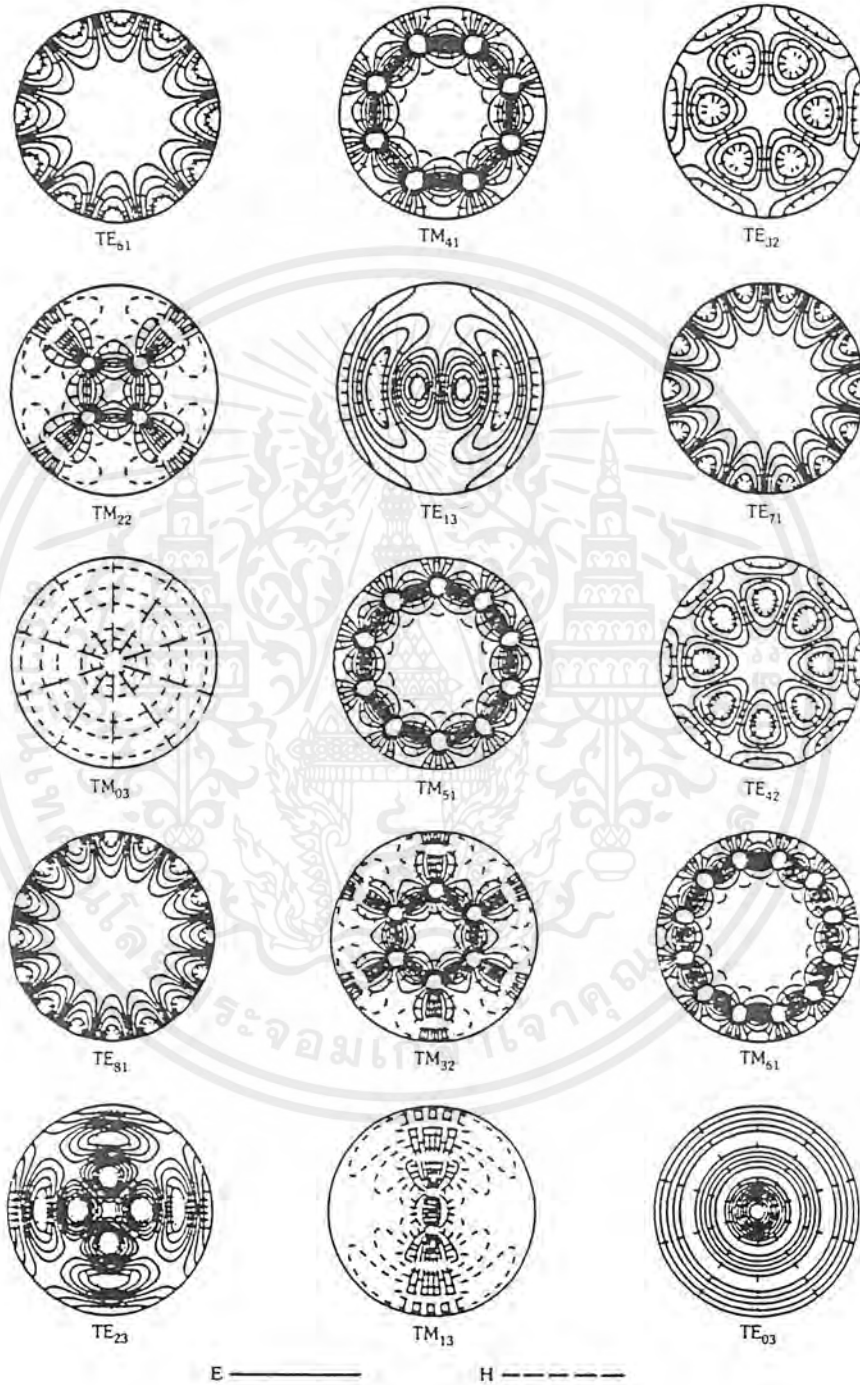
รูปแสดง Normalize ความถี่ Cutoff ของท่อนำคลื่นทรงกลมในโหมดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงโนโอมต์ต่างๆของท่อนำคลื่นทรงกลม

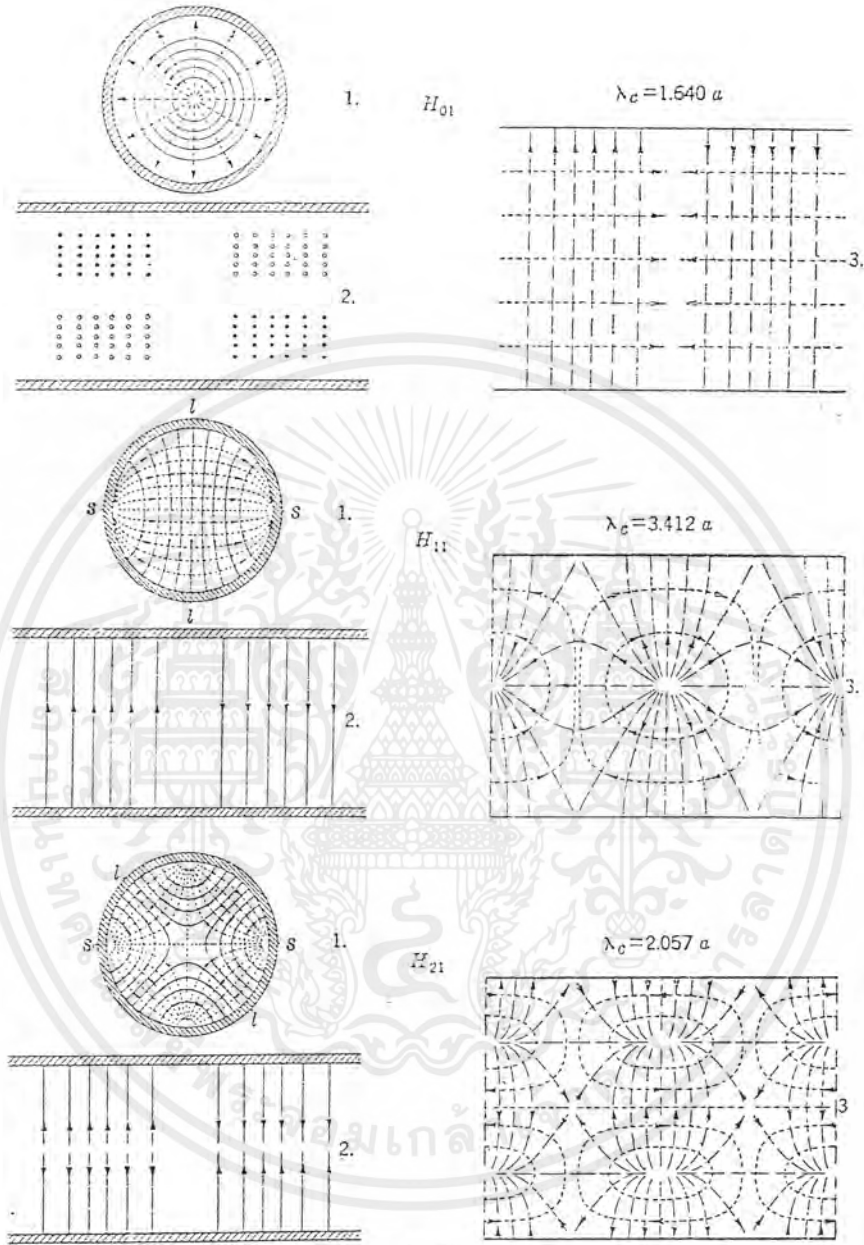
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงโนโหมดต่างๆของท่อนำคลื่นทรงกลม(ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CIRCULAR WAVEGUIDES



—Field distribution for H -modes in circular waveguide.

1. Cross-sectional view
2. Longitudinal view through plane $l-l$
3. Surface view from $s-s$

รูปแสดงโหมด TE_{01} , TE_{11} และ TE_{21} ของภายในท่อขนาดเส้นตรงกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณคุณของบิดามารดาที่ให้กำเนิด ครูบาอาจารย์ที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้ความรู้ และทักษะทั้งหลายแก่คณะผู้จัดทำ ในการทำปฏิญยานิพนธ์เรื่องนี้ คณะผู้จัดทำไม่สามารถทำงานลุล่วงไปได้ด้วยดี ถ้าหากไม่ได้ข้อเสนอแนะและคำปรึกษา ทั้งความอนุเคราะห์จากผู้ช่วยศาสตราจารย์สมผล โกศลวิตร อาจารย์ที่ปรึกษา คณาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมทุกท่านที่ให้ความสะดวกในการทำงานให้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี พร้อมทั้งคำปรึกษาและแนวทางที่ถูกต้อง รวมทั้งเจ้าหน้าที่ประจำศูนย์เทคโนโลยีและอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ(NECTEC) ภาคระบบฯ ทุกท่านที่เอื้ออำนวยความสะดวกในการทดลองทุกท่าน ตลอดจนกัลยาณมิตรทุกคนที่มีส่วนให้ความช่วยเหลือในทุกๆด้านและทุกท่านที่ไม่ได้กล่าวนามไว้ ณ ที่นี้ ซึ่งมีผลทำให้การทำปฏิญยานิพนธ์เรื่องนี้ดำเนินงานเป็นไปอย่างมีลำดับขั้นตอนตามวัตถุประสงค์ที่กำหนดไว้

คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ

นายมงคล สมรบูรณ์

นายวัชรินทร์ ทองสุวรรณ

นายวัฒนา ทิพย์วรการกูร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. R.E. Collin , “Antenna and Radiowave Propagation ” , New York : McGraw-Hill ,1985
2. C.A. Ballanis , “ Antenea Theory Analysis and Design ” , 2nd.Edition ,New York: John Willey and Sons,1997
3. N.Marcuvity, “Waveguide Handbook” , New York:Dover ,1951
4. Y.T.Lo and S.W.Lee , “Antenna Handbook ,Theory,Applications and Design ” , New York : Van Nostrand Reinhold Company , 1988
5. John D. Kraus , “ Electromagnetics ” 3rd Edition ,McGraw-Hill Book Company ,1984
6. จเร สุรวัฒน์ปัญญา , “ วิศวกรรมแม่เหล็กไฟฟ้า ” กรุงเทพฯ ; สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
7. โมไนย ไกรฤกษ์ , “ทฤษฎีสายอากาศ” , กรุงเทพฯ : ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, 2535
8. ถวิล หึงมา , “ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์” ,กรุงเทพฯ,2541
9. ไพโรจน์ ไหววนิชกิจ และ กมล เขมระรังษี , “เปิดโลกการสื่อสารไร้สาย” ,กรุงเทพฯ:ซีเอ็ดยูเคชั่น,2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้