



สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว
An Open Circular Waveguide Antenna



โดย
นายสามภพ ภมรานนท์
นายธนพิสิฐ คงสงค์

เลขเรียกหนังสือ.....ฟ ๗๕๗๗ ๒๕๖๒
เลขทะเบียน..... 041804
วัน เดือน ปี..... ๗/11/๖๖

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว

An Open Circular Waveguide Antenna

โดย

นายสามภพ ภมรานนท์ 40013029

นายธนพิสิฐ คงสงค์ 40013050

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. สมพล โกศลวิตร

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว

An Open Circular Waveguide Antenna

ผู้จัดทำ

1. นายสามภพ ภมรานนท์ 40013029

2. นายธนพิสิฐ คงสงค์ 40013050


(ผศ. สมพล โกศลวิตร)

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว
An Open Circular Waveguide Antenna

โดย นายสามภพ ภมรานนท์ 40013029
นายธนพิสิฐ คงสงค์ 40013050

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. สมผล โกศลวิตร

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาสายอากาศแบบท่อนำคลื่นปลายเปิดข้างเดียว (An Open Circular - Waveguide Antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศแบบชี้ทิศทาง (Directional Antenna) มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียวและได้นำสายอากาศท่อนำคลื่น แบบกลมปลายเปิดข้างเดียวมาทำการอาร์เรย์(Array) กันเพื่อวัตถุประสงค์ในการเพิ่มค่าการชี้ทิศทาง (Directivity), เพิ่มการขยาย (Gain) ตามต้องการ โดยจะทำการศึกษาลักษณะการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern), ค่าการชี้ทิศทาง (Directivity), ค่าการขยาย เพื่อเปรียบเทียบกัน ระหว่างทฤษฎี และ ผลที่ได้จากการปฏิบัติ

Abstract

The goal of this project is to experience An Open Circular Waveguide Antenna, that is the directional antenna. The radiation pattern of this antenna is one directional pattern. To improve the Directivity and Gain of antenna we also arrange antennae in array. The radiation pattern, gain and directivity of this antenna are tested and recorded to compare with the theory of antenna.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	2
2.1 สายอากาศ	2
2.2 โหมดของการแพร่กระจายคลื่น	4
2.3 ท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวง	7
2.4 ท่อนำคลื่นแบบเปิด	19
2.5 ท่อนำคลื่นทรงกระบอก	19
2.6 ลักษณะของคลื่นที่แผ่ออกมาจากปลายท่อกระบอก	22
2.7 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ	25
2.8 บริเวณต่าง ๆ ของสนามจากสายอากาศ	27
2.9 เรเดียนและสเตอเรเดียน	28
2.10 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจาย	28
2.11 ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น	29
2.12 ไคเรคติวิตี	30
2.13 ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์	31
2.14 อาร์เรย์	31
2.15 เกน	33
2.16 ประสิทธิภาพของสายอากาศ	34
2.17 อินพุทอิมพีแดนซ์	35
2.18 ทฤษฎีภาพเสมือน	35
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	37
3.1 การออกแบบสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว	37
3.2 การคำนวณ โดยใช้ Matchcad	38
3.3 การคำนวณและการออกแบบสายอากาศที่ทำการอาร์เรย์	39
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	47
4.1 การวัด VSWR และอิมพีแดนซ์	47
4.2 การวัดแพทเทิร์นของสายอากาศ	51
4.3 การนำสายอากาศอาร์เรย์ไปวัดอิมพีแดนซ์และ VSWR	57
4.4 การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศอาร์เรย์	58
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	70

สารบัญ

	หน้า
ภาคผนวก	71
กิตติกรรมประกาศ	76
หนังสืออ้างอิง	77



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงภาคตัดขวางของท่อนำคลื่นในโหมด TE_{01} และ TE_{02}	4
รูปที่ 2.2 เงื่อนไขขอบเขตความเข้มสนามแม่เหล็ก	7
รูปที่ 2.3 ท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวงและพิกัดที่สัมพันธ์กัน	9
รูปที่ 2.4 แสดงเบสเสลฟิงก์ชัน	
a) เบสเสลฟิงก์ชันอันดับหนึ่งและค่าอนุพันธ์ในรูปของฟิงก์ชัน kr	
b) ความสัมพันธ์ต่างๆของเบสเสลฟิงก์ชันที่เกี่ยวข้องกับการเปลี่ยนแปลงของ E_r และ E_ϕ สำหรับคลื่น TE_{11} โหมด	14
รูปที่ 2.5 a) การเปลี่ยนแปลงขององค์ประกอบของสนามไฟฟ้า E_r และ E_ϕ กับระยะทางในแนวรัศมี สำหรับ คลื่น TE_{11} โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอก	
b) เวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าสำหรับคลื่น TE_{11} โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่มีองค์ประกอบของสนาม E_r และ E_ϕ	15
รูปที่ 2.6 เส้นสนามไฟฟ้า (เส้นทึบ) และเส้นสนามแม่เหล็ก (เส้นประ) ในท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวง	
a) คลื่น TE_{11} โหมด(โหมดต่ำสุด) และ b) คลื่น TE_{01} โหมด (มีค่าการสูญเสียต่ำ)	15
รูปที่ 2.7 คลื่น TE และ TM โหมดต่างๆที่มีได้ในท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวงในรูปฟิงก์ชันของความถี่ ที่ความถี่เป็นสามเท่าของความถี่คัทออฟของคลื่น TE_{11} โหมดจะมีคลื่นโหมดต่างๆเก้าโหมดที่สามารถเดินทางในท่อนำคลื่นได้ และคลื่นอีกโหมดหนึ่ง (TM_{20} โหมด) จะอยู่ที่คัทออฟ	17
รูปที่ 2.8 รูปหน้าตัดของท่อนำคลื่นทรงกระบอก	20
รูปที่ 2.9 รูปแบบของคลื่นใน โหมดต่าง ๆ ในท่อนำคลื่น	20
รูปที่ 2.10 กราฟแสดงค่าลดทอนต่อความถี่ในท่อนำคลื่นทรงกระบอก	22
รูปที่ 2.11 (a) ปลายเปิดของท่อทรงกลม (b) ลักษณะสนามที่แผ่กระจาย	23
รูปที่ 2.12 ท่อทรงกระบอกปลายเปิดและลักษณะการแพร่กระจายของคลื่นในระนาบหลัก	24
รูปที่ 2.13 ระบบโคออดิเนต สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ	25
รูปที่ 2.14 a) โลกต่างๆ และบีมวิดท์ของแพทเทอร์นสายอากาศ b) แพทเทอร์นในแบบลิเนียร์	26
รูปที่ 2.15 แสดงการแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ	27
รูปที่ 3.1 แสดงลักษณะท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว	38
รูปที่ 3.2 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad	38
รูปที่ 3.3 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวในระนาบ H-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad	39
รูปที่ 3.4 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวที่นำมาทำการอาร์เรย์ในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ $\frac{\lambda}{2}$	41

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 3.5 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวที่นำมาทำการอาร์เรย์ในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ 0.76λ	41
รูปที่ 3.6 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวที่นำมาทำการอาร์เรย์ในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ λ	42
รูปที่ 3.7 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวที่นำมาทำการอาร์เรย์ในระนาบ H-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ $\frac{\lambda}{2}$	43
รูปที่ 3.8 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวที่นำมาทำการอาร์เรย์ในระนาบ H-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ 0.76λ	43
รูปที่ 3.9 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวที่นำมาทำการอาร์เรย์ในระนาบ H-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ λ	44
รูปที่ 3.10 แสดงการจัดวางสายอากาศที่ทำการอาร์เรย์	44
รูปที่ 3.11 แสดงการแมทซ์ (Matching) อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ	45
รูปที่ 4.1 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศที่นำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวของสายอากาศตัวที่(1)	49
รูปที่ 4.2 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่นำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวตัวที่ (1)	49
รูปที่ 4.3 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศที่นำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวของสายอากาศตัวที่(2)	50
รูปที่ 4.4 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่นำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวตัวที่ (2)	50
รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะการวัดแพทเทอร์นของสายอากาศที่นำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว	51
รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะการติดตั้งสายอากาศเพื่อทำการวัดแพทเทอร์นการแพร่กระจายคลื่นทั้งในระนาบ E-plane และ H-plane	51
รูปที่ 4.7 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ E-plane เมื่อส่งความถี่ 1.9065 GHz	54
รูปที่ 4.8 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad	54
รูปที่ 4.9 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ H-plane เมื่อส่งความถี่ 1.9065 GHz	56
รูปที่ 4.10 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad	56
รูปที่ 4.11 แสดงค่าอิมพีแดนซ์และ VSWR ของสายอากาศที่มาทำการอาร์เรย์กัน	57
รูปที่ 4.12 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ทำการอาร์เรย์ในระนาบ E – plane	59
รูปที่ 4.13 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศอาร์เรย์ในระนาบ E – plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad มีค่า $d = 0.76 \lambda$	59
รูปที่ 4.14 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ทำการอาร์เรย์ในระนาบ H – plane	61
รูปที่ 4.15 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศอาร์เรย์ในระนาบ H – plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad มีค่า $d = 0.76 \lambda$	60

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.16 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทซ์ของสนามในระนาบ E-plane จากโปรแกรม Matchcad	63
รูปที่ 4.17 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทซ์ของสนามในระนาบ E-plane จากการทดลอง	64
รูปที่ 4.18 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทซ์ของสนามในระนาบ H-plane จากโปรแกรม Matchcad	64
รูปที่ 4.19 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทซ์ของสนามในระนาบ H-plane จากการทดลอง	65
รูปที่ 4.20 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทซ์ของสนามในระนาบ E-plane ของสายอากาศอาร์เรย์ จากโปรแกรม Matchcad	65
รูปที่ 4.21 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทซ์ของสนามในระนาบ E-plane ของสายอากาศอาร์เรย์ จากการทดลอง	66
รูปที่ 4.22 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทซ์ของสนามในระนาบ H-plane ของสายอากาศอาร์เรย์ จากโปรแกรม Matchcad	66
รูปที่ 4.23 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทซ์ของสนามในระนาบ H-plane ของสายอากาศอาร์เรย์ จากการทดลอง	67
รูปที่ 4.24 แสดงการจัดสายอากาศส่งและรับเพื่อวัดเพทเทอร์นของสายอากาศ	68
รูปที่ 4.25 แสดงการจัดวางสายอากาศอาร์เรย์ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ 0.76λ	68
รูปที่ 4.26 แสดงลักษณะของสายอากาศส่งที่ความถี่ 1.9065 GHz	69

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ความสัมพันธ์ต่างๆ สำหรับคลื่น TE_{mn} โหมดในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมกลวง	8
ตารางที่ 2.2 คลื่นโหมดต่างๆ ในท่อนำคลื่น	17
ตารางที่ 2.3 Root of $J'_m(x) = 0$	20
ตารางที่ 2.4 Root of $J_m(x) = 0$	21
ตารางที่ 4.1 แสดงค่าเฟาเวอร์ที่วัดได้จากาการทดลองเมื่อวางสายอากาศในระนาบ E-plane	53
ตารางที่ 4.2 แสดงค่าเฟาเวอร์ที่วัดได้จากาการทดลองเมื่อวางสายอากาศในระนาบ H-plane	55
ตารางที่ 4.3 แสดงค่าเฟาเวอร์ที่วัดได้ในระนาบ E-plane ของสายอากาศอาร์เรย์	58
ตารางที่ 4.4 แสดงค่าเฟาเวอร์ที่วัดได้ในระนาบ H-plane ของสายอากาศอาร์เรย์	60



บทที่ 1

บทนำ

ในระบบการสื่อสาร (Communication System) สาขาอากาศมีความสำคัญอย่างยิ่งในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless Communication System) เนื่องจากสาขาอากาศทำหน้าที่ รับ-ส่ง สัญญาณที่ถูกผสม (Modulation) ด้วยกรรมวิธีต่างๆ โดยส่วนมากจะเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้อยู่ในรูปคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Wave: EW) โดยวิธีการเหนี่ยวนำกระแส กลายเป็นคลื่นวิทยุ (Radio Wave) ส่งผ่านตัวกลางคืออากาศไปยังเครื่องรับแล้วสาขาอากาศที่เครื่องรับก็จะรับสัญญาณที่เข้ามาเปลี่ยนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้วก็นำส่งไปยังระบบอื่นเพื่อการสื่อสารต่อไปตามระบบที่ทำงานและเพื่อให้สัญญาณรับและส่งมีความผิดพลาดน้อยที่สุดจึงควรสร้างอุปกรณ์ รับส่งสาขาอากาศให้มีประสิทธิภาพ และลักษณะของสาขาอากาศที่จะนำมาสร้างต้องพิจารณาส่วนต่างๆ ดังต่อไปนี้ เช่น ลักษณะการใช้งาน, ขีดความสามารถที่ใช้งาน, คุณภาพของสัญญาณที่ต้องการนำไปใช้งาน, ระยะทางระหว่างตัวส่งและรับ, ทิศทางการแพร่กระจายไปของคลื่นตามแนวต่างๆ ที่ส่ง, ทิศทางการรับคลื่นของสาขาอากาศรับตามแนวต่างๆ เป็นต้น สำหรับสาขาอากาศแบบพื่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว (An Open Circular Waveguide Antenna) ซึ่งทำการสร้างขึ้นมาเพื่อจะตรวจสอบว่าลักษณะการแพร่กระจายของคลื่นที่ส่งออกไปทั้งระนาบ E-plane และ H-plane และลักษณะการรับคลื่นในทิศทางต่างๆ รวมทั้งค่าการชี้ทิศทาง (Directivity), ค่าการขยาย (Gain), ลักษณะการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) และค่าต่างๆ เพื่อตรวจสอบว่าตรงกับทฤษฎีที่ได้ศึกษามาเพื่อสร้างขึ้นมา และสามารถพัฒนาสาขาอากาศแบบกลมให้มีคุณสมบัติเพื่อการตอบสนองที่ดีมากยิ่งขึ้น โดยการนำสาขาอากาศมาทำการอาร์เรย์กันเพื่อเพิ่มค่า ไครเรคตีวิตี และ ค่าการขยาย ให้มีค่าตามต้องการ

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 สายอากาศ

สายอากาศ (Antenna, Aerial) คือ ตัวนำทางไฟฟ้าซึ่งอาจเป็นสายไฟที่มีความยาวค่าหนึ่งหรืออาจเป็นหลอดคลื่นที่มีความยาวค่าหนึ่งก็ได้ทำหน้าที่แพร่กระจายคลื่นวิทยุที่กำเนิดจากเครื่องส่งสัญญาณหรือรวบรวมสัญญาณวิทยุไปให้กับเครื่องรับสัญญาณหลักการทำงานของสายอากาศในการส่งสัญญาณนั้นเมื่อมีความต่างศักย์ค่าหนึ่งป้อนให้กับสายอากาศก็จะมีสนามไฟฟ้าเกิดขึ้นและจะมีกระแสไฟฟ้าไหลในตัวนำ สนามแม่เหล็กก็จะเกิดรอบการไหลของกระแสไฟฟ้าดังกล่าว สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะตั้งฉากซึ่งกันและกันนอกจากนั้นทั้งสองสนามก็ตั้งฉากกับทิศทางเคลื่อนที่ของคลื่นที่เคลื่อนที่ไปในอากาศที่ความถี่มากกว่า 30 กิโลเฮิร์ตซ์ จะทำให้สามารถส่งสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านสายอากาศได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยไม่ต้องใช้สายอากาศที่ยาวมากเกินไป และการเปลี่ยนแปลงความเข้มของสนามทั้งสองก็จะรวดเร็วเพียงพอที่จะแพร่จากสายอากาศได้

สายอากาศเป็นโครงสร้างซึ่งมักจะถูกสร้างจากวัสดุที่เป็นตัวนำที่ดี ที่ถูกออกแบบมาเพื่อให้มีรูปร่างและขนาดที่แพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพเป็นที่ทราบกันดีว่ากระแสซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้น สายอากาศจึงเป็นโครงสร้างซึ่งถูกกระตุ้นด้วยกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งมักจะทำได้โดยใช้สายส่งกำลังหรือท่อนำคลื่น ในทางปฏิบัติโครงสร้างซึ่งมีรูปร่างที่ทำได้ง่ายและประหยัดจะได้รับความนิยมในการใช้งานสายอากาศที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายที่สุดได้แก่สายอากาศ ไคโพล ที่มีความยาวครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น

2.1.1 คุณสมบัติของสายอากาศ

การเลือกใช้สายอากาศขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่ใช้ ยิ่งสัญญาณมีความถี่สูงมากเท่าไรก็จะต้องใช้ตัวนำของสายอากาศสั้นมากเท่านั้น สายอากาศที่เป็นแบบ เรโซแนนซ์ ดังเช่นสายอากาศที่ใช้ในย่านความถี่ 30 ถึง 300 เมกะเฮิร์ตซ์ มักจะมีความยาวครึ่งลูกคลื่นสายอากาศที่ยังมีความยาวเท่าใดก็สามารถส่งหรือรับสัญญาณ ได้มากเท่านั้นที่ความยาว เรโซแนนซ์ของสายอากาศ จะทำให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพที่สุด สำหรับคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศมีดังต่อไปนี้

2.1.1.1 การต่อสายอากาศกับดิน (Grounded)

สายอากาศที่ทำงานโดยไม่มีการเชื่อมต่อกับดิน (Ungrounded) จะถูกเรียกว่ามีสองขั้วหรือที่เรียกว่า ไคโพล(Dipole) ในแต่ละขั้วจะมีกระแสไหล โดยมีแหล่งกำเนิดสัญญาณเดียวกันอยู่ที่ตรงกลางการต่อเทียบดินไม่มีความจำเป็น เพราะ ตัวคาปาซิเตอร์ของสายอากาศจะอยู่ระหว่างขั้วทั้งสอง ส่วนสายอากาศที่มีการเชื่อมต่อกับดินจะมีการต่อขั้วหนึ่งของสายอากาศลงดินส่วนอีกข้างหนึ่งทำหน้าที่แพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ากระแสในสายอากาศจะไหลเข้าตัวนำข้างเดียวสายอากาศดังกล่าวเรียกว่าชนิดแอลหัวกลับ (Inverted-L type)

2.1.1.2 การกระจายของตัวนำ (Inductance) และ ตัวเก็บประจุ (Capacitance)

บนสายอากาศที่เป็นสายตัวนำหรือแท่งตัวนำนั้นที่ความถี่สูงในทางไฟฟ้าจะเป็นตัวนำกระจายอยู่บนสายอากาศข้างหนึ่ง ไปยังอีกข้างหนึ่งอย่างอนุกรม(L)และในขณะเดียวกันก็จะมีตัวเก็บประจุต่ออยู่อย่าง

ขนานตลอดสายตัวนำ(C)สำหรับสายอากาศแบบไดโพลจะมีค่าปาซิแตนซ์ระหว่างขั้วทั้งสองแต่สายอากาศแบบต่อลงดินจะมีค่าปาซิแตนซ์เทียบกับดิน

2.1.1.3 งานสายอากาศแบบเรโซแนนซ์ (Resonant Antennas)

ค่าของตัวนำ(L)และค่าปาซิแตนซ์(C)ทำให้สายอากาศเสมือนเป็นวงจรเรโซแนนซ์ที่ต่ออย่างอนุกรมถึงแม้จะไม่มีตัวนำและตัวเก็บประจุต่ออยู่จริงสายอากาศก็จะมีคุณสมบัติเช่นเดียวกับวงจรLC ความยาวของสายอากาศซึ่งขึ้นอยู่กับความยาวคลื่นจะเป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์โดยทั่วไปที่ความยาวครึ่งลูกคลื่นของความถี่ที่ต้องการมักจะใช้เป็นความยาวของสายอากาศความยาวดังกล่าวใช้กับสายอากาศที่ไม่ต่อลงดิน หรือที่เรียกว่า ไดโพลครึ่งคลื่น สำหรับสัญญาณความถี่ต่ำสายอากาศแบบเรโซแนนซ์ที่ความยาวหนึ่งในสี่ของคลื่นจะเหมาะสมและมักจะใช้กับสายอากาศแบบต่อลงดิน

2.1.1.4 โพลาริเซชัน (Polarization)

โพลาริเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายนั้นเป็นรูปแสดงคุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกไป ที่อธิบายทิศทาง และขนาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าซึ่งแปรผันตามเวลา รูปแสดงโพลาริเซชัน จะแสดงการกวาดของยอดเวกเตอร์สนามไฟฟ้า ที่เวลาต่างๆ ณ ตำแหน่งที่ทำการสังเกตซึ่งคงที่และการสังเกตนี้จะทำโดยมองตามหลังคลื่นที่เดินทางไป

สำหรับโพลาริเซชันของสายอากาศ ในทิศทางหนึ่งทิศทางใด จะเป็นโพลาริเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศนั้น(เมื่อเป็นสายส่ง)หรือ เป็นโพลาริเซชันของคลื่นที่มาตกกระทบสายอากาศนั้น จากทิศทางที่กำหนดให้ ซึ่งเมื่อสายอากาศรับคลื่นแล้วจะมีกำลังงานที่ขั้วของสายอากาศมากที่สุด ถ้าไม่ได้กำหนดทิศทางมาให้จะ หมายถึง ทิศทางที่สายอากาศมีเกนมากที่สุด ดังนั้น โพลาริเซชัน ของสายอากาศในทิศทางที่ต่างกันจะแตกต่างกัน

ตัวนำสายอากาศสามารถติดตั้งในแนวตั้งหรือแนวนอนก็ได้ ไม่ว่าจะแบบใด สนามไฟฟ้าก็จะมีทิศทางเดียวกับแนวการตั้งสายอากาศทิศทางโพลาริเซชันของคลื่นวิทยุจะขึ้นอยู่กับทิศทางของแนวสนามไฟฟ้า (E) สำหรับสายอากาศในแนวตั้งคลื่นวิทยุที่ส่งออกมาจะมีทิศทางเป็นโพลาริเซชันในแนวตั้ง (Vertical Polarization) เช่นกันหากสายอากาศด้านส่งเป็นโพลาริเซชันในแนวนอน (Horizontal - Polarization) เช่นเดียวกัน เพื่อที่จะรับสัญญาณได้ดีที่สุดตัวอย่างเช่นในระบบโทรทัศน์นั้นคลื่นที่ส่งออกมาจะเป็นโพลาริเซชันในแนวนอน นอกเหนือสายอากาศที่มีการโพลาริเซชันในแต่ละแนว ก็ได้มีการพัฒนาสายอากาศที่มีทั้งโพลาริเซชันในแนวตั้งและแนวนอนอยู่ในคันเดียวกัน เรียกว่า โพลาริเซชันเชิงวงกลม (Circular Polarization) ข้อดีของแบบนี้คือ สามารถรับสัญญาณได้ทั้งสองทิศทาง

การแบ่งชนิดของโพลาริเซชันอาจแบ่งออกได้เป็นแบบลิเนียร์โพลาริเซชัน(Linearly Polarization) โพลาริเซชันแบบวงกลม (Circularly Polarization) และโพลาริเซชันแบบวงรี (Elliptically Polarization) ขึ้นอยู่กับลักษณะ ของการหมุนยอด ของเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้า ถ้าเวกเตอร์ที่แสดงสนามไฟฟ้าที่แปรผันกับเวลา ณ จุดใดๆในสเปซ ซึ่งเป็นเส้นตรงเสมอจะเรียกว่าเป็นโพลาริเซชันแบบเส้นตรง หรือ ลิเนียร์โพลาริเซชัน แต่ถ้าสนามไฟฟ้ามีการหมุนรูปวงรีจะเรียกสนามแบบนี้ว่าเป็นโพลาริเซชันแบบวงรี ถ้าสนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา คือเมื่อมองตามหลังคลื่นแล้วจะเห็นมีการหมุนตามเข็มนาฬิกา

จะเรียกว่า โทลาไรเซชันมือขวา ในขณะที่สนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา จะเรียกว่าเป็นโทลาไรเซชัน มือซ้าย

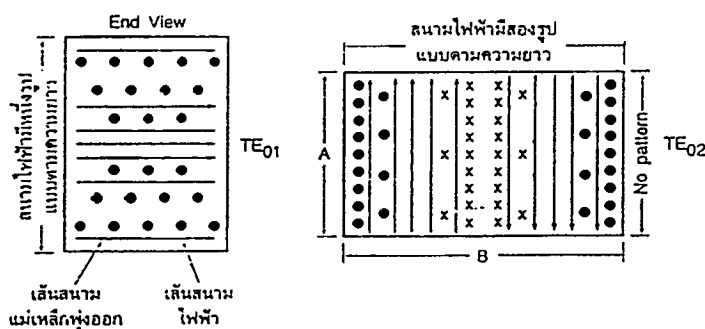
2.2 โหมดของการแพร่กระจายคลื่น

สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะมีรูปแบบ และ ทิศทางได้หลายแบบในท่อนำคลื่น จากรูปแบบดังกล่าว ทำให้มีการกำหนดโหมดการทำงานขึ้น สนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าตัวใดตัวหนึ่งจะต้องตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น รูปแบบดังกล่าวได้ถูกแบ่งเป็น 2 ชนิดใหญ่ๆ ดังต่อไปนี้

2.2.1 ทีอีโหมด หรือ ทรานสเวิร์สอิเล็กทริก (TE: Transverse Electric) สนามไฟฟ้าจะมีอยู่เฉพาะในแนวขวางของท่อนำคลื่นตั้งฉาก กับผนังตัวนำเท่านั้น จะไม่มีสนามไฟฟ้าอยู่ตามแนวยาว หรือทิศทางการแพร่ของคลื่นเลข พลังงานจะเคลื่อนที่ โดยสนามแม่เหล็กในกรณีนี้

2.2.2 ทีเอ็มโหมด หรือ ทรานสเวิร์สแมกเนติก (TM: Transverse Magnetic) สนามแม่เหล็กจะเกิดเป็นลูปในระนาบที่ตั้งฉาก กับผนังท่อของคลื่น และไม่มีสนามแม่เหล็กโคอยู่ตามแนวความยาวคลื่น ส่วนพลังงานจะเคลื่อนที่ด้วยคลื่น ไฟฟ้า

สำหรับสายส่งธรรมดาที่มีตัวนำคู่จะมีสนามแม่เหล็กทั้งในแบบทรานสเวิร์สอิเล็กทริกและในแบบทรานสเวิร์สแมกเนติกไปด้วยกัน จะถูกเรียกว่า ทีอีเอ็ม (TEM: Transverse Electric and Magnetic) และในตัวของทั้งสอง โหมดจะมีตัวเลขกำกับสำหรับบอกโดเมนที่โหมดและเป็นการแสดงให้ทราบถึงรูปแบบของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าตัวเลขตัวแรกเป็นตัวแสดงให้ทราบว่ามีการเปลี่ยนแปลงสนามรูปแบบครึ่งคลื่นตามแนวด้านสั้นของท่อนำคลื่นเมื่อพิจารณาในภาคตัดขวางของท่อนำคลื่น ส่วนตัวเลขตัวที่สองจะเป็นตัวบอกจำนวนชุดของการเปลี่ยนแปลงสนามรูปแบบครึ่งคลื่นตามแนวด้านยาวของท่อนำคลื่น ตัวอย่างเช่น ทีอีโหมดที่สำคัญลักษณะเป็น TE_{01} ตัวเลขกำกับตัวแรกเป็นศูนย์แสดงให้ทราบว่า ด้านสั้นไม่มีการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของสนามใดๆส่วนในด้านยาวจะมีการกระจายความหนาแน่นของสนามไฟฟ้า เป็นชุดครึ่งคลื่นหนึ่งชุด ดังรูปที่ 2.1 แสดงภาคตัดขวางของท่อนำคลื่นชนิดที่เหลี่ยมที่มีโหมดการทำงานดังต่อไปนี้ TE_{01} และ TE_{02} จากรูปทีอีโหมดจะมีสนามไฟฟ้าตามแนวตัดขวางท่อนำคลื่น และมีสนามแม่เหล็ก ในแนวการส่งของคลื่นตามท่อนำคลื่น



รูปที่ 2.1 แสดงภาคตัดขวางของท่อนำคลื่นในโหมด TE_{01} และ TE_{02}

หลักการพื้นฐานของการแพร่กระจายคลื่น

สายอากาศเป็นโครงสร้างซึ่งมักจะถูกสร้างจากวัสดุที่เป็นตัวนำที่ดี ที่ถูกออกแบบมาเพื่อให้มีรูปร่างและขนาดที่จะแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพเป็นที่ทราบกันดีว่ากระแสซึ่งมีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้างั้นสายอากาศจึงมีโครงสร้างซึ่งถูกกระตุ้นด้วยกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาซึ่งมักจะทำได้โดยใช้สายส่งกำลังหรือท่อนำคลื่นอาจมีรูปร่างแตกต่างกันไปมากมายอย่างไรก็ดีในทางปฏิบัติโครงสร้างซึ่งมีรูปร่างที่ทำได้ง่ายประหยัดจะได้รับคามนิยมในการใช้งาน ในการที่แพร่กระจายคลื่นได้อย่างมีประสิทธิภาพอย่างน้อยที่สุดสายอากาศต้องมีความเปรียบเทียบกับได้กับความยาวคลื่นที่แพร่กระจาย

ถ้ารู้ความหนาแน่นของกระแส \bar{J} ที่ป้อนให้กับสายอากาศ เราสามารถที่จะคำนวณหาสนามที่แพร่กระจายได้แค่ความยุ่งยากอยู่ที่การคำนวณหาความหนาแน่นของกระแส \bar{J} บนสายอากาศที่จะทำให้สนามที่ได้เป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขตบนสายอากาศนั้นไม่ใช่เรื่องง่าย

เนื่องจากสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equations) เป็นสมการเชิงเส้น ดังนั้นถ้ารู้การแพร่กระจายคลื่นจากฟิลาเมนต์ขนาดจิ๋ว คือ IdL แล้วเราสามารถนำหลักการซูเปอร์โพสิชัน เพื่อหาสนามที่แพร่กระจายจากกระแสซึ่งมีการแจกแจงเป็นรูปร่างใดๆ ได้โดยรวมสนามที่ถูกสร้างแต่ละเอเลเมนต์ของกระแสเข้าด้วยกันวิธีการนี้เป็นวิธีการที่ใช้ทั่วไปในการคำนวณหาสนามที่แพร่กระจายจากสายอากาศสมการแมกซ์เวลล์และเงื่อนไขขอบเขต

โดยจะเกี่ยวพันโดยพื้นฐานกับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาแบบไซน์ซอซอดอล (Sinusoidal) ดังนั้นจะวิเคราะห์ตามแบบเฟสเซอร์ต่างๆ ไปซึ่งจะไม่แสดงเฟคเตอร์ที่แสดงความแปรผันกับเวลา $e^{j\omega t}$ จะแสดงกระแสและสนามเป็นเวกเตอร์ฟังก์ชันของตำแหน่งโคออดิเนต และโดยทั่วไปแต่ละส่วนประกอบจะเป็นฟังก์ชันเชิงซ้อนซึ่งประกอบด้วยส่วนของค่าจริงและค่าจินตภาพตัวอย่างจะเขียนสนามไฟฟ้าอยู่ในรูปต่อไปนี้

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

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

แล้วหาค่าจริงของผลคูณนี้ออกมา นั่นคือ

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

ซึ่งจะได้

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

สำหรับส่วนประกอบของ X ของสนามทางกายภาพ

ปริมาณของสนาม 4 ปริมาณที่เราสนใจได้แก่ ความเข้มสนามไฟฟ้า $\bar{E}(\vec{r})$, ความเข้มสนามแม่เหล็ก $\bar{H}(\vec{r})$, ความหนาแน่นเส้นแรงไฟฟ้า $\bar{D}(\vec{r})$ และ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก $\bar{B}(\vec{r})$ สนามเหล่านี้ตลอดจนต้นกำเนิดของสนาม คือ ความหนาแน่นของกระแส $\bar{J}(\vec{r})$ และ ความหนาแน่นของประจุ $\rho(\vec{r})$ กับพหุนาม

ไม่ยากนักที่จะหาความสัมพันธ์ของปริมาณเหล่านี้ได้โดยการใช้สมการแมกซ์เวลล์ ดังนั้นถ้า

ปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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

ในฟรีสเปซ (Free Space) มีความสัมพันธ์ว่า

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

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

เมื่อ $\epsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi}$ ฟารัดต่อเมตรเป็นค่าเพอร์มิตติวิตี (Permittivity) ของฟรีสเปซและ $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$

เฮนรีต่อเมตร เป็นค่าเพอร์มีเอบิลิตี (Permeability) ของฟรีสเปซ ในตัวกลางไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียพลังงาน ซึ่งมีค่าเพอร์มิตติวิตี ϵ และค่าความนำ σ จะมีกระแสนำ (Conduction Current) \bar{J} ไหลมีค่าเท่ากับ $\sigma \bar{E}$ ถ้ารวมกระแสนำ \bar{J}_c นี้เข้ากับกระแสที่เราป้อนเข้าไป \bar{J} สมการ (2.5) จะกลายเป็นดังนี้คือ

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

อาจเรียกเทอม $\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega}$ ว่าเป็นเพอร์มิตติวิตีเชิงซ้อนโดยทั่วไปสารไดอิเล็กตริกจะมีค่าสูญเสียพลังงาน

รวมอยู่นอกเหนือจากค่าความนำ ดังนั้นแม้ว่า σ จะเป็นศูนย์ แต่ก็ยังเป็นค่าเชิงซ้อนอยู่ในรูป $\epsilon' - j\epsilon''$ เมื่อไรก็ตามที่เราต้องเกี่ยวข้องกับสารไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียพลังงานเราจะใช้เพอร์มิตติวิตีเชิงซ้อนและคิดการสูญเสียจากการนำกระแสว่าเป็นส่วนของค่าจินตภาพ ϵ''

คำตอบของสมการแมกซ์เวลล์จะยังไม่สมบูรณ์จนกว่าจะได้ใส่เงื่อนไขขอบเขตที่เหมาะสมเข้าไปสำหรับในกรณีสนามที่มีการเปลี่ยนแปลงกับเวลา เงื่อนไขขอบเขตที่เหมาะสมได้แก่

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

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

เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ผิว J_s และ กระแสแม่เหล็กที่ผิว M_s ไหลอยู่ในบริเวณรอยต่อของตัวกลางที่เป็นแบบโฮโมจีเนียส (Homogeneous) 2 ชนิด ซึ่งมีพารามิเตอร์เป็น $\epsilon_1, \mu_1, \sigma_1$ และ $\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2$ ตามลำดับ จะเป็นศูนย์ นอกเสียจากจะใช้แผ่นแม่เหล็กสมบูรณ์ และหน่วยที่ตั้งฉากที่ผิว จะชี้จากตัวกลางที่ 1 ไปยังตัวกลางที่ 2 การคูณแบบครอส (Cross Product) ของเวกเตอร์กับหน่วยที่ตั้งฉากจะทำให้เกิดเป็นส่วนประกอบของสนามในแนวสัมผัสกับรอยต่อและสมการข้างต้นสามารถเขียนได้ใหม่เป็นดังนี้

$$H_{\tan 2} = H_{\tan 1} + J_s \quad (2.14)$$

$$E_{\tan 2} = E_{\tan 1} + M_s \quad (2.15)$$

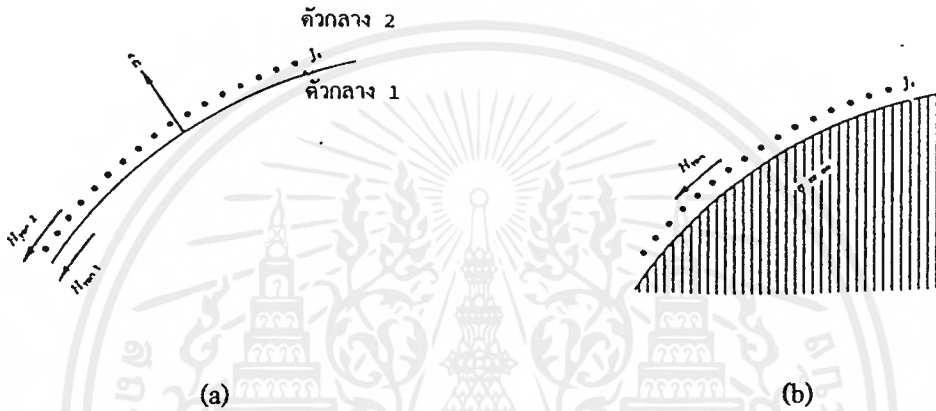
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าด้านหนึ่งเป็นตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ เงื่อนไขขอบเขตจะกลายเป็นดังต่อไปนี้

$$H_{\tan} = J_s \tag{2.16}$$

$$E_{\tan} = 0 \tag{2.17}$$

เงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กในแนวสัมผัส สำหรับกรณีทั่วไปแสดงไว้ในรูป 2.2 a) สำหรับในกรณีที่ตัวนำข้างหนึ่งเป็นตัวนำสมบูรณ์ ได้แสดงไว้ในรูป 2.2 b) พึงสังเกตว่าสนามทั้งหมดในสมการของขอบเขตถูกคำนวณที่รอยต่อ และสมการนี้ใช้ได้ตลอดทุกจุดตลอดแนวรอยต่อ



รูปที่ 2.2 เงื่อนไขขอบเขตความเข้มสนามแม่เหล็ก

a) กรณีทั่วไป

b) กรณีที่ตัวกลางหนึ่งเป็นตัวนำสมบูรณ์

ปรากฏการณ์เกี่ยวกับการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดจากต้นกำเนิดของสนามที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งได้รวบรวมกฎต่างๆเขียนเป็นสมการทั่วไป เรียกสมการแมกซ์เวลล์ หากแก้สมการเหล่านี้ให้เป็นตามเงื่อนไขของต้นกำเนิดสนามอย่างเหมาะสมแล้วจะสามารถทำนายปรากฏการณ์เกี่ยวกับสายอากาศได้ สำหรับในการศึกษาเกี่ยวกับสายอากาศสิ่งแรกที่เราจะต้องหาได้คือสนามไฟฟ้า เพราะจะนำไปสู่การคำนวณหาคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศ /

2.3 ท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวง

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาลักษณะและคุณสมบัติของคลื่นที่เดินทางในท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวง (Hollow cylindrical waveguide) ที่มีรัศมีของท่อนำคลื่นเป็น r_0 การหาคุณสมบัติต่างๆ ของคลื่นจะทำได้ง่าย โดยการใช้ระบบพิกัดทรงกระบอก ดังแสดงในรูปที่ 2.2 วิธีการในการหาคุณสมบัติต่างๆ ของคลื่น จะเป็นเช่นเดียวกับที่ใช้ในหัวข้อก่อน สำหรับท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม เราจะสมมติว่า

1) คลื่นเปลี่ยนแปลงกับเวลา และระยะทางในทิศที่คลื่นเดินทางคือ ทิศ z ด้วยแฟกเตอร์ $e^{j\omega t - \gamma z}$ จากสมมติเช่นนี้จะได้ออนุพันธ์เทียบกับเวลาและระยะทางในทิศ z เป็น $\partial/\partial t = e^{j\omega t}$ และ $\partial/\partial z = -\gamma$

2) ผนังของท่อนำคลื่นเป็นตัวนำสมบูรณ์

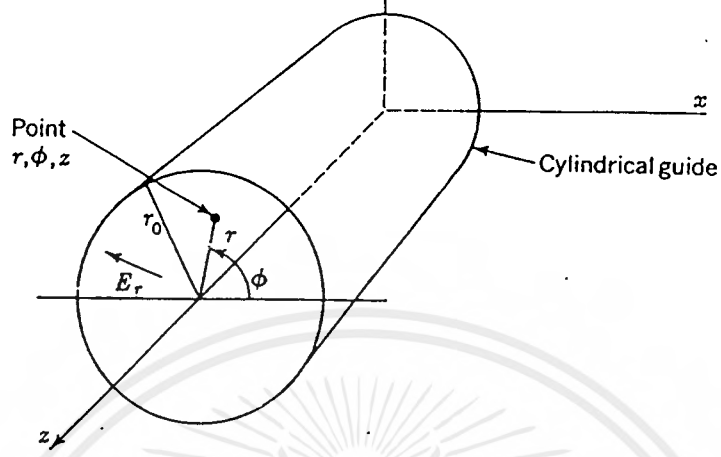
เอกสารนี้เป็น 3) ภายในท่อนำคลื่นเป็นตัวกลางไดอิเล็กตริกที่ไม่มีการสูญเสียและไม่มีการกระจาย ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ทั้งหมดนี้สามารถประยุกต์ใช้กับคลื่น TE_{mn} โหมดได้เช่นเดียวกันนอกจากความสัมพันธ์สำหรับอิมพีแดนซ์คลื่นตามขวางเท่านั้น ความสัมพันธ์ของความเร็วและอิมพีแดนซ์ที่เกี่ยวข้องกับ (λ_0/λ_{0c}) สามารถประยุกต์ใช้ได้ไม่เพียงเฉพาะแต่ที่นำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมกลวงเท่านั้นแต่จะใช้ได้กับคลื่น TE โหมดในท่อนำคลื่นค้ำวมน้ำเคี้ยวแบบกลวงที่มีรูปร่างต่างๆทุกชนิดด้วย

จากสมการของแมกซ์เวลล์ในรูปเคิร์ล เราจะได้สมการแสดงความสัมพันธ์ของสนามต่างๆใน ท่อนำคลื่นและจากสมการของแมกซ์เวลล์ในรูปไดเวอร์เจนซ์เราจะได้อีกสองสมการในระบบพิกัดทรงกระบอกเราจะได้ดังต่อไปนี้

ชื่อของความสัมพันธ์	ความสัมพันธ์
ความถี่คัทออฟ	$f_c = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{n}{y_1}\right)^2 + \left(\frac{m}{z_1}\right)^2} \quad (\text{Hz})$
ความยาวคลื่นคัทออฟ	$\lambda_{0c} = \frac{2}{\sqrt{(n/y_1)^2 + (m/z_1)^2}} \quad (\text{m})$
ความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น	$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{0c})^2}} \quad (\text{m})$
ความเร็วเฟส	$\begin{aligned} v_p &= \frac{v_0}{\sqrt{1 - (n\lambda_0/2y_1)^2 - (m\lambda_0/2z_1)^2}} \\ &= \frac{v_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{0c})^2}} \\ &= \frac{v_0}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}} \end{aligned} \quad (\text{ms}^{-1})$ เมื่อ $v_0 = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$
อิมพีแดนซ์ของคลื่นตามขวาง	$\begin{aligned} Z_{yz} &= \frac{Z_d}{\sqrt{1 - (n\lambda_0/2y_1)^2 - (m\lambda_0/2z_1)^2}} \\ &= \frac{Z_d}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{0c})^2}} \\ &= \frac{Z_d}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}} \end{aligned} \quad (\Omega)$ เมื่อ $Z_d = \sqrt{\mu/\epsilon}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารร่างที่ 2.1 ความสัมพันธ์ต่างๆ สำหรับคลื่น TE_{mn} โหมดในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมกลวง ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 ท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวงและระบบพิกัดที่สัมพันธ์กัน

จากสมการของแมกซ์เวลล์ในรูปเคิร์ล

$$\nabla \times \bar{H} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = j\omega\epsilon\bar{E} \tag{2.18}$$

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

ดังนั้น

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

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

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

และจาก

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} = j\omega\epsilon\bar{H} \tag{2.23}$$

จะได้

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

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

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

พบ
ปี 2553
1529

จากสมการของแมกซ์เวลล์ในรูปไดเวอร์เจนซ์

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

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

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

โดยที่องค์ประกอบของสนามต่างๆ เช่น E_ϕ สามารถเขียนในรูปต่อไปนี้ได้

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

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

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad \text{ค่าคงที่ของการเดินทางของคลื่นในท่อนำคลื่น}$$

สมการที่ (2.20) ถึง (2.30) จะเป็นสมการทั่วไปสำหรับสนามของสนามคลื่นที่เดินทางในทิศ z ในระบบพิกัดทรงกระบอก คลื่นที่เดินทางไปได้ในท่อนำคลื่นแบบนี้สามารถแยกได้เป็นคลื่น TE โหมด และ TM โหมด เราจึงเลือกพิจารณาเฉพาะคลื่น TE โหมดเท่านั้นและทำตามขั้นตอนต่างๆ เช่นเดียวกับที่ใช้กับท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม ดังนี้

เลือกพิจารณาเฉพาะคลื่น TE โหมด $E_z = 0$ ดังนั้น

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 ในสมการที่ (2.20) จะได้ ในเทอมเป็น

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

แทนค่า E_ϕ ในสมการที่ (2.21) จะได้ H_r ในเทอม H_z เป็น

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

และได้ E_r และ E_ϕ ในเทอม H_z ดังนี้

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

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 และ ในสมการที่ (2.30) จะได้สมการคลื่นในรูปของ 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 $k^2 = \gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon$

หาคำตอบของสมการคลื่นนี้โดยใช้วิธีการแยกตัวแปรโดยจะสมมติให้

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

แทนค่า H_z นี้ในสมการคลื่นและการตลอดด้วย $R(r)\Phi(\phi)$ 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 เพียงอย่างเดียวในขณะที่ทางขวามือจะเป็นฟังก์ชันของ ϕ เพียงอย่างเดียว สมการนี้จะเป็นไปได้ก็ต่อเมื่อเทอมทางซ้ายมือและขวามือต่างเท่ากับค่าคงที่เท่านั้น ถ้าเราให้ v^2 เป็นค่าคงที่นั้นเราจะได้ว่า

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

เอกสารและเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ในกรณีของท่อนำคลื่นทรงกระบอกนี้เนื่องจากสนามของคลื่นภายในท่อนำคลื่นจะเปลี่ยนแปลงในลักษณะเป็นคาบในทิศด้วยคาบเท่ากันดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องเลือกเป็นเลขจำนวนเต็ม และจะได้คำตอบทั่วไปสำหรับ 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 $J_0(kr)$ และ $N_0(kr)$ ซึ่งเรียกว่า ฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่หนึ่งและชนิดที่สองอันดับ v (Bessel function of the first and second kind of order v ; N_v 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 $k^2 = \sqrt{r^2 + w^2 \mu \epsilon}$

$n =$ เลขจำนวนเต็ม

ในสมการที่ (2.46) คำตอบที่เหมาะสมจะต้องสอดคล้องกับเงื่อนไขขอบเขตของท่อนำคลื่นคือ E_ϕ ที่ $r = r_n$ และค่าของสนามต่างๆ ในท่อนำคลื่นจะต้องมีค่าเป็นค่าหนึ่งค่าใด (finite) แต่เนื่องจากนิวแมนน์ฟังก์ชันจะมีค่าเป็นอนันต์ที่ $r = 0$ (ที่ศูนย์กลางของท่อนำคลื่น) ดังนั้นนิวแมนน์ฟังก์ชัน $N_n(kr)$ จะไม่ใช่ฟังก์ชันที่เหมาะสมในกรณีนี้ นั่นคือสมการที่ (2.46) จะลดรูปลงมาได้เป็น

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

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 เงื่อนไขต่างๆ สำหรับ H_z จะเปลี่ยนไปผลลัพธ์เหมือนกับหมุม H_x ไป 90° ในท่อนำคลื่นในกรณีที่ไม่ว่าจะจงลักษณะการกระจายของสนามในท่อนำคลื่นคำตอบจะต้องประกอบด้วยนิพจน์ไซน์และโคไซน์ เมื่อเลือกคำตอบตามสมการที่ (2.48) เราจะได้องค์ประกอบของสนามต่างๆ ทั้งหมดเป็น

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

$$E_\phi = \frac{H_0}{k^2} j\omega\mu \cos n\phi \frac{dJ_n(kr)}{dr} e^{j\alpha z - \gamma z} \quad (2.50)$$

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

$$H_r = \frac{-\gamma H_0}{k^2 r} \cos n\phi \frac{dJ_n(kr)}{dr} e^{j\omega t - \gamma z} \quad (2.52)$$

$$H_\phi = \frac{n\gamma H_0}{k^2 r} \sin n\phi J_n(kr) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (2.53)$$

$$H_z = H_0 \cos n\phi J_n(kr) e^{j\omega t - \gamma z} \quad (2.54)$$

นิพจน์สำหรับ E_ϕ และ H_r ในรูปอื่นสามารถเขียนได้โดยใช้ความสัมพันธ์ของรีเคอร์เรนซ์ (Recurrence relation) ดังนี้

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

สมการที่ (2.51) เป็นสมการทั่วไปสำหรับองค์ประกอบต่างๆ ของคลื่น TE โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอก อย่างไรก็ตามเงื่อนไขขอบเขตที่ว่า ที่ ยังไม่ได้นำมาพิจารณา เมื่อพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตที่เหลือนี้เราจะได้ว่า

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

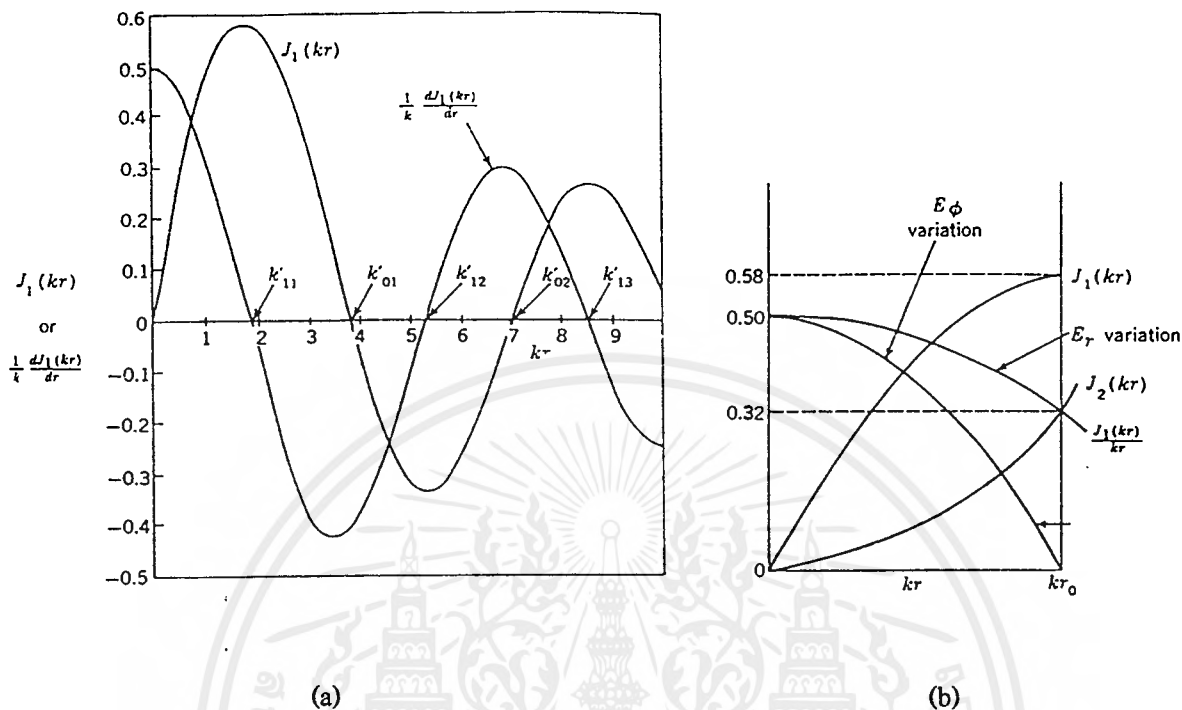
นั่นคือ

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

หรือ

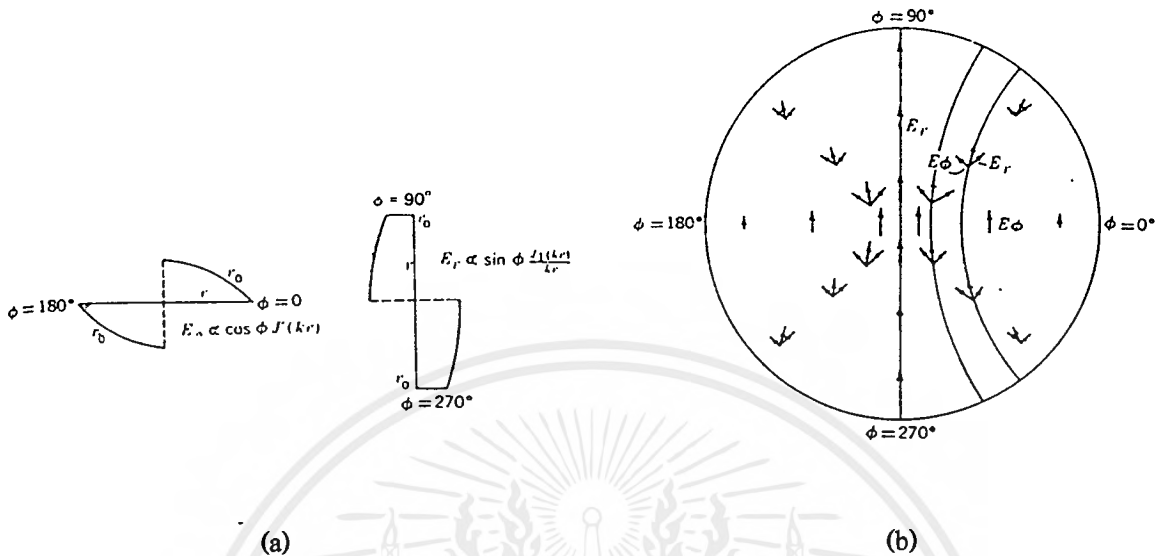
$$k = \frac{k'_{nr}}{r_0} \quad (2.58)$$

เมื่อ k_{nr} เป็นค่าราก (root) ที่ n th ของค่าอนุพันธ์ของเบสเสลฟังก์ชันอันดับ n รูปที่ 2.4 (a) จะแสดงสถานะสำหรับ $n=1$ รากสามค่าแรกของค่าอนุพันธ์ของเบสเสลฟังก์ชันอันดับหนึ่งเกิดที่ $kr_0 = k'_{nr} = 1.84, 5.33$ และ 8.54 ดังนั้นค่ารากต่างๆจะเป็น $k'_{11} = 1.84, k'_{12} = 5.33$ และ $k'_{13} = 8.54$ ซึ่งจะสอดคล้องกับคลื่น TE_{11} โหมด TE_{12} โหมด และ TE_{13} โหมด ตามลำดับในท่อนำคลื่น TE โดยทั่วไปคลื่นโหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอกจะถูกกำหนดเป็น TE_{nr} เมื่อสัญลักษณ์ตัวห้อย n แสดงอันดับของเบสเสลฟังก์ชัน และ r แสดงขอบเขต (rank) ของค่าราก ตารางที่ 2.3 และ 2.4 จะแสดงค่าราก สำหรับค่า n และ r ต่างๆ สำหรับคลื่น TE_{01} โหมด และ TE_{02} โหมด $n=0$ และรากของสมการที่ (2.56) สำหรับกรณีนี้จะเป็นและค่าเหล่านี้จะเป็นค่าเดียวกับค่าซีโร (zero) ของ $J_1(kr)$



(a) รูปที่ 2.4 แสดงเบสเซลฟังก์ชัน
 a) เบสเซลฟังก์ชันอันดับหนึ่งและค่าอนุพันธ์ในรูปของฟังก์ชัน kr
 b) ความสัมพันธ์ต่างๆของเบสเซลฟังก์ชันที่เกี่ยวข้องกับการเปลี่ยนแปลงของ E_r และ E_ϕ สำหรับคลื่น TE_{11} โหมด

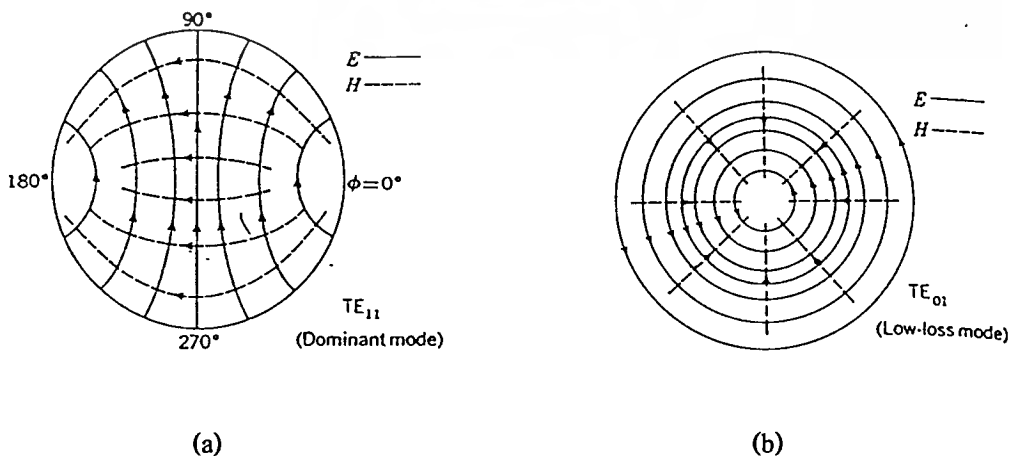
ย้อนกลับไปพิจารณาสมการที่ (2.51) การเปลี่ยนแปลงของ E_ϕ กับ r (ที่ $\phi = 0$) สำหรับคลื่น TE_{11} โหมด จะแสดงด้วยรูปที่ 2.4 b) การเปลี่ยนแปลงของ E_r กับ r (ที่ $\phi = 90^\circ$) จะเป็นเช่นเดียวกับเส้นโค้งสำหรับ ขนาดขององค์ประกอบของสนามทั้งสองคือ E_r และ E_ϕ จะสามารถแสดงได้ด้วยเส้นกราฟดังในรูปที่ 2.5 a) หรือด้วยลูกศรดังแสดงในรูปที่ 2.5 b) เราอาจกล่าวได้ว่า E_r จะมีค่ามากที่สุดที่ $\phi = 0^\circ$ และ 180° และจะมีค่าเป็นศูนย์ที่ในขณะที่ E_ϕ มีค่ามากที่สุดที่ $\phi = 90^\circ, 270^\circ$ เราอาจกล่าวได้อีกว่าที่จุดกึ่งกลางของท่อนำคลื่นที่ $r=0$ ทั้ง E_r และ E_ϕ จะมีทิศทางเดียวกันและมีขนาดเท่ากัน เมื่อองค์ประกอบ E_r และ E_ϕ ถูกนำมารวมกันจะได้เป็นสนามไฟฟ้าทั้งหมดสำหรับคลื่น TE_{11} โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอก ซึ่งจะแสดงด้วยเส้นลูกศร (เส้นหนัก) ในรูปที่ 2.5 b) โดยที่ทิศทางของสนามไฟฟ้าทั้งหมดจะแสดงด้วยเส้นโค้งต่างๆ ในทำนองเดียวกัน ลักษณะการกระจายของสนามแม่เหล็กในทิศทางฉากกับทิศที่คลื่นเดินทาง สำหรับคลื่น TE_{11} โหมดจะสามารถหาได้จากการเปลี่ยนแปลงของ H_r และ H_ϕ กับ r จากสมการที่ (2.51) และได้ผลลัพธ์ดังที่แสดงในรูปที่ 2.6 a)



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

b) เวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าสำหรับคลื่น TE_{11} โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่มีองค์ประกอบของสนาม E_r และ E_ϕ

คำตอบที่เราได้สำหรับคลื่น TE_{11} โหมดนี้เป็นเพียงคำตอบหนึ่งในจำนวนคำตอบอีกหลายคำตอบที่สามารถเดินทางไปในท่อนำคลื่นทรงกระบอกได้เท่านั้น สำหรับคลื่นโหมดที่เจาะจงหรือโหมดที่เกิดขึ้นเฉพาะในกรณีพิเศษนั้นจะขึ้นอยู่กับขนาดของท่อนำคลื่นวิธีการในการกระตุ้นให้เกิดคลื่นในท่อนำคลื่น และความไม่ต่อเนื่องในท่อนำคลื่น สนามลัพท์ในท่อนำคลื่นจะเท่ากับผลรวมของสนามต่างๆ ของคลื่นทุกๆ โหมดที่เกิดขึ้น ลักษณะของการกระจายของสนามต่างๆ สำหรับคลื่น TE_{01} โหมด ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.6 b)



รูปที่ 2.6 เส้นสนามไฟฟ้า (เส้นทึบ) และเส้นสนามแม่เหล็ก (เส้นประ) ในท่อนำคลื่นทรงกระบอกกกลม

a) คลื่น TE_{11} โหมด (โหมดต่ำสุด) b) คลื่น TE_{01} โหมด (มีค่าการสูญเสียต่ำ)

ที่กล่าวมาทั้งหมดข้างต้น เราได้พิจารณาเฉพาะคลื่น TE โหมดในท่อนำคลื่นทรงกระบอกเท่านั้น สำหรับคลื่น TM โหมดเราจะสามารถหาความสัมพันธ์ของสนามต่างๆ ได้โดย ให้ $H_z = 0$ ในสมการที่ (2.20) ถึง (2.30) และเขียนองค์ประกอบของสนามอื่นๆ ที่เหลือในรูปองค์ประกอบของสนามตามยาวของท่อนำคลื่นคือ E_z จากนั้นหาสมการคลื่นและสมการคำตอบที่สอดคล้องกับเงื่อนไขขอบเขตต่างๆ ซึ่งต้องการว่า $J_n(kr) = 0$ ที่ $r = r_0$ ค่ารากสามค่าแรกคือ $k_{nr}(kr_0)$ สำหรับกรณีที่จะเป็น $k_{11} = 3.832$, $k_{12} = 7.016$ 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} จะสอดคล้องกับค่าซีโรของเบสเสลฟังก์ชันในขณะที่ยากต่างๆ ของคลื่น TE โหมดที่เขียนแทนด้วยจะสอดคล้องกับค่าซีโรของอนุพันธ์ (เทียบกับ r) ของเบสเสลฟังก์ชัน ความสัมพันธ์ต่างๆ สำหรับคลื่น TE และ TM โหมด จะแสดงไว้ในรูปที่ 2.7 และค่าต่างๆ จะให้ไว้ในตารางที่ 2.2

เราจะมาพิจารณาเงื่อนไขต่างๆ ที่จำเป็นสำหรับการที่คลื่นเดินทางไปในท่อนำคลื่นทรงกระบอกได้ดังต่อไปนี้ โดยการแทนค่าสมการที่ (2.58) ใน $k = \sqrt{\gamma^2 + \omega^2}$ และแก้สมการหาค่าคงที่ของการเดินทางของคลื่นในท่อนำคลื่นคือ γ เราจะได้

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

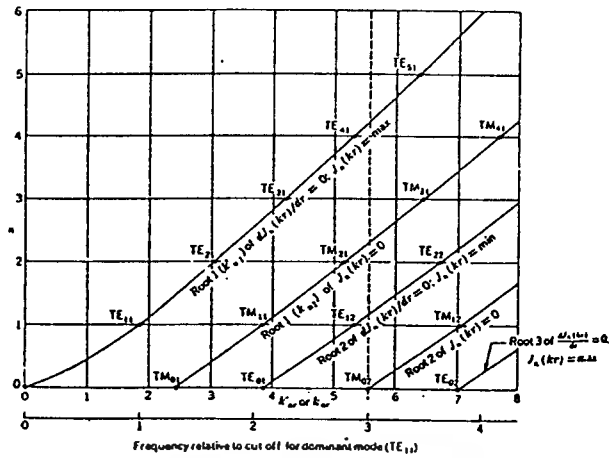
ซึ่งจะเป็นเช่นเดียวกับในท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม คำตอบของสมการที่ (2.59) จะมีได้สามเงื่อนไขคือ

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

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

$$\lambda_{0c} = 2\pi r_0 / k'_{nr} \text{ (m)} \quad (2.61)$$

สำหรับคลื่น TE_{11} โหมด $k'_{nr} = k'_{11} = 1.84$ ดังนั้น $\lambda_{0c} = 2\pi r_0 / 1.84 = 3.14 r_0$ นั่นคือความยาวคลื่นคัทออฟสำหรับคลื่น TE_{11} โหมด จะสอดคล้องกับความยาวคลื่นคูณกับ 3.14 เท่า ของค่ารัศมีท่อนำคลื่น ค่าความยาวคลื่นคัทออฟสำหรับคลื่นโหมดต่างๆ ในท่อนำคลื่นทรงกระบอกจะให้ไว้ในตารางที่ 2.2



รูปที่ 2.7 คลื่น TE และ TM โหมดต่างๆที่มีได้ในท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลางในรูปฟังก์ชันของความถี่ที่ความถี่เป็นสามเท่าของความถี่คัทออฟของคลื่น TE₁₁ โหมดจะมีคลื่นโหมดต่างๆเก้าโหมดที่สามารถเดินทางในท่อนำคลื่นได้ และคลื่นอีกโหมดหนึ่ง (TM₂₀ โหมด) จะอยู่ที่คัทออฟ

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

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

k_{nr} = การแก้ไขสมการของฟังก์ชันเบสเสล

n = อันดับที่ n ของฟังก์ชันเบสเสล

r = อันดับของรากของอันดับที่ n ของฟังก์ชันเบสเสล

ที่ความถี่สูงกว่าคัทออฟ

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{k'_{nr}}{r_0}\right)^2} \quad (\text{radm}^{-1}) \quad (2.62)$$

จากสมการที่ (2.60) และ (2.61) เราจะได้ว่าความยาวคลื่นของคลื่นในท่อนำคลื่นจะเป็น

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{0c})^2}} \quad (\text{m}) \quad (2.63)$$

เมื่อ $\lambda_0 = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon f}}$ = ความยาวคลื่นในตัวกลางเนื้อเดียวที่มีค่าเพอร์มิบิลิตี

และคงที่ไดอิเล็กตริก ϵ , m

λ_{0c} = ความยาวคลื่นคัทออฟ, m

สำหรับความเร็วเฟสของคลื่นในท่อนำคลื่น เราจะได้

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = f \lambda_g = \frac{v_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{0c})^2}} \quad (\text{ms}^{-1}) \quad (2.64)$$

เมื่อ

$$v_0 = 1/\sqrt{\mu \epsilon}$$

สมการที่ (2.63) และ (2.64) จะเท่ากับสำหรับท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยมสมการเหล่านี้จะเป็นเช่นเดียวกันสำหรับท่อนำคลื่นที่มีรูปหน้าตัดขวางทรงอื่นๆ ด้วย

สิ่งที่น่าสังเกตคือค่าราก k'_{nr} จะไม่สัมพันธ์กับระยะทางซึ่งตรงกันข้ามกับในกรณีสำหรับท่อนำคลื่นทรงสี่เหลี่ยม ตารางที่ 2.2 แสดงค่ารากต่างๆ และความยาวคลื่นคัทออฟสำหรับคลื่นบางโหมดของ TM และ TE โหมดท่อนำคลื่นทรงกระบอก โหมดเหล่านี้ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 ด้วยคลื่น TE_{11} โหมดจะเดินทางไปในท่อนำคลื่นด้วยค่าความถี่ต่ำกว่าคลื่นโหมดอื่นๆ (รวมทั้งคลื่น TM โหมดด้วย) และจะเรียกว่าเป็นคลื่นโหมดค่าสุด (dominant mode) สำหรับท่อนำคลื่นทรงกระบอก คลื่น TE_{01} โหมดก็เป็นโหมดที่น่าสนใจเนื่องจากเป็นโหมดที่มีคุณสมบัติการลดทอนขนาดต่ำในท่อนำคลื่นที่ใช้งานจริงๆซึ่งมีความนำไฟฟ้าของตัวนำที่ใช้ท่อนำคลื่นเป็นค่าใดค่าหนึ่ง สำหรับคลื่นโหมดนี้ ค่าการลดทอนลงเมื่อความถี่สูงขึ้น...

2.4 ท่อนำคลื่นแบบเปิด

ท่อนำคลื่นทรงกระบอกกลวงที่ได้กล่าวมาในหัวข้อ 2.3 เป็นตัวอย่างท่อนำคลื่นประเภทปิด (closed-boundary waveguides) นอกจากนี้ยังมีท่อนำคลื่นอีกประเภทหนึ่งซึ่งเรียกโดยทั่วไปว่าท่อนำคลื่นแบบเปิด(open-boundary waveguide) ซึ่งถูกกำหนดลักษณะสมบัติด้วยการที่ท่อนำคลื่นนี้มีค่าสนามต่างๆ อยู่บนขอบเขตของท่อนำคลื่นด้วย ท่อนำคลื่นเหล่านี้สามารถนำคลื่นที่เรียกว่าคลื่นผิว (surface waves) ได้ ตัวอย่างของท่อนำคลื่นผิวเช่นแท่งไดอิเล็กทริก, เส้นลวดตัวนำที่หุ้มด้วยไดอิเล็กทริกแผ่น ไดอิเล็กทริกเคลือบบนแผ่นตัวนำ, แผ่นตัวนำผิวลอน และ ไดอิเล็กทริกสแลบ เป็นต้น

ขนาดของสนามต่างๆของผิวคลื่นจะลดลงแบบเอ็กซ์โพเนนเชียลในทิศทางที่ตั้งฉากกับโครงสร้างของท่อนำคลื่น ที่ความยาวคลื่นสั้นๆการลดลงของสนามจะเป็นผลทำให้ค่าการรวมของกลุ่มของสนามที่ค่าสูงพอที่จะทำให้ขนาดของท่อนำคลื่นเล็กลง มีขนาดพอเหมาะกับการนำไปใช้งานจริง ดังนั้นจึงทำให้ท่อนำคลื่นผิวได้รับความสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่มิลลิเมตร, สับมิลลิเมตร และความถี่แสง ซึ่งความถี่สูงมากขนาดนี้ทำให้ท่อนำคลื่นกลวงมีขนาดเล็กมากจนทำได้ยากหรือไม่ได้เลย

2.5 ท่อนำคลื่นทรงกระบอก

หน้าตัดของท่อนำคลื่นทรงกระบอกจะสามารถอธิบายได้ง่ายด้วยโพลาร์โคออดิเนต ดังในรูปที่ 2.8 จากรูปหน้าตัดของท่อจะมีรัศมีภายในเท่ากับ a

สำหรับโหมดของ TE_{mn} และ TM_{mn} ในท่อนำคลื่นทรงกระบอก, m เป็นค่าจำนวนเต็ม มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง อนันต์ และ n มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง อนันต์ ลักษณะของคลื่น สำหรับคลื่นที่มีโหมดต่างๆ จะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.9 คลื่น dominant โหมด ในท่อนำคลื่นชนิดนี้คือ โหมด TE_{11}

ความยาวคลื่นคัตออฟของโหมด TE_{mn} หาได้จาก

$$\lambda_c = 2\pi a / x'_{mn} \quad (2.65)$$

เมื่อ x'_{mn} คือค่าบวกของรูทลำดับที่ n ของ derivative m th ของ Bessel ฟังก์ชัน หลายๆค่าได้ถูกต้องกำหนดเอาไว้แล้วใน ตารางที่ 2.3

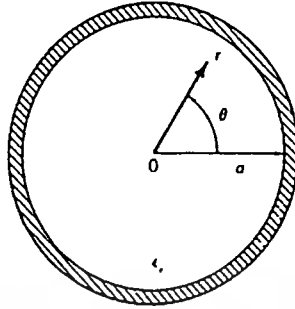
ค่าลดทอนของ TE_{mn} โหมด ในหน่วย neper ต่อ เมตร ที่เกิดจากการสูญเสียในท่อนำคลื่นหาได้จาก

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

สำหรับโคมิแนนท์โหมด TE ในท่อที่ไม่มีการลดทอนสามารถหาค่าพลังงานในหน่วยวัตต์ได้ดังนี้

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

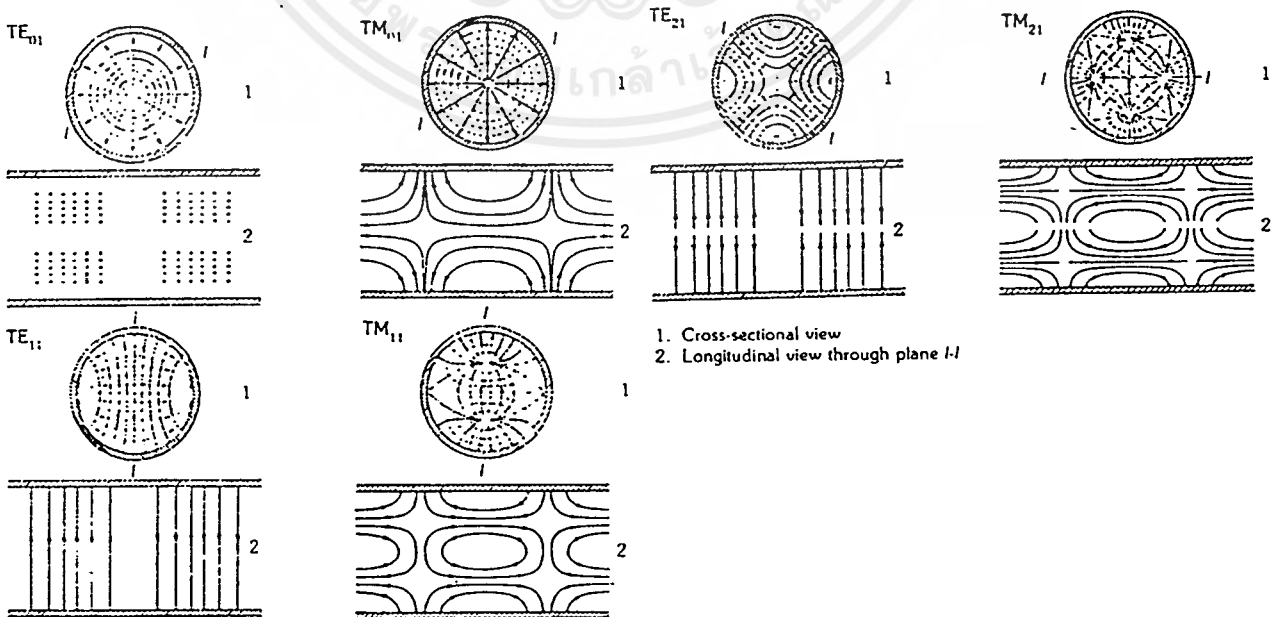
เมื่อ E_b คือความหนาแน่นของสนามไฟฟ้าสูงสุด ซึ่งเกิดตามแกนของท่อ



รูปที่ 2.8 รูปหน้าตัดของท่อนำคลื่นทรงกระบอก

M \ N	0	1	2	3	4	5	6	7
1	3.832	1.841	3.054	4.201	5.317	6.416	7.501	8.578
2	7.016	5.331	6.706	8.015	9.282	10.520	11.735	12.932
3	10.173	8.536	9.969	11.346	12.682	13.987		
4	13.324	11.706	13.170					

ตารางที่ 2.3 Root of $J'_m(x) = 0$



1. Cross-sectional view
2. Longitudinal view through plane l-l

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.9 รูปแบบของคลื่นในโหมดต่างๆ ในท่อนำคลื่น
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความยาวคลื่นคัทออฟของ โหมด TM_{mn} หาได้จาก

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

เมื่อ x_{mn} คือ ค่าบวกแรกที่ลำดับที่ n ของ m th ของBessel ฟังก์ชัน ซึ่งแสดงในตารางที่ 2.4

ค่าความลดทอนของคลื่น TM_{mn} โหมดในหน่วยย่อย neper ต่อเมตร อันเนื่องมาจากสภาพความนำของผนังท่อหาได้จากสมการ

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

สำหรับคลื่น TM โหมด ในท่อที่ไม่มีการสูญเสีย เมื่อ $a/\lambda < 0.761$ กำลังงานของคลื่นจะหาได้จาก

$$P = 7.96 \times 10^{-3} (a/\lambda)^2 \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2} a^2 E_b^2 \quad (2.70)$$

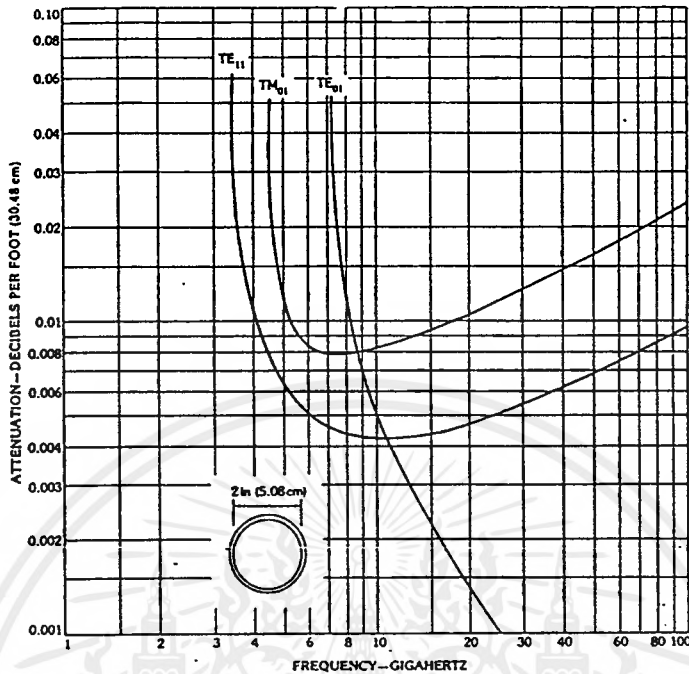
M \ N	0	1	2	3	4	5	6	7
1	2.405	3.832	5.136	6.380	7.588	8.771	9.936	11.086
2	5.520	7.016	8.417	9.761	11.065	12.339	13.586	14.821
3	8.654	10.173	11.620	13.015	14.372			
4	11.792	13.323	14.796					

ตารางที่ 2.4 Root of $J_m(x) = 0$

เมื่อ เกิดขึ้นตามแกนของท่อเวฟไกด์ สำหรับ $a/\lambda > 0.761$

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

ในกรณีนี้ค่าความหนาแน่นสูงสุดของสนาม จะเกิดขึ้นที่ $r = 0.765a$ และยังขึ้นอยู่กับค่ามุมด้วย



รูปที่ 2.10 กราฟแสดงค่าลดทอนต่อความถี่ในท่อนำคลื่นทรงกระบอก

2.6 ลักษณะของคลื่นที่แผ่ออกมาจากปลายท่อทรงกระบอก

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

$$\begin{aligned}
 E_a &= E_0 a_x & x^2 + y^2 &\leq a^2 \\
 E_a &= 0, & \text{นอกจากนี้} & \text{เมื่อสมมติให้อยู่ในสนามบริเวณปากท่อ จะได้} \\
 f_t &= E_0 a_x \int \int_S e^{jk_x x + jk_y y} dx dy & & (2.72)
 \end{aligned}$$

เพื่อที่จะคำนวณค่าอินทิเกรตนี้ 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 คือ Bessel ฟังก์ชัน ชนิดแรก order ที่ n เมื่อใช้ค่านิยาม ก็จะได้ค่าการอินทิเกรตของ ϕ ออกมา ทุกเทอมเมื่ออินทิเกรต จะเป็น 0 หก ยกเว้นที่มีฟังก์ชัน ของ J_0 เกี่ยวข้อง ดังนั้นการอินทิเกรตตลอด ρ จะ

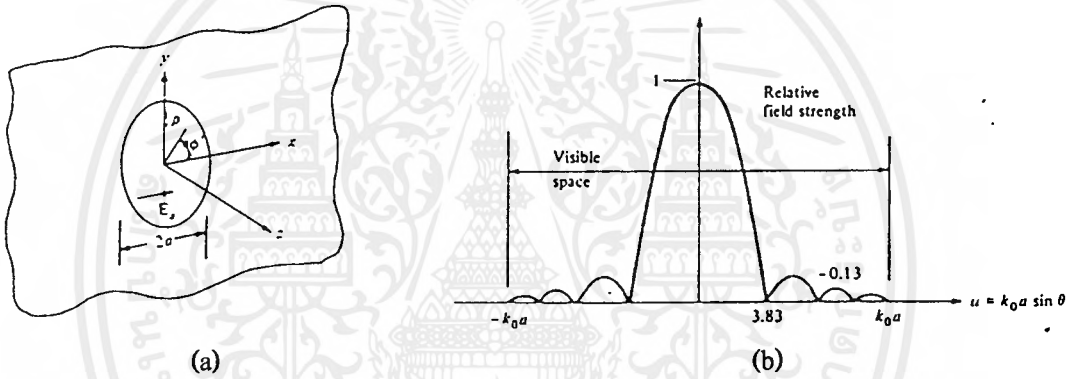
ได้สมการ
$$\begin{aligned}
 f_t &= E_0 a_x \int_0^a 2\pi J_0(k_0 \rho \sin \theta) \rho d\rho \\
 &= 2\pi a^2 E_0 a_x \frac{J_1(k_0 a \sin \theta)}{k_0 a \sin \theta} & (2.75)
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดยจะใช้
$$\int u^x J_{x-1}(u) du = z^x J_x(z) \quad (2.76)$$
 ไม่ว่าการแก้ไขทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลที่เปลี่ยนแปลงและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Bessel ฟังก์ชัน $J_1(x)$ จะคล้ายกับค่า แคมป์ไซนูซอยด์ ในระนาบ $\phi = 0$ สนามที่แผ่กระจายออกมา จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ f_x และลักษณะของรูปแบบ การแผ่กระจายคลื่นจะเป็นดังในรูปที่ 2.11b)ซึ่ง มันจะคล้ายๆ กับการแผ่กระจายของคลื่น ในท่อทรงสี่เหลี่ยม ยกเว้นฟังก์ชันของ J_1 จะทำให้มีไซด์โลบ (side lobe) น้อยกว่า และ เมนโลบ (main lobe) จะมีค่าเป็นศูนย์ที่ $k_0 a \sin \theta = 3.832$ ซึ่งเป็นค่าศูนย์ค่าแรกใน Bessel ฟังก์ชัน J_1 ดังนั้นความกว้างของเมนโลบ (main lobe) หาได้จาก

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

ไซด์โลบ (side lobe) แรกจะมีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ 0.13(-17.6dB) สัมพันธ์กับค่าเมนโลบ (main lobe)



รูปที่ 2.11 (a) ปลายเปิดของท่อทรงกลม (b) ลักษณะสนามที่แผ่กระจาย

สำหรับท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่มีรัศมี a ดังแสดงในรูปที่ 2.12 โหมดคือ TE_{11} ซึ่งมีสนามไฟฟ้าผ่านหน้า

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

$$E_\phi = \frac{2a \cos \phi}{1.84} \frac{dJ_1 \left(1.84 \frac{\rho}{a} \right)}{d\rho} \tag{2.79}$$

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

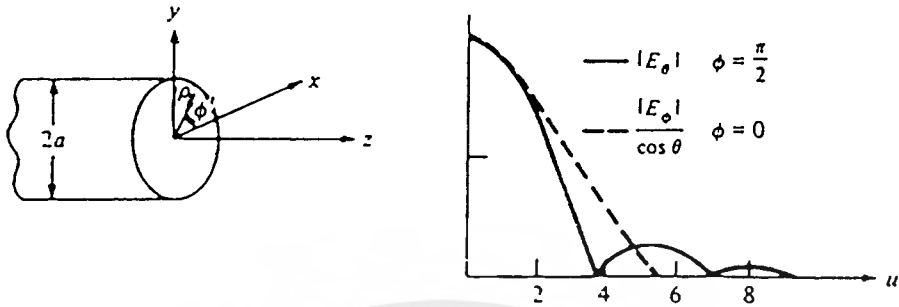
$$E_x = E_\rho \cos \phi - E_\phi \sin \phi \tag{2.80}$$

$$E_y = E_\rho \sin \phi + E_\phi \cos \phi \tag{2.81}$$

ความสัมพันธ์ของ Bessel ฟังก์ชันจะนำมาใช้ได้จากสมการ

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

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



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 f_x และ f_y การอินทิเกรตรอบปากทรงกระบอกจึงเป็นสิ่งที่ต้องทำ ค่าเอกซ์โพเนนเชียล (exponential) ที่เกี่ยวข้องคือ

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

เมื่อคำนวณแล้วจะทำให้ได้สมการของคลื่นออกมาดังนี้

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

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

เมื่อ $u = k_0 a \sin \theta$

จะเห็นได้ว่าในระนาบที่ $\phi = \pi/2$ (E-plane) รูปแบบของคลื่นจะคล้ายกับระนาบที่ $\phi = 0$ (H-plane) สามารถหาค่าโคแอดิวิตีของคลื่นได้จากสมการ

$$D = \frac{66}{\beta \lambda_0} \frac{\pi a_2}{\lambda_0^2} \tag{2.89}$$

เมื่อ $\beta = [k_0^2 - (1.84/a)^2]^{1/2}$ เป็นค่าคงที่ของการแพร่กระจายสำหรับคลื่นโหมด TE₁₁ ในท่อ นำคลื่นทรงกระบอก

รูปโหมดต่างๆ ของท่อนำคลื่นทรงกลมและรูปแบบนอร์มอลไลซ์ (Normalized modal) ของความถี่วิกฤต (cutoff frequency) ของท่อนำคลื่นทรงกลมแสดงภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ

2.7.1 แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น

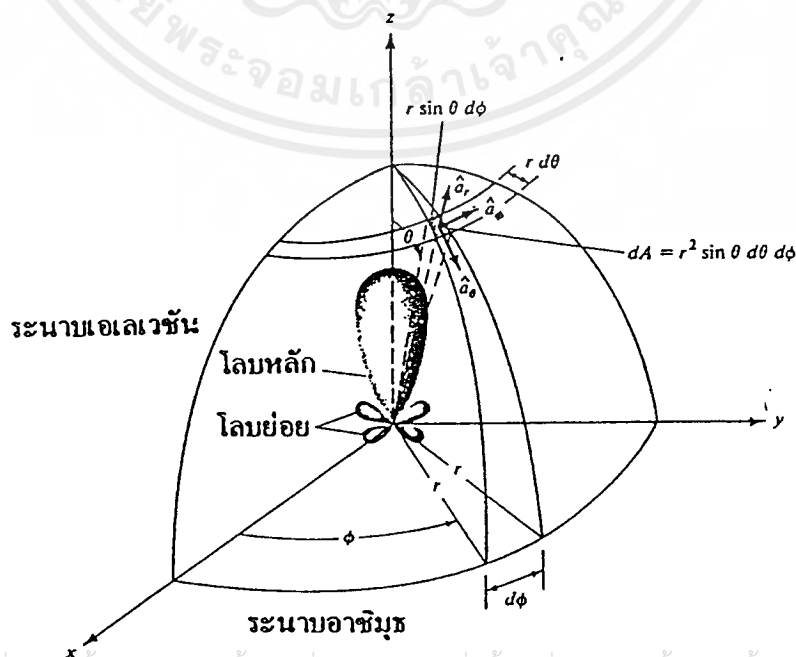
แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) คือรูปภาพที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งเป็นฟังก์ชันของสเปซ โคออดิเนท (Space Coordinate) ส่วนใหญ่แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นนี้มักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far Field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นจะอาศัยคุณสมบัติต่างๆ ดังนี้คือ ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) ความเข้มของสนาม (Field Strength) เฟส (Phase) หรือ โพลาริเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงรูปของพลังงานเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่สังเกต ที่มีรัศมีคงที่

รูปที่ 2.13 แสดงระบบโคออดิเนทที่ใช้ แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น สำหรับการใช้เส้น เพื่อแสดงกำลังงานที่สายอากาศรับได้ ตามแนวรัศมีที่มีค่าคงที่ มีชื่อเรียกว่า แพทเทิร์นกำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็ก หรือสนามไฟฟ้าในทิศต่างๆ ที่มีรัศมี มีชื่อเรียกว่า แพทเทิร์นสนาม (Field Pattern) ของสายอากาศนั้น

ตัวแพร่คลื่น ไอโซโทรปิก (Isotropic Radiator) คือสายอากาศที่ถูกสมมติขึ้น โดยมีคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันในทุกทิศทุกทาง ยกตัวอย่างเช่น พอยท์ซอร์ส (Point Source) เป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่ไม่สามารถสร้างได้จริง แต่มักจะใช้เพื่อเป็นตัวเปรียบเทียบกับสายอากาศจริงเกี่ยวกับการแสดงคุณสมบัติแสดงทิศทางของสายอากาศ

สายอากาศชี้ทิศทาง (Directional Antenna) เป็นสายอากาศ ซึ่งมีคุณสมบัติของการส่ง หรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดี ในเฉพาะทิศทางที่กำหนดเท่านั้น ตัวอย่างหนึ่งของสายอากาศที่มีคุณสมบัติดังกล่าวคือสายอากาศแบบออมนิไดเรกชันแนล



2.7.2 แพทเทอรันหลัก

โดยส่วนใหญ่มักจะอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศในเทอมของแพทเทอรันหลัก (Principal - Pattern) ของสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H สำหรับสายอากาศลิเนียร์โพลาไรเซชัน (Linearly - Polarization) แพทเทอรันในระนาบ E จะเป็นระนาบที่บรรจุแวกเตอร์สนามไฟฟ้า และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนแพทเทอรันในระนาบ H จะเป็นระนาบที่บรรจุแวกเตอร์สนามแม่เหล็กและทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด

2.7.3 โลบของแพทเทอรันการแพร่กระจายคลื่น

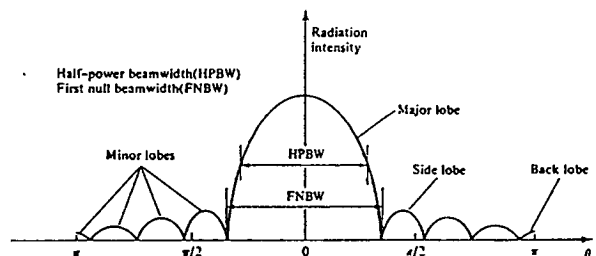
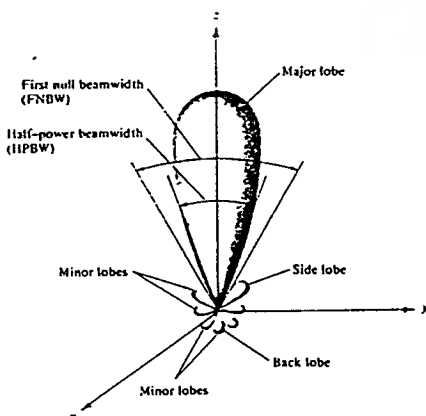
โอบของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Lobe) เป็นส่วนหนึ่งของแพทเทอรัน การแพร่กระจายคลื่นที่เกิดขึ้นเป็นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นต่ำ รูปที่ 2.14 แสดงโพลาไรแพทเทอรัน (Polar Pattern) แบบสามมิติ ซึ่งแบ่งเป็นโอบแบบต่างๆ ได้ดังนี้

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

โอบย่อย (Minor Lobe) ได้แก่โอบอื่นๆ นอกเหนือ ไปจากโอบหลัก

โอบข้างหรือไซด์โอบ (Side Lobe) เป็น โอบย่อยที่อยู่ติดกับโอบหลัก และอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับโอบหลัก

โอบหลัง (Back Lobe) เป็นโอบที่อยู่ใน ครึ่งวงกลมตรงข้ามกับโอบหลัก ปกติแล้วโอบย่อยจะเกิดจากการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ ดังนั้นสำหรับสายอากาศที่ดีต้องกำจัดโอบเหล่านี้ให้เหลือน้อยที่สุด ระดับของโอบย่อย มักแสดงเป็น อัตราส่วนของความหนาแน่นของพลังงานในโอบที่กำลังคิด ต่อความหนาแน่นของพลังงานใน โอบหลัก ซึ่งเรียกว่า อัตราส่วนของไซด์โอบ (Side Lobe Ratio) หรือระดับของไซด์โอบ (Side Lobe Level: SLL) ในทางปฏิบัติ โดยทั่วไปนั้นมักจะต้องการ ให้ระดับของไซด์โอบน้อยกว่า -20 dB



(a)

(b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.14 a) โอบต่างๆ และบีมวิคท์ของแพทเทอรันสายอากาศ b) แพทเทอรันในแบบลิเนียร์

ไม่ว่ากรณีใดๆ พงษ์สัน อภิสิทธิ์ ภูมิพิศ และดิเรก อึ้งอองแสงใจ ขอสงวนสิทธิ์ในเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไปใช้

2.8 บริเวณต่างๆ ของสนามจากสายอากาศ

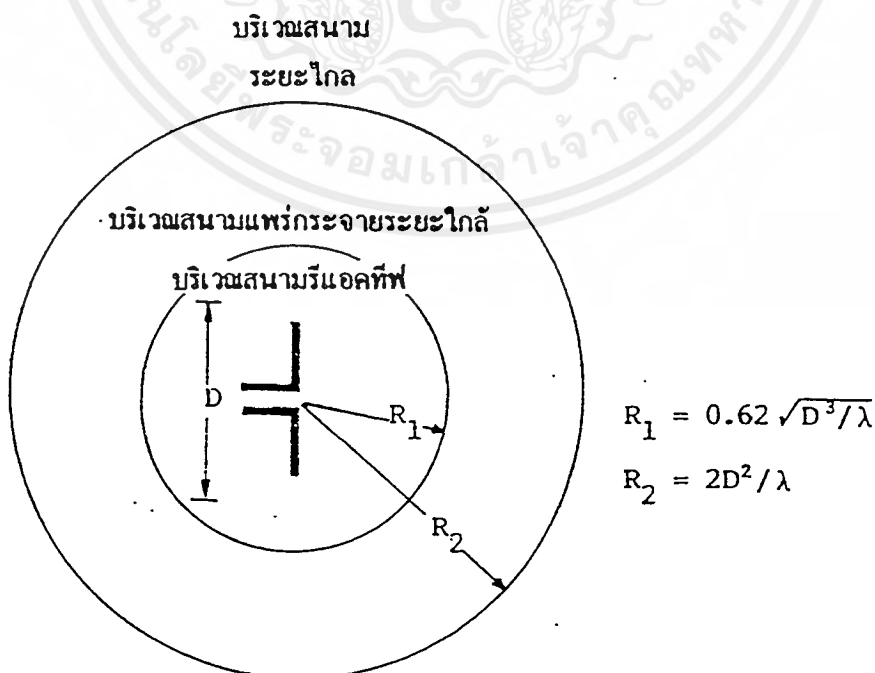
โดยทั่วไปมักจะแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศออกเป็น 3 ส่วน คือ สนามรีแอกทีฟระยะใกล้ (Reactive-Near Field) , สนามกระจายระยะใกล้ (Radiating-Near Field) และสนามระยะไกล (Far Field) ดังแสดงในรูปที่ 2.15

บริเวณสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ เป็นบริเวณที่ล้อมรอบใกล้สายอากาศมากที่สุด และมีสนามเป็นชนิดรีแอกทีฟเป็นส่วนใหญ่ บริเวณนี้มีระยะทางจากผิวของสายอากาศเมื่อเป็นความยาวคลื่น และ D เป็นมิติที่ยาวที่สุดของสายอากาศ

บริเวณสนามกระจายระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามของสายอากาศที่อยู่ระหว่างบริเวณของสนามรีแอกทีฟระยะใกล้กับ บริเวณสนามระยะไกล โดยมีสนามที่กระจายอยู่เป็นส่วนใหญ่ และการกระจายของสนามมุมต่างๆ นั้นแปรผันตามระยะทางจากสายอากาศเมื่อสายอากาศมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น สนามในบริเวณนี้อาจไม่เกิดขึ้น ในบริเวณนี้จะมีระยะทาง $2D^2/\lambda \geq R \geq 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$

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

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



2.9 เรเดียนและสเตอเรเดียน

การวัดมุมบนระนาบจะมีหน่วยเป็นเรเดียน หนึ่งเรเดียนเป็นมุมบนระนาบ ซึ่งยอดของมันเป็นอยู่ที่จุดศูนย์กลางของวงกลมที่มีรัศมี 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 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจาย

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในการส่งข่าวสารผ่านตัวกลางถูกกำหนดให้มีความสัมพันธ์กับพลังงานและกำลังไฟฟ้า โดยใช้ความสัมพันธ์ดังกล่าวได้แก่พอยดิงเวคเตอร์ชั่วเวลาขณะนั้น (Instantaneous Poynting Vector) ซึ่งมีสมการแสดงความสัมพันธ์ดังนี้ คือ

$$W = \varepsilon \times H \quad (2.90)$$

เมื่อ $W =$ พอยดิงเวคเตอร์ชั่วเวลาขณะนั้น (w/m^2)

$\varepsilon =$ ความเข้มสนามไฟฟ้าชั่วเวลาขณะนั้น (v/m)

$H =$ ความเข้มสนามแม่เหล็กชั่วเวลาขณะนั้น (A/m)

เนื่องจากพอยดิงเวคเตอร์มีความหมายแสดงถึงความหนาแน่นของกำลังงาน ดังนั้นกำลังงานทั้งหมดที่พุ่งตัดผ่านพื้นผิวปิดจะสามารถหาได้โดยอินทิเกรตส่วนของพอยดิงเวคเตอร์ที่ตั้งฉากกับผิวทั้งหมด ซึ่งเขียนเป็นสมการจะได้

$$P = \iint_S W \cdot ds = \iint_S W \cdot nda \quad (2.91)$$

เมื่อ $P =$ กำลังงานทั้งหมดซึ่งเวลาขณะนั้น (w) $da =$ พื้นที่จ็บบนพื้นที่ปิด (m^2)

ในกรณีของสนามที่แปรผันกับเวลา มักจะหาค่าเฉลี่ยของความหนาแน่นของกำลังงานได้โดยการอินทิเกรตค่าพอยดิงเวคเตอร์ชั่วเวลาขณะนั้น ตลอด 1 คาบ แล้วหารด้วยคาบเวลานั้นสำหรับสนามที่แปรผันกับเวลา ซึ่งกระจายฮาร์โมนิกในรูป $e^{j\omega t}$ เมื่อกำหนดสนาม E และ H เป็นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเชิงซ้อนแล้วจะหาความสัมพันธ์กับค่า และ ชั่วเวลาใดๆ ได้ จาก

$$\varepsilon(x, y, z; t) = \text{Re}[E(x, y, z) e^{j\omega t}] \quad (2.92)$$

$$H(x, y, z; t) = \text{Re}[H(x, y, z) e^{j\omega t}] \quad (2.93)$$

จาก (2.92), (2.93) และโดยอาศัย $\text{Re}[E e^{j\omega t}] = \frac{1}{2} [E e^{j\omega t} + E^* e^{-j\omega t}]$ (2.90) จะเขียนได้ใหม่เป็น

$$W = \varepsilon \times H = \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H^*] + \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H e^{j2\omega t}] \quad (2.94)$$

เทอมแรกของ (2.94) ไม่เป็นฟังก์ชันของเวลา และเทอมที่สองมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาเป็น

สองเท่าของความถี่ที่กำหนดให้ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของพอยดิงเวคเตอร์จึงสามารถที่จะหาได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_{av}(x, y, z, t) = [W(x, y, z, t)]_{av} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[E \times H^*] \quad (\text{w/m}^2) \quad (2.95)$$

ตัวประกอบ $\frac{1}{2}$ ในเทอม (2.94) และ (2.95) เกิดขึ้น เพราะสนาม E และ H เป็นค่าสูงสุด ไม่ใช่ค่า rms จาก (2.95) กำลังงานเฉลี่ยที่แพร่กระจายจากสายอากาศ จะเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} P_{rad} &= P_{av} = \iint_s W_{rad} \cdot ds \\ &= \iint_s W_{av} \cdot ds \\ &= \frac{1}{2} \iint_s \operatorname{Re}(E \times H^*) \cdot ds \end{aligned} \quad (2.96)$$

2.11 ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น

คำจำกัดความของคำว่าความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่กำหนดคือกำลังงานที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศ ต่อหน่วยมุมตัน ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่ง ในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศ เกี่ยวกับสนามระยะไกลความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น สามารถหาได้จากผลคูณของความหนาแน่นของการแพร่กระจายคลื่น และ ผลจากกำลังสองของระยะทาง ซึ่งเขียนเป็นสมการ ได้ดังนี้คือ

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.97)$$

เมื่อ U = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W / หน่วยมุมตัน)

และ W_{rad} = ความหนาแน่นของการแพร่กระจายคลื่น (W / m²)

ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นสามารถเขียนแสดงความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าของสายอากาศระยะไกลได้คือ

$$\begin{aligned} U_{(\theta, \phi)} &= (r^2/2\eta) |E(r, \theta, \phi)|^2 \\ &= (r^2/2\eta) [|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2] \\ &= (1/2\eta) [|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2] \end{aligned} \quad (2.98)$$

เมื่อ E = ความเข้มของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

E_θ, E_ϕ = ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

η = อินทริเนติกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของตัวกลาง

ดังนั้นแพทเทิร์นของกำลังงานก็ใช้เพื่อแสดงถึงความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นได้เช่นกัน

กำลังงานทั้งหมดนี้หาได้โดย อินทิเกรตความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น ตลอดมุมตัน ทั้งหมด ซึ่งจะได้

$$P_{rad} = \iint_\Omega U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.99)$$

2.12 ไคเรคตีวิตี

ไคเรคตีวิตีเพนในทิศทางที่กำหนด คือ อัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งใช้สำหรับอ้างอิง ซึ่งปกติสายอากาศสำหรับใช้อ้างอิงนี้จะใช้ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (Isotropic Point Source)

ไคเรคตีวิตี คือค่าของเรคตีวิตีเพน ในทิศทางที่มีค่ามากที่สุด หรือไคเรคตีวิตีของต้นกำเนิดที่ไม่เป็นไอโซโทรปิก คืออัตราส่วนของความเข้ม ของการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุด ต่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$D_g = U / U_0 = 4\pi U / P_{rad} \quad (2.100)$$

$$D_0 = U_{max} / U = 4\pi U_{max} / P_{rad} \quad (2.101)$$

D_g = ไคเรคตีวิตีเพน (ไม่มีหน่วย)

D_0 = ไคเรคตีวิตี (ไม่มีหน่วย)

U = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

U_{max} = ค่าสูงสุดของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (W/หน่วยมุมตัน)

U_0 = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของ ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (W/หน่วยมุมตัน)

P_{rad} = กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (W)

จากสมการที่ (2.93) และ (2.94) จะทราบไคเรคตีวิตีและไคเรคตีวิตีของ ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่มีค่าเป็นหนึ่ง เพราะว่ามี การแพร่กระจายกำลังงาน ออกไปทุกทิศทางด้วยค่าที่เท่ากันคือ U , U_{max} และ U_0 ต่างมีค่าเท่ากัน แต่ต้นกำเนิด (สายอากาศ) แบบอื่นๆ นั้นย่อมมีไคเรคตีวิตีมากกว่าหนึ่งเสมอ

ข้อสรุปอีกอย่างหนึ่งในที่นี้ก็คือ ค่าไคเรคตีวิตีเพนจะมากกว่าหรือเท่ากับศูนย์และน้อยกว่า หรือเท่ากับไคเรคตีวิตี ($0 \leq D_g \leq D_0$)

โดยทั่วไปสูตรของ ไคเรคตีวิตีเพน และ ไคเรคตีวิตี อาจจะเป็นฟังก์ชันของทั้งมุม θ และมุม ϕ ด้วย

ไคเรคตีวิตีรวมสูงสุดจะสามารถแสดงได้เป็น

$$D_0 = D_\theta + D_\phi \quad (2.102)$$

โดยไคเรคตีวิตีของแต่ละส่วนของ D_θ และ D_ϕ สามารถแสดงได้เป็น

$$D_\theta = \frac{4\pi U_\theta}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi} \quad (2.103)$$

$$D_\phi = \frac{4\pi U_\phi}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi} \quad (2.104)$$

โดยที่

U_θ = ส่วนประกอบของความเข้มของการแพร่กระจายที่มีทิศทางในสนาม θ

U_ϕ = ส่วนประกอบของความเข้มของการแพร่กระจายที่มีทิศทางในสนาม ϕ

$(P_{rad})_\theta$ = ส่วนประกอบของกำลังงานของการแพร่กระจายที่มีทิศทางในสนาม θ

$(P_{rad})_\phi$ = ส่วนประกอบของกำลังงานของการแพร่กระจายที่มีทิศทางในสนาม ϕ

สายอากาศที่มีlobหลักแคบๆเพียงlobเดียว และมีlobย่อยที่มีขนาดเล็กจนสามารถตัดทิ้งได้มุมตันของบีมจะมีค่าประมาณเท่ากับผลคูณของ HPBW ในระนาบซึ่งตั้งฉากกัน

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_A} \cong \frac{4\pi}{\Theta_{1r} \Theta_{2r}} \quad (2.105)$$

มุมตันของบีม Ω_0 ประมาณได้จาก

$$\Omega_A = \Theta_{r1} = \Theta_{r2} \quad (2.106)$$

Θ_{r1} = HPBW ในระนาบใดๆ (เรเดียน)

Θ_{r2} = HPBW ในระนาบซึ่งตั้งฉากกับระนาบแรก (เรเดียน)

2.13 ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิคท์

ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิคท์ เป็นมุมที่วัดระหว่าง จุดที่ความเข้ม ของการแพร่กระจายคลื่นในlobหลักมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดสองจุด

เมื่อทราบบีมวิคท์เป็นองศา จากสมการที่ (2.95) จะตัดแปลงให้เหมาะสมที่จะแทนค่าบีมวิคท์นั้น โดยตรงได้เป็น

$$D_0 \cong \frac{4\pi(180/\pi)^2}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}} = \frac{41253}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}} \quad (2.107)$$

Θ_{r1} = HPBW ในระนาบใดๆ (องศา)

Θ_{r2} = HPBW ในระนาบซึ่งตั้งฉากกับระนาบแรก (องศา)

2.14 อาร์เรย์

เป็นวิธีเพิ่มขนาดของสายอากาศโดยไม่ต้องเพิ่มขนาดของสายอากาศที่นำมาทำเป็นเอเลเมนต์ (Element) ซึ่งทำได้โดยจัดเอเลเมนต์ที่แพร่กระจายคลื่นให้เหมาะสม ทั้งทางไฟฟ้าและรูปทรง ซึ่งเรียกว่า อาร์เรย์ (Array) ปกติแล้วจะเลือกให้ แต่ละเอเลเมนต์ของอาร์เรย์เหมือนกัน

เมื่อตัดการคับปลิง (Cuppling) ระหว่างเอเลเมนต์ที่จะหาสนามลัพธ์ของอาร์เรย์โดยบวกเวกเตอร์ของสนามที่แพร่กระจายจากแต่ละเอเลเมนต์ สนามจะรวมกัน ในทิศทางที่ต้องการติดต่อดีสตาร์และ หักล้างกันในทิศทางที่ไม่ต้องการ

มีวิธีที่จะควบคุมแพทเทิร์นของสายอากาศ ซึ่งทำได้โดยควบคุมสิ่งต่างๆ ต่อไปนี้ คือ

- การจัดเรียงเอเลเมนต์ของอาร์เรย์ (เป็นเส้นตรง , วงกลม , สี่เหลี่ยม , เป็นต้น)
- ระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์
- ขนาดของกระแสที่ป้อน แต่ละ เอเลเมนต์
- เฟสของกระแสที่ป้อน แต่ละเอเลเมนต์
- แพทเทิร์นของแต่ละเอเลเมนต์

2.14.1 อาร์เรย์สองเอเลเมนต์

สมมติว่ามีไดโพลจิวสองตัว(ไดโพลจิวคือไดโพลที่มีความขาวน้อยมากเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น) วางตามแนวนอนและเรียงตามแกน Z ดังแสดงในรูปที่ 2.17a และสมมติว่าไม่มีกร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค้ำปถึงระหว่าง เอลเมนต์ทั้งสอง ดังนั้น สนามที่แพร่กระจายจากสายอากาศทั้งสอง จะเป็นผลรวมของ สนามจากสายอากาศทั้งสองนั้น เมื่อคิดในระนาบ yz จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$E_t = E_1 + E_2 = \frac{-kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} |\cos\theta_1| + \frac{e^{j[kr_2 - (\beta/2)]}}{r_2} |\cos\theta_2| \right\} \quad (2.108)$$

เมื่อ β เป็นความต่างเฟสของ กระแสที่ป้อนให้แก่เอลเมนต์ทั้งสอง โดยที่ป้อนให้มีขนาดของกระแสเท่ากัน ถ้าทำการ สังเกตหา สนามที่ระยะทางไกลๆ จะสามารถประมาณค่าได้ดังต่อไปนี้

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

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

สำหรับการแปรผันของเฟส

$$r_1 \approx r_2 \approx r$$

สำหรับการแปรผันของขนาด

จะทำให้ได้สมการใหม่ดังนี้

$$E_t = \frac{-kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi} |\cos\theta| \left[e^{j(kd \cos\theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos\theta + \beta)/2} \right] \quad (2.109)$$

$$E_t = \frac{-kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi} |\cos\theta| 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos\theta + \beta) \right] \quad (2.110)$$

จะเห็นว่าสนามลัพท์ของอาร์เรย์ มีค่าเท่ากับสนามของเอลเมนต์เดี่ยว ที่วางอยู่ที่ออริจิน คูณด้วยแฟคเตอร์ ซึ่งเรียกว่า อาร์เรย์แฟคเตอร์ (Array Factor) เพราะฉะนั้น อาร์เรย์แฟคเตอร์ของอาร์เรย์ 2 เอลเมนต์ ที่มีขนาดของกระแสที่ป้อนให้ แต่ละเอลเมนต์เท่ากันจะมีค่าดังนี้คือ

$$AF = 2 \cos \left[(kd \cos\theta + \beta) / 2 \right] \quad (2.111)$$

ซึ่งนอร์มอลไลซ์อาร์เรย์แฟคเตอร์นี้จะมีค่าดังนี้คือ

$$(AF)_n = \cos \left[(kd \cos\theta + \beta) / 2 \right] \quad (2.112)$$

จะเห็นว่าอาร์เรย์แฟคเตอร์เป็นฟังก์ชัน ของรูปทรงของอาร์เรย์ และเฟสของการป้อนกระแสให้กับเอลเมนต์ของอาร์เรย์ ซึ่งสามารถควบคุมสนามลัพท์ของอาร์เรย์ได้ โดยเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างเอลเมนต์ d หรือ เฟส β ซึ่งสนามระยะไกลของอาร์เรย์ 2 เอลเมนต์ ที่เหมือนกัน และมีขนาดการป้อนกระแสสม่ำเสมอ จะมีค่าดังต่อไปนี้

$$E(\text{ลัพท์}) = [E(\text{เอลเมนต์เดี่ยวอยู่ที่ออริจิน})] * [\text{อาร์เรย์แฟคเตอร์}] \quad (2.113)$$

กรณีสนามลัพท์ของอาร์เรย์จะเป็นการคูณแพทเทิร์นระหว่างเอลเมนต์แพทเทิร์นกับอาร์เรย์แฟคเตอร์ในกรณีที่มี N เอลเมนต์ที่มีค่าดังนี้

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos\theta + \beta)} \quad (2.114)$$

ซึ่งเขียนได้ว่า

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\varphi} \quad (2.115)$$

เมื่อ

$$\varphi = kd \cos\theta + \beta \quad (2.116)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเมื่อทำการนอร์มอลไลซ์อาร์เรย์แฟลคเตอร์จะมีค่าดังนี้คือ

$$(AF) = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\phi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\phi\right)} \right] \quad (2.117)$$

เมื่อ $n = N, 2N, 3N$

การพิจารณา Linear Array ที่มี N เอลิเมนต์นั้นเมื่อพิจารณาตามแนวแกน X หรือแกน Y จะใช้สูตร

$$AF = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(n-1)(kd \cos \gamma + \beta)} \quad (2.118)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(n-1)\phi} \quad \text{และ } \phi = kd \cos \gamma + \beta \quad (2.119)$$

ตามแนวแกน Z จะได้

$$\begin{aligned} \cos \gamma &= \overline{a_z} \cdot \overline{a_r} = \overline{a_z} (\overline{a_x} \sin \theta \cos \phi + \overline{a_y} \sin \theta \sin \phi + \overline{a_z} \cos \theta) \\ &= \cos \theta \Rightarrow \gamma = \theta \end{aligned} \quad (2.120)$$

เมื่อพิจารณาที่แกน X จะได้

$$\begin{aligned} \cos \gamma &= \overline{a_x} \cdot \overline{a_r} = \overline{a_x} (\overline{a_x} \sin \theta \cos \phi + \overline{a_y} \sin \theta \sin \phi + \overline{a_z} \cos \theta) \\ &= \sin \theta \cos \phi \end{aligned} \quad (2.121)$$

ดังนั้น

$$\gamma = \cos^{-1}(\sin \theta \cos \phi) \quad (2.122)$$

ตามแนวแกน Y จะได้

$$\cos \gamma = \overline{a_y} \cdot \overline{a_r} = \sin \theta \sin \phi \quad (2.123)$$

เพราะฉะนั้น

$$\gamma = \cos^{-1}(\sin \theta \sin \phi) \quad (2.124)$$

ซึ่งค่าต่างๆเหล่านี้เราสามารถนำไปหาค่าอาร์เรย์แฟลคเตอร์ได้ สำหรับการจัดวางสายอากาศแต่ละชนิด

2.15 เกน

เกนเป็นความสัมพันธ์ที่ได้มาจากโคเรคทีวิตี โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่โคเรคทีวิตี อธิบายคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น

เพาเวอร์เกน(Power Gain)ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้ นั้น มีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น ในทิศทางนั้นต่อกำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากหัวต่อของเครื่องส่ง เมื่อไม่ได้กำหนดทิศทางไว้ โดยเฉพาะโดยทั่วไปแล้ว จะคิดว่าเพาเวอร์เกนในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด ดังนั้น

$$\text{เกน} = 4\pi (\text{ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น}) / (\text{กำลังงานทั้งหมดที่ป้อนให้สายอากาศ})$$

$$= 4\pi U(\theta, \phi) / P_{in} \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \quad (2.125)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปแล้วมักจะพูดถึงเกณฑ์ความสัมพัทธ์ซึ่งเป็นอัตราส่วนของเพาเวอร์เกน ในทิศทางที่กำหนด ให้ต่อเพาเวอร์เกนของสายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบกับในทิศทางนั้นเมื่อกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศนั้นต้องเท่ากับ สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบกับ อาจจะเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแฉกร แต่ส่วนใหญ่สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบกับจะเป็น ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส ที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้น

$$G_g = 4\pi U(\theta, \phi)/P_{in} \text{ (ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย) (ไม่มีหน่วย)} \quad (2.126)$$

กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ P ดังนี้

$$P_{rad} = e_t P_{in} \quad (2.127)$$

เมื่อ เป็นประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ทำให้จะได้

$$G_g(\theta, \phi) = e_t [4\pi U(\theta, \phi)/P_{rad}] \quad (2.128)$$

ซึ่งสัมพันธ์กับไดเรกทิฟเกนดังนี้

$$G_g(\theta, \phi) = e_t D_g(\theta, \phi) \quad (2.129)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของเกนจะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี โดย

$$G_0 = G_g(\theta, \phi)_{\max} = e_t D_g(\theta, \phi)_{\max} \quad (2.130)$$

ดังนั้นค่าประมาณเกนจะได้

$$G_0 \cong \frac{30,000}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}} \quad (2.131)$$

Θ_{r1} = HPBW ในระนาบใดๆ (องศา)

Θ_{r2} = HPBW ในระนาบซึ่งตั้งฉากกับระนาบแรก (องศา)

2.16 ประสิทธิภาพของสายอากาศ

ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศจะใช้เมื่อคำนึงถึงการสูญเสียต่างๆ ที่ขั้วและภายในโครงสร้างของสายอากาศด้วย โดยทั่วไปแล้วประสิทธิภาพทั้งหมด คำนวณได้จาก

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.132)$$

เมื่อ

e_t = ประสิทธิภาพทั้งหมด (ไม่มีหน่วย)

e_r = ประสิทธิภาพเกี่ยวกับการสะท้อน (ไม่มีหน่วย)

e_c = ประสิทธิภาพของตัวนำ (ไม่มีหน่วย)

e_d = ประสิทธิภาพของฉนวน (ไม่มีหน่วย)

Γ = สัมประสิทธิ์การสะท้อนของศักดาไฟฟ้าที่ขั้วของสายอากาศ

[$\Gamma = (Z_m - Z_0)/(Z_m + Z_0)$ เมื่อ Z_m = อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ , Z_0 = อิมพีแดนซ์คุณสมบัติ (Characteristic Impedance) ของสายส่ง]

ปกติแล้ว e_c และ e_d คำนวณหาได้ลำบาก ส่วนมากมักหาจากการทดลอง ดังนั้น เพื่อความสะดวกจึงมักเขียนได้เป็น

$$e_t = e_r e_{cd} \quad (2.133)$$

เมื่อ $e_{cd} = e_c e_d$ = ประสิทธิภาพในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.17 อินพุทอิมพีแดนซ์

อินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) ของสายอากาศใดๆ จะเป็นอิมพีแดนซ์ที่ขั้วของสายอากาศนั้นๆ อาจเป็นอัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าต่อกระแสไฟฟ้าที่ขั้ว ของสายอากาศนั้น หรือเป็นอัตราส่วนของสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กที่จุดใดๆ อัตราส่วนของศักดาไฟฟ้า ต่อกระแสไฟฟ้าที่ขั้วนี้ เมื่อไม่ได้ต่อโหลด (Load) จะเป็นอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศซึ่งมีค่า

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.134)$$

เมื่อ Z_A = อิมพีแดนซ์ที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

R_A = ความต้านทานที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

X_A = รีแอกแตนซ์ที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

โดยทั่วไปค่าความต้านทานจะถูกแบ่งเป็นสองส่วน ดังนี้

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.135)$$

เมื่อ R_r = ความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

R_L = ความต้านทานการสูญเสียของสายอากาศ

ถ้าสมมติว่าสายอากาศต่ออยู่กับเครื่องกำเนิดสัญญาณ ที่มีอิมพีแดนซ์ภายใน เป็นดังนี้

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.136)$$

เมื่อ R_g = ความต้านทานของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม)

X_g = รีแอกแตนซ์ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม)

และสายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง จะแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.15b ในการหาปริมาณกำลังงานที่ถูกนำมาสู่ความต้านทานการแผ่กระจายคลื่น เพื่อแผ่กระจายออก กับกำลังงานที่สูญเสียในความต้านทานการสูญเสีย R_L ที่กลายเป็นความร้อน ($I^2 R_L / 2$) นั้น จะหากระแสที่ไหลภายในลูป (Loop) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} I_g &= V_g / Z_T = V_g / (Z_A + Z_g) \\ &= V_g / (R_r + R_L + R_g) + j(X_A + X_g) \quad (A) \end{aligned} \quad (2.137)$$

และขนาดของกระแสจะมีค่าดังนี้คือ

$$I_g = V_g / \left[(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2 \right]^{1/2} \quad (2.138)$$

2.18 ทฤษฎีภาพเสมือน (Image Theory)

ในสายอากาศที่ใช้งานจริงนั้น บ่อยครั้งที่เรามักจะนำแผ่นสะท้อนคลื่นมาวางไว้ด้านหลังของตัวสายอากาศเพื่อให้คลื่นแผ่กระจายออกไปทางด้านหน้าเท่านั้น ในกรณีดังกล่าวนี้ ถ้าแผ่นสะท้อนมีขนาดใหญ่มากๆ การหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทางด้านหน้านั้นจะทำได้โดยการวางสายอากาศสภาพเสมือนที่เหมาะสมไว้ตรงตำแหน่งที่เหมาะสม

ในกรณีที่แผ่นสะท้อนเป็นแผ่นโลหะเรียบและมีสภาพเป็นตัวนำไฟฟ้าที่ดีมากตามเงื่อนไขขอบเขตสนามไฟฟ้าในแนวขนานกับผิวโลหะบนโลหะจะต้องเป็นศูนย์ (เงื่อนไขดังกล่าวบางครั้งอาจเรียก

เอกสารว่าผนังไฟฟ้า) และเนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เป็นผลเฉลยของสมการแมกซ์เวลล์ และเป็นไปตามการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เงื่อนไขขอบเขตด้วยจะได้เพียงชุดเดียวเท่านั้น ดังนั้น ถ้าเราสามารถหาชุดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในแนวขนานกับผิวโลหะบนผิวโลหะเป็นศูนย์ได้ สนามแม่เหล็กไฟฟ้าชุดนั้นก็จะเป็นผลเฉลยของปัญหานั้นถ้าแหล่งกำเนิดคลื่นเป็นแบบกระแสไฟฟ้าวางขนานกับแผ่นโลหะห่างจากผิวโลหะเป็นระยะทาง(d)ถ้าเราดึงแผ่นโลหะออกแล้ววางกระแสไฟฟ้าเสมือนที่ชี้ทิศทางตรงข้ามกับกระแสจริงที่ตำแหน่งห่างจากแผ่นสะท้อนมาทางด้านล่างเป็นระยะทาง (d) เช่นเดียวกัน เราจะพบว่าสนามไฟฟ้าตรงตำแหน่งของผิวโลหะที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าจริงนั้นคือ \vec{E} และที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าเสมือน คือ \vec{E} จะอยู่ในทิศส่วนที่ประกอบในแนวสัมผัสมีขนาดเท่ากันและชี้ทิศทางตรงกันข้ามเสมอซึ่งทำให้สนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสเป็นศูนย์เสมอเมื่อเป็นเช่นนี้เราอาจกล่าวได้ว่ากระแสไฟฟ้าเสมือนที่คิดขึ้นนี้จะทำหน้าที่เหมือนกับแผ่นโลหะสะท้อน เพราะฉะนั้นในการคิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศ เราจะได้โคจรของกระแสไฟฟ้าเสมือนแล้วนำแผ่นโลหะออกดังกล่าวข้างต้น



บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 การออกแบบสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว

การออกแบบท่อนำคลื่นมาทำเป็นสายอากาศ ต้องพิจารณาโหมดที่เกิดขึ้นภายในท่อนำคลื่นซึ่งโหมดที่ใช้ศึกษาในครั้งนี้ คือ โหมด TE_{11} ดังนั้น ความถี่ที่ใช้งานจะต้องสูงกว่าความถี่คัทออฟของท่อนำคลื่นในโหมด TE_{11}

3.1.1 การหาความยาวคลื่นที่ความถี่ 1.9065 GHz

$$\text{สูตร } \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{1.9065 \times 10^9} = 15.735 \text{ เซนติเมตร}$$

3.1.2 การคำนวณหารัศมีของท่อนำคลื่น

$$\text{สูตร } r_0 = \frac{\lambda_{k_{11}}}{2\pi}; k_{11} = 1.841$$

$$\approx 4.75 \text{ เซนติเมตร}$$

จากรัศมีของท่อนำคลื่นที่คำนวณได้คือ 4.75 เซนติเมตร การเลือกท่อนำคลื่นมาใช้ได้นั้นต้องไม่ต่ำกว่าค่าที่คำนวณได้

3.1.3 การหาความยาวคลื่นคัทออฟของท่อนำคลื่น

$$\text{สูตร } \lambda_c = \frac{2\pi r_0}{k_{11}} = 16.66 \text{ เซนติเมตร}$$

3.1.4 การหาความถี่คัทออฟของท่อนำคลื่น

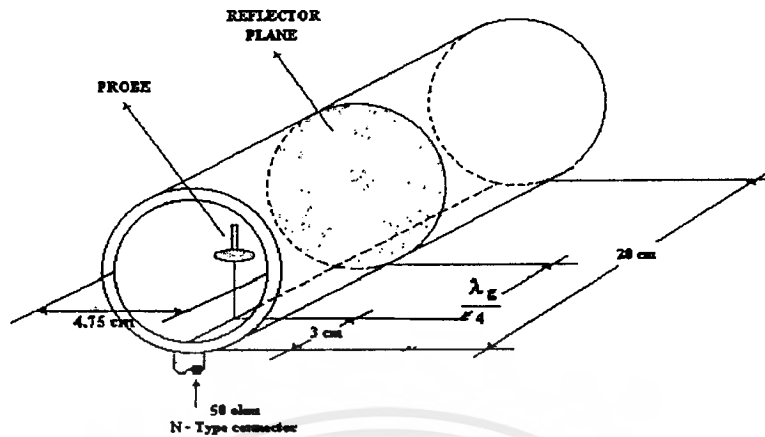
$$\text{สูตร } f_{c11} = \frac{3 \times 10^8}{\lambda_c} = 1.8 \text{ GHz}$$

3.1.5 การหาความยาวคลื่นที่อยู่ในท่อนำคลื่น

$$\text{สูตร } \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} = 47.74 \text{ เซนติเมตร}$$

$$\text{ดังนั้น } \lambda_g / 4 \approx 12 \text{ เซนติเมตร}$$

3.1.6 จากการคำนวณเลือกใช้ท่อทองแดงมีขนาดรัศมีเท่ากับ 4.75 เซนติเมตรความยาว 20 เซนติเมตร ทำการเจาะรูใส่โพรบ โดยให้ความยาวโพรบมีค่าเท่ากับ $\frac{\lambda}{4}$ และระยะห่างจากปลายท่อกับโพรบมีค่าเท่ากับ 3 เซนติเมตร และระยะห่างระหว่างโพรบกับแผ่นสะท้อนมีค่าเท่ากับ $\frac{\lambda_g}{4}$ ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แสดงลักษณะท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว

3.2 การคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matchcad

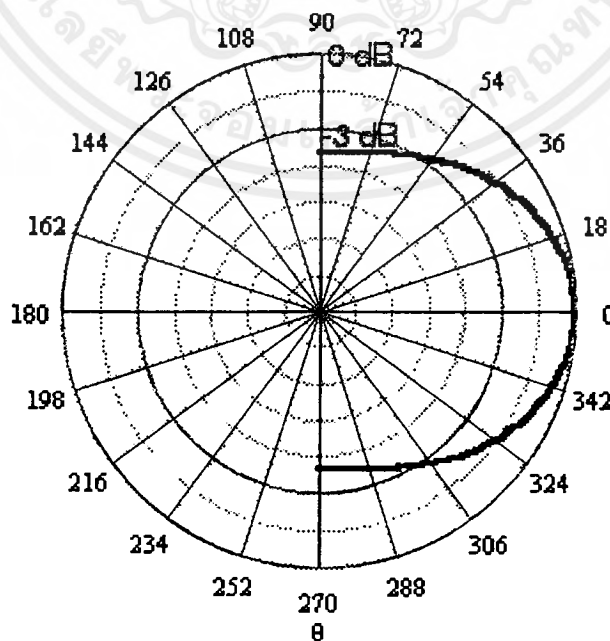
3.2.1 การคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matchcad เพื่อแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวในระนาบ E-plane

มีสมการดังนี้ $c = 3 * 10^8$ $f = 1.9065 * 10^9$ $\lambda = \frac{c}{f}$

$$r = \frac{\lambda * (1.841)}{2 * \pi} \quad k = \frac{2 * \pi}{\lambda} \quad a = 4.75 * 10^{-2}$$

$$\phi = \frac{\pi}{2}, \theta = \frac{3\pi}{2} + 0.0001, (1.51 * \pi + 0.0001) .. \frac{5 * \pi}{2} + 0.0001$$

$$E(\theta) = \left[\left[\frac{i * k}{r} \right] * e^{-i * k * r} * 2 * a^2 * \sin(\phi) \right] * \frac{J_1(1.841)}{1.841} * \left[\frac{J_1(k * a * \sin(\theta))}{k * a * \sin(\theta)} \right]$$

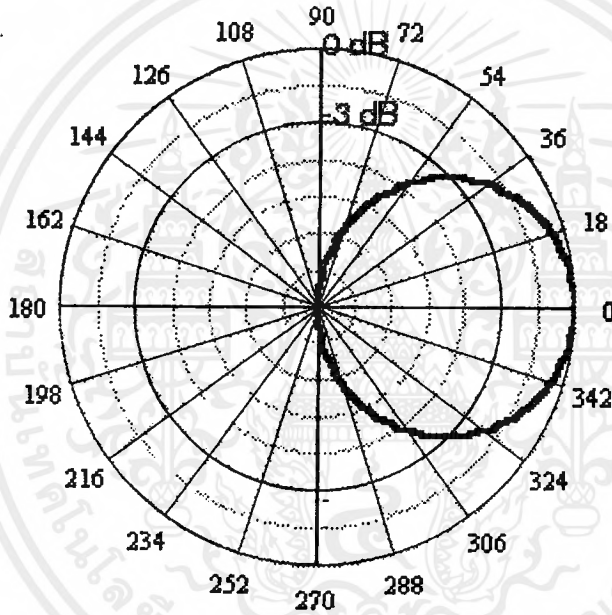


รูปที่ 3.2 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายประชาสัมพันธ์ โทร. 02-225-3333 หรือ 02-225-3334

3.2.2 การคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matchcad เพื่อแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวในระนาบ H-plane

$$\begin{aligned}
 \text{มีสมการดังนี้} \quad c &= 3 * 10^8 & f &= 1.9065 * 10^9 & \lambda &= \frac{c}{f} \\
 r &= \frac{\lambda * (1.841)}{2 * \pi} & k &= \frac{2 * \pi}{\lambda} & a &= 4.75 * 10^{-2} \\
 \theta &= \pi, \phi &= \frac{3\pi}{2} + 0.0001, (1.51 * \pi + 0.0001) & \dots & \frac{5 * \pi}{2} + 0.0001 \\
 E(\phi) &= \frac{i * k}{r} * \left[\left(e^{-i * k * r} \right) * 2 * a^2 * \cos(\phi) \cos(\theta) * \left[\frac{1.84 * J_1(1.84)}{(1.84)^2 - u^2} * \frac{d}{du} J_1(u) \right] \right]
 \end{aligned}$$



รูปที่ 3.3 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวในระนาบ H-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad

3.3 การคำนวณและการออกแบบสายอากาศที่ทำการอาร์เรย์

จากการออกแบบสายอากาศแบบท่อนำคลื่นนั้นเราสามารถจะออกแบบสายอากาศให้มีการขยาย (Gain) และค่าชี้ทิศทาง (Directivity) มีค่าเพิ่มขึ้นโดยการนำสายอากาศที่มีคุณสมบัติเหมือนกันมาทำการอาร์เรย์ ซึ่งได้นำหลักการจากทฤษฎีดังนี้

สนามลัพท์ของอาร์เรย์ E(ลัพท์) = E (เอเลเมนต์ที่อยู่ทีอริจิน) * (อาร์เรย์แฟคเตอร์)

เมื่อทำการจัดวางสายอากาศในระนาบแกน Y เราจะสามารถทำการหาค่าอาร์เรย์แฟคเตอร์ได้ดังนี้

$$\text{สูตร (AF)}_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\phi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\phi\right)} \right] \tag{3.1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในมหาวิทยาลัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมี $\phi = kd \cos \gamma + \beta$ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (3.2)

เพราะฉะนั้น

$$(AF)_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{\sin\left(\frac{2}{2}\varphi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\varphi\right)} \right] = \frac{1}{2} \left[\frac{\sin \varphi}{\sin \frac{\varphi}{2}} \right] \quad (3.3)$$

ถ้าวางเอลเมนต์ ตามแนวแกน Y

จะได้ $\cos \gamma = \overline{a_y} \cdot \overline{a_r} = \overline{a_y} (\overline{a_x} \sin \theta \cos \phi + \overline{a_y} \sin \theta \sin \phi + \overline{a_z} \cos \theta)$
 $= \sin \theta \sin \phi$

เพราะฉะนั้น

$$AF = \frac{\sin(kd \sin \theta \sin \phi + \beta)}{2 \sin(kd \sin \theta \sin \phi + \beta)} \quad (3.4)$$

หาสนามรวมจากสูตร

$$E_\alpha = E(\theta) * (AF)_n \quad (3.5)$$

เพราะฉะนั้นจะได้

$$E_\alpha = \left[\left[\frac{jk}{r} \right] * e^{-jkr} * 2 * a^2 * \sin(\phi) \right] * \frac{J_1(1.841)}{1.841} * \left(\frac{J_1(k * a * \sin(\theta))}{k * a * \sin(\theta)} \right) * (AF)_2 \quad (3.6)$$

3.3.1 การคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matchcad เพื่อแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ E-plane ของสายอากาศอาร์เรย์ มีสมการดังต่อไปนี้

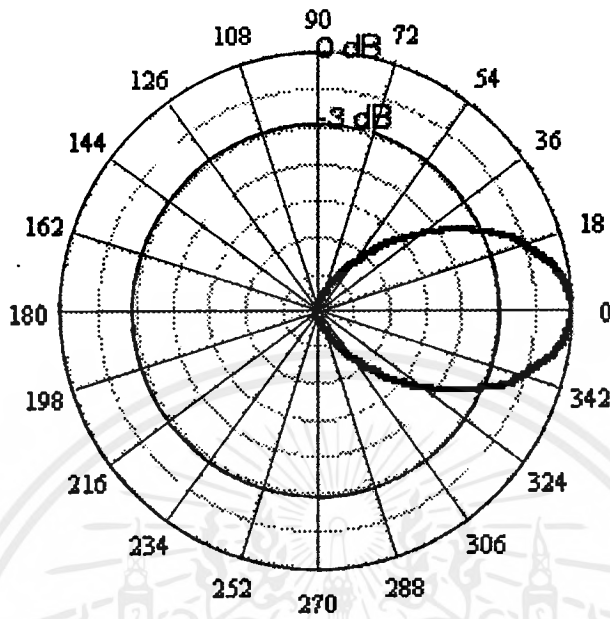
$$c = 3 * 10^8 \quad f = 1.9065 * 10^9 \quad \lambda = \frac{c}{f}$$

$$r = \frac{\lambda * (1.841)}{2 * \pi} \quad k = \frac{2 * \pi}{\lambda} \quad a = 4.75 * 10^{-2}$$

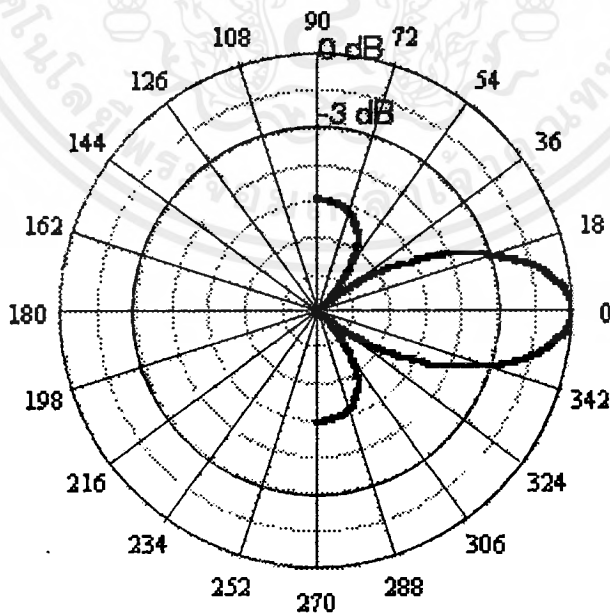
$$\phi = \frac{\pi}{2}, \theta = \frac{3\pi}{2} + 0.0001, (1.51 * \pi + 0.0001) \dots \frac{5 * \pi}{2} + 0.0001$$

$$AF = \frac{\sin(kd \sin \theta \sin \phi + \beta)}{2 \sin(kd \sin \theta \sin \phi + \beta)}$$

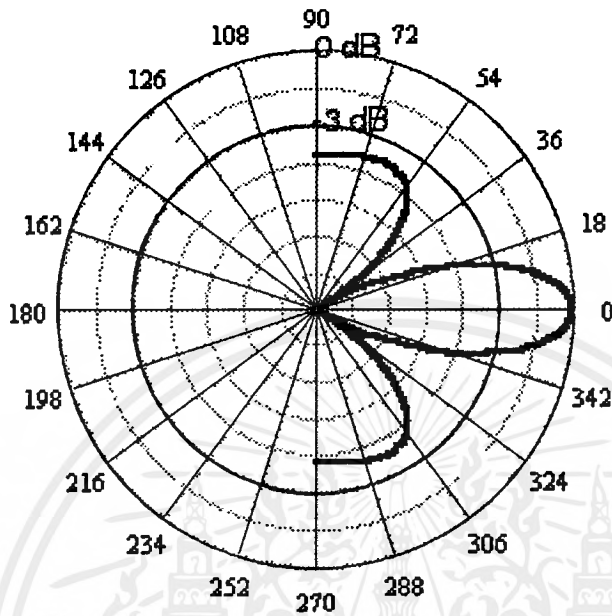
$$E(\theta_i) = \left[\left[\frac{i * k}{r} \right] * e^{-i * k * r} * 2 * a^2 * \sin(\phi) \right] * \frac{J_1(1.841)}{1.841} * \left[\frac{J_1(k * a * \sin(\theta))}{k * a * \sin(\theta)} \right] * (AF)$$



รูปที่ 3.4 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวที่นำมาทำการอาร์เรย์ในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ $\frac{\lambda}{2}$



รูปที่ 3.5 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวที่นำมาทำการอาร์เรย์ในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ 0.76λ



รูปที่ 3.6 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวที่นำมาทำการอาร์เรย์ในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ λ 3.3.2 การคำนวณโดยใช้โปรแกรม Matchcad เพื่อแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ H-plane มีสมการดังต่อไปนี้

$$c = 3 * 10^8 \quad f = 1.9065 * 10^9 \quad \lambda = \frac{c}{f}$$

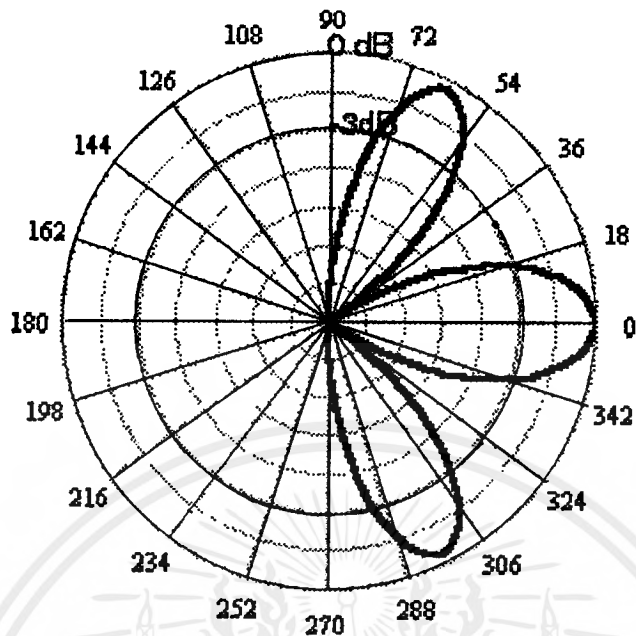
$$r = \frac{\lambda * (1.841)}{2 * \pi} \quad k = \frac{2 * \pi}{\lambda} \quad \alpha = 4.75 * 10^{-2}$$

$$\theta = \pi, \phi = \frac{3\pi}{2} + 0.0001, (1.51 * \pi + 0.0001) .. \frac{5 * \pi}{2} + 0.0001$$

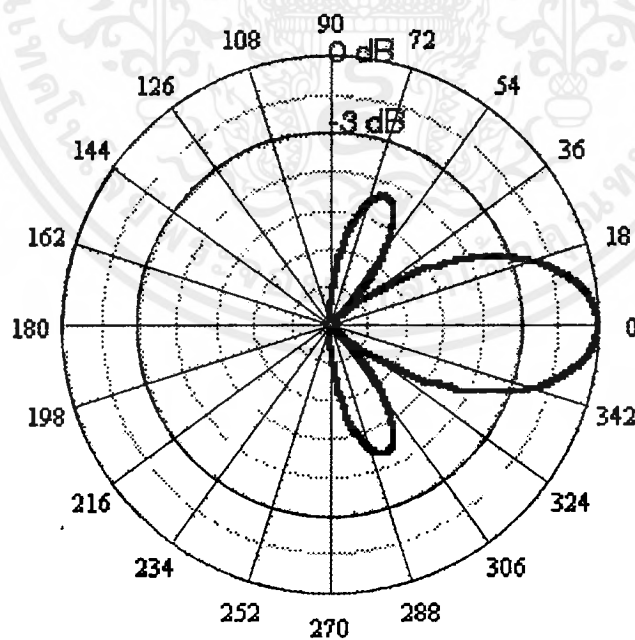
$$AF = \frac{\sin(kd \sin \theta \sin \phi + \beta)}{2 \sin(kd \sin \theta \sin \phi + \beta)}$$

$$E(\phi_i) = \frac{i * k}{r} * \left[(e^{-i * k * r}) * 2 * \alpha^2 * \cos(\phi) \cos(\theta) * \left[\frac{1.84 * J_1(1.84)}{(1.84)^2 - u^2} * \frac{d}{du} J_1(u) \right] * (AF) \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

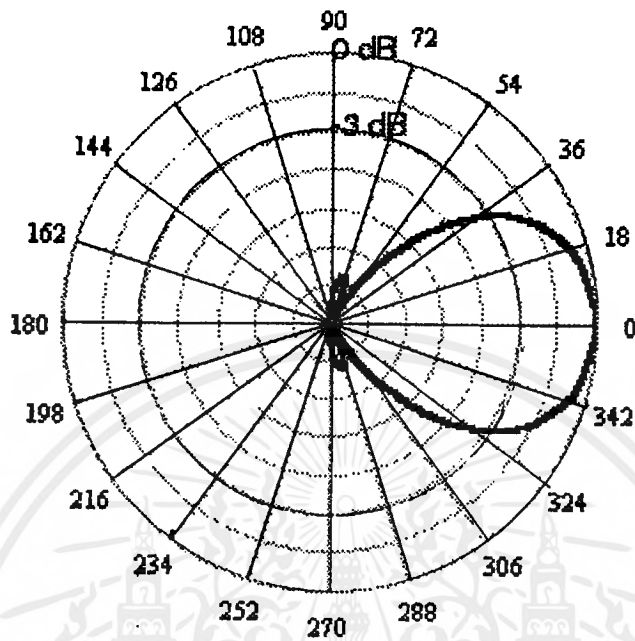


รูปที่ 3.7 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวที่นำมาทำการอาร์เรย์ในระนาบ H-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ $\frac{\lambda}{2}$

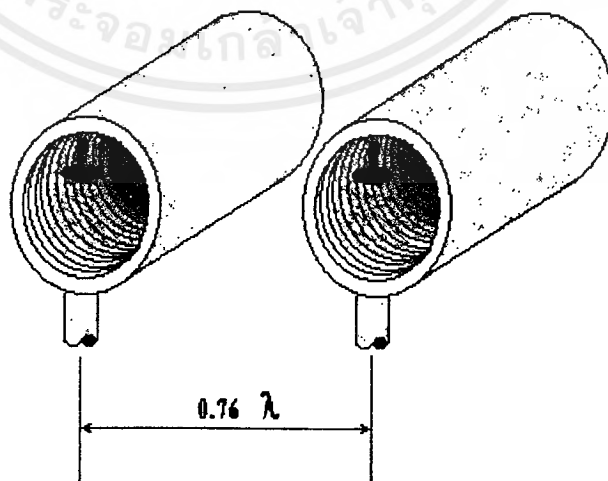


รูปที่ 3.8 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวที่นำมาทำการอาร์เรย์ในระนาบ H-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ 0.76λ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

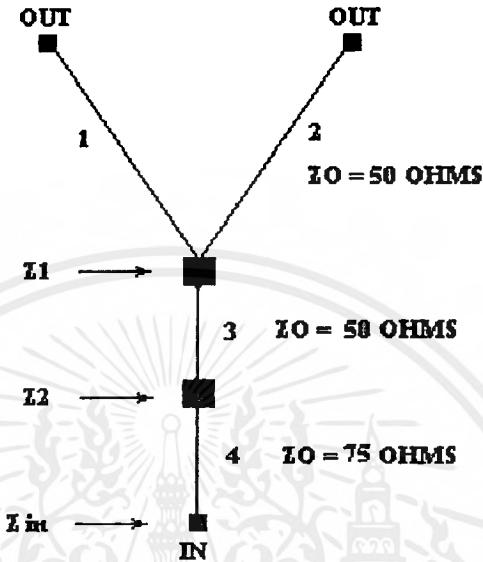


รูปที่ 3.9 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวที่นำมาทำการอาร์เรย์ในระนาบ H-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ λ ในทางปฏิบัติจะใช้ระยะห่าง (d) ระหว่างเอลเมนต์ไม่ควรเกิน λ ซึ่งในที่นี้ใช้ระยะห่าง (d) มีค่าเท่ากับ 0.76λ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในโครงการเท่านั้น เมื่อผู้รู้เห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 การแมทช์ (Matching) อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ



รูปที่ 3.11 แสดงการแมทช์ (Matching) อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

สายโคแอกเชียลเส้นที่ 1 และ 2 มีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม ซึ่งทั้งสองต้องมีความยาวเท่ากัน ส่วนสายโคแอกเชียลเส้นที่ 3 มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม มีความยาว 0.29λ ซึ่งทางปฏิบัติ อาจจะใช้ $(0.29 + N)\lambda$ ได้ เมื่อ $N =$ จำนวนเต็ม ในทางปฏิบัติใช้ $N = 3$ ส่วนสายโคแอกเชียลเส้นที่ 4 มีอิมพีแดนซ์ 75 โอห์ม มีความยาว 0.16λ ซึ่งทางปฏิบัติใช้ $(0.16 + N)\lambda$ เมื่อ $N = 3$ จะได้อินพุทอิมพีแดนซ์มีค่า 50 โอห์ม ซึ่งสาย 50 โอห์มใช้สาย RG - 8A/U และสาย 75 โอห์มใช้สาย RG - 11A/U

หลักการคำนวณการแมทช์ (Matching) อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

สูตร
$$Z_{in} = Z_o * \frac{Z_L + jZ_o \tan(\beta l)}{Z_o + jZ_L \tan(\beta l)} \tag{3.7}$$

เมื่อ Z_{in} = อินพุทอิมพีแดนซ์ที่ต่อออกไปยังโหลด

Z_L = อิมพีแดนซ์ของโหลด

Z_o = คาเรคเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ (Characteristic impedance)

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

l = ความยาวของสาย

สมมุติสายอากาศทั้งสองมีอินพุทอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์มและจากสมการที่ (3.7)

$$\text{ได้ } Z_1 = \frac{50}{2} = 25 \text{ โอห์ม}$$

$$\begin{aligned} \text{หา } Z_2 &= 50 \left(\frac{25 + j50 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} * 0.29\lambda\right)}{50 + j25 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} * 0.29\lambda\right)} \right) \\ &= 84.35 - j30.48 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z_{in} &= 75 \left(\frac{(84.35 - j30.48) + j75 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} * 0.16\lambda\right)}{75 + j(84.35 - j30.48) \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} * 0.16\lambda\right)} \right) \\ &= 50.37 - j0.975 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองในโครงการนี้ จะทำการทดลองการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบท่อนำคลื่นกลมปลายเปิดด้านเดียว โดยจะทำการวัดค่าและทดสอบคุณสมบัติของพารามิเตอร์ต่างๆ คือ VSWR, อิมพีแดนซ์, โครเรคทีวิตี และ อัตราการขยายของสายอากาศ

4.1 การวัด VSWR และอิมพีแดนซ์ของท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดด้านเดียว

VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) เนื่องจากในทางปฏิบัติจริงๆ นั้น สายอากาศของเราจะไม่สามารถที่จะปรับให้มีค่าอิมพีแดนซ์ (ค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากขั้วของสายอากาศ) ได้เท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของเครื่องรับหรือเครื่องส่งได้ ดังนั้นเมื่อมีการต่อสายอากาศเข้ากับเครื่องรับหรือเครื่องส่ง ผลก็จะทำให้กำลังงานส่วนหนึ่งเกิดการสะท้อนกลับที่จุดอินพุทของสายอากาศ ดังนั้นเพื่อเป็นการบ่งบอกแก่ผู้นำสายอากาศไปใช้งานว่าสายอากาศตัวนี้หากนำไปใช้งานแล้วจะสามารถรับกำลังงานที่ส่งมาจากเครื่องส่งได้มากน้อยเพียงใดนั้นสามารถบอกได้ด้วยค่า VSWR

4.1.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

4.1.1.1 เครื่องวัด Network Analyzer พร้อมชุด Calibrate

4.1.1.2 เครื่อง Printer

4.1.1.3 สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวทั้งด้านรับและด้านส่ง

4.1.2 ขั้นตอนในการวัด

4.1.2.1 ทำการปรับสถานะเครื่อง Network Analyzer แบบ one port

4.1.2.2 กดปุ่มป้อนความถี่เริ่มต้นด้วยหน่วยของความถี่

4.1.2.3 กดปุ่ม STRAT ป้อนความถี่เริ่มต้นตามด้วยหน่วยของความถี่

4.1.2.4 กดปุ่ม STOP ป้อนความถี่ที่ต้องการทดสอบ

4.1.2.5 กดปุ่ม MRK เมื่อกดปุ่มนี้ก็จะปรากฏเมนูต่างๆ ทางด้านขวาของหน้าจอ

4.1.2.6 กดปุ่มตรงกับเมนู Calibrate Menu

4.1.2.7 กดปุ่มที่ตรงกับเมนู S11-1-port หรือ S22-1-port ซึ่งจะแสดงข้อความ

OPEN, SHORT, LOAD

4.1.2.8 นำตัว Calibrator แบบ Open มาต่อเข้ากับสายนำสัญญาณแล้วกดปุ่ม Open แล้วถอดตัว Calibrator ออก

4.1.2.9 นำตัว Calibrator แบบ Short มาต่อเข้ากับสายนำสัญญาณแล้วกดปุ่ม Short แล้วถอดตัว Calibrator ออก

4.1.2.10 นำตัว Calibrator แบบ Broadband Load มาต่อเข้ากับสายนำสัญญาณแล้ว

กดปุ่ม Load กดปุ่ม Broadband กดปุ่ม Done Load สองครั้ง และจะแสดงข้อความ Cor ปรากฏที่ด้านซ้ายของหน้าจอ ถอดตัว Broadband Load ออก

4.1.2.11 นำท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวมาต่อเข้ากับเครื่อง Network Analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้มาเบี่ยงประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4.1.2.12 กดปุ่ม FORMAT เครื่องจะแสดงค่า LOGMAG, SMITHCHART, SWR, PHASE และ DELAY
- 4.1.2.13 เลือก SWR เครื่องจะแสดงค่า SWR ที่วัดได้ออกหน้าจอ ถ้าค่าที่วัดได้ยังไม่เข้าใกล้ค่า 1.00 ให้ปรับแต่งความยาวโพรบสายอากาศจนกว่าจะได้ค่า SWR ที่เข้าใกล้ 1.00 มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ หลังจากนั้นกดปุ่ม COPY เพื่อพิมพ์รูปออกมา
- 4.1.2.14 เมื่อเสร็จขั้นตอนที่ 13 แล้วให้กดปุ่ม SMITHCHART เพื่อดูค่า Impedance แล้วกดปุ่ม COPY เพื่อพิมพ์รูปออกมา
- 4.1.2.15 เมื่อเสร็จขั้นตอนที่ 14 แล้ว ให้ถอดสาย อากาศที่นำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว ออก
- 4.1.2.16 นำสายอากาศที่นำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวมาต่อเข้ากับเครื่อง Network Analyzer ทำการวัดขั้นตอนตั้งแต่ 12-14 โดยให้ค่าที่วัดใกล้เคียงกับค่าที่วัดได้ในสายอากาศที่นำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวทางด้านรับ
- 4.1.2.17 ถอดสายอากาศที่นำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวออกจากเครื่อง Network Analyzer

โดยทั่วไปแล้วค่า VSWR ที่จะสามารถนำมาใช้งาน ได้จะต้องไม่เกิน 2:1 แต่ถ้าเราจะนำไปใช้งานจริง ๆ ต้องมีค่าไม่เกิน 1.5:1 และค่าอิมพีแดนซ์จะต้องมีค่าใกล้เคียงกับ 50 โอห์ม ซึ่งเราอาจจะทำการปรับที่ค่าความยาวของโพรบ หรือทำการปรับตำแหน่งของแผ่นสะท้อนคลื่นเพื่อให้ได้ค่า VSWR และอิมพีแดนซ์ ใกล้เคียงกับค่าที่ต้องการมากที่สุด

ผลการวัดค่า VSWR และค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวได้ค่าต่าง ๆ ดังนี้

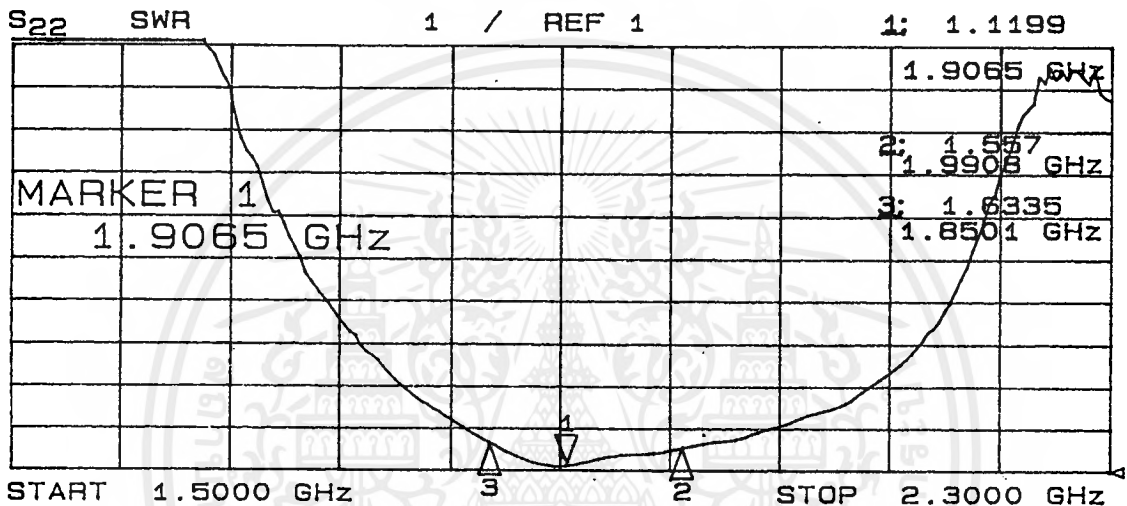
สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวตัวที่ 1

VSWR = 1.1199 : 1 ที่ความถี่ $f_c = 1.9065$ GHz

VSWR = 1.557 : 1 ที่ความถี่ $f_H = 1.9908$ GHz

VSWR = 1.6335 : 1 ที่ความถี่ $f_L = 1.8501$ GHz

ซึ่งสายอากาศตัวนี้มีแบนด์วิดท์ $BW = f_H - f_L = 140.7$ MHz



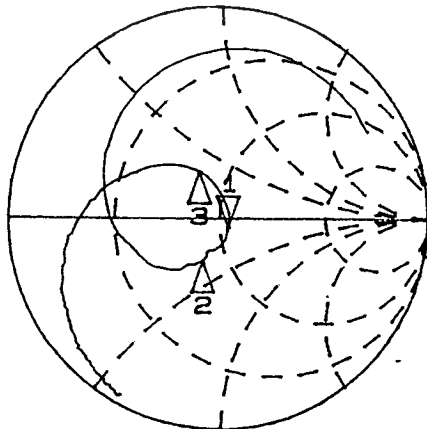
รูปที่ 4.1 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวของสายอากาศตัวที่ 1 สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวมีค่าอิมพีแดนซ์ดังนี้

ที่ความถี่ 1.9065 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์ เท่ากับ $53.902 - j4.376$ โอห์ม

ที่ความถี่ 1.9908 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์ เท่ากับ $39.373 - j16.709$ โอห์ม

ที่ความถี่ 1.8501 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์ เท่ากับ $37.518 + j17.432$ โอห์ม

1 53.902 Ω -4.3516 Ω 19.184 pF
1.9065 GHz



2 39.373 Ω -16.709 Ω
1.9908 GHz
3 37.518 Ω 17.432 Ω
1.8501 GHz

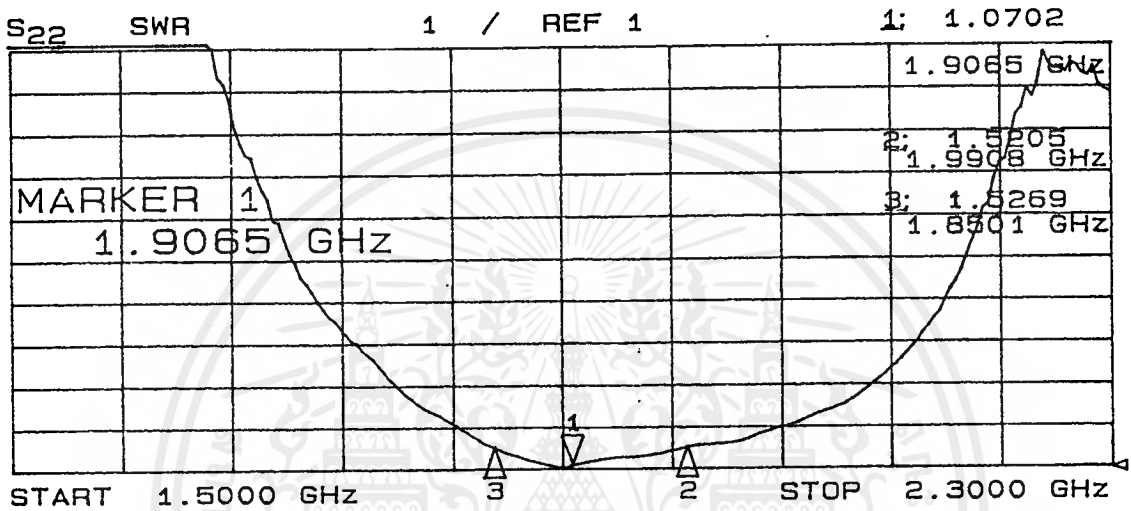
สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวตัวที่ 2

VSWR = 1.0702 : 1 ที่ความถี่ $f_c = 1.9065$ GHz

VSWR = 1.5205 : 1 ที่ความถี่ $f_H = 1.9908$ GHz

VSWR = 1.5269 : 1 ที่ความถี่ $f_L = 1.8501$ GHz

ซึ่งสายอากาศตัวนี้มีแบนด์วิดท์ $BW = f_H - f_L = 140.7$ MHz



รูปที่ 4.3 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวของสายอากาศตัวที่ 2

สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวมีค่าอิมพีแดนซ์ดังนี้

ที่ความถี่ 1.9065 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์ เท่ากับ $51.971 - j2.7578$ โอห์ม

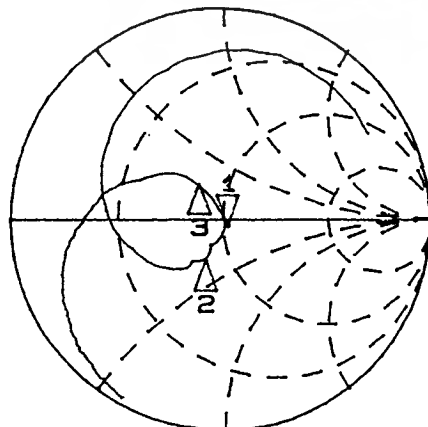
ที่ความถี่ 1.9908 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์ เท่ากับ $39.699 - j15.732$ โอห์ม

ที่ความถี่ 1.8501 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์ เท่ากับ $37.717 + j13.84$ โอห์ม

1 51.971 Ω -2.7578 Ω 30.27 pF
1.9065 GHz

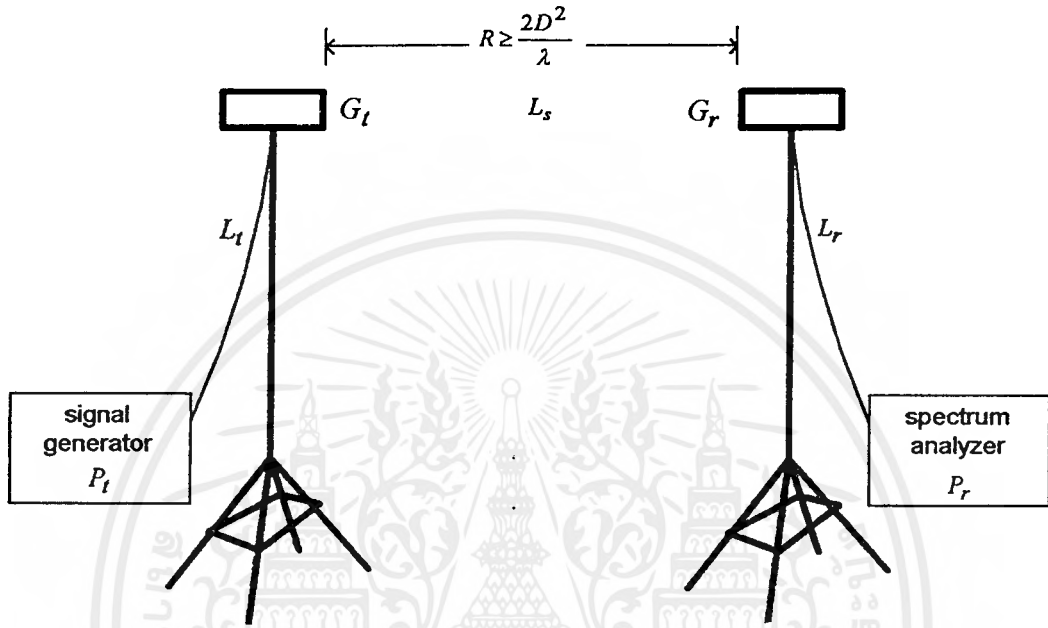
2 39.699 Ω -15.732 Ω
1.9908 GHz

3 37.717 Ω 13.84 Ω
1.8501 GHz

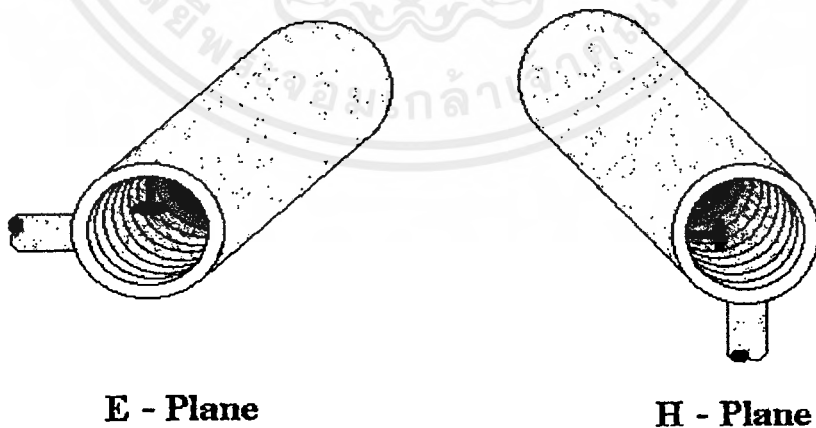


4.2 การวัดแพทเทิร์นของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว

เมื่อทำการวัดค่า VSWR และ อิมพีแดนซ์เรียบร้อยแล้วจึงนำสายอากาศมาวัดหาค่าแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ E-plane และ H-plane



รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะการวัดแพทเทิร์นของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว



E - Plane

H - Plane

รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะการติดตั้งสายอากาศเพื่อทำการวัดแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นทั้งในระนาบ E-plane และ H-plane

4.2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดแพทเทิร์น การแพร่กระจายคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
4.2.1.1 สายอากาศตัวส่งและสายอากาศตัวรับ สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1.2 ขาดตั้งและเสาดัดตั้งสายอากาศ

4.2.1.3 สายโคแอกเซียล 2 เส้น

4.2.1.4 เครื่องวัด Spectrum Analyzer (ก่อนใช้งานต้องเปิดเครื่องวอร์มไว้ประมาณ 10 นาที หลังจากนั้นกดปุ่ม START ไล่ความถี่เริ่มต้นกดปุ่ม STOP ไล่ความถี่สุดท้าย กดปุ่ม MARKER ไล่ความถี่ใช้งาน)

4.2.1.5 RF Signal Generator (ขณะไม่ได้ต่อโหลดห้ามส่งสัญญาณความถี่)

4.2.2 ขั้นตอนการวัด

4.2.2.1 ติดตั้งสายอากาศตัวส่ง และ ตัวรับ โดยให้โพรบของสายอากาศตัวส่งและตัวรับอยู่ในแนวขนานกับพื้นเพื่อวัดสนาม E-plane และ H-plane จะให้โพรบของสายอากาศตัวส่งและตัวรับอยู่ในแนวตั้ง และสายอากาศตัวส่งต้องอยู่ห่างจากสายอากาศตัวรับไม่ต่ำกว่าระยะ Far-Field โดยคำนวณ จาก $R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$

- โดยกำหนดให้ D เป็น diameter ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมที่ยาวที่สุดและ λ เป็นความยาวคลื่นความถี่ที่ใช้งานที่ความถี่ต่าง ๆ R เป็นระยะ Far - Field
- ตั้งสายอากาศไว้ห่างกันประมาณ 3 เมตร ซึ่งมีค่ามากกว่าสนาม Far-Field

4.2.2.2 RF Signal Generator ป้อนสัญญาณที่ความถี่ 1.9065 GHz ที่ Power เท่ากับ 0 dBm

ให้กับสายอากาศตัวส่ง

4.2.2.3 ต่อสายอากาศตัวรับเข้ากับเครื่อง Spectrum Analyzer

4.2.2.4 หมุนสายอากาศตัวรับไปตามเข็มนาฬิกาครั้งละ 10 องศา จนครบ 360 องศา ทั้งในระนาบ E-plane และ H-plane บันทึกผลการทดลองนำค่าที่ได้จากการนอร์มอลไลซ์จากค่าสูงสุดนำค่ามาพล็อตใน Polar plot เปรียบเทียบการคำนวณและผลการทดลอง

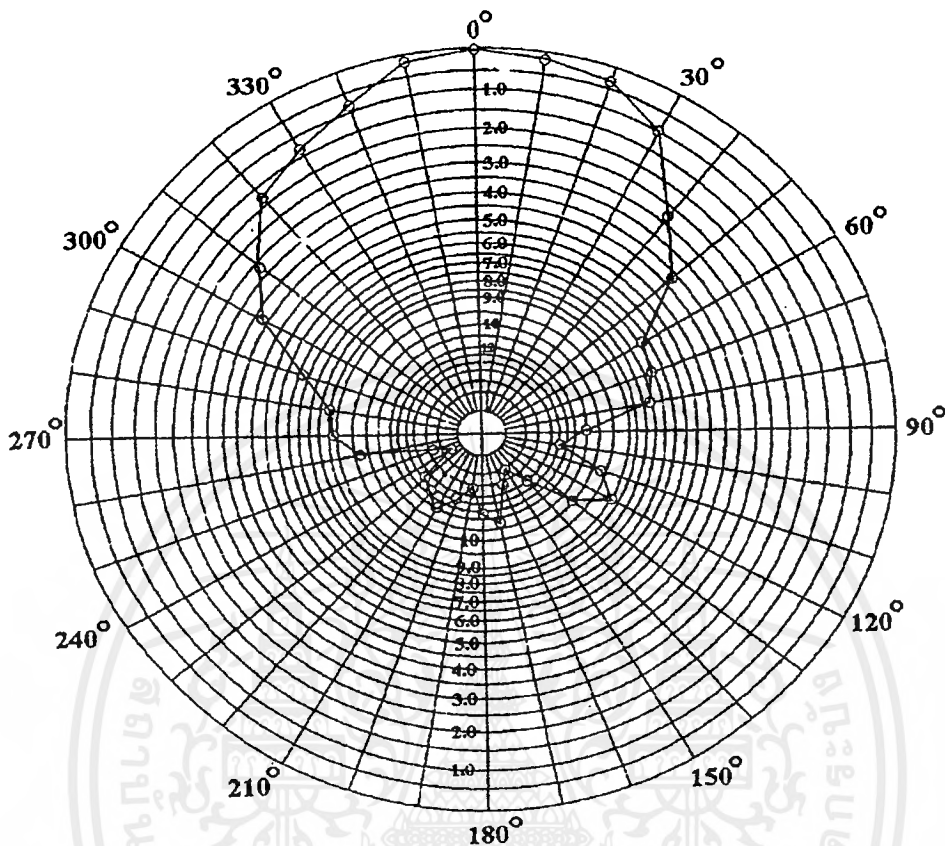
4.2.3 ผลการทดลอง

ผลการทดลองที่วัดได้ในระนาบ E-plane นำมาบันทึกลงในตาราง 4.1 แล้วนำค่าที่ได้จากการทดลองไปทำการนอร์มอลไลซ์จากค่าสูงสุดและนำมาพล็อตใน Polar plot

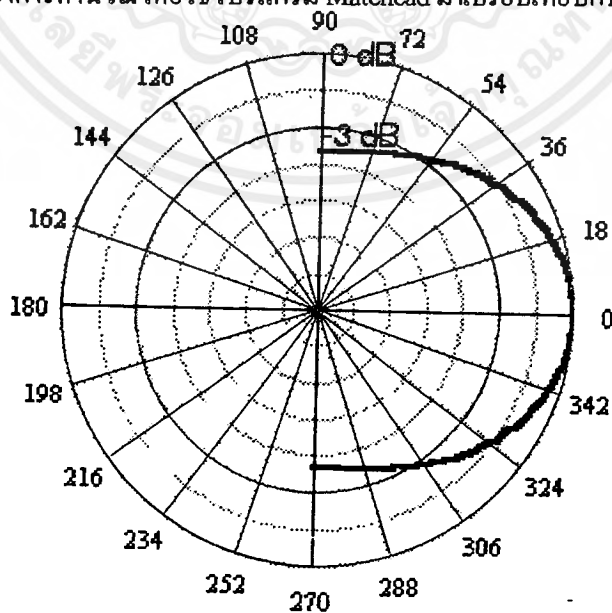
มุม (องศา)	POWER ที่รับได้ (dBm)	ค่าPOWERที่ทำการนอร์มอลไลซ์ (dB)	มุม (องศา)	POWER ที่รับได้ (dBm)	ค่าPOWERที่ทำการนอร์มอลไลซ์ (dB)
0	-59.1	0	190	-68.3	16.4
10	-52.1	0.2	200	-66.0	14.1
20	-52.3	0.4	210	-63.9	12.0
30	-52.9	1.0	220	-65.7	13.8
40	-54.6	2.7	230	-66.0	14.1
50	-56.0	4.1	240	-70.5	18.6
60	-58.6	6.7	250	-67.5	15.6
70	-59.0	7.1	260	-61.5	9.6
80	-59.5	7.6	270	-59.7	8.2
90	-62.4	10.5	280	-59.9	8.0
100	-64.7	12.8	290	-58.5	6.6
110	-61.5	9.6	300	-56.2	4.3
120	-60.9	9.0	310	-55.1	3.2
130	-61.9	10.0	320	-53.7	1.8
140	-67.5	15.6	330	-53.3	1.4
150	-69.2	17.3	340	-52.8	0.9
160	-67.7	15.8	350	-52.1	0.2
170	-63.9	11.3	360	-51.9	0
180	-64.0	12.1			

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าเพาเวอร์ที่วัดได้จากการทดลองเมื่อวางสายอากาศในระนาบ E- plane

นำค่าที่ได้จากการนอร์มอลไลซ์จากค่าสูงสุดมา Plot ลงใน Polar plot



รูปที่ 4.7 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ E-plane เมื่อส่งความถี่ 1.9065 GHz นำผลที่ได้จากการคำนวณ โดยใช้โปรแกรม Matchcad มาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลอง



รูปที่ 4.8 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ E-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad

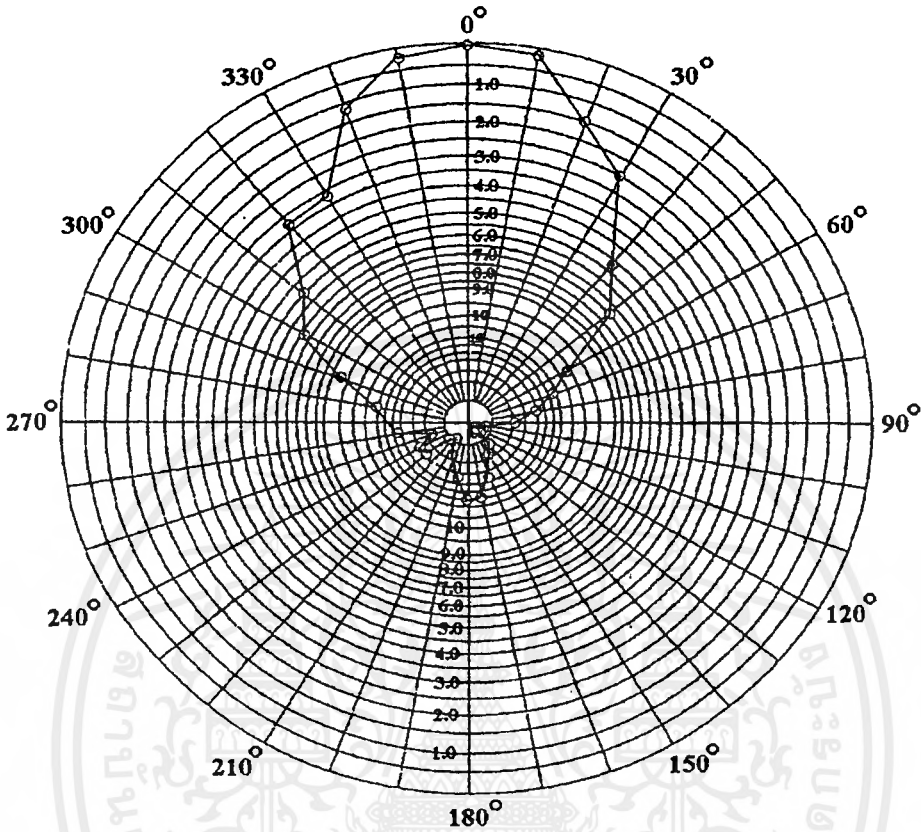
จากผลการทดลองจะพบว่าสายอากาศจะมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นออกไปทิศทางเดียวซึ่ง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รับกำลังงานสูงสุดที่ 0 องศาและมี Side Lobe เกิดขึ้นเล็กน้อย ซึ่งใกล้เคียงทฤษฎี
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองที่วัดได้ในระนาบ H-plane นำมาบันทึกลงในตาราง 4.2 แล้วนำค่าที่ได้จากผลการทดลองไปทำการนอร์มอลไลซ์จากค่าสูงสุดและนำมาพล็อตใน Polar plot

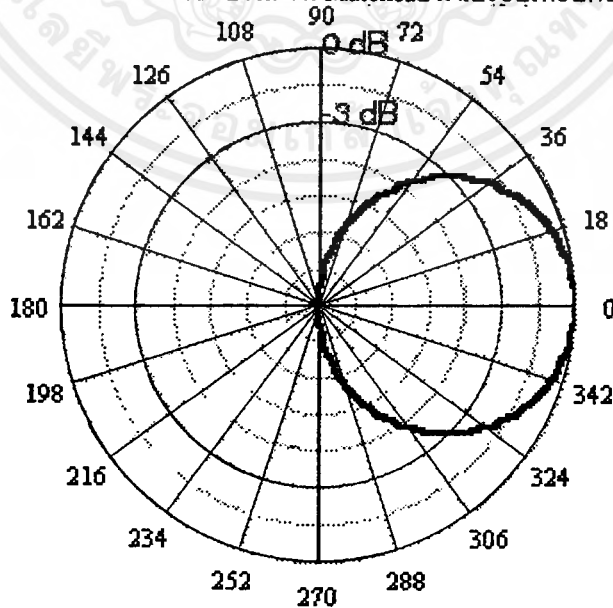
มุม (องศา)	POWER ที่รับได้ (dBm)	ค่าPOWERที่ทำการนอร์มอลไลซ์ (dB)	มุม (องศา)	POWER ที่รับได้ (dBm)	ค่าPOWERที่ทำการนอร์มอลไลซ์ (dB)
0	-53.0	0	190	-68.2	15.2
10	-53.1	0.1	200	-70.2	17.2
20	-54.5	1.5	210	-72.4	19.4
30	-55.9	2.9	220	-70.8	17.8
40	-58.2	5.2	230	-68.9	15.9
50	-60.0	7.0	240	-68.5	15.5
60	-63.2	10.2	250	-70.1	17.1
70	-65.2	12.2	260	-67.5	14.5
80	-67.9	14.9	270	-65.3	12.3
90	-70.9	17.9	280	-62.3	9.3
100	-76.8	23.8	290	-59.6	6.6
110	-77.0	24.0	300	-58.5	5.5
120	-75.6	22.6	310	-56.3	3.3
130	-77.5	24.5	320	-55.3	2.3
140	-72.7	19.7	330	-54.2	1.2
150	-70.2	17.2	340	-53.5	0.5
160	-68.9	15.9	350	-53.2	0.2
170	-66.5	13.5	360	-53	0
180	-66.4	13.4			

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าเพาเวอร์ที่วัดได้จากการทดลองเมื่อวางสายอากาศในระนาบ H- plane

นำค่าที่ได้จากการนอร์มอลไลซ์จากค่าสูงสุดมา Plot ลงใน Polar plot



รูปที่ 4.9 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ในระนาบ H-plane เมื่อส่งความถี่ 1.9065 GHz นำผลที่ได้จากการคำนวณ โดยใช้โปรแกรม Matchcad มาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลอง



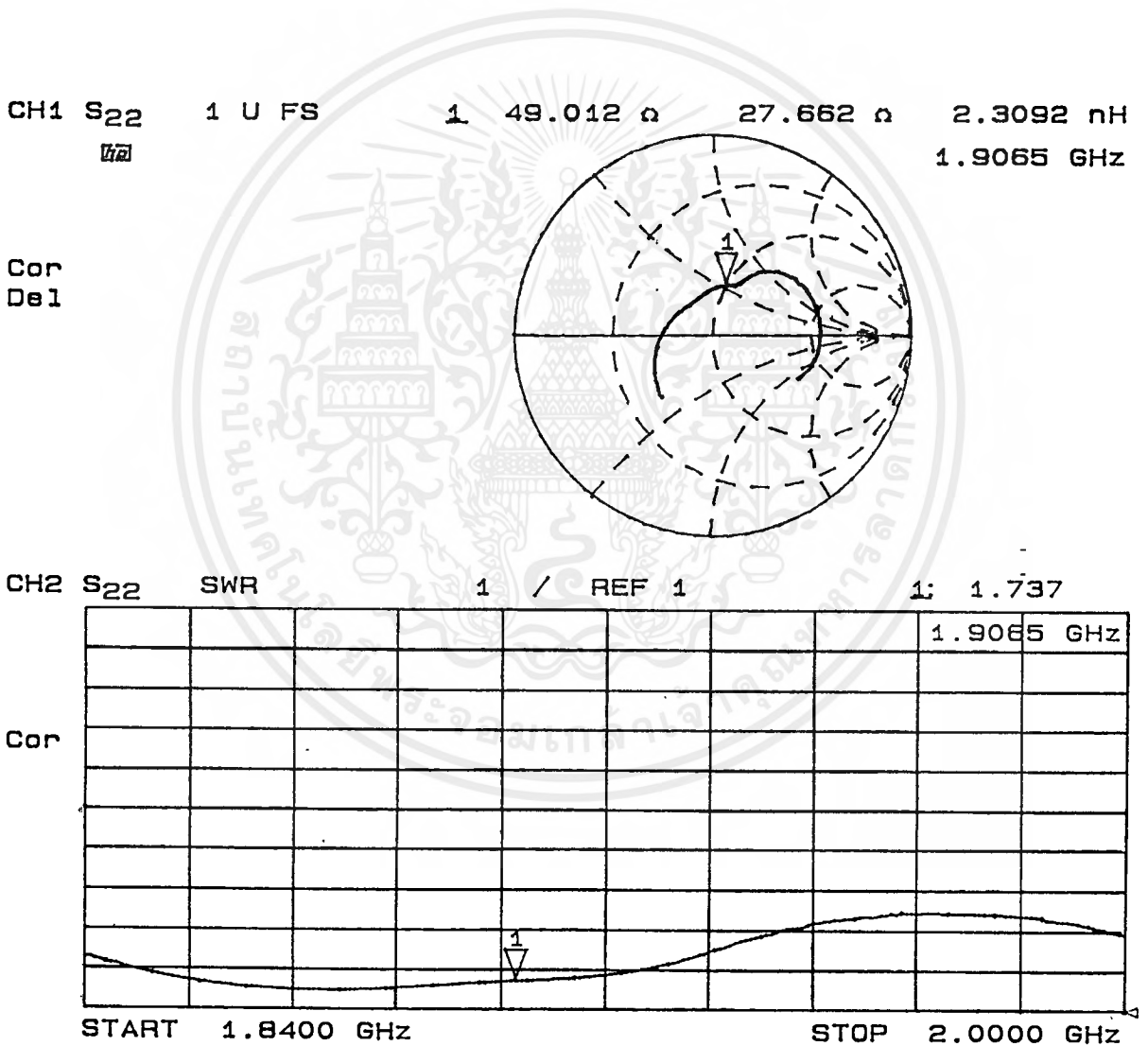
รูปที่ 4.10 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ในระนาบ H-plane โดยใช้โปรแกรม Matchcad

จากผลการทดลองจะพบว่าสายอากาศจะมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นออกไปทิศทางเดียวซึ่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งในเวสสำหรับการใช้งานเพื่อการรักษาความปลอดภัย เหมือนญาติเห็นใบเขียวระแวงด้านกราคำรับกำลังงานสูงสุดที่ 0 องศา และมี Side Lobe เกิดขึ้นเล็กน้อย ซึ่งใกล้เคียงทฤษฎีไม่วากรณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุคดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การนำสายอากาศอาร์เรย์ไปวัดอิมพีแดนซ์ และ VSWR

โดยทำการวัดลักษณะเดียวกันกับการวัดอิมพีแดนซ์และ VSWR ของสายอากาศตัวเดียวในหัวข้อที่ 4.1 โดยใช้ความถี่เริ่มต้นที่ 1.84 GHz และความถี่สุดท้ายที่ 2.0 GHz

ผลการวัดอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ทำการอาร์เรย์กันมีค่าต่างๆ ดังต่อไปนี้
 ที่ความถี่ 1.9065 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์ เท่ากับ $49.012 + j27.662$ โอห์ม ประกอบด้วยค่าอินดักแตนซ์ 2.3092 nH มีค่า VSWR เท่ากับ 1.737: 1



รูปที่ 4.11 แสดงค่าอิมพีแดนซ์และ VSWR ของสายอากาศที่ทำการอาร์เรย์กัน

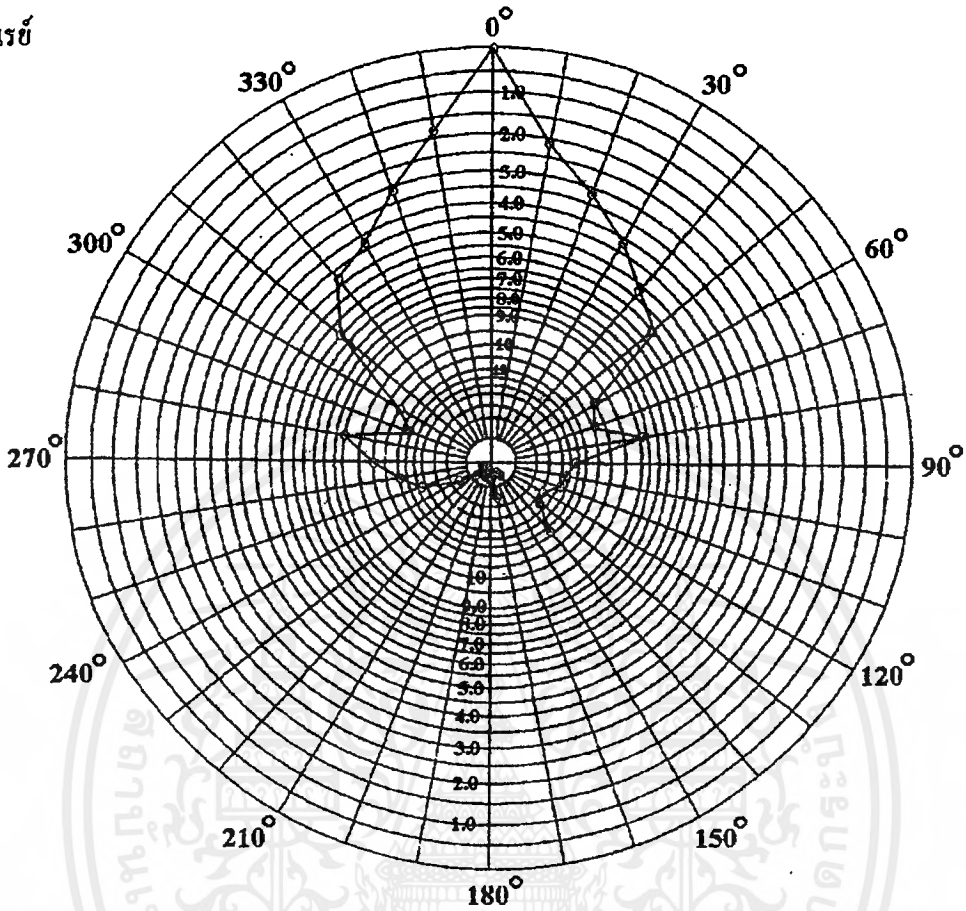
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองผลการทดลองที่วัดได้ในระนาบ H-plane บันทึกลงในตารางที่ 4.4 แล้วนำค่าที่ได้จากการทดลองไปทำการนอร์มอลไลซ์จากค่าสูงสุดแล้วนำมา Plot ใน Polar plot

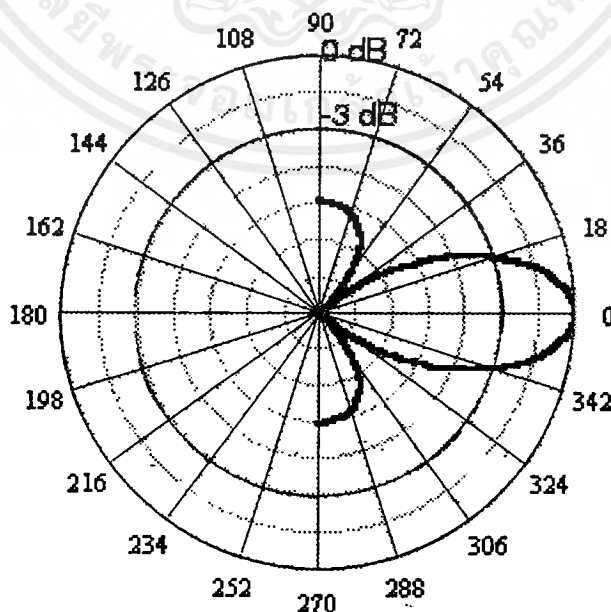
มุม (องศา)	POWER ที่รับได้ (dBm)	ค่าPOWERที่ทำการนอร์มอลไลซ์ (dB)	มุม (องศา)	POWER ที่รับได้ (dBm)	ค่าPOWERที่ทำการนอร์มอลไลซ์ (dB)
0	-39.4	0	190	-56.3	16.9
10	-41.5	2.1	200	-59.6	20.2
20	-46.8	7.4	210	-62.2	22.6
30	-50.5	11.1	220	-74.6	35.2
40	-63.4	24	230	-67.4	28
50	-54.7	15.3	240	-73.2	33.8
60	-52.6	13.2	250	-69.3	29.9
70	-55.8	16.4	260	-60.1	20.7
80	-59.3	19.9	270	-56.9	17.5
90	-57.2	17.8	280	-54.7	15.3
100	-57.9	18.5	290	-53.2	13.8
110	-59.3	19.9	300	-54.4	15
120	-62	22.6	310	-60.5	21.1
130	-64.9	25.5	320	-57.8	18.4
140	-66.7	27.3	330	-44.3	4.5
150	-63.9	24.5	340	-43.8	4.4
160	-57.7	18.3	350	-40.7	1.3
170	-54.4	15	360	-39.4	0
180	-55.2	15.8			

ตารางที่ 4.4 แสดงค่าเพาเวอร์ที่วัดได้ในระนาบ H-plane ของสายอากาศอาร์เรย์

นำค่าที่ได้จากการนอร์มอลไลซ์จากค่าสูงสุดมา Plot ลงใน Polar plot ในระนาบ E-plane ของสายอากาศอาร์เรย์



รูปที่ 4.12 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ทำการอาร์เรย์ในระนาบ E – plane นำผลที่ได้จากการคำนวณ โดยใช้โปรแกรม Matchcad มาเปรียบเทียบ



รูปที่ 4.13 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศอาร์เรย์ในระนาบ E – plane โดยใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โปรแกรม Matchcad มีค่า $d = 0.76 \lambda$ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ทำการอาร์เรย์

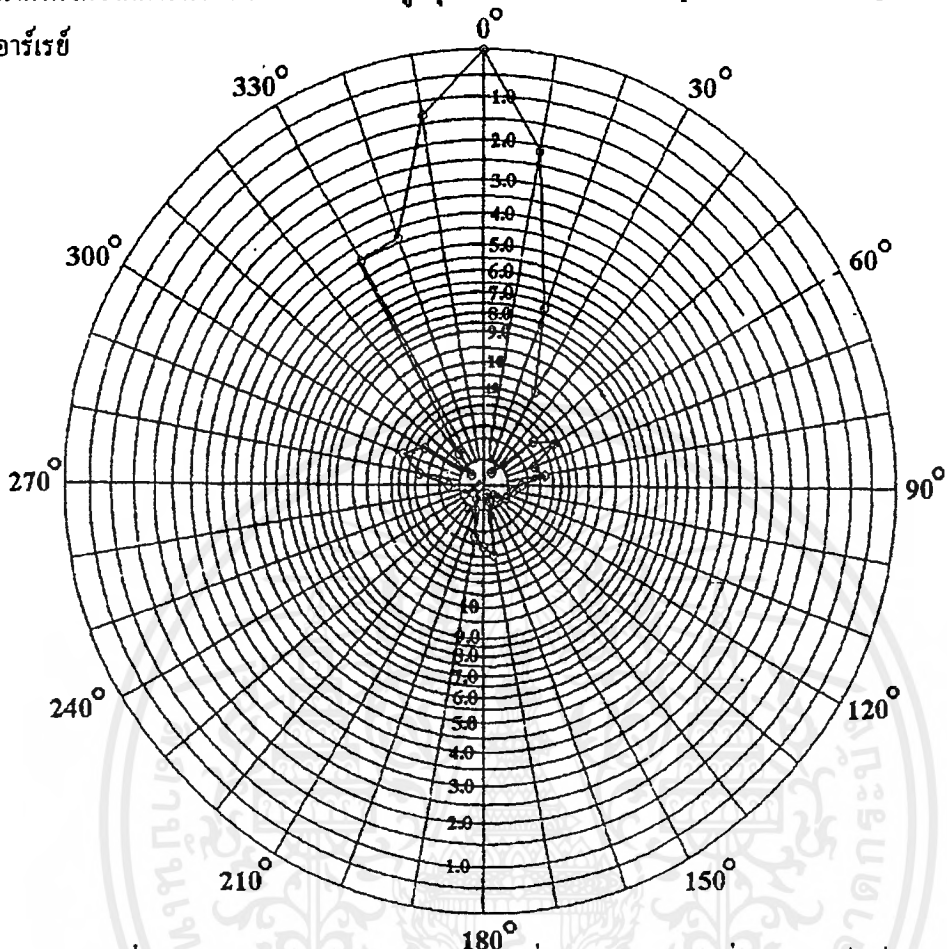
การวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ทำการอาร์เรย์ทำลักษณะเดียวกับการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวเดียวในหัวข้อที่ 4.2

ผลการทดลองผลการทดลองที่วัดได้ในระนาบ E-plane บันทึกลงในตารางที่ 4.3 แล้วนำค่าที่ได้จากการทดลองไปทำการนอร์มอลไลซ์จากค่าสูงสุดแล้วนำมา Plot ใน Polar plot

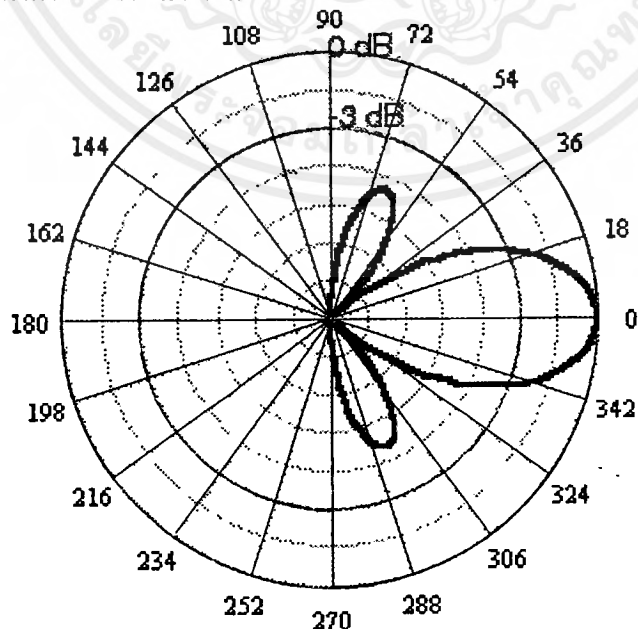
มุม (องศา)	POWER ที่รับได้ (dBm)	ค่าPOWERที่ทำการนอร์มอลไลซ์ (dB)	มุม (องศา)	POWER ที่รับได้ (dBm)	ค่าPOWERที่ทำการนอร์มอลไลซ์ (dB)
0	-35.8	0	190	-67.9	32.1
10	-37.9	2.1	200	-63.7	27.9
20	-39.0	3.2	210	-64.8	29.0
30	-40.0	4.2	220	-59.1	23.3
40	-41.0	5.2	230	-57.2	21.4
50	-41.8	6.0	240	-52.9	17.1
60	-45.8	10.0	250	-50.7	14.9
70	-46.6	10.8	260	-48.2	12.4
80	-44.7	8.9	270	-46.1	10.3
90	-47.5	13.7	280	-44.8	9.0
100	-50.0	14.2	290	-48.7	12.9
110	-50.1	14.3	300	-46.9	11.1
120	-50.6	14.8	310	-42.3	6.5
130	-52.6	21.8	320	-40.6	4.8
140	-59.2	23.4	330	-40.1	4.3
150	-58.5	22.7	340	-38.9	3.1
160	-61.0	25.2	350	-37.6	1.8
170	-71.2	35.4	360	-35.8	0
180	-64.2	28.4			

ตารางที่ 4.3 แสดงค่าเพาเวอร์ที่วัดได้ในระนาบ E-plane ของสายอากาศอาร์เรย์

นำค่าที่ได้จากการนอร์มอลไลซ์จากค่าสูงสุดมา Plot ลงใน Polar plot ในระนาบ H-plane ของสายอากาศอาร์เรย์



รูปที่ 4.14 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ทำการอาร์เรย์ในระนาบ H-plane นำผลที่ได้จากการคำนวณ โดยใช้โปรแกรม Matchcad มาเปรียบเทียบ



รูปที่ 4.15 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศอาร์เรย์ในระนาบ H-plane โดยใช้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนการคำนวณโปรแกรม Matchcad มีค่า $d = 0.76 \lambda$ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามแก้ไขเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 การหาอัตราขยายของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว

จากการทดลองในหัวข้อที่ 4.2 จะได้ค่าการสูญเสียของสายนำสัญญาณของทั้งทางด้านตัวส่งและตัวรับได้ค่าดังนี้

$$L_t = 8.8 \text{ dBm}$$

$$L_r = 10.5 \text{ dBm}$$

จะหาอัตราขยายของสายอากาศได้จากสมการต่อไปนี้

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L_t - L_r - L_s$$

โดยที่ P_r คือ กำลังงานที่อ่านได้จากเครื่อง Spectrum Analyzer (dBm)

P_t คือ กำลังงานที่ส่งออกจากตัว Signal Generator (dBm)

G_t คือ เกนของสายอากาศทางด้านส่ง (dB)

G_r คือ เกนของสายอากาศทางด้านรับ (dB)

L_t คือ ค่าการสูญเสียที่เกิดจากสายนำสัญญาณทางด้านภาคส่ง (dB)

L_r คือ ค่าการสูญเสียที่เกิดจากสายนำสัญญาณทางด้านภาครับ (dB)

L_s คือ ค่าการสูญเสียในที่ว่าง (Free space loss) มีค่าเท่ากับ $10 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$

$$\text{โดย } R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$$

λ คือ ค่าความยาวคลื่นที่ใช้ในการทดสอบ (m)

องค์ประกอบที่ใช้ในการหาอัตราขยายของสายอากาศในทางปฏิบัติ จะต้องมีปัจจัยดังต่อไปนี้

1. ต้องสร้างสายอากาศแบบเดียวกันทั้ง 2 ตัว
 - 1.1 มีรูปร่างที่เหมือนกัน
 - 1.2 วัสดุที่ใช้ในการทำต้องเหมือนกัน
 - 1.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าทั้ง VSWR และ impedance ต้องเหมือนกัน
2. ต้องทำการวัดที่สนามระยะไกลคือ

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda} \text{ ในการทดลองใช้ค่า 3 เมตร}$$

ดังนั้นการหาอัตราขยายของสายอากาศจึงหาได้จากสมการ

$$G(\text{dBi}) = \frac{P_r(\text{dBm}) - P_t(\text{dBm}) + L_t + L_r + L_s}{2}$$

เพราะฉะนั้นจะได้อัตราขยายของสายอากาศทางภาครับและภาคส่งมีค่าเท่ากับ

$$P_r = -51.9 \text{ dBm}$$

$$P_t = 0 \text{ dBm}$$

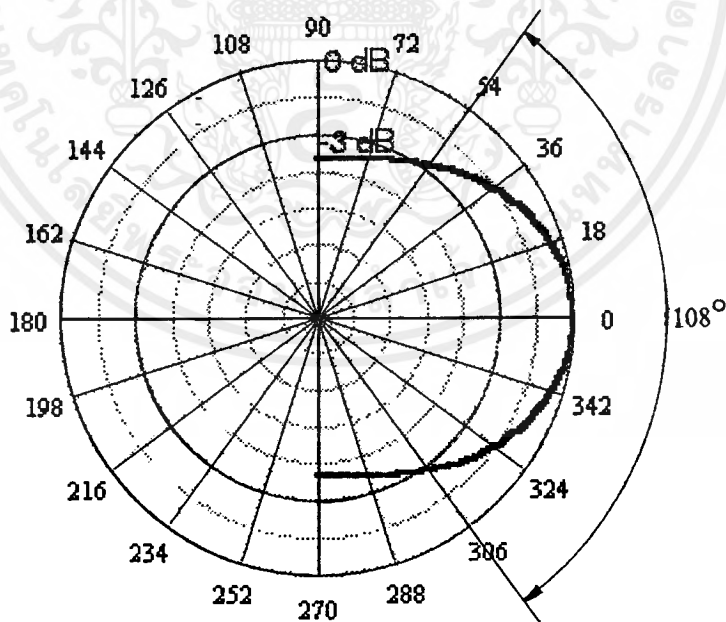
$$L_s = 20 \log \left(\frac{4\pi(3)}{15.735} \right) = 47.589 \text{ dBm}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่ง $G(\text{dBi}) = \frac{-51.9 - 0 + 8.8 + 10.5 + 47.589}{2} = 7.4945 \text{ dBi}$ ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การหาค่าบีมวิทท์จากแพทเทอร์นการแพร่กระจายคลื่น

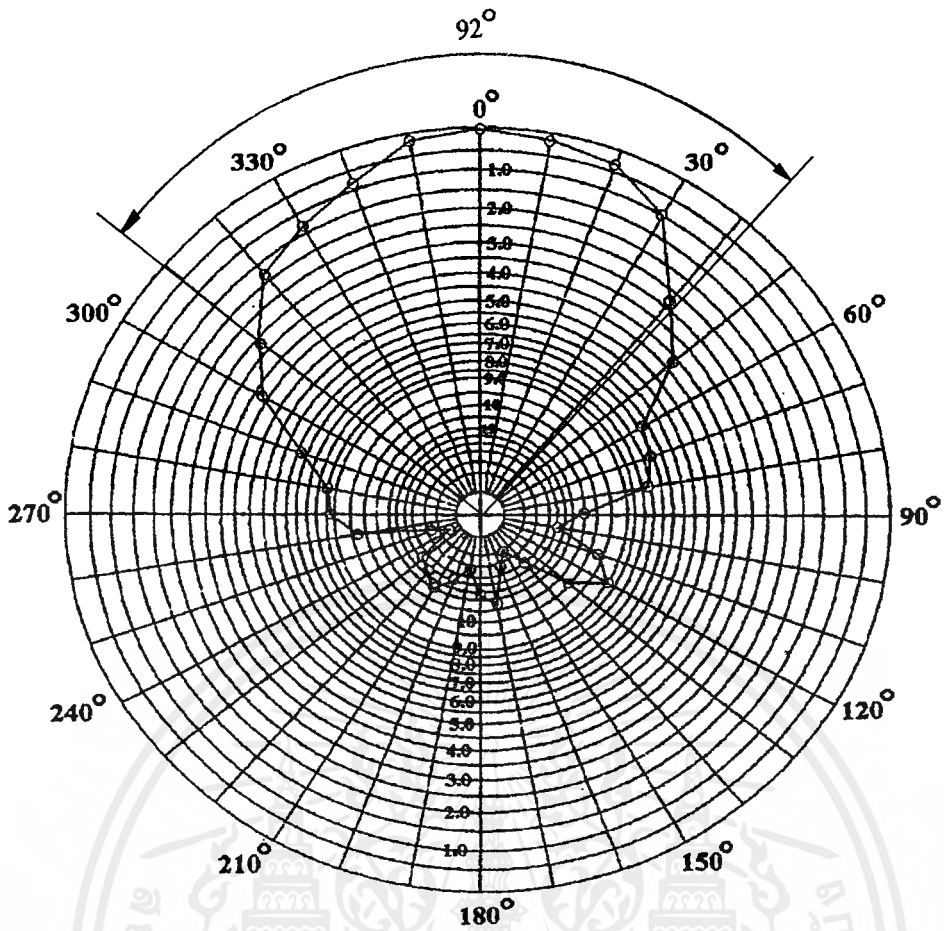
ค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทท์ เป็น พารามิเตอร์ที่ใช้บอกถึงความกว้างของโลบหลัก จะเป็นมุมที่วัดระหว่างจุดที่ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในโลบหลักมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุด 0.5 หรือ -3 dB ซึ่งจากการวัดแพทเทอร์นของสายอากาศ เพื่อคู่ลักษณะรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น แล้วนำค่าที่ได้มาพล็อตลงในกราฟที่แสดงการแพร่กระจายคลื่น แล้วสามารถนำมาหาบีมวิทท์ของสายอากาศได้ เนื่องจากการทดลองเป็นแพทเทอร์นการแพร่กระจายของกำลังงาน ดังนั้นจึงหาค่าบีมวิทท์ -3 dB วิธีการหาความกว้างของบีมวิทท์มี ดังนี้

1. การหาบีมวิทท์ของ H-plane จากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ H-plane หาได้จากจุดตัดที่เกิดจากการตัดกันของแพทเทอร์นการแพร่กระจายคลื่นตัดกับวงกลม -3 dB จะ ได้จุดตัดสองจุดนำเอาค่ามุมที่ได้ทั้งสองมารวมกันจะได้ค่าความกว้างของบีมวิทท์ของ H-plane
2. การหาบีมวิทท์ของ E-plane จากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ E-plane หาได้จากจุดตัดที่เกิดจากการตัดกันของแพทเทอร์นการแพร่กระจายคลื่นตัดกับวงกลม -3 dB จะ ได้จุดตัดสองจุดนำเอาค่ามุมที่ได้ทั้งสองมารวมกันจะได้ค่าความกว้างของบีมวิทท์ของ E-plane

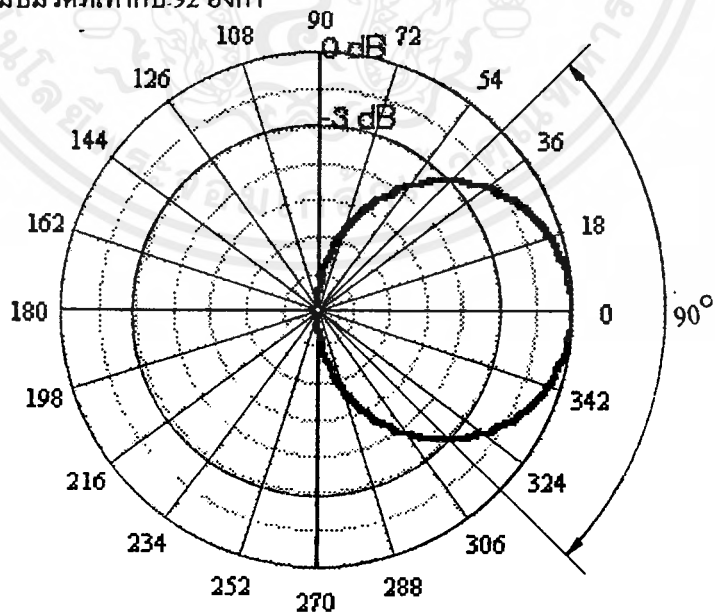


รูปที่ 4.16 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทท์ของสนามในระนาบ E-plane ของสายอากาศต่อ
นำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวจากโปรแกรม Matchcad

จากโปรแกรม Matchcad จะได้ว่าสายอากาศมีบีมวิทท์ที่ 108 องศา โดยอาศัยจากการตัดกันของ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภาควิชางานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
แพทเทอร์นของสนามกับวงกลมที่ -3 dB ที่มุม 54 องศา และ 306 องศา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

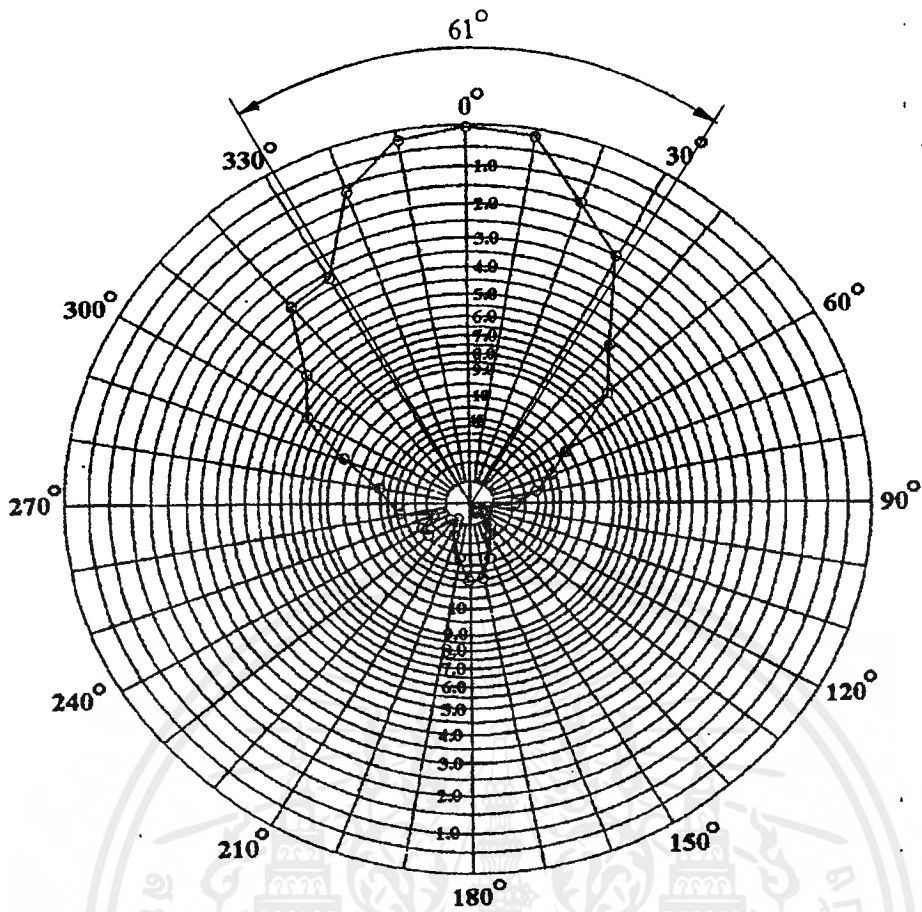


รูปที่ 4.17 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิคท์ของสนามในระนาบ E-plane ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว จากการทดลอง
 จากการทดลองจะเห็นว่าสายอากาศตัดกันของแพทเทอร์นของสนามกับวงกลม ที่ -3dB ที่มุม 42 องศา และ 310 องศา มีบีมวิคท์เท่ากับ .92 องศา

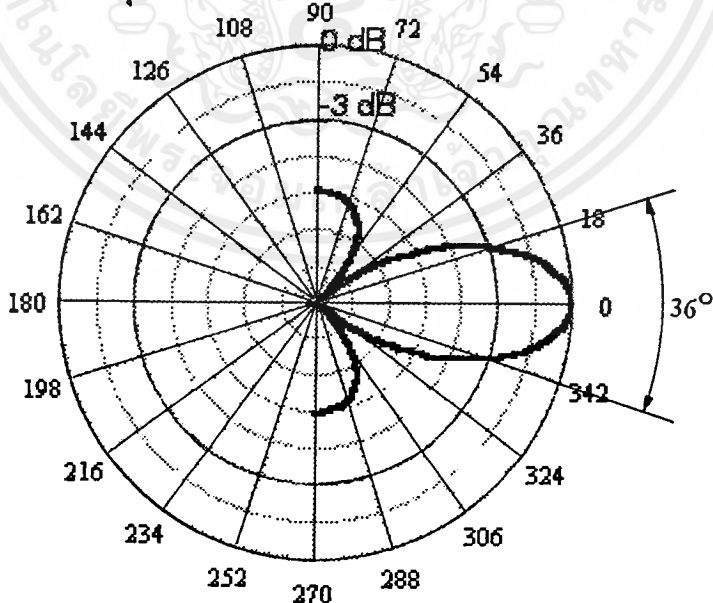


รูปที่ 4.18 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิคท์ของสนามในระนาบ H-plane ของสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว จากโปรแกรม Matchcad

จากโปรแกรม Matchcad จะได้ว่าสายอากาศมีบีมวิคท์ที่ 90 องศา โดยอาศัยจากการตัดกันของเอกสารนั้นเป็นเอกสารที่ส่งงานไว้สำหรับทำใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า แพทเทอร์นของสนามกับวงกลม ที่ -3dB ที่มุม 45 องศา และ 315 องศา
 ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

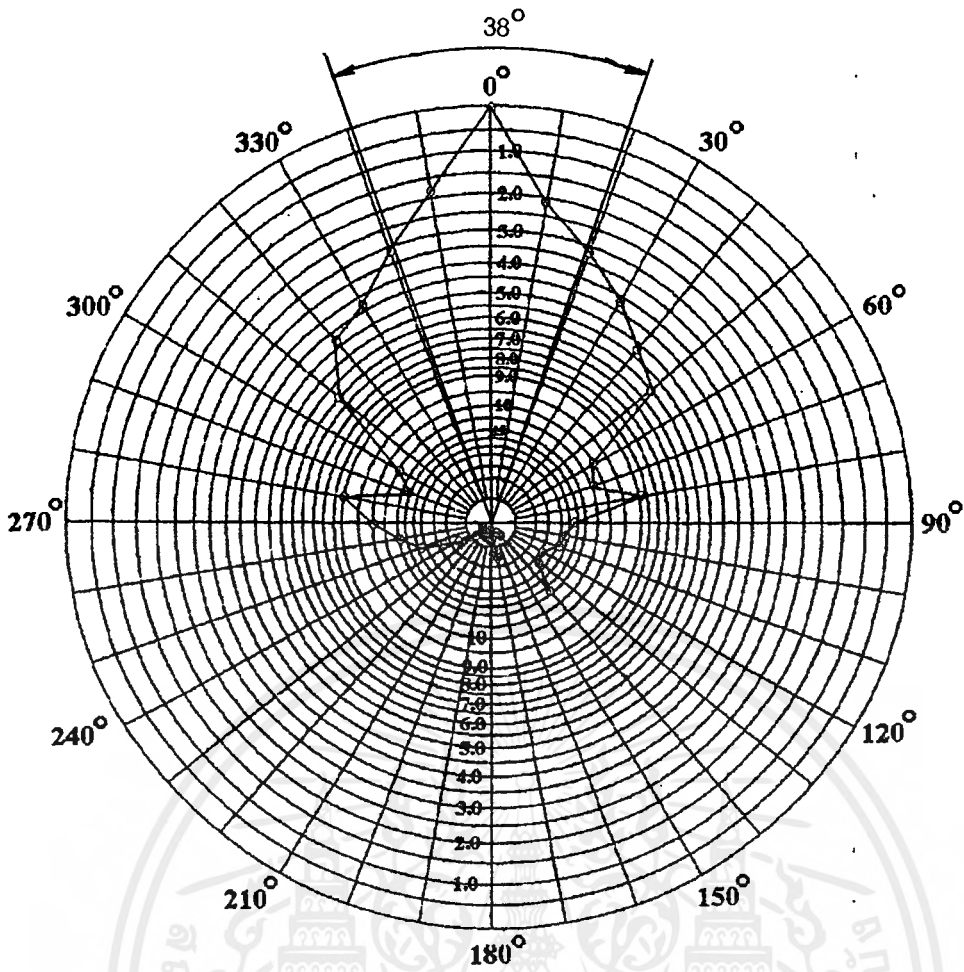


รูปที่ 4.19 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ของสนามในระนาบ H-plane ของสายอากาศที่นำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว จากการทดลอง จากการทดลองจะได้ว่าสายอากาศตัดกันของแพทเทิร์นของสนามกับวงกลม ที่ -3dB ที่มุม 32 องศา และ 331 องศา รวมเป็นมุมบีมวิดท์เท่ากับ 61 องศา



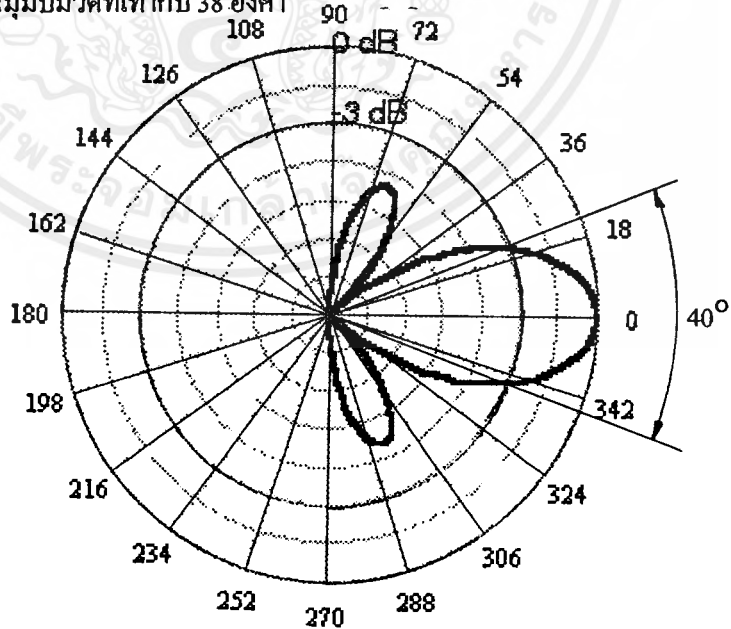
รูปที่ 4.20 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ของสนามในระนาบ E-plane ของสายอากาศอาร์เรย์ จากโปรแกรม Matchcad

จากโปรแกรม Matchcad จะได้ว่าสายอากาศมีบีมวิดท์ที่ 36 องศา โดยอาศัยจากการตัดกันของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกระใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า แพทเทิร์นของสนามกับวงกลม ที่ -3dB ที่มุม 18 องศา และ 342 องศา ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



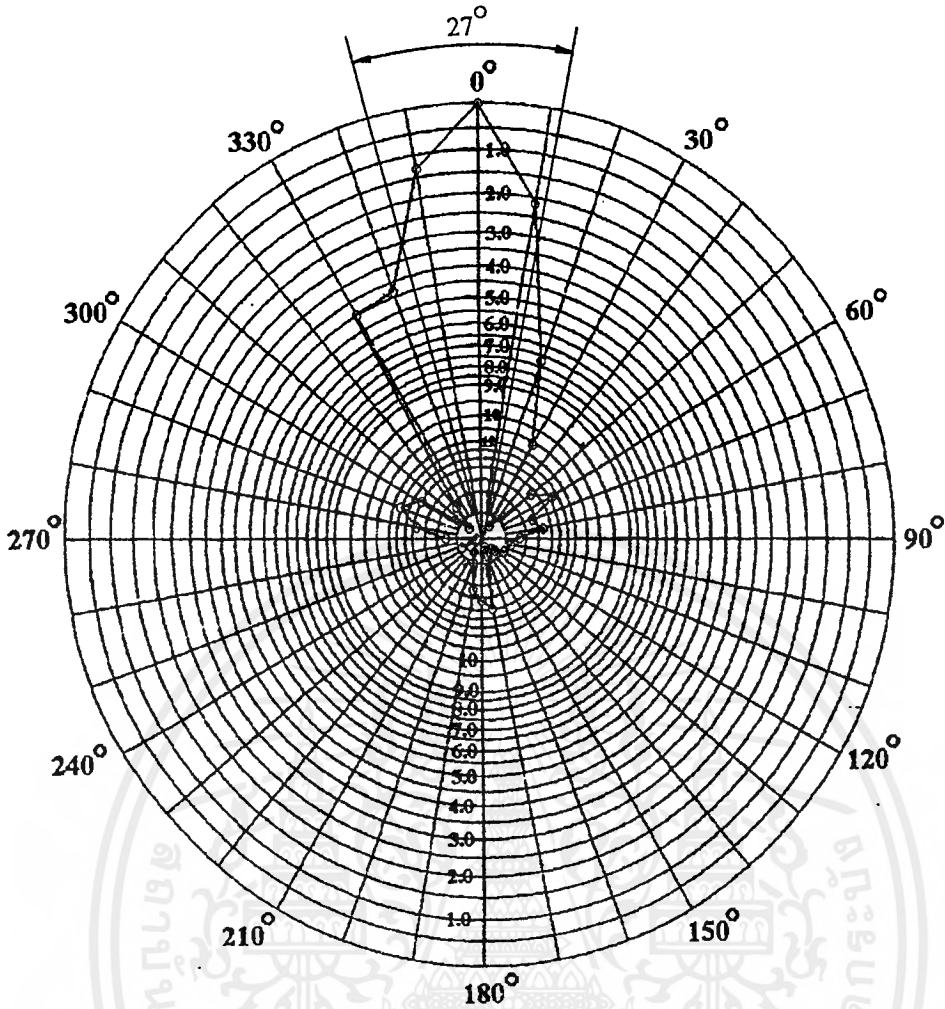
รูปที่ 4.21 แสดงการหาค่าสาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ของสนามในระนาบ E-plane ของสายอากาศอาร์เรย์จากการทดลอง

จากการทดลองจะเห็นว่าสายอากาศตัดกันของแพทเทิร์นของสนามกับวงกลม ที่ -3dB ที่มุม 18 องศา และ 342 องศา รวมเป็นมุมบีมวิดท์เท่ากับ 38 องศา



รูปที่ 4.22 แสดงการหาค่าสาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ของสนามในระนาบ H-plane ของสายอากาศอาร์เรย์ จากโปรแกรม Matchcad

จากโปรแกรม Matchcad จะได้ว่าสายอากาศมีบีมวิดท์ที่ 40 องศา โดยอาศัยจากการตัดกันของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับค่าใช้จ่ายเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า แพทเทิร์นของสนามกับวงกลม ที่ -3dB ที่มุม 20 องศา และ 340 องศา ไม่ว่าจะพิมพ์ใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 แสดงการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิคท์ของสนามในระนาบ H-plane ของสายอากาศอาร์เรย์จากการทดลอง

จากการทดลองจะเห็นว่าสายอากาศตัดกันของแพทเทิร์นของสนามกับวงกลม ที่ -3dB ที่มุม 12 องศา และ 345 องศา รวมเป็นมุมบีมวิคท์เท่ากับ 27 องศา

จากแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นสามารถหาคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศได้ดังนี้

1. มุมฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิคท์ของสนามในระนาบ E-plane (θ_E) และสนามในระนาบ H-plane (θ_H) ซึ่งดูจากความกว้างของมุมที่มีระดับสัญญาณลดลง -3dB
2. ค่าไคเรตติวิตีหาได้โดย

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

3. ค่าเกนหาได้จากสูตร

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

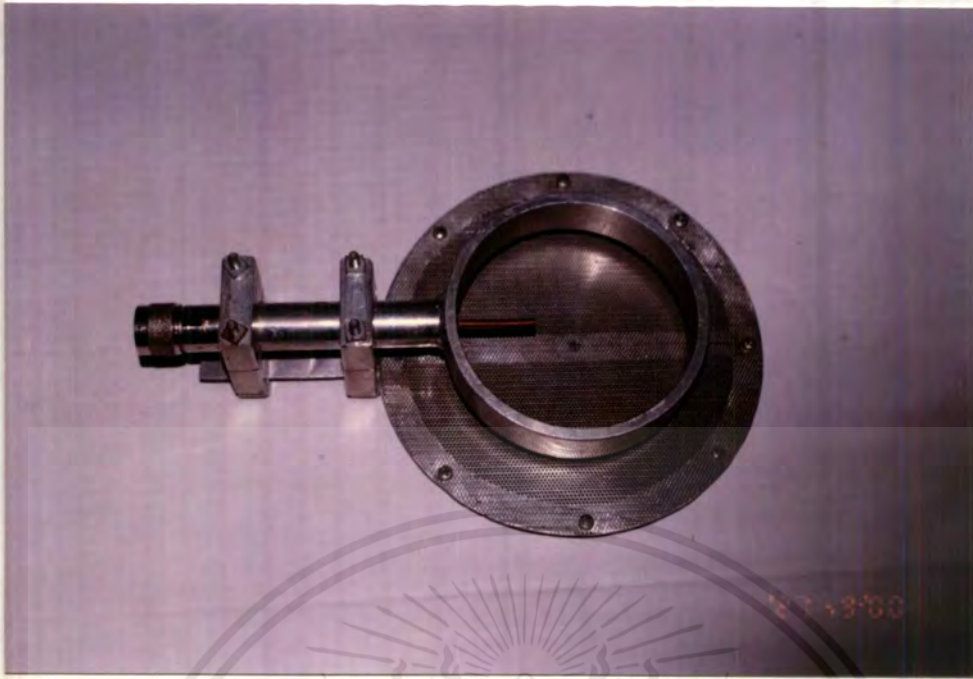


รูปที่ 4.24 แสดงการจัดสายอากาศส่งและรับเพื่อวัดเพทเทอร์นของสายอากาศ



รูปที่ 4.25 แสดงการจัดวางสายอากาศอาร์เรย์ที่ระยะห่าง (d) เท่ากับ 0.76λ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 แสดงลักษณะของสายอากาศส่งที่ความถี่ 1.9065 GHz จากแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น สามารถสรุปหาค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศได้ดังนี้ สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียว

1. มุมฮาร์ฟเพาเวอร์บีมิวิตซ์ของสนามในระนาบ E-plane (θ_E) และสนามในระนาบ H-plane (θ_H) ซึ่งดูจากความกว้างของมุมที่มีระดับสัญญาณลดลง -3dB $\theta_E = 92^\circ$, $\theta_H = 61^\circ$

2. ค่าไดเรกทิวิตีหาได้โดย

$$D_0 = 10 \log \left[\frac{41253}{(92^\circ)(61^\circ)} \right] = 8.663 \quad dBi$$

3. ค่าเกณฑ์ได้จากสูตร

$$G_0 = 10 \log \left[\frac{30000}{(92^\circ)(61^\circ)} \right] = 7.28 \quad dBi$$

สายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวที่ทำการอาร์เรย์กัน

1. มุมฮาร์ฟเพาเวอร์บีมิวิตซ์ของสนามในระนาบ E-plane (θ_E) และสนามในระนาบ H-plane (θ_H) ซึ่งดูจากความกว้างของมุมที่มีระดับสัญญาณลดลง -3dB $\theta_E = 38^\circ$, $\theta_H = 27^\circ$

2. ค่าไดเรกทิวิตีหาได้โดย

$$D_0 = 10 \log \left[\frac{41253}{(38^\circ)(27^\circ)} \right] = 16.04 \quad dBi$$

3. ค่าเกณฑ์ได้จากสูตร

$$G_0 = 10 \log \left[\frac{30000}{(38^\circ)(27^\circ)} \right] = 14.66 \quad dBi$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

บทวิจารณ์

ในการออกแบบสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดข้างเดียวขนาดนั้นต้องเริ่มศึกษาโหมดการแพร่กระจายคลื่นของท่อนำคลื่นทรงกระบอก ซึ่งโหมดที่เกิดขึ้นภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอกมีอยู่หลายโหมดด้วยกันแต่นำมาพิจารณาเพียง 1 โหมดและเป็นสนามไฟฟ้าตัดขวางคือ TE_{11} เป็นโดมิแนนท์โหมด (Dominant Mode) ความถี่ที่ใช้งานนั้นจะต้องสูงกว่าความถี่คutoff ของโหมดหลัก (TE_{11}) สมการการแพร่กระจายคลื่นของท่อนำคลื่นทรงกลมแบบปลายเปิดมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เช่น รัศมีของท่อนำคลื่น, ความยาวของท่อนำคลื่น และระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนกับสายอากาศ พิจารณาค่าที่เหมาะสมโดยพิจารณาจากแพทเทิร์นที่แสดงจากคอมพิวเตอร์ใช้ในการคำนวณเมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ต้องการแล้วนำไปสร้างสายอากาศได้ในการสร้างสายอากาศจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องให้มีการสูญเสีย (Loss) ในการแพร่กระจายคลื่นที่จุดต่อ (Connector) มีค่าน้อยที่สุดเพื่อทำให้เกิดความต้านทานที่เหมาะสมและคลื่นที่ส่งจะสะท้อนกลับภายในตัวเองต่ำที่สุดเมื่อคลื่นเปลี่ยนตัวนำในการเดินทางซึ่งมีผลทำให้ค่า VSWR ต่ำ

การวัดการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศนั้นจะต้องอยู่ในบริเวณควบคุมที่จัดสภาพแวดล้อมให้เหมาะเพื่อให้ได้รูปแบบค่าที่วัดได้มีค่าใกล้เคียงความเป็นจริงมากที่สุดและไม่ให้ค่าที่วัดได้เกิดการสะท้อนกลับของคลื่นบริเวณใกล้เคียงแทนที่จะได้รับจากแหล่งกำเนิดโดยตรงหรือจากแหล่งกำเนิดคลื่นที่อื่นที่เราไม่ต้องการทำให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเปลี่ยนไปสายอากาศท่อนำคลื่นแบบกลมปลายเปิดด้านเดียวสามารถนำมาต่ออาร์เรย์กันเพื่อเพิ่มเกนการขยายและเพิ่มโคเรคตีวิตี ให้สูงขึ้นซึ่งระยะห่างของการวางแต่ละเอลเม้นท์นั้นไม่ควรเกิน λ เพราะทำให้เกิด Side Lobe มาก

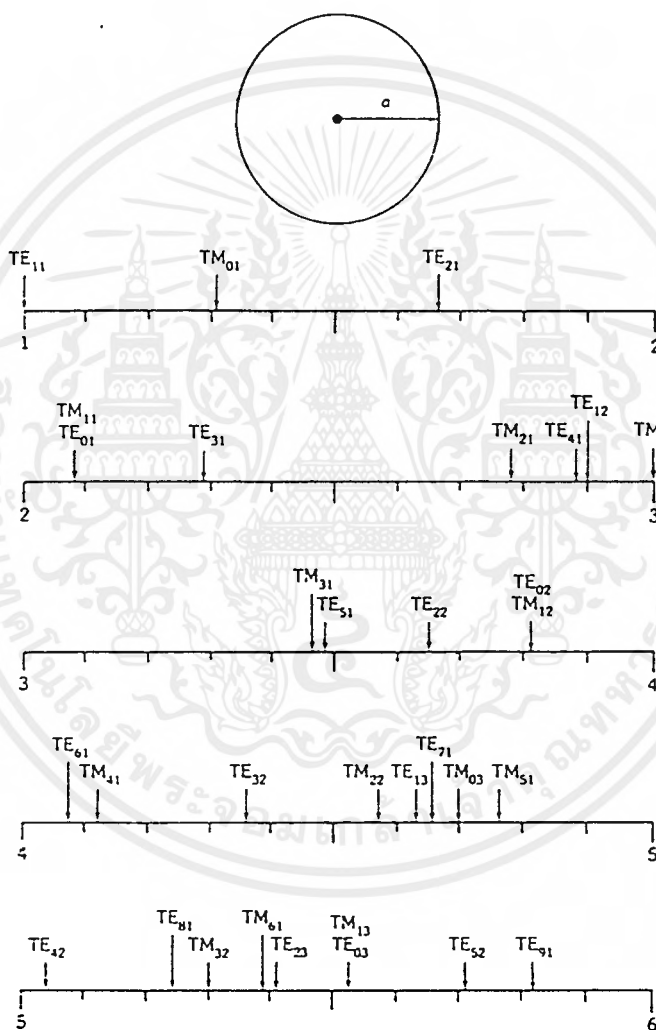
จากการวัดแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นนั้นซึ่งเมื่อนำผลการทดลองมาเปรียบเทียบกับทฤษฎีที่ได้จากการใช้โปรแกรม Matchcad จะเห็นได้ว่าแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นจะมีโลบข้างและโลบหลังทั้งนี้เนื่องจากบริเวณควบคุมที่จัดสภาพแวดล้อมไม่ดีพอทำให้เกิดการสะท้อนกลับของสัญญาณ

บทสรุป

สายอากาศแต่ละชนิดมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่แตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขต่าง ๆ ที่กำหนดไว้กับสายอากาศและแต่ละชนิดจะมีคุณสมบัติเฉพาะของแต่ละชนิดเองจากการคำนวณทางทฤษฎีเปรียบเทียบกับผลการทดลองพบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและรับคลื่น ได้มีรูปแบบที่ใกล้เคียงกันและการวัดความต้านทานเชิงซ้อน (Impedance) มีค่าเหมาะสมสำหรับการใช้งานและการนำสายอากาศมาต่ออาร์เรย์กันนั้นเพื่อเพิ่มค่า โคเรคตีวิตีและเกนการขยาย ให้ได้ตามต้องการซึ่งแล้วแต่ผู้ใช้จะไปใช้ประโยชน์ทางใด

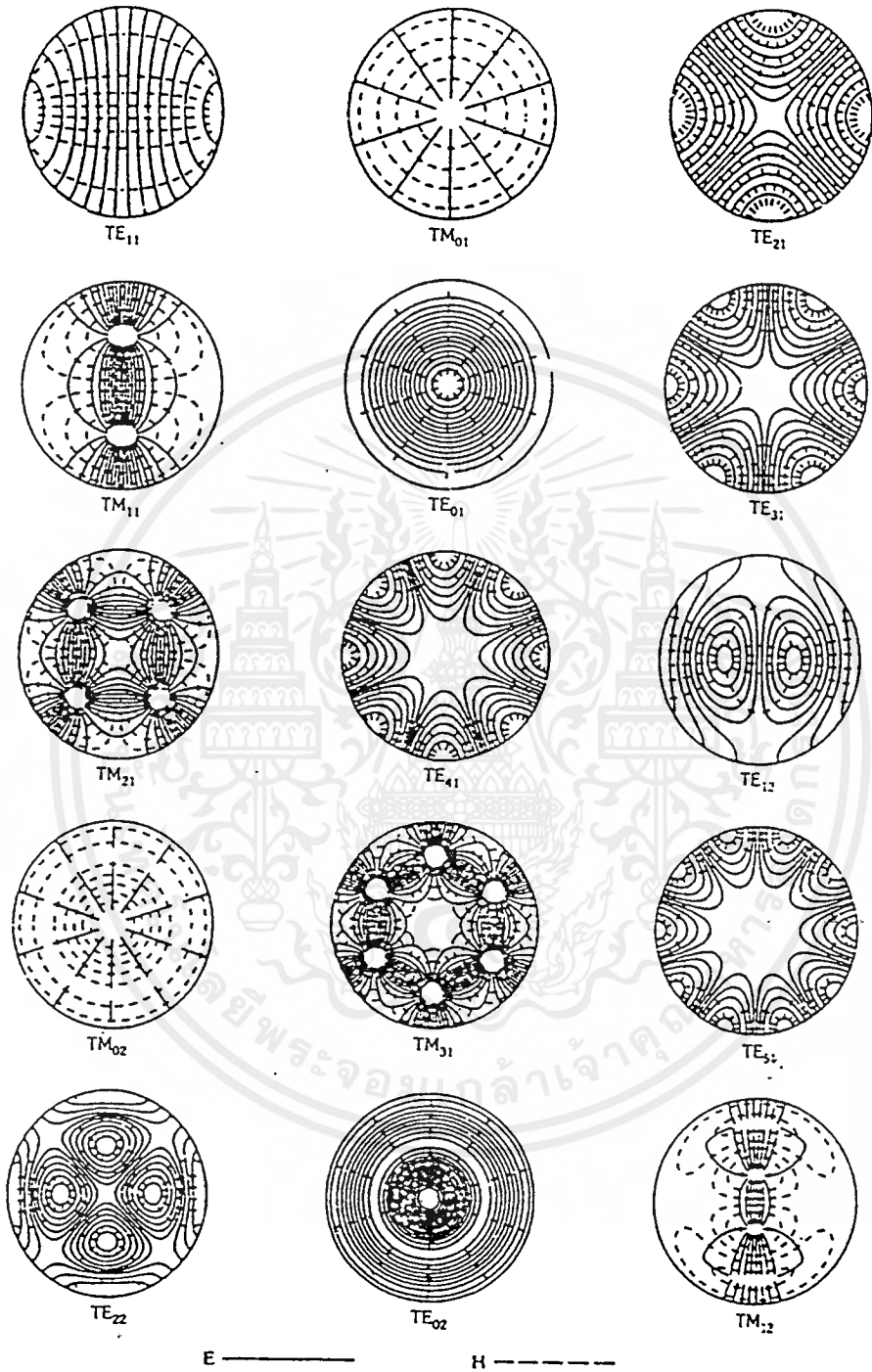


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



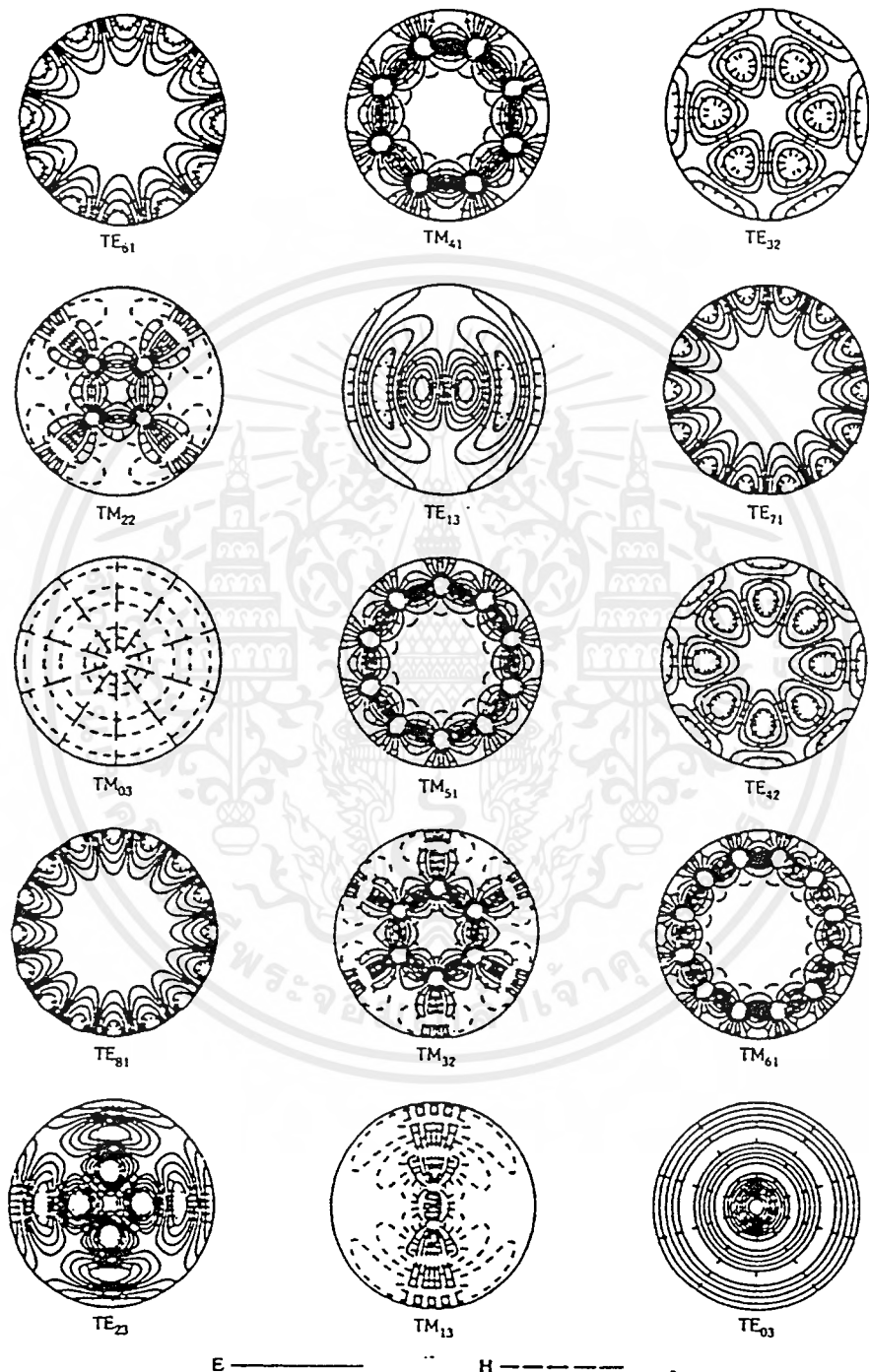
รูปแสดง Normalize ความถี่ Cutoff ของท่อนำคลื่นทรงกลมในโหมดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



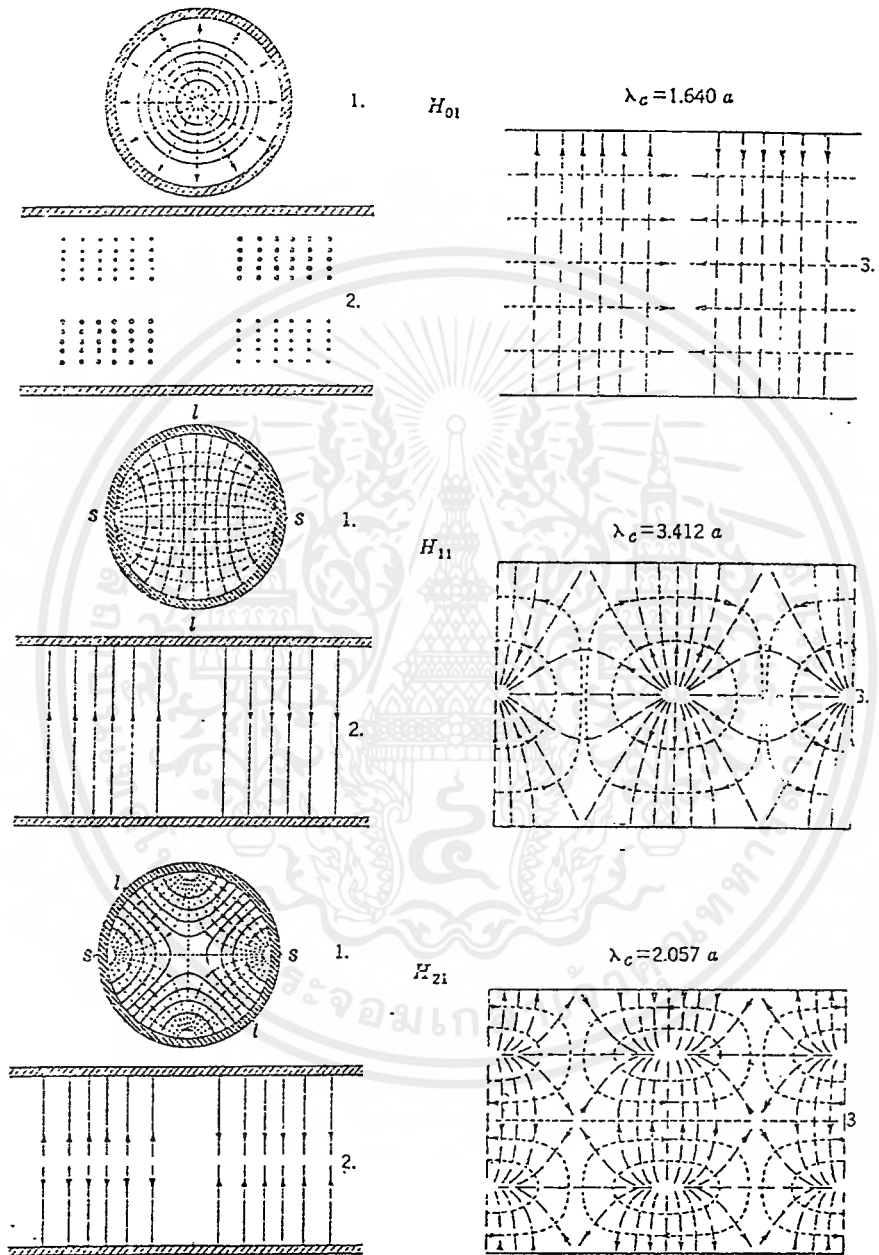
รูปแสดงในโหมดต่างๆ ของท่อนำคลื่นทรงกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับแสดงในโหมดต่าง ๆ ของท่อนำคลื่นทรงกลม (ต่อ) ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 $s-s$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปแสดงในโหมด TE_{01} , TE_{11} และ TE_{21} ของภายในท่อนำคลื่นทรงกลม ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณของบิดามารดาที่เฝ้ากำเนิดและครูบาอาจารย์ที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้ความรู้และทักษะทั้งหลายแก่คณะผู้จัดทำในการทำปริญญาบัตรเรื่องนี้ คณะผู้จัดทำไม่สามารถทำงานลุล่วงไปได้ด้วยดีถ้าหากไม่ได้ข้อเสนอแนะและคำปรึกษาทั้งความอนุเคราะห์เครื่องมือในการทำงานและทฤษฎีจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ สมพล โกศลวิตร อาจารย์ที่ปรึกษา คณาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมทุกท่านที่ให้ความสะดวกในการทำงาน ให้เสร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีพร้อมทั้งคำปรึกษาและแนวทางที่ถูกต้อง และทุกท่านที่เอื้ออำนวยความสะดวกในการทดลองรวมทั้งท่านที่ไม่ได้กล่าวนามไว้ ณ ที่นี้ ซึ่งมีผลทำให้ปริญญาบัตรเรื่องนี้ดำเนินงาน ไปอย่างมีลำดับขั้นตอนตามวัตถุประสงค์ที่ได้กำหนดไว้

คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ

นายสามภพ ภมรานนท์

นายธนพิสิฐ คงสงค์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. R.E. Colin, "Antenna and Radiowave Propagation" , New York :McGraw-Hill,1985
2. C.A. Ballanis, "Antenna Theory Analysis and Design" , 2nd .Edition,NewYork: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 , Application and Desing" , New York :Van Nostran Reinhold ComPany , 1988]
5. John D.Kraus, "Electromagnetics" 3rd Edition, McGraw-Hill Book Company ,1984
6. ทฤษฎีสาขาอากาศ : โมโนย ไกรฤกษ์
7. ทฤษฎีและการใช้งานความถี่ย่านไมโครเวฟ : พิชัย ภัคคีพานิชเจริญ

