

สายอากาศแบบร่องแถวลำดับบนผิวทรงกระบอกสำหรับการส่งกระจายคลื่นโทรทัศน์

A CYLINDRICAL SLOT ARRAY ANTENNA FOR
BROADCASTING TV TRANSMISSION



โดย
นายบัณฑิต ภักดีสุวรรณ
นายเบญญา จันทพันธ์

ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

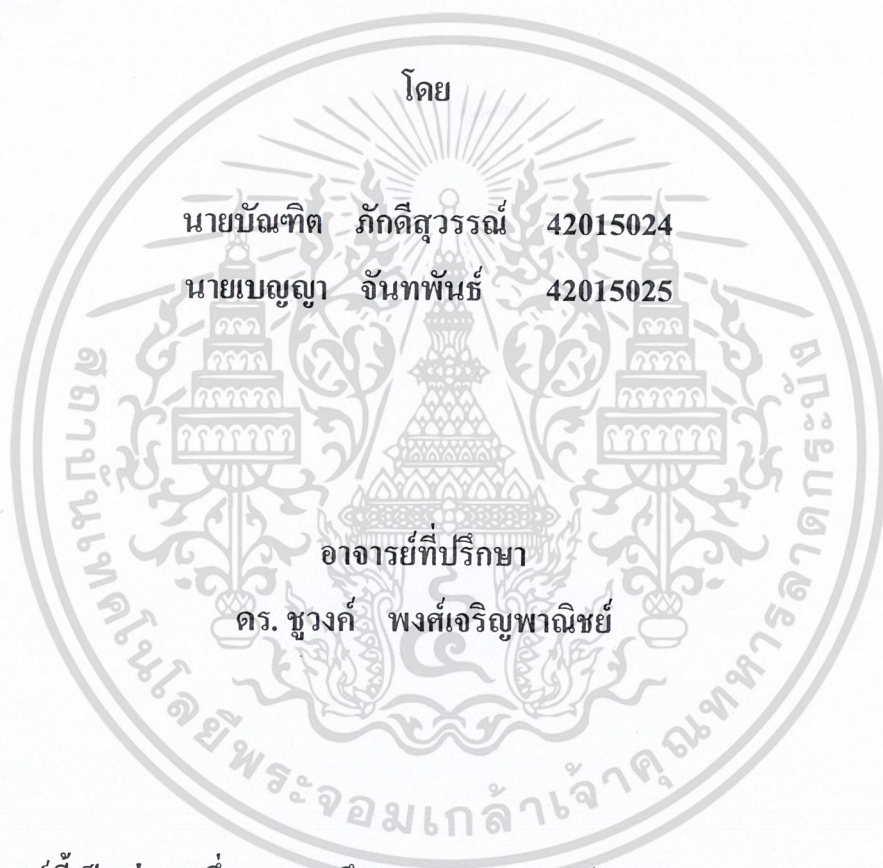
เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 46481
วัน, เดือน, ปี..... 2 เม.ย. 2546

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศแบบร่องแฉกลำดับบนผิวทรงกระบอกสำหรับการส่งกระจายคลื่นโทรทัศน์

A CYLINDRICAL SLOT ARRAY ANTENNA FOR
BROADCASTING TV TRANSMISSION



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สายอากาศแบบร่องแถวลำดับบนผิวทรงกระบอกสำหรับการส่งกระจายคลื่นโทรทัศน์

A CYLINDRICAL SLOT ARRAY ANTENNA FOR BROADCASTING TV TRANSMISSION

ผู้จัดทำ

1. นายบัณฑิต ภัคดีสุวรรณ 42015024

2. นายเบญญา จันทพันธ์ 42015025


อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร. ชuangกี พงศ์เจริญพาณิชย์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศแบบร่องแฉกลำดับบนผิวทรงกระบอกสำหรับการส่งกระจายคลื่นโทรทัศน์
A CYLINDRICAL SLOT ARRAY ANTENNA FOR BROADCASTING TV TRANSMISSION

โดย นายบัณฑิต ภัคดีสุวรรณ 42015024

นายเบญญา จันทพันธ์ 42015025

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการนำเสนอการศึกษา การคำนวณ การวิเคราะห์ การออกแบบ การสร้างและการทดสอบสายอากาศแฉกลำดับบนผิวทรงกระบอก โดยสายอากาศนี้ถูกป้อนด้วยโพรบเชิงเส้นทางส่วนล่างของทรงกระบอก โดยในโครงการนี้ซึ่งได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ กล่าวคือ รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ค่าอิมพีแดนซ์ ค่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง ค่าอัตราส่วนระหว่างลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลัง และค่าสภาพเจาะงทศทาง นอกจากนี้ได้ทำการแมตช์อิมพีแดนซ์ระหว่างสายอากาศกับสายนำสัญญาณด้วย ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์สามารถนำไปใช้เป็นแนวทางในการออกแบบสายอากาศส่งสำหรับระบบการส่งกระจายคลื่นโทรทัศน์ต่อไป

ABSTRACT

This project is concerned about the study, calculation, design, fabrication and experiment of a cylindrical slot array antenna. This antenna is excited by the linear electric probe. In this project, we first analyze the radiation characteristics. The impedance matching between the antenna and the transmission line is subsequently carried out. From the analytical result, the antenna design is achieved. The prototype of the antenna was fabricated to measure its characteristics. This antenna is useful for Broadcasting TV Transmission.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	2
2.1 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ (Parameter)	2
2.1.1 แพทเทิร์นการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)	2
2.1.2 แพทเทิร์นหลัก	3
2.1.3 โลบของแพทเทิร์นการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Lobe)	3
2.1.4 บริเวณต่าง ๆ ของสนามจากสายอากาศ	4
2.1.5 เรเดียนและสเตอริเรเดียน (Radian and Steradian)	6
2.1.6 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น	6
2.1.7 ไคเรคตีวิตี (Directivity)	7
2.1.8 ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิทท์ (Half Power Beam Width)	8
2.1.9 เกน (Gain)	8
2.1.10 ประสิทธิภาพของสายอากาศ	9
2.1.11 อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance)	10
2.2 ไดโพลพื้นฐานและไดโพลครึ่งความยาวคลื่น	12
2.2.1 ไดโพลจั่ว	12
2.2.2 ไดโพลขนาดเล็ก	21
2.2.3 สายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด	24
2.3 ร่องบนระนาบตัวนำขนาดอนันต์	36
2.4 สายอากาศแบบร่องบนผิวทรงกระบอก	41
2.4.1 พิกัดทรงกระบอกและสมการคลื่นในพิกัดทรงกระบอก	41
2.4.2 โครงสร้างและสมการทั่วไปของสายอากาศแบบช่องเปิดบนผิวทรงกระบอก	42
2.4.3 โครงสร้างและสมการที่ใช้วิเคราะห์สายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอก	46
2.5 อาร์เรย์ (Array)	49
2.5.1 อาร์เรย์สองเอเลเมนต์	49
2.5.2 อาร์เรย์ N เอเลเมนต์	51
2.5.3 ลิเนียร์อาร์เรย์ N เอเลเมนต์	58
2.6 สายอากาศแบบร่องแถวลำดับที่วางตามแนวแกนบนผิวของตัวนำทรงกระบอก	63
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	65
3.1 การคำนวณสายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอกที่วางตามแนวแกนทรงกระบอก	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 3.1.1 รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอก 65

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.1.2 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศแบบร่องเดี่ยว- บนผิวทรงกระบอก	70
3.1.3 อัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิว- ทรงกระบอก	72
3.1.4 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอก	72
3.2 การคำนวณสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับที่มีองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงของทรง- กระบอกเท่ากับ 2 และมีองค์ประกอบแฉกลำดับในแนวแกนเท่ากับ 1	73
3.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับบนผิวทรง- กระบอก	74
3.2.2 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศแบบร่องแฉก- ลำดับบนผิวทรงกระบอก	83
3.2.3 อัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับ- บนผิวทรงกระบอก	83
3.2.4 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับบนผิวทรงกระบอก	84
3.3 การสร้าง	85
3.3.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับบนผิวทรงกระบอก	86
3.3.2 ขั้นตอนการสร้าง	86
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	89
4.1 การทดลองวัดค่าอัตรา SWR, อิมพีแดนซ์ และ S-พารามิเตอร์	89
4.1.1 การทดสอบวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR)	89
4.1.2 การทดสอบวัดค่าอิมพีแดนซ์	90
4.2 การทดลองวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น	93
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	97
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 3.5 โครงสร้างของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับมีองค์ประกอบ $P=2, Q=1$	74
รูปที่ 3.6 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับเมื่อ $\phi_p = -15^\circ, 15^\circ$	76
รูปที่ 3.7 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับเมื่อ $\phi_p = -20^\circ, 20^\circ$	78
รูปที่ 3.8 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับเมื่อ $\phi_p = -25^\circ, 25^\circ$	80
รูปที่ 3.9 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับเมื่อ $\phi_p = -30^\circ, 30^\circ$	82
รูปที่ 3.10 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่ง	83
รูปที่ 3.11 อัตราส่วนของลำคลื่นด้วยหน้าตัดด้านหลัง	84
รูปที่ 3.12 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ	85
รูปที่ 3.13 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับที่มีองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงเท่ากับ 2 และมีองค์ประกอบในแนวแกนเท่ากับ 1	88
รูปที่ 4.1 แสดงสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับบนผิวทรงกระบอก	90
รูปที่ 4.2 แสดงการทดสอบสายอากาศกับเครื่องเน็ตเวอร์ค อนุา ไลเซอร์	91
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงค่า SWR ที่วัดได้จากสายอากาศ	91
รูปที่ 4.4 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์ ที่วัดได้จากสายอากาศ	92
รูปที่ 4.5 กราฟแสดงค่า S- พารามิเตอร์ ที่วัดได้จากสายอากาศ	92
รูปที่ 4.6 แสดงการทดลองวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น	94
รูปที่ 4.7 แสดงการทดสอบสายอากาศในห้องทดสอบสายอากาศ	94
รูปที่ 4.8 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอกในระนาบ xy	95
รูปที่ 4.9 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอกในระนาบ xz	95
รูปที่ 4.10 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับบนผิวทรงกระบอกในระนาบ xy	96
รูปที่ 4.11 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับบนผิวทรงกระบอกในระนาบ xz	96

บทที่ 1

บทนำ

สายอากาศร่องแถวลำดับบนผิวทรงกระบอก (Cylindrical Array Antenna) เป็นสายอากาศที่นิยมใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เช่น ใช้เป็นสายอากาศที่ปรับเฟสได้ สำหรับในระบบเรดาร์หรือเป็นสายอากาศสถานีฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งข้อดีของสายอากาศชนิดนี้คือ โครงสร้างของมันสามารถที่จะสร้างให้เข้ากับส่วนใดส่วนหนึ่งของรูปทรงที่เป็นส่วนประกอบของยานพาหนะ อันได้แก่ เครื่องบิน ยานอวกาศและจรวด ซึ่งโครงสร้างมีลักษณะสมมาตรในแนวแกนของทรงกระบอกและการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศมีลักษณะแนวอนด้วย ในการพัฒนาองค์ประกอบแถวลำดับบนผิวทรงกระบอกนั้น ราคาที่ถูกถือเป็นสิ่งสำคัญ โดยสายอากาศแบบเดิมซึ่งเป็นองค์ประกอบของไดโพล ไดโพลไขว้ หรือแผ่นตัวนำไมโครสตริบบนผิวทรงกระบอกนั้นถือว่าเป็นโครงสร้างที่มีความซับซ้อน ดังนั้นจึงได้นำเสนอสายอากาศแบบร่องบนผิวทรงกระบอกซึ่งเป็นโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนสามารถสร้างได้ง่าย ในการวิเคราะห์สายอากาศแบบร่องแถวลำดับบนผิวทรงกระบอกนั้น ในขั้นแรกจำเป็นต้องทราบคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอกก่อนแล้วจึงนำมาจัดเรียงเป็นแถวลำดับ

ในโครงการนี้ได้้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศร่องแถวลำดับบนผิวทรงกระบอก ซึ่งคุณลักษณะที่จะทำการศึกษาประกอบด้วย รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) ของสายอากาศ ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง (Half - Power Beamwidth: HPBW) ค่าอัตราส่วนระหว่างระดับลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลัง (Front - to - Back Ratio: F/B - Ratio) และค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ของสายอากาศ ซึ่งแนวทางในการพัฒนาของสายอากาศชนิดนี้ สามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐานสำหรับการแพร่กระจายคลื่นโทรศัพท์เคลื่อนที่ต่อไป

บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศ ซึ่งใช้ในการพิจารณาสายอากาศ รวมถึงสมการทางคณิตศาสตร์ที่กล่าวถึงสายอากาศทรงกระบอกด้วย เช่น พารามิเตอร์ (Parameter) พื้นฐานของสายอากาศ, สายอากาศไดโพล (Dipole antenna) พื้นฐาน, สายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่น, ร่องบนระนาบขนาน, สายอากาศแบบร่องบนผิวทรงกระบอก เป็นต้น

2.1 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ

เมื่อกล่าวถึงสายอากาศ สิ่งที่จะต้องพิจารณาก็คือ คุณสมบัติหรือพารามิเตอร์ (Parameter) ของสายอากาศ ซึ่งจะเป็นตัวบอกให้ทราบคุณสมบัติและคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ ซึ่งที่จะพิจารณาประกอบด้วย

2.1.1 แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern)

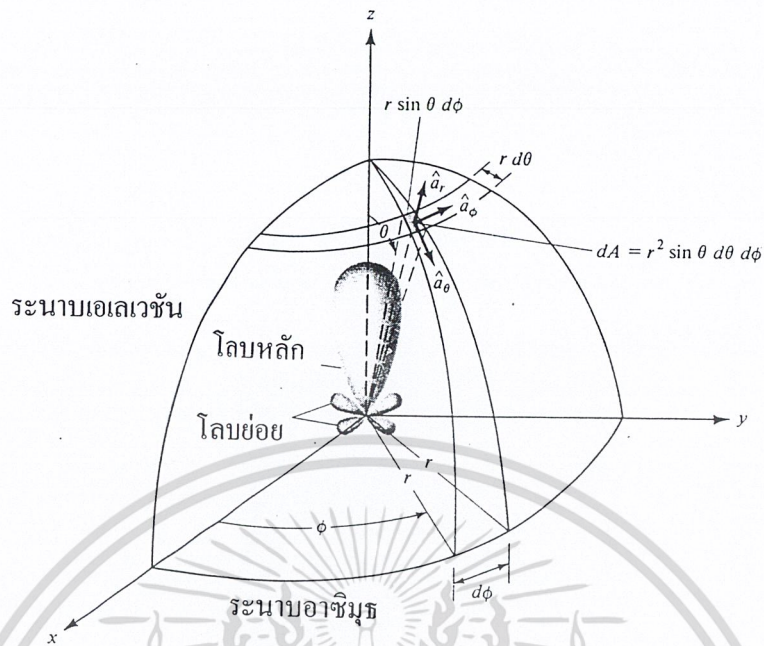
แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นหรือรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น คือรูปภาพที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งเป็นฟังก์ชันของสเปซโคออดิเนต (Space Coordinate) ส่วนใหญ่แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นนั้นมักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล (Far Field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น จะอาศัยคุณสมบัติต่าง ๆ ดังนี้คือ ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) ความเข้มของสนาม (Field Strength) เฟส (Phase) หรือโพลาไรเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงรูปของพลังงานเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่สังเกต ที่มีรัศมีคงที่

รูปที่ 2.1 แสดงระบบพิกัด โคออดิเนต (Coordinate) ที่ใช้ แสดงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น สำหรับการใส่เส้นเพื่อแสดงกำลังงานที่สายอากาศรับได้ ตามแนวรัศมีที่มีค่าคงที่มีชื่อเรียกว่า แพทเทิร์นกำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่าง ๆ ที่มีรัศมีคงที่มีชื่อเรียกว่าแพทเทิร์นสนาม (Field Pattern) ของสายอากาศนั้น

ตัวแพร่คลื่นไอโซโทรปิก (Isotropic Radiator) คือสายอากาศที่ถูกสมมติขึ้น โดยมีคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันในทุกทิศทาง ยกตัวอย่างเช่น พอยท์ซอร์ส (Point Source) เป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่ไม่สามารถสร้างได้จริง แต่มักจะใช้เพื่อเป็นตัวเปรียบเทียบกับสายอากาศจริงเกี่ยวกับการแสดงคุณสมบัติของการแสดงทิศทางของสายอากาศ

สายอากาศชี้ทิศทาง (Directional Antenna) เป็นสายอากาศซึ่งมีคุณสมบัติของการส่ง หรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ในเฉพาะทิศทางที่กำหนดเท่านั้น ตัวอย่างหนึ่งของสายอากาศที่มีคุณสมบัติดังกล่าวคือ สายอากาศแบบออมนิไดเรกชันแนล (Omnidirectional Antenna)



รูปที่ 2.1 ระบบโคออดิเนต สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ

2.1.2 แพทเทิร์นหลัก (Main Pattern)

โดยส่วนใหญ่ มักจะอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศ ในเทอมของแพทเทิร์นหลัก (Principal Pattern) ของสนามไฟฟ้า E และ สนามไฟฟ้า H สำหรับ สายอากาศลิเนียร์โพลาไรเซชัน (Linearly Polarization) แพทเทิร์นในระนาบ E จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์ (Vector) สนามไฟฟ้า และทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนแพทเทิร์นในระนาบ H จะเป็นระนาบที่ บรรจุเวกเตอร์สนามแม่เหล็กและทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด

2.1.3 โอบของแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Lobe)

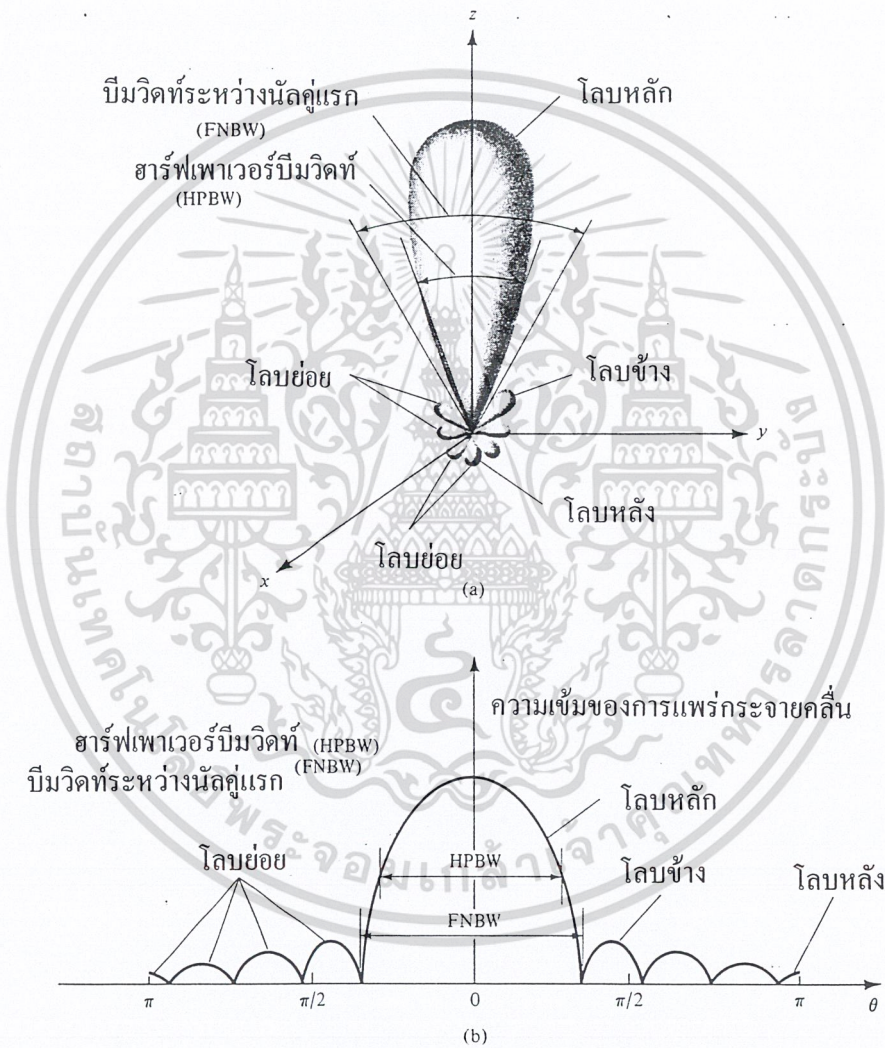
โอบของการแพร่กระจายคลื่น คือส่วนที่เป็นส่วนหนึ่งของแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นที่เกิดขึ้นเป็นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นต่ำ รูปที่ 2.2 แสดงโพลาไรแพทเทิร์น (Polar Pattern) แบบสามมิติ ซึ่งแบ่งเป็นโอบแบบต่างๆ ได้ดังนี้

โอบหลัก (Major Lobe หรือ Main Lobe) เป็นโอบของการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุด ตามรูปที่ 2.2 มีโอบหลักอยู่ในทิศทาง z สายอากาศบางชนิดอาจมีโอบหลักมากกว่าหนึ่งโอบ เช่น สายอากาศแยก빔 (Split-Beam Antenna)

โอบย่อย (Minor Lobe) ได้แก่โอบอื่น ๆ นอกเหนือ ไปจากโอบหลัก

โอบข้างหรือไซด์โอบ (Side Lobe) เป็นโอบย่อยที่อยู่ติดกับโอบหลัก และอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับโอบหลัก

โลบหลัง (Back Lobe) เป็นโลบย่อยที่อยู่ในครึ่งวงกลมตรงข้ามกับโลบหลัก ปกติแล้วโลบย่อยจะเกิดจาก การแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ ดังนั้นสำหรับสายอากาศที่ดี ต้องกำจัดโลบเหล่านี้ให้เหลือน้อยที่สุด ระดับของโลบย่อยมักแสดงเป็น อัตราส่วนของความหนาแน่นของพลังงานในโลบที่กำลังคิดต่อความหนาแน่นของพลังงานในโลบหลัก ซึ่งเรียกว่า อัตราส่วนของไซด์โลบ (Side Lobe Ratio) หรือระดับของไซด์โลบ (Side Lobe Level :SLL)ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปนั้นมักจะต้องการให้ระดับของไซด์โลบน้อยกว่า -20 dB



รูปที่ 2.2 a) โลบต่าง ๆ และบีมวิดท์ของแพทเทอรันสายอากาศ b) แพทเทอรันในแบบลิเนียร์

2.1.4 บริเวณต่าง ๆ ของสนามจากสายอากาศ

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

แสดงในรูปที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

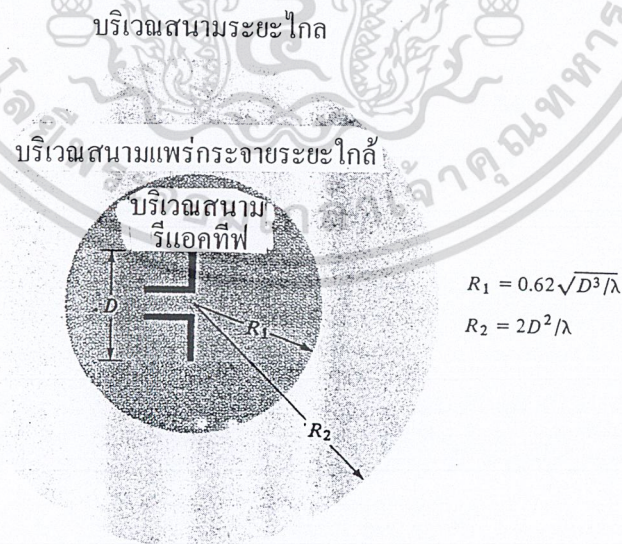
บริเวณสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามที่ล้อมรอบใกล้สายอากาศมากที่สุด และมีสนามเป็นชนิดรีแอกทีฟเป็นส่วนใหญ่ บริเวณนี้จะมีระยะทาง $R < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ จากผิวของสายอากาศ เมื่อ λ เป็นความยาวคลื่น และ D เป็นมิติที่ยาวที่สุดของสายอากาศ

บริเวณสนามกระจายระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามของสายอากาศ ที่อยู่ระหว่างบริเวณของสนามรีแอกทีฟระยะใกล้กับบริเวณสนามระยะไกล โดยมีสนามที่กระจายอยู่เป็นส่วนใหญ่และการกระจายของสนามตามมุมต่าง ๆ นั้น แปรผันตามระยะทางจากสายอากาศ เมื่อสายอากาศมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสนามในบริเวณนี้อาจไม่เกิดขึ้นในบริเวณนี้จะมีระยะทาง

$$2D^2/\lambda \geq R \geq 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$$

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

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



รูปที่ 2.3 แสดงการแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 เรเดียน และสเตอเรเดียน (Radian and Steradian)

การวัดมุมบนระนาบจะมีหน่วยเป็นเรเดียน หนึ่งเรเดียนเป็นมุมระนาบซึ่งยอดของมันอยู่ที่จุดศูนย์กลางของวงกลมที่มีรัศมี r และถูกปิดด้วยส่วนของเส้นรอบวง ซึ่งยาว r เนื่องจากเส้นรอบวงที่มีรัศมี r มีความยาว $C = 2\pi r$ ดังนั้นบนหนึ่งรอบวงกลม จะมี 2π เรเดียน

การวัดมุมมีหน่วยเป็นสเตอเรเดียน (sr) หนึ่งสเตอเรเดียนเป็นมุมตันที่มียอดอยู่ที่จุดศูนย์กลางของทรงกลมที่มีรัศมี r เนื่องจากพื้นที่ของทรงกลมรัศมี r มีค่าเท่ากับ $4\pi r^2$ ดังนั้นตลอดทรงกลมจะมี $4\pi sr$

2.1.6 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น

คือ กำลังงานที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศ ต่อหน่วยมุมตัน ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่ง ในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศ เกี่ยวกับสนามระยะไกล ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น สามารถหาได้จากผลคูณของความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น และผลจากกำลังสองของระยะทาง ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.1)$$

เมื่อ

$U =$ ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ($W /$ หน่วยมุมตัน)

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

ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น สามารถเขียนแสดงความสัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าของสายอากาศระยะไกลได้คือ

$$\begin{aligned} U(\theta, \phi) &= (r^2/2\eta) |E(r, \theta, \phi)|^2 \\ &= (r^2/2\eta) \left[|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2 \right] \\ &= (1/2\eta) \left[|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2 \right] \end{aligned} \quad (2.2)$$

เมื่อ

$E =$ ความเข้มของสนามไฟฟ้าของสายอากาศในระยะไกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E_θ, E_ϕ = ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าของสายอากาศระยะไกล

η = อินทรีนติกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของตัวกลาง

ดังนั้นแพทเทิร์นของกำลังงานก็ใช้เพื่อแสดงถึงความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น ได้เช่นกัน

กำลังงานทั้งหมดหาได้โดย อินทิเกรตความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น ตลอดมุมตัน ทั้งหมด ซึ่งจะได้

$$P_{rad} = \iint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.3)$$

2.1.7 ไดรเรคทีวิตี (Directivity)

ไดเรคทีฟเนสในทิศทางที่กำหนด คือ อัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศซึ่งใช้สำหรับอ้างอิง ซึ่งปกติสายอากาศสำหรับใช้อ้างอิงนี้จะใช้ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (Isotropic Point Source)

ไดเรคทีวิตี คือ ค่าของไดเรคทีฟเนสในทิศทางที่มีค่ามากที่สุดหรือ ไดรเรคทีวิตีของต้นกำเนิดที่ไม่เป็นไอโซโทรปิก คือ อัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นที่มากที่สุดต่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส เขียนสมการได้ว่า

$$D_g = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.4)$$

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.5)$$

D_g = ไดรเรคทีฟเนส (ไม่มีหน่วย)

D_0 = ไดรเรคทีวิตี (ไม่มีหน่วย)

U = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (w/ หน่วยมุมตัน)

U_{max} = ค่าสูงสุดของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น (w/ หน่วยมุมตัน)

U_0 = ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (w/ หน่วยมุมตัน)

P_{rad} = กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (W)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.4) และ (2.5) จะทราบโคเรคทีฟเฟนและโคเรคทีวิตีของไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่มีค่าเป็นหนึ่ง เพราะว่ามันมีการแพร่กระจายกำลังงาน ออกไปทุกทิศทางด้วยค่าที่เท่ากันคือ U, U_{\max} และ U_0 ต่างมีค่าเท่ากัน แต่ต้นกำเนิด (สายอากาศ) แบบอื่น ๆ นั้นย่อมมีโคเรคทีวิตีมากกว่าหนึ่งเสมอ

สายอากาศที่มีโลบหลักแคบ ๆ เพียงโลบเดียวและมีโลบย่อยที่มีขนาดเล็กจนสามารถตัดทิ้งได้มุมตันของบีมจะมีค่าประมาณเท่ากับผลคูณของ $HPBW$ ในระนาบซึ่งตั้งฉากกัน

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_A} \cong \frac{4\pi}{\Theta_{1r} \Theta_{2r}} \quad (2.6)$$

มุมตันของบีม Ω_A ประมาณได้จาก

$$\Omega_A = \Theta_{1r} = \Theta_{2r} \quad (2.7)$$

$\Theta_{r1} = HPBW$ ในระนาบใด ๆ (เรเดียน)

$\Theta_{r2} = HPBW$ ซึ่งตั้งฉากกับระนาบแรก (เรเดียน)

2.1.8 ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ (Half Power Beam Width)

ฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ เป็นมุมที่วัดระหว่างจุดที่ความเข้ม ของการแพร่ ของการแพร่กระจายคลื่นในโลบหลักมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดสองจุด

เมื่อทราบบีมวิดท์เป็นองศา จากสมการที่ (2.95) จะตัดแปลงให้เหมาะสมที่จะแทนค่าบีมวิดท์นั้นโดยตรงได้เป็น

$$D_0 \cong \frac{4\pi(180/\pi)^2}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}} \quad (2.8)$$

$\Theta_{r1} = HPBW$ ในระนาบใด ๆ (องศา)

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

2.1.9 เกน (Gain)

เป็นความสัมพันธ์ที่ได้มาจากโคเรคทีวิตี โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่โคเรคทีวิตี อธิบายคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพาเวอร์เกน (Power Gain) ของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้ มีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อกำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่งเมื่อไม่ได้กำหนดทิศทางไว้โดยเฉพาะ โดยทั่วไปแล้วจะคิดเพาเวอร์เกนในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงที่สุดดังนั้น

$$\begin{aligned} \text{เกน} &= 4\pi (\text{ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น}) / (\text{กำลังงานทั้งหมดที่ป้อนให้สายอากาศ}) \\ &= \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \end{aligned} \quad (2.9)$$

โดยทั่วไปแล้วมักจะพูดถึงเกนสัมพัทธ์ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของเพาเวอร์เกน ในทิศทางที่กำหนดให้ ต่อเพาเวอร์เกนของสายอากาศ ที่ใช้เปรียบเทียบในทิศทางนั้น เมื่อกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศนั้นต้องเท่ากัน สายอากาศที่ใช้เปรียบเทียบจะเป็น ไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้น

$$G_g = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (\text{ไม่มีหน่วย}) \quad (2.10)$$

กำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้กับสายอากาศ (P_{in}) ดังนี้

$$P_{rad} = e_t P_{in} \quad (2.11)$$

เมื่อ e_t เป็นประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ทำให้จะได้

$$G_g(\theta, \phi) = e_t \left[\frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad (2.12)$$

ซึ่งสัมพันธ์กับไดเรกทิฟิเกนดังนี้

$$G_g(\theta, \phi) = e_t D_g(\theta, \phi) \quad (2.13)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของเกนจะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตี

$$G_0 = G_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} = e_t D_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} \quad (2.14)$$

ดังนั้นค่าประมาณของเกนจะได้

$$G_0 \cong \frac{30,000}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}} \quad (2.15)$$

Θ_{1r} = HPBW ในระนาบใด ๆ (องศา)

Θ_{2r} = HPBW ในระนาบซึ่งตั้งฉากกับระนาบแรก (องศา)

2.1.10 ประสิทธิภาพของสายอากาศ

ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ จะใช้เมื่อคำนึงถึงการสูญเสียต่าง ๆ ที่ขั้วและภายในโครงเสาสร้างของสายอากาศด้วย โดยทั่วไปแล้วประสิทธิภาพทั้งหมด สามารถคำนวณได้จากให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.16)$$

เมื่อ

e_t = ประสิทธิภาพทั้งหมด (ไม่มีหน่วย)

e_r = ประสิทธิภาพเกี่ยวกับการสะท้อนกลับของคลื่น (ไม่มีหน่วย)

e_c = ประสิทธิภาพของตัวนำ (ไม่มีหน่วย)

e_d = ประสิทธิภาพของฉนวน (ไม่มีหน่วย)

Γ = สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของศักดาไฟฟ้าที่ขั้วของสายอากาศ

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.17)$$

เมื่อ

Z_{in} = อินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

Z_0 = อิมพีแดนซ์คุณสมบัติ (Characteristic Impedance) ของสายส่ง

ปกติ e_c และ e_d คำนวณหาได้ลำบาก ส่วนมากมักมาจากการทดลอง ดังนั้น เพื่อความสะดวกจึงมักเขียนได้เป็น

$$e_t = e_r e_{cd} \quad (2.18)$$

เมื่อ

$e_{cd} = e_c e_d$ ประสิทธิภาพในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

2.1.11 อินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance)

อินพุทอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศใดๆจะเป็นอิมพีแดนซ์ ที่ขั้วของสายอากาศนั้นๆ อาจเป็น อัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าต่อกระแสไฟฟ้าที่ขั้วของสายอากาศนั้น หรือเป็นอัตราส่วนของสนามแม่เหล็กที่จุดใดๆ ในรูปที่ 2.4 a) a-b เป็นขั้วของสายอากาศ อัตราส่วนของ ศักดาไฟฟ้าต่อกระแสไฟฟ้าที่ขั้วนี้ เมื่อไม่ได้ต่อโหลด (Load) จะเป็นอิมพีแดนซ์ของสายอากาศซึ่งมีค่า

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.19)$$

เมื่อ

Z_A = อิมพีแดนซ์ที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

R_A = ความต้านทานที่ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

X_A = รีแอกแตนซ์ขั้ว a-b ของสายอากาศ (โอห์ม)

โดยทั่วไปค่าความต้านทานจะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนดังนี้

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.20)$$

เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R_r = ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

R_L = ความต้านทานการสูญเสียของสายอากาศ

สมมติว่าสายอากาศถูกต่ออยู่กับเครื่องกำเนิดสัญญาณที่มีอิมพีแดนซ์ภายในเป็นดังนี้

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.21)$$

เมื่อ

R_g = ความต้านทานของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม)

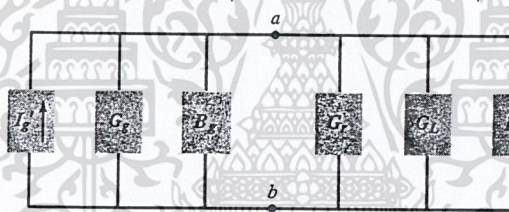
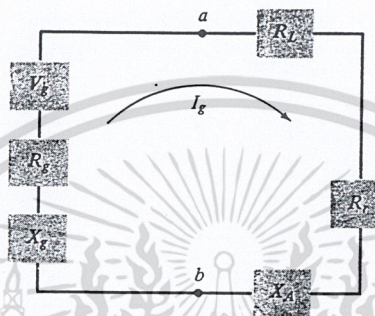
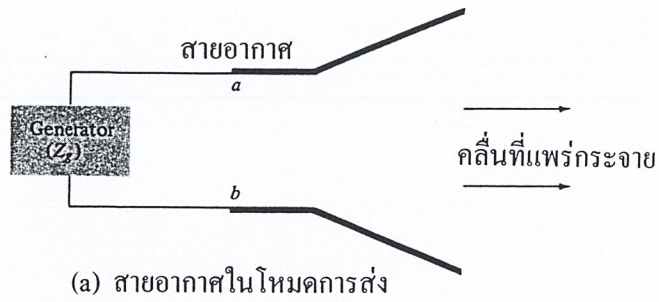
X_g = รีแอกแตนซ์ของเครื่องกำเนิดสัญญาณ (โอห์ม)

และสายอากาศทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง จะแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.4b ในการหาปริมาณกำลังงานที่ถูกนำมาสู่ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น เพื่อแพร่กระจายออกกับกำลังงานที่สูญเสีย ในความต้านทานการสูญเสีย R_L ที่กลายเป็นความร้อน ($I^2 R_L / 2$) จะหากระแสที่ไหลภายในลูป (Loop) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} I_g &= \frac{V_g}{Z_t} = \frac{V_g}{Z_A + Z_g} \\ &= \frac{V_g}{(R_r + R_L + R_g) + j(X_A + X_g)} \end{aligned} \quad (2.22)$$

และขนาดของกระแสจะมีค่าดังนี้คือ

$$I_g = \frac{V_g}{\sqrt{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2}} \quad (2.23)$$



รูปที่ 2.4 สายอากาศส่งและวงจรสมมูล

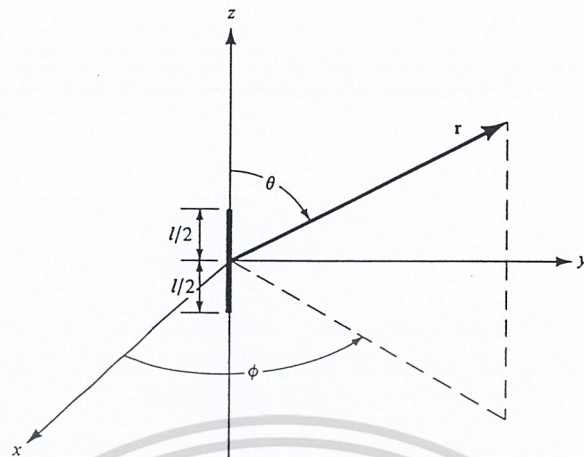
2.2 ไดโพลพื้นฐานและไดโพลครึ่งความยาวคลื่น

2.2.1 ไดโพลจิว

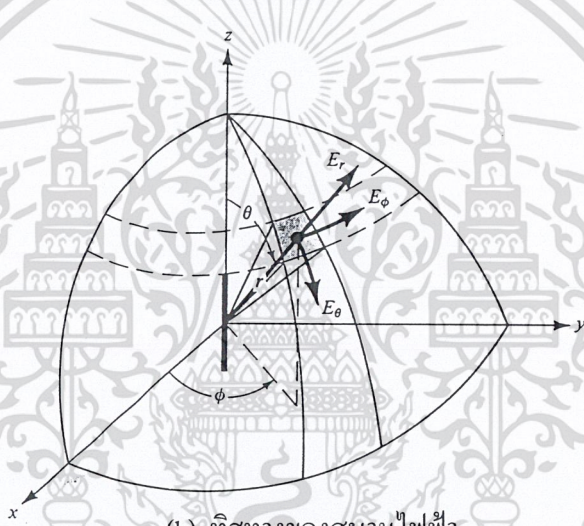
แม้ว่าไดโพลจิวไม่เหมาะที่จะใช้งาน แต่มักจะใช้เป็นส่วนย่อยของสายอากาศที่มีรูปทรงที่ยุ่งยาก สมมุติว่าลวดขนาดจิว ($l \ll \lambda$) ถูกวางอย่างสมมาตรที่ออร์จินของระบบโคออดิเนต ตามแกน z ดังรูปที่ 2.5a นอกจากความยาวน้อยมากแล้วยังต้องพอมมากด้วยซึ่งจะสมมุติว่ากระแสที่ไหลในบริเวณนี้มีค่าคงที่ได้คือ

$$\vec{I}(z') = \vec{a}_z I_0 \tag{2.24}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) ใดโพลจิว



(b) ทิศทางของสนามไฟฟ้า

รูปที่ 2.5 การจัดวางใดโพลจิวและสนามไฟฟ้าของใดโพลจิว

2.2.1.1 สนามที่แพร่กระจายจากใดโพลจิว

ในการหาสนามที่แพร่กระจายจากใดโพลจิว จะใช้วิธี 2 ขั้นตอน คือหาศักดาเวกเตอร์ \vec{A} และ \vec{F} ก่อน จากนั้นจะหาสนามไฟฟ้า \vec{E} และสนามแม่เหล็ก \vec{H} ตามลำดับ

เนื่องจากต้นกำเนิดนำเฉพาะกระแสไฟฟ้า I_e เท่านั้น ดังนั้น I_m และ \vec{F} จะมีค่าเป็นศูนย์ และ \vec{A} จะมีค่า

$$\vec{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi c} \int \vec{I}_e(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \quad (2.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ (x, y, z) แทนโคออดิเนตของจุดที่ตั้งเกิด ในขณะที่ (x', y', z') แสดงโคออดิเนตของต้นกำเนิด R เป็นระยะทางจากจุดใด ๆ บนต้นกำเนิดไปยังจุดตั้งเกิด และ c เป็นเส้นทางเดินตามความยาวของต้นกำเนิด จากรูปที่ 2.5

$$\bar{I}_e(x', y', z') = \bar{a}_z I_0 \quad (2.26)$$

$$x' = y' = z' = 0 \quad (\text{ไดโพลจั่ว}) \quad (2.27)$$

$$R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ = r = \text{ค่าคงที่} \quad (2.28)$$

$$dl' = dz' \quad (2.29)$$

ดังนั้นจะเขียน (2.25) ได้ว่า

$$\bar{A}(x, y, z) = \frac{\bar{a}_z \mu_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \int_{-l/2}^{l/2} dz' = \bar{a}_z \frac{\mu_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \quad (2.30)$$

ต่อไปจะหา \bar{H}_A จากความสัมพันธ์ที่ว่า $\bar{B}_A = \mu \bar{H} = \nabla \times \bar{A}$ และหา \bar{E}_A จาก $\bar{E}_A = -j\omega \bar{A} - j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \nabla(\nabla \times \bar{A})$ ในการคำนวณนี้จะทำในระบบโคออดิเนตทรงกลม โดยแปลง (2.30) ซึ่งเป็นโคออดิเนตที่เหลี่ยมเฉพาะในทิศทาง \bar{a}_z ไปยังโคออดิเนตทรงกลม โดยอาศัยเมทริกซ์ (Matrix) ต่อไป

$$\begin{bmatrix} A_r \\ A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi & \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \\ \cos \theta \cos \phi & \cos \theta \sin \phi & -\sin \theta \\ -\sin \phi & \cos \phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

ในกรณีนี้ $A_x = A_y = 0$ เพราะฉะนั้น (2.30) จะมีเพียง

$$A_r = A_z \cos \theta = \frac{\mu_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \quad (2.32)$$

$$A_\theta = -A_z \sin \theta = \frac{-\mu_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (2.33)$$

$$A_\phi = 0 \quad (2.34)$$

จาก $\bar{H}_A = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{A}$ จะได้

$$\bar{H} = \bar{a}_\phi \frac{1}{\mu r} \left[\frac{\partial(rA_\theta)}{\partial r} - \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \right] \quad (2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทน (2.32) – (2.34) ลงใน (2.35) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้คือ

$$H_r = H_\theta = 0 \quad (2.36)$$

$$H_\phi = \frac{jkI_0 l \sin\theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.37)$$

และจะหาสนามไฟฟ้า \bar{E} ได้จาก

$$\begin{aligned} \bar{E} = \bar{E}_A &= -j\omega\bar{A} - j\frac{1}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \bar{A}) \\ &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \bar{H} \end{aligned} \quad (2.38)$$

เมื่อแทน (2.32) ถึง (2.34) หรือ (2.36) ถึง (2.37) ลงใน (2.38) จะหาค่า \bar{E} ได้ว่ามีค่าดังต่อไปนี้คือ

$$E_r = \frac{\eta I_0 l \cos\theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.39)$$

$$E_\theta = \frac{j\eta k I_0 l \sin\theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (2.40)$$

$$E_\phi = 0 \quad (2.41)$$

2.2.1.2 ความหนาแน่นของกำลังงานและความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น

ในสายอากาศที่ไม่มีการสูญเสีย ค่าจริงของอินทิกรัลพินแดนซ์จะเป็นความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น กำลังงานจะถูกส่งผ่านจากคลื่นที่ถูกนำในสายส่งไปยังคลื่นในฟรีสเปซด้วยความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น เมื่อจะหาความต้านทานอินพุทของสายอากาศที่ไม่มีการสูญเสีย จะต้องหาพอยดิงเวกเตอร์ก่อน จากนั้นอินทิเกรตพอยดิงเวกเตอร์ตลอดพื้นผิวปิด (ทรงกลมที่มีรัศมีคงที่) ก็จะได้กำลังงานที่กระจายออกจากสายอากาศนั้น

สำหรับไดโพลจะหาพอยดิงเวกเตอร์เชิงซ้อนได้จาก

$$\begin{aligned} \bar{w} &= \frac{1}{2} (\bar{E} \times \bar{H}) = \frac{1}{2} [(\bar{a}_r E_r + \bar{a}_\theta E_\theta) \times (a_\phi E_\phi)] \\ &= \frac{1}{2} (\bar{a}_r E_\theta H_\phi - \bar{a}_\theta E_r H_\phi) \end{aligned} \quad (2.42)$$

จะได้ส่วนประกอบของพอยดิงเวกเตอร์ในแนวรัศมี เป็นดังนี้คือ

$$w_r = \frac{n}{8} \frac{I_0 l^2}{\lambda} \frac{\sin^2 \theta}{r^2} \left[1 - \frac{j}{(kr)^3} \right] \quad (2.43)$$

และส่วนประกอบของพอยดิงเวกเตอร์ในแนวขวาง จะมีค่าเป็น

$$w_\theta = \frac{j\eta k |I_0 l|^2 \cos\theta \sin\theta}{16\pi^2 r^3} \left[1 + \frac{1}{(kr)^2} \right] \quad (2.44)$$

จะหาคำลังงานเชิงซ้อน ซึ่งเดินทางในแนวรัศมีได้โดยอินทิเกรต \bar{w} ตลอดผิวทรงกลมปิดที่มีรัศมี r ดังนี้

$$p = \oiint_s \bar{w} \cdot d\bar{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} (\bar{a}_r w_r + \bar{a}_\theta w_\theta) \cdot \bar{a}_r r^2 \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.45)$$

ซึ่งจะได้

$$p = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi w_r r^2 \sin\theta d\theta d\phi = \eta \frac{\pi}{3} \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 \left[1 - \frac{j}{(kr)^3} \right] \quad (2.46)$$

จะเห็นว่าส่วนประกอบในแนวขวาง w_θ ไม่มีส่วนในการอินทิเกรต คำนึง (2.46) ไม่ได้เป็นกำลังงานเชิงซ้อนทั้งหมดที่แพร่กระจายออกอวกาศ เนื่องจาก w_θ ใน (2.44) เป็นค่าจินตภาพล้วน ๆ มันจึงไม่มีส่วนในกำลังงานค่าจริงที่แพร่กระจาย แต่มีส่วนในค่าจินตภาพ (ค่ารีแอกทีฟ) ของกำลังงาน ซึ่งคิดได้ว่าเทอมที่สองใน (2.46) เป็นกำลังงานรีแอกทีฟของสายอากาศ เมื่อ kr มีค่าน้อย ความหนาแน่นของกำลังงานรีแอกทีฟ จะมีค่ามากจนเป็นส่วนใหญ่ ซึ่งจะมีทั้งส่วนประกอบในแนวรัศมีและแนวขวาง จะเพียงแสดงทิศทางระหว่างคลื่นที่เดินทางออกไปและคลื่นที่เดินทางเข้ามา เพื่อทำให้เกิดคลื่นนิ่ง (Standing Wave) ด้วยอัตราเป็น 2 เท่าต่อ 1 รอบคลื่น และคลื่นที่ในทิศทางขวาง ดังแสดงด้วย (2.44) และ (2.45) ซึ่งให้กำลังงานจริง และจินตภาพซึ่งเคลื่อนที่ออกไป จะเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned} p &= \frac{1}{2} \iint_s \bar{E} \times \bar{H} \cdot d\bar{s} = \eta \frac{\pi}{3} \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 \left[1 - \frac{j}{(kr)^3} \right] \\ &= p_{rad} + j2\Omega(\bar{w}_m - \bar{w}_e) \end{aligned} \quad (2.47)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} p &= \text{กำลังงาน (ในทิศทางแนวรัศมี)} \\ p_{rad} &= \text{กำลังงานเฉลี่ยต่อเวลาที่กระจายออก} \\ \bar{w}_m &= \text{พลังงานแม่เหล็กเฉลี่ยต่อเวลา (ในทิศทางแนวรัศมี)} \\ \bar{w}_e &= \text{พลังงานไฟฟ้าเฉลี่ยต่อเวลา (ในทิศทางแนวรัศมี)} \\ 2\Omega(\bar{w}_m - \bar{w}_e) &= \text{ค่ากำลังงานจินตภาพเฉลี่ยต่อเวลา (ในทิศทางแนวรัศมี)} \end{aligned}$$

จาก (2.46)

$$p_{rad} = \eta \left(\frac{\pi}{3} \right) \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 \quad (2.48)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$2\omega(\bar{w}_m - \bar{w}_e) = -\eta \left(\frac{\pi}{3} \right) \left| \frac{I_0 I}{\lambda} \right|^2 \frac{1}{(kr)^3} \quad (2.49)$$

จะเห็นว่าพลังงานไฟฟ้าในแวนรศมีต้องมากกว่าพลังงานแม่เหล็กในแวนรศมี และเมื่อ kr มีค่ามาก หรือ ($r \gg \lambda$) กำลังงานรีแอดที่พอจะหายไป และเป็นศูนย์ เมื่อ $kr = \infty$

เนื่องจากสายอากาศแพร่กระจายกำลังงานจริงผ่านความต้านทาน การแพร่กระจายคลื่นสำหรับไดโพลจิว จะหาได้โดยจับ (2.48) เท่ากับ $\frac{1}{2} |I_0|^2 R_r$ จะได้

$$p_{rad} = \eta \left(\frac{\pi}{3} \right) \left| \frac{I_0 I}{\lambda} \right|^2 = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (2.50)$$

เมื่อ R_r เป็นความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น

$$R_r = \eta \left(\frac{2\pi}{3} \right) \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 \quad (2.51)$$

ในฟรีสเปส η มีค่า $\cong 120\pi\Omega$ นอกจากนี้ไดโพลจิวจึ่งมีความยาว $l \leq \frac{\lambda}{50}$

2.2.1.3 บริเวณสนามระยะใกล้ ($kr \ll 1$)

จากสมการของสนามไฟฟ้า \bar{E} และสนามแม่เหล็ก \bar{H} ที่แพร่กระจายจากไดโพลจิวใน (2.36), (2.37) และ (2.39)-(2.41) พบว่าถ้า $kr \ll 1$ หรือ $r \ll \lambda$ จะอยู่ในลักษณะที่ง่ายมาก เช่น เทอมที่สองในวงเล็บของ (2.36) และ (2.39) จะมีค่ามากกว่า 1 มากๆ ซึ่งสามารถตัด 1 ที่ทิ้งได้ ในสมการ (2.40) เทอมที่สามในวงเล็บมีค่าเป็นส่วนสำคัญกว่าเทอมที่สอง และเทอมที่สองสำคัญกว่าเทอมที่หนึ่ง จะได้ว่าถ้า $kr \ll 1$ จะประมาณสนามได้ดังนี้

$$E_r \cong -j\eta \frac{I_0 l e^{-jkr}}{2\pi k r^3} \cos\theta \quad (2.52)$$

$$E_\theta \cong -j\eta \frac{I_0 l e^{-jkr}}{4\pi k r^3} \sin\theta \quad (2.53)$$

$$E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (2.54)$$

$$H_\phi \cong \frac{I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r^3} \sin\theta \quad (2.55)$$

ทั้ง E_r และ E_θ ต่างก็มีเฟสเดียวกัน แต่มีเฟสต่างกับ H_ϕ อยู่ 90 องศา สนามจะมีลักษณะเป็นคลื่นนิ่ง แทนที่จะเป็นคลื่นเดินทาง (Travelling Wave) และจะไม่มีกำลังงานเฉลี่ยไหล ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$\bar{W}_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[\bar{E} \times \bar{H}] = \frac{1}{2} \text{Re}[\bar{a}_r E_\theta H_\phi - \bar{a}_\theta E_r H_\phi] \quad (2.56)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{W}_{av} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[-\bar{a}_r j \frac{\eta |I_0 l|^2 \sin^2 \theta}{k 4\pi r^3} + \bar{a}_\theta j \frac{\eta |I_0 l|^2 \sin \theta \cos \theta}{k 8\pi^2 r^5} \right] = 0 \quad (2.57)$$

สถานะที่ $kr \ll 1$ อาจใช้ได้ที่ระยะห่างปานกลางจากสายอากาศ ถ้าความใช้งานต่ำมาก (2.52) ถึง (2.55) เหมือนกับไดโพลไฟฟ้าสถิตย์ และ (2.55) เหมือนเอเลเมนต์กระแสสถิตย์ จึงมักเรียก (2.52) ถึง (2.55) ว่าเป็นสนามกึ่งอยู่กับที่ (Quasistationary Field)

2.2.1.4 บริเวณสนามระยะปานกลาง ($kr > 1$)

เมื่อค่าของ kr มีค่าเพิ่มขึ้น และกลายเป็นมากกว่า เทอมที่มีค่าเป็นส่วนใหญ่ เมื่อ $kr \ll 1$ จะมีค่าน้อยลงและในที่สุดจะหายไป เมื่อ kr มีค่าปานกลาง ส่วนประกอบของสนาม \bar{E} จะไม่มีเฟสเดียวกัน และจะกลายเป็นมีเฟสต่างกัน 90 องศา เนื่องจากโดยทั่วไปแล้วส่วนประกอบของสนามมักจะมีขนาดไม่เท่ากัน มันจะทำให้เกิดเวกเตอร์ที่หมุน และมีขดควาดเป็นวงรี ซึ่งเปรียบเทียบได้กับในเรื่องของโพลาริเซชัน แต่ต่างกันตรงที่เวกเตอร์หมุนในระนาบที่ขนานกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น และเรียกว่าสนามขวาง (Cross Field)

ในบริเวณที่ kr มีค่าปานกลางนี้ E_θ และ E_ϕ จะมีค่าเฟสเดียวกัน ซึ่งหมายถึงว่ามันจะก่อให้เกิดกำลังงานเฉลี่ยไหลในทิศทางพุ่งออกไปจากสายอากาศ นั่นคือมีการแพร่กระจายคลื่น

เมื่อ $kr > 1$ ค่าโดยประมาณของสนามจะแตกต่างไปจากเมื่อ $kr \ll 1$ คือเทอมแรกในวงเล็บใน (2.37) และ (2.36) ก็เช่นกัน เมื่อเทอมที่สองและเทอมที่สามมีความเป็นส่วนใหญ่น้อยลงกว่าเทอมแรก ดังนั้นเมื่อ $kr > 1$ จะได้ว่า

$$E_r \cong \eta \frac{I_0 k e^{-jkr}}{2\pi r^2} \cos \theta \quad (2.58)$$

$$E_\theta \cong j \eta \frac{k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (2.59)$$

$$E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (2.60)$$

$$H_\phi \cong j \frac{k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (2.61)$$

สนามไฟฟ้ารวมมีค่าเป็นดังนี้คือ

$$\bar{E} = \bar{a}_r E_r = \bar{a}_\theta E_\theta \quad (2.62)$$

ซึ่งมีขนาดเป็น

$$|\bar{E}| = \sqrt{|E_r|^2 + |E_\theta|^2} \quad (2.63)$$

2.2.1.5 บริเวณสนามระยะไกล ($kr \gg 1$)

เนื่องจาก (2.58) ถึง (2.61) จะเป็นจริงเมื่อ $kr > 1$ ($r > \lambda$) ดังนั้น E_r จะมีค่าน้อยกว่า E_θ เพราะ E_r แปรผกผันกับ r^2 ในขณะที่ E_θ แปรผกผันกับ r ในบริเวณที่ $kr \gg 1$ จะประมาณ (2.58) ถึง (2.61) ได้ดังนี้คือ

$$E_\theta \cong j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \quad (2.64)$$

$$E_r \cong E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (2.65)$$

$$H_\phi \cong j \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \quad (2.66)$$

อัตราส่วนของ E_θ ต่อ H_ϕ จะมีค่าเท่ากับ

$$Z_w = \frac{E_\theta}{H_\phi} = \eta \quad (2.67)$$

เมื่อ Z_w เป็นอิมพีแดนซ์ของคลื่น

η เป็นอินทริเนตอิมพีแดนซ์ ($\cong 120\pi\Omega$)

ส่วนประกอบของสนาม \vec{E} และ \vec{H} จะตั้งฉากซึ่งกันและกันอยู่ในแนวขวางกับแนวรัศมีของการเดินทางของคลื่น และการเปลี่ยนแปลงของ r สามารถแยกออกจาก θ และ ϕ แพทเทิร์นจะไม่เป็นฟังก์ชันของ r และจะเป็นคลื่น TEM (Transverse Electromagnetic Wave) ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ของคลื่นเท่ากับอินทริเนตอิมพีแดนซ์ของตัวกลาง

2.2.1.6 ไคเรกติวิตี

ค่าเฉลี่ยของความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจายจากสายอากาศไดโพลจิว มีค่าดังนี้ คือ

$$\begin{aligned} \bar{W}_{av} &= \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}) \\ &= \bar{a}_r \frac{j}{2\eta} |E_\theta|^2 \\ &= \bar{a}_r \frac{\eta}{2} \left| \frac{kI_0 l}{4\pi} \right|^2 \frac{\sin^2\theta}{r^2} \end{aligned} \quad (2.68)$$

เมื่ออินทิเกรต (2.68) ตลอดผิวทรงกลมปิดที่มีรัศมี r จะได้ $p_{rad} = \eta \left(\frac{\pi}{3} \right) \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2$ และความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น U ที่หาได้จาก (2.68) จะมีค่า

$$U = r^2 \bar{W}_{av}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\eta}{2} \left(\frac{kI_0 l}{4\pi} \right)^2 \sin^2 \theta \\
 &= \frac{r^2}{2\eta} |E_\theta(r, \theta, \phi)|^2
 \end{aligned}
 \tag{2.69}$$

ในรูปที่ 2.6 แสดงนอร์มอไลซ์แพทเทอร์ของ (2.69) ซึ่งมีค่าสูงสุดเกิดที่ $\theta = \frac{\pi}{2}$ มีค่าเท่ากับ

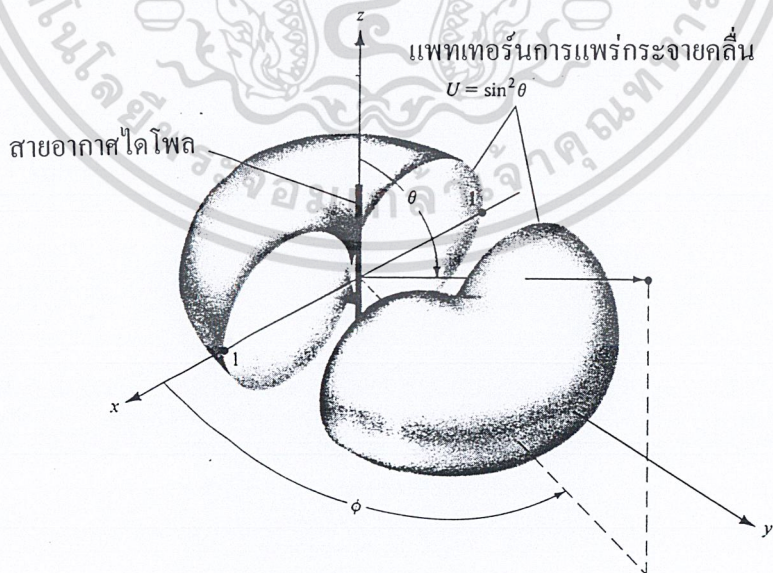
$$U_{\max} = \frac{\eta}{2} \left(\frac{kI_0 l}{4\pi} \right)^2
 \tag{2.70}$$

จาก

$$\begin{aligned}
 P_{\text{rad}} &= \eta \left(\frac{\pi}{3} \right) \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 \quad \text{และ} \quad U_{\max} = \frac{\eta}{2} \left(\frac{kI_0 l}{4\pi} \right)^2 \quad \text{จะหาไดเรกทิวิตีได้ว่ามีค่า} \\
 D_0 &= 4\pi \frac{U_{\max}}{P_{\text{rad}}} = \frac{3}{2}
 \end{aligned}
 \tag{2.71}$$

และเอฟเฟกทีฟอะพอร์เจอร์ค่าสูงสุดมีค่าดังต่อไปนี้

$$A_{\text{em}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_0 = \frac{3\lambda^2}{8\pi}
 \tag{2.72}$$

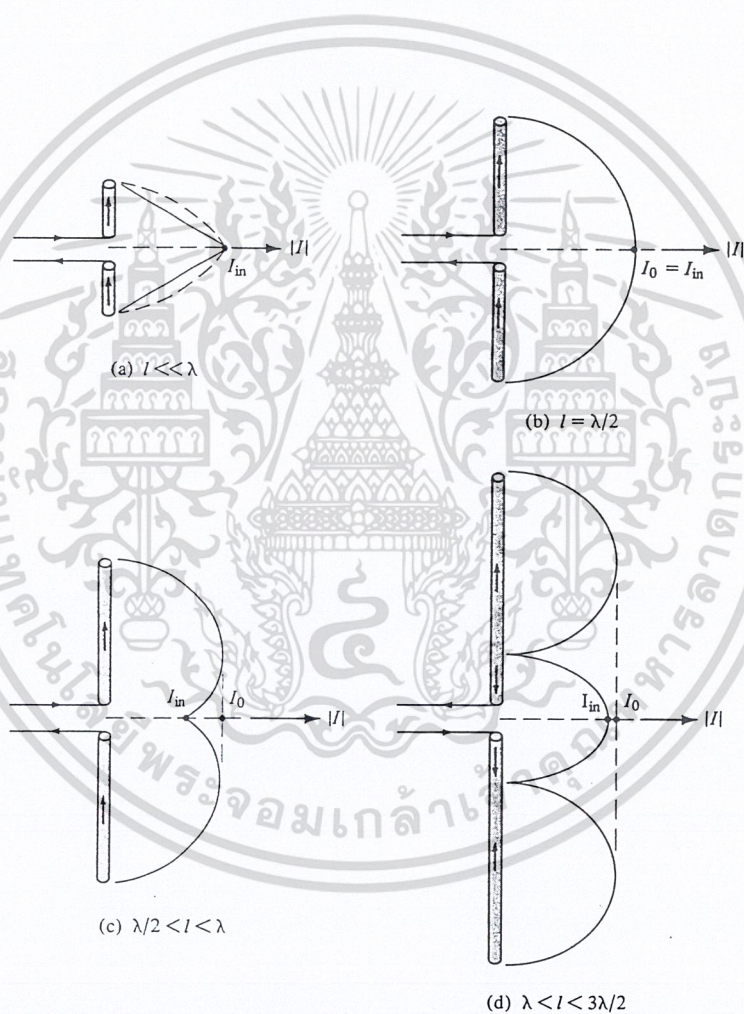


รูปที่ 2.6 รูปแพทเทอร์น 3มิติของไดโพลจิว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 ไดโพลขนาดเล็ก

ในสายอากาศไดโพลจิวซึ่งมีความยาว $l \leq \lambda/50$ จะมีการแจกแจงกระแส (Current Distribution) คงที่ตลอดความยาวของไดโพลจิว แม้ว่าจะสร้างสายอากาศให้มีการแจกแจงกระแสคงที่ไม่ได้ก็ตาม แต่ก็ใช้ไดโพลจิวเป็นเครื่องช่วยในการคำนวณการแจกแจงกระแสของสายอากาศที่ใช้งานจริง ๆ หากจะประมาณสายอากาศแบบเส้นลวดซึ่งมีความยาว $\lambda/50 \leq l \leq \lambda/10$ ได้ดีแล้ว จะสมมุติให้มีการแจกแจงกระแสเป็นรูปสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 2.8b สำหรับสายอากาศที่มีความยาวใด ๆ จะมีการแจกแจงกระแสเป็นแบบไซน์ซุชอยคอด (Sinusoidal) ดังแสดงในรูปที่ 2.7b,c,d



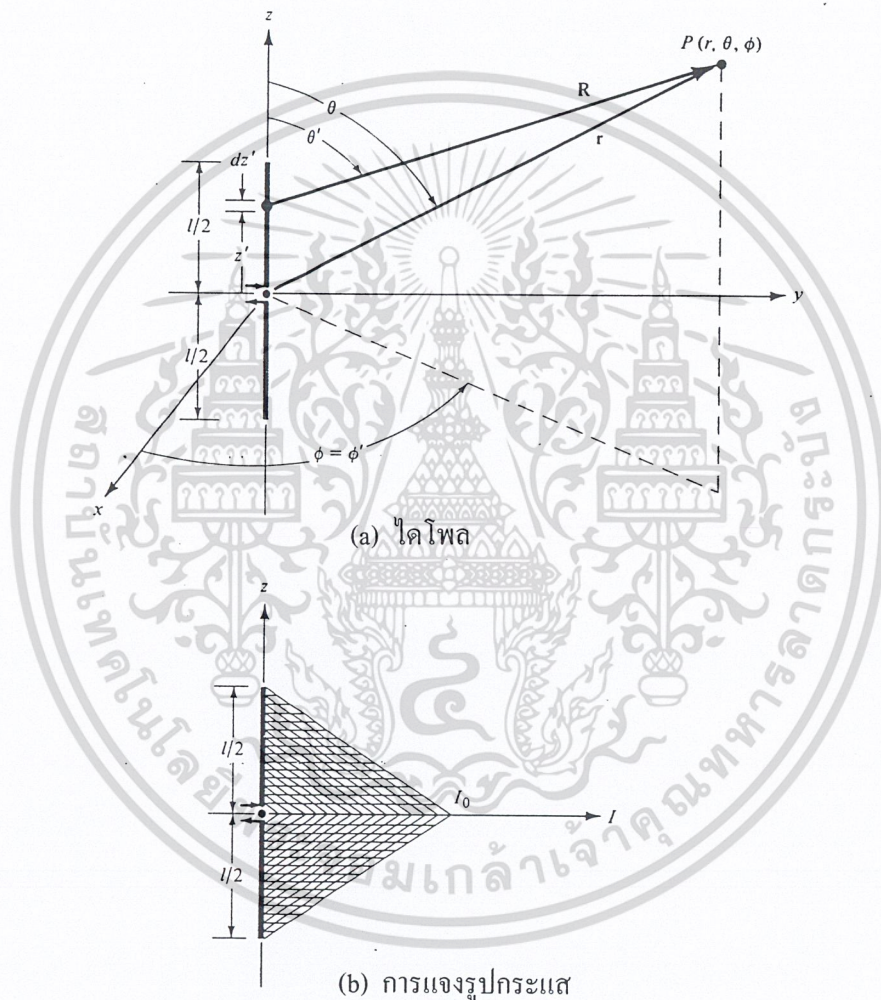
รูปที่ 2.7 การแจกแจงกระแสของไดโพลเส้นตรง

ในการวิเคราะห์สายอากาศไดโพลสั้น การจัดวางไดโพลที่สะดวกที่สุดทำได้ดังแสดงในรูปที่ 2.8a ส่วนรูปที่ 2.8b แสดงการแจกแจงกระแสของไดโพลขนาดเล็ก ($\lambda/50 \leq l \leq \lambda/10$) ซึ่งมีค่าดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_0(x', y', z') = \begin{cases} \bar{a}_z I_0 \left(1 - \frac{2z'}{l}\right), 0 \leq z' \leq \frac{l}{2} \\ \bar{a}_z I_0 \left(1 + \frac{2z'}{l}\right), -\frac{l}{2} \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (2.73)$$

เมื่อ I_0 คือค่าคงที่



รูปที่ 2.8 การจัดวางไดโพลและการแจกแจงกระแส

จาก (2.25) และ (2.73) จะคำนวณค่าศักดาเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\bar{A}(x, y, z) = \bar{a}_z \frac{\mu}{4\pi} \left[\int_{-l/2}^0 I_0 \left(1 + \frac{2z'}{l}\right) \frac{e^{-jkR}}{R} dz' + \int_0^{l/2} I_0 \left(1 - \frac{2z'}{l}\right) \frac{e^{-jkR}}{R} dz' \right] \quad (2.74)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากไดโพลมีความยาวน้อยมาก ($l \leq \lambda/10$) ทำให้สามารถประมาณได้ว่า $R \cong r$ ซึ่งค่า

ผิดพลาดมากที่สุดของเฟส ใน (2.74) เมื่อใช้ $l = \lambda/10$ จะเป็น $\frac{kl}{2} = \frac{\pi}{10}$ เรเดียน = 10 องศา ส่วนที่

ความยาวอื่นของความผิดพลาดจะมีค่าน้อยกว่านี้ ดังนั้น จึงสามารถคิดได้ว่าค่าผิดพลาดของเฟสนี้มีค่าน้อยจน
ตัดทิ้งได้ และมีผลต่อการแพร่กระจายคลื่นน้อยมาก ฉะนั้นเมื่ออินทิเกรต (2.74) จะได้

$$\bar{A} = \bar{a}_z A_z = \bar{a}_z \frac{1}{2} \left[\frac{\mu I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \right] \quad (2.75)$$

ซึ่งมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่า \bar{A} ของไดโพลจิว

จากนั้นจะหาสนามไฟฟ้า \bar{E} และสนามแม่เหล็ก \bar{H} ที่แพร่กระจายจากสายอากาศไดโพลสั้นได้
ดังนี้

โดยค่า $kr \gg 1$ ซึ่งหมายถึงสนามระยะไกล

$$E_\phi \cong j\eta \frac{kl_0 l e^{-jkr}}{8\pi r} \sin\theta \quad (2.76)$$

$$E_r \cong E_\theta = H_r = H_\theta = 0 \quad (2.77)$$

$$H_\phi \cong j \frac{kl_0 l e^{-jkr}}{8\pi r} \sin\theta \quad (2.78)$$

ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ของคลื่นเป็น $Z_w = \frac{E_\theta}{H_\phi} \cong \eta$

เนื่องจากไดเรคทีวิตีของสายอากาศถูกควบคุมด้วยรูปร่างสัมพัทธ์ของสนามหรือแพทเทิร์นของ
กำลังงาน เพราะฉะนั้นไดเรคทีวิตีและเอฟเฟกต์ที่ฟอเรนเจอร์ค่าสูงสุดของสายอากาศนี้ จะเหมือนกับเอฟ
เฟกต์ที่ฟอเรนเจอร์ค่าสูงสุดของสายอากาศที่มีการแจกแจงกระแสสม่ำเสมอ ตาม (2.71) และ (2.72) ตาม
ลำดับ จะหาว่าความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นสัมพันธ์กับการแจกแจงกระแส ได้โดยใช้วิธีเดียวกับที่หา
ได้ในสายอากาศไดโพลจิว กำลังงานที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศ จะมีค่าเป็น 1/4 เท่าของ (2.50) ทำ
ให้ ให้ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นมีค่า

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = 20\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 \quad (2.79)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 สายอากาศที่มีความยาวจำกัด

สายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด ซึ่งจะเป็นสายอากาศที่ใช้งานจริงเพื่อลดความยุ่งยากของสมการ จะสมมุติว่าไดโพลมีเส้นผ่านศูนย์กลางเล็กมาก ๆ (ตามอุดมคติ = 0)

2.2.3.1 การแจกแจงกระแส

สายอากาศไดโพลหอยม (ตามอุดมคติจะมีเส้นผ่านศูนย์กลางเป็นศูนย์) จะมีการแจกแจงกระแสดังนี้

$$I'_0(x', y', z') = \begin{cases} \bar{a}_z I_0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right], & 0 \leq z' \leq l/2 \\ \bar{a}_z I_0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right], & -l/2 \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (2.80)$$

ในที่นี้จะสมมติว่ามีการป้อนกระแสตรงกึ่งกลางของไดโพล และกระแสจะต้องเป็นศูนย์ที่ปลายสายอากาศ จากการทดลองได้ยืนยันว่ากระแสในสายอากาศเส้นลวดที่ป้อนตรงกลางจะมีการแจกแจงเป็นแบบไซน์ชอยคอส และมีค่าเป็นศูนย์ที่ปลายสายอากาศ รูปที่ 2.9 แสดงรูปทรงเรขาคณิตของสายอากาศนี้

2.2.3.2 สนามที่กระจาย: เอลิเมนต์แฟกเตอร์, สเปคตรัมแฟกเตอร์ และการคูณแพทเทิร์น

เนื่องจากการหาค่าตอบของ \bar{A} ได้ยาก เพื่อให้ง่ายเข้าในที่นี้จะสนใจเฉพาะสนามระยะไกล สายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด ถูกแสดงไว้ในรูป 4.5 สายอากาศดังกล่าวถูกแบ่งเป็นไดโพลจิวจำนวนมากมายที่มีความยาว $\Delta z'$ ยิ่งถูกแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ มากขึ้น ความยาวจะลดลงเป็น dz' จาก (4.26a) ถึง (4.26c) จะแสดงสนามที่แพร่จากไดโพลจิวซึ่งเป็นส่วนย่อยของไดโพลที่มีความยาวจำกัดได้ดังนี้

$$dE_\theta \cong j\eta \frac{kI_\theta(x', y', z') e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta dz' \quad (2.81)$$

$$dE_r \cong dE_\phi = dH_r = dH_\theta = 0 \quad (2.82)$$

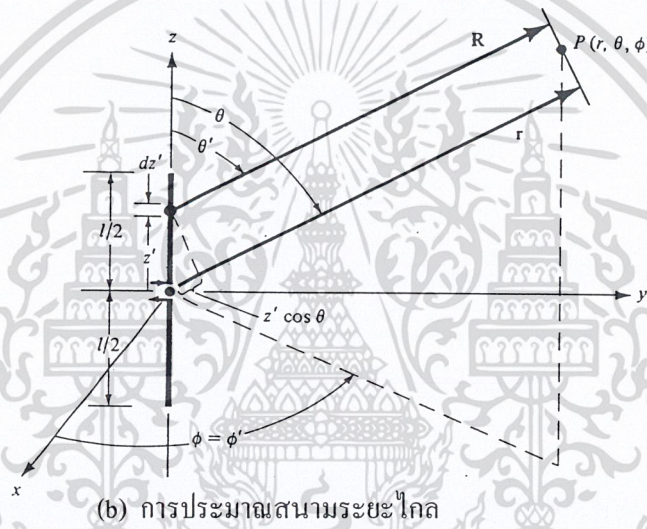
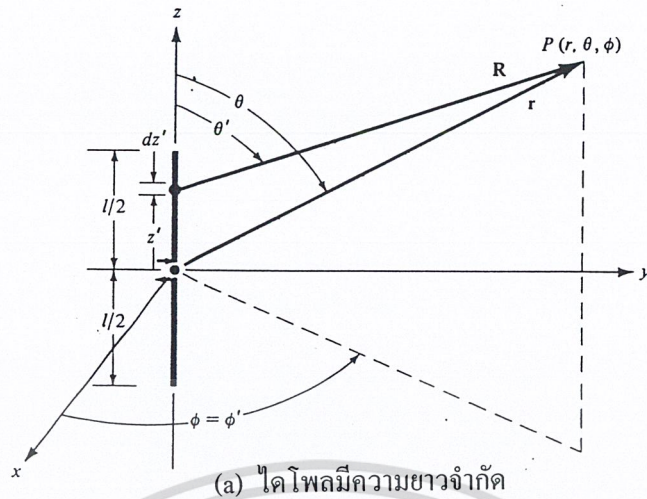
$$dH_\phi \cong j \frac{kI_\theta(x', y', z') e^{-jkr}}{4\pi R} \sin \theta dz' \quad (2.83)$$

เมื่อ

$$R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$$

ซึ่งกระจายได้ว่า

$$R = \sqrt{(x^2 + y^2 + z^2) + (2zz' + z'^2)} = \sqrt{r^2 - (-2rz' \cos \theta + z'^2)}$$



รูปที่ 2.9 ไดโพลมีความยาวจำกัด และการประมาณสนามระยะไกล

เมื่อเป็นสนามระยะไกล จะประมาณได้ว่า $R \cong r - z' \cos \theta$ สำหรับเทอมเฟส และ $R \cong r$ สำหรับเทอมขนาด ซึ่งทำให้เขียน (2.83) ได้ใหม่ว่า

$$dE_{\theta} \cong j\eta \frac{kl_e (x', y', z') e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta e^{jkz' \cos \theta} dz' \tag{2.84}$$

$$E_{\theta} = \int_{-l/2}^{l/2} dE_{\theta} = j\eta \frac{ke^{-kr}}{4\pi r} \sin \theta \left[\int_{-l/2}^{l/2} I(x', y', z') e^{-jkz' \cos \theta} dz' \right] \tag{2.85}$$

เรียกเฟลคเตอร์นอกวงเล็บว่าเอลเมนต์แฟลคเตอร์ (Element factor) และแฟลคเตอร์ภายในวงเล็บเป็นสเปซแฟลคเตอร์ (Space Factor) ในกรณีนี้เอลเมนต์แฟลคเตอร์มีค่าเท่ากับสนามของไดโพลจิวหนึ่งหน่วยความยาวที่วางอยู่ที่จุดเปรียบเทียบ (คือออริจิน) โดยทั่วไปเอลเมนต์แฟลคเตอร์มีค่าขึ้นอยู่กับชนิด

และทิศทางการไหลของกระแสในขณะที่ยสเปซแฟลคเตอร์เป็นฟังก์ชันของการแอมพลิจูดและเฟสของสายอากาศ

นอกจากนี้ทั้งสี่ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สนามรวมของสายอากาศจะมีค่าเท่ากับผลคูณของเอเลเมนต์แฟคเตอร์กับสเปสแฟคเตอร์ วิธีนี้เรียกว่าการคูณแพทเทิร์นสำหรับต้นกำเนิดที่มีการแจกแจงรูปร่างอย่างต่อเนื่อง ซึ่งเขียนได้ว่า

$$\text{สนามรวม} = (\text{เอเลเมนต์แฟคเตอร์}) \times (\text{สเปสแฟคเตอร์}) \quad (2.86)$$

จากการแจกแจงกระแสใน (2.80) จะเขียน (2.85) ได้ว่า

$$E_\theta \cong j\eta \frac{kI_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \left[\int_{-l/2}^0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right] e^{jkz' \cos\theta} dz' \right] + \int_0^{l/2} \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right] e^{jkz' \cos\theta} dz' \quad (2.87)$$

ซึ่งจะอินทิเกรตโดยใช้ความสัมพันธ์ต่อไปนี้คือ

$$\int e^{\alpha x} \sin(\beta x + \gamma) dx = \frac{e^{\alpha x}}{\alpha^2 + \beta^2} [\alpha \sin(\beta x + \gamma) - \beta \cos(\beta x + \gamma)] \quad (2.89)$$

เมื่อ

$$\alpha = jk \cos\theta \quad (2.90)$$

$$\beta = \pm k \quad (2.91)$$

$$\gamma = \frac{kl}{2} \quad (2.92)$$

จะได้ว่า

$$E_\theta \cong j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right] \quad (2.93)$$

ในทำนองเดียวกัน จะหา H_ϕ ได้จาก

$$H_\phi \cong j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right] \quad (2.94)$$

2.2.3.3 ความหนาแน่นของกำลังงาน, ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น และความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น

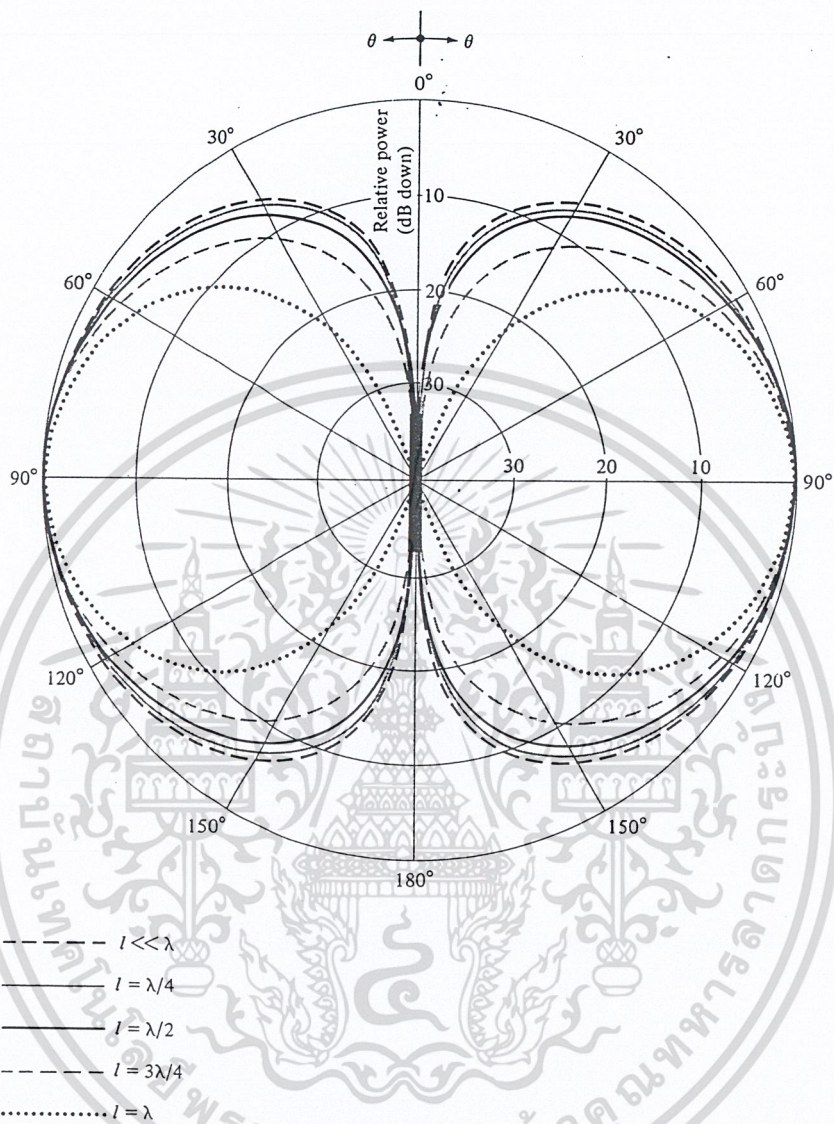
สำหรับสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด วิธีการคำนวณหาความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นก็ยังคงเหมือนกับวิธีการที่ใช้กับสายอากาศไดโพลจิวและไดโพลสั้น โดยเริ่มจากการหาพอยดิงเวกเตอร์เฉลี่ย ซึ่งพอยดิงเวกเตอร์เฉลี่ยมีค่าดังนี้คือ

$$\begin{aligned} \bar{W}_{av} &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\bar{E}_r \times \bar{H}^*] = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[\bar{a}_\theta E_\theta \times \bar{a}_\phi H_\phi] \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[\bar{a}_\theta E_\theta \times \bar{a}_\phi \frac{E_\theta^*}{\eta} \right] \\ \bar{W}_{av} &= \bar{a}_r W_{av} = \bar{a}_r \frac{1}{2} |E_\theta|^2 \\ &= \frac{\eta |I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right]^2 \end{aligned} \quad (2.95)$$

จากนั้นจะหาความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นได้ว่ามีค่า

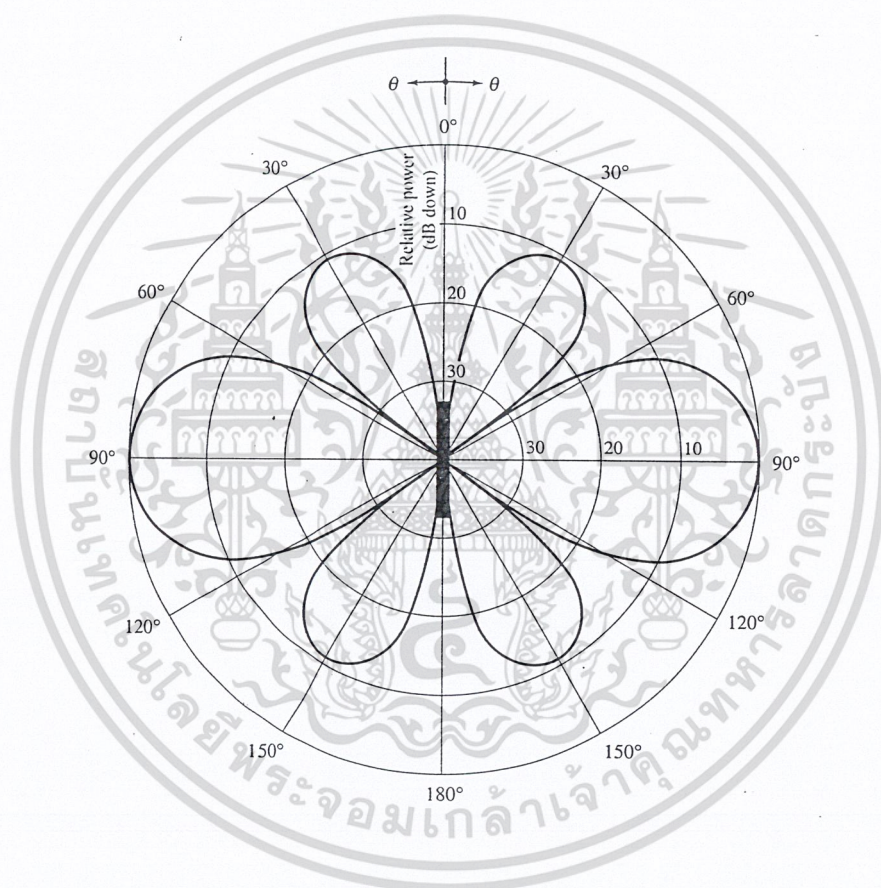
$$\begin{aligned} U &= r^2 W_{av} \\ &= \frac{\eta |I_0|^2}{8\pi^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right]^2 \end{aligned} \quad (2.96)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



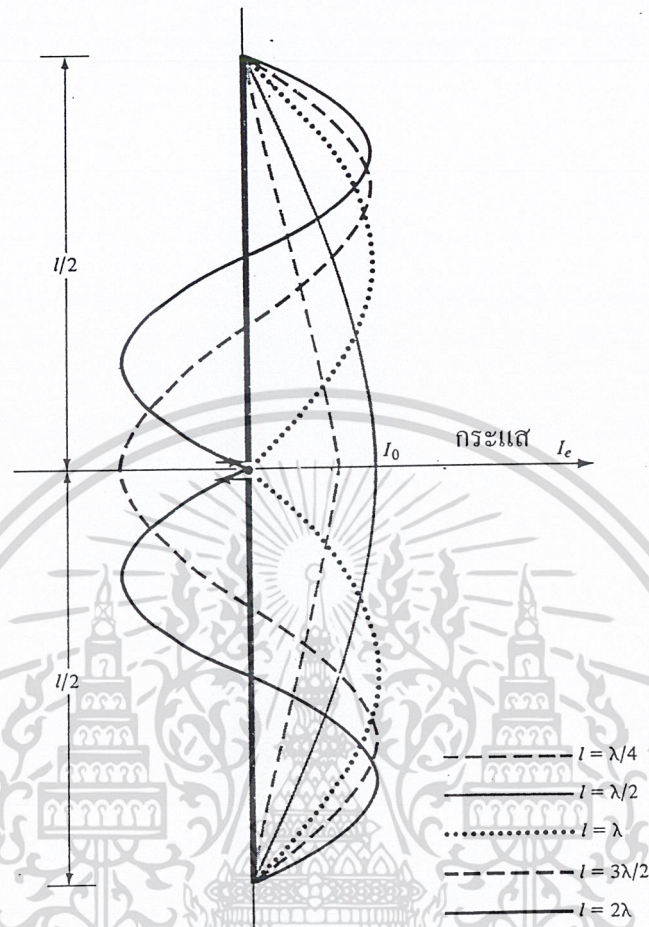
รูปที่ 2.10 แพทเทิร์นของสายอากาศไดโพลที่มีการแ่งรูปกระแสเป็นแบบไซนูซอยดอล
 $(l = \lambda/4, \lambda/2, 3\lambda/4, \lambda)$

เมื่อ $l > \lambda$ จำนวนโลบจะเพิ่มขึ้น ค่าออร์มอลโง์ของแพทเทิร์นของกำลังงานได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.11 ส่วนการแ่งรูปกระแสที่ความยาวต่าง ๆ แสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 แพทเทิร์นของสายอากาศไดโพลยาว 1.25λ ที่มีการแรงแปรกระจายเป็นแบบไซนูซอยดอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 การแจกแจงรูปกระแสดตามไดโพลที่มีความยาวที่ต่าง ๆ

$$\begin{aligned}
 P_{rad} &= \oint_S \vec{W}_{av} \cdot d\vec{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \vec{a}_r W_{av} \cdot \vec{a}_r r^2 \sin\theta d\theta d\phi \\
 &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} W_{av} r^2 \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.97)
 \end{aligned}$$

จาก (2.96) จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{rad} = \frac{\eta |I_0|^2}{4\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin \theta} \right]^2 d\theta \quad (2.98)$$

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right\} \quad (2.99)$$

โดยที่ $C = 0.5772$ (ค่าคงที่ของอูลเลอร์)

$C_i(x)$ และ $S_i(x)$ เป็นโคไซน์และไซน์อินทิกรัลตามลำดับ มีค่า

$$C_i(x) = - \int_x^\infty \frac{\cos y}{y} dy = \int_\infty^x \frac{\cos y}{y} dy \quad (2.100)$$

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin y}{y} dy \quad (2.101)$$

$$C_{in}(x) = \ln(\gamma x) - C_i(x) = \ln(\gamma) + \ln(x) - C_i(x) \\ = 0.5772 + \ln(x) - C_i(x) \quad (2.102)$$

โดย

$$C_{in}(x) = \int_0^x \left(\frac{1 - \cos y}{y} \right) dy \quad (2.103)$$

และความต้านทานการแผ่กระจายคลื่นจะมีค่าดังต่อไปนี้

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \sin(kl) \times [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \right.$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$+ \frac{1}{2} \cos(kl) \times \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \quad (2.104)$$

ในรูปที่ 2.13 แสดงความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นและไดเรกทริวิตี เป็นฟังก์ชันของความยาว (λ)

ไดเรกทริวิตีมีสมการเป็นดังนี้คือ

$$D_0 = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)|_{\max}}{2\pi\pi \int_0^\pi \int_0^{2\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.105)$$

เมื่อ $F(\theta, \phi)$ สัมพันธ์กับความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นด้วยสมการ

$$U = U_0 F(\theta, \phi) \quad (2.106)$$

จาก (2.96) สายอากาศไดโพลยาว l จะมี

$$F(\theta, \phi) = F(\theta) = \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (2.107)$$

และ

$$U_0 = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \quad (2.108)$$

เนื่องจากแพทเทิร์นไม่เป็นฟังก์ชันของ ϕ (2.105) จะกลายเป็น

$$D_0 = \frac{2F(\theta)|_{\max}}{\pi \int_0^\pi F(\theta) \sin \theta d\theta} \quad (2.109)$$

จาก (2.98), (2.99) และ (2.107) จะได้ว่า

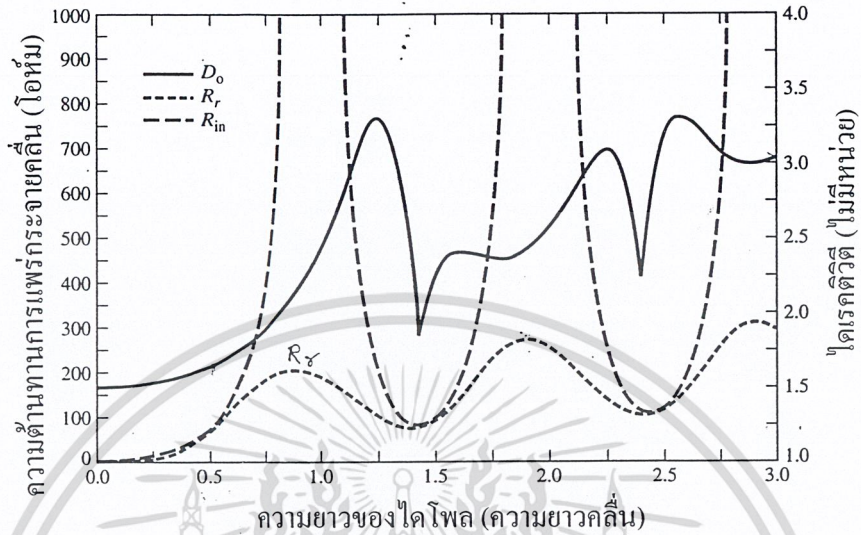
$$D_0 = \frac{2F(\theta)|_{\max}}{Q} \quad (2.110)$$

เมื่อ

$$Q = \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \right\}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$+ \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \} \quad (2.111)$$



รูปที่ 2.13 ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น และไดเรกทิวิตีของสายอากาศไดโพลที่มีการแจกแจงกระแสเป็นแบบไซน์ขอยอด

2.2.3.4 ไดเรกทิวิตี

จากรูปที่ 2.10 จะเห็นได้ว่าแพทเทิร์นของไดโพล จะมีการชี้ทิศทางดีขึ้นเมื่อมันมีความยาวมากขึ้น และเมื่อ $l > \lambda$ จะมีจำนวนโหนดมากขึ้น และคุณสมบัติเกี่ยวกับการชี้ทิศทางจะเสียไป

จะเห็นว่า $F(\theta)$ ค่าสูงสุดขึ้นอยู่กับความยาวของสายอากาศ และเอฟเฟกต์ฟอเพอ์เจอร์ค่าสูงสุดจะมีค่า

$$A_{em} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_0 \quad (2.112)$$

2.2.3.5 ความต้านทานอินพุท

สมการ (2.104) เป็นค่าความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น ณ ตำแหน่งซึ่งกระแสมีค่าสูงสุด มีได้เป็นค่าความต้านทานที่ขั้วอินพุทของสายอากาศ ดังนั้นถ้าสมมุติว่าไม่มีการสูญเสีย ($R_L = 0$) จะหาความต้านทานอินพุทได้ดังนี้

$$\frac{|I_{in}|^2}{2} R_{in} = \frac{|I_0|^2}{2} R_r \quad (2.113)$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{in} = \left[\frac{I_0}{I_{in}} \right]^2 R_r \quad (2.114)$$

- เมื่อ R_{in} = ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นที่อินพุท (จุดป้อนกระแส)
 R_r = ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นที่กระแสมีค่าสูงสุด [(4.51)]
 I_0 = ค่ากระแสสูงสุด
 I_{in} = กระแสที่ขั้วอินพุท



รูปที่ 2.14 การแจกแจงกระแสของสายอากาศเมื่อค่ากระแสสูงสุดไม่ได้อยู่ที่สายอากาศ

สำหรับไดโพลที่ยาว l กระแส I_{in} จะสัมพันธ์กับ I_0 ตามรูปที่ 2.14 ด้วยค่า

$$I_{in} = I_0 \sin\left(\frac{kl}{2}\right) \quad (2.115)$$

จะได้ความต้านทานอินพุทมีค่าเป็น

$$R_{in} = \frac{R_r}{\sin^2\left(\frac{kl}{2}\right)} \quad (2.116)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3.6 ไดโพลความยาวครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น

พบว่าใช้ไดโพลความยาวครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นมาก เพราะมีความต้านทาน 73 โอห์ม ซึ่งใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์คุณสมบัติของสายอากาศของสายส่ง 75 โอห์ม ซึ่งทำให้สมพงษ์ได้ง่าย โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อเกิดรีโซแนนซ์ (Resonance)

สนามไฟฟ้าและสนามเหล็กของไดโพลยาวครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น หาได้ จาก (2.93) และ (2.94) เมื่อให้ $l = \lambda/2$

$$E_\theta \cong j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (2.117)$$

$$H_\phi = j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (2.118)$$

$$W_{av} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin^2\theta} \right] \quad (2.119)$$

$$U = r^2 W_{av} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \left[\frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin^2\theta} \right] \quad (2.120)$$

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^\pi \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} d\theta \quad (2.120)$$

$$= \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1 - \cos y'}{y} dy = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} C_{in}(2\pi) \quad (2.121)$$

$$C_{in}(2\pi) = 0.5772 + \ln(2\pi) - C_i(2\pi) = 0.5772 + 1.838 - (-0.02) \cong 2.435 \quad (2.122)$$

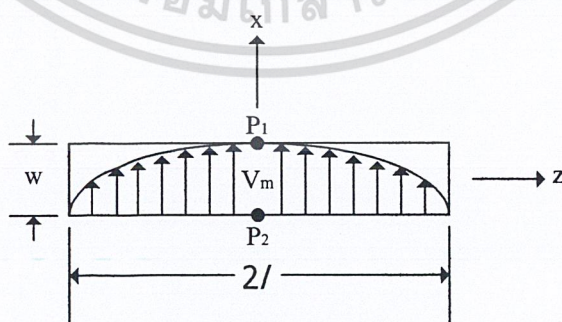
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 D_0 &= \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} = \frac{4\pi U|_{\theta=\frac{\pi}{2}}}{P_{rad}} \\
 &= \frac{4}{C_{in}(2\pi)} = \frac{4}{2.435} \\
 &\cong 1.643 \\
 A_{em} &= \frac{\lambda^2 D_0}{4\pi} = \frac{\lambda^2}{4\pi} (1.634) \cong 0.13\lambda^2 \\
 R_r &= \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{4\pi} C_{in}(2\pi) = 30(2.435) \\
 &\cong 73\Omega
 \end{aligned}
 \tag{2.124}$$

2.3 ร่องบนระนาบตัวนำขนาดอนันต์ (Slot in Infinite Conducting Plate)

องค์ประกอบพื้นฐานของสายอากาศที่มีความสำคัญมากอีกอย่างหนึ่ง นอกจากไดโพลอีกก็คือ ร่อง (Slot) ในการวิเคราะห์เบื้องต้นจะพิจารณาระนาบกรวดซ์ขนาดอนันต์ที่มีการเจาะร่องแคบ ๆ บนระนาบนั้น โดยที่ร่องมีความยาว $2l$ กว้าง w ($2l \gg w$) และป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนานตรงกลางที่จุด P_1 และ P_2 ดังรูปที่ 2.15

เมื่อความกว้างของร่องน้อยกว่าความยาวคลื่น ($w \ll \lambda_0$) เราสามารถพิจารณาได้ว่าเกิดจากสายส่งคู่ขนาน โดยที่สายส่งแต่ละเส้นมีขนาดเป็นครึ่งระนาบกรวดซ์ขนาดอนันต์ (Semi-Infinite Ground Plane) มีขอบวงใกล้กันที่ตำแหน่ง $x = \pm w/2$ และลัดวงจรที่ $z = \pm l$ ดังนั้นก็จะเกิดคลื่นนิ่ง (Standing Wave) บนปากร่องนี้



รูปที่ 2.15 แสดงร่องบนระนาบกรวดซ์ขนาดอนันต์ที่ป้อนสัญญาณกลางปากร่องด้วยสายส่งคู่ขนาน

แสดงร่องบนระนาบกรวดซ์ขนาดอนันต์ที่ป้อนสัญญาณกลางปากร่องด้วยสายส่งคู่ขนานการ

กระจายของสนามไฟฟ้า (E) บนปากร่องสามารถประมาณได้โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E(x, y, z) = \hat{x}E_x(x, 0, z) = \hat{x}v_m/w \sin[k(l - |z|)] \quad (2.125)$$

เมื่อ v_m คือแรงดันสูงสุดบนปากกรอง และ $k = 2\pi/\lambda_0$ เป็นค่าคงที่ของเฟส

เราสามารถหาแผ่นกระแสแม่เหล็กสมมูล (Equivalent Magnetic Current Sheet : M) ที่กำเนิดสนามเหมือนกับที่กำเนิดจากสนามไฟฟ้าบนปากกรองจาก

$$M(x, 0, z) = -\hat{n} \times E(x, 0, z) \quad (2.126)$$

เมื่อใช้หลักการของภาพเงา (Image Principle) บนระนาบกราวด์ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ขนาดอนันต์ จะได้ว่า

$$M(x, 0, z) = -2\hat{n} \times E(x, 0, z) \quad (2.127)$$

และแทน (2.125) ใน (2.127) โดยที่ $\hat{n} = \hat{y}$ จะได้

$$\begin{aligned} M(x, 0, z) &= -2\hat{y} \hat{x} v_m / w \sin[k(l - |z|)] \\ &= 2\hat{z} \frac{v_m}{w} \sin[k(l - |z|)] \end{aligned} \quad (2.128)$$

จากนั้นหาศักดาเวกเตอร์ไฟฟ้า (Electric Vector Potential ; F) ในเชิงสเกลาร์

$$\begin{aligned} F_\theta(\theta, \phi) &= \iiint_v [\cos\theta \cos\phi M_x(x, y, z) + \cos\theta \sin\phi M_y(x, y, z) \\ &\quad - \sin\theta M_z(x, y, z)] e^{jkr} dx dy dz \end{aligned} \quad (2.129)$$

$$\begin{aligned} F_\phi(\theta, \phi) &= \iiint_v [-\sin\theta M_x(x, y, z) e^{jkr} dx dy dz \\ r &= x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi + z \cos\theta \end{aligned} \quad (2.130)$$

ในกรณีที่แหล่งกำเนิดความในแนวแกน z ชุดสมการ (2.129)-(2.131) จะลดรูปลงเป็น

$$F_\theta(\theta, \phi) = - \iiint_v \sin\theta M_z(x, y, z) e^{jkr} dx dy dz \quad (2.132)$$

$$F_\phi(\theta, \phi) = 0 \quad (2.133)$$

$$r = z \cos\theta \quad (2.134)$$

เมื่อแทน (2.128) ลงใน (2.132) โดยใช้ (2.134) และสมมติให้ร่องมีความกว้าง (w) น้อยมาก อินทิเกรตเชิงปริมาตรจะลดรูปลงเป็นอินทิเกรตเชิงเส้น ดังนี้

$$F_{\theta}(\theta) = - \int_{-l}^l \sin \theta 2 \frac{V_m}{w} \sin[k(l-|z|)] e^{jkr \cos \theta} dz \quad (2.135)$$

รูปแบบการกระจายแรงดันบนปากร่องจะสมมาตรกับแกน $x = 0$ เนื่องกำหนดให้ความกว้างของร่องน้อยมากจึงมีผลทำให้ส่วนที่เป็นฟังก์ชันคี่ (Odd Function) ของเทอม $\exp(jkz \cos \theta)$ เมื่ออินทิเกรทแล้วจะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้น (2.135) จะลดรูปลงเป็น

$$F_{\theta}(\theta) = -4V_m \sin \theta \int_0^l \sin[k(l-|z|)] \cos[kz \cos \theta] dz \quad (2.136)$$

เมื่อทำการอินทิเกรตจะได้เป็น

$$F_{\theta}(\theta) = -\frac{4V_m}{k \sin \theta} (\cos[kl \cos \theta] - \cos[kl]) \quad (2.137)$$

สำหรับกรณีที่ยาวครึ่งความยาวคลื่น ($2l = \lambda_0/2$) นั้น (2.137) จะลดรูปลงเป็น

$$F_{\theta}(\theta) = -\frac{4V_m \cos[(\pi/2) \cos \theta]}{k \sin \theta} \quad (2.138)$$

ซึ่ง $F_{\theta}(\theta)$ เป็นฟังก์ชันของทิศทางเพียงอย่างเดียว ดังนั้นถ้าจะแสดงให้เป็นฟังก์ชันของตำแหน่ง (r) และเวลา (t) จะต้องคูณด้วยเทอม $e^{j(\omega t - kr)}/4\pi r$ ซึ่งหมายความว่า เป็นคลื่นทรงกลมที่เดินทางออกจากจุดกำเนิด

$$F_{\theta}(r, \theta, \phi; t) = \frac{V_m e^{j(\omega t - kr)} \cos[(\pi/2) \cos \theta]}{\pi k r \sin \theta} \quad (2.139)$$

โดยที่ $\omega = 2\pi f$ คือความเร็วเชิงมุมของคลื่น

จากนี้ก็จะทำการหาสนามไฟฟ้า (E) และสนามแม่เหล็ก (H) ที่แพร่กระจายออกจากร่องโดยใช้ความสัมพันธ์ของศักดาเวกเตอร์ไฟฟ้า (Electric Vector Potential : F) และศักดาเวกเตอร์แม่เหล็ก (Magnetic Vector Potential : A)

$$E = -j\omega A + jk(\hat{r} \times F) \quad (2.140)$$

$$H = \frac{B}{\mu_0} = -\frac{j\omega}{\eta} (\hat{r} \times A) - j\omega \epsilon_0 F = \frac{1}{\eta} (\hat{r} \times E) \quad (2.141)$$

โดยที่ $\eta = 120\pi$ คืออินทริเนสิกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของสายอากาศ

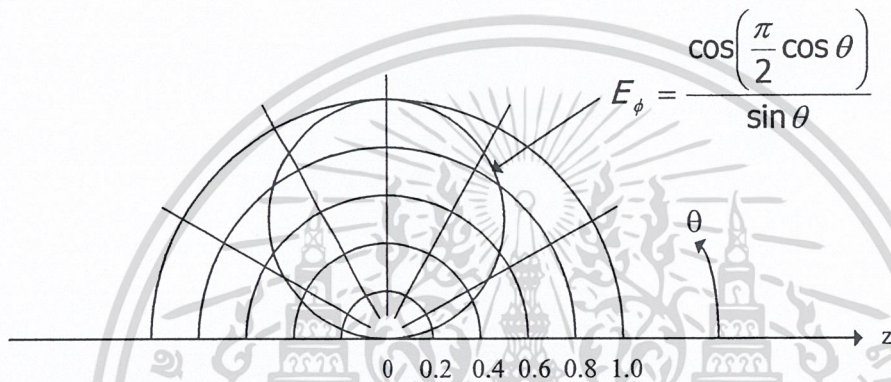
เมื่อแทน (2.139) ลงใน (2.138) และ (2.141) โดยที่ศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ ($A = 0$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_\phi = -j \frac{V_m}{\pi} \frac{e^{j(\omega t - kr)} \cos[(\pi/2) \cos \theta]}{r \sin \theta} \quad (2.142)$$

$$H_\theta = j \frac{V_m}{\pi \eta} \frac{e^{j(\omega t - kr)} \cos[(\pi/2) \cos \theta]}{r \sin \theta} \quad (2.143)$$

ซึ่ง (2.142) แสดงรูปการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่แปรผันตามมุม θ มีโพลาไรเซชันในทิศ ϕ และ ได้แสดงกราฟเชิงขั้วในรูปที่ 2.16 ส่วน (2.143) แสดงรูปการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็ก



รูปที่ 2.16 แสดงกราฟเชิงขั้วของสนาม E_ϕ แบบนอร์มัลไลซ์ (Normalized) ที่แพร่กระจายจากร่อง

เราสามารถหาความหนาแน่นของกำลังได้จาก

$$P_{r,\theta}(\theta) = \frac{1}{2} \frac{k^2 \eta}{(4\pi r)^2} |F_\theta(\theta)|^2 \quad (2.144)$$

โดยแทน (2.138) ใน (2.144) จะได้รูปแบบการแพร่กระจายกำลังงานของคลื่นเป็น

$$P_{r,\theta}(\theta) = \frac{V_m^2}{2\eta(\pi r)^2} \frac{\cos^2[(\pi/2) \cos \theta]}{\sin^2 \theta} \quad (2.145)$$

ถ้าพิจารณาว่าโครงสร้างของตัวกำเนิดคลื่น (Transmitter) และสายส่งคู่ขนาน ซึ่งอยู่ในบริเวณ $y < 0$ มีผลน้อยมากต่อสนามระยะไกลในบริเวณ $y < 0$ ดังนั้นกำลังงานของคลื่นที่แพร่กระจายทั้งหมดสามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} P_{rad} &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_{r,\theta}(\theta, \phi) r^2 \sin \theta d\theta d\phi \\ &= 2\pi r^2 \int_0^\pi P_{r,\theta}(\theta) \sin \theta d\theta \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทน (2.145) ลงใน (2.146) จะได้ว่า

$$P_{rad} = \frac{2V_m^2}{\pi\eta} \int_0^{\pi/2} \frac{\cos^2[(\pi/2)\cos\theta]}{\sin^2\theta} d\theta \quad (2.147)$$

หลังจากทำการอินทิเกรตโดยวิธีเชิงเลขจะได้

$$P_{rad} = 0.609 \frac{2V_m^2}{\pi\eta} \quad (2.148)$$

ในการหาไดเรกทิวิตี (Directivity : D) ของร่องจะอาศัยความสัมพันธ์ของความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่กำลังพิจารณาในทิศทางที่แรงที่สุดต่อความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไอโซโทรปิก

$$D = \frac{\text{ความเข้มการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่แรงที่สุด}}{\text{ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไอโซโทรปิก}}$$

$$D = \frac{P_{r,\theta}(\theta = \pi/2)}{P_{rad}/4\pi r^2} \quad (2.149)$$

$$= 1.64$$

เนื่องจากกรณีนี้ $l = \lambda_0/4$ เราสามารถแสดงกำลังงานที่สายส่งป้อนให้แก่ร่องที่ขั้ว P_1 และ P_2 ด้วยแรงดัน V_m ได้ว่า

$$\frac{1}{2} V_m^2 G_{rad} = 0.609 \frac{2V_m^2}{\pi\eta} \quad (2.150)$$

โดยที่

$$R_{rad} = \frac{1}{G_{rad}} \quad (2.151)$$

ซึ่ง R_{rad} เรียกว่าความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Resistance) ของร่องยาวครึ่งความคลื่นที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนานตรงกลางร่อง

$$R_{rad}^{slot} = \frac{\pi\eta}{0.609 \times 4} = 486\Omega \quad (2.152)$$

เนื่องจากเราทราบว่าความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของไดโพลที่เป็นคู่เติมเต็มของร่องมีค่า

$$R_{rad}^{dipole} = \frac{0.609\eta}{\pi} \quad (2.153)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำ (2.152) คูณกับ (2.153)

$$R_{rad}^{slot} R_{rad}^{dipole} = \left(\frac{\pi\eta}{0.609 \times 4} \right) \left(\frac{0.609\eta}{\pi} \right) = \frac{\eta^2}{4} \quad (2.154)$$

ซึ่งเป็นกรณีหนึ่งของความสัมพันธ์ของ Booker หรือเราอาจจะแสดงในรูปทั่วไปได้ว่า

$$Z^{slot} Z^{dipole} = \frac{\eta^2}{4} \quad (2.155)$$

ในการประยุกต์ใช้งานจริงนั้นจะไม่นิยมใช้ร่องบนระนาบกราวด์ในแบบที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งคู่ขนานเพื่อแพร่กระจายคลื่นทั้งสองด้านของร่อง แต่ที่นิยมใช้จะเป็นแบบที่ป้อนสัญญาณด้วยวงจรเรโซแนนซ์แบบโพรง (Cavity Resonator) ด้านหนึ่งของร่องแล้วให้ร่องก็แพร่กระจายคลื่นเพียงด้านเดียว ซึ่งรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จะยังคงเดิมในด้านหนึ่งของร่อง ส่วนด้านตรงข้าม(ด้านที่มีวงจรเรโซแนนซ์แบบโพรง) จะไม่มี แต่อินพุตอิมพีแดนซ์ของร่องในระหว่างสองกรณีจะมีค่าแตกต่างกันมาก

2.4 สายอากาศแบบร่องบนผิวทรงกระบอก

พิจารณาสมการของสายอากาศแบบร่องเปิดบนผิวทรงกระบอก

2.4.1 พิกัดทรงกระบอกและสมการคลื่นในพิกัดทรงกระบอก

พิกัดของทรงกระบอกประกอบด้วย ρ, ϕ, z ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.17 ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าทรงกระบอกวางในทิศทางตามแนวแกน z ดังนั้นสนามในโหมดแม่เหล็กตามขวางและโหมดไฟฟ้าตามขวางจะพิจารณาเทียบกับทิศทางในแกน z

โหมดของคลื่นทรงกระบอกในทิศทาง z

โหมดคลื่นแม่เหล็กตามขวาง (Transverse Magnetic Mode :TM^z)

$$\bar{A} = A_z \hat{a}_z \quad \bar{F} = 0 \quad (2.156)$$

$$\bar{E} = -j\omega\bar{A} + \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \bar{A}) \quad \bar{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \bar{A} \quad (2.157)$$

$$E_\rho = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho \partial z} \quad H_\rho = \frac{1}{\mu\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \phi}$$

$$E_\phi = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon\rho} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \phi \partial z} \quad H_\phi = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial \rho}$$

$$E_z = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z \quad H_z = 0 \quad (2.158)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ
$$A_z = \sum_n \int_{k_z} f_n(k_z) H_n^{(2)}(k_\rho \rho) e^{jn\phi} e^{jk_z z} dk_z \tag{2.159}$$

โหมดคลื่นไฟฟ้าตามขวาง (Transverse Electric Mode :TE^z)

$$\bar{A} = 0 \qquad \bar{F} = F_z \hat{a}_z \tag{2.160}$$

$$\bar{E} = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \bar{F} \qquad \bar{H} = -j\omega \bar{F} + \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot \bar{F}) \tag{2.161}$$

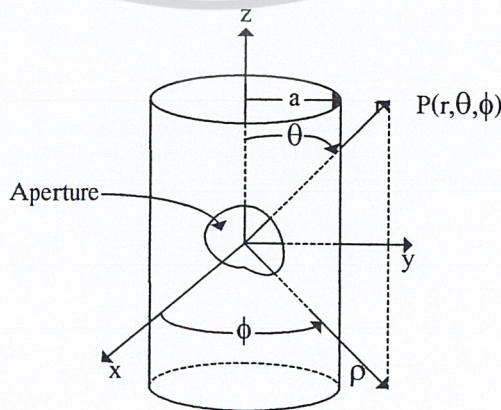
$$\begin{aligned} E_\rho &= -\frac{1}{\epsilon\rho} \frac{\partial F_z}{\partial \phi} & H_\rho &= \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \frac{\partial^2 F_z}{\partial \rho \partial z} \\ E_\phi &= \frac{1}{\epsilon} \frac{\partial F_z}{\partial \rho} & H_\phi &= \frac{1}{j\omega\mu\epsilon\rho} \frac{\partial^2 F_z}{\partial \phi \partial z} \\ E_z &= 0 & H_z &= \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) F_z \end{aligned} \tag{2.162}$$

เมื่อ
$$F_z = \sum_n \int_{k_z} g_n(k_z) H_n^{(2)}(k_\rho \rho) e^{jn\phi} e^{jk_z z} dk_z \tag{2.163}$$

โดยที่ A_z และ F_z ได้จากสมการ Helmholtz ในส่วนของสมการคลื่นในพิกัดทรงกระบอกเมื่อ $H_n^{(2)}(k_\rho \rho)$ คือฟังก์ชันแอสเกลชันชนิดที่ 2

2.4.2 โครงสร้างและสมการทั่วไปของสายอากาศแบบช่องเปิดบนผิวทรงกระบอก

พิจารณาโครงสร้างทรงกระบอกที่มีความยาวเป็นอนันต์วางอยู่ตามแนวแกน z มีรัศมี a และที่ผิวของทรงกระบอกประกอบด้วยช่องเปิด (Aperture)



รูปที่ 2.17 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดบนผิวทรงกระบอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.17 ในการวิเคราะห์ปัญหาเพื่อหาสนามที่แพร่กระจายออกภายนอกของทรงกระบอก โดยใช้เงื่อนไขสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสตรงช่องเปิดบนผิวของทรงกระบอก

ลำดับแรกในการหาค่าของสนามจะอาศัยหลักการแปลงของสนามไฟฟ้าในพิสัยการแปลงของสนามทรงกระบอก (Cylindrical Transforms) โดยสมการการแปลงของสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสผิวของทรงกระบอกมีค่าเป็น

$$\tilde{E}_z(n, w) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\phi \int_{-\infty}^{\infty} dz E_z(a, \phi, z) e^{-jn\phi} e^{-wz} \quad (2.164)$$

$$\tilde{E}_\phi(n, w) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\phi \int_{-\infty}^{\infty} dz E_\phi(a, \phi, z) e^{-jn\phi} e^{-wz} \quad (2.165)$$

และคู่อินเวอร์สของการแปลงในสมการที่ (2.164) และ (2.165) คือ

$$E_z(a, \phi, z) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{E}_z(a, \phi, z) e^{jwz} dw \quad (2.166)$$

$$E_\phi(a, \phi, z) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{E}_\phi(a, \phi, z) e^{jwz} dw \quad (2.167)$$

โดยที่สนามในแนว ϕ ได้ใช้อนุกรมฟูรีเยร์และในแนว z ได้ใช้อินทิกรัลฟูรีเยร์ ในสมการ (2.166) และ (2.167)

สนามที่กระจายออกภายนอกทรงกระบอกจะสามารถแสดงในรูปของผลรวมโหมคคลื่นไฟฟ้าตามขวางและโหมคคลื่นแม่เหล็กตามขวาง โดยใช้หลักการตามหัวข้อที่ 2.4.1 เราจะได้

$$\bar{E} = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \bar{F} - j\omega \bar{A} + \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla \nabla \cdot \bar{A} \quad (2.168)$$

$$\bar{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{A} - j\omega \bar{F} + \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla \nabla \cdot \bar{F} \quad (2.169)$$

โดยที่ $\bar{A} = A_z \hat{a}_z$ และ $\bar{F} = F_z \hat{a}_z$ ฉะนั้นเราสามารถสร้างสมการของฟังก์ชันคลื่นได้ดังนี้

$$A_z = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} f_n(w) H_n^{(2)}(\rho\sqrt{k^2 - w^2}) e^{jwz} dw \quad (2.170)$$

$$F_z = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} g_n(w) H_n^{(2)}(\rho\sqrt{k^2 - w^2}) e^{jwz} dw \quad (2.171)$$

จากสมการที่ (2.168) ถึง(2.171) จะได้ผลรวมของสนามไฟฟ้าในโหมดรวมดังสมการต่อไปนี้

$$E_z(\rho, \phi, z) = \frac{1}{2\pi j \omega \mu \epsilon} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} (k^2 - w^2) f_n(w) H_n^{(2)}(\rho\sqrt{k^2 - w^2}) e^{jwz} dw \quad (2.172)$$

$$E_\phi(\rho, \phi, z) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{nw}{j\omega\mu\epsilon\rho} f_n(w) H_n^{(2)}(\rho\sqrt{k^2 - w^2}) + \frac{1}{\epsilon} g_n(w) \sqrt{k^2 - w^2} H_n^{(2)}(\rho\sqrt{k^2 - w^2}) \right] e^{jwz} dw \quad (2.173)$$

ใช้เงื่อนไขสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสตรงช่องเปิดของผิวทรงกระบอก โดยแทนค่า $\rho = a$ ในสมการที่ (2.172),(2.173) จากนั้นนำไปเทียบกับสมการที่ (2.166),(2.167) ซึ่งมีค่าเท่ากัน ดังนั้นเราสามารถหาสัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่า $f_n(w)$ และ $g_n(w)$ ของสมการที่ (2.170) และ (2.171) ได้ตามลำดับดังต่อไปนี้

$$f_n(w) = \frac{jw\mu\epsilon\tilde{E}_z(n,w)}{(k^2 - w^2) H_n^{(2)}(a\sqrt{k^2 - w^2})} \quad (2.174)$$

$$g_n(w) = \frac{1}{\sqrt{(k^2 - w^2) H_n^{(2)'}(a\sqrt{k^2 - w^2})}} \left[\epsilon\tilde{E}_\phi(n,w) + \frac{nw\mu\epsilon}{a(k^2 - w^2)} \tilde{E}_z(n,w) \right] \quad (2.175)$$

นำสัมประสิทธิ์ที่ได้ไปแทนกลับลงในสมการที่ (2.170),(2.171) เพื่อหาคำตอบของปัญหา แต่เนื่องจากสมการที่ (2.170),(2.171) นั้นยากในการหาคำตอบของสนามระยะไกล (Far Field) ดังนั้นสนามระยะไกลจะสามารถหาได้โดยการใช้นิพจน์อะซิมป์โตติก (Asymptotic Expression) ซึ่งเป็นการประมาณค่าฟังก์ชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เมื่อ $r \rightarrow \infty$ และเมื่อ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$w = -k \cos \theta \quad (2.176)$$

$$\rho = r \sin \theta \quad (2.177)$$

$$z = r \cos \theta \quad (2.178)$$

$$H_n^{(2)}(\rho \sqrt{k^2 - w^2}) \approx \sqrt{\frac{2j}{\pi \rho \sqrt{k^2 - w^2}}} j^n e^{-j \rho \sqrt{k^2 - w^2}} \quad (2.179)$$

จากการกระจายอะซิมพ์โตติกเมื่อใช้กับสมการที่ (2.170),(2.171) จะเป็นไปตามสมการดังนี้

$$A_z \approx \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} f_n(-k \cos \theta) \quad (2.180)$$

$$F_z \approx \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} g_n(-k \cos \theta) \quad (2.181)$$

โดยที่

$$\bar{A}(r, \theta, \phi) = \{A_z\} \cos \theta'_{ar} - \{A_z\} \sin \theta'_{a\theta} \quad (2.182)$$

$$\bar{F}(r, \theta, \phi) = \{A_z\} \cos \theta'_{ar} - \{F_z\} \sin \theta'_{a\theta} \quad (2.183)$$

สนามระยะไกลจะหาได้จาก

$$E_r(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (2.184)$$

$$E_\theta(r, \theta, \phi) \approx -j\omega [A_\theta + \eta F_\phi] \quad (2.185)$$

$$E_\phi(r, \theta, \phi) \approx -j\omega [A_\phi - \eta F_\theta] \quad (2.186)$$

$$H_r(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (2.187)$$

$$H_\theta(r, \theta, \phi) \approx -\frac{1}{\eta} E_\phi(r, \theta, \phi) \quad (2.188)$$

$$H_\phi(r, \theta, \phi) \approx \frac{1}{\eta} E_\theta(r, \theta, \phi) \quad (2.189)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ η คือค่าอินทรีนสิกอิมพีแดนซ์ ซึ่งมีค่าเป็น $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ และเท่ากับ $120\pi\Omega$ ในช่องว่างอิสระ จากนั้นแทนสมการที่ (2.180)-(2.181) ลงในสมการที่ (2.184)-(2.189) คำตอบของสนามระยะไกลจะเป็นไปตามสมการที่ (2.190)-(2.195)

$$E_r(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (2.190)$$

$$E_\theta(r, \theta, \phi) \approx j\omega \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sin\theta \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} f_n(-k \cos\theta) \quad (2.191)$$

$$E_\phi(r, \theta, \phi) \approx -j\omega\eta \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sin\theta \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} g_n(-k \cos\theta) \quad (2.192)$$

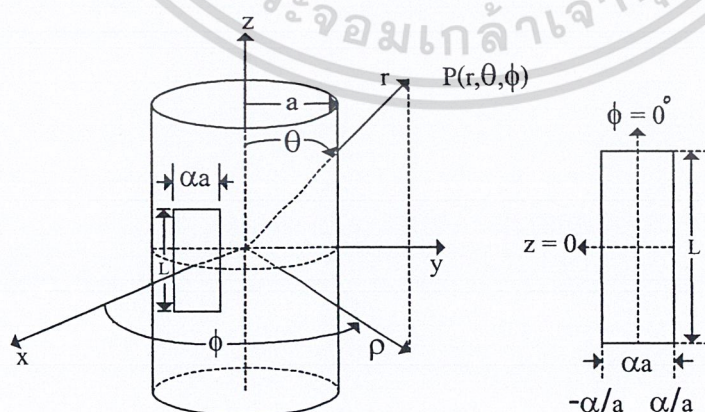
$$H_r(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (2.193)$$

$$H_\theta(r, \theta, \phi) \approx j\omega \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sin\theta \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} g_n(-k \cos\theta) \quad (2.194)$$

$$H_\phi(r, \theta, \phi) \approx \frac{j}{\eta} \omega \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sin\theta \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} f_n(-k \cos\theta) \quad (2.195)$$

2.4.3 โครงสร้างและสมการที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอกที่วางตามแนวแกนของทรงกระบอก

พิจารณาช่องเปิดของสายอากาศแบบร่องที่วางตามแนวแกนของทรงกระบอก (Axial slot) มีความยาวของร่องเท่ากับ L ความกว้างของร่องเท่ากับ αa โดยรัศมีของทรงกระบอกมีขนาด a ดังแสดงรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 โครงสร้างของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวที่วางตามแนวแกน Z ของทรงกระบอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.18 ตำแหน่งของกึ่งกลางร่องจะอยู่ที่ $\phi = 0^\circ$ และ $Z = 0$ ดังนั้นการกระจายแรงดันที่บริเวณปากร่องจะสมมติการเปลี่ยนแปลงอยู่ในรูปฟังก์ชันไซน์ ซึ่งมีรูปแบบดังนี้

$$E_\phi = \frac{VL}{\alpha a} \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \begin{cases} -\frac{L}{2} < z < \frac{L}{2} \\ -\frac{\alpha}{2} < \phi < \frac{\alpha}{2} \end{cases} \quad (2.196)$$

และตลอดทั้งหมดยกเว้นผิวทรงกระบอก (โดยการประมาณ) จะได้ว่า

$$E_z = 0 \quad (2.197)$$

เมื่อพิจารณาว่าขนาดความกว้างของร่องมีความแคบมาก $\alpha \rightarrow 0$ นำสมการที่ (2.196) แทนในสมการที่ (2.164),(2.165) จะได้ว่า

$$\tilde{E}_\phi(n, w) = \frac{VL \cos(wL/2)}{a \pi^2 - (Lw)^2} \quad (2.198)$$

$$\tilde{E}_z(n, w) = 0 \quad (2.199)$$

นำสมการที่ (2.198),(2.199) ไปแทนลงในสมการที่ (2.174),(2.175) ก็จะหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ไม่ทราบของสมการได้คือ

$$g_n(w) = \frac{EVL \cos(wL/2)}{[\pi^2 - (Lw)^2] a \sqrt{k^2 - w^2} H_n^{(2)'}(a \sqrt{k^2 - w^2})} \quad (2.200)$$

$$f_n(w) = 0 \quad (2.201)$$

จากนั้นนำสัมประสิทธิ์ที่ได้แทนลงไปในสมการที่ (2.170),(2.171) แล้วหาค่าสนามที่ระยะไกลตามสมการที่ (2.180)-(2.195) ตามลำดับ จะได้

$$E_r(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (2.202)$$

$$E_\theta(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (2.203)$$

$$E_\phi(r, \theta, \phi) \approx \frac{VLe^{-jkr}}{\pi^3 ar} \left[\frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos \theta\right)}{1 - \left(\frac{kL}{\pi} \cos \theta\right)^2} \right] \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{j^n e^{jn\phi}}{H_n^{(2)'}(ka \sin \theta)} \quad (2.204)$$

$$H_r(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (2.205)$$

$$H_{\theta}(r, \theta, \phi) \approx \frac{-VLe^{-jkr}}{\eta\pi^3 ar} \left[\frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos\theta\right)}{1 - \left(\frac{kL}{2} \cos\theta\right)^2} \right] \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{j^n e^{jn\phi}}{H_n^{(2)'}(ka \sin\theta)} \quad (2.206)$$

$$H_{\phi}(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (2.207)$$

จากความสัมพันธ์ของฟังก์ชันแอสเกลิตจะได้

$$H_{-n}^{(2)'}(x) = (-1)^n H_n^{(2)'}(x) \quad (2.208)$$

ค่าสนามระยะไกลสามารถแสดงใหม่ได้เป็น

$$E_{\phi} \approx \frac{VLe^{-jkr}}{\pi^3 ar} \left[\frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos\theta\right)}{1 - \left(\frac{kL}{\pi} \cos\theta\right)^2} \right] \sum_{n=0}^{\infty} \frac{c_n j^n \cos(n\phi)}{H_n^{(2)'}(ka \sin\theta)} \quad (2.209)$$

$$H_{\theta} \approx \frac{-VLe^{-jkr}}{\eta\pi^3 ar} \left[\frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos\theta\right)}{1 - \left(\frac{kL}{\pi} \cos\theta\right)^2} \right] \sum_{n=0}^{\infty} \frac{c_n j^n \cos(n\phi)}{H_n^{(2)'}(ka \sin\theta)} \quad (2.210)$$

$$c_n = \begin{cases} 1, n = 0 \\ 2, n \neq 0 \end{cases} \quad (2.211)$$

เมื่อขนาดของร่องมีความยาวครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น $L = 0.5\lambda$ สนามระยะไกลจะเป็น

$$E_{\phi} = \frac{V\lambda e^{-jkr}}{2\pi^3 ar} \left[\frac{\cos(0.5\pi \cos\theta)}{(\sin^2 \theta)} \right] \sum_{n=0}^{\infty} \frac{c_n j^n \cos(n\phi)}{H_n^{(2)'}(ka \sin\theta)} \quad (2.212)$$

$$H_{\theta} = \frac{-V\lambda e^{-jkr}}{2\eta\pi^3 ar} \left[\frac{\cos(0.5\pi \cos\theta)}{(\sin^2 \theta)} \right] \sum_{n=0}^{\infty} \frac{c_n j^n \cos(n\phi)}{H_n^{(2)'}(ka \sin\theta)} \quad (2.213)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

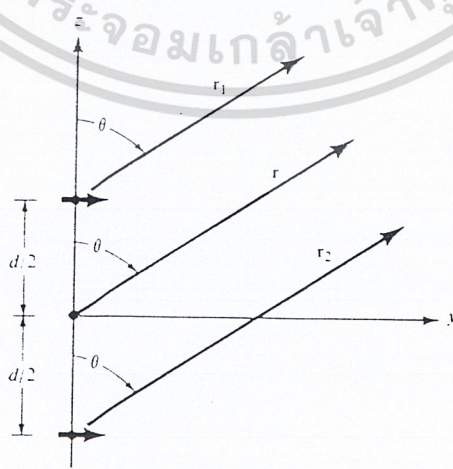
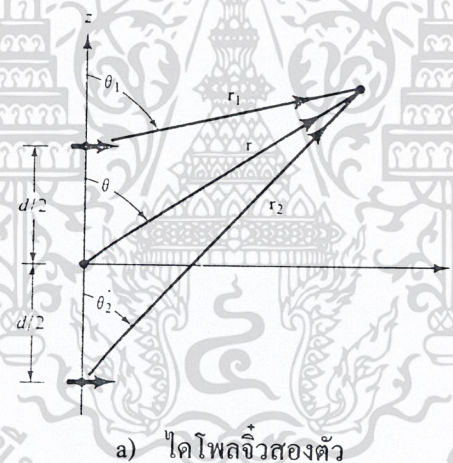
2.5 อาร์เรย์ (Array)

จากที่ผ่านมาเราได้ศึกษาถึงคุณสมบัติของสายอากาศเดี่ยว ซึ่งมีแพทเทิร์นที่กว้างและมีแกนต่ำ แต่ในงานบางอย่างต้องการใช้สายอากาศที่มีแกนสูง ซึ่งการเพิ่มแกนนี้สามารถทำได้โดยการเพิ่มขนาดของสายอากาศ

แม้ว่าการเพิ่มขนาดของสายอากาศเดี่ยวจะทำให้คุณสมบัติการชี้ทิศทางดีขึ้นก็ตาม แต่ก็วิธีอื่นที่จะเพิ่มแกนของสายอากาศ โดยที่ไม่ต้องเพิ่มขนาดของสายอากาศที่นำมาทำเป็นเอเลเมนต์ (Element) ซึ่งทำได้โดยจัดเอเลเมนต์ที่แพร่กระจายคลื่นให้เหมาะสมทั้งทางไฟฟ้าและรูปทรง ซึ่งเรียกว่าอาร์เรย์ (Array) โดยปกติแล้วจะเลือกให้แต่ละเอเลเมนต์ของอาร์เรย์เหมือนกัน

เมื่อตัดการคับปลิง (Coupling) ระหว่างเอเลเมนต์ที่ทั้ง จะหาสนามลัพธ์ของอาร์เรย์ได้โดยบวกเวกเตอร์ของสนามที่แพร่กระจายจากแต่ละเอเลเมนต์ สนามจะรวมกันในทิศทางที่ต้องการติดต่อสื่อสาร และหักล้างกันในทิศทางที่ติดต่อสื่อสาร

2.5.1 อาร์เรย์สองเอเลเมนต์



b) การสังเกตสนามระยะไกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลิขสิทธิ์เป็นของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีอยู่ 5 วิธีด้วยกันที่จะควบคุมแพทเทิร์นของสายอากาศ ซึ่งทำได้โดยควบคุมสิ่งต่างๆ ต่อไปนี้
คือ

1. การจัดเรียงเอลเมนต์ของอาร์เรย์ (เป็นเส้นตรง, วงกลม, สี่เหลี่ยม ฯลฯ)
2. ระยะห่างระหว่างเอลเมนต์
3. ขนาดของกระแสที่ป้อนระหว่างเอลเมนต์
4. เฟสของกระแสที่ป้อนแต่ละเอลเมนต์
5. แพทเทิร์นของแต่ละเอลเมนต์

สมมติว่ามีไดโพลจิว 2 ตัว วางตามแนวอนและวางตามแนวแกน z ดังแสดงในรูปที่ 2.19a และสมมติว่าไม่มีการคับปลิงระหว่างเอลเมนต์ทั้งสอง ดังนั้นสนามที่แพร่กระจายจากสายอากาศจิวทั้งสองจะเป็นผลรวมของสนามจากสายอากาศทั้งสองนั้น เมื่อคิดในระนาบ yz จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$\overline{E}_t = \overline{E}_1 + \overline{E}_2 = \overline{a}_{tj} \eta \frac{kI l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j \left[kr_1 - \left(\frac{\beta}{2} \right) \right]}}{r_1} |\cos \theta_1| + \frac{e^{-j \left[kr_2 - \left(\frac{\beta}{2} \right) \right]}}{r_2} |\cos \theta_2| \right\} \quad (2.214)$$

เมื่อ β เป็นความต่างเฟสของกระแสที่ป้อนให้แก่เอลเมนต์ทั้งสอง โดยที่ป้อนให้มีขนาดของกระแสเท่ากัน ถ้าทำการสังเกตหาสนามที่ระยะทางไกล ๆ ดังในรูปที่ 2.19b จะสามารถประมาณค่าได้ดังนี้

$$\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta \quad (2.215)$$

$$r_1 \approx r - \frac{d}{2} \cos \theta \quad (2.216)$$

$$r_2 \approx r + \frac{d}{2} \cos \theta$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad (2.217)$$

$$\begin{aligned} \overline{E}_t &= \overline{a}_{tj} \eta \frac{kI l e^{-jkr}}{4\pi r} |\cos \theta| \left[e^{+j(kd \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)/2} \right] \\ &= \overline{a}_{tj} \eta \frac{kI l e^{-jkr}}{4\pi r} |\cos \theta| 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \end{aligned} \quad (2.217)$$

จาก (2.217) จะเห็นว่าสนามลัพธ์ของอาร์เรย์มีค่าเท่ากับสนามของเอลเมนต์เดี่ยว ที่วางอยู่ที่ออริจิน คูณด้วยแฟกเตอร์ ซึ่งเรียกว่าอาร์เรย์แฟกเตอร์ (Array Factor) เพราะฉะนั้น อาร์เรย์แฟกเตอร์ของอาร์เรย์ 2 เอลเมนต์ ที่มีขนาดของกระแสที่ป้อนให้แก่แต่ละเอลเมนต์เท่ากันจะมีค่าดังต่อไปนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$AF = 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (2.218)$$

ซึ่งนอร์มอไลซ์อาร์เรย์แฟคเตอร์นี้จะมีค่าดังนี้

$$(AF)_n = \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (2.219)$$

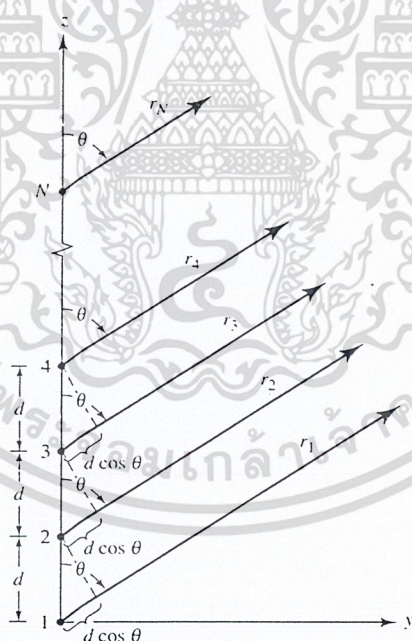
จะเห็นว่าอาร์เรย์ แฟคเตอร์เป็นฟังก์ชันของรูปทรงอาร์เรย์ และเฟสของการป้อนกระแสให้กับเอเลเมนต์อาร์เรย์ เราสามารถควบคุมสนามลัทธิของอาร์เรย์ได้โดยเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ d หรือเฟส β ซึ่งสนามระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ที่เหมือนกัน และมีขนาดของการป้อนกระแสสม่ำเสมอ จะมีค่าดังต่อไปนี้

$$\bar{E} (\text{ลัทธิ}) = [\bar{E} (\text{เอเลเมนต์เดี่ยวอยู่ที่ออริจิน})] \times [\text{อาร์เรย์แฟคเตอร์}] \quad (2.220)$$

เรียก (2.220) ว่าหลักการคูณแพทเทอรัน (Pattern Multiplication)

2.5.2 อาร์เรย์ N เอเลเมนต์

เมื่อขนาดของกระแสที่ป้อนแต่ละเอเลเมนต์และระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ที่มีค่าสม่ำเสมอ



รูปที่ 2.20 รูปการหาสนามระยะไกลของอาร์เรย์ N เอเลเมนต์ของไอโซโทรปิกซอร์สว่างตามแนวแกน z

ตามรูปที่ 2.20 มีเอเลเมนต์ที่เหมือนกันอยู่ N ตัว แต่ละเอเลเมนต์มีเฟสต่างกัน β จะเรียกอาร์เรย์แบบนี้ว่า ยูนิฟอร์มอาร์เรย์ (Uniform Array)

สนามลัทธิของอาร์เรย์นี้จะเป็นการคูณแพทเทอรันระหว่างเอเลเมนต์แพทเทอรันกับอาร์เรย์แฟคเตอร์ ในกรณีนี้อาร์เรย์แฟคเตอร์ จะมีค่าดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$AF = 1 + e^{+j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)}$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (2.221)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\varphi} \quad (2.222)$$

$$\varphi = kd \cos \theta + \beta \quad (2.223)$$

$$(AF)e^{j\varphi} = e^{j\varphi} + e^{j2\varphi} + e^{j3\varphi} + \dots + e^{j(N-1)\varphi} + e^{jN\varphi} \quad (2.224)$$

$$AF(e^{j\varphi} - 1) = (-1 + e^{jN\varphi}) \quad (2.225)$$

$$AF = \left[\frac{e^{jN\varphi} - 1}{e^{j\varphi} - 1} \right] = e^{j[(N-1)/2]\varphi} \left[\frac{e^{j(N/2)\varphi} - e^{-j(N/2)\varphi}}{e^{j(1/2)\varphi} - e^{-j(1/2)\varphi}} \right]$$

$$= e^{j[(N-1)/2]\varphi} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\varphi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\varphi\right)} \right] \quad (2.226)$$

$$AF = \frac{\sin\left(\frac{N\varphi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\varphi\right)} \quad (2.227)$$

$$AF = \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\varphi\right)}{\frac{\varphi}{2}} \quad (2.228)$$

$$(AF)_n = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\varphi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\varphi\right)} \quad (2.229)$$

$$(AF)_n = \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\varphi\right)}{\frac{N}{2}\varphi} \quad (2.230)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sin\left(\frac{N}{2}\varphi\right) = 0 \rightarrow \frac{N}{2}\varphi \Big|_{\theta=\theta_n} = \pm n\pi \rightarrow \theta_n = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2n\pi}{N}\right)\right] \quad (2.231)$$

เมื่อ $n=N, 2N, 3N, \dots$ (2.229) จะมีค่าสูงสุด เพราะจะอยู่ในรูปแบบ $\frac{\sin(0)}{0}$ ค่า n เป็นตัวกำหนด

กำลังของนัล ที่หนึ่ง, ที่สอง ฯลฯ สำหรับในกรณีที่มีค่าเป็นศูนย์ อาร์คโคไซน์ของอาร์คโคไซน์ (ArcCosine) ไม่สามารถเป็นหนึ่ง ดังนั้นจำนวนนัลที่มีได้จะเป็นฟังก์ชันของระยะห่างระหว่างอะตอม d และความต่างเฟส β

นอกจากนี้ค่าสูงสุดของ (2.229) จะเกิดขึ้นเมื่อ

$$\frac{\varphi}{2} = \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_m} = \pm m\pi \rightarrow \theta_m = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm 2m\pi\right)\right] \quad (2.223)$$

อาร์เรย์แฟกเตอร์ใน (2.229) มีค่าสูงสุดค่าเดียว ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อ $m=0$ ใน (2.232) นั่นคือ

$$\theta_m = \cos^{-1}\left(\frac{\lambda\beta}{2\pi d}\right) \quad (2.233)$$

$$\frac{N}{2}\varphi = \frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_h} = \pm 1.391$$

$$\theta_h = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2.782}{N}\right)\right] \quad (2.234)$$

$$\theta_h = \frac{\pi}{2} \sin^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2.782}{N}\right)\right] \quad (2.235)$$

$$\theta_h = \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2.782}{N}\right)\right] \quad (2.236)$$

$$\theta_h = 2|\theta_m - \theta_h| \quad (2.237)$$

$$\sin\left(\frac{N\varphi}{2}\right) = \sin\left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta)\right] \Big|_{\theta=\theta_s} \approx \pm 1$$

$$\frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_s} \approx \pm \left(\frac{2S+1}{2}\right)\pi$$

$$\theta_s = \cos^{-1}\left\{\frac{\lambda}{2\pi d}\left[-\beta \pm \left(\frac{2S+1}{N}\right)\pi\right]\right\} \quad (2.238)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta_s \approx \frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left[-\beta \pm \left(\frac{2S+1}{N} \right) \pi \right] \right\} \quad (2.239)$$

$$\theta_s = \frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{2\pi d} \left[-\beta \pm \left(\frac{2S+1}{N} \right) \pi \right] \quad (2.240)$$

$$\frac{N\varphi}{2} = \frac{N}{2} (kd \cos \theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_s} \approx \pm \left(\frac{3\pi}{2} \right) \quad (2.241)$$

$$\theta_s = \cos^{-1} \left\{ \frac{\lambda}{2\pi d} \left[-\beta \pm \frac{3\pi}{N} \right] \right\} \quad (2.242)$$

$$(AF)_n \approx \left[\frac{\sin \left(\frac{N}{2} \varphi \right)}{\frac{N\varphi}{2}} \right] \Big|_{\theta=\theta_s} = \frac{2}{3\pi} = 0.212 \quad (2.243)$$

$$(AF)_n = 20 \log_{10} \left(\frac{2}{3\pi} \right) = -13.46 \text{ dB} \quad (2.244)$$

2.5.2.1 บรอดไซด์อาร์เรย์ (Broadside Array)

บรอดไซด์อาร์เรย์ เป็นอาร์เรย์ที่มีการแพร่กระจายคลื่นมากที่สุด ในทิศทางตั้งฉากกับแกนของอาร์เรย์

จาก (2.229) และ (2.230) ค่าสูงสุดของอาร์เรย์ของอาร์เรย์แฟคเตอร์ จะเกิดขึ้นเมื่อ

$$\varphi = kd \cos \theta + \beta = 0 \quad (2.245)$$

เนื่องจากต้องการให้มีความสูงที่สุดที่ $\theta = 90^\circ$ ดังนั้น

$$\varphi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\theta=90^\circ} = \beta = 0 \quad (2.246)$$

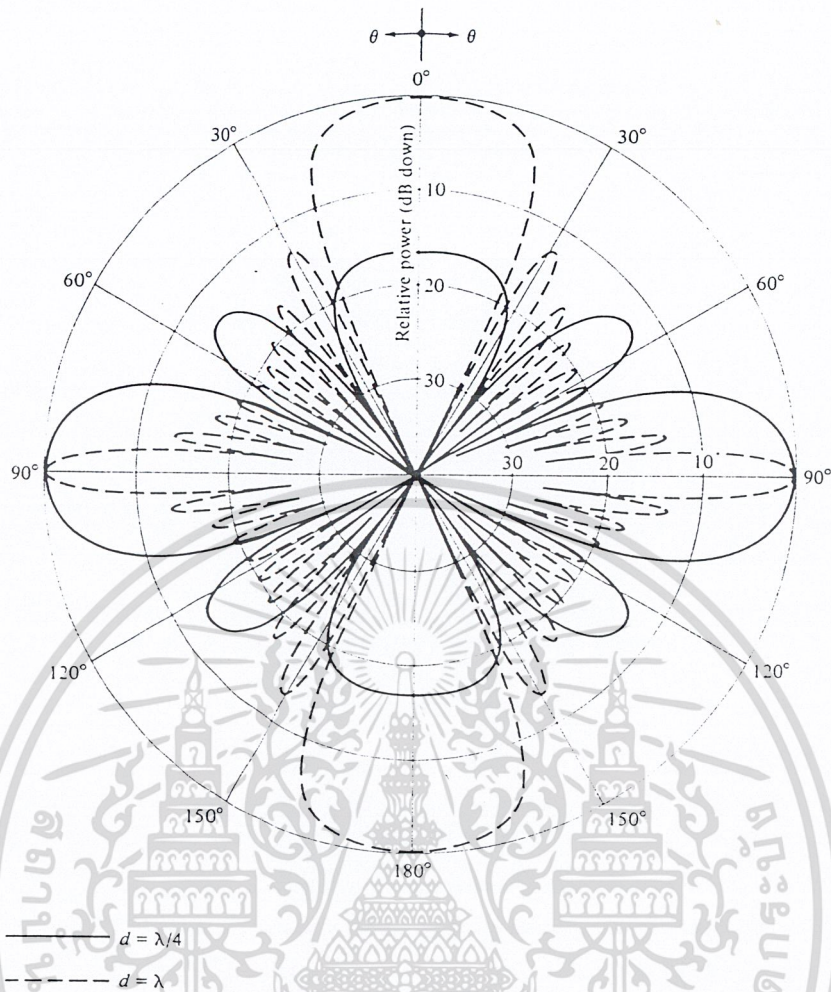
เพราะฉะนั้น เพื่อจะทำให้อาร์เรย์แฟคเตอร์ของยูนิฟอร์มลิเนียร์อาร์เรย์มีค่าสูงสุดในทิศทางบรอดไซด์กับแกนของอาร์เรย์ ทุกเอเลเมนต์จะต้องมีเฟสเดียวกัน โดยที่ระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์จะเป็นเฟสเท่าใดก็ได้

เพื่อให้มั่นใจว่าสนามไม่มีค่าสูงสุดในทิศทางอื่น d ต้องไม่เท่ากับ $n\lambda$ ($n=1,2,3,\dots$) เมื่อ $\beta = 0$ ถ้า $d = n\lambda$, $n=1,2,3,\dots$ และ $\lambda = 0$ จะได้

$$\varphi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{d=n\lambda} = 2n\pi \cos \theta \Big|_{\theta=0^\circ, 180^\circ} = \pm 2n\pi \quad (2.247)$$

ค่าของ φ นี้ เมื่อถูกแทนเข้าไปใน 5.10 จะทำให้อาร์เรย์แฟคเตอร์มีค่าสูงสุด ดังนั้นสำหรับยูนิฟอร์มอาร์เรย์ที่มี $\beta = 0$ และ $d = n\lambda$ นอกจากสนามจะมีค่าสูงสุดในทิศทางบรอดไซด์ ($\theta = 90^\circ$) แล้วสนามจะมีค่าสูงสุดในทิศทางตามแกนของอาร์เรย์ ($\theta = 0^\circ, 180^\circ$) อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี (KMITJ) ซึ่งสงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ถือว่าผิดกฎหมาย และจะดำเนินการฟ้องดำเนินคดีตามกฎหมายต่อไป



รูปที่ 2.21 แพทเทิร์นของยูนิฟอร์มบรอดไซด์อาร์เรย์ ที่มี 10 เอเลเมนต์ ($N=10$, $\beta=0$)

รูปที่ 2.21 เป็นแพทเทิร์นของอาร์เรย์แฟคเตอร์ของยูนิฟอร์มอาร์เรย์ 10 เอเลเมนต์ ที่มี $\beta=0$ $d = \lambda/4$ จะมีสนามค่าสูงสุดเฉพาะที่ $\theta = 90^\circ$ เมื่อเปรียบเทียบกับเมื่อ $d = \lambda$ ซึ่งนอกจากจะมีสนามค่าสูงสุดที่ $\theta = 90^\circ$ แล้ว ยังมีในทิศ $\theta = 0^\circ, 180^\circ$ อีกด้วย

2.5.2.2 เอนด์ไฟอาร์เรย์

เอนด์ไฟอาร์เรย์ (End fire Array) เป็นอาร์เรย์ที่มีการแพร่กระจายคลื่นค่าสูงสุดในทิศทางตามแนวแกนของอาร์เรย์ สามารถกำหนดให้แพทเทิร์นมีค่าสูงสุดในทิศทาง $\theta = 0^\circ$ หรือ $\theta = 180^\circ$ ก็ได้

ในกรณีที่ตั้งในทิศทาง $\theta = 0^\circ$

$$\varphi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\theta=0^\circ} = kd + \beta = 0$$

$$\beta = -kd$$

(2.248)

ในกรณีที่ตั้งในทิศทาง $\theta = 180^\circ$

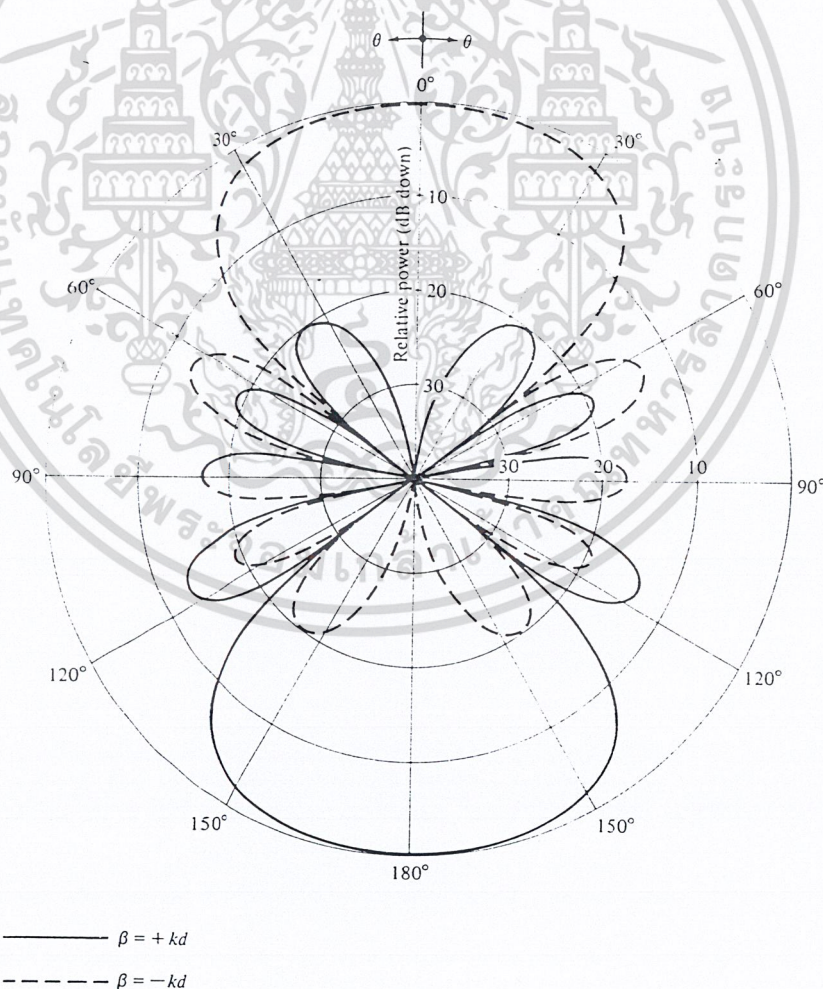
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\varphi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\theta=180^\circ} = -kd + \beta = 0$$

$$\beta = +kd \tag{2.249}$$

ถ้าระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์เป็น $d = n\lambda$ ($n=1,2,3,\dots$) นอกจากจะเป็นแอนดไฟร์แล้วยังมีค่าสูงสุดในทิศทางบรอดไซด์อีกด้วย นอกจากนี้ในทิศทางแอนดไฟร์ ยังชี้ทั้งในทิศทาง $\theta = 0^\circ$ และ $\theta = 180^\circ$ อีกด้วย ดังนั้นเมื่อ $d = n\lambda$ ($n=1,2,3,\dots$) สนามจะมีค่าสูงสุดในทั้งสี่ทิศทาง

ได้แสดงแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นของอาร์เรย์ 10 เอเลเมนต์ เมื่อ $d = \lambda/4$ และ $\beta = \pm kd$ ไว้ในรูป 2.22 เมื่อ $\beta = -kd$ ค่าสนามสูงสุดจะอยู่ในทิศทาง $\theta = 0^\circ$ และเมื่อ $\beta = +kd$ สนามค่าสูงสุดจะอยู่ในทิศทาง $\theta = 180^\circ$



รูปที่ 2.22 แพทเทิร์นของยูนิฟอร์มอาร์เรย์ที่มี 10 เอเลเมนต์ ($N=10, d = \lambda/4$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

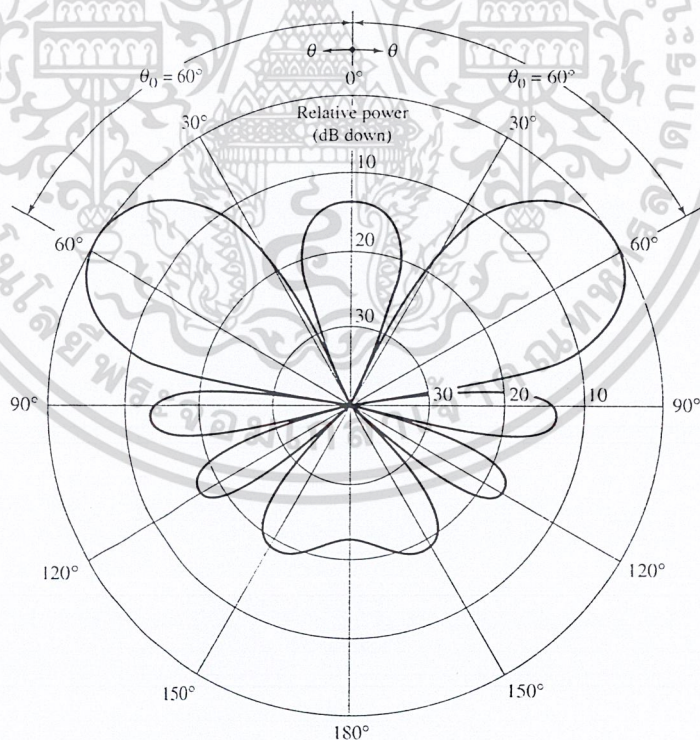
2.5.2.3 เฟสอาร์เรย์ (Phased Array)

ในเรื่องของสายอากาศเฟสอาร์เรย์ ค่าสูงสุดของการแพร่กระจายคลื่น จะเกิดขึ้นในทิศทางใด ๆ ซึ่งสมมติว่าเป็นมุม θ ($0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$) ในที่นี้สามารถทำได้โดยการปรับเฟส β ให้เป็นดังนี้

$$\varphi = kd \cos\theta + \beta = 0 \rightarrow \beta = -kd \cos\theta \quad (2.250)$$

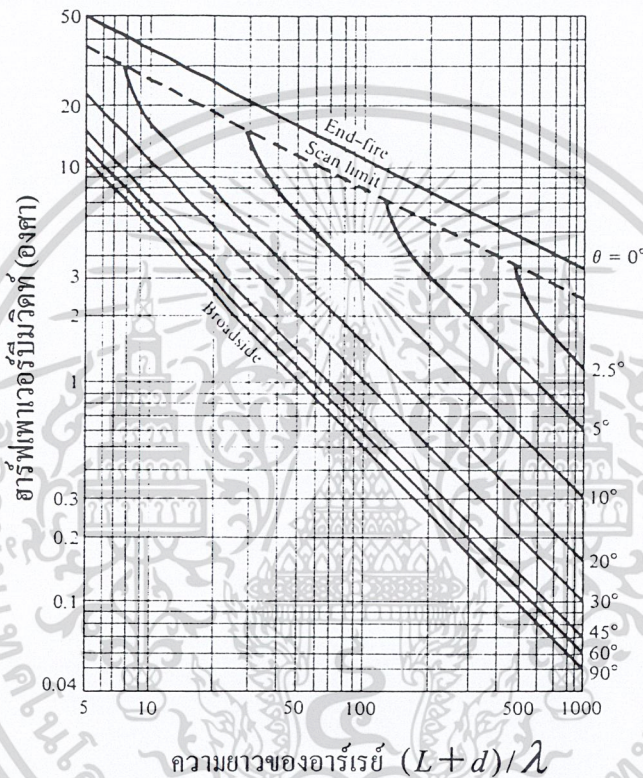
ดังนั้นโดยการควบคุมความต่างเฟสระหว่างเอเลเมนต์ จะทำให้ได้การแพร่กระจายคลื่นสูงสุดในทิศทางใด ๆ ตามต้องการได้ อันนี้เป็นพื้นฐานของอิเล็กทรอนิกส์สแกนนิ่งเฟสอาร์เรย์ (Electronic Scanning Phased Array) ปกติต้องการสแกนอย่างต่อเนื่อง จึงจำเป็นต้องทำตัวปรับเฟสอย่างต่อเนื่อง ซึ่งสามารถทำได้โดยเฟอร์ไรท์เฟสชิฟเตอร์ (Ferrite Phase Shifter) ซึ่งควบคุมเฟสได้โดยปรับขนาดของกระแสที่ไหลในขดลวดที่พันรอบเฟสชิฟเตอร์

รูปที่ 2.23 แสดงพื้นฐานของการสแกน โดยมีอาร์เรย์ 10 เอเลเมนต์ $d = \lambda/4$ ให้สนามมีค่าสูงสุดอยู่ที่มุม $\theta = 60^\circ$



รูปที่ 2.23 แพทเทิร์นของยูนิฟอร์มสแกนนิ่งอาร์เรย์ที่มี 10 เอเลเมนต์

$$HPBW = \theta_h = \cos^{-1} \left[\cos \theta \cdot -0.443 \frac{\lambda}{(L+d)} \right] - \cos^{-1} \left[\cos \theta \cdot +0.443 \frac{\lambda}{(L+d)} \right] \quad (2.251)$$



รูปที่ 2.24 ฮาร์ฟพาวเวอร์บีมวิดท์ของบรอดไซด์, เอนด์ไฟร์และสแกนนิ่งอาร์เรย์

เมื่อ L เป็นความยาวของอาร์เรย์ (2.251) ใช้กับบรอดไซด์อาร์เรย์ได้แต่ใช้กับเอนด์ไฟร์อาร์เรย์ไม่ได้ และในรูปที่ 2.24 เป็นกราฟแสดงของ HPBW เมื่อเป็นฟังก์ชันของความยาวของอาร์เรย์

2.5.3 ลิเนียร์อาร์เรย์ N เอลเมนต์

เมื่อระยะห่างระหว่างเอลเมนต์สม่ำเสมอ แต่แอมพลิจูดของการป้อนกระแสไม่สม่ำเสมอ ซึ่งในตอนนี้จะกล่าวถึงบรอดไซด์อาร์เรย์ที่มีระยะห่างระหว่างเอลเมนต์สม่ำเสมอ แต่กระแสกระแสที่ป้อนแต่ละเอลเมนต์ ไม่สม่ำเสมอ ซึ่งจะกล่าวถึงเฉพาะไบโนเมียลอาร์เรย์ (Binomial Array) เท่านั้น สำหรับเซมิเฟออาร์เรย์ ไม่ได้กล่าวไว้ในที่นี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบรรดาการแจกแจงรูปกระแส 3 แบบคือ ยูนิฟอร์ม ไบโนเมียลและเซบีเชฟ พบว่า ยูนิฟอร์มอาร์เรย์จะมี HPBW แคบที่สุด รองลงมาเป็นเซบีเชฟอาร์เรย์และไบโนเมียลอาร์เรย์ตามลำดับ ในทางกลับกัน ในทางกลับกันไบโนเมียลอาร์เรย์จะมีไซด์โลบค่าที่สุด รองลงมาเป็นเซบีเชฟอาร์เรย์และยูนิฟอร์มอาร์เรย์ตามลำดับ ไบโนเมียลอาร์เรย์ที่มีระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์น้อยกว่า $\lambda/2$ จะไม่มีไซด์โลบ

การที่จะกำหนดบีมิวิตซ์และไซด์โลบทำได้โดยการกำหนดการแจกแจงรูปกระแสหรือการแทปเปอร์ (Tapper) บนแต่ละเอเลเมนต์ ก่อนอื่นเรามาหาสมการอาร์เรย์แฟคเตอร์ก่อน

2.5.3.1 อาร์เรย์แฟคเตอร์

อาร์เรย์ที่มีไอโซโทรปิกเอเลเมนต์จำนวนเลขคู่ ($2M$ เมื่อ M เป็นเลขจำนวนเต็ม) ถูกวางอย่างสมมาตรตามแกน Z ตามรูปที่ 2.25a โดยที่ระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ที่เป็น d และเอเลเมนต์ทั้ง M ตัวถูกวางอย่างสมมาตรสองข้างของจุดออริจิน สมมติว่าขนาดของการป้อนกระแสสมมาตรรอบจุดออริจินนี้ อาร์เรย์แฟคเตอร์ของบรอดไซด์อาร์เรย์ที่มีการป้อนกระแสไม่ยูนิฟอร์มจะมีค่าดังต่อไปนี้

$$(AF)_{2M} = a_1 e^{+j(1/2)kd \cos \theta} + a_2 e^{+j(3/2)kd \cos \theta} + \dots + a_M e^{+j[(2M-1)/2]kd \cos \theta} + a_1 e^{-j(1/2)kd \cos \theta} + a_2 e^{-j(3/2)kd \cos \theta} + \dots + a_M e^{-j[(2M-1)/2]kd \cos \theta}$$

$$(AF)_{2M} = 2 \sum_{n=1}^M a_n \cos \left[\frac{(2n-1)}{2} kd \cos \theta \right] \quad (2.252)$$

และนอร์มอลไลซ์อาร์เรย์แฟคเตอร์จะเป็นดังนี้

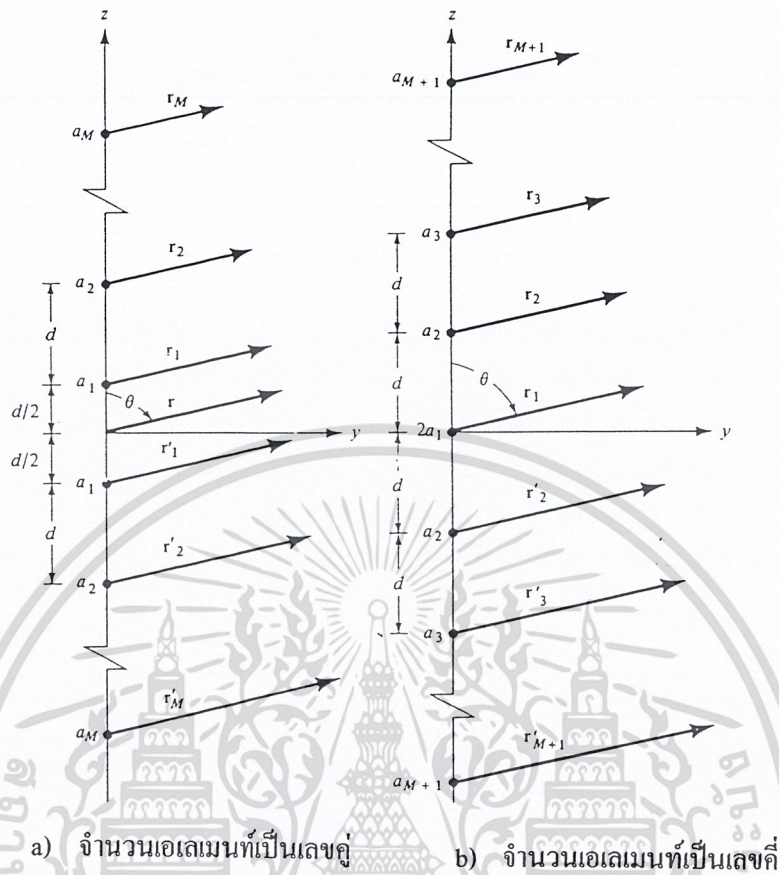
$$(AF)_{2M} = \sum_{n=1}^M a_n \cos \left[\frac{(2n-1)}{2} kd \cos \theta \right] \quad (2.253)$$

เมื่อ a_n เป็นสัมประสิทธิ์ของการป้อนกระแสในแต่ละเอเลเมนต์

ถ้าจำนวนเอเลเมนต์เป็นเลขคี่ ($2M+1$ เมื่อ M เป็นเลขจำนวนเต็ม) ดังแสดงในรูปที่ 2.25a อาร์เรย์แฟคเตอร์จะมีค่าดังนี้คือ

$$(AF)_{2M+1} = 2a_1 + a_2 e^{jkd \cos \theta} + a_3 e^{j2kd \cos \theta} + \dots + a_{M+1} e^{jMkd \cos \theta} + a_2 e^{-jkd \cos \theta} + a_3 e^{-j2kd \cos \theta} + \dots + a_{M+1} e^{-jMkd \cos \theta}$$

$$(AF)_{2M+1} = 2 \sum_{n=1}^{M+1} a_n \cos [(n-1)kd \cos \theta] \quad (2.254)$$



รูปที่ 2.25 ยูนิฟอร์มอาร์เรย์ที่มีการป้อนกระแสไม่ยูนิฟอร์ม ซึ่งมีจำนวนเอเลเมนต์ที่เป็นเลขคู่และเลขคี่

และนอมอลไลซ์อาร์เรย์แฟคเตอร์จะมีค่าดังนี้คือ

$$(AF)_{2M+1} = \sum_{n=1}^{M+1} a_n \cos[(n-1)kd \cos \theta] \quad (2.255)$$

จะเห็นว่าขนาดของการป้อนกระแสในเอเลเมนต์ที่ตัวกลางเป็น $2a_1$

สามารถเขียน (2.253) และ (2.255) ได้ใหม่ดังนี้

$$(AF)_{2M \text{ even}} = \sum_{n=1}^{M+1} a_n \cos[(2n-1)u] \quad (2.256)$$

$$(AF)_{2M+1 \text{ odd}} = \sum_{n=1}^{M+1} a_n \cos[(2n-1)u] \quad (2.257)$$

$$u = \frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta \quad (2.258)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.3.2 ไบนอมิยลอาร์เรย์ (Binomial Array)

ในการหาสัมประสิทธิ์การป้อนกระเสของไบนอมิยลอาร์เรย์ Jonh Stone Stone กล่าวไว้ว่า สามารถเขียนฟังก์ชัน $(1+x)^{m-1}$ เป็นอนุกรมโดยใช้การกระจายอนุกรมไบนอมิยลได้ว่า

$$(1+x)^{m-1} = 1 + (m-1)x + \frac{(m-1)(m-2)x^2}{2!} + \frac{(m-1)(m-2)(m-3)x^3}{3!} + \dots \quad (2.259)$$

เมื่อแตกสัมประสิทธิ์ที่เป็นค่าบวกของอนุกรมออกค่า m ต่างๆ จะมีค่าดังต่อไปนี้คือ

m=1	1
m=2	1 1
m=3	1 2 1
m=4	1 3 3 1
m=5	1 4 6 4 1
m=6	1 5 10 10 5 1
m=7	1 6 15 20 15 6 1

(2.260)

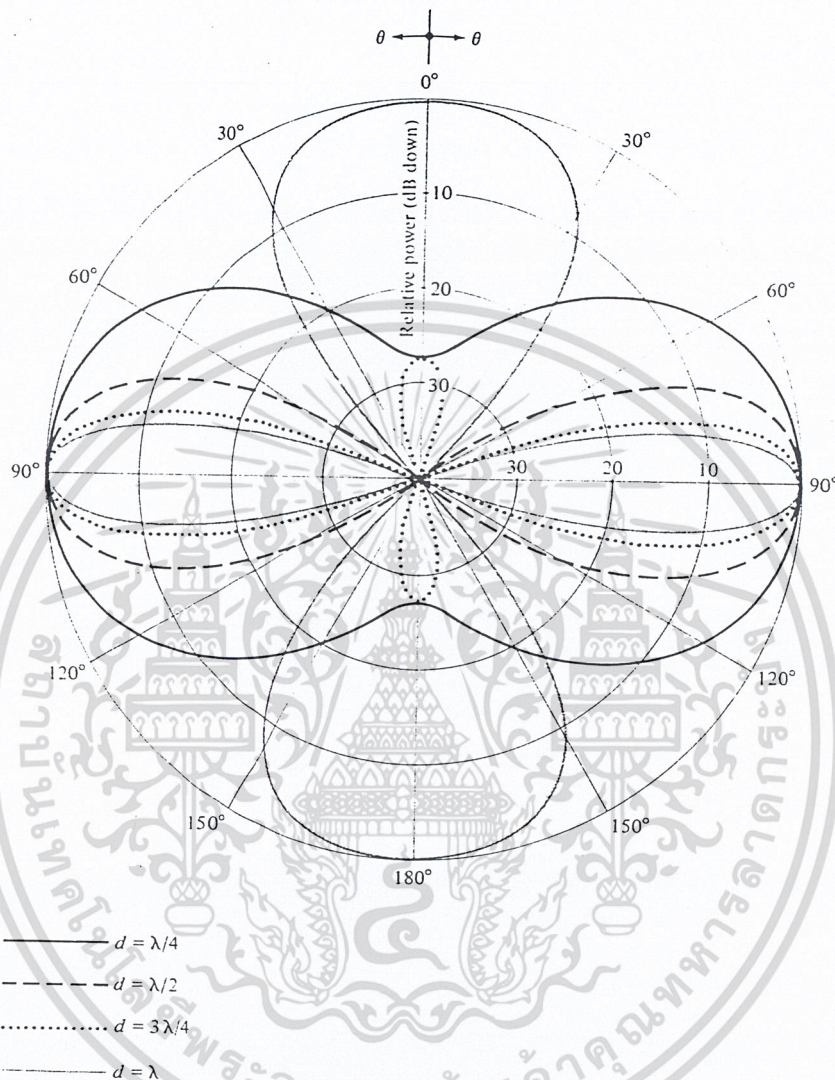
เรียก (2.260) ว่า สามเหลี่ยมปาสคาล (Pascal's Triangle) ถ้าค่า m เป็นจำนวนเอเลเมนต์ของ อาร์เรย์ สัมประสิทธิ์ ของอนุกรมจะเป็นขนาดสัมพัทธ์ของกระเสในแต่ละเอเลเมนต์ เนื่องจากหาขนาดของการป้อนกระเสให้แต่ละเอเลเมนต์ได้จากอนุกรมไบนอมิยล จึงเรียกว่าไบนอมิยลอาร์เรย์

จาก (2.256),(2.257),(2.260) สัมประสิทธิ์ ของการป้อนกระเสของอาร์เรย์ต่อไปนี้มีค่าดังนี้

1. 2 เอเลเมนต์ ($2M=2$)
 $a_1 = 1$
2. 3 เอเลเมนต์ ($2M+1=3$)
 $2a_1 = 2 \rightarrow a_1 = 1$
 $a_2 = 1$
3. 4 เอเลเมนต์ ($2M=4$)
 $a_1 = 3$
 $a_2 = 1$
3. 5 เอเลเมนต์ ($2M+1=5$)
 $2a_1 = 6 \rightarrow a_1 = 3$
 $a_2 = 4$
 $a_3 = 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.26 แสดงแพทเทิร์นของไบโนเมียลอาร์เรย์ 10 เอเลเมนต์ ($2M=10$) ที่มีระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ที่มีค่าต่าง ๆ กันคือ $\lambda/4$, $\lambda/2$, $3\lambda/4$ และ λ ตามลำดับ



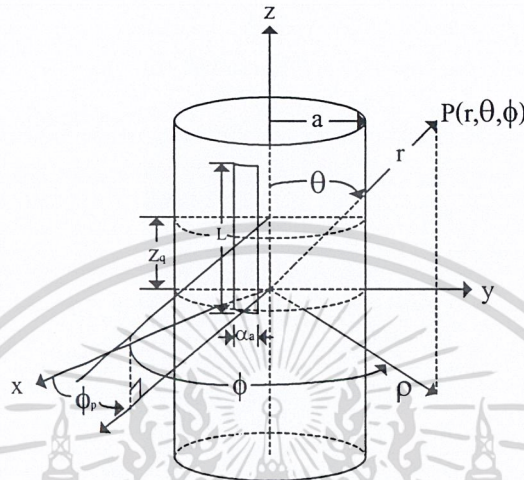
รูปที่ 2.26 แพทเทิร์นกำลังของบรอดไซด์ไบโนเมียลอาร์เรย์ที่มี $N=10$ และ $\lambda/4$, $\lambda/2$, $3\lambda/4$ และ λ ตามลำดับ

ถ้าระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ที่อยู่ระหว่าง $\lambda = 4$ ถึง $\lambda/2$ จะไม่มีไซด์โลบ

ข้อเสียที่สำคัญของไบโนเมียลอาร์เรย์คือ ขนาดของกระแสในแต่ละเอเลเมนต์ต่างกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งจำนวนเอเลเมนต์มาก ๆ ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพต่ำ จึงไม่เหมาะที่จะใช้ในทางปฏิบัติ

2.6 สายอากาศแบบร่องแฉกลำดับที่วางตามแนวแกนบนผิวของตัวนำทรงกระบอก

พิจารณาโครงสร้างทรงกระบอกที่วางอยู่ตามแนวแกน z มีรัศมี a และที่ผิวของทรงกระบอก ประกอบร่องเดี่ยวที่วางตามแนวแกนทรงกระบอก (Axial Slot) โดยร่องมีความกว้าง αa และยาว L ดังแสดงในรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 โครงสร้างสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับที่วางตามแนวแกน z ของทรงกระบอก

จากรูปที่ 2.27 ตำแหน่งของกึ่งกลางร่องจะอยู่ที่ $\phi = \phi_p$ และ $z = z_q$ การกระจายแรงดันที่บริเวณปากร่องจะสมมติให้มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในรูปของฟังก์ชันไซน์ และให้ขนาดความกว้างของร่องมีความแคบมาก $\alpha \rightarrow 0$ ดังนั้นจะมีค่าเป็น

$$E_\phi = \frac{V}{\alpha a} \cos\left(\frac{\pi z}{L_s}\right) \begin{cases} -\frac{L_s}{2} + z_q < z < \frac{L_s}{2} + z_q \\ \frac{\alpha}{2} + \phi_p < \phi < \frac{\alpha}{2} + \phi_p \end{cases} \quad (2.261)$$

$$E_z = 0 \quad (2.262)$$

จากสมการสนามระยะไกลของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอก โดยที่กึ่งกลางของร่องอยู่ที่ตำแหน่งใด ๆ บนผิวทรงกระบอก ($\phi = \phi_p, z = z_q$) คือ

$$E_\phi(r, \theta, \phi) \approx \frac{Vke^{-jkr}}{\pi r} E(z_q) E(k a \sin \theta, \phi - \phi_p) \quad (2.263)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E(z_q) = L_s \frac{\cos\left(\frac{kL_s}{2} \cos\theta\right) \sin\theta}{\pi^2 - (kL_s \cos\theta)^2} \left[\pi \cos\left(\frac{\pi z_q}{L_s}\right) - jkL_s \cos\theta \sin\left(\frac{\pi z_q}{L_s}\right) \right] e^{jkz_q \cos\theta} \quad (2.264)$$

$$E(\beta, \alpha) = \sum \frac{c_n j^n \cos[n(\alpha)]}{\beta H_n^{(2)}(\beta)} \quad (2.265)$$

$$c_n = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 2, & n \neq 0 \end{cases} \quad (2.266)$$

เมื่อ L_s คือความยาวของร่อง

สมการสนามระยะไกลของสายอากาศแถวลำดับแบบร่องบนผิวทรงกระบอกสามารถหาได้โดยใช้วิธีการตามหัวข้อที่ 2.4 และ 2.4.3 เมื่อกำหนดจำนวนองค์ประกอบ (Element) ของแถวลำดับทั้งในแนวเส้นรอบวงและแถวลำดับในแนวแกนของทรงกระบอก และกำหนดตำแหน่งการวางขององค์ประกอบแถวลำดับ สมการสนามระยะไกลก็จะได้อันนี้คือ

- สายอากาศแถวลำดับแบบร่องมีองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงของทรงกระบอก

$$E_{T,\phi}(r, \theta, \phi) \approx \sum_{p=1}^P \frac{V_k e^{-jkr}}{\pi r} E(z_q) E(ka \sin\theta, \phi - \phi_p) \quad (2.267)$$

เมื่อ P คือจำนวนองค์ประกอบของแถวลำดับในแนวเส้นรอบวงของทรงกระบอก โดย z_q, ϕ_p จะบ่งบอกถึงตำแหน่งกึ่งกลางของร่องในแต่ละองค์ประกอบ โดย q มีค่าเป็น 1 และ p มีเป็น 1, 2, 3, ..., P

- สายอากาศแถวลำดับแบบร่องมีองค์ประกอบในแนวแกนของทรงกระบอก

$$E_{T,\phi}(r, \theta, \phi) \approx \sum_{q=1}^Q \frac{V_k e^{-jkr}}{\pi r} E(z_q) E(ka \sin\theta, \phi - \phi_p) \quad (2.268)$$

เมื่อ Q คือจำนวนองค์ประกอบของแถวลำดับในแนวแกนของทรงกระบอก โดย z_q, ϕ_p จะบ่งบอกถึงตำแหน่งกึ่งกลางของร่องในแต่ละองค์ประกอบ โดย q มีค่าเป็น 1, 2, 3, ..., Q และ p เป็น 1

ดังนั้นสายอากาศแถวลำดับแบบร่องบนผิวตัวนำทรงกระบอกสามารถคำนวณได้จากผลรวมของสนามในสมการที่ (2.267) กับสมการที่ (2.268) จะมีค่าเป็น

$$E_{T,\phi}(r, \theta, \phi) \approx \sum_{q=1}^Q \sum_{p=1}^P \frac{V_k e^{-jkr}}{\pi r} E(z_q) E(ka \sin\theta, \phi - \phi_p) \quad (2.269)$$

เมื่อ Q คือจำนวนองค์ประกอบในแนวแกน (จำนวนวง) และ P_q คือองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงของ

เอกสารแต่ละดวง ($q=1,2,3,\dots,Q$) รั้งการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 การคำนวณสายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวตัวนำทรงกระบอกที่วางตามแนวแกนของทรงกระบอก

ขั้นตอนในการคำนวณสำหรับสายอากาศแบบร่องบนผิวทรงกระบอกในส่วนนี้ เราจะพิจารณาเพียงร่องเดี่ยวก่อน เพื่อศึกษาถึงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศและพารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ ซึ่งโดยหลัก ๆ แล้วพารามิเตอร์ที่จะพิจารณาประกอบด้วย รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น, ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่ง, อัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลัง และค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

เนื่องจากค่าพารามิเตอร์บางตัวที่เราต้องการทราบนั้น จะอยู่ในลักษณะของรูปภาพสองมิติและสามมิติซึ่งเป็นการยากที่จะคำนวณด้วยมือ ดังนั้นจึงต้องอาศัยการคำนวณ โดยการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (Simulate) ที่มีความรวดเร็วในการคำนวณเพื่อหาผลลัพธ์ที่ต้องการ ในที่นี้ใช้โปรแกรมทางคณิตศาสตร์ที่ชื่อว่า MathCad และ Mathematica เป็นหลัก โดยสมการที่ใช้ในการคำนวณใช้สมการของสนามไฟฟ้าระยะไกลจากสมการที่ (2.12)

ผลจากการคำนวณ ได้แสดงคุณลักษณะของการแพร่กระจายคลื่นที่รัศมีต่าง ๆ ของทรงกระบอก ซึ่งเรากำหนดให้ความยาวของร่องมีค่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ($L = 0.5\lambda$) ขนาดความกว้างของร่องมีขนาดเล็กมาก โดยร่องวางตามแนวแกน z และยังไม่พิจารณาความยาวของทรงกระบอก (ความยาวของทรงกระบอกเป็นอนันต์) พิจารณาผลการคำนวณดังนี้

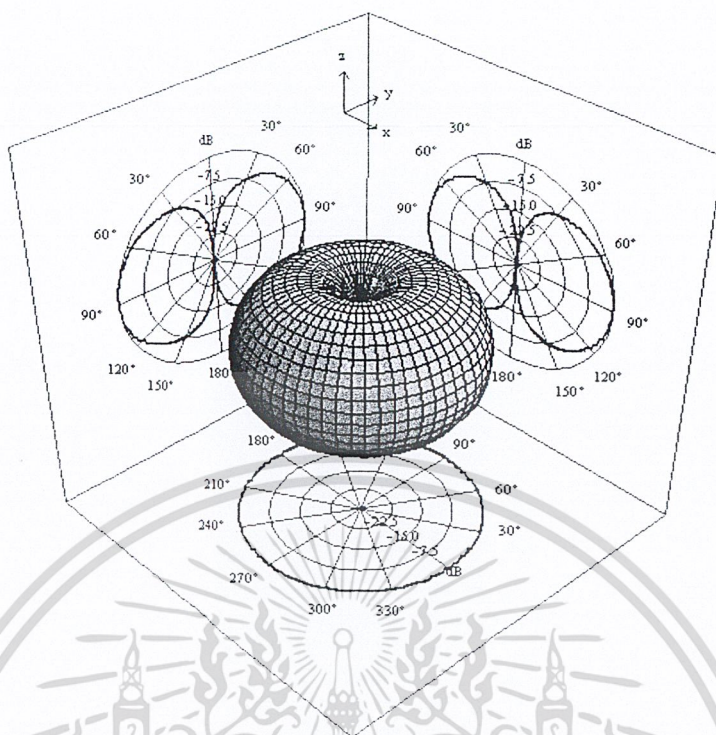
3.1.1 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวที่วางตามแนวแกนของทรงกระบอก

เพื่อให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของแบบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนรัศมีของทรงกระบอกจะทำการแสดงผลในรูปของรูปสามมิติ ในระนาบ xz , xy และ yz

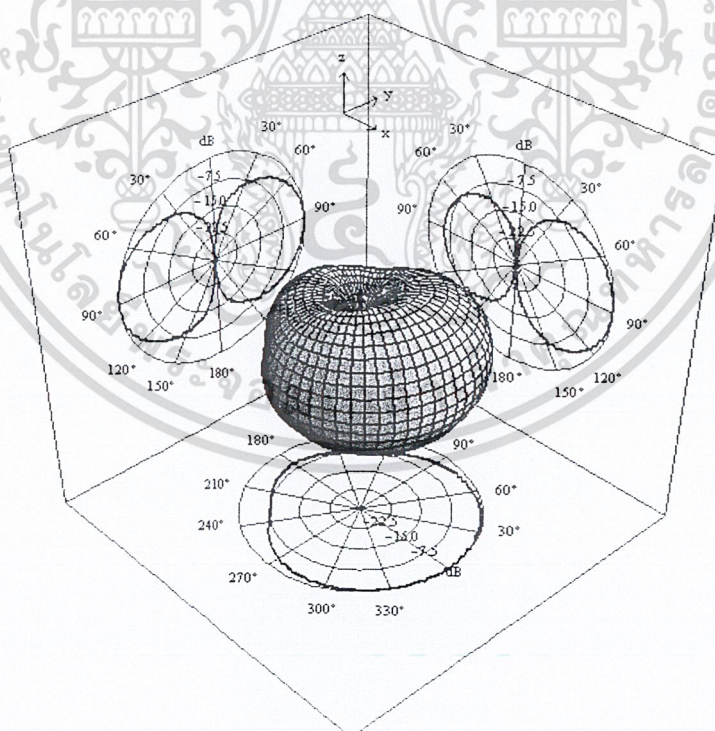
สิ่งที่เราพิจารณาก็คือเราทำการเปลี่ยนรัศมีของทรงกระบอก a ซึ่งค่า a นี้เป็นตัวแปรที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าของสายอากาศ เราพิจารณารัศมีทรงกระบอก a นี้กับความยาวคลื่นที่ใช้ หรือก็คือรัศมี a เป็นอัตราส่วนของรัศมีต่อความยาวคลื่นที่ใช้ หรืออาจเขียนให้อยู่ในรูปความสัมพันธ์ของ

ka เมื่อ $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ โดยเราทำการเปลี่ยนค่าคือ $ka = 0.1, 1, 5, 10, 15, 20, 25$ และ infinity ตามลำดับ

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แสดงในรูปที่ 3.1

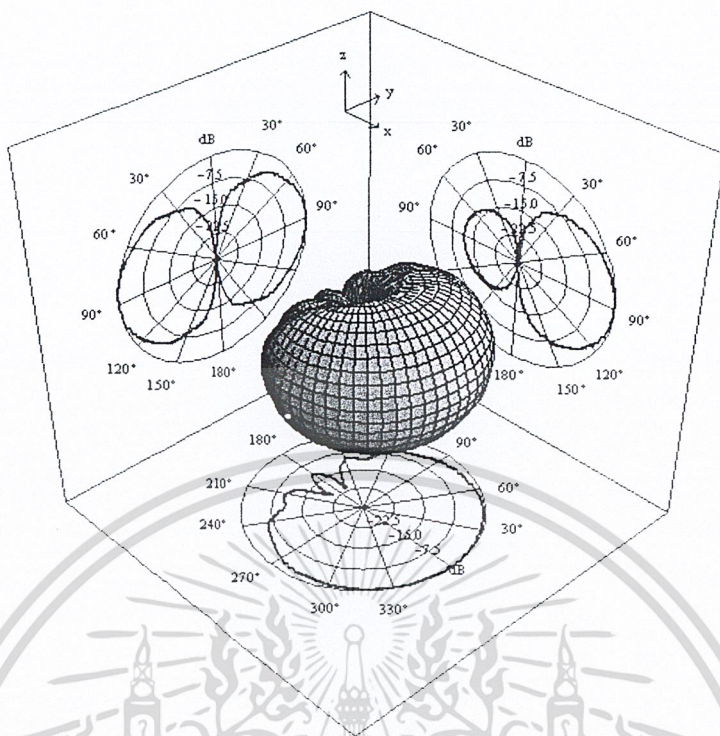


(a) $a = 0.016\lambda$ หรือ $ka = 0.1$

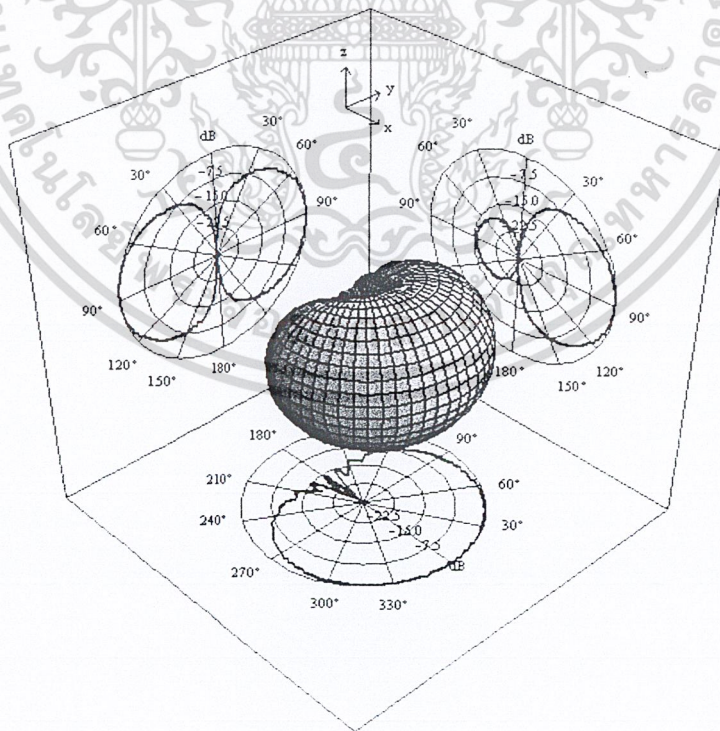


(b) $a = 0.159\lambda$ หรือ $ka = 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

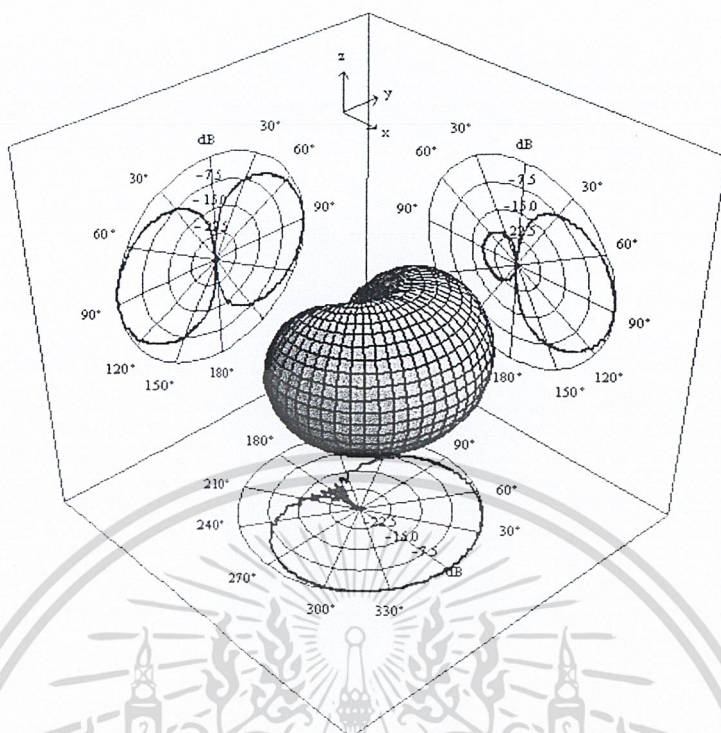


(c) $a = 0.796\lambda$ หรือ $ka = 5$

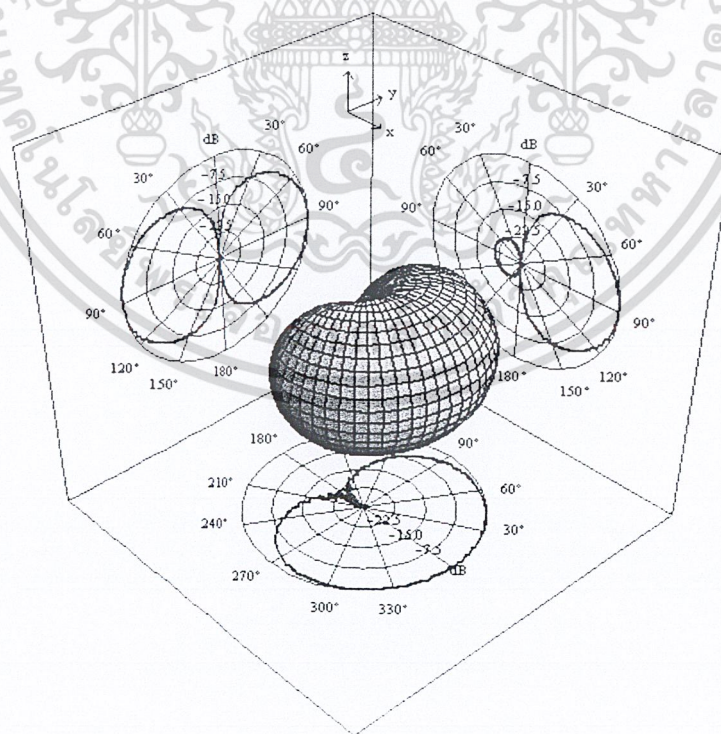


(d) $a = 1.592\lambda$ หรือ $ka = 10$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

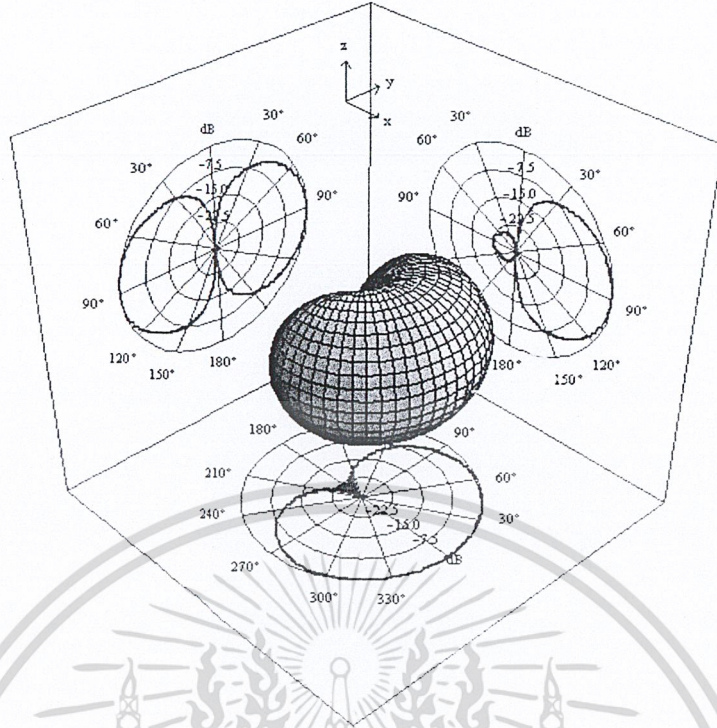


(e) $a = 2.387\lambda$ หรือ $ka = 15$

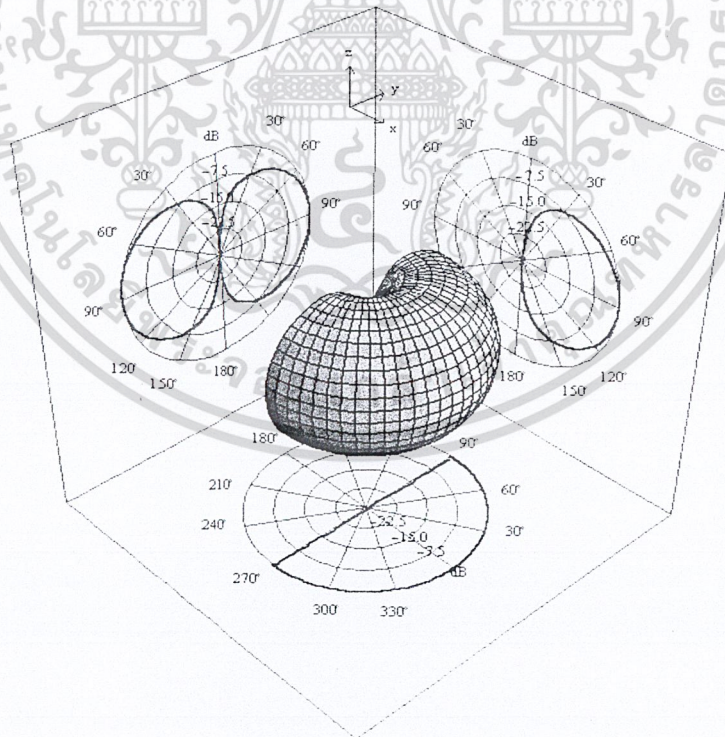


(f) $a = 3.183\lambda$ หรือ $ka = 20$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(g) $a = 3.979\lambda$ หรือ $ka = 25$



(h) $a = \text{infinity}$ หรือ $ka = \text{infinity}$

รูปที่ 3.1 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่มีรัศมีของทรงกระบอกต่าง ๆ กัน

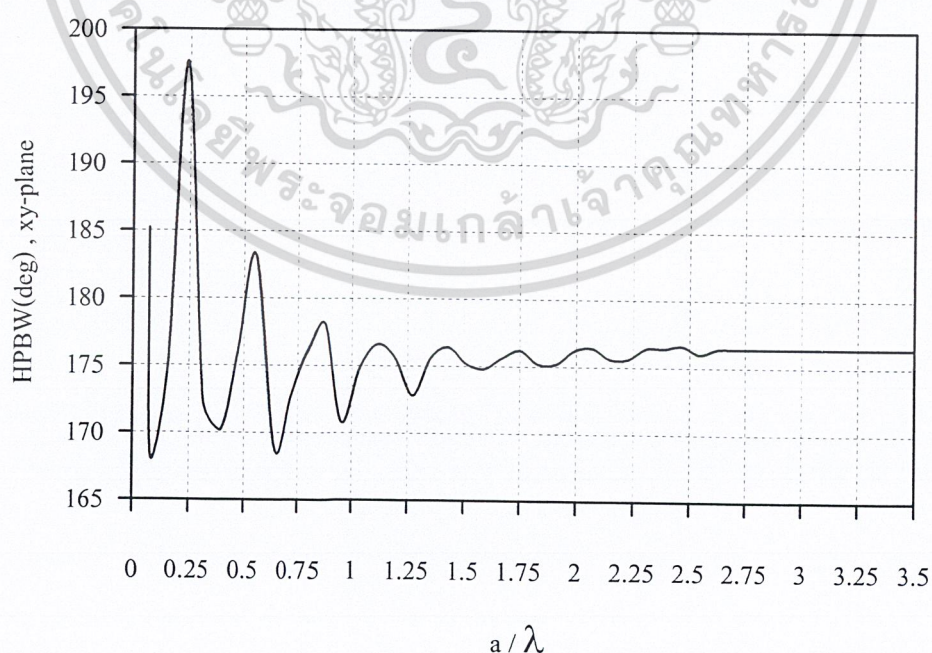
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศแบบร่องบนผิวทรงกระบอกตามรูปที่ 2.18 แล้ว พบว่า ผลของรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้เมื่อให้รัศมีของทรงกระบอกมีค่าน้อย ๆ ดังรูปที่ 3.1a จะเห็นได้ว่า รูปแบบของการแพร่กระจายคลื่นจะมีลักษณะคล้ายกับของสายอากาศไดโพลที่วางอยู่ในอากาศ และเมื่อรัศมีของทรงกระบอกเริ่มใหญ่ขึ้น ค่าลาค์สันด้านหลังจะเริ่มลดลง ดังแสดงในรูป 3.1b, 3.1c, 3.1d, 3.1e, 3.1f และ 3.1g ตามลำดับ ส่วนในรูปที่ 3.1h จะแสดงลักษณะของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเมื่อรัศมีของทรงกระบอกมีค่าเป็นอนันต์ จะเปรียบเสมือนกับรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องบนระนาบตัวนำขนาดอนันต์ กล่าวคือจะไม่มี การแพร่คลื่นออกที่ด้านหลัง

3.1.2 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวที่วางตาม

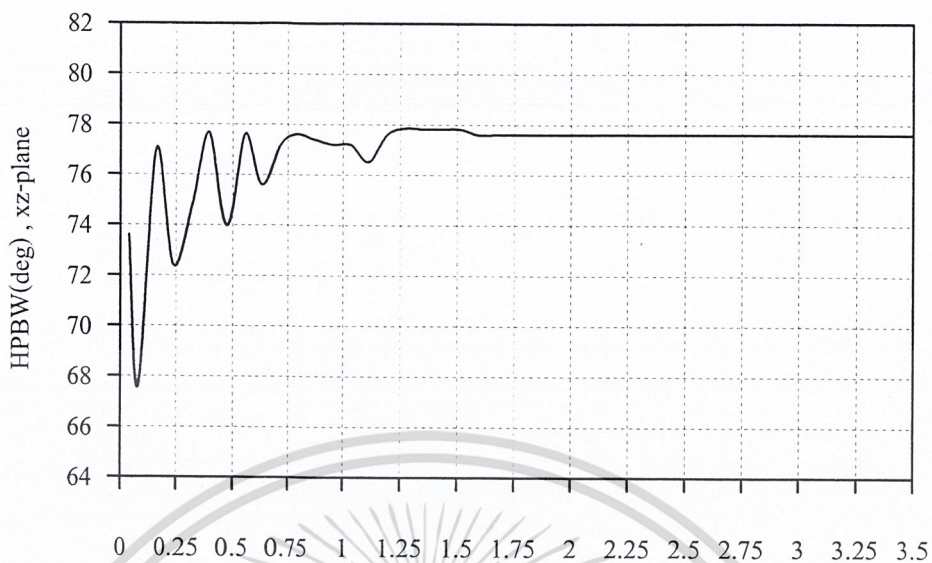
แนวแกนของทรงกระบอก

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่ง สามารถหาได้จากการพิจารณารูปแบบของลำคลื่นในระนาบสองมิติซึ่งประกอบด้วยระนาบ xy, xz และ yz ในการคำนวณด้วยคอมพิวเตอร์เช่นเดียวกับ การพิจารณาของรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น โดยทำการเปลี่ยนอัตราส่วนของรัศมีของทรงกระบอกต่อความยาวคลื่น (a/λ) โดยพิจารณาในช่วงจาก $a/\lambda = 0$ ถึง $a/\lambda = 3.5$ นำผลที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ไปวัดค่าความกว้างของลำคลื่นเมื่อกำลังลดลงครึ่งหนึ่งเป็นหน่วยองศา แล้วนำไปเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง รัศมีของทรงกระบอกต่อความยาวคลื่นที่ค่าต่าง ๆ กับค่าความกว้างของลำคลื่นเมื่อกำลังลดลงครึ่งหนึ่ง ทั้งระนาบ xy, xz และ yz ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ตามลำดับ

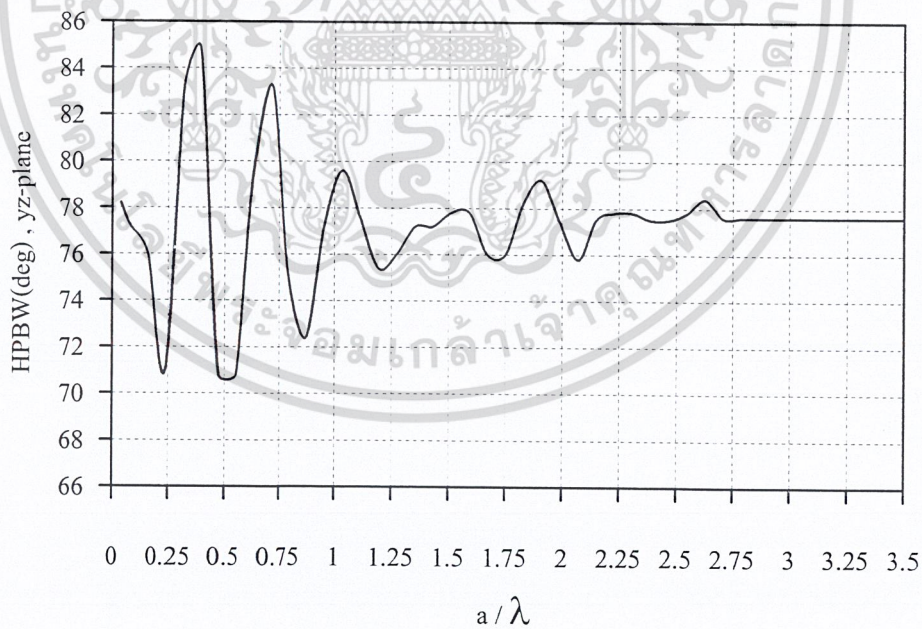


(a) ระนาบ xy

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) ระนาบ xz



(c) ระนาบ yz

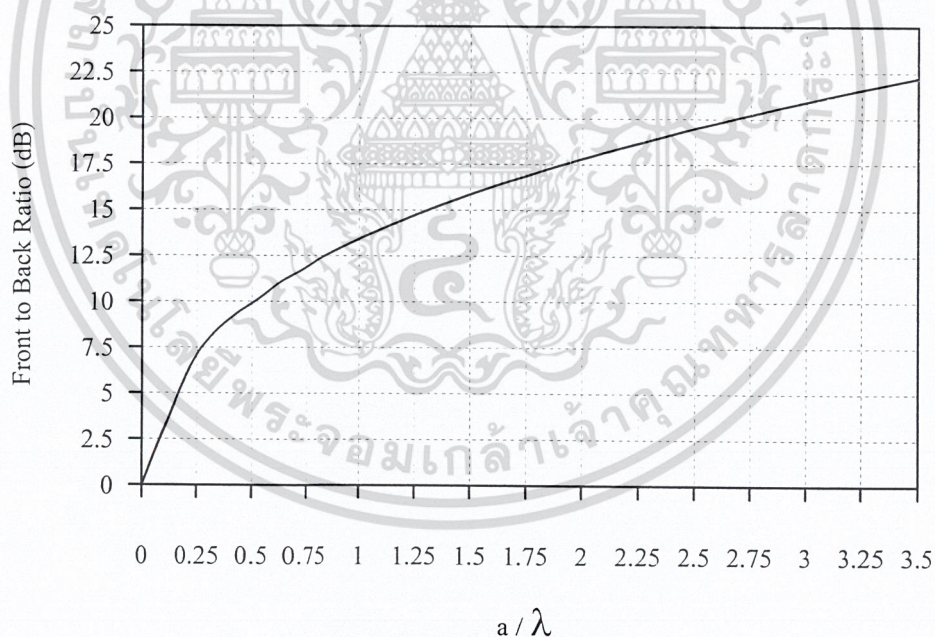
รูปที่ 3.2 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งที่ระนาบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2 แสดงค่าความกว้างของลำคลื่นในระนาบ xy , xz และ yz ตามลำดับ ผลปรากฏว่าที่รัศมีของทรงกระบอกมีค่าน้อย ๆ ในทุกระนาบนั้นค่าความกว้างของลำคลื่นจะมีการเปลี่ยนแปลงมากและมีแนวโน้มไม่คงที่ แต่เมื่อรัศมีใหญ่ขึ้นในทุกระนาบจะมีการเปลี่ยนแปลงความกว้างของลำคลื่นน้อยลงและค่อย ๆ คงที่ โดยเมื่อรัศมีของทรงกระบอกเข้าสู่อนันต์จะพบว่าค่าความกว้างของลำคลื่นในระนาบ xy , xz และ yz จะเข้าสู่ประมาณ 180° , 78° และ 78° ตามลำดับ

3.1.3 อัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวที่วางตามแนวแกนของทรงกระบอก

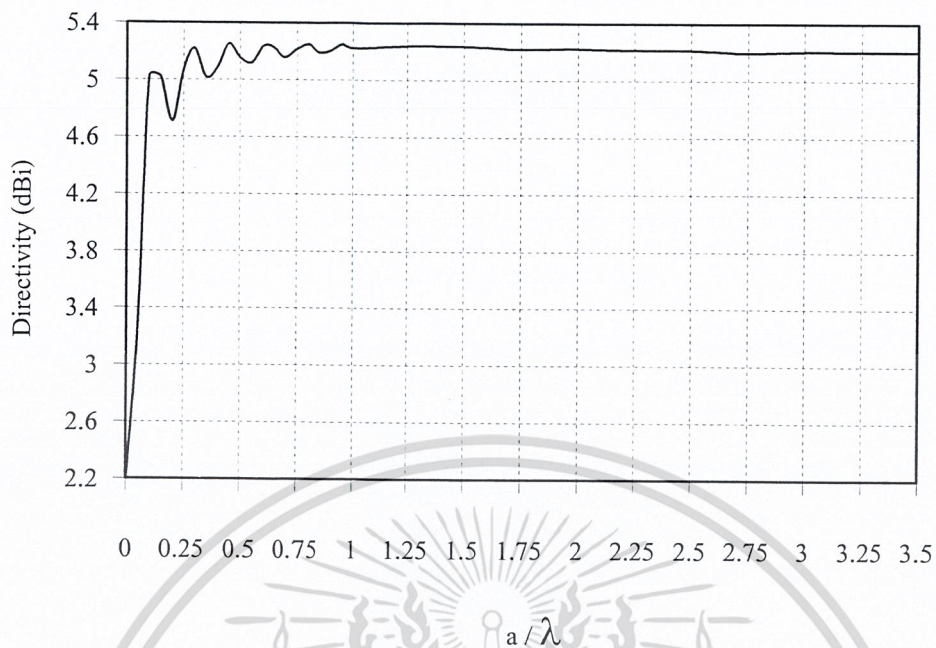
ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังจากการคำนวณแสดงดังในรูปที่ 3.3 ปรากฏว่าเมื่อรัศมีของทรงกระบอกมีค่าน้อย ๆ ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังจะมีค่าน้อยแสดงว่าลำคลื่นด้านหลังมีขนาดสูง และเมื่อรัศมีใหญ่ขึ้นค่าอัตราส่วนของระดับลำคลื่นของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังจะมีค่าเพิ่มขึ้นนั้นแสดงว่าค่าลำคลื่นด้านหลังมีขนาดลดลงดังแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งค่าอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังนี้จะมีแนวโน้มเข้าสู่ค่าอนันต์ถ้ารัศมีของทรงกระบอกใหญ่มากจนเข้าสู่กรณีร่องเดี่ยวบนตัวนำอนันต์



รูปที่ 3.3 อัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลัง

3.1.4 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวที่วางตามแนวแกนของทรงกระบอก

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเป็นคุณลักษณะที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งในการพิจารณา เราพิจารณาเมื่อรัศมีของทรงกระบอกมีค่าเปลี่ยนไป แล้วจะมีผลอย่างไรกับค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ผลที่ได้จากการคำนวณแสดงในรูปที่ 3.4

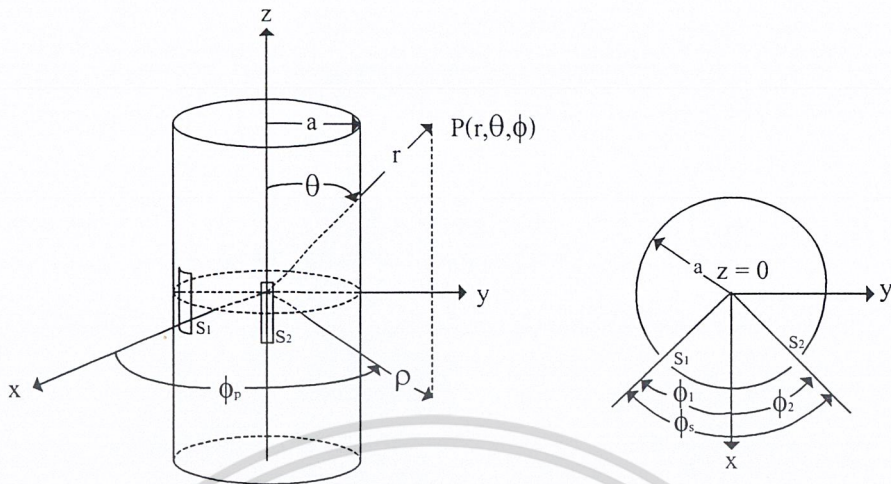


รูปที่ 3.4 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

จากรูปที่ 3.4 ปรากฏว่า เมื่อรัศมีของทรงกระบอกมีค่าน้อย ๆ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศจะยังมีค่าที่ไม่คงที่ เมื่อรัศมีของทรงกระบอกใหญ่กว่า ประมาณ 1.25 เท่าของความยาวคลื่นที่ความถี่ปฏิบัติการ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศจะมีค่าเริ่มคงที่และเข้าใกล้ประมาณ 5.20 dBi

3.2 การคำนวณสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับมีองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงของทรงกระบอกเท่ากับ 2 และมีองค์ประกอบแฉกลำดับในแนวแกนเท่ากับ 1 (วงเดียว)

จากผลการคำนวณได้แสดงผลคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นที่รัศมีต่าง ๆ ของทรงกระบอก และระยะห่างระหว่างกึ่งกลางของร่อง 2 ร่องบนผิวตัวนำทรงกระบอก โดยความยาวของร่อง L มีค่าเท่ากับ 0.5λ โดยร่องวางตามแนวแกนของทรงกระบอก (แกน z) ไม่คิดความยาวของทรงกระบอก (ความยาวเป็นอนันต์) โดยใช้สมการที่ (2.263) ในการคำนวณจะคำนวณรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเป็นลำดับแรก แล้วจึงคำนวณหาคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นอย่างอื่น และในโครงการนี้จะวิเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่มีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นคือ ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบมุมยก θ_{\max} อยู่ที่มุม $\theta = 90^\circ$ และมีการแพร่กระจายทิศทางเดียวในระนาบมุมกวาดและมีค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งเท่ากับ 120° ดังนั้นจึงเลือกจำนวนองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงมีค่าเท่ากับ 2 และมีองค์ประกอบแฉกลำดับในแนวแกนเท่ากับ 1 เพื่อให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นออกในทิศทางเดียว สายอากาศแบบร่องแฉกลำดับมีองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงของทรงกระบอกเท่ากับ 2 และมีองค์ประกอบแฉกลำดับในแนวแกนเท่ากับ 1 ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 โครงสร้างของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับมืองค์ประกอบ $P=2$, $Q=1$

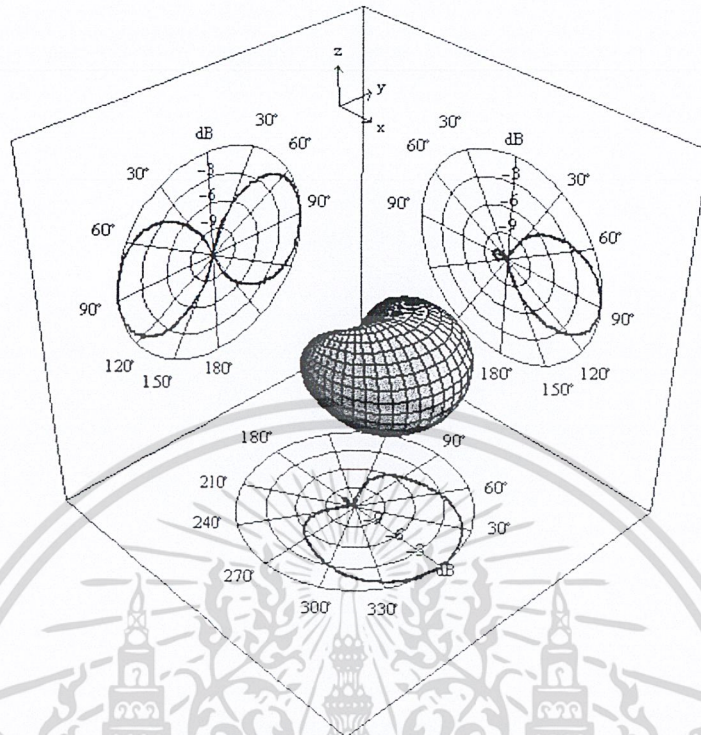
3.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับมืองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงของทรงกระบอกเท่ากับ 2 และมืองค์ประกอบในแนวแกนเท่ากับ 1

สายอากาศแบบร่องแฉกลำดับบนผิวตัวนำทรงกระบอกโดยให้จำนวนองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวง $P=2$ และจำนวนองค์ประกอบในแนวแกน $Q=1$ และกำหนดตำแหน่งกึ่งกลางของร่องในแต่ละองค์ประกอบเป็น ϕ_s เพื่อให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนรัศมีของทรงกระบอกและเปลี่ยน ϕ_s บนผิวตัวนำทรงกระบอก โดยจะทำการแสดงผลในรูปของรูป 3 มิติ ในระนาบ xy , xz และ yz

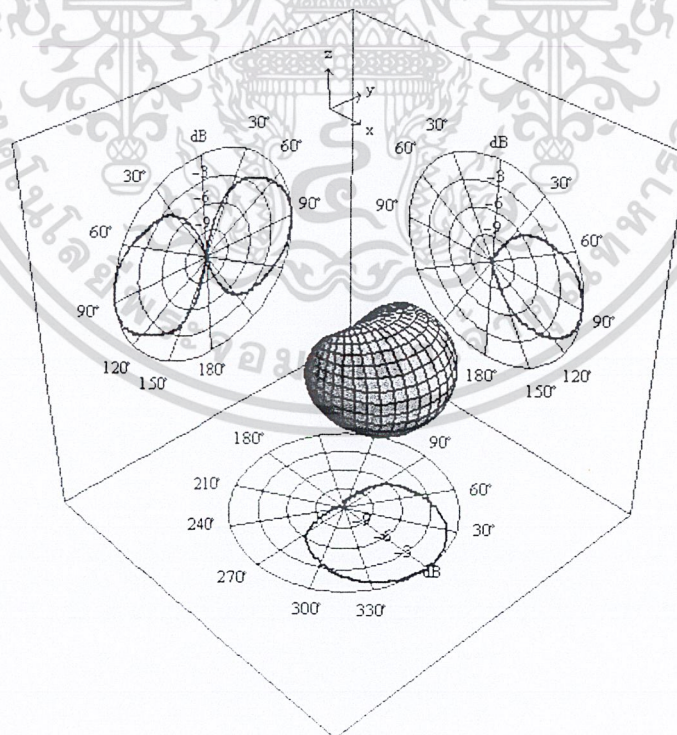
สิ่งที่เราพิจารณาก็คือ เราทำการเปลี่ยนรัศมีของทรงกระบอก a ซึ่งเราจะวิเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่รัศมี a เมื่อ $a=0.3\lambda, 0.4\lambda, 0.5\lambda$ และ 0.6λ ตามลำดับ พร้อมทั้งเปลี่ยน ϕ_s เป็น $30^\circ, 40^\circ, 50^\circ$ และ 60° ตามลำดับ รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับมืองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงของทรงกระบอกเท่ากับ 2 และมืองค์ประกอบในแนวแกนเท่ากับ 1 ที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แสดงในรูปที่ 3.6, 3.7, 3.8 และ 3.9 ตามลำดับ

ผลของรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้เมื่อให้ ϕ_s มีค่าน้อย จะมีการแพร่กระจายของลำคลื่นออกทางด้านหลัง และมีค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งเท่ากับ 120° ดังรูปที่ 3.6 (a) และ 3.6 (b) ส่วนในรูปที่ 3.6 (a), 3.6 (b), (c) และ 3.6 (d) เมื่อ ϕ_s มีค่าน้อย แล้วทำการเพิ่มรัศมีของทรงกระบอก $a=0.3\lambda, 0.4\lambda, 0.5\lambda$ และ 0.6λ ตามลำดับ ผลปรากฏว่า การแพร่กระจายของลำคลื่นทางด้านหลังจะมีกำลังลดลงและมีค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งแคบลง ส่วนในรูปที่ 3.9 (a), 3.9 (b), 3.9 (c) และ 3.9 (d) เมื่อ ϕ_s มีค่ามาก แล้วทำการเพิ่มรัศมีของทรงกระบอก ผลปรากฏว่า จะเกิดลำคลื่นย่อยเพิ่มเข้ามาซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการ แต่ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งมีค่าที่แคบมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

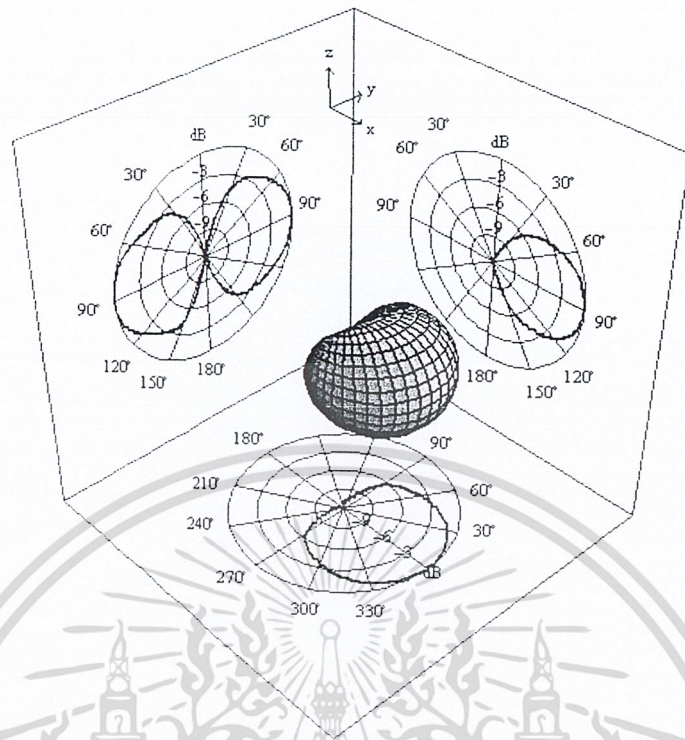


(a) $a = 0.3\lambda$, $\phi_p = -15^\circ, 15^\circ$

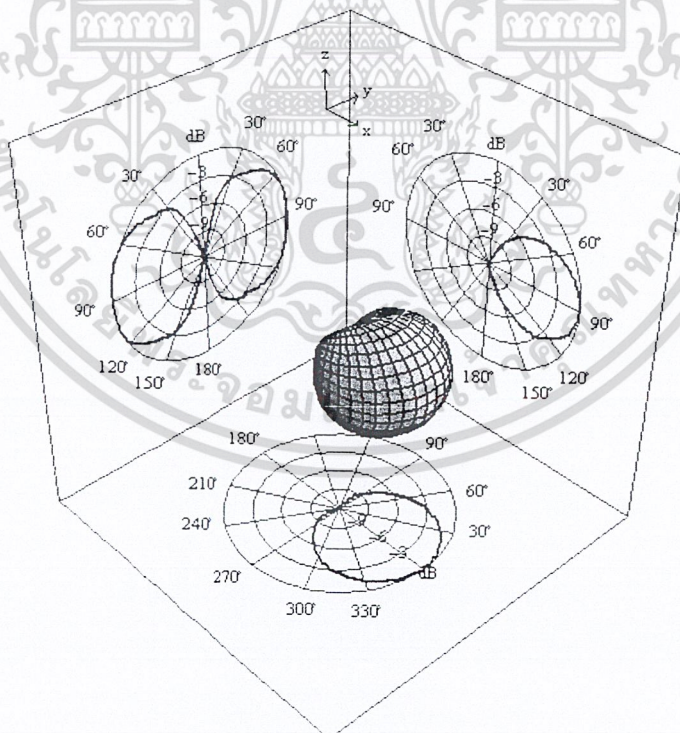


(b) $a = 0.4\lambda$, $\phi_p = -15^\circ, 15^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



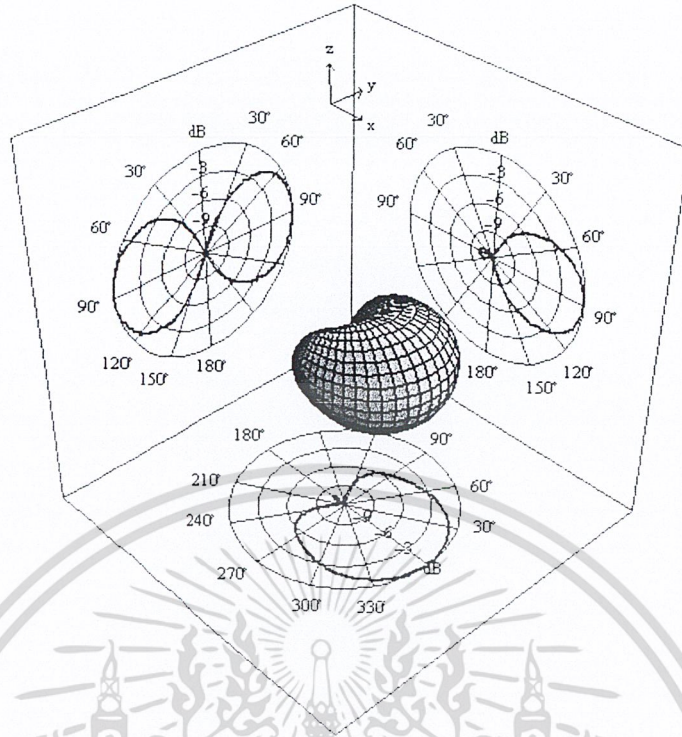
$$(c) a = 0.5\lambda, \phi_p = -15^\circ, 15^\circ$$



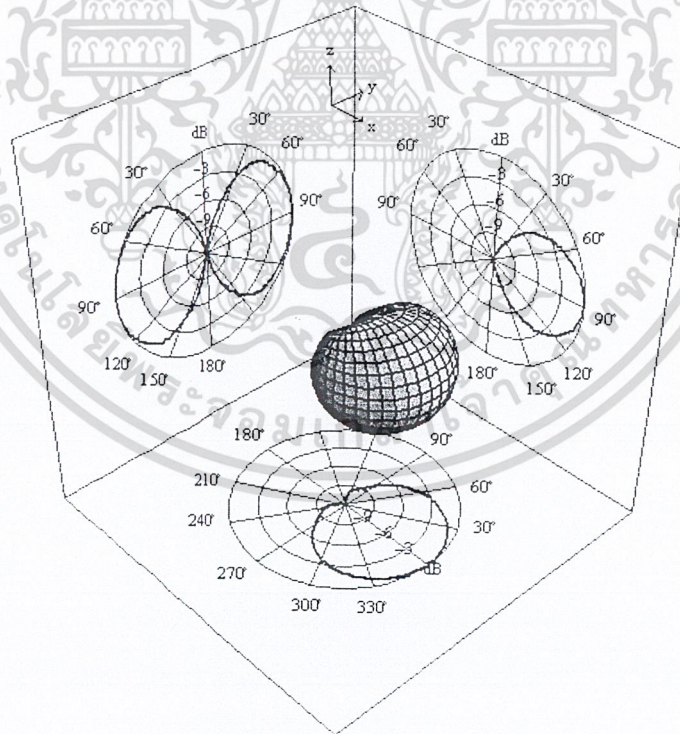
$$(d) a = 0.6\lambda, \phi_p = -15^\circ, 15^\circ$$

รูปที่ 3.6 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแถวลำดับเมื่อ $\phi_p = -15^\circ, 15^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

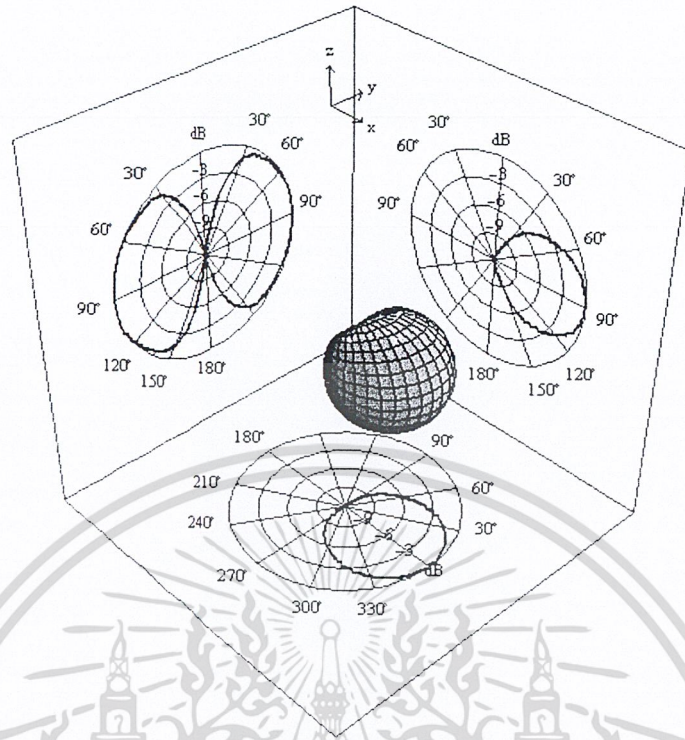


(a) $a = 0.3\lambda$, $\phi_p = -20^\circ, 20^\circ$

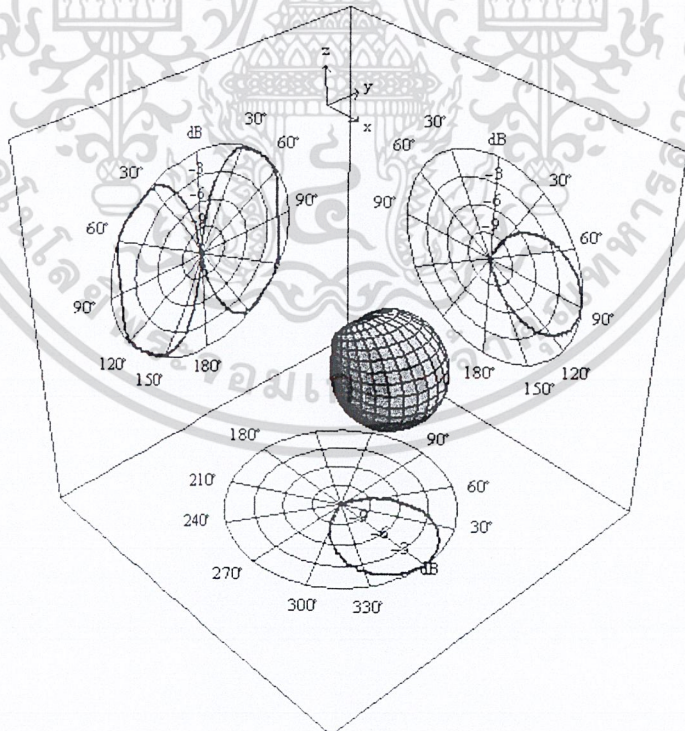


(b) $a = 0.4\lambda$, $\phi_p = -20^\circ, 20^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



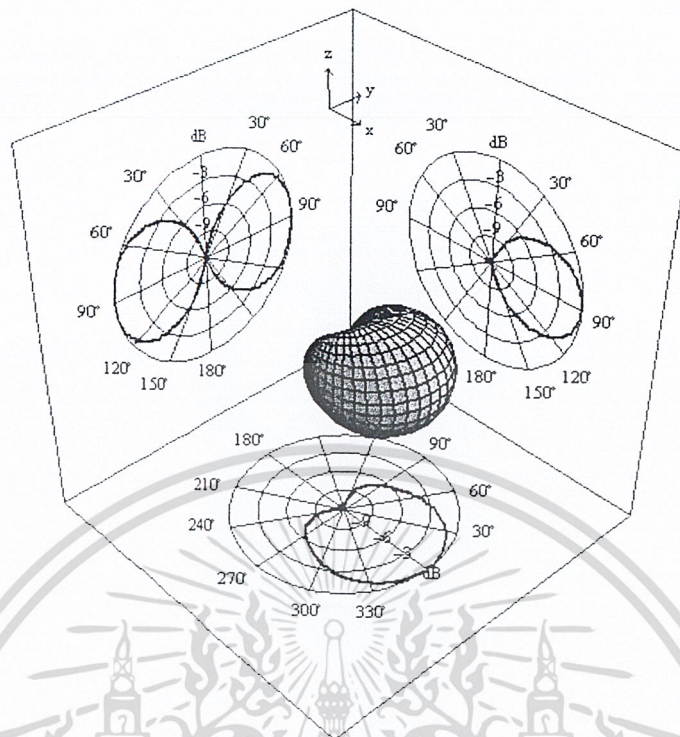
(c) $a = 0.5\lambda$, $\phi_p = -20^\circ, 20^\circ$



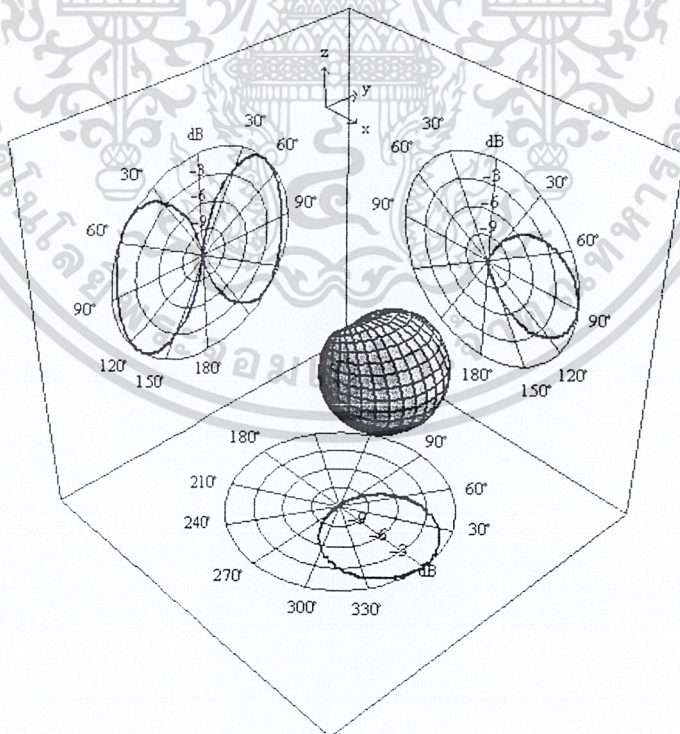
(d) $a = 0.6\lambda$, $\phi_p = -20^\circ, 20^\circ$

รูปที่ 3.7 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแถวลำดับ เมื่อ $\phi_p = -20^\circ, 20^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

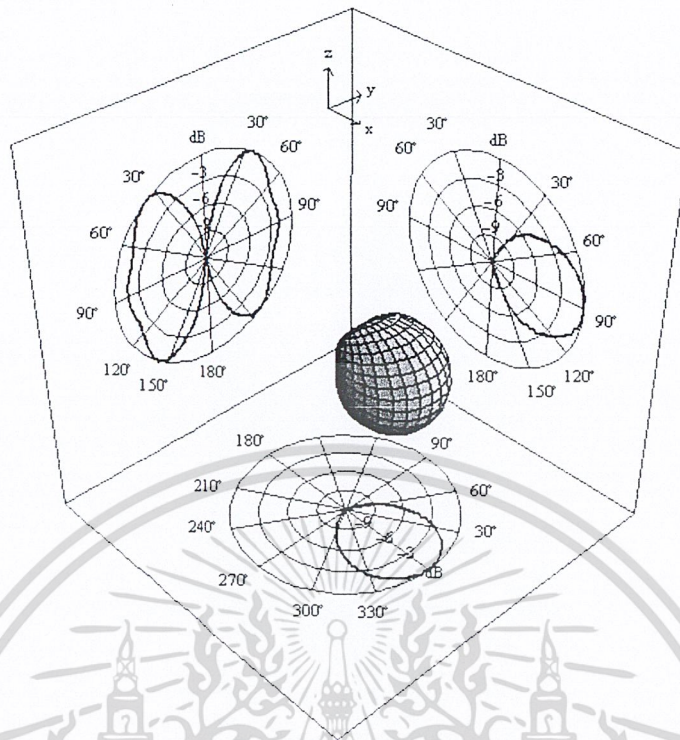


(a) $a = 0.3\lambda$, $\phi_p = -25^\circ, 25^\circ$

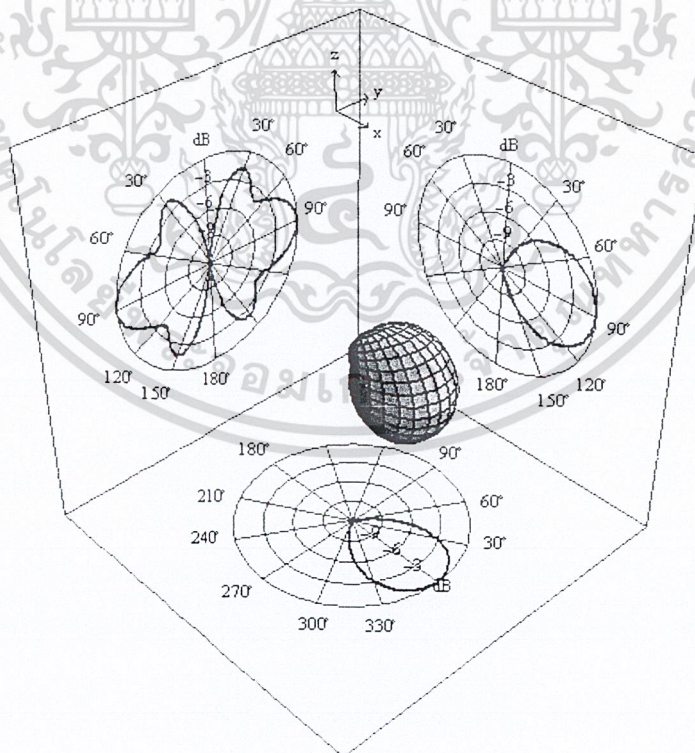


(b) $a = 0.4\lambda$, $\phi_p = -25^\circ, 25^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

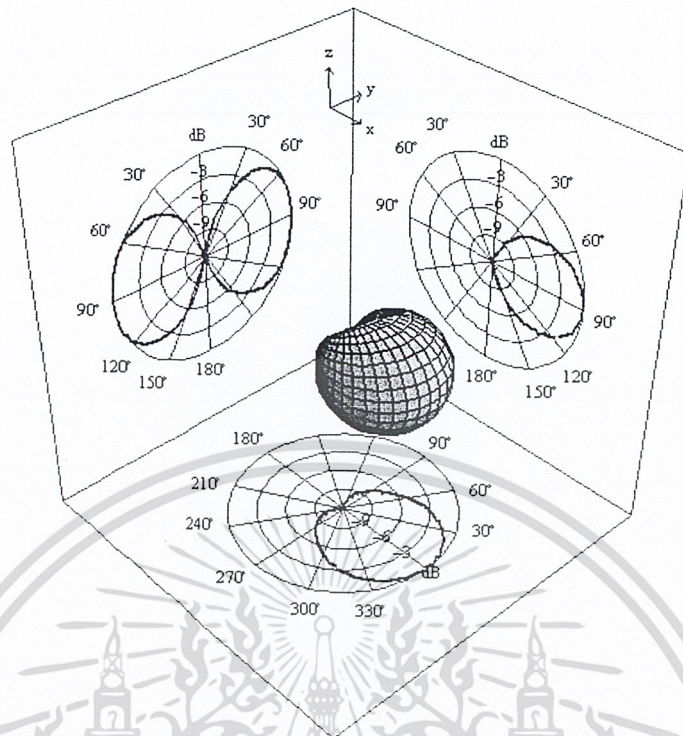


(c) $a = 0.5\lambda$, $\phi_p = -25^\circ, 25^\circ$

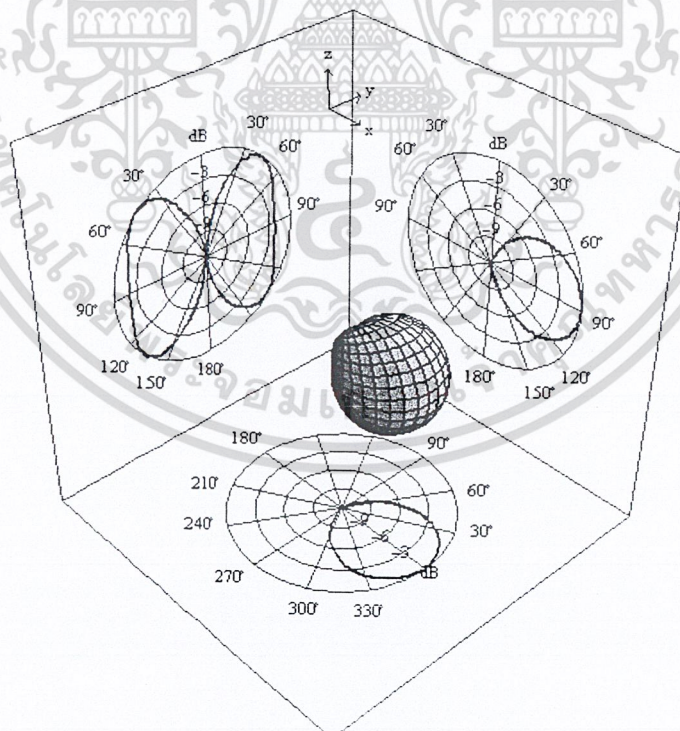


(d) $a = 0.6\lambda$, $\phi_p = -25^\circ, 25^\circ$

รูปที่ 3.8 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบรูปร่างแถบราบ เมื่อ $\phi_p = -25^\circ, 25^\circ$
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

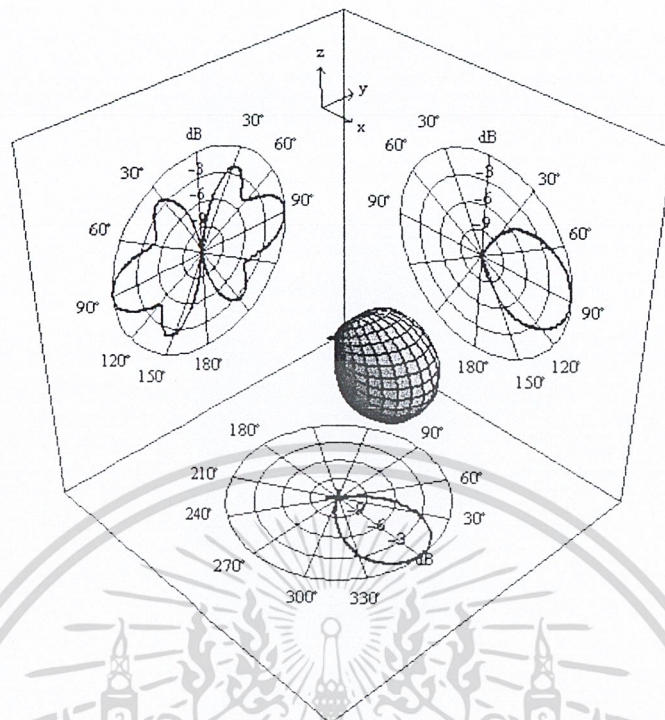


(a) $a = 0.3\lambda$, $\phi_p = -30^\circ, 30^\circ$

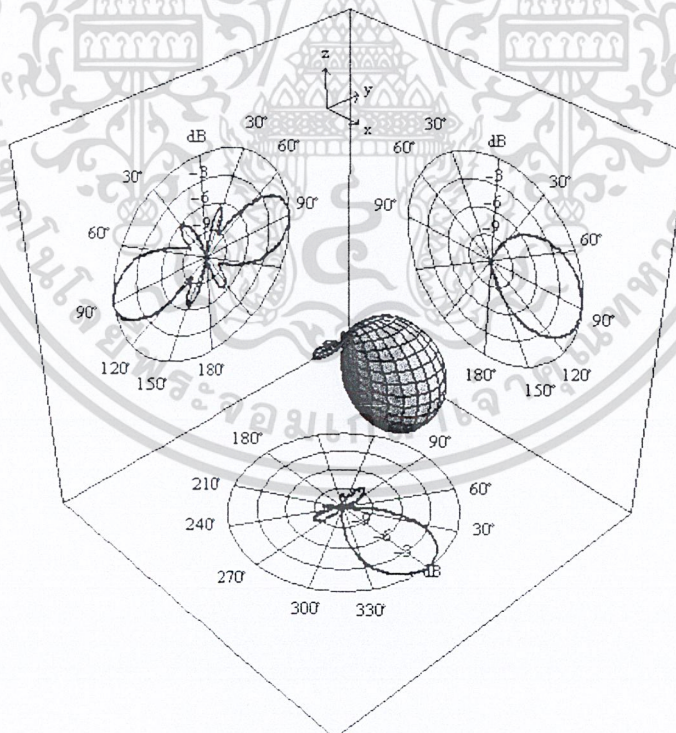


(b) $a = 0.4\lambda$, $\phi_p = -30^\circ, 30^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$(c) a = 0.5\lambda, \phi_p = -30^\circ, 30^\circ$$



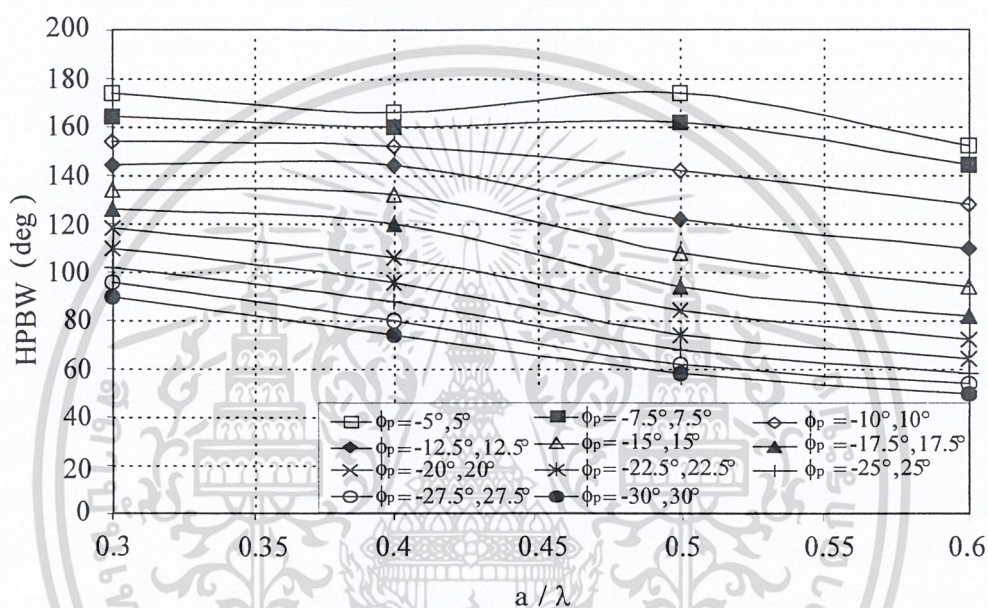
$$(d) a = 0.6\lambda, \phi_p = -30^\circ, 30^\circ$$

รูปที่ 3.9 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแถวลำดับ เมื่อ $\phi_p = -30^\circ, 30^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศแบบร่องแฉวลำดับที่มีองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงของทรงกระบอกเท่ากับ 2 และมีองค์ประกอบในแนวแกนเท่ากับ 1

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่ง จะคำนวณจากทิศทางของลำคลื่นที่ให้สนามค่าสูงสุด ซึ่งพารามิเตอร์นี้จะเป็นตัวบ่งบอกถึงความสามารถในการชี้ทิศทางของลำคลื่นคือ เมื่อความกว้างของลำคลื่นมีความแคบจะทำให้สายอากาศสามารถชี้ทิศทางได้ดี ดังแสดงในรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่ง

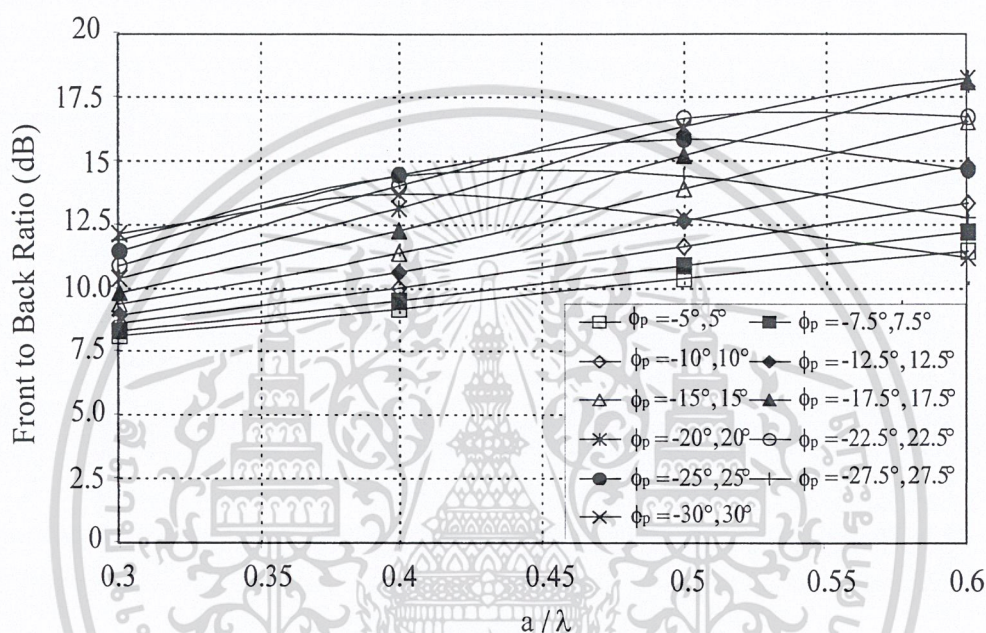
จากรูปที่ 3.10 ปรากฏว่า เมื่อรัศมีของทรงกระบอกและระยะห่างระหว่างตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง 2 ร่อง มีค่าเพิ่มขึ้น ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งมีแนวโน้มลดลง หรือรัศมีของทรงกระบอกและระยะห่างระหว่างตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง 2 ร่อง จะแปรผกผันกับค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งนั่นเอง

3.2.3 อัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อลำคลื่นด้านหลังของสายอากาศแบบร่องแฉวลำดับที่มีองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงของทรงกระบอกเท่ากับ 2 และมีองค์ประกอบในแนวแกนเท่ากับ 1

ในการออกแบบสายอากาศแฉวลำดับนั้นจะเกิดลำคลื่นด้านหลัง (ลำคลื่นย้อน) เพิ่มขึ้นซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการ ดังนั้นค่าระดับของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังเป็นอีกพารามิเตอร์ที่จะต้องทำการวิเคราะห์ โดยค่าระดับของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นด้านหลังมีค่ามากจะหมายถึงค่าระดับของลำคลื่นด้านหลังมีค่าน้อย จากผลการคำนวณ ได้แสดงในรูปที่ 3.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูช่างานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

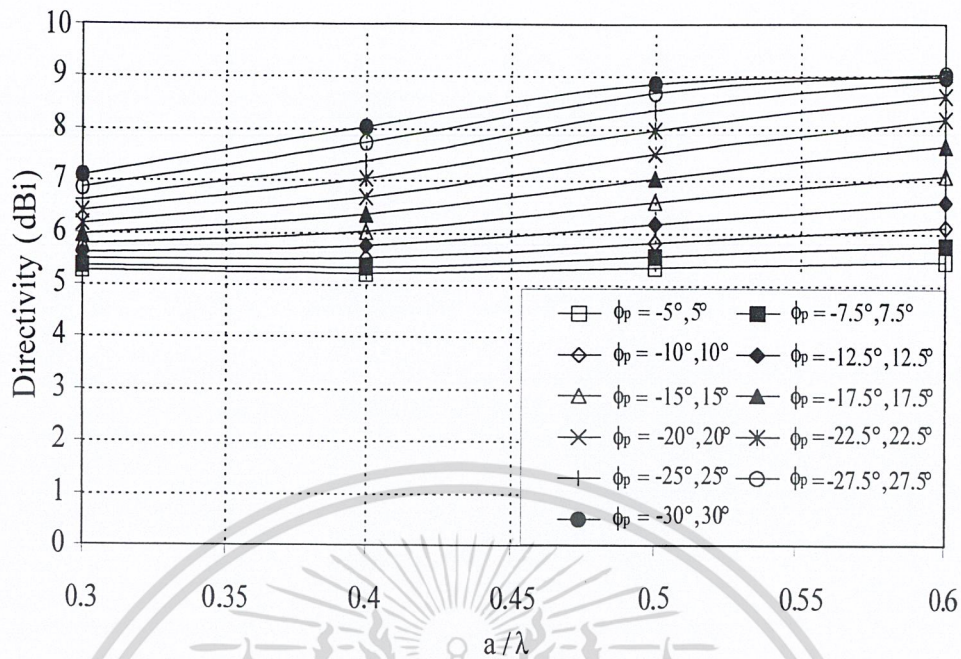
จากรูปที่ 3.11 ปรากฏว่า เมื่อรัศมีของทรงกระบอกมีค่าเพิ่มขึ้นและระยะห่างระหว่างตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง 2 ร่องมีค่าไม่เกิน 40° ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อลำคลื่นด้านหลังมีแนวโน้มเพิ่มขึ้น และเมื่อรัศมีของทรงกระบอกมีค่าเกิน 0.4λ และระยะห่างระหว่างตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง 2 ร่อง มีค่าเกิน 55° ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อลำคลื่นด้านหลังจะมีแนวโน้มลดลง และเมื่อรัศมีของทรงกระบอกมีค่าเกิน 0.5λ และระยะห่างระหว่างตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง 2 ร่อง มีค่าเกิน 45° ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อลำคลื่นด้านหลังมีแนวโน้มลดลงเช่นเดียวกัน



รูปที่ 3.11 อัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อลำคลื่นด้านหลัง

3.2.4 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับที่มีมืองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงเท่ากับ 2 และมีมืองค์ประกอบในแนวแกนเท่ากับ 1

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเป็นคุณลักษณะที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งในการพิจารณา และใช้ในการออกแบบสายอากาศ ผลการคำนวณแสดงในรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

จากรูปที่ 3.12 ปรากฏว่า เมื่อรัศมีของทรงกระบอกและระยะห่างระหว่างตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง 2 ร่อง มีค่าเพิ่มขึ้น ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศมีแนวโน้มเพิ่มขึ้น หรือรัศมีของทรงกระบอกและระยะห่างระหว่างตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง 2 ร่อง จะแปรผันตรงกับค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศนั่นเอง

3.3 การสร้าง

เนื่องจากสายอากาศแบบร่องบนผิวทรงกระบอกนี้ยังเป็นสายอากาศที่มีการพัฒนาขึ้นมาใหม่ ซึ่งมีความต้องการที่จะใช้งานที่ความถี่สูง เพื่อเหมาะสำหรับเป็นเสาอากาศของสถานีฐานในการส่งคลื่นโทรทัศน์ ดังนั้นจึงมีความต้องการที่จะได้เสาอากาศที่มีขนาดเล็กและมีต้นทุนต่ำรวมถึงง่ายในการออกแบบเพื่อใช้งานจริง

ด้วยเหตุผลดังกล่าว จึงพิจารณาถึงขนาดของสายอากาศที่สามารถที่จะสร้างได้จริงและสามารถที่จะหาวัสดุที่มีตามท้องตลาดมาทำการสร้างได้ตามความเหมาะสม

จากสายอากาศแบบร่องแถวลำดับบนผิวทรงกระบอก ตัวแปรที่สำคัญที่ส่งผลต่อรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศคือ รัศมีของทรงกระบอก a ซึ่งจะเป็นตัวแปรที่กำหนดคุณลักษณะของสายอากาศ และมีความสำคัญในการพิจารณาเพื่อออกแบบตัวสายอากาศ

3.3.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศแบบร่องแฉลวดำดับบนผิวทรงกระบอก

1. วัสดุโลหะตัวนำทรงกระบอก ในที่นี้ใช้ท่อสังกะสี
2. แผ่นสังกะสีวงกลม 2 แผ่น
3. คอนเนคเตอร์ (N-type Connector) 1 ตัว
4. โพรบ (Probe) ทองแดง สำหรับกระจายกระแส

3.2.2 ขั้นตอนการสร้าง

เนื่องจากการคำนวณและออกแบบนั้น หากพิจารณาความถี่ที่แน่นอนที่จะใช้งานก่อนแล้วทำการสร้างสายอากาศจะมีผลทำให้ได้สายอากาศที่มีรัศมีทรงกระบอกที่ไม่เหมาะสมกับการหาวัสดุและขนาด เพราะสายอากาศจะมีขนาดที่ใหญ่เกินไป ดังนั้นเราจะทำการกำหนดช่วงความถี่ที่ต้องการโดยประมาณก่อนแล้วจึงเลือกวัสดุที่สามารถหาได้จริงตามท้องตลาด

1. เลือกความถี่ที่จะใช้งานประมาณ 1800 MHz

2. หาความยาวคลื่นที่ความถี่ที่เลือกโดยคำนวณได้จาก $\lambda = \frac{c}{f}$

เมื่อ $c = 3 \times 10^8$ m/s ดังนั้น

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{1800 \times 10^6 \text{ Hz}} = 16.667 \text{ cm}$$

ดังนั้นหากให้รัศมีของทรงกระบอกต่อความยาวคลื่น $\frac{a}{\lambda} = 1$ ก็จะได้ทรงกระบอกที่มีรัศมีเท่ากับ 16.667

เซนติเมตร นำไปพิจารณาเพื่อหาท่อโลหะตัวนำขนาดดังกล่าวซึ่งจะเห็นได้ว่ามีขนาดใหญ่เกินไปซึ่งไม่สะดวกในการสร้างและการทดลอง

3. เลือกใช้ท่อโลหะตัวนำทรงกระบอกที่สามารถหาได้ตามท้องตลาด ราคาไม่สูงมากนัก ซึ่งท่อที่เราเลือกใช้ท่อตัวนำที่เป็นสังกะสี เนื่องจากมีข้อดีคือมีน้ำหนักเบา และราคาถูก โดยเป็นท่อตัวนำสังกะสีที่มีความหนาประมาณ 0.5 มิลลิเมตร ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางภายในเท่ากับ 9.9 เซนติเมตร และขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางภายนอกเท่ากับ 10 เซนติเมตร ดังนั้นรัศมีด้านในของทรงกระบอก $a = 4.95$ เซนติเมตร

4. ใช้ท่อรัศมี 4.95 เซนติเมตร ถ้าเลือกใช้อัตราส่วนของรัศมีต่อความยาวคลื่นใหม่เป็น

$$\frac{a}{\lambda} = 0.303 \text{ ดังนั้นจะได้ความยาวคลื่นเป็น}$$

$$\lambda = \frac{4.95 \text{ cm}}{0.303} = 16.33 \text{ cm}$$

ดังนั้นจะได้ความถี่ที่ใช้งานที่ประมาณ

$$f = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{16.33 \text{ cm}} \approx 1.837 \text{ GHz}$$

ซึ่งเป็นความถี่ที่ใกล้เคียงกับความถี่ที่เราประมาณไว้ในตอนแรก

5. เลือกค่าความกว้างของร่อง $\alpha a = 0.0018 \lambda$ ดังนั้น

$$\alpha a = 0.0018(16.33) \approx 3 \text{ mm}$$

$$\text{ความยาวของร่อง } L = \frac{\lambda}{2}$$

$$L = \frac{16.33}{2} = 8.165 \text{ cm}$$

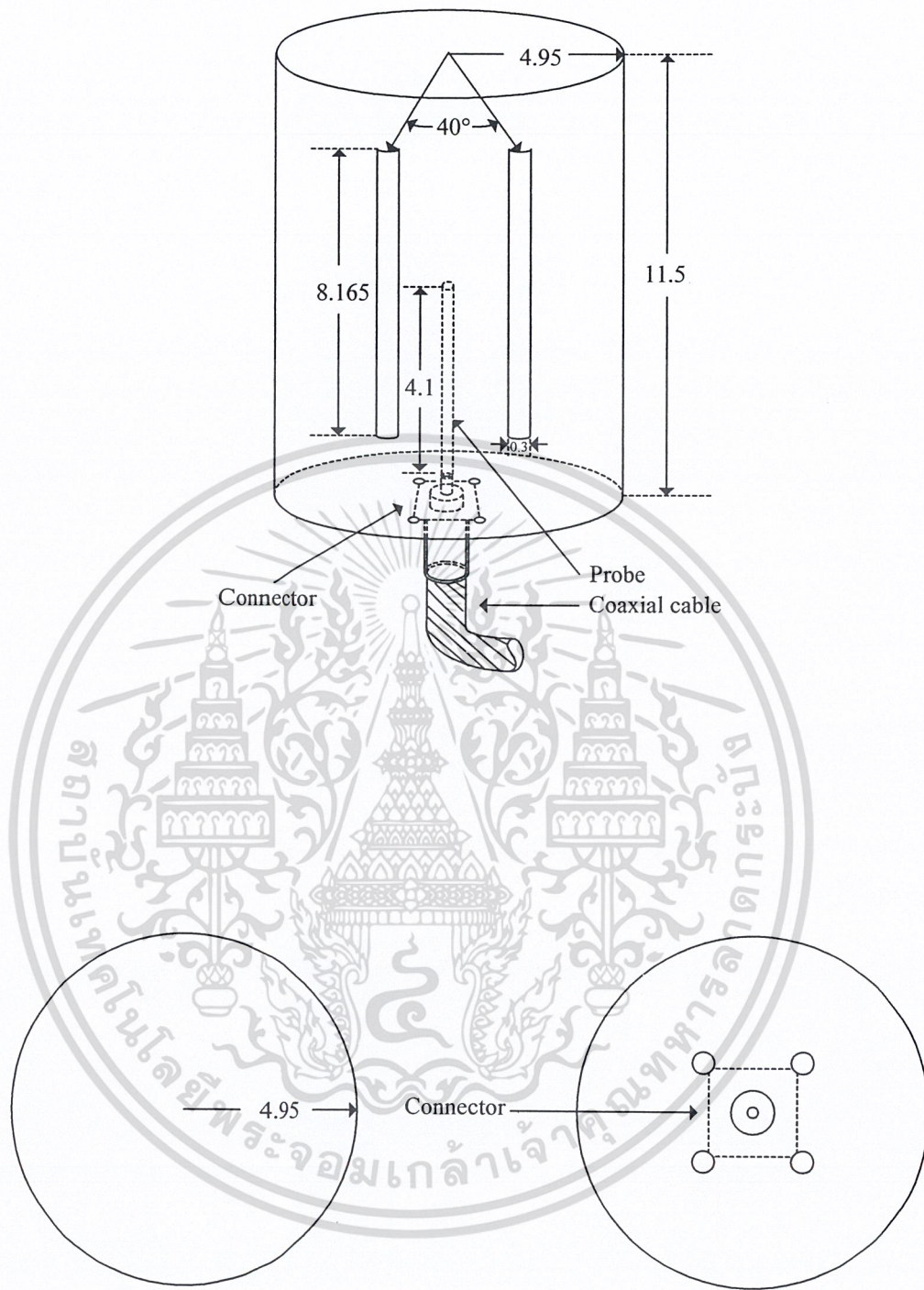
6. ทำการเจาะร่องบนท่อทรงกระบอกตามแนวยาวของท่อโลหะจำนวน 2 ร่อง และมี

ระยะห่างของร่องมีมุมเท่ากับ 40° โดยร่องมีความยาวเท่ากับ $\frac{\lambda}{2}$ เพื่อทำหน้าที่เป็นตัวแพร่กระจายคลื่น

สำหรับสายอากาศแบบร่องแถวลำดับบนผิวทรงกระบอก

7. ใช้หลอดทองแดงความยาว 4.1 cm เพื่อเป็นโพรบเชิงเส้นบัตกรีติดกับคอนเนคเตอร์

8. ตัดแผ่นสังกะสีรูปวงกลมรัศมี 5 cm เพื่อเป็นฝาปิดด้านบนและด้านล่างของทรงกระบอก โดยแผ่นล่างทำการเจาะรูตรงกลางเพื่อใส่คอนเนคเตอร์สำหรับโพรบเชิงเส้น



หน่วย : เซนติเมตร

รูปที่ 3.13 แสดงโครงสร้างของสายอากาศแบบร่องแฉกลำดับที่มีองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงเท่ากับ 2 และมีองค์ประกอบในแนวแกนเท่ากับ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

หลังจากได้ทำการออกแบบและสร้างสายอากาศแบบร่องบนผิวทรงกระบอกในบทที่ 3 แล้ว ในบทนี้ จะทำการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศที่ออกแบบได้ โดยคุณสมบัติที่จะทำการทดสอบในโครงการนี้ ได้แก่ อัตราส่วนของคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio :SWR), อิมพีแดนซ์ (Z_{in}) และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ถือว่าเป็นคุณสมบัติที่สำคัญที่ควรพิจารณา และยิ่งช่วยเป็นการตัดสินใจให้แก่ผู้ที่ให้นำสายอากาศไปใช้งานในด้านต่าง ๆ ต่อไป

4.1 การทดลองวัด SWR , อินพุทอิมพีแดนซ์ และ S – พารามิเตอร์

อุปกรณ์ที่ใช้วัดผลการทดลอง

1. สายอากาศแบบร่องแฉวลำดับบนผิวทรงกระบอก
2. เครื่องเนทเวอร์ค อานาไลเซอร์ (Network Analyzer)
3. คอนเนคเตอร์ N-type ชนิด Open , Short และ Load

ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการปรับเครื่องเนทเวอร์ค อานาไลเซอร์ให้ใช้งานได้ตามมาตรฐาน โดยใช้คอนเนคเตอร์ N-type ชนิด Open , Short และ Load
2. ต่อสายอากาศแบบร่องแฉวลำดับบนผิวทรงกระบอกเข้ากับเครื่องเนทเวอร์ค อานาไลเซอร์
3. ทำการวัดโดยเริ่มจากการวัดค่า SWR , อิมพีแดนซ์ และ S – พารามิเตอร์ ตามลำดับ

4.1.1 การทดสอบวัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR)

อัตราส่วนคลื่นนิ่ง เป็นคุณสมบัติที่สำคัญอย่างหนึ่งที่ใช้ดูว่าสายอากาศที่ทดสอบมีประสิทธิภาพที่ดีเพียงพอต่อการนำสายอากาศนั้นไปใช้งานได้หรือไม่ โดยค่า SWR นี้สามารถที่จะหาแถบความถี่ของสายอากาศได้ แต่ในบางช่วงแถบความถี่ ค่า SWR จะมีค่าสูงมากจนไม่สามารถที่จะแสดงผลได้ครบถ้วน

โดยทั่วไปแล้ว ค่า SWR ที่ดีเป็นที่ยอมรับได้ในการใช้งานจะมีค่าน้อยกว่า 1.5 : 1 สำหรับการวัดค่า SWR นี้ ทำการวัดด้วย Network Analyzer

ในโครงการนี้เมื่อทำการวัดค่า SWR ที่จุดป้อนสัญญาณของสายอากาศ พบว่า ค่า SWR ที่วัดได้มีค่าเท่ากับ 1.1151 : 1 ผลการทดลองที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.3

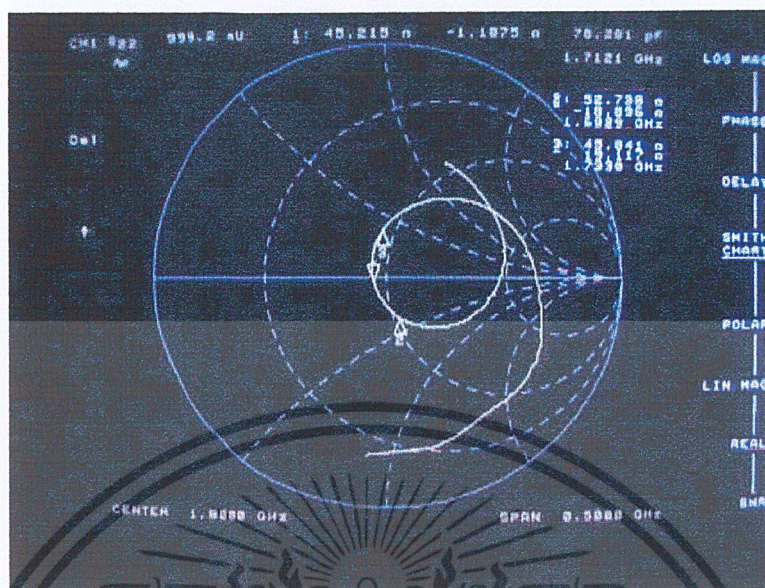
4.1.2 การทดสอบวัดค่าอิมพีแดนซ์

สำหรับการวัดอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบร่องบนผิวทรงกระบอก จะทำการวัด ณ. ที่ที่จุดป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศ ซึ่งองค์ประกอบของอิมพีแดนซ์นั้นจะประกอบด้วยค่า $Z = R + jX$ โดยที่ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณนั้นมีค่าเท่ากับ 50Ω เราจึงต้องพยายามปรับค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศให้แมชชิง (Matching) กับอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณให้มีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุด

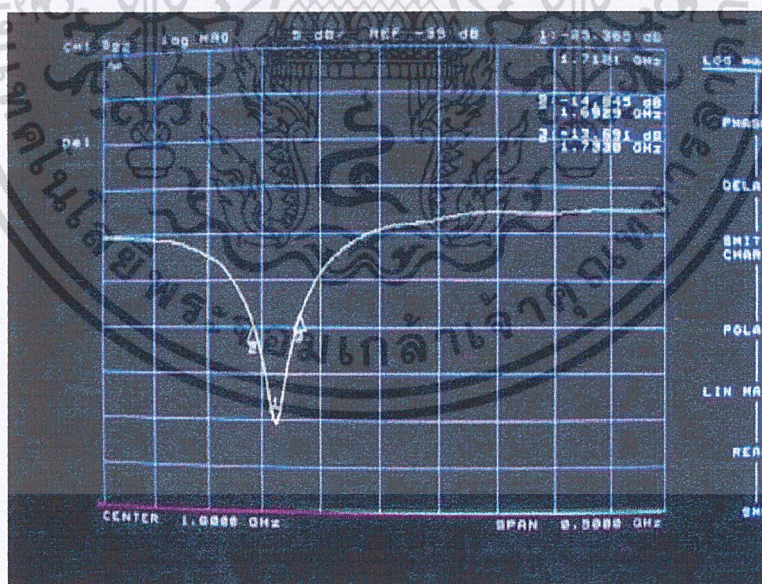
จากการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่วัดได้จะมีค่า Z_{in} เท่ากับ $45.215 - j1.1075 \Omega$ ผลการทดลองวัดอิมพีแดนซ์ที่ได้ แสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.1 แสดงสายอากาศแบบร่องแล้วลำดับบนผิวทรงกระบอก



รูปที่ 4.4 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากสายอากาศ



รูปที่ 4.5 กราฟแสดงค่า S - พารามิเตอร์ที่วัดได้จากสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การทดลองการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น

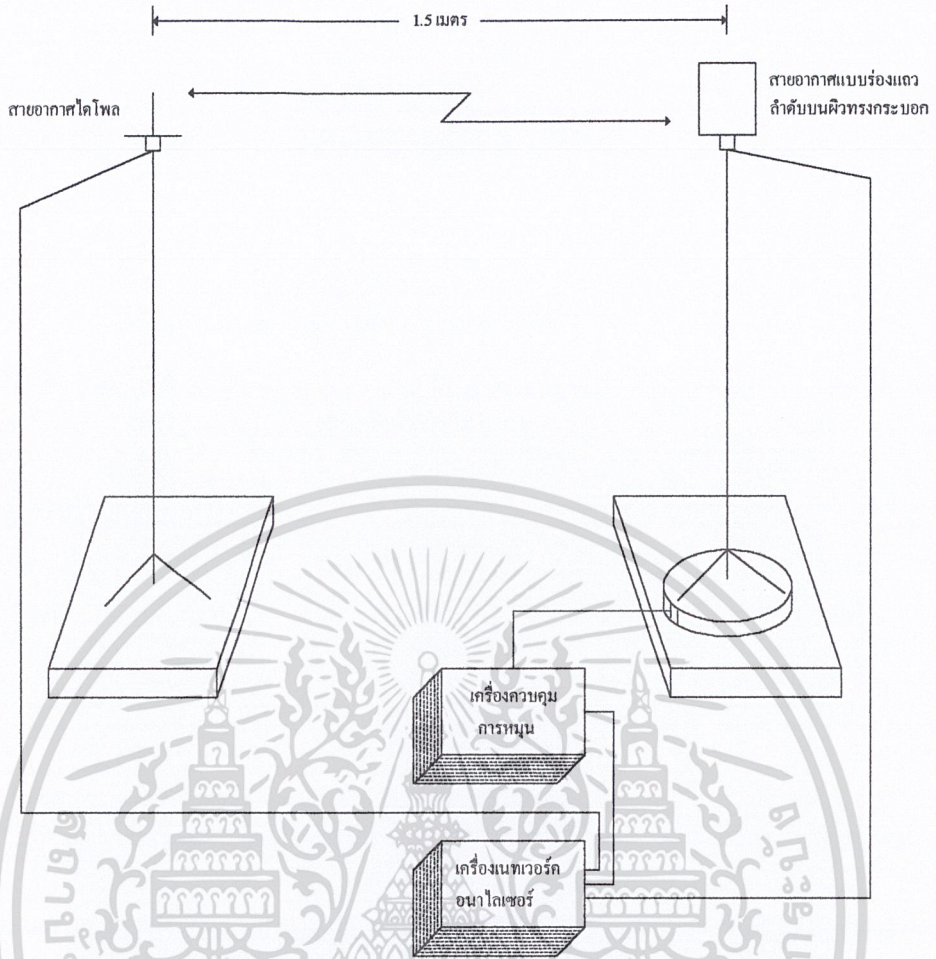
สำหรับการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแฉวลำดับบนผิวทรงกระบอกนี้จะทำการทดสอบในห้องทดสอบการสะท้อนต่ำ โดยใช้สายอากาศไดโพลเป็นตัวส่งสัญญาณ และใช้สายอากาศแบบร่องแฉวลำดับบนผิวทรงกระบอกที่ต้องการทดลองเป็นตัวรับสัญญาณ โดยให้มีระยะห่างระหว่างสายอากาศไดโพลกับสายอากาศแบบร่องแฉวลำดับบนผิวทรงกระบอกประมาณ 1.5 เมตร ดังรูปที่ 4.6 โดยให้มีการหมุนที่ละ 5 องศา จนครบ 360 องศา

อุปกรณ์ที่ใช้วัดผลการทดลอง

1. สายอากาศแบบร่องแฉวลำดับบนผิวทรงกระบอก
2. สายอากาศไดโพล
3. สายนำสัญญาณ
4. เครื่องเนทเวอร์ค อนุไลเซอร์
5. เครื่องควบคุมการหมุน
6. คอนเนคเตอร์ N-type

ขั้นตอนการทดลอง

1. นำสายอากาศไดโพลติดตั้งที่เสาสำหรับส่งสัญญาณ
2. นำสายอากาศแบบร่องแฉวลำดับบนผิวทรงกระบอกที่ต้องการจะทดสอบไปติดตั้งที่เสาสำหรับรับสัญญาณ ซึ่งมีเครื่องควบคุมการหมุนติดอยู่ด้วย
3. ต่อเครื่องเนทเวอร์ค อนุไลเซอร์เข้ากับสายอากาศไดโพล, สายอากาศแบบร่องแฉวลำดับบนผิวทรงกระบอก และเครื่องควบคุมการหมุน โดยผ่านสายนำสัญญาณและคอนเนคเตอร์
4. กำหนดให้เครื่องควบคุมการหมุน หมุนที่ละ 5 องศา
5. เปิดเครื่องเนทเวอร์ค อนุไลเซอร์ และทำการปรับให้พร้อมที่จะใช้ทดสอบ
6. สังเกตดูค่าพลังงานที่รับได้ที่ความถี่ของสายอากาศนั้น ได้ออกแบบไว้
7. เปลี่ยนองศาการหมุนของสายอากาศ พร้อมบันทึกค่าพลังงานที่รับได้ จนครบ 360 องศา

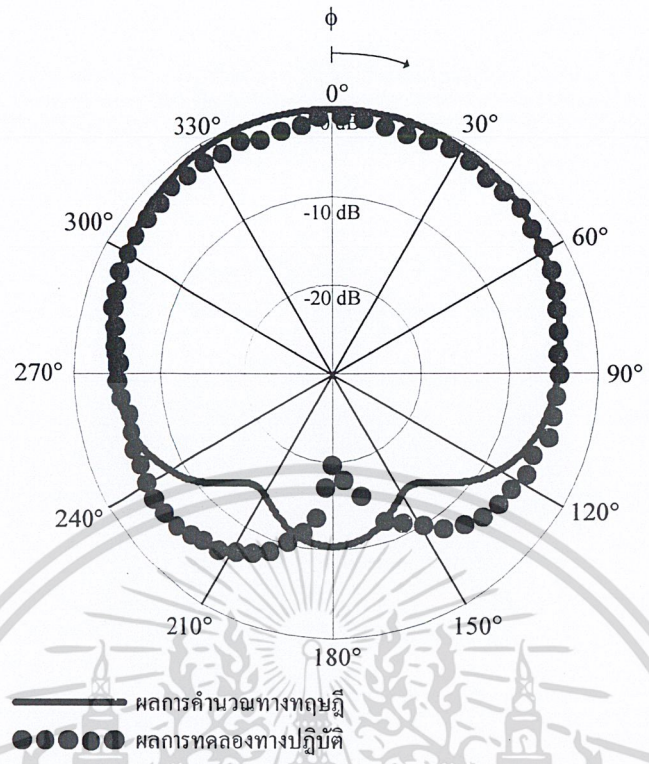


รูปที่ 4.6 แสดงการทดลองวัดการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น

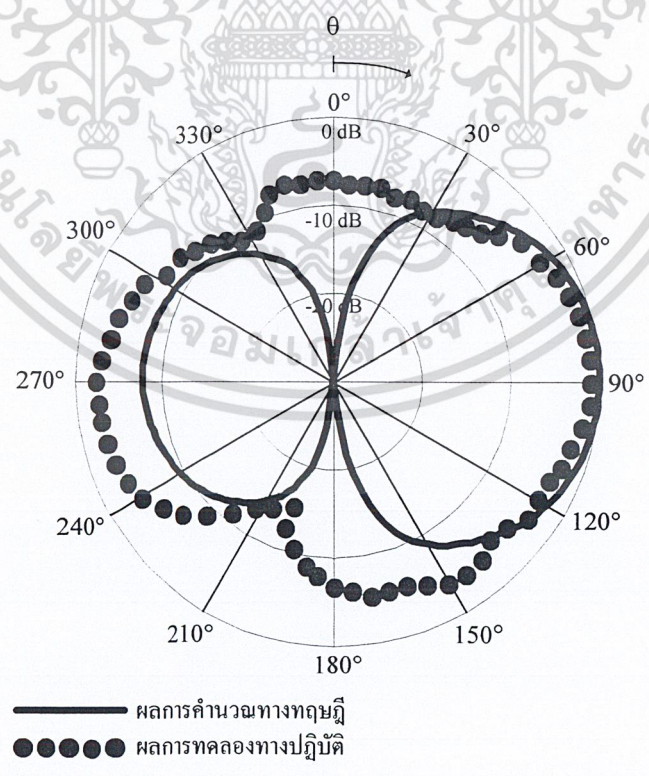


รูปที่ 4.7 แสดงการทดสอบสายอากาศในห้องทดสอบสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอกในระนาบ xy



รูปที่ 4.9 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอกในระนาบ xz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

ปริญญานิพนธ์นี้ได้นำเสนอสายอากาศแบบร่องแฉลวดลำดับบนผิวทรงกระบอกซึ่งมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนสามารถสร้างได้ง่าย ในการวิเคราะห์สายอากาศแบบร่องแฉลวดลำดับบนผิวทรงกระบอกนั้น ในขั้นแรกเราจำเป็นต้องทราบคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศกรณีร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอกก่อนที่จะนำมาจัดเรียงเป็นแฉลวดลำดับ โดยในปริญญานิพนธ์นี้ได้ทำการวิเคราะห์สายอากาศแบบร่องแฉลวดลำดับบนผิวทรงกระบอกที่ให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบมีทิศทางโดยต้องการค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งเท่ากับ 120° ในการคำนวณจะใช้จำนวนองค์ประกอบในแนวเส้นรอบวงเท่ากับ 2 จากผลการคำนวณจะได้ค่ารัศมีของทรงกระบอกเท่ากับ 0.3λ และค่าระยะห่างระหว่างองค์ประกอบเท่ากับ 40° ซึ่งทำให้ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อลำคลื่นด้านหลังมีค่าเท่ากับ 10.5 dB ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งเท่ากับ 119° และค่าสภาพเจาะจงทิศทางเท่ากับ 6.2 dBi ซึ่งเป็นค่าที่ดีที่สุด เมื่อทราบคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องแฉลวดลำดับบนผิวทรงกระบอกแล้วก็ทำการสร้างสายอากาศเพื่อที่จะวัดค่าคุณสมบัติของสายอากาศต่อไป โดยทั่วไปแล้วการวัดค่าคุณสมบัติของสายอากาศจะมีดังนี้คือ อิมพีแดนซ์ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ความถี่รีโซแนนซ์ และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ตามลำดับ

จากผลการทดลองจะได้ว่าสายอากาศให้ค่า อิมพีแดนซ์ $45.215 - j1.1075 \Omega$ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง $1.1151 : 1$ การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ -25.65 dB และ ความถี่รีโซแนนซ์ 1.712 GHz เราพบว่าผลที่ได้มีแนวโน้มเป็นไปการคำนวณแต่ก็ยังมีค่าที่ได้จากการทดสอบคลาดเคลื่อนไป ทั้งนี้เนื่องมาจากขนาดของร่องที่ได้ทำการเจาะบนผิวทรงกระบอกไม่ตรงกับค่าที่ออกแบบไว้ และการคำนวณที่ใช้ความยาวของทรงกระบอกมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งในทางปฏิบัติจะใช้เวลาของความยาวของทรงกระบอกมีค่าจำกัด นอกจากนี้ในการสร้างสายอากาศจำเป็นต้องมีการบัดกรี ดังนั้นอาจจะมีสิ่งตกค้าง (ตัวเชื่อมประสาน) ภายในสายอากาศหลังจากบัดกรี ยังผลให้ค่าที่ได้จากการทดสอบคลาดเคลื่อนจากการคำนวณและค่าที่ได้ทำการออกแบบไว้

ในลำดับสุดท้ายนี้หวังว่า ปริญญานิพนธ์นี้จะสามารถเป็นแนวทางสำหรับผู้สนใจศึกษาหรือต้องการสร้างสายอากาศแบบร่องแฉลวดลำดับบนผิวทรงกระบอก โดยนำหลักการที่ได้นำเสนอไปประยุกต์ใช้ภายใต้เงื่อนไขที่เหมาะสมต่อไป

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีเนื่องจากได้รับคำแนะนำและได้รับความช่วยเหลือเป็นที่ปรึกษาจากหลายท่านดังนี้

ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. สมผล โกศลวิตร

คุณไพโรจน์ วุ่นชุม

คุณสุธาณี ละมุลตรี

ซึ่งทางคณะผู้จัดทำขอขอบคุณเป็นอย่างสูง ณ ที่นี้

นายบัณฑิต ภัคดีสุวรรณ

นายเบญญา จันทพันธ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Balanis, C. A. "Antenna Theory Analysis and Design", John Willey & Son, 1982
2. Harrington, R. F. "Time Harmonic Electromagnetic Fields", McGraw Hill, pp. 198-245, 1961
3. โมไนย ไกรฤกษ์ และ วิวัฒน์ กิรานนท์, "ทฤษฎีสายอากาศ", คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, หน้า 86-112, 2540



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้