

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไดโพลโดยวิธีโมเมนต์

DIPOLE ANTENNA CHARACTERISTICS ANALYSIS BY MOMENT METHOD

โดย

นายพิสุทธิ ประสิทธิ์วุฒิเวชช์ รหัส 36014296

นายมงคล ศรีเศรษฐนิล รหัส 36014324

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. ไม่นาย ไกรฤกษ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เลขหม.....

เลขทะเบียน..... 27865

วัน, เดือน, ปี 26 ส.ย. 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2539

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไดโพลโดยวิธีโมเมนต์

DIPOLE ANTENNA CHARACTERISTICS ANALYSIS BY MOMENT METHOD

ผู้จัดทำ

1. นายพิสุทธิ ประสิทธิ์วุฒิมิเวชช 36014296
2. นายมงคล ศรีเศรษฐนิล 36014324


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร. ไม่นาย ไกรฤกษ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไดโพลโดยวิธีโมเมนต์
DIPOLE ANTENNA CHARACTERISTICS ANALYSIS BY MOMENT METHOD

โดย นายพิสุทธิ์ ประสิทธิ์วุฒิเวช 36014296

นายมงคล ศรีเศรษฐนิล 36014324

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอผลการคำนวณและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไดโพลได้แก่ การแจกแจงกระแส รูปแบบการแผ่กระจายคลื่น และอิมพีแดนซ์ของสายอากาศโดยวิธีโมเมนต์ จากนั้นทำการทดสอบและเปรียบเทียบผลการคำนวณกับผลการทดสอบ ซึ่งให้ผลที่สอดคล้องกันดี และจากนั้นนำผลจากการวิเคราะห์ดังกล่าวไปพัฒนาและประยุกต์ใช้งานกับสายอากาศรูปตัวเอช

ABSTRACT

This thesis describes computational results and the analysis of dipole antenna characteristics by moment method namely current distribution, radiation pattern and impedance ,subsequently, the measurement was set up to allow comparison with the computational results.The numerical results is good agreement with the the experimental ones.The analysis output can be developed and applied to H-antenna.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 คุณลักษณะของสายอากาศไดโพล	2
บทที่ 3 สมการเชิงอินทิกรัล	12
บทที่ 4 วิธีโมเมนต์	18
บทที่ 5 การคำนวณและผลการคำนวณ	24
บทที่ 6 การสร้าง การทดลอง และผลการทดลอง	43
บทที่ 7 บทสรุปและวิจารณ์	74
กิตติกรรมประกาศ	76
บรรณานุกรม	77



สารบัญรูปภาพประกอบ

		หน้า
รูปที่ 2.1	ก) แสดงสายส่งสัญญาณคู่	2
	ข) แสดงสายส่งสัญญาณที่ทางออก	2
	ค) แสดงสายอากาศไดโพล	2
รูปที่ 2.2	แสดงการแจกแจงรูปกระแสวิกฤตของสายอากาศไดโพลที่มีขนาดความยาวต่างๆ	4
รูปที่ 2.3	แสดงลักษณะการจัดวางของไดโพลจั่ว	4
รูปที่ 2.4	แสดงการแจกแจงรูปกระแสวิกฤตของไดโพลขนาดเล็ก	5
รูปที่ 2.5	แสดงทิศทางของส่วนประกอบสนามไฟฟ้า	6
รูปที่ 2.6	แสดงโครงสร้างของสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด	8
รูปที่ 2.7	แสดงกราฟค่า R_r ที่เป็นฟังก์ชันของความยาวของสายอากาศไดโพล	10
รูปที่ 3.1	แสดงไดโพลทรงกระบอกและส่วนแบ่งย่อยของไดโพล	12
รูปที่ 5.1	แสดงผลจากการคำนวณแจกแจงรูปกระแสวิกฤตของไดโพลที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 9.6 mm เปรียบเทียบกับสัญญาณรูปไซน์	25
รูปที่ 5.2	แสดงผลจากการคำนวณแจกแจงรูปกระแสวิกฤตของไดโพลที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 15.9 mm เปรียบเทียบกับสัญญาณรูปไซน์	26
รูปที่ 5.3	แสดงผลจากการคำนวณแจกแจงรูปกระแสวิกฤตของไดโพลที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 25.7 mm เปรียบเทียบกับสัญญาณรูปไซน์	26
รูปที่ 5.4	แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้งสำหรับสายอากาศไดโพลที่มีการแจกแจงรูปกระแสวิกฤตลักษณะไซน์ที่มีความยาวต่างๆ	28
รูปที่ 5.5	แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้งสำหรับสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 1.25λ ที่มีการแจกแจงรูปกระแสแบบลักษณะไซน์	29
รูปที่ 5.6	แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้งสำหรับสายอากาศไดโพลที่มีความยาวต่างๆโดยวิธีโมเมนต์	30
รูปที่ 5.7	แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้งสำหรับสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 1.25 λ โดยวิธีโมเมนต์	30
รูปที่ 5.8	แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้งสำหรับสายอากาศไดโพลที่มีอัตราส่วนของความยาวเส้นผ่าศูนย์กลางต่างๆ โดยวิธีโมเมนต์	31
รูปที่ 5.9	แสดงไดโพลเพื่อวิเคราะห์สนามระยะใกล้	32
รูปที่ 5.10	แสดงความหนาแน่นกระแสเชิงเส้นสมมุติบนผิวทรงกระบอก	36

		หน้า
รูปที่ 5.11	แสดงรีแอกแตนซ์ (ที่กระแสสูงสุด) ของไดโพลเส้นตรงที่มีการแจกกระจายแบบลักษณะไซน์ เมื่อความยาวของไดโพลมีค่าต่างๆกัน	40
รูปที่ 5.12	แสดงอินพุตริซีสแตนซ์ที่ความยาวต่างๆ ของสายอากาศไดโพลโดยวิธีโมเมนต์	40
รูปที่ 5.13	แสดงอินพุตริซีสแตนซ์ที่ความยาวต่างๆ ของสายอากาศไดโพลเปรียบเทียบระหว่างเมื่อใช้การแจกกระจายลักษณะไซน์กับวิธีโมเมนต์	41
รูปที่ 5.14	แสดงอินพุตริแอกแตนซ์ที่ความยาวต่างๆ ของสายอากาศไดโพลโดยวิธีโมเมนต์	41
รูปที่ 5.15	แสดงอินพุตริแอกแตนซ์ที่ความยาวต่างๆ ของสายอากาศไดโพลเปรียบเทียบระหว่างเมื่อใช้การแจกกระจายลักษณะไซน์กับวิธีโมเมนต์	42
รูปที่ 6.1	ก) แสดงสายอากาศไดโพลที่ป้อนสัญญาณตรง ข) แสดงบางู้าบาลันแบบ 1:1	43
	ภาพแสดงสายอากาศไดโพลยาวครึ่งความยาวคลื่นที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางต่างกัน ที่ใช้ความถี่ 600 MHz	44
รูปที่ 6.2	แสดงผลการทดสอบวัดการแจกกระจายของไดโพลที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 9.6 mm เปรียบเทียบกับสัญญาณรูปไซน์	45
รูปที่ 6.3	แสดงผลการทดสอบการแจกกระจายของไดโพลที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 15.9 mm เปรียบเทียบกับสัญญาณรูปไซน์	45
รูปที่ 6.4	แสดงผลการทดสอบการแจกกระจายของไดโพลที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 25.7 mm เปรียบเทียบกับสัญญาณรูปไซน์	46
	ภาพแสดงการทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพล	47
รูปที่ 6.5	รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 0.5 λ เส้นผ่าศูนย์กลาง 0.0192 λ ที่ความถี่ 600 MHz	48
รูปที่ 6.6	รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 0.5 λ เส้นผ่าศูนย์กลาง 0.0318 λ ที่ความถี่ 600 MHz	48
รูปที่ 6.7	รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 0.5 λ เส้นผ่าศูนย์กลาง 0.0514 λ ที่ความถี่ 600 MHz	49
รูปที่ 6.8	รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวนอน (H-plane) ของสายอากาศไดโพล	49
	ภาพแสดงการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลในแนวตั้งและแนวนอน	50
รูปที่ 6.9	อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 0.5 λ เส้นผ่าศูนย์กลาง 0.0192 λ ที่ความถี่ 600 MHz	51

รูปที่ 6.10	อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 0.5λ เส้นผ่าศูนย์กลาง 0.0318λ ที่ความถี่ 600 MHz	52
รูปที่ 6.11	อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 0.5λ เส้นผ่าศูนย์กลาง 0.0514λ ที่ความถี่ 600 MHz	53
	ภาพแสดงสายอากาศรูปตัวเอชที่มีความยาวส่วนหลัก 55 cm และส่วนกิ่ง 20 cm และสายอากาศรูปตัวเอชที่มีความยาวส่วนหลัก 35 cm และส่วนกิ่ง 10 cm	54
	ภาพแสดงการวัดการแจกแจงรูปกระแสของสายอากาศรูปตัวเอช	55
รูปที่ 6.12	การแจกแจงรูปกระแสของส่วนหลักของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นที่ความถี่ 100 MHz	56
รูปที่ 6.13	การแจกแจงรูปกระแสของส่วนกิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นที่ความถี่ 100 MHz	56
รูปที่ 6.14	การแจกแจงรูปกระแสของส่วนหลักของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นที่ความถี่ 300 MHz	57
รูปที่ 6.15	การแจกแจงรูปกระแสของส่วนกิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นที่ความถี่ 300 MHz	57
รูปที่ 6.16	การแจกแจงรูปกระแสของส่วนหลักของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นที่ความถี่ 600 MHz	58
รูปที่ 6.17	การแจกแจงรูปกระแสของส่วนกิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นที่ความถี่ 600 MHz	58
รูปที่ 6.18	การแจกแจงรูปกระแสของส่วนหลักของสายอากาศรูปตัวเอชตัวยาวที่ความถี่ 100 MHz	59
รูปที่ 6.19	การแจกแจงรูปกระแสของส่วนกิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชตัวยาวที่ความถี่ 100 MHz	59
รูปที่ 6.20	การแจกแจงรูปกระแสของส่วนหลักของสายอากาศรูปตัวเอชตัวยาวที่ความถี่ 300 MHz	60
รูปที่ 6.21	การแจกแจงรูปกระแสของส่วนกิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชตัวยาวที่ความถี่ 300 MHz	60
รูปที่ 6.22	การแจกแจงรูปกระแสของส่วนหลักของสายอากาศรูปตัวเอชตัวยาวที่ความถี่ 600 MHz	61
รูปที่ 6.23	การแจกแจงรูปกระแสของส่วนกิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชตัวยาวที่ความถี่ 600 MHz	61
	ภาพแสดงการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอช	62
รูปที่ 6.24	รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นที่ความถี่ 100 MHz	63
รูปที่ 6.25	รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นที่ความถี่ 300 MHz	63
รูปที่ 6.26	รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นที่ความถี่ 600 MHz	64
รูปที่ 6.27	รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอชตัวยาวที่ความถี่ 100 MHz	64
รูปที่ 6.28	รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอชตัวยาวที่ความถี่ 300 MHz	65
รูปที่ 6.29	รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอชตัวยาวที่ความถี่ 600 MHz	65
รูปที่ 6.30	รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวนอน (H-plane) ของสายอากาศรูปตัวเอช	66
รูปที่ 6.31	อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นความถี่ 100 MHz	67
รูปที่ 6.32	อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นความถี่ 300 MHz	68
รูปที่ 6.33	อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นความถี่ 600 MHz	69
รูปที่ 6.34	อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชตัวยาวความถี่ 100 MHz	70

รูปที่ 6.35	อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชด้วยยาวความถี่ 300 MHz	71
รูปที่ 6.36	อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชด้วยยาวความถี่ 600 MHz	72
รูปที่ 6.37	อัตราส่วนคลื่นนิ่งแบนด์กว้างในช่วงความถี่ 50 - 650 MHz ของสายอากาศรูปตัวเอช ตัวสั้นและตัวยาว	73



บทที่ 1

บทนำ

สายอากาศไดโพลเป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างง่าย และการคำนวณคุณลักษณะต่างๆของสายอากาศไดโพลนั้นทำได้ง่ายกว่าสายอากาศอื่นที่มีโครงสร้างซับซ้อน สายอากาศไดโพลมักจะเป็นตัวแทนของสายอากาศทุกชนิดในการวิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆเช่น การแจกแจงกระแส (current distribution) อินพุตอิมพีแดนซ์ (input impedance) และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (radiation pattern)

สำหรับการแจกแจงกระแสของสายอากาศไดโพลนั้น โดยทั่วไปกรณีที่เส้นผ่าศูนย์กลางของสายอากาศมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่นมากๆ จะใช้แบบลักษณะไซน์แทนรูปแบบการแจกแจงกระแส แต่ในกรณีที่เส้นผ่าศูนย์กลางมีขนาดเพิ่มมากขึ้น ปรากฏว่าการแทนด้วยแบบลักษณะไซน์ดังกล่าวไม่ถูกต้องนัก

เนื่องจากอินพุตอิมพีแดนซ์และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศนั้นจะขึ้นกับการแจกแจงกระแส ดังนั้นการเปลี่ยนการแจกแจงกระแสจะส่งผลให้ทั้งอินพุตอิมพีแดนซ์และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเปลี่ยนไปเช่นกัน

ปริญญานิพนธ์นี้จึงได้เลือกทำการศึกษารูปการแจกแจงกระแสของสายอากาศไดโพลที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่างๆ โดยทำการคำนวณโดยระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่เรียกว่า วิธีโมเมนต์ จากนั้นนำผลจากการคำนวณการแจกแจงกระแสดังกล่าวไปหาอินพุตอิมพีแดนซ์และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น และทำการทดลองวัดคุณลักษณะต่างๆ ดังกล่าวเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณ

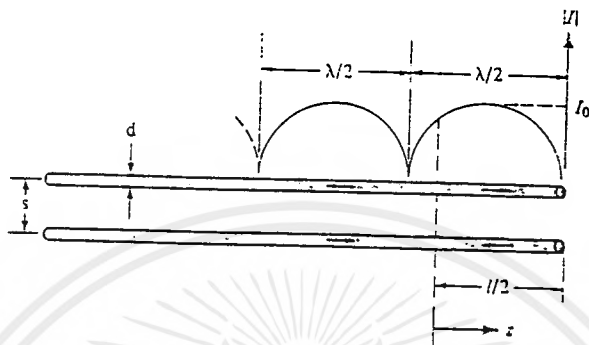
จากนั้นจะทำการประยุกต์การคำนวณโดยวิธีโมเมนต์ไปใช้ในการหาคุณลักษณะต่างๆของสายอากาศรูปตัวเอช ซึ่งมีลักษณะเป็นสายอากาศสมมูลกับสายอากาศรูปตัวที และทำการทดลองวัดคุณลักษณะต่างๆ ดังกล่าวเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณ

บทที่ 2

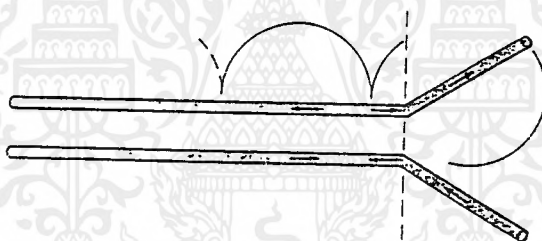
คุณลักษณะของสายอากาศไดโพล

การแจกแจงกระแสของสายอากาศไดโพล

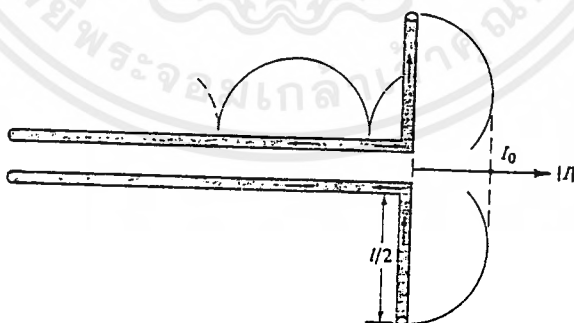
ในหัวข้อนี้จะบรรยายการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนอิสระบนตัวนำที่แสดงตัวเป็นสายส่งสัญญาณและสายอากาศ เพื่อที่จะแสดงค่าการแจกแจงกระแส และการแผ่กระจายของสายอากาศไดโพล



รูปที่ 2.1ก สายส่งสัญญาณคู่



รูปที่ 2.1ข สายส่งสัญญาณที่กางออก



รูปที่ 2.1ค สายอากาศไดโพล

รูปที่ 2.1 การแจกแจงกระแสบนสายส่งสัญญาณคู่ที่ไม่มีการสูญเสีย ,
สายส่งสัญญาณที่กางออก , สายอากาศไดโพล

โดยเราเริ่มจากการพิจารณาสายส่งสัญญาณคู่ที่ไม่มีการสูญเสีย การเคลื่อนที่ของประจุจะสร้างคลื่น กระแสเดินทางที่มีขนาด $I_0/2$ ตามเส้นลวด เมื่อกระแสเดินทางมาถึงปลายของลวดแต่ละเส้น มันจะเกิดการสะท้อนกลับอย่างสมบูรณ์ (ขนาดเท่าเดิมและเฟสกลับ 180°) เมื่อคลื่นสะท้อนรวมกับคลื่นตกกระทบ ในเส้นลวดแต่ละเส้นจะเกิดคลื่นนิ่งซึ่งมีรูปคลื่นเป็นสัญญาณลักษณะไซน์ (Sinusoidal) ซึ่งมีลักษณะตามรูป 2.1ก จะเห็นได้ว่ากระแสในแต่ละเส้นลวดจะกลับเฟส 180° ทุกๆครึ่งรอบ

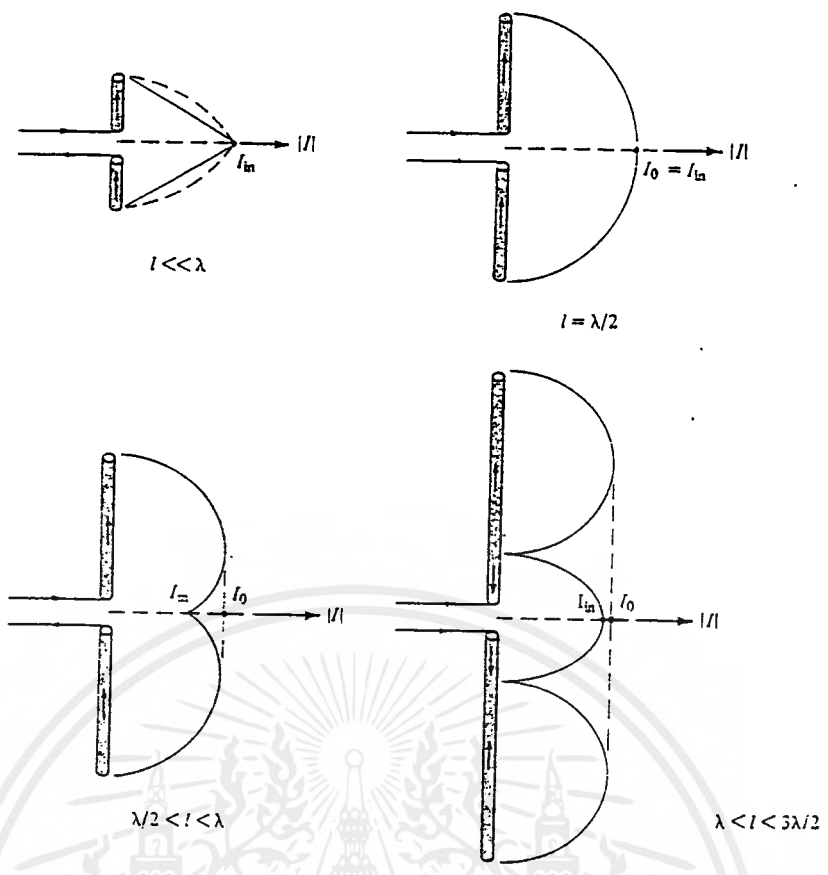
สำหรับสายส่งสัญญาณคู่ ที่สมดุล หรือ สมมาตรกัน กระแสในครึ่งรอบของลวดเส้นหนึ่งจะมีขนาดเท่ากันแต่เฟสต่างกันอยู่ 180° กับกระแสในครึ่งรอบของเส้นลวดอีกเส้นหนึ่ง

นอกจากนี้ถ้าช่องว่างระหว่างเส้นลวดทั้งสองมีค่าเล็กมากๆ ($S \ll \lambda$) สนามที่แพร่กระจายโดยกระแสของแต่ละเส้นลวดจะถูกหักล้างกันเองระหว่างเส้นลวด 2 เส้น ผลลัพธ์สุดท้ายตามอุดมคติคือจะไม่มี การแพร่กระจายของสายส่งสัญญาณ

และเมื่อสายส่งสัญญาณระหว่าง $0 \leq z \leq l/2$ เริ่มที่จะกางออกดังรูป 2.1ข เราสามารถที่จะ สมมติได้ว่าการกระจายกระแสไม่เหมือนเดิมอย่างแท้จริงในแต่ละเส้นลวด อย่างไรก็ตามเพราะว่าส่วนที่กาง ออกของแต่ละเส้นลวดไม่ได้มีผลอย่างใกล้ชิดกับลวดอีกอัน นั่นคือสนามที่แพร่กระจายโดยเส้นลวดเส้นหนึ่ง จะไม่ไปหักล้างกับเส้นลวดอีกเส้นหนึ่ง ดังนั้นจะมีการกระจายสุทธิของระบบเกิดขึ้น

และในที่สุดในส่วนที่ถูกกางออกของสายส่งจะเป็นดังรูป 2.1ค ซึ่งเป็นโครงสร้างของสายอากาศ ไดโพลทั่วไป เพราะว่ารูปแบบกระแสคลื่นนิ่งจึงถูกจัดอยู่ในประเภทสายอากาศคลื่นนิ่ง ถ้า $l \leq \lambda$ เฟส ของรูปแบบกระแสคลื่นนิ่งในแต่ละแขนจะเหมือนกันตลอดความยาวของสายอากาศ นอกจากนั้นจะหันในทิศทาง เดียวกันในแต่ละแขนตามรูป 2.1ค ดังนั้นสนามที่แพร่กระจายโดยแขนทั้งสองของไดโพล (ส่วนตั้งของ สายส่งสัญญาณที่ถูกกางออก) จะเสริมกันในแต่ละอันและมุ่งไปยังจุดสังเกต (เฟสเนื่องจากความสัมพันธ์ ทางตำแหน่งของแต่ละส่วนเล็ก ๆ ของแต่ละแขนต้องถูกรวมด้วย เพื่อที่จะได้รูปแบบของการกระจายคลื่นที่ สมบูรณ์)

ถ้าเส้นผ่าศูนย์กลางของแต่ละลวดเป็นเล็กมาก $d \leq \lambda$ รูปแบบกระแสคลื่นนิ่งตามอุดมคติบนแขน ของไดโพลจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งจะเป็น Null (กระแสเป็นศูนย์ที่ปลายสายอากาศ) อย่างไรก็ตาม มันขึ้นกับความยาวของสายอากาศ สำหรับการป้อน ณ. กลางสายอากาศไดโพลซึ่งมีความยาว $l \leq \lambda$, $l = \lambda$, $\lambda/2 < l < \lambda$ และ $\lambda/3 < l < \lambda/2$ รูปแบบการกระจายกระแสจะเป็นดังรูป 2.2 รูปแบบของกระแสของ สายอากาศที่มีขนาดเล็ก ($\lambda/50 < l < \lambda/10$) สามารถประมาณได้เป็นรูปสามเหลี่ยมเพราะว่า $\sin(kl/2) \approx kl/2$ เมื่อ $kl/2$ เล็กมากๆ ซึ่งมันแสดงได้ดังรูป



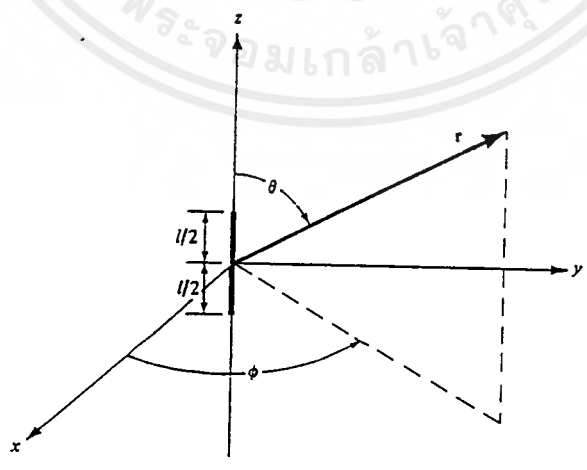
รูปที่ 2.2 การแจกแจงรูปกระแสดของสายอากาศไดโพลที่มีขนาดความยาวต่างๆ

ไดโพลจิ๋ว (INFINITESIMAL DIPOLE)

สมมุติว่าเราวางเส้นลวดตรงซึ่งมีความยาว $l \leq \lambda$ อย่างสมมาตรที่จุดกำเนิดตามแกน z ดังรูป 2.3 ถึงแม้ว่าจะไม่สามารถสร้างได้ในทางปฏิบัติ แต่มักจะใช้เป็นส่วนย่อยของสายอากาศที่มีรูปทรงที่ยู่ยาก นอกจากจะมีความยาวน้อยมากแล้วยังต้องผอมมากด้วย ซึ่งจะสมมุติว่ากระแสที่ไหลในลวดนี้มีค่าคงที่ได้คือ

$$\vec{I}(z') = \vec{a}_z I_0 \tag{2.1}$$

เมื่อ I_0 มีค่าคงที่



รูปที่ 2.3 ลักษณะการจัดวางของไดโพลจิ๋ว

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

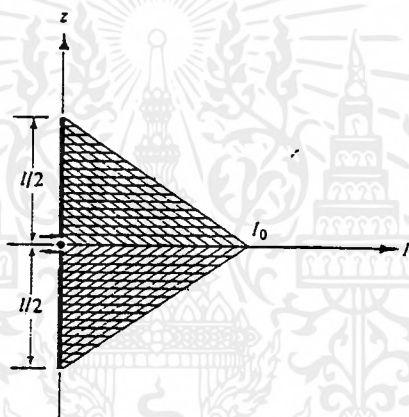
จะมีค่า

$$\vec{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_C \vec{I}_e(x', y', z') \frac{e^{-j\beta R}}{R} dl' \quad (2.2)$$

เมื่อ (x, y, z) แทนโคออร์ดิเนตของจุดที่สังเกต ในขณะที่ (x', y', z') แสดงโคออร์ดิเนตของต้นกำเนิด R เป็นระยะทางจากจุดใด ๆ บนต้นกำเนิดไปยังจุดสังเกต และ C เป็นเส้นทางเดินตามความยาวของต้นกำเนิด

ไดโพลขนาดเล็ก (SMALL DIPOLE)

ในสายอากาศไดโพลจิวซึ่งมีความยาว $l \leq \lambda/50$ จะมีการแจกแจงกระแสที่ตลอดความยาวของไดโพลจิว แม้ว่าจะสร้างสายอากาศให้มีการแจกแจงกระแสที่ไม่ได้ก็ตาม แต่ก็ใช้ไดโพลจิวเป็นเครื่องช่วยในการคำนวณการแจกแจงกระแสของสายอากาศที่ใช้งานจริง ๆ หากจะประมาณสายอากาศแบบเส้นลวดซึ่งมีความยาว $\lambda/50 \leq l \leq \lambda/10$ ได้ดีแล้ว จะสมมุติให้มีการแจกแจงกระแสเป็นรูปสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูป 2.4 สำหรับสายอากาศที่มีความยาวใด ๆ จะมีการแจกแจงกระแสเป็นสัญญาณลักษณะไซน์



รูป 2.4 การแจกแจงกระแสของของไดโพลขนาดเล็ก

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าสายอากาศไดโพลขนาดเล็กจะมีการแจกแจงกระแสเป็นรูปสามเหลี่ยม ซึ่งจะกำหนดด้วยสมการดังนี้

$$I_e(x', y', z') = \begin{cases} \vec{a}_x I_0 \left(1 - \frac{2}{l} z'\right) \rightarrow 0 \leq z' \leq \frac{l}{2} \\ \vec{a}_x I_0 \left(1 + \frac{2}{l} z'\right) \rightarrow -\frac{l}{2} \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

เมื่อ I_0 มีค่าคงที่

ไดโพลที่มีความยาวจำกัด (FINITE LENGTH DIPOLE)

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด ซึ่งจะเป็นสายอากาศที่ใช้งานจริง เพื่อลดความยุ่งยากของสมการ จะสมมุติว่าไดโพลมีเส้นผ่าศูนย์กลางเล็กมาก ๆ ซึ่งจะมีการแจกแจงกระแสเป็นแบบสัญญาณลักษณะไซน์ดังนี้

$$I_e(x', y', z') = \begin{cases} \vec{a}_x I_0 \sin\left(k\left(\frac{l}{2} - z'\right)\right) \rightarrow 0 \leq z' \leq \frac{l}{2} \\ \vec{a}_x I_0 \sin\left(k\left(\frac{l}{2} + z'\right)\right) \rightarrow -\frac{l}{2} \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

ในที่นี้จะสมมติว่ามีการป้อนกระแสตรงกึ่งกลางของสายอากาศไดโพล และกระแสจะต้องเป็นศูนย์ ณ ตำแหน่งปลายสายอากาศ ซึ่งจะมีการแจกแจงกระแสเป็นแบบสัญญาณลักษณะไซน์ดังรูป 2.2

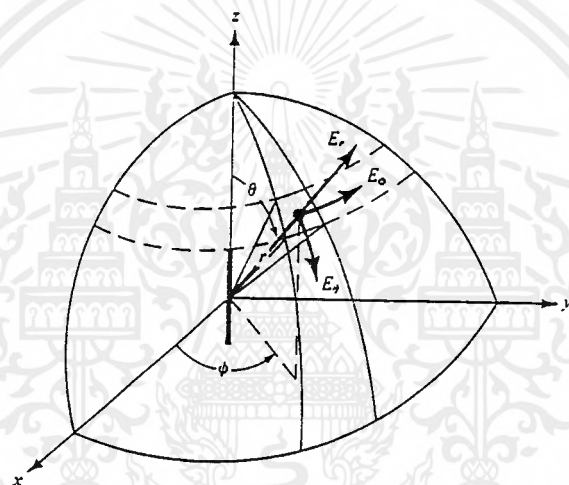
สนามที่แพร่กระจายจากสายอากาศไดโพล

ในการหาสนามที่แพร่กระจายจากสายอากาศไดโพล จะใช้วิธีหาค่าศักย์เวกเตอร์แม่เหล็ก (Magnetic Vector Potential) \vec{A} และ ศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้า (Electric vector potential) \vec{F} จากนั้นจะหาสนามไฟฟ้า \vec{E} และสนามแม่เหล็ก \vec{H} ตามสมการ

$$\vec{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi c} \int \vec{I}_e(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \quad (2.5)$$

$$\vec{H}(x, y, z) = \frac{\epsilon}{4\pi c} \int \vec{I}_m(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \quad (2.6)$$

เมื่อ (x, y, z) แทนระบบพิกัดของจุดที่สังเกต ในขณะที่ (x', y', z') แสดงระบบพิกัดของจุดกำเนิด โดยที่ R เป็นระยะทางจากจุดใด ๆ บนจุดกำเนิดไปยังจุดสังเกต และ C เป็นเส้นทางเดินตามความยาวของจุดกำเนิดดังรูป 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงทิศทางของส่วนประกอบสนามไฟฟ้า

สนามที่แพร่กระจายจากไดโพลจิ๋ว

เนื่องจากไดโพลจิ๋วมีขนาดเล็กและความยาวน้อยมาก ๆ เมื่อเทียบกับความยาวคลื่น ดังนั้นจะประมาณได้ว่า

$$\begin{aligned} R &= \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \\ &= \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ &= r \text{ (ค่าคงที่)} \end{aligned} \quad (2.7)$$

และเนื่องจากไดโพลจิ๋วมีการแจกแจงกระแสที่และมีเฉพาะกระแสไฟฟ้า I_e เท่านั้น ซึ่งกำหนดโดย (2.1) ดังนั้นจาก (2.5) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \vec{A}(x, y, z) &= \vec{a}_z \frac{\mu I_0}{4\pi r} e^{-jkr} \int_{-l/2}^{+l/2} dz' \\ &= \vec{a}_z \frac{\mu I_0 l}{4\pi r} e^{-jkr} \end{aligned} \quad (2.8)$$

โดยการแปลงระบบพิกัดคาร์ทีเซียนไปยังระบบพิกัดทรงกลมโดยอาศัยเมตริกซ์ (Matrix) ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} A_r \\ A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi & \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \\ \cos \theta \cos \phi & \cos \theta \sin \phi & -\sin \theta \\ -\sin \phi & \cos \phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$A_r = A_z \cos \theta = \frac{\mu I_0 l}{4\pi r} e^{-jkr} \cos \theta \quad (2.10\text{ก})$$

$$A_\theta = -A_z \sin \theta = -\frac{\mu I_0 l}{4\pi r} e^{-jkr} \sin \theta \quad (2.10\text{ข})$$

$$A_\phi = 0 \quad (2.10\text{ค})$$

ดังนั้นจากสมการความสัมพันธ์ระหว่าง \vec{H} และ \vec{A} คือ

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (2.11)$$

จะได้ว่า

$$\vec{H} = \vec{a}_\phi \frac{1}{\mu r} \left[\frac{\partial}{\partial r} (rA_\theta) - \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \right] \quad (2.12)$$

เมื่อแทน (2.10ก) - (2.10ข) ลงใน (2.12) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$H_r = 0 \quad (2.13\text{ก})$$

$$H_\theta = 0 \quad (2.13\text{ข})$$

$$H_\phi = j \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.13\text{ค})$$

และหาสนาม \vec{E} ได้จาก

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \nabla (\nabla \cdot \vec{A}) \quad (2.14)$$

เมื่อแทน (2.13ก) ถึง (2.13ค) ลงใน (2.14) จะได้ว่า

$$E_r = \eta \frac{I_0 l \cos \theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.15\text{ก})$$

$$E_\theta = j\eta \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (2.15\text{ข})$$

$$E_\phi = 0 \quad (2.15\text{ค})$$

สนามที่แพร่กระจายจากไดโพลขนาดเล็ก

ในสายอากาศไดโพลขนาดเล็กจะมีการแจกแจงกระแสเป็นรูปสามเหลี่ยมซึ่งกำหนดดังสมการ (2.3)

ดังนั้นจาก (2.5) และ จะคำนวณค่าศักย์เวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\vec{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \left[\vec{a}_z \int_{-l/2}^0 I_0 \left(1 + \frac{2}{l} z'\right) \frac{e^{-jkr}}{R} dz' + \vec{a}_z \int_0^{l/2} I_0 \left(1 - \frac{2}{l} z'\right) \frac{e^{-jkr}}{R} dz' \right] \quad (2.16)$$

เนื่องจากไดโพลขนาดเล็กมีความยาวน้อยมากเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น $\left(l \leq \frac{\lambda}{10} \right)$ ทำให้สามารถ

ประมาณได้ว่า $R \approx r$ ซึ่งมีความผิดพลาดมากที่สุดของเฟสเท่ากับ $\frac{\pi}{10}$ เรเดียน หรือ 18 องศา ซึ่งมีค่าน้อยจน

ตัดทิ้งได้ และมีผลต่อการแพร่กระจายคลื่นน้อยมาก ฉะนั้นเมื่ออินทิเกรต (2.16) จะได้

$$\begin{aligned}\bar{A} &= \bar{a}_z A_z \\ &= \bar{a}_z \frac{1}{2} \left[\frac{\mu I_0 l}{4\pi r} e^{-jkr} \right]\end{aligned}\quad (2.17)$$

ซึ่งมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่า \bar{A} ของไดโพลจิ๋ว ดังนั้นค่าของ \bar{E} และ \bar{H} ที่แพร่กระจายจากสายอากาศไดโพลสั้น จาก (2.13ก) - (2.13ค) และ (2.15ก) - (2.15ค) เมื่อประมาณเป็นสนามระยะไกล ($kr \gg 1$) จะเป็นดังสมการ

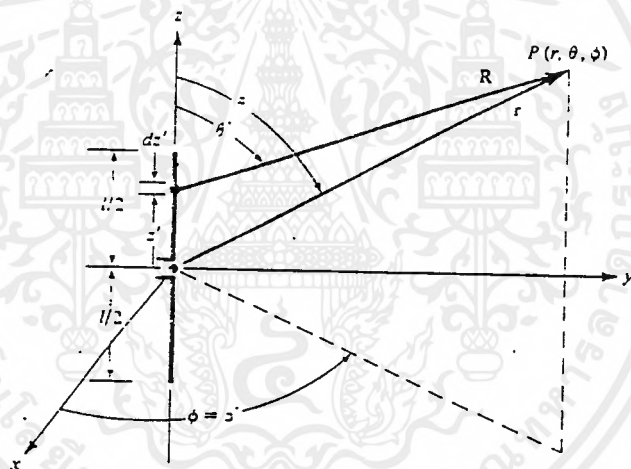
$$E_\theta \approx j\eta \frac{kI_0 l \sin\theta}{8\pi r} e^{-jkr} \quad (2.18ก)$$

$$E_r \approx E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (2.18ข)$$

$$H_\phi \approx j \frac{kI_0 l \sin\theta}{8\pi r} e^{-jkr} \quad (2.18ค)$$

สนามที่แพร่กระจายจากไดโพลที่มีความยาวจำกัด

สายอากาศไดโพลลอม (ซึ่งตามปกติจะมีเส้นผ่าศูนย์กลางเป็นศูนย์) จะมีการแจกแจงกระแสเป็นลักษณะรูปไซน์ตาม (2.3) ซึ่งจะนำไปสู่การหาค่า \bar{E} และ \bar{H} ในระยะต่างๆ ซึ่งจะแสดงในบทการคำนวณ แต่เนื่องจากวิธีดังกล่าวมีความยุ่งยากในการหาคำตอบของ \bar{A} เพื่อให้ง่ายขึ้นในที่นี้จะสนใจเฉพาะสนามระยะไกล



รูปที่ 2.6 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด

สายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด ถูกแสดงไว้ดังรูป 2.6 สายอากาศดังกล่าวถูกแบ่งเป็นไดโพลจิ๋วจำนวนมากมายที่มีความยาว $\Delta z'$ ยิ่งแบ่งเป็นส่วนย่อยๆมากขึ้น ความยาวจะลดลงเป็น dz' จาก (2.13) และ (2.15) จะแสดงสนามเมื่อประมาณเป็นสนามระยะไกลที่แพร่จากไดโพลจิ๋วซึ่งเป็นส่วนย่อยของไดโพลที่มีความยาวจำกัดได้ดังนี้

$$dE_\theta \approx j\eta \frac{kI_e(x', y', z') e^{-jkR}}{4\pi R} \sin\theta dz' \quad (2.19ก)$$

$$dE_r \approx dE_\phi = dH_r = dH_\theta = 0 \quad (2.19ข)$$

$$dH_\phi \approx j \frac{kI_e(x', y', z') e^{-jkR}}{4\pi R} \sin\theta dz' \quad (2.19ค)$$

$$\begin{aligned}\text{เมื่อ } R &= \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \\ &= \sqrt{x^2 + y^2 + (z-z')^2}\end{aligned}\quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งกระจายได้ว่า

$$\begin{aligned} R &= \sqrt{(x^2 + y^2 + z^2) + (-2zz' + z'^2)} \\ R &= \sqrt{r^2 + (-2rz' \cos \theta + z'^2)} \end{aligned} \quad (2.21)$$

เมื่อเป็นสนามระยะไกล จะประมาณได้ว่า

$$\begin{aligned} R &\approx r - z' \cos \theta \quad \text{สำหรับเทอมของเฟส} \\ R &\approx r \quad \text{สำหรับเทอมของขนาด} \end{aligned} \quad (2.22)$$

ซึ่งทำให้เขียน (2.19n) ใหม่ได้ว่า

$$dE_\theta \approx j\eta \frac{kI_e(x', y', z')e^{-jkR}}{4\pi r} \sin \theta e^{+jkz' \cos \theta} dz' \quad (2.23)$$

จากนั้นทำการรวมผลจากไดโพลจิ๋วแต่ละตัวโดยการอินทิเกรตตลอดความยาว ดังนั้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned} E_\theta &= \int_{-l/2}^{+l/2} dE_\theta \\ &= j\eta \frac{ke^{-jkR}}{4\pi r} \sin \theta \left[\int_{-l/2}^{+l/2} I_e(x', y', z') e^{+jkz' \cos \theta} dz' \right] \end{aligned} \quad (2.24)$$

เรียกพจน์นอกวงเล็บว่าเอเลเมนต์แฟกเตอร์ (Element Factor) และพจน์ภายในวงเล็บเป็นสเปซแฟกเตอร์ (Space Factor) ในกรณีนี้เอเลเมนต์แฟกเตอร์มีค่าเท่ากับสนามของไดโพลจิ๋วหนึ่งหน่วยความยาวที่วางอยู่ที่จุดกำเนิด โดยทั่วไปเอเลเมนต์แฟกเตอร์มีค่าขึ้นอยู่กับชนิดและทิศทางของกระแส ในขณะที่สเปซแฟกเตอร์เป็นฟังก์ชันของการแจกแจงกระแสบนสายอากาศ

สนามรวมของสายอากาศจะมีค่าเท่ากับผลคูณของเอเลเมนต์แฟกเตอร์กับสเปซแฟกเตอร์ วิธีนี้เรียกว่าการคูณแพทเทิร์นสำหรับแหล่งกำเนิดที่มีการแจกแจงอย่างต่อเนื่อง จะเขียนได้ว่า

$$\text{สนามรวม} = (\text{เอเลเมนต์แฟกเตอร์}) \times (\text{สเปซแฟกเตอร์}) \quad (2.25)$$

อินทิกรัลพีดแดนซ์ของสายอากาศไดโพล

จากสมการแสดงกำลังที่แพร่กระจายของสายอากาศไดโพล จะได้ว่า

$$\begin{aligned} P_{rad} &= \iint_S \vec{W}_{av} \cdot d\vec{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \vec{a}_r W_{av} \cdot \vec{a}_r r^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi \\ &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi W_{av} r^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi \end{aligned} \quad (2.26)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^\pi \frac{\left[\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right) \right]^2}{\sin \theta} d\theta \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} P_{rad} &= \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.28)$$

โดยที่ $C = 0.5772$ (ค่าคงที่ของออยเลอร์)

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

$$C_i(x) = -\int_x^{\infty} \frac{\cos y}{y} dy = \int_{\infty}^x \frac{\cos y}{y} dy \quad (2.29)$$

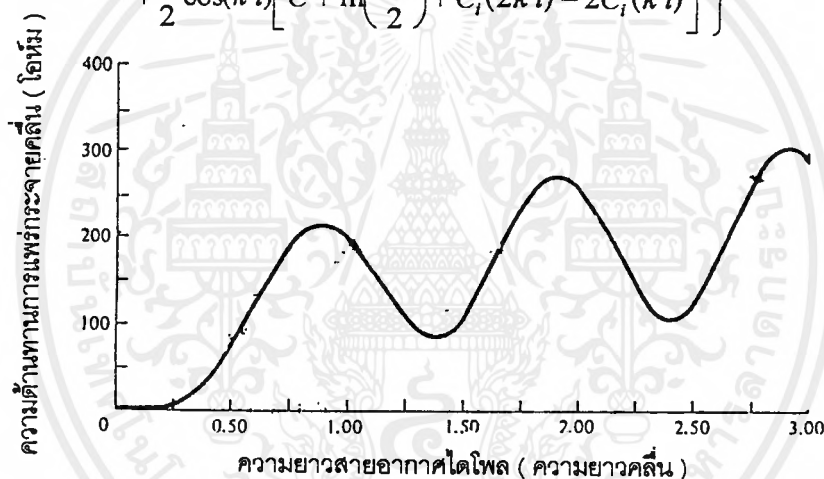
$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin y}{y} dy \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} C_{in}(x) &= \ln(\gamma x) - C_i(x) = \ln(\gamma) + \ln(x) - C_i(x) \\ &= 0.5772 + \ln(x) - C_i(x) \end{aligned} \quad (2.31)$$

เมื่อ $C_{in}(x) = \int_0^x \left(\frac{1 - \cos y}{y} \right) dy \quad (2.32)$

และความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นจะมีค่าดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.33)$$



รูปที่ 2.7 เป็นกราฟแสดงค่า R_r ที่เป็นฟังก์ชันของความยาวของสายอากาศไดโพล ความต้านทานอินพุต

สมการ (2.33) เป็นค่าความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น ณ ตำแหน่งซึ่งกระแสมีค่าสูงสุด มิได้เป็นค่าความต้านทานที่หัวของสายอากาศ ดังนั้นถ้าสมมติว่าไม่มีการสูญเสีย ($R_L = 0$) จะหาความต้านทานอินพุตได้ดังนี้

$$\frac{|I_{in}|^2}{2} R_{in} = \frac{|I_0|^2}{2} R_r \quad (2.33)$$

หรือ

$$R_{in} = \left[\frac{I_0}{I_{in}} \right]^2 R_r \quad (2.34)$$

เมื่อ

$$R_{in} = \text{ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นที่อินพุต (จุดป้อนกระแส)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R_r = ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นที่กระแสมีค่าสูงสุด [(2.33)]

I_0 = ค่ากระแสสูงสุด

I_{in} = กระแสที่หัวอินพุต

สำหรับไดโพลที่ยาว I_{in} จะสัมพันธ์กับ I_0 ดังนี้

$$I_{in} = I_0 \sin\left(\frac{kl}{2}\right) \quad (2.35)$$

จะได้ความต้านทานอินพุตมีค่าเป็น

$$R_{in} = \frac{R_r}{\sin^2\left(\frac{kl}{2}\right)} \quad (2.36)$$



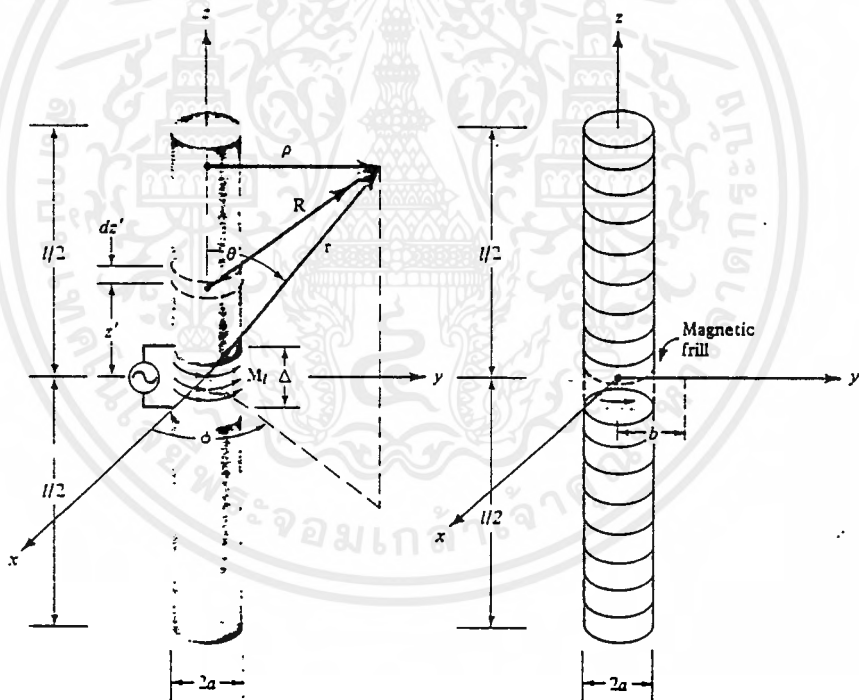
บทที่ 3

สมการเชิงอินทิกรัล

(INTEGRAL EQUATION)

สมการเชิงอินทิกรัลที่ใช้กันเป็นส่วนมากจะมี 2 แบบด้วยกันเพื่อให้หาการแจกแจงกระแสของสายอากาศเส้นลวดที่มีขนาดอ้วนขึ้น นั่นคือ สมการเชิงอินทิกรัลของแฮลเลน (Hallén 's integral equation) และสมการเชิงอินทิกรัลของปอคลิงตัน (Pocklington 's integral equation) สำหรับสมการของแฮลเลน นั้นจะมีข้อจำกัดที่ต้องใช้การป้อนแบบ Delta-gap voltage ในขณะที่ สมการของปอคลิงตันมีความสากลมากกว่า และสามารถปรับใช้กับการป้อนแบบต่างๆได้ รวมทั้งแบบ Magnetic frill นอกจากนั้นสมการของแฮลเลนยังต้องการอินเวอร์สเมตริกอันดับ $N+1$ (เมื่อ N เป็นจำนวนส่วนที่แบ่งของลวด) ในขณะที่สมการของปอคลิงตันต้องการเพียงอันดับ N

3.1 สมการเชิงอินทิกรัลของแฮลเลน



รูปที่ 3.1 ไดโพลทรงกระบอกและส่วนแบ่งย่อยของไดโพล

ตามรูปที่ 3.1 สมมติว่าลวดรัศมีจำกัดซึ่งมีความยาว l ถูกป้อนที่ตรงกลางแบบ delta-gap v ถ้าความยาวของทรงกระบอกยาวกว่ารัศมีมากๆ ($l \geq a$) และรัศมีมีค่าน้อยกว่าความยาวคลื่นมากๆ ($\lambda \geq a$) ดังนั้นผลของผิวหน้าปลายของทรงกระบอกสามารถตัดทิ้งได้ และจากเงื่อนไขขอบเขตสำหรับลวดที่มีความนำสมบูรณ์ทำให้ผลรวมของสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสมีค่าเป็นศูนย์และกระแสที่ปลายของทรงกระบอกก็เป็นศูนย์ด้วย $[I_z(z' = \pm l/2)]$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ

$$\bar{E} = \bar{E}_A + \bar{E}_F = -j\omega\bar{A} - j\frac{1}{w\mu\epsilon} \nabla(\nabla\cdot\bar{A}) - \frac{1}{\epsilon} \nabla\times\bar{F} \quad (3.1)$$

$$\bar{E} = \bar{E}_A = -j\omega\bar{A} - j\frac{1}{w\mu\epsilon} \nabla(\nabla\cdot\bar{A}) \quad (3.2)$$

เนื่องจากมีเฉพาะความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าไหลบนทรงกระบอก ($\bar{F} = 0$)

ดังนั้นจึงได้ว่า

$$E'_z = j\omega A_z - j\frac{1}{w\mu\epsilon} \nabla(\nabla\cdot A_z) \quad (3.3)$$

เมื่อ E'_z คือสนามไฟฟ้ารวมในแนวสัมผัส

นำ $jw\mu\epsilon$ คูณทั้ง 2 ข้างใน (3.3)

$$jw\mu\epsilon E'_z = w^2\mu\epsilon A_z + \nabla(\nabla\cdot A_z) \quad (3.4)$$

$$\text{จาก } \nabla\cdot A = \frac{dA_x}{dx} + \frac{dA_y}{dy} + \frac{dA_z}{dz}$$

$$\begin{aligned} \nabla(\nabla\cdot A) &= \hat{a}_x \frac{d(\frac{dA_x}{dx})}{dx} + \hat{a}_y \frac{d(\frac{dA_y}{dy})}{dy} + \hat{a}_z \frac{d(\frac{dA_z}{dz})}{dz} \\ &= \hat{a}_z \frac{d^2 A_z}{dz^2} \end{aligned}$$

$$jw\mu\epsilon E'_z = w^2\mu\epsilon A_z + \frac{d^2 A_z}{dz^2} \quad (3.5)$$

จากเงื่อนไขขอบเขตได้ว่าสนามไฟฟ้ารวมในแนวสัมผัสจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$\frac{d^2 A_z}{dz^2} + \beta^2 A_z = 0$$

จากสมการคุณลักษณะ (Characteristic Equation)

$$m^2 + \beta^2 = 0 \Rightarrow m = \pm j\beta$$

$$A_z = C_1 \cos(\beta z) + C_2 \sin(\beta z)$$

เพราะว่า

$$J_z(z') = J_z(-z')$$

จะได้ว่า

$$A_z(z') = A_z(-z')$$

$$A_z = -j\sqrt{\mu\epsilon} [B_1 \cos(\beta z) + C_1 \sin(\beta|z|)] \quad (3.6)$$

จาก

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int I(x', y', z') \frac{e^{-j\beta R}}{R} dL' \quad (3.7)$$

$$(3.6) = (3.7)$$

$$\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} I_z(z') \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} dz' = -j\sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} [B_1 \cos(\beta z) + C_1 \sin(\beta |z|)] \quad (3.8)$$

ถ้าให้

$$\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} I_z(z') K(z, z') dz' = D(z) \quad (3.9)$$

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

แปลงพิกัดให้อยู่ในพิกัดทรงกระบอก

$$x = \rho \cos \phi \quad x' = a \cos \phi'$$

$$y = \rho \sin \phi \quad y' = a \sin \phi'$$

$$z = z \quad z' = z'$$

$$R = \sqrt{(\rho \cos \phi - a \cos \phi')^2 + (\rho \sin \phi - a \sin \phi')^2 + (z - z')^2} =$$

$$\sqrt{(\rho^2 (\cos^2 \phi + \sin^2 \phi) + a^2 (\cos^2 \phi' + \sin^2 \phi') - 2\rho a (\cos \phi \cos \phi' + \sin \phi \sin \phi') + (z - z')^2)}$$

$$= \sqrt{\rho^2 + a^2 - 2\rho a \cos(\phi - \phi') + (z - z')^2}$$

เมื่อจุดสังเกตอยู่ตามศูนย์กลางลวด ($\rho = 0$)

$$R = \sqrt{a^2 + (z - z')^2} \quad (3.10)$$

ถ้าเราป้อนความต่างศักย์ที่หัวอินพุต เป็น V_T จะได้ว่า $B = \frac{V_T}{2}$

$$\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} I_z(z') \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} dz' = -j\sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} [B_1 \cos(\beta z) + \frac{V_T}{2} \sin(\beta |z|)] \quad (3.11)$$

สมการ (3.11) เรียกว่า สมการเชิงอินทิกรัลของแอสเลน สำหรับลวดที่มีความนำสมบูรณ์

3.1 สมการเชิงอินทิกรัลของปอดคลิงตัน

จากสมการ (3.5) และ (3.7)

$$\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} I(z') \left[\left(\frac{d^2}{dz^2} + \beta^2 \right) G(z, z') \right] dz' = j\omega \epsilon E_z \quad (3.12)$$

$$\text{เมื่อ } G(z, z') = \frac{de^{-j\beta R}}{4\pi R}$$

$$\frac{d^2(G(z, z'))}{dz^2} = \frac{d^2}{dz^2} \left(\frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} \right) \quad (3.13)$$

$$= \frac{d}{dz} \left(\frac{4\pi R \frac{de^{-j\beta R}}{dz} - e^{-j\beta R} \frac{d4\pi R}{dz}}{(4\pi R)^2} \right) \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{d}{dz} \left(\frac{4\pi R \frac{de^{-j\beta R}}{dz} - e^{-j\beta R} \frac{d4\pi R}{dz}}{(4\pi R)^2} \right) \quad (3.14)$$

เนื่องจาก $R = \sqrt{a^2 + (z - z')^2}$

$$\frac{de^{-j\beta R}}{dz} = -j\beta e^{-j\beta R} \frac{d\sqrt{(z - z')^2 + a^2}}{dz} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\sqrt{(z - z')^2 + a^2}}{dz} &= \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{(z - z')^2 + a^2}} \frac{d(z - z')^2 + a^2}{dz} \\ &= \frac{2(z - z')}{2R} \end{aligned} \quad (3.16)$$

นำ (3.16) ไปแทน (3.15)

$$\frac{de^{-j\beta R}}{dz} = -j\beta e^{-j\beta R} \frac{(z - z')}{R} \quad (3.17)$$

นำ (3.17) (3.16) ไปแทน (3.14)

$$\frac{d^2}{dz^2} \left(\frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} \right) = \frac{d}{dz} \left(\frac{-j\beta 4\pi R \frac{(z - z')}{R} e^{-j\beta R} - 4\pi e^{-j\beta R} \frac{(z - z')}{2R}}{(4\pi R)^2} \right) \quad (3.18)$$

$$= \frac{d}{dz} \left(\frac{-j\beta e^{-j\beta R} (z - z')}{(4\pi R)^2} \right) - \frac{d}{dz} \left(\frac{e^{-j\beta R} (z - z')}{4\pi R^3} \right) \quad (3.19)$$

โดยที่ $\frac{d}{dz} \left(\frac{-j\beta e^{-j\beta R} (z - z')}{(4\pi R)^2} \right)$

$$= \frac{-j\beta 4\pi R^2 \frac{de^{-j\beta R} (z - z')}{dz} + j\beta e^{-j\beta R} (z - z') \frac{d4\pi R^2}{dz}}{(4\pi R^2)^2} \quad (3.20)$$

พิจารณาส่วน

$$\frac{de^{-j\beta R} (z - z')}{dz} = e^{-j\beta R} \frac{d(z - z')}{dz} + (z - z') \frac{de^{-j\beta R}}{dz} \quad (3.21)$$

แทน (3.17) ใน (3.20)

$$= e^{-j\beta R} + (z - z') (-j\beta e^{-j\beta R} \frac{(z - z')}{R}) \quad (3.22)$$

และ $\frac{d4\pi R^2}{dz} = 8\pi R \frac{(z - z')}{R}$ (3.23)

แทน (3.22) และ (3.23) ใน (3.20) ดังนั้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned} \frac{d}{dz} \left(\frac{-j\beta e^{-j\beta R} (z - z')}{(4\pi R)^2} \right) &= \frac{-j\beta 4\pi R^2 (e^{-j\beta R} + (z - z') (-j\beta e^{-j\beta R} \frac{(z - z')}{R})) + j\beta e^{-j\beta R} (z - z') 8\pi (z - z')}{(4\pi R^2)^2} \end{aligned} \quad (3.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาส่วน $\frac{d}{dz} \left(\frac{e^{-j\beta R}(z-z')}{4\pi R^3} \right)$ ใน (3.19)

$$= \frac{4\pi R^3 \frac{de^{-j\beta R}(z-z')}{dz} - e^{-j\beta R}(z-z') \frac{d4\pi R^3}{dz}}{(4\pi R^3)^2} \quad (3.25)$$

แทน (3.22) ใน (3.25)

$$= \frac{4\pi R^3 (e^{-j\beta R} + (z-z')(-j\beta e^{j\beta R} \frac{(z-z')}{R})) - e^{j\beta R}(z-z')12\pi R}{(4\pi R^3)^2} \quad (3.26)$$

$$= \frac{R^2 e^{-j\beta R} + (-j\beta e^{-j\beta R} R(z-z')^2) - 3e^{-j\beta R}(z-z')^2}{4\pi R^5} \quad (3.27)$$

เนื่องจาก $R = \sqrt{a^2 + (z-z')^2}$

ดังนั้น $(z-z')^2 = (R^2 - a^2)$

แทนใน (3.27)

$$= \frac{R^2 e^{-j\beta R} - j\beta e^{-j\beta R} R(R^2 - a^2) - 3e^{-j\beta R}(R^2 - a^2)}{4\pi R^5} \quad (3.28)$$

จาก (3.24) $\frac{d}{dz} \left(\frac{-j\beta e^{-j\beta R}(z-z')}{(4\pi R)^2} \right)$

$$= \frac{-j\beta R^3 (e^{-j\beta R} + (z-z')(-j\beta e^{-j\beta R} \frac{(z-z')}{R})) + j\beta R^{-j\beta R} 2R(z-z')^2}{4\pi R^5} \quad (3.29)$$

$$= \frac{-j\beta R^3 e^{-j\beta R} - \beta^2 R^2 (R^2 - a^2) e^{-j\beta R} + 2Rj\beta e^{-j\beta R} (R^2 - a^2)}{4\pi R^5} \quad (3.30)$$

แทน (3.28) และ (3.30) ใน (3.19)

$$\frac{d^2}{dz^2} \left(\frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} \right) = \frac{-j\beta R^3 e^{-j\beta R} + \beta^2 a^2 R^2 e^{-j\beta R} - 2Ra^2 j\beta e^{-j\beta R}}{4\pi R^5} + \frac{-R^2 e^{-j\beta R} + j\beta R^3 e^{-j\beta R} - j\beta Ra^2 e^{-j\beta R} + 3R^2 e^{-j\beta R} - 3a^2 e^{-j\beta R}}{4\pi R^5} \quad (3.31)$$

$$= \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R^5} (2R^2 - 3j\beta Ra^2 - 3a^2 + \beta^2 a^2 R^2 + 2j\beta R^3 - \beta^2 R^4) \quad (3.32)$$

$$= \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R^5} ((2R^2 + 2j\beta R^3) + (-3a^2 - 3j\beta Ra^2) + (\beta aR)^2) - \frac{\beta^2 e^{-j\beta R}}{4\pi R} \quad (3.33ก)$$

$$= \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R^5} (2R^2(1+j\beta R) - 3a^2(1+j\beta R) + (\beta aR)^2) - \frac{\beta^2 e^{-j\beta R}}{4\pi R} \quad (3.33ข)$$

$$= \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R^5} ((2R^2 - 3a^2)(1+j\beta R) + (\beta aR)^2) - \frac{\beta^2 e^{-j\beta R}}{4\pi R} \quad (3.33ค)$$

แทนใน (3.12)

$$\int_{\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} I(z') \left[\frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R^5} ((1+j\beta R)(2R^2 - 3a^2) + (\beta aR)^2) \right] + [\beta^2 - \beta^2] \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} dz = j\omega \epsilon E_z \quad (3.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} I(z') \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R^3} [(1 + j\beta R)(2R^2 - 3a^2) + (\beta a R)^2] dz' = j\omega \epsilon E_z \quad (3.35)$$

สมการ (3.35) เรียกว่า สมการเชิงอินทิกรัลของปอดลิ่งตัน



— เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 วิธีโมเมนต์ (Moment Method)

4.1 การหาคำตอบโดยวิธีโมเมนต์ (Moment Method Solution)

จะเห็นว่า สมการเชิงอินทิกรัลจะอยู่ในรูป

$$F(g) = h \quad (4.1)$$

F คือ ตัวดำเนินการเชิงเส้น (Linear Operator)

h คือ ฟังก์ชันที่กระตุ้น (Excitation Function)

g คือ ฟังก์ชันที่ตอบสนอง (Response Function)

ซึ่งเราต้องการหาค่า g โดยที่เรารู้ค่า F และ h

การอินเวอร์สสมการข้างบนให้อยู่ในรูปแบบปิด (closed form) ทำได้ยุ่งยาก ดังนั้นจากคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้น ทำให้ตัวดำเนินการ F แก้ปัญหาโดยใช้วิธีการเชิงตัวเลขได้ ซึ่งเทคนิคนี้เรียกว่า วิธีโมเมนต์ (Moment Method) ซึ่งจะเปลี่ยนฟังก์ชันที่กระตุ้นที่เราต้องการหาเปลี่ยนรูปเป็นอนุกรมจำนวน N พจน์ ได้ดังต่อไปนี้

$$g(z') \approx c_1 g_1(z') + c_2 g_2(z') + \dots + c_N g_N(z') = \sum_{n=1}^N c_n g_n(z') \quad (4.2)$$

ซึ่ง c_n เป็นค่าคงที่ไม่ทราบค่า (unknown constant) และ $g_n(z')$ เป็นฟังก์ชันหลัก (basis function) หรือฟังก์ชันขยาย (expansion function) โดเมนของ $g_n(z')$ จะเหมือนกับของ $g(z')$ แทน (4.2) ลงใน (4.1) และใช้คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของตัวดำเนินการ F ลด (4.1) ได้เป็น

$$\sum_{n=1}^N c_n F(g_n) = h \quad (4.3)$$

ฟังก์ชันหลัก g_n สามารถเลือกได้ เพื่อให้ $F(g_n)$ สามารถหาค่าได้ง่าย ซึ่งส่วนมากจะอยู่ในรูปแบบปิดหรืออยู่ในรูปแบบเชิงตัวเลขที่น้อยที่สุด จากนั้นก็หาค่า c_n ซึ่งเป็นค่าคงที่ไม่ทราบค่า

4.2 ฟังก์ชันหลัก (Basis Functions)

สิ่งสำคัญของขั้นตอนนี้ คือการเลือกใช้วิธีการเชิงตัวเลข วิธีใดเป็นฟังก์ชันหลักโดยทั่วไป เราจะเลือกฟังก์ชันหลักที่มีความสามารถที่จะทำให้ค่าถูกต้องหรือคลาดเคลื่อนมากที่สุด และพยายามลดการคำนวณทางคอมพิวเตอร์ด้วย

ตามทฤษฎีจะมีฟังก์ชันหลักให้ใช้อย่างมากมาย ซึ่งฟังก์ชันสามารถใช้งานได้จริงๆ มีจำนวนจำกัด ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม ดังนี้

1. ฟังก์ชันโดเมนย่อย (Subdomain Function) จะมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์เป็นโดเมนบางส่วนของฟังก์ชัน $g(z')$

2. ฟังก์ชันโดเมนรวม (Entire-domain Function) จะมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์เป็นโดเมนทั้งหมดของฟังก์ชันที่เราไม่ทราบค่า

ฟังก์ชันโดเมนย่อย

จากวิธีทั้งสอง ฟังก์ชันโดเมนย่อยจะนิยมใช้มากกว่า ซึ่งวิธีโดเมนย่อยจะแบ่งโครงสร้างของสายอากาศเป็นส่วนๆ N ส่วน ซึ่งแต่ละส่วนไม่ทับกัน แต่แต่ละส่วนจะมีความยาวทับกัน (ฟังก์ชันหลักจะจำกัดที่หนึ่งหรือมากกว่าหนึ่งส่วน)

ฟังก์ชันย่อยที่นิยมใช้คือ

Piecewise Constant

$$g_n(z') = \begin{cases} 1 & z'_{n-1} \leq z' \leq z'_n \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (4.4)$$

Piecewise Linear

$$g_n(z') = \begin{cases} \frac{z' - z'_{n-1}}{z'_n - z'_{n-1}} & z'_{n-1} \leq z' \leq z'_n \\ \frac{z'_{n+1} - z'}{z'_{n+1} - z'_n} & z'_n \leq z' \leq z'_{n+1} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (4.5)$$

จะเห็นว่าครอบคลุม 2 ส่วนและเป็นฟังก์ชันซ้อนทับกับส่วนที่ใกล้เคียง ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้มีความเรียบกว่าแบบพัลส์ แต่การคำนวณทางคอมพิวเตอร์ จะมีความซับซ้อนมากกว่า

การเพิ่มความซับซ้อนของฟังก์ชันโดเมนย่อย ไม่ได้หมายความว่า จะทำให้ผลที่ได้ถูกต้องเพิ่มขึ้นเสมอไป อย่างไรก็ตามมีฟังก์ชันพิเศษอื่นๆ ที่มีประโยชน์สำหรับเหตุผลอื่นๆ ที่มีประโยชน์สำหรับเหตุผลอื่นเช่น สมการเชิงอินทิกรัลบางชนิด สามารถหาค่าได้โดยไม่ต้องใช้วิธีเชิงตัวเลข โดยที่ตัวถูกอินทิเกรตจะถูกคูณโดย $\sin(kz')$ หรือ $\cos(kz')$ (z' เป็นตัวแปรของการอินทิเกรต) ซึ่งกรณีนั้นอาจใช้ฟังก์ชันหลัก เช่น piecewise sinusoid, truncated cosine

Piecewise Sinusoid

$$g_n(z') = \begin{cases} \frac{\sin[k(z' - z'_{n-1})]}{\sin[k(z'_n - z'_{n-1})]} & z'_{n-1} \leq z' \leq z'_n \\ \frac{\sin[k(z'_{n+1} - z')]}{\sin[k(z'_{n+1} - z'_n)]} & z'_n \leq z' \leq z'_{n+1} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Truncated Cosine

$$g_n(z') = \begin{cases} \cos \left[k \left(z' - \frac{z'_n - z'_{n-1}}{2} \right) \right] & z'_{n-1} \leq z' \leq z'_n \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (4.7)$$

ฟังก์ชันโดเมนรวม

Entire Domain Function

$$g_n(z') = \cos \left[\frac{(2n-1)\pi z'}{l} \right] \quad -l/2 \leq z' \leq l/2 \quad (4.8)$$

ฟังก์ชันหลักนี้ จะมีประโยชน์มาก สำหรับการจำลองการแจกแจงกระแส (current distribution) บนสายอากาศไดโพล ซึ่งรู้ว่าเป็นการแจกแจงแบบไซน์ ซึ่งข้อดีของฟังก์ชันโดเมนรวม คือ ใช้กับปัญหาที่ฟังก์ชันไม่ทราบค่าจะถูกสมมุติขึ้นเพื่อพิสูจน์รูปแบบ (pattern) ที่รู้แล้ว ในบางกรณีฟังก์ชันโดเมนรวมจะให้ค่าที่ยอมรับได้ของค่าที่ไม่ทราบค่า โดยใช้เทอมไม่ก่ตัวของ (4.2) มากกว่าที่จะใช้ฟังก์ชันโดเมนย่อย

เนื่องจากเราต้องกำหนดว่าจะใช้จำนวนฟังก์ชันกี่ตัว (หรือ โหมด) และฟังก์ชันโดเมนรวมจะมีความยากในการจำลองฟังก์ชันที่มีความซับซ้อน

ตัวอย่างของฟังก์ชันหลักฟังก์ชันโดเมนรวมเช่น ใช้วิธีการของพหุนามเชฟปีเซฟ, แมคคลอริน, เลอจองด์ พหุนามอินเตอร์มีไตต์

4.3 ฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก (Weighting function)

จากการขยายของสมการ (4.3) นำไปสู่สมการที่มีค่าที่ไม่ทราบค่า N ค่า ซึ่งตัวมันเองไม่สามารถที่จะแก้สมการได้ ดังนั้นจึงต้องหาสมการที่มีความอิสระเชิงเส้น

ในการแก้สมการ n ตัวแปร จำเป็นจะหาสมการ n สมการ จากสมการอินทิกรัล สามารถแยกได้ n ตัวแปรแต่ไม่สามารถแก้ได้เนื่องจากเรามีสมการเพียง 1 สมการ ดังนั้นเราจำเป็นต้องใช้สมการอีกชุดที่มีความเป็นอิสระกันเชิงเส้น ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้เงื่อนไขขอบเขต N จุด วิธีนี้เรียกว่า point-matching

ผลคูณภายใน $\langle w, g \rangle$ ถูกกำหนดขึ้นดังนี้

$$\langle w, g \rangle = \langle g, w \rangle \quad (4.9a)$$

$$\langle af + bg, w \rangle = a \langle f, w \rangle + b \langle g, w \rangle \quad (4.9b)$$

$$\langle g^*, g \rangle > 0 \quad \text{เมื่อ } g \neq 0 \quad (4.9c)$$

$$\langle g^*, g \rangle = 0 \quad \text{เมื่อ } g = 0 \quad (4.9d)$$

โดยที่ a และ b เป็นสเกลาร์ และเป็นค่าคอนจูเกตเชิงซ้อน

$$\langle w, g \rangle = \iint_S w^* \cdot g \, ds \quad (4.10)$$

โดยที่ S เป็นพื้นผิวของโครงสร้างสายอากาศ และ ฟังก์ชัน w, g สามารถเป็นเวกเตอร์ได้

วิธีโมเมนต์ เป็นเทคนิคเชิงตัวเลขโดยที่การคำนวณจะรองรับเงื่อนไขขอบเขตเฉพาะจุด(discrete) ซึ่งระหว่างจุดที่ใช้เงื่อนไขขอบเขตอาจไม่รองรับ และเรากำหนดความเบี่ยงเบนเป็นค่าส่วนเกิน

การลดความเบี่ยงเบนเพื่อจะให้มีค่าเฉลี่ยของค่าส่วนเกินที่ครอบคลุมโครงสร้างสายอากาศเข้าใกล้ศูนย์ วิธีการถ่วงน้ำหนักของค่าส่วนเกินจะใช้ร่วมกับผลคูณภายใน ใน (4.10) ซึ่งเทคนิคนี้จะไม่ลดค่าส่วนเกินทุกจุดบนพื้นผิว แต่จะพยายามทำให้เงื่อนไขขอบเขตสามารถเป็นจริงตามมาตรฐานเฉลี่ยทั่วพื้นผิวทั้งหมด

ซึ่งวิธีการคือ เราจะกำหนดเซตของฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก N ค่า $(w_m)=w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$ ในโดเมนของตัวดำเนินการ F ทำให้สมการที่(4.3)เป็นดังนี้

$$\sum_{n=1}^N c_n \langle w_m, F(g_n) \rangle = \langle w_m, h \rangle \quad m=1,2,3,\dots,N \quad (4.11)$$

สามารถเขียนสมการในรูปของเมตริกซ์ดังนี้

$$[F_{mn}][c_n] = [h_m] \quad (4.12)$$

โดยที่

$$[F_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle w_1, F(g_1) \rangle & \langle w_1, F(g_2) \rangle & \dots \\ \langle w_2, F(g_1) \rangle & \langle w_2, F(g_2) \rangle & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \quad (4.12ก)$$

$$[c_n] = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix} \quad h_m = \begin{bmatrix} \langle w_1, h \rangle \\ \langle w_2, h \rangle \\ \langle w_3, h \rangle \\ \vdots \\ \langle w_N, h \rangle \end{bmatrix} \quad (4.12ข)$$

เมตริกซ์ของ(4.12) สามารถแก้หาค่า c_n โดยการอินเวอร์ส และสามารถเขียนได้ดังนี้

$$[c_n] = [F_{mn}]^{-1} [h_m] \quad (4.13)$$

การเลือกฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก ข้อสำคัญคือ องค์ประกอบของ (w_m) จะต้องเป็นอิสระต่อกันจะทำให้สมการ N สมการอิสระต่อกันด้วย นอกจากนั้นเรายังใช้ฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักเพิ่มลดการคำนวณทางคอมพิวเตอร์ในการหาผลคูณภายใน

เงื่อนไขของความเป็นอิสระระหว่างองค์ประกอบและความง่ายในการคำนวณทางคอมพิวเตอร์เป็นลักษณะสำคัญของฟังก์ชันหลัก เนื่องจากฟังก์ชันที่มีความคล้ายกันจะนิยมใช้ในการถ่วงน้ำหนักและการขยาย ซึ่งวิธีการถ่วงน้ำหนักและฟังก์ชันหลักเหมือนกัน นั่นคือ $w_n = g_n$ เทคนิคนี้เรียกว่าวิธีของกาลेरกิน (Galerkin's Method)

POINT MATCHING (COLLOCATION)

จะเห็นว่า มี N^2 เทอม ที่จะหาค่าใน (4.12a) ซึ่งแต่ละเทอมจะใช้เวลาอินทิเกรตสองครั้งหรือมากกว่า อย่างน้อยต้องหา $F(g_n)$ และหาผลคูณภายในซึ่งการอินทิเกรตเมื่อคำนวณเชิงตัวเลขจะใช้เวลาคำนวณมาก แต่จะมีฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักซึ่งจะลดจำนวนของการอินทิเกรตลง เช่น เซทของ Dirac delta weighting functions

$$W_m = \delta(p-p_m) = \delta(p-p_1), \delta(p-p_2), \dots \quad (4.14)$$

ซึ่ง p จะบ่งชี้ตำแหน่งซึ่งขึ้นอยู่กับจุดอ้างอิง (เช่น จุดกำเนิด) และ p_m เป็นจุดที่ใช้เส้นไขว้ขอบเขต ใช้ (4.10) และ (4.14) ลง (4.11) เป็น

$$\sum_n c_n \langle \delta(p-p_m), F(g_n) \rangle = \langle \delta(p-p_m), h \rangle \quad m = 1, 2, \dots, N$$

$$\sum_n c_n \iint_s \delta(p-p_m) \cdot F(g_n) ds = \iint_s \delta(p-p_m) \cdot h ds \quad m = 1, 2, \dots, N$$

$$\sum_n c_n F(g_n) |_{p=p_m} = h_{p_m} \quad m = 1, 2, \dots, N \quad (4.15)$$

ดังนั้นจะเห็นว่า จะมีเพียงการอินทิเกรตที่เกิดจาก $f(g_n)$ เท่านั้น ซึ่งการทำให้ง่ายจะทำให้ได้วิธีการที่ไม่เป็นจริงเมื่อใช้ฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักอื่น

การใช้ Dirac Delta weighting functions จะเห็นว่าเป็นการใช้เส้นไขว้ขอบเขตที่จุดต่างๆบนพื้นผิวของโครงสร้างสายอากาศ จึงได้ตั้งชื่อวิธีนี้ว่า point-matching

ข้อพิจารณาที่สำคัญเมื่อใช้ point-matching คือ ตำแหน่งของ N จุด เมื่อจุดวางห่างเท่ากัน จะได้ผลลัพธ์ที่ดีเท่าไรนั้นขึ้นอยู่กับฟังก์ชันหลักที่ใช้ เมื่อใช้วิธีการแบ่ง section กับ point matching จุด match point แต่ละจุดควรวางแต่ละ segment (เพื่อจะได้ความเป็นอิสระเชิงเส้น) การวางจุด match point ที่ตรงกลางของ segment มักจะได้ผลลัพธ์ที่ดี ข้อสำคัญคือ จุด match point จะต้องไม่ตรงกับ peak ของสามเหลี่ยมหรือฟังก์ชันที่ไม่ต่อเนื่องอื่นๆ ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดได้

เพราะว่าสามารถได้ความถูกต้องที่ยอมรับได้ point-matching (collocation) เป็นวิธีที่นิยมใช้มากที่สุดในการแก้ปัญหาด้วยวิธีโมเมนต์

4.4 การแจกจ่ายกระแส (Current Distribution)

การทำแก้สมการตามวิธีโมเมนต์จะเป็นไปตามสมการ (3.11) ซึ่งสายอากาศไดโพลจะถูกแบ่งเป็น N ส่วน เพื่อจะได้รับผลลัพธ์ที่ดี ควรจะใช้หลายจุด ซึ่งกระแส (I_z) จะถูกขยายอยู่ในเทอมของฟังก์ชันหลัก N สมการ ซึ่งสมการเมทริกซ์จะอยู่ในรูป $N+1$ ซึ่งจะรวมตัวแปรที่ไม่ทราบค่า A_n ด้วย

สำหรับวิธีการ point-matching สมการ (3.11) จะอยู่ในรูป

บทที่ 5

การคำนวณและผลการคำนวณ

5.1 การคำนวณ

ถ้าเราให้

$$I(z)' = \sum_{n=1}^N I_n g_n(z') \quad \text{แทนใน (3.11)}$$

$$\therefore \int_{\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \sum_{n=1}^N I_n g_n(z') K(z, z') dz' = D(z) \quad (5.1)$$

โดยการคูณฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก (weighting function $w_m(z)$) และอินทิเกรตทั้ง 2 ข้างใน (5.1)

$$\begin{aligned} \int_{\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \int_{\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \sum_{n=1}^N I_n g_n(z') K(z, z') dz' w_m(z) dz &= \int_{\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} D(z) w_m(z) dz \\ \sum_{n=1}^N I_n \int_{\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} g_n(z') \int_{\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} K(z, z') w_m(z) dz dz' &= \int_{\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} D(z) w_m(z) dz \end{aligned} \quad (5.2)$$

ถ้าเราใช้วิธีการพอยท์แมชชิง (point matching) โดยการเลือกให้ฟังก์ชันถ่วงน้ำหนักเป็นฟังก์ชันเดลต้า (delta function)

$$w_m(z) = \delta(z - z_m)$$

$$\text{จาก } \int f(x) \delta(x - x_0) dx = f(x_0)$$

จาก (5.2) จะได้ว่า

$$\sum_{n=1}^N I_n \int_{\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} g_n(z') K(z_m, z') dz' = D(z_m) \quad ; \quad m = 1, 2, 3, \dots, N+1 \quad (5.3)$$

ถ้าเราเลือกฟังก์ชันหลัก (basis function) ให้เป็น ฟังก์ชันพัลส์ (function pulse)

$$g_n(z) = \begin{cases} 1, & z_n - \frac{\Delta z}{2} < z < z_n + \frac{\Delta z}{2} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}$$

จาก (5.3) จะได้ว่า

$$\sum_{n=1}^N I_n \int_{z_n - \frac{\Delta z}{2}}^{z_n + \frac{\Delta z}{2}} K(z_m, z') dz' = D(z_m) \quad (5.4)$$

เมื่อแทนค่า $K(z_m, z')$ และ $D(z_m)$ ได้ว่า

$$\sum_{n=1}^N I_n \int_{z_n - \frac{\Delta z}{2}}^{z_n + \frac{\Delta z}{2}} \frac{e^{-j\beta z'}}{4\pi R_m} dz' = -\frac{j}{\eta_0} \left[A \cos \beta z_m + \frac{V_T}{2} \sin \beta |z_m| \right] \quad (5.5)$$

ดังนั้นเราจะมี $N+1$ ชุดสมการซึ่งเขียนอยู่ในรูปเมตริกซ์คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

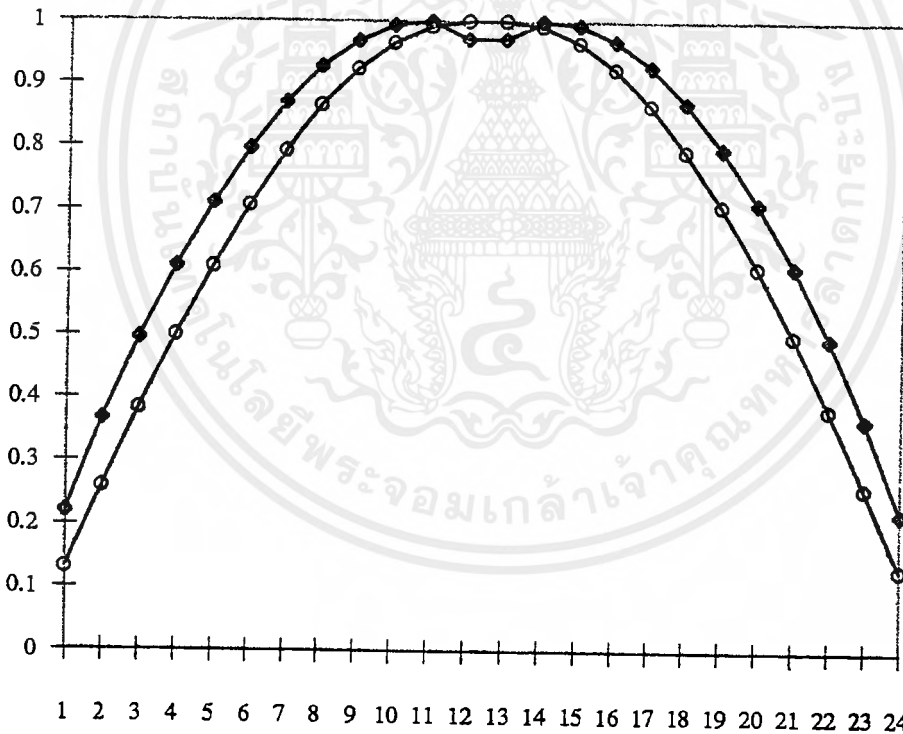
$$\begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & \dots & F_{1N} & \frac{j}{\eta} \cos(\beta z_1) \\ F_{21} & F_{22} & \dots & F_{2N} & \frac{j}{\eta} \cos(\beta z_2) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ F_{N+1,1} & F_{N+1,2} & \dots & F_{N+1,N} & \frac{j}{\eta} \cos(\beta z_{N+1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-j}{2\eta} V_T \sin \beta |z_1| \\ \frac{-j}{2\eta} V_T \sin \beta |z_2| \\ \vdots \\ \frac{-j}{2\eta} V_T \sin \beta |z_{N+1}| \end{bmatrix}$$

จากนั้นเราจะทำการแก้สมการเมตริกดังกล่าว โดยใช้กรรมวิธีเชิงตัวเลข โดยกระบวนการทำซ้ำ (iterative method) เราก็จะได้ค่าของการแรงแจกรูปกระแสของส่วนย่อยต่างๆที่เราแบ่งบนสายอากาศไดโพล

5.1 ผลการคำนวณ

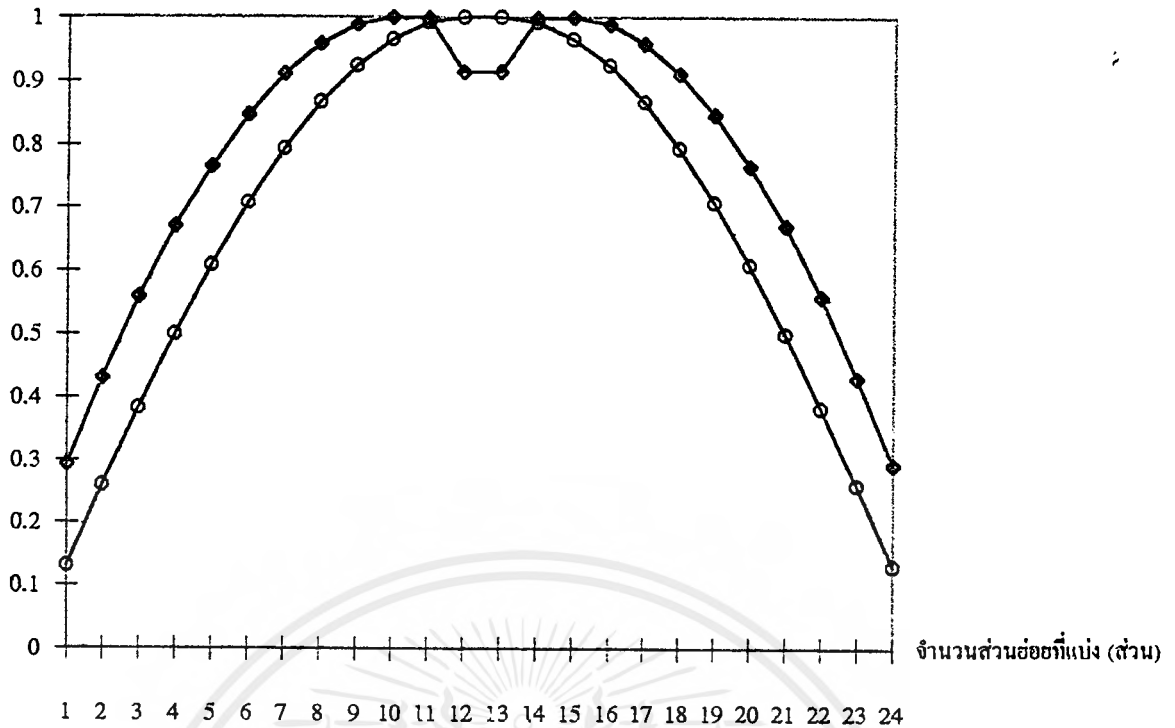
โดยการแก้สมการเชิงอินทิกรัลที่ใช้วิธีโมเมนต์เพื่อนำไปใช้ในการคำนวณเชิงตัวเลข ของสายอากาศขนาดต่างๆ เมื่อนำผลการคำนวณมาพล็อตกราฟเปรียบเทียบกับกราฟสัญญาณรูปไซน์จะได้ดังนี้

กระแสนอร์มัลไลซ์

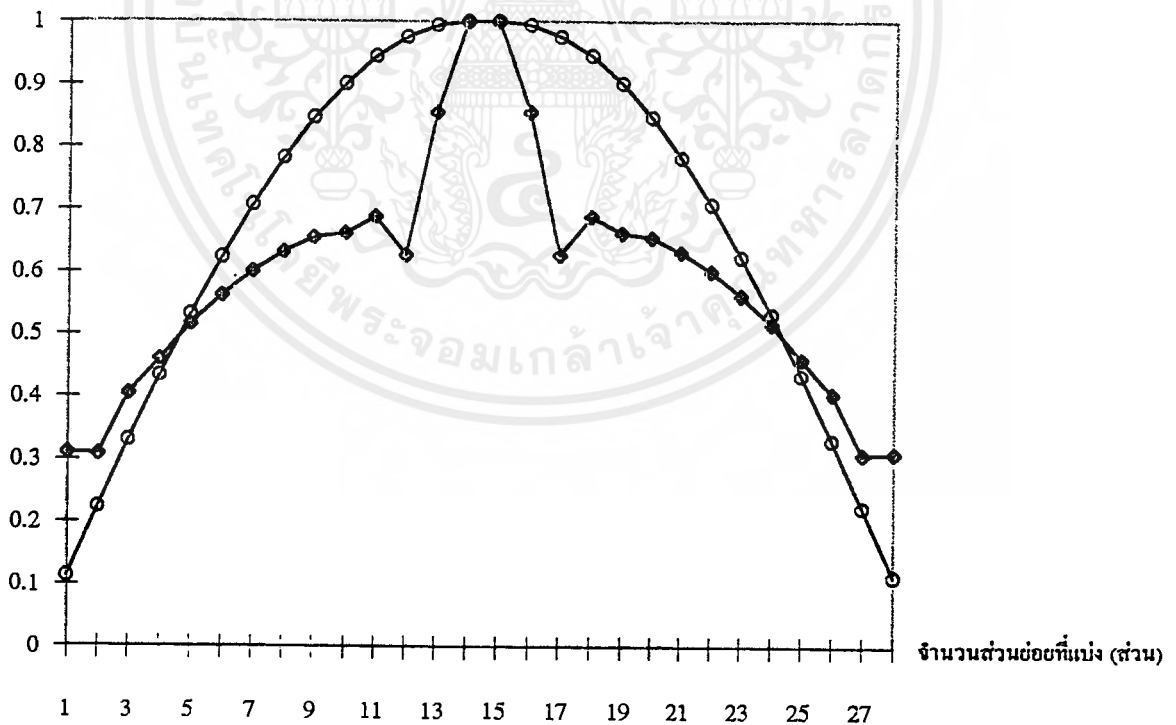


รูปที่ 5.1 การแรงแจกรแสของสายอากาศไดโพล ความยาว $l = 12.5 \text{ cm}$ (0.5λ)
 เส้นผ่าศูนย์กลาง $2a = 9.6 \text{ mm}$ (0.0192λ) ซึ่งออกแบบที่ความถี่ 600 MHz
 เมื่อเทียบกับสัญญาณรูปไซน์

กระแสนอร์แมลไลซ์



รูปที่ 5.2 การแจกแจงกระแสของสายอากาศไดโพล ความยาว $l = 12.5$ cm (0.5λ)
 เส้นผ่าศูนย์กลางกลาง $2a = 15.9$ mm (0.0318λ) ซึ่งออกแบบที่ความถี่ 600 MHz
 เมื่อเทียบกับสัญญาณรูปไซน์



รูปที่ 5.3 การแจกแจงกระแสของสายอากาศไดโพล ความยาว $l = 12.5$ cm (0.5λ)
 เส้นผ่าศูนย์กลางกลาง $2a = 25.7$ mm (0.0514λ) ซึ่งออกแบบที่ความถี่ 600 MHz
 เมื่อเทียบกับสัญญาณรูปไซน์

5.3 การคำนวณหารูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพล

เนื่องจากสายอากาศไดโพลที่ใช้ในปัจจุบันจริงๆ นั้นจะมีลักษณะเป็นสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด ดังนั้นเราจึงได้ศึกษาเน้นเฉพาะสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัดเท่านั้น โดยการคำนวณหารูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจะมีลักษณะดังต่อไปนี้

5.3.1 การคำนวณรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นโดยใช้การแจกแจงกระแสแบบลักษณะไซน์

จากที่ได้กล่าวไว้ในบทที่แล้วว่าเพื่อลดความยุ่งยากในการคำนวณหาค่า \bar{A} เราจะหารูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเฉพาะที่สนามระยะไกลเท่านั้น

จากการแจกแจงกระแสตาม (2.4) จะเขียน (2.24) ได้ว่า

$$E_\theta \approx j\eta \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \left[\int_{-l/2}^0 \sin\left[k\left(\frac{l}{2} + z'\right)\right] e^{+jkz' \cos\theta} dz' + \int_0^{l/2} \sin\left[k\left(\frac{l}{2} - z'\right)\right] e^{-jkz' \cos\theta} dz' \right] \quad (5.6)$$

จากสูตรการอินทิเกรต

$$\int e^{\alpha x} \sin(\beta x + \gamma) dx = \frac{e^{\alpha x}}{\alpha^2 + \beta^2} [\alpha \sin(\beta x + \gamma) - \beta \cos(\beta x + \gamma)] \quad (5.7)$$

โดยที่

$$\alpha = jk \cos\theta \quad (5.7ก)$$

$$\beta = \pm k \quad (5.7ข)$$

$$\gamma = \frac{kl}{2} \quad (5.7ค)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$E_\theta = j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right] \quad (5.8)$$

และสามารถหา \bar{H} ได้จาก

$$\begin{aligned} H_\phi &\approx \frac{E_\theta}{\eta} \\ &\approx j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right] \end{aligned} \quad (5.9)$$

ดังนั้นเราสามารถหาพอยนติงเวกเตอร์ (Poynting vector) เหลือจาก (5.8) และ (5.9) ได้ดังสมการ

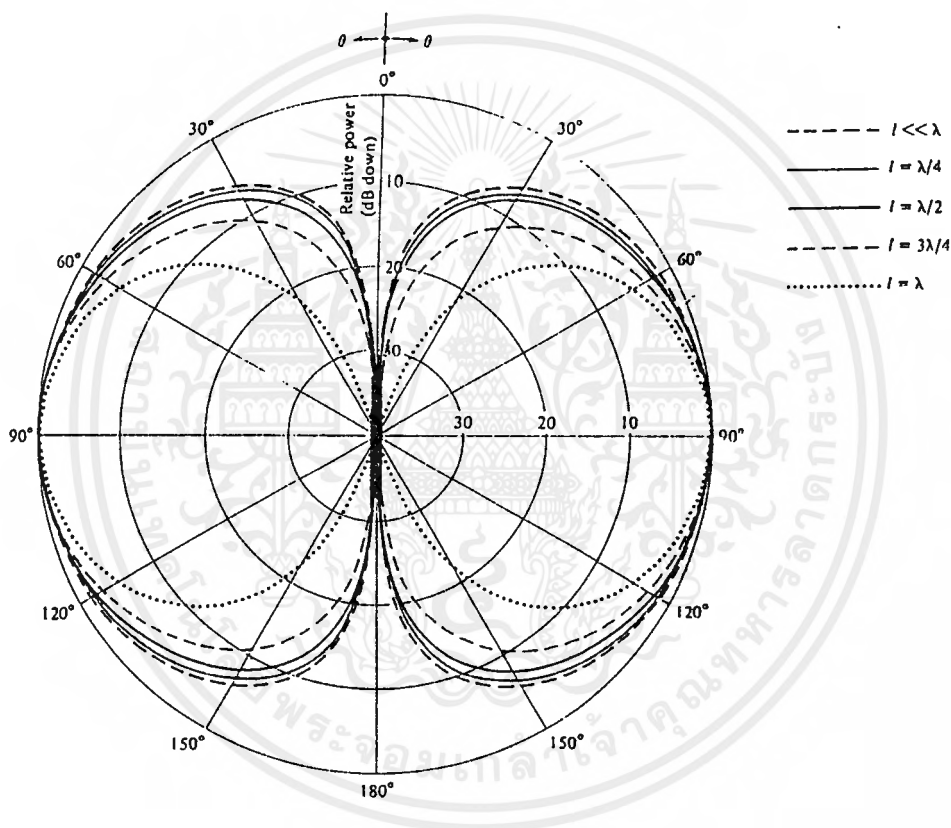
$$\bar{W}_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[\bar{E} \times \bar{H}^*] \quad (5.10)$$

$$\bar{W}_{av} = \bar{a}_r \frac{1}{2\eta} |E_\theta|^2 = \bar{a}_r \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right]^2 \quad (5.11)$$

จากนั้นจะหาความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นได้ว่ามีค่า

$$U = r^2 W_{av} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right]^2 \quad (5.12)$$

จาก (5.12) จะเป็นสมการแสดงรูปแบบการแพร่กระจายกำลังของคลื่น (power patterns) ของสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัดที่มีการแจกแจงกระแสแบบลักษณะไซน์ ซึ่งเมื่อนำมาทำการนอร์มัลไลซ์ และให้ความยาวของสายอากาศเป็น $l = \lambda/4, \lambda/2, 3\lambda/4$ และ λ จะได้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นมีลักษณะดังรูป

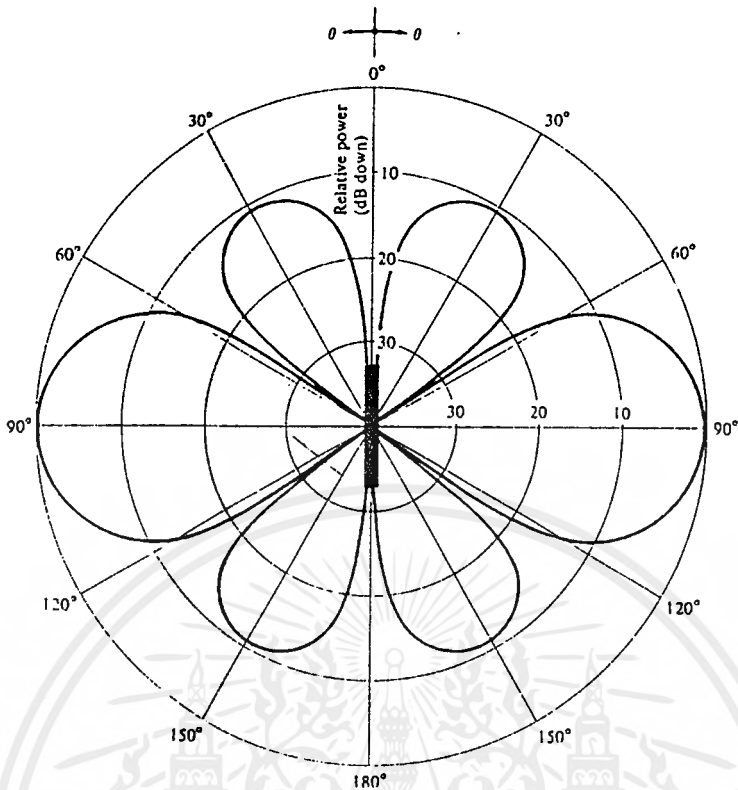


รูปที่ 5.4 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้งสำหรับสายอากาศไดโพลที่มีการแจกแจงกระแสแบบลักษณะไซน์ที่มีความยาวต่าง ๆ

จากรูปจะเห็นได้ว่าเมื่อสายอากาศมีความยาวมากขึ้น ลักษณะลำคลื่นจะมีลักษณะแคบลง นั่นคือจะส่งผลให้สายอากาศมีค่าไดเรกทิวิตี (directivity) เพิ่มขึ้นตามความยาวของสายอากาศ

เมื่อความยาวของสายอากาศไดโพลเพิ่มขึ้นมากกว่าหนึ่งความยาวคลื่น จำนวนของลำคลื่นย่อยจะเริ่มเพิ่มขึ้น จากรูปข้างล่างแสดงรูปแบบการแพร่กระจายนอร์มัลไลซ์คลื่นของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว $l = 1.25\lambda$ ซึ่งจะแสดงให้เห็นถึงการเพิ่มขึ้นของจำนวนลำคลื่นย่อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้งสำหรับสายอากาศไดโพล
ที่มีความยาว 1.25λ ที่มีการแฉงรูปกระแสแบบลักษณะไซน์

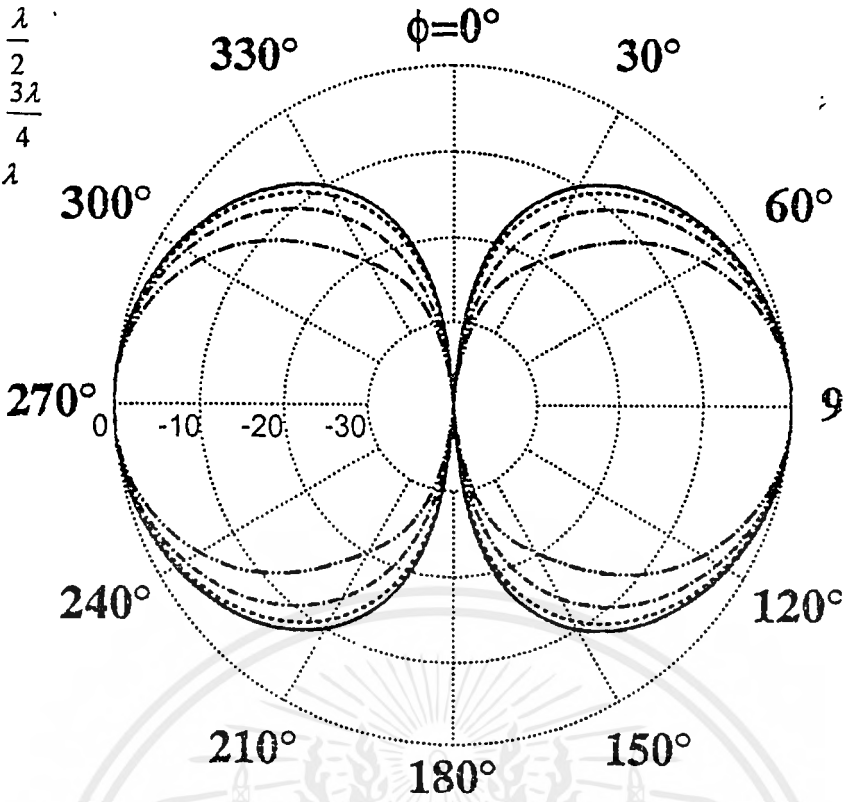
5.3.2 การคำนวณรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นโดยวิธีโมเมนต์

จากการแก้สมการเชิงอินทิกรัลในการหาการแฉงรูปกระแสโดยวิธีโมเมนต์ เราสามารถคำนวณหารูปแบบการแพร่กระจายคลื่นได้ตาม (2.24) โดยในที่นี้จะทำการคำนวณ

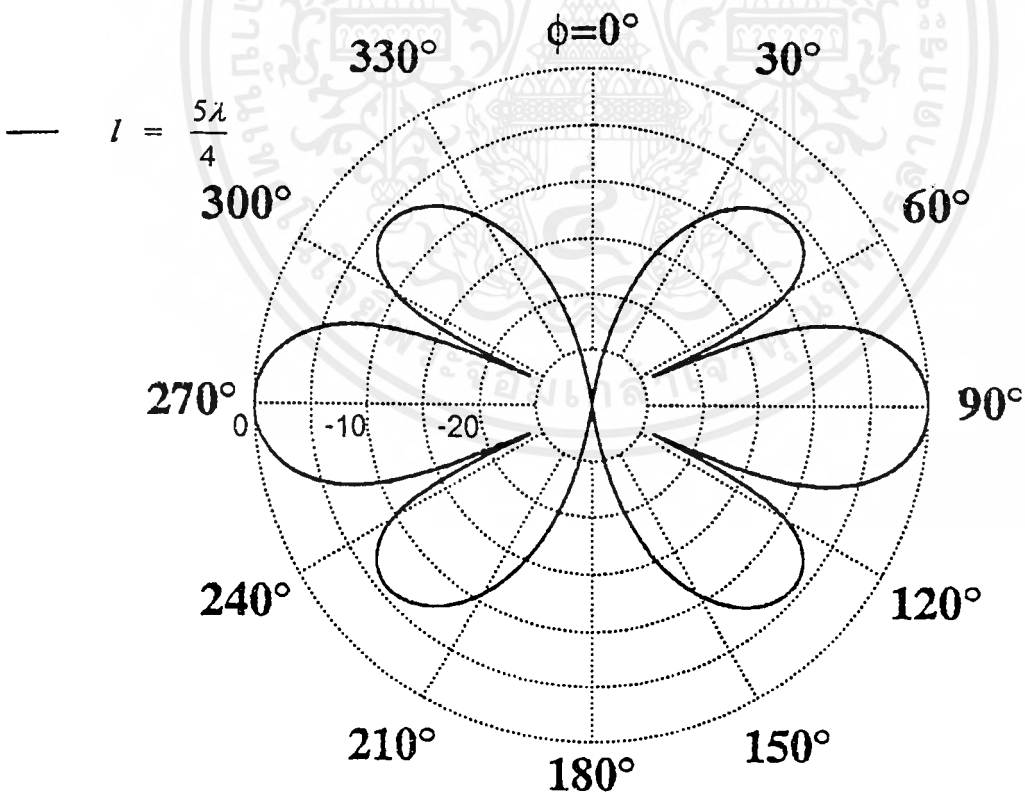
- 1) หารูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเมื่อสายอากาศไดโพลมีความยาวต่างๆ
- 2) หารูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเมื่อสายอากาศไดโพลมีความยาว 1.25λ
- 3) หารูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเมื่อสายอากาศมีอัตราส่วนระหว่างความยาวต่อเส้นผ่าศูนย์กลางของสายอากาศเปลี่ยนไป

ผลกการคำนวณรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นโดยวิธีโมเมนต์

- $l = \frac{\lambda}{4}$
- - - $l = \frac{\lambda}{2}$
- · - $l = \frac{3\lambda}{4}$
- - - $l = \lambda$

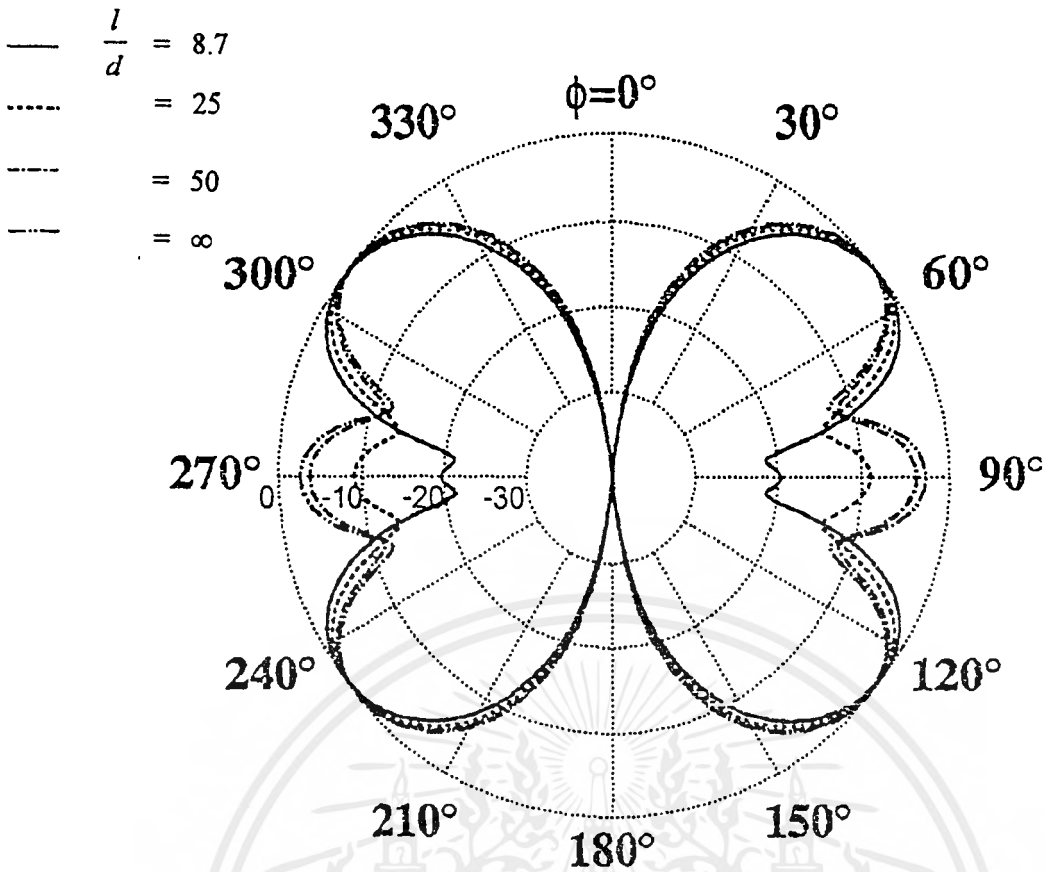


รูปที่ 5.6 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้ง สำหรับสายอากาศไดโพลที่มีความยาวต่างๆโดยวิธีโมเมนต์



รูปที่ 5.7 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้ง สำหรับสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 1.25λ โดยวิธีโมเมนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้งสำหรับสายอากาศไดโพล ที่มีอัตราส่วนของความยาวเส้นผ่าศูนย์กลางต่างๆ โดยวิธีโมเมนต์

5.4 การคำนวณหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์

จากความรู้เบื้องต้น จะสามารถแสดงสายอากาศด้วยอิมพีแดนซ์สมมูลย์ Z_A [$Z_A = (R_r + R_c) + jX_A$] อิมพีแดนซ์สมมูลย์นี้จะต่อกับขั้ว a-b ซึ่งเป็นขั้วที่ต่ออยู่กับเครื่องกำเนิดสัญญาณ, เครื่องรับหรือเครื่องส่ง โดยทั่วไปแล้วจะเรียกอิมพีแดนซ์นี้ว่า โดรวิงพอยน์อิมพีแดนซ์ (Driving-Point Impedance) อย่างไรก็ตาม เมื่อสายอากาศแพร่กระจายคลื่นในตัวกลางที่ไม่มีสิ่งอื่นโดยรอบข้าง โดรวิงพอยน์อิมพีแดนซ์จะเป็นค่าเดียวกับเซลฟอิมพีแดนซ์ (Self-Impedance) ของสายอากาศนั้น แต่ในทางปฏิบัติมักจะมีกราวด์ (ground) ซึ่งจะต้องนำมาคิดคำนวณค่าโดรวิงพอยน์อิมพีแดนซ์ด้วย ซึ่งโดยทั่วไปเซลฟอิมพีแดนซ์และโดรวิงพอยท์อิมพีแดนซ์ต่างก็มีค่าจริงและค่าจินตภาพ ซึ่งค่าจริงจะเป็นค่าความต้านทาน ในขณะที่ค่าจินตภาพจะเป็นค่ารีแอกแตนซ์

อิมพีแดนซ์ของสายอากาศขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายอย่าง ได้แก่ ความถี่ที่ใช้งาน รูปร่าง วิธีการป้องกันกระแส และวัตถุที่อยู่เคียงข้าง เนื่องจากรูปร่างที่ซับซ้อนจึงพบว่ามีสายอากาศมีไม่มากนักที่สามารถวิเคราะห์ได้จากการคำนวณ นอกนั้นต้องวิเคราะห์จากการทดลอง

อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่จุดใดๆ เป็นอัตราส่วนของสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กที่จุดนั้นๆ หรืออิมพีแดนซ์ที่คู่ขั้วหนึ่งๆ จะเป็นอัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าต่อกระแสไฟฟ้าที่คู่ขั้วนั้นๆ มีวิธีคำนวณอิมพีแดนซ์ของสายอากาศนั้นๆ มีวิธีคำนวณของสายอากาศอยู่หลายวิธีด้วยกัน ซึ่งจะใช้วิธีอินดิวด์อีเอ็มเอฟ (Induced

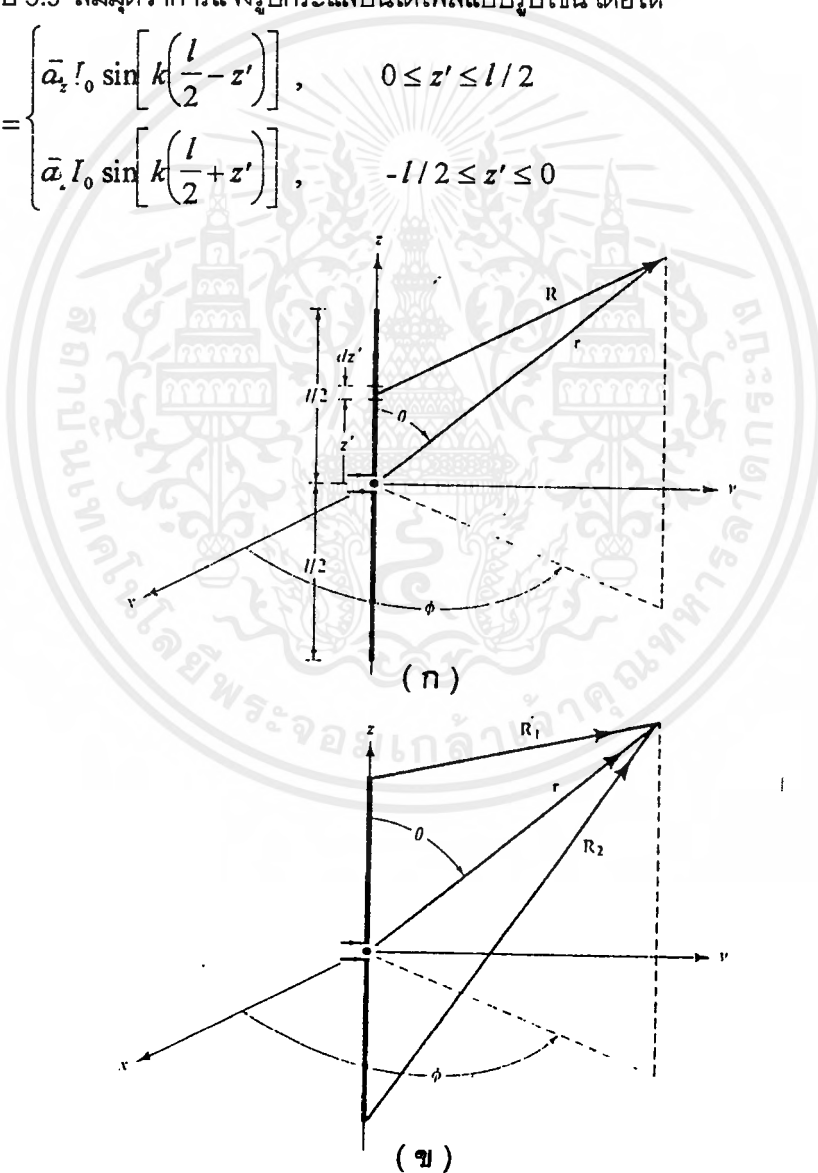
EMF Method) เพื่อคำนวณหาไดรวิงพอยน์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพล ซึ่งก่อนที่จะคำนวณอิมพีแดนซ์ได้ จะต้องคำนวณสนามในบริเวณระยะใกล้สายอากาศไดโพลเสียก่อน

5.4.1 สนามในบริเวณระยะใกล้สายอากาศไดโพล

ในบทที่ 2 ได้แสดงการหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กระยะใกล้ที่แพร่กระจายจากสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัด เมื่อมีการแจกแจงกระแสแบบรูปไซน์ ในครั้งนั้นได้จำกัดอยู่เฉพาะบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล เพื่อลดความยุ่งยากในการคำนวณ สนามที่คำนวณได้จะใช้ในการคำนวณหาความต้านทานการแพร่กระจายคลื่น และความต้านทานอินพุตของไดโพล อย่างไรก็ตาม เมื่อต้องการหาอินพุตรีแอกแตนซ์ หรือ มีวซลอิมพีแดนซ์ (Mutual Impedance) ระหว่างองค์ประกอบ เราจะต้องรู้ค่าสนามระยะใกล้ของเอเลเมนต์เหล่านั้นเสียก่อน ต่อไปนี้จะแสดงวิธีการหาสนามดังกล่าว

จากรูป 5.9 สมมติว่าการแจกแจงกระแสบนไดโพลแบบรูปไซน์โดยให้

$$\bar{I}_e(x', y', z') = \begin{cases} \bar{a}_z I_0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right], & 0 \leq z' \leq l/2 \\ \bar{a}_z I_0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right], & -l/2 \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (5.13)$$



รูปที่ 5.9 แสดงไดโพลเพื่อวิเคราะห์สนามระยะใกล้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ศักย์เวกเตอร์ที่หาจากกระแสใน (5.13) จะมีค่าดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned}\bar{A} &= \bar{a}_z A_z \\ &= \bar{a}_z \frac{\mu I_0}{4\pi} \left\{ \int_{-l/2}^0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right] \frac{e^{-jkR}}{R} dz' + \int_0^{l/2} \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right] \frac{e^{-jkR}}{R} dz' \right\} \\ &\text{เมื่อ } x' = y' = 0\end{aligned}\quad (5.14)$$

$$\begin{aligned}R &= \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \\ &= \sqrt{x^2 + y^2 + (z-z')^2} = \sqrt{\rho^2 + (z-z')^2}\end{aligned}\quad (5.14 \text{ ก})$$

จากสมการแมกซ์เวลล์

$$\bar{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{A} \quad (5.15)$$

ซึ่ง A_z ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามทิศทาง ϕ ดังนั้น \bar{H} จะมีค่าดังนี้คือ

$$\bar{H} = -\bar{a}_\phi \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \quad (5.15 \text{ ก})$$

เนื่องจากสนามไม่เป็นฟังก์ชันของมุม ϕ เพราะความสมมาตรในแนวนอน ดังนั้นไม่ว่าจะสังเกตที่มุม

ϕ ใดๆ ก็จะได้ผลลัพธ์เหมือนกัน เมื่อเลือก $\phi = \frac{\pi}{2}$ จะได้

$$\left. \begin{aligned}x &= \rho \cos \phi = 0 \\ y &= \rho \sin \phi = \rho \\ \frac{\partial}{\partial \rho} &= \frac{\partial}{\partial y}\end{aligned} \right\} \quad (5.16)$$

จาก (5.15 ก) และ (5.14) จะหาค่า \bar{H} ได้ว่ามีค่าดังนี้

$$\bar{H} = -\bar{a}_\phi \frac{I_0}{4\pi} \frac{\partial}{\partial y} \left\{ \int_{-l/2}^0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right] \frac{e^{-jkR}}{R} dz' + \int_0^{l/2} \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right] \frac{e^{-jkR}}{R} dz' \right\} \quad (5.17)$$

จากความสัมพันธ์ของออยเลอร์ที่ว่า

$$\sin \left[k \left(\frac{l}{2} \pm z' \right) \right] = \frac{e^{jk(l/2 \pm z')} - e^{-jk(l/2 \pm z')}}{2j} \quad (5.18)$$

ดังนั้น (5.17) จะมีค่าดังนี้คือ

$$\begin{aligned}H_\phi &= -\frac{I_0}{8\pi j} \left\{ e^{+j(kl/2)} \int_{-l/2}^0 \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{e^{-jk(R-z')}}{R} \right] dz' \right. \\ &\quad - e^{-j(kl/2)} \int_{-l/2}^0 \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{e^{-jk(R+z')}}{R} \right] dz' \\ &\quad + e^{+j(kl/2)} \int_0^{l/2} \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{e^{-jk(R+z')}}{R} \right] dz' \\ &\quad \left. - e^{-j(kl/2)} \int_0^{l/2} \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{e^{-jk(R-z')}}{R} \right] dz' \right\}\end{aligned}\quad (5.19)$$

เมื่อคิดเฉพาะเทอมที่สามพบว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 & e^{+j(k/2)} \int_0^{1/2} \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{e^{-jk(R+z')}}{R} \right] dz' \\
 & = e^{j(k/2)} \int_0^{1/2} \left\{ \frac{1}{R} \frac{\partial}{\partial y} [e^{-jk(R+z')}] + e^{-jk(R+z')} \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{R} \right) \right\} dz'
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

โดยใช้ (5.14 ก) จะกระจาย (5.20) ออกได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{\partial}{\partial y} [e^{-jk(R+z')}] = \frac{\partial}{\partial y} \left[e^{-jk(\sqrt{x^2+y^2+(z-z')^2}+z')} \right] = -jk \frac{y}{R} e^{-jk(R+z')} \tag{5.20 ก}$$

$$\frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{R} \right) = \frac{\partial}{\partial y} \left[[x^2 + y^2 + (z-z')^2]^{-1/2} \right] = -\frac{y}{R^3} \tag{5.20 ข}$$

ดังนั้นจะเขียน (5.20) ได้ใหม่ว่า

$$\begin{aligned}
 & e^{+j(k/2)} \int_0^{1/2} \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{e^{-jk(R+z')}}{R} \right] dz' \\
 & = ye^{j(k/2)} \int_0^{1/2} \left[-jk \frac{e^{-jk(R+z')}}{R^2} - \frac{e^{-jk(R+z')}}{R^3} \right] dz'
 \end{aligned} \tag{5.21}$$

จากรูปแบบดิฟเฟอเรนเชียลต่อไปนี้คือ

$$\begin{aligned}
 d \left[\frac{e^{-jk(R+z')}}{R(R+z'-z)} \right] & = d \left[R^{-1} (R+z'-z)^{-1} e^{-jk(R+z')} \right] \\
 & = e^{-jk(R+z')} \left[\frac{dR^{-1}}{(R+z'-z)} + \frac{d(R+z'-z)^{-1}}{R} - jk \frac{d(R+z')}{R(R+z'-z)} \right]
 \end{aligned} \tag{5.22}$$

จะเขียนแต่ละเทอมของ (5.22) ได้ดังนี้ $\frac{dR^{-1}}{(R+z'-z)} = \left[\frac{z-z'}{R^3(R+z'-z)} \right] dz'$ (5.22 ก)

$$\begin{aligned}
 \frac{d(R+z'-z)^{-1}}{R} & = \left[\frac{(R+z'-z)^2 d(R+z'-z)}{R} \right] \\
 & = \left[\frac{1}{R^2(R+z'-z)} \right] dz'
 \end{aligned} \tag{5.22 ข}$$

$$-jk \left[\frac{d(R+z')}{R(R+z'-z)} \right] = -jk \left(\frac{1}{R^2} \right) dz' \tag{5.22 ค}$$

$$d \left[\frac{e^{-jk(R+z')}}{R(R+z'-z)} \right] = e^{-jk(R+z')} \left[-\frac{1}{R^3} - jk \frac{1}{R^2} \right] dz' \tag{5.23}$$

ซึ่งเป็นค่าดิฟเฟอเรนเชียลที่แน่นอน

โดยการให้ (5.23) จะอินทิเกรต (5.21) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 e^{+j(k/2)} \int_0^{1/2} \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{e^{-jk(R+z')}}{R} \right] dz' & = ye^{j(k/2)} \int_0^{1/2} d \left[\frac{e^{-jk(R+z')}}{R(R+z'-z)} \right] \\
 & = ye^{j(k/2)} \left[\frac{e^{-jk(R_1+1/2)}}{R_1(R_1+1/2-z)} - \frac{e^{-jkr}}{r(r-z)} \right]
 \end{aligned} \tag{5.24}$$

จากรูป 5.9 ข ที่ $\phi = \frac{\pi}{2}$

$$R_1 = \sqrt{x^2 + y^2 + \left(z - \frac{l}{2}\right)^2} = \sqrt{y^2 + \left(z - \frac{l}{2}\right)^2} \quad (5.24 ก)$$

$$r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} = \sqrt{y^2 + z^2} \quad (5.24 ข)$$

เนื่องจาก

$$\left. \begin{aligned} R_1^2 - \left(\frac{l}{2} - z\right)^2 &= y^2 \\ r^2 - z^2 &= y^2 \end{aligned} \right\} \quad (5.25)$$

ทำให้เราสามารถแทน (5.24) ให้อยู่ในลักษณะดังนี้คือ

$$e^{+j(kl/2)} \int_0^{l/2} \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{e^{-jk(R+z')}}{R} \right] dz' = \frac{e^{+j(kl/2)}}{y} \left[\left(1 - \frac{l/2 - z}{R_1}\right) e^{-jk(R_1+l/2)} - \left(1 + \frac{z}{r}\right) e^{-jkr} \right] \quad (5.26)$$

ในทำนองเดียวกัน จะหาเทอมอื่นๆ ของ (5.19) ได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} e^{-j(kl/2)} \int_{-l/2}^0 \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{e^{-jk(R-z')}}{R} \right] dz' \\ = \frac{e^{-j(kl/2)}}{y} \left[\left(1 - \frac{l/2 + z}{R_2}\right) e^{-jk(R_2+l/2)} - \left(1 - \frac{z}{r}\right) e^{-jkr} \right] \end{aligned} \quad (5.26 ก)$$

$$\begin{aligned} -e^{-j(kl/2)} \int_{-l/2}^0 \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{e^{-jk(R+z')}}{R} \right] dz' \\ = \frac{e^{-j(kl/2)}}{y} \left[\left(1 + \frac{l/2 + z}{R_2}\right) e^{-jk(R_2-l/2)} - \left(1 + \frac{z}{r}\right) e^{-jkr} \right] \end{aligned} \quad (5.26 ข)$$

$$\begin{aligned} -e^{-j(kl/2)} \int_0^{l/2} \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{e^{-jk(R-z')}}{R} \right] dz' \\ = \frac{e^{-j(kl/2)}}{y} \left[\left(1 + \frac{l/2 - z}{R_1}\right) e^{-jk(R_2-l/2)} - \left(1 - \frac{z}{r}\right) e^{-jkr} \right] \end{aligned} \quad (5.26 ค)$$

$$R_2 = \sqrt{x^2 + y^2 + \left(z + \frac{l}{2}\right)^2} = \sqrt{\rho^2 + \left(z + \frac{l}{2}\right)^2} \quad (5.26 ง)$$

โดยใช้ (5.26)-(5.26 ค) แทนลงใน (5.19) จะทำให้ (5.19) กลายเป็นดังต่อไปนี้

$$H_\phi = -\frac{I_0}{4\pi j y} \left[e^{-jkr_1} + e^{-jkr_2} - 2 \cos\left(\frac{kl}{2}\right) e^{-jkr} \right] \quad (5.27)$$

ต่อไปจะหาสนามไฟฟ้า เมื่อสมมติว่า H_ϕ ไม่แปรผันกับ ϕ จากสมการแมกซ์เวลล์

$$\bar{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \bar{H} \quad (5.28)$$

ในระนาบ yz สนามไฟฟ้าจะเป็นดังนี้คือ

$$E_\rho = E_y = -\frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{\partial H_\phi}{\partial z} \quad (5.28 ก)$$

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho H_\phi) = \frac{1}{j\omega\epsilon} \frac{1}{y} \frac{\partial}{\partial y} (y H_\phi) \quad (5.28 ข)$$

เนื่องจาก $y = \rho$ ในระนาบ yz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการแทน (5.27) จะได้ (5.28 ก) และ (5.28 ข) ดังนี้คือ

$$E_\rho = E_y = j \frac{\eta I_0}{4\pi y} \left[\left(z - \frac{1}{2} \right) \frac{e^{-jKR_1}}{R_1} + \left(z + \frac{1}{2} \right) \frac{e^{-jKR_2}}{R_2} - 2z \cos\left(\frac{kl}{2}\right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] \quad (5.29 \text{ ก})$$

$$E_z = -j \frac{\eta I_0}{4\pi} \left[\frac{e^{-jKR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jKR_2}}{R_2} - 2 \cos\left(\frac{kl}{2}\right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] \quad (5.29 \text{ ข})$$

เมื่อ R_1 , r และ R_2 หาได้จาก (5.24 ก), (5.24 ข) และ (5.26 ง) ตามลำดับ จะเห็นว่าเทอมสุดท้ายใน (5.27), (5.29 ก) และ (5.29 ข) จะหายไปก็ต่อเมื่อสายอากาศยาวเป็นจำนวนคี่ของ $\frac{\lambda}{2}$ กล่าวคือ

$$l = \frac{n\lambda}{2} \quad (n = 1, 3, 5, \dots) \quad \text{ทั้งนี้เพราะ } \cos(kl/2) = \cos(n\pi/2) = 0 \quad \text{เมื่อ } n = 1, 3, 5, \dots$$

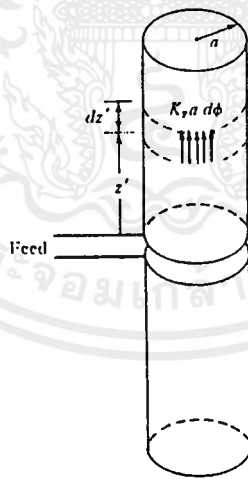
5.4.2 อินพุตอิมพีแดนซ์ของไดโพล

ค่าจินตภาพของความหนาแน่นของกำลังงาน จะมีอิทธิพลมากในระยะใกล้และจะมีค่าน้อยมากในระยะไกล ฉะนั้นจะต้องใช้สนามระยะใกล้ในการคำนวณค่าอินพุตอิมพีแดนซ์

เราได้หาสนามของไดโพลใน (5.27), (5.29 ก) และ (5.29 ข) มาจากลวดที่มีรัศมีเป็นศูนย์ แต่จริงๆ แล้วลวดมีความขุ่น ซึ่งในทางปฏิบัติทำให้ลวดมีความขุ่นน้อยเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น (5.27), (5.29 ก) และ (5.29 ข) จะประมาณค่าได้ดี

ต่อไปนี้จะขอกล่าวถึงวิธีหาค่าเซคท์และไดรวิงพอยนอิมพีแดนซ์ของไดโพลที่มีความขุ่นซึ่งเรียกว่าวิธีอินดิวิจอิเอ็มเอฟ

5.4.3 วิธีอินดิวิจอิเอ็มเอฟ



รูปที่ 5.10 ความหนาแน่นกระแสเชิงเส้นสมำเสมอบนผิวทรงกระบอก

ในการหาอินพุตอิมพีแดนซ์ของไดโพลเส้นตรงดังแสดงในรูป 5.9 เราจะต้องรู้สนามที่ผิวของลวด สมมติว่าอิมพีแดนซ์ที่ป้อนที่หัวของสายอากาศ จะทำให้เกิดกระแส I_z โหลในสายอากาศนั้น กระแส I_z นี้จะทำให้เกิดสนามไฟฟ้า E_z ขึ้น ซึ่งในทางกลับกัน สนาม E_z นี้ก็จะเหนี่ยวนำให้เกิดสนาม E_z ที่ผิวตัวนำ ที่ทำให้เงื่อนไขขอบเขต (boundary condition) เป็นจริง ถ้าเป็นตัวนำสมบูรณ์ สนามไฟฟ้าที่สัมผัสผิวตัวนำ E_z จะต้องมีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_x(\rho = a, z = z') = E_z(\rho = a, z = z') + E_x(\rho = a, z = z') = 0 \quad (5.30)$$

เพราะฉะนั้น

$$E_x(\rho = a, z = z') = -E_z(\rho = a, z = z') \quad (5.30 \text{ ก})$$

ความต่างศักย์ dV_z ที่เกิดจากสนามเหนี่ยวนำบนความยาวสั้นๆ dz' ของไดโพลจะมีค่า

$$dV_z(\rho = a, z = z') = -E_z(\rho = a, z = z') dz' \quad (5.31)$$

ศักย์ไฟฟ้า V_z จะสัมพันธ์กับกระแสค่าสูงสุด I_m ด้วยค่าอิมพีแดนซ์ถ่ายทอด (Transfer Impedance) Z_t ค่าเดียวกันคือ

$$Z_t = \frac{V_m}{dI_m} \quad (5.32)$$

เนื่องจากเป็นรีซิชิวโปรซิติ ศักย์ไฟฟ้าค่าสูงสุด V_m จะสัมพันธ์กับกระแสที่ $z = z'$ ด้วยอิมพีแดนซ์ถ่ายทอด Z_t ค่าเดียวกันคือ

$$Z_t = \frac{V_m}{I_z(\rho = a, z = z')} \quad (5.33)$$

เมื่อจับ (5.32) เท่ากับ (5.33) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$I_z(\rho = a, z = z') dV_z(\rho = a, z = z') = V_m dI_m \quad (5.34)$$

ทำให้อิมพีแดนซ์ของการแพร่กระจายคลื่น(จากกระแสค่าสูงสุด) มีค่า

$$Z_m = \frac{V_m}{I_m} = \frac{dV_m}{dI_m} \quad (5.35)$$

หรือ

$$V_m dI_m = I_m dV_m \quad (5.35 \text{ ก})$$

เมื่อเขียน (5.34) โดยใช้ (5.35 ก) จะได้ว่า

$$I_z(\rho = a, z = z') dV_z(\rho = a, z = z') = V_m dI_m = I_m dV_m \quad (5.36)$$

หรือ

$$dV_m = \frac{1}{I_m} I_z(\rho = a, z = z') dV_z(\rho = a, z = z') \quad (5.36 \text{ ก})$$

และเมื่อใช้ (5.31) แทนลงใน (5.36 ก) จะได้ผลลัพธ์ดังต่อไปนี้คือ

$$V_m = \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} dV_m = -\frac{1}{I_m} \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} I_z(\rho = a, z = z') E_z(\rho = a, z = z') dz' \quad (5.37)$$

5.4.4 อินพุตอิมพีแดนซ์ของไดโพลที่มีความอ้วน

โดยอาศัย (5.37) จะเขียน (5.35) ได้ว่า

$$Z_m = -\frac{1}{I_m^2} \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} I_z(\rho = a, z = z') E_z(\rho = a, z = z') dz' \quad (5.38)$$

สำหรับลวดไดโพล กระแส I_z ทั้งหมดจะสม่ำเสมอตลอดผิวของเส้นลวด และทำตัวเป็นแผ่นกระแสเชิงเส้น K_z กระแสนี้จะรวมอยู่ที่ผิวบางๆ ของตัวนำ ดังแสดงในรูป 5.10

$$I_z = 2\pi a K_z = I_m \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - |z'| \right) \right] \quad (5.39)$$

ดังนั้น (5.38) จะเป็นดังนี้

$$Z_m = -\frac{1}{I_m^2} \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - |z'| \right) \right] E_z(\rho = a, z = z') dz' \quad (5.40)$$

เพื่อความง่ายจะสมมุติว่า สนามไฟฟ้าที่เกิดบนผิวของลวดและแผ่นกระแสมีค่าเหมือนกัน ถ้ากระแสรวมอยู่ตามฟิลาเมนต์(Filament) ที่วางตามแกนของลวด ดังนั้นสนามไฟฟ้า \vec{E} ที่ใช้ใน (5.40) จะเป็นสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นตามเส้นที่ขนานกับเส้นลวด ที่ระยะทาง $\rho = a$ จากฟิลาเมนต์ เพราะฉะนั้น โดยการใส่ (5.29 ข) เมื่อ $I_m = I$ จะเขียน (5.40) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} Z_m &= R_m + jX_m \\ &= +j \frac{\eta}{4\pi} \left\{ \int_{-l/2}^0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right] \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] dz' \right. \\ &\quad \left. + \int_0^{l/2} \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right] \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] dz' \right\} \end{aligned} \quad (5.41)$$

ซึ่งแยกเป็นค่าจริง R_m และค่าจินตภาพ X_m ได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} R_m = R_r &= \frac{\eta}{4\pi} \left\{ \int_{-\frac{l}{2}}^0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right] \left[-2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{\sin(kr)}{r} + \frac{\sin(kR_1)}{R_1} + \frac{\sin(kR_2)}{R_2} \right] dz' \right. \\ &\quad \left. + \int_0^{\frac{l}{2}} \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right] \left[-2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{\sin(kr)}{r} + \frac{\sin(kR_1)}{R_1} + \frac{\sin(kR_2)}{R_2} \right] dz' \right\} \end{aligned} \quad (5.41n)$$

$$\begin{aligned} X_m &= \frac{\eta}{4\pi} \left\{ \int_{-\frac{l}{2}}^0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right] \left[-2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{\cos(kr)}{r} + \frac{\cos(kR_1)}{R_1} + \frac{\cos(kR_2)}{R_2} \right] dz' \right. \\ &\quad \left. + \int_0^{\frac{l}{2}} \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right] \left[-2 \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \frac{\cos(kr)}{r} + \frac{\cos(kR_1)}{R_1} + \frac{\cos(kR_2)}{R_2} \right] dz' \right\} \end{aligned} \quad (5.41 ข)$$

(5.41 n) และ (5.41 ข) เป็นค่าความต้านทานและรีแอกแตนซ์ที่ตำแหน่งที่กระแสมีค่าสูงสุด ส่วนความต้านทานและรีแอกแตนซ์ที่ขั้วอินพุตของสายอากาศจะมีค่าดังต่อไปนี้

$$R_m = \left(\frac{I_0}{I_m} \right)^2 R_r = \frac{R_r}{\sin^2(kl/2)} \quad (5.42 n)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_{in} = \left(\frac{I_0}{I_{in}} \right)^2 R_r = \frac{X_m}{\sin^2(kl/2)} \quad (5.42 \text{ ข})$$

$$r = z' \\ R_1 = \frac{l}{2} - z' \quad (5.43)$$

$$R_2 = \frac{l}{2} + z'$$

ซึ่งเมื่อแทน (5.43) ใน (5.31 ก) แล้วอินทิเกรตจะได้ผลลัพธ์ดังนี้คือ

$$R_r = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] + \frac{1}{2} \cos(kl) \right. \\ \left. \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right\} \quad (5.44)$$

จะเห็นได้ว่า (5.31 ข) เทอมที่มี R_1 และ R_2 มีผลเท่าๆกัน เพราะฉะนั้น (5.31 ข) จะเป็นดังนี้

$$X_m = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ \int_{\frac{l}{2}}^l \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right] \left[-\cos\left(\frac{kl}{2}\right) \frac{\cos(kr)}{r} + \frac{\cos(kR_1)}{R_1} \right] dz' \right. \\ \left. + \int_0^{\frac{l}{2}} \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right] \left[-\cos\left(\frac{kl}{2}\right) \frac{\cos(kr)}{r} + \frac{\cos(kR_1)}{R_1} \right] dz' \right\} \quad (5.45)$$

เมื่อ R_1, r, R_2 เป็นไปตาม (5.24 ก), (5.24 ข) และ (5.26 ง) เมื่อ $\rho = a$

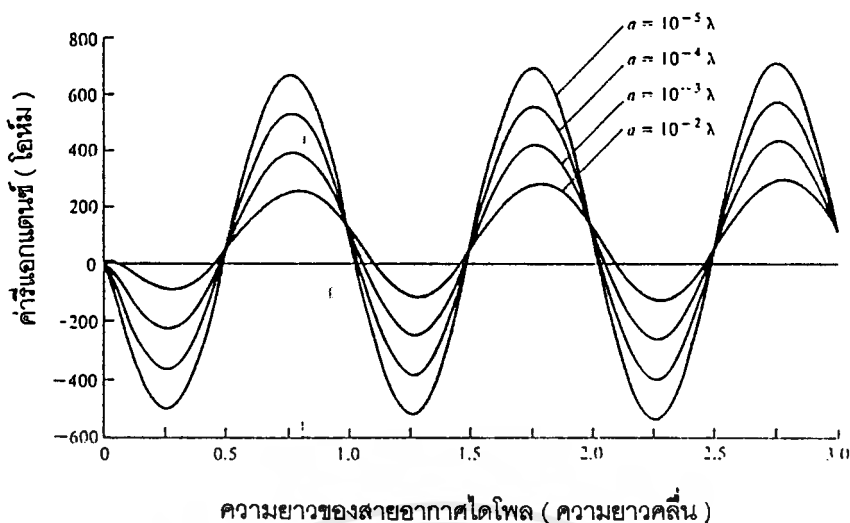
หลังจากจัดรูปสมการแล้ว (5.45) จะกลายเป็นดังนี้

$$X_m = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ 2S_i(kl) + \cos(kl) [2S_i(kl) - S_i(2kl)] \right. \\ \left. - \sin(kl) \left[2C_i(kl) - C_i(2kl) - C_i\left(\frac{2ka^2}{l}\right) \right] \right\} \quad (5.46 \text{ ก})$$

เมื่อ $S_i(x)$ และ $C_i(x)$ เป็นซายน์และโคซายน์อินทิกรัลตามลำดับ จะสามารถหาอินพุต

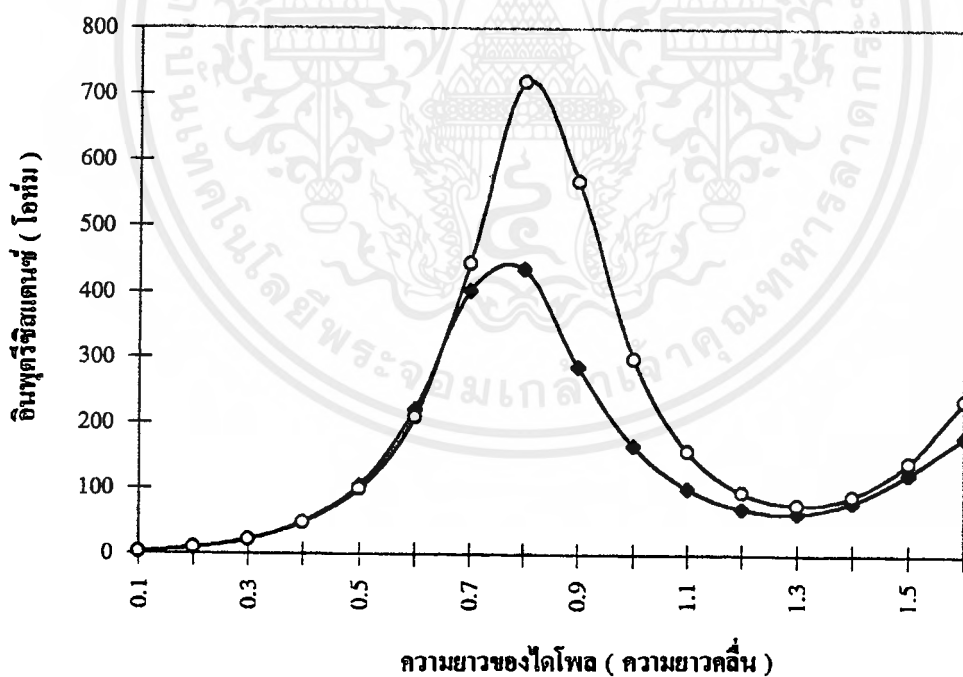
รีแอกแตนซ์ได้จาก (5.42 ข) อินพุตรีแอกแตนซ์ของไดโพลขนาดเล็กที่ยาว l และมีรัศมี a จะมีค่าดังนี้คือ

$$X_{in} = X_m = \frac{-120 \left[\ln\left(\frac{l}{a}\right) - 1 \right]}{\tan(kl)} \quad (5.46 \text{ ข})$$



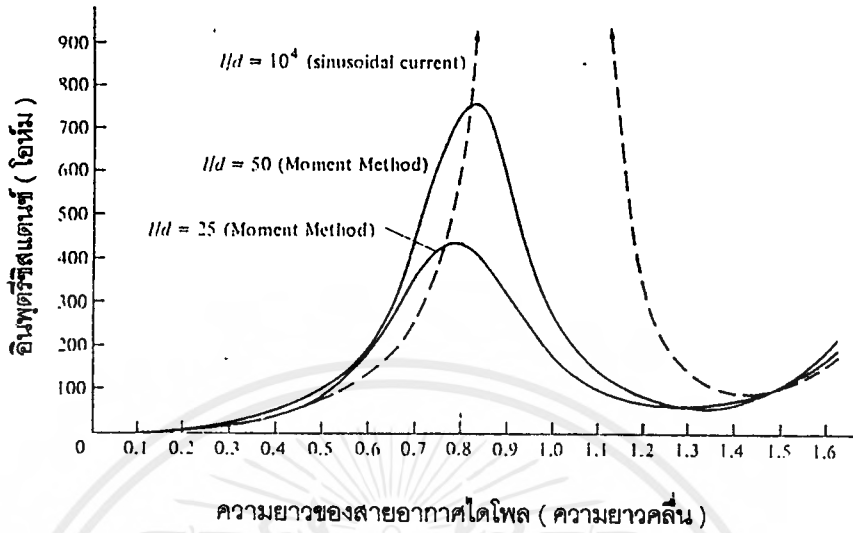
รูปที่ 5.11 รีแอกแตนซ์ (ที่กระแสสูงสุด) ของไดโพลเส้นตรงที่มีการแจกแจงแบบลักษณะไซน์ เมื่อความอ้วนของไดโพลมีค่าต่าง ๆ กัน

รูป 5.11 แสดงอิทธิพลของรัศมีของลวดที่มีต่อค่ารีแอกแตนซ์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าลวดอ้วนจะมีค่าของรีแอกแตนซ์ต่ำกว่าลวดผอม และถ้าความยาวน้อยกว่า $n\lambda/2$, $n=1,2,3,\dots$ เล็กน้อยแล้วค่ารีแอกแตนซ์จะเป็นศูนย์ ผลการคำนวณค่าอินพุตอิมพีแดนซ์

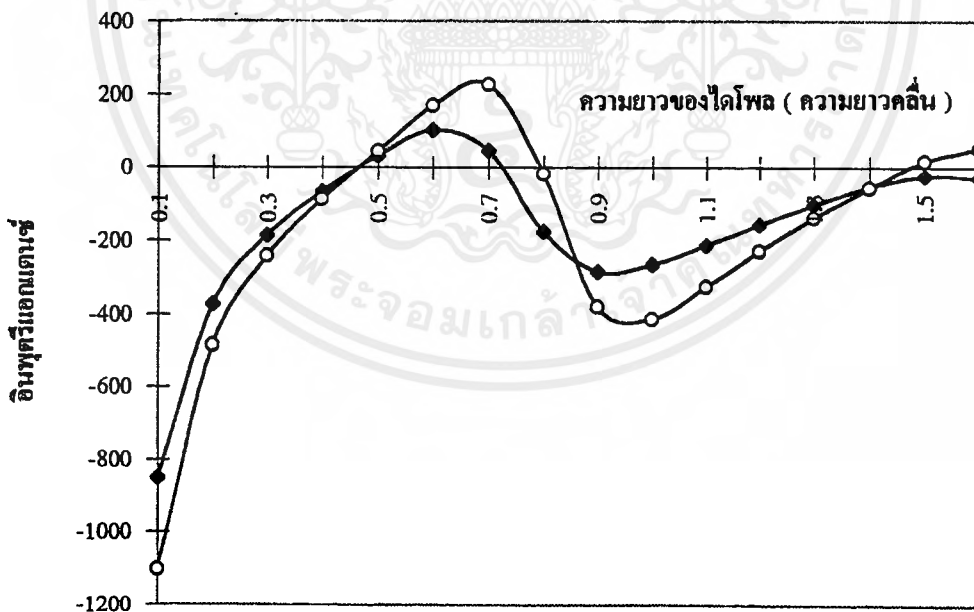


รูปที่ 5.12 อินพุตรีซิสแตนซ์ที่ความยาวต่างๆของสายอากาศไดโพลโดยวิธีโมเมนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

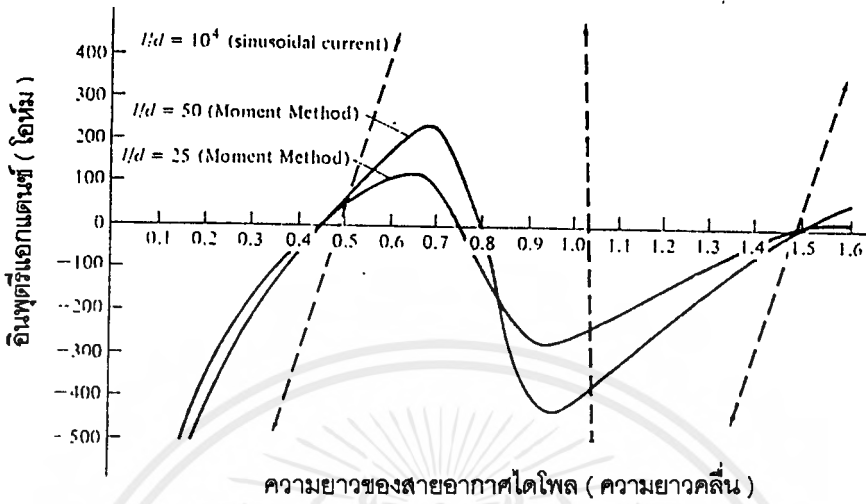


รูปที่ 5.13 อิมพัลส์ซิสแตนท์ที่ความยาวต่างๆของสายอากาศไดโพล เปรียบเทียบระหว่างเมื่อใช้การแจกแจงกระแสลักษณะไซน์กับวิธีโมเมนต์



รูปที่ 5.14 อิมพัลส์แอมแปร์ที่ความยาวต่างๆของสายอากาศไดโพลโดยวิธีโมเมนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกระใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15 อินพุตริแอกแตนต์ที่ความยาวต่างๆของสายอากาศได้โพล
เปรียบเทียบระหว่างเมื่อใช้การแจกแจงรูปกระแสดลักษณะไซน์กับวิธีโมเมนต์

บทที่ 6

การสร้างการทดลองและผลการทดลอง

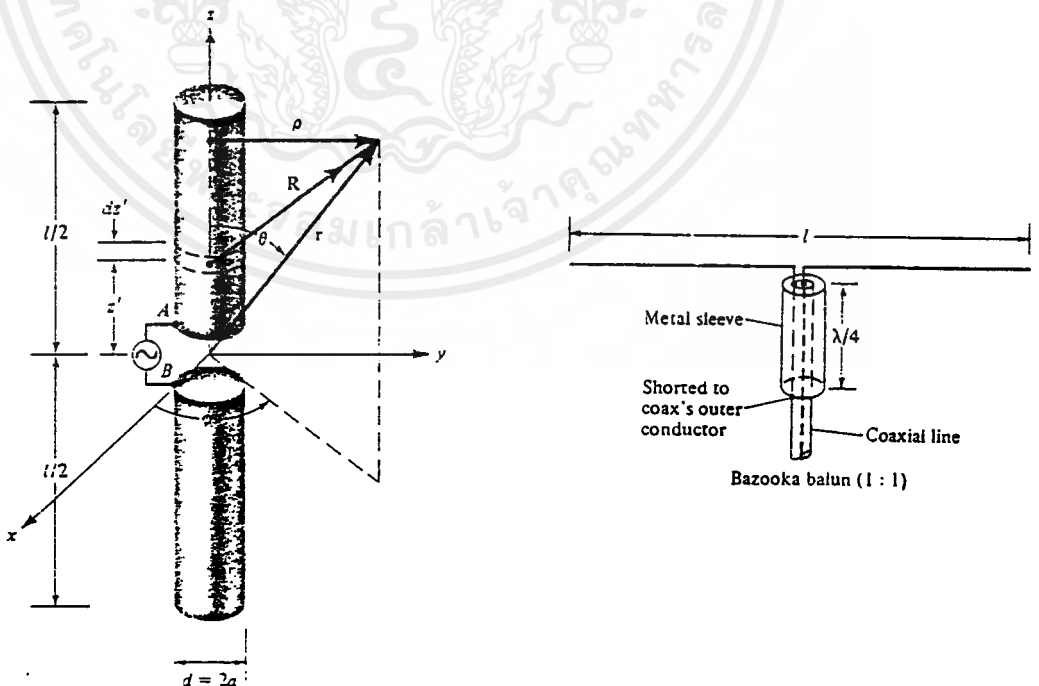
6.1 การสร้าง

ในการสร้างสายอากาศไดโพลเราได้ทำการออกแบบให้สายอากาศใช้กับความถี่ 600 MHz ความยาวคลื่น 50 เซนติเมตร โดยจะใช้ท่อลูนีเนียมกลมตันที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่างกัน 3 ขนาดคือ $2a = 9.6 \text{ mm}(0.0192\lambda)$, $15.9 \text{ mm}(0.0318\lambda)$, $25.7 \text{ mm}(0.0514\lambda)$ เมื่อ a คือรัศมีของสายอากาศ โดยที่สายอากาศไดโพลทั้ง 3 ตัวมีความยาวเท่ากันทั้งหมดคือ $l = \frac{\lambda}{2} = 25 \text{ cm}$ เมื่อ l คือความยาวของสายอากาศไดโพล

เนื่องจากเราจะทำการป้อนสัญญาณตรงกลางแบบ delta-gap voltage ดังนั้นเราจะการแบ่งสายอากาศออกเป็น 2 ท่อนดังรูป 6.1ก โดยเราจะใช้สายโคแอกเซียลเป็นสายนำสัญญาณโดยเราจะเอาแกนนำในขอสายต่อเข้ากับสายอากาศไดโพลแขนหนึ่ง และ ตัวนำนอกก็จะถูกเชื่อมต่อกับปลายสายอากาศไดโพลอีกแขนหนึ่ง

จากนั้นเพื่อที่จะปรับให้สมดุล (balance) เราจะสร้างบาลัน (Baluns) แบบบาซูก้าบาลัน (Bazooka Balun) 1:1 ดังรูป 6.1ข โดยเราจะใช้ท่อทองแดงในการทำปลอกโลหะ (Metal sleeve) ซึ่งมีความยาว 12.5 cm หรือ $\frac{\lambda}{4}$

จากนั้นนำสายโคแอกเซียลที่เชื่อมติดกับสายอากาศเรียบร้อยแล้ว ไปเข้าหัวเชื่อมต่อ (Connector) แบบ N-type เพื่อต่อเข้ากับเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Generator) เพื่อทำการทดสอบวัดค่าการแอมพลิจูดกระแสต่อไป



รูป 6.1 ก สายอากาศไดโพลที่ป้อนสัญญาณตรงกลาง

ข บาซูก้าบาลันแบบ 1:1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพแสดงสายอากาศไดโพลยาวครึ่งความยาวคลื่น
ที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางต่างกัน ที่ใช้ความถี่ 600 MHz

6.2 การทดลอง

ในการวัดการแฉงรูปกระแสของสายอากาศไดโพลจะประกอบด้วยส่วนการทำงานที่สำคัญ 3 ส่วนคือ

-ส่วนที่ 1 เป็นเครื่องกำเนิดสัญญาณในช่วงความถี่ที่ออกแบบไว้คือ 600 MHz

-ส่วนที่ 2 จะต่ออยู่กับส่วนแรก เป็นสายอากาศไดโพลที่เราต้องการจะทำการวัดการแฉงรูปกระแส

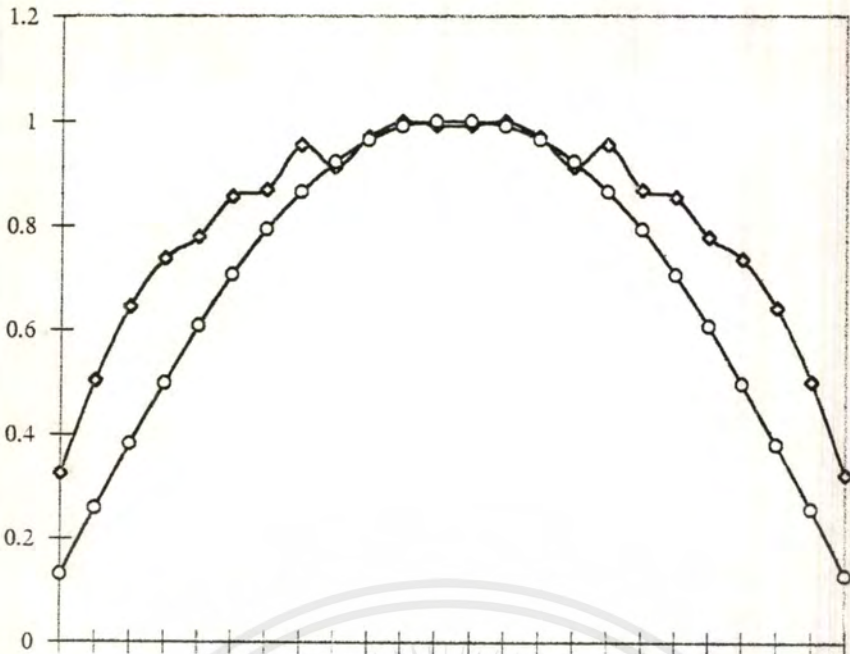
-ส่วนสุดท้าย คือเครื่องวัดสัญญาณที่จะใช้ทำการวัดหาค่าการแฉงรูปกระแส ซึ่งจะทำการเป็นลักษณะ

ห่วงแม่เหล็ก (Magnetic loop) เลื่อนไปตามสายอากาศไดโพลทีละช่วง โดยแต่ละช่วงมีความยาวเท่ากัน ไปตลอดความยาวของสายอากาศ

ผลจากการวัดที่ได้จะนำไปพล็อตค่าการแฉงรูปกระแสของสายอากาศไดโพลเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณต่อไป

6.3 ผลการทดลอง

ผลของการวัดการแฉงรูปกระแสของสายอากาศไดโพลซึ่งมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่างๆแสดงดังต่อไปนี้



จำนวนส่วนย่อยที่แบ่ง (ส่วน)

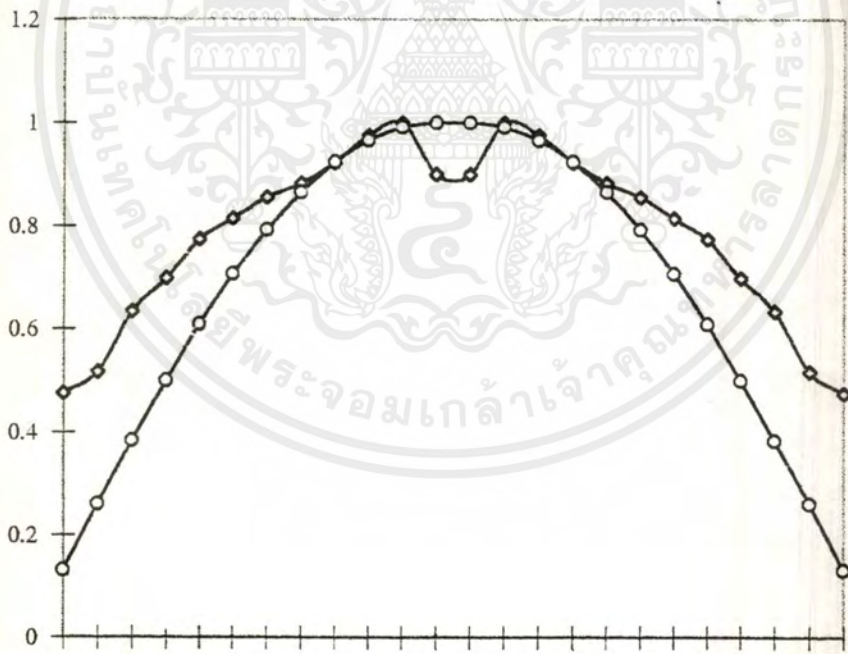
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24

รูปที่ 6.2 การแจกกระแสของสายอากาศไดโพล ความยาว $l = 12.5$ cm (0.5λ)

เส้นผ่าศูนย์กลาง $2a = 9.6$ mm (0.0192λ) ซึ่งออกแบบที่ความถี่ 600 MHz

เมื่อเทียบกับสัญญาณรูปไซน์

กระแสนอร์มัลไลซ์



จำนวนส่วนย่อยที่แบ่ง (ส่วน)

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24

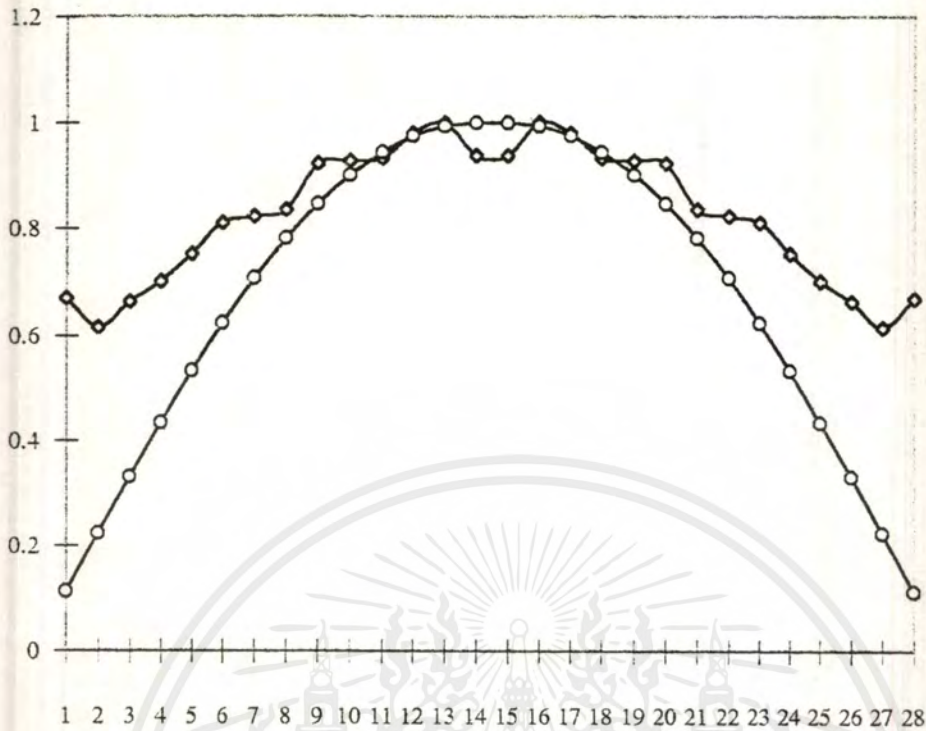
รูปที่ 6.3 การแจกกระแสของสายอากาศไดโพล ความยาว $l = 12.5$ cm (0.5λ)

เส้นผ่าศูนย์กลาง $2a = 15.9$ mm (0.0318λ) ซึ่งออกแบบที่ความถี่ 600 MHz

เมื่อเทียบกับสัญญาณรูปไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสแอมพลิจูด



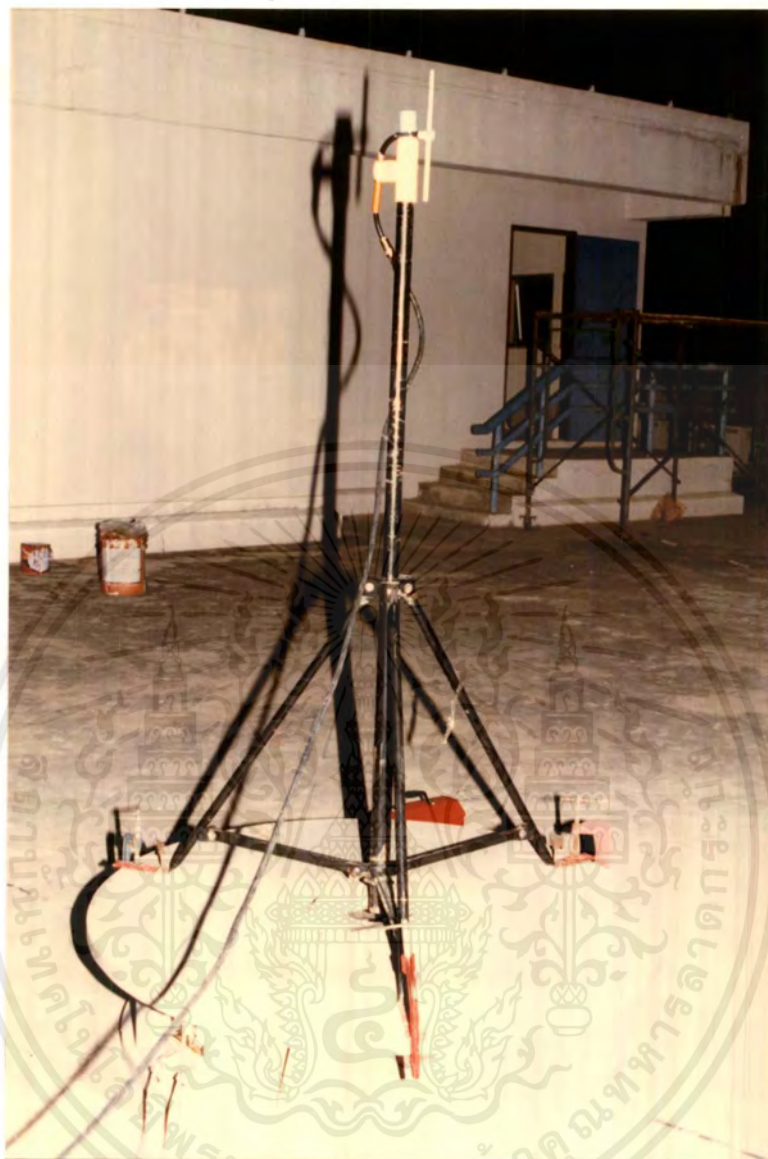
รูปที่ 6.4 การแจกแจงกระแสของสายอากาศไดโพล ความยาว $l = 12.5$ cm (0.5λ)
เส้นผ่าศูนย์กลาง $2a = 25.7$ mm (0.0514λ) ซึ่งออกแบบที่ความถี่ 600 MHz
เมื่อเทียบกับสัญญาณรูปไซน์

6.4 การทดลองวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพล

ในการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลจะประกอบด้วยส่วนการทำงานที่สำคัญ 3 ส่วนคือ

- ส่วนที่ 1 เครื่องกำเนิดสัญญาณในช่วงความถี่ 600 MHz
- ส่วนที่ 2 สายอากาศส่งซึ่งจะต่อกับส่วนแรก เป็นตัวส่งสัญญาณให้กับสายอากาศไดโพล
- ส่วนที่ 3 สายอากาศไดโพลที่ต้องการจะทำการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น
- ส่วนที่ 4 สเปกตรัมอานาไลเซอร์สำหรับใช้ในการวัดระดับของสัญญาณที่สายอากาศไดโพลรับได้

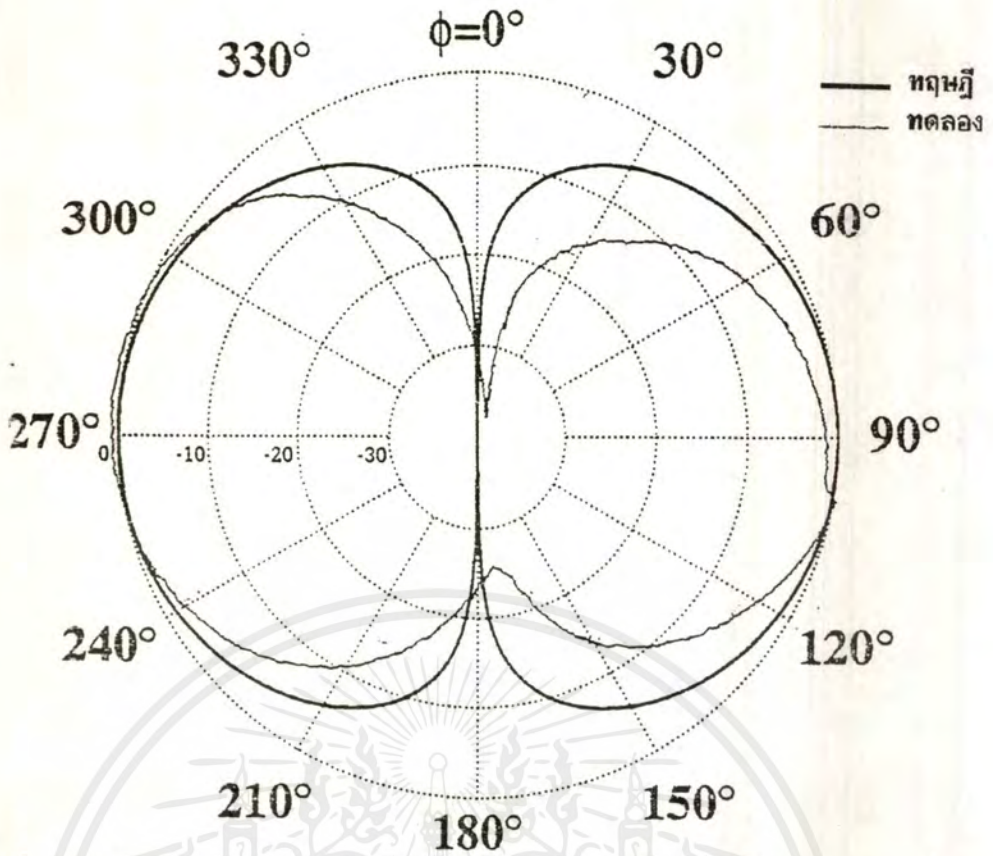
ผลจากการทดลองวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลที่ได้จะนำไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณต่อไป



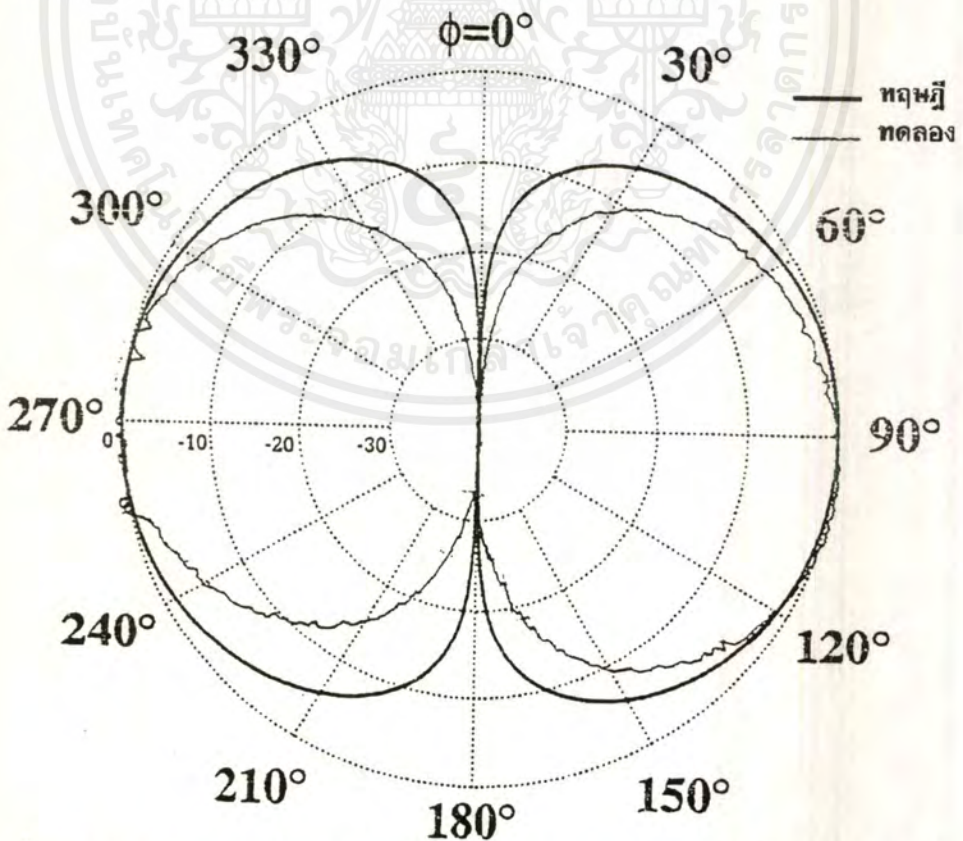
ภาพแสดงการทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพล

6.5 ผลการทดลองวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเทียบกับผลการคำนวณโดยวิธีโมเมนต์

- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



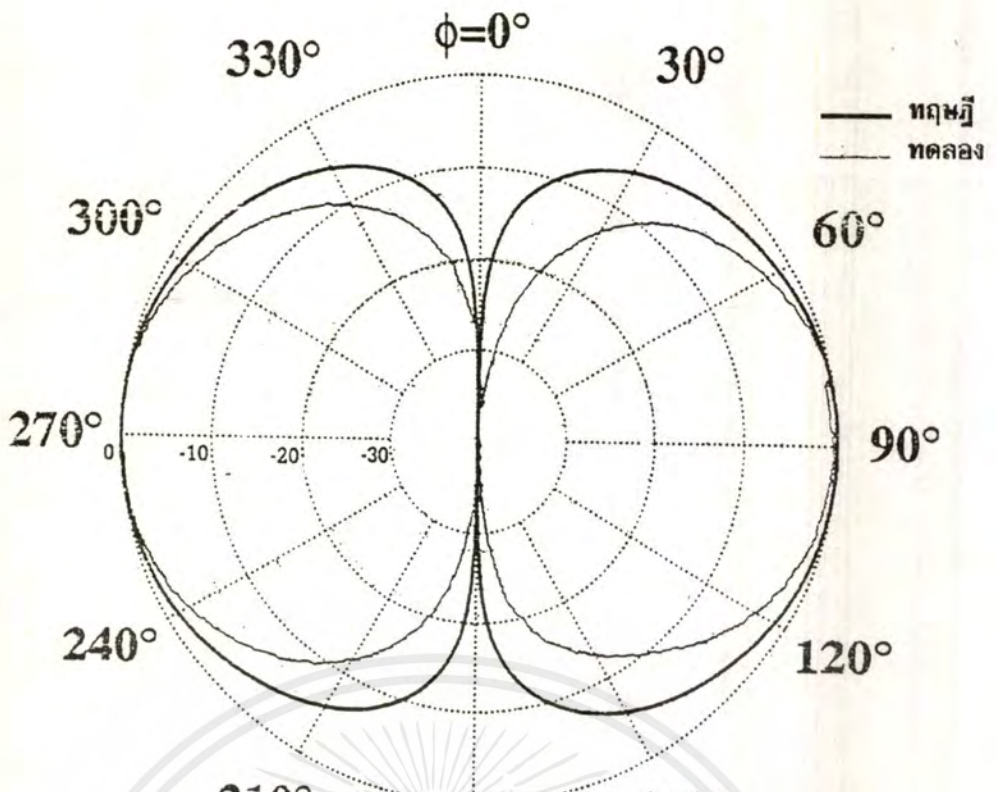
รูปที่ 6.5 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 0.5λ เส้นผ่าศูนย์กลางกลาง 0.0192λ ที่ความถี่ 600 MHz



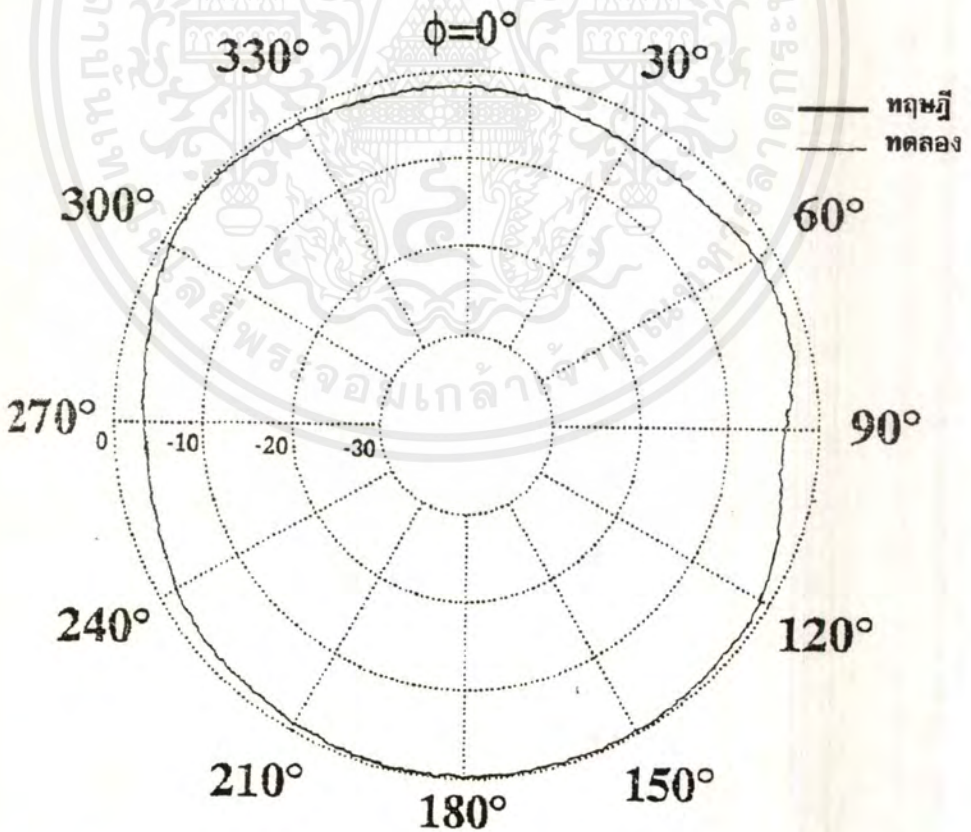
รูปที่ 6.6 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 0.5λ

เส้นผ่าศูนย์กลางกลาง 0.0318λ ที่ความถี่ 600 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวงวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

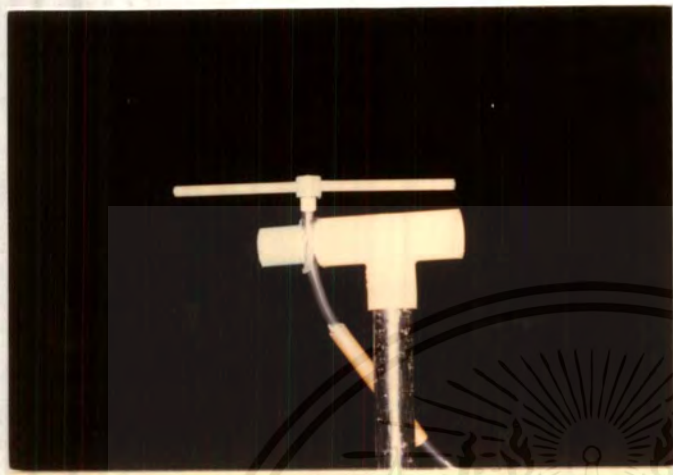


รูปที่ 6.7 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 0.5λ
 เส้นผ่าศูนย์กลาง = 0.0514λ ที่ความถี่ 600 MHz

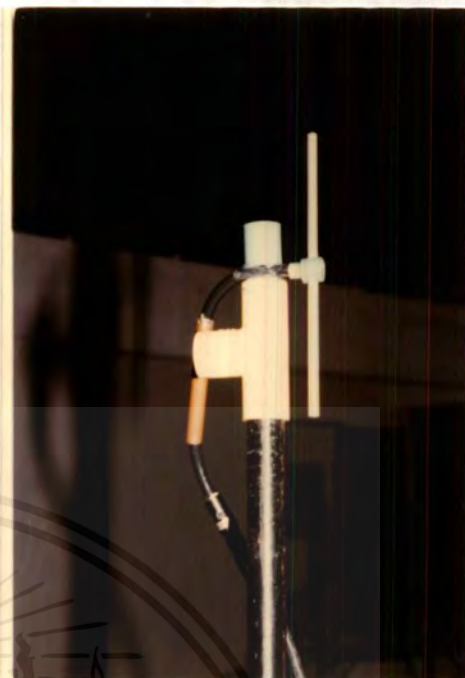


รูปที่ 6.8 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวนอน (H-plane) ของสายอากาศไดโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปในแนวตั้ง (E-plane)



รูปในแนวนอน (H-plane)

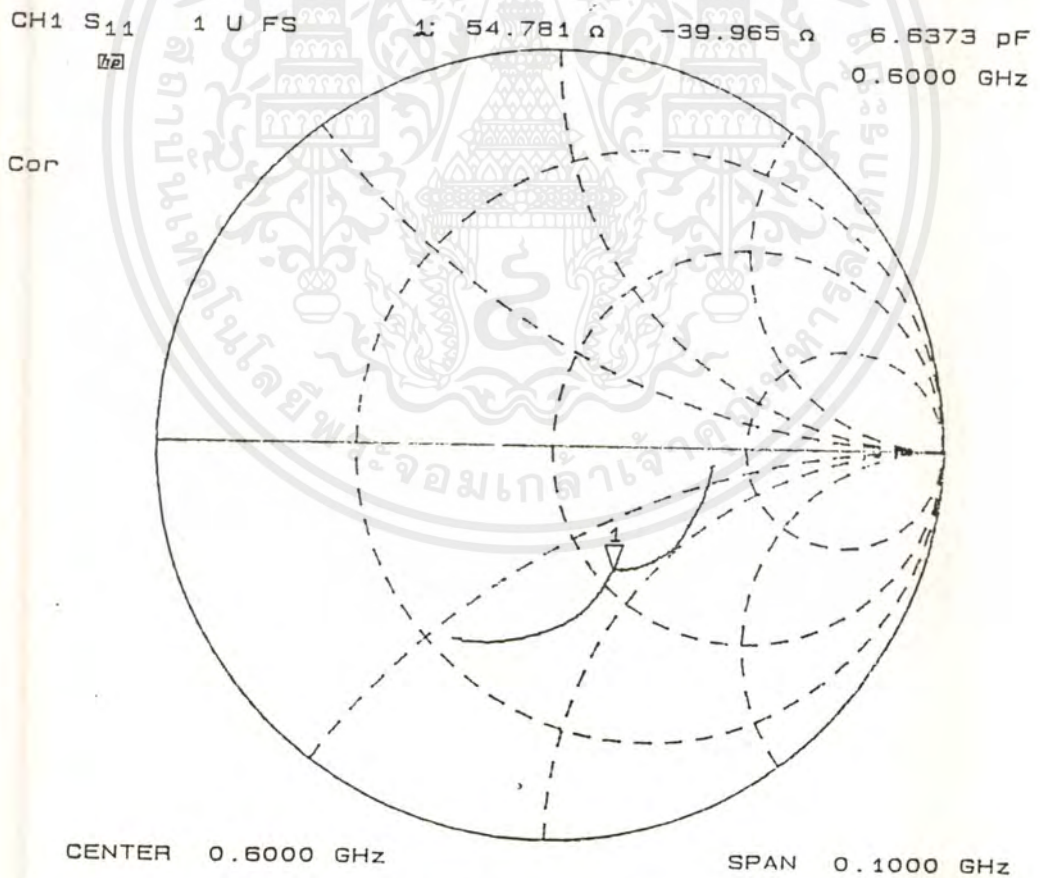
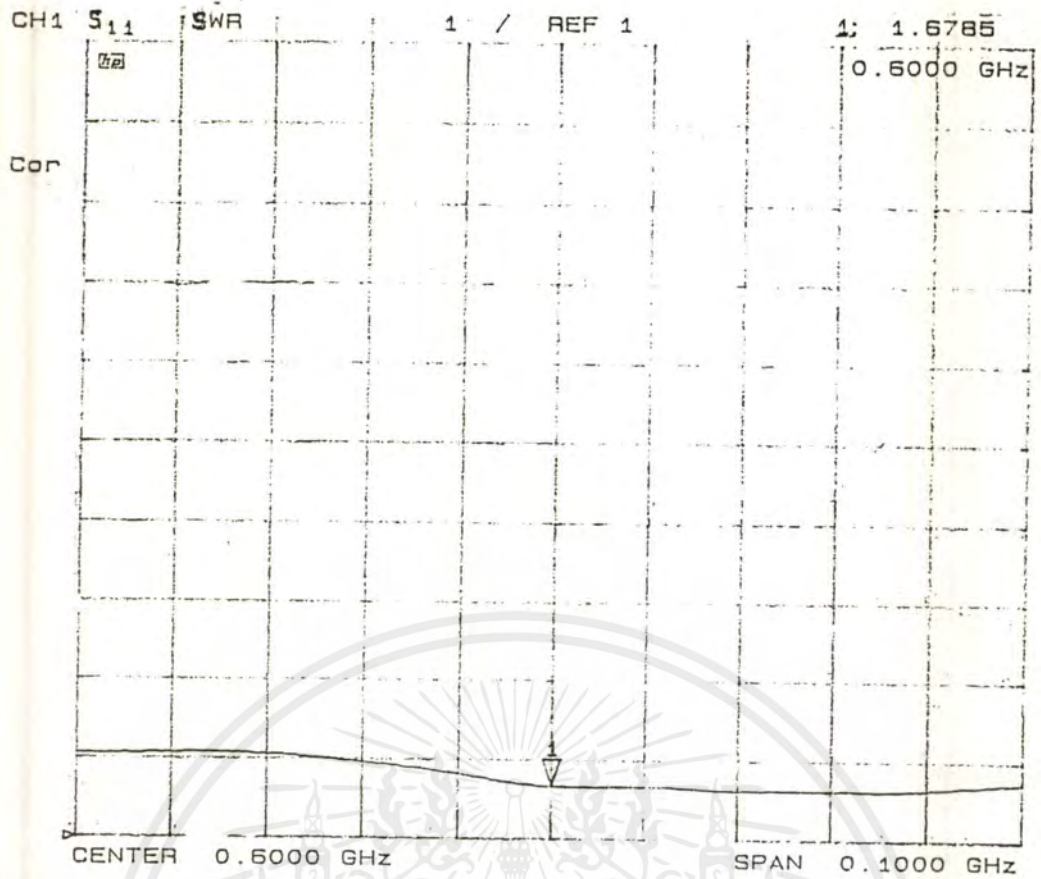
ภาพแสดงการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลในแนวตั้งและแนวนอน

6.6 การทดลองวัดอินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศไดโพล

ในการวัดอินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไดโพลจะประกอบด้วยส่วนการทำงานที่สำคัญ 2 ส่วนคือ

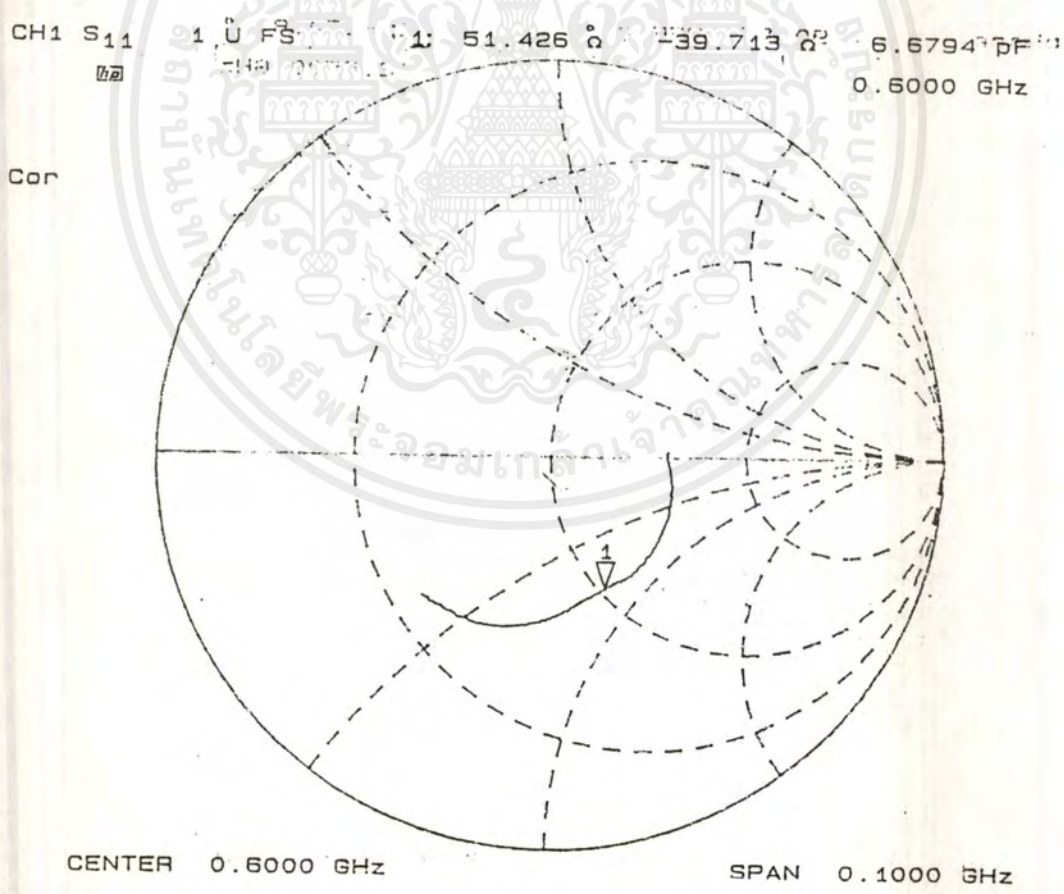
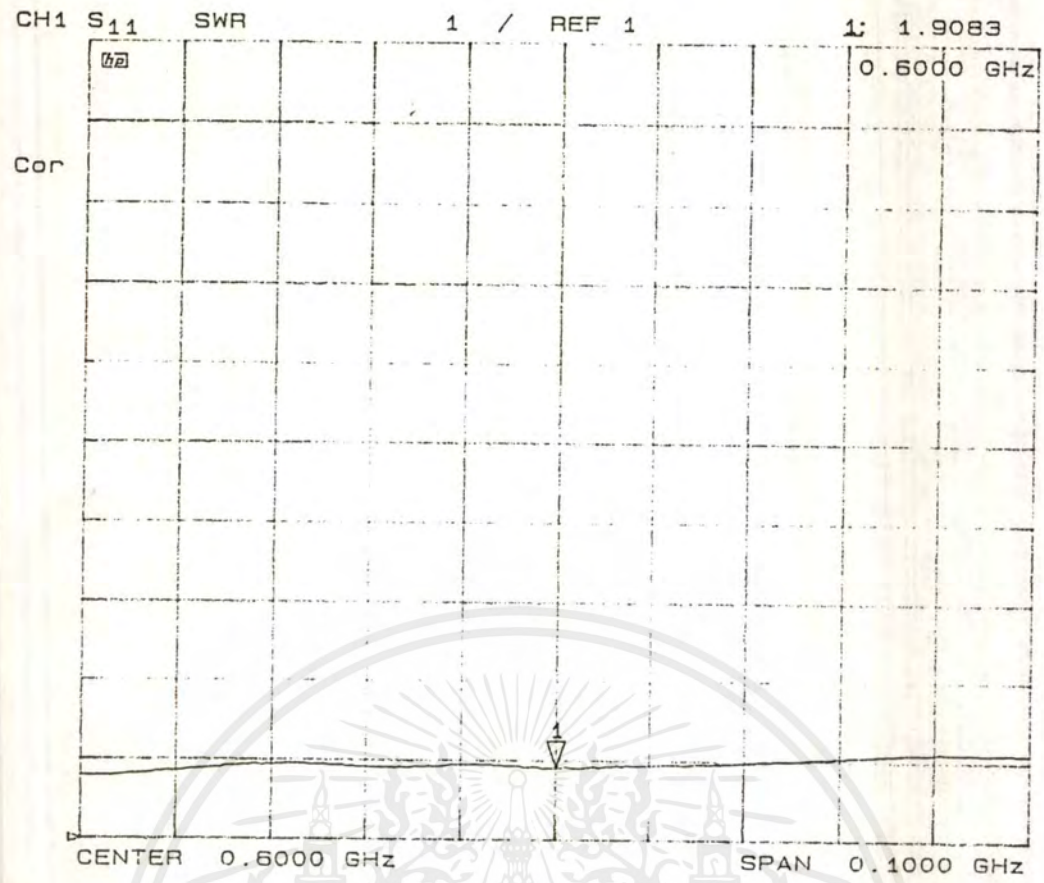
- ส่วนที่ 1 เนตเวอร์ก อนุไลเซอร์ สำหรับใช้ในการวัดอินพุตอิมพีแดนซ์
- ส่วนที่ 2 สายอากาศไดโพลที่ต้องการวัดอินพุตอิมพีแดนซ์ ซึ่งต่อกับส่วนแรก

6.7 ผลการทดลองวัดอินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไดโพล



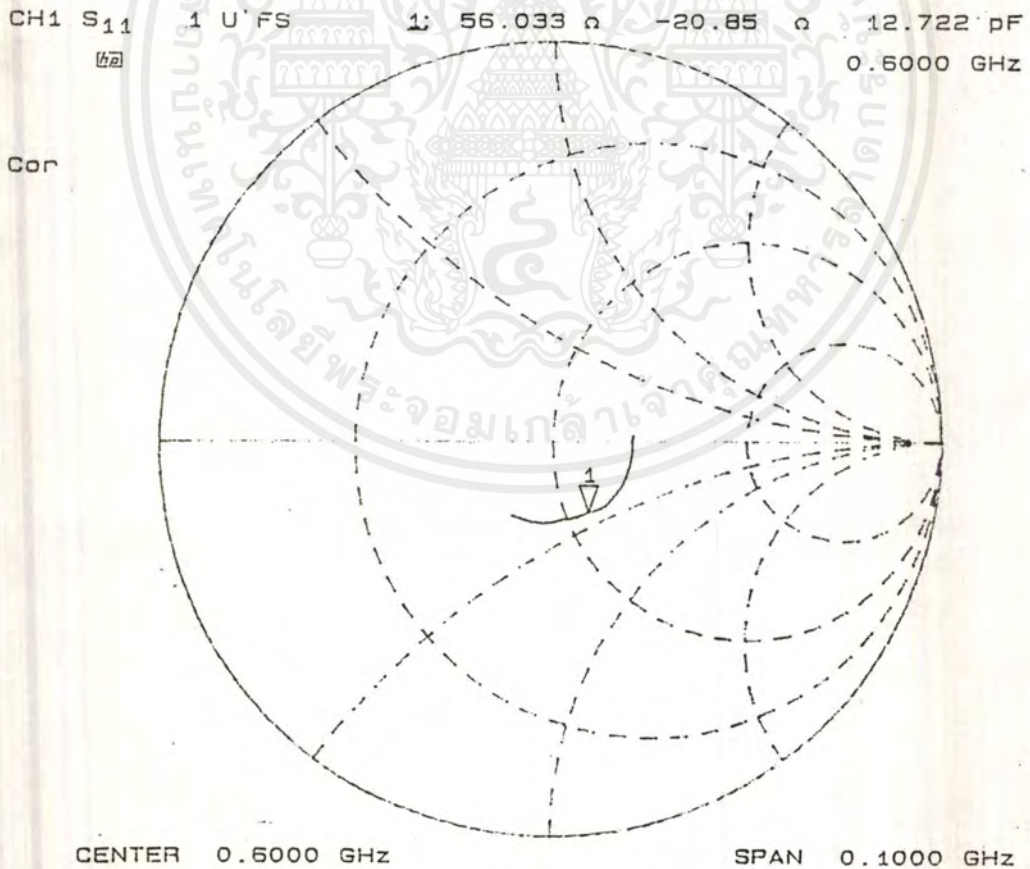
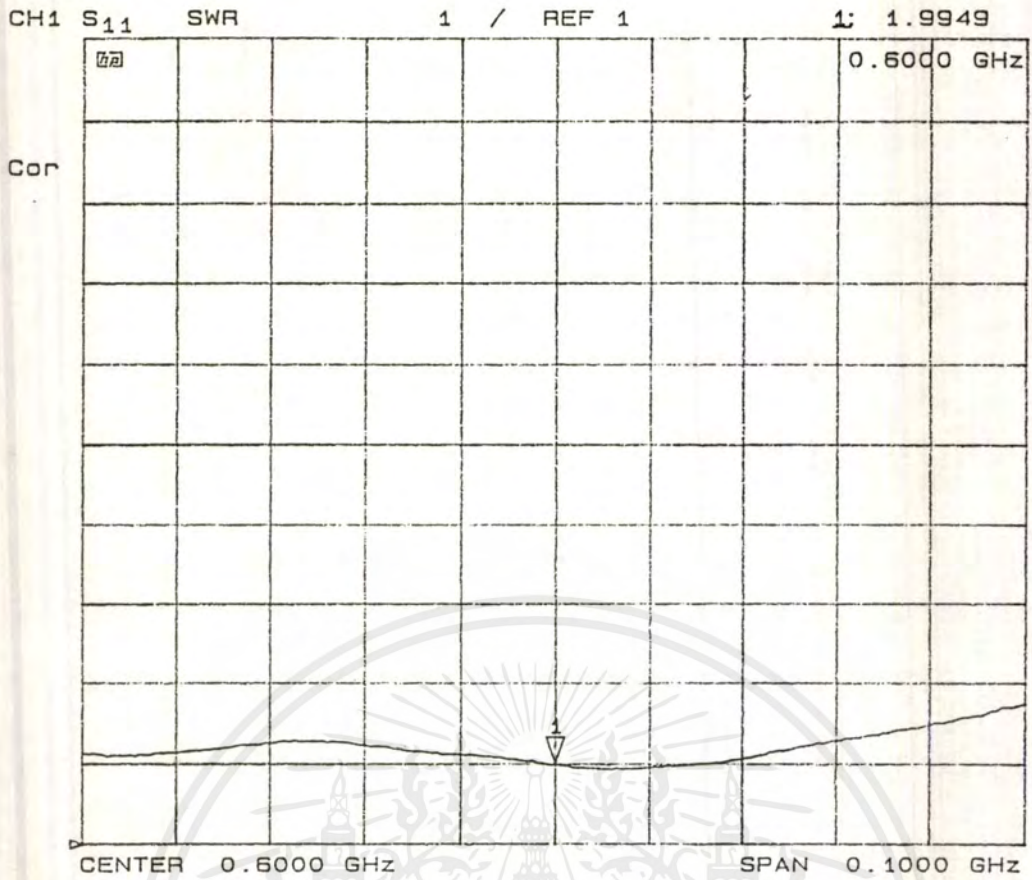
รูปที่ 6.9 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 0.5λ
เส้นผ่าศูนย์กลาง 0.0192λ ที่ความถี่ 600 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.10 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 0.5λ
 เส้นผ่านศูนย์กลาง 0.0318λ ที่ความถี่ 600 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



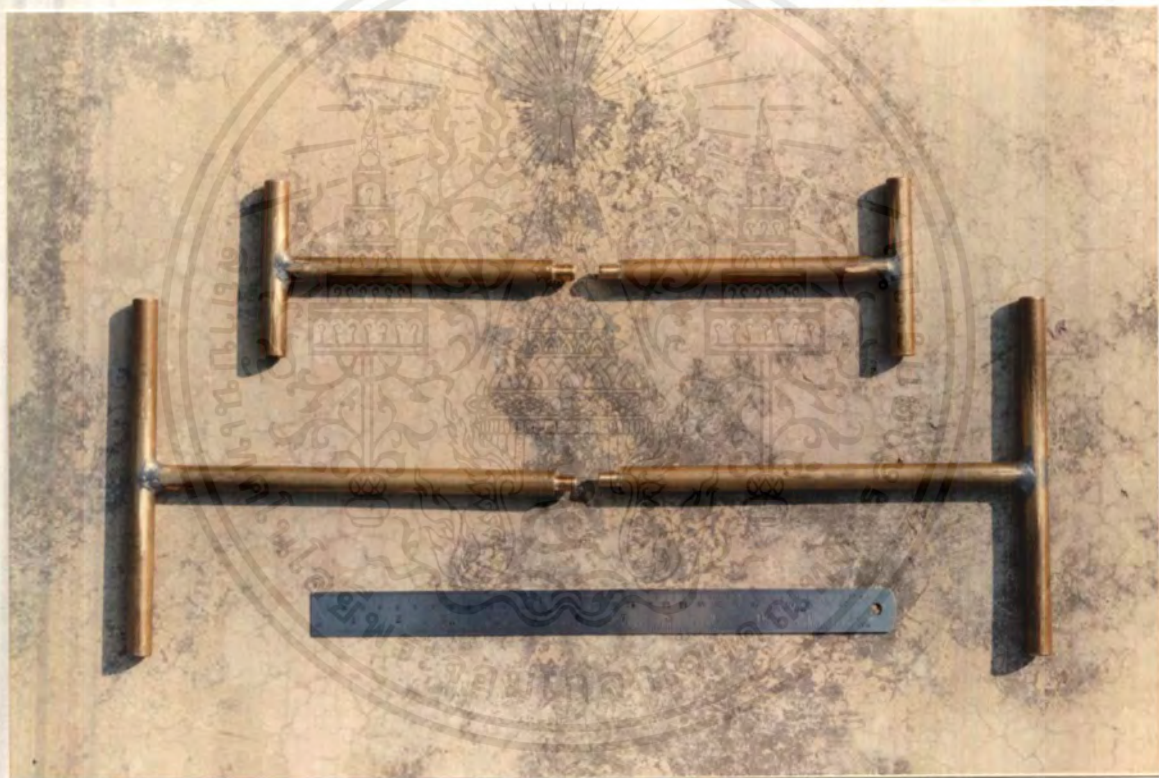
รูปที่ 6.11 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไดโพลที่มีความยาว 0.5λ

เส้นผ่าศูนย์กลาง 0.0514λ ที่ความถี่ 600 Mhz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.8 การสร้างสายอากาศรูปตัวเอส

ในการสร้างสายอากาศรูปตัวเอส จะใช้ท่อทองเหลืองกลมตันที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 1.42 เซนติเมตร โดยได้ทำการสร้างสายอากาศขึ้นมา 2 ชิ้นงาน โดยชิ้นงานแรกมีความยาวส่วนหลัก 55 เซนติเมตร ความยาวส่วนกิ่ง 20 เซนติเมตร (สายอากาศตัวยาว) ส่วนที่สองมีความยาวส่วนหลัก 35 เซนติเมตร ความยาวส่วนกิ่ง 10 เซนติเมตร (สายอากาศตัวสั้น) โดยสายอากาศทั้งสองมีลักษณะดังรูป



ภาพแสดงสายอากาศรูปตัวเอสที่มีความยาวส่วนหลัก 55 cm และส่วนกิ่ง 20 cm และสายอากาศรูปตัวเอสที่มีความยาวส่วนหลัก 35 cm และส่วนกิ่ง 10 cm

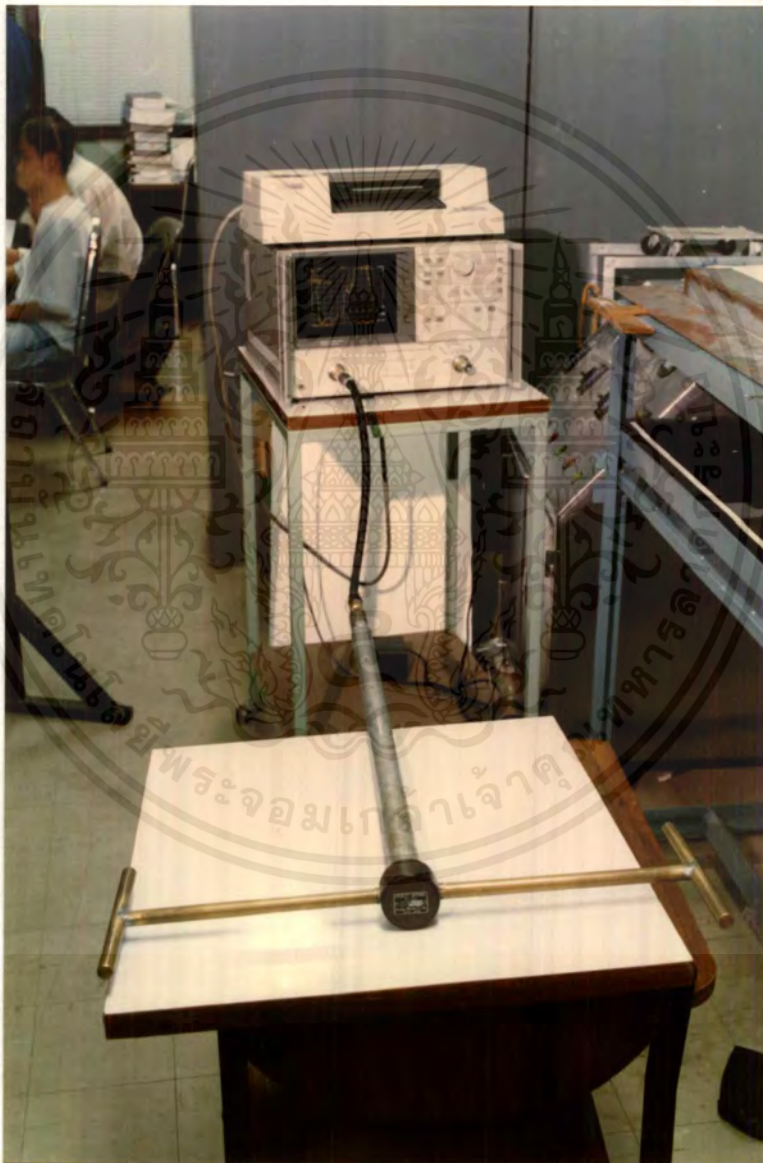
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากทำการป้อนสัญญาณตรงกลางแบบ delta-gap voltage ดังนั้นจะแบ่งสายอากาศออกเป็น 2 ส่วน โดยจะต่อแกนในของสายนำสัญญาณเข้ากับสายอากาศรูปตัวเอชแขนหนึ่ง และตัวนำนอกต่อเข้ากับสายอากาศรูปตัวเอชอีกแขนหนึ่ง

จากนั้นต่อเข้ากับเครื่องกำเนิดสัญญาณ เพื่อทำการทดสอบวัดค่าการแฉงรูปกระแส รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น และอินพุตอิมพีแดนซ์ต่อไป

6.9 การทดลองวัดการแฉงรูปกระแสของสายอากาศรูปตัวเอช

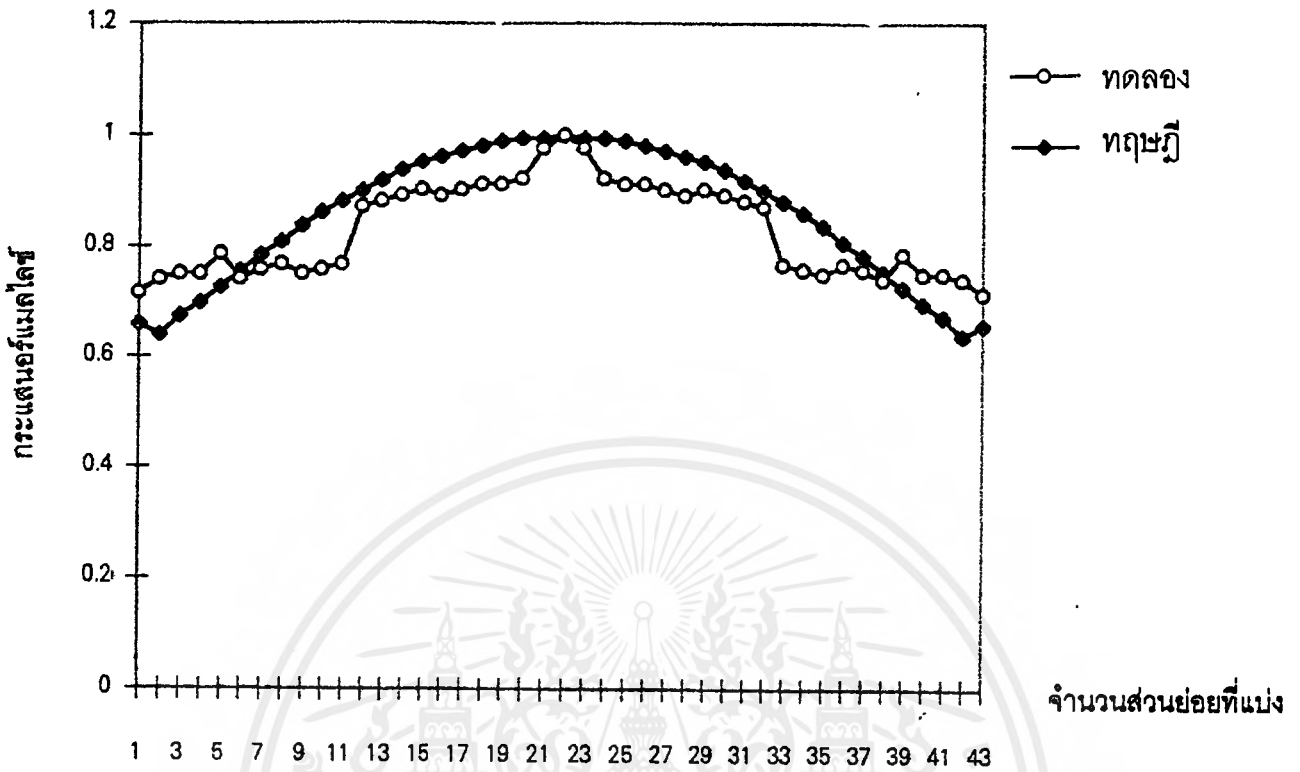
จะทำการทดลองในลักษณะเดียวกับสายอากาศไดโพล ซึ่งผลจากการวัดที่ได้จะนำไปพล็อตค่าการแฉงรูปกระแสของสายอากาศรูปตัวเอชโดยเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณ



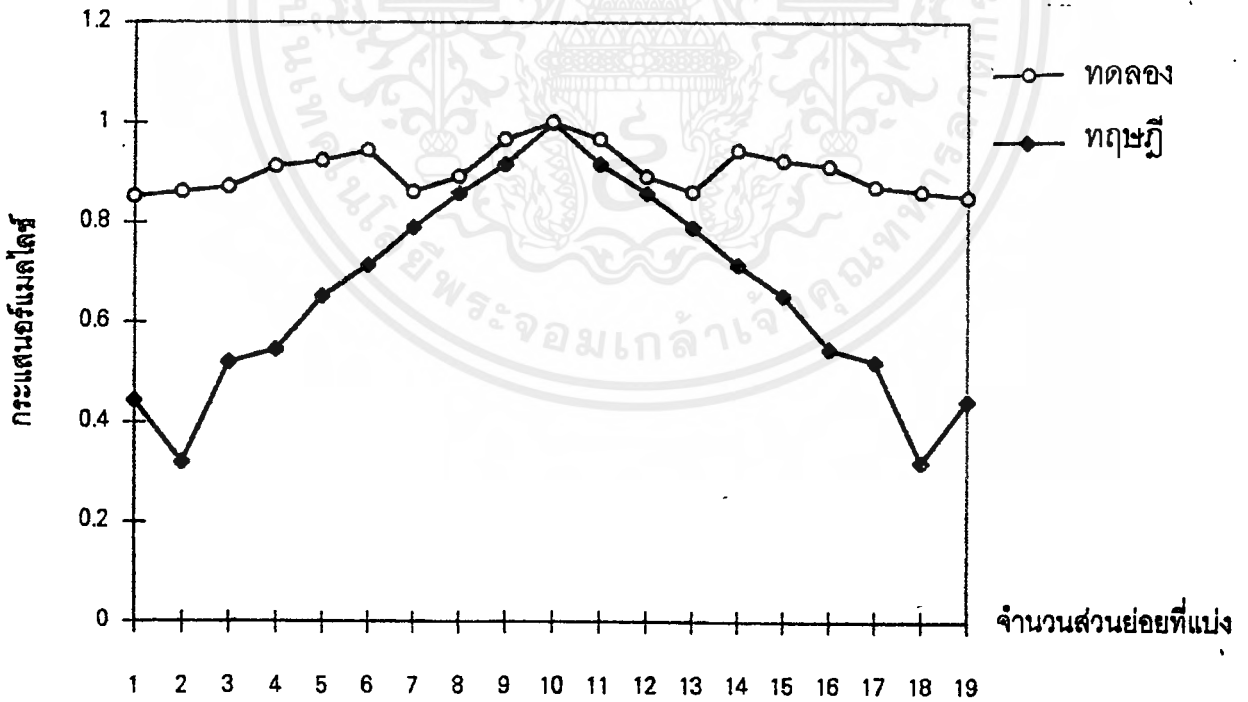
ภาพแสดงการวัดการแฉงรูปกระแสของสายอากาศรูปตัวเอช

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.10 ผลการทดลองวัดการแรงแบบของสายอากาศรูปตัวเอช

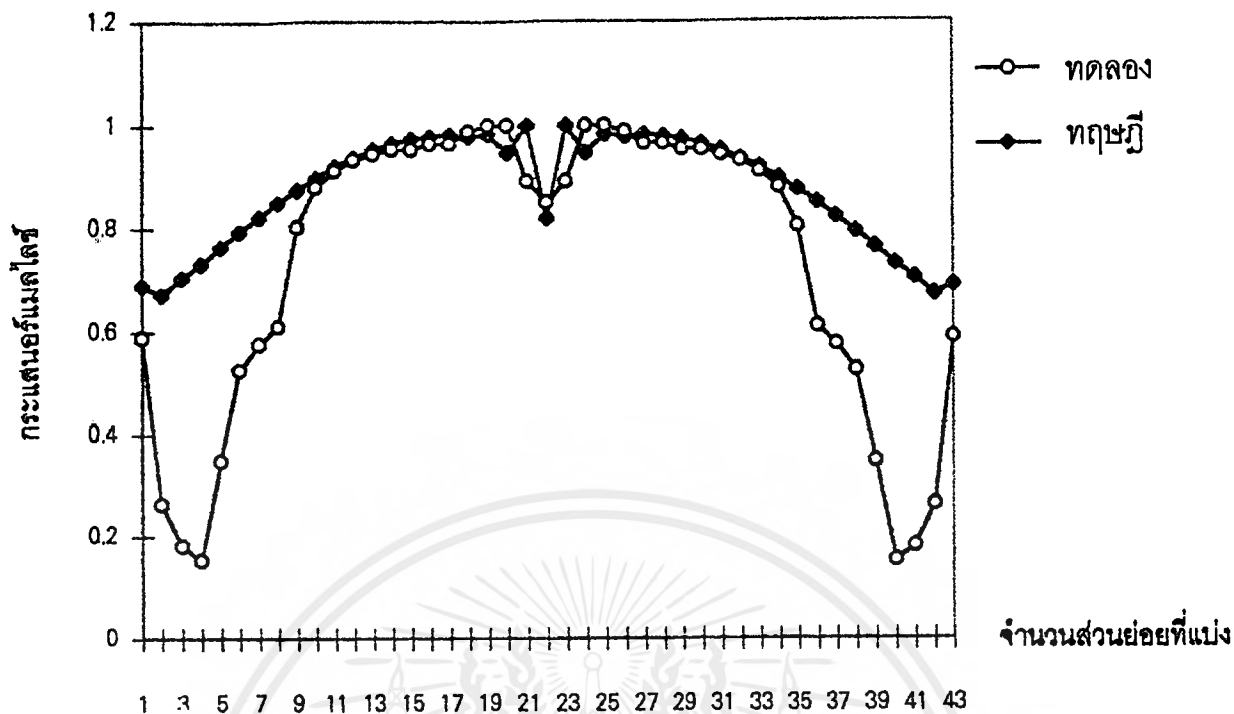


รูปที่ 6.12 การแรงแบบของส่วนหลักของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นที่ความถี่ 100 MHz

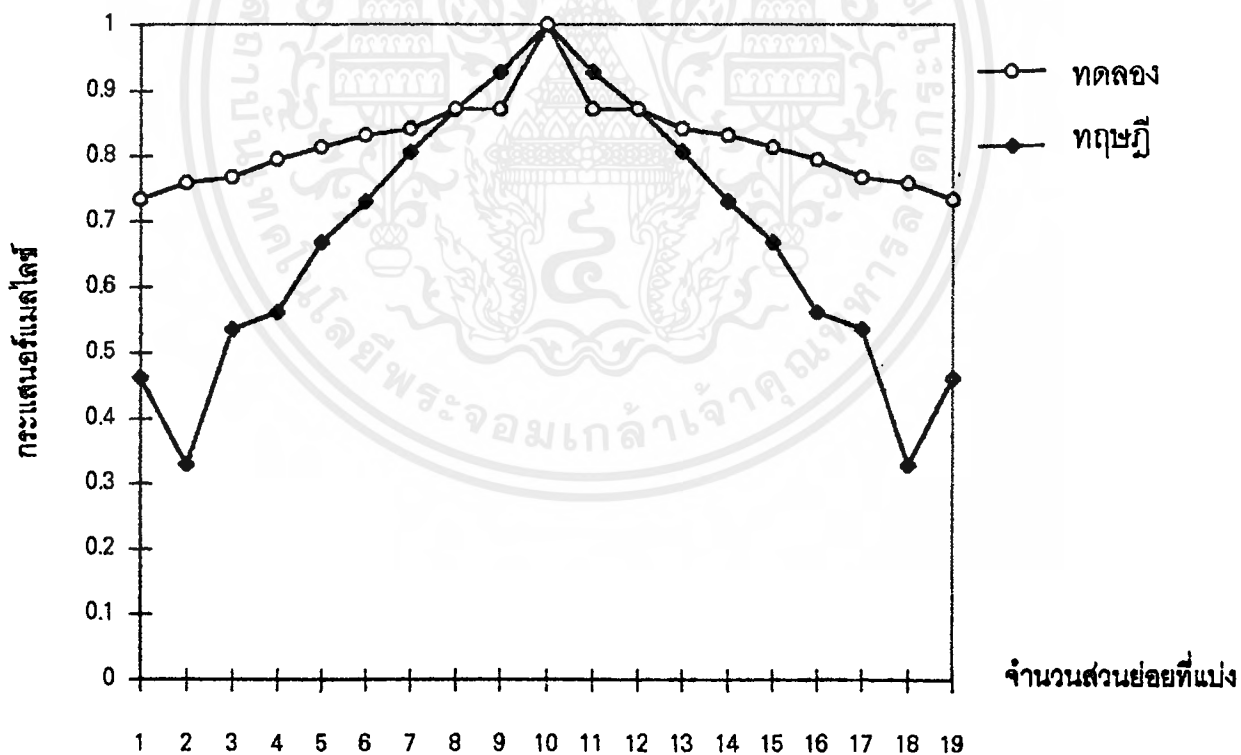


รูปที่ 6.13 การแรงแบบของส่วนกิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นที่ความถี่ 100 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

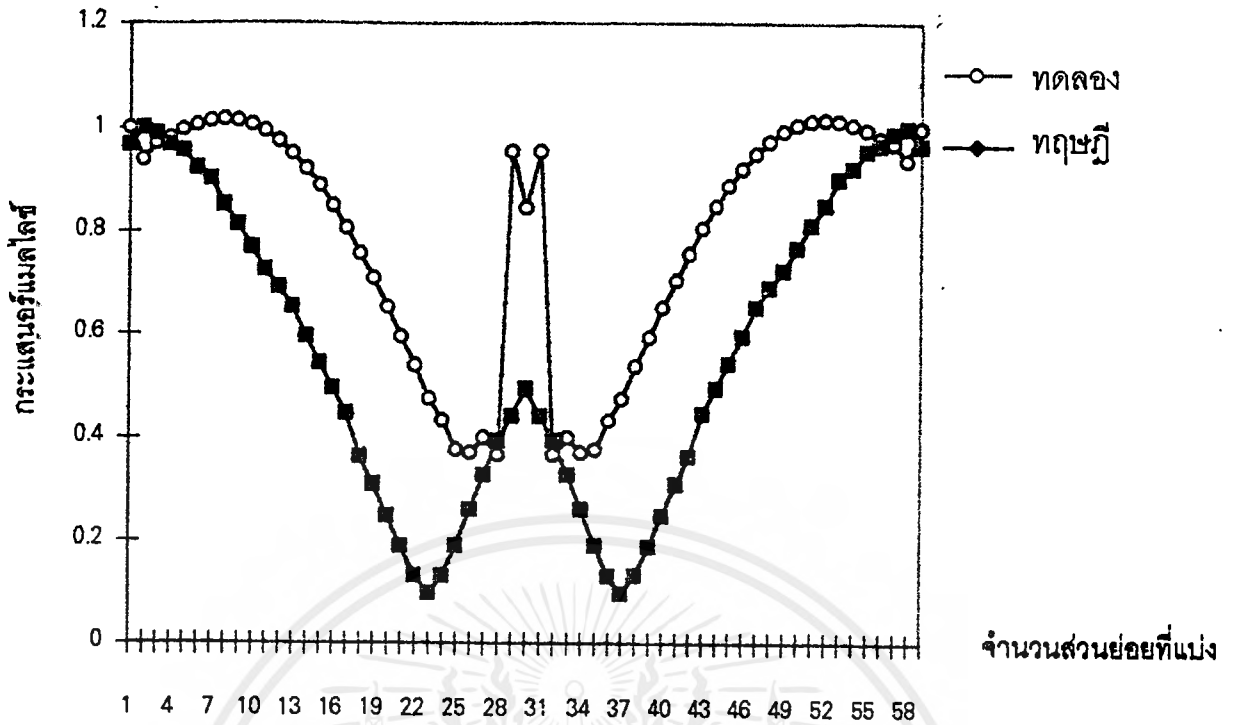


รูปที่ 6.14 การแจกแจงรูปกระแสของส่วนหลักของสายอากาศรูปตัวเอสตัวสั้นที่ความถี่ 300 MHz

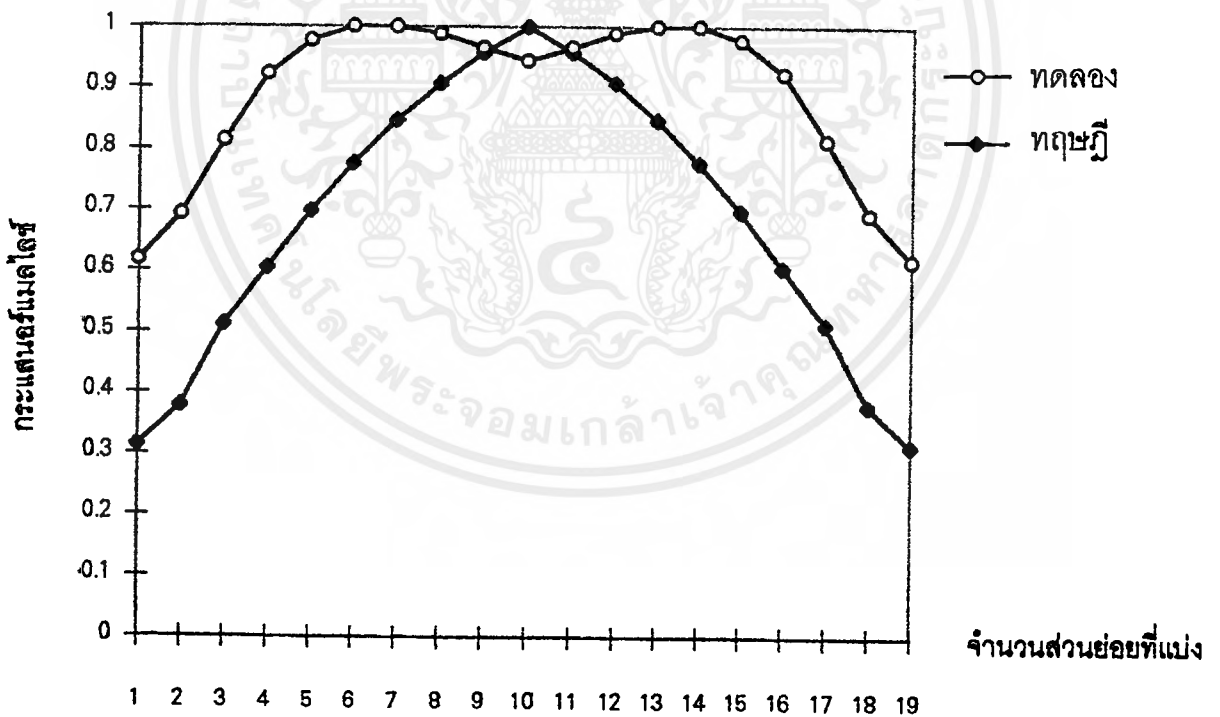


รูปที่ 6.15 การแจกแจงรูปกระแสของส่วนกิ่งของสายอากาศรูปตัวเอสตัวสั้นที่ความถี่ 300 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

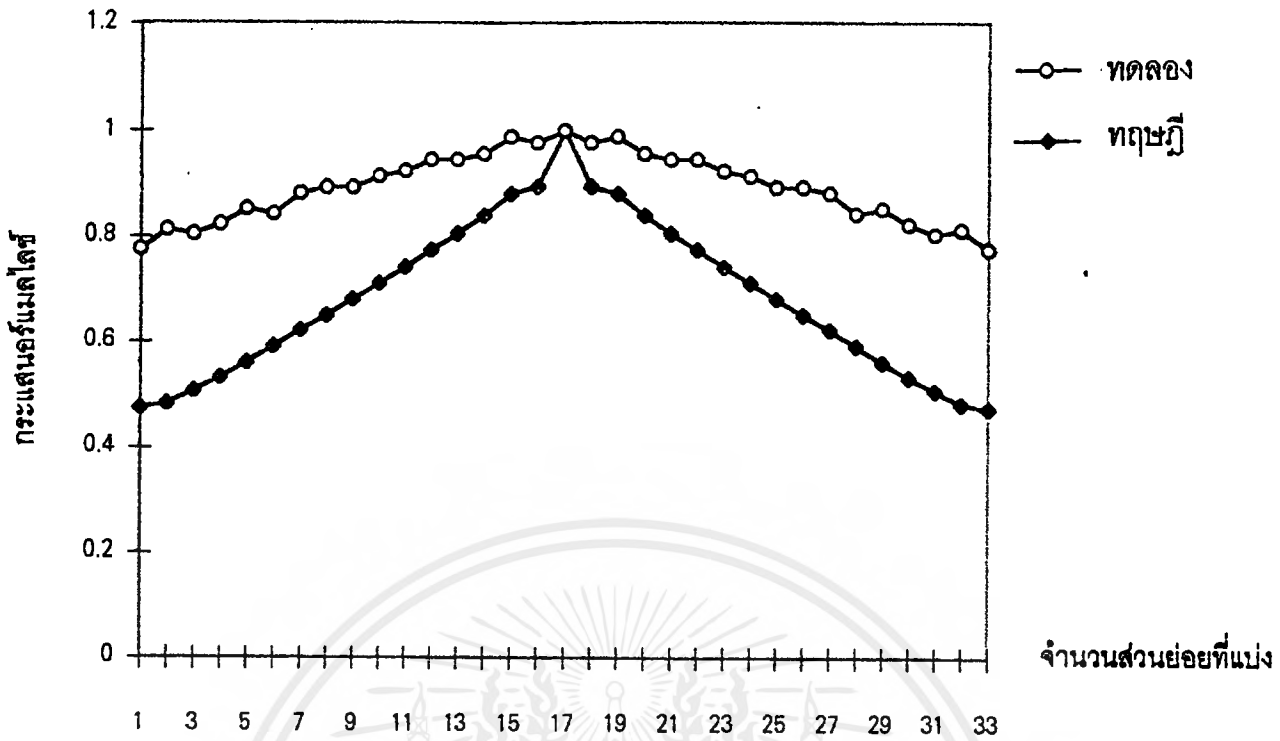


รูปที่ 6.16 การแจกแจงกระแสของส่วนหลักของสายอากาศรูปตัวเอสที่ความถี่ 600 MHz

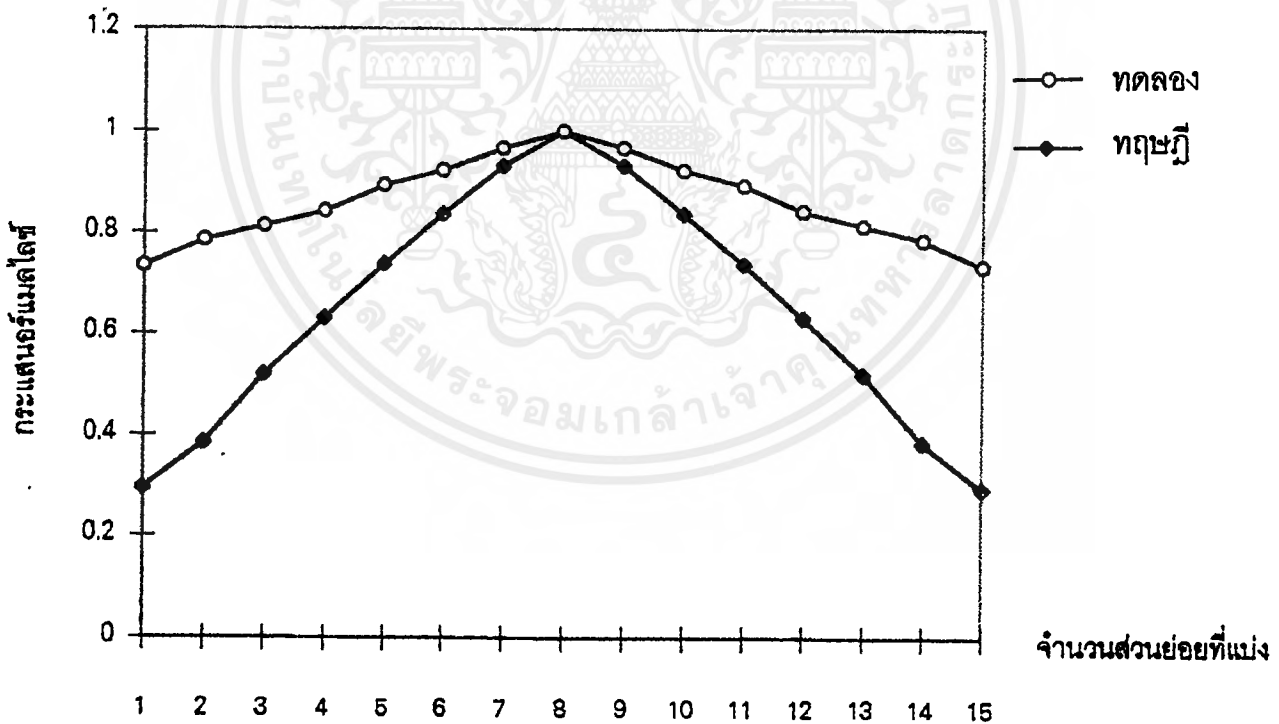


รูปที่ 6.17 การแจกแจงกระแสของส่วนกึ่งของสายอากาศรูปตัวเอสที่ความถี่ 600 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

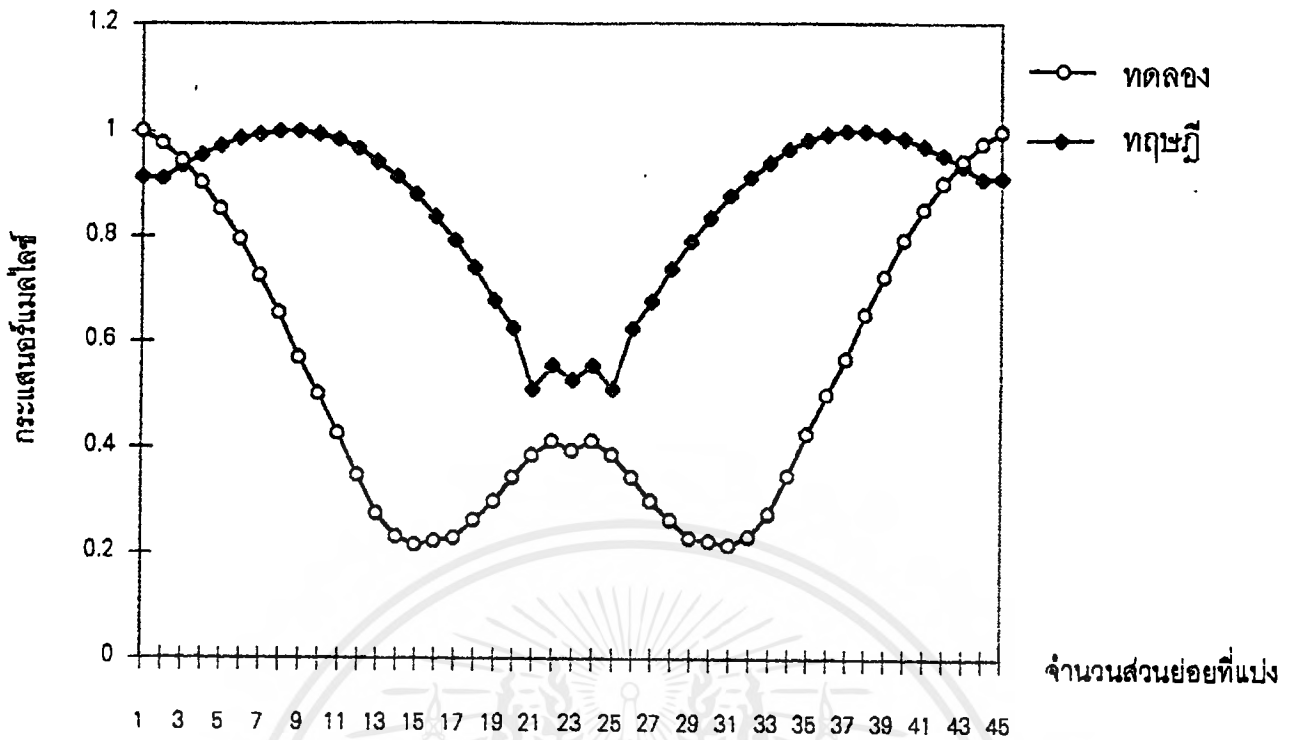


รูปที่ 6.18 การแจกแจงรูปกระแสของส่วนหลักของสายอากาศรูปตัวเอชด้วยยาวที่ความถี่ 100 MHz

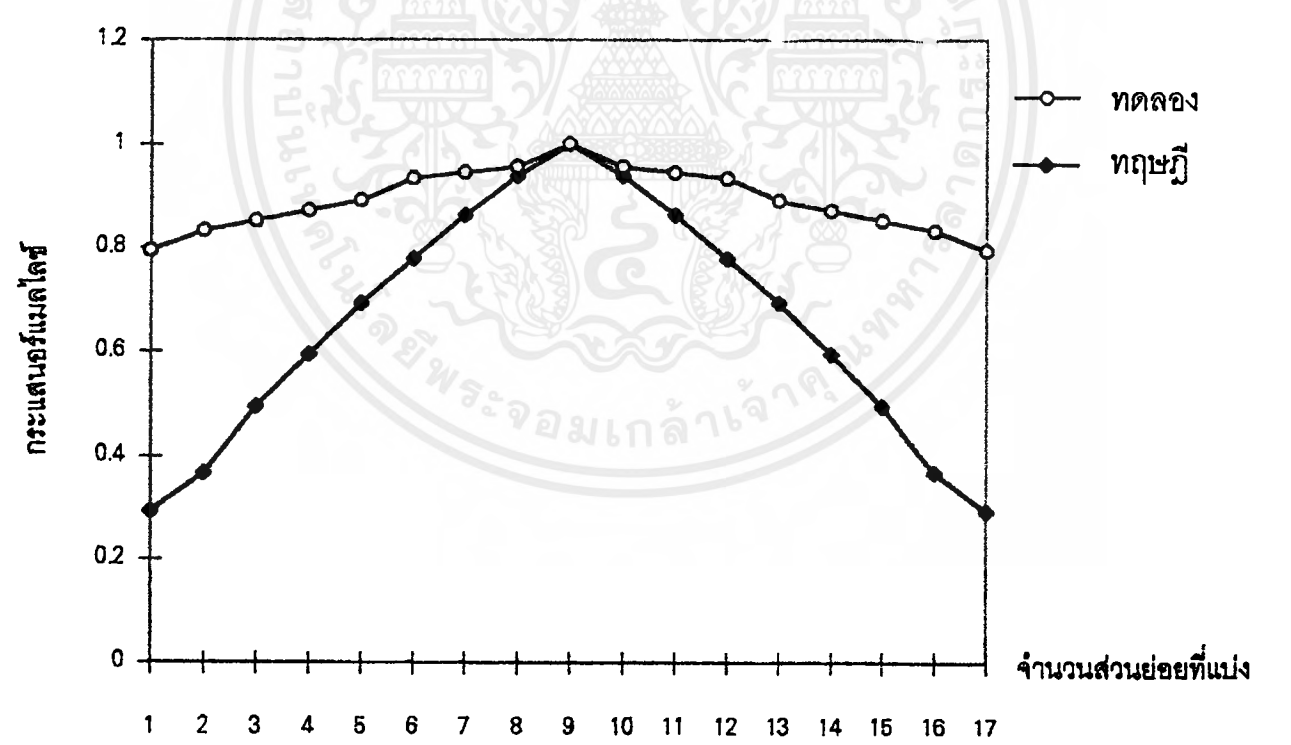


รูปที่ 6.19 การแจกแจงรูปกระแสของส่วนกิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชด้วยยาวที่ความถี่ 100 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

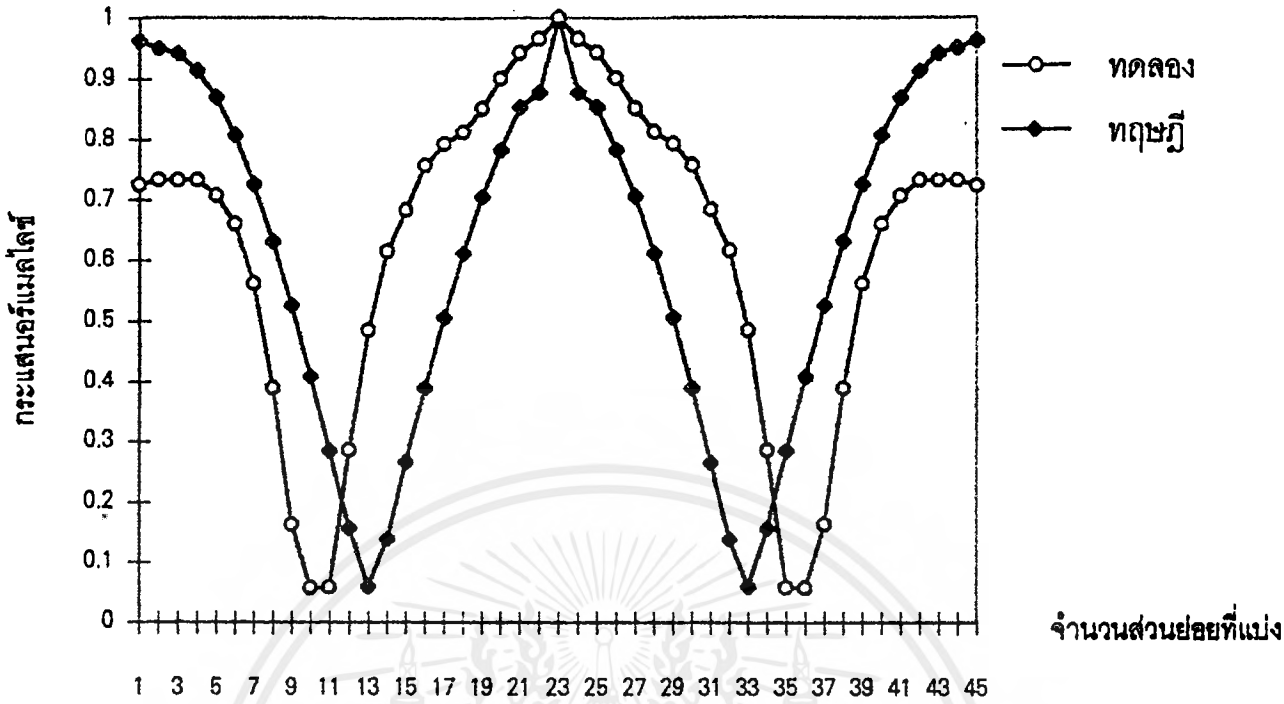


รูปที่ 6.20 การแจกแจงกระแสของส่วนหลักของสายอากาศรูปตัวเลขด้วยยาวที่มีความถี่ 300 MHz

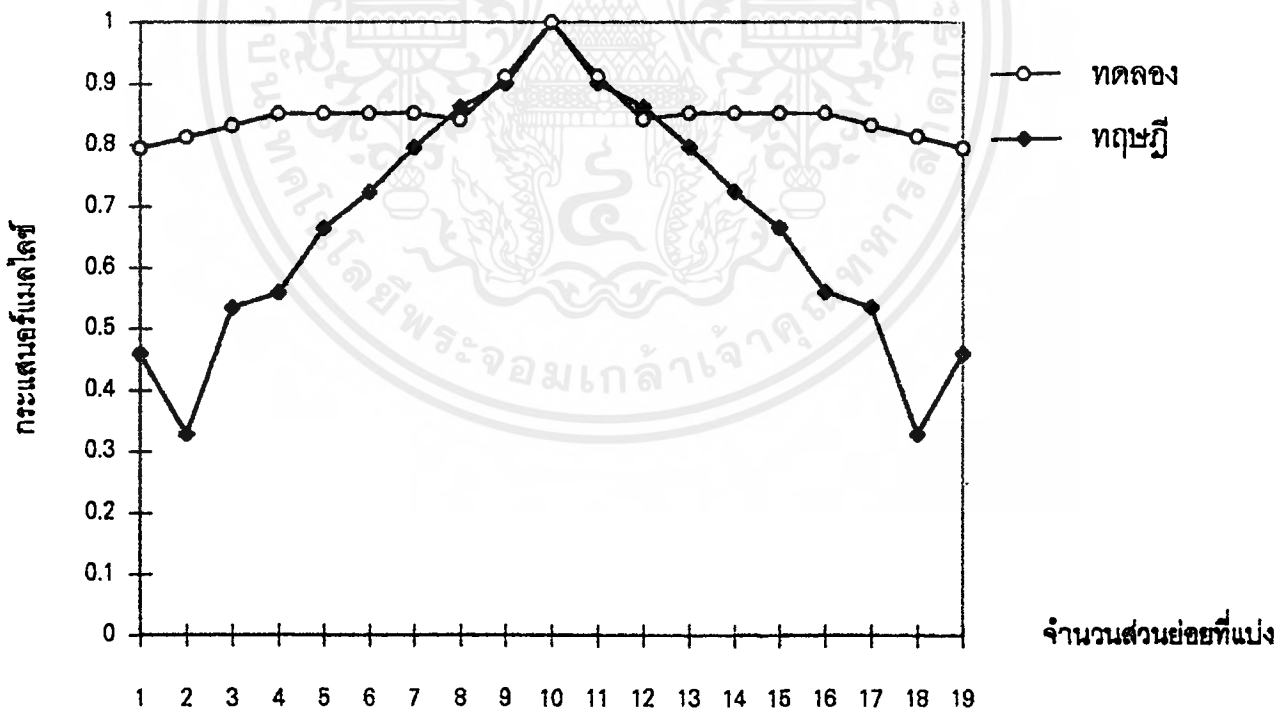


รูปที่ 6.21 การแจกแจงกระแสของส่วนกิ่งของสายอากาศรูปตัวเลขด้วยยาวที่มีความถี่ 300 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.22 การแจกแจงรูปกระแสมอริแมลต์ไลซ์ของส่วนหลักของสายอากาศรูปตัวเอชด้วยยาวที่ความถี่ 600 MHz



รูปที่ 6.23 การแจกแจงรูปกระแสมอริแมลต์ไลซ์ของส่วนกิ่งของสายอากาศรูปตัวเอชด้วยยาวที่ความถี่ 600 MHz

-เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.11 การทดลองวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอช

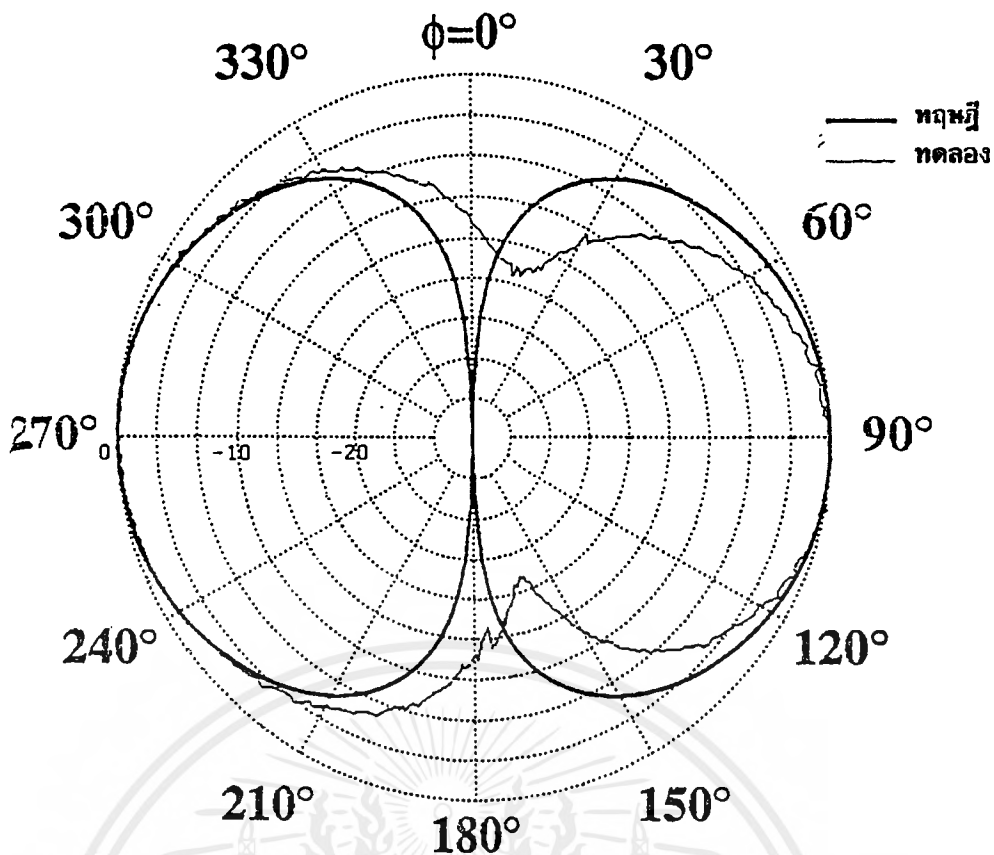
จะทำการทดลองในลักษณะเดียวกับสายอากาศไดโพล ซึ่งผลจากการวัดที่ได้จะนำไปพล็อตค่ารูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอชโดยเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณ



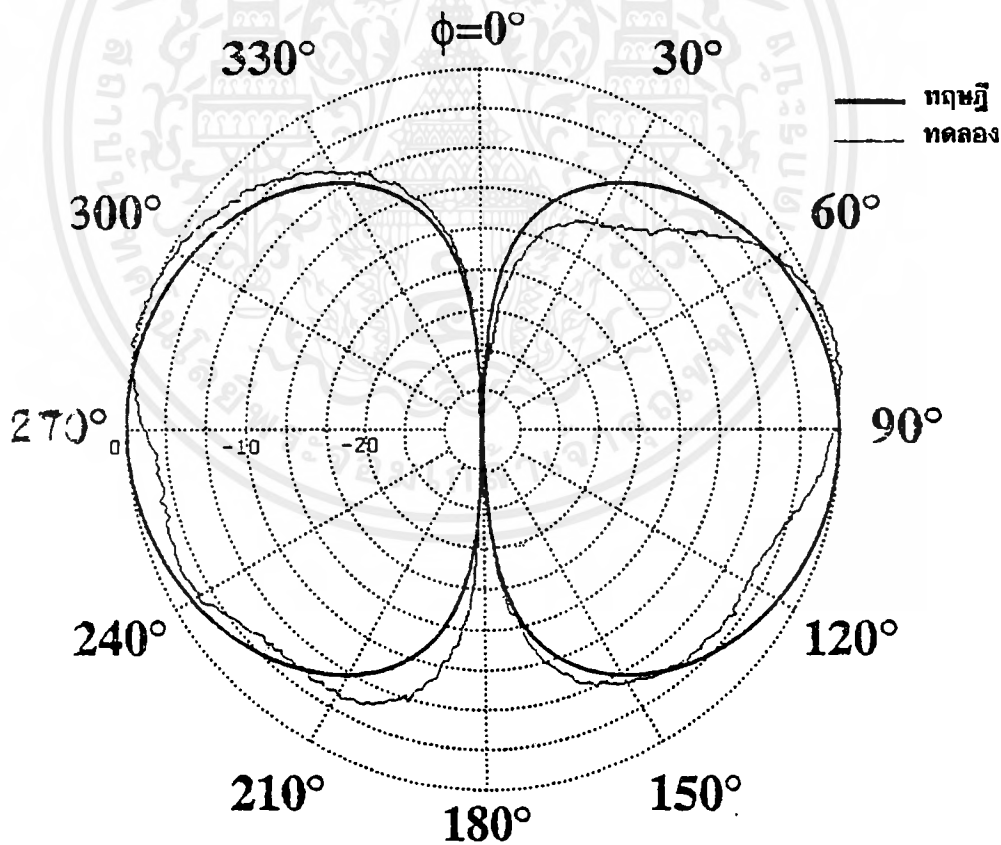
ภาพแสดงการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอช

6.12 ผลการทดลองวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอช

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

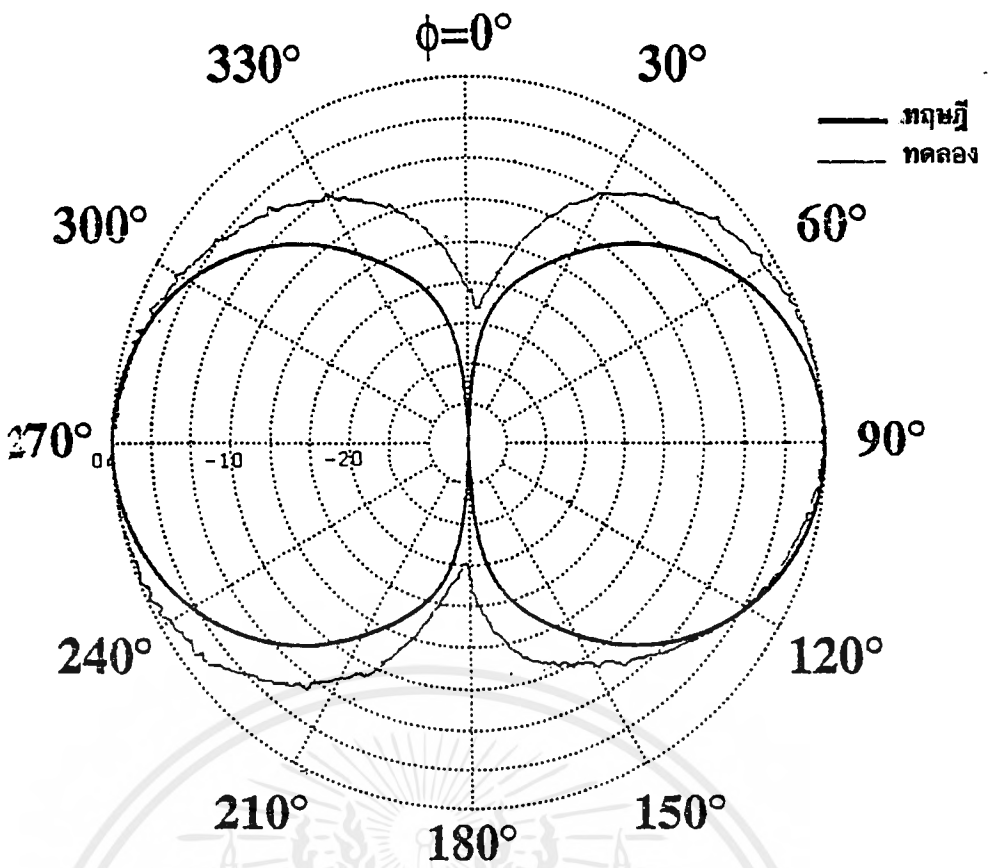


รูปที่ 6.24 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอสที่ความถี่ 100 MHz

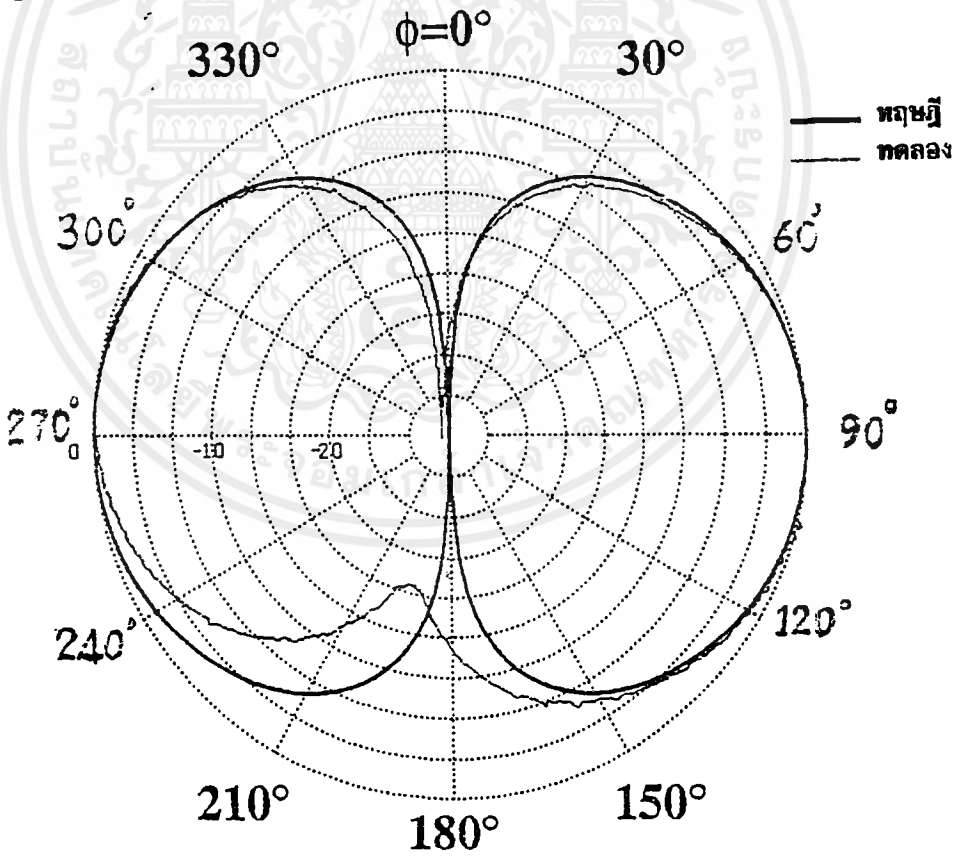


รูปที่ 6.25 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอสที่ความถี่ 300 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

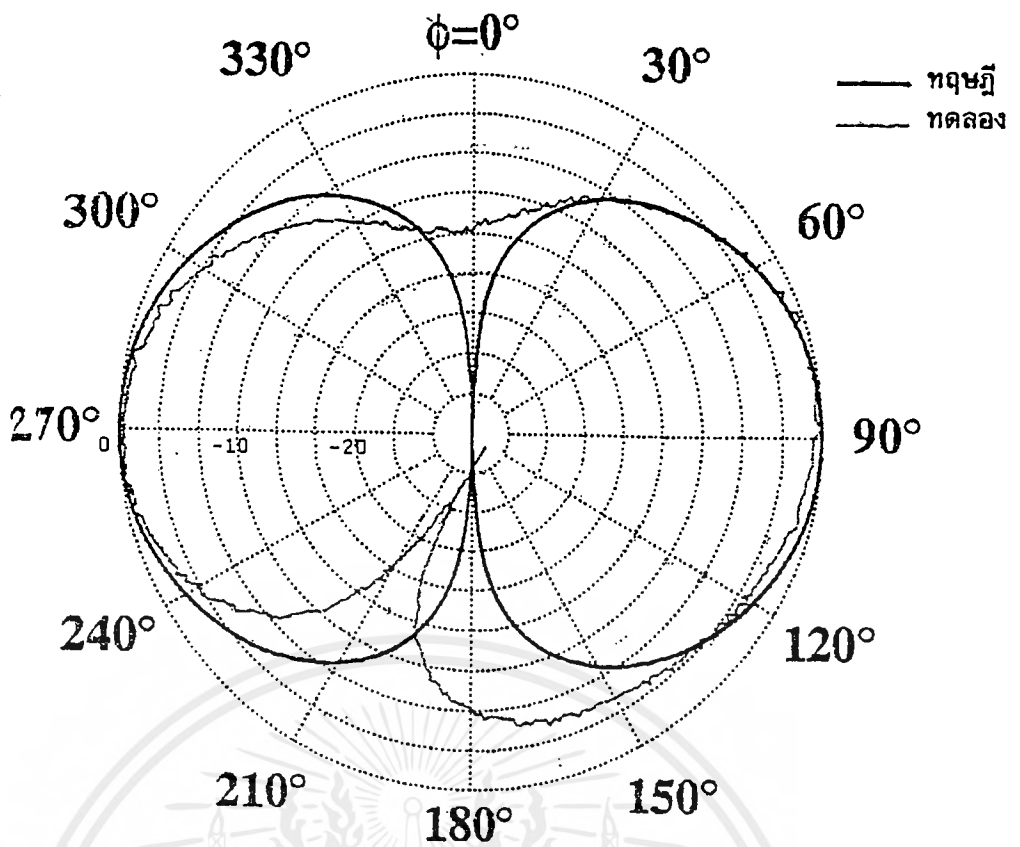


รูปที่ 6.26 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอสตัวสั้นที่ความถี่ 60 MHz

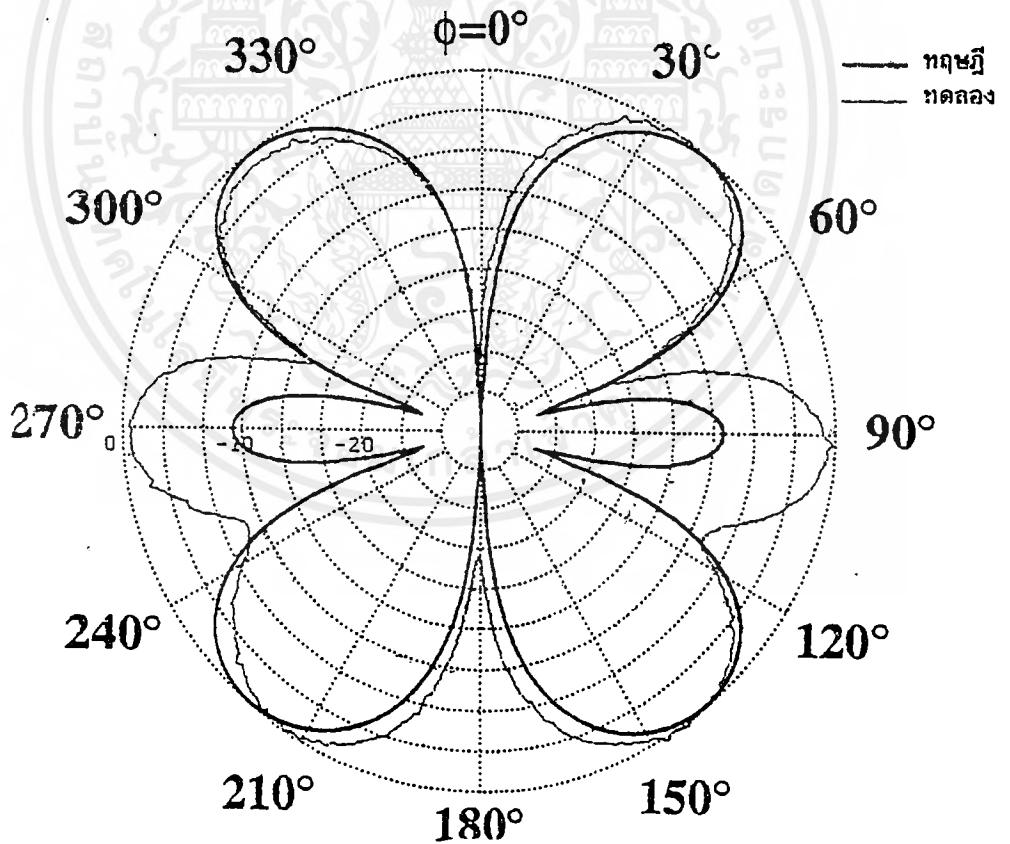


รูปที่ 6.27 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอสตัวยาวที่ความถี่ 100 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

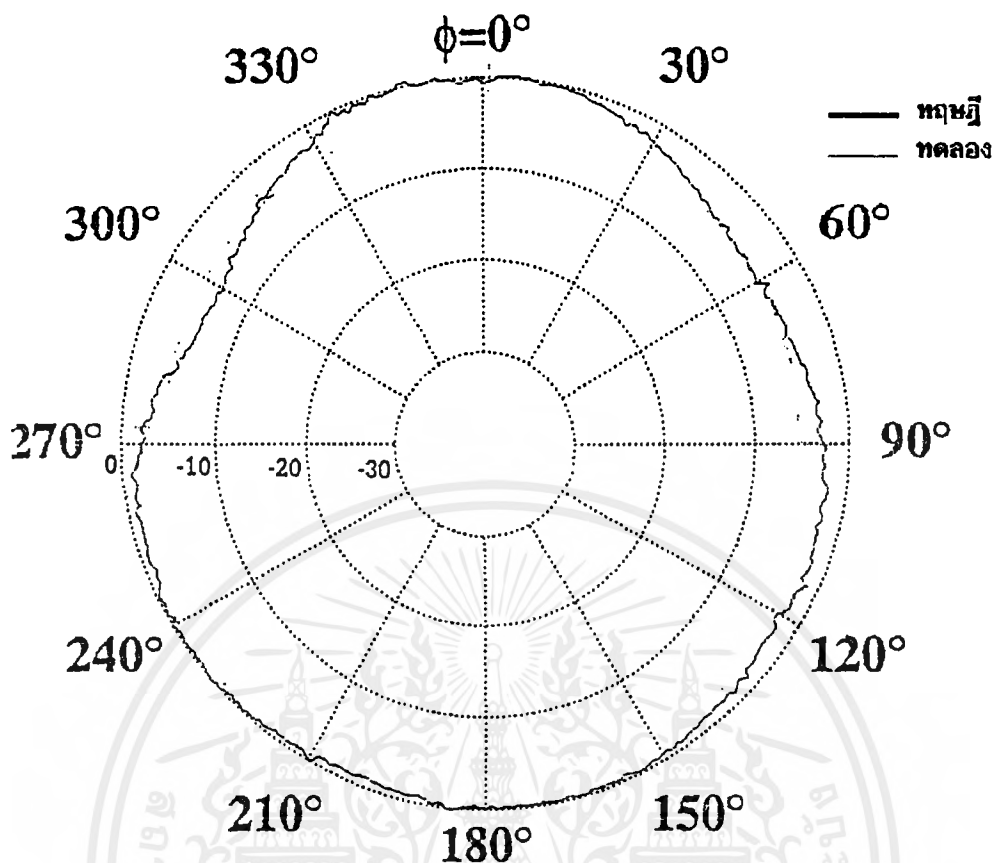


รูปที่ 6.28 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอชที่ความถี่ 300.MHz



รูปที่ 6.29 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศรูปตัวเอชที่ความถี่ 600 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

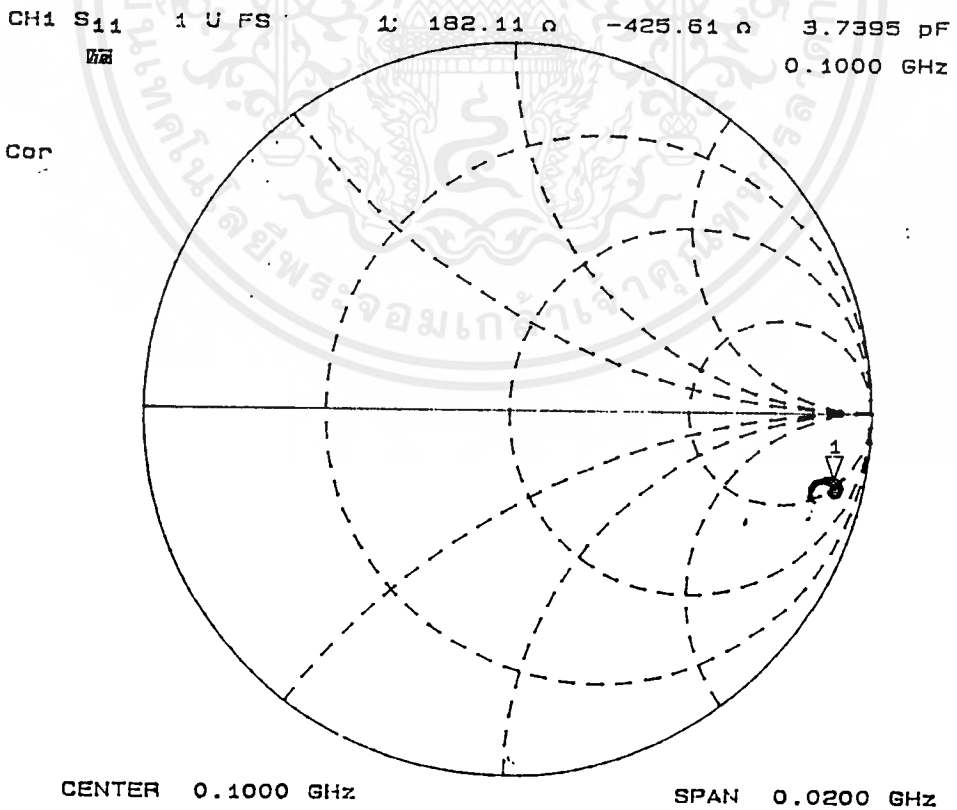
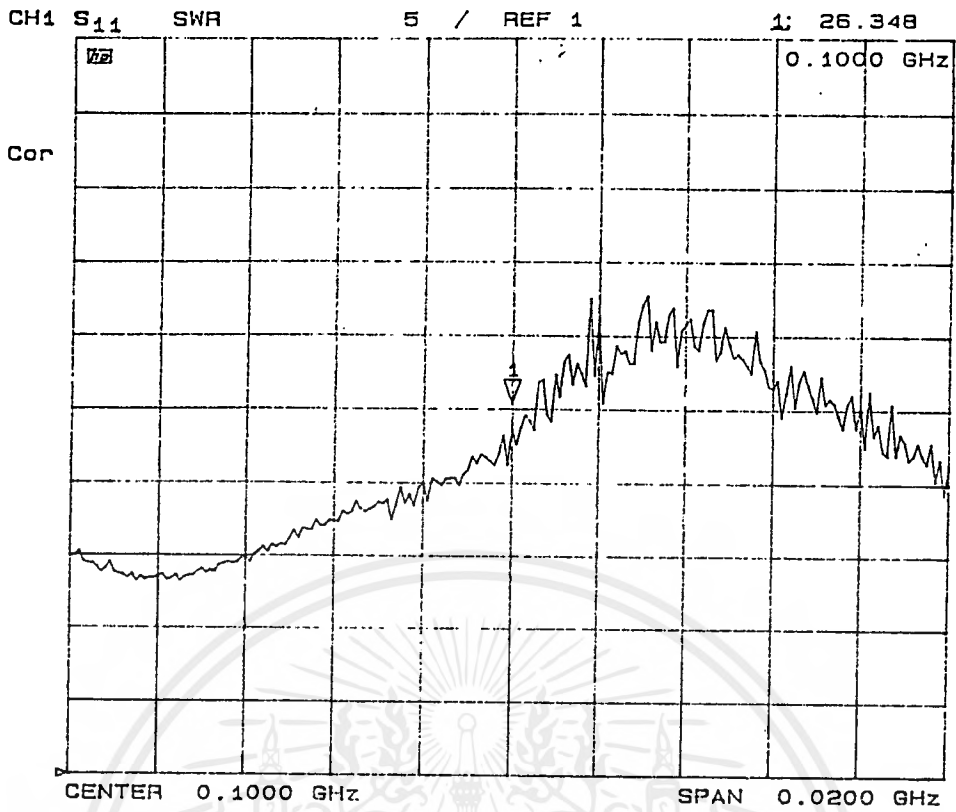


รูปที่ 6.30 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในแนวนอน (H-plane) ของสายอากาศรูปตัวเอช

6.13 การทดลองวัดอินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศรูปตัวเอช

จะทำการทดลองในลักษณะเดียวกับสายอากาศไดโพล โดยการใช้เนตเวอร์ก อนุบาลเซอร์และทำการพล็อตค่าที่วัดได้ออกมา

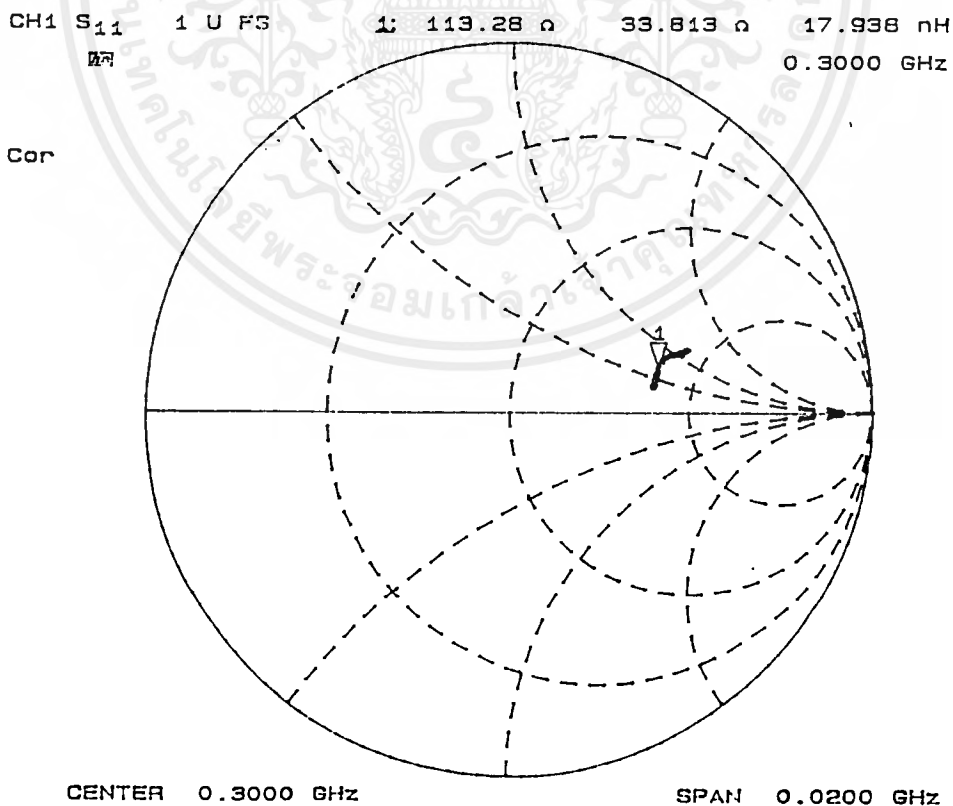
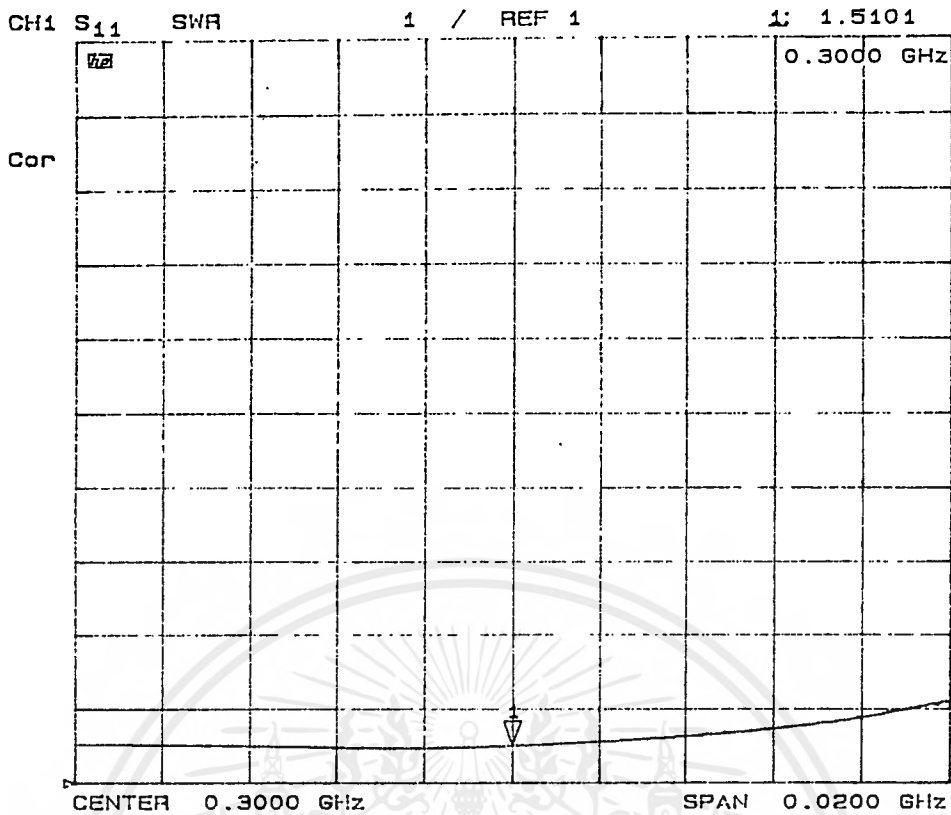
6.14 ผลการทดลองวัดอินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศรูปตัวเอช



รูปที่ 6.31 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

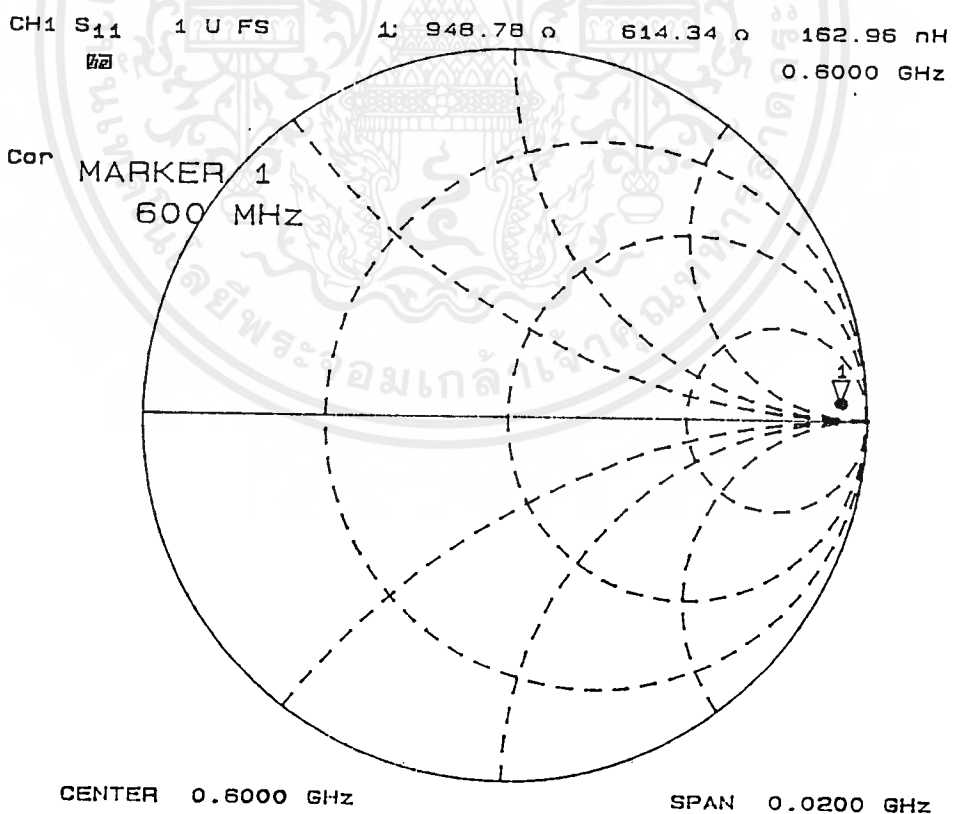
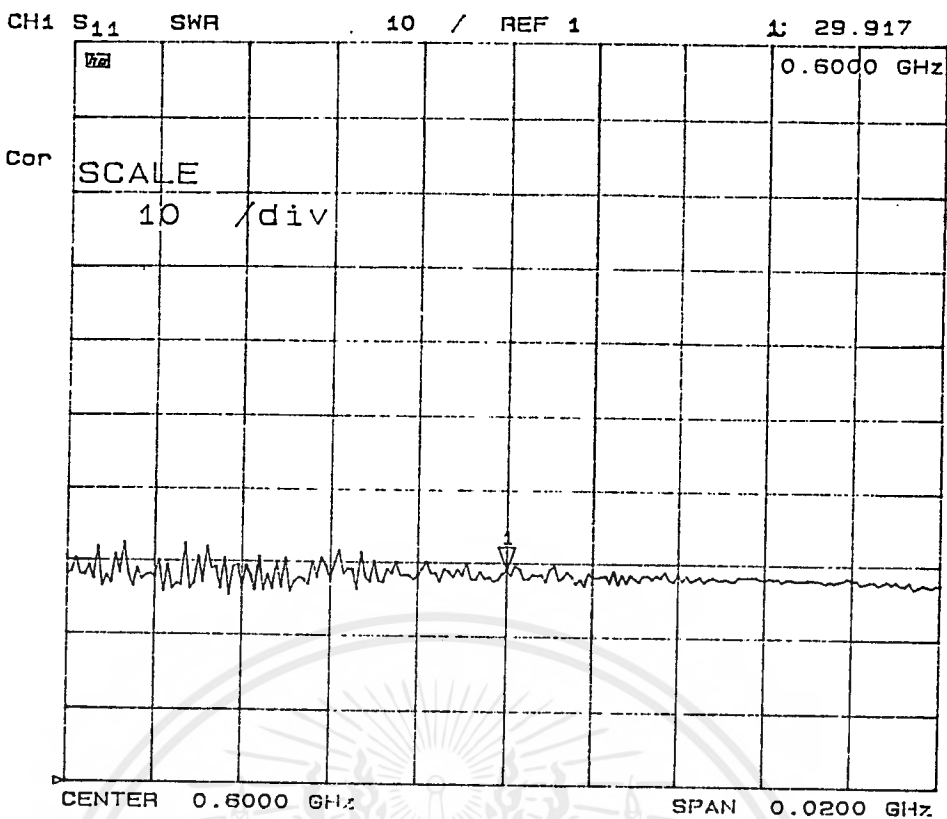
ของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นที่ความถี่ 100 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



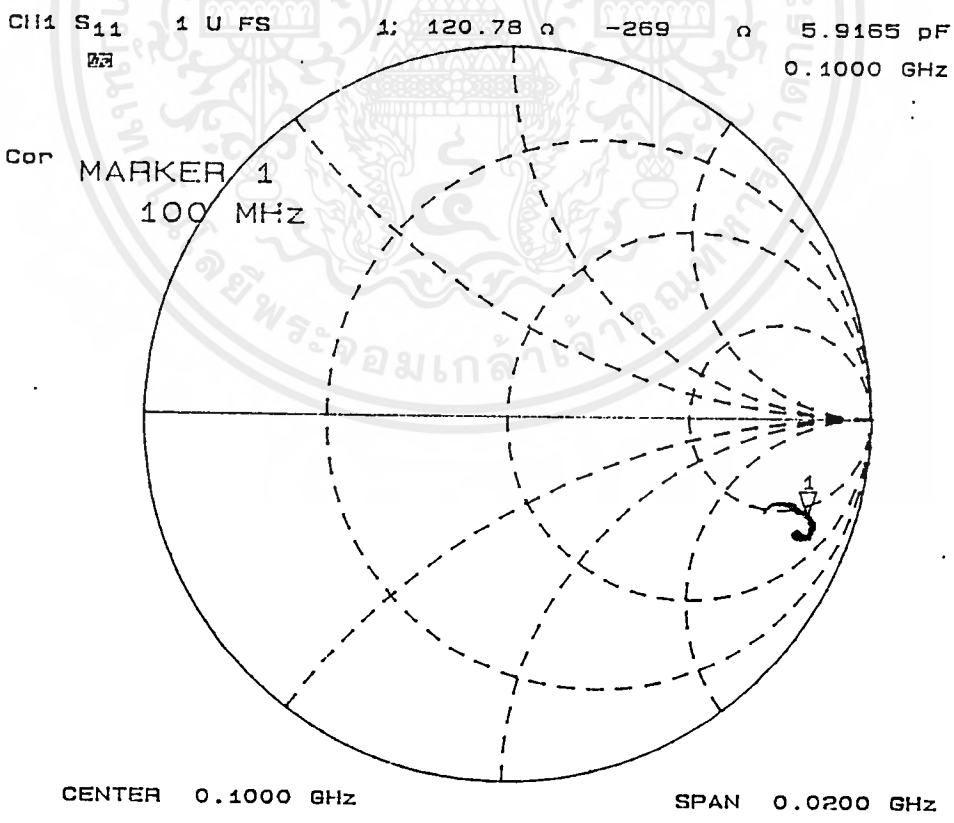
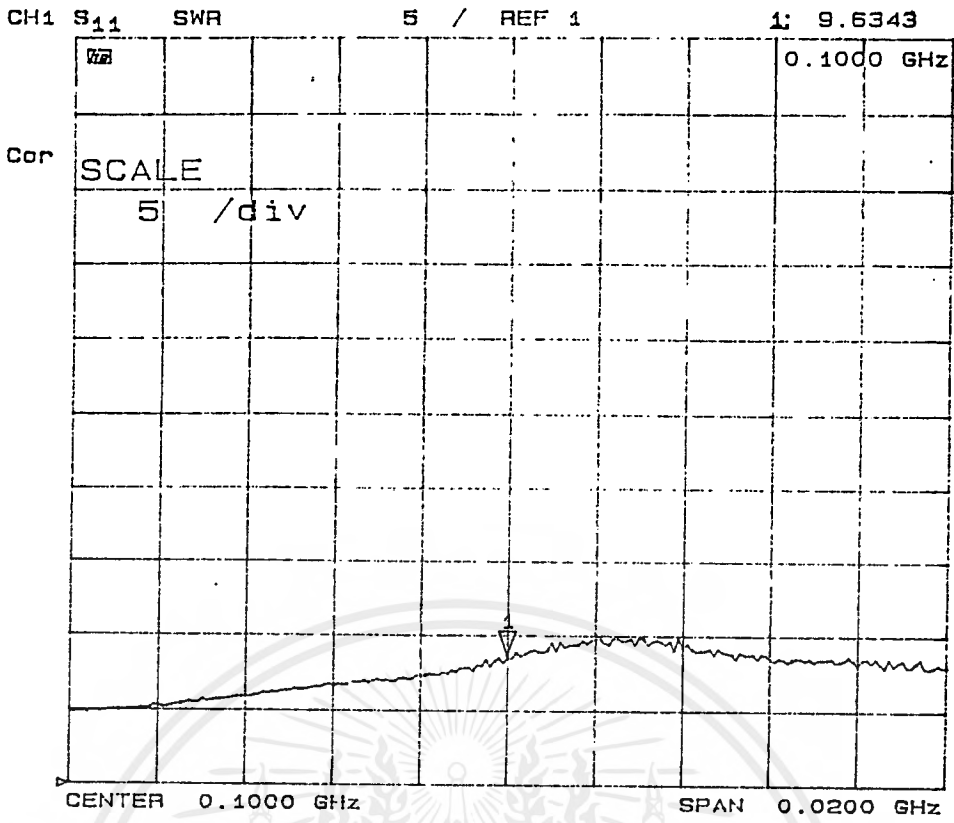
รูปที่ 6.32 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



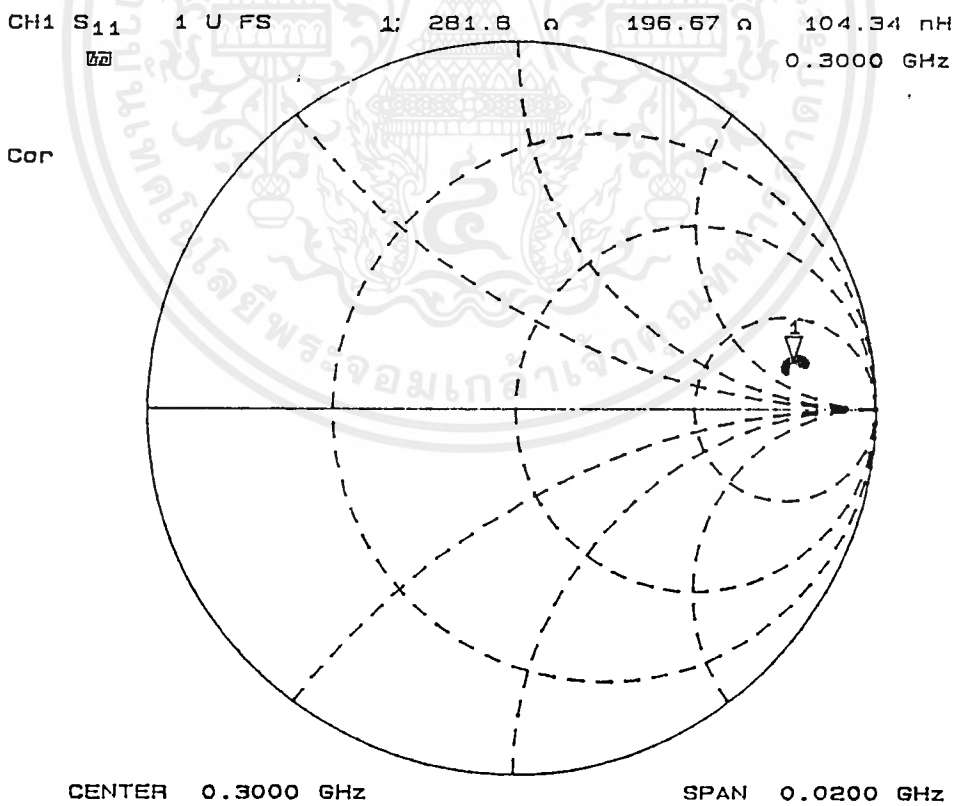
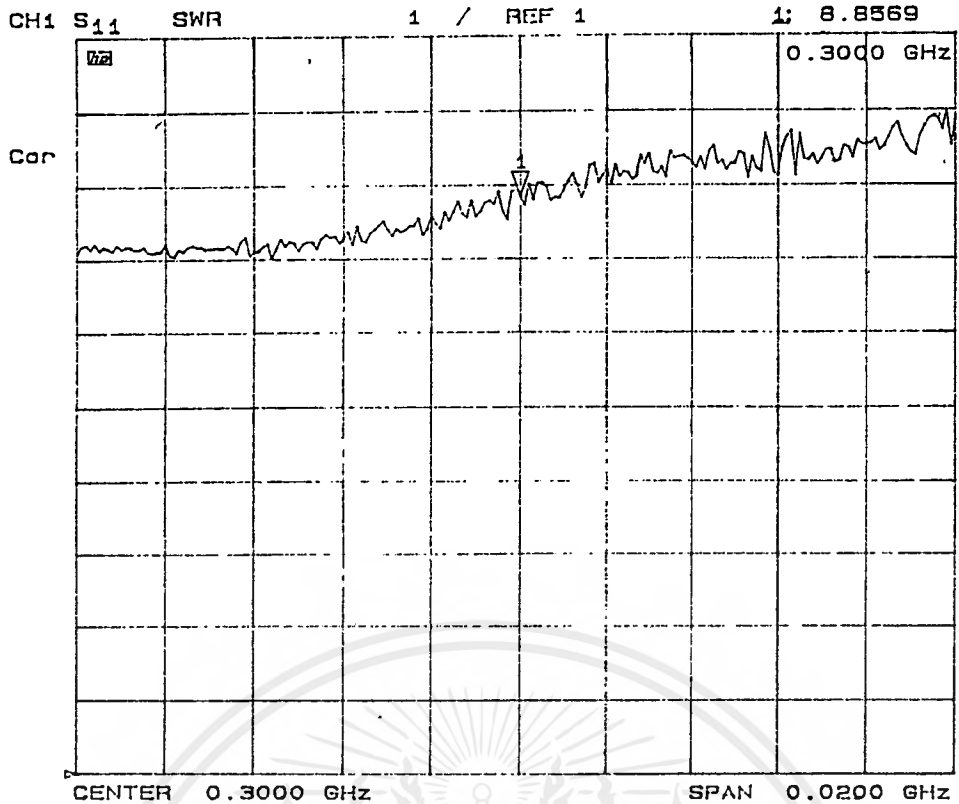
**รูปที่ 6.33 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง
ของสายอากาศรูปตัวเอชตัวสั้นที่มีความถี่ 600 MHz**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



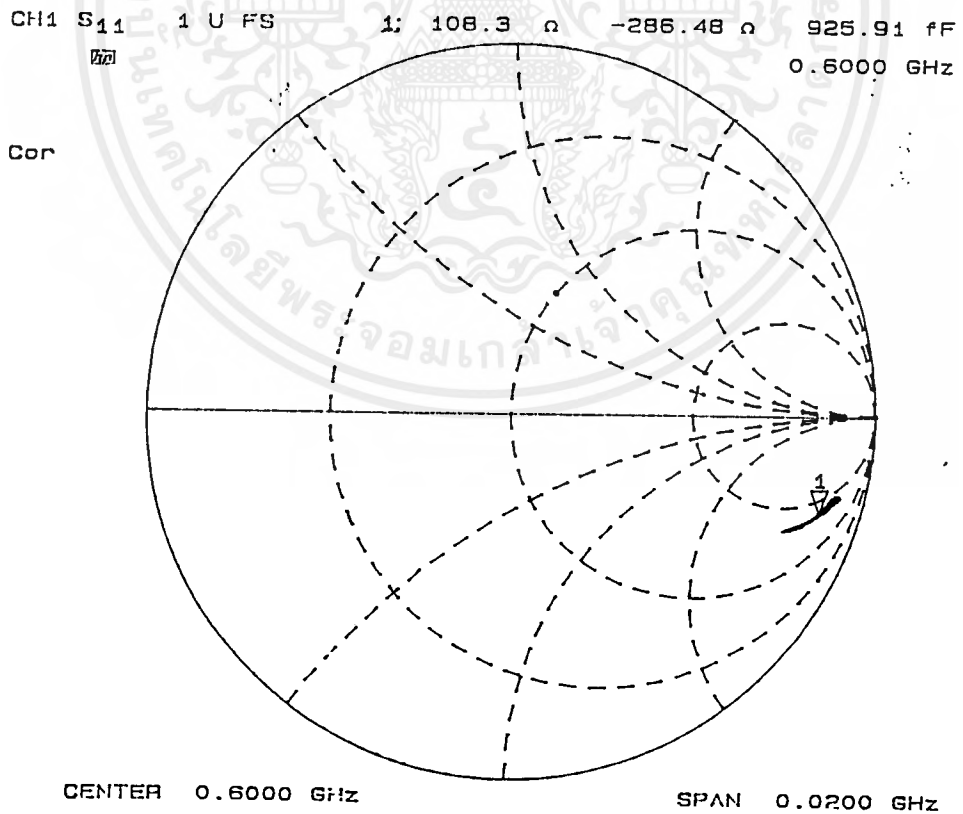
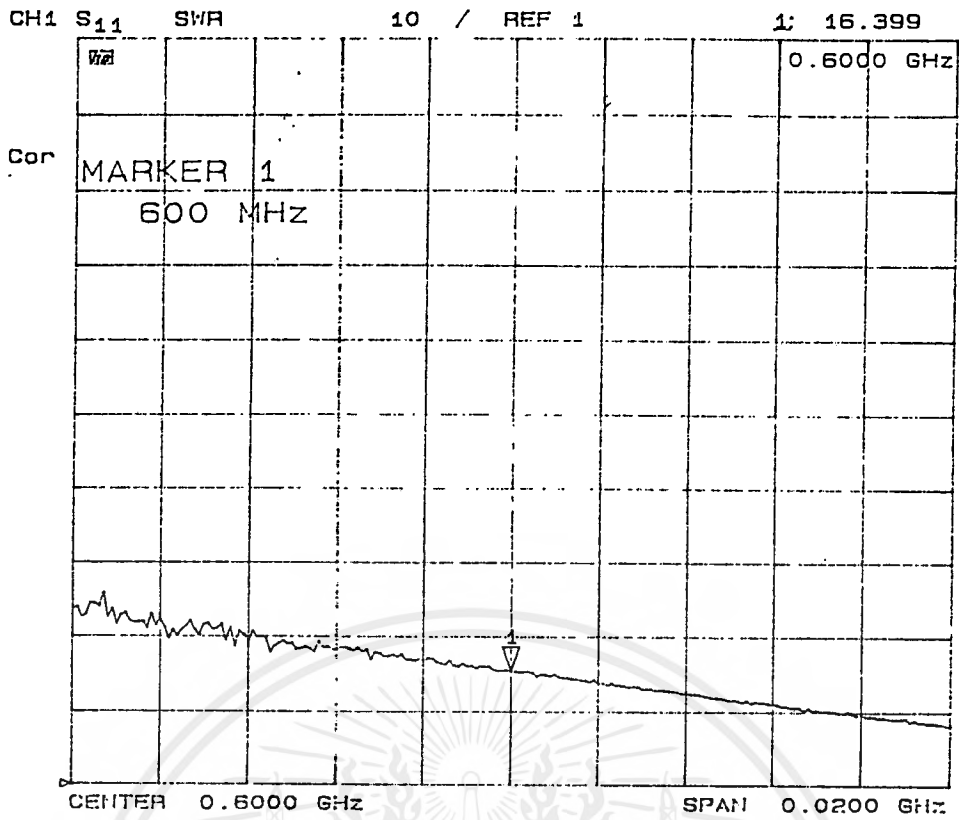
**รูปที่ 6.34 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง
 ของสายอากาศรูปตัวเอชด้วยยาวที่ความถี่ 100 MHz**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



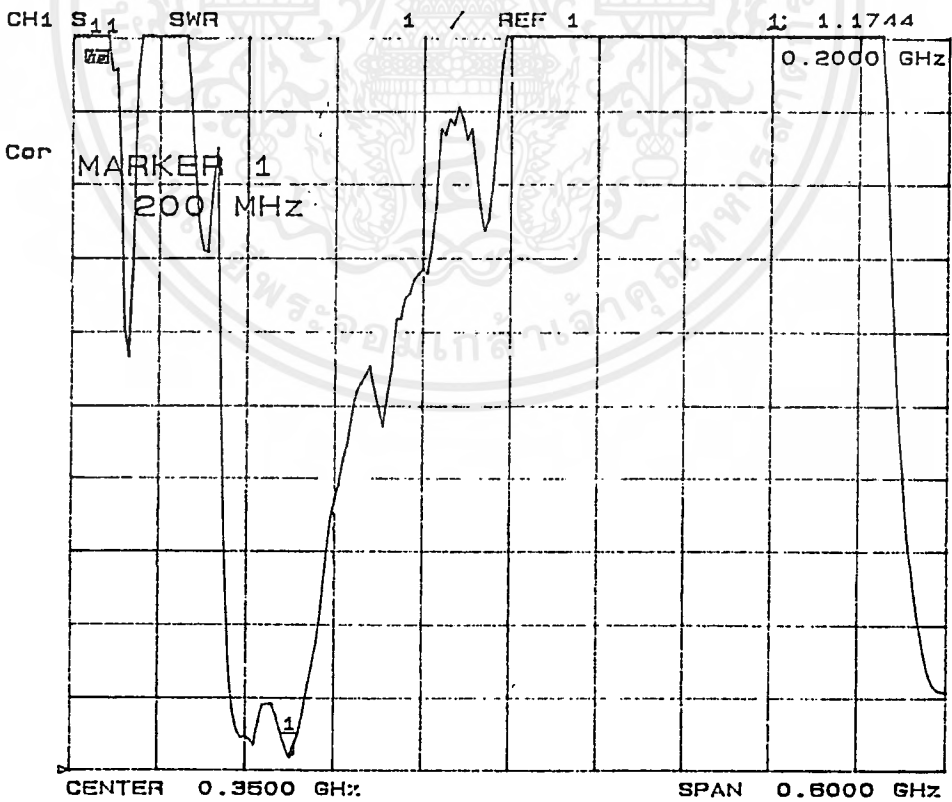
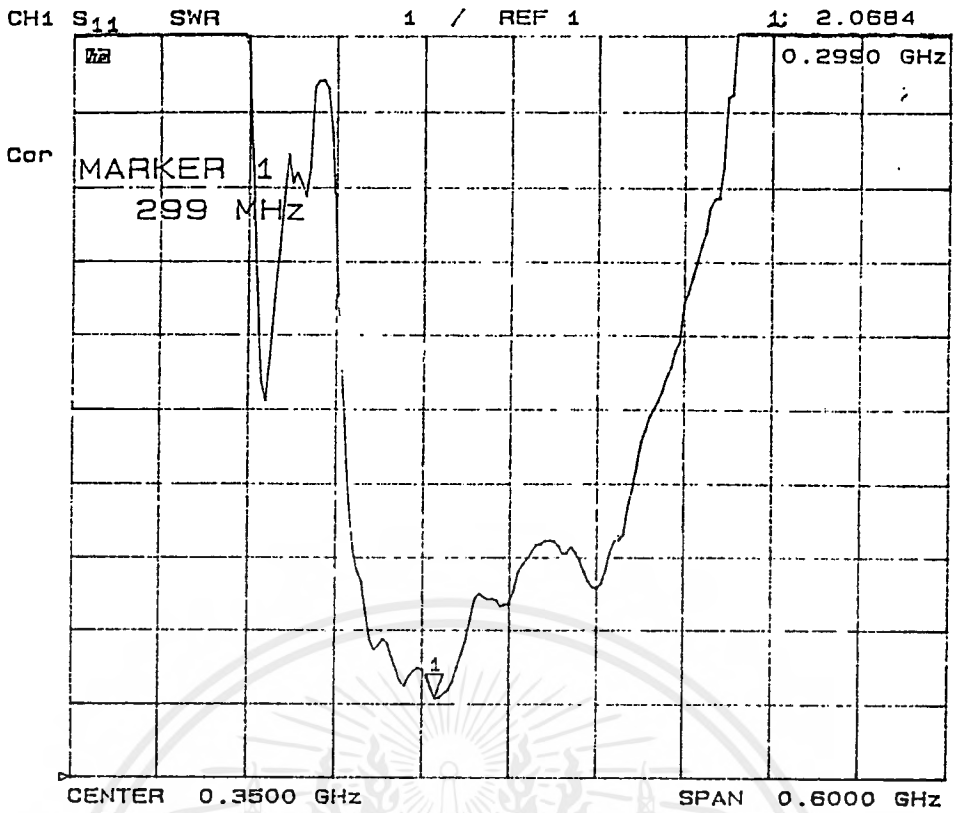
**รูปที่ 6.35 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง
ของสายอากาศรูปตัวเอชด้วยยาวที่ความถี่ 300 MHz**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**รูปที่ 6.36 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง
ของสายอากาศรูปตัวเอชตัวยาวที่มีความถี่ 600 MHz**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.37 อัตราส่วนคลื่นนิ่งแบนด์กว้างในช่วงความถี่ 50 - 650 MHz

ของสายอากาศรูปตัวเอสตัวสั้นและตัวยาว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

บทสรุปและวิจารณ์

บทสรุป

จากการคำนวณและการทดสอบพบว่า การแจกแจงกระแสของสายอากาศไดโพลที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางน้อยๆ นั้น จะมีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณแบบลักษณะไซน์ แต่เมื่อสายอากาศมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางมากขึ้น การแจกแจงกระแสของสายอากาศจะเพี้ยนจากสัญญาณแบบลักษณะไซน์ ไปตามขนาดของเส้นผ่าศูนย์กลาง

จากการเพี้ยนไปของการแจกแจงกระแส จะส่งผลให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นมีการเปลี่ยนแปลง นั่นคือรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการประมาณการแจกแจงกระแสด้วยสัญญาณลักษณะไซน์จะไม่ถูกต้องเช่นกัน แต่อย่างไรก็ตามการเปลี่ยนแปลงของรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจะน้อย เมื่อเส้นผ่าศูนย์กลางเปลี่ยนแปลงไปแต่จะมีการเปลี่ยนแปลงมากเมื่อความยาวของสายอากาศเปลี่ยนแปลงไป

และในส่วนของอินพุตอิมพีแดนซ์ เมื่อกำหนดความยาวของสายอากาศค่าหนึ่ง จะมีความไวต่ำ ในการเปลี่ยนแปลงตามความถี่เมื่ออัตราส่วนของความยาวของสายอากาศต่อเส้นผ่าศูนย์กลางลดลง ดังนั้นสำหรับสายอากาศไดโพลที่ต้องการคุณลักษณะแบนด์กว้าง สามารถทำได้โดยการเพิ่มเส้นผ่าศูนย์กลางของสายอากาศ

ดังนั้นในสายอากาศไดโพลที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางน้อยเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น การแจกแจงกระแสของสายอากาศสามารถแทนได้ด้วยสัญญาณแบบลักษณะไซน์ ซึ่งเมื่อนำไปคำนวณหารูปแบบการแพร่กระจายคลื่นและอินพุตอิมพีแดนซ์ ค่าที่ได้จะใกล้เคียงกับค่าจริง แต่เมื่อสายอากาศมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางเพิ่มขึ้น (ปกติ $d > 0.05\lambda$) การแทนการแจกแจงกระแสของสายอากาศด้วยสัญญาณแบบลักษณะไซน์จะไม่ถูกต้องนัก จำเป็นต้องใช้การวิเคราะห์โดยการใส่สมการอินทิกรัล เช่น วิธีโมเมนต์ ในการหาการแจกแจงกระแสที่แท้จริง เพื่อใช้ในการคำนวณหารูปแบบการแพร่กระจายคลื่น และอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ถูกต้องต่อไป

บทวิจารณ์

จากการทดสอบและการคำนวณโดยวิธีโมเมนต์ ผลที่ได้มีลักษณะสอดคล้องกันดี โดยมีข้อผิดพลาดเกิดขึ้นพอสมควร ทั้งนี้อาจเป็นเพราะความผิดพลาดจากหลายสาเหตุคือ

1) ความผิดพลาดจากความไม่ละเอียดและสมบูรณ์ของตัวสายอากาศที่สร้างขึ้นมา ทั้งตัวสายอากาศเองและระบบป้อนสัญญาณให้กับตัวสายอากาศ

2) ความผิดพลาดเนื่องจากคุณสมบัติของวัสดุที่ใช้สร้างสายอากาศไม่เป็นไปตามเงื่อนไขในทางทฤษฎี เนื่องจาก เงื่อนไขของการคำนวณนั้นสายอากาศไดโพลต้องมีลักษณะเป็นตัวนำสมบูรณ์ (perfect conductivity) แต่ในการสร้างชิ้นงานเพื่อทดสอบได้ใช้ท่ออลูมิเนียมและท่อทองเหลือง ซึ่งอาจมีค่าความนำไม่พอเพียงต่อเงื่อนไขในทางทฤษฎี

3) ความผิดพลาดเนื่องจากอุปกรณ์การวัดและวิธีการวัด เพราะในการวัดการแจกแจงรูปกระแสนั้นต้องใช้หัวงแม่เหล็กที่มีขนาดเล็กมากๆ เลื่อนไปบนตัวสายอากาศที่ละส่วนแบ่งย่อยตลอดความยาวของสายอากาศนั้นคือต้องเลื่อนให้ได้ระยะเท่ากัน ถ้าตำแหน่งผิดพลาดเพียงเล็กน้อย ก็จะทำให้ค่าที่วัดได้ต่างกันอย่างมาก ในส่วนของ การวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ต้องทำการทดสอบในบริเวณที่ไม่มีกระสะท้อนของคลื่น เพื่อไม่ให้เกิดคลื่นสะท้อนเข้าไปรบกวนสายอากาศ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงด้วยดีเนื่องจากได้รับความกรุณาจาก รศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ ที่ได้ช่วยเหลือในการให้คำแนะนำชี้แนะแนวทางในการแก้ปัญหา ตลอดจนความรู้ความเข้าใจในด้านต่างๆ

ขอขอบคุณผู้ที่ได้มีส่วนช่วยในการทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ กล่าวคือ

- คุณชูวงศ์ พงศ์เจริญพานิชย์ คุณคมศักดิ์ เมฆสมุทพร คุณมนตรี ธนาควัต ที่ได้ให้คำปรึกษาในการคำนวณและการทดสอบ

- เจ้าหน้าที่ประจำห้องปฏิบัติการวิจัยและบริการคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า แห่งศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ ที่ให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือเพื่อทดสอบรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น

- ขอขอบคุณเพื่อนๆและน้องๆในห้องปฏิบัติการการแพร่กระจายคลื่น ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] C.A.Balanis, " Antenna Theory Analysis and Design," Harper and Row Publishers, New York, 1982.
- [2] C.A.Balanis, " Advanced Engineering Electromagnetics," John Wiley & Sons, 1989.
- [3] Matthew N.O. Sadiku, " Numerical Techniques in Electromagnetics," CRC Press, 1992.
- [4] R.F. Harrington, " Field computation by moment methods," Macmillan, New York, 1968.
- [5] T.K. Sarkar, " A note on the choice weighting functions in the method of moments," IEEE Trans. Antennas propagat ., vol . AP-33 , no. 4, pp. 436-441 , April 1985.
- [6] T.K. Sarkar, A.R. Djordjevic, and E. Arvas, " On the choice of expansion and weighting functions in the numerical solution of operator equations," IEEE Trans Antenna propagat ., vol . AP-33 ; no. 9, pp. 988-996 , April 1985.
- [7] ไม่นาย ไกรฤกษ์ และ วิวัฒน์ กิรานนท์, " ทฤษฎีสายอากาศ," กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2536.