



สายอากาศไมโครสตริป

ยาคิ อาร์เรย์

MICRO STRIP YAGI ARRAY



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาความหลังสุทธปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032728

MICROSTRIP YAGI ARRAY

Mr. Rachanai Intusai

Mr. Phonchai Tohchareonsuk

Advisor

Asso.Prof. Narong Hamakorn

1992

Abstract

Microstrip antennas are the innovative topics in antennas theory and design in recent years. They are important condicate when low profile , low weight and small size are required. They can be made conformal to a metallic surface, are of very rugged construction and can be produced at a low cost. Both linear and circular polarization may easily made and therefor many applications over the broad frequency range from 100 MHZ- 50 GHZ.

This paper concerns with a brief overview of the basic characteristic of microstrip antennas and yagi - uda array, then a antenna, the microstrip yagi array was designed for use as part of a 4 GHZ. this planar microstrip yagi array consist of a four-patch linear array, where each patch is a circularly polarized microstrip yagi array, in this array, with antenna's active patches and parasitic patches locate on the yagi-uda's principle.

The microstrip yagi array offers the advantage of low profile and low cost. Becase of four active patches of the 16 patch planar array are directly connected to the rf power distributing circuitry, the complexity and rf loss of the power distributing circuit are drastically reduced.

ไมโครสตริป ยากิ อาร์เรย์

นักศึกษา : นาย รัชชัย อินทูล

: นาย พรชัย เตชะเจริญสุข

อาจารย์ที่ปรึกษา: ผศ. ณรงค์ เหมกรณ์

ปีการศึกษา ๒๕๓๔

บทคัดย่อ

สายอากาศไมโครสตริป เป็นสายอากาศที่ได้รับความนิยมอย่างมากในหลายปีที่มาทั้งทางด้าน ทฤษฎีและการออกแบบ ทั้งนี้เพราะ มีลักษณะที่สำคัญคือ ขนาดบาง, ราคาถูก และ มีขนาดเล็กตามที่ ต้องการ ทั้งยังสามารถสร้างรวมไว้กับผิวโลหะ , โครงสร้างอื่นได้ง่าย และสร้างได้ในราคาที่ถูกลง โพลาริเซชันทั้ง แบบ เส้นตรง และวงกลมสร้างได้ง่าย สายอากาศนี้สามารถนำไปใช้งานในย่าน ความถี่ตั้งแต่ 10 MHz-50 GHz

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ อาศัยคุณสมบัติ ของสายอากาศ ไมโครสตริปและยากิ ยูดา อาร์เรย์ มาทำการ ออกแบบ สายอากาศไมโครสตริป ยากิ อาร์เรย์ ที่ใช้งานย่านความถี่ 4 GHz ในแนวระนาบประกอบด้วย 4 แพทช์ ซึ่งแต่ละแพทช์ของไมโครสตริป ยากิ อาร์เรย์ ให้ โพลาริเซชันแบบวงกลม ในอาร์เรย์ แพทช์ที่เป็น ตัวกระจายคลื่น และ ที่เป็นแพทช์ประกอบจะวางอยู่ใน ตำแหน่งต่างๆ ตามหลักการของ ยากิ ยูดา

ไมโครสตริป ยากิ อาร์เรย์ มีข้อได้เปรียบที่ ขนาดบางเล็ก ราคาถูก การสูญเสียอันเนื่องมาจากกำลังงานที่ป้อนให้กับสายอากาศจะลดลงเพราะแพทช์ที่เป็นตัวกระจายคลื่น 4 แพทช์ จากทั้งหมด 16 แพทช์เท่านั้นที่ถูกรวมต่อเข้าโดยตรงกับกำลัง อาร์ เอฟ

สารบัญ

abstract

บทนำ

บทที่ 1	สายอากาศไมโครสตริป	1-11
1.1	บทนำ	1
1.2	ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริป	2
1.3	การประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ	4
1.4	ปัจจัยที่มีผลต่อการออกแบบ	4
1.5	แนวทางที่ใช้ในการวิเคราะห์หาคณสมบัติของสายอากาศ	5
1.6	เทคนิคการป้องกันกำลังงานไฟฟ้า	5
1.7	โพลาริเซชันของสายอากาศไมโครสตริป	6
บทที่ 2	ทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริปและสายอากาศยาคี ฮูดาร์เรย์	12-44
2.1	ทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริปโดยแบบจำลองอาร์เทอร์เจอร์	12
2.1.1	การแผ่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากช่องเปิด	12
2.1.2	สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่ออกมาจากสายอากาศ	13
2.2	ทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริปวิเคราะห์โดยวิธีโมเมนต์	19
2.2.1	ทฤษฎีพื้นฐาน	19
2.2.2	การคำนวณหาสนามระยะไกล	21
2.2.3	การหาผลเฉลยไมโครสตริปแพทช์	21
2.2.4	กรีน ฟังก์ชันและวิธีโมเมนต์	22
2.2.5	การแปลงแหล่งกำเนิดและจินตภาพ	24
2.2.6	การกระจายคลื่นจากไมโครสตริปแบบอาร์เรย์ที่มีจำนวนแพทช์จำกัด	25
2.2.7	วิธีโมเมนต์เพื่อหาคำตอบของการแผ่กระจาย	26
2.2.8	การหาการกระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าระยะไกลโดย volume formulation	28
2.3	ทฤษฎีศึกษามิวซ์ว คัมปลิ่งสายอากาศไมโครสตริป อาร์เรย์	31
2.3.1	การคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4	ทฤษฎีสายอากาศยาก็ ยูดา อาร์เรย์	38
2.4.1	หลักการโดยทั่วไป	38
2.4.2	ทฤษฎีการวิเคราะห์แบบ integral equation formulation	39
2.4.3	การแผ่กระจายของกระแสในยาก็ ยูดา อาร์เรย์	41
2.4.4	การวิเคราะห์สำหรับการเปลี่ยนแปลงระยะระหว่างอิลิเมนต์	43
2.4.5	การวิเคราะห์สำหรับการเปลี่ยนแปลงขนาดของอิลิเมนต์	43
บทที่ 3	การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป ยาก็ อาร์เรย์	45-53
3.1	หลักการของสายอากาศไมโครสตริป ยาก็ อาร์เรย์	45
3.2	การออกแบบ	45
3.2.1	การออกแบบตัวสายอากาศไมโครสตริป ยาก็ อาร์เรย์	46
3.2.2	การออกแบบตำแหน่งจุดป้อนสัญญาณและระบบการป้อนสัญญาณ	50
บทที่ 4	การทดลองเพื่อวัดคุณสมบัติต่างๆของสายอากาศไมโครสตริป ยาก็ อาร์เรย์	54-88
4.1	วิธีการวัดคุณสมบัติต่างๆ	54
4.2	ผลการทดลอง	56
4.2.1	การวัดการกระจายคลื่นของสายอากาศ	56
4.2.2	การวัด โพลาริเซชัน	80
4.2.3	การวัดค่า VSWR	84
4.2.4	การวัดค่าอิมพีแดนซ์	86
บทที่ 5	สรุปผล	88
	ภาคผนวก	89
	กิตติกรรมประกาศ	93
	เอกสารอ้างอิง	94-95

คำนำ

สายอากาศไมโครสตริป เป็นสายอากาศ ที่กำลังได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก เนื่องจากสามารถสร้างได้ง่ายตามที่ต้องการ ราคาถูก ง่ายต่อการใช้งาน และยังสามารถสร้างรวมไว้กับโครงสร้างอื่นได้ดี นอกจากนี้โพลาริเซชันของคลื่นทำได้ทั้งแบบเส้นตรงและวงกลมสายอากาศนี้สามารถนำไปใช้งานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 10 MHz- 50 GHz

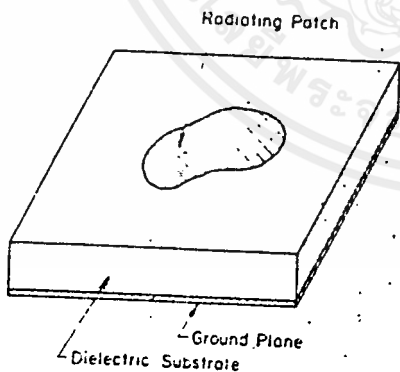
สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการออกแบบสายอากาศ ที่อาศัย หลักการแผ่กระจายคลื่นแบบไมโครสตริปและหลักการสายอากาศ ยากิ ยูดา อาร์เรย์ เรียกสายอากาศนี้ว่า ไมโครสตริป ยากิ อาร์เรย์ ขนาดที่ออกแบบ 4x4 ประกอบด้วย อิลิเมนต์ที่ทำหน้าที่สะท้อนคลื่น, กระจายคลื่น, นำคลื่น โดยวางอยู่ในระนาบเดียวกันตามหลักการของสายอากาศยากิ ยูดา อาร์เรย์ สำหรับสารวัสดุส่วนกลางที่ใช้ในการสร้างสายอากาศเป็น epoxy ที่มีค่าคงที่สัมพัทธ์ 4.45 ออกแบบใช้งานที่ ย่านความถี่ 4 GHz

สายอากาศไมโครสตริบ

1.1 บทนำ

แนวความคิดเกี่ยวกับสายอากาศไมโครสตริบถูกเสนอขึ้นครั้งแรกเมื่อปี 1950 จนกระทั่งปี 1970 การวิจัยค้นคว้าด้านลักษณะรูปร่างของสายอากาศ, วัสดุที่ใช้ทำ, เทคนิคการเพส, รูปร่างของอาร์เรย์ ได้เป็นแบบอย่างกว้างขวางที่วงโลก ในขณะที่การประดิษฐ์สายอากาศเพื่อนำมาใช้งาน อย่างจริงจังก็พัฒนาไปพร้อมๆกัน [1]-[3] ด้วยเหตุผลที่ว่าสายอากาศนี้สามารถสร้างได้ง่าย ทั้งแบบลิเนียร์, แพนนาร์ อาร์เรย์, การรวมเข้ากับวงจรรวมของไมโครเวฟ จากแผ่นพิมพ์(print circuit)โดยอาศัยเทคนิค photolithographic ทาที่สายอากาศมีขนาดเล็กและบางมากจึงสามารถโค้งงอไปตามผิวของวัสดุอื่นได้ง่ายเช่น ยานอวกาศ, เครื่องบินเจดยสาร, จรวดฯ มีราคาถูก, สามารถสร้างให้มีลักษณะการเดินทางของคลื่น (polarization) ทั้งแบบลิเนียร์(linear)และแบบวงกลม(circular) ได้ง่ายนอกจากนี้ยังสามารถออกแบบการสร้างสายขั้วอนสัญญาณและการปรับแมทซ์แบพร้อมๆกันกับโครงสร้างของสายอากาศได้ [1]-[6], [15], [19]

ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริบถูกสร้างจากแผ่นตัวนำที่วางอยู่บนสารไดอิเล็กตริก (dielectric substrate) โดยจะขั้วเป็นส่วนที่แผ่กระจายคลื่น(radiating patch)ที่มีขนาดและรูปร่างแตกต่างกันไปซึ่งถูกกำหนดโดยความยากง่ายในการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของสายอากาศและการนำไปใช้งาน [3], [4] ส่วนด้านล่างจะมีแผ่นตัวนำวางรองอยู่ชั้นเสมีอน เป็นแผ่นกราวด์ (ground plane) ดังแสดงในรูปที่ 1.1

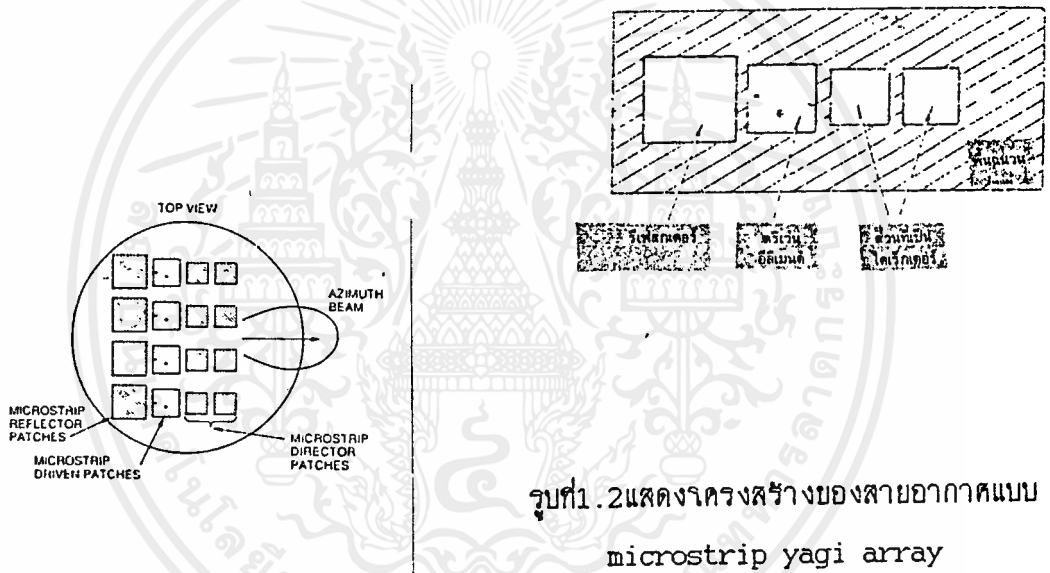


รูปที่ 1.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศ microstrip

สำหรับสายอากาศ microstrip yagi array ที่ออกแบบอาศัยหลักการของสายอากาศ yagi uda array และเทคนิคการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริบมาใช้ [3], [7], [8] ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวในบทที่ 2, 3 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริบยาคิ อาร์เรย์ดังแสดงในรูปที่ 1.2 จากรูปที่ 1.2 จะเห็นว่าลิเนียร์ อาร์เรย์(linear array) มีอิลลิเมนต์ทั้งหมด 4 อิลลิเมนต์วางเรียงอยู่ในแนวเดียวกัน ประกอบด้วยส่วนที่เป็น reflector, driven อย่างละอิลลิเมนต์และdirector อีก 2 อิลลิเมนต์โดยที่ตำแหน่งของการวางอิลลิเมนต์แต่ละตัวเป็นไปตามหลักการของสายอากาศ yagi uda

array [7], [8] และหลักการ coupling ของสายอากาศวงจรสตริบ [8], [11]-[13], [16] จากรูปที่ 1.3 ใน planar array จะประกอบด้วย linear array 4 อิลเมนต์ซึ่งแต่ละอิลเมนต์คือสายอากาศ microstrip yagi array ที่มี polarization แบบ วงกลมระดยอาศัยเทคนิคและวิธีการตามเอกสารข้างอิง [14], [15]

จะเห็นว่าเฉพาะ 4 อิลเมนต์ที่เป็น driven เท่านั้นจากอิลเมนต์ทั้งหมด 16 อิลเมนต์ใน planar array ที่ถูกต่อเข้ากับอุปกรณ์ช้อนกำลัง rf ซึ่งเป็นผลผลิตจากความยุ่งยากและค่าของการสูญเสียที่จุดต่ออย่างเห็นได้ชัด [7], [8]



รูปที่ 1.3 แสดงโครงสร้างที่สมบูรณ์ของสายอากาศ microstrip yagi array (4 linear-array หรือ 16 อิลเมนต์)

1.2 ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศวงจรสตริบ

สายอากาศวงจรสตริบเมื่อนามา เปรียบเทียบกับสายอากาศแบบอื่น ๆ แล้วจะมีข้อดีและข้อเสียดังแสดงในตารางที่ 1 [1], [2], [4], [5]

ตารางแสดงข้อดีและข้อเสียของสายอากาศไมครอสตรีป

ข้อดี	ข้อเสีย
-มีขนาดเล็ก, ปริมาตรน้อย	-ประสิทธิภาพต่ำ
-น้ำหนักเบา	-แบนด์วิดท์แคบ
-สร้างได้ง่าย	-เกิดการสูญเสียที่จุดต่อ, จุด feed และได้ gain ต่ำกว่า $K=20$ db
-สามารถดัดแปลงให้ใช้งานได้ง่าย	-เกิดปัญหาเกี่ยวกับคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศ เช่น รูปร่าง, ขนาด
-สามารถรวมเข้ากับวงจรอื่นๆ ได้ง่าย	-ค่าใช้จ่ายสูงหากต้องการระบบ feed ที่มีคุณภาพดี
-polarization ทั้งแบบ linear, circular สามารถทำได้ง่ายโดยการเปลี่ยนตำแหน่งที่จุด feed ให้นูน	-การแผ่กระจายคลื่นมีได้เพียงครึ่งระนาบ
-ราคาต่ำ	-ต้องเก็บรักษาไว้ที่อุณหภูมิที่เหมาะสมเพื่อรักษาคุณสมบัติของสาร
-การ feed สายและการแมทช์สามารถทำได้พร้อมๆ กับการทำตัวสายอากาศ	-คุณภาพของ polarization ไม่ดีพอ
-ทำเป็นแบบอาร์เรย์ได้ง่าย	

จากตารางที่ 1 จะเห็นว่าบรรดาข้อเสียต่างๆ ของสายอากาศไมครอสตรีป ปัจจุบันได้ถูกวิจัยและพัฒนาให้มีคุณภาพดีขึ้น [1] เช่น gain, แบนด์วิดท์, ประสิทธิภาพ, เจลาเร เซชันซึ่งสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จากเอกสารข้างอิง [3], [5], [14], [15] จากการศึกษาวิจัยที่ถูกเสนอออกมาจะเห็นว่า การเพิ่มแบนด์วิดท์เป็นเรื่องที่ได้รับความวิญญานมาก เรื่องหนึ่งโดยวิธีที่นิยมใช้กันคือการเพิ่มความหนา, การลดค่า relative dielectric constant ของวัสดุศูนย์กลาง [1], [4], [6], [20] หรือโดยวิธี impedance matching network ซึ่งให้ผลเป็นที่น่าพอใจถึง 9-12% [21], 15% [1] หรือ 13% ด้วยวิธี coupled patch element โดยการทำให้ stub tuning network [1] หรือวิธีอื่นๆ ศึกษาเพิ่มเติมได้จาก [1], [2], [5]

1.3 การระบุยุคเพื่อนำไปใช้งาน

เนื่องจากสายอากาศเมครอสตริปมีข้อดีหลายอย่างผลงานวิจัยและการพัฒนาถูกเสนอออกมาอย่างต่อเนื่องเป็นจำนวนมากมายซึ่งเราสามารถรวบรวมแนวทางที่สายอากาศถูกออกแบบไปใช้งานในอนาคตและในปัจจุบันได้ดังแสดงในตารางที่ 2

ตารางที่ 2 แสดงแนวทางการนำสายอากาศเมครอสตริปแบบระบุยุคไปใช้งาน

ลักษณะการนำไปใช้	ระบบที่ใช้
-ยานขนส่งอวกาศ	-เรดาร์, การสื่อสาร, ระบบนำร่อง, ระบบภาคพื้นดิน, การวัดสามมุม elevation ในแนวตั้งที่อยู่เหนือระดับน้ำทะเล
-จรวด	-เรดาร์, ระบบนำร่อง, เป็นอุปกรณ์สำหรับบอกตำแหน่งของจรวดโดยจะติดตั้งไว้ตรงส่วนหัวของจรวด
-ดาวเทียม	-การสื่อสาร, สัญญาณควบคุมเรดาร์ระยะไกล, เรดาร์มิเตอร์, ความดันเชิงทางทรี
-เรือ	-การสื่อสาร, เรดาร์, ระบบนำร่อง
-สถานีเคลื่อนที่ภาคพื้นดิน	-ระบบทรานส์มิทเตอร์เคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม, วิทยุเคลื่อนที่
-ปืน	-ใช้งานการแพทย์, ระบบเตือนภัย

1.4 พารามิเตอร์ที่มีผลต่อการออกแบบสายอากาศ

1.4.1 วัสดุส่วนกลาง(substrate)

ในการออกแบบสร้างสายอากาศเมครอสตริปเมื่อเรากำหนดคุณสมบัติต่างๆ แล้วปัจจัยแรกสุดที่ต้องนำมาพิจารณาเพื่อค่า relative dielectric constant (ϵ_r) ของวัสดุส่วนกลางเพื่อนำไปใช้คำนวณหาความถี่เรโซแนนซ์, ขนาด, คุณสมบัติอื่น ๆ เพราะวัสดุส่วนกลางต่างชนิดกันก็จะมีค่า (ϵ_r) ที่แตกต่างกันไปด้วยการเพิ่มความหนาของวัสดุส่วนกลางหรือการเปลี่ยนแปลงค่า (ϵ_r) มีผลทำให้แบนด์วิดท์ของสายอากาศเพิ่มขึ้นด้วย [3], [16], [21]

1.4.2 แผ่นกราวด์(ground plane)

เนื่องจากขนาดและความหนาของแผ่นกราวด์มีผลต่อการแผ่กระจายคลื่นของสายอา

ภาค, รูปแบบของขั้วมีดท์, ประสิทธิภาพของการแผ่กระจาย[1]-[6]

1.5 แนวทางที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป

โดยทั่วไปแล้ว เมื่อเราจะทำการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปหลังจากที่ทราบขนาดของสายอากาศแล้วเราจะทำการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติต่างๆของสายอากาศได้โดยอาศัยทฤษฎีต่างๆกันไปแล้วแต่ความเหมาะสม, ความยากง่าย, รูปแบบของสายอากาศซึ่งวิธีที่นิยมใช้กันมี 5 วิธีด้วยกัน [4], [5]

1.5.1 ทฤษฎีแบบจำลองคาวิตี้(cavity model) [3], [4], [20]

อาศัยการพิจารณาสภาพกำแพงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กกรอบๆตัวสายอากาศกับกราวด์วิธีนี้สามารถนำมาบอกหาค่าคุณสมบัติของสายอากาศได้หลายรูปแบบ [3]

1.5.2 ทฤษฎีการวิเคราะห์ทางตัวเลข(numerical analysis technique) [3], [11], [12], [16]

วิธีอาศัยคอมพิวเตอร์เข้ามาช่วยทั้งนี้เนื่องจากสายอากาศสามารถตัดแปลงให้เป็นรูปร่างต่างๆ เพื่อให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการมีด้วยกันหลายวิธี เช่น วิธีมเม้นต์ [3]

1.5.3 ทฤษฎีจำลองฮาเพอร์เจอร์(aperture model) [1], [3], [6]

วิธีนี้เป็นการหาสมการสนามจากบริเวณปลายช่องเปิดพร้อมกับการพิจารณาสนามรอบๆตัวสายอากาศกับพื้นกราวด์ [1]

1.5.4 ทฤษฎีแบบจำลองสายส่ง(transmission line model) [3]

เป็นวิธีที่ง่ายในการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของสายอากาศโดยการจำลองความกว้างของสายเป็นแท่งกระจายคลื่นขนานกันสองชิ้นและแยกออกจากกันด้วยสายส่งความต้านทานต่ำซึ่งวิธีนี้ใช้ได้เฉพาะสายอากาศที่มีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยม คุณสมบัติบางอย่างก็ไม่สามารถจะหาได้และค่าที่ได้ก็ผิดพลาดค่อนข้างมาก [3]

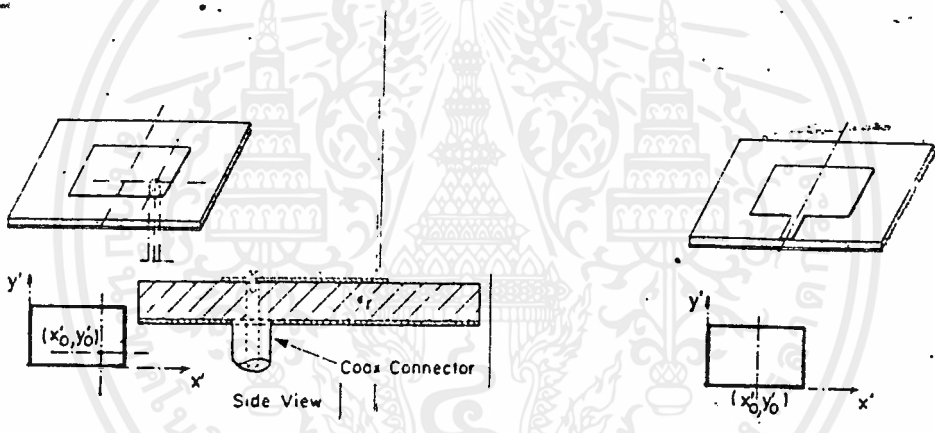
1.6 เทคนิคการป้อนกำลังงานไฟฟ้า(feeding technique)

1.6.1 การนำสายแกนร่วม(coaxial transmission line)

ป้อนกำลังงานไฟฟ้าโดยเจาะทะลุจากแผ่นพื้นกราวด์ด้านล่าง ต่อตัวนำด้านบนเข้ากับตัวสายอากาศส่วนตัวนำด้านบนเชื่อมต่อกับพื้นกราวด์ [4], [5] ดังแสดงในรูปที่ 1.4ก

1:6.2 ำซายส่งแแถบร้าว(microstrip transmission line).

บ่อนกาส่งงานเพฬาเข้าเบบยงบอบด้วนาด้านบนเจดยอาศัยพื้นกราวด์ เป็นกราวด์รวม กับด้วสายอากาศ[4] , [5] ด้งแสดงนรูปที่1.4วิธีแบบนึ่งจะทาด้งายแต่มีข้อเสยคือจะมีความยุ่งยาก มากถ้ามีจำนวนอลีเมนต์มากขึ้น ึ่งจะต้องจัดระบบการบ่อนกาส่งแบบอาร์เรย์มีผลทาให้inductanceของการfeedเพิ่มขึ้น เกิดการแผ่กระจายนส่วนของสายส่งแแถบร้าวขึ้นด้ว และด้วเหตุนี้ ระเบบนี้จึงถูกพัฒนาขึ้นเจดยการำซายส่งแแถบร้าวบนวัสดุส่วนกลางที่มีลักษณะ เป็น2 เลเยอร์งานการบ่อนกา ส่งงานเพฬาผ่านเบบยงบอบที่แผ่กระจายคลื่นที่อยู่เลเยอร์บนนขณะทีสายส่งแแถบร้าวอยู่เลเยอร์ล่าง เจดยอาศัยหลักการcoupling[1] , [11] และแบบอาร์เรย์เฟอร์เฟอร์ คอบเปิด(aperture coupled) ึ่งมีโครงสร้างของวัสดุส่วนกลางบนนกันสองแผ่นระหว่งกราวด์เจดยสายส่งแแถบร้าวจะอยู่ด้านบน ของวัสดุส่วนกลางอาศัยหลักการ couple ผ่านช่องเปิดเล็ก (เป็นรูปแ่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า เล็กๆ) ที่อยู่ านแผ่นกราวด์เบบยงบอบของสายอากาศที่แผ่กระจายคลื่น[1]



รูปที่1.4กแสดงการบ่อนสัญญาณ เจดยสายส่งแแถบรวม

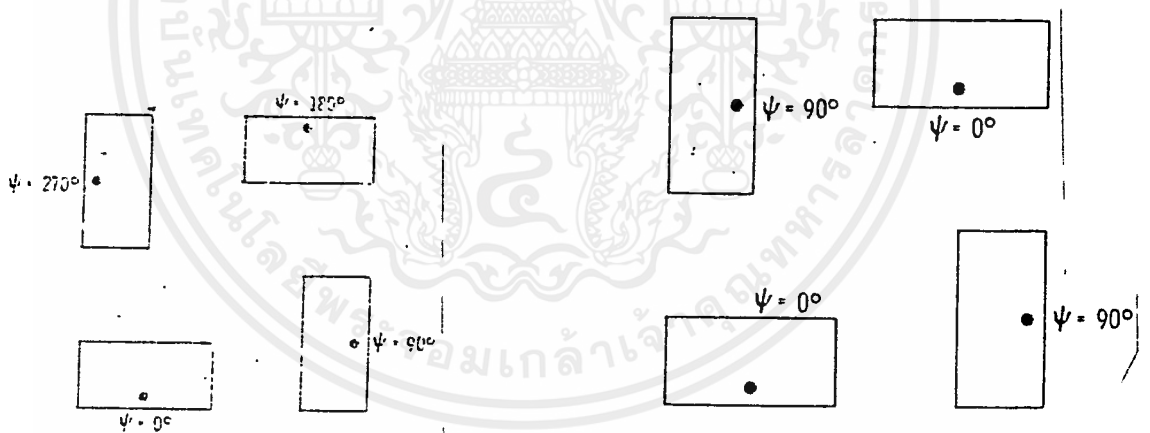
รูปที่1.4ขแสดงการบ่อนสัญญาณ เจดยสายส่งแแถบร้าว

1.7 จพลาเรเซชันของสายอากาศเมจครสตริบ

เจดยที่ว่ว เบจพลาเรเซชันของสายอากาศเมจครสตริบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส วงกลม จะมิจพลาเรเซชันแบบลิเนียร์[1] , [3] , [4] กรณีรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีจุดบ่อนสัญญาณ เพียงจุดเดียว ตามแนวเส้นทะแยงมุมเจดยไม่มี shorting posts หรือมีการเติม shorting posts แต่ทา หน่งการวางอยู่ที่ขอบ patch านแนวเส้นกลาง $x=y=a/2$ (เมื่อ a =ความกว้าง, s =ระยะทางระ หว่าง shorting post) เราสามารถทาให้เกิดพลาเรเซชันแบบวงกลมด้งายเจดยขอลีเมนต์ที่ มีจุดบ่อนสัญญาณ2จุดเจดยต่างก็มีจพลาเรเซชันแบบลิเนียร์ ึ่งจุดบ่อนวางอยู่บนตำแหน่งที่เหมือนกันและ บ่อนสัญญาณที่เท่ากันเจดยให้มีเพลต่างกัน90องศา [1] , [3] , [7] , [14] , [15] หรือ115องศาเจดยตา

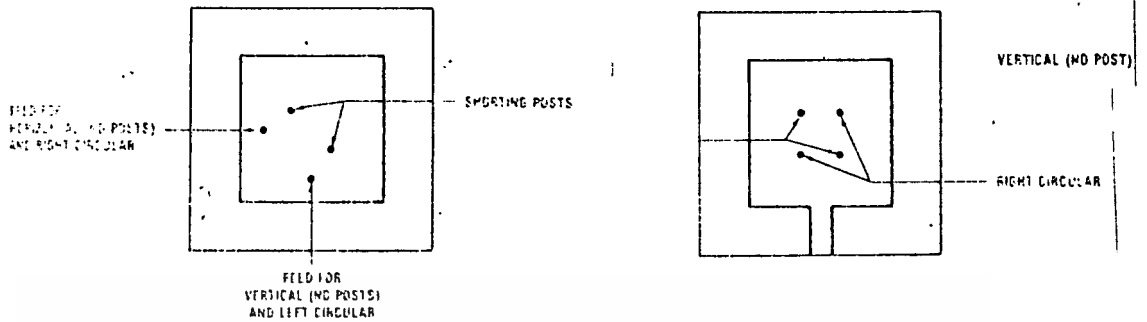
ตำแหน่งของจุดเชื่อมสัญญาณอยู่บนแนวเส้นกลางซึ่งการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งแนวตั้งกล่าวมีผลต่อค่าอิมพีแดนซ์ที่ต้องการแมทซ์ [7] หรือใช้จุดเชื่อมสัญญาณแบบ 4 จุดใน 2×2 ชิปอาร์เรย์โดยแต่ละอิมพีแดนซ์จะเชื่อมสัญญาณจุดเดียวหรือมีผลพลาร เช่นแบบลเนียร์ที่มีเฟสต่างกัน $0, 90, 180, 270$ องศาตามลำดับ [1], [8], [15] หรือ $0, 90, 0, 90$ องศาตามลำดับ [8] และคุณภาพของผลพลาร เช่นแบบวงกลมจะดีหรือไม่ขึ้นอยู่กับคัปปลิง (coupling) ระหว่างอิมพีแดนซ์โดยทั่วไปควรมีระยะระหว่างอิมพีแดนซ์เกิน 0.7 ของความยาวคลื่นในอากาศ เทคนิคนี้จะให้ค่าแบนด์วิดท์กว้างมาก [15]

ใช้จุดเชื่อมสัญญาณเพียงจุดเดียวบนแนวเส้นทแยงมุมของรูปทรงสี่เหลี่ยมจัตุรัส [3], [4] หรือเพิ่ม shorting posts เข้าบนแนวเส้นกลางขณะที่จุดเชื่อมอยู่บนแนวเส้นทแยงมุมโดยอัตราส่วน $s/a=0.09$ จะเป็นตำแหน่งที่ทำให้เฟสต่างกัน 90 องศาพอดี เมื่อ s = ระยะห่าง shorting posts, a = ความกว้าง patch หรือที่ตำแหน่งมุมของสี่เหลี่ยมผืนผ้า [3], [4] หรือในแนว 45 องศา [3] มีจุดเชื่อมเดียวสำหรับสายอากาศแบบครอสทริบ ยากิ อาร์เรย์จะมีผลพลาร เช่นแบบวงกลมโดยอาศัยเทคนิคการเชื่อมสัญญาณ 2 จุดบนอิมพีแดนซ์ที่เป็น driven patch ซึ่งแต่ละจุดอยู่บนแนวเส้นกลาง $x=y=a/2$ โดยระยะของจุดเชื่อมจากขอบ patch จะเลือกระยะที่ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์แมทซ์ใกล้เคียงค่า 50 โอห์มมากที่สุด [7], [14]



รูปที่ 1.5ก แสดงการเชื่อมสัญญาณแบบชิปอาร์เรย์ 2×2 ที่มีความต่างเฟส $0, 90, 180, 270$ องศา

รูปที่ 1.5ข แสดงการเชื่อมสัญญาณแบบชิปอาร์เรย์ 2×2 ที่มีความต่างเฟส $0, 90, 0, 90$ องศา

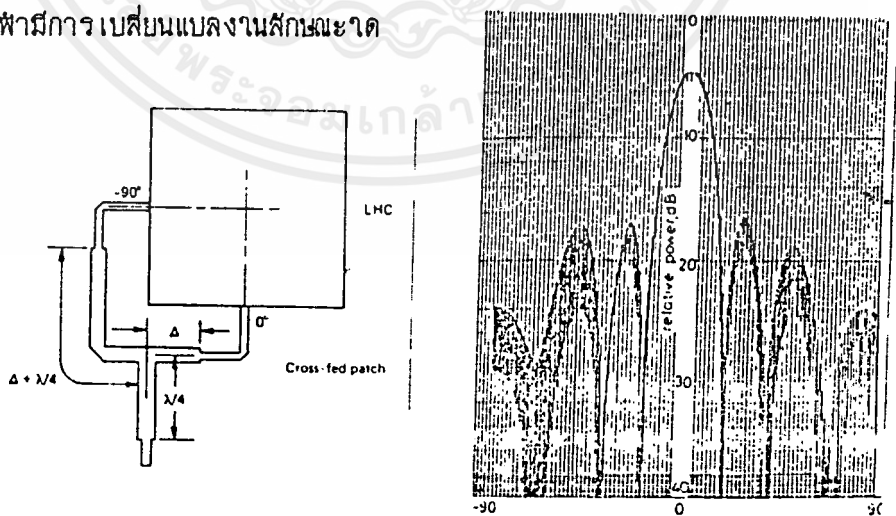


รูปที่ 1.5 แสดงการขียนสัญญาณกรดที่มี shorting post และกรดที่ไม่มี shorting post

รูปที่ 1.5 แสดงการขียนสัญญาณที่กำเนิดจลาไร เช่นแบบวงกลมของสายอากาศวงจรัสตรีบ

ทิศทางจลาไร เช่นของสายอากาศอยู่นทิศทาง vertical และ horizontal โดยสัญญาณที่ขียนให้หรือกระจายออกจากหัวสายอากาศจะมีความต่างเฟสกัน 90 องศา ซึ่งเป็นลักษณะของ circular polarization แบ่งได้เป็น 2 แบบตามทิศทางการหมุนของคลื่นคือ หมุนตาม เข็ม และ หมุนทวน เข็ม นาฬิกา

จากรูปที่ 1.6 หากให้ระยะ x นาระยะ y อยู่ 90 องศา มองจากด้านหลังของสายอากาศส่ง จะเห็นว่า เป็น circular polarization แบบ (left hand circularly polarized) ในทางตรงข้าม จะ เป็น (right hand circular polarization) ลักษณะของจลาไร เช่น เป็นการแสดงให้ทราบ ว่าสนามไฟฟ้ามีการ เปลี่ยนแปลงในลักษณะใด



รูปที่ 1.6 แสดงลักษณะการเกิดจลาไร เช่นแบบวงกลมที่มีความต่างเฟส 90



จะพิจารณาการโพลาไรเซชันวงกลมแบบ (RH) clockwise

กำหนดค่าที่ $E_x = E_{x0} \cos \omega t$

$E_y = E_{y0} \cos(\omega t + 0)$

เมื่อ $0 = -\pi/2$

\mathcal{E} = instantaneous electric field vector ที่ระยะทาง $z=0$ และเวลานั้นจากสมการ instantaneous electric field

$$\begin{aligned} \mathcal{E} &= \hat{a}_x \mathcal{E}_x + \hat{a}_y \mathcal{E}_y = \text{Re} \left[\hat{a}_x E_x^+ e^{j(\omega t - \beta z)} + \hat{a}_y E_y^+ e^{j(\omega t - \beta z)} \right] \\ &= \hat{a}_x E_{x0}^+ \cos(\omega t - \beta z + \phi_x) + \hat{a}_y E_{y0}^+ \cos(\omega t - \beta z + \phi_y) \end{aligned}$$

กรณี right-hand circular polarization

$$\begin{aligned} \phi_x &= 0 \\ \phi_y &= -\pi/2 \\ E_{x0}^+ &= E_{y0}^+ = E_R \end{aligned}$$

โดย E_x^+, E_y^+

คือค่า complex

E_{x0}^+, E_{y0}^+

คือค่า real

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_x &= E_R \cos(\omega t) \\ \mathcal{E}_y &= E_R \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = E_R \sin(\omega t) \end{aligned}$$

ค่าทาง amplitude ของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าหาได้โดย

$$\mathcal{E} = \sqrt{\mathcal{E}_x^2 + \mathcal{E}_y^2} = \sqrt{E_R^2 (\cos^2 \omega t + \sin^2 \omega t)}$$

$$= E_R$$

มุม ψ ในทิศทางแกน x หาได้จาก

$$\psi = \tan^{-1} \left[\frac{\mathcal{E}_y}{\mathcal{E}_x} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{E_R \sin(\omega t)}{E_R \cos(\omega t)} \right] = \tan^{-1} [\tan(\omega t)] = \omega t \quad \underline{\hspace{2cm}} \quad 4$$

เราสามารถเขียนเวกเตอร์สนามไฟฟ้าได้

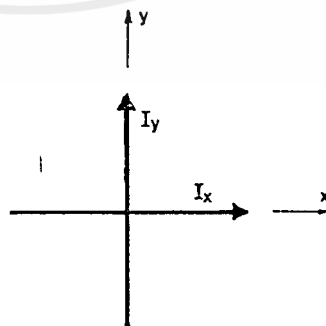
$$\begin{aligned} \mathcal{E} &= \text{Re} \left[\hat{a}_x E_R e^{j(\omega t - \beta z)} + \hat{a}_y E_R e^{j(\omega t - \beta z - \pi/2)} \right] \\ &= E_R \text{Re} \left\{ [\hat{a}_x - j\hat{a}_y] e^{j(\omega t - \beta z)} \right\} \end{aligned} \quad \underline{\hspace{2cm}} \quad 5$$

จะเห็นว่าจะต้องมีความต่างเฟสกัน 90 องศา ระหว่างองค์ประกอบที่เหมือนกันแกน x, y สำหรับพลาสมาเชิงวงกลมที่สมบูรณ์จะให้ค่า axial ratio = 0
axial ratio

$$\text{AR} = 10 \log \frac{E_x^2 + E_y^2 + [E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\theta)]^{1/2}}{E_x^2 + E_y^2 - [E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\theta)]^{1/2}}$$

นั่นคือเราต้องการสนามที่แผ่กระจายออกจากแต่ละอิมเมนดตี้ที่เฟสต่างกัน 90 หรือในช่วง $0 < \theta < 180$ องศาอธิบายได้บนรูปของ linear current ดังรูปที่ 1.7

$$\begin{aligned} I_x &= A e^{j\phi} \\ I_y &= |A + \Delta A| e^{j\phi} e^{\pm j\frac{\pi}{2} + \Delta\phi} \end{aligned}$$



รูปที่ 1.7 แสดงขนาดของกระแสสนามทิศทางที่กำเนิดจลพลาสมาเชิงวงกลม

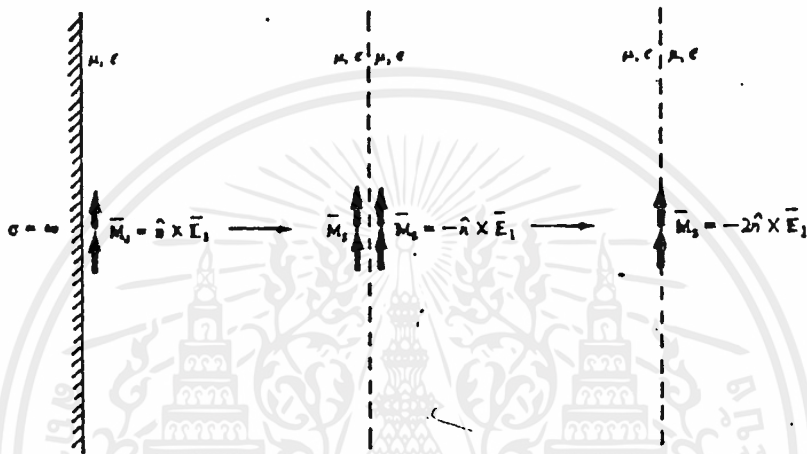
ถ้าเรากำหนดให้ E_x, E_y คือส่วนประกอบของ magnitude ในทิศทาง x, y ของสนามที่แผ่กระจาย และ θ_x, θ_y คือเฟส จะเห็นว่าวงกลมแบบ RH สามารถทำได้ง่ายจากองค์ประกอบที่เหมือนกันของ จพลาเรเซชัน สเฟียร์ ที่ย้อนสัญญาณด้วย amplitude ที่เท่ากัน แต่มีความต่างเฟส 90 องศาขององค์ประกอบบนแนว E_x มีเฟสขององค์ประกอบบนแนว E_y



2.1 ทฤษฎีสายอากาศแบบจลนศาสตร์แบบจำลองอาร์เพอร์เจอร์

2.1.1 การแผ่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากช่องเปิด

ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศแบบจลนศาสตร์วิธีหนึ่งที่ใช้คือการคำนวณหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่ออกมาจากช่องเปิด จุดยอดของช่องเปิดจะอยู่ ณ บริเวณผิวของตัวนำไฟฟ้าที่ผิวขอบของตัวนำจะต้องเป็นศูนย์เพราะอาณาบริเวณที่ช่องเปิดเท่านั้นที่ยังคงปรากฏสนามไฟฟ้าซึ่งเป็นสนามสมมูล (M) จะเป็นการคำนวณหาค่าเวกเตอร์ไฟฟ้า (F) ดังรูป 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงแหล่งกำเนิดสมมูล

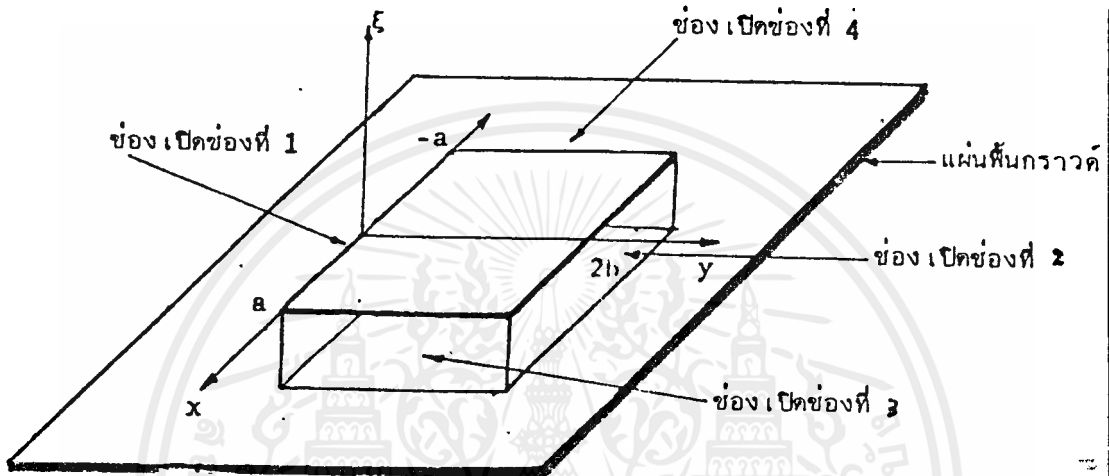
ผลรวมของแหล่งกำเนิดกระแสแม่เหล็กสมมูลเขียนแสดงได้ดังสมการ

$$\vec{M}_s = -2\vec{n} \times \vec{E}_1 \quad | \quad \text{-----} \quad 1$$

สายอากาศแบบช่องเปิดสามารถวิเคราะห์ด้วยวิธีสนามสมมูล (field equivalent principle) จลนศาสตร์สนามไฟฟ้าที่อาณาบริเวณช่องเปิดด้วยสนามไฟฟ้าแนวสัมผัสกับแผ่นตัวนำ (tangential electric field) และการคำนวณหาแหล่งกระแสแม่เหล็ก (M_s) ด้วยเงื่อนไขขอบเขต (boundary condition) ก็จะสามารถหาฟังก์ชันช่วยซึ่งเป็นศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้า (F) ที่ช่วยในการคำนวณหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่กระจายออกจากช่องเปิดได้ สายอากาศแบบจลนศาสตร์ก็อาศัยหลักการเดียวกันกับจลนศาสตร์การแจกแจงรูปของสนามไฟฟ้าบริเวณช่องเปิด คำนวณหาสนามไฟฟ้าที่เกิดจากช่องเปิดแต่ละช่องจากสนามไฟฟ้าที่คำนวณได้มาพิจารณาช่องเปิด 2 ช่องที่ระยะห่างของช่องเปิดมีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่น และทฤษฎีสายอากาศแบบอาร์เพอร์เจอร์คำนวณหาสนามไฟฟ้าที่แผ่ออกจากช่องเปิดรวมทั้งหมด ซึ่งเป็นผลรวมของการแผ่คลื่นออกจากสายอากาศชนิดนี้

2.1.2 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่ออกจากสายอากาศแผ่นพิมพ์

สายอากาศรูปสี่เหลี่ยมวางอยู่บนระนาบ $z=0$ านระนาบแกนทรงสี่เหลี่ยมสายอากาศมีความยาวตามแนวแกน x เป็น $2a$ และความยาวตามแกน y เป็น $2b$ แผ่นสี่ส เตเรดที่ เป็นสารเคอ เลกตริกมี ความหนา h เราขียนกำลังให้สายอากาศที่จุดเริ่ม สายอากาศมีช่อง เปิด4ช่องอยู่บนสี่ส เตเรดคือช่อง เปิดานระนาบ $y=0, y=2b, x=a, x=-a$ การวิ เเคราะห์การแผ่กระจายคลื่นจากช่อง เปิดจะพิจารณา 1 ช่องก่อนคือช่องอยู่บนระนาบ $y=0$



รูปที่ 2.2 แสดงช่อง เปิด4ช่องบนสี่ส เตเรด สนามไฟฟ้าในช่อง เปิดนี้สามารถเขียนสมการได้ เป็น

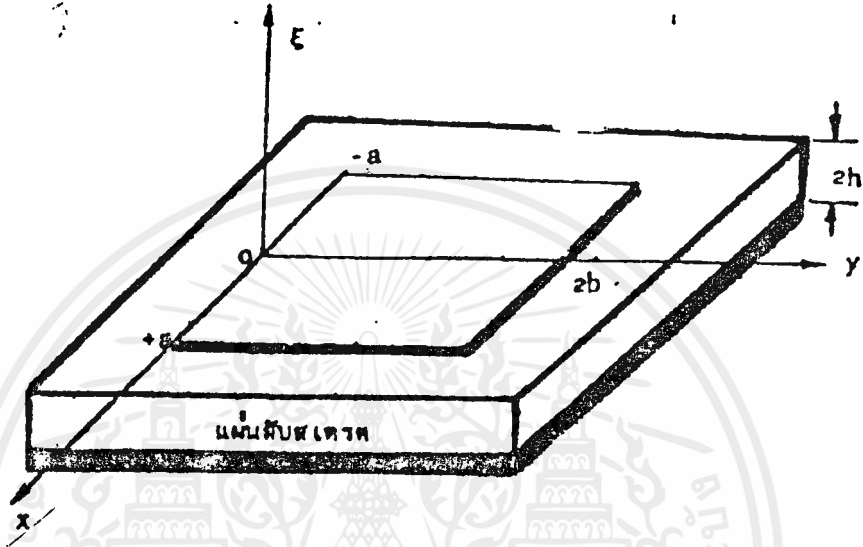
$$\vec{E}_x = E_0 \cos \beta_d (a - |x|) \cdot \cos \beta_d (2b - y) \quad x < a, \quad 0 < y < 2b \quad | \quad 2$$

$$\beta_d = \frac{2\pi}{\lambda_d} \quad | \quad \text{และ } \lambda_d \text{ คือความยาวคลื่นในสายอากาศ}$$

สมการ สมมุติว่า ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามแนวทิศ านการคานวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่กระจายจากช่อง เปิดอาศัยหลักการสมมูลร์โดยการหาศักย์ เวกเตอร์ไฟฟ้าที่เกิดจากความหนาแน่นของกระแสที่ไหล ณ ผิวช่อง เปิดดังนี้

$$\vec{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \int_S \vec{M}_s \cdot \frac{e^{j\beta R}}{R} ds' \quad | \quad 3$$

- ϵ = เป็นค่าสภาพไฟฟ้าสัมพัทธ์หรือเพอร์มิติวิตีของอากาศ
- $M_s = -\nabla \times \mathbf{E}'$ = เป็นความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กสมมูลย์ ณ ช่องเปิด
- $\eta =$ |วคเตอร์หนึ่งหน่วยตั้งฉากออกจากช่องเปิด
 $= \frac{2\pi}{\lambda}$
- $\lambda =$ ความยาวคลื่นในอากาศ

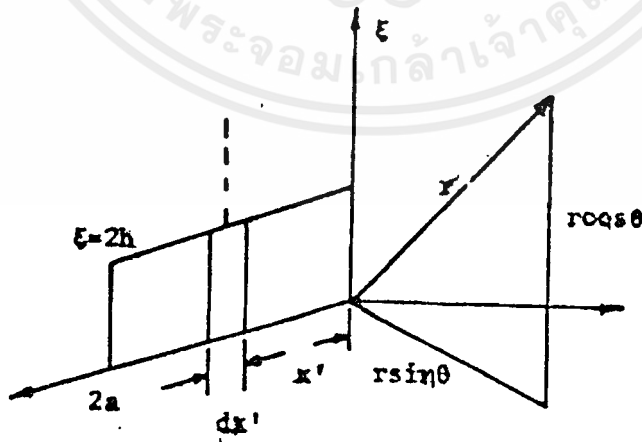


รูปที่ 2.3 แสดงการวางตำแหน่งแกนโคอร์ดิเนตของสายอากาศ

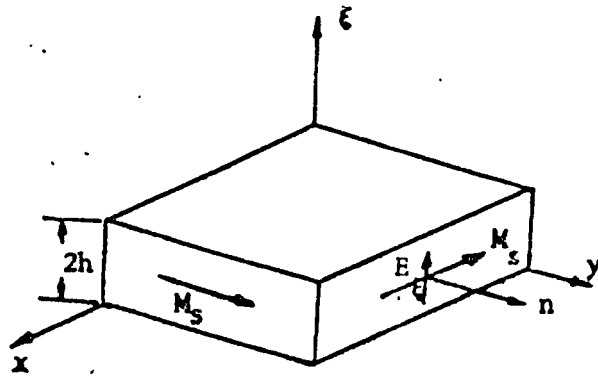
ตามรูปที่ 2.4 แสดงการพิจารณาช่องเปิด 1 ช่อง เมื่อทราบการแจกแจงสนามไฟฟ้า ณ บริเวณช่องเปิด แล้วเราสามารถคำนวณหาแหล่งกำเนิดกระแสแม่เหล็กสมมูลย์ M_s โดยพิจารณาการไหลของความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก

$$\bar{M}_s = -2\hat{n} \times \bar{E}_z = -2E_z \cdot \hat{a}_x$$

4



รูปที่ 2.4 แสดงการพิจารณาช่องเปิด 1 ช่อง



รูปที่ 2.5 แสดงการคำนวณกระแสแม่เหล็กสมมูล

ตั้งนั้นศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้า F คำนวณจากสมการ

$$F = \frac{\epsilon}{4\pi} \int_S M_s \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} ds' \quad \text{5}$$

$$F = \frac{\epsilon}{4\pi} \int_S M_s \cdot \frac{e^{-j\beta(r-r'\cos\psi)}}{r} ds' \quad \text{6}$$

$$F = \frac{\epsilon}{4\pi} e^{-j\beta r} \int_S M_s \cdot e^{+j\beta r' \cos\psi} ds' \quad \text{7}$$

การแปลงโคออร์ดิเนต

$$\bar{a}_r = a_x \sin\theta \cos\phi + \bar{a}_y \sin\theta \sin\phi + \bar{a}_z \cos\theta$$

$$\bar{a}_{r'} = \bar{a}_x \sin\theta \cos\phi + \bar{a}_y \sin\theta \sin\phi + \bar{a}_z \cos\theta$$

$$r' = x' \bar{a}_x + z' \bar{a}_z$$

$$r' \cos\psi = r' \cdot \bar{a}_r$$

$$r' \cos\psi = x' \sin\theta \cos\phi + z' \cos\theta$$

สมการศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้า F สามารถเขียนอยู่ในรูป

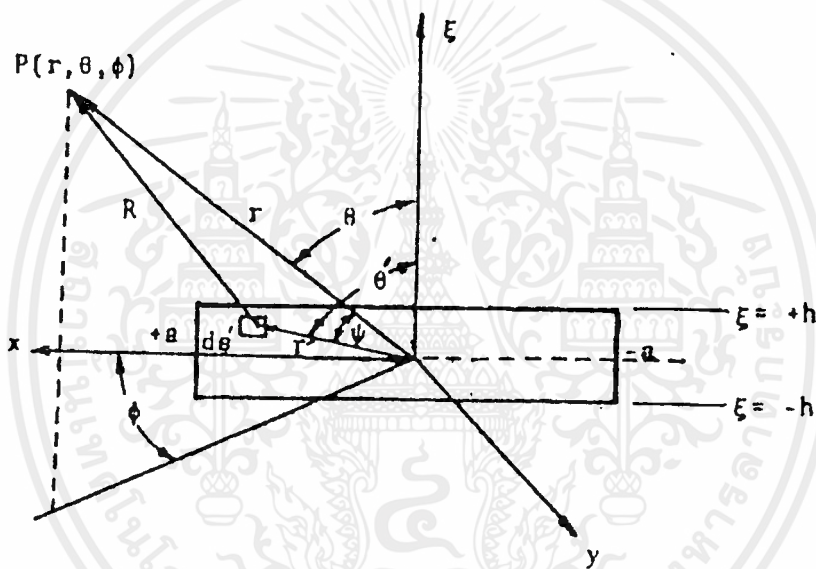
$$F = \frac{\epsilon}{4\pi r} e^{-j\beta r} \int_S M_s \cdot e^{-j\beta(x' \sin\theta \cos\phi + z' \cos\theta)} dx' dz' \bar{a}_x \quad \text{8}$$

จดยการอินทิเกรตแบ่งออกเป็น 2 ส่วน

$$F_1 = \frac{\epsilon}{4\pi r} e^{-j\beta r} \int_{-a}^a M_s e^{-j\beta(x'\sin\theta\cos\phi)} dx'$$

$$F_2 = \int_0^{2h} e^{j\beta\xi'\cos\theta} d\xi'$$

การหาหึกัเวคเตอร์ไฟฟ้า F จะต้งพิจารณาภาพสัทอนของ M_s บนแผนกราวด์ด้วยต้งนัเพื่อความสะดวกจะต้งเลื่อนจุด $\xi = 0$ ให้อยู่บนระนาบแผนกราวด์และอินทิเกรตแหล่งกาเนิดซึ่งวางอยู่บนระบบแกนตลอดดิวของเปิดที่มีความยาว $2a$ และความกว้าง $2h$ ต้งรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงตาแหน่งแกนของเปิดของที่ 1

พิจารณา

$$R = r - r' \cos \psi \quad \text{เมื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของเพล}$$

$$R = r \quad \text{เมื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงตามขนาด}$$

ผลสัพธ์ของการอินทิเกรตของหึกัเวคเตอร์ไฟฟ้า F จะได้ต้งนี้

$$F = 2E_0 \cos(2\beta_d h) \epsilon (4ah) \left[\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \right] \cdot \left[\frac{\sin(\beta h \cos\theta)}{\beta h \cos\theta} \right] \cdot \left[\frac{\beta_d \sin\beta_d a - \beta \sin\theta \cos\phi \sin(\beta a \sin\theta \cos\phi)}{\beta_d^2 - \beta^2 \sin^2\theta \cos^2\phi} \right] \cdot \left[a_\theta \cos\theta \cos\phi - a_\phi \sin\phi \right] \quad 11$$

เมื่อแปลงหาที่อยู่ในจอร์จอร์ดิเนตแบบทรงกลมสามารถเขียนได้เป็น

$$F_\theta = 2\epsilon E_0 \cos \beta_d (2b) \cdot \left[\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \right] \cdot \cos \theta \cos \phi \cdot 4ah \cdot \left[\frac{\beta_d \sin(\beta_d a) - \beta \sin \theta \cos \phi \sin(\beta a \sin \theta \cos \phi)}{\beta_d^2 - \beta^2 \sin^2 \theta \cos^2 \phi} \right] \quad \text{---12}$$

$$F_\phi = 2\epsilon E_0 \cos \beta_d (2b) \cdot \left[\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \right] \cdot \sin \phi \cdot 4ah \cdot \left[\frac{\beta_d \sin(\beta_d a) - \beta \sin \theta \cos \phi \sin(\beta a \sin \theta \cos \phi)}{\beta_d^2 - \beta^2 \sin^2 \theta \cos^2 \phi} \right] \quad \text{---13}$$

สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ห่างไกลจากสายอากาศแบบทรงแท่งสามารถคำนวณได้ง่ายจากการพิจารณาช่องเปิดของสายอากาศทั้ง 4 ช่องหักลบเวกเตอร์ไฟฟ้าที่เกิดจากกระแสแม่เหล็กบนช่องเปิดบนระนาบ $x=a, x=-a$ จะเป็นเวกเตอร์ที่มีทิศทางตรงข้ามเสมอและจะมีผลการหักล้างกันและกลายเป็นศูนย์ในที่สุดบนระนาบ $\phi=90^\circ$ องศา ส่วนช่องเปิด $y=0, y=2b$ อาจพิจารณาได้เป็นช่องเปิด 2 ช่องวางขนานกันเป็นอาร์เรย์ เช่นเดียวกับช่องเปิด 2 ช่องแรกแต่ทิศทางของกระแสแม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับความยาวเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นในสายอากาศ

ดังนั้นเราสามารถคำนวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศแผ่นพิมพ์ให้เป็นสูตรสำเร็จและใช้ได้สำหรับทุกกรณีที่วาง $0 < \theta < \pi/2$

ผลลัพธ์แสดงงาน 2 ระนาบอื่นที่น่าสนใจเพื่อจะนำมาเปรียบเทียบกับระนาบ $\phi=90^\circ$ องศา และระนาบสนามไฟฟ้าบนระนาบ $\phi=0^\circ$ องศา

$$E_\theta = 4\omega\epsilon E_0 S_2 \left[\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \right] \cdot \left[\frac{\sin(\beta h \cdot \cos \theta)}{\beta h \cdot \cos \theta} \right] \cdot \left[\frac{\sin 2\beta_d b}{2\beta_d b} \right] \cdot \sin(\beta a \cdot \sin \theta) \quad \text{---14}$$

$$E_\phi = 2j\omega\epsilon E_0 S_1 \left[\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \right] \cdot \left[\frac{\sin(\beta h \cdot \cos \theta)}{\beta h \cdot \cos \theta} \right] \cdot \left[\frac{\beta_d \sin \beta_d a - \beta \sin \theta \sin(\beta a \sin \theta)}{(\beta_d^2 - \beta^2 \sin^2 \theta) \cdot a} \right] \cdot \left[\cos(2\beta_d b) - 1 \right] \cdot \cos \theta \quad \text{---15}$$

$$\phi = 90^\circ \quad E_\phi = 0^\circ$$

$$E_\theta = 2j\omega\epsilon E_0 S_1 \left[\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \right] \cdot \left[\frac{\sin(\beta h \cdot \cos \theta)}{\beta h \cdot \cos \theta} \right] \cdot \left[\frac{\sin \beta_d a}{\beta_d a} \right] \cdot \left[\cos(2\beta_d b) - e^{j2\beta b \cdot \sin \theta} \right] \quad \text{---16}$$

- η = เป็นค่าอินทิกรัลคอสไมค์แดนซ์ของสายอากาศ
- μ = ค่าสนามแม่เหล็กหรือ เบริร์มิลิตีของสายอากาศ
- S_1 = $4ah$ พื้นที่ของ เติบของสายอากาศนระนาบ
- S_2 = $4bh$ พื้นที่ของ เติบของสายอากาศนระนาบ $x=a, x=-a$



2.2 ทฤษฎีสายอากาศนามจครสตริบวิเคราะห์โดยวิธีมเมนต์

2.2.1 ทฤษฎี

อาศัยวิธีการวิเคราะห์งานการคำนวณหาการกระจายระยะไกลของสนามโดยอาศัยหลักการของสนามสมมูลย์ สมมุติสายอากาศมีความหนาเป็นศูนย์ วางอยู่บนไดอิเล็กตริกที่มีพื้นกราวด์รองอยู่ เมื่อข้อนสัญญาณที่สายอากาศทำให้เกิดสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า (E,H) ภายในไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างแผ่นสายอากาศกับพื้นกราวด์ตามสมการ

$$(\nabla^2 + k^2)U = 0 \quad \text{-----} 1$$

เมื่อ U ในสมการที่ 1 คือ E และ H และ k คือ เวกเตอร์เบอร์ซิง

$$k^2 = \begin{cases} \epsilon_r k_0^2, & 0 \leq z \leq h \\ k_0^2, & z > h \end{cases}$$

ϵ_r คือพริสเบสแอมเบอร์และ ϵ_0 คือรีเลทีฟเบอร์มิตีวตี

จากหลักการสนามสมมูลย์สนามภายในจะ เป็นศูนย์และเสมือนว่าสนามภายนอกCมีลักษณะเช่นเดียวกับแหล่งกำเนิด ซึ่งกระแสผิว (J_s, M_s) บนรีทีกรายสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (E,H) จะสอดคล้องกับ

$$\hat{n} \times H = J_s \quad \text{-----} 2$$

$$E \times \hat{n} = M_s \quad \text{-----} 3$$

ซึ่ง \hat{n} คือยูนิตเวกเตอร์ที่ชี้ทิศทางตั้งฉากและออกจาก เมื่อพิจารณาที่S เป็นตัวนำไฟฟ้าสมมูลย์จากสมการที่ 2,3 จะได้

$$\hat{n} \times H = 0 \quad \text{-----} 4$$

$$E \times \hat{n} = M_s \quad \text{-----} 5$$

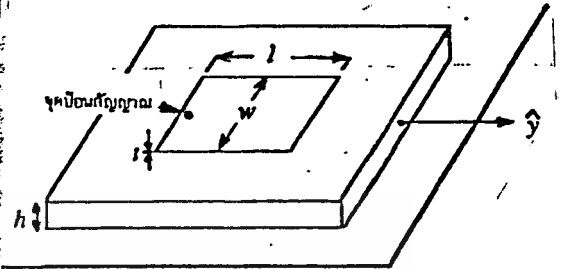
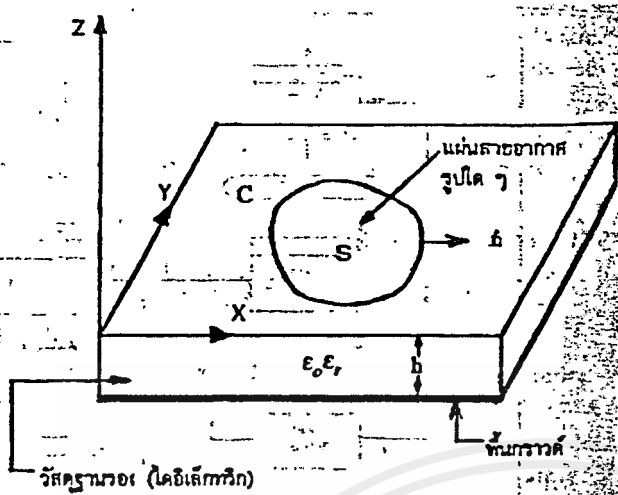
จากหลักการสนามสมมูลย์และทฤษฎีจินตภาพ สมการที่ 5 จะเป็น

$$M_s = 2E \times \hat{n} \quad \text{-----} 6$$

ในการแก้สมการเพื่อจะหาสนามไฟฟ้า (E) ซึ่งเป็นฟังก์ชันของกระแสผิวอาศัยวิธีการวิเคราะห์

$$M_s = 2\epsilon E_0 \cos\left(\frac{\pi y}{h}\right) \quad \text{-----} 7$$

พิจารณาสายอากาศวงกลมในรูปที่ 2.7 หรือรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าดังรูปที่ 2.8



วิธีคำนวณ (ไดอิเล็กทริก)

รูปที่ 2.7 สายอากาศวงกลม
จากสมการที่ 6 สำหรับหาค่าของสนามการคำนวณหาศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้า (F) ซึ่งเป็นฟังก์ชันของระยะสามารถคำนวณหาได้คือ

รูปที่ 2.8 สายอากาศสี่เหลี่ยมผืนผ้า

เมื่อ

$$F = \frac{e}{4\pi} \int_{S'} \frac{M_A ds'}{r-r'}$$

$$\frac{1}{r-r'} = \frac{\exp(-jk_0|r-r'|)}{|r-r'|}$$

คือระยะจากจุดกำเนิดเบี่ยงตำแหน่งใด ๆ และ r' คือระยะจากจุดกำเนิดเบี่ยง 0 จากสมการที่ 7, 8, 9 กับระบบพิกัดรวมทรงสี่เหลี่ยมของสายอากาศในรูปที่ 2 หลังจากแปลงศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้าให้อยู่ในระบบพิกัดรวมทรงกลมแล้วจะได้

$$F_\theta = -\frac{whE_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi} \cdot \cos\theta \cos\phi \cos(x) Sa(y)$$

$$F_\phi = -\frac{whE_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi} \cdot \sin\phi \cos(x) Sa(y)$$

ซึ่ง $x = 0.5k_0 l \sin\theta \cdot \cos\phi$

$$Sa(y) = \frac{\sin(0.5k_0 w \sin\theta \cdot \sin\phi)}{0.5k_0 h \sin\theta \cdot \sin\phi}$$

เมื่อ h เป็นความหนาของสายอากาศ w เป็นความกว้างของสายอากาศและ E_0 เป็นอาโพร์เจอร์ฟิลด์ สำหรับสมการ 10, 11 คือศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้าในระบบพิกัดทรงกลม (r, θ, ϕ)

2.2.2 การคำนวณหาสนามระยะไกล

เพื่อกำหนดส่วนประกอบของสนามโดยที่ w หนาได้รับจากศักย์เวกเตอร์ (F) และศักย์เวกเตอร์แม่เหล็ก (A) ซึ่งสำหรับสนามไฟฟ้าสามารถกำหนดได้จาก

$$E = -\nabla \times F - j\omega\mu A + \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla(\nabla \cdot A) \quad \text{-----14}$$

เนื่องจากแผ่นสายอากาศ เป็นตัวนำสมบูรณ์ดังนั้นสมการที่14จะเป็น

$$E = -\nabla \times F \quad \text{-----15}$$

เมื่อแปลงสมการที่15ให้อยู่ในระบบพิกัดทรงกลมจะได้

$$E_\theta = jk_0 F_\phi \quad \text{-----16}$$

$$E_\phi = -jk_0 F_\theta \quad \text{-----17}$$

นาสมการที่10, 11 แทนลงในสมการที่16, 17จะได้

$$E_\theta = \frac{jwhk_0 E_0 e^{-jk_0 r}}{4r} \sin\phi \cos(x) Sa(y) \quad \text{-----18}$$

$$E_\phi = \frac{jwhk_0 E_0 e^{-jk_0 r}}{4r} \cos\theta \cos\phi \cos(x) Sa(y) \quad \text{-----19}$$

ซึ่ง $Sa(x)$ และ $Sa(y)$ กำหนดได้จากสมการที่12, 13, 18, 19 คือสมการสนามไฟฟ้าระยะไกลซึ่งสามารถนำมาบ่งชี้รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศเมครอสตรีปได้

2.2.3 การหาผลเฉลยจุดวิธีมุมเริ่มต้นของเมครอสตรีปแพทช์

อาศัยกรีน ฟังก์ชันสำหรับกราวด์ที่เป็นสสารไดอิเล็กตริกผลกระทบจากคลื่นผิวและผิวขั้วทับตั้งสามารถที่จะหาได้ง่ายเหมือนกับอินพุทอิมพีแดนซ์และการกระจายคลื่นและใช้กับสารที่มีค่าคงที่สัมพัทธ์ของสารสูงได้ด้วย วิธีการเริ่มเขียนกรีน ฟังก์ชันจากผลรวมการกระจายในรูปอินทิกรัลการอินทิเกรตที่รวดเร็ว วิธีการหาค่าผลต่างของแหล่งกำเนิดและจินตภาพที่อยู่ในรูปกรีน ฟังก์ชันสามารถหาค่าตอบที่ชัดเจนจากแหล่งกำเนิดที่เหมือนกับกราวด์ไดอิเล็กตริกที่มีค่า $\epsilon_r = (\epsilon_r + 1) / 2$

โดยที่ ϵ_r คือค่ารีเลทีฟ เบอร์มิตตีวี่ของสาร

2.2.4 กรีน ฟังก์ชันและวิธีจัมเมินต์

พิจารณาทฤษฎีพื้นฐานและสมการทางวิธีจัมเมินต์สำหรับกรีน ฟังก์ชัน องค์ประกอบพื้นฐานของกรีน ฟังก์ชัน E_{xx} แสดงสนามไฟฟ้าในทิศ x ที่ (x, y, d) ในทิศ x จดขั้วแรงความยาวหนึ่งหน่วยที่ตำแหน่ง (x, y, d) บนแผ่นกราวด์เดือเลกตรีกที่มีความหนา d และค่ารีเลทีฟ เบอร์มิตตีวี่ ϵ_r ดังแสดงในรูปที่ 2.9 คือ

$$E_{xx} = \frac{-jZ_0}{4\pi^2 k_0} \iint_{-\infty}^{\infty} Q(k_x, k_y) e^{jk_x(x-x_0)} e^{jk_y(y-y_0)} dk_x dk_y \quad \text{---1}$$

โดยที่

$$Q(k_x, k_y) = \frac{(\epsilon_r k_0^2 - k_x^2) k_2 \cos k_1 d + j k_1 (k_0^2 - k_x^2) \sin k_1 d}{T_e T_m} \sin k_1 d \quad \text{---2}$$

$$T_e = k_1 \cos k_1 d + j k_2 \sin k_1 d,$$

$$T_m = \epsilon_r k_2 \cos k_2 d + j k_1 \sin k_2 d,$$

$$k_1^2 = \epsilon_r k_0^2 - \beta^2, \quad (\text{Im} k_1 < 0)$$

$$k_2^2 = k_0^2 - \beta^2, \quad (\text{Im} k_2 < 0)$$

$$\beta^2 = k_x^2 + k_y^2,$$

$$Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} \quad \text{---3}$$

ค่าของการอินทิเกรตฟังก์ชัน $T_e \cdot T_m$ ทำให้ Q กลายเป็นศูนย์แสดงให้เห็นว่าในรูปคลื่น TE, TM หมดการขยาย $J_m(x_0, y_0)$ ถูกใช้เพื่อหาค่าที่เมทริกซ์ค่าความหนาแน่นพหุคูณของแพทช์และนจหมดทดสอบ $J_n(x, y)$ ซึ่งเป็นสมการเชิงเรขาคณิตหาผลเฉลยสัมประสิทธิ์ทั้งหมดการขยายนรูปสมการการอินทิกรัลสนามไฟฟ้า

$$Z_{mn} = \frac{jZ_0}{4\pi^2 k_0} \iiint_{-\infty}^{\infty} \iiint_{-\infty}^{\infty} \iiint_{-\infty}^{\infty} J_m(x_0, y_0) J_n(x, y) Q(k_x, k_y) e^{jk_x(x-x_0)} e^{jk_y(y-y_0)} \cdot dk_x dk_y dy_0 dx_0 dy dx \quad \text{---4}$$

หรืออยู่ในรูปแบบสเปกตรัล จดเมน อินทิกรัล

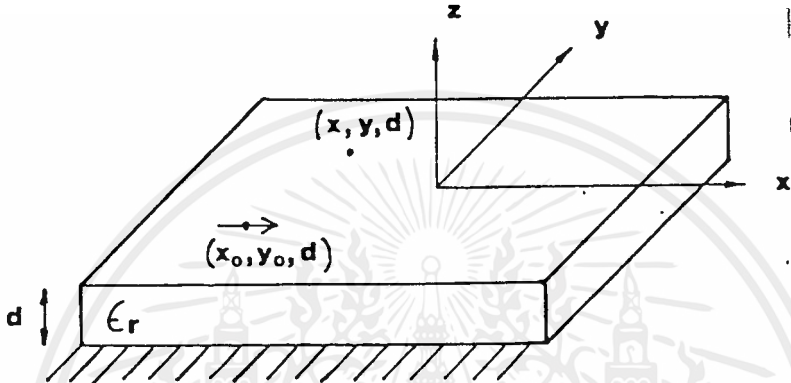
$$Z_{mn} = \frac{jZ_0}{4\pi^2 k_0} \int_{\beta=0}^{\infty} \int_{\alpha=0}^{\pi/2} Q(k_x, k_y) F_n(k_x, k_y) F_m^*(k_x, k_y) \beta d\beta d\alpha \quad \text{---5}$$

โดยที่

$$F_{\mathbf{k}}(\mathbf{k}_x, \mathbf{k}_y) = \int_x \int_y J_{\mathbf{k}}(x, y) e^{jk_x x} e^{jk_y y} dx dy, \quad \text{---6}$$

และ $k_x = \beta \cos \alpha$, $k_y = \beta \sin \alpha$ สมการ 5 เป็นผลลัพท์รวมเชิงตัวเลขที่หาคุณสมบัติที่สมมาตรของการอินทิกรัลช่วยลดช่วงการอินทิเกรตแบบ $\alpha: 0 \rightarrow \pi/2$

อินทิเกรตตามสมการ 5 ได้ผลลัพท์ซ้ำที่ตัดจากัดด้านบนสำหรับ เมื่อหาผลลัพท์ของ self impedance คือ 200k ขณะผิวขั้วอินพีแดนซ์คือ 400k หรือมากกว่า



รูปที่ 2.9 จตกรสร้างเตจพลและจุดขั้วอินพีแดนซ์

สำหรับค่ามากของ β การอินทิกรัลจะหาได้รวดเร็วมากมากจะสังเกตว่ากรีน ฟังก์ชันตามสมการ 1 จะมีค่าคงที่ $1/\beta$ สำหรับสนามจากแหล่งกำเนิดซึ่งวิเคราะห์โดยค่าที่ต่อเนื่องสเปกตรัมของคลื่นระนาบ ถ้าการทดสอบ pws และจำกัดการขยายอยู่ในรูปแบบ

$$J_{\mathbf{k}}(x, y) = \begin{cases} \frac{\sin k_e [a - |x - x_k|]}{W \sin k_e a} & \text{for } |x - x_k| < a \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{---7}$$

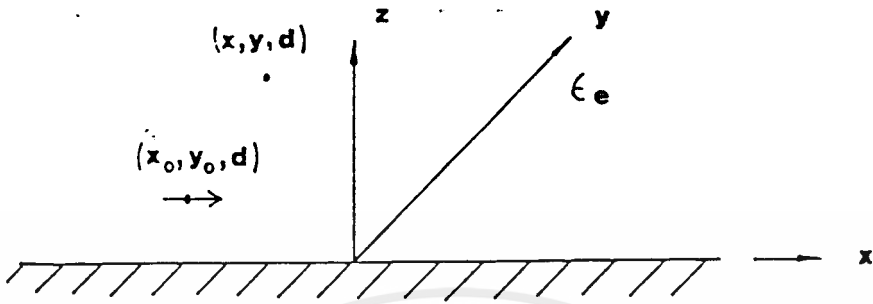
โดยที่ k_e คือเวฟ 넘เบอร์ที่จำกัดการขยายที่ต่อเนื่อง $= (k_e^2 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} (\epsilon_r + 1)/2)$ รูปแบบของ $F_{\mathbf{k}}$ สำหรับ β ที่ใหญ่

$$F_{\mathbf{k}} \sim \begin{cases} 1/\beta^2 & \text{if } \alpha=0 \\ 1/\beta & \text{if } \alpha=\pi/2 \end{cases} \quad Q \sim \frac{k_0^2}{2\beta} - \frac{k_x^2}{\beta(\epsilon_r + 1)} \sim \begin{cases} \beta & \text{if } \alpha=0 \\ 1/\beta & \text{if } \alpha=\pi/2 \end{cases}$$

ผลรวมของการอินทิเกรตมีลักษณะเหมือนแทนเจนต์ $1/\beta^2$ สำหรับ $\alpha=0$ or $\pi/2$. เวกเตอร์จุดเตจอิสเวนต์ v_i มีรูปแบบคล้าย 5

2.2.5 การแปลงแหล่งกำเนิดและจินตภาพ

พิจารณาสนามไฟฟ้า ที่ตำแหน่ง (x, y, d) ในแนวทิศ x ของเดาพลความยาวหนึ่งหน่วยที่ตำแหน่ง (x_0, y_0, d) ในกราวด์ไดอิเล็กทริกชนิดเดียวกันที่มีค่า ϵ_e เบอร์ดิวตี้ ดังรูป 2.10



รูปที่ 2.10 ลักษณะของเดาพลขลิบเส้นและจุดชอนสัญญาณ
ทฤษฎีจินตภาพรูปปิดแบบง่ายคือ

$$E_{xx}^h = \frac{-jZ_0}{4\pi k_0 \epsilon_e} (\epsilon_e k_0^2 + \frac{\partial^2}{\partial x^2}) \left[\frac{e^{-jkR_s}}{R_s} - \frac{e^{-jkR_i}}{R_i} \right] \quad \text{--- 9}$$

โดยที่

$$R_s^2 = (x-x_0)^2 + (y-y_0)^2, \quad R_i^2 = (x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 + (2d)^2.$$

เราสามารถที่จะเขียนสมการที่ 9 ในรูปสเปกตรัมที่มาตรฐาน

$$E_{xx}^h = \frac{-jZ_0}{4\pi^2 k_0} \iint_{-\infty}^{\infty} Q^h(k_x, k_y) e^{jk_x(x-x_0)} e^{jk_y(y-y_0)} dk_x dk_y, \quad \text{--- 10}$$

โดยที่

$$Q^h(k_x, k_y) = \frac{(\epsilon_e k_0^2 - k_x^2)}{2j\epsilon_e k_{1e}} (1 - e^{-2jk_{1e}d}), \quad \text{--- 11}$$

และ

$$k_{1e}^2 = \epsilon_e k_0^2 - \beta^2 \quad \text{--- 12}$$

สำหรับ β ใหญ่ Q^h จะเป็น

$$Q^h \approx \frac{k_0^2}{2\beta} - \frac{k_x^2}{2\beta\epsilon_e} \quad \text{--- 13}$$

ค่าเลือกกรเลทพ เบอร์มิตวี่ของตัวกลางที่เหมือนกัน $\epsilon_e = |(\epsilon_r + 1)/2|$ ดังนั้น q^h จะมีลักษณะที่เหมือนกับ Q ของกรราวต์ที่เป็นเดอเลกตริกานสมการ 8

q^h ของสมการ 11 สามารถหาผลจากความแตกต่างได้จากการอินทิเกรต Q ของสมการ 2 จะได้ค่ารวดเร็วกว่าและมีค่าใกล้เคียงกับการขยายรูปแบบชนิดใน 9

สำหรับสนามจากแหล่งกำเนิดและอิมเมจงานตัวกลางชนิดเดียวกันที่มี $\epsilon_e = (\epsilon_r + 1)/2$

$$\mathbf{E}_{xx} = \mathbf{E}_{xx}^h + \frac{-jZ_0}{4\pi^2 k_0} \iint_{-\infty}^{\infty} [Q - q^h] e^{jk_x(x-x_0)} e^{jk_y(y-y_0)} dk_x dk_y \quad \text{---14}$$

ผลลัพธ์จะนำมาสู่การหาศักย์แดนซ์ของอิลเมนต์ Z_{mn} คือ

$$Z_{mn} = Z_{mn}^h + \frac{jZ_0}{4\pi^2 k_0} \int_{\beta} \int_{\alpha} [Q - q^h] F_n(k_x, k_y) F_m^*(k_x, k_y) \beta d\beta d\alpha \quad \text{---15}$$

จุดยที่ Z_{mn}^h คืออิมพีแดนซ์ระหว่างจหมด m และ n ในกรราวต์ชนิดเดียวกันและค่า $\epsilon_e = (\epsilon_r + 1)/2|$ หมายถึงสมการ 9 เมื่อ $\epsilon_r \rightarrow 1 \cdot \epsilon_e \rightarrow 1|$ การอินทิกรัลสมการ 14,15 จะกลายเป็นศูนย์

2.2.6 การกระจายคลื่นจากสายอากาศไมครอสตรีบบอาร์เรย์ที่มีจำนวนแพทช์จำกัด

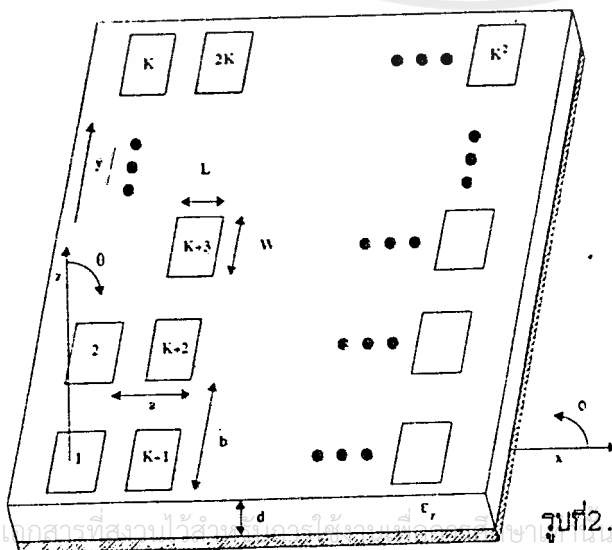
วิชเช็กตรัล จดเมน กริน ฟังก์ชัน เพื่อหาผลเฉลยของสนามไฟฟ้าจากการอินทิกรัลสมการในรูปอิมพีแดนซ์ของอิลเมนต์และ เมตริกจวด์เตจ

2.2.6.1 สมการการอินทิกรัลสนามไฟฟ้า

จากรูป 2.11 แพทช์อาร์เรย์มีขนาดอิมมิลจุดคลื่นระนาบหนึ่งหน่วย \bar{E}' จากทิศทาง (θ, ϕ) และ \bar{E}' เป็นคลื่นที่สะท้อนกลับจากแผ่นกราวด์ตั้งนั้นผลรวมของสนามไฟฟ้าที่ควรจะเป็นตามเงื่อนไขขอบเขตบนระนาบกราวด์และที่ผิวหน้าของสารเดอเลกตริกจะอยู่ในรูปผลบวกของ \bar{E}' และ \bar{E}' สนามไฟฟ้าที่แผ่กระจายออกข้างนอก \bar{E}' ะหว่างที่มีกระแสผิวหน้า

ผลรวมสนามแทนเจนบนแพทช์ตัวนา

$$\bar{E}'_{tan} + \bar{E}'_{tan} = -\bar{E}'_{tan} \quad \text{---1}$$



รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะสายอากาศ

2.2.7 วิธีมเมินต์เพื่อหาคำตอบของการแผ่กระจาย

ความหนาแน่นของกระแสที่ำม่รู้ศำนเข้ตเวกเตอร์ N

$$\vec{J}(x, y) = \sum_{n=1}^N I_n \vec{J}_n(x, y) \quad \text{-----} 2$$

จดยที่ \vec{J}_n คือเวกเตอร์ n ของการขยายฟังก์ชันและ I_n สมบระสิทธิ์กัยงำม่รู้ศำ ฟังก์ชันพื้นฐานที่เลือกสำหรับศำนขำนรูปฟังก์ชันรหมต คำนว้

$$\vec{J}_n(x, y) = \begin{cases} \frac{\bar{x}}{W} \sin\left(\frac{k\pi}{L}\left(x + \frac{L}{2}\right)\right) \cos\left(\frac{l\pi}{W}\left(y + \frac{W}{2}\right)\right) \\ \frac{\bar{y}}{L} \cos\left(\frac{k\pi}{L}\left(x + \frac{L}{2}\right)\right) \sin\left(\frac{l\pi}{W}\left(y + \frac{W}{2}\right)\right) \end{cases} \quad \text{-----} 3$$

ผลลัพท์ของสมการอินทิกรัลสนามไฟฟ้า (EFIE) ในระบบของสมการเรขาคณิตเชิงเส้นเขียนได้เป็น

$$[Z][I] = [V^i] \quad \text{-----} 4$$

เมตริกอิมพีแดนซ์อิลเมินต์จะถูกกำหนดยการำใช้การกระจายคลื่นระนาบหรือการบระมวลของ Galerkin ได้เป็น

$$Z_{mn} = -\frac{jZ_0}{4\pi^2 k_0} \int_{-x}^x \int_{-x}^x \vec{F}_m^* \cdot \vec{Q} \cdot \vec{F}_n e^{-j(k_x S_x + k_y S_y)} dk_x dk_y \quad \text{-----} 5$$

จดยที่ \vec{F}_n คือเวกเตอร์ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มของการกระจายรหมตที่ n

- $S_x, S_y = x, y$ ระยะห่างของจหนด
- Z_0 เป็นอินทรินซิก อิมพีแดนซ์ของอากาศ
- \vec{Q} เป็น dyadis กรีน ฟังก์ชัน

เวกเตอร์จลเตจกัแผ่อกมำของแต่ละอิลิ เมินต์หำได้จำก

$$V_m^i = \int_s \vec{J}_m \cdot (\vec{E}^i + \vec{E}^r) ds \quad \text{-----} 6$$

โดยที่ $\bar{E}^i + \bar{E}^r$ คือแหล่งกำเนิดของสนามกราวด์โดย เลกตริกที่ไม่มีแพทช์เจดการใช้ทฤษฎี reciprocity แล้ว V_m^i หาได้โดย

$$V_m^i = \frac{4\pi\bar{E}_m \cdot \bar{E}_0 P_m}{j\omega\mu_0} \quad \text{---7}$$

โดยที่

- \bar{E}_m : สนามระยะไกลของทั้งหมด m ในไดโพลเลกตริก สแลบ
- \bar{E}_0 : เวกเตอร์พลาเว เซชันของคลื่นระนาบตกกระทบ
- P_m : เฟสที่เบสเอ็นที่เกี่ยวกับของกับทั้งหมด m ของฮิสเม้นต์ต่างๆ

$4\pi r/j\omega\mu_0$ แหล่งกำเนิดที่เกิดจากโครงผลความยาวอนันต์ที่หาขนาดคลื่นระนาบหนึ่งหน่วย หลังจากหาสัมประสิทธิ์จากสมการ 2 ดดยการหาผลเฉลยสมการ 4 สนามที่กระจายเจดทั้งหมดกระแสแพทช์ที่ n คือค่าที่หาได้เจดฟังก์ชันพิเศษสำหรับสวาระอจจกรอิกและนาระบแทนที่สำหรับแหล่งกำเนิดานกค สนามที่กระจายเจดทั้งหมด n คือ

$$E_{\theta n} = \frac{Z_0}{2\pi r} e^{(-jk_0 \chi r - d \cos \theta)} \frac{k_1 k_2}{Tm} \sin(k_1 d) \cdot \{F_{xn}(k_x, k_y) \cos \phi + F_{yn}(k_x, k_y) \sin \phi\} \quad \text{---8a}$$

$$E_{\phi n} = \frac{Z_0}{2\pi r} e^{(-jk_0 \chi r - d \cos \theta)} \frac{k_0^2}{Tc} \sin(k_1 d) \cos(\theta) \cdot \{F_{xn}(k_x, k_y) \sin \phi - F_{yn}(k_x, k_y) \cos \phi\} \quad \text{---8b}$$

โดยที่ k_x และ k_y คือผลลัพธ์ที่จุดเฟสมีค่าคงที่

$$k_x = k_0 \sin \theta \cos \phi$$

$$k_y = k_0 \sin \theta \sin \phi.$$

ผลรวมสนามที่กระจายคือ

$$\bar{E}^s = \sum_{n=1}^N J_n \bar{E}_n P_n \quad \text{---9}$$

และ พลาเว (rcs) สมมุติ \bar{E}_0 คือ แมกนิจูดหนึ่งหน่วย คำนวณได้จาก

$$\sigma_{ur} = 4\pi r^2 |E_m^s|^2 \quad \text{---10}$$

2.2.8 การหาการกระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าระยะไกลโดย volume formulation

อาศัยการประมาณค่าวิธีมเมนต์ ว่า \vec{E}' เป็นผลรวมความเข้มสนามไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดและ \vec{E}^s คือสนามที่แผ่กระจายซึ่งเป็นผลต่างของสนามรวม \vec{E} และสนามที่ตกกระทบ \vec{E}^i .

$$\vec{E} = \vec{E}^i + \vec{E}^s \tag{1}$$

สนามที่แผ่กระจายอาจจะเกิดขึ้นโดยมีค่าเท่ากับปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ \vec{J} ทั่วออกมาบริเวณสารไดอิเล็กตริกที่แผ่กระจายในอากาศความหนาแน่นกระแส เขียนได้เป็น

$$\vec{J} = j\omega(\epsilon - \epsilon_0)\vec{E} \tag{2}$$

โดยที่ ϵ คือเบอร์ดิอิเล็กตริกเชิงซ้อนของสารไดอิเล็กตริก

$$= \left(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0} \right) \epsilon_0$$

เมื่อ ϵ_r = ค่ารีเลทีฟ เบอร์ดิอิเล็กตริกของสาร

σ = ค่าความนำของสาร

ω = ความถี่เชิงมุม = $2\pi f$.

จากสมการ 1,2 จะได้

$$\vec{J} = j\omega(\epsilon - \epsilon_0)(\vec{E}^i + \vec{E}^s) \tag{3}$$

สนามที่แผ่กระจายที่เกิดโดย \vec{J} เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} \vec{E}^s &= -j\omega\vec{A} - \nabla\phi \\ &= -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \iiint_V \vec{J}G dV - \frac{\nabla}{4\pi\epsilon_0} \iiint_V \rho G dV \end{aligned} \tag{4}$$

โดยที่ G คือนิยาม กรีน ฟังก์ชัน

$$G = \frac{\exp(-jkR)}{R} \tag{5}$$

$$R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \tag{6}$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \tag{7}$$

$$\lambda = \text{ความยาวคลื่น} = c/f \tag{8}$$

x, y, z คือจอร์ไดเนตนามและ $x'; y'; z'$ คือจอร์ไดเนตของแหล่งกำเนิด การอินทิเกรตตามสมการที่ 4 ความหนาแน่นประจุ ρ' และกระแส J' จะไหลออกมาเฉพาะผิวหน้าของแพทช์ส่วนด้านหน้าที่เป็นเคอิลเลตริกเหมือนกัน $\vec{n} \cdot \vec{J} = \vec{n} \cdot \vec{E} = 0$ ดังนั้นการอินทิเกรตอันดับ 2 ใน 4 สามารถแทนได้โดยการอินทิเกรตความหนาแน่นประจุ

$$\rho = \frac{1}{j\omega} (\vec{n} \cdot \vec{J}) \quad \text{-----} 9$$

โดยที่ \vec{n} คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วย สนามที่แผ่กระจายเขียนได้เป็น

$$\vec{E}' = \frac{-j\omega\mu_0}{4\pi} \iiint_V J G dV - \frac{\vec{\nabla}}{j\omega 4\pi\epsilon_0} \iint_S (\vec{n} \cdot \vec{J}) G dS. \quad \text{-----} 10$$

โดยการรวมสมการ 3, 10 ด้วยการอินทิเกรตสมการ ความสัมพันธ์ของค่าประมาณความหนาแน่นกระแส J' ที่ยังแปรปรวนเท่ากับสนามตกกระทบที่คู่ค่า E'

$$\vec{E}' = \frac{J}{j\omega(\epsilon - \epsilon_0)} + \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \iiint_V J G dV + \frac{\vec{\nabla}}{j\omega 4\pi\epsilon_0} \iint_S (\vec{n} \cdot \vec{J}) G dS. \quad \text{-----} 11$$

2.2.8.1 การหาผลเฉลยของสมการอินทิเกรตปริมาณสนามไฟฟ้า

การคำนวณเชิงตัวเลขเราจะแบ่งช่วงของเคอิลเลตริกเป็นเซลล์เล็ก ๆ ความหนาแน่นกระแสที่ตัด

$$\begin{aligned} J = & \hat{x} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^P \alpha_{ijk} P_{ijk}(x, y, z) \\ & + \hat{y} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^P \beta_{ijk} P_{ijk}(x, y, z) \\ & + \hat{z} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^P \gamma_{ijk} P_{ijk}(x, y, z) \end{aligned} \quad \text{-----} 12$$

โดยที่ $P_{ijk}(x, y, z)$ คือฟังก์ชัน พัลส์ กำหนดให้

$$P_{ijk}(x, y, z) = \begin{cases} 1 & \left\{ \begin{array}{l} x_i < x \leq x_{i+1} \\ y_j < y \leq y_{j+1} \\ z_k < z \leq z_{k+1} \end{array} \right. \\ 0 & \text{กรณีอื่น ๆ} \end{cases} \quad \text{-----} 13$$

$\alpha_{ijk}, \beta_{ijk}, \gamma_{ijk}$ คือสัมประสิทธิ์ที่ไม่รู้ค่าที่จะหาคำตอบสำหรับความหนาแน่นกระแสโดย

การแทนค่าสมการ 12 ลงใน 11 จะได้

$$\begin{aligned}
 \vec{E}'(x, y, z) &= \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^P \left[\frac{x\alpha_{ijk} + y\beta_{ijk} + z\gamma_{ijk}}{j\omega(\epsilon - \epsilon_0)} \right] \\
 &\cdot P_{ijk}(x, y, z) + \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} (x\alpha_{ijk} + y\beta_{ijk} + z\gamma_{ijk}) \\
 &\cdot \iiint_{\text{unit cell}} P_{ijk}(x', y', z') G dx' dy' dz' \\
 &+ \frac{1}{j\omega 4\pi\epsilon_0} \left\{ x \frac{\partial}{\partial x} + y \frac{\partial}{\partial y} + z \frac{\partial}{\partial z} \right\} \\
 &\cdot \left\{ \alpha_{ijk} \iint_{\text{surface of each cell at } x^+ \text{ and } x^-} (\hat{x} \cdot d\vec{s}) P_{ijk} G dy' dz' \right. \\
 &\quad + \beta_{ijk} \iint_{\text{surface of each cell at } y^+ \text{ and } y^-} (\hat{y} \cdot d\vec{s}) P_{ijk} G dx' dz' \\
 &\quad \left. + \gamma_{ijk} \iint_{\text{surface of each cell at } z^+ \text{ and } z^-} (\hat{z} \cdot d\vec{s}) P_{ijk} G dx' dy' \right\}
 \end{aligned}$$

—14

โดยที่ $d\vec{s}$ คือพื้นผิวของยูนิตเซลล์



$$a_m = e_m I_m. \quad \text{_____} 3$$

พิจารณากรณีที่ เป็น อาร์เรย์

ขนาดกระแสของจุดนิแนน ใหมดบนอิลเม้นต์ที่ m ของอาร์เรย์ที่เป็นเส้นตรงเขียนได้เป็น

$$a_m = e_m I_m + \sum_{n \neq m} a_n M_{mn} \quad \text{_____} 4$$

สำหรับสัมประสิทธิ์อิลวิวซ์ คับปลัง M_{mn} สำหรับจำนวนอิลเม้นต์มากกว่า 0. สูตรจัดยง่ายจากสมการ 2.4

สามารถเขียนได้เป็น

$$[V] = [v][a] + j[X_j][I] \quad \text{_____} 5$$

$$[a] = [e][I] + [M][a] \quad \text{_____} 6$$

เมื่อ $[e], [v], [X_j]$ คือเมตริกขนาด $N \times N$ สำหรับ N อิลเม้นต์

เมตริก $[M]$ คือ 0 บนแนวเส้นทะแยงมุม

อาร์เรย์ $[v], [I], [a]$ คือเวกเตอร์คอลัมน์ แทนสมการ 6 ใน 5 จะได้

$$[V] = [v]([U] - [M])^{-1}[e][I] + j[X_j][I] \quad \text{_____} 7$$

จัดย $[U]$ เป็นเมตริกที่กำหนด

จากนิยามของเมตริกอิมพีแดนซ์จะได้

$$[Z] = [v]([U] - [M])^{-1}[e] + j[X_j]. \quad \text{_____} 8$$

และกรณีพิเศษสำหรับการกำหนดแพทช์และจุดบ่อนสัญญาณ งานกรณีนี้จะได้

$$[e] = e[U], [v] = v[U], [X_j] = X_j[U],$$

แล้ว

$$[Z] = Z'_s([U] - [M])^{-1} + jX_f[U]$$

_____9

ซึ่ง $Z'_s = ev$ คืออินพุท อิมพีแดนซ์ของ isolated แพทย์

ผลรวมของ isolated อินพุท อิมพีแดนซ์คือ $Z' = Z'_s + jX_f$

สำหรับสารที่บางมาก ๆ uly X_f อาจจะไม่คิด จากสมการ 6 จะได้

$$[I] = [e]^{-1}([U] - [M])[a]$$

_____10

ซึ่งกระแสที่เข้าแก่แพทย์มีความจำเป็นต้องเป็น $[a]$ อินพุท อิมพีแดนซ์ของอิลเมนต์ m คือ

$$Z'_m = V_m / I_m.$$

2.3.1 การคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์

สัมประสิทธิ์มิวชัว หับบลิง M_{mn} ระหว่างอิลเมนต์ m และ n กำหนดโดยค่า isolated มิวชัว อิมพีแดนซ์ Z'_{mn} ระหว่างอิลเมนต์ทั้ง 2 ใดๆ สมมติว่าอิลเมนต์ n ถูกช้อนสัญญาณโดยกระแส I_n และอิลเมนต์ m ไม่ได้ช้อนสัญญาณเขียนความสัมพันธ์ได้

$$Z'_{mn} \equiv \frac{V_m}{I_n} = \frac{v_m a_m}{(1/e_n)(a_n - M_{nm} a_m)}, \quad m \neq n.$$

สำหรับ $m = n$, Z'_{mn} กำหนดให้มีค่าเป็น 0 ทารทั้งบนและล่างด้วย a_n และใช้นิยามของ M_{mn} จะได้ผลลัพธ์

$$Z'_{mn} = \frac{v_m e_n M_{mn}}{1 - M_{mn} M_{nm}} \quad \text{_____11}$$

สำหรับอิลเมนต์ที่ไม่จำเป็นต้องมีการช้อนสัญญาณผลเฉลยของสมการ 11 คือ

$$M_{mn} = \frac{-v_m e_n + \sqrt{(v_m e_n)^2 + 4(Z'_{mn})^2}}{2Z'_{mn}} \quad \text{_____12}$$

สำหรับอิลเมนต์ที่มีการช้อนสัญญาณจะได้ค่าที่ลดลงคือ

$$M_{mn} = \frac{1}{2Z'_{mn}} [-Z'_s + ((Z'_s)^2 + 4(Z'_{mn})^2)^{1/2}] \quad \text{_____13}$$

สมการ 13 เป็นการอธิบายสัมประสิทธิ์ฉนวน คัมบลิงของเอชเลต ฉนวน คัมบลิง Z'_{mn} ซึ่งอาจจะกำหนดได้โดยรูปแบบของแบบจำลองควาดีหรือวิธีการรวมเม้นต์ ซึ่งก็คือ

$$[Z] = -[v][Z^{SS}]^{-1}[v] + j[X_f]$$

เมื่อ Z^{SS}_{mn} : เป็นผลที่เกิดขึ้นระหว่างกระแสผิวของอิลิเมนต์ที่ m และ n สูตรโดยทั่วไปของ Z'_{mn} ที่ใช้งานแบบจำลองควาดีคือ

$$Z'_{mn} = \frac{-1}{I_m I_n} \int_{C_n} \vec{H}_n \cdot \vec{M}_m \quad \text{-----14}$$

จุดตัดค่าที่เกิดขึ้นจากอิลิเมนต์ข้างเคียง ที่เป็นอิลิเมนต์ที่ซ้อนกันอยู่และมีค่าโดยประมาณ

$$Z'_{mn} = (Z'_{mn})_{approx} \equiv v_m e_n M_{mn}$$

เปรียบเทียบกับสมการ 11 เมื่อให้ $M_{mn} = M_{nm}$

$$Z'_{mn} = \frac{(Z'_{mn})_{approx}}{1 - \left(\frac{(Z'_{mn})_{approx}}{v_m e_n} \right)^2} \quad \text{-----15}$$

ซึ่งค่าที่ได้จากสมการที่ 15 เป็นค่าโดยประมาณเมื่อใช้วิธีเม้นต์ค่า Z'_{mn} สามารถหาได้โดยตรงโดยไม่จำเป็นต้องใช้สมการที่ 15 หรือขั้นตอนองเดียวกันโดยวิธี spectral domain ที่คำนวณค่า M_{mn} ได้โดยตรงคือ

$$M_{mn} = -Z^{SS}_{mn} / Z^{SS}_{mm} \quad \text{-----16}$$

ซึ่งทำตามรูปแบบการทดสอบของ calerkin เพื่อหาค่าศักย์สนามไฟฟ้าที่มีค่าเป็น 0 บนอิลิเมนต์ที่ m การขยายอนุกรมสำหรับเมตริก $[Z], [Y], [S]$

จากสมการ 8,9ภายใต้ข้อกำหนดที่เป็น จดฉนวน ทั้งหมด คัมบลิง

$$([U] - [M])^{-1} = [U] + [M] + [M]^2 + \dots \quad \text{-----17}$$

นี่คือการขยายคอนจวเดนเพื่อหาแรงและหลักของ $[M]$ ซึ่งจะให้ขนาดที่น้อยกว่างานทางอนุพันธ์ หมายความว่า จะทำให้ค่าการคัมบลิงที่น้อย จากสมการที่ 17 คงไว้เฉพาะ $[U]$ ให้ผลเฉลยอันดับศูนย์ จากซึ่งเป็นเมตริกที่เท่ากันของ isolated ให้ค่าสมการแพทช์คือ

$$[Z^{(0)}] = [Z'_m] \quad \text{-----18}$$

ผลเฉลยที่เป็นฉนวน คับลิ่งทั้งหมดที่มเทียบตรงที่คงเวรณ เทอมแรกของ [M] ในสมการที่ 26

$$[Z^{(1)}] = [Z'_{mn}] + [v][M][e] \quad \text{-----} 19$$

จากสมการที่ 12 อาจขยายสำหรับ Z'_{mn} นอยๆ เป็น

$$M_{mn} = \frac{1}{v_m e_n} Z'_{mn} + 0(Z'_{mn})^3, \quad m \neq n. \quad \text{-----} 20$$

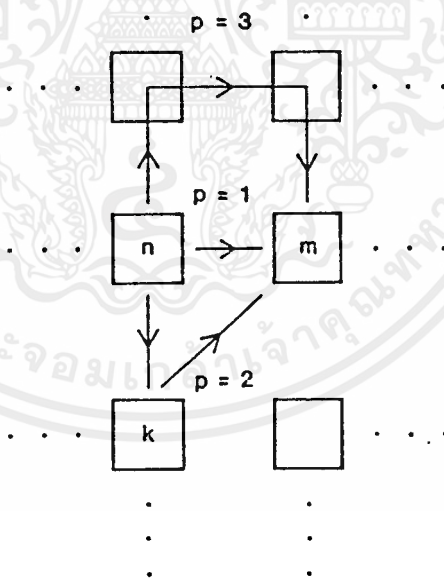
แทนค่าในสมการ 19 เฉพาะลำดับแรกของสูตรสามารถเขียนได้เป็น

$$[Z^{(1)}] = [Z'_{mn}] + [Z'_{mn}]. \quad \text{-----} 21$$

สำหรับฉนวน อิมพีแดนซ์ระหว่างแพทช์ m และกตั้งแสดงงานรูป 2.13

ลำดับแรก ($p=1$) วนทิศทางตรงระหว่างแพทช์ m , นอกิบายเต้ในลำดับแรกของ isolated คับลิ่งลำดับสอง ($p=2$) เป็นการเดาค่า ฟ้า8 เขียนนหมเจดยา้สมการ 17 สำหรับ ($m \neq n$) จะได้

$$Z_{mn}^{(2)} = Z_{mn}^{(1)} + v_m e_n \sum_{k=1}^N M_{mk} M_{kn}. \quad \text{-----} 22$$



รูปที่ 2.13 แสดงลำดับเทอมของอนุกรมการขยายฉนวน อิมพีแดนซ์ เมื่อ p คือลำดับของตัวเลข

โดยเทอม $e_n M_{kn}$ คือขนาดของกระแสบนแพทช์ k หนึ่งหน่วยของจุดศูนย์กลางแพทช์ n และ $v_m M_{mk}$ คือจวลเตจที่แพทช์ที่แพทช์ m หนึ่งหน่วยกระแสบนแพทช์ k ดังนั้นเทอม $v_m e_n M_{mk} M_{kn}$ คือจวลเตจที่

แพทช์ m ขนาดขนาดหนึ่งหน่วยของกระแสที่ข้อนสัญญาณที่แพทช์ n

สำหรับการกำหนดรูปร่างแพทช์และจุดข้อนสัญญาณ, อนุกรมขยายที่สมบูรณ์สำหรับ $[Z]$ คือ

$$[Z] = Z'[U] + Z'_S \sum_{n=1}^{\infty} [M]^n \quad \text{-----} 23$$

อนุกรมขยายสำหรับ $[Y]$ เมื่อกำหนดค่า $[Y] = [Z]^{-1}$ ถ้าตัดสารเอกเทศที่จุดข้อนเข้ามาพิจารณาใน 9 (สำหรับรูปร่างแพทช์และจุดข้อนสัญญาณ)

$$[Y] = \frac{1}{Z'_S} ([U] - [M]). \quad \text{-----} 24$$

งานกรณีนี้อนุกรมจะจำกัดลำดับ ถ้าตัดสารเอกเทศของการข้อนสัญญาณเข้ามาพิจารณาจะเป็น อนุกรมที่แน่นอน

$$[Y] = \frac{1}{Z'_S} [U] - \frac{Z'_S}{(Z'_S)^2} \sum_{n=1}^{\infty} [M]^n \left(1 - \frac{Z'_S}{Z'_S}\right)^{n-1} \quad \text{-----} 25$$

สมการ 25 อาจลดรูปเป็น 24 สำหรับ $Z'_S = Z'_S$ เมื่อ $x_f = 0$ การกระจายเมตริก (สำหรับกำหนดรูปร่างแพทช์และการข้อนสัญญาณ) อาจจะได้จากสมการ 23 โดยสูตรที่วางบน 8

$$[S] = ([Z](1/Z_0) - [U])([Z](1/Z_0) + [U])^{-1} \quad \text{-----} 26$$

เมื่อ Z_0 คืออิมพีแดนซ์ของสายข้อนสัญญาณ ผลเฉลยคือ

$$[S] = \Gamma'[U] + p(1 - \Gamma') \sum_{n=1}^{\infty} [M]^n (1 - p)^{n-1} \quad \text{-----} 27$$

เมื่อ

$$p = (Z'_S/Z_0)/(1 + Z'_S/Z_0)$$

และ
$$\Gamma' = (Z' - Z_0)/(Z' + Z_0)$$

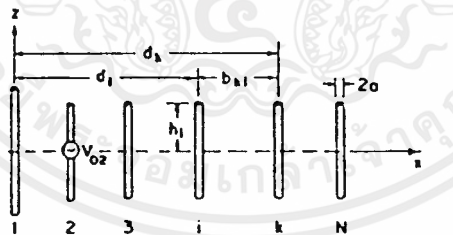
Γ' คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนสำหรับ isolate แพทช์

2.4 ทฤษฎีสายอากาศยาคี บูดา อาร์เรย์

2.4.1 หลักการจดยที่ววน

สายอากาศชนิดนี้ประกอบด้วยอิลีเมนต์ที่สามัญ3อิลีเมนต์คือ ตัวสหรับบ่อนสัญญาณ(driven) จากสายส่งซึ่งมีความยาว $\lambda =$ ครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น (จดยมากาข0.45-0.49ของความยาวคลื่น) [6] ในขณะที่ส่วนประกอบอื่นอีก2อิลีเมนต์คืออิลีเมนต์ที่มีความยาวมากกว่าdrivenเล็กน้อยจดยตบสนองความถี่ต่ำกว่าdrivenอิลีเมนต์ซึ่งทาหน้าทีสะท้อนคลื่นลงบนdrivenอิลีเมนต์และสะท้อนคลื่นที่เข้ามาด้านหลังสายอากาศกลับบทาให้สายอากาศมีทิศทางรับได้ดีขึ้นและในลักษณะเดียวกันถ้าความยาวสั้นกว่าก็จะทาหน้าทีเป็นตัวนำคลื่นทาให้คลื่นกระจายออกบนทิศทางที่จากัดขึ้นทั้งตัวสะท้อนคลื่นและตัวนำคลื่นจะได้รับพลังงานจดยการcouplingของสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากับตัวรับบดยที่ววนเพสและแอมบลิจูดของกระแสที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นจดยอิลีเมนต์ของสายอากาศอื่นกับการรับบดยที่ววน ตัวรับบ และตัวสะท้อนเพื่อให เกนของสายอากาศเพิ่มขึ้น [6] , [22]

ตั้งนั้นถ้าอิลีเมนต์ที่ไม่มีการบ่อนสัญญาณ เป็นทั้งตัวสะท้อนคลื่นและตัวนำคลื่นก็จะทาทีมีความสามารถนการชี้ทิศทางสูงขึ้นการ เลือกขนาดตัวนำคลื่นและตัวสะท้อนคลื่นทาได้จดยพิจารณาผลของความยาวและระยะห่างของตัวประกอบอื่น ๆ ทีมีผลต่อการกระจายคลื่น จดยตาแห่งของอิลีเมนต์แต่ละตัวจะอยู่ในระนาบเดียวกัน [6] [9] ดังแสดงจดยรูป 2.14 ซึ่งระยะห่างระหว่างอิลีเมนต์ทีเลือกาขขึ้นอยู่กบช่วง

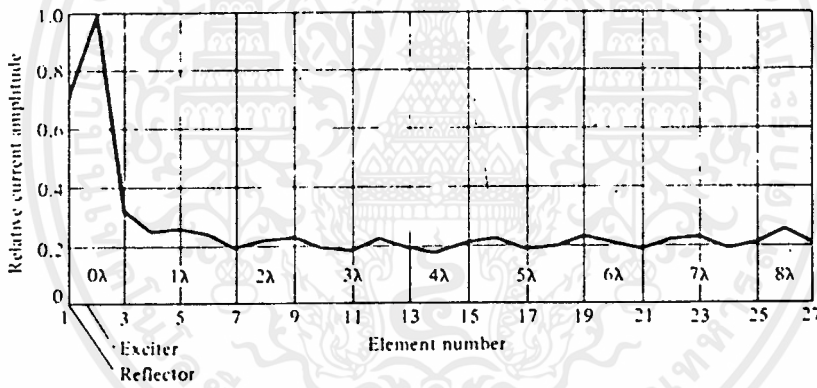


รูปที่ 2.14 จดยครงสร้างสายอากาศ ยาคี บูดา

ห่างทีมีการดับบั้งทีเหมาะสมทีทาให้สายอากาศทางานได้ดี [10] , [22] นั่นคือการเกิดกระแสจดยการดับบั้ง เพราะชัตวการบขยาย(gain) จะขึ้นอยู่กบระยะระหว่างตัวประกอบ จดยการแผ่กระจาย

คลื่นถูกออกแบบมาเพื่อศึกษาในงานแนวสายอาร์เรย์ [6], [9], [10] อนึ่งการกำหนดระยะห่างระหว่างอิลีเมนต์ยังพิจารณาถึงค่าของอินพุท อิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้วย (เจดยมากำหนดที่ 50 โอห์ม) สำหรับคุณสมบัติของสายอากาศยากี่ถูกกำหนดโดยการแผ่กระจายของกระแสบนอิลีเมนต์แต่ละตัวและความเร็วเฟสของคลื่นที่เดินทาง [9], [10], [22]

ระยะห่างระหว่าง director, driven กับ director, reflector กับ driven จำนวนอิลีเมนต์ทั้งหมดขึ้นอยู่กับความต้องการในการออกแบบโดยพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศ ยากี่ ยูดาคี่ สาหิตุๆ คือ forward, backward gain, bandwidth [9], [10], input impedance, front to back ratio, magnitude [6], [10], [22] งานทางปฏิบัติแล้วจำนวน director ที่นิยมใช้กันมีประมาณ 3 อิลีเมนต์ [22], 6-12 อิลีเมนต์ [6], [10] ทั้งนี้เพราะการเพิ่มจำนวน director มากเกินไปจะทำให้ gain ลดลงและขนาดของสนามไฟฟ้ารวมจะมากขึ้นตามไปด้วยแต่ข้อดีที่นี้จะคอยลดลง เมื่อจำนวน director มากขึ้นทั้งนี้เนื่องจากขนาดของกระแสบนอิลีเมนต์ที่ไกลมากจะลดลงเรื่อยๆ ดังแสดงในรูป 2.15 เจดยอัตราขยายของสายอากาศเกี่ยวข้องโดยตรงกับขนาดของสนามไฟฟ้า ซึ่งเป็นค่าที่แปรเปลี่ยนตามขนาดและระยะห่างของอิลีเมนต์แต่ละตัว [6], [9], [10]



รูปที่ 2.15 ความสัมพันธ์ขนาดของกระแสกับจำนวนอิลีเมนต์

2.4.2 ทฤษฎีการวิเคราะห์แบบ integral equation formulation

สำหรับกระแสบนอิลีเมนต์สามารถที่จะประมาณได้โดยอนุกรมลันด์สไตน์ของทั้งหมดคู่ลำดับที่ตั้งนั้นจำนวนกระแสบนอิลีเมนต์ n สามารถเขียนได้โดยการใช้การขยายอนุกรมฟูเรียร์

$$I_n(z') = \sum_{m=1}^M J_{mn} \cos \left[(2m-1) \frac{\pi z'}{l_n} \right], \quad m=1, 2, 3, 4, \dots \quad 1$$

โดย J_{mn} = complex current coefficient ของทั้งหมด m บนอิลีเมนต์ n

I_n = ความยาวของดิสเมนต์ n [6]

หรืออาจจะใช้วิธีการสมมุติ 3 เทอมของดิสเมนต์ทั้ง 3 เพื่อหากระแสที่กระจายอยู่บนสายอากาศยาก
 ยูดา อาร์เรย์[10] กระจายทิศทางเวกเตอร์ช่วยซึ่งสามารถแสดงสนามไฟฟ้าที่แผ่กระจายโดยทุกดิสเมนต์
 นอาร์เรย์ซึ่งมีกระแสตามสมการ 1 กระจายดิสเมนต์ทั้งหมด 3 ดิสเมนต์

$$E_z(x, y, z) = -j\eta \frac{\lambda}{8\pi^2} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M I_{mn} \int_{-l_n/2}^{l_n/2} G(x, y, z/x', y', z') \times \cos\left[(2m-1)\frac{\pi}{l_n}z'\right] dz' \quad \text{--- 2}$$

โดย

$$G(x, y, z/x', y', z') = \frac{e^{-jkR}}{R^5} [(1+jkR)(2R^2-3a^2) + (kaR)^2] \quad \text{--- 3}$$

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

N = จำนวนดิสเมนต์ทั้งหมด (director, driven, reflector)

จุดครออร์ดิเนต (x', y', z') จุดด้านบนแต่ละแห่งกำเนิด

จุดครออร์ดิเนต (x, y, z) จุดที่สังเกต

สัมประสิทธิ์ I_{mn} = หาได้โดยศึกษาสนามแม่เหล็กที่ศูนย์กลางจุด M บน director แต่ละดิสเมนต์, จุดบน reflector, จุด M - 1 บน driven ดิสเมนต์โดยพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตของกระแสบนจุดขั้วสนาม
 โดยที่เวกเตอร์สนามไฟฟ้าระยะไกลที่แผ่กระจายคลื่นโดยดิสเมนต์เดียว หาได้โดยการอินทิเกรตสมการตลอดความยาว

$$dE_\theta = j\eta \frac{kIe(z')e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \cdot e^{jkz'\cos\theta} dz' \quad \text{--- 4}$$

ผลที่ได้อธิ

$$E_\theta = j\eta \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \int_{-l/2}^{l/2} I(z')e^{jkz'\cos\theta} dz' \quad \text{--- 5}$$

สำหรับ การขยายอนุกรมฟูเรียร์ ของกระแสจากสมการ 1 จะได้สนามที่แผ่กระจาย โดยดิส
 เมนต์ที่ n

$$E_{\theta n} = -j\eta \frac{l_n e^{-jkr_0}}{4r_0} \sin\theta \sum_{m=1}^M \left[\frac{(-1)^m (2m-1) I_{mn} \cos\left(\frac{\pi l_n}{\lambda} \cos\theta\right)}{(2m-1)^2 - \left(\frac{2l_n}{\lambda} \cos\theta\right)^2} \right] \quad \text{--- 6}$$

โดย $r_0 = r \cdot (x \sin \theta \sin \phi + y \sin \theta \cos \phi + z \cos \theta)$ _____ 7

ดังนั้นสำหรับ N อิลิเมนต์ซึ่งแต่ละอิลิเมนต์กับ M จมด
ตั้งนั้นสนามไฟฟ้ารวมที่ได้คือ

$$E_\theta = \sum_{n=1}^N E_{\theta n} = -j\eta \frac{e^{-jkr}}{4r} F_T(\theta, \phi) \quad \text{_____ 8}$$

โดย

$$F_T(\theta, \phi) = \sin \theta \sum_{n=1}^N \left\{ I_n e^{j\psi_n} \left[\sum_{m=1}^M (-1)^m \frac{(2m-1) I_{mn} \cos\left(\frac{\pi l_n}{\lambda} \cos \theta\right)}{(2m-1)^2 - \left(\frac{2l_n}{\lambda} \cos \theta\right)^2} \right] \right\} \quad \text{_____ 9}$$

$$\psi_n = k (x_n \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi + z_n \cos \theta) \quad \text{_____ 10}$$

สำหรับ $F_T(0,0)$ ถูกออกแบบมาให้เหมือนผลรวม pattern n factor อาจอยู่ในรูปคอมเพล็กซ์
ถ้าจำนวนจมดของแต่ละอิลิเมนต์ไม่เหมือนกัน [6]

2.4.3 การแผ่กระจายของกระแสน้ำยาคี ยูดา อาร์เจย์

อาศัยวิธีการกำหนดจากการหาผลเฉลยจากการอินทิเกรตสมการ สูตรโดยทั่วไปของสมการอินทิเกรตที่จะใช้หากกระแสน้ำยาคีแต่ละอิลิเมนต์แต่ละอิลิเมนต์โดยการใช้การประมาณค่าของ 3 เทอมสำหรับ driven อิลิเมนต์และ 2 เทอมกับสัมประสิทธิ์เชิงซ้อนสำหรับพาราซิทิกอิลิเมนต์ ที่ค่อนข้างจะน่าเชื่อถือได้

ถ้าสมมุติว่าหักกระแสที่แผ่กระจายบนอิลิเมนต์ที่ i เป็น $I_i(z)$

ดังนั้น $I_i(z) = \sum_{m=1}^3 A_i^{(m)} S_i^{(m)}(z)$ _____ 1

โดย

$$S_i^{(1)}(z) = \sin \beta_0 (h_i - |z|) \quad \text{_____ 2}$$

$$S_i^{(2)}(z) = \cos \beta_0 z - \cos \beta_0 h_i \quad \text{_____ 3}$$

$$S_i^{(3)}(z) = \cos \frac{1}{2} \beta_0 z - \cos \frac{1}{2} \beta_0 h_i \quad \text{_____ 4}$$

เมื่อ $\beta_0 = 2\pi/\lambda$, และ $A_i^{(1)} = 0$ สำหรับ $i \neq 2$ (parasitic element)
 جدยการรบกวนสัมพันธ์ของการประมาณค่าจากการอินทิเกรตจะได้แอมบลิจูดของสัมพันธ์เชิง
 ช้อน

$$A_i^{(1)}, A_j^{(2)}, \text{ and } A_i^{(3)} \quad (i=1,2,\dots,N)$$

جدยกำหนดค่าของแอมบลิจูดของจาวล เตจกที่ค่าให้
 ออกมานอติเมนต์ที่เป็น driven และขนาดจาวลสร้างของอาร์เรย์
 ผลของการ mutual coupling และขนาดอติเมนต์คือปัจจัยที่พิจารณาผลสัมพันธ์สำหรับกระ
 แสนอติเมนต์ในอาร์เรย์ เราสามารถคำนวณได้จากสนามไฟฟ้าที่แผ่กระจายที่ตำแหน่งจุดจาวลข้างอิง

$$E(\theta, \phi) = \frac{j\omega\mu_0}{4\pi R_0} \sum_{i=1}^{N_i} \exp[j\beta_0 d_i \sin\theta \cos\phi] \int_{-h_i}^{h_i} I_i(z') \exp(j\beta_0 z' \cos\theta) \sin\theta dz' \quad \text{_____ 5}$$

สำหรับ gain ของอาร์เรย์ในทิศทาง (θ_0, ϕ_0) คือ

$$G(\theta_0, \phi_0) = \frac{|E(\theta_0, \phi_0)|^2}{60P_{in}} \quad \text{_____ 6}$$

สำหรับค่าเฉลี่ยของ input power P_{in} ถ้าไม่คิด loss ที่เกิดขึ้นสามารถหาได้จดย

$$P_{in} = \frac{1}{240\pi} \int_0^{2\pi} d\theta \int_0^\pi |E(\theta, \phi)|^2 \sin\theta d\theta d\phi \quad \text{_____ 7}$$

2.4.4 สำหรับการเปลี่ยนแปลงระยะห่างภายในระหว่างอิลีเมนต์

ถ้าเปลี่ยนแปลงระยะห่างของอาร์เรย์จาก d_i เป็น $d_i + \Delta d_i$ ค่าของการอินทิเกรตสมการที่ได้อาจจะเปลี่ยนแปลงไปด้วย เพราะเป็นฟังก์ชันของระยะทางระหว่างคู่ของจุดต่างๆ ของอิลีเมนต์บนอาร์เรย์ การเปลี่ยนแปลงระยะห่างเป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงในแต่ละอิลีเมนต์ ซึ่งมีผลโดยตรงต่อ gain สามารถเขียนสนามไฟฟ้าในรูป far-zone ได้ใหม่คือ

$$E'(\theta, \phi) = E(\theta, \phi) + \Delta E(\theta, \phi) \tag{8}$$

โดยที่ gain ที่ได้คือ

$$G'(\theta_0, \phi_0) = \frac{|E'(\theta_0, \phi_0)|^2}{60P'_{in}} \tag{9}$$

เมื่อ P'_{in} คือค่าเฉลี่ยของกำลังงานที่เข้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระยะห่างอาร์เรย์ เพราะฉะนั้นผลต่างของ gain หลังจากเปลี่ยนแปลงระยะห่างอาร์เรย์คือ

$$\Delta G(\theta_0, \phi_0) = G'(\theta_0, \phi_0) - G(\theta_0, \phi_0) \tag{10}$$

2.4.5 สำหรับการเปลี่ยนแปลงขนาดของอิลีเมนต์

ขนาดของอิลีเมนต์สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงเพื่อหาได้ค่า gain ที่ดีขึ้นสำหรับกระแสที่แผ่กระจายอยู่ในรูปของฟังก์ชัน $S_i^{(1)}(z)$, $S_i^{(2)}(z)$, $S_i^{(3)}(z)$ ใน 2, 3, 4 โดยการเปลี่ยนค่า $S_i^{(m)}(z)$ มีผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่า เพราะฉะนั้นกระแสที่เปลี่ยนแปลง $I_i^p(z)$ คือ

$$I_i^p(z) = \sum_{m=1}^3 A_i^{(m)p} S_i^{(m)p}(z) \tag{11}$$

$$\begin{aligned} S_i^{(1)p}(z) &= \sin \beta_0 (h_i + \Delta h_i - |z|) \\ &\cong S_i^{(1)}(z) + (\beta_0 \Delta h_i) \Delta S_i^{(1)}(z) \end{aligned} \tag{12}$$

$$\begin{aligned} S_i^{(2)p}(z) &= \cos \beta_0 z - \cos \beta_0 (h_i + \Delta h_i) \\ &\cong S_i^{(2)}(z) + (\beta_0 \Delta h_i) \Delta S_i^{(2)}(z) \end{aligned} \tag{13}$$

$$\begin{aligned}
S_i^{(3)P}(z) &= \cos \frac{1}{2} \beta_0 z - \cos \frac{1}{2} \beta_0 (h_i + \Delta h_i) \\
&\equiv S_i^{(3)}(z) + (\beta_0 \Delta h_i) \Delta S_i^{(3)}(z)
\end{aligned}
\tag{14}$$

เมื่อ $\Delta S_i^{(1)}(z) = \cos \beta_0 (h_i - |z|)$ _____15

$$\Delta S_i^{(2)}(z) = \sin \beta_0 h_i$$
 _____16

$$\Delta S_i^{(3)}(z) = \frac{1}{2} \sin \frac{1}{2} \beta_0 h_i$$
 _____17

เนื่องจากขนาดของอีลิเมนต์ต่างๆ เปลี่ยนไป ดังนั้นการอินทิเกรตสมการก็จำเป็นต้องกำหนดเทอมของการอินทิเกรตใหม่ เมื่อมาจากการเปลี่ยนแปลง h_i เป็น $h_i + \Delta h_i$ จดการประมาณ

$$\int_{-(h_i + \Delta h_i)}^{(h_i + \Delta h_i)} f(x) dx \equiv \int_{-h_i}^{h_i} f(x) dx + \Delta h_i [f(h_i) + f(-h_i)]$$
 _____18

นอกจากวิธีการวิเคราะห์เพื่อการคำนวณกระแสที่กระจายอยู่ในสายอากาศยาก็ บุคคา กัสสาวมาแล้วยังมีวิธีอื่นๆ อีกคือ

- วิธี integrate equation formulation จดการหากระแสบน N อีลิเมนต์ของสายอากาศ
- วิธี three term approximation สำหรับ driven อีลิเมนต์
- วิธี two term กับ complex coefficient สำหรับ parasitic อีลิเมนต์ [22]

การออกแบบสายอากาศ

3.1 หลักการสายอากาศแบบวงจรสตริป ยากิ อาร์เรย์

สายอากาศนี้ถูกสร้างขึ้นโดยอาศัยหลักการของสายอากาศ ยากิ ผสมผสานกับเทคนิคการแผ่กระจายคลื่นแบบวงจรสตริป ซึ่งโครงสร้างของสายอากาศดังแสดงในรูป 1.2 ประกอบด้วยส่วน reflector, driven, director โดยการส่งผ่านคลื่นจะทำผ่านตัวกลางที่เป็นสารวัสดุส่วนกลางงานที่นี้คือ epoxy และอาศัยหลักการหับลิ่งที่เหมาะสมระหว่างอิลิเมนต์ทั้งนี้เพราะในสายอากาศแบบวงจรสตริป ยากิ อาร์เรย์ส่วนที่เป็น driven จะสามารถกระจายคลื่นออกรอบๆ ตัวมันเอง ฉะนั้นแผ่นวงจรสตริปอื่น ๆ (reflector, director) จะวางให้ห่างออกจากกันเพื่อประโยชน์ในการหับลิ่ง

เทคนิคการหับลิ่งของสายอากาศแบบวงจรสตริป ยากิ อาร์เรย์อาศัยการศึกษาเทคนิคการหับลิ่งงานหลักการของสายอากาศยากิบูดาและวงจรสตริป เพื่อช่วยในการออกแบบ เนื่องจากการส่งผ่านคลื่นเกิดขึ้นโดยอาศัยตัวกลางที่เป็นวัสดุตัวกลาง surface wave จึงเป็นคลื่นที่มีผลต่อการหับลิ่งมากที่สุดด้วยเหตุนี้การเพิ่มจำนวน director มากๆ จะมีผลทำให้จำนวนของพลังงานรวมที่ director ทำๆ มีผลลดลงอย่างมาก ซึ่งจะลดลงอย่างอย่างรวดเร็วยิ่งกว่าสายอากาศ ยากิ บูดา

อนึ่งช่วงห่างระหว่างแพทช์ควรจะมีความสัมพันธ์กับการหับลิ่งพลังงานที่เพียงพอต่อการส่งผ่านคลื่นในสารวัสดุส่วนกลาง จากการศึกษาพบว่าผลการหับลิ่งระหว่างแพทช์ในสายอากาศแบบวงจรสตริปจะมีค่า E-plane field มากกว่า H-plane field ที่เป็นคลื่นที่ผิวของแผ่นกราวด์

คุณสมบัติที่สำคัญของสายอากาศแบบวงจรสตริป ยากิ อาร์เรย์

- คุณสมบัติเฉื่อยและการกระจายคลื่นได้รอบตัว
 - กรณีการนำงานแบบอาร์เรย์สัญญาณจะไม่สามารถบวกรวมกันคือจะต่างเฟสกันอยู่ 90 องศา
- แม้โครงสร้างของสายอากาศ ยากิจะแตกต่างจากวงจรสตริป ยากิ แต่สิ่งๆ เหมือนกันคือแนวทางการออกแบบ เช่น ทิศทางการรับ-ส่งคลื่น, การคำนวณค่าขนาดที่ต่างกันคือ อัตราส่วนของอิลิเมนต์ เนื่องจากสายอากาศแบบวงจรสตริปมีข้อจำกัดในการออกแบบคือ ค่าคงที่ของสารที่นำมาทำเป็นแผ่นวัสดุส่วนกลาง [7], [8]

3.2 การออกแบบ

สำหรับเทคนิคการออกแบบตัวสายอากาศแบบวงจรสตริป ยากิ อาร์เรย์อาศัยหลักการของวงจรสตริปในการคำนวณขนาดของอิลิเมนต์ที่ตอบสนองความถี่ (driven element) ในขณะที่ขนาดของอิลิเมนต์ที่เป็น (reflector, director) อาศัยทั้งหลักการของยากิและวงจรสตริป ส่วนระยะ

ห่างของแต่ละขั้วลิ เมีนด้านแต่ละแถวและระยะระหว่างแถววนอาร์เรย์ก็เหมือนกันซึ่งงานการทดลองนี้ ออกแบบไว้ทั้งหมด2แบบที่แตกต่างกัน

3.2.1 การออกแบบตัวสายอากาศไมโครสตริบ ยากิ อาร์เรย์

ขนาดของขั้วลิ เมีนดแต่ละตัวออกแบบเป็นแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส อดยเลือกใช้สารวัสดุส่วนกลางคือ epoxy ที่มีค่าคงที่สัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กตริก(relative dielectric constant)=4.45และมีความหนาของวัสดุ h=0.098 เซนติเมตร

เนื่องจากสารไดอิเล็กตริกบางมาก ซึ่งมีคุณสมบัติในการสูญเสียน้อย แต่ค่าอิมพีแดนซ์และความถี่การจะขึ้นอยู่กัค่าคงที่สัมพัทธ์ของสาร(Er)ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการ

$$\frac{\delta f}{f_0} = -\frac{1}{2} \frac{\delta \epsilon_r}{\epsilon_r} \quad \text{-----1}$$

เมื่อ δf = การเปลี่ยนแปลงความถี่การของสายอากาศ

f_0 = ความถี่การของสายอากาศ

$\delta \epsilon_r$ = การเปลี่ยนแปลงค่าคงที่สัมพัทธ์ของสาร

ϵ_r = ค่าคงที่สัมพัทธ์ของสาร

คำนวณขนาดของขั้วลิ เมีนดที่เป็น driven patch ซึ่งสามารถหาได้โดยตรงกับความสัมพันธ์ของย่านความถี่ทำงานคือ

$$x_0 = c/f = 3 \times 10^8 / 4 \times 10^9 = 7.5 \text{ cm} \quad \text{-----2}$$

$$x_d = x_0 / \sqrt{\epsilon_r} = 7.5 / \sqrt{4.45} = 3.55 \text{ cm} \quad \text{-----3}$$

เมื่อ x_0 = ความยาวคลื่นในอากาศ

c = ความเร็วคลื่นแสง

f = ความถี่ทำงาน

x_d = ความยาวคลื่นในวัสดุส่วนกลาง

เนื่องจากออกแบบสายอากาศในย่านความถี่ 4 Ghz ซึ่งเป็นความถี่ที่สูงมากชั้นจะมีผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของมิติ เียงเส้นของตัวสายอากาศชั้น เนื่องจากอุณหภูมิหรือการสร้างตัวสายอากาศชั้น จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่การของสายอากาศด้วยดังแสดงเป็นความสัมพันธ์ได้คือ

$$\left| \frac{\delta f}{f_0} \right| = \left| \frac{-\delta L}{L} \right| = \alpha_T \cdot \delta T$$

เมื่อ δL = การเปลี่ยนแปลงมิติเชิงเส้น

L = มิติเชิงเส้นสายอากาศที่กำหนดความถี่การจร

α_T = สัมประสิทธิ์การขยายตัวเชิงเส้น

δT = การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ (เช่น เซียส)

ความถี่การจรที่เกิดขึ้นจริงคือ

$$f = c/\lambda \sqrt{\epsilon_r} = 3 \times 10^8 / 7.5 \sqrt{4.45} = 4.0632 \text{ Ghz}$$

เพราะฉะนั้นจะเกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่การจรของสารไดอิเล็กทริกขึ้นเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงค่าคงที่สัมพัทธ์ของสาร ϵ_r

$$\delta f/f = -(1/2) \delta \epsilon_r / \epsilon_r$$

$$4.0632/4 = -(1/2) \delta \epsilon_r / 4.45$$

$$\delta \epsilon_r = -[0.0632/4] \times (2 \times 4.45)$$

$$\delta \epsilon_r = -0.14062$$

ในการออกแบบจริง ๆ ของอีลีเมนต์ที่เป็นตัว driven จึงควรจะให้มีความยาวน้อยกว่า

$L=W=c/2f \sqrt{\epsilon_r}$ หรือค่าที่อยู่ในช่วง 0.48-0.49 ของความยาวคลื่นในสารตัวกลางหรือ 0.35 ของความยาวคลื่นในอากาศ [7] เมื่อ L, W คือความยาวและความกว้างของอีลีเมนต์และสำหรับการขยายความกว้างหรือความยาวของอีลีเมนต์ที่ตอบสนองความถี่ขึ้นเนื่องมาจากปัจจัยต่างๆ

$$\delta f/f = -\delta L/L$$

$$4.0632/4 = -\delta L/L$$

$$\delta L = -0.05688$$

3.2.1.1 แนวทางการออกแบบ

อาศัยหลักการของสายอากาศยาคี ยูดา , เมเจอร์สตริบ , เทคนิคการหับลิ่งระหว่างอีลีเมนต์ด้านแถว และระหว่างแถวบนอาร์เรย์พบว่า

- อัตราส่วนขนาดของ reflector/driven อยู่ในช่วง 1.1-1.3 ซึ่งขึ้นอยู่กับความหนาของวัสดุส่วนกลางและค่า ϵ_r
- อัตราส่วนขนาดของ director/driven อยู่ในช่วง 0.8-0.95

สายอากาศ B มีรายละเอียดคือ

ความถี่ 4 Ghz

$\epsilon_r=4.45$

$U=1.7''$

$X=1.417''$

$Y=Z=1.204''$

$U/X=1.2$

$Y,Z /X=8.5$

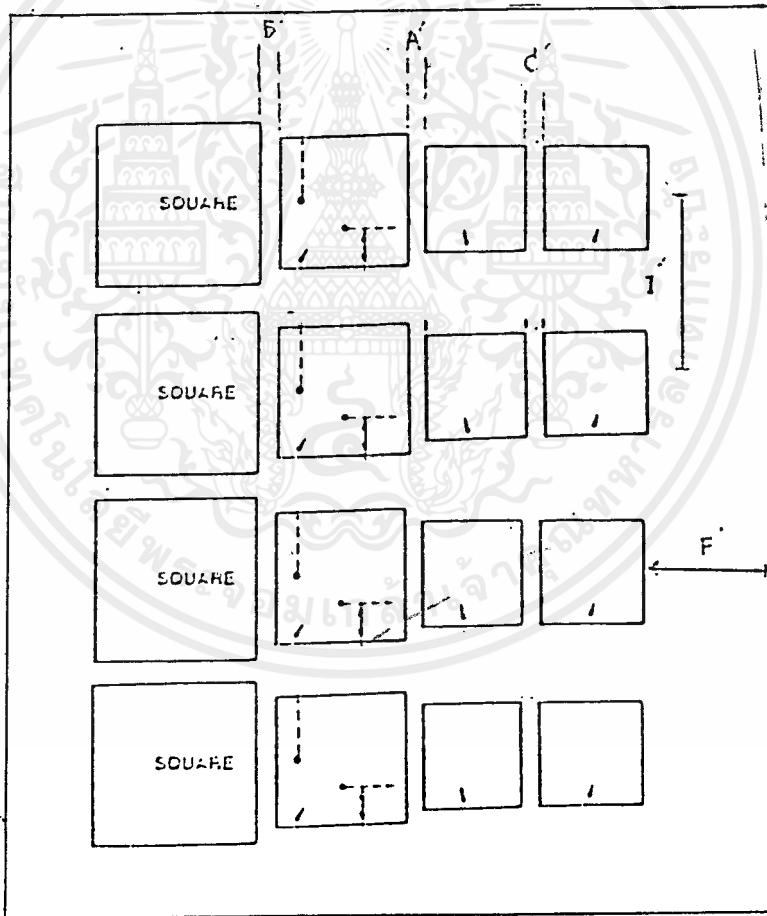
$$A'=0.57\lambda_0=0.124''$$

$$B'=0.455\lambda_0=0.032''$$

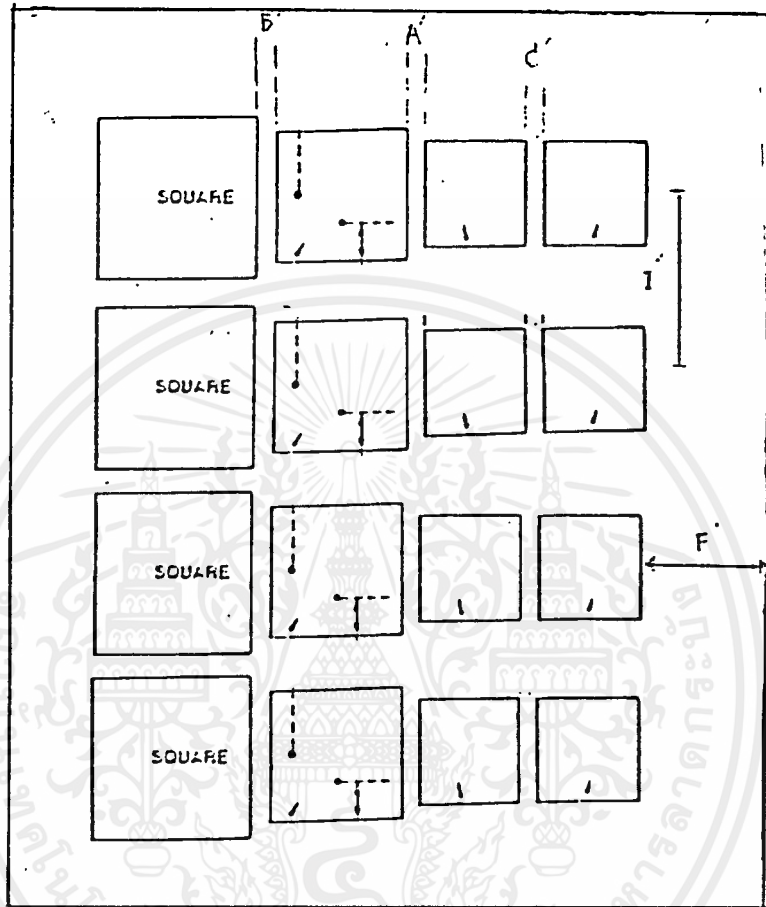
$$C'=0.415\lambda_0=0.0206''$$

$$I'=0.62\lambda_0=0.129''$$

$$F'=0.2\lambda_0=0.59''$$



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศ A ที่ออกแบบ

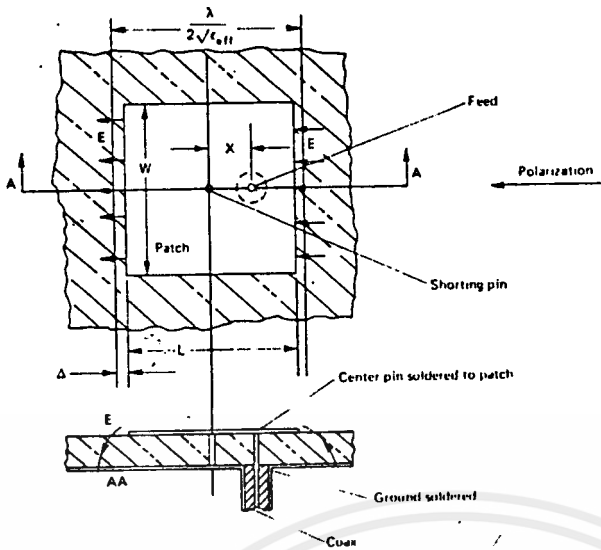


รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างของสายอากาศ B ที่ออกแบบ

3.2.2 การออกแบบตำแหน่งของจุดขั้วสัญญาณและระบบการขั้วสัญญาณ

3.2.2.1 การออกแบบตำแหน่งจุดขั้วสัญญาณ

เนื่องจากต้องการออกแบบให้สายอากาศมาจตุรศตริบ ยากิ อาร์เรย์กาเดิรพลาเร เซนชัน แบบวงกลมซึ่งอาศัยเทคนิคการขั้วสัญญาณสองจุดที่มีขนาดของสัญญาณ เท่ากันแต่มีความต่างเฟสอยู่ 90 องศา ฉะนั้นจุดขั้วสัญญาณจะอยู่บนแนวเส้นกึ่งกลางของฮิสเม้นส์ที่เป็น driven ด้วยค่าที่เหมาะสม เพื่อหาแอมป์ที่ 50 รอทัมหรือกำลังเคื่องมากที่สุดซึ่งแสดงโครงสร้างได้ดังรูป 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงจุดบ่อนสัญญาณที่ออกแบบ

โดยอาศัยการคำนวณตำแหน่งจุดบ่อนสัญญาณคร่าวๆ ได้จากสูตร

$$X = (L/\pi) \sin\left\{ \frac{R_i}{R_e} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad \text{-----} 1$$

เมื่อ X = ระยะห่างจากแนวเส้นกลางแพทช์

L = ความยาวรีซแนนซ์

R_i = อินพุท รีซิสแทนซ์

R_e = อินพุท รีซิสแทนซ์ที่ขอบแพทช์

ตำแหน่งของจุดบ่อนสัญญาณ

$$W = C / \{ 2F\sqrt{\epsilon_r} \} \quad \text{-----} 2$$

$$L = C / \{ 2F\sqrt{\epsilon_{eff}} \} - 2\Delta \quad \text{-----} 3$$

Δ = ระยะขอบของอลูมิเนียมที่เกิดการเบี่ยงเบน

$$\epsilon_{eff} = (\epsilon_r + 1) / 2 + (\epsilon_r - 1) / 2 \times \left\{ 1 + (10h/w) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad \text{-----} 4$$

โดยค่า radiation conductance ทางใต้จาก

$$G = \left[\frac{W}{\eta} \right] \epsilon_c \left\{ 1 - (KH)^2 \right\} / 24 \quad \text{-----} 5$$

ค่า R = input conductance ทางใต้จาก

$$R = 1 / (2G) \quad \text{-----} 6$$

จากสมการ

$$R_i = R_e \sin^2(\pi x) / L \quad 0 < x <= L/2 \quad \text{-----} 7$$

เมื่อ

R_i = input resistance

R_e = input resistance ที่ขอบแพทช์

X = ระยะห่างจากแนวเส้นกลางแพทช์

สำหรับ Δ ที่เกิดการเปลี่ยนแปลงสามารถหาได้จากสูตร

$$\Delta/H = 0.412 \left\{ \frac{(E_{eff} + 0.30)}{(E_{eff} - 0.258)} \right\} \times \left\{ \frac{(w/h) + 0.262}{(w/h) + 0.813} \right\} - 8$$

3.2.2.2 การออกแบบระบบการเชื่อมต่อสัญญาณ

สำหรับระบบการเชื่อมต่อสัญญาณที่ออกแบบมาสำหรับการเชื่อมต่อสัญญาณจากสาย COAXIAL ซึ่งความยาวของสายที่เข้าขึ้นอยู่กับความต่างเฟสที่ต้องการออกแบบ งานที่นี้ให้แต่ละจุดเชื่อมต่อสัญญาณมีความต่างเฟส 90 องศา ชนิดของสาย COAXIAL ที่เลือกใช้คือ

RG58 C/U มีอิมพีแดนซ์ของสาย 50 โอห์ม

RG59 B/U มีอิมพีแดนซ์ของสาย 75 โอห์ม

โดยความเร็วที่คลื่นเดินทางในตัวนำสัญญาณเมื่อเทียบกับความเร็วแสงคือ 0.66

อาศัยเทคนิคที่ใช้ความยาวของสายเชื่อมต่อสัญญาณที่ยาวกว่า $\lambda/4$ เพื่อต้องการให้มีความต่างเฟส 90 องศา และอาศัยหลักการ transfer และ transform จากสูตร

$$Z_{in} = \sqrt{Z_0 Z_{in}}$$

เมื่อ Z_{out} = อิมพีแดนซ์ของสายเชื่อมต่อสัญญาณ

Z_0 = อิมพีแดนซ์สายสายที่ต้องการ

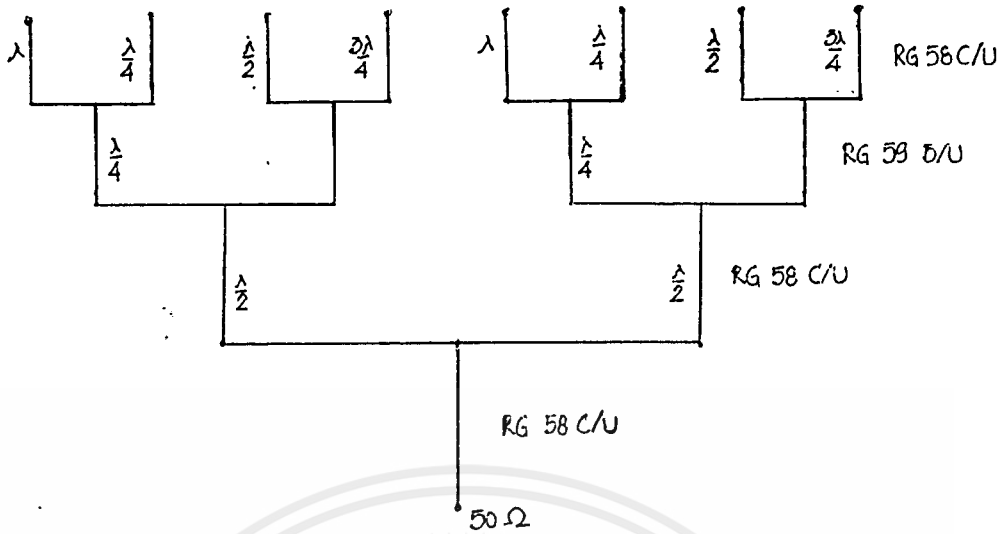
Z_{in} = อิมพีแดนซ์ที่จุดที่พิจารณา

โดยเราประมาณค่าอิมพีแดนซ์ที่ปลายสายบนตัวสายอากาศที่ค่า 100 โอห์มทุกจุดจากนั้นนำสมการที่ 9 ในการ transfer, transform ตามรูปที่ 3.4 แสดงข้างล่าง พร้อมชนิดของสายที่เลือกใช้

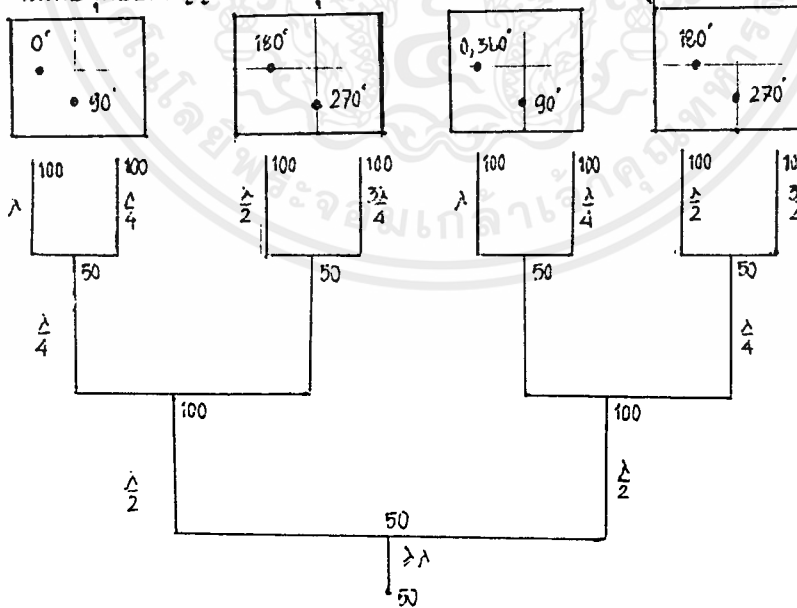
โดยความยาวของสายเชื่อมต่อสัญญาณคำนวณได้จาก

$$\lambda_0 = c/f \quad \text{แต่นความ เป็นจริงแล้วคลื่นเดินทางในสายเชื่อมต่อสัญญาณด้วยความเร็ว}$$

0.66 เท่าของความเร็วแสง ดังนั้นความยาวของสายเชื่อมต่อสัญญาณจริงจึงต้องคูณด้วย 0.66 เพื่อความสะดวกในการต่อและเชื่อมต่อสัญญาณจะใช้ระยะ $5\lambda_0 = 24.75 \text{ cm}$



รูปที่ 3.4 แสดงความยาวของสายขั้วสัญญาณและชนิดของสาย
 กรณีที่ต้องการหาค่าความต่างเฟส 90 องศาหาคิดที่ระยะ $\lambda/4 = 6.1875$ cm
 กรณีที่ต้องการหาค่าความต่างเฟส 180 องศาหาคิดที่ระยะ $\lambda/2 = 12.375$ cm
 กรณีที่ต้องการหาค่าความต่างเฟส 270 องศาหาคิดที่ระยะ $3\lambda/4 = 18.5625$ cm
 นั่นคือจุดขั้วสัญญาณแต่ละจุดมีเฟสต่างกัน 90 องศา ดังรูป 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงอิมพีแดนซ์ที่จุดต่างๆ และความต่างเฟสที่วัด

การทดลองเพื่อวัดคุณสมบัติต่างๆของสายอากาศไมโครสตริบ ยากิ อาร์เรย์

4.1 วิธีการวัดคุณสมบัติต่างๆ

4.1.1 การวัดการกระจายคลื่นของสายอากาศ

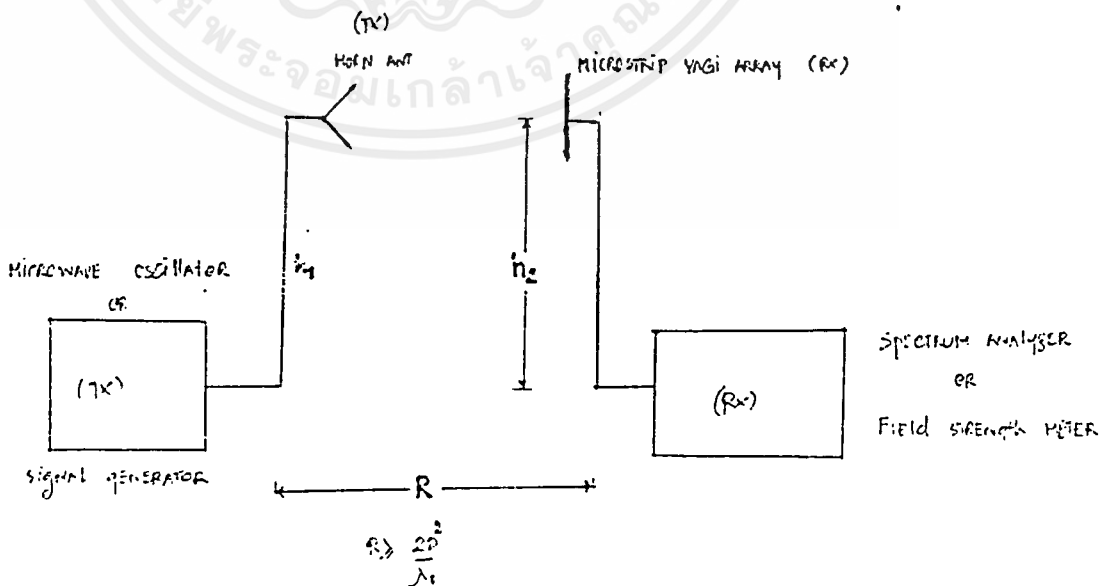
เนื่องจากรูปแบบการกระจายคลื่นเป็นคุณสมบัติเฉพาะประจำตัวของสายอากาศแต่ละชนิดที่บอกให้ทราบถึงรูปแบบในการรับ ส่งคลื่นของสายอากาศนั้นๆ

อุปกรณ์ที่ใช้

- microwave oscillator หรือ rf signal generator
- spectrum analyzer หรือ field strength meter
- สายอากาศมาตรฐานที่ใช้ส่ง (horn ant) โดยทราบค่าอัตราการขยาย (gain)
- สายอากาศที่ใช้รับ (microstrip yagi array)
- ขาตั้งและเสาสำหรับตั้งสายอากาศ
- สาย coaxial cable

การทดลอง

1. ติดตั้งเสาอากาศที่ส่งและรับให้อยู่ในระนาบ E เหมือนกันโดยจัดให้สายอากาศรับให้สามารถรับพลังงานได้มากที่สุด นั่นคือระยะห่างระหว่างสายอากาศทั้งสองจะต้องมากกว่า $2D^2/\lambda$ ซึ่งเป็นระยะของสนามระยะไกลและมีความสูงที่ได้ระดับเดียวกันดังความสัมพันธ์ $R=(4h_1, h_2)/\lambda$ ดังแสดงในรูป 4.1



2. ป้อนสัญญาณจาก microwave oscillator ความถี่ 3.8, 4.0, 4.2 GHz หรือจาก RF signal generator เข้าไปในสายอากาศมาตรฐานซึ่งเป็นไดโพล โดยมีการมอดูเลตสัญญาณแบบ FM ที่ความถี่ 1 kHz ออกอากาศไปด้วย
3. ที่ตำแหน่งรับต่อสายอากาศรับเข้ากับ spectrum analyzer หรือ (field strength meter โดยครั้งแรกตั้งสายอากาศรับให้ตรงกัน จูนปรับ field strength meter ให้รับสัญญาณจากเสียงความถี่ 1 kHz บันทึกค่าสัญญาณความเข้มที่มุม 0 องศาหน่วยเป็น dB) บันทึกค่าของสัญญาณที่รับได้ (pr) ที่ตำแหน่ง 0 องศา
4. หมุนสายอากาศครึ่งละ 10 องศาตามเข็มนาฬิกาจนครบ 360 องศา แล้วบันทึกค่า (pr) กรณีของ field strength meter ต้องปรับจูนเครื่องทุกครั้งที่จะอ่านค่าความเข้มของสัญญาณ
5. เปลี่ยนระนาบของสายอากาศทั้งสองไปเป็นระนาบ H แล้วทำเช่นเดียวกับข้อ 1-4
6. นำผลที่บันทึกไว้มาพลอตลงบนโพล่า กราฟ โดยทำการ normalize ค่าทั้งหมดก่อนโดยการนำผลทั้งหมดลบออกจากค่าสูงสุด ดังนั้นค่าสูงสุดในโพล่า กราฟจะเป็น 0 dB
7. จากโพล่ากราฟ หาค่าของ 3 dB beamwidth

4.1.2 การวัดค่า VSWR

4.1.3 การวัดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

4.1.4 การวัดโพล่าไรเซชัน

4.1.5 การวัดค่าคงที่สัมพัทธ์ของวัสดุส่วนกลาง

สำหรับวิธีการทดลองในหัวข้อ 4.1.2, 4.1.3 จะไม่ขอกล่าวถึง เนื่องจากการวัดค่าทั้งสองใช้อุปกรณ์ (network analyzer) ในการวัดค่า

ส่วนวิธีการทดลองในหัวข้อ 4.1.4, 4.1.5 จะกล่าวรายละเอียดในภาคผนวก

4.2 ผลการทดลอง

4.2.1 ผลการทดลองการวัดการกระจายคลื่นของสายอากาศแบบ A และ B ทั้งระนาบ E, H

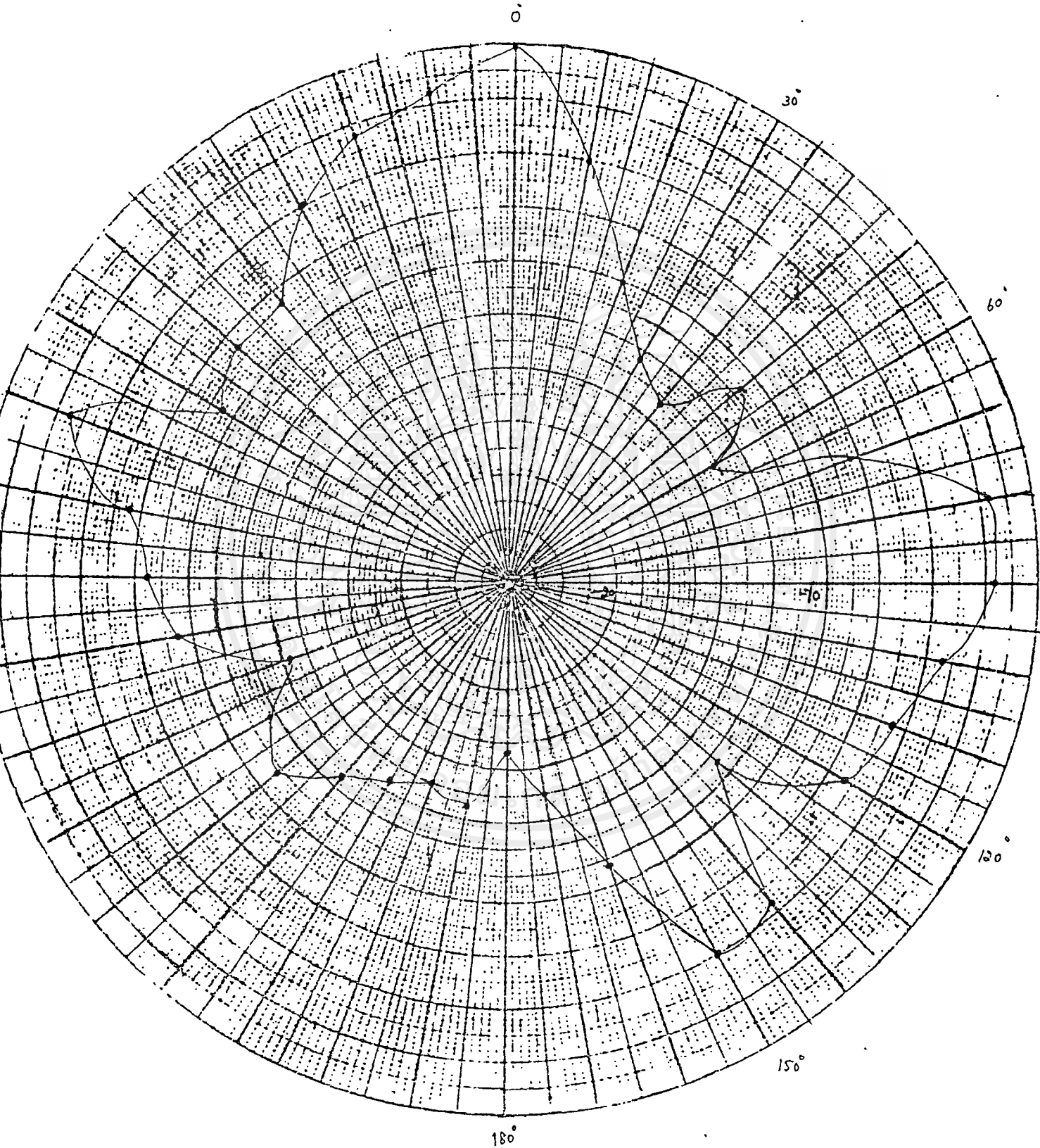
ตารางที่ 1

ข้อมูลที่ได้จากการทดลอง

ของสายอากาศ A ความถี่ 3.8 GHz ระนาบ E

องศาที่หมุน(ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน(ซ้าย) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	0	0	0
10	-5	10	-2
20	-10	20	-3
30	-13	30	-5
40	-14	40	-8
50	-12	50	-8
60	-14	60	-9
70	-8	70	-3
80	-2	80	-7
90	-2	90	-8
100	-4	100	-9
110	-10	110	-14
120	-7	120	-12
130	-12	130	-11
140	-6	140	-13
150	-5	150	-14
160	-11	160	-15
170	-15	170	-14
180	-17	180	-17

ผลการกระจายคลื่นของสายอากาศ A ในระนาบ E
ที่ความถี่ 3.8 GHz



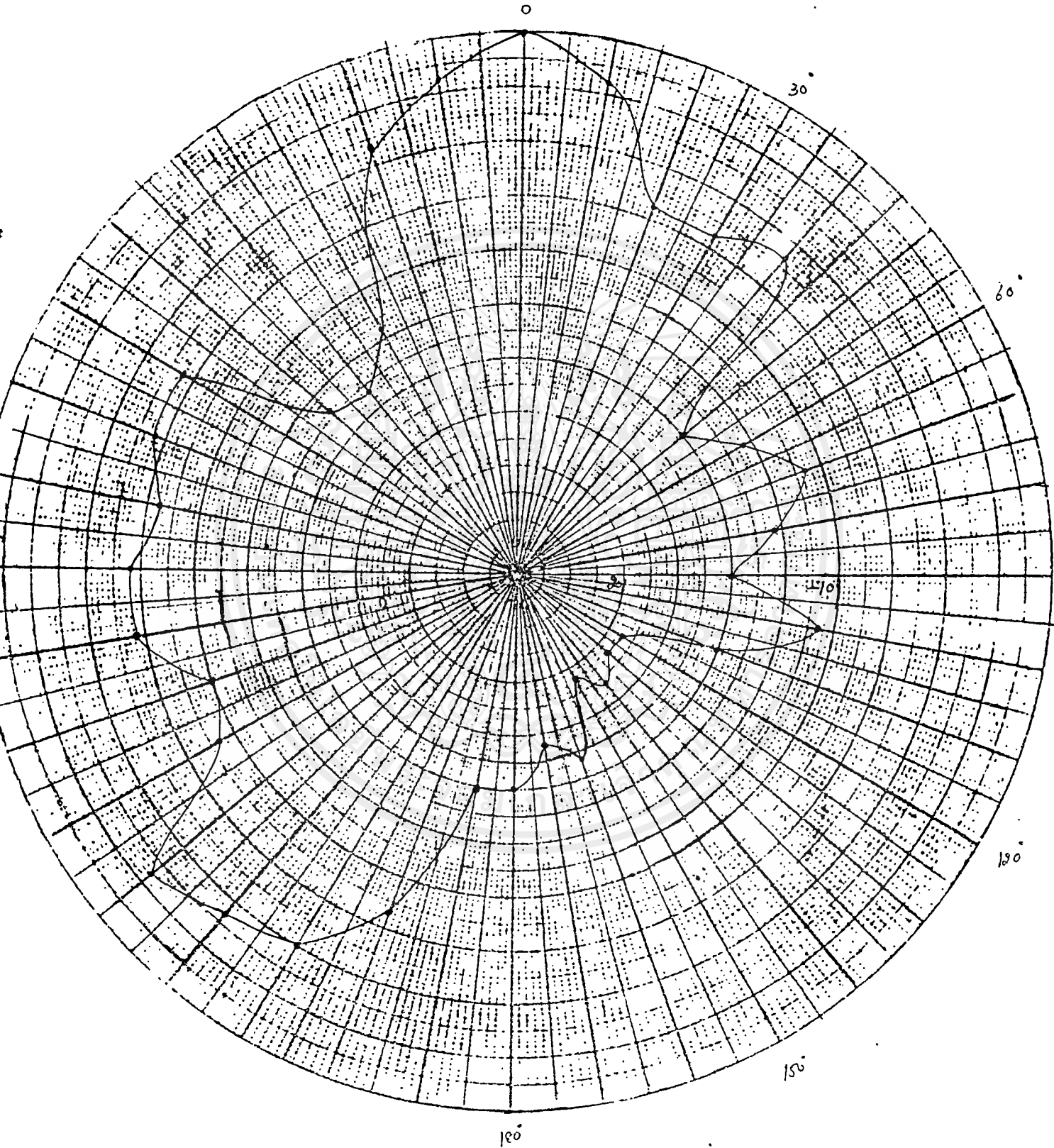
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลที่ได้จากการทดลอง
ของสายอากาศ A ความถี่ 3.8 GHz ระบาย H

องศาที่หมุน (ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน (ซ้าย) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	0	0	0
10	-2	10	-2
20	-7	20	-4
30	-7	30	-12
40	-6	40	-14
50	-15	50	-13
60	-13	60	-7
70	-11	70	-7
80	-13	80	-8
90	-17	90	-7
100	-11	100	-7
110	-17	110	-10
120	-19	120	-9
130	-19	130	-3
140	-18	140	-4
150	-19	150	-5
160	-16	160	-8
170	-17	170	-15
180	-15	180	-14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการกระจายคลื่นของสายอากาศ A ในระนาบ H
ที่ความถี่ 3.8 Ghz



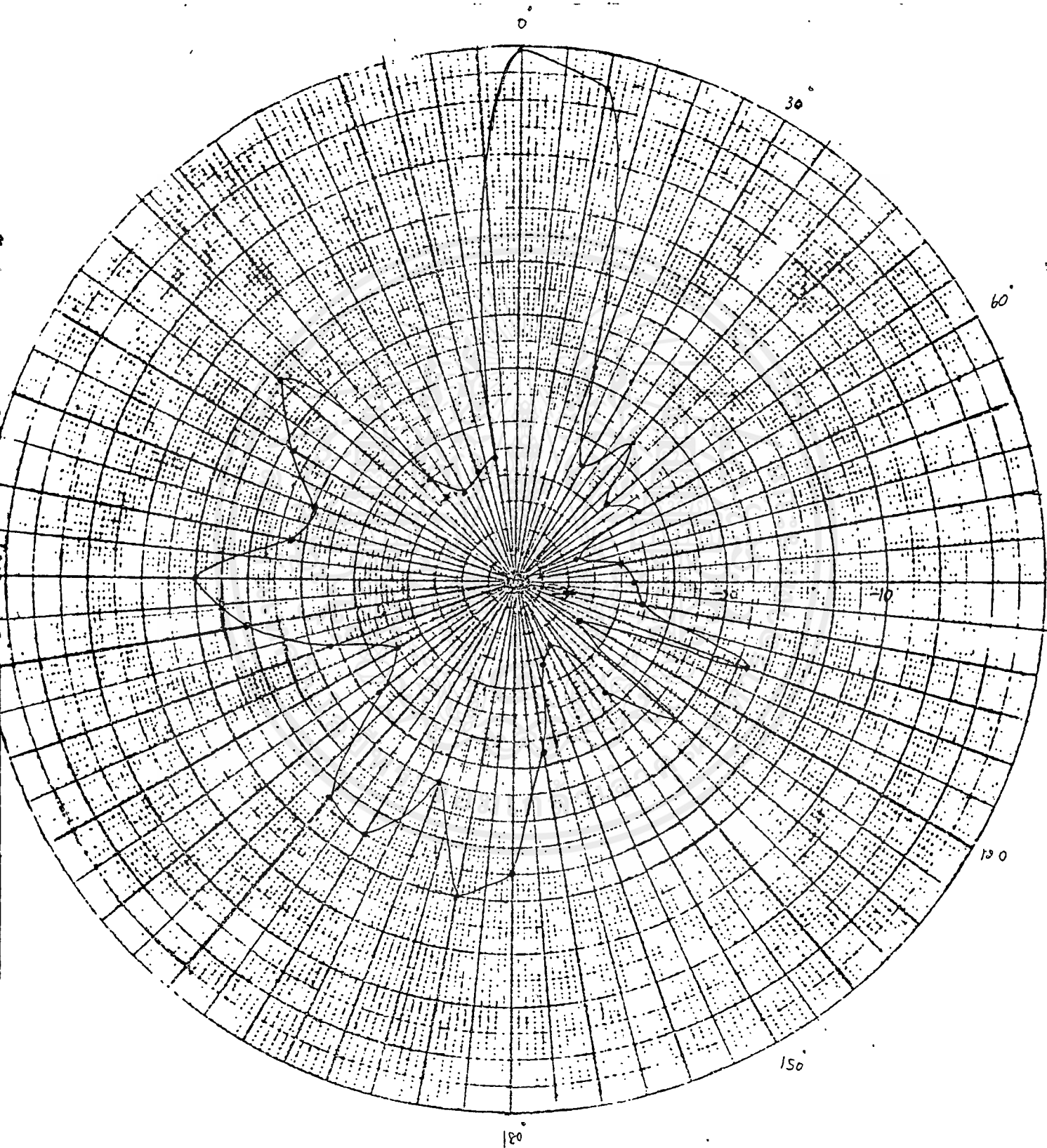
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลที่ได้จากการทดลอง
ของสายอากาศ A ความถี่ 4.0 Ghz ระบาย E

องศาที่หมุน (ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน (ซ้าย) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	0	0	0
10	-2	10	-26
20	-19	20	-27
30	-25	30	-28
40	-22	40	-25
50	-26	50	-14
60	-24	60	-18
70	-29	70	-20
80	-25	80	-19
90	-24	90	-13
100	-23	100	-17
110	-18	110	-22
120	-28	120	-25
130	-20	130	-22
140	-24	140	-16
150	-28	150	-15
160	-27	160	-20
170	-22	170	-13
180	-15	180	-16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการกระจายคลื่นของสายอากาศ A ในระนาบ E
ที่ความถี่ 4.0 GHz



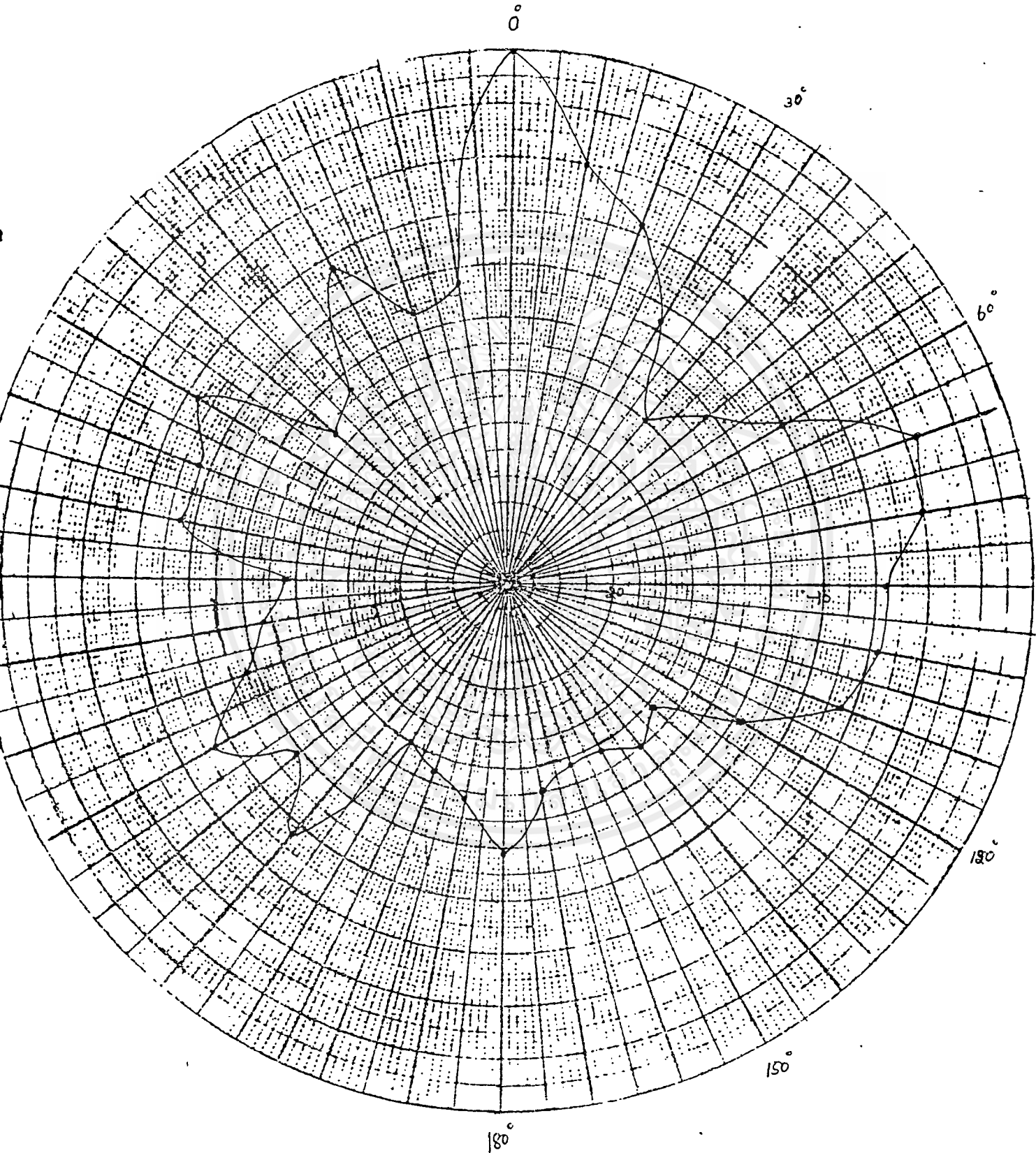
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลที่ได้จากการทดลอง
ของสายอากาศ A ความถี่ 4.0 GHz ระบาย H

องศาที่หมุน(ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน(ซ้าย) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	0	0	0
10	-5	10	-11
20	-7	20	-12
30	-11	30	-8
40	-15	40	-13
50	-13	50	-14
60	-10	60	-8
70	-4	70	-9
80	-5	80	-9
90	-7	90	-14
100	-7	100	-13
110	-8	110	-12
120	-12	120	-9
130	-16	130	-12
140	-15	140	-9
150	-16	150	-15
160	-16	160	-14
170	-15	170	-13
180	-12	180	-14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการกระจายคลื่นของสายอากาศ A ในระนาบ H
ที่ความถี่ 4.0 Ghz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลที่ได้จากการทดลอง
ของสายอากาศ A ความถี่ 4.1 Ghz ระบาย E

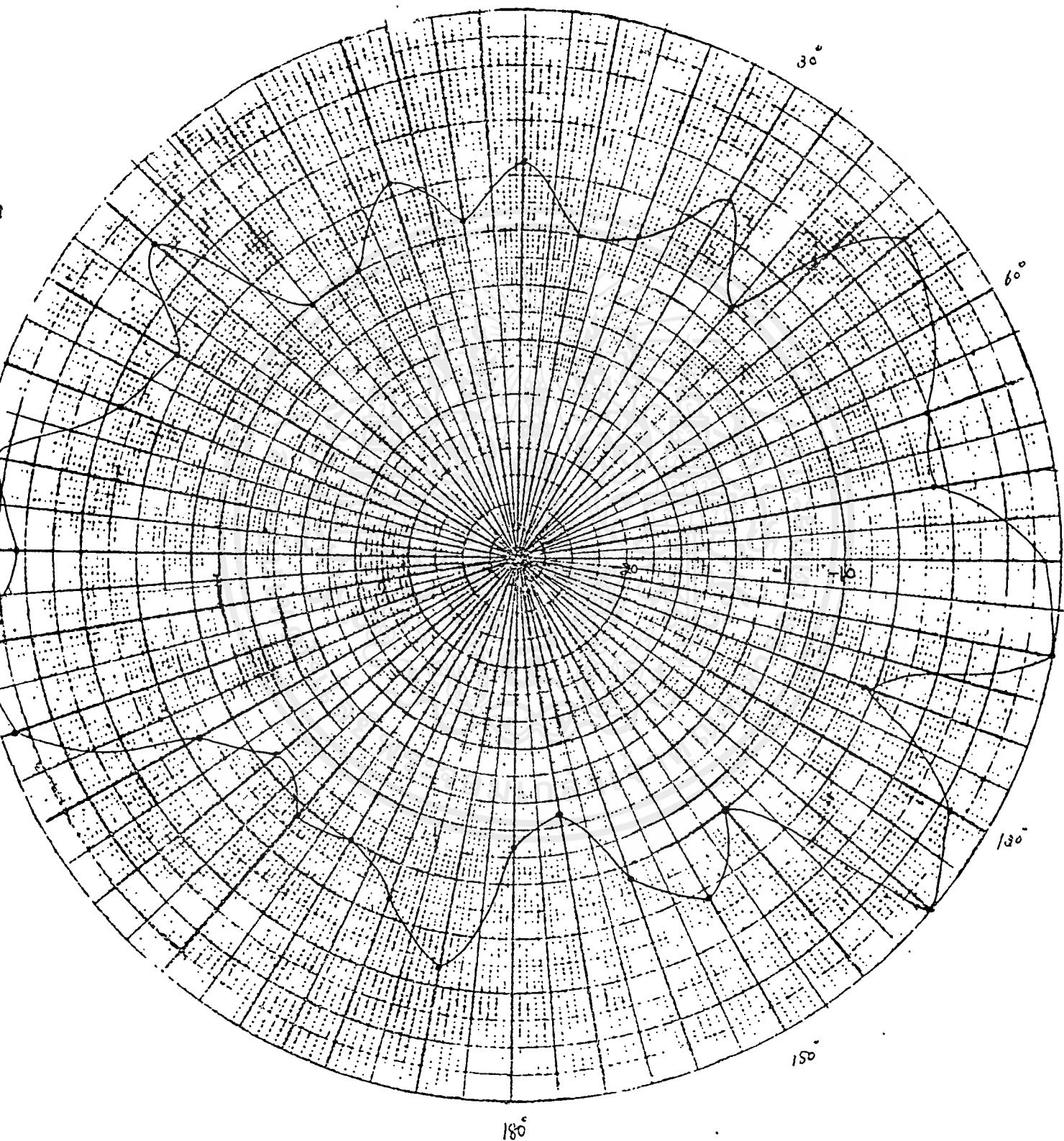
องศาที่หมุน(ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน(ซ้าย) (๒)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	-7	0	-7
10	-10	10	-9
20	-9	20	-7
30	-6	30	-10
40	-10	40	-10
50	-2	50	-3
60	-3	60	-7
70	-5	70	-6
80	-6	80	-1
90	-1	90	-2
100	0	100	0
110	-8	110	-1
120	-2	120	-8
130	0	130	-11
140	-10	140	-9
150	-7	150	-7
160	-9	160	-10
170	-13	170	-8
180	-11	180	-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการกระจายคลื่นของสายอากาศ A ในระนาบ E

ที่ความถี่ 4.1 GHz

0°



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

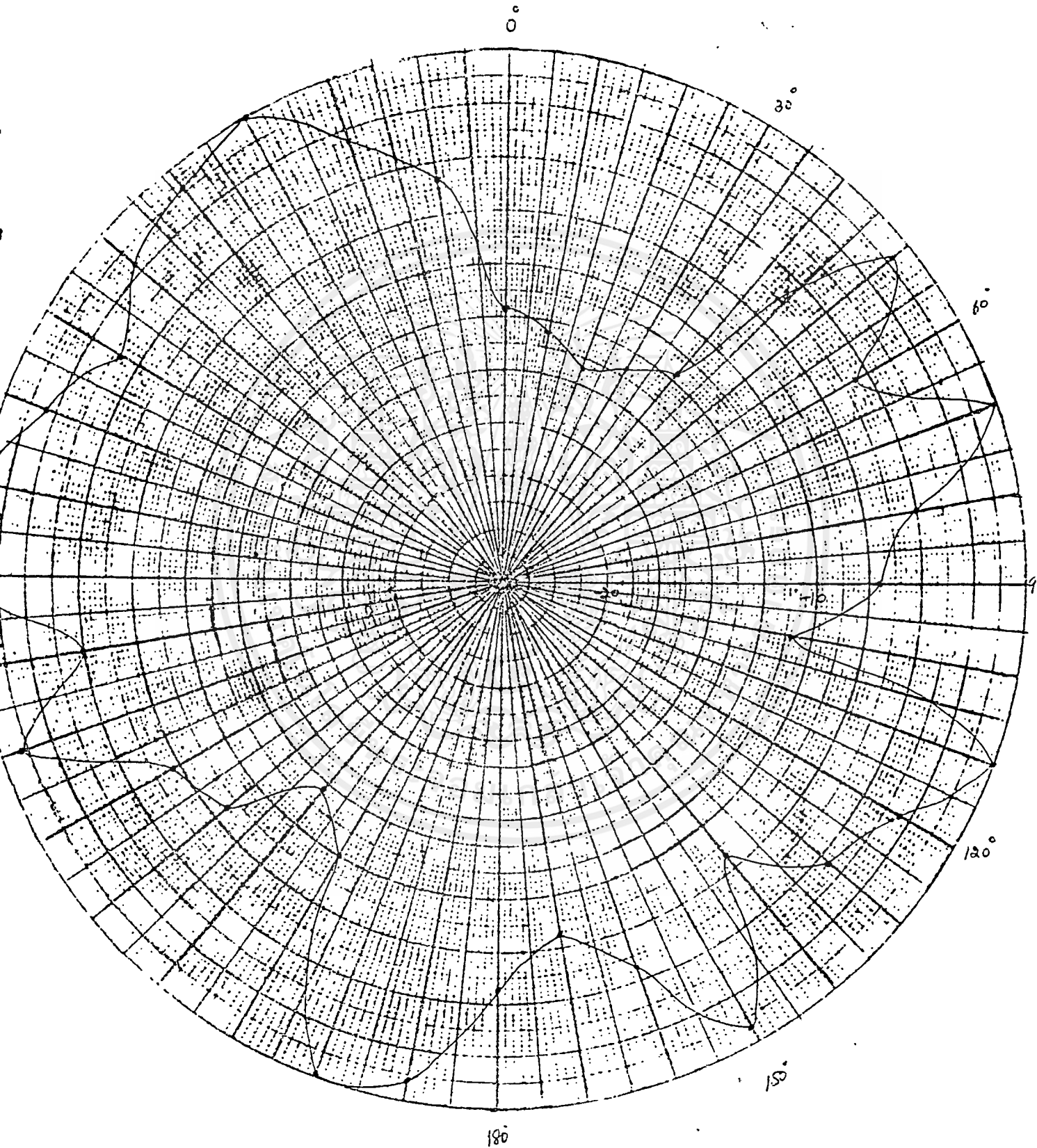
ข้อมูลที่ได้จากการทดลอง
ของสายอากาศ A ความถี่ 4.1 GHz ระบาย H

องศาที่หมุน(ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน(ซ้าย) (๒)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	-12	0	-12
10	-13	10	-6
20	-14	20	-3
30	-13	30	0
40	-12	40	-1
50	-1	50	-2
60	-6	60	-4
70	0	70	-2
80	-5	80	0
90	-7	90	0
100	-11	100	-5
110	0	110	-1
120	-3	120	-7
130	-4	130	-8
140	-8	140	-12
150	-1	150	-10
160	-6	160	0
170	-8	170	-1
180	-6	180	-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการกระจายคลื่นของสายอากาศ A ในระนาบ H

ที่ความถี่ 4.1 GHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

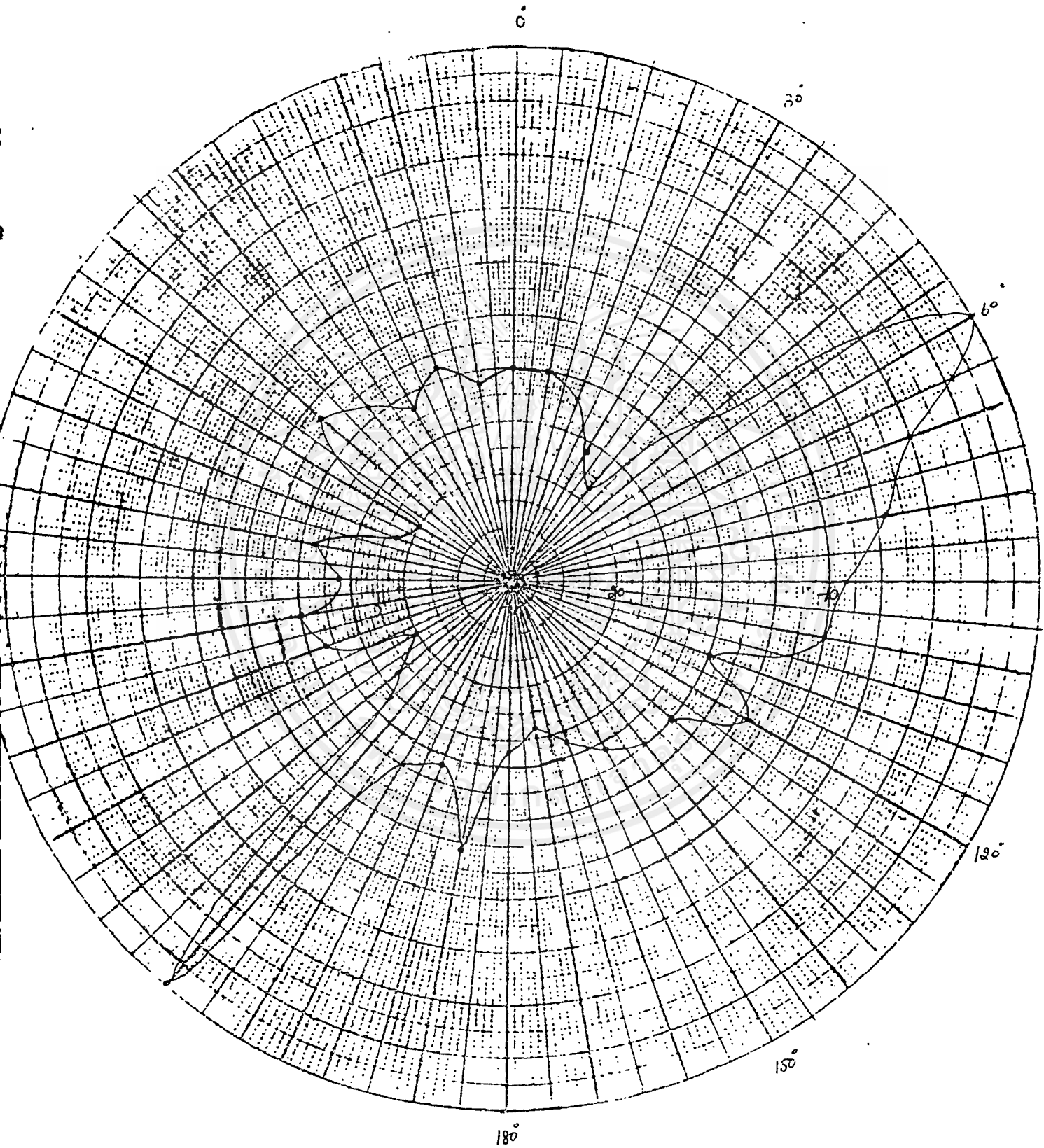
ข้อมูลที่ได้จากการทดลอง
ของสายอากาศ B ความถี่ 3.8 GHz ระบาย E

องศาที่หมุน(ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน(ซ้าย) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	-15	0	-15
10	-16	10	-15
20	-14	20	-16
30	-16	30	-18
40	-14	40	-19
50	-13	50	-13
60	-20	60	0
70	-19	70	-5
80	-16	80	-7
90	-17	90	-9
100	-15	100	-10
110	-16	110	-15
120	-20	120	-12
130	-18	130	-15
140	0	140	-15
150	-15	150	-16
160	-16	160	-17
170	-12	170	-18
180	-13	180	-17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการกระจายคลื่นของสายอากาศ B ระนาบ E

ที่ความถี่ 3.8 GHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

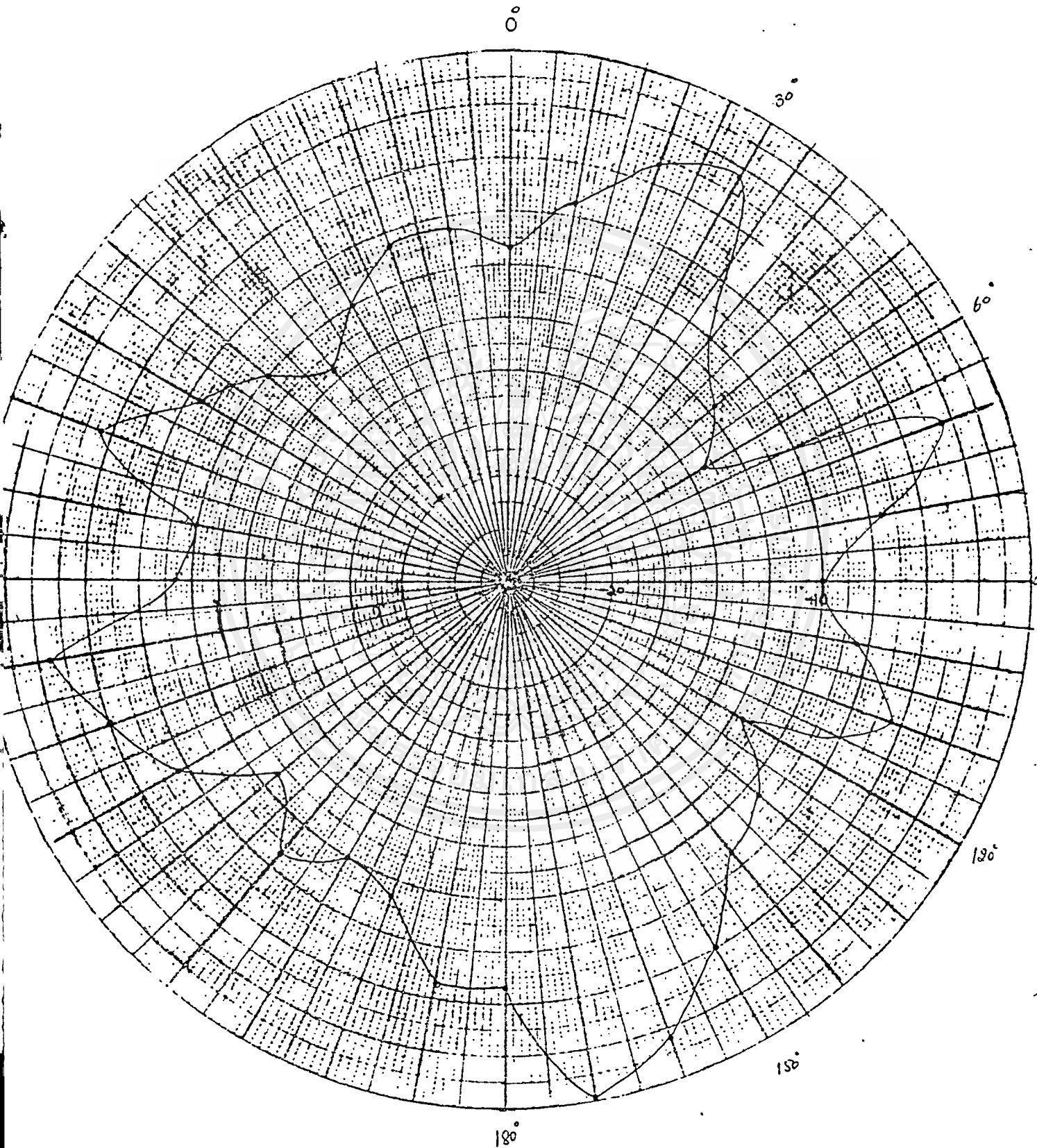
ข้อมูลที่ได้จากการทดลอง
ของสายอากาศ B ความถี่ 3.8 GHz ระบาย H

องศาที่หมุน(ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน(ซ้าย) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	-9	0	-9
10	-7	10	-8
20	-4	20	-8
30	-3	30	-10
40	-10	40	-12
50	-12	50	-10
60	-14	60	-8
70	-3	70	-4
80	-7	80	-10
90	-10	90	-9
100	-8	100	-3
110	-4	110	-5
120	-12	120	-7
130	-9	130	-11
140	-8	140	-8
150	-5	150	-10
160	-2	160	-9
170	0	170	-6
180	-6	180	-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการกระจายคลื่นของสายอากาศ B ระบาย H

ที่ความถี่ 3.8 GHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

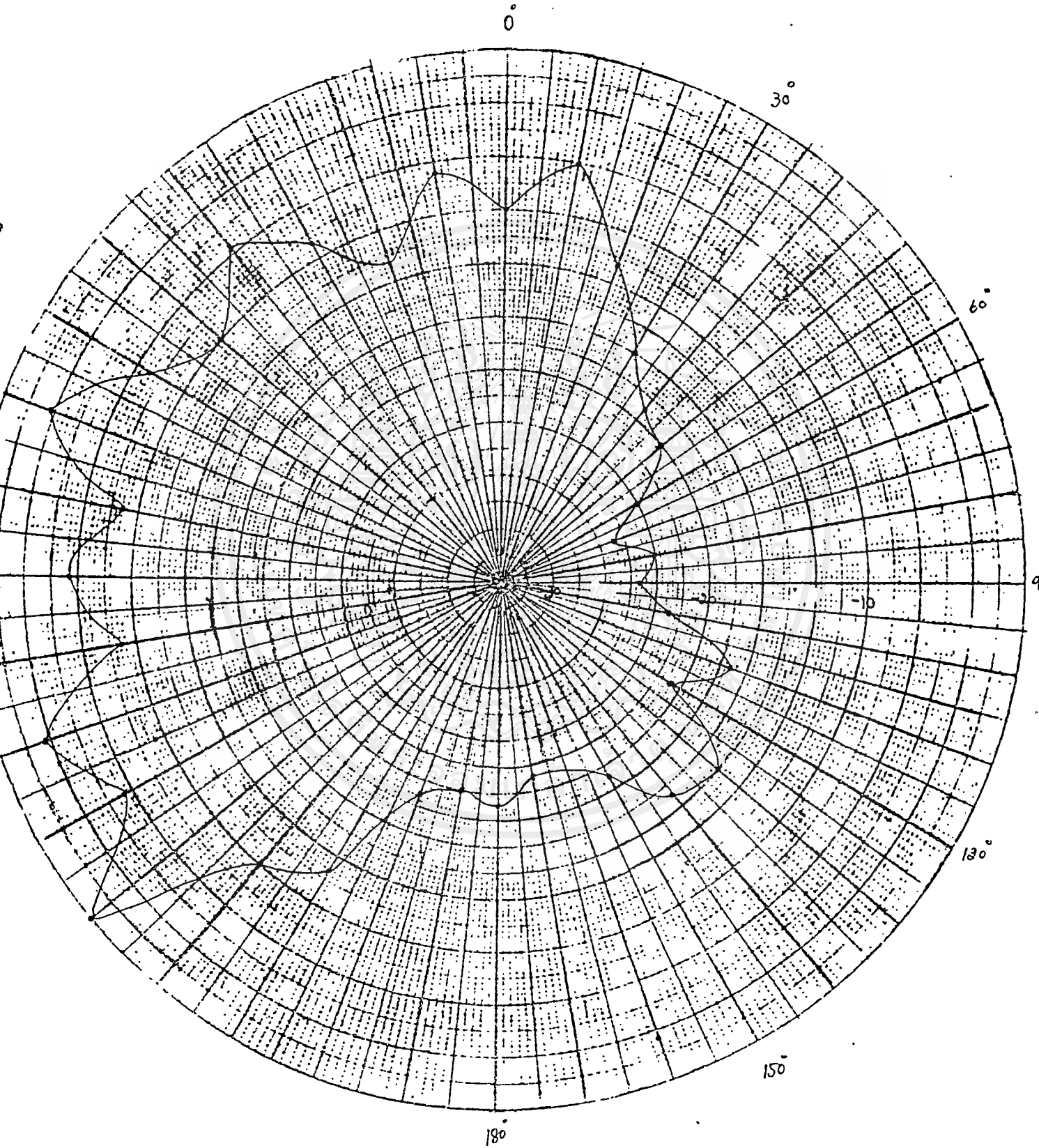
ข้อมูลที่ี้ได้จากการทดลอง
ของสายอากาศ B ความถี่ 4.0 GHz ระบาย E

องศาที่หมุน (ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน (ซ้าย) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	-10	0	-10
10	-7	10	-7
20	-12	20	-12
30	-17	30	-9
40	-19	40	-6
50	-20	50	-10
60	-23	60	-8
70	-26	70	-3
80	-23	80	-9
90	-24	90	-6
100	-22	100	-9
110	-18	110	-3
120	-21	120	-6
130	-15	130	0
140	-16	140	-10
150	-19	150	-12
160	-3	160	-19
170	-21	170	-20
180	-19	180	-17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการกระจายคลื่นของสายอากาศ B ระนาบ E

ที่ความถี่ 4.0 Ghz



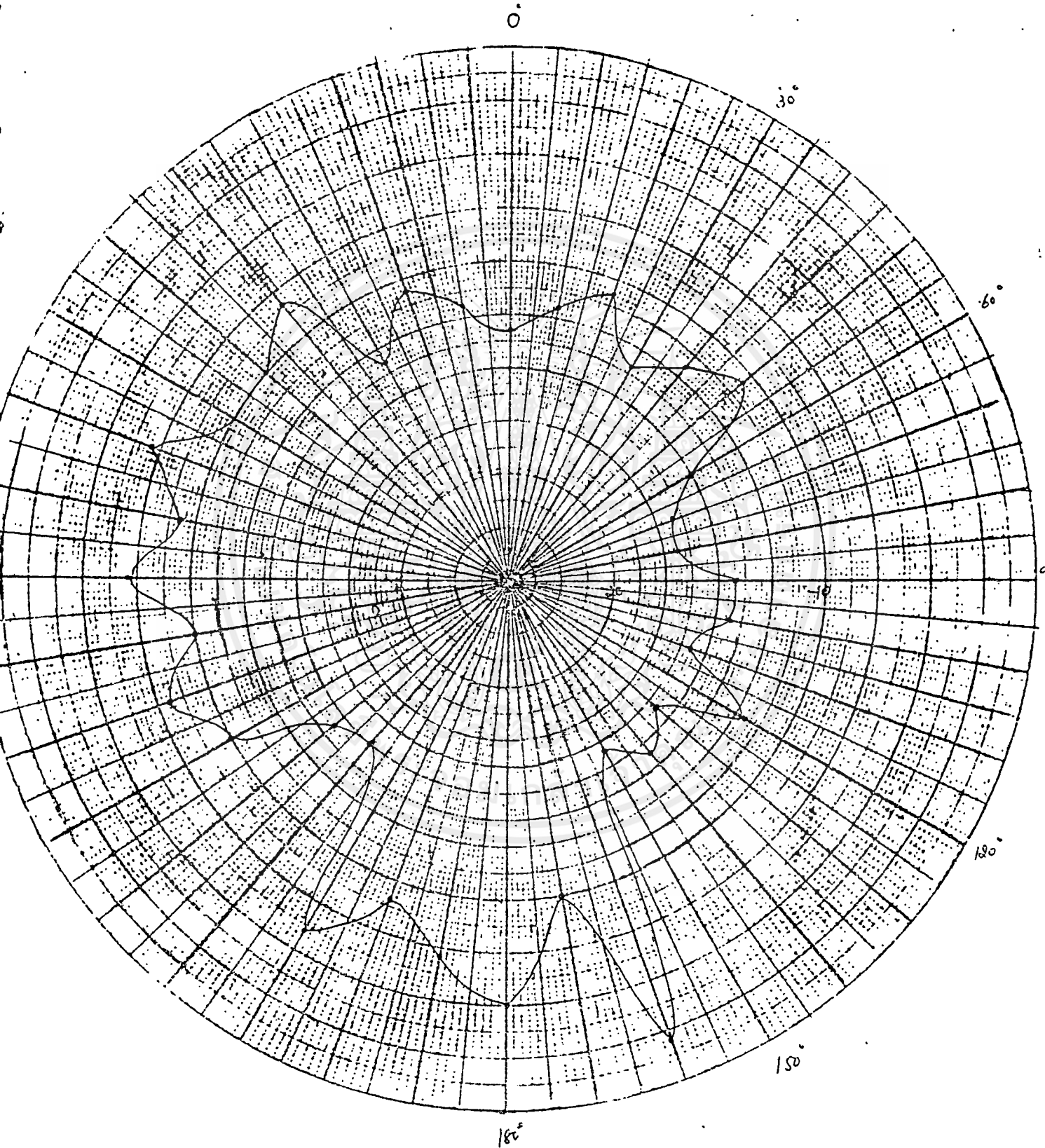
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลที่ได้จากการทดลอง
ของสายอากาศ B ความถี่ 4.0 Ghz ระบาย H

องศาที่หมุน (ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน (ซ้าย) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	-13	0	-13
10	-12	10	-12
20	-11	20	-11
30	-13	30	-13
40	-12	40	-8
50	-11	50	-10
60	-15	60	-10
70	-17	70	-7
80	-17	80	-9
90	-14	90	-7
100	-16	100	-10
110	-12	110	-8
120	-16	120	-10
130	-14	130	-14
140	-16	140	-15
150	-2	150	-6
160	-10	160	-9
170	-13	170	-7
180	0	180	-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการกระจายคลื่นของสายอากาศ B ในระนาบ H
ที่ความถี่ 4.0 Ghz



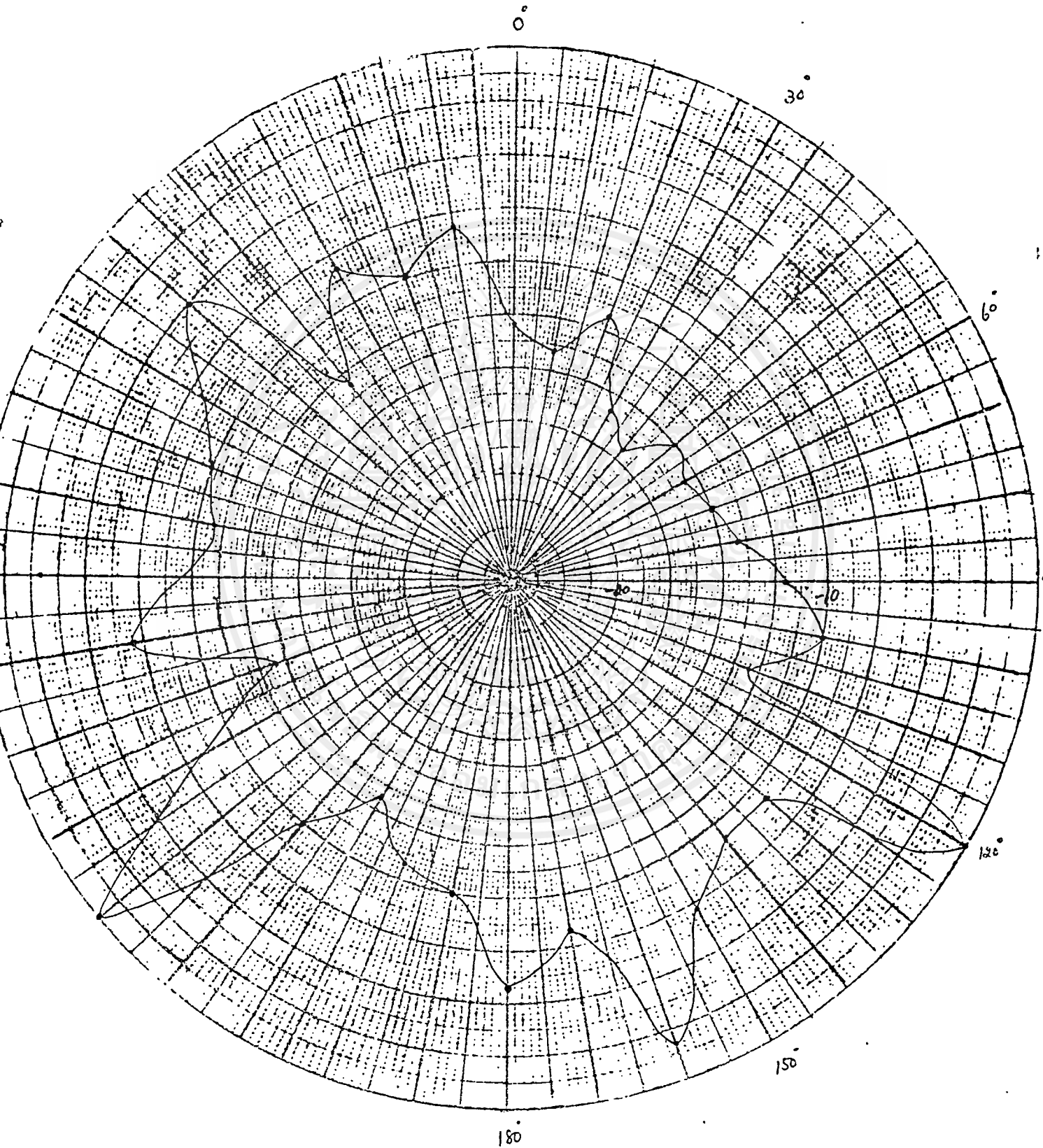
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลที่ี้จากการทดลอง
ของสายอากาศ B ความถี่ 4.1 Ghz ระบาย E

องศาที่หมุน(ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน(ซ้าย) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	-13	0	-13
10	-14	10	-8
20	-12	20	-10
30	-16	30	-8
40	-17	40	-13
50	-15	50	-5
60	-16	60	-10
70	-15	70	-11
80	-14	80	-3
90	-12	90	-7
100	-10	100	-12
110	-13	110	-8
120	0	120	0
130	-9	130	-10
140	-9	140	-13
150	-7	150	-11
160	-2	160	-12
170	-8	170	-10
180	-6	180	-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการกระจายคลื่นของสายอากาศ B ระนาบ E
ที่ความถี่ 4.1 Ghz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

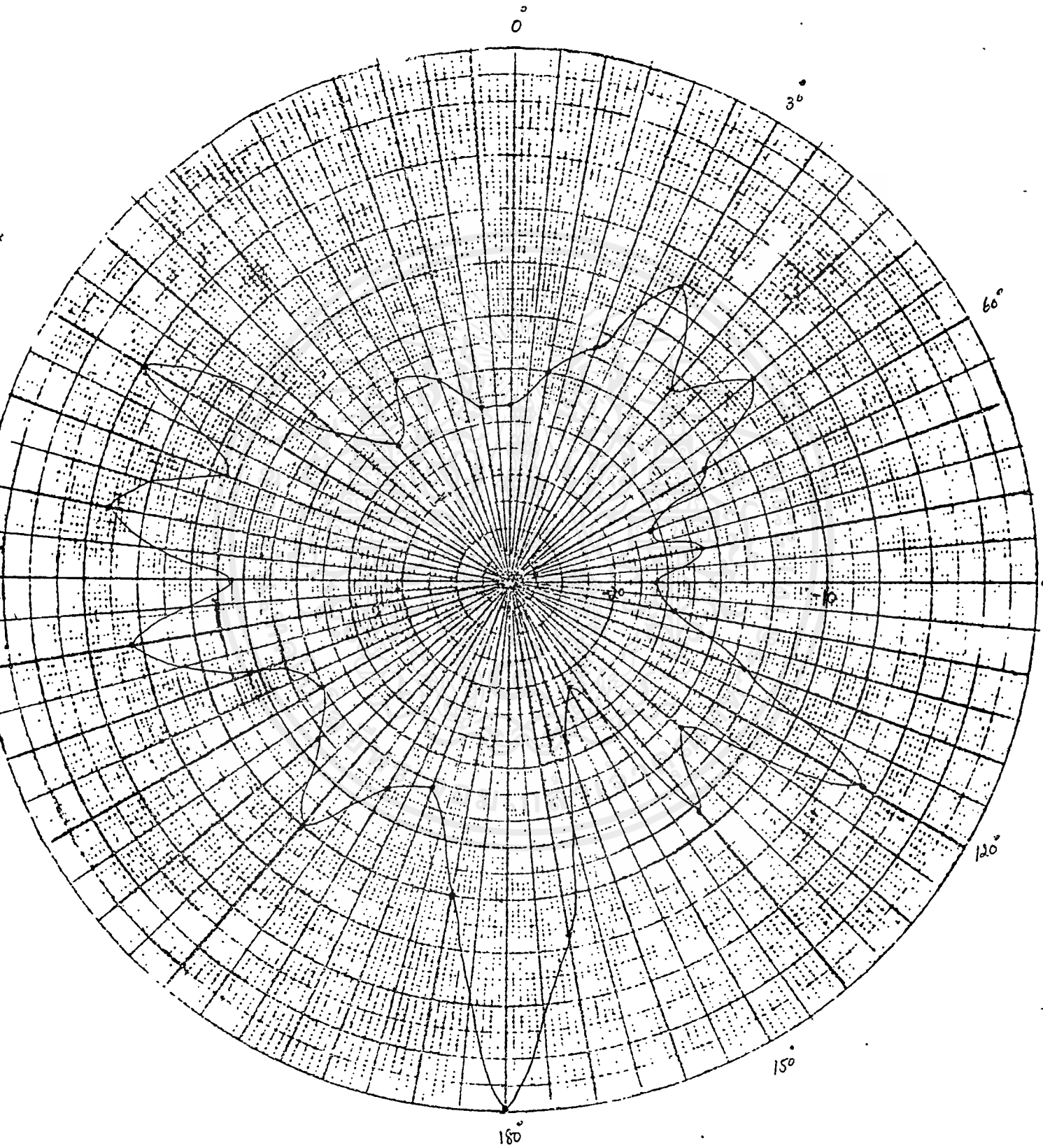
ข้อมูลที่ี้ได้จากการทดลอง
ของสายอากาศ B ความถี่ 4.1 Ghz ระบาย H

องศาที่หมุน(ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน(ซ้าย) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	-17	0	-17
10	-15	10	-17
20	-13	20	-15
30	-9	30	-14
40	-13	40	-17
50	-10	50	-14
60	-14	60	-5
70	-18	70	-11
80	-16	80	-6
90	-18	90	-12
100	-17	100	-7
110	-13	110	-12
120	-6	120	-15
130	-14	130	-13
140	-11	140	-10
150	-19	150	-13
160	-17	160	-14
170	-8	170	-10
180	0	180	-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการกระจายคลื่นของสายอากาศ B ในระนาบ H

ที่ความถี่ 4.1 GHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

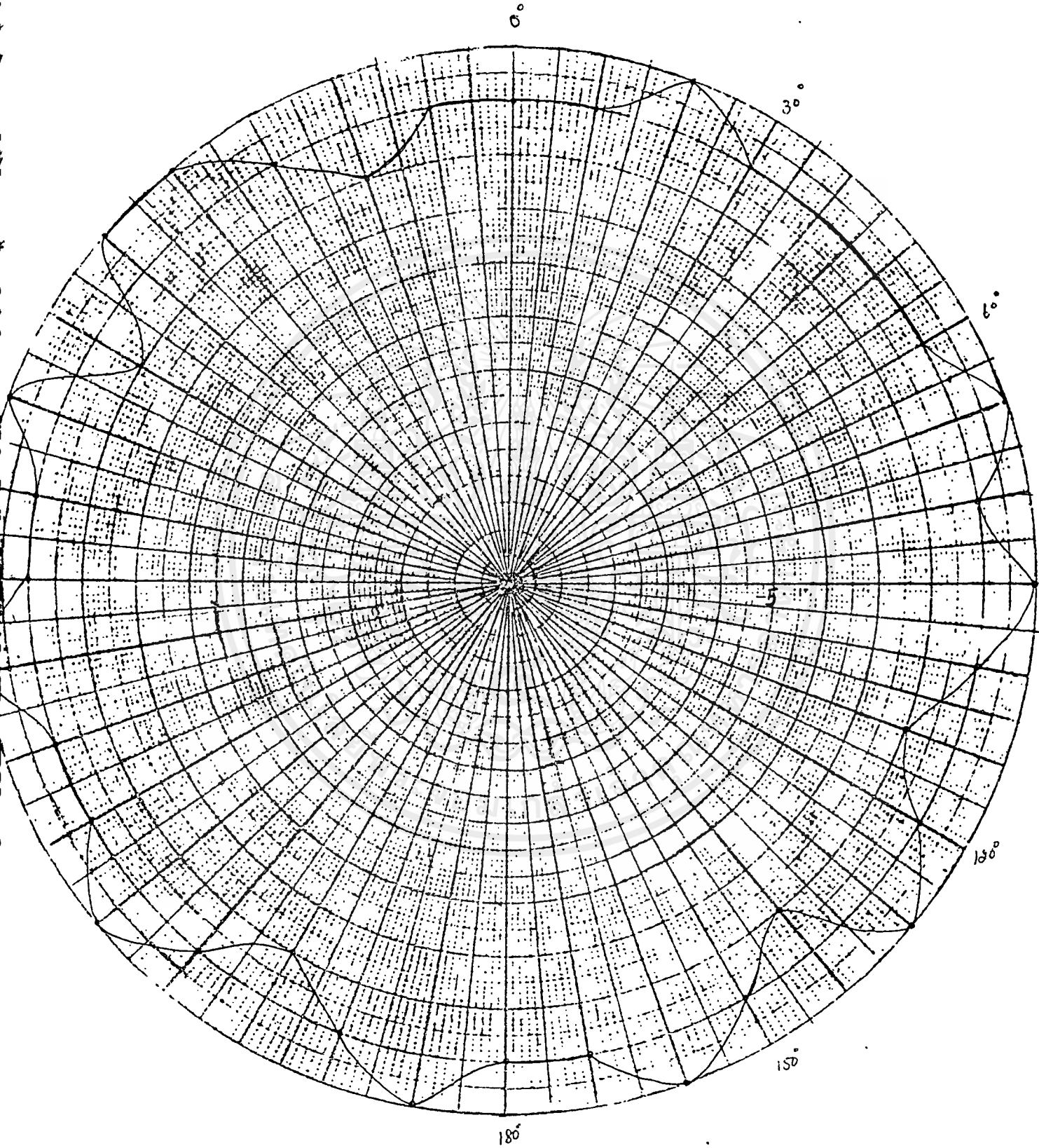
4.2.2 ผลการวัดโพลาริเซชัน

ข้อมูลที่ได้จากการทดลอง

ของสายอากาศ A เมื่อใช้สายอากาศ B ส่งและสายอากาศ A รับ

องศาที่หมุน (ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน (ซ้าย) (๒)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	-1	0	-1
10	-1	10	-1
20	0	20	-2
30	-1	30	-1
40	-1	40	0
50	-1	50	0
60	-1	60	-2
70	0	70	0
80	-1	80	-1
90	0	90	-1
100	-1	100	0
110	-2	110	-1
120	-1	120	-1
130	0	130	0
140	-2	140	-1
150	-1	150	-2
160	0	160	-1
170	-1	170	0
180	-1	180	-1

ผลการวัดโนลาไรเซชันของสายอากาศ A



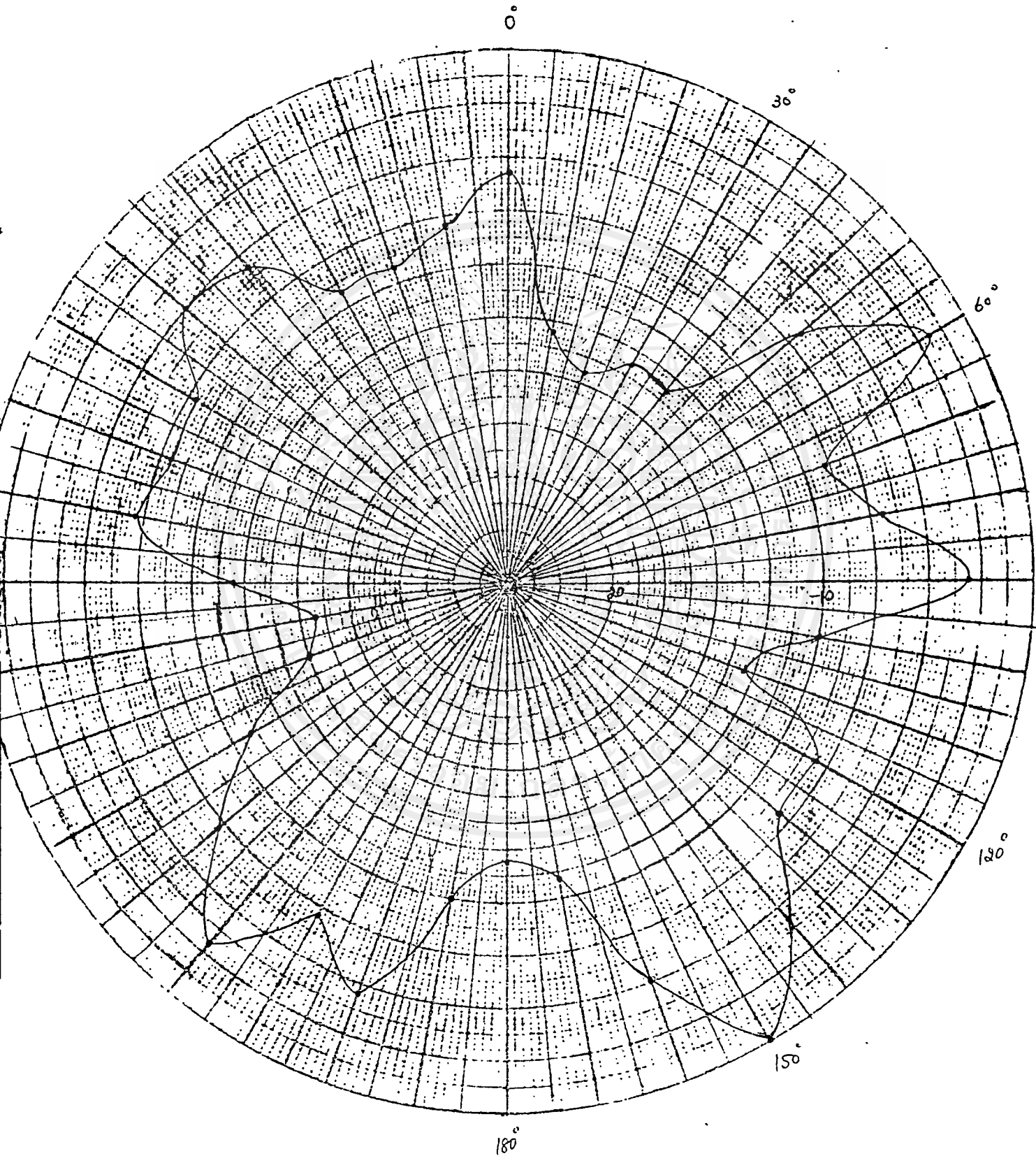
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลที่ไ้จากการทดลอง
ของสายอากาศ B เมื่อใช้สายอากาศ A ส่งและสายอากาศ B รับ

องศาที่หมุน (ขวา) (๑)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)	องศาที่หมุน (ซ้าย) (๒)	ระดับสัญญาณที่เครื่องรับ (dB)
0	-6	0	-6
10	-13	10	-8
20	-14	20	-9
30	-13	30	-9
40	-13	40	-6
50	-7	50	-5
60	-2	60	-8
70	-9	70	-8
80	-7	80	-7
90	-3	90	-7
100	-10	100	-12
110	-13	110	-16
120	-8	120	-15
130	-8	130	-11
140	-4	140	-7
150	0	150	-3
160	-5	160	-7
170	-11	170	-4
180	-12	180	-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวัดโพลาริเซชันของสายอากาศ B



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

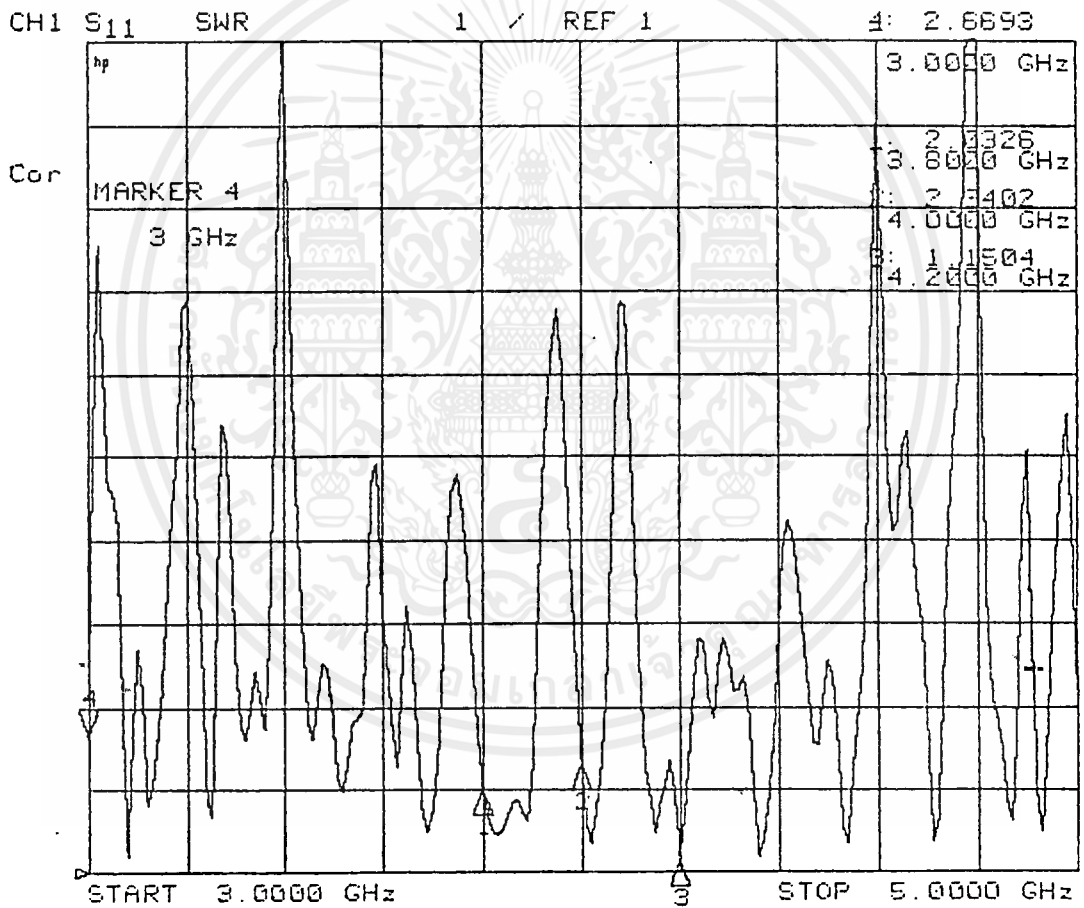
4.2.3 ผลการวัดค่า VSWR

ผลการวัดค่า VSWR ของสายอากาศ A

ที่ความถี่ 3.8 GHz = 2.0326

ที่ความถี่ 4.0 GHz = 2.3402

ที่ความถี่ 4.2 GHz = 1.1504

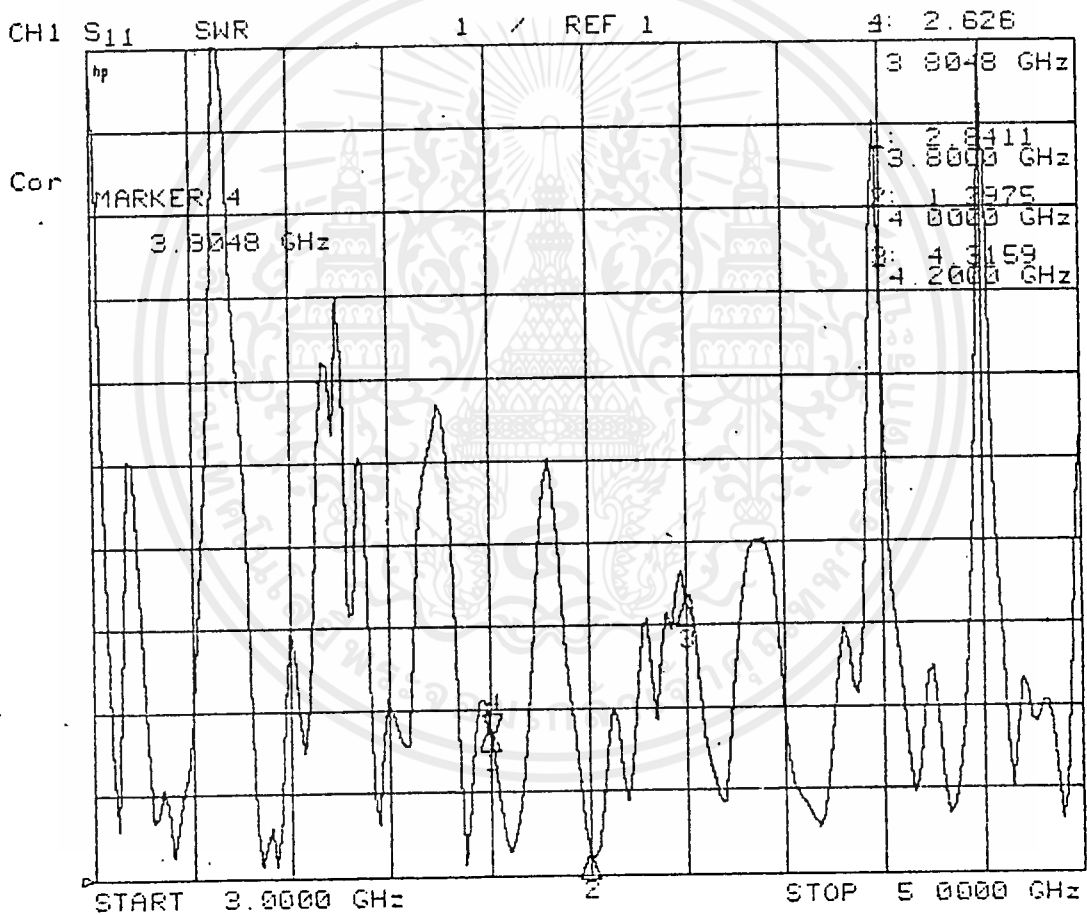


ผลการวัดค่า VSWR ของสายอากาศ B

ที่ความถี่ 3.8 GHz = 2.8411

ที่ความถี่ 4.0 GHz = 1.2975

ที่ความถี่ 4.2 GHz = 4.3159



ขนาดแผ่นพิมพ์ (ตารางเซนติเมตร)	ค่าค่าภาษีแดนซ์ที่วัดได้ (Cm) ฟโตฟาราดส์
1	12.15 PF
9	29.74 PF
16	50.87 PF
25	76.84 PF

ตารางแสดงผลการวัดค่าค่าภาษีแดนซ์

การคำนวณเปรียบเทียบ หาค่าค่าภาษีเตอร์ด้วยการกำหนดค่าเปอร์มิติวิตี้ และคำนวณค่าค่าภาษีเตอร์ โดยกำหนดพื้นที่ A ให้เปลี่ยนแปลงจาก 4 ตารางเซนติเมตร , 9 ตารางเซนติเมตร, 16 ตารางเซนติเมตร , 25 ตารางเซนติเมตร

ค่าเปอร์มิติวิตี้สัมพัทธ์

ค่าค่าภาษีแดนซ์จากการคำนวณ (Cc) (PF)

ϵ_r	A=4 ตาราง ซม.	A=9 ตาราง ซม.	A=16 ตาราง ซม.	A=25 ตาราง ซม.
3	7.08	15.93	28.33	44.27
4	9.44	21.24	37.77	59.02
5	11.80	26.56	47.22	73.78
6	14.16	31.87	56.66	88.54

เมื่อเปรียบเทียบการคำนวณกับผลการวัด

A=4 ตาราง ซม.	A=9 ตาราง ซม.	A=16 ตาราง ซม.	A=25 ตาราง ซม.
$C_m = 12.15$	$= 29.74$	$= 50.87$	$= 76.84$
$C_c = 11.80$	$= 26.56$	$= 47.22$	$= 73.78$

ผลการวัดที่ได้มาเป็นเพียงข้อจำกัดของค่า ϵ_r ในขั้นแรกของการคำนวณซึ่งให้ค่าที่ไม่ถูกต้องมากนัก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ B

ที่ความถี่ 4.0 Ghz = $45+j10$



สรุปผลการทดลอง

สายอากาศไมโครสตริป ยากิ อาร์เรย์ ที่ทำการออกแบบ โดยอาศัย หลักการ ของสายอากาศไมโครสตริป และ สายอากาศ ยากิ ยูดา อาร์เรย์ ที่มีรูปทรง สี่เหลี่ยมจัตุรัส ขนาดอาร์เรย์ 4x4 อิลิเมนต์ กำเนิดโพลาริเซชันแบบวงกลม จากการทดลองวัดคุณสมบัติของสายอากาศพบว่าสายอากาศชนิดนี้เหมาะกับการใช้งานที่ต้องการทิศทางที่แน่นอน เช่นระบบการติดตาม อย่างไรก็ตามการทดลองครั้งนี้ อาจจะมีข้อผิดพลาดเกิดขึ้นอันเนื่องมาจากสภาพแวดล้อมของการวัดคุณสมบัติสายอากาศ เช่น การวัดการแผ่กระจายคลื่นอาจจะมีผลจากอุปกรณ์ต่างๆภายในห้องทดลองหรือแม้กระทั่งความแน่นอนของอุปกรณ์ทดลองเอง และที่สำคัญค่าความคลาดเคลื่อนของค่าคงที่สัมพัทธ์ของสารที่ใช้ทำสายอากาศ

ตลอดจนระบบการเข้าสายที่จุดป้อนสัญญาณ และ จุดต่อต่างๆผู้จัดทำหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คงจะเป็นแนวทางในการศึกษาของผู้ที่สนใจเกี่ยวกับสายอากาศชนิดนี้ ข้อมูลทั้งหมดสามารถติดต่อได้ที่ อาจารย์ที่ปรึกษาหรือผู้จัดทำโดยตรง

ภาคผนวก

1. วิธีการวัดค่าคงที่สัมพัทธ์ของสาร

การวัดค่าคงที่สัมพัทธ์ของสาร (ϵ_r) ของสารไดอิเล็กตริก จะต้องวัดด้วยวิธีควิตีเรโซเนเตอร์ (Cavity Resonator) เพื่อหาตำแหน่งเรโซแนนท์ ที่สัมพันธ์กับค่าของเปอมีติวิตี แต่โดยวิธีการประมาณการค่าของสารไดอิเล็กตริกที่ใช้ในลักษณะแผ่นฟิล์ม ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับคาปาซิเตอร์ เราสามารถประมาณค่าเปอมีติวิตี โดยนำแผ่นฟิล์มมาตัดให้เป็นรูปร่างสี่เหลี่ยมจตุรัส แล้วใช้สูตรมาตรฐานในการคำนวณคาปาซิเตอร์รูปสี่เหลี่ยม ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างยาวและความหนาของแผ่นไดอิเล็กตริก

โดยการสร้างแผ่นฟิล์มให้เป็นรูปร่างสี่เหลี่ยมจตุรัสมีขนาดต่าง ๆ กัน 4 ขนาด วัดค่าคาปาซิแตนซ์จากบริดจ์มาตรฐาน(Hewlett Pachard 4265B) คำนวณค่าคาปาซิแตนซ์จากสูตรมาตรฐาน

$$C = \frac{\epsilon A}{d}$$

สมมติค่าไดอิเล็กตริก มีค่าจาก 1-10 โดยเพิ่มคราวละ 1 และกำหนดค่า

A ให้เป็นลักษณะสี่เหลี่ยมจตุรัส ในตารางที่ 1

4 ตารางเซนติเมตร (2x2)	9 ตารางเซนติเมตร (3x3)	16 ตารางเซนติเมตร (4x4)	25 ตารางเซนติเมตร (5x5)
---------------------------	---------------------------	----------------------------	----------------------------

ขนาดของความหนา a มีค่าประมาณเท่ากับ b ของแผ่นฟิล์ม = 1.5 มม. จากการวัดทดลองด้วยบริดจ์ ในตารางที่ 2

4.2.4 ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ A

ที่ความถี่ 4.0 GHz = $50.7 + j21$



ตารางแสดงข้อกำหนดของสายเคเบิล

RG/U type	Inner conductor, in (cm)	Dielectric	Diameter, dielectric, in (cm)	Number and type of shield braid	Jacket material	Outer diameter, in (cm)	Weight, lb/ft (kg/m)	Nominal impedance, Ω	Nominal capacitance, pF/ft (pF/m)	Maximum temperature range, °C	Maximum operating volts, rms	Comments
26A	0.0585 (0.149)	Rubber E	0.288 (0.732)	1: TC	Rubber-IV with armor	0.505 (1.283)	0.189 (0.281)	48.0	50.0 (164.1)	-40 +80	10,000	Armored RG 25A
27A	19/0.0117 TC 0.0925 (0.235)	Rubber D	0.455 (1.156)	1: TC	Rubber-IV with armor	0.670 (1.702)	0.304 (0.452)	48.0	50.0 (164.1)	-40 +80	15,000	
28A	19/0.0185 TC 0.0925 (0.235)	Rubber D	0.455 (1.156)	2: TC,GS	Rubber-IV	0.750 (1.905)	0.370 (0.551)	48.0	50.0 (164.1)	-40 +80	15,000	
34B	0.0747 (0.190)	PE	0.460 (1.168)	1: BC	PVC-IIA	0.630 (1.600)	0.224 (0.333)	75.0	20.6 (67.6)	-40 +80	6,500	Use up to 1000 MHz
35B	7/0.0249 BC 0.1045 (0.265) BC	PE	0.680 (1.727)	1: BC	PVC-IIA with armor	0.945 (2.400)	0.525 (0.781)	75.0	20.6 (67.6)	-40 +80	10,000	Armored RG 164
58C	0.0355 (0.090)	PE	0.116 (0.295)	1: TC	PVC-IIA	0.195 (0.495)	0.029 (0.043)	50.0	30.8 (101.1)	-40 +80	1,900	Flexible RG 58B
59B	19/0.0071 TC 0.0230 CCS (0.058)	PE	0.146 (0.371)	1: BC	PVC-IIA	0.242 (0.615)	0.032 (0.048)	75.0	20.6 (67.6)	-40 +80	2,300	Use up to 1000 MHz
62A	0.0253 CCS (0.064)	Air and PE	0.146 (0.371)	1: BC	PVC-IIA	0.242 (0.615)	0.038 (0.057)	93.0	13.5 (44.3)	-40 +80	750	Low capacitance
63B	0.0253 CCS (0.064)	Air and PE	0.285 (0.724)	1: BC	PVC-IIA	0.405 (1.029)	0.083 (0.124)	125.0	10.0 (32.8)	-40 +80	1,000	Low capacitance
64	0.0585 (0.149)	Rubber D	0.308 (0.782)	2: TC	Rubber-IV	0.495 (1.257)	0.225 (0.335)	48.0	60.0 (196.9)	-40 +80	10,000	
64A	19/0.0117 TC 0.0585 (0.149)	Rubber E	0.288 (0.732)	2: TC	Rubber-IV	0.475 (1.207)	0.205 (0.305)	48.0	50.0 (164.1)	-40 +80	10,000	
65A	19/0.0117 TC 0.0080 (0.020)	PE	0.285 (0.724)	1: BC	PVC-IIA	0.405 (1.029)	0.096 (0.143)	95.0	44.0 (144.4)	-40 +80	1,000	High impedance; video delay
71B	0.128-diameter 0.0253 CCS (0.064)	Air and PE	0.146 (0.371)	2: TC	PE-IIIA	0.250 (0.635)	0.046 (0.068)	93.0	13.5 (44.3)	-40 +80	750	Low capacitance
79B	0.0253 CCS (0.064)	Air and PE	0.285 (0.724)	1: BC	PVC-IIA with armor	0.475 (1.207)	0.100 (0.202)	125.0	10.0 (32.8)	-40 +80	1,000	Low capacitance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางแสดงค่าคงที่สัมพัทธ์ของสาร

ϵ_r and α/ω

Material	ϵ_r	α/ω
Air	1.0006	
Alcohol, ethyl	25	0.1
Aluminum oxide	8.8	0.0006
Amber	2.8	0.002
Asbestos fiber	4.8	0.0004
Bakelite	4.75	0.013
Barium titanate	1200	0.013
Carbon dioxide	1.001	
Carbon tetra- chloride	2.2	0.0008
Glass	4-7	0.0002
Glycerine	40	
Ice	4.2	0.1
Mica	5.4	0.0006
Neoprene	6.7	0.02
Nylon	4	0.01
Paper	2-4	0.008
Plexiglas	3.45	0.04
Polyethylene	2.26	0.0005
Polypropylene	2.25	0.0003
Polystyrene	2.53	0.0004
Porcelain (dry process)	6	0.014
Pyrex glass	5	0.0055
Pyranol	4.4	0.0005
Quartz (fused)	3.8	0.00075
Rubber	2.5-3	0.002
Silica (fused)	3.8	0.0022
Sodium chloride	5.9	0.0001
Snow	3.3	0.02
Soil (dry)	2.8	0.07
Sicatic	5.8	0.003
Styrofoam	1.03	0.0001
Teflon	2.03	0.0003
Titanium dioxide	100	0.0015

AN OVERVIEW OF MAJOR MICROWAVE SUBSTRATES (AFTEK [23])

Product	ϵ_r (X-Band)	$\tan \delta$ (X-Band)	Dimensional Stability	Temperature Range in °C
PTFE unreinforced	2.10	0.0004	poor	-27 to +260
PTFE glass woven web	2.17	0.0009	excellent	-27 to +260
	2.33	0.0015		
	2.45	0.0018	very good	-27 to +260
	2.55	0.0022		
PTFE glass-random fiber	2.17	0.0009	fair	-27 to +260
	2.35	0.0015		
PTFE quartz reinforced	2.47	0.0006	excellent	-27 to +260
Cross linked poly styrene/ woven quartz	2.65	0.0005	good	-27 to +260
Cross linked poly styrene/ ceramic powder-filled	3 to 15	from 0.00005 to 0.0015	fair	-27 to +110
Cross linked poly styrene/ glass reinforced	2.62	0.001	good	-27 to +110
Inhibited polyolefin	2.32	0.0005	poor	-27 to +100
Inhibited polyolefin/ glass reinforced	2.42	0.001	fair	-27 to +100
Phenylene oxide (PPQ)	2.55	0.00016	poor	-27 to +193
Silicone resin ceramic powder-filled	3 to 25	from 0.0005	fair to medium	-27 to +268
Sapphire	9.0	0.0001	excellent	-24 to +371
Alumina ceramic	9.7 to 10.3	0.0004	excellent	to 1600 unclad
Glass bonded mica	7.5	0.0020	excellent	-27 to +593 unclad
Hercell (laminated)	1.17 to 1.40 at 1.4 GHz		excellent	-27 to +260
Alumina/epoxy standoffs				
Fused quartz	3.78	0.001	excellent	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในห้องเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้หรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูงและขอสงวนสิทธิ์ในการนำข้อมูลไปใช้

กิติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ เพราะได้รับความอนุเคราะห์ จากอาจารย์ ที่ปรึกษา อ.ณรงค์ เหมกรณ์ ,อ.สมผล โกศลวิตร ,อ.โมไนย์ ไกรฤกษ์ และ กองวิทยบริการ การสื่อสาร แห่งประเทศไทย ที่ให้ใช้เครื่องมือต่างๆ ตลอดจนคำแนะนำที่เป็นประโยชน์ ในการทำ วิทยานิพนธ์ สำหรับข้อมูล ในการทำวิทยานิพนธ์ทั้งหมดได้รับความช่วยเหลือด้วยดี จากเจ้าหน้าที่ ห้องสมุด คณะวิศวกรรมศาสตร์ พระจอมเกล้า ลาดกระบัง, จุฬาลงกรณ์ มหาวิทยาลัย และกองห้องสมุดกลาง พระจอมเกล้า พระนครเหนือ,พระจอมเกล้า ลาดกระบัง ผู้จัดทำใคร่ขอกราบขอบพระคุณ ทุกๆท่าน อย่างสูงทั้งที่ได้กล่าววามมาและที่ไม่ได้กล่าววามมาที่มีส่วนกับความสำเร็จในครั้งนี้



ผู้จัดทำ

เอกสารอ้างอิง

1. DAVID M.POZAR,"MICROSTRIP ANTENNAS",IEEE PROCEEDING,VOL 80,PP79-91,
JAN 1992
2. J.R.JAMES,P.S.HALL AND C.WOOD,"MICROSTRIP ANTENNA THEORY AND
DESIGN",LONDON,U.K.PETER PEREGRINUS 1981
3. K.C.GUPTA,"MICROSTRIP ANTENNA DESIGN",USA.ARTECH HOUSE 1988
4. I.J.BAHL,P.BHARTIA,'MICROSTRIP ANTENNAS",DEDHAM,USA.ARTECH HOUSE
1982
5. J.R.JAMSE,P.S.HALL,"HANDBOOK OF MICROSTRIP ANTENNAS",LONDON,U.K.
PETER PEREGRINUS 1989
6. C.A.BALANIS,"ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN",USA.HARPER OF ROW
PUBLISH 1988
7. JOHN.HUANG,ARTHUR C.DENSMARE,"MICROSTRIP YAGI ARRAY ANTENNA FOR
MOBILE SATELLTTE VEHICLE APPLICATION',IEEE TRANS.ANTENNAS
PROPAGATION,VOL-39 PP1024-1030 JULY 1991
8. JOHN.HUANG,"MICROSTRIP ANTENNA DEVELOPMENTS AT JPL',IEEE ANTENNAS
AND PROPAGATION MAGAZINE,VOL33 PP33-41 JUNE 1991
9. C.C.LEE AND LIANG CHI SHEN,'COUPLED YAGI ARRAY",IEEE TRANS ANTENNAS
PROPAGATION ,VOL AP-29 PP889-891 NOV 1977
10. C.A CHEN AND DAVID K.CHENG,'OPTIMIUM ELEMENT LENGTHS FOR YAGI UDA
ARRAYS',IEEE TRANS ANTENNAS PROPAGATION,VOL AP-23 PP8-15 JAN 1975
11. INDEXING TERM:,"MUTUAL COUPLING BETWEEN ELECTROMAGNETICALLY COUPLED
RECTANGULAR PATH ANTENNAS",ELECTRONICS LETTERS VOL27 PP532-533 MARCH
1991
12. INDEXING TERM:,"E-PLANE COUPLING BETWEEN TWO RECTANGULAR MICROSTRIP
ANTENNAS',ELECTRONICS LETTERS,VOL16,PP635-636 JULY 1980
13. INDEXING TERM:,"H-PLANE COUPLING BETWEEN TWORECTANGULAR MICROSTRIP
ANTENNAS",ELECTRONICS LETTERS,VOL16,PP211-213,MARCH 1980
14. DAVID M.POZAR ET AL,"ANTENNA DESIGNER'S NOTE BOOK",IEEE ANTENNAS

- AND PROPAGATION MAGAZINE ,PP45-46 OCT 1990
15. JOHN HUANG, "A TECHNIQUE FOR AN ARRAY TO GENERATE CIRCULAR POLARIZATION WITH LINEARLY POLARIZED ELEMENTS", IEEE TRANS. ANTENNAS PROPAGATION, VOL AP-34, PP1113-1124, SEPT 1986
 16. CLIFORD M. KROWNE, "DIELECTRIC AND WIDTH EFFECT ON H-PLANE AND E-PLANE COUPLING BETWEEN RECTANGULAR MICROSTRIP ANTENNAS", IEEE TRANS ANTENNA PROPAGATION, VOL AP-31 PP39-47, JAN 1983
 17. P. BHARTIA ET AL, "MILLIMETER-WAVE MICROSTRIP AND PRINTED CIRCUIT ANTENNAS", USA. ARTECH HOUSE 1991
 18. C. A. BALANIS, "ADVANCED ENGINEERING ELECTROMAGNETICS", USA, JOHN WILEY & SON INC. 1989
 19. K. MILNE ET AL, "HANDBOOK OF ANTENNA DESIGN", LONDON, U.K. PETER PEREGRINUS, PP527-543 1989
 20. C. A. BALANIS, "ANTENNA THEORY: A REVIEW", IEEE TRANS. ANTENNAS PROPAGATION, VOL 80 PP13-15 JAN 1992
 21. DAVID K. CHENG, "GAIN OPTIMIZATION FOR YAGI UDA ARRAYS", IEEE ANTENNAS PROPAGATION MAGAZINE, VOL 33 PP42-45 JUNE 1991
 22. DAVID R. JACKSON ET AL. "SERIES EXPANSIONS FOR THE MUTUAL COUPLING IN MICROSTRIP PATCH ARRAYS" IEEE TRANS. ANTENNAS PROPAGATION, VOL. 37, NO. 3 MARCH 1989, PP269-274