



ปีการศึกษา 2530

สายอากาศ ไมโครสทริป อาร์เรย์

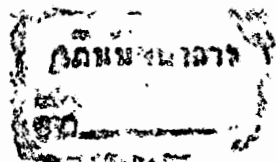
(Microstrip Antenna Array)

โดย

นายกฤษฎา ลิมคูลย์

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์กิตติชัย พาณิชปฐมพงศ์



ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2530

ภาควิชา โทรมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สายอากาศ ไมโครสตริป อาร์เรย์

ผู้จัดทำ

นายกฤษฎา ลีมดุษย์ รหัสประจำตัว 27-1013



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

( อาจารย์กิตติชัย นาภิชาปทุมพงศ์ )



## สายอากาศ ไมโครสตริป อาร์เรย์

นายกฤษฎา ลีมงคลย์  
อาจารย์กิตติชัย นาณิชปฐมพงศ์  
ปีการศึกษา 253๘

### บทคัดย่อ

สายอากาศ ไมโครสตริป (Microstrip Antenna) ส่วนใหญ่ออกแบบให้ใช้กับความถี่ย่านไมโครเวฟ (Microwave) เนื่องจากมีขนาดเล็ก และน้ำหนักเบา อีกทั้งยังสามารถดัดแปลงรูปร่าง ลักษณะให้โค้งงอได้ด้วย ซึ่งในปัจจุบันนี้ ได้มีการนำไปประยุกต์ใช้กับระบบนำวิถีของจรวด ที่มีการติดตามเป้าหมาย ด้วยคลื่นไมโครเวฟ เป็นต้น สำหรับโครงการนี้ ได้ทำการออกแบบสร้าง สายอากาศไมโครสตริป โดยจัดสร้างเป็นสายอากาศไมโครสตริป ตัวเดียว (Single Element) แล้วนำความรู้ที่ได้นี้มาใช้สร้างสายอากาศไมโครสตริป อาร์เรย์ (Microstrip Antenna Array) ซึ่งเป็นแบบลิเนียร์อาร์เรย์ (Linear Array) จากนั้นก็ทำการทดลองวัด คุณสมบัติต่างๆ ของ สายอากาศไมโครสตริป อาร์เรย์ ตามหลักการทดสอบสายอากาศ และได้วิเคราะห์คุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) จากทฤษฎีทางสายอากาศมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด

## Microstrip Antenna Array

Mr. Kridseda Limdul

Mr. Kittichai Panichpathompong

Advisor

Academic Year 1987.

### Abstract

Most of microstrip antennas are designed to use in microwave frequency because of their small size and light weight. Moreover, they can be changed in shape and flexible. Nowaday they are applied to use in missile that contain microwave target tracking system. In this project, Microstrip antenna is designed in single element and apply this knowledge in microstrip antenna array that is linear array. Then measure the parameters of microstrip antenna array by the antenna testing procedure and analyze the radiation pattern by antenna theory to compare with the result form measuring.

## สารบัญ

บทคัดย่อ

Abstract

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	.
2.1 ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริป	2
2.2 การกระจายของสนาม	2
2.3 การหาค่าสนามของสายอากาศไมโครสตริป	4
2.4 การหาค่าสนามจากแหล่งกำเนิดทรงสี่เหลี่ยม	5
2.5 รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป	6
2.6 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริป	7
2.7 การบ่อนสัญญาณสายอากาศไมโครสตริป	11
2.8 สายอากาศไมโครสตริป อาร์เรย์	12
บทที่ 3 การออกแบบและสร้าง	
3.1 สายอากาศไมโครสตริป อีลีเมนต์เดี่ยว ทรงสี่เหลี่ยมจตุรัส	18
3.2 สายอากาศไมโครสตริป อาร์เรย์ ทรงสี่เหลี่ยม	19
บทที่ 4 การทดลองวัดและผลการทดลอง	
4.1 การทดลองวัด	22
4.2 ผลการทดลองวัด	24
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	35
ภาคผนวก	37
กิตติกรรมประกาศ	40
หนังสืออ้างอิง	41

## บทที่ 1

### บทนำ

ในปัจจุบันนี้ ได้มีการใช้คลื่นวิทยุในย่านความถี่ที่สูงขึ้น ทำให้ต้องมีการพัฒนาสายอากาศให้มีขนาดเล็กกลง ซึ่งสายอากาศไมโครสตริปนี้มีข้อดีคือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ทั้งยังสามารถออกแบบให้มีรูปร่างต่างๆกัน และตัดให้มีรูปโค้งงอตามต้องการ เพื่อให้เข้ากับวัตถุที่นำสายอากาศไปติดตั้งได้ง่าย และยังสามารถสร้างให้มีลักษณะการโพลาไรซ์ของคลื่น (Polarization) ได้ทั้งแบบวงกลม (Circular Polarization) และลิเนียร์ (Linear Polarization) อีกทั้งยังสามารถออกแบบสร้างสายป้อนสัญญาณ และการปรับแมทซ์ (Match) ไปพร้อมๆ กันกับโครงสร้างของสายอากาศ สายอากาศไมโครสตริปนั้นเราสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้หลายอย่าง เช่น ใช้กับ เครื่องบิน หรือ จรวด เนื่องจากสายอากาศมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา เมื่อนำสายอากาศไปติดตั้งบนเครื่องบิน หรือ จรวดแล้ว จะไม่ทำให้ รูปทรงของเครื่องบิน หรือ จรวดเปลี่ยนแปลงไป

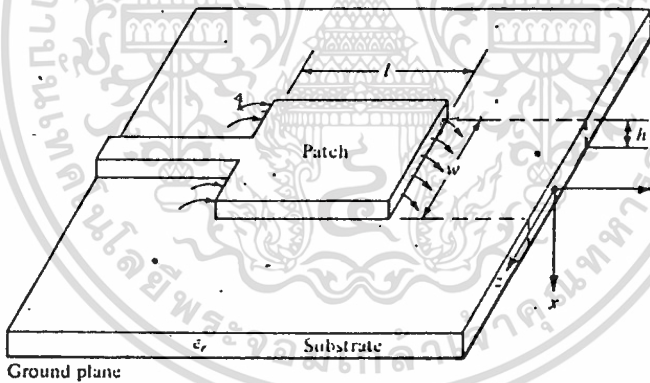
ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปนั้น เป็นสายอากาศที่สร้างจากแผ่นตัวนำที่วางอยู่บนสารไดอิเล็กตริก (dielectric) ส่วนด้านล่างจะมีแผ่นตัวนำวางรองอยู่อีกชั้น สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna) ที่สร้างขึ้นมา ทั้งแบบ อิลิเมนต์เดี่ยว (Single Element) และแบบอาร์เรย์ (Array) เพื่อทำการศึกษาถึง คุณสมบัติของรูปแบบการกระจายคลื่น (Radiation Pattern) , อัตราขยาย (Gain), VSWR , ลักษณะการโพลาไรซ์ , อัตราส่วนของแกน (Axial Ratio) , เปรียบเทียบผลของการใช้สารไดอิเล็กตริกต่างชนิดกัน และการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์ (Spacing Element) ในสายอากาศไมโครสตริป อาร์เรย์ หลังจากทำการทดลองสร้าง และ วัดคุณสมบัติต่างๆแล้ว ได้นำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกับผลจากการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีทางสายอากาศ

## บทที่ 2 ทฤษฎี

### 2.1 ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปอย่างง่าย มีโครงสร้างประกอบด้วย 3 ส่วนคือ

1. ส่วนกระจายคลื่น (Radiating Patch) เป็นแผ่นโลหะตัวนำบางๆ จะทำหน้าที่เป็นตัวกระจายคลื่น สามารถออกแบบให้มีรูปร่างต่างๆ กัน
2. ส่วนสารลึบสเตรท(Substrate) เป็นสารไดอิเล็กทริก(Dielectric) ก็ระหว่างส่วนกระจายคลื่น กับ กราวด์ สารไดอิเล็กทริกควรมีค่าเพอร์มิติวิตีสัมพัทธ์ [Relative Permittivity( $\epsilon_r$ )] สูงพอประมาณและค่าการสูญเสียแทนเจนต์(Tangent Loss) ต่ำๆ เนื่องจากจะเกิดการสูญเสียในตัวไดอิเล็กทริกเพิ่มขึ้น เมื่อความถี่สูงมาก
3. ส่วนกราวด์เพลน (Ground Plane) เป็นแผ่นโลหะตัวนำ ทำหน้าที่เป็นกราวด์ ควรมีขนาดใหญ่มาก



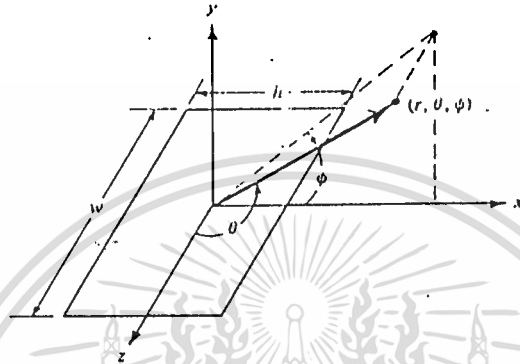
รูป 2-1 แสดงลักษณะของสายอากาศไมโครสตริป

### 2.2 การกระจายของสนาม (Radiation-Fields)

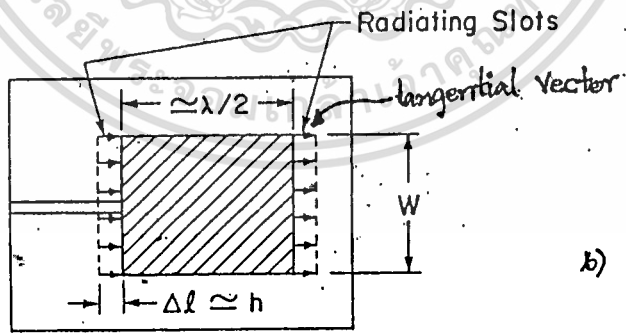
การกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปนั้น เกิดจากสนามระหว่างขอบรอบนอกของแพทช์ (Patch) กับกราวด์เพลน ที่เรียกว่า ฟริงกิงฟิลด์ (Fringing Fields) โดยพิจารณาจากรูป 2-1 และรูป 2-2 เนื่องจากสารลึบสเตรทที่มีความหนา(h) น้อยมาก จึงสมมติว่า สนามไฟฟ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามแนวความกว้าง และ ตามแนวความหนา รูปร่างของสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้น ดังแสดงในรูป 2-3

จากรูป สนามจะเปลี่ยนแปลงตามแนวความยาว(L) ซึ่งยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กทริก ( $\lambda_d/2$ ) สนามไฟฟ้าที่ปลายช่องเปิด สามารถแยกออกเป็น 2 องค์ประกอบ คือ องค์ประกอบในแนวตั้งฉาก (Normal) และองค์ประกอบในแนวขนาน

แนวสัมผัส (Tangent) โดยเทียบกับกราวด์เพลน องค์ประกอบในแนวตั้งฉากจะต่างเฟส (Out of Phase) เนื่องจากความยาวของแพทช์ ทำให้สนามระยะไกล (Far-Field) ที่เกิดจากองค์ประกอบในแนวตั้งฉาก จะหักล้างกันในทิศทางที่ตั้งฉากกับแพทช์ (Broadside Direction)



รูป 2-2 แสดงระบบแกนมุมฉากของช่องเปิด



รูป 2-3 a) แสดงสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้น จากทางด้านข้าง

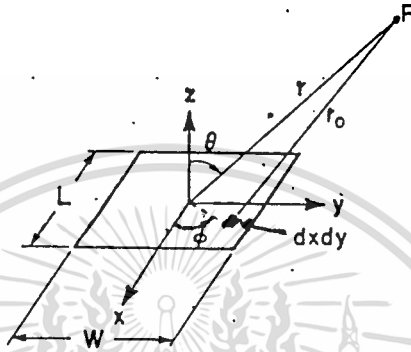
b) แสดงสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้น จากทางด้านบน

ส่วนองค์ประกอบในแนวสัมผัส จะมีเฟสเดียวกัน (In Phase) สนามผลรวมจะทำให้เกิดสนามที่ระยะไกลมีค่าสูงสุดในทิศทางที่ตั้งฉากกับผิวหน้าของแพทช์ ดังนั้น แพทช์จะสามารถแทนได้ด้วยสล롯 2 สลอต (Slot) ซึ่งเปรียบเสมือนเป็นสายอากาศอาร์เรย์กัน 2 อิลิเมนต์ (Antenna Array) ด้วยระยะห่าง  $\lambda_g/2$  ซึ่งจะถูกระตุ้น (Excited)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อผู้อื่น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3 การหาค่าสนามของสายอากาศไมโครสตริป

สมมติว่า ที่แพทช์ของสายอากาศไมโครสตริปมีแต่กระแสไฟฟ้าเท่านั้น และให้กระแสไฟฟ้าทางด้านบนและด้านล่างของผิวหน้าแพทช์เท่ากัน สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่จุด  $P(r, \theta, \phi)$  ใดๆ ภายนอกสายอากาศไมโครสตริป ดังรูป 2-4 สามารถเขียนได้เป็น



รูป 2-4 แสดงจุดใดๆ ที่ต้องการหาค่าของสนาม

$$\vec{E}^m(r) = (-j/\omega\mu\epsilon)\nabla(\nabla\cdot\vec{A}) - j\omega\vec{A} \tag{2.1}$$

$$\vec{H}^m(r) = (1/\mu)(\nabla \times \vec{A}) \tag{2.2}$$

โดยที่  $e$  : สนามเนื่องจากกระแสไฟฟ้า

$\mu$  : เฟอร์มิอิลิตี (Permeability)

$\epsilon$  : เฟอร์มิตติวิตี (Permittivity)

$\vec{A}$  : ศักย์ของเวกเตอร์แม่เหล็ก (Magnetic Vector Potential)

$$\vec{A} = (\mu/4\pi) \iint \vec{J}_m(r') [e^{-jk|r-r'|} / |r-r'|] \cdot dS' \tag{2.3}$$

โดยที่  $K$  : เวฟเนมเบอร์ในฟรีสเปซ (Free Space Wave Number)

$\vec{J}_m(r')$  : ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าที่ผิว

$r'$  : ตำแหน่งบนแหล่งกำเนิด

$r$  : ตำแหน่งที่สังเกตสนาม

โดยวิธีเดียวกันก็จะสามารถหาสนาม เนื่องจากกระแสแม่เหล็ก โดยใช้ศักย์ของเวกเตอร์ไฟฟ้า [Electric Vector Potential ( $\vec{F}$ )] ได้เป็น

$$\vec{E}^m(r) = -(\nabla \times \vec{F})/\epsilon \tag{2.4}$$

$$\vec{H}^m(r) = -(j/\omega\mu\epsilon)\nabla(\nabla\cdot\vec{F}) - j\omega\vec{F} \tag{2.5}$$

$$\vec{F}(r) = (\epsilon/4\pi) \iint \vec{M}_m(r') e^{-jk|r-r'|} \cdot dS' \tag{2.6}$$

$m$  : สนามเนื่องจากกระแสแม่เหล็ก

$\vec{M}_m$  : ความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กที่ผิว

$$\vec{E}(r) = \vec{E}^e + \vec{E}^m$$

$$\vec{E}(r) = -j \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) / \omega \mu \epsilon - j \omega \vec{A} - (\nabla \times \vec{A}) / \epsilon \tag{2.7}$$

$$\vec{H}(r) = \vec{H}^e + \vec{H}^m$$

$$\vec{H}(r) = [\nabla \times \vec{A} / \mu] - j [\nabla(\nabla \cdot \vec{F}) / (\omega \mu \epsilon)] - j \omega \vec{F} \tag{2.8}$$

ทั้งคัลล์เวกเตอร์ของไฟฟ้า และแม่เหล็ก เป็นคำตอบของสมการคลื่น

คำตอบของสมการคลื่น (WaveEquation) คือ

$$\nabla^2 \vec{A} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{A} = 0 \tag{2.9}$$

$$\nabla^2 \vec{F} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{F} = 0 \tag{2.10}$$

องค์ประกอบที่สำคัญของสนามระยะไกล คือ สนามที่ตั้งฉากกับทิศทางการเดินทางของคลื่น เมื่อพิจารณาเฉพาะกระแสไฟฟ้า สมการ (2.7) จะเขียนได้เป็น

$$\vec{E}(r) = -j \omega \vec{A} \tag{2.11}$$

และสำหรับกระแสแม่เหล็ก ในสมการ (2.8) จะเป็น

$$\vec{H}(r) = -j \omega \vec{F} \tag{2.12}$$

ในฟรีสเปซ (Free Space)  $\vec{E}(r)$  และ  $\vec{H}(r)$  สัมพันธ์กันด้วยค่า  $\eta_0$  ซึ่งเป็นอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของฟรีสเปซ มีค่าเท่ากับ 120  $\pi \Omega$

$$\vec{E}(r) / \vec{H}(r) = \eta_0 \tag{2.13}$$

การหาค่าของสนามที่ระยะไกลมีเงื่อนไขเป็น  $R > 2D^2 / \lambda_0$  โดยที่ R เป็นระยะไกล (Far Field) ที่ใช้ทดสอบสายอากาศและ D เป็นมิติที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศจากสมการ (2.3) และ (2.11) จะได้สนามไฟฟ้าที่ระยะไกลเป็น

$$\vec{E}(r) = -(j \omega \mu / 4 \pi r) e^{-j \kappa r} \iint \vec{J}(r') e^{j \kappa r' \cos \psi} dS' \tag{2.14}$$

และจากสมการ (2.6) และ (2.12) จะได้ สนามแม่เหล็กที่ระยะไกลเป็น

$$\vec{H}(r) = -(j \omega \epsilon / 4 \pi r) e^{-j \kappa r} \iint \vec{M}(r') e^{j \kappa r' \cos \psi} dS' \tag{2.15}$$

โดยที่  $\psi$  : มุมระหว่างทิศของ r กับ r'

### 2.4 การหาค่าสนามจากแหล่งกำเนิดทรงสี่เหลี่ยม

พิจารณา แผ่นกระแสไฟฟ้าทรงสี่เหลี่ยม 2 มิติ จากรูป 2-4 คัลล์เวกเตอร์ที่ระยะไกล มีค่าเป็น

$$\vec{A} = (\mu e^{-j \kappa r} / 4 \pi r) \iint (\vec{J}_x + j \vec{J}_y) e^{j \kappa (x \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi)} \tag{2.16}$$

โดยที่ L : ความยาวของแพทช์

W : ความกว้างของแพทช์

$$\vec{J}(r) = J_x(x, y) \hat{e}_x + J_y(x, y) \hat{e}_y$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ  $\hat{e}_x, \hat{e}_y$  : เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง  $\hat{x}, \hat{y}$  ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งตั้งนั้นคัลล์เวกเตอร์ของแม่เหล็กที่แยกตามแกน  $\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}$  คือเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{A}_x = (\mu e^{-jkr}/4\pi r) \iint \bar{J}_x e^{jk(x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi)} dx dy \quad (2.17)$$

$$\bar{A}_y = (\mu e^{-jkr}/4\pi r) \iint \bar{J}_y e^{jk(x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi)} dx dy \quad (2.18)$$

$$\bar{A}_z = 0 \quad (2.19)$$

ทำการแปลงเวกเตอร์จากเวกเตอร์ที่อยู่ในระบบแกนมุมฉาก (Rectangular Coordinate) ให้อยู่ในระบบทรงกลม (Spherical Coordinate) โดยใช้แมทริกซ์ (Matrix) ดังนี้

$$\begin{vmatrix} T_r \\ T_\theta \\ T_\phi \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \sin\theta \cos\phi & \sin\theta \sin\phi & \cos\theta \\ \cos\theta \cos\phi & \cos\theta \sin\phi & -\sin\theta \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{vmatrix} \quad (2.20)$$

จากสมการ (2.11) และ (2.20) สนามไฟฟ้าในระบบทรงกลมจะเป็น

$$\bar{E}\theta = -j\omega \bar{A}_x \cos\theta \cos\phi - j\omega \bar{A}_y \cos\theta \sin\phi \quad (2.21)$$

$$\bar{E}\phi = j\omega \bar{A}_x \sin\phi - j\omega \bar{A}_y \cos\phi \quad (2.22)$$

สำหรับสนามแม่เหล็กก็สามารถหาได้โดยใช้วิธีการเดียวกันกับการหาค่าสนามไฟฟ้า ดังแสดงไว้ข้างต้น

### 2.5 รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป (Radiation Pattern)

ในการวิเคราะห์โดยใช้ วิธีการจำลองสายส่ง (Transmission Line Model) และวิธีสายอากาศช่องเปิด (Aperture Method) ซึ่งเหมาะสำหรับสายอากาศไมโครสตริปทรงสี่เหลี่ยม โดยพิจารณาว่า แพทช์เป็นเสมือน ไลน์ รีโซเนเตอร์ (Line Resonator) ซึ่งสนามไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามแนวขวาง แต่สนามจะมีการเปลี่ยนแปลงในแนวความยาว ซึ่งปกติจะยาวประมาณครึ่งความยาวคลื่น การกระจายคลื่นส่วนใหญ่เกิดจากสนามที่ขอบรอบนอกของปลายช่องเปิด (Aperture) แต่ละช่องเปิดจะกระจายคลื่นที่ให้สนามเหมือนกัน ซึ่งเปรียบเสมือนเป็นไดโพลแม่เหล็ก (Magnetic Dipole) จากรูป 2-1 และ 2-2 เมื่อใช้ทฤษฎีอิมเมจ (Image Theory) ก็จะได้กระแสแม่เหล็ก ( $\bar{M}_u$ ) มีค่าเป็น

$$\bar{M}_u = 2E_0 \bar{a}_z = 2V_0 \bar{a}_z / h \quad (2.23)$$

$$\text{ที่ } -w/2 < z' < w/2, -h/2 < x' < h/2$$

โดยที่ 2 เกิดจากอิมเมจทางด้านบวกของ  $\bar{M}_u$

$V_0$  เป็นโวลเตจที่คร่อมช่องเปิด ซึ่งมีค่าคงที่ตลอดแนวความกว้าง

สนามระยะไกลที่เกิดจากช่องเปิดช่องเดียวที่ระยะ  $r$  จากจุดกำเนิดมีค่าเป็น

$$\bar{E}_\theta(\theta, \phi) \approx -(jhwkE_0 e^{-jkr}/4\pi r) \{\sin\theta(\sin X/X)(\sin Z/Z)\} \quad (2.24)$$

$$\text{เมื่อ } X = (Kh \sin\theta \cos\phi/2)$$

$$Z = (Kw \cos\theta/2)$$

$$\text{และ } \vec{E}_\theta = \vec{E}_\phi = 0$$

เมื่อรวมสนามที่เกิดจากช่องเปิดทั้งสองเข้าด้วยกัน จะได้สนามมีค่าเป็น

$$\vec{E}_\theta(\theta, \phi) \approx -(j h W K e^{-j k r} / \pi r) (\sin \theta (\sin X / X) (\sin Z / Z)) \cos Y \quad (2.25)$$

$$Y = (K l \sin \theta \sin \phi / 2)$$

สำหรับสายอากาศที่มีความหนาน้อยๆ ( $h \ll \lambda$ ) สมการ(2.25) จะลดรูปเป็น

$$\vec{E}_\theta(\theta, \phi) \approx -j 2 V_0 e^{-j k r} / \pi r [\sin \theta (\sin Z / \cos \theta) \cos Y] \quad (2.26)$$

ส่วนที่อยู่นอกวงเล็บเป็น อิลิเมนต์-แฟคเตอร์ (Element Factor) ส่วนที่อยู่ในวงเล็บเป็น สเปซ-แฟคเตอร์ (Space Factor) ซึ่งสนามจะเป็นไปตามกฎแพทเทิร์นมัลติplikیشن (Pattern Multiplication)

$$\text{สนามทั้งหมด} = [\text{อิลิเมนต์-แฟคเตอร์}] \times [\text{สเปซ-แฟคเตอร์}] \quad (2.27)$$

สำหรับสนามไฟฟ้าในระนาบ E (E-Plane) จะพิจารณาที่มุม  $\theta = \pi/2$

เมื่อทำการนอร์มัลไลซ์ (Normalized) แล้วจะได้

$$\vec{E}_\theta(\theta = \pi/2) = \cos(K l \sin \phi / 2) \quad ; \quad [\sin(\theta) / \theta = 1] \quad (2.28)$$

และสนามไฟฟ้าที่อยู่ในระนาบ H (H-Plane) จะพิจารณาที่มุม  $\phi = \pi$

เมื่อทำการนอร์มัลไลซ์แล้ว จะได้

$$\vec{E}_\theta(\phi = \pi) = \sin \theta \sin(K W \cos \theta / 2) / \cos \theta \quad (2.29)$$

ดังนั้นสมการ(2.28) และ (2.29) เป็นสมการของรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปตัวเดียว โดยมีระนาบทั้งสองตั้งฉากกัน

## 2.6 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ (Parameter) ของสายอากาศไมโครสตริป

### 2.6.1 พลังงานที่กระจาย (Radiating Power)

หาได้โดยการอินทิเกรต (Integrate) ส่วนจริงของพอยน์ติง เวกเตอร์ (Poynting Vector) รอบช่องเปิดที่กระจายคลื่น

$$P_r = (1/2) \iint_{\Omega} |\vec{E} \times \vec{H}^*| \cdot d\vec{s} \quad (2.30)$$

สำหรับสายอากาศไมโครสตริปที่มี E ตั้งฉาก และ H ที่สัมผัสกับแพทช์ และมี  $h \ll \lambda$

$$P_r = V_0^2 I_1 / 240 \pi^2 \quad (2.31)$$

$$I_1 = \int_0^\pi \sin^2(K W \cos \theta / 2) \tan^2 \theta \sin \theta d\theta \quad (2.32)$$

### 2.6.2 พลังงานที่เปลี่ยนรูป (Dissipate Power)

จะประกอบไปด้วย การสูญเสียในตัวนำ [Conductor Loss ( $P_c$ )] และการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริก [Dielectric Loss ( $P_d$ )]

$P_c$  หาได้จาก  $I^2 R$  ซึ่งสัมพันธ์กับการอินทิเกรตรอบพื้นที่ของแพทช์ และ

$$P_{\text{rad}} = R_{\text{rad}} \iint_{\Omega} (\vec{J} \cdot \vec{J}^*) d\Omega \quad (2.33)$$

โดยที่  $R_{\text{rad}}$  เป็นส่วนจริงของอิมพีแดนซ์ที่ผิว

$P_{\text{rad}}$  หาได้จาก การอินทิเกรตสนามไฟฟ้าภายในคาวิตี (Cavity) ของสายอากาศไมโครสตริป รอบปริมาตร

$$P_{\text{rad}} = (\omega \epsilon'' / 2) \iiint_V |\vec{E}|^2 dV \quad (2.34)$$

โดยที่  $\epsilon''$  เป็นส่วนจินตภาพของเพอร์มิตติวิตี.

### 2.6.3 พลังงานที่ถูกเก็บสะสม (Stored Energy)

ในช่วงเวลาเฉลี่ย พลังงานไฟฟ้า และ แม่เหล็กที่ถูกเก็บในคาวิตี จะมีค่าเท่ากัน ที่ความถี่รีโซแนนซ์

$$W_{\text{e}} = W_{\text{e}} + W_{\text{m}} = \iiint_V (\epsilon |\vec{E}|^2 + \mu |\vec{H}|^2) dV \quad (2.35)$$

ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$W_{\text{e}} = (1/2) \epsilon h \iint_{\Omega} E^2 d\Omega \quad (2.36)$$

### 2.6.4 อินพุทอิมพีแดนซ์ และแอดมิตแตนซ์ (Input Impedance and Admittance)

สายอากาศทุกชนิด จำเป็นต้องทำให้แมทซ์กับสายป้อนสัญญาณ จึงต้องคำนวณหาอินพุทอิมพีแดนซ์ สายอากาศไมโครสตริป สามารถป้อนสัญญาณ โดยใช้สายโคแอกเซียล (Coaxial) หรือใช้ไมโครสตริป สำหรับการป้อนสัญญาณแบบโคแอกเซียล สามารถคำนวณหาพลังงานขาเข้าได้จาก

$$P_{\text{in}}^c = - \iiint_V \vec{E} \cdot \vec{J}^* dV \quad (2.37)$$

โดยที่  $c$  เป็นการป้อนสัญญาณโดยสายโคแอกเซียล

เมื่อสายอากาศไมโครสตริปบางมาก และกระแสในสายโคแอกเซียล อยู่ในทิศทาง  $z$  สมการ (2.37) จะเป็น

$$P_{\text{in}}^c = - \int_0^h \vec{E}(x_0, y_0) I^*(z') dz' \quad (2.38)$$

โดยที่  $(x_0, y_0)$  เป็นตำแหน่งป้อนสัญญาณ

ดังนั้น อินพุทอิมพีแดนซ์ สามารถหาได้จากความสัมพันธ์  $P_{\text{in}} = |I_{\text{in}}|^2 / Z_{\text{in}}$

$$Z_{\text{in}} = (P_{\text{in}}^c / I_{\text{in}}^2) = V_{\text{in}} / I_{\text{in}} \quad (2.39)$$

$$= h \vec{E}(x_0, y_0) / I_{\text{in}} \quad (2.40)$$

ส่วนสายอากาศไมโครสตริป ที่ใช้ไมโครสตริปป้อนสัญญาณ พลังงานขาเข้าจะเป็น

$$P_{\text{in}}^m = \iiint_V \vec{H}^* I_{\text{in}} dV \quad (2.41)$$

โดยที่  $I_{\text{in}}$  เป็นความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก

$m$  เป็นการป้อนสัญญาณโดยใช้ไมโครสตริป

ดังนั้น อินพุทแอดมิตแตนซ์ เป็น

$$Y_{\text{in}} = (1/V_{\text{in}}^2) \int_0^h \vec{H}(x_1, y_1) \cdot \vec{V}(1) d1 \quad (2.42)$$



โดยที่  $W'$  เป็นความกว้างของตัวนำไมโครสตริบ

$V(1)$  เป็นโวลเตจระหว่างแพทช์กับกราวด์เพลน

สำหรับไมโครสตริบที่มีขนาดแคบๆ  $V(1)$  มีค่าใกล้เคียงกับ  $V_{1n}$  ถ้า  $h$  มีค่าน้อยๆ กระแสที่เข้าสู่สายอากาศ  $I_{1n} = WH(x_1, y_1)$  ดังนี้

$$Y_{1n} = (I_{1n}/V_{1n})^2 \tag{2.43}$$

สำหรับความต้านทานการกระจายคลื่น (Radiation Resistance) จาก (2.31) และ (2.32)

$$R_r = V_o^2/2P_r = 120W^2/I_1 \tag{2.44}$$

$$\text{ที่ } W \ll \lambda_o, R_r \approx 90R^2/W^2 \tag{2.45}$$

$$W \gg \lambda_o, R_r \approx 120R^2/W^2 \tag{2.46}$$

ในกรณีหลัง ความต้านทานการกระจายคลื่น ต่อหน่วยความยาว ของแต่ละช่องเปิดมีค่าเป็น

$$R_r = 120\lambda_o \Omega \tag{2.47}$$

เพื่อที่จะทำให้ง่ายขึ้น สำหรับสายอากาศที่มีความหนาน้อยๆ

$$R_r = 120\lambda_o [1 - (Kh)^2/24] \tag{2.48}$$

นอร์มัลไลซ์ ไลน์ เอ็กเทนชัน (Normalized Line Extension)

$$\Delta l/h = 0.412h(\epsilon_{eff} + 0.3)(W/h + 0.264) / [(\epsilon_{eff} + 0.258)(W/h + 0.8)] \tag{2.49}$$

เอฟเฟกทีฟไดอิเล็กทริกคอนสแตนท์ (Effective Dielectric Constant)

$$\epsilon_{eff} = (\epsilon_r + 1)/2 + \{(\epsilon_r - 1)/2[1 + (12h/W)^{1/2}]\} \tag{2.50}$$

ค่าซัสเซ็ปแตนซ์ (Susceptance) ของแต่ละช่องเปิด ซึ่งจะแทนด้วยค่าคาปาซิแตนซ์ (Capacitance) มีค่าเป็น

$$C = \Delta l(\epsilon_{eff})^{1/2}/cZ_o \tag{2.51}$$

โดยที่  $c$  เป็นความเร็วแสง

$Z_o$  เป็นค่าแรมป์เตอริสติก อิมพีแดนซ์ของไมโครสตริบไลน์

อินพุทแอดมิตแตนซ์ของส่วนกระจายคลื่นเป็น

$$Y_{1n} = G + jB + Y_o \{G + j(B + Y_o \tan \beta l)\} / \{Y_o + j(G + jB) \tan \beta l\} \tag{2.52}$$

โดยที่  $G = 1/R_r$

$$B = K \Delta l (\epsilon_{eff})^{1/2} / Z_o$$

$\beta$  เป็นค่าคงที่ของการแพร่กระจายคลื่น (Propagation constant)

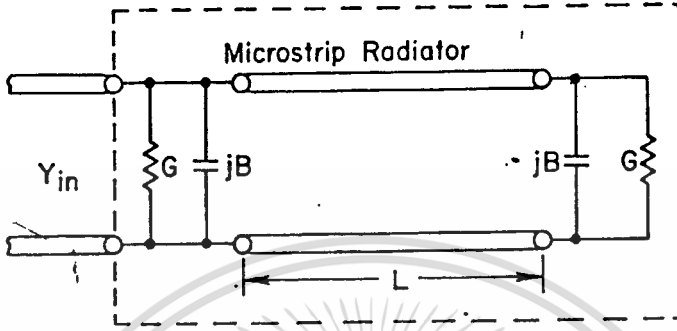
$$\beta = 2\pi(\epsilon_{eff})^{1/2} / \lambda$$

ค่าต่างๆ ของแบบจำลอง ดังแสดงในรูป 2-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
จากรูป 2-5 สายอากาศไมโครสตริบ สามารถแทนได้ด้วย ค่าแอดมิตแตนซ์  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2 ค่าที่ต่อกันด้วยสายส่ง ที่ความถี่รีโซแนนซ์ส่วนจินตภาพของอินพุทแอดมิตแตนซ์ เท่ากับ 0 ดังนั้น ความถี่รีโซแนนซ์ของส่วนกระจายคลื่น สามารถหาได้จาก

$$\tan \beta l = 2Y_0 B / (B^2 + G^2 - Y^2) \quad (2.53)$$



รูป 2-5 แสดงวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริป ส่วนอินพุท แอดมิตแตนซ์ ที่ตำแหน่งป้อนโคจร มีค่าเป็น

$$Y_{in}(z) = 2G / [\cos^2(\beta z) + (G^2 + B^2 \sin^2(\beta z) / Y_0^2 - B \sin(2\beta z) / Y_0] \quad (2.54)$$

โดยที่  $z$  เป็นระยะจากขอบของแพทช์ ไปยังตำแหน่งป้อน ที่  $G/Y_0 \ll 1$  และ

$$B/Y_0 \ll 1$$

$$Y_{in}(z) = 2G / \cos^2(\beta z) \quad (2.55)$$

ซึ่งสามารถหาค่าได้ทุกที่ ที่ยกเว้นที่  $\beta z = \pi/2$

### 2.6.5 ตัวประกอบคุณภาพและการสูญเสีย (Quality Factor And Loss)

ตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_f$ ) ของสายอากาศ มีความสัมพันธ์กับ ความต้านทานการกระจายคลื่น และสามารถหาค่าได้จาก

$$Q_f = 2\pi f_r W_c / P_r \quad (2.56)$$

$$W_c = \epsilon_0 \epsilon_r E^2 \times hLW/4 \quad (2.57)$$

$$Q_f = c(\epsilon_r)^{1/2} / 4f_r h \quad (2.58)$$

ความต้านทานสมมูล สำหรับการสูญเสียในตัวนำ ( $R_e$ ) และในไดอิเล็กตริก ( $R_d$ ) จะเป็น

$$R_e = 0.0027(f_r)^{1/2} LQ_f^2 \quad (2.59)$$

$$R_d = 30 \tan \delta h \lambda Q_f^2 / LW \epsilon_r \quad (2.60)$$

โดยที่  $\tan \delta$  เป็นการสูญเสียแทนเจนต์ (Tangent Loss)

$f_r$  มีหน่วยเป็น GHz

ตัวประกอบคุณภาพรวม ( $Q_t$ ) จะมีค่าเป็น

$$Q_t = 2Q_f R_e / R_r \quad (2.61)$$

2.6.6 แบนวิด (Bandwidth)

โดยปกติ จะคิดแบนวิดที่ค่า  $V_{SWR} < 2$  สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$BW = 1/[Q_c(2)^{1/2}] \tag{2.62}$$

จะเห็นว่า การเพิ่มแบนวิด สามารถทำได้โดยการเพิ่มความหนาของสลิปสเตรท แต่วิธีนี้ไม่นิยมใช้กัน

2.6.7 บีมวิด (Beamwidth)

บีมวิด จะคิดระหว่างมุมที่พลังงานที่รับได้ลดลงครึ่งหนึ่ง (Half Power Beam Width) หรือที่ค่าของสนามลดลง 1/2 ของค่าที่มากที่สุดที่รับได้ จะประมาณค่าได้จาก

$$\theta_{BH} = 2\cos^{-1} |1/(2+KW)|^{1/2} \tag{2.63}$$

$$\theta_{BE} = 2\cos^{-1} |7.03/(3K^2L^2+K^2h^2)|^{1/2} \tag{2.64}$$

โดยที่  $\theta_{BH}$  และ  $\theta_{BE}$  เป็นบีมวิดที่พลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง (HPBW) ในระนาบ H (H-Plane) และระนาบ E (E-Plane) ตามลำดับ จากสมการจะเห็นว่า บีมวิดของสายอากาศไมโครสตริปอีลีเมนต์เดียวจะแปรผกผันกับ ขนาดของสายอากาศ

2.7 การบ่อนสัญญาณให้แก่สายอากาศไมโครสตริป

สามารถบ่อนสัญญาณได้ 2 วิธี คือ

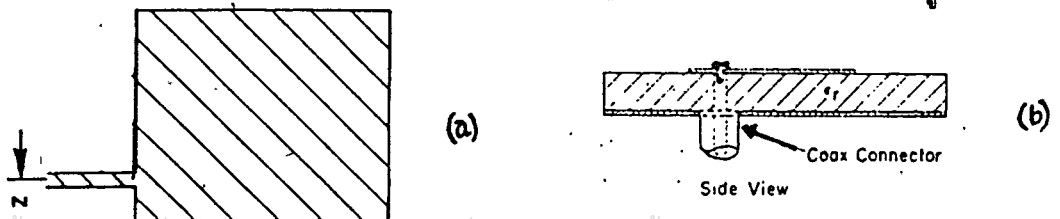
2.7.1 ไมโครสตริป

ตำแหน่งของจุดบ่อนสัญญาณจะถูกกำหนด โดยโหมด (Mode) ของคลื่นที่ใช้ ถ้าต้องการให้สายอากาศรีโซแนนซ์เฉพาะ โดมินันท์โหมด (Dominant Mode) จะต้องปรับสายไมโครสตริปไปที่ขอบแพทช์ เพื่อหาจุดที่แมทซ์กับ อินพุทอิมพีแดนซ์ของตัวสายอากาศ

การเปลี่ยนแปลงตำแหน่งบ่อนสัญญาณจะมีผลทำให้ ความถี่รีโซแนนซ์ และรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งอาจจะชดเชยได้โดยการเปลี่ยนแปลงขนาดของแพทช์เล็กน้อย

2.7.2 โคแอกเซียล

โดยทั่วไป มักจะใช้โคแอกเซียลชนิด N ต่อเข้าทางด้านหลังของสายอากาศ ตัวนำของโคแอกเซียลจะต่อกับแพทช์ จุดที่ต่อจะเป็นตัวปรับอินพุทอิมพีแดนซ์ ส่วนกราวนด์ของโคแอกเซียลจะต่อกับกราวนด์เพลน ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของจุดต่อ จะมีผลเช่นเดียวกันกับการใช้ไมโครสตริป บ่อนสัญญาณ การบ่อนสัญญาณทั้ง 2 แบบ ดังแสดงในรูป 2-6



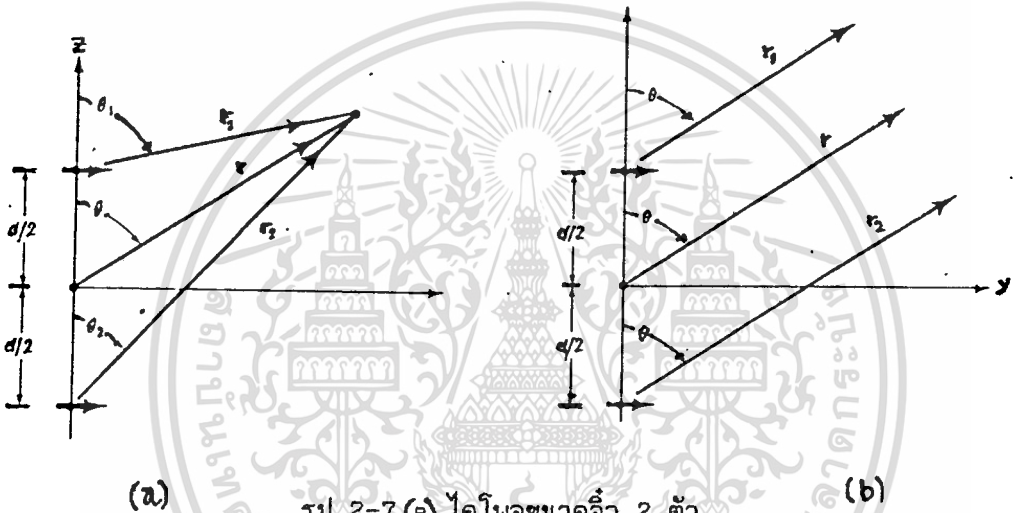
รูป 2-6 แสดงลักษณะการบ่อนสัญญาณ (a) โดยไมโครสตริป (b) โดยโคแอกเซียล

## 2.8 สายอากาศไมโครสตริปอาร์เรย์ (Microstrip Antenna Array)

สายอากาศไมโครสตริปแบบอิลิเมนต์เดี่ยว มักมีอัตราขยายต่ำและมีมิตกว้าง เมื่อต้องการให้มี อัตราขยายสูงขึ้น และมีมิตแคบลง จึงต้องนำเอาสายอากาศมากกว่าหนึ่งอิลิเมนต์มาจัดวางเรียงกันเป็นอาร์เรย์

### 2.8.1 สายอากาศอาร์เรย์ 2 อิลิเมนต์

สมมติให้ สายอากาศเป็นไดโพล ตามแนวอนขนาดจิ๋ว (Infinitesimal Horizontal Dipoles) วางอยู่ตามแนวแกน z ดังรูป 2-7 สนามเนื่องจากสายอากาศทั้งคู่ เป็นผลรวมของสนามที่แต่ละตัวกระจายคลื่นออกมา



รูป 2-7 (a) ไดโพลขนาดจิ๋ว 2 ตัว  
(b) สนามระยะไกลที่สังเกต

ในระนาบ y-z จะได้สนามเป็น

$$\begin{aligned} \vec{E}_c &= \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \\ \vec{E}_c &= \vec{E}_0 (j\eta k l_0 / 4\pi) \{ e^{-j[kr - (\beta/2)]} \cos\theta_1 / r_1 \\ &\quad + e^{-j[kr - (\beta/2)]} \cos\theta_2 / r_2 \} \end{aligned} \quad (2.65)$$

โดยที่  $\beta$  เป็นเฟสที่กระต้นของแต่ละอิลิเมนต์

จากรูป 2-7b สมมติให้ที่จุดสังเกต

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

สำหรับการเปลี่ยนแปลงของเฟสของสัญญาณ

$$\begin{aligned} r_1 &= r - d \cos\theta / 2 \\ r_2 &= r + d \cos\theta / 2 \end{aligned} \quad (2.66)$$

สำหรับการเปลี่ยนแปลงของขนาดของสัญญาณ

$$r_1 \approx r_2 \approx r$$

ดังนั้นสมการ (2.65) จะกลายเป็น

$$\vec{E}_c = \vec{E}_0 (j\eta k l_0 / 4\pi) e^{-jkr} \cos\theta / 4\pi r$$

$$[e^{j(Kd\cos\theta + \beta)/2} + e^{-j(Kd\cos\theta + \beta)/2}]$$

$$\bar{E}_c = E_0(j\eta K I_0 l e^{-j\alpha r} \cos\theta / 4\pi r) 2\cos[(Kd\cos\theta + \beta)/2] \quad (2.67)$$

จะเห็นได้ว่า สนามรวมของอาร์เรย์ จะเท่ากับ สนามของอิลิเมนต์เดี่ยวที่วางอยู่ที่จุดกำเนิด คูณกับอาร์เรย์แฟคเตอร์ [Array Factor(AF)] ดังนั้น สายอากาศที่อาร์เรย์กัน 2 อิลิเมนต์โดยที่ขนาดของสัญญาณที่ป้อนมีค่าคงที่ จะได้ค่า อาร์เรย์ แฟคเตอร์ของ 2 อิลิเมนต์มีค่าเป็น

$$AF = 2\cos[(Kd\cos\theta + \beta)/2] \quad (2.68)$$

ซึ่งเมื่อทำการนอร์มัลไลซ์ ก็จะได้ อาร์เรย์ แฟคเตอร์ เป็น

$$(AF)_n = \cos[(Kd\cos\theta + \beta)/2] \quad (2.69)$$

ซึ่งแต่ละอาร์เรย์แฟคเตอร์ จะขึ้นกับ จำนวน รูปทรง ระยะห่าง (Spacing) ขนาด และ เฟสที่ใช้กระตุ้น ของแต่ละอิลิเมนต์

จากดังกล่าวข้างต้น จะได้ว่า สนามรวมได้มาจาก สนามของอิลิเมนต์เดี่ยวที่จุดอ้างอิง ซึ่งโดยปกติแล้ว มักจะเป็นจุดกำเนิด คูณกับ อาร์เรย์แฟคเตอร์ ซึ่งตรงตามกฎแพทเทอร์น มัลติพลีเคชัน

$$\bar{E}(\text{รวม}) = \bar{E}(\text{ของอิลิเมนต์เดี่ยวที่จุดอ้างอิง}) \times AF \quad (2.70)$$

### 2.8.2 สายอากาศไมโครสตริป ลิเนียร์ อาร์เรย์ ขนาด N อิลิเมนต์

จากหลักการของสายอากาศไดโพล อาร์เรย์ ในหัวข้อ 2.8.1 ซึ่งจะนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศไมโครสตริป อาร์เรย์ โดยจะพิจารณา อาร์เรย์แฟคเตอร์เหมือนกัน แต่ต่างกันที่สนามของสายอากาศอิลิเมนต์เดี่ยว ที่จุดอ้างอิง ในสมการ (2.70)

ให้สายอากาศไมโครสตริปทุกอิลิเมนต์เหมือนกัน วางด้วยระยะห่างเท่ากัน

(d) ให้ขนาด และ เฟสที่กระตุ้นสัญญาณ (B) ในแต่ละอิลิเมนต์มีค่าเท่ากัน (Uniform Amplitude and Spacing) โดยพิจารณาว่าสายอากาศไมโครสตริปแต่ละอิลิเมนต์

เป็นจุดกำเนิดคลื่น(Point Source) โดยแต่ละตัวจะให้สนามดังสมการ (2.28) และ

(2.29) ดังรูป 2-8

จะมีอาร์เรย์แฟคเตอร์ เป็น

$$AF = 1 + e^{j(Kd\cos\theta + \beta)} + e^{2j(Kd\cos\theta + \beta)} + \dots + \dots + e^{jN(Kd\cos\theta + \beta)} \quad (2.71)$$

$$AF = \sum_{i=0}^N e^{j(i-1)\psi} \quad (2.72)$$

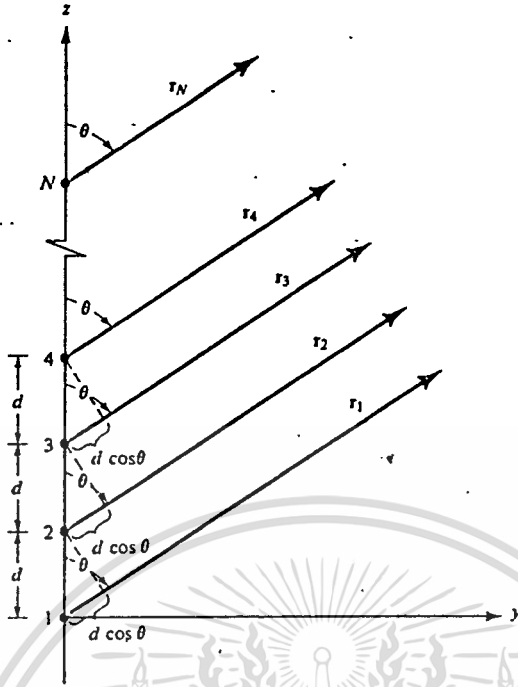
โดยที่  $\psi = Kd\cos\theta + \beta$

แปลงรูปสมการ (2.72) ใหม่ได้เป็น

$$AF = e^{j[(N-1)\psi/2]} \sin(N\psi/2) / \sin(\psi/2) \quad (2.73)$$

ถ้าจุดอ้างอิง อยู่ที่ กลางอาร์เรย์ สมการ (2.73) จะลดรูปลงเป็น

$$AF = \sin(N\psi/2) / \sin(\psi/2) \quad (2.74)$$



รูป 2-8 แสดงสายอากาศ ลิเนียร์ อาร์เรย์  
ทำนอร์มัลไลซ์ เพื่อให้ค่ามากที่สุดเท่ากับ 1 จะได้

$$(AF)_n = (1/N) \sin(N\psi/2) / \sin(\psi/2) \quad (2.75)$$

ที่  $\psi$  มีค่าน้อยๆ และ ให้  $\rho = 0$

$$(AF)_n = \sin(N\psi/2) / (N\psi/2) \\ = \sin[N(Kd \cos \theta + \rho)/2] / [N(Kd \cos \theta + \rho)/2] \quad (2.76)$$

ดังนั้น เมื่อนำกฎแพทเทอร์น มัลติพลีเคชัน มาใช้ สำหรับสายอากาศลิเนียร์  
ไมโครสตริป อาร์เรย์ และจากสมการ (2.28) จะได้

$$\bar{E}_\theta(\theta, \phi) = \cos(KL \sin \phi / 2) \sin[N(Kd \cos \theta + \rho) / 2] \\ / [N(Kd \cos \theta + \rho) / 2] \quad (2.77)$$

สำหรับระนาบ E พิจารณาที่มุม  $\theta = \pi/2$  ทำการนอร์มัลไลซ์แล้ว จะได้

$$\bar{E}_\theta(\theta = \pi/2) = \cos(KL \sin \phi / 2) \quad (2.78)$$

ซึ่งมีค่าเท่ากับสมการ (2.28) แสดงว่าระนาบ E ไม่ขึ้นกับอาร์เรย์แพคเตอร์

สำหรับระนาบ H และ จากสมการ (2.29) โดยพิจารณาที่มุม  $\phi = \pi$  เมื่อ  
ทำการนอร์มัลไลซ์แล้ว จะได้

$$\bar{E}_\theta(\phi = \pi) = \sin \theta \sin(KW \cos \theta) \sin(NKd \cos \theta / 2) / \\ (\cos \theta NKd \cos \theta / 2) \quad (2.79)$$

ดังนั้น สมการ (2.78) และ (2.79) เป็นสมการรูปแบบการกระจายคลื่น

ของสายอากาศไมโครสตริป ลิเนียร์ อาร์เรย์ ในระนาบ E และ ระนาบ H ตามลำดับ

ในรูป 2-9

การหา Nulls ของอาร์เรย์ แพลคเตอร์ จากสมการ (2.75) หรือ (2.76) เศษจะมีค่าเป็น 0 นั่นคือ

$$\sin(N\psi/2) = 0 \quad ; \Rightarrow \quad N\psi/2(\theta=\theta_n) = \pm n\pi \quad (2.80)$$

$$\theta_n = \cos^{-1}[\lambda(-\beta \pm 2n\pi/N)/2\pi d] \quad (2.81)$$

$$n = 1, 2, 3, \dots \neq N, 2N, 3N, \dots$$

ดังนั้น Nulls ที่เกิดขึ้น จะขึ้นอยู่กับ ระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์ (d) กับ เฟสที่กระตุ้น ( $\beta$ )

ถ้าค่า  $n = N, 2N, 3N$  จาก (2.75) จะทำให้อาร์เรย์มีค่ามากที่สุด ซึ่งอยู่ในรูป  $\sin(0)/0$  ดังนั้นค่าที่มากที่สุดของอาร์เรย์ จะเกิดขึ้นเมื่อ

$$\psi/2(\theta=\theta_m) = (Kd\cos\theta + \beta)/2 = \pm m\pi \quad (2.82)$$

$$\theta_m = \cos^{-1}[\lambda(-\beta \pm 2m\pi)/2\pi d] \quad (2.83)$$

ค่าอาร์เรย์แพลคเตอร์ ของ (2.76) จะมีค่ามากที่สุดเพียงค่าเดียว และจะเกิดเมื่อ  $m=0$

$$\theta_m = \cos^{-1}(\lambda\beta/2\pi d) \quad (2.84)$$

คือ มุมที่ สังเกตสนามที่ทำให้  $\psi=0$

### 2.8.3 บรอดไซด์ อาร์เรย์ (Broadside Array)

ในการประยุกต์ใช้งาน สายอากาศบางชนิด เช่น สายอากาศไมโครสตริป อาร์เรย์ ซึ่งต้องการให้กระจายคลื่นออกมากที่สุด ในทิศทางที่ตั้งฉากกับแกนของอาร์เรย์ (Broadside)

จากสมการ (2.75) และ (2.76) ค่าของอาร์เรย์แพลคเตอร์ ที่มากที่สุดจะเกิดขึ้นเมื่อ

$$\psi = Kd\cos\theta + \beta = 0 \quad (2.85)$$

แต่ถ้าต้องการให้ การกระจายคลื่นมากที่สุด ในทิศ  $\theta=90^\circ$  แล้ว

$$\psi = \beta = 0 \quad (2.86)$$

ดังนั้น ถ้าต้องการให้การกระจายคลื่นที่แรงที่สุดของ สายอากาศไมโครสตริป อาร์เรย์ ในทิศ บรอดไซด์ แล้ว สายอากาศทุกอิลิเมนต์ จะต้องกระตุ้นด้วยเฟส และขนาดสัญญาณ (Phase And Amplitude Excitation) เท่ากัน เพื่อที่จะให้แน่ใจว่าการกระจายคลื่นจะไม่เกิดมากในทิศทางอื่น ระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์ จะต้องไม่เท่ากับค่าคงที่ คูณกับความยาวคลื่น ( $d \neq n\lambda$  ;  $n = 1, 2, 3, \dots$ )

### 2.8.4 ไตเร็คทิวิตี ของสายอากาศไมโครสตริป อาร์เรย์ (Directivity)

จากเงื่อนไขการเป็น บรอดไซด์ ของสายอากาศไมโครสตริป อาร์เรย์ ในสมการ (2.86) จะได้อาร์เรย์แพลคเตอร์ ที่  $d \ll \lambda$  เป็น

$$(AF)_n \approx [\sin(NKd\cos\theta/2)]/[NKd\cos\theta/2] \quad (2.87)$$

ความเข้มของการกระจายคลื่น [Radiation Intensity (U)] มีค่าเป็น

$$U_o(\theta) = (AF)_n^2 = \sin(Z)/(Z) \quad (2.88)$$

โดยที่  $Z = (NKd\cos\theta)/2$

$$U_{max} = 1 \text{ ที่ } \theta = 90^\circ$$

$$U_o(\theta) = (1/2) \int [\sin(Z)/Z]^2 \sin\theta \, d\theta \quad (2.89)$$

$$U_o(\theta) \approx \pi/NKd \quad (2.90)$$

ดังนั้น ค่าไดเรคทิวิตี มีค่าเป็น

$$D_o = U_{max}/U_o \approx NKd/\pi = 2N(d/\lambda) \quad (2.91)$$

### 2.8.5 บีมวิดของอาร์เรย์ แฟคเตอร์ [Half Power Beamwidth ( $\theta_H$ )]

ความกว้างของมุมที่พลังงาน ซึ่งสายอากาศรับได้ ลดลง 3 dB สำหรับอาร์เรย์ แฟคเตอร์ สมการ (2.76) เกิดขึ้นเมื่อ

$$N\pi/2 = N(Kd\cos\theta + \pi)/2 = +1.391 \quad (2.92)$$

$$\theta_H = \cos^{-1}(1.391\lambda/\pi Nd) \quad (2.93)$$

(จากค่า  $\sin(X)/X=1$  ; เมื่อ  $X=0$ )

ดังนั้นจุด HPWF ( $\theta_H$ ) หาได้จากค่าระหว่าง มุมที่กระจายคลื่นได้มากที่สุด ( $\theta_m$ ) กับ มุมที่พลังงานลดลง 3 dB ( $\theta_H$ ) ดังรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศ จะสมมาตรกัน จะได้ บีมวิดของอาร์เรย์ แฟคเตอร์เป็น

$$\theta_H = 2|\theta_m - \theta_H| \quad (2.94)$$

$$\theta_H = 2|\pi/2 - \cos^{-1}(1.391\lambda/\pi Nd)| \quad (2.95)$$

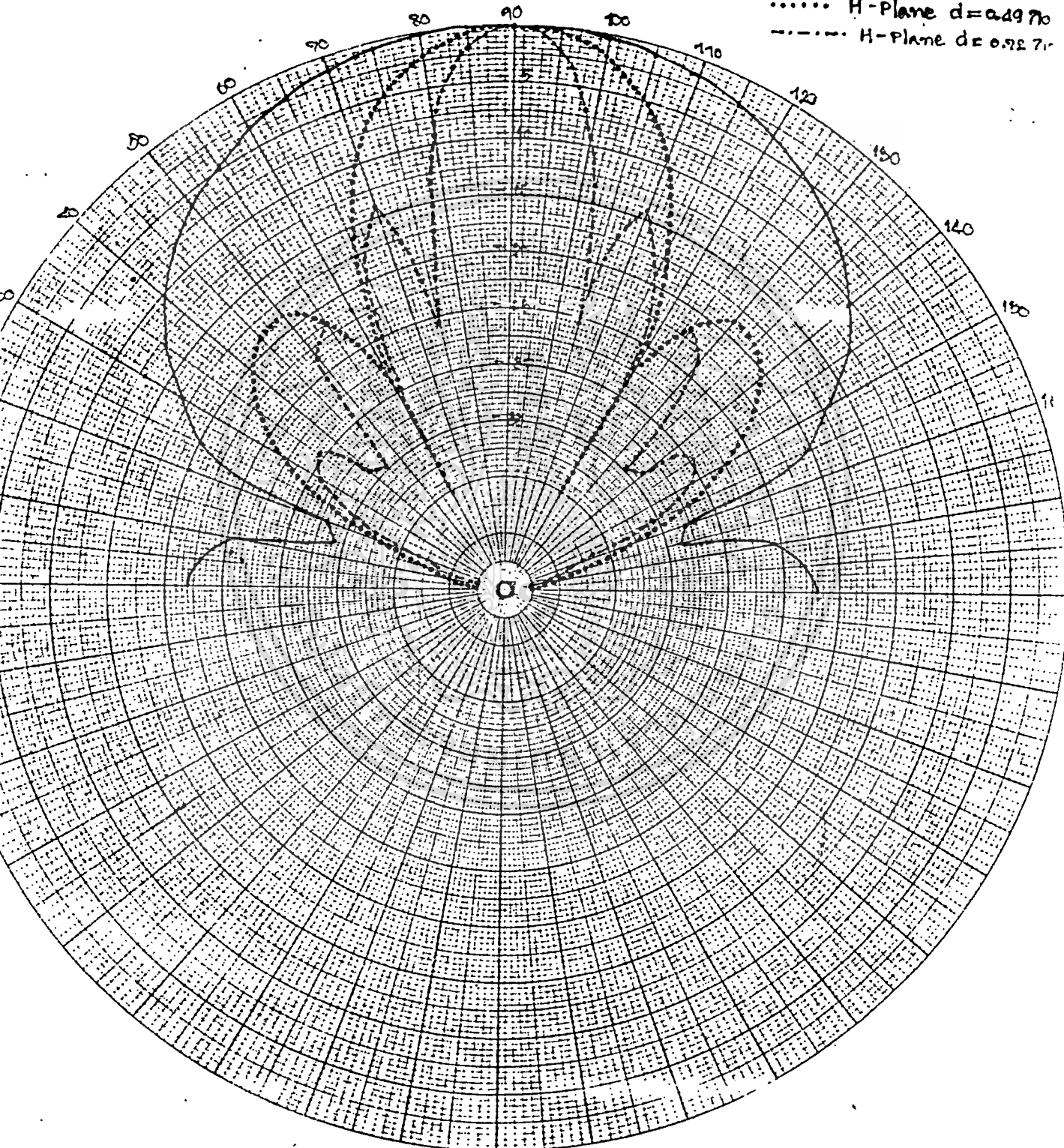
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING

ANTENNA TYPE Microstrip Antenna Array DATE .....

Theory

FREQUENCY ..... PLANE OF PATTERN .....

- E-Plane.
- ..... H-Plane  $d = 0.497\lambda$
- - - - H-Plane  $d = 0.727\lambda$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ารูป 2-9 แสดงรูปแบบการกระจายคลื่นทางทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริบ อาร์เรย์ ให้นำไปใช้

### บทที่ 3

#### การออกแบบและสร้าง

ในการออกแบบสร้างสายอากาศ ไมโครสตริปนั้นได้จัดสร้างทั้งแบบ อิลิเมนต์เดี่ยว และแบบอาร์เรย์ โดยมีจุดประสงค์ดังกล่าวมาแล้วข้างต้น ซึ่งสายอากาศที่ได้ออกแบบสร้างทุกตัวได้เลือกใช้ ความถี่ (f) เท่ากับ 7.35 GHz และสร้างเป็นแบบ ลิเนียร์โพลารไรซ์

$$\begin{aligned} \text{ความยาวคลื่นในอากาศ}(\lambda_0) &= \text{ความเร็วแสง}(c)/\text{ความถี่}(f) & (3.1) \\ &= 4.08 \text{ ซม.} \end{aligned}$$

โดย  $c \approx 3 \times 10^{10}$  ซม./วินาที

$$\text{ความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กตริก} (\lambda_d) = \lambda_0 / (\epsilon_r)^{1/2} \quad (3.2)$$

#### 3.1 สายอากาศไมโครสตริป อิลิเมนต์เดี่ยว ทรงสี่เหลี่ยมจัตุรัส

##### 3.1.1 สายอากาศ A

- 1) สารฉนวนเป็นเบกาไลต์ (Bekalite)

มีค่า  $\epsilon_r \approx 4.75$

การสูญเสียแทนเจนต์  $\approx 0.013$

ความหนา (h)  $\approx 0.18$  ซม.

- 2) จากสมการ (3.2) จะได้ความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กตริก

$$\lambda_d \approx 1.87 \text{ ซม.}$$

- 3) ขนาดของแพทช์ เท่ากับ ครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กตริก

$$\text{ความกว้าง} (W) = 0.49\lambda_d \approx 0.916 \text{ ซม.}$$

$$\text{ความยาว} (L) = 0.49\lambda_d \approx 0.916 \text{ ซม.}$$

- 4) ปรับอินพุทอิมพีแดนซ์ให้มีค่า 100 Ω โดยปรับตำแหน่งบ่อนสัญญาณจาก

$$R_{in} \approx \{ (120\lambda_0)^2 + [377/W(\epsilon_r)^{1/2}] [\tan^2 \beta L] \} / (240W\lambda_0) (1 + \tan^2 \beta L)$$

$$\text{โดยที่ } \beta = 2\pi/\lambda_d \quad (3.3)$$

ระยะจากขอบแพทช์ไปยังจุดบ่อนสัญญาณ (l) = 0.139λ<sub>d</sub> ≈ 0.26 ซม.

- 5) การบ่อนสัญญาณโดยใช้โคแอกเซียลแข็ง (Rigid Coaxial) บ่อนสัญญาณ

- 6) ขนาดของแผ่นกราวด์ = 30x30 ซม.<sup>2</sup>

##### 3.1.2 สายอากาศ B

- 1) สารฉนวนเป็นอีพ็อกซี (Epoxy)

มีค่า  $\epsilon_r \approx 4.45$

ความหนา (h)  $\approx 0.18$  มม.

- 2) จากสมการ (3.2) ความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กตริก  $\lambda_d \approx 1.934$  ซม.

- 3) ขนาดของแพทช์ เท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กตริก

ความกว้าง (W) = 0.49λ<sub>g</sub> ≈ 0.948 ซม.

ความยาว (l) = 0.49λ<sub>g</sub> ≈ 0.948 ซม.

4) ปรับอินพุทอิมพีแดนซ์ให้มีค่า 100 Ω จากสมการ (3.3) จะได้ระยะจากขอบแพทช์ไปยังตำแหน่งป้อนสัญญาณ (l) = 0.139λ<sub>g</sub> ≈ 0.27 ซม.

5) การป้อนสัญญาณโดยใช้ โคแอกเชียลแข็ง ป้อนสัญญาณ

6) ขนาดของแผ่นกราวด์ = 30x30 ซม.<sup>2</sup>

### 3.2 สายอากาศไมโครสตริป อาร์เรย์ ทรงสี่เหลี่ยม

#### 3.2.1 สายอากาศ C

1) สารสับสเตรทเป็นเทฟลอน (Teflon)

มีค่า ε<sub>r</sub> ≈ 2.03

การสูญเสียแทนเจนต์ ≈ 0.0003

สับสเตรทหนา (h) = 2 มม.

แผ่นทองแดงที่เป็นแพทช์ และสตริปหนา (t) = 0.06 มม.

2) จากสมการ(3.2) ความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กตริก(λ<sub>g</sub>) ≈ 2.86 ซม.

3) ความกว้างของอิลิเมนต์ (W)

W = (λ<sub>o</sub>/2)[(ε<sub>r</sub>+1)/2]<sup>-1/2</sup> (3.4)

W = 1.658 ซม.

4) ความยาวของอิลิเมนต์ (L)

L = (λ<sub>o</sub>/2)(ε<sub>g</sub>)<sup>-1/2</sup> - 2Δl (3.5)

โดย Δl จากสมการ (2.49) และ ε<sub>g</sub> จากสมการ (2.50)

5) จำนวนอิลิเมนต์ (N) = 4 และระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์ (d) เท่ากับ 0.49λ<sub>o</sub> = 2 ซม.

6) จากสมการ (3.3) ปรับ R<sub>in</sub> = 150 Ω จะได้ l = 0.089 มม.

7) การป้อนสัญญาณโดยใช้ ไมโครสตริป แบบขนาน (Paralled Feed) ที่มีค่ารีคเตอริสติก อิมพีแดนซ์ [Characteristic Impedance (Z<sub>om</sub>)] ขึ้นอยู่กับขนาดความกว้างของสตริป (W')

- ที่ W/h > 2

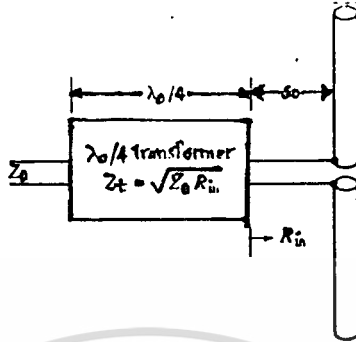
W'/2h = 377π/[2(ε<sub>r</sub>)<sup>1/2</sup>Z<sub>om</sub>] - 1 - ln{377π/[2(ε<sub>r</sub>)<sup>1/2</sup>Z<sub>om</sub> + [(ε<sub>r</sub>-1)/2ε<sub>r}]{ln[377π/2(ε<sub>r</sub>)Z<sub>om</sub>] - 1} + 0.293 - 0.517/ε<sub>r}</sub></sub>

 (3.6)

- ที่ W/h < 2

2h/W = e<sup>x</sup>/4 - e<sup>-x</sup>/2 (3.7)

- สายป้อนสัญญาณที่มี  $Z_{om} = 100 \Omega$  สตรีปกว้าง  $W' = 1.44$  มม.  
 $Z_{om} = 50 \Omega$  สตรีปกว้าง  $W' = 4.85$  มม.
- สตรีปที่ใช้เป็น คิวเตอร์เวฟ-ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Quarter Wave Transformer) ดังรูป 3-1



รูป 3-1 แสดง คิวเตอร์เวฟ-ทรานส์ฟอร์มเมอร์

$$Z_{om} = (Z_1 Z_{in})^{1/2} \quad (3.8)$$

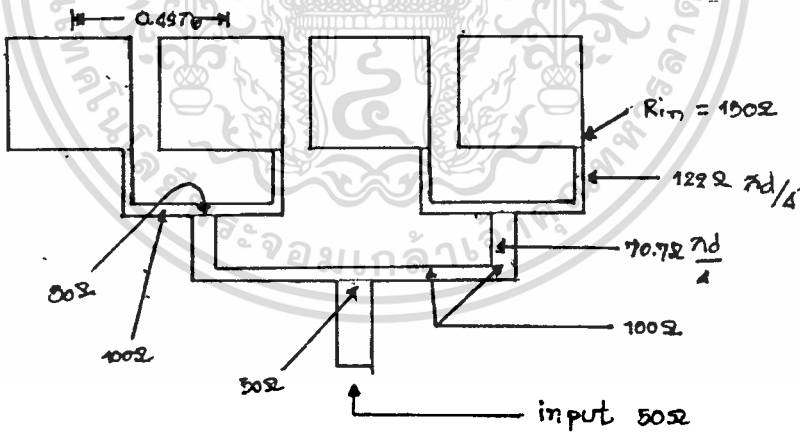
จะได้  $Z_{om} = 122 \Omega$   $W' = 1.2$  มม.

$Z_{om} = 70.7 \Omega$   $W' = 2.8$  มม.

และ  $\lambda_g/4 = 7.15$  มม.

8) ขนาดของแผ่นกราวด์ =  $18 \times 28$  ซม.<sup>2</sup>

โดยที่สายอากาศ C มีรูปร่างลักษณะ และขนาดดังแสดงในรูป 3-2



รูป 3-2 แสดงรูปร่าง ขนาด และลักษณะการป้อนสัญญาณของสายอากาศ C

### 3.2.2 สายอากาศ D

1) สารสับสเตรทเป็นเทฟลอน  $\epsilon_r \approx 2.03$

การสูญเสียแทนเจนต์  $\approx 0.0003$

สับสเตรทหนา (h) = 2 มม.

แผ่นทองแดงที่ใช้เป็นแพทช์ และสตรีปหนา (t) = 0.06 มม.

2) จากสมการ (3.2) ความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กตริก ( $\lambda_d$ ) = 2.86 ซม.

3) จากสมการ (3.4) ความกว้างของอิมพีแดนซ์ (W) = 1.658 ซม.

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) จากสมการ (3.5) ความยาวของอีลิเมนต์ (L) = 1.5 ซม.

5) จำนวนอีลิเมนต์ (N) = 4 และระยะระหว่างอีลิเมนต์ (d) มีค่าเท่ากับ  $0.72\lambda_0 = 3$  ซม.

6) จากสมการ(3.3) ปรับ  $R_{in}$  ให้เท่ากับ 150  $\Omega$  จะได้  $l=0.089$  มม.

7) บ่อนสัญญาณ โดยใช้ไมโครสตริป แบบขนานและจากสมการ (3.6) และ (3.7) ความกว้างของสายบ่อน และ ควอเตอร์เวฟ ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (W') ที่

$Z_{om} = 122 \Omega \quad W' = 1.2$  มม.

$Z_{om} = 100 \Omega \quad W' = 1.44$  มม.

$Z_{om} = 70.7 \Omega \quad W' = 2.8$  มม.

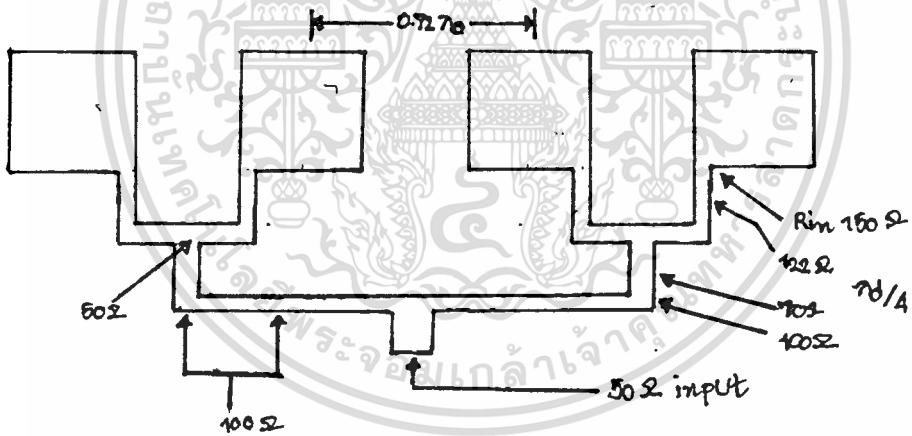
$Z_{om} = 50 \Omega \quad W' = 4.85$  มม.

และ  $\lambda_g/4 = 7.15$  มม.

$3\lambda_g/4 = 2.145$  มม.

8) ขนาดของแผ่นกราวด์ =  $28 \times 18$  ซม.<sup>2</sup>

โดยที่สายอากาศ D มีรูปร่างลักษณะ และขนาดดังรูป 3-3



รูป 3-3 แสดงรูปร่าง ขนาด และลักษณะการบ่อนสัญญาณของสายอากาศ D

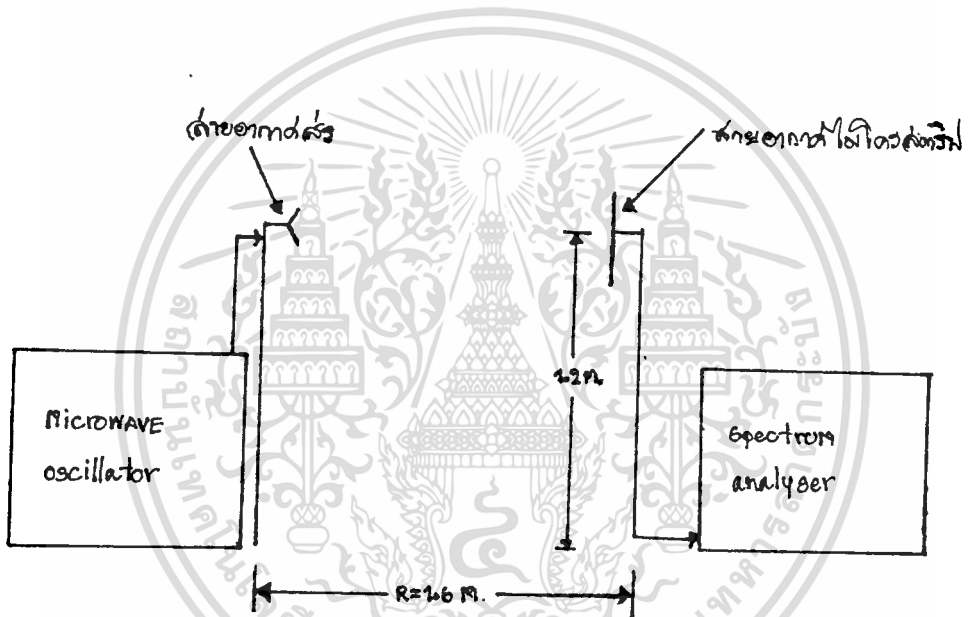
### บทที่ 4

### การทดลองวัด และ ผลการทดลอง

#### 4.1 การทดลองวัด

##### 4.1.1 การวัดรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป

โดยใช้สายอากาศฮอร์น (Horn) ที่ทราบอัตราขยาย ( $G_u$ ) เป็นตัวส่ง และใช้สายอากาศไมโครสตริปเป็นตัวรับ ความสูงของสายอากาศส่ง-รับ เท่ากับ 1.2 เมตร และ ระยะระหว่างสายอากาศทั้งคู่ เท่ากับ 1.6 เมตร ( $R > 2D^2/\lambda_0$ ) การจัดอุปกรณ์การวัดรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป ดังรูป 4-1



รูป 4-1 แสดงการจัดอุปกรณ์วัดรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป  
วิธีการวัดรูปแบบการกระจายคลื่น

1. ตั้งระนาบของสายอากาศทั้งคู่ให้เป็นระนาบ E และจัดให้สายอากาศรับให้สามารถรับพลังงานได้มากที่สุด โดยใช้ความถี่  $f_1$
2. หมุนสายอากาศรับครึ่งละ 10 องศา จนครบรอบ และบันทึกค่าของพลังงานที่รับได้ ( $P_r$ ) ของแต่ละองศา
3. เปลี่ยนความถี่เป็น  $f_2$  และ  $f_3$  แล้วทำเช่นเดียวกับข้อ 1 และข้อ 2 ตามลำดับ
4. เปลี่ยนระนาบของสายอากาศทั้งคู่ไปเป็นระนาบ H แล้วจัดเช่นเดียวกับในข้อ 1 แล้วทำตามข้อ 2 และ ข้อ 3 ตามลำดับ

##### 5. นำผลที่ได้มาวาดลงบน โพลาร์ กราฟ (Polar Graph)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.1.2 การวัดอัตราขยาย (Gain)

#### วิธีการวัด

1. ส่งพลังงานจากไมโครเวฟ ออสซิลเลเตอร์ (Microwave Oscillator) ให้มีค่าเท่ากับขณะที่ใช้วัดรูปแบบการกระจายคลื่นของแต่ละความถี่

2. ต่อสาย  $L_1$  และ  $L_2$  เข้าด้วยกัน ส่วนปลายอีกด้านของ  $L_1$  ต่อเข้ากับไมโครเวฟ ออสซิลเลเตอร์ และปลายอีกด้านของ  $L_2$  ต่อเข้ากับสเปคตรัม อนุไลเซอร์ (Spectrum Analyser) เปลี่ยนความถี่เป็น  $f_1$ ,  $f_2$  และ  $f_3$  บันทึกค่าพลังงานที่รับได้ ( $P_u$ ) ตามลำดับความถี่

$$P_u = P_c - L_1 - L_2 \tag{4.1}$$

3. ถอด  $L_2$  ออก นำปลาย  $L_1$  ต่อเข้ากับสเปคตรัม อนุไลเซอร์ บันทึกค่าของพลังงานที่รับได้ ของแต่ละความถี่ จะเป็น  $P_c - L_1$

4. นำผลจากข้อ 2 และ 3 มาลบกันจะได้ การสูญเสียของสายโคแอกเซียลเส้นที่ 2 ( $L_2$ )

5. นำผลที่ได้ มาคำนวณหาอัตราขยาย จากสูตร

$$P_r = P_c - L_1 - L_2 - L_u + G_r + G_u \tag{4.2}$$

โดยที่  $L_u$  : การสูญเสียพลังงานของคลื่นในอากาศ (Free Space Loss)

$$L_u = 20 \log(4\pi R/\lambda_0) \tag{4.3}$$

$$\approx 53.87 \text{ dB}$$

และ  $L_1$  : การสูญเสียของสายโคแอกเซียลเส้นที่ 1

ดังนั้น อัตราขยายของสายอากาศรับมีค่าเป็น

$$G_r = P_r - (P_c - L_1) + L_2 + L_u - G_u \tag{4.4}$$

### 4.1.3 การวัด VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)

#### วิธีการวัด

1. ต่อ  $L_1$  เข้ากับไมโครเวฟ ออสซิลเลเตอร์ ส่วนปลายอีกด้านของ  $L_1$  จะต่อเข้ากับอินพุทของ ไดเรกชันแนล-คัปเปิลเลอร์ (Directional Coupler) ทางด้านเอาต์พุทของไดเรกชันแนล-คัปเปิลเลอร์ ต่อกับ ชอร์ต-เซอร์กิต (Short Circuit) และที่คัปปลิ่ง-พอร์ท (Coupling Port) ต่อกับ  $L_2$  ไปเข้าสเปคตรัม อนุไลเซอร์

2. ส่งพลังงานแล้ว บันทึกค่าพลังงานที่สะท้อนจาก ชอร์ต-เซอร์กิต ( $P_u$ ) แล้วเปลี่ยนเป็นความถี่อื่น และบันทึกค่า

3. เปลี่ยนจากชอร์ต-เซอร์กิต เป็นสายอากาศไมโครสตริปที่ต้องการวัด แล้วทำตามข้อ 2 ให้เป็น  $P_u$

4. นำผลจากข้อ 2 และ ข้อ 3 มาลบกัน จะได้ค่าของ รีเทิร์น-ลอส

$$[\text{Return Loss (RL)}]$$

$$RL = P_{in} - P_{out} \tag{4.5}$$

$$RL = -20 \log \rho \tag{4.6}$$

โดยที่  $\rho$  : สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection Coefficient)

$$VSWR = (1 + \rho) / (1 - \rho) \tag{4.7}$$

#### 4.2 ผลการทดลองวัด

1. สายอากาศ A วัดที่ความถี่ 7.38 GHz

- ระนาบ E

$$\text{อัตราขยาย} = -10 \text{ dBi} \quad BW = 60.3^\circ$$

- ระนาบ H

$$\text{อัตราขยาย} = -12 \text{ dBi} \quad BW = 7.2^\circ$$

$$AR = 3 \text{ dB}$$

2. สายอากาศ B วัดที่ความถี่ 7.38 GHz

- ระนาบ E

$$\text{อัตราขยาย} = 5 \text{ dBi} \quad BW = 81^\circ$$

- ระนาบ H

$$\text{อัตราขยาย} = 0 \text{ dBi} \quad BW = 72.9^\circ$$

$$AR = 2 \text{ dB}$$

ส่วนกราฟแสดงรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศ A แสดงในรูป 4-2 และสายอากาศ B แสดงในรูป 4-3

3. สายอากาศ C

ความถี่ ( $f_u$ ) 7.36 GHz

$$RL = 3.5 \text{ dB}$$

$$VSWR = 5.03$$

$$AR = 3 \text{ dB}$$

- ระนาบ E

$$\text{อัตราขยาย} = 4.861 \text{ dB} \quad BW = 24^\circ$$

- ระนาบ H

$$\text{อัตราขยาย} = 7.861 \text{ dB} \quad BW = 36^\circ$$

ความถี่ ( $f_{\text{low}}$ ) 7.34 GHz

$$RL = 4 \text{ dB}$$

$$VSWR = 4.419$$

$$AR = 2.5 \text{ dB}$$

- ระนาบ E

- ระนาบ E

อัตราขยาย = 4.338 dB      BW. = 24°

- ระนาบ H

อัตราขยาย = 6.838 dB      BW. = 27°

ความถี่ ( $f_u$ ) 7.38 GHz

RL. = 4 dB

VSWR = 4.419

AR = 2.5 dB

- ระนาบ E

อัตราขยาย = 5.385 dB      BW. = 44°

- ระนาบ H

อัตราขยาย = 7.885 dB      BW. = 28°

สำหรับรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศ C ของแต่ละความถี่

ดังแสดงในรูป 4-4 ถึง 4-6

4. สายอากาศ D

ความถี่ ( $f_u$ ) 7.36 GHz

RL. = 7 dB

VSWR = 2.614

AR = 1 dB

- ระนาบ E

อัตราขยาย = 8.861 dB      BW. = 45°

- ระนาบ H

อัตราขยาย = 7.861 dB      BW. = 17°

ความถี่ ( $f_u$ ) 7.34 GHz

RL. = 10 dB

VSWR = 1.924

AR = 1 dB

- ระนาบ E

อัตราขยาย = 9.838 dB      BW. = 53°

- ระนาบ H

อัตราขยาย = 7.838 dB      BW. = 20°

ความถี่ ( $f_u$ ) 7.38 GHz

RL. = 6 dB

$$\text{VSWR} = 3.009$$

$$\text{AR} = 1 \text{ dB}$$

- ระนาบ E

$$\text{อัตราขยาย} = 8.885 \text{ dB} \quad \text{BW.} = 32^\circ$$

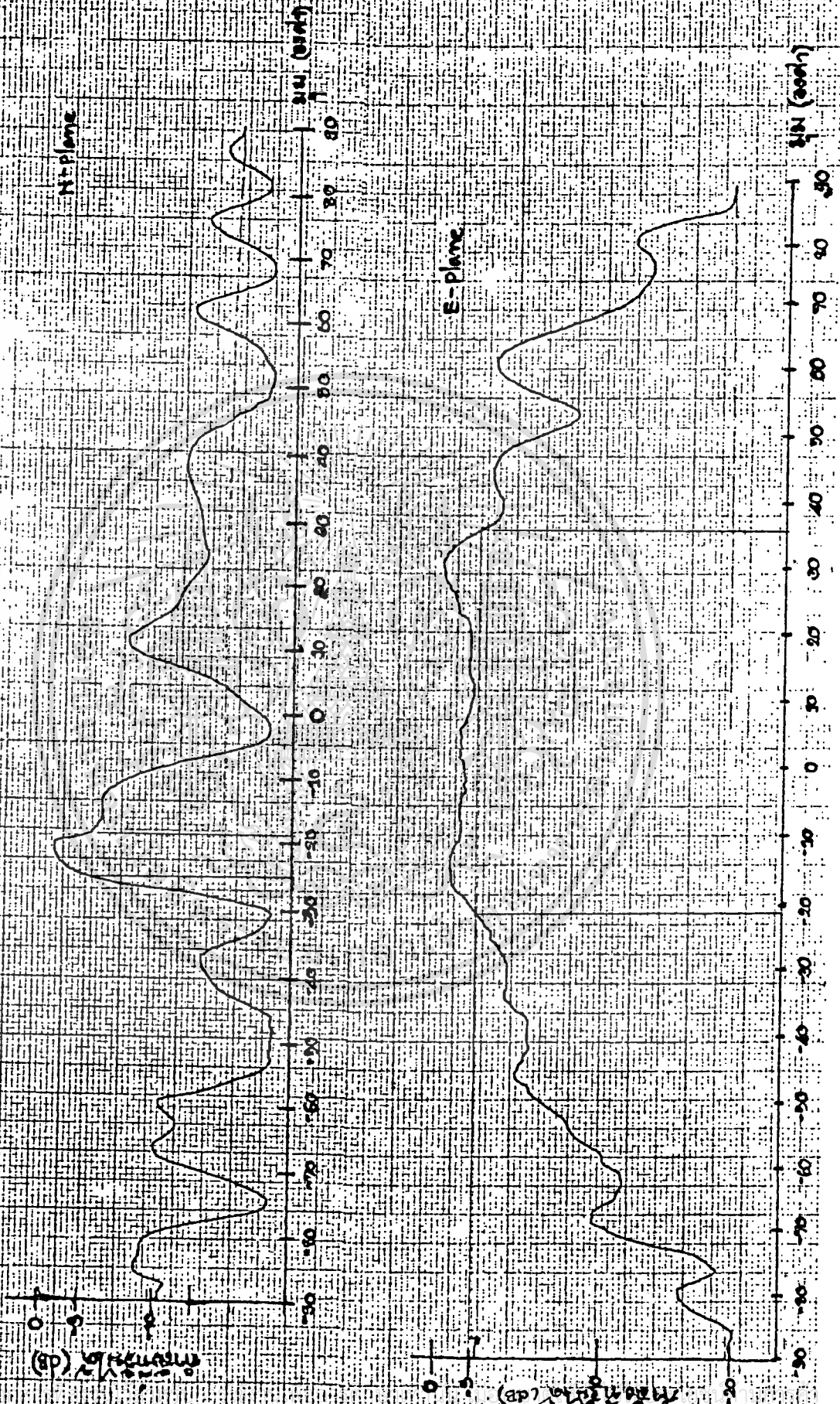
- ระนาบ H

$$\text{อัตราขยาย} = 7.885 \text{ dB} \quad \text{BW.} = 17^\circ$$

สำหรับรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศ D ของแต่ละความถี่ ดังแสดง  
ในรูป 4-7 ถึง 4-9

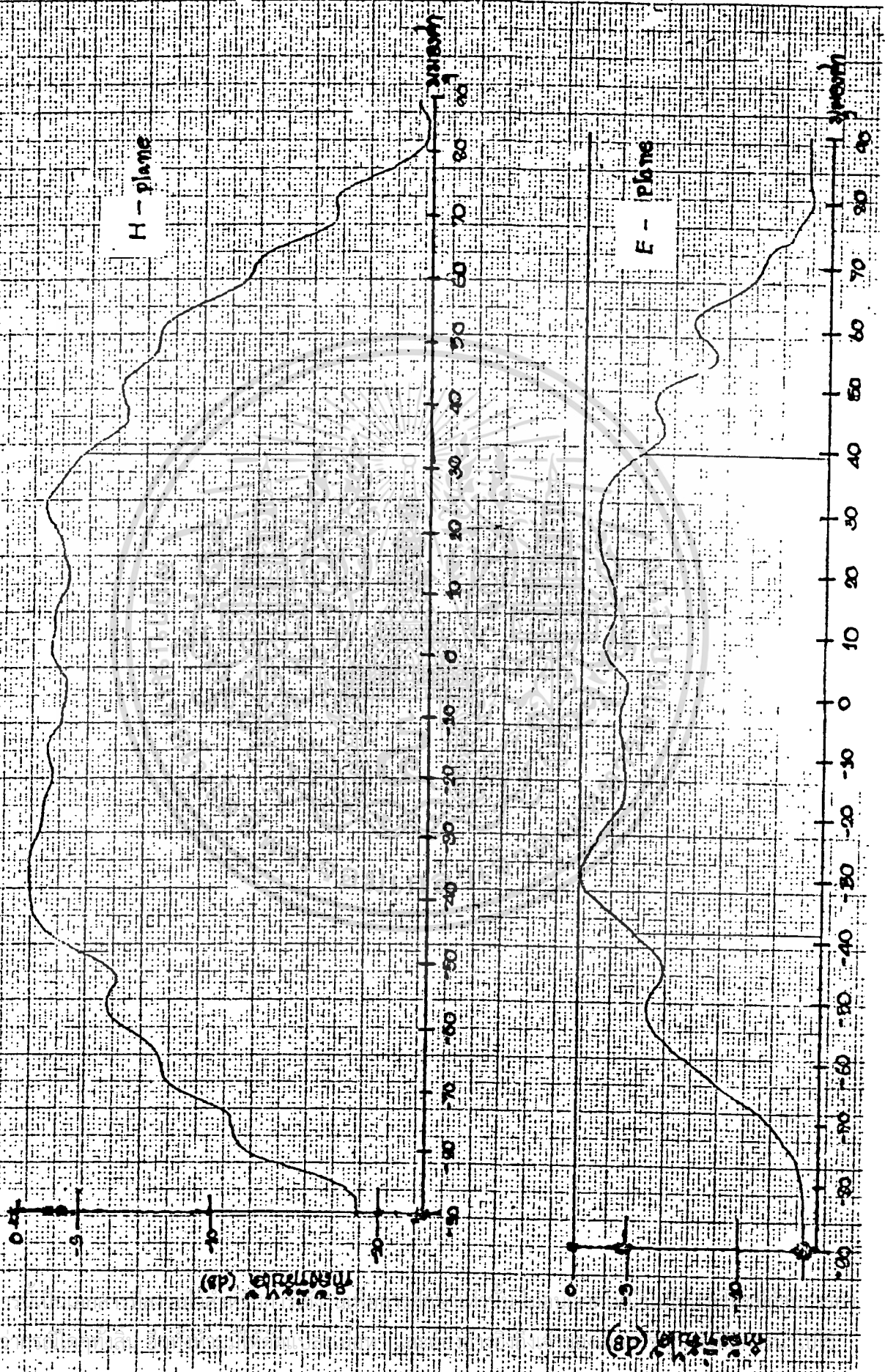


รูป 4-2 แสดงรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศ A



ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 4-3 แสดงรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศ B

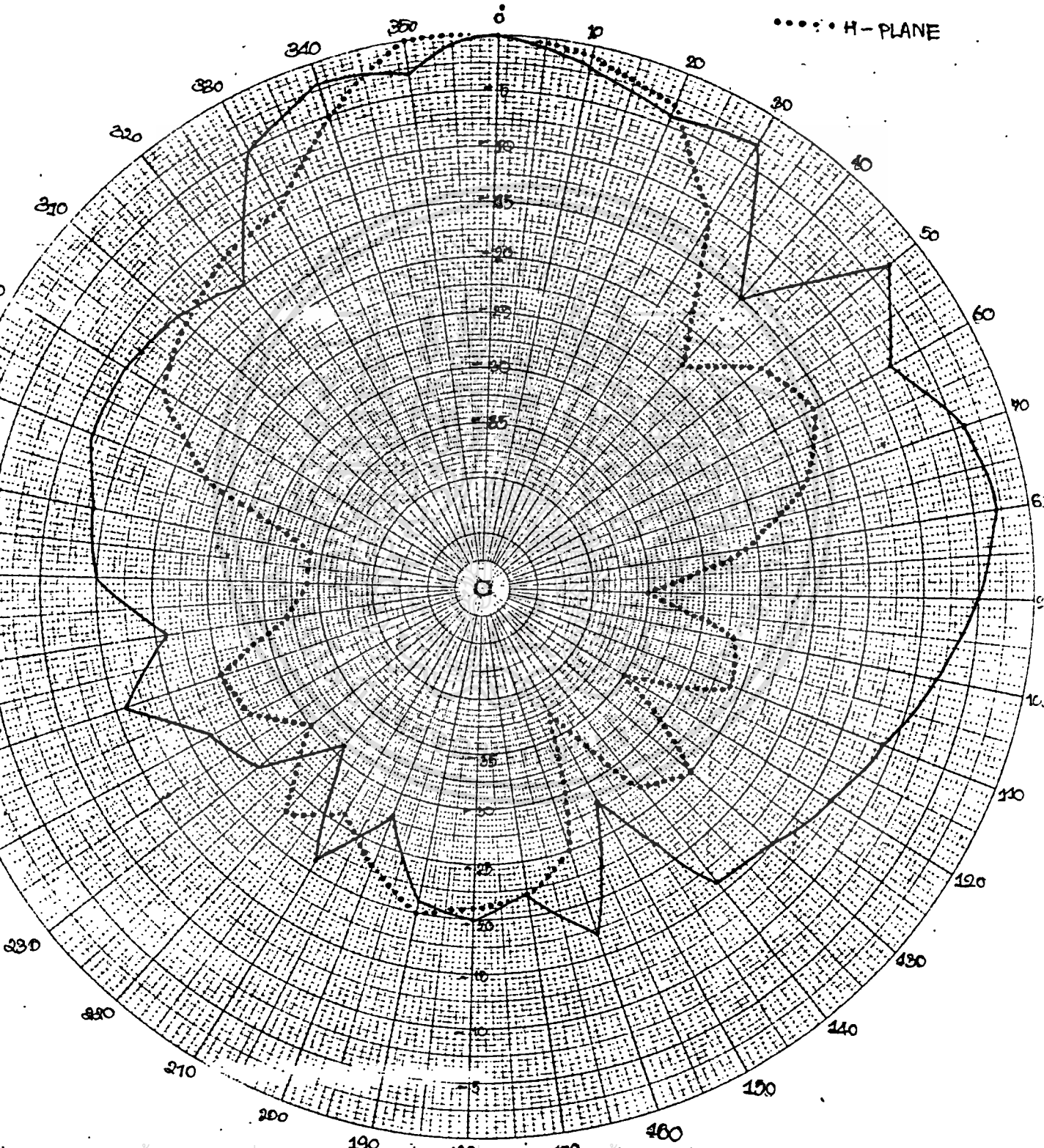


DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING

ANTENNA TYPE Microstrip Antenna Array ... DATE 27 Nov 91 .....

FREQUENCY 7.36 GHz ..... PLANE OF PATTERN .....

— E-PLANE  
..... H-PLANE

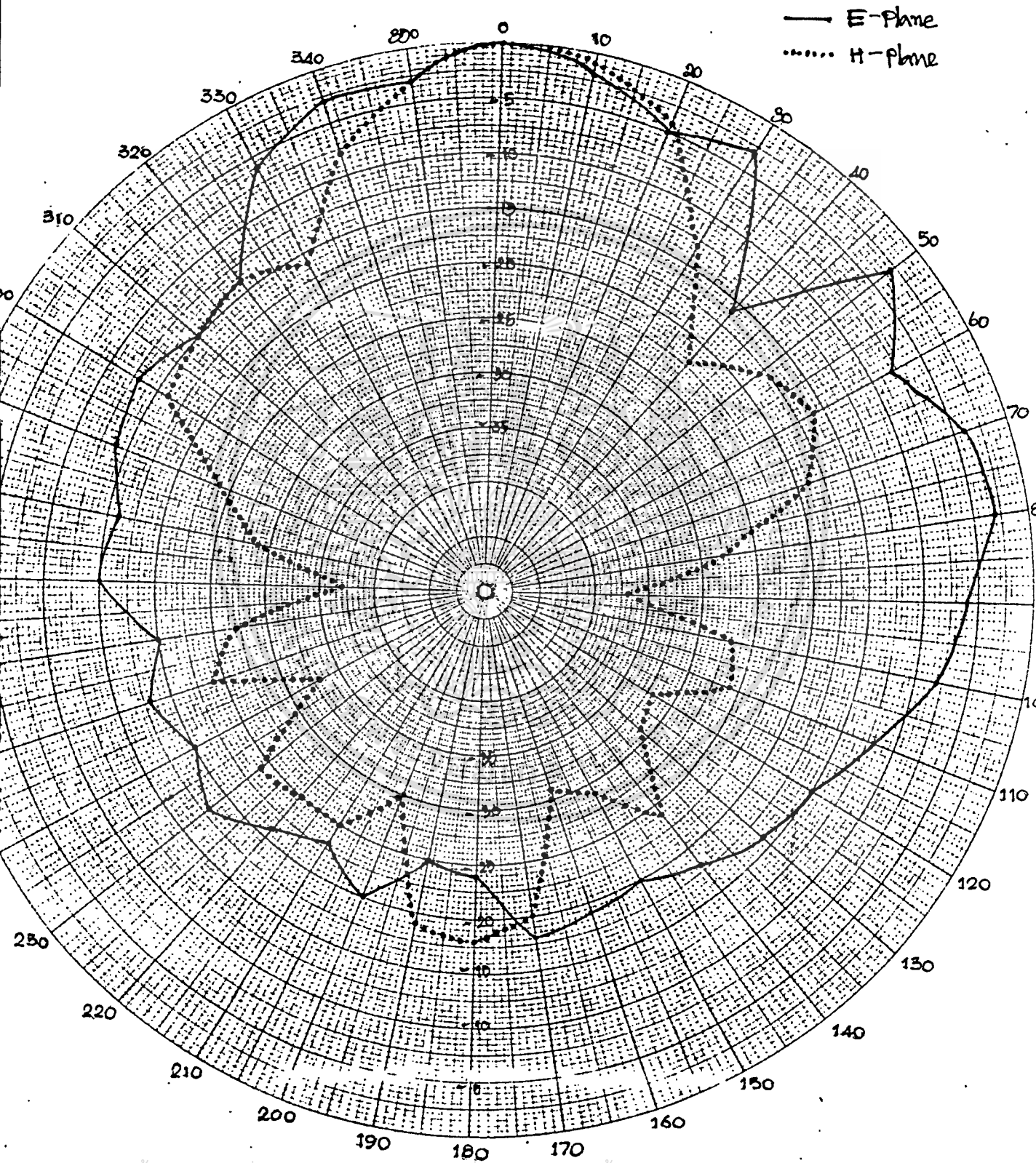


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่าในรูปแบบใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
รูป 4-4 แสดงรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศ C ของความถี่ 7.36 GHz

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING

ANTENNA TYPE *Microstrip Antenna Array* ..... DATE *๑ ๗ ๖๓* .....

FREQUENCY ..... *7.34 GHz* ..... PLANE OF PATTERN .....



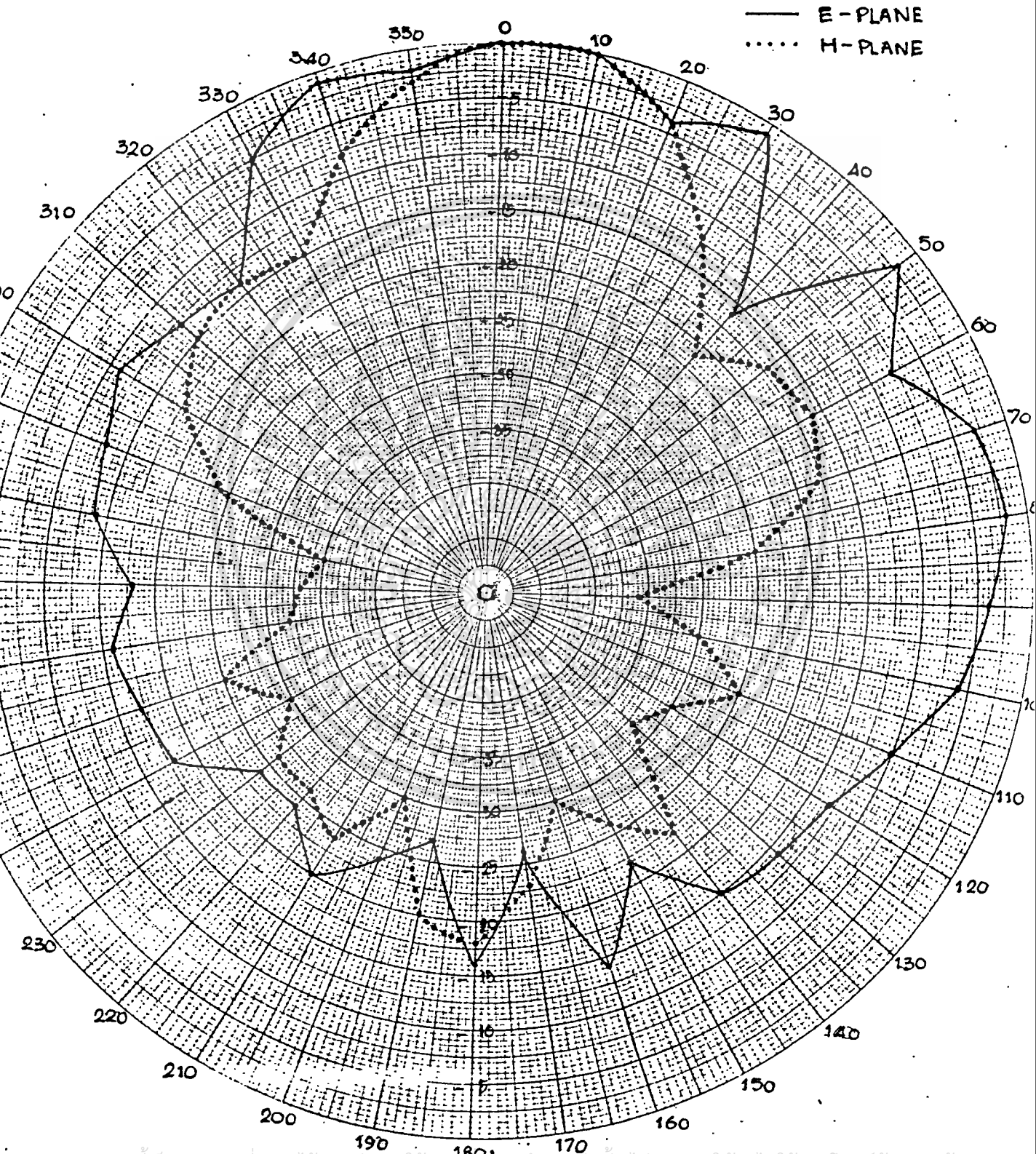
— E-plane  
..... H-plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูป 4-5 แสดงรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศ C ของความถี่ 7.34 GHz

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING

ANTENNA TYPE Microstrip Antenna Array DATE 2 ก.พ. 31

FREQUENCY 7.38 GHz PLANE OF PATTERN .....



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ล็อกทั้งหมดนี้ให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

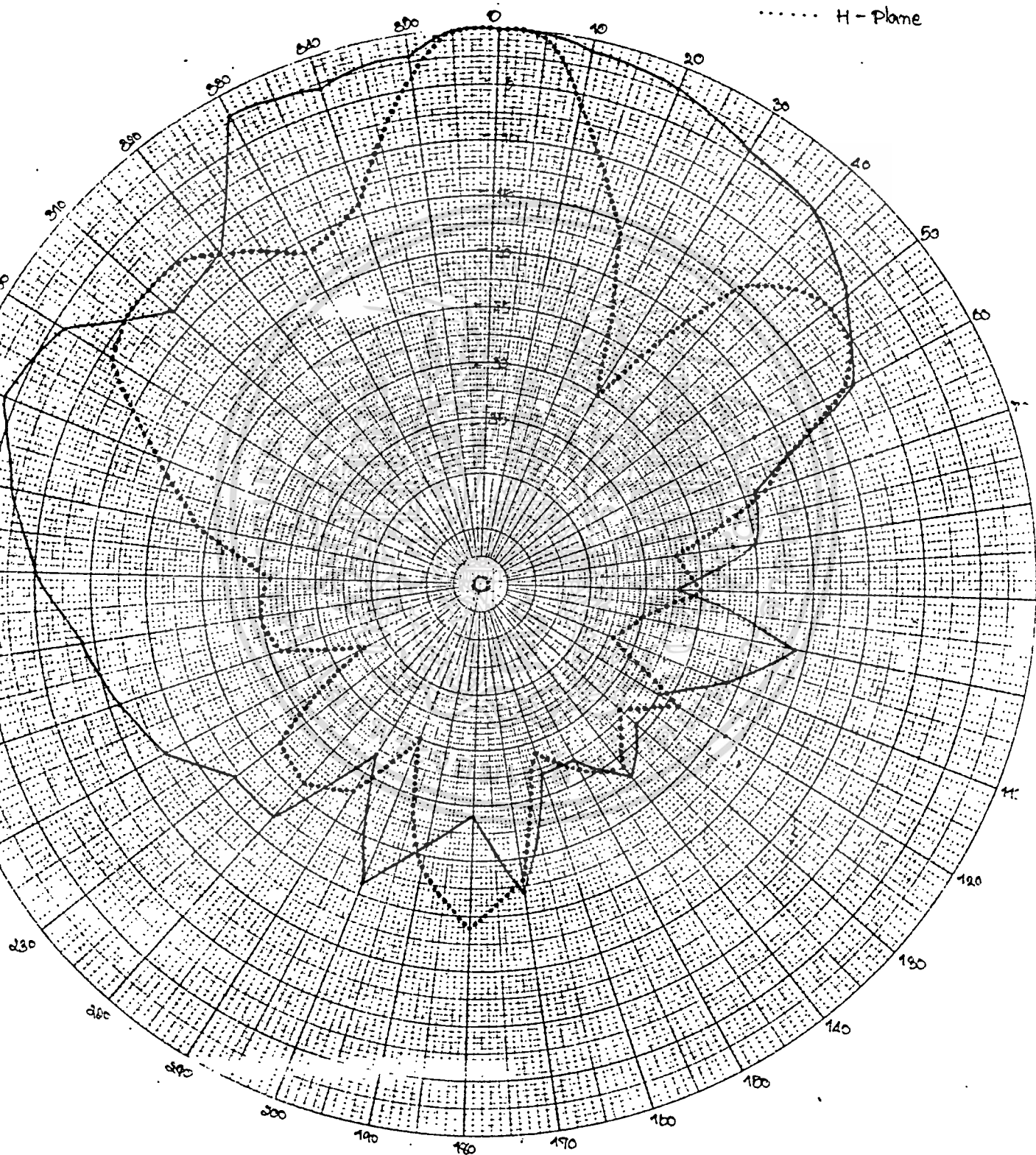
รูป 4-6 แสดงรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศ C ของความถี่ 7.38 GHz

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING

ANTENNA TYPE *microstrip Antenna Array*.. DATE *10 กพ. 89*.....

FREQUENCY *7.36 GHz*..... PLANE OF PATTERN .....

— E-Plane  
..... H-Plane



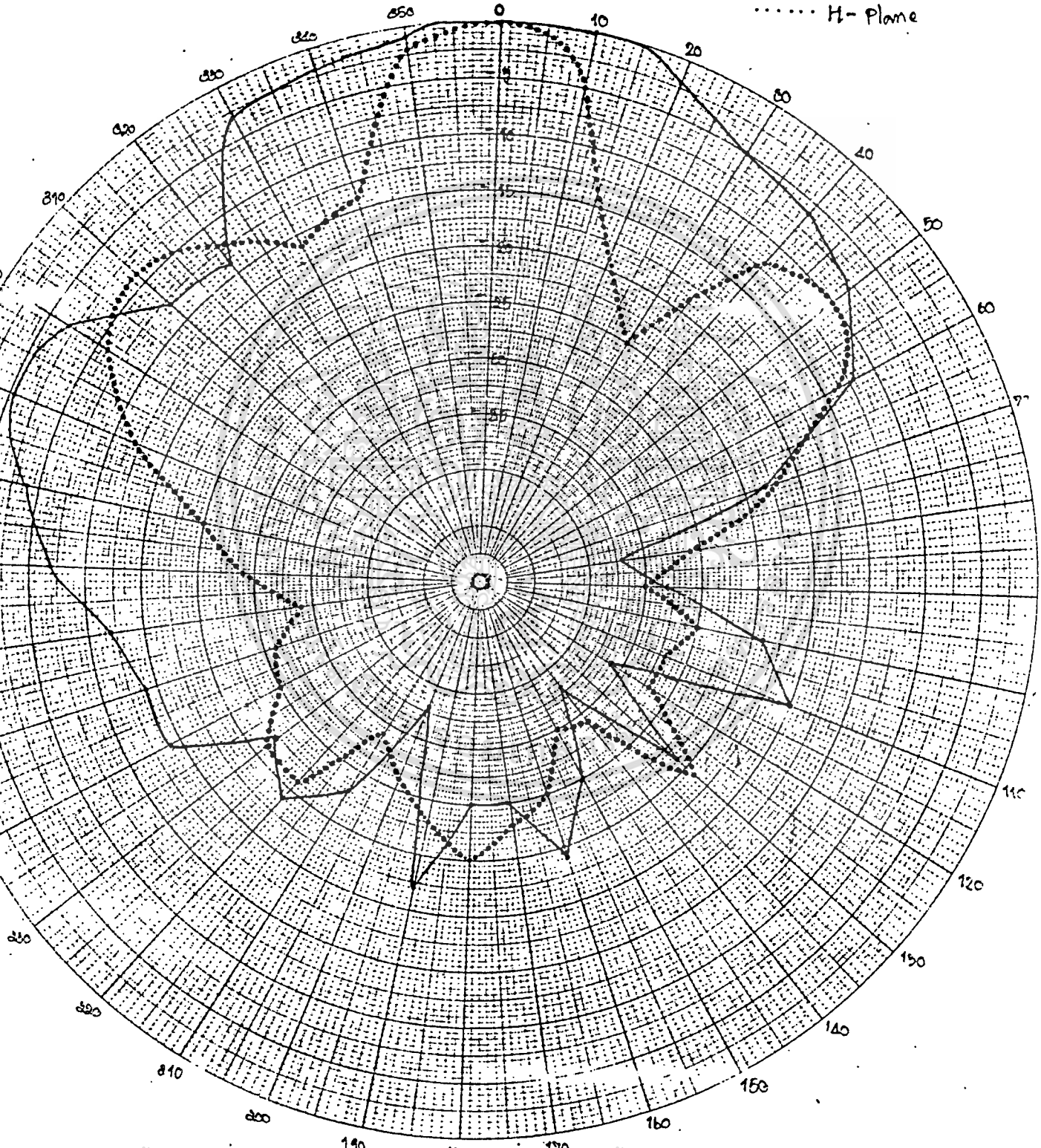
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูป 4-7 แสดงรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศ D ของความถี่ 7.36 GHz  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING

ANTENNA TYPE *Microstrip Antenna Array*... DATE ... *10 Nov. 81*.....

FREQUENCY ... *7.34 GHz*..... PLANE OF PATTERN .....

— E-Plane  
..... H-Plane



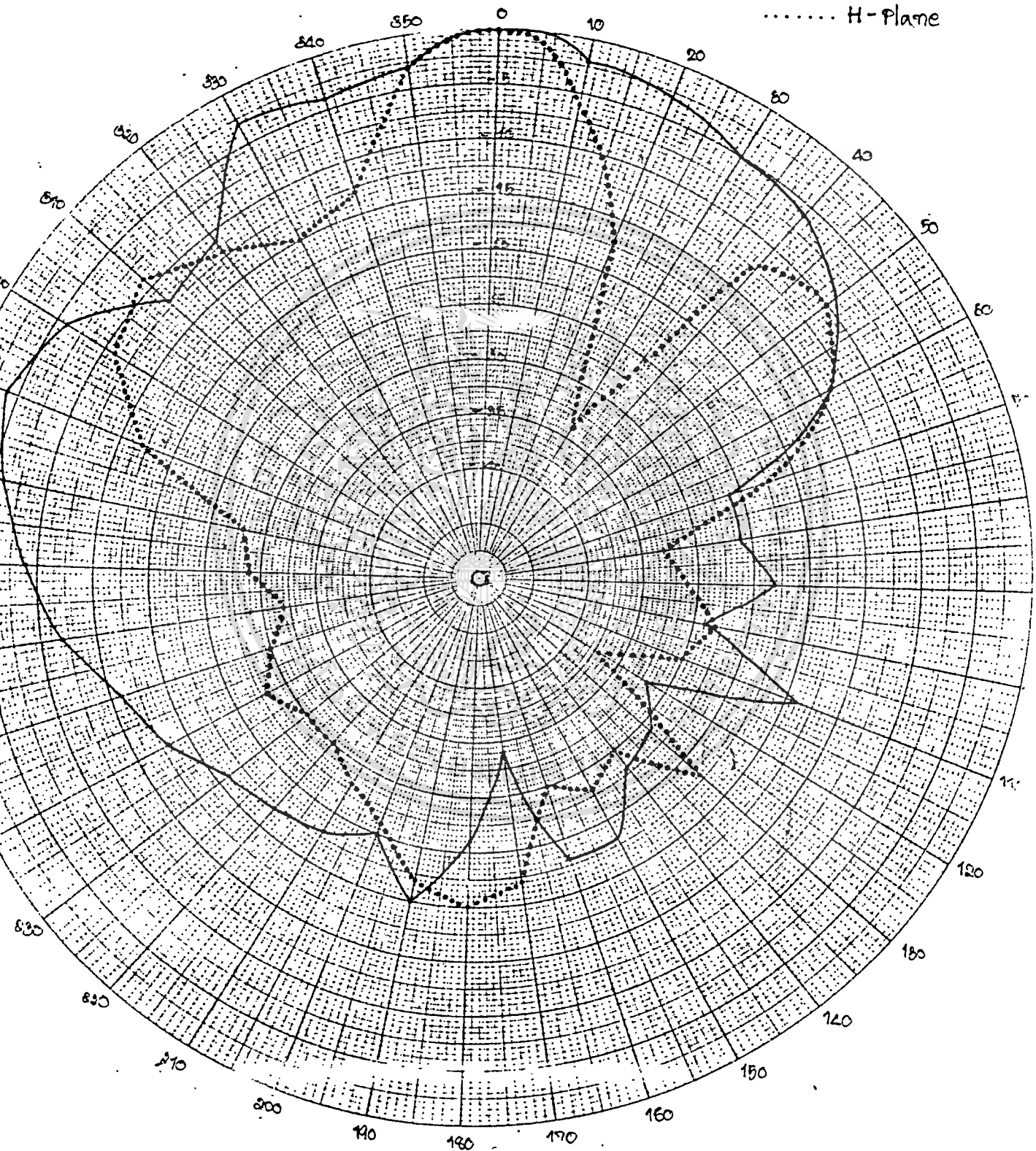
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูป 4-8 แสดงรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศ D ของความถี่ 7.34 GHz

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING

ANTENNA TYPE *Microstrip Antenna Array* .. DATE .. *10.7.81* .....

FREQUENCY ..... *7.38 GHz* ..... PLANE OF PATTERN .....

—— E-Plane  
..... H-Plane



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูป 4-9 แสดงรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศ D ของความถี่ 7.38 GHz

## บทที่ 5

### บทวิจารณ์และสรุป

จากผลการสร้างและทดลองวัดคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป พบว่า

1. สายอากาศ A ที่ใช้เบกาไลต์เป็นสับสเตรท มีอัตราขยายต่ำกว่าสายอากาศ B ที่ใช้ อีพ็อกซีเป็นสับสเตรท เมื่อความถี่สูงขึ้นเบกาไลต์จะมีการสูญเสียมากกว่าอีพ็อกซี เนื่องจาก มีค่าการสูญเสียแทนเจนต์สูงกว่า

2. การวางรูปแพทช์แบบสายอากาศ D จะทำให้การกระจายตัวของสตริปดีกว่าแบบ สายอากาศ C ทำให้รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศ D ใกล้เคียงทฤษฎีมากกว่าสายอากาศ C

3. การบ่อนสัญญาณด้วย ไมโครสตริปจะเกิดการผิดพลาด ของตำแหน่งที่ใช้บ่อนสัญญาณน้อยกว่าการบ่อนด้วย โคแอกเซียล จะได้อินพุทอิมพีแดนซ์ ใกล้เคียงกับค่าจากการคำนวณและทำการแมทซิ่งได้ดีกว่า

4. จุดที่ไม่ต่อเนื่องของไมโครสตริป จะกระจายคลื่นออกมาทำให้ได้รูปแบบการกระจายคลื่นคลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎี

5. BW ของสายอากาศ C และ D จะได้ใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎี ถ้าต้องการ BW ที่แคบขึ้นไปอีกก็สามารถทำได้โดยการสร้างกราวด์เพลนให้มีขนาดใหญ่ขึ้น

6. จากค่า VSWR ที่ได้ยังมีค่าสูง ( $VSWR > 2$ ) แต่ที่ความถี่  $f_u$  ได้  $VSWR < 2$  แสดงว่าสายอากาศ D ริโซแนนท์ที่ความถี่ 7.34 GHz สายอากาศ C จะริโซแนนท์ที่ความถี่ 7.34 GHz ซึ่งคลาดเคลื่อนไปจากที่ได้ออกแบบไว้ ( 7.35 GHz ) สามารถแก้ไขได้โดยเพิ่มขนาดของแพทช์อีกเล็กน้อย

7. การโพลาริไรซ์ไม่เป็นลิเนียร์ (  $AR = 0dB$  ) ดังที่ออกแบบไว้เนื่องจากการรับสัญญาณของระนาบ E และระนาบ H ได้ไม่เท่ากัน กลายเป็นเซอร์คูลาร์โพลาริไรซ์ (  $AR = 0dB$  )

จากผลที่ได้เหล่านี้จะนำไปใช้ในการสร้าง สายอากาศ ไมโครสตริป เฟส สแกนนิ่ง ( Microstrip Phase Scanning Antenna ) ถ้ามีการศึกษาค้นคว้าต่อไป

ส่วนผลที่ได้ต่างจากทฤษฎีนั้นอาจมีสาเหตุจาก.

#### 1. การออกแบบสร้าง

- ไม่สามารถสร้างให้แพทช์มีขนาดตามที่ได้ออกแบบไว้จริง
- ไม่สามารถสร้างพื้นกราวด์ให้มีขนาดอนันต์ได้
- ไม่ทราบค่าของ เพอร์มิตติวิตีสัมพันธ์ที่แท้จริงของสารสับสเตรท

#### 2. การทดลองวัด

- การตั้งสายอากาศ ไม่สามารถหาจุดที่รับสัญญาณสูงสุดที่แท้จริง

- ในการหมุนสายอากาศในแต่ละครั้ง 10 องศา เป็นค่าที่หยาบ ซึ่งควรจะหมุน

ครึ่งละ 1 องศาเพื่อหาค่าที่ละเอียด

- คลื่นที่สะท้อนจากพื้น ทำให้ได้รูปแบบการกระจายคลื่นไม่ตรงตามทฤษฎี
- แผ่นกราวนด์เพลนไม่เป็นอนันต์ ทำให้ไม่สามารถตัดคลื่นที่สะท้อนและทำให้เกิดการเลี้ยวเบนของคลื่นมาเข้าแพทช์

3. จากเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบคุณสมบัติ

- อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ ได้แก่ เครื่องส่งสัญญาณไมโครเวฟมีคุณสมบัติไม่ตีเท่าที่ควร คือมีความถี่และกำลังส่งไม่ค่อยคงที่และมีกำลังต่ำ ส่วนเครื่องมือที่ใช้วัด ได้แก่ สเปคตรัม อนุไลเซอร์ มีอายุการใช้งานมากทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องมือไม่ค่อยดี

อย่างไรก็ตามก็ยังสามารถใช้ศึกษา เพื่อเป็นแนวทางในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศได้ดีพอสมควร



ภาคผนวก

จากรูป (2-1) , (2-2) , (2-3) , (2-7a) และ (2-7b) แสดงการหาสนามที่กระจายออกจากสายอากาศไมโครสตริป อิลิเมนต์เดียว โดยอาศัยหลักการตามหนังสืออ้างอิง (1)

สมมติให้กราวด์เพลนมีขนาดอนันต์และ ให้สนามไฟฟ้าที่ปากช่องเปิด มีค่าคงที่เป็น

$$\vec{E}_u = \hat{a}_x E_0 \quad \text{ที่ } -h/2 < x' < h/2$$

$$-w/2 < z' < w/2$$

จะได้ 
$$\vec{M}_u = -2\pi \times \vec{E}_u = -2\hat{a}_y \times \hat{a}_x E_0 = 2\hat{a}_z E_0 \quad \text{ที่ } -h/2 < x' < h/2$$

$$-w/2 < z' < w/2$$

$$\vec{J}_u = 0$$
 ที่อื่น  
ทุก ๆ ที่

โดย  $\vec{M}_u$  เป็นความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กสมมูลย์ที่ปากช่องเปิด และ  $\vec{J}_u$  เป็นความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าสมมูลย์ที่ปากช่องเปิด

L0 
$$= \iint_{S'} -\vec{M}_u \sin\theta e^{jk(x' \sin\theta \cos\phi + z' \cos\theta)} \cdot dS' \quad (2)$$

$$= \iint_{S'} -2E_0 \sin\theta e^{jk(x' \sin\theta \cos\phi + z' \cos\theta)} \cdot dx' dz' \quad (3)$$

$$= -2E_0 h w \sin\theta [\sin(X)/(X)] [\sin(Z)/(Z)] \quad (4)$$

โดยกำหนดให้

$$X = kh \sin\theta \cos\phi / 2 \quad \text{และ} \quad Z = kw \cos\theta / 2 \quad (5)$$

จะได้สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ระยะไกลเนื่องจากช่องเปิดช่องเดียวมีค่าเป็น

$$\vec{E}_\theta = -j2hwkE_0 \sin\theta [\sin(X)/(X)] [\sin(Z)/(Z)]$$

$$x e^{jkr} (1/4\pi r) \quad (6)$$

แต่สายอากาศไมโครสตริป เสมือนอาร์เรย์กัน 2 อิลิเมนต์

ด้วยระยะห่างระหว่างช่องเปิดเท่ากับ 1

$$\text{ให้ } \theta_1 \approx \theta_2 = \theta \quad (7)$$

$$\text{และ } \phi_1 \approx \phi_2 = \phi \quad (8)$$

สำหรับเฟสของสัญญาณ 
$$r_1 = r + l(\sin\theta \sin\phi) / 2 \quad (9)$$

$$r_2 = r - l(\sin\theta \sin\phi) / 2 \quad (10)$$

สำหรับ แอมพลิจูดของสัญญาณ 
$$r \approx r_1 \approx r_2 \quad (11)$$

ดังนั้นสนามของสายอากาศไมโครสตริป ของแต่ละอิลิเมนต์มีค่าเป็น

$$\vec{E}_r = \vec{E}_\theta = 0 \quad \text{และ} \quad \vec{H}_r = \vec{H}_\phi = 0 \quad (12)$$

$$\vec{E}_\theta = -j2hwkE_0 \sin\theta [\sin(X)/(X)] [\sin(Z)/(Z)]$$

$$x e^{-jK(r+1+\sin\theta\sin\phi/2)}/4\pi r \tag{13}$$

$$\begin{aligned} \vec{E}_2 = & -j2hwkE_0 \sin\theta [\sin(X)/(X)][\sin(Z)/(Z)] \\ & \cdot x e^{-jK(r-1+\sin\theta\sin\phi/2)}/4\pi r \end{aligned} \tag{14}$$

ดังนั้นสนามของสายอากาศไมโครสตริป ที่อาร์เรย์กัน 2 อิลิเมนต์มีค่าเป็น  
สนามผลรวมจากช่องเปิดทั้งคู่รวมกันมีค่าเป็น

$$\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2$$

$$\begin{aligned} \vec{E} = & -j2hwkE_0 \sin\theta [\sin(X)/(X)][\sin(Z)/(Z)](1/4\pi r) \\ & x e^{-jkr} \left[ e^{(-jkl\sin\theta\sin\phi/2)} + e^{(jkl\sin\theta\sin\phi/2)} \right] \end{aligned} \tag{15}$$

แต่ค่าของเอคส์โพเนนเชียลมีค่าเป็น

$$e^{(-jkl\sin\theta\sin\phi/2)} + e^{(jkl\sin\theta\sin\phi/2)} = 2\cos(kl\sin\theta\sin\phi/2) \tag{16}$$

แทนค่าสมการ (16) ลงในสมการ (15) จะได้เป็น

$$\begin{aligned} \vec{E} = & -jhwkE_0 e^{-jkr} \sin\theta [\sin(X)/(X)][\sin(Z)/(Z)](1/\pi r) \\ & x \cos(kl\sin\theta\sin\phi/2) \end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned} \vec{H} = & jhwkE_0 e^{-jkr} \sin\theta [\sin(X)/(X)][\sin(Z)/(Z)](1/\pi r) \\ & x \cos(kl\sin\theta\sin\phi/2) \end{aligned} \tag{18}$$

ซึ่งสมการ (17) เป็นสมการของสนามไฟฟ้าและ สมการ (18) เป็นสมการของสนามแม่เหล็ก ของ สายอากาศไมโครสตริป อิลิเมนต์เดี่ยวตามลำดับ

ภาคผนวก

TABLE 1

Material	$\epsilon_r$ and $\sigma/\omega\epsilon$ tangent loss	
	$\epsilon_r$	$\sigma/\omega\epsilon$
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	0.0002
Sodium chloride	5.9	0.0001
Snow	3.3	0.02
Soil (dry)	2.8	0.07
Sicatite	5.8	0.003
Styrofoam	1.03	0.0001
Teflon	2.03	0.0003
Titanium dioxide	100	0.0015
Turpentine	2.2	
Water (distilled)	80	0.04
Water (sea)		4
Water (dehydrated)	1	0
Wood (dry)	1.5-4	0.01

### กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้ สามารถค้นคว้าและออกแบบให้สำเร็จลุล่วงลงได้ ทั้งนี้ต้องขอขอบพระคุณ อาจารย์สมผล โกศลวิตร อาจารย์โมไนย ไกรฤกษ์ อาจารย์ชนิษฐา แซ่ตั้ง อาจารย์ทองทศ วาณิชศรี และอาจารย์กิตติชัย พาณิชปฐมพงศ์ ที่ได้ให้คำแนะนำต่างๆที่มีประโยชน์ ตลอดจนอุปการะในการสร้างและเครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทำโครงการนี้



หนังสืออ้างอิง

1. Constantine A. Balanis , Antenna Theory Analysis and Design , Harper & Row Publishers , Inc , New York , 1982.
- ✓2. I.J. Bahl and P. Bhartia , Microstrip Antennas , Artech House , Inc , Massachusetts , 1982.
3. John D. Kraus , Electromagnetics , Third Edition , Mcgraw-hill Book Company , New York , 1984.
- ✍4. K.C. Gupta , Ramesh Garg and I.J. Bahl , Microstrip Lines and Slotlines , Artech House , Inc , Massachusetts , 1979.
5. Robert E. Collin , Antenna and Radiowave Propagation , Mcgraw-hill Book Company , New York , 1984.
- ✓6. Robert E. Munson , Antenna Engineering Handbook , Second-Edition , Mcgraw-hill Book Company , New York.
- ✓7. Thomas A. Huiigan , Modern Antenna Design , Martin Marietta Denver Aerospace.
- ✍8. Carver K.R. and Mink J.W. , "Microstrip Antenna Technology" , IEEE Trans Antennas Propagat. , Vol AP-29 , NO. 1 Jan. 1981 , PP. 2-24.
- ✍9. Mailloux R.J. , J. Mcilvenna , and N. Kernweis , "Microstrip Array-Technology" , IEEE Trans Antennas Propagat. , Vol AP-29 , NO. 1 Jan. 1981 , PP.25-38.