

สายอากาศไมโครสตริปควบคู่กับไดเรคเตอร์

MICROSTRIP PATCH COUPLED WITH DIRECTORS



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2536

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี  
033401

## สารบัญ

### บทคัดย่อ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 ทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป	3
2.1.1 ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริป	3
2.1.2 การกระจายของสนาม	4
2.1.3 รูปแบบการกระจายคลื่น	5
2.1.4 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ	8
2.1.5 การป้อนสัญญาณ	15
2.2 ทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริปควบคู่กับไดเรคเตอร์	16
2.2.1 ลักษณะและโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปควบคู่กับไดเรคเตอร์	17
2.2.2 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ โดยวิธีแบบจำลองสายส่ง	18
บทที่ 3 การออกแบบสายอากาศ	24
3.1 การทดลองหาค่าเพอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์ของแผ่นปริ้นท์	24
3.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป	26
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	28
4.1 การทดลองเปลี่ยนแปลงขนาดของไดเรคเตอร์	28
4.2 การทดลองเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างไดเรคเตอร์กับแพทช์	37
4.3 การทดลองเพิ่มจำนวนชั้นของไดเรคเตอร์	41
4.4 ภาพของสายอากาศไมโครสตริปและไดเรคเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง	46
บทที่ 5 บทสรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง	48
เอกสารอ้างอิง	50
กิตติกรรมประกาศ	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศไมโครสตริปควบคู่กับไดเรคเตอร์  
MICROSTRIP PATCH COUPLED WITH DIRECTORS

โดย นายคมศักดิ์ เมฆสมุท  
น.ส.จิราพร แก้วกระจ่าง

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นรายงานโครงการศึกษาทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปและการเพิ่มไดเรคเตอร์ควบคู่เข้ากับสายอากาศไมโครสตริป เพื่อปรับปรุงคุณลักษณะของสายอากาศนั้นให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น ซึ่งวิธีการที่ได้ใช้คือ วิธีแบบจำลองสายส่ง (Transmission Line Model) อีกทั้งได้แสดงผลการทดลองของการออกแบบเพื่อศึกษาถึงขนาด จำนวนและลักษณะการวางตัวของไดเรคเตอร์ ที่มีผลต่อแบนด์วิดท์ (Bandwidth) และเกน (Gain) ของสายอากาศไมโครสตริปนั้น

Abstract

This thesis presents project on the study of the fundamental theory and basic concepts of microstrip antennas. Coupling the additional directors with the basic microstrip antenna can improve the characteristics of the microstrip antenna. These can be accomplished by using transmission line model. The designed examples are carried out in order to study about the effects of altered dimensions, quantity and positioning of directors to the bandwidth and gain of those composite microstrip antennas.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

## บทนำ

ในปัจจุบันนี้ความต้องการในการติดต่อสื่อสารได้เพิ่มขึ้นอย่างมาก ทำให้ต้องมีการใช้ย่านความถี่ในการสื่อสารสูงขึ้นเพื่อให้เพียงพอกับความต้องการ และในปัจจุบันการสื่อสารผ่านดาวเทียมจะใช้ความถี่ย่าน SHF (Super High Frequency) (3-30) GHz ซึ่งสายอากาศที่นิยมใช้กันอยู่นั้นคือ แบบพาราโบลาแต่มีข้อเสียคือ มีขนาดค่อนข้างใหญ่ไม่สะดวกที่จะนำไปติดตั้งในบริเวณที่คับแคบหรือมีพื้นที่น้อย เช่น บนยานพาหนะ และในการออกแบบสร้างจริงก็ทำได้ยาก จึงได้มีการพัฒนาสายอากาศที่มีโครงสร้างเป็นแผ่นแบนราบ (Low Profile) ขึ้นมาใช้แทน ซึ่งก็คือสายอากาศไมโครสตริป เนื่องจากสามารถสร้างได้ง่าย ติดตั้งบนยานพาหนะได้โดยไม่ทำให้คุณลักษณะทางอากาศพลศาสตร์ของยานพาหนะเสียไป

เนื่องจากสายอากาศไมโครสตริปแสดงตัวเสมือนกับสายส่ง (Transmission Line) แทนที่จะเป็นตัวแพร่กระจายคลื่น จึงพิจารณาได้ว่าเป็นสายอากาศที่มีประสิทธิภาพและมีแบนด์วิดท์ (Bandwidth) แคบมาก ดังนั้นในการใช้งานจริงโดยทั่วไปแล้วนิยมสร้างเป็นอาร์เรย์เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ แต่ก็ไม่สามารถเพิ่มแบนด์วิดท์ได้ และในการทำเป็นอาร์เรย์ก็มีข้อยุ่งยากอยู่หลายประการ เช่น การออกแบบวงจรป้อนสัญญาณ, การใช้ตัวเลื่อนเฟส (Phase Shifter) จำนวนมาก และการแพร่กระจายคลื่นของสตริปไลน์ (Stripline)

และจากแนวความคิดของการนำพาราซิติกอิลิเมนต์ (Parasitic Element) มาใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ จึงได้มีแนวความคิดเกี่ยวกับการค้นคว้าในเรื่อง การวางตัวของพาราซิติกอิลิเมนต์แบบต่าง ๆ ซึ่งมีทั้งแบบการวางตัวในระนาบเดียวกัน (Coplanar) และวางตัวเป็นชั้น (Stacked) สำหรับการศึกษาในปริณฎานินพนธ์นี้ได้สนใจเฉพาะการวางตัวแบบเป็นชั้น ซึ่งพิจารณาได้ว่าเป็นเสมือนไดเร็คเตอร์ (Director) เช่นเดียวกับกรณีของสายอากาศแบบยาก็

เนื้อหาของปริณฎานินพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย

บทที่ 2 ในหัวข้อ 2.1 จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป ส่วนในหัวข้อ 2.2 จะเป็นทฤษฎีและแนวความคิดที่จะนำไปสู่การใช้ไดเร็คเตอร์

บทที่ 3 ในหัวข้อ 3.1 จะเป็นการทดลองเพื่อหาค่าเพอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์ ( $\epsilon_r$ ) ของแผ่นปริ้นท์ (Print Board) ส่วนในหัวข้อ 3.2 จะเป็นการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน คือ 1) ส่วนของการออกแบบแพทช์ (Patch) และ 2) ส่วนของการออกแบบสตริปไลน์

บทที่ 4 เป็นการทดลองและผลการทดลองโดยแยกเป็น 3 การทดลอง คือ การทดลองที่ 1 จะทำการศึกษาการเปลี่ยนแปลงขนาดของไดเรคเตอร์ที่มีผลต่อแบนด์วิดท์และเกณฑ์การทดลองที่ 2 จะศึกษาผลของการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างไดเรคเตอร์กับแพทช์ ส่วนการทดลองที่ 3 จะศึกษาผลของการเพิ่มจำนวนชั้นของไดเรคเตอร์

บทที่ 5 เป็นบทวิเคราะห์และสรุปผลการทดลองทั้งหมด รวมทั้งเสนอแนะแนวทางในการปรับปรุงเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานจริง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2 ทฤษฎี

### 2.1 ทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริป

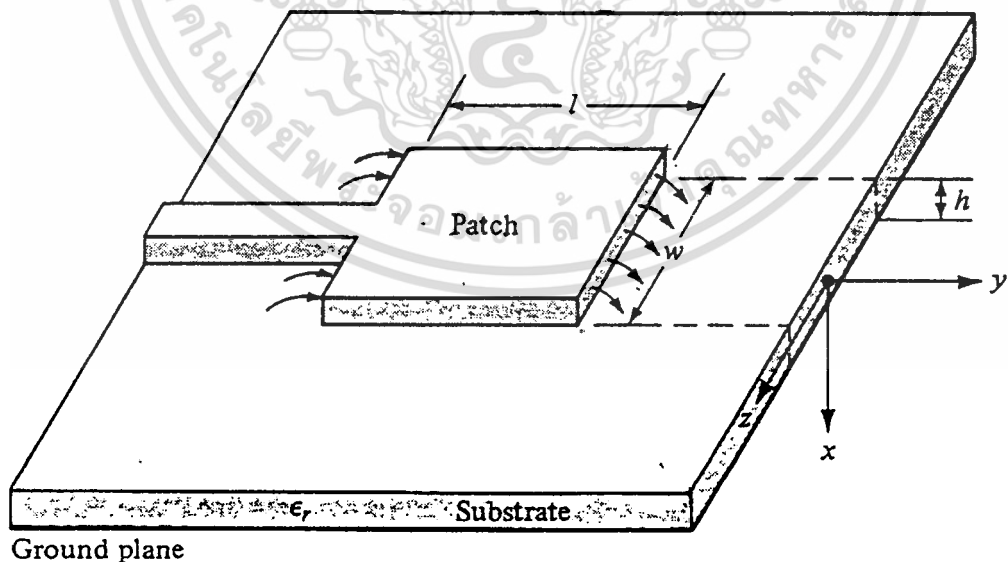
#### 2.1.1 ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริป<sup>[2]</sup>

สายอากาศไมโครสตริป มีโครงสร้างประกอบด้วย 3 ส่วน คือ

1. ส่วนกระจายคลื่น (Radiating Patch) เป็นแผ่นโลหะตัวนำบาง ๆ จะทำหน้าที่เป็นตัวกระจายคลื่น สามารถออกแบบให้เป็นรูปร่างต่าง ๆ ได้

2. ส่วนสารขั้สเตรท (Substrate) เป็นสารไดอิเล็กทริก (Dielectric) กั้นระหว่างส่วนกระจายคลื่นกับกราวด์ สารไดอิเล็กทริกควรมีค่าเพอร์มิตทิวิตีสัมพัทธ์ (Relative permittivity ,  $\epsilon_r$ ) สูงพอประมาณ และค่าการสูญเสียแทนเจนต์ (Tangent Loss) ต่ำ เนื่องจากการสูญเสียในไดอิเล็กทริกจะเพิ่มขึ้น เมื่อความถี่สูงมาก ๆ

3. ส่วนกราวด์เพลน (Ground Plane) เป็นแผ่นโลหะตัวนำทำหน้าที่เป็นกราวด์ ควรมีขนาดใหญ่มาก ๆ

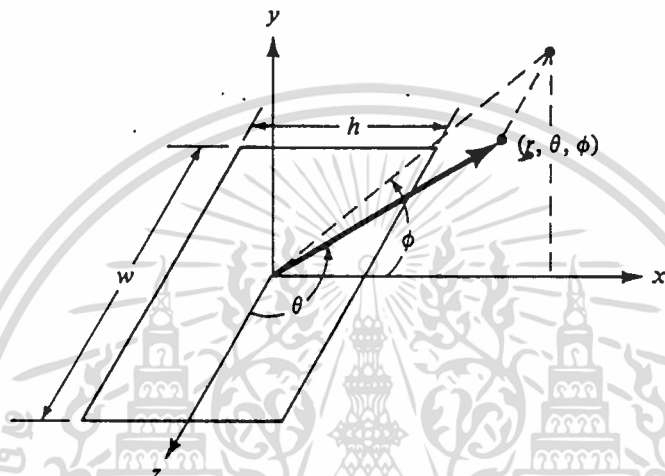


รูป 2.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป<sup>[2]</sup>

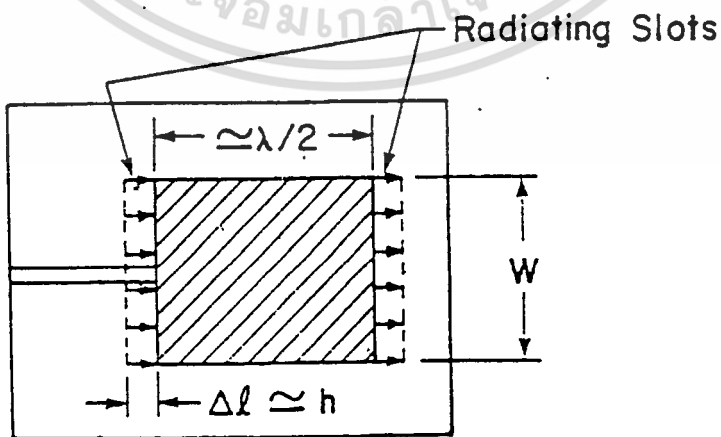
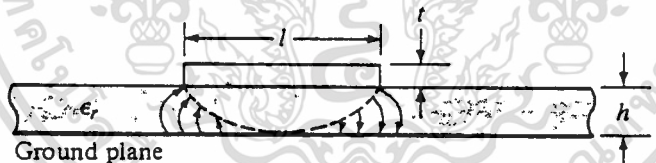
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 การกระจายของสนาม (Radiating Field)

การกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปนั้น เกิดจากสนามระหว่างขอบรอบนอกของแพทช์ตามความกว้าง ( $w$ ) กับกราวนด์เพลนที่เรียกว่า ฟริงกิงฟิลด์ (Fringing Field) โดยพิจารณาจากรูป 2.1 และ 2.2 เนื่องจากสารชั้นสเตรทที่มีความหนา ( $h$ ) น้อยมาก จึงสมมติว่าสนามไฟฟ้าไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามแนวความกว้างและตามแนวความหนา ลักษณะของสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นแสดงดังรูป 2.3



รูป 2.2 แสดงระบบแกนพิกัดของช่องเปิด



รูป 2.3 แสดงสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากทางด้านข้างและด้านบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปสนามจะเปลี่ยนแปลงตามแนวความยาว (1) ซึ่งยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กตริก ( $\lambda_u / 2$ ) สนามไฟฟ้าที่ปลายช่องเปิดสามารถแยกออกเป็น 2 องค์ประกอบคือ องค์ประกอบในแนวตั้งฉาก (Normal) และองค์ประกอบในแนวสัมผัส (Tangent) โดยเทียบกับกราวด์เพลน องค์ประกอบในแนวตั้งฉากจะต่างเฟส (Out of phase) เนื่องจากความยาวของแพทช์ทำให้สนามระยะไกล (Far-Field) ที่เกิดจากองค์ประกอบในแนวตั้งฉากจะหักล้างในทิศทางตั้งฉากกับแพทช์ (Broadside Direction)

ส่วนองค์ประกอบในแนวสัมผัส จะมีเฟสเดียวกัน (In Phase) สนามผลรวมทำให้เกิดสนามระยะไกล มีค่าสูงสุดในทิศทางที่ตั้งฉากกับผิวหน้าของแพทช์ ดังนั้นแพทช์จะสามารถแทนได้ด้วยสล็อต 2 สล็อต (Slot) ซึ่งเปรียบเสมือนสายอากาศอาเรย์กัน 2 อิลิเมนต์ (2-Element Antenna Array) ด้วยระยะห่าง  $\lambda_u / 2$  ซึ่งจะถูกระตุ้นให้เป็นเฟสเดียวกันและจะกระจายคลื่นไปสู่ด้านบนของกราวด์เพลน

### 2.1.3 รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป (Radiation Pattern)

ในการวิเคราะห์โดยใช้วิธีแบบจำลองสายส่ง (Transmission Line Model) และวิธีสายอากาศช่องเปิด (Aperture Method) ซึ่งสำหรับสายอากาศไมโครสตริปทรงสี่เหลี่ยม โดยพิจารณาว่าแพทช์เป็นเสมือน ไลน์เรโซเนเตอร์ (Line Resonator) ซึ่งสนามไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามแนวขวาง แต่สนามจะมีการเปลี่ยนแปลงในแนวความยาวซึ่งปกติจะยาวครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น การกระจายคลื่นส่วนใหญ่เกิดจากสนามที่ขอบรอบนอกของปลายช่องเปิด (Aperture) แต่ละช่องเปิดจะกระจายคลื่นที่ให้สนามเหมือนกันซึ่งเปรียบเสมือนเป็นไดโพลแม่เหล็ก (Magnetic Dipole) จากรูป 2.1 และ 2.2 เมื่อใช้ทฤษฎีอิมเมจ (Image Theory) ก็จะได้กระแสแม่เหล็ก ( $\vec{M}_u$ ) มีค่าเป็น

$$\vec{M}_u = 2E_0 \vec{a}_z = 2V_0 \vec{a}_z / h \quad (2.1)$$

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

โดยที่ 2 เกิดจากอิมเมจทางด้านบวกของ  $\vec{M}_u$

$V_0$  เป็นโวลเตจที่คร่อมช่องเปิด ซึ่งมีค่าคงที่ตลอดแนวความกว้าง

สนามระยะไกลที่เกิดจากช่องเปิดช่องเดียวที่ระยะ  $r$  จากจุดกำเนิดมีค่าเป็น

$$\bar{E}_\phi(\theta, \phi) = -\left( jhWKE_0 e^{-jk r} / \eta r \right) \sin\theta (\sin x / x) (\sin z / z) \quad (2.2)$$

$$\text{เมื่อ } x = (kh/2) \sin\theta \cos\phi$$

$$z = (kw/2) \cos\theta$$

$$\text{และ } \bar{E}_\theta = \bar{E}_r = 0$$

เมื่อรวมสนามช่องเปิดทั้งสองเข้าด้วยกัน จะได้สนามมีค่าเป็น

$$\bar{E}_\phi(\theta, \phi) = -\xi \left( jhKE_0 e^{-jk r} / \eta r \right) \sin\theta (\sin x / x) (\sin z / z) \xi \cos Y \quad (2.3)$$

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

$$Y = (kl/2) \sin\theta \sin\phi$$

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

$$k = 2\pi / \lambda_d, \quad l = 15.00 \text{ mm}, \quad w = 22.50 \text{ mm}$$

$$h = 0.535 \text{ mm}, \quad \lambda_d = 30.30 \text{ mm}$$

Normalized  
Amplitude

1  
0.75  
0.5  
0.25  
0

Angle in E-Plane (Degree)

150

100

50

100

150

200

250

(Degree)

in H-Plane

Angle

เอกสารนี้เป็นรูป 2.4 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเชิงทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริปด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสายอากาศที่มีความหนาน้อย ๆ ( $h \ll \lambda$ ) สมการ (2.3) ลดรูปเป็น

$$\bar{E}_\phi(\theta, \phi) \approx -\epsilon \left( j2V_0 e^{-jkr} / \eta r \right) \sin\theta (\sin z / \cos\theta) \cos Y \quad (2.4)$$

ส่วนที่อยู่นอกวงเล็บปีกกาเป็นอิลิเมนต์แฟคเตอร์ (Element Factor) ส่วนที่อยู่  
ในวงเล็บปีกกาเป็นสเปซแฟคเตอร์ (Space Factor) ซึ่งสนามจะขึ้นไปตามกฎการคูณแพท-  
เทิร์น (Pattern Multiplication)

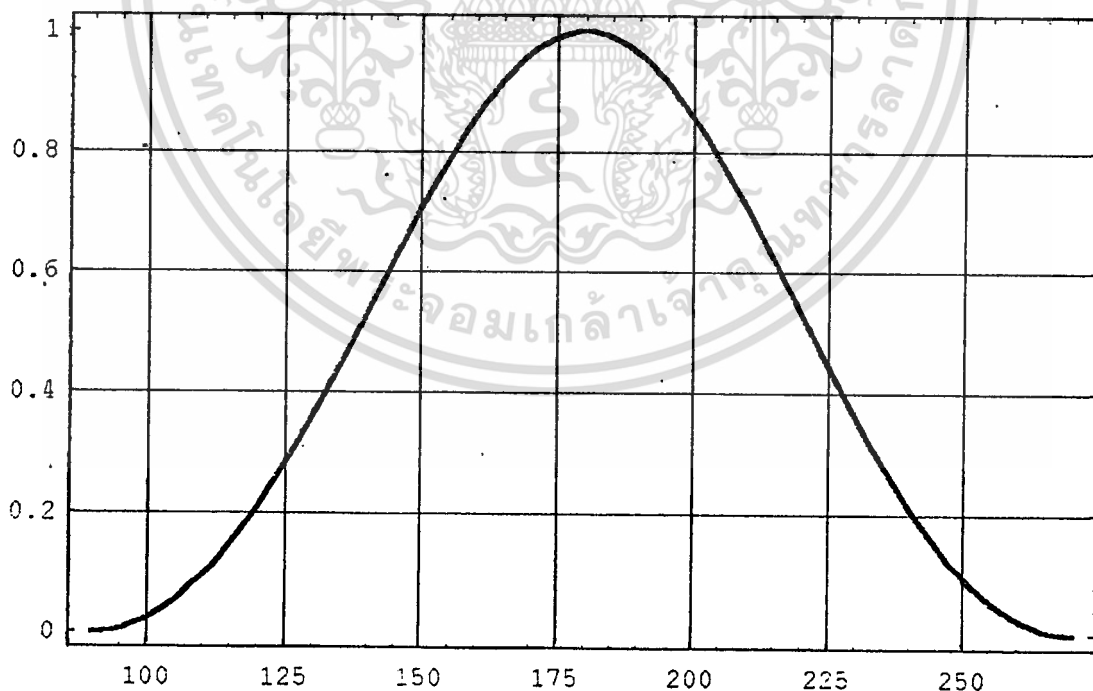
$$\text{สนามทั้งหมด} = [ \text{อิลิเมนต์แฟคเตอร์} ] * [ \text{สเปซแฟคเตอร์} ] \quad (2.5)$$

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

$$\bar{E}_\phi(\theta = \pi/2) = \left( \sin[X] / X \right) \left( \cos[(k/2)\sin\phi] \right) \quad (2.6)$$

$$\text{เมื่อ } X = (kh/2)\cos\phi, \quad \sin[0]/0 = 1$$

Amplitude



-Graphics-

Angle in E-Plane (Degree)

รูป 2.5 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเชิงทฤษฎีใน E-Plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

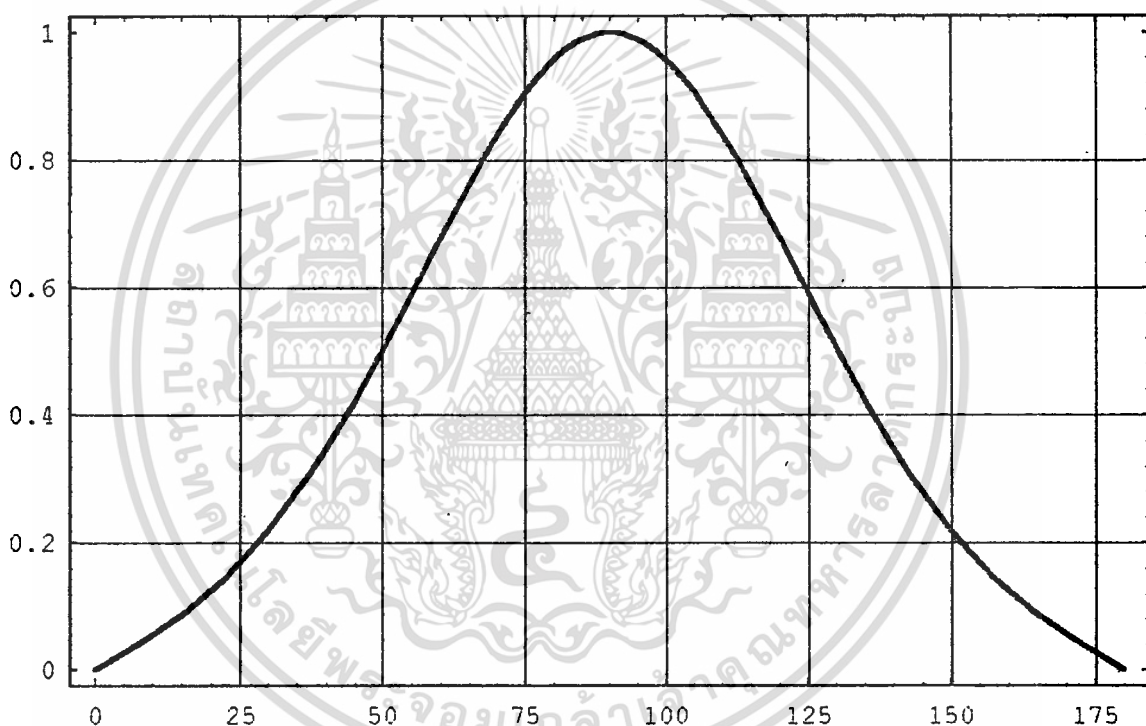
และสนามไฟฟ้าที่อยู่ในระนาบ H (H-Plane) จะพิจารณาที่มุม  $\phi = \eta$   
เมื่อทำการนอมนัลไลซ์แล้วจะได้

$$\bar{E}_\phi(\phi = \eta) = \sin \theta \left( \frac{\sin[X]}{X} \right) \left( \frac{\sin[Z]}{Z} \right) \quad (2.7)$$

เมื่อ  $X = -(kh/2) \sin \theta$

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

Amplitude



-Graphics-

Angle in H-Plane (Degree)

รูป 2.6 แสดงการแพร่กระจายคลื่นเชิงทฤษฎีใน H-Plane

#### 2.1.4 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ<sup>11</sup>

##### 1) พลังงานที่กระจาย (Radiating Power)

หาได้โดยการอินทิเกรต (Integrate) ส่วนจริงของพอยน์ติงเวกเตอร์

(Poynting Vector) รอบช่องเปิดที่กระจายคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

033401



$$P_r = (1/2) \int_S \mathbf{r} \cdot \mathbf{r} \quad (2.8)$$

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

$$P_r = V_o^2 I_L / 240 \pi^2 \quad (2.9)$$

$$I_L = \int_0^a \sin^2 [(K_o W/2) \cos \theta] \tan^2 \theta \sin \theta d\theta \quad (2.10)$$

2) พลังงานที่สูญเสีย (Dissipate Power)

จะประกอบไปด้วยการสูญเสียในตัวนำ (Conductor Loss,  $P_c$ ) และการสูญเสียในสารไดอิเล็กตริก (Dielectric Loss,  $P_d$ )  $P_c$  หาได้จาก  $I^2 R$  ซึ่งสัมพันธ์กับการอินทิเกรตรอบพื้นที่ของแพทช์และกราวด์เพลน

$$P_c = R \int_S \mathbf{r} \cdot \mathbf{r} \quad (2.11)$$

โดยที่  $R$  เป็นส่วนจริงของอิมพีแดนซ์ที่ผิว

$P_d$  หาได้จากการอินทิเกรตสนามไฟฟ้าภายในเคาวิตี้ของสายอากาศไมโครสตริป

รอบปริมาตร

$$P_d = (W E'' / 2) \int_V \mathbf{r} \cdot \mathbf{r} \quad (2.12)$$

โดยที่  $E''$  เป็นส่วนจินตภาพของเพอร์มิตติวิตี้

3) พลังงานที่ถูเก็บสะสม (Stored Energy)

ในช่วงเวลาเฉลี่ยพลังงานไฟฟ้าและแม่เหล็กที่ถูเก็บในเคาวิตี้จะมีค่าเท่ากันที่ความถี่เรโซแนนซ์

$$W_e = W_m = \int_V \mathbf{r} \cdot \mathbf{r} \quad (2.13)$$

ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$W_e = (1/2) \epsilon h \int_S \mathbf{r} \cdot \mathbf{r} \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4). อินพุทอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์ (Input Impedance and Admittance)

สายอากาศทุกชนิดจำเป็นต้องทำให้แมทซ์กับสายป้อนสัญญาณ จึงต้องคำนวณหาอินพุทอิมพีแดนซ์ สายอากาศไมโครสตริปสามารถป้อนสัญญาณโดยใช้สายโคแอกเซียล (Coaxial) หรือใช้สายไมโครสตริป สำหรับการป้อนสัญญาณแบบโคแอกเซียลสามารถคำนวณหาพลังงานขาเข้าได้จาก

$$P_{in}^c = - \int_V \mathbf{r} \cdot \mathbf{r} \cdot \mathbf{E} \cdot \mathbf{J}_n^* \, dV \quad (2.15)$$

โดยที่  $c$  ใช้กำกับเพื่อแสดงให้รู้ว่าเป็นการป้อนสัญญาณโดยโคแอกเซียล

เมื่อสายอากาศไมโครสตริปบางมาก ๆ และกระแสในสายโคแอกเซียลอยู่ในทิศทาง  $Z$  สมการ 2.15 จะเป็น

$$P_{in}^c = - \int_{x_0}^{x_n} \mathbf{E} (x_0, y_0) \cdot \mathbf{I}^*(z) \, dz \quad (2.16)$$

โดยที่  $(x_0, y_0)$  เป็นตำแหน่งป้อนสัญญาณ  
ดังนั้นอินพุทอิมพีแดนซ์ สามารถหาได้จากความสัมพันธ์

$$P_{in}^c = |I_{in}|^2 / Z_{in} \quad (2.17)$$

$$Z_{in} = (P_{in}^c / |I_{in}|^2) = V_{in} / I_{in} \quad (2.18)$$

ส่วนสายอากาศไมโครสตริป ที่ใช้ไมโครสตริปป้อนสัญญาณพลังงานขาเข้าจะเป็น

$$P_{in}^m = \int_V \mathbf{r} \cdot \mathbf{r} \cdot \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{I}_n \, dV \quad (2.19)$$

โดยที่  $I_n$  เป็นความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก

$m$  ใช้กำกับเพื่อแสดงให้รู้ว่าเป็นการป้อนสัญญาณโดยใช้ไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น อินทิกรัลตามแกนซ์เป็น

$$Y_{in} = (1/V_{in}^2) \int_0^{w'} \bar{H}(x_1, y_1) \cdot Y(1) dl \tag{2.20}$$

โดยที่  $w'$  เป็นความกว้างของตัวนำไมโครสตริป

$V(1)$  เป็นโวลต์เตจระหว่างแพทช์กับกราวด์เพลน

สำหรับไมโครสตริปที่มีขนาดแคบ  $V(1)$  มีค่าใกล้เคียงกับ  $V_{in}$  ถ้า  $h$  มีค่าน้อย ๆ กระแสที่เข้าสู่สายอากาศจะมีค่า  $I_{in} = W\bar{H}(x_1, y_1)$  ดังนั้นจะได้

$$Y_{in} = (I_{in} / V_{in}) \tag{2.21}$$

และสำหรับความต้านทานการกระจายคลื่น (Radiation Resistance) สามารถหาได้จาก (2.9) และ (2.10)

$$R_r = V_0^2 / 2P_r = 120\eta^2 / I_{in}^2 \tag{2.22}$$

$$\text{ที่ } W \ll \lambda_0, R_r \approx 90R^2 / W^2 \tag{2.23}$$

$$W \gg \lambda_0, R_r \approx 120R^2 / W^2 \tag{2.24}$$

ในกรณีหลัง ความต้านทานการกระจายคลื่นต่อหน่วยความยาวของแต่ละช่องเปิดมีค่าเป็น

$$R_r = 120\lambda_0 \tag{2.25}$$

เพื่อที่จะทำให้ง่ายขึ้น สำหรับสายอากาศที่มีความหนาน้อย ๆ การคำนวณสามารถประมาณได้ดังนี้คือ

$$R_r = 120\lambda_0 [ 1 - (kh)^2 / 24 ] \tag{2.26}$$

โดยมีนอร์มัลไลซ์ ไลน์ เอ็กซ์เทนชัน (Normalized Line Extension)

$$\Delta l = \frac{0.412h (\epsilon_r + 0.3)(W/h + 0.264)}{[(\epsilon_r + 0.25)(W/h + 0.8)]} \tag{2.27}$$

และ Effective Dielectric Constance

$$\epsilon_{eff} = (\epsilon_r + 1) / 2 + [(\epsilon_r - 1) / 2 [1 + (12h/W)]^{1/2}] \tag{2.28}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าซัสเซ็ปแตนซ์ (Susceptance) ของแต่ละช่องเปิด ซึ่งแทนด้วยค่าคาปาซิแตนซ์ มีค่าเป็น

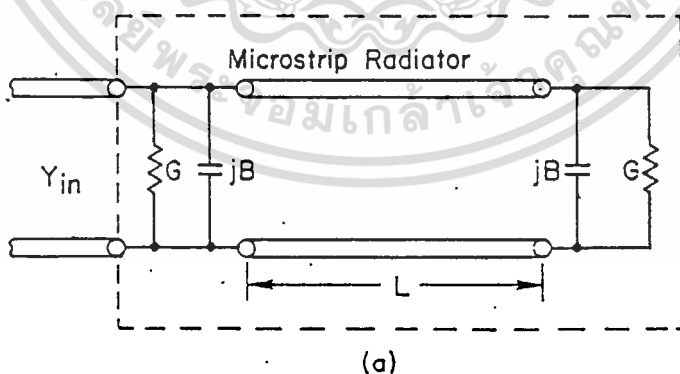
$$C = \Delta l (\epsilon_r)^{1/2} / CZ_0 \tag{2.29}$$

โดยที่  $C$  เป็นความเร็วแสง  
 $Z_0$  เป็นค่าแอดมิทแตนซ์ของไมโครสตริปไลน์  
 อินพุทแอดมิทแตนซ์ของส่วนกระจายคลื่นเป็น

$$Y_{in} = G + jB + \left[ \frac{Y_0 \{ G + j(B + Y_0 \tan \beta l) \}}{C Y_0 + j(G + jB) \tan \beta l} \right] \tag{2.30}$$

โดยที่  $G = 1/R$   
 $B = k \Delta l (\epsilon_r)^{1/2} / Z_0$   
 $\beta$  เป็นค่าคงที่การแพร่กระจายคลื่น (Propagation Constant)  
 $\beta = 2\pi (\epsilon_r)^{1/2} / \lambda$

ค่าต่าง ๆ ของแบบจำลอง ดังแสดงในรูป 2.7



รูป 2.7 แสดงวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริป

จากรูป 2.7 สายอากาศไมโครสตริปสามารถแทนได้ด้วย ค่าแอดมิทแตนซ์ 2 ค่าที่ต่อกันด้วยสายส่งที่ความถี่เรโซแนนซ์ ส่วนจินตภาพของอินพุทแอดมิทแตนซ์เท่ากับ 0 ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์ของส่วนกระจายคลื่นสามารถหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tan[\beta l] = 2Y_0 B / (B^2 + G^2 - Y_0^2) \tag{2.31}$$

ส่วนอินพุทแอดมิตแตนซ์ที่ตำแหน่งป้อนใด ๆ มีค่าเป็น

$$Y_{in}(z) = 2G / [ \cos^2[\beta z] + (G^2 + B^2) \sin^2[\beta z] / Y_0^2 - B \sin[2\beta z] / Y_0 ] \tag{2.32}$$

โดยที่  $Z$  เป็นระยะจากขอบของแพทช์ไปยังตำแหน่งป้อนที่  $G/Y_0 \ll 1$  และ  $B / Y_0 \ll 1$

$$Y_{in}(z) = 2G / \cos^2[\beta z] \tag{2.33}$$

ซึ่งสามารถหาค่าได้ทุก ๆ ที่ ยกเว้นที่  $\beta z = \pi / 2$

5) โดเรคทีวิตีและเกน (Directivity and Gain)

เมื่อโดเรคทีวิตี คือ อัตราส่วนของความหนาแน่นของพลังงานสูงสุดในบีมหลักต่อความหนาแน่นพลังงานเฉลี่ย โดเรคทีวิตีของช่องเปิดแสดงโดย

$$D = \frac{1/2 \operatorname{Re}(\bar{E}_\phi H_\phi^* - \bar{E}_\theta H_\theta^*) \Big|_{\phi=\pi/2}}{P_{in}^2 / 4\pi r^2} = \frac{4W^2 \eta^2}{I_{in} \lambda_0^2} \tag{2.34}$$

โดย  $I_{in}$  แสดงด้วยสมการ (2.10)

และในกรณีของสายอากาศไมโครสตริปที่ประกอบด้วย 2 ช่องเปิด อยู่ห่างกัน  $l$  โดเรคทีวิตีใน E-Plane จะเป็น

$$W \ll \lambda_0, \quad D_w \approx 6.6 \tag{2.35}$$

$$W \gg \lambda_0, \quad D_w \approx 8W / \lambda_0 \tag{2.36}$$

เกนประสิทธิผล (Effective Gain)

$$G_e = \eta D_w \tag{2.37}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารโดยสภา คือประสิทธิภาพของสายอากาศเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6) ตัวประกอบคุณภาพและการสูญเสีย (Quality Factor and Loss)

ตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_f$ ) ของสายอากาศมีความสัมพันธ์กับความต้านทานการกระจายคลื่น และจะสามารถหาได้จาก

$$Q_f = 2\pi f_r W_c / P_r \quad (2.38)$$

$$W_c = \epsilon_0 \epsilon_r E_x^2 hLW / 4 \quad (2.39)$$

$$Q_f = C (\epsilon_r)^{1/2} / 4f_r h \quad (2.40)$$

ความต้านทานสมมูลสำหรับการสูญเสียในตัวนำ ( $R_c$ ) และในไดอิเล็กตริก ( $R_d$ ) จะเป็น

$$R_c = 0.00027 (f_r)^{1/2} l Q_f^2 / W \quad (2.41)$$

$$R_d = 30 \tan \delta h Q_f^2 l W \epsilon_r \quad (2.42)$$

โดยที่  $\tan \delta$  เป็นการสูญเสียแทนเจนต์ (Tangent Loss)  
 $f_r$  มีหน่วยเป็น GHz

ตัวประกอบคุณภาพรวม ( $Q_c$ ) มีค่าเป็น

$$Q_c = 2Q_f R_c / R_r \quad (2.43)$$

7) แบนด์วิธ (Bandwidth)

โดยปกติจะคิดแบนด์วิธที่ค่า  $V_{SWR} < 2$  สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$BW = 1 / [ Q_c \sqrt{2} ] \quad (2.44)$$

จะเห็นว่าการเพิ่มแบนด์วิธสามารถทำได้โดยการเพิ่มความหนาของสารชั้นสเตรทวิชันที่มีข้อเสียดังกล่าวอย่างจริงจังไม่นิยมใช้

### 8) บีมวิดธ์ (Beamwidth)

บีมวิดธ์จะคิดระหว่างมุมที่พลังงานที่รับได้ลดลงครึ่งหนึ่ง (Half Power Beamwidth) หรือที่ค่าของสนามลดลง 1/2 ของค่ามากที่สุดที่รับได้ จะประเมินค่าได้จาก

$$\Phi_{\text{HH}} = 2 \cos^{-1} \left| 1 / (2 + kW) \right|^{1/2} \quad (2.45)$$

$$\Phi_{\text{EE}} = 2 \cos^{-1} \left| 7.08 / (3k^2 l^2 + k^2 h^2) \right|^{1/2} \quad (2.46)$$

โดยที่  $\Phi_{\text{HH}}$  และ  $\Phi_{\text{EE}}$  เป็นบีมวิดธ์ที่พลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบ H (H-Plane) และระนาบ E (E-Plane) ตามลำดับ จากสมการจะเห็นว่าบีมวิดธ์ของสายอากาศไมโครสตริป อิลิเมนต์เดี่ยวจะแปรผกผันกับขนาดของสายอากาศ

#### 2.1.5 การป้อนสัญญาณ (Feed) ให้แก่สายอากาศไมโครสตริป

สามารถกระทำได้ 2 วิธีคือ

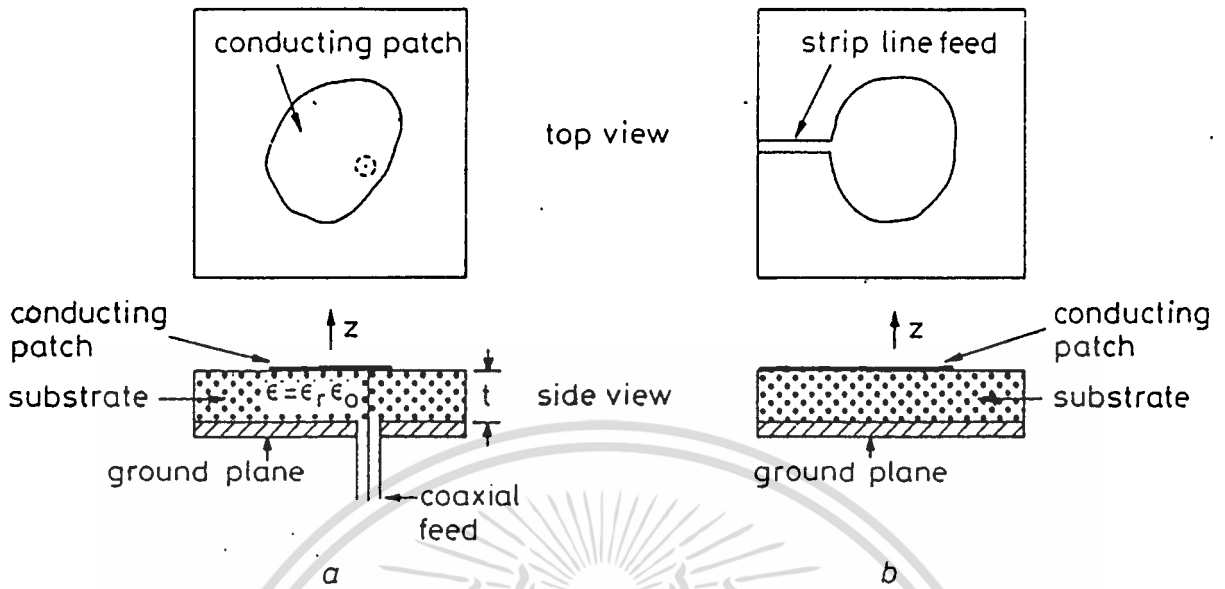
##### 1) การป้อนด้วยสตริปไลน์ (Stripline Feed)

ตำแหน่งของจุดป้อนสัญญาณจะถูกกำหนดโดยโหมด (Mode) ของคลื่นที่ใช้ ถ้าต้องการให้สายอากาศรีโซแนนซ์ เฉพาะโดมิแนนท์โหมด (Dominant Mode) จะต้องปรับสตริปไลน์ไปที่ขอบแพทช์ เพื่อหาจุดที่แม่นยำกับอินพุทอิมพีแดนซ์ของตัวสายอากาศ

การเปลี่ยนแปลงตำแหน่งป้อนสัญญาณจะมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์และรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งอาจชดเชยได้โดยการเปลี่ยนแปลงขนาดของแพทช์ เล็กน้อย

##### 2) การป้อนด้วยโคแอกเซียล (Coaxial Feed)

โดยทั่วไปมักจะใช้โคแอกเซียลชนิด N ต่อเข้าทางด้านหลังของสายอากาศ ตัวนำของโคแอกเซียลจะต่อกับแพทช์ จุดที่ต่อจะเป็นตัวปรับอินพุทอิมพีแดนซ์ ส่วนกราวด์ของโคแอกเซียลจะต่อกับกราวด์เพลน ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของจุดต่อจะมีผลเช่นเดียวกันกับการใช้สตริปไลน์ป้อนสัญญาณ การป้อนสัญญาณทั้งสองแบบแสดงในรูป 2.5



รูป 2.8 แสดงลักษณะการป้อนสัญญาณ <sup>๕๖</sup> a) โดยสตริปไลน์ b) โดยโคแอกเซียล

2.2 ทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริปควมคู่ด้วยโคเรคเตอร์

จากความต้องการพื้นฐานในการปรับปรุงคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริป ก็คือต้องการจะเพิ่มแบนด์วิดธ์

การเพิ่มแบนด์วิดธ์ของแพทช์สามารถทำได้ง่ายโดยเพิ่มความหนาของซับสเตรท <sup>๕๗</sup> (จากสมการ 2.44) แต่จะเกิดปัญหาอื่น ๆ ตามมาอีก ปัญหาแรกคือ การป้อนทำให้เกิดคลื่นพื้นผิว (Surface Wave) ที่จะทำให้รูปแบบการกระจายคลื่นในทิศทางตั้งฉากกับแพทช์เสียไป ซึ่งเป็นความสูญเสียที่เพิ่มขึ้นมา (Addition Loss) ปัญหาที่สองคือการเกิดโหมดอันดับสูงเนื่องจากการเพิ่มขนาดมิติในแกน x (รูป 2.1) ซึ่งทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของแพทเทอร์นและคาแรคเตอร์สติกอิมพีแดนซ์ ปัญหาที่สามคือ การประยุกต์เทคนิคการพิดแบบธรรมดามาใช้ (ป้อนสัญญาณในระนาบเดียวกับแพทช์โดยใช้สตริปไลน์ หรือในทิศทางตั้งฉากโดยใช้สายโคแอกเซียล) พิจารณาการป้อนสัญญาณด้วยโคแอกเซียล เนื่องจากโพรบทำให้เกิดค่ารีแอกแตนซ์ที่อนุกรม (จากการเพิ่มความยาวของแกนตัวนำของสายโคแอกเซียล) โดยแสดงตัวเป็นค่าอินดักแตนซ์ ทำให้การแมทซ์ซึ่งทำได้ยากขึ้น เมื่อพิจารณาถึงการป้อนด้วยสตริปไลน์ที่กำหนดให้อิมพีแดนซ์คงที่ ขนาดของแพทช์จะขึ้นอยู่กับความหนาน้อยมาก (ถึงแม้จะพิจารณาถึง ฟริงกิง ฟิลด์) แต่ความกว้างของสายที่เปลี่ยนไปไม่สามารถจะตัดทิ้งได้ จากเหตุผลนี้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจะถูกควบคุมด้วยขนาดของสตริปไลน์ที่ครอบคลุมบริเวณขอบแพทช์และเกิดการแพร่กระจายคลื่นโดยสตริปไลน์เพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

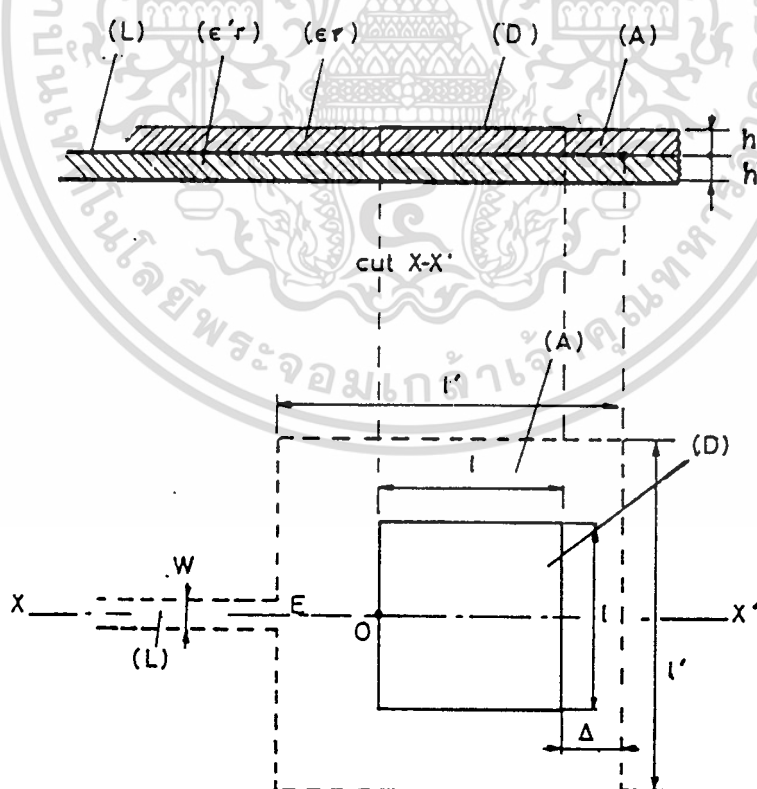
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากปัญหาเหล่านี้ทำให้มีการศึกษาการใช้ไดเรคเตอร์หรือเรียกว่า แพทช์ EMCP (Electromagnetic Coupled Patch) ในการอธิบายถึงคุณสมบัติต่าง ๆ จะใช้วิธีแบบจำลองสายส่ง<sup>[๑, ๔, ๕]</sup> (Transmission Line Model) หรือเรียกว่า แบบจำลองเรดิโออิเล็กทริก (Radioelectric Model)

### 2.2.1 ลักษณะและโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปควบคุมด้วยไดเรคเตอร์

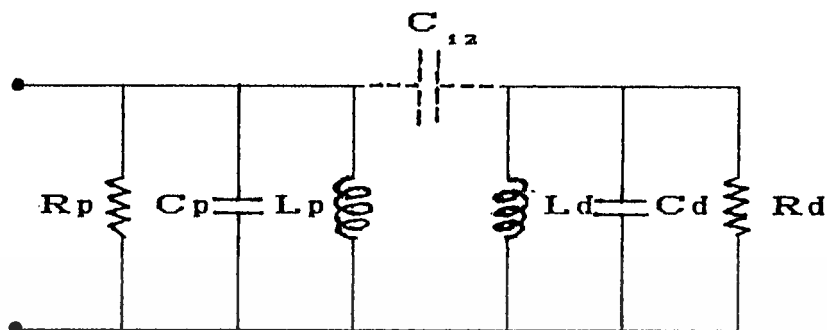
โครงสร้างพื้นฐานของไมโครสตริป EMCP จะประกอบด้วยส่วนของสายอากาศไมโครสตริปและมีสับเลตเตอร์และไดเรคเตอร์วางอยู่ข้างบน ในรูป 2.9 แสดงโครงสร้างแพทช์ของสายอากาศ (A) ที่ป้อนสัญญาณด้วยสตริปสาย (I) และไดเรคเตอร์ (D) ซึ่งแผ่นโลหะสี่เหลี่ยมทั้งสอง (D) และ (A) มีขนาด (I) และ (I') ตามลำดับ จะวางตัวอยู่บนสารฉนวนที่ที่มีความหนา h และ h' มีค่าคงที่ไดอิเล็กทริก  $\epsilon_r$  และ  $\epsilon'_r$  ตามลำดับ แผ่นแพทช์ทั้งคู่จะวางตำแหน่งด้วยพารามิเตอร์  $\Delta$  เมื่อ

$$\Delta = (\epsilon'_r - \epsilon_r) / 2$$



รูป 2.9 โครงสร้างของแพทช์และไดเรคเตอร์<sup>[๔๖]</sup>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริปควมคู้กับไดเรคเตอร์

### 2.2.2 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ โดยวิธีแบบจำลองสายส่ง

นิยามของแบบจำลองสายส่ง

จากจุดกำเนิด 0 (รูปที่ 2.9) ในทิศทางขวามือ ระบบการแพร่คลื่นจะเสมือนสายส่งแบบไมโครสตริปที่ควมคู้กันอยู่ 2 ชุด ซึ่งแสดงตัวตามโหมด Quasi-TEM  $X-X'$  เป็นแกนร่วม R และ  $R'$  เป็นความต้านทานคุณลักษณะของไดเรคเตอร์และแพทช์ตามลำดับ และ  $C_{1,2}$  เป็นมิวชวลคาปาซิแตนซ์ (Mutual Capacitance) ระหว่างสายส่งทั้งสองเส้น โดยจะแสดงในหน่วยต่อหน่วยความยาว โครงสร้างเสมือน 4 พอร์ท ทั้งหมดของความยาว  $l$  จะแบ่งเป็นเซกชัน 4 พอร์ท จำนวน  $N$  อิลิเมนต์ ยาว  $l/N$  แต่ละเซกชัน 4 พอร์ท เป็นเสมือนสายส่งสองเส้นที่ช็อต (Short) กันและควมคู้ด้วยคาปาซิแตนซ์  $C = C_{1,2} (l/N)$

เมื่อนำการแพร่กระจายคลื่นมาคำนวณด้วย (ตามความยาวของสายส่งควมคู้สองเส้น) จะกำหนดค่าคงที่การลดทอน (Attenuation Constants) ของไดเรคเตอร์และแพทช์เป็น  $\alpha$  และ  $\alpha'$  ตามลำดับ ดังสมการ

$$\tan \alpha l = (8\pi^3/5)(R_0/R)(hl/\lambda_0^2)^2 \quad (2.47)$$

$$\tan \alpha' l = (8\pi^3/5)(R_0/R')(h'l/\lambda_0^2)^2 \quad (2.48)$$

โดยที่  $R_0 = (\mu_0/\epsilon_0)^{1/2}$  และ  $1/\lambda_0 = f(\mu_0\epsilon_0)^{1/2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้  $V_i$  และ  $V_r$  เป็นคลื่นจินตภาพ (Complex Wave) ที่ตกกระทบและสะท้อนตามลำดับ จะสามารถเขียนแสดงในรูปแมทริกซ์ได้

$$\begin{bmatrix} (V_i)_o \\ (V_r)_o \\ (V'_i)_o \\ (V'_r)_o \end{bmatrix} = [T]^n \begin{bmatrix} (V_i)_n \\ (V_r)_n \\ (V'_i)_n \\ (V'_r)_n \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

เมื่อ  $[T]$  เป็นแมทริกซ์ของเซคชัน 4 พอร์ตเบื้องต้น (Elementary Four-Port Section Transmission Matrix) ดังเช่น

$$[T] = \begin{bmatrix} \cosh \theta + \frac{1}{2} \left( z + \frac{1}{z} \right) \sinh \theta & -\frac{1}{2} \left( z - \frac{1}{z} \right) \sinh \theta & -j \frac{z'}{x} (\cosh \theta + z \sinh \theta) & -j \frac{z'}{x} (\cosh \theta + z \sinh \theta) \\ +j \frac{z}{x} (\cosh \theta + z \sinh \theta) & +j \frac{z}{x} (\cosh \theta + z \sinh \theta) & & \\ \frac{1}{2} \left( z - \frac{1}{z} \right) \sinh \theta & \cosh \theta - \frac{1}{2} \left( z + \frac{1}{z} \right) \sinh \theta & j \frac{z'}{x} (\cosh \theta - z \sinh \theta) & j \frac{z'}{x} (\cosh \theta - z \sinh \theta) \\ -j \frac{z}{x} (\cosh \theta - z \sinh \theta) & -j \frac{z}{x} (\cosh \theta - z \sinh \theta) & & \\ -j \frac{z}{x} (\cosh \theta' + z' \sinh \theta') & -j \frac{z}{x} (\cosh \theta' + z' \sinh \theta') & \cosh \theta' + \frac{1}{2} \left( z' + \frac{1}{z'} \right) \sinh \theta' & -\frac{1}{2} \left( z' - \frac{1}{z'} \right) \sinh \theta' \\ & & +j \frac{z'}{x} (\cosh \theta' + z' \sinh \theta') & +j \frac{z'}{x} (\cosh \theta' + z' \sinh \theta') \\ j \frac{z}{x} (\cosh \theta' - z' \sinh \theta') & j \frac{z}{x} (\cosh \theta' - z' \sinh \theta') & \frac{1}{2} \left( z' - \frac{1}{z'} \right) \sinh \theta' & \cosh \theta' - \frac{1}{2} \left( z' + \frac{1}{z'} \right) \sinh \theta' \\ & & -j \frac{z'}{x} (\cosh \theta' - z' \sinh \theta') & -j \frac{z'}{x} (\cosh \theta' + z' \sinh \theta') \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

อิมเมจพราวพาเกชันฟังก์ชัน (Image Propagation Function)  $\alpha$  และ  $\alpha'$  แสดงได้โดย

$$\alpha = [ \alpha + j(2\eta/\lambda_o) \{ (\epsilon_r)_n \}^{1/2} ] 1/n \quad (2.51)$$

$$\alpha' = [ \alpha' + j(2\eta/\lambda_o) \{ (\epsilon'_r)_n \}^{1/2} ] 1/n \quad (2.52)$$

เมื่อ  $(\epsilon_r)_n$  และ  $(\epsilon'_r)_n$  เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์เสมือน (Equivalent Relative Dielectric Constant) ของสายส่งสองเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z = R / Z_0 \quad , \quad Z' = R' / Z_0$$

$$X = 2 / Z_0 CW = (2 / Z_0 C_{1,2} W) (n/l)$$

และ  $Z_0$  เป็นนอมัลไลซ์อิมพีแดนซ์

$C_{1,2}$  หาได้จากความสัมพันธ์ของ

$$C_{1,2} = \epsilon_0 (\epsilon_r)_r (1/h) \tag{2.53}$$

ถ้าแผ่นแพทช์ 2 แผ่น ที่แยกกันอยู่มีความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  และ  $f'_r$  ที่ใกล้เคียงกันมาก โดยที่  $l \approx l'$  จะเขียนแสดงได้ว่า

$$l' - l - \Delta \ll \lambda_0 \tag{2.54}$$

ดังนั้นแอดมิตแตนซ์ของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศทั้งหมดสัมพันธ์กับอินพุท 'E' ของสายไมโครสตริบ (รูปที่ 2.9) แสดงโดย

$$Y_E = 1/Z_0 Z_0 + jC (\epsilon_0 (\epsilon_r)_r (l' - l - \Delta) l') / h + C_p \square W \tag{2.55}$$

เมื่อค่าความจุ  $C_p$  (pF) เกิดจากความไม่ต่อเนื่องระหว่างแพทช์และสตริบสายที่กว้าง W แสดงโดย

$$C_p = \sqrt{Wl} C (10.1 \log_{10} \epsilon_r + 2.33) (l'/W) - 12.6 \log_{10} \epsilon_r - 3.17 \square \tag{2.56}$$

เทอมแรกของสมการที่ (2.55) ในระหว่างวงเล็บ สัมพันธ์กับค่าคาปาซิแตนซ์ของ (A) จาก 'E' ถึง 'O' (รูปที่ 2.9)

การกระจายกระแสความนำ (Conduction Current Distribution) ของแพทช์  $[I'_c(n)]_d$  และของไดเรคเตอร์  $[I_c(n)]_d$  และการกระจายกระแสโพลาไรเซชัน (Polarization Current Distribution) ของแพทช์  $[I'_p(n)]_d$  และของไดเรคเตอร์  $[I_p(n)]_d$  แสดงโดย

$$[I_c(n)]_d = \{ (V'_t)_n - (V_r)_n \} / \sqrt{(R_n \cdot R'_n)} \tag{2.57}$$

$$[I'_c(n)]_d = \{ (V'_t)_n - (V'_r)_n \} / \sqrt{(R_n \cdot R'_n)} \tag{2.58}$$

$$[I_p(n)]_d = jw(\epsilon - \epsilon_0) W_d [(V'_t)_n + (V_r)_n] \tag{2.59}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับใช้งานวิจัยทางวิชาการให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.60) ถ้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เงื่อนไขขอบเขตในสมการที่ (2.49), (2.57), (2.58), (2.59) และ

(2.60) กำหนดโดย

$$(V'_t)_o = (V'_r)_o \quad (2.61)$$

$$(V'_t)_n = (V'_r)_n \quad (2.62)$$

และ

$$\frac{(V'_t)_n + (V'_r)_n}{(V'_t)_n - (V'_r)_n} = \frac{R'}{\tanh [n' \theta (\Delta/l)]} \quad (2.63)$$

นมัลไลซ์อิมพีแดนซ์สัมพันธ์กับออริจิน 0 (รูปที่ 2.9) เท่ากับ

$$Z_o = \frac{(V'_t)_o + (V'_r)_o}{(V'_t)_o - (V'_r)_o} \quad (2.64)$$

ด้วยสมการไฮโมจีเนียส 4 สมการ จากสมการ (2.49), (2.61), (2.62)

และ (2.63) ทำให้สามารถคำนวณสมการที่ (2.64) ได้

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ E เป็นผลรวมของสนามไฟฟ้า 4 สมการ

ดังต่อไปนี้

$$[E_c(\theta)]_d = - (R_o \sin \theta / \lambda_o) \beta \sin [k_o (h + h') \sin \theta] * \int_0^{w_d} [I_c(x)]_d \exp(jk_o x \cos \theta) dx \quad (2.65)$$

$$[E'_c(\theta)]_p = - (R_o \sin \theta / \lambda_o) \beta \sin (k_o h' \sin \theta) * \int_0^{w_p} [I'_c(x)]_p \exp(jk_o x \cos \theta) dx \quad (2.66)$$

$$[E_p(\theta)]_d = j (R_o \cos \theta / \lambda_o) \beta \cos [k_o (h' + h/2) \sin \theta] * \int_0^{w_d} [I_p(x)]_d \exp(jk_o x \cos \theta) dx \quad (2.67)$$

$$[E'_p(\theta)]_p = j (R_o \cos \theta / \lambda_o) \beta \cos (k_o (h'/2) \sin \theta) * \int_0^{w_p} [I'_p(x)]_p \exp(jk_o x \cos \theta) dx \quad (2.68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $\beta = \exp(-jk_0 R) / R$  ,  $R_0 = \sqrt{\mu_0 / \lambda_0}$  ,  $R_0 / \lambda_0 = \mu_0 f$

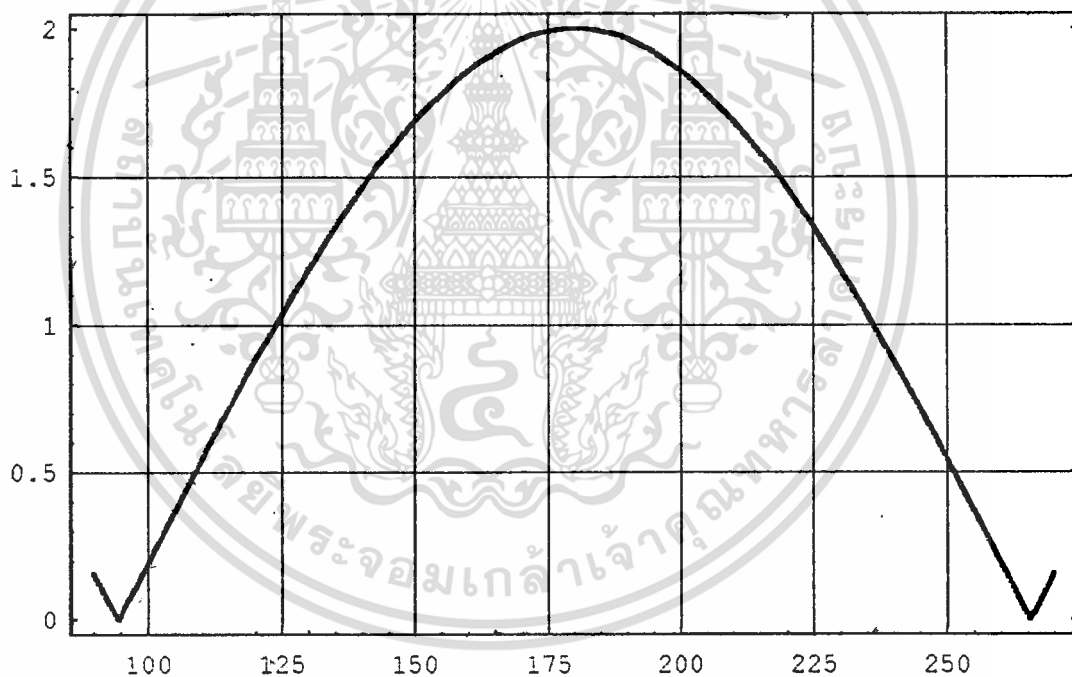
ซึ่งสามารถรวมในระนาบ E ที่ทำการนอมนัลไลซ์แล้วจะได้เป็น

$$E_{\text{sum}}(\theta) = \sin\theta \left[ \sin(k_0(h+h')\sin\theta) + \sin(k_0(h)\sin\theta) \right] + \cos\theta \left[ \cos(k_0(h+h'/2)\sin\theta) + \cos(k_0(h/2)\sin\theta) \right] \quad (2.69)$$

เมื่อ  $h = h' = 0.535 \text{ mm}$  ,  $\lambda_0 = 63.91 \text{ mm}$

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสมการ 2.69 แสดงโดยรูป 2.11

Amplitude



Angle in E-Plane (Degree)

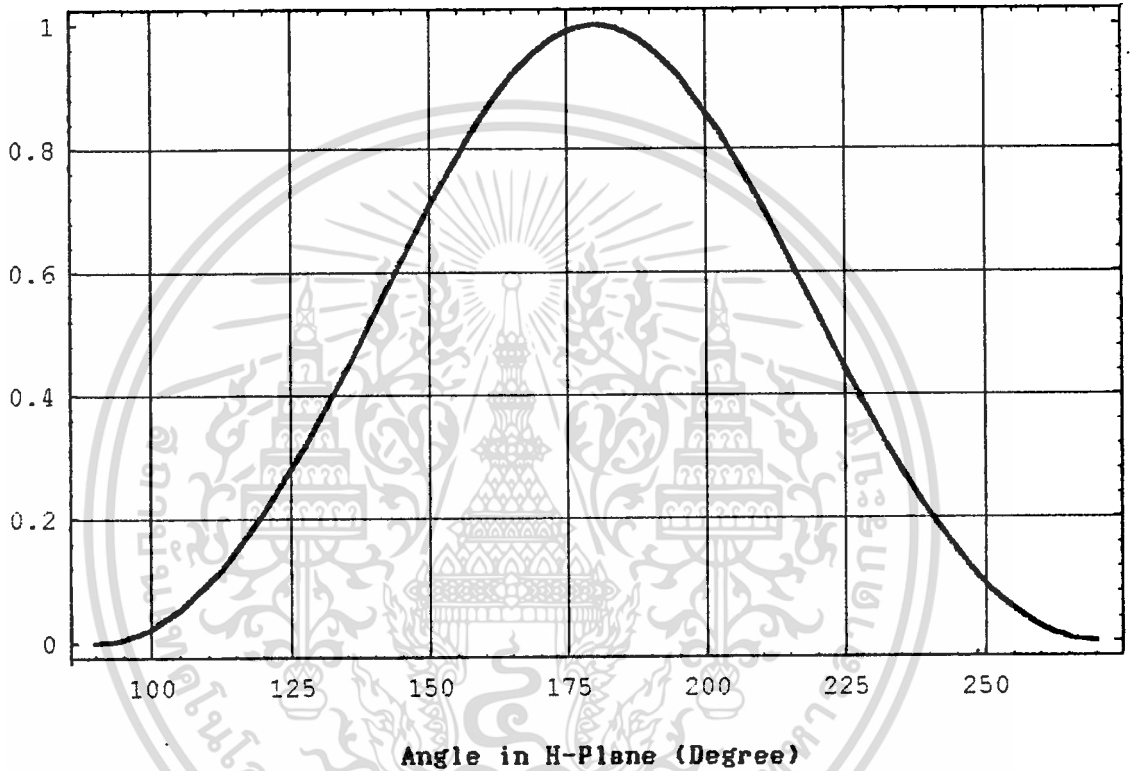
รูป 2.11 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเชิงทฤษฎีใน E-Plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ H แสดงโดยสมการ

$$E(\phi) = \cos\left(C(k_0 W_d / 2) \sin \phi\right) \int_0^{W_d} \left[ I_e(x) \sin[k_0 (h + h') \cos \phi] + I_o(x) \sin[k_0 h' \cos \phi] \right] dx \quad (2.70)$$

**Amplitude**

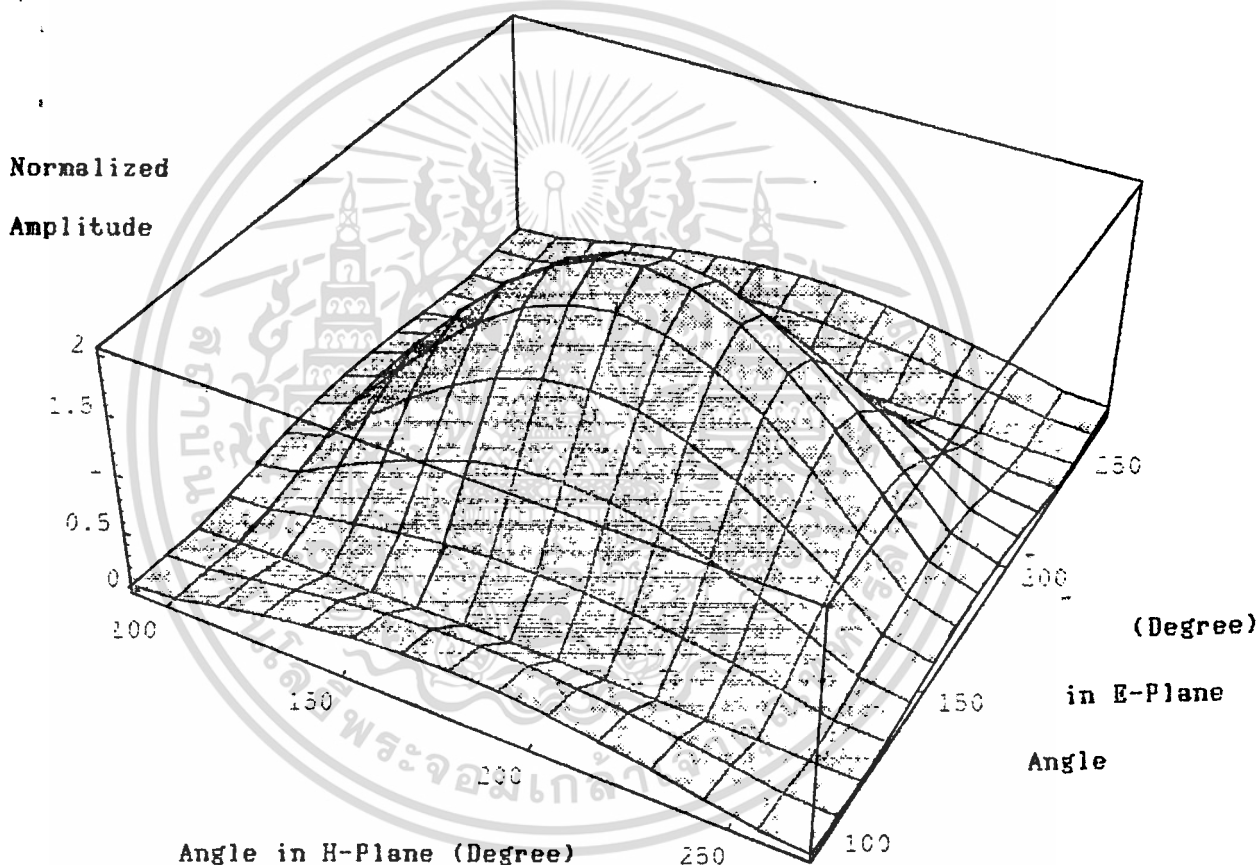


รูป 2.12 แสดงการแพร่กระจายคลื่นเชิงทฤษฎีใน H-Plane  
เมื่อ  $W_d = 90\% W_p$  ค่าสัมประสิทธิ์เฉลี่ย  $C = 0.8$  (ไม่ขึ้นกับความถี่)

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ ๓ มิติ ของแพทช์ควคู้กับไดเรคเตอร์ 90% จะหาได้โดยการคูณสนามในระนาบ E (สมการ 2.69) กับสนามในระนาบ H (สมการ 2.70) ซึ่งสนามรวมที่นอมัลไลซ์แล้ว แสดงโดยสมการดังนี้

$$E_{\theta\phi}(e, \phi) = C \sin e \left[ \sin(k_0(h + h')\sin e) + \sin(k_0(h)\sin e) \right] + \cos e \left[ \cos(k_0(h + h'/2)\sin e) + \cos(k_0(h/2)\sin e) \right] \cdot \cos \left( C(k_0 W_d / 2) \sin \phi \right) \quad (2.71)$$

เมื่อเงื่อนไขเป็นไปตามเงื่อนไขในสมการ 2.69 และ 2.70



รูป 2.13 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเชิงทฤษฎีในระนาบ 3 มิติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

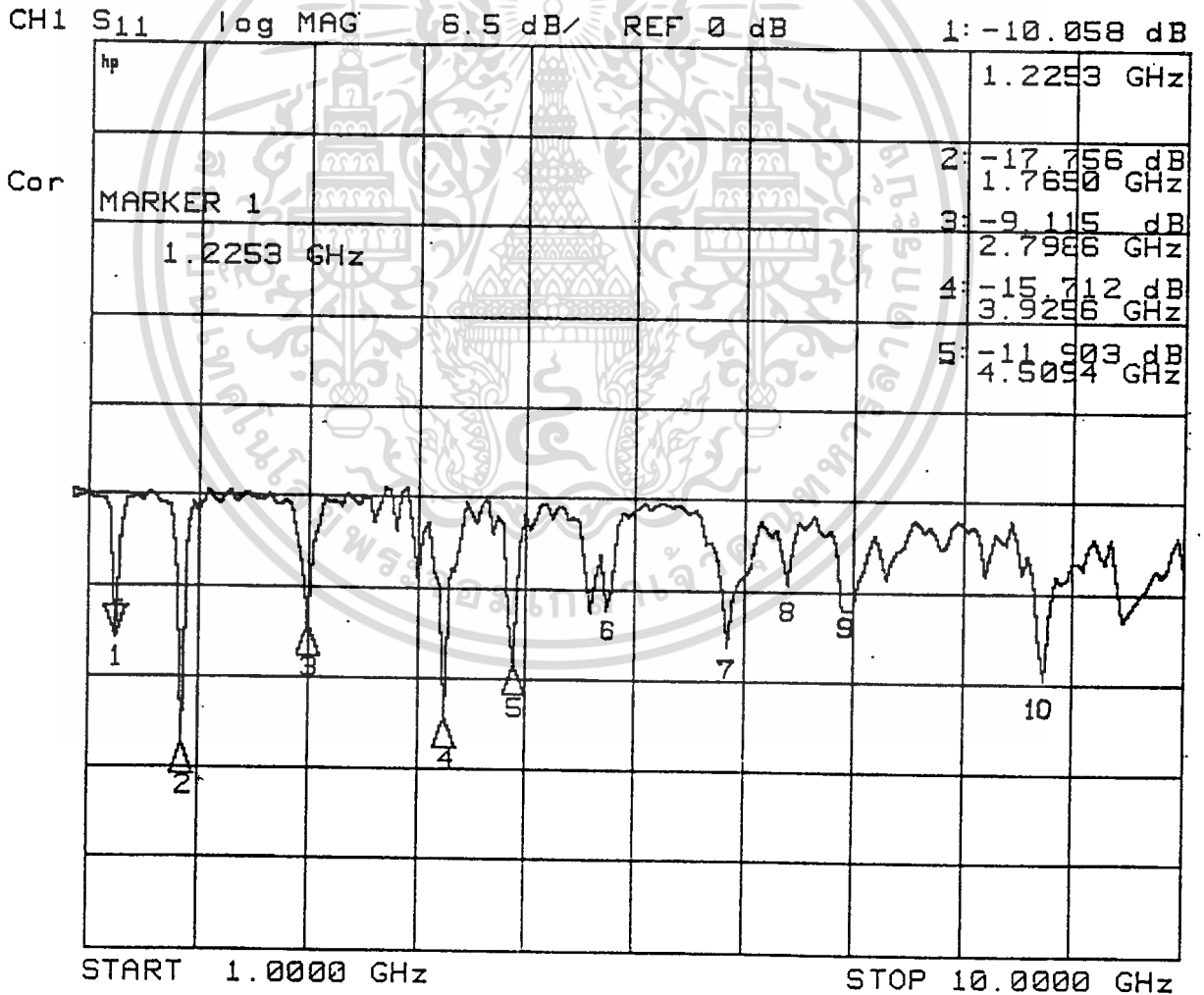
บทที่ 3

การออกแบบเสาอากาศไมโครสตริป

3.1 การทดลองหาค่าเพอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์ ( $\epsilon_r$ ) ของแผ่นปริ้นท์

ได้ใช้ขี้สเตรทเป็นอีพ็อกซี่ (Epoxy) มีความหนา (h) 0.535 mm

ตัดแผ่นปริ้นท์เป็นรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสขนาด 57 \* 57 mm<sup>2</sup> และทำการเชื่อม (Shield) ขอบ 2 ด้านที่ขนานกัน ต่อจากนั้นจึงเชื่อมต่อ SMA-Connector เข้ากับแผ่นปริ้นท์ แล้วทำการวัด Return Loss ( $S_{11}$ )



รูปที่ 3.1 กราฟแสดง Return Loss ของแผ่นปริ้นท์ขนาด 57 \* 57 mm<sup>2</sup>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการแสดงโหมดคลื่นของแผ่นไมโครสตริบ

$$(f_r)_{mn} = (1/2l\sqrt{\mu_0 \epsilon_r}) \sqrt{(m\pi/l)^2 + (n\pi/w)^2} \tag{3.1}$$

ลดรูปสมการเป็น

$$(f_r)_{mn} = (c/2l\sqrt{\epsilon_r}) \sqrt{m^2 + n^2} \quad ; \quad l = w \tag{3.2}$$

$$\epsilon_r = (c/2l(f_r)_{mn}) \sqrt{m^2 + n^2} \tag{3.3}$$

สมการ (3.3) ใช้สำหรับหาค่าเพอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์ จากรูป 3.1

Position	$f_r$ (GHz)	Mode (m,n)	$\epsilon_r$
1	1.2253	1,0	4.61
2	1.7650	1,1	4.45
3	2.7986	1,2	4.42
4	3.9256	1,3	4.49
5	4.5094	2,3	4.43
6	5.2757	3,3	4.48
7	6.2651	5,0	4.41
8	6.7621	5,2	4.39
9	7.2991	5,3	4.41
10	8.8745	7,1	4.40

ตารางที่ 3.1 แสดงการหาค่าเพอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์ในคลื่นโหมดต่าง ๆ

จากตารางที่ 3.1 จะได้ค่าเพอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์เฉลี่ยเท่ากับ 4.45 ซึ่งจะนำไป

ใช้ในการออกแบบสายอากาศต่อไป

### 3.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป ได้กำหนดขนาดของแพทช์ก่อนแล้วจึงคำนวณหาความถี่เรโซแนนซ์ของแพทช์

ขนาดของแพทช์	กว้าง	$W = 22.50$	mm	
	ยาว	$l = 15.00$	mm	
	หนา	$h = 0.535$	mm	
สารชั้นสเตรทเป็นอีพ็อกซีที่มีค่า		$\epsilon_r = 4.45$		
ค่าเพอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์ประสิทธิผล		$\epsilon_{eff} = 4.25$		จากสมการ (2.28)
ค่าความยาวเนื่องจากสนามฟริ่งกิ้ง		$2\Delta l = 0.50$	mm	จากสมการ (2.27)

$$\text{จากสมการหาความยาว} \quad l = \frac{c}{2(f_r)_{10}} \sqrt{\epsilon_{eff}} - 2\Delta l \quad (3.4)$$

$$\text{จะได้} \quad (f_r)_{10} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}} (l - 2\Delta l)} \quad (3.5)$$

$$(f_r)_{10} = 4.6942 \text{ GHz}, \text{ โหมด } TM_{10}$$

โพลาริเซชันเป็นแบบเชิงเส้น

$$\text{ความยาวคลื่นในฟรีสเปซ} \quad \lambda_0 = 63.91 \text{ mm}$$

$$\text{ความยาวคลื่นในชั้นสเตรท} \quad \lambda_d = 30.30 \text{ mm}$$

$$\text{จาก} \quad \lambda_d = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (3.6)$$

$$\text{ขนาดของกราวนด์เพลน} \quad 80.00 * 80.00 \text{ mm}^2$$

$$2.64 \lambda_d * 2.64 \lambda_d$$

$$\text{มิติที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ} \quad D = 80\sqrt{2} = 113.14 \text{ mm}$$

$$\text{สนามระยะไกลของสายอากาศ} \quad R > 0.40 \text{ m}$$

$$\text{จาก} \quad R > 2D^2 / \lambda_0 \quad (3.7)$$

$$\text{Skin Depth} \quad \delta = 0.98 \text{ } \mu\text{m}$$

$$\text{จาก} \quad \delta = \sqrt{2 / w \mu \sigma} \quad (3.8)$$

$$; \mu_0 = 4\pi * 10^{-7} \text{ h/m}$$

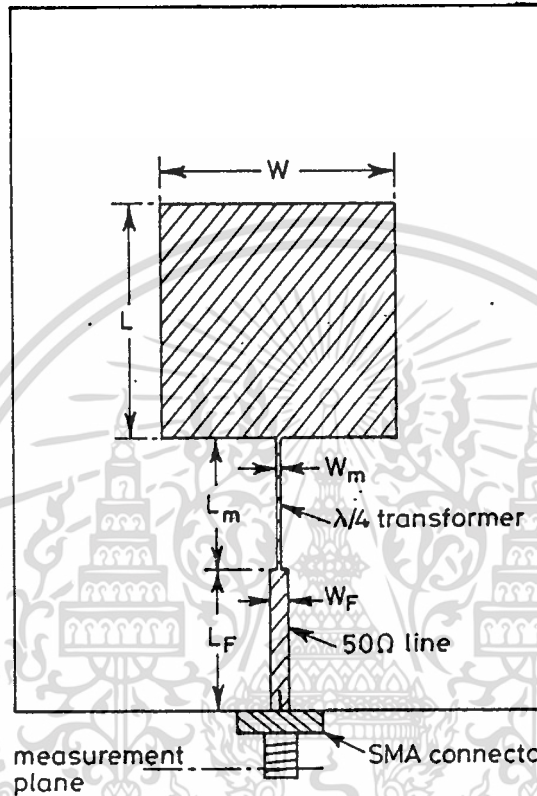
$$\sigma = 5.67 * 10^7 \text{ } \mu\text{m} \text{ (Hard Drawn Copper)}$$

$$\text{ความหนาของแผ่นทองแดง} \quad 30 \text{ } \mu\text{m} \text{ (เพียงพอสำหรับ Depth of Penetration)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้จัดทำเห็นประโยชน์เชิงวิชาการ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาเหตุที่เลือกอัตราส่วน ความยาว  $l$  : ความกว้าง  $W = 2:3$  ก็เพื่อให้ค่าความต้านทาน ( $R_r$ ) ของแพทช์มีค่าไม่สูงนัก เพื่อสะดวกในการปรับแพทช์

การออกแบบวงจรปรับแพทช์ (Quarterwavelength Transformer)



รูปที่ 3.2 แสดงลักษณะของแพทช์และวงจรปรับแพทช์

Patch	:	$l = 15.00 \text{ mm}$	$W = 22.50 \text{ mm}$	$R_r = 363$
$\lambda_d/4$ Transformer:		$l_m = 7.58 \text{ mm}$	$W_m = 0.10 \text{ mm}$	$R_m = 135$
Stripline	:	$l_f = \text{ไม่จำกัด}$	$W_f = 1.01 \text{ mm}$	$R_f = 50$

(กำหนด)

ค่าความต้านทานของแพทช์คำนวณจาก  $R_r = 45 (\lambda_0 / W)^2$  (3.9)

$R_m = \sqrt{R_r * R_f}$  (3.10)

$l_m = \lambda_d / 4$

$W_m, W_f$  คำนวณจากสมการของสตริปไลน์

$W/h \leq 2, W/h = 8 \exp(A) / (\exp(2A) - 2)$  (3.11)

$A = (Z_0 / 60) \sqrt{(\epsilon_r + 1) / 2} +$

$(\epsilon_r - 1) / (\epsilon_r + 1) * (0.23 + 0.11 / \epsilon_r)$  (3.12)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

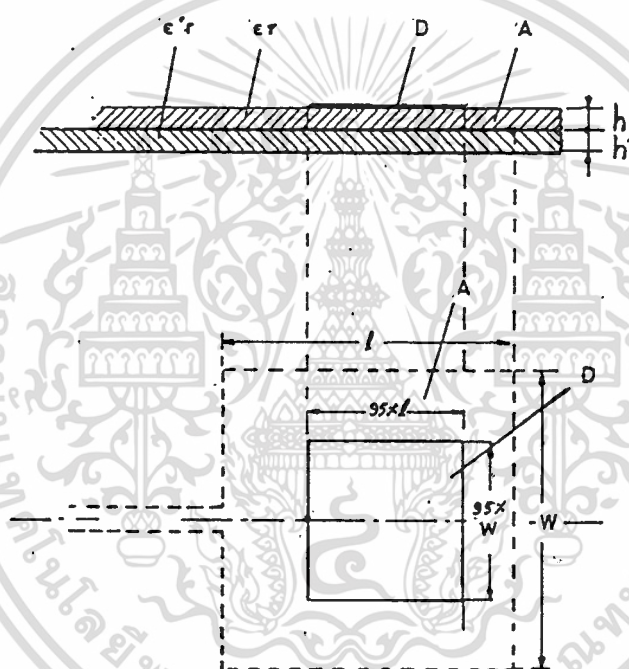
## บทที่ 4

## การทดลองและผลการทดลอง

## 4.1) การทดลองเปลี่ยนแปลงขนาดของโคเรคเตอร์

เป็นการทดสอบ เพื่อหาขนาดของโคเรคเตอร์ที่เหมาะสมที่จะให้ คุณลักษณะที่ดีที่สุด โดยเริ่มทดลองที่โคเรคเตอร์ขนาด 70% จนถึงโคเรคเตอร์ขนาด 130% ซึ่งมีรายละเอียดดังแสดงในรูปที่ 4.1 ประกอบร่วมกับตารางที่ 4.1

จากการทดลอง ได้แสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เปลี่ยนแปลง ดังแสดงในตารางที่ 4.2 กราฟของผลการทดลอง มีดังแสดงในรูปที่ 4.3 ถึงรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.1 สายอากาศไมโครสตริปควบคู่กับโคเรคเตอร์

ขนาดของแพทช์ (mm)	ขนาดของโคเรคเตอร์ (mm)											
	70%	80%	85%	90%	95%	100%	105%	110%	115%	120%	130%	
$l = 15.00$	10.5	12.0	12.7	13.5	14.2	15.0	15.7	16.5	17.2	18.0	19.5	
$W = 22.50$	15.7	18.0	19.9	20.2	21.4	22.5	23.6	24.7	25.9	27.0	29.2	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ที่ 4.1 แสดงขนาดโคเรคเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเพอร์มิททิวิตี้สัมพัทธ์ของชั้นสเตรท (Epoxy)  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 4.45$   
 ความหนาของชั้นสเตรท  $h_1 = h_2 = 0.535 \text{ mm}$

No	Microstrip with	$f_r$ (GHz)	Bandwidth (%)	Beamwidth (Degree) E-Plane * H-Plane
1	Single Patch	4.7350	0.80	142.5° * 80.0°
2	Superstrate	4.6600	1.37	147.5° * 97.5°
3	Director 70%	4.5950	1.38	102.5° * 100.0°
4	Director 80%	4.6600	1.37	92.5° * 107.5°
5	Director 85%	4.6600	1.37	105.0° * 110.0°
6	Director 90%	4.5950	1.37	95.0° * 95.0°
7	Director 95%	4.5900	1.35	120.0° * 82.5°
8	Director 100%	4.5750	1.32	102.5° * 92.5°
9	Director 105%	4.4750	0.85	90.0° * 95.0°
10	Director 110%	4.8250	0.63	-
11	Director 115%	4.8250	0.49	-
12	Director 120%	4.8350	0.58	-
13	Director 130%	4.8150	0.92	-

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสเตรปเมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดของไดเรคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

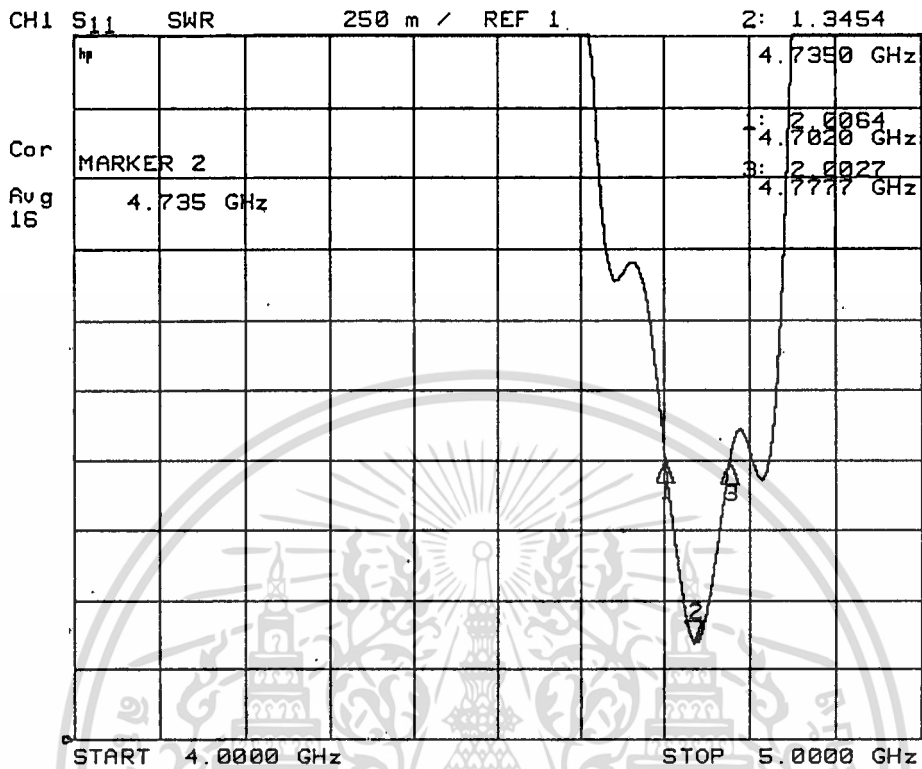
No	$Z_0$ ( $\Omega$ )	Front to Back Ratio (dB)	Cross Polarized Level (dB)	Normalized Gain (dB)
1	54.0	15.0	-28.0	0.0
2	59.3	16.5	-22.2	1.2
3	43.9	14.0	-33.5	3.5
4	54.3	14.2	-26.2	1.2
5	55.4	14.0	-20.2	1.2
6	43.3	14.0	-32.5	3.5
7	50.9	16.0	-32.0	4.0
8	58.6	16.9	-30.4	4.4
9	37.2	13.3	-30.3	-2.7
10	35.9	-	-	} Very Low Gain
11	35.9	-	-	
12	38.3	-	-	
13	48.0	-	-	

ตารางที่ 4.2(ต่อ) แสดงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริบเมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดของโคเรคเตอร์

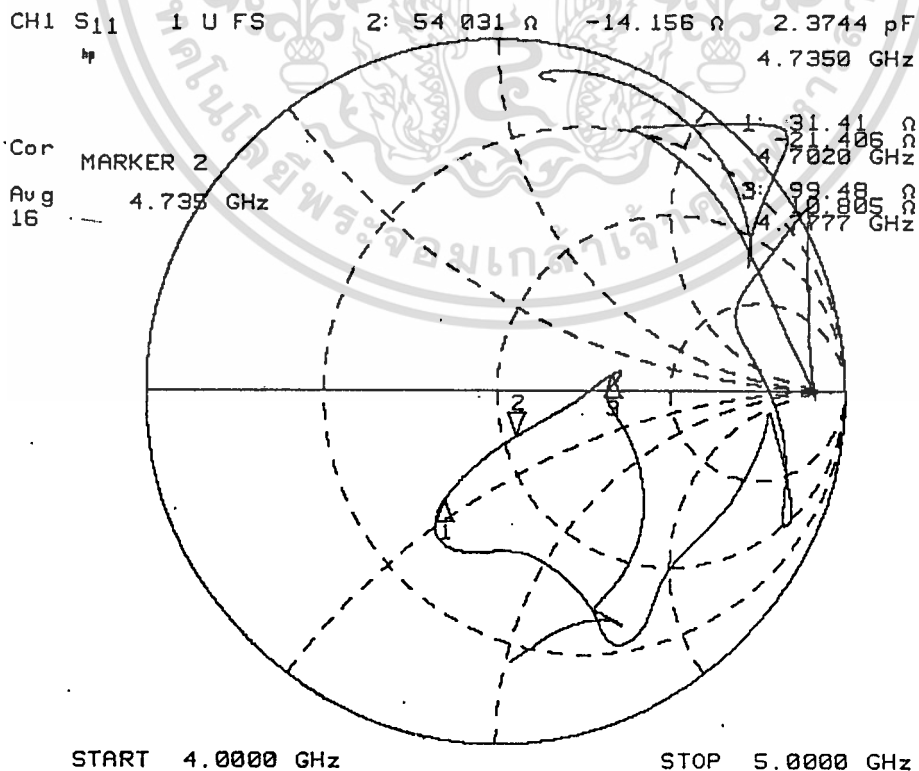
หมายเหตุ Bandwidth วัดที่  $SWR \leq 2$   
 Superstrate คือ สารไดอิเล็กทริกที่วางอยู่บนแพทช์ ในกรณีนี้มีความสมบัติเหมือนกับสารชั้นสเตรททกปรการ  
 Normalized Gain เทียบจากเกนของแพทช์เดี่ยวเป็น 0 dB  
 ที่โคเรคเตอร์ขนาด 110% - 130% จะให้เกนที่ต่ำมาก จึงไม่มีผลการทดลองของบีเอ็มวีดีธ , F/B และ CLP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) แสดงค่า SWR , อิมพีแดนซ์, และรูปแบบการแพร่คลื่นของสายอากาศไมโครสตริปเดี่ยว

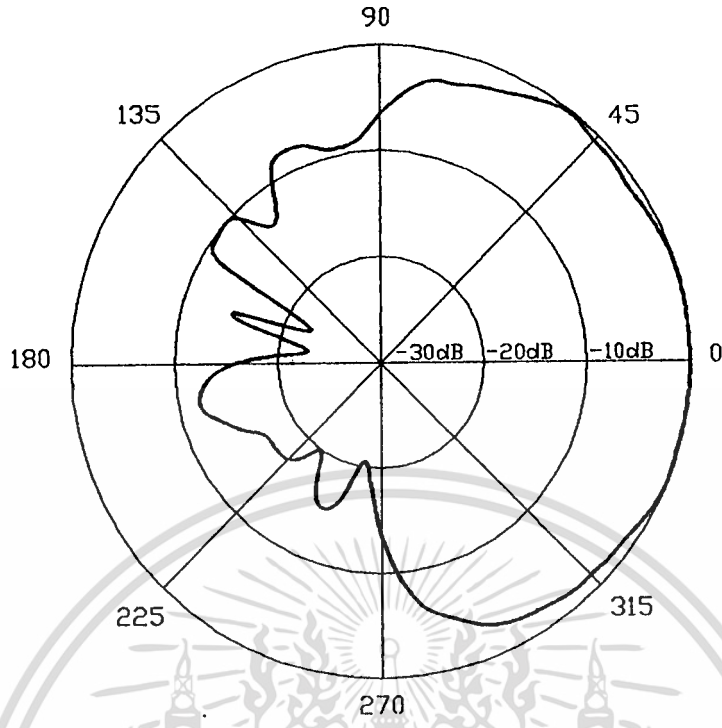


a) SWR

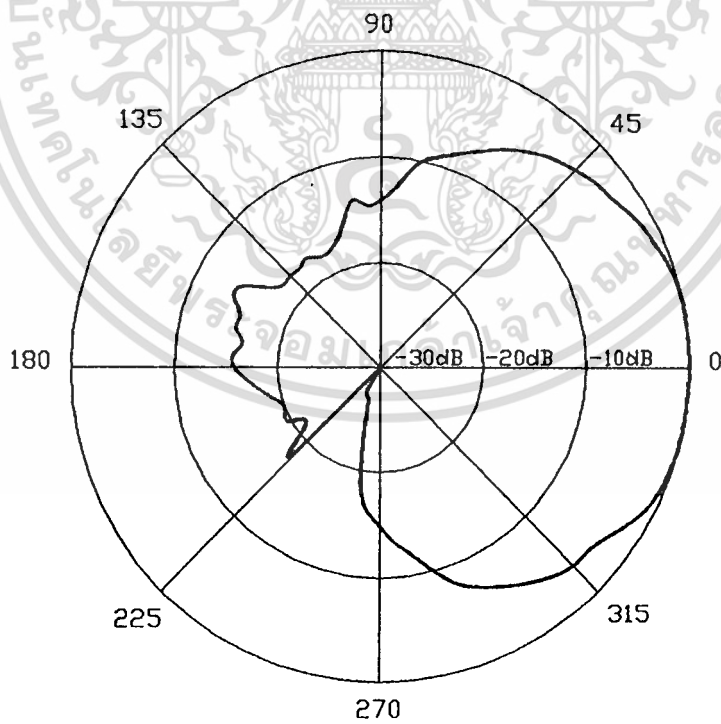


b) Smith Chart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้รูปที่ 4.2 ผลจากการทดสอบ ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



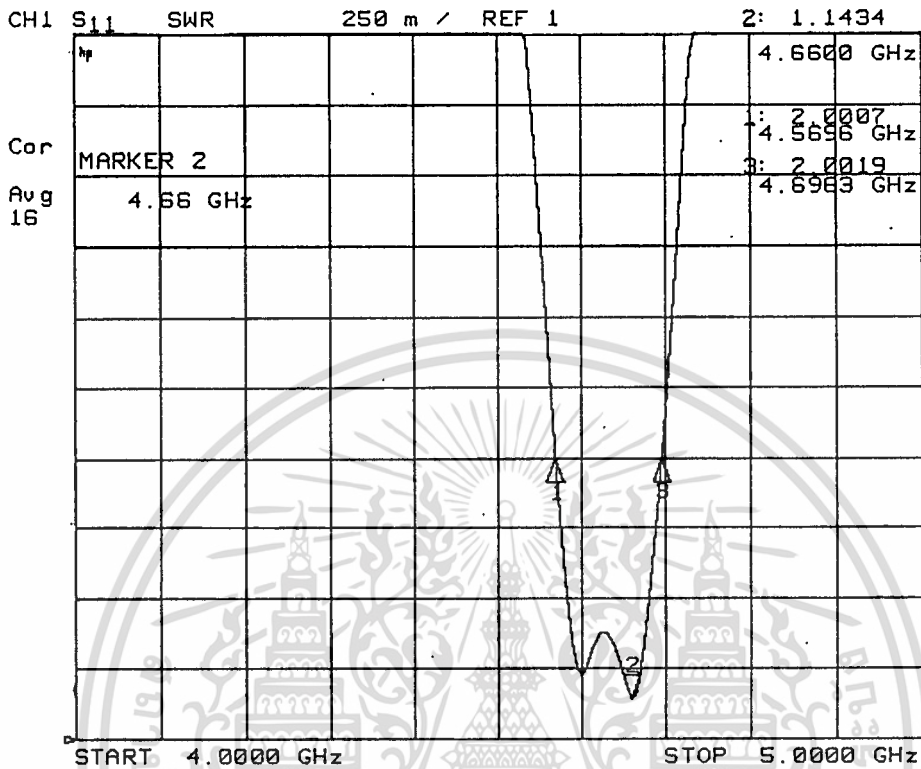
a) E-Plane



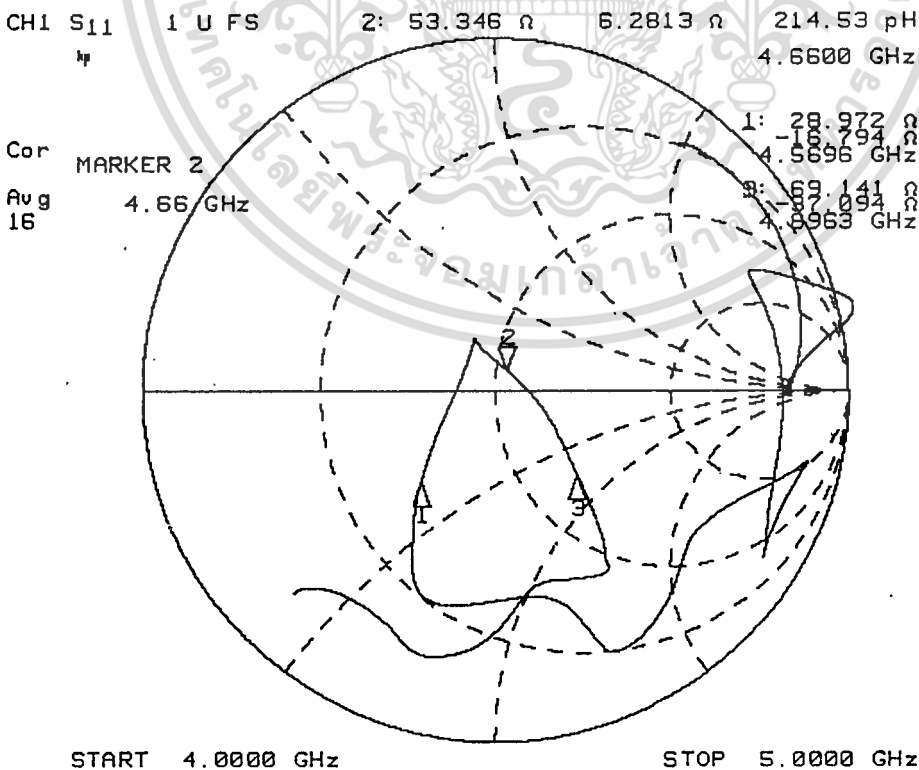
b) H-Plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ประกอบการเรียนการสอนเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.) แสดงค่า SWR, อิมพีแดนซ์, และรูปแบบการแพร่คลื่นของสายอากาศไมโครสตริป  
กับ Superstrate

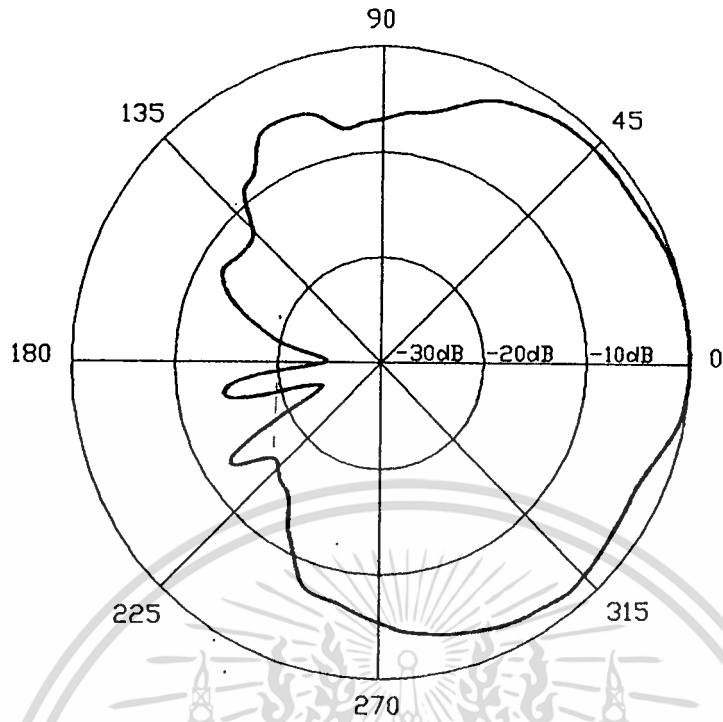


a) SWR

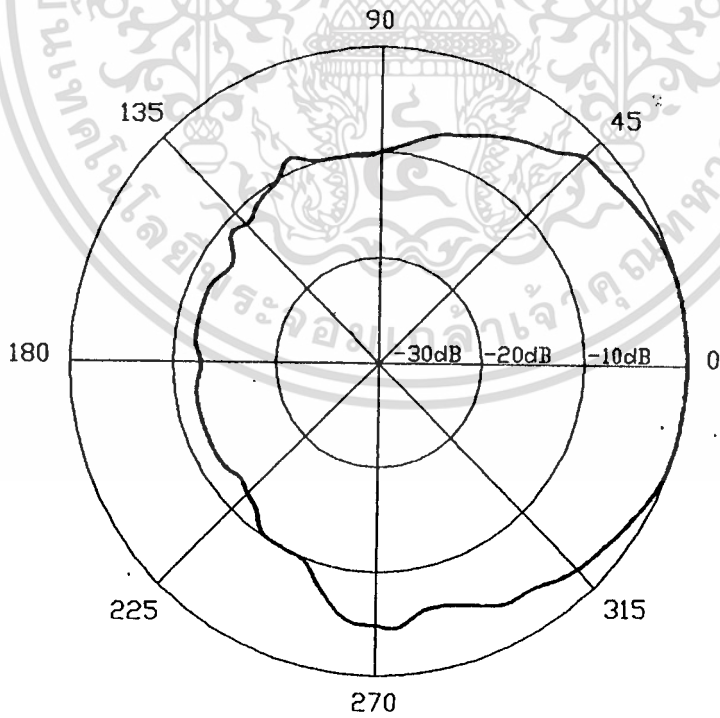


b) Smith Chart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภายในของงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 4.4 ผลจากการทดสอบ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



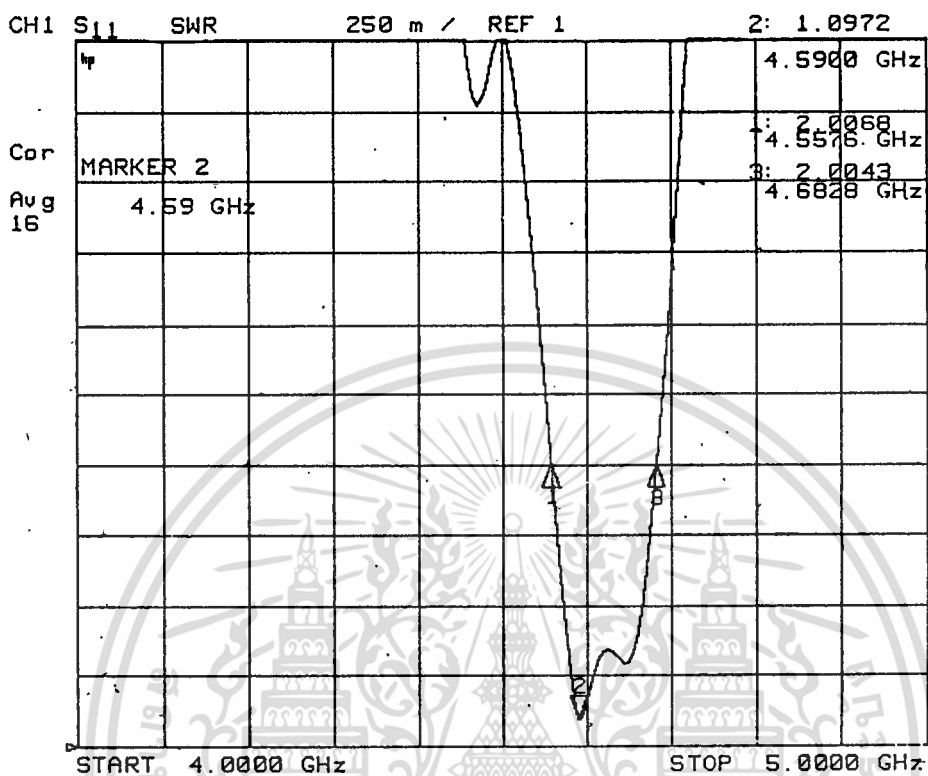
a) E-Plane



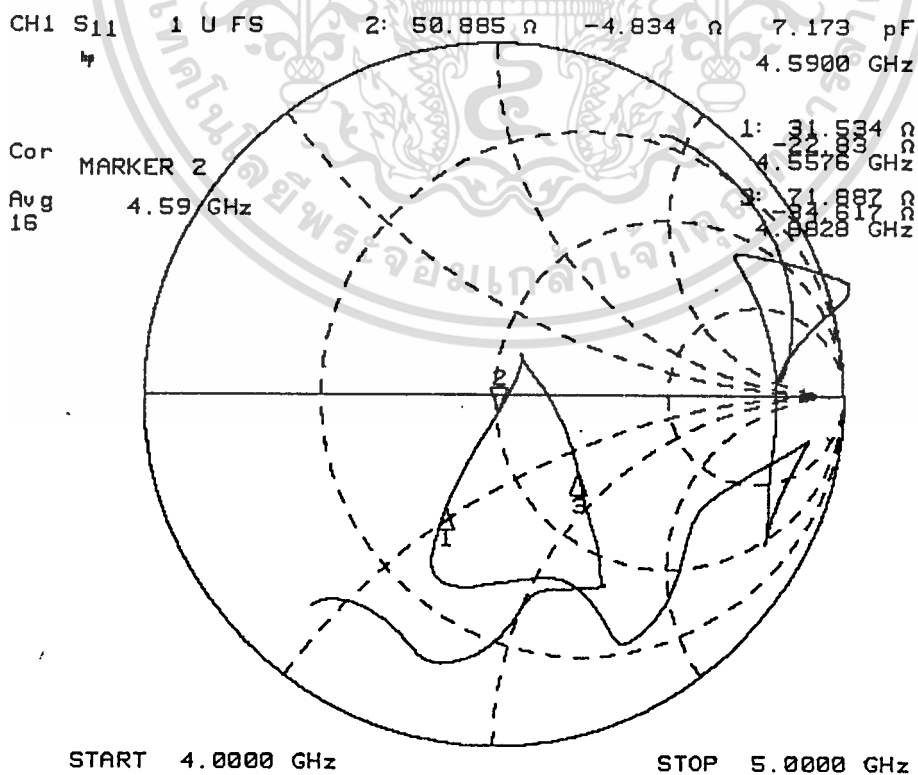
b) H-Plane

รูปที่ 4.5 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) แสดงค่า SWR, อิมพีแดนซ์, และรูปแบบการแพร่คลื่นของสายอากาศไมโครสตริป  
กับไดเรคเตอร์ขนาด 95%

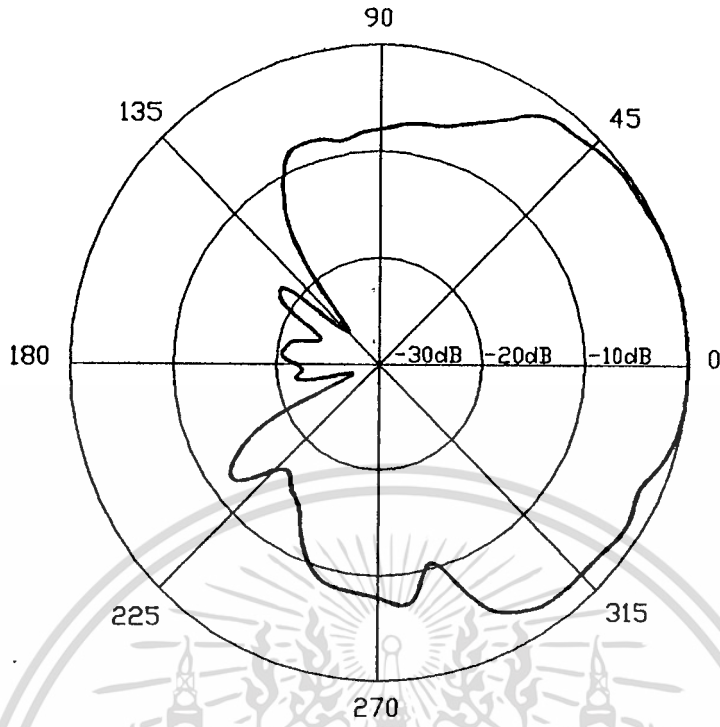


a) SWR

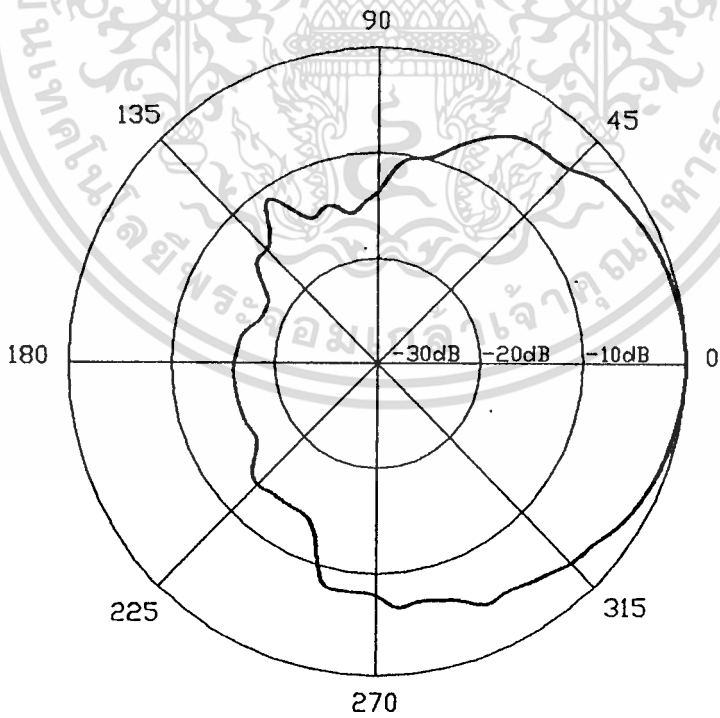


b) Smith Chart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 4.6. ผลจากการทดสอบ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) E-Plane



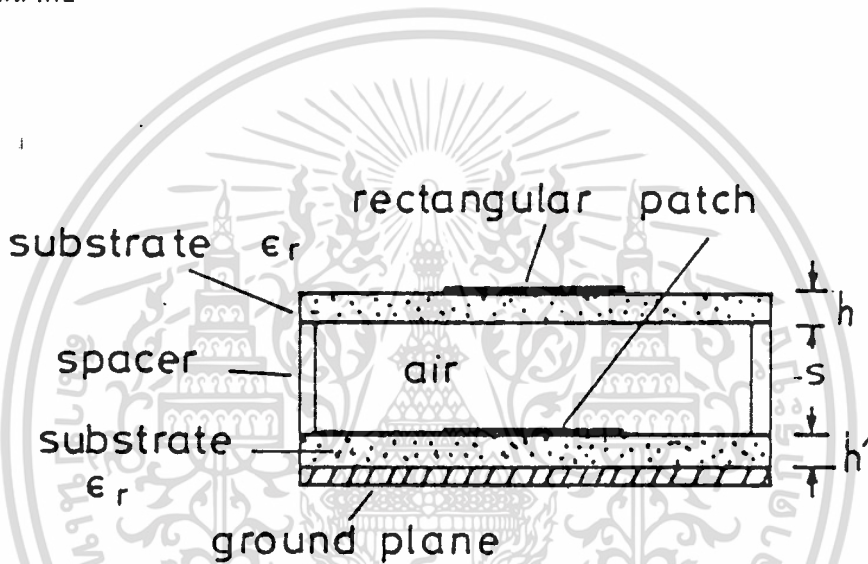
H-Plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานวิชาการเท่านั้น ไม่ควรนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2) การทดลองเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างไดเรคเตอร์กับแพทช์

เป็นการทดลองเพื่อหาระยะห่างระหว่างแพทช์กับไดเรคเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด  
คุณลักษณะที่ดีที่สุด โดยใช้ไดเรคเตอร์ขนาด 95% ซึ่งเลือกมาจากการทดลองที่ 4.1  
ในการทดลองเปลี่ยนระยะห่างระหว่างแพทช์กับไดเรคเตอร์ จะเปลี่ยนแปลงระยะห่างครั้งละ  
 $0.535 \text{ mm} < 0.0084 \lambda_0 >$  จนกระทั่งถึงระยะห่าง  $3.210 \text{ mm} < 0.0502 \lambda_0 >$

ผลการทดลองต่าง ๆ ที่น่าสนใจ มีดังแสดงในตารางที่ 4.3 และ รูปที่ 4.9,  
4.10 ตามลำดับ -



รูปที่ 4.8 แสดงระยะห่างระหว่างแพทช์กับไดเรคเตอร์

No	Air Gap : S (mm)	$f_r$ (GHz)	Bandwidth (%)	Beamwidth (Degree) E-Plane * H-Plane
1	Single Patch	4.7550	0.80	142.5° * 80.0°
2	0.000 (0.0000 $\lambda_0$ )	4.5900	1.85	120.0° * 82.5°
3	0.535 (0.0084 $\lambda_0$ )	4.6650	1.24	92.5° * 85.0°
4	1.070 (0.0167 $\lambda_0$ )	4.6800	1.18	87.5° * 95.0°
5	1.605 (0.0251 $\lambda_0$ )	4.6400	1.13	80.5° * 97.5°
6	2.140 (0.0335 $\lambda_0$ )	4.6450	1.14	60.0° * 90.0°
7	2.675 (0.0502 $\lambda_0$ )	4.6450	1.16	65.0° * 87.5°
8	3.210 (0.0502 $\lambda_0$ )	4.6450	1.15	82.5° * 87.5°

No	$Z_0$ ( $\Omega$ )	Front to Back Ratio (dB)	Cross Polarized Level (dB)	Normalized Gain (dB)
1	54.0	15.0	-28.0	0.0
2	50.9	15.0	-32.0	4.0
3	47.8	16.0	-24.7	4.2
4	46.8	16.2	-25.2	4.2
5	45.5	18.0	-31.0	5.0
6	47.3	23.0	-26.0	5.0
7	47.8	14.5	-22.5	5.5
8	48.4	18.0	-31.5	5.5

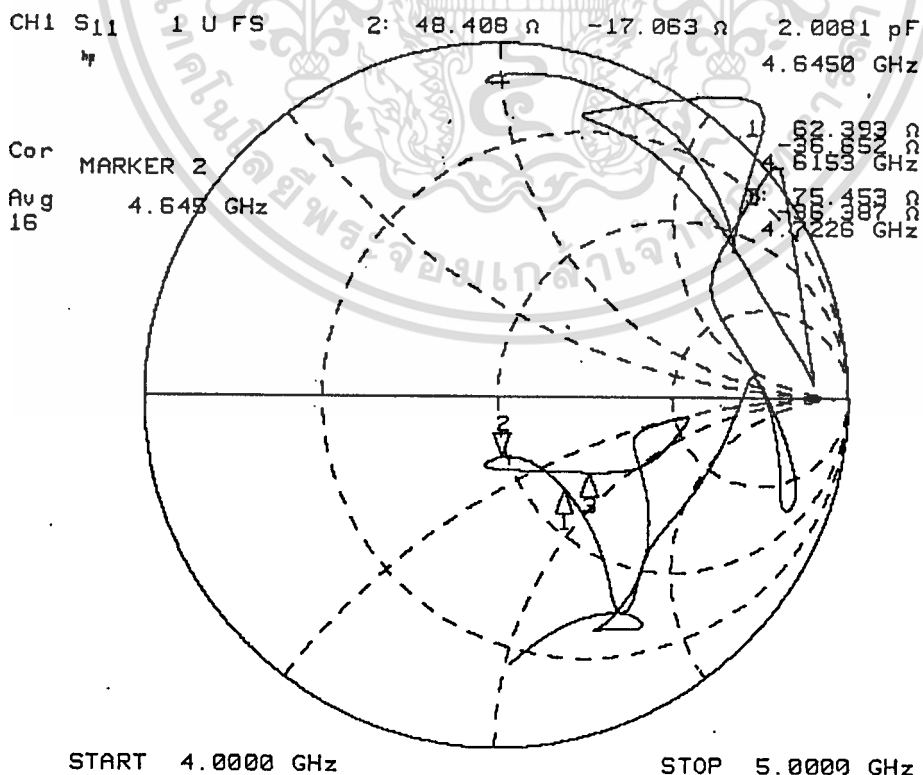
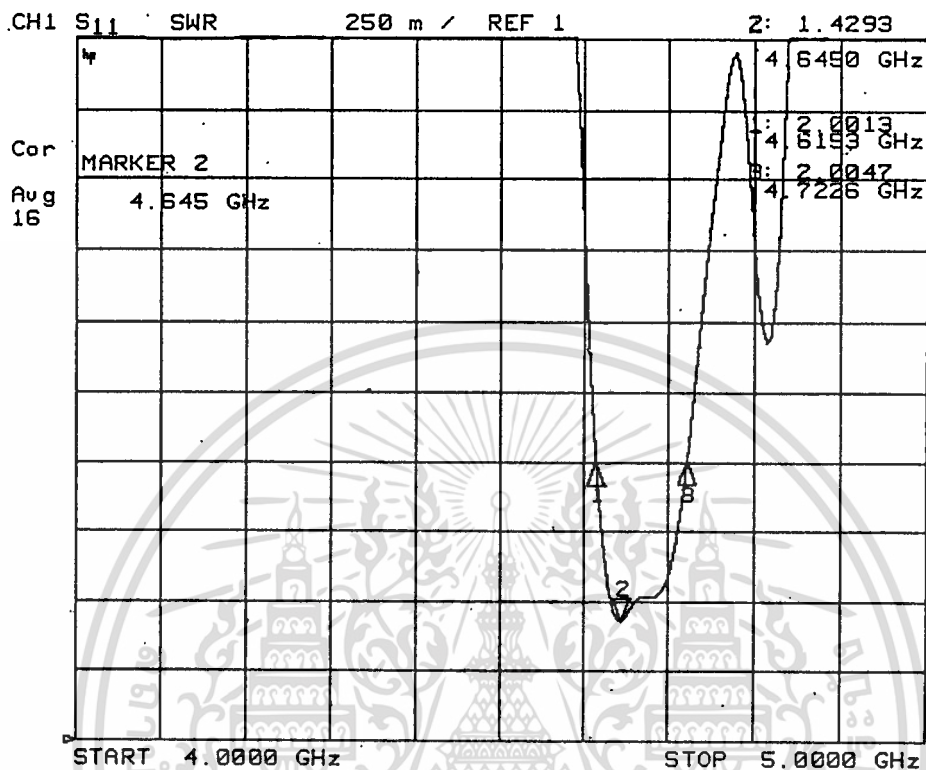
ตารางที่ 4.3 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปเมื่อเปลี่ยนแปลง

ระยะห่างระหว่างแพทช์กับไดเรกเตอร์

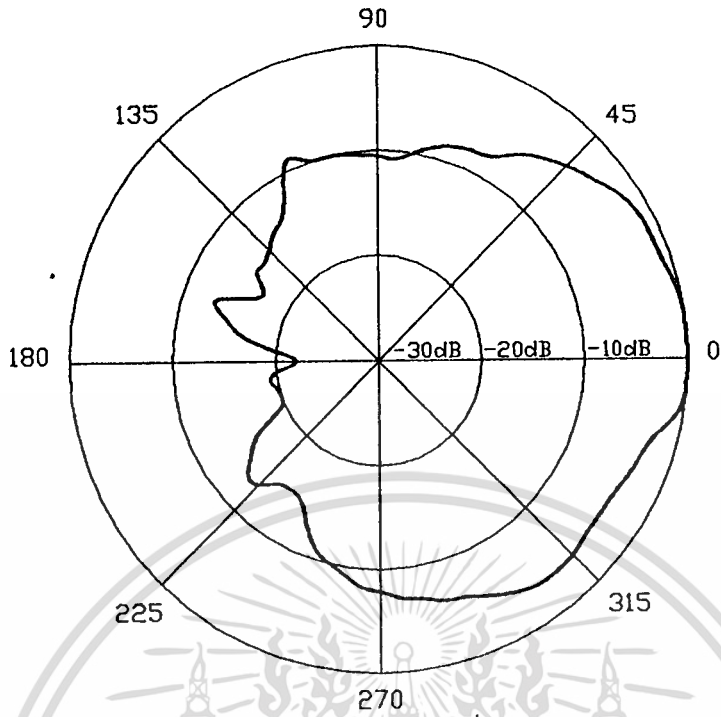
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

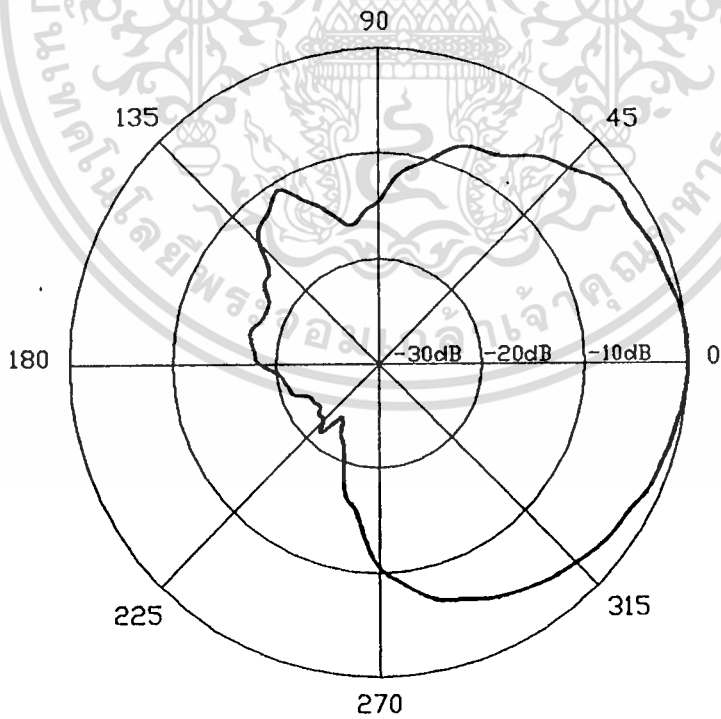
1) แสดงค่า SWR, อิมพีแดนซ์, และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป  
 ควบคู่กับไดเรกเตอร์ด้วยช่องอากาศห่าง 3.21 mm ( $0.0502 \lambda_0$ )



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 4.9 ผลจากการทดสอบ  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) E-Plane



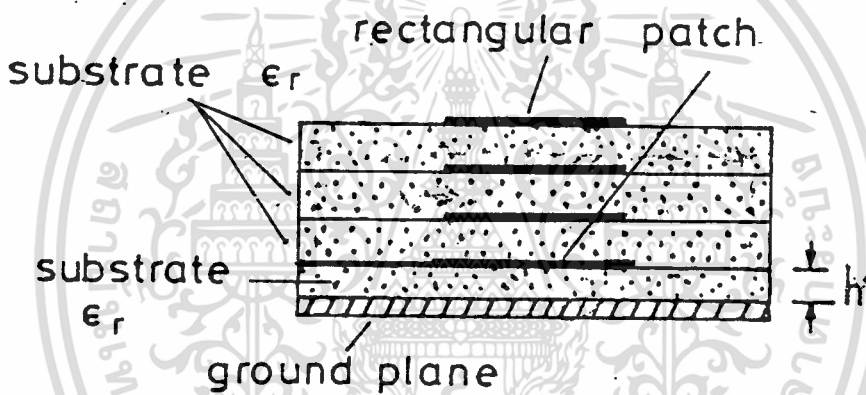
b) H-Plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ประกอบการเรียนการสอนเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3 > การทดลองเพิ่มจำนวนชั้นของไดเรคเตอร์

เป็นการทดลองเพื่อหาจำนวนชั้นของไดเรคเตอร์ที่ทำให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศที่ดีที่สุดใน การทดลองนี้ได้เลือกไดเรคเตอร์ขนาด 95% เช่นเดียวกับการทดลองที่ 4.2 ไดเรคเตอร์ที่จะนำมาเพิ่มจำนวนชั้นก็มีขนาด 95% เช่นกัน โดยได้ทำการจะทดลองที่จำนวนไดเรคเตอร์ต่างๆกันคือจากไดเรคเตอร์จำนวน 1 ชั้น จนถึงไดเรคเตอร์ 4 ชั้น

ผลการทดลองสรุปได้ ดังแสดงในตารางที่ 4.4 ค่า SWR และ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อใช้ไดเรคเตอร์ 95% จำนวน 4 ชั้น มีดังแสดงในรูปที่ 4.12 และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น มีดังแสดงในรูปที่ 4.13 ตามลำดับ



รูปที่ 4.11 สายอากาศไมโครสตริปควมคู่กับไดเรคเตอร์ 95% จำนวน 3 ชั้น

No	Director (Layer)	$f_r$ (GHz)	Bandwidth (%)	Beamwidth (Degree) E-Plane * H-Plane
1	Single Patch	4.7350	0.80	142.5° * 80.0°
2	1	4.5900	1.35	120.0° * 82.5°
3	2	4.4700	1.24	67.5° * 97.5°
4	3	4.4700	0.26	85.0° * 80.0°
5	4	4.7750	0.85	X * 110.0°

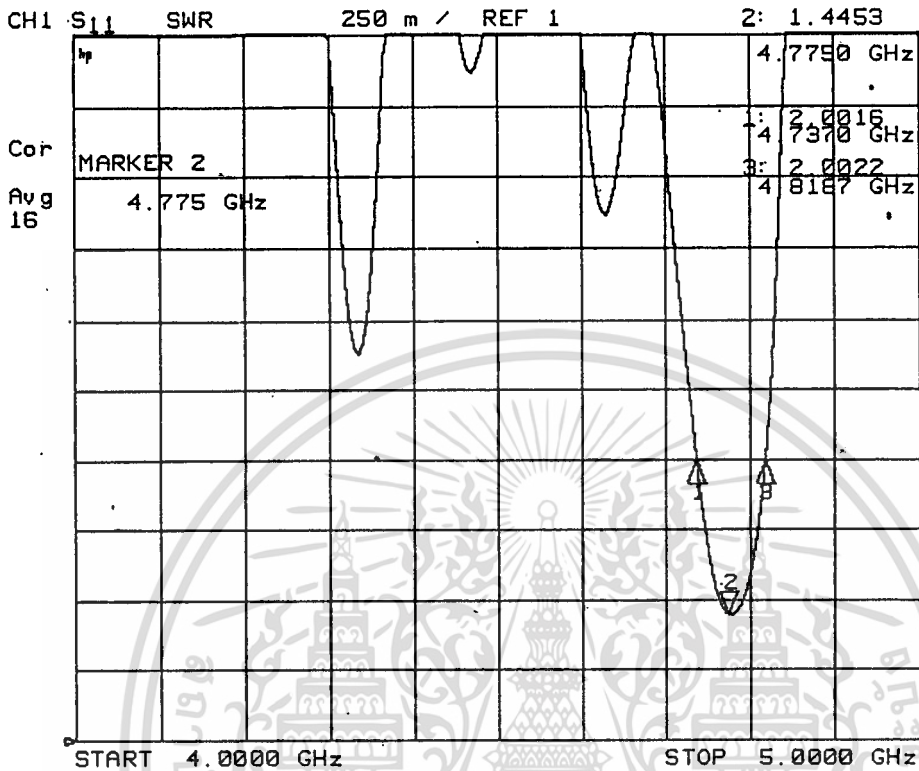
No	$Z_0$ ( $\Omega$ )	Front to Back Ratio (dB)	Cross Polarized Level (dB)	Normalized Gain (dB)
1	54.0	15.0	-28.0	0.0
2	50.9	16.0	-32.0	4.0
3	40.5	11.7	-27.2	-1.8
4	91.4	10.8	-26.0	-2.0
5	47.5	18.0	-15.0	-8.5

ตารางที่ 4.4 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปเมื่อเพิ่มจำนวนชั้นของไดเรกเตอร์

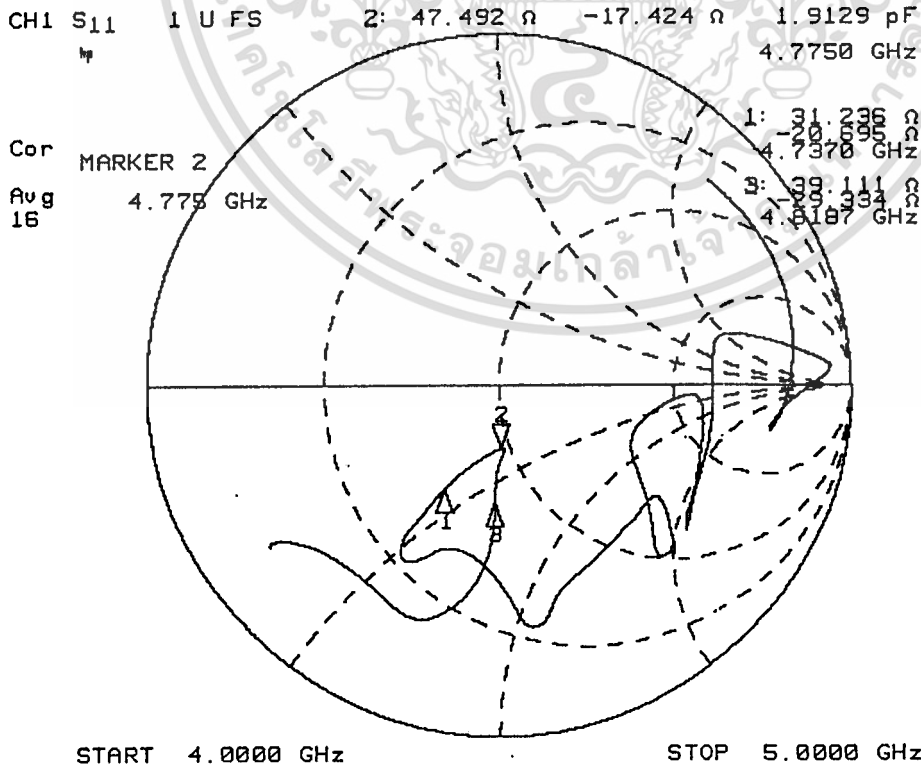
X - บีมเกิดบุ่ม (Dip) ที่ทิศทางตั้งฉากกับแพทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) แสดงค่า SWR, อิมพีแดนซ์, และรูปแบบการแพร่คลื่นของสายอากาศไมโครสตริปควมคู่กับ  
ไดเรคเตอร์ขนาด 95% จำนวน 4 ชั้น



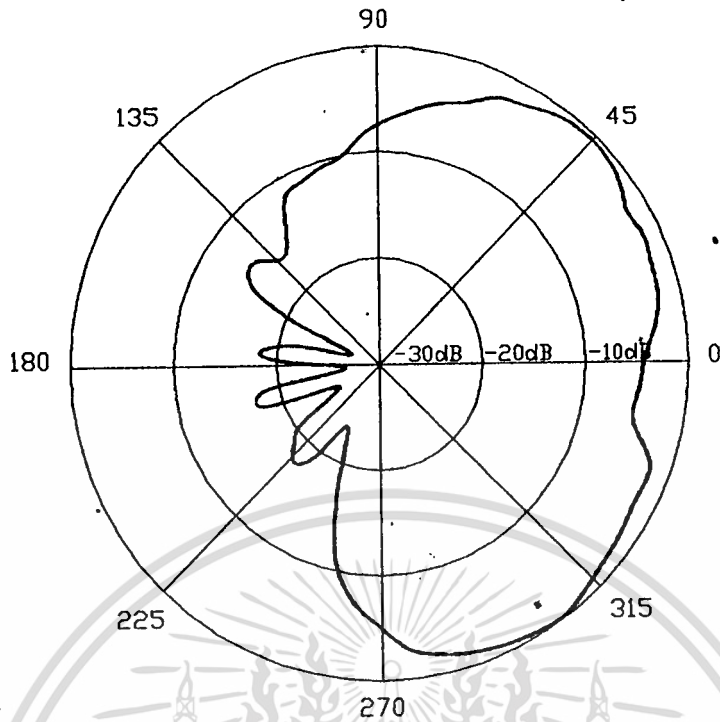
a) SWR



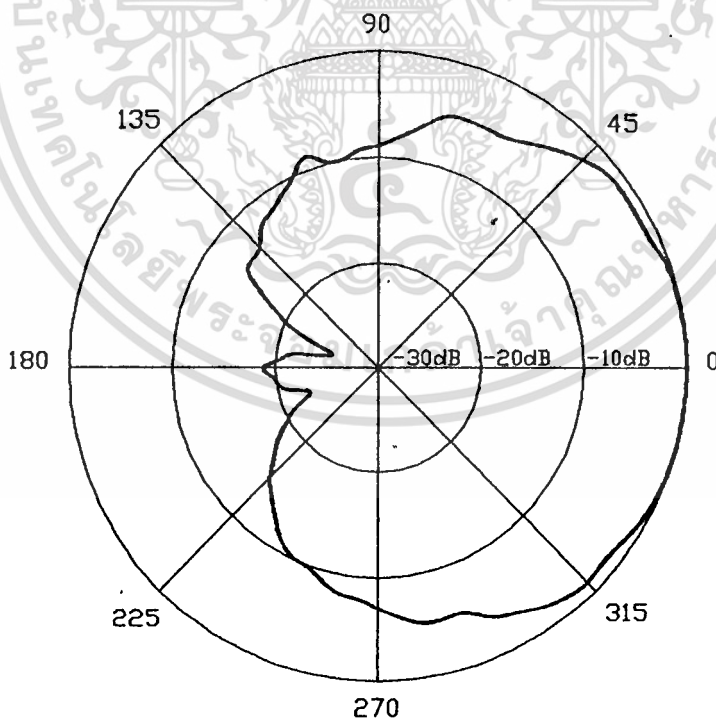
b) Smith Chart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 4.12 ผลจากการทดสอบ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เผยแพร่ไปยังผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) E-Plane

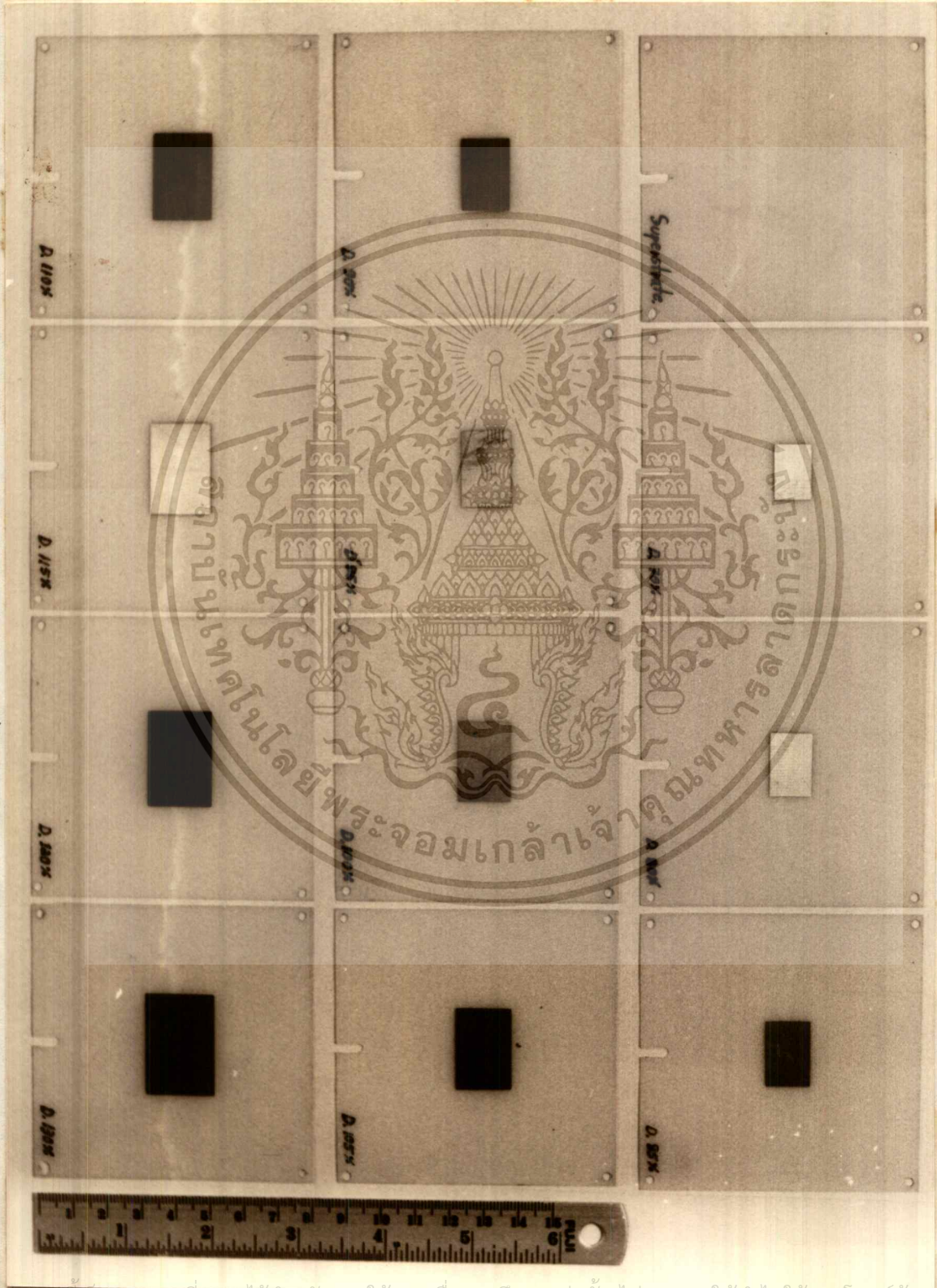


b) H-Plane

รูปที่ 4.18 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

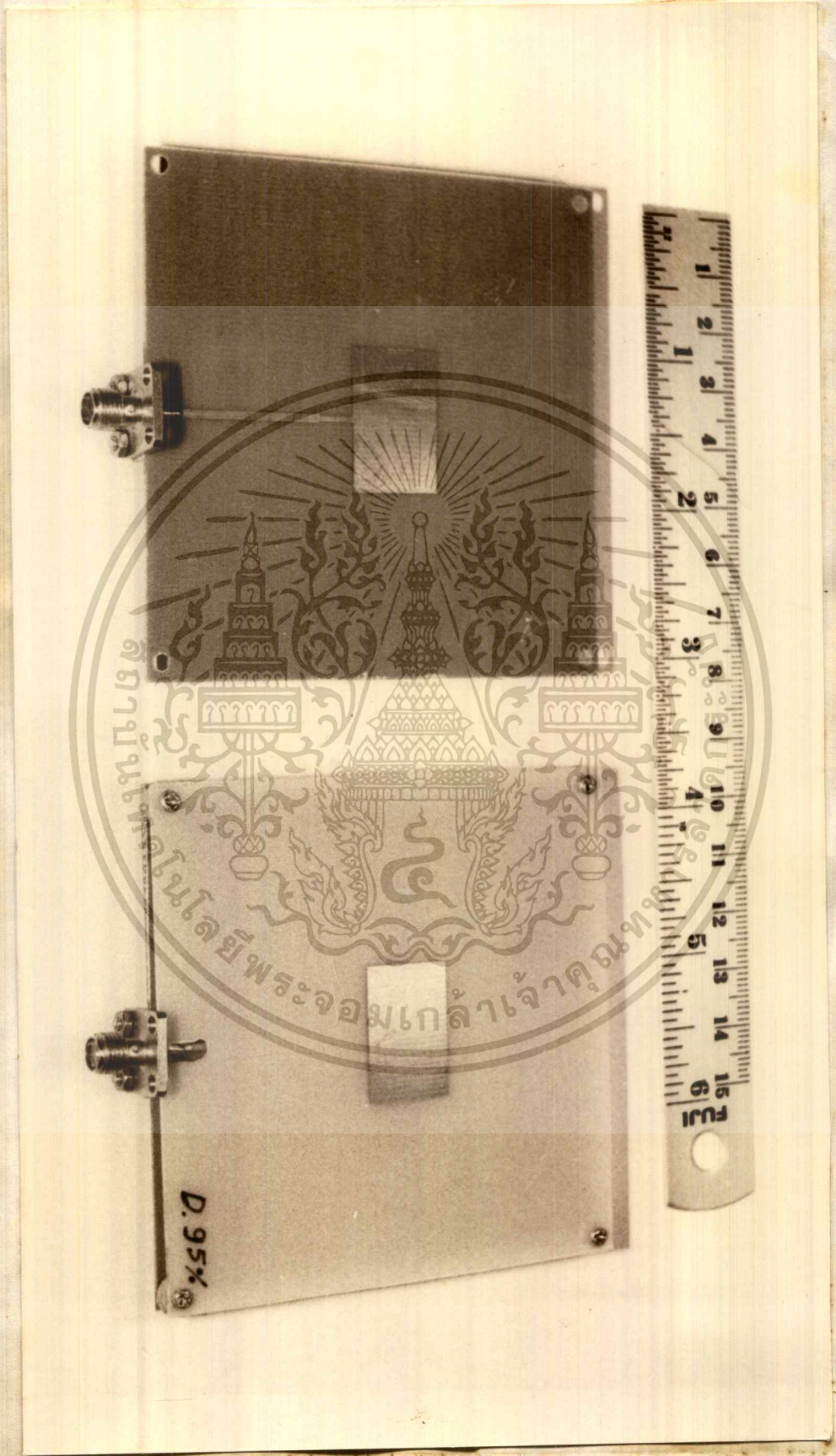
4.4) ภาพของสายอากาศไมโครสตริปและไดเรคเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

เพื่อแสดงประกอบให้เห็นภาพพจน์ในการทดลองดียิ่งขึ้น ภาพถ่ายในรูปที่ 4.14 และ 4.15 ซึ่งแสดงต่อไปนี้ จะช่วยทำหน้าที่ดังกล่าวได้ดีพอสมควร



รูปที่ 4.14 แผ่นไดอิเล็กทริกและไดเรคเตอร์ขนาด 70% - 130% ที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในห้องเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 สายอากาศไมโครสตริป และสายอากาศไมโครเคอร์ 95% ด้วยช่องอากาศกว้าง 3.25 mm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

## บทสรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

การทดลองที่ 4.1 จากตารางที่ 4.2 ได้ข้อสรุปดังนี้

- 1) ความถี่เรโซแนนซ์ของแพทช์ที่วัดได้สูงกว่าที่คำนวณเล็กน้อย ซึ่งอาจจะเป็นผลมาจากความผิดพลาดในการหาค่าเพอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์ ( หัวข้อ 3.1 )
- 2) เมื่อนำแผ่นไดอิเล็กทริก (Superstrate) ปิดทับบนแผ่นแพทช์ จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เลื่อนต่ำลง
- 3) สายอากาศที่ควมคู้กับไดเรคเตอร์ตั้งแต่ขนาด 70%-100% จะให้เกนที่สูงกว่า, ให้แบนด์วิดธ์ที่กว้างกว่า และทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เลื่อน (Shift) ต่ำลงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับสายอากาศเดี่ยว แต่ทำให้เกนสูงขึ้นเล็กน้อยไดเรคติวิตี้น้อยลงเมื่อเทียบกับสายอากาศเดี่ยว ประโยชน์ในข้อนี้ก็คือ ใช้ในการคำนวณออกแบบสายอากาศที่จะต้องมีแผ่นไดอิเล็กทริกปิดทับสายอากาศเพื่อกันน้ำ (Water Proof)
- 4) สายอากาศที่ควมคู้กับไดเรคเตอร์ตั้งแต่ขนาด 100% ขึ้นไป จะมีแนวโน้มที่ให้แบนด์วิดธ์แคบลงและให้เกนต่ำลงมาก ซึ่งพอจะสรุปได้ว่า แผ่นไดเรคเตอร์ทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนคลื่น (Reflector) แทน
- 5) ไดเรคเตอร์ขนาด 95% ให้ผลเป็นที่น่าสนใจมาก เพราะทำให้เกนสูงในขณะที่แบนด์วิดธ์ก็ให้แบนด์วิดธ์กว้างด้วย และที่สำคัญมีพื้นที่ของสายอากาศก็แคบพอติดกับสายส่ง ซึ่งทำให้ได้ค่า SWR ที่ต่ำที่สุดอีกด้วย

การทดลองที่ 4.2 จากตารางที่ 4.3 ได้ข้อสรุปดังนี้

จากเหตุผลในข้อที่ 5) ของการทดลองที่ 4.1 จึงได้เลือกขนาดไดเรคเตอร์ 95% เพื่อใช้ในการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างแพทช์กับไดเรคเตอร์ โดยเพิ่มระยะห่างจากศูนย์มากขึ้นเรื่อย ๆ จะได้ว่า

- 1) ความถี่เรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น จากนั้นก็จะค่อย ๆ คงที่
- 2) แบนด์วิดธ์จะมีแนวโน้มลดต่ำลงเล็กน้อย
- 3) เกนและไดเรคติวิตีมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นอย่างน่าสนใจมาก
- 4) ที่ระยะห่างของช่องอากาศประมาณ  $0.04 \lambda_0$  จะให้เกนสูงที่สุดในขณะที่แบนด์วิดธ์ลดลงไม่มากนัก

การทดลองที่ 4.3 จากตารางที่ 4.4 ได้ข้อสรุปดังนี้

สำหรับการเพิ่มจำนวนชั้นของไดเรคเตอร์ขนาด 95% 2-3 ชั้น จะให้ไดเรคทีวิตีที่สูงกว่า แต่จะให้เกนต่ำกว่าสายอากาศเดี่ยว และแบนด์วิดธ์จะลดลง

กรณีไดเรคเตอร์ 4 ชั้น จะให้เกนต่ำ แบนด์วิดธ์แคบและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ E เกิดจุดบวม ที่ทิศทางตั้งฉากกับแพทช์

สาเหตุที่ผลการทดลองที่ 4.3 ไม่มีแนวโน้มไปในทางใดทางหนึ่ง คาดว่าเนื่องจากการจัดวางระยะห่างของไดเรคเตอร์แต่ละตัวไม่เหมาะสม ทำให้คลื่นเกิดการหักล้างกันแทนที่จะเสริมกัน ซึ่งเปรียบเทียบได้จากการวางตัวไดเรคเตอร์ของสายอากาศยาก็ <sup>[22]</sup> จะต้องอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสมเพื่อให้มีการจัดเรียงเฟสคลื่นที่เสริมกัน

สรุปผลโดยรวมจะได้ว่า การใช้ไดเรคเตอร์ควบคู่กับสายอากาศไมโครสตริปสามารถให้แบนด์วิดธ์ที่กว้างกว่า และยังให้เกนสูงขึ้นอีกด้วย โดยเฉพาะที่ไดเรคเตอร์ขนาด 95% จะให้ผลที่ดีที่สุด และคาดว่าในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริงก็จะสะดวกอีกด้วย ส่วนสายอากาศไมโครสตริปควบคู่กับไดเรคเตอร์ด้วยช่องอากาศถึงแม้จะให้เกนสูง ก็อาจจะไม่เหมาะสมนักที่จะนำไปใช้งานจริง เพราะโครงสร้างจะถูกลดความแข็งแรงด้วยช่องอากาศ แต่ก็สามารถปรับปรุงได้โดยการแทนที่ช่องอากาศด้วยสารไดอิเล็กทริกที่มีความสูญเสียต่ำก็จะเพิ่มความแข็งแรงให้แก่โครงสร้างได้

แพทช์ที่ควบคู่กับไดเรคเตอร์หลายชั้น จะต้องมีการทดลองเพิ่มเติมเพื่อหาระยะห่างที่เหมาะสมของไดเรคเตอร์แต่ละตัว

แบนด์วิดธ์ของสายอากาศไมโครสตริปควบคู่กับไดเรคเตอร์ สามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นได้อีก โดยการออกแบบวงจรปรับแมทซ์เป็นหลายส่วนต่อ ๆ กัน <sup>[23]</sup> (Multiple Sections Quarterwavelength Transformer) ซึ่งอาจจะใช้วิธีไบโนเมียล (Binomial Design) หรือวิธีเชบีเชฟ (Tchebyscheff Design) โดยที่ทั้งสองวิธีไม่ทำให้คุณสมบัติอย่างอื่นของสายอากาศเปลี่ยนแปลงไป วิธีเชบีเชฟจะให้แบนด์วิดธ์ที่กว้างที่สุด แต่จะมีการกระเพื่อม (Ripple) ในช่วงแถบผ่าน (Pass Band) ในขณะที่วิธีไบโนเมียลจะให้ค่าในช่วงแถบผ่านได้เรียบกว่า (Flat) แต่แบนด์วิดธ์ก็จะแคบกว่าด้วย

เอกสารอ้างอิง

1. Bahl, I.J., and Bhartia, P.: 'Microstrip Antenna', Artech House, Inc., Massachusetts, 1982
2. Balanis, Constantine A.: 'Antenna Theory Analysis and Design', Harper & Row Publishers, Inc., New York, 1982
3. Dubost, G., and Zerquerras, A.: 'Transmission line model analysis of arbitrary shape symmetrical patch antenna coupled with a director', Electron. Lett., 1990, 26, (13), pp. 952-954
4. Dubost, G., Beauquet, G., Rocquencourt, J., and Bonnet, G.: 'Patch antenna bandwidth increase by means of a director', Electron. Lett., 1986, 22, (25), pp. 1345-1347
5. Dubost, G., Desclos, S., and Zerquerras, A.: 'Radiation of Arbitrary Shape Symmetrical Patch Antenna Coupled with a Director', Electron. Lett., 1990, 26, (18), pp. 1539-1540
6. Huijgen, Thomas A.: 'Modern Antenna Design', Martin Marietta Denver Aerospace
7. James, J.R., and Hall, P.S.: 'Handbook of Microstrip Antennas Volume 1, Peter Peregrinus Ltd., London, United Kingdom, 1989
8. Lee, R.Q., Acosta, R., and Lee, K.F.: 'Radiation characteristics of microstrip arrays with parasitic elements', Electron. Lett., 1988, 24, pp.835-837
9. Lee, R.Q., and Lee, K.F.: 'Gain enhancement of microstrip antennas with overlaying parasitic directors', Electron. Lett., 1988, 24, pp. 656-658

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กิติกรรมประกาศ

สำหรับในการทำปริญญานิพนธ์นี้ ทางคณะผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ  
ท่านอาจารย์โมไนย ไกรฤกษ์ ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำ ตลอดจนให้ยืมใช้เครื่องมือ  
และอุปกรณ์ในการทำทดสอบต่างๆ ขอบคุณ น้องอนันต์ ลากสุขสถิต ที่ได้ให้ยืมอุปกรณ์  
ในการพิมพ์รายงานจนแล้วเสร็จสมบูรณ์ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้