



ปีการศึกษา 2532

การหาแพทเทิร์นของสนามที่ระยะใกล้  
(Antenna Near-Field Measurement)

โดย

นาย ทนงค์ศักดิ์ ลิ้มเวชศิลป์ 291064

นาย สุภาพ นิทัศน์สมบัติ 291229

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์

ผศ. โมไนย ไกรฤกษ์

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2532

ภาควิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร

ลาดกระบัง

เรื่อง การหาแพทเทิร์นของสนามระยะใกล้

ผู้จัดทำ

1. นาย ทนงศักดิ์ ลีเมฆศิลป์ 291064

2. นาย สุภาพ นิตกษสมบัติ 291229

(.....)

รศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์

อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

ผศ. โมไนย ไกรฤกษ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

026854

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง 21 พ.ย. 2533

## การหาแพทเทิร์นของสนามที่ระยะไกล

นายทงศักดิ์ ลีเมฆศิลป์ 29.1064

นายสุภาพ พัทธ์สมบัติ 29.1229

รศ. ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ -

ผศ. โมไนย ไกรฤกษ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2532

### บทคัดย่อ

สายอากาศ เป็นอุปกรณ์สำหรับส่งกระจายคลื่นในท่อนำคลื่นไปยังอากาศ โดยทั่วไปสายอากาศจะออกแบบให้ถ่ายทอดพลังงานไปในทิศทางที่ต้องการเป็นระยะทางไกลๆ เราสามารถที่จะทราบถึงประสิทธิภาพ และคุณสมบัติของสายอากาศได้จากเรอี่เอซัน แพทเทิร์น (radiation pattern) ของสนามที่แพร่กระจายไปในแต่ละทิศทางออกไปไกลๆ (radiation far field) ดังนั้น ปริมาณนี้ก็จะกล่าวถึงวิธีการหาลักษณะแพทเทิร์นการกระจายคลื่นที่ระยะไกล (far field pattern). จากการวัดสนามที่ระยะใกล้ ๆ สายอากาศ (near field) ซึ่งจะทำให้สะดวกแก่การวัด เนื่องจากในการวัดสนามระยะไกลเราต้องหาสถานที่ที่เป็นทุ่งโล่ง ไม่มีวัตถุที่สามารถจะสะท้อนคลื่นได้ อันอาจทำให้เกิดข้อผิดพลาดในการทดสอบสายอากาศนั้นได้ อีกทั้งไม่ต้องลำบากในการเคลื่อนย้ายอุปกรณ์ไปยังสถานที่ที่จะทำการวัดด้วย

## Antenna Near-Field Measurement

Thanongsak Limweshasin

Supap Pitaksombat

Associate Professor Wiwat Kiranon

Assistant Professor Monai Krairerk

### ABSTRACT

Antenna is a driver for distribute wave in waveguide to the air. In general, antenna is designed for hand out energy in the desired direction for a long distance. We can know the efficiencies and attributes of the antenna from radiation pattern of field which scatter in each direction. That is called radiation far field. In this thesis refers to the method to find far-field pattern from the near-field measurement. Because the far-field measurement has to measure in the outdoor which there is none object to reflect the wave, it may have some error in that antenna test and need no difficulty in moving the devices to the place where we measure.

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีในการหาเรติเอชัน แพทเทิร์น ที่สนามระยะไกล	2
2.1 บริเวณต่างๆของสนาม	2
2.2 การหาค่าแพทเทิร์นของสายอากาศจากการวัดสนามที่บริเวณเรติเอทิง เนียร์ฟิลด์	5
2.3 การแปลงข้อมูลที่ได้จากการวัดสนามที่ระยะเนียร์ฟิลด์ไปเป็นแพทเทิร์นที่ระยะฟาร์ฟิลด์	6
2.4 การหาสนาม ฟาร์ฟิลด์ จากลักษณะการแจกแจงของแหล่งกำเนิดที่ได้จากการวัด เนียร์ฟิลด์	6
2.5 การหาค่า ฟาร์ฟิลด์ โดยการใช้วิธีโมดอล เอ็กซ์แพนชัน	8
2.6 การสแกนโดยใช้โพรับในทางทฤษฎี บนพื้นผิวระนาบ, ทรงกระบอกและทรงกลม	9
2.7 การสแกนโดยใช้โพรับในทางปฏิบัติ บนพื้นผิวระนาบ, ทรงกระบอกและทรงกลม	10
2.8 การหาสนามระยะไกล	13
2.9 ทฤษฎีในการสุ่มข้อมูล	15
2.10 เพลนเวฟ เอ็กซ์แพนชัน	17
2.11 การสแกนสนามของสายอากาศระยะเนียร์ฟิลด์บนระนาบ	24
2.12 การกำหนดระนาบที่เหมาะสมที่จะทำการวัด เนียร์ฟิลด์	25
2.13 การหาระยะในการสแกนบนระนาบที่เหมาะสม	27
2.14 ตำแหน่งและไดเรคตีวิตีของโพรับ	29
บทที่ 3 การคำนวณหาแพทเทิร์นของสนามระยะไกลจากข้อมูลของสนามระยะใกล้	31
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	38
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	60
ภาคผนวก ก. การชดเชยคุณสมบัติของโพรับ	62
ภาคผนวก ข. การชดเชยโพรับในการวัดสนามระยะใกล้โดยการสแกน	

แบบบรรยาย	70
ภาคผนวก ค. โปรแกรมการคำนวณหา เรติเอชัน แพทเทิร์น	74
กิติกรรมประกาศ	84
บรรณานุกรม	85



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

ในการวัดเรดิเอชันแพทเทิร์นที่ระยะดังกล่าว (radiation far field) เพื่อความสะดวกในทางปฏิบัติ เราจะให้สายอากาศที่ต้องการทดสอบ เป็นสายอากาศที่ใช้ในการรับคลื่น (receiving mode) โดยคลื่นที่รับโดยสายอากาศนี้จะต้องมีลักษณะเป็น ยูนิฟอร์ม เพลนเวฟ (uniform plane wave) ซึ่งคลื่นลักษณะนี้จะสร้างได้ยาก ในทางปฏิบัติ เราสามารถประมาณได้โดยการให้ สายอากาศส่งอยู่ในระยะ ที่ทำให้คลื่นที่ปรากฏที่สายอากาศรับมีลักษณะ เพลนเวฟ ซึ่งระยะที่เหมาะสมจะประมาณ  $z(D)^2/\lambda$  แต่เมื่อสายอากาศมีขนาดใหญ่ขึ้นและใช้งานที่ความถี่สูง (ความยาวคลื่นต่ำ) จะทำให้ระยะดังกล่าวไกลมากจนไม่สามารถปฏิบัติได้ นอกจากนี้ เมื่อระยะระหว่างสายอากาศส่งและรับห่างกันมาก ๆ จะทำให้ การวัดผิดพลาด เนื่องจากการสะท้อนของพื้นดินและจากสิ่งแวดล้อม และ ในกรณีของสายอากาศบางประเภทเช่น สายอากาศอาร์เรย์ (array antenna) ซึ่งต้องการข้อมูลของแพทเทิร์นจำนวนมาก เราจึงจำเป็นต้องทำการวัดหลายครั้ง

จากเหตุผลดังกล่าวจะเห็นได้ว่าการวัด เรดิเอชัน แพทเทิร์นที่ระยะ กระจ่ายคลื่นไกล ๆ (radiation far field pattern) โดยตรง จะมีข้อผิดพลาด และ ข้อจำกัดในทางปฏิบัติ ดังนั้น ปริมาณนี้จึงถูกจัด ขึ้นเพื่อที่จะช่วยให้เกิดความสะดวกในการที่จะหา เรดิเอชัน แพทเทิร์น ของสายอากาศนั้นๆ ซึ่งจะเริ่มจากบทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีโดยทั่วไปต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับการหา เรดิเอชัน แพทเทิร์น เช่น ทฤษฎีในการสุ่มข้อมูล, การคำนวณหาสนามไฟฟ้าระยะไกลจากการวัดสนามระยะใกล้, การสแกน โดยใช้โพรับในแบบต่างๆ เป็นต้น ส่วนการคำนวณ เรดิเอชัน แพทเทิร์น ของสนามระยะไกลจะอยู่ในบทที่ 3 ลักษณะการทดลองและผลการทดลองที่ได้จะอยู่ในบทที่ 4 การชดเชยคุณสมบัติของโพรับเพื่อที่จะทำให้การวัดมีความถูกต้องมากขึ้นจะอยู่ในภาคผนวก และการสรุปเนื้อหาจะอยู่ในบทที่ 5

## บทที่ 2

### ทฤษฎีในการหาเรดิเอชัน แพทเทิร์น ที่สนามระยะไกล

#### 2.1 บริเวณต่างๆของสนาม (field regions)

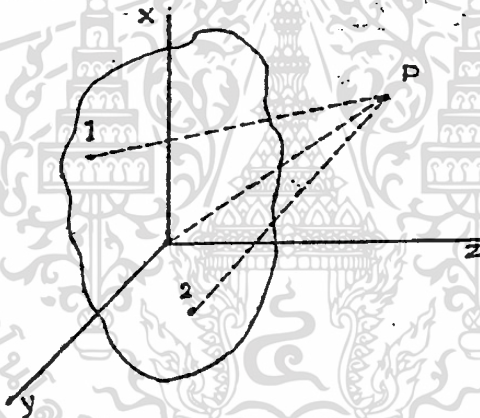
ในการวัดเรดิเอชัน แพทเทิร์น ที่ระยะกระจายคลื่นไกล ๆ เราสามารถแบ่งออกเป็น 2 วิธีใหญ่ ๆ คือ

1) การวัดที่ระยะไกล ๆ (far field) โดยตรง

2) การวัดที่ระยะใกล้ ๆ สายอากาศ (near field)

แล้วทำการเปลี่ยนรูป (transform) เป็นสนามที่ระยะไกล

แต่ก่อนที่เราจะศึกษาถึงวิธีการหา เรดิเอชัน แพทเทิร์น ที่ระยะกระจายคลื่นไกล ๆ จากการวัดสนามที่ระยะใกล้ ๆ เราควรจะทราบถึงบริเวณต่าง ๆ รอบ ๆ สายอากาศเสียก่อน



รูปที่ 2.1 แสดงสายอากาศวางอยู่บนระนาบ  $x-y$  และระยะทางจากจุดสังเกตไปยังสายอากาศ

การแจกแจงความแรงของสนาม (field strength distribution) รอบ ๆ สายอากาศ โดยทั่วไปจะเป็นฟังก์ชัน (function) กับระยะทาง และมุมที่ทำกับสายอากาศ

ในบริเวณใกล้สายอากาศ สนามจะประกอบด้วย รีแอกทีฟ คอมโพเนนต์ (reactive component) กับ เรดิเอติง คอมโพเนนต์ (radiating component) ความแรงของ รีแอกทีฟ คอมโพเนนต์ จะ

ลดลงอย่างรวดเร็วที่ระยะห่างจากสายอากาศออกไป ซึ่งจะทำให้ผลของรีแอกทีฟ คอมโพเนนท์ มีผลน้อยลงเมื่อเทียบกับความแรงของเรดิเอติงคอมโพเนนท์ บริเวณที่ รีแอกทีฟ คอมโพเนนท์ มีอิทธิพลกับความแรงของสนาม เรียกว่าบริเวณ รีแอกทีฟ เนียร์ฟิลด์ (reactive near field) ในบริเวณที่ เรดิเอติง คอมโพเนนท์มีอิทธิพลต่อสนามแบ่งออกเป็น 2 บริเวณด้วยกัน คือ เรดิเอติง ฟาร์ฟิลด์ (radiating far field) และบริเวณ เรดิเอติง เนียร์ฟิลด์ (radiating near field) ในบริเวณ เรดิเอติง เนียร์ฟิลด์ พลังงานที่แพร่กระจายในแต่ละทิศทางจะขึ้นกับทิศทางจากสายอากาศ แต่ในบริเวณเรดิเอติง ฟาร์ฟิลด์ พลังงานที่แพร่กระจายในแต่ละทิศทางจะไม่ขึ้นกับระยะทางจากสายอากาศ ในบริเวณเรดิเอติง เนียร์ฟิลด์ เฟสสัมพันธ์ (relative phase) และขนาดสัมพันธ์ (relative amplitude) ที่เกิดจากหลายส่วนของสายอากาศ จะเป็นฟังก์ชันกับระยะทางจากสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 2.1

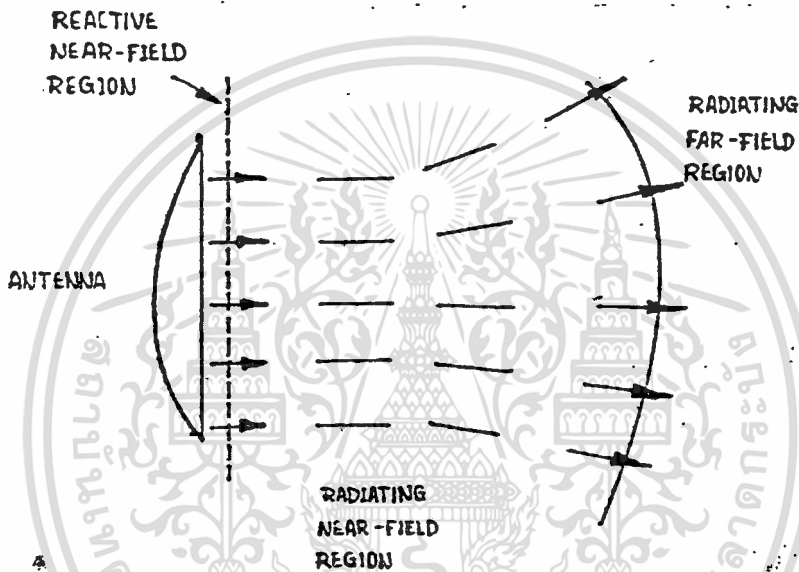
สมมติว่า สายอากาศมีลักษณะเป็นพื้นราบ และวางอยู่บนระนาบ  $x-y$  ระยะทางไปยังจุดสังเกต  $P$  จาก 2 อิลิเมนต์ (element) บนสายอากาศ แทนด้วย  $r_1, r_2$  สังเกตว่าถ้าจุดสังเกตเคลื่อนออกจากจุดกำเนิด (origin) โดยที่มีมุมคงที่ ระยะทางสัมพันธ์ (relative distance) ของแต่ละอิลิเมนต์ ( $r_2 - r_1$ ) จะเปลี่ยนไป เป็นเหตุให้เฟสสัมพันธ์ และ ขนาดสัมพันธ์จากอิลิเมนต์ 1 และ 2 เปลี่ยนไปตามระยะทางจากสายอากาศจะเห็นได้ว่าการวัด เรดิเอชันแพทเทิร์น ของสายอากาศที่บริเวณนี้ จะขึ้นกับรัศมีไปยังจุดสังเกต เมื่อระยะทางจากจุดสังเกตไกลมากขึ้น เส้นตรงจาก อิลิเมนต์ ทั้งสองไปยังจุดสังเกต ( $r_1$  และ  $r_2$  ในรูป) จะขนานกัน และอัตราส่วน  $r_1 / r_2$  จะเท่ากับ 1 ดังนั้นที่ระยะทางไกลๆ เฟสและขนาดสัมพันธ์จากหลายๆอิลิเมนต์ จะเปลี่ยนแปลงช้ามากเมื่อเทียบกับระยะทาง และการแจกแจงของพลังงานที่ถูกแพร่กระจายออกไปในแต่ละมุมที่ทำการวัด ที่ระยะทางไกล ๆ จะไม่ขึ้นกับระยะทางไปยังจุดสังเกต จากเงื่อนไขนี้แสดงถึงบริเวณเรดิเอติง ฟาร์ฟิลด์

กล่าวโดยสรุปแล้ว บริเวณรอบ ๆ สายอากาศประกอบด้วย 3

บริเวณ คือ

- บริเวณ รีแอกทีฟ เนียร์ฟิลด์ (reactive near field region)
- บริเวณ เรดิเอทีง เนียร์ฟิลด์ (radiating near field region)
- บริเวณ เรดิเอทีง ฟาร์ฟิลด์ (radiating far field region)

ซึ่งบริเวณทั้ง 3 แสดงดังรูป



รูปที่ 2.2 แสดงบริเวณทั้ง 3 รอบๆสายอากาศ

แนวกันเขตระหว่างบริเวณจะไม่กำหนดแน่นอน แต่โดยทั่วไป บริเวณ เรดิเอทีง เนียร์ฟิลด์ จะมีอยู่ในระยะใกล้ ๆ กับสายอากาศ ระยะที่เป็นที่ยอมรับทั่วไปของแนวกันเขตระหว่างบริเวณรีแอกทีฟ และเรดิเอทีง เนียร์ฟิลด์ เท่ากับ  $\lambda / 2\pi$  และแนวกันเขตระหว่างบริเวณ เรดิเอทีง เนียร์ฟิลด์ และ ฟาร์ฟิลด์ จะเป็นดังนี้

$$R = 2(D)^2 / \lambda$$

เมื่อ  $D$  เป็นขนาดใหญ่ที่สุดของอาร์เพอเจอร์ (aperture)

และ  $\lambda$  เป็น ความยาวคลื่น

ถึงแม้ว่าเกณฑ์ในการกำหนดระยะดังกล่าวจะเป็นที่ยอมรับและใช้กันกว้างขวางแต่ในบางกรณี ยกตัวอย่างเช่น - ถ้าสายอากาศนั้นมี ไซด์โลบ (sidelobe) ต่ำ หรือในกรณีสายอากาศกรวยเหลี่ยม (pyramidal horns) ซึ่งมีเกน (gain) สูง และมีการเปลี่ยนแปลงเฟส (phase deviation) สูงมากบนอาร์เพอเจอร์ ในการวัดแพทเทิร์นที่ระยะฟาร์ฟิลด์จะต้องไกลมากกว่า  $2(D)^2/\lambda$

## 2.2 การหาค่าแพทเทิร์นของสายอากาศจากการวัดสนามบริเวณเรติ-เอทิงเนียร์ฟิลด์

การหาแพทเทิร์นของสายอากาศที่ระยะฟาร์ฟิลด์ จากการวัดที่กระทำในบริเวณ เรติเอทิง ฟาร์ฟิลด์ สามารถกระทำได้ 3 วิธีด้วยกัน คือ

1) ทำการวัดหา ลักษณะการแจกแจงของขนาดและเฟสของสายอากาศ (amplitude and phase distribution) โดยการสุ่มตัวอย่าง (sampling) ด้วยการสแกน (scanning) โพรบ (probe) ไปบนอาร์เพอเจอร์ ของสายอากาศ แล้วทำการเปลี่ยนรูปเป็นสนามที่ระยะฟาร์ฟิลด์

2) สร้าง เพลนเวฟ (plan wave) ซึ่งมีขนาดสม่ำเสมอ (uniform) โดยประมาณ โดยการป้อน (feed) คลื่นให้ไปสะท้อนกับแผ่นสะท้อนคลื่น (reflector) ขนาดใหญ่ ซึ่งอยู่บริเวณใกล้ ๆ กับสายอากาศที่ต้องการทดสอบ วิธีนี้เรียกว่า คอมแพ็คเรนจ์ (compact range)

3) ทำการวัดแพทเทิร์นของสายอากาศที่บริเวณเรติเอทิงเนียร์ฟิลด์ แล้วทำการขยายออกไปเป็นแพทเทิร์นที่บริเวณ ฟาร์ฟิลด์

ในปรัญญาฉบับนี้ จะทำการหาแพทเทิร์นด้วยวิธีแรกเท่านั้น

## 2.3 การแปลงข้อมูลที่ได้จากการวัดสนามที่ระยะเนียร์ฟิลด์ไปเป็น แพทเทิร์นที่ระยะฟาร์ฟิลด์

เมื่อสายอากาศมีขนาดใหญ่ขึ้น และ ใช้งานที่ความถี่สูง การทำการวัดแพทเทิร์นสายอากาศที่ระยะฟาร์ฟิลด์โดยตรงจะกระทำได้อย่าง ตั้งนั้น เราจึงจำเป็นต้องหาวิธีทางคณิตศาสตร์เพื่อทำการแปลงข้อมูล ของสนามที่ระยะใกล้ ไปเป็นแพทเทิร์นที่ระยะฟาร์ฟิลด์

วิธีการพื้นฐานในการหาแพทเทิร์นดังกล่าวมีอยู่ 2 วิธี คือ

1) หากจากพื้นฐานที่ว่า ถ้าทราบลักษณะการแจกแจงกระแสหรือ ประจุอย่างใดอย่างหนึ่งบนโครงสร้างของสายอากาศนั้น เราจะสามารถหา สนามแม่เหล็กไฟฟ้ารอบ ๆ สายอากาศนั้นได้ วิธีนี้เราจำเป็นต้องวัดค่า สนามแม่เหล็กในแนวสัมผัส (tangential magnetic field) ที่บริเวณใกล้โครงสร้างของสายอากาศมาก ๆ

2) เป็นการแทนสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งหมดในเทอมของ โมดอล เอ็กซ์แพนชัน (modal expansion) โดยอาศัยหลักการที่ว่า ขนาดและ เฟสของแต่ละส่วนใน โมดอล เอ็กซ์แพนชัน จะเป็นตัวกำหนดสนามที่จะ แพร่กระจายออกไปและแพทเทิร์นของสายอากาศที่ระยะฟาร์ฟิลด์

## 2.4 การหาสนาม ฟาร์ฟิลด์ จากลักษณะการแจกแจงของแหล่งกำเนิด ที่ได้จากการวัด เนียร์ฟิลด์

จากหลักการที่ว่าสนามไฟฟ้า  $E$  และสนามแม่เหล็ก  $H$  ภายใน ปริมาตรที่กำหนดสามารถแสดงอยู่ในรูป ความหนาแน่นกระแสของแหล่งกำเนิดภายในปริมาตร และ ค่าของสนามบนขอบเขต (boundary) ของปริมาตรนั้น ถ้าปริมาตรที่กำหนดให้ไม่มีแหล่งกำเนิดอยู่ภายใน และกำหนดขอบเขตอยู่ภายในพื้นผิวปิด  $S$  สนาม  $E$  และสนาม  $H$  ที่ จุด  $P$  ภายในปริมาตรสามารถแสดงโดย

$$E_P = 1/4\pi \int_V [-j\omega\mu [\nabla \times H]_m + [\nabla \times E]_x \Delta m +$$

$$[\bar{n} \cdot \mathbf{E}]_{\Delta m} ] da \quad \dots ( 1 )$$

$$H_p = 1/4\pi \int_{\Sigma} [-j\omega \epsilon [\bar{n} \times \mathbf{H}]_m + [\bar{n} \times \mathbf{H}]_x \Delta m + [\bar{n} \cdot \mathbf{H}]_{\Delta m} ] da \quad \dots ( 2 )$$

เมื่อ  $\bar{n}$  เป็น ยูนิทเวกเตอร์ (unit vector) ที่ตั้งฉากกับผิวสัมผัส ฟังก์ชัน  $m$  เป็นส่วนสเกลาร์ (scalar) ของกรีนฟังก์ชัน (green function) และ แสดงโดย

$$m = e^{-jkr}/r \quad \dots ( 3 )$$

ซึ่ง  $k$  เป็นเวฟนัมเบอร์ (wave number) ในอากาศ (free space) และ  $r$  เป็นระยะทางจากจุดบนผิวไปยังจุด  $P$  และฟังก์ชัน  $m$  จะเป็นไปตามเงื่อนไขของการแพร่กระจายคลื่น คือ ผลของการอินทิเกรตบนผิวที่เป็นทรงกลมที่ระยะอนันต์ (infinity) จะต้องเท่ากับศูนย์

เมื่อต้องการหา การแจกแจงกระแสหรือประจุบนผิวของสายอากาศแทนการแจกแจงของสนามในอาร์เพอเจอร์ ดังนั้น สมมติว่าพื้นที่ผิวปิด  $S$  เป็นตัวนำสมบูรณ์และเป็นไปตามเงื่อนไขของขอบเขต (boundary condition) คือ

$$\bar{n} \cdot \mathbf{E} = 0 \quad : \quad \bar{n} \cdot \mathbf{H} = K \quad \dots ( 4 )$$

$$\bar{n} \cdot \mathbf{E} = \rho_s / \epsilon \quad : \quad \bar{n} \cdot \mathbf{H} = 0 \quad \dots ( 5 )$$

$K$  เป็นความหนาแน่นกระแสที่พื้นผิว ,  $\rho_s$  เป็นความหนาแน่นประจุบนพื้นผิว เนื่องจากความหนาแน่นกระแสและประจุมีความสัมพันธ์กัน ดังนั้นสมการของ  $\mathbf{E}$  และ  $\mathbf{H}$  สามารถแสดงในเทอมของความหนาแน่นกระแสหรือประจุอย่างใดอย่างหนึ่ง ในกรณีที่แสดงในเทอมของความหนาแน่นกระแสที่พื้นผิวที่เป็นตัวนำสมบูรณ์สนาม  $\mathbf{E}$  และ  $\mathbf{H}$  ที่จุด  $P$  ในปริมาตรที่กำหนดสามารถแสดงโดย

$$E_p = -j/4\pi we \int_{\Sigma} [(K \cdot \nabla) \nabla + k^2 K] e^{-jk_r} / r da \dots\dots\dots (6)$$

$$H_p = 1/4\pi \int_{\Sigma} (K \times \nabla) e^{-jk_r} / r da \dots\dots\dots (7)$$

เราจะใช้สมการ (6) และ (7) สำหรับการแจกแจงกระแส (current distribution) และสมการ (1) และ (2) สำหรับการแจกแจงอาร์เพอเจอร์ (aperture distribution) ในกรณีแรก การวัดสนาม เนียร์ ฟิวด์ จะวัดสนาม H ในแนวสัมผัส หรือ สนาม E ในแนวตั้งฉาก (normal E) ที่บริเวณใกล้ ๆ กับโครงสร้างของสายอากาศ เพื่อที่จะได้ค่าความหนาแน่นกระแสหรือประจุที่ผิวสายอากาศ ในกรณีที่ 2 จะทำได้โดยการหาการแจกแจงสนาม E และ H บนรอบ ๆ ผิวสายอากาศ

## 2.5 การหาค่าฟาร์ฟิลด์โดยการใช้วิธี โมดอล เอ็กซ์แพนชัน (Modal expansion)

ในการหาค่า ฟาร์ฟิลด์ โดยการใช้วิธี โมดอล เอ็กซ์แพนชัน สามารถแบ่งตามลักษณะของโพรับที่ใช้ในการวัดคือ

1. โพรับในทางทฤษฎี
2. โพรับในการปฏิบัติ

หลักการ : วิธีนี้ข้อมูลที่ได้จากการวัดที่เนียร์ฟิวด์ จะถูกเปลี่ยนเป็นสเปคตรัม (spectrum) ซึ่งจะสัมพันธ์กับเวฟนัมเบอร์ (wavenumber) ซึ่งได้จากการวัด เนียร์ฟิวด์ วิธีนี้ยังแบ่งออกเป็น 3 แบบด้วยกัน คือ

- 1) เพลนเวฟ เอ็กซ์แพนชัน (Plan wave expansion)
- 2) ซิลินดริคอลลเวฟ เอ็กซ์แพนชัน (Cylindrical wave expansion)
- 3) สเฟียริคอลลเวฟ เอ็กซ์แพนชัน (Spherical wave expansion)

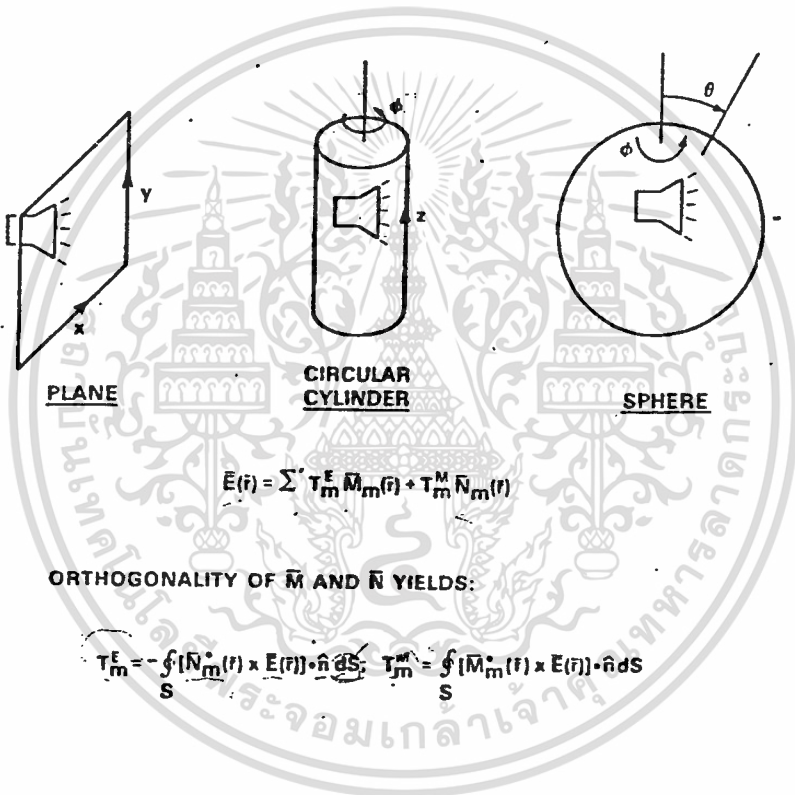


2.6 การสแกนโดยใช้โพรับในทางทฤษฎี (Ideal probes)

บนพื้นผิวระนาบ, ทรงกระบอกและทรงกลม

พื้นผิวในการสแกนทั้งแบบระนาบ, ทรงกระบอกและทรงกลม

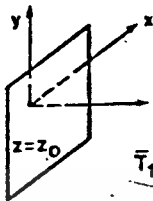
แสดงดังรูปที่ 2.3 สนามไฟฟ้าจะถูกแทนโดยไอแกนฟังก์ชัน (Eigen function)  $\vec{M}$  และ  $\vec{N}$  หลังจากทำการวัดขนาดและเฟสของสนามไฟฟ้าที่สัมผัสกับพื้นผิว  $S$  แล้ว จะทำการหาสัมประสิทธิ์ในการส่ง (Transmitting modal coefficients ( $T_m^E, T_m^M$ )) ของสายอากาศที่ต้องการทดสอบ โดยการอินทิเกรตดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แสดงลักษณะการสแกนของโพรับในทางทฤษฎี ทั้ง 3 แบบ และผลจากการขยาย (expansion) ไอแกนฟังก์ชันแบบระนาบ, ทรงกระบอกและทรงกลมโดยการอินทิเกรต สามารถแสดงสัมประสิทธิ์ในการส่ง (transmission coefficients) ได้ดังรูปที่ 2.3 จะสังเกตได้ว่าแต่ละระบบ โคออร์ดิเนต สัมประสิทธิ์การส่งจะ

ถูกหาโดยการอินทิกรัล 2 ชั้นของสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสพื้นผิวโดยตรง ซึ่งการสแกนแบบระนาบจะกล่าวถึงในรายละเอียดในบทต่อไป

PLANAR



$$E_1(x,y,z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{T}_1(k_x, k_y) e^{i\gamma z} e^{ik_x x} e^{ik_y y} dk_x dk_y$$

$$\bar{T}_1(k_x, k_y) = \frac{e^{-i\gamma z_0}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E_1(x,y,z_0) e^{-ik_x x} e^{-ik_y y} dx dy$$

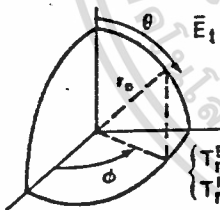
CYLINDRICAL



$$E_1(\rho, \phi, z) = \frac{1}{2\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \bar{H}_m(\gamma, \rho) \cdot \bar{T}_m(\gamma) \right\} e^{im\phi} e^{i\gamma z} d\gamma$$

$$\bar{T}_m(\gamma) = \frac{1}{2\pi} \bar{H}_m^{-1}(\gamma, \rho_0) \cdot \int_0^{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} E_1(\rho_0, \phi, z) e^{-im\phi} e^{-i\gamma z} d\phi dz$$

SPHERICAL



$$E_1(r, \phi, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^n \left[ T_{nm}^E h_n^{(1)}(kr) \bar{M}_{nm}(\theta) + T_{nm}^M g_n^{(1)}(kr) \bar{N}_{nm}(\theta) \right] e^{im\phi}$$

$$\begin{cases} T_{nm}^E \\ T_{nm}^M \end{cases} = \begin{cases} -h_n^{(1)}(kr_0)^{-1} \\ g_n^{(1)}(kr_0)^{-1} \end{cases} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \begin{cases} \bar{N}_{nm}(\theta) \\ \bar{M}_{nm}(\theta) \end{cases} \cdot \hat{r} \cdot E(r_0, \phi, \theta) e^{-im\phi} \sin\theta d\phi d\theta$$

รูปที่ 2.4 แสดงผลการขยาย (expansion) ไอแกนฟังก์ชัน ทั้ง 3 แบบ

2.7 การสแกนโดยใช้โพริบในทางปฏิบัติบนพื้นผิวระนาบ , ทรงกระบอกและทรงกลม

เนื่องจากโพริบในทางทฤษฎีที่สามารถวัดสนามไฟฟ้า หรือ

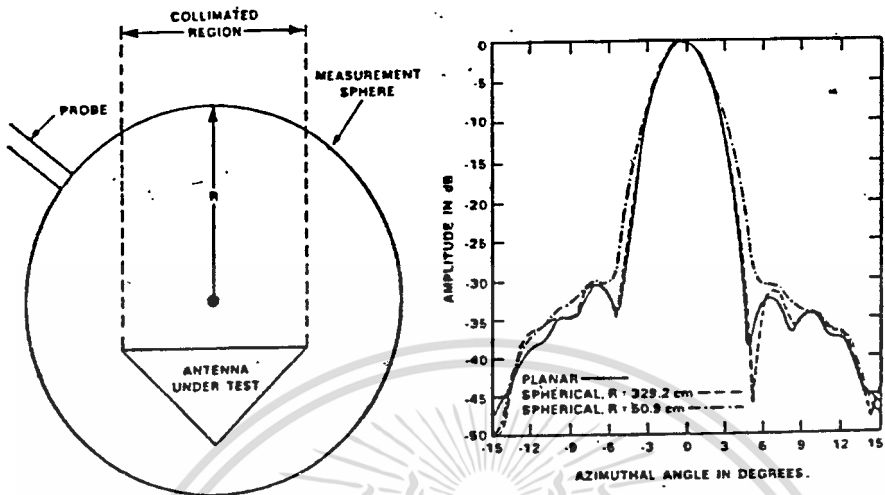
สนามแม่เหล็กที่แต่ละจุดในบริเวณสนามระยะใกล้ไม่มีจริงในทางปฏิบัติ ยกตัวอย่างเช่น โพรบที่เป็นเวฟไกด์ปลายเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า (open ended rectangular waveguide probes) ซึ่งมักจะใช้ในการวัดสนามระยะใกล้ (near field) จะมีความกว้างอย่างน้อยหนึ่งความยาวคลื่น ดังนั้นในการหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจากการวัดในบริเวณ สนามระยะใกล้ จำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงคุณสมบัติของโพรบที่ไม่เป็นไปตามทฤษฎี

- สำหรับการสแกนแบบระนาบ - จะต้องคำนึงถึงคุณสมบัติของโพรบ เพื่อที่จะได้สนามไฟฟ้าระยะไกลของสายอากาศที่ทดสอบว่าถูกต้องภายนอกบริเวณ เมนเบีม (main beam) ไม่ว่าโพรบจะถูกแยกห่างจากสายอากาศที่ต้องการทดสอบเท่าใดก็ตาม และเนื่องจากการสแกนแบบระนาบ ทิศทางของโพรบจะอยู่ในทิศทางเดียว ปกติจะมีทิศทางขนานกันและตรงไปยังสายอากาศที่ต้องการทดสอบ ดังนั้นสนามทางด้านไซด์โลบจะไม่อยู่ในทิศทางที่ตรงกับโพรบจึงจำเป็นจะต้องมีการชดเชยในส่วนนี้ด้วย

- สำหรับการสแกนแบบทรงกระบอก - เนื่องจากการสแกนในแนวแกนของทรงกระบอกทำให้จำเป็นต้องชดเชยโพรบในการวัดสนามระยะใกล้แบบทรงกระบอก โดยไม่คำนึงถึงว่าระยะทางระหว่างสายอากาศและโพรบจะห่างกันเท่าใดก็ตาม

- สำหรับการสแกนแบบทรงกลม - โพรบจะมีทิศทางตรงไปยังสายอากาศที่ทดสอบเสมอ ดังนั้น การชดเชยโพรบจึงไม่จำเป็นถ้ารัศมีที่ใช้ในการสแกนใหญ่พอ อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่ทำการวัดสนามระยะใกล้แบบทรงกลมโดยมีเส้นผ่านศูนย์กลางทรงกลมขนาดเล็กก็จำเป็นที่จะต้องมีการชดเชยโพรบเพื่อที่จะได้แพทเทิร์นสนามระยะใกล้ที่ต้องการ

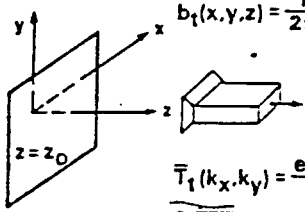
รูปที่ 2.5 แสดงแพทเทิร์นสนามระยะใกล้ที่หาจากข้อมูลสนามระยะใกล้ซึ่งวัดแบบทรงกลมและไม่มีการชดเชยโพรบ โดยมีรัศมี 2 ค่าตั้งรูปเปรียบเทียบกับแพทเทิร์นที่ได้จากการวัดแบบระนาบที่มีการชดเชยโพรบแสดงให้เห็นความผิดพลาดของข้อมูลสนาม ระยะใกล้แบบทรงกลม เนื่องจากโพรบทำให้เห็นเมนเบีมขยายกว้างออกและไม่เกิดไซด์โลบ การขยายกว้างออกของเมนเบีมของสนามระยะใกล้นี้เกิดจากการที่โพรบไม่เป็นไปตามทฤษฎี ทำให้สามารถรับสัญญาณได้ในทิศทางอื่นนอกจากทิศทางด้านหน้าสายอากาศ



รูปที่ 2.5 แสดงความแตกต่างของแพทเทิร์นที่มีและไม่มี การชดเชย โพรบซึ่งวัดเป็นแบบทรงกลม

สูตรสำหรับการลแกนโพรบบนพื้นระนาบทรงกระบอกและทรงกลมที่มีการชดเชยโพรบสามารถหาได้โดยการปรับปรุงเปลี่ยนแปลงจากสูตรในกรณีไม่มี การชดเชยโพรบโดยการหาเวกเตอร์ซึ่งแสดงผลของโพรบในแต่ละระบบการวัด สูตรที่มีการชดเชยโพรบจะคล้ายกับสูตรที่ไม่มี การชดเชยในรูปที่ 2.6 โดยการแทนสนาม  $E$  ในแนวสัมผัสโดย  $b_c$  ซึ่งเป็นเวกเตอร์ที่สัมผัสกับโพรบ คือ เป็นเวกเตอร์ผลคูณระหว่างสัมผัสประสิทธิภาพการส่งของสายอากาศที่ทดสอบกับสัมผัสประสิทธิภาพการรับของโพรบ ซึ่งสัมผัสประสิทธิภาพการรับของโพรบจะได้จากสนามระยะไกลของโพรบ สูตรแสดงสนามไฟฟ้าที่มีการชดเชยดังกล่าวแสดงดังรูปข้างล่าง (แพกเตอร์ของการมismatch) และสัมผัสประสิทธิภาพการสะท้อนของโพรบ และอุปกรณ์ปลายทางจะรวมอยู่ในสัมผัสประสิทธิภาพการรับ) สูตรสำหรับการลแกนบนระนาบที่มีการชดเชยโพรบจะกล่าวในรายละเอียดในบทต่อไป

**PLANAR**

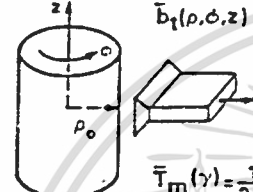


$$\bar{b}_t(x, y, z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{R}(k_x, k_y) \cdot \bar{T}_t(k_x, k_y) e^{i\gamma z} e^{ik_x x} e^{iky y} dk_x dk_y$$

$$\bar{T}_t(k_x, k_y) = \frac{e^{-i\gamma z_0}}{2\pi} \bar{R}^{-1} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{b}_t(x, y, z_0) e^{-ik_x x} e^{-iky y} dx dy$$

$\bar{b}_t \equiv b_p \hat{x} + b'_p \hat{y}$

**CYLINDRICAL**

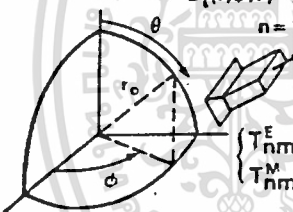


$$\bar{b}_t(\rho, \phi, z) = \frac{1}{2\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \bar{R}_m(\gamma, \rho_0) \cdot \bar{T}_m(\gamma) \right\} e^{im\phi} e^{i\gamma z} d\gamma$$

$$\bar{T}_m(\gamma) = \frac{1}{2\pi} \bar{R}_m^{-1}(\gamma, \rho_0) \cdot \int_0^{2\pi} \int_0^{\rho_0} \bar{b}_t(\rho_0, \phi, z) e^{-im\phi} e^{-i\gamma z} d\phi dz$$

$\bar{b}_t \equiv b_p \hat{\phi} + b'_p \hat{z}$

**SPHERICAL**



$$\bar{b}_t(r, \phi, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^n \left[ T_{nm}^E R_n^E(r) \bar{M}_{nm}(\theta) + T_{nm}^M R_n^M(r) \bar{N}_{nm}(\theta) \right] e^{im\phi}$$

$$\begin{cases} T_{nm}^E \\ T_{nm}^M \end{cases} = \begin{cases} R_n^E(r_0)^{-1} \\ R_n^M(r_0)^{-1} \end{cases} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \bar{b}_t(r_0, \phi, \theta) \cdot \hat{r} \times \begin{cases} \bar{M}_{nm}(\theta) \\ \bar{N}_{nm}(\theta) \end{cases} \sin\theta d\phi d\theta$$

$\bar{b}_t \equiv b_p \hat{\phi} + b'_p \hat{\theta}$

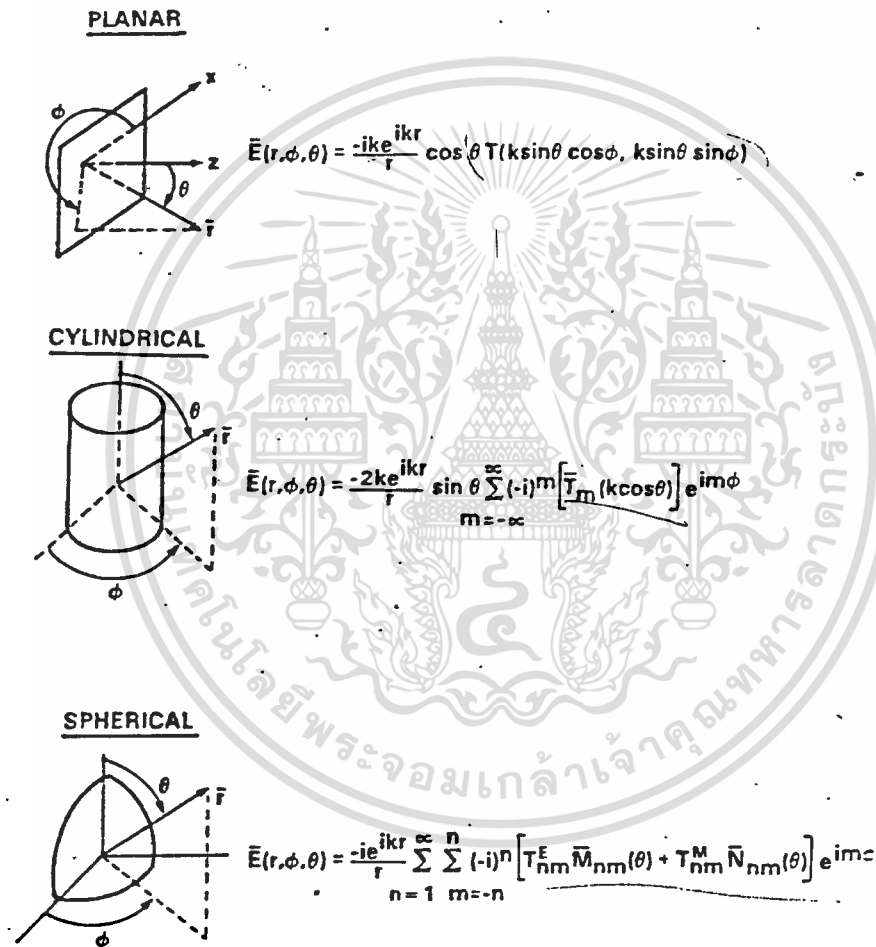
รูปที่ 2.6 แสดงสูตรสำหรับการสแกนที่มีการชดเชยโพริบ ทั้ง 3 แบบ

**2.8 การหาสนามระยะไกล**

หลังจากคำนวณสัมประสิทธิ์การส่งของสายอากาศ ที่ต้องการทดสอบจากการอินทิกรัล 2 ชั้นของข้อมูลที่วัดได้ (อาจจะต้องใช้การชดเชยโพริบ ถ้าจำเป็น) จากนั้นสามารถหาขนาดและเฟสของสนามไฟฟ้าภายนอกสายอากาศที่ทดสอบโดย โมดอลเอ็กซ์แพนเทเคิร์นดังรูปที่ 2.7 ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้จากการประมาณค่าแบบ asymptotic สนามระยะไกล หาจากลัมประสิทธิ์การส่งของสายอากาศ ที่ทดสอบโดยตรงสำหรับการสแกนแบบระนาบ และโดยการหาผลรวมสำหรับการสแกนแบบทรงกระบอกและโดยการหาผลรวม 2 ชั้นสำหรับการสแกนแบบทรงกลม และแพทเทิร์นระยะไกล, โพลาริเซชัน, ไดเรกทิวิตีและเกนของสายอากาศสามารถหาได้จากสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าระยะไกลที่หาได้โดยตรง



รูปที่ 2.7 แสดงการหาสนามไฟฟ้าของทั้ง 3 แบบ

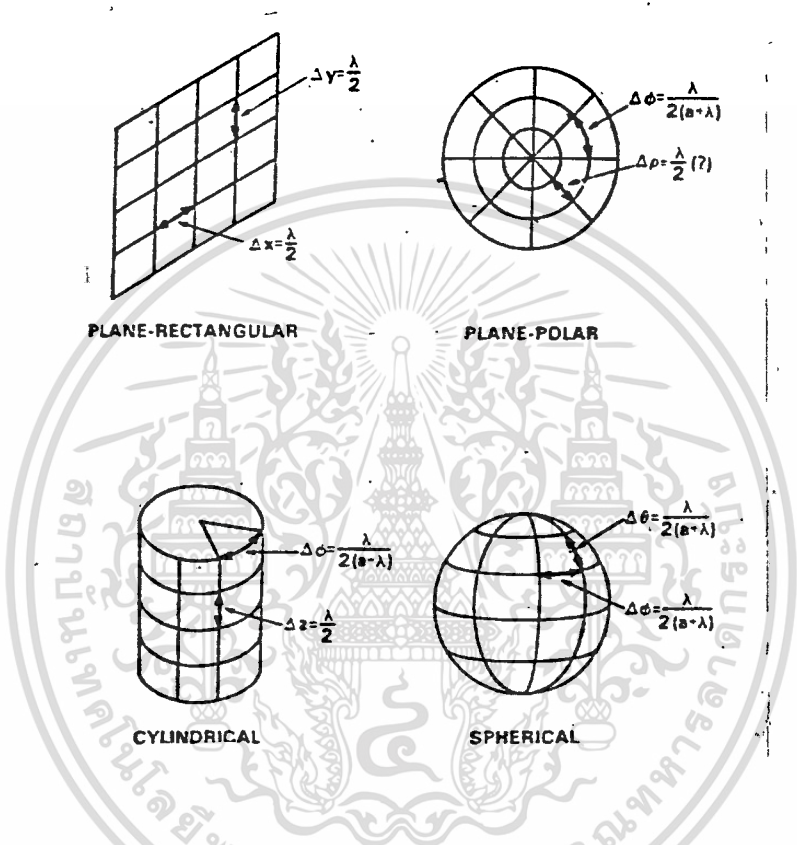
## 2.9 ทฤษฎีในการสุ่มข้อมูล

ก่อนที่จะทำการหาสนามระยะไกลจากสมการที่แสดงในรูปที่ 2.7 จะต้องหาลัมประสิทธิ์การส่งเสียก่อนซึ่งจะหาได้จากการอินทิเกรต 2 ชั้นของข้อมูลที่ได้จากการวัดสนามระยะไกลดังแสดงในรูปที่ 2.6 (หรือรูปที่ 2.4 ในกรณีที่ไม่มีการชดเชยโพริบ) วิธีที่ง่ายที่สุดในการหาอินทิเกรตได้โดยการแทนให้อยู่ในรูปผลรวมของแต่ละส่วนย่อยๆ  $\Delta x \Delta y$ ,  $\Delta \phi \Delta z$  และ  $\Delta \phi \Delta \theta$  สำหรับระบบการวัดแบบระนาบ, ทรงกระบอกและทรงกลมตามลำดับโดยทั่วไป การแทนการอินทิเกรตด้วยผลรวมของแต่ละส่วนย่อยจะเกิดผลผิดพลาด แต่ถ้าเราเพิ่มจำนวนตัวอย่าง (sample) ให้มากขึ้น ผลผิดพลาดจะลดลง

เนื่องจากลัมประสิทธิ์การส่งจะมีขอบเขตจำกัด (band limited) ดังนั้นจากทฤษฎีการสุ่มตัวอย่าง เราสามารถที่จะแปลงการอินทิเกรตไปเป็นผลรวมของแต่ละส่วนย่อย โดยไม่ให้มีข้อผิดพลาดได้ ถ้าระยะในการสุ่มตัวอย่าง (sample spacing) ที่ใช้มีค่าน้อยกว่าค่าค่าหนึ่งสำหรับการสแกนบนระนาบ  $T(k_x, k_y) e^{i\theta} z=0$  จะหมดไปภายนอกบริเวณ  $(k_x)^2 + (k_y)^2 = k^2$  ดังนั้นจากทฤษฎีการสุ่มตัวอย่างระยะห่างระหว่างข้อมูลมากที่สุด  $\Delta x = \Delta y = \lambda/2$  สำหรับการสแกนแบบทรงกระบอก  $T_m(r)$  จะถูกจำกัดโดย  $\pm k$  ใน  $r$  และ  $\pm k(a+\lambda)$  ใน  $m$  ทำให้ระยะในการสุ่มตัวอย่าง  $\Delta z = \lambda/2$  และ  $\Delta \phi = (\lambda/2)(a+\lambda)$  สำหรับการสแกนบนทรงกลม  $T_{nm}$  จะถูกจำกัดโดย  $k(a+\lambda)$  ทั้งใน  $m$  และ  $\pm n$  เพราะฉะนั้นจะทำให้ระยะห่างในการสแกนแต่ละมุมคือ  $\Delta \phi = \Delta \theta = (\lambda/2)(a+\lambda)$

ลักษณะในการสแกนแบบทรงกลม คือ ระยะในการสแกนในแต่ละมุมจะมีค่าคงที่ไม่่ว่าจะมีรัศมีเท่าใด เช่นเดียวกับการสแกนในแบบทรงกระบอกและเพลน-โพลา ซึ่งระยะในการสแกนในแต่ละมุมไม่ขึ้นกับรัศมี แต่ระยะสแกนตามแนวแกนของทรงกระบอก, ระยะสแกนตามแนวรัศมีแบบเพลน-โพลาและการสแกนบนระนาบจะมีระยะห่างในการสแกนประมาณ  $\lambda/2$  โดยไม่คำนึงถึงว่าระยะห่างระหว่างโพริบและสายอากาศที่

ทดสอบจะห่างกันเท่าใดก็ตาม เพื่อที่จะสามารถลุ่มตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงของเฟสอย่างรวดเร็วที่บริเวณไซตโลบได้อย่างทั่วถึง แต่ถ้าเราต้องการหาสนามระยะไกลเพียงทิศทางใกล้ๆกับเมนบีมเท่านั้น ระยะในการลุ่มตัวอย่างอาจจะเพิ่มขึ้นได้



รูปที่ 2.8 แสดงระยะลุ่มตัวอย่างสูงสุดสำหรับการสแกนบนพื้นผิวทั้ง 3 แบบและแบบเพลน-โพลาร์ (plane-polar)

ระยะในการลุ่มตัวอย่างสูงสุดในรูปที่ 2.8 สมมุติว่าระยะห่างระหว่างโพรับ และสายอากาศที่ทดสอบมีขนาดใหญ่พอที่จะ ป้องกันการคับปิ้งลิง (coupling) ของสนามรีแอคทีฟ (reactive field) สำหรับสายอากาศ นอนซูเปอร์ รีแอคทีฟ (nonsuper-reactive) ระยะห่างตั้ง

กล่าวประมาณ 1-2 ความยาวคลื่นก็เพียงพอ อย่างไรก็ตามถ้าโพรับลแกนอยู่ในบริเวณนามรีแอกทีฟของสายอากาศที่ทดสอบ ระยะในการสุ่มข้อมูลจำเป็นจะต้องลดลงเพื่อที่จะหาค่าสนามระยะไกลได้แน่นอนขึ้น

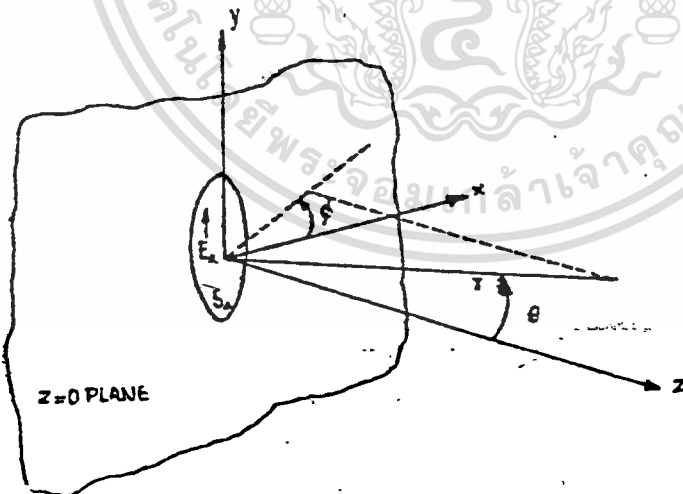
การลดระยะในการสุ่มข้อมูล ( $\Delta s$ ) สำหรับการสแกนบนระนาบ, ทรงกระบอกและทรงกลมที่ระยะห่าง ( $d$ ) ระหว่างโพรับและสายอากาศที่ทดสอบประมาณ 2-3 ความยาวคลื่นหรือน้อยกว่า สามารถที่จะประมาณระยะในการสุ่มข้อมูลดังนี้

$$\Delta s = \lambda / 2 \sqrt{1 + (\lambda/d)^2}$$

ยกตัวอย่างเช่น ที่ระยะห่างประมาณครึ่งความยาวคลื่น ระยะห่างระหว่างข้อมูลควรจะน้อยกว่า  $\lambda/4$  เพื่อที่จะได้สนามระยะไกลที่ต้องการ (สมมติว่าไม่มีการสะท้อนเกิดขึ้นระหว่างโพรับกับสายอากาศ)

## 2.10 เพลนเวฟ เอ็กซ์แพนชัน (Plan wave expansion)

หลักการ : เราจะหาค่า เวนัมเบอร์ สเปกตรัม (wavenumber spectrum) ได้จากสนามไฟฟ้าที่มีเวกเตอร์อยู่ในแนวสัมผัสกับระนาบที่วัด และจากค่า เวนัมเบอร์ สเปกตรัม นี้เราสามารถที่จะนำไปใช้หาสนามที่ระยะฟาร์ฟิลด์ได้



รูปที่ 2.9 แสดงอาร์โพรับเจอร์ S วางอยู่บนระนาบ  $z = 0$

จากรูปที่ 2.9 แสดงอาร์โพเจอร์ S ซึ่งอยู่บนระนาบ  $Z=0$  เราสมมติว่าเรารู้ค่าสนามไฟฟ้าที่มีเวกเตอร์สัมผัสกับระนาบนี้ ให้มีค่าเป็น  $E_z$  และต้องการหาค่าสนามที่แพร่กระจายที่บริเวณ  $Z > 0$

จากสมการของแมกซ์เวล (Maxwell's equation) กรณีที่สนามมีการเปลี่ยนแปลงสัมพันธ์กับเวลา

$$\nabla \times \vec{E} = -h\dot{B}/ht, \quad \nabla \times \vec{H} = \vec{J} + h\dot{D}/ht, \quad D = eE \dots\dots(8)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad \nabla \cdot B = 0 \quad B = \mu H$$

$$\nabla \times \nabla \times E = -\mu(h\dot{H}/ht) \times H \dots\dots(9)$$

$$\nabla \times \nabla \times E = \nabla \nabla \cdot E - \nabla^2 E \dots\dots(10)$$

และบริเวณ  $Z > 0$  และ  $J$  และ  $\rho = 0$  ดังนั้น

$$\nabla \cdot E = 0 \quad \text{และ} \quad \nabla \times H = h\dot{D}/ht$$

$$\text{จาก (9)} \quad -\nabla^2 E = -\mu h^2 e E / ht^2 \dots\dots(11)$$

เพื่อให้สะดวกเราจะเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของเฟสเซอร์ (phasor)

$$-\nabla^2 E = -e(j\omega)^2 E = -k_0^2 E \dots\dots(12)$$

$$\nabla^2 E + k_0^2 E = 0 \dots\dots(13)$$

$$\nabla \cdot E = 0 \dots\dots(14)$$

ถ้าเรามีฟังก์ชันของทั้ง  $x$  และ  $y$  คือ  $U(x,y)$  สามารถที่จะหาฟูเรียร์ ทรานส์ฟอร์ม (fourier transform) ได้ดังนี้

$$U(k_x, k_y) = \iint_{-\infty}^{\infty} U(x,y) e^{j k_x x + j k_y y} dx dy \dots\dots(15)$$

สำหรับ อินเวิร์ท ฟูเรียร์ ทรานส์ฟอร์ม (inverse fourier transform)

$$U(x,y) = 1/4\pi^2 \iint_{-\infty}^{\infty} U(k_x, k_y) e^{-j k_x x - j k_y y} dk_x dk_y \dots\dots(16)$$

จากคุณสมบัติของ ฟูเรียร์ ทรานส์ฟอร์ม

$$\mathcal{F}_t ds(t)/dt = j\omega \mathcal{F}_t s(t) \dots\dots(17)$$

$$\mathcal{F}_x hu(x,y)/hx = -jk_x \mathcal{F}_x u(x,y) \dots\dots(18)$$

$$\mathcal{F}_x h^2u(x,y)/h^2x = (-jk_x)^2 \mathcal{F}_x u(x,y) \dots\dots(19)$$

$$\mathcal{F}_{yx} h^2u(x,y)/hx^2 = -k_x^2 \mathcal{F}_{yx} u(x,y) \dots\dots(20)$$

จากสมการข้างบน ตัวอักษร กับ ลับสคริป (subscript) จะแทนการฟูเรียร์ ทรานส์ฟอร์ม ที่สัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของ ลับสคริป นั้น

สมการ (13) และ (14) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\{ (h^2/hx^2) + (h^2/hy^2) + (h^2/hz^2) \} E(x,y,z) = 0 \dots\dots(21)$$

$$\{ (hE_x(x,y,z)/hx) + (hE_y(x,y,z)/hy) + (hE_z(x,y,z)/hz) \} = 0 \dots\dots(22)$$

ถ้าทำการฟูเรียร์ ทรานส์ฟอร์ม ทั้ง 2 สมการสัมพันธ์กับ x และ y เราจะได้

$$\{ [h^2/hz^2] + [k_0^2 - k_x^2 - k_y^2] \} E(k_x, k_y, z) = 0 \dots\dots(23)$$

$$k_x E_x(k_x, k_y, z) + k_y E_y(k_x, k_y, z) + jh/hz E_z(k_x, k_y, z) = 0 \dots\dots(24)$$

เมื่อ  $E(k_x, k_y, z)$  คือ ฟูเรียร์ ทรานส์ฟอร์ม ของสนามไฟฟ้าเทียบกับ x และ y ถ้าเราให้  $k_z^2 = k_0^2 - k_x^2 - k_y^2$  ดังนั้นสมการ (24) จะเป็น

$$h^2 E(k_x, k_y, z)/hz + k_z^2 E(k_x, k_y, z) = 0 \dots\dots(25)$$

ซึ่งผลลัพธ์จะอยู่ในรูป  $e^{(+ - jkz)}$  แต่สนามควรจะเป็นคลื่นที่แพร่กระจายจากอาร์โพร์เจอร์ไปในทิศทาง z เพราะฉะนั้นควรจะมีเฉพาะฟังก์ชัน  $e^{(-jkz)}$  เท่านั้นที่เป็นไปได้จากสมการที่ (25) จะได้ว่า

$$E(k_x, k_y, z) = f(k_x, k_y) e^{(-jkz)} \dots\dots(26)$$

เมื่อแทนสมการ (26) ในสมการ (24) เราจะได้

$$k_x f_x + k_y f_y + k_z f_z = 0 \dots\dots(27)$$

$$\text{หรือ} \quad k \cdot f = 0 \dots\dots(28)$$

เมื่อ  $k$  เป็นเวกเตอร์ที่ประกอบด้วย  $k_x, k_y, k_z$  เมื่อทำการ อินทิเกรต ฟูเรียร์ ทรานส์ฟอร์ม ผลลัพธ์จะได้สนามไฟฟ้าที่แสดงได้ดังนี้

$$E(x, y, z) = \int \int f(k_x, k_y) e^{(-jkz)} dk_x dk_y \dots\dots(29)$$

ซึ่ง  $k \cdot R = k_x X + k_y Y + k_z Z$  สมการนี้แสดงว่าสนามไฟฟ้าที่บริเวณ  $z > 0$  สามารถแสดงได้โดย สเปคตรัมของคลื่นบนระนาบ แต่  $f(k_x, k_y) e^{(-jkz)}$  เป็นคลื่นที่มีขนาดของเวกเตอร์ และแพร่กระจายไปในทิศของเวกเตอร์การแพร่กระจาย  $k$  สังเกตว่าการกำหนด  $k_z$  จะกำหนดให้  $|k| = k_0$  สำหรับ  $k_x^2 + k_y^2 > k_0^2$  ค่า  $k_z$  จะเป็นจำนวนจินตภาพและคลื่นในส่วนของ สเปคตรัมนี้จะลดลงแบบเอ็กโพเนนเชียล (exponential) ในทิศทาง z ซึ่งคลื่นที่หายไปนี้จะทำให้เกิด สนามที่บริเวณใกล้ อาร์โพเจอร์ ดังนั้นจะมีคลื่นที่มาจากส่วนของ สเปคตรัมที่มีค่า  $k_x^2 + k_y^2$  อยู่ในวงกลมรัศมี  $k$  ในระนาบ  $k_x - k_y$  ซึ่งจะทำให้เกิดคลื่นที่กระจายออกไป

เมื่อ  $z = 0$  ผลของสนามไฟฟ้าสำหรับ  $(x, y)$  คอมโพเนนท์ จะเท่ากับ สนามบริเวณปากอะเพอร์เจอร์ (aperture tangential field)

$$E_z(x, y) = E_{z_{\text{ap}}}(x, y, j) \dots\dots(30)$$

$$= 1/4\pi^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_z(k_x, k_y) e^{-jk_x x - jk_y y} dk_x dk_y \dots\dots(31)$$

จะสามารถหาค่า  $f_z(k_x, k_y)$  ได้จาก

$$f_z(k_x, k_y) = \iint_{S_a} E_z(x, y) e^{jk_x x + jk_y y} dx dy \dots\dots(32)$$

นั่นคือ  $f_z$  จะอยู่ในรูปฟูเรียร์ ทรานส์ฟอร์มของสนามบริเวณปากอะเพอร์เจอร์ และจาก (28) เราสามารถหา  $f_z$  ได้โดย

$$f_z = -k_z \cdot f_y / k_x \\ = [ -k_x f_x - k_y f_y ] / [k_z^2 - k_x^2 - k_y^2]^{1/2} \dots(33)$$

เราสามารถที่จะหาค่าของสนามไฟฟ้าได้ทุกๆที่ใน  $z > 0$  ได้จาก (28) และจาก (33) เราสามารถจะจัดรูปใหม่ เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณดังนี้

$$E(r) = 1/4\pi^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(k_x, k_y) e^{-jk \cdot r} dk_x dk_y \dots\dots(34)$$

วิธีที่ใช้คำนวณนี้ จะใช้วิธีของ Rayleigh จะสังเกตว่า เมื่อ  $r$  มีค่ามากๆ  $e^{-jk \cdot r}$  จะเป็นออสซิลเลตติง ฟังก์ชัน (oscillating function) ที่เร็วมาก การอินทิเกรตจากจุดต่างๆใน  $k_x - k_y$  เพลน

(plane) ไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้ เพราะมีการรวมกันในเฟส แต่จะมีบางจุดที่  $k \cdot r$  ไม่เปลี่ยนแปลงเมื่อเปลี่ยนค่า  $k_x, k_y$  น้อยๆ ที่จุดเหล่านี้ เราเรียกว่า Stationary phase point ซึ่งเราสามารถเขียนแทนได้ด้วย สมการ

$$h(k \cdot r)/hk_x = 0, \quad h(k \cdot r)/hk_y = 0 \quad \dots\dots(35)$$

ที่จุด Stationary phase point เฟสของ  $e^{(-jk \cdot r)}$  จะไม่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว เพราะฉะนั้น ในพื้นที่นี้ ผลของการอินทิกรัลจะไม่เป็นศูนย์

ส่วนในพื้นที่เล็กๆ รอบๆ จุด Stationary phase point ซึ่งเรากำหนดให้  $k_x = k_1, k_y = k_2, f(k_x, k_y)$  ซึ่งเปลี่ยนค่าช้าจะเท่ากับค่าของมันที่จุด Stationary phase point จึงทำให้ค่าอินทิกรัล และ  $e^{(-jk \cdot r)}$  สามารถหาค่าได้

เพื่อให้ง่ายขึ้นในการหาค่าอินทิกรัลเราให้  $k \cdot r = k_x X + k_y Y + k_z Z$  ในระบบพิกัดทรงกลม (spherical coordinate) โดยการใช้  $X = r \sin \theta \cos \phi, Y = r \sin \theta \sin \phi, Z = r \cos \theta$  ดังนั้น

$$k \cdot r = r[(k_x \sin \theta \cos \phi) + (k_y \sin \theta \sin \phi) + (\sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2} \cos \theta)] \quad \dots\dots(36)$$

ที่จุด Stationary phase point มีสมการ  $h(k \cdot r)/hk_x = 0, h(k \cdot r)/hk_y = 0 \quad \dots\dots(37)$

$$\begin{aligned} \text{นั่นคือ} \quad k_x &= k_1 = k_0 \sin \theta \cos \phi \\ k_y &= k_2 = k_0 \sin \theta \sin \phi \end{aligned}$$

ในการกระจายแบบเทย์เลอร์ (Taylor's series) ใน  $k \cdot r$  จะได้ว่า

$$\begin{aligned} k \cdot r &= k_0 r + [(h^2 k \cdot r)(k_x - k_1)^2] / 2hk_x^2 \\ &+ 1/2[h^2 k \cdot r(k_y - k_2)^2] / hk_y^2 \\ &+ [h^2(k \cdot r)(k_x - k_1)(k_y - k_2)] / (hk_x hk_y) \end{aligned}$$

ต่อไปเราจะใช้การอินทิกรัล

$$\int e^{j\delta(x-x_0)^2} dx = \sqrt{p/\delta} e^{j(\pi/4)} \dots\dots(42)$$

ดังนั้นเราจะได้

$$I = j2\pi/\sqrt{(4AB-C^2)} = 2j\pi k_0 \cos\theta / r \dots\dots(43)$$

โดยการใช้

$$A = r/2(1/k_0 + k_1^2/k_0^3 \cos^2 \theta) \dots\dots(44)$$

$$B = r/2 \{ 1/k_0 + [k_2^2/(k_0^3 \cos^2 \theta)] \} \dots\dots(45)$$

$$C = (k_1 \cdot k_2 \cdot r)/(k_0^3 \cos^2 \theta) \dots\dots(46)$$

ผลสุดท้ายเราจะได้

$$E(r) \sim [jk_0 \cos\theta e^{-jk_0 r} f(k_0 \sin\theta \cos\phi, k_0 \sin\theta \sin\phi) / 2\pi r] \dots\dots(47)$$

และ

$$f_x(k_x, k_y) = \iint_{-\infty}^{\infty} E_u e^{jk_x x + jk_y y} dx dy \dots\dots(48)$$

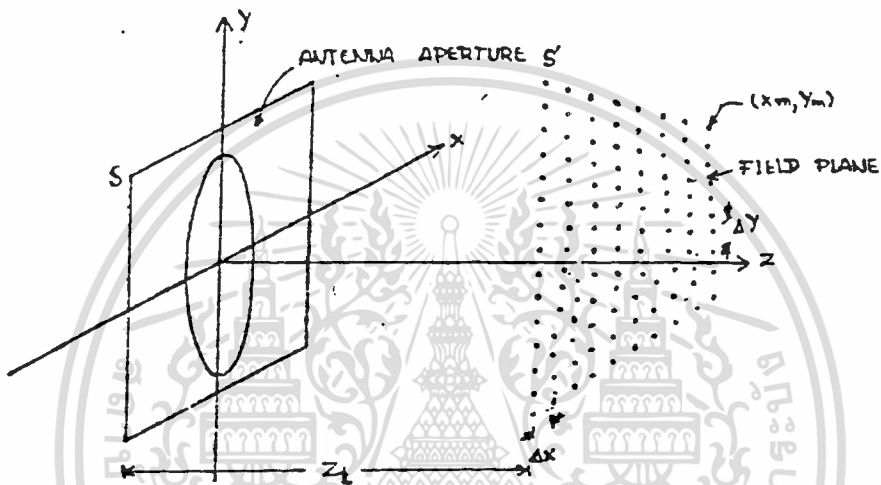
### 2.11 การสแกน (Scanning) สนามของสายอากาศที่ระยะเนียร์ฟิลด์ บนระนาบ

จากทฤษฎีข้างต้น จะเห็นได้ว่าถ้าเราต้องการหาแพทเทิร์นที่ระยะฟาร์ฟิลด์ เราจำเป็นต้องทำการวัดสนามที่ระยะเนียร์ฟิลด์ แล้วนำค่าที่ได้แทนใน สมการที่ (32) ซึ่งจะได้ค่า เวฟเน็มเบอร์ สเปคตรัมออกมา หลังจากนั้นเราจะนำค่าดังกล่าวแทนในสมการที่ (38) ก็จะได้สนามที่ระยะฟาร์ฟิลด์ ซึ่งจะอยู่ในรูปฟังก์ชันของมุม  $\theta$  และ มุม  $\phi$  ถ้าเราแทนค่ามุมต่างๆสัมพันธ์กับระนาบที่ต้องการ ก็จะได้ค่าแพทเทิร์น ที่ระนาบนั้น

ในการวัดสนามที่ระยะเนียร์ฟิลด์ เราจำเป็นต้องกำหนด

ระนาบที่จะทำการสแกน และระยะห่างในการสแกนที่เหมาะสม เพื่อให้ผลลัพธ์ที่ออกมาจะตรงตามความเป็นจริง หลักการดังกล่าวมีดังนี้

สมมติว่าสายอากาศวางอยู่บนระนาบ  $Z = 0$  เราจะทำการสแกน หาสนามที่ระยะ เนียร์ฟิลด์ บนระนาบ  $Z = Z_0$  และระยะห่างระหว่างจุดที่สุ่มตัวอย่างในทิศทาง  $X$  และ  $Y$  เป็น  $\Delta X$  และ  $\Delta Y$  ดังรูปที่ 2.10



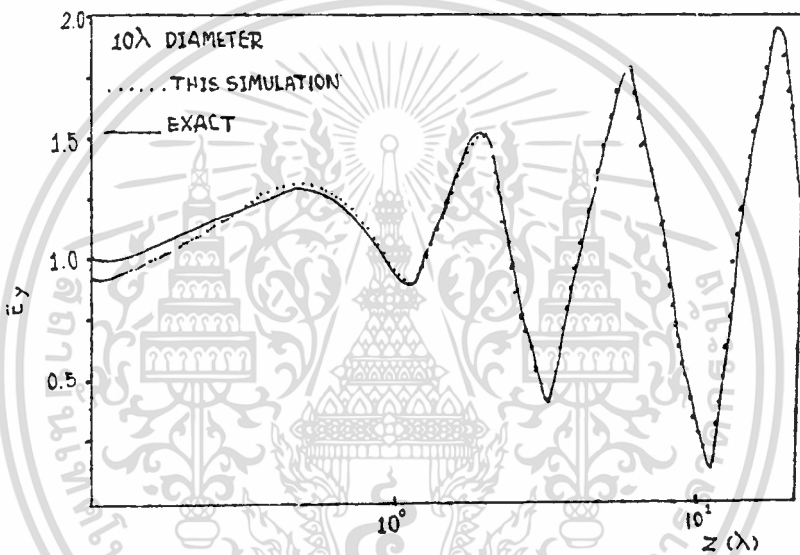
รูปที่ 2.10 ระนาบในการวัด เนียร์ฟิลด์

### 2.12 การกำหนดระนาบที่เหมาะสมที่จะทำการวัด เนียร์ฟิลด์

จากสมการ  $|K| = k_0$  เมื่อ  $k_x^2 + k_y^2 > k_0^2$  ค่าคงที่ในการแพร่กระจายคลื่น  $K$  จะเป็นส่วนจินตภาพ เพราะว่า  $k_0^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2$  และคลื่นที่เกิดจากส่วนนี้จะลดลงแบบ เอ็กโพเนนเชียล หรือจางหายไปในทิศทาง  $Z$  ในการกำหนดระนาบ  $S$  ที่จะใช้ทำการวัด จะต้องกำหนดให้  $Z$  ใหญ่พอที่จะทำให้คลื่นในส่วนนี้ถูกลดทอนหมดไป ซึ่งตำแหน่งของระนาบในการสแกนนี้ ในทางปฏิบัติ

ควรห่างจากสายอากาศประมาณ 2-3 ความยาวคลื่น และถ้าอาร์เพอเจอร์ของสายอากาศมีขนาดใหญ่ขึ้น จะทำให้คลื่นนี้มีขนาดลดลง

จากผลการทดลองของ LEVIES และ NEWELL ซึ่งทดสอบผลของคลื่นนี้ กับการวัดที่ เนียร์ฟิลด์ กับสายอากาศอาร์เพอเจอร์ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง  $10\lambda$  และทำการสแกนให้ระยะห่างในการสแกน  $0.2445\lambda$  โดยระยะของระนาบ ( $Z_c$ ) แยกต่างกันอย่างออกไปได้ผลการทดลองดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดง ผลการทดลองของ LEVIES และ NEWELL

จากผลการทดลอง สรุปได้ว่า คลื่นที่เกิดจากส่วนของ  $K_z$  จะมีผลในระยะ  $Z_c$  น้อยกว่า 1 ความยาวคลื่นเท่านั้น ที่ระยะมากกว่านี้ คลื่นส่วนนี้จะถูกลดทอนหมดไปซึ่งจะทำให้ผลจากการคำนวณจากเนียร์ฟิลด์จะใกล้เคียงกับฟาร์ฟิลด์ดังรูปที่ 2.11 ดังนั้นในการเลือกระนาบที่จะทำการวัด ควรจะให้ค่า  $Z_c$  มากกว่า 1 ความยาวคลื่น

## 2.13 การหาระยะในการสแกนบนระนาบที่เหมาะสม

เนื่องจากการหาค่า เวฟนัมเบอร์ สเปคตรัม ตามสมการ (48) นั้นเราจะนำเอาคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณโดยการแทนฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มดังกล่าว ด้วยดิสครีตฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม (Discrete Fourier transform) ซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดในบทต่อไป ในบทนี้จะกล่าวถึงระยะในการสแกนข้อมูล (Sample spacing) ที่เหมาะสมซึ่งระยะดังกล่าวจะหามาจากคุณสมบัติของดิสครีต ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม ดังนี้

สมมุติว่าเรามีฟังก์ชัน  $f(x)$  ซึ่งเป็นฟังก์ชันที่มีขอบเขตอยู่ในช่วง  $[-X_m, X_m]$  ในการหา ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม ของฟังก์ชันนี้เราจะแทนฟังก์ชัน  $f(x)$  ด้วยฟังก์ชัน  $f_T(x)$  ซึ่งมีคาบเป็นอนันต์ดังรูป และจากเอ็กซ์โพเนนเชียลซีรีส์ (exponential series) เราสามารถแทนฟังก์ชัน  $f_T(x)$  ได้ดังนี้

$$f_T(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn k_0 x} \dots\dots\dots (49)$$

โดยที่  $F_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f_T(x) e^{jn k_0 x} dx \dots\dots\dots (50)$

และ  $k_0 = \frac{2\pi}{T} \dots\dots\dots (51)$

$$k_n = n k_0$$

$$F(k_n) = T F_n$$

ดังนั้นสมการ (49) และ (50) จะเป็น

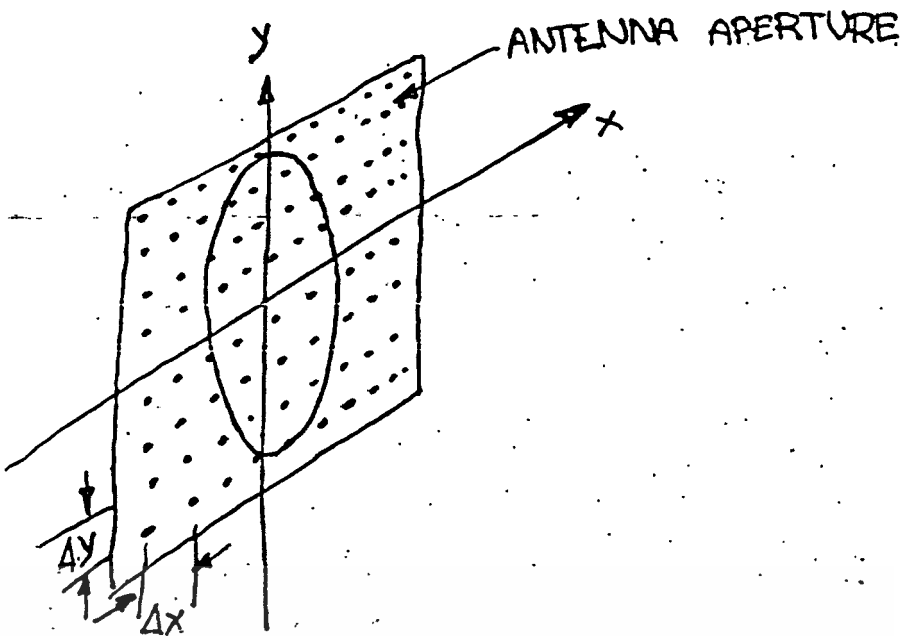
$$f_T(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (1/T) F(k_n) e^{j k_n x} \dots\dots\dots (52)$$

$$F(k_n) = \int_{-T/2}^{T/2} f_T(x) e^{j k_n x} dx \dots\dots\dots (53)$$

และระยะห่างระหว่างเส้นสเปคตรัม  $F(k_n)$

$$\Delta k_x = k_{n+1} - k_n = (n+1)k_0 - nk_0 = k_0 = 2\pi/T$$

ดังนั้น  $T = 2\pi / \Delta k_x$



รูปที่ 2.12 แสดงระยะสแกนในระนาบ XY

เมื่อคาบ T มีขนาดใหญ่ขึ้นจนถึงอนันต์ ฟังก์ชัน  $f_T(x)$  จะเท่ากับ  $f(x)$  ดังนั้น

$$\lim_{T \rightarrow \infty} f_T(x) = \lim_{T \rightarrow \infty} (1/2\pi) \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(k_n) e^{jk_n x} \Delta k_x$$

ดังนั้น 
$$f(x) = (1/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} F(k_x) e^{jk_x x} dk_x$$

ในทำนองเดียวกัน 
$$F(k_x) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-jk_x x} dx$$

จากเหตุผลดังกล่าวข้างต้นแสดงให้เห็นว่า ในการกำหนดระยะห่างของ สเปกตรัม (spectral spacing)  $k_x$  และ  $k_y$  ในสเปซ การกำหนดนี้จะต้องสัมพันธ์กับ อินเวอร์ตดิสครีต ฟูเรียร์ ทรานส์ฟอร์ม (inverse discrete fourier transform) ใน  $(x, y)$  space โดยที่  $x \in [-X_m, X_m]$  และ  $y \in [-Y_m, Y_m]$  ดังนี้

$$\Delta k_x = 2\pi/T$$

$$\Delta k_x = 2\pi/2X_m = \pi/X_m$$

$$\Delta k_y = \pi/Y_m$$

และการกำหนดระยะห่างในการสุ่มข้อมูล  $\Delta x$  และ  $\Delta y$  ก็จะต้องสัมพันธ์กับเพลนเวฟสเปกตรัม (planewave spectrum) ใน  $k$  ส

เปซ ซึ่งมี  $k_x \in [-K_{xm}, K_{xm}]$  และ  $k_y \in [-K_{ym}, K_{ym}]$  ดังนี้

$$\Delta x = 2\pi/T = 2\pi/2K_{xm} = \pi/K_{xm}$$

$$\Delta y = \pi/K_{ym}$$

และเนื่องจาก  $k_x = k_0 \sin\theta \cos\phi$  ดังนั้น  $K_{xm} = k_0 = 2\pi/\lambda$  ,  $k_y = k_0 \sin\theta \sin\phi$  ดังนั้น  $K_{ym} = k_0 = 2\pi/\lambda$  เพราะฉะนั้นระยะห่างในการสุ่มข้อมูลของสนาม คือ  $\Delta x = \Delta y = \lambda/2$

และสามารถหาจำนวนจุดในการสุ่มข้อมูลบนแกน  $x$  และแกน  $y$  คือ  $N_x$  และ  $N_y$  ได้ดังนี้

$$2X_m = N_x \Delta x$$

$$2Y_m = N_y \Delta y$$

$$2K_{xm} = N_x \Delta k$$

$$2K_{ym} = N_y \Delta k$$

## 2.14 ตำแหน่งและไดเรกทิวิตีของโพรับ

ในการกำหนดระยะ  $z_c$  ที่จะทำการวัดนั้น เราจะพิจารณาจากระยะที่ทำให้คลื่นที่เกิดจาก  $k_c$  เป็นจำนวนจินตภาพที่มีค่าต่ำสุด คือให้  $z_c > 1$  นอกจากนี้ ในการกำหนด  $z_c$  ต้องทำให้เกิดการคับปลิง (Coupling) ระหว่างโพรับและสายอากาศที่ต้องการทดสอบต่ำสุด โดยทั่วไปถ้าโพรับมีอัตราขยายปานกลาง คือประมาณ 8-15 dB จะเลือก  $z_c$  ประมาณ  $6\lambda - 12\lambda$

จาก VSWR ของโพรับในโหมดการส่ง (transmit mode) จะแสดงถึงความเข้มของกำลังที่สะท้อนกลับ โดยสายอากาศที่ทดสอบและพลังงานที่ถูกดูดกลืนโดยโพรับ พลังงานที่สะท้อนกลับนี้เป็นสัดส่วนกับกำลังสองของไดเรกทิวิตี (directivity) ของโพรับ และเป็นส่วนกลับกับกำลังสี่ของ  $z_c$  ดังสมการของเรดาร์

$$P_r = \lambda^2 P_c G_p^2 / (4\pi)^2 z_c^4 \dots\dots\dots (54)$$

เมื่อ  $P_c$  และ  $P_r$  เป็นกำลังงานที่ส่งและรับโดยโพรับ

$G_p$  เป็น อัตราขยายของสายอากาศของโพริบ  
เป็น พื้นที่ของสายอากาศที่ทดสอบที่เกิดการแตกกระจาย (scattering) สังเกตว่า ขึ้นอยู่กับ  $z_c$  เพราะว่ารณะบในการสแกนอยู่ในระยะใกล้กับสายอากาศที่ทดสอบ และ  $G_p$  มีค่าต่ำถ้าโพริบมีขนาดเล็ก ดังนั้น ถ้าโตเรคตีวิตีของโพริบต่ำ ระยะ  $z_c$  จำเป็นต้องลดลงจากเดิม



### บทที่ 3

#### การคำนวณหาแพทเทิร์นของสนามระยะไกลจากข้อมูลของสนามระยะใกล้

จากการศึกษาทฤษฎีการหาค่าแพทเทิร์นของสนามระยะไกล (far field) โดยการวัดสนามระยะใกล้ (near field) ในทางปฏิบัตินั้นจะเกี่ยวข้องกับสมการดังต่อไปนี้ คือ

$$f_c(k_x, k_y) = \iint_{S_a} E_u(x, y) e^{jk_x x + jk_y y} dx dy \dots\dots\dots (1)$$

และ  $E(r) \sim (jk_0 \cos\theta / 2\pi r) e^{-jk_0 r} f(k_0 \sin\theta \cos\phi, k_0 \sin\theta \sin\phi) \dots\dots (2)$

โดยที่  $f_c(k_x, k_y)$  คือ เฟลนเวฟ สเปกตรัม ของ  $E_u(x, y)$   
 $E_u(x, y)$  คือ สนามที่ลัมผัสกับผิวระนาบ XY  
 $E(r)$  คือ สนามที่ระยะไกล

เนื่องจากการคำนวณ เราจะนำเอาคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณ ดังนั้นเราจะต้องทำการแปลง สมการที่ (1) จากรูป พูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม ไปอยู่ในรูป ดิสคริต พูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม

สมมติว่าเรามีฟังก์ชัน  $F(k_x) = \int_0^x f(x) e^{jk_x x} dx$

เราสามารถแทน  $dx \rightarrow \Delta x$  ;  $x \rightarrow n\Delta x$

ดังนั้นจะได้

$$F(k_x) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n\Delta x) e^{jk_x n\Delta x} \Delta x$$

จากสมการ (1) เราจะได้

$$f_c(k_x, k_y) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} E(n\Delta x, m\Delta y) e^{jk_x n\Delta x + jk_y m\Delta y} \Delta x \Delta y \dots\dots\dots (3)$$

จากคุณสมบัติของ ดิสคริต ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม

$$f_u(k_x, k_y) = \Delta x \Delta y \sum_{m=0}^{M-1} e^{j k_y m \Delta y} \sum_{n=0}^{N-1} E(n \Delta x, m \Delta y) e^{j k_x n \Delta x} \dots (4)$$

และเพื่อความสะดวกเราจะแบ่งการคำนวณออกเป็น 2 ขั้นตอน จะ  
ได้

$$f_u(k_x, k_y) = \Delta y \sum_{m=0}^{M-1} F(x, v) e^{j k_y m \Delta y}$$

โดยที่

$$F(x, v) = \Delta x \sum_{n=0}^{N-1} E(n \Delta x, m \Delta y) e^{j k_x n \Delta x}$$

เพราะฉะนั้นในการทดลอง เราจะต้องทำการสุ่มข้อมูล  $E(n \Delta x, m \Delta y)$  โดยระยะห่างระหว่างข้อมูล  $x$  และ  $y$  หลังจากนั้นก็นำเอาข้อมูล  $E(n \Delta x, m \Delta y)$  มาทำการหา  $f_u(k_x, k_y)$  โดยสมการ (4) และทำการหาสนามระยะไกลโดยสมการ (2) โดยลักษณะการทำงานของโปรแกรมแสดงตั้งโฟลว ชาร์ต (flow chart) ในรูปที่ 3.1

เพื่อเป็นการทดสอบผลการทำงานของโปรแกรมข้างต้น เราได้ทดลองใส่ข้อมูล  $E(n \Delta x, m \Delta y)$  ให้มีลักษณะที่เป็นสนามสม่ำเสมอ (Uniform) ดังนี้

$$E_u(x, y) = E_0 ; \quad |x| \leq a, \quad |y| \leq b$$

จากทฤษฎี

$$f_u(k_x, k_y) = \iint E_u(x, y) e^{j k_x x + j k_y y} dx dy$$

$$= E_0 \int_{-a}^a \int_{-b}^b e^{j k_x x + j k_y y} dy dx$$

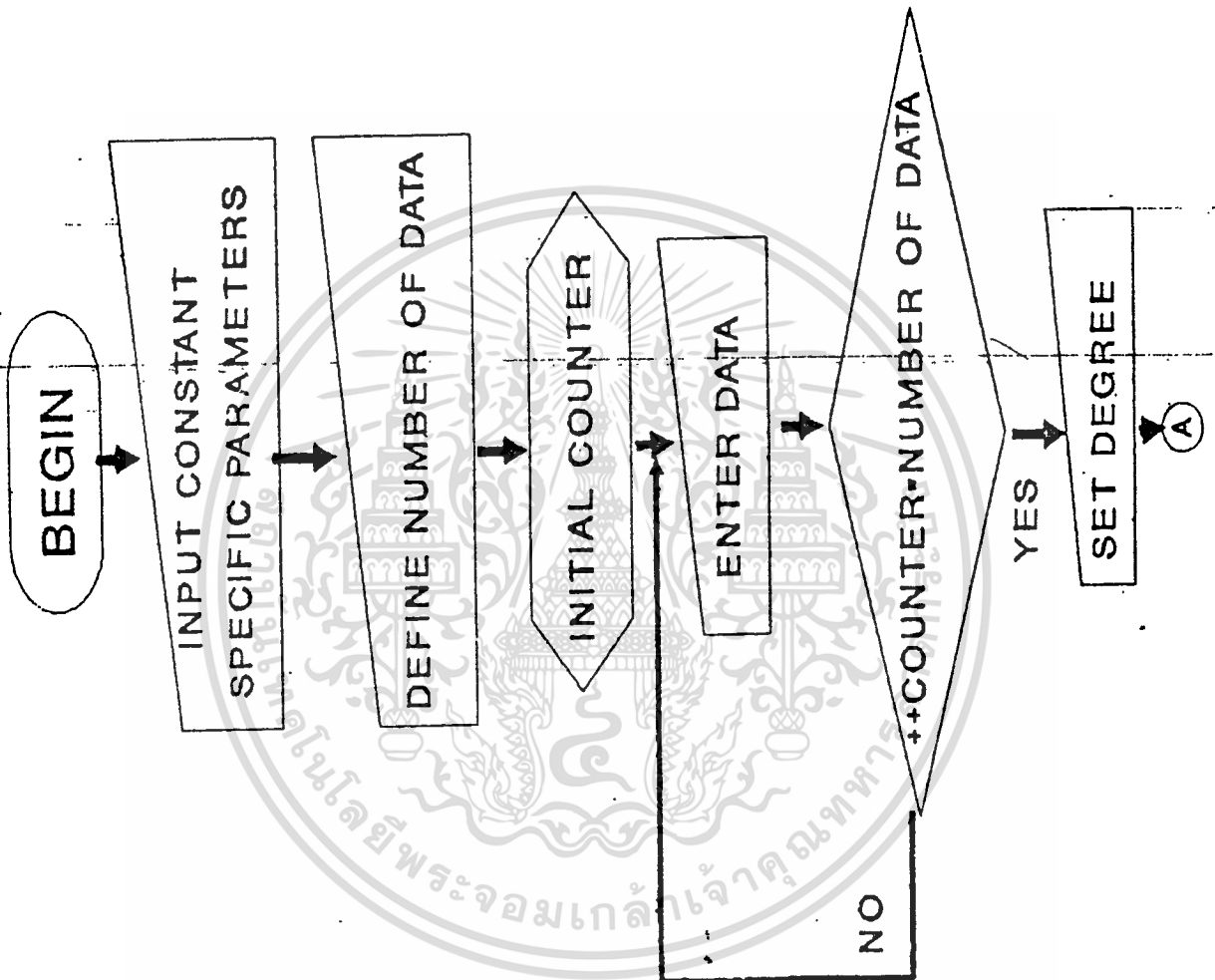
$$= 4ab E_0 \cdot ((\sin k_x a) / k_x a) \cdot ((\sin k_y b) / k_y b)$$

$$\begin{aligned}
&= 4abE_0 \cdot \left( \frac{\sin k_0 a \sin \theta \cos \phi}{k_0 a \sin \theta \cos \phi} \right) \\
&\quad \cdot \left( \frac{\sin k_0 b \sin \theta \sin \phi}{k_0 b \sin \theta \sin \phi} \right) \\
&= 4abE_0 \cdot \left( \frac{\sin u}{u} \right) \cdot \left( \frac{\sin v}{v} \right)
\end{aligned}$$

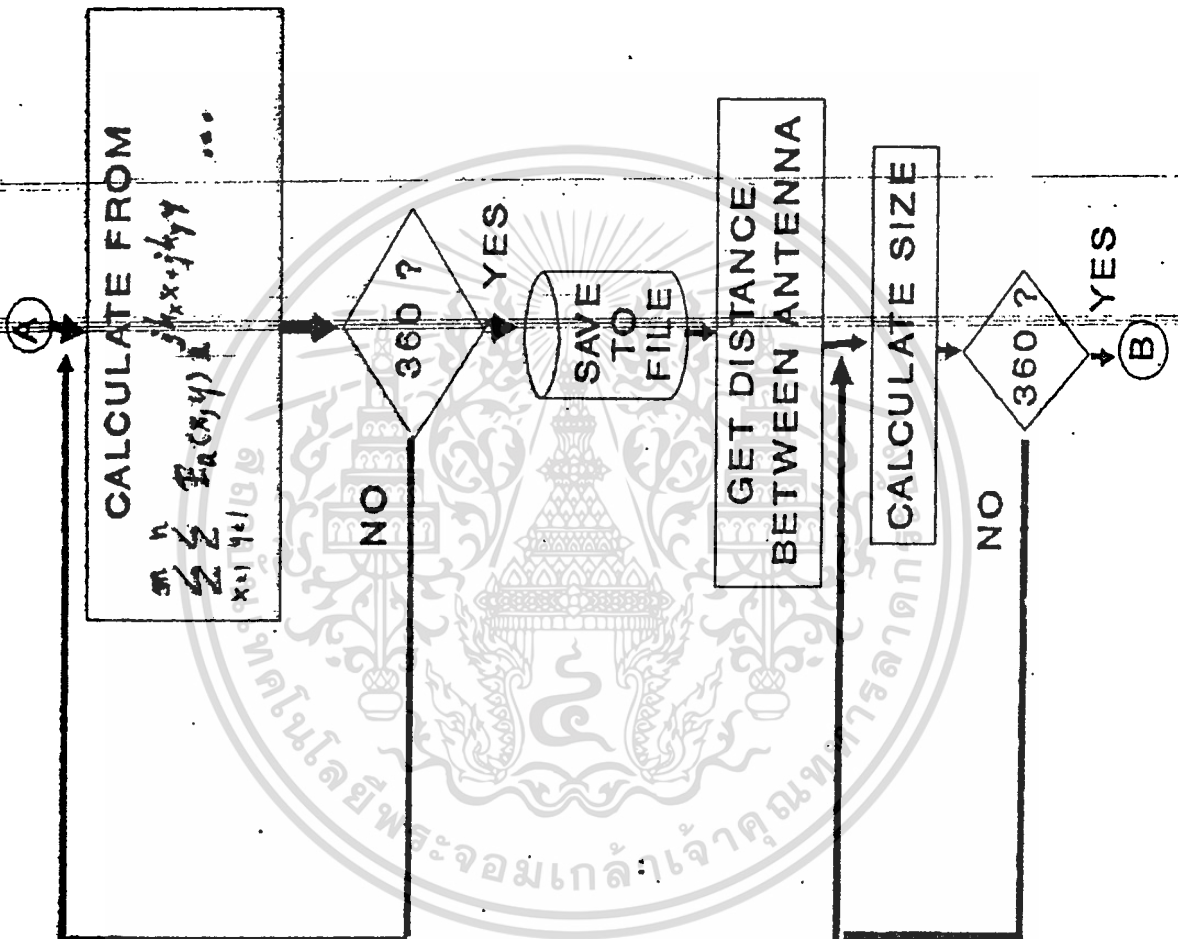
ดังนั้น

$$\begin{aligned}
E(r) = & \left( jk_0 4abE_0 / 4\pi r \right) e^{-jk_0 r} \left( \frac{\sin u}{u} \right) \\
& \left( \frac{\sin v}{v} \right) (e_\psi \cos \phi - e_\phi \sin \phi \cos \theta) \dots (5)
\end{aligned}$$

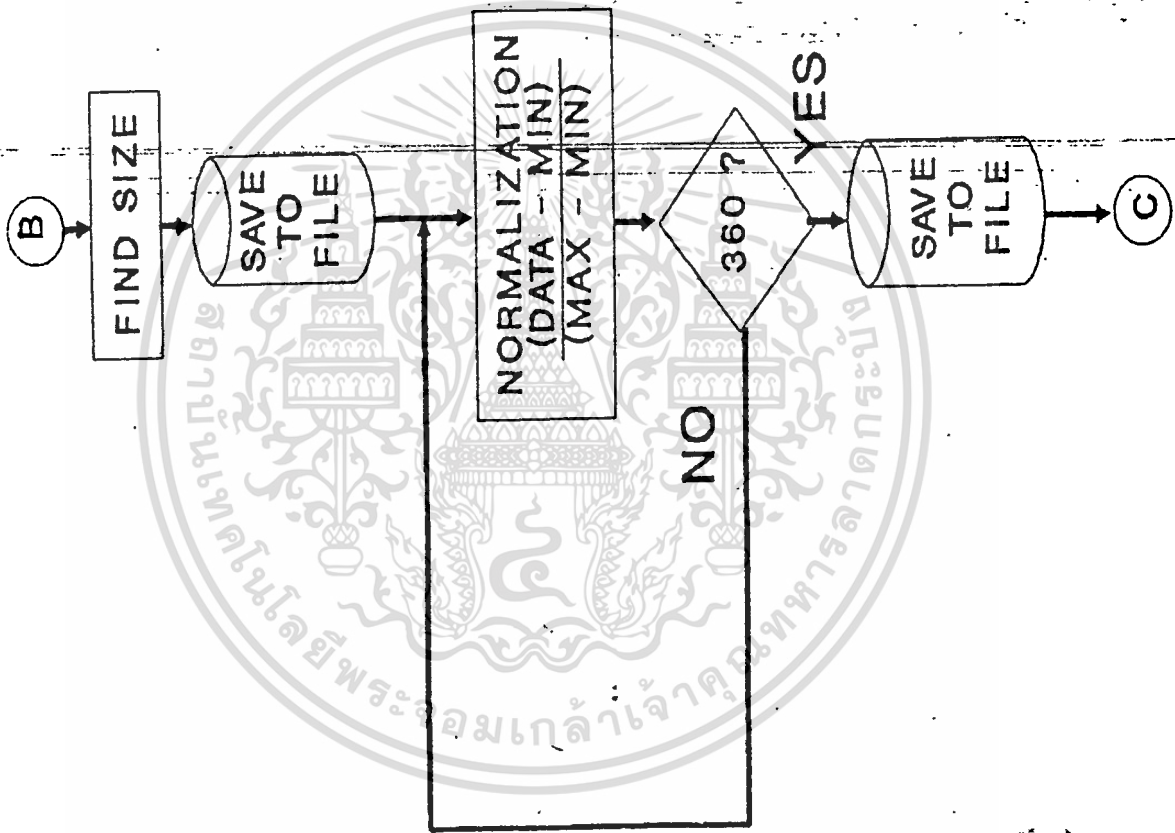




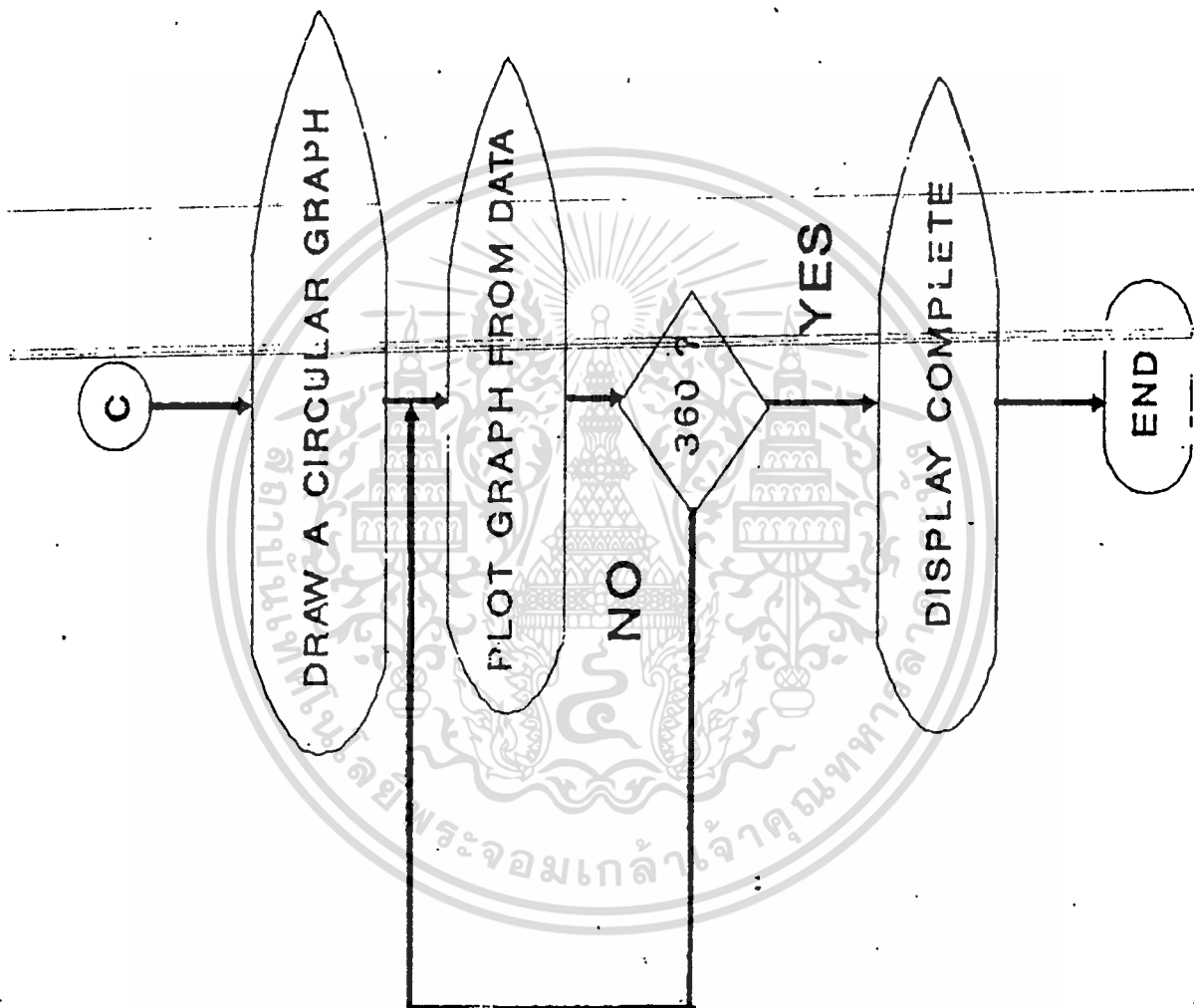
รูปที่ 3.1 แสดงโฟลวชาร์ตของโปรแกรม



รูปที่ 3.1 (ต่อ)



รูปที่ 3.1 (ต่อ)



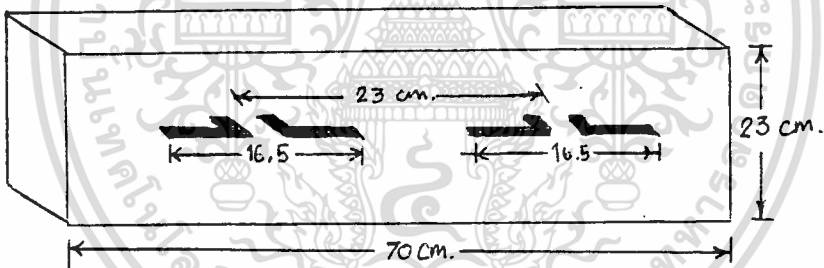
รูปที่ 3.1 (ต่อ)

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

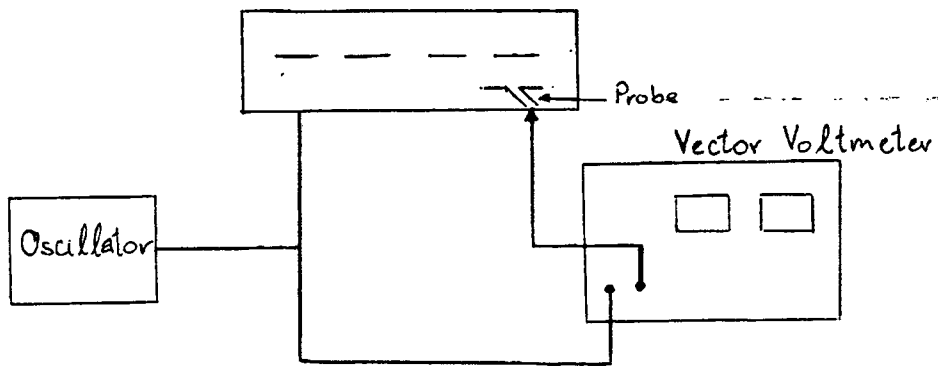
#### การทดลอง

เราจะทำการวัดเพื่อทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการหาแพทเทิร์นของสนามระยะไกล โดยการวัดสนามระยะไกลเปรียบเทียบกับสนามระยะไกลโดยตรง ในการวัดสนามระยะไกลจะทำการวัดในห้องทดสอบสายอากาศในภาควิชา โทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ ลาดกระบัง ระยะที่ทำการทดสอบประมาณ 3 เมตร สายอากาศที่ใช้ทดสอบเป็นสายอากาศอาร์เรย์ของไดโพล 2 อีลีเมนต์ที่ติดอยู่บน กราวด์เพลน (Ground plane) ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงสายอากาศอาร์เรย์ของไดโพล 2 อีลีเมนต์ที่ใช้ในการทดสอบ

สายอากาศไดโพลที่ใช้เป็นสายอากาศฮาล์ฟเวฟ ไดโพล (Halfwave dipole) ที่ออกแบบมาเพื่อใช้งานที่ความถี่ 915 MHz ความยาวคลื่น 32.787 cm. ระยะห่างระหว่างอีลีเมนต์ทั้ง 2 ห่างกัน 23 cm. และแผ่นกราวด์เพลนกว้าง 23 cm. ยาว 70 cm. การทดลองจะทำการทดสอบที่ความถี่ 915 MHz โดยการต่อสัญญาณ RF output



รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะการวัดขนาดและเฟสสัมพันธ์ของสนามระยะไกล

ในการวัดขนาดและเฟสสัมพันธ์ (reference) ที่ส่งไปยังสายอากาศส่งแยกออกมาเข้ายัง Vector Voltmeter เพื่อเป็นจุดอ้างอิงดังรูปที่ 4.2 หลังจากได้ข้อมูลของสนามระยะไกลแล้วก็จะนำไปโอนเข้าโปรแกรม ในการแปลงรูปสนามระยะไกลไปเป็นแพทเทิร์นของสนามระยะไกลซึ่งจะต้องทำการป้อน จำนวนจุดในการสแกนบนแกน  $x$  , จำนวนจุดในการสแกนบนแกน  $y$  , ระยะห่างระหว่างการสแกนในแนวแกน  $x$  , แกน  $y$  , ความยาวคลื่น หลังจากนั้นคอมพิวเตอร์จะทำการคำนวณตามทฤษฎีและหลักการที่กล่าวไว้ในบทที่ผ่านมา ต่อจากนั้นก็จะทำการพล็อตกราฟออกมา และในการหาสนามระยะไกลจากสนามระยะไกลนี้ เราจะทำการลดข้อมูลลง เพื่อที่จะดูผลการเปลี่ยนแปลงของแพทเทิร์นที่ได้ว่าแตกต่างกับสนามระยะไกลอย่างไร

จากสวิตช์ ออสซิลเลเตอร์ (Sweep Oscillator) ไปยังสายอากาศส่ง ซึ่งในการทดสอบนี้ใช้เป็นสายอากาศอัลฟเวฟ ไดโพล 1 อีลีเมนต์ และต่อสายสัญญาณจากอาร์เรย์ไดโพลเข้าไปยังอินพุต (input) ของสเปกตร้า อะนาไลเซอร์ (Spectra analyzer) ในการติดตั้งจะให้แนวโพลาริเซชันของสายอากาศทั้ง 2 วางอยู่ในแนวเดียวกัน เพื่อที่จะรับสนามได้แรงที่สุด หลังจากทำการหมุนสายอากาศ ในที่นี้จะทำการหมุนทีละ 11.25 องศา ทำการอ่านความแรงของสนามทีละมุม บันทึกไว้แล้วนำมาพล็อตลงโพลากราฟ

~~การวัดสนามระยะใกล้~~ ~~ซึ่งจะให้~~ ~~ได้ระยะในการสแกนสายอากาศที่คงที่~~ จึงนำเอาสเต็ปปีง มอเตอร์ (Stepping Motor) มาควบคุมการเลื่อนโพรับที่ใช้ในการวัดสายอากาศ โดยใช้มอเตอร์ 2 ตัวควบคุมทิศทางในแนวแกน x และแกน y และใช้ ~~ซิงเกิลบอร์ด~~ (Single Board) ในการควบคุมการจ่ายกระแส, ควบคุมทิศทางการหมุนของมอเตอร์ และกำหนดระยะในการสแกน

เนื่องจากในการวัดสนามระยะใกล้ เราจะต้องทำการวัดทั้งขนาดและเฟสของสายอากาศที่แต่ละจุดอ้างอิงกับจุดคงที่จุดหนึ่ง ดังนั้นในการวัดเราจะใช้เวกเตอร์ โวลท์มิเตอร์ (Vector Voltmeter) ซึ่งสามารถทำการวัดได้ทั้งขนาดและเฟสของสัญญาณ 2 สัญญาณเปรียบเทียบกับกัน

การกำหนดระยะในการสแกน จะต้องให้ระยะในการสแกนทั้งในแนวแกน x และแกน y น้อยกว่า  $\lambda/2$  (16 cm) และจำนวนข้อมูลในการสแกนจะต้องครอบคลุมบริเวณของสนามได้ทั้งหมด ดังนั้นในการสแกนเรากำหนดให้ระยะในการสแกนในแนวแกน x = 5.5 cm ระยะในการสแกนในแนวแกน y = 3.7 cm จำนวนข้อมูลในแต่ละแถวจำนวน 13 จุดโดยทดสอบทั้งหมด 7 แถวตั้งรูป และทำการบันทึกขนาดและเฟสสัมพัทธ์ที่แต่ละจุด

ผลการทดลอง

-ผลการทดลองวัดแพทเทิร์นของสนามระยะไกลจะแสดงดังตารางที่ 1 และแพทเทิร์นจะแสดงดังรูปที่ 4.3

มุม	ความแรงของสนาม	มุม	ความแรงของสนาม
0	-32	236.25	-43
11.25	-33	247.5	-46
22.5	-34	258.75	-49
33.75	-36	270	-48
45	-38	281.25	-41
56.25	-38	292.5	-36
67.5	-40	303.75	-32
78.75	-43	315	-30
90	-44	326.25	-29
101.25	-44	337.5	-29
112.5	-40	348.75	-30
123.75	-38		
135	-36		
146.25	-36		
157.5	-37		
168.75	-42		
180	-46		
191.25	-42		
202.5	-40		
213.75	-40		
225	-40		

-ผลการทดลองวัดแพทเทิร์นของสนามระยะใกล้จะแสดงดังตารางที่ 2 และแพทเทิร์นจะแสดงดังรูปที่ 4.4

โดยที่ ความยาวคลื่น = 32.787 cm  
 ระยะในการสแกนบนแกน x = 5.5 cm  
 ระยะในการสแกนบนแกน y = 3.7 cm  
 จำนวนข้อมูลบนแกน x = 13 จุด  
 จำนวนข้อมูลบนแกน y = 7 จุด

จุดที่สุ่ม ในแกน x	แถวที่ 1 ในแกน y		แถวที่ 2 ในแกน y	
	ขนาด	เฟส(องศา)	ขนาด	เฟส
1	0.02	65	0.022	70
2	0.02	113	0.018	110
3	0.025	163	0.018	-160
4	0.025	167	0.016	-140
5	0.015	120	0.012	-42
6	0.02	44	0.024	42
7	0.034	12	0.04	45
8	0.045	3	0.052	37
9	0.032	7	0.04	24
10	0.018	0	0.024	0
11	0.012	-10	0.14	-52
12	0.015	52	0.13	10
13	0.020	74	0.22	74

ตารางที่ 1 แสดงข้อมูลของสนามระยะใกล้

จุดที่สุ่ม ในแกน x	แถวที่ 3 ในแกน y		แถวที่ 4 ในแกน y	
	ขนาด	เฟส(องศา)	ขนาด	เฟส
1	0.02	72	0.014	35
2	0.013	-25	0.012	-76
3	0.018	-105	0.02	-85
4	0.03	-82	0.03	-54
5	0.25	-75	0.025	-50
6	0.15	-18	0.015	-31
7	0.03	52	0.028	62
8	0.048	53	0.046	60
9	0.054	47	0.045	50
10	0.036	30	0.032	25
11	0.022	-21	0.022	-90
12	0.012	-70	0.015	-40
13	0.015	73	0.014	-175

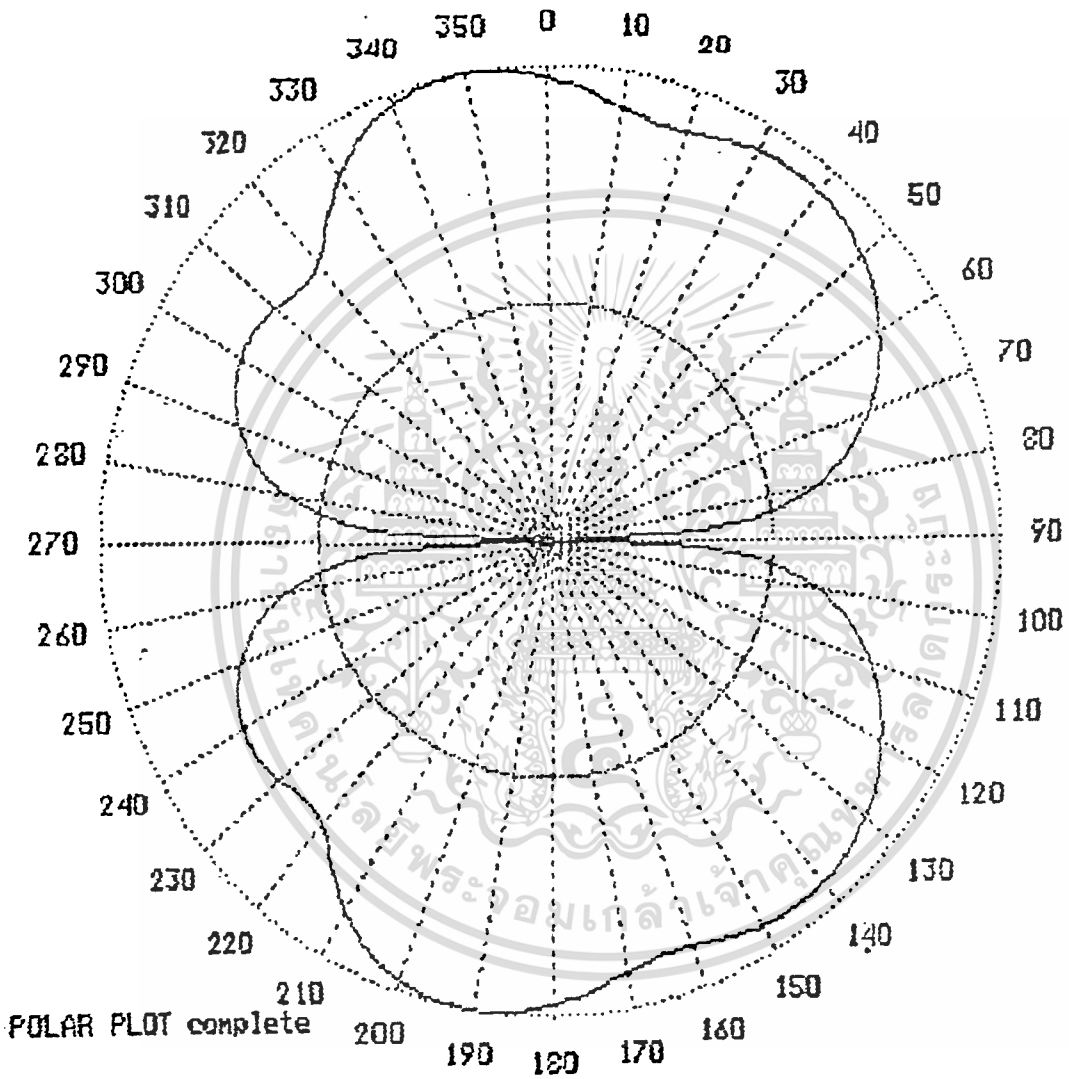
ตารางที่ 1 (ต่อ)

จุดที่สุ่ม ในแกน x	แถวที่ 5 ในแกน y		แถวที่ 6 ในแกน y	
	ขนาด	เฟส(องศา)	ขนาด	เฟส
1	0.014	32	0.014	-186
2	0.012	-48	0.012	-180
3	0.015	-125	0.018	-94
4	0.025	-80	0.028	-85
5	0.03	-75	0.026	-76
6	0.025	-70	0.016	-60
7	0.025	-110	0.015	22
8	0.035	45	0.032	32
9	0.052	35	0.044	18
10	0.043	3	0.041	-5
11	0.033	-42	0.036	-33
12	0.025	-75	0.028	-55
13	0.02	-115	0.022	-70

ตารางที่ 1 ต่อ

จุดที่สุ่ม ในแกน x	แถวที่ 7 ในแกน y	
	ขนาด	เฟส(องศา)
1	0.014	-1
2	0.012	-180
3	0.015	-145
4	0.017	-125
5	0.018	-110
6	0.016	-106
7	0.012	-180
8	0.24	65
9	0.031	50
10	0.035	10
11	0.036	-30
12	0.028	-60
13	0.021	-70

ตารางที่ 4.1 (ต่อ)

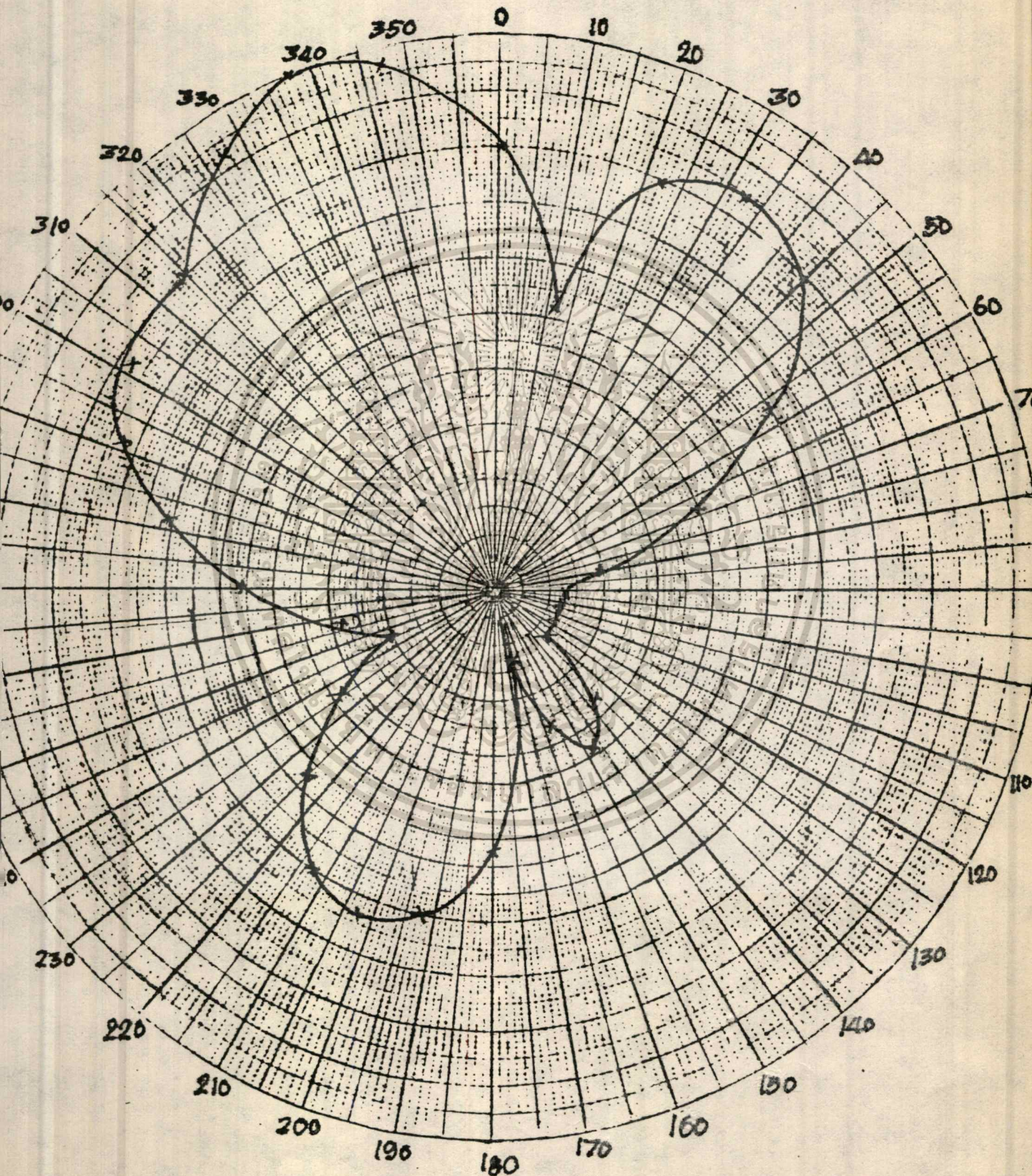


รูปที่ 4.3 แผนภูมิของสายอากาศฮอร์นที่ได้จากการคำนวณจากข้อมูลที่ได้จากการวัด NEAR-FIELD

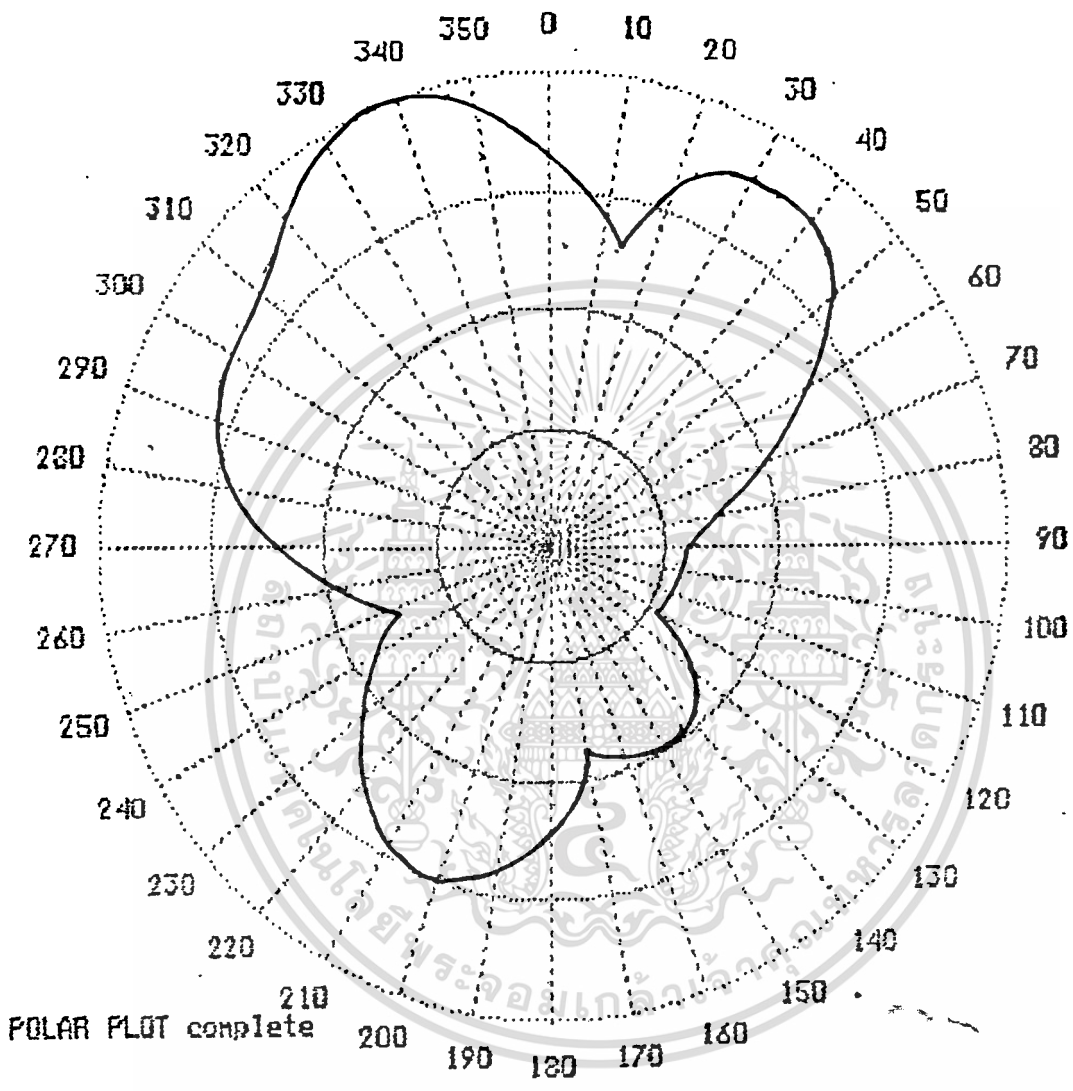
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING

ANTENNA TYPE *Dipole Array* DATE .....

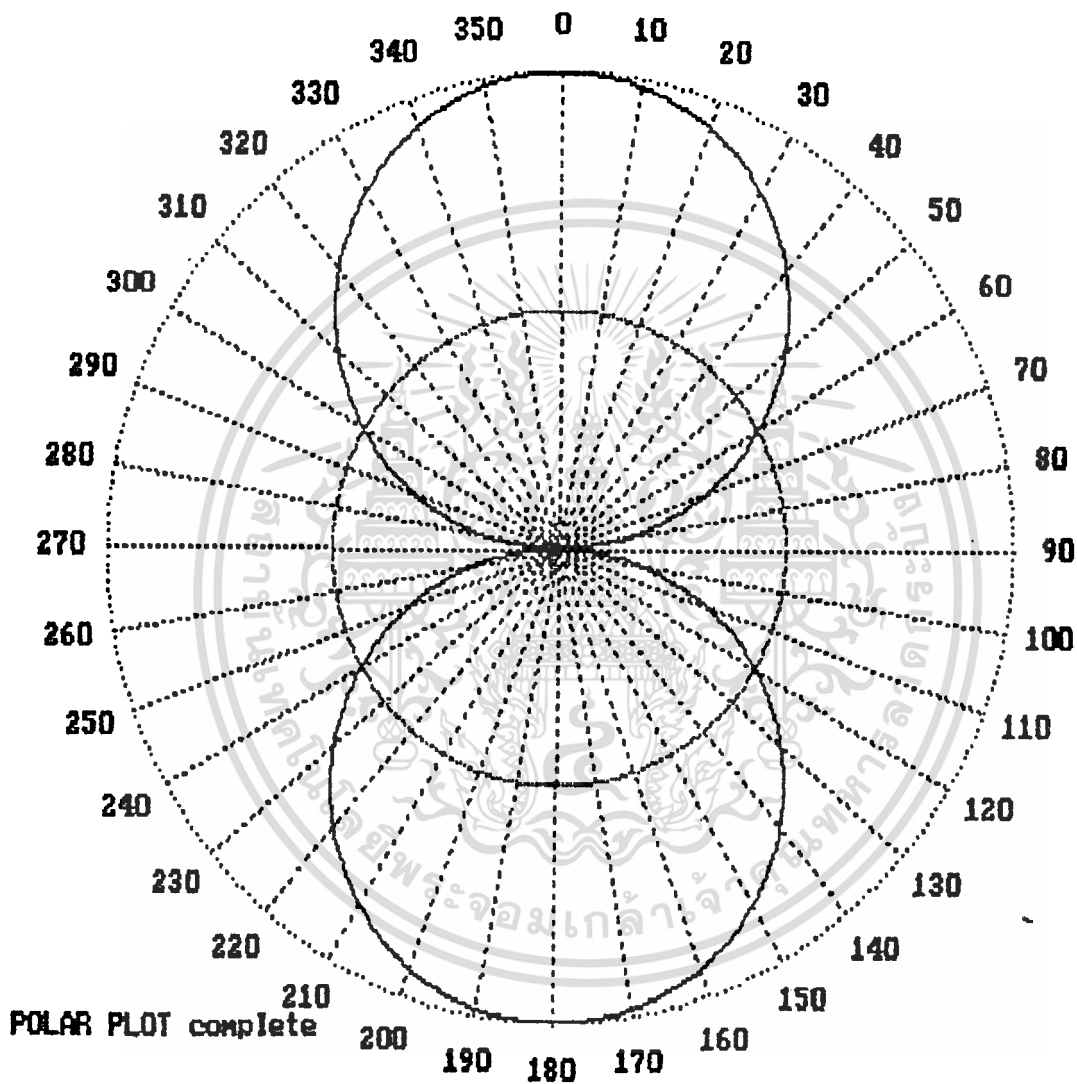
FREQUENCY ..... *915 MHz* ..... PLANE OF PATTERN .....



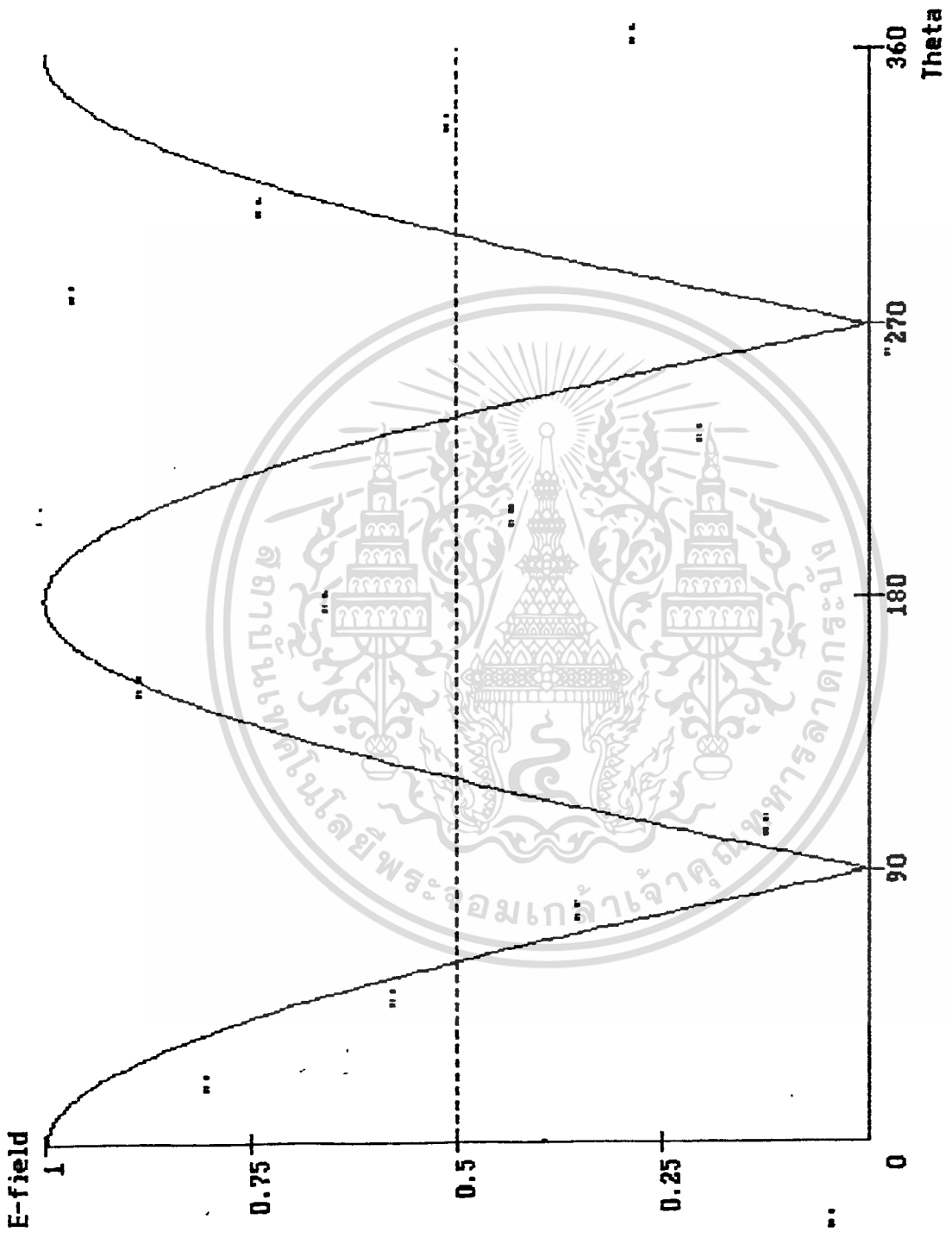
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งรูปที่ 4.4 แสดงแพทเทิร์นของสนามระยะไกล



แนวท่อน้ำที่ไหลจากท่อวัดสนามที่ระยะ Fan-Field โดยตรง

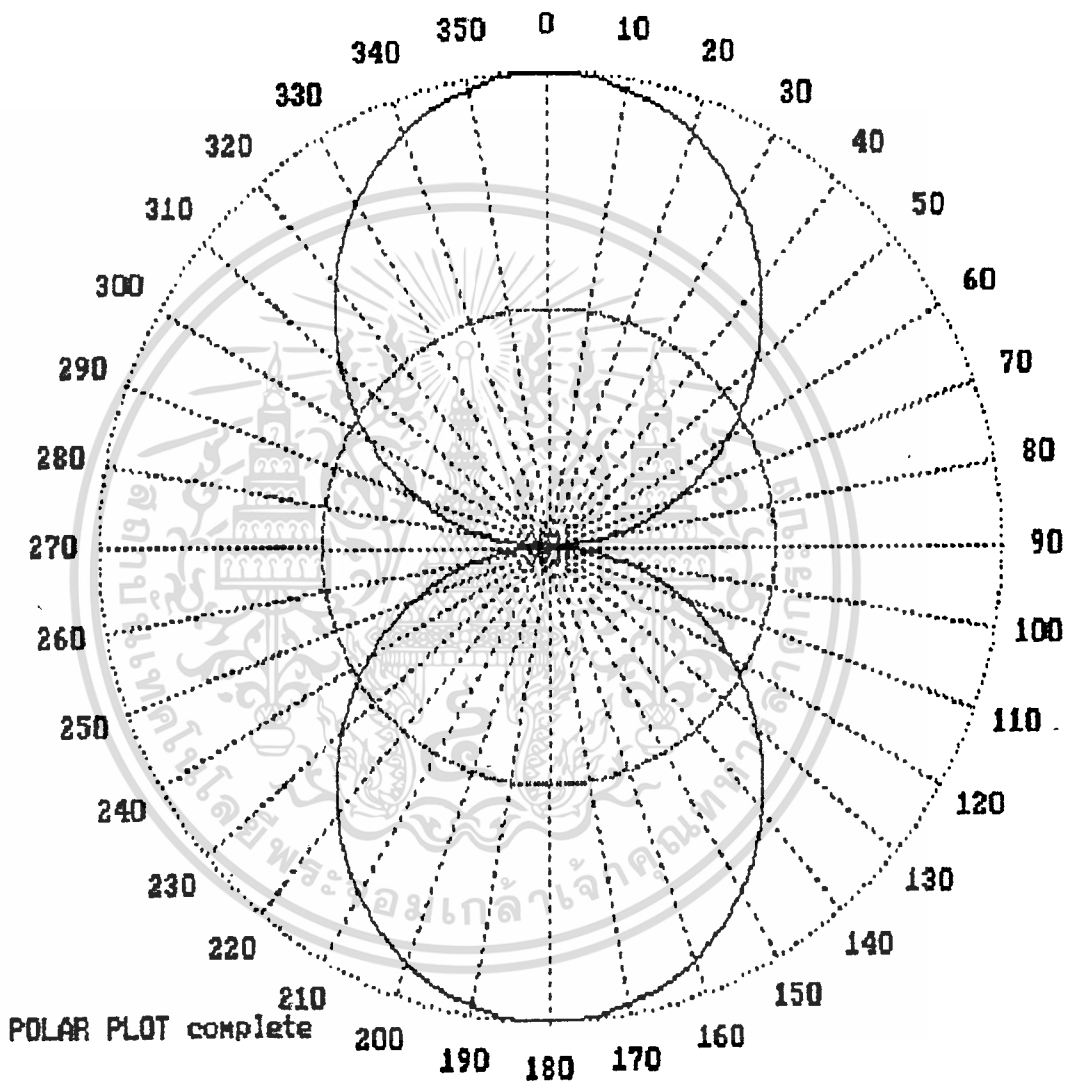


รูปที่ 4.5 ก. แสดงแพทเทิร์นของ Infinitesimal Dipole ( $l \ll \lambda$ )

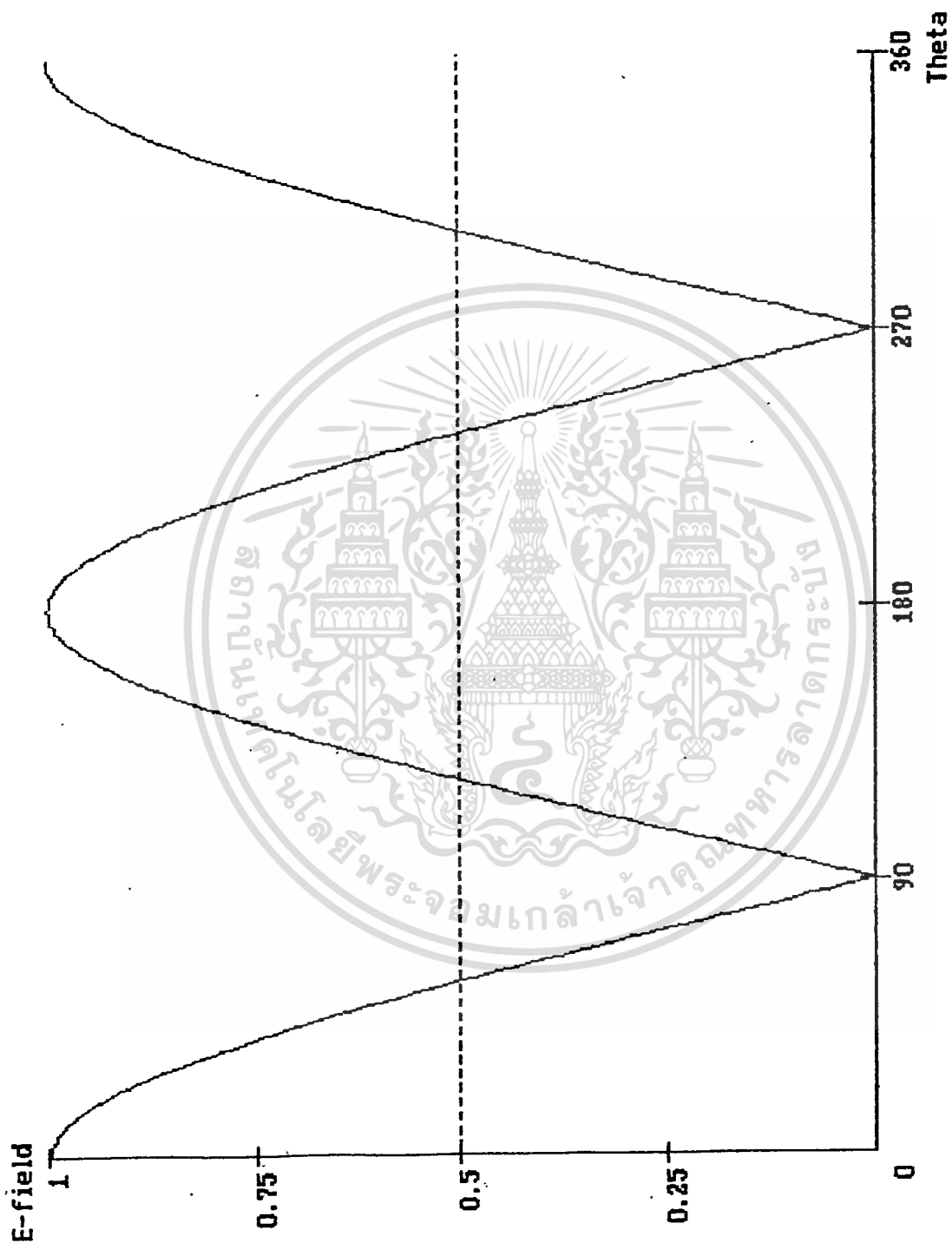


รูปที่ 4.5 ข. แบบ rectangular plot

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

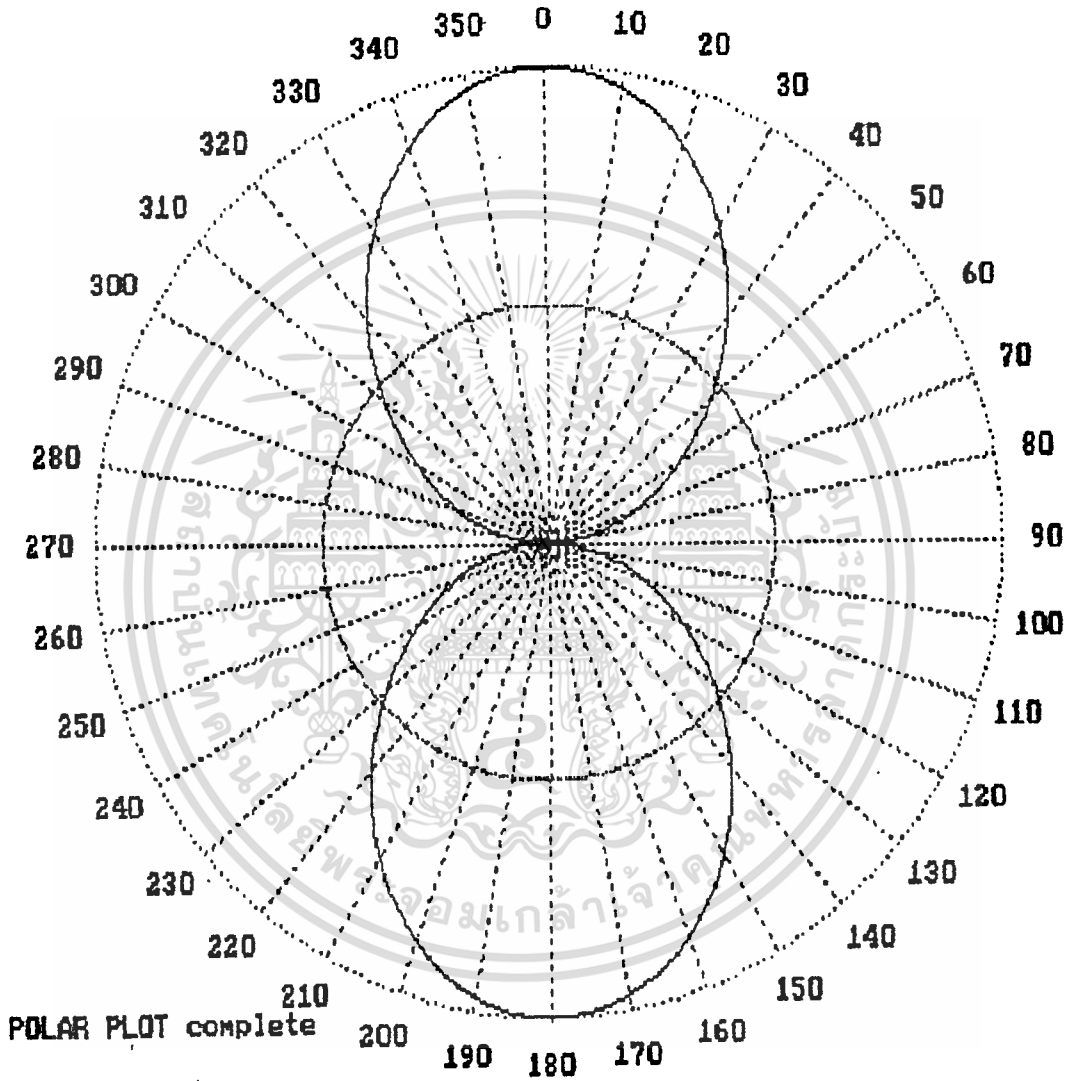


รูปที่ 4.6 ก. แสดงแพทเทิร์นของสายอากาศไดโพลขนาด  $l = \lambda / 4$

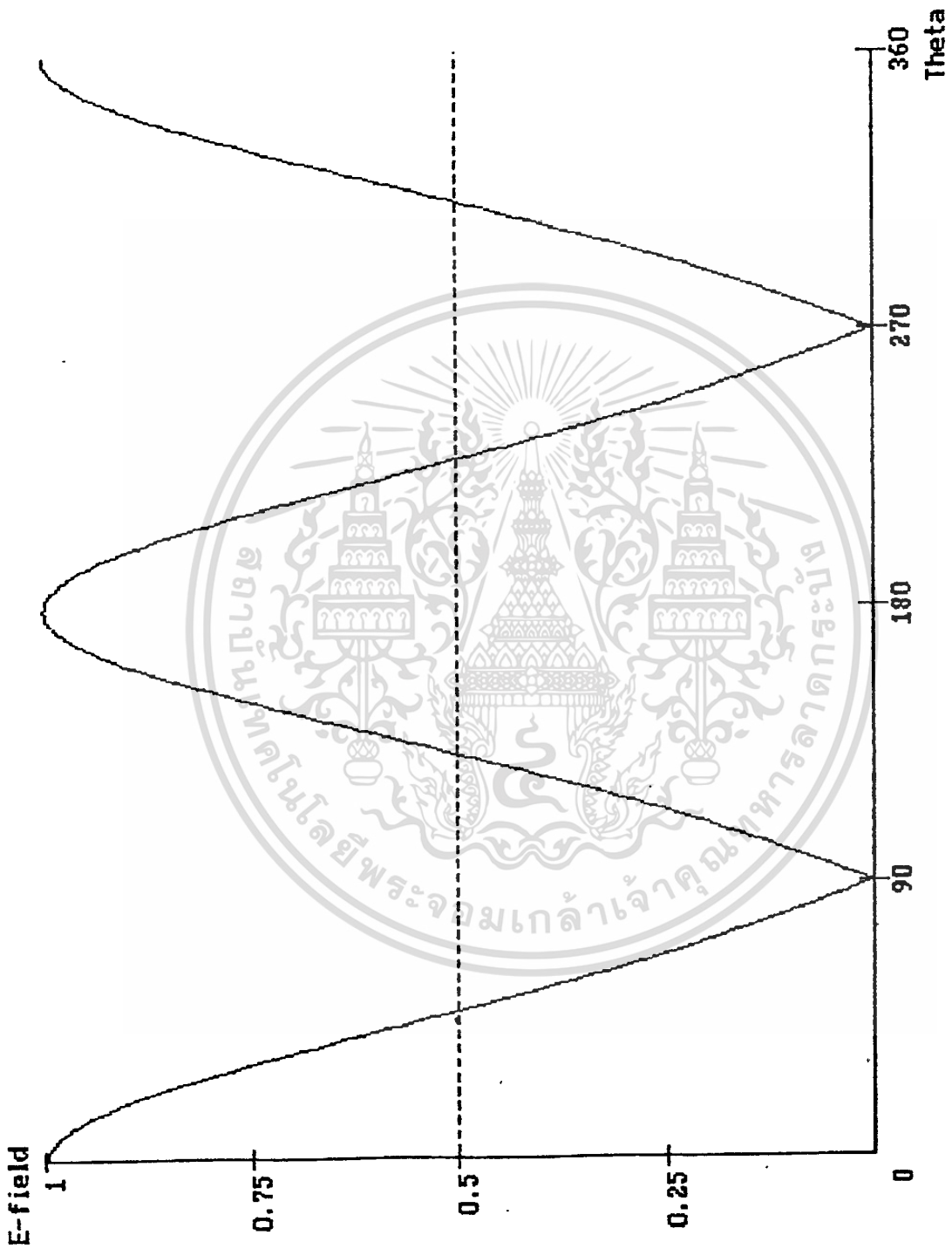


รูปที่ 4.6 ข. แบบ rectangular plate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และข้อมูลอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

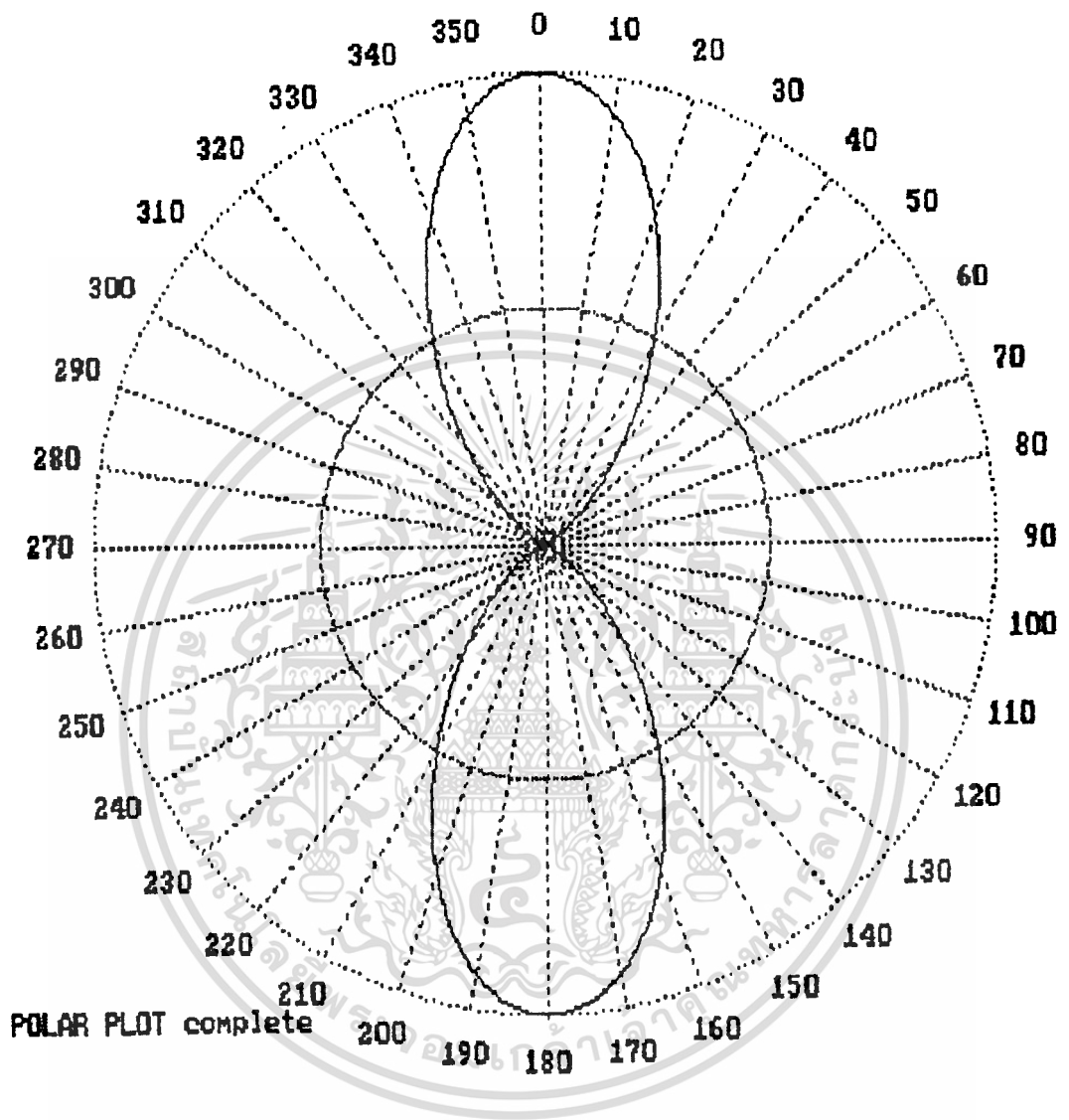


รูปที่ 4.7 ก. แสดงแพทเทิร์นของสายอากาศไดโพลขนาด  $l = \lambda/2$ .

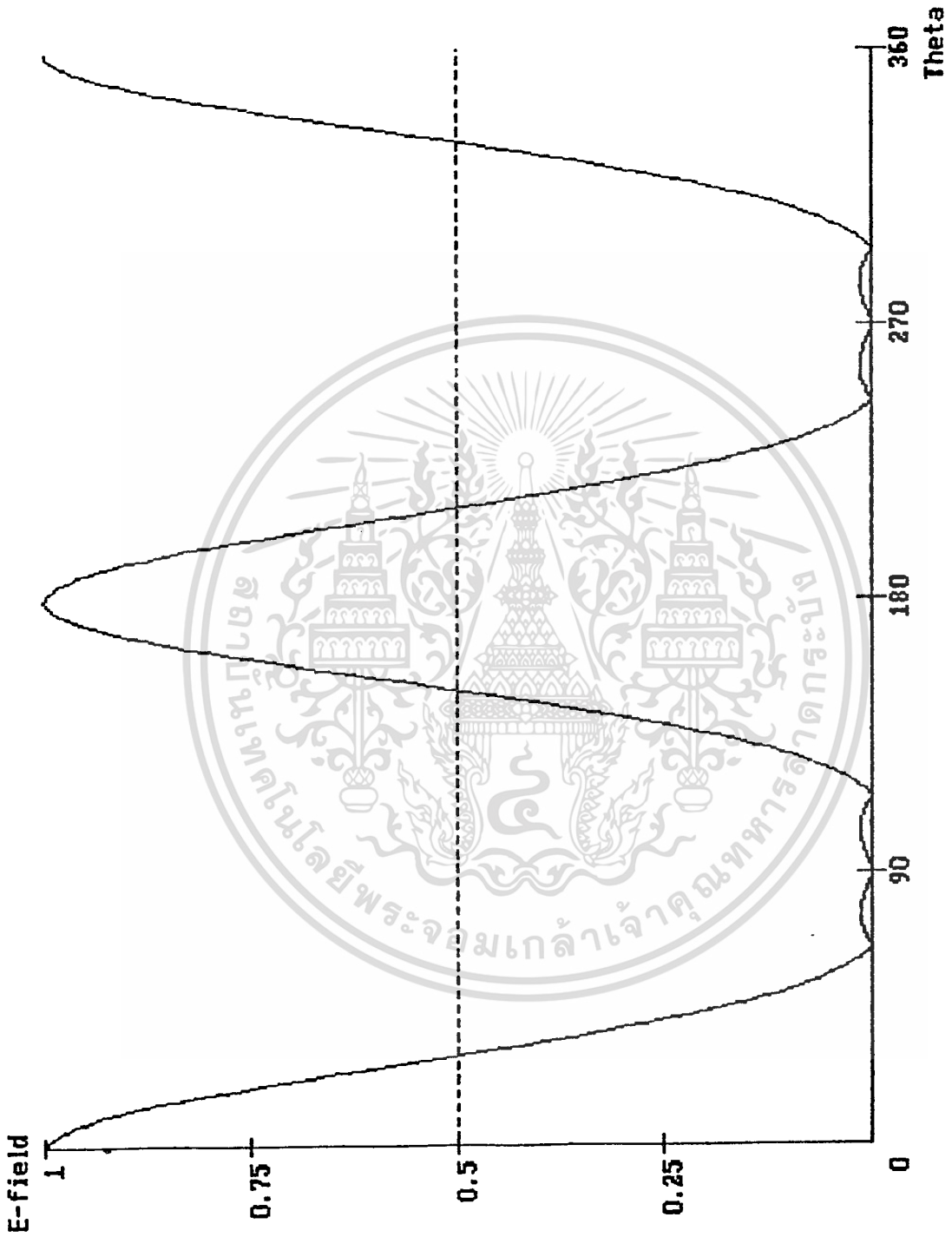


รูปที่ 4.7 ข. แบบ rectangular plot

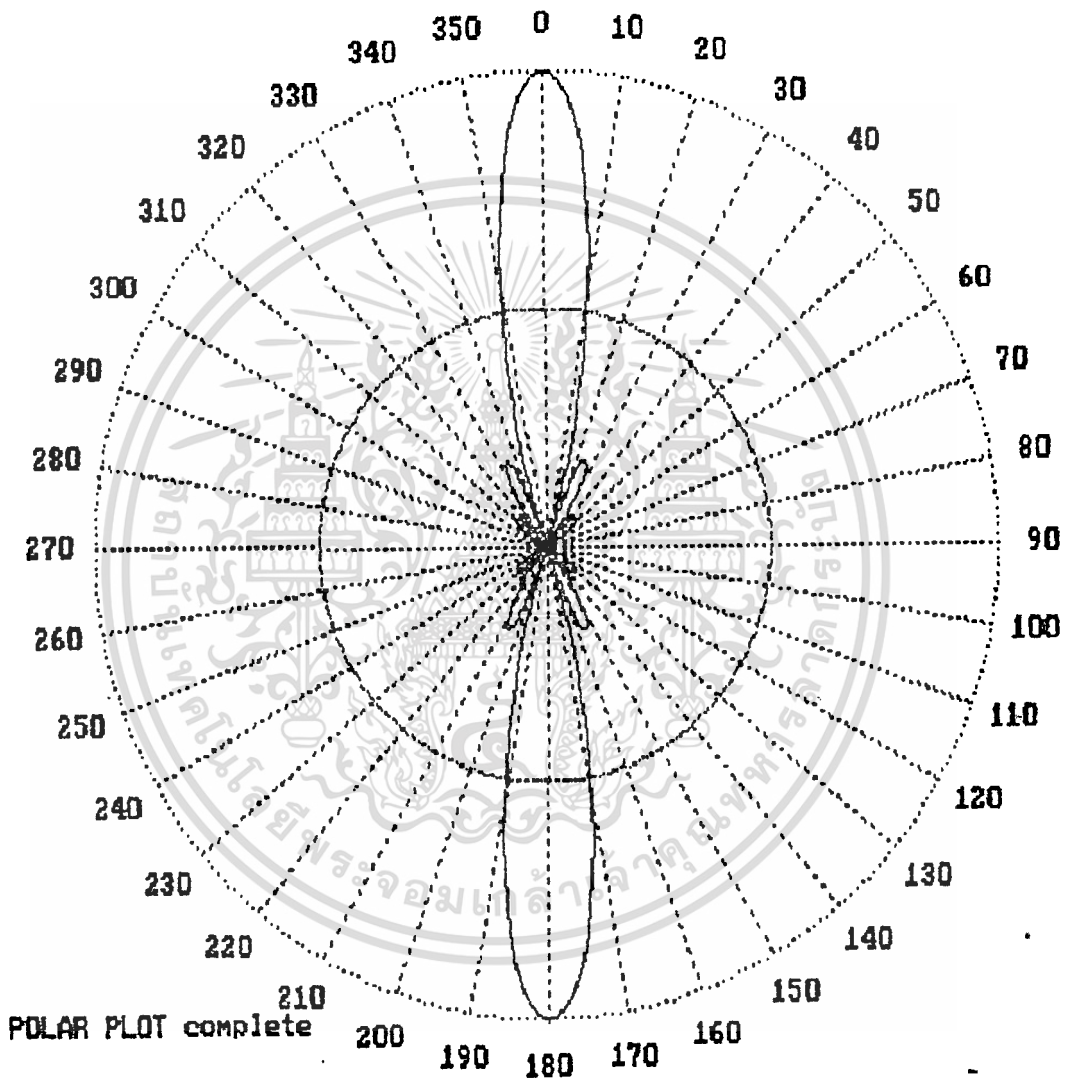
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 ก. แสดงแพทเทิร์นของสายอากาศไดโพลขนาด  $l = \lambda$

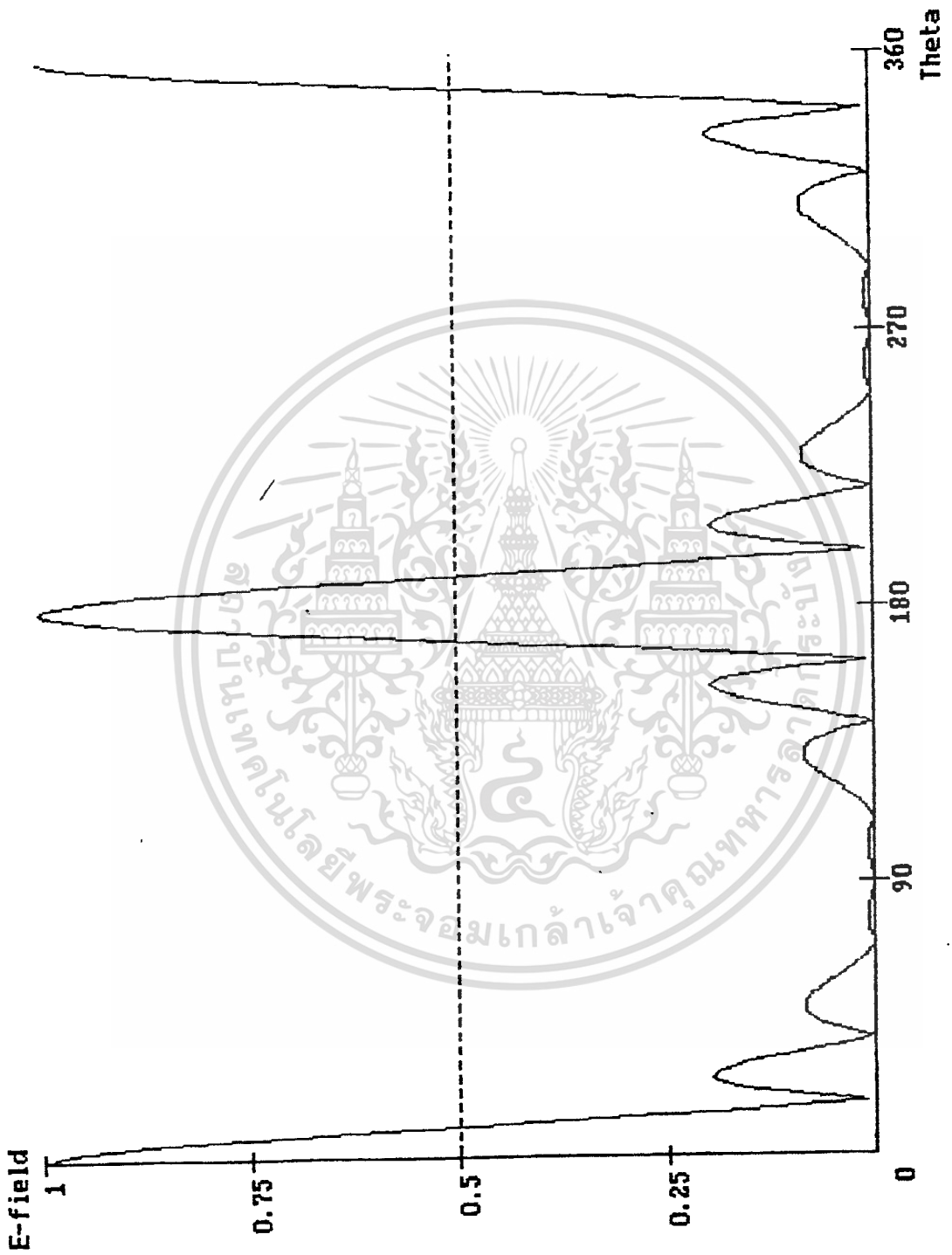


รูปที่ 4.8 ข. แบบ rectangular plot



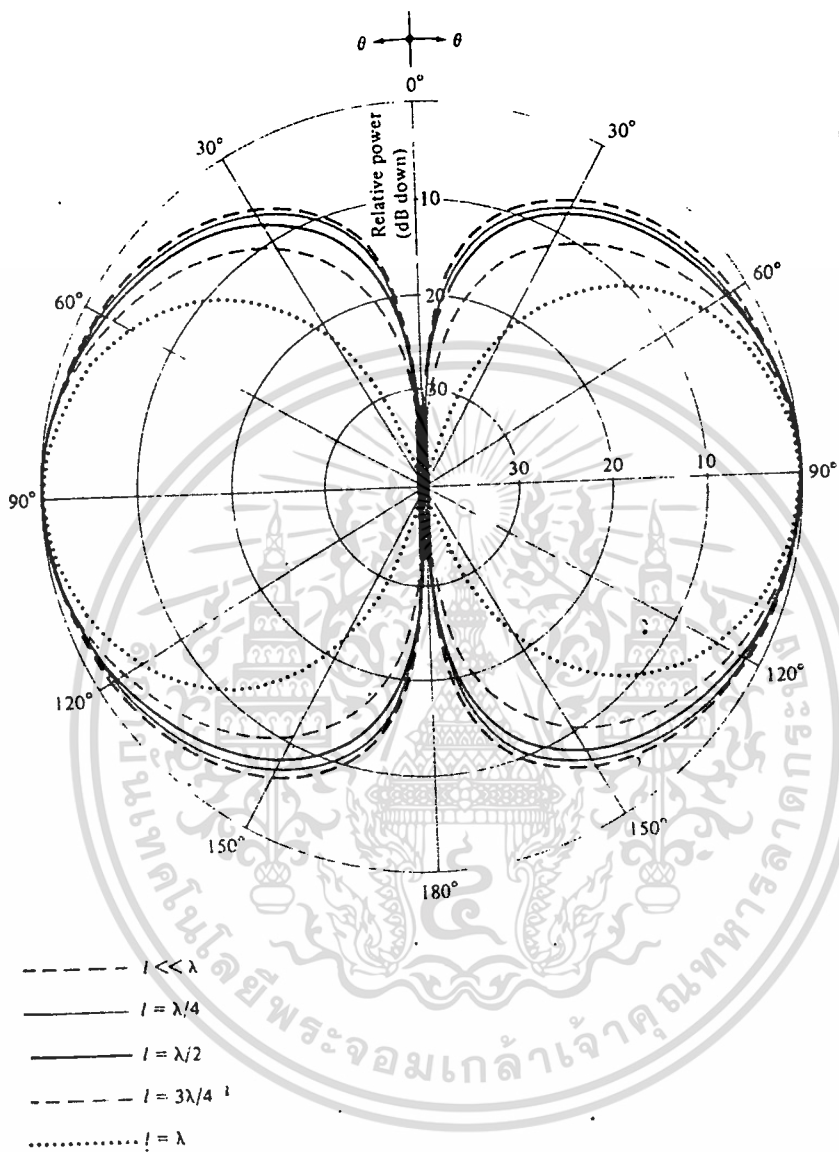
รูปที่ 4.10 ก. แสดงแพทเทิร์นของสายอากาศไดโพลแบบอาร์เรย์โดยที่ความยาวในแนวแกน  $x = 3\lambda$  แกน  $y = 2\lambda$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ข. แบบ rectangular plot

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 แสดงแพทเทิร์นของสายอากาศไดโพลขนาดต่างๆ ตามหลักทฤษฎี

สรุปผลการทดลอง

จะเห็นได้ว่า ถ้าจำนวนข้อมูลของสนามระยะใกล้ ที่ใช้คำนวณมีค่าน้อย จะมีผลทำให้ค่าแพทเทิร์นที่ได้ ผิดไปจากแพทเทิร์นของสนามระยะไกล มาก แต่เมื่อเพิ่มจำนวนข้อมูลให้มากขึ้น แพทเทิร์นจะให้ผลใกล้เคียงยิ่งขึ้น ดังนั้นในการวัดควรจะวัดสนามระยะใกล้ ให้ครอบคลุมเนื้อที่ของสนามทั้งหมด คือจำนวนข้อมูลต้องมากพอ

และจากการเปรียบเทียบแพทเทิร์นของสนามระยะไกลทั้งจากกววัดโดยตรงและจากการคำนวณสนามระยะใกล้ จะเห็นได้ว่ายังมีความคลาดเคลื่อนอยู่บ้าง ซึ่งอาจจะเกิดจากสาเหตุใหญ่ๆโดยสรุปคือ เกิดจากการประมาณทางทฤษฎี เช่นในการหาค่าสัมประสิทธิ์ในการส่ง (Transmission Coefficient) ซึ่งหามาจากสมการของแมกซ์เวลล์ ซึ่งจะมีการสมมุติว่าความถี่ที่ใช้มีความถี่เดียวและมีคุณสมบัติเป็นลิเนียร์ (Linear) นอกจากนี้ยังสมมุติว่าไม่มีการสะท้อนระหว่างสายอากาศกับโพรับ ซึ่งการสมมุติเหล่านี้จะทำให้เกิดการคลาดเคลื่อนได้

ความคลาดเคลื่อนเนื่องจากการคำนวณโดยใช้คอมพิวเตอร์ ซึ่งมีการแปลงรูปการอินทิกรัลเป็น ดิสครีท พูเรียร์ ทรานส์ฟอร์ม ซึ่งในส่วนนี้ก็จะทำให้เกิดการผิดพลาดในการคำนวณได้ นอกจากนี้ ยังมีผลจากการบิดเคสในการคำนวณอีกด้วย

ความคลาดเคลื่อนเนื่องจากการวัด เนื่องจากสนามที่เราวัดได้ เราจะสามารถวัดได้ในขอบเขตจำกัด เพียงบริเวณหนึ่งเท่านั้น บริเวณรอบนอกเราจะกำหนดให้เป็นศูนย์ จึงทำให้เกิดการผิดพลาดได้

ข้อผิดพลาดเนื่องจากคุณสมบัติของโพรับ เช่น โพลาไรเซชันของสายอากาศไม่อยู่ในแนวเดียวกับสายอากาศที่ทดสอบ , ตำแหน่งของโพรับ , การสะท้อนระหว่างโพรับกับสายอากาศที่ทดสอบ

สนามที่แตกกระจายเนื่องจากห้อง (room scattering) เนื่องจากโพรับของเรามีการเคลื่อนที่สัมพันธ์กับห้อง ดังนั้นสนามที่เกิดจากการ

แตกกระจายจากห้อง จะมีทั้งสนามที่มีการ inphase และ out of phase กับสัญญาณโดยตรงซึ่งจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของระดับสายอากาศที่รับได้

ความผิดพลาด อันเนื่องจากการแตกกระจายที่อุปกรณ์ทางกลศาสตร์ (Mechanic scatter)

จากที่ได้กล่าวมาแล้วทั้งหมด จะเห็นได้ว่า การวัดสนามระยะใกล้จะทำให้เราสามารถวัดได้สะดวกกว่าการวัดสนามระยะไกลโดยตรง





หนดขอบเขตโดยพื้นผิว  $\Sigma_0$  ซึ่งประกอบด้วยระนาบอนันต์  $S_0$  ที่  $x=a$  และพื้นผิวที่ระยะอนันต์  $S$  และพื้นผิวปิด  $\Sigma_0$  รอบๆสายอากาศ B ให้  $E_1, H_1$  แทนสนามส่วนแรกที่ถูกสร้างโดยสายอากาศ ที่ต้องการทดสอบ  $E_2, H_2$  แทนสนามที่ถูกสร้างจากสายอากาศ B ซึ่งมีความถี่เดียวกัน แต่ไม่จำเป็นต้องเวลาเดียวกัน  $E_{sc}, H_{sc}$  แทนสนามที่กระจัดกระจาย (Scatter) โดยสายอากาศ A เมื่อแหล่งกำเนิด B ถูกกระตุ้นและ  $E_{in}, H_{in}$  แทนสนามที่ถูกกระจัดกระจายโดยสายอากาศโพรับ B เมื่อแหล่งกำเนิด A ถูกกระตุ้น ความหนาแน่นกระแส  $J_1, J_2, J_{sc}, J_{in}$  ในการวิเคราะห์จะพิจารณาว่าสนามที่เกิดจากการกระจัดกระจายในครั้งที่ 2 และครั้งที่ถัดไปไม่นำมาพิจารณา

เมื่อปริมาตร  $V$  ไม่มีแหล่งกำเนิด (source) จากทฤษฎีของลอร์เรนซ์ ริชชีโพซิตี จะได้

$$\oint_{\Sigma} [(E_1 + E_2) \times (H_1 + H_2)] \cdot \bar{n} da = 0 \quad \dots (1)$$

จะสังเกตเห็นว่าการอินทิกรัลในสมการ (1) บนพื้นผิวอนันต์  $S$  จะไม่มีเพราะว่าสนามนี้เป็นคลื่นทรงกลม TEM ที่ผิว  $S$  และผลการอินทิกรัลในสมการ (1) สามารถเขียนใหม่เป็น

$$K/w \int_{\Sigma_0} [(E_1 + E_2) \times \{\bar{n} \times (E_1 + E_2)\}] - [(E_2 + E_{sc}) \times \{\bar{n} \times (E_2 + E_{sc})\}] \cdot \bar{n} \dots (2)$$

สังเกตว่า  $\bar{n} \times E = 0$  ที่ทุกจุดบน  $S$  และจากคุณสมบัติของเวกเตอร์  $A \times (B \times C) = (A \cdot C)B - (A \cdot B)C$  ดังนั้นในวงเล็บจะหมดไปที่พื้นผิว  $\Sigma_0$  กำหนดให้เวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่ตั้งฉากกับพื้นผิว  $\bar{n}_0 = -\bar{n}$  เพราะฉะนั้น

$$\oint_{\Sigma_0} [(E_1 + E_2) \times (H_1 + H_2) - (E_2 + E_{sc}) \times (H_2 + H_{sc})] \cdot (\bar{n}_0) da$$

$$= -\int_V [(E_{\text{sc}} + E_{\text{inc}}) \cdot (J_{\text{sc}} + J_{\text{inc}}) - (E_{\text{inc}} + E_{\text{sc}}) \cdot (J_{\text{inc}} + J_{\text{sc}})] dv \dots (3)$$

จากนิยาม สนามที่กระจัดกระจาย  $E_{\text{sc}}$  และกระแส  $J_{\text{sc}}, J_{\text{inc}}$  เท่ากับ 0 ตลอดปริมาตร  $V$  การหาผลลัพท์ในสมการ (3) จำเป็นจะต้องประมาณค่าสนามที่กระจัดกระจาย  $E_{\text{sc}}$  จะตัดทิ้งเมื่อเปรียบเทียบกับ  $E_{\text{inc}}$  กระจัดกระจายของคลื่น ในทางปฏิบัติการประมาณนี้จะใช้ได้ถ้า VSWR ของโพรับไม่ถูกรบกวนโดยสายอากาศที่ต้องการทดสอบ เมื่อโพรับถูกใช้เป็นตัวส่ง (transmitter)

จากเหตุผลดังกล่าว ทางด้านขวาของสมการ (3) สามารถแสดงโดย

$$\int_V [E_{\text{sc}} \cdot J_{\text{sc}} - E_{\text{inc}} \cdot J_{\text{inc}}] dv = P_{\text{sc}}(r_0) \dots (4)$$

แสดงให้เห็นว่า  $P_{\text{sc}}(r_0)$  จะเป็นสัดส่วนกับโวลเตจที่โพรับรับได้เมื่อเปิดวงจร (open circuit) จากทฤษฎีโครงข่าย (network theory) กล่าวคือ โวลเตจที่รับได้ที่จะส่งไปยังโหลดจะเป็นสัดส่วนกับโวลเตจเมื่อเปิดวงจรที่ความถี่เดียวกัน ดังนั้น  $P_{\text{sc}}(r_0)$  จะแทนสัญญาณที่จะวัด

เราสามารถเขียนสมการ (1) เป็น

$$\int_{S_0} [(E_{\text{sc}} + E_{\text{inc}}) \times (H_{\text{sc}} + H_{\text{inc}}) - (E_{\text{inc}} + E_{\text{sc}}) \times (H_{\text{sc}} + H_{\text{inc}})] \cdot \bar{n} da = P_{\text{sc}}(r_0) \dots (5)$$

ซึ่งในการอินทิเกรตนี้ เทอมของสนามส่วนแรก(จากสายอากาศ A) และสนามที่กระจัดกระจายจะหมดไป ยกตัวอย่างเช่น

$$\int_{S_0} (E_{\text{sc}} \times H_{\text{inc}} - E_{\text{inc}} \times H_{\text{sc}}) \cdot \bar{n} da = \int_{S_0^+} (E_{\text{sc}} \times H_{\text{sc}} - E_{\text{inc}} \times H_{\text{inc}}) \cdot \bar{n} da$$

$$= \int_{v+v_0} (E_{\text{out}} \cdot J_{\text{out}} - E_{\text{in}} \cdot J_{\text{in}}) dv$$

$$= 0. \quad \dots\dots\dots(6)$$

ขั้นตอนสุดท้ายนี้เป็นจริงเพราะว่าภายใน  $v$  และ  $v_0$  กระแส  $J_{\text{out}}$  และ  $J_{\text{in}}$  เป็น 0 เนื่องจากนิยามและการเปลี่ยนจากการอินทิกรัลบนพื้นผิวเปิด  $S_0$  ไปเป็นพื้นผิวปิดสามารถกระทำได้เพราะว่าส่วนที่เกิดจากพื้นผิวที่ระยะอนันต์จะเท่ากับศูนย์ เมื่อแหล่งกำเนิดทั้งหมดอยู่ภายในระยะทางจำกัดจากจุดกำเนิด

ต่อไปเราจะสังเกตเทอมในสมการ (5) ซึ่งสนามที่กระจัดกระจายจะเล็กเมื่อเปรียบเทียบกับสนามส่วนแรก ดังนั้นเราสามารถที่จะตัดทิ้งได้ เพราะฉะนั้นสมการ (5) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\int_{S_0} (E_{\text{out}} \times H_{\text{in}} - E_{\text{in}} \times H_{\text{out}}) \cdot \vec{n} da = P_{\text{in}}(r_0) \quad \dots\dots\dots(7)$$

ยิ่งไปกว่านั้นยังสามารถลดสมการ (7) โดยผลของการขยายสนามส่วนแรกในเทอมของ เวก์นัมเบอร์สเปคตรัม (wavenumber spectra) บนพื้นผิว  $S_0$  ( $x=a$ ) ยกตัวอย่างเช่น

$$E_{\text{in}}(a, y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} F(k_y, k_z) e^{-jk_x r} dk_y dk_z$$

$$H_{\text{in}}(a, y, z) = 1/w\mu \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} k_x F(k_y, k_z) \cdot e^{-jk_x r} dk_y dk_z \quad \dots\dots\dots(8)$$

เมื่อ เวก์นัมเบอร์สเปคตรัม ของ  $H_{\text{in}}$  ถูกแสดงในเทอมของเวก์นัมเบอร์สเปคตรัมของ  $E_{\text{in}}$  ดังนี้

$$k_x \cdot F(k_y, k_z) = 0 \quad \dots\dots\dots(9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะมีคอมโพเนนต์ของ  $F$  2 คอมโพเนนต์ที่เป็นอิสระกัน เช่นเดียวกับการที่สามารถแสดง  $E_b$  และ  $H_b$  ในเทอมของ เวกเตอร์สเปคตรัม  $G$

$$E_b(b, y', z') = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G(k_y', k_z') \cdot e^{-j k' \cdot r'} dk_y' dk_z' \dots (10)$$

$$H_b(b, y', z') = 1/w \mu \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} k_x' G(k_y', k_z') \cdot e^{-j k' \cdot r'} dk_y' dk_z' \dots (11)$$

$$k' \cdot G(k_y', k_z') = 0 \dots (12)$$

ดังนั้นสมการ (7) สามารถเขียนใหม่โดยใช้สมการ (8), (10) และ (11) ประกอบ

$$\begin{aligned} & 1/w \mu \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [F(k_y, k_z) \times \{k' \times G(k_y', k_z')\} \\ & - G(k_y', k_z') \times \{k \times F(k_y, k_z)\}] \cdot (-X) e^{-j k \cdot r - j k' \cdot r'} \\ & dk_y' dk_z' dk_y dk_z dy dz = P_b(r_0) \dots (13) \end{aligned}$$

จากสมการ (13) จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลง  $y$  และ  $z$  จะปรากฏในเทอมของเอ็กซ์โพเนนเชียลเท่านั้น เพราะฉะนั้นได้

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{(-j k_x \cdot r - j k_x' \cdot r')} dy dz \\ & = (2\pi)^2 e^{j k_x' \cdot r_0 - j k_x \cdot (k_x - k_x')} (k_y - k_y') \cdot (k_z + k_z') \end{aligned}$$

เมื่อ เป็นไดเรคเดลต้าฟังก์ชัน (Dirac delta function) ต่อไปจะพิจารณาการอินทิกรัล  $k_y'$  และ  $k_z'$  จากคุณสมบัติของการแปลงฟูริเยร์ของ ทำให้ได้  $k_y' = k_y$  และ  $k_z' = -k_z$

และคอมโพเนนต์ที่ 3 ของ  $k$  คือ

$$\begin{aligned}
 k_x' &= (w^2 \mu \epsilon - k_y'^2 - k_z'^2)^{1/2} \\
 &= (w^2 \mu \epsilon - k_y^2 - k_z^2)^{1/2} \\
 &= k_x
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 k' &= k_x' X' + k_y' y' + k_z' z' \\
 &= k_x (-X) + k_y (-y) + (-k_z) z \\
 &= -k \dots \dots \dots (14)
 \end{aligned}$$

เราสามารถเขียน (32) ใหม่ในรูปแบบ

$$\begin{aligned}
 4\pi^2 / w\mu \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [F(k_y, k_z) \times \{k_x G(k_y, -k_z)\} + G(k_y, -k_z) \\
 \times \{k_x F(k_y, k_z)\}] \cdot X e^{(-jk \cdot r_0)} dk_y dk_z \\
 = P_b(r_0) \dots \dots \dots (15)
 \end{aligned}$$

และจาก (9), (12) และ (14) จะได้

$$\begin{aligned}
 8\pi^2 / w\mu \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} k_x F(k_y, k_z) \cdot G(k_y, -k_z) \cdot e^{(-jk \cdot r_0)} dk_y dk_z \\
 = P_b(r_0) \dots \dots \dots (16)
 \end{aligned}$$

สมการ (16) อยู่ในรูป ฟูเรียร์ ทรานสฟอร์ม 2 มิติ เพราะฉะนั้นถ้า

เราทำอินเวอร์สบนระนาบ  $x=x_0$  จะได้

$$k_x F(k_y, k_z) \cdot G(k_y, -k_z)$$

$$= (1/2\pi)^2 \cdot (w\mu/8\pi^2) \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_b(r_0) e^{j(k \cdot r_0)} dy_0 dz_0 \dots (17)$$

ซึ่งอยู่ในระบบ โคออร์ดิเนตแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า (rectangular coordinates) แต่เนื่องจากการวัดสายอากาศในทางปฏิบัติจะแสดงอยู่ในเทอมของ คอมโพเนนท์ทรงกลมการแปลงดังกล่าวจะทำได้โดยพิจารณาสมการ (14) ซึ่งจะได้  $\theta' = \pi - \theta$  และ  $\psi' = \psi$  และทางด้านซ้ายของสมการ (17) สามารถแสดงในเทอมของคอมโพเนนท์ของความหนาแน่นของสนามไฟฟ้า ผลสุดท้ายจะได้

$$\begin{aligned} & E_\theta(\theta, \psi) E_\theta'(\pi - \theta, \psi) - E_\psi(r, \psi) E_\psi'(\pi - \theta, \psi) \\ &= C \sin \theta \cos \psi e^{j(k \cdot r_0 = \sin \theta \cos \psi)} \\ & \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_b(r_0) e^{j(k_y y_0 = \sin \theta \cos \psi + k_z z_0 = \sin \theta)} dy_0 dz_0 \dots (18) \end{aligned}$$

เมื่อ  $C$  เป็นค่าคงที่หาได้จาก  $r$  และระยะทางคงที่  $r$  ไปยังจุดสังเกตในระยะไกล

$E_\theta$  ,  $E_\psi$  คือสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ถูกแพร่กระจายโดยสายอากาศที่ทดสอบ

$E_\theta'$  ,  $E_\psi'$  เป็นค่าสนามไฟฟ้าระยะไกลที่แพร่กระจายโดยโพรับ และ  $k = 2\pi/\lambda$  ซึ่งเป็น เวฟเนัมเบอร์ ในบรรยากาศ (free space wavenumber)

ดังนั้น คอมโพเนนท์ของสนาม  $E_\theta$  ,  $E_\psi$  สามารถหาได้จาก การวัด  $P_b(r_0)$  โดยโพรับ 2 อันที่แตกต่างกัน หรือ โพรับอันเดียวกัน แต่ต่างโพลาริเซชันกัน ก็จะได้ค่าสนามในสมการ (18)

พิจารณาจากสมการ (14) จะเห็นว่าการชดเชยโพธิ์บในระบอบการวัดแบบ เรคแทงกูลาร์ในทิศทาง ๑ และ ที่กำหนดจะไม่เป็นฟังก์ชันกับแพทเทิร์นของโพธิ์บทั้งหมด ซึ่งในความเป็นจริงแล้วมันขึ้นอยู่กับเพียงขนาดของแพทเทิร์นในทิศทางที่แน่นอนที่ตรงข้ามกับ ๑ และ จากคุณสมบัตินี้ โพธิ์บที่ตีควรวจะไม่มี นูล (null) ในทุกทิศทางที่จะพิจารณา



ภาคผนวก ข.

การขดเชยโพธิ์ในการวัดสนามระยะไกลโดยการสแกนแบบระนาบ

ทฤษฎีพื้นฐาน

กรณีที่มีความถี่ที่คงที่ เรารู้ว่าสายอากาศจะแพร่กระจายคลื่นเป็นทรงกลมในลักษณะคลื่น TEM (transverse electromagnetics) ในระยะไกล เมื่อสนามนี้ถูกนอร์มอลไลซ์ (normalized) เทียบกับระยะทางความหนาแน่นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก สามารถเขียนเป็น

$$E(\theta, \psi) = E_\theta(\theta, \psi)\hat{\theta} + E_\psi(\theta, \psi)\hat{\psi} \dots\dots\dots(1)$$

$$H(\theta, \psi) = (1/\eta)[E_\psi(\theta, \psi)\hat{\theta} - E_\theta(\theta, \psi)\hat{\psi}] \dots\dots\dots(2)$$

เมื่อ  $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$  คือ อินทริเนลิก อิมพีแดนซ์ (intrinsic impedance) ของตัวกลางและมุม  $\theta, \psi$  แสดงดังรูปที่ 7.1

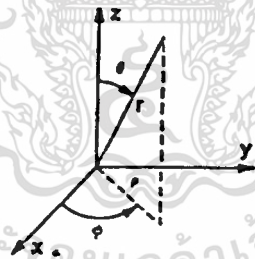


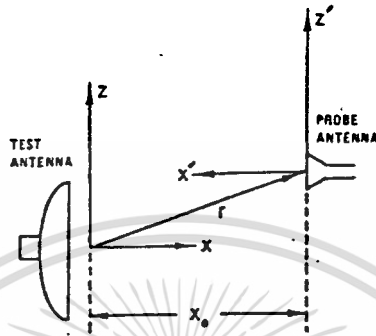
Fig. 1. Coordinate system definitions.

รูปที่ 7.1 แสดงระบบโคออร์ดิเนต

ฟังก์ชัน  $E_\theta(\theta, \psi)$  และ  $E_\psi(\theta, \psi)$  คือคอมโพเนนท์ในมุม  $\theta$  และมุม  $\psi$  ของความเข้มสนามไฟฟ้าที่ระยะไกล ในบทนี้จะกล่าวถึงการนำเทคนิคการวัดสนามระยะไกลในการหาค่าฟังก์ชัน ดังกล่าว

## การวัดบนพื้นผิวระนาบ

การวัดสนามระยะไกลบนระนาบข้างหน้าสายอากาศ เหมาะกับสายอากาศ ซึ่งมีลักษณะแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบเพนซิล บีม (pencil beam) ระบบการวัดแบบนี้และระบบโคออร์ดิเนตแสดงดังรูปที่ 7.2



รูปที่ 7.2 แสดงระบบโคออร์ดิเนตแบบระนาบ

สมมติว่า สายอากาศที่ต้องการทดสอบวางอยู่ในแนวที่ทำให้ทิศทางที่เกิดการแพร่กระจายมากที่สุดตั้งฉากกับระนาบที่ทำกรวัด และทิศทางนี้ให้เป็นแกน  $x$  ให้ทำการวัดสนามที่ระยะไกลกับสายอากาศที่จะทดสอบ โดยกำหนดตำแหน่งของโพรบให้เหมาะสม การวัดจะทำการวัดคอมโพเนนต์ 2 โพลาริเซชัน เพื่อให้ง่ายเราจะทำการวัดความเข้มสนามไฟฟ้าในแนวตั้งและแนวนอน การหาสนามระยะไกลของสายอากาศจะต้องใช้ข้อมูลที่ได้จากการวัดทั้ง 2 โพลาริเซชัน เอาท์พุทของโพรบในทางคณิตศาสตร์จะพิจารณาว่าเป็นสัญญาณรูป *senusoidal* ซึ่งมีขนาดและเฟสเปลี่ยนแปลงตามตำแหน่งบนผิวที่ทำกรวัด ขนาดและเฟสของสัญญาณนี้สามารถหาได้โดยเครื่องวัดขนาดและเฟส ดังนั้นสัญญาณที่ได้นี้สามารถเขียนอยู่ในรูปจำนวนเชิงซ้อนของโวลเตจซึ่งเป็นฟังก์ชันกับระยะทางอย่างเดียว เอาท์พุทของโพรบนี้จะแสดงโดย  $v_v(x_0, y, z)$  และ  $v_h(x_0, y, z)$  ซึ่งสับสคริป (subscript)  $v$  และ  $h$  แทนโพลาริเซชันของโพรบคือ แนวตั้งและแนวนอน โคออร์ดิเนต  $x_0, y, z$  แสดงดังรูปที่ 7.2

สมการแสดงการค้ำปั้งระหว่างโพริบ และสายอากาศที่จะทดสอบ  
 สามารถที่จะลดรูปไปเป็นสมการซึ่งสัมพันธ์กับเอาท์พุท โดยให้สนามระยะ  
 ไกลที่แพร่กระจายโดยโพริบเป็น  $E_{\theta}^v(\theta, \psi) \hat{\theta} + E_{\psi}^v(\theta, \psi) \hat{\psi}$   
 เมื่อมีโพริบไรเซชันแนวตั้งและเป็น  $E_{\theta}^h(\theta, \psi) \hat{\theta} + E_{\psi}^h(\theta, \psi) \hat{\psi}$

เมื่อมีโพริบไรเซชันในแนวนอน เมื่อสมการแสดงการค้ำปั้งเขียนอยู่ใน  
 รูปแต่ละโพริบไรเซชันของโพริบ สมการทั้งสองสามารถแก้ได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$E_{\theta}(\theta, \psi) = [ \sin \theta \cos \psi / \Delta(\hat{\theta}, \psi) ] [ I_n(\hat{\theta}, \psi) E_{\psi}^v(\pi - \theta, \psi) - I_v(\theta, \psi) E_{\psi}^h(\pi - \theta, \psi) ] \dots \dots \dots (3)$$

$$E_{\psi}(\theta, \psi) = [ \sin \theta \cos \psi / \Delta(\theta, \psi) ] [ I_n(\theta, \psi) E_{\theta}^v(\pi - \theta, \psi) - I_v(\theta, \psi) E_{\theta}^h(\pi - \theta, \psi) ] \dots \dots \dots (4)$$

เมื่อ  $\Delta(\theta, \psi)$  หาได้จากสมการ

$$\Delta(\theta, \psi) = \frac{E_{\theta}^h(\pi - \theta, \psi) E_{\psi}^v(\pi - \theta, \psi) - E_{\theta}^v(\pi - \theta, \psi) E_{\psi}^h(\pi - \theta, \psi)}{\dots \dots \dots} \dots \dots \dots (5)$$

ฟังก์ชัน  $I_v(\theta, \psi)$  และ  $I_n(\theta, \psi)$  แทนผลการอินทิกรัลซึ่ง  
 สัมพันธ์กับคุณสมบัติของโพริบให้  $k_y = k \sin \theta \sin \psi$  และ  $k_z = k \cos \theta$  เมื่อ  $k = 2\pi/\lambda$  การอินทิกรัลของ  $I_v(k_y, k_z)$  และ  $I_n(k_y, k_z)$  แสดงโดย

$$I_v(k_y, k_z) = e^{j k x \times 0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} v_v(x_0, y, z) \cdot e^{j k y y + j k z z} dy dz \dots \dots \dots (6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_n(k_y, k_z) = e^{j k_x x_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} v_n(x_0, y, z) \cdot e^{j k_y y + j k_z z} dy dz \dots\dots\dots(7)$$

เมื่อ  $k_x = \sqrt{k^2 - k_y^2 - k_z^2}$  ถ้าไม่สนใจเฟสของแพทเทิร์น  $x_0$  ในสมการ (6), (7) สามารถทำให้เท่ากับศูนย์

การอินทิกรัลในสมการ (6) และ (7) คือฟูเรียร์อินทิกรัล 2 มิติ ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้ฟาสฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม (Fast fourier transform) ในการวัดบนระนาบสามารถที่จะแบ่งออกเป็นจุดๆโดยกำหนดโคออร์ดิเนต  $(x_0, m\Delta y, n\Delta z)$  เมื่อ  $0 \leq m \leq M-1$  และ  $0 \leq n \leq N-1$  และ  $M, N$  เป็นจำนวนเต็มบวก  $M = (z/\Delta z) + 1$  และ  $N = (y/\Delta y) + 1$  เมื่อ  $z$  และ  $y$  แทน ความสูงและความกว้างของระนาบ เมื่อได้ผลลัพธ์จากโฟริบคือ  $v_v(x_0, m\Delta y, n\Delta z)$  และ  $v_n(x_0, m\Delta y, n\Delta z)$  ที่แต่ละจุด และใช้ ฟาสฟูเรียร์ ทรานส์ฟอร์มในการหาสมการ (6) และ (7) และจากทฤษฎี ดิสครีตฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม (discrete fourier transform) จะได้

$$k_y = 2m\pi / M\Delta y, \quad -M/2 \leq m \leq (M/2)-1 \dots\dots\dots(8)$$

$$k_z = 2n\pi / N\Delta z, \quad -N/2 \leq n \leq (N/2)-1 \dots\dots\dots(9)$$

และแองกูลา โคออร์ดิเนต (angular coordinates) สัมพันธ์กับเวฟนัมเบอร์นี้คือ

$$\theta = \arccos [n\lambda / N\Delta z] \dots\dots\dots(10)$$

$$= \arcsin [ (m\lambda / M\Delta y) / \sqrt{(1 - (n\lambda / N\Delta z)^2)} ] \dots\dots(11)$$

การหาค่าฟูเรียร์ อินทิกรัลจะถูกต้อง เมื่อระยะห่าง  $\Delta y$  และ  $\Delta z$  บนระนาบน้อยกว่าหรือเท่ากับ  $\lambda/2$  โดยที่  $x_0$  ห่างอย่างน้อยที่สุดหลายความยาวคลื่น

ภาคผนวก ค.

โปรแกรมการคำนวณหาเรดิเอชัน แพทเทิร์น

```
#include <math.h>
#include <string.h>
#include <stdio.h>
#include <graphics.h>
#define II 65
#define JJ 11
#define pi 3.141592654
#define radius 150
#define ratio 1.5
#define cx 320
#define cy 175

float amp[II][JJ],phase[II][JJ];
float lam,samx,samy;
int n,m;
input_number()
{
    printf("number of sampling in x :=");scanf("%d",&n);
    printf("number of sampling in y :=");scanf("%d",&m);
    printf("lambda :="); scanf("%f",&lam);
    printf("sample spacing in x :="); scanf("%f",&samx);
    printf("sample spacing in y :="); scanf("%f",&samy);
}

input_data ()
```

```

{ int ii,jj;

    clrscr();
    for (jj=0;jj<m;jj++)
    { for (ii=0;ii<n;ii++)
    { printf("amplitude[%03d][%03d] :=",ii,jj);
    scanf("%f",&amp[ii][jj]);
    printf("phase[%03d][%03d] :=",ii,jj);
    scanf("%f",&phase[ii][jj]);
    phase[ii][jj] = phase[ii][jj] *pi/180;
    }
/* { amp[ii][jj] = 1;
    phase[ii][jj] =0;
    } */
    }
}

fft1()
{ FILE *f5;
  double k0,ky,kx,kxx,kyy,kxs,mon;
  float ra,xreal[360],ximag[360],yreal[360],
        zreal[360],z1real[360];
  float cose[360],cosen[360],z5real[360],z7real[360],
fi,xreal1[360],ximag1[360],normal,min[360],z6real[360];
  int the,ii,jj,fri,origin,half,ori;

  k0 = 2*pi/lam;
  printf (" \n enter phi plane ");
  scanf ("%i",&fri);

```

```

for (the=0;the<360;the++)
{
  xreal[the] = 0;
  ximag[the] = 0;
  ra = (double) the * pi/180;
  fi = (double) fri * pi/180;
ky = k0 * sin((double)(double)ra)*sin((double)fi)*samy;
  kx = k0 * sin((double)ra)*cos((double)fi)*samx;
  for (jj=0;jj<m;jj++)
  {
    xreal1[the] = 0 ;
    ximag1[the] = 0 ;
    kyy = jj*ky;
    for(ii=0;ii<n;ii++)
    {
      kxx = ii*kx;
kxs = kxx + phase[ii][jj];
      xreal1[the]+=(amp[ii][jj]*cos((double)kxs));
      ximag1[the]+=(amp[ii][jj]*sin((double)kxs));
    }
xreal[the]+=(xreal1[the]*cos((double)kyy)-
              ximag1[the]*sin((double)kyy))*samx*samy;
ximag[the]+=(xreal1[the]*sin((double)kyy)+ximag1[the]
              *cos((double)kyy))*samx*samy;
  }
  yreal[the] = xreal[the]*xreal[the] + ximag[the]
              *ximag[the];
  zireal[the] = sqrt(yreal[the]);
  cosen[the] = cos((double)ra)*cos((double)ra);
  cosen[the] = sqrt(cosen[the]);
  z5real[the] = zireal[the]*cosen[the];
}
}

```

```

normal = 0;
for (the=0;the<360;the++)
{
if(normal < z5real[the])
{ normal = z5real[the];
origin = the;
ori = the;
}
}
mon = 100;
for (the = 0;the<360;the++)
{ z5real[the] = z5real[the]/normal;
z6real[the] = z5real[the];
z7real[the] = 20*(double) log10(z5real[the]);
if (the >= ori)
{ min[the] = z7real[the]+3.0;
if (min[the]>=0)
{ if(mon > min[the])
{ mon = min[the];
half= the;
}
}
else
{ if (mon >(-min[the]))
{
mon = min[the];
half = the;
}
}
ori = 450;

```

```

    }
}
}
half = 2*(half-origin);
printf ("\nhalf power beamwidth := ");
printf("%i\n",half);

f5 = fopen ("ZSIZE.DAT","w");
for (the=0;the<360;the++)
fprintf (f5,"%f\n",z6real[the]);
fclose(f5);
}

morn()
{ FILE *f5,*f6;
  int i;
  float array[360],plot[360];
  f5 = fopen ("ZSIZE.DAT","r");
  for (i=0;i<360;i++)
  fscanf (f5,"%f\n",&array[i]);
  fclose (f5);
  for (i=0;i<360;i++)
  { plot[i] = 0;
    plot[i] = array[i] * radius;
    printf ("\n%5d          %20f",i,plot[i]);
  }

  scale();
  setcolor (LIGHTRED);

```

```
f5 = fopen ("ZPLOTP.DAT","w");
for (i=0;i<360;i++)
fprintf (f5,"%f\n",plot[i]);
fclose (f5);
```

```
f6 = fopen ("ZPLOTR.DAT","w");
for (i=0;i<360;i++)
fprintf (f5,"%f\n",plot[i]);
fclose (f6);
```

```
plotgraph ();
setttextjustify (LEFT_TEXT,BOTTOM_TEXT);
outtextxy (50,330,"POLAR PLOT complete");
getch ();
```

```
}
```

```
scale()
```

```
{ int gdriver=DETECT,gmode,
a,b,c,d,x,y,i,t;
char no[3];
double rad;
```

```
initgraph (&gdriver,&gmode,"..");
putpixel (cx,cy,LIGHTBLUE);
setlinestyle (DOTTED_LINE,0,1);
for (i=90;i>-270;i--)
{ rad = (pi*i)/180;
```

```

x = (int)(cx + (ratio * radius * cos((double)rad)));
y = (int)(cy - (radius * sin((double)rad)));
putpixel (x,y,LIGHTBLUE);
a = (int)(cx+(ratio * radius/2 * cos((double)rad)));
b = (int)(cy - (radius/2 * sin((double)rad)));
putpixel (a,b,LIGHTBLUE);
settextjustify (CENTER_TEXT,CENTER_TEXT);
c = (int)(cx + (ratio * (radius+15) *
        cos((double)rad)));
d = (int)(cy - ((radius+15) *sin((double)rad)));
if ((i%10) == 0)
{ line (cx,cy,x,y);
  itoa (abs(i-90),no,10);
  outtextxy (c,d,no);
}
}
}
plotgraph()
{ int i,x,y;
  double rad;
  float array[360];
  FILE *f5;

  f5 = fopen ("ZPLOTP.DAT","r");
  for (i=0;i<360;i++)
  fscanf (f5,"%f\n",&array[i]);
  fclose (f5);
  y = (int)(cy - array[0]);
  moveto (cx,y);

```

```

setlinestyle (SOLID_LINE,0,1);
for (i=-359;i<0;i++)
{
rad = (pi*(abs(i)+90))/180;
x = (int)(cx + (ratio * array[i+360] *
cos((double)rad)));
y = (int)(cy - (array[i+360] * sin((double)rad)));
lineto (x,y);
}
y = (int)(cy - array[0]);
lineto (cx,y);
}
rect_plot()
{ float znorm[360], max=1e-99, dist, d;
int deg,i;

float zreal7[360];
FILE *f6;
f6 = fopen ("ZPLOTR.DAT","r");
for (i=0;i<360;i++)
fscanf (f6,"%f\n",&zreal7[i]);
fclose (f6);

for (i=0;i<360;i++)
max = ( zreal7[i]>max ? max=zreal7[i] : max );
for (i=0;i<360;i++) znorm[i]=(zreal7[i]*300.0)/max;

clearviewport();
moveto(50,20);
lineto(50,320);

```

```

lineo(getmaxx()-50, gety());

settextjustify(RIGHT_TEXT, TOP_TEXT);
outtextxy(30, 5, "E-field");
outtextxy(50-textwidth("1 "), 20, "1 ");
line(45, 20, 55, 20);
outtextxy(50-textwidth("0.75 "), 20+75, "0.75 ");
line(45, 20+75, 55, 20+75);
outtextxy(50-textwidth("0.5 "), 20+75*2, "0.5 ");
line(45, 20+75*2, 55, 20+75*2);
outtextxy(50-textwidth("0.25 "), 20+75*3, "0.25 ");
line(45, 20+75*3, 55, 20+75*3);
outtextxy(50-textwidth("0 "), 335, "0 ");
setlinestyle(DASHED_LINE, 1, NORM_WIDTH);
line(45, 20+75*2, getmaxx()-50, 20+75*2);
setlinestyle(SOLID_LINE, 1, NORM_WIDTH);

settextjustify(CENTER_TEXT, TOP_TEXT);
outtextxy(50+(getmaxx()-100)/4, 335, "90");
outtextxy(50+(getmaxx()-100)/3, 335, "180");
outtextxy(50+(getmaxx()-100)/2, 335, "270");
outtextxy(50+(getmaxx()-100), 335, "360");
outtextxy(getmaxx()-textwidth("Theta "), 340,
           "Theta");

line(50+(getmaxx()-100)/4, 325 ,
      50+(getmaxx()-100)/4, 315);
line(50+(getmaxx()-100)/3, 325 .
      50+(getmaxx()-100)/3, 315);
line(50+(getmaxx()-100)/2, 325 .
      50+(getmaxx()-100)/2, 315);

```

```

50+(getmaxx()-100)/2,315);
line(50+(getmaxx()-100) ,325 ,
50+(getmaxx()-100) ,315);
settextjustify(LEFT_TEXT,TOP_TEXT);

dist = (getmaxx()-50-50)/360.0;
d=50.0;

moveto(50,znorm[0]);

for (deg=0;deg<360;deg++)
{ lineto( (int)d ,320-(int)znorm[deg] );
d += dist;
}
}

main()
{
clrscr();
input_number();
input_data();
fft1();
morn();
rect_plot();
getch();
closegraph();
}

```

### กิติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ ผศ. ไม่นาย ไกรฤกษ์ , รศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ และ อาจารย์ กิตติชัย พาณิชปฐมพงศ์ ที่ช่วยให้คำปรึกษาทางด้านระบบสายอากาศ รวมทั้งคำแนะนำทางด้านเทคนิคอื่นๆ ทำให้โครงการนี้สำเร็จ ลุล่วงไปได้

## บรรณานุกรม

1. Constantine A Balanis, "Antenna Theory analysis and design", John Wiley & sons , 790 p , 1982
2. Eoran Brigham , "The Fast Fourier Transform and its application", Prentice-Hall International Inc, 448 p , 1988
3. O.M.Bucci, G. Schirinzi, and G. Leone, "A Compensation Technique for Positioning Errors in Planar Near-Field Measurements", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 36, No. 8, 1988, pp. 1167-1172
4. R.C.Baird, A.C. Newell, and C.F. Stubenrauch, "A Brief History of Near-Field Measurements of Antennas at the National Bureau of Standards", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 36, No. 6, 1988, pp. 727-733
5. J.E.Hansen and F. Jensen, "Spherical Near-Field Scanning at The Technical University of Denmark", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 36, No. 6, 1988, pp. 734-739
6. E.B.Joy, "A Brief History of the Development of Near-Field Measurement Technique at the Georgia Institute of Technology", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 36, No. 6, 1988, pp. 740-745
7. J.J.H.Wang, "An Examination of the Theory and Practices of Planar Near-Field Measurement", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 36, No. 6, 1988, pp. 746-753
8. M.S. Gatti and Y. Rahmat-Samii, "FFT Applications

- to Plane-Polar Near-Field Antenna Measurements", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 36, No.6, 1988, pp. 781-791
9. Richard C. Johnson, H. Allen Ecker, and J. Searcy Hollis, "Determination of Far-Field Antenna Patterns from Near-Field Measurements", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol 61, No 12, 1973, pp. 1668-1694
10. J.J.Lee, Edward M. Ferren, D.Pat Woollen, Kuan M. Lee, "Near-Field Probe Used as a Diagnostic Tool to Locate Defective Elements in an Array Antenna", IEEE Trans. on Antenna and Propagation, Vol 36, No 6, 1988, pp. 884-889
11. Arthur D. Yaghjian, "An Overview of Near-field Antenna Measurements", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol AP-34, No 1, 1986, pp. 30-45
12. Demetrius T.Paris, W. Marshall Leach, Jr., Edward B. Joy, "Basic Theory of Probe-Compensated Near-Field Measurements", IEEE Trans. on Antenna and Propagation, Vol AP-26, No 3, 1978, pp. 373-379
13. Edward B.Joy, W. Marshall Leach, Jr., George P. Rodrigue, Demetrius T.Paris, "Applications of Probe-Compensated Near-Field Measurements", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol Ap-26, No 3, 1978, pp. 379-389
14. Robert E. Collin , "Antennas and Radiowave Propagation" , McGraw-Hill Book Company, 508 p., 1985