



# งานสายอากาศสล๊อตที่มีความยาวแปรเปลี่ยนตามรัศมี

## Radial Line Slot Antenna

โดย

นายสมเกียรติ พัทธโกสิน

นายชนศักดิ์ ตั้งอรุณสันติ

วัน เดือน ปี..... 22.ค.ค. 2541  
เลขทะเบียน..... 039111  
เลขเรียกหนังสือ..... T.40351 ส.2319

ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง 039111

# งานสายอากาศสล็อตที่มีความยาวแปรเปลี่ยนตามรัศมี

## Radial Line Slot Antenna

โดย

นายสมเกียรติ พัชรโลกิน 38013029

นายชนศักดิ์ ตั้งอรุณตันติ 38013030

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. สุทธิชัย นพนาศิพงษ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง งานสายอากาศสลีตที่มีความยาวแปรเปลี่ยนตามรัศมี

Radial Line Slot Antenna

ผู้จัดทำ

1. นายสมเกียรติ พัทธโรดทิน 38013029
2. นายชนศักดิ์ ตั้งอรุณสันติ 38013030



(ดร. สุทธิชัย นพนทีพงษ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา



งานสายอากาศสลีตที่มีความยาวแปรเปลี่ยนตามรัศมี  
Radial Line Slot antenna

โดย นายสมเกียรติ พ็ชร โภคิน 38013029

นายชนศักดิ์ ตั้งอรุณสันติ 38013030

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. สุทธิชัย นพนาศิพงษ์

### บทคัดย่อ

งานสายอากาศแบบอแอลเอสเอ ( RLSA ) ได้นำมาใช้เป็นระบบเครือข่ายการกระจายสัญญาณดาวเทียมโดยตรง ( Direct Broadcasting Satellite , DBS ) การเดินทางของคลื่นภายในจะเป็นแบบทราฟเวลลิงแวลฟ โดยใช้สลีตที่มีรูปแบบเดียวกัน ( Uniform ) เป็นตัวกระจายสัญญาณ การกระตุ้นสลีตเพื่อให้มีการกระจายคลื่นแบบวงกลมสามารถทำได้โดยใช้เทคนิคดังนี้ คือ

1. สลีสองตัวจะต้องตั้งฉากซึ่งกันและกัน
2. สลีสองตัวจะถูกกระตุ้นด้วยคลื่นที่มีแอมพลิจูด ( amplitude ) ที่เท่ากัน
3. เฟส ( phase ) จะต่างกัน  $90^{\circ}$

การออกแบบสลีตจะต้อง มีรูปแบบที่เหมือนกันและครอบคลุมทั้งงานสายอากาศ สลีสองตัวจะเป็นหน่วยการโพลาไรซ์คลื่นแบบวงกลม ( Circular polarization )

### ABSTRACT

A radial line slot antenna ( RLSA ) is propose for a direct broadcast form a satellite ( DBS ) subscriber antenna . Its inner - field is a traveling wave by use the uniform slot as a unit radiator of polarization . To excite the circular polarization ,

1. two slots are arranged perpendicular each other
2. they are excited with equal amplitude
3. relative phase shift of  $90^{\circ}$

To design the slot must uniform slot and over the aperture . A slot pair as a unit radiator of polarization .

## สารบัญ

|   | หน้า |
|---|------|
| บทที่ 1 บทนำ  | 1    |
| 1.1 ประวัติความเป็นมาระบบบีเอส และ ซีเอส สำหรับลูกค้า                       | 1    |
| 1.2 สายอากาศของระนาบ  | 5    |
| 1.3 ประวัติความเป็นมาของอาแอลเอสเอ  | 9    |
| 1.4 บทสรุป  | 11   |
| บทที่ 2 พื้นฐานการวิเคราะห์งานสายอากาศ                                      | 12   |
| 2.1 การวิเคราะห์ สล็อตคัปปลิง โดย วิธี โมเมนต์                              | 12   |
| 2.2 การคำนวณอัตราขยายการเรียงตัวสล็อต โดยใช้วิธีการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้า | 17   |
| 2.3 คุณสมบัติพื้นฐานของ สล็อต บนเรเดียลเวฟไกด์ ที่เป็นวงจรมีเงื่อนไข        | 21   |
| 2.4 บทสรุป  | 26   |
| บทที่ 3 การออกแบบงานสายอากาศแบบอาแอลเอสเอแบบชั้นเดียว                       | 27   |
| 3.1 การเดินทางของคลื่นทราฟเวอ์ลิงเวฟ  | 27   |
| 3.2 รูปแบบการวิเคราะห์  | 30   |
| 3.3 วงจรสมมูลและการออกแบบตัวแปรของงานสายอากาศ                               | 31   |
| 3.4 โครงสร้างของงานสายอากาศ และปัญหาที่เกิดขึ้น                             | 36   |
| 3.5 การออกแบบการกระจายสัญญาณช่องเปิดที่มีลักษณะเป็นรูปแบบเดียวกัน           | 38   |
| 3.6 บทสรุป  | 40   |
| บทที่ 4 วิธีการทดลองและผลการทดลอง   | 41   |
| 4.1 อุปกรณ์สำหรับการทดลอง   | 41   |
| 4.2 วิธีการทดลอง  | 41   |
| 4.3 โครงสร้างของงานสายอากาศ   | 43   |
| 4.4 ผลการทดลอง  | 45   |
| 4.5 บทสรุป  | 54   |
| บทที่ 5 บทวิจารณ์ และบทสรุป   | 55   |
| ภาคผนวก   |      |
| กิตติกรรมประกาศ   |      |
| เอกสารอ้างอิง   |      |

## บทที่ 1

## บทนำ

## ( INTRODUCTION )

## 1.1 ประวัติความเป็นมาระบบ บีเอส และ ซีเอส สำหรับลูกข่าย ( Background and Historical Notes : BS and CS System for Subscribers )

## 1.1.1 ดาวเทียมสำหรับกระจายสัญญาณภาพ ( Broadcasting Satellite )

ระบบดีบีเอส (DBS) ได้มีการใช้กันอย่างกว้างขวางในญี่ปุ่น ประวัติของระบบ ดีบีเอส ได้ถูกสรุปแบบย่อโดยดูจากตารางที่ 1 นับตั้งแต่ได้มีการเริ่มให้บริการระบบดีบีเอส นั้นจำนวนผู้ใช้ได้เพิ่มจำนวนขึ้นมากเรื่อยๆ

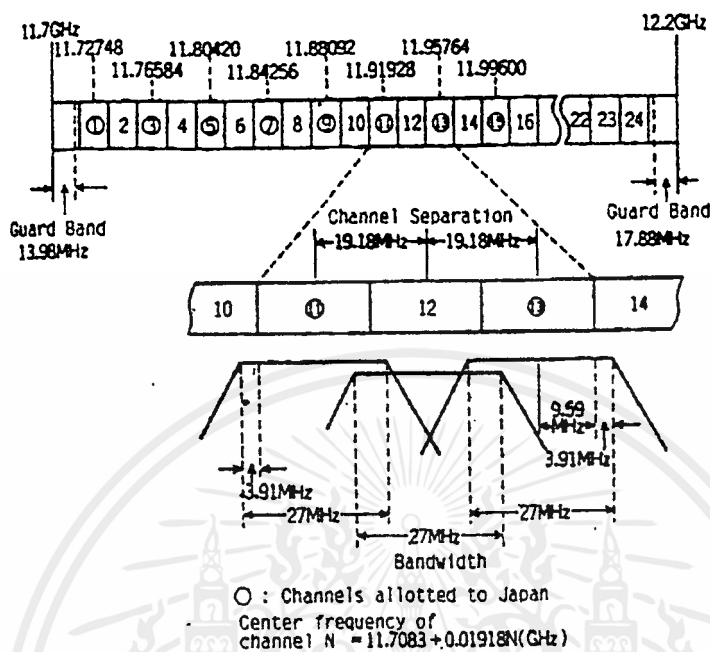
## ตารางที่ 1 ประวัติการให้บริการของระบบดีบีเอส ในญี่ปุ่น

|           |   |
|-----------|---|
| Apr. 1978 | ได้ปล่อยดาวเทียมรุ่น BS-E   |
| Jul. 1978 | ทำการทดสอบการกระจายสัญญาณ 100 วัตต์ 1 ช่องสัญญาณ                                      |
| Jan. 1984 | ได้ปล่อยดาวเทียมรุ่น BS- 2a   |
| May.1984  | ให้บริการการกระจายสัญญาณ  |
| Feb.1986  | ได้ปล่อยดาวเทียมรุ่น BS- 2b   |
| Dec.1986  | เริ่มให้บริการเป็น 2 ช่องสัญญาณโดยดาวเทียม BS-2b                                      |
| Jul.1987  | เริ่มมีการให้บริการตลอด 24 ชั่วโมง  |
| Apr.1989  | ดาวเทียม BS- 2a สิ้นสุดการโคจร  |
| Jun.1989  | ให้บริการดาวเทียมตลอด 24 ชั่วโมง โดยใช้ดาวเทียม 2 ตัว คือ BS-1 และ BS-2 ของบริษัท NHK |
| Jun. 1989 | ทำการทดลองกระจายสัญญาณโทรทัศน์ระบบ HDTV โดยใช้ดาวเทียม BS-2                           |
| Aug.1989  | ให้บริการเชิงพาณิชย์ โดยบริษัท NHK  |
| Feb.1990  | การปล่อยดาวเทียม BS-2X เกิดการผิดพลาด   |
| Aug.1990  | ทำการปล่อยดาวเทียม BS-3a  |
| Nov.1990  | เริ่มให้บริการเป็น 3 ช่องสัญญาณโดยดาวเทียม BS-3a                                      |
| Apr.1991  | การปล่อยดาวเทียม BS-3H เกิดการผิดพลาด   |
| Aug.1991  | ทำการปล่อยดาวเทียม BS-3b  |
| Nov.1991  | เริ่มให้เป็นบริการเป็น 4 ช่องสัญญาณโดยดาวเทียม BS-3a และ BS-3b                        |

แผนแนลแพลน ( Channel Plan ) ของญี่ปุ่นได้แสดงดังรูปที่ 1-1 แปรช่องสัญญาณในช่วงความถี่ที่ 300 MHz ระหว่าง 11.7 และ 12.0 GHz ได้ใช้ในญี่ปุ่น สำหรับการให้ความถี่อย่างมีประสิทธิภาพควรจะให้ช่องสัญญาณได้มีการเหลื่อมซ้อนกันเล็กน้อยการ โพลาไรซ์คลื่นวงกลมแบบหมุนขวา ( Right-hand Circular Polarization : RH-CP ) จะถูกใช้สำหรับช่องสัญญาณเลขคู่ สถานีดาวเทียมจะมีเสาส่งโคจร 35,780 กม. อยู่เหนือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอก แล้งเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นศูนย์ และเส้นลองจิจูดที่ 110 องศาตะวันออก มุมอาซิมูท ( Azimuth ) และ มุมเงย ( Elevation ) ของดาวเทียมที่โคจรคือ 224.43 องศา และ 38.01 องศาตามลำดับ



รูปที่ 1-1 ช่องสัญญาณของระบบคิบีเอส ในญี่ปุ่น

### 1.1.2 ดาวเทียมสำหรับการสื่อสาร ( Communication Satellite : CS )

หลังจากที่วงการอาชีพต่างๆ มีการดำเนินการอย่างเสรี หลายๆ บริษัทได้เริ่มนำดาวเทียมสื่อสารมาใช้ในเชิงธุรกิจมากขึ้น เมื่อเปรียบเทียบถึงการใช้การสื่อสารดาวเทียม กับการสื่อสารโดยใช้สายส่งสัญญาณ ดังนี้

#### 1.1.2.1 ต้นทุนของการสื่อสารขึ้นกับระยะทาง

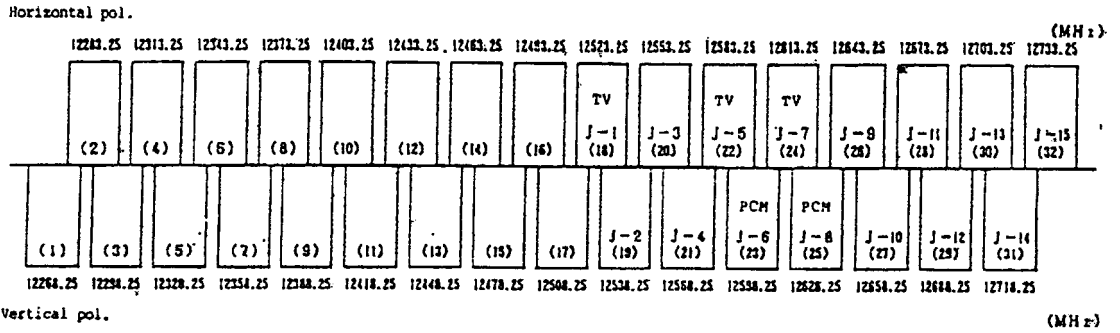
#### 1.1.2.2 ข้อมูล ข่าวสารที่เหมือนกันสามารถส่งไปยังลูกข่ายได้ทั้งหมดได้ในครั้งเดียว

โดยเฉพาะระบบที่เหมาะสม สำหรับการส่งทางเดียว ( one-way Transmission ) เหมือนกับการบรรยายในโรงเรียน หรือ โปรแกรม CATV ดังนั้น การใช้ CS สำหรับการแพร่ภาพจึงเป็นเทคนิคที่สามารถเป็นไปได้ แต่การให้บริการทางด้านการแพร่ภาพ และการสื่อสารให้กับลูกข่ายนั้น ได้ถูกห้ามโดยกฎหมาย โดยที่ในทางกฎหมาย ได้มีการกำหนดค่านิยามของการสื่อสาร และการแพร่ภาพไว้อย่างชัดเจน จึงทำให้ CS และ BS ได้ถูกแบ่งแยกกันอย่างสิ้นเชิง

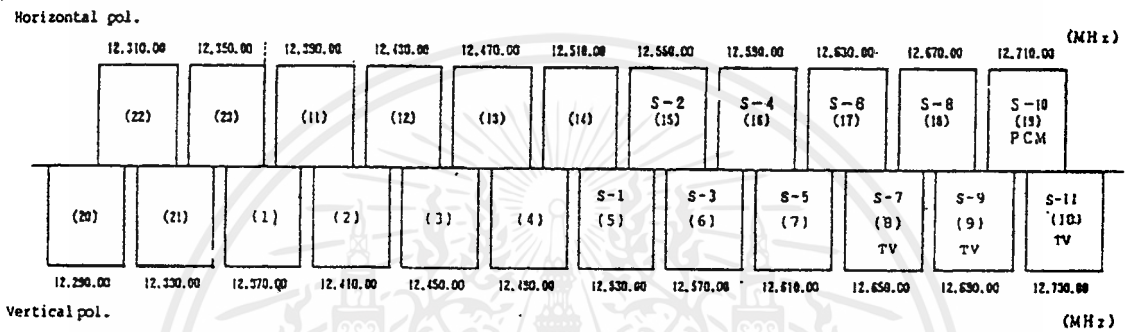
ในเดือน พฤษภาคม 1991 รัฐมนตรีไปรษณีย์ และการสื่อสาร ได้มีการประกาศบทลงโทษ สำหรับการแพร่ภาพ โดยใช้ระบบ CS การให้บริการกับ 6 ช่องสัญญาณทีวี และ 4 ช่องสัญญาณ PCM จะเริ่มตั้งแต่เดือน เมษายน 1992 ในปัจจุบันได้มีการใช้ดาวเทียมอยู่ 2 ตัว สำหรับการแพร่ภาพ คือ JC-SAT และ SUPERBIRD - B แบบแปลนของช่องสัญญาณสำหรับดาวเทียมทั้ง 2 ตัวนี้ ได้แสดงอยู่ในรูปที่ 1-2

ดาวเทียมทั้ง 2 ตัวใช้ช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) JC-SAT 2.

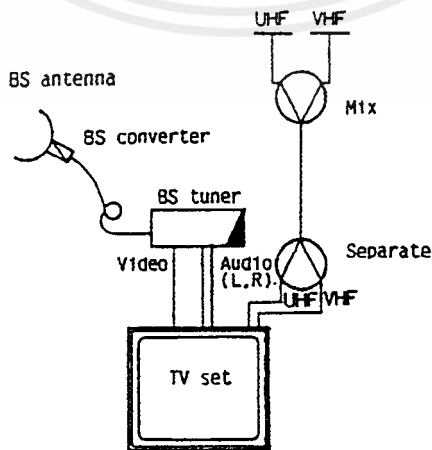


(b) SUPERBIRD B.

รูปที่ 1-2 ช่องสัญญาณระบบซีเอส (CS.) ในญี่ปุ่น

สัญญาณ 12 GHz ในขณะที่ดาวเทียมได้ใช้การโพลาไรซ์แบบเชิงเส้น ( Linear Polarization ) สถานีที่ตั้งของดาวเทียมของทั้ง 2 ตัวนี้ อยู่ที่ลองจิจูดที่ 154 องศาตะวันออก และ 162 องศาตะวันออก

1.1.3 ความต้องการของระบบ สำหรับสายอากาศลูกข่าย ( System Requirement for Subscriber Antenna )



รูปที่ 1-3 ระบบภาครับสัญญาณทีวีเอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 1-3 ได้แสดงถึงการรับสัญญาณของระบบบีเอส ส่วนประกอบของสายอากาศภายนอก และ แอลเอ็นบี ( Low Noise Block Down Converter : LNB ) ซึ่งสายอากาศจะรับสัญญาณความถี่ 12 GHz และเปลี่ยนเป็นสัญญาณไอเอฟ ( Intermediate Frequency ; IF ) 1 GHz เพื่อที่จะลดการสูญเสียในการส่งสัญญาณไปตามสายเคเบิล

ในระบบ คีบีเอส คลื่น FM ( Frequency Modulation ) ได้ถูกใช้ในการปรับปรุง อัตราส่วน S/N ( signal to noise ) ในการส่งสัญญาณ FM นั้นมีความสัมพันธ์กันระหว่าง S/N และ C/N ( carrier to noise ) ดังนี้คือ

$$\frac{C}{N} = \frac{S}{N} - 24 \text{ dB} \quad (1-1)$$

สำหรับคุณภาพของสัญญาณภาพที่ดี S/N จะต้องมีค่ามากกว่า 38 dB และ C/N มากกว่า 14 dB เพื่อที่จะรับกำลัง C ดังนี้

$$C = P_o \cdot \frac{G_t \cdot G_r}{L_t L_r L} \cdot \left[ \frac{1}{4\pi d} \right]^2 \quad (1-2)$$

$P_o$  = กำลังงานการส่ง

$G_t$  = อัตราขยายของสายอากาศตัวส่ง

$L_t$  = การสูญเสียของวงจรตัวส่ง

$G_r$  = อัตราขยายของสายอากาศตัวรับ

$L_r$  = การสูญเสียของวงจรตัวรับ

$L$  = การสูญเสียเนื่องจากการเดินทาง เช่น การลดทอนจากฝน

$\lambda$  = ความยาวคลื่น

$d$  = ระยะทางระหว่างดาวเทียมกับตัวรับ

ในกรณี กำลังงานสัญญาณรบกวน  $N$  คือ

$$\begin{aligned} N &= N_e + N_a + N_1 \\ &= k \cdot B \cdot ((NF - 1) \cdot T_o + T_a + T_1) \end{aligned} \quad (1-3)$$

ซึ่ง  $N_e$  = กำลังงานสัญญาณรบกวนที่ LNB

$N_a$  = กำลังงานสัญญาณรบกวนที่สายอากาศ

$N_1$  = กำลังงานสัญญาณรบกวนที่สายส่งระหว่าง LNB และ สายอากาศ

NF = noise figure ของ LNB

$T_o$  = อุณหภูมิมาตรฐาน ( 290 K )

$T_a$  = noise temperature ของ สายอากาศ

$T_1$  = noise temperature ของ สายส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแทนพารามิเตอร์สำหรับ BS-3 ได้ระบุไว้ในตาราง 1-2 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการรับของสายอากาศและ NF ของ LNB ดังสมการ

$$G[\text{dB}] \doteq 33.8 + 10 \log_{10}(\text{NF} - 0.431) \quad (1-4)$$

ในช่วงของการเริ่มต้น C/N ของ LNB = 525 ซึ่งจะสามารถรับได้เท่ากับ 33.5 dBi ( 750 Ø : 65%) หลังจากที่ได้มีการปรับปรุงเทคนิคต่างๆ C/N ของ LNB ได้ลดลงเหลือประมาณ 1.5 dB แล้ว อัตราขยายของสายอากาศจะเป็น 37.7 dBi ( 450 Ø ; 80 %) ซึ่งยังมีอัตราขยายที่สูงอยู่ เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศ ของลูกข่ายอื่น ๆ เช่น สายอากาศ ยากิอุตะ ( Yagi - Uda ) สำหรับย่าน V/UHF

ตารางที่ 1-2 พารามิเตอร์สำหรับการคำนวณ C/N ( BS-3, Tokyo )

|  |                   |
|--|-------------------|
| ความถี่ f [ GHz ]                                  | 11.85             |
| กำลังส่ง Po [ W ]                                  | 120               |
| อัตราขยายของสายอากาศตัวส่ง Gt [ dB ]               | 40                |
| การสูญเสียที่วงจรถูกส่ง Lt [ dB ]                  | 2.8               |
| การสูญเสียที่วงจรถูกรับ Lr [ dB ]                  | 0                 |
| การสูญเสียในการเดินทาง ( ฝน ) L [ dB ]             | 2                 |
| ระยะทางระหว่างดาวเทียมและตัวรับ d [ Km ]           | $3.7 \times 10^4$ |
| อุณหภูมิของสัญญาณรบกวน ของสายอากาศ ( ฝน ) Ta [ K ] | 145               |
| อุณหภูมิของสัญญาณรบกวนของสายส่ง TI [ K ]           | 20                |

ความต้องการของ C/N ขึ้นอยู่กับรูปแบบของการให้บริการสำหรับ HDTV C/N= 14 dB ซึ่งต่ำกว่าที่ได้กำหนดไว้ และ C/N = 18 dBi เพื่อที่จะจำกัดสัญญาณรบกวนในขณะที่ C/N = 10 dBi ก็เพียงพอสำหรับเสียงระบบ PCM หรือ TV ทัวไปที่เป็นจอภาพ LCD.

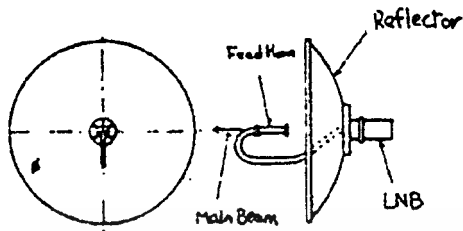
ดังนั้น สำหรับระบบ ซีเอส ค่าประสิทธิภาพแบบไอโซทรอปิก ( EIRP = Po G<sub>t</sub> L<sub>t</sub> ) คือ 51dBW และ 52 dBW สำหรับ JC-SAT2 และ super Bird B ทั้งสองระบบนี้ต่ำกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BS ซึ่งต้องใช้ 58 dBW และเส้นผ่านศูนย์กลางของจานสายอากาศ 800 mm ( 40 dBi : NF = 10dB ) เทียบได้เมื่อ C/N=14 dB

## 1.2 สายอากาศแบบระนาบ ( Planar Antennas )

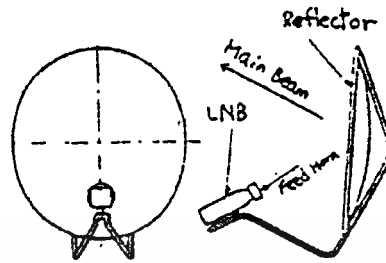
### 1.2.1 จานสะท้อนสัญญาณ และข้อเสีย ( Reflector Antennas and Their Disadvantages )

สำหรับการใช้อัตราขยายที่สูงมากกว่า 30 dBi จานสะท้อนสัญญาณ ได้ถูกใช้อย่างกว้างขวาง เนื่องจากมันสามารถออกแบบได้ง่าย เนื่องจากคุณลักษณะคลื่นความถี่ ซึ่งก่อนหน้านี้ระบบซีบีเอส จะใช้จานสัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

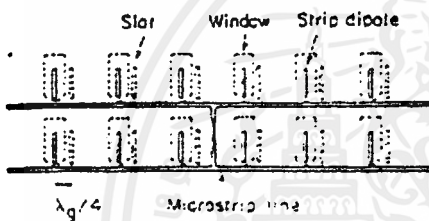
แบบ Center feed parabola ด้วยพื้นผิว แกนสมดูล ( รูปที่ 1-4a ) อย่งไรก็ตาม feed horn และ ช่องเปิดของ arm hide



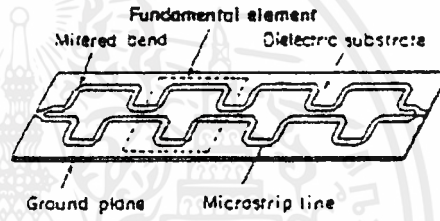
Center feed parabola



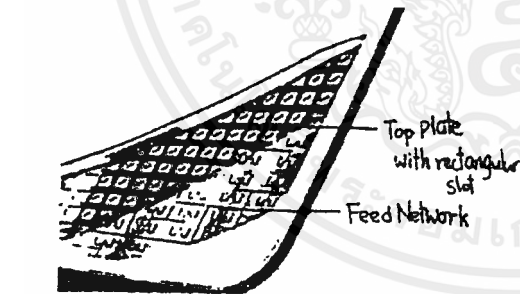
Offset parabola



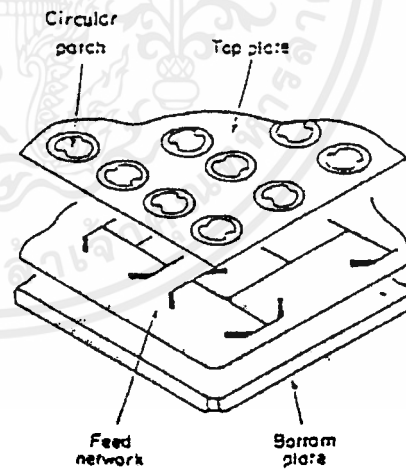
Strip-dipole and slot array



Crank-type microstrip array



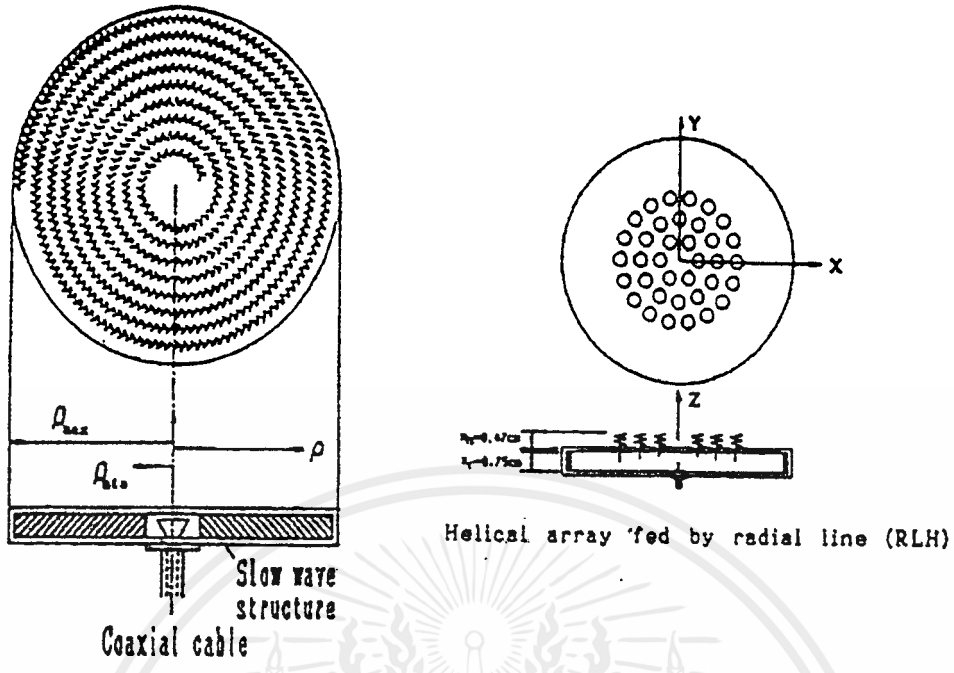
Rectangular slot array



Circular-patch array

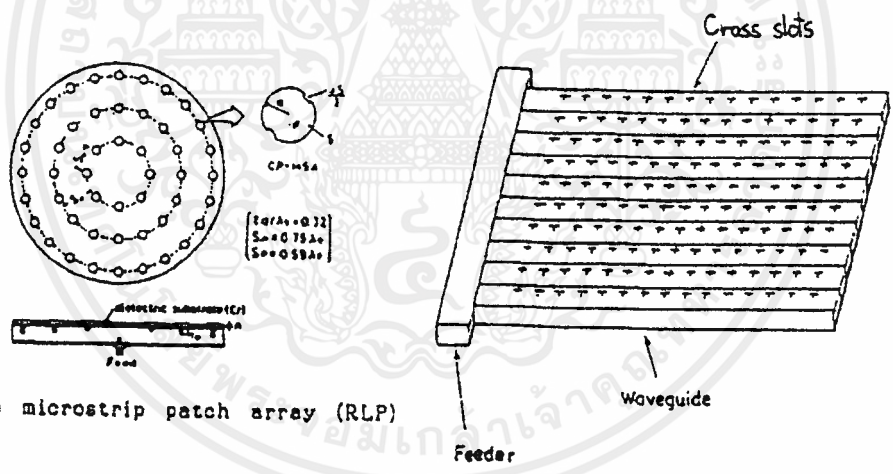
รูปที่ 1-4 สายอากาศคิเบีเอสรูปแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Radial line slot antenna.

Helical array 'fed by radial line (RLH)



Radial line microstrip patch array (RLP)

Leaky-wave cross slot array

รูปที่ 1-4 สายอากาศคิปีเอสรูปแบบต่างๆ (ต่อ)

จะมีประสิทธิภาพลดลงเหลือประมาณ 60% เพื่อที่จะปรับปรุงประสิทธิภาพของ reflector จึงได้มีการนำเอางาน offset feed มาใช้กันอย่างกว้างขวาง ดังรูปที่ 1 - 4 a ผิวหน้าของ ตัวสะท้อน (reflector) จะไม่รวมถึงแกนสมมาตร เพื่อหลีกเลี่ยงการบดบังของคลื่นสัญญาณ ยิ่งไปกว่านั้น feed horn และ LNB ได้ต่อตรง เพื่อที่จะลดการสูญเสียกำลังส่ง อย่างไรก็ตามออฟเซ็ทพาราโบลา ( offset parabola ) ก็ยังคงมีข้อบกพร่องอยู่คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1.2.1.1 ส่วนโค้งของงานสะท้อนจะได้รับความเสียหายจากลม และหิมะ เป็นอย่างมาก
- 1.2.1.2 ฟีดฮอร์น ( feed horn ) และ อาร์มไฮด์ ( arm hide ) ยังใช้กันอยู่ส่วนใหญ่
- 1.2.1.3 ประสิทธิภาพของสายอากาศไม่สามารถเพิ่มได้มากกว่า 80 % เนื่องจากโคเรคทีวิตี ของ ฟีดฮอร์น

## 1.2.2 สายอากาศแบบระนาบ ( Planar Antennas )

การศึกษางานสายอากาศของพลาแนร์อาร์เรย์ ( planar array ) โดยแก้ปัญหาหัวข้อ 1.2.1.1, 1.2.1.2 และ 1.2.1.3 เพื่อเป็นทางเลือกในการใช้ตัวสะท้อน ( reflector ) ที่จุดสำคัญของวงจรถ่าย เราได้แบ่งออกเป็น 3 กลุ่ม คือ

- 1.2.2.1 ไมโครสตริบ ( Microstrip line ) ; ( รูปที่ 1-4 c, d )
- 1.2.2.2 ไทรเพลทลาย ( Triplate line ) และ ซัสเพนดลาย ( Suspend line ) : ( รูปที่ 1-4 e, f )
- 1.2.2.3 ท่อนำคลื่น ( Waveguide ) : ( รูปที่ 1-4 g, j )

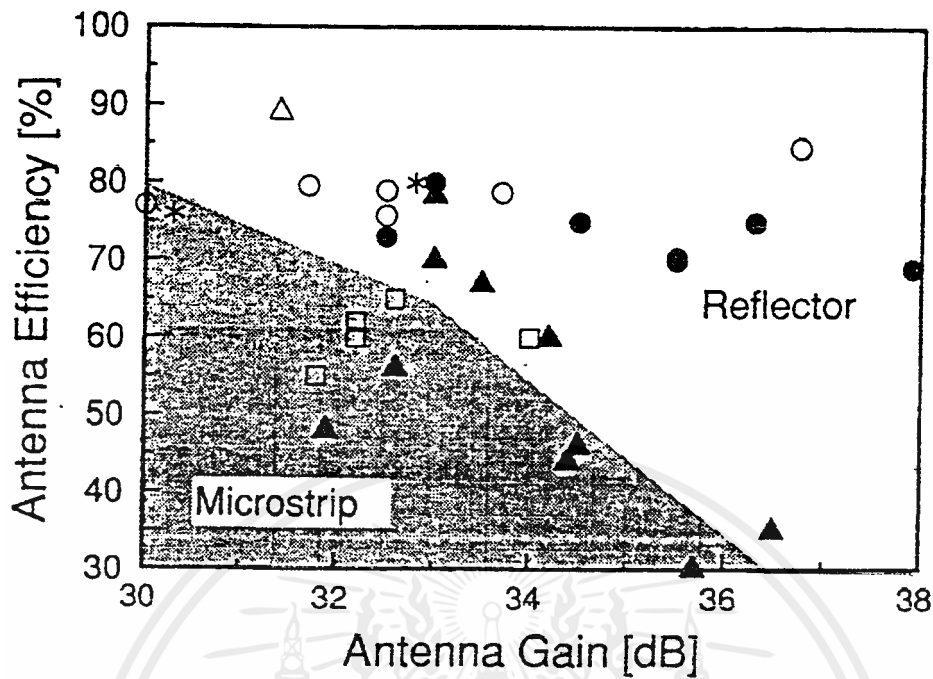
ตารางที่ 1-3 การสูญเสียของฟีดคิงลาย ( feeding line )

| ฟีดเดอร์ ( Feeder ) | การสูญเสีย [ dB / m ] |
|---------------------|-----------------------|
| ท่อนำคลื่น          | 0.2                   |
| ซัสเพนดลาย          | 1.8 - 3.0             |
| ไทรเพลท ลาย         | 2.7 - 5.6             |
| ไมโครสตริบ          | 4 - 6                 |

ในการออกแบบงานสายอากาศที่มีอัตราขยายสูง การสูญเสียในฟีดคิงลาย จะพิจารณาประสิทธิภาพของงานสายอากาศ ขณะที่ทางเลือกขององค์ประกอบที่ใช้ในการแพร่กระจาย ซึ่งจะมีผลต่อต้นทุนการผลิต ตาราง 1 - 3 ได้สรุปการสูญเสียของ ฟีดคิงลาย การสูญเสียในไมโครสตริบ หรือส่วนที่มากที่สุด เพราะเนื่องมาจากการสูญเสียกำลังส่ง และการสูญเสียการแพร่กระจาย ไทรเพลทลาย ได้นำมาประยุกต์ใช้ในการป้องกันการสูญเสียการแพร่กระจาย แต่การสูญเสียกำลังส่งก็ยังมีอยู่ อย่างไรก็ตามการสูญเสียก็สามารถที่จะตัดทิ้งได้ ถ้าท่อนำคลื่นนั้นปิดล้อมรอบ และขึ้นอยู่กับความหนาของท่อนำคลื่น

ในรูปที่ 1-5 ได้รวบรวมลักษณะการใช้สายอากาศ ในเชิงธุรกิจสำหรับการรับของระบบ ดีบีเอส ประสิทธิภาพของ สายอากาศแบบ ไมโครสตริบ , ไทรเพลท และ ซัสเพนดลาย ลดลงในขณะที่อัตราขยายสายอากาศอาแอลเอสเอมีค่าสูง ซึ่งมี 2 ชนิด คืออาแอลเอสเอที่เป็น ซิงเกิ้ลเรเยอร์ ( Single - layered : ○ ) และ ดับเบิลเรเยอร์ ( Double - layered : ● ) โดยมีโครงสร้างที่มีสล็อตเป็นรูปแบบเดียวกัน และได้นำมาใช้เชิงธุรกิจ อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของอาแอลเอสเอ ยังคงสูงพอที่จะแข่งขันกับงานสายอากาศแบบอื่นได้ โดยที่ประสิทธิภาพสูงสุดของอาแอลเอสเอ คือ 85% ( 36.8 dB ) หรือสูงประมาณ 2 เท่า ของสายอากาศระนาบทั่วไป ไม่เพียงแต่การทำงานของสายอากาศที่ทำให้อาแอลเอสเอ มีราคาแพง แต่เนื่องจากอาแอลเอสเอ มีโครงสร้างที่ง่ายกว่าเมื่อเทียบกับ สายอากาศฟีดเวฟไกด์ ( Waveguide feed antenna ) แบบอื่น ๆ นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1-5 ประสิทธิภาพของงานสายอากาศในระบบดีบีเอส ที่ใช้กันอยู่ทั่วไป

### 1.3 ประวัติความเป็นมาของ อาแอลเอสเอ ( History of Radial Line Slot Antennas )

งานสายอากาศแบบ อาแอลเอสเอ ได้ถูกนำเสนอ โดย Naohisa Goto ในปี 1980 ในรูปที่ 1-6 ได้แสดงถึงลักษณะของงานสายอากาศแบบ อาแอลเอสเอ คือ

คุณสมบัติเด่นของ อาแอลเอสเอ มีดังนี้

1.3.1 การป้อนกำลังงานให้ที่จุดเดียวแต่ไปกระตุ้นสล็อต (slot) ทั้งหมด

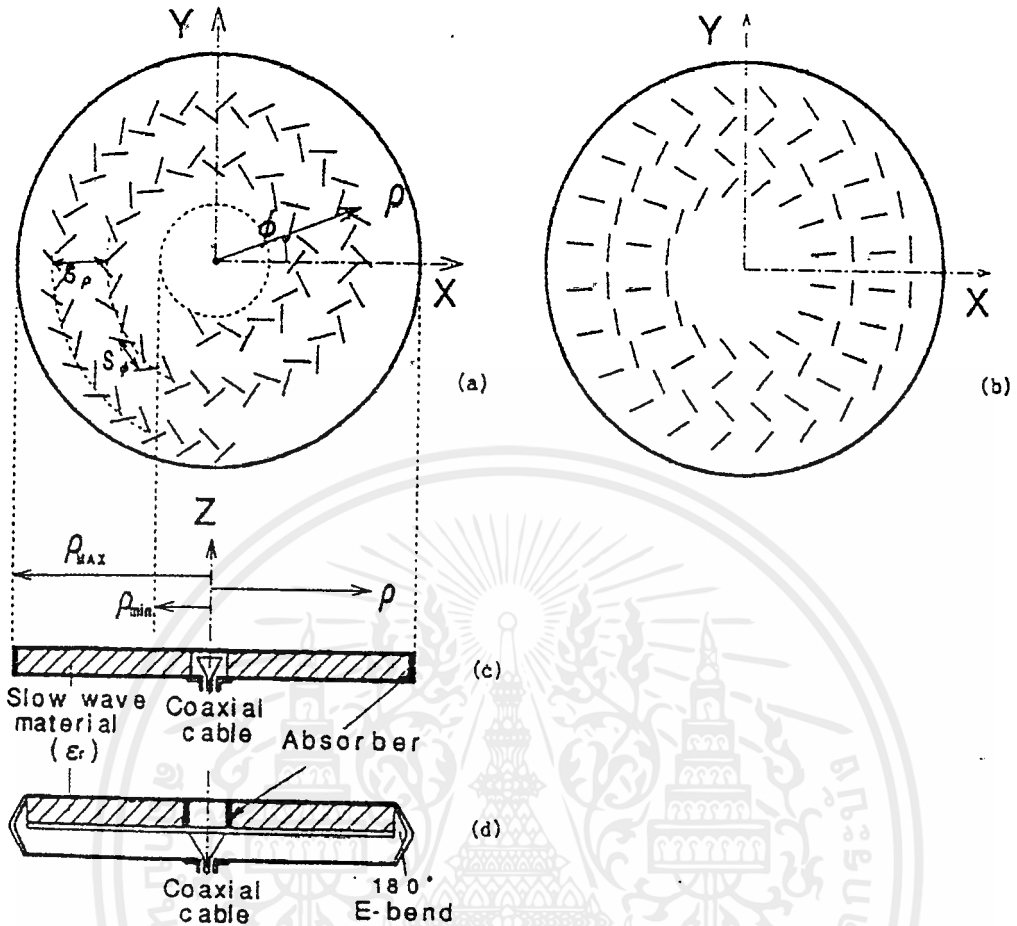
1.3.2 ท่อนำคลื่นที่มีขนาดใหญ่กว่าปกติ

1.3.3 ท่อนำคลื่น และ สล็อต ที่กระจายอยู่ไม่ได้แยกจากกัน ดังนั้น แผ่นสล็อต (slot plate) จึงทำหน้าที่เสมือนเป็นผนังท่อนำคลื่น

1.3.4 องค์ประกอบของงานสายสัญญาณถูกกระตุ้นโดยคลื่นที่ถูกปล่อยออกมา

จากหัวข้อที่ 3.1 และ 3.4 เป็นสาเหตุให้ อาแอลเอสเอ มีโครงสร้างที่ง่ายส่วนหัวข้อที่ 3.2 และ 3.3 จะเป็นตัวชี้ถึงความยาก ในการที่จะให้สายอากาศมีความเสถียรภาพด้วยการกำจัด higher order mode

โครงสร้างของงานสายอากาศ อาแอลเอสเอ มีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 1-6 งานสายอากาศแบบ อาแอลเอสเอ ก่อนทำการศึกษา

- a) รูปแบบค้ำบนของอาแอลเอสเอแบบ circular - polarized
- b) รูปแบบค้ำบนของอาแอลเอสเอแบบ linearly - polarized
- c) ภาพตัดขวางของสายอากาศอาแอลเอสเอ แบบชั้นเดียว
- d) ภาพตัดขวางของสายอากาศอาแอลเอสเอ แบบสองชั้น

**โครงสร้างแบบ Single-layered**

ประกอบด้วยแผ่นตัวนำวงกลม 2 แผ่น มีลักษณะเป็น เรเดียลเวฟไกด์ พลังงานคลื่นได้ถูกป้อนโดยสายโคแอกเซียล ( coaxial ) ผ่านมายังจุดศูนย์กลางท่อ ซึ่งกำลังงานได้ถูกส่งเข้าไปในท่อนำคลื่น เมื่อคลื่นแพร่กระจาย จะหมุนรอบตัวเองแบบสมมาตรโดยแผ่นตัวนำบนจะมี สล็อต มากมาย เพื่อทำให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นตามการโพลาไรซ์ ( Polarization ) ที่เราต้องการ ขณะที่คลื่นส่งออกไป พลังงานจะแพร่กระจายทีละน้อยจาก สล็อต จำนวนมาก ซึ่งกำลังที่แพร่ออกไปนั้น จะถูกดูดซับ โดยตัว แอบซอร์บเบอร์ ( absorber ) ไว้ส่วนหนึ่งซึ่งถือว่าเป็นส่วนเกิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจัดเรียงสล็อต ให้มีการโพลาริซ์แบบวงกลม มีหลักการคือ สล็อต 2 ร่อง ( คือ 1 คู่ ) เปรียบเสมือนหน่วยกระจายสัญญาณ เพื่อที่จะกระตุ้นให้มีการโพลาริซ์แบบวงกลมโดย สล็อต 2 ร่องจะจัดเรียงเป็นแบบตั้งฉากซึ่งกันและกัน ซึ่งจะถูกระตุ้นด้วยแอมพลิจูด ( Amplitude ) ที่เท่ากัน เป็นสาเหตุให้เฟสที่สัมพันธ์กันเกิดการเคลื่อนไปเป็นมุม 90 องศาทางไฟฟ้า เพื่อที่จะทำให้สถานะดังที่ได้กล่าวมาเกิดขึ้นจริงได้ สล็อต 2 ร่องจะต้องถูกแยกห่างกัน ทำมุม 45 องศา กับ 135 องศา ( ในทิศทาง  $\rho$  ) เพื่อทำให้เกิดการกระตุ้น สล็อต ทุกคู่ และนำ สล็อต แต่ละคู่มาจัดให้เป็นรูปกันหอยด้วยระยะห่าง  $S_{\phi}$  ในทิศทาง  $\phi$

ทฤษฎีรูปแบบของการแพร่กระจายคลื่น ได้ถูกนำมาคำนวณหาทิศทางการปรากฏของโลปขนาดใหญ่ การกำจัดโลปขนาดใหญ่ (grating lobe) จะต้องใส่ฉนวน ( Dielectric ) เข้าไปในท่อนำคลื่น

งานสายอากาศ อาแอลเอสเอ แบบ ชิงเกิลเรเยอร์ ก็ยังมีข้อบกพร่องในเรื่องของโครงสร้าง ก็จะทำให้เกิดการลดทอนสนามภายในขึ้น เนื่องมาจากอัตราเร่งของการแพร่กระจาย ซึ่งเป็นคลื่นทรงกระบอก ด้วยเหตุนี้มันจึงทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศลดลง

#### 1.4 บทสรุป

ในบทนี้เราได้ทำการศึกษาถึงประวัติความเป็นมาของระบบ บีเอส และ ซีเอส สำหรับลูกข่าย และงานสายอากาศแบบระนาบ ซึ่งเราได้ให้ความสำคัญ กับหลักการออกแบบงานสายอากาศพลาโนอาร์เรย์ ที่ทำให้มีประสิทธิภาพสูง โดยได้กล่าวถึงหลักการออกแบบไว้ ดังต่อไปนี้ คือ

1.4.1 ทำการออกแบบช่องเปิดให้มีการกระจายสนาม ( aperture illumination ) เป็นแบบสมมาตร ภายใต้อสมมติฐานการเคลื่อนที่ของคลื่น

1.4.2 ใช้เทคนิคการวิเคราะห์ วงจรเสมือนการเรียงตัวของร่อง สล็อต ซึ่งมีความสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งทำให้งานสายอากาศมีประสิทธิภาพสูงถึง 75 %- 85%

และในบทที่ 2 จะได้กล่าวถึง พื้นฐานการวิเคราะห์ ซึ่งถือเป็นหัวใจหลักของการออกแบบ งานสายอากาศ อาแอลเอสเอ

## บทที่ 2

### พื้นฐาน การวิเคราะห์งานสายอากาศ อาแอลเอสเอ ( BASIC DISCUSSION ON THE ANALYSES OF RLSA )

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงเทคนิคพื้นฐาน การวิเคราะห์งานสายอากาศ อาแอลเอสเอ โดยได้แบ่งการวิเคราะห์ออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ ๆ มีรายละเอียดดังนี้

ในส่วนแรก ( หัวข้อที่ 2.2 - 2.3 ) จะกล่าวถึงการใช้เทคนิคการวิเคราะห์ อัตราขยายของงานสายอากาศ อาแอลเอสเอ โดยวิธีการต่าง ๆ และในส่วนที่สอง ( หัวข้อที่ 2.4 - 2.5 ) จะได้กล่าวถึงเทคนิคการวิเคราะห์ วงจรเสมือนของร่อง สล็อตบนเรเดียลเวฟไกด์ ซึ่งได้นำหลักการของการแพร่กระจายคลื่น และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของคลื่นผ่านร่อง สล็อต บนเรเดียลเวฟไกด์ มาทำการวิเคราะห์ โดยได้จัดให้ตัวแปรต่าง ๆ อยู่ในรูปของ เอสแมทริกซ์ ( S-matrix )

เทคนิคพื้นฐานของการวิเคราะห์ที่จะกล่าวต่อจากนี้ไป จะทำให้เราสามารถเข้าใจหลักการออกแบบงานสายอากาศ อาแอลเอสเอ ได้ดียิ่งขึ้น

#### 2.1 การวิเคราะห์ สล็อตคัปปลิง โดย วิธีโมเมนต์ ( Slot Coupling Analysis by Moment Method )

##### 2.1.1 การวิเคราะห์รูปแบบจำลอง ( Analysis Model )

รูปที่ 2-1 แสดงถึงโครงสร้างของงานสายอากาศ อาแอลเอสเอ พร้อมกับพารามิเตอร์ ที่ใช้ในการออกแบบตัวงานสายอากาศ ซึ่งมีผลต่อสล็อตคัปปลิงดังได้แสดงไว้ในตารางที่ 2-1

ตารางที่ 2-1 พารามิเตอร์สำหรับการออกแบบ

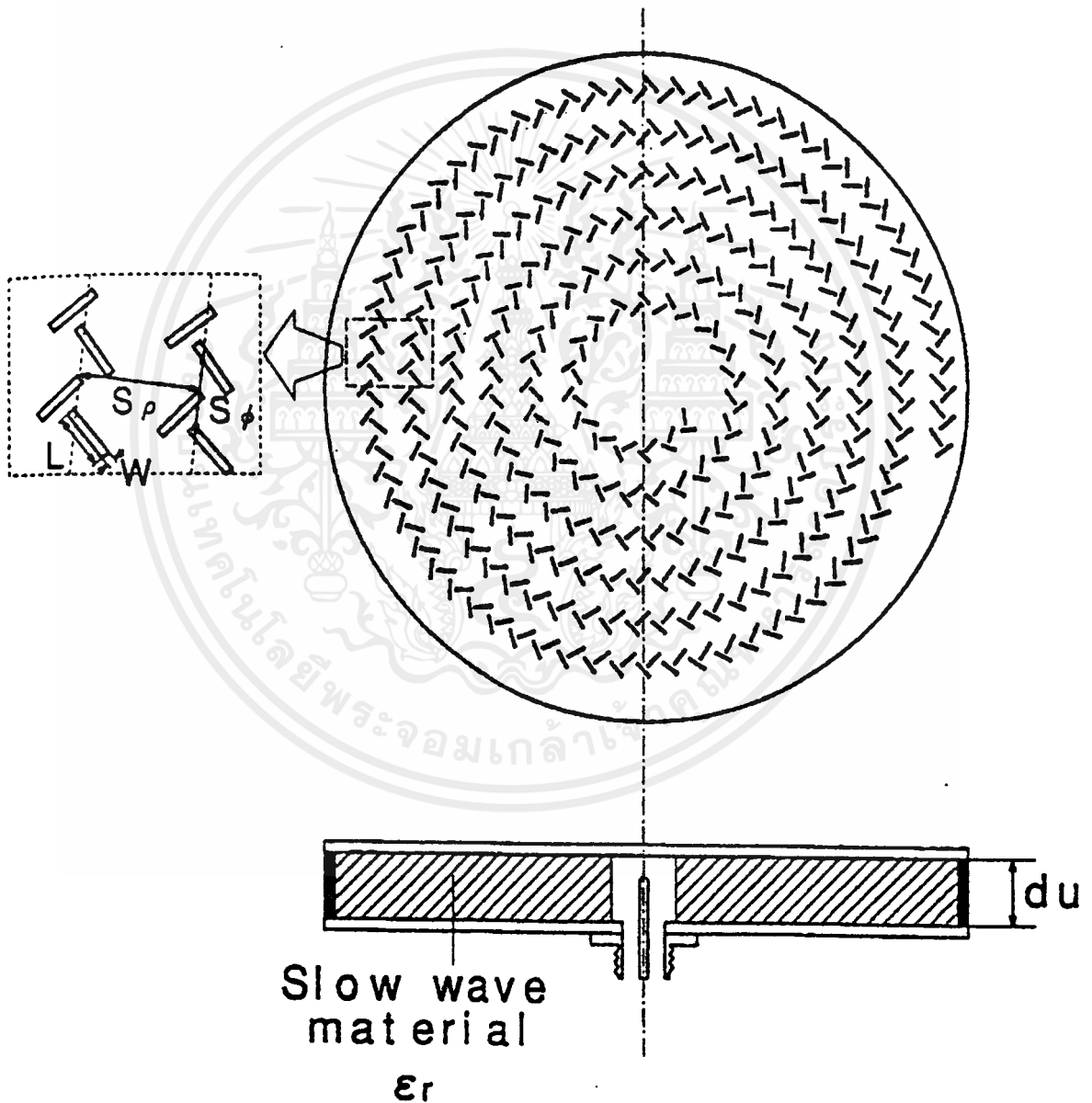
|                               |                     |
|-------------------------------|---------------------|
| ความสูงของท่อนำคลื่น $du$     | พื้นฐานการรีโซแนนซ์ |
| เพอร์มิททิวิตี $\epsilon_r$   |                     |
| ระยะห่างระหว่างสล็อต $S_\phi$ |                     |
| ระยะห่างแนวรัศมี $S_p$        | เฟสกระสุน           |
| ความยาวสล็อต $L$              | ความเข้มการคัปปลิง  |

อย่างไรก็ตามความเป็นไปได้ที่จะวิเคราะห์ทั้ง โครงสร้างงานสายอากาศ ที่มีจำนวนร่อง สล็อต ที่มากกว่า 1,000 ร่อง สามารถแทนได้โดยการใช้ แบบจำลองท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม ( rectangular waveguide ) หนึ่งคาบขอบเขตนำมาประยุกต์ใช้กับ อาแอลเอสเอ ภายใต้ข้อสมมติฐานดังนี้

2.1.1.1 มุมเชื่อมต่อร่อง สล็อต ( coupling angle ) จะเปลี่ยนแปลงไปที่ละน้อยตามทิศทางนั้น ๆ

2.1.1.2 การเชื่อมต่อร่อง สล็อต ถ้าน้อยเกินไป จะทำให้เกิดการกระจายของสนามภายใน ไม่ดีเท่าที่ควร

2.1.1.3 ช่วง  $S_\phi$  ควรจะน้อยกว่ารัศมีของทรงกระบอก ( $\rho$ ) และการเรียงตัวแบบวงกลมจะพิจารณา ร่องสลีต บนท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม อนันต์ ที่มีขอบเขตของผนัง ท่อนำคลื่น ในทิศทางตามแนวแกน X และแนวแกน Z ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับมุม  $\phi$  และทิศทาง  $\rho$  ดังรูปที่ 2-1 ความลำดับ ร่อง สลีด (  $i =$  ลำดับที่ ,  $L_i =$  ความยาว ,  $W =$  ความกว้าง ( เป็นค่าคงที่ ) ,  $\theta_i =$  มุมค้ำปลั่ง ) ที่อยู่บนผนังด้านหน้าของ ท่อนำคลื่น ( ความกว้าง :  $S_\phi$  , ความสูง :  $du$  ) จะมีวัสดุฉนวน ( dielectric ) (  $\epsilon_r$  : relative permittivity ) และทำการป้อนพลังงานคลื่นในโหมด ทีอีเอ็ม ที่อยู่ในทิศ  $\pm Z$



รูปที่ 2-1 งานสายอากาศ ฮาแอลเอตเอ และ พารามิเตอร์ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.2 การวิเคราะห์ ( Analysis )

การมุ่งเน้นในการวิเคราะห์ที่จะคาดคะเน สัมประสิทธิ์การกระตุ้นของ สล็อต พร้อมด้วยการสะท้อนกลับและคุณลักษณะการส่งในท่อนำคลื่น

#### การกระตุ้นร่องสล็อต ( Slot Excitation )

ต้นกำเนิดของสมการสนามไฟฟ้า จะหาได้จากการอินทิกรัล ( integral ) โดยใช้ทฤษฎีสถานมเสมือน ( field equivalence ) ซึ่งพิจารณาให้ร่อง สล็อต ถูกวางไว้ โดยมีกระแสแม่เหล็กที่ไม่รู้ค่าไหลผ่านด้านหลังผนังตัวนำแบบสมบูรณ์ การวิเคราะห์จากแบบจำลอง ( model ) ได้แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนที่ 1 เรียกว่า ฮาล์ฟ ฟรี สเปซ ( a half free space ) และ ส่วนที่ 2 คือภายในท่อนำคลื่น ( waveguide ) สำหรับในแต่ละส่วนนั้นจะใช้สมการไดอาดิกกรีนฟังก์ชัน ( dyadic Green's Function ) คือ  $\bar{G}_{out}$ ,  $\bar{G}_{in}$  แทนตามลำดับ เนื่องจากสนามแม่เหล็กที่เกิดจาก กระแสแม่เหล็ก 1 หน่วยไหลผ่าน ซึ่งมีความต่อเนื่องของสนามแม่เหล็กตามแนวเส้นสัมผัส ( tangential ) บน สล็อต นั้น จะได้สมการอินทิกรัล ดังนี้

$$\sum_{i=1}^n \iint_{S_i} \bar{G}_{out} \cdot (E_i \times (-\hat{y})) dS = H_{in} + \sum_{i=1}^n \iint_{S_i} \bar{G}_{in} \cdot (E_i \times \hat{y}) dS \quad (2-1)$$

ซึ่ง  $E_i$  คือสนามไฟฟ้าที่ไม่รู้ค่าบน สล็อต ที่ตำแหน่ง # i ;  $\hat{y}$  คือเวกเตอร์หน่วยที่ชี้ทิศทางการตามแนวแกน y และ  $H_{in}$  คือการป้อน สนามแม่เหล็กในโหมด ทีอีเอ็ม ( TEM mode )

สำหรับสมการ(2 - 1)เป็นสมการเชิงเส้น ที่ได้จากการลดรูปโดยใช้หลักการของเกเรอร์กิน ( Galerkin 's Method ) ; W คือช่วงกว้างของร่องสล็อต (  $W = 1/10L_i$  ) ซึ่งเป็นองค์ประกอบอย่างหนึ่งของสนาม  $E_i$  ที่ถูกนำมาพิจารณาด้วย ;  $L_i$  คือความยาวของร่อง สล็อต ซึ่งมีค่าน้อยกว่าความยาวเรโซแนนซ์ ( resonant ) ซึ่งทำให้  $E_i$  สามารถที่จะประมาณได้ โดยกำหนดให้อยู่ในเทอมของสัมประสิทธิ์ที่ไม่รู้ค่าตัวหนึ่งคือ  $v_i$  ดังสมการต่อไปนี้

$$E_i = v f_i(\xi_i) g(\eta_i) \quad \eta_i = v_i e_i \quad (2-2)$$

สำหรับสมการ ( 2-2 ) ตัวแปร  $\xi_i$  และ  $\eta_i$  คือ พิกัดบนตำแหน่ง สล็อต ( # i ) ในทิศทางความยาวและความกว้างของ สล็อต ซึ่งได้แสดงไว้ในรูป 2-2b ฟังก์ชัน  $\xi_i$  และ  $\eta_i$  ให้นิยามไว้คือ

$$f_i(\xi_i) = \frac{\sin\left\{k_o \left(\frac{L_i}{2} - |\xi_i|\right)\right\}}{\sin(k_o \cdot \frac{L_i}{2})} \quad (2-3)$$

$$g(\eta_i) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{w}{2}\right)^2 - \eta_i^2}} \quad (2-4)$$

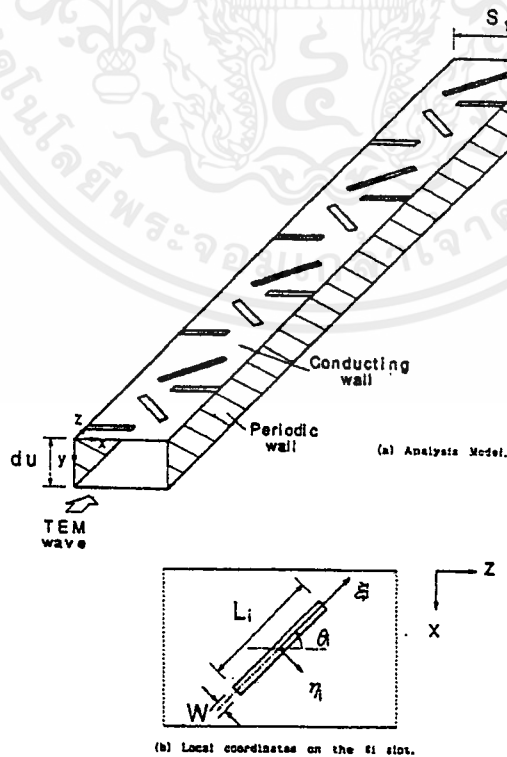
สมการที่ ( 2 - 1 ) คือสมการอินทิกรัล ( integral equation ) หลายชั้น ที่สามารถคำนวณได้โดยใช้หลักการของฟังก์ชันมูลฐาน ( basis function ) ที่สัมพันธ์กับฟังก์ชันของร่องสลีต #j แล้วทำการอินทิกรัลทั่วพื้นผิวที่ครอบคลุมร่องสลีต ซึ่งเป็นสมการเชิงเส้น และสมการนี้ก็ยังคงมีความสัมพันธ์กับสัมประสิทธิ์ การกระตุ้นที่ไม่รู้ค่า  $\nu_j$  ดังนี้คือ

$$\sum_{i=1}^n \nu_i \iint_{S_j} \iint_{S_i} (\mathbf{e}_j(\mathbf{r}_j) \times \hat{\mathbf{y}}) \cdot (\bar{\mathbf{G}}_{\text{out}} + \bar{\mathbf{G}}_{\text{in}}) \cdot (\mathbf{e}_i(\mathbf{r}_i) \times \hat{\mathbf{y}}) \, dS_i \, dS_j$$

$$= - \iint_{S_j} (\mathbf{e}_j(\mathbf{r}_j) \times \hat{\mathbf{y}}) \cdot \mathbf{H}_m \, dS_j \quad (j=1 \sim n) \quad (2-5)$$

จากสมการที่ ( 2 - 5 ) ถ้าเรารู้ค่าของฟังก์ชัน  $\bar{\mathbf{G}}_{\text{out}}$  ;  $\bar{\mathbf{G}}_{\text{in}}$  ;  $\mathbf{e}_j \times \hat{\mathbf{y}}$  และ  $\mathbf{H}_m$  และโดยเฉพาะอย่างยิ่ง ค่าสัมประสิทธิ์การกระตุ้นของร่อง สลีส  $\nu_j$  ( $j=1 \sim n$ ) ทั้งหมด ที่มีค่าที่แน่นอน เราก็สามารถทำการอินทิกรัลสมการทั้งสองข้างนี้ได้

แมทริกซ์กระจาย ( Scattering Matrix )



รูปที่ 2-2 การวิเคราะห์โมเดล (model) สำหรับการคับปลิงของสลีส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แมทริกซ์การจัดกระจาย ที่เกิดจากการเรียงรียง สลัดต หาได้จากผลลัพธ์ของการวิเคราะห์โมเมนต์ (moment analysis) กำหนดให้ระนาบอ้างอิง คือจุดกำเนิด (origin) อยู่ที่แกน  $Z$  ( $Z=0$ ) ตามรูปที่ 2-2 พอร์ทที่ 1 และพอร์ทที่ 2 ได้กำหนดไว้สำหรับผลกระทบที่เกิดจากสนามตามแนวแกน  $-Z$  และ  $+Z$  ตามลำดับ โดยการใช้สัมประสิทธิ์การกระตุ้น  $v_i$  ที่ได้มาจากสมการที่ (2-5) สามารถคำนวณสนามภายใน  $H$  ได้ดังนี้คือ

$$H = H_{in} + \sum_{i=1}^n n_i \iint_{S_i} \bar{G}_{out} \cdot (e_i(r_i) \times \hat{y}) dS_i \quad (2-6)$$

ในขณะที่โหมดโดมิแนนท์ (dominant mode) มีการแพร่สัญญาณเคลื่อนในทิศทาง  $\pm Z$  ซึ่งมีนิยามดังนี้

$$c_i^\pm = Z_0 \iint_{S_i} H_i^\pm(r_i) \cdot (e_i \times \hat{y}) dS_i \quad (2-7)$$

ซึ่ง  $H_i^\pm(r)$  เป็นฟังก์ชันแม่เหล็กที่มีโหมดสำคัญ ในทิศทาง  $\pm Z$  และ  $Z_0$  คืออิมพีแดนซ์สูญญากาศ (free space impedance)

ต้นกำเนิดแมทริกซ์การจัดกระจาย จะประยุกต์มาจากค่าของ  $G_{in}$  ซึ่งมีเงื่อนไขดังนี้

$$\bar{G}_{in}(r|r_0) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sum_v H_v^+(r) H_v^+(r_0) & (z < z_0) \\ \frac{1}{2} \sum_v H_v^+(r) H_v^-(r_0) & (z > z_0) \end{cases} \quad (2-8)$$

ซึ่ง  $H_v^\pm(r)$  คือทิศทางเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็ก ที่ได้ออมอลไลซ์แล้ว ในทิศทาง  $\pm Z$  และ  $v$  หมายถึงเลขโหมด ( $v = 1$ : dominant)

พิจารณาให้คลื่นเคลื่อนที่เข้ามาทางพอร์ทที่ 1 คือ

$$H_{in} = H_1^+(r) \quad (2-9)$$

ทำการแทน สมการที่ (2-7)-(2-9) ลงในสมการที่ (2-6) ผลรวมสนามภายใน  $H(r)$  ได้ตามเงื่อนไขต่อไปนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ย่าน  $z < z_0$

$$H(r) = H_1^+(r) + \left[ \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^n c_i^+ n_i^+ \right] H_1^-(r) + (\text{higher order mode}) \quad (2-10)$$

ย่าน  $z > z_0$

$$H(r) = \left[ 1 + \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^n c_i^- n_i^+ \right] H_1^+(r) + (\text{higher order mode}) \quad (2-11)$$

$S_{11}$  และ  $S_{21}$  ได้กำหนดให้เป็นสัมประสิทธิ์สำหรับโหมดสำคัญของ  $H(r)$  ดังนี้

$$S_{11} = \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^n c_i^+ v_i^+ \quad (2-12)$$

$$S_{21} = \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^n c_i^- v_i^+ \quad (2-13)$$

ในทำนองเดียวกัน ถ้าพิจารณาให้คลื่นเคลื่อนที่เข้ามาทางพอร์ตที่ 2 ก็จะทำให้

$$H_{in} = H_1^- \quad (2-14)$$

องค์ประกอบของเมทริกซ์กระจาย  $S_{22}$  ก็จะมีสมการดังนี้

$$S_{12} = 1 + \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^n c_i^+ v_i^- \quad (2-15)$$

$$S_{22} = \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^n c_i^- v_i^- \quad (2-16)$$

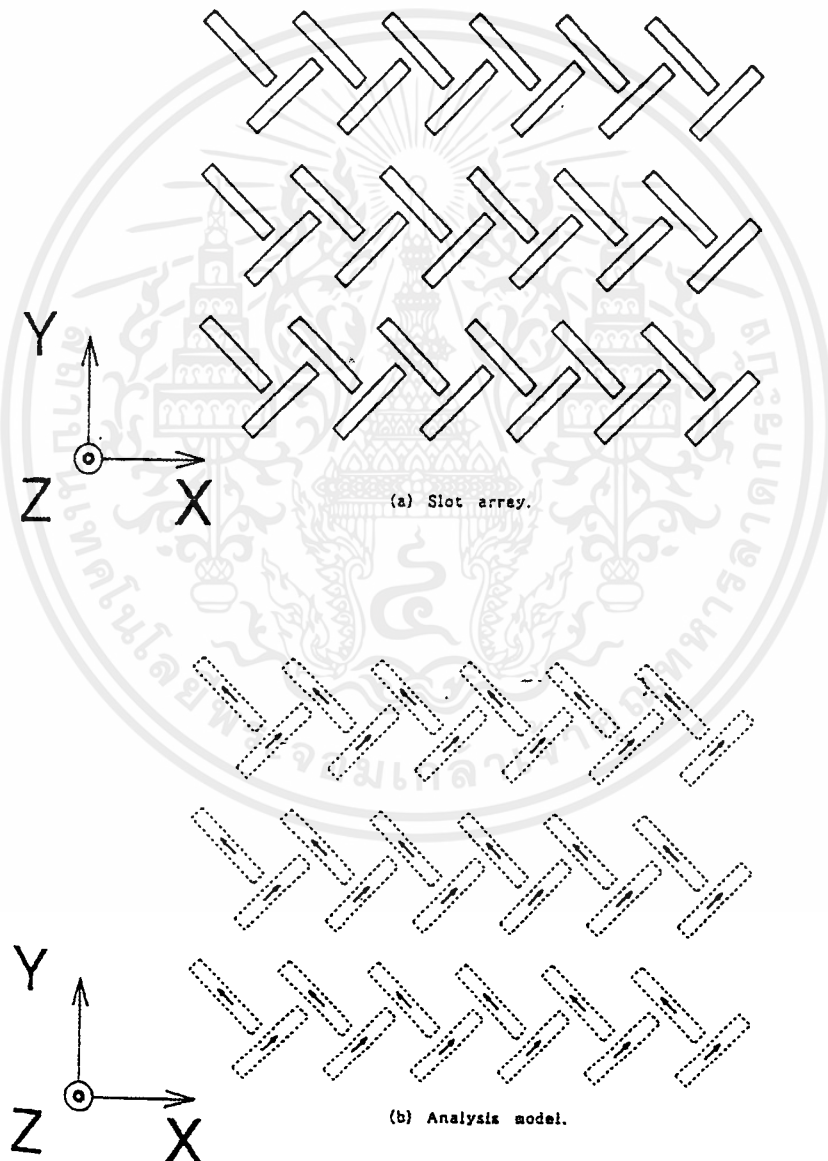
## 2.2 การคำนวณอัตราขยายการเรียงตัวสล็อต โดยใช้วิธีการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้า ( Array Gain Calculation using Induced Electromotive Force Moment )

ถึงตอนนี้เราคงทราบกันดีแล้วว่า นับเป็นการยากที่จะคำนวณหาอัตราขยายของการกระจายสนามจากร่อง สล็อต โดยตรง เหมือนกับวิธีทั่วไปได้ เพราะว่างานสายอากาศ อาเอลเอสเอ นั้นมีจำนวนร่อง สล็อต ที่มาก อีกทั้งยังมีความยาวของร่อง สล็อต และทิศทางการเรียงตัวที่แตกต่างกัน วิธีการวิเคราะห์ช่องเปิดงานเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศโดยใช้ วิธี ฟูเรียร์ ทรานสฟอร์ม นั้นไม่สามารถที่จะประยุกต์ใช้ได้ เพราะว่ามันไม่สามารถที่จะประเมิน โลป ที่มีขนาดใหญ่ที่เกิดจากจำนวนของร่อง สล็อต ที่มากได้

ในหัวข้อต่อไปจะขอก้าวถึงวิธีการคำนวณ ทิศทางของโคเรคทีวิตีแควล่าดับ ( array directivity ) และอัตราขยาย ในการวิเคราะห์ทิศทางของสนามแต่ละร่อง สล็อต จะใช้การประมาณ โดยคิดว่าเป็นสนามแม่เหล็ก ไดโพล ที่มีสนามไฟฟ้าขนาดเล็ก ( electrically small magnetic dipole ) ซึ่งถือว่ามีทั้ง แหล่งจ่ายไฟฟ้า และแหล่งจ่ายแม่เหล็ก

### 2.2.1 วิเคราะห์แบบจำลอง ( Analysis Model )



รูปที่ 2-3 a) การจัดเรียงสล็อต (สล็อต array)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ **b) การวิเคราะห์โครงสร้าง (Analysis Model)** ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2 - 3 ( a ) แสดงให้เห็นถึงกลุ่มของรูปร่าง สล๊อต ที่จัดเรียงตัวกันเป็นคู่ ๆ อย่างมีระเบียบ ในการวิเคราะห์แบบนี้ ร่อง สล๊อต แต่ละร่องจะมีความยาวที่แตกต่างกัน และมีไดเรกทิวิตี ที่แตกต่างกันด้วย อย่างไรก็ตาม ความแตกต่างของไดเรกทิวิตี นั้นถือว่าเล็กน้อยเมื่อเทียบกับสนามแม่เหล็กไดโพลขนาดเล็ก เพราะเป็นการมองแบบมหภาค เพราะฉะนั้นปัญหาที่เจอจะหมดไป เมื่อเรากำหนดให้จุดกำเนิดมีขนาดลดลง ด้วยการวิเคราะห์แบบจำลองทั้งหมด เป็นแบบไดโพลขนาดเล็กที่มีจุดศูนย์กลางของร่อง สล๊อต ตามรูปที่ 2 - 3 ( b ) ซึ่งสนามไฟฟ้าในแบบจำลองนี้จะมีค่าเท่ากับสนามแม่เหล็กที่จุดกำเนิด ( origin ) และในทางกลับกัน กระแสแม่เหล็กเสมือนของร่อง สล๊อต # i คือ  $M_i$  ได้ถูกกำหนดโดยใช้สัมประสิทธิ์การกระตุ้น  $v_i$  ของสมการ(2-6) และการขยายฟังก์ชัน  $e_i$  ในสมการ(2-2)

$$M_i = v_i \iint_{S_i} e_i \times \hat{Z} dS_i \quad (2-17)$$

ซึ่ง  $\hat{Z}$  เป็นเวกเตอร์หน่วยตามแนวแกน Z

### 2.2.2 การวิเคราะห์ ( Analysis )

การแพร่กระจายสนามของงานสายอากาศ  $E(r, \theta, \phi)$  โดยทั่วไปเป็นดังนี้

$$E(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} e(\theta, \phi) \quad (2-18)$$

ซึ่ง  $e(\theta, \phi)$  เป็นทิศทางของสนามไฟฟ้า ไครเร็กทีฟเกน ( Directive gain )  $G$  ของงานสายอากาศในทิศ  $(\phi, \theta)$  ได้กำหนดโดย

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi |e(\theta, \phi)|^2}{\int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi |e(\theta, \phi)|^2 \sin\theta d\theta} \quad (2-19)$$

อย่างไรก็ตาม ส่วนหารของสมการที่ ( 2 - 19 ) จะยากในการคำนวณ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อจำนวนของ สล๊อต มีค่ามาก ไม่เพียงเท่านั้น เวลาการคำนวณแต่ละจุดของ  $e(\theta, \phi)$  ที่เพิ่มขึ้นแต่ด้วยจำนวนของจุดใน ควอดเรเจอร์ ( Quadrature ) ควรจะถูกเพิ่มด้วยการเพิ่มจำนวนสล๊อต ( เส้นผ่าศูนย์กลาง  $^2$  )

ค่าการคำนวณที่ลดลงโดยส่วนหารของสมการ ( 2 - 19 ) ได้ถูกแทนที่โดย ผลรวมพลังงานการแพร่กระจาย  $P_r$  เป็นดังนี้

$$P_r = \frac{1}{2} \oint_{\Omega} (E \times H^*) \cdot dW = \frac{1}{2Z_0} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |e(\theta, \phi)|^2 \sin\theta d\theta d\phi \quad (2-20)$$

ซึ่งจะเป็นมุมตัน (solid angle) โดยการแทน  $P_r$  ในสมการที่ ( 2 - 19 ) จะลดรูปได้ดังนี้

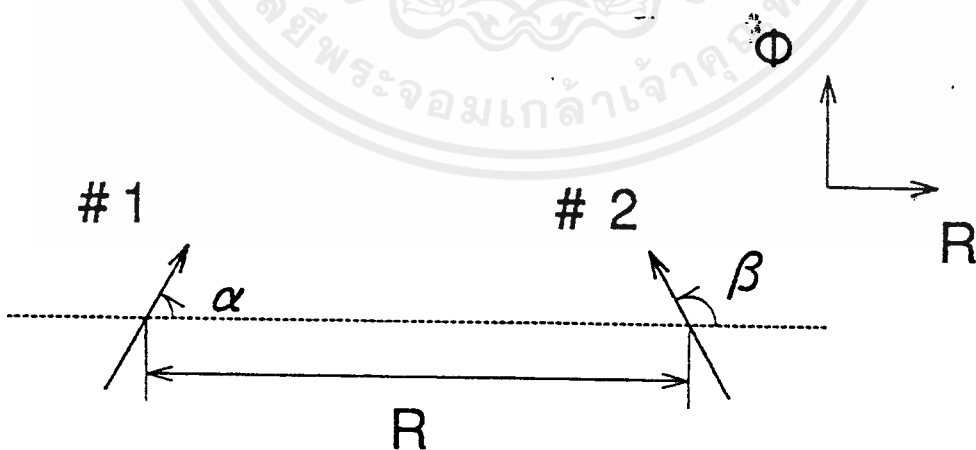
$$G(\theta, \phi) = \frac{2p|\epsilon(\theta, \phi)|^2}{Z_0 P_r} \quad (2-21)$$

แม้ว่า ผลรวมพลังงานการแพร่กระจายของสายอากาศแบบอาร์เรย์ (array) ในสูญญากาศ  $P_{rf}$  สามารถถูกรวมได้จากมิววลริชิตแดนซ์ ระหว่าง 2 องค์ประกอบ  $R_{ij}$  และการกระตุ้น ด้วยกระแส  $J_i$  คือ

$$P_{rf} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n R_{ij} I_i I_j^* \quad (2-22)$$

สมการที่ ( 2 - 22 ) บ่งบอกว่าเป็นพลังงานที่แพร่กระจายในสูญญากาศ โดยสมมติว่าเป็นการแพร่กระจาย โดยเสาอากาศไดโพล แต่ในแบบฮาแอลเอสเอ พลังงานเท่านั้นที่ได้แพร่กระจายไปในฮาล์ฟสเปซ ที่  $Z > 0$  และแม้ว่าพลังงานที่แพร่กระจายเป็น

$$P_r = \frac{1}{2} P_{rf} \quad (2-23)$$



รูปที่ 2-4 พิกัดในการคำนวณ มิววลอิมพีแดนซ์ (mutual impedance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{ij} = \frac{Z_0 k_0^2 \delta^2}{4\pi R^3} \{2(\sin \bar{R} - \bar{R} \cos \bar{R}) \cos \alpha \cos \beta + (\bar{R} \cos \bar{R} + (\bar{R}^2 - 1) \sin \bar{R}) \sin \alpha \sin \beta\} \quad (2-24)$$

$$R_{ii} = \frac{Z_0 k_0^2 \delta^2}{6\pi} \quad (2-25)$$

ซึ่ง  $R \equiv koR$  ได้ถูกนอร์มอลไลซ์ (normalize) ด้วย ระยะทาง  $\alpha$ ,  $\beta$  และ  $R$  ถูกกำหนดในรูปที่ 2-4 และ  $\delta$  เป็นความยาวของไดโพลขนาดเล็ก

การพิจารณากระแสไฟฟ้า  $I_i$  ในงานสายอากาศต้นแบบได้แทนที่โดยกระแสแม่เหล็กเสมือน  $M_i$  ในปัญหาเริ่มต้น และแทนสมการที่ (2-22) และ (2-23) ลงในสมการที่ (2-21) ผลสุดท้ายในการแสดงทิศทางอัตรายายจะ เป็นดังนี้

$$G(\phi, \theta) = \frac{8\pi |e(\phi, \theta)|^2}{Z_0 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n R_{ij} M_i M_j^*} \quad (2-26)$$

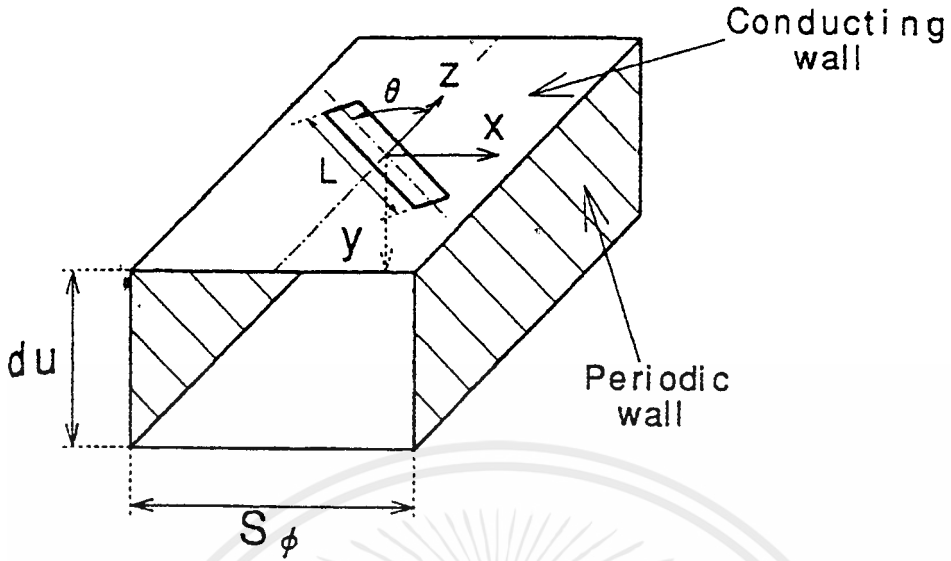
การวิเคราะห์ในบทนี้ ได้ทดลองให้เห็นแล้ว และเราก็คอยรับถึงความแม่นยำในการคำนวณที่พิจารณาความยาวร่อง สล็อต มาแล้วแต่ต้น

### 2.3 คุณสมบัติพื้นฐานของ สล็อต บนเรเดียลเวฟไกด์ ที่เป็นวงจรมีสมือน ( Basic Characteristics of a Slot on Radial Waveguide an Equivalent Circuit )

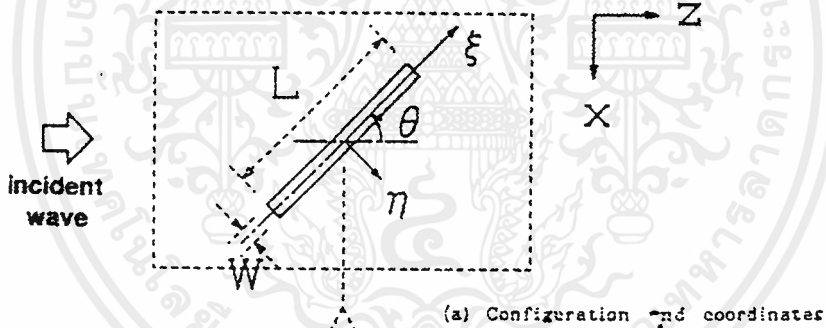
ในบทนี้จะได้กล่าวถึงวงจรมีสมือนของ สล็อต บนเรเดียลเวฟไกด์ การวิเคราะห์ต้นแบบในหัวข้อ 2.2 ได้นำมาประยุกต์ใช้กับการแพร่กระจาย และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ โดยได้จัดทำให้อยู่ในรูปของ เอสแมทริกซ์ ( S-matrix ) องค์ประกอบ แมทริกซ์ จะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ 2 ตัว ที่ใช้ในการออกแบบเป็นหลัก คือ ความยาว  $L$  และมุม  $\theta$  ของ สล็อต และจะนำมาหาค่าคุณสมบัติต่าง ๆ การแสดงให้เห็นค่า อิมพีแดนซ์ ได้ถูกแนะนำไว้สำหรับขั้นปฏิบัติการออกแบบสายอากาศ ซึ่งมุม  $\theta$  ได้ระบุไว้ จากความต้องการการโพลาริซ

#### 2.3.1 แบบจำลอง และ การวิเคราะห์ ( Model and Analysis )

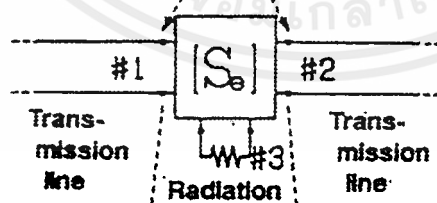
รูปที่ 2-5 แสดงการวิเคราะห์แบบจำลอง โครงสร้างพื้นฐาน เหมือนกับที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2-2 ร่อง สล็อต ที่อยู่จุดกึ่งกลางของผิวท่อนำคลื่น และจุดกำเนิดของแกนร่วมจะอยู่ที่กึ่งกลางของ สล็อต จะใช้ในการวิเคราะห์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



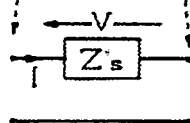
รูปที่ 2-5 การวิเคราะห์โครงสร้าง (Analysis model)



(a) Configuration and coordinates



(b) Equivalent S-matrix.



(c) Equivalent impedance.

รูปที่ 2-6 a) ภาพรวมพิกัดต่างๆ (Configuration and coordinate)

b) อิมพีแดนซ์เสมือน (Equivalent impedance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อันดับแรก ให้ทำวงจรเสมือน เอสแมททริกซ์ ขึ้นมาตามรูปที่ 2-6 b และพิจารณา สล๊อต ที่อยู่บริเวณ จุดกำเนิดแกนร่วม สมการที่ (2-7) ให้ความสัมพันธ์ไว้ดังนี้

$$c^- = -c^+ = (\text{real value}) \hat{=} c \quad (2-27)$$

แทนสมการที่ (2-27) ลงในสมการ 2-5 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความสมมาตรอีกอย่างหนึ่งที่เกี่ยวข้อง สัมประสิทธิ์การ กระตุ้น  $V$  ดังนี้

$$v^- = -v^+ \hat{=} v \quad (2-28)$$

องค์ประกอบของ S-matrix ตามสมการ (2-12), (2-13), (2-15) และ (2-16) ทำให้เป็นรูปแบบ ง่ายตามนี้

$$S_{11} = S_{22} = \frac{vc}{2Z_0} \quad (2-29)$$

$$S_{21} = S_{12} = 1 - \frac{vc}{2Z_0} \quad (2-30)$$

ดังนั้นผลลัพธ์ของ เอสแมททริกซ์ ได้แสดงในเทอมของพารามิเตอร์- $S_{11}$  อย่างเดียวเท่านั้นคือ

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & 1-S_{11} \\ 1-S_{11} & S_{11} \end{bmatrix} \quad (2-31)$$

พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งของการออกแบบจานสายอากาศคือ การแพร่กระจาย สล๊อต การกำหนด สล๊อต ที่ port #3 ซึ่งจะเป็นจำนวนพลังงานที่แพร่กระจายจริงที่มาจาก สล๊อต เราสามารถขยาย เอสแมททริกซ์ ให้เป็น 3 มิติ ได้คือ

$$[S_c] = \begin{bmatrix} S_{11} & 1-S_{11} & S_{13} \\ 1-S_{11} & S_{11} & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (2-32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเป็นหลักการซึ่งกันและกันของ  $S_{13} = S_{31}$  และ  $S_{23} = S_{32}$  ได้ถูกแสดงให้เห็นแล้ว และโครงสร้างสมมาตรที่ต้องการคือ

$$S_{23} = -S_{13} \quad (2-33)$$

ดังนั้นแล้ว matrix  $[S_e]$  ได้ลดรูปเป็น

$$[S_e] = \begin{bmatrix} S_{11} & 1-S_{11} & S_{13} \\ 1-S_{11} & S_{11} & -S_{13} \\ S_{13} & -S_{13} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (2-34)$$

การสูญเสียที่คำนวณจะไม่สนใจ เราสามารถกำหนดความสัมพันธ์ได้คือ

$$[S_e][\bar{S}_e]^t = [I] \quad (2-35)$$

ซึ่ง  $^t$  และ  $-$  ยังบอกว่าเป็นทรานสโพส (transpose) และคอมเพล็กซ์คอนจูเกต (complex conjugate) โดยลำดับ  $[I]$  เป็น matrix หนึ่งหน่วย જેอนไขนี้เรานำความสัมพันธ์มาคือ

$$S_{13} = \sqrt{1-|S_{11}|^2 - |1-S_{11}|^2} \exp(j-\angle S_{11}) \quad (2-36)$$

$$S_{33} = (1-2S_{11}^*) \exp(j_2 \angle S_{11}) \quad (2-37)$$

แม้ว่า  $S_{33}$  จะไม่แสดงให้เห็นในการออกแบบสายอากาศ เพราะว่า ไม่มีพลังงานเข้ามาจากภายนอก ดังนั้นองค์ประกอบแมททริกซ์ ทั้งหมดได้ถูกกำหนดอย่างสมบูรณ์โดยพารามิเตอร์  $S_{11}$  เพียงตัวเดียวเท่านั้นที่ได้นิยามไว้ตามสมการที่ (2-29)

ความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ 2 ตัว ก็คือ สัมประสิทธิ์  $V$  และ  $S_{13}$  ที่เป็นองค์ประกอบ เอสแมททริกซ์ใดๆ กล่าวถึงแล้วนั้น โดย  $V$  จะใช้แทนสัมประสิทธิ์การกระคืนของสนามช่องเปิด ขณะที่  $|S_{13}|$  บ่งบอกว่าเป็นสแควร์รูท (Square root) ของผลรวมพลังงานที่ได้แพร่กระจายกับฮาล์ฟฟรีสเปซ (half free space) หรือการกระจายสนามที่ช่องเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

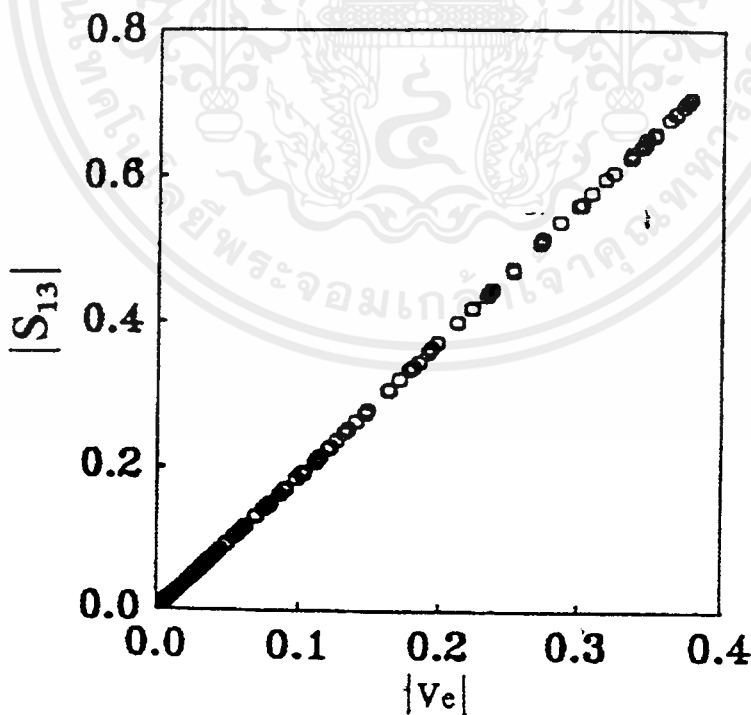
$S_{13}$  ได้แสดงให้เห็นในเทอมของ  $V$  โดยใช้สมการที่ ( 2-29 ) และ ( 2-30 ) คือ

$$S_{13} = \sqrt{\frac{(v+v^*)c}{2Z_0} + \frac{vv^*c^2}{2Z_0^2}} \exp(\angle v) \tag{2-38}$$

การแปลความหมายความสัมพันธ์นี้ คือ ผลกระทบแรงดัน  $V_e$  คือ

$$V_e = \int_{-L/2}^{L/2} v f(\xi) d\xi = \frac{2(1-\cos k_0 L/2)}{k_0 \sin k_0 L/2} v \tag{2-39}$$

รูปที่ 2-7 แสดง  $|V_e|$  กับ  $|S_{13}|$  สำหรับการรวมกันของ  $L$  และ  $\theta$  ที่เปลี่ยนแปลงเป็นการยืนยันที่แน่นอนแล้วว่าความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_e$  และ  $S_{13}$  ต้นแบบการวิเคราะห์ การกระจายที่ช่องเปิด (aperture illumination) ได้ประมาณโดย  $V_e$  แต่จะไม่ถูกต้องนักเมื่อความยาว สล็อต ไม่สม่ำเสมอตลอดทั้งช่องเปิด ก็ควรใช้  $V_e$  หรือ  $S_{13}$  หาค่าแทน



รูปที่ 2-7 ผลกระทบแรงดันสล็อต (Effective slot voltage)  $|V_e|$  กับ สัมประสิทธิ์การแพร่กระจาย (radiation coefficient)  $|S_{13}|$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้วงเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเข้ากันได้ด้วยการออกแบบให้ร่อง สล็อต มีการเรียงกัน ได้ถูกแสดงโดยการเลือกรูปแบบของวงจรอนุกรมอิมพีแดนซ์  $Z_s$  แสดงดังรูป 2-6 (c) ความสัมพันธ์ระหว่าง  $S_{11}$  และ  $Z_s$  คือ

$$Z_s = \frac{2S_{11} - Z_1}{1 - S_{11}} \quad (2-40)$$

ซึ่ง  $Z_1 (= Z_0 / \sqrt{\epsilon_r})$  เป็นอิมพีแดนซ์คลื่น ( wave impedance ) ในท่อนำคลื่น

ความสัมพันธ์ที่ตามมาระหว่างผลรวมสัมประสิทธิ์การกระจัดของ สล็อต ( $V_0$ ) และแรงดันกระตุ้น  $V$  บนวงจรอิมพีแดนซ์ตามรูปที่ 2-6 c ได้มาจาก

$$V_0 = \frac{Z_0}{c\sqrt{Z_1}} V = \frac{Z_0}{c\sqrt{Z_1}} Z_s I \quad (2-41)$$

ซึ่ง  $I$  คือกระแสที่ไหลทั่วตลอดทั้งวงจรอิมพีแดนซ์ เมื่อ  $Z_0$ ,  $C$  และ  $Z_1$  เป็นค่าจำนวนจริงทั้งหมดตามสมการ ( 2-41 ) การกระตุ้นด้วยเฟสของร่อง สล็อต เป็นดังนี้

$$\phi_s \hat{=} \angle V_0 = \angle V = \angle (Z_s I) \quad (2-42)$$

แม้ว่า พลังงานที่แพร่กระจายจาก สล็อต ( $P_s$ ) เปรียบเสมือนเป็นพลังงานที่สูญเสียไปที่  $Z_s$  คือ

$$P_s = R_e(Z_s) |I|^2 \quad (2-43)$$

สล็อต มีพารามิเตอร์ที่ใช้ออกแบบ 2 ตัว คือ มุม คับปลิ้ง ( $\theta$ ) และ ความยาวสล็อต ( $L$ ) ในขั้นปฏิบัติการออกแบบ ปกติ แล้วจะกำหนดตามการโพลาริซที่ต้อการ ดังนั้น จะมีคุณสมบัติที่สำคัญ คือการแพร่กระจายและการสะท้อนกลับ โดยได้กล่าวถึงไว้ว่าเป็นฟังก์ชันของ  $L$  สำหรับกำหนดมุม  $\theta$  ในหัวข้อนี้

#### 2.4 บทสรุป ( Concluding Remarks )

ในบทนี้ได้สรุปพื้นฐานเทคนิค การคำนวณที่สำคัญ สำหรับการวิเคราะห์งานสายอากาศ อาเอลเอสเอ โดยการวิเคราะห์ สล็อตคัปปลิงอาร์เรย์ และ การวิเคราะห์อัตราขยาย โดยได้นำวงจรเสมือนของร่อง สล็อต บนเรเดียลเวฟไกด์ ที่แสดงคุณลักษณะการสะท้อนกลับ และการแพร่กระจายของสนามมาทำการออกแบบ สล็อตคัปปลิ้ง โดยควบคุม ความยาวร่อง สล็อต ( $L$ ) และมุม ( $\theta$ )

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การออกแบบงานสายอากาศแบบฮาแอลเอสเอแบบชั้นเดียว ( Single-Layered RLSA )

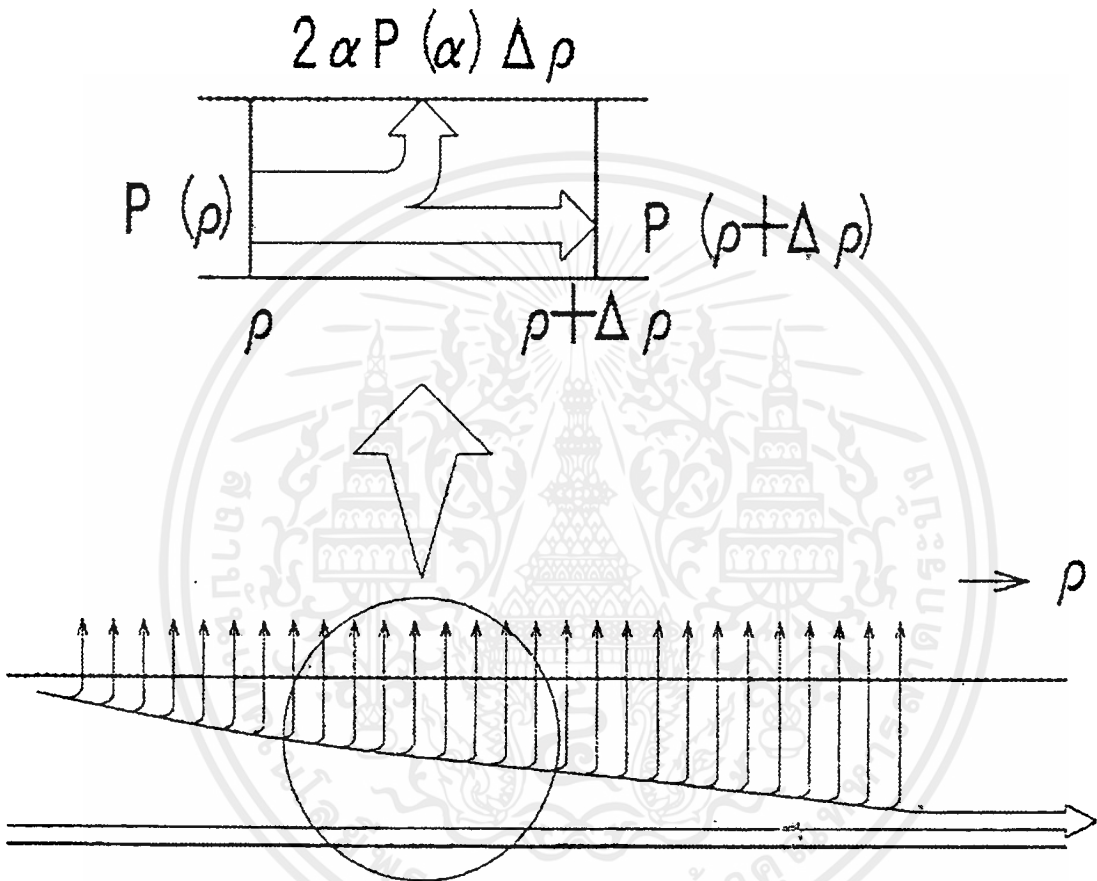
การที่จะทำให้งานสายอากาศ แฮลเอสเอ สามารถที่จะกระจายสัญญาณคลื่นออกจากช่อง aperture ได้ดังที่เราต้องการนั้น สิ่งที่จะต้องคำนึงถึงคือ ความยาว และช่องห่างของแต่ละสล็อต ให้เหมาะสม การศึกษาเรื่องคัปปลิงสเตรนจ์ ( coupling strength ) และความยาวคลื่นของท่อนำคลื่น ( guide wavelength ) ของแต่ละ สล็อต จึงเป็นสิ่งที่ต้องให้ความสำคัญ เพื่อที่จะทำให้เราสามารถออกแบบงานสายอากาศได้อย่างมีประสิทธิภาพ อย่างไรก็ตาม ถ้าเราทำการสร้างงานสายอากาศโดยออกแบบให้มี สล็อต เป็นจำนวนนับพัน ๆ โดยปราศจากการวิเคราะห์ที่ถูกต้องแล้วย่อมเป็นไปได้ในการที่จะ กระจายสัญญาณคลื่นได้ดี เราต้องจัดวางช่องสล็อต ให้เหมาะสม แล้วทำการวัดค่า จะได้ผลลัพธ์เป็นที่น่าพอใจ แต่ต้องใช้เวลาพอสมควรในการที่จะซิมูเลท ถึงแม้ว่าจะใช้ ซุปเปอร์คอมพิวเตอร์ ก็ ตาม ในบทนี้เราได้นำเสนอเทคนิคการซิมูเลท ( simulate ) สล็อตคัปปลิง ( slot coupling ) โดยวิเคราะห์จากวงจรสมมูลย์ของหนึ่งช่อง สล็อต ในลักษณะการจัดเรียงภายในแบบต่างๆ ว่าจะมีผลอย่างไร ต่อการกระจายสัญญาณคลื่นภายในได้ หลักการที่ว่าผลของการกระจายสัญญาณคลื่นที่เดินทางออกไปสู่ปลายทาง ( traveling wave ) ย่อมทำให้เกิด คลื่นสะท้อนกลับ ( reflection ) มาค่าหนึ่ง จึงก่อให้เกิดความจำเป็นที่จะต้องทำให้การส่งกระจายสัญญาณ คลื่นมีเสถียรภาพอย่างสมมาตร ( rotational symmetry ) เราจึงสามารถลดความยุ่งยากในขั้นตอนการออกแบบ โดยใช้สูตรคำนวณแสดงให้เห็นได้ นี่จึงเป็นแนวความคิด ( concept ) ซึ่งถือว่าเป็นเทคนิคใหม่ ในการออกแบบสร้างงานสายอากาศแบบฮาแอลเอสเอ กำลังงานสัมพันธ์ ( power relation ) ก็ สามารถ กำหนดได้จากหลักการ กระจายสัญญาณ โดยใช้ผลของการสะท้อนกลับของสัญญาณคลื่น ( small reflection ) ซึ่งเราสามารถประยุกต์ได้จากสายอากาศแบบอาร์เรย์ ( array antenna ) โดยป้อนคลื่นส่งให้

#### 3.1 การเดินทางของคลื่นทราฟเวลลิงเวฟ ( traveling wave )

เราจะพิจารณาการแพร่กระจายของสัญญาณคลื่นภายในท่อนำคลื่น ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะมีขนาดสัญญาณคลื่นที่แรงมากระดับหนึ่ง และจะมีผลทำให้เกิดการสะท้อนกลับของสัญญาณคลื่นที่แกนสมมาตร ( axial symmetry ) ภายในสนาม ท่อนำคลื่น ได้ถึงแม้ว่าผลรวมของความสูญเสียคลื่นสะท้อนกลับ ( return loss ) จะลดลงก็ตาม ดังนั้น โดยทั่วไปแล้วเราจึงได้นำเทคนิคการบีมทิลท์ ( beam-tilt ) มาใช้ เพื่อป้องกันการสะท้อนของสัญญาณคลื่น ( reflection ) จาก สล็อต ที่อยู่บนท่อนำคลื่น ( waveguide ) เป็นการไม่เหมาะสมที่จะใช้ลดค่าความสูญเสียของคลื่นสะท้อนกลับ ( return loss ) ภายในงานสายอากาศแบบ ฮาแอลเอสเอ โดยเราจะใช้ สล็อต เป็นตัวกำจัดการสะท้อนกลับภายในแทน ( local reflection ) ดังนั้นสายอากาศก็จะทำงานด้วยทราฟเวลลิงเวฟ ภายใต้การทำงานของทราฟเวลลิงเวฟ ( traveling wave ) จะไปกระตุ้น ( excitation ) สล็อต นั้นขึ้นอยู่กับตัวแปรใดบ้างนั้นดังต่อไปนี้

3.1.1 แอมปริจูด ( Amplitude )

ในการกระจายสัญญาณคลื่น ( radiation ) จากช่อง สล็อต จะเกิดการสะท้อนกลับของสัญญาณคลื่นได้ จึงเป็นเหตุให้เกิดการลดทอนกำลังงานภายใน ( inner power attenuation ) ท่อนำคลื่น รูปที่ 3-1 จะแสดงให้เห็นถึงรูปแบบจำลองของการลดทอนกำลังงานภายในท่อนำคลื่น อย่างต่อเนื่อง โดยกำหนดให้  $P(\rho)$  คือ ความหนา



รูปที่ 3-1 โครงสร้างที่มีการลดทอนอย่างต่อเนื่องของกำลังงานภายใน

แน่นกำลังงาน ( power density ) สำหรับการแพร่กระจายคลื่นออกสู่ภายนอก(outward propagation wave) จะแสดงให้เห็นได้จากพลังงานสัมพันธ์(power relation) ในรูป  $\Delta\rho$  ดังสมการ (3-1) คือ

$$2\pi\rho P(\rho) - 2\pi(\rho + \Delta\rho)P(\rho + \Delta\rho) = 2\pi\rho\Delta\rho\{2\alpha(\rho)\}P(\rho) \tag{3-1}$$

โดยกำหนดให้  $\alpha$  คือ ค่าคัปปลิงแฟคเตอร์ ( coupling factor ) ซึ่งก็คือ การลดทอนกำลังของสนามภายใน (inner field attenuation) เป็นระยะหนึ่งหน่วยความยาว  $\rho$  นั้นเองพิจารณาด้านซ้ายมือของสมการที่ (3-1) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างระหว่างกำลังงานตกกระทบ (incident power) และกำลังงานการส่งสัญญาณคลื่น (transmit power) ในขณะที่ด้านขวามือของสมการจะแสดงให้เห็นถึงกำลังงานการแพร่กระจาย (radiated power) สัญญาณคลื่น เมื่อกำหนดให้  $\Delta\rho \rightarrow 0$  สมการ (differential equation) จึงเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{d}{d\rho} \{\rho P(\rho)\} = -2\alpha(\rho)\rho P(\rho) \quad (3-2)$$

จากสมการที่(3-1) ความหนาแน่นกำลังงาน (power density) ที่ช่องเปิด (aperture) โดยเป็นสัดส่วนกับ  $\alpha(\rho)P(\rho)$  เมื่อนำมาแทนจึงกลายเป็นสมการที่ (3-2) การกระจายสัญญาณจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันของ  $\rho$  สมมติว่าการ กระจายสัญญาณของช่องเปิด มีลักษณะเหมือนกัน (uniform) แล้วละก็ จากตัวอย่างนี้ เราสามารถกำหนดให้  $\alpha(\rho)$  มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\alpha(\rho) = \frac{\rho}{\frac{\rho_{\max}}{\alpha_{\max}} + \rho_{\max}^2 - \rho^2} \quad (3-3)$$

ซึ่ง  $\rho_{\max}$  คือ ค่ารัศมี ของช่องเปิดสูงสุดเมื่อวัดจากจุดศูนย์กลางหน้างานสายอากาศ และ  $\alpha_{\max}$  คือค่า ค่ำปลีสูงสุด

สำหรับการกระจายสัญญาณคลื่นที่เดินทางเข้าสู่ภายใน (inward traveling wave) ท่อ นำคลื่น ก็สามารถอธิบายได้เช่นเดียวกับสมการที่ (3-1) โดยจะแสดงให้เห็นถึงสมการ พลังงานสัมพันธ์ (power ration) ดังนี้

$$2\pi(\rho + \Delta\rho)P(\rho + \Delta\rho) - 2\pi\rho P(\rho) = 2\pi\rho\Delta\rho\{2\alpha(\rho)\}P(\rho) \quad (3-4)$$

### 3.1.2 เฟส (Phase)

ในขณะที่ตัวแปรอีกตัวหนึ่งที่จะต้องคำนึงถึงในการออกแบบสร้างงานสายอากาศ อาแอลเอสเอ คือ การแพร่กระจายเฟส (phase distribution) ซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วของการเรียงสล็อตในทิศทาง  $\rho$  หรือที่เรา กำหนดให้เป็นค่า  $S_\rho$  นั่นเอง โดยจะกำหนดให้การแพร่กระจายเฟสที่มีลักษณะสม่ำเสมอ (uniform phase distribution) มีสมการดังนี้

$$S_\rho = \lambda_g \hat{=} \zeta \lambda_0 \quad (3-5)$$

ซึ่ง  $\lambda_g$  คือค่าความยาวคลื่นในท่อนำคลื่นเมื่อพิจารณา สล็อตค้ำปลี และ  $\lambda_0$  คือค่าความยาวคลื่นใน สุญญากาศ (free space wavelength)  $\zeta$  คือค่าตัวประกอบคลื่นช้า (slow wave factor) ซึ่งจะมีสมการดังนี้ ด้านการค้ำปลี ไม่ว่าจะเป็นใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\zeta = \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \quad (3-6)$$

พิจารณาสมการที่ (3 - 5) ถ้าเราต้องการที่จะเพิ่มความถูกต้องให้กับสมการก็สามารถทำได้โดยการจัดวาง สล็อต ให้มีลักษณะต่อเนื่องกันอย่างมีระเบียบเหมือนกันในทิศทาง  $\rho$  ซึ่งรูปแบบการจัดวาง ช่อง สล็อต ในลักษณะต่างๆ จะขอกกล่าวในอันดับต่อไป

เพราะฉะนั้นสิ่งหนึ่งที่จะต้องศึกษาให้เข้าใจก็คือผลของ คัปปลิงแฟคเตอร์ และ องค์ประกอบคลื่นซ้ำของช่อง สล็อต ว่ามีผลอย่างไรบ้าง เพื่อที่จะได้เป็นพื้นฐานในการออกแบบการจัดเรียงแถว สล็อต เพื่อให้งานสายอากาศของเรามีประสิทธิภาพการใช้งานสูงสุด ในการออกแบบงานสายอากาศดับเบิลเรเยอร์ แบบมีการจัดเรียงช่อง สล็อต ให้มีรูปแบบเดียวกันนั้น (uniform slot) การวิเคราะห์ค่าคัปปลิง นั้นจะไม่มีผลจำเป็นเท่าใดนัก เนื่องจากผลของการสะท้อนกลับของสัญญาณคลื่นโดยธรรมชาติ ในแต่ละคู่ สล็อต มีค่าน้อยมากจึงผลทำให้การออกแบบค่ากำลังงานสัมพัทธ์มีความง่ายยิ่งขึ้นเมื่อนำมาใช้ เพราะขึ้นอยู่กับค่าคงที่ คือ  $\alpha$  และ  $\zeta$  นั้นเอง

### 3.2 รูปแบบการวิเคราะห์ (Conventional Analysis)

จากรูปที่ 3-2 เป็นการแสดงให้เห็นถึงตัวอย่างของการจัดเรียง สล็อต ที่มีรูปแบบเดียวกัน (uniform slot array) ในลักษณะ 2 มิติ คือจัดช่อง สล็อต ให้มีการเรียงเป็นแถวอย่างมีระเบียบบนแผ่นเพลทขนาน (parallel plate waveguide) โดยมีระยะห่างระหว่างคู่ สล็อต (slot pair) เป็นค่า  $S_p$  และ  $S_\phi$  ในทิศทาง ตามแนวแกน X และ Z ตามลำดับโดยกำหนดให้คลื่นตกกระทบ (incident wave) มีลักษณะการแพร่กระจายสัญญาณไปในทิศทางตามแนวแกน Z ในขณะที่ระยะห่างของเงื่อนไขขอบเขต (boundary Condition) จะใช้ระยะห่างของ  $S_\phi$  เป็นตัวกำหนดขึ้นภายในท่อนำคลื่น และที่จะลืมไม่ได้คือ ระยะห่างระหว่างคู่ สล็อต ที่อยู่ภายนอกท่อนำคลื่น ก็ควรจะถูกนำมาพิจารณาด้วย โดยกำหนดให้ สล็อต ทั้งหมดมีค่าเท่ากับเวฟฟรอน (wave front) เมื่อ Z เท่ากับค่าคงที่ค่าหนึ่ง และถูกกระตุ้นภายในท่อนำคลื่น ให้มีค่าเท่ากับแอมพลิจูดเชิงซ้อน (Complex amplitude) จึงมีผลทำให้เกิดการสะท้อนกลับของสัญญาณคลื่นซึ่งสามารถอธิบายในรูปของสมการ Green's Function สำหรับขอบเขตภายนอก (external region) ได้ ในทางปฏิบัติแล้ว ผลของการ เพิ่มจำนวนช่อง สล็อต ให้มากขึ้นๆ จะมีผลต่อสัมประสิทธิ์การกระตุ้นสนาม (excitation coefficients) ทำให้สนามมีความเข้มข้นได้

ในการออกแบบ ตัวแปร  $\alpha$  และ  $\zeta$  จะสามารถหาค่าได้จากสัมประสิทธิ์การกระตุ้น (excitation coefficients) ของกลุ่ม สล็อต ในขณะที่แอมพลิจูดเชิงซ้อน (complex amplitude) ก็คือค่าตัวการโพลาไรซ์ (principal polarization) ของ สล็อต ที่ถูกกระตุ้นด้วยสนามไฟฟ้าโดยมีสมการดังนี้

$$E_j = \sum_{i=1}^n v_{eji}^+ \hat{p}^* \quad (3-7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง  $\hat{p}^*$  คือ เวกเตอร์หน่วย (unit vector) ของหลักการโพลาไรซ์ (principle polarization) \* คือ ค่าที่แสดงถึง คอมเพล็กซ์คอนจูเกต (Complex conjugate)  $V_{eji}^+$  คือ ค่าการแพร่กระจายสัญญาณสนามไฟฟ้า (electric field) เวกเตอร์ จาก สลิต # i ไปยัง สลิต # j ซึ่งมีความหมายที่เหมือนกับสมการที่ (3-13) ดังนี้ คือ

$$V_{eji}^+ = V_{eji}^+ \iint_{S_{ji}} e_{ji} dS \quad (3-8)$$

ซึ่ง  $e_{ji}$  มีความหมายอยู่แล้วในสมการที่(2-2) ถ้าเราพิจารณาผลของกราฟเวลลิงเวฟ (traveling wave)  $E_j$  ก็คือค่าโดยประมาณในการบอกลักษณะของค่าที่น้อยที่สุดยกกำลังสอง (least mean square) เขียนสมการได้ดังนี้

$$E_j \propto \exp\{-(\alpha + j\beta)z_j\} \quad (3-9)$$

ซึ่ง  $\alpha$  คือค่าค้ำปลิงแฟคเตอร์ มีความหมายดังสมการที่ (3-1) และ  $\beta$  คือค่าอาเปอร์เจอร์เฟสเกรเดียน (aperture phase gradient) ซึ่งสัมพันธ์กับค่าองค์ประกอบคลื่นช้า  $\zeta$  เหมือนสมการที่ (3-6) ดังนี้

$$\beta = \left[ \frac{1}{\epsilon_0} - \frac{1}{S_p} \right] 2\pi \quad (3-10)$$

และ  $Z_j$  ก็คือ ตำแหน่ง  $Z$  ของจุดศูนย์กลางการเรียง สลิต

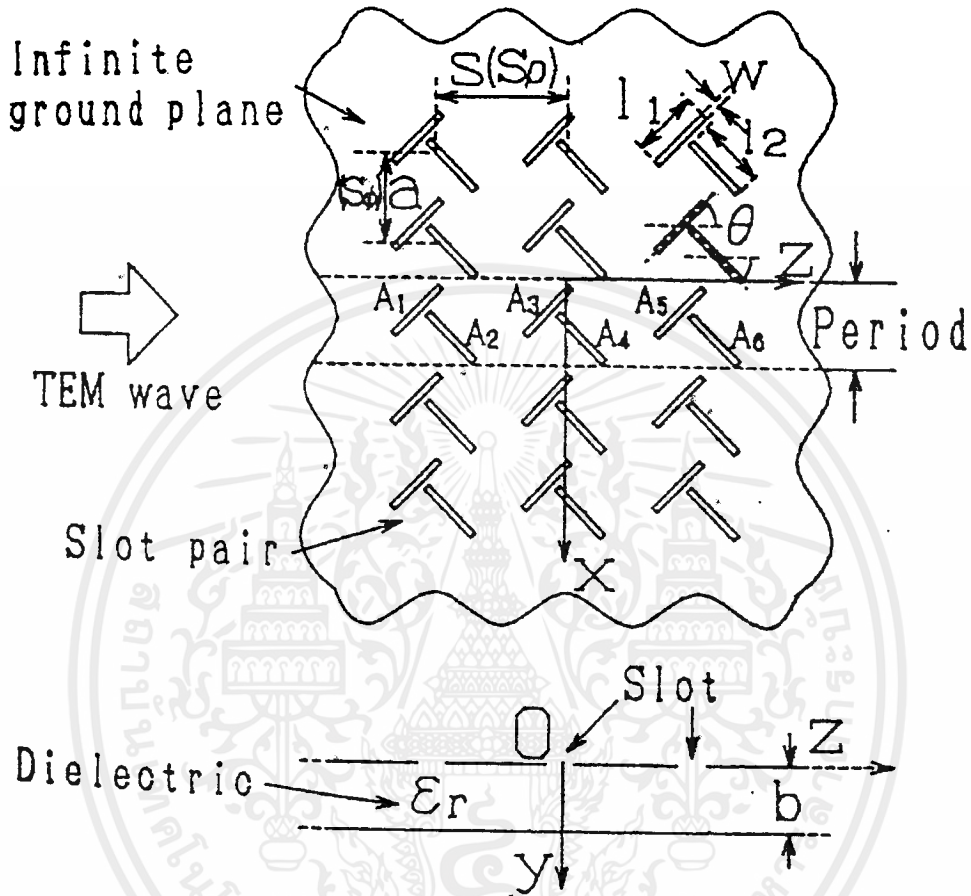
ผลของการวิเคราะห์จะสอดคล้องกับผลของการทดลองเป็นอย่างดีอย่างไรก็ตาม ถ้าเราจัดเรียง สลิตตั้งแต่ 9x9 สลิต เป็นต้นไปในการวิเคราะห์จะต้องใช้เวลานานมากในการคำนวณ ซึ่งจะได้ทำความเข้าใจในอันดับต่อไป

### 3.3 วงจรสมมูลและการออกแบบตัวแปรของงานสายอากาศ (Equivalent Circuit and Antenna Design Parameters)

#### 3.3.1 การวิเคราะห์แบบจำลอง (Analysis Model)

ในที่นี้เราจะทำการวิเคราะห์แบบจำลองที่ประกอบด้วย สลิต 1 ช่อง ที่อยู่บนท่อ นำคลื่น รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก (rectangular waveguide) โดยใช้เงื่อนไขขอบเขตรอยต่อ (boundary condition) ดัง รูปที่ 3-3 และทำการวิเคราะห์ในลักษณะทวิพอร์ต (two-port) ในรูปของเอสแมทริกซ์โดยใช้สัมประสิทธิ์การกระตุ้น (excitation efficient) ในการคำนวณ ซึ่งมีลักษณะการพิจารณาเหมือนกับ หัวข้อ 2-2 เมื่อเราพิจารณาขอบเขตที่อยู่ภายนอก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ท่อนำคลื่น ในทิศทางตามแนวแกน x เราจะวิเคราะห์โดยใช้กรีนฟังก์ชัน ( Green's function ) ในการวิเคราะห์โครงสร้างงานสายอากาศ



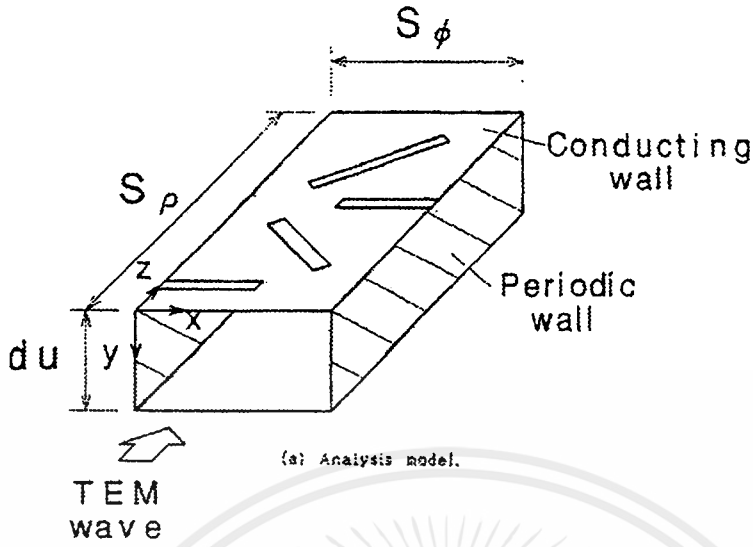
รูปที่ 3-2 การเรียงสล็อตแบบสม่ำเสมอ แบบสองมิติ

พิจารณา รูปที่3-2 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลของเอสเมทริกต์ จากรูปจะเห็นได้ว่าพอร์ทที่ 3 ( port #3 ) แสดงตัวออกมาในรูปของการกระจายเฟส (radiation phase) โดยมีความหมายเหมือนกับ การกระจายของหลักการโพลาไรซ์ (principal polarization) ในสมการที่ (3-7) ดังนี้

$$S_{31} \propto \sum_{i=1}^n v_{ei}^+ \hat{p}^* \tag{3-11}$$

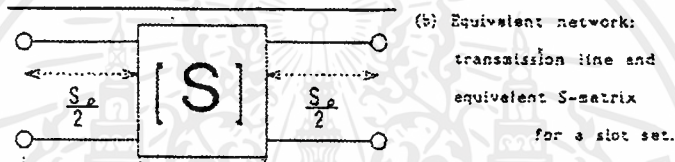
ซึ่ง  $V_{ei}^+$  คือ ค่าแอมพลิจูดสนามไฟฟ้า (electric field vector) จากช่อง สล็อต #i ซึ่งมีคความหมายเหมือนกับสมการที่ (3-8) นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

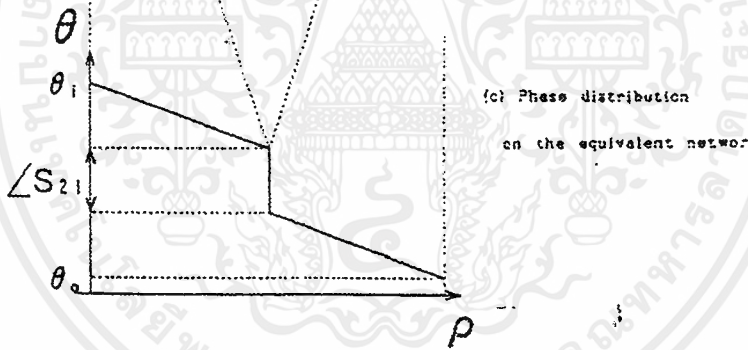


TEM wave

(a) Analysis model.



(b) Equivalent network: transmission line and equivalent S-matrix for a slot set.



(c) Phase distribution on the equivalent network

รูปที่ 3-3 การวิเคราะห์โครงสร้าง (Analysis model) และ โครงข่ายเสมือนของคู่สลิต (equivalent network)

3.3.2 เอสพารามิเตอร์ (S-Parameter) และการออกแบบพารามิเตอร์ (parameter)

ความสัมพันธ์ระหว่าง เอสพารามิเตอร์ กับการออกแบบช่อง สลิต โดยมีตัวแปร  $\alpha$  และ  $\zeta$  ได้นำมาพิจารณาไว้แล้วในที่นี้

การสะท้อนกลับของสัญญาณคลื่นที่เกิดจาก 1 ช่อง สลิต จะทำให้ค่า  $[S_{11}]$  ถูกลดกำลังลง ดังนั้นการกระจายสัญญาณจาก 1 ช่อง สลิต จะมีค่าประมาณโดยขึ้นอยู่กับการทอนกำลังอย่างต่อเนื่อง (continuous attenuation) ซึ่งถูกพิจารณาไปแล้ว ในตอนที่ผ่านมา ส่วนกำลังงานสัมพัทธ์ (power relation) ที่เกิดขึ้นจะได้รับการนำค่าของ  $S_p$  มาแทนค่า  $\rho$  ในสมการ (3 - 1) เพราะเนื่องจากวงจรสมมูลย์อสเมทริกส์ จะแสดงถึงจำนวนคลื่นตกกระทบ เมื่อ  $\rho \rightarrow \infty$  ดังนั้นจึงเขียนเป็นสมการได้ดังนี้ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P(\rho) - P(\rho + S\rho) = 2S\rho\alpha P(\rho) \tag{3-12}$$

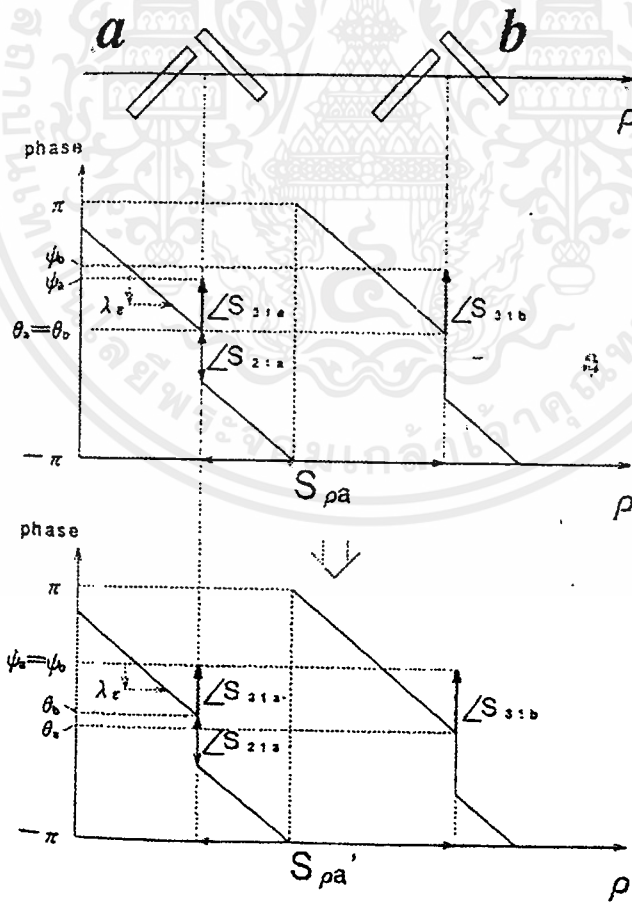
ซึ่ง  $P(\rho + S\rho)$  คือค่าที่จากนิยามของ เอสเมทริกส์ดังนี้

$$P(\rho + S\rho) = |S_{21}|^2 P(\rho) \tag{3-13}$$

นำสมการที่ (3 - 13) เข้าไปแทนในสมการที่ (3 - 12) จะได้สมการสัมพันธ์ของค่าคัปปลิงแฟคเตอร์ ดังนี้ คือ

$$\alpha = \frac{1 - |S_{21}|^2}{2S\rho} \tag{3-14}$$

ตอนนี้จะพิจารณาการกระจายเฟส(phase distribution) โดยมีวงจรมุมูลย์ S-matrix แสดงดังรูปที่ 4-4



รูปที่ 3-4 การวางตำแหน่งคู่ สล็อตในทิศทางแนวรัศมี ( $\rho$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป  $S_{21}$  คือค่าความไม่ต่อเนื่องของเฟส (phase discontinuity) ที่เกิดจากการจัดเรียง 1 ช่อง สล็อต ความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น เป็นค่าที่เกิดจากความต่างเฟสระหว่างเฟสตกกระทบ (incident phase) และเฟสส่งผ่าน (transmit phase) เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\theta_i - \theta_o}{2\pi} S_p \quad (3-15)$$

ค่าองค์ประกอบคลื่นซ้ำ เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\zeta = \frac{2\pi S_p}{\left[ \frac{2\pi S_p}{\lambda_g} - \angle S_{21} \right] \lambda_o} \quad (3-16)$$

ซึ่ง  $\lambda_g = \lambda_o / \sqrt{\epsilon_r}$  คือ ค่าความยาวคลื่นท่อนำคลื่นที่ถูกขวางกั้น (unperturbed guide wavelength) ปรากฏจาก สล็อต

พิจารณาเฟสของคลื่นสัญญาณเมื่อออกแบบโดยจัดวาง สล็อต เป็นแบบสล็อตที่ไม่เหมือนกันเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับสมการที่(4-5)แล้วจะให้การแพร่กระจายสัญญาณที่ไม่สมบูรณ์ (สัญญาณอ่อน) เนื่องมาจากการกระจายเฟสจะเปลี่ยนแปลงตามค่าแอดมิตแตนซ์ (admittance) ของ สล็อต นั้นเอง ดังนั้นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบ ก็คือการจัดเรียงคู่ สล็อต a และ b ที่อยู่ใกล้เคียงกันให้มีทิศไปตามแนว  $\rho$  ดังที่แสดงไว้แล้ว ซึ่งมีความยาว สล็อต เท่ากับ  $S_{\rho a} = \zeta_a \lambda_o$  จากสมการข้างต้น จะเห็นว่ามีความสัมพันธ์กับค่าองค์ประกอบคลื่นซ้ำ ดังนั้นการกระจายเฟส (radiated phase) ของตัวการโพลาไรซ์ (principle polarization) คือ  $\Psi_a$  และ  $\Psi_b$  จะมีสมการดังนี้

$$\Psi_a = \angle S_{31a} + \theta_a \quad (3-17)$$

$$\Psi_b = \angle S_{31b} + \theta_b \quad (3-18)$$

อย่างไรก็ตามค่า  $\angle S_{31b}$  จะเปลี่ยนแปลงตามความยาว สล็อตและ ค่า  $\Psi_a$  และ  $\Psi_b$  คือค่าการกระจายเฟสของคู่ สล็อต  $\theta_a = \theta_b$  ซึ่งมีมุมเฟสต่างกันอยู่ (out of phase) การชดเชย (compensate) ความต่างเฟส  $S_{\rho a}$  จะถูกแก้ไขเป็น

$$S'_{\rho a} = S_{\rho a} + \frac{\angle S_{31b} - \angle S_{31a}}{2\pi} \lambda_g$$

$$= \left[ 1 + \frac{\angle S_{21a} + \angle S_{31b} - \angle S_{31a}}{2\pi} \right] \lambda_g \quad (3-19)$$

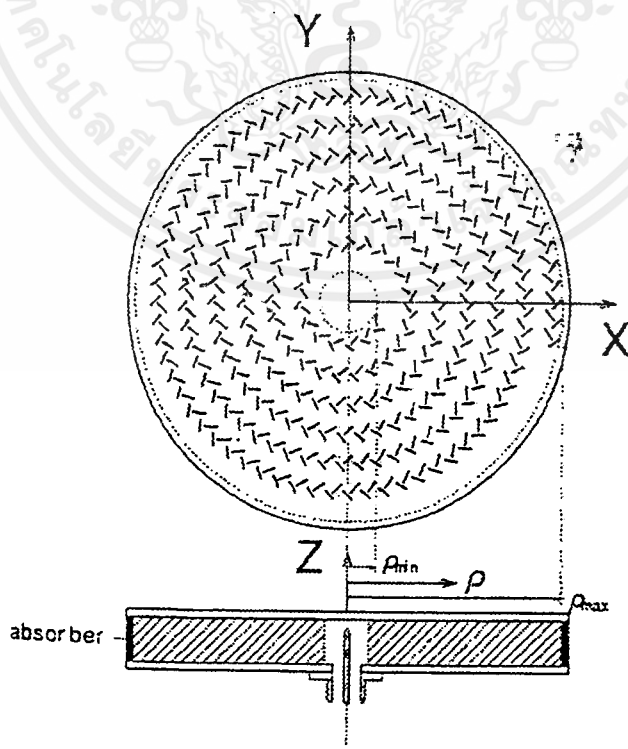
หรือ

$$S'_{\rho a} = \zeta \lambda_o + \frac{\Delta\psi_b - \Delta\psi_a}{2\pi} \lambda_g \quad (3-20)$$

ซึ่ง  $\Delta\psi = \psi - \theta$  คือค่าความแตกต่างระหว่างเฟสการกระจาย (radiate phase) และเฟสตกกระทบ (incident phase) จากเสาพารามิเตอร์ในวงจรมูลฐานและการออกแบบพารามิเตอร์ต่างๆ สำหรับการกระจายสัญญาณคลื่นช่องเปิด (aperture) จะมีความสัมพันธ์กับสมการที่ (3-14) และสมการที่ (3-16) การจัดระเบียบช่อง สล็อต จะกำหนดได้จากการใช้สมการที่ (3-2) และสมการที่ (3-5) เป็นสล็อตที่มีรูปแบบเดียวกัน (uniform slot) และสมการที่ (3-20) คือ สล็อตที่ไม่เหมือนกัน (non uniform slot)

### 3.4 โครงสร้างของจานสายอากาศ และปัญหาที่เกิดขึ้น ( Configuration of Single - Layered RLSA and its Problem )

#### 3.4.1 โครงสร้าง ( Configuration )



รูปที่ 3-5 โครงสร้างอาแอลเอสแบบชั้นเดียว ( Single - layered RLSA )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของงานวิจัยเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ในการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ผ่านการอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3-5 แสดงถึงโครงสร้างภายนอกของงานสายอากาศออลเอสเอแบบชั้นเดียว ซึ่งประกอบด้วย แผ่นตัวนำกลมสองแผ่น ประกอบเป็นท่อนำคลื่น กำลังงานจะถูกป้อนเข้าที่จุดศูนย์กลางงานและเคลื่อนย้ายเข้าสู่ภายในออกสู่ภายนอกแสดงเป็นคลื่นชั้นบน และกำลังงานที่เกิดจะเกิดจากช่อง สล็อต ในลักษณะค่อยๆ กระจายออกตามช่อง สล็อต ผลรวมของแต่ละคู่ สล็อต เราจะเรียกว่า หนึ่งหน่วยการกระจายคลื่นของการโพลาริซชันแบบวงกลม การเว้นช่องห่างระหว่างคู่ โดย  $S_\rho$  และ  $S_\phi$  จะเป็นการเว้นช่องห่างระหว่างคู่ สล็อต ตามทิศทางของ  $\rho$  และ ตามลำดับโดย  $S_\rho$  จะออกแบบให้มีความยาวเท่ากับความยาวคลื่น และ  $S_\phi$  ก็มีค่าที่แน่นอน ค่าใดค่าหนึ่งโดยไม่มีหลักที่ตายตัว และกำจัดโลบขนาดใหญ่ (grating lobes) ที่เกิดจากการจัดเรียงช่อง สล็อต เป็นแบบอาร์เรย์ (array) ขึ้นอยู่กับค่าคงตัว (dielectric) ของวัสดุและการจัดให้  $\lambda_g$  มีค่าที่น้อยกว่า  $\lambda_0$  พลังงานส่วนหนึ่งที่ยังหลงเหลือจากสล็อตจะถูกกำจัดโดยแอบซอร์บเนอร์ (absorber) ที่บริเวณริมขอบสุด

### 3.4.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นของงานสายอากาศแบบซิงเกิลเรเยอร์ (single-layered RLSA)

การกระจายคลื่นสัญญาณออกสู่ภายนอก (outward propagation wave) ด้วยเรเดียทเวฟไกด์(radial waveguide) โดยไม่มีสล็อต คือ

$$E_z = E_0 H_0^2(k_0 \rho) \quad (3-21)$$

$$H_\phi = j \frac{E_0}{Z_0} H_1^2(k_0 \rho) \quad (3-22)$$

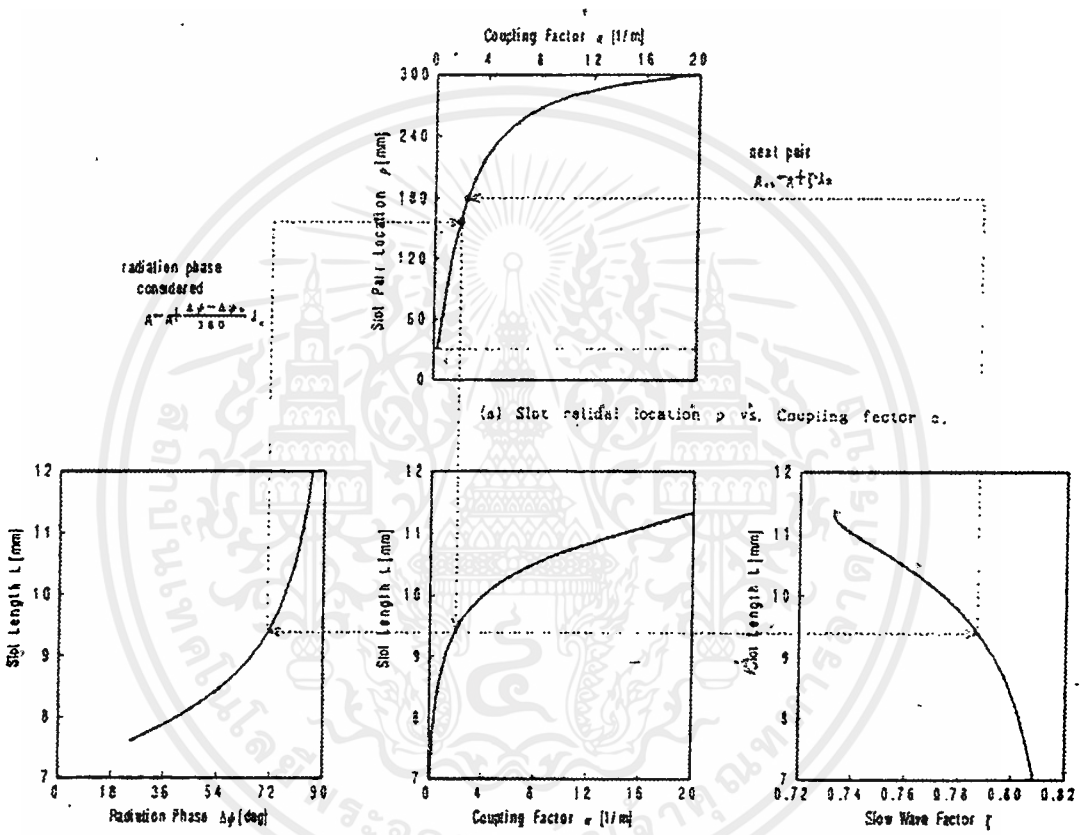
ซึ่ง  $Z_0$  คือค่าคุณสมบัติของความต้านทานในสุญญากาศ โดยมีแอมปริจูดเป็นสัดส่วนกับ  $1/\sqrt{\rho}$  จุดเริ่มต้นออกแบบจะให้ สล็อต มีรูปแบบเดียวกัน ถูกจัดอย่างมีระเบียบซึ่งจะมี การลดทอนของสัญญาณอย่างต่อเนื่อง ได้ถูกอธิบายไว้แล้ว ในหัวข้อที่ 3-1 ความหนาแน่นของกำลังงานที่ช่องเปิดจะมีสมการดังนี้

$$P_a(\rho) = \frac{1}{\rho} \exp(-2\alpha\rho) \quad (3-23)$$

ซึ่งการลดทอนของสัญญาณจะเกิดขึ้นเนื่องจากอัตราเร่งการกระจายพลังงานของ สล็อต ทำให้แอมปริจูด ที่แหลมคมของคลื่นทรงกระบอก (cylindrical wave) และ การกระจายสัญญาณที่ช่องเปิด มีความแหลมสูงชันเพราะฉะนั้นสล็อตคัปปลิงจะถูกควบคุมเพราะการกระจายสัญญาณ ที่ช่องเปิด (aperture) ที่เป็นรูปแบบเดียวกัน (uniform aperture illumination) ซึ่งเป็นสิ่งที่สำคัญที่สุดในด้านเทคนิคการออกแบบสร้างงานสายอากาศแบบออลเอสเอชั้นเดียว

3.5 การออกแบบการกระจายสัญญาณช่องเปิดที่มีลักษณะเป็นรูปแบบเดียวกัน (Design Procedure for Uniform Aperture Illumination)

สล๊อตคัปปลิ่ง ถูกจัดขึ้นให้เป็นการกระจายสนามที่ช่องเปิด (aperture illumination) จะถูกควบคุมโดย ความยาวสล๊อต อันดับแรก การคัปปลิ่ง ระหว่างสล๊อต และ เรเดียนเวฟไกด์ จะถูกคำนวณโดยการวิเคราะห์ สล๊อตคัปปลิ่ง ค่า คัปปลิ่งแฟคเตอร์, องค์ประกอบคลื่นช้า และการกระจายเฟส ( $\Delta\psi$ , radiated phase) ของ จุดสล๊อตทั้งหมด จะถูกคำนวณโดยการวิเคราะห์ที่อธิบายไว้ในข้างต้น จากรูปที่ 3-6 (a) - (d) เป็นค่าที่แสดง ความสัมพันธ์ระหว่าง L (slot length) ที่ขึ้นอยู่กับค่า  $\alpha$ ,  $\zeta$  และ  $\Delta\psi$  ตามลำดับ โดยค่าคัปปลิ่งที่ได้รับจะมี ขนาดใหญ่โดยเกือบจะเข้าใกล้รีโซแนนซ์ (resonant) คือจะยาวกว่า สล๊อต ที่ใช้งานอยู่



(a) Slot radial location  $\rho$  vs. Coupling factor  $\alpha$ . (b) Slot length L vs. coupling factor  $\alpha$ . (c) Slot length L vs. slow wave factor  $\zeta$

รูปที่ 3-6 กราฟสำหรับการออกแบบความยาว สล๊อต ณ ตำแหน่งต่างๆ

- a) จำนวนสล๊อต( $\rho$ ) กับค่าคัปปลิ่งแฟคเตอร์ ( $\alpha$ ) (Slot radial location  $\rho$  Vs Coupling factor  $\alpha$ )
- b) ความยาวสล๊อต (L) กับค่าคัปปลิ่งแฟคเตอร์ ( $\alpha$ ) (Slot Length L Vs Coupling factor  $\alpha$ )
- c) ความยาวสล๊อต (L) กับ องค์ประกอบคลื่นช้า ( $\zeta$ ) (Slot Length L Vs Slow wave factor  $\zeta$ )
- d) ความยาวสล๊อต (L) กับ การกระจายเฟส ( $\Delta\psi$ ) (Slot Length L Vs radiated phase  $\Delta\psi$ )

ในขั้นตอนต่อไป ค่า คัปปลิ่งแฟคเตอร์  $\alpha(\rho)$  สำหรับการกระจายสัญญาณ อย่างสม่ำเสมอของช่องเปิด (uniform aperture illumination) จะได้แนะนำต่อไปคือ เราสมมติว่าให้มีการทอนลงอย่างต่อเนื่อง ค่า  $\alpha(\rho)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่อง ค่า  $\alpha(\rho)$  สำหรับการแพร่กระจายอย่างสม่ำเสมอได้มาโดยทำการแทน  $\alpha(\rho)P(\rho) = \text{ค่าคงที่}$  (constant) จากสมการ 3-2 จะได้ว่า

$$\begin{aligned}\alpha(\rho) &= \frac{\rho}{\frac{\rho_{\max}}{\alpha_{\max}} + \rho_{\max}^2 - \rho^2} \\ &= \frac{\rho}{\frac{\rho_{\max}^2 - \rho_{\min}^2}{1-t} - \rho^2}\end{aligned}\quad (3-24)$$

ซึ่งเหมือนกับสมการที่ 3-3 ในสมการนี้ สล็อตจะถูกจัดอย่างมีระเบียบในขอบเขตของ  $\rho_{\min} < \rho < \rho_{\max}$  ดังนั้นสล็อตคัปปลิงจะไม่สามารถเพิ่มขึ้นโดยความใจชอบได้ เพราะได้ถูกกีดกันโดยการรบกวนกันของสนามภายใน ค่าสูงสุดของคัปปลิงแฟคเตอร์ (coupling factor) จะมีขนาดจำกัดอยู่ค่าหนึ่งเท่านั้น ดังนั้นกำลังความสูญเสียที่ริมขอบงานสายอากาศ (termination loss power,  $t$ ) จะไม่สูญเสียหายไปไหน มันจะมีขนาดมากขึ้น เมื่อเส้นผ่าศูนย์กลางของงานสายอากาศมีขนาดเล็กลง จากรูปที่ 3-6 (a) จะแสดงให้เห็นถึงการนับเมอริคอด (numerical example) ค่า คัปปลิงแฟคเตอร์จะมีค่าน้อยเมื่ออยู่ภายในท่อนำคลื่น และจะมีค่ามากเมื่อออกสู่ภายนอก

สุดท้ายนี้จะอธิบายถึงเรื่องของความยาว สล็อต (slot length)  $L$  และตำแหน่งที่ปกคลุมแน่นอนที่ด้านบนสายอากาศ สำหรับจุดบางจุดที่  $\rho$  , ความยาว สล็อต (slot length,  $L$ ) จะขึ้นอยู่กับ  $\alpha(\rho)$  ดังนั้นค่าองค์ประกอบคลื่นซ้ำ และ เฟสกระจาย (radiated phase) จะมีลักษณะที่ตรงกัน ซึ่งจะใช้ในการจัดเรียงช่อง สล็อตให้มีระยะ  $S_\rho$  เหมือนสมการที่ 3-20 ถ้าเราพิจารณาในความเป็นจริง แล้วสมการต่อไปนี้สามารถนำมาแทนสมการที่ 3-20 ได้ดังนี้

$$\rho_{bo} = \rho_{ao} + \zeta_a \lambda_o \quad (3-25)$$

$$\rho_a = \rho_{ao} + \frac{\Delta\psi_a - \Delta\psi_o}{2\pi} \lambda_g \quad (3-26)$$

ซึ่ง  $\Delta\psi_o$  คือ ค่าที่ซึบบอกว่า  $\Delta\psi$  ของการจัดเรียงสล็อต คำนในสุด (innermost slot set) ในสมการที่ 3-26 ภายหลัง โดยทั้งสองสมการนี้ ค่าจริงด้านซ้ายมือจะกำหนดให้เป็นฟังก์ชันก่ของการจัดเรียง เท่านั้น และการออกแบบเราสามารถที่จะเพิ่มการกระจายถึงความสัมพันธ์ที่วนลูป (loop) ในการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาค่า  $L$  และ  $S_p$  ที่แสดงไว้ในสมการที่ 3 - 23 ถ้ากำหนดให้ความยาว สลัด มีขนาดที่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ในแนวรัศมี  $\rho$  แล้วค่าการเว้นช่องห่างระหว่างคู่สลัด ตามแนวรัศมี  $\rho$  คือ  $S_p$  ก็จะมีระยะสั้นเข้ามาเรื่อยๆ นั่นเอง

### 3.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้อธิบายเรื่องของ สลัด เพื่อทำการออกแบบงานสายอากาศอาเอลเอสเอแบบชั้นเดียว ด้วยการกระจายสลัด ให้มีรูปแบบเดียวกัน ซึ่งเป็นเทคนิคการจัดช่อง สลัด ที่ไม่มีรูปแบบเดียวกันให้เป็นระเบียบภายในงานสายอากาศสนามจะมีความหนาแน่นสนามน้อย และ ภายนอกงานสายอากาศมีความหนาแน่นของสนามมาก โดยงานสายอากาศที่สร้างจะมีเส้นผ่านศูนย์กลางหลายขนาด ผลที่ได้จากการทดลองสามารถเป็นจริงได้อย่างแน่นอน



## บทที่ 4

## วิธีการทดลองและผลการทดลอง



รูปที่ 4-1 สายอากาศต้นแบบที่จะทำการทดลอง

## 4.1 อุปกรณ์สำหรับการทดลอง

1. แหล่งกำเนิดความถี่ไมโครเวฟที่ต้องการ
2. สายอากาศอ้างอิงสำหรับการส่งคลื่น
3. สเปกตรัมอนาไลเซอร์ (Spectrum analyzer รุ่น HP 8564E)
4. สายอากาศต้นแบบ (Model antenna)
5. แท่นหมุน 360 องศา

## 4.2 วิธีการทดลอง

1. ทำการคำนวณสนามระยะไกล (far field) ของสายอากาศที่จะทำการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยใช้สูตรดังนี้คือ

$$\text{ระยะทาง} = \frac{2 D^2}{\lambda}$$

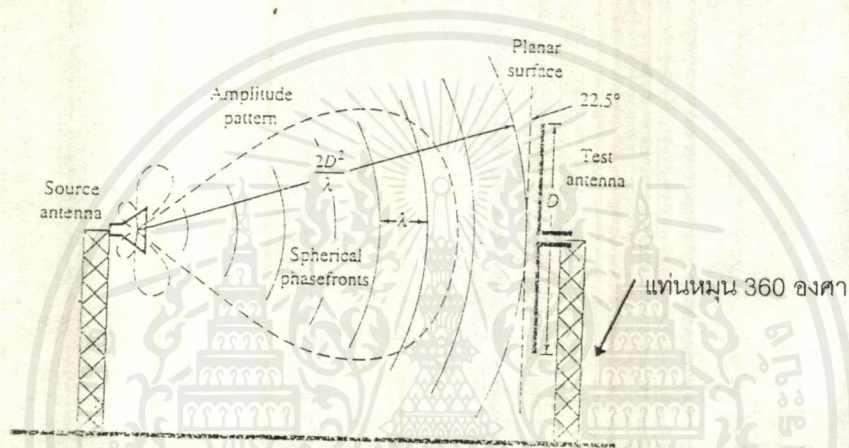
เมื่อ

D คือ เส้นผ่าศูนย์กลางของจานสายอากาศที่จะทดลอง (0.3 m)

$\lambda$  คือ ค่าความยาวคลื่น (11.85 GHz)

ดังนั้นทำการแทนค่าสูตรจะได้สนามระยะไกลคือ 7.11 เมตร (m)

2. ทำการวางสายอากาศทดสอบห่างจากสายอากาศอ้างอิงในระยะที่คำนวณไว้  
ดังรูป



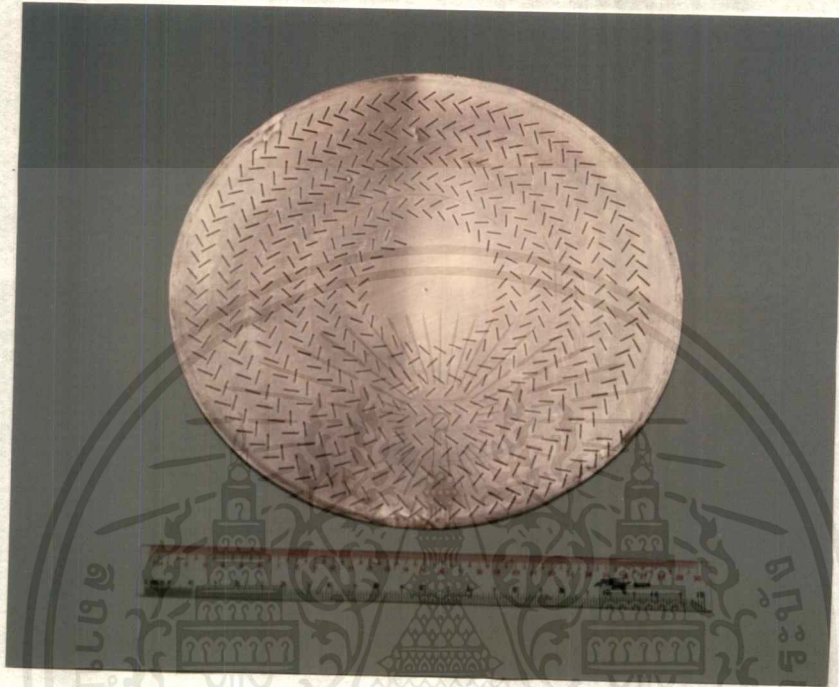
รูปที่ 4-2 การวางตำแหน่งงานสายอากาศในการวัดแพทเทิร์น

3. ทำการวัดแพทเทิร์น ( Pattern ) สายอากาศโดยทำดังนี้
  - 3.1 ที่ 2 คู่สลีต
  - 3.2 ที่ 5 คู่สลีต
  - 3.3 ที่ 10 คู่สลีต
  - 3.4 ที่ 16 คู่สลีต
  - 3.5 ที่ 1 รอบ ( 1 turn )
  - 3.6 ที่ 2 รอบ ( 2 turn )
  - 3.7 ที่ 4 รอบ ( 4 turn )
  - 3.8 ทั้งงานสายอากาศ
5. ทำการส่งคลื่น โดยเครื่องกำเนิดคลื่นไมโครเวฟ
6. เริ่มทำการหมุนงานสายอากาศที่จะทำการทดสอบที่ละ 1 องศาพร้อมเก็บค่าแต่ละองศาจนครบ 360 องศา โดยเครื่องสเปกตรัมอนาล็อกเซอร์

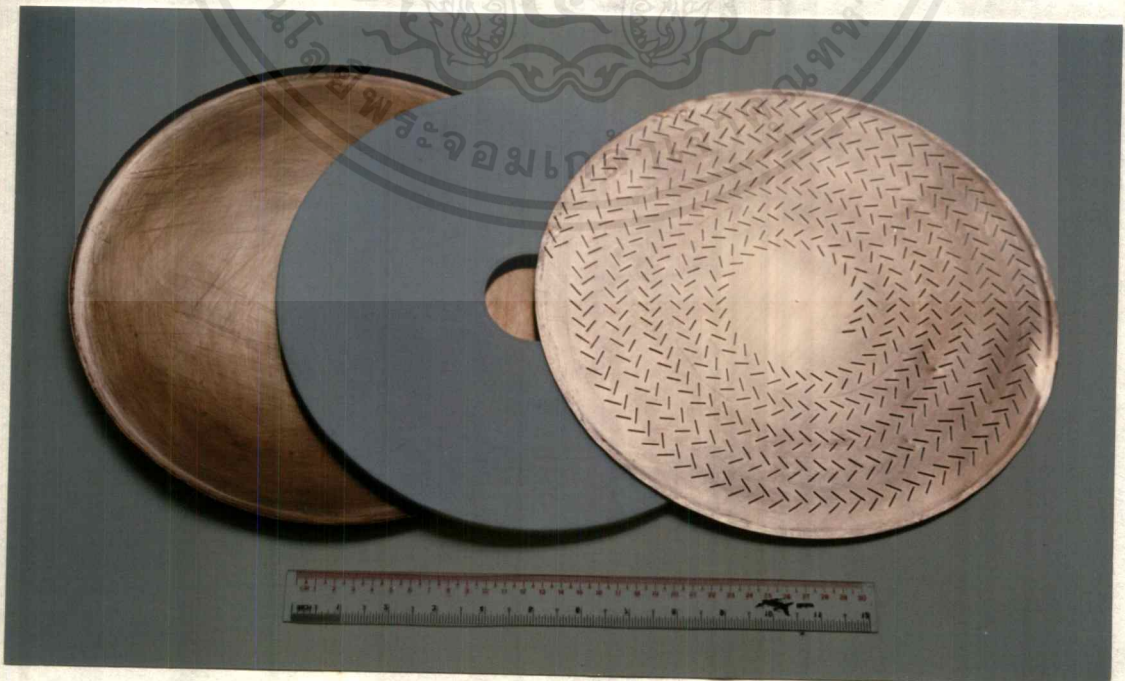
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. นำค่าที่ได้จากเครื่องสเปกตรัมอนาไลซ์เซอร์มาพล็อต (plot) เป็นกราฟโพลาร์ (Polar) และกราฟ เรคแทงกูลาร์ (Rectangular)

4.3 โครงสร้างของจานสายอากาศ



รูปที่ 4-3 แผ่นสล็อตด้านบนหลังจากการออกแบบ



รูปที่ 4-4 ส่วนประกอบหลักของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

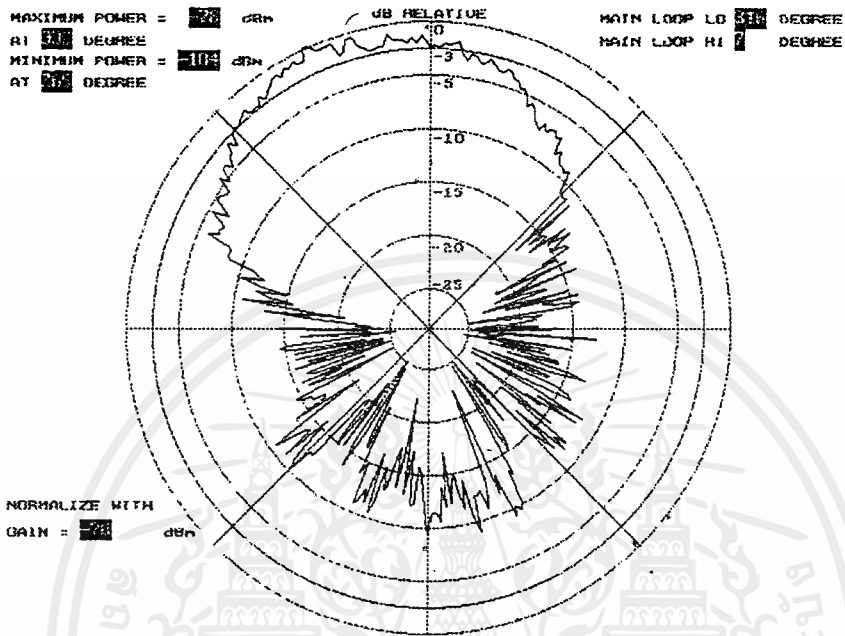
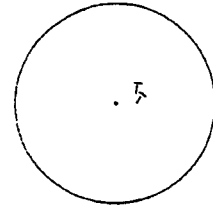


รูปที่ 4-5 ส่วนประกอบจริงที่จะนำไปทดลอง

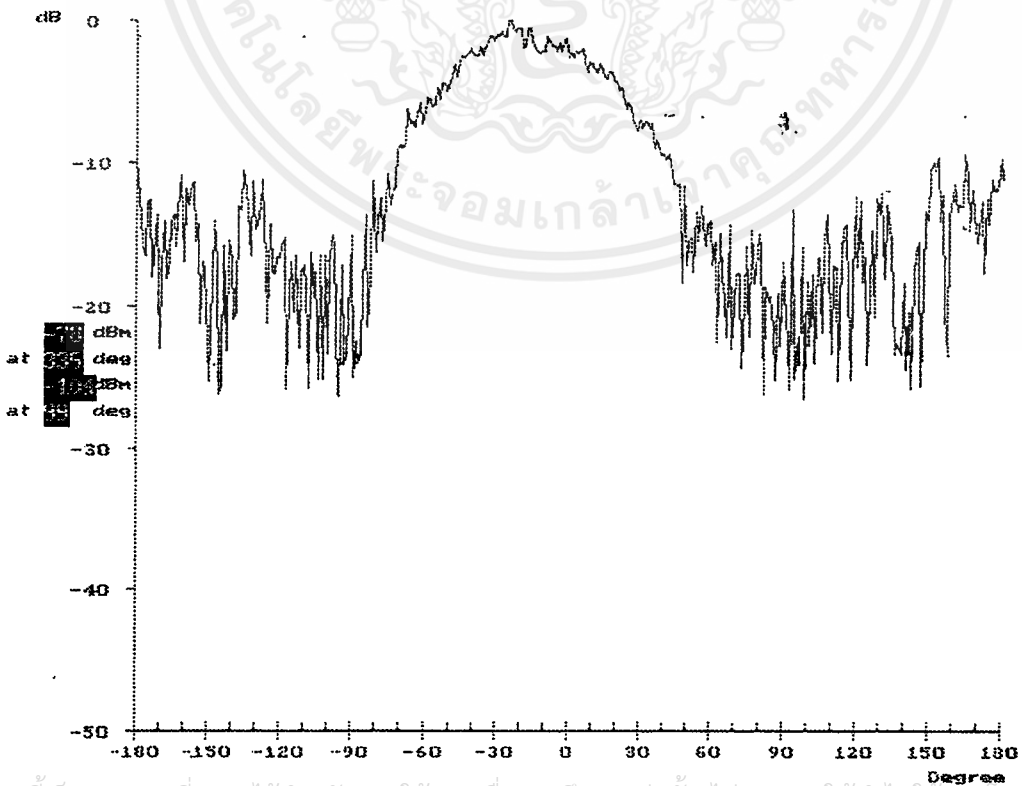
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดลอง

แพทเทิร์น (Pattern) 2 คู่สลิต(slot)



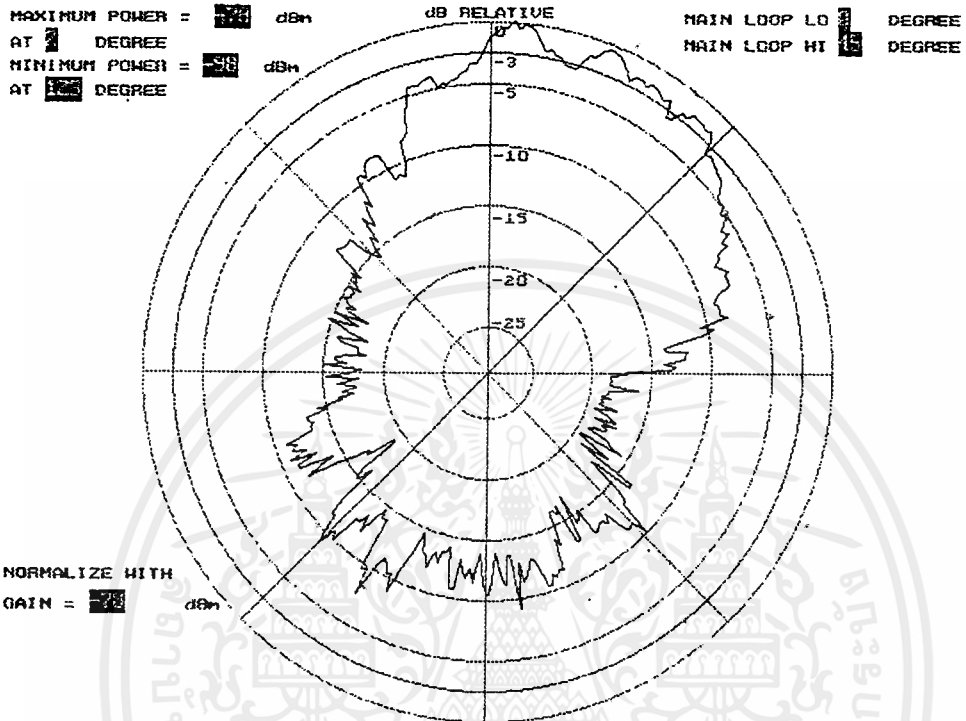
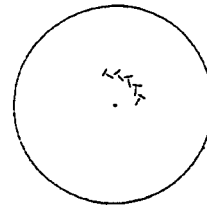
รูปที่ 4-6 กราฟโพลาร์ (Polar)



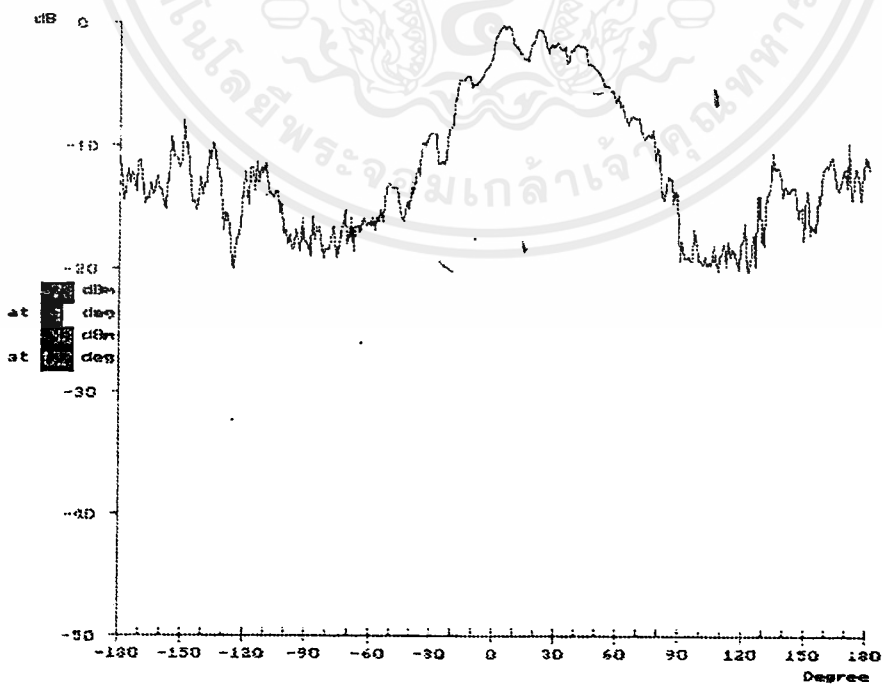
รูปที่ 4-7 กราฟ เร็คแทงกูลาร์ (Rectangular)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### แพทเทอรัน (Pattern) 5 คู่สลิต(slot)

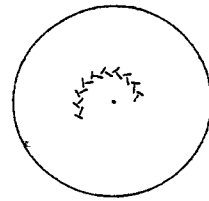


รูปที่ 4-8 กราฟโพลาร์ (Polar)



รูปที่ 4-9 กราฟ เร็คแทงกูลาร์ (Rectangular)

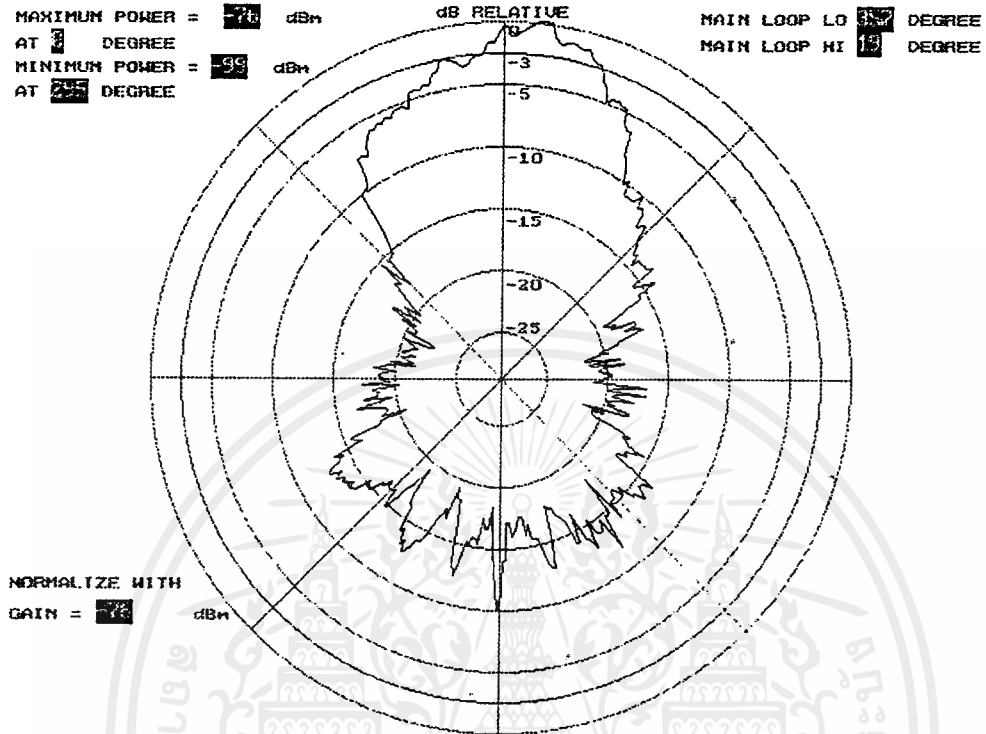
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### แพทเทอรัน ( Pattern ) 10 กู๊สลิต (slot )

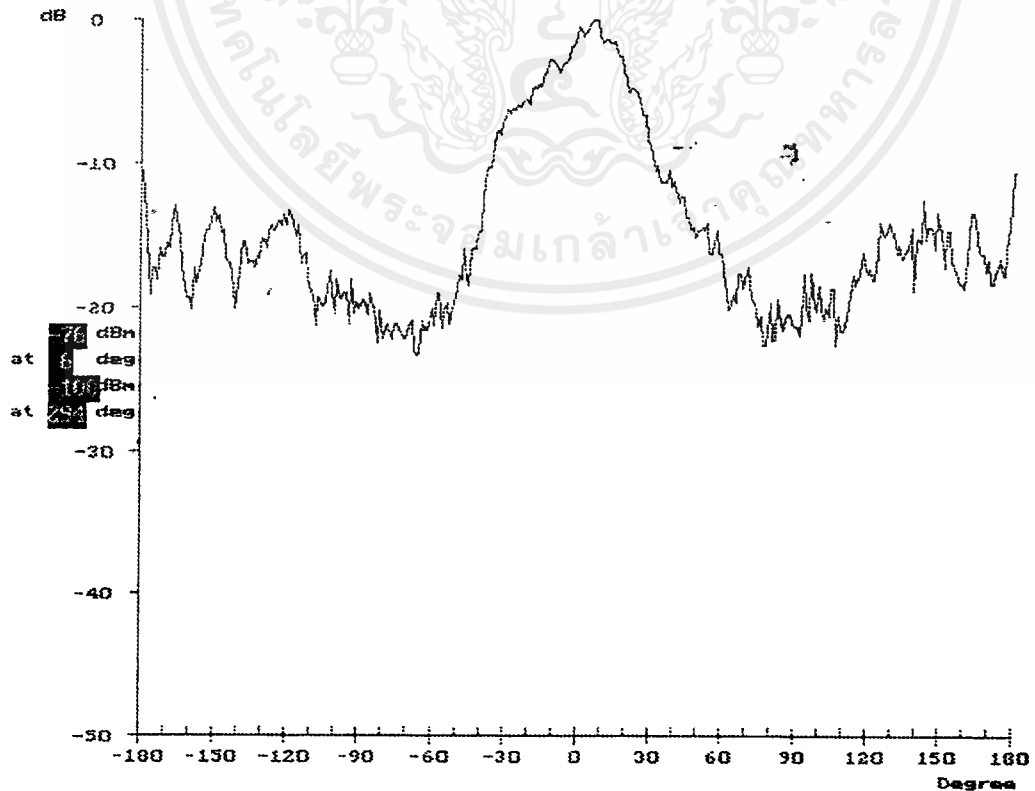
MAXIMUM POWER = **76** dBm  
 AT **0** DEGREE  
 MINIMUM POWER = **59** dBm  
 AT **180** DEGREE

MAIN LOOP LO **180** DEGREE  
 MAIN LOOP HI **180** DEGREE



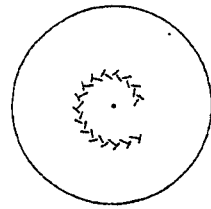
NORMALIZE WITH  
 GAIN = **76** dBm

รูปที่ 4-10 กราฟโพลาร์ ( Polar )



รูปที่ 4-11 กราฟเร็กแทงกูลาร์ ( Rectangular )

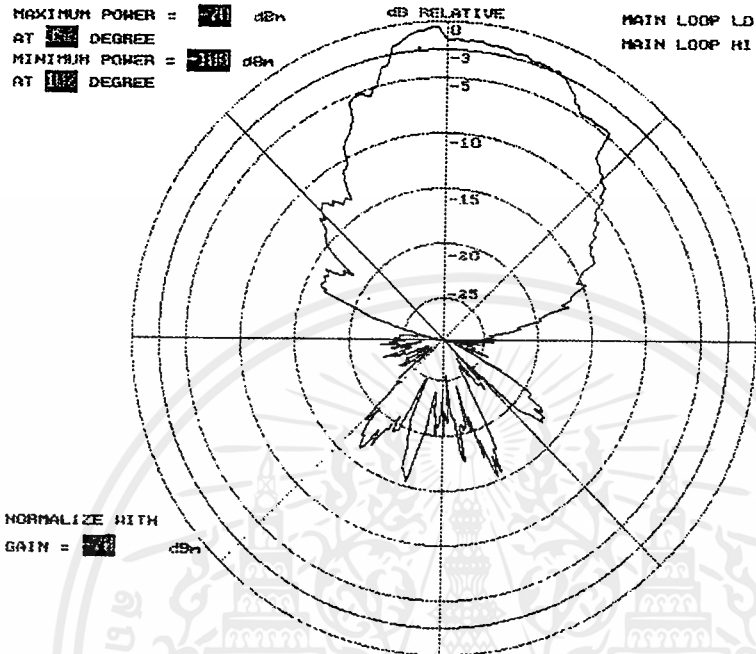
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในห้องเรียนเท่านั้น และอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### แพทเทอรัน ( Pattern ) 16 กูสลีต ( slot )

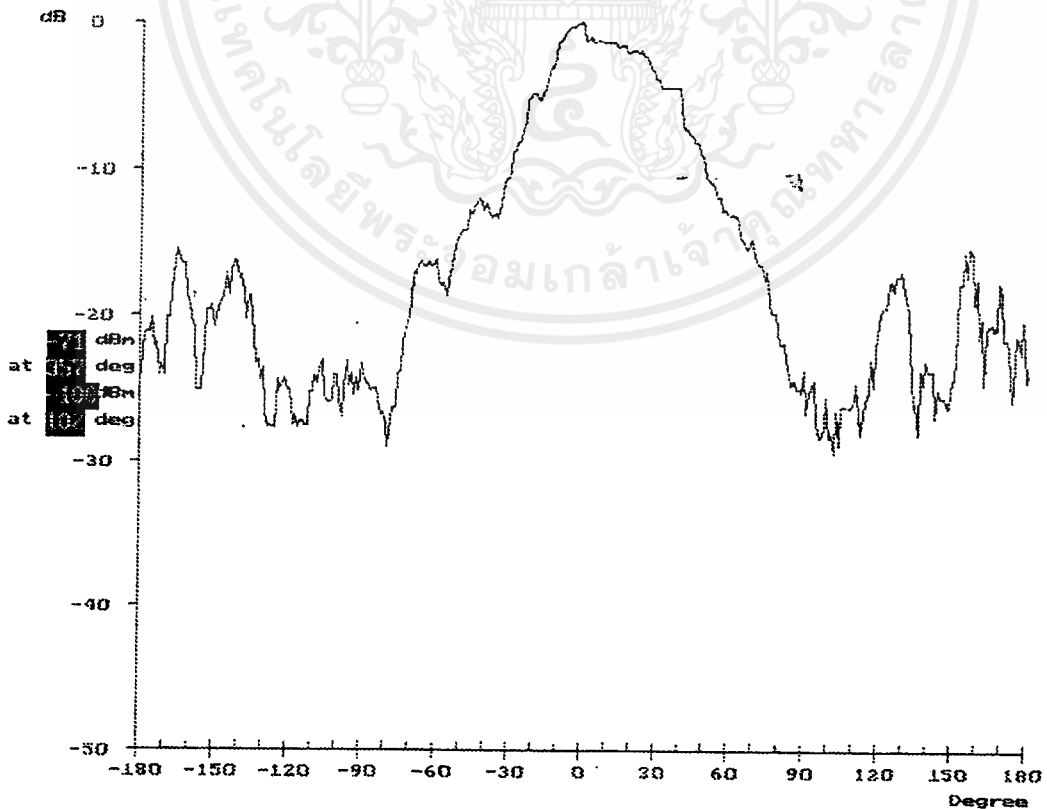
MAXIMUM POWER = 21 dBm  
 AT 0 DEGREE  
 MINIMUM POWER = -21.0 dBm  
 AT 102 DEGREE

MAIN LOOP LD 25 DEGREE  
 MAIN LOOP HI 25 DEGREE



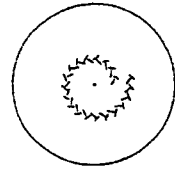
NORMALIZE WITH  
 GAIN = 21 dBm

รูปที่ 4-12 กราฟโพลาร์ ( Polar )

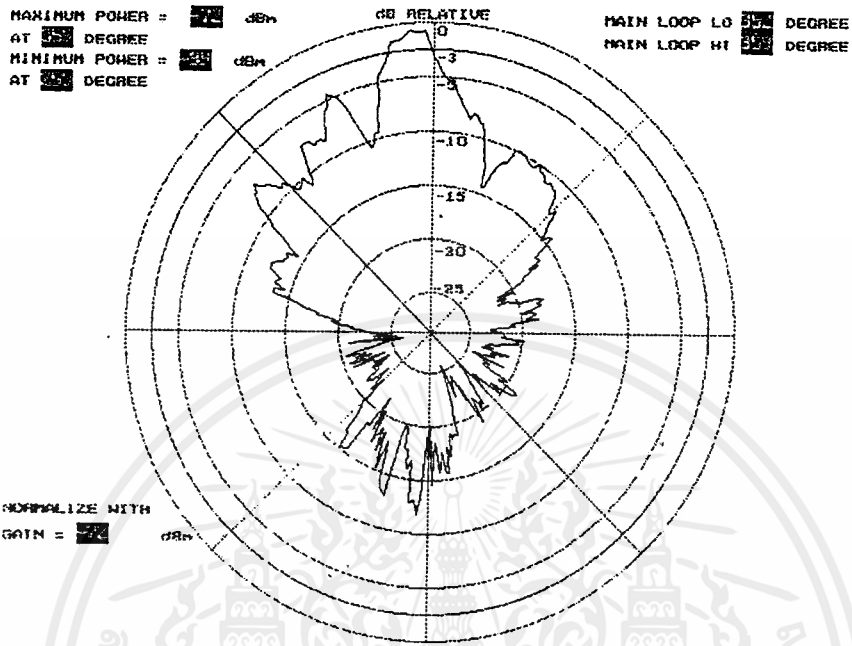


รูปที่ 4-13 กราฟ เร็คแทงกูลาร์ ( Rectangular )

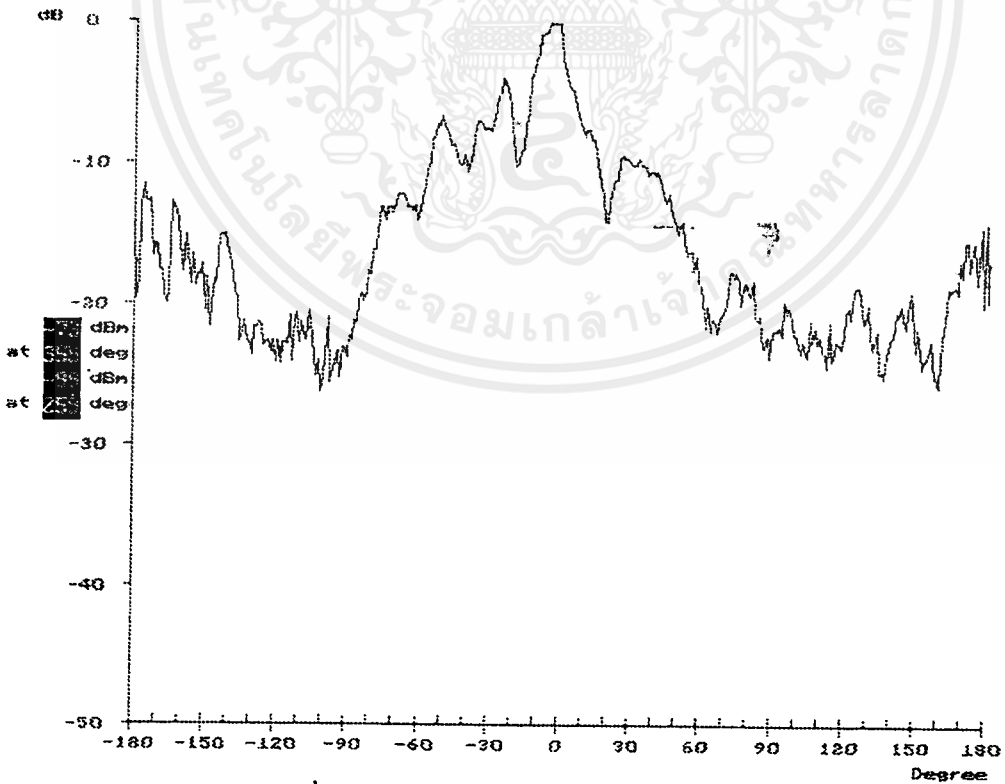
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แพทเทอรัน (Pattern) กู๊สล็อต(slot)เรียงกันครบ 1 รอบ



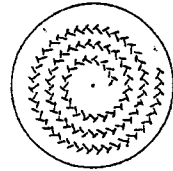
รูปที่ 4-14 กราฟโพลาร์ (Polar)



รูปที่ 4-15 กราฟ เร็คแทงกูลาร์ (Rectangular)

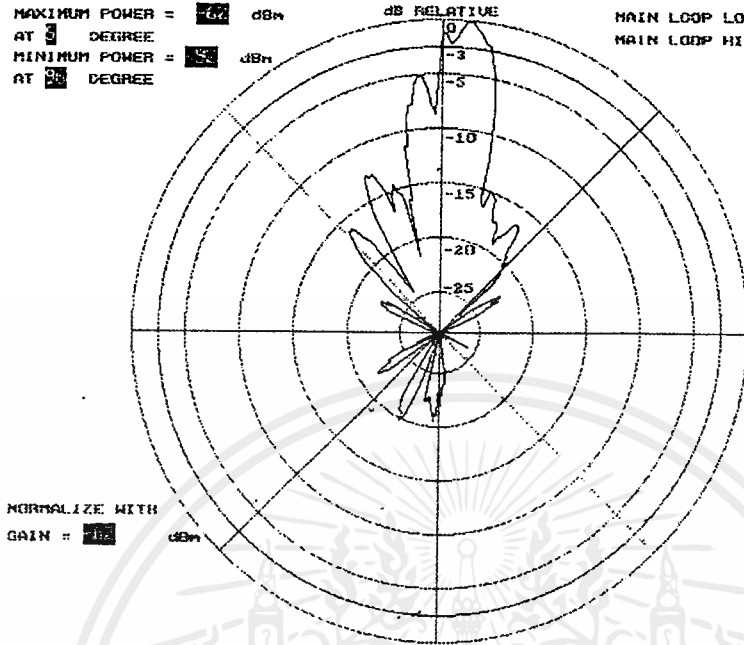
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





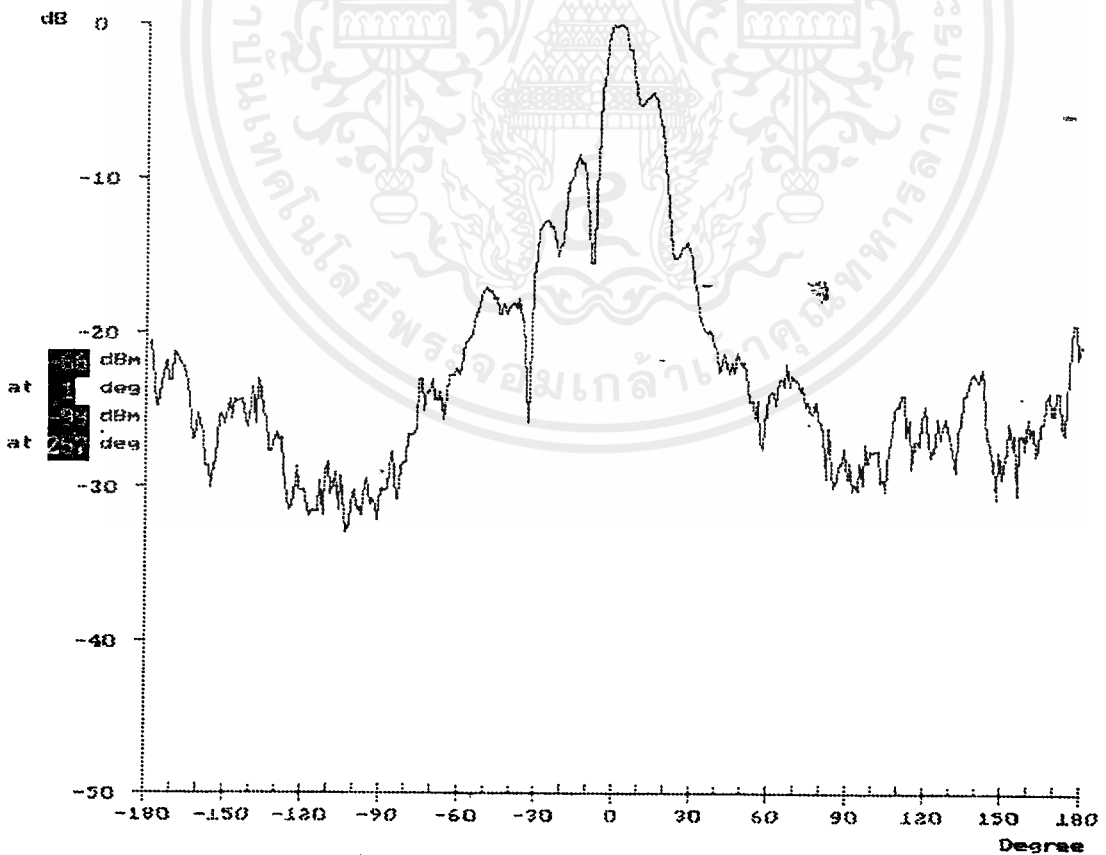
แพทเทอรัน (Pattern) คู่สล็อต(slot)เรียงกันครบ 4 รอบ

MAXIMUM POWER = 0.00 dBm AT 0 DEGREE  
MINIMUM POWER = 0.00 dBm AT 0 DEGREE  
MAIN LOOP LO 0 DEGREE  
MAIN LOOP HI 0 DEGREE



NORMALIZE WITH GAIN = 0.00 dBm

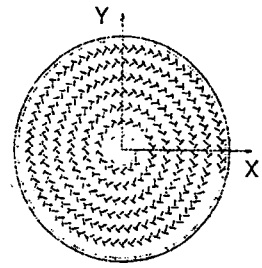
รูปที่ 4-18 กราฟโพลาร์ (Polar)



รูปที่ 4-19 กราฟ เร็คแทงกูลาร์ (Rectangular)

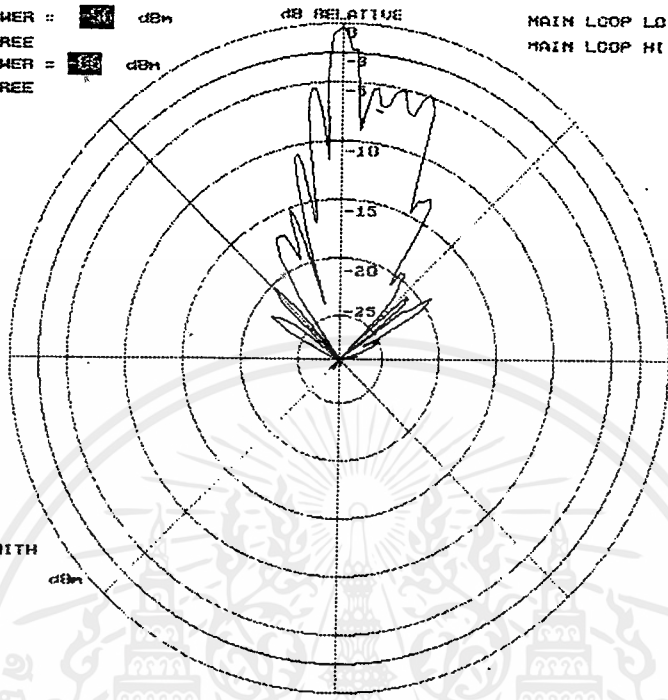
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แพทเทอรัน (Pattern) คู่สลิต (slot) เรียงกันทั้งงานสายอากาศ

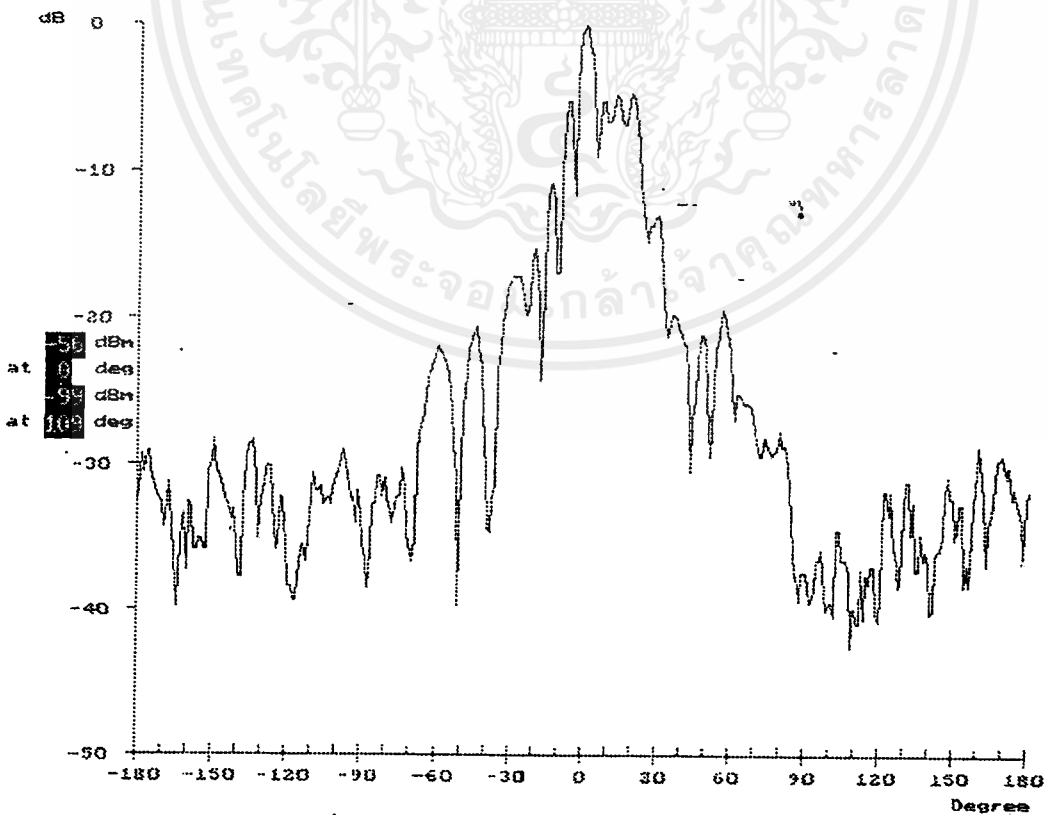


MAXIMUM POWER :: 5.1 dBm AT 0 DEGREE  
MINIMUM POWER :: 0.6 dBm AT 102 DEGREE  
MAIN LOOP LO 1 DEGREE  
MAIN LOOP HI 1 DEGREE

NORMALIZE WITH GAIN = 3.0 dBm

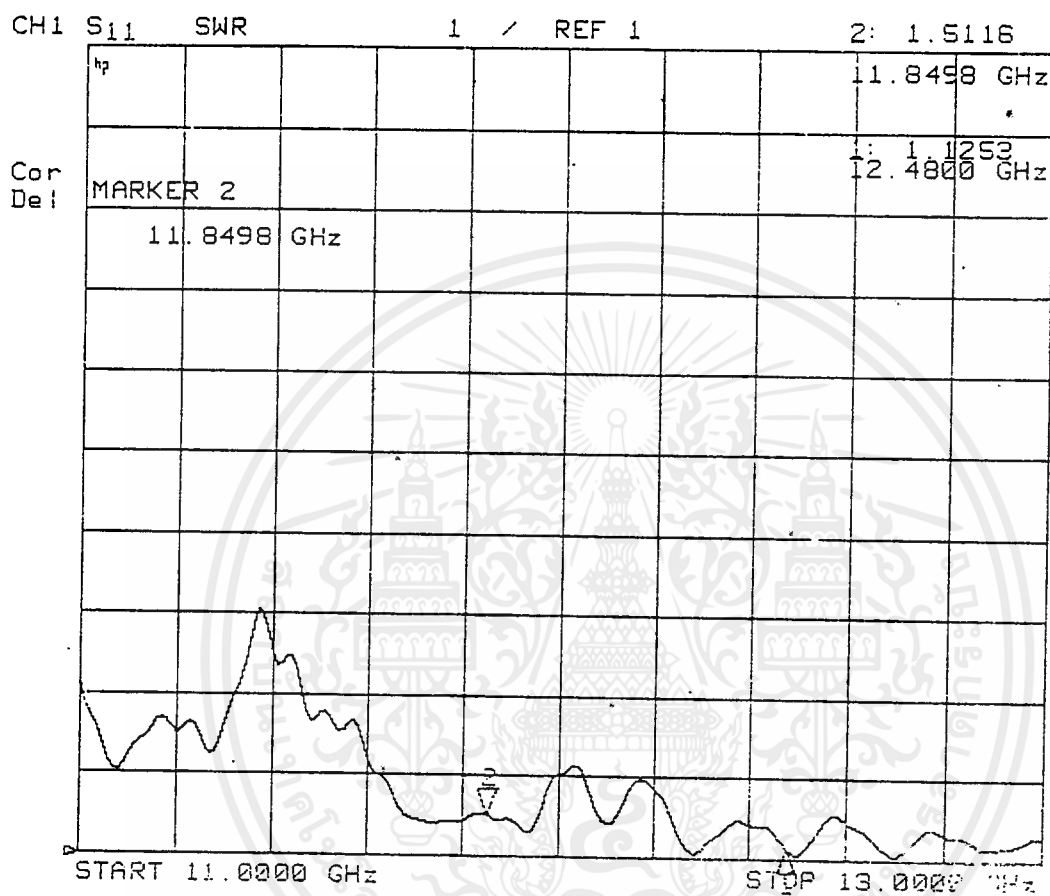


รูปที่ 4-20 กราฟโพลาร์ (Polar)



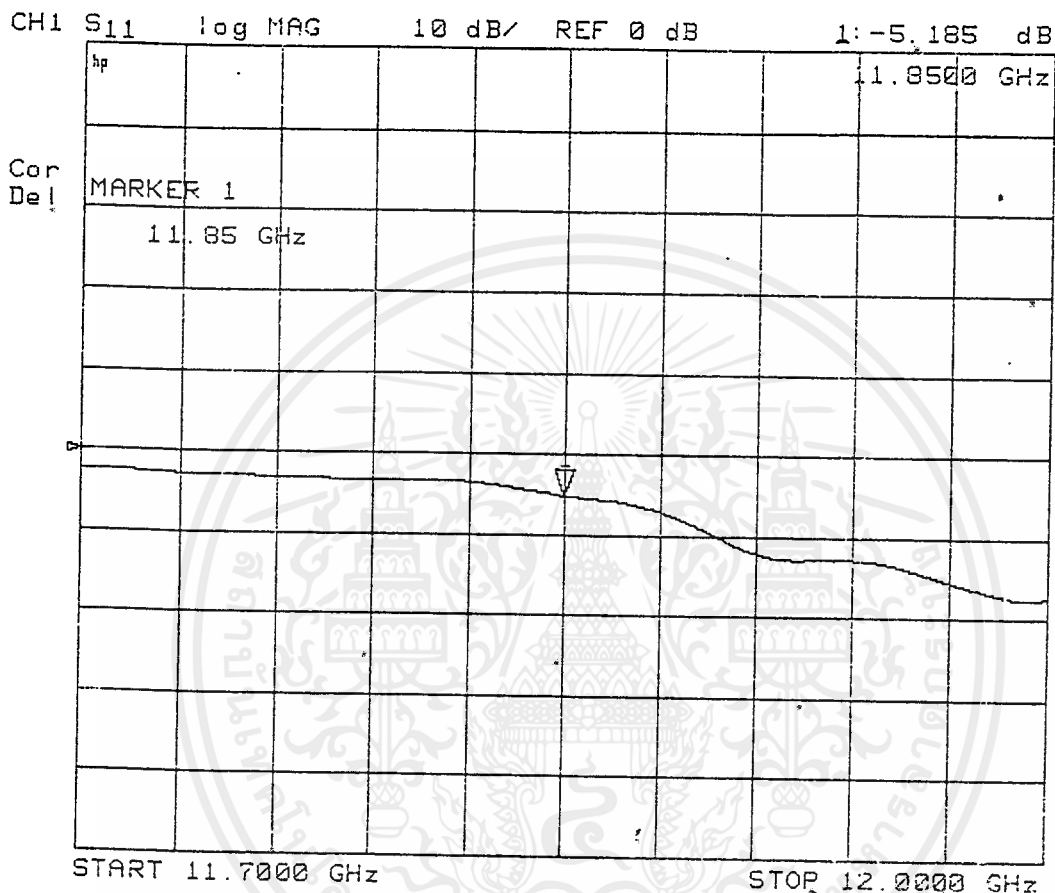
รูปที่ 4-21 กราฟ เร็คแทงกูลาร์ (Rectangular)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-22 ผลการวัดค่าสูญเสียย้อนกลับ (return loss)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-23 ผลจากการวัดค่าคอคกลิ้นคลื่นของแอปซอร์บ์เบอร์

### 4.5 บทสรุป

ผลจากการทดลองจะเห็นได้ว่า เมื่อเราเพิ่มจำนวนช่องสล็อตมากขึ้น ความกว้างของโลปหลักนั้นก็เลยแคบลง ส่งผลทำให้งานสายอากาศมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น อันเนื่องมาจากค่าไดเรกทิวิตีที่สูง และการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพ หรือ อัตราขยายก็สามารถทำได้โดยการเพิ่มขนาดของงานสายอากาศให้ใหญ่ขึ้น นั่นก็หมายถึงการเพิ่มพื้นที่ประสิทธิผลของงานสายอากาศนั่นเอง แต่การเพิ่มขนาดของงานสายอากาศให้ใหญ่ขึ้น ก็ยังมีข้อเสียคือ ต้องเสียค่าใช้จ่ายในการสร้างรวมทั้งการบำรุงรักษาที่ลำบากมากด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

ปริยญาณินทร์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอผลการศึกษาคาร์วิเคราะห์ พารามิเตอร์ที่สำคัญต่างๆ ของสายอากาศ และ นำพารามิเตอร์เหล่านี้ไปทำการออกแบบเพื่อที่จะสร้างงานสายอากาศที่มี แพทเทอร์นแหลมและมีประสิทธิภาพสูง

ซึ่งในบทที่ 1 ได้กล่าวถึงประวัติของระบบบีเอส และ ซีเอส รวมไปถึงหลักการโดยสังเขปของงานสายอากาศแบบฮาแอลเอสเอ หลักการการออกแบบสายอากาศ

บทที่ 2 ได้กล่าว ถึงพื้นฐานการวิเคราะห์การคำนวณที่สำคัญสำหรับการวิเคราะห์งานสายอากาศโดยการวิเคราะห์ สลิตคัปปลิงอาเรย์ และการวิเคราะห์อัตราขยาย โดยได้นำวงจรเสมือนของร่อง สลิตบนเรเดียลเวฟไกด์ ที่แสดงคุณลักษณะการสะท้อนกลับ และการแพร่กระจายของสนามมาทำการออกแบบ สลิต คัปปลิง โดยควบคุม ความยาวร่อง สลิต (  $L$  ) และมุม (  $\theta$  ) ทั้งหมดจะอยู่ภายใต้สมมติฐานที่ว่า

- มุมเชื่อมต่อร่อง สลิต ( coupling angle ) จะเปลี่ยนแปลงไปที่ละน้อยตามทิศทางนั้น ๆ
- การเชื่อมต่อร่องสลิต ถ้าน้อยเกินไป จะทำให้เกิดการกระจายของสนามภายในไม่ดีเท่าที่ควร
- ช่วง  $S_0$  ควรจะน้อยกว่ารัศมีของทรงกระบอก (  $\rho$  ) และจัดเรียงช่องสลิตแบบวงกลม

บทที่ 3 ได้กล่าวถึงเรื่องของสลิตเพื่อทำการออกแบบงานสายอากาศฮาแอลเอสเอแบบชั้นเดียว ด้วยการกระจายสลิต ให้มีรูปแบบเดียวกัน ซึ่งเป็นเทคนิคการจัดช่อง สลิต ที่ไม่มีรูปแบบเดียวกันให้เป็นระเบียบ ภายในงานสายอากาศสนามจะมีความหนาแน่นสนามน้อย และ ภายนอกงานสายอากาศมีความหนาแน่นของสนามมาก โดยสนใจ การเดินทางของคลื่นทราฟเวลลิงเวฟภายในท่อนำคลื่น แอมปริจูดที่ลดลงอย่างต่อเนื่องภายในท่อนำคลื่น และ การแพร่กระจายเฟสซึ่งขึ้นอยู่กับการเว้นช่องห่างการเรียงสลิตในทิศทาง  $\rho$

บทที่ 4 ได้ทำการทดลองเปรียบเทียบว่าเมื่อมีจำนวนร่องสลิต เพิ่มมากขึ้นจะมีผลทำให้มีบีบวิตซ์ของแพทเทอร์นแคบลง รูปแต่ละรูปจะมีทั้งกราฟ โพลาร์ และกราฟเร็คแทงกูลาร์ การวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับซึ่งผลที่ได้นั้นมีค่าต่ำในช่วงความถี่ Ku - Band และการดูคลื่นเคลื่อนของวัสดุที่ริมขอบงาน ผลที่ได้ก็เป็นที่น่าพอใจ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## APPENDIX A. DYADIC GREEN'S FUNCTIONS

### A-1. Dyadic Green's Function for Free Space

#### A-1-1. Standalone Type

The free space dyadic function is given as [1]

$$\bar{G}_{\text{out}}(r|r_0) = -j\omega\epsilon_0 \left\{ \bar{I} + \frac{\nabla\nabla}{k_0^2} \right\} \frac{\exp(-jk_0|r-r_0|)}{4\pi|r-r_0|} \quad (\text{A-1}),$$

where  $\omega$  is the angular frequency,  $\epsilon_0$  is the permittivity of free space,  $k_0$  is the wavenumber in free space.  $r$  and  $r_0$  denote the observation point and the source point, respectively.  $\bar{I}$  is the unit dyadic. The operator  $\nabla$  indicates differentiation with respect to  $r$ .

#### A-1-2. Periodic Type

The periodicity of  $S_\phi$  along x-direction can be included in the dyadic function as

$$\bar{G}_{\text{out}}(r|r_0) = -j\omega\epsilon_0 \left\{ \bar{I} + \frac{\nabla\nabla}{k_0^2} \right\} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\exp(-jk_0|r-(r_0+nS_\phi\hat{x})|)}{4\pi|r-(r_0+nS_\phi\hat{x})|} \quad (\text{A-2}).$$

For the practical point of view, the summation is done from  $-N$  to  $+N$ , and the value  $N$  is increased till the resultant field converges.

### A-2. Dyadic Green's Function for Rectangular Waveguide

with Periodic Boundary Condition

#### A-2-1. Ordinal Expression

The dyadic Green's function in the guide is expressed by the use of normal mode magnetic function  $H_v$  as [2]

$$\bar{G}_{\text{in}}(r|r_0) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sum_v H_v^{(-)}(r) H_v^{(+)}(r_0) & (z < z_0) \\ \frac{1}{2} \sum_v H_v^{(+)}(r) H_v^{(-)}(r_0) & (z > z_0) \end{cases} \quad (\text{A-3}),$$

where  $z$  and  $z_0$  are the  $z$  coordinates of  $r$  and  $r_0$ .  $H_v^{(+)}$  and  $H_v^{(-)}$  are the normal mode magnetic functions. เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกขาดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

are the normal mode magnetic functions propagating +z and -z directions, respectively, defined as [1]

[TE mode (H mode)]

$$H_{nv}^{(\pm)}(r) = [\pm h_{nv}(\rho) + h_{nzv}(\rho)] \exp(\mp \gamma_v z) \quad (A-4),$$

[TM mode (E mode)]

$$H_{ev}^{(\pm)}(r) = \pm h_{ev}(\rho) \exp(\mp \gamma_v z) \quad (A-5),$$

where  $\rho$  is the transverse component of  $r$ ,  $\gamma_v$  is the wavenumber of  $v$ -th defined later and  $h_v$  are given by the Hertzian potential as

[TE mode]

$$h_{nv}(\rho) = -\frac{1}{k_{ov}} \sqrt{\gamma_{nv}} \nabla_{\perp} \phi_{nv}(\rho) \quad (A-6),$$

$$h_{nzv}(\rho) = 2 \frac{k_{ov}}{\gamma_v} \sqrt{\gamma_{nv}} \phi_{nv}(\rho) \quad (A-7),$$

[TM mode]

$$h_{ev}(\rho) = -\frac{1}{k_{ov}} \sqrt{\gamma_{ev}} 2 \times \nabla_{\perp} \phi_{ev}(\rho) \quad (A-8).$$

In Eqs. (A-6)~(A-8),  $\phi$  is the Hertzian potential [1], which is determined by the boundary condition. For the periodic boundary on x-direction and electric wall y-direction [2],

[TE mode]

$$\phi_{nov} = \frac{\sqrt{\epsilon_{mn}}}{\sqrt{ab}} \cos \frac{2m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \quad (A-9),$$

$$\phi_{nev} = \frac{\sqrt{\epsilon_{mn}}}{\sqrt{ab}} \sin \frac{2m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \quad (A-10),$$

[TM mode]

$$\phi_{eov} = \frac{\sqrt{\epsilon_{mn}}}{\sqrt{ab}} \cos \frac{2m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \quad (A-11),$$

$$\phi_{eov} = \frac{\sqrt{\epsilon_{mn}}}{\sqrt{ab}} \sin \frac{2m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \quad (A-12),$$

where

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k_{ov}^2 = \left[ \frac{2m\pi}{a} \right]^2 + \left[ \frac{n\pi}{b} \right]^2 \quad : \text{ cut-off wave number} \quad (A-13),$$

$$\gamma_v^2 = k_{ov}^2 - \epsilon_r k_o^2 \quad : \text{ propagation constant} \quad (A-14),$$

$$Z_{hv} = \frac{1}{Y_{hv}} = \frac{j k_o Z_o}{\gamma_v} \quad : \text{ characteristic impedance of H mode} \quad (A-15),$$

$$Y_{ev} = \frac{j \epsilon_r k_o Y_o}{\gamma_v} \quad : \text{ characteristic admittance of E mode} \quad (A-16),$$

where  $Z_o$  and  $Y_o$  are free space wave impedance and admittance, respectively.

### A-2-2. Alternative Expression

The alternative expression of the dyadic Green's function in the guide is described. The representation presented in A-2-1 is not suitable when the relation between  $z$  and  $z_o$  changes in the integrals. The virtual cavity is composed of the virtual conducting walls separated by  $c$  [3]. The Green's function is given as

$$\begin{aligned} \bar{G}_{in}(r|r_o) = & \bar{G}_{vo}(r|r_o) \\ & + \frac{1}{4} \sum_v \frac{\exp(+\gamma_v z_1)}{\sinh(\gamma_v c)} \{ H_v^{(+)}(r) \exp(+\gamma_v z_2) \\ & \quad - H_v^{(-)}(r) \exp(-\gamma_v z_2) \} H_v^{(+)}(r_o) \\ & + \frac{1}{4} \sum_v \frac{\exp(-\gamma_v z_2)}{\sinh(\gamma_v c)} \{ H_v^{(-)}(r) \exp(-\gamma_v z_1) \\ & \quad - H_v^{(+)}(r) \exp(+\gamma_v z_1) \} H_v^{(+)}(r_o) \end{aligned} \quad (A-17),$$

where  $z_1$  and  $z_2$  ( $z_1 < z_2$ ) are the  $z$  coordinates of the virtual walls and  $c = z_2 - z_1$ .  $\bar{G}_{vo}$  is the dyadic Green's function in the virtual cavity expanded in terms of the normal mode functions propagating in the  $z$  direction as

$$\bar{G}_{y_0}(r|r_0) =$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{4} \sum_{\nu} \frac{1}{\sinh \gamma_{\nu} b} [H_{\nu}^{(-)}(r) - H_{\nu}^{(+)}(r)] \\ \quad \cdot [H_{\nu}^{(+)}(r_0) \exp(+\gamma_{\nu} b) - H_{\nu}^{(-)}(r_0) \exp(-\gamma_{\nu} b)] \\ \hspace{15em} (y < y_0) \\ \\ \frac{1}{4} \sum_{\nu} \frac{1}{\sinh \gamma_{\nu} b} [H_{\nu}^{(-)}(r_0) - H_{\nu}^{(+)}(r_0)] \\ \quad \cdot [H_{\nu}^{(+)}(r) \exp(+\gamma_{\nu} b) - H_{\nu}^{(-)}(r) \exp(-\gamma_{\nu} b)] \\ \hspace{15em} (y > y_0) \end{array} \right. \quad (A-18).$$

In Eq. (A-17), the subscript  $y$  indicates the mode expansion in terms of  $y$  direction.

#### References

- [1] H. Seki, "Moment and variational analysis of slotted waveguide antennas and its applicaitons," 1981 Doctoral Dissertation, Tokyo Institute of Technology (Dec, 1981).
- [2] J. Hirokawa, M. Ando and N. Goto, "Analysis of slot coupling in a radial line slot antenna for DBS reception," IEE Proc., vol. 137, pt. H, no. 5, pp. 249-254 (Oct. 1990).
- [3] H. Seki, "An alternative representation of electromagnetic fields in a rectangular waveguide with an aperture in its wall," 1984 IECEJ Natl. Conv. Rec., 16 (Sep. 1984).

## APPENDIX B. MUTUAL RESISTANCE DERIVED BY ELECTROMOTIVE FORCE METHOD

Considering the coordinates of slots shown in Fig. 2-4, the electric field  $E_{z1}$  induced at #2 by the current of #1 is given as

$$E_{z1} = -\frac{jZ_0 I_1 d\ell_1}{2\pi k_0} \cos\alpha \left\{ \frac{jk_0}{R^2} + \frac{1}{R^3} \right\} \exp(-jk_0 R) R$$

$$+ \frac{jZ_0 I_1 d\ell_1}{4\pi k_0} \sin\alpha \left\{ -\frac{k_0^2}{R} + \frac{jk_0}{R^2} + \frac{1}{R^3} \right\} \exp(-jk_0 R) \phi \quad (B-1).$$

The tangential component of  $E_{z1}$  to #2 defined as  $E_{\tau z1}$  is given as

$$E_{\tau z1} = E_{z1} \cdot (\cos\beta R + \sin\beta \phi) \quad (B-2).$$

The electromotive force method defines the impedance as [1]

$$P = \frac{1}{2} (-E_{\tau z1} d\ell_2) I_2^* = -\frac{1}{2} Z_{12} I_1 I_2^* \quad (B-3).$$

Therefore the mutual resistance  $R_{12}$  is given as

$$R_{12} = \operatorname{Re}(Z_{12}) = -\frac{E_{\tau z1} d\ell_2}{I_1} \quad (B-4).$$

Substituting Eq. (B-1) into Eq. (B-4), the expression of mutual resistance given in Eq. (2-24), where the length of the current  $d\ell_1$  and  $d\ell_2$  are replaced by  $\delta$ .

The self resistance  $R_{11}$  is derived by substituting  $\alpha = \beta = \pi/2$  and taking the limitation of  $R \rightarrow 0$ , as given by Eq. (2-25).

### References

- [1] N. Goto, "New antenna technology," Sec. 4.4, Ohm-sha, Japan (1986).

## APPENDIX C. ELEMENTS OF EXPANDED S-MATRIX

From Eq.(3-9), following two relations are obtained:

$$|S_{11}|^2 + |1 - S_{11}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (C-1),$$

$$S_{33} = \frac{S_{13}}{S_{13}^*} (1 - 2S_{11}^*) \quad (C-2).$$

$S_{13}$  denotes the radiation, the phase of which correspond to the excitation phase of slot relative to the incident wave. For the unit incidence from  $-z$ -direction, the slot is excited with  $v$  defined in Eq.(3-2). In this case, substitution of Eq.(3-1) into Eq.(3-3) results in

$$\angle v = \angle S_{11} \quad (C-3),$$

and therefore,

$$\angle S_{13} = \angle S_{11} \quad (C-4).$$

From Eq. (C-1) and Eq. (C-4), the resultant  $S_{13}$  is

$$S_{13} = \sqrt{1 - |S_{11}|^2 - |1 - S_{11}|^2} \exp(j\angle S_{11}) \quad (C-5).$$

Substitution of Eq.(C-5) into Eq.(C-2) results in

$$S_{33} = (1 - 2S_{11}^*) \exp(j2\angle S_{11}) \quad (C-6).$$

## APPENDIX D. IMPEDANCE MODEL AND RADIATED FIELD

If we assume

$$H_{1n} = a_1 H_1^{(+)} + a_2 H_1^{(-)} \quad (D-1)$$

for the general case of incident wave in Eq. (2-6), the excitation coefficient of slot  $v_0$  is given by  $v$  defined in Eq. (2-5) ( $n=1$ ) as

$$v_0 = (a_1 - a_2) v \quad (D-2),$$

which is obtained by applying the principle of superposition. From the circuit theory, the current  $I$  flowing through  $Z_s$  is given as

$$a_1 - a_2 = \frac{2Z_1 + Z_s}{2\sqrt{Z_1}} I \quad (D-3).$$

On the other hand, substituting Eq. (3-14) into Eq. (3-13),

$$v_0 = \frac{2Z_0}{c_1^{(+)}} \cdot \frac{Z_s}{2Z_1 + Z_s} \quad (D-4).$$

Multiplying Eq. (D-3) and Eq. (D-4), the resultant equation is obtained:

$$v_0 = \frac{Z_0}{c_1^{(+)} \sqrt{Z_1}} v \quad (D-5).$$

## APPENDIX E. POLARIZATION VECTOR

The unit vector which is parallel to the desired polarization is summarized as follows:

[Right-hand circular polarization]

$$\hat{\rho}_R = \frac{1}{\sqrt{2}}(\hat{x} - j\hat{y}) \quad (E-1).$$

[Left-hand circular polarization]

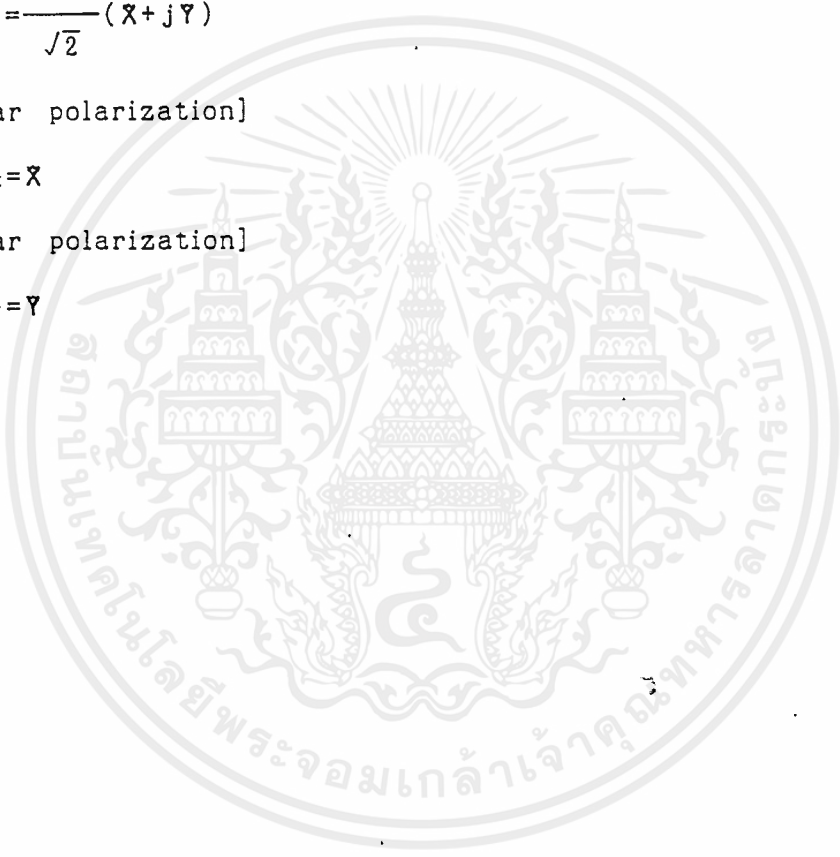
$$\hat{\rho}_L = \frac{1}{\sqrt{2}}(\hat{x} + j\hat{y}) \quad (E-2).$$

[X linear polarization]

$$\hat{\rho}_x = \hat{x} \quad (E-3).$$

[Y linear polarization]

$$\hat{\rho}_y = \hat{y} \quad (E-4).$$



## APPENDIX F. REFLECTION CANCELLATION USING RADOME

In the equivalent circuit shown in Fig. 7-21(b), the reflected wave at the input port  $b_1$  is given as

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3 \quad (F-1).$$

If  $S_{11}$  and  $S_{12}$  are known from the array analysis, the lossless condition of S-matrix results in

$$|S_{13}|^2 = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2 \quad (F-2).$$

The reference plane of port #3 is selected so that  $S_{31}$  becomes real value.

On the other hand, the radome is also replaced by the reflection  $\Gamma$ , whose argument is controlled by the spacing between the slot plate and the radome. The reflection at the radome is expressed as

$$a_3 = \Gamma b_3 \quad (F-3),$$

while  $b_3$  is also expressed from the definition of S-matrix as

$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}a_3 \quad (F-4),$$

where  $S_{31} = S_{13}$  is given by Eq. (F-2), while  $S_{32} = S_{23}$  is obtained from the lossless condition at port #2 as

$$|S_{23}|^2 = 1 - |S_{22}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (F-5).$$

$S_{33}$  is also given by substituting Eq. (F-5) into the following lossless condition at port 3 as

$$|S_{33}|^2 = 1 - |S_{31}|^2 - |S_{32}|^2 \quad (F-6).$$

Substituting Eq. (F-4) into Eq. (F-3),  $a_3$  is described by  $a_1$  as

$$a_3 = \frac{\Gamma S_{31}}{1 - \Gamma S_{33}} a_1 \quad (F-7).$$

Then Eq. (F-7) is substituted into Eq. (F-1), the relation between  $b_1$  and  $a_1$  is given as

$$b_1 = \left[ S_{11} + \frac{\Gamma S_{31}^2}{1 - \Gamma S_{33}} \right] a_1 \triangleq S_{11}' a_1 \quad (F-8).$$

If  $|\Gamma S_{33}| \ll 1$ ,  $S_{11}'$  is given as

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{11}' = S_{11} + \Gamma S_{31}^2$$

(F-9),

where the minimum value is

$$S_{11}'_{\min} = |S_{11}| - |\Gamma| |S_{31}|^2$$

(F-10).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

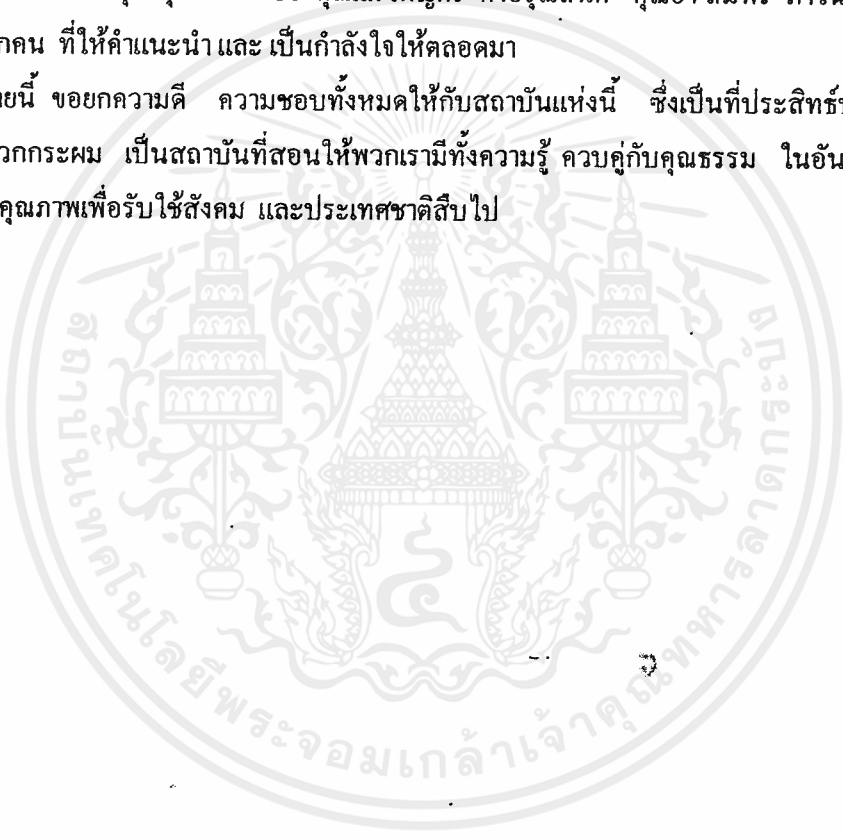
## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี เพราะได้รับความเมตตาจากอาจารย์ สุทธิชัย นพนาศิพงษ์ ที่ท่านได้ประสิทธิ์ประสาทความรู้ และให้คำแนะนำที่ตลอดมา ทำให้ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ Mr. Jun-ichi TAKADA ที่ให้ความช่วยเหลือทางด้านคำแนะนำ และทางด้านข้อมูล เป็นอย่างดี รวมทั้งขอขอบคุณที่ คมศักดิ์ เมฆสมุทร และพี่ ชวงค์ พงศ์เจริญพานิชย์ นักศึกษาปริญญาเอก ที่ให้คำแนะนำ และให้ความเอื้อเฟื้อในการใช้เครื่องมือวัดด้วยดีเสมอมา

และขอขอบพระคุณ คุณพ่อ เรืองชัย คุณแม่ เพ็ญศิริ ตั้งอรุณสันติ คุณอา สมพร ภาวนาเจริญ และ พี่ๆ เพื่อนๆ ทุกคน ที่ให้คำแนะนำ และเป็นกำลังใจให้ตลอดมา

สุดท้ายนี้ ขอยกความดี ความชอบทั้งหมดให้กับสถาบันแห่งนี้ ซึ่งเป็นที่ประสิทธิ์ประสาทวิชา ความรู้ให้แก่พวกกระผม เป็นสถาบันที่สอนให้พวกเรามีทั้งความรู้ ควบคู่กับคุณธรรม ในอันที่จะออกไป เป็นบัณฑิตที่มีคุณภาพเพื่อรับใช้สังคม และประเทศชาติสืบไป



## เอกสารอ้างอิง

1. J. TAKADA “A Study of the slot Design for Radial Line Slot Antennas” Doctoral Dissertation ,Tokyo Inst. of Tech. ( Dec. 1991 )
2. โมไนย ไกรฤกษ์ “ทฤษฎีสายอากาศ ( Antenna Theory )” กรุงเทพฯ ฯ สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์
3. บัณฑิต วิจารณ์อารยานนท์ “วิศวกรรมไมโครเวฟ” กรุงเทพฯ ฯ สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , พ.ศ. 2536



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้