



อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์กิตติชัย นาณิชปฐมพงศ์

028775

12.01.2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2533

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง สายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม

ผู้จัดทำ

1. นายบัณฑิต บัวบูชา 30.1118

2. นายบัณฑิต พงศ์ศาสตร์ 30.1122



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. กิตติชัย พาณิชปฐมพงศ์)

## สายอากาศเฟลอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม

นายบัณฑิต บัวบุชา 30.1118

นายบัณฑิต พงศ์ศาสตร์ 30.1122

กิตติชัย พาณิชปฐมพงศ์ อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา 2533

### บทคัดย่อ

ปริญญาโทนี้มีวัตถุประสงค์ที่จะศึกษา ระบบสายอากาศเฟลอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม โดยมีอิลีเมนต์เป็นสายอากาศไมโครสตริป (Microstrip) แบบวงกลม 8 อิลีเมนต์ เพื่อที่จะออกแบบและสร้างระบบหลายอากาศ ณ ความถี่ 915 MHz ที่ทำงานเป็นสายอากาศแบบมีทิศทางเฉพาะ และสามารถปรับเปลี่ยนทิศทางของบีมหลักในระนาบอะซิมุทได้ตามความต้องการ โดยที่การปรับเปลี่ยนทิศทางนี้ ไม่ได้ใช้หลักการเปลี่ยนแปลงทางกล แต่ใช้หลักการ และทฤษฎีของสายอากาศเฟลอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม สำหรับความคาดหวังเบื้องต้นในการประยุกต์ใช้งานคือ ใช้ในระบบติดต่อสื่อสารที่ผู้ส่งและผู้รับ มีการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งสัมพัทธ์กันอยู่เสมอ และต้องการระบบหลายอากาศที่มีประสิทธิภาพสูงด้วยการเพิ่มเติมและพัฒนา ในส่วนของวงจรเลื่อนเฟสโดยใช้พินไดโอด (PIN Diode Phase Shifter) ที่สามารถควบคุมการปรับเฟสได้โดยมีส่วนอินเตอร์เฟซเฟส (Interface) กับไมโครคอมพิวเตอร์ พร้อมทั้งมีโปรแกรมภาษาซีเป็นซอฟต์แวร์ที่ใช้ควบคุมการเปลี่ยนแปลงทิศทางดังกล่าว ซึ่งในตอนท้ายของวิทยานิพนธ์ได้แสดง

ผลการคำนวณและผลการทดลอง วัสดุสมบัติของสายอากาศไว้ ได้แก่ แพทเทิร์น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ค่าไดเรคทีวิตี และเกนของสายอากาศ  
ไม่ว่ากรรมใดแห่งอื่น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกสิ่งนี้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CIRCULAR   PHASE   ARRAY

Mr. BANDHIT      BUA-BOOCHA      30 1118

Mr. BANDAN      PONGSASTRA      30 1122

Mr. KITTICHAJ PANICHPATHOMPONG Advisor

1990

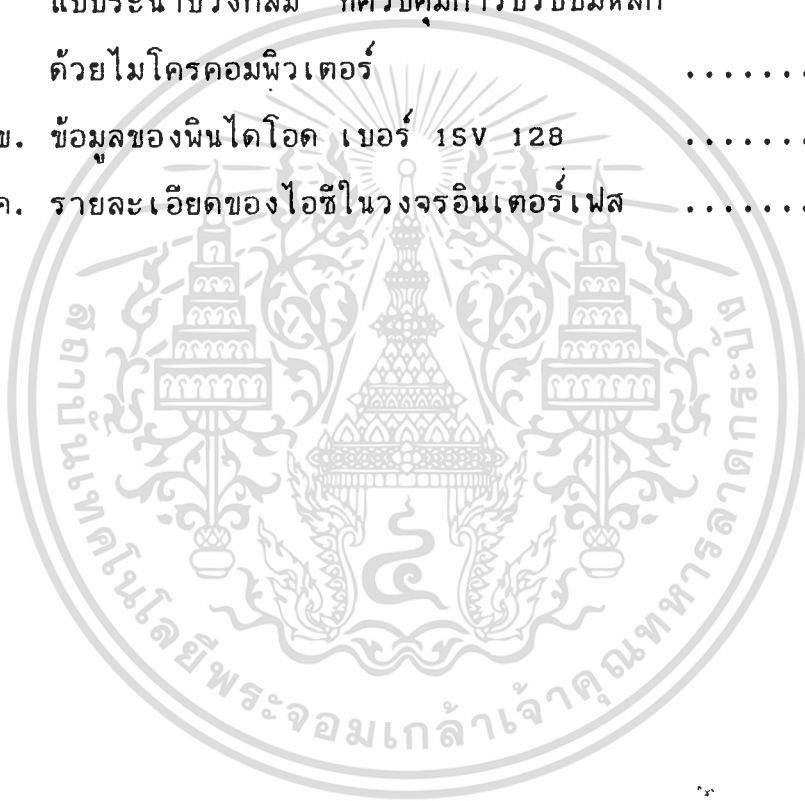
Abstract

In this thesis, the circular phased array is studied. Such array antenna consists 8 elements of circular microstrip antenna. It can be designed and constructed at 915 MHz to scan main beam in azimuth plane. The primitive expectation is to use in the communication system as the transmitter and the receiver always change their relative position as well as they need the antenna efficiency. In order to enhance and improve the PIN diode shifter which will be able to control the phase adjustment by interfacing with microcomputer. In the final, it has the results of calculation and experiment, instance of radiation pattern, directivity and gain.

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 : บทนำ	1
บทที่ 2 : ทฤษฎี และ หลักการ	2
2.1 สายอากาศไมโครสตริป	2
2.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบวงกลม	6
2.3 สายอากาศอาร์เรย์	8
2.4 สายอากาศเฟลอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม	9
2.5 วงจรเลื่อนเฟส	13
2.6 วงจรแบ่งกำลัง	23
2.7 การควบคุมทิศทางการกวาด빔หลัก	24
2.8 บัสไซเคิลของระบบ	28
บทที่ 3 : การคำนวณออกแบบและการสร้าง	31
3.1 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป	31
3.2 การออกแบบเฟลอาร์เรย์แบบวงกลม	35
3.3 การออกแบบวงจรเลื่อนเฟส	52
3.4 การออกแบบวงจรแบ่งกำลัง	57
3.5 การออกแบบวงจรอินเตอร์เฟส	58
บทที่ 4 : การทดลองผลการทดลอง	61
4.1 สายอากาศไมโครสตริป 1 อีลีเมนต์	61
4.2 วงจรแบ่งกำลัง	64
4.3 วงจรเลื่อนเฟส	65
4.4 วงจรอินเตอร์เฟส	65
4.5 สายอากาศเฟลอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม	65

	หน้า
บทที่ 5 : สรุปผลและวิจารณ์	82
ภาคผนวก	86
ก. แผนภาพแสดงระบบสายอากาศเฟสอาร์เรย์ แบบระนาบวงกลม ที่ควบคุมการปรับ빔หลัก ด้วยไมโครคอมพิวเตอร์	86
ข. ข้อมูลของฟินไดโอด เบอร์ 1SV 128	87
ค. รายละเอียดของไอซีในวงจรอินเทอร์เฟส	90



## สารบัญรูปภาพ

	หน้า
2.1.1 ลักษณะทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป	2
2.1.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบต่างๆ	3
2.1.3 โครงสร้างของสนามภายในแผ่นรองรับ	4
2.1.4 ส่วนประกอบของไมโครสตริปแบบวงกลม	6
2.4.1 การวางตัวของสายอากาศแบบจุด N อิลีเมนต์	9
2.5.1 ลักษณะของวงจรเลื่อนเฟสแบบต่างๆ	15
2.5.2 ลักษณะและวงจรสมมูลของพินไดโอด	16
2.5.3 โครงสร้างของบรานซ์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์	17
2.5.4 การแมทชิงของวงจรเลื่อนเฟสโดยใช้พินไดโอด	19
2.5.5 โครงสร้างของวงจรแมทชิงแบบต่างๆ	20
2.6.1 วงจรแบ่งกำลัง	23
2.6.2 วงจรแบ่งกำลังแบบ 1 อินพุต 8 เอาท์พุท	24
2.7.1 ขาต่างๆของสลีตบนเมนบอร์ด	26
2.7.2 การใช้งานแอตเตนเดรลสำหรับพอร์ตบนการ์ดต่างๆ	27
2.8.1 บัสไซเคิลของการเขียนเอาท์พุทพอร์ต	29
2.8.2 แผนภาพโปรแกรมควบคุมวงจรเลื่อนเฟส	30
3.1.1 รูปแบบการกระจายคลื่นของไมโครสตริป	33
3.2.1 รูปแบบการกระจายคลื่นของเฟลอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม ที่รัศมีของอาร์เรย์ต่างๆ กัน	37
3.2.2 การวางอิลีเมนต์ของเฟลอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม	38
3.2.3 รูปแบบการกระจายคลื่นของเฟลอาร์เรย์	41-43
3.2.4 รูปแบบการกระจายคลื่นของเฟลอาร์เรย์ในหน่วย	

3.3.1 วงจรทรานซ์ไชน์ไฮบริดคัปเปิลอร์	.....	53
3.3.2 วงจรเลื่อนเฟส 1 ชุด	.....	54
3.3.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟส กับ คาแรคเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ ของวงจรแมทซิ่ง	.....	55
3.3.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟส กับ ค่าความยาวทางไฟฟ้าของวงจรแมทซิ่ง	.....	55
3.3.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟส กับ ค่าความกว้างของวงจรแมทซิ่ง	.....	56
3.3.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟส กับ ความยาวของวงจรแมทซิ่ง	.....	56
3.4.1 ขนาดของวงจรแบ่งกำลังที่ได้คำนวณออกแบบ	.....	58
3.5.1 รูปร่างต่างๆของไอซี 74LS138	.....	59
3.5.2 รูปวงจรอินเทอร์เฟส	.....	60
4.1.1 รูปแบบการกระจายคลื่นของไมโครสตริปในระนาบ อีลีเวชัน	.....	62
4.1.2 รูปแบบการกระจายคลื่นของไมโครสตริปในระนาบ อะซิมูท	.....	63
4.5.1-4.5.8 รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศเฟลซอาร์เรย์จากการทดลองเปรียบเทียบกับผลการคำนวณ (ใช้ดีเลย์ไลน์)	.....	66-73
4.5.9-4.5.16 รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศเฟลซอาร์เรย์จากการทดลองเปรียบเทียบกับผลการคำนวณ (วงจรเลื่อนเฟส)	.....	74-81

บทที่ 1

บทนำ

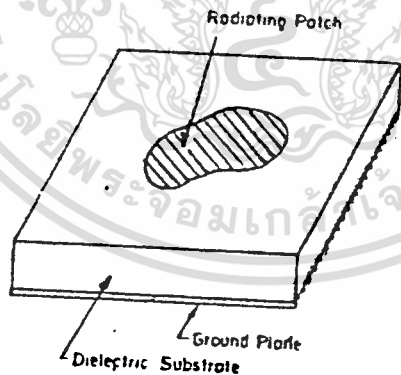
ในปัจจุบัน การสื่อสารด้วยวิทยุเคลื่อนที่ เป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย ซึ่งเกิดปัญหาในการรับคลื่นที่ทิศทางการรับคลื่นเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ในปัจจุบัน สายอากาศที่ใช้กับวิทยุเคลื่อนที่ เป็นสายอากาศที่รับได้จากทุกทิศทาง ทำให้เกิดปัญหาการรับสัญญาณที่ไม่ต้องการเข้ามาด้วย และด้วยเหตุนี้ทำให้เกิดความคิดสร้างสายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบวงกลมขึ้นมา โดยสายอากาศจะต้องติดไปกับยานพาหนะได้ และจะต้องเปลี่ยนทิศทางการรับคลื่นได้ โดยไม่ต้องเคลื่อนย้ายหรือหมุนสายอากาศ แต่จะใช้การเปลี่ยนการกระตุ้นเฟสให้แก่อีลีเมนต์ของสายอากาศ ซึ่งวิธีนี้ นอกจากจะตัดปัญหาการรับคลื่นรบกวนจากทิศทางอื่นแล้ว ยังสามารถเพิ่มเกน (Gain) ของสายอากาศได้อีกด้วย โดยได้ออกแบบสายอากาศอาร์เรย์แบบวงกลม ซึ่งมีอีลีเมนต์เป็นสายอากาศไมโครสตริป 8 อีลีเมนต์ เพื่อความง่ายและเบาของสายอากาศ และวงจรเลื่อนเฟสโดยใช้พินไดโอด ร่วมกับวงจรbranchไลน์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ (Branch Line Hybrid Coupler) โดยกำหนดให้สายอากาศอาร์เรย์มีการกวาดบีมในระนาบอะซิมุท 8 ทิศทาง ที่ความถี่ 915 MHz ด้วยการสร้างส่วนควบคุมวงจรเลื่อนเฟส โดยเป็นวงจรอินเตอร์เฟสกับไมโครคอมพิวเตอร์ และใช้โปรแกรมภาษาซีในการควบคุมการส่งสัญญาณควบคุมวงจรเลื่อนเฟส เพื่อให้การควบคุมการปรับทิศทางของการกวาดบีมหลักของสายอากาศเป็นไปโดยสะดวก

## บทที่ 2

### ทฤษฎี และหลักการ

#### 2.1 สายอากาศไมโครสตริบ (MICROSTRIP ANTENNA)

สายอากาศไมโครสตริบ เป็นสายอากาศที่ประกอบด้วยแผ่นตัวนำ 2 แผ่นวางอยู่คนละด้านบนแผ่นรองรับ ที่เป็นสารไดอิเล็กตริก (Dielectric Substrate) ซึ่งมีค่าเพอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์ (Relative Permittivity) ค่าหนึ่ง แผ่นตัวนำด้านหนึ่งจะเป็นแผ่นกระจายคลื่น (Radiating Patch) ซึ่งจะมีรูปร่างอย่างใดขึ้นอยู่กับการออกแบบ ส่วนอีกด้านหนึ่งจะเป็นกราวด์เพลน (Ground Plane) ซึ่งควรจะมีขนาดใหญ่ เมื่อเทียบกับแผ่นกระจายคลื่น



รูปที่ 2.1.1 ลักษณะทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริบ

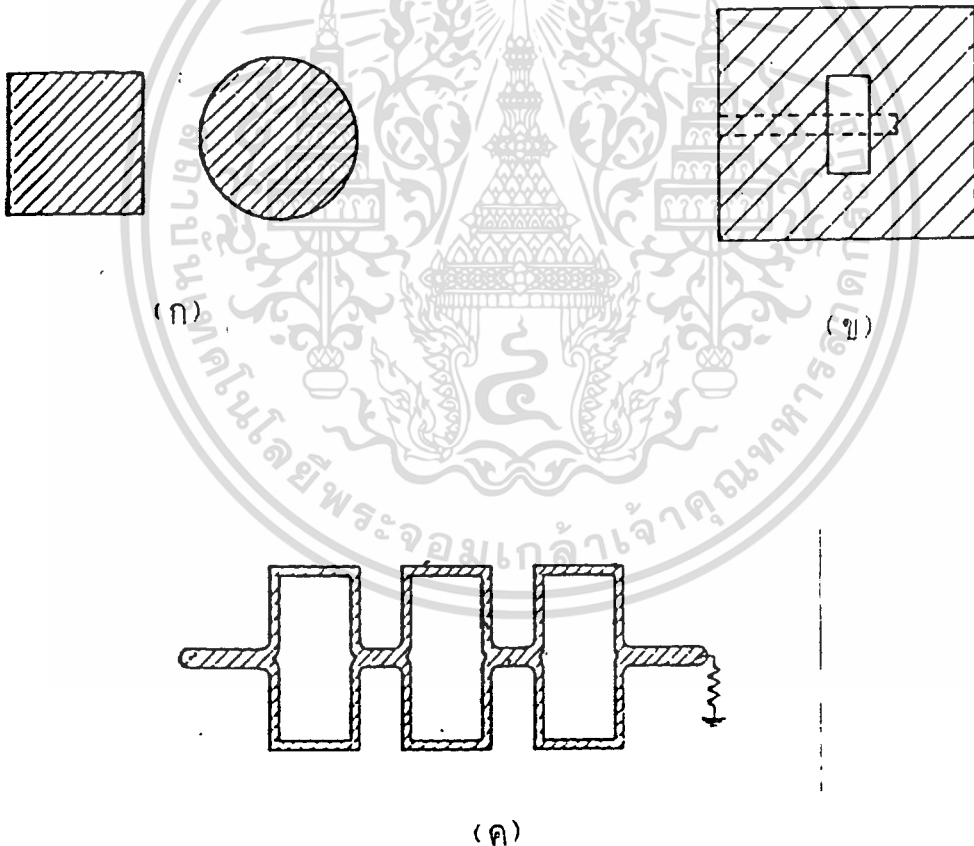
ข้อได้เปรียบที่สำคัญของสายอากาศไมโครสตริบ คือโครงสร้างที่มี น้ำหนักเบา บาง และมีขนาดเล็ก ค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำ แต่ข้อเสียคือ

เป็นสายอากาศที่ให้เกน (Gain) ต่ำ และแบนด์วิท (Bandwidth) แคบ ไม่สามารถปรับออกสารถ่ายภาพไว้สำหรับกรใช้งานเพื่ออารตึงท่านั้น ไม่คอนอกติให้วงได้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ารณเิดยทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศไมโครสตริป แบ่งตามรูปร่างของแผ่นกระจายคลื่นได้ดังนี้

1. สายอากาศไมโครสตริปแผ่น (Microstrip Patch Antenna)
2. สายอากาศไมโครสตริป ทราเวลลิง-เวฟ (Microstrip Travelling-Wave Antenna)
3. สายอากาศไมโครสตริป สล็อต (Microstrip Slot Antenna)

สำหรับรายงานฉบับนี้ จะกล่าวถึง สายอากาศไมโครสตริปแผ่นแบบวงกลม (Circular Microstrip) ซึ่งได้ใช้ในโครงงานนี้

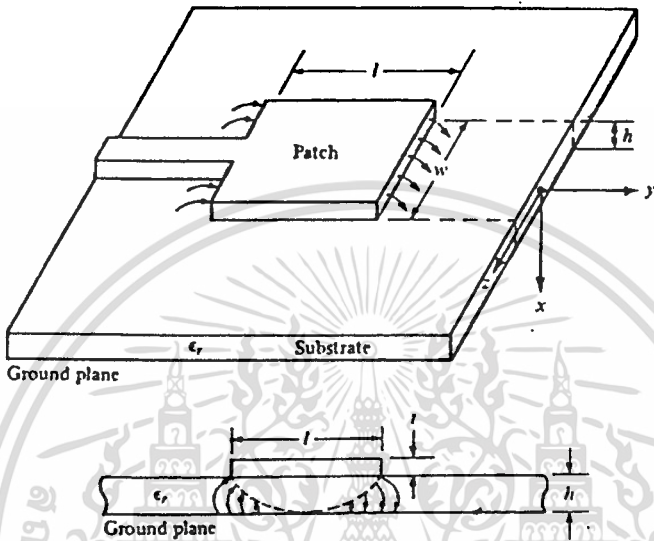


รูปที่ 2.1.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบต่างๆ

- ก. สายอากาศไมโครสตริปแผ่น
- ข. สายอากาศไมโครสตริป สล็อต
- ค. สายอากาศไมโครสตริป ทราเวลลิง-เวฟ

การกระจายคลื่น ของสายอากาศไมโครสตริป ( RADIATION FIELDS OF MICROSTRIP ANTENNA )

โครงสร้างของสนาม (Fields Structure) ภายในแผ่นรองรับ ระหว่างแผ่นกระจายคลื่น กับกราวด์เพลน แสดงได้ดังรูป 2.1.3



รูปที่ 2.1.3 โครงสร้างของสนามภายในแผ่นรองรับ

เนื่องจากแผ่นรองรับมีขนาดบางมาก จึงสมมติได้ว่า ไม่มีการเปลี่ยนแปลงของสนามตลอดความกว้างของสายอากาศ จากรูป จะเห็นว่ามีสนามขอบ (Fringing Fields) ที่ริมขอบของแผ่นกระจายคลื่น ซึ่งจากสนามนี้เองเราสามารถหากระแสไฟฟ้า  $\vec{J}$  (Electric Current) และกระแสแม่เหล็ก  $\vec{M}$  (Magnetic Current) ได้ โดยการครอส (Cross) กับตัวประกอบในแนวตั้งฉาก  $\vec{n}$  (Normal Vector)

$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H} \dots \dots \dots (2.1)$$

$$\vec{M} = \vec{E} \times \vec{n} \dots \dots \dots (2.2)$$

ซึ่งเราสามารถหาสนามระยะไกล (Far Fields) ของสายอากาศได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์:  $\vec{E} = \frac{-j}{\omega \cdot \mu \cdot \epsilon} \nabla \cdot \vec{A} - \nabla \times \vec{F}$  การคำนวณให้ไปใช้ปรจ. (2.3) การคำนวณการคำนวณไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left[ \frac{-}{H} \right]_r^e := \frac{1}{\mu} \cdot \nabla \cdot \bar{A} \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

เมื่อ A เป็น Vector Magnetic Potential

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \iint_s \bar{K}(r') \frac{e^{-jk_0 \cdot |r-r'|}}{|r-r'|} ds' \quad \dots\dots\dots (2.5)$$

และ

$$\left[ \frac{-}{E} \right]_r^m := \frac{-1}{\epsilon} \cdot \nabla \cdot \bar{F} \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

$$\left[ \frac{-}{H} \right]_r^m := \frac{-j}{\omega \cdot \mu \cdot \epsilon} \cdot \nabla \left[ \nabla \cdot \bar{F} \right] - j \cdot \omega \cdot \bar{F} \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

เมื่อ F เป็น Vector Electric Potential

$$\bar{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \iint_s \bar{M}(r') \cdot \frac{e^{-jk_0 \cdot |r-r'|}}{|r-r'|} ds' \quad \dots\dots\dots (2.8)$$

เพราะฉะนั้น สนามรวมจะเป็น

$$\left[ \frac{-}{E} \right]_r := \left[ \frac{-}{E} \right]_r^e + \left[ \frac{-}{E} \right]_r^m \quad \dots\dots\dots (2.9)$$

$$\left[ \frac{-}{H} \right]_r := \left[ \frac{-}{H} \right]_r^e + \left[ \frac{-}{H} \right]_r^m \quad \dots\dots\dots (2.10)$$

จากสมการคลื่น (Wave Equation)

$$\nabla^2 \cdot \left[ \frac{-}{A} \right]_r + \omega^2 \cdot \mu \cdot \epsilon \cdot \left[ \frac{-}{A} \right]_r := 0 \quad \dots\dots\dots (2.11)$$

ดังนั้น สำหรับ กระแสไฟฟ้า

$$\left[ \frac{-}{E} \right]_r := -j \cdot \omega \cdot \left[ \frac{-}{A} \right]_r \quad \dots\dots\dots (2.12)$$

และในที่ว่าง (Free Space)

$$\left[ \frac{-}{H} \right]_r := \frac{\left[ \frac{-}{E} \right]_r}{\eta_0} \quad \dots\dots\dots (2.13)$$

และสำหรับ กระแสแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่วางไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  

$$\left[ \frac{-}{H} \right]_r := -j \cdot \omega \cdot \left[ \frac{-}{F} \right]_r \quad \dots\dots\dots (2.14)$$
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

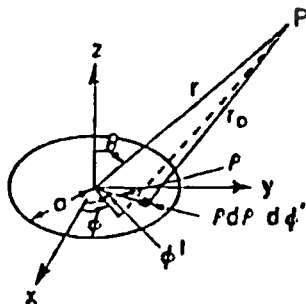
$$\boxed{E} := \eta_0 \cdot \boxed{H} \quad \dots\dots\dots(2.15)$$

เมื่อ คือ อิมพีแดนซ์ในที่ว่าง (Free Space Impedance)

$$\eta_0 = 120 \pi \quad \text{ohm} \quad \dots\dots\dots(2.16)$$

## 2.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบวงกลม (CIRCULAR MICROSTRIP)

สำหรับสายอากาศไมโครสตริปแบบวงกลม จะมีสนามไฟฟ้าภายในสาร  
รองรับระหว่างแผ่นกระจายคลื่น กับกราวด์เพลน มีเฉพาะทิศทางตามแนวแกน  
z เท่านั้น และสนามแม่เหล็กจะมีตามแนวแกน x และ y ถ้าตั้งเงื่อนไขให้  
สนามไฟฟ้าคงที่ เนื่องจากความหนา h มีขนาดเล็กมาก และมีส่วนประกอบ  
ของกระแสที่ตั้งฉากกับขอบของแผ่นกระจายคลื่น เข้าสู่ศูนย์ที่ขอบของแผ่นกระจาย  
คลื่น ดังนั้น ขนาดสนามแม่เหล็กในแนวเส้นสัมผัส จะมีค่าเป็นศูนย์ด้วย จาก  
เงื่อนไขนี้ สายอากาศไมโครสตริปจะพิจารณาได้เป็น คาวิตีรูปทรงกระบอก  
(Cylindrical Cavity) โดยด้านบนและด้านล่างเป็นผนังไฟฟ้า (Electric  
Wall) ด้านข้างเป็นผนังแม่เหล็ก (Magnetic Wall) ดังนั้นสนามภายใน  
คาวิตีจะเป็น  $TM_{nm}$  Mode ซึ่งเราจะวิเคราะห์ปัญหาโดยใช้โซลูชันของคาวิตี



รูปที่ 2.1.4 แสดงส่วนประกอบต่างๆ ของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไมโครสตริป แบบวงกลม  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการคลื่น ในคาร์ทีซทรงกระบอกจะได้

$$E_z := E_o \cdot J_n(k\rho) \cdot \cos(n\theta) \quad \dots\dots\dots(2.17)$$

เมื่อ  $J_n(k\rho)$  เป็น เบสเซลฟังก์ชันลำดับที่  $n$  ( Bessel Functions of Order  $n$  )

$$H_\rho := \left[ \frac{-j \cdot n}{\omega \cdot \mu \cdot \rho} \right] \cdot \left[ E_o \cdot J_n(k\rho) \cdot \sin(n\theta) \right] \quad \dots\dots\dots(2.18)$$

$$H_\theta := \left[ \frac{-j \cdot k}{\omega \cdot \mu} \right] \cdot \left[ E_o \cdot J_n(k\rho) \cdot \cos(n\theta) \right] \quad \dots\dots\dots(2.19)$$

ดังนั้น เราจะสามารถหากระแสไฟฟ้า ที่ผิวของแผ่นกระจายคลื่นได้จาก

$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H} \quad \dots\dots\dots(2.20)$$

$$\vec{J} := \vec{\rho} \cdot H_\theta - \vec{\theta} \cdot H_\rho \quad \dots\dots\dots(2.21)$$

ซึ่งสามารถนำไปหา เวกเตอร์แมกเนติก โพเทนเชียล และสนามระยะไกลได้

$$E_\theta := j^n \cdot \left[ \frac{V \cdot a \cdot k_o}{2} \right] \cdot \frac{e^{-j \cdot k_o \cdot r}}{r} \cdot \cos(n\theta) \cdot \left[ J_{n+1}(k_o \cdot a \cdot \sin(\theta)) + J_{n-1}(k_o \cdot a \cdot \sin(\theta)) \right] \quad \dots\dots(2.22)$$

$$E_\rho := j^n \cdot \left[ \frac{V \cdot a \cdot k_o}{2} \right] \cdot \frac{e^{-j \cdot k_o \cdot r}}{r} \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(n\theta) \cdot \left[ J_{n+1}(k_o \cdot a \cdot \sin(\theta)) + J_{n-1}(k_o \cdot a \cdot \sin(\theta)) \right] \quad \dots\dots(2.23)$$

โดยที่  $V = h E_o J_n(ka)$

$$k_o = 2\pi/\lambda$$

$a$  : รัศมีของแผ่นกระจายคลื่น

$h$  : ความหนาของสารรองรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 $r$  : ระยะทางที่สนามระยะไกล  
 ไม่ว่าจะฉีกใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.3 สายอากาศอาร์เรย์ (ARRAY ANTENNA)

คุณสมบัติในการแพร่กระจายคลื่น ของสายอากาศอิลีเมนต์เดี่ยว มักจะมีความสัมพันธ์กับขนาดของสายอากาศเสมอ ดังนั้น ในการประยุกต์ใช้งานบางอย่างที่มีความต้องการสายอากาศที่มีเกนสูง อาจทำได้โดยการเพิ่มขนาดของสายอากาศให้ใหญ่ขึ้น หรืออาจทำได้โดยการเพิ่มจำนวนของสายอากาศให้เป็นหลายอิลีเมนต์ และทำการจัดวางสายอากาศหลายอิลีเมนต์นี้ ทั้งทางรูปร่าง และทางไฟฟ้าอย่างเหมาะสม จะทำให้สายอากาศสามารถแพร่กระจายคลื่นได้ตามต้องการ ซึ่งสายอากาศแบบนี้มีชื่อว่า สายอากาศอาร์เรย์

โดยทั่วไป สายอากาศอาร์เรย์ จะมีทุกอิลีเมนต์เหมือนกันหมด ทั้งนี้เพื่อความสะดวก ไม่ว่าจะเป็นขั้นตอนการคำนวณ หรือขั้นตอนปฏิบัติในการสร้างก็ตาม

ในการหาสนามลัทธิของสายอากาศอาร์เรย์ ทำได้โดยการรวมสนามที่แพร่กระจายจากแต่ละอิลีเมนต์ในอาร์เรย์ ตามหลักการของเวกเตอร์ โดยทำให้สนาม จากแต่ละอิลีเมนต์มาเสริมกัน ในทิศทางที่ต้องการให้สนามลัทธิมีค่าสูง และหักล้างกันในทิศทางที่ต้องการให้สนามลัทธิมีค่าต่ำ ดังนั้นจะพบว่า สายอากาศอาร์เรย์นี้ นอกจากจะให้ค่าเกนที่สูงแล้ว ยังสามารถควบคุมหรือกำหนดรูปร่างหรือทิศทางในการแพร่กระจายคลื่นได้อีกด้วย โดยการควบคุมหรือกำหนดสิ่งต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. การจัดเรียงตัวของอิลีเมนต์ในอาร์เรย์
2. ระยะห่างสัมพันธ์ระหว่างอิลีเมนต์แต่ละตัว
3. ขนาดของกระแสที่ป้อนให้แต่ละอิลีเมนต์
4. เฟสของกระแสที่ป้อนให้แต่ละอิลีเมนต์
5. รูปแบบการกระจายคลื่นสัมพันธ์ของแต่ละอิลีเมนต์

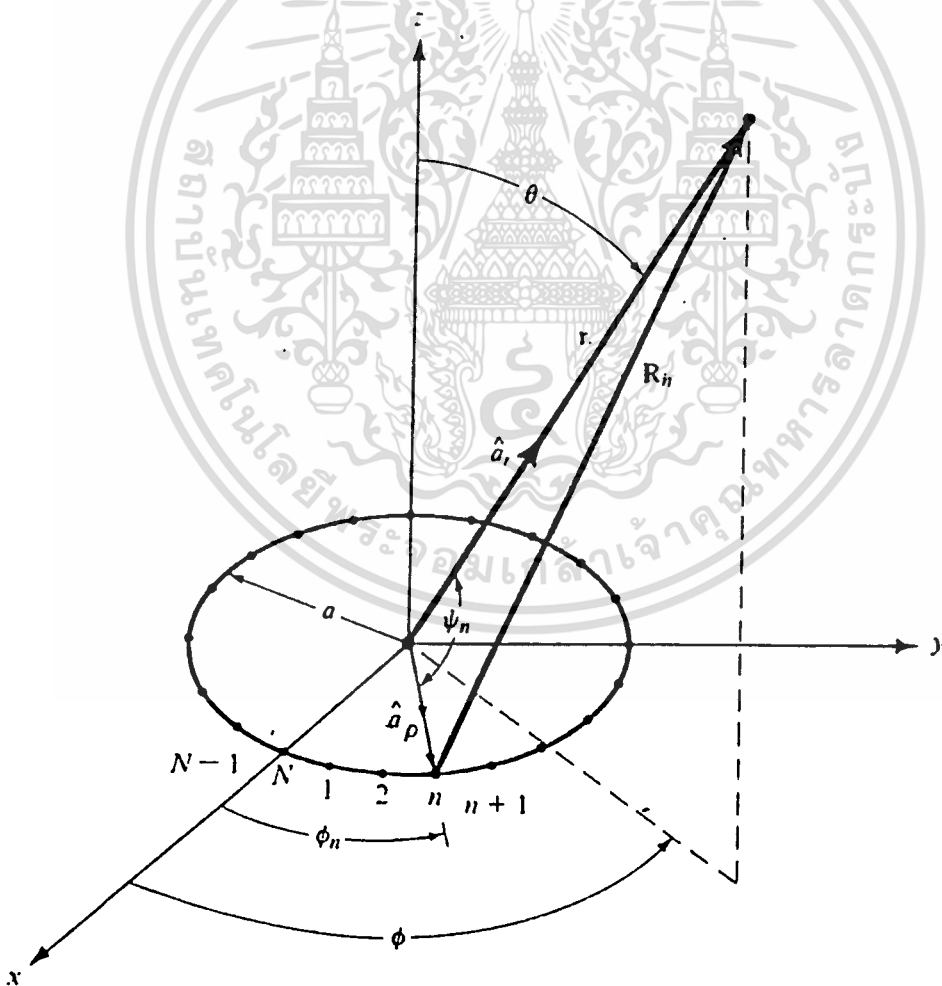
ซึ่งในโครงงานนี้ ศึกษาเฉพาะการควบคุมการจัดเรียงตัวของอิลีเมนต์

ในอาร์เรย์ โดยมีารเรียงตัวเป็นแบบระนาบวงกลม และการควบคุมเฟสของ



## 2.4 สายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม (CIRCULAR PHASED ARRAY)

ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่า สายอากาศอาร์เรย์ คือการนำสายอากาศ จำนวนหลายๆอีลีเมนต์ มาทำการจัดวางในรูปร่างต่างๆ หากทำการจัดวาง บนระนาบในลักษณะวงกลม ก็จะเรียกว่า สายอากาศอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม และถ้ามีการควบคุมทิศทางในการแพร่กระจายคลื่น โดยทำการควบคุมในส่วนของ เฟสของกระแสที่ป้อนให้แก่ละอีลีเมนต์ตามเงื่อนไขแล้ว จะเรียกสายอากาศใน ลักษณะที่กล่าวมาข้างต้นว่า สายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม



รูปที่ 2.4.1 แสดงการวางตัวของสายอากาศแบบจุด (Isotropic)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ (1)28775

จำนวน N อีลีเมนต์ บนระนาบ x-y แบบวงกลม

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่เนื้อหา และดัดแปลงข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.4.1 เป็นสายอากาศแบบไอโซโทรปิก จำนวน  $N$  อีลิเมนต์ วางเรียงตัวในระยะห่างที่เท่ากัน บนระนาบ  $x-y$  เป็นรูปวงกลมรัศมี  $a$  สนาม ลัพธ์ที่แพร่กระจายจากสายอากาศอาร์เรย์ดังรูป จะเกิดจากผลรวมทางเวกเตอร์ ที่เกิดจากสนามของสายอากาศไอโซโทรปิกทั้ง  $N$  อีลิเมนต์ ดังนี้คือ

$$\vec{E}(r, \theta, \phi)_{\text{total}} := \sum_n a_n \frac{e^{-j \cdot k \cdot R_n}}{R_n} \dots\dots\dots (2.24)$$

$R_n$  คือ ระยะทางจากอีลิเมนต์ที่  $N$  ถึงจุดสังเกต

$$R_n := \left[ r^2 + a^2 - 2 \cdot a \cdot r \cdot \cos[\phi_h] \right]^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (2.25)$$

เมื่อ  $r \gg a$

$$\begin{aligned} R_n &\approx r - a \cdot \cos[\phi_h] \\ &\approx r - a \cdot \left[ \frac{a}{r} \cdot \frac{a}{r} \right] \\ &\approx r - a \cdot \sin(\theta) \cdot \cos[\phi - \phi_n] \dots\dots\dots (2.26) \end{aligned}$$

โดยที่

$$\begin{aligned} \frac{a_x}{r} \cdot \frac{a_x}{r} &:= \left[ \frac{a_x}{r} \cdot \cos[\phi_n] + \frac{a_y}{r} \cdot \sin[\phi_n] \right] \cdot \\ &\left[ \frac{a_x}{r} \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\phi) + \frac{a_y}{r} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\phi) + \frac{a_z}{r} \cdot \cos(\theta) \right] \\ &:= \sin(\theta) \cdot \cos[\phi - \phi_n] \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า .....

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสมมติว่า  $R_n = r$  ในส่วนของแอมพลิจูดคิวิเอชัน (Amplitude Deviation) ฉะนั้นสนามลัทธิคือ

$$[E]_{total}(r, \theta, \phi) := \frac{e^{-j \cdot k \cdot r}}{r} \cdot \sum a_n \cdot e^{-j \cdot k \cdot a \cdot \sin(\theta) \cdot \cos[\phi - \phi_n]}$$

$a_n$  : สัมประสิทธิ์การกระตุ้น (Excitation Coefficient)

รวมทั้งขนาดและเฟส ของอีลิเมนต์ที่  $n$  นั่นคือ  $a_n := I_n \cdot e^{j \cdot \alpha_n}$

$\phi_n = 2\pi n/N$  : ตำแหน่งมุมของ อีลิเมนต์ที่  $n$  บนระนาบ  $x-y$

$I_n$  : ขนาดของกระแสกระตุ้น ของอีลิเมนต์ที่  $n$

$\alpha_n$  : เฟสของกระแสกระตุ้นของอีลิเมนต์ที่  $n$  (สัมพันธ์กับศูนย์กลางของอาร์เรย์)

ดังที่ได้กล่าวไปในตอนต้นแล้วว่า ในโครงงานนี้ การควบคุมทิศทางในการกระจายคลื่น จะทำโดยการควบคุมในส่วนของเฟสของกระแส ที่ป้อนให้แก่ละอีลิเมนต์ ดังนั้นขนาดของกระแสที่ป้อนให้แก่ละอีลิเมนต์ จึงถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากันหมดทุกอีลิเมนต์ในอาร์เรย์ ดังนั้น

$$[E]_{total}(r, \theta, \phi) := I_n \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot r}}{r} \cdot \sum N \cdot e^{j \cdot [k \cdot a \cdot \sin(\theta) \cdot \cos[\phi - \phi_n] + \alpha_n]}$$

นั่นคือ

$$E_{total} = E(\text{สายอากาศอีลิเมนต์เดียว}) \times E(\text{ตัวประกอบอาร์เรย์}) \dots \dots \dots (2.30)$$

ซึ่งสมการที่ 2.30 นี้ เรียกว่า หลักการคูณรูปแบบการกระจายคลื่น (Principles of Pattern Multiplication) ซึ่งหลักการนี้ สามารถ

ใช้กับสายอากาศอาร์เรย์ ที่มีจำนวนอีลิเมนต์เท่าใดก็ได้ โดยที่สายอากาศแต่ละไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิลิเมนต์ เป็นสายอากาศแบบเดียวกัน ทั้งนี้ไม่จำเป็นต้องมีขนาด หรือเฟสของ กระแสที่ป้อนให้แต่ละอิลิเมนต์เหมือนกันก็ได้

ตัวประกอบอาร์เรย์ (Array Factor (AF)) เป็นตัวประกอบประจำ อาร์เรย์หนึ่งๆ โดยทั่วไปจะเป็นฟังก์ชันของ จำนวนอิลิเมนต์, การจัดวางทาง เรขาคณิต, ขนาดสัมพัทธ์, เฟสสัมพัทธ์ และ ระยะห่างสัมพัทธ์ระหว่างอิลิเมนต์ เนื่องจาก ตัวประกอบอาร์เรย์ มิได้ขึ้นอยู่กับรูปแบบการกระจายคลื่นของสนาม ไฟฟ้าของแต่ละอิลิเมนต์ ดังนั้นจึงสามารถนำสายอากาศ ไม่ว่าแบบใดๆ ที่มีการ ป้อนขนาดและเฟสของกระแสเหมือนกัน มาวางแทนสายอากาศเดิม ณ จุดเดียวกัน ในอาร์เรย์เดียวกัน ค่าตัวประกอบอาร์เรย์ก็ยังคงเป็นค่าเดิมอยู่นั่นเอง แต่สนามลัพท์นั้น จะเปลี่ยนแปลงหรือไม่อย่างนั้น ขึ้นอยู่กับสนามไฟฟ้าของ สายอากาศอิลิเมนต์ใหม่นั้น ว่ามีรูปแบบการกระจายคลื่นอย่างไร

จากสมการที่ 2.29 และ 2.30 ทำให้เราทราบว่าตัวประกอบอาร์เรย์คือ

$$AF(r, \theta, \phi) := \sum_j N \cdot e^{j \cdot [k \cdot a \cdot \sin(\theta) \cdot \cos[\phi - \phi_n] + \alpha_n]} \dots\dots\dots (2.31)$$

หากต้องการให้ค่าตัวประกอบอาร์เรย์ มีค่าสูงที่สุดอยู่ที่  $(\theta_0, \phi_0)$  จะ สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง เฟสของกระแสที่ป้อนให้แต่ละอิลิเมนต์กับตัวแปร อื่นๆ ได้ดังนี้

$$\alpha_n := -k \cdot a \cdot \sin[\theta_0] \cdot \cos[\phi_0 - \phi_n] \dots\dots\dots (2.32)$$

หมายความว่า เมื่อเราต้องการให้ตัวประกอบอาร์เรย์ มีค่าสูงที่สุดที่  $(\theta_0, \phi_0)$  จะต้องทำการป้อนกระแสที่มีเฟส  $\alpha_n$  ให้แก่อิลิเมนต์ที่  $n$  ซึ่งแสดงให้เห็นว่า เรา สามารถควบคุมทิศทางของสนามลัพท์ ให้มีค่าสูงที่สุด ในทิศทางที่เราต้องการได้ ด้วยการควบคุมเฟสของกระแส ที่ป้อนให้แก่สายอากาศแต่ละอิลิเมนต์นั่นเอง และ นี่คือนิวความคิดในหลักการพื้นฐานของ สายอากาศอาร์เรย์ที่เรียกว่า สแกนนิ่ง แอกรเรย์ (Scanning Array) ไม่ว่าการันเตดทั้งสนธิ อีกทั้งห้ามมิให้ตีพิมพ์เนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โคเรคทีวิตี ของสายอากาศอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม สามารถคำนวณหาได้จากสมการต่อไปนี้เป็นคือ

$$D_o := \frac{4 \cdot \pi \cdot [ |E_{max}| ]^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi ( |E(\theta, \phi)| )^2 \cdot \sin(\theta) \, d\theta \, d\phi} \dots\dots\dots(2.33)$$

2.5 วงจรเลื่อนเฟส (PHASE SHIFTER)

วงจรเลื่อนเฟสนั้นมีส่วนสำคัญมาก ในการปรับการกวาด빔หลักของสายอากาศเฟสอาร์เรย์ ดังได้กล่าวไว้แล้วในบทต้นๆ โดยจะเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการปรับเฟสของกระแส ที่ป้อนให้แก่แต่ละอีลีเมนต์ของสายอากาศอาร์เรย์ เพื่อให้คลื่นที่กระจายออกจากสายอากาศ มีการเสริมกันในทิศทางที่ต้องการให้สนามมีค่าสูง และหักล้างกันในทิศทางที่ต้องการให้สนามมีค่าต่ำ วงจรเลื่อนเฟสต่างๆไปที่มีการใช้กันอยู่ มักจะเป็นวงจรเลื่อนเฟสที่ใช้สารเฟอร์ไรท์ (Ferrite Phase Shifter) ซึ่งโดยส่วนใหญ่จะใช้กับย่านความถี่ไมโครเวฟ จนกระทั่งประมาณปี ค.ศ. 1960. ได้มีการค้นคว้าวิจัยเกี่ยวกับวงจรเลื่อนเฟสที่ใช้สารกึ่งตัวนำ เป็นตัวสวิตซ์ซึ่งที่ความถี่สูง ได้แก่ตัวพินไดโอด (PIN Diode) สำหรับข้อดีของการใช้พินไดโอด คือ มีความเร็วในการสวิตซ์เพื่อเลื่อนเฟสสูง สามารถสร้างวงจรขับเพื่อป้อนกระแสไบอัสให้แก่วงจรได้ง่าย และมีผลขึ้นกับอุณหภูมิน้อย ดังนั้นหลักการของวงจรเลื่อนเฟสโดยใช้พินไดโอดก็คือ เป็นการสวิตซ์ซึ่งปิดเปิดแบบดิจิทัลเพื่อทำให้เกิดการสะท้อน (Phase Reflection coefficient) ในสองสถานะของการไบอัสให้แก่พินไดโอด ตามสมการต่อไปนี้เป็น

$$\Delta\phi := \arg \Gamma_F - \arg \Gamma_R \dots\dots\dots(2.34)$$

โดยที่  $\Delta\phi$  : เป็นความแตกต่างของเฟส หรือมุมเฟสที่เปลี่ยนไป (Phase Shift)

และ  $\arg \Gamma_F$   $\arg \Gamma_R$  : เป็นมุมเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพินไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ในสถานะการไบอัสไปข้างหน้า และย้อนกลับ ตามลำดับ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการควบคุมการสวิตชิง เพื่อเลื่อนเฟสนี้ สามารถทำได้โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ทั้งนี้จะทำให้ได้การเลื่อนเฟสที่มีผลต่อการกวาด빔ของสายอากาศมีความเร็วสูงมาก โดยอาจจะใช้เวลาน้อยกว่า 1 ไมโครวินาทีต่อการกวาด빔ของสายอากาศ 1 รอบ

วงจรเลื่อนเฟสโดยใช้นิโคโดดนี้ สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบคือ

ก) แบบส่งผ่าน (Transmission Type) มี 2 ชนิด ดังนี้คือ

- แบบสวิตช์ไลน์ทรานส์มิชชัน (Switch Line Transmission)

- แบบโหลดไลน์ทรานส์มิชชัน (Loaded Line Transmission)

ข) แบบสะท้อน (Reflection Type) เป็นแบบใช้วงจรไฮบริดคัปเปิลเลอร์รีเฟลคชัน (Hybrid Coupler Reflection Type)

ในที่นี้ได้แสดงรูปลักษณะ ของวงจรเลื่อนเฟสแบบต่าง ๆ ดังกล่าวไว้ในรูปที่ 2.5.1

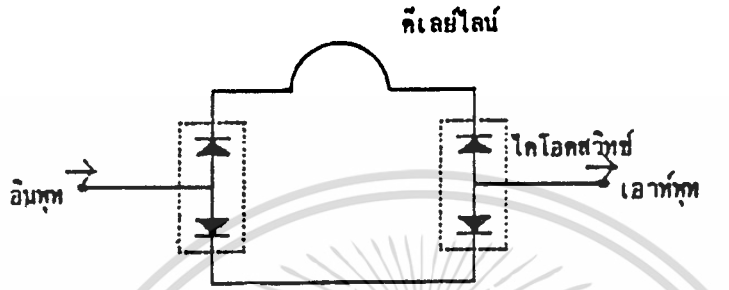
สำหรับโครงงานนี้ จะศึกษาค้นคว้า และทดลองสร้างวงจรเลื่อนเฟสโดยใช้นิโคโดด ที่ความถี่ ย่านยูเอชเอฟ 915 MHz เป็นแบบสะท้อน ซึ่งจะใช้วงจรไฮบริดคัปเปิลเลอร์ ชนิดบรานช์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ (Branch line hybrid coupler) เหตุผลที่เลือกศึกษาและทดลองวงจรแบบนี้ ก็เนื่องจากว่า เป็นแบบที่ใช้นิโคโดดต่อหนึ่งวงจรจำนวนน้อยที่สุด และมีคุณสมบัติเป็นแบบที่ใช้งานได้ทั้งสองทิศทาง (Reciprocal)

### 2.5.1 วงจรสมมูลของนิโคโดด

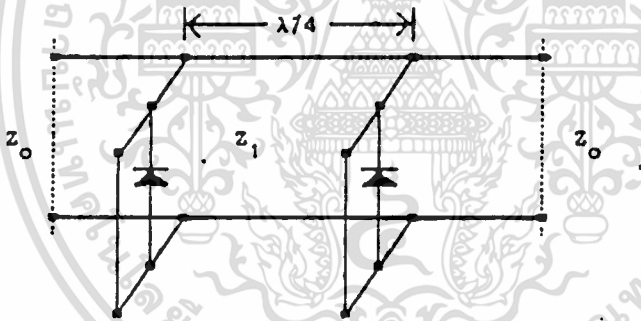
เนื่องจากนิโคโดด เป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้ในการเลื่อนเฟส ของวงจรเลื่อนเฟส ดังนั้นจะขอกล่าวถึงคุณสมบัติของนิโคโดด ไว้พอสังเขปดังนี้คือ ตัวนิโคโดดเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ที่มีการโต้ป้อนนี้ กับชั้นเอ็นไวหนามาก และมีชั้นของสารบริสุทธิ์ ที่มีความต้านทานสูงคั่นไว้ระหว่างกลาง เรียกชั้นนี้ว่าชั้น ไอ

(i region) ในย่านความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ที่ออกแบบใช้งาน นิโคโดดจะทำหน้าที่เป็นเรกติไฟรไดโอด แต่เมื่อนำมาใช้งานที่ย่านความถี่สูงค่าหนึ่ง จะทำหน้าที่

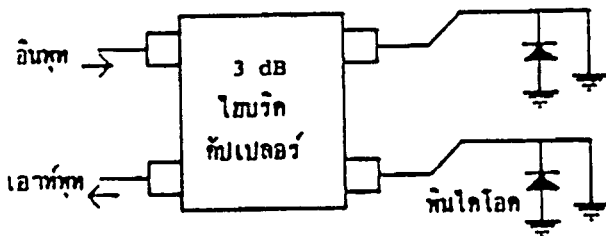
ที่เป็นสวิทซ์ไดโอด เพื่อใช้ปิดเปิดวงจรที่ความถี่สูง รูปที่ 2.5.2 เป็นการแสดง ลักษณะและวงจรสมมูลของพินไดโอด โดยแสดงค่าของอิมพีแดนซ์ในสถานะการ ไบอัสไปข้างหน้า และย้อนกลับด้วย



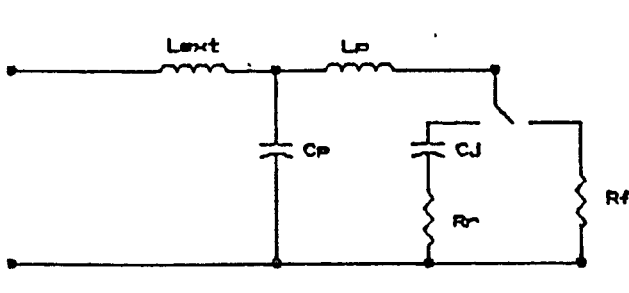
(ก) แบบสวิทซ์ไลน์ทรานส์มิชชัน



(ข) แบบโหลดไลน์ทรานส์มิชชัน



(ค) แบบไฮบริคัมเพลอร์รีเฟลคชัน



รูปที่ 2.5.2 แสดงลักษณะและวงจรสมมูลของพินไดโอด

$$Z_F^D := R_F^D + jX_F^D$$

$$= \frac{R_F}{\left[1 - \omega^2 \cdot L_P \cdot C_P\right]^2} + j \left[ \frac{\omega \cdot L_{ext}}{1 - \omega^2 \cdot L_P \cdot C_P} + \frac{\omega \cdot L_P}{1 - \omega^2 \cdot L_P \cdot C_P} \right] \dots (2.35)$$

$$Z_R^D := R_R^D + jX_R^D$$

$$= \frac{R_R}{\left[1 - \omega \cdot C_P \cdot \left[ \omega \cdot L_P - \frac{1}{\omega \cdot C_j} \right] \right]^2} + j \left[ \frac{\omega \cdot L_{ext}}{1 - \omega \cdot C_P \cdot \left[ \omega \cdot L_P - \frac{1}{\omega \cdot C_j} \right]} + \frac{\omega \cdot L_P - \frac{1}{\omega \cdot C_j}}{1 - \omega \cdot C_P \cdot \left[ \omega \cdot L_P - \frac{1}{\omega \cdot C_j} \right]} \right]$$

จากสมการที่ 2.35 และ 2.36 สามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ ของวงจรสมมูล ได้ดังนี้คือ

$$L_{ext}^D := \frac{X_F^D}{\omega} - \frac{L_P}{1 - \omega^2 \cdot L_P \cdot C_P} \dots (2.37)$$

$$R_F^D := R_F \cdot \left[ 1 - \omega^2 \cdot L_P \cdot C_P \right]^2 \dots (2.38)$$

$$C_j^D := \frac{1 + \omega \cdot C_P \cdot \left[ X_R^D - \omega \cdot L_{ext} \right]}{\omega \cdot \left[ \left[ \omega \cdot L_{ext} - X_R^D \right] \left[ 1 - \omega^2 \cdot L_P \cdot C_P \right] + \omega \cdot L_P \right]} \dots (2.39)$$

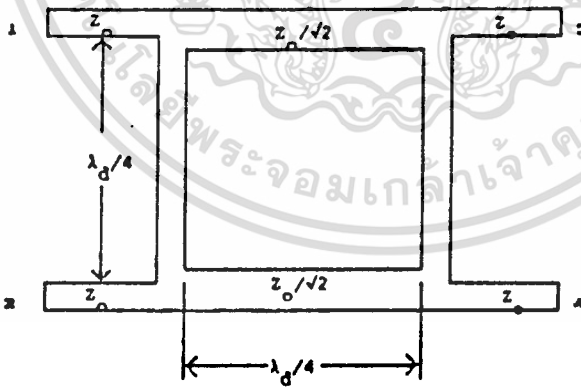
$$R_R^D := R_R \cdot \left[ 1 - \omega \cdot C_P \cdot \left[ \omega \cdot L_P - \frac{1}{\omega \cdot C_j} \right] \right]^2 \dots (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าที่ผู้จัดทำเอกสารนี้หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างยิ่งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.3 วงจรบรานซ์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์

การออกแบบสร้างวงจรเลื่อนเฟส โดยใช้หินไดโอด แบ่งส่วนสำคัญออกได้เป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของวงจรไฮบริดคัปเปิลเลอร์ และส่วนของวงจรแมทซิ่ง ซึ่งในหัวข้อนี้ จะได้กล่าวถึงส่วนแรกก่อน เป็นวงจรบรานซ์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ ที่มีโครงสร้างเป็น ไมโครสตริปไลน์ (Microstrip Line) ซึ่งมีโครงสร้างดังแสดงในรูป 2.5.3 โดยขนาดความกว้างของวงจร คำนวณได้จากค่าคาแรคเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ตามสมการ

$$\frac{W}{h} := \frac{8}{A} \cdot \sqrt{\frac{A}{11} \cdot \left[ 7 + \frac{4}{\epsilon_r} \right] + \frac{1}{0.81} \cdot \left[ 1 + \frac{1}{\epsilon_r} \right]} \dots (2.41)$$



รูปที่ 2.5.3 แสดงโครงสร้างของบรานซ์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์

โดยที่  $w$  เป็นความกว้างของไมโครสตริปไลน์

$h$  เป็นความหนาของสารรองรับ (Substrate)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดจงสิ่งอื่น อีกทั้งที่ผู้จัดทำเอกสารนี้ และต้องยื่นเรื่องถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A := \exp \left[ \frac{Z_0}{42.4} \cdot \sqrt{\epsilon_r + 1} \right] - 1 \dots (2.42)$$

$\epsilon_r$  เป็นค่าเปอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์ (Relative Permittivity) หรือค่าคงที่ของไดอิเล็กตริก (Dielectric Constant)

สำหรับความยาวของวงจร กำหนดได้จาก  $1/4$  ของความยาวคลื่น  $\lambda_0$  ซึ่งเดินทางในสารรองรับ ที่เป็นสารไดอิเล็กตริก นั่นคือ

$$\lambda_d := \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \dots (2.43)$$

โดยที่  $\lambda_0$  คือความยาวคลื่นในฟรีสเปซ (Free Space)

$\epsilon_{eff}$  คือค่าเปอร์มิตติวิตีประสิทธิผล (Effective Permittivity)

คำนวณได้จากสมการที่ (2.44)

$$\epsilon_{eff} := \frac{\left[ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right] + \left[ \frac{\epsilon_r - 1}{2} \right] \cdot \left[ 1 + \left[ \frac{12 \cdot h}{w} \right]^2 \right]^{-1/2}}{\frac{w}{h} > 1} \quad \dots (2.44)$$

#### 2.5.4 วงจรแมทซ์แบบทรานส์มิชชันไลน์ทรานส์ฟอร์มเมอร์

การต่อพินไดโอด กับวงจรบรานซ์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ ตามปกติไม่สามารถที่จะต่อเข้ากันโดยตรง เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่แมทซ์กับค่าอิมพีแดนซ์ของพินไดโอด และเนื่องจากการเลื่อนเฟสของวงจรเกิดจากการเปลี่ยนไปของอิมพีแดนซ์ของพินไดโอดในสองสถานะ คือสถานะไปข้างหน้าและสถานะย้อนกลับ หรือสถานะปิด และเปิดของวงจรพินไดโอดตามสมการที่ (2.34) เพราะฉะนั้นในการสร้างวงจรเลื่อนเฟสโดยใช้พินไดโอด ให้สามารถควบคุมให้เกิดความแตกต่างของเฟสของสัญญาณ ให้เป็นไปตามที่ต้องการได้นั้น จะต้องออกแบบวงจรแมทซ์ให้มีขนาด (Magnitude) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าคงที่เพื่อทำการแมทซ์ค่าอิมพีแดนซ์ของพินไดโอด กับค่าอิมพีแดนซ์ของบรานซ์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ หัวข้อนี้จะได้กล่าวถึงหลักการสร้างวงจรมีดังกล่าว ลักษณะของการต่อวงจรแมทซ์เข้ากับวงจรบรานซ์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์และพินไดโอด มีดังแสดงในรูป 2.5.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.5.4 แสดงการแมตซิ่งของวงจรเลื่อนเฟสโดยใช้พินไดโอด

สำหรับวงจรแมตซิ่งในที่นี้ เป็นวงจรไมโครสตริปไลน์ เช่นเดียวกับ วงจรบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ ซึ่งโดยทั่วไปจะมีแบบที่ใช้กันอยู่ 3 ชนิด คือ

(ก) แบบควอเตอร์เวฟเลงธ์ดับเบิลสตรับทรานส์ฟอร์มเมอร์

(Quarter-Wavelength Double-Stub Transformer)

(ข) แบบทรานส์มิชชันไลน์ทรานส์ฟอร์มเมอร์

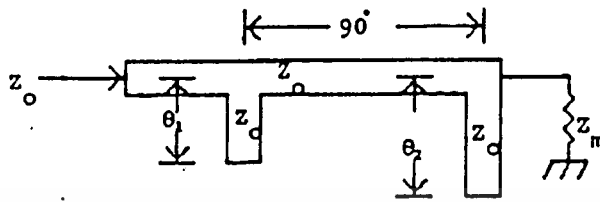
(Transmission Line Transformer)

(ค) แบบแทนเดม 3/8 เวฟเลงธ์เน็ตเวิร์ค

(Tandem 3/8 Wavelength Network)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

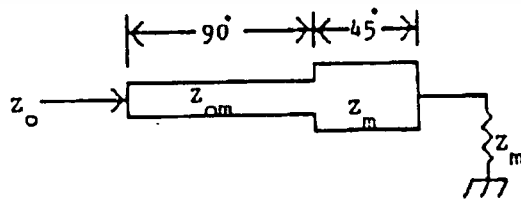
ซึ่งลักษณะโครงสร้าง ของแต่ละชนิด มีดังแสดงในรูปที่ 2.5.5



(ก) แบบควอเตอร์เวฟเลงธ์ดับเบิลสตัปทรานส์ฟอร์เมอร์



(ข) แบบทรานซ์มิชชันไลน์ทรานส์ฟอร์เมอร์



(ค) แบบแทนเดม 3/8 เวฟเลงธ์เน็ตเวิร์ค

โครงการนี้ได้เลือกใช้วงจรแมทซิ่ง ตามรูป 2.5.5(ข) แบบทรานส์มิชชันไลน์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ เนื่องจากมีโครงสร้างง่ายที่สุด ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแมทซิ่ง แบบดังกล่าวสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ ตามสมการต่อไปนี้

$$Z'_{o_m} = \sqrt{\frac{Z_o (R_m Z_o - R_m^2 - X_m^2)}{(Z_o - R_m)}} \quad \dots (2.45)$$

และ

$$\theta_m = \tan^{-1} \sqrt{\frac{(Z_o - R_m)(R_m Z_o - R_m^2 - X_m^2)}{Z_o X_m^2}} \quad \dots (2.46)$$

โดยในที่นี้

$Z_o$  คือค่าคาร์แรกเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ของไฮบริดคัปเปิลเลอร์

$Z'_{o_m}$  คือค่าคาร์แรกเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ของวงจรแมทซิ่ง

และ

$\theta_m$  คือความยาวทางไฟฟ้า (Electrical Length) ของวงจรแมทซิ่ง

สำหรับค่า  $Z_m$  ในสมการ 2.45 และ 2.46 เป็นค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรแมทซิ่ง ซึ่งได้จากความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$Z_m = R_m + jX_m \quad \dots (2.47)$$

โดยในที่นี้

$$R_m = \frac{-Q}{2} \left[ 1 \pm \sqrt{1 + \frac{4P}{Q^2}} \right] \quad \dots (2.48ก)$$

$$X_m = UR_m + V \quad \dots (2.48ข)$$

โดยที่

$$P = \frac{(E + MV - V^2)}{1 + U^2} \quad \dots (2.49ก)$$

$$Q = \frac{(KN - UM + 2UV)}{1 + U^2} \quad \dots (2.49ข)$$

$$U := K \cdot \left[ \begin{array}{cc} R_1 & -R_2 \\ R_1 & -R_2 \end{array} \right] \quad \dots (2.49ค)$$

$$V = \frac{(R_1 X_2 + X_1 R_2)}{R_1 + R_2} \quad \dots (2.49ง)$$

และ

$$E = R_1 R_2 - X_1 X_2 \quad \dots (2.50ก)$$

$$M = X_1 + X_2 \quad \dots (2.50ข)$$

$$N = X_1 - X_2 \quad \dots (2.50ค)$$

$$K := \left[ \cot \left[ \frac{\phi}{2} \right] \right] \quad \dots (2.50ง)$$

โดยค่า  $Z_1 = R_1 + jX_1$  และ  $Z_2 = R_2 + jX_2$

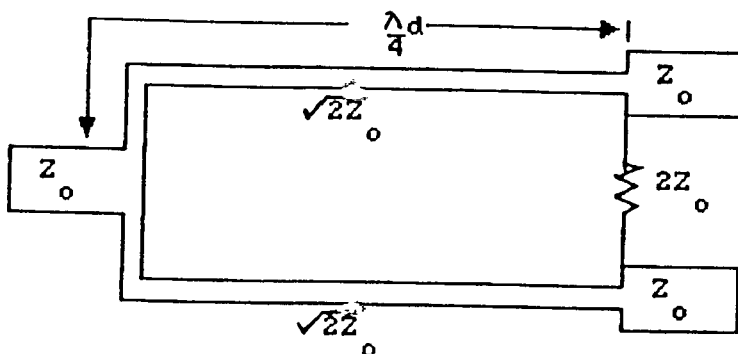
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
คือค่าอิมพีแดนซ์ของพินโคโอดในสถานะปิด(OFF)เปิด(ON) ตามลำดับ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อนึ่งในการคำนวณหาค่า  $z_{in}$  นั้น จะได้คำตอบ 2 คำตอบเสมอทั้งนี้เป็นเพราะว่าในการคำนวณหาค่า  $R_{in}$  จะมีคำตอบ 2 คำตอบนั่นเอง (พิจารณาสมการที่ (2.48ก) ค่า  $z_{in}$  ที่ใช้จะเป็นพารามิเตอร์ของวงจรแมทซ์ซึ่งจะต้องมีส่วนจริง ( $R_{in}$ ) เป็นบวก ส่วนค่า  $z_{in}$  ที่มีส่วนจริง ( $R_{in}$ ) เป็นลบจะไม่ใช้เป็นพารามิเตอร์ของวงจรแมทซ์ซึ่ง

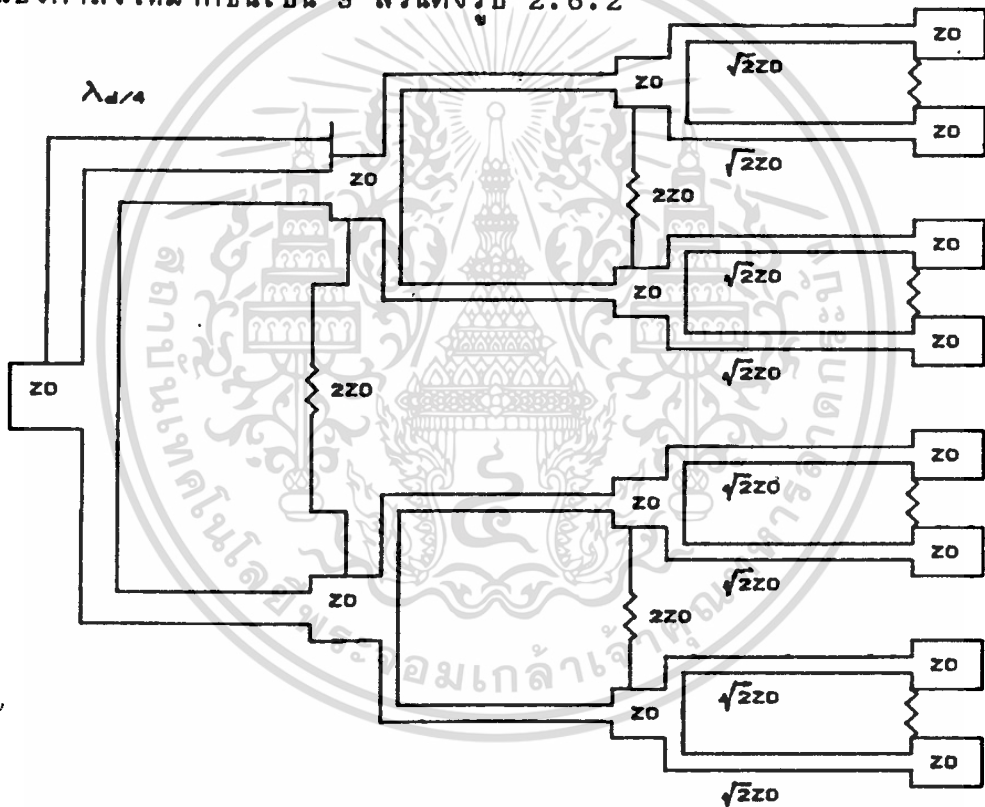
## 2.6 วงจรแบ่งกำลัง

ในส่วนของวงจรแบ่งกำลัง ได้แก่ วงจรแบ่งกำลังของ วิลคินสัน (WILKINSON) ซึ่งมีช่วงความถี่ใช้งานได้กว้าง และมีคุณสมบัติของเฟสเท่ากันในแต่ละพอร์ทของเอาต์พุต วงจรแบ่งกำลังนี้มีหน้าที่แบ่งกำลังของคลื่นให้ออกไปในแต่ละพอร์ทของเอาต์พุตเท่ากัน หรือถ้าใช้ในกรณีตรงข้ามก็จะมีหน้าที่รวมกำลังของคลื่นโดยค่าอิมพีแดนซ์จะต้องแมทซ์กัน

ลักษณะโครงสร้างของวงจรแบ่งกำลังแบบสองเอาต์พุตมีดังแสดงในรูปที่ 2.6.1 ซึ่งเป็นแบบที่มีเอาต์พุตขนาดและเฟสเดียวกัน จากรูปจะเห็นเป็นลักษณะของไมโครสตริปไลน์ มีค่าคาแรกเตอร์อิมพีแดนซ์ ( $Z_0$ ) เท่ากับ 50 โอห์มที่พอร์ทอินพุตและเอาต์พุตเท่ากัน ส่วนควอเตอร์เวฟไลน์ (Quarter-wave-line) มีค่าคาแรกเตอร์อิมพีแดนซ์เท่ากับ  $70.7$  โอห์ม ( $\sqrt{2} Z_0$ ) และมีตัวต้านทานไอโซเลท (Isolate Resistor) มีค่าเท่ากับ  $100$  โอห์ม ( $2Z_0$ ) เทอร์มิเนต (Terminate) อยู่ระหว่างเอาต์พุตของวงจรแบ่งกำลังด้วย



การคำนวณหาความกว้างของวงจรแบ่งกำลัง จะใช้สมการที่ (2.41) - (2.42) และคำนวณความยาวของวงจร ก็ใช้ค่าความยาวคลื่นที่เดินทางในสารรองรับ ( $\lambda_v$ ) ตามสมการที่ (2.43) - (2.44) เช่นเดียวกับการคำนวณของวงจรบรานช์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ และสำหรับโครงงานนี้จะต้องใช้วงจรแบ่งกำลัง เพื่อป้อนหรือรับกระแสสัญญาณ จากสายอากาศเฟลซาร์เรย์แบบระนาบวงกลมซึ่งมีอยู่ 8 อีลีเมนต์ นั่นคือเราต้องการวงจรแบ่งกำลัง 1 อินพุต, 8 เอาท์พุทนั่นเอง ซึ่งก็ยังคงสามารถใช้หลักการของวิลคินสันได้ โดยเพิ่มจำนวนวงจรแบ่งกำลังให้มากขึ้นเป็น 3 ส่วนดังรูป 2.6.2



รูปที่ 2.6.2 แสดงวงจรแบ่งกำลังแบบ 1 อินพุต 8 เอาท์พุท

### 2.7 การควบคุมทิศทางการกวาดบีมหลัก

จากที่กล่าวมาแล้ว เรามีวงจรเลื่อนเฟส เป็นอุปกรณ์ที่ทำให้สายอากาศอาเรย์ เป็นสายอากาศที่มีทิศทาง โดยออกแบบให้สามารถรับได้ 8 ทิศ แต่การที่เราจะกำหนดทิศทางการรับคลื่นของสายอากาศ ซึ่งจะต้องควบคุมการทำงานไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

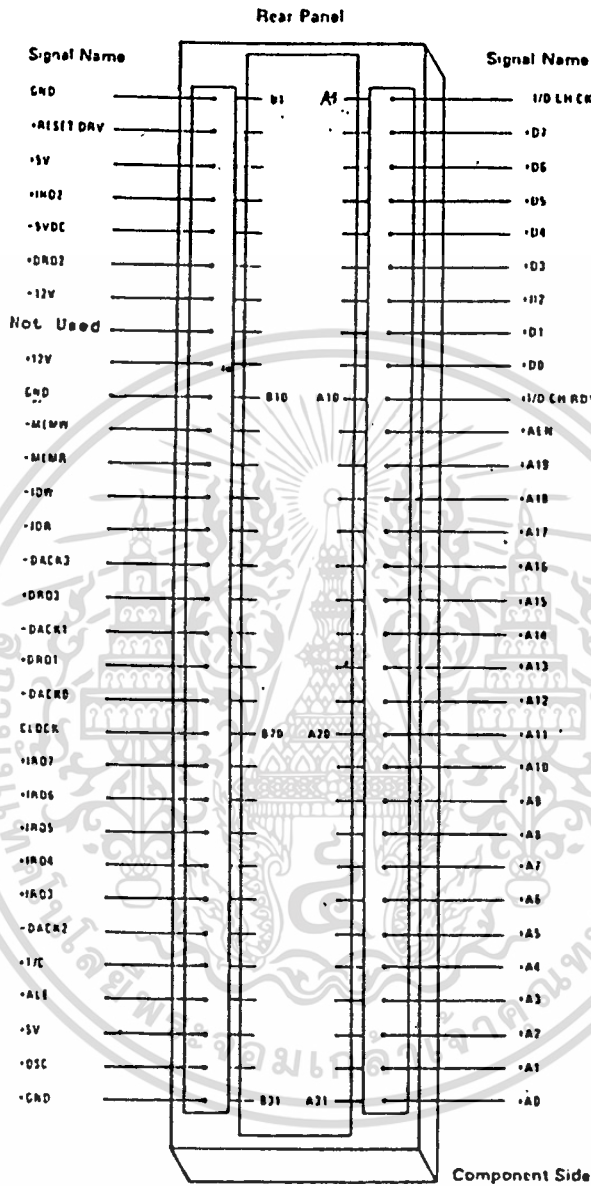
ของวงจรเลื่อนเฟส เป็นไปได้โดยยาก ดังนั้น เราจึงออกแบบวงจรควบคุมวงจรเลื่อนเฟส โดยอินเตอร์เฟส (Interface) เข้ากับไมโครคอมพิวเตอร์ แล้วใช้โปรแกรมควบคุมการทำงานของวงจรเลื่อนเฟส โดยเราจะต้องควบคุมสัญญาณที่จะไปไบอัสพินไดโอด ในวงจรเลื่อนเฟส โดยอาศัยสัญญาณจากไมโครคอมพิวเตอร์ซึ่งมีลักษณะการทำงานดังนี้

### การอินเตอร์เฟสไมโครคอมพิวเตอร์

ตามปกติ บนเมนบอร์ดของไมโครคอมพิวเตอร์ จะมีสล롯สำหรับเพิ่มเติมวงจรอินเตอร์เฟสได้ 5 สล็อต ซึ่งแต่ละสลอตจะมีจำนวนขาทั้งสิ้น 62 ขา ข้างละ 31 ขา แต่ละขาของสลอตจะเชื่อมต่อกับเส้นสัญญาณต่างๆ บนเมนบอร์ด ซึ่งจะประกอบด้วย เส้นสัญญาณของบัสแอดเดรส (Address Bus) , บัสข้อมูล (DATA BUS) , บัสสำหรับควบคุมการเขียนการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำ (I/O) , การขออินเตอร์รัพท์ ของวงจรอินเตอร์เฟส , เส้นสัญญาณสำหรับการขอ DMA , สัญญาณเวลา (Timing Signal) , เส้นสัญญาณ แสดงการรีเฟรช หน่วยความจำ , สัญญาณสำหรับการตรวจสอบความผิดพลาด (I/O Check) , และแหล่งจ่ายไฟต่างๆ คือ +5 Vdc , - 5 Vdc , +12Vdc , - 12 Vdc ดังแสดงในรูป 2.7.1

### การจัดแอดเดรสสำหรับพอร์ทอินพุทเอาต์พุท

พอร์ทบนไมโครโปรเซสเซอร์จะถูกแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม กลุ่มแรกเป็นกลุ่มของพอร์ทที่อยู่บนเมนบอร์ด และกลุ่มที่สองเป็นกลุ่มที่จัดเตรียมไว้สำหรับพอร์ทที่อยู่บนการ์ดต่างๆ



รูป 2.7.1 ขาต่างๆของสล็อตบนเมนบอร์ด

ภายในไมโครโปรเซสเซอร์ (8088) จะมีแอดเดรสสำหรับไว้ใช้กับพอร์ทอินพุทเอาต์พุทอยู่ทั้งหมด 65, 536, หรือ 64K แอดเดรส ทำให้การอ้างแอดเดรส เพื่อติดต่อพอร์ทอินพุทเอาต์พุทกับ 8088 ใช้จำนวนเส้นแอดเดรสทั้งหมด 16 เส้น คือ  $A_0 - A_{15}$  แต่ใน PC จะถกออกแบบให้ใช้เส้นแอดเดรสไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คิดเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฉพาะ 10 เส้นล่างคือ  $A_0 - A_9$  เท่านั้น นั่นคือ สามารถติดต่อกับพอร์ทอินพุท เอาท์พุทได้เพียง 1024 พอร์ท โดยข้อมูลในบิต  $A_9$  เป็นบิตที่กำหนดที่แบ่งพอร์ท ออกเป็น 2 กลุ่ม ถ้าบิต  $A_9$  เป็น "0" จะทำการอ่านข้อมูลจากพอร์ทของอุปกรณ์ หรือชิพชั้นพอร์ทที่อยู่บนเมนบอร์ดเท่านั้น แต่ถ้าบิต  $A_9$  เป็น "1" จะทำการอ่าน ข้อมูลจากพอร์ทที่อยู่บนการ์ดต่างๆ การใช้งานแอดเดรสสำหรับพอร์ทอินพุทเอาท์ พุทบนการ์ดต่างๆ แสดงได้ดังรูป 2.7.2

MEM ADDRESS	USES
0700H - 0701H	SCSI BUS D.
0702H - 0703H	SCSI CONTROL ADAPTER
0704H - 0705H	SCSI BUS D.
0706H - 0707H	SCSI CONTROL ADAPTER
0708H - 0709H	SCSI BUS D.
070AH - 070BH	SCSI CONTROL ADAPTER
070CH - 070DH	SCSI BUS D.
070EH - 070FH	SCSI CONTROL ADAPTER
0710H - 0711H	SCSI BUS D.
0712H - 0713H	SCSI CONTROL ADAPTER
0714H - 0715H	SCSI BUS D.
0716H - 0717H	SCSI CONTROL ADAPTER
0718H - 0719H	SCSI BUS D.
071AH - 071BH	SCSI CONTROL ADAPTER
071CH - 071DH	SCSI BUS D.
071EH - 071FH	SCSI CONTROL ADAPTER
0720H - 0721H	SCSI BUS D.
0722H - 0723H	SCSI CONTROL ADAPTER
0724H - 0725H	SCSI BUS D.
0726H - 0727H	SCSI CONTROL ADAPTER
0728H - 0729H	SCSI BUS D.
072AH - 072BH	SCSI CONTROL ADAPTER
072CH - 072DH	SCSI BUS D.
072EH - 072FH	SCSI CONTROL ADAPTER
0730H - 0731H	SCSI BUS D.
0732H - 0733H	SCSI CONTROL ADAPTER
0734H - 0735H	SCSI BUS D.
0736H - 0737H	SCSI CONTROL ADAPTER
0738H - 0739H	SCSI BUS D.
073AH - 073BH	SCSI CONTROL ADAPTER
073CH - 073DH	SCSI BUS D.
073EH - 073FH	SCSI CONTROL ADAPTER
0740H - 0741H	SCSI BUS D.
0742H - 0743H	SCSI CONTROL ADAPTER
0744H - 0745H	SCSI BUS D.
0746H - 0747H	SCSI CONTROL ADAPTER
0748H - 0749H	SCSI BUS D.
074AH - 074BH	SCSI CONTROL ADAPTER
074CH - 074DH	SCSI BUS D.
074EH - 074FH	SCSI CONTROL ADAPTER
0750H - 0751H	SCSI BUS D.
0752H - 0753H	SCSI CONTROL ADAPTER
0754H - 0755H	SCSI BUS D.
0756H - 0757H	SCSI CONTROL ADAPTER
0758H - 0759H	SCSI BUS D.
075AH - 075BH	SCSI CONTROL ADAPTER
075CH - 075DH	SCSI BUS D.
075EH - 075FH	SCSI CONTROL ADAPTER
0760H - 0761H	SCSI BUS D.
0762H - 0763H	SCSI CONTROL ADAPTER
0764H - 0765H	SCSI BUS D.
0766H - 0767H	SCSI CONTROL ADAPTER
0768H - 0769H	SCSI BUS D.
076AH - 076BH	SCSI CONTROL ADAPTER
076CH - 076DH	SCSI BUS D.
076EH - 076FH	SCSI CONTROL ADAPTER
0770H - 0771H	SCSI BUS D.
0772H - 0773H	SCSI CONTROL ADAPTER
0774H - 0775H	SCSI BUS D.
0776H - 0777H	SCSI CONTROL ADAPTER
0778H - 0779H	SCSI BUS D.
077AH - 077BH	SCSI CONTROL ADAPTER
077CH - 077DH	SCSI BUS D.
077EH - 077FH	SCSI CONTROL ADAPTER
0780H - 0781H	SCSI BUS D.
0782H - 0783H	SCSI CONTROL ADAPTER
0784H - 0785H	SCSI BUS D.
0786H - 0787H	SCSI CONTROL ADAPTER
0788H - 0789H	SCSI BUS D.
078AH - 078BH	SCSI CONTROL ADAPTER
078CH - 078DH	SCSI BUS D.
078EH - 078FH	SCSI CONTROL ADAPTER
0790H - 0791H	SCSI BUS D.
0792H - 0793H	SCSI CONTROL ADAPTER
0794H - 0795H	SCSI BUS D.
0796H - 0797H	SCSI CONTROL ADAPTER
0798H - 0799H	SCSI BUS D.
079AH - 079BH	SCSI CONTROL ADAPTER
079CH - 079DH	SCSI BUS D.
079EH - 079FH	SCSI CONTROL ADAPTER

NOTE: NEW FEATURES BY IBM AND OTHER MANUFACTURERS MAY USE SOME OF THE SPARE I/O ADDRESS DECODERS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**รูป 2.7.2 การใช้งานแอดเดรสสำหรับพอร์ทบนการ์ดต่างๆ**  
 ไม่ว่าการณีได้ทั้งหมดอื่นที่ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.8 บัสไซเคิลของระบบ

บัสไซเคิล เป็นขบวนการของสัญญาณที่เกิดขึ้น ในช่วงของการส่งผ่านข้อมูลระหว่าง หน่วยความจำ อุปกรณ์อินพุทเอาต์พุท กับ ไมโครโปรเซสเซอร์ บัสไซเคิลของระบบเราแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม

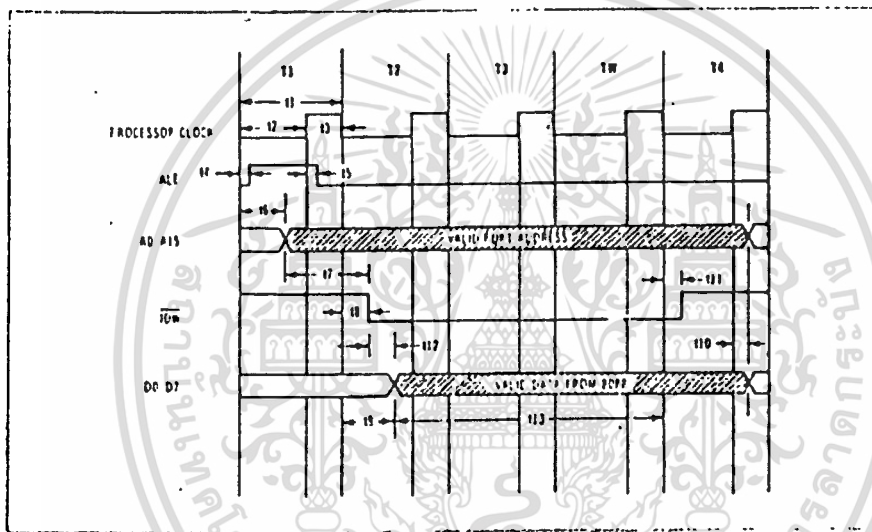
1. บัสไซเคิลที่สร้างโดยไมโครโปรเซสเซอร์ ( Microprocessor Driver Bus Cycle ) เป็นบัสไซเคิลที่สร้างขึ้นเพื่อส่งผ่านข้อมูลระหว่าง ไมโครโปรเซสเซอร์ กับ อินพุท เอาต์พุท หรือ กับหน่วยความจำ แบ่งเป็น
  - 1.1 บัสไซเคิลในการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำ
  - 1.2 บัสไซเคิลในการเขียนข้อมูลจากหน่วยความจำ
  - 1.3 บัสไซเคิลในการอ่านข้อมูลจาก อินพุท เอาต์พุท
  - 1.4 บัสไซเคิลในการเขียนข้อมูลจาก อินพุท เอาต์พุท
  - 1.5 บัสไซเคิลในการตอบรับการขออินเทอร์รัพ
2. บัสไซเคิลที่สร้างโดยตัวควบคุม DMA (DMA-Driver Bus Cycle) สร้างขึ้นในขบวนการ DMA โดยจะทำให้ บัสแอดเดรส บัสข้อมูล และ บัสควบคุม บางเส้น ของไมโครโปรเซสเซอร์เป็นไฮอิมพีแดนซ์แล้ว ตัวควบคุมDMA จะสร้างบัสไซเคิลขึ้น เพื่อให้อุปกรณ์อินพุทเอาต์พุทสามารถส่งหรือรับข้อมูลจากหน่วยความจำได้โดยตรง โดยไม่ต้องผ่านไมโครโปรเซสเซอร์ก่อน แบ่งเป็น 2 ชนิด
  - 2.1 บัสไซเคิลในการอ่านข้อมูลจาก อุปกรณ์อินพุทเอาต์พุท เพื่อเขียนข้อมูลให้กับหน่วยความจำ
  - 2.2 บัสไซเคิลในการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำ เพื่อส่งให้อุปกรณ์อินพุทเอาต์พุท

ในกรณีนี้พบว่า... จะกล่าวถึงเฉพาะบัสไซเคิลที่สร้างโดย ไมโครโปรเซสเซอร์ ในการเขียนข้อมูลลงบนพอร์ทอินพุทเอาต์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้เฉพาะในวงเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บัสไซเคิลในการเขียนข้อมูลลงบนพอร์ทอินพุทเอาท์พุท

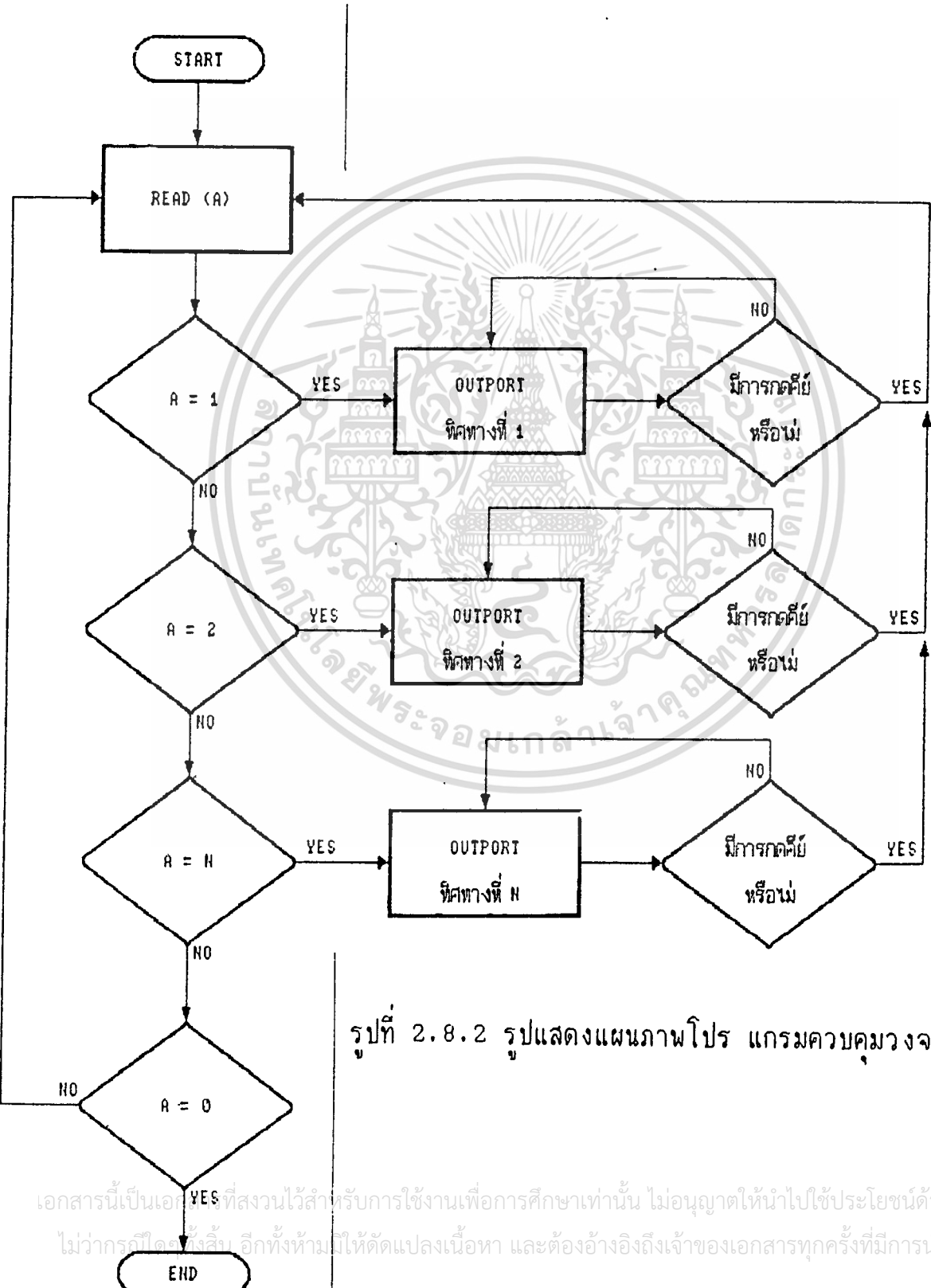
เนื่องจากอุปกรณ์ส่วนที่เกี่ยวกับพอร์ทอินพุทเอาท์พุทนั้น มักจะมีความเร็วต่ำ อาจไม่สามารถสนองตอบการทำงานในบัสไซเคิลของไมโครโปรเซสเซอร์ได้ ดังนั้น การอินเทอร์เฟสอินพุทเอาท์พุทพอร์ท จะต้องอยู่ในช่วงเวลาในบัสไซเคิล ดังแสดงในรูป 2.8.1.



รูป 2.8.1 บัสไซเคิลในการเขียนเอาท์พุทพอร์ท

ขณะที่ ไมโครโปรเซสเซอร์ เอ็กซีคิวต์ชุดคำสั่ง "out" ให้เขียนข้อมูลลงบนพอร์ทที่กำหนด ก็จะสร้างบัสไซเคิลในการเขียนข้อมูลลงบนพอร์ท เพื่อให้พอร์ทที่ถูกกำหนด รับข้อมูลที่อยู่บนบัสข้อมูล จากรูป บัสไซเคิลจะเริ่มต้นในช่วงคล็อก  $T_1$  ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่สัญญาณ ALE (Address Latch Enable) แอคทีฟ (ลอจิก 1) เพื่อแสดงให้อุปกรณ์ที่ทำงานร่วมกับไมโครโปรเซสเซอร์ทราบว่า ข้อมูลที่อยู่บนบัสแอดเดรส ในช่วงขอบขาลงของสัญญาณ ALE เป็นแอดเดรสของพอร์ทที่ไมโครโปรเซสเซอร์จะติดต่อด้วย หลังจากนั้น ในช่วงคล็อก  $T_2$  สัญญาณ IOW จะแอกทีฟ (ลอจิก 0) เพื่อแสดงให้อุปกรณ์ต่างๆทราบว่า เป็นบัสไซเคิลใน

การเขียนข้อมูลลงบนพอร์ท แล้วไมโครโปรเซสเซอร์จะส่งข้อมูลลงบนบัสข้อมูล ในช่วงคล็อก  $T_2$  สัญญาณ  $IOV$  จะถูกปรับให้กลับเป็น ลอจิก "1" และจะสิ้นสุดการทำงานในบัสไซเคิล เมื่อสิ้นสุดเวลาของคล็อก  $T_2$  สำหรับ  $T_2$  ใหม่เข้ามาเพื่อให้พอร์ทอินพุทเอาต์พุท สามารถที่จะทำงานในบัสไซเคิลนี้ได้ทันที



รูปที่ 2.8.2 รูปแสดงแผนภาพโปรแกรมควบคุมวงจรเลื่อนเฟส

## บทที่ 9

### การคำนวณออกแบบและการสร้าง

#### 3.1 การคำนวณสายอากาศไมโครสตริป

##### 3.1.1 หาค่าของสายอากาศ

เนื่องจากเราไม่ทราบค่า  $\epsilon_r$  ดังนั้น จึงกำหนด สมมติขึ้นมาและสร้างสายอากาศทดลองตามค่านั้น นำไปวัดความถี่รีโซแนนซ์ กลับมาหาค่าที่แท้จริงเพื่อที่จะหาค่าของสายอากาศดังนี้

หาค่าคงที่ของไดอิเล็กตริก (Dielectric Constant)

$$\epsilon_r := \frac{[K_{nm} \cdot c]^2}{[2 \cdot \pi \cdot a_{ex} \cdot f_r]^2}$$

เมื่อขนาดของสายอากาศทดลอง  $a_{ex} := 0.113$  ม.

ความถี่รีโซแนนซ์ที่วัดได้  $f_r := 778$  MHz

รากของเบสเซลฟังก์ชัน  $K_{nm} := 3.83171$

ความเร็วคลื่น  $c := 3 \cdot 10^8$  ม/วินาที

หาค่ารัศมีจริงของสายอากาศ เมื่อ  $f_r := 915 \text{ MHz}$

$$a := \frac{K \cdot c}{nm} \sqrt{\frac{\epsilon_r}{r}}$$

$$a = 9.608 \cdot \text{cm}$$

3.1.2. รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป จากสมการ

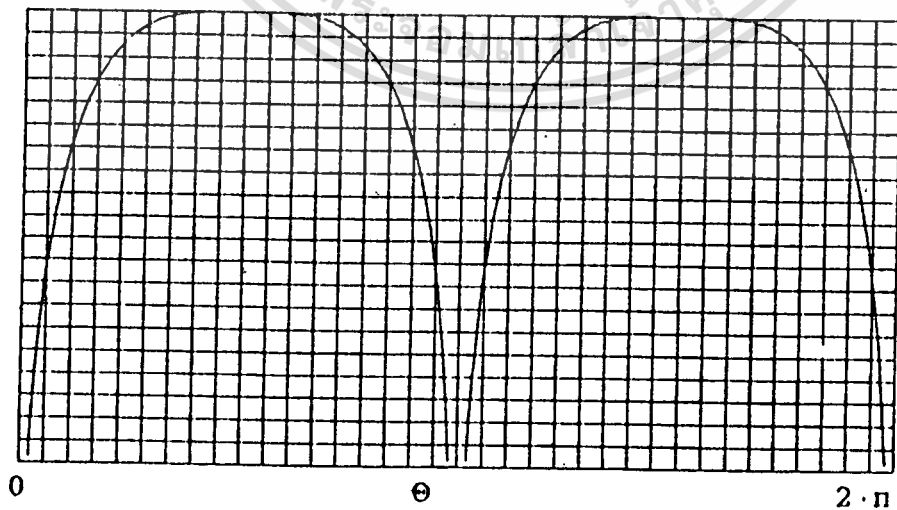
$$E_\theta := j \frac{hE_0 \cdot J_n(ka) \cdot a \cdot k_0 e^{-j \cdot k_0 \cdot r}}{2 \cdot r} \cos(n\phi) \left[ J_n[n+1, k_0 \cdot a \sin\theta] - J_n[n-1, k_0 \cdot a \sin\theta] \right]$$

$$E_\phi := j \frac{hE_0 \cdot J_n(ka) \cdot a \cdot k_0}{2} \left[ \frac{-[j \cdot k_0 \cdot r]}{r} \right] \cos\theta \cdot \sin(n\phi) \left[ J_n[n+1, k_0 \cdot a \sin\theta] + J_n[n-1, k_0 \cdot a \sin\theta] \right]$$

เนื่องจาก เราต้องการสายอากาศ ที่มีรูปแบบการกระจายคลื่นเป็นแบบ ออมนิ  
ไดเรกชันแนล (Omnidirectional) ดังนั้น  $E(\phi) = 0$  และ จากสมการ  
ไม่วารณิโดจหงสัน อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$E(\theta)$  เราต้องการให้  $\cos(n\phi) = 1$  ดังนั้น  $n = 0$  . ซึ่งทำให้สามารถเลือก โหมดในการใช้งานได้

$$E(\theta) := j^n \frac{h \cdot E_0 \cdot J_n(n, ka)}{2} \frac{e^{-j \cdot k \cdot r}}{r} \cdot a \cdot k_0 \cdot 2 \cdot J_n \left[ n + 1, k_0 \cdot a \cdot \sin(\theta) \right]$$



รูปที่ 3.1.1 รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.3. โดเร็คทิวตี้ ของสายอากาศไมโครสตริป

$$E_{\theta} := j \frac{h E_0 J_n(ka) a^k e^{-j \cdot k \cdot r}}{2 r} \cos(n\phi) \cdot [J_n[n + 1, k_0 a \sin\theta] - J_n[n - 1, k_0 a \sin\theta]]$$

$$W(\theta) := \frac{1}{2 \cdot \eta} \cdot (|E(\theta)|)^2$$

$$W_{av} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot \eta} \int_0^{2 \cdot \pi} (|E(\theta)|)^2 d\theta$$

$$W_{av} = 1.513 \cdot 10^{-13}$$

$$W_{max} := 2.219 \cdot 10^{-13}$$

$$U_{max} := r^2 \cdot W_{max}$$

$$U_{max} = 5.546 \cdot 10^{-10}$$

$$U := r^2 \cdot W_{av}$$

$$U = 3.782 \cdot 10^{-10}$$

$$D_o := \frac{U_{max}}{U}$$

$$D_o = 1.467$$

$$10 \cdot \log [D_o] = 1.664 \text{ dB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 การออกแบบเฟสอาร์เรย์แบบวงกลม (Circular Phased Array)

เนื่องจาก รูปแบบการกระจายคลื่น ของสายอากาศไมโครสตริป 1 อิลีเมนต์ ได้ถูกออกแบบให้มีรูปแบบการกระจายคลื่นเป็นแบบ ออมนิไดเรกชันแนล (Omni-directional) ในระนาบ x-y หรือ ระนาบอะซิมุท ดังนั้นในการพิจารณา และออกแบบรูปแบบการกระจายคลื่นของสนามไฟฟ้าลัพท์ที่ทำการนอมอลไลซ์แล้ว (Normalized Total Electric Field Radiation Pattern) ของสายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม สามารถพิจารณาเฉพาะรูปแบบของตัวประกอบอาร์เรย์ก็เพียงพอแล้ว ทั้งนี้เป็นไปตามหลักการผลคูณรูปแบบการกระจายคลื่นนั่นเอง

อนึ่งความถี่ที่เลือกใช้ในการออกแบบคือ 915 MHz และต้องการออกแบบให้รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศอาร์เรย์ มีค่าสูงสุดอยู่บนระนาบอะซิมุท และสามารถปรับทิศทางของบีมหลัก ได้ 8 ทิศทางในระนาบอะซิมุทนั้น ด้วยการปรับเฟสของกระแสที่ป้อนให้แต่ละอิลีเมนต์ โดยที่ทิศทางของบีมหลักจะถูกกำหนดให้มีทิศทางดังต่อไปนี้คือ  $\phi = 0, 45, 90, 135, 180, 225, 270, 315,$  และ 360 บนระนาบอะซิมุท

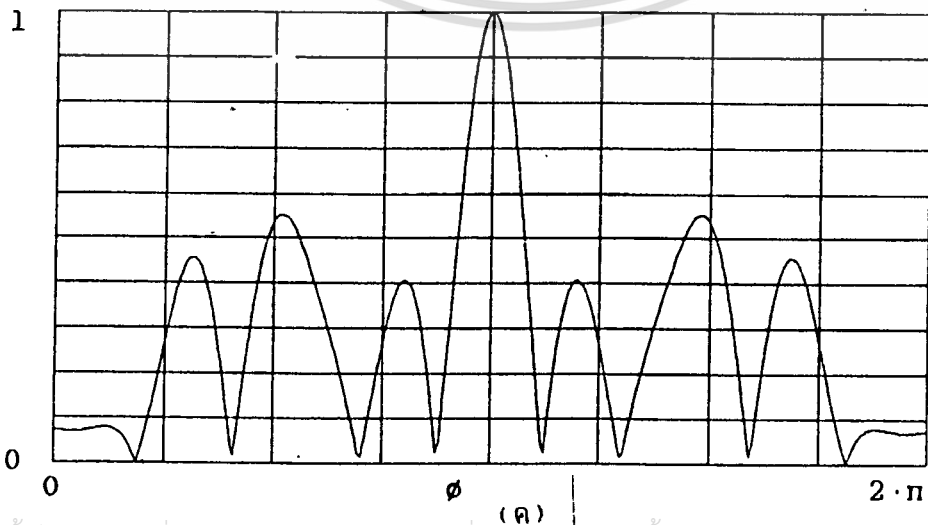
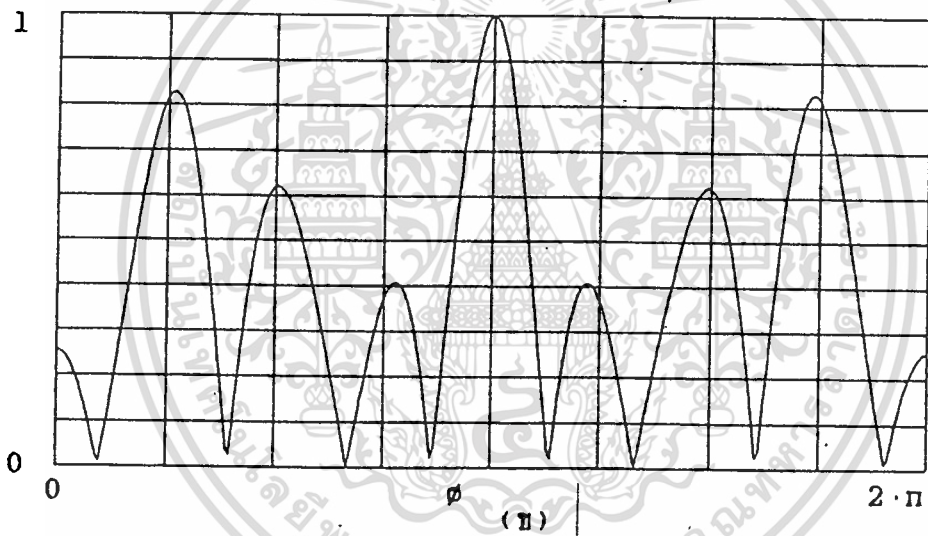
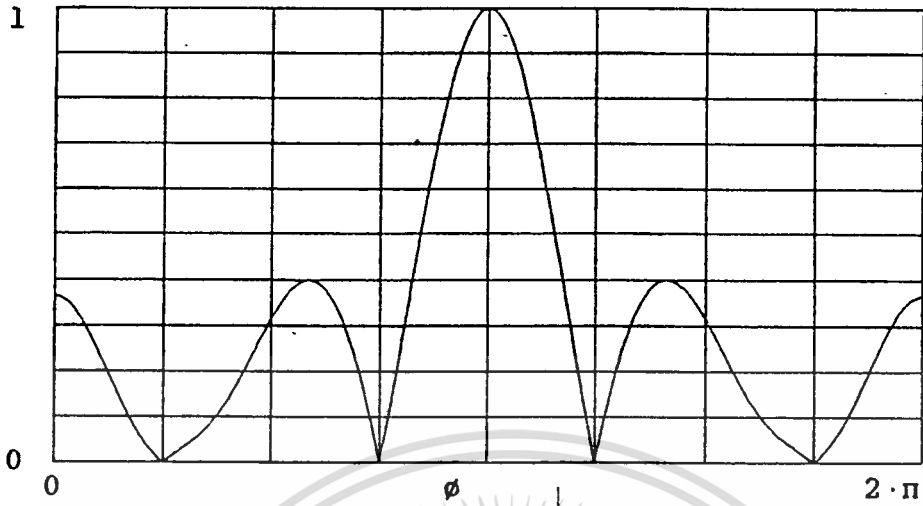
สำหรับรัศมีของอาร์เรย์ เลือกใช้รัศมีขนาด  $a = 1$  ด้วยเหตุผล 3 ประการ คือ

1. ทำให้รูปแบบการกระจายคลื่นมีค่าสูงสุดในทิศทางเดียว สำหรับการป้อนกระแสให้แต่ละอิลีเมนต์ โดยมีเฟสตามที่ออกแบบไว้ในสถานะหนึ่งๆ ดังรูปที่ 3.2.1 เป็นรูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม โดยที่แต่ละอิลีเมนต์มีรูปแบบการกระจายคลื่นเป็นแบบอมนิไดเรกชันแนล
2. ขนาดรัศมีของอาร์เรย์  $a = 1$  สามารถสร้างขึ้นในทางปฏิบัติได้ ง่ายได้เงื่อนไขคือ ขนาดของสายอากาศไมโครสตริป 1 อิลีเมนต์

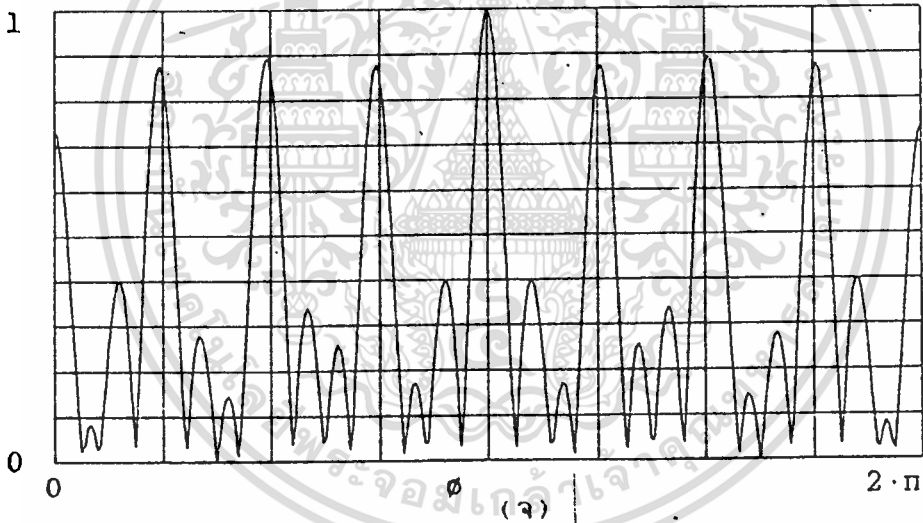
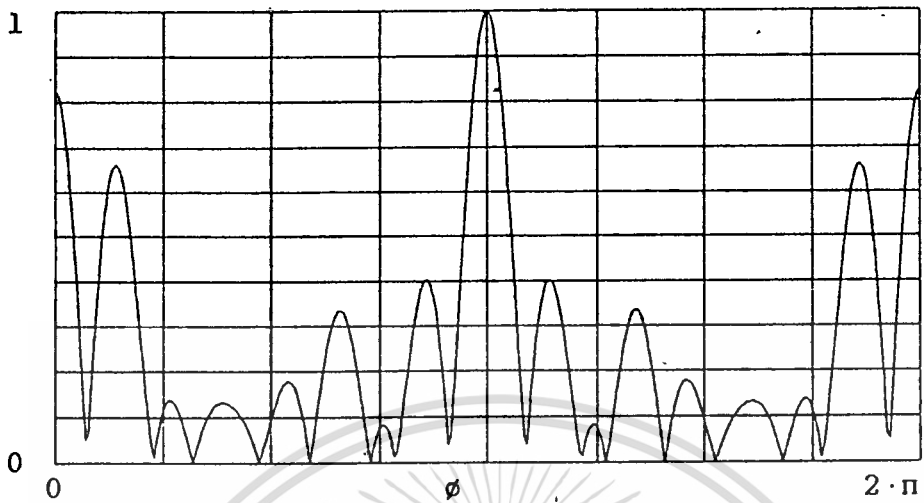
3. ทำให้มีเฟสของกระแสที่ต้องเปลี่ยนแปลงไป (สำหรับการปรับทิศทางของบีมหลักทั้ง 8 ทิศทาง) น้อยที่สุด ซึ่งทำให้จำนวนของวงจรเลื่อนเฟส น้อยลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าตามไปด้วย

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2.1 รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศเฟสอาร์เรย์  
แบบระนาบวงกลม ที่มีรัศมีของอาร์เรย์ต่างกัน

ก.  $a = 0.5 \lambda$

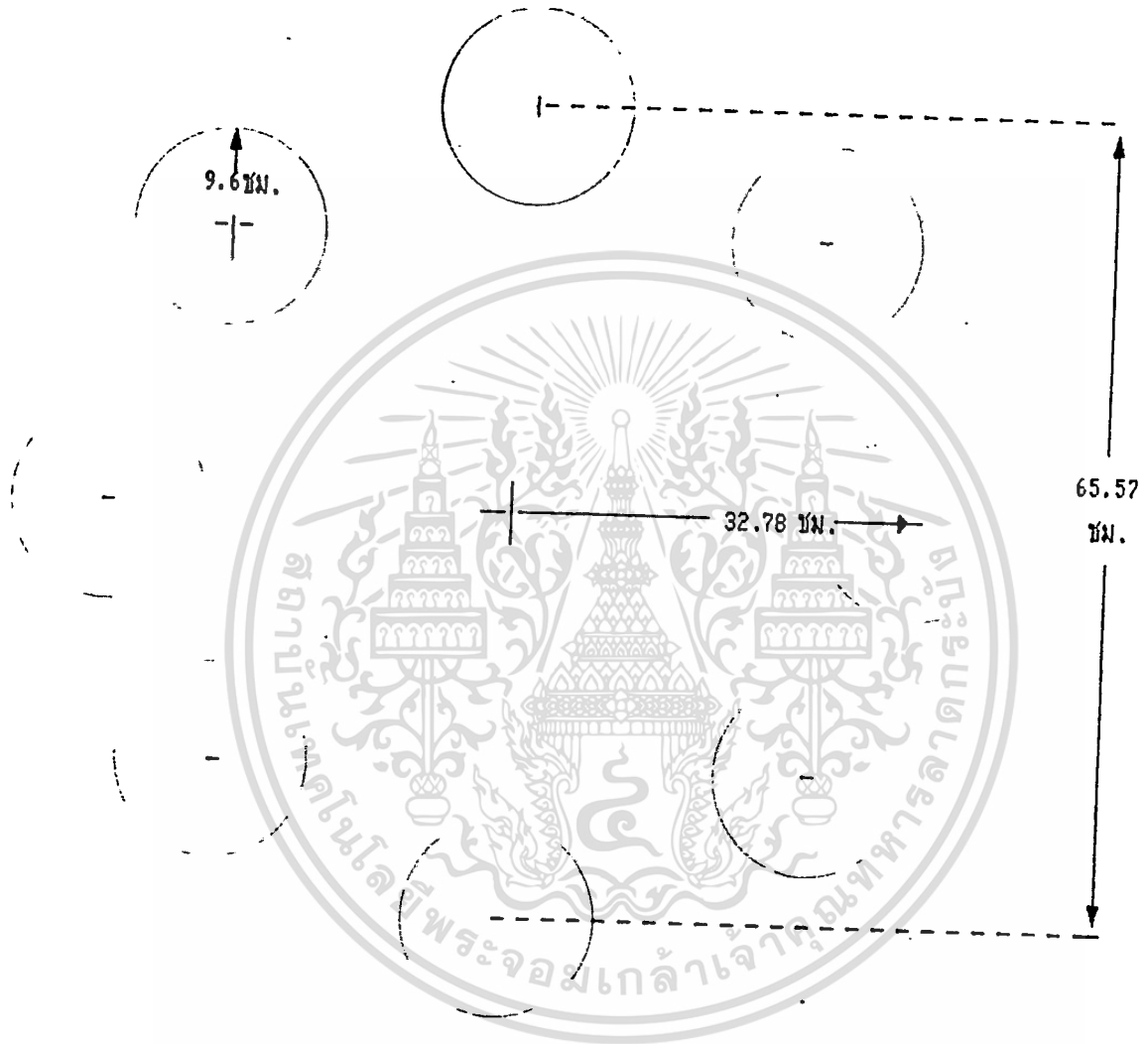
ข.  $a = 0.9 \lambda$

ค.  $a = 1.0 \lambda$

ง.  $a = 1.4 \lambda$

จ.  $a = 2.0 \lambda$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### รูปที่ 3.2.2 แสดงการวางอีลีเมนต์ของสายอากาศเฟสอาร์เรย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**แบบระนาบวงกลม**  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบและคำนวณค่าเฟสของกระแส

จากสมการที่ (2.๑2) ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของกระแสที่ป้อนให้สายอากาศแต่ละอิลิเมนต์ กับขนาดรัศมีของอาร์เรย์, ตำแหน่งมุมของสายอากาศแต่ละอิลิเมนต์ และทิศทางของ빔หลัก คือ

$$\alpha_n = -ka \cos(\phi_o - \phi_n) \sin(\theta_o) \dots \dots \dots (3.1)$$

เราต้องการออกแบบให้สายอากาศอาร์เรย์สามารถกวาด빔ได้ในระนาบอะซิมูต ดังนั้น  $\theta_o = 90^\circ$  เสมอดังนั้น

$$\alpha_n = -ka \cos(\phi_o - \phi_n) \dots \dots \dots (3.2)$$

โดยที่

$$k = 2\pi/\lambda$$

$$a = l \cdot \lambda$$

$$\phi_n = 2\pi n / N$$

เมื่อแทนค่าตัวแปรต่างๆ จะสามารถหาค่าเฟสของกระแสที่จะต้องป้อนให้แก่สายอากาศแต่ละอิลิเมนต์ เพื่อที่จะทำให้สายอากาศอาร์เรย์ มี빔หลักอยู่ที่มุม  $\phi_o$  บนระนาบอะซิมูต ดังตารางที่ 3.2.1 ซึ่งค่า  $\alpha_n$  ต่างๆ จะนำไปออกแบบวงจรเลื่อนเฟสซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดต่อไป

เมื่อนำค่า  $\alpha_n$  ของ  $\phi_o$  ต่างๆ แทนค่าลงในสมการตัวประกอบอาร์เรย์ แล้วนำค่า  $E_{\theta}$  ของสายอากาศไมโครสตริป 1 อิลิเมนต์ เมื่อ  $\theta = 90^\circ$  มาคูณกับตัวประกอบอาร์เรย์ จะได้สนามล้นท์ของสายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม โดยที่มีอิลิเมนต์เป็นสายอากาศไมโครสตริป 8 อิลิเมนต์

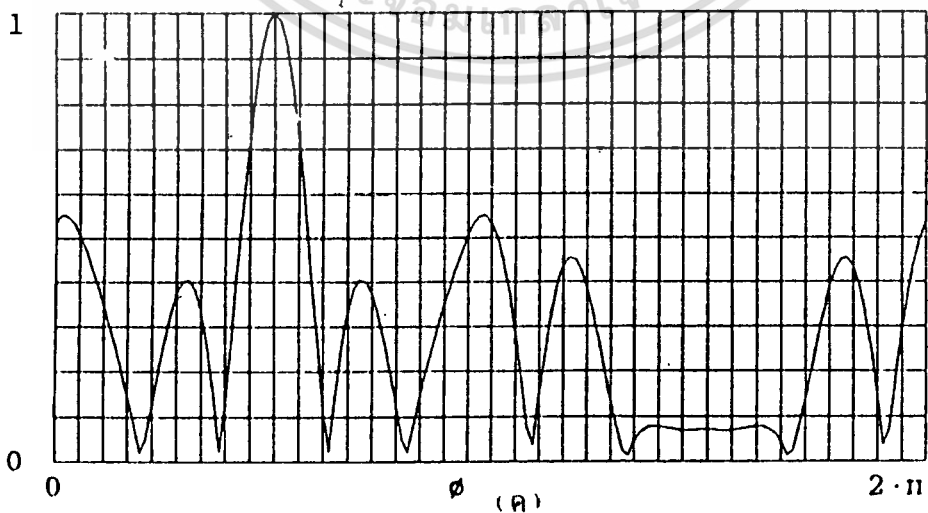
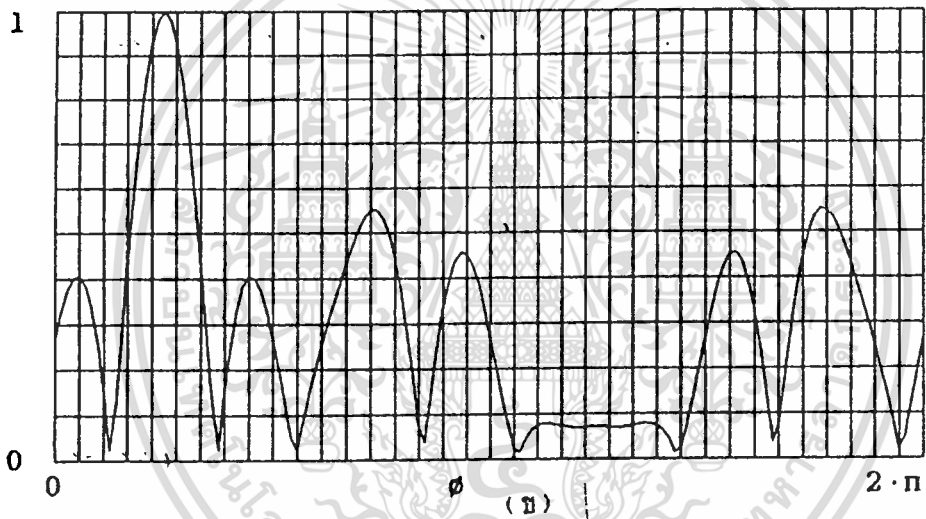
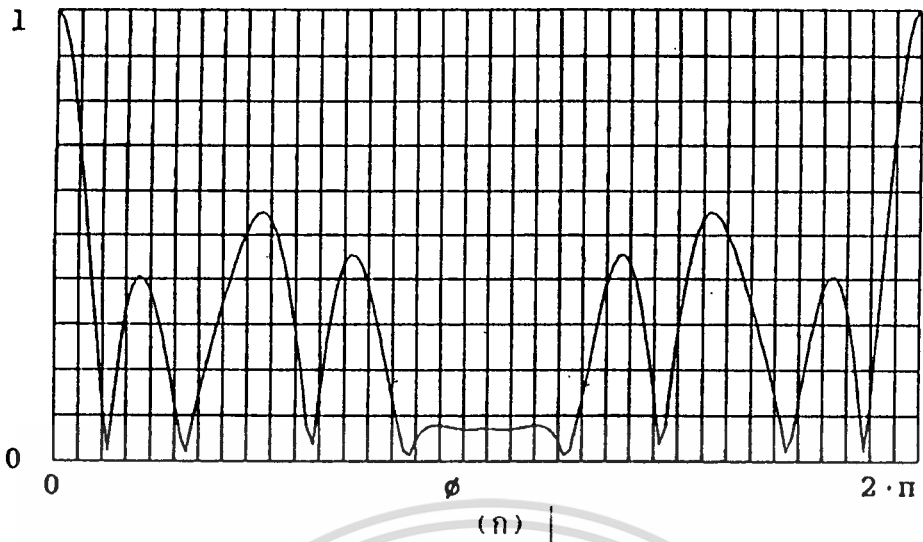
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

n	$\phi_n$	$\phi_\alpha$	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$	$\pi$	$5\pi/4$	$3\pi/2$	$7\pi/4$
1	$\pi/4$	$\alpha_1$	$-\sqrt{2}\pi$	$\pi$	$-\sqrt{2}\pi$	0	$\sqrt{2}\pi$	$2\pi$	$\sqrt{2}\pi$	0
2	$\pi/2$	$\alpha_2$	0	$-\sqrt{2}\pi$	$-\pi$	$-\sqrt{2}\pi$	0	$\sqrt{2}\pi$	$2\pi$	$\sqrt{2}\pi$
3	$3\pi/4$	$\alpha_3$	$\sqrt{2}\pi$	0	$-\sqrt{2}\pi$	$-\pi$	$-\sqrt{2}\pi$	0	$\sqrt{2}\pi$	$2\pi$
4	$\pi$	$\alpha_4$	$2\pi$	$\sqrt{2}\pi$	0	$-\sqrt{2}\pi$	$-\pi$	$-\sqrt{2}\pi$	0	$\sqrt{2}\pi$
5	$5\pi/4$	$\alpha_5$	$\sqrt{2}\pi$	$2\pi$	$\sqrt{2}\pi$	0	$-\sqrt{2}\pi$	$\pi$	$-\sqrt{2}\pi$	0
6	$3\pi/2$	$\alpha_6$	0	$\sqrt{2}\pi$	$2\pi$	$\sqrt{2}\pi$	0	$-\sqrt{2}\pi$	$\pi$	$-\sqrt{2}\pi$
7	$7\pi/4$	$\alpha_7$	$-\sqrt{2}\pi$	0	$\sqrt{2}\pi$	$2\pi$	$\sqrt{2}\pi$	0	$-\sqrt{2}\pi$	$-\pi$
8	$2\pi$	$\alpha_8$	$-\pi$	$-\sqrt{2}\pi$	0	$\sqrt{2}\pi$	$2\pi$	$\sqrt{2}\pi$	0	$-\sqrt{2}\pi$

ตาราง 3.2.1 เฟสของกระแสที่ป้อนให้แก่แต่ละอีลีเมนต์ เมื่อต้องการให้

มีมหลักอยู่ที่  $\phi = \phi_\alpha$  บนระนาบอะซิมุต

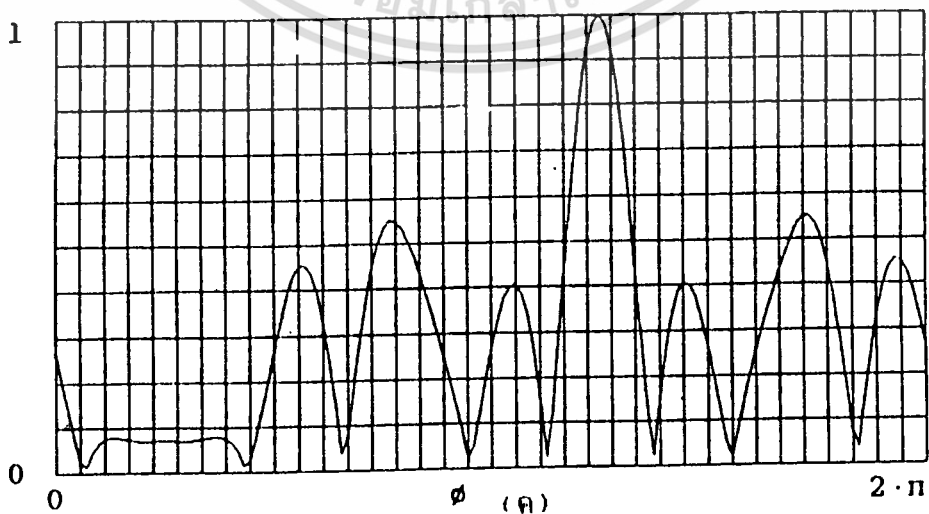
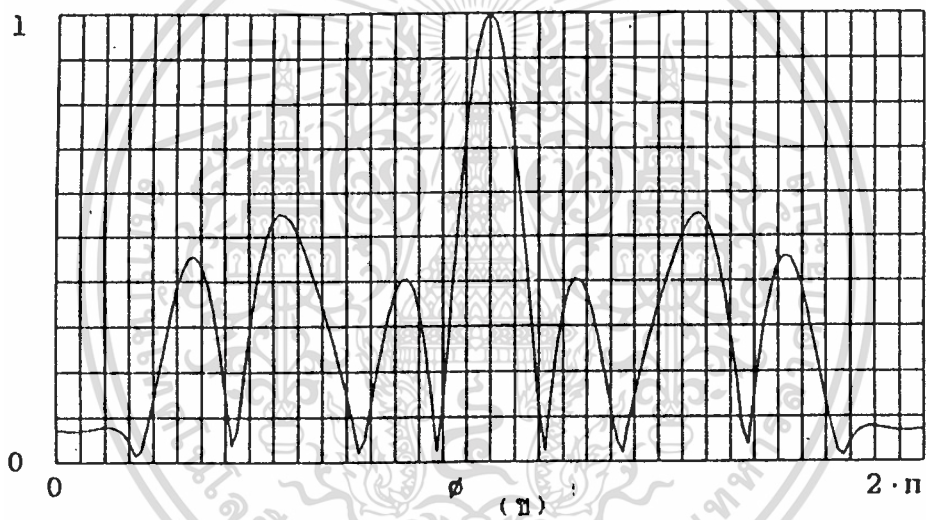
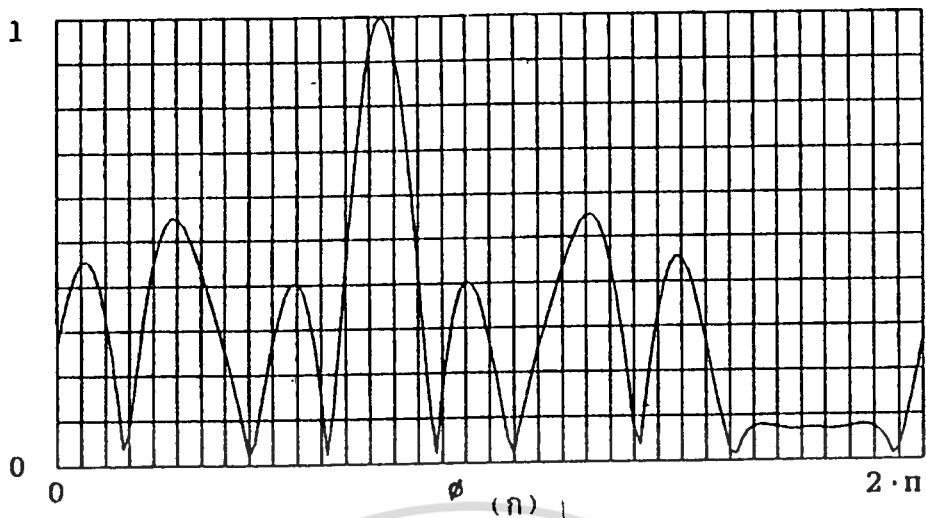
ทำการนอร์มอลไลซ์สนามลัพท์ของสายอากาศอาร์เรย์ นำมาแสดงบนกราฟเพื่อพิจารณารูปแบบการกระจายคลื่น ดังรูปที่ 3.2.3



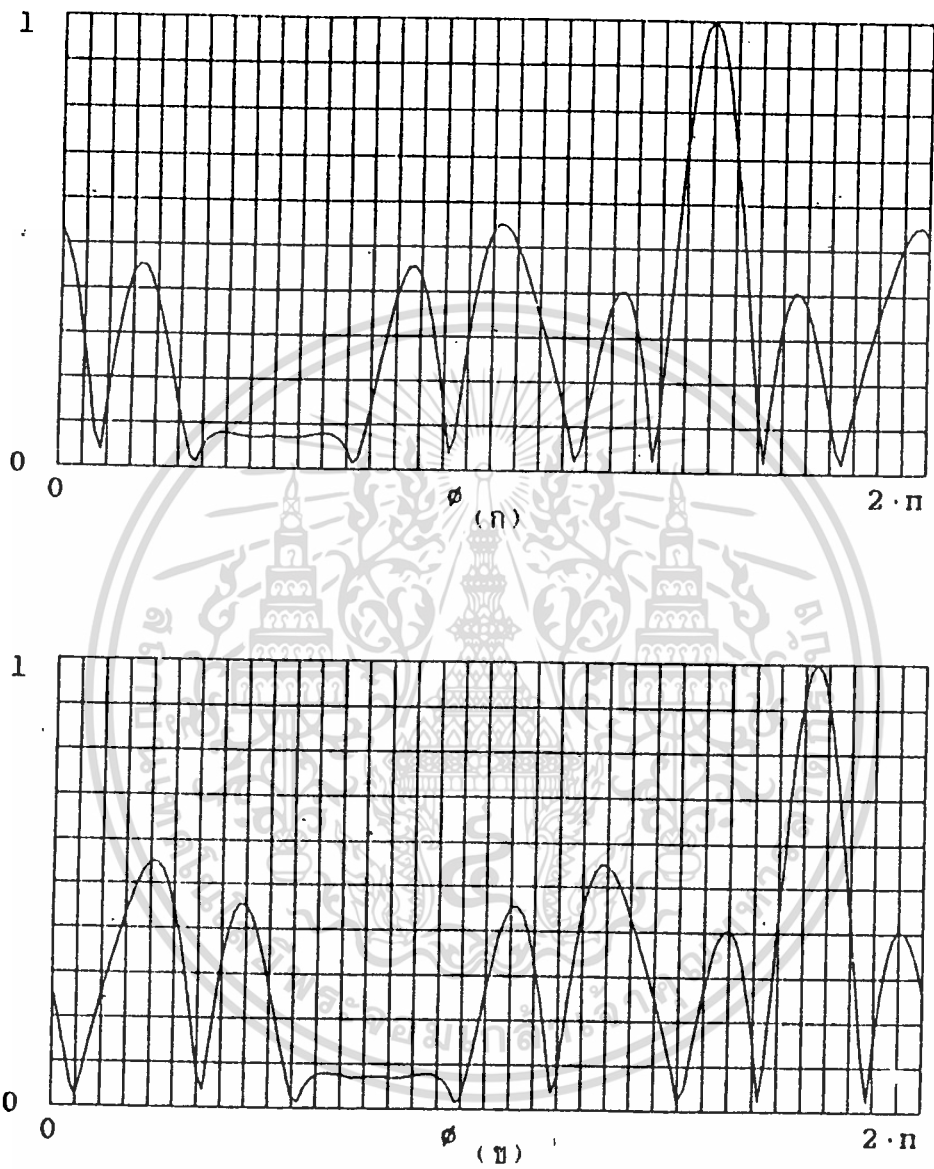
เอกสารรูปที่ 3.2.3 (ก) รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศเฟสอาร์เวย์

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามแบบระนาบวงกลม และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก)  $\phi = 0^\circ$  (ข)  $\phi = 45^\circ$  (ค)  $\phi = 90^\circ$



เอกสารปีที่ ๓๖. ๒. ๓ (๒) รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศเฟสอาร์เรย์ ชนิดการค้ำ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้แบบวิธีคำนวณวงกลม และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

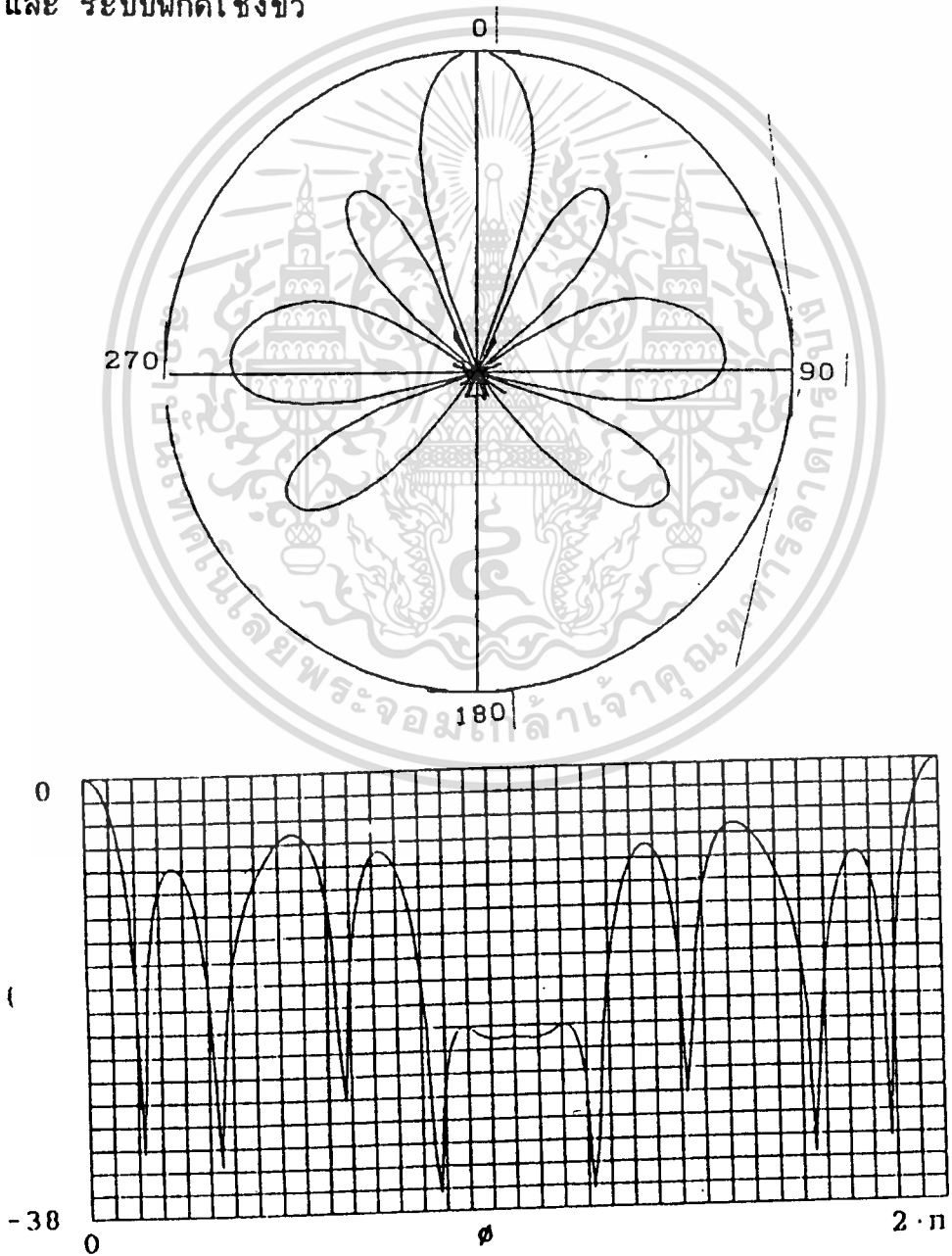


รูปที่ 3.2.3 (ค) รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศเฟสอาร์เรย์  
แบบระนาบวงกลม  
(ก)  $\phi_0 = 270^\circ$  (ข)  $\phi_0 = 315^\circ$

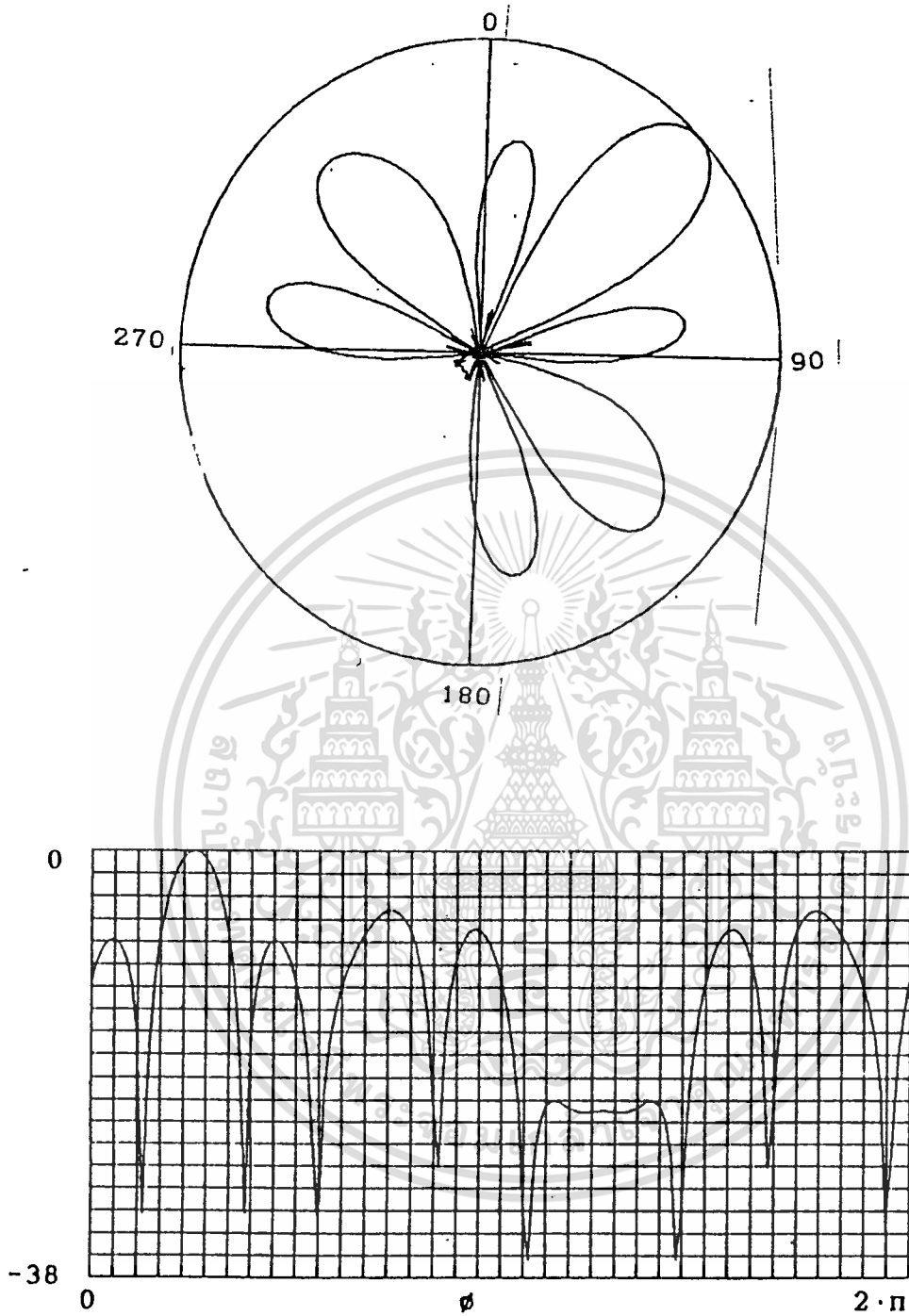
รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม ที่ได้ออกแบบไว้ นั้น สามารถพิจารณาให้อยู่ในหน่วยของ เดซิเบล (dB) ได้โดย

$$E_{(dB)} = 20 \log (E_{n(\text{dimensionless})})$$

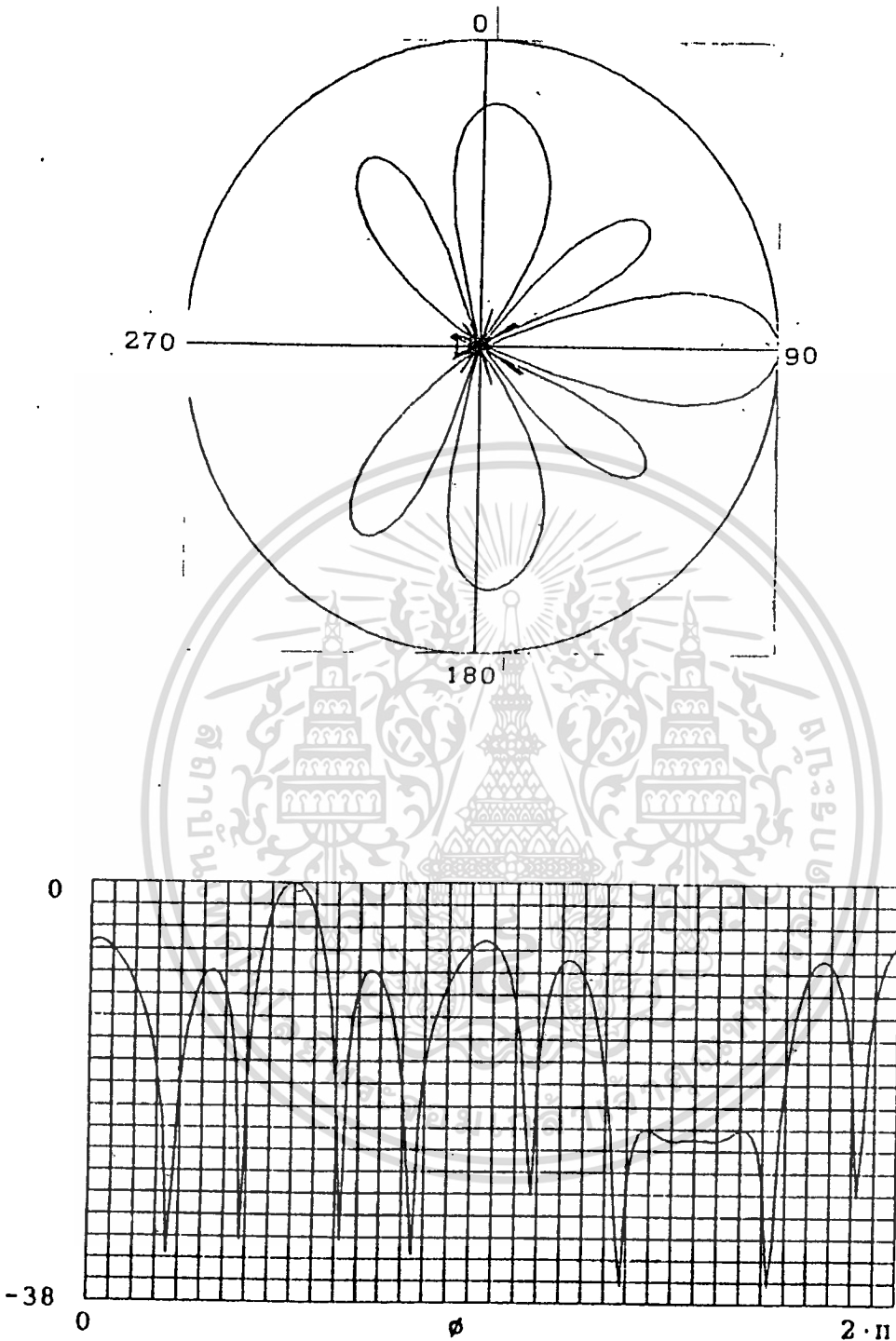
รูปที่ 3.2.4 คือรูปแบบการกระจายคลื่นในหน่วยเดซิเบล (dB) ทั้งระบบพิกัดฉาก และ ระบบพิกัดเชิงขั้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์  
 รูปที่ 3.2.4 ทั้ง (ก) รูปแบบการกระจายคลื่นในหน่วยเดซิเบล ทั้งในระบบพิกัดฉาก และ ระบบพิกัดเชิงขั้ว เมื่อ  $\phi = 0^\circ$

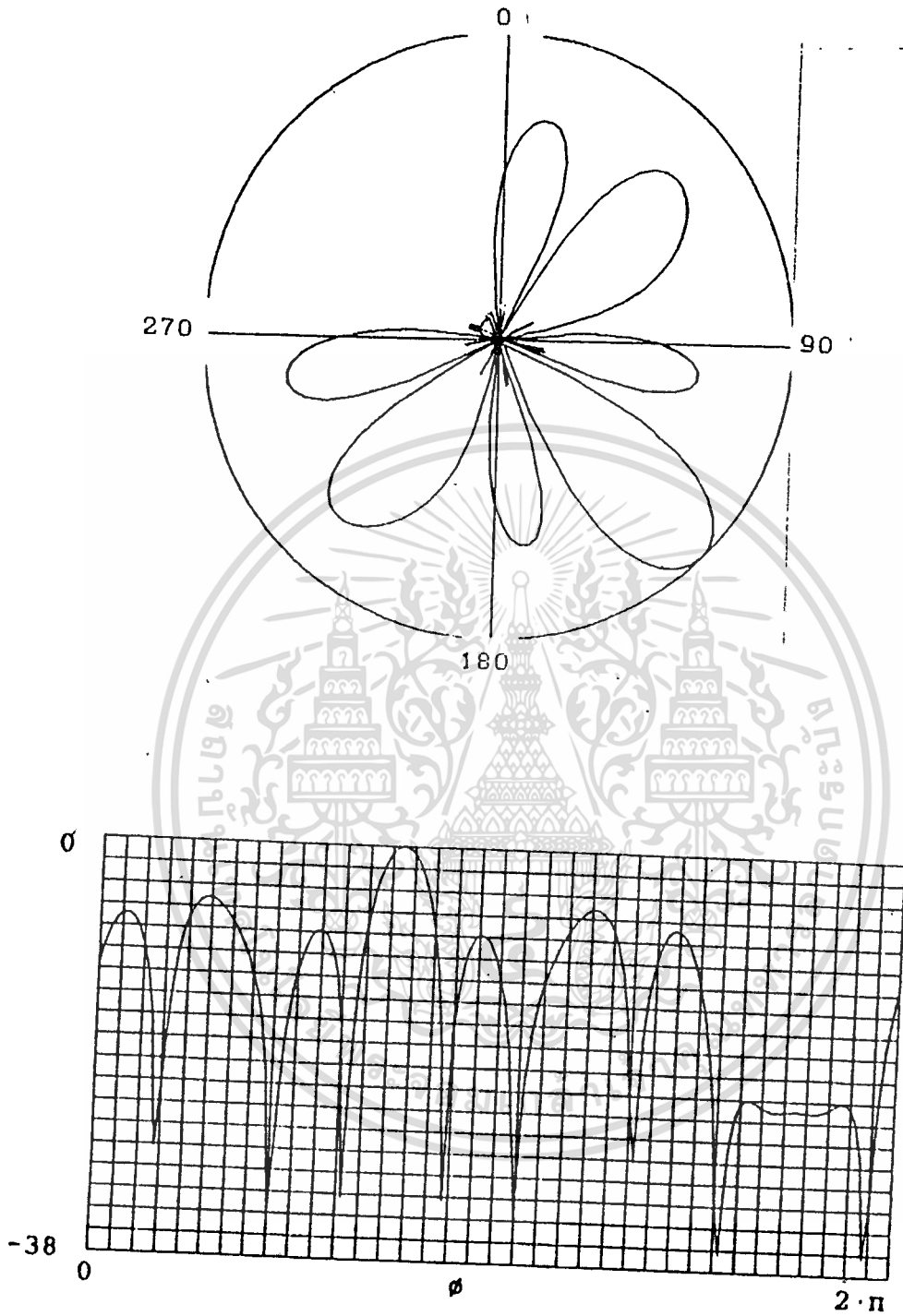


รูปที่ 3.2.4 (ข) รูปแบบการกระจายคลื่นในหน่วยเดซิเบล ทั้งในระบบ  
พิกัดฉากและเชิงขั้ว เมื่อ  $\phi = 45^\circ$



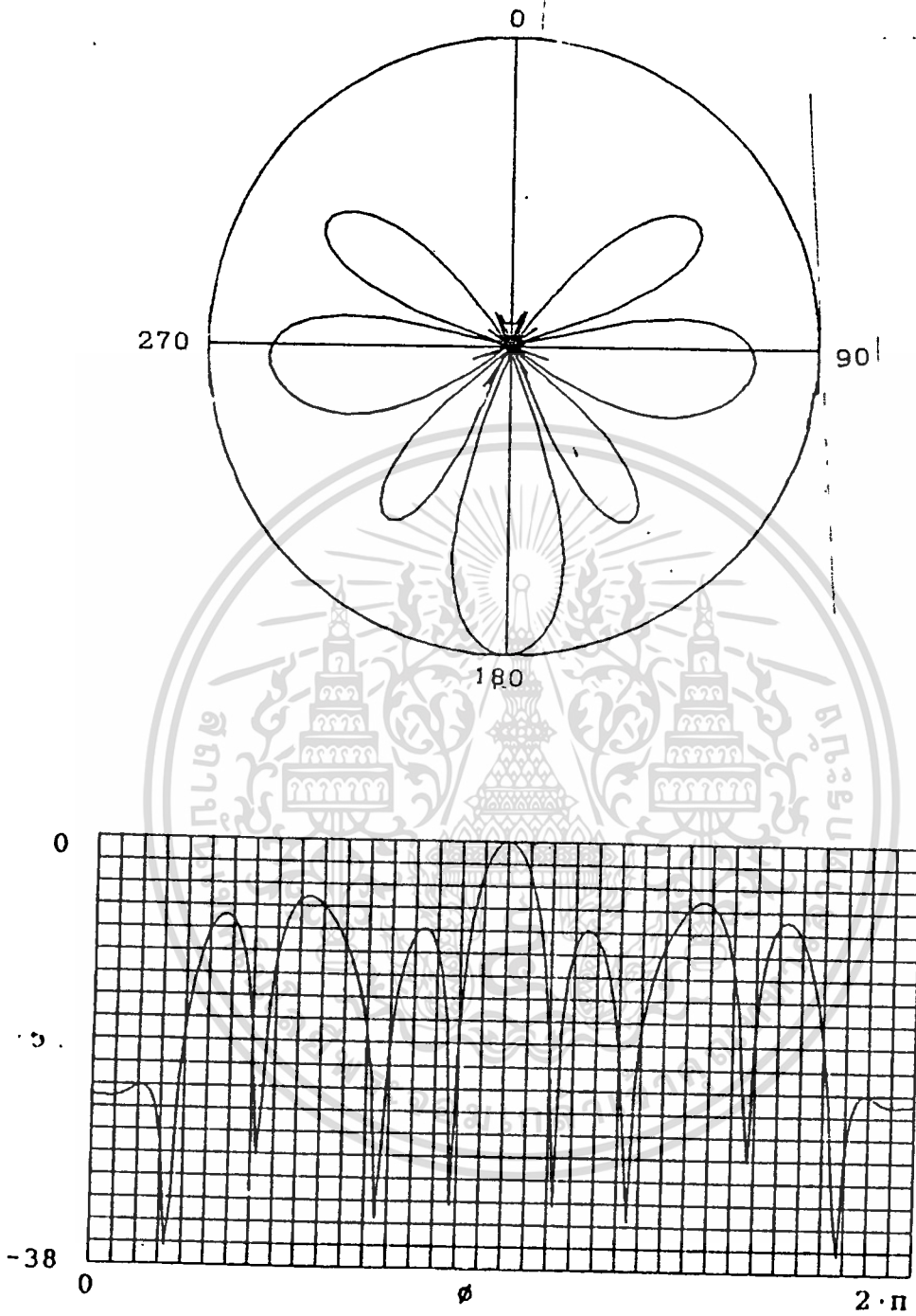
รูปที่ 3.2.4 (ค) รูปแบบการกระจายคลื่นในหน่วยเดซิเบล ทั้งในระบบ  
พิกัดฉากและเชิงขั้ว เมื่อ  $\phi = 90^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2.4 (ง) รูปแบบการกระจายคลื่นในหน่วยเดซิเบล ทั้งในระบบ  
พิกัดฉากและเชิงขั้ว เมื่อ  $\phi = 135^\circ$

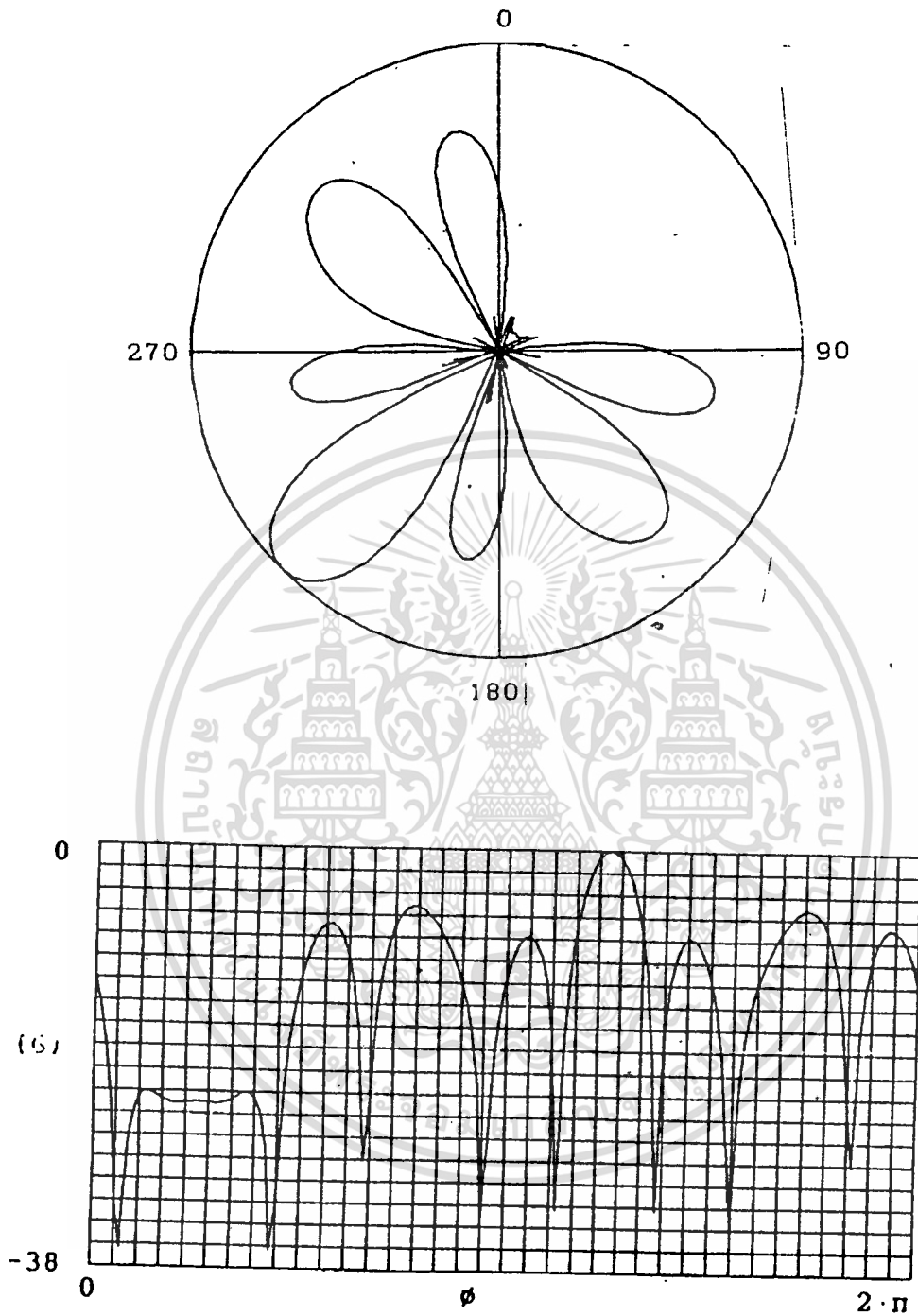
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2.4 (จ) รูปแบบการกระจายคลื่นในหน่วยเดซิเบล ทั้งในระบบ

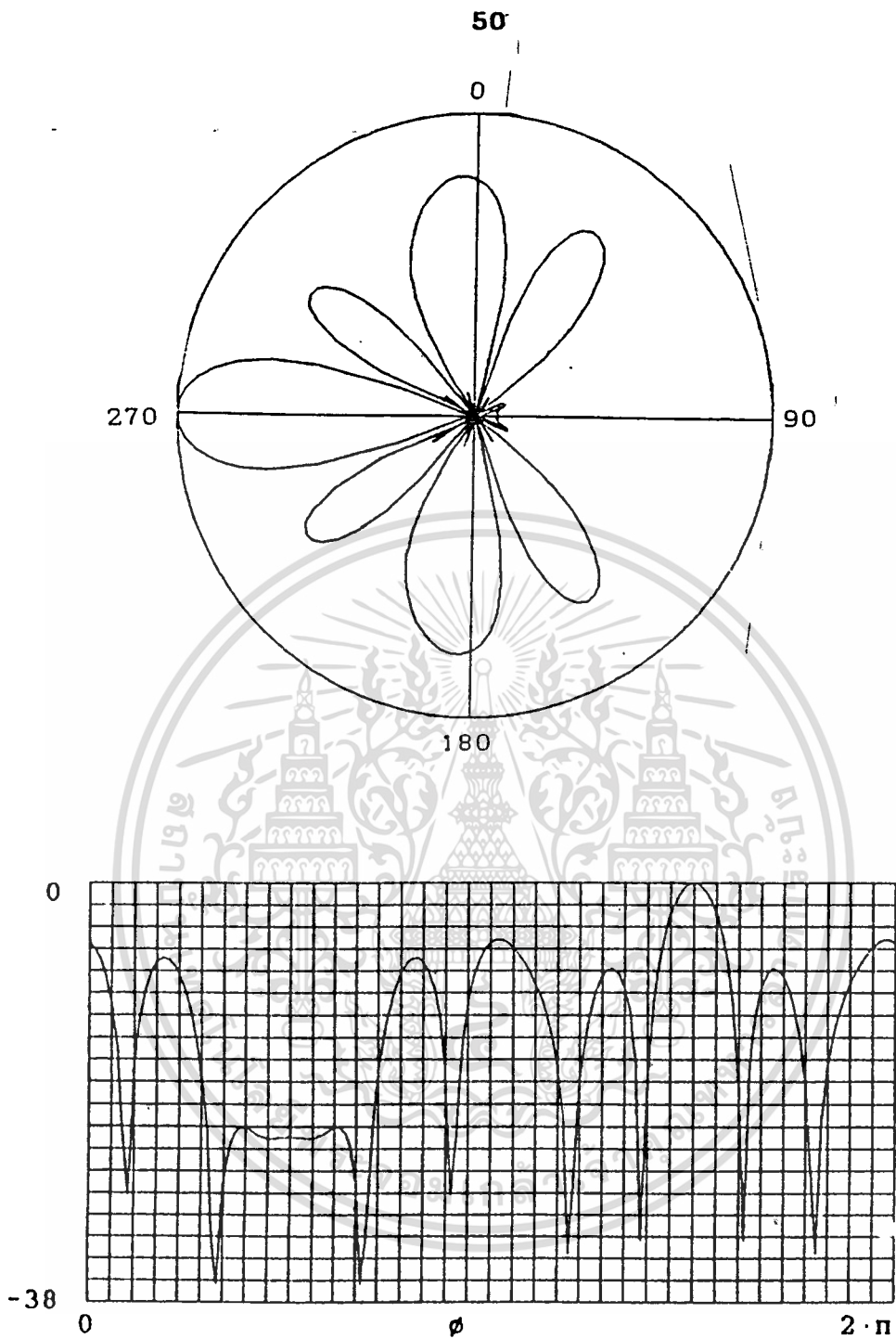
พิกัดฉากและเชิงขั้ว เมื่อ  $\phi = 180^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

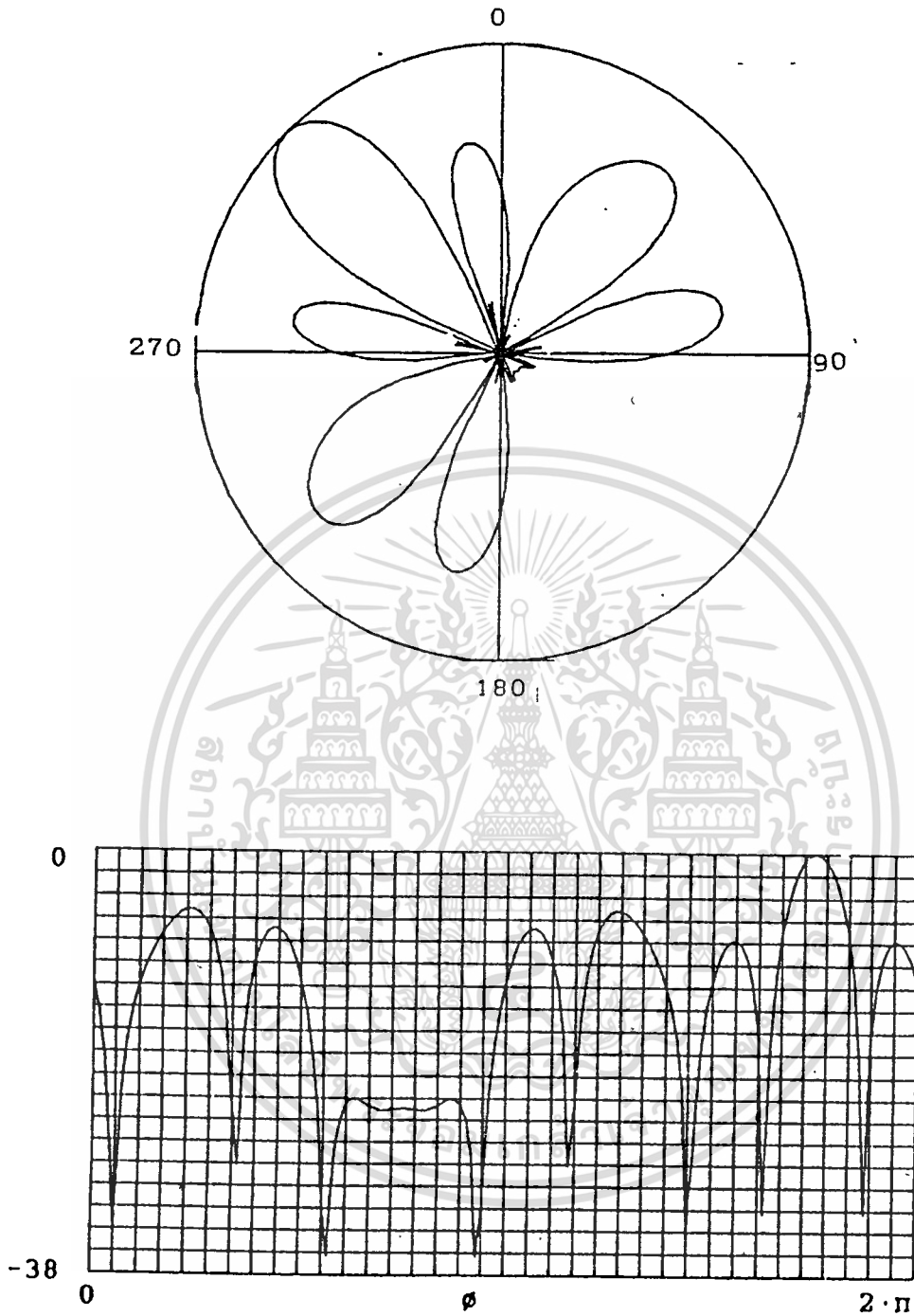


รูปที่ 3.2.4 (จ) รูปแบบการกระจายคลื่นในหน่วยเดซิเบล ทั้งในระบบ  
พิกัดฉากและเชิงขั้ว เมื่อ  $\phi = 225^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2.4 (ซ) รูปแบบการกระจายคลื่นในหน่วยเดซิเบล ทั้งในระบบ  
พิกัดฉากและเชิงขั้ว เมื่อ  $\phi = 270^\circ$



รูปที่ 3.2.4 (ซ) รูปแบบการกระจายคลื่นในหน่วยเดซิเบล ทั้งในระบบ  
พิกัดฉากและเชิงขั้ว เมื่อ  $\phi = 315^\circ$

คำนวณหาค่าไดเรคทิวิตี ของ สายอากาศอาร์เรย์แบบวงกลมที่มีไมโคร สตรีป 8 อีลีเมนต์ ได้จาก

$$D_o = 4\pi \frac{|E(\theta, \phi)|^2}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} |E(\theta, \phi)|^2 \sin\theta \, d\theta \, d\phi} \dots\dots\dots(3.3)$$

$$D_o = 9.291$$

$$= 9.68 \text{ dB}$$

### 3.3 การคำนวณและออกแบบวงจรเลื่อนเฟสโดยใช้พินไดโอด

หลักการออกแบบวงจรเลื่อนเฟสโดยใช้พินไดโอด มีรายละเอียดดังที่กล่าวไปแล้วในบทที่ 2 ส่วนที่ต้องคำนวณแบ่งได้เป็น 2 ส่วนคือ

1. ส่วนของวงจรบรานซ์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์
2. ส่วนของวงจรแมทชิง

โดยที่ทั้ง 2 ส่วนนี้ ค่าความถี่ที่ต้องการใช้งาน คือ 915 MHz สำหรับสารรองรับ (Substrate) ได้ใช้แผ่นวงจรพิมพ์ที่มีอ็อกซีเป็นสารรองรับ มีค่าคงที่ของไดอิเล็กตริก หรือค่าเปอร์มิตติวิตีสัมพันธ์ตามที่หาได้คือ 4.331

#### 1. การคำนวณและออกแบบวงจรบรานซ์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์

ตามโครงสร้างของรูปที่ 2.5.3 โดยสมการที่ (2.41)-(2.44) จะสามารถหาขนาดความกว้างและความยาวต่างๆ ของวงจรบรานซ์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลอร์ แบ่งออกเป็นสองส่วนคือ

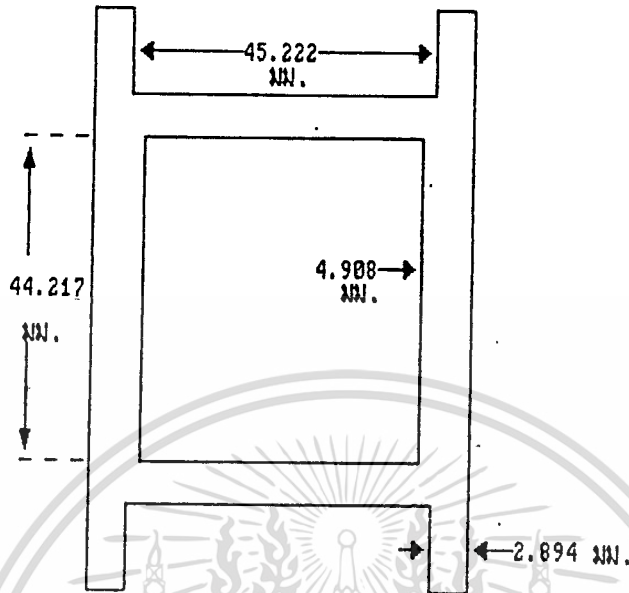
ก.  $Z_o = 50$  โอห์ม มีความกว้าง 2.894 มม.

มีความยาว 45.222 มม.

เอกสารนี้เป็น  $Z_o \sqrt{2} = 35.39$  โอห์ม มีความกว้าง 4.908 มม. ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
มีความยาว 44.217 มม.

ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.3.1



รูปที่ 3.3.1 วงจรบรรณสิทธิ์ไฮบริดคัปเปิลอร์

## 2. การคำนวณและออกแบบวงจรแม่ทซึ่ง

ในที่นี้เลือกใช้วงจรแบบ ทรานส์มิชชั่นไลน์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ ตามรูปที่ (2.5.4ข) โดยหาค่าอิมพีแดนซ์ของพินไดโอด 2 สถานะ ซึ่งได้เลือกใช้พินไดโอดเบอร์ 1SV128 ของบริษัทโตชิบา ซึ่งจากข้อมูลของการทดลองหาค่าอิมพีแดนซ์ในวิทยานิพนธ์ เรื่องสายอากาศเฟสอาร์เรย์ของ กิตติชัย พาณิชปฐมพงศ์ ได้ค่าดังนี้คือ

$$\text{สถานะปิด(off)} \quad Z_1 = 149.07 + j74.51 \text{ โอห์ม}$$

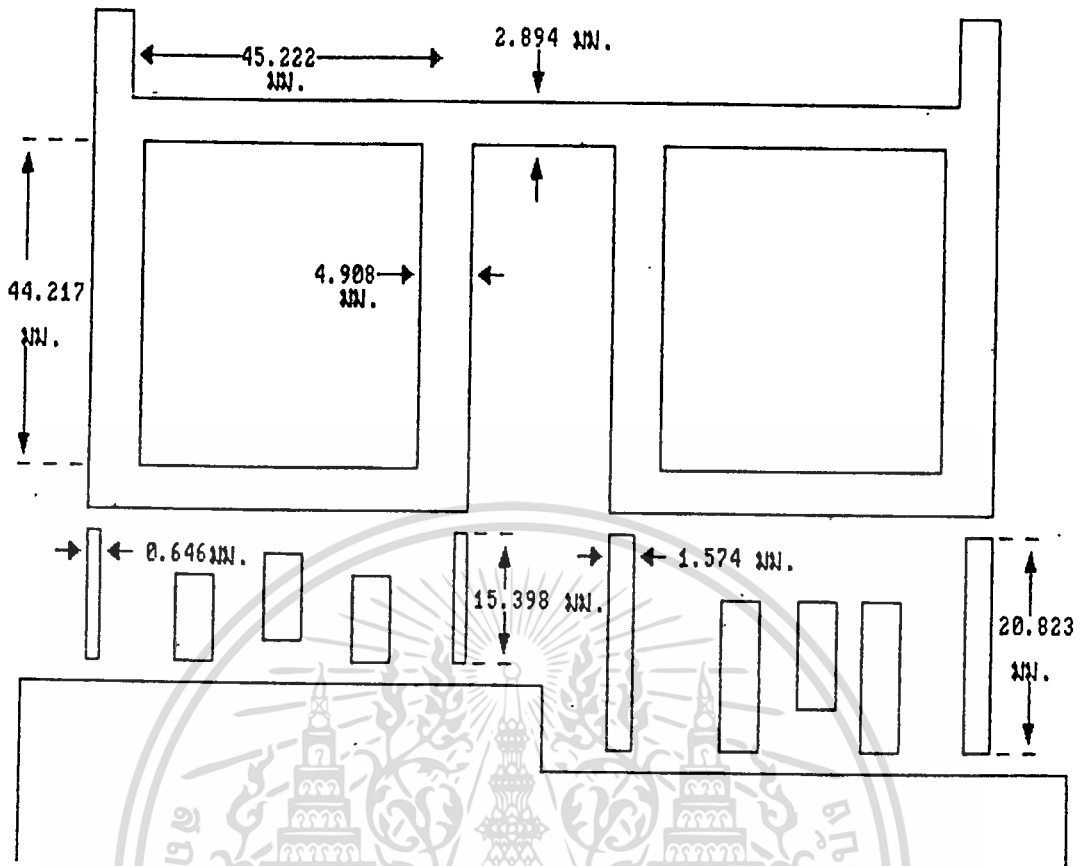
$$\text{สถานะเปิด(on)} \quad Z_2 = 31.92 + j8.80 \text{ โอห์ม}$$

แทนค่า  $Z_1$ ,  $Z_2$  และ  $\phi$  ลงในสมการที่ (2.49ก)-(2.50ง) เพื่อหาค่า  $Z_{in}$  ในสมการที่ (2.47) เพื่อนำไปคำนวณหาค่า  $Z_{out}$  และ  $\phi_{out}$  ตามสมการที่ (2.45) และ (2.46) ตามลำดับ โดยที่ค่า  $\phi$  ในสมการ (2.50ง) คือค่าเฟสของวงจรเลื่อนเฟสที่ต้องการออกแบบ ซึ่งตามที่ได้คำนวณไว้ในตารางที่ 3.1

ได้แก่  $\phi = 1.414 \pi$  และ  $-1.414 \pi$  นั่นเอง ดังนั้นวงจรเลื่อนเฟสหนึ่งชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้มาใช้ประโยชน์ด้านการค้า จึงประกอบด้วย 2 บิต ดังรูปที่ 3.3.2

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีการดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3.2 วงจรเลื่อนเฟสหนึ่งชุด

สำหรับขนาดของวงจรแมทชิ่งที่มี  $\phi = 1.414\pi$  และ  $-1.414\pi$  มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังตารางที่ 2

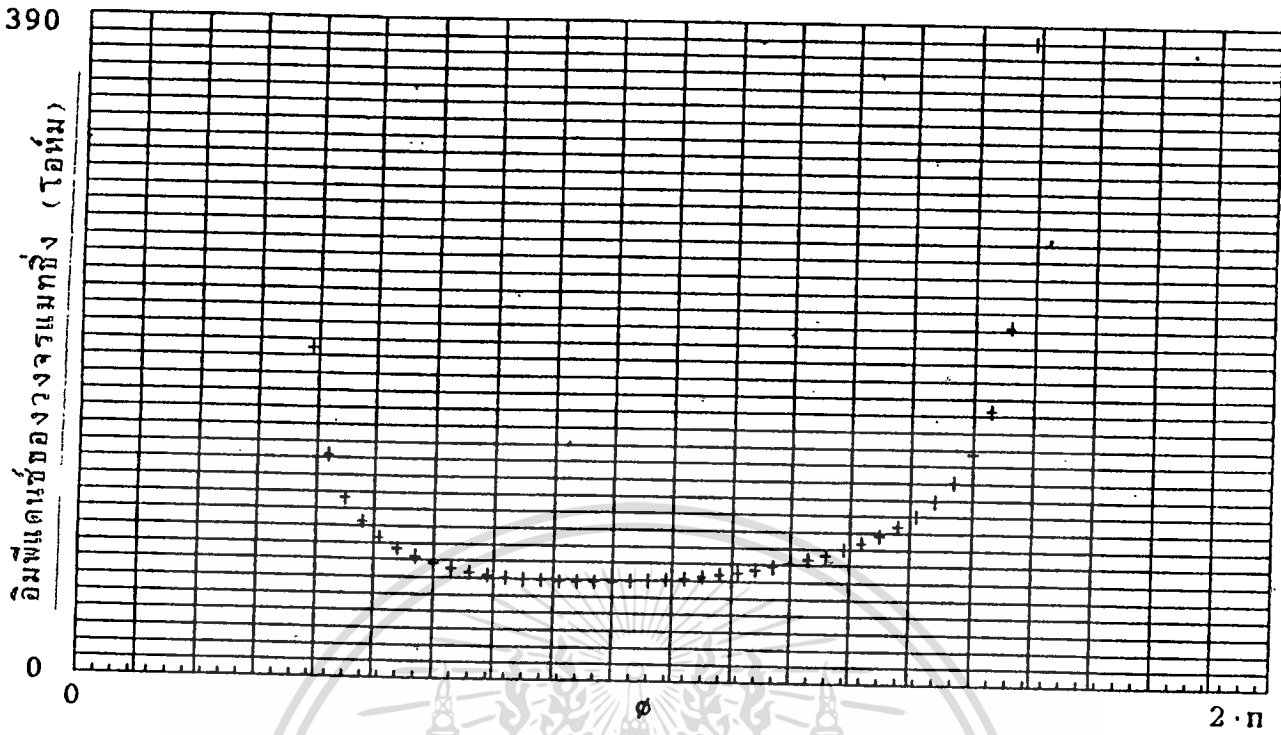
$\phi$	$Z_{in}$	$\theta_{in}$	$W$ (มม.)	$L$ (มม.)
$1.414\pi$	101.512	$0.162\pi$	0.646	15.396
$-1.414\pi$	69.863	$0.225\pi$	1.574	20.823

ตารางที่ 2 แสดงค่าพารามิเตอร์ของวงจรแมทชิ่ง

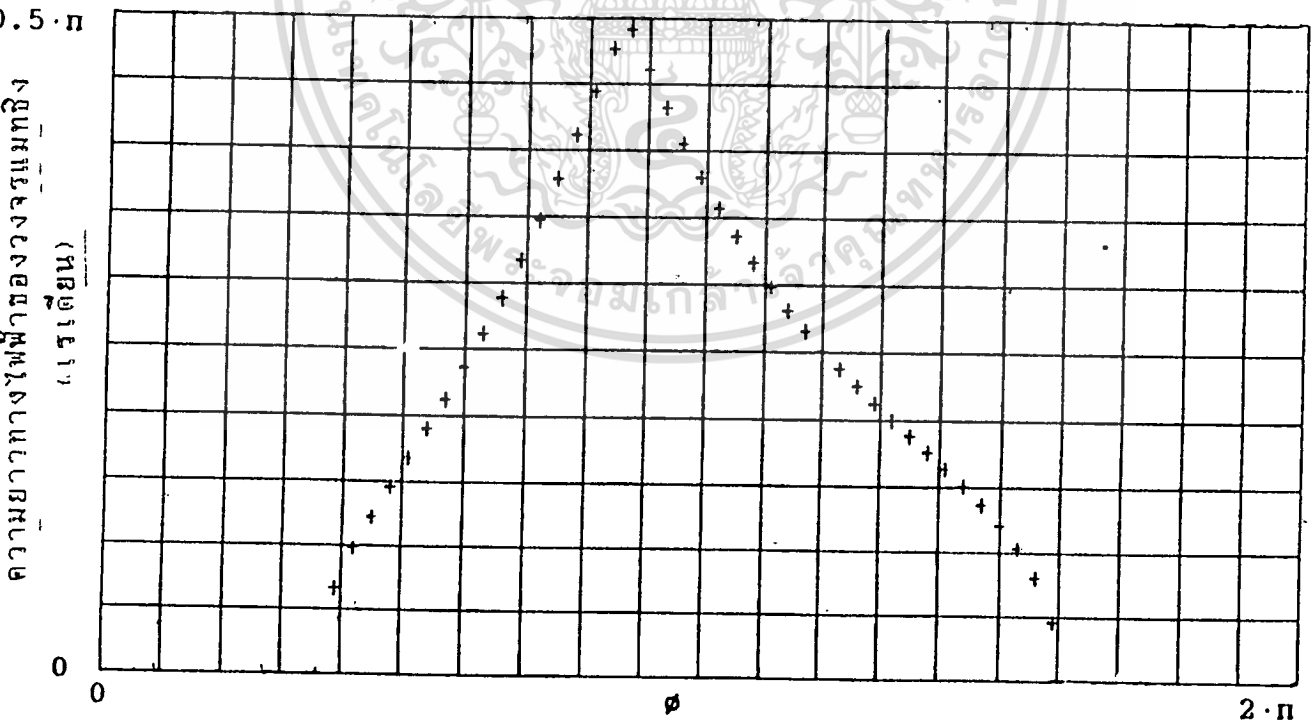
อนึ่ง เพื่อให้เห็นความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฟสต่างๆ กับค่าพารามิเตอร์ของวงจรแมทชิ่ง จะได้แสดงกราฟความสัมพันธ์ดังกล่าว ในรูปที่ 3.3.3 โดยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$Z_{in} = 31.92 + j8.80$  โอห์ม  $Z_{out} = 149.07 + j74.51$  โอห์ม

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



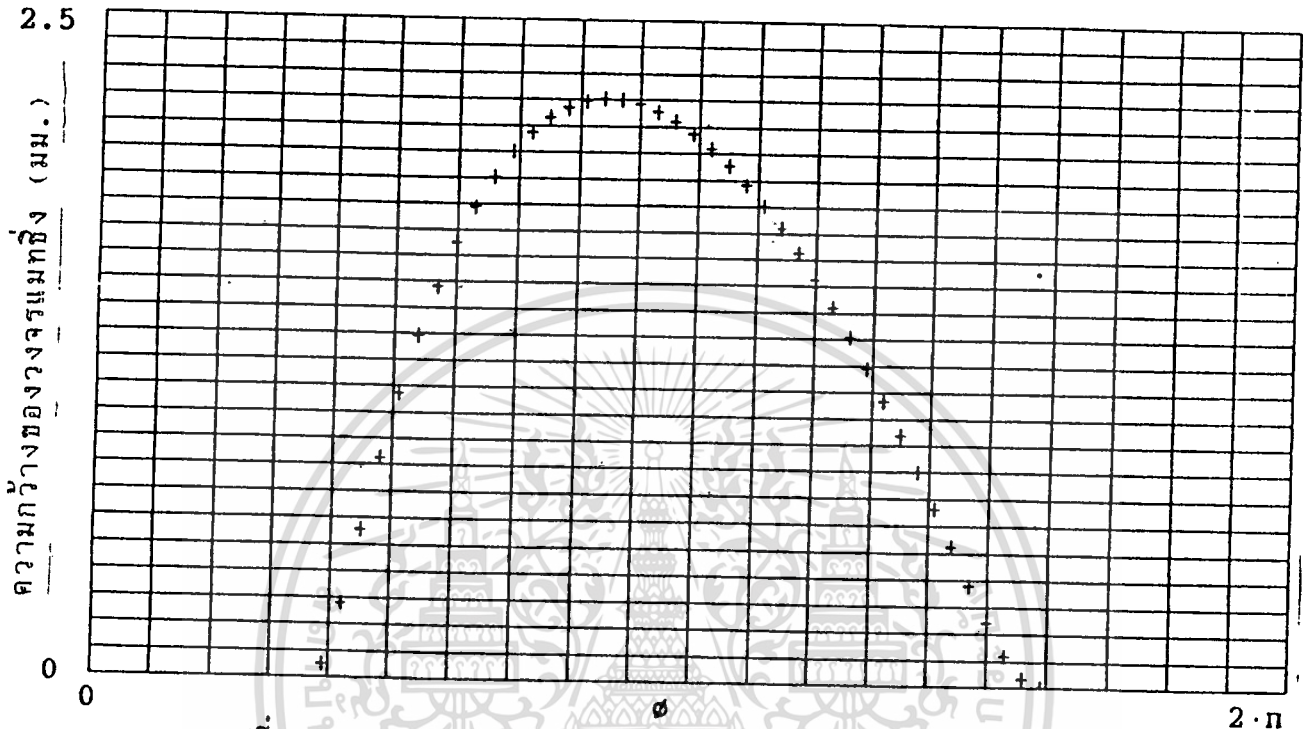
รูปที่ 3.3.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง เฟส กับ คาร์แรคเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ ของวงจรแมทซิง



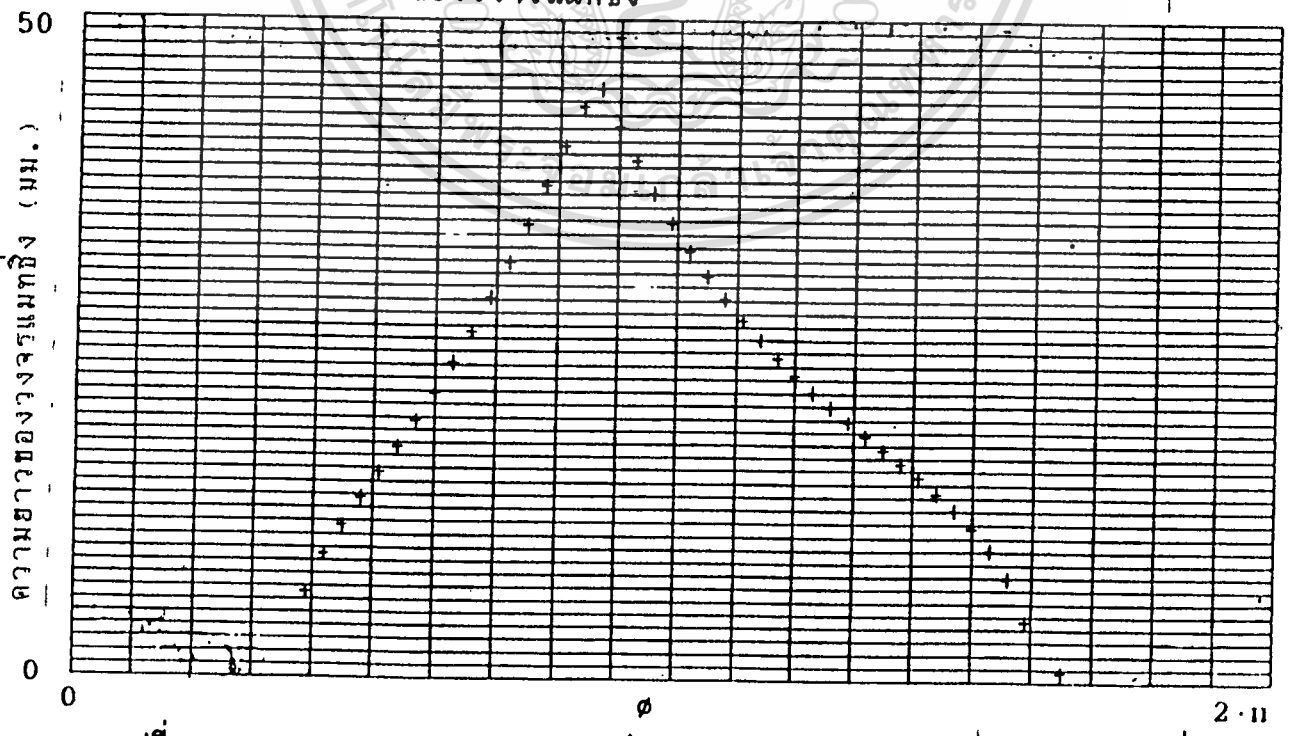
รูปที่ 3.3.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟสกับค่าความยาว

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกที่ที่พิมพ์หนังสือเรียนอย่างจริงจังถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และถ้า  $\epsilon_r = 4.931$  ,  $h = 1.5$  มม. และ  $f = 915$  MHz จะได้กราฟ  
 ความสัมพันธ์คือ



รูปที่ 3.3.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟส กับค่าความกว้าง  
 ของวงจรมะทซิ่ง



รูปที่ 3.3.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟสกับความยาวของวงจรมะทซิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้  
 ไม่ว่าการณีใดขงทั้งสิ้น อีกทงห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การใช้ดีเลย์ไลน์ (Delay Line) แทนวงจรถ่ายเฟส

เพื่อแสดงให้เห็นจริงและสนับสนุนทฤษฎีว่า สามารถสแกนบีมหลักของสายอากาศได้ 8 ทิศทาง โดยใช้วงจรถ่ายเฟสเพียง 2 บิต จึงได้ตัดสายโคแอกเซียล (RG-58) เพื่อทำหน้าที่เป็นดีเลย์ไลน์ในการเลื่อนเฟสแทนวงจรถ่ายเฟส โดยมีความยาวตามค่าเฟสที่คำนวณไว้คือ  $1.414\pi$  และ  $-1.414\pi$  ดังนี้

เนื่องจากสาย RG-58 มีความเร็วของคลื่นในสายเมื่อใช้ในตัวกลางเท่ากับ 66% ของความเร็วคลื่นในฟรีสเปซ เพราะฉะนั้น

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8 \times 0.66}{915 \times 10^6}$$

$$= 0.2164 \text{ ม.}$$

$$= 21.64 \text{ ซม.}$$

$$2\pi = 21.64 \text{ ซม.}$$

$$1.414\pi = 15.3 \text{ ซม.}$$

$$-1.414\pi = 6.34 \text{ ซม.}$$

นั่นคือ

ดังนั้น

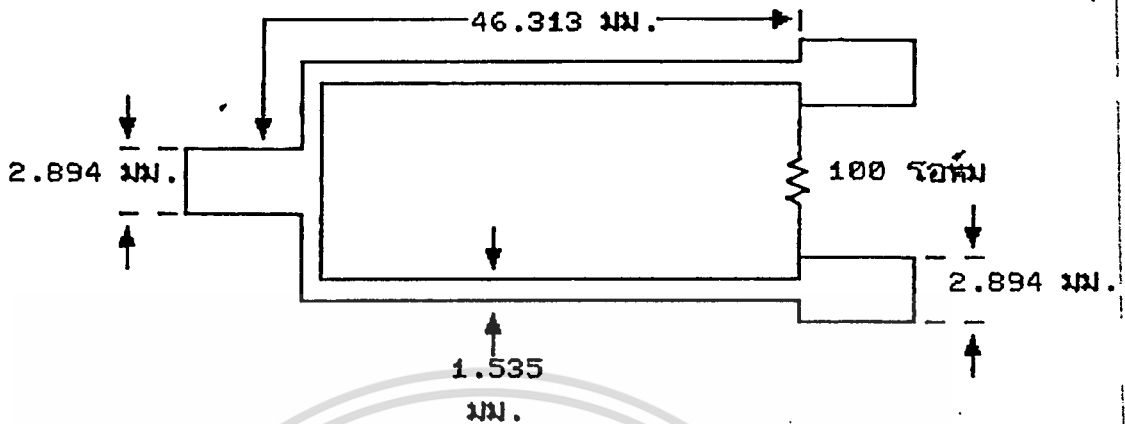
เพื่อทำการวัดรูปแบบการกระจายคลื่น และเปรียบเทียบกับเฟสชิฟเตอร์แบบบรานซ์ไลน์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ ที่ได้คำนวณมา

### 9.4 การคำนวณและออกแบบวงจรถ่ายเฟส

การออกแบบได้ทำตามหลักการและวิธีการคำนวณออกแบบในบทที่ 1 ใน

ที่นี้ต้องการออกแบบวงจรถ่ายเฟสแบบ 1 อินพุต 8 เอาท์พุต ตามรูปที่ 2.6.2

ซึ่งมีค่าต่างๆ ดังรูปที่ 3.4.1



รูปที่ 3.4.1 แสดงขนาดของวงจรแบ่งกำลังที่ได้คำนวณออกแบบ

### 3.5 การออกแบบวงจรอินเทอร์เฟส

จากจุดประสงค์ เราต้องการสัญญาณที่จะนำไปควบคุมวงจรเลื่อนเฟส จำนวน 32 สัญญาณ ดังนั้น ส่วนประกอบที่สำคัญของวงจรเลื่อนเฟสประกอบด้วย

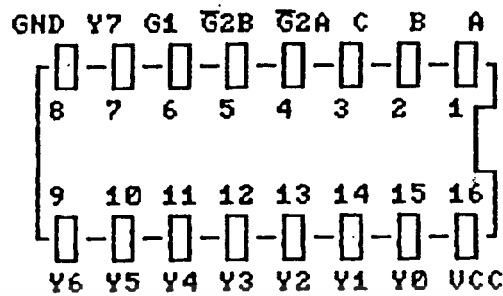
1. พอร์ทที่ใช้ในการแลตช์ (Latch) สัญญาณ
2. วงจรดีโคเดออร์ (Decoder)

#### 3.5.1 พอร์ทที่ใช้ในการแลตช์สัญญาณ

ประกอบด้วย D ฟลิป-ฟลอป 74LS374 4 ตัว ตัวละ 8 เอาท์พุท ทำงานที่ขอบขาขึ้น (Edge-Triggered) นั่นคือ D ฟลิป-ฟลอป จะทำการรับข้อมูลจาก ซีพียู ที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณ  $10W$  ซึ่งคู่ได้จากบัสไซเคิล ในช่วงที่ ซีพียู ส่งข้อมูลตรงขอบขาขึ้นของสัญญาณ  $10W$  D ฟลิป-ฟลอปจะทำหน้าที่ในการแลตช์สัญญาณให้มีเอาท์พุทค่าเดิม จนกว่าจะมีสัญญาณนาฬิกาเข้ามา

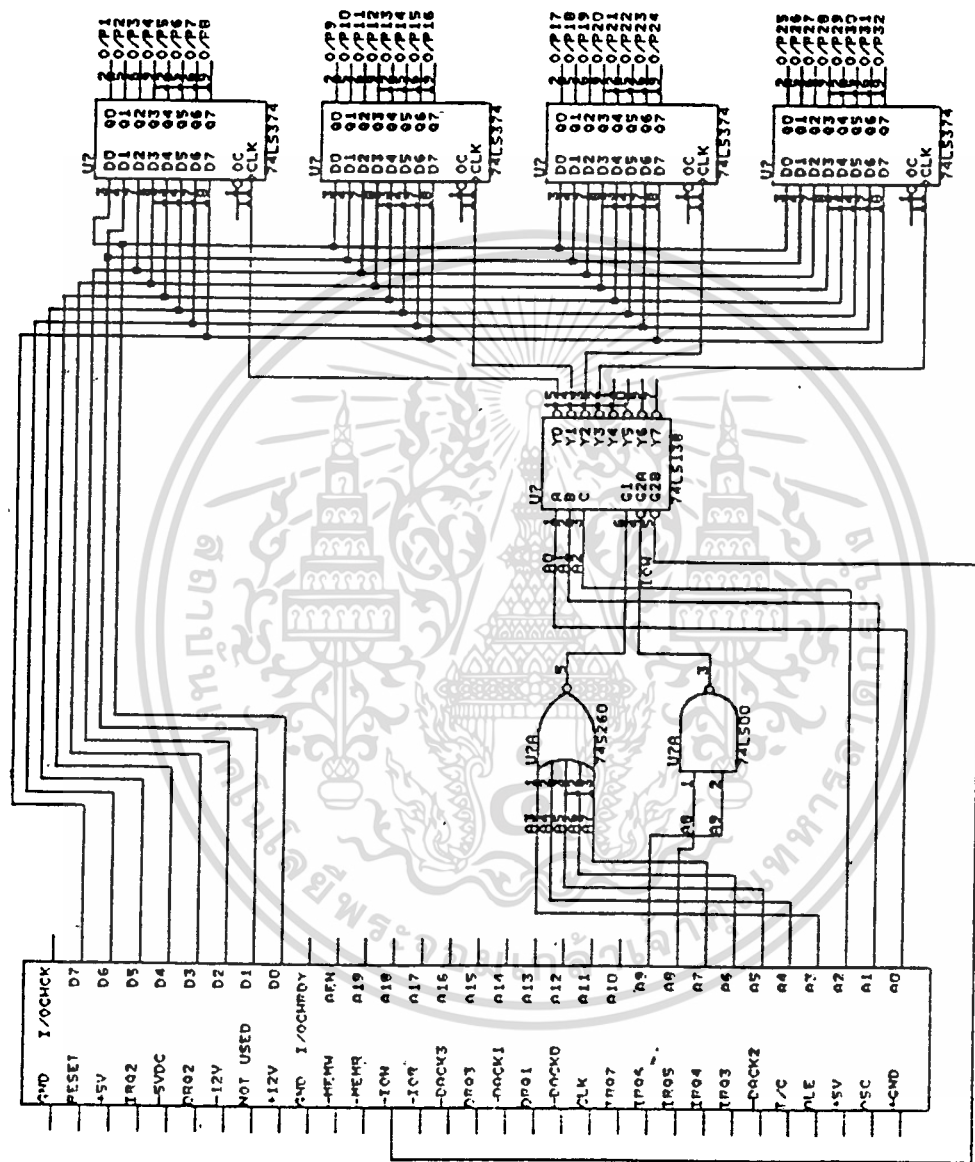
#### 3.5.2 วงจรดีโคเดออร์

ประกอบด้วย ไอซี 74LS138 ใช้ป้อนแอดเดรส 3 บิต เพื่อดีโคดพอร์ท 8 พอร์ท (3-Line-To-8-Line Decoder) ดังแสดงในรูป 3.8.2



รูป 3.5.1 ขาต่างๆของ 74LS138

จากรูป เราจะมีขาสำหรับป้อนแอดเดรสทั้งหมด 6 ขา แต่ขา  $G_1, G_2A, G_2B$  จะคงที่ เพื่อป้อนแอดเดรส  $A_2-A_0$  ขา A, B, C เป็นขาสำหรับป้อนแอดเดรสที่เราเลือก คือ  $A_0, A_1, A_2$  ซึ่งจะทำให้ได้แอดเดรสทั้งหมด  $2^3 = 8$  แอดเดรส จากรูป 2.6.1 เราเลือกพอร์ทที่จะใช้ คือ 300H-307H ซึ่งก็คือ 11 0000 0000 - 11 0000 0111 ทำให้เราออกแบบ วงจรดีโคเดอร์ได้ ดังรูปที่ 3.5.2



รูปที่ 3.5.2 วงจรตดเคเดอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

เมื่อได้ทำการออกแบบและสร้างระบบสายอากาศในส่วนต่างๆ เป็นที่เรียบร้อย ตามขั้นตอนและวิธีการในบทที่ 3 แล้ว จึงได้ทำการทดลอง โดยจะแบ่งออกเป็นหัวข้อย่อยๆ ดังนี้

1. สายอากาศไมโครสตริบแบบวงกลม 1 อิลีเมนต์
2. วงจรแบ่งกำลัง
3. วงจรเลื่อนเฟส
4. อินเตอร์เฟสการ์ด
5. สายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม

#### 4.1 สายอากาศไมโครสตริบแบบวงกลม 1 อิลีเมนต์

4.1.1 ทำการทดลองวัดรูปแบบการกระจายคลื่น ของสายอากาศไมโครสตริบแบบวงกลม 1 อิลีเมนต์ ทั้งระนาบอิลีเวชันและระนาบอะซิมุท พร้อมทั้งแสดงรูปแบบการกระจายคลื่นที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้ Math CAD #2.5 ดังรูปที่ 4.1.1 และ 4.1.2

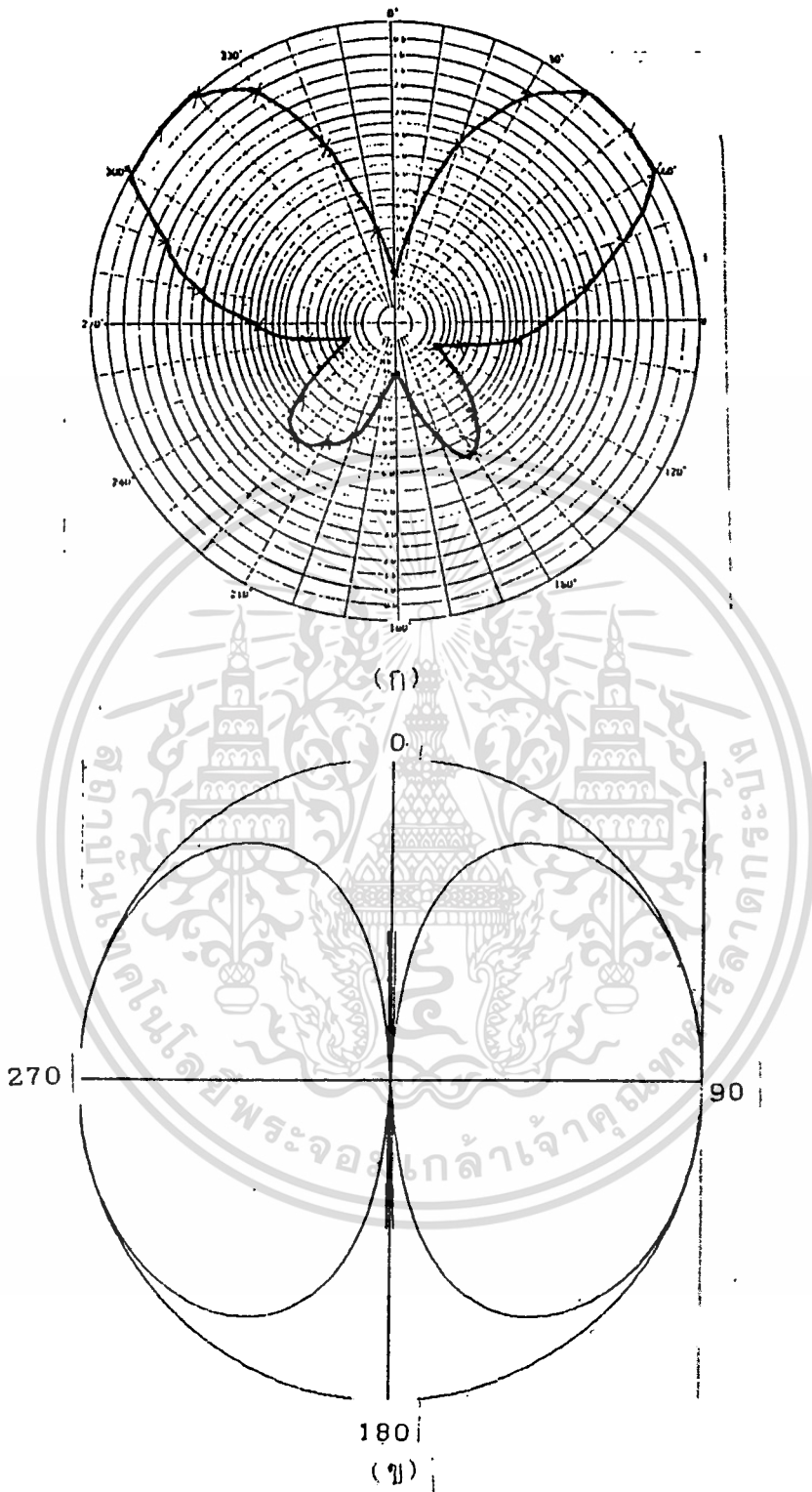
#### 4.1.2 เกน และ ไดเรกทิวิตี (Gain and Directivity)

$$\text{เกน} = 1.95 \text{ dB} \quad | \quad \text{dB} \quad (\text{ผลจากการวัด})$$

#### ไดเรกทิวิตี

$$= 1.664 \text{ dB} \quad | \quad (\text{ผลจากการคำนวณ})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1.1 รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป  
1 อิลิเมนต์ ในระนาบอิลิเวชัน

ก. ผลจากการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ข. ผลจากการคำนวณ

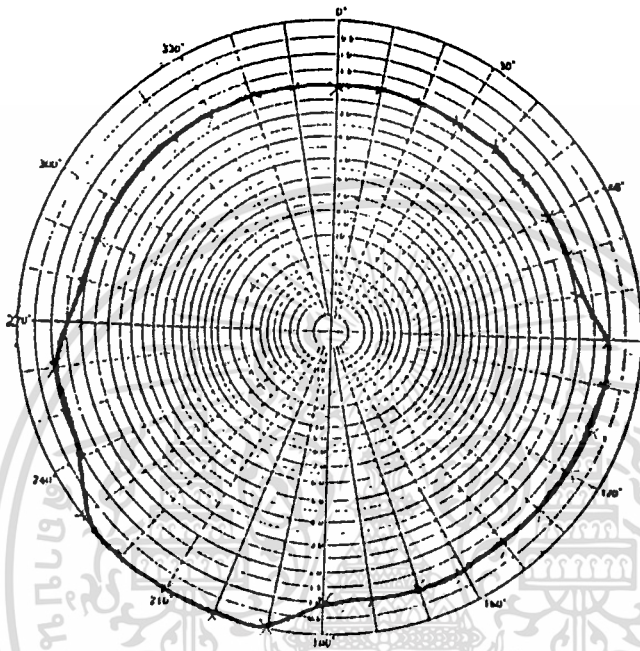
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รูปที่ 4.1.2 รูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป

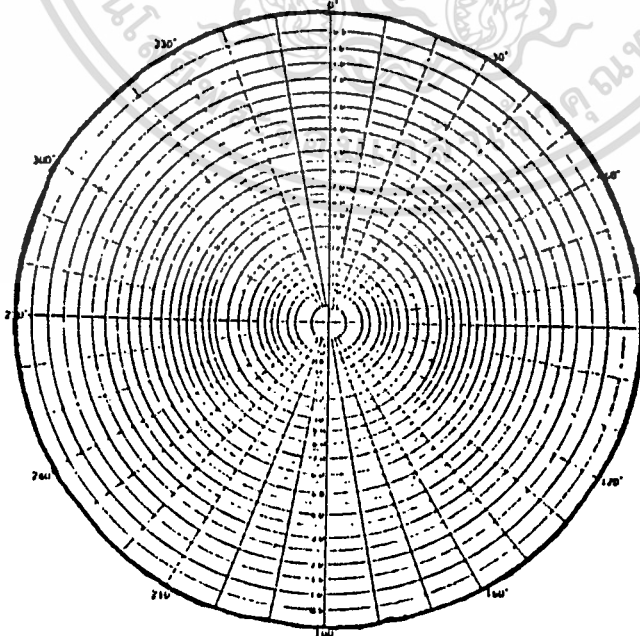
### 1. อีลีเมนต์ ในระนาบอะซิมุต

ก. ผลจากการวัด

ข. ผลจากการคำนวณ



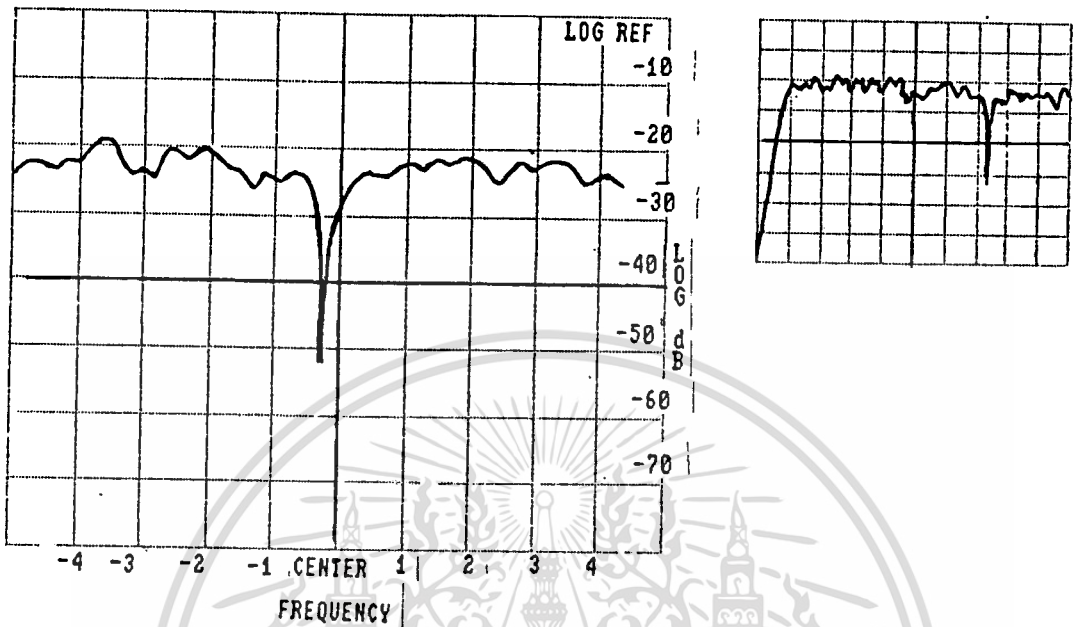
(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.1.3 รีเทิร์นลอส ณ.ความถี่ 915 MHz = -30 dB



## 4.2 วงจรแบ่งกำลัง

### 4.2.1 วัตระดับกำลังที่ถูกแบ่งออกแต่ละเอาต์พุต

อินพุต =	0	dB <sub>m</sub>
เอาต์พุตที่ 1 =	-10	dB <sub>m</sub>
" 2 =	-10	dB <sub>m</sub>
" 3 =	-10	dB <sub>m</sub>
" 4 =	-10	dB <sub>m</sub>
" 5 =	-10	dB <sub>m</sub>
" 6 =	-10	dB <sub>m</sub>
" 7 =	-10	dB <sub>m</sub>
" 8 =	-10	dB <sub>m</sub>

### 4.2.2 อินเลิ่วที่ชั้นลอสของวงจรแบ่งกำลัง = -1 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3 วงจรเลื่อนเฟส

4.3.1 อินเลิร์ทชั้นลอสของวงจรเลื่อนเฟส 2 บิต

อินเลิร์ทชั้นลอส ขณะที่ไม่มีการไบอัส = -3 dB

อินเลิร์ทชั้นลอส ขณะไบอัสบิตที่ 1 = -4 dB

อินเลิร์ทชั้นลอส ขณะไบอัสบิตที่ 2 = -4 dB

#### 4.4 การอินเตอร์เฟส

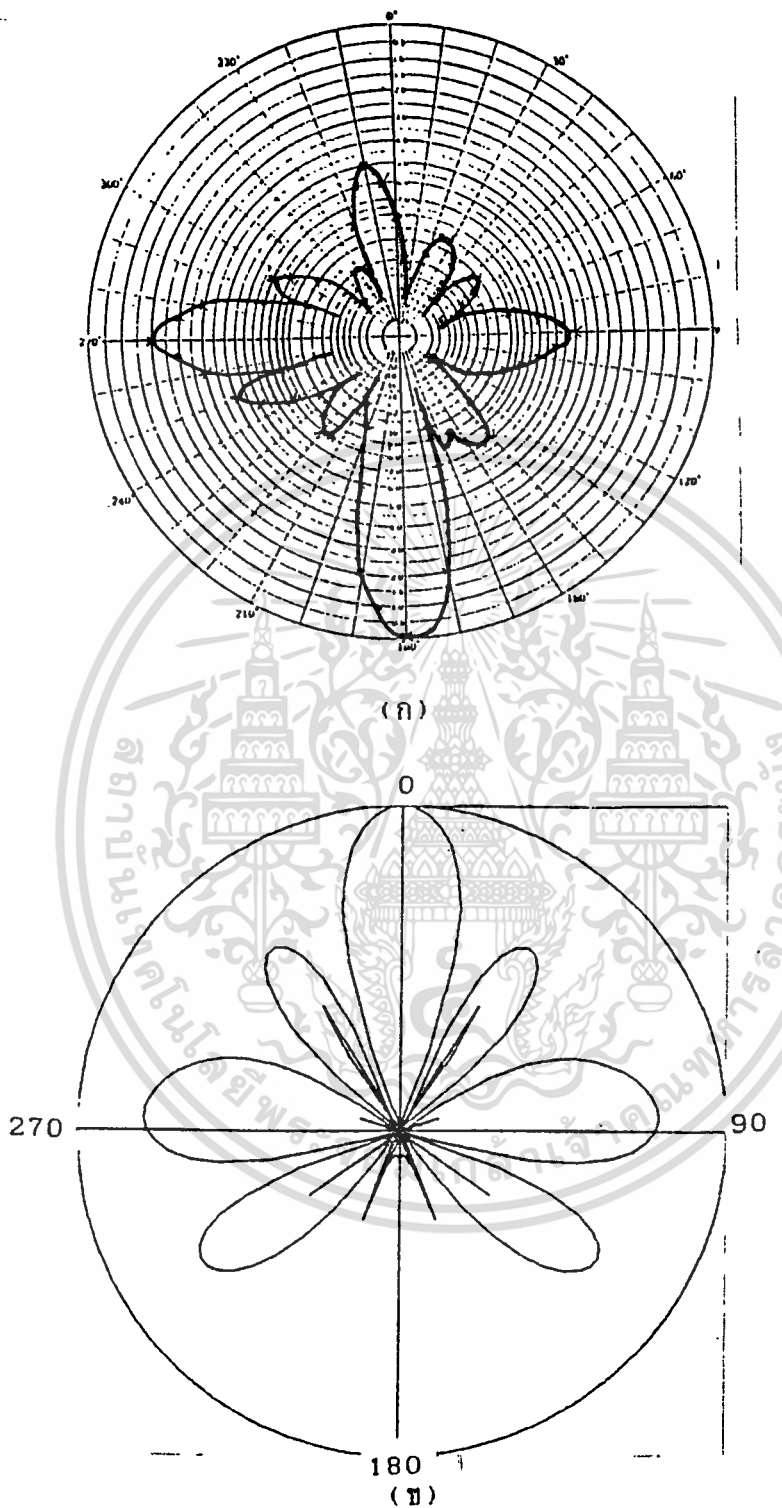
วงจรอินเตอร์เฟส และโปรแกรมภาษา ซี

เมื่อนำวงจร มาอินเตอร์เฟสกับไมโครคอมพิวเตอร์ นำเอาที่พุ่มมาทดสอบกับไดโอดเปล่งแสง (LED) และใช้โปรแกรมภาษาซี ให้เอาที่พุ่มเป็นสัญญาณไฟวิ่ง ปรากฏว่าได้ผลตามที่ต้องการ และได้ทำการวัดกระแส โดยต่อความต้านทาน 750 โอห์มเข้าไป ได้กระแส = 7.5 mA

#### 4.5 สายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม

4.5.1 เพื่อยืนยันว่า เมื่อมีการป้อนกระแสที่มีเฟสต่าง ๆ กันตามที่ได้คำนวณ ตามหลักการและทฤษฎีของสายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม แล้วสามารถปรับเปลี่ยนทิศทางของบีมหลักได้ จึงทดลองตัดสายโคแอกเซียลเป็นดีเลย์ไลน์ ทำหน้าที่เลื่อนเฟสของกระแสที่ป้อนให้สายอากาศแต่ละอีลีเมนต์ แล้วทำการวัดรูปแบบการกระจายคลื่น ซึ่งผลการทดลองวัด เปรียบเทียบกับผลการวิเคราะห์โดยใช้ Math CAD #2.5 ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.5.1 - 4.5.8

4.5.2 เมื่อใช้วงจรเลื่อนเฟสที่สร้างขึ้นกับสายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม รูปแบบการกระจายคลื่นที่ได้ เปรียบเทียบกับที่ได้วิเคราะห์โดย Math CAD #2.5 ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.5.9 - 4.5.16

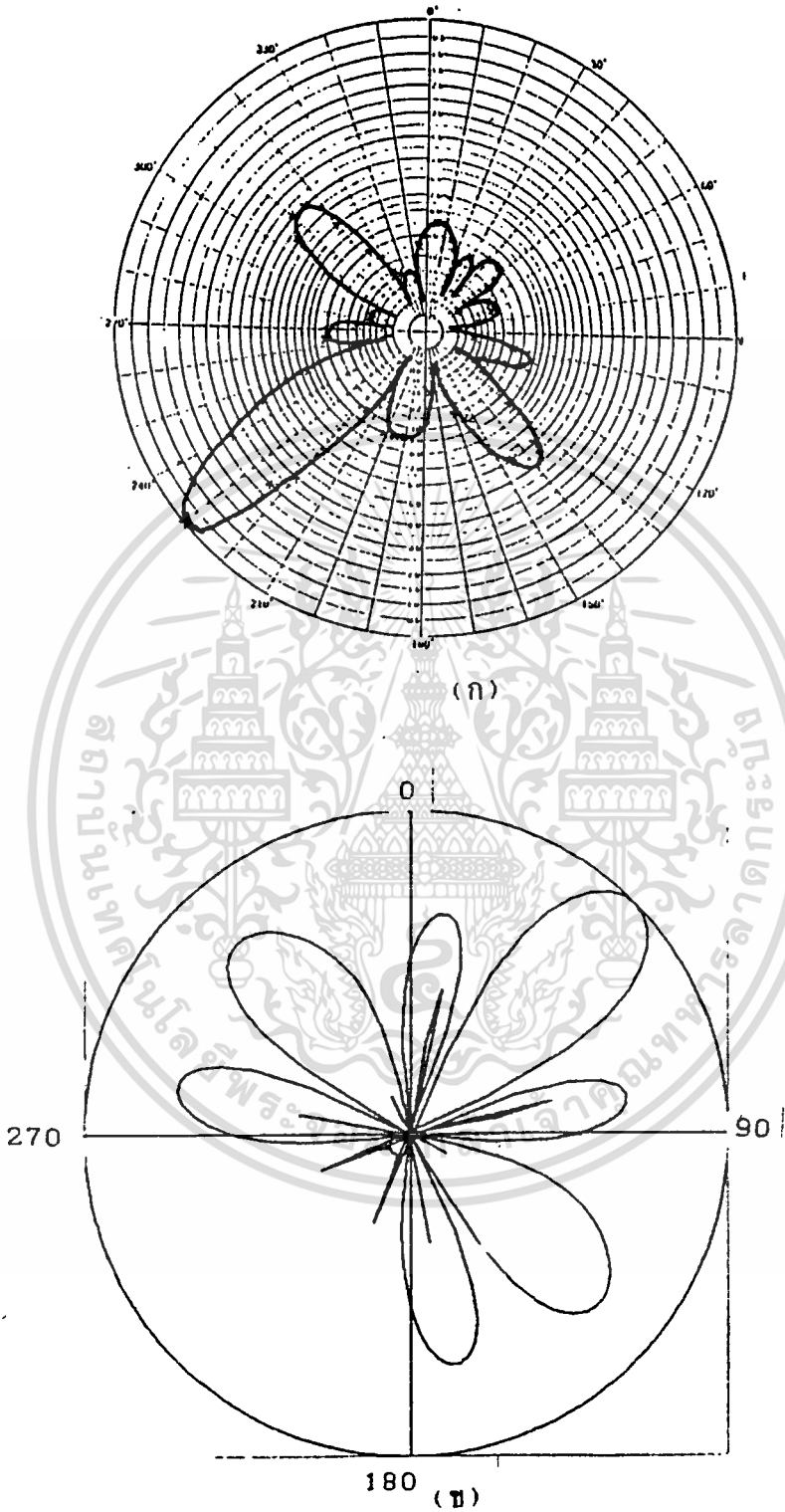


รูปที่ 4.5.1 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 1 ( $\phi_0 = 0^\circ$ ) (ใช้ดีเลย์ไลน์)

(ก) ผลจากการวัด

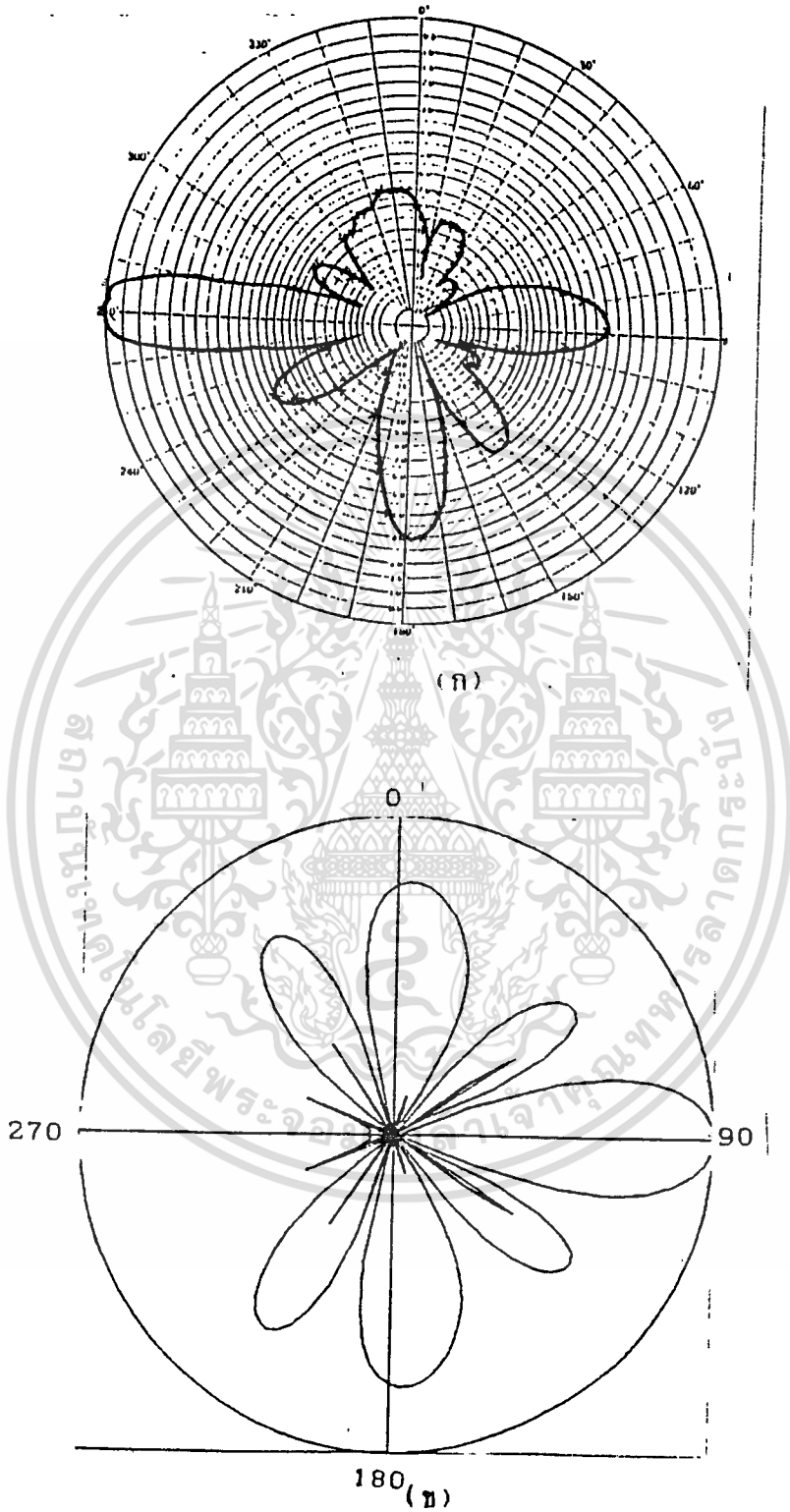
(ข) ผลจากการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



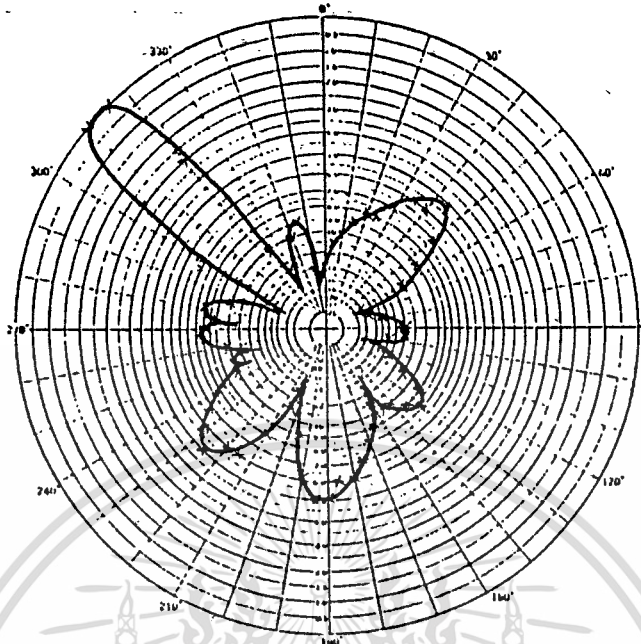
รูปที่ 4.5.2 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 2 ( $\phi_0 = 45^\circ$ ) (ใช้ดีเลย์ไลน์)

(ก) ผลจากการวัด  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
(ข) ผลจากการคำนวณ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

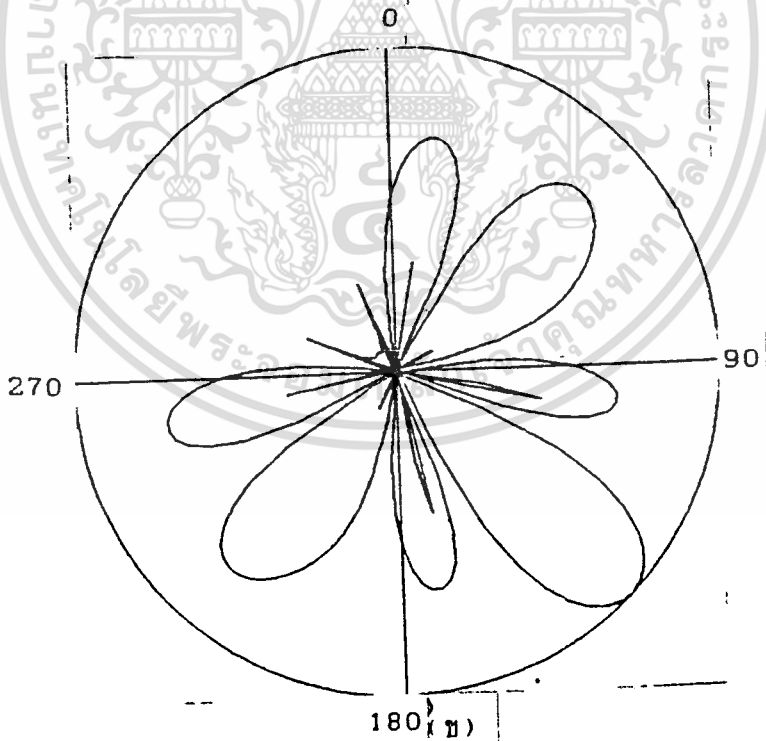


รูปที่ 4.5.3 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 3 ( $\phi_0 = 90^\circ$ ) (ใช้ดีเลย์ไลน์)

(ก) ผลจากการวัด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 (ข) ผลจากการคำนวณ ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งไม่มีเหตุผลใดที่จำเป็นต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



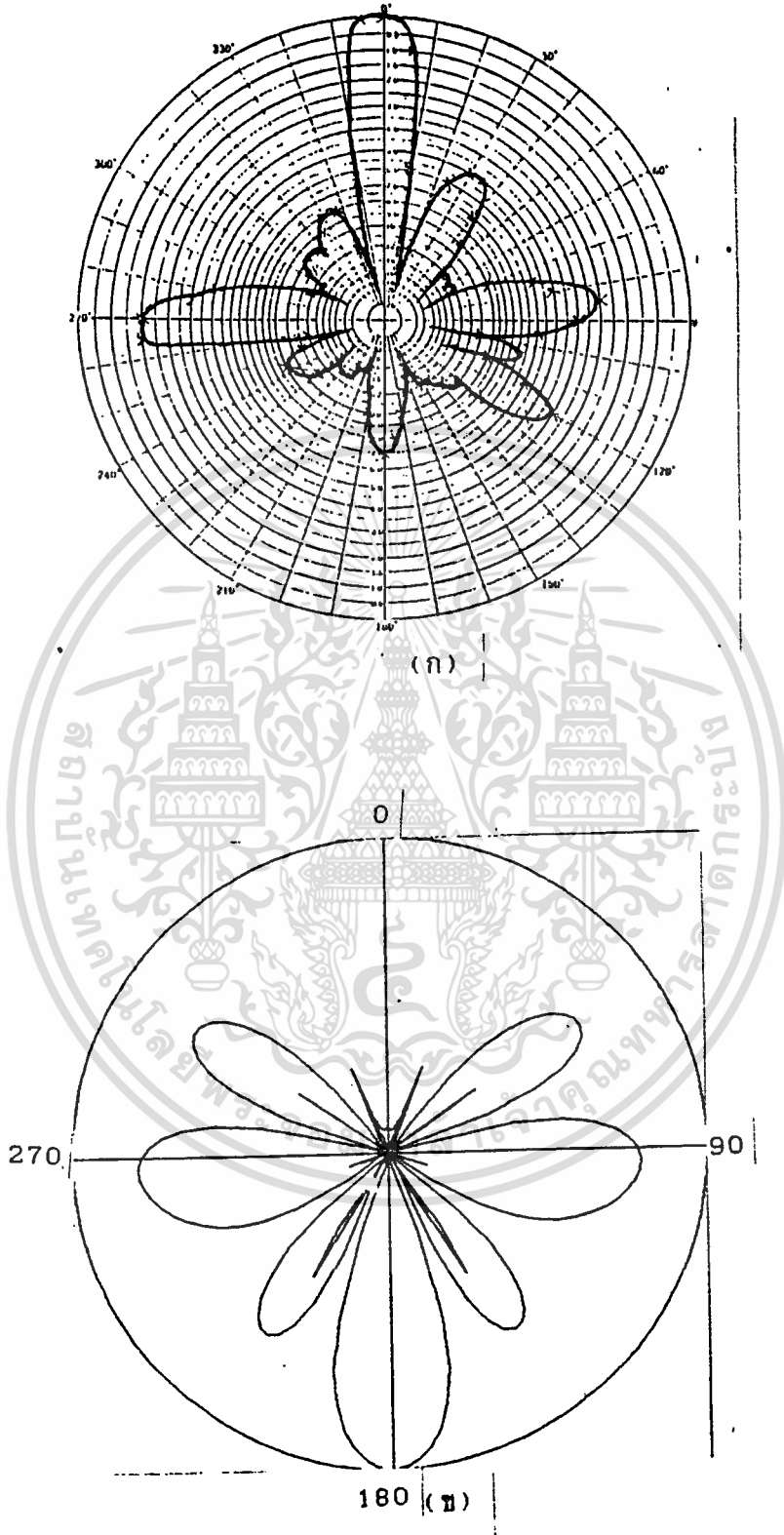
(ก)



180° (ข)

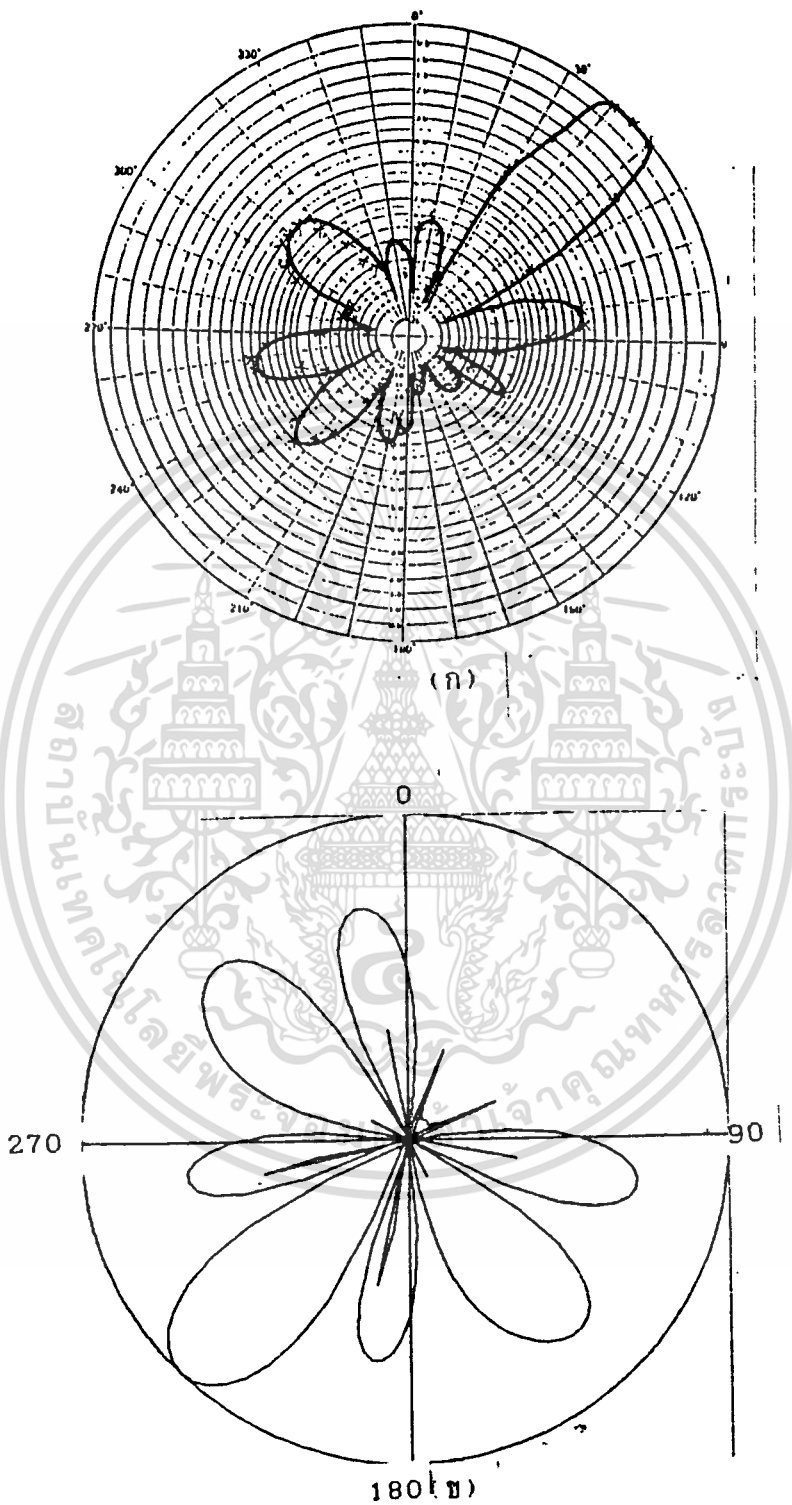
รูปที่ 4.5.4 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 4 ( $\phi_0 = 135^\circ$ ) (ใช้ดีเลย์ไลน์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 (ก) ผลจากทฤษฎี  
 (ข) ผลจากทฤษฎีคำนวณ  
 ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตีแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



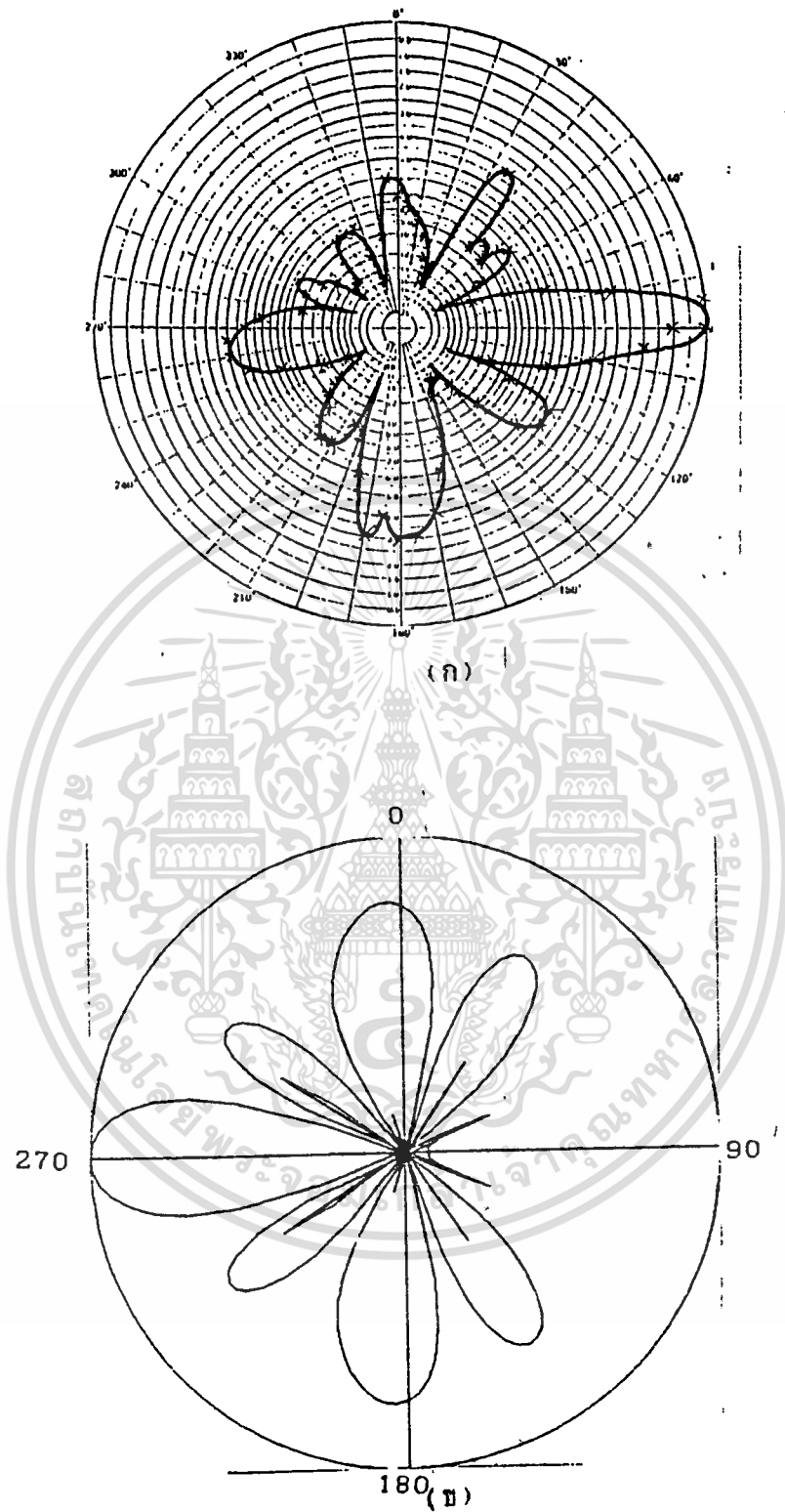
รูปที่ 4.5.5 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 5 ( $\phi_0 = 180^\circ$ ) (ใช้ดีเลย์ไลน์)

(ก) ผลจากการวัด  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 (ข) ผลจากการคำนวณ  
 ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น ยกเว้นที่สมมติให้ผิดแต่สิ่งเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5.6 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 1 ( $\phi_{00} = 225^\circ$ ) (ใช้ดีเลย์ไลน์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 (ก) ผลจากการวัด  
 (ข) ผลจากการคำนวณ  
 ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อสาธารณะ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



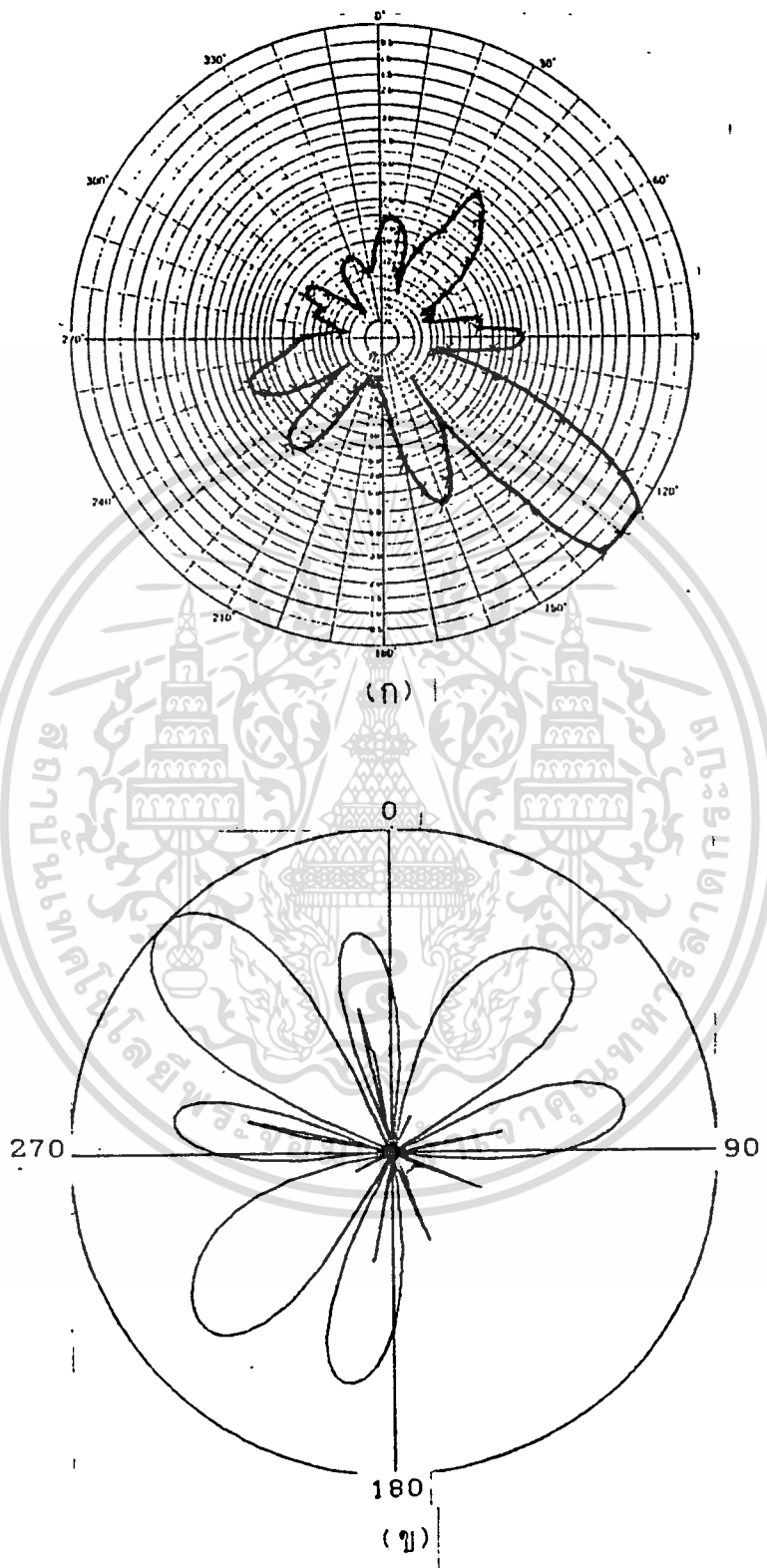
รูปที่ 4.5.7 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 7 ( $\phi_0 = 270^\circ$ ) (ใช้ดีเลย์ไลน์)

(ก) ผลจากการวัด

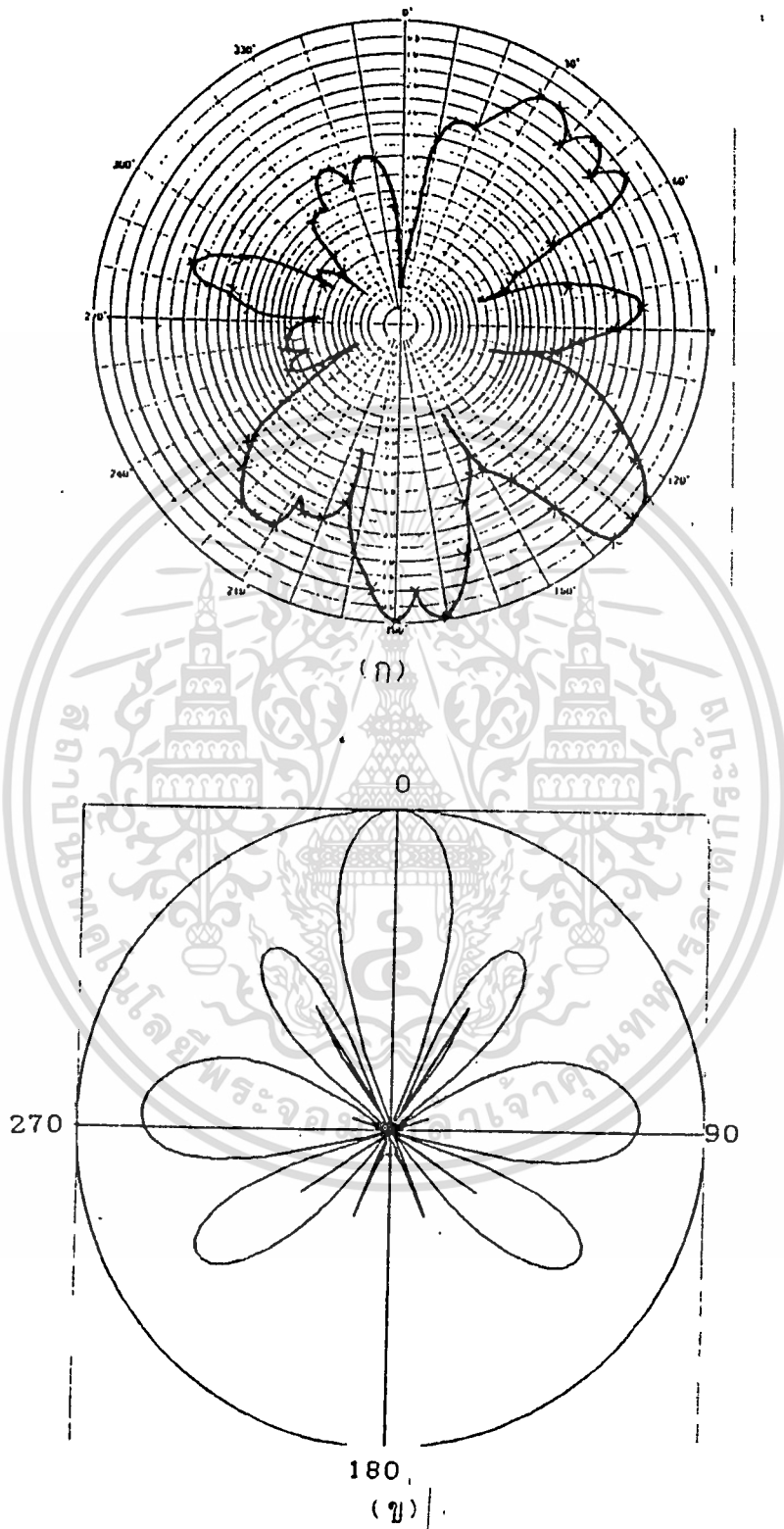
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะในกรณีการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

(ข) ผลจากการคำนวณ

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5.8 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 8 ( $\phi_0 = 315^\circ$ ) (ใช้ดีเลย์ไลน์)  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีเมล: [info@kmutt.ac.th](mailto:info@kmutt.ac.th) หรือ โทร. 02-426-5000

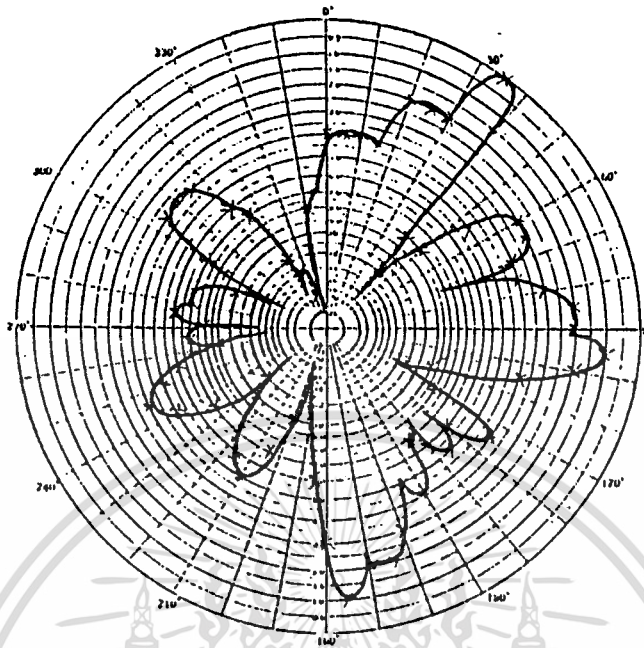


รูปที่ 4.5.9 รูปแบบการกระจายคลื่น สภาวะที่ 1 ( $\phi_0 = 0^\circ$ ) (ใช้วงจรถ่วงเฟส)

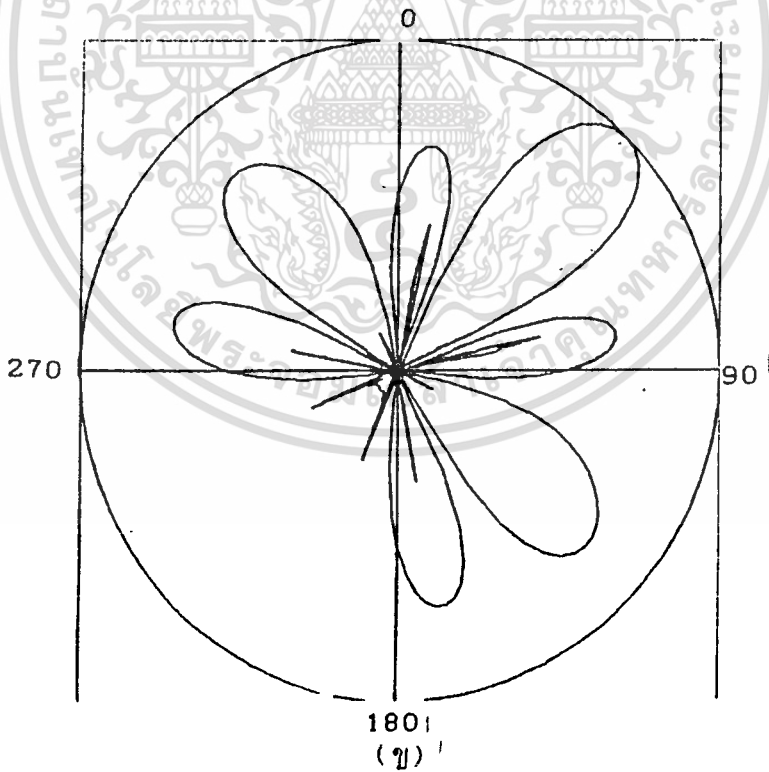
(ก) ผลจากการวัด

(ข) ผลจากการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่องคกรศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดตทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



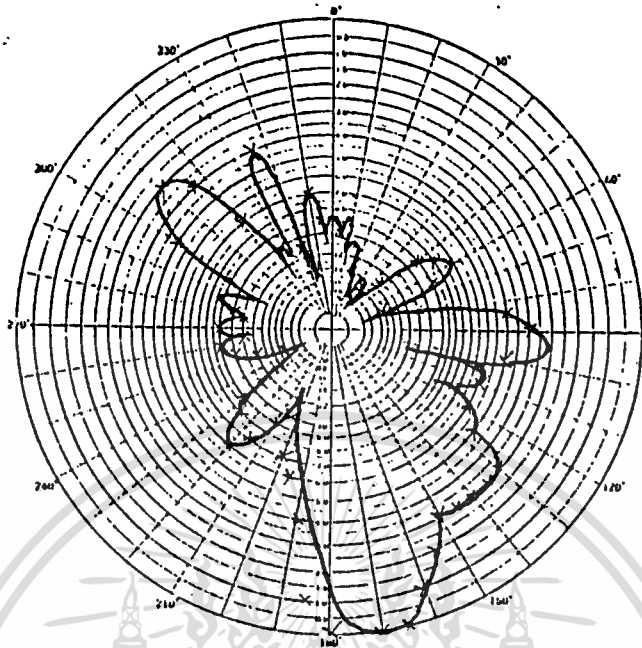
(ข)

รูปที่ 4.5.10 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 2 ( $\phi_0 = 45^\circ$ ) (ใช้วงจรถ่ายเฟส)

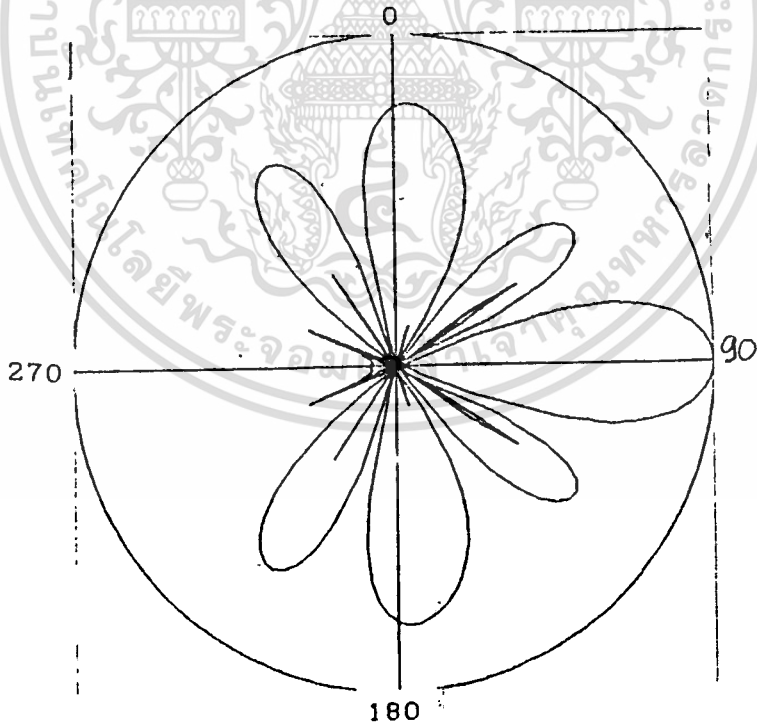
(ก) ผลจากภาวะวัด

(ข) ผลจากภาวะวัดด้านแนว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



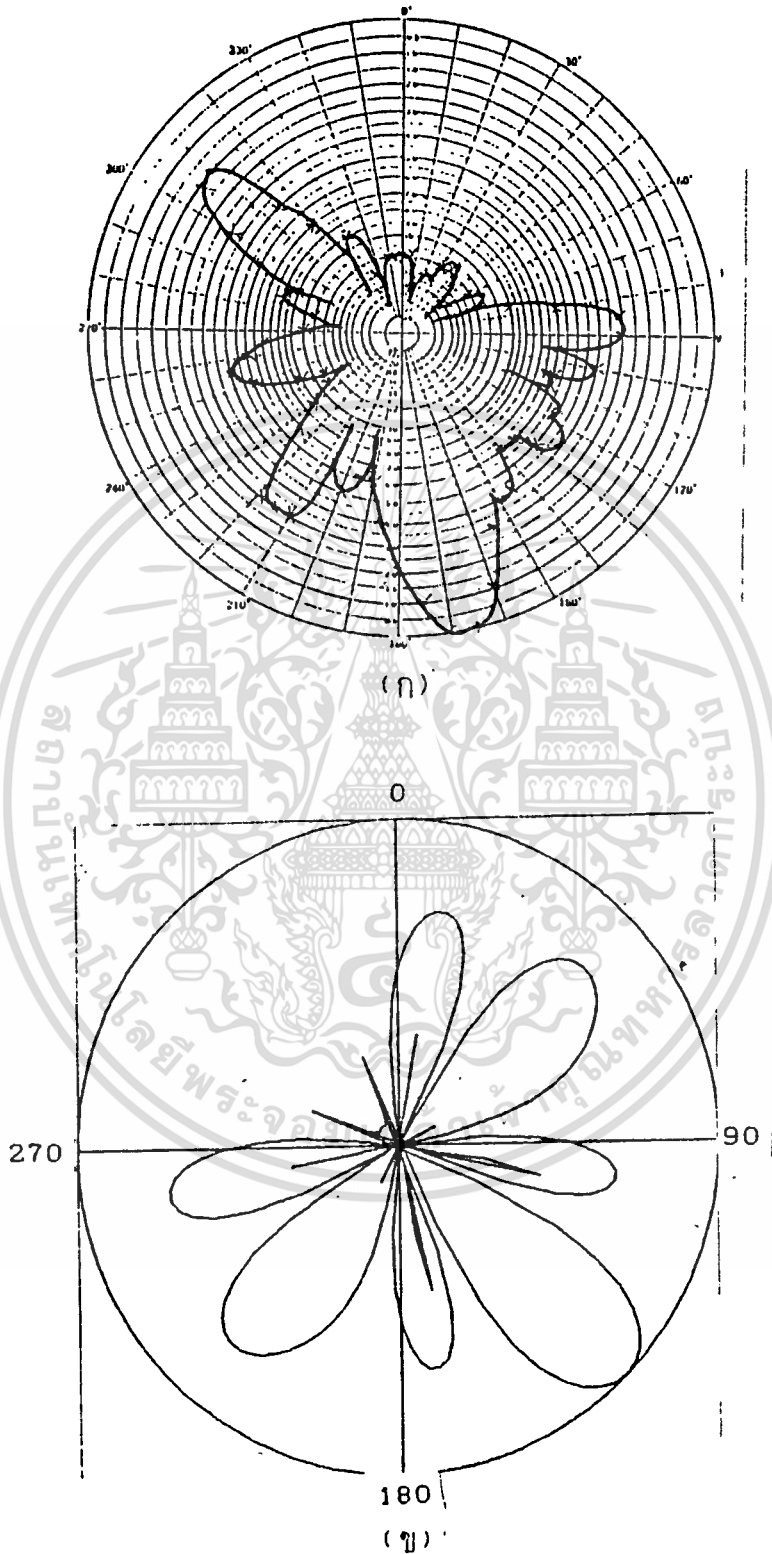
(ข)

รูปที่ 4.5.11 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 3 ( $\phi_0 = 90^\circ$ ) (ใช้วงจรถ่วงเฟส)

(ก) ผลจากการวัด

(ข) ผลจากการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

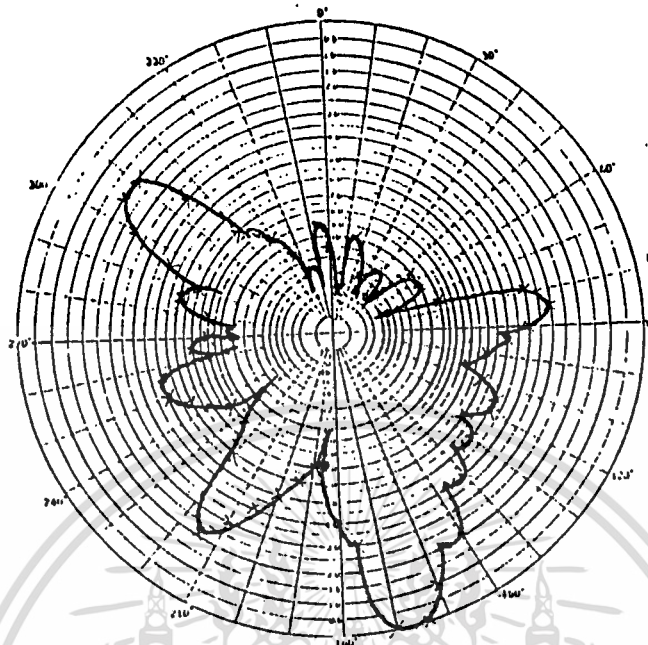


รูปที่ 4.5.12 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 4 ( $\phi_0 = 135^\circ$ ) (ใช้วงจรถ่วงเฟส)

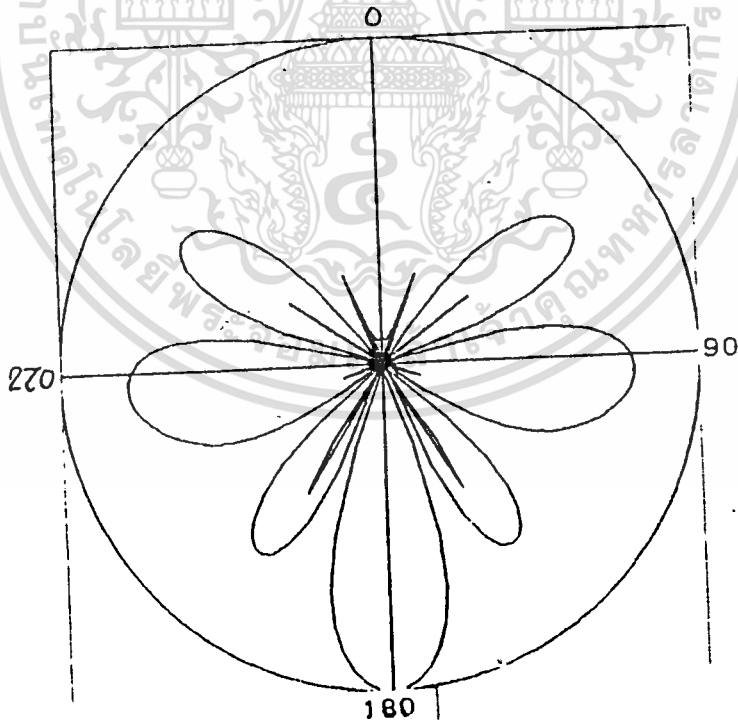
(ก) ผลจากการวัด

(ข) ผลจากการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

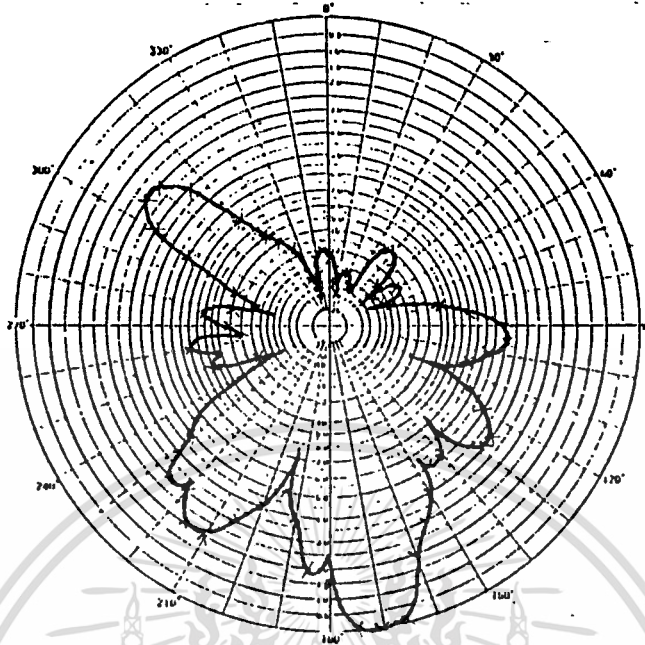
รูปที่ 4.5.13 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 5 ( $\phi_0 = 180^\circ$ ) (ใช้วงจรวัดเฟส)

(ก) ผลจากการวัด

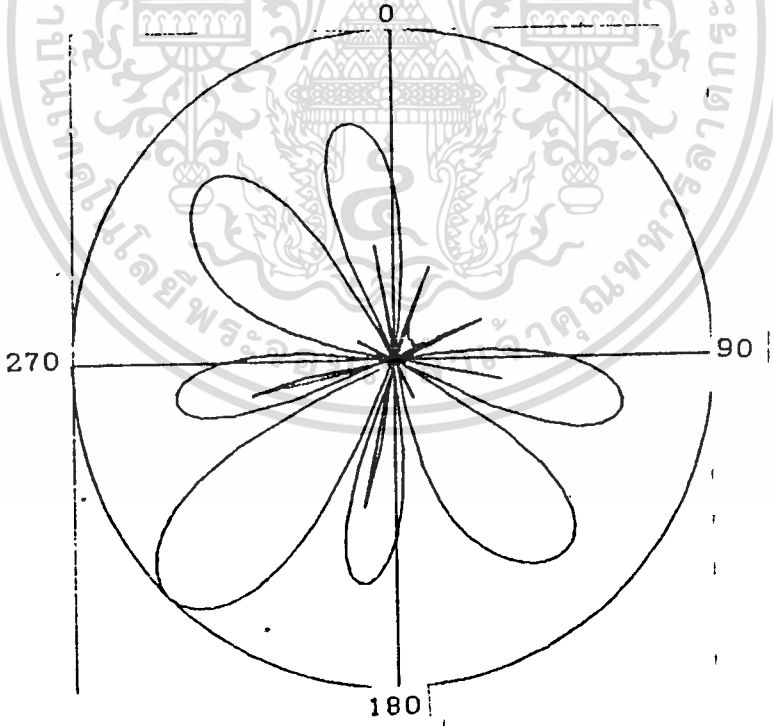
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

(ข) ผลจากการคำนวณ

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



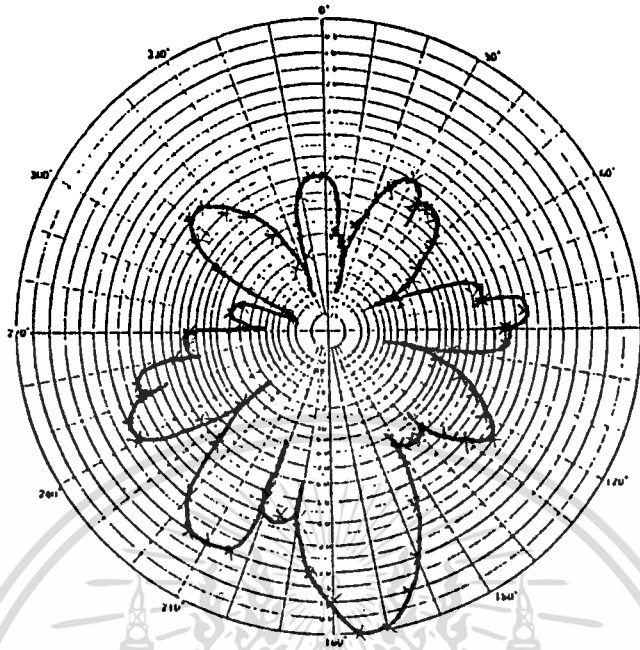
(ข)

รูปที่ 4.5.14 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 6 ( $\phi_0 = 225^\circ$ ) (ใช้วงจรถ่ายเฟส)

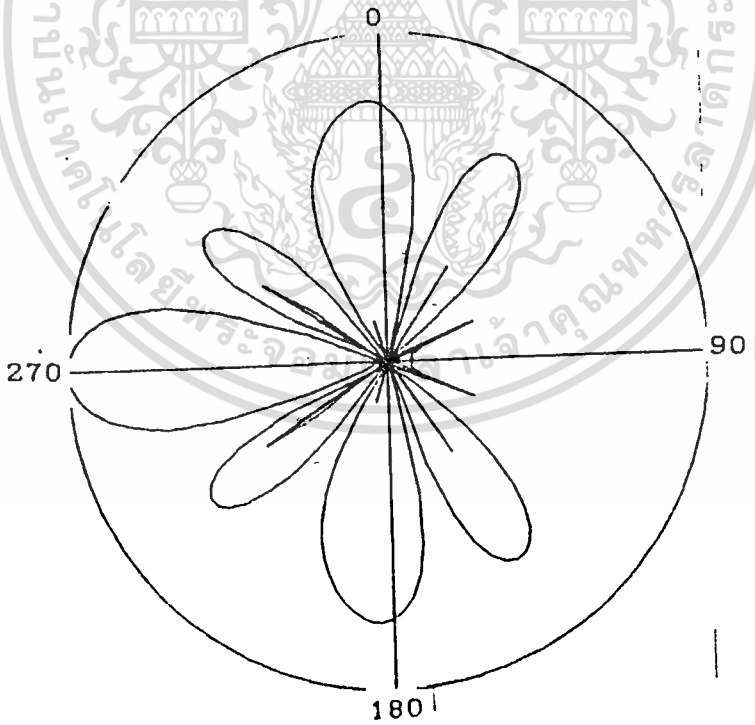
(ก) ผลจากทาวด์

(ข) ผลจากทาวด์คำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

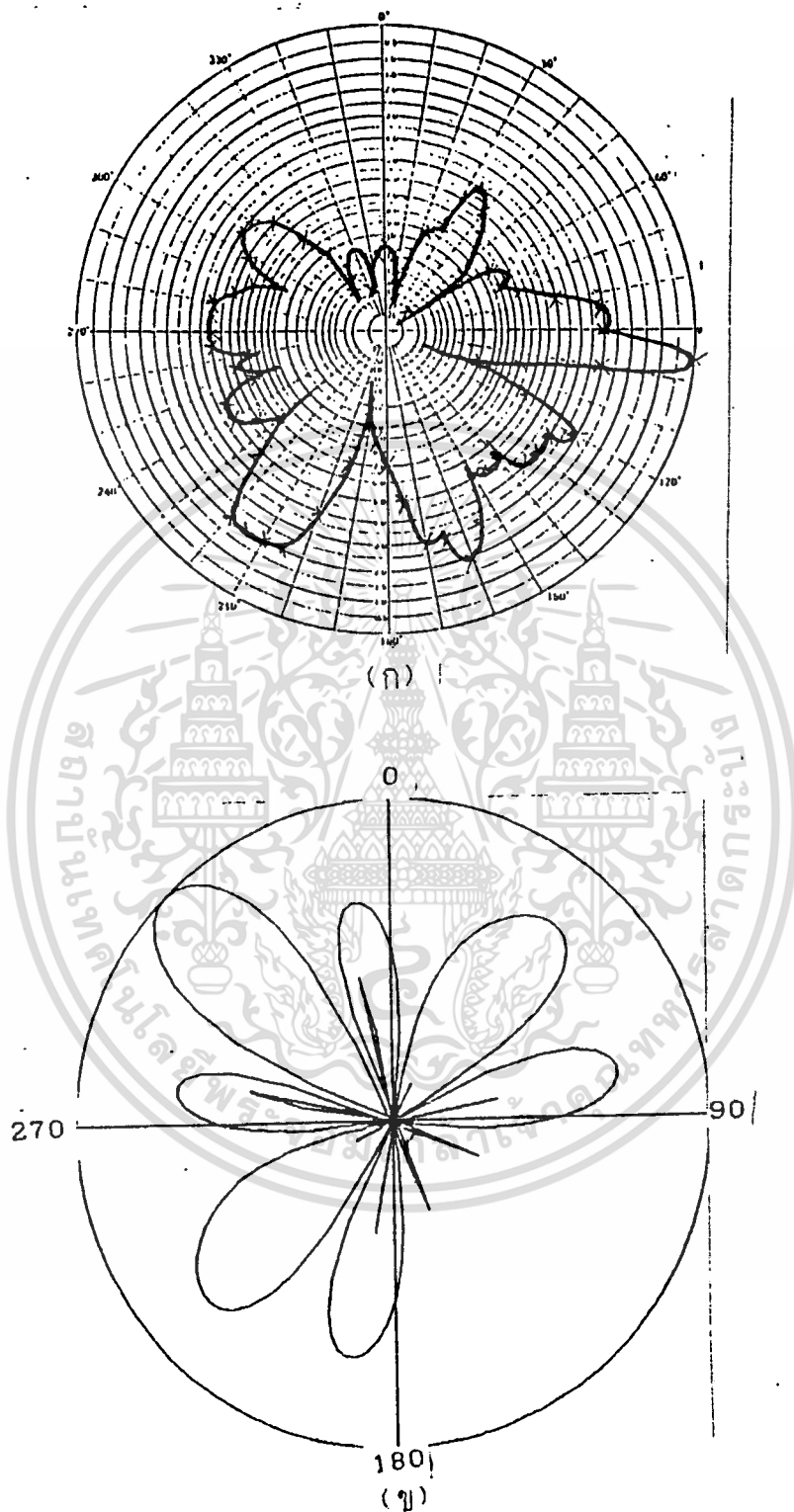


(ข)

รูปที่ 4.5.15 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 7 ( $\phi_0 = 270^\circ$ ) (ใช้วงจรวัดเฟส)

(ก) ผลจากการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ผลจากการคำนวณเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5.16 รูปแบบการกระจายคลื่น สถานะที่ 8 ( $\phi_0 = 315^\circ$ ) (ใช้วงจรวัดเฟส)

(ก) ผลจากการวัด

(ข) ผลจากการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

#### 5.1 สายอากาศไมโครสตริป

เราสามารถทำให้สายอากาศ มีรูปแบบการกระจายคลื่นเป็นออมนิไดเรกชันนอลในระนาบอะซิมุตตามต้องการ โดยมีโพลาไรซ์เป็นแบบเส้นตรงในแนวตั้ง (Vertical Linear Polarization) แต่สายอากาศที่ได้มีเกนค่อนข้างต่ำ จากผลการคำนวณและผลการวัด ค่าเกนและไดเรกทิวิตีต่างกันมาก เนื่องจากการคำนวณ จะไม่มีการคิดผลของกราวด์เพลนและประสิทธิภาพของสายอากาศ ทำให้ค่าเกนที่ได้จากการวัด สูงกว่าค่าไดเรกทิวิตีของการคำนวณ

#### 5.2 วงจรแบ่งกำลัง

สามารถทำงานได้ถูกต้อง แม่นยำ และมีค่าอินเสิร์ทชันลอสต่ำมาก

#### 5.3 วงจรเลื่อนเฟส

เนื่องจากไม่มีเครื่องมือที่สามารถวัดค่าเฟสได้โดยตรง จึงไม่สามารถแสดงผลการทำงานของวงจรเลื่อนเฟสที่สร้างขึ้นได้ แม้ว่าจะไม่สามารถวัดค่าเฟสในการทำงานของวงจรเลื่อนเฟสได้โดยตรงก็ตาม แต่ยังสามารถวัดค่าเฟสโดยทางอ้อม ด้วยการใช่วงจรเลื่อนเฟสที่สร้างขึ้นกับสายอาร์เรย์แบบเส้นตรง 2 อิลิเมนต์ (อิลิเมนต์เป็นสายอากาศไดโพล) ที่มีอยู่ โดยการคำนวณทิศทางของบีมหลัก เมื่อมีการปรับเฟสต่าง ๆ กัน ซึ่งก็ยังประสบปัญหาต่างๆ ตามมา คือ เฉพาะตัวสายอากาศอาร์เรย์แบบเส้นตรงที่มีอยู่นั้น ยังไม่สามารถทำตามทฤษฎีได้อย่างถูกต้องแม่นยำ ดังนั้นการที่จะใช่วงจรเลื่อนเฟสที่สร้างขึ้นกับสายอากาศอาร์เรย์แบบเส้นตรงที่มีอยู่ เพื่อวัดทิศทางของบีมหลัก แล้วคำนวณย้อนกลับเพื่อหาค่าเฟสในการทำงานของวงจรเลื่อนเฟสนั้น ย่อมจะทำให้ผล

การคำนวณผิดพลาดตามไปด้วย วิธีการดังกล่าวจึงเลิกล้มไป แต่หากจะสร้างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ระบบสายอากาศอาร์เรย์แบบเส้นตรงขึ้นมาใหม่ ก็เป็นไปตามทฤษฎีอย่างถูกต้อง ไม่วารณใดจงหงสัน อักษรห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม่นยำ เพื่อทำการวิเคราะห์หาค่าเฟสของวงจรเลื่อนเฟสที่สร้างขึ้นนั้น จะต้องศึกษาและค้นคว้าเพิ่มเติมอีกเป็นจำนวนมาก ซึ่งจะทำให้ขอบเขตของโครงการนี้ขยายออกเกินกว่าจุดประสงค์ที่ตั้งไว้มากเกินไป ทำให้ยังสามารถวัดค่าเฟสในการทำงานของวงจรเลื่อนเฟสที่สร้างขึ้นได้

#### 5.4 สายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม

เมื่อใช้ตัวเลขไลน์ ทำหน้าที่เลื่อนเฟสของกระแสที่ป้อนให้แก่ละอิลีเมนต์ ผลปรากฏว่า ทิศทางของบีมหลักจะมีทิศทางต่างจากที่ได้คำนวณและออกแบบตามทฤษฎีอยู่  $180^\circ$  เสมอ แต่ยังสามารถกวาดบีมหลักไปที่ละ  $45^\circ$  ในแต่ละสถานะของเฟสของกระแสที่คำนวณไว้อย่างถูกต้อง

เนื่องจากระบบสายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลมนี้ เป็นเรื่องใหม่ในเชิงปฏิบัติ จึงไม่สามารถหาข้อมูลมาเปรียบเทียบเพื่อสนับสนุนหรือยืนยันใดๆ ได้ ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าผลการทดลองวัดรูปแบบการกระจายคลื่นในรายงานฉบับนี้ เป็นข้อมูลในเชิงปฏิบัติเพียงชิ้นเดียวที่มีอยู่ เพื่อใช้ในการวิจัยและพัฒนาในปีต่อๆ ไป

สาเหตุที่ทิศทางของบีมหลัก ในการทดลองวัดรูปแบบการกระจายคลื่น มีทิศทางต่างจากที่ได้วิเคราะห์ตามทฤษฎีอยู่  $180^\circ$  อยู่เสมอนั้น มั่นใจว่าความผิดพลาดมิได้อยู่ที่ขั้นตอนการออกแบบหาค่าเฟสตามสมการที่มีอยู่ในทฤษฎี ตลอดจนถึงขั้นตอนการวัดผล ทั้งนี้เพราะทุกขั้นตอนได้ดำเนินการอย่างรอบคอบ ซึ่งมีแนวคิดและข้อสังเกตดังนี้คือ

ในสถานะหนึ่งๆของการป้อนกระแสให้แก่ละอิลีเมนต์ ค่าเฟสของกระแสที่ป้อนให้แก่ละอิลีเมนต์ จะคำนวณได้จาก

$$\alpha_n = -kac \cos(\phi_0 - \phi_n)$$

ดังที่ได้อธิบายไปในส่วนของทฤษฎี และขั้นตอนการออกแบบสร้างแล้ว

หากทำการวิเคราะห์หาค่าแล้วจะพบว่า ตามผลการทดลองสมการที่ใช้ใน

การหาค่าเฟสของกระแสของแต่ละละอิลีเมนต์ควรจะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha_n = kac \cos(\phi_0 - \phi_n)$$

ซึ่งจะทำให้สัมประสิทธิ์การกระตุ้น (รวมทั้งขนาดและเฟส) ของสายอากาศอิลีเมนต์ที่  $n$  มีค่าเป็น  $a_n = I_n e^{-j\beta n}$  แทนที่จะเป็น  $a_n = I_n e^{-j\beta n}$  ตามที่ทฤษฎีกำหนดไว้

อย่างไรก็ตาม แนวคิดและข้อสังเกตนี้ ยังไม่สามารถหาข้อพิสูจน์หรือคำอธิบายใดๆ ที่จะอธิบายปรากฏการณ์ดังกล่าวได้อย่างถูกต้อง แต่ผลการทดลองก็ยังสามารถยืนยันทฤษฎีในส่วนของ การสแกน빔หลักได้ ด้วยการปรับค่าเฟสของกระแสที่ป้อนให้แก่สายอากาศแต่ละอิลีเมนต์ได้

เมื่อใช้วงจรเลื่อนเฟสที่สร้างขึ้นกับสายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม ได้ผลไม่เป็นที่หน้าพอใจ กล่าวคือ ไม่สามารถควบคุม빔หลักให้เป็นไปตามต้องการได้ ทั้งนี้เนื่องจากวงจรเลื่อนเฟสไม่สามารถทำงานได้อย่างถูกต้องแม่นยำ โดยเลื่อนเฟสไม่ได้ตามค่าที่ออกแบบเอาไว้ สาเหตุที่เป็นเช่นนี้อาจเป็นเพราะ

1. ค่าอิมพีแดนซ์ของพินไดโอดในสภาวะ ออน และออฟ (on & off) นั้นได้ข้อมูลมาจากเอกสารอ้างอิงที่ 1 ซึ่งคำนวณและวัดค่าด้วยการสร้างวงจรขึ้นโดยที่ในวงจร มีส่วนของไมโครสตริปไลน์ ซึ่งใช้ค่าคงที่ของไดอิเล็กตริกเท่ากับ 9.151 ในการออกแบบ แต่ในโครงการนี้ใช้ค่าคงที่ของไดอิเล็กตริก = 4.331 ดังนั้นการคำนวณหาความกว้างของไมโครสตริปไลน์จึงมีค่าไม่เท่ากัน ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากัน ดังนั้นการทรานส์เฟอ์อิมพีแดนซ์ เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์ของพินไดโอดในสภาวะออน และออฟ ย่อมจะได้ค่าไม่เท่ากันด้วย จึงเป็นผลให้การคำนวณค่าความกว้างและความยาวของวงจรแมทซิ่ง (ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจรเลื่อนเฟส ในการกำหนดค่าเฟสที่ต้องการออกแบบ) ผิดพลาดไป

อย่างไรก็ตาม ในขณะที่ทำโครงการนี้ เครื่องมือที่ใช้วัดค่าเฟสไม่สามารถทำงานได้ จึงไม่สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ของพินไดโอด เมื่อค่าคงที่ของไดอิเล็กตริก = 4.331 ได้

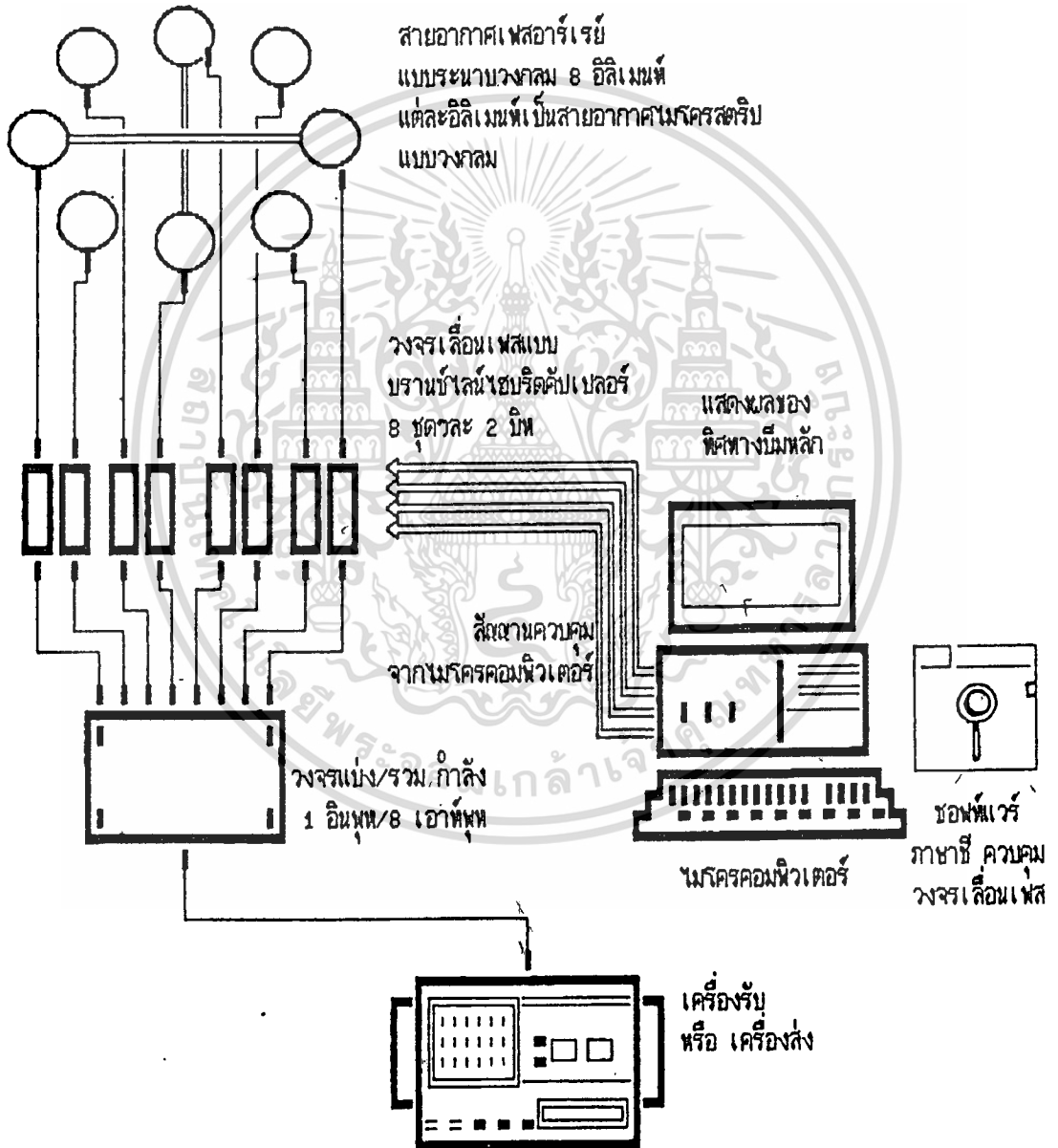
2. ความกว้างและความยาวของวงจรแมทซิ่ง ซึ่งเป็นตัวกำหนดค่าเฟสของวงจรในการออกแบบนั้น จะต้องสร้างให้มีความกว้างและความยาวที่ถูกต้องแม่นยำมาก ด้วยเทคโนโลยีที่มีอยู่ไม่เพียงพอที่จะทำเช่นนั้นได้

๓. ในการสร้างวงจรเลื่อนเฟสทั้ง ๘ ชุด ควรเหมือนกันทุกประการ ในทางไฟฟ้า คือสามารถให้ขนาดและเฟสได้เหมือนกันทุกชุด ดังนั้นในการสร้างวงจรเลื่อนเฟสทั้ง ๘ ชุด ควรมีการวัดค่าของขนาดและเฟส ในการทำงานของแต่ละชุดได้โดยตรง โดยใช้แวกเตอร์โวลต์มิเตอร์ ก่อนที่จะนำไปประกอบในระบบสายอากาศเฟลอาร์เรย์แบบระนาบวงกลมต่อไป



ภาคผนวก ก.

แผนภาพแสดง ระบบสายอากาศเฟสอาร์เรย์แบบระนาบวงกลม ที่ควบคุมการปรับ빔หลักด้วยไมโครคอมพิวเตอร์



ภาคผนวก ข.

ข้อมูลพินไดโอด เบอร์ 1SV128

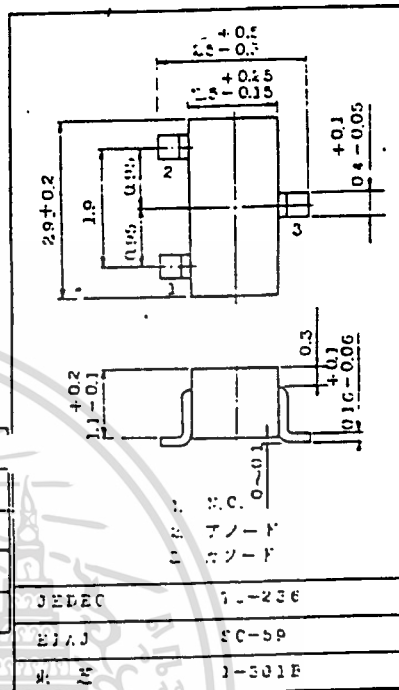
1SV128

VHF·UHF BAND 可変減衰器, AGC 用

単位: mm

特長

- 超小型パッケージ (TO-236)
- 低容量:  $C_T = 0.25 \text{ pF}$  (標準)
- 直列抵抗が小さい:  $r_s = 7 \Omega$
- 少数キャリア寿命時間が長い:  $\tau = 400 \text{ ns}$  (標準)

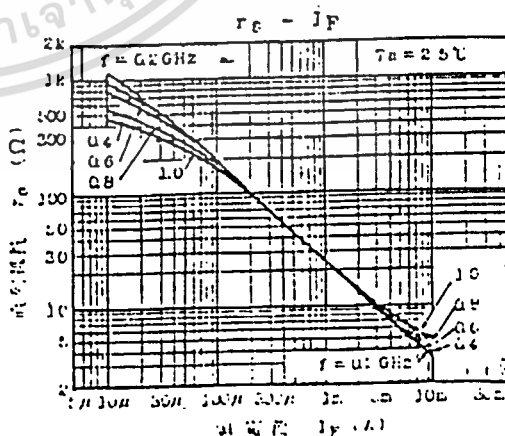
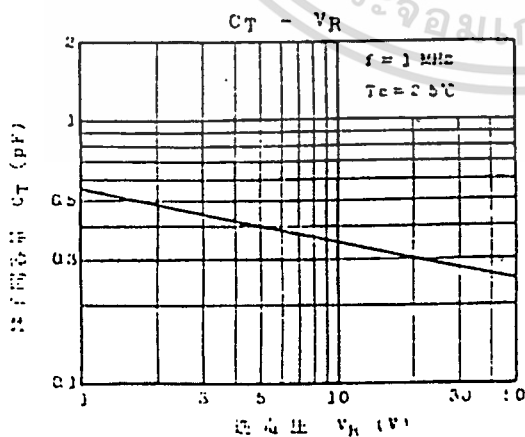


最大定格 ( $T_c = 25^\circ\text{C}$ )

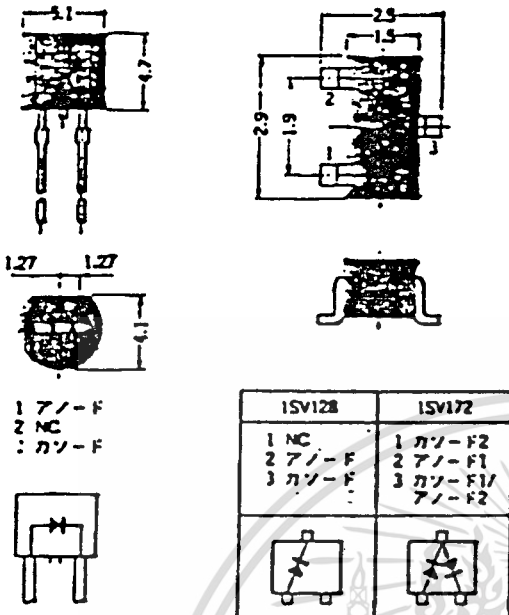
項	目	記号	値	単位
逆	電圧	$V_R$	50	V
順	電流	$I_F$	50	mA
接	合温度	$T_j$	125	$^\circ\text{C}$
保	存温度	$T_{stg}$	$-55 \sim 125$	$^\circ\text{C}$

電気的特性 ( $T_c = 25^\circ\text{C}$ )

項	目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
逆	電圧	$V_R$	$I_F = 10 \text{ mA}$	50	-	-	V
逆	電流	$I_R$	$V_R = 50 \text{ V}$	-	-	0.1	$\mu\text{A}$
順	電圧	$V_F$	$I_F = 50 \text{ mA}$	-	0.95	-	V
端	子間容量	$C_T$	$V_R = 50 \text{ V}$	-	0.25	-	pF
直	列抵抗	$r_s$	$I_F = 10 \text{ mA}, f = 10 \text{ MHz}$	-	7	-	$\Omega$
少	数キャリア寿命時間	$\tau$	$I_F = 10 \text{ mA}, I_R = 5 \text{ mA}$	-	400	-	ns



〈図12〉 樹脂モールド型PINダイオードの外観図



(a) 1SV99:1092 モールド・パッケージ

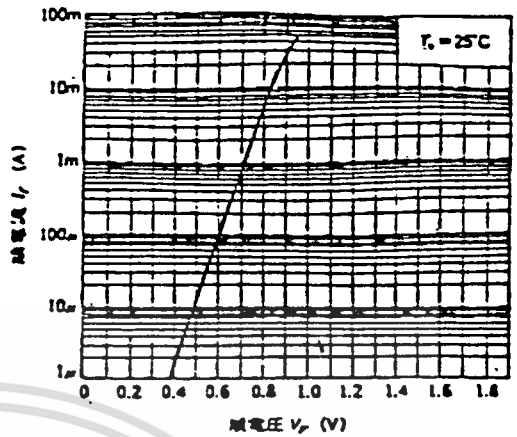
(b) 1SV128, 1SV172: スーパーミニ・モールド・パッケージ

〈表2〉 1SV99の電気的特性

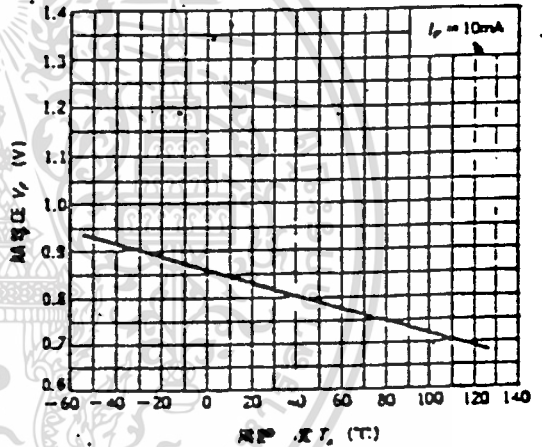
項目	記号	測定条件	最小	標準	最大	単位
順電圧	$V_F$	$I_F=50\text{mA}$	—	0.9	—	V
逆電流	$I_R$	$V_R=50\text{V}$	—	—	0.1	$\mu\text{A}$
結晶容量	$C_T$	$V_R=30\text{V}$ $f=1\text{MHz}$	—	0.3	0.5	pF
系列抵抗	$r_T$	$I_F=10\text{mA}$ $f=100\text{MHz}$	—	7	10	$\Omega$

( $T_c=25^\circ\text{C}$ )

〈図13〉 1SV99の $I_F-V_F$ 特性



〈図14〉 1SV99の $V_F-T_c$ 特性



は、セットの小型化を実現する目的で、上記と同じ半導体チップを封入したものです。スーパーミニ・モールド・パッケージに2個PINダイオードのチップを封入した製品もあります。この品種は、それぞれのダイオードが図12に示したようにシリーズ接続されており、多数のPINダイオードを使用する回路や、プリント基板の実装効率を上げる場合に便利です。

PINダイオードのパッケージは、このほかにガラス・タイプのものやセラミック・タイプものがあります。しかし民生用途としては、前述したモールド・タイプものが主流になっています。

**順電圧  $V_F$ : 順方向電圧**

PINダイオードも、シリコン・ウェハを用いたダイオードですから、順バイアス印加時のアノード-カソード間には、約0.7~0.8V程度の順電圧( $V_F$ )が発生します。この電圧は、一般のダイオードとまったく異

なりありません。しかも、図13に示す $I_F-V_F$ カーブや、図14に示す $V_F-T_c$ の温度カーブも、一般ダイオードとまったく違はありません。

**逆電流  $I_R$ : 逆方向電流**

本来、ダイオードのPN接合に逆バイアスをつけた場合、カソードからアノード方向に電流は流れませんが、現実には極めてわずかながら電流が流れます。これが逆方向電流( $I_R$ )であり、PINダイオードの場合も通常100nA程度以下に管理されています。

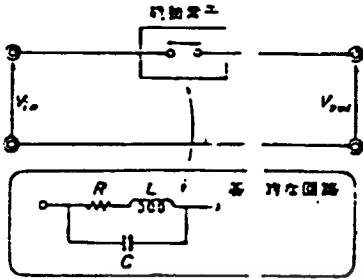
**結晶容量  $C_T$ : 端子間容量**

これはアノード-カソード間の結晶容量で、接合容量とケース容量が支配的です。逆電圧( $V_R$ )により図15のように依存性をもちます。

$$C_T = C_j + C_c \dots\dots\dots (1)$$

$C_j$ : 接合容量  
 $C_c$ : ケース容量

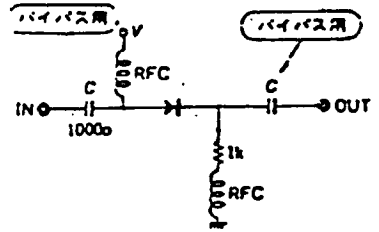
(図21) ONスルー・スイッチの基本回路



理想的なONスルー・スイッチの特性定数

	信号	R	L	C
スイッチ ON	透過	0	$\infty$	$\infty$
スイッチ OFF	遮断	$\infty$	$\infty$	0

(図22) ONスルー・スイッチ



(表3) 代表的なPINダイオードの特性

品名	メーカー	最大定格		順電圧 $V_F$ (V) (max)	順電流 $I_F$ (mA)	リーク電流 $I_L$		逆子容量 $C_j$		抵抗値 ( $\Omega$ ) (max)	$f_T$		備考
		$V_P$ (V)	$I_P$ (mA)			( $\mu A$ ) (max)	$V_R$ (V)	(pF) (max)	$V_R$ (V)		$I_F$ (mA)	$f$ (MHz)	
ISV28	NEC	100	50	1	50	10	100	0.3 (typ)	—	1.6-3.6 300-500	10 0.01	1700	
ISV27	NEC	100	50	1	50	10	100	0.3 (typ)	—	1.6-3.6 300-500	10 0.01	1700	
ISV28	NEC	100	50	1	50	10	100	0.2 (typ)	—	1.6-3.6 300-500	10 0.01	1700	
ISV15	NEC	100	50	1.1	50	10	100	0.5	50	10	10	100	$t_{on} = 1 \mu s$
ISV28	NEC	100	50	1.1	50	10	100	0.6	50	10	10	100	$t_{on} = 1 \mu s$
ISV17	NEC	100	50	1.1	50	10	100	0.6	50	10	10	100	$t_{on} = 1 \mu s$
ISV77	NEC	50	—	—	—	—	—	0.8	30	10 1k (min)	10 0.01	100	$t_{on} = 0.8 \mu s$
ISV88	NEC	30	50	1.1	50	10	30	0.4 (typ)	15	15 1k (min)	10 0.01	100	
ISV99	東芝	50	50	1.2	50	0.1	50	0.6	30	10 <sup>4</sup>	10	100	
ISV121	II 電	100	10 <sup>4</sup>	1.1	50	0.1	30	0.7	50	10 0.9k (min)	10 0.01	100	
ISV122	NEC	20	150	1	50	10	30	0.4 (typ)	30	0.8 (typ)	10	100	
ISV128	東芝	50	50	0.95 (typ)	50	0.1	50	0.25 (typ)	50	7 (typ)	10	100	

( $T_c = +25^\circ C$ )

ONスルー・スイッチは、伝送線路の一部に直列にスイッチを入れた回路で、その動作としてはスイッチON状態で電気信号が通り、スイッチOFF状態で電気信号が遮断されます。この回路で特に注意すべきことは、伝送線路内に直列に絶動素子が入るために、素子のON抵抗による高周波信号の減衰や、絶動素子

自身のもつ順方向特性の非直線性のために波形ひずみが生じやすく、温度調や相互変調などに十分注意しなければならないことです。

図22に、PINダイオードを使用したONスルー・スイッチの実際の回路例を示しておきます。

表3に市販の主なPINダイオードを示します。

ภาคผนวก ค.  
 รายละเอียดของไอซีในวงจรรีจิสเตอร์เฟล

TYPES SN5403, SN54L03, SN54LS03, SN54S03,  
 SN7403, SN74LS03, SN74S03  
 QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-NAND GATES WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS  
 REVISED DECEMBER 1983

- Package Options Include Both Plastic and Ceramic Chip Carriers in Addition to Plastic and Ceramic DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

description

These devices contain four independent 2-input NAND gates. The open-collector outputs require pull-up resistors to perform correctly. They may be connected to other open-collector outputs to implement active-low wired-OR or active-high wired-AND functions. Open-collector devices are often used to generate higher V<sub>OH</sub> levels.

The SN5403, SN54L03, SN54LS03 and SN54S03 are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C. The SN7403, SN74LS03 and SN74S03 are characterized for operation from 0°C to 70°C.

FUNCTION TABLE (each gate)

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
H	H	L
L	X	H
X	L	H

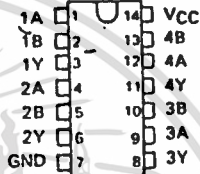
logic diagram (each gate)



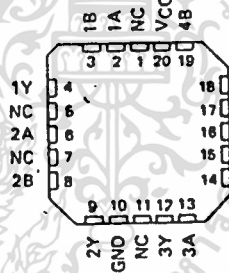
positive logic

$$Y = \overline{A \cdot B} \text{ or } Y = \overline{A} + \overline{B}$$

SN5403, SN54L03 ... J PACKAGE  
 SN54L603, SN54S03 ... J OR W PACKAGE  
 SN7403 ... J OR N PACKAGE  
 SN74LS03, SN74S03 ... D, J OR N PACKAGE  
 (TOP VIEW)



SN54LS03, SN54S03 ... FK PACKAGE  
 SN74LS03, SN74S03 ... FN PACKAGE  
 (TOP VIEW)



NC - No Internal connection



TTL DEVICES

**TYPES SN54LS00, SN74LS00**  
**QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-NAND GATES**

**recommended operating conditions**

	SN54LS00			SN74LS00			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V <sub>CC</sub> Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub> High-level input voltage	2			2			V
V <sub>IL</sub> Low-level input voltage			0.7			0.8	V
I <sub>OH</sub> High-level output current			-0.4			-0.4	mA
I <sub>OL</sub> Low-level output current			4			8	mA
T <sub>A</sub> Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

**electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)**

PARAMETER	TEST CONDITIONS 1	SN54LS00			SN74LS00			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	MIN	TYP†	MAX	
V <sub>IK</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IL</sub> = MAX, I <sub>OH</sub> = -0.4 mA	2.5	3.4		2.7	3.4		V
V <sub>OL</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, I <sub>OL</sub> = 4 mA		0.25	0.4		0.25	0.4	V
	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, I <sub>OL</sub> = 8 mA					0.35	0.5	
I <sub>I</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 7 V			0.1			0.1	mA
I <sub>IH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 2.7 V			20			20	μA
I <sub>IL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0.4 V			-0.4			-0.4	mA
I <sub>OS‡</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX	-20		-100	-20		-100	mA
I <sub>CCH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0 V		0.8	1.6		0.8	1.6	mA
I <sub>CCL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 4.5 V		2.4	4.4		2.4	4.4	mA

1 If for conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

† All typical values are at V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C

‡ Not more than one output should be shorted at a time, and the duration of the short-circuit should not exceed one second.

**switching characteristics, V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C (see note 2)**

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
t <sub>PLH</sub>	A or B	Y	R <sub>L</sub> = 2 kΩ,	C <sub>L</sub> = 15 pF		9	15	ns
t <sub>PHL</sub>						10	15	ns

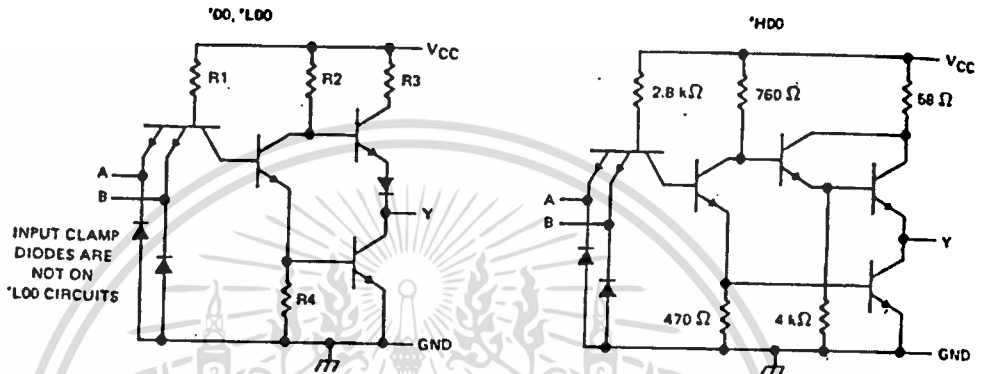
NOTE 2: See General Information Section for load circuits and voltage waveforms

TTL DEVICES

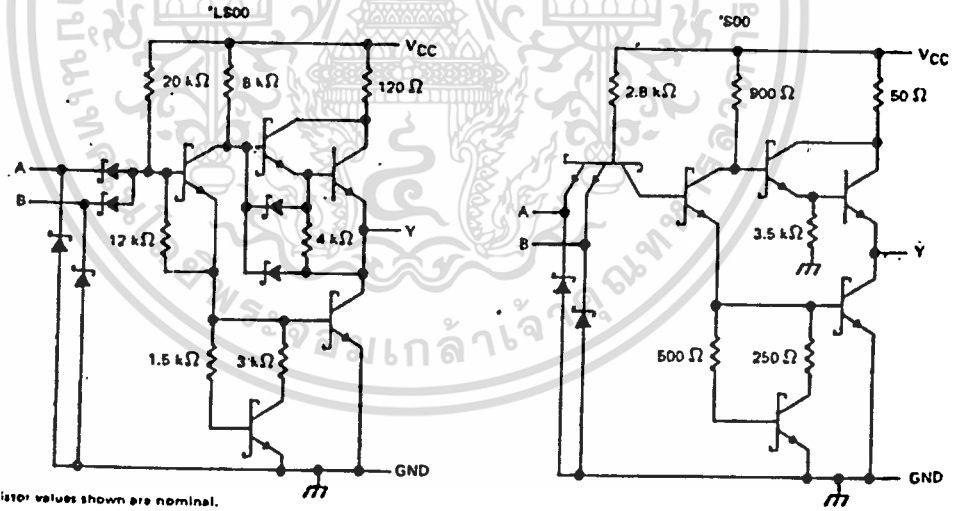
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES SN5400, SN54H00, SN54L00, SN54LS00, SN54S00,  
SN7400, SN74H00, SN74LS00, SN74S00  
QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-NAND GATES

schematics (each gate)



CIRCUIT	R1	R2	R3	R4
'00	4 kΩ	1.6 kΩ	130 Ω	1 kΩ
'L00	40 kΩ	20 kΩ	300 Ω	12 kΩ



Resistor values shown are nominal.

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V <sub>CC</sub> (see Note 1) '00, 'H00, 'LS00, 'S00	7 V
'L00	8 V
Input voltage: '00, 'H00, 'L00, 'S00	5.5 V
'LS00	7 V
Operating free-air temperature range: SN54'	-55°C to 125°C
SN74'	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

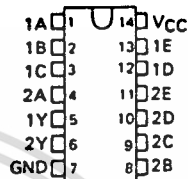
**3**  
TTL DEVICES

## TYPES SN54S260, SN74S260 DUAL 5-INPUT POSITIVE -NOR GATES

REVISED DECEMBER 1983

- Package Options Include Both Plastic and Ceramic Chip Carriers in Addition to Plastic and Ceramic DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

SN54S260 ... J OR W PACKAGE  
SN74S260 ... D, J OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)



**Description**

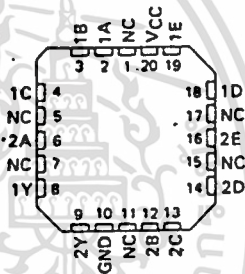
These devices contain two independent 5-input positive -NOR gates. They perform the Boolean function  $Y = A + B + C + D + E$  in positive logic.

The SN54S260 is characterized for operation over the full military temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $125^{\circ}\text{C}$ . The SN74S260 is characterized for operation from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $70^{\circ}\text{C}$ .

**Logic diagram (each gate)**



SN54S260 ... FK PACKAGE  
SN74S260 ... FN PACKAGE  
(TOP VIEW)



NC - No Internal connection

**3**  
TTL DEVICES

TYPES SN54S260, SN74S260  
DUAL 5-INPUT POSITIVE -NOR GATES

Recommended operating conditions

	SN54S260			SN74S260			UNIT
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_{CC}$ Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
$V_{IH}$ High-level input voltage	2			2			V
$V_{IL}$ Low-level input voltage			0.8			0.8	V
$I_{OH}$ High-level output current			-1			-1	mA
$I_{OL}$ Low-level output current			20			20	mA
$T_A$ Operating free-air temperature	-55		125	0		70	$^{\circ}$ C

Electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN54S260			SN74S260			UNIT
		MIN	TYP ‡	MAX	MIN	TYP ‡	MAX	
$V_{IK}$	$V_{CC} = \text{MIN.}, I_I = -18 \text{ mA}$			-1.2			-1.2	V
$V_{OH}$	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IL} = 0.8 \text{ V.}, I_{OH} = -1 \text{ mA}$	2.5	3.4		2.7	3.4		V
$V_{OL}$	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IH} = 2 \text{ V.}, I_{OL} = 20 \text{ mA}$			0.5			0.5	V
$I_I$	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 5.5 \text{ V}$			1			1	mA
$I_{IH}$	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{IH} = 2.7 \text{ V}$			50			50	$\mu$ A
$I_{IL}$	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{IL} = 0.5 \text{ V}$			-2			-2	mA
$I_{OS}^{\ddagger}$	$V_{CC} = \text{MAX.}$	-40		-100	-40		-100	mA
$I_{CCH}$	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_I = 0 \text{ V}$		17	29		17	29	mA
$I_{CCL}$	$V_{CC} = \text{MAX.}, \text{See Note 2}$		26	45		26	45	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at  $V_{CC} = 5 \text{ V.}, T_A = 25^{\circ}\text{C.}$

§ Not more than one output should be shorted at a time, and the duration of the short-circuit should not exceed one second.

NOTE 2: One input at 4.5 V, all others at GND.

Switching characteristics,  $V_{CC} = 5 \text{ V.}, T_A = 25^{\circ}\text{C}$  (see note 3)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
$t_{PLH}$	Any	Y	$R_L = 280 \Omega,$	$C_L = 15 \text{ pF}$	4	5.5	ns	
$t_{PHL}$								4

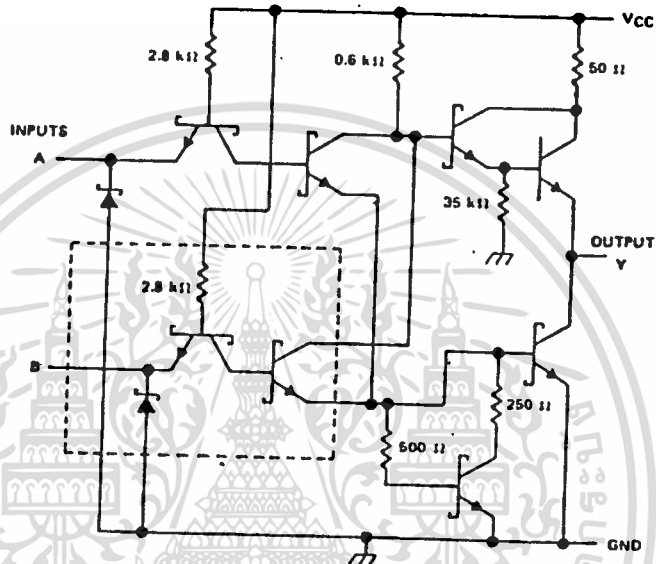
NOTE 3: See General Information Section for load circuits and voltage waveforms.

3

TTL DEVICES

**TYPES SN54S260, SN74S260  
DUAL 5-INPUT POSITIVE -NOR GATES**

schematic (each gate)



Resistor values shown are nominal.  
The portion of the schematic within the dashed-line is repeated for each additional input.

**3**  
**TTL DEVICES**

**absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)**

Supply voltage, VCC (see Note 1)	7
Input voltage	5.5
Operating free-air temperature range: SN54*	-55°C to 125°C
SN74*	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

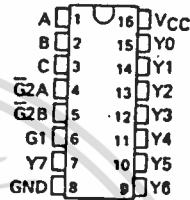
NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

## TYPES SN54LS138, SN54S138, SN74LS138, SN74S138 3-LINE TO 8-LINE DECODERS/DEMULTIPLEXERS

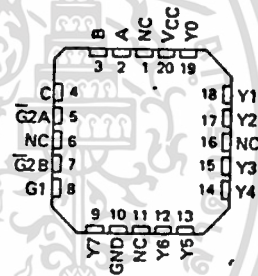
DECEMBER 1972—REVISED APRIL 1985

- Designed Specifically for High-Speed: Memory Decoders Data Transmission Systems
- 3 Enable Inputs to Simplify Cascading and/or Data Reception
- Schottky-Clamped for High Performance

SN54LS138, SN54S138 ... J OR W PACKAGE  
SN74LS138, SN74S138 ... D, J OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)



SN54LS138, SN54S138 ... FK PACKAGE  
SN74LS138, SN74S138 ... FN PACKAGE  
(TOP VIEW)



NC - No internal connection

### Description

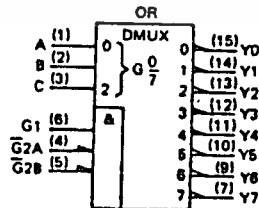
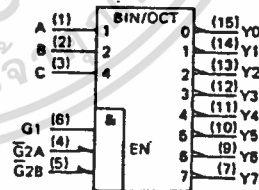
These Schottky-clamped TTL MSI circuits are designed to be used in high-performance memory decoding or data-routing applications requiring very short propagation delay times. In high-performance memory systems these decoders can be used to minimize the effects of system decoding. When employed with high-speed memories utilizing a fast enable circuit the delay times of these decoders and the enable time of the memory are usually less than the typical access time of the memory. This means that the effective system delay introduced by the Schottky-clamped system decoder is negligible.

The 'LS138 and 'S138 decode one of eight lines dependent on the conditions at the three binary select inputs and the three enable inputs. Two active-low and one active-high enable inputs reduce the need for external gates or inverters when expanding. A 24-line decoder can be implemented without external inverters and a 32-line decoder requires only one inverter. An enable input can be used as a data input for demultiplexing applications.

### Logic Symbols

All of these decoder/demultiplexers feature fully buffered inputs, each of which represents only one normalized load to its driving circuit. All inputs are clamped with high-performance Schottky diodes to suppress line-ringing and to simplify system design.

The SN54LS138 and SN54S138 are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C. The SN74LS138 and SN74S138 are characterized for operation from 0°C to 70°C.



Pin numbers shown on logic notation are for D, J or N packages.

3

TTL DEVICES

**TYPES SN54LS138, SN74LS138**  
**3-LINE TO 8-LINE DECODERS/DEMULTIPLEXERS**

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V <sub>CC</sub> (see Note 1) .....	7 V
Input voltage .....	7 V
Operating free-air temperature range: SN54LS138 .....	-55°C to 125°C
SN74LS138 .....	0°C to 70°C
Storage temperature range .....	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

	SN54LS138			SN74LS138			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V <sub>CC</sub> Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub> High-level input voltage	2			2			V
V <sub>IL</sub> Low-level input voltage			0.7			0.8	V
I <sub>OH</sub> High-level output current			-0.4			-0.4	mA
I <sub>OL</sub> Low-level output current			4			8	mA
T <sub>A</sub> Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS †	SN54LS138		SN74LS138		UNIT	
		MIN	TYP‡	MAX	MIN		TYP‡
V <sub>IK</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5		-1.5	V
V <sub>OH</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, V <sub>IL</sub> = MAX, I <sub>OH</sub> = -0.4 mA	2.5	3.4	2.7	3.4		V
V <sub>OL</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, V <sub>IL</sub> = MAX, I <sub>OL</sub> = 4 mA		0.25	0.4	0.25	0.4	V
	I <sub>OL</sub> = 8 mA				0.35	0.5	
I <sub>I</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 7 V			0.1		0.1	mA
I <sub>IH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 2.7 V			20		20	µA
I <sub>IL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0.4 V			-0.4		-0.4	mA
	Enable			-0.2		-0.2	
	A, B, C			-0.2		-0.2	
I <sub>OS</sub> §	V <sub>CC</sub> = MAX	-20		-100	-20	-100	mA
I <sub>CC</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, Outputs enabled and open	6.3		10	6.3	10	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C.

§ Not more than one output should be shorted at a time.

switching characteristics, V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C

PARAMETER †	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	LEVELS OF DELAY	TEST CONDITIONS	SN54LS138			UNIT
					MIN	TYP	MAX	
t <sub>PLH</sub>	Binary Select	Any	2	R <sub>L</sub> = 2 kΩ, C <sub>L</sub> = 15 pF, See Note 2	11	20	ns	
t <sub>PHL</sub>					18	41	ns	
t <sub>PLH</sub>					21	27	ns	
t <sub>PHL</sub>					20	39	ns	
t <sub>PLM</sub>	Enable	Any	2		12	18	ns	
t <sub>PHL</sub>					20	32	ns	
t <sub>PLM</sub>					14	26	ns	
t <sub>PHL</sub>					13	38	ns	

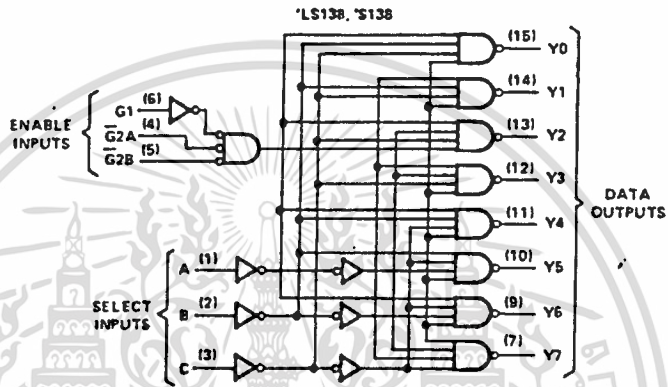
† t<sub>PLM</sub> = propagation delay time, low-to-high-level output; t<sub>PHL</sub> = propagation delay time, high-to-low-level output.

NOTE 2: See General Information Section for load circuits and voltage waveforms.

3 TTL DEVICES

TYPES SN54LS138, SN54S138, SN74LS138, SN74S138  
3-LINE TO 8-LINE DECODERS/DEMULTIPLEXERS

logic diagram and function table



Pin numbers shown on logic notation are for D, J or N packages.

'LS138, 'S138  
FUNCTION TABLE

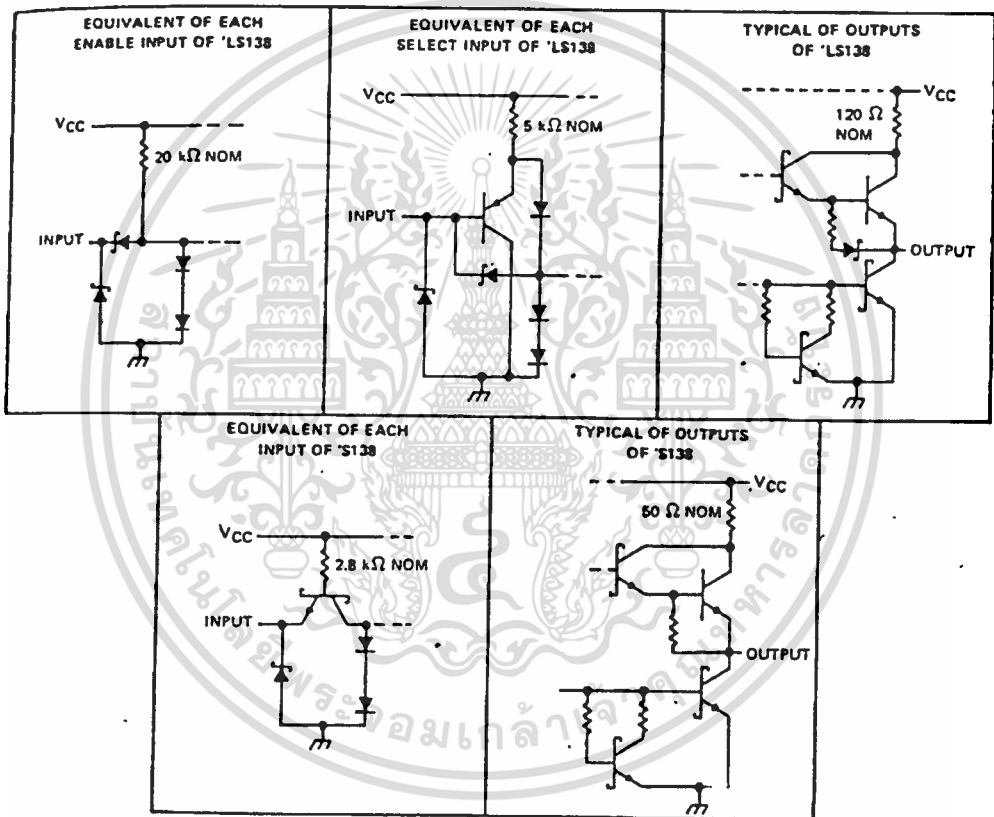
ENABLE		SELECT			OUTPUTS							
G1	G2*	C	B	A	Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7
X	H	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
L	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
H	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
H	L	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H
H	L	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H
H	L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H
H	L	H	L	L	H	H	H	H	L	H	H	H
H	L	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H
H	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H
H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L

\*G2 = G2A + G2B  
H = high level, L = low level, X = irrelevant

3  
TTL DEVICES

TYPES SN54LS138, SN54S138, SN74LS138, SN74S138  
3-LINE TO 8-LINE DECODERS/DEMULTIPLEXERS

Schematics of Inputs and outputs



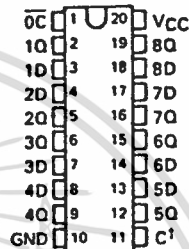
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES SN54LS373, SN54LS374, SN54S373, SN54S374,  
SN74LS373, SN74LS374, SN74S373, SN74S374  
OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS  
OCTOBER 1975—REVISED APRIL 1985

- Choice of 8 Latches or 8 D-Type Flip-Flops in a Single Package
- 3-State Bus-Driving Outputs
- Full Parallel-Access for Loading
- Buffered Control Inputs
- Clock/Enable Input Has Hysteresis to Improve Noise Rejection ('S373 and 'S374)
- P-N-P Inputs Reduce D-C Loading on Data Lines ('S373 and 'S374)

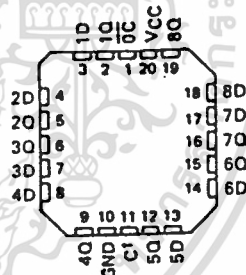
SN54LS373, SN54LS374, SN54S373, SN54S374 ... J PACKAGE  
SN74LS373, SN74LS374, SN74S373, SN74S374 ... DW, JORN PACKAGE

(TOP VIEW)



SN54LS373, SN54LS374, SN54S373, SN54S374 ... FK PACKAGE  
SN74LS373, SN74LS374, SN74S373, SN74S374 ... FN PACKAGE

(TOP VIEW)



'LS373, 'S373  
FUNCTION TABLE

OUTPUT ENABLE	ENABLE LATCH	D	OUTPUT
L	H	H	H
L	H	L	L
L	L	X	Q <sub>0</sub>
H	X	X	Z

'LS374, 'S374  
FUNCTION TABLE

OUTPUT ENABLE	CLOCK	D	OUTPUT
L	↑	H	H
L	↑	L	L
L	L	X	Q <sub>0</sub>
H	X	X	Z

Description

These 8-bit registers feature three-state outputs designed specifically for driving highly-capacitive or relatively low-impedance loads. The high-impedance third state and increased high-logic-level drive provide these registers with the capability of being connected directly to and driving the bus lines in a bus-organized system without need for interface or pull-up components. They are particularly attractive for implementing buffer registers, I/O ports, bidirectional bus drivers, and working registers.

The eight latches of the 'LS373 and 'S373 are transparent D-type latches meaning that while the enable (C) is high the Q outputs will follow the data (D) inputs. When the enable is taken low the output will be latched at the level of the data that was set up.

<sup>1</sup>C for 'LS373 and 'S373; CLK for 'LS374 and 'S374.

**TYPES SN54LS373, SN54LS374, SN74LS373, SN74LS374**  
**OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND**  
**EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS**

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, $V_{CC}$ (see Note 1)	7 V
Input voltage	7 V
Off-state output voltage	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN54LS <sup>†</sup>	-55°C to 125°C
SN74LS <sup>†</sup>	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

		SN54LS <sup>†</sup>			SN74LS <sup>†</sup>			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
$V_{CC}$	Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
$V_{OH}$	High-level output voltage	5.5			5.5			V
$I_{OH}$	High-level output current	-1			-2.6			mA
$I_{OL}$	Low-level output current	12			24			mA
$t_w$	Pulse duration	CLK high	15		15		ns	
		CLK low	15		15			
$t_{su}$	Data setup time	'LS373	51		51		ns	
		'LS374	201		201			
$t_h$	Data hold time	'LS373	201		201		ns	
		'LS374	01		01			
$T_A$	Operating free-air temperature	-65	125	0	70	°C		

<sup>†</sup> The  $t_h$  specification applies only for data frequency below 10 MHz. Designs above 10 MHz should use a minimum of 5 ns.

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>‡</sup>	SN54LS <sup>†</sup>		SN74LS <sup>†</sup>		UNIT
		MIN	TYP <sup>‡</sup>	MAX	MIN	
$V_{IH}$	High-level input voltage	2		2		V
$V_{IL}$	Low-level input voltage	0.7		0.8		V
$V_{IK}$	Input clamp voltage	-1.5		-1.5		V
$V_{OH}$	High-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN.}, I_{OZ} = -18 \text{ mA}$				V
		$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IH} = 2 \text{ V}, V_{IL} = V_{IL \text{ max}}, I_{OH} = \text{MAX}$		2.4	3.4	
$V_{OL}$	Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IH} = 2 \text{ V}, I_{OL} = 17 \text{ mA}$		0.25		V
		$V_{CC} = \text{MIN.}, V_{IH} = 2 \text{ V}, I_{OL} = 24 \text{ mA}$		0.4		
$I_{OZH}$	Off-state output current, high-level voltage applied	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{IH} = 2 \text{ V}, V_O = 2.7 \text{ V}$		20		$\mu\text{A}$
		$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{IH} = 2 \text{ V}, V_O = 0.4 \text{ V}$		-20		
$I_{OZL}$	Off-state output current, low-level voltage applied	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{IH} = 2 \text{ V}, V_O = 2.7 \text{ V}$		0.35		$\mu\text{A}$
		$V_{CC} = \text{MAX.}, V_{IH} = 2 \text{ V}, V_O = 0.4 \text{ V}$		0.5		
$I_i$	Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_i = 7 \text{ V}$		0.1		mA
$I_{IH}$	High-level input current	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_i = 2.7 \text{ V}$		20		$\mu\text{A}$
$I_{IL}$	Low-level input current	$V_{CC} = \text{MAX.}, V_i = 0.4 \text{ V}$		-0.4		mA
$I_{OS}$	Short-circuit output current <sup>‡</sup>	$V_{CC} = \text{MAX.}$		-30	-130	mA
$I_{CC}$	Supply current	$V_{CC} = \text{MAX.}, \text{Output control at } 4.5 \text{ V}$		24	40	mA
		'LS373	27	40	24	

<sup>†</sup> For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

<sup>‡</sup> All typical values are at  $V_{CC} = 5 \text{ V}, T_A = 25^\circ \text{C}$ .

<sup>‡</sup> Not more than one output should be shorted at a time and duration of the short circuit should not exceed one second.

3

TTL DEVICES

TYPES SN54LS373, SN54LS374, SN74LS373, SN74LS374  
OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND  
EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

switching characteristics, VCC = 5 V, TA = 25°C

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	'LS373			'LS374			UNIT	
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
f <sub>max</sub>							35	50		MHz	
t <sub>PLM</sub>	Data	Any Q	C <sub>L</sub> = 45 pF, R <sub>L</sub> = 667 Ω See Notes 2 and 3		12	18					ns
t <sub>PHL</sub>					12	18					
t <sub>PLH</sub>	Clock or enable	Any Q			20	30		15	28		ns
t <sub>PHL</sub>					18	30		19	28		
t <sub>PZH</sub>	Output	Any Q			15	28		20	26		ns
t <sub>PZL</sub>	Control				25	36		21	28		
t <sub>PHZ</sub>	Output	Any Q									
t <sub>PHZ</sub>	Control			SN54	28	32		28	32		ns
				SN74	15	25		15	28		ns
t <sub>PLZ</sub>	Output	Any Q									
t <sub>PLZ</sub>	Control				12	20		12	20		ns

NOTES: 2. Maximum clock frequency is tested with all outputs loaded.  
3. See General Information Section for load circuits and voltage waveforms.

f<sub>max</sub> = maximum clock frequency  
t<sub>PLM</sub> = propagation delay time, low-to-high-level output  
t<sub>PHL</sub> = propagation delay time, high-to-low-level output  
t<sub>PZH</sub> = output enable time to high level  
t<sub>PZL</sub> = output enable time to low level  
t<sub>PHZ</sub> = output disable time from high level  
t<sub>PLZ</sub> = output disable time from low level

3

TTL DEVICES

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงได้ดี ก็เพราะได้รับคำปรึกษาแนะนำ และ การดูแลเอาใจใส่เป็นอย่างดี จากท่านอาจารย์ โมไนย ไกรฤกษ์ และ อาจารย์ กิตติชัย พานิชปฐมพงศ์ และขอขอบคุณคณาจารย์ทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้มาตลอด ขอขอบคุณเพื่อนๆ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้งานประสพผล

สุดท้ายขอขอบคุณบุพการีที่ได้ให้การสนับสนุน ส่งเสริม และได้ให้กำลังใจในขณะกำลังศึกษามาโดยตลอด

ผู้จัดทำ

## เอกสารอ้างอิง

1. กิตติชัย พาณิชปฐมพงศ์, "วิทยานิพนธ์ เรื่อง สายอากาศเฟสอาร์เรย์",  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า ลาดกระบัง,  
114 หน้า, 2533
2. C.A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design",  
John Wiley & Sons, New York, 1982.
3. I.J. Bahl and P. Bhartia, "Microstrip Antenna",  
Artech House, Inc, Massachusetts, 1982.
4. I.J. Bahl and P. Bhartia, "Microwave Solidstate  
Circuit Design", John Wiley & Sons, New York,  
1988.
5. M.T. Ma, "Theory and Application of Antenna  
Arrays", John Wiley & Sons, New York, 1974.
6. J.P. Starski, "Optimization of The Matching Network  
for A Hybrid Coupler Phase Shifter", IEEE vol.  
MTT-25, pp. 662-666, Aug, 1977.

7. H.A. Atwater, "Reflection Coefficient Transformation for Phase Shifter Circuits", IEEE vol. MTT-28 pp. 563-568, June, 1980.

8. W. Alan Davis, "Microwave Semiconductor Circuit Design", Van Nostrand Reinhold Co., New York, 1984

