

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบสายอากาศไควเวอร์ซิตีสำหรับลดการจางหายของสัญญาณ

**DIVERSITY ANTENNA SYSTEM TO MITIGATE THE SIGNAL FADING**

โดย

นายกฤษฎี ขันดีธีระธาดา

นายเรวัตน์ เสนาทอง

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....  
วัน,เดือน,ปี.....

62869

23 ส.ค. 2549

b.....
i.....

ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2548

ผ่านการตรวจชิ้นงานแล้ว

(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว

(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

**ระบบสายอากาศไควเวอร์ซิตีสำหรับลดการจางหายของสัญญาณ**  
**DIVERSITY ANTENNA SYSTEM TO MITIGATE THE SIGNAL FADING**

โดย

นายกฤษฎี ขันศิริระชาดา 46015025

นายเรวัตน์ เสนาทอง 46015026

อาจารย์ที่ปรึกษา

ศศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

ศ.ดร. โมนัย ไกรฤกษ์

ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2548

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2548

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

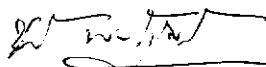
เรื่อง ระบบสายอากาศไดเวอร์ซิตีสำหรับลดการจางหายของสัญญาณ

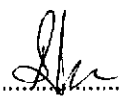
**DIVERSITY ANTENNA SYSTEM TO MITIGATE THE SIGNAL FADING**

ผู้จัดทำ

1. นายกฤษฏี ชันติธีระธาดา รหัส 46015025

2. นายเรวัตน์ เสนาทอง รหัส 46015026

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ.ดร. พวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์)

## ระบบสายอากาศไควเวอร์ซิตีสำหรับลดการจางหายของสัญญาณ

### DIVERSITY ANTENNA SYSTEM TO MITIGATE THE SIGNAL FADING

โดย นายกฤษฎิ์ ชันติธีระธาดา 46015025

นายเรวัตน์ เสนาทอง 46015026

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร. ชวงค์ พงศ์เจริญพามาธิย์

ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

#### บทคัดย่อ

โครงการนี้จะนำเสนอระบบไควเวอร์ซิตี ของสายอากาศสำหรับลดการจางหายของสัญญาณในสถานะแวดล้อมที่มีการแทรกสอดของคลื่นหลายทิศทางที่สูง โดยในโครงการนี้จะทำการเลือกองค์ประกอบของสายอากาศที่มีความเหมาะสมในการประยุกต์ใช้งานก่อน จากนั้นจึงเลือกระบบไควเวอร์ซิตีที่เหมาะสม และหาสถานะการจัดตัวที่ดีที่สุดที่ทำให้สหสัมพันธ์ของสายอากาศแต่ละสาขามีค่าน้อยที่สุด และท้ายที่สุดจะทำการทดสอบสายอากาศไควเวอร์ซิตีที่สร้างขึ้น เพื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศที่ไม่มีไควเวอร์ซิตี เพื่อแสดงว่าสายอากาศไควเวอร์ซิตีมีคุณสมบัติที่ดีกว่า

#### ABSTRACT

This project proposes the diversity antenna system to mitigate the fading in the environment that the interference of wave becomes severe. In this project, the antenna element that has the suitable characteristics will be firstly chosen. Subsequently, the appropriate diversity scheme is selected. Ultimately, the optimum condition of minimum correlation will be determined. Finally, the diversity antenna will be measured and compared with the non-diversity case to express the effectiveness of the proposed principle.

### กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาจากศาสตราจารย์ ดร. ไมโนะ ไกรฤกษ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ชวงค์ พงษ์เจริญพาณิชย์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาของผู้จัดทำ และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ทองทศ วานิชศรี โดยเป็นผู้ให้ความช่วยเหลือแนะนำแนวทางการศึกษาและอบรมสั่งสอน นอกจากนี้คำชี้แนะความรู้จากทีมพี่บัณฑิตศึกษาทุกท่านและขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ต่างๆให้แก่ผู้จัดทำ

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้ความสำคัญแก่การศึกษา แก่ผู้จัดทำและให้การสนับสนุนเอาใจใส่ดูแลด้วยดีเสมอมา รวมทั้งให้กำลังใจอันยิ่งใหญ่อย่างหาที่เปรียบมิได้

กฤษฎิ์ ขันศิริระชาดา  
เรวัฒน์ เสนาทอง

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ	3
2.1 วิธีเชิงโมเมนต์	3
2.2 โปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2	5
2.2.1 สมการอินทิกรัลสนามไฟฟ้าในอวกาศว่าง	5
2.2.2 แก้ปัญหาเชิงเลขในโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2	8
2.2.3 วิธีการจำลองโครงสร้างด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2	8
2.3 ทฤษฎีของพารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ของสายอากาศ	11
2.3.1 อัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย	12
2.3.2 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์	14
2.3.3 แบบจำลองการแจกแจงเชิงสถิติของคลื่นตกกระทบ	16
บทที่ 3 การวิเคราะห์และการออกแบบ	18
3.1 Circular Wave guide	18
3.2 . Square waveguide	26
การสร้างสายอากาศ	34
ระบบไดเวอร์จันต์	36
วงจรถัดเคเตอร์	37
วงจรถัดกรับสัญญาณ	38
บทที่ 4 การทดสอบและผลการทดสอบ	41
การวัด VSWR , อิมพีแดนซ์ของท่อนำคลื่นวงแหวน	
วงกลม และ วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส	41
4.1.1 อุปกรณ์การทดลอง	41
4.1.2 ลำดับขั้นตอนการวัด	41
การหาค่าอัตราขยายของสายอากาศ	47
แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	49
การวัดโพลาไรเซชันของสายอากาศ	50
การทดสอบระบบไดเวอร์จันต์	54
ผลการทดสอบระบบไดเวอร์จันต์	55

การทดสอบใช้งานกับระบบสื่อสารไร้สาย(Wireless LAN)	57
ผลการทดสอบใช้งานกับระบบสื่อสารไร้สาย(Wireless LAN)	59
สรุป	59
บทที่ 5 สรุป วิเคราะห์ และแนวทางการพัฒนา	60
5.1 สรุปและวิเคราะห์	60
5.2 แนวทางการพัฒนา	60
ภาคผนวก	61
ภาคผนวก ก. Datasheet CGB7001-SC (-BD)	61
ภาคผนวก ข. Datasheet MAX4003	70
ภาคผนวก ค. Datasheet LM339	83
ภาคผนวก ง. วิธีการติดตั้งระบบ wireless LAN	94
ภาคผนวก จ. Datasheet HRF-SW1000	102
กิตติกรรมประกาศ	109
เอกสารอ้างอิง	110

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 กำลังงานเฉลี่ยที่มาถึงสายอากาศรับเคลื่อนที่ในสภาพแวดล้อมที่คลื่นเดินทางหลายวิถี	12
รูปที่ 2.2 ระบบพิกัดทรงกลมในสภาพแวดล้อมวิทยุเคลื่อนที่ *	14
รูปที่ 2.3 ลักษณะของคลื่นที่ตกกระทบสายอากาศตามแบบจำลองของคลาร์กในระนาบมุมกวาด	16
รูปที่ 2.4 การแจกแจงแบบเกาส์ของคลื่นตกกระทบตามแบบจำลองของทากะ	17
รูปที่ 3.1 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลมรัศมี 36 mm – 54 mm	19
รูปที่ 3.2 ความสัมพันธ์ของค่า Total gain (dBi) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลมรัศมี 36 mm – 54 mm	20
รูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ของค่า Directivity กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลมรัศมี 36 mm – 54 mm	20
รูปที่ 3.4 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลมรัศมี 43 mm – 47 mm	21
รูปที่ 3.5 ความสัมพันธ์ของค่า Total gain (dBi) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลมรัศมี 43 mm – 47 mm	22
รูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ของค่า Directivity กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลมรัศมี 43 mm – 47 mm	22
รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลมรัศมี 43 mm	23
รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ของค่า Total gain (dBi) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลมรัศมี 43 mm	24
รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ของค่า Directivity กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลมรัศมี 43 mm	24
รูปที่ 3.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนวงกลมรัศมี 43 mm และหนา 34 mm	25
รูปที่ 3.11 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 65 mm - 83 mm	27
รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์ของค่า Total gain (dBi) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 65 mm - 83 mm	28

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ของค่า Directivity กับความหนาของท่อนำคลื่น วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 65 mm - 83 mm	28
รูปที่ 3.14 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง กับความหนาของ ท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 78 mm - 82 mm	29
รูปที่ 3.15 ความสัมพันธ์ของค่า Total gain (dBi) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 78 mm - 82 mm	30
รูปที่ 3.16 ความสัมพันธ์ของค่า Directivity กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 78 mm - 82 mm	30
รูปที่ 3.17 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 82 mm	31
รูปที่ 3.18 ความสัมพันธ์ของค่า Total gain (dBi) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 82 mm	32
รูปที่ 3.19 ความสัมพันธ์ของค่า Directivity กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 82 mm	32
รูปที่ 3.20 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 82 mm และมีความหนา 39 mm	33
รูปที่ 3.21 โครงสร้างของสายอากาศสองทิศทางชนิดวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสมีค่าความกว้าง $a = b = 82$ mm , และหนา 39 mm	34
รูปที่ 3.22 สายอากาศสองทิศทางชนิดวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสมีค่าความกว้าง $a = b = 82$ mm , และหนา 39 mm	35
รูปที่ 3.23 โครงสร้างของสายอากาศสองทิศทางชนิดวงแหวนวงกลมมีค่ารัศมี = 43 mm , และหนา 34 mm	35
รูปที่ 3.24 โครงสร้างของสายอากาศสองทิศทางชนิดวงแหวนวงกลมมีค่ารัศมี = 43 mm , และหนา 34 mm	36
รูปที่ 3.25 บล็อกการทำงานของระบบไมโครเวฟซีดี	36
รูปที่ 3.26 วงจรการทำงานของไอซี CGB7001-SC (-BD)	37
รูปที่ 3.27 แสดงวงจรออปแอมป์เปรียบเทียบแรงดัน	37
รูปที่ 3.28 ตัวถังของไอซี MAX4003	38
รูปที่ 3.29 แสดงวงจรออปแอมป์เปรียบเทียบแรงดัน	38
รูปที่ 3.30 ตัวเครื่องระบบสายอากาศไมโครเวฟซีดี	39

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.1 ค่าอิมพีแดนซ์ ,SWR และ LOG MAG ของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้ โพรบตั้งฉากกระตุ้นแหวนวงกลม สาขาที่ 1 และต่อโหนดที่สาขาที่ 2 มีความยาวของโพรบ 28 mm	43
รูปที่ 4.2 ค่าอิมพีแดนซ์ ,SWR และ LOG MAG ของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้ โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม สาขาที่ 2 และต่อโหนดที่สาขาที่ 1 มีความยาวของโพรบ 28 mm	44
รูปที่ 4.3 ค่าอิมพีแดนซ์ ,SWR ของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้ โพรบตั้งฉากกระตุ้นแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส สาขาที่ 1 และต่อโหนดที่สาขาที่ 2 มีความยาวของโพรบ 32 mm	45
รูปที่ 4.4 ค่าอิมพีแดนซ์ ,SWR ของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้ โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส สาขาที่ 2 และต่อโหนดที่สาขาที่ 1 มีความยาวของโพรบ 32 mm	46
รูปที่ 4.5 การวัดอัตราขยายของสายอากาศด้วย Network Analyzer	48
รูปที่ 4.6 การทดสอบหาค่าอัตราขยายของสายอากาศ	48
รูปที่ 4.7 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเมื่อใช้โพรบแนวตั้ง	50
รูปที่ 4.8 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเมื่อใช้โพรบแนวนอน	50
รูปที่ 4.9 โพรบไร้เซชันแบบต่างๆ	51
รูปที่ 4.10 ผลการทดสอบโพรบไร้เซชันของสายอากาศวงแหวนวงกลมโดยใช้โพรบที่ 1	52
รูปที่ 4.11 ผลการทดสอบโพรบไร้เซชันของสายอากาศวงแหวนวงกลมโดยใช้โพรบที่ 1	52
รูปที่ 4.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง RF input กับ แรงดันเอาต์พุต	53
รูปที่ 4.13 แสดงการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่าง RF input และ RF output	53
รูปที่ 4.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับผลต่างของแรงดันอินพุต	54
รูปที่ 4.15 แสดงการทดสอบสายอากาศไดเวอร์ซิตีเป็นตัวรับและสายอากาศโมโนโพล เป็นตัวส่งวางทางแนวตั้ง	55
รูปที่ 4.16 แสดงการทดสอบสายอากาศไดเวอร์ซิตีเป็นตัวรับและสายอากาศโมโนโพล เป็นตัวส่งวางทางแนวนอน	56
รูปที่ 4.17 แสดงการทดสอบสายอากาศโมโนโพลเป็นตัวรับและสายอากาศโมโนโพล เป็นตัวส่งวางทางแนวตั้ง	56
รูปที่ 4.18 แสดงการทดสอบสายอากาศโมโนโพลเป็นตัวรับและสายอากาศโมโนโพล เป็นตัวส่งวางทางแนวนอน	57
รูปที่ 4.19 การทดสอบส่ง และ รับ ข้อมูล	57
รูปที่ 4.20 แสดงลักษณะค่าที่วัดได้จากโปรแกรม Chariot	58

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 ค่ารากของเบสเซล ( $X'_{m,n}$ ) สำหรับโหมด TE <sub>m,n</sub>	18
ตารางที่ 3.2 สภาวะการทำงานของอาเอฟสวิตช์	39

## บทที่ 1

### บทนำ

#### ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ระบบไร้สาย (wireless) เกิดขึ้นครั้งแรกในปี 1971 บนเกาะฮาวาย โดยโปรเจกต์นักศึกษาของมหาวิทยาลัยฮาวาย ที่ชื่อว่า “ALOHNET “ ขณะนั้นลักษณะการส่งข้อมูลเป็นแบบ Bi-directional ส่งไปและกลับ ผ่านคลื่นวิทยุสื่อสารกันระหว่างคอมพิวเตอร์ 7 เครื่องซึ่งตั้งอยู่บนเกาะ 4 เกาะโดยรอบและมีศูนย์กลางการเชื่อมต่ออยู่ที่เกาะหนึ่งชื่อว่า Oahu

ระบบไร้สาย คือระบบสื่อสารที่มีความคล่องตัวมาก ซึ่งอาจจะนำมาใช้ทดแทน หรือเพิ่มต่อกับระบบที่ใช้สายแบบเดิม โดยใช้การส่งคลื่นความถี่วิทยุในย่าน RF และคลื่นอินฟราเรดในการรับและส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์แต่ละเครื่องผ่านอากาศโดยปราศจากความต้องการของการเดินสาย นอกจากนี้ระบบไร้สายก็ยังมีคุณสมบัติครอบคลุมทุกอย่างเหมือนกับระบบ แบบใช้สายด้วย [1]

ต่อมาได้ถูกพัฒนาขึ้นมาเป็นครั้งแรกในยุค 1980 โดยใช้ความถี่ย่าน 900 MHz ซึ่งเป็นความถี่ย่าน ISM Band (Industrial Scientific and Medical Band) ซึ่งเป็นความถี่เสรีที่ใช้กันทั่วโลก โดยไม่ต้องขออนุญาต ซึ่งทั้งหมดมีด้วยกัน 3 ย่านคือ 900 MHz ,2.4 GHz และ 5 GHz [2]

แต่อย่างไรก็ตามยังเกิดปัญหาขึ้นในระบบการสื่อสาร คือ ปัญหาการจางหายของสัญญาณ ซึ่งปัญหาการจางหายของสัญญาณเกิดขึ้นจาก 2 สาเหตุที่สำคัญคือ การจางหายของสัญญาณเนื่องจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ (Doppler Effect) ซึ่งสามารถแก้การจางหายของสัญญาณเนื่องจากสาเหตุนี้ได้ โดยทำการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบเครื่องรับสัญญาณ ส่วนสาเหตุของการจางหายประการที่สองคือการจางหายเนื่องมาจากการแพร่กระจายคลื่นหลายวิถี (Multipath Propagation) หรือการจางหายช่วงระยะเวลาสั้นๆ (Short-term Fading) เนื่องจากสัญญาณจะใช้เส้นทางหลายเส้นทางในการเดินทางจากเครื่องส่งมายังสายอากาศทางด้านเครื่องรับ ซึ่งสัญญาณที่รับได้จะเป็นผลรวมทางเวกเตอร์จากทุกๆ สัญญาณที่ได้รับ ดังนั้นถ้าสัญญาณสองสัญญาณมีความต่างเฟสกันเท่ากับ  $\pi$  ก็จะมีการลดทอนขึ้นและอาจจะทำให้สัญญาณขาดหายไป

การจางหายชั่วขณะสั้นๆของสัญญาณที่รับได้ ที่เครื่องรับสัญญาณ จะมาผลทำให้ประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารระหว่างด้านเครื่องส่งกับด้านเครื่องรับ ในกรณีที่สัญญาณจากด้านส่งถูกสะท้อนกับสิ่งแวดล้อม เช่น อาคาร ต้นไม้ ยานพาหนะ ต่างๆ ซึ่งจะมีผลทำให้เกิดการจางหายของสัญญาณที่รับได้ที่ด้านรับ เนื่องจากคลื่นที่มีการเดินทางหลายวิถี

การแก้ปัญหาการจางหายจากการแพร่กระจายคลื่นหลายวิถี คือ การใช้ระบบไดเวอร์ซิตีกับสายอากาศทางด้านเครื่องรับ นั่นคือ การใช้สายอากาศแบบไดเวอร์ซิตีและเทคนิคการรวมสัญญาณแบบไดเวอร์ซิตี เช่น ไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง (Space Diversity) ไดเวอร์ซิตีเชิงมุม (Angle Diversity) ไดเวอร์ซิตีความถี่ (Frequency Diversity) ไดเวอร์ซิตีเชิงเวลา (Time Diversity) ไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ (Polarization Diversity)

ในโครงการนี้จะนำเสนอไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์เนื่องจากสร้างได้ง่ายและมีราคาไม่สูงมากนัก เมื่อเทียบกับไดเวอร์ซิตีชนิดอื่นๆ เช่น ไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง คือ จำเป็นต้องวางสายอากาศห่างกัน

หลายเท่าของความยาวคลื่น ดังนั้นระบบสายอากาศจะมีขนาดใหญ่มาก จากข้อเสียดังกล่าวทำให้ไดเวอร์ซิติเชิงการโพลาไรซ์มีความน่าสนใจมาก ซึ่งระบบไดเวอร์ซิติเชิงการโพลาไรซ์นั้นจะใช้สายอากาศสองตัวเช่นเดียวกับไดเวอร์ซิติเชิงตำแหน่ง แต่สายอากาศสองตัวจะมีการโพลาไรซ์ที่ตั้งฉากกันแทน

สำหรับเทคนิคการรวมสัญญาณไดเวอร์ซิติ (Diversity Combining) มีด้วยกัน 4 วิธีคือ การรวมสัญญาณแบบเลือกรับ (Selection) ,อัตราส่วนมากที่สุด (Maximum Ratio) ,อัตราส่วนเท่ากัน (Equal-Gain) และ สวิตช์ (Switch) โดยทั่วไปเทคนิคที่นิยมใช้มาก คือ การรวมสัญญาณแบบเลือกรับ

## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ

ทฤษฎีและโปรแกรมที่ใช้ในการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงาน และ อิมพีแดนซ์ด้านเข้า ของสายอากาศไดเวอร์ซีตีเชิงการโพลาไรซ์ ซึ่งโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 (Numerical Electromagnetic Code 2:NEC2) จะวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงานและอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศ โดยใช้หลักการของวิธีเชิงโมเมนต์

#### 2.1 วิธีเชิงโมเมนต์

ในอดีตนั้นความพยายามที่จะแก้ปัญหасวมการแม่เหล็กไฟฟ้าของแมกซ์เวลล์ (Maxwell' Equation) ถูกจำกัดด้วยประสิทธิภาพของคอมพิวเตอร์ แต่ในช่วง 20 ปีที่ผ่านมา การพัฒนาคอมพิวเตอร์ที่มีความเร็วสูงและมีหน่วยความจำมากๆทำให้วิธีการเชิงตัวเลข (Numerical Method) ได้รับการพัฒนาให้สามารถนำมาใช้แก้ปัญหาทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความซับซ้อนมากขึ้นได้

ปัญหาทุกปัญหาทางแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถเริ่มต้นอธิบายให้อยู่ในรูปของสมการอินทิกรัลเชิงเส้น (Linear Integral) ที่ได้มาจากสมการของแมกซ์เวลล์ และเงื่อนไขขอบเขตของปัญหานั้น

วิธีเชิงโมเมนต์เป็นแบบรูปทั่วไปสำหรับการแก้ปัญหасวมการเชิงเส้น คำว่า โมเมนต์ ได้มาจากวิธีการกระทำโมเมนต์โดยการคูณฟังก์ชันให้น้ำหนัก (Weighting Function) และ การอินทิเกรต (Integration) เข้าไปในสมการเชิงเส้นนั้น การใช้โมเมนต์ทางแม่เหล็กไฟฟ้า และ วิธีการทาง เมตริกซ์ที่เกี่ยวข้องเป็นที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวาง เมื่องานของ เจ. เอช. ริชมอนด์ (J. H. Richmond) และ อาร์.เอฟ. แฮร์ริงตัน (R. F. Harrington) ได้แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพและประโยชน์ของวิธีเชิงโมเมนต์นี้

ในหัวข้อนี้ได้สรุปวิธีการเบื้องต้นในแบบรูปทั่วไปของวิธีเชิงโมเมนต์ โดยเริ่มจากการพิจารณาเชิงเส้น

$$Lf = g \quad (2.1)$$

เมื่อ  $f$  เป็น ฟังก์ชันที่ไม่ทราบค่า (Unknown Function) ที่ต้องการจะพิจารณา  $g$  เป็น ฟังก์ชันกระตุ้น (Excited Function) ที่ทราบค่าและ  $L$  เป็นตัวดำเนินการเชิงเส้น (ซึ่งในกรณีนี้เป็นตัวดำเนินการอินทิกรัล (Integral Operator))

ฟังก์ชันที่ไม่ทราบ ค่า  $f$  สามารถถูกขยายเป็นผลรวมของฟังก์ชันฐาน (Basic Function) หรือฟังก์ชันแผ่ขยาย (Expansion Function)  $f_i$  ได้ดังนี้

$$f = \sum_{i=1}^N a_i f_i \quad (2.2)$$

เมื่อ  $a_i$  เป็นสัมประสิทธิ์ที่ไม่ทราบค่าที่จะต้องพิจารณา  $f_i$  เป็นฟังก์ชันแผ่ขยายหรือฟังก์ชันฐานทราบค่า เมื่อแทนสมการ (2.2) ลงในสมการ (2.1) จะได้

$$\sum_{i=1}^N a_i Lf_i = g \quad (2.3)$$

ค่าสัมประสิทธิ์  $a_i$  สามารถหาได้จากการทำผลคูณภายใน (Inner Product) ระหว่างสมการ (2.3) กับฟังก์ชันให้น้ำหนัก  $w_j$  โดยที่  $j = 1, \dots, N$  ซึ่งจะได้ผลลัพธ์ คือ

$$\sum_{i=1}^N a_i \langle w_j, Lf_i \rangle = \langle w_j, g \rangle \quad (2.4)$$

เมื่อ  $\langle \rangle$  เป็นเครื่องหมายแสดงการทำผลคูณภายใน ซึ่งสมการ (2.4) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$[L][a] = [g]$$

เมื่อ

$$L = \begin{bmatrix} \langle w_1, Lf_1 \rangle & \langle w_1, Lf_2 \rangle & \dots \\ \langle w_2, Lf_1 \rangle & \langle w_2, Lf_2 \rangle & \dots \\ \vdots & & \end{bmatrix}$$

$$a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad g = \begin{bmatrix} \langle w_{1,g} \rangle \\ \langle w_{2,g} \rangle \\ \vdots \end{bmatrix}$$

ซึ่งสามารถหาค่า  $[a]$  ได้โดย

$$[a] = [L]^{-1} [g]$$

ความแม่นยำและประสิทธิภาพของวิธีเชิง โมเมนต์นี้จะขึ้นอยู่กับทางเลือกฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันให้น้ำหนัก โดยทั่วไปจะเลือกฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันให้น้ำหนักที่มีค่าเฉพาะบนพื้นที่มีขนาดเล็กเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดทั้งหมดของตัวกระจกระจาย (Scatterer) และเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดของความยาวของคลื่น นอกจากนี้ ฟังก์ชันจะมีค่าเป็นศูนย์ที่นอกขอบเขตของพื้นที่เล็กๆ นี้ ดังนั้น ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันให้น้ำหนักจึงไม่ได้ขึ้นอยู่กับขนาดทั้งหมดของตัวกระจกระจายและตัวแผ่พลังงาน (Radiator) ด้วยเหตุผลนี้ วิธีเชิง โมเมนต์จึงมีประโยชน์มากสำหรับปัญหาที่มีรูปร่างไม่เจาะจงและมีความซับซ้อน

## 2.2 โปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2

โปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 หรือ NEC2 เป็นโปรแกรมที่ถูกพัฒนาโดยห้องปฏิบัติการแห่งชาติลิวอร์มอร์ (Lawrence Livermore National Laboratory) ประเทศสหรัฐอเมริกา และเป็นโปรแกรมประเภทฟรีแวร์ (Freeware) ซึ่งผู้ใช้สามารถดาวน์โหลด (download) มาใช้ได้โดยง่าย การจะสั่งให้โปรแกรมทำงานนั้น ผู้จะต้องจัดเรียงรหัสทางคอมพิวเตอร์ (User-Oriented Computer Code) ให้กับโปรแกรมเพื่อให้โปรแกรมทำการวิเคราะห์การตอบสนองทางแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศและโครงสร้างที่เป็นโลหะใดๆที่มีรูปทรงไม่เจาะจงรหัสทางคอมพิวเตอร์ของโปรแกรมที่ผู้ใช้จะต้องใส่เข้าไปนั้น คือ การสร้างโครงสร้างของสิ่งที่ต้องการวิเคราะห์ด้วยเส้นลวดเล็กๆ (Wire) หรือพื้นผิว (Surface) จำนวนมากซึ่งในกรณีที่โครงสร้างถูกแทนด้วยเส้นลวด โปรแกรมจะใช้สมการอินทิกรัลสนามไฟฟ้า (Electric Field Integral Equation : EFIE) ในการหากระแสเหนี่ยวนำ (Induced Current) บนโครงสร้างนั้นซึ่งเกิดจากแหล่งกำเนิด (Source) หรือสนามที่ตกกระทบ (Incident Field) และในกรณีที่โครงสร้างถูกแทนด้วยพื้นผิว โปรแกรมจะใช้สมการอินทิกรัลเชิงสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field Integral Equation : MFIE) ในการหาค่าของการเหนี่ยวนำที่ต้องการ การกระตุ้นสามารถที่จะเป็นได้ทั้งแหล่งกำเนิดแรงดันที่ป้อนเข้าไป (Applied Voltage Source) หรือคลื่นระนาบที่ตกกระทบ (Incident Plane Wave) NEC2 สามารถใช้ในการคำนวณหาค่ากระแสเหนี่ยวนำและประจุสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก ระยะไกลและใกล้ภาคตัดขวางเป้าเรดาร์ (Radar Cross Section : RCS) อิมพีแดนซ์ แอดมิตแตนซ์ (Admittance) อัตรายาย (Gain) และสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) การใช้กำลังงาน (Power Budget) และการเชื่อมต่อยุบรวมระหว่างสายอากาศ (Mutual Coupling)

สำหรับสายอากาศที่นำเสนอในปริยญาณินพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของสายอากาศ โดยการแทนโครงสร้างของสายอากาศด้วยเส้นลวดขนาดเล็ก ดังนั้น สมการที่ใช้จึงเป็นสมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้า ซึ่งสมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้านี้เหมาะที่จะนำมาใช้แก้ปัญหาโครงสร้างที่มีขนาดเล็ก มีพื้นผิวที่มีความหนาไม่มาก และไม่มีลักษณะเป็นดัดนำปิดทึบได้ดีกว่าการใช้สมการอินทิกรัลเชิงสนามแม่เหล็กแบบรูปของสมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้าที่ใช้ใน NEC2 มีรายละเอียดในหัวข้อต่อไป

### 2.2.1 สมการอินทิกรัลสนามไฟฟ้าในอวกาศว่าง

แบบรูปของสมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้าที่ใช้ใน NEC2 หรับสนามไฟฟ้าของการกระจายกระแส  $\vec{j}$  คือ

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{-j\eta}{4\pi k} \int_V \vec{J}(\vec{r}') \cdot \vec{G}(\vec{r}, \vec{r}') dV' \quad (2.5)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned}\bar{\bar{G}}(\bar{r}, \bar{r}') &= (k^2 \bar{I} + \nabla \nabla) g(\bar{r}, \bar{r}') \\ g(\bar{r}, \bar{r}') &= \exp(-jk|\bar{r} - \bar{r}'|) / |\bar{r} - \bar{r}'| \\ k &= \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \\ \eta &= \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}\end{aligned}$$

และ แบบแผนทางเวลา (Time Convention) คือ  $\exp(j\omega t)$   $\bar{I}$  คือ เอกลักษณ์คู่ (Identity Dyad)  $\hat{x}\hat{x} + \hat{y}\hat{y} + \hat{z}\hat{z}$  เมื่อการกระจายกระแสถูกจำกัดให้อยู่บนพื้นผิวของตัวนำที่มีค่าความนำสมบรูณ์สมการ (2.5) จะกลายเป็น

$$\bar{E}(\bar{r}) = \frac{-j\eta}{4\pi k} \int_S \bar{J}_s(\bar{r}') \cdot \bar{\bar{G}}(\bar{r}, \bar{r}') dA' \quad (2.6)$$

เมื่อ  $\bar{J}_s$  เป็น ความหนาแน่นกระแสบนผิว จุดสังเกต  $\bar{r}$  จะถูกกำหนดให้อยู่บนพื้นผิว S ดังนั้น  $\bar{r} \neq \bar{r}'$  ถ้า  $\bar{r}$  เข้าใกล้ S ในลักษณะคล้ายลิมิต สมการ (2.6) จะเป็น

$$\bar{E}(\bar{R}) = \frac{-j\eta}{4\pi k} \int_S \bar{J}_s(\bar{r}') \cdot \bar{\bar{G}}(\bar{r}, \bar{r}') dA' \quad (2.7)$$

เมื่ออินทิกรัลค่าหลัก  $\int$  ถูกใช้เพราะว่า  $g(\bar{r}, \bar{r}')$  ไม่จำกัดขอบเขต

สมการอินทิกรัลของกระแสเหนี่ยวนำ S โดยสนามตกกระทบ  $\bar{E}^i$  สามารถหาได้จาก สมการ (2.7) และเงื่อนไขขอบเขตสำหรับ  $\bar{r}$  ที่แปรผันตาม S

$$\hat{n}(\bar{r}) \times [\bar{E}^s(\bar{r}) + \bar{E}^i(\bar{r})] = 0 \quad (2.8)$$

เมื่อ  $\hat{n}(\bar{r})$  เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่ตั้งฉากกับพื้นผิวที่  $\bar{r}$  และ  $\bar{E}^s$  เป็นสนามเนื่องจากการแผ่เหนี่ยวนำ  $\bar{J}_s$  เมื่อแทนค่า  $\bar{E}^s$  ในสมการ (2.8) ด้วยสมการ (2.7) สามารถเขียนสมการ (2.8) ได้เป็น

$$-\hat{n}(\bar{r}) \times \bar{E}^i(\bar{r}) = \frac{-j\eta}{4\pi k} \hat{n}(\bar{r}) \int_S \bar{J}_s(\bar{r}') \cdot (k^2 \bar{I} + \nabla \nabla) g(\bar{r}, \bar{r}') dA' \quad (2.9)$$

สมการอินทิกรัลเวกเตอร์ในสมการ (2.9) สามารถถูกลดให้กลายเป็นสมการอินทิกรัลเชิงสเกลาร์ เมื่อพื้นผิวตัวนำ S ถูกแทนที่ด้วย เส้นลวดทรงกระบอกบางๆ ซึ่งจะทำให้วิธีแก้ปัญหาง่ายขึ้นมาก การสมมติที่ประยุกต์ใช้กับเส้นลวดบาง เรียกว่า วิธีประมาณเส้นลวดบาง (Thin-Wire Approximation) ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

- (1) กระแสตามขวางที่สัมพันธ์กับกระแสตามแกนไม่จำเป็นต้องนำมาพิจารณา
- (2) การเปลี่ยนแปลงโดยรอบในกระแสตามแกนไม่จำเป็นต้องนำมาพิจารณา
- (3) กระแสสามารถแทนได้ด้วยกระแสเชิงเส้น (Filament) บนแกนเส้นลวด
- (4) เงื่อนไขขอบเขตของสนามจะถูกบังคับให้มีเฉพาะในทิศทางตามแนวแกนเท่านั้น

การประมาณนี้สามารถนำมาใช้ได้เมื่อ รัศมีของเส้นลวดมีค่าน้อยกว่าความยาวคลื่น และความยาวเส้นลวดมีค่ามากกว่าจนเกินจากนี้สมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้าที่เปลี่ยนไป ในกรณีที่รัศมีของเส้นลวดมีขนาดใหญ่มาก จนไม่สามารถใช้วิธีการประมาณเส้นลวดบางได้ ก็ได้ถูกรวมไว้ใน NEC2 ด้วย ซึ่งการประมาณแบบนี้มีชื่อเรียกว่า การขยายออกของการประมาณเส้นลวดบาง (Extended Thin Wire Approximation)

จากการสมมติในข้อ(1) (2) และ (3) กระแสพื้นผิว  $\bar{J}_s(\bar{r})$  บนเส้นลวดที่มีรัศมี  $a$  สามารถแทนด้วยกระแสของเชิงเส้น (Filament Current)  $I$  เมื่อ

$$I(s)\hat{s} = 2\pi a\bar{J}_s(\bar{r})$$

เมื่อ

$s$  = ระยะทางตามแกนเส้นลวดที่  $\bar{r}$  และ

$\hat{s}$  = เวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่สัมผัสกับแกนเส้นลวดที่  $\bar{r}$

สมการ (2.9) จะกลายเป็น

$$-\hat{n}(\bar{r}) \times \bar{E}'(\bar{r}) = \frac{-j\eta}{4\pi k} \hat{n}(\bar{r}) \int_L \bar{I}(s') \left( k^2 \hat{s}' - \nabla \frac{\partial}{\partial s'} \right) g(\bar{r}, \bar{r}') dS' \quad (2.10)$$

เมื่อการอินทิเกรตกระทำตามความยาวของเส้นลวด การบังคับกับเงื่อนไขขอบเขตให้มีเฉพาะทิศทางในแนวแกน ทำให้สมการ (2.10) ลดรูปลงเป็นสมการสเกลาร์

$$-\hat{s}(\bar{r}) \times \bar{E}'(\bar{r}) = \frac{-j\eta}{4\pi k} \int_L \bar{I}(s') \left( k^2 \hat{s}' - \frac{\partial^2}{\partial s' \partial s'} \right) g(\bar{r}, \bar{r}') dS' \quad (2.11)$$

$\bar{r}$  เป็นจุดที่  $s'$  บนแกนเส้นลวด ในขณะที่  $\bar{r}$  เป็นจุดที่  $s$  บนพื้นผิวเส้นลวด  $|\bar{r} - \bar{r}'| \geq a$  และ การอินทิเกรตก็จะมีขอบเขต

### 2.2.2 วิธีการแก้ปัญหาเชิงเลขในโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2

สมการอินทิกรัล (2.11) จะสามารถหาคำตอบใน NEC2 ได้โดยใช้ระเบียบวิธีเชิงเลขของวิธีเชิงโมเมนต์ ซึ่งหลักการของวิธีเชิงโมเมนต์ สำหรับในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของฟังก์ชันฐาน และฟังก์ชันให้น้ำหนัก

ใน NEC2 ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันให้น้ำหนักที่ใช้จะแตกต่างกัน ฟังก์ชันให้น้ำหนัก  $w_j$  จะเป็นฟังก์ชันเดลตา (Delta Function) ที่มีรูปแบบรูปสมการคือ

$$w_j(\vec{r}) = \delta(\vec{r} - \vec{r}_j)$$

เมื่อ  $\{r_j\}$  เป็นเซตของจุดบนพื้นผิวตัวนำผลลัพธ์ที่เป็นจุดการซีกตัวอย่าง (Sampling) ของสมการอินทิกรัล รู้จักกันในชื่อ วิธีวางร่วมตำแหน่ง (Collocation Method) ของการแก้ปัญหา เส้นลวดจะถูกแบ่งเป็นเซกเมนต์ (Segment) เส้นตรงสั้นๆ ที่มีจุดซีกตัวอย่างอยู่ที่ตรงกลางของแต่ละเซกเมนต์ฟังก์ชันฐานหรือฟังก์ชันของกระแสบนแต่ละเซกเมนต์อยู่ในรูปผลรวมของ 3 องค์ประกอบ คือ ค่าคงที่ ค่าไซน์ และ ค่าโคไซน์ ซึ่งการเลือกกระแสแบบนี้จะให้ดูเข้าของการแก้ปัญหาเร็วขึ้น และกระแสโซลูชันยอดเยี่ยมสามารถวิเคราะห์ได้ง่ายในแบบรูปสำเร็จ (Closed Form) แอมพลิจูดของค่าคงที่ ค่าไซน์ และ โคไซน์ จะมีความเกี่ยวข้องกับผลรวมของแอมพลิจูดชนิดต่างๆ ซึ่งจะต้องเหมาะสมกับเงื่อนไขทางกายภาพของพฤติกรรมของกระแสและประจุที่ปลายของเซกเมนต์ การแมตซ์ที่ปลายของแต่ละเซกเมนต์ จะช่วยปรับปรุงให้วิธีการแก้ปัญหาแม่นยำขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่จุดต่อที่มีความยาวแต่ละเซกเมนต์เท่ากัน

กระแสทั้งหมดบนเซกเมนต์หมายเลข  $j$  ใน NEC2 จะมีแบบรูปคือ

$$I_j(s) = A_j + B_j \sin k(s - s_j) + C_j \cos k(s - s_j) \quad (2.12)$$

$$|s - s_j| < \Delta j / 2$$

เมื่อ  $s_j$  เป็นค่าของ  $s$  ที่ตรงกลางเซกเมนต์  $j$  และ  $\Delta j$  เป็นความยาวของเซกเมนต์  $j$  ตัวแปร  $A_j$ ,  $B_j$  และ  $C_j$  คือขนาดแอมพลิจูดของฟังก์ชันค่าคงที่ ไซน์ และ โคไซน์ ตามลำดับ

### 2.2.3 วิธีการจำลองโครงสร้างด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2

สำหรับการจำลองโครงสร้างด้วยเส้นลวดนั้น อุปกรณ์พื้นฐานที่ใช้ในการจำลองโครงสร้างด้วยรหัส NEC2 คือ เซกเมนต์ที่มีลักษณะตรงและสั้น การกำหนดเซกเมนต์สำหรับการออกแบบเป็นขั้นตอนที่สำคัญมากเพราะจะมีผลของความถูกต้องของผลลัพธ์ จำนวนของเซกเมนต์ควรจะมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะ

ต้องการสำหรับความถูกต้อง เพราะ โปรแกรมจะใช้เวลาในการคำนวณเพิ่มขึ้นอย่างมากเมื่อจำนวน เซกเมนต์เพิ่มขึ้น

เซกเมนต์เส้นลวดจะถูกกำหนดโดยระบบพิกัด (Co-ordinate) ของจุดปลายทั้งสองของ เซกเมนต์ และ ขนาดของรัศมี การกำหนดความยาวเซกเมนต์ (Segment Length :  $\Delta$ ) จะสัมพันธ์กับค่า ของความยาวคลื่น  $\lambda$  โดยปกติ  $\Delta$  ควรจะมีค่าน้อยกว่า  $0.1\lambda$  ที่ความถี่ที่ต้องการในบางครั้งอาจมีการใช้ เซกเมนต์ที่ยาวมากกว่านี้บนเส้นลวดยาวที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด ในขณะที่เซกเมนต์ที่สั้น กว่าเช่น  $0.05\lambda$  หรือน้อยกว่านี้ อาจจะต้องใช้การจำลองบริเวณที่มีความสำคัญของสายอากาศ ขนาดของ เซกเมนต์จะเป็นตัวกำหนดการแก้ปัญหาสำหรับการหากระแสบนแบบจำลอง เนื่องจากกระแสจะถูก คำนวณที่ตรงกลางของแต่ละเซกเมนต์ เซกเมนต์ที่มีขนาดสั้นมากๆ เช่น น้อยกว่า  $10^{-3}\lambda$  ไม่ควร นำมาใช้ เพราะความเหมือนกันขององค์ประกอบค่าคงที่และโคไซน์ ของการกระจายกระแสจะทำให้ผล จากระเบียบวิธีเชิงตัวเลขไม่แม่นยำ

รัศมีของเส้นลวด (Wire Radius:  $a$ ) ซึ่งสัมพันธ์กับ  $\lambda$  จะถูกจำกัดโดยการประมาณที่ใช้ในเคอร์เนล (Kernel) ของสมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้า ซึ่งมีการประมาณ 2 แบบด้วยกันที่ใช้ใน NEC2 คือ เคอร์เนลแบบเส้นลวดบาง และเคอร์เนลแบบขยายออกของเส้นลวดบางซึ่งได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.2.1 สำหรับเคอร์เนลแบบเส้นลวดบางนั้น กระแสบนพื้นผิวของแต่ละเซกเมนต์จะถูกคลกกลายเป็นเส้นลวดนำ ไฟฟ้าเล็กๆ ของกระแสบนแกนเซกเมนต์ ส่วนในเคอร์เนลแบบขยายออกของเส้นลวดบาง กระแสจะมีการกระจายตัวอย่างสม่ำเสมอรอบพื้นผิวของเซกเมนต์นั้น

การกระจายกระแสที่ใช้ใน NEC2 จะบังคับเงื่อนไขกระแสแลความหนาแน่นประจุตามแนวเส้น ลวดที่เชื่อมต่อกัน และที่ปลายเส้นลวดจากเงื่อนไขเหล่านี้ทำให้เซกเมนต์จะต้องต่อกันทางไฟฟ้าที่จุดปลาย ถ้าเซกเมนต์มีการซ้อนทับกันเกิดขึ้นที่ปลายของแต่ละอัน NEC2 จะไม่ยอมให้กระแสไหลจากเซกเมนต์ หนึ่งไปยังเซกเมนต์อื่น ๆ เซกเมนต์จะเหมือนกับต่อกันเมื่อระยะห่างของจุดปลายของแต่ละอันมีค่าน้อย กว่า  $10^{-3}$  เท่าของความยาวเซกเมนต์ที่สั้นที่สุด ดังนั้นถ้าเป็นไปได้ควรเชื่อมต่อเซกเมนต์ด้วยวิธีการ กำหนดระบบพิกัดที่เหมือนกัน

ข้อกำหนดของการจำลองโครงสร้างด้วยตาข่ายเส้นลวด (Wire-grid) มีดังต่อไปนี้

(1) เซกเมนต์จะต้องไม่ซ้อนทับกัน เนื่องจากการแบ่งกระแสระหว่างสองเซกเมนต์ที่ซ้อนทับกัน นั้น ไม่สามารถสรุปได้ เซกเมนต์ที่ซ้อนทับกันอาจจะมีผลในสมการเมตริกซ์เอกฐาน (Singular Matrix Equation)

(2) การเปลี่ยนแปลงรัศมีที่มีความแตกต่างกันมากของเซกเมนต์ที่เชื่อมต่อกัน อาจจะมีผลทำให้ ความแม่นยำลดลง โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ ค่า  $\Delta/a$  มีค่าน้อย ปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยการให้รัศมีลดลง ตามลำดับตลอดหลายเซกเมนต์

(3) จำเป็นที่จะต้องมีเซกเมนต์ที่จุดซึ่งมีการเชื่อมต่อกับโครงข่าย (Network) หรือ แหล่งกำเนิด แรงดัน (Voltage Source) สำหรับช่องว่างการกระตุ้น (Excitation Gap) ก็จำเป็นต้องมีเส้นลวดต่อเนื่อง ลากข้ามช่องว่าง ดังนั้น แรงดันคคร่อมที่ต้องการสามารถระบุให้เป็นเงื่อนไขขอบเขตได้

(4) จำนวนเส้นลวดที่จะนำมาต่อที่จุดเชื่อมต่อใดๆนั้น ไม่สามารถมีค่าเกิน 30 เส้นได้ เนื่องจากข้อจำกัดของมิติในรหัส NEC2

ข้อมูลที่ใช้อธิบายสายอากาศและสภาพแวดล้อม และคุณสมบัติของสายอากาศที่ต้องการจะคำนวณ จะเป็นอินพุตที่จะใส่เข้าไป คล้ายกับบัตรเจาะรูที่เป็นข้อมูลใส่ให้กับคอมพิวเตอร์เมนเฟรมในสมัยก่อน กลุ่มของรหัสข้อมูลในการทำงานครั้งหนึ่งจะประกอบไปด้วย รหัสข้อมูล 3 ประเภทด้วยกัน ส่วนแรกเริ่มต้นด้วยรหัสหนึ่งชุดหรือมากกว่านั้นซึ่งบรรจุรายละเอียดของการทำงานซึ่งจะพิมพ์เป็นตัวหนังสือที่จุดเริ่มต้นของไฟล์เอาต์พุต ต่อมาจะตามด้วยรหัสข้อมูลระบุแบบรูปทางเรขาคณิตซึ่งจะระบุทรงของสายอากาศ และสุดท้ายจะเป็นส่วนของรหัสควบคุมโปรแกรมซึ่งจะระบุตัวแปรทางไฟฟ้า เช่น ความถี่ การโหลด (Loading) และการกระตุ้น (Excitation) รวมทั้งความต้องการให้คำนวณกระแสและสนามของสายอากาศ

รหัสข้อมูลทุกรหัส จะมีตัวอักษร 2 ตัว ในคอลัมน์ที่หนึ่งและสอง เพื่อเป็นการระบุรหัสให้กับโปรแกรมตัวเองเช่น รหัสข้อมูลระบุเส้นลวด (Wire Specification: GW) ซึ่งจะเป็รหัสที่ใช้ในการกำหนดเส้นลวดขึ้นมาระหว่างจุดสองจุด ซึ่งมีลักษณะของข้อมูลที่จะต้องใส่ลงไปดังนี้

GW	II	I2	F1	F2	F3	F4	F5	F6	F7
	ITG	NS	XW1	YW1	ZW1	XW2	YW2	ZW2	RAD

ความหมายของตัวแปรแต่ละตัวที่จะต้องใส่ลงไป คือ

ITG (I1) คือ ป้ายแสดงหมายเลข (Tag) ที่จะกำหนดให้เส้นลวดมีหมายเลขประจำเส้นลวดเป็นค่าใด รวมทั้งเซกเมนต์ทุกเซกเมนต์ของเส้นลวดก็จะมีหมายเลขตามหมายเลขเส้นลวดนั้นด้วย

NS (I2) คือ จำนวนเซกเมนต์ที่จะแบ่งให้กับเส้นลวด

XW1 (F1) คือ พิกัด x ของจุดปลายที่หนึ่งของเส้นลวด

YW1 (F2) คือ พิกัด y ของจุดปลายที่หนึ่งของเส้นลวด

ZW1 (F3) คือ พิกัด z ของจุดปลายที่หนึ่งของเส้นลวด

XW2 (F4) คือ พิกัด x ของจุดปลายที่สองของเส้นลวด

YW2 (F5) คือ พิกัด y ของจุดปลายที่สองของเส้นลวด

ZW2 (F6) คือ พิกัด z ของจุดปลายที่สองของเส้นลวด

RAD (F7) คือ รัศมีของเส้นลวด

การกำหนดรัศมีของเส้นลวดนั้นจะต้องเลือกขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นลวดที่ทำให้พื้นที่ผิวรวมของเส้นลวดทั้งหมดมีค่าเท่ากับพื้นที่ผิวของตัวนำของสายอากาศ

จากรหัสตัวอย่างข้างต้น เมื่อทำการใส่ตัวแปรต่างๆลงไปแล้ว และสั่งให้โปรแกรมทำงาน NEC2 จะสร้างเส้นลวด 1 เส้น ซึ่งเส้นลวดนี้จะถูกแบ่งเป็นเซกเมนต์เล็กๆ จำนวน NS เซกเมนต์ การสร้างแบบจำลองของสายอากาศสามารถทำได้โดยการใส่รหัสที่มีลักษณะคล้ายกับตัวอย่างข้างบนนี้ไปเรื่อยๆ ก็จะทำให้สามารถสร้างโครงสร้างสายอากาศและหาคุณสมบัติของสายอากาศที่ต้องการได้ นอกจากนี้โครงสร้างที่สร้างขึ้นโดย NEC2 ยังสามารถกำหนดสภาพนำ (Conductivity) ให้เท่ากับสภาพนำของโลหะที่จะใช้ทำสายอากาศได้ เช่น ในกรณีที่สายอากาศต้นแบบจะสร้างขึ้นโดยใช้ทองเหลือง ดังนั้นในการ

คำนวณโดยใช้ NEC2 ก็จะทำการกำหนดสภาพนำของโครงสร้างด้วยค่าสภาพนำของทองเหลือง คือ  $2.56 \times 10^7 S/m$  โดยการใช้คำสั่งโหลด (Load)

ในการตรวจสอบโครงสร้างของสายอากาศว่าได้สร้างถูกต้องเป็นไปตามที่ต้องการหรือไม่นั้น สามารถดูได้โดยใช้โปรแกรม Necview ซึ่งจะแสดงโครงสร้างของสายอากาศที่ได้ใส่รหัสใน NEC2 ออกมาเป็นตาข่ายเส้นลวด ตามที่กำหนดในระบบพิกัด x, y และ z นอกจากนี้โปรแกรม Necview ยังใช้ในการดูผลแบบรูปการแผ่พลังงาน ในระบบพิกัด x, y และ z ของสายอากาศที่ NEC2 คำนวณออกมาได้ด้วย สำหรับไฟล์เอาต์พุตที่ได้ออกมาจากการรันโปรแกรม NEC2 นั้น จะเป็นไปตามแบบรูปของข้อมูลที่ใส่เข้าไป เริ่มต้นด้วยการอธิบาย ตามมาด้วยข้อมูลทางเรขาคณิตและจากนั้นเป็นผลของตัวแปรที่ต้องการจะคำนวณ

NEC2 ได้รับการยอมรับว่าเป็นโปรแกรมที่สามารถคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ แต่สำหรับการหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศด้วย NEC2 นั้น ยังมีความผิดพลาดอยู่บ้างเนื่องจากข้อจำกัดของโปรแกรม NEC2 เอง จึงจำเป็นที่จะต้องศึกษาวิธีการแก้ไขปัญหาการคำนวณอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ผิดพลาดนี้ด้วย

### 2.3 ทฤษฎีของพารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ของสายอากาศ

ในการพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศโคเวอริจันซ์ ซึ่งใช้งานในสภาพแวดล้อมที่คลื่นมีการเดินทางหลายวิถี นอกเหนือจากการพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ แล้ว ยังมีความจำเป็นที่จะต้องใช้ตัวแปรคุณสมบัติเชิงโคเวอริจันซ์ในการพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศด้วย

โดยทั่วไปนั้น คุณสมบัติของสายอากาศที่ใช้ในระบบการสื่อสาร สามารถพิจารณาได้จากค่าอัตราขยายสิทธิผล (Effective Gain) ของสายอากาศ แต่ในระบบสายอากาศโคเวอริจันซ์นั้น สายอากาศได้ถูกนำมาใช้งานในสภาพแวดล้อมที่มีการแพร่กระจายคลื่นหลายวิถี ซึ่งค่าของอัตราขยายโคเวอริจันซ์ (Diversity Gain) ของสายอากาศไม่ได้ถูกพิจารณาโดยใช้คุณสมบัติสหสัมพันธ์ (Correlation Characteristics) ระหว่างกรอบคลื่น (Envelope) ของสัญญาณที่รับได้จากแต่ละสาขาของสายอากาศเพียงอย่างเดียวเท่านั้น แต่จำเป็นต้องพิจารณาโดยใช้คุณสมบัติอัตราขยายประสิทธิภาพของแต่ละสาขาของสายอากาศด้วย จึงได้มีผู้เสนอวิธีการหาค่าของอัตราขยายประสิทธิภาพในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณมีการจางหาย ซึ่งมีความถูกต้องแม่นยำกว่าการหาอัตราขยายประสิทธิภาพจากอัตราขยายเจาะจงชี้ทิศทาง (Directivity Gain) เรียก อัตราขยายประสิทธิภาพแบบใหม่นี้ว่า อัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย (Mean Effective Gain: MEG)

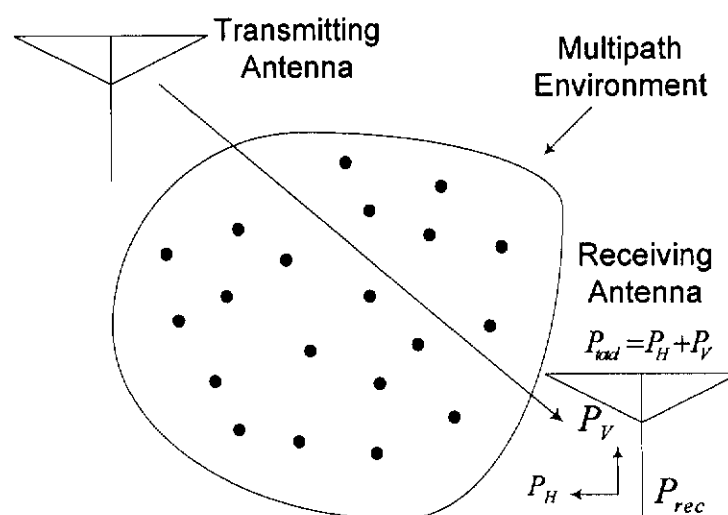
นอกจากนี้ การพิจารณาค่าอัตราขยายโคเวอริจันซ์ที่อยู่บนพื้นฐานของค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) นั้น ยังขึ้นอยู่กับวิธีการมอดูเลตที่ใช้ในการส่งสัญญาณและวิธีการรวมสัญญาณโคเวอริจันซ์ที่อยู่ด้วยกันหลายวิถี จึงจำเป็นที่จะต้องเลือกใช้ให้เหมาะสมกับระบบ โดยทั่วไปจะเลือกวิธีการรวมสัญญาณที่ทำให้ได้คุณภาพเชิงโคเวอริจันซ์ที่ดีที่สุด พารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ตัวสุดท้ายซึ่งได้มาจากการนำ อัตราขยายโคเวอริจันซ์ และอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยมาพิจารณาร่วมกันคือ อัตราขยาย

สายอากาศไดเวอร์ซิตี (Diversity Antenna Gain: DAG) ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่ใช้ตัดสินประสิทธิภาพความเป็นไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงความหมายของพารามิเตอร์เชิงไดเวอร์ซิตีแต่ละตัว คือ อัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ย ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ อัตราขยายไดเวอร์ซิตี และ อัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตี รวมทั้งรายละเอียดของวิธีการคำนวณและสมการที่ใช้ในการคำนวณพารามิเตอร์เหล่านี้ไว้ในบทนี้ด้วย

### 2.3.1 อัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ย

ในการออกแบบระบบสายอากาศนั้น จำเป็นที่จะต้องทำให้ค่าอัตราขยายประสิทธิผลของสายอากาศมีค่ามากที่สุด แต่ก็เป็นที่ทราบกันดีว่า อัตราขยายประสิทธิผลของสายอากาศในสภาพแวดล้อมการแพร่กระจายคลื่นนั้น ไม่สามารถประเมินได้ถูกต้องเพียงพอจากค่าอัตราขยายเจาะจงทิศทางเพียงอย่างเดียว เพราะสัญญาณที่รับได้ ได้รับผลจากการจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) และองค์ประกอบหลายวิธีซึ่งเกิดจากการสะท้อน เลี้ยวเบน และ การกระจัดกระจาย ดังนั้น จึงมีความจำเป็นต้องใช้วิธีการทดสอบซึ่งวัดระดับกำลังของสัญญาณที่รับได้เพื่อทำการประเมินอัตราขยายประสิทธิผล ด้วยวิธีการนี้ ระดับกำลังงานเฉลี่ยของสายอากาศทดสอบ และสายอากาศอ้างอิง จะสามารถคำนวณได้จากการเฉลี่ยระดับสัญญาณรับในสายอากาศแต่ละตัว ในตอนแรกจำเป็นต้องสร้างทฤษฎีของ MEG ที่อธิบายด้วยคลื่นตกกระทบที่มีการโพลาไรซ์แนวตั้ง (Vertical Polarization: VP) และคลื่นที่มีการโพลาไรซ์แนวนอน (Horizontal Polarization: HP) ในสภาพแวดล้อมที่คลื่นเดินทางหลายวิธี รูปที่ 2.1 แสดงถึงการส่งสัญญาณจากสายอากาศที่สถานีฐานผ่านสภาพแวดล้อมที่มีการแพร่กระจายคลื่นหลายวิธีไปยังสายอากาศรับ



รูปที่ 2.1 กำลังงานเฉลี่ยที่มาถึงสายอากาศรับเคลื่อนที่ในสภาพแวดล้อมที่คลื่นเดินทางหลายวิธี

$P_V$  และ  $P_H$  เป็นกำลังงานตกกระทบเฉลี่ยของคลื่นที่ตกกระทบตามแนว VP และ HP ที่สายอากาศรับได้ ดังนั้น กำลังงานตกกระทบเฉลี่ยทั้งหมดที่มาถึงสายอากาศ คือ  $P_V + P_H$  อัตราส่วนระหว่างกำลังงานที่รับได้เฉลี่ยของสายอากาศ  $P_{rec}$  และกำลังงานตกกระทบเฉลี่ยทั้งหมด  $P_V + P_H$  สามารถนำมาใช้พิจารณา MEG ของสายอากาศในสภาพแวดล้อมได้

อัตราส่วนนี้ คือ ค่าจำกัดความของ MEG ของสายอากาศในสภาพแวดล้อมและถูกแทนด้วยสัญลักษณ์  $G_e$

$$G_e = \frac{P_{rec}}{P_V + P_H} \quad (2.13)$$

ค่าอัตราส่วนกำลังงานตกกระทบเฉลี่ย  $P_V / P_H$  คืออัตราส่วนกำลังงานโพลาไรซ์เซชันไขว้ (Cross - Polarization Power Ratio: XPR)

$$XPR = P_V / P_H \quad (2.14)$$

XPR สอดคล้องกับการเชื่อมร่วมการโพลาไรซ์ไขว้ (Cross-Polarization Coupling) เมื่อคลื่นส่งมีโพลาไรซ์เป็นแบบแนวอนภาวะของการเชื่อมร่วมโพลาไรซ์เซชันไขว้จะเกิดขึ้นเมื่อมีการโพลาไรซ์ของคลื่นส่งเป็นแบบแนวตั้ง ในระบบพิกัดทรงกลม ดังแสดงในรูป 2.14

$$P_{rec} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \{P_1 G_\theta(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) + P_2 G_\phi(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi)\} \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.15)$$

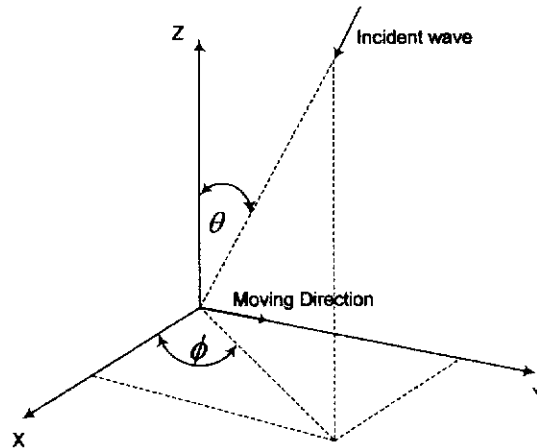
เมื่อ  $G_\theta(\theta, \phi)$  และ  $G_\phi(\theta, \phi)$  เป็นองค์ประกอบ  $\theta$  และ  $\phi$  ของแบบรูปอัตราขยายกำลังงานสายอากาศ (Power Gain Pattern) ตามลำดับ และ  $P_\theta(\theta, \phi)$  และ  $P_\phi(\theta, \phi)$  เป็นองค์ประกอบ  $\theta$  และ  $\phi$  ของฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุม (Angular Density Function) ของคลื่นระนาบที่ตกกระทบบนสายอากาศ ตามลำดับ ฟังก์ชันเหล่านี้จะต้องสอดคล้องกับเงื่อนไข

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \{G_\theta(\theta, \phi) + G_\phi(\theta, \phi)\} \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.16)$$

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_\theta(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi = 1 \quad (2.17)$$

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_\phi(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi = 1 \quad (2.18)$$

เมื่อ  $P_1$  และ  $P_2$  เป็นกำลังงานเฉลี่ยซึ่งรับได้โดยสายอากาศไอโซทรอปิกที่มีการโพลาไรซ์  $i_\theta$  และ  $i_\phi$  ตามลำดับ  $i_\theta$  และ  $i_\phi$  เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยซึ่งสัมพันธ์กับ  $\theta$  และ  $\phi$  ตามลำดับ



รูปที่ 2.2 ระบบพิกัดทรงกลมในสภาพแวดล้อมวิถุเคลื่อนที่

ในรูปที่ 2.2 เพราะว่าสายอากาศอยู่ในระนาบ x-y ดังนั้น องค์ประกอบ  $\theta$  และ  $\phi$  จะสอดคล้องกับองค์ประกอบ VP และ HP ดังนั้นพจน์  $P_1$  และ  $P_2$  คือ กำลังงานที่รับได้เฉลี่ยของสายอากาศไอโซทรอปิก VP และ HP ตามลำดับ และ XPR จะมีค่าเท่ากับอัตราส่วน  $P_1/P_2$  เมื่อแทนสมการ (2.14) และ (2.15) ลงใน (2.13) สมการเขียน MEG เป็นสมการใหม่ที่อยู่ในรูปความสัมพันธ์กับ XPR  $P_\theta(\theta, \phi)$  และ  $P_\phi(\theta, \phi)$  ได้เป็น

$$G_e = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[ \frac{XPR}{1+XPR} G_\theta(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) + \frac{1}{1+XPR} G_\phi(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi) \right] \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.19)$$

ถ้าคุณลักษณะของสัญญาณที่เข้ามาในสภาพแวดล้อมที่หลากหลายสามารถแสดงให้อยู่ในรูปฟังก์ชันการแจกแจงทางสถิติ  $P_\theta$  และ  $P_\phi$  ได้ MEG ที่ทำได้จากสมการ (2.19) จะเป็นอัตราขยายกำลังงานเฉลี่ยของสายอากาศในแต่ละสภาพแวดล้อมนั้น จากสมการ (2.19) จะเห็นว่าในกรณีที่ XPR คงที่ ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสายอากาศจะมีค่ามากที่สุด เมื่อแบบรูปอัตราขยายกำลังงานสายอากาศมีค่าเท่ากับฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุม ดังนั้น ในการออกแบบสายอากาศจึงจำเป็นต้องทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีความใกล้เคียงกับฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุมมากที่สุด

### 2.3.2 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เป็นพารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ที่นิยมใช้พิจารณาความสัมพันธ์ของสัญญาณที่ได้จากแต่ละสาขาของสายอากาศโคเวอริจันซ์ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีแบบรูปที่แตกต่างกันอยู่ 3 แบบด้วยกัน คือ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เชิงซ้อน (Complex Signal Correlation:  $\rho_c$ ) และค่าสัม

ประสิทธิ์สหสัมพันธ์กรอบคลื่น (Envelope Correlation:  $\rho_e$ ) และ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์กำลังงาน (Power Correlation:  $\rho_p$ ) ในงานเขียนส่วนใหญ่ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่มีการนำมาใช้อ้างถึงคุณสมบัติเชิงโคเวอริจันซ์ คือ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์กรอบคลื่น โดยทั่วไปมักจะประมาณให้  $|\rho_s|^2 \cong \rho_e$  ในสภาพแวดล้อมการจางหายของเรย์ลี ในปริภูมยานิพนธ์ฉบับนี้ จะใช้ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์กรอบคลื่น ในการพิจารณาคุณสมบัติสหสัมพันธ์ของสัญญาณจากแต่ละสาขาของสายอากาศ โดยที่ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์กรอบคลื่นในกรณีที่สายอากาศประกอบด้วย 2 สาขา สามารถหาค่าได้จาก

$$P_e = \frac{|R_{12}|^2}{\sigma_1^2 \sigma_2^2} \quad (2.20)$$

เมื่อ  $R_{12}$  เป็นความแปรปรวนร่วม-ไขว้ (Cross-covariance) ของสัญญาณที่รับได้ 2 สัญญาณซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} &= 2KP_H \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [XPR.E_{\theta_1}(\theta, \phi)E_{\theta_2}^*(\theta, \phi)P_\theta(\theta, \phi) \\ &\quad + E_{\phi_1}(\theta, \phi)E_{\phi_2}^*(\theta, \phi)P_\phi(\theta, \phi)] e^{-jkx} \sin\theta d\theta d\phi \end{aligned} \quad (2.21)$$

V เป็นโวลเตจที่รับได้จากสายอากาศ 2 ตัว เครื่องหมาย  $\langle \cdot \rangle$  แสดงถึงการเฉลี่ยค่าทั้งหมดในชุดข้อมูล ส่วนเครื่องหมาย \* หมายถึงค่าสังยุคเชิงซ้อน (Complex Conjugate) สำหรับ  $E_{\theta n}$  และ  $E_{\phi n}$  เป็นการอธิบายเชิงซ้อนของแบบรูปสนามไฟฟ้าในองค์ประกอบ  $\theta$  และ  $\phi$  ของสายอากาศลำดับที่ n (ในที่นี้ n=1 และ 2) ค่า k เป็นเลขคลื่น (Wave Number) x เป็นความต่างเฟสของคลื่นตกกระทบที่สังเกตได้จากสายอากาศ ทั้ง 2 และ K เป็นค่าคงที่ที่เหมาะสม

สำหรับค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard Deviation)  $\sigma_1$  และ  $\sigma_2$  ของกรอบคลื่นเชิงซ้อนของสายอากาศตัวที่ 1 และ 2 มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= \langle V_1(t)V_1^*(t) \rangle \\ &= 2KP_H \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [XPR.E_{\theta_1}(\theta, \phi)E_{\theta_1}^*(\theta, \phi)P_\theta(\theta, \phi) \\ &\quad + E_{\phi_1}(\theta, \phi)E_{\phi_1}^*(\theta, \phi)P_\phi(\theta, \phi)] e^{-jkx} \sin\theta d\theta d\phi \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} \sigma_2^2 &= \langle V_2(t)V_2^*(t) \rangle \\ &= 2KP_H \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [XPR.E_{\theta_2}(\theta, \phi)E_{\theta_2}^*(\theta, \phi)P_\theta(\theta, \phi) \\ &\quad + E_{\phi_2}(\theta, \phi)E_{\phi_2}^*(\theta, \phi)P_\phi(\theta, \phi)] e^{-jkx} \sin\theta d\theta d\phi \end{aligned}$$

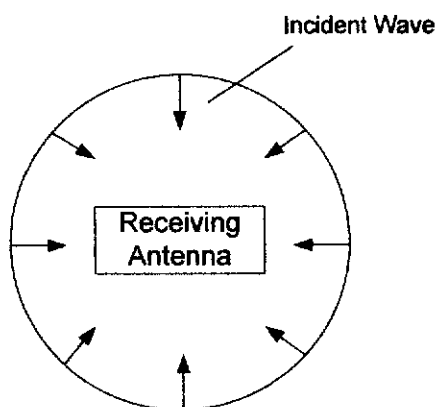
$$+E_{\theta 2}(\theta, \phi)E_{\phi 2}^*(\theta, \phi)P_{\theta}(\theta, \phi)]e^{-jkx} \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.23)$$

การอธิบายสมการของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ตามสมการ (2.20) นี้จะเป็นการรวมผลกระทบของ XPR และการแจกแจงคลื่นตกกระทบขององค์ประกอบ  $\theta$  และ  $\phi$  และยังชี้ให้เห็นว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์  $\rho_c$  จะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อแบบรูปการแผ่พลังงานเชิงซ้อนขององค์ประกอบ  $\theta$  และ  $\phi$  ของสายอากาศทั้งสองตัวไม่มีการซ้อนทับกัน โดยไม่ขึ้นอยู่กับค่า XPR และฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุมของคลื่นตกกระทบในทางอุดมคติในสายอากาศโคเวอรัจต์จะมีคุณสมบัติที่ดีที่สุดเมื่อค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีค่าเท่า 0 แต่โดยทั่วไปแล้วสำหรับสายอากาศที่สถานีฐานมี ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ไม่เกิน 0.7 ก็ถือว่าให้ประสิทธิภาพที่ดีเพียงพอแล้ว

### 2.3.3 แบบจำลองการแจกแจงเชิงสถิติของคลื่นตกกระทบ

สำหรับค่าของ  $P_{\theta}$  และ  $P_{\phi}$  ที่ใช้ในการหาค่า MEG และ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์นั้นสามารถนำแบบจำลองการแจกแจงเชิงสถิติของคลื่นตกกระทบที่ได้มีผู้นำเสนอไว้มาใช้หรือสามารถคำนวณได้จากเงื่อนไขสภาพแวดล้อมการแพร่กระจายคลื่นในที่ติดตั้งสายอากาศเมื่อมีการใช้งานจริงได้มีผู้เสนอแบบจำลองการแจกแจงเชิงสถิติของคลื่นตกกระทบบนสายอากาศเคลื่อนที่มากมายหลายแบบจำลองแบบจำลองที่เป็นที่รู้จักกันดีและใช้มาเป็นเวลานาน คือ แบบจำลองของคลาร์ก (Clarke's Model) ซึ่งเป็นแบบจำลองที่สมมติให้มีโอกาสที่คลื่นเข้ามาที่สายอากาศเคลื่อนที่ในระนาบมุมกวาดที่  $\theta = \pi/2$  และฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุมของคลื่นตกกระทบจะแจกแจงอย่างสม่ำเสมอ (Uniform) ตลอดช่วง 0 ถึง  $2\pi$  ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุมของคลื่นตกกระทบได้ดังสมการที่ (2.24) และแสดงลักษณะของคลื่นตกกระทบสายอากาศได้ดังรูปที่ (2.3)

$$P_{\theta} = P_{\phi} = \frac{1}{2\pi} \delta\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.24)$$



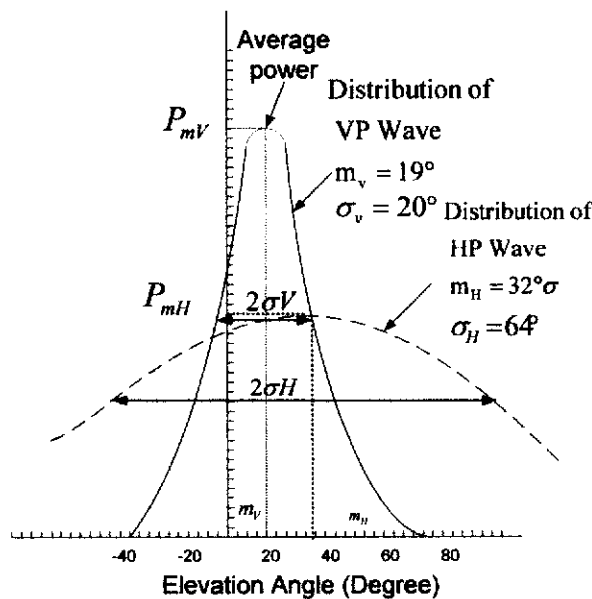
รูปที่ 2.3 ลักษณะของคลื่นที่ตกกระทบสายอากาศตามแบบจำลองของคลาร์กในระนาบมุมกวาด

แต่แบบจำลองที่มีการใช้งานอย่างกว้างขวางเพื่อวิเคราะห์สายอากาศ ในสภาพแวดล้อมที่คลื่นมีการเดินทางหลายวิธีในปัจจุบันนี้ คือ แบบจำลองของทากะ (Taga's Model) ซึ่งเป็นแบบจำลองของคลื่นที่ตกกระทบบนสายอากาศที่ใช้งานอยู่ในเมือง (Urban) ซึ่งสายอากาศในเมืองมีตึกอาคารที่มีความสูงหลากหลาย โดยที่ขนาด มิติ และ วัสดุ ของอาคารมีความแตกต่างกัน ซึ่งอาคารเหล่านี้จะทำตัวเหมือนเป็นแหล่งกำเนิดคลื่นทุติยภูมิให้กับสายอากาศ จึงทำให้ดูเหมือนว่า มีคลื่นที่มาจากทุกทิศทางเข้ามาที่สายอากาศในทิศทางตามมุมกวาดทำให้มีการแจกแจงอย่างสม่ำเสมอ (Uniform Distribution) ในระนาบมุมกวาด (Azimuth Plane) ส่วนในระนาบมุมยก (Elevation Plane) นั้นจะสมมติให้มีการแจกแจงเป็นแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) ซึ่งสามารถแสดง  $P_\theta(\theta, \phi)$  และ  $P_\phi(\theta, \phi)$  ซึ่งเป็นองค์ประกอบ  $\theta$  และ  $\phi$  ของฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุม (Angular Density Function) ของคลื่นระนาบที่ตกกระทบได้ ดังสมการที่ (2.25) และ (2.26)

$$P_\theta(\theta, \phi) = A_\theta \exp \left\{ -\frac{\left[ \theta - \left( \frac{\pi}{2} - m_v \right) \right]^2}{2\sigma_v^2} \right\} \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (2.25)$$

$$P_\phi(\theta, \phi) = A_\phi \exp \left\{ -\frac{\left[ \theta - \left( \frac{\pi}{2} - m_H \right) \right]^2}{2\sigma_H^2} \right\} \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (2.26)$$

ในรูปที่ 2.4 แสดงแบบจำลองการแจกแจงของคลื่นตกกระทบที่มีการโพลาไรซ์ตามแนวตั้ง และตามแนวนอนตามแบบจำลองของทากะ เมื่อมีการใช้งานในสภาพแวดล้อมที่เป็นเมืองใหญ่



รูปที่ 2.4 การแจกแจงแบบเกาส์ของคลื่นตกกระทบตามแบบจำลองของทากะ

## บทที่ 3

## การออกแบบและการสร้าง

การออกแบบท่อนำคลื่นเพื่อสร้างสายอากาศ

## 3.1 Circular Wave guide [3]

ในการหาความยาวคลื่นคัตออฟของท่อนำคลื่น แบบวงกลมต้องใช้ Root of Bessel functions และความยาวคลื่นคัตออฟของโหมด  $TE_{m,n}$  มีค่าเท่ากับ

$$\lambda_{cutoff} = \frac{2\pi r}{\chi'_{m,n}} \quad (3.1)$$

$r$  = รัศมีด้านในของท่อนำคลื่นแบบวงกลม

$\chi'_{m,n}$  = ค่ารากของสมการเบสเซล

$$\chi'_{m,n} = (m + 2n - \frac{3}{2}) \frac{\pi}{2} - \frac{4m^2 + 3}{4\pi(m + 2n - \frac{3}{2})} - \frac{112m^4 + 328m^2 - 9}{48\pi^3(m + 2n - \frac{3}{2})^3} \dots, m > 0 \quad (3.2)$$

ตารางที่ 3.1 แสดงค่ารากของเบสเซล ( $\chi'_{m,n}$ ) สำหรับโหมด  $TE_{m,n}$

n \ m	0	1	2
1	3.832	1.841	3.054
2	7.016	5.331	6.706
3	10.173	8.536	9.969

จากการพิจารณา dominant mode คือ  $TE_{1,1}$  และ higher mode คือ  $TE_{2,1}$  และ  $TE_{0,1}$  ที่ dominant mode  $TE_{1,1}$  จะได้ความยาวคลื่นคัตออฟ เป็น

$$\lambda_c = \frac{2\pi r}{1.841} = 3.412r$$

โดยที่  $\chi'_{m,n} = 1.841$

จึงได้ค่ารัศมี  $r = 0.293\lambda_c$

และที่ higher mode จะได้ความยาวคลื่นคัตออฟ เป็น

$$\lambda_c = \frac{2\pi r}{3.054} = 2.057r$$

โดยที่  $\chi'_{m,n} = 3.054$

จึงได้ค่ารัศมี  $r = 0.486\lambda_c$

ดังนั้นจึงได้รัศมีของท่อนำคลื่นอยู่ในช่วง  $0.293\lambda < r < 0.486\lambda$

จาก ความถี่ที่ใช้งานนั้น = 2.45 GHz จะได้ค่าความยาวคลื่นของความถี่ใช้งาน

$$\lambda_c = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2.45 \times 10^9 \text{ s}^{-1}} = 0.1224 \text{ m}$$

และช่วงของค่ารัศมีของท่อนำคลื่นแบบวงแหวนวงกลมคือ

$$0.293(0.1224) < r < 0.486(0.1224)$$

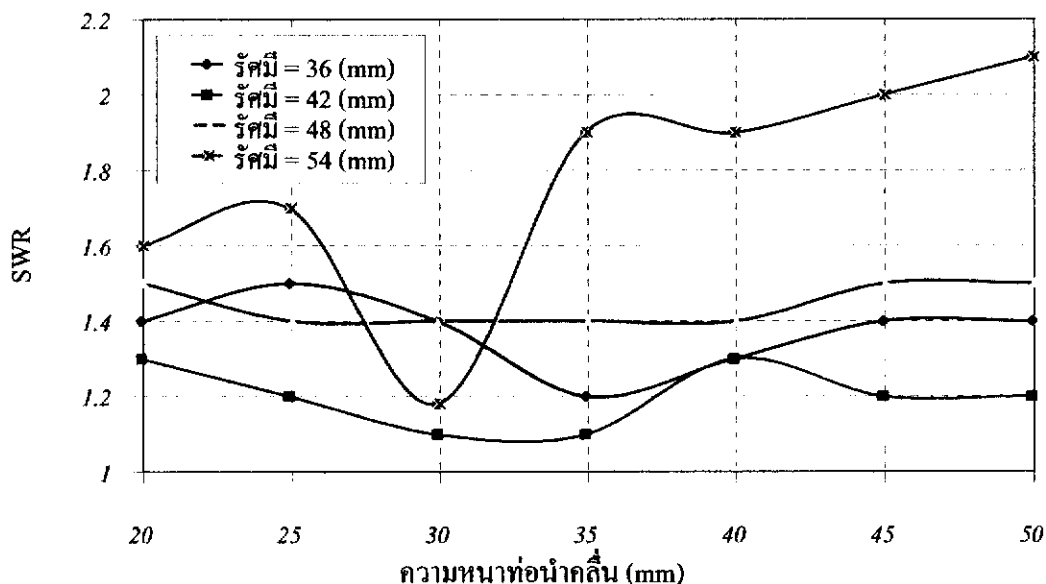
$$3.58 \text{ cm} < r < 5.94 \text{ cm}$$

การพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศเพื่อนำไปใช้งานนั้น จะอาศัยค่าพารามิเตอร์พื้นฐาน 3 ค่าด้วยกันคือ

1. อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR)
2. ค่า Directivity
3. Total gain

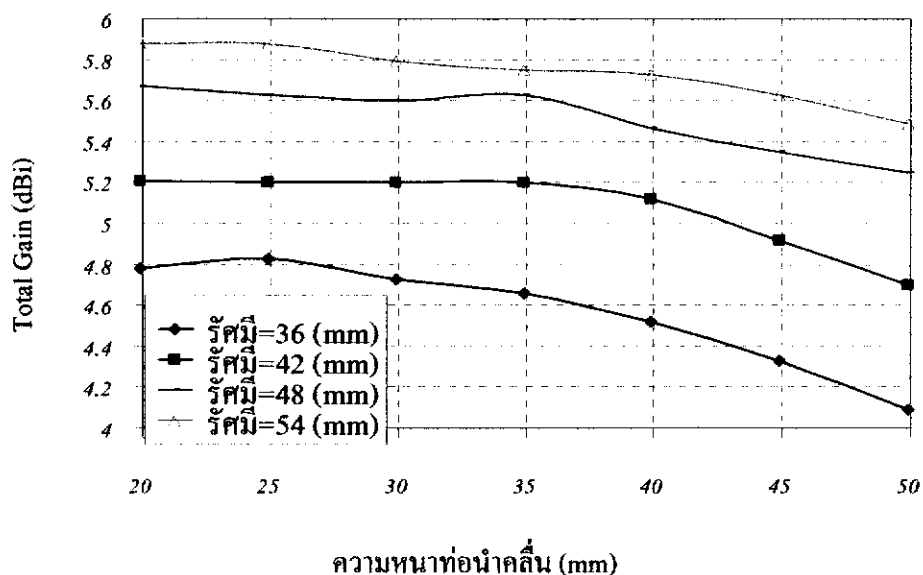
เมื่อได้ช่วงของค่ารัศมีของท่อนำคลื่นดังกล่าวแล้วจึงได้ทำการแบ่งค่ารัศมีที่คำนวณได้ออกเป็น

4 ช่วงด้วยกันเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ และทำการเปลี่ยนแปลงความหนาของท่อนำคลื่นแบบวงแหวนวงกลมของแต่ละค่ารัศมีทั้ง 4 ตั้งแต่ 20 mm - 50 mm และทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์พื้นฐานต่างๆ โดยใช้โปรแกรม NEC2



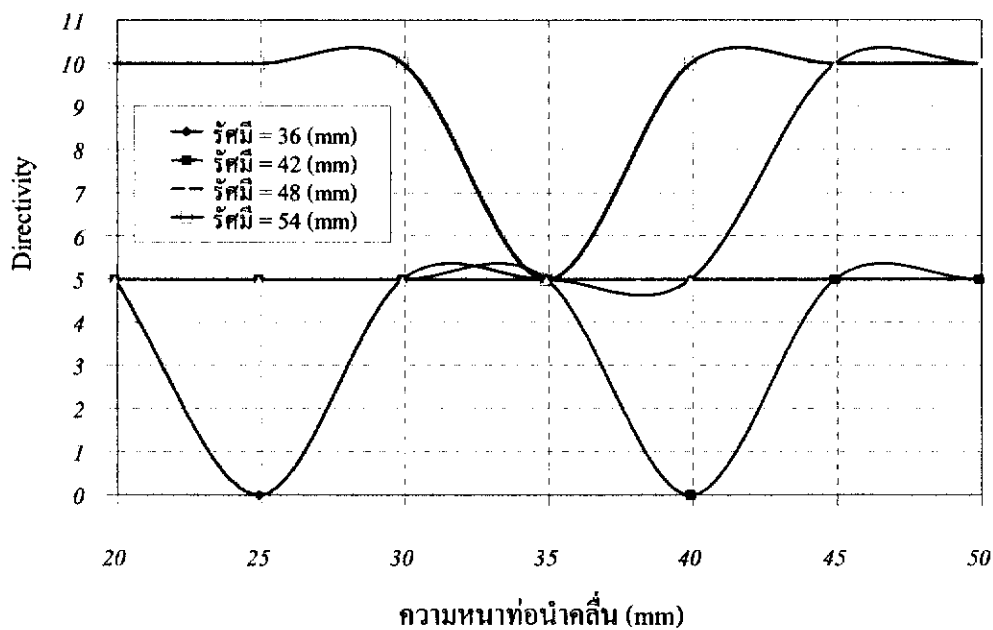
รูปที่ 3.1 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลม รัศมี 36 mm – 54 mm

จากรูปที่ 3.1 เป็นกราฟแสดงค่า SWR ของรัศมีตั้งแต่ 36 mm - 54 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนาดังแต่ 20 mm - 50 mm เพื่อหาค่า SWR ที่มีค่าต่ำที่สุดของแต่ละค่ารัศมี



รูปที่ 3.2 ความสัมพันธ์ของค่า Total gain (dBi) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลม  
รัศมี 36 mm – 54 mm

จากรูปที่ 3.2 เป็นกราฟแสดงค่า Total Gain (dBi) ของรัศมี 36 mm – 54 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนาตั้งแต่ 20 mm - 50 mm เพื่อหาค่า Total Gain (dBi) ที่มีค่ามากที่สุด

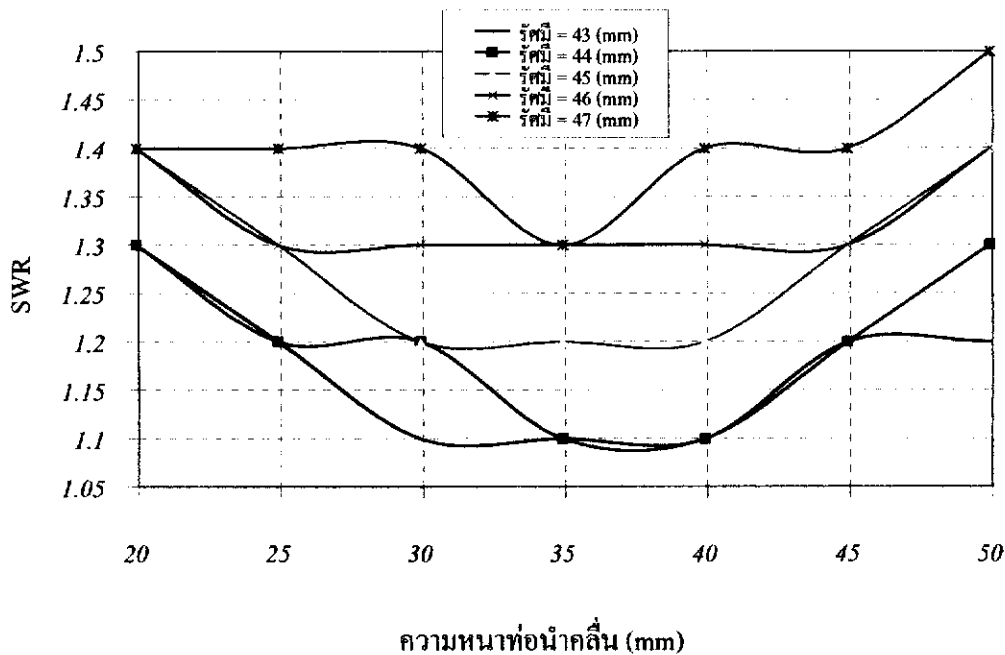


รูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ของค่า Directivity กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลม  
รัศมี 36 mm – 54 mm

จากรูปที่ 3.3 เป็นกราฟแสดงค่า Directivity ของรัศมี 36 mm – 54 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนา ตั้งแต่ 20 mm - 50 mm เพื่อหาค่า Directivity ที่มีค่าเข้าใกล้ศูนย์องศามากที่สุด

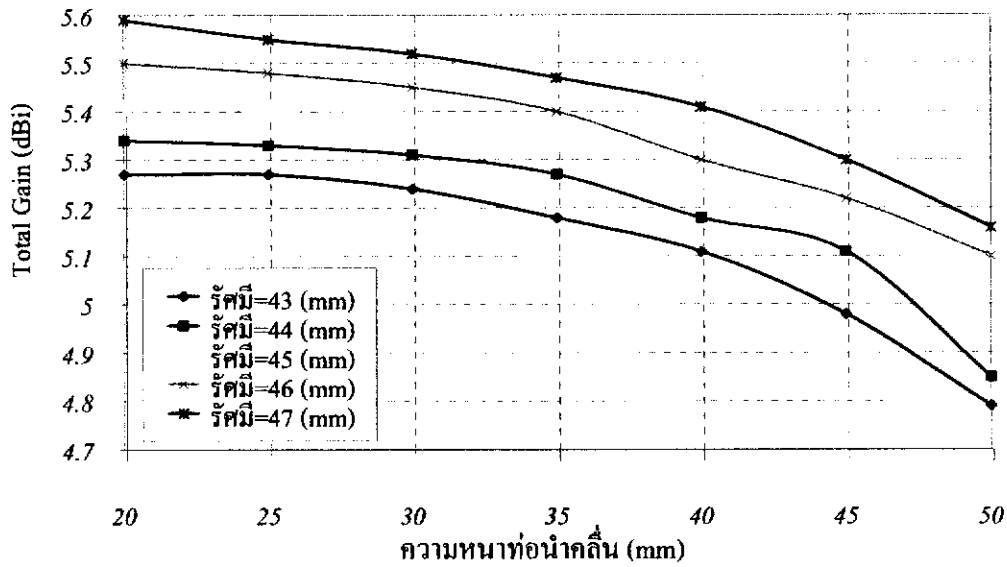
จากการวิเคราะห์ค่ารัศมีของช่วง 36 mm - 54 mm ข้างต้นจะสังเกตได้ว่า ในรูปที่ 3.1 ที่ช่วงของรัศมี 36 mm - 48 mm ค่า SWR จะมีค่าที่ต่ำที่สุด แต่เนื่องจากในรูปที่ 3.2 นั้น เห็นได้ว่า ค่า Total Gain ของรัศมี 42 mm จะมีค่ามากกว่าค่า Total Gain ของรัศมี 36 mm และในรูปที่ 3.3 จะมีค่า Directivity ที่ใกล้เคียงกันจะนั้นจึงเลือกช่วงรัศมี 42 mm – 48 mm มาพิจารณา ต่อไป

เมื่อได้ทำการวิเคราะห์หาช่วงของรัศมีของท่อนำคลื่นที่มีค่าพารามิเตอร์พื้นฐานที่ดีที่สุดได้แล้ว จึงนำช่วงรัศมีดังกล่าวมาแบ่งย่อยลงไปเพื่อทำการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์พื้นฐานต่างๆที่ละเอียดขึ้น คือ จะทำการแบ่งช่วงรัศมี 42 mm – 48 mm ออกเป็น 5 ช่วงด้วยกันคือ ช่วงรัศมี 43 mm – 47 mm และทำการเปลี่ยนแปลงความหนาของท่อนำคลื่นแบบวงแหวนวงกลมตั้งแต่ 20 mm - 50 mm ดังนี้



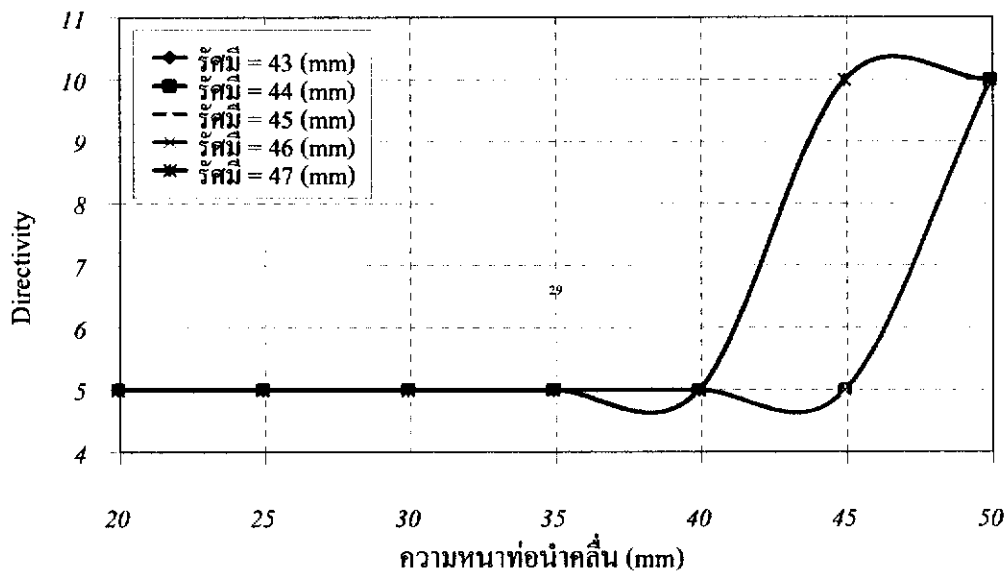
รูปที่ 3.4 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลมรัศมี 43 mm – 47 mm

จากรูปที่ 3.4 เป็นกราฟแสดงค่า SWR ของรัศมีตั้งแต่ 43 mm – 47 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนาตั้งแต่ 20 mm - 50 mm เพื่อหาค่า SWR ที่มีค่าต่ำที่สุดของแต่ละรัศมี



รูปที่ 3.5 ความสัมพันธ์ของค่า Total gain (dBi) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลม  
รัศมี 43 mm – 47 mm

จากรูปที่ 3.5 เป็นกราฟแสดงค่า Total Gain (dBi) ของรัศมี 43 mm – 47 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนาตั้งแต่ 20 mm - 50 mm เพื่อหาค่า Total Gain (dBi) ที่มีค่ามากที่สุด

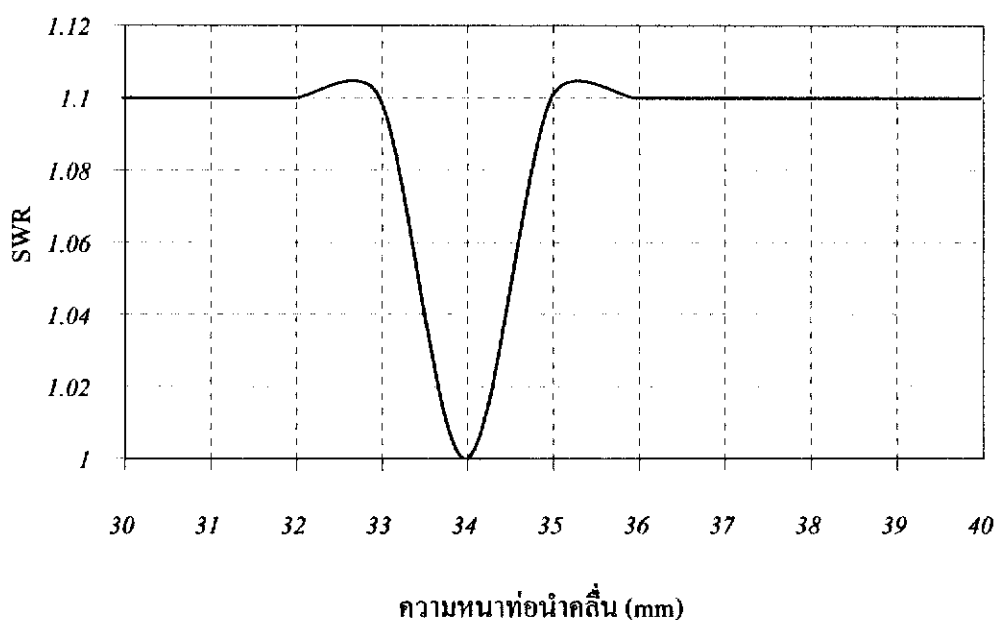


รูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ของค่า Directivity กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลม  
รัศมี 43 mm – 47 mm

จากรูปที่ 3.6 เป็นกราฟแสดงค่า Directivity ของรัศมี 43 mm -47 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนา ตั้งแต่ 20 mm - 50 mm เพื่อหาค่า Directivity ที่มีค่าเข้าใกล้ศูนย์องศามากที่สุด

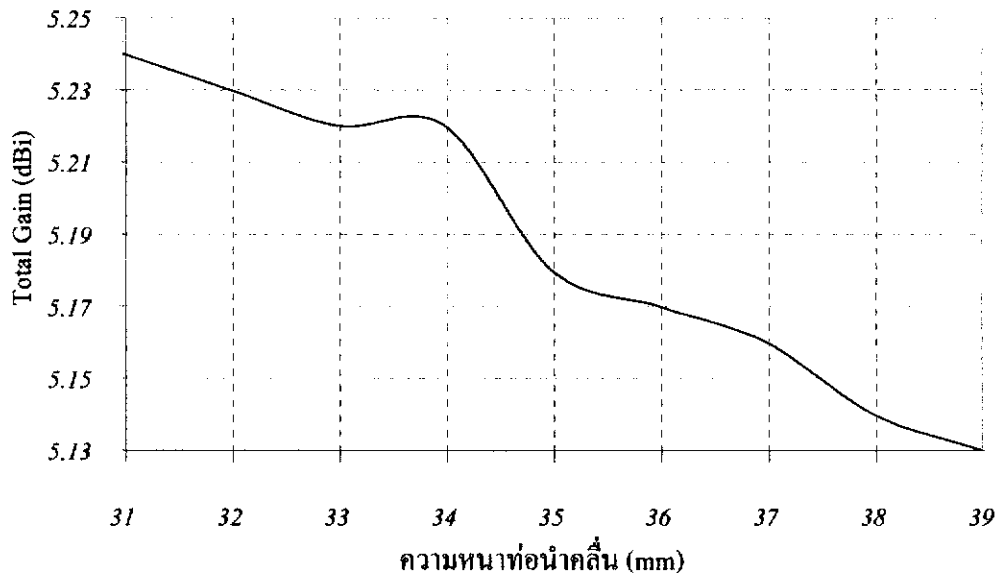
จากการวิเคราะห์ค่ารีซีมของช่วง 42 mm – 48 mmข้างต้น จะสังเกตได้ว่า ในรูปที่ 3.4 ที่รีซีม 43 mm ค่า SWR จะมีค่าที่ต่ำที่สุด ถึงแม้ว่าในรูปที่ 3.5 ค่า Total Gain ของรีซีม 43 mm จะมีค่าที่น้อยกว่า ค่า Total Gain ของรีซีม 44 mm ก็ตามแต่จากรูปที่ 3.6 ที่รีซีม 43 mm จะมีค่า Directivity ที่เข้าใกล้ศูนย์อย่างมากกว่าที่รีซีม 44 mm เพราะฉะนั้น จะเลือก ค่ารีซีม 43 mm มาพิจารณาในขั้นตอนต่อไป

เมื่อได้ทำการวิเคราะห์จนได้ค่ารีซีมของท่อนำคลื่นที่มีค่าพารามิเตอร์พื้นฐานที่ดีที่สุดแล้ว จึงนำรีซีมดังกล่าวมาทำการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์พื้นฐานต่างๆที่ละเอียดขึ้น คือ จะทำการเปลี่ยนแปลงความหนาของท่อนำคลื่นแบบวงแหวนวงกลม ซึ่งจากการสังเกตในรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่า ค่า SWR ที่ต่ำที่สุดของ รีซีมของท่อนำคลื่นนั้น จะอยู่ในช่วงความหนาตั้งแต่ 30 mm – 40 mm ฉะนั้นจึงนำช่วงความหนาดังกล่าวมาแบ่งย่อยลงไปเพื่อหาค่าพารามิเตอร์พื้นฐานต่างๆ ที่ละเอียดขึ้นดังนี้



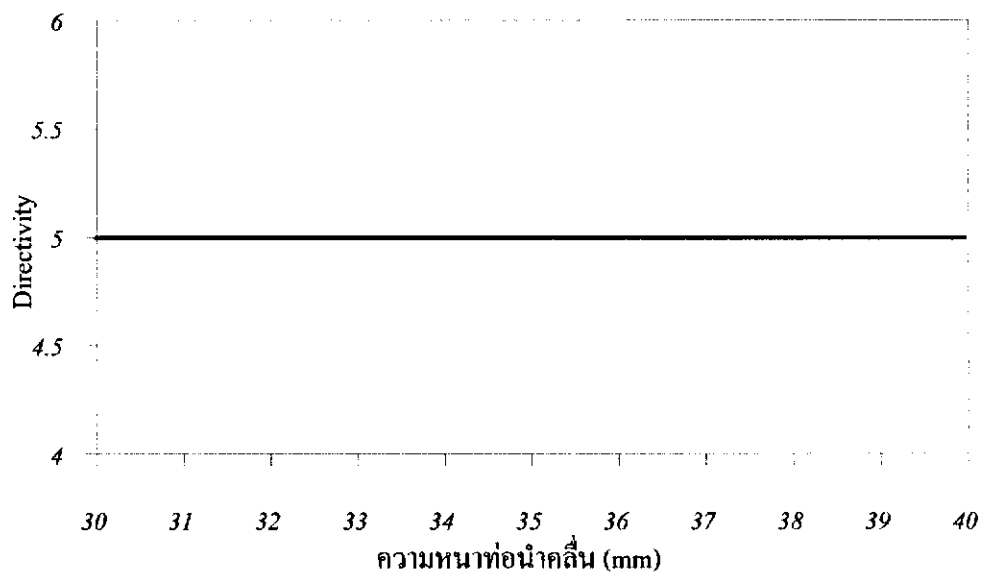
รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลม รีซีม 43 mm

จากรูปที่ 3.7 เป็นกราฟแสดงค่า SWR ของรีซีม 43 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนาดังแต่ 30 mm - 40 mm เพื่อหาค่า SWR ที่มีค่าต่ำที่สุดของแต่ละค่าความหนา



รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ของค่า Total gain (dBi) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลม  
รัศมี 43 mm

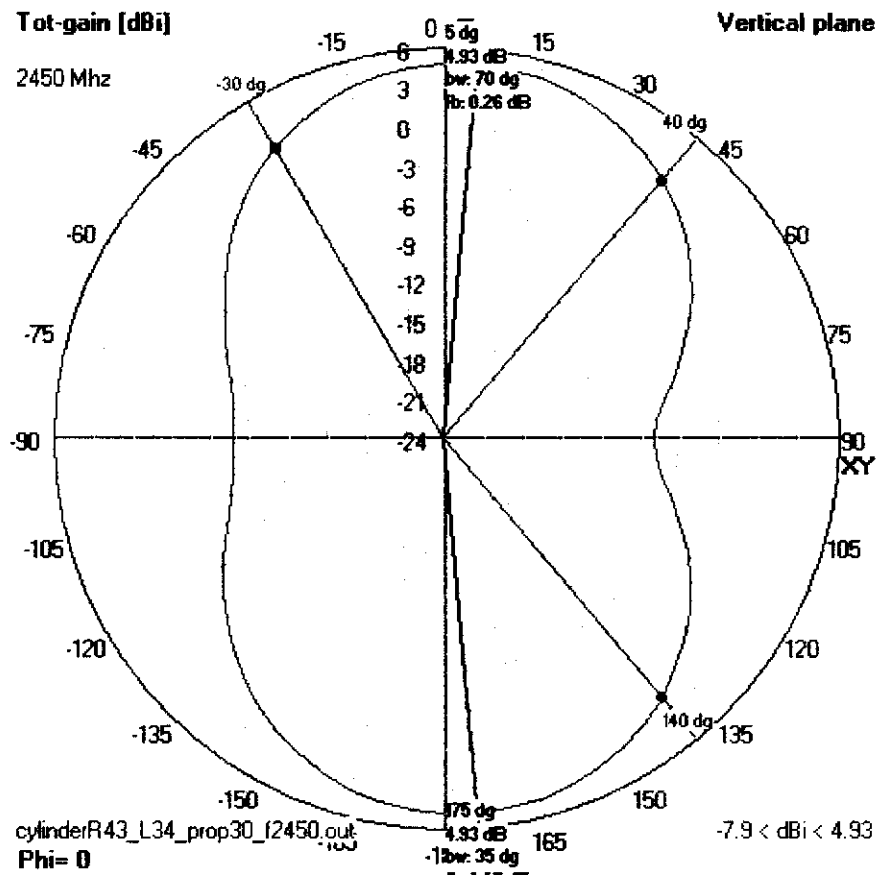
จากรูปที่ 3.8 เป็นกราฟแสดงค่า Total Gain (dBi) ของรัศมี 43 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนาตั้งแต่ 30 mm- 40 mm เพื่อหาค่า Total Gain (dBi) ที่มีค่ามากที่สุด



รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ของค่า Directivity กับความหนาของท่อนำคลื่น วงแหวนวงกลม  
รัศมี 43 mm

จากรูปที่ 3.9 เป็นกราฟแสดงค่า Directivity ของรัศมี 43 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนาตั้งแต่ 30 mm - 40 mm เพื่อหาค่า Directivity ที่มีค่าเข้าใกล้ศูนย์องศามากที่สุด

จากการวิเคราะห์ที่คาร์ซีมี 43 mm ข้างต้น ในรูปที่ 3.7 จะสังเกตได้ว่า ที่ค่าความหนา 34 mm ค่า SWR จะมีค่าที่ต่ำ เมื่อพิจารณารูปที่ 3.8 จะเห็นได้ว่าที่ค่าความหนา 34 mm จะมีค่า Total Gain ที่มากพอสมควรเมื่อเทียบกับที่คาร์ซีมี อื่น และเมื่อพิจารณา ในรูปที่ 3.9 เห็นได้ว่าค่า Directivityจะมีค่าเท่ากันตลอดทั้งช่วงความหนา เพราะฉะนั้น จึงเลือกคาร์ซีมี 43 mm และ เลือกค่าความหนา 34 mm มาสร้างเป็นสายอากาศวงแหวนวงกลมตามต้องการก็จะได้แบบรูปการแพร่คลื่นดังนี้ ซึ่งจะได้ค่า swr 1:1 และค่าอิมพีแดนซ์ =  $47.7 \Omega - j 0.12 \Omega$



รูปที่ 3.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนวงกลมรัศมี 43 mm และหนา 34 mm

### 3.2 Square waveguide [3]

$$\text{จาก } \lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{a}\right)^2}} = \frac{2}{\sqrt{\frac{1}{a^2}((m)^2 + (n)^2)}} = \frac{2a}{\sqrt{((m)^2 + (n)^2)}} \quad (3.4)$$

เมื่อทำการพิจารณาที่ Dominant mode จะได้ คือ  $TE_{1,0} = TE_{0,1}$  โดยที่ Higher mode คือ  $TE_{1,1}$  ที่ Dominant mode ที่  $TE_{1,0} = TE_{0,1}$  มี

$$\lambda_c = \frac{2a}{\sqrt{((1)^2 + (0)^2)}} = \frac{2a}{1} = 2a \quad (3.5)$$

และที่ Higher mode  $TE_{1,1}$  มี

$$\lambda_c = \frac{2a}{\sqrt{((1)^2 + (1)^2)}} = \frac{2a}{\sqrt{2}} = \sqrt{2}a \quad (3.6)$$

ดังนั้นความกว้างของ  $a$  จะอยู่ในช่วง

$$\frac{\lambda}{2} < a < \frac{\lambda}{\sqrt{2}}$$

$$0.5\lambda < a < 0.707\lambda$$

จาก ความถี่ที่ใช้งานนั้น = 2.45 GHz จะได้ค่าความยาวคลื่นของความถี่ใช้งาน

$$\lambda_c = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2.45 \times 10^9 \text{ s}^{-1}} = 0.1224 \text{ m}$$

จึงได้ค่า

$$0.5(0.1224 \text{ m}) < a < 0.707(0.1224 \text{ m})$$

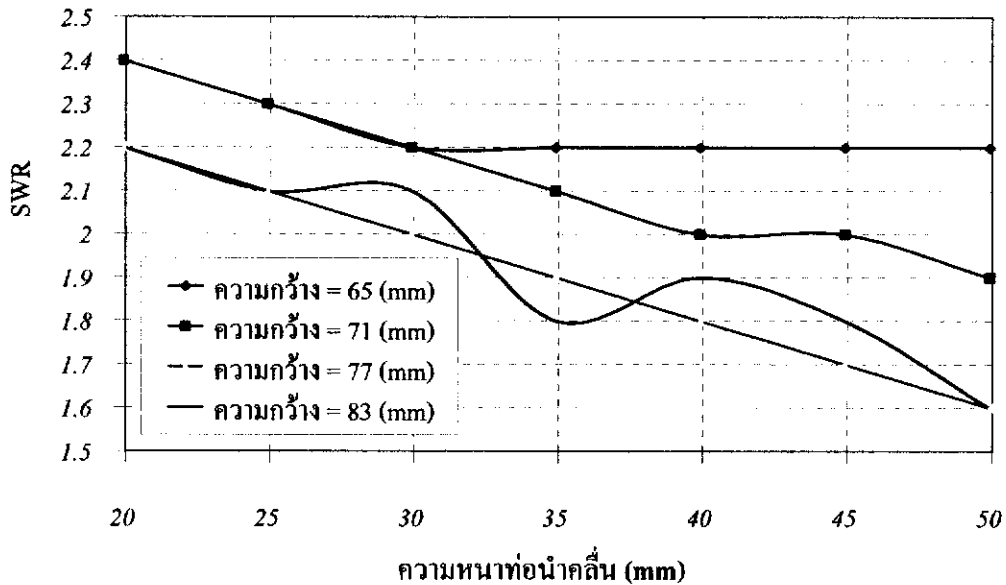
$$0.0612 \text{ m} < a < 0.0865 \text{ m}$$

$$6.12 \text{ cm} < a < 8.65 \text{ cm}$$

การพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศเพื่อนำไปใช้งานนั้น จะอาศัยค่าพารามิเตอร์ 3 ค่าด้วยกัน คือ

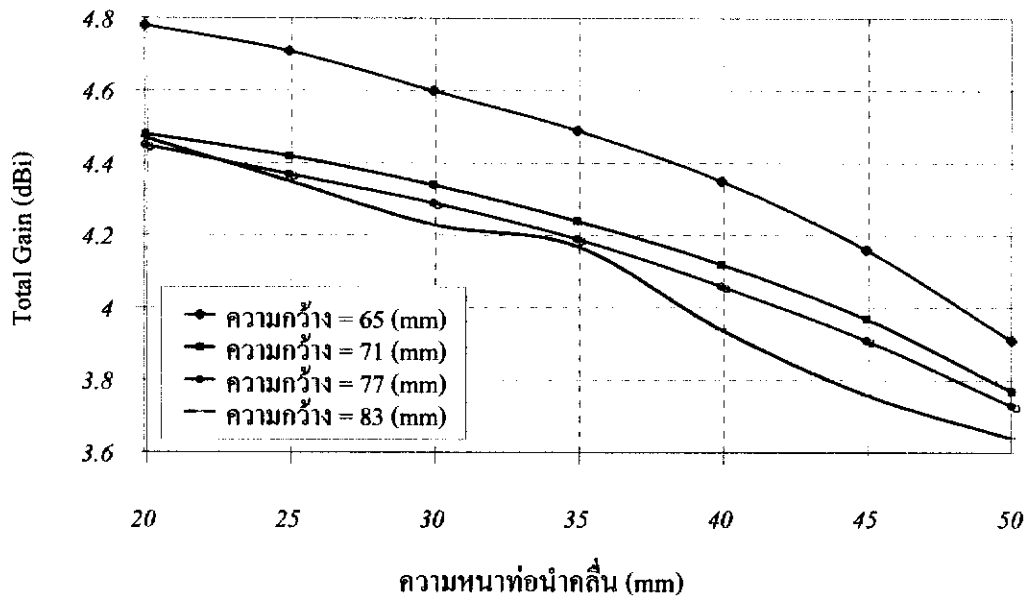
1. อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR)
2. ค่า Directivity
3. Total gain

เมื่อได้ช่วงของค่าความกว้างของท่อนำคลื่นดังกล่าวแล้วจึงได้ทำการแบ่งค่าความกว้างที่คำนวณได้ออกเป็น 4 ช่วงด้วยกันเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ และทำการเปลี่ยนแปลงความหนาของท่อนำคลื่นแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสของแต่ละคาร์ซีททั้ง 4 ตั้งแต่ 20 mm - 50 mm และทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์พื้นฐานต่างๆ โดยใช้โปรแกรม NEC2



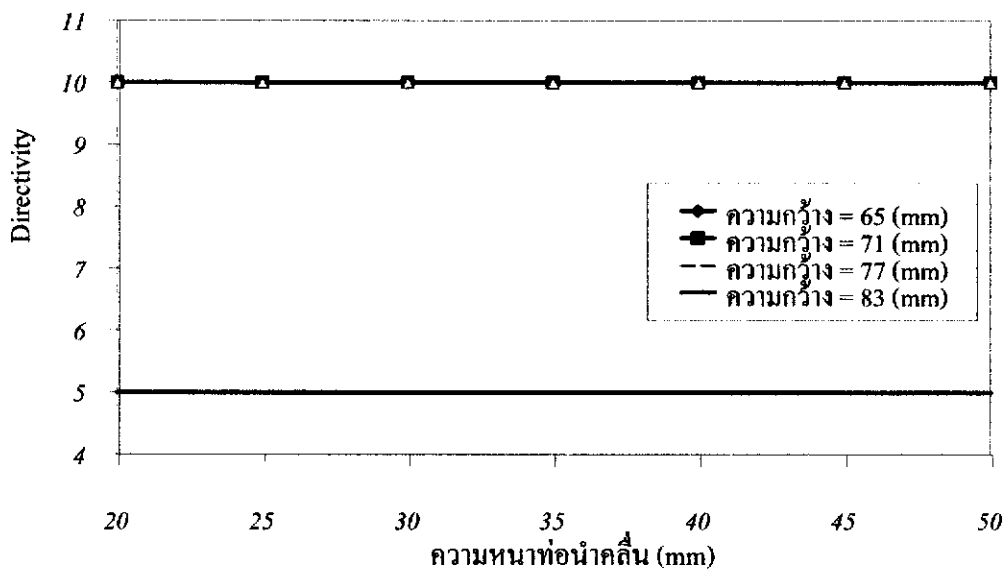
รูปที่ 3.11 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 65 mm - 83 mm

จากรูปที่ 3.11 เป็นกราฟแสดงค่า SWR ของค่าความกว้างตั้งแต่ 65 mm - 83 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนาดังแต่ 20 mm - 50 mm เพื่อหาค่า SWR ที่มีค่าต่ำที่สุดของแต่ละช่วงความกว้าง



รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์ของค่า Total gain (dBi) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส ความกว้าง 65 mm - 83 mm

จากรูปที่ 3.12 เป็นกราฟแสดงค่า Total Gain (dBi) ของความกว้างตั้งแต่ 65 mm - 83 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนาตั้งแต่ 20 mm - 50 mm เพื่อหาค่า Total Gain (dBi) ที่มีค่ามากที่สุด

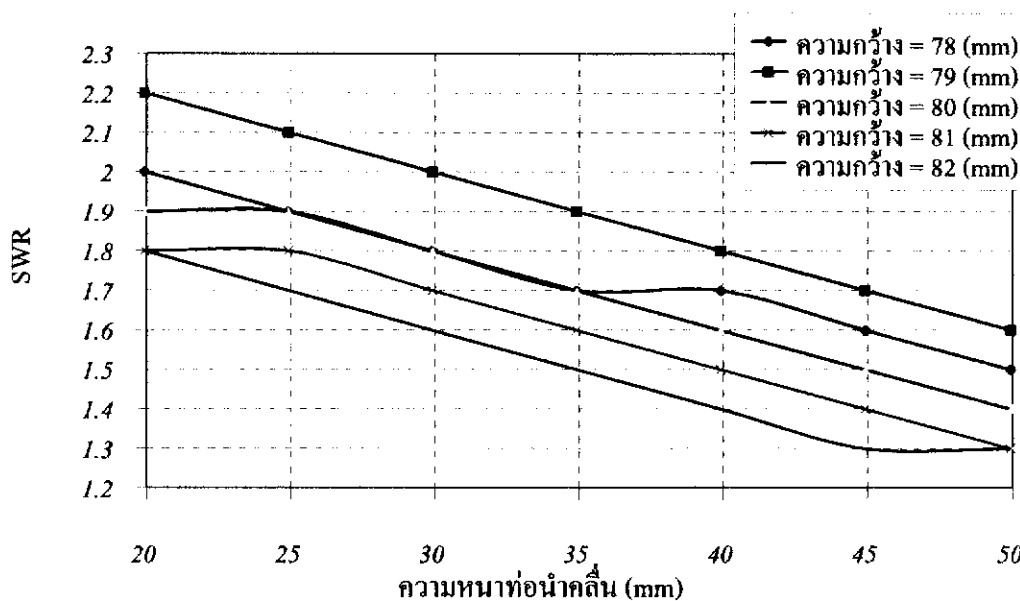


รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ของค่า Directivity กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 65 mm - 83 mm

จากรูปที่ 3.13 เป็นกราฟแสดงค่า Directivity ของค่าความกว้างตั้งแต่ 65 mm - 83 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนา ตั้งแต่ 20 mm - 50 mm เพื่อหาค่า Directivity ที่มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ข้อมากที่สุด

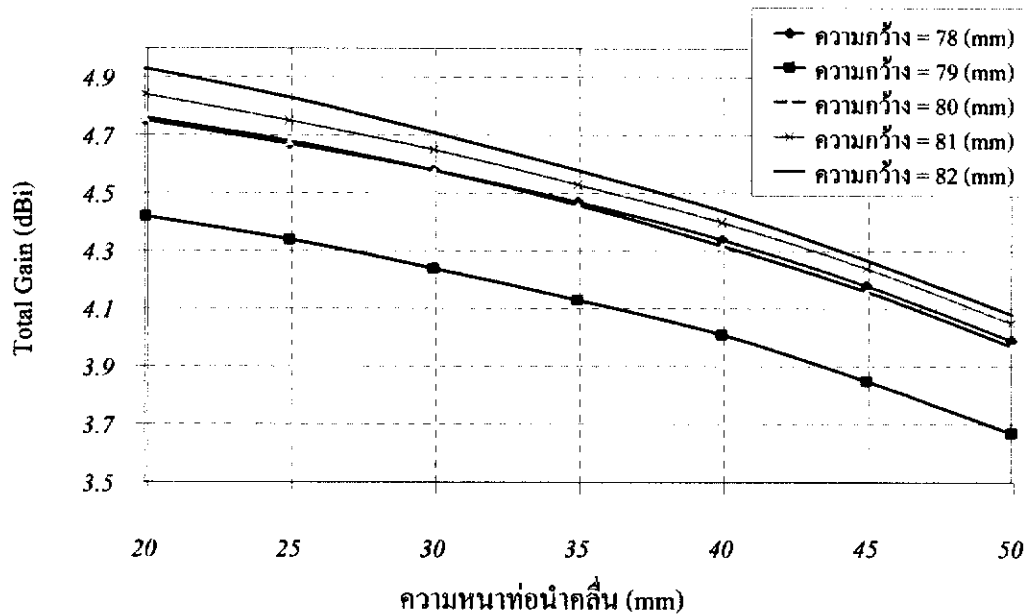
จากการวิเคราะห์ค่าความกว้างของช่วง 65 mm – 83 mm ข้างต้นจะสังเกตได้ว่า ในรูปที่ 3.10 ที่ช่วงของความกว้าง 77 mm - 83 mm ค่า SWR จะมีค่าที่ต่ำที่สุด ถึงแม้ว่าในรูปที่ 3.11 ค่า Total Gain ของช่วงความกว้าง 77 mm – 83 mm นั้น จะมีค่าน้อยกว่า ค่า Total Gain ของช่วงความกว้าง 65 mm – 71 mm ก็ตามแต่เมื่อพิจารณาในรูปที่ 3.12 จะเห็นว่าค่า Directivity ที่ช่วงความกว้าง 77 mm – 83 mm จะมีค่าที่เข้าใกล้ศูนย์ของสามมากกว่าช่วงความกว้าง 65 mm – 71 mm เพราะฉะนั้นจึงเลือกช่วงความกว้าง 77 mm – 83 mm มาพิจารณา ต่อไป

เมื่อได้ทำการวิเคราะห์หาช่วงของค่าความกว้างของท่อนำคลื่นที่มีค่าพารามิเตอร์พื้นฐานที่ดีที่สุดได้แล้ว จึงนำช่วงค่าความกว้างดังกล่าวมาแบ่งย่อยลงไปเพื่อทำการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์พื้นฐานต่างๆที่ละเอียดขึ้น คือ จะทำการแบ่งช่วงความกว้าง 77 mm – 83 mm ออกเป็น 5 ช่วงด้วยกันคือ ช่วงความกว้าง 78 mm – 82 mm และทำการเปลี่ยนแปลงความหนาของท่อนำคลื่นแบบวงแหวนวงกลมตั้งแต่ 20 mm - 50 mm ดังนี้



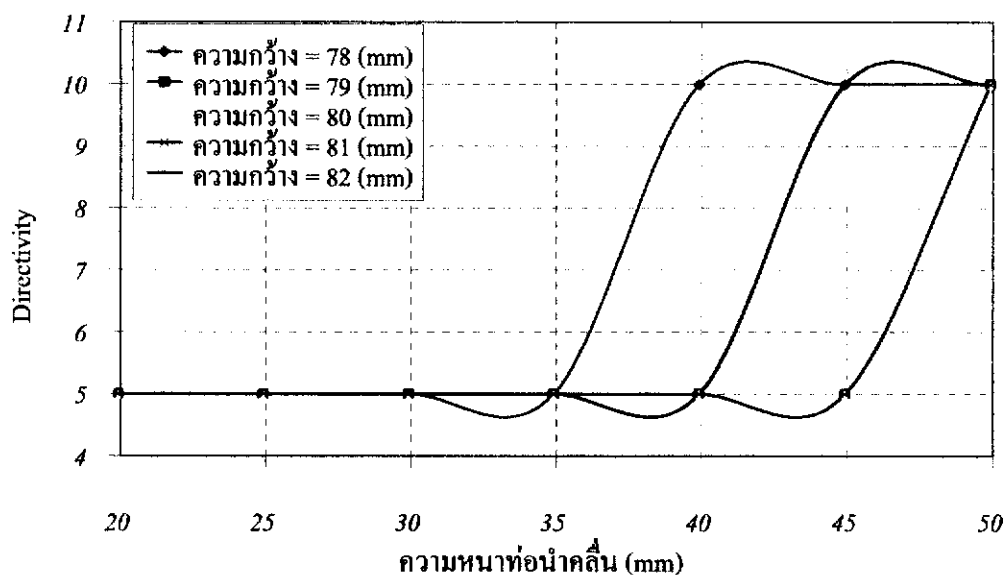
รูปที่ 3.14 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส ความกว้าง 78 mm - 82 mm

จากรูปที่ 3.14 เป็นกราฟแสดงค่า SWR ของค่าความกว้างตั้งแต่ 78 mm – 82 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนาตั้งแต่ 20 mm – 50 mm เพื่อหาค่า SWR ที่มีค่าต่ำที่สุดของแต่ละช่วงความกว้าง



รูปที่ 3.15 ความสัมพันธ์ของค่า Total gain (dBi) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส ความกว้าง 78 mm - 82 mm

จากรูปที่ 3.15 เป็นกราฟแสดงค่า Total Gain (dBi) ของความกว้างตั้งแต่ 78 mm – 82 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนาตั้งแต่ 20 mm – 50 mm เพื่อหาค่า Total Gain (dBi) ที่มีค่ามากที่สุด

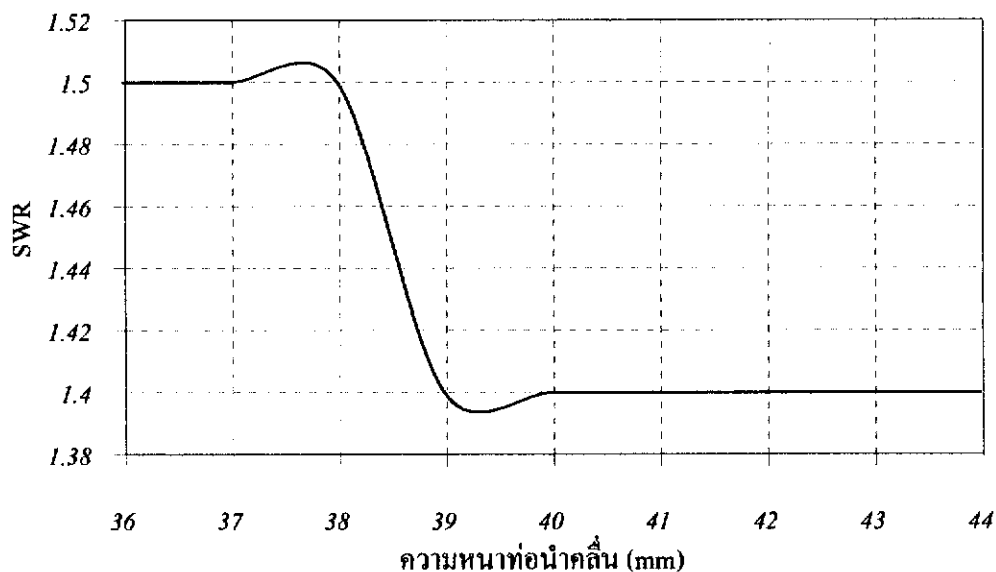


รูปที่ 3.16 ความสัมพันธ์ของค่า Directivity กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความ กว้าง 78 mm - 82 mm

จากรูปที่ 3.16 เป็นกราฟแสดงค่า Directivity ของค่าความกว้างตั้งแต่ 78 mm – 82 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงความหนา ตั้งแต่ 20 mm – 50 mm เพื่อหาค่า Directivity ที่มีค่าเข้าใกล้ศูนย์องศามากที่สุด

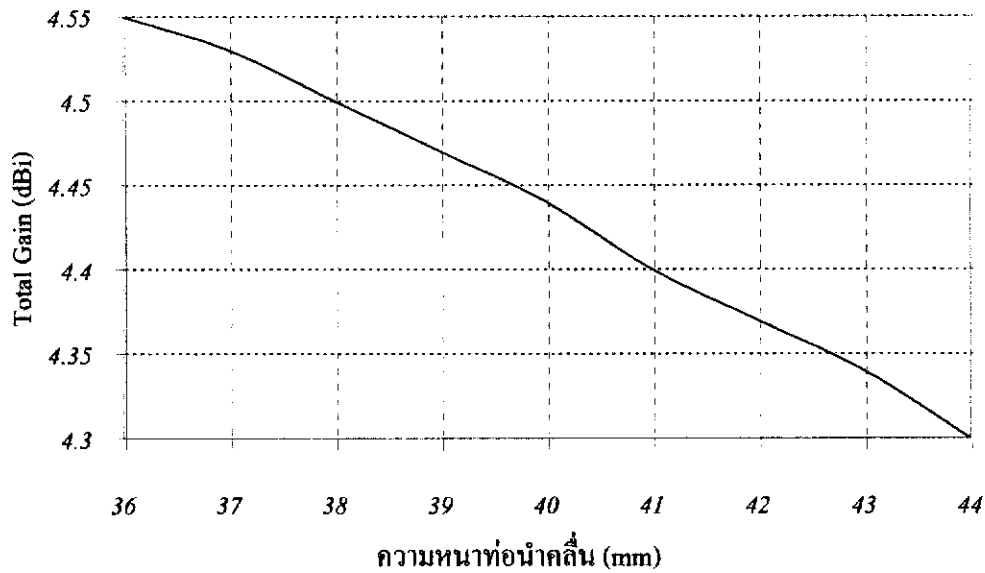
จากการวิเคราะห์ค่าความกว้างของช่วง 78 mm – 82 mm ข้างต้นจะสังเกตได้ว่า ในรูปที่ 3.13 ที่ความกว้าง 82 mm ค่า SWR จะมีค่าที่ต่ำที่สุดและ เมื่อพิจารณาในรูปที่ 3.14 จะเห็นว่า ค่า Total Gain จะมีค่าไม่มากและไม่น้อยจนเกินไป และ ในรูปที่ 3.15 ค่า Directivity ใกล้เคียงกับค่าความกว้างอื่นๆ จึงสามารถเลือกค่าความกว้าง 82 mm มาพิจารณา ในขั้นตอนต่อไป

เมื่อได้ทำการวิเคราะห์จนได้ค่าค่ากว้างของท่อนำคลื่นที่มีค่าพารามิเตอร์พื้นฐานที่ดีที่สุดแล้ว จึงนำค่าความกว้างดังกล่าวมาทำการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์พื้นฐานต่างๆที่ละเอียดขึ้น คือ จะทำการเปลี่ยนแปลงความหนาของท่อนำคลื่นแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส ซึ่งจากการสังเกตในรูปที่ 3.13 จะเห็นได้ว่า ค่า SWR ที่ต่ำที่สุดของ รัศมีของท่อนำคลื่นนั้น จะอยู่ในช่วงความหนาดังแต่ 35 mm – 45 mm เพราะฉะนั้นจึงนำช่วงความหนาดังกล่าวมาแบ่งย่อยลงไปเพื่อหาค่าพารามิเตอร์พื้นฐานต่างๆ ที่ละเอียดขึ้นดังนี้



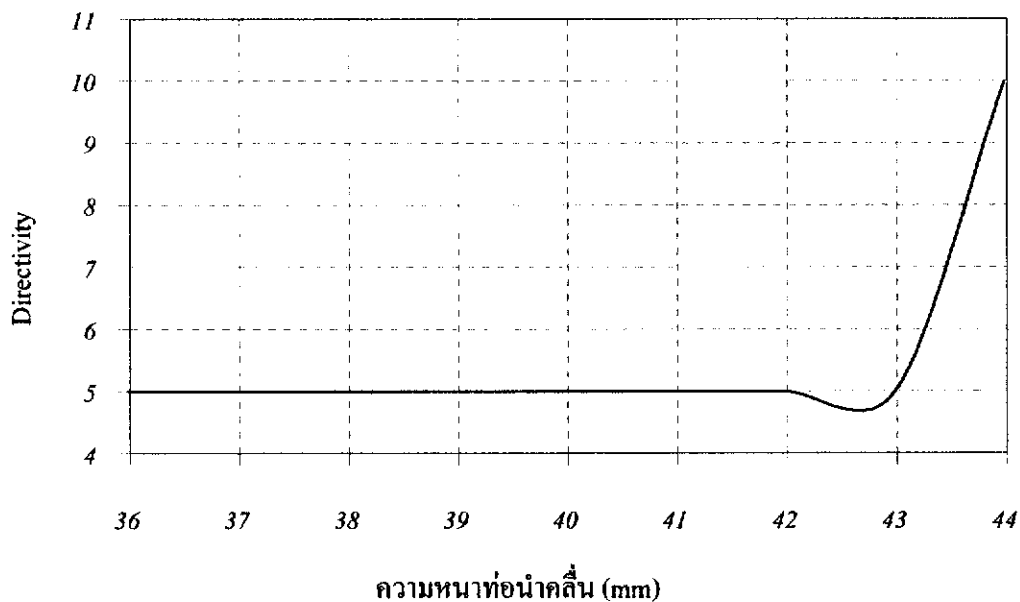
รูปที่ 3.17 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) กับความหนาของท่อนำคลื่นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 82 mm

จากรูปที่ 3.17 เป็นกราฟแสดงค่า SWR ของความกว้าง 82 mm ที่ได้มาทำการเปลี่ยนแปลงความหนาดังแต่ 36 mm - 44 mm เพื่อหาค่า SWR ที่มีค่าต่ำที่สุดของแต่ละค่าความหนา



รูปที่ 3.18 ความสัมพันธ์ของค่า Total gain (dBi) กับความหนาของท่ออากาศวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส ความกว้าง 82 mm

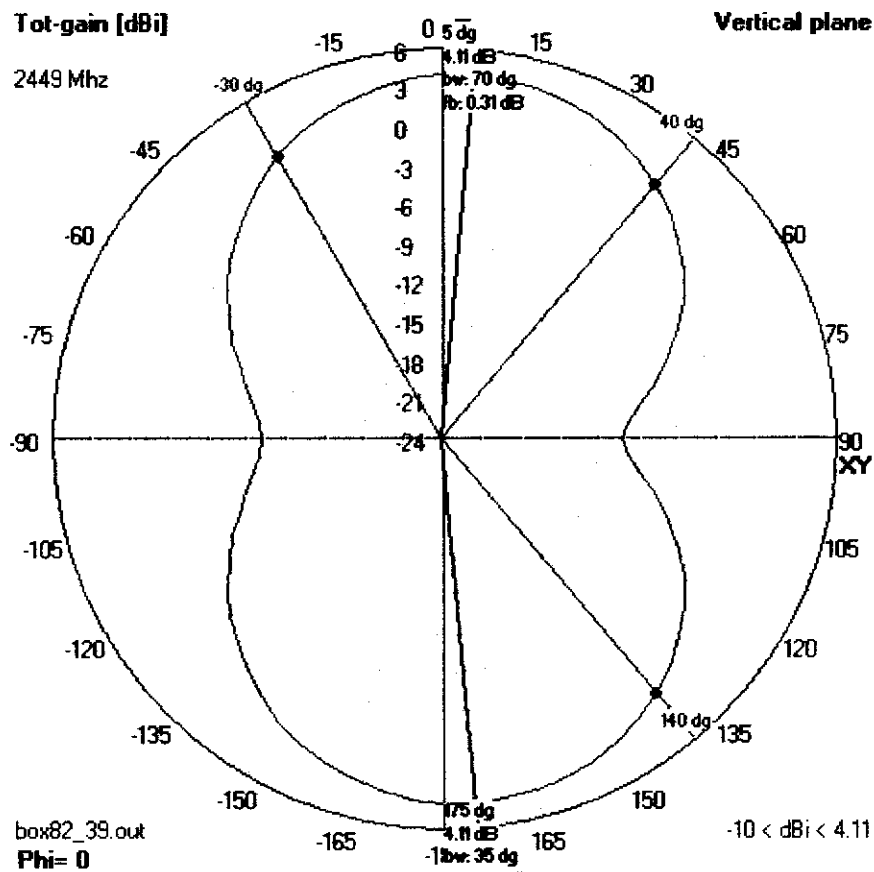
จากรูปที่ 3.18 เป็นกราฟแสดงค่า Total Gain (dBi) ของค่าความกว้าง 82 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลงค่าความหนาดังแต่ 36 mm - 44 mm เพื่อหาค่า Total Gain (dBi) ที่มีค่ามากที่สุด



รูปที่ 3.19 ความสัมพันธ์ของค่า Directivity กับความหนาของท่ออากาศ วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความ กว้าง 82 mm

จากรูปที่ 3.19 เป็นกราฟแสดงค่า Directivity ของค่าความกว้าง 82 mm ที่ได้ทำการเปลี่ยนแปลง ความหนา ตั้งแต่ 36 mm - 44 mm เพื่อหาค่า Directivity ที่มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ของมากที่สุด

จากการวิเคราะห์ค่าความกว้าง 82 mm ข้างต้น ในรูปที่ 3.16 จะสังเกตได้ว่า ที่ค่าความหนา 39 mm ค่า SWR จะมีค่าที่ต่ำที่สุด เมื่อพิจารณารูปที่ 3.17 จะเห็นได้ว่าที่ค่าความหนา 39 mm จะมีค่า Total Gain ที่ไม่มากแต่ไม่น้อยจนเกินไปเมื่อเทียบกับที่ค่าความกว้างอื่น และเมื่อพิจารณา ในรูปที่ 3.18 เห็นได้ว่าค่า Directivity จะมีค่าเกือบเท่ากันตลอดทั้งช่วงความหนา เพราะฉะนั้น จึงเลือกค่าความกว้าง 82 mm และ เลือกค่าความหนา 39 mm มาสร้างเป็นสายอากาศวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสตามต้องการก็จะได้แบบรูปการแพร่คลื่นดังนี้ ซึ่งจะได้ค่า swr 1.4:1 และค่าอิมพีแดนซ์ =  $59.2 \Omega - j 18.1 \Omega$

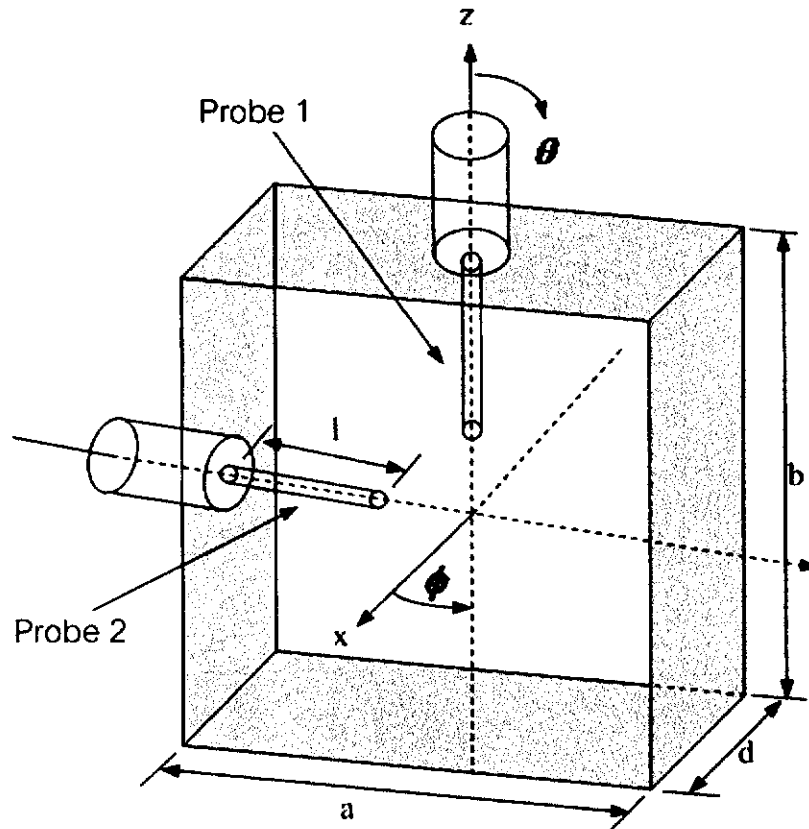


รูปที่ 3.20 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสความกว้าง 82 mm และมีความหนา 39 mm

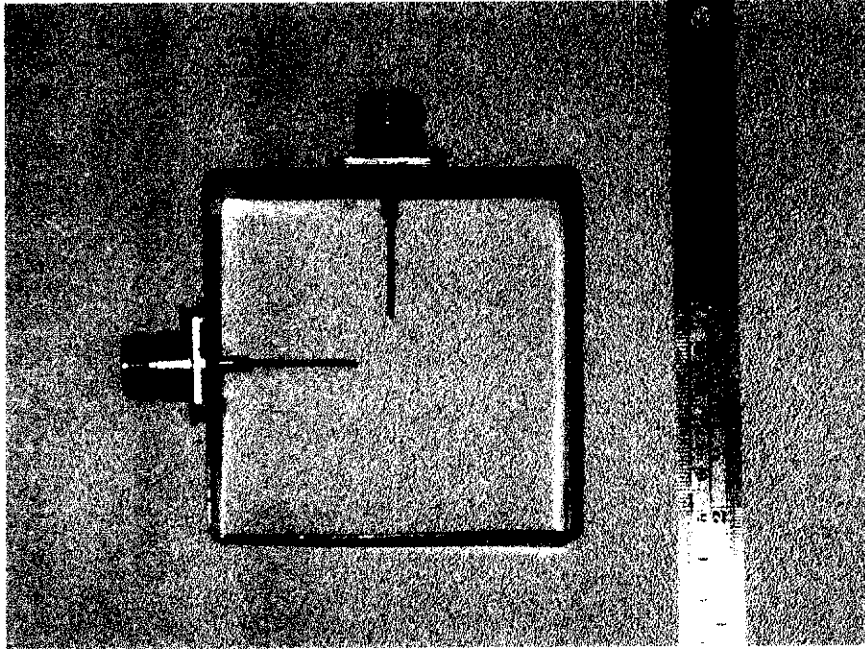
### การสร้างสายอากาศ

จากการออกแบบสายอากาศทั้งสองชนิดข้างต้น จึงนำค่าขนาดที่พิจารณาได้มาจัดสร้างเป็นท่อนำคลื่นแบบวงแหวนวงกลม และท่อนำคลื่นแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส ซึ่งจะมีโครงสร้างดังรูป

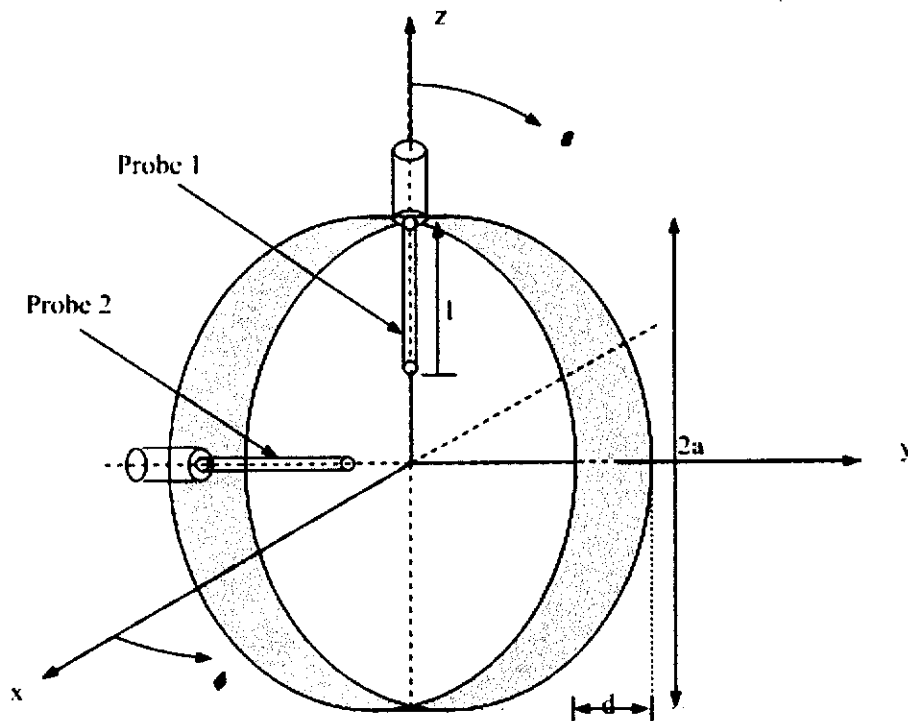
และมีโพรบตั้งฉากกัน 2 โพรบเพื่อสลับกันรับสัญญาณในทั้งสายอากาศแบบสองทิศทางชนิดวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส และสายอากาศแบบสองทิศทางชนิดวงแหวนวงกลม โดยโพรบตั้งกล่าวจะมีความยาวเท่ากับ  $\lambda/4$



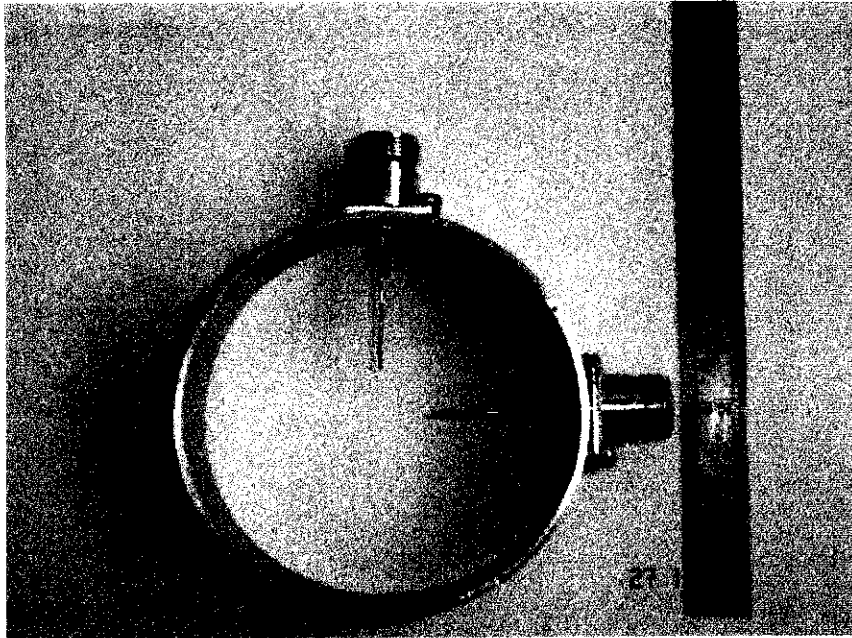
รูปที่ 3.21 โครงสร้างของสายอากาศสองทิศทางชนิดวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส  
มีค่าความกว้าง  $a = b = 82 \text{ mm}$  , และหนา  $39 \text{ mm}$



รูปที่ 3.22 สายอากาศสองทิศทางชนิดวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส  
มีค่าความกว้าง  $a = b = 82 \text{ mm}$  , และหนา  $39 \text{ mm}$



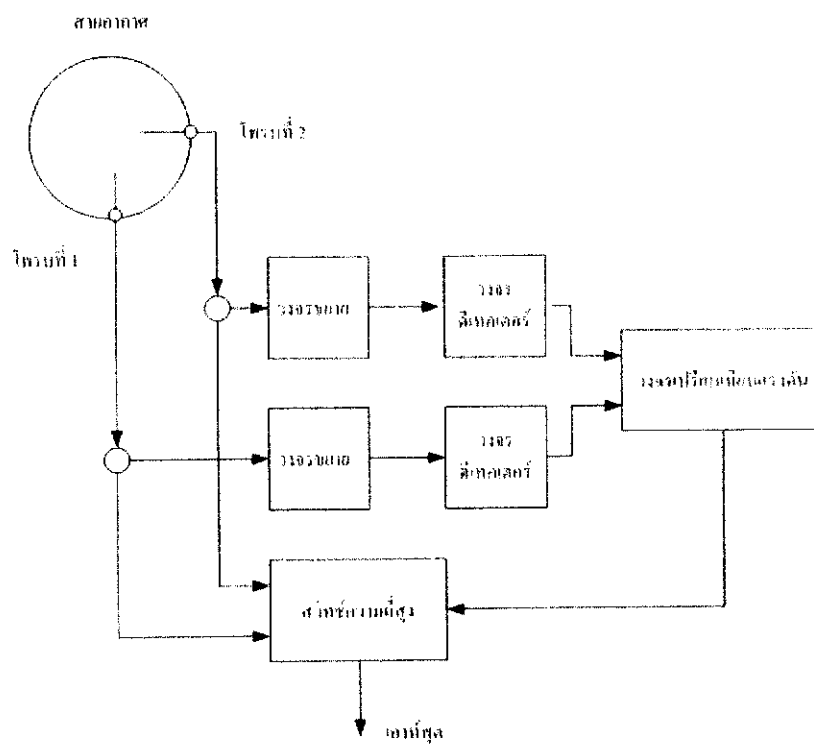
รูปที่ 3.23 โครงสร้างของสายอากาศสองทิศทางชนิดวงแหวนวงกลม  
มีค่ารัศมี  $= 43 \text{ mm}$  , และหนา  $34 \text{ mm}$



รูปที่ 3.24 โครงสร้างของสายอากาศสองทิศทางชนิดวงแหวนวงกลม  
มีค่ารัศมี = 43 mm , และหนา 34 mm

### ระบบไดเวอร์จันต์

จะใช้หลักการในการเลือกรับสัญญาณ ในแต่ละโพรบ โดยจะทำการเปรียบเทียบความแรงของสัญญาณทั้งสองโพรบซึ่งแบ่งการทำงานออกเป็นภาคซึ่งมีบล็อก การทำงานดังนี้

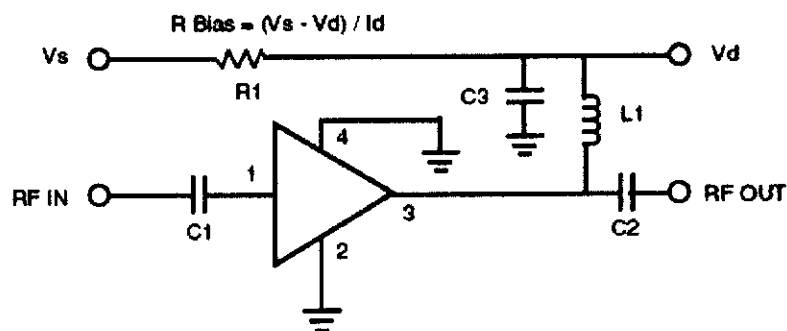


รูปที่ 3.25 บล็อกการทำงานของระบบไดเวอร์จันต์

อธิบายการทำงานของบล็อกไดอะแกรม คือ เมื่อระบบได้รับสัญญาณเข้ามาทั้งสองโพรบพร้อมๆ กันจะทำการขยายสัญญาณและคีเทคสัญญาณโดยวงจรคีเทคเตอร์ หลังจากนั้น จะนำแรงดันทั้งสองที่ได้ จากวงจรคีเทคเตอร์ ไปทำการเปรียบเทียบโดยวงจรเปรียบเทียบแรงดัน เมื่อเปรียบเทียบได้แล้วว่า โพรบ ใดมีความแรงของสัญญาณที่รับ ได้มากกว่ากัน ก็จะสั่งการให้ RF สวิตช์ เลือกโพรบนั้น

### วงจรขยายสัญญาณ

วงจรขยายสัญญาณในภาคนี้ใช้จำนวน 2 วงจรด้วยกันเนื่องจากการเปรียบเทียบความแรงของ สัญญาณทั้งสองโพรบ ซึ่งจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่รับเข้ามาก่อนที่จะไปเข้าวงจรคีเทคเตอร์เพื่อทำการ คีเทคเตอร์ต่อไป ซึ่งในวงจรขยายสัญญาณนี้ใช้ไอซีเบอร์ CGB7001-SC (-BD) สามารถค้นคว้าได้จาก ภาคผนวก

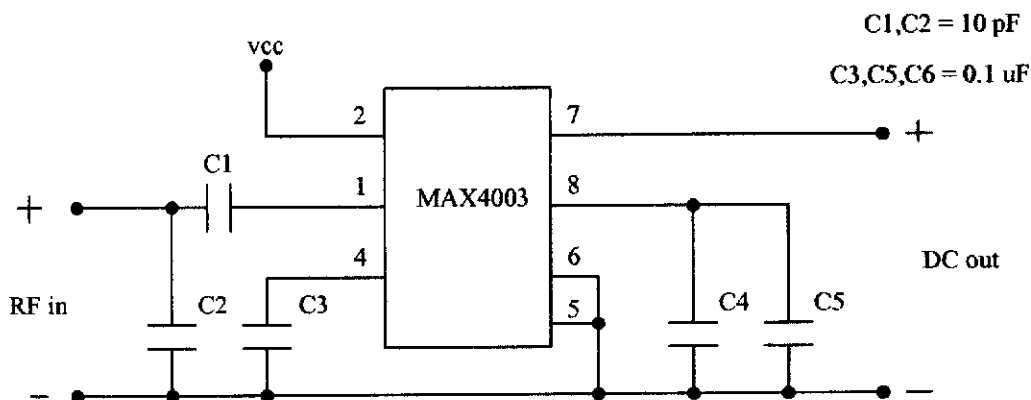


รูปที่ 3.26 วงจรการทำงานของไอซี CGB7001-SC (-BD)

### วงจรคีเทคเตอร์

สำหรับในภาคนี้จะต้องมีสองวงจรด้วยกันเพื่อเปลี่ยนคลื่นวิทยุที่รับเข้ามาทั้งสองสาขาเพื่อนำมา เปรียบเทียบกัน ซึ่งจะใช้ IC MAX4003 สำเร็จรูปในการเปลี่ยนคลื่นวิทยุให้เป็นแรงดัน ไฟฟ้า

หลังจากคลื่นความถี่ผ่าน IC ดังกล่าวมา จะได้เป็นแรงดัน ไฟฟ้า และระดับของแรงดัน ไฟฟ้านี้จะ ขึ้นอยู่กับระดับสัญญาณที่รับเข้ามา

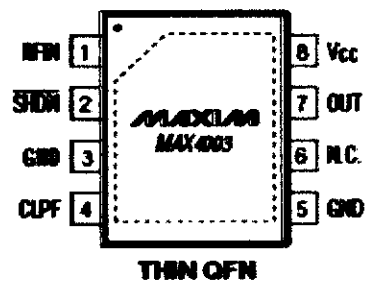


รูปที่ 3.27 วงจรการทำงานของไอซี MAX4003

ภายในตัวถังไอซีประกอบด้วยค่าต่างๆดังนี้

1. ประกอบด้วยวงจรถิเทคโนโลยีโดยสมบูรณ์แล้ว
2. มีย่านความถี่การทำงานอยู่ในช่วง 100 MHz ถึง 2500 MHz
3. สามารถทำงานได้ที่ได้รับกำลังงานอินพุตเท่ากับ -45 dBm เป็นอย่างต่ำ
4. ให้ผลการตอบสนองอย่างรวดเร็ว 70 ns สำหรับการเปลี่ยนแปลงค่า 10 dB
5. มีความต้องการกระแสในการทำงานน้อยมากเพียง 5.9 mA ที่แรงดันแหล่งจ่ายเท่ากับ 3 v.
6. จะไม่ทำงานที่ค่ากระแสเท่ากับหรือต่ำกว่า 13  $\mu$ A

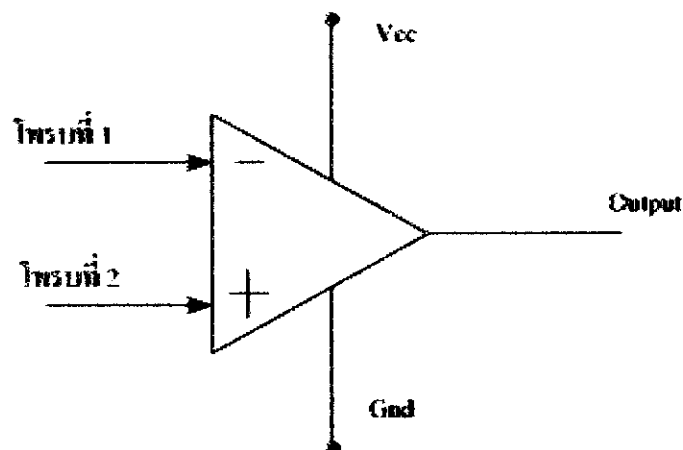
#### TOP VIEW



รูปที่ 3.28 ตัวถังของไอซี MAX4003

#### วงจรเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้า

ในส่วนนี้จะใช้วงจร op amp ในการเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากการเปลี่ยนคลื่นวิทยุเป็นแรงดันไฟฟ้า โดย IC



รูปที่ 3.29 แสดงวงจรออปแอมป์เปรียบเทียบแรงดัน

### หลักการทํางาน

เมื่อถ้ามีแรงดันป้อนเข้ามาที่ขาลบมีค่ามากกว่าที่ขาบวก จะได้ output เป็น 0 แต่ถ้าแรงดันที่ป้อนเข้ามาที่ขาบวกมีค่ามากกว่าที่ขาลบ ก็จะได้ output เป็น 1 (5 v) ซึ่งลอจิกที่ได้นี้ จะนำไปควบคุมการทำงานของ RF สวิตช์ เพื่อเลือกรับสัญญาณในสาขาที่มีความแรงกว่าอีกสาขาหนึ่ง

### วงจรเลือกรับสัญญาณ

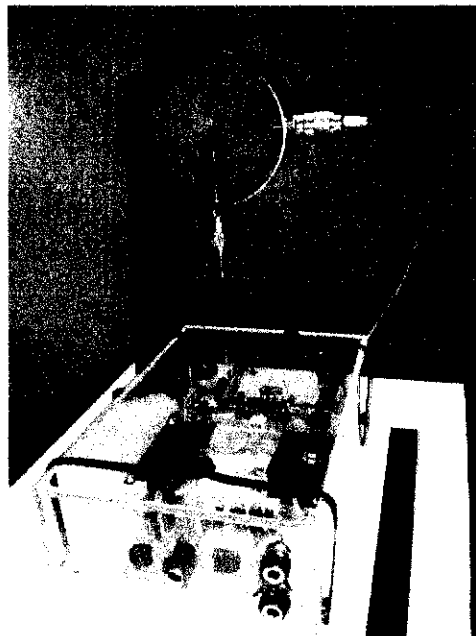
วงจรนี้ จะใช้ IC HRF-SW1000 เป็นสวิตช์ในการตัดต่อเพื่อเลือกรับสัญญาณที่มีความแรง ในแต่ละสาขาซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

### ตารางที่ 3.2 แสดงสภาวะการทํางานของ RF สวิตช์

Truth Table

Switch Control	RF Output 1	RF Output 2
0	RF INPUT	---
1	---	RF INPUT

"0" = CMOS Low, "1" = CMOS High



รูปที่ 3.30 ตัวเครื่องระบบสายอากาศโคเวอรัจี้ดี

### สรุป

ในบทที่ 3 นี้ได้กล่าวถึงโครงสร้างของสายอากาศและวิธีการออกแบบสายอากาศ ซึ่งหมายถึงการเลือกขนาดความกว้าง และความหนา สำหรับสายอากาศแบบสองทิศทางชนิดวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส และการเลือกคาร์ซีมี และความหนา สำหรับสายอากาศแบบสองทิศทางชนิดวงแหวนวงกลม โดยการใช้พารามิเตอร์ 3 อย่างในการพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศ คือ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (SWR) , Directivity (Directivity) และ Total gain เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีคุณสมบัติพื้นฐานของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด โดยสายอากาศแบบสองทิศทางชนิดวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส จะมีคุณสมบัติที่เหมาะสมที่สุดเมื่อความกว้างของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 43 มิลลิเมตร และความหนาเท่ากับ 34 มิลลิเมตร และสายอากาศแบบสองทิศทางชนิดวงแหวนวงกลมจะมีคุณสมบัติที่เหมาะสมที่สุดเมื่อรัศมีของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 82 มิลลิเมตร และความหนามีค่าเท่ากับ 39 มิลลิเมตร โดยที่ค่าความยาวโพรบที่ตั้งฉากมีค่าเท่ากับ  $\lambda/4$  ในทั้งสองกรณี และได้รู้จักกับระบบโคเวอริจี้ที่ใช้ในการเปรียบเทียบเพื่อเลือกรับสัญญาณของแต่ละสาขาของสายอากาศดังกล่าว

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

บทนี้ เป็นการทดสอบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสองทิศทางทางที่ใช้โพรบตั้งฉาก กระตุ้นวงแหวน ชนิดวงแหวนวงกลม และ วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส โดยจะทำการวัดค่าและทดสอบ คุณสมบัติของพารามิเตอร์ต่างๆ คือ VSWR

#### การวัด VSWR และ อิมพีแดนซ์ของท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลม และ วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส

VSWR ( voltage standing wave ratio ) เนื่องจากในทางปฏิบัติจริงๆนั้น สายอากาศของเราจะไม่สามารถที่จะปรับให้ค่าอิมพีแดนซ์(ค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากขั้วของสายอากาศ ) ได้เท่ากับอิมพีแดนซ์ของเครื่องรับ หรือ เครื่องส่งได้ ดังนั้นเมื่อมีกรต่อสายอากาศเข้ากับเครื่องรับหรือเครื่องส่ง ผลก็จะทำให้กำลังงานส่วนหนึ่งเกิดการสะท้อนกลับที่จุดอินพุตของสายอากาศ ดังนั้นเพื่อเป็นการบ่งบอกแก่ผู้นำสายอากาศไปใช้งานว่าสายอากาศตัวนี้หากนำไปใช้งานแล้วสามารถรับกำลังงานที่ส่งมาจากตัวส่งได้มากน้อยเพียงใดจะสามารถบอกได้ด้วยค่า VSWR

#### 4.1 อุปกรณ์การทดลอง

1. Network Analyzer
2. ท่อนำคลื่นวงแหวนวงกลม และ วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส
3. N-type 50 โอห์ม calibration Kit
4. เครื่อง Printer

#### 4.2 ลำดับขั้นตอนการวัด

1. ทำการปรับสถานะเครื่อง Network Analyzer เป็นแบบ one port (S 22)
2. กดปุ่ม START แล้วกำหนดความถี่เริ่มต้นที่ 2 GHz
3. กดปุ่ม STOP แล้วกำหนดความถี่สิ้นสุดที่ 3 GHz
4. กดปุ่ม MKR (marker)
  - 4.1 ให้ MARKER 1 อยู่ที่ความถี่เริ่มต้น (2.4 GHz)
  - 4.2 ให้ MARKER 2 อยู่ที่ความถี่ ใช้งาน (2.45 GHz)
  - 4.3 ให้ MARKER 3 อยู่ที่ความถี่สิ้นสุด (2.5 GHz)
5. กดปุ่ม CAL (calibration) เลือกที่ S 22 เป็นการทำการ calibrate เครื่องโดยจะขึ้นข้อความ OPEN , SHORT , LOAD
  6. นำตัว calibrator แบบ open มาต่อเข้ากับสายนำสัญญาณแล้วกดปุ่ม OPEN(F) แล้วทำการถอดตัว calibrator ออก
  7. นำตัว calibrator แบบ short มาต่อเข้ากับสายนำสัญญาณแล้วกดปุ่ม SHORT(F) แล้วทำการถอดตัว calibrator ออก

8. นำตัว calibrator แบบ Broadband มาต่อเข้ากับสายนำสัญญาณแล้วกดปุ่ม Broadband แล้วกด DONE LOAD สองครั้ง ทางจอแสดงตัวหนังสือ " Cor " (correction)และทำการถอดตัว LOAD ออก

9. ทำการกดปุ่ม FORMAT จะมีเมนูให้เลือก ทำการเลือกที่ Smith Chart

10. นำตัว calibrator แบบ short มาต่อเข้ากับสายนำสัญญาณอีกครั้งหนึ่งเพื่อทำการปรับสเกลอ้างอิง โดยทำการปรับที่ electrical delay เลื่อนไปที่ตำแหน่งของลูกศร ไปยังตำแหน่งขวามือสุดของ Smith Chart แล้วทำการถอดตัว calibrator ออก

11. ขั้นตอนที่ 1-10 เป็นขั้นตอน calibration เครื่อง

12. นำสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม สาขาที่ 1 มาทำการต่อเข้ากับเครื่อง Network Analyzer และทำการต่อโพลด์ที่สาขาที่ 2

13. กดปุ่ม FORMAT เครื่องจะแสดงค่า LOG MAG, SMITH CHART และ SWR

14. เลือกที่ SWR เครื่องจะแสดงค่า SWR ของท่อนำคลื่นที่วัดออกมาได้ ถ้าค่าที่วัดได้ยังไม่เข้าใกล้ 1.00 ให้ทำการปรับแต่งความยาวของโพรบ สายอากาศตัวกระดุน จนกว่าจะได้ค่า SWR ที่เข้าใกล้ 1.00 มากที่สุดที่จะสามารถทำได้ หลังจากนั้นทำการกดปุ่ม COPY ตามด้วยปุ่ม PRINT เพื่อทำการพิมพ์รูปออกมาทางเครื่อง PRINTER

15. ทำการเลือกที่ LOG MAG และ SMITH CHART แล้วทำการกดปุ่ม COPY ตามด้วยปุ่ม PRINT เพื่อทำการพิมพ์รูปออกมาทางเครื่อง PRINTER

16. นำสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม สาขาที่ 2 มาทำการต่อเข้ากับเครื่อง Network Analyzer และทำการต่อโพลด์ที่สาขาที่ 1 และทำตามขั้นตอน ที่ 12-15

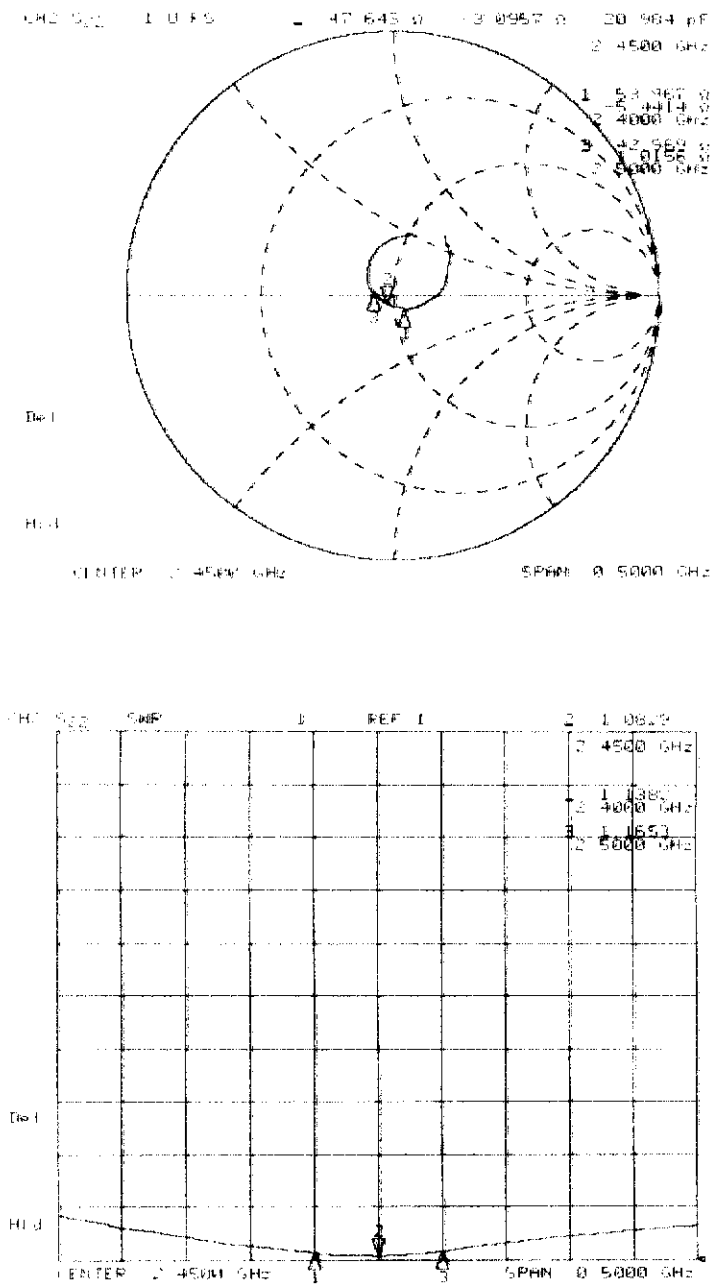
17. นำสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส สาขาที่ 1 มาทำการต่อเข้ากับเครื่อง Network Analyzer และทำการต่อโพลด์ที่สาขาที่ 2 จากนั้นทำตามขั้นตอนที่ 12-15

18. นำสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส สาขาที่ 2 มาทำการต่อเข้ากับเครื่อง Network Analyzer และทำการต่อโพลด์ที่สาขาที่ 1 จากนั้นทำตามขั้นตอนที่ 12-15

โดยทั่วไปแล้วค่า VSWR ที่จะสามารถนำมาใช้งานได้จะต้องไม่เกิน 2 : 1 แต่ถ้าเราจะนำไปใช้งานจริงๆ ต้องมีค่าไม่เกิน 1.5: 1 และค่าอิมพีแดนซ์จะต้องมีค่าใกล้เคียงกับ 50 โอห์ม ซึ่งเราอาจจะทำการปรับแต่งที่ค่าความยาวของโพรบเพื่อให้ได้ค่า VSWR และค่าอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงกับค่าที่ต้องการมากที่สุด

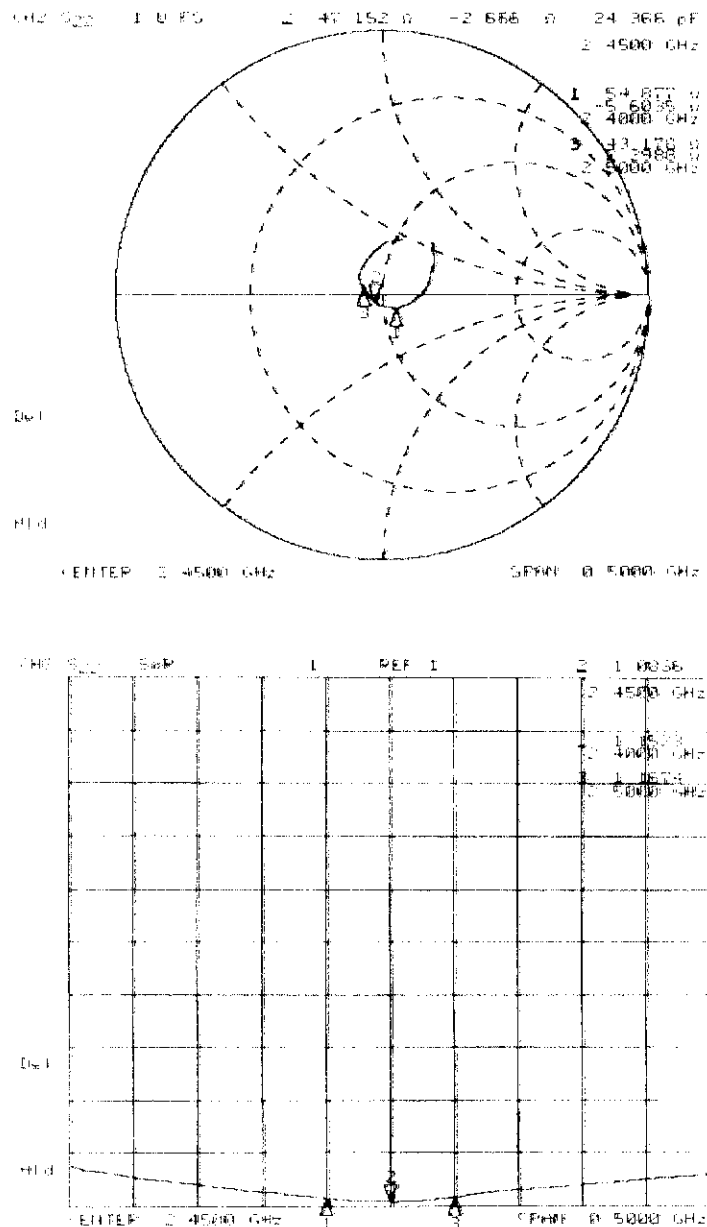
ผลการวัดค่า VSWR และค่าอิมพีแดนซ์ ของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม ได้ค่าต่างๆดังนี้

จากการทดสอบสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม สาขาที่ 1 และต่อโหลดที่สาขาที่ 2 มีความยาวของโพรบ 30 mm จะได้ค่า อิมพีแดนซ์มีค่า =  $47.643\Omega - j3.0957\Omega$  ประกอบด้วยค่าคาปาซิแตนซ์ = 20.984 pF, SWR = 1.0829 โดยค่า แสดงดังรูปที่ 4.1



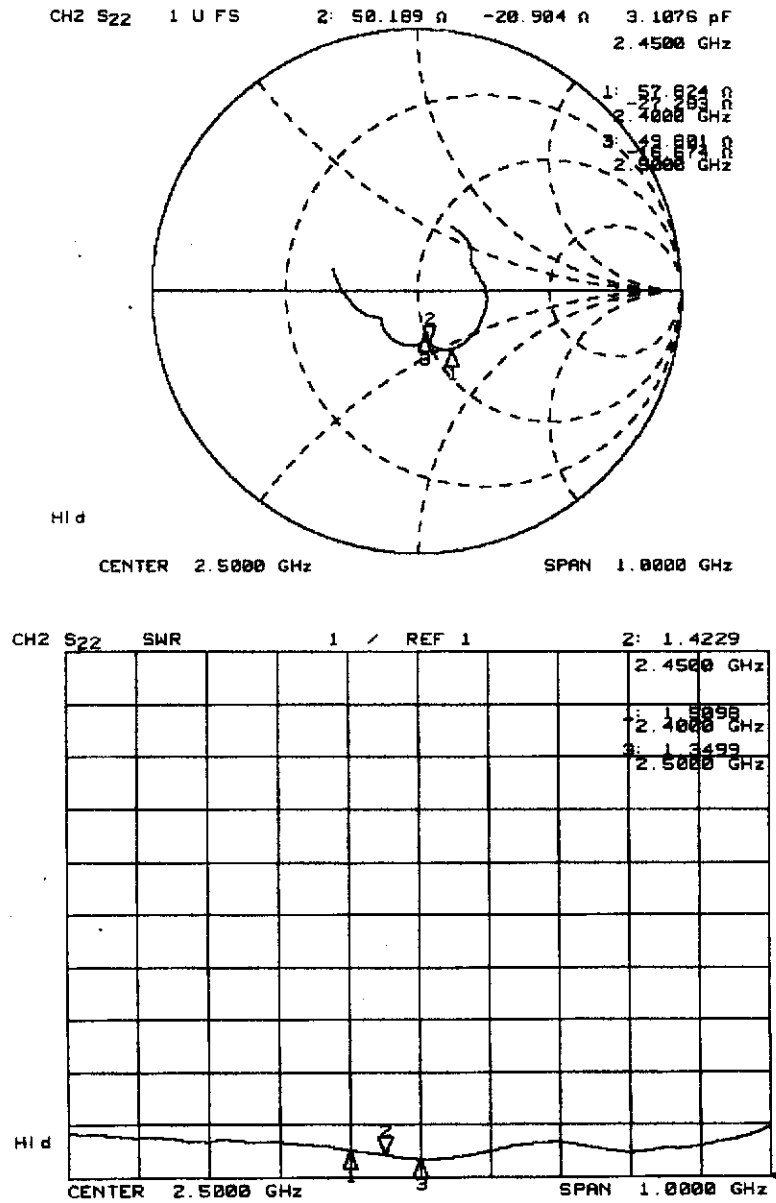
รูปที่ 4.1 ค่าอิมพีแดนซ์, SWR ของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม สาขาที่ 1 และต่อ โหลดที่สาขาที่ 2 มีความยาวของโพรบ 30 mm

จากการทดสอบสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม สาขาที่ 2 และต่อโหลดที่สาขาที่ 1 มีความยาวของโพรบ 30 mm จะได้ค่าอิมพีแดนซ์มีค่า =  $47.152 \Omega - j2.666 \Omega$  ประกอบด้วยค่าคาปาซิแตนซ์ = 24.366 pF, SWR = 1.0836 : แสดงดังรูปที่ 4.2

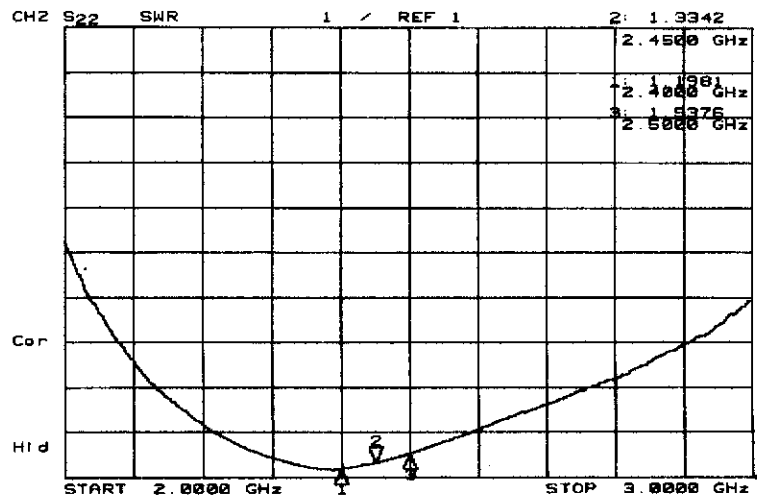
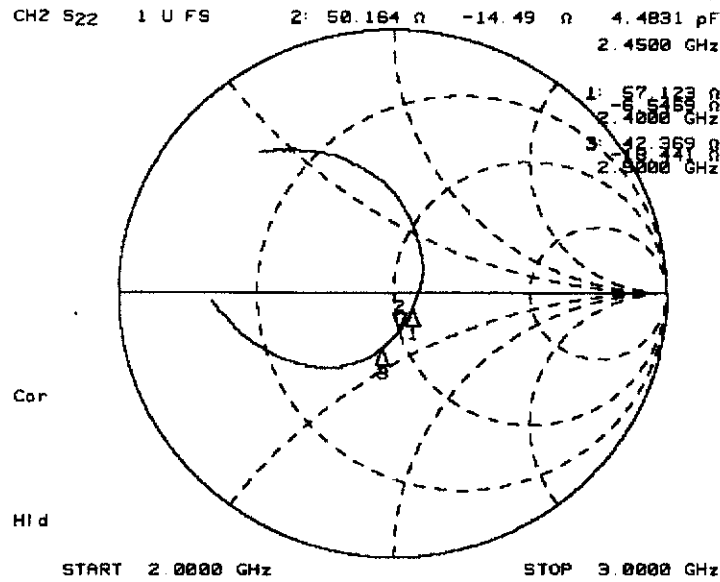


รูปที่ 4.2 ค่าอิมพีแดนซ์,SWR ของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม สาขาที่ 2 และต่อโหลดที่สาขาที่ 1 มีความยาวของโพรบ 30 mm

จากการทดสอบสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงสี่เหลี่ยม สาขาที่ 1 และต่อโหลดที่สาขาที่ 2 มีความยาวของโพรบ 32 mm จะได้ค่าอิมพีแดนซ์มีค่า =  $50.189 \Omega - j20.904 \Omega$  ประกอบด้วยค่าคาปาซิแตนซ์ = 3.1076 pF, SWR = 1.4229 : แสดงดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 ค่าอิมพีแดนซ์,SWR ของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยม  
 จัตุรัส สาขาที่ 1 และต่อโหลดที่สาขาที่ 2 มีความยาวของโพรบ 32 mm  
 จากการทดสอบสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยม สาขาที่ 2 และ  
 ต่อโหลดที่สาขาที่ 1 มีความยาวของโพรบ 32 mm จะได้ค่าอิมพีแดนซ์มีค่า =  $50.164 \Omega - j14.49 \Omega$   
 ประกอบด้วยค่าคาปาซิแตนซ์ = 4.4831 pF ,SWR = 1.3342 : แสดงดังรูปที่ 4.4

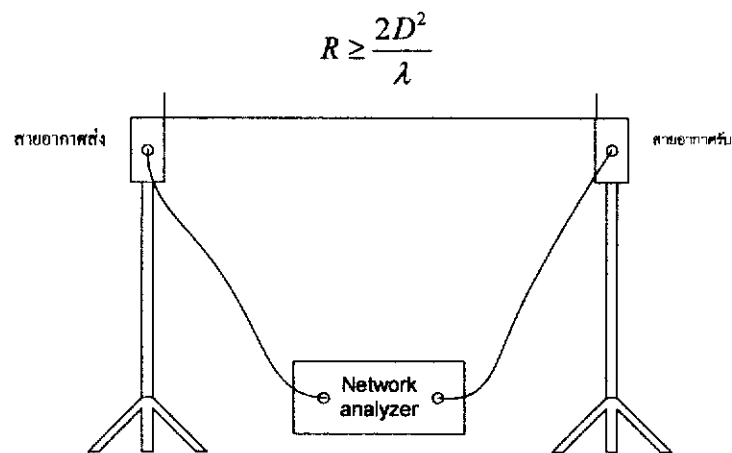


รูปที่ 4.4 ค่าอิมพีแดนซ์, SWR ของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรับตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยม  
 จัตุรัส สาขาที่ 2 และต่อโหลคที่สาขาที่ 1 มีความยาวของโพรับ 32 mm

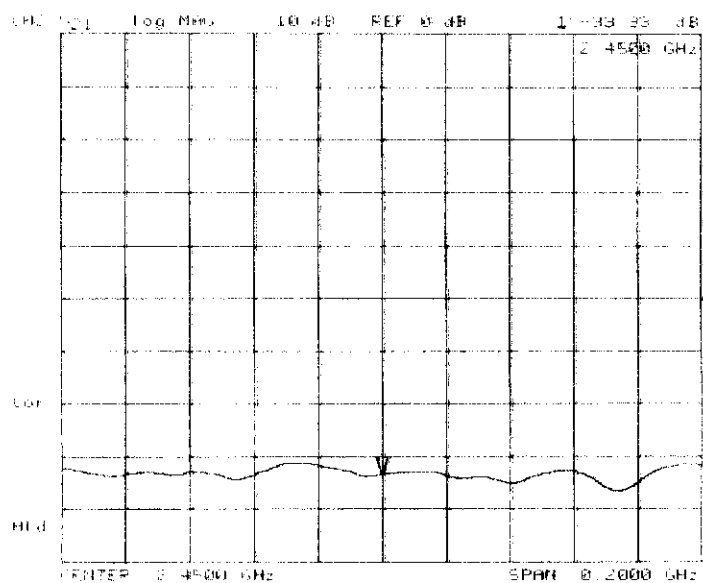
จากการทดสอบสายอากาศทั้งสองชนิดเมื่อพิจารณา ค่า พารามิเตอร์ต่างๆ จะเห็นได้ว่า  
 สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรับตั้งฉากกระดุนวงกลมมีคุณสมบัติที่ดีกว่า จึงเลือกสายอากาศ  
 ดังกล่าวมาเป็นส่วนประกอบของระบบไดเวอร์ซิตี

### การหาอัตราขยายของสายอากาศ

การหาอัตราขยายของสายอากาศ จะต้องใช้สายอากาศที่เราทราบอัตราขยายแล้วมาช่วยในการหาค่าอัตราขยายของสายอากาศ หรือ ใช้สายอากาศชนิดเดียวกันที่มีคุณลักษณะเหมือนกันทุกประการมาทำการวัดหาค่าความสูญเสียทั้งหมดแล้วคำนวณหาค่าอัตราขยาย โดยจะให้อัตราขยายของสายอากาศทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน



รูปที่ 4.5 แสดงการวัดอัตราขยายของสายอากาศด้วย Network Analyzer



รูปที่ 4.6 ค่าความสูญเสียทั้งหมดในระบบ

จากสมการส่งคลื่นของฟรีส

$$Pr = Pt + Gt + Gr - Lt - Lr - Ls \quad (4.1)$$

โดยที่  $Pr$  คือ กำลังงานด้านรับ

$Pt$  คือ กำลังงานด้านส่ง

$Gt$  คือ อัตราขยายของสายอากาศด้านส่ง

$Gr$  คือ อัตราขยายของสายอากาศด้านรับ

$Lt$  คือ ค่าการสูญเสียในสายนำสัญญาณด้านส่ง

$Lr$  คือ ค่าการสูญเสียในสายนำสัญญาณด้านรับ

$Ls$  คือ ค่าการสูญเสียในที่ว่าง (free space loss) มีค่าเท่ากับ  $10 \log \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$

โดยที่  $R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$

$\lambda$  คือ ค่าความยาวคลื่นที่ใช้ในการทดสอบ (m)

องค์ประกอบที่ใช้ในการหาอัตราการขยายของสายอากาศในทางปฏิบัติจะต้องมีปัจจัยดังต่อไปนี้

1. ต้องสร้างสายอากาศแบบเดียวกันทั้งสองตัว

1.1 มีรูปร่างที่เหมือนกัน

1.2 วัสดุที่ใช้ในการทำต้องเหมือนกัน

1.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าต้องเหมือนกัน

2. ต้องทำการวัดที่สนามระยะไกล คือ

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad \text{ในการทดลองใช้ค่าที่ 1 m.}$$

ดังนั้นการหาอัตราการขยายของสายอากาศจึงหาได้จากสมการ

$$G(dBi) = \left( \frac{Pr(dBm) - Pt(dBm) + Lt + Lr + Ls}{2} \right) \quad (4.2)$$

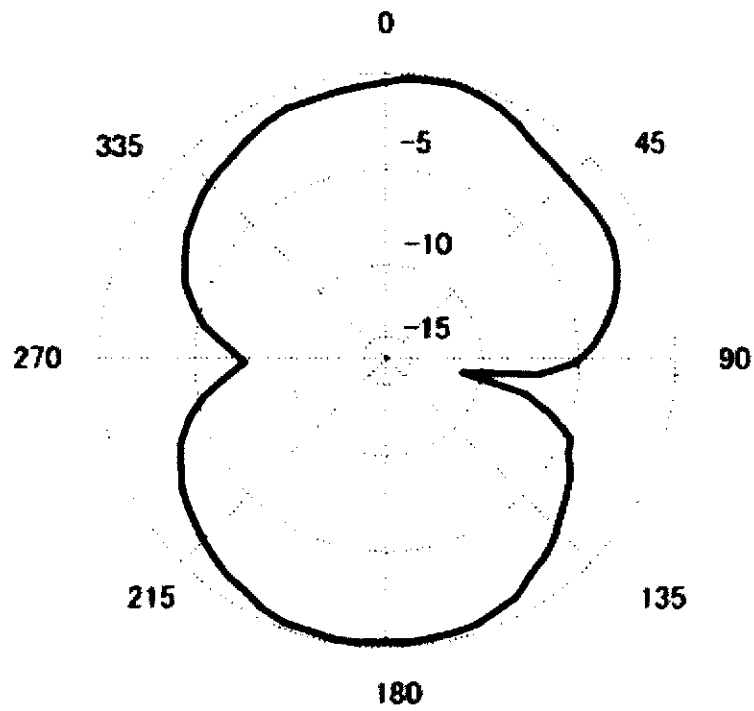
เพราะฉะนั้นจะได้อัตราการขยายของสายอากาศทางด้านรับและด้านส่งมีค่าเท่ากัน

$$Pr = Pt$$

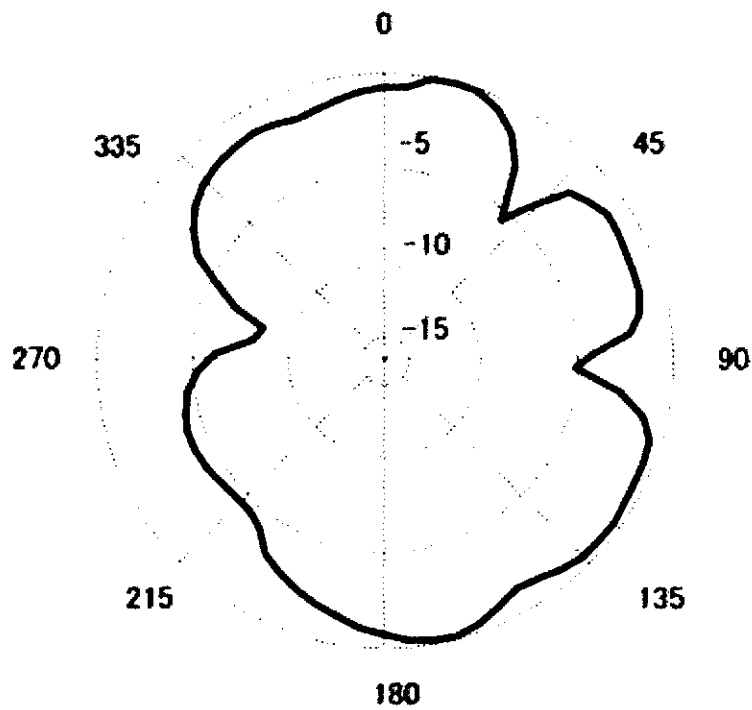
$$Ls = 10 \log \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 = 40.22516336 \text{ dB}$$

$$G(dBi) = \left( \frac{40.22516336 - 33.33}{2} \right) = 3.4475 \text{ dBi}$$

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น



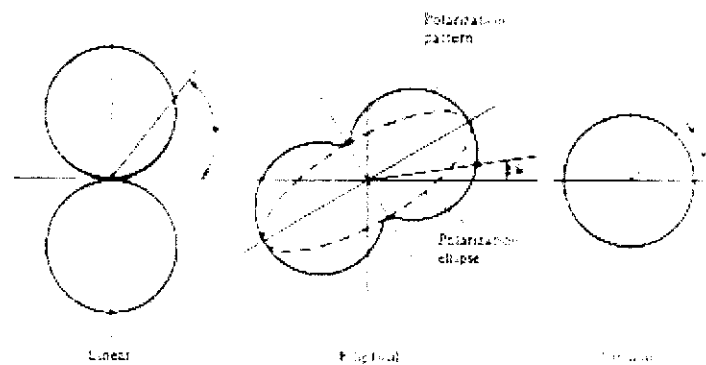
รูปที่ 4.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศกระตุ้นวงแหวนวงกลมเมื่อใช้โพรบแนวตั้ง



รูปที่ 4.8 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศกระตุ้นวงแหวนวงกลมเมื่อใช้โพรบแนวนอน

### การวัดโพลาไรเซชันของสายอากาศ

การวัดโพลาไรเซชันของคลื่นเป็นสิ่งจำเป็นในกรณีที่ต้องการส่งคลื่นที่มีการโพลาไรเซชันอย่างใดอย่างหนึ่งออกสายอากาศ แล้วทำการตรวจสอบจากการวัดว่าได้คลื่นที่มีโพลาไรเซชันตามที่ต้องการหรือไม่ นอกจากนั้นการวัดโพลาไรเซชันของคลื่นก็ทำให้รู้สภาพของคลื่นที่บริเวณที่สนใจว่ามีโพลาไรเซชันอยู่ในรูปใด วิธีการวัดโพลาไรเซชันของคลื่นนี้จะทำได้โดยใช้สายอากาศที่รับคลื่นที่มีโพลาไรเซชันแบบเส้นตรงเช่น สายอากาศแบบไดโพล และสายอากาศแบบฮอร์นรูปพีระมิด การวัดโพลาไรเซชันก็จะทำโดยนำสายอากาศดังกล่าวรับคลื่นที่เคลื่อนที่เข้ามา แล้วหมุนสายอากาศนั้นรอบตัวเองดังแสดงในรูปที่ 4.10 ขนาดของสนามไฟฟ้าที่วัดได้ที่มุมต่างๆ จะขึ้นอยู่กับโพลาไรเซชันของคลื่นนั้น รูปที่...แสดงสนามไฟฟ้าที่วัดได้ในกรณีที่โพลาไรเซชันของคลื่นที่เป็นแนววงรีที่ทำมุมกับพื้นโลก อัตราส่วนของแกนหลักของวงรี AR จะได้เป็น



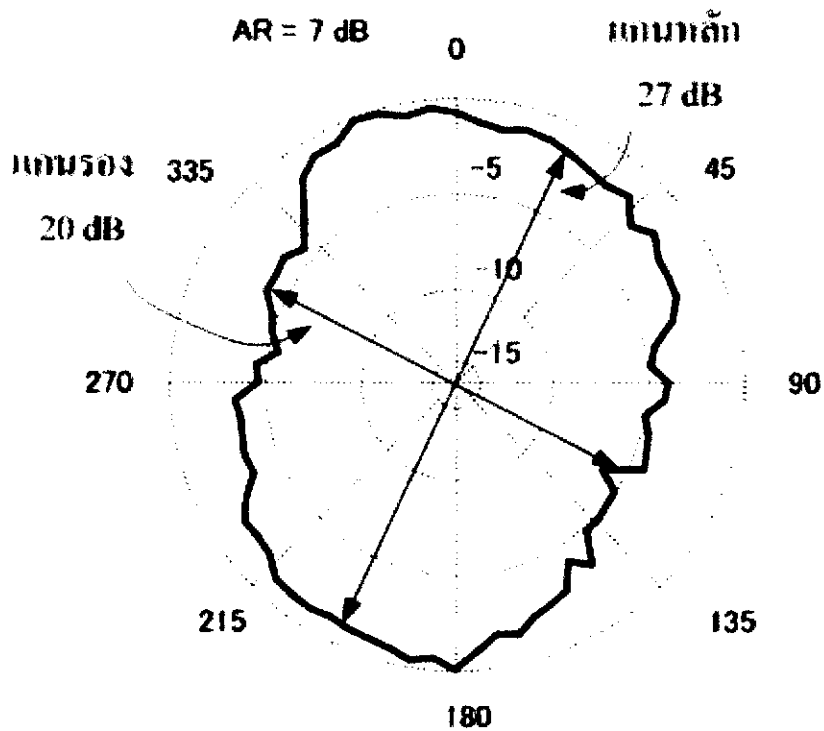
รูปที่ 4.9 โพลาไรเซชันแบบต่างๆ

ถ้าโพลาไรเซชันของคลื่นเป็นแบบวงกลม AR จะเท่ากับ 1 และถ้าโพลาไรเซชันเป็นแบบเส้นตรง AR จะเท่ากับ การวัดที่ได้ผลตามรูปที่ 4.10 นั้นเพียงแต่บอกรูปร่างของโพลาไรเซชันเท่านั้น ยังไม่ได้บอกว่าเป็นแบบหมุนซ้ายหรือหมุนขวาซึ่งจะต้องทำการวัดเฟสของคลื่นในทิศทางตั้งฉากกันด้วยจึงจะระบุออกมาได้ว่าเป็นแบบไหน การวัดทิศทางของการหมุนนี้จะทำได้โดยอาศัยหลักการที่ว่าคลื่นที่มีโพลาไรเซชันแบบใดก็ตาม จะสามารถแยกออกเป็นส่วนประกอบของคลื่นที่มีโพลาไรเซชันแบบวงกลมหมุนขวาและแบบวงกลมหมุนซ้าย ดังนั้นการวัดนั้นจะทำได้โดยใช้สายอากาศแบบโพลาไรเซชันวงกลม เช่น สายอากาศแบบครอสดีไดโพล แบบเฮลิคัล โดยใช้แบบที่รับคลื่นวงกลมหมุนขวา และรับคลื่นวงกลมหมุนซ้ายมาวัดทั้งคู่ แล้วพิจารณาจากค่าสนามไฟฟ้าที่วัดได้ ถ้าให้และเป็นขนาดของสนามไฟฟ้าที่วัดได้สำหรับหมุนขวาและแบบหมุนซ้ายตามลำดับ อัตราส่วนของแกนหลักของวงรี AR จะคำนวณได้ดังนี้

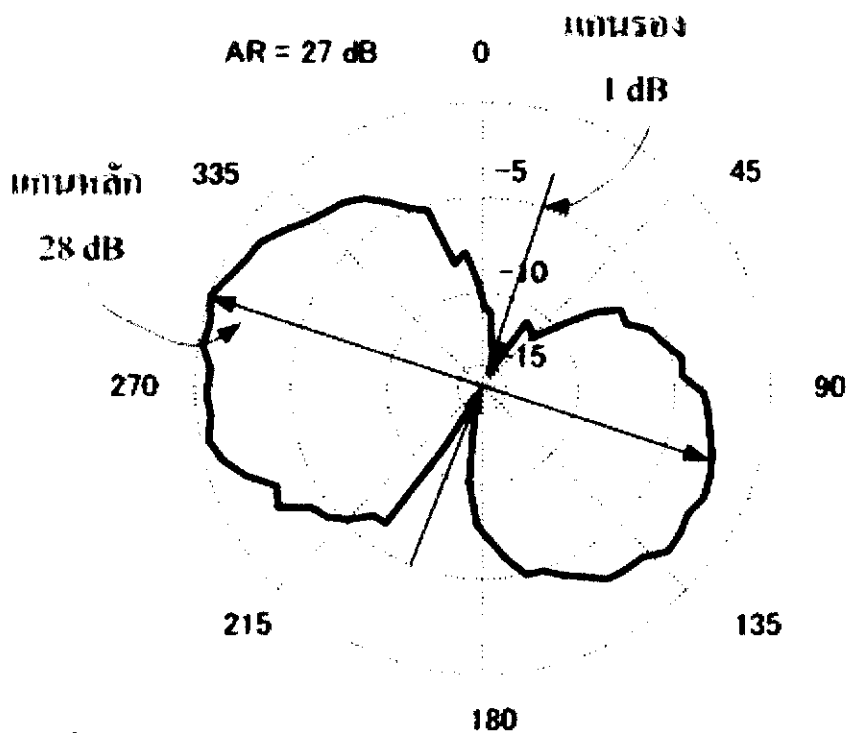
$$AR = \left| \frac{E_{\max}}{E_{\min}} \right| \quad (4.3)$$

ถ้า ใหญ่กว่าคือค่า AR เป็นบวกคลื่นนั้นจะเป็นแบบหมุนขวา และถ้า เล็กกว่าคลื่นนั้นจะเป็นแบบหมุนซ้าย ในกรณีพิเศษที่คลื่นนั้นมีโพลาไรเซชันแบบวงกลมก็จะมีเฉพาะหรือเท่านั้นและ AR จะมีค่าเป็น 1

สำหรับกรณีที่เป็นโพลาริเซชันแบบเส้นตรง ดังนั้น AR จะเป็น และคลื่นนั้นไม่มีการหมุน จะมีแค่การแกว่งในแนวเส้นตรงเท่านั้น รูปที่ 11 แสดงการแยกส่วนประกอบของการโพลาริเซชันแบบวงกลมหมุนขวาและหมุนซ้ายในคลื่นที่มีโพลาริเซชันแบบต่างๆ



รูปที่ 4.10 ผลการทดสอบโพลาริเซชันของสายอากาศวงกลมโดยใช้โพรบที่ 1



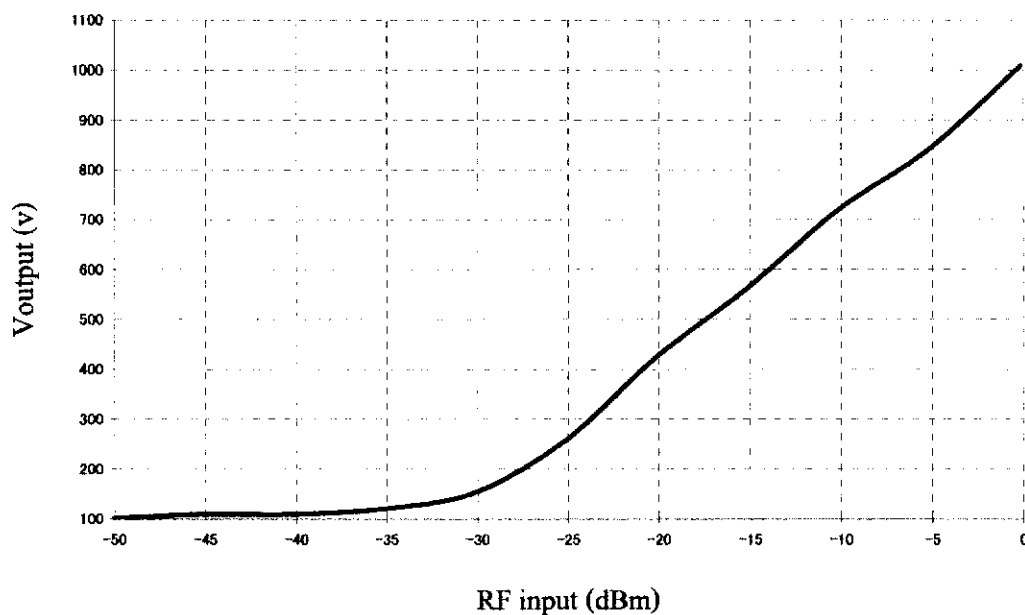
รูปที่ 4.11 ผลการทดสอบโพลาริเซชันของสายอากาศวงกลมโดยใช้โพรบที่ 2

จากการพิจารณาที่รูปการ โพลาริเซชันของทั้ง 2 กรณีแล้ว ในกรณีที่ 1 นั้นจะมีการโพลาไรเซชันที่มีค่าไม่แตกต่างกันมากระหว่างค่ากำลังงานสูงสุดและค่ากำลังงานต่ำสุดมีค่าไม่มากนักจึงสามารถจัดให้อยู่ในแบบรูปของการ โพลาริเซชันแบบวงรี และในส่วนของรูปที่ 2 จะมีผลต่างระหว่างความแรงสูงสุดทางแกนหลักกับกำลังงานทางแกนรองอยู่มากจึงสามารถจัดให้อยู่ในการ โพลาริเซชันแบบเส้นตรง

หลังจากที่ได้ทำการทดสอบสายอากาศ แล้ว ต่อไปจะเป็นการทดสอบในส่วนของระบบไดเวอร์ซิติ์ทั้ง 4 ภาค คือ

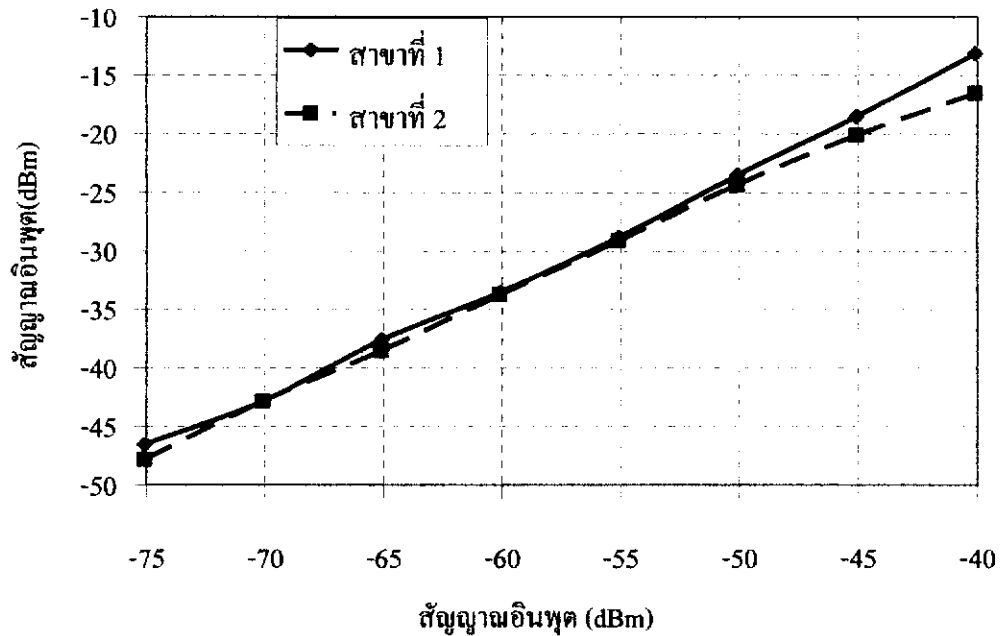
1. ภาคดีเทคสัญญาณให้เป็น แรงดัน คือ จะทำการ ป้อนสัญญาณความถี่ 2.45 GHz ให้กับวงจร โดย จะทำการเปลี่ยนแปลงแอมป์ริจูด เพื่อหาค่าสูงสุดและต่ำสุดที่ IC จะสามารถทำงานได้ ดังรูปที่ 4.12

จากการทดสอบไอซีสามารถทำงานได้ที่กำลังงานอินพุตเท่ากับ -45 dBm แต่เนื่องจากการสูญเสียภายในสายส่ง ทำให้มีการทำงานที่ประมาณ -35 dBm ส่งผลให้ค่าความไวในการตรวจจับค่ากำลังงานอินพุตมีจำกัดดังแสดงในรูปที่ 4.12



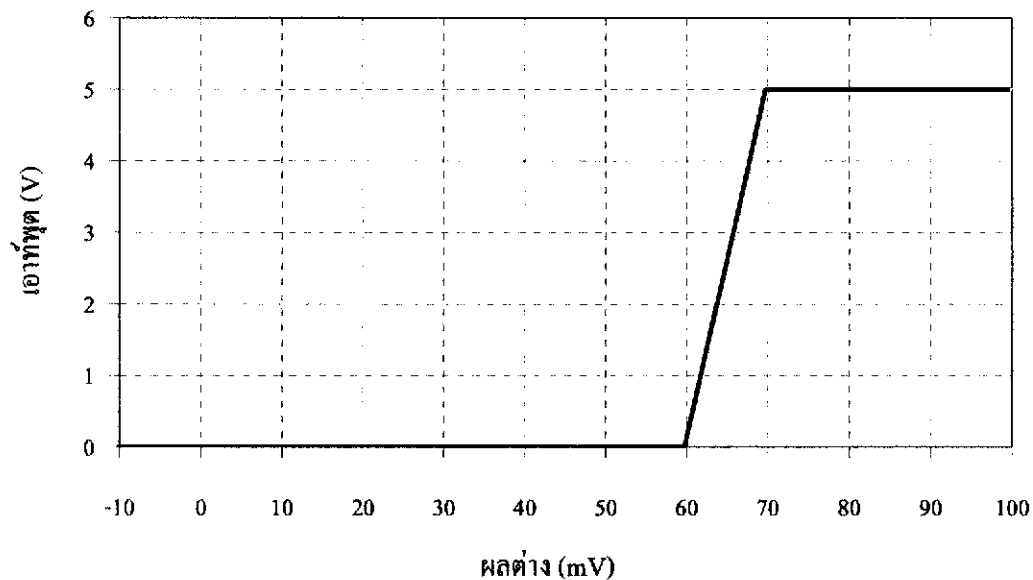
รูปที่ 4.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง RF input กับ แรงดัน output

2. ภาคขยายสัญญาณที่ความถี่ 2.45 GHz จะเป็นวงจรที่ทำให้ความไวของวงจรดีเทคเตอร์ดีขึ้นคือ จะทำการป้อนสัญญาณความถี่ 2.45 GHz ในสาขาที่ 1 และ ใช้โหลด 50 โอห์ม ต่อที่สาขาที่ 2 ทำการวัดสัญญาณด้านเอาต์พุต โดยใช้สเปคตรัมแล้วบันทึกค่าที่วัดได้ ในการวัดสาขาที่ 2 ก็ทำเช่นเดียวกับสาขาที่ 1 ซึ่งมีผลการทดลองดังนี้



รูปที่ 4.13 แสดงการเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่าง RF input และ RF output

3. ภาคเปรียบเทียบแรงดัน โดยจะทำการป้อนแรงดันให้กับวงจร และเปลี่ยนแปลงความต่างของแรงระหว่าง ขาววอกและขาวบ เพื่อ หาค่าความสามารถในการเปรียบเทียบแรงดันของทั้งสองสาขาค้างนี้



รูปที่ 4.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน output กับ ผลต่างของแรงดัน input

จากกราฟได้ค่าความแตกต่างที่สวิทช์ความถี่สูงจะทำการตัดต่อคือค่าความแตกต่างเท่ากับ 70 มิลลิโวลต์

4. ภาคสวิตช์เลือกรับสัญญาณ จะทำการทดสอบว่าสวิตช์สามารถทำงานได้หรือไม่ หลังจาก ที่วงจรเปรียบเทียบแรงดัน ทำการเปรียบเทียบแล้ว โดยจะป้อนสัญญาณความถี่ 2.45 GHz เข้าที่ขา อินพุต แล้ว ใช้สเปคตรัม วัดที่ขาเอาต์พุตแล้วทำการป้อน ลอจิกเข้าที่ขาคอนโทรล แล้วดูสเปคตรัมว่า ได้รับ สัญญาณ หรือ ไม่

หลังจากนั้นทำการทดสอบทั้ง 4 ภาคพร้อมกันเพื่อดูการทำงานของระบบโดย นำวงจรของแต่ละ ภาคมาประกอบกัน แล้ว ป้อนสัญญาณความถี่ 2.45 GHz เข้าที่สาขาใดสาขาหนึ่ง ของวงจรขยายสัญญาณ แล้วใช้โหลด 50 โอห์ม ต่อไว้ที่ วงจรขยายสัญญาณอีกสาขาหนึ่ง แล้ว ใช้สเปคตรัมวัดที่ขา เอาต์พุต ว่า สวิตช์ RF ทำงานหรือ ไม่เนื่องจากตัวสวิตช์จะทำงานสลับสาขาที่ต่อเมื่อมีลอจิก 1 เข้ามาเท่านั้น

### การทดสอบระบบสายอากาศไดเวอร์ซิติ

#### เครื่องมือและอุปกรณ์

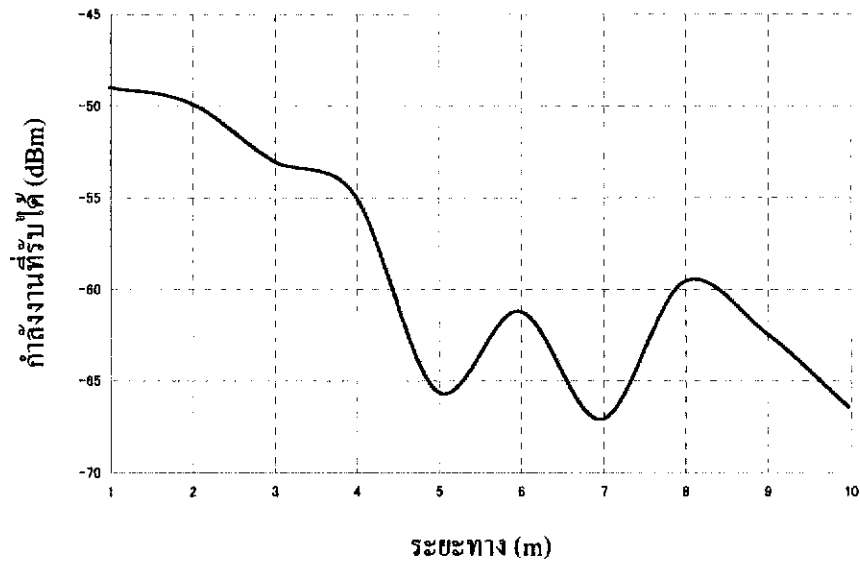
1. เครื่องกำเนิดความถี่สูง
2. เครื่องวิเคราะห์สเปคตรัม

#### ขั้นตอนการทดลอง

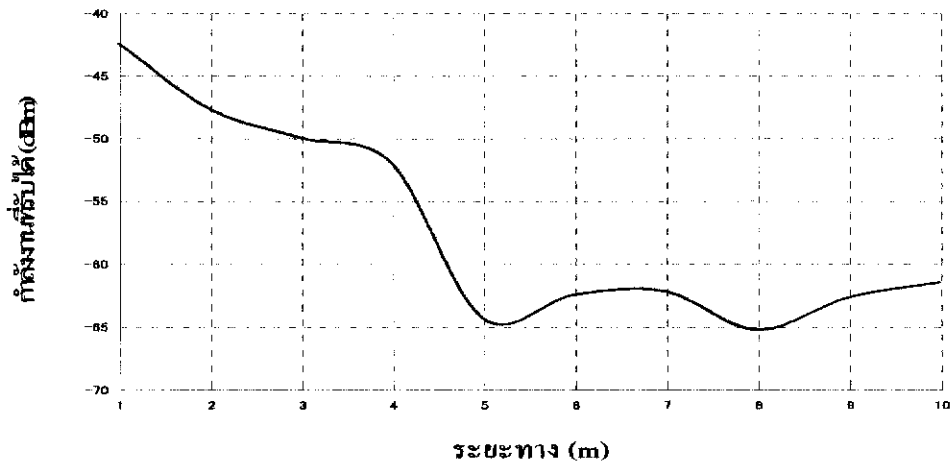
1. ทำการป้อนความถี่เข้ากับสายอากาศส่งชนิด โมโนโพลในแนวตั้ง
2. ต่อเครื่องวัดสเปคตรัมเข้ากับระบบไดเวอร์ซิติ
3. ทำการส่งคลื่นวิทยุ ที่ 0 dBm ความถี่ 2.45 GHz
4. ก่อขยายเปลี่ยนระยะการรับสัญญาณของระบบไดเวอร์ซิติให้ห่างออกไปเรื่อยๆ
5. ทำการป้อนความถี่เข้ากับสายอากาศส่งชนิด โมโนโพลในแนวนอน
6. ทำตามขั้นตอนที่ 2-4

การทดสอบการรับและส่งของสายอากาศโมโนโพล จะทำการทดลองเหมือนกับการทดสอบสายอากาศ ระบบไดเวอร์ซิติ แต่ในการทดสอบนี้จะไม่ต่อผ่านระบบไดเวอร์ซิติ และเมื่อทดสอบเสร็จแล้วจะทำการ เปรียบเทียบของทั้งสองแบบ

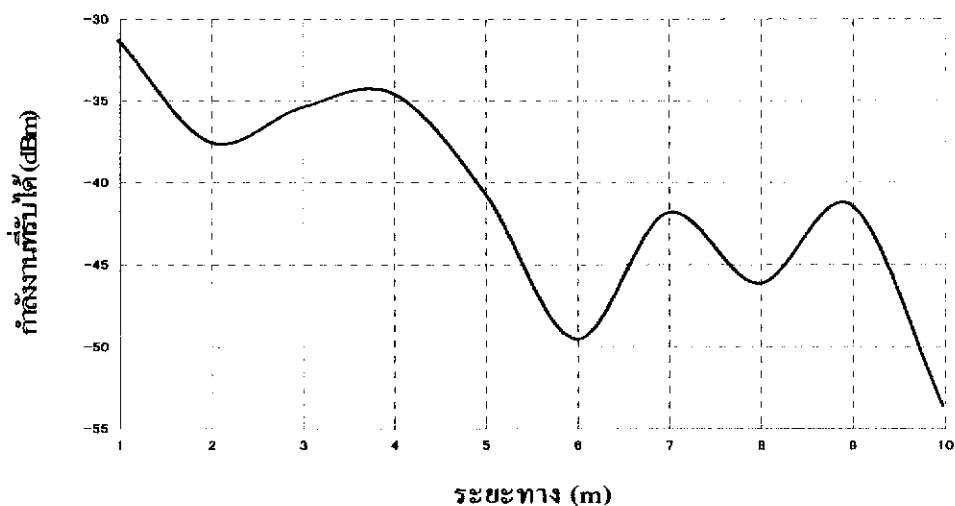
### ผลการทดสอบระบบโคเวอรัจี้



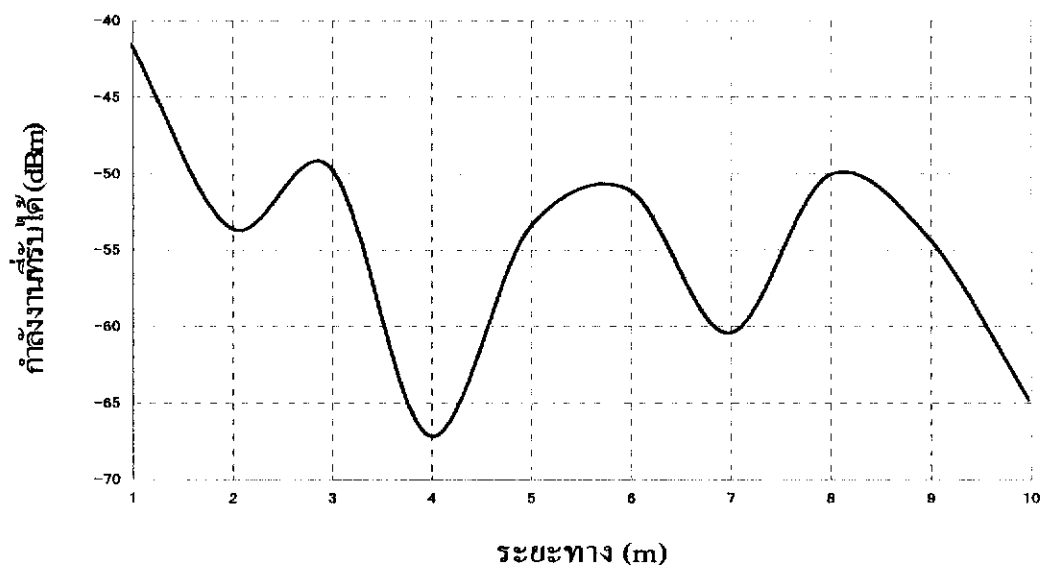
รูปที่ 4.15 แสดงการทดสอบสายอากาศโคเวอรัจี้เป็นตัวรับและสายอากาศโมโนโพลเป็นตัวส่งวางทางแนวตั้ง ()



รูปที่ 4.16 การทดสอบสายอากาศโคเวอรัจี้เป็นตัวรับและสายอากาศโมโนโพลเป็นตัวส่งวางทางแนวนอน



รูปที่ 4.17 แสดงการทดสอบสายอากาศไมโนโพลเป็นตัวรับและสายอากาศไมโนโพลเป็นตัวส่งวางทางแนวตั้ง



รูปที่ 4.18 การทดสอบสายอากาศไมโนโพลเป็นตัวรับและสายอากาศไมโนโพลเป็นตัวส่งวางทางแนวนอน

จากการทดลอง เป็นการทดลองแบบโดยไม่มีวงจรมายจึงทำให้ต้องใช้กำลังส่งมากกว่าปกติ ซึ่งจากการทดลองจะเห็นว่า ได้ทำการทดลองและเปรียบเทียบกับสายอากาศไมโนโพล และจะเห็นว่า ระบบสายอากาศไดเวอร์จิติสามารถที่จะเลือกรับสัญญาณในแต่ละ โพล่าไรซ์ได้จริง

## การทดสอบใช้งานกับระบบสื่อสารไร้สาย(Wireless LAN)

### ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อระบบสายอากาศไดเวอร์ซิตีเข้ากับ access point รุ่น D-Link DWL -2000 AP+
2. ต่อ access point เข้าที่เครื่องคอมพิวเตอร์พกพา (note book) เพื่อจำลองเป็นสถานีฐาน ดังรูปที่ 4.19



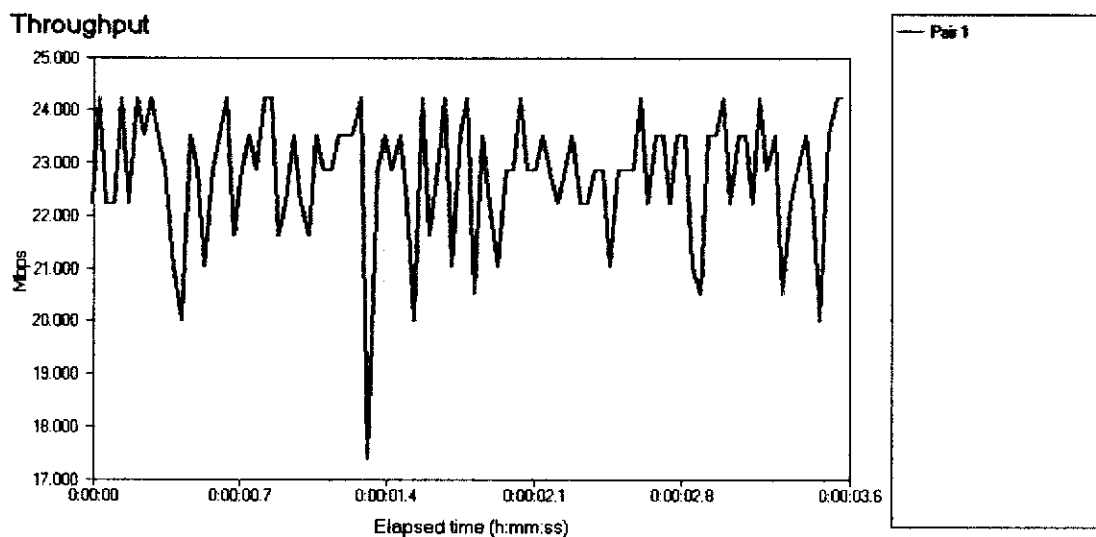
รูปที่ 4.19 การทดสอบส่ง และ รับ ข้อมูล

3. ใช้โปรแกรม Chariot เป็นตัวจำลองการสร้างข้อมูลผ่าน access point เพื่อส่งออกอากาศต่อไป
4. นำเครื่องคอมพิวเตอร์แบบพกพาเป็นตัวรับสัญญาณ โดยใช้โปรแกรม Chariot แสดงค่าที่วัดได้ในหนึ่งวินาที(Mbps) ดังรูปที่ 4.20

Group/ Pair	Endpoint 1	Endpoint 2	Network Protocol	Service Quality	Script Name
All Pairs					
Pair 1	161.246.18.201	161.246.18.206	TCP		Throughput.scr

### Throughput

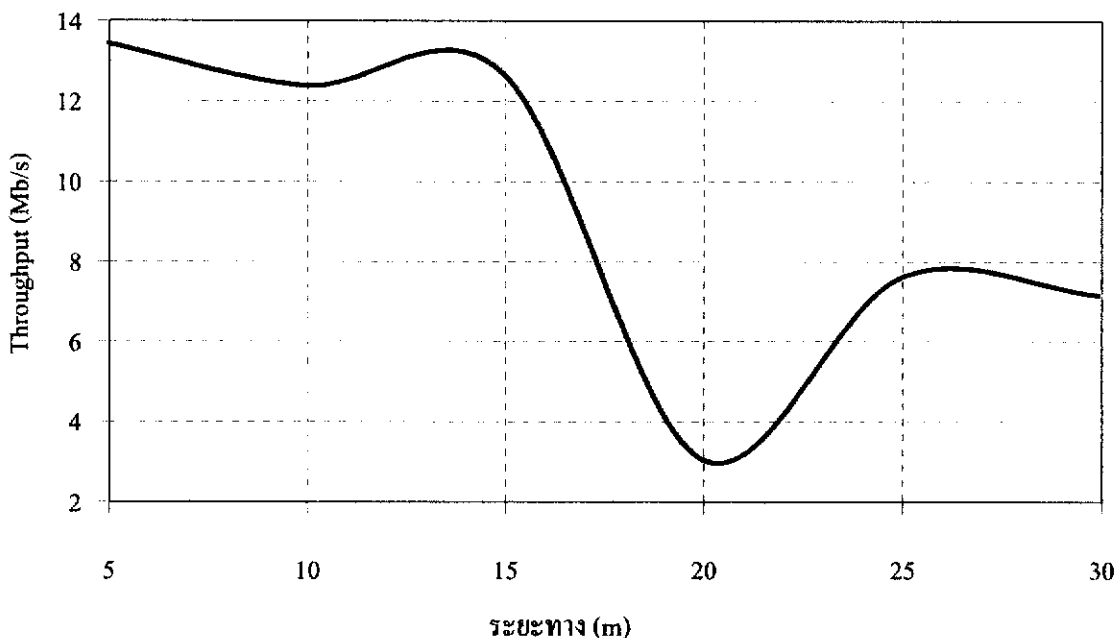
Group/ Pair	Average (Mbps)	Minimum (Mbps)	Maximum (Mbps)	Throughput 95% Confidence Interval	Measured Time (secs)	Relative Precision
All Pairs	22.340	17.391	24.243			
Pair 1	22.715	17.391	24.243	0.263	3.522	1.158
Totals:	22.340	17.391	24.243			



รูปที่ 4.20 แสดงลักษณะค่าที่วัดได้จากโปรแกรม Chariot

5. ทำการปรับระยะทางการรับส่ง ข้อมูล 5 m , 10m , 15m , 20m , 25m และ 30 m นำค่าที่ได้มาพล็อตกราฟ

#### ผลการทดสอบใช้งานกับระบบสื่อสารไร้สาย(Wireless LAN)



รูปที่ 4.21 กราฟแสดงค่าที่วัดได้จากโปรแกรม Chariot

จากการทดลองทำการจำลองการส่งสัญญาณ โดยสถานีฐานส่งสัญญาณ Wireless LAN ซึ่งตั้งค่าให้ส่งตามมาตรฐาน IEEE 802.11 g ซึ่งสามารถส่งข้อมูลได้สูงสุด 54 Mbps

#### สรุป

จากการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้นั้นมีค่าที่ไม่เท่ากับค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการวิเคราะห์จากโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 เมื่อทำการทดสอบเปลี่ยนแปลงความยาวโพรบแล้วส่งผลให้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งกระดุนวงแหวนวงกลม และวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ได้ จากการวิเคราะห์จากโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 ทำให้ทราบถึงตัวแปรสำคัญในการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ คือ การเปลี่ยนความยาวของโพรบ คือ จะได้ค่าความยาวโพรบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งกระดุนวงแหวนวงกลม เท่ากับ 30 mm และค่าความยาวโพรบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส เท่ากับ 32 mm และจากการนำระบบสายอากาศควอดริซีทีไปใช้งานจริงนั้นก็สามารถใช้งานได้ในระดับหนึ่งเป็นที่น่าพอใจสำหรับจุดประสงค์ที่ตั้งไว้

## บทที่ 5

### สรุป วิเคราะห์ และแนวทางการพัฒนา

#### 5.1 สรุปและวิเคราะห์

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอระบบสายอากาศไดเวอร์ซีตีสำหรับลดการจางหายของสัญญาณซึ่งเกิดจากการที่สัญญาณจากเครื่องส่งเดินทางมาถึงสายอากาศรับหลายวิถีด้วยกัน สายอากาศไดเวอร์ซีตีเชิงการโพลาไรซ์ที่นำเสนอนี้มีลักษณะเป็นโพรบที่ตั้งฉากกัน 2 โพรบคือ โพรบที่อยู่ตามแนวตั้งมีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวตั้ง (สาขาที่ 1) และโพรบที่อยู่ตามแนวนอนมีการโพลาไรซ์แบบแนวนอน (สาขาที่ 2) กระดุนวงแหวนซึ่งได้นำเสนอโครงสร้างที่เป็นแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส และวงแหวนวงกลม สายอากาศจะถูกระบุวิเคราะห์คุณสมบัติฐานคือ แบบรูปการแผ่พลังงาน และอิมพีแดนซ์ด้านเข้าด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 และนำผลการวิเคราะห์ที่ได้มาใช้ในการออกแบบหาขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศซึ่งพบว่าเมื่อกำหนดให้ความยาวโพรบซึ่งตั้งฉากกันทั้งสองโพรบนั้นมีค่าความยาวเท่ากันและเท่ากับ  $\lambda/4$  แล้ว สายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสจะมีขนาดความกว้างที่เหมาะสมคือ 82 mm และขนาดความหนาคือ 39 mm ในขณะที่สายอากาศแบบวงแหวนวงกลมนั้นจะมีคุณสมบัติที่เหมาะสมเมื่อรัศมีของวงกลมมีค่าเท่ากับ 43 mm และขนาดความหนาเท่ากับ 34 mm โดยใช้คุณสมบัติพื้นฐานคือ อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน ,ค่าสภาพจะงทศทาง และค่าอัตราขยายของสายอากาศซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่ใช้พิจารณาหาขนาดของสายอากาศที่มีคุณสมบัติเหมาะสมตามต้องการ และสร้างสายอากาศต้นแบบขึ้นมาตามขนาดที่วิเคราะห์ได้ ซึ่งจากผลการวิเคราะห์พบว่าสายอากาศทั้งสองนั้นมีคุณสมบัติพื้นฐานที่เหมาะสมจะนำไปใช้เป็นสายอากาศไดเวอร์ซีตีเชิงการโพลาไรซ์

#### 5.2 แนวทางการพัฒนา

เนื่องจากการใช้งานสายอากาศไดเวอร์ซีตีนั้นสามารถที่จะนำไปใช้งานกับอุปกรณ์ต่างๆ ได้อย่างมากมายจึงสามารถนำเอาวิธีการวิเคราะห์เพื่อสร้าง สายอากาศไดเวอร์ซีตีจากปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เพื่อนำไปใช้งานได้ภายในหน้า

### เอกสารอ้างอิง

- [1] นรินทร์ เนาวประทีป, “เครือข่ายคอมพิวเตอร์”, สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, กทม.
- [2] อำนาจ มีมงคล, “ออกแบบและติดตั้งเครือข่าย Wireless LAN”, นนทบุรี: ไอดีซี-1, 2547.
- [3] N. Marcuvitz, “Waveguide Handbook”, LONDON: Peter Peregrinus, 1986.

**ภาคผนวก ก.**

**Datasheet CGB7001-SC (-BD)**



## **CGB7001-SC (-BD)**

0.1 to 6.0 GHz  
InGaP HBT, MMIC or Packaged,  
Matched Gain Block Amplifier

Mimix Broadband, Inc. 10795 Rockley Rd., Houston, Texas 77099  
Tel: 281.988.4600 Fax: 281.988.4615 [www.mimixbroadband.com](http://www.mimixbroadband.com)

©2005 Mimix Broadband, Inc.



**Advanced Product Information**  
**June 2004 V1.0** (1 of 7)

## 0.1 GHz to 6.0 GHz InGaP HBT, MMIC or Packaged, Matched Gain Block Amplifier

### Features

- Low Operating Voltage: 5V
- 28.0 dBm Output IP3 @ 850 MHz
- 3.3 dB Noise Figure @ 850 MHz
- 20.5 dB Gain @ 850 MHz
- 14.2 dBm P1dB @ 850 MHz
- Low Performance Variation Over Temperature
- Low Cost: Die Form or SOT-89 Package
- 100% DC On-Wafer Testing
- ESD Protection on All Die: >1000V HBM
- Low Thermal Resistance: <110°C/Watt

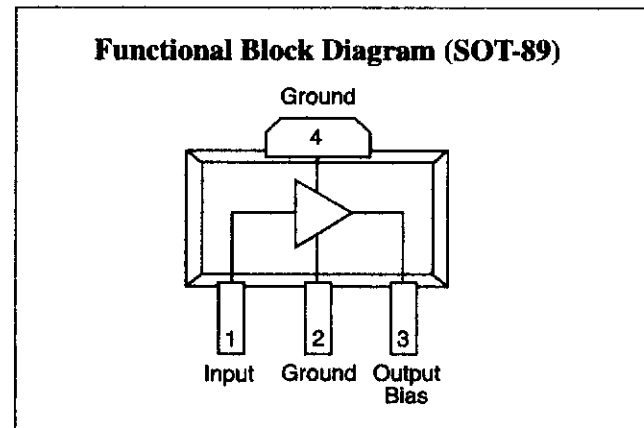
### Applications

- PA Driver Amp, IF Amp, LO Buffer Amp
- Cellular, PCS, GSM, UMTS
- Wireless Data and SATCOM
- Transmit and Receive Functions

### Description

The CGB7001-SC (-BD) is a **Darlington Configured**, high dynamic range, utility gain block amplifier. Designed for applications operating within the 0.1 GHz to 6.0 GHz frequency range, Celeritek's broadband, cascadable, gain block amplifiers are ideal solutions for transmit, receive and IF applications.

These MMIC amplifiers are available in bare die form or an industry standard SOT-89 package. The CGB7001-SC (-BD) is fabricated in Celeritek's in-house foundry. Celeritek's InGaP



HBT technology and an industry low thermal resistance offers a thermally robust and reliable gain block solution.

The InGaP HBT die have extra pads to enable thorough DC testing. This unique test capability and the inclusion of ESD protection on all die, significantly enhances the quality, reliability and ruggedness of these products.

With a single bypass capacitor, optional RF choke and two DC blocking capacitors, this gain block amplifier offers significant ease of use in a broad range of applications.

### Electrical Characteristics

Unless otherwise specified, the following specifications are guaranteed at room temperature in a Celeritek test fixture.

Parameter	Temperature (°C)	850 MHz			1950 MHz			2400 MHz			3500 MHz			Units
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Small Signal Gain	+25	19.5	20.5	21.5	16.8	17.8	18.8	16.0	17.0	18.0		14.8		dB
	-40 to +85	19.2	20.5	21.8	16.5	17.8	19.1	17.0	17.0	18.3		14.8		dB
Output P1dB	+25	13.2	14.2		12.5	13.5		12.1	13.1			11.1		dBm
	-40 to +85	11.5	14.2		11.0	13.5		11.0	13.1			11.1		dBm
Output IP3	+25	26.5	28.0		25.5	27.0		25.0	26.5			24.0		dBm
	-40 to +85	25.0	28.0		24.0	27.0		24.0	26.5			24.0		dBm
Noise Figure	+25		3.3	4.1		3.5	4.3		3.6	4.4		3.8		dB
	-40 to +85		3.3	4.4		3.5	4.7		3.6	4.8		3.8		dB
Operating Current	+25	32	35	39	32	35	39	32	35	38		35		mA
	-40 to +85	28	35	43	28	35	43	28	35	42		35		mA
Input Return Loss	+25	12	16		11	15		11	15			15		dB
	-40 to +85	11	16		10	15		10	15			15		dB
Output Return Loss	+25	18	23		13	18		13	18			15		dB
	-40 to +85	17	23		12	18		12	18			15		dB
Pout @ -45 dBc ACP, IS-95, 9 Forward Channels	+25		10.0			10.0								dBm
	-40 to +85		9.0			10.0								dBm

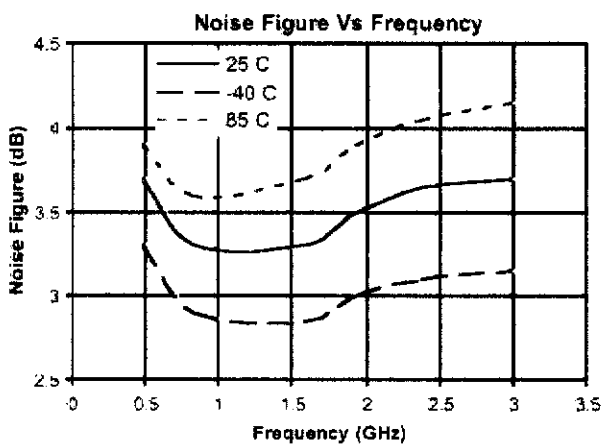
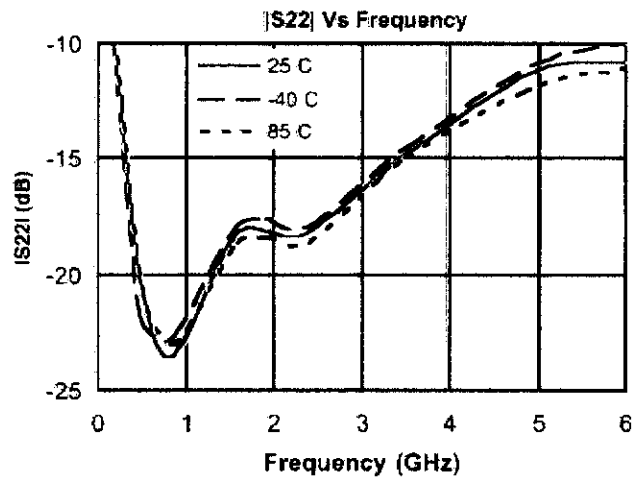
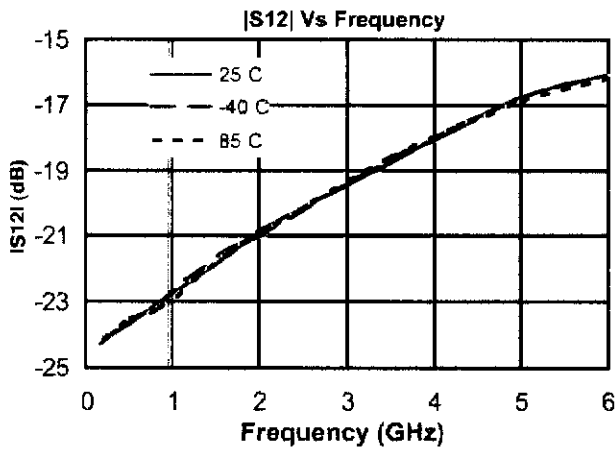
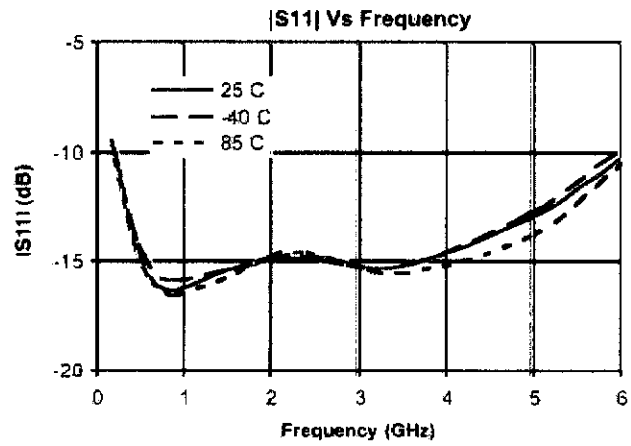
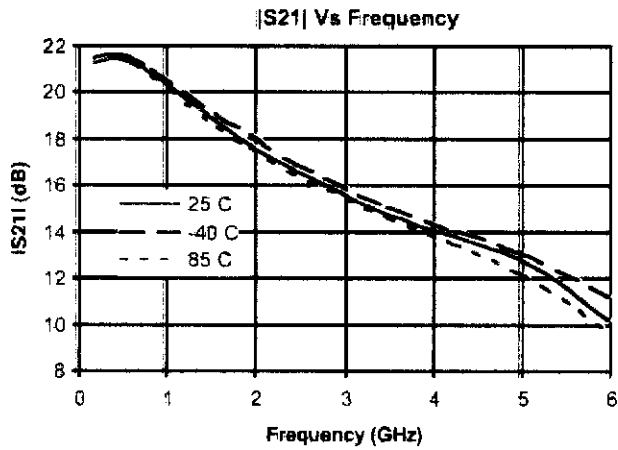
Notes: 1. Test Conditions in Celeritek eval board,  $V_s = 5\text{ V}$ ,  $I_d = 35\text{ mA Typ.}$ ,  $R_{bias} = 27\ \Omega$ ,  $Z_s = Z_L = 50\ \Omega$ , OIP3 tone spacing = 1 MHz, Pout per tone = 3 dBm.

2. Values reflect performance in recommended application circuit.

### Absolute Maximum Ratings

Operation of this device above any of these parameters may cause damage.

Parameter	Rating	Parameter	Rating	Parameter	Rating
Max Device Voltage	+5.5 V	RF Input Power	+17 dBm	Operating Temperature	-40°C to +85°C
Max Device Current	110 mA	Storage Temperature	-55°C to +150°C	Thermal Resistance	110°C/W
Max Device Dissipated Pwr	0.45 W	Junction Temperature	150°C	ESD (HBM)	1000 V

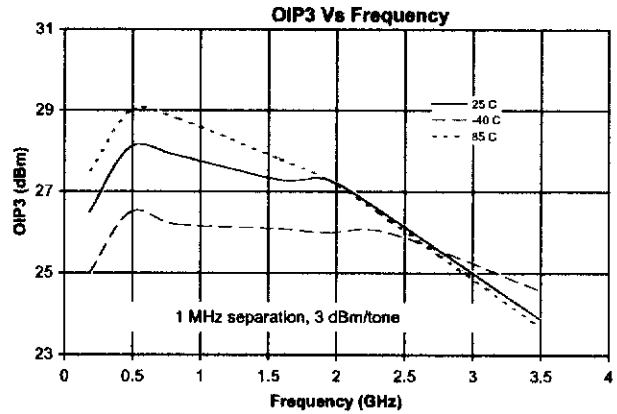
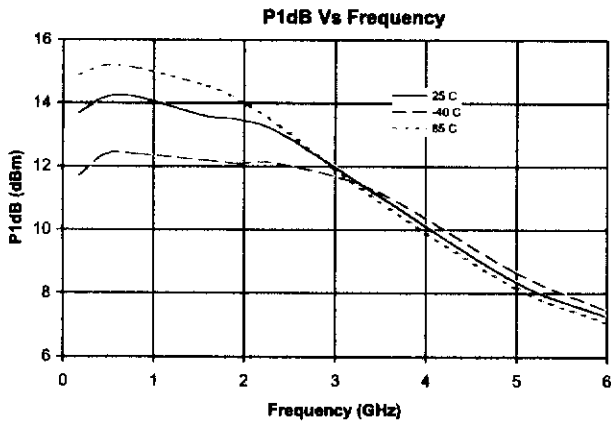
**Typical S-Parameter and Noise Performance**



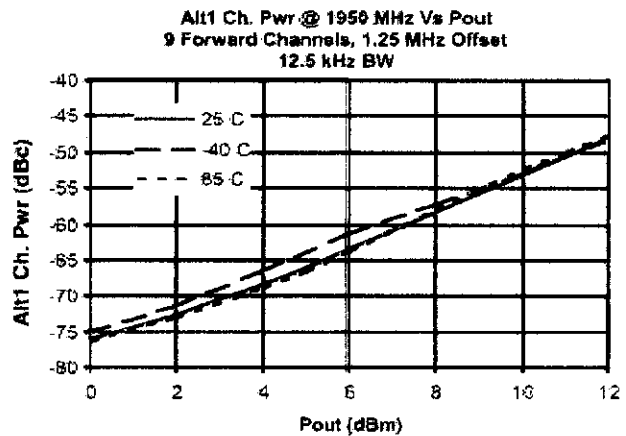
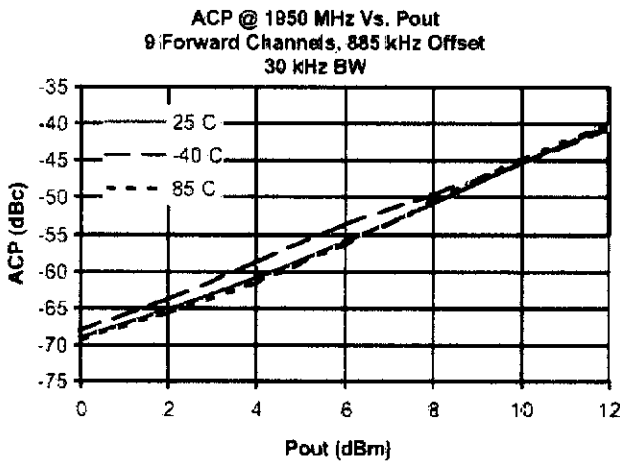
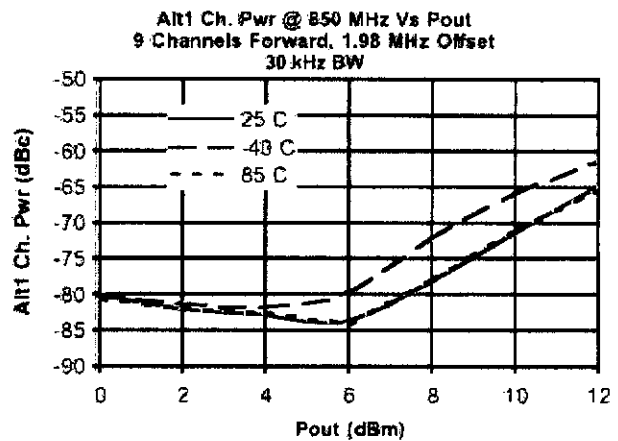
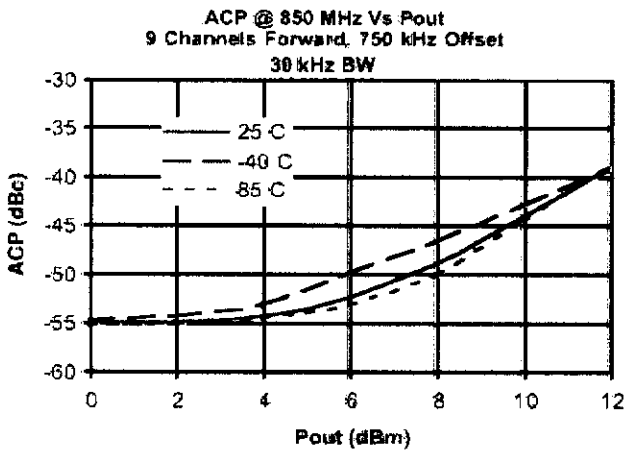
### Advanced Product Information - June 2004 V1.0

(3 of 7)

### Typical Power and Linearity Performance



### Linearity Performance - Base Station ACP - IS-95



**Typical Scattering Parameters** ( $V_d = +4.1V$ ,  $I_{cc} = 35.7 mA$ ,  $T = 23^\circ C$ , device in a 50 ohm system)

Frequency (MHz)	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$	
	(Mag)	(Ang)	(Mag)	(Ang)	(Mag)	(Ang)	(Mag)	(Ang)
100	0.111	-9.7	12.53	172.9	0.065	-0.5	0.141	-12.6
200	0.113	-19.0	12.42	165.8	0.065	-0.8	0.142	-25.3
300	0.115	-28.2	12.30	159.0	0.065	-1.2	0.145	-36.9
400	0.119	-36.6	12.11	152.1	0.066	-1.6	0.150	-48.0
500	0.124	-44.6	11.92	145.5	0.067	-2.2	0.155	-58.1
600	0.129	-52.2	11.70	138.9	0.067	-2.8	0.160	-68.0
700	0.134	-58.9	11.45	132.5	0.068	-3.3	0.165	-77.0
800	0.140	-65.3	11.19	126.2	0.069	-4.2	0.170	-85.1
900	0.146	-71.2	10.93	120.0	0.071	-5.0	0.174	-92.8
1000	0.152	-76.8	10.66	114.0	0.072	-6.0	0.178	-99.9
1100	0.159	-81.8	10.39	108.0	0.073	-7.0	0.182	-106.6
1200	0.165	-86.4	10.10	102.2	0.075	-8.1	0.184	-112.7
1300	0.171	-90.8	9.83	96.6	0.076	-9.4	0.186	-118.5
1400	0.178	-94.8	9.56	91.0	0.078	-10.6	0.187	-123.7
1500	0.185	-98.5	9.29	85.6	0.080	-12.0	0.188	-128.8
1600	0.191	-102.1	9.04	80.3	0.081	-13.5	0.188	-133.5
1700	0.197	-105.6	8.79	75.0	0.083	-15.0	0.187	-138.0
1800	0.203	-108.9	8.54	69.9	0.085	-16.7	0.186	-142.2
1900	0.209	-112.2	8.31	64.9	0.087	-18.3	0.184	-146.2
2000	0.215	-115.4	8.09	59.9	0.089	-20.1	0.181	-150.1
2100	0.221	-118.5	7.87	55.0	0.091	-21.9	0.179	-153.6
2200	0.227	-121.5	7.66	50.2	0.093	-23.8	0.175	-157.1
2300	0.232	-124.5	7.47	45.5	0.094	-25.7	0.172	-160.4
2400	0.238	-127.3	7.27	40.8	0.097	-27.6	0.168	-163.4
2500	0.244	-130.3	7.09	36.1	0.099	-29.7	0.164	-166.4
2600	0.248	-133.1	6.92	31.5	0.101	-31.8	0.159	-169.3
2700	0.252	-135.9	6.75	27.1	0.103	-33.9	0.154	-172.1
2800	0.256	-138.9	6.60	22.6	0.105	-36.2	0.150	-174.7
2900	0.261	-142.1	6.45	18.1	0.107	-38.5	0.145	-177.7
3000	0.265	-145.0	6.31	13.7	0.109	-40.8	0.139	-179.9
3100	0.268	-147.9	6.17	9.3	0.111	-43.0	0.135	-177.4
3200	0.271	-150.9	6.05	5.0	0.114	-45.4	0.129	-174.7
3300	0.274	-154.2	5.93	0.7	0.116	-47.9	0.124	-171.6
3400	0.276	-157.6	5.81	-3.7	0.118	-50.3	0.119	-168.4
3500	0.278	-161.0	5.70	-8.0	0.120	-52.9	0.113	-165.1
3600	0.279	-164.4	5.59	-12.3	0.123	-55.4	0.107	-161.6
3700	0.278	-167.9	5.49	-16.6	0.125	-58.0	0.101	-157.5
3800	0.278	-171.4	5.40	-20.9	0.127	-60.5	0.094	-152.6
3900	0.276	-175.5	5.30	-25.2	0.130	-63.3	0.088	-147.3
4000	0.275	-179.5	5.21	-29.5	0.132	-66.0	0.081	-141.2
4100	0.272	-176.5	5.13	-33.8	0.134	-68.8	0.075	-134.0
4200	0.268	-172.3	5.04	-38.1	0.137	-71.6	0.069	-125.5
4300	0.264	-167.9	4.97	-42.4	0.139	-74.5	0.063	-114.5
4400	0.258	-163.1	4.89	-46.7	0.141	-77.4	0.059	-101.5
4500	0.252	-158.2	4.82	-51.1	0.144	-80.4	0.057	-86.9
4600	0.246	-153.1	4.74	-55.4	0.146	-83.3	0.058	-71.3
4700	0.238	-147.7	4.67	-59.7	0.148	-86.4	0.063	-55.9
4800	0.230	-142.0	4.60	-64.1	0.150	-89.5	0.071	-41.8
4900	0.221	-135.6	4.54	-68.5	0.153	-92.7	0.082	-30.1
5000	0.212	-128.4	4.47	-73.0	0.155	-96.0	0.096	-19.7

Continues Next Page. **S-Parameter Data Files are available on-line at: [www.celeritek.com](http://www.celeritek.com)**


**Advanced Product Information - June 2004 V1.0**

(5 of 7)

**Typical Scattering Parameters - Continued** (Vd = +4.1V, Icc = 35.7 mA, T = 23°C, device in a 50 ohm system)

Frequency (MHz)	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>	
	(Mag)	(Ang)	(Mag)	(Ang)	(Mag)	(Ang)	(Mag)	(Ang)
5100	0.203	121.1	4.40	-77.5	0.157	-99.2	0.111	11.0
5200	0.195	113.4	4.34	-81.9	0.159	-102.6	0.128	3.8
5300	0.187	104.6	4.27	-86.5	0.160	-105.8	0.146	-2.6
5400	0.180	95.0	4.20	-91.0	0.162	-109.3	0.166	-8.6
5500	0.175	84.4	4.13	-95.6	0.164	-112.8	0.187	-14.1
5600	0.172	73.4	4.07	-100.2	0.165	-116.3	0.209	-19.1
5700	0.171	62.1	4.00	-104.8	0.166	-119.8	0.231	-23.7
5800	0.174	50.2	3.92	-109.5	0.168	-123.4	0.255	-28.5
5900	0.179	38.2	3.84	-114.1	0.168	-127.1	0.280	-33.1
6000	0.190	27.0	3.77	-118.8	0.169	-130.7	0.304	-37.5
6100	0.202	16.4	3.69	-123.5	0.169	-134.4	0.329	-41.7
6200	0.217	6.5	3.61	-128.2	0.169	-138.1	0.354	-45.8
6300	0.234	-2.8	3.52	-132.9	0.169	-141.8	0.379	-49.9
6400	0.252	-11.4	3.44	-137.5	0.168	-145.4	0.404	-54.0
6500	0.272	-19.4	3.35	-142.1	0.168	-149.2	0.429	-57.9
6600	0.293	-26.6	3.26	-146.7	0.167	-152.8	0.453	-61.9
6700	0.314	-33.2	3.18	-151.3	0.166	-156.4	0.477	-65.6
6800	0.335	-39.5	3.09	-155.9	0.164	-160.0	0.499	-69.3
6900	0.356	-45.6	3.00	-160.4	0.163	-163.6	0.522	-73.0
7000	0.378	-51.3	2.90	-164.8	0.161	-167.2	0.543	-76.7
7100	0.398	-56.6	2.81	-169.1	0.159	-170.6	0.564	-80.2
7200	0.419	-61.7	2.72	-173.5	0.157	-174.1	0.583	-83.7
7300	0.437	-66.6	2.64	-177.8	0.155	-177.5	0.601	-87.2
7400	0.456	-71.3	2.55	178.1	0.153	179.2	0.618	-90.5
7500	0.474	-75.8	2.47	173.9	0.150	175.9	0.635	-93.7
7600	0.491	-80.1	2.38	169.9	0.148	172.8	0.650	-97.0
7700	0.507	-84.2	2.30	165.9	0.145	169.6	0.664	-100.0
7800	0.521	-88.2	2.22	162.0	0.143	166.5	0.677	-103.1
7900	0.534	-92.0	2.15	158.2	0.141	163.6	0.689	-106.1
8000	0.547	-95.8	2.08	154.4	0.138	160.6	0.701	-108.9
8100	0.560	-99.3	2.00	150.7	0.136	157.7	0.712	-111.8
8200	0.571	-102.7	1.94	147.0	0.133	154.9	0.721	-114.5
8300	0.582	-106.0	1.87	143.4	0.131	152.1	0.729	-117.2
8400	0.591	-109.4	1.81	139.9	0.129	149.2	0.738	-119.8
8500	0.599	-112.6	1.75	136.4	0.127	146.7	0.746	-122.3
8600	0.608	-115.8	1.69	133.0	0.125	143.9	0.752	-124.8
8700	0.615	-118.7	1.64	129.6	0.123	141.2	0.760	-127.3
8800	0.622	-121.6	1.59	126.3	0.120	138.9	0.765	-129.7
8900	0.627	-124.4	1.54	123.0	0.118	136.4	0.770	-132.0
9000	0.632	-127.3	1.49	119.7	0.117	133.8	0.774	-134.3
9100	0.637	-130.1	1.45	116.5	0.115	131.4	0.779	-136.6
9200	0.641	-132.7	1.40	113.3	0.113	128.9	0.783	-138.8
9300	0.644	-135.3	1.36	110.2	0.112	126.6	0.786	-141.0
9400	0.647	-137.9	1.32	107.1	0.110	124.2	0.789	-143.1
9500	0.649	-140.4	1.29	104.0	0.109	121.9	0.791	-145.2
9600	0.651	-143.0	1.25	101.0	0.107	119.6	0.793	-147.2
9700	0.653	-145.4	1.22	97.9	0.106	117.3	0.795	-149.2
9800	0.654	-147.8	1.19	94.9	0.105	114.9	0.797	-151.2
9900	0.654	-150.1	1.15	92.0	0.103	112.5	0.799	-153.2
10000	0.654	-152.5	1.13	89.0	0.102	110.4	0.800	-155.1

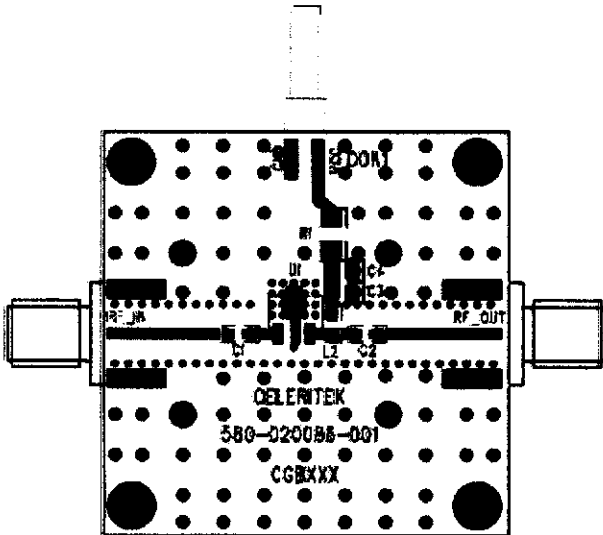
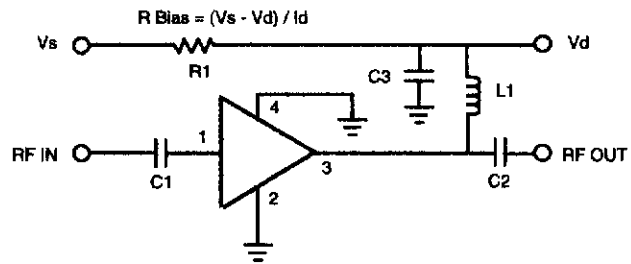
**S-Parameter Data Files are available on-line at: [www.celeritek.com](http://www.celeritek.com)**

**Application Circuit**

Note: This schematic represents the topology of the application circuit recommended by Celeritek.

Recommended Bias Resistor Values for $I_D = 35 \text{ mA}$						
Supply Voltage (V)	5V	6V	7V	8V	10V	12V
Rbias (R1 Description: 0805 1/8W 1%)	27 $\Omega$	55 $\Omega$	84 $\Omega$	—	—	—
Rbias (R1 Description: 1206 1/4W 1%)	—	—	—	113 $\Omega$	169 $\Omega$	—
Rbias (R1 Description: 1210 1/2W 5%)	—	—	—	—	—	220 $\Omega$

Note: Rbias provides DC bias stability over temperature.



Ref Designator	Value	Description	Size
C1, C2	1000 pF	MCH185A101JK	0805
C3	1.0 $\mu\text{F}$	VITR 1.0 $\mu\text{F}$ 25V CER CAP 0805 X7R 10%	0805
L1	56 nH	Coilcraft 0603 CS 10%	0603
R1		R Bias = $(V_s - V_d) / I_d$	0805 / 1206 / 1210
C4		DNP (Do Not Place)	N/A



**ภาคผนวก ข.**  
**Datasheet MAX4003**

# MAXIM

## 100MHz to 2500MHz, 45dB RF Detector in a UCSP

### General Description

The MAX4003 low-cost, low-power logarithmic amplifier is designed to detect the power levels of RF power amplifiers (PAs) operating from 100MHz to 2500MHz. A typical dynamic range of 45dB makes this logarithmic amplifier useful in a variety of wireless applications including cellular handset PA control, TSSI for wireless terminal devices, and other transmitter power measurements. This logarithmic amplifier provides much wider measurement range and superior accuracy than typical diode-based detectors. Excellent temperature stability is achieved over the full operating range of -40°C to +85°C.

The MAX4003 logarithmic amplifier is a voltage-measuring device with a typical signal range of -58dBV to -13dBV. The input signal is internally AC-coupled by an on-chip 5pF capacitor in series with a 2kΩ resistance. This highpass coupling, with a corner at 16MHz, sets the lowest operating frequency and allows the input signal source to be DC grounded. The MAX4003 also features a power-on delay, which holds the detector output (OUT) low for approximately 5μs to ensure glitchless controller output.

The MAX4003 is available in an 8-bump chip-scale package (UCSP™), an 8-pin μMAX package, and an 8-pin thin QFN package. The device consumes 5.9mA with a 3.0V supply and only 13μA when the device is in shutdown.

### Applications

- Cellular Handsets (TDMA, CDMA, GPRS, GSM)
- TSSI for Wireless Terminal Devices
- Transmitter Power Measurement and Control
- RSSI for Fiber Modules

UCSP is a trademark of Maxim Integrated Products, Inc.

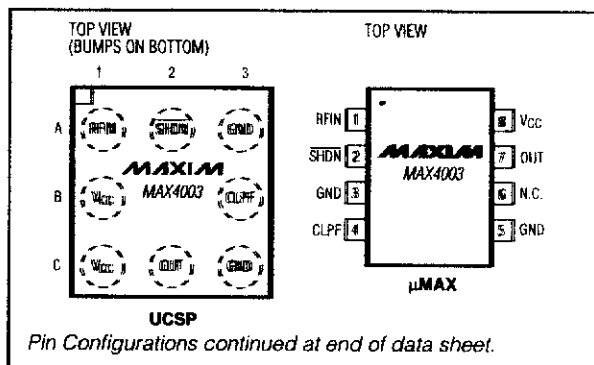
### Features

- ◆ Complete RF Detector
- ◆ Frequency Range from 100MHz to 2500MHz
- ◆ Input Range of -58dBV to -13dBV (-45dBm to 0dBm into 50Ω)
- ◆ Fast Response: 70ns in 10dB Steps
- ◆ Low-Current Consumption: 5.9mA at VCC = 3.0V
- ◆ 13μA (typ) Shutdown Current
- ◆ Available in 8-Bump UCSP or 8-Pin μMAX and Thin QFN Packages

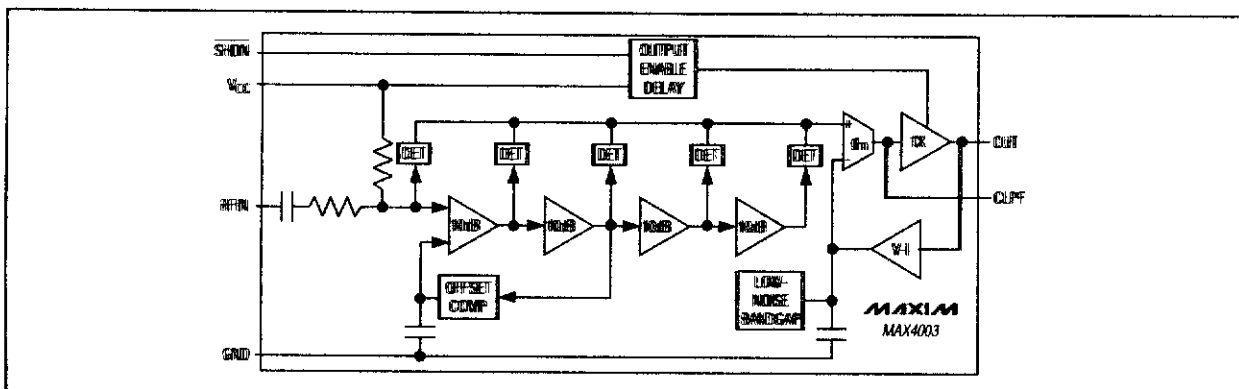
### Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PIN/BUMP-PACKAGE	TOP MARK
MAX4003EBL-T	-40°C to +85°C	8 UCSP-8	ABV
MAX4003EUA	-40°C to +85°C	8 μMAX	—
MAX4003ETA-T	-40°C to +85°C	8 Thin QFN-EP	ADG

### Pin Configurations



### Functional Diagram



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim/Dallas Direct! at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com).

MAX4003

# 100MHz to 2500MHz, 45dB RF Detector in a UCSP

MAXIM

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V <sub>CC</sub> to GND.....	-0.3V to +5.25V	8-Pin $\mu$ MAX (derate 4.5mW/°C above +70°C).....	362mW
SHDN, CLPF to GND.....	-0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V)	8-Pin Thin QFN (derate 24.4mW/°C above +70°C) ...	1951mW
RFIN.....	+6dBm	Operating Temperature Range .....	-40°C to +85°C
OUT Short Circuit to GND.....	10s	Junction Temperature .....	+150°C
Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C)		Storage Temperature Range .....	-65°C to +150°C
8-Bump UCSP (derate 4.7mW/°C above +70°C).....	379mW	Lead Temperature (soldering, 10s) .....	+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V<sub>CC</sub> = 3.0V, V<sub>SHDN</sub> = V<sub>CC</sub>, C<sub>CLPF</sub> = 0.1 $\mu$ F, T<sub>A</sub> = -40°C to +85°C. Typical values are at T<sub>A</sub> = +25°C, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>		2.7		5.0	V
Supply Current	I <sub>CC</sub>	V <sub>CC</sub> = 5.0V	V <sub>SHDN</sub> = 1.8V	5.9	10	mA
			V <sub>SHDN</sub> = 0.8V	13	30	$\mu$ A
Shutdown Input Current	I <sub>SHDN</sub>	V <sub>SHDN</sub> = 3.0V		5	20	$\mu$ A
		V <sub>SHDN</sub> = 0V		-0.01	$\pm$ 5	
Logic High Threshold Voltage	V <sub>IH</sub>		1.8			V
Logic Low Threshold Voltage	V <sub>IL</sub>				0.8	V
<b>DETECTOR OUTPUT</b>						
Voltage Range	V <sub>OUT</sub>	RFIN = 0dBm		1.45		V
		RFIN = -45dBm		0.36		
Output Voltage in Shutdown	V <sub>OUT</sub>	V <sub>SHDN</sub> = 0V		1		mV
Output-Referred Noise		f <sub>o</sub> = 150kHz		8		nV/ $\sqrt$ Hz
Small-Signal Bandwidth	BW	C <sub>CLPF</sub> = 150pF		8		MHz
Slew Rate		V <sub>OUT</sub> = 0.36V to 1.45V, C <sub>CLPF</sub> = 150pF		5		V/ $\mu$ s

# 100MHz to 2500MHz, 45dB RF Detector in a UCSP

MAX4003

## AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_{CC} = 3.0V$ ,  $V_{SHDN} = V_{CC}$ ,  $C_{CLPF} = 0.1\mu F$ ,  $f_{RF} = 100MHz$  to  $2500MHz$ ,  $T_A = -40^\circ C$  to  $+85^\circ C$ . Typical values are at  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.) (Note 1)

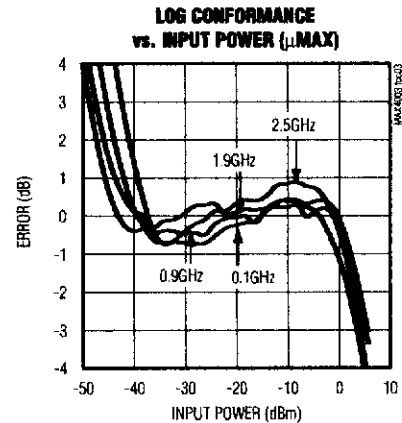
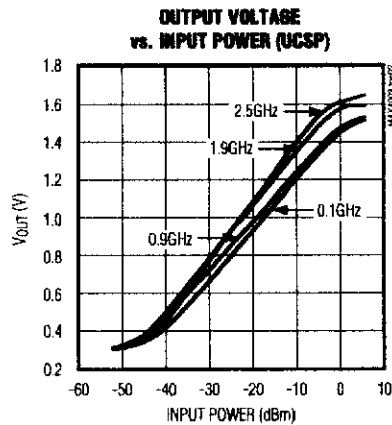
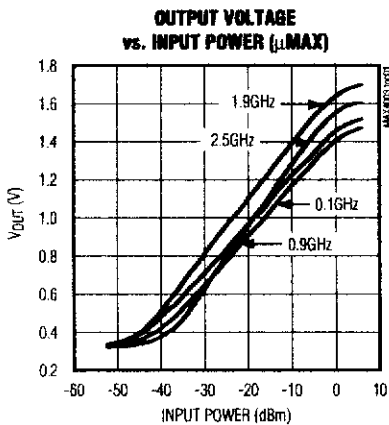
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
RF Input Frequency Range	$f_{RF}$		100		2500	MHz
RF Input Voltage Range	$V_{RF}$	(Note 2)	-58		-13	dBV
Equivalent RF Input Power Range	$P_{RF}$	With $50\Omega$ termination (Note 2)	-45		0	dBm
Logarithmic Slope		$f_{RF} = 100MHz$ , $T_A = +25^\circ C$	22.8	25.5	28.2	mV/dB
		$f_{RF} = 100MHz$	22.5		28.5	
		$f_{RF} = 900MHz$		25.0		
		$f_{RF} = 1900MHz$		29.0		
Logarithmic Intercept	$P_X$	$f_{RF} = 100MHz$ , $T_A = +25^\circ C$	-62.3	-57	-51.7	dBm
		$f_{RF} = 100MHz$	-64		-50	
		$f_{RF} = 900MHz$		-57		
		$f_{RF} = 1900MHz$		-56		
RFIN Input Impedance	$R_{IN}$			2		$k\Omega$
	$C_{IN}$			0.5		pF

**Note 1:** All devices are 100% production tested at  $T_A = +25^\circ C$  and are guaranteed by design for  $T_A = -40^\circ C$  to  $+85^\circ C$  as specified. All production AC tests are done at 100MHz.

**Note 2:** Typical minimum and maximum range of the detector.

## Typical Operating Characteristics

( $V_{CC} = V_{SHDN} = 3.0V$ ,  $C_{CLPF} = 0.1\mu F$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

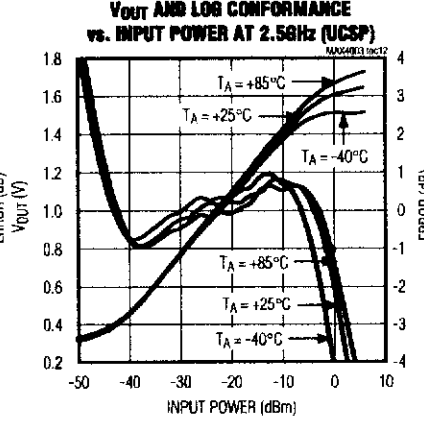
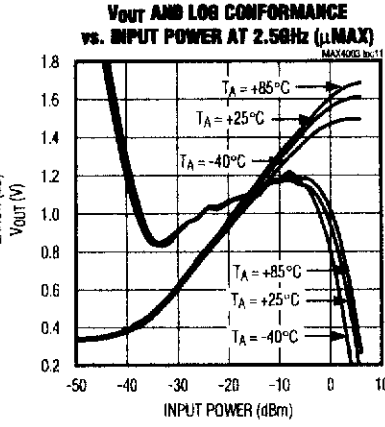
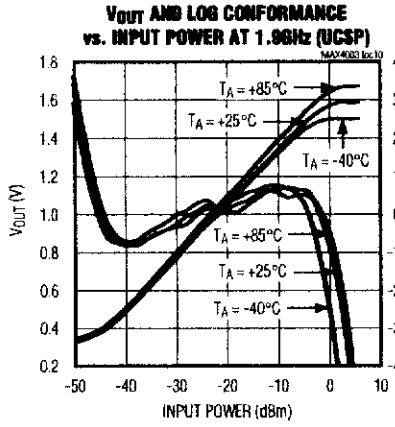
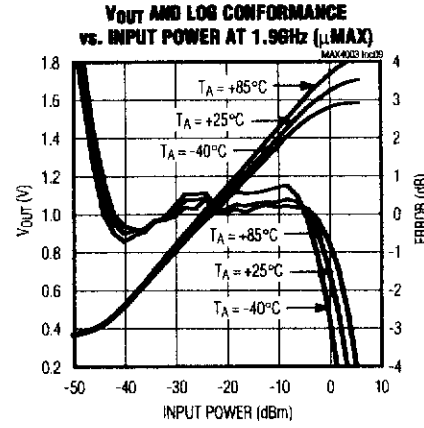
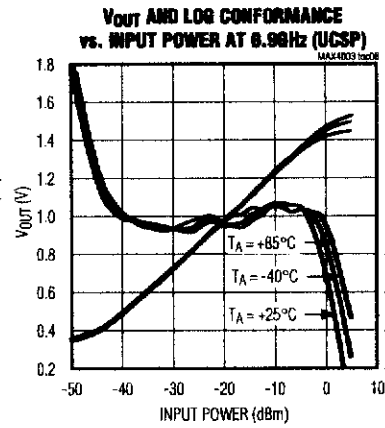
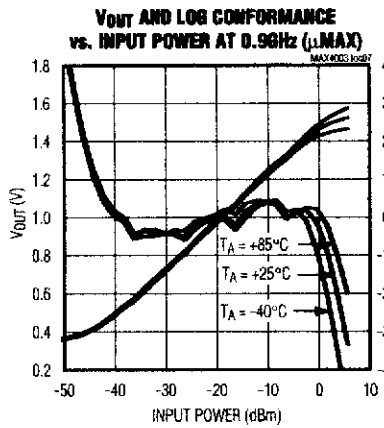
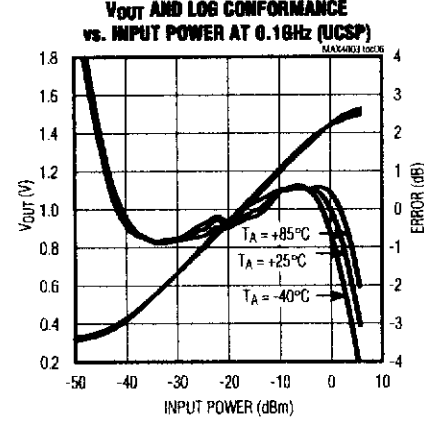
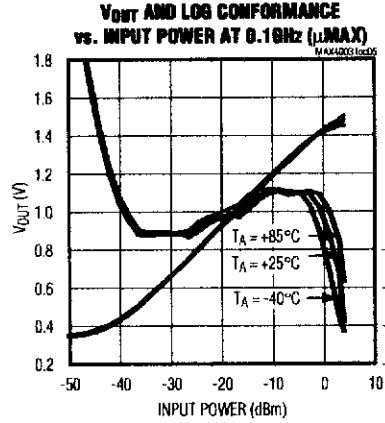
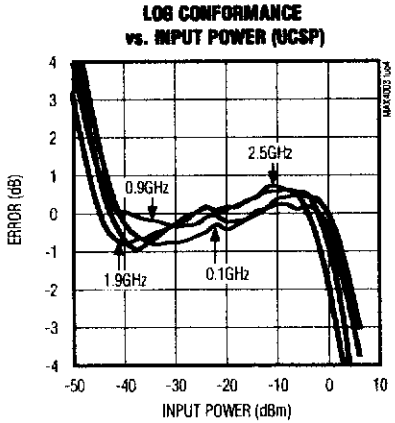


# 100MHz to 2500MHz, 45dB RF Detector in a UCSP

## Typical Operating Characteristics (continued)

( $V_{CC} = V_{SDON} = 3.0V$ ,  $C_{OLPF} = 0.1\mu F$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

MAX4003

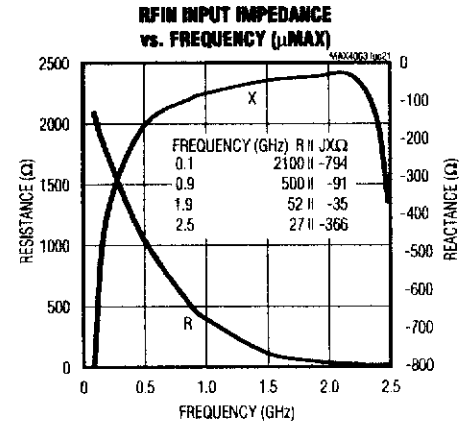
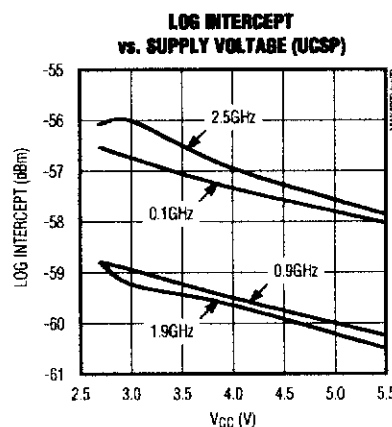
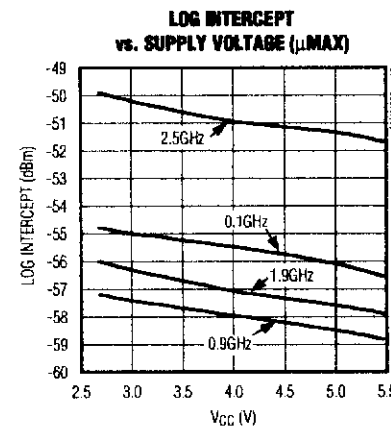
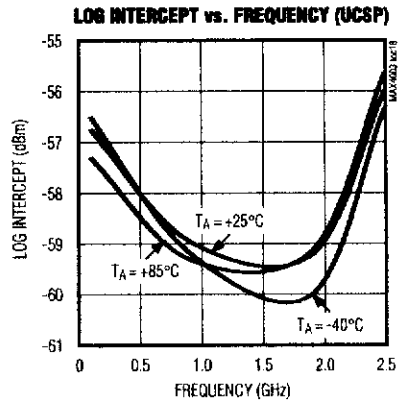
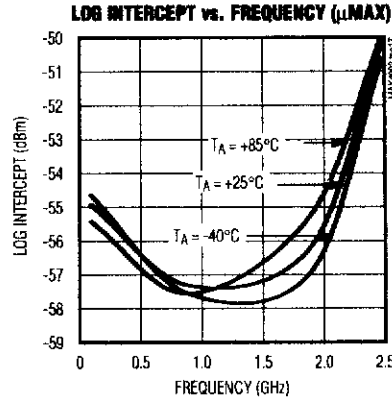
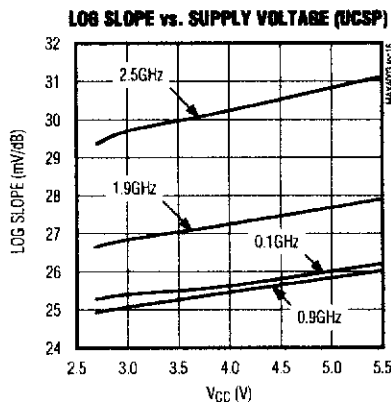
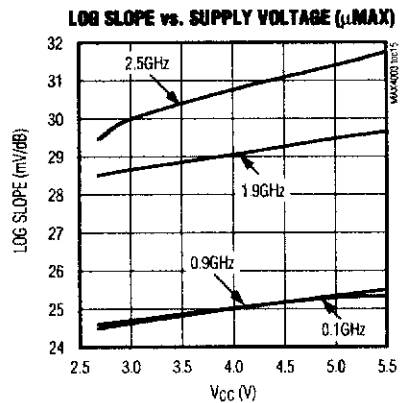
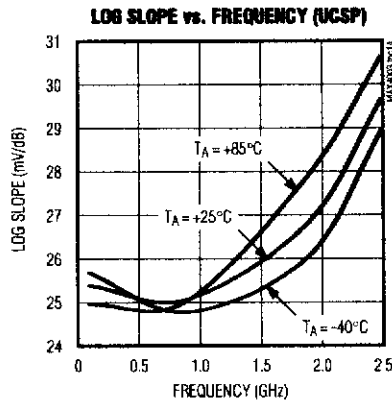
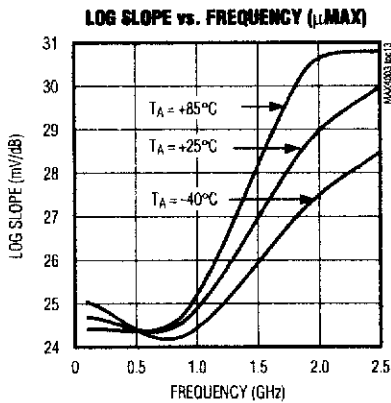


# 100MHz to 2500MHz, 45dB RF Detector in a UCSP

## Typical Operating Characteristics (continued)

( $V_{CC} = V_{SDDN} = 3.0V$ ,  $C_{OLPF} = 0.1\mu F$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

**MAX4003**

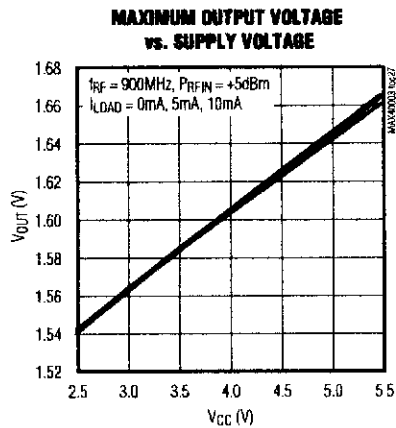
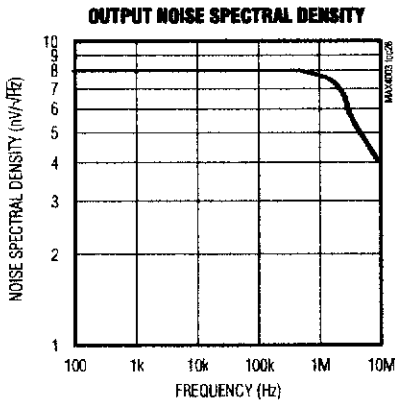
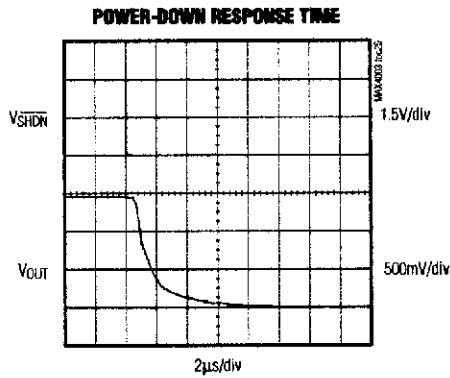
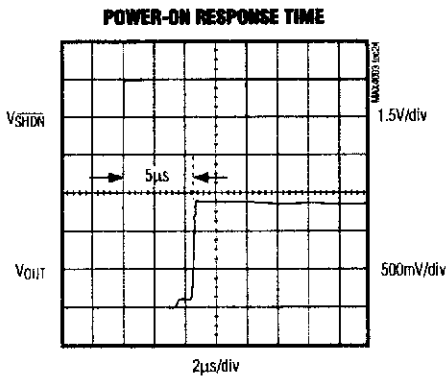
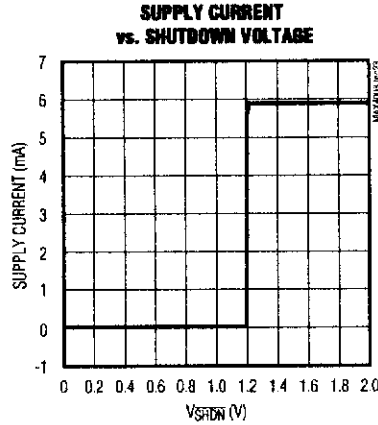
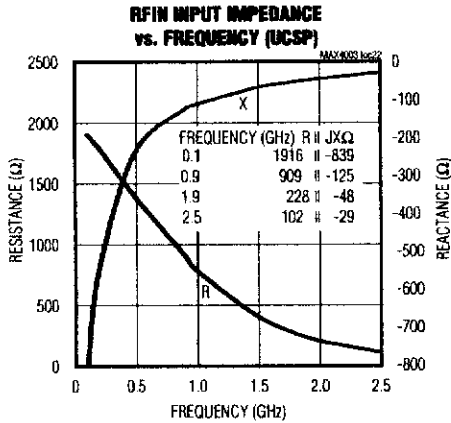


# 100MHz to 2500MHz, 45dB RF Detector in a UCSP

## Typical Operating Characteristics (continued)

( $V_{CC} = V_{SHDN} = 3.0V$ ,  $C_{CLPF} = 0.1\mu F$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)

MAXIM

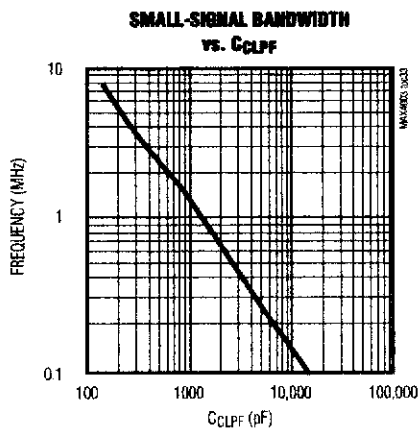
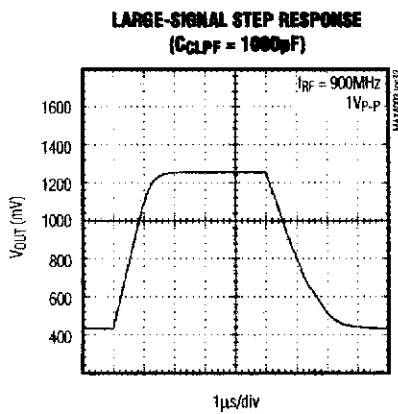
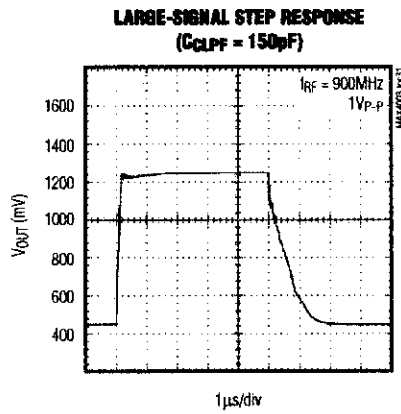
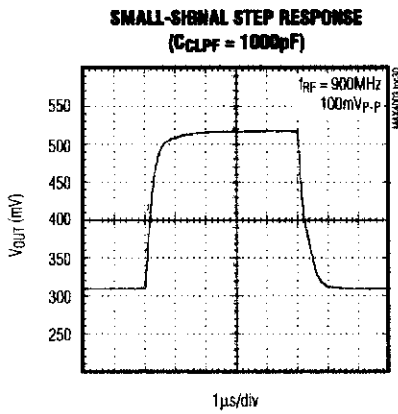
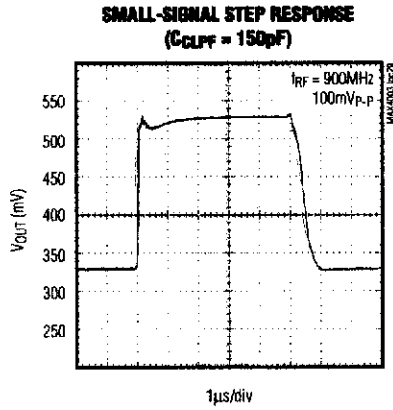
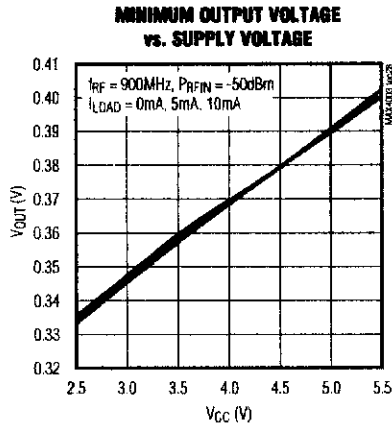


# 100MHz to 2500MHz, 45dB RF Detector in a UCSP

**MAX4003**

## Typical Operating Characteristics (continued)

( $V_{CC} = V_{SHDN} = 3.0V$ ,  $C_{CLPF} = 0.1\mu F$ ,  $T_A = +25^\circ C$ , unless otherwise noted.)



# 100MHz to 2500MHz, 45dB RF Detector in a UCSP

MAX4003

## Pin Description

PIN		NAME	DESCRIPTION
$\mu$ MAX/ Thin QFN	UCSP		
1	A1	RFIN	RF Input. Requires off-chip 50 $\Omega$ impedance match.
2	A2	SHDN	Shutdown Input. A logic LOW on SHDN shuts down the entire IC.
3, 5	A3, C3	GND	Ground. Connect to PC board ground plane.
4	B3	CLPF	Lowpass Filter Connection. Connect external capacitor between CLPF and GND to set the control-loop bandwidth.
6	—	N.C.	No Connection. Leave this pin unconnected or connect to GND.
7	C2	OUT	Detector Output. Connect this buffer output to baseband ADC.
8	B1, C1	VCC	Supply Voltage. Bypass with capacitor as close to the pin as possible. The bypass capacitor must not share its ground vias with any other branches.

## Detailed Description

The MAX4003 logarithmic amplifier comprises four main amplifier/limiter stages, each with a small-signal gain of 10dB. The output stage of each amplifier/limiter stage is applied to a full-wave rectifier (detector). A detector stage also precedes the first stage. In total, five detectors, each separated by 10dB, comprise the logarithmic amplifier strip (see *Functional Diagram*).

A portion of the PA output power is coupled into RFIN of the logarithmic amplifier detector through a directional coupler, and is applied to the logarithmic amplifier strip. Each detector stage generates a rectified current, and these currents are summed to form a logarithmic function. The detected output is applied to a high-gain transconductance ( $g_m$ ) stage, which is buffered and then applied to OUT. OUT is applied to an ADC typically found in the baseband IC which, in turn, controls the

PA biasing with its DAC output (Figure 1).

In a control loop, the detector output voltage range is approximately 0.36V for the minimum input signal, -45dBm, to 1.45V at the maximum input range, 0dBm. The logarithmic intercept of the detector output with respect to the RF input can be obtained by drawing a best fit line of the Output Voltage vs. RF Input Power graph. The logarithmic slope is defined as the change in the detector output vs. the change in RF input. The MAX4003 slope at low frequencies is approximately 25.5mV/dB. Variation in temperature and supply voltage does not alter the slope significantly, as shown in the *Typical Operating Characteristics*.

## Applications Information

### Filter Capacitor and Transient Response

In general, the choice of filter only partially determines the time-domain response of a PA detector loop. However, some simple conventions may be applied to discuss transient response. A large filter capacitor, CCLPF, dominates time-domain response, but the loop bandwidth remains a factor of the PA gain-control range (see *Typical Operating Characteristics*). The bandwidth is maximized at power outputs near the center of the PA's range and minimized at the low and high power levels, when the slope of the gain control curve is lowest.

A smaller valued CCLPF results in an increased-loop bandwidth inversely proportional to the capacitor value. Inherent phase lag in the PA's control path, usually caused by parasitics at the OUT pin, ultimately results in the addition of complex poles in the AC loop equation. To avoid this secondary effect, experimentally determine the lowest usable CCLPF for the power ampli-

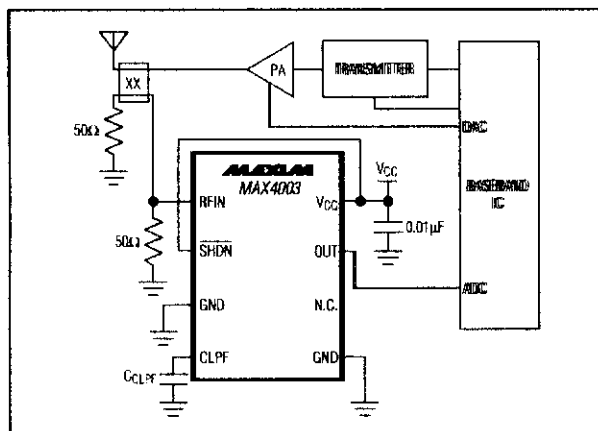


Figure 1. MAX4003 Typical Application Circuit

MAXIM

## 100MHz to 2500MHz, 45dB RF Detector in a UCSP

fier of interest. This requires full consideration of the intricacies of the PA detector control function. The worst-case condition, where the PA output is smallest (gain function is steepest), should be used because the PA control function is nonlinear. An additional zero can be added to improve loop dynamics by placing a resistor in series with CCLPF.

### Waveform Considerations

Although the input level of the MAX4003 is specified in dBm, the logarithmic amplifier actually responds to rectified voltage signals rather than a true RMS power. It is important to realize that input signals with identical root-mean-square power but with unique waveforms result in different logarithmic outputs.

Differing signal waveforms result in either an upward or downward shift in the logarithmic intercept. However, the logarithmic slope remains the same.

### Layout Considerations

As with any RF circuit, the MAX4003 circuit layout affects performance. To ensure maximum power transfer between 50Ω sources and the MAX4003 input, suitable matching networks should be implemented. The VCC input should be bypassed as close as possible to the device with multiple vias connecting the capacitor to the ground plane.

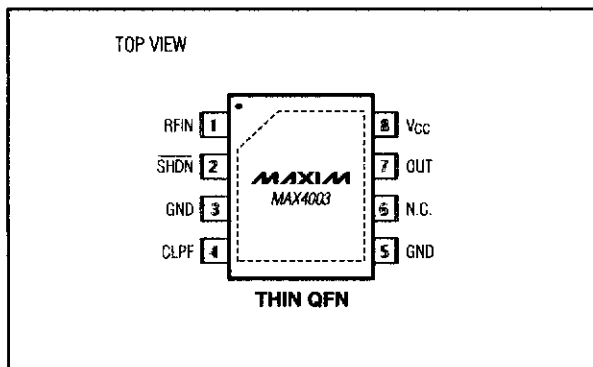
### UCSP Reliability

The UCSP represents a unique package that greatly reduces board space compared to other packages. UCSP reliability is integrally linked to the user's assembly methods, circuit board material, and usage environment. The user should closely review these areas when considering use of a UCSP. This form factor may not perform equally to a packaged product through traditional mechanical reliability tests. Performance through operating life test and moisture resistance remains uncompromised as it is primarily determined by the wafer fabrication process. Mechanical stress performance is a greater consideration for a UCSP. UCSP solder joint contact integrity must be considered since the package is attached through direct solder contact to the user's PC board. Testing done to characterize the UCSP reliability performance shows that it can perform reliably through environmental stresses. Results of environmental stress tests and additional usage data and recommendations are detailed in the UCSP application note found on Maxim's website, [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com).

### Chip Information

TRANSISTOR COUNT: 358

### Pin Configurations (continued)

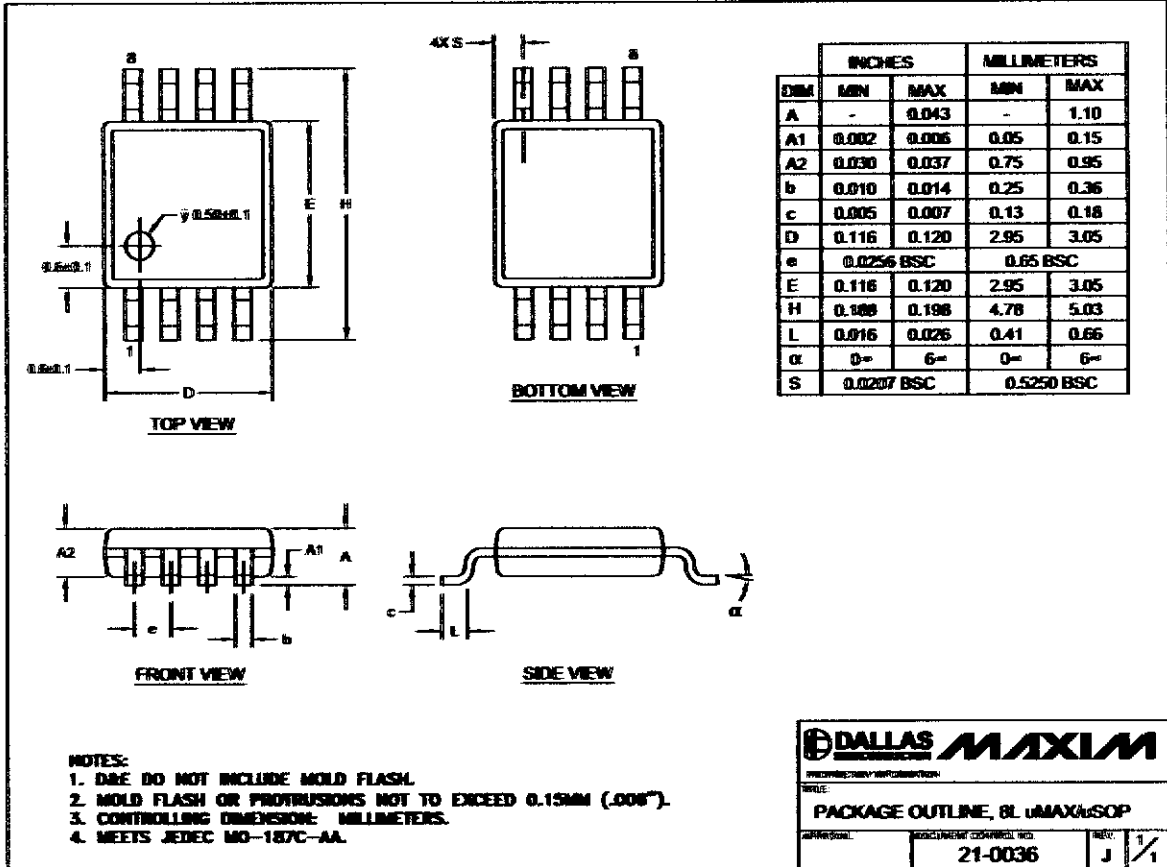


# 100MHz to 2500MHz, 45dB RF Detector in a UCSP

MAXIM

## Package Information

(The package drawing(s) in this data sheet may not reflect the most current specifications. For the latest package outline information, go to [www.maxim-ic.com/packages](http://www.maxim-ic.com/packages).)



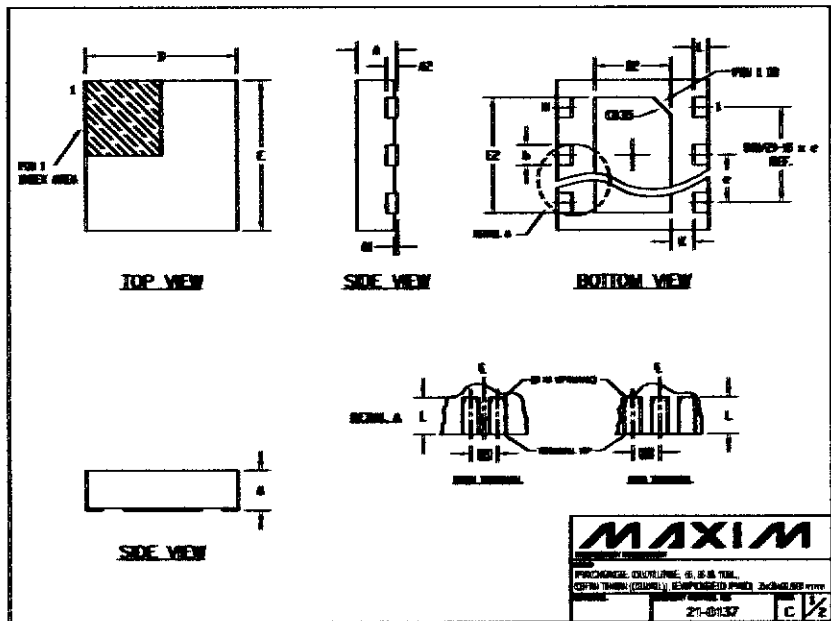
BLUMAYX4SOP

# 100MHz to 2500MHz, 45dB RF Detector in a UCSP

## Package Information (continued)

(The package drawing(s) in this data sheet may not reflect the most current specifications. For the latest package outline information, go to [www.maxim-ic.com/packages](http://www.maxim-ic.com/packages).)

**MAX4003**



COMMON DIMENSIONS			
SYMBOL	MIL	MM	REF.
A	0.70	0.89	
D	2.90	3.18	
E	2.90	3.18	
A1	0.00	0.00	
L	0.20	0.40	
k	0.25 MPW		
A2	0.20 REF		

PACKAGE VARIATIONS							
PART CODE	n	D2	E2	e	JEDEC SPEC	h	(NAG-1)e
7833-1	8	1.50±0.10	2.30±0.10	0.95±0.03	MIC228 / MICEA	0.40±0.05	1.90 REF
7833-1	8	1.50±0.10	2.30±0.10	0.95±0.03	MIC228 / MICEC	0.30±0.05	1.90 REF
7833-1	10	1.50±0.10	2.30±0.10	0.95±0.03	MIC228 / MICEC-3	0.25±0.05	2.00 REF

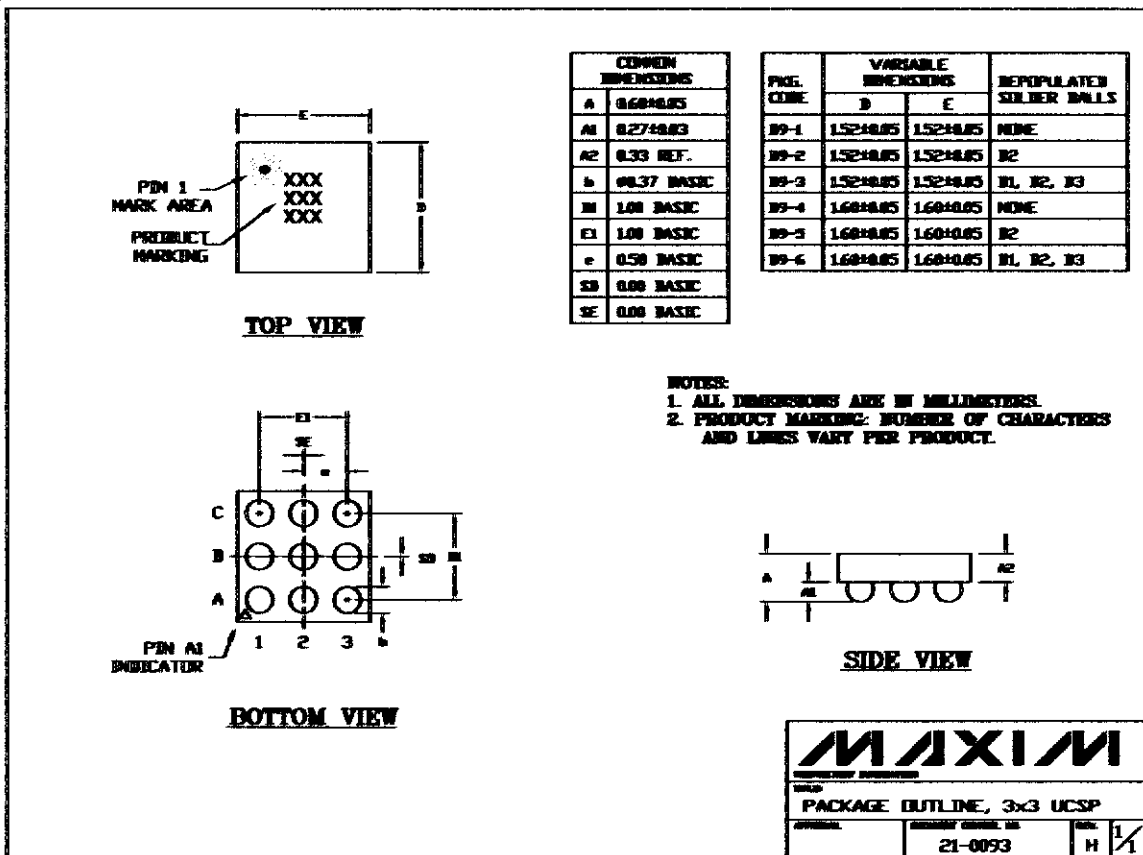
**NOTES:**

- ALL DIMENSIONS ARE IN MILS, ANGLES IN DEGREES.
- COPLANARITY SHALL NOT EXCEED 0.05 mm.
- WARRPAGE SHALL NOT EXCEED 0.10 mm.
- PINCODE LENGTH/PINCODE WIDTH ARE CONSIDERED AS SPECIAL CHARACTERISTICS.
- FINISH CONFORMS TO JEDEC MAXI.

# 100MHz to 2500MHz, 45dB RF Detector in a UCSP

## Package Information (continued)

(The package drawing(s) in this data sheet may not reflect the most current specifications. For the latest package outline information, go to [www.maxim-ic.com/packages](http://www.maxim-ic.com/packages).)



91UCSP\_3x3.EPS

Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

12 Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600

**ภาคผนวก ก.**  
**Datasheet LM339**

# LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

## Single Supply Quad Comparators

These comparators are designed for use in level detection, low-level sensing and memory applications in consumer, automotive, and industrial electronic applications.

### Features

- Single or Split Supply Operation
- Low Input Bias Current: 25 nA (Typ)
- Low Input Offset Current:  $\pm 5.0$  nA (Typ)
- Low Input Offset Voltage
- Input Common Mode Voltage Range to GND
- Low Output Saturation Voltage: 130 mV (Typ) @ 4.0 mA
- TTL and CMOS Compatible
- ESD Clamps on the Inputs Increase Reliability without Affecting Device Operation
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Site and Control Changes
- Pb-Free Packages are Available\*

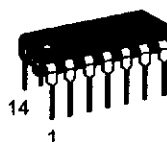


ON Semiconductor®

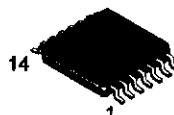
<http://onsemi.com>



SOIC-14  
D SUFFIX  
CASE 751A

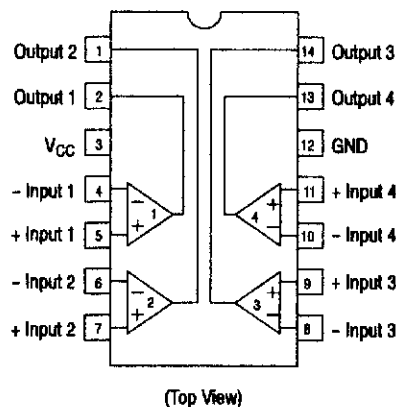


PDIP-14  
N, P SUFFIX  
CASE 646



TSSOP-14  
DTB SUFFIX  
CASE 948G

### PIN CONNECTIONS



### ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 6 of this data sheet.

### DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 8 of this data sheet.

\*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

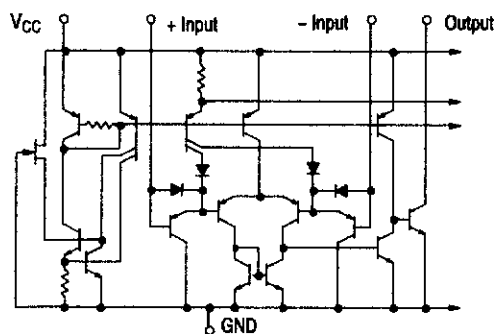
## LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage LM239/LM339/LM2901, V MC3302	$V_{CC}$	+36 or $\pm 18$ +30 or $\pm 15$	Vdc
Input Differential Voltage Range LM239/LM339/LM2901, V MC3302	$V_{IDR}$	36 30	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	$V_{ICMR}$	-0.3 to $V_{CC}$	Vdc
Output Short Circuit to Ground (Note 1)	$I_{SC}$	Continuous	
Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Plastic Package Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$ $1/R_{\theta JA}$	1.0 8.0	W mW/ $^\circ\text{C}$
Junction Temperature	$T_J$	150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range LM239 MC3302 LM2901 LM2901V, NCV2901 LM339	$T_A$	-25 to +85 -40 to +85 -40 to +105 -40 to +125 0 to +70	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
ESD Protection at any Pin (Note 2) Human Body Model Machine Model	$V_{ESD}$	1500 200	V

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

- The maximum output current may be as high as 20 mA, independent of the magnitude of  $V_{CC}$ . Output short circuits to  $V_{CC}$  can cause excessive heating and eventual destruction.
- $V_{ESD}$  rating for NCV/SC devices is: Human Body Model - 2000 V; Machine Model - 200 V.



NOTE: Diagram shown is for 1 comparator.

**Figure 1. Circuit Schematic**

## LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = +5.0$  Vdc,  $T_A = +25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	LM239/339			LM2901/2901V/ NCV2901			MC3302			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 4)	$V_{IO}$	-	$\pm 2.0$	$\pm 5.0$	-	$\pm 2.0$	$\pm 7.0$	-	$\pm 3.0$	$\pm 20$	mVdc
Input Bias Current (Notes 4, 5) (Output in Analog Range)	$I_{IB}$	-	25	250	-	25	250	-	25	500	nA
Input Offset Current (Note 4)	$I_{IO}$	-	$\pm 5.0$	$\pm 50$	-	$\pm 5.0$	$\pm 50$	-	$\pm 3.0$	$\pm 100$	nA
Input Common Mode Voltage Range	$V_{ICMR}$	0	-	$V_{CC} - 1.5$	0	-	$V_{CC} - 1.5$	0	-	$V_{CC} - 1.5$	V
Supply Current $R_L = \infty$ (For All Comparators) $R_L = \infty$ , $V_{CC} = 30$ Vdc	$I_{CC}$	-	0.8 1.0	2.0 2.5	-	0.8 1.0	2.0 2.5	-	0.8 1.0	2.0 2.5	mA
Voltage Gain $R_L \geq 15$ k $\Omega$ , $V_{CC} = 15$ Vdc	$A_{VOL}$	50	200	-	25	100	-	25	100	-	V/mV
Large Signal Response Time $V_I =$ TTL Logic Swing, $V_{ref} = 1.4$ Vdc, $V_{RL} = 5.0$ Vdc, $R_L = 5.1$ k $\Omega$	-	-	300	-	-	300	-	-	300	-	ns
Response Time (Note 6) $V_{RL} = 5.0$ Vdc, $R_L = 5.1$ k $\Omega$	-	-	1.3	-	-	1.3	-	-	1.3	-	$\mu\text{s}$
Output Sink Current $V_I(-) \geq +1.0$ Vdc, $V_I(+)=0$ , $V_O \leq 1.5$ Vdc	$I_{Sink}$	6.0	16	-	6.0	16	-	6.0	16	-	mA
Saturation Voltage $V_I(-) \geq +1.0$ Vdc, $V_I(+)=0$ , $I_{sink} \leq 4.0$ mA	$V_{sat}$	-	130	400	-	130	400	-	130	500	mV
Output Leakage Current $V_I(+)>+1.0$ Vdc, $V_I(-)=0$ , $V_O = +5.0$ Vdc	$I_{OL}$	-	0.1	-	-	0.1	-	-	0.1	-	nA

- (LM239)  $T_{low} = -25^\circ\text{C}$ ,  $T_{high} = +85^\circ$   
(LM339)  $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ ,  $T_{high} = +70^\circ\text{C}$   
(MC3302)  $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ ,  $T_{high} = +85^\circ\text{C}$   
(LM2901)  $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ ,  $T_{high} = +105^\circ$   
(LM2901V & NCV2901)  $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ ,  $T_{high} = +125^\circ\text{C}$   
*NCV2901 is qualified for automotive use.*
- At the output switch point,  $V_O = 1.4$  Vdc,  $R_S \leq 100 \Omega$   $5.0$  Vdc  $\leq V_{CC} \leq 30$  Vdc, with the inputs over the full common mode range (0 Vdc to  $V_{CC} - 1.5$  Vdc).
- The bias current flows out of the inputs due to the PNP input stage. This current is virtually constant, independent of the output state.
- The response time specified is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive. For larger signals, 300 ns is typical.

## LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

PERFORMANCE CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = +5.0$  Vdc,  $T_A = T_{low}$  to  $T_{high}$  [Note 7])

Characteristic	Symbol	LM239/339			LM2901/2901V/ NCV2901			MC3302			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 8)	$V_{IO}$	-	-	$\pm 9.0$	-	-	$\pm 15$	-	-	$\pm 40$	mVdc
Input Bias Current (Notes 8, 9) (Output in Analog Range)	$I_{IB}$	-	-	400	-	-	500	-	-	1000	nA
Input Offset Current (Note 8)	$I_{IO}$	-	-	$\pm 150$	-	-	$\pm 200$	-	-	$\pm 300$	nA
Input Common Mode Voltage Range	$V_{ICMR}$	0	-	$V_{CC} - 2.0$	0	-	$V_{CC} - 2.0$	0	-	$V_{CC} - 2.0$	V
Saturation Voltage $V_{i(-)} \geq +1.0$ Vdc, $V_{i(+)} = 0$ , $I_{sink} \leq 4.0$ mA	$V_{sat}$	-	-	700	-	-	700	-	-	700	mV
Output Leakage Current $V_{i(+)} \geq +1.0$ Vdc, $V_{i(-)} = 0$ , $V_O = 30$ Vdc	$I_{OL}$	-	-	1.0	-	-	1.0	-	-	1.0	$\mu$ A
Differential Input Voltage All $V_i \geq 0$ Vdc	$V_{ID}$	-	-	$V_{CC}$	-	-	$V_{CC}$	-	-	$V_{CC}$	Vdc

7. (LM239)  $T_{low} = -25^\circ\text{C}$ ,  $T_{high} = +85^\circ\text{C}$   
 (LM339)  $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ ,  $T_{high} = +70^\circ\text{C}$   
 (MC3302)  $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ ,  $T_{high} = +85^\circ\text{C}$   
 (LM2901)  $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ ,  $T_{high} = +105^\circ\text{C}$   
 (LM2901V & NCV2901)  $T_{low} = -40^\circ\text{C}$ ,  $T_{high} = +125^\circ\text{C}$   
 NCV2901 is qualified for automotive use.
8. At the output switch point,  $V_O = 1.4$  Vdc,  $R_S \leq 100 \Omega$ ,  $5.0$  Vdc  $\leq V_{CC} \leq 30$  Vdc, with the inputs over the full common mode range (0 Vdc to  $V_{CC} - 1.5$  Vdc).
9. The bias current flows out of the inputs due to the PNP input stage. This current is virtually constant, independent of the output state.
10. The response time specified is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive. For larger signals, 300 ns is typical.

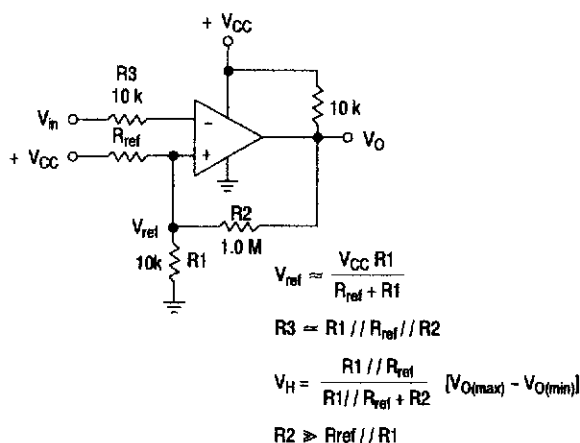


Figure 2. Inverting Comparator with Hysteresis

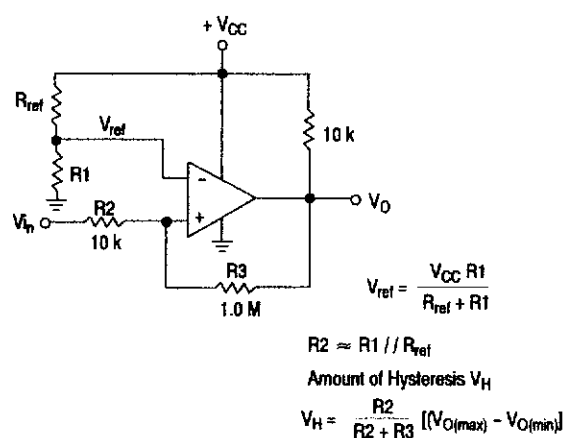
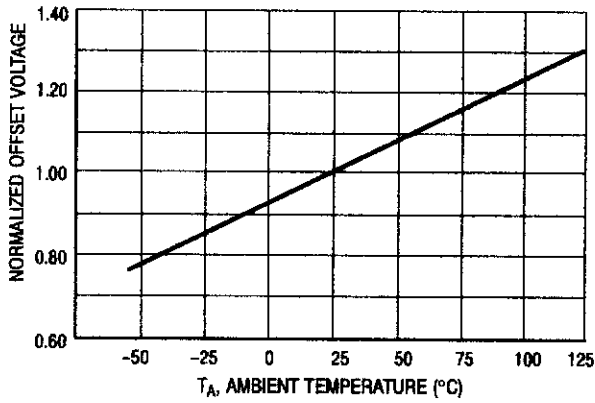


Figure 3. Noninverting Comparator with Hysteresis

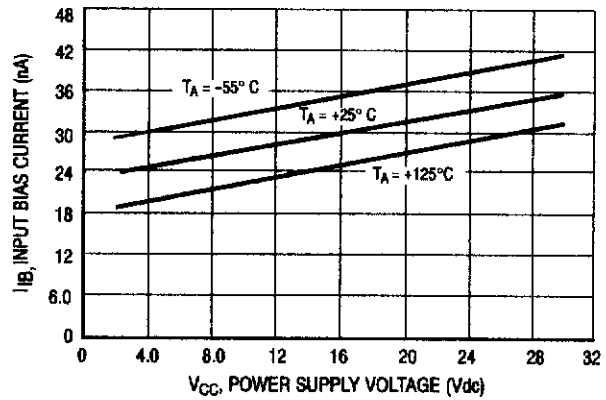
**LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302**

**Typical Characteristics**

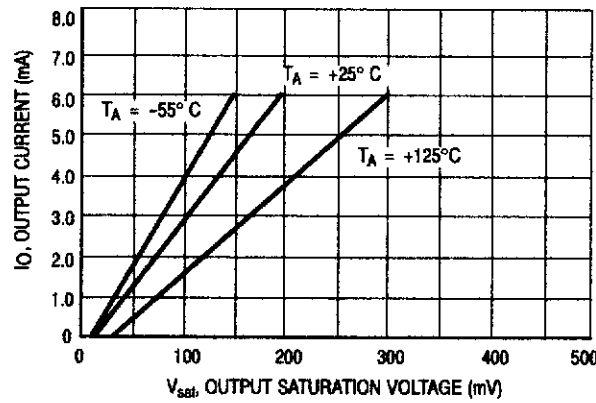
( $V_{CC} = 15$  Vdc,  $T_A = +25^\circ\text{C}$  (each comparator) unless otherwise noted.)



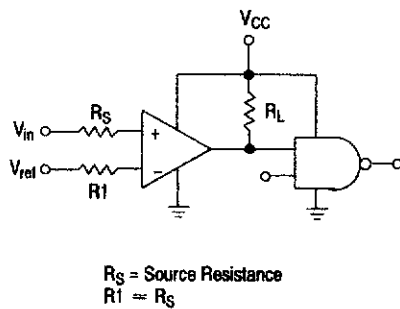
**Figure 4. Normalized Input Offset Voltage**



**Figure 5. Input Bias Current**

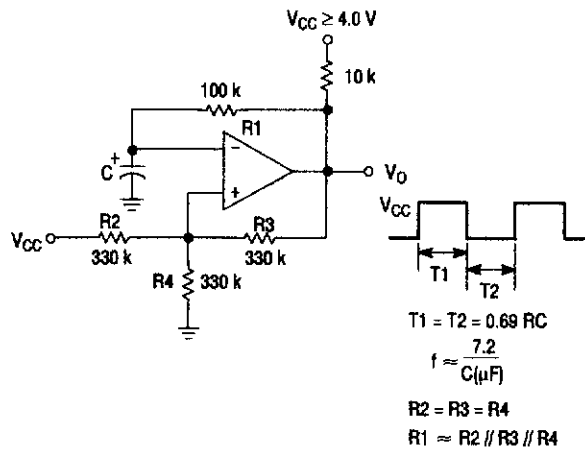


**Figure 6. Output Sink Current versus Output Saturation Voltage**



Logic	Device	$V_{CC}$ (V)	$R_L$ (k $\Omega$ )
CMOS	1/4 MC14001	+15	100
TTL	1/4 MC7400	+5.0	10

**Figure 7. Driving Logic**



**Figure 8. Squarewave Oscillator**

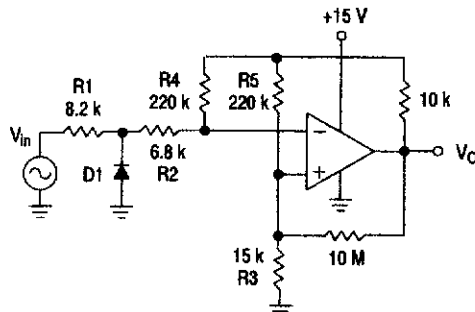
## LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

### APPLICATIONS INFORMATION

These quad comparators feature high gain, wide bandwidth characteristics. This gives the device oscillation tendencies if the outputs are capacitively coupled to the inputs via stray capacitance. This oscillation manifests itself during output transitions ( $V_{OL}$  to  $V_{OH}$ ). To alleviate this situation input resistors  $< 10\text{ k}\Omega$  should be used. The

addition of positive feedback ( $< 10\text{ mV}$ ) is also recommended. It is good design practice to ground all unused input pins.

Differential input voltages may be larger than supply voltages without damaging the comparator's inputs. Voltages more negative than  $-300\text{ mV}$  should not be used.

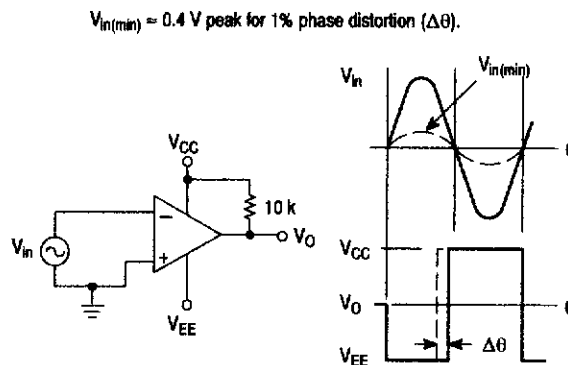


D1 prevents input from going negative by more than 0.6 V.

$$R1 + R2 = R3$$

$$R3 \leq \frac{R5}{10} \text{ for small error in zero crossing}$$

**Figure 9. Zero Crossing Detector (Single Supply)**



**Figure 10. Zero Crossing Detector (Split Supplies)**

### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
LM239D	SOIC-14	55 Units/Tube
LM239DG	SOIC-14 (Pb-Free)	55 Units/Tube
LM239DR2	SOIC-14	2500 Units/Tape & Reel
LM239DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
LM239DTBR2	TSSOP-14*	2500 Units/Tape & Reel
LM239DTBR2G	TSSOP-14*	2500 Units/Tape & Reel
LM239N	PDIP-14	25 Units/Rail
LM239NG	PDIP-14 (Pb-Free)	25 Units/Rail
LM339D	SOIC-14	55 Units/Tube
LM339DG	SOIC-14 (Pb-Free)	55 Units/Tube
LM339DR2	SOIC-14	2500 Units/Tape & Reel
LM339DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
LM339DTBR2	TSSOP-14*	2500 Units/Tape & Reel
LM339DTBR2G	TSSOP-14*	2500 Units/Tape & Reel

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

\*This package is inherently Pb-Free.

## LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

## ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
LM339N	PDIP-14	25 Units/Rail
LM339NG	PDIP-14 (Pb-Free)	25 Units/Rail
LM2901D	SOIC-14	55 Units/Rail
LM2901DG	SOIC-14 (Pb-Free)	55 Units/Rail
LM2901DR2	SOIC-14	2500 Units/Tape & Reel
LM2901DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
LM2901DTBR2	TSSOP-14*	2500 Units/Tape & Reel
LM2901DTBR2G	TSSOP-14*	2500 Units/Tape & Reel
LM2901N	PDIP-14	25 Units/Rail
LM2901NG	PDIP-14 (Pb-Free)	25 Units/Rail
LM2901VD	SOIC-14	55 Units/Tube
LM2901VDG	SOIC-14 (Pb-Free)	55 Units/Tube
LM2901VDR2	SOIC-14	2500 Units/Tape & Reel
LM2901VDR2G	SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
LM2901VDTBR2	TSSOP-14*	2500 Units/Tape & Reel
LM2901VDTBR2G	TSSOP-14*	2500 Units/Tape & Reel
LM2901VN	PDIP-14	25 Units/Rail
LM2901VNG	PDIP-14 (Pb-Free)	25 Units/Rail
NCV2901DR2	SOIC-14	2500 Units/Tape & Reel
NCV2901DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
MC3302D	SOIC-14	55 Units/Tube
MC3302DG	SOIC-14 (Pb-Free)	55 Units/Tube
MC3302DR2	SOIC-14	2500 Units/Tape & Reel
MC3302DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
MC3302DTBR2	TSSOP-14*	2500 Units/Tape & Reel
MC3302DTBR2G	TSSOP-14*	2500 Units/Tape & Reel
MC3302P	PDIP-14	25 Units/Rail
MC3302PG	PDIP-14 (Pb-Free)	25 Units/Rail

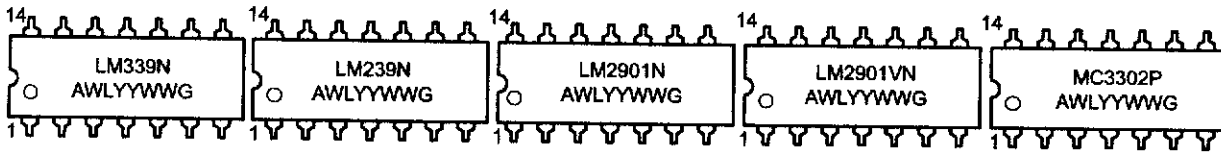
†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

\*This package is inherently Pb-Free.

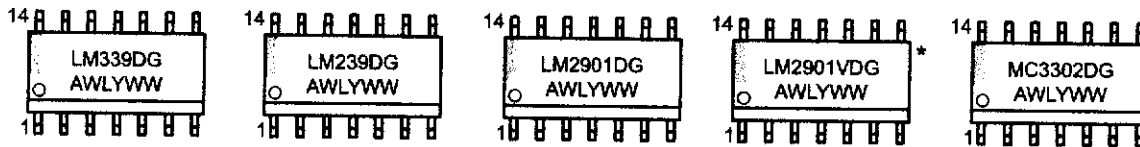
**LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302**

**MARKING DIAGRAMS**

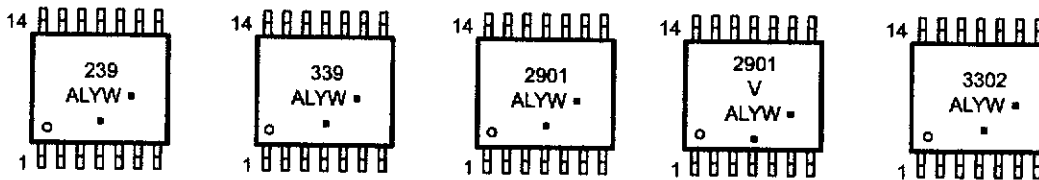
**PDIP-14  
N, P SUFFIX  
CASE 646**



**SOIC-14  
D SUFFIX  
CASE 751A**



**TSSOP-14  
DTB SUFFIX  
CASE 948G**

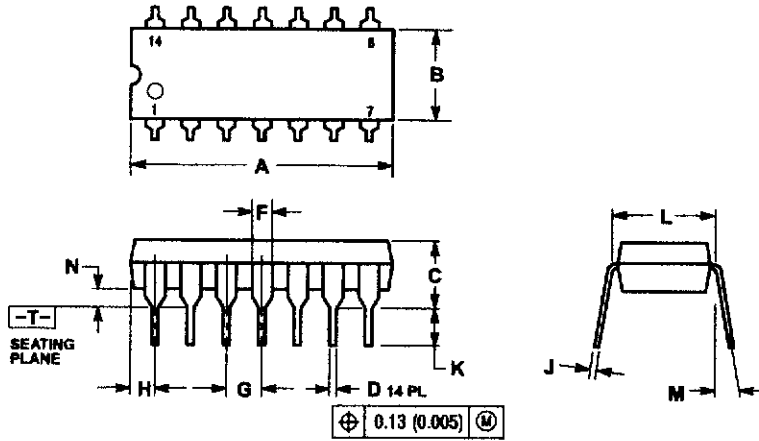


A = Assembly Location  
 WL, L = Wafer Lot  
 YY, Y = Year  
 WW, W = Work Week  
 G or • = Pb-Free Package  
 (Note: Microdot may be in either location)  
 \*This marking diagram also applies to NCV2901.

LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-14  
P SUFFIX  
CASE 646-06  
ISSUE N

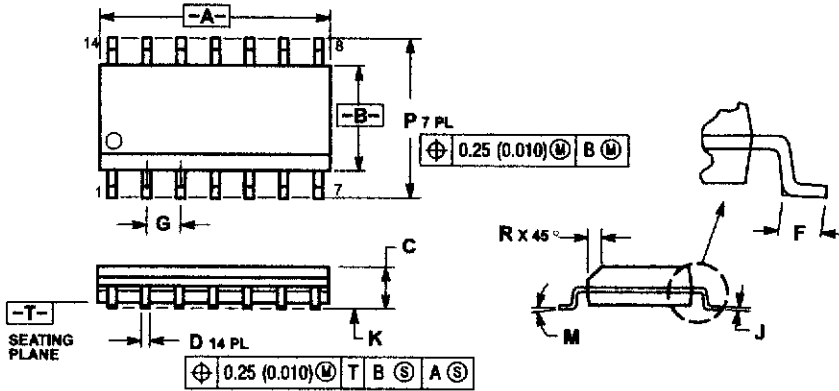


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	18.80
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100	BSC	2.54	BSC
H	0.052	0.085	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.290	0.310	7.37	7.87
M	---	10°	---	10°
N	0.015	0.039	0.38	1.01

SOIC-14  
D SUFFIX  
CASE 751A-03  
ISSUE G



NOTES:

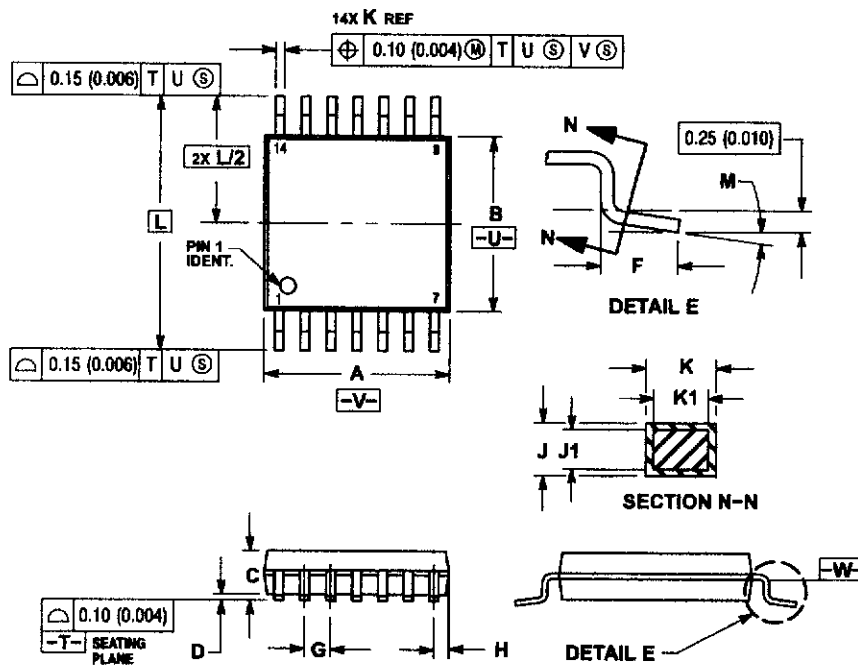
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27	BSC	0.050	BSC
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

## LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

## PACKAGE DIMENSIONS

TSSOP-14  
DTB SUFFIX  
CASE 948G-01  
ISSUE A



## NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSION A DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION SHALL NOT EXCEED 0.25 (0.010) PER SIDE.
5. DIMENSION K DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 (0.003) TOTAL IN EXCESS OF THE K DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
6. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
7. DIMENSION A AND B ARE TO BE DETERMINED AT DATUM PLANE -W-.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.90	5.10	0.193	0.200
B	4.30	4.50	0.169	0.177
C	---	1.20	---	0.047
D	0.05	0.15	0.002	0.006
F	0.50	0.75	0.020	0.030
G	0.65 BSC		0.026 BSC	
H	0.50	0.60	0.020	0.024
J	0.09	0.20	0.004	0.008
J1	0.09	0.16	0.004	0.006
K	0.19	0.30	0.007	0.012
K1	0.19	0.25	0.007	0.010
L	6.40 BSC		0.252 BSC	
M	0°	8°	0°	8°

ON Semiconductor and are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

## PUBLICATION ORDERING INFORMATION

## LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
P.O. Box 61312, Phoenix, Arizona 85082-1312 USA  
Phone: 480-829-7710 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
Fax: 480-829-7709 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free  
USA/Canada

Japan: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center  
2-9-1 Kamimeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-0051  
Phone: 81-3-5773-3850

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

Order Literature: <http://www.onsemi.com/litorder>

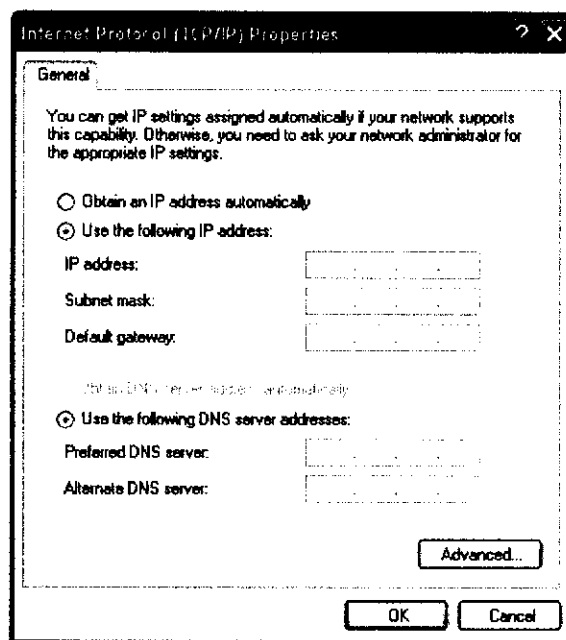
For additional information, please contact your local Sales Representative.

LM339/D

## ภาคผนวก ง

### วิธีการติดตั้งระบบ Wireless

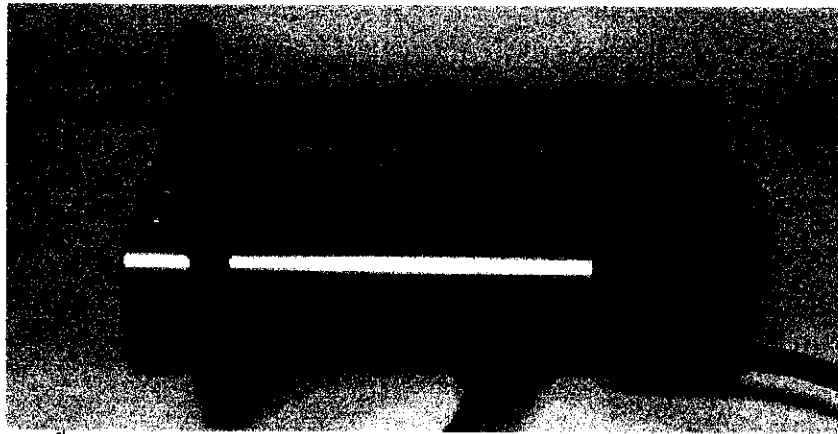
การ setup เพื่อการเชื่อมต่อเข้าระบบ Wireless ซึ่งระบบที่นำไปใช้ในการทดสอบใช้งาน เป็นการสร้างระบบของ Wireless ไว้ซึ่งต้องทำการ Setup IP address และ Subnet mask ทั้งเครื่องของตัวรับและตัวส่งซึ่งทั้งสองจะต้อง Setup IP address และ Subnet mask ที่เป็นค่าเดียวกับตัว Access Point (ซึ่งค่าทั่วไปของ Access Point ของ D-Link DWL-2000AP+ ที่ใช้ IP address คือ 192.168.0.50 ) IP address เมื่อใช้ค่าที่ Setup ใหม่ 161.246.18.111 Subnet mask :255.255.255.0 เพื่อจะทำให้คอมพิวเตอร์ทั้งตัวส่งและตัวรับสามารถเชื่อมต่อผ่านระบบ Wireless ได้



รูปที่ ง.1 การ Setup IP address และ Subnet mask

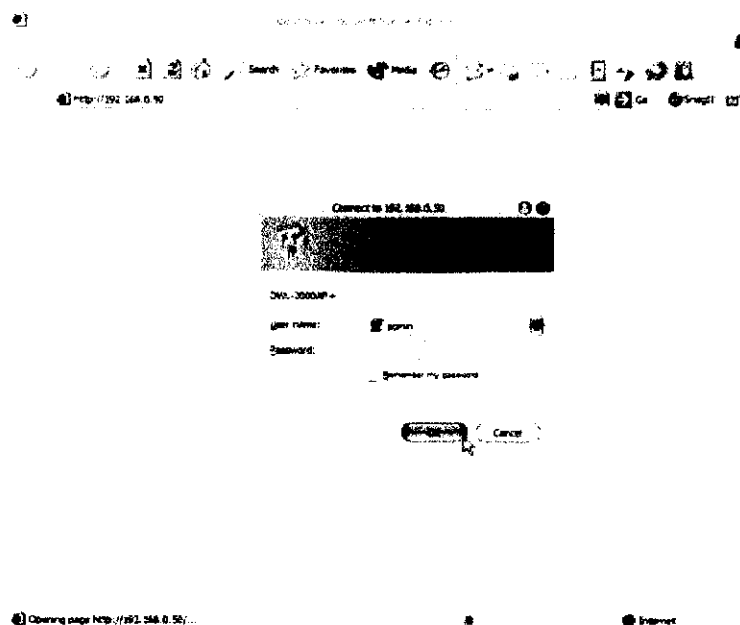
ซึ่งต่อไปจะเป็นการ setup เพื่อการเชื่อมต่อ ระหว่างอุปกรณ์ชิ้นต่างๆ โดยการใช้ Setup Wizard ของ D-Link DWL-2000AP+ เป็นอีกทางหนึ่งที่ไม่ต้องลง software ซึ่งจะเป็นการ setup ที่เครื่องตัวส่งที่ติดต่อกับตัว Access Point ด้วยสาย LAN สำหรับการ setup มีขั้นตอนดังนี้

1. ทำการเสียบสาย Power เข้ากับตัว Wireless Access Point พร้อมทั้งเสียบสาย LAN เพื่อการเชื่อมต่อระหว่าง Wireless Access Point กับเครื่องคอมพิวเตอร์



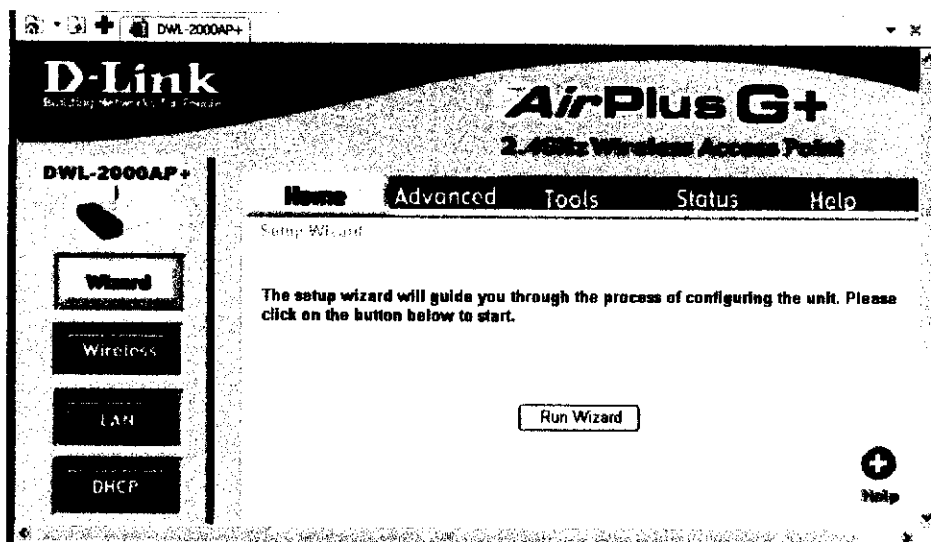
รูปที่ ๓.2 การติดตั้งตัว Wireless Access Point

2. เมื่อติดตั้งเรียบร้อยแล้ว จึงทำการตั้งค่าตัว Wireless Access Point ขั้นแรกให้เปิด Web Browser ขึ้นมา ไปที่ Microsoft Internet Explorer จากนั้นก็พิมพ์ 192.168.0.50 (IP Address ของ Wireless Access Point) ไปที่ช่อง Address ตามรูปแล้วก็กด Enter หลังจากนั้นก็จะมีการแสดงหน้าต่างขึ้นมา ตาม User name และ password สำหรับ Wireless Access Point ของ D-Link ที่เพิ่งแกะกล่องออกมา จะตั้งค่า User name เป็น admin แต่ไม่มี password ที่นี้ก็ป้อน admin ไปในช่อง User name แล้วก็คลิกปุ่ม OK



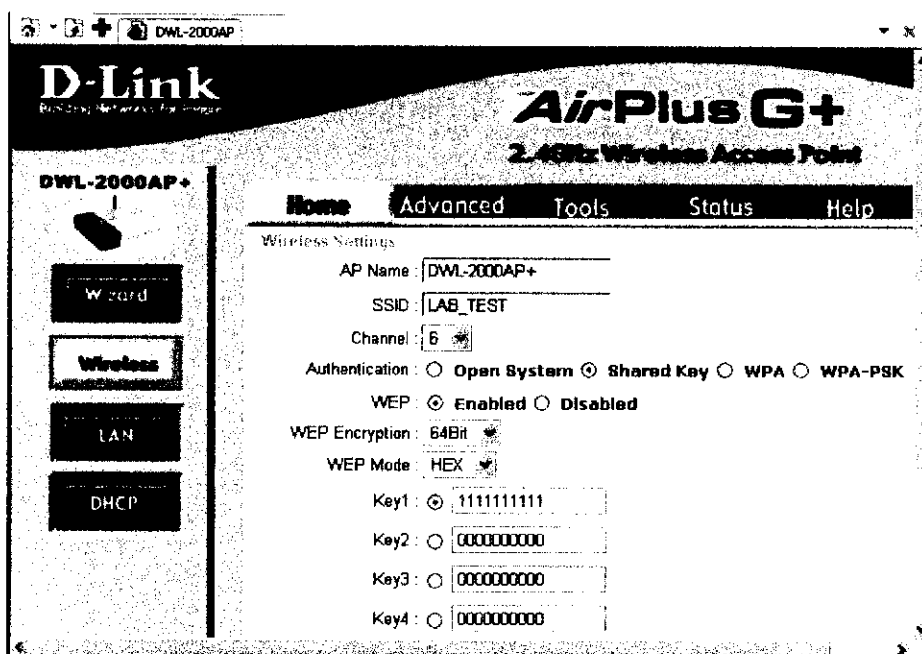
รูปที่ ๓.3 การตั้งค่าตัว Wireless Access Point

3. เริ่มทำการ Setup ขั้นแรกให้คลิกที่ Setup Wireless



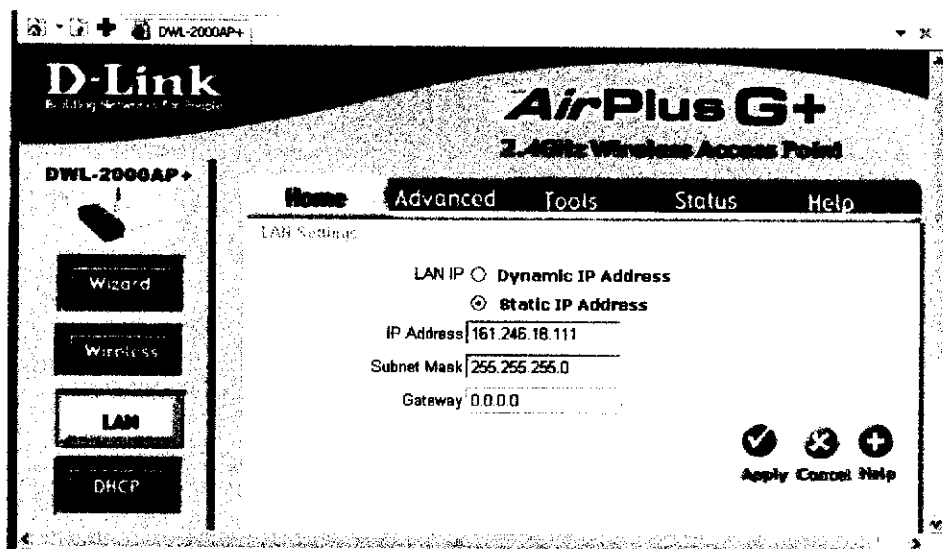
รูปที่ ๓.4 การ Setup Wireless ของ Wireless Access Point

4. หน้าจอ Setup Wireless จะบอกว่า อย่างน้อยควรที่จะผ่าน 4 ขั้นตอนในการ Setup คือ เปลี่ยนการตั้งชื่อ SSID (ซึ่งจะเป็นชื่อของระบบ Wireless) และ Channel, Authentication (setup ตามรูปเพื่อป้องกันเครื่องอื่นเข้ามาใช้ในระบมเดียวกัน), ตั้งการเข้ารหัสข้อมูล, Password หลังจากนั้นก็ กด Apply



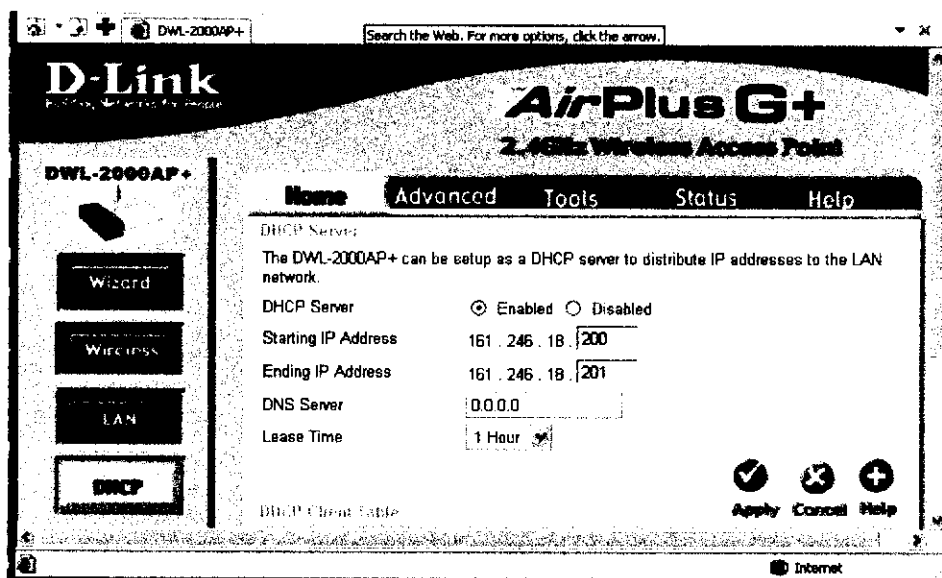
รูปที่ ๓.5 แสดงขั้นตอนในการ Setup ของ Wireless Access Point

5. หน้าจอ LAN จะเป็นการ Setup เพื่อเปลี่ยนค่าของ IP address และ Subnet mask ของ Wireless Access Point หลังจากนั้นก็ กด Apply



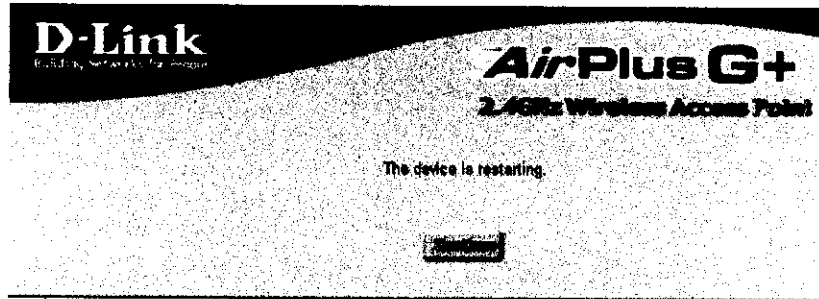
รูปที่ ๖.6 แสดงขั้นตอนในการ Setup LAN ของ Wireless Access Point

6. หน้าจอ DHCP จะเป็นส่วนที่ใช้ในการ Setup เพื่อให้ในการขอใช้งานระบบ Wireless ว่ามีจำนวนเครื่องในการใช้งานในระบบเท่าไร (ถ้าไม่มีระบบ Wireless ระบบอื่นอยู่ใกล้ไม่ต้อง Setup) เพื่อเป็นการป้องกันเครื่องอื่นเข้ามาในระบบ หลังจากนั้นก็ กด Apply



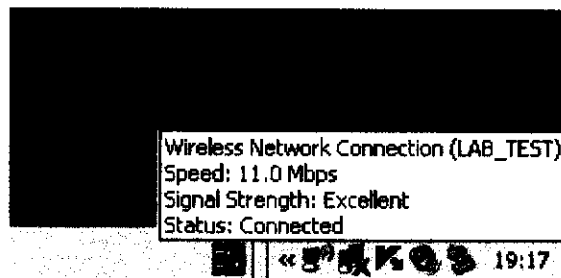
รูปที่ ๖.7 แสดงขั้นตอนในการ Setup DHCP ของ Wireless Access Point

## 7. กด Continue



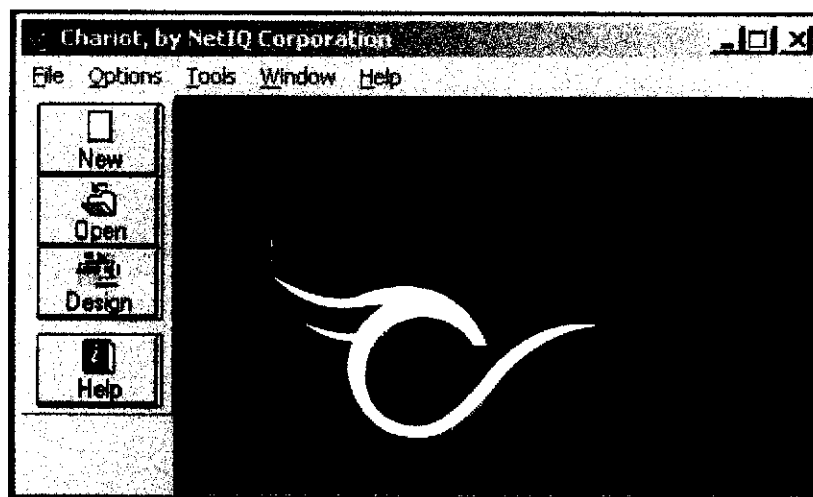
รูปที่ ๘.8 แสดงขั้นตอนในการ Setup ของ Wireless Access Point

8. การ setup ตัวเครื่องลูกข่าย โดยใช้เครื่อง Notebook เป็นตัวทดลองในการรับสัญญาณข้อมูล โดยต่อเข้ากับอุปกรณ์ Wireless LAN จากรูป ๘.9 พบว่าทางมุมขวาล่างของหน้าจอจะเห็นรูปจอซ้อนกันสองจอ ซึ่งเป็น icon ของ Wireless LAN และของ LAN แบบมีสาย ซึ่งจะแสดง Wireless Network connection สามารถใช้งานได้แล้ว



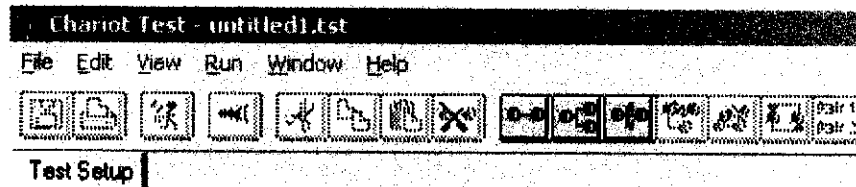
รูปที่ ๘.9 แสดงหน้าจอของตัวเครื่องลูกข่ายโดยใช้เครื่อง Notebook ระบบเชื่อมต่อสมบูรณ์

9. การใช้งานโปรแกรม Chariot จะเป็นโปรแกรมที่จำลองการรับ-ส่งข้อมูล เมื่อทำการลงโปรแกรม NetIQ จะสามารถเรียกใช้งานโปรแกรม Chariot ได้ กดที่ NEW จะแสดงหน้าต่างดังรูปที่ ๘.10



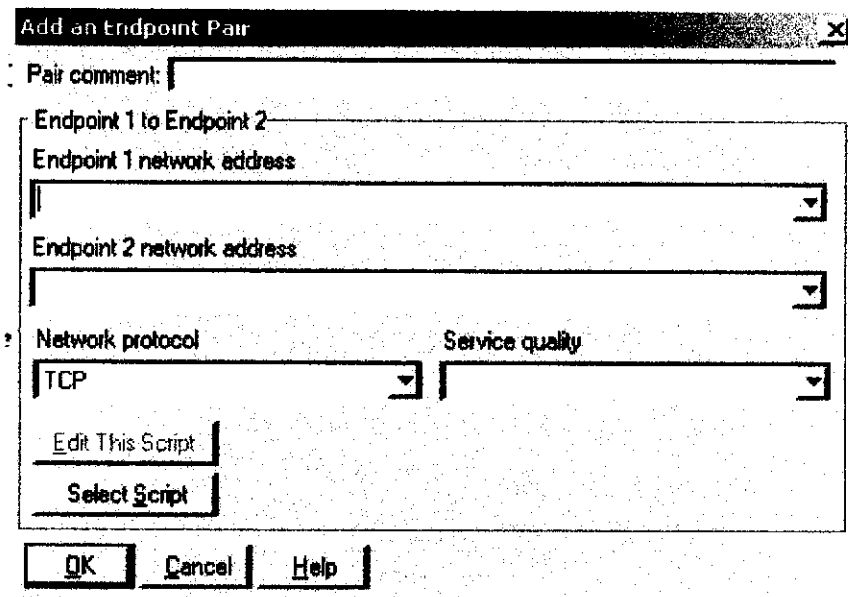
รูปที่ ๘.10 แสดงหน้าต่างใช้งานโปรแกรม Chariot

10. กด  จะแสดงหน้าต่างดังรูปที่ ๑.12.




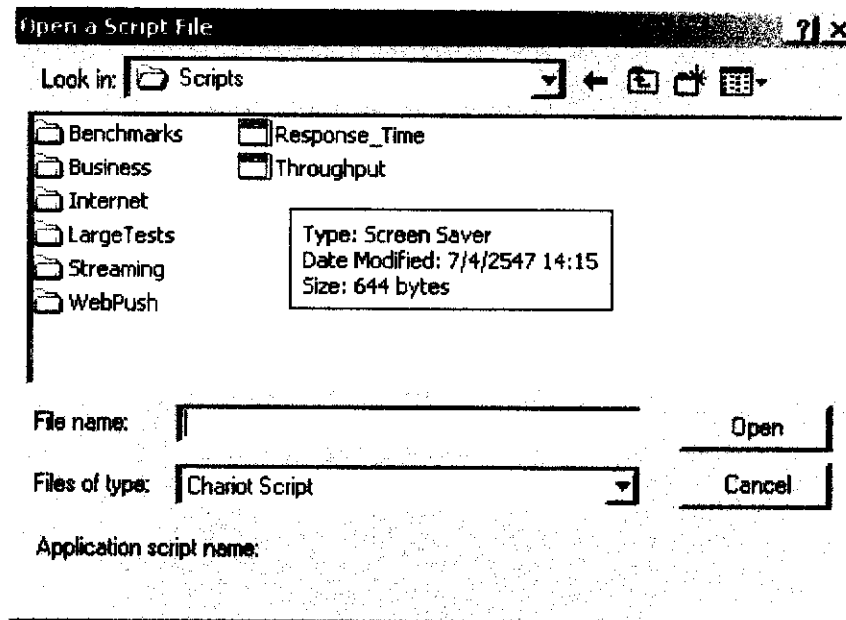
รูปที่ ๑.11 แสดงหน้าต่างใช้งานโปรแกรม Chariot

11. การ set Endpoint 1 ซึ่งจะเป็นค่า IP Address ของเครื่องคอมพิวเตอร์ตัวรับและ set Endpoint 2 ซึ่งจะเป็นค่า IP Address ของเครื่องคอมพิวเตอร์ตัวส่ง หลังจากนั้นกด select script



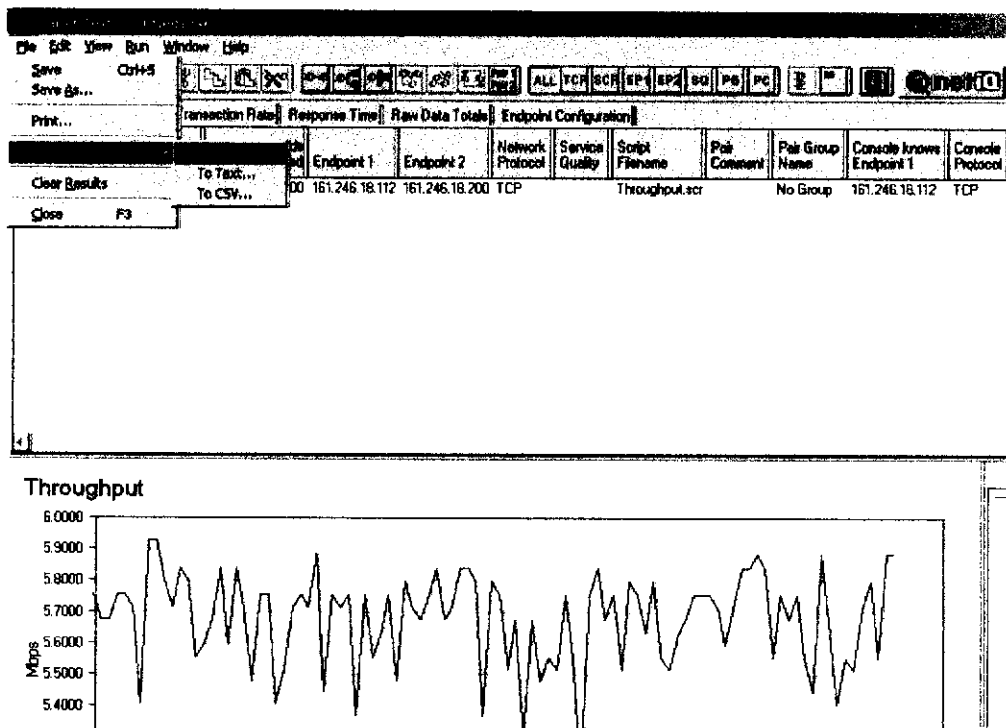
รูปที่ ๑.12 แสดงหน้าต่างใช้งานโปรแกรม Chariot การ set Endpoint

12. เมื่อกด select script จะแสดงหน้าต่างดังรูปที่ ๑.12จากนั้นกดที่  Throughput จะแสดงหน้าต่างดังรูปที่ ๑.13



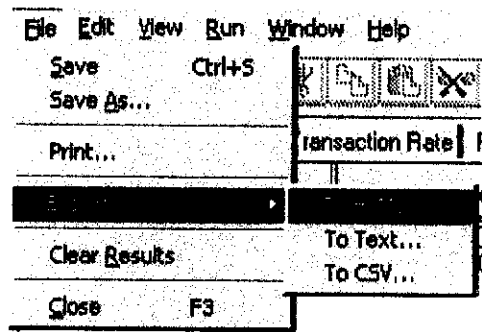
รูปที่ ๑.13 แสดงหน้าต่างใช้งานโปรแกรม Chariot ของ  Throughput

13. เมื่อกด selects script อีกครั้ง แล้วกด RUN จะแสดงค่าของ Throughput



รูปที่ ๑.14 แสดงหน้าต่าง แสดงค่าของ Throughput

14. จะทำการ save โดยไปที่ Export To HTML



รูปที่ ๑.15 การ save ที่ Export To HTML

15. การดูค่า Throughput จะต้องไปที่ Program Files ไปที่ NetIQ ไปที่ Chariot ดูค่าที่ icon Internet Explorer

**ภาคผนวก จ.**

**Datasheet HRF-SW1000**

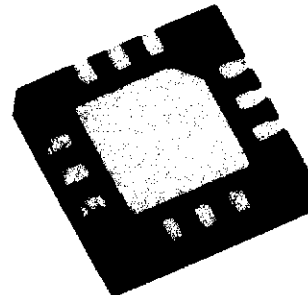
# HRF-SW1000

# Honeywell

## SPDT Absorptive RF Switch

### Features

- High Isolation Of > 40 dB @ 2 GHz
- Low Insertion Loss Of 1.1dB @ 2 GHz
- DC To 4GHz Operating Frequency
- Integrated CMOS Control Logic
- Integrated ESD Protection on Digital I/O
- Single Positive Supply Voltage
- Ultra Small VQFN Packaging
- Impedance matched for 50 Ohm systems



HRF-SW1000 in VQFN Package

### Product Description

The Honeywell HRF-SW1000 is a high performance single pole double throw (SPDT) absorptive RF switch that is ideal for use in wireless basestation and handset applications that require minimum power and minimum insertion loss.

The HRF-SW1000 is manufactured with Honeywell's patented Silicon On Insulator (SOI) CMOS technology, which provides the performance of GaAs with the economy and integration capabilities of conventional CMOS technology.

### RF Electrical Specifications @ + 25°C

Results @ Vdd=5.0 +/- 10%, Vss = 0 unless otherwise stated, Z<sub>0</sub>=50 ohms

Contact Honeywell for relative performance at other supply configurations

Parameter	Test Condition	Frequency	Minimum	Typical	Maximum	Units
Insertion Loss*		DC - 0.5 GHz		0.9	1.4	dB
		2.0 GHz		1.1	1.6	dB
		3.0 GHz		1.3	2.2	dB
Isolation*		DC - 0.5 GHz	52	55		dB
		2.0 GHz	45	49		dB
		3.0 GHz	36	41		dB
VSWR*		DC - 0.5 GHz		1.1:1		Ratio
		2.0 GHz		1.2:1		Ratio
		3.0 GHz		1.2:1	1.3:1	Ratio
1dB Compression*	Input Power Vss=Gnd Vss= -3	1.0 GHz		21		dBm
		1.0 GHz		29		dBm
Input IP3*	Two-Tone Inputs Up To + 5 dBm Vss=Gnd Vss= -3	2.0 GHz		35		dBm
		2.0 GHz		35		dBm
Trise, Tfall* Ton, Toff Transients	10% To 90%			10		nS
	50% Cnt# To 90%/10%Rf			20		nS
	In-Band			10		mV

\*Guaranteed by design

Web Site: [www.mysoiservices.com](http://www.mysoiservices.com)  
Email: [mysoiservices@honeywell.com](mailto:mysoiservices@honeywell.com)

2004 1000W Published August 2004 Page 1

Honeywell  
Solid State Electronics Center  
12001 State Highway 55  
Plymouth, Minnesota 55441-4799  
1-800-323-8286

# HRF-SW1000

# Honeywell

## DC Electrical Specifications @ + 25°C

Parameter	Minimum	Typical	Maximum	Units
Single V <sub>DD</sub> Supply Voltage	3.3*	5.0	5.5	V
V <sub>SS</sub>			-5.0	V
I <sub>DD</sub>		.07	10	uA
CMOS Logic Level (0)	0		0.8	V
CMOS Logic Level (1)	V <sub>DD</sub> - 0.8		V <sub>DD</sub>	V
Input Leakage Current			10	uA

\* Performance curves are for V<sub>DD</sub> = +5.0 +/- 10%

## Absolute Maximum Ratings<sup>1</sup>

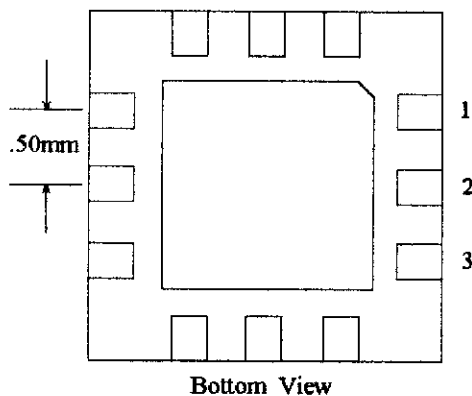
Parameter	Absolute Maximum	Units
V <sub>DD</sub>	+6.0	V
V <sub>SS</sub>	-5.5	V
V <sub>in</sub> Digital Logic 0	-0.6	V
V <sub>in</sub> Digital Logic 1	V <sub>DD</sub> + 0.6	V
Maximum Input Power	> 35	dBm
ESD Voltage	400	V
Operating Temperature Range	-40 to +85	Degrees C
Storage Temperature Range	-65 to +125	Degrees C

(Note 1) Operation beyond any of these parameters may cause permanent damage.

**Latch-Up:** Unlike conventional CMOS RF switches, Honeywell's HRF-SW1000 is immune to latch-up.

**ESD Protection:** Although this device contains ESD protection circuitry on all digital inputs, conventional precautions should be taken to ensure that the Absolute Maximum Ratings are not exceeded.

## Package Outline Drawing



This package conforms to the LPCC<sup>TM</sup> 3 x 3 mm 12 lead body dimensions.

See ASAT LPCC Marketing Outline Dwg. # DGMJ00004 Latest Rev. at <http://www.asat.com> for additional dimensional information.

See Application Note 310, VQFN Surface Mount Application, on our web site at <http://www.mysoiservices.com> for assembly recommendations.

# HRF-SW1000

# Honeywell

## Truth Table

Switch Control	RF Output 1	RF Output 2
0	RF INPUT	---
1	---	RF INPUT

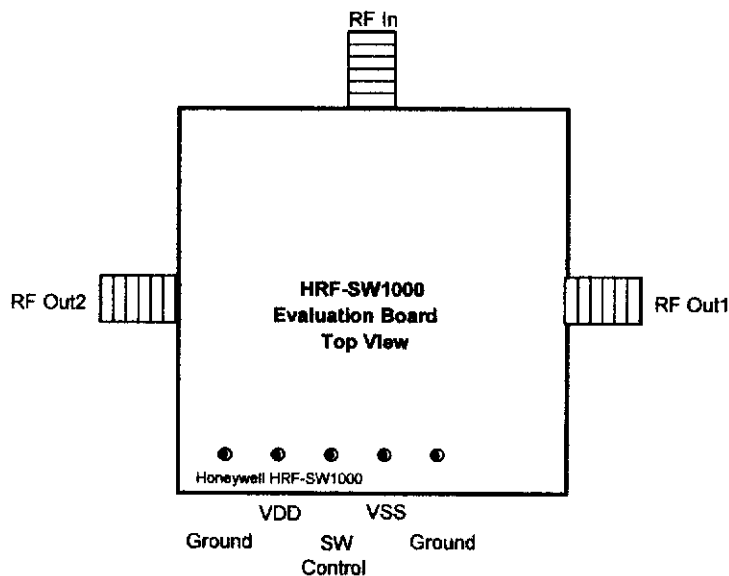
"0" = CMOS Low, "1" = CMOS High

## Pin Configuration

Pin	Function	Pin	Function
1	GROUND	7	GROUND
2	RF OUT 2	8	RF OUT 1
3	GROUND	9	GROUND
4	VDD	10	GROUND
5	SWITCH CONTROL	11	RF IN
6	VSS	12	GROUND

Note: Bottom ground plate must be grounded for proper RF performance.

## Evaluation Circuit Board Connections



Web Site: [www.mysolservices.com](http://www.mysolservices.com)  
 Email: [mysolservices@honeywell.com](mailto:mysolservices@honeywell.com)  
 2004 1000W Published August 2004 Page 3

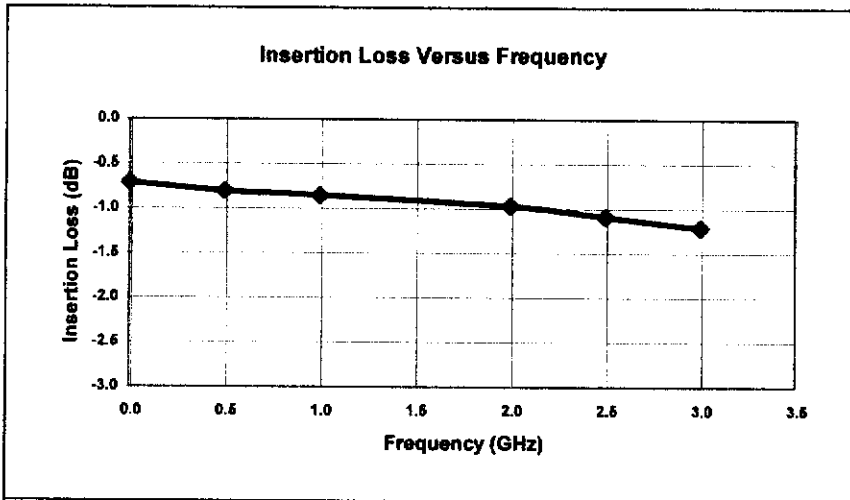
Honeywell  
 Solid State Electronics Center  
 12001 State Highway 56  
 Plymouth, Minnesota 55441-4799  
 1-800-323-8295

# HRF-SW1000

# Honeywell

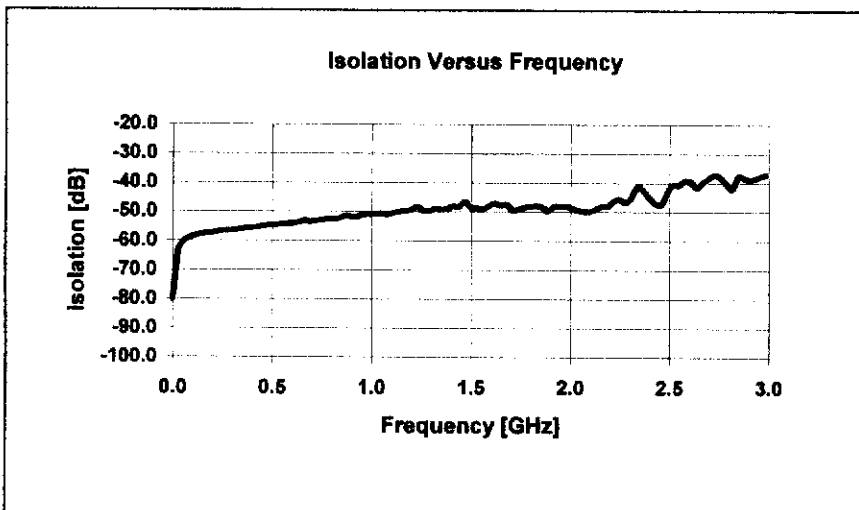
## Performance Curves

### Insertion Loss



The Insertion Loss curve shows the typical insertion loss versus frequency at  $V_{dd} = +5.0 \pm 10\%$ ,  $T_a = 25^\circ\text{C}$ ,  $Z_0 = 50 \text{ Ohms}$

### Isolation

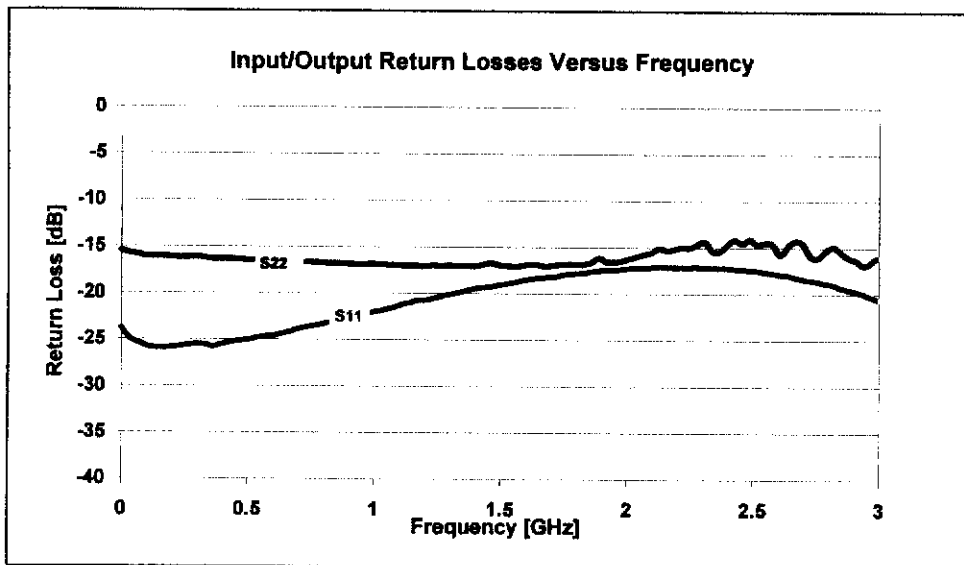


The Isolation curve shows the typical isolation of an "off" state output to the insertion path.

# HRF-SW1000

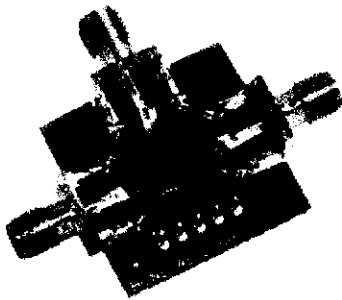
# Honeywell

## Return Loss



The return loss curve shows the input return loss S11 and the output return loss in the insertion path S22.

## Evaluation Circuit Board



Honeywell's evaluation board provides an easy to use method of evaluating the RF performance of our switch. Simply connect power, DC and RF signals to be measuring switch performance in less than 10 minutes.

**HRF-SW1000 Evaluation Board**

Web Site: [www.mysolservices.com](http://www.mysolservices.com)  
 Email: [mysolservices@honeywell.com](mailto:mysolservices@honeywell.com)  
 2004 1000W Published August 2004 Page 5

Honeywell  
 Solid State Electronics Center  
 12001 State Highway 55  
 Plymouth, Minnesota 55441-4799  
 1-800-323-8295

# HRF-SW1000

# Honeywell

## Evaluation Circuit Board Layout Design Details

Item	Description
PCB	Impedance Matched Multi-Layer FR4
Switch	HRF-SW1000 RF Switch
Chip Capacitor	Panasonic Model ECU-E1C103KBQ Capacitor, .01uf 0402 10% 16V
RF Connector	Johnson Connectors Model 142-0701-801 SMA RF Coaxial Connector
DC Pin	Mil-Max Model 800-10-064-10-001 Header Pins

## Ordering Information

Ordering Number	Product	Units Per Shipment
HRF-SW1000-TR	Delivered On Tape And Reel <sup>2</sup>	2500 Units per Reel
HRF-SW1000-E	Engineering Evaluation Board	One Board Per Box

(Note 2) Contact Honeywell for details

Honeywell reserves the right to make changes to improve reliability, function or design. Honeywell does not assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit described herein; neither does it convey any license under its patent rights nor the rights of others.

Web Site: [www.mysolservices.com](http://www.mysolservices.com)  
 Email: [mysolservices@honeywell.com](mailto:mysolservices@honeywell.com)  
 2004 1000W Published August 2004 Page 6

Honeywell  
 Solid State Electronics Center  
 12001 State Highway 55  
 Plymouth, Minnesota 55441-4799  
 1-800-323-8295