

สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวน
สำหรับไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์

A BI-DIRECTIONAL ANTENNA USING A TWO-PERPENDICULAR-PROBE
EXCITED RING FOR POLARIZATION DIVERSITY



ปาณิสรา แก้วสวัสดิ์
PANISA KEOWSAWAT

เลขหม.....
เลขทะเบียน.....40804
วัน, เดือน, ปี 26 พ.ย. 2544

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2544

ISBN 974 - 648 - 400 - 1

**A BI-DIRECTIONAL ANTENNA USING A TWO-PERPENDICULAR-PROBE
EXCITED RING FOR POLARIZATION DIVERSITY**

PANISA KEOWSAWAT

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FUFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2001

ISBN 974 - 648 - 400 - 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2001

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนสำหรับ ไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์
นักศึกษา	นางสาวปาณิสรา แก้วสวัสดิ์
รหัสประจำตัว	42061055
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ ทดสอบ และประเมินคุณสมบัติของสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ ซึ่งมีลักษณะเป็นสายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง และมีโครงสร้างประกอบด้วยโพรบ 2 โพรบที่ตั้งฉากกันกระตุ้นวงแหวน โดยได้นำเสนอทั้งในกรณีที่โครงสร้างของวงแหวนเป็นวงแหวนสี่เหลี่ยมและวงแหวนวงกลม สายอากาศนี้ถูกนำเสนอเพื่อนำไปประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับสถานีฐานในบริเวณพื้นที่ให้บริการที่มีลักษณะเป็นเส้นทางจำกัดและมีทิศทางการเคลื่อนที่ของผู้ใช้ที่แน่นอนในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ เช่น บนทางด่วน ในอุโมงค์ หรือ บริเวณระยะเบี่ยงทางเดิน การวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศได้วิเคราะห์ด้วยวิธีเชิงโมเมนต์โดยการใช้โปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 และทำการคำนวณคุณลักษณะเชิงไดเวอร์ซิตี ซึ่งได้แก่ อัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ อัตราขยายไดเวอร์ซิตี และอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตี ของสายอากาศโดยใช้แบบจำลองการแจกแจงเชิงมุมของคลื่นตกกระทบที่ได้นำเสนอขึ้นมาใหม่ เพื่อประเมินสมรรถนะเชิงการสื่อสารภายใต้สภาพแวดล้อมการใช้งานจริงในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ หลังจากนั้นจึงทำการสร้างและทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ เพื่อเปรียบเทียบและยืนยันผลการคำนวณ ซึ่งผลการทดสอบที่ได้มีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกับผลการคำนวณ จากผลการคำนวณและผลการทดสอบที่ได้แสดงให้เห็นว่า สายอากาศที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ มีคุณสมบัติเชิงไดเวอร์ซิตีดีเพียงพอสำหรับการนำไปใช้งาน โดยเฉพาะในกรณีการใช้งานภายในอาคารนั้น สายอากาศที่นำเสนอจะมีคุณสมบัติดีกว่าสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งที่มีการใช้งานอยู่เดิมอีกด้วย โดยมีอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีสูงกว่าถึง 4 dB

Thesis Title	A Bi-Directional Antenna Using a Two-Perpendicular-Probe Excited Ring for Polarization Diversity
Student	Ms.Panisa Keowsawat
Student ID	42061055
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2001
Thesis Advisor	Assoc.Prof. Dr. Monai Krairiksh

ABSTRACT

This thesis proposes the design, analysis, experimentation and evaluation of the polarization diversity antennas, of which patterns are bi-directional. The antennas are composed of two-perpendicular-probe excited ring. The ring configurations of each antenna are proposed for both square and circular rings. The antennas are proposed for using as base station antennas in confined areas where the directions and movement of the mobile users are well defined in the mobile communication environment such as on expressways, in tunnels or in corridors. Radiation patterns and standing wave ratio are simulated by Numerical Electromagnetics Code-2 based on the Method of Moments. The diversity characteristics such as mean effective gain, correlation coefficient, diversity gain, and diversity antenna gain are evaluated by using the new proposed angular distribution model of incident waves to realize communication performance under the practical mobile environment. These diversity characteristics are compared with those of the conventional space diversity antenna for a base station. Lastly, the antenna is constructed, and the experiment is established to validate the calculation. The experimental results are in the same trend with the calculated ones. Assessment from the calculated and experimental results, the proposed antennas exhibit the promising diversity characteristics for being used as the base station antenna. Especially in indoor environment, the proposed antennas have better diversity performance than the conventional space diversity antenna, i.e., the diversity antenna gain is 4 dB higher.

กิตติกรรมประกาศ

คุณความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอบอบแต่บิดาและมารดาของข้าพเจ้า ผู้ที่คอยห่วงใย ให้โอกาส ให้กำลังใจ และให้การสนับสนุน ทางการศึกษามาโดยตลอด

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ ที่ให้ความช่วยเหลือในการให้แนวคิด การดูแลเอาใจใส่ติดตามงาน ซึ่งแนะข้อบกพร่องที่ข้าพเจ้ามองข้าม ตลอดจนฝึกฝนและสนับสนุนข้าพเจ้าให้มีความสามารถในการทำวิจัยจนสามารถนำเสนอผลงานให้เป็นที่รู้จักและยอมรับได้

ขอขอบพระคุณ ผศ.สมพล โกศลวิตร ผู้เป็นเจ้าของแนวคิดเริ่มแรกของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบกระดุนวงแหวน สำหรับคำแนะนำและคำถามมากมายที่มักจะทำให้ข้าพเจ้าต้องกลับไปตรวจสอบความถูกต้องของงานอยู่เสมอ

ขอขอบพระคุณ Assoc. Prof. Dr. Jun-ichi Takada จาก Tokyo Institute of Technology, Japan สำหรับความรู้ทางด้านการแพร่กระจายคลื่น และการแนะนำบทความวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ของข้าพเจ้า

ขอขอบคุณสมาชิกให้ห้องปฏิบัติการการสื่อสารไร้สาย คือ

คุณคมศักดิ์ เมฆสมุทร สำหรับคำปรึกษา ความรู้ทางวิชาการ และความช่วยเหลือที่มีให้โดยตลอดตั้งแต่การศึกษาระดับปริญญาตรี

คุณชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ สำหรับความดูแลเอาใจใส่ที่ดีตลอดมา ตั้งแต่การศึกษาระดับปริญญาตรี

อ.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ และ คุณชาญชัย ทองโสภะ สำหรับความช่วยเหลือและคำปรึกษาทางด้านเทคนิคเชิงวิศวกรรมศาสตร์

คุณไพศาล งามจรรยาภรณ์ และคุณอาทิตย์ เหมือนชู สำหรับความรู้เกี่ยวกับอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

คุณศักดิ์ชาย ทองเทพ สำหรับคำแนะนำ และความช่วยเหลือในรายละเอียดของชิ้นงาน รวมทั้งการทดสอบชิ้นงาน

ขอขอบคุณ คุณจตุพร เขียงดี และคุณมิ่งขวัญ ธนะชัยวัฒน์ สำหรับความช่วยเหลือที่ให้ยืมตัวผสมสัญญาณ และออสซิลเลเตอร์ท้องถิ่น เพื่อใช้ในการทดลอง

ขอขอบคุณที่ ๆ ห้องปฏิบัติการ Information Science สำหรับแหล่งจ่ายกำลัง เพื่อใช้ในการทดลอง

ขอขอบคุณ คุณวัลย์ลิกา บัวสมบุญ คุณเบญจวรรณ ธรรมวุฒิ คุณกฤตยา นาคประสิทธิ์ และคุณปิยะมน วิบูลย์ศิริกุล ที่ทำให้บรรยากาศในการศึกษาระดับปริญญาโทและการวิจัยมีความอบอุ่นและสนุกสนาน

ขอขอบคุณคุณอมร จิระเสรีอมรกุล และคุณอาคม สุวรรณกิจะ สำหรับมิตรภาพและความสนุกสนานที่มีให้ตลอดเวลาที่เรียนปริญญาโท

ขอขอบคุณ คุณชูชาติ วัตะตะลิรัชย์ สำหรับความช่วยเหลือและน้ำพักน้ำแรงที่มอบให้เป็นอย่างดียิ่ง ทั้งในด้านความคิดและการทดสอบชิ้นงาน

และขอขอบคุณสถานบันราชภัฏ ในโครงการทุนพวส. ที่ให้การสนับสนุนเงินทุนในการศึกษาตลอดหลักสูตรปริญญาโท

ปาณิสรา แก้วสวัสดิ์



สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	V
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์และขอบเขตของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ.....	6
2.1 วิธีการทางโมเมนต์.....	6
2.2 โปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2.....	8
2.2.1 สมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้าในอวกาศว่าง.....	9
2.2.2 วิธีการแก้ปัญหาลำดับเชิงเลขในโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2.....	11
2.2.3 วิธีการจำลองโครงสร้างด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2.....	12
2.3 สรุป.....	15
บทที่ 3 ทฤษฎีของพารามิเตอร์เชิงไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ.....	16
3.1 อัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย.....	17
3.2 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์.....	20
3.3 แบบจำลองการกระจายทางสถิติของคลื่นตกกระทบ.....	22
3.4 อัตราขยายไดเวอร์ซิตี.....	27
3.5 อัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตี.....	29
3.6 สรุป.....	30

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 4	สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์.....	31
4.1	โครงสร้างของสายอากาศ.....	31
4.1.1	สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุน วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส.....	31
4.1.2	สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุน วงแหวนวงกลม.....	32
4.2	วิธีการออกแบบสายอากาศ.....	33
4.2.1	สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวน สี่เหลี่ยมจัตุรัส.....	34
4.2.1.1	การเปลี่ยนแปลงความกว้างและความยาว.....	34
4.2.1.2	การเปลี่ยนแปลงความหนา.....	36
4.2.2	สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุน วงแหวนวงกลม.....	38
4.2.2.1	การเปลี่ยนแปลงรัศมี.....	39
4.2.2.2	การเปลี่ยนแปลงความหนา.....	40
4.3	สรุป.....	43
บทที่ 5	คุณลักษณะพื้นฐานของสายอากาศ.....	44
5.1	แบบรูปการแผ่พลังงาน.....	44
5.1.1	สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวน สี่เหลี่ยมจัตุรัส.....	45
5.1.2	สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุน วงแหวนวงกลม.....	50
5.2	อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน.....	56
5.2.1	สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวน สี่เหลี่ยมจัตุรัส.....	56
5.2.2	สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุน วงแหวนวงกลม.....	57
5.3	สรุป.....	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 ผลการคำนวณพารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ของสายอากาศ.....	59
6.1 อัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย.....	59
6.2 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์.....	60
6.3 อัตราขยายโคเวอริจันซ์.....	61
6.4 อัตราขยายสายอากาศโคเวอริจันซ์.....	64
6.5 สรุป.....	65
บทที่ 7 ผลการทดสอบพารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ของสายอากาศ.....	66
7.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ.....	67
7.2 อัตราส่วนโพลาริเซชันไว.....	69
7.3 อัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย.....	70
7.4 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์.....	72
7.5 อัตราขยายโคเวอริจันซ์.....	73
7.6 อัตราขยายสายอากาศโคเวอริจันซ์.....	74
7.7 สรุป.....	75
บทที่ 8 บทสรุป.....	76
8.1 บทสรุปและวิจารณ์.....	76
8.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ.....	77
เอกสารอ้างอิง.....	78
ภาคผนวก.....	83
ภาคผนวก ก. ตัวอย่างวิธีการเขียนโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2.....	84
ภาคผนวก ข. รายละเอียดเบื้องต้นของโทรศัพท์ PCT.....	87
ภาคผนวก ค. ทฤษฎีการส่งสัญญาณแบบ $\pi/4$ QPSK.....	90
ภาคผนวก ง. บทความวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์.....	96
ประวัติผู้เขียน.....	103

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
6.1 ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสายอากาศ.....	60
6.2 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศ.....	61
6.3 อัตราขยายไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ.....	62
6.4 อัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ.....	64
7.1 ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสายอากาศ.....	71
7.2 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศ.....	73
7.3 อัตราขยายไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ.....	74
7.4 อัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ.....	75
ข.1 การจัดสรรความถี่สำหรับระบบ PCT.....	88
ข.2 คุณสมบัติทั่วไปของสถานีเซลล์ในระบบ PCT.....	88
ค.1 การเลื่อนเฟสของพาหะที่สอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงคู่บิตอินพุต.....	90

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
3.1	กำลังงานเฉลี่ยที่มาถึงสายอากาศรับเคลื่อนที่ในสภาพแวดล้อมที่คลื่นเดินทางหลายวิถี.....17
3.2	ระบบพิกัดทรงกลมในสภาพแวดล้อมวิทยุเคลื่อนที่.....19
3.3	ลักษณะคลื่นที่ตกกระทบสายอากาศตามแบบจำลองของคาล์ก.....22
3.4	การแจกแจงแบบเกาส์ของคลื่นตกกระทบตามแบบจำลองของทากะ.....23
3.5(ก)	ระบบพิกัดของสายอากาศ.....25
3.5(ข)	ลักษณะการติดตั้งสายอากาศเมื่อมีการใช้งานจริงภายนอกอาคาร.....25
3.5(ค)	ลักษณะการติดตั้งสายอากาศเมื่อมีการใช้งานจริงภายในอาคาร.....25
3.6	การแจกแจงของกำลังงานของคลื่นที่ตกกระทบบนสายอากาศรับที่สถานีฐานในระนาบ มุมกวาด จากผู้ใช้เคลื่อนที่ในระนาบ $\theta = 90.5^\circ$ เมื่อ $d=500$ เมตร $w=25$ เมตร (ภายนอก อาคารบนทางด่วน).....26
3.7	การแจกแจงของกำลังงานของคลื่นที่ตกกระทบบนสายอากาศรับที่สถานีฐานในระนาบ มุมกวาด จากผู้ใช้เคลื่อนที่ในระนาบ $\theta = 93^\circ$ เมื่อ $d=100$ เมตร $w=3$ เมตร (ภายในอาคาร บริเวณโถงทางเดิน).....26
3.8	วิธีการรวมสัญญาณไดเวอร์ซิตีแบบเลือกรับสัญญาณ.....28
4.1(ก)	สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส โครงสร้างจริง.....32
4.1(ข)	สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส โครงสร้างแบบเส้นลวดตัวนำ.....32
4.2(ก)	สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม โครงสร้างจริง.....32
4.2(ข)	สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม โครงสร้างแบบเส้นลวดตัวนำ.....32
4.3	การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความกว้างและความยาว.....35
4.4	การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนา.....37
4.5	สายอากาศต้นแบบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุน วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส.....38
4.6	การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงรัศมี.....39
4.7	การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนา ตั้งแต่ 1 – 4 เซนติเมตร.....41
4.8	การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนา ตั้งแต่ 2.1 – 2.5 เซนติเมตร.....41

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 สายอากาศต้นแบบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุน วงแหวนวงกลม.....	42
5.1(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสเมื่อทำการต่อปลายสาขาที่ไม่ใช้งาน ในขณะที่กำลังใช้งานอีกสาขาหนึ่ง กระดุนสาขาที่ 1 ต่อปลายสาขาที่ 2.....	45
5.1(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสเมื่อทำการต่อปลายสาขาที่ไม่ใช้งาน ในขณะที่กำลังใช้งานอีกสาขาหนึ่ง กระดุนสาขาที่ 2 ต่อปลายสาขาที่ 1.....	45
5.2(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความกว้างและ ความยาว กระดุนสาขาที่ 1 ลัดวงจรสาขาที่ 2.....	47
5.2(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความกว้างและ ความยาว กระดุนสาขาที่ 2 ลัดวงจรสาขาที่ 1.....	47
5.3(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนา กระดุนสาขาที่ 1 ลัดวงจรสาขาที่ 2.....	48
5.3(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนา กระดุนสาขาที่ 2 ลัดวงจรสาขาที่ 1.....	48
5.4(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายทุกองค์ประกอบในแบบ 3 มิติที่ได้จากการคำนวณ ของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส (สเกลเชิงเส้น) กระดุนสาขาที่ 1 ลัดวงจรสาขาที่ 2.....	49
5.4(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายทุกองค์ประกอบในแบบ 3 มิติที่ได้จากการคำนวณ ของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส (สเกลเชิงเส้น) กระดุนสาขาที่ 2 ลัดวงจรสาขาที่ 1.....	49
5.5(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส (สเกลล็อก) กระดุนสาขาที่ 1 ลัดวงจรสาขาที่ 2.....	49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่

หน้า

5.5(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส (สเกลล็อก) กระตุนสาขาที่ 2 ถัดวงจรสาขาที่ 1.....	49
5.6(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุนวงแหวนวงกลมเมื่อทำการต่อปลายสาขาที่ไม่ใช้งานใน ขณะที่กำลังใช้งานอีกสาขาหนึ่ง กระตุนสาขาที่ 1 ต่อปลายสาขาที่ 2.....	50
5.6(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุนวงแหวนวงกลมเมื่อทำการต่อปลายสาขาที่ไม่ใช้งานใน ขณะที่กำลังใช้งานอีกสาขาหนึ่ง กระตุนสาขาที่ 2 ต่อปลายสาขาที่ 1.....	50
5.7(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุนวงแหวนวงกลมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงรัศมี กระตุนสาขาที่ 1 ถัดวงจรสาขาที่ 2.....	51
5.7(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุนวงแหวนวงกลมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงรัศมี กระตุนสาขาที่ 2 ถัดวงจรสาขาที่ 1.....	51
5.8(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุนวงแหวนวงกลมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนาตั้งแต่ 1 – 4 เซนติเมตร กระตุนสาขาที่ 1 ถัดวงจรสาขาที่ 2.....	52
5.8(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุนวงแหวนวงกลมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนา ตั้งแต่ 1 – 4 เซนติเมตร กระตุนสาขาที่ 2 ถัดวงจรสาขาที่ 1.....	52
5.9(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุนวงแหวนวงกลมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนาตั้งแต่ 2.1 – 2.5 เซนติเมตร กระตุนสาขาที่ 1 ถัดวงจรสาขาที่ 2.....	53
5.9(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทาง ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุนวงแหวนวงกลมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนา ตั้งแต่ 2.1 – 2.5 เซนติเมตร กระตุนสาขาที่ 2 ถัดวงจรสาขาที่ 1.....	53

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.10(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายทุกองค์ประกอบในแบบ 3 มิติที่ได้จากการคำนวณของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม (สเกลเชิงเส้น) กระดุนสาขาที่ 1 ถัดวงจรสาขาที่ 2.....	54
5.10(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายทุกองค์ประกอบในแบบ 3 มิติที่ได้จากการคำนวณของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม (สเกลเชิงเส้น) กระดุนสาขาที่ 2 ถัดวงจรสาขาที่ 1.....	54
5.11(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม (สเกลล็อก) กระดุนสาขาที่ 1 ถัดวงจรสาขาที่ 2.....	55
5.11(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม (สเกลล็อก) กระดุนสาขาที่ 2 ถัดวงจรสาขาที่ 1.....	55
5.12 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส.....	56
5.13 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม.....	57
6.1 อัตราขยายไดเวอร์จิตีของสายอากาศ เมื่อใช้งานภายในอาคาร.....	62
6.2 อัตราขยายไดเวอร์จิตีของสายอากาศ เมื่อใช้งานภายนอกอาคาร.....	63
7.1 บริเวณโงทางเดินที่ใช้ในการทดสอบ.....	66
7.2(ก) อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ ส่วนที่ 1.....	68
7.2(ข) อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ ส่วนที่ 2.....	68
7.2(ค) อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ อุปกรณ์รวมทั้งหมด.....	68
7.3 การติดตั้งสายอากาศเพื่อทดสอบอัตราส่วนโพลาริเซชันไขว้.....	69
7.4(ก) การติดตั้งสายอากาศเพื่อทดสอบค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย ทดสอบสาขาที่ 1.....	71
7.4(ข) การติดตั้งสายอากาศเพื่อทดสอบค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย ทดสอบสาขาที่ 2.....	71
7.5 การติดตั้งสายอากาศเพื่อทดสอบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์.....	73
7.6 อัตราขยายไดเวอร์จิตีของสายอากาศ เมื่อใช้งานภายในอาคาร.....	74
ข.1 สายอากาศที่ติดตั้งใช้งานร่วมกับสถานีเซลล์บนทางด่วน.....	89
ข.2 สายอากาศที่ติดตั้งใช้งานร่วมกับสถานีเซลล์ภายในอาคาร.....	89

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
ค.1(ก)กลุ่มโคออร์เดตของสัญญาณ $\pi/4$ QPSK สถานะที่เป็นไปได้ของ θ_k เมื่อ $\theta_k = n\pi/4$	90
ค.1(ข)กลุ่มโคออร์เดตของสัญญาณ $\pi/4$ QPSK สถานะที่เป็นไปได้เมื่อ $\theta_{k-1} = n\pi/2$	90
ค.1(ค)กลุ่มโคออร์เดตของสัญญาณ $\pi/4$ QPSK สถานะที่เป็นไปได้ทั้งหมด.....	90
ค.2 การส่ง $\pi/4$ QPSK.....	92
ค.3 บล็อกโคออร์เดตของตัวตรวจจับผลต่างเบสแบนด์.....	93
ค.4 บล็อกโคออร์เดตของตัวตรวจจับผลต่างความถี่กลางสำหรับ $\pi/4$ QPSK.....	95
ค.5 ตัวตรวจจับคิสมินิเตอร์เอฟเอ็ม สำหรับการคิสมอดูเลต $\pi/4$ QPSK.....	95



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การทดลองเกี่ยวกับคลื่นวิทยุของเฮิร์ตซ์ (Hertz) ในปี ค.ศ. 1888 ถือว่าเป็นจุดเริ่มต้นที่สำคัญของการสื่อสารเคลื่อนที่ และในปี ค.ศ. 1897 เมื่อมาร์โคนี (Marconi) สามารถส่งสัญญาณติดต่อกันไปยังเรือที่อยู่ในทะเลห่างออกไป 18 ไมล์ได้ จึงทำให้เกิดการพัฒนากระบวนการสื่อสารเคลื่อนที่เป็นไปอย่างต่อเนื่อง จากปี ค.ศ. 1969 ที่ ห้องปฏิบัติการวิจัยเบลล์ (Bell Laboratories) ในอเมริกา ได้ให้แนวคิดเบื้องต้นของระบบเซลลูลาร์ อาศัยระยะเวลาเพียงไม่กี่ปีก็มียุคของระบบเซลลูลาร์เกิดขึ้นมากมายทั้งในประเทศญี่ปุ่น (NTT:Nippon Telephone and Telegraph Company, JTACS:Japanese Total Access Communication System) สแกนดิเนเวีย (NMT:Nordic Mobile Telephone) อเมริกา (AMPS:Advanced Mobile Phone System) ยุโรป (TACS:Total Access Communications System) และมีการพัฒนาเป็นระบบที่สามารถใช้ร่วมกันได้ในหลายประเทศ เช่น ระบบ GSM (Global System for Mobile Communication) ในทวีปยุโรป [1] นอกจากนี้ยังได้มีการพัฒนาระบบโทรศัพท์ไร้สายเสียบ (Cordless Telephone) เพื่อนำมาใช้งานกันอย่างกว้างขวาง โดยเฉพาะเมื่อระบบโทรศัพท์ไร้สายเสียบ PHS (Personal Handy Phone System) ในประเทศญี่ปุ่นเริ่มใช้งานในปี ค.ศ. 1993 ทำให้เกิดความนิยมเป็นอย่างมาก เพราะค่าใช้จ่ายน้อยกว่าการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบเซลลูลาร์

ระบบ PHS นี้ นับว่าเป็นก้าวแรกที่สำคัญของบริการการสื่อสารส่วนบุคคล (Personal Communication Service:PCS) ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่ใช้หลักการของเซลล์ขนาดเล็กหรือไมโครเซลล์ PHS เป็นโทรศัพท์ที่มีความสามารถอยู่ระหว่างโทรศัพท์พื้นฐาน (Public Switched Telephone Network:PSTN) กับโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ โดยพัฒนาจากโทรศัพท์ไร้สายยุคที่ 2 หรือ CT2 ในประเทศญี่ปุ่น [2]

ในประเทศไทย บริษัทเทเลคอมเอเชีย (Telecom Asia Co., Ltd.) และองค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย (Telephone Organization of Thailand:TOT) ได้นำระบบ PHS มาใช้งานกับโทรศัพท์ตามบ้านในกรุงเทพมหานครตั้งแต่ปลายปี ค.ศ. 1997 โดยใช้เทคโนโลยีที่สำคัญ 3 ประการ คือ PHS PSTN และ Intelligent Network (IN) และเรียกระบบที่เกิดขึ้นใหม่นี้ว่า PCT (Personal Communication Telephone) ซึ่งใช้งานในย่านความถี่ช่วง 1895.15-1917.95 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยมีความถี่กลางอยู่ที่ 1900 เมกะเฮิร์ตซ์ [3]

อย่างไรก็ตามเมื่อมีการใช้งานโทรศัพท์ PCT หรือ PHS ในบริเวณที่มีลักษณะเป็นทางแคบ ๆ เช่น บนทางด่วน ในอุโมงค์ หรือในทางเดินภายในอาคาร ซึ่งมีลักษณะเป็นทางที่มีขอบเขตเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำกัด มีพื้นที่ครอบคลุมประมาณ 200 เมตร ถึง 1 กิโลเมตรนั้น การใช้สายอากาศที่สถานีฐานเป็นสายอากาศแบบรอบทิศทางจะให้ประสิทธิภาพในการครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้ไม่คั่น และจะเกิดการสูญเสียสัญญาณในบริเวณที่ไม่มีการใช้งานด้วย ดังนั้น จึงได้มีผู้เสนอให้ใช้สายอากาศแบบสองทิศทาง (Bi-directional Antenna) ที่สถานีฐานในบริเวณดังกล่าว [4] และในปัจจุบันได้มีผู้วิจัยในประเทศญี่ปุ่นจำนวนมากได้พัฒนาและนำเสนอสายอากาศแบบสองทิศทางรูปแบบใหม่ ๆ ออกมาหลายชนิดด้วยกันเพื่อใช้งานในบริเวณดังกล่าว เช่น [5]-[10]

สำหรับในประเทศไทยนั้นได้มีผู้วิจัยนำเสนอสายอากาศแบบสองทิศทางเพื่อใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานในระบบ PCT โดยมีลักษณะเป็นโพรบกระตุ้นวงแหวน ซึ่งผู้วิจัยได้นำเสนอทั้งในกรณีที่ใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมและใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลม ด้วยรูปแบบที่สร้างได้ง่าย และราคาที่ไม่สูงนัก ทำให้สายอากาศชนิดนี้เป็นที่ยอมรับ และขณะนี้ได้มีการนำสายอากาศวงแหวนวงกลมที่กระตุ้นด้วยโพรบไปใช้งานจริงบนทางด่วนในกรุงเทพมหานครแล้ว โดยนำสายอากาศวงแหวนวงกลม 4 ตัว วางเรียงเป็นสายอากาศแบบแถวลำดับ (Array Antenna) เพื่อใช้งานเป็นไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง (Space Diversity) [11, 12]

แต่อย่างไรก็ตาม ปัญหาสำคัญประการหนึ่งที่เกิดขึ้นกับระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ ไม่ว่าจะเป็นระบบเซลลูลาร์ หรือระบบโทรศัพท์ไร้สายเสียบบ คือ ปัญหาการจางหายของสัญญาณ ซึ่งปัญหาการจางหายของสัญญาณนี้เกิดขึ้นจากสาเหตุที่สำคัญ 2 ประการ คือ การจางหายของสัญญาณเนื่องจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ (Doppler Effect) ซึ่งสามารถแก้ปัญหการจางหายของสัญญาณที่เกิดจากสาเหตุนี้ได้โดยทำการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบเครื่องรับของสถานีฐาน ส่วนสาเหตุของการจางหายประการที่สอง คือ การจางหายเนื่องมาจากการแพร่กระจายคลื่นหลายวิถี (Multipath Propagation) หรือการจางหายช่วงระยะเวลาสั้น ๆ (Short-term Fading) เนื่องจากสัญญาณจะใช้เส้นทางหลายเส้นทางในการเดินทางจากเครื่องส่งมายังสายอากาศรับ ซึ่งสัญญาณที่รับได้จะเป็นผลรวมทางเวกเตอร์จากทุก ๆ สัญญาณที่รับได้จริง ดังนั้น ถ้าสัญญาณสองสัญญาณมีความต่างเฟสกันเท่ากับ π ก็จะมีการลดทอนขึ้นและอาจจะทำให้สัญญาณขาดหายไปหรือโดยทั่วไปเรียกว่าเกิดอาการสาหัสได้

การจางหายชั่วขณะสั้น ๆ ของสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐาน จะมีผลทำให้ประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารระหว่างสถานีฐานกับผู้ใช้ลดลง ในกรณีที่ผู้ใช้เดินอยู่บนถนน สัญญาณจากผู้ที่จะถูกสะท้อนจากสิ่งแวดลอม เช่น อาคาร ยานพาหนะ หรือในกรณีที่ผู้ใช้ใช้งานอุปกรณ์มือถือบนถนนในรถยนต์ จะทำให้เกิดการสะท้อน (Reflection) และการกระจัดกระจาย (Scattering) ของสัญญาณที่ส่งภายในตัวรถยนต์ ซึ่งจะมีผลทำให้เกิดการจางหายของสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานเนื่องจากคลื่นที่มีการเดินทางหลายวิถี

วิธีการหนึ่งที่ใช้ในการแก้ปัญหการจางหายจากการแพร่กระจายคลื่นหลายวิถี คือ การใช้ระบบไดเวอร์ซิตีกับสายอากาศที่สถานีฐาน นั่นคือ การใช้สายอากาศแบบไดเวอร์ซิตีและเทคนิค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การรวมสัญญาณแบบไดเวอร์ซิตี ในการทำระบบรับของสถานีฐานให้เป็นแบบไดเวอร์ซิตีนั้น จำเป็นที่จะต้องมีย่านทางรับมากกว่า 2 เส้นทาง ซึ่งมีข้อความที่รับมาเหมือนกัน แต่ไม่มีความเกี่ยวข้องกันทางสถิติของการจางหาย ตัวอย่างเช่น สัญญาณ 2 สัญญาณที่มีสัญญาณสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ต่ำ โดยทั่วไปจะมีค่าต่ำกว่า 0.7 [13] ระดับของสัญญาณเฉลี่ยจากเส้นทางจะถูกเปรียบเทียบกัน ซึ่งมีวิธีการอยู่หลายวิธีด้วยกันในการทำให้สถานีฐานได้รับสัญญาณจากเส้นทางการส่งที่มีมากกว่า 2 เส้นทาง เช่น ไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง ไดเวอร์ซิตีเชิงมุม (Angle Diversity) ไดเวอร์ซิตีเชิงความถี่ (Frequency Diversity) ไดเวอร์ซิตีเชิงเวลา (Time Diversity) และไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ (Polarization Diversity)

ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันได้มีการใช้ไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งที่สถานีฐานเพื่อแก้ปัญหาการจางหายของสัญญาณ ซึ่งมีข้อเสียคือ สายอากาศจำเป็นต้องวางห่างกันหลายเท่าของความยาวคลื่นเพื่อรับสัญญาณการจางหายที่เป็นอิสระต่อกัน (Independently Fading) ดังนั้น ระบบสายอากาศจะมีขนาดใหญ่มาก เช่น ไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งที่ใช้ในระบบ GSM สายอากาศจำเป็นต้องวางห่างกันในแนวนอนประมาณ 5 เมตร (20λ) สำหรับสายอากาศ 2 ตัวที่วางห่างกันตามแนวตั้งก็จำเป็นต้องวางห่างกันด้วยระยะทางที่มากกว่าการวางสายอากาศห่างกันตามแนวนอน [14] จากข้อจำกัดทางด้านราคาที่สูงในการหาพื้นที่ที่เหมาะสมในการติดตั้งระบบสายอากาศ สถานีฐานที่มีขนาดใหญ่และขนาดของพื้นที่ในเมือง เช่น กรุงเทพมหานคร มีความแออัด ดังนั้น การสามารถลดขนาดของสายอากาศลงได้จึงมีความต้องการเป็นอย่างมาก

ไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์เป็นที่รู้จักกันมานานกว่า 20 ปี แล้ว [15]-[17] และด้วยข้อเสียของไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งดังกล่าวข้างต้น ทำให้ไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากในปัจจุบัน ในการทำระบบไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์นั้นจะใช้สายอากาศ 2 ตัวเช่นเดียวกับการทำไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง แต่แทนที่จะต้องวางสายอากาศให้ห่างกันตามแบบไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งนั้น สายอากาศ 2 ตัวจะมีการโพลาไรซ์ที่ตั้งฉากกันแทน เช่น โพลาไรซ์ตามแนวนอนกับโพลาไรซ์ตามแนวตั้ง หรือ วางสายอากาศเอียงตามมุม $\pm 45^\circ$ หลักการของไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์อยู่บนพื้นฐานเบื้องต้นที่ว่า ในสภาพแวดล้อมที่มีการกระจัดกระจาย สัญญาณ 2 สัญญาณที่มีการโพลาไรซ์ตั้งฉากกันจะให้สัญญาณที่ไม่สหสัมพันธ์กัน (Uncorrelated) นอกจากนี้แล้ว ไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ยังไม่ต้องการแบนด์วิดท์พิเศษเพิ่มขึ้นอีกด้วย

จากลักษณะการใช้อุปกรณ์มือถือของผู้ใช้ที่มีความไม่แน่นอน นั่นคือ ไม่ได้ใช้งานอุปกรณ์มือถือในลักษณะตั้งตรงตามแนวตั้งตลอดเวลา ทำให้เกิดองค์ประกอบการโพลาไรซ์จากผู้ใช้ได้ทั้งตามแนวตั้งและตามแนวนอน ซึ่งการใช้สายอากาศที่สถานีฐานเป็นสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์นั้น จะสามารถรับสัญญาณจากผู้ใช้ได้ดีกว่าสายอากาศที่ไม่ได้เป็นไดเวอร์ซิตี [18]-[20]

โดยทั่วไปมีเทคนิคที่ใช้ในการรวมสัญญาณไดเวอร์ซิตี (Diversity Combining) ที่รับได้เข้าด้วยกัน 4 วิธี คือ การรวมสัญญาณแบบเลือกรับ (Selection) อัตราส่วนมากที่สุด (Maximum-Ratio)

อัตราขยายเท่ากัน (Equal-Gain) และ สวิตช์ (Switch) โดยปกติแล้วเทคนิคที่นิยมใช้กันมากคือ การรวมสัญญาณแบบเลือกรับ และ อัตราส่วนมากที่สุด ในระบบไคเวอร์ซิตีแบบเลือกรับนั้น เครื่องรับจะเลือกเส้นทางที่มีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio:SNR) สูงที่สุด ในขณะที่การรวมแบบอัตราส่วนมากที่สุด สัญญาณที่รับได้ทั้งหมดจะถูกถ่วงน้ำหนักโดยตัวแปรที่เหมาะสมต่อ SNR ของแต่ละสาขา ก่อนที่จะทำการรวมสัญญาณ

1.2 วัตถุประสงค์และขอบเขตของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอสายอากาศไคเวอร์ซิตีเชิงการโพลาริซที่ใช้กับสถานีฐานของระบบ PCT เพื่อแก้ปัญหาการจางหายของสัญญาณช่วงเวลาที่เกิดจากการเคลื่อนที่หลายวิถี ในบริเวณโถงทางเดินภายในอาคารและบนทางด่วน ซึ่งได้ออกแบบให้สายอากาศมีลักษณะการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง เพื่อให้เหมาะสมกับพื้นที่ที่นำสายอากาศไปใช้งานด้วย ซึ่งได้แนวคิดเบื้องต้นมาจาก [11, 12] โดยสายอากาศจะมีลักษณะเป็นโพรบที่ตั้งฉากกัน 2 โพรบ คือ โพรบที่อยู่ตามแนวตั้ง และโพรบที่อยู่ตามแนวนอนกระดุ้นวงแหวน โดยนำเสนอสายอากาศ 2 ชนิดซึ่งมีโครงสร้างเป็นแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสและวงแหวนวงกลม ซึ่งข้อดีของสายอากาศที่นำเสนอคือ สายอากาศมีขนาดเล็ก เพราะสามารถออกแบบให้สายอากาศทั้งสองสาขา (Diversity Branch) อยู่รวมในโครงสร้างเดียวกันได้ ทำให้ไม่มีความจำเป็นต้องใช้เนื้อที่มากในการติดตั้ง

สายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะถูกวิเคราะห์ ออกแบบ ทดสอบ และประเมินคุณสมบัติพื้นฐานของสายอากาศ เช่น แบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio:VSWR) รวมทั้งคุณสมบัติเชิงไคเวอร์ซิตีของสายอากาศด้วย นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบผลของคุณสมบัติเชิงไคเวอร์ซิตีของสายอากาศไคเวอร์ซิตีเชิงการโพลาริซที่นำเสนอกับสายอากาศไคเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งที่ใช้อยู่เดิมบริเวณโถงทางเดินภายในอาคาร

สำหรับคุณสมบัติต่าง ๆ ที่ได้จากการคำนวณนั้น ส่วนใหญ่จะเป็นผลที่ได้จากการวิเคราะห์โดยวิธีเชิงโมเมนต์ (Method of Moment) โดยใช้โปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 (Numerical Electromagnetics Code 2:NEC2) และรวมถึงนำผลที่ได้ไปวิเคราะห์ต่อโดยใช้โปรแกรมทางคณิตศาสตร์ เพื่อให้ได้ผลของคุณสมบัติที่ต้องการ ส่วนผลการทดลองนั้น ได้มาจากการทดลองจริงโดยการสร้างสายอากาศต้นแบบ และทดสอบคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศเพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดลองกับผลการคำนวณ รายละเอียดของการวิเคราะห์ ออกแบบ และการทดสอบสายอากาศ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีดังต่อไปนี้

บทที่ 2 กล่าวถึง NEC2 ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ใช้ในการวิเคราะห์คุณสมบัติพื้นฐานของสายอากาศ คือ แบบรูปการแผ่พลังงาน และอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (Input Impedance) โดยที่หลักการเบื้องต้นของโปรแกรมนี้อาศัยวิธีเชิงโมเมนต์ ในบทนี้ จะได้กล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นของวิธีเชิงโมเมนต์ และทฤษฎีของวิธีเชิงโมเมนต์ที่ใช้ใน NEC2 รวมถึงวิธีการเขียนโปรแกรม

บทที่ 3 กล่าวถึง ทฤษฎีของพารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ของสายอากาศ ทั้งความหมาย และ สมการที่ใช้ในการคำนวณ ซึ่งจะประกอบไปด้วยคุณสมบัติของ ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย (Mean Effective Gain:MEG) ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) อัตราขยายโคเวอริจันซ์ (Diversity Gain) และ อัตราขยายสายอากาศโคเวอริจันซ์ (Diversity Antenna Gain:DAG) รวมทั้งได้กล่าวถึง แบบจำลองการกระจายทางสถิติของคลื่นตกกระทบ (Statistical Distribution Model of Incident Wave) ที่ได้นำเสนอขึ้นมาใหม่ เพื่อให้เหมาะสมกับสภาพที่จะนำสายอากาศไปใช้งาน

บทที่ 4 กล่าวถึง ลักษณะของสายอากาศโคเวอริจันซ์เชิงการโพลาไรซ์ เช่น โครงสร้างของสายอากาศ และวิธีการในการออกแบบสายอากาศ เพื่อให้ได้ขนาดของสายอากาศที่เหมาะสมที่จะนำไปใช้งาน ซึ่งจะใช้พารามิเตอร์ 3 ตัว คือ ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย (Mean Effective Gain:MEG) ค่าผลต่างของ MEG ระหว่าง 2 สาขาของสายอากาศ และค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศ ในการพิจารณาหาขนาดที่เหมาะสม

บทที่ 5 กล่าวถึง ผลการคำนวณคุณลักษณะพื้นฐานของสายอากาศ คือ แบบรูปการแผ่พลังงาน และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศ ซึ่งสามารถคำนวณได้โดยใช้ NEC2 และเปรียบเทียบผลการคำนวณที่ได้กับผลการทดสอบของสายอากาศที่ได้ทำการทดสอบด้วย นอกจากนี้ยังได้เสนอผลของแบบรูปการแผ่พลังงานเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของสายอากาศทั้งสองแบบ

บทที่ 6 กล่าวถึง ผลการคำนวณพารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ของสายอากาศ ที่ได้กล่าวถึง ทฤษฎีไว้ในบทที่ 5 ทั้งสายอากาศที่มีโครงสร้างเป็นแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส และวงแหวนวงกลม

บทที่ 7 กล่าวถึง ผลการทดลอง และวิธีการทดสอบพารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ของสายอากาศ ซึ่งได้ทำการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณ ในกรณีที่น่าสายอากาศไปใช้งานบริเวณโล่งทางเดินภายในอาคาร

บทที่ 8 เป็นบทสรุป และเสนอแนะถึงงานที่สามารถศึกษาต่อไปได้ รวมถึงปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

นอกจากนี้แล้ว ในภาคผนวก ก. ได้นำเสนอตัวอย่างรหัสหรือ โปรแกรมของ NEC2 ที่ใช้ในการคำนวณ ส่วนภาคผนวก ข. จะเป็นรายละเอียดเบื้องต้นของระบบโทรศัพท์ PCT ในภาคผนวก ค.ได้กล่าวถึง ทฤษฎีของการมอดูเลตแบบ $\pi/4$ QPSK ซึ่งเป็นวิธีการมอดูเลตที่ใช้ในระบบ PCT และภาคผนวก ง. เป็นบทควมวิวิชัยที่เกี่ยวข้องและได้รับการตีพิมพ์

บทที่ 2

ทฤษฎีที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ

ในบทนี้ จะกล่าวถึง ทฤษฎีและโปรแกรมที่ใช้ในการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงาน และ อิมพีแดนซ์ด้านเข้า ของสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ ซึ่งโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 (Numerical Electromagnetics Code 2:NEC2) จะวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงาน และอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศ โดยใช้หลักการของวิธีเชิงโมเมนต์

เนื่องจากสายอากาศในวิทยานพณธ์ฉบับนี้มีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน และมีขนาดไม่ใหญ่มากนัก เมื่อเปรียบเทียบกับความยาวคลื่น ทำให้สามารถนำวิธีเชิงโมเมนต์มาใช้แก้ปัญหาได้อย่างเหมาะสม [21] ในหัวข้อแรก เป็นการอธิบายถึงทฤษฎีเบื้องต้นของวิธีเชิงโมเมนต์ ส่วนในหัวข้อที่สอง เป็นการอธิบายถึงหลักการ และวิธีการวิเคราะห์สายอากาศโดยใช้ NEC2

2.1 วิธีเชิงโมเมนต์

ในอดีตนั้น ความพยายามที่จะแก้ปัญหасสมการแม่เหล็กไฟฟ้าของแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) ถูกจำกัดด้วยประสิทธิภาพของคอมพิวเตอร์ แต่ในช่วง 20 ปีที่ผ่านมา การพัฒนาคอมพิวเตอร์ที่มีความเร็วสูงและมีหน่วยความจำมาก ๆ ทำให้วิธีการเชิงตัวเลข (Numerical Method) ได้รับการพัฒนาให้สามารถนำมาใช้แก้ปัญหາทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความซับซ้อนมากขึ้นได้

ปัญหาทุกปัญหาทางแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถเริ่มต้นอธิบายให้อยู่ในรูปของสมการอินทิกรัลเชิงเส้น (Linear Integral) ที่ได้มาจากสมการของแมกซ์เวลล์ และเงื่อนไขขอบเขตของปัญหานั้น

วิธีเชิงโมเมนต์เป็นรูปแบบทั่วไปสำหรับการแก้ปัญหасสมการเชิงเส้น คำว่า โมเมนต์ ได้มาจากวิธีการกระทำโมเมนต์โดยการคูณฟังก์ชันให้น้ำหนัก (Weighting Function) และการอินทิเกรต (Integration) เข้าไปในสมการเชิงเส้นนั้น การใช้โมเมนต์ทางแม่เหล็กไฟฟ้า และวิธีการทางเมตริกซ์ที่เกี่ยวข้องเป็นที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวาง เมื่องานของ เจ. เอช. ริชมอนด์ (J. H. Richmond) [22,23] และ อาร์. เอฟ. แฮร์ริงตัน (R. F. Harrington) [24] ได้แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพและประโยชน์ของวิธีเชิงโมเมนต์นี้ นอกจากนี้ แฮร์ริงตันยังได้อธิบายถึงจุดกำเนิดและการพัฒนาวิธีเชิงโมเมนต์ไว้ใน [25]

ในหัวข้อนี้ได้สรุปวิธีการเบื้องต้นในรูปแบบทั่วไปของวิธีเชิงโมเมนต์ ตาม [24] โดยเริ่มจากการพิจารณาสมการเชิงเส้น

$$Lf = g$$

(2.1)

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

ฟังก์ชันที่ไม่ทราบค่า f สามารถถูกขยายเป็นผลรวมของฟังก์ชันฐาน (Basis Function) หรือ ฟังก์ชันแผ่ขยาย (Expansion Function) f_i ได้ดังนี้

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

เมื่อ a_i เป็นสัมประสิทธิ์ที่ไม่ทราบค่าที่จะต้องพิจารณา f_i เป็นฟังก์ชันแผ่ขยายหรือฟังก์ชันฐานที่ทราบค่า 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

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

$$a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad g = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \langle w_2, g \rangle \\ \vdots \end{bmatrix}$$

ซึ่งสามารถหาค่า $[a]$ ได้โดย

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

ความแม่นยำและประสิทธิภาพของวิธีเชิงโมเมนต์นี้จะขึ้นอยู่กับทางเลือกฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันให้น้ำหนัก โดยทั่วไปจะเลือกฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันให้น้ำหนักที่มีค่าเฉพาะบนพื้นที่ที่มีขนาดเล็กเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดทั้งหมดของตัวกระจาย (Scatterer) และเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดของความยาวคลื่น นอกจากนี้ ฟังก์ชันจะต้องมีค่าเป็นศูนย์ที่นอกขอบเขตของพื้นที่เล็ก ๆ นี้ ดังนั้น ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันให้น้ำหนักจึงไม่ได้ขึ้นอยู่กับขนาดทั้งหมดของตัวกระจายและตัวแผ่พลังงาน (Radiator) ด้วยเหตุนี้ วิธีเชิงโมเมนต์จึงมีประโยชน์มากสำหรับปัญหาที่มีรูปร่างไม่เจาะจงและมีความซับซ้อน

2.2 โปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2

โปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 หรือ NEC2 [26] เป็นโปรแกรมที่ถูกพัฒนาโดยห้องปฏิบัติการแห่งชาติลอเรนซ์ลิวอร์มอร์ (Lawrence Livermore National Laboratory) ประเทศสหรัฐอเมริกา และเป็นโปรแกรมประเภทฟรีแวร์ (Freeware) ซึ่งผู้ใช้สามารถดาวน์โหลด (Download) มาใช้ได้โดยง่าย การจะสั่งให้โปรแกรมทำงานนั้น ผู้ใช้จะต้องจัดเรียงรหัสทางคอมพิวเตอร์ (User-Oriented Computer Code) ให้กับโปรแกรมเพื่อให้โปรแกรมทำการวิเคราะห์การตอบสนองทางแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศและโครงสร้างที่เป็นโลหะใด ๆ ที่มีรูปทรงไม่เจาะจง รหัสทางคอมพิวเตอร์ของโปรแกรมที่ผู้ใช้จะต้องใส่เข้าไบนั้น คือ การสร้างโครงสร้างของสิ่งที่ต้องการวิเคราะห์ด้วยเส้นลวดเล็ก ๆ (Wire) หรือ พื้นผิว (Surface) จำนวนมาก ซึ่งในกรณีที่โครงสร้างถูกแทนด้วยเส้นลวด โปรแกรมจะใช้สมการอินทิกรัลสนามไฟฟ้า (Electric Field Integral Equation: EFIE) ในการหากระแสเหนี่ยวนำ (Induced Current) บนโครงสร้างนั้น ซึ่งเกิดจากแหล่งกำเนิด (Source) หรือ สนามที่ตกกระทบ (Incident Field) และในกรณีที่โครงสร้างถูกแทนด้วยพื้นผิว โปรแกรมจะใช้สมการอินทิกรัลเชิงสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field Integral Equation: MFIE) ในการหาค่าของกระแสเหนี่ยวนำที่ต้องการ [27] การกระตุ้นสามารถที่จะเป็นได้ทั้งแหล่งกำเนิดแรงดันที่ป้อนเข้าไป (Applied Voltage Source) หรือ คลื่นระนาบที่ตกกระทบ (Incident Plane Wave) NEC2 สามารถใช้ในการคำนวณหาค่ากระแสเหนี่ยวนำและประจุ สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กระยะใกล้และไกล ภาคตัดขวางเรดาร์ (Radar Cross Section: RCS) อิมพีแดนซ์ แอดมิตแตนซ์ (Admittance) อัตราขยาย (Gain) และสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) การใช้กำลังงาน (Power Budget) และการเชื่อมต่องานระหว่างสายอากาศ (Mutual Coupling)

สำหรับสายอากาศที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของสายอากาศ โดยการแทนโครงสร้างของสายอากาศด้วยเส้นลวดขนาดเล็ก ดังนั้น สมการที่ใช้จึงเป็นสมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้า ซึ่งสมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้านี้เหมาะที่จะนำมาใช้แก้ปัญหาโครงสร้างที่มีขนาดเล็ก มีพื้นผิวที่มีความหนาไม่มาก และไม่มีลักษณะเป็นตัวนำปิดทึบได้ดีกว่าการใช้สมการอินทิกรัลเชิงสนามแม่เหล็ก [26] รูปแบบของสมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้าที่ใช้ใน NEC2 มีรายละเอียดในหัวข้อต่อไป

2.2.1 สมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้าในอวกาศว่าง

รูปแบบของสมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้าที่ใช้ใน NEC2 สำหรับสนามไฟฟ้าของการกระจายกระแส $\vec{J}$ 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

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

และ แบบแผนทางเวลา (Time Convention) คือ $\exp(j\omega t)$ $\vec{I}$ คือ เอกลักษ์ณัฎ์ (Identity Dyad) $\hat{x}\hat{x} + \hat{y}\hat{y} + \hat{z}\hat{z}$ เมื่อการกระจายกระแสถูกจำกัดให้อยู่บนพื้นผิวของตัวนำที่มีค่าความนำสมบรูณ์ สมการ (2.5) จะกลายเป็น

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

เมื่อ $\vec{J}_s$ เป็น ความหนาแน่นกระแสพื้นผิว จุดสังเกต $\vec{r}$ จะถูกกำหนดให้อยู่นอกพื้นผิว S ดังนั้น $\vec{r} \neq \vec{r}'$

ถ้า $\vec{r}$ เข้าใกล้ S ในลักษณะคล้ายลิมิต สมการ (2.6) จะเป็น

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

เมื่ออินทิกรัลค่าหลัก $\oint$ ถูกใช้ เพราะว่า $g(\vec{r}, \vec{r}')$ ไม่จำกัดขอบเขต

สมการอินทิกรัลของกระแสเหนี่ยวนำบน S โดยสนามตกกระทบ $\vec{E}^I$ สามารถหาได้จากสมการ (2.7) และ เงื่อนไขขอบเขต สำหรับ $\vec{r}$ ที่แปรผันตาม S

$$\hat{n}(\vec{r}) \times [\vec{E}^S(\vec{r}) + \vec{E}^I(\vec{r})] = 0 \quad (2.8)$$

เมื่อ $\hat{n}(\vec{r})$ เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่ตั้งฉากกับพื้นผิวที่ $\vec{r}$ และ $\vec{E}^S$ เป็นสนามเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำ $\vec{J}_s$ เมื่อแทนค่า $\vec{E}^S$ ในสมการ (2.8) ด้วย สมการ (2.7) สามารถเขียนสมการ (2.8) ได้เป็น

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

สมการอินทิกรัลเวกเตอร์ในสมการ (2.9) สามารถถูกลดให้กลายเป็นสมการอินทิกรัลเชิงสเกลาร์เมื่อพื้นผิวดำนา S ถูกแทนที่ด้วย เส้นลวดทรงกระบอกบาง ๆ ซึ่งจะช่วยให้วิธีการแก้ปัญหาง่ายขึ้นมาก การสมมติที่ประยุกต์ใช้กับเส้นลวดบาง เรียกว่า วิธีการประมาณเส้นลวดบาง (Thin-Wire Approximation) ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

- (1) กระแสตามขวางที่สัมพันธ์กับกระแสตามแกน ไม่จำเป็นต้องนำมาพิจารณา
- (2) การเปลี่ยนแปลงโคจรอบในกระแสตามแกน ไม่จำเป็นต้องนำมาพิจารณา
- (3) กระแสสามารถแทนได้ด้วยกระแสเชิงเส้น (Filament) บนแกนเส้นลวด
- (4) เงื่อนไขขอบเขตของสนามไฟฟ้าจะถูกบังคับให้มีเฉพาะในทิศทางตามแนวแกนเท่านั้น

การประมาณนี้สามารถนำมาใช้ได้เมื่อ รัศมีของเส้นลวดมีค่าน้อยกว่าความยาวคลื่น และความยาวเส้นลวดมีค่ามาก ๆ นอกจากนี้ สมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้าที่เปลี่ยนไป ในกรณีที่มีรัศมีของเส้นลวดมีขนาดใหญ่มาก จนไม่สามารถใช้วิธีการประมาณเส้นลวดบางได้นั้น ก็ได้ถูกรวมไว้ใน NEC2 ด้วย ซึ่งการประมาณแบบนี้ มีชื่อเรียกว่า การขยายออกของการประมาณเส้นลวดบาง (Extended Thin Wire Approximation)

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

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

เมื่อ

s = ระยะทางตามแกนเส้นลวดที่ $\vec{r}$ และ

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

สมการ (2.9) จะกลายเป็น

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

เมื่อการอินทิเกรตกระทำตามความยาวของเส้นลวด การบังคับเงื่อนไขขอบเขตให้มีเฉพาะทิศทางในแนวแกน ทำให้สมการ (2.10) ลดรูปลงเป็นสมการสเกลาร์

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

$\vec{r}'$ เป็นจุดที่ s' บนแกนเส้นลวด ในขณะที่ $\vec{r}$ เป็นจุดที่ s บนพื้นผิวเส้นลวด $|\vec{r} - \vec{r}'| \geq a$ และการอินทิเกรตก็จะมีขอบเขต

2.2.2 วิธีการแก้ปัญหาเชิงเลขในโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2

สมการอินทิกรัล (2.11) จะสามารถหาคำตอบใน NEC2 ได้โดยใช้ระเบียบวิธีเชิงเลขของวิธีเชิงโมเมนต์ ซึ่งหลักการของวิธีเชิงโมเมนต์ได้นำเสนอไปแล้วในหัวข้อ 2.1 สำหรับในหัวข้อนี้นั้นจะกล่าวถึง รายละเอียดของฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันให้น้ำหนักของวิธีเชิงโมเมนต์ที่ใช้ใน NEC2 [26]

ใน NEC2 ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันให้น้ำหนักที่ใช้จะแตกต่างกัน ฟังก์ชันให้น้ำหนัก w_j จะเป็นฟังก์ชันเดลตา (Delta Function) ที่มีรูปแบบสมการ คือ

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

เมื่อ $\{\vec{r}_j\}$ เป็นเซตของจุดบนพื้นผิวดำนำผลลัพท์ที่เป็นจุดการชักตัวอย่าง (Sampling) ของสมการอินทิกรัล รู้จักกันในชื่อ วิธีวางร่วมตำแหน่ง (Collocation Method) ของการแก้ปัญหา เส้นลวดจะถูกแบ่งเป็นเซกเมนต์ (Segment) เส้นตรงสั้น ๆ ที่มีจุดชักตัวอย่างอยู่ที่ตรงกลางของแต่ละเซกเมนต์ ฟังก์ชันฐานหรือฟังก์ชันของกระแสบนแต่ละเซกเมนต์อยู่ในรูปผลรวมของ 3 องค์ประกอบ คือ ค่าคงที่ ค่าไซน์ และค่าโคไซน์ ซึ่งการเลือกกระแสแบบนี้จะทำให้การรู้เข้าของการแก้ปัญหาเร็วขึ้น [28]

และกระแสไหลวนชอยด์ยังสามารถวิเคราะห์ได้ง่ายในรูปแบบสำเร็จ (Closed Form) แอมพลิจูดของค่าคงที่ ค่าไซน์ และโคไซน์ จะมีความเกี่ยวข้องกับผลรวมของแอมพลิจูดชนิดต่าง ๆ ซึ่งจะต้องเหมาะสมกับเงื่อนไขทางกายภาพของพฤติกรรมของกระแสและประจุที่ปลายของเซกเมนต์ การแมตช์ที่ปลายของแต่ละเซกเมนต์ จะช่วยปรับปรุงให้วิธีการแก้ปัญหาแม่นยำขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่จุดต่อที่มีความยาวแต่ละเซกเมนต์ไม่เท่ากัน

กระแสทั้งหมดบนเซกเมนต์หมายเลข j ใน NEC2 จะมีรูปแบบ คือ

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

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

เมื่อ s_j เป็นค่าของ s ที่ตรงกลางเซกเมนต์ j และ Δj เป็นความยาวของเซกเมนต์ j ตัวแปร A_j, B_j และ C_j คือขนาดแอมพลิจูดของฟังก์ชันค่าคงที่ ไซน์ และโคไซน์ ตามลำดับ

2.2.3 วิธีการจำลองโครงสร้างด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขฐานที่ 2

สำหรับการจำลองโครงสร้างด้วยเส้นลวดนั้น อุปกรณ์พื้นฐานที่ใช้ในการจำลองโครงสร้างด้วยรหัส NEC2 คือ เซกเมนต์ที่มีลักษณะตรงและสั้น การกำหนดเซกเมนต์สำหรับการออกแบบเป็นขั้นตอนที่สำคัญมากเพราะจะมีผลต่อความถูกต้องของผลลัพธ์ จำนวนของเซกเมนต์ควรจะมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะต้องการสำหรับความถูกต้อง เพราะโปรแกรมจะใช้เวลาในการคำนวณเพิ่มขึ้นอย่างมากเมื่อจำนวนเซกเมนต์เพิ่มขึ้น

เซกเมนต์เส้นลวดจะถูกกำหนดโดยระบบพิกัด (Co-ordinate) ของจุดปลายทั้งสองของเซกเมนต์ และขนาดของรัศมี การกำหนดความยาวเซกเมนต์ (Segment Length: Δ) จะสัมพันธ์กับค่าของความยาวคลื่น λ โดยปกติ Δ ควรจะมีค่าน้อยกว่า 0.1λ ที่ความถี่ที่ต้องการ ในบางกรณีอาจมีการใช้เซกเมนต์ที่ยาวมากกว่านี้บนเส้นลวดยาวที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด ในขณะที่เซกเมนต์ที่สั้นกว่า เช่น 0.05λ หรือน้อยกว่านี้ อาจจะต้องใช้ในการจำลองบริเวณที่มีความสำคัญของสายอากาศ ขนาดของเซกเมนต์จะเป็นตัวกำหนดการแก้ปัญหาสำหรับการหากระแสบนแบบจำลอง เนื่องจากกระแสจะถูกคำนวณที่ตรงกลางของแต่ละเซกเมนต์ เซกเมนต์ที่มีขนาดสั้นมาก ๆ เช่น น้อยกว่า $10^{-3} \lambda$ ไม่ควรนำมาใช้ เพราะความเหมือนกันขององค์ประกอบค่าคงที่และโคไซน์ของการกระจายกระแสจะทำให้ผลจากระเบียบวิธีเชิงตัวเลขไม่แม่นยำ

รัศมีของเส้นลวด (Wire Radius: a) ซึ่งสัมพันธ์กับ λ จะถูกจำกัดโดยการประมาณที่ใช้ในเคอร์เนล (Kemel) ของสมการอินทิกรัลเชิงสนามไฟฟ้า ซึ่งมีการประมาณ 2 แบบด้วยกันที่ใช้ใน NEC2 คือ เคอร์เนลแบบเส้นลวดบาง และเคอร์เนลแบบขยายออกของเส้นลวดบาง ซึ่งได้กล่าวไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในหัวข้อ 2.2.1 สำหรับเคอร์เนลแบบเส้นลวดบางนั้น กระแสบนพื้นผิวของแต่ละเซกเมนต์จะถูกลดกลายเป็นเส้นลวดนำไฟฟ้าเล็ก ๆ ของกระแสบนแกนเซกเมนต์ ส่วนในเคอร์เนลแบบขยายออกของเส้นลวดบาง กระแสจะมีการกระจายตัวอย่างสม่ำเสมอรอบพื้นผิวของเซกเมนต์นั้น

การกระจายกระแสที่ใช้ใน NEC2 จะบังคับเงื่อนไขกระแสและความหนาแน่นประจุตามแนวเส้นลวด ที่จุดเชื่อมต่อ และที่ปลายเส้นลวด จากเงื่อนไขเหล่านี้ทำให้เซกเมนต์จะต้องต่อกันทางไฟฟ้าที่จุดปลาย ถ้าเซกเมนต์มีการซ้อนทับกันเกิดขึ้นที่ปลายของแต่ละอัน NEC2 จะไม่ยอมให้กระแสไหลจากเซกเมนต์หนึ่งไปยังเซกเมนต์อื่น ๆ เซกเมนต์จะเหมือนกับต่อกันเมื่อระยะห่างของจุดปลายของแต่ละด้านมีค่าน้อยกว่า 10^{-3} เท่าของความยาวเซกเมนต์ที่สั้นที่สุด ดังนั้น ถ้าเป็นไปได้ ควรเชื่อมต่อเซกเมนต์ด้วยวิธีการกำหนดระบบพิกัดที่เหมือนกัน

ข้อกำหนดของการจำลองโครงสร้างด้วยตาข่ายเส้นลวด (Wire-grid) มีดังต่อไปนี้

- (1) เซกเมนต์จะต้องไม่ซ้อนทับกัน เนื่องจากการแบ่งกระแสระหว่างสองเซกเมนต์ที่ซ้อนทับกันนั้น ไม่สามารถสรุปได้ เซกเมนต์ที่ซ้อนทับกันอาจจะมีผลในสมการเมตริกซ์เอกฐาน (Singular Matrix Equation)
- (2) การเปลี่ยนแปลงรัศมีที่มีความแตกต่างกันมากของเซกเมนต์ที่เชื่อมต่อกัน อาจจะมีผลทำให้ความแม่นยำลดลง โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ ค่า Δ/a มีค่าน้อย ปัญหานี้สามารถแก้ได้โดยการให้รัศมีลดลงตามลำดับตลอดหลายเซกเมนต์
- (3) จำเป็นที่จะต้องมีส่วนเซกเมนต์ที่จุดซึ่งมีการเชื่อมต่อกับโครงข่าย (Network) หรือ แหล่งกำเนิดแรงดัน (Voltage Source) สำหรับช่องว่างการกระตุ้น (Excitation Gap) ก็จำเป็นต้องมีส่วนลวดต่อเนื่องลากข้ามช่องว่าง ดังนั้น แรงดันตกคร่อมที่ต้องการสามารถระบุให้เป็นเงื่อนไขขอบเขตได้
- (4) จำนวนเส้นลวดที่จะนำมาต่อที่จุดเชื่อมต่อใด ๆ นั้น ไม่สามารถมีค่าเกิน 30 เส้นได้ เนื่องจากข้อจำกัดของมิติในรหัส NEC2

ข้อมูลที่ใช้อธิบายสายอากาศและสภาพแวดล้อม และคุณสมบัติของสายอากาศที่ต้องการจะคำนวณ จะเป็นอินพุตที่จะใส่เข้าไป คล้ายกับบัตรเจาะรูที่เป็นข้อมูลใส่ให้กับคอมพิวเตอร์เมนเฟรม ในสมัยก่อน กลุ่มของรหัสข้อมูลในการทำงานครั้งหนึ่งจะประกอบไปด้วย รหัสข้อมูล 3 ประเภทด้วยกัน ส่วนแรกเริ่มต้นด้วยรหัสหนึ่งชุดหรือมากกว่านั้นซึ่งบรรยายละเอียดของการทำงาน ซึ่งจะพิมพ์เป็นตัวหนังสือที่จุดเริ่มต้นของไฟล์เฮดพุต ต่อมาจะตามด้วยรหัสข้อมูลระบุรูปแบบทางเรขาคณิตซึ่งจะระบุรูปทรงของสายอากาศ และสุดท้ายจะเป็นส่วนของรหัสควบคุมโปรแกรมซึ่งจะระบุตัวแปรทางไฟฟ้า เช่น ความถี่ การโหลด (Loading) และการกระตุ้น (Excitation) รวมทั้ง ความต้องการให้คำนวณกระแสและสนามของสายอากาศ

รหัสข้อมูลทุก ๆ รหัส จะมีตัวอักษร 2 ตัว ในคอลัมน์ที่หนึ่งและสอง เพื่อเป็นการระบุรหัสให้กับโปรแกรม ตัวอย่างเช่น รหัสข้อมูลระบุเส้นลวด (Wire Specification:GW) ซึ่งจะเป็นรหัสที่ใช้ในการกำหนดเส้นลวดขึ้นมาระหว่างจุดสองจุด ซึ่งมีลักษณะของข้อมูลที่จะต้องใส่ลงไป ดังนี้

GW	I1	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 [29]

จากรหัสตัวอย่างข้างต้น เมื่อทำการใส่ตัวแปรต่างๆ ลงไปแล้ว และสั่งให้โปรแกรมทำงาน NEC2 จะสร้างเส้นลวดให้ 1 เส้น ซึ่งเส้นลวดนี้จะถูกแบ่งเป็นเซกเมนต์เล็ก ๆ จำนวน NS เซกเมนต์ การสร้างแบบจำลองของสายอากาศสามารถทำได้โดยการใส่รหัสที่มีลักษณะคล้ายกับตัวอย่างข้างบนนี้ไปเรื่อย ๆ ก็จะทำให้สามารถสร้างโครงสร้างสายอากาศและหาคุณสมบัติของสายอากาศที่ต้องการได้ นอกจากนี้ โครงสร้างที่สร้างขึ้นโดย NEC2 ยังสามารถกำหนดสภาพนำ (Conductivity) ให้เท่ากับสภาพนำของโลหะที่จะใช้ทำสายอากาศได้ เช่น ในกรณีนี้สายอากาศต้นแบบจะสร้างขึ้นโดยใช้ทองเหลือง ดังนั้นในการคำนวณโดยใช้ NEC2 ก็จะมีการกำหนดสภาพนำของโครงสร้างด้วยค่าสภาพนำของทองเหลือง คือ 2.56×10^7 S/m โดยการใช้คำสั่งโหลด (Load)

ในการตรวจสอบโครงสร้างของสายอากาศว่าได้สร้างถูกต้องเป็นไปตามที่ต้องการหรือไม่ นั้น สามารถดูได้โดยใช้โปรแกรม Necview ซึ่งจะแสดงโครงสร้างของสายอากาศที่ได้ใส่รหัสใน NEC2 ออกมาเป็นตาข่ายเส้นลวด ตามที่กำหนดในระบบพิกัด x, y และ z นอกจากนี้โปรแกรม Necview ยังใช้ในการดูผลแบบรูปการแผ่พลังงาน ในระบบพิกัด x, y และ z ของสายอากาศที่ NEC2 คำนวณออกมาได้ด้วย สำหรับไฟล์เอาต์พุตที่ได้ออกมาจากการรันโปรแกรม NEC2 นั้น จะเป็นไปตามรูปแบบของข้อมูลที่ใส่เข้าไป เริ่มต้นด้วยการอธิบาย ตามมาด้วยข้อมูลทางเรขาคณิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากนั้นเป็นผลของตัวแปรที่ต้องการจะคำนวณ ตัวอย่างของรหัสข้อมูลเพื่อใช้ในการคำนวณของ NEC2 นั้น แสดงในภาคผนวก ก.

NEC2 ได้รับการยอมรับว่า เป็นโปรแกรมที่สามารถคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ แต่สำหรับการหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศด้วย NEC2 นั้น ยังมีความผิดพลาดอยู่บ้าง เนื่องจากข้อจำกัดของโปรแกรม NEC2 เอง จึงจำเป็นที่จะต้องศึกษาวิธีการแก้ไขปัญหาการคำนวณอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ผิดพลาดนี้ จากบทความของผู้วิจัย ซึ่งได้ทำการศึกษาถึงปัญหาที่เกิดขึ้น และแนะนำวิธีการแก้ปัญหาวีใน [29]-[36]

2.3 สรุป

ในบทนี้นั้นได้กล่าวถึงวิธีเชิงโมเมนต์ซึ่งใช้ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยที่วิธีเชิงโมเมนต์จะเป็นวิธีการที่ NEC2 ใช้ในการคำนวณ นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงวิธีการเขียนรหัสเพื่อสั่งให้ NEC2 คำนวณผลลัพธ์ที่ต้องการ ซึ่งก็คือ แบบรูปการแผ่พลังงาน และอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศไว้ในบทนี้ด้วย

เนื่องจากโครงสร้างของสายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นั้น มีขนาดเล็ก และไม่ซับซ้อน จึงสามารถนำวิธีเชิงโมเมนต์มาใช้หากระแสเหนี่ยวนำบนโครงสร้างได้อย่างเหมาะสม อย่างไรก็ตาม รายละเอียดของวิธีเชิงโมเมนต์ที่ใช้ในโปรแกรมแต่ละโปรแกรมก็ยังคงมีความแตกต่างกัน ดังนั้นในบทนี้ จึงได้กล่าวถึง รายละเอียดของวิธีเชิงโมเมนต์ที่ใช้ใน NEC2 ไว้ด้วย เพื่อจะได้สามารถทำความเข้าใจได้ว่า NEC2 นั้น มีวิธีการคำนวณผลลัพธ์ที่ต้องการออกมาได้อย่างไร

บทที่ 3

ทฤษฎีของพารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ของสายอากาศ

ในการพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศโคเวอริจันซ์ ซึ่งใช้งานในสภาพแวดล้อมที่คลื่นมีการเดินทางหลายวิถี นอกเหนือจากการพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแล้ว ยังมีความจำเป็นที่จะต้องใช้ตัวแปรคุณลักษณะเชิงโคเวอริจันซ์ในการพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศด้วย

โดยทั่วไปนั้น คุณสมบัติของสายอากาศที่ใช้ในระบบการสื่อสาร สามารถพิจารณาได้จากค่าอัตราขยายประสิทธิผล (Effective Gain) ของสายอากาศ แต่ในระบบสายอากาศโคเวอริจันซ์นั้น สายอากาศได้ถูกนำมาใช้งานในสภาพแวดล้อมที่มีการแพร่กระจายคลื่นหลายวิถี ซึ่งค่าของอัตราขยายโคเวอริจันซ์ (Diversity Gain) ของสายอากาศไม่ได้ถูกพิจารณาโดยใช้คุณลักษณะสหสัมพันธ์ (Correlation Characteristics) ระหว่างกรอบคุณคลื่น (Envelope) ของสัญญาณที่ได้รับได้จากแต่ละสาขาของสายอากาศเพียงอย่างเดียวเท่านั้น แต่จำเป็นต้องพิจารณาโดยใช้คุณลักษณะอัตราขยายประสิทธิผลของแต่ละสาขาของสายอากาศด้วย จึงได้มีผู้เสนอวิธีการหาค่าของอัตราขยายประสิทธิผลในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณมีการจางหาย ซึ่งมีความถูกต้องแม่นยำกว่าการหาค่าอัตราขยายประสิทธิผลจากอัตราขยายเจาะจงทิศทาง (Directive Gain) เรียก อัตราขยายประสิทธิผลแบบใหม่นี้ว่า อัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ย (Mean Effective Gain: MEG) [37]

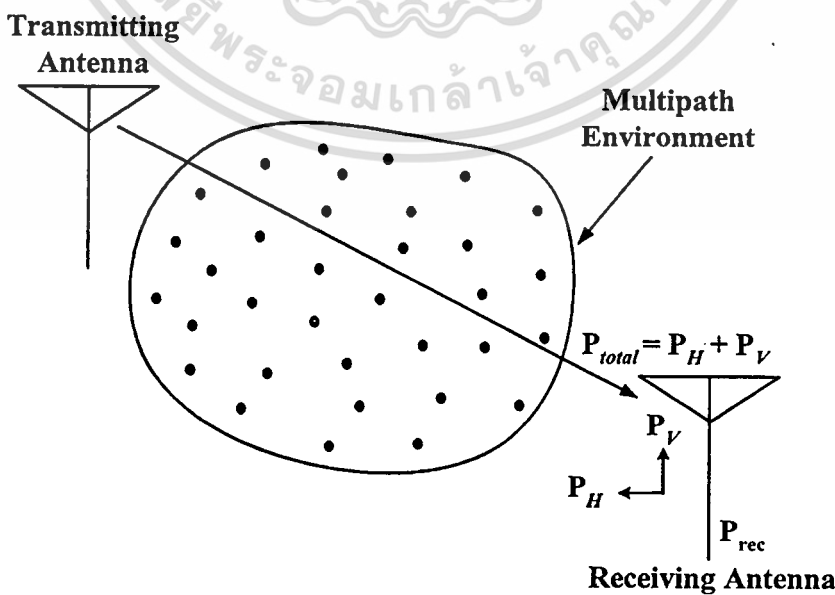
นอกจากนี้ การพิจารณาค่าอัตราขยายโคเวอริจันซ์ที่อยู่บนพื้นฐานของค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) นั้น ยังขึ้นอยู่กับวิธีการมอดูเลตที่ใช้ในการส่งสัญญาณและวิธีการรวมสัญญาณโคเวอริจันซ์ (Diversity Combining) ของแต่ละสาขาของสายอากาศเข้าด้วยกัน ซึ่งวิธีการมอดูเลตและวิธีการรวมสัญญาณโคเวอริจันซ์มีอยู่ด้วยกันหลายวิธี จึงจำเป็นที่จะต้องเลือกใช้ให้เหมาะสมกับระบบ โดยทั่วไปจะเลือกวิธีการรวมสัญญาณที่ทำให้ได้คุณสมบัติเชิงโคเวอริจันซ์ที่ดีที่สุด พารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ตัวสุดท้ายซึ่งได้มาจากการนำ อัตราขยายโคเวอริจันซ์ และอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยมาพิจารณาร่วมกันคือ อัตราขยายสายอากาศโคเวอริจันซ์ (Diversity Antenna Gain: DAG) ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่ใช้ตัดสินประสิทธิภาพความเป็นโคเวอริจันซ์ของสายอากาศ [38]

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงความหมายของพารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์แต่ละตัว คือ อัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ย ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ อัตราขยายโคเวอริจันซ์ และ อัตราขยายสายอากาศโคเวอริจันซ์ รวมทั้งรายละเอียดของวิธีการคำนวณและสมการที่ใช้ในการคำนวณพารามิเตอร์เหล่านี้ไว้ในบทนี้ด้วย

นอกจากนี้ยังได้เสนอ แบบจำลองการแจกแจงของคลื่นตกกระทบบนสายอากาศรับที่สถานีฐาน ในบริเวณที่มีลักษณะเป็นทางแคบ ๆ โดยที่เป็นแบบจำลองที่สมมติขึ้นมาใหม่ เพื่อนำมาใช้กับสายอากาศในวิทยานพฐนี้

3.1 อัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย

ในการออกแบบระบบสายอากาศเคลื่อนที่นั้น จำเป็นที่จะต้องทำให้ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพของสายอากาศมีค่ามากที่สุด แต่ก็เป็นที่ทราบกันดีว่า อัตราขยายประสิทธิภาพของสายอากาศเคลื่อนที่ในสภาพแวดล้อมการแพร่กระจายคลื่นของอุปกรณ์เคลื่อนที่นั้น ไม่สามารถประเมินได้ถูกต้องเพียงพอกจากค่าอัตราขยายเจาะจงทิศทางเพียงอย่างเดียว เพราะสัญญาณที่รับได้ ได้รับจากการจางหายแบบเรย์ลีย์ (Rayleigh Fading) และองค์ประกอบหลายวิถีซึ่งเกิดจากการสะท้อน เลี้ยวเบน และกระจัดกระจาย ดังนั้น จึงมีความจำเป็นต้องใช้วิธีการทดสอบซึ่งวัดระดับค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่รับได้ในเส้นทางหนึ่ง ๆ เพื่อทำการประเมินอัตราขยายประสิทธิภาพ ด้วยวิธีการนี้ ระดับกำลังงานเฉลี่ยของสายอากาศทดสอบ และสายอากาศอ้างอิง จะสามารถคำนวณได้จากการเฉลี่ยระดับสัญญาณรับในขณะที่สายอากาศแต่ละตัวเคลื่อนที่ไปตามเส้นทางที่ถูกเลือกไว้เส้นทางเดียวกัน ในตอนแรกจำเป็นที่จะต้องสร้างทฤษฎีของ MEG ที่อธิบายด้วยคลื่นตกกระทบที่มีการโพลาไรซ์แนวตั้ง (Vertical Polarization: VP) และคลื่นที่มีการโพลาไรซ์แนวนอน (Horizontal Polarization: HP) ในสภาพแวดล้อมที่คลื่นเดินทางหลายวิถี รูปที่ 3.1 แสดงถึงการส่งสัญญาณจากสายอากาศที่สถานีฐานผ่านสภาพแวดล้อมที่มีการแพร่กระจายคลื่นหลายวิถีไปยังสายอากาศเคลื่อนที่



รูปที่ 3.1 กำลังงานเฉลี่ยที่มาถึงสายอากาศรับเคลื่อนที่ในสภาพแวดล้อมที่คลื่นเดินทางหลายวิถี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

P_V และ P_H เป็นกำลังงานตกกระทบเฉลี่ยของคลื่นที่ตกกระทบตามแนว VP และ HP ที่สายอากาศเคลื่อนที่รับได้ เมื่อสายอากาศเคลื่อนที่เคลื่อนที่ไปบนเส้นทางคู่ในสภาพแวดล้อม ตามลำดับ ดังนั้น กำลังงานตกกระทบเฉลี่ยทั้งหมดที่มาถึงสายอากาศโดยเฉลี่ยบนเส้นทางคู่ใด ๆ เส้นทางเดียวกันคือ $P_V + P_H$ อัตราส่วนระหว่างกำลังงานที่รับได้เฉลี่ยของสายอากาศบนเส้นทางคู่ P_{rec} และกำลังงานตกกระทบเฉลี่ยทั้งหมด $P_V + P_H$ สามารถนำมาใช้พิจารณา MEG ของสายอากาศเคลื่อนที่ในสภาพแวดล้อมได้ โดยสมมติว่า การเฉลี่ยบนเส้นทางคู่ในสภาพแวดล้อมมีค่าเท่ากับการเฉลี่ยบนสภาพแวดล้อมทั้งหมด

อัตราส่วนนี้ คือ ค่าจำกัดความของ MEG ของสายอากาศเคลื่อนที่ในสภาพแวดล้อมและถูกแทนด้วยสัญลักษณ์ G_e [39]

$$G_e = \frac{P_{rec}}{P_V + P_H} \quad (3.1)$$

ค่าอัตราส่วนกำลังงานตกกระทบเฉลี่ย P_V/P_H คือ ค่าอัตราส่วนกำลังงานโพลาไรซ์เซชันไขว้ (Cross Polarization Power Ratio:XPR)

$$XPR = P_V/P_H \quad (3.2)$$

XPR สอดคล้องกับการเชื่อมร่วมการโพลาไรซ์ไขว้ (Cross-Polarization Coupling) เมื่อคลื่นส่งมีโพลาไรซ์เป็นแบบแนวนอนภาวะของการเชื่อมร่วมโพลาไรซ์เซชันไขว้จะเกิดขึ้นเมื่อมีการโพลาไรซ์ของคลื่นส่งเป็นแบบแนวตั้ง ในระบบพิกัดทรงกลม ดังแสดงในรูปที่ 3.2 กำลังที่รับได้เฉลี่ยของสายอากาศ P_{rec} ถูกอธิบายโดย [1]

$$P_{rec} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \{P_1 G_\theta(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) + P_2 G_\phi(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi)\} \sin \theta \, d\theta d\phi \quad (3.3)$$

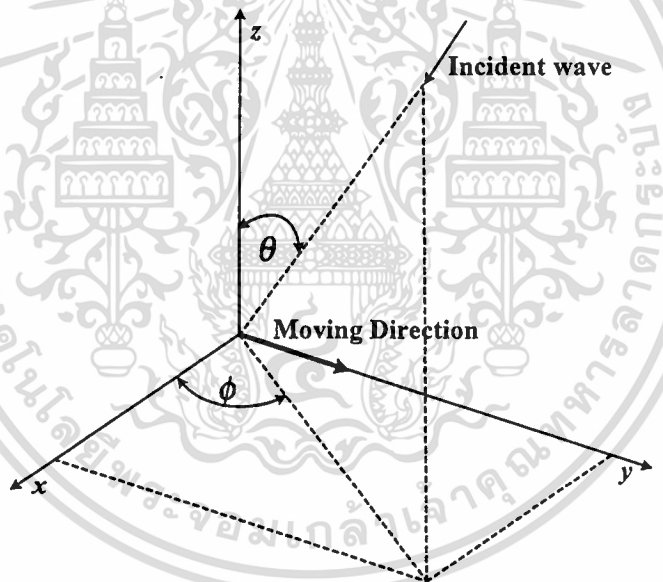
เมื่อ $G_\theta(\theta, \phi)$ และ $G_\phi(\theta, \phi)$ เป็นองค์ประกอบ θ และ ϕ ของแบบรูปอัตราขยายกำลังงานสายอากาศ (Power Gain Pattern) ตามลำดับ และ $P_\theta(\theta, \phi)$ และ $P_\phi(\theta, \phi)$ เป็นองค์ประกอบ θ และ ϕ ของ ฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุม (Angular Density Function) ของคลื่นระนาบที่ตกกระทบบนสายอากาศ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

$$\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \{G_\theta(\theta, \phi) + G_\phi(\theta, \phi)\} \sin \theta \, d\theta d\phi = 4\pi \quad (3.4)$$

$$\int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_\theta(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta d\phi = 1 \quad (3.5)$$

$$\int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_\phi(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta d\phi = 1 \quad (3.6)$$

เมื่อ P_1 และ P_2 เป็นกำลังงานเฉลี่ยซึ่งรับได้โดยสายอากาศไอโซทรอปิกที่มีการโพลาไรซ์ i_θ และ i_ϕ ตามลำดับ i_θ และ i_ϕ เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยซึ่งสัมพันธ์กับ θ และ ϕ ตามลำดับ



รูปที่ 3.2 ระบบพิกัดทรงกลมในสภาพแวดล้อมวิทยุเคลื่อนที่

ในรูปที่ 3.2 เพราะว่าสายอากาศเคลื่อนที่เคลื่อนที่อยู่ในระนาบ $x-y$ ดังนั้น องค์ประกอบ θ และ ϕ จะสอดคล้องกับองค์ประกอบ VP และ HP ดังนั้นพจน์ P_1 และ P_2 คือ กำลังงานที่รับได้เฉลี่ยของสายอากาศไอโซทรอปิก VP และ HP ตามลำดับ และ XPR จะมีค่าเท่ากับอัตราส่วน P_1/P_2 เมื่อแทนสมการ (3.2) และ (3.3) ลงใน (3.1) สามารถเขียน MEG เป็นสมการใหม่ที่อยู่ในรูปความสัมพันธ์กับ XPR $P_\theta(\theta, \phi)$ และ $P_\phi(\theta, \phi)$ ได้เป็น

$$G_e = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\text{XPR}}{1+\text{XPR}} G_\theta(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) + \frac{1}{1+\text{XPR}} G_\phi(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi) \right] \sin \theta \, d\theta d\phi \quad (3.7)$$

ถ้าคุณลักษณะของสัญญาณที่เข้ามาในสภาพแวดล้อมที่หลากหลายสามารถแสดงให้อยู่ในรูปฟังก์ชันการแจกแจงทางสถิติ P_θ และ P_ϕ ได้ MEG ที่หาได้จากสมการ (3.7) จะเป็นอัตราขยายกำลังงานเฉลี่ยของสายอากาศในแต่ละสภาพแวดล้อมนั้น จากสมการ (3.7) จะเห็นว่า ในกรณีที่ XPR คงที่ ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสายอากาศจะมีค่ามากที่สุด เมื่อแบบรูปอัตราขยายกำลังงานสายอากาศมีค่าเท่ากับฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุม ดังนั้น ในการออกแบบสายอากาศเคลื่อนที่จึงจำเป็นต้องทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีความใกล้เคียงกับฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุมมากที่สุด

3.2 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เป็นพารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ที่นิยมใช้พิจารณาความสัมพันธ์ของสัญญาณที่ได้จากแต่ละสาขาของสายอากาศโคเวอริจันซ์ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีรูปแบบที่แตกต่างกันอยู่ 3 แบบด้วยกัน คือ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์สัญญาณเชิงซ้อน (Complex Signal Correlation: ρ_s) ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์กรอบคลื่น (Envelope Correlation: ρ_e) และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์กำลังงาน (Power Correlation: ρ_p) ในงานเขียนส่วนใหญ่ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่มีการนำมาใช้อ้างอิงคุณสมบัติเชิงโคเวอริจันซ์ คือ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์กรอบคลื่น โดยทั่วไปมักจะประมาณให้ $|\rho_s|^2 \equiv \rho_e$ ในสภาพแวดล้อมการจางหายของเรย์ลี [40] ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะใช้ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์กรอบคลื่น ในการพิจารณาคุณสมบัติสหสัมพันธ์ของสัญญาณจากแต่ละสาขาของสายอากาศ โดยที่ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์กรอบคลื่นในกรณีที่สายอากาศประกอบด้วย 2 สาขา สามารถหาค่าได้จาก [37]

$$\rho_e = \frac{|R_{12}|^2}{\sigma_1^2 \sigma_2^2} \quad (3.8)$$

เมื่อ R_{12} เป็นความแปรปรวนร่วม-ไขว้ (Cross-Covariance) ของสัญญาณที่รับได้ 2 สัญญาณ ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$R_{12} = \langle V_1(t) V_2^*(t) \rangle$$

$$\begin{aligned}
&= 2KP_H \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[\text{XPR} \cdot E_{\theta 1}(\theta, \phi) E_{\theta 2}^*(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) \right. \\
&\quad \left. + E_{\phi 1}(\theta, \phi) E_{\phi 2}^*(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi) \right] e^{-jkx} \sin \theta \, d\theta d\phi \quad (3.9)
\end{aligned}$$

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

สำหรับค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard Deviation) σ_1 และ σ_2 ของกรอบคลื่นเชิงซ้อนของสายอากาศตัวที่ 1 และ 2 มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
\sigma_1^2 &= \langle V_1(t) V_1^*(t) \rangle \\
&= 2KP_H \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[\text{XPR} \cdot E_{\theta 1}(\theta, \phi) E_{\theta 1}^*(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) \right. \\
&\quad \left. + E_{\phi 1}(\theta, \phi) E_{\phi 1}^*(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi) \right] \sin \theta \, d\theta d\phi \quad (3.10)
\end{aligned}$$

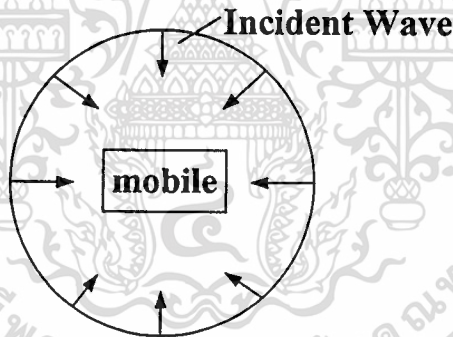
$$\begin{aligned}
\sigma_2^2 &= \langle V_2(t) V_2^*(t) \rangle \\
&= 2KP_H \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[\text{XPR} \cdot E_{\theta 2}(\theta, \phi) E_{\theta 2}^*(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) \right. \\
&\quad \left. + E_{\phi 2}(\theta, \phi) E_{\phi 2}^*(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi) \right] \sin \theta \, d\theta d\phi \quad (3.11)
\end{aligned}$$

การอธิบายสมการของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ตามสมการ (3.8) นี่จะเป็นการรวมผลกระทบของ XPR และการแจกแจงคลื่นตกกระทบขององค์ประกอบ θ และ ϕ และยังชี้ให้เห็นว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ρ_e จะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อแบบรูปการแผ่พลังงานเชิงซ้อนขององค์ประกอบ θ และ ϕ ของสายอากาศทั้งสองตัวไม่มีการซ้อนทับกัน โดยไม่ขึ้นอยู่กับค่า XPR และฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุมของคลื่นตกกระทบ ในทางอุดมคตินั้น สายอากาศไคเวอร์ซิตีจะมีคุณสมบัติที่สุดเมื่อค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีค่าเท่ากับ 0 [41] แต่โดยทั่วไปแล้ว สำหรับสายอากาศที่สถานีฐานที่มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ไม่เกิน 0.7 นั้น ก็ถือว่าให้ประสิทธิภาพเชิงไคเวอร์ซิตีที่ดีเพียงพอแล้ว [42]

3.3 แบบจำลองการแจกแจงเชิงสถิติของคลื่นตกกระทบ

สำหรับค่าของ P_θ และ P_ϕ ที่ใช้ในการหาค่า MEG และ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์นั้น สามารถนำแบบจำลองการแจกแจงเชิงสถิติของคลื่นตกกระทบที่ได้มีผู้นำเสนอไว้มาใช้หรือสามารถคำนวณได้จากเงื่อนไขสภาพแวดล้อมการแพร่กระจายคลื่นในที่ติดตั้งสายอากาศเมื่อมีการใช้งานจริง ได้มีผู้เสนอแบบจำลองการแจกแจงเชิงสถิติของคลื่นตกกระทบบนสายอากาศเคลื่อนที่มากมายหลายแบบจำลอง แบบจำลองที่เป็นที่รู้จักกันดีและใช้มาเป็นเวลานาน คือ แบบจำลองของ คลาร์ก (Clarke's Model) [43] ซึ่งเป็นแบบจำลองที่สมมติให้มีโอกาสที่คลื่นเข้ามาที่สายอากาศเคลื่อนที่ในระนาบมุมกวาดที่ $\theta = \pi/2$ และฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุมของคลื่นตกกระทบจะแจกแจงอย่างสม่ำเสมอ (Uniform) ตลอดช่วง 0 ถึง 2π ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุมของคลื่นตกกระทบได้ดังสมการที่ (3.12) และแสดงลักษณะของคลื่นที่ตกกระทบสายอากาศได้ดังรูปที่ 3.3

$$P_\theta = P_\phi = \frac{1}{2\pi} \delta\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.12)$$



รูปที่ 3.3 ลักษณะของคลื่นที่ตกกระทบสายอากาศตามแบบจำลองของคลาร์กในระนาบมุมกวาด

แต่แบบจำลองที่มีการใช้งานอย่างกว้างขวางเพื่อวิเคราะห์สายอากาศเคลื่อนที่ ในสภาพแวดล้อมที่คลื่นมีการเดินทางหลายวิถี ในปัจจุบันนี้ คือ แบบจำลองของทากะ (Taga's Model) [39] ซึ่งเป็นแบบจำลองของคลื่นที่ตกกระทบบนสายอากาศเคลื่อนที่ที่ใช้งานอยู่ในเมือง (Urban) ซึ่งสายอากาศจะเคลื่อนที่แบบสุ่มในเมืองซึ่งมีตึกอาคารที่มีความสูงหลากหลาย โดยที่ขนาด มิติ และวัสดุของอาคารมีความแตกต่างกัน ซึ่งอาคารเหล่านี้จะทำตัวเหมือนเป็นแหล่งกำเนิดคลื่นทุติยภูมิให้กับสายอากาศ จึงทำให้ดูเหมือนว่า มีคลื่นที่มาจากทุกทิศทางเข้ามาที่สายอากาศในทิศทางตามมุมกวาด ทำให้มีการแจกแจงอย่างสม่ำเสมอ (Uniform Distribution) ในระนาบมุมกวาด (Azimuth Plane) ส่วนในระนาบมุมยก (Elevation Plane) นั้นจะสมมติให้มีการแจกแจงเป็นแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) ซึ่งสามารถแสดง $P_\theta(\theta, \phi)$ และ $P_\phi(\theta, \phi)$ ซึ่งเป็นองค์ประกอบ θ และ ϕ ของ

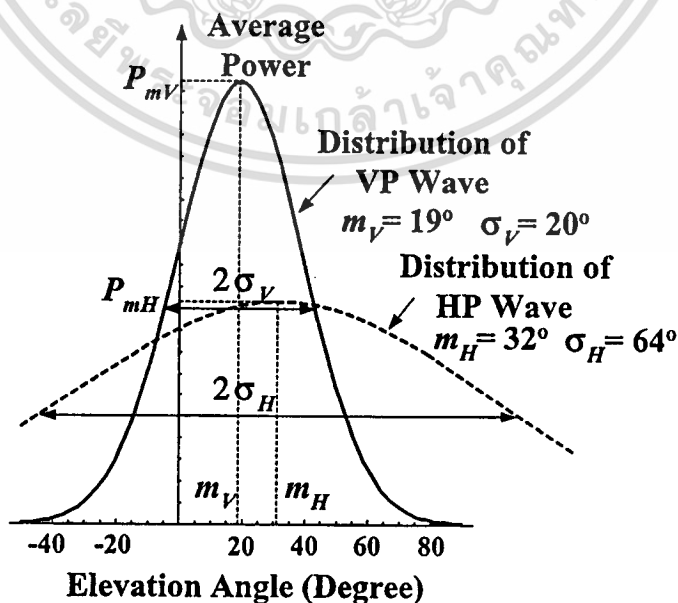
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันความหนาแน่นเชิงมุม (Angular Density Function) ของคลื่นระนาบที่ตกกระทบ ได้ดังสมการที่ (3.13) และ (3.14)

$$P_\theta(\theta, \phi) = A_\theta \exp \left\{ -\frac{\left[\theta - \left(\frac{\pi}{2} - m_V \right) \right]^2}{2\sigma_V^2} \right\} \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (3.13)$$

$$P_\phi(\theta, \phi) = A_\phi \exp \left\{ -\frac{\left[\theta - \left(\frac{\pi}{2} - m_H \right) \right]^2}{2\sigma_H^2} \right\} \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (3.14)$$

โดยที่ ค่า m_V และ m_H เป็นค่าเฉลี่ยของมุมตามระนาบมุมของคลื่นตกกระทบที่มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวตั้งและแนวนอน ตามลำดับ และ ค่า σ_V และ σ_H เป็นค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของคลื่นตกกระทบที่มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวตั้งและแนวนอน A_θ และ A_ϕ เป็นค่าคงที่ที่สามารถพิจารณาได้โดยใช้สมการที่ (3.5) และ (3.6) นอกจากนี้ ทากะยังได้ทำการทดลองเพื่อตรวจสอบแบบจำลองที่ได้สมมติขึ้นในสภาพแวดล้อมที่เป็นเมืองใหญ่ ซึ่งจากการทดลองพบว่า ค่า m_V σ_V m_H และ σ_H ในสภาพแวดล้อมที่เป็นเมืองขนาดใหญ่ เช่น เมืองหลวง จะมีค่าเท่ากับ 19° 20° 32° และ 64° ตามลำดับ



รูปที่ 3.4 การแจกแจงแบบเกาส์ของคลื่นตกกระทบตามแบบจำลองของทากะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 3.4 แสดงแบบจำลองการแจกแจงของคลื่นตกกระทบที่มีการโพลาไรซ์ตามแนวตั้ง และตามแนวนอนตามแบบจำลองของทากะ เมื่อมีการใช้งานในสภาพแวดล้อมที่เป็นเมืองใหญ่

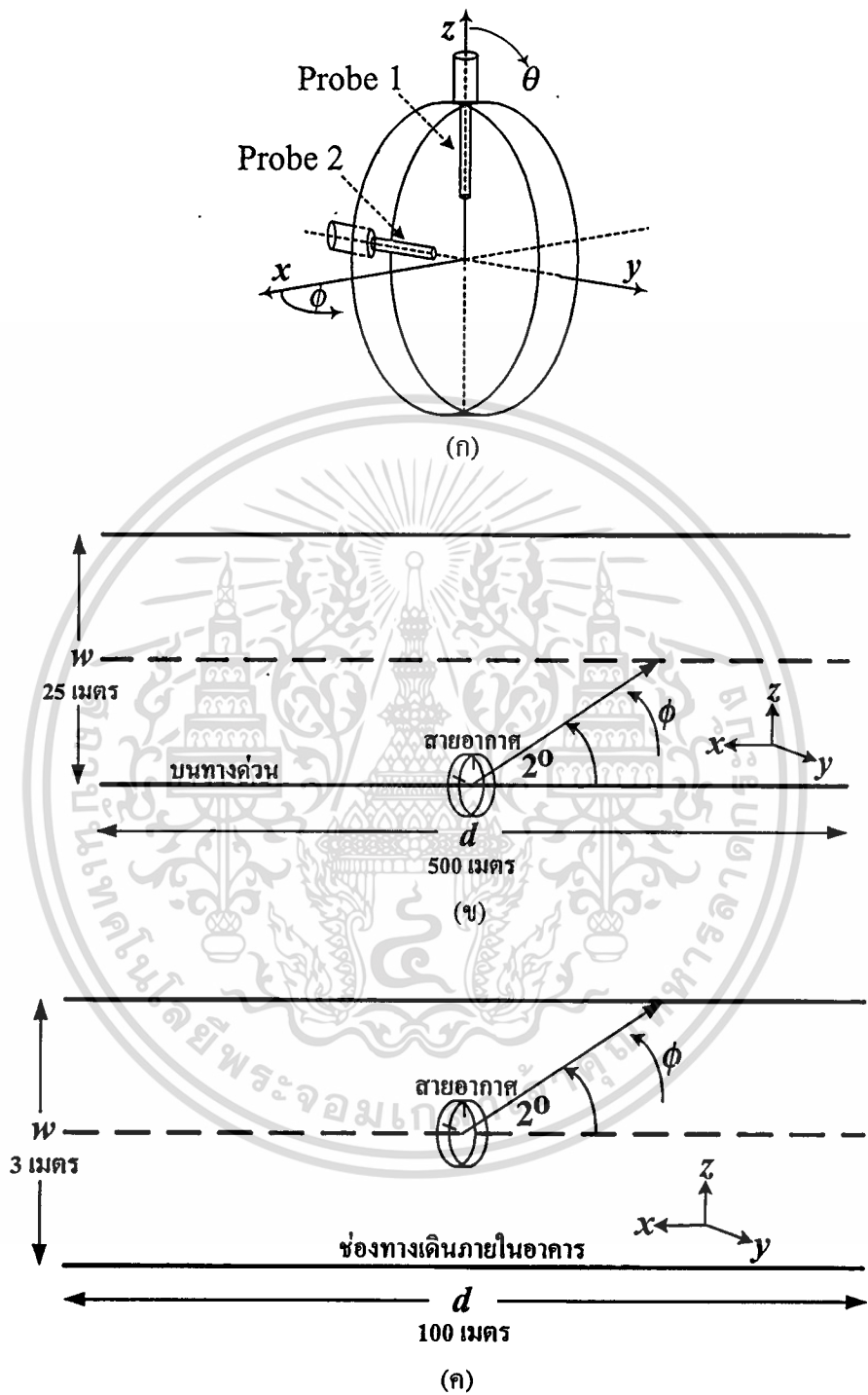
แต่สำหรับสายอากาศในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นั้น ได้นำเสนอเพื่อใช้งานเป็นสายอากาศที่ สถานีฐาน ที่ติดตั้งอยู่กับที่ บนทางแคบ ๆ ที่มีลักษณะเป็นขอบเขต เช่น ในโรงทางเงินภายใน อาคาร บนทางด่วน หรือในอุโมงค์ ซึ่งรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจะมีลักษณะเฉพาะที่แตกต่าง จากแบบจำลองของคลาร์กและแบบจำลองของทากะ ทำให้จำเป็นต้องมีการสร้างแบบจำลองขึ้นมา ใหม่ เพื่อให้เหมาะสมกับรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นในพื้นที่ที่จะนำสายอากาศไปใช้โดยเฉพาะ ซึ่งจะได้นำถึงแบบจำลองที่สร้างขึ้นใหม่ รวมทั้งวิธีการสร้างแบบจำลองไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ด้วย

สมมติให้ระบบพิกัดของสายอากาศ และลักษณะการติดตั้งสายอากาศ เป็นไปตามตัวอย่างที่ แสดงในรูปที่ 3.5 เมื่อกำหนดให้ $P_\theta = P_\phi$ และการแจกแจงในมุมกวาด (ϕ) ของ P_θ และ P_ϕ มี ค่าที่มุม θ เท่ากับ 90.5° และ 93° เมื่อวัดจากแกน $+z$ ในกรณีติดตั้งสายอากาศภายนอกอาคารและ ภายในอาคารตามลำดับ เมื่อทราบความกว้างของช่องทางหรือทางที่จะติดตั้งสายอากาศ w (เมตร) ระยะห่างในการติดตั้งสายอากาศ d (เมตร) และความสูงในการติดตั้งสายอากาศ จะสามารถคำนวณ หา P_θ และ P_ϕ ในแนวมุมกวาดค่าต่าง ๆ ได้ โดยการคำนวณหาพื้นที่สามเหลี่ยมเล็ก ๆ ที่เกิดจาก มุมกวาดที่เพิ่มขึ้นขึ้นละ 2° เมื่อวัดตามแนวอ้างอิง (แกน x) ขึ้นไป ขนาดของพื้นที่ที่คำนวณได้ หมายถึงขนาดของการแจกแจงทางสถิติของคลื่นที่สายอากาศที่สถานีฐานสามารถรับได้จากผู้ใช้ เคลื่อนที่ (Mobile User) ที่อยู่บนช่องทางหรือทางนั้น ตามมุมกวาดค่าต่าง ๆ ในกรณีที่นำสายอากาศ ไปติดตั้งใช้งานบนทางด่วน ค่าของมุมกวาดจะมีค่าตั้งแต่ 0° ถึง 180° เพราะจะติดตั้งสายอากาศที่ ขอบทาง จึงมีทางเพียงด้านเดียวเท่านั้นที่ใช้งานแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ ดังรูปที่ 3.5 (ข) ในขณะที่สายอากาศที่จะนำไปติดตั้งใช้งานภายในอาคารนั้น ค่าของมุมกวาดจะมีค่าตั้งแต่ 0° ถึง 360° เนื่องจากสายอากาศจะถูกติดตั้งบนกึ่งกลางเพดาน จึงมีการใช้งานแบบรูปการแผ่พลังงานของ สายอากาศจากทางทั้งสองด้าน ดังรูปที่ 3.5(ค) สำหรับกรณอร์แมลไลซ์ค่า P_θ และ P_ϕ จะต้องอยู่ ภายใต้งี้อื่นๆ ตามสมการที่ (3.5) และ (3.6)

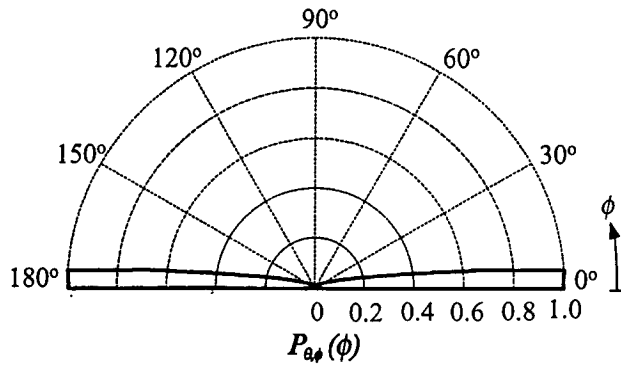
เมื่อระยะห่างในการติดตั้งสายอากาศภายนอกอาคารมีค่า 500 เมตร ซึ่งเป็นระยะห่างที่ใช้ ในการติดตั้งสายอากาศบนทางด่วนของระบบ PCT สายอากาศจะติดตั้งบนเสาที่มีความสูงจาก พื้นดิน 2 เมตร และความกว้างของช่องทางเดินรถ (w) มีค่า 25 เมตร จะสามารถแสดงการแจกแจง กำลังงานของคลื่นตกกระทบที่สายอากาศที่สถานีฐานบนทางด่วนสามารถรับได้ ดังรูปที่ 3.6 และ เมื่อระยะห่างในการติดตั้งสายอากาศภายในอาคารมีค่า 100 เมตร ซึ่งเป็นระยะห่างที่ใช้ในการติดตั้ง สายอากาศบริเวณโรงทางเดินภายในอาคารของระบบ PCT สายอากาศจะติดตั้งบนเพดานเหนือทาง เดินซึ่งอยู่สูงจากพื้นดิน 3 เมตร และความกว้างของช่องทางเดินภายในอาคาร (w) มีค่า 3 เมตร จะ สามารถแสดงการแจกแจงกำลังงานของคลื่นที่สายอากาศที่สถานีฐานสามารถรับได้ ดังรูปที่ 3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

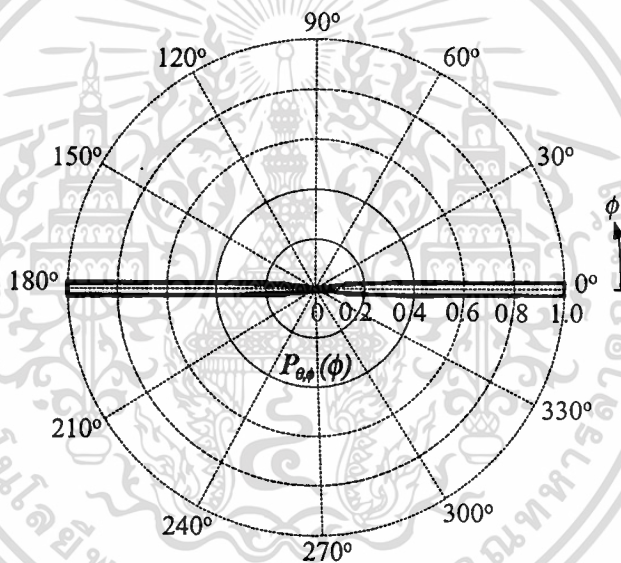
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 (ก) ระบบพิกัดของสายอากาศ (ข) ลักษณะการติดตั้งสายอากาศเมื่อมีการใช้งานจริงภายนอกอาคาร (ค) ลักษณะการติดตั้งสายอากาศเมื่อมีการใช้งานจริงภายในอาคาร



รูปที่ 3.6 การแจกแจงกำลังงานของคลื่นที่ตกกระทบบนสายอากาศรับที่สถานีฐานในระนาบ มุมกวาด จากผู้ใช้เคลื่อนที่ในระนาบ $\theta = 90.5^\circ$ เมื่อ $d=500$ เมตร $w=25$ เมตร (ภายนอก อาคารบนทางด่วน)



รูปที่ 3.7 การแจกแจงกำลังงานของคลื่นที่ตกกระทบบนสายอากาศรับที่สถานีฐานในระนาบ มุมกวาด จากผู้ใช้เคลื่อนที่ในระนาบ $\theta = 93^\circ$ เมื่อ $d=100$ เมตร $w=3$ เมตร (ภายในอาคาร บริเวณโรงทางเดิน)

จากรูปการแจกแจงคลื่นที่ตกกระทบบนสายอากาศรับที่สถานีฐานที่ได้ ในรูปที่ 3.6 และ 3.7 จะเห็นว่า การแจกแจงของคลื่นจะมีลักษณะคล้ายช่องทางที่มีการติดตั้งสายอากาศ ดังนั้น สายอากาศที่สถานีฐานที่สร้างขึ้นเพื่อใช้งานตามทางแคบ ๆ เช่น ในโรงทางเดิน หรือ บนถนน ควรที่จะออกแบบให้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีลักษณะใกล้เคียงกับแบบรูปการแจกแจงของคลื่นที่ได้ เพื่อให้ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสายอากาศมีค่ามากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

ค่า P_θ และ P_ϕ ที่คำนวณได้ จากวิธีการดังกล่าวข้างต้น สามารถนำไปแทนลงในสมการ (3.7) เพื่อคำนวณหาค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย และนำไปแทนลงในสมการที่ (3.9) ถึง (3.11) เพื่อคำนวณหาค่าของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

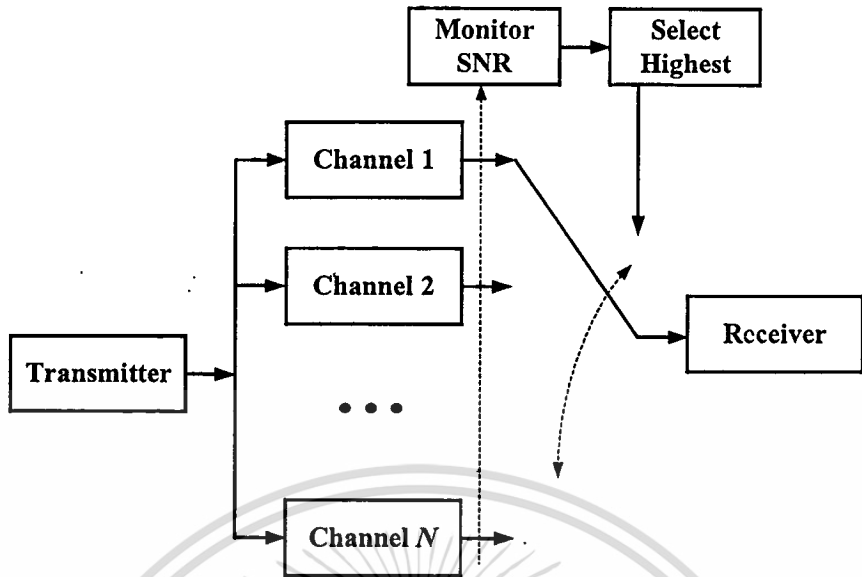
3.4 อัตราขยายไคเวอร์ซิตี

อัตราขยายไคเวอร์ซิตี (G_{div}) การคำนวณหาอัตราขยายไคเวอร์ซิตีที่อยู่บนพื้นฐานของอัตราความผิดพลาดบิตนั้น จำเป็นที่จะต้องทราบวิธีการมอดูเลตที่ใช้ในระบบที่จะนำสายอากาศไปใช้งานด้วย ซึ่งในที่นี้ สายอากาศถูกนำเสนอเพื่อนำไปใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐานในระบบ PCT ซึ่งมีการมอดูเลตเป็นแบบ $\pi/4$ QPSK ($\pi/4$ Quadrature Phase Shift Keying) (รายละเอียดของวิธีการมอดูเลตแบบ $\pi/4$ QPSK กล่าวถึงไว้ในภาคผนวก ค.) นอกจากนี้ การคำนวณอัตราขยายไคเวอร์ซิตี ยังขึ้นอยู่กับวิธีการรวมสัญญาณไคเวอร์ซิตี (Diversity Combining Method) ด้วย ซึ่งมีเทคนิคการรวมสัญญาณอยู่ด้วยกัน 4 แบบหลัก คือ แบบเลือกรับสัญญาณ (Selection Combining) แบบอัตราส่วนมากที่สุด (Maximum-Ratio Combining) แบบอัตราขยายเท่ากัน (Equal-Gain Combining) และแบบสวิตช์ (Switch Combining) โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเลือกวิธีการรวมสัญญาณไคเวอร์ซิตีแบบเลือกรับสัญญาณ ซึ่งเป็นวิธีการที่ตัวรวมสัญญาณจะเลือกรับสัญญาณจากสาขาของสายอากาศที่ให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio) สูงที่สุด การรวมสัญญาณไคเวอร์ซิตีแบบเลือกรับสัญญาณนี้ เป็นวิธีการรวมสัญญาณแบบเชิงเส้นที่มีความซับซ้อนน้อยที่สุด และให้คุณสมบัติที่ดีที่สุดสำหรับวิธีการรับสัญญาณที่ใช้การสลับสายอากาศ (Antenna Switching) [42] ดังในรูปที่ 3.8 ซึ่งแสดงถึงวิธีการรวมสัญญาณแบบเลือกรับสัญญาณ

อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของสายอากาศไคเวอร์ซิตีเนื่องจากการลatchingที่เปลี่ยนแปลงตามเวลานั้น สามารถหาได้จากสมการ [38]

$$\bar{P}_e = \int_0^{\infty} p_e(\gamma) p(\gamma) d\gamma \quad (3.16)$$

เมื่อ $p_e(\gamma)$ เป็นค่าอัตราความผิดพลาดบิตของค่าอัตราส่วนคลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวน (Carrier-to-Noise Ratio: CNR) ขณะหนึ่งที่ด้านออกของตัวตรวจจับ γ ในช่วงสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี $p(\gamma)$ เป็นฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function: pdf) ของ CNR ขณะหนึ่งภายหลังการรวมสัญญาณ จากสมการ (3.16) อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของกรณีการรวมสัญญาณไคเวอร์ซิตีแบบเลือกรับสัญญาณสามารถหาได้ดังนี้



รูปที่ 3.8 วิธีการรวมสัญญาณไคเวอร์จิติแบบเลือกรับสัญญาณ [44]

จาก $p(\gamma)$ ของสัญญาณที่รับได้ จากไคเวอร์จิติแบบเลือกรับสัญญาณ 2 สาขา สามารถหาได้

$$p(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} p_r(\gamma) \tag{3.17}$$

$$p_r(\gamma) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma}{r\Gamma(1-\rho_e)}}, \sqrt{\frac{2\rho_e\gamma}{\Gamma(1-\rho_e)}}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma}{r\Gamma}\right) \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2\rho_e\gamma}{r\Gamma(1-\rho_e)}}, \sqrt{\frac{2\gamma}{\Gamma(1-\rho_e)}}\right)\right] \tag{3.18}$$

เมื่อ Γ เป็น CNR เฉลี่ยของสาขาที่ 1 ρ_e เป็นสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์รอบคลื่น r เป็นอัตราส่วนของค่ามัธยฐาน (median) ซึ่งหาได้จาก [45]

$$\begin{aligned} r &= r_m & (r_m \leq 1) \\ &= 1/r_m & (r_m > 1) \end{aligned} \tag{3.19}$$

เมื่อ

$$r_m = \frac{G_{e1}}{G_{e2}}$$

G_{e1} และ G_{e2} คือค่า MEG ของสาขาที่ 1 และ 2 ของสายอากาศตามลำดับ

และ Q เป็นฟังก์ชัน Q มาร์คัม (Marcum's Q Function) มีแสดงใน [45]

$p_e(\gamma)$ ของสัญญาณ $\pi/4$ QPSK ซึ่งมีความหน่วงในการตรวจจับในช่องสัญญาณ AWGN (Additive White Gaussian Noise) สามารถคำนวณได้จาก

$$p_e(\gamma) = \frac{1}{4\pi\sqrt{2}} \int_0^{2\pi} \frac{\exp\left[-\gamma\left(1 - \frac{\cos t}{\sqrt{2}}\right)\right]}{1 - \frac{\cos t}{\sqrt{2}}} dt \quad (3.20)$$

เมื่อทำการแทนสมการ (3.17) ถึง (3.20) ลงในสมการ (3.16) ก็จะสามารถหาค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยได้

อัตราขยายไคเวอร์ซิติซึ่งสอดคล้องกับอัตราความผิดพลาดบิตสามารถนิยามได้ว่า

$$G_{div} = \frac{\Gamma_{div}}{\Gamma_{sngl}} \quad (3.21)$$

เมื่อ Γ_{sngl} เป็น CNR เฉลี่ยของสัญญาณที่รับได้จากสาขาเดียว (ไม่เป็นไคเวอร์ซิติ) ที่ระดับอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าเท่ากับ 10^{-3} ซึ่งจะมีค่า CNR สูงกว่า CNR ในกรณีที่มีสองสาขา (เป็นไคเวอร์ซิติ) Γ_{div} เป็น CNR เฉลี่ยในกรณีที่มีการรับแบบไคเวอร์ซิติ ค่าอัตราขยายไคเวอร์ซิติจะลดลงอย่างมาก ถ้ามีความแตกต่างของค่า MEG ของแต่ละสาขามาก แม้ว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศจะมีค่าน้อยก็ตาม

3.5 อัตราขยายสายอากาศไคเวอร์ซิติ

อัตราขยายสายอากาศไคเวอร์ซิติ มีสัญลักษณ์ คือ F_{div} เป็นพารามิเตอร์ที่รวมผลจาก MEG และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ไว้ด้วยกัน ตามสมการ

$$\begin{aligned} F_{div} &= G_{e1} \cdot G_{div} & (r_m \leq 1) \\ &= G_{e2} \cdot G_{div} & (r_m > 1) \end{aligned} \quad (3.22)$$

โดยการใช้สมการ (3.22) นี้พิจารณาคุณสมบัติ จะสามารถเปรียบเทียบคุณสมบัติของสายอากาศไคเวอร์ซิติที่มีค่า MEG และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่ต่างกันได้ ดังนั้น DAG จึงมีประโยชน์มากในการใช้ออกแบบสายอากาศ

3.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงความหมายและวิธีการคำนวณพารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ที่ใช้ในการพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศโคเวอริจันซ์ ซึ่งประกอบด้วย อัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ อัตราขยายโคเวอริจันซ์ และ อัตราขยายสายอากาศโคเวอริจันซ์ ซึ่งจะต้องพิจารณาพารามิเตอร์เหล่านี้ควบคู่ไปกับแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศด้วย ซึ่งในท้ายที่สุดแล้ว ค่าอัตราขยายสายอากาศโคเวอริจันซ์จะเป็นตัวตัดสินคุณสมบัติเชิงโคเวอริจันซ์ของสายอากาศได้ดีที่สุด เพราะจะสามารถเปรียบเทียบคุณสมบัติของสายอากาศโคเวอริจันซ์ได้ แม้ว่าสายอากาศจะมีค่า MEG และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่ต่างกันก็ตาม

นอกจากนี้ยังได้เสนอ แบบจำลองการแจกแจงของคลื่นตกกระทบบนสายอากาศรับ ที่สถานีฐาน ในบริเวณที่มีลักษณะเป็นทางแคบ ๆ โดยที่เป็นแบบจำลองที่นำเสนอขึ้นมาใหม่ เพื่อนำมาใช้กับสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้ และยังสามารถนำไปใช้เป็นแบบจำลองการแจกแจงของคลื่นตกกระทบบนสายอากาศที่ใช้งานในสภาพแวดล้อมที่มีลักษณะคล้ายคลึงกับสายอากาศในวิทยานิพนธ์ได้อีกด้วย

บทที่ 4

สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์

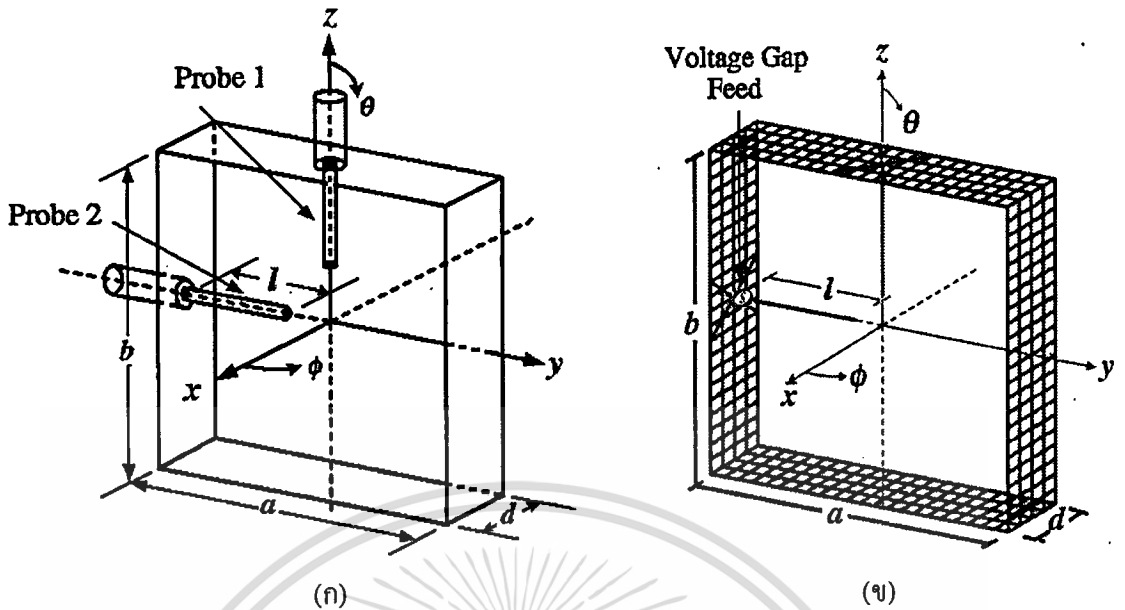
สายอากาศที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นั้น มีลักษณะเป็นสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบสองทิศทาง โดยมีโครงสร้างประกอบด้วยโพรบสองโพรบที่ตั้งฉากกันกระตุ้นวงแหวน ซึ่งได้นำเสนอทั้งในกรณีที่โครงสร้างของวงแหวนเป็นแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมและวงแหวนวงกลม โดยสายอากาศนี้ถูกนำเสนอเพื่อนำไปประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับสถานีฐานในบริเวณพื้นที่ให้บริการที่มีลักษณะเป็นเส้นทางจำกัด และมีทิศทางการเคลื่อนที่ของผู้ใช้ที่แน่นอนในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ ซึ่งแบ่งพื้นที่การใช้งานออกเป็น 2 กรณีด้วยกัน คือเมื่อใช้งานเป็นสถานีฐานภายในอาคารบริเวณโถงทางเดิน และในกรณีเมื่อใช้งานเป็นสถานีฐานภายนอกอาคาร คือ บนทางด่วน จึงจำเป็นจะต้องพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศเมื่อมีการนำไปใช้งานในสภาพแวดล้อมทั้ง 2 กรณี

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงโครงสร้างของสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ รวมทั้งเสนอวิธีการออกแบบสายอากาศ เพื่อให้ได้ขนาดของสายอากาศที่มีคุณสมบัติพื้นฐานและคุณสมบัติเชิงไดเวอร์ซิตีของสายอากาศที่เหมาะสม

4.1 โครงสร้างของสายอากาศ

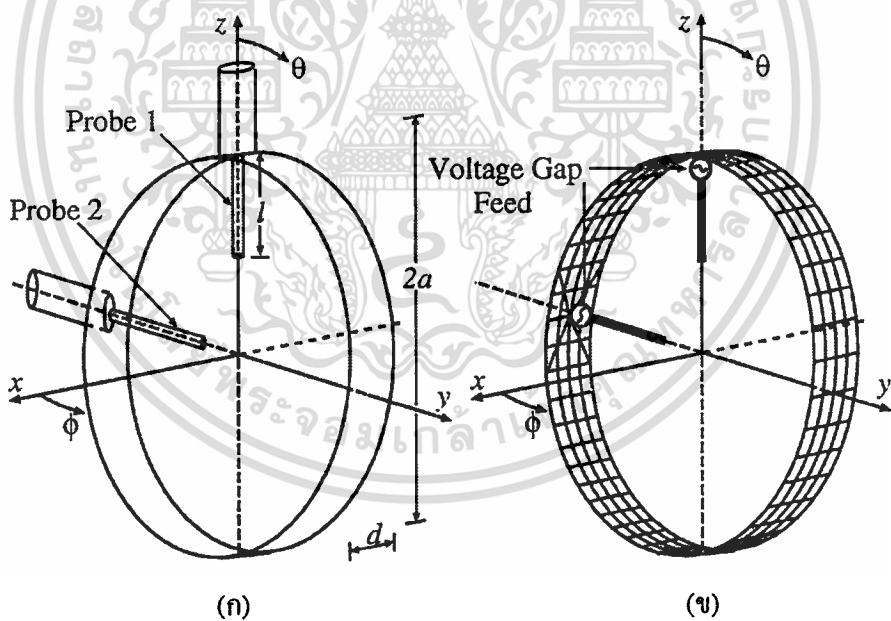
4.1.1 สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส

ลักษณะของสายอากาศที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส แสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งสายอากาศมีลักษณะโครงสร้างเป็นสายอากาศปลายเปิดสองด้าน ที่มีโพรบตั้งฉากกันจำนวนสองโพรบกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส ในกรณีที่ต้องการรับสัญญาณจากผู้ใช้ที่มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวตั้ง (Vertical Polarization) จะกระตุ้นโพรบที่อยู่ในแนว $+z$ (สาขาที่ 1) และลัดวงจร (Short) โพรบที่อยู่ในแนว $-y$ (สาขาที่ 2) และในกรณีที่ต้องการรับสัญญาณที่มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวนอน (Horizontal Polarization) จะกระตุ้นโพรบที่อยู่ในแนว $-y$ (สาขาที่ 2) และลัดวงจรโพรบที่อยู่ในแนว $+z$ (สาขาที่ 1) โดยในรูปที่ 4.1 (ก) เป็นโครงสร้างจริงของสายอากาศ และในรูปที่ 4.1 (ข) เป็นโครงสร้างของสายอากาศเมื่อทำการแทนด้วยเส้นลวดตัวนำเพื่อนำไปคำนวณอิมพีแดนซ์และแบบรูปการแผ่พลังงานโดยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 (Numerical Electromagnetics Code 2:NEC2)



รูปที่ 4.1 สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส

(ก) โครงสร้างจริง (Real Model) (ข) โครงสร้างแบบเส้นลวดตัวนำ (Wire-grid Model)



รูปที่ 4.2 สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม

(ก) โครงสร้างจริง (Real Model) (ข) โครงสร้างแบบเส้นลวดตัวนำ (Wire-grid Model)

4.1.2 สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม

ลักษณะของสายอากาศที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม แสดงในรูปที่ 4.2 ซึ่งสายอากาศมีลักษณะโครงสร้างเป็นสายอากาศปลายเปิดสองด้าน ที่มีโพรบตั้งฉากกันจำนวนสองโพรบ

กระตุ้นวงแหวนวงกลม ในกรณีที่ต้องการรับสัญญาณจากผู้ใช้ที่มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวตั้ง จะกระตุ้นโพรบที่อยู่ในแนว $+z$ (สาขาที่ 1) และลัดวงจรโพรบที่อยู่ในแนว $-y$ (สาขาที่ 2) และในกรณีที่ต้องการรับสัญญาณที่มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวนอน จะกระตุ้นโพรบที่อยู่ในแนว $-y$ (สาขาที่ 2) และลัดวงจรโพรบที่อยู่ในแนว $+z$ (สาขาที่ 1) โดยในรูปที่ 4.2 (ก) เป็นโครงสร้างจริงของสายอากาศ และในรูปที่ 4.2 (ข) เป็นโครงสร้างของสายอากาศเมื่อทำการแทนด้วยเส้นลวดตัวนำเพื่อนำไปคำนวณอิมพีแดนซ์และแบบรูปการแผ่พลังงานโดย NEC2

4.2 วิธีการออกแบบสายอากาศ

การออกแบบสายอากาศไดเวอร์ซิตีเพื่อนำไปใช้งานนั้น จำเป็นจะต้องออกแบบโดยคำนึงถึงคุณสมบัติพื้นฐานของสายอากาศ เช่น อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) และคุณสมบัติทางไดเวอร์ซิตีของสายอากาศด้วย โดยในที่นี้จะใช้ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย เป็นคุณสมบัติทางไดเวอร์ซิตีที่ใช้พิจารณา โดยจะใช้คุณสมบัติทั้ง 2 อย่างนี้ ในการออกแบบเพื่อหาขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศไดเวอร์ซิตีทั้งแบบที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสและแบบที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม

เนื่องจากสายอากาศไดเวอร์ซิตีในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเพื่อนำไปใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐานในอาคารและภายนอกอาคาร ซึ่งมีแบบจำลองการกระจายทางสถิติของคลื่นที่ตกกระทบบนสายอากาศแตกต่างกัน คุณสมบัติทางไดเวอร์ซิตี ซึ่งก็คือ ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย (Mean Effective Gain: MEG) จึงจำเป็นต้องพิจารณาทั้งในกรณีที่นำสายอากาศไปใช้ภายในอาคารและภายนอกอาคาร ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย จะบอกว่า แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีลักษณะใกล้เคียงกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของบริเวณที่นำสายอากาศไปใช้งานมากน้อยเพียงใด สายอากาศที่มีค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยมาก จะมีความหมายว่า แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศนั้นมีลักษณะใกล้เคียงกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของบริเวณที่นำสายอากาศไปใช้งานมาก และสายอากาศที่มีค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยน้อย ก็มีความหมายในทางตรงกันข้าม สายอากาศไดเวอร์ซิตีที่มีสองสาขานั้น ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของทั้งสองสาขา นอกจากจำเป็นต้องมีค่ามากแล้ว ยังจำเป็นต้องมีความแตกต่างกันน้อยด้วย (ในทางอุดมคติคือมีค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยเท่ากันทั้งสองสาขา) นั่นคือ เมื่อนำค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่สูงกว่าลบด้วยค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ต่ำกว่าแล้ว (ในหน่วย dBi) ผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสองสาขานี้จะต้องมีค่าน้อยใกล้เคียง 0 dB สายอากาศไดเวอร์ซิตีในอุดมคตินั้นจะต้องมีค่าผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสองสาขามีค่าเท่ากับ 0 dB (เท่ากับ 1 กรณีไม่มีหน่วย) เพราะสายอากาศไดเวอร์ซิตีที่มีค่าผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสองสาขา มีค่ามาก จะเป็นสายอากาศไดเวอร์ซิตีที่มี

คุณสมบัติไม่ดี เพราะแต่ละสาขาจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันมากเกินไป ตามทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ใน บทที่ 3

นอกจากการพิจารณาค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยแล้ว ยังมีความจำเป็นที่จะต้องพิจารณาคุณสมบัติอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศเมื่อมีการนำไปใช้งานที่ความถี่ที่ใช้งานจริงด้วย เพราะอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันจะเป็นพารามิเตอร์ที่ใช้บอกความสามารถในการแผ่พลังงานของสายอากาศ หมายความว่า เมื่อให้กำลังงานด้านเข้า (P_{input}) แก่สายอากาศ 100% แล้ว จะมีกำลังงานที่สายอากาศแผ่ออกไป ($P_{radiate}$) ที่เปอร์เซ็นต์ ในกรณีที่อัตราส่วนโวลเตจคลื่นนิ่งมีค่า 1:1 นั้น สายอากาศจะสามารถแผ่พลังงานออกไปได้ 100% และในกรณีที่อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันมีค่า 1.5:1 สายอากาศจะสามารถแผ่พลังงานออกไปได้ 90% ซึ่งอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศในอุดมคติต้องการให้มีค่า 1:1 แต่โดยทั่วไปแล้วอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศที่มีค่า 1.5:1 ก็ถือว่าสามารถนำไปใช้งานได้แล้ว

ดังนั้น ในการออกแบบสายอากาศไดเวอร์ซิตี จึงจำเป็นต้องให้คุณสมบัติทั้ง 3 อย่างนี้ คือ ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยทั้งสองสาขาของสายอากาศมีค่าสูง ผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่าง 2 สาขา มีค่าน้อย ใกล้เคียง 0 dB และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันมีค่าใกล้เคียง 1 เพื่อให้ได้สายอากาศไดเวอร์ซิตีที่มีทั้งคุณสมบัติพื้นฐานของสายอากาศและคุณสมบัติไดเวอร์ซิตีที่เหมาะสมที่สุด โดยที่คุณสมบัติอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศ สามารถหาได้โดยการนำอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณโดยใช้ NEC2 มาใช้คำนวณหาอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศ ส่วนค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยทั้งสองสาขาของสายอากาศสามารถหาได้จากการนำแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการคำนวณโดยใช้ NEC2 มาคำนวณร่วมกับแบบจำลองการแพร่กระจายทางสถิติของคลื่นที่ตกกระทบสายอากาศในสภาพแวดล้อมทั้งภายในอาคารและภายนอกอาคาร แล้วนำค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของทั้งสองสาขาของสายอากาศที่ได้มาคำนวณหาความแตกต่างต่อไป ซึ่งได้แสดงโครงสร้างของสายอากาศที่สร้างจากเส้นลวดตัวนำเล็กๆ ที่ใช้ในการคำนวณโดย NEC2 ไว้ในหัวข้อ 4.1 แล้ว

ในการคำนวณคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศนั้น จำเป็นที่จะต้องคำนวณในสภาพที่เหมือนกับเมื่อมีการนำสายอากาศไปใช้งานจริง นั่นคือ ในการคำนวณค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยและอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสาขาที่ 1 ของสายอากาศนั้น ก็จะต้องทำการลัดวงจรสาขาที่ 2 ของสายอากาศด้วย และสำหรับในการคำนวณสาขาที่ 2 ก็จะต้องทำการลัดวงจรสาขาที่ 1 ด้วยเช่นเดียวกัน

4.2.1 สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส

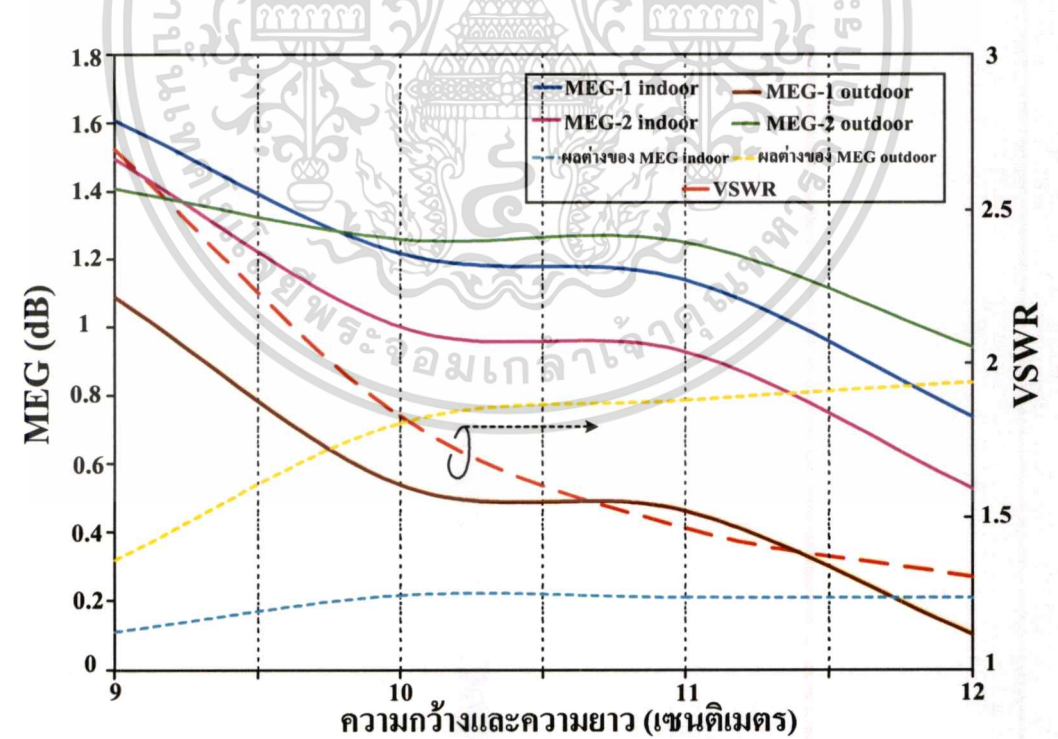
จากรูปที่ 4.1 จะเห็นว่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในการออกแบบสายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส คือ ความกว้างและยาวของวงแหวน ซึ่งในกรณีเป็นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส มีด้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กว้างเท่ากับด้านยาว ซึ่งให้ตัวแปรด้านกว้างและยาว เป็น a และ b มีหน่วยเป็นเซนติเมตร ตามลำดับ ความหนาของวงแหวน ซึ่งใช้ตัวแปรแทนด้วย d มีหน่วยเป็นเซนติเมตร ความยาวโพรบทั้ง 2 โพรบ ใช้ตัวแปรตัวแทนด้วย l มีหน่วยเป็นเซนติเมตร และกำหนดให้โพรบทั้งสองโพรบมีความยาวเท่ากัน เมื่อกำหนดให้โพรบมีความยาว $\lambda/4$ ทั้งสองโพรบ จะทำการพิจารณาคุณสมบัติทั้ง 3 อย่าง คือ ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของทั้งสองสาขา ผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสองสาขา และ อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความกว้างและความยาว และความหนาของวงแหวน

4.2.1.1 การเปลี่ยนแปลงความกว้างและยาว

รูปที่ 4.3 แสดงค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยทั้งสองสาขาของสายอากาศ เมื่อมีการนำสายอากาศไปใช้งานทั้งภายในอาคารและภายนอกอาคาร ผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสองสาขาทั้งในกรณีที่มีการนำสายอากาศไปใช้งานภายในอาคารและภายนอกอาคาร รวมทั้งค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศที่ความถี่ใช้งาน คือ 1.9 กิกะเฮิรตซ์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความกว้างและความยาวของวงแหวนสี่เหลี่ยม ตั้งแต่ 9 เซนติเมตรไปจนถึง 12 เซนติเมตร โดยกำหนดให้ความหนาของวงแหวนมีค่าคงที่เท่ากับ 3 เซนติเมตร

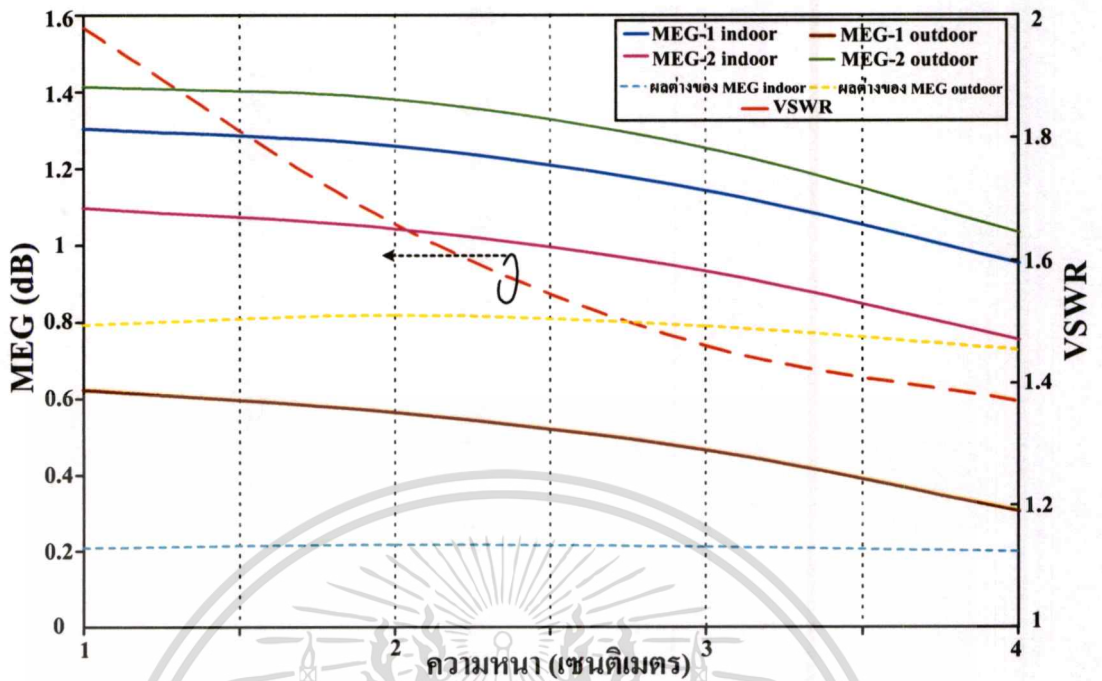


รูปที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความกว้างและยาว ($a=b$)

จากรูปที่ 4.3 เมื่อขนาดความกว้างและความยาว ($a=b$) มีค่าเพิ่มขึ้น จาก 9 เซนติเมตร ไปจนถึง 12 เซนติเมตร ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยทั้งสองสาขาของสายอากาศจะมีค่าลดลง ทั้งในกรณีที่มีการนำสายอากาศไปใช้งานภายในอาคารและภายนอกอาคาร และค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศจะมีค่าลดลงเข้าใกล้ 1 แต่จะมีเฉพาะที่ขนาดความกว้างและความยาวซึ่งมีค่า 11 เซนติเมตรและ 12 เซนติเมตร เท่านั้น ที่ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศอยู่ในระดับที่สามารถนำไปใช้งานได้ (ต่ำกว่า 1.5) โดยสายอากาศที่มีขนาดความกว้างและความยาว 11 เซนติเมตร จะมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันสูงกว่าสายอากาศที่มีขนาดความกว้างและความยาว 12 เซนติเมตร อยู่ 0.157 ซึ่งถือว่ามีความแตกต่างกันของคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศอยู่น้อยมาก และเมื่อพิจารณาจากผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสองสาขาแล้วพบว่า ในกรณีที่นำสายอากาศไปใช้งานภายในอาคาร ค่าผลต่างจะมีค่าเท่ากัน ทั้งในกรณีขนาดความกว้างและความยาว 11 เซนติเมตรและ 12 เซนติเมตร ในขณะที่สำหรับกรณีที่นำสายอากาศไปใช้งานภายนอกอาคารผลต่างค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสองสาขาของสายอากาศที่มีขนาดความกว้างและความยาว 11 เซนติเมตร จะมีค่าน้อยกว่า (ใกล้เคียง 0 dB มากกว่า) สายอากาศที่มีขนาดความกว้างและความยาว 12 เซนติเมตร นอกจากนี้ ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสายอากาศที่มีความกว้างและความยาว 11 เซนติเมตรก็มีค่าสูงกว่าสายอากาศที่มีความกว้างและความยาว 12 เซนติเมตรอีกด้วย โดยในกรณีที่มีการใช้งานภายในอาคาร ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 1 (กระดุนโพรบด้านบน) ของสายอากาศที่มีขนาดความกว้างและความยาว 11 เซนติเมตรจะมีค่ามากกว่าค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 1 ของสายอากาศที่มีความกว้างและความยาว 12 เซนติเมตร เท่ากับ 0.402 dB (เพิ่มขึ้น 54.35%) และสำหรับสาขาที่ 2 (กระดุนโพรบด้านข้าง) จะมีค่ามากกว่า 0.401 dB (เพิ่มขึ้น 75.83%) และสำหรับกรณีที่มีการใช้งานภายนอกอาคาร ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 1 ของสายอากาศที่มีขนาดความกว้างและความยาว 11 เซนติเมตรจะมีค่ามากกว่าค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 1 ของสายอากาศที่มีความกว้างและความยาว 12 เซนติเมตร เท่ากับ 0.362 dB (เพิ่มขึ้น 355.23%) และค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยสาขาที่ 2 จะมีค่ามากกว่า 0.308 dB (เพิ่มขึ้น 32.61%) ดังนั้น เมื่อขนาดความหนา มีค่า 3 เซนติเมตร ขนาดความกว้างและความยาวของสายอากาศที่เหมาะสม จะมีค่าเท่ากับ 11 เซนติเมตร

4.2.1.2 การเปลี่ยนแปลงความหนา

รูปที่ 4.4 มีลักษณะเหมือนกับรูปที่ 4.3 คือ แสดงการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนาของวงแหวนสี่เหลี่ยม ตั้งแต่ 1 เซนติเมตร ไปจนถึง 4 เซนติเมตร โดยกำหนดให้ความกว้างและความยาวของวงแหวนสี่เหลี่ยมมีค่า 11 เซนติเมตร ซึ่งเป็นค่าความกว้างและความยาวของวงแหวนสี่เหลี่ยมที่เหมาะสมที่สุดที่ได้จากหัวข้อ 4.2.1.1



รูปที่ 4.4 การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนา (d)

จากรูปที่ 4.4 เมื่อขนาดความหนา (d) มีค่าเพิ่มขึ้นจาก 1 เซนติเมตรไปจนถึง 4 เซนติเมตร ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยทั้งสองสาขาของสายอากาศจะมีค่าลดลง ทั้งในกรณีที่มีการนำสายอากาศไปใช้งานภายในอาคารและภายนอกอาคาร และค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศจะมีค่าลดลงเข้าใกล้ 1 แต่จะมีเฉพาะที่ขนาดความหนา 3 และ 4 เซนติเมตรเท่านั้นที่ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศอยู่ในระดับที่สามารถนำไปใช้งานได้ (ต่ำกว่า 1.5) โดยสายอากาศที่มีขนาดความหนา 3 เซนติเมตรจะมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันสูงกว่าสายอากาศที่มีความหนา 4 เซนติเมตรอยู่ 0.091 ซึ่งถือว่ามีความแตกต่างกันของคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศอยู่น้อยมาก และเมื่อพิจารณาค่าผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสองสาขา แล้วพบว่า ในกรณีที่มีการนำสายอากาศไปใช้งานภายในและภายนอกอาคาร สายอากาศที่มีความหนา 3 เซนติเมตร จะมีค่าผลต่างสูงกว่าสายอากาศที่มีความหนา 4 เซนติเมตรอยู่ 0.012 dB และ 0.061 dB ตามลำดับ ซึ่งถือว่าค่าผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยมีความแตกต่างกันน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยที่เพิ่มขึ้นเมื่อสายอากาศมีความหนา 3 เซนติเมตร นั่นคือ ในกรณีที่มีการใช้งานภายในอาคาร ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 1 (กระดุนโพรบด้านบน) ของสายอากาศที่มีขนาดความหนา 3 เซนติเมตรจะมีค่ามากกว่า ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 1 ของสายอากาศที่มีขนาดความหนา 4 เซนติเมตร 0.190 dB (เพิ่มขึ้น 19.94 %) และสำหรับสาขาที่ 2 (กระดุนโพรบด้านข้าง) จะมีค่ามากกว่า 0.178 dB (เพิ่มขึ้น 23.57 %) และสำหรับในกรณีที่มีการใช้งานภายนอกอาคาร ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของ

สาขาที่ 1 ของสายอากาศที่มีขนาดความหนา 3 เซนติเมตรจะมีค่ามากกว่า ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 1 ของสายอากาศที่มีขนาดความหนา 4 เซนติเมตร 0.161 dB (เพิ่มขึ้น 52.94 %) และสำหรับสาขาที่ 2 จะมีค่ามากกว่า 0.221 dB (เพิ่มขึ้น 21.48 %) ดังนั้น เมื่อกำหนดให้ความกว้างและยาวมีขนาด 11 เซนติเมตร จะได้ความหนาที่เหมาะสมที่ขนาด 3 เซนติเมตร

จากผลในรูปที่ 4.3 และ 4.4 ทำให้สามารถออกแบบสายอากาศสองทิศทางที่ให้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีขนาดต่าง ๆ คือ ความกว้างและยาว ($a=b$) มีค่าเท่ากับ 11 เซนติเมตร และความหนา (d) มีค่า 3 เซนติเมตร เมื่อกำหนดให้ความยาวโพรบทั้งสองโพรบมีค่าเท่ากับ $\lambda/4$

รูปที่ 4.5 เป็นรูปสายอากาศต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นตามผลที่ได้จากการคำนวณข้างบน คือ ความกว้างและยาว ($a=b$) มีค่าเท่ากับ 11 เซนติเมตร และความหนา (d) มีค่า 3 เซนติเมตร และความยาวโพรบทั้งสองโพรบมีค่าประมาณ $\lambda/4$ (เท่ากับ 4 เซนติเมตร) [46]



รูปที่ 4.5 สายอากาศต้นแบบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส

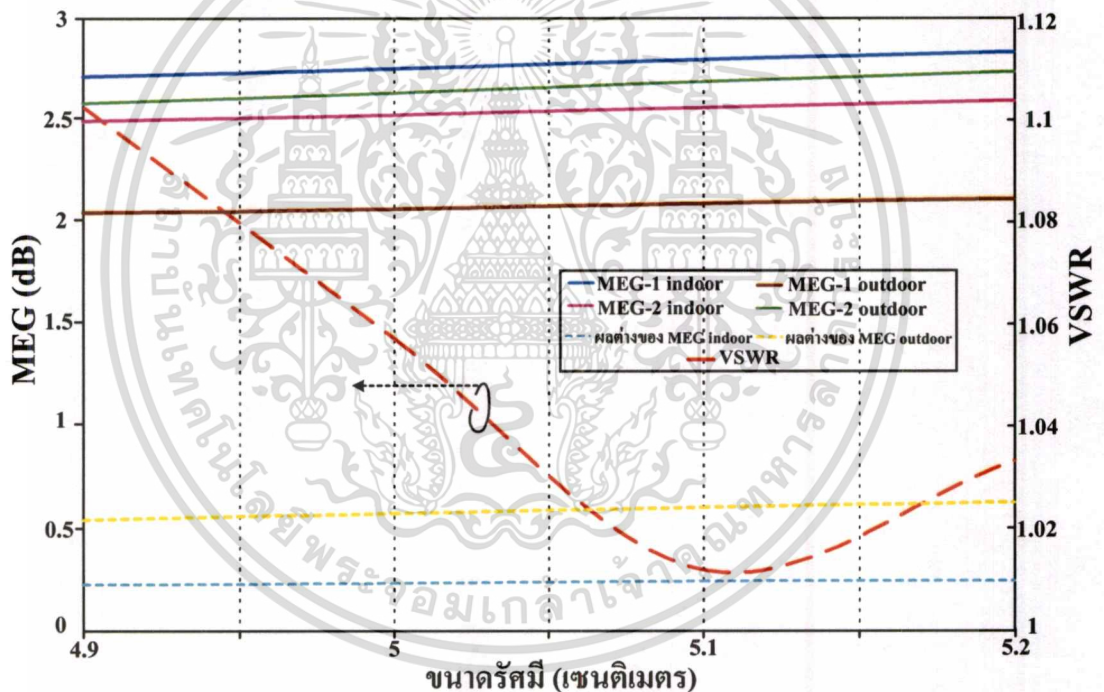
4.2.2 สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม

จากรูป 4.2 จะเห็นว่าพารามิเตอร์ที่สำคัญ ในการออกแบบสายอากาศแบบวงแหวนวงกลม คือ รัศมีของวงแหวน ซึ่งใช้ตัวแปรแทนด้วย a มีหน่วยเป็นเซนติเมตร และความหนาของวงแหวน ซึ่งใช้ตัวแปร d มีหน่วยเป็นเซนติเมตร ความยาวโพรบทั้ง 2 โพรบ ใช้ตัวแปรแทนด้วย l มีหน่วยเป็นเซนติเมตร โดยจะกำหนดให้โพรบทั้งสองโพรบมีความยาวเท่ากัน เมื่อกำหนดให้โพรบมีความ

ยาว $\lambda/4$ ทั้งสองโพรบ และจะทำการพิจารณาคุณสมบัติทั้ง 3 อย่าง คือ ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของทั้งสองสาขา ผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยระหว่างสองสาขา และ อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงรัศมี และความหนาของวงแหวน

4.2.2.1 การเปลี่ยนแปลงรัศมี

รูปที่ 4.6 แสดงค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยทั้งสองสาขาของสายอากาศ เมื่อมีการนำสายอากาศไปใช้งานทั้งภายในอาคารและภายนอกอาคาร ผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยระหว่างสองสาขา ทั้งในกรณีที่มีการนำสายอากาศไปใช้งานภายในอาคารและภายนอกอาคาร รวมทั้งค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศที่ความถี่ใช้งาน คือ 1.9 กิกะเฮิรตซ์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงรัศมีของวงแหวนวงกลมตั้งแต่ 4.9 เซนติเมตร ไปจนถึง 5.2 เซนติเมตร โดยกำหนดให้ความหนาของวงแหวนมีค่าเท่ากับ 2.4 เซนติเมตร



รูปที่ 4.6 การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงรัศมี (a)

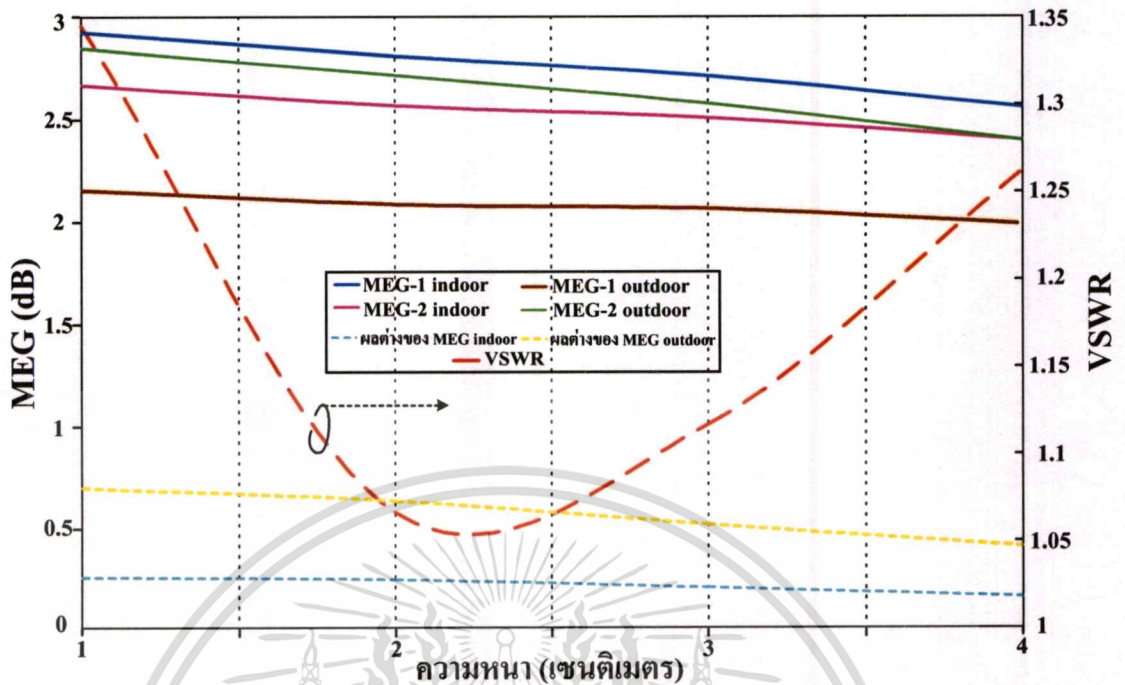
จากรูปที่ 4.6 เมื่อขนาดรัศมี (a) มีค่าเพิ่มขึ้นจาก 4.9 เซนติเมตร ไปจนถึง 5.2 เซนติเมตร ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยทั้งสองสาขาของสายอากาศจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทั้งในกรณีที่มีการนำสายอากาศไปใช้งานภายในอาคารและภายนอกอาคาร และค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศจะมีค่าใกล้เคียง 1 มากที่สุด ที่ขนาดรัศมี 5.1 เซนติเมตร (ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันเท่ากับ 1.012) ขนาดรัศมีที่ควรนำมาพิจารณาทั้งสองขนาดด้วยกัน คือ ที่ขนาดรัศมี 5.1 เซนติเมตร และ 5.2 เซนติเมตร เนื่องจากมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันใกล้เคียง 1 และมีค่าอัตราขยายประ

สิทธิผลเฉลี่ยที่สูง โดยที่ขนาดครีมี 5.1 เซนติเมตรค่าผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยระหว่างสองสาขาจะมีค่าน้อยกว่าที่ขนาดครีมี 5.2 เซนติเมตร แม้ว่าที่ขนาดครีมี 5.2 เซนติเมตรจะให้ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยที่สูงกว่าก็ตาม แต่การเพิ่มของค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยจากขนาดครีมี 5.1 เซนติเมตร มาเป็นขนาดครีมี 5.2 เซนติเมตร มีค่าน้อยมาก คือ ในกรณีที่มีการใช้งานภายในอาคาร ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสาขาที่ 1 (กระตุ้นโพรบด้านบน) ของสายอากาศที่มีขนาดครีมี 5.2 เซนติเมตรจะมีค่ามากกว่า ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสาขาที่ 1 ของสายอากาศที่มีขนาดครีมี 5.1 เซนติเมตร 0.031 dB (เพิ่มขึ้น 1.11 %) และสำหรับสาขาที่ 2 (กระตุ้นโพรบด้านข้าง) จะมีค่ามากกว่า 0.022 dB (เพิ่มขึ้น 0.84 %) และสำหรับกรณีที่มีการใช้งานภายนอกอาคาร ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสาขาที่ 1 ของสายอากาศที่มีขนาดครีมี 5.2 เซนติเมตรจะมีค่ามากกว่า ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสาขาที่ 1 ของสายอากาศที่มีขนาดครีมี 5.1 เซนติเมตร 5.919×10^{-3} dB (เพิ่มขึ้น 0.28 %) และสำหรับสาขาที่ 2 จะมีค่ามากกว่า 0.046 dB (เพิ่มขึ้น 1.69 %) ด้วยเหตุผลดังกล่าวข้างต้นนี้ เมื่อกำหนดให้ความหนาของวงแหวนมีค่าเท่ากับ 2.4 เซนติเมตรแล้ว จะได้ขนาดครีมีที่เหมาะสมมีค่าเท่ากับ 5.1 เซนติเมตร

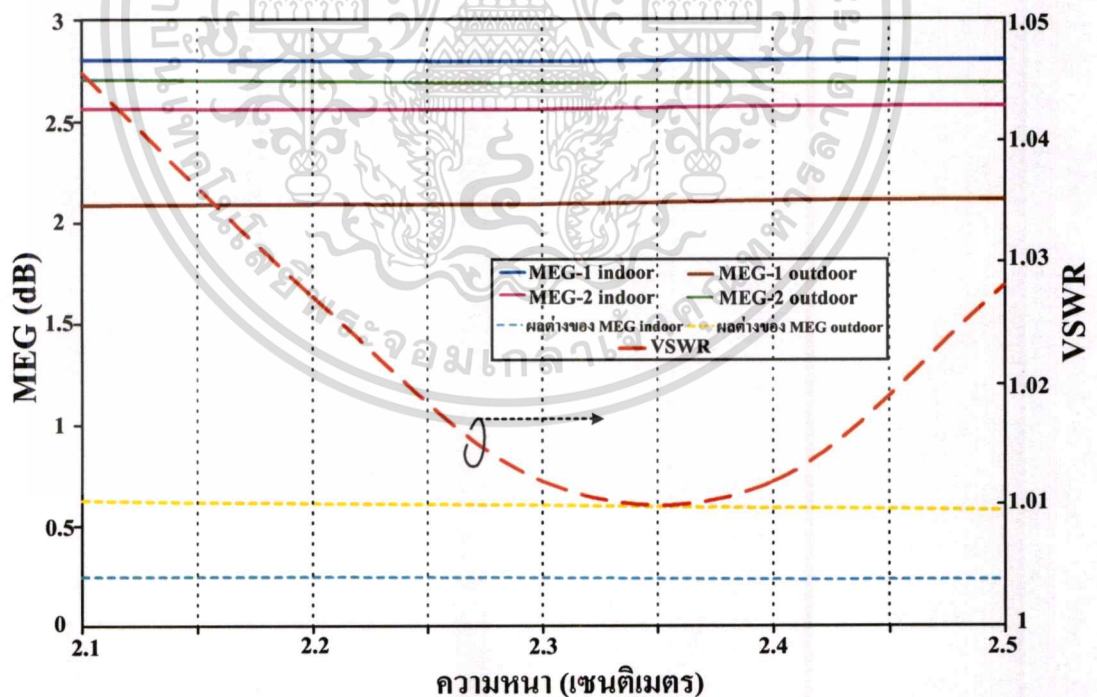
4.2.2.2 การเปลี่ยนแปลงความหนา

รูปที่ 4.7 และ 4.8 มีลักษณะเหมือนกับรูปที่ 4.6 คือ แสดงการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนาของวงแหวนวงกลม ตั้งแต่ 1 เซนติเมตร ไปจนถึง 4 เซนติเมตร และตั้งแต่ 2.1 เซนติเมตร ไปจนถึง 2.5 เซนติเมตร ในรูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.8 ตามลำดับ โดยกำหนดให้ครีมีของวงแหวนวงกลมมีค่า 5.1 เซนติเมตรซึ่งเป็นขนาดของรัศมีวงแหวนวงกลมที่เหมาะสมที่สุดที่ได้จากหัวข้อ 4.2.2.1

จากรูปที่ 4.7 เมื่อขนาดความหนามีค่าเปลี่ยนแปลงจาก 1 เซนติเมตรไปจนถึง 4 เซนติเมตร ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยทั้งสองสาขาของสายอากาศจะมีค่าลดลงทั้งในกรณีที่มีการนำสายอากาศไปใช้งานภายในอาคารและภายนอกอาคาร ส่วนค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันจะมีการเปลี่ยนแปลงโดยจะมีค่าลดลงที่ขนาดความหนา 2 เซนติเมตร และเพิ่มขึ้นอีกครั้งที่ขนาดความหนา 3 เซนติเมตร นั้นแสดงว่า สามารถทำการปรับอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศให้มีค่าใกล้เคียง 1 มากขึ้นได้อีก ในช่วงความหนา 2 ถึง 3 เซนติเมตร ซึ่งจะพิจารณาได้จากรูปที่ 4.8 เมื่อขนาดความหนามีค่าเปลี่ยนแปลงจาก 2.1 เซนติเมตรไปจนถึง 2.5 เซนติเมตร โดยที่ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยทั้งสองสาขาของสายอากาศในกรณีที่มีการนำสายอากาศภายในอาคาร จะมีค่าลดลงที่ขนาดความหนา 2.3 เซนติเมตร และเพิ่มขึ้นอีกที่ขนาด 2.4 เซนติเมตร ส่วนในกรณีที่นำสายอากาศไปใช้งานภายนอกอาคาร ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยทั้งสองสาขาของสายอากาศจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความหนาเพิ่ม



รูปที่ 4.7 การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนา (d) ตั้งแต่ 1 – 4 เซนติเมตร



รูปที่ 4.8 การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนา (d) ตั้งแต่ 2.1 – 2.5 เซนติเมตร

โดยที่ขนาดความหนา 2.4 เซนติเมตรจะมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันที่ต่ำที่สุด (ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันเท่ากับ 1.012) และมีค่าผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยที่น้อยกว่า (ใกล้เคียง 0 dB มากกว่า) สายอากาศที่มีความหนา 2.5 เซนติเมตร แม้ว่า ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยจะเพิ่มขึ้นเมื่อความหนาเพิ่มจาก 2.4 เซนติเมตร ไปเป็น 2.5 เซนติเมตร แต่ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยก็เพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อย คือ ในกรณีที่มีการใช้งานภายในอาคาร ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 1 (กระตุ้นโพรบด้านบน) ของสายอากาศที่มีความหนา 2.5 เซนติเมตรจะมีค่ามากกว่า ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 1 ของสายอากาศที่มีความหนา 2.4 เซนติเมตร 5.21×10^{-4} dB (เพิ่มขึ้น 0.019 %) และสำหรับสาขาที่ 2 (กระตุ้นโพรบด้านข้าง) จะมีค่ามากกว่า 1.37×10^{-3} dB (เพิ่มขึ้น 0.053 %) และสำหรับกรณีที่มีการใช้งานภายนอกอาคาร ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 1 ของสายอากาศที่มีความหนา 2.5 เซนติเมตรจะมีค่ามากกว่า ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 1 ของสายอากาศที่มีความหนา 2.4 เซนติเมตร 7.94×10^{-3} dB (เพิ่มขึ้น 0.377 %) และสำหรับค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 2 ของสายอากาศที่มีความหนา 2.4 เซนติเมตร จะมีค่ามากกว่าค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 2 ของสายอากาศที่มีความหนา 2.5 เซนติเมตร 5.084×10^{-3} dB (เพิ่มขึ้น 0.189 %) ด้วยเหตุผลดังกล่าวข้างต้นนี้ เมื่อกำหนดให้รัศมีของวงแหวนมีค่าเท่ากับ 5.1 เซนติเมตร แล้วจะได้ขนาดความหนาที่เหมาะสมมีค่าเท่ากับ 2.4 เซนติเมตร



รูปที่ 4.9 สายอากาศต้นแบบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม

จากการสรุปผลจากรูปที่ 4.5 รูปที่ 4.6 และ รูปที่ 4.7 ทำให้สามารถออกแบบสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลมที่มีค่าต่าง ๆ คือ รัศมี (a) มีค่าเท่ากับ 5.1 เซนติเมตร และความหนา (d) มีค่า 2.4 เซนติเมตร เมื่อกำหนดให้ความยาวโพรบทั้งสองโพรบมีค่าเท่ากับ $\lambda/4$

รูปที่ 4.9 เป็นรูปสายอากาศต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นตามผลที่ได้จากการคำนวณข้างบน คือ ขนาดรัศมี (a) มีค่าเท่ากับ 5.1 เซนติเมตร ความหนา (d) มีค่า 2.4 เซนติเมตร และความยาวโพรบทั้งสองโพรบมีค่าประมาณ $\lambda/4$ (เท่ากับ 4 เซนติเมตร)

4.3 สรุป

ในบทที่ 4 นี้ ได้กล่าวถึงโครงสร้างของสายอากาศและวิธีการออกแบบสายอากาศ ซึ่งหมายถึงการเลือกขนาดความกว้างและความยาว และความหนา สำหรับสายอากาศแบบสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส และหมายถึงการเลือกขนาดของรัศมีและความหนา สำหรับสายอากาศแบบสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม โดยการใช้พารามิเตอร์ 3 อย่าง ในการพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศ คือ ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยทั้งสองสาขาของสายอากาศ ค่าผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสองสาขา และค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศ เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีคุณสมบัติพื้นฐานของสายอากาศและคุณสมบัติทางโคเวอริจันซ์ที่เหมาะสมที่สุด โดยสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส จะมีคุณสมบัติที่เหมาะสมที่สุด เมื่อความกว้างและความยาวของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 11 เซนติเมตร และความหนามีค่าเท่ากับ 3 เซนติเมตร และสายอากาศสองทิศทางที่ให้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลมจะมีคุณสมบัติที่เหมาะสมที่สุดเมื่อรัศมีของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 5.1 เซนติเมตร และความหนามีค่าเท่ากับ 2.4 เซนติเมตร โดยที่ความยาวโพรบตั้งฉากมีค่าเท่ากับ $\lambda/4$ ในทั้งสองกรณี นอกจากนี้ยังได้ทำการสร้างสายอากาศต้นแบบที่มีขนาดตามผลที่ได้จากการคำนวณนี้ด้วย ทั้งในกรณีวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสและวงแหวนวงกลม

บทที่ 5

คุณลักษณะพื้นฐานของสายอากาศ

จากบทที่ 4 การออกแบบสายอากาศ ทำให้ได้ขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศ ทั้งกรณีที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส และในกรณีที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม คุณสมบัติของสายอากาศที่จำเป็นจะต้องพิจารณาต่อไป คือ แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย (Power Gain Pattern) และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศทั้งสองแบบ ซึ่งสามารถพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายได้จากผลการคำนวณที่ได้จากโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 (Numerical Electromagnetics Code 2: NEC2) ส่วนอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศนั้นสามารถหาได้จากการนำอิมพีแดนซ์ที่ได้จาก NEC2 ไปคำนวณ นอกจากนี้ ยังได้ทำการทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศต้นแบบทั้งสองกรณีที่ได้ทำการสร้างขึ้นด้วย

ผลการคำนวณและผลการทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายและอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศทั้งสองกรณีนี้ได้ถูกคำนวณและทดสอบที่ความถี่ 1.9 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในการออกแบบและนำสายอากาศไปใช้

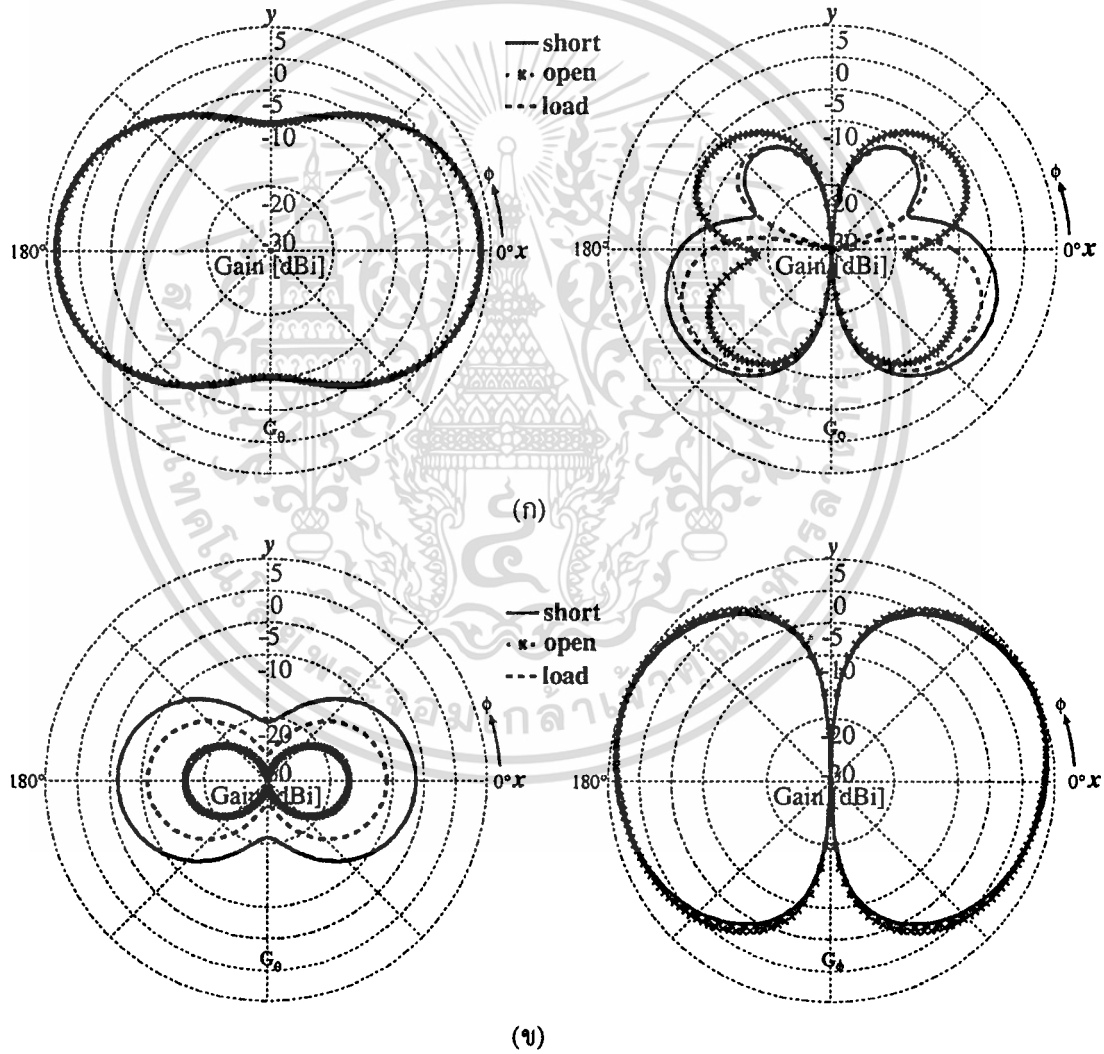
5.1 แบบรูปการแผ่พลังงาน

เนื่องจากความต้องการที่จะใช้งานสายอากาศที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เป็นสายอากาศแบบสองทิศทาง ดังนั้น แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายของสายอากาศจะต้องมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางด้วยไม่ว่าจะทำการกระตุ้นสาขาที่ 1 หรือ 2 ของสายอากาศ ซึ่งองค์ประกอบของแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย จะมีอยู่ด้วยกันสององค์ประกอบคือองค์ประกอบตามแนว θ และองค์ประกอบตามแนว ϕ ซึ่งแทนด้วยสัญลักษณ์ $G_\theta(\theta, \phi)$ และ $G_\phi(\theta, \phi)$ ตามลำดับ โดยที่สามารถตรวจสอบคุณสมบัติสองทิศทางของแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายได้โดยใช้ NEC2 รวมทั้งได้แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายที่เป็นผลที่ได้จากการทดสอบ เพื่อเป็นการเปรียบเทียบผลการคำนวณและผลการทดสอบไว้รวมด้วย นอกจากนี้ยังได้นำเสนอผลการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ เช่น ขนาดความกว้างและความยาว รัศมี และความหนา ซึ่งจะให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่มีลักษณะแตกต่างกัน รวมทั้งผลของแบบรูปการแผ่พลังงานเมื่อทำการต่อปลาย (Termination) สาขาที่ไม่ได้ใช้งาน ในขณะที่กำลังใช้งานอีกสาขาหนึ่ง ซึ่งการต่อปลายสาขาที่ไม่ใช้งานนั้น มีหลายวิธีด้วยกัน คือ การต่อปลายสาขาด้วยวิธีการลัดวงจร (Short) เป็ดวงจร (Open) และ โหลด (Load) ซึ่งจะต้องทำการพิจารณาด้วยว่า การต่อปลายสาขาแบบใดที่

เหมาะสมกับสายอากาศที่นำเสนอ โดยพิจารณาจากแบบรูปการแผ่พลังงานที่ให้ค่ามาก และมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางในทิศทางที่จะนำสายอากาศไปใช้งาน

อย่างไรก็ตาม จากที่ได้เคยกล่าวไว้แล้วในบทที่ 4 ว่า สำหรับสายอากาศไดเวอร์จิตินั้น ไม่สามารถพิจารณาประสิทธิภาพของสายอากาศได้จากค่าแบบรูปการแผ่พลังงานและสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ได้โดยตรง แต่จะต้องพิจารณาคุณสมบัติความเหมาะสมในการนำไปใช้งานโดยอาศัยคุณสมบัติเชิงไดเวอร์จิตี ซึ่งจะได้นขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศไดเวอร์จิตีที่จะนำไปใช้งานไว้แล้วตามการวิเคราะห์ในบทที่ 4

5.1.1 สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส



รูปที่ 5.1 แบบรูปการแผ่พลังงานแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสเมื่อทำการต่อปลายสาขาสาขาที่ไม่ใช้งานในขณะที่กำลังใช้งานอีกสาขาหนึ่ง

(ก) กระดุนสาขาที่ 1 ต่อปลายสาขาสาขาที่ 2 (ข) กระดุนสาขาที่ 2 ต่อปลายสาขาสาขาที่ 1

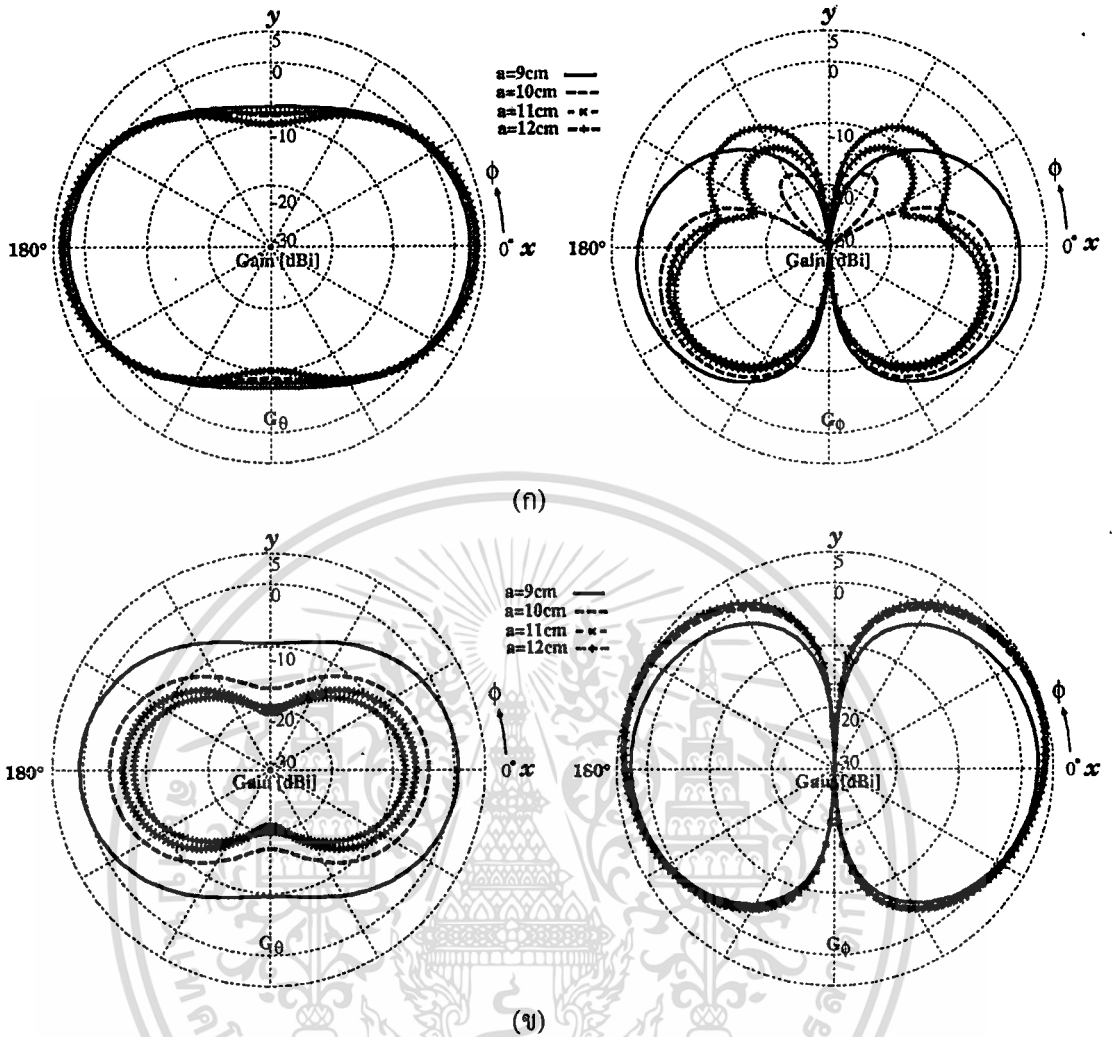
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.1(ก) เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 1 (โพรบแนวตั้ง มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวตั้ง) และทำการต่อปลายสาขาที่ 2 พบว่า แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_0 ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลัก จะมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางทั้งกรณีการต่อปลายสาขาแบบลัดวงจร เป็ดวงจร และโหลด โดยในทิศทางที่ใช้งานที่มุม 0° และ 180° นั้น การต่อปลายสาขาแบบลัดวงจรจะให้ค่าของแบบรูปการแผ่พลังงานที่สูงที่สุด และในรูปที่ 5.1 (ข) เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 2 (โพรบแนวนอน มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวนอน) และทำการต่อปลายสาขาที่ 1 พบว่า แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_0 ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลัก จะมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางทั้งกรณีการต่อปลายสาขาแบบลัดวงจร เป็ดวงจร และโหลด โดยในทิศทางที่ใช้งานที่มุม 0° และ 180° นั้น การต่อปลายสาขาแบบลัดวงจรจะให้ค่าของแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายที่สูงที่สุด ดังนั้น สามารถสรุปได้ว่า สำหรับสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสนั้น การต่อปลายสาขาแบบลัดวงจรมีความเหมาะสมที่สุด

ในรูปที่ 5.2 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงความกว้างและความยาวที่มีต่อแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยในรูปที่ 5.2 (ก) เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 1 และลัดวงจรสาขาที่ 2 พบว่า เมื่อความกว้างและความยาวเพิ่มขึ้น แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_0 ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักในทิศทางใช้งานที่มุม 0° และ 180° จะมีค่าเพิ่มขึ้น ในขณะที่ G_0 ซึ่งเป็นองค์ประกอบรอง จะมีค่าลดลงในทิศทางใช้งาน และในรูปที่ 5.2 (ข) เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 2 และลัดวงจรสาขาที่ 1 นั้น แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_0 ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักในทิศทางใช้งานที่มุม 0° และ 180° จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อขนาดความกว้างและความยาวมีค่าเพิ่มขึ้น ในขณะที่ G_0 ซึ่งเป็นองค์ประกอบรอง จะมีค่าลดลงในทิศทางใช้งาน

ในรูปที่ 5.3 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงความหนาที่มีต่อแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยในรูปที่ 5.3 (ก) เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 1 และลัดวงจรสาขาที่ 2 พบว่า เมื่อความหนาเพิ่มขึ้น แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_0 ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักในทิศทางใช้งานที่มุม 0° และ 180° จะมีค่าเพิ่มขึ้น ในขณะที่ G_0 ซึ่งเป็นองค์ประกอบรอง จะมีค่าลดลงเล็กน้อยในทิศทางใช้งาน ในขณะที่ รูปที่ 5.3 (ข) เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 2 และลัดวงจรสาขาที่ 1 นั้น แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_0 ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักในทิศทางใช้งานที่มุม 0° และ 180° จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อขนาดความหนามีค่าเพิ่มขึ้น ในขณะที่ G_0 ซึ่งเป็นองค์ประกอบรอง จะมีค่าลดลงเล็กน้อยในทิศทางใช้งาน

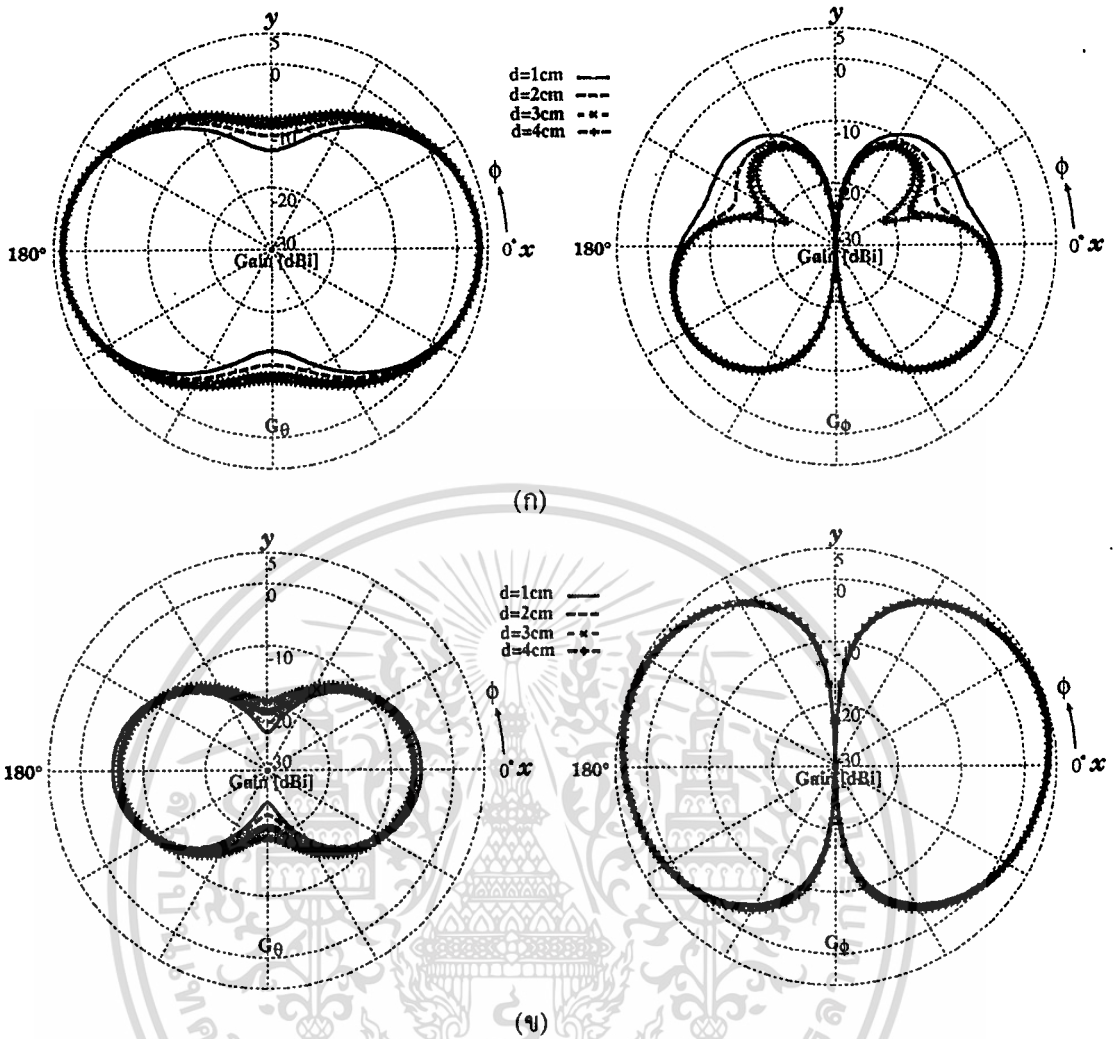
ขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสซึ่งได้นำมาใช้คำนวณและทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายและอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันตามการวิเคราะห์ในบทที่ 4 คือ สายอากาศที่มีความกว้างเท่ากับความยาว และมีค่าเท่ากับ 11 เซนติเมตร ความหนาของวงแหวนมีค่าเท่ากับ 3 เซนติเมตร และความยาวของโพรบที่ตั้งฉากกันทั้งสองโพรบมีค่าเท่ากับ $\lambda/4$



รูปที่ 5.2 แบบรูปการแผ่พลังงานแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบ
ตั้งฉาก กระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความกว้างและความยาว
(ก) กระตุ้นสาขาที่ 1 ลัดวงจรสาขาที่ 2 (ข) กระตุ้นสาขาที่ 2 ลัดวงจรสาขาที่ 1

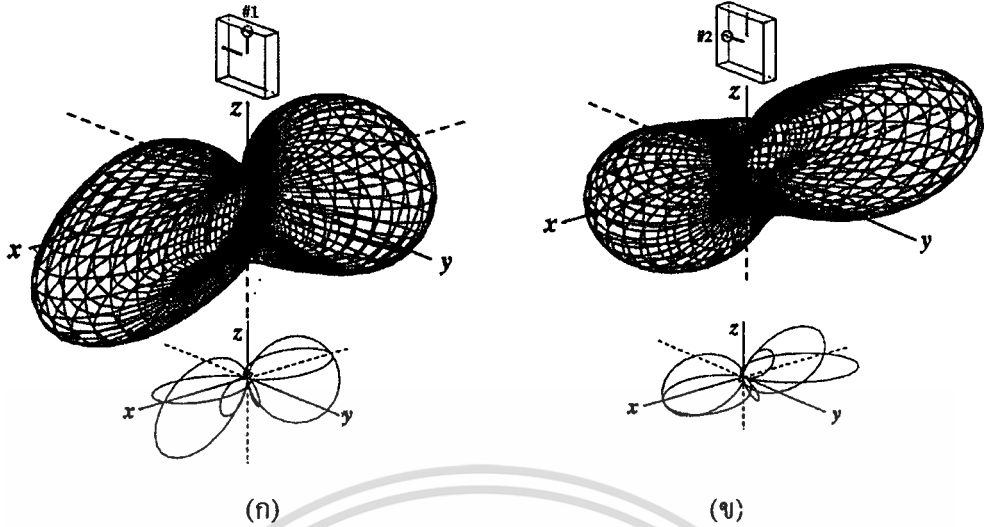
รูปที่ 5.4 แสดงผลการคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายทุกองค์ประกอบใน
แบบ 3 มิติในสเกลเชิงเส้น ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นถึงคุณลักษณะของแบบรูปการแผ่พลังงานของ
อัตราขยายที่เป็นแบบสองทิศทางตามแนวแกน x ได้เป็นอย่างดี ซึ่งแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตรา
ขยายจะมีลักษณะเอียงห่างออกจากโพรบที่ทำการกระตุ้นแต่เอียงเข้าหาโพรบที่ทำการลัดวงจร นั่น
คือ ในกรณีที่ทำการกระตุ้นสาขาที่ 1 และลัดวงจรสาขาที่ 2 แบบรูปการแผ่พลังงานจะเอียงเข้าหา
สาขาที่ 2 และมีลักษณะเอียงลง (เอียงออกจากสาขาที่ 1) และในกรณีที่ทำการกระตุ้นสาขาที่ 2 และ
ลัดวงจรสาขาที่ 1 แบบรูปการแผ่พลังงานจะมีลักษณะเอียงขึ้น (เอียงเข้าหาสาขาที่ 1) และเอียงเข้าหา
ด้านที่อยู่ตรงข้ามกับสาขาที่ 2 ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากแบบรูปการแผ่พลังงานแบบแยกพิจารณา
ในแต่ละระนาบที่แสดงประกอบไว้ในรูปที่ 5.4 (ก) และ (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

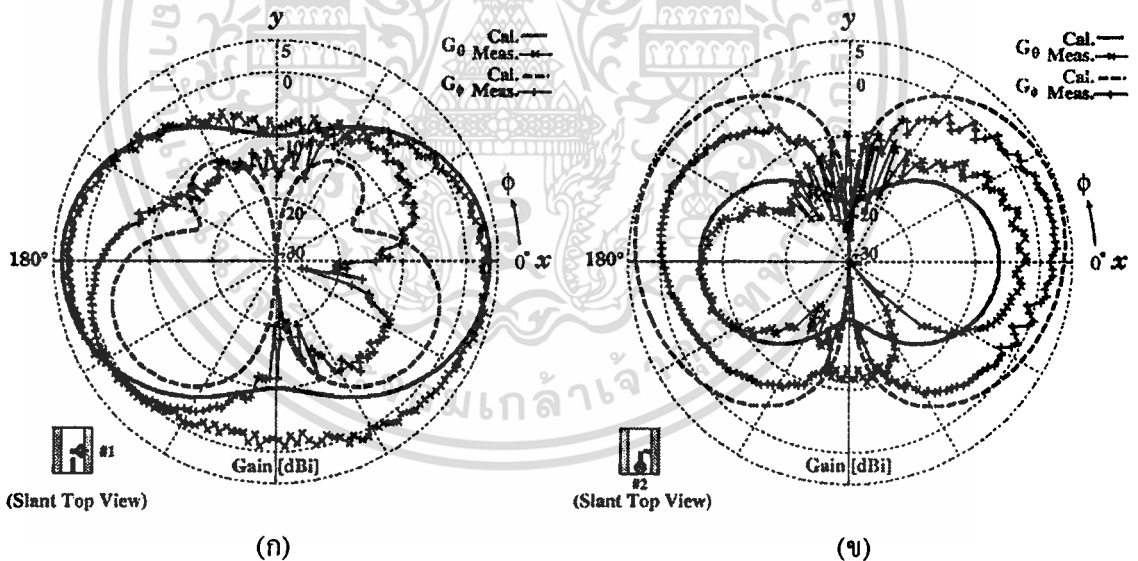


รูปที่ 5.3 แบบรูปการแผ่พลังงานแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉาก กระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนา
(ก) กระตุ้นสาขาที่ 1 ลัดวงจรสาขาที่ 2 (ข) กระตุ้นสาขาที่ 2 ลัดวงจรสาขาที่ 1

รูปที่ 5.5 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายของแต่ละองค์ประกอบในแนว θ G_θ และในแนว ϕ G_ϕ ของแต่ละสาขาในระนาบมุมกวาด (xy-plane) ในสเกลล็อก G_θ และ G_ϕ ที่ได้จากการทดสอบ [45] โดยจะถูกทดสอบในสถานที่ทดสอบแบบเปิดบนคาบฟ้าของอาคารกรมหลวงนราธิวาสราชนครินทร์ ซึ่งมีอิทธิพลจากขอบของอาคารและการสะท้อนจากพื้นที่ส่งผลกระทบท่อแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการทดสอบ ทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการทดสอบมีระดับต่ำกว่าผลที่ได้จากการคำนวณ ซึ่งนอกจากจะเป็นผลเนื่องจากสภาพแวดล้อมที่ใช้ในการทดสอบแล้ว การที่ไม่สามารถปรับให้อิมพีแดนซ์ของสายอากาศเท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายส่ง ซึ่งมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์มได้นั้น ทำให้เกิดการไหลของกระแสย้อนกลับบนผิวด้านนอกของสายส่ง จึงมีผลทำให้ระดับกำลังงานของอัตราขยายมีค่าลดลง



รูปที่ 5.4 แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายทุกองค์ประกอบในแบบ 3 มิติที่ได้จากการคำนวณของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส (สเกลเชิงเส้น) (ก) กระดุนสาขาที่ 1 ลัดวงจรสาขาที่ 2 (ข) กระดุนสาขาที่ 2 ลัดวงจรสาขาที่ 1

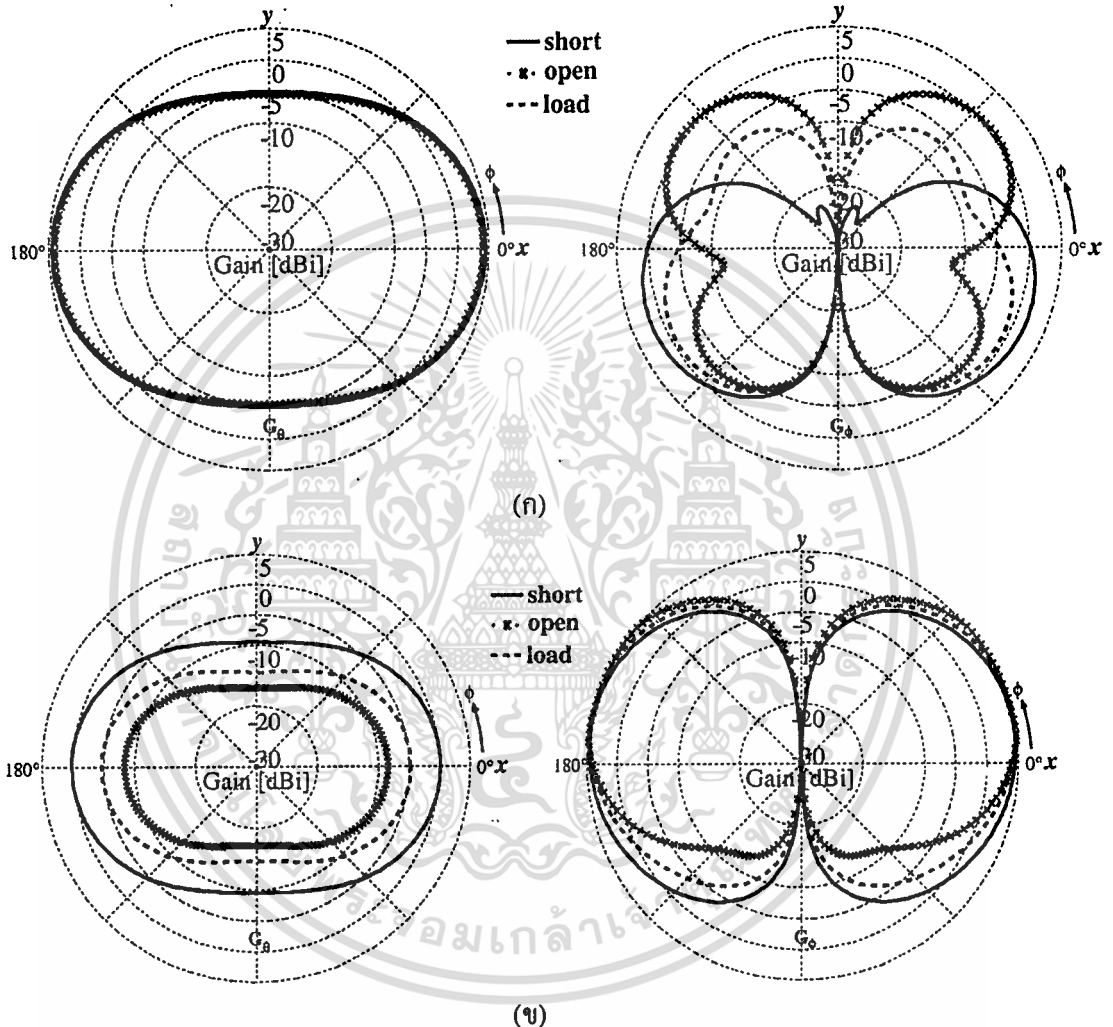


รูปที่ 5.5 แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส (สเกลล็อก) (ก) กระดุนสาขาที่ 1 ลัดวงจรสาขาที่ 2 (ข) กระดุนสาขาที่ 2 ลัดวงจรสาขาที่ 1

นอกจากนี้สายส่งยังมีผลต่อลักษณะของแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการทดสอบด้วย เนื่องจากแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการคำนวณนั้นไม่ได้ทำการออกแบบในกรณีที่มีสายส่งต่ออยู่กับสายอากาศ แต่ในการทดลองนั้นจะมีสายส่งต่ออยู่กับสาขาใดสาขาหนึ่งของสายอากาศด้วยในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะที่ทำการวัด ซึ่งมีผลทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการทดสอบมีลักษณะต่างจากผลที่ได้จากการคำนวณ แต่อย่างไรก็ตาม แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายที่ได้จากการทดสอบและการคำนวณก็มีผลไปในแนวทางเดียวกัน ดังในรูปที่ 5.5

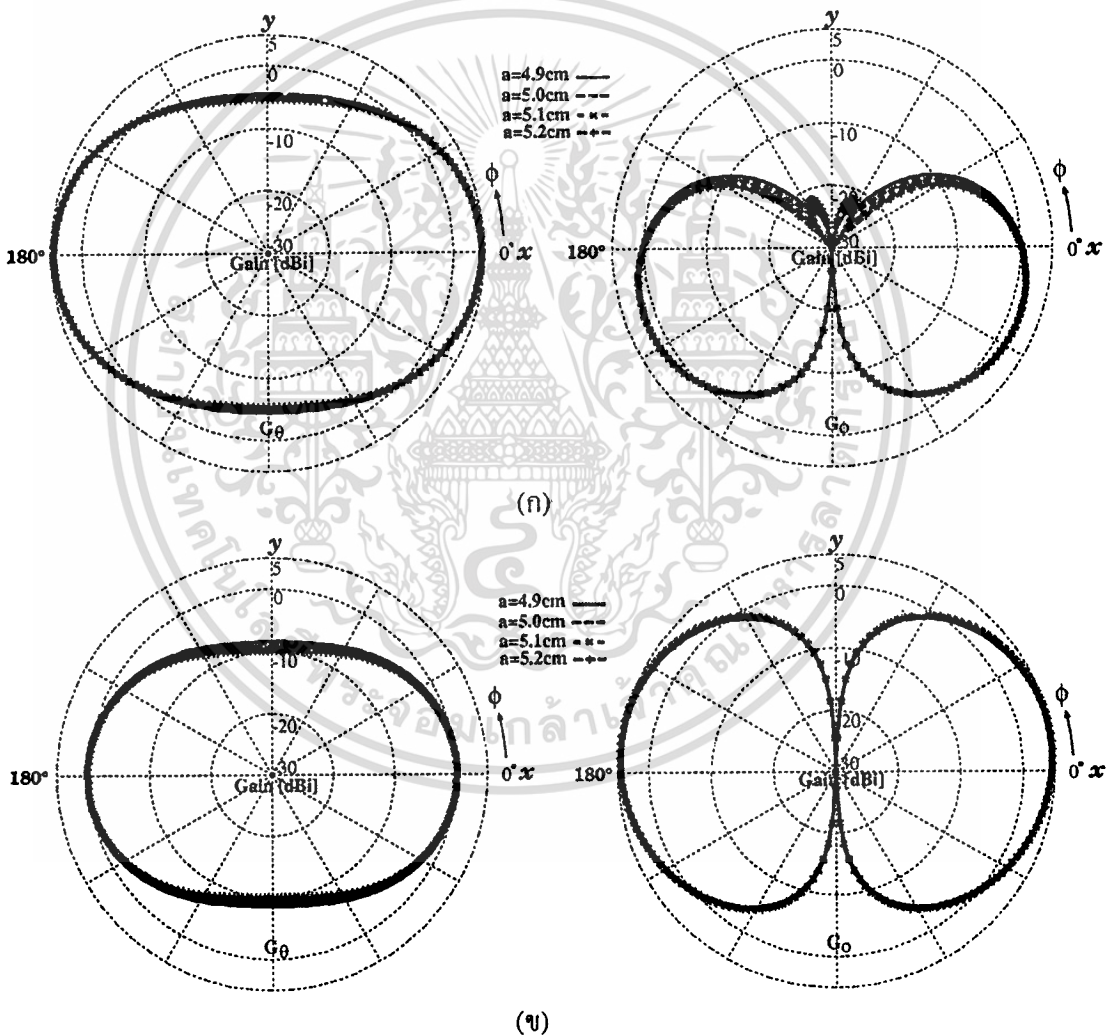
5.1.2 สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม



รูปที่ 5.6 แบบรูปการแผ่พลังงานแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉาก กระตุ้นวงแหวนวงกลมเมื่อทำการต่อปลายสาขาที่ไม่ใช้งานในขณะที่กำลังใช้งานอีกสาขาหนึ่ง (ก) กระตุ้นสาขาที่ 1 ต่อปลายสาขาที่ 2
(ข) กระตุ้นสาขาที่ 2 ต่อปลายสาขาที่ 1

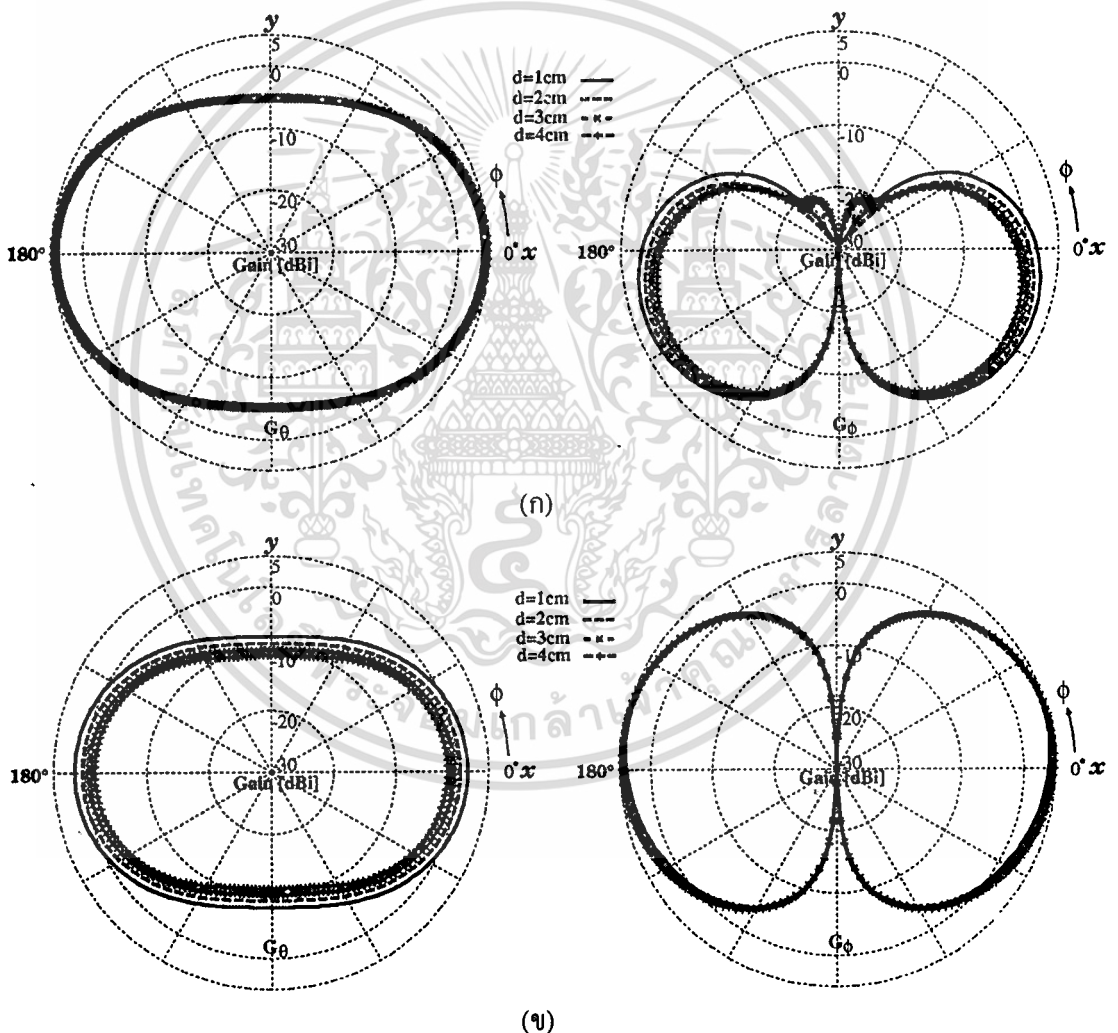
จากรูปที่ 5.6(ก) เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 1 (โพรบแนวตั้ง มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวตั้ง) และทำการต่อปลายสาขาที่ 2 พบว่า แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_θ ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลัก จะมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางทั้งกรณีการต่อปลายสาขาแบบลัดวงจร เป็ดวงจร และโหลด โดยใน

ทิศทางที่ใช้งานที่มุม 0° และ 180° นั้น การต่อปลายสาขาแบบลัดวงจรจะให้ค่าของแบบรูปการแผ่พลังงานที่สูงที่สุดในรูปที่ 5.6 (ข) เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 2 (โพรบแนวนอน มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวนอน) และทำการต่อปลายสาขาที่ 1 พบว่า แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_0 ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลัก จะมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางทั้งกรณีการต่อปลายสาขาแบบลัดวงจร เป็ดวงจร และโหลด แต่สำหรับกรณีเป็ดวงจรนั้น จะมีรูปร่างของแบบรูปการแผ่พลังงานที่ผิดเพี้ยนไปเล็กน้อย แต่อย่างไรก็ตาม ในทิศทางที่ใช้งานที่มุม 0° และ 180° นั้น การต่อปลายสาขาแบบลัดวงจรจะให้ค่าของแบบรูปการแผ่พลังงานที่สูงที่สุด ดังนั้น สามารถสรุปได้ว่า สำหรับสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลมนั้น การต่อปลายสาขาแบบลัดวงจรมีความเหมาะสมที่สุด



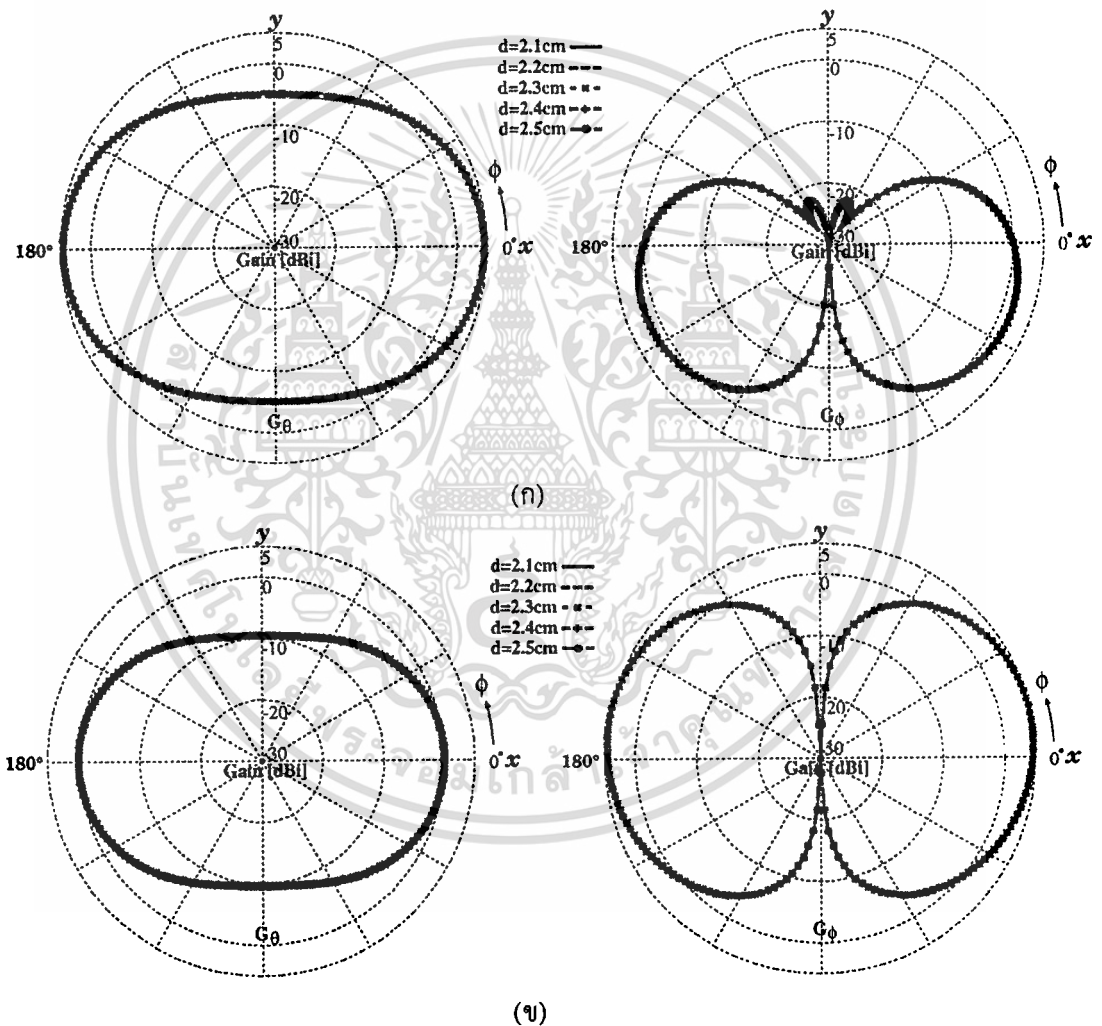
รูปที่ 5.7 แบบรูปการแผ่พลังงานแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงรัศมี
(ก) กระตุ้นสาขาที่ 1 ลัดวงจรสาขาที่ 2 (ข) กระตุ้นสาขาที่ 2 ลัดวงจรสาขาที่ 1

ในรูปที่ 5.7 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงรัศมีที่มีต่อแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยในรูปที่ 5.7 (ก) เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 1 และลัดวงจรสาขาที่ 2 พบว่า แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_θ ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักในทิศทางใช้งานที่มุม 0° และ 180° จะมีค่าใกล้เคียงกันมาก เมื่อรัศมีเพิ่มขึ้น และ G_ϕ ซึ่งเป็นองค์ประกอบรอง ก็จะมีค่าใกล้เคียงกันมากเช่นกันในทิศทางใช้งาน และ ในรูปที่ 5.7 (ข) เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 2 และลัดวงจรสาขาที่ 1 นั้น แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_ϕ ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักในทิศทางใช้งานที่มุม 0° และ 180° จะมีค่าใกล้เคียงกันมาก เมื่อขนาดรัศมีมีค่าเพิ่มขึ้น ในขณะที่ G_θ ซึ่งเป็นองค์ประกอบรอง ก็จะมีค่าใกล้เคียงกันมากเช่นกันในทิศทางใช้งาน



รูปที่ 5.8 แบบรูปการแผ่พลังงานแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉาก กระตุ้นวงแหวนวงกลมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนาตั้งแต่ 1 – 4 เซนติเมตร
(ก) กระตุ้นสาขาที่ 1 ลัดวงจรสาขาที่ 2 (ข) กระตุ้นสาขาที่ 2 ลัดวงจรสาขาที่ 1

ในรูปที่ 5.8 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงความหนาที่มีต่อแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยในรูปที่ 5.8 (ก) เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 1 และลัดวงจรสาขาที่ 2 พบว่า เมื่อความหนาเพิ่มขึ้น แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_θ ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักในทิศทางใช้งานที่มุม 0° และ 180° จะมีค่าเพิ่มขึ้น ในขณะที่ G_ϕ ซึ่งเป็นองค์ประกอบรอง จะมีค่าลดลงในทิศทางใช้งาน ในขณะที่ รูปที่ 5.8 (ข) เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 2 และลัดวงจรสาขาที่ 1 นั้น แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_ϕ ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักในทิศทางใช้งานที่มุม 0° และ 180° จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อขนาดความหนาเพิ่มมากขึ้น ในขณะที่ G_θ ซึ่งเป็นองค์ประกอบรอง จะมีค่าลดลงในทิศทางใช้งาน

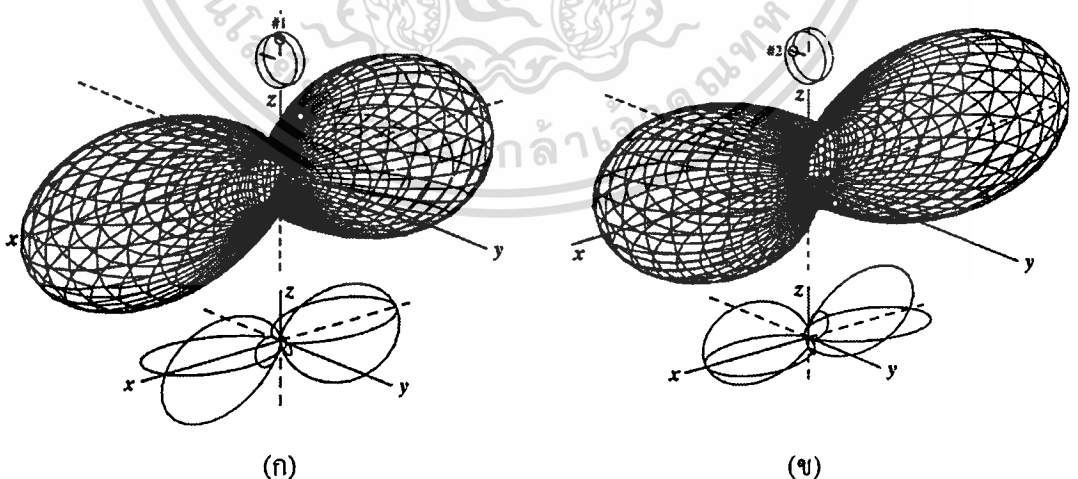


รูปที่ 5.9 แบบรูปการแผ่พลังงานแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉาก กระตุ้นวงแหวนวงกลมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความหนาตั้งแต่ 2.1 – 2.5 เซนติเมตร
(ก) กระตุ้นสาขาที่ 1 ลัดวงจรสาขาที่ 2 (ข) กระตุ้นสาขาที่ 2 ลัดวงจรสาขาที่ 1

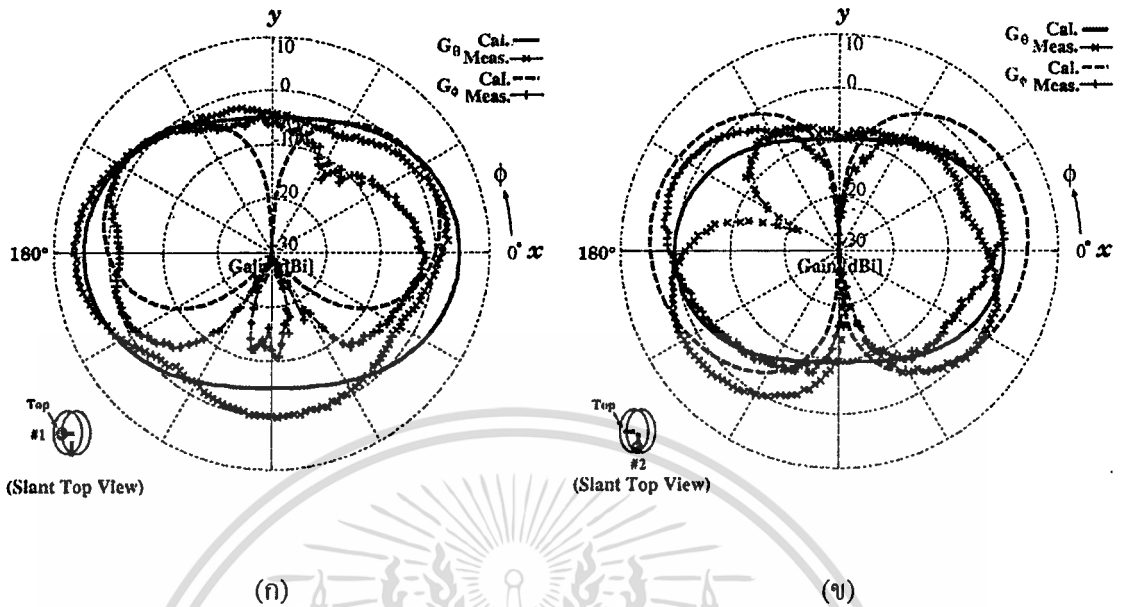
และเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความหนาไปตั้งแต่ 2.1 – 2.5 เซนติเมตรตามรูปที่ 5.9 พบว่า เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 1 และลัดวงจรสาขาที่ 2 ตามรูปที่ 5.9 (ก) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_0 ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักในทิศทางใช้งานที่มุม 0° และ 180° จะมีค่าใกล้เคียงกันมาก เมื่อความหนาเพิ่มขึ้น และ G_ϕ ซึ่งเป็นองค์ประกอบรอง จะมีค่าใกล้เคียงกันมากเช่นกันในทิศทางใช้งาน เช่นเดียวกับรูปที่ 5.9 (ข) เมื่อกระตุ้นสาขาที่ 2 และลัดวงจรสาขาที่ 1 นั้น แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย G_ϕ ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักในทิศทางใช้งานที่มุม 0° และ 180° จะมีค่าใกล้เคียงกันมากเมื่อขนาดความหนาเพิ่มมากขึ้น ในขณะที่ G_0 ซึ่งเป็นองค์ประกอบรอง ก็จะมีค่าใกล้เคียงกันมากเช่นกันในทิศทางใช้งาน

ขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศที่ความถี่ใช้งาน 1.9 กิกะเฮิรตซ์ตามการวิเคราะห์ในบทที่ 4 คือ สายอากาศวงแหวนวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับ 5.1 เซนติเมตร มีความหนาของวงแหวนเท่ากับ 2.4 เซนติเมตร และความยาวโพรบที่ติดตั้งฉากกันทั้งสองโพรมีค่าเท่ากับ $\lambda/4$ ซึ่งได้นำมาใช้คำนวณและทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายและอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน

ผลคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายทุกองค์ประกอบในแบบ 3 มิติในสเกลเชิงเส้น แสดงในรูปที่ 5.10 ซึ่งสามารถแสดงคุณลักษณะของแบบรูปการแผ่พลังงานที่เป็นแบบสองทิศทางตามแนวแกน x ได้เป็นอย่างดี โดยที่แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายจะมีลักษณะเอียงห่างออกจากโพรบที่ทำการกระตุ้น แต่เอียงเข้าหาโพรบที่ทำการลัดวงจรคล้ายกับแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่เป็นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส และได้แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานแบบแยกพิจารณาในแต่ละระนาบประกอบไว้ในรูปที่ 5.10 (ก) และ (ข)



รูปที่ 5.10 แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายทุกองค์ประกอบในแบบ 3 มิติที่ได้จากการคำนวณของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม (สเกลเชิงเส้น) (ก) กระตุ้นสาขาที่ 1 ลัดวงจรสาขาที่ 2
(ข) กระตุ้นสาขาที่ 2 ลัดวงจรสาขาที่ 1



รูปที่ 5.11 แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรงตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม (สเกลล็อก)
(ก) กระตุ้นสาขาที่ 1 ลัดวงจรสาขาที่ 2 (ข) กระตุ้นสาขาที่ 2 ลัดวงจรสาขาที่ 1

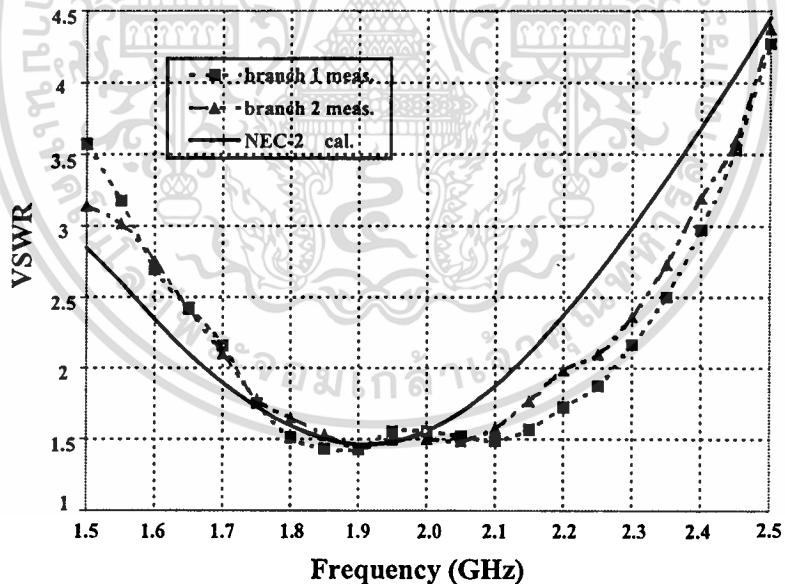
ส่วนผลในรูปที่ 5.11 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายขององค์ประกอบในแนว θ G_θ และในแนว ϕ G_ϕ ในระนาบมุมกวาด (xy-plane) ในสเกลล็อก คล้ายกับผลในรูปที่ 5.5 ซึ่ง G_θ และ G_ϕ ที่ได้จากการทดสอบได้ถูกทดสอบที่สถานที่เดียวกับสายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยม ซึ่งก็จะเห็นอิทธิพลจากสภาพแวดล้อมที่ใช้ในการทดสอบซึ่งทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้มีลักษณะต่างจากผลการคำนวณ คือ ขอบอาคาร และการสะท้อนจากพื้น ผลการคำนวณและการทดสอบ G_θ ของสาขาที่ 1 และ G_ϕ ของสาขาที่ 2 ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักของแต่ละสาขา จะมีลักษณะใกล้เคียงกันมาก ในขณะที่ผลการทดสอบ G_ϕ ของสาขาที่ 1 และ G_θ ของสาขาที่ 2 ซึ่งไม่ใช่้องค์ประกอบหลักของแต่ละสาขา มีลักษณะแตกต่างจากผลที่ได้จากการคำนวณ เนื่องจากระดับกำลังงานที่รับได้ขององค์ประกอบของสาขาที่ไม่ใช่้องค์ประกอบหลัก จะมีค่ากำลังงานที่ค่อนข้างต่ำ ทำให้เห็นผลของการแผ่พลังงานปลอมเทียม (Spurious Radiation) ได้ชัดเจนกว่าผลการทดสอบขององค์ประกอบหลัก ซึ่งการแผ่พลังงานปลอมเทียมที่ทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการทดสอบมีลักษณะแตกต่างไปจากผลการคำนวณนั้น คาดว่า เป็นผลเนื่องมาจากสภาพแวดล้อมในการทดสอบ และการมีสายส่งที่ใช้ในการทดสอบต่ออยู่กับสายอากาศ ซึ่งในการคำนวณนั้นไม่ได้นำไปพิจารณาเมื่อทำการหาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศด้วย [47]

5.2 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน

พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของสายอากาศ คือ อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศ โดยทั่วไปต้องการให้อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศมีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม ซึ่งจากค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้สามารถนำไปคำนวณหาอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศต่อไปได้ โดยที่สายอากาศที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์มนั้น จะมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันเท่ากับ 1 ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะได้แสดงผลของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศไว้ด้วย โดยที่แสดงผลของอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความถี่ไปตั้งแต่ 1.5 กิกะเฮิร์ตซ์ ไปจนถึง 2.5 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยความถี่ที่สนใจซึ่งใช้เป็นความถี่ออกแบบคือที่ ความถี่ 1.9 กิกะเฮิร์ตซ์ และต้องการให้อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศที่ความถี่นี้มีค่าใกล้เคียง 1 มากที่สุด ซึ่งค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศสามารถคำนวณได้จากการนำอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการคำนวณโดย NEC2 มาพิจารณานั่นเอง

5.2.1 สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบคังฉากระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส

จากขนาดของสายอากาศในหัวข้อ 5.1.1 นั้น สามารถนำมาหาค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันได้ดังรูปที่ 5.12



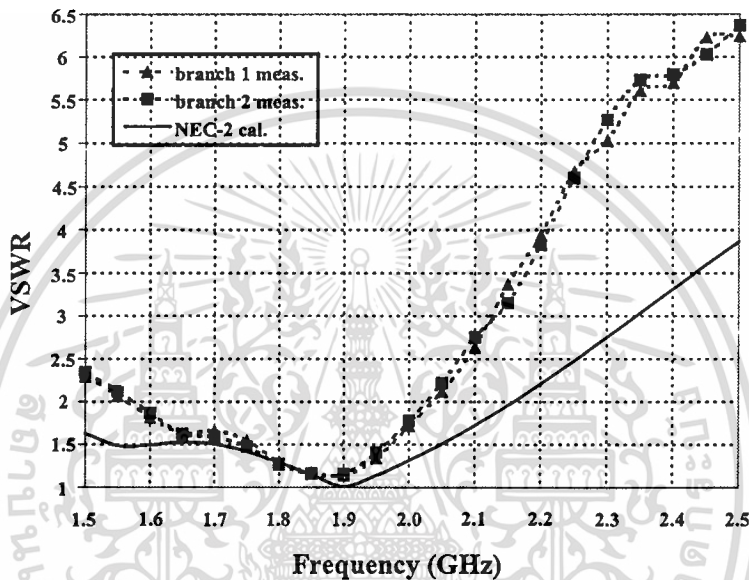
รูปที่ 5.12 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบคังฉากระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส

จากรูปที่ 5.12 แสดงผลการคำนวณและผลการทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศ เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ตั้งแต่ 1.5 – 2.5 กิกะเฮิร์ตซ์ และที่ความถี่ 1.9 กิกะเฮิร์ตซ์ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศที่ได้จากการทดสอบของสาขาที่ 1 และ สาขาที่ 2 มีค่า

เท่ากับ 1.43 และ 1.44 ตามลำดับ ในขณะที่ผลการคำนวณค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 1.46 เท่ากันทั้งสองสาขาของสายอากาศ ซึ่งผลการคำนวณและผลการทดสอบที่ได้ สอดคล้องกันเป็นอย่างดี

5.2.2 สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม

จากขนาดของสายอากาศในหัวข้อ 5.1.2 นั้น สามารถนำมาหาค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันได้ดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม

จากรูปที่ 5.13 แสดงผลการคำนวณและผลการทดสอบ อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศ เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ตั้งแต่ 1.5 – 2.5 กิกะเฮิรตซ์ และที่ความถี่ 1.9 กิกะเฮิรตซ์ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศที่ได้จากการทดสอบของสาขาที่ 1 และ สาขาที่ 2 มีค่าเท่ากับ 1.14 และ 1.16 ตามลำดับ ในขณะที่ผลการคำนวณจะมีค่าเท่ากับ 1.01 ทั้งสองสาขาของสายอากาศ ซึ่งผลการคำนวณและผลการทดสอบที่ได้ สอดคล้องกันเป็นอย่างดี

5.3 สรุป

จากขนาดของสายอากาศที่เหมาะสมที่ได้พิจารณาออกแบบในบทที่ 4 ในบทนี้จะได้ทำการวิเคราะห์คุณสมบัติพื้นฐานของสายอากาศซึ่งก็คือ แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย และ อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันของสายอากาศ โดยที่สามารถคำนวณหาคุณสมบัติพื้นฐานทั้งสอง

ของสายอากาศได้โดยใช้ NEC2 ซึ่งผลที่ได้จากการคำนวณและทดสอบของคุณสมบัติทั้งสองอย่างนี้ มีผลที่ได้สอดคล้องกันเป็นอย่างดี

นอกจากนี้ยังได้นำเสนอ ผลของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ เช่น ขนาดความกว้างและความยาว รัศมี และความหนา รวมทั้งผลของแบบรูปการแผ่พลังงาน เมื่อใช้วิธีการต่อปลายสาขาที่ไม่ได้ใช้งาน ในขณะที่กำลังใช้งานอีกสาขาหนึ่งแตกต่างกันไป ซึ่งจะต้องพิจารณาด้วยว่า การต่อปลายสาขาแบบใดที่เหมาะสมกับสายอากาศที่น่าเสนอ โดยพิจารณาจากแบบรูปการแผ่พลังงานที่ให้ค่ามาก และมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางในทิศทางที่จะนำสายอากาศไปใช้งาน



บทที่ 6

ผลการคำนวณพารามิเตอร์เชิงไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ

เนื่องจากสายอากาศที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นสายอากาศแบบไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ ซึ่งมีคุณสมบัติเชิงไดเวอร์ซิตีที่จำเป็นจะต้องวิเคราะห์ ดังรายละเอียดในบทที่ 3 สำหรับในบทนี้ จะได้กล่าวถึง ผลการคำนวณคุณสมบัติเชิงไดเวอร์ซิตีของสายอากาศที่ได้จากการนำแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณโดย NEC2 ไปคำนวณร่วมกับ พารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อหาคุณสมบัติเชิงไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ

6.1 อัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ย

จากสมการ (3.7) ที่ใช้ในการคำนวณหาอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสายอากาศ ซึ่งอยู่ในรูปความสัมพันธ์ของอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสายอากาศกับอัตราส่วนโพลาไรเซชัน-ไขว้ (XPR) แบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยาย ($G_\theta(\theta, \phi), G_\phi(\theta, \phi)$) และแบบรูปการแจกแจงเชิงสถิติของคลื่นตกกระทบ ($P_\theta(\theta, \phi), P_\phi(\theta, \phi)$) ที่นำเสนอ นั้น สามารถนำมาใช้หาค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสายอากาศทั้งสองแบบ คือ สายอากาศวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีโพรบตั้งฉากกระตุ้น และสายอากาศวงแหวนวงกลมที่มีโพรบตั้งฉากกระตุ้น ตามขนาดที่ระบุในบทที่ 4 ที่ความถี่ออกแบบ คือ 1.9 กิกะเฮิรตซ์ ได้ดังตารางที่ 6.1 และเนื่องจากสายอากาศที่ได้นำเสนอ นั้น จะถูกนำไปใช้งานทั้งภายในอาคารและภายนอกอาคาร จึงได้นำเสนอผลของค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยในทั้งสองกรณีไว้ด้วย นอกจากนี้ ในกรณีที่นำสายอากาศไปใช้งานภายในอาคาร ยังได้เปรียบเทียบผลที่คำนวณได้กับสายอากาศอ้างอิงซึ่งเป็นสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง โดยมีลักษณะเป็นสายอากาศไดโพลที่มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวตั้งสองตัวที่วางห่างกันประมาณ 1λ (15.6 เซนติเมตร ดังแสดงในรูปที่ ข.2) และเป็นสายอากาศที่สถานีฐานที่ใช้งานจริงในบริเวณโถงทางเดินภายในอาคารของระบบ PCT อยู่ในปัจจุบัน

จากผลของค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยที่แสดงในตารางที่ 6.1 ในกรณีที่ใช้งานภายในอาคาร สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ที่นำเสนอทั้งสองแบบจะมีค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของแต่ละสาขาสูงกว่าสายอากาศอ้างอิงซึ่งเป็นสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง เนื่องจากแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสองทิศทางของสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์จะมีลักษณะครอบคลุมพื้นที่การให้บริการที่มีลักษณะเป็นทางแคบ ๆ ได้ดีกว่าสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งที่เป็นสายอากาศไดโพลและมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทาง เมื่อพิจารณาค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์เมื่อใช้งานภายในอาคารจะเห็นว่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสาขาที่ 1 จะมีค่ามากกว่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสาขาที่ 2

เนื่องจากแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายของสาขาที่ 1 มีลักษณะใกล้เคียงกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นภายในอาคาร (รูปที่ 3.7) มากกว่าในกรณีของสาขาที่ 2 ในขณะที่เมื่อนำไปใช้งานภายนอกอาคารนั้น อัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยสาขาที่ 2 จะมีค่ามากกว่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสาขาที่ 1 เนื่องจากแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายของสาขาที่ 2 มีลักษณะใกล้เคียงกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นภายนอกอาคาร (รูปที่ 3.6) มากกว่าในกรณีของสาขาที่ 1

ตารางที่ 6.1 ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสายอากาศ

สายอากาศ	อัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย (dBi)			
	ภายในอาคาร		ภายนอกอาคาร	
	สาขาที่ 1	สาขาที่ 2	สาขาที่ 1	สาขาที่ 2
วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส	1.14	0.93	0.46	1.25
	Δ= 0.21 dB		Δ= 0.79 dB	
วงแหวนวงกลม	2.80	2.57	2.10	2.69
	Δ= 0.23 dB		Δ= 0.59 dB	
ไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง	-2.075	-2.075	-	
	Δ= 0 dB			

เมื่อ Δ เป็นผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสาขาที่ 1 และ สาขาที่ 2 ของสายอากาศไดเวอร์ซิตี

นอกจากนี้ ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์แบบวงแหวนวงกลมยังมีค่าสูงกว่าแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสด้วยทั้งในกรณีที่ใช้งานภายในอาคารและภายนอกอาคาร เนื่องจากค่าของแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายที่สูงกว่าและมีแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายที่ใกล้เคียงกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทางสถิติมากกว่าในกรณีของสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์แบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส

6.2 สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศทั้งสองแบบที่คำนวณได้จากสมการ (3.8) สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 6.2

ในตารางที่ 6.2 จะแบ่งการใช้งานออกเป็นภายในอาคารและภายนอกอาคาร สำหรับกรณีการใช้งานภายในอาคารนั้นได้คำนวณค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง ซึ่งใช้เป็นสายอากาศอ้างอิงไว้ด้วย จากผลการคำนวณจะพบว่า สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิง

การโพลาริซ์ทั้งสองแบบที่นำเสนอ นั้นจะมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ต่ำกว่า 0.7 ซึ่งถือว่ามีความต่ำ เพียงพอที่จะใช้งานเป็นสายอากาศโคเวอร์จิติที่สถานีฐานได้ทั้งกรณีใช้งานภายในอาคารและภายนอกอาคาร

ตารางที่ 6.2 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศ

สายอากาศ	สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ρ_e	
	ภายในอาคาร	ภายนอกอาคาร
วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส	0.2493	0.2054
วงแหวนวงกลม	0.5458	0.4895
โคเวอร์จิติเชิงตำแหน่ง	0.4288	-

พิจารณาสายอากาศเมื่อนำไปใช้งานภายในอาคาร พบว่า ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศโคเวอร์จิติเชิงการโพลาริซ์แบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสจะมีค่าต่ำที่สุด เนื่องจากระยะห่างของแต่ละสาขาที่อยู่ห่างกันมากเพียงพอที่จะไม่ทำให้ผลของสัญญาณจากสาขาที่ไม่ใช้งานไปรบกวนสัญญาณจากสาขาที่ใช้งานอยู่ และเนื่องจากการกระตุ้นแต่ละสาขาที่อยู่ในลักษณะดังกล่าว ทำให้ผลของการเชื่อมต้อร่วม (Mutual coupling) ระหว่างสาขาเกิดขึ้นได้น้อยกว่าในกรณีของสายอากาศโคเวอร์จิติเชิงตำแหน่งที่วางห่างกันประมาณ 1 λ แต่เกิดผลของการเชื่อมต้อร่วมระหว่างสาขามากเนื่องจากแต่ละสาขาวางในแนวขนานกัน และมีการโพลาริซ์เหมือนกัน แต่ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศโคเวอร์จิติเชิงตำแหน่งก็ยังมีค่าต่ำกว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศโคเวอร์จิติเชิงการโพลาริซ์แบบวงแหวนวงกลม เพราะโครงสร้างของวงแหวนวงกลมจะทำให้แต่ละสาขาอยู่ใกล้กัน ทำให้เกิดการเชื่อมต้อร่วมระหว่างสาขามาก

สำหรับกรณีนำสายอากาศไปใช้งานภายนอกอาคารนั้น ผลของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่ได้เหมือนกับกรณีใช้งานภายในอาคาร คือ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศโคเวอร์จิติเชิงการโพลาริซ์แบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสมีค่าต่ำกว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศแบบวงแหวนวงกลม ด้วยเหตุผลเช่นเดียวกับที่กล่าวมาข้างต้น

6.3 อัตราขยายโคเวอร์จิติ

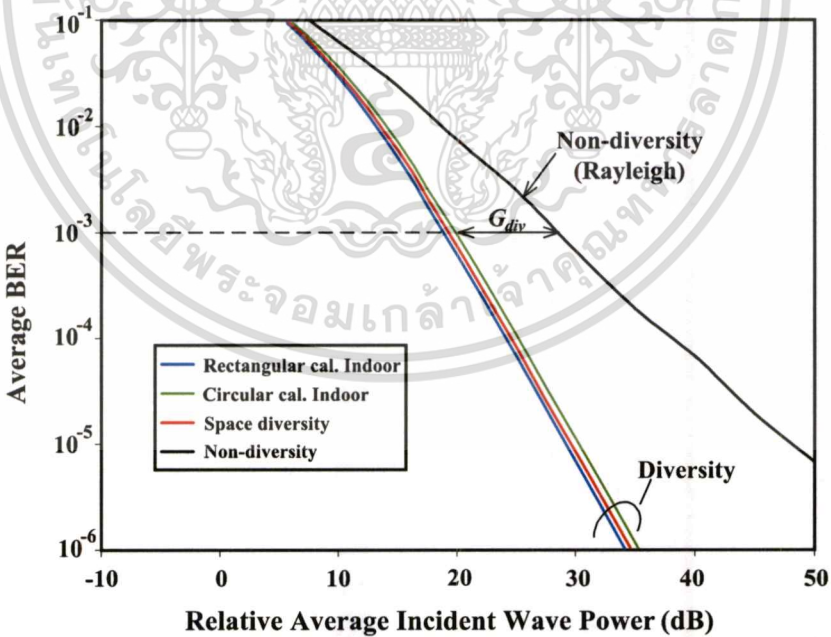
อัตราความผิดพลาดบิตของสายอากาศโคเวอร์จิติเชิงการโพลาริซ์สามารถคำนวณได้โดยใช้สมการ (3.16) ซึ่งต้องใส่ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ย ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ที่ค่าอัตราส่วนโพลาริเซชันไขว้เท่ากับ 0 dB มาคำนวณ ในรูปที่ 6.1 รูปที่ 6.2 และตารางที่ 6.3 เป็นผลของ

อัตราขยายไคลเวอร์ซิตีของสายอากาศไคลเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ ทั้งกรณีวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส และวงแหวนวงกลม โดยแยกออกเป็นในกรณีที่นำสายอากาศไปใช้งานภายในอาคารและภายนอกอาคาร นอกจากนี้ยังได้คำนวณอัตราขยายไคลเวอร์ซิตีของสายอากาศไคลเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งเพื่อใช้เป็นค่าเปรียบเทียบในกรณีที่ใช้งานภายในอาคารไว้ด้วย

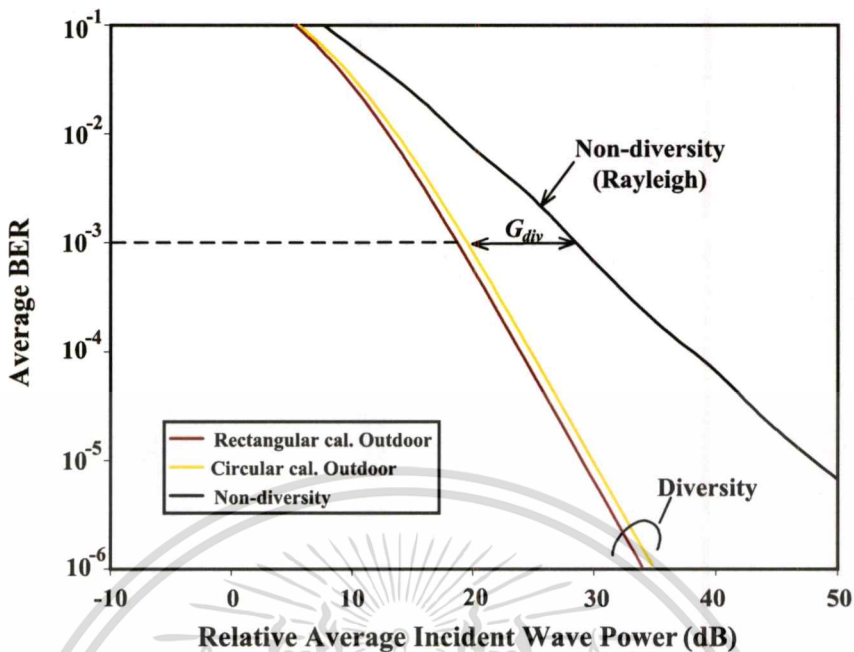
จากรูปที่ 6.1 และ 6.2 ที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-3} สามารถหาอัตราขยายไคลเวอร์ซิตีของสายอากาศวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสและวงแหวนวงกลม เมื่อมีการใช้งานภายในอาคารได้เท่ากับ 9.72 และ 8.71 dB ตามลำดับ ซึ่งจะมีค่าสูงกว่าสายอากาศอ้างอิง ซึ่งเป็นสายอากาศไคลเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง 0.44 dB และมีค่าต่ำกว่าสายอากาศไคลเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง 0.57 dB ตามลำดับ

ตารางที่ 6.3 อัตราขยายไคลเวอร์ซิตีของสายอากาศ

สายอากาศ	อัตราขยายไคลเวอร์ซิตี (dB)	
	ภายในอาคาร	ภายนอกอาคาร
วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส	9.72	9.55
วงแหวนวงกลม	8.71	8.76
ไคลเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง	9.28	-



รูปที่ 6.1 อัตราขยายไคลเวอร์ซิตีของสายอากาศ เมื่อใช้งานภายในอาคาร



รูปที่ 6.2 อัตราขยายโคเวอเรจของสายอากาศ เมื่อใช้งานภายนอกอาคาร

จากตารางที่ 6.3 พบว่า สายอากาศวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสจะให้ค่าอัตราขยายโคเวอเรจที่สูงที่สุด เนื่องจาก อัตราส่วนของอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสาขาที่ 1 และสาขาที่ 2 ของสายอากาศ (ค่า Δ ในตารางที่ 6.1) มีค่าใกล้เคียง 1 หรือ กล่าวได้ว่า ผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสาขาที่ 1 และสาขาที่ 2 ของสายอากาศมีค่าใกล้เคียง 0 dB (ในที่นี้เท่ากับ 0.21 dB จากตารางที่ 6.1) และมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศที่ต่ำที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศวงแหวนวงกลมและสายอากาศโคเวอเรจสี่เหลี่ยมจัตุรัส ดังนั้น ถึงแม้ว่า ผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสาขาที่ 1 และสาขาที่ 2 ของสายอากาศโคเวอเรจสี่เหลี่ยมจัตุรัสจะมีค่าเท่ากับ 0 dB แต่เนื่องจากผลของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่สูงกว่าสายอากาศวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส จึงทำให้ผลของค่าอัตราขยายโคเวอเรจที่ได้มีค่าต่ำกว่าค่าอัตราขยายโคเวอเรจของสายอากาศวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสเล็กน้อย โดยที่ เมื่อค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีค่าเพิ่มขึ้น ค่าอัตราขยายโคเวอเรจจะมีค่าลดลงด้วยค่าประมาณ $10 \log \sqrt{1 - \rho_e}$ [48] ส่วนสายอากาศวงกลมนั้น นอกจากจะมีผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยระหว่างสาขาสูงกว่าสายอากาศชนิดอื่นแล้วยังมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่สูงที่สุดด้วย จึงทำให้ได้ผลของค่าอัตราขยายโคเวอเรจมีค่าต่ำที่สุด

สำหรับเมื่อมีการใช้งานภายนอกอาคารนั้น อัตราขยายโคเวอเรจของสายอากาศวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสและวงแหวนวงกลมมีค่าเท่ากับ 9.55 และ 8.76 dB ตามลำดับ ตามค่าที่แสดงในตารางที่ 6.3

6.4 อัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตี

จากผลของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยและค่าอัตราขยายไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ ในหัวข้อ 6.1 และ 6.3 สามารถนำมาใช้หาค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีของสายอากาศได้โดยใช้สมการที่ (3.22) ซึ่งผลของค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีของสายอากาศชนิดต่าง ๆ เมื่อนำไปใช้งานภายในอาคารและภายนอกอาคาร แสดงได้ดังตารางที่ 6.4

ตารางที่ 6.4 อัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ

สายอากาศ	อัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตี (dBi)	
	ภายในอาคาร	ภายนอกอาคาร
วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส	10.86	10.80
วงแหวนวงกลม	11.51	11.45
ไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่ง	7.21	-

จากตารางที่ 6.4 ในกรณีนำสายอากาศไปใช้งานภายในอาคารนั้น ค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีของสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์แบบวงแหวนวงกลมจะมีค่ามากที่สุด ถึงแม้ว่า ค่าอัตราขยายไดเวอร์ซิตีของสายอากาศจะมีค่าต่ำที่สุด แต่ผลของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของแต่ละสาขามีค่าสูงที่สุด จึงทำให้เมื่อนำมาหาค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีตามสมการที่ (3.22) แล้ว ได้ค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีที่มากที่สุด คือ 11.51 dBi และมีค่ามากกว่า ค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีของสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์แบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสและสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งเท่ากับ 0.65 และ 4.3 dB ตามลำดับ

สำหรับกรณีนำสายอากาศไปใช้งานภายนอกอาคารนั้น สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์แบบวงแหวนวงกลมจะมีค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีมากที่สุด และมีค่ามากกว่าสายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส 0.65 dB

ดังนั้นหากใช้พารามิเตอร์อัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีของสายอากาศเป็นตัวตัดสินคุณสมบัติของสายอากาศไดเวอร์ซิตีแล้ว จะเห็นว่า สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์แบบวงแหวนวงกลม ซึ่งมีค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีสูงที่สุดนั้น เป็นสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ที่ดีกว่าสายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส

แต่จากคุณสมบัติเชิงไดเวอร์ซิตีที่ได้จากการคำนวณทั้งหมดนั้น สายอากาศไดเวอร์ซิตีที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์สามารถนำไปใช้เป็นสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ที่สถานีฐานในระบบ PCT ได้ทั้ง 2 แบบ

6.5 สรุป

ในบทนี้ ได้กล่าวถึง ผลการคำนวณพารามิเตอร์เชิงไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ ซึ่งคือ ผลของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของแต่ละสาขา ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ค่าอัตราขยายไดเวอร์ซิตี และค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ ซึ่งจากผลการคำนวณ พบว่า สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ทั้งแบบใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสและวงแหวนวงกลมนั้นมีคุณสมบัติเชิงไดเวอร์ซิตีที่ดีมากสำหรับนำไปใช้งานเป็นสายอากาศไดเวอร์ซิตีที่สถานีฐานได้ และหากใช้ค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีเป็นตัวตัดสินคุณสมบัติเชิงไดเวอร์ซิตีของสายอากาศแล้ว จะพบว่า สายอากาศไดเวอร์ซิตีที่มีคุณสมบัติดีที่สุด คือ สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลม เนื่องจากมีค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีที่มากที่สุด คือ 11.51 dBi และมีค่ามากกว่า ค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีของสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์แบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสและสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งเท่ากับ 0.65 และ 4.3 dB ตามลำดับ สำหรับการใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานภายในอาคาร ส่วนกรณีเมื่อใช้งานภายนอกอาคารนั้น สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์แบบวงแหวนวงกลมจะมีค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตีมากที่สุด และมีความมากกว่าสายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส 0.65 dB

จากคุณสมบัติเชิงไดเวอร์ซิตีที่ได้จากการคำนวณทั้งหมดในบทนี้นั้น ได้แสดงให้เห็นว่า สามารถนำสายอากาศไดเวอร์ซิตีที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ไปใช้เป็นสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ที่สถานีฐานในระบบ PCT ได้ทั้ง 2 แบบ โดยเฉพาะในกรณีที่นำไปใช้ภายในอาคารบริเวณโถงทางเดินนั้น สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ที่นำเสนอ จะให้คุณสมบัติเชิงไดเวอร์ซิตีที่ดีกว่าสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งที่มีการใช้งานอยู่เดิมอีกด้วย

บทที่ 7

ผลการทดสอบพารามิเตอร์เชิงไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ

ในบทที่ 6 ได้แสดงถึงผลการคำนวณพารามิเตอร์เชิงไดเวอร์ซิตีของสายอากาศ แต่เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องและแม่นยำของผลการคำนวณ จึงจำเป็นที่จะต้องมีการทดสอบเพื่อยืนยันผลดังกล่าว ซึ่งการทดสอบนี้จะเป็นการทดสอบในกรณีที่น่าสายอากาศไปใช้งานภายในอาคารเท่านั้น ทั้งนี้เนื่องมาจากอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบไม่เหมาะสมที่จะนำไปทดสอบภายนอกอาคาร เพราะเคลื่อนย้ายได้ลำบาก รวมทั้งการทดสอบภายนอกอาคารจำเป็นที่จะต้องใช้เครื่องมือเพิ่มเติมอีกหลายอย่าง สำหรับการทดสอบพารามิเตอร์เชิงไดเวอร์ซิตีภายในอาคารนั้น มีขั้นตอนการจัดเตรียมเครื่องมือ และวิธีการวัดของแต่ละพารามิเตอร์แตกต่างกันไป ซึ่งจะได้อธิบายวิธีการวัดในแต่ละกรณีเป็นหัวข้อแยกจากกัน ดังรายละเอียดตามหัวข้อข้างล่าง รวมทั้งจะได้อธิบายถึงสถานที่ที่ใช้ในการทดสอบ เครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดสอบ และการจัดเตรียมเครื่องมือต่าง ๆ เพื่อให้ผลการทดสอบที่ได้มีความถูกต้อง ซึ่งรายละเอียดส่วนใหญ่ของวิธีการทดสอบพารามิเตอร์เชิงไดเวอร์ซิตีของสายอากาศไดเวอร์ซิตีเมื่อใช้งานภายในอาคาร ได้กล่าวถึงไว้ใน [49] และ [50]



รูปที่ 7.1 บริเวณโถงทางเดินที่ใช้ในการทดสอบ

การทดสอบเพื่อยืนยันผลการคำนวณในบทที่ 6 นั้น จำเป็นที่จะต้องมีการจัดให้สายอากาศส่งและสายอากาศทดสอบอยู่ในสภาพแวดล้อมที่ใกล้เคียงกับการคำนวณมากที่สุด นั่นคือ สายอากาศรับ (สายอากาศทดสอบ) มีความสูงประมาณ 3 เมตร และ ความสูงของสายอากาศส่งมีความสูงประมาณ 2 เมตร นอกจากนี้แล้วสภาพแวดล้อมที่ใช้ในการทดสอบต้องใกล้เคียงกับสภาพแวดล้อมจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

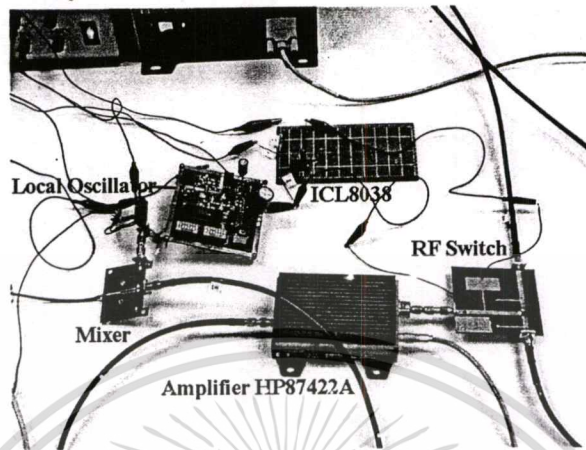
ล้อยที่ใช้ในการคำนวณในบทที่ 6 มากที่สุด นั่นคือ เป็นบริเวณโคงทางเดินภายในอาคาร ซึ่งได้เลือกใช้โคงทางเดินระหว่างห้องบนชั้นที่ 10 ของอาคารกรมหลวงนราธิวาสราชนครินทร์ เป็นสถานที่ทดสอบ ซึ่งมีลักษณะเป็นทางเดินระหว่างห้องวิจัย ผนังทั้งสองด้านเป็นผนังที่ส่วนบนเป็นกระจก และส่วนล่างเป็นไม้ มีความกว้างของช่องทางเดินเท่ากับความกว้างของเพดานเท่ากับ 3 เมตร โดยสายอากาศทดสอบจะต้องติดตั้งอยู่ที่กึ่งกลางของเพดาน โดยมีระยะทางครอบคลุมด้านซ้ายและขวาด้านละเท่า ๆ กัน ดังในรูปที่ 3.5(ค) ในการทดสอบจะทำการเคลื่อนตัวส่งไปตามทางเดินด้วยความเร็วประมาณ 0.25 เมตร/วินาที

7.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบแสดงในรูปที่ 7.1 และรูปที่ 7.2 ทางด้านส่งประกอบด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) ซึ่งใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) HP 8530A ให้กำเนิดสัญญาณที่มีความถี่ 1.9 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งจะต่ออยู่กับสายอากาศส่งซึ่งเป็นสายอากาศแบบบายที่มีโคงทางเดินเป็นแบบแนวตั้ง ส่วนทางด้านรับจะประกอบไปด้วยสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโคงทางเดินที่จะทำการทดสอบ ซึ่งมีสาขา 2 สาขาที่แยกจากกัน โดยที่จะทำการวัดสัญญาณที่รับได้จากทั้งสองสาขาพร้อมกัน จึงมีช่องสัญญาณรับทั้งหมดรวม 2 ช่องสัญญาณ แล้วทำการเลือกขยายสัญญาณโดยใช้สวิตช์อาร์เอฟ (RF Switch) ที่ประกอบด้วย ไดโอดพิน (PIN Diode) 2 ตัว บนแผ่นไมโครสตริป ซึ่งออกแบบให้ใช้งานที่ความถี่ 1.9 กิกะเฮิรตซ์ โดยจะต่อไดโอด 2 ตัวนี้กลับขั้วกัน [51] และควบคุมการปิดเปิดของสวิตช์ด้วยแรงดันที่ป้อนให้กับไดโอดจากวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์บวกกลับที่ใช้ไอซีเบอร์ ICL8038 ในขณะที่เปิดสวิตช์ตัวที่ 1 เพื่อรับสัญญาณจากสาขาที่ 1 ของสายอากาศก็จะทำการปิดสวิตช์ที่ 2 เพื่อไม่ให้สัญญาณจากสาขาที่ 2 เข้าไปรบกวน สวิตช์ทั้ง 2 ตัวนี้จะผลัดกันทำงานด้วยความถี่ 6.2 เฮิรตซ์ ซึ่งเป็นความถี่ที่เชิงโครนัสกับความเร็วของรถที่ใช้ในการเคลื่อนที่ตัวส่ง และมีความเร็วเพียงพอที่จะให้ตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลและเครื่องรับจัดเก็บข้อมูลได้ทัน สัญญาณแต่ละสาขาของสายอากาศจะถูกขยายครั้งแรกโดยการใช้เครื่องขยาย (Amplifier) HP 87422A ซึ่งมีอัตราขยาย 20 dB ก่อนจะผ่านสัญญาณเข้าสู่ตัวผสมสัญญาณ (Mixer) เพื่อทำการผสมสัญญาณความถี่ 1.9 กิกะเฮิรตซ์และสัญญาณ 1.4 กิกะเฮิรตซ์ จากออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (Local Oscillator) เพื่อให้ได้สัญญาณความถี่ 500 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นความถี่ที่อยู่ในย่านที่เครื่องรับ (Receiver) ICOM IC-PCR1000 สามารถรับได้ สัญญาณเอาต์พุตความถี่กลาง (Intermediate Frequency: IF) ที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์จากเครื่องรับจะถูกส่งต่อไปยังตัวตรวจจับสัญญาณ (Detector) และถูกเปลี่ยนจากสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลโดยมีหน่วยเป็นโวลต์เป็นสัญญาณดิจิทัลโดยตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล ADC100 ของบริษัทพิโค เทคโนโลยี (Pico Technology) ที่อัตราการซีกตัวอย่างทุก ๆ 81 มิลลิวินาที ในแต่ละช่องสัญญาณ จากนั้นข้อมูลสัญญาณดิจิทัลที่ได้จะถูกเก็บลงในโน้ตบุ๊กคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

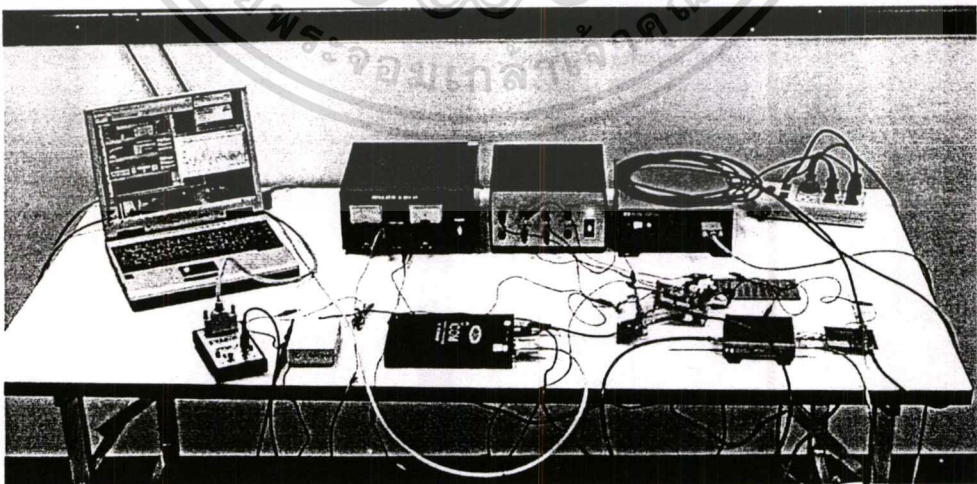
(Notebook Computer) โดยที่ข้อมูลดิจิทัลที่เก็บได้นั้นค่าแรกจะเป็นระดับสัญญาณของสาขาที่ 1 และค่าที่สองจะเป็นระดับสัญญาณของสาขาที่ 2 สลับกันไป เช่นนี้เรื่อย ๆ และเราสามารถนำข้อมูลดิจิทัลนี้ไปประมวลผลข้อมูลได้ต่อไป



(ก)



(ข)



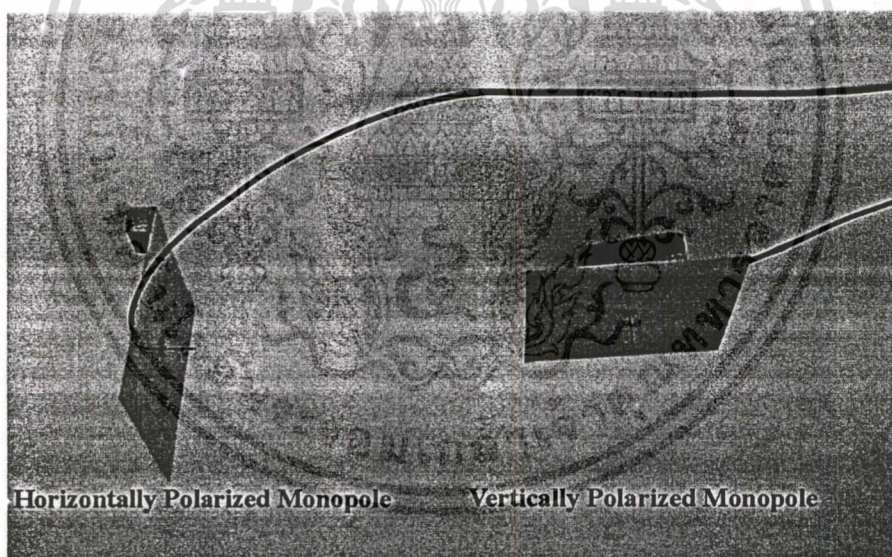
(ค)

รูปที่ 7.2 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ (ก) ส่วนที่ 1 (ข) ส่วนที่ 2 และ (ค) อุปกรณ์รวมทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก่อนที่จะทำการวัดนั้น จำเป็นที่จะต้องมีการปรับเทียบ (Calibration) ระบบทางด้านการรับ โดยการป้อนระดับกำลังงานที่ทราบค่าให้กับระบบและอ่านค่าเอาต์พุตจากตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล พิจารณาผลที่ได้ และทำการเลือกช่วงการทำงานของระบบที่ให้ผลของกำลังงานที่ใส่เข้าไปกับผลเอาต์พุตที่ได้ออกมาเป็นเชิงเส้น ซึ่งสำหรับระบบเครื่องรับที่ใช้ในการทดลองนี้ จะมีย่านการทำงานที่เป็นเชิงเส้นเมื่อกำลังงานที่ใส่เข้าไปให้แก่ระบบมีค่าตั้งแต่ 10 dBm ถึง -55 dBm ซึ่งมีผลทำให้ระยะที่ใช้ในการทดสอบ (ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับ) มีค่าเท่ากับ 8 เมตร จึงจำเป็นที่จะต้องคำนวณพารามิเตอร์เชิงโคเวอริจันซ์ของสายอากาศใหม่ให้อยู่ในเงื่อนไขเดียวกับสภาวะที่ใช้ในการทดสอบด้วยวิธีการคำนวณเช่นเดียวกับผลคำนวณในบทที่ 6 เพื่อให้สามารถนำผลการทดสอบและผลการคำนวณมาเปรียบเทียบกันได้ จากเงื่อนไขดังกล่าวข้างต้น สายอากาศทดสอบจะต้องติดตั้งอยู่ที่กึ่งกลางเพดาน โดยมีระยะทางครอบคลุมทางซ้ายและขวาด้านละ 8 เมตร

7.2 อัตราส่วนโพลาริเซชันไขว้



รูปที่ 7.3 การติดตั้งสายอากาศเพื่อทดสอบอัตราส่วนโพลาริเซชันไขว้

เพื่อเป็นการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณกับผลที่ได้จากการทดลอง พารามิเตอร์ตัวแรกที่ต้องทำการวัด คือ อัตราส่วนโพลาริเซชันไขว้ของบริเวณทดสอบ โดยทำการจัดอุปกรณ์ให้ช่องสัญญาณที่ 1 และ 2 ของทางด้านเครื่องรับต่ออยู่กับสายอากาศโมนโพลที่มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวตั้งและแนวนอนตามลำดับ สายอากาศทั้งสองวางห่างกันประมาณ 50 เซนติเมตรและติดอยู่บนเพดานเหนือทางเดิน ส่วนทางด้านเครื่องส่งนั้นจะใช้สายอากาศยาก็ที่มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวตั้งเป็นสายอากาศส่ง ข้อมูลจากแต่ละช่องสัญญาณจากเครื่องรับจะถูกชักตัวเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างและได้ตัวอย่างประมาณ 400 ข้อมูล ซึ่งจะนำไปหาค่าเฉลี่ย และนำผลเฉลี่ยของช่องสัญญาณทั้งสองที่ได้มาหาอัตราส่วน ซึ่งค่าของอัตราส่วนนี้คือ อัตราส่วนโพลาริเซชันไขว้ ซึ่งจากการทดสอบ ค่าอัตราส่วนโพลาริเซชันไขว้ที่ได้มีค่าเท่ากับ 0.58 dB ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่าอัตราส่วนโพลาริเซชันไขว้ที่ได้ทำการสมมติขึ้นเพื่อใช้ในการคำนวณ (0 dB)

7.3 อัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย

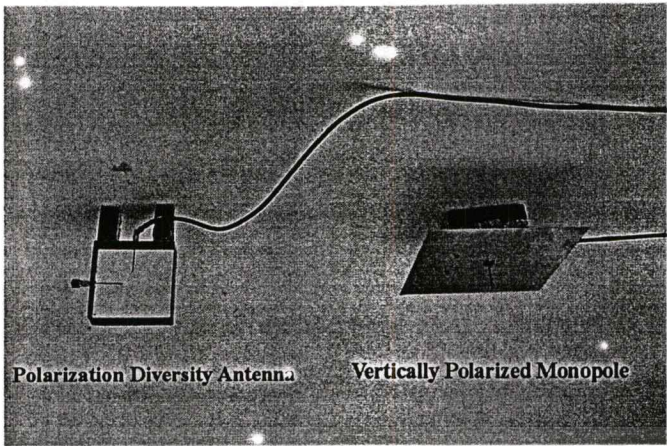
ในการวัดอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของแต่ละสาขาของสายอากาศนั้น สายอากาศส่งซึ่งเป็นสายอากาศสายากจะถูกติดตั้งให้เอียงทำมุม 60° เมื่อวัดจากแนวตั้ง เพื่อให้ใกล้เคียงกับการใช้งานจริงของผู้ใช้อุปกรณ์มือถือ ซึ่งไม่ได้ใช้อุปกรณ์มือถือในลักษณะตั้งตรงตลอดเวลา แต่จะเอียงอุปกรณ์มือถือไปประมาณ 60° เมื่อวัดจากแนวตั้ง ส่วนทางด้านรับจะใช้สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์ที่นำเสนอ โดยในขณะที่สาขาหนึ่งของสายอากาศต่อเข้ากับเครื่องรับนั้น อีกสาขาหนึ่งของสายอากาศจะถูกลัดวงจร โดยจะถูกต่อเข้ากับคอนเนกเตอร์แบบลัดวงจร ส่วนช่องสัญญาณที่เหลืออีกช่องหนึ่งของเครื่องรับนั้นจะต่อเข้ากับสายอากาศโมโนโพลบนระนาบสร้างเงา (Ground Plane) ที่มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวตั้ง ซึ่งวางห่างจากสายอากาศไดเวอร์ซิตีประมาณ 50 เซนติเมตร

จากข้อมูลที่ได้ ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยจะสามารถคำนวณได้ โดยใช้สมการ (7.1)

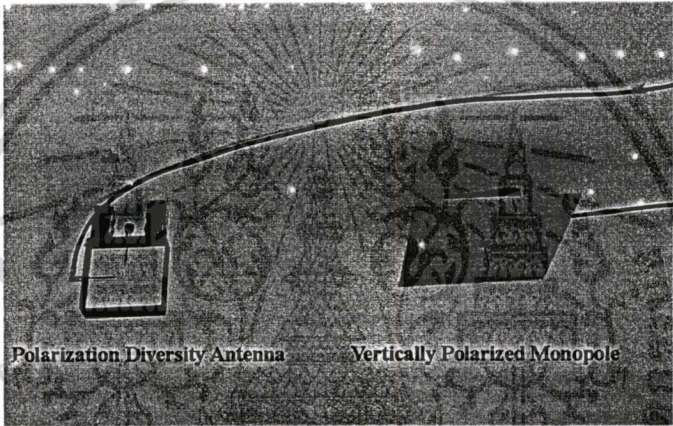
[49]

$$MEG = \frac{\bar{P}_{AUT}}{\bar{P}_m} \quad (7.1)$$

เมื่อ $\bar{P}_{AUT}$ และ $\bar{P}_m$ คือค่าเฉลี่ยของกำลังงานที่รับได้จากสายอากาศไดเวอร์ซิตีและสายอากาศโมโนโพลตามลำดับ โดยที่ผลของค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยที่ได้จากสมการที่ (7.1) นี้ เป็นค่าที่ถูกนอร์มัลไลซ์โดยค่ากำลังงานเฉลี่ยของสายอากาศโมโนโพล ดังนั้น ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยที่คำนวณได้ จึงจำเป็นต้องนอร์มัลไลซ์ด้วยค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสายอากาศโมโนโพลที่ได้จากการคำนวณด้วย นั่นคือ ต้องนำค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยที่คำนวณได้ ลบด้วย ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสายอากาศโมโนโพลที่คำนวณได้ (5.15 dB) เพื่อสามารถเปรียบเทียบผลระหว่างผลการทดลองและผลการคำนวณได้



(ก)



(ข)

รูปที่ 7.4 การติดตั้งสายอากาศเพื่อทดสอบค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย
(ก) ทดสอบสาขาที่ 1 (ข) ทดสอบสาขาที่ 2

ตารางที่ 7.1 ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยของสายอากาศ

สายอากาศ	อัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย (dB _M)			
	ผลการคำนวณ		ผลการทดสอบ	
	สาขาที่ 1	สาขาที่ 2	สาขาที่ 1	สาขาที่ 2
วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส	-4.05	-4.03	-0.20	-0.23
	$\Delta = 0.02$ dB		$\Delta = 0.03$ dB	
วงแหวนวงกลม	-3.00	-3.21	-0.12	-0.49
	$\Delta = 0.21$ dB		$\Delta = 0.37$ dB	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Δ เป็นผลต่างของค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยระหว่างสาขาที่ 1 และ สาขาที่ 2 ของสายอากาศไดเวอร์ซิตี

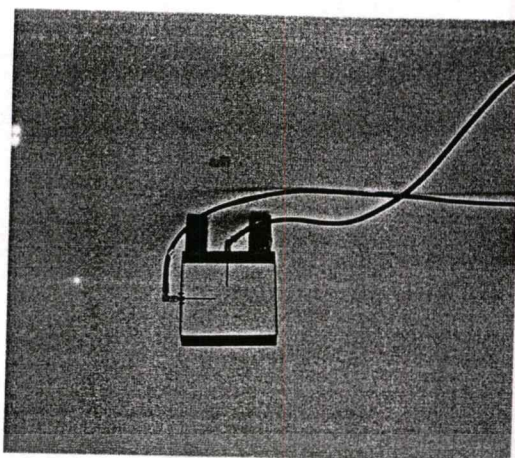
จากผลในตารางที่ 7.1 ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยที่ได้จากการทดสอบ จะมีค่าสูงกว่าผลจากการคำนวณ เนื่องจากสภาพแวดล้อมของบริเวณทดสอบที่เป็นช่องทางเดินระหว่างสำนักงานภายในอาคาร ซึ่งมีลักษณะเป็นท่อ (Duct) ไม่ได้เปิดออกเหมือนในอวกาศว่าง (Free Space) จึงทำให้สัญญาณเกิดการสะท้อนกลับไปกลับมา จึงมีค่าของระดับสัญญาณสูงกว่าเนื่องจากการสูญเสียในเส้นทาง (Path Loss) มีค่าต่ำกว่า เมื่ออยู่ในสภาวะอวกาศว่าง [52] เช่นเดียวกับผลการทดลองใน [49] จากผลการทดลองทั้งกรณีสายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์แบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสและวงแหวนวงกลม ค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสาขาที่ 1 ซึ่งมีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวตั้ง จะมีค่าสูงกว่าค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยของสาขาที่ 2 ซึ่งมีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวนอน เนื่องจากระยะที่ใช้ในการทดสอบมีค่าเท่ากับ 8 เมตรเท่านั้น จึงทำให้เกิดระยะสายตา (Line-of-sight) ขึ้น ซึ่งมีผลทำให้สัญญาณที่มีการโพลาไรซ์ตามแนวตั้งมีค่าสูง [37] นอกจากนี้ การเกิดระยะสายตายังทำให้การกระจายของคลื่นหลายวิธีเปลี่ยนไปเป็นเหมือนกับแบบจำลองของไรซ์ (Rice) แทน ในขณะที่การคำนวณนั้น คำนวณในสภาวะที่ไม่มีระยะสายตา หรือมีการกระจายของคลื่นหลายวิธีเป็นแบบเรย์ลี (Rayleigh)

7.4 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

ในการวัดพารามิเตอร์ตัวนี้นั้น ทั้งสองสาขาของสายอากาศไดเวอร์ซิตีจะต่อเข้ากับระบบเครื่องรับพร้อมกันทั้งสองสาขา สายอากาศส่งจะถูกปรับให้เอียง 60° จากแนวตั้ง เช่นเดียวกับในกรณีวัดค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ย ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างสาขาของสายอากาศสามารถหาได้โดยใช้สมการ (7.2)

$$\rho_e = \frac{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \cdot \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}} \quad (7.2)$$

เมื่อ n เป็นจำนวนตัวอย่างทั้งหมด x_i และ y_i เป็นระดับกรอบคลื่นที่รับได้จากแต่ละสาขา และ $\bar{x}$ และ $\bar{y}$ เป็นระดับกรอบคลื่นเฉลี่ย



รูปที่ 7.5 การติดตั้งสายอากาศเพื่อทดสอบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

ตารางที่ 7.2 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศ

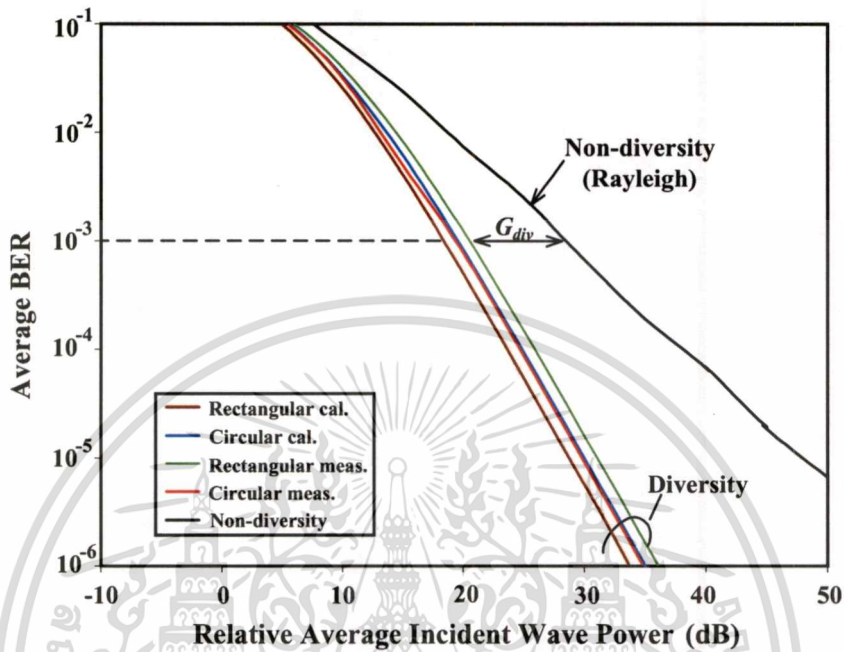
สายอากาศ	สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์	
	ผลการคำนวณ	ผลการทดสอบ
วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส	0.2053	0.7257
วงแหวนวงกลม	0.5324	0.4680

จากผลในตารางที่ 7.2 พบว่า ในกรณีของสายอากาศแบบวงแหวนวงกลมนั้น ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่ได้จากการคำนวณและผลการทดลองมีค่าใกล้เคียงกัน ในขณะที่ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ได้จากการทดลองจะมีค่าสูงกว่าผลที่ได้จากการคำนวณมาก ซึ่งคาดว่าจะเป็นผลเนื่องมาจากบริเวณทดสอบที่มีลักษณะเป็นท่อ ทำให้ทั้งสองสาขาของสายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสสามารถรับสัญญาณได้ใกล้เคียงกันมาก อย่างไรก็ตามผลที่ได้ก็มีแนวโน้มเหมือนกับผลที่ได้ใน [49]

7.5 อัตราขยายไดเวอร์ซิตี

จากค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่ได้จากการทดสอบ ในหัวข้อ 7.3 และ 7.4 สามารถหาค่าอัตราขยายไดเวอร์ซิตีของสายอากาศที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-3} ได้โดยใช้สมการที่ (3.16) ดังรูปที่ 7.6 และตารางที่ 7.3 ซึ่งจากผลการทดสอบ พบว่า ในกรณีของสายอากาศแบบวงแหวนวงกลมนั้น ค่าอัตราขยายไดเวอร์ซิตีที่ได้จากการคำนวณและผลการทดลองมีค่าใกล้เคียงกัน สำหรับสายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสนั้น ผลที่ได้จากการ

ทดลองจะมีค่าต่ำกว่าผลที่ได้จากการคำนวณ ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่ได้จากการทดลองมีค่าสูง



รูปที่ 7.6 อัตราขยายโคเวอริจันซ์ของสายอากาศ เมื่อใช้งานภายในอาคาร

ตารางที่ 7.3 อัตราขยายโคเวอริจันซ์ของสายอากาศ

สายอากาศ	อัตราขยายโคเวอริจันซ์ (dB)	
	ผลการคำนวณ	ผลการทดสอบ
วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส	9.94	7.81
วงแหวนวงกลม	8.77	8.95

7.6 อัตราขยายสายอากาศโคเวอริจันซ์

เช่นเดียวกับผลการคำนวณในบทที่ 6 เมื่อทราบค่าอัตราขยายโคเวอริจันซ์ของสายอากาศแล้ว สามารถใช้สมการที่ (3.22) หาค่าอัตราขยายสายอากาศโคเวอริจันซ์ของสายอากาศได้ โดยที่ อัตราขยายสายอากาศโคเวอริจันซ์ของสายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสและแบบวงแหวนวงกลม มีค่าดังตารางที่ 7.4

จากผลของอัตราขยายสายอากาศโคเวอริจันซ์ในตารางที่ 7.4 นั้น พบว่า ค่าที่ได้จากการทดสอบนั้น มีค่าสูงกว่าผลการคำนวณ ทั้งกรณีสายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมและสายอากาศแบบวงแหวนวงกลม ทั้งนี้เนื่องจากผลของค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยที่ได้จากการทดสอบมีค่าสูงกว่าค่าอัตราขยายประสิทธิผลเฉลี่ยที่ได้จากการคำนวณมาก จึงทำให้ ค่าอัตราขยายสายอากาศโค-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวอร์ซิติที่ได้จากการทดสอบมีค่าสูง ตามไปด้วย ถึงแม้ผลของค่าอัตราขยายไคเวอร์ซิติของสายอากาศที่ได้จากการทดสอบกับการคำนวณจะมีค่าใกล้เคียงกันก็ตาม

ตารางที่ 7.4 อัตราขยายสายอากาศไคเวอร์ซิติของสายอากาศ

สายอากาศ	อัตราขยายสายอากาศไคเวอร์ซิติ (dBi)	
	ผลการคำนวณ	ผลการทดสอบ
วงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส	5.91	7.61
วงแหวนวงกลม	5.77	8.83

แต่อย่างไรก็ตาม หากใช้พารามิเตอร์อัตราขยายสายอากาศไคเวอร์ซิติเป็นตัวตัดสินคุณภาพเชิงไคเวอร์ซิติของสายอากาศแล้ว จะพบว่า สายอากาศไคเวอร์ซิติแบบวงแหวนวงกลม จะเป็นสายอากาศไคเวอร์ซิติที่ดีกว่าสายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส เพราะให้ค่าของอัตราขยายสายอากาศไคเวอร์ซิติที่สูงกว่า นั่นเอง

7.7 สรุป

ในบทนี้ ได้กล่าวถึง รายละเอียดของวิธีการทดสอบพารามิเตอร์เชิงไคเวอร์ซิติของสายอากาศ นำเสนอผลการทดสอบเมื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณ เฉพาะกรณีนำสายอากาศไปใช้งานในบริเวณโรงทางเดินภายในอาคาร โดยพยายามจัดสภาพแวดล้อมการทดสอบให้ใกล้เคียงกับการใช้งานจริงของสายอากาศมากที่สุด แต่อย่างไรก็ตาม เนื่องจากข้อจำกัดของเครื่องรับ จึงทำให้สามารถทำการทดสอบได้เพียงระยะทาง 8 เมตร ระหว่างตัวส่งกับตัวรับเท่านั้น ทั้งที่สภาพการใช้งานจริงมีระยะห่างถึง 50 เมตร นอกจากนี้ลักษณะของช่องทางเดินภายในอาคารที่ใช้ทดสอบก็มีลักษณะเป็นท่อ ซึ่งมีการสะท้อนกลับไปกลับมาของสัญญาณ ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศมีค่าสูงกว่าสถานะในอวกาศว่าง นอกจากนี้ระยะทางที่สั้นลงยังทำให้เกิดระยะสายตาขึ้น ซึ่งมีผลทำให้สัญญาณที่มีการโหลาไรซ์ตามแนวตั้งมีค่าสูง การเกิดระยะสายตา ยังทำให้การกระจายของคลื่นเปลี่ยนไปเป็นเหมือนกับแบบจำลองของไรซ์ ในขณะที่การคำนวณนั้น คำนวณในสถานะที่ไม่มีระยะสายตา หรือมีการกระจายของคลื่นเป็นแบบเรย์ลี จึงมีผลทำให้ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ยและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่ได้จากการทดสอบมีค่าสูงกว่าผลที่ได้จากการคำนวณมาก และมีผลให้ค่าอัตราขยายไคเวอร์ซิติ และ อัตราขยายสายอากาศไคเวอร์ซิติที่ได้จากการทดสอบมีค่าต่างจากผลที่ได้จากการคำนวณ ตามไปด้วย แต่อย่างไรก็ตามจากผลการทดลอง สามารถสรุปได้ว่า สายอากาศแบบวงแหวนวงกลมมีคุณสมบัติความเป็นไคเวอร์ซิติที่ดีที่สุด เนื่องจากให้ค่าอัตราขยายสายอากาศไคเวอร์ซิติที่สูงกว่า สายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

บทสรุป

8.1 บทสรุปและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาริซ เพื่อใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐานในระบบ PCT เพื่อแก้ปัญหการจางหายของสัญญาณชั่วขณะเวลาสั้น ๆ ซึ่งเกิดจากการที่สัญญาณจากเครื่องส่งเดินทางมาถึงสายอากาศรับที่สถานีฐานได้หลายวิธีด้วยกัน เนื่องจากสายอากาศนี้ถูกเสนอเพื่อนำไปใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานในบริเวณที่เส้นทางมีขอบเขตเป็นทางแคบ ๆ เช่น ใช้งานในบริเวณโถงทางเดินภายในอาคาร หรือใช้งานบนทางด่วนภายนอกอาคาร จึงจำเป็นที่จะต้องออกแบบให้แบบรูปการแผ่พลังงานของทั้งสองสาขาของสายอากาศไดเวอร์ซิตีมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทาง เพื่อให้สามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการที่เป็นทางแคบ ๆ ได้ดี สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาริซที่นำเสนอ นั้น มีลักษณะเป็นโพรบที่ตั้งฉากกัน 2 โพรบ คือ โพรบที่อยู่ตามแนวตั้ง มีการโพลาริซเป็นแบบแนวตั้ง (สาขาที่ 1) และโพรบที่อยู่ตามแนวนอน มีการโพลาริซแบบแนวนอน (สาขาที่ 2) กระตุ้นวงแหวน ซึ่งได้นำเสนอ โครงสร้างที่เป็นแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสและวงแหวนวงกลม สายอากาศจะถูกวิเคราะห์คุณสมบัติพื้นฐาน คือ แบบรูปการแผ่พลังงาน และอิมพีแดนซ์ด้านเข้า ด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าเชิงเลขรุ่นที่ 2 และนำผลการวิเคราะห์ที่ได้มาใช้ในการออกแบบหาขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศ ซึ่งพบว่าเมื่อกำหนดให้ความยาวโพรบที่ตั้งฉากกันทั้งสองโพรบนั้น มีความยาวเท่ากัน และเท่ากับ $\lambda/4$ แล้ว สายอากาศแบบวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัสจะมีขนาดความกว้างและความยาวที่เหมาะสมคือ 11 เซนติเมตร และขนาดความหนา 3 เซนติเมตร ในขณะที่สายอากาศแบบวงแหวนวงกลมนั้น จะมีคุณสมบัติที่เหมาะสมเมื่อรัศมีของวงกลมมีค่า 5.1 เซนติเมตร และขนาดความหนาเท่ากับ 2.4 เซนติเมตร โดยใช้คุณสมบัติพื้นฐานคือ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน และ คุณสมบัติทางไดเวอร์ซิตี คือ ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย ของแต่ละสาขาของสายอากาศ เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้พิจารณาหาขนาดของสายอากาศที่มีคุณสมบัติเหมาะสมตามต้องการ และสร้างสายอากาศต้นแบบขึ้นมาตามขนาดที่วิเคราะห์ได้ จากนั้นจะทำการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสายอากาศแต่ละตัว ซึ่งผลที่ได้จากการคำนวณมีความสอดคล้องเป็นอย่างดีกับผลที่ได้จากการทดลอง จากผลของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและ แบบจำลองทางสถิติของคลื่นตกกระทบบนสายอากาศรับที่ได้นำเสนอขึ้นใหม่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถนำไปใช้คำนวณคุณสมบัติเชิงไดเวอร์ซิตีของสายอากาศซึ่งได้แก่ ค่าอัตราขยายประสิทธิภาพเฉลี่ย ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ค่าอัตราขยายไดเวอร์ซิตี และค่าอัตราขยายสายอากาศไดเวอร์ซิตี ซึ่งจากผลการคำนวณพบว่า สายอากาศไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาริซที่นำเสนอ

เสนอ ทั้งสองแบบนั้น จะมีคุณสมบัติพื้นฐานและคุณสมบัติเชิงโคเวอร์ซิทีที่เหมาะสมจะนำไปใช้เป็นสายอากาศโคเวอร์ซิทีเชิงการโพลาไรซ์ที่สถานีฐานได้ แต่อย่างไรก็ตาม เพื่อเป็นการยืนยันผลการคำนวณคุณสมบัติเชิงโคเวอร์ซิทีที่น่าเสนอ จึงได้ทำการทดสอบคุณสมบัติเชิงโคเวอร์ซิทีของสายอากาศด้วย ซึ่งพบว่าผลที่ได้มีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกับผลการคำนวณ และบทความวิจัยที่ได้มีผู้ทำการทดสอบมาก่อนหน้านี้ จากผลการคำนวณและผลการทดสอบคุณสมบัติเชิงโคเวอร์ซิทีนั้น พบว่า หากใช้ค่าอัตราขยายสายอากาศโคเวอร์ซิทีเป็นตัวตัดสินแล้ว จะพบว่า สายอากาศโคเวอร์ซิทีเชิงการโพลาไรซ์แบบที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนวงกลม จะเป็นสายอากาศโคเวอร์ซิทีที่ดีกว่า สายอากาศโคเวอร์ซิทีเชิงการโพลาไรซ์แบบที่ใช้โพรบตั้งฉากกระดุนวงแหวนสี่เหลี่ยมจัตุรัส เนื่องจากมีค่าอัตราขยายสายอากาศโคเวอร์ซิทีที่สูงกว่า ทั้งกรณีเมื่อนำไปใช้งานภายในอาคารและภายนอกอาคาร นอกจากนี้ ในกรณีใช้งานภายในอาคารนั้น สายอากาศที่น่าเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ยังมีคุณสมบัติเชิงโคเวอร์ซิทีที่ดีกว่า สายอากาศโคเวอร์ซิทีเชิงตำแหน่งที่มีการใช้งานอยู่เดิมอีกด้วย

8.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยและพัฒนาต่อ

เนื่องจากการคำนวณคุณสมบัติเชิงโคเวอร์ซิทีของสายอากาศนั้น จำเป็นที่จะต้องใช้แบบจำลองทางสถิติของคลื่นที่ตกกระทบในสภาพแวดล้อมที่จะนำสายอากาศไปใช้งาน ซึ่งตามวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สายอากาศจะถูกนำไปใช้ในสภาพแวดล้อมที่เป็นทางที่มีขอบเขตจำกัด มีลักษณะแคบ ๆ ซึ่งยังไม่มีผู้ใดได้นำเสนอการวิจัยแบบจำลองทางสถิติของคลื่นที่ตกกระทบในสภาพแวดล้อมเช่นนี้มาก่อน ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เสนอแบบจำลองขึ้นมาใหม่ โดยคำนวณจากสภาพการนำสายอากาศไปใช้งานจริง แต่แบบจำลองที่น่าเสนอนี้ ได้เสนอให้มีการเปลี่ยนแปลงของคลื่นตกกระทบในระนาบมุมกวาดที่มุมยกค่าใดค่าหนึ่งเพียงอย่างเดียว ซึ่งยังไม่ครอบคลุมเงื่อนไขเมื่อมุมยกมีการเปลี่ยนแปลงด้วย นอกจากนี้ ข้อจำกัดของเครื่องรับในการทดสอบที่ทำให้ระยะทดสอบระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับมีค่าเพียง 8 เมตร และมีระยะสายตาเกิดขึ้น จึงทำให้ผลที่ได้จากการทดสอบมีค่าแตกต่างจากผลที่ได้จากการคำนวณ เพราะการมีระยะสายตาเกิดขึ้นนั้นจะทำให้การจางหายหลายวิธีเป็นแบบไรซ์ แทนที่จะเป็นแบบเรย์ลี ตามที่ใช้ในการคำนวณ ดังนั้นหากสามารถใช้เครื่องรับที่มีเสถียรภาพดี และทำให้ระยะห่างระหว่างตัวส่งกับตัวรับเพิ่มขึ้นมาใกล้เคียงกับค่าที่ใช้ในการคำนวณได้ จะทำให้ผลการทดสอบกับผลการคำนวณที่ได้มีค่าใกล้เคียงกันมากขึ้น

เอกสารอ้างอิง

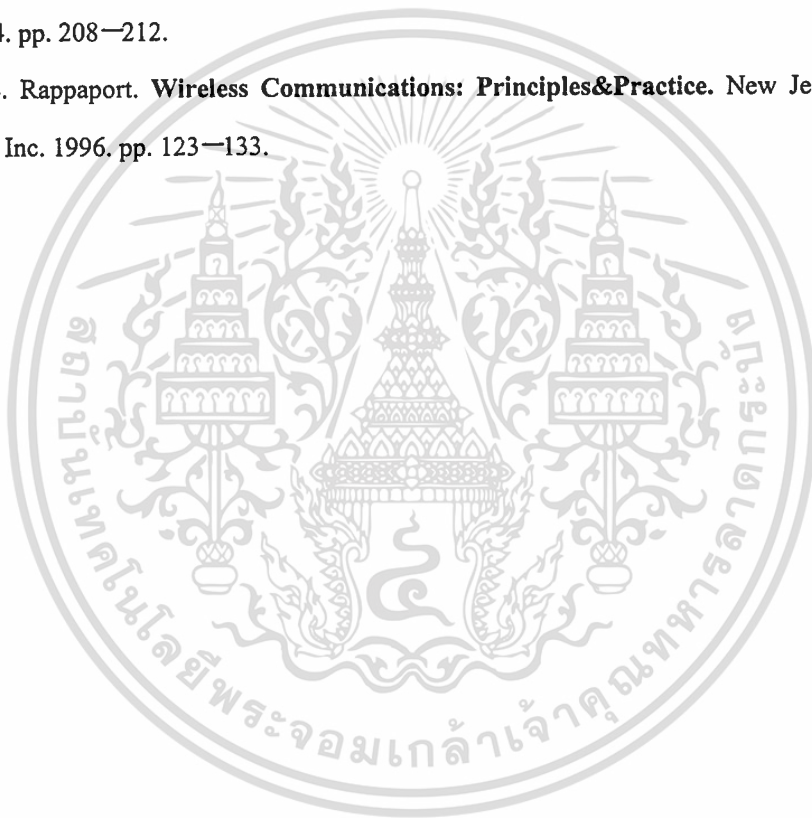
- [1] W. C. Jakes. **Microwave Mobile Communications**. USA: AT&T IMP Corp. 1974.
- [2] สุศักดิ์ พรพันธ์ “โทรศัพท์ระบบ PHS.” *เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์*, ฉบับที่ 157, หน้า 101–112.
- [3] Moungnoul P., Sukkasem M. and Pungma T. “Personal Communication Telephone New System for Digital Wireless Communication in Thailand,” *IEICE Trans. Electron.*, vol. E82-C, no. 7, Jul. 1999. pp. 1280–1286.
- [4] Arai H. “Base Station Antennas inside Tunnels and Subway Stations, and Outdoor Compact Base Station Antennas for PDC System in Japan,” *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, vol. 1, 1999. pp. 568–571.
- [5] Arai H. and Kohzu K. “A Bidirectional Notch Antenna,” *Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, vol. 1, 1996. pp. 42–45.
- [6] Cho K., Hori T., Tozawa H. and Kiya S. “Bidirectional Collinear Antenna with Arc Parasitic Plates,” *Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, vol. 3, 1995. pp. 1414–1417.
- [7] Akimoto M. and Taga T. “Characteristics of a Bidirectional Printed Dipole Antenna for Street-Microcellular Systems,” *Proc. IEEE 46th Vehicular Technology Conference*, vol. 1, 1996. pp. 357–361.
- [8] Cho K. and Hori T. “Bidirectional Rod Antenna Composed of Narrow Patches,” *Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, vol. 1, 1994. pp. 174–177.
- [9] Mukaiyama T., Arai H. and Ebine Y. “Bi-directional Notch and Crank-shaped Antenna,” *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference*, vol. 1, 1997. pp. 417–420.
- [10] Hori T., Cho K. and Kagoshima K. “Bidirectional Base Station Antenna Illuminating a Street Microcell for Personal Communication System,” *Proc. Ninth International Conference on Antennas and Propagation (Conf. Publ. No. 407)*, vol. 1, 1995. pp. 419–422.
- [11] Kosulvit S., Phongcharoenpanich C., Krairiksh M. and Wakabayashi T. “Radiation Characteristics of a Bidirectional Antenna Using a Linear Probe in Rectangular Ring,” *Proc. International Conference Microwave and Millimeterwave Technology*, Aug. 1998. pp. 337–

- [12]Kosulvit S., Phongcharoenpanich C., Krairiksh M. and Wakabayashi T. "Radiation Characteristics of a Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," Proc. IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications, Phuket, Thailand, Dec. 1999. pp. 713—719.
- [13]Eggers P.C.F., Toftgard J. and Opera A. M. "Antenna Systems for Base Station Diversity in Urban Small and Micro Cells," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 11, no. 7, Sept. 1993. pp. 1046—1057.
- [14]Wahlberg U., Widell S. and Beckman C. "The Performance of Polarization Diversity Antennas at 1,800 MHz," Antennas and Propagation Society International Symposium Digest, vol. 2, 1997. pp. 1368—1371.
- [15]Lee W. C. Y. and Yeh Y. S. "Polarization Diversity System for Mobile Radio," IEEE Trans. Commun., vol. 20, no. 5, Oct. 1972. pp. 912—923.
- [16]Kozono S., Tsuruhara T. and Sakamoto M. "Base Station Polarization Diversity Reception for Mobile Radio," IEEE Trans. Vehicular Technol., vol. 33, no. 4, Nov. 1984. pp. 301—306.
- [17]Vaughan R. G. "Polarization Diversity in Mobile Communication Radio," IEEE Trans. Vehicular Technol., vol. 39, no. 3, Aug. 1990. pp. 177—186.
- [18]Fujimori K., Furukawa Y. and Arai H. "Propagation Measurements by Bi-directional Polarization Diversity Antenna under Street Microcells," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest, vol. 2, 1998. pp. 1228—1231.
- [19]Murase M., Tanaka Y. and Arai H. "Propagation and Antenna Measurements Using Antenna Switching and Random Field Measurements," IEEE Trans. Vehicular Technol., vol. 43, no. 3, Aug. 1994. pp. 537—541.
- [20]Meksamoot K., Krairiksh M. and Takada J. "A Polarization Diversity PIFA on Portable Telephone and the Human Body Effects on Its Performance," IEICE Trans. Commun., vol. E84-B, no. 9, Sept. 2001. pp. 198—205
- [21]J. M. Moore and R. Pizer. **Moment Methods in Electromagnetics Techniques and Applications.** NewYork: John Wiley&Sons, Inc. 1985.
- [22]Richmond J. H. "Digital Computer Solutions of the Rigorous Equations for Scattering Problems," Proc. IEEE, vol. 53, Aug. 1965. pp. 796—804.
- [23]Richmond J. H. "A Wire-Grid Model for Scattering by Conducting Bodies," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 14, no. 6, Nov. 1966. pp. 782—786.

- [24]R. F. Harrington. **Field Computation by Moment Methods**. Malabar, Florida: Robert E. Krieger Publishing. 1985.
- [25]Harrington R. F. "Origin and Development of the Method of Moments for Field Computation," in **Applications of the Method of Moments to Electromagnetic Fields**, USA: SCEEE Press. 1980.
- [26]G. J. Burke and A. J. Poggio. **Numerical Electromagnetics Code (NEC)—Method of Moments, Parts I—III**. Lawrence Livermore Nat. Lab., Livermore, CA, 1981.
- [27]C. A. Balanis. **Antenna Theory: Analysis and Design**. 2nd Ed. NewYork: John Wiley&Sons,Inc. 1997.
- [28]Burke G. J. "Recent Improvement to the Model for Wire Antenna in the Code NEC," **Antennas and Propagation Society International Symposium Digest**, vol. 1, 1989. pp. 240—243.
- [29]Miller E. K. "PCs for AP and other EM reflections: Wire-grid approximations to solid surfaces," **IEEE Antennas Propagat. Mag.**, vol. 39, no. 1, Feb. 1997. pp. 94—97.
- [30]Ludwig A. C. "Wire-grid Modeling of Surface," **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, vol. 35, no. 9, Sept. 1987. pp. 1045—1048.
- [31]Austin B. A. and Fourie A. P. C. "Characteristic of the Wire Biconical Antenna Used for EMC Measurements," **IEEE Trans. Electromagn. Compat.**, vol. 33, no. 3, Aug. 1991. pp. 179—187.
- [32]Lee K. S. H., Martin L. and Castillo J. P. "Limitation of Wire-Grid Modeling of a Closed Surface," **IEEE Trans. Electromagn. Compat.**, vol. 18, no. 3, Aug. 1976. pp. 123—129.
- [33]Ishii N. and Itoh K. "A Consideration of the Thin Planar Antenna with Wire-Grid Model," **IEICE Trans. Commun.**, vol. E76-B, no. 12, Dec. 1993. pp. 1518—1525.
- [34]Bhattacharya S., Long S. A. and Wilton D. R. "The Input Impedance of a Monopole Antenna Mounted on a Cubical Conducting Box," **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, vol. 35, no. 7, July. 1987. pp. 756—762.
- [35]Smith M. S. and Barrett M. J. "Experimental Wire Grid Modelling for Antennas on Structures," **Electron. Lett.**, vol. 22, no. 18, Aug. 1986. pp. 940—941.
- [36]Bizzi M. and Gianola P. "Electromagnetic fields radiated by GSM antennas," **Electron. Lett.**, vol. 35, no. 11, May. 1999. pp. 855—856.

- [37]K. Fujimoto and J. R. James. **Mobile Antenna Systems Handbook**. Norwood MA : Artech House. 1994.
- [38]Ogawa K. and Takada J. "An Analysis of the Effective Performance of a Handset Diversity Antenna Influenced by Head, Hand and Shoulder Effects — A Proposal for the Diversity Antenna Gain Based on a Signal Bit-Error Rate and the Analytical Results for the PDC System —," Trans. IEICE(B), vol. J83-B, no. 6, June 2000. pp. 852—865. (in Japanese)
- [39]Taga T. "Analysis for Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Land Mobile Radio Environments," IEEE Trans. Vehicular Technol., vol. 39, no. 2, May 1990. pp. 117—131.
- [40]Colburn J. S., Rahmat-Samii Y., Jensen M. A. and Pottie G. J. "Evaluation of Personal Communications Dual-Antenna Handset Diversity Performance," IEEE Trans. Vehicular Technol., vol. 47, no. 3, Aug. 1998. pp. 737—746.
- [41]Douglas M. G., Okoniewski M. and Stuchly M. A. "A Planar Diversity Antenna for Handheld PCS Devices," IEEE Trans. Vehicular Technol., vol. 47, no. 3, Aug. 1998. pp. 747—754.
- [42]W. C. Y. Lee. **Mobile Communications Engineering**. 2nd Ed. Singapore: McGraw-Hill. 1998.
- [43]Clarke R. H. "A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception," Bell Syst. Technical J., vol. 47, no. 6, July—Aug. 1968. pp. 957—1000.
- [44]S. R. Saunders. **Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems**. West Sussex, England: John Wiley&Sons. 1999.
- [45]M. Schwartz, W. R. Bennett and S. Stein. **Communication Systems and Techniques**. New York : Mcgraw-Hill Book Company. 1966. pp. 469—475.
- [46]Keowsawat P., Meksamoot K. and Krairiksh M. "Performances of a Bi-directional Polarization Diversity Antenna Using Two-Perpendicular-Probe Excited Square Ring for PCS Base Station," Proc. Third International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Bangkok, Thailand, vol. 1, Nov. 2000. pp. 306—310.
- [47]Keowsawat P., Meksamoot K., S. Kosulvit and Krairiksh M. "The DAG Investigation of Bi-directional Antenna Using Two-Perpendicular-Probe Excited Circular Ring for Polarization Diversity," Proc. 2000 Asia-Pacific Symposium on Broadcasting and Communications, Bangkok, Thailand, Dec. 2000. pp. 268—273

- [48]Yamada Y., Kagoshima K. and Tsunekawa K. "Diversity Antennas for Base and Mobile Stations in Land Mobile Communication Systems," IEICE Trans. Electron., vol. E74-C, no. 10, Oct. 1991. pp. 3202—3209.
- [49]Green B. M. and Jensen M. A. "Diversity Performance of Dual-Antenna Handsets Near Operator Tissue," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 48, no. 7, July 2000. pp. 1017—1024.
- [50]Hosono S. , Goto N. and Arai H. "A Flat Diversity Antenna by Disk Loaded Monopole and Three Notches," IEEE Trans. Vehicular Technol., vol. 43, no. 2, May 1994. pp. 353—358.
- [51]Kai Chang. **Microwave Solid-State Circuits and Applications**. USA: John Wiley & Sons. 1994. pp. 208—212.
- [52]T. S. Rappaport. **Wireless Communications: Principles & Practice**. New Jersey: Prentice Hall Inc. 1996. pp. 123—133.





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

ตัวอย่างวิธีการเขียนโปรแกรม NEC2

ตัวอย่างที่ 1 เป็นตัวอย่างการเขียนโปรแกรม NEC2 เพื่อสร้างสายอากาศวงแหวนสี่เหลี่ยม จัตุรัสด้วยเส้นลวดตัวนำเล็ก ๆ และ ให้โปรแกรมทำการคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานของอัตราขยายที่ความถี่ 1900 เมกะเฮิรตซ์

```

CM Panadda Keowsawat
CM 2 August 2000
CM Bidirectional Antenna-2 probes
CM 1,900 MHz, Conductivity=?..56E7S/m
CM a=11cm,b=11cm,l=4.0,c=3cm
CE
GW,1,22, 0.015,-0.055,-0.055, 0.015,0.055,-0.055, .00048
GW,2,22, 0.0075,-0.055,-0.055, 0.0075,0.055,-0.055, .00048
GW,3,22, 0,-0.055,-0.055, 0,0.055,-0.055, .00048
GW,4,22, -0.0075,-0.055,-0.055, -0.0075,0.055,-0.055, .00048
GW,5,22, -0.015,-0.055,-0.055, -0.015,0.055,-0.055, .00048
GW,6,22, 0.015,-0.055,0.055, 0.015,0.055,0.055, .00048
GW,7,22, 0.0075,-0.055,0.055, 0.0075,0.055,0.055, .00048
GW,8,22, 0,-0.055,0.055, 0,0.055,0.055, .00048
GW,9,22, -0.0075,-0.055,0.055, -0.0075,0.055,0.055, .00048
GW,10,22, -0.015,0.055,0.055, -0.015,-0.055,0.055, .00048
GW,11,22, 0.015,0.055,-0.055, 0.015,0.055,0.055, .00048
GW,12,22, 0.0075,0.055,-0.055, 0.0075,0.055,0.055, .00048
GW,13,22, 0.00,0.055,-0.055, 0.00,0.055,0.055, .00048
GW,14,22, -0.0075,0.055,-0.055, -0.0075,0.055,0.055, .00048
GW,15,22, -0.015,0.055,-0.055, -0.015,0.055,0.055, .00048
GW,16,22, 0.015,-0.055,-0.055, 0.015,-0.055,0.055, .00048
GW,17,22, 0.0075,-0.055,-0.055, 0.0075,-0.055,0.055, .00048
GW,18,22, 0.00,-0.055,-0.055, 0.00,-0.055,0.055, .00048
GW,19,22, -0.0075,-0.055,-0.055, -0.0075,-0.055,0.055, .00048
GW,20,22, -0.015,-0.055,-0.055, -0.015,-0.055,0.055, .00048
GW,21,12, 0.015,-0.055,-0.055, -0.015,-0.055,-0.055, .00038
GW,22,12, 0.015,-0.05,-0.055, -0.015,-0.05,-0.055, .00038
GW,23,12, 0.015,-0.045,-0.055, -0.015,-0.045,-0.055, .00038
GW,24,12, 0.015,-0.04,-0.055, -0.015,-0.04,-0.055, .00038
GW,25,12, 0.015,-0.035,-0.055, -0.015,-0.035,-0.055, .00038
GW,26,12, 0.015,-0.03,-0.055, -0.015,-0.03,-0.055, .00038
GW,27,12, 0.015,-0.025,-0.055, -0.015,-0.025,-0.055, .00038
GW,28,12, 0.015,-0.02,-0.055, -0.015,-0.02,-0.055, .00038
GW,29,12, 0.015,-0.015,-0.055, -0.015,-0.015,-0.055, .00038
GW,30,12, 0.015,-0.01,-0.055, -0.015,-0.01,-0.055, .00038
GW,31,12, 0.015,-0.005,-0.055, -0.015,-0.005,-0.055, .00038
GW,32,12, 0.015,0,-0.055, -0.015,0,-0.055, .00038
GW,33,12, 0.015,0.005,-0.055, -0.015,0.005,-0.055, .00038
GW,34,12, 0.015,0.01,-0.055, -0.015,0.01,-0.055, .00038
GW,35,12, 0.015,0.015,-0.055, -0.015,0.015,-0.055, .00038
GW,36,12, 0.015,0.02,-0.055, -0.015,0.02,-0.055, .00038
GW,37,12, 0.015,0.025,-0.055, -0.015,0.025,-0.055, .00038
GW,38,12, 0.015,0.03,-0.055, -0.015,0.03,-0.055, .00038
GW,39,12, 0.015,0.035,-0.055, -0.015,0.035,-0.055, .00038
GW,40,12, 0.015,0.04,-0.055, -0.015,0.04,-0.055, .00038
GW,41,12, 0.015,0.045,-0.055, -0.015,0.045,-0.055, .00038
GW,42,12, 0.015,0.05,-0.055, -0.015,0.05,-0.055, .00038
GW,43,12, 0.015,0.055,-0.055, -0.015,0.055,-0.055, .00038
GW,44,12, 0.015,0.055,-0.050, -0.015,0.055,-0.050, .00038
GW,45,12, 0.015,0.055,-0.045, -0.015,0.055,-0.045, .00038
GW,46,12, 0.015,0.055,-0.040, -0.015,0.055,-0.040, .00038
GW,47,12, 0.015,0.055,-0.035, -0.015,0.055,-0.035, .00038
GW,48,12, 0.015,0.055,-0.030, -0.015,0.055,-0.030, .00038
GW,49,12, 0.015,0.055,-0.025, -0.015,0.055,-0.025, .00038
GW,50,12, 0.015,0.055,-0.020, -0.015,0.055,-0.020, .00038
GW,51,12, 0.015,0.055,-0.015, -0.015,0.055,-0.015, .00038

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GW,52,12, 0.015,0.055,-0.010, -0.015,0.055,-0.010, .00038
GW,53,12, 0.015,0.055,-0.005, -0.015,0.055,-0.005, .00038
GW,54,12, 0.015,0.055,0.00, -0.015,0.055,0, .00038
GW,55,12, 0.015,0.055,0.005, -0.015,0.055,0.005, .00038
GW,56,12, 0.015,0.055,0.010, -0.015,0.055,0.010, .00038
GW,57,12, 0.015,0.055,0.015, -0.015,0.055,0.015, .00038
GW,58,12, 0.015,0.055,0.020, -0.015,0.055,0.020, .00038
GW,59,12, 0.015,0.055,0.025, -0.015,0.055,0.025, .00038
GW,60,12, 0.015,0.055,0.030, -0.015,0.055,0.030, .00038
GW,61,12, 0.015,0.055,0.035, -0.015,0.055,0.035, .00038
GW,62,12, 0.015,0.055,0.040, -0.015,0.055,0.040, .00038
GW,63,12, 0.015,0.055,0.045, -0.015,0.055,0.045, .00038
GW,64,12, 0.015,0.055,0.050, -0.015,0.055,0.050, .00038
GW,65,12, 0.015,0.055,0.055, -0.015,0.055,0.055, .00038
GW,66,12, 0.015,0.05,0.055, -0.015,0.05,0.055, .00038
GW,67,12, 0.015,0.045,0.055, -0.015,0.045,0.055, .00038
GW,68,12, 0.015,0.04,0.055, -0.015,0.04,0.055, .00038
GW,69,12, 0.015,0.035,0.055, -0.015,0.035,0.055, .00038
GW,70,12, 0.015,0.03,0.055, -0.015,0.03,0.055, .00038
GW,71,12, 0.015,0.025,0.055, -0.015,0.025,0.055, .00038
GW,72,12, 0.015,0.02,0.055, -0.015,0.02,0.055, .00038
GW,73,12, 0.015,0.015,0.055, -0.015,0.015,0.055, .00038
GW,74,12, 0.015,0.01,0.055, -0.015,0.01,0.055, .00038
GW,75,12, 0.015,0.005,0.055, -0.015,0.005,0.055, .00038
GW,76,12, 0.015,0,0.055, -0.015,0,0.055, .00038
GW,77,12, 0.015,-0.005,0.055, -0.015,-0.005,0.055, .00038
GW,78,12, 0.015,-0.01,0.055, -0.015,-0.01,0.055, .00038
GW,79,12, 0.015,-0.015,0.055, -0.015,-0.015,0.055, .00038
GW,80,12, 0.015,-0.02,0.055, -0.015,-0.02,0.055, .00038
GW,81,12, 0.015,-0.025,0.055, -0.015,-0.025,0.055, .00038
GW,82,12, 0.015,-0.03,0.055, -0.015,-0.03,0.055, .00038
GW,83,12, 0.015,-0.035,0.055, -0.015,-0.035,0.055, .00038
GW,84,12, 0.015,-0.04,0.055, -0.015,-0.04,0.055, .00038
GW,85,12, 0.015,-0.045,0.055, -0.015,-0.045,0.055, .00038
GW,86,12, 0.015,-0.05,0.055, -0.015,-0.05,0.055, .00038
GW,87,12, 0.015,-0.055,0.055, -0.015,-0.055,0.055, .00038
GW,88,12, 0.015,-0.055,0.050, -0.015,-0.055,0.050, .00038
GW,89,12, 0.015,-0.055,0.045, -0.015,-0.055,0.045, .00038
GW,90,12, 0.015,-0.055,0.040, -0.015,-0.055,0.040, .00038
GW,91,12, 0.015,-0.055,0.035, -0.015,-0.055,0.035, .00038
GW,92,12, 0.015,-0.055,0.030, -0.015,-0.055,0.030, .00038
GW,93,12, 0.015,-0.055,0.025, -0.015,-0.055,0.025, .00038
GW,94,12, 0.015,-0.055,0.020, -0.015,-0.055,0.020, .00038
GW,95,12, 0.015,-0.055,0.015, -0.015,-0.055,0.015, .00038
GW,96,12, 0.015,-0.055,0.010, -0.015,-0.055,0.010, .00038
GW,97,12, 0.015,-0.055,0.005, -0.015,-0.055,0.005, .00038
GW,98,12, 0.015,-0.055,0, -0.015,-0.055,0, .00038
GW,99,12, 0.015,-0.055,-0.005, -0.015,-0.055,-0.005, .00038
GW,100,12, 0.015,-0.055,-0.010, -0.015,-0.055,-0.010, .00038
GW,101,12, 0.015,-0.055,-0.015, -0.015,-0.055,-0.015, .00038
GW,102,12, 0.015,-0.055,-0.020, -0.015,-0.055,-0.020, .00038
GW,103,12, 0.015,-0.055,-0.025, -0.015,-0.055,-0.025, .00038
GW,104,12, 0.015,-0.055,-0.030, -0.015,-0.055,-0.030, .00038
GW,105,12, 0.015,-0.055,-0.035, -0.015,-0.055,-0.035, .00038
GW,106,12, 0.015,-0.055,-0.040, -0.015,-0.055,-0.040, .00038
GW,107,12, 0.015,-0.055,-0.045, -0.015,-0.055,-0.045, .00038
GW,108,12, 0.015,-0.055,-0.050, -0.015,-0.055,-0.050, .00038
GW,115,12, -0.015,-0.01,0.055, 0.015,0.01,0.055, .00048
GW,116,12, 0.015,-0.01,0.055, -0.015,0.01,0.055, .00048
GW,117,23, 0,0,0.055, 0,0,0.015, .001
GW,118,12, 0.015,-0.055,0.010, -0.015,-0.055,-0.010, .00048
GW,119,12, -0.015,-0.055,0.010, 0.015,-0.055,-0.010, .00048
GW,120,23, 0,-0.055,0, 0,-0.015,0, .001
GE,0
EK,0
LD,5,0,0,0,2.56E7
EX,0,117,1,1,1,0,50.
FR,0,0,0,1900,0
RP,0,31,61,1301,0,0,6,6,10,0,0.
EN,0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 2 เป็นตัวอย่างการเขียนโปรแกรม NEC2 เพื่อสร้างสายอากาศวงแหวนวงกลม ด้วยเส้นลวดตัวนำเล็ก ๆ และ ให้โปรแกรมทำการคำนวณอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศที่มีความถี่ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์ จนถึง 2000 เมกะเฮิร์ตซ์

CM Panadda Keowsawat
CM 12 September 2000
CM Bidirectional Antenna Circular-2 probes
CM 1,900 MHz, Conductivity=2.56E7 S/m
CM a=5.1cm,l=4cm,d=2.4cm
CE
GW,1,8,0.051,0.0,-0.012, 0.051,0.0,0.012, .00035
GW,2,1,0.051,0.0,-0.012, 0.0508059296,0.00444494288,-0.012, .00038
GW,3,1,0.051,0.0,-0.006, 0.0508059296,0.00444494288,-0.006, .00038
GW,4,1,0.051,0.0,0, 0.0508059296,0.00444494288,0.0, .00038
GW,5,1,0.051,0.0,0.006, 0.0508059296,0.00444494288,0.006, .00038
GW,6,1,0.051,0.0,0.012, 0.0508059296,0.00444494288,0.012, .00038
GR,0,72
GW,18,46,0,-0.051,0, 0,-0.011,0, .001
GW,19,1,0.00444494288,-0.0508059296,0.006, 0,-0.051,0, .00038
GW,20,1,-0.00444494288,-0.0508059296,0.006, 0,-0.051,0, .00038
GW,21,1,0.00444494288,-0.0508059296,-0.006, 0,-0.051,0, .00038
GW,22,1,-0.00444494288,-0.0508059296,-0.006, 0,-0.051,0, .00038
GW,23,46,-0.051,0,0, -0.011,0,0, .001
GW,24,1,-0.051,0,0,0, -0.0508059296,0.00444494288,-0.006, .00038
GW,25,1,-0.051,0,0,0, -0.0508059296,0.00444494288,0.006, .00038
GW,26,1,-0.051,0,0,0, -0.0508059296,-0.00444494288,-0.006, .00038
GW,27,1,-0.051,0,0,0, -0.0508059296,-0.00444494288,0.006, .00038
GM,0,0,-90,0,90,0,0,0,
GE,0
EK,0
LD,5,0,0,0,2.56E7
EX,0,18,1,1,1,0,.50.
FR,0,5,0,0,1800,.50
XQ,0
EN,0

ภาคผนวก ข.

ในประเทศไทย บริษัทเทเลคอมเอเชีย และองค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย ได้นำระบบ PCT มาใช้งานกับโทรศัพท์บ้านในกรุงเทพมหานครตั้งแต่ปลายปี พ.ศ. 2540 โดยใช้เทคโนโลยีที่สำคัญ 3 ประการด้วยกัน คือ PHS PSTN และ Intelligent Network (IN) ทำให้ระบบ PCT ในประเทศไทยมีข้อแตกต่างจากระบบ PHS เดิม คือ

(1) หมายเลขของ PCT จะเป็นหมายเลขเดียวกับโทรศัพท์บ้านเพื่อให้สามารถจำได้ง่าย เพราะเป็นหมายเลขส่วนตัว (Personal Number)

(2) พื้นที่ครอบคลุมของเซลล์จะมีขนาดใหญ่กว่าของ PHS เพื่อที่จะลดเวลาที่ใช้ไปในการเคลื่อนที่ (Hand Over) ซึ่งจะทำได้ทำให้สามารถเพิ่มความเร็วของการเคลื่อนที่ได้สูงถึง 60 กิโลเมตรต่อชั่วโมง

(3) ใช้เทคนิคสองคลื่นพาห์ต่อหนึ่งพื้นที่ (Two Carriers Per Area) เพื่อลดการเกิดการสูญเสียการเรียก

แนวคิดเบื้องต้นของการให้บริการ PCT คือ การที่สามารถใช้อุปกรณ์มือถือไร้สายดิจิทัลได้ทุกที่ไม่ใช่เฉพาะที่บ้านเท่านั้น โดยการใช้เลขหมายของโทรศัพท์บ้าน ดังนั้น ผู้ที่เรียกเข้ามาจะสามารถเลือกการติดต่อได้ว่าจะติดต่อกับโทรศัพท์บ้านหรือโทรศัพท์ไร้สายดิจิทัล โดยที่สามารถใช้งานเครื่อง PCT ได้ 4 รูปแบบ คือ รูปแบบที่ 1 ใช้งานในลักษณะเป็นโทรศัพท์ไร้สายเสียบ (Cordless Telephone) รูปแบบที่ 2 ใช้งานภายในอาคารร่วมกับตู้สาขาอัตโนมัติไร้สาย (WPABX: Wireless Private Automatic Branch Exchange) รูปแบบที่ 3 ใช้งานในสถานที่สาธารณะโดยการวางสถานีเซลล์ (Cell Station) ตามสถานที่ต่าง ๆ เช่น สถานีรถไฟ สถานีขนส่ง รูปแบบที่ 4 ใช้ภายในยานพาหนะที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็วไม่เกิน 60 กิโลเมตรต่อชั่วโมง สำหรับช่องสัญญาณของระบบ PCT จะมีทั้งหมด 77 ช่องสัญญาณ โดยใช้ความถี่ย่าน 1895.15-1917.95 เมกะเฮิรตซ์ แต่ละช่องสัญญาณห่างกัน 300 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งการใช้งานแต่ละช่องสัญญาณมีรายละเอียด ดังตารางที่ ข.1 ในช่องสัญญาณ 1-10 ใช้สำหรับโหมดรับส่ง (Transceiver Mode) ส่วน 27 ช่องสัญญาณต่อมา (11-37) ใช้สำหรับโหมดส่วนบุคคล (Private Mode) เหมือนกับตู้สาขาอัตโนมัติแบบไร้สายสำหรับภายในอาคาร ส่วนช่องสัญญาณที่ 38-69 ใช้สำหรับการให้บริการแบบสาธารณะและช่องสัญญาณ 7 ช่องสุดท้ายใช้สำหรับเป็นช่องสัญญาณควบคุม

สำหรับการวางสถานีเซลล์ในระบบ PCT นั้น จะใช้ สถานีเซลล์ของบริษัท NEC ซึ่งจะทำการวางสถานีเซลล์ไปตามถนนทั่วกรุงเทพและปริมณฑล ซึ่งคุณสมบัติทั่วไปของสถานีเซลล์แสดงดังในตารางที่ ข.2

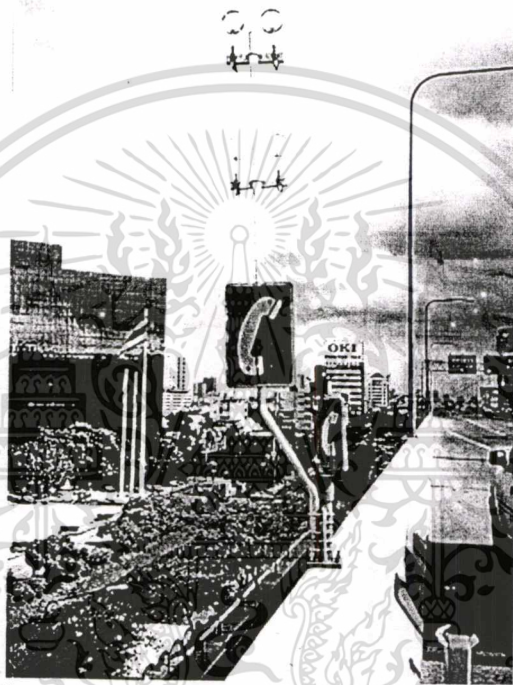
ตารางที่ ข.1 การจัดสรรความถี่สำหรับระบบ PCT

ช่อง สัญญาณ	ความถี่ (เมกะเฮิรตซ์)	ชนิดการใช้งาน
1-10	1895.150-1897.850 (แต่ละช่องสัญญาณความถี่ห่าง กัน 300 กิโลเฮิรตซ์)	ใช้สำหรับการสื่อสารระหว่าง สถานีส่วนบุคคล (Personal Station:PS)
11-37	1898.150-1905.950 (แต่ละช่องสัญญาณความถี่ห่าง กัน 300 กิโลเฮิรตซ์)	ใช้สำหรับการสื่อสารภายใน อาคาร เช่น การใช้ WPABX
38-69	1906.250-1915.550 (แต่ละช่องสัญญาณความถี่ห่าง กัน 300 กิโลเฮิรตซ์)	ใช้สำหรับภายนอกอาคาร สำหรับสาธารณะ
70-77	1915.850-1917.950 (แต่ละช่องสัญญาณความถี่ห่าง กัน 300 กิโลเฮิรตซ์)	ใช้สำหรับเป็นช่องควบคุม สำหรับผู้ให้บริการ

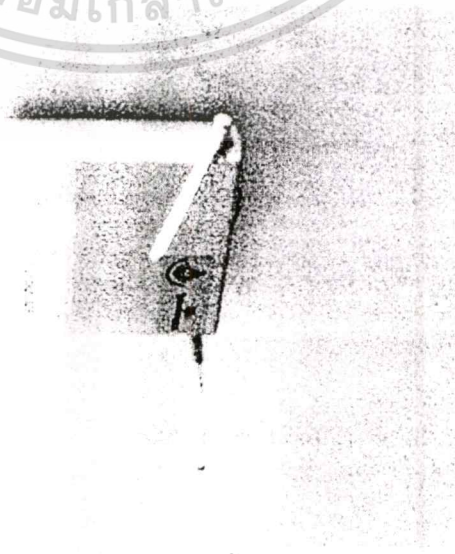
ตารางที่ ข.2 คุณสมบัติทั่วไปของสถานีเซลล์ในระบบ PCT

คุณสมบัติ	รูปแบบที่ใช้
ย่านความถี่	1900 เมกะเฮิรตซ์ (1895.15-1917.95 เมกะเฮิรตซ์)
ลักษณะการทำงาน	TDMA/TDD
ปริมาณช่องสัญญาณ/คลื่น พาห่อาร์เอฟ	4
วิธีการมอดูเลต	$\pi/4$ QPSK
การเข้ารหัสสัญญาณเสียง	32 kbps ADPCM
อัตราการส่งสัญญาณควบ คุม	384 kbps
กำลังส่งทางด้านเอาต์พุต	CS:200 mW (Cell Station) PS:5-10 mW (Personal Station)
ช่องว่างระหว่างคลื่นพาห่	300 กิโลเฮิรตซ์

สำหรับการเลือกสายอากาศเพื่อนำมาใช้ร่วมกับสถานีเซลลูลาร์นั้น จะขึ้นอยู่กับพื้นที่ที่ทำการติดตั้ง เช่น บนถนน บนทางด่วน หรือ ภายในอาคาร ซึ่งจะมีการเลือกใช้งานสายอากาศต่างชนิดกันไป โดยบนทางด่วนจะใช้สายอากาศแบบท่อนำคลื่นปลายเปิดสองด้าน (Both Open Ended Circular Waveguide) ส่วนภายในอาคารนั้นจะใช้สายอากาศแบบไดโพลและกำลังส่งทางด้านเสาตัดของสถานีเซลลูลาร์ก็จะลดลงเหลือประมาณ 10-20 มิลลิวัตต์ ดังแสดงในรูปที่ ข.1 และ ข.2 ตามลำดับ



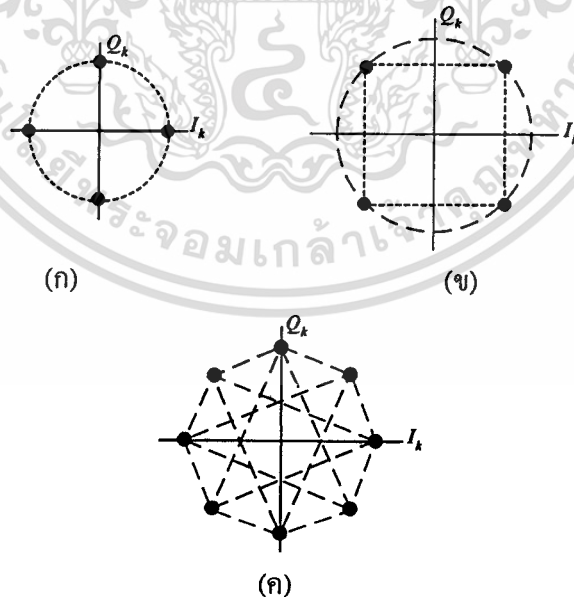
รูปที่ ข.1 สายอากาศที่ติดตั้งใช้งานร่วมกับสถานีเซลลูลาร์บนทางด่วน



เอกสาร **รูปที่ ข.2** สายอากาศที่ติดตั้งใช้งานร่วมกับสถานีเซลลูลาร์ภายในอาคาร ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

การมอดูเลตแบบ QPSK เลื่อน $\pi/4$ ($\pi/4$ shifted QPSK) เป็นเทคนิคการมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสแบบควอดเรเจอร์ (Quadrature Phase Shift Keying) ซึ่งเป็นการประนีประนอมระหว่าง OQPSK (Offset QPSK) และ QPSK ในเทอมที่มีการเปลี่ยนแปลงเฟสมากที่สุด ซึ่งสามารถมอดูเลตได้จากวิธีการแบบร่วมนัย (Coherent) หรือแบบไม่ร่วมนัย (Non-Coherent) ใน $\pi/4$ QPSK การเปลี่ยนแปลงเฟสที่มากที่สุด จะถูกจำกัดอยู่ที่ $\pm 135^\circ$ เมื่อ เปรียบเทียบกับ QPSK ที่การเปลี่ยนแปลงเฟสมากที่สุด คือ 180° และ OQPSK ที่การเปลี่ยนแปลงเฟสมากที่สุดมีค่า 90° ดังนั้น สัญญาณ $\pi/4$ QPSK ที่ถูกจำกัดย่านจะให้คุณสมบัติของกรอบคลื่นที่คงที่ดีกว่า QPSK จำกัดย่าน แต่ก็มีความไวของการเปลี่ยนแปลงกรอบคลื่นมากกว่า OQPSK คุณสมบัติที่น่าสนใจมากที่สุดของ $\pi/4$ QPSK คือ การที่สามารถตรวจจับสัญญาณได้ด้วยวิธีการแบบไม่ร่วมนัย ซึ่งทำให้การออกแบบเครื่องรับง่ายขึ้น นอกจากนี้ยังพบว่า เมื่อมีการกระจายของคลื่นหลายวิถีและการจางหายแล้ว $\pi/4$ QPSK จะมีคุณสมบัติที่ดีกว่า OQPSK โดยส่วนใหญ่ สัญญาณ $\pi/4$ QPSK จะมีการเข้ารหัสแบบผลต่าง ซึ่งทำให้ง่ายต่อการตรวจจับแบบผลต่าง (Differential Detection) หรือการมอดูเลตแบบร่วมนัย ซึ่งจะมีความกำกวมของเฟสในสัญญาณพาห้ที่เพิ่มขึ้นมาใหม่ เมื่อมีการเข้ารหัสแบบผลต่าง $\pi/4$ QPSK จะถูกเรียกว่า $\pi/4$ DQPSK



รูปที่ ก.1 กลุ่มโคออร์เดเนตของสัญญาณ $\pi/4$ QPSK (ก) สถานะที่เป็นไปได้ของ θ_k เมื่อ $\theta_k = n\pi/4$ (ข) สถานะที่เป็นไปได้เมื่อ $\theta_{k-1} = n\pi/2$ (ค) สถานะที่เป็นไปได้ทั้งหมด

ในคํวมอดูลศต $\pi/4$ QPSK สัญญณที่จจะถูอมอดูลศตจจะถูกเลือมจากลุ่มสัญญณ QPSK 2 ลุ่ม ซึ่งจจะถูกทำใหเลือนไป $\pi/4$ ที่สอดคล้องกับอีกลุ่มสัญญณหนึ่ รูปที่ ค.1 แศคกลุ่ม สัญญณ 2 ลุ่ม ตามลุ่มสัญญณที่ถูกรวบรวม เมือมีการเชื่อมโยระหว่ง 2 จดสัญญณ หมยถึง ควเม้นไปไดใ้การเปลียนเปลงเฟส

1. เทคนิกการส่ง $\pi/4$ QPSK

บลือกไคอะแกรมของการกําเนิการส่ง $\pi/4$ QPSK แศคงในรูปที่ 2 สยบิต (Bit Stream) ข้อมุลอินพุตจจะถูกแบ่งโดยตัวเปลงอนุกรมเป็นขนน (Serial-to-Parallel Converter:S/P) ไปเป็น สยข้อมุลขนน $m_{I,k}$ และ $m_{Q,k}$ ซึ่งอัตราสัญลักษณ์ (Symbol Rate) จจะมีคํเท่ากับครึ่หนึ่ของ บิตเรต (Bit Rate) ของข้อมุลที่เข้มา พัลส์ควอเคเรเจอร์และเฟสตรงกันลําดับที่ k I_k และ Q_k จจะถูก ทำขึ้นที่เอาต์พุตของวงจรมแมปปีงสัญญณ (Mapping Circuit) ตามเวลา $kT \leq t \leq (k+1)T$ และจจะถูก พิจารณาคํเดิม I_{k-1} และ Q_{k-1} เช่นเดียวกับ θ_k ซึ่งเป็นฟังก์ชันของ ϕ_k ที่เป็นฟังก์ชันทาง สัญลักษณ์อินพุตปัจจุบัน $m_{I,k}$ และ $m_{Q,k}$ I_k และ Q_k จจะแศคงถึงพัลส์ที่เหลียมเหนือช่วงเวล ของสัญลักษณ์หนึ่ ซึ่งมีคํแอมพลิจูดเท่ากับ

$$I_k = \cos \theta_k = I_{k-1} \cos \phi_k - Q_{k-1} \sin \phi_k \tag{ค.1}$$

$$Q_k = \sin \theta_k = I_{k-1} \sin \phi_k + Q_{k-1} \cos \phi_k \tag{ค.2}$$

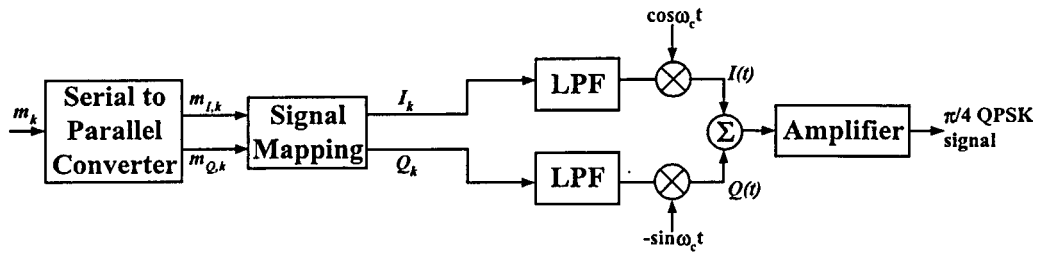
เมือ

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \phi_k \tag{ค.3}$$

และ θ_k และ θ_{k-1} เป็นเฟสของสัญลักษณ์ลําดับที่ k และ $k-1$ เฟสที่เลือนไป ϕ_k จจะสัมพันธ์กับ สัญลักษณ์อินพุต $m_{I,k}$ และ $m_{Q,k}$ ตามตารางที่ ค.1

ตารางที่ ค.1 การเลือนเฟสของคลื่นพาห์ที่สอดคล้องกับการเปลียนเปลงคูบิตอินพุต

บิตข้อมุล $m_{I,k}$ และ $m_{Q,k}$	การเลือนเฟส ϕ_k
11	$\pi/4$
01	$3\pi/4$
00	$-3\pi/4$
10	$-\pi/4$



รูปที่ ก.2 การส่ง $\pi/4$ QPSK

เช่นเดียวกับในตัวอย่างของ QPSK สายบิตที่เฟสตรงกันและสายบิตควอดเรเจอร์ (ตั้งฉาก) I_k และ Q_k จะถูกแยกมอดูเลตโดยคลื่นพาห์ 2 ตัว ซึ่งจะตั้งฉากกับอีกตัวหนึ่ง เพื่อที่จะผลิตรูปคลื่น $\pi/4$ QPSK ที่มีค่าคงที่สมการ

$$S_{\pi/4\text{QPSK}}(t) = I(t)\cos\omega_c t - Q(t)\sin\omega_c t \quad (\text{ก.4})$$

เมื่อ

$$I(t) = \sum_{k=0}^{N-1} I_k p(t - KT_s - T_s/2) = \sum_{k=0}^{N-1} \cos\theta_k p(t - KT_s - T_s/2) \quad (\text{ก.5})$$

$$Q(t) = \sum_{k=0}^{N-1} Q_k p(t - KT_s - T_s/2) = \sum_{k=0}^{N-1} \sin\theta_k p(t - KT_s - T_s/2) \quad (\text{ก.6})$$

ทั้ง I_k และ Q_k จะผ่านวงจรกรองการจัดรูปพัลส์ (Pulse Shaping Filter) ก่อนที่จะทำการมอดูเลต เพื่อที่จะลดแบนด์วิดท์ลง ฟังก์ชัน $p(t)$ ในสมการ (ก.5) และ (ก.6) สอดคล้องกับรูปร่างพัลส์ และ T_s ซึ่งเป็น คาบสัญลักษณ์ (Symbol Period) การจัดรูปพัลส์ยังช่วยลดปัญหาการรบกวนแบบแทรกสอดให้กลับสู่สภาพเดิม ซึ่งอาจจะเป็นปัญหาที่สำคัญมากในระบบขยายสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น และ อิมพัลส์ที่เต็มที่จะสังเกตเห็นว่า ค่าของ I_k และ Q_k เป็นแอมพลิจูดสูงสุดของรูปคลื่น $I(t)$ และ $Q(t)$ ซึ่งสามารถมีค่าที่เป็นไปได้ 5 ค่า คือ 0 +1 -1 $+1/\sqrt{2}$ $-1/\sqrt{2}$

2. เทคนิคการตรวจจับ $\pi/4$ QPSK

เนื่องจากโครงสร้างที่ง่ายของอุปกรณ์ การตรวจจับแบบผลต่างจึงมักถูกใช้ในการคิมมอดูเลต สัญญาณ $\pi/4$ QPSK ในช่องสัญญาณแบบ AWGN คุณสมบัติของอัตราส่วนความผิดพลาดบิตของการตรวจจับแบบผลต่างของ $\pi/4$ QPSK จะมีค่าต่ำกว่าอัตราส่วนความผิดพลาดบิตของ QPSK อยู่ 3 dB ในขณะที่การตรวจจับแบบรวมกันของ $\pi/4$ QPSK จะมีคุณสมบัติของความผิด

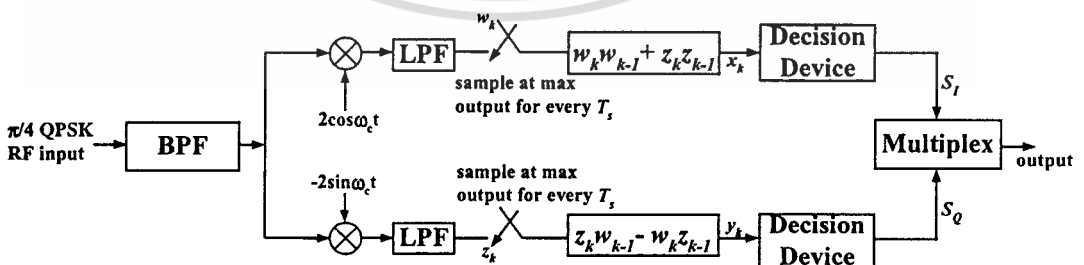
พลาดเหมือนกับ QPSK ในอัตราบิต (Bit Rate) ที่ต่ำ ช่องสัญญาณการจายแบบเรียลไทม์ การตรวจจับแบบผลต่างจะให้ระดับความผิดพลาดที่ต่ำ เนื่องจากว่ามันไม่ได้ขึ้นอยู่กับกริงโครโนสเฟส มีเทคนิคในการตรวจจับมากมายที่สามารถใช้กับการตรวจจับสัญญาณ $\pi/4$ QPSK ซึ่งรวมถึง การตรวจจับผลต่างเบสแบนด์ (Baseband Differential Detection) การตรวจจับผลต่างความถี่กลาง (IF Differential Detection) และการตรวจจับแบบดิสคริมีเนเตอร์เอฟเอ็ม (FM Discriminator Detection) ในขณะที่ทั้งการตรวจจับผลต่างเบสแบนด์และความถี่กลาง จะพิจารณาฟังก์ชันโคไซน์และไซน์ของความต่างเฟส และตัดสินความต่างเฟสอย่างสอดคล้องกัน ดิสคริมีเนเตอร์เอฟเอ็มจะตรวจจับความต่างเฟสโดยตรงด้วยคุณสมบัติแบบไม่ร่วมนัย เป็นที่น่าสนใจว่า ผลจากการจำลองแบบได้แสดงว่าโครงสร้างของเครื่องรับทั้ง 3 แบบ จะให้คุณสมบัติอัตราส่วนความผิดพลาดบิตที่คล้ายคลึงกัน แม้ว่า จะมีเทคนิคที่ใช้แตกต่างกันไป

2.1 การตรวจจับผลต่างเบสแบนด์

รูปที่ ๓.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของตัวตรวจจับผลต่างเบสแบนด์ สัญญาณ $\pi/4$ QPSK ที่เข้ามาจะถูกมอดูเลตโดยสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง 2 สัญญาณ ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับคลื่นพาห์ที่ยังไม่ได้ถูกมอดูเลตทางด้านส่ง แต่ไม่จำเป็นต้องมีเฟสเดียวกัน ถ้า $\phi_k = \tan^{-1}(Q_k/I_k)$ เป็นเฟสของคลื่นพาห์เนื่องจากบิตข้อมูลลำดับที่ k เอาต์พุต w_k และ z_k จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 2 ตัว ในด้านที่เฟสตรงกันและตั้งฉากกัน ทางตัวมอดูเลต จะสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$w_k = \cos(\phi_k - \gamma) \quad (๓.7)$$

$$z_k = \sin(\phi_k - \gamma) \quad (๓.8)$$



รูปที่ ๓.3 บล็อกไดอะแกรมของตัวตรวจจับผลต่างเบสแบนด์

เมื่อ γ เป็นการเลื่อนเฟส เนื่องจากสัญญาณรบกวน การแพร่กระจายคลื่น และการแทรกสอด เฟส γ จะถูกสมมติให้เปลี่ยนแปลงต่ำกว่า ϕ_k ดังนั้น จึงจำเป็นที่จะต้องมียาคงที่

ลำดับ 2 ลำดับ w_k และ z_k จะถูกส่งผ่านตัวถอดรหัสผลต่างซึ่งจะดำเนินการตามกฎ ดังต่อไปนี้

$$x_k = w_k w_{k-1} + z_k z_{k-1} \quad (\text{ก.9})$$

$$y_k = z_k w_{k-1} - w_k z_{k-1} \quad (\text{ก.10})$$

เอาต์พุตของตัวถอดรหัสผลต่างสามารถอธิบายได้ว่า

$$\begin{aligned} x_k &= \cos(\phi_k - \gamma) \cos(\phi_{k-1} - \gamma) + \sin(\phi_k - \gamma) \sin(\phi_{k-1} - \gamma) \\ &= \cos(\phi_k - \phi_{k-1}) \end{aligned} \quad (\text{ก.11})$$

$$\begin{aligned} y_k &= \sin(\phi_k - \gamma) \cos(\phi_{k-1} - \gamma) + \cos(\phi_k - \gamma) \sin(\phi_{k-1} - \gamma) \\ &= \sin(\phi_k - \phi_{k-1}) \end{aligned} \quad (\text{ก.12})$$

เอาต์พุตของตัวถอดรหัสผลต่างจะถูกนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรการตัดสินใจ ซึ่งใช้ตารางที่ ก.1 ในการตัดสินใจ

$$S_I = 1 \text{ ถ้า } x_k > 0 \quad \text{หรือ } S_I = 0 \text{ ถ้า } x_k < 0 \quad (\text{ก.13})$$

$$S_Q = 1 \text{ ถ้า } y_k > 0 \quad \text{หรือ } S_Q = 0 \text{ ถ้า } y_k < 0 \quad (\text{ก.14})$$

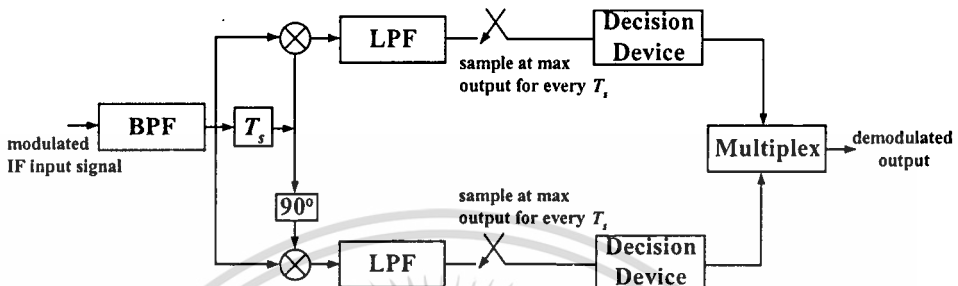
เมื่อ S_I และ S_Q เป็นบิตที่ถูกตรวจจับในด้านที่เฟสตรงกันและเฟสตั้งฉากกัน ตามลำดับ

มีความสำคัญที่จะต้องมั่นใจว่า ความถี่ของออสซิลเลเตอร์เครื่องรับ จะเป็นความถี่เดียวกับความถี่ของคลื่นพาห้ที่ด้านส่ง และจะต้องไม่มีการขยับเลื่อน การขยับเลื่อนใด ๆ ในความถี่พาห้จะก่อให้เกิดการขยับเลื่อนของเฟสเอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้อัตราส่วนความผิดพลาดบิดลดลง

2.2 การตรวจจับผลต่างความถี่กลาง

ตัวตรวจจับผลต่างความถี่กลาง แสดงในรูปที่ ก.4 ซึ่งจะหลีกเลี่ยงการใช้ฮอสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง โดยการใช้สายประวิง (Delay Line) และตัวตรวจจับเฟส 2 ตัว สัญญาณที่รับได้จะถูกเปลี่ยนเป็นความถี่กลาง และเป็นสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแถบผ่าน วงจรกรองแถบผ่านจะถูกออกแบบเพื่อเข้าคู่ (Match) รูปร่างพัลส์ส่ง ดังนั้น เฟสคลื่นพาห้จะถูกรักษเอาไว้ และกำลังงานสัญญาณรบกวนจะถูกทำให้น้อยลง การลดผลกระทบจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol

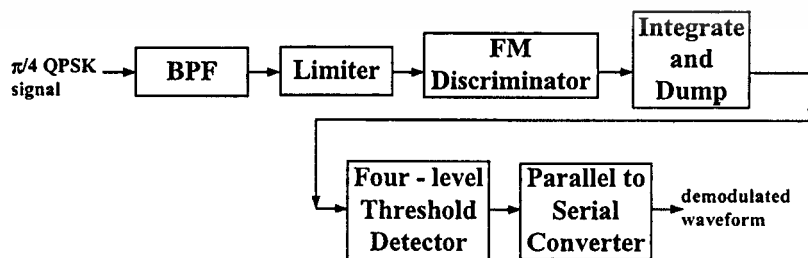
Interference) และสัญญาณรบกวนนั้น แบนด์วิดท์ของวงจรกรองจะถูกเลือกให้มีค่าเท่ากับ $0.57/T_s$ สัญญาณความถี่กลางที่รับได้จะถูกถอดรหัสแบบผลต่างโดยใช้สายประวิงและตัวผสมสัญญาณ 2 ตัว แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่เอาต์พุตของตัวตรวจจับผลต่างจะเป็น 2 เท่าของสัญญาณเบสแบนด์ที่ทางคั่นส่ง



รูปที่ ค.4 บล็อกไดอะแกรมของตัวตรวจจับผลต่างความถี่กลางสำหรับ $\pi/4$ QPSK

2.3 ดิสคริเมเนเตอร์เอฟเอ็ม

รูปที่ ค.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของตัวตรวจจับดิสคริเมเนเตอร์เอฟเอ็ม ของ $\pi/4$ QPSK สัญญาณอินพุตจะถูกกรองครั้งแรกโดยใช้วงจรกรองแถบผ่านซึ่งจะตรงกันกับสัญญาณส่ง สัญญาณที่ถูกกรองแล้วจะมีความยากในการนำความเปลี่ยนแปลงกรอบคลื่นออกมา ความยากที่จำกัดจะรักษาการเปลี่ยนแปลงเฟสในสัญญาณอินพุตและดังนั้น จึงไม่มีข้อมูลที่สูญเสีย ดิสคริเมเนเตอร์เอฟเอ็ม จะเอาความเบี่ยงเบนความถี่ที่ทันใดของสัญญาณที่รับได้ ซึ่งเมื่อทำการรวมกับช่วงเวลาสัญญาณแต่ละตัวแล้ว จะให้ความต่างเฟสระหว่าง 2 การชักตัวอย่าง มีช่วงเวลาไม่นาน ความต่างเฟสจะถูกตรวจจับโดยตัวเปรียบเทียบจุดเริ่มเปลี่ยน 4 ระดับ เพื่อให้สัญญาณต้นกำเนิด ความต่างเฟสสามารถถูกตรวจจับได้โดยใช้ตัวตรวจจับเฟสมอดูโล 2π ตัวตรวจจับเฟสมอดูโล 2π จะช่วยปรับปรุงคุณสมบัติของอัตราส่วนความผิดพลาดบิต และลดผลการกระทบของสัญญาณรบกวนคลิก (Click Noise)



รูปที่ ค.5 ตัวตรวจจับดิสคริเมเนเตอร์เอฟเอ็มสำหรับการคีมอดูเลต $\pi/4$ QPSK

ภาคผนวก ง.

บทความวิจัยเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์

- [1] Keowsawat P., Meksamoot K. and Krairiksh M. “Performances of a Bi-Directional Polarization Diversity Antenna using Two-Perpendicular-Probe Excited Square Ring for PCS Base Station,” Proc. Third International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Bangkok, Thailand, vol. 1, Nov. 2000. pp. 306—310.
- [2] ปนัดดา แก้วสวัสดิ์, คมศักดิ์ เมฆสมุทร, สมพล โกศลวิตร และ โมไนย ไกรฤกษ์. “สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบตั้งฉากกระตุ้นวงแหวนวงกลมสำหรับไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23, เชียงใหม่, พฤศจิกายน 2543. หน้า 321—324.
- [3] Keowsawat P., Meksamoot K., Kosulvit S. and Krairiksh M. “The DAG Investigation of Bi-Directional Antenna using Two-Perpendicular-Probe Excited Circular Ring for Polarization Diversity,” Proc. 2000 Asia-Pacific Symposium on Broadcasting and Communications, Bangkok, Thailand, Dec. 2000. pp. 268—273.

YRP
Yokosuka Research Park

Telecom summ

WPMC'00

CONFERENCE PROCEEDINGS

Volume 1 of 2

WPMC'00

The Third International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication

November 12-15, 2000

เชียงใหม่ ประเทศไทย



YRP
Yokosuka Research Park



CR



Organized by

Asian Institute of Technology, Thailand

Yokosuka Research Park R&D Committee, Japan

Communications Research Laboratory, MPT, Japan

Sponsored by

Yokosuka Research Park R&D Committee, Japan

Communications Research Laboratory, MPT, Japan

Performances of a Bi-directional Polarization Diversity Antenna Using Two-Perpendicular-Probe Excited Square Ring for PCS Base Station

Panadda Keowsawat, Komsak Meksamoot and Monai Krairiksh

Faculty of Engineering and ReCCIT, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
3 Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand. E-mail:s2061055@kmitl.ac.th

Abstract—A polarization diversity antenna to be used as PCT base station antenna at 1.9 GHz is proposed. The appearance of the antenna is a bi-directional antenna with two excited-perpendicular-probe aligns in the $+z$ - and $-y$ -axis and has a square ring surrounded two probes. Radiation patterns of the antenna and propagation model on expressway are calculated and used to calculate the mean effective gain (MEG), correlation coefficient, diversity gain, and diversity antenna gain (DAG). The calculated MEG of the proposed diversity antenna are 0.05 and 1.5 dB higher than the value of the reference vertical dipole for diversity branch one and two, respectively. The calculated diversity gain and DAG equal 7.0 dB and 7.65 dBi, respectively. The experimental radiation patterns and VSWR agreed very well with the theoretical ones.

Keywords: Polarization diversity, Bi-directional antenna, Mean effective gain, Correlation coefficient, Diversity gain, Diversity antenna gain, Propagation model

I. INTRODUCTION

In personal communication systems (PCS), omni-directional antennas are widely used as base station antennas but in some confined service areas, such as highways, tunnels, corridors and expressway, bi-directional antennas are preferable to the omni-directional ones since their beams can coverage confined path better than the omni-directional antenna beam. Many researchers have proposed the several kinds of bi-directional antennas [1],[2]. [3] proposed the bi-directional antenna using probe excited rectangular ring which has a simple structure and low cost while offers the reasonable gain. One of the important problems occurred in mobile environment is the multipath interference that produced the Rayleigh fading of the received signal. One way to mitigate multipath fading on the uplink is to perform a diversity technique at the base station, and it was illustrated that polarization diversity reception systems provide a better performance while reducing the need of the large superstructure [4].

This paper introduced the bi-directional polarization diversity for base station antenna on the expressway for personal communication telephone (PCT) system in Thailand at frequency of 1.9 GHz. Complex radiation patterns of the antenna are calculated by NEC-2 (Numerical Electromagnetics Code-2) [5] based on the method of moments (MoM). Subsequently, these radiation patterns will be used for calculating diversity

performances on the confined paths in the line-of-sight expressway environment, which propagation model is different from Clarke's propagation model. Accordingly, the propagation model of the expressway environment is established.

The experimental radiation patterns and VSWR are found out to sustain the correction of calculation. The input impedance is also designed to obtain the optimum VSWR. Lastly, Investigation of the diversity characteristics: mean effective gain (MEG), correlation coefficient (ρ_c), diversity gain (G_{div}) and diversity antenna gain (DAG) are carried out for the selection combining.

II. BI-DIRECTIONAL POLARIZATION DIVERSITY ANTENNA USING TWO-PERPENDICULAR-PROBE EXCITED SQUARE RING

The bi-directional using rectangular ring which was proposed in [3] has only single probe excited rectangular ring (in z -axis) so it has only dominant vertical polarization. To design the bi-directional polarization diversity antenna, another horizontal (y -axis) probe is added on the side-wall, which has to be lengthen until equal the broad-wall, to induce horizontal polarization. The proposed antenna structure comprising a square ring dimension $a = b$ excited by two linear electric probes of equal length l align in $+z$ -axis and $-y$ -axis as shown in figure 1(a).

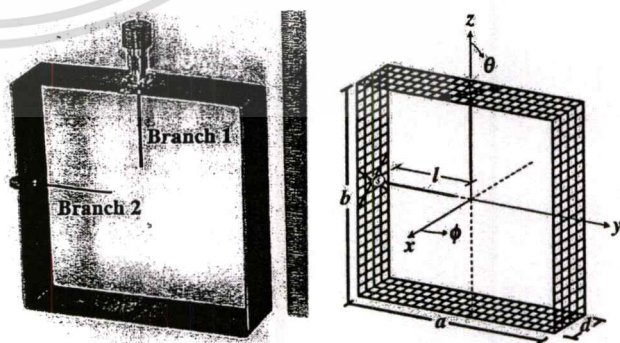


Figure 1. Bi-directional polarization diversity antenna
(a) real model (b) wire-grid model.

When install this antenna at beside the expressway, the direction of beam is along the expressway in x -axis

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

and +y-axis is point toward the expressway (when move toward -x-axis, the antenna is on the left hand side). For receiving vertical polarization, the probe on +z-axis is excited (branch 1) while probe on -y-axis is shorted. Then, for receiving horizontal polarization, probe on -y-axis is excited (branch 2) while probe on +z-axis is shorted. The ring has the length along y-axis equal d and has square apertures in $x=+d/2$ and $-d/2$ plane, respectively.

III. MODELING AND METHOD

III.1 NEC-2 code simulation

NEC-2 [5] is a widely used program to investigate the conductive radiating and scattering structures. NEC-2 can simulate the radiation pattern and input impedance characteristics of the arbitrary antennas by modeling the antenna structure with a number of wire-grids or conducting patches. The Electric Field Integral Equation (EFIE) and Magnetic Field Integral Equation (MFIE) are formulated to solve for the induced current on the antenna structure due to source excitation or incident wave. The EFIE is employed for the structure modeled by wire-grids where as the MFIE is used for the structure modeled by conducting patches. Therefore, antenna in this paper, which is modeled by wire-grids, the EFIE, is utilized. NEC-2 solved this EFIE by the method of moment. Each basis function is the combination of constant, sine and cosine functions. The delta function is employed for weighting function.

To model the antenna from wire-grids, we fixed the co-ordinate of the start and stop points along x-, y- and z-axis and fix the wire radius that make total surface areas of wires equal surface area of the antenna [6]. The wires are divided into small segments of length about $0.01-0.03\lambda$ which is fine enough to give the correct input impedance characteristics as well as radiation patterns. The excitation at probes can be modeled by the delta gap voltage source. The wire-grid model of the antenna is shown in figure 1(b), at each probe base, two diagonal wires are added to support the high current density from the excitation.

III.2 MEG

In multipath environment, the radiation pattern of the antenna is insufficient to represent the performance of the antenna. Therefore, the more appropriate parameter, the MEG (G_e) which is composed of radiation pattern, propagation model and cross-polarization power ratio (XPR) is suggested [7]. The antenna that has high value of MEG means its radiation pattern can efficiently cover the specific service area. The MEG is expressed by

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

where XPR is the mean incident power ratio of P_θ/P_ϕ . XPR depends on the surrounding environment. $G_\theta(\theta, \phi)$ and $G_\phi(\theta, \phi)$ are the θ and ϕ components of the antenna power gain pattern, respectively. P_θ and P_ϕ are the θ and ϕ components of the angular density functions of incoming plane waves incident on the antenna, respectively.

III.3 Propagation Model

P_θ and P_ϕ can be modeled from the condition of propagation in practical environment. In this case, this antenna proposed to be used on expressway thus P_θ and P_ϕ for the expressway environment is established. Assume $P_\theta = P_\phi$ (XPR = 0 dB) and PDF (probability density function) in θ -plane of P_θ and P_ϕ is the delta function at $\theta = 90^\circ$ when measured from +z-axis which is the angle of mobile users seen from base station. In this typical case, we assumed the width of expressway equal 24 m and the distance between base station antenna in PCT system on the expressway about 120 m. From these information, we can calculate P_θ and P_ϕ in azimuth plane by finding small triangular areas, which occurs when increases the azimuth angle step by 2° (measured from side of expressway +x-axis). The area which can be found out is the probability distribution of power that base station antenna receives from the mobile user on expressway in different azimuth angles as shown in figure 2.

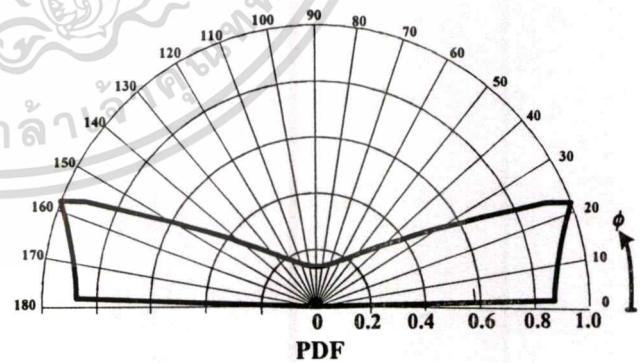


Figure 2. Probability distribution of received power at base station antenna from the mobile user on expressway in azimuth plane.

We can normalize P_θ and P_ϕ by the condition follows

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

III.4 Correlation Coefficient

For a two-branch diversity antenna, the correlation coefficient ρ_e is given by [7]

$$\rho_e = \frac{|R_{12}|^2}{R_{11}R_{22}} \quad (3)$$

where R_{ij} ($i, j = 1, 2$) is the covariance of the two received voltages induced from the complex electric field patterns (E_{θ_1}, E_{ϕ_1}) and (E_{θ_2}, E_{ϕ_2}) defined by

$$R_{ij} = 2KP_H \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [XPR \cdot E_{\theta_i}(\theta, \phi) E_{\theta_j}^*(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) + E_{\phi_i}(\theta, \phi) E_{\phi_j}^*(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi)] \sin \theta d\theta d\phi \quad (4)$$

where the subscripts i and j are the first and second branch of the diversity antenna (probe excite in $+z$ - and $-y$ -axis), respectively. K is a proportionality constant and $E^*(\theta, \phi)$ denotes the complex conjugate of $E(\theta, \phi)$. The best result, zero correlation, is achieved when the complex electric field patterns of the two branches are orthogonal and non-overlapped to each other.

III.5 Diversity Gain and Diversity Effective Gain

The diversity gain G_{div} is defined as the difference of the average carrier-to-noise power ratio (CNR) at a certain value of the bit-error rate (BER) (usually at 10^{-3}), between the BER curve of the CNR envelope of the diversity combiner output, and that of the single reference antenna output under the Rayleigh fading environment.

The diversity gain with respect to BER is defined by the following equation [8]

$$G_{div} = \frac{\Gamma_{non}}{\Gamma_{div}} \quad (5)$$

where Γ_{non} is the average carrier-to-noise power ratio (CNR) at the prescribed BER when the signals are received by the single branch non-diversity antenna which has the greater CNR of the two branches. Γ_{div} is the average CNR in case of diversity reception.

The average BER of the diversity antenna due to time varying attenuation can be obtained

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty p_e(\gamma) p(\gamma) d\gamma \quad (6)$$

where $p_e(\gamma)$ is the conditional BER when the instantaneous CNR at the detector input is γ in the Rayleigh fading channel. $p(\gamma)$ is the PDF of the instantaneous CNR after combining. From (6), the average BER can be calculated in the followings.

$p(\gamma)$ of receiving signals for the two-branch selective combining diversity under unequal median value and correlated signal condition is given as follows[9]

$$p(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} p_r(\gamma) \quad (7)$$

$$p(\gamma) = 1 - e^{-\left(\frac{\gamma}{\Gamma}\right)} Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma}{\Gamma(1-\rho_e)}} \sqrt{\frac{2\rho_e\gamma}{\Gamma(1-\rho_e)}}\right) - e^{-\left(\frac{\gamma}{r\Gamma}\right)} \left(1 - Q\left(\sqrt{\frac{2\rho_e\gamma}{r\Gamma(1-\rho_e)}} \sqrt{\frac{2\gamma}{\Gamma(1-\rho_e)}}\right)\right) \quad (8)$$

where Γ is the average CNR of branch #1, ρ_e is the correlation coefficient of the signal envelopes. r is the median value ratio defined by

$$r = \begin{cases} r_m & ; r_m \leq 1 \\ 1/r_m & ; r_m > 1 \end{cases} \quad (9)$$

$$r_m = \frac{G_{e1}}{G_{e2}} \quad (10)$$

where G_{e1} and G_{e2} are the MEG of diversity branch 1 and 2, respectively.

Q is the Marcum's function defined by.

$$Q(\alpha, \beta) = 1 - \int_0^\beta I_0(\alpha t) \cdot e^{-\frac{\alpha^2 + t^2}{2}} dt \quad (11)$$

where I_0 is the modified Bessel function of the first kind of zeroth order.

$p_e(\gamma)$ of the $\pi/4$ -shift QPSK signals with delay detection in the AWGN channel is calculated by the following equation

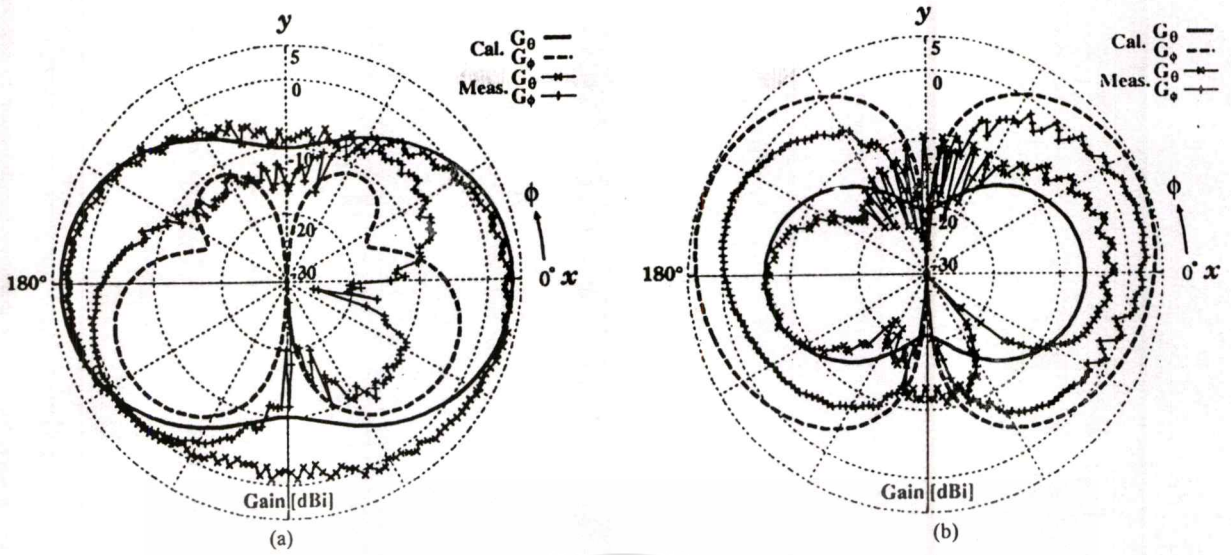


Figure 3. The power patterns of the bi-directional polarization diversity antenna

- (a) branch 1 (vertical) feed and branch 2 shorted
(b) branch 2 (horizontal) feed and branch 1 shorted.

$$p_e(\gamma) = \frac{1}{4\pi\sqrt{2}} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-\gamma \left(1 - \frac{\cos t}{\sqrt{2}}\right)}}{1 - \frac{\cos t}{\sqrt{2}}} dt \quad (12)$$

Substituting (7)–(12) to (6), the average BER can be calculated by numerical integration.

The most effective parameter to evaluate the performance of a diversity antenna is the diversity antenna gain (DAG) because it includes the correlation coefficient and the MEG characteristics. It is defined as a product of a MEG and a diversity gain of a diversity antenna [9]

$$DAG = \begin{cases} G_{e2} \cdot G_{div} & ; r_m \leq 1 \\ G_{e1} \cdot G_{div} & ; r_m > 1 \end{cases} \quad (13)$$

IV. RESULTS AND DISCUSSION

The calculated results of the following parameters are simulated by the NEC-2 at 1.9 GHz. The optimum antenna dimension is $a = b = 11$ cm, ring length $d = 3$ cm and use quarter-wavelength feed probe ($l = 4$ cm). The measured gain patterns and VSWR are found out to validate the simulation.

IV.1 Gain

The measured and calculated gain patterns of each branch on azimuth plane (xy-plane) both G_θ and G_ϕ components at 1.9 GHz is shown in figure 3. The G_θ and G_ϕ from the experiment are measured in open area test site on the roof-top of building which might

produce the significant effect such as edge and ground reflection and result to the fluctuations on the patterns. The measured gain patterns are less than the theoretical ones because the constructed antenna does not perfectly matched to 50 Ω (VSWR=1.44), accordingly, there is a portion of reverse current flows on the external surface of the cable which degrades the power gain level. However measured and calculated gains are in the same trend as shown in figure 3.

IV.2 VSWR

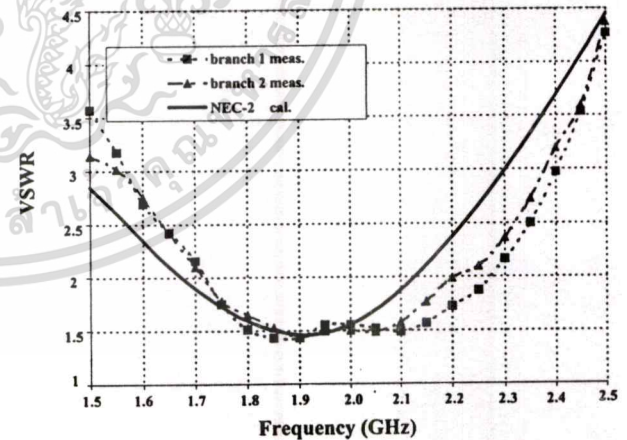


Figure 4. VSWR of the bi-directional polarization diversity antenna.

In figure 4, the measured and calculated VSWR are performed at the probe length equals $\lambda/4$ the length that gives the optimum VSWR. At 1.9 GHz, VSWR from the experiment for branch 1 and 2 are 1.43 and 1.44, respectively, while the calculated one is 1.46 which is in very good agreement to each other.

IV.3 MEG

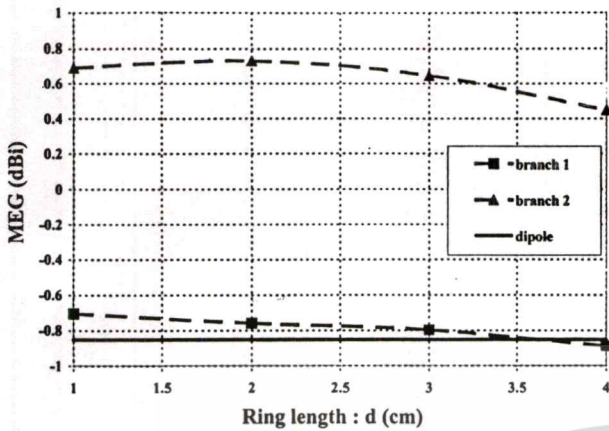


Figure 5. MEG of the bi-directional polarization diversity antenna vs. ring length.

Figure 5 shows MEG when vary the ring length at fixed quarter-wavelength probe. At narrow ring length MEG is slightly high but gives high VSWR and matching can not be accomplished even though the probe length is trimmed. This antenna have MEG of branch 1 and 2 equal -0.80 and 0.65 dBi, respectively, which higher than vertical dipole antenna 0.05 and 1.5 dB, respectively, in same propagation model because bi-directional antenna patterns conform with propagation model on expressway.

Consider MEG of each branch at the proposed ring length, MEG of branch 2 is higher than MEG of branch 1 because radiation patterns of branch 2 better conform with the probability of incident power.

IV.4 Diversity Gain and Diversity Antenna Gain

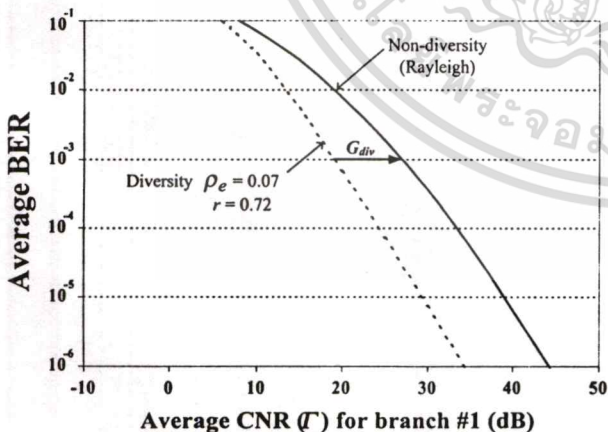


Figure 6. Diversity gain of the bi-directional polarization diversity antenna.

The BER of the diversity antenna was calculated by (6) using MEG and ρ_e at XPR = 0 dB. In figure 6, the diversity gains at BER of 10^{-3} is found to be 7.00 dB over the non-diversity antenna under correlated and

unequal median value condition and DAG = 7.65 dBi is achieved.

V. CONCLUSION

The bi-directional polarization diversity antenna is proposed to use as PCT base station antenna at 1.9 GHz. The complex radiation patterns are calculated by NEC-2 and these patterns are used to calculate diversity performances.

The optimum antenna dimension $a = b = 11$ cm, $d = 3$ cm and $l = 4$ cm (quarter-wavelength probe) is chosen which give measured VSWR for branch 1 and 2 approximate 1.44 . MEG of branch 1 and 2 equal -0.80 and 0.65 dBi, respectively and higher than dipole antenna 0.05 and 1.5 dB, respectively. The diversity gains at BER of 10^{-3} is found to be 7.00 dB and DAG = 7.65 dBi is achieved.

From the diversity performances, bi-directional polarization diversity antenna can be one of the most promising candidates for the base station in expressway, corridor or tunnel environment.

VI. REFERENCE

- [1] K. Cho and T. Hori, "Bidirectional rod antenna composed of narrow patches," *Proc. IEEE Antenna Propagat. Soc. Symp.*, pp.174–177, June 1994.
- [2] T. Hori, K. Cho and K. Kagoshima, "Bidirectional base station antenna illuminating a street microcell for personal communication system," *Proc. 9th Inst. Elect. Eng. Conf. Antennas Propagat.*, no.407, pp.419–422, Apr. 1995.
- [3] S. Kosulvit, C. Phongcharoenpanich, M. Krairiksh and T. Wakabayashi, "Radiation characteristics of a bidirectional antenna using a linear probe in rectangular ring," *Proc. 1998 Intl. Conf. Microwave and Millimeter Wave Technol.*, pp.337–340, Aug. 1998.
- [4] A.M.D. Turkmani, A.A. Arowojolu, P.A. Jefford and C.J. Kettlett, "An experimental evaluation of the performance of two branch space and polarization diversity schemes at $1,800$ MHz," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.44, pp.318–326, May 1995.
- [5] G.J. Burke and A.J. Poggio, *Numerical Electromagnetics Code (NEC)—Method of Moments, Parts I–III*, Lawrence Livermore Nat. Lab., Livermore, CA, 1981.
- [6] E.K. Miller, "PCs for AP and other EM reflections: Wire-grid approximations to solid surfaces," *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol.39, no.1, pp. 94–97, Feb. 1997.
- [7] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.VT-39, no.2, pp.117–131, May 1990.
- [8] K. Ogawa and J. Takada, "An analysis of the effective performance of a handset diversity antenna—proposal for the diversity antenna gain based on a signal bit-error rate—," *Proc. 2000 IEEE AP-S Intl. Symp.*, Salt Lake, USA, pp.294–297, July. 2000.
- [9] M. Schwartz, W.R. Bennett, and S. Stein, *Communication Systems and Techniques*, McGraw-Hill Book Company, New York, pp. 469–475, 1966.

ประวัติผู้เขียน

นางสาวปณิศา แก้วสวัสดิ์ เกิดเมื่อวันที่ 28 กรกฎาคม พ.ศ.2520 จังหวัดเพชรบุรี สำเร็จ การศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม (เกียรตินิยมอันดับ 2) จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2541 และในปีการศึกษา 2542 ได้เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในระหว่างการศึกษาปริญญาโท มีบทความตีพิมพ์ทั้งสิ้น 3 บทความ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้