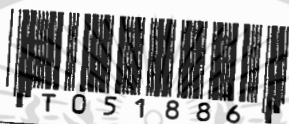


การออกแบบและประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศแบบแถวลำดับ
โมโนโพลยากิบนระนาบกราวด์สำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่

DESIGN AND PERFORMANCE ESTIMATION OF MONOPOLE YAGI
ARRAY ANTENNA ON THE GROUND PLANE FOR MOBILE
COMMUNICATIONS



จักรชัย บุรณะคุณาภรณ์

CHATCHAI BURANAKUNAPORN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษิตตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

ศน.

ศ 23217

2547

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2547

ISBN 974-151-043-8

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 51886.....

วัน,เดือน,ปี - 4 ต.ค. 2547

ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร

11401112
b.....
เรื่อง.....

**DESIGN AND PERFORMANCE ESTIMATION OF MONOPOLE YAGI
ARRAY ANTENNA ON THE GROUND PLANE FOR MOBILE
COMMUNICATIONS**



CHATCHAI BURANAKUNAPORN

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

2004

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน ISBN 974-151-043-8 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบและประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศแบบแถวลำดับโมโนโพลยาภิบนระนาบกราวด์สำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่
นักศึกษา	นายจักรชัย บุรณะคุณาภรณ์
รหัสนักศึกษา	45061073
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ดร.ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการศึกษา การวิเคราะห์ การออกแบบ การสร้าง และการทดสอบสายอากาศแบบแถวลำดับโมโนโพลยาภิบนระนาบกราวด์เพื่อนำไปใช้ลดการสอดแทรกในช่องสัญญาณเดียวกัน (co-channel interference) และลดจำนวนของสายอากาศที่ใช้ในการติดตั้งที่สถานีฐาน (base station) โดยสายอากาศถูกแบ่งออกเป็นสามเซกเตอร์ แต่ละเซกเตอร์ประกอบด้วยองค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวบังคับทิศทาง 3 ตัว องค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกำลังงาน 1 ตัว และองค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อน 1 ตัว ซึ่งใช้ร่วมกันทั้งสามเซกเตอร์ โดยค่าความถี่ที่ใช้ในการออกแบบ ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง (half-power beamwidth) ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) และค่าความกว้างของแถบความถี่ (bandwidth) ในแต่ละเซกเตอร์มีค่าเท่ากับ 1820 MHz 86 องศา 6.99 dBi และ 12.09 % ตามลำดับ นอกจากนี้ได้นำวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นได้แก่ วิธี MUSIC (Multiple Signal Classification) และวิธี JADE (Joint Angle and Delay Estimation) based on MUSIC รวมถึงวิธีการปรับลำคลื่นได้แก่ วิธี Optimum Beamforming และวิธี Optimum Interference Plus Noise Rejector มาประยุกต์ใช้กับสายอากาศแบบแถวลำดับโมโนโพลยาภิบนระนาบกราวด์ สุดท้ายได้ทำการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศ เพื่อแสดงว่าสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นมานั้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานแบบสามเซกเตอร์และสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของการติดต่อสื่อสารในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ (mobile communication) ได้

Thesis Title	Design and Performance Estimation of Monopole Yagi Array Antenna on the Ground Plane for Mobile Communications
Student	Mr.Chatchai Buranakunaporn
Student ID.	45061073
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunication Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Dr.Chuwong Phongcharoenpanich

ABSTRACT

This thesis presents the study, analysis, design, fabrication and measurement of the monopole Yagi array antenna on the ground plane to reduce the co-channel interference and the number of antennas at the base station. The antenna is decomposed into three sectors. In each sector, there are three directors and one feeder. A common reflector is used for three sectors. The designed frequency, half-power beamwidth, directivity and bandwidth of each sector are equal to 1820 MHz, 86 degree, 6.99 dBi and 12.09 %, respectively. In addition, the direction of arrival estimation of wave such as MUSIC (Multiple Signal Classification), and JADE (Joint Angle and Delay Estimation) based on MUSIC are analyzed and applied. Furthermore, beamforming such as Optimum Beamforming and Optimum Interference Plus Noise Rejector are investigated to apply with the estimated antenna. Finally, the performance estimation of the proposed antenna is carried out to express that this antenna can be used to be the three sectors antenna at the base station and enhance the performance of communication in mobile communication system.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา ดร.ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ ผู้ซึ่งให้โอกาสหลายๆ อย่างทางการศึกษา อบรมสั่งสอนแนะนำ และช่วยเหลืออย่างอดทนและต่อเนื่องตั้งแต่การทำวิทยานิพนธ์ในระดับปริญญาตรีเรื่อยมา จนกระทั่งสำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาโทเพื่อให้ผ่านพ้นปัญหาและอุปสรรคต่างๆ ได้ นอกจากนี้ ยังได้รับความกรุณาอย่างยิ่งจาก รศ.ดร.สมผล โกศลวิตร ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ และ ผศ.ดร.พิเชฐ ม่วงนวล สำหรับความรู้ความเข้าใจและคำแนะนำที่เป็นประโยชน์ในการวิจัย

ขอขอบคุณ คุณไพศาล งามจรรยาภรณ์ คุณดวงอาทิตย์ ศรีมูล คุณปานนิศา แก้วสวัสดิ์ นักศึกษาระดับปริญญาเอก ขอขอบคุณ คุณสุธาสินี ละมุลตรี คุณไพโรจน์ วุ่นซุม และขอขอบคุณสมาชิกในห้องปฏิบัติการการสื่อสารไร้สายทุกท่าน สำหรับคำแนะนำทางด้านเทคนิค ด้านวิชาการ และข้อคิดระหว่างร่วมอภิปราย

สุดท้าย คุณงามความดีที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ขอมอบให้แก่บิดา มารดา และสมาชิกทุกคนในครอบครัวสำหรับการสนับสนุนทางการศึกษา ความอบอุ่น ความเข้าใจ และเป็นกำลังใจให้เสมอมา

ฉัตรชัย บุรณะคุณาภรณ์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์และขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 เนื้อหาของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 สายอากาศแบบแถวลำดับโมโนโพลยากิบนระนาบกราวด์.....	4
2.1 โครงสร้างของสายอากาศ.....	4
2.2 หลักการที่ใช้วิเคราะห์สายอากาศ.....	5
2.2.1 สมการเชิงอินทิกรัล.....	5
2.2.1.1 สมการเชิงอินทิกรัลของพอดคลิงตัน.....	6
2.2.1.2 สมการเชิงอินทิกรัลของแฮลเลน.....	11
2.2.2 รูปแบบของตัวจ่ายกำลังงาน.....	12
2.2.2.1 รูปแบบตัวจ่ายกำลังงานแบบช่องว่างเล็ก.....	13
2.2.3 วิธีโมเมนต์.....	13
2.2.4 ฟังก์ชันฐาน.....	15
2.2.4.1 ฟังก์ชันโดเมนรวม.....	15
2.3 การวิเคราะห์สายอากาศ.....	16
2.3.1 สมการการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ.....	21
2.3.2 การพิจารณาคูณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ.....	26
2.3.3 การวิเคราะห์ขนาดสายอากาศจำกัดด้วยทฤษฎีการเลี้ยวเบนของคลื่น.....	26
2.3.3.1 การพิจารณาในแบบ 2 มิติ.....	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้วย
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.3.3 กระแสสมมูล.....	35
2.4 การออกแบบสายอากาศ.....	37
2.5 ผลการวิเคราะห์สายอากาศ.....	38
2.5.1 ผลการวิเคราะห์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ.....	38
2.5.2 ผลการวิเคราะห์การกระจายกระแสในแต่ละองค์ประกอบ.....	40
2.5.3 ผลการวิเคราะห์ค่าความยาวและจำนวนของตัวบ่งค้ำทิศทาง.....	44
2.5.4 ผลการวิเคราะห์ค่าความยาวของตัวจ่ายกำลังงาน.....	48
2.5.5 ผลการวิเคราะห์ค่าความยาวของตัวสะท้อน.....	50
2.5.6 ผลการวิเคราะห์ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ.....	52
2.5.7 ผลการวิเคราะห์ขนาดของแผ่นระนาบกราวด์.....	53
2.5.8 ผลการวิเคราะห์จำนวนเซกเมนต์.....	54
2.5.9 ผลการวิเคราะห์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ที่แตกต่างกัน.....	55
2.6 การสร้างและผลการทดสอบสายอากาศ.....	57
2.7 สรุป.....	65
บทที่ 3 การหาทิศทางการเข้ามาของคลื่น.....	67
3.1 กล่าวนำ.....	67
3.2 รูปแบบของสัญญาณ.....	67
3.3 วิธี MUSIC.....	70
3.4 วิธี ESPRIT.....	73
3.4.1 วิธีกำลังสองน้อยที่สุด.....	76
3.4.2 วิธีกำลังสองน้อยที่สุดทั้งหมด.....	77
3.5 วิธีเทคนิคการปรับเรียงเชิงตำแหน่ง.....	78
3.6 วิธี Unitary ESPRIT.....	81
3.7 วิธี JADE (Joint Angle and Delay Estimation) based on MUSIC.....	85
3.8 การประยุกต์ใช้วิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นกับสายอากาศ ที่ได้ทำการออกแบบ.....	89

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.9.1 ผลการวิเคราะห์จากวิธีMUSIC.....	90
3.9.2 ผลการวิเคราะห์จากวิธีJADE based on MUSIC.....	95
3.10 สรุป.....	97
บทที่ 4 การปรับลำคลื่น.....	98
4.1 กล่าวนำ.....	98
4.2 วิธี optimum beamforming.....	98
4.3 วิธี optimum interference plus noise rejector.....	100
4.4 ผลการวิเคราะห์.....	101
4.4.1 ผลการวิเคราะห์วิธี optimum beamforming.....	101
4.4.2 ผลการวิเคราะห์วิธี optimum interference plus noise rejector.....	105
4.5 สรุป.....	112
บทที่ 5 การประเมินประสิทธิภาพสายอากาศ.....	113
5.1 กล่าวนำ.....	113
5.2 การประเมินประสิทธิภาพสายอากาศ.....	113
5.2.1 การพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศ.....	113
5.2.2 การพิจารณาระยะของการติดต่อสื่อสาร.....	116
5.2.3 การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ได้จากการออกแบบ.....	118
5.2.4 การพิจารณาวิธีการหาทิศทาง การเข้ามาของคลื่นและการปรับลำคลื่น ที่นำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบ.....	118
5.2.5 การพิจารณาถึงระบบที่สายอากาศสามารถนำไปใช้งานได้.....	121
5.3 สรุป.....	121
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	123
6.1 สรุปเนื้อหาโดยรวม.....	123
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพิจารณา.....	124

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	126
ประวัติผู้เขียน.....	130



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 จำนวนเซกเมนต์ที่มีผลต่ออิมพีแดนซ์ของสายอากาศ.....	54
2.2 ค่าพหามิตเตอร์ของสายอากาศที่ได้จากการวิเคราะห์.....	55
5.1 ค่าที่ใช้และผลลัพธ์ที่ได้ในการพิจารณาระยะของการติดต่อสื่อสาร.....	118
5.2 ค่าพหามิตเตอร์ของสายอากาศที่ได้จากการออกแบบ.....	118
5.3 ลักษณะสำคัญของวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่น.....	119
5.4 ลักษณะสำคัญของวิธีการปรับลำคลื่น.....	120
5.5 ประเภทของระบบที่ใช้งานในย่านความถี่ที่ออกแบบ.....	121



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สายอากาศแบบแถวลำดับโมโนโพลยากิบนระนาบกราวด์.....	4
2.2 (ก) คลื่นที่ตกกระทบและกระจายออกบนลวดตัวนำ.....	6
2.2 (ข) ลักษณะของกระแสสมมูล.....	10
2.3 (ก) กระแสที่ไหลอยู่บนพื้นผิวของลวดตัวนำ.....	11
2.3 (ข) กระแสที่ไหลอยู่ภายในของลวดตัวนำ.....	11
2.4 ระยะทางระหว่างจุดกึ่งกลางของแต่ละองค์ประกอบ.....	19
2.5 การแบ่งเขตเมนต์และการกำหนดจุดจัดวางในแต่ละองค์ประกอบ.....	20
2.6 การพิจารณาองค์ประกอบที่ n ในแบบ 2 มิติ.....	27
2.7 การพิจารณาองค์ประกอบที่ n ในแบบ 3 มิติ.....	33
2.8 การไหลของกระแสสมมูลตามขอบของระนาบกราวด์วงกลม.....	36
2.9 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาด.....	39
2.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยก.....	39
2.11 การกระจายกระแสบนตัวจ่ายกำลังงานตัวที่ 1 ในเซกเตอร์ที่ 1.....	40
2.12 การกระจายกระแสบนตัวจ่ายกำลังงานตัวที่ 2 ในเซกเตอร์ที่ 2.....	40
2.13 การกระจายกระแสบนตัวจ่ายกำลังงานตัวที่ 3 ในเซกเตอร์ที่ 3.....	41
2.14 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 1 ในเซกเตอร์ที่ 1.....	41
2.15 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 2 ในเซกเตอร์ที่ 1.....	41
2.16 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 3 ในเซกเตอร์ที่ 1.....	42
2.17 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 4 ในเซกเตอร์ที่ 2.....	42
2.18 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 5 ในเซกเตอร์ที่ 2.....	42
2.19 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 6 ในเซกเตอร์ที่ 2.....	43
2.20 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 7 ในเซกเตอร์ที่ 3.....	43
2.21 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 8 ในเซกเตอร์ที่ 3.....	43
2.22 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 9 ในเซกเตอร์ที่ 3.....	44
2.23 การกระจายกระแสบนตัวสะท้อนซึ่งใช้ร่วมกันทั้งสามเซกเตอร์.....	44
2.24 การพิจารณาความยาวของตัวบังคับทิศทางที่มีผลต่อค่าความกว้างของลำคลื่น ที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง เมื่อมีจำนวนของตัวบังคับทิศทาง 2 องค์ประกอบ.....	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

2.25 การพิจารณาความยาวของตัวบังคับทิศทางที่มีผลต่อค่าสภาพเจาะจงทิศทาง เมื่อมีจำนวนของตัวบังคับทิศทาง 2 องค์ประกอบ.....	45
2.26 การพิจารณาความยาวของตัวบังคับทิศทางที่มีผลต่อค่าความกว้างของลำคลื่น ที่กำลังงานลดลงครั้งหนึ่ง เมื่อมีจำนวนของตัวบังคับทิศทาง 3 องค์ประกอบ.....	46
2.27 การพิจารณาความยาวของตัวบังคับทิศทางที่มีผลต่อค่าสภาพเจาะจงทิศทาง เมื่อมีจำนวนของตัวบังคับทิศทาง 3 องค์ประกอบ.....	46
2.28 การพิจารณาความยาวของตัวบังคับทิศทางที่มีผลต่อค่าความกว้างของลำคลื่น ที่กำลังงานลดลงครั้งหนึ่ง เมื่อมีจำนวนของตัวบังคับทิศทาง 4 องค์ประกอบ.....	47
2.29 การพิจารณาความยาวของตัวบังคับทิศทางที่มีผลต่อค่าสภาพเจาะจงทิศทาง เมื่อมีจำนวนของตัวบังคับทิศทาง 4 องค์ประกอบ.....	47
2.30 การพิจารณาความยาวของตัวจ่ายกำลังงานที่มีผลต่อค่าความต้านทาน.....	48
2.31 การพิจารณาความยาวของตัวจ่ายกำลังงานที่มีผลต่อค่ารีแอกแตนซ์.....	48
2.32 การพิจารณาความยาวของตัวจ่ายกำลังงานที่มีผลต่อค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง.....	49
2.33 การพิจารณาความยาวของตัวจ่ายกำลังงานที่มีผลต่อค่าการสัมประสิทธิ์การสะท้อน.....	49
2.34 การพิจารณาความยาวของตัวสะท้อนที่มีผลต่อค่าความต้านทาน.....	50
2.35 การพิจารณาความยาวของตัวสะท้อนที่มีผลต่อค่ารีแอกแตนซ์.....	50
2.36 การพิจารณาความยาวของตัวสะท้อนที่มีผลต่อค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง.....	51
2.37 การพิจารณาความยาวของตัวสะท้อนที่มีผลต่อค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน.....	51
2.38 การพิจารณาระยะห่างระหว่างองค์ประกอบที่มีผลต่อค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าความกว้างของแถบความถี่.....	52
2.39 การพิจารณาระยะห่างระหว่างองค์ประกอบที่มีผลต่อค่ามุมเอียงของสายอากาศ.....	52
2.40 การพิจารณาขนาดของแผ่นระนาบกราวด์ที่มีผลต่อค่ามุมเอียงของสายอากาศ.....	53
2.41 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาดเมื่อแต่ละเซกเตอร์ ทำงานที่ความถี่ที่แตกต่างกัน.....	55
2.42 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบมุมยกที่ความถี่ 1747.5 MHz.....	56
2.43 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบมุมยกที่ความถี่ 1820 MHz.....	56
2.44 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบมุมยกที่ความถี่ 1900 MHz.....	57
2.45 โครงสร้างสายอากาศเมื่อทำการสังเกตจากด้านหลัง.....	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
2.46 โครงสร้างสายอากาศเมื่อทำการสังเกตจากด้านหลัง.....	58
2.47 ผลการทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งในเซกเตอร์ที่ 1.....	58
2.48 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ในเซกเตอร์ที่ 1.....	59
2.49 ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในเซกเตอร์ที่ 1.....	59
2.50 ผลการทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งในเซกเตอร์ที่ 2.....	60
2.51 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ในเซกเตอร์ที่ 2.....	60
2.52 ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในเซกเตอร์ที่ 2.....	61
2.53 ผลการทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งในเซกเตอร์ที่ 3.....	61
2.54 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ในเซกเตอร์ที่ 3.....	62
2.55 ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในเซกเตอร์ที่ 3.....	62
2.56 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาด เมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์.....	63
2.57 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยก เมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์.....	63
2.58 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาดเมื่อแต่ละเซกเตอร์ ทำงานที่ความถี่ที่แตกต่างกันเมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์.....	64
2.59 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกที่ความถี่ 1747.5 MHz เมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์.....	64
2.60 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกที่ความถี่ 1820 MHz เมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์.....	65
2.61 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกที่ความถี่ 1900 MHz เมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์.....	65
3.1 เวกเตอร์แสดงตำแหน่งของแหล่งกำเนิดและสายอากาศ.....	69
3.2 การจัดวางสายอากาศแบบแถวลำดับเชิงเส้น.....	70
3.3 รูปแบบโครงสร้างในการแบ่งแถวลำดับย่อยของวิธี ESPRIT.....	73
3.4 รูปแบบโครงสร้างในการแบ่งแถวลำดับย่อยของวิธีเทคนิคการปรับเรียงเชิงตำแหน่ง.....	78
3.5 รูปแบบโครงสร้างในการแบ่งแถวลำดับย่อยของวิธีเทคนิคการปรับเรียงเชิงตำแหน่ง ไปข้างหน้าและข้างหลังของสัญญาณ.....	80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

3.6 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	91
3.7 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง.....	91
3.8 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	92
3.9 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	92
3.10 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	93
3.11 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง.....	93
3.12 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	94
3.13 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง.....	94
3.14 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	96
3.15 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง.....	96
4.1 โครงสร้างการทำงานของวิธีปรับลำคลื่น.....	98
4.2 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum beamforming โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	101
4.3 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum beamforming โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง.....	102
4.4 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum beamforming โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	103

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเฉพาะทางวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ในเชิงพาณิชย์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

	หน้า
การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง.....	103
4.6 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธีoptimum beamforming โดยใช้แบบรูป การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	104
4.7 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธีoptimum beamforming โดยใช้แบบรูป การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง.....	104
4.8 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธีoptimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	105
4.9 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธีoptimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง.....	106
4.10 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธีoptimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	106
4.11 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธีoptimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง.....	107
4.12 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธีoptimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	107
4.13 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธีoptimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง.....	108
4.14 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	109
4.15 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธีoptimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง.....	109
4.16 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธีoptimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	110
4.17 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง.....	110
4.18 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธีoptimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ.....	111

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

4.19 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง.....	111
5.1 การจัดวางเซลล์ที่สถานีฐานแบบ 3 เซกเตอร์.....	114
5.2 จำนวนสายอากาศที่ใช้ในการติดตั้งที่สถานีฐาน.....	115
5.3 การพิจารณาพื้นที่ที่ครอบคลุมการให้บริการแบบ 3 เซกเตอร์.....	116
5.4 การหาตำแหน่งที่ตั้งของตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่.....	119



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เนื่องจากสายอากาศที่สถานีฐานในระบบการติดต่อสื่อสารเคลื่อนที่ที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางนั้น จะเกิดการสอดแทรกในช่องสัญญาณเดียวกัน (co-channel interference) ค่อนข้างมาก ดังนั้น จึงได้มีการคิดค้นวิธีการต่างๆ ในการลดการสอดแทรกในช่องสัญญาณเดียวกันที่สถานีฐาน ซึ่งวิธีการหนึ่งที่ได้รับคามนิยมเป็นอย่างมากคือ การแบ่งเซลล์ออกเป็นเซลล์ เพราะนอกจากจะสามารถลดการสอดแทรกในช่องสัญญาณเดียวกันได้แล้ว ยังไม่ทำให้จำนวนของช่องสัญญาณต่อเซลล์ (cell) ลดลงและไม่ต้องเสียค่าใช้จ่ายในการติดตั้งสถานีฐานเพิ่มขึ้น นอกจากนี้ ในแต่ละเซลล์สามารถที่จะยืมช่องสัญญาณจากเซลล์ที่ติดกันได้ ในกรณีที่เซลล์นั้นมีปริมาณทราฟฟิก (traffic) การใช้งานไม่เพียงพอ ซึ่งเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของการใช้สเปกตรัมความถี่ให้มากขึ้น

สำหรับสายอากาศที่ถูกนำไปใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐานที่มีการจัดรูปแบบเป็นเซลล์นั้น จะมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียวซึ่งจะต้องใช้สายอากาศหลายตัวในการติดตั้งโดยทั่วไปแล้ว สถานีฐานที่จะมีการจัดรูปแบบเซลล์เป็น 3 เซลล์ ซึ่งทำให้ต้องใช้สายอากาศถึง 3 ตัวในการติดตั้งที่สถานีฐาน ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอสายอากาศแบบแถวลำดับโมโนโพลยากิบนระนาบกราวด์เพื่อนำไปใช้กับสถานีฐานแบบ 3 เซลล์ โดยมีการจัดเรียงเป็นแถวลำดับแบบวงกลมที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบ 3 ทิศทาง ทำให้สามารถลดจำนวนของสายอากาศที่ใช้ในการติดตั้งได้ นอกจากนี้ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้พิจารณาถึงวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณและวิธีการปรับลำคลื่น เพื่อใช้ในการปรับปรุงคุณภาพของสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งวิธีการทั้งสองนี้จะช่วยควบคุมให้อัตราการขยายของสายอากาศอยู่ในทิศทางที่ถูกต้องมากขึ้น ทำให้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของการติดต่อสื่อสารในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ได้

1.2 วัตถุประสงค์และขอบเขตของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอสายอากาศแบบแถวลำดับโมโนโพลยากิบนระนาบกราวด์เพื่อใช้ลดการสอดแทรกในช่องสัญญาณเดียวกัน และลดจำนวนของสายอากาศที่ใช้ในการติดตั้งที่สถานีฐานที่มีการจัดรูปแบบเป็นเซลล์ โดยได้เริ่มทำการศึกษเกี่ยวกับสายอากาศยากิ [1]-[6] และสายอากาศโมโนโพลบนระนาบกราวด์ [7]-[11] ซึ่งทำให้พบว่า สายอากาศยากิมีข้อดีคือ มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางใดทิศทางหนึ่งที่แน่นอนและมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน แต่มีข้อเสียคือ โครงสร้างของสายอากาศมีลักษณะที่ไม่สะดวกในการติดตั้งใช้งาน ส่วนสายอากาศโมโนโพลบนระนาบกราวด์มีข้อดีคือ มีค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) ที่สูงกว่าเมื่อเทียบกับสายอากาศไดโพลเนื่องจากมีการแพร่กระจายคลื่นบริเวณเหนือระนาบกราวด์เท่านั้นและสามารถลดขนาดของสายอากาศลงได้ อีกทั้งรูปแบบโครงสร้างของสายอากาศนั้นไม่ซับซ้อนและสามารถติดตั้งใช้งานได้ง่าย แต่มีข้อเสียคือ มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นรอบตัวไม่สามารถแพร่กระจายคลื่นไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่งที่แน่นอนได้ ซึ่งสายอากาศที่น่าเสนอขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำหลักการความคิดรวมถึงข้อดีข้อเสียจากการศึกษาสายอากาศยาภิและสายอากาศโมโนโพลบนระนาบกราวด์ที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นมาช่วยในการวิเคราะห์ ออกแบบ สร้าง และทดสอบเพื่อให้เกิดผลที่ดีขึ้นและสามารถนำไปใช้งานตามที่ต้องการได้ สำหรับงานวิจัยที่ได้นำหลักการความคิดของสายอากาศทั้งสองชนิดมาใช้ในการออกแบบสายอากาศสามารถแสดงได้ใน [12] โดยทำการออกแบบสายอากาศ เพื่อนำไปใช้ในระบบการสื่อสารความเร็วสูงภายในอาคาร (high speed indoor communication system) ซึ่งได้ใช้โปรแกรม NEC (Numerical Electromagnetic Code) ในการวิเคราะห์สายอากาศ ทำให้ความถูกต้องในการวิเคราะห์ถูกจำกัดด้วยความสามารถของโปรแกรม และมีความยุ่งยากในการสร้างรูปแบบโครงสร้าง (model) ของสายอากาศเพื่อใช้ในการคำนวณ แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศเพื่อนำไปใช้ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ภายนอกอาคาร (outdoor mobile communication) โดยนำหลักการทางทฤษฎีมาใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ ทำให้ไม่จำเป็นต้องทำการสร้างรูปแบบโครงสร้างของสายอากาศเพื่อใช้ในการคำนวณเหมือนการใช้โปรแกรม NEC ซึ่งอาจจะทำให้ผลการวิเคราะห์เกิดความผิดพลาดได้ถ้าโครงสร้างที่สร้างขึ้นมานั้นไม่มีความละเอียดเพียงพอ และยังสามารถวิเคราะห์ผลที่เกิดขึ้นอันเนื่องมาจากขนาดจำกัดของแผ่นระนาบกราวด์ได้ถูกต้องมากกว่าการใช้โปรแกรม NEC นอกจากนั้น ได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์ถึงวิธีการหาทิศทางกรเข้าของคลื่นและวิธีการปรับลำคลื่น เพื่อหาวิธีการที่มีความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบในการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศ และได้ทำการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบเพื่อแสดงให้เห็นว่า สามารถนำสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบไปประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐาน และสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของการติดต่อสื่อสารในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ได้

1.3 เนื้อหาของวิทยานิพนธ์

สำหรับเนื้อหาที่ได้กล่าวไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เรียงลำดับเนื้อหาไว้ดังนี้

บทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงความจำเป็นมา ความสำคัญของปัญหา และวัตถุประสงค์ในการออกแบบสายอากาศแบบแถวลำดับโมโนโพลยาภิบนระนาบกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่ใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศ รวมถึงการแสดงผลที่ได้จากการวิเคราะห์และการทดสอบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการในการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่น รวมถึงการวิเคราะห์หาวิธีการที่มีความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบ สุดท้ายได้ทำการแสดงผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นโดยใช้สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบขึ้นมา

บทที่ 4 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการในการปรับลำคลื่น รวมถึงการวิเคราะห์หาวิธีการที่มีความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบ สุดท้ายได้ทำการแสดงผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นของสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบขึ้นมา

บทที่ 5 เป็นการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศในการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่

บทที่ 6 เป็นการสรุปเนื้อหาทั้งหมดที่ได้กล่าวไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้



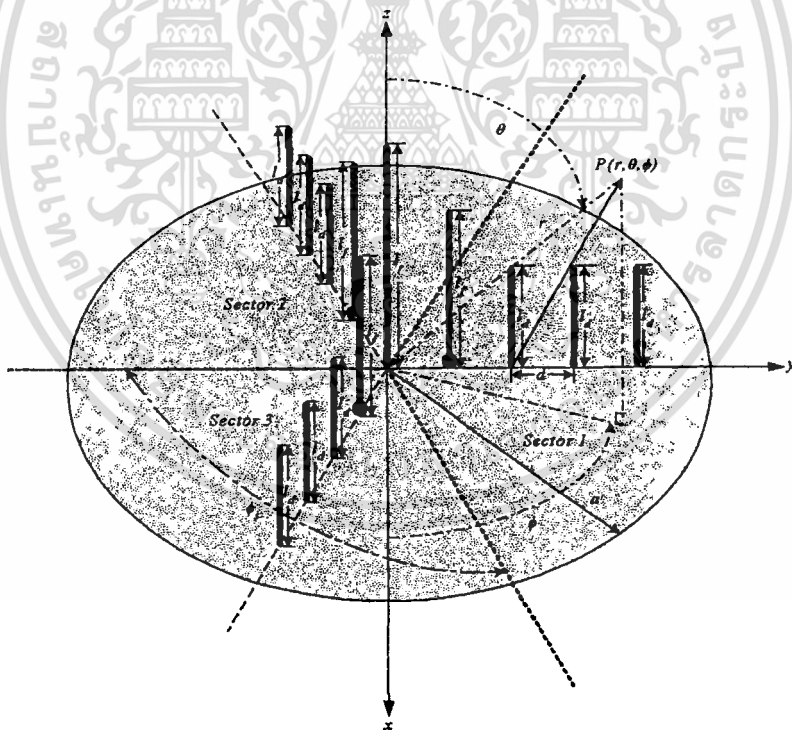
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

สายอากาศแบบแถวลำดับโมโนโพลยากิบนระนาบกราวด์

2.1 โครงสร้างของสายอากาศ

โครงสร้างของสายอากาศชนิดนี้จะมีลักษณะเป็นเซกเตอร์ที่นำมารวมเข้าด้วยกันทั้งหมด 3 เซกเตอร์ แต่ละเซกเตอร์จะครอบคลุมพื้นที่ล้อมรอบด้วยมุม 120 องศา ในแต่ละเซกเตอร์ประกอบไปด้วยเส้นลวดตรงทั้งหมด 5 เส้น โดยเส้นลวดที่มีความยาวเท่ากันและสั้นที่สุดจำนวน 3 เส้นจะทำหน้าที่เป็นตัวบังคับทิศทาง (director) สำหรับเส้นลวดที่ได้รับการป้อนกำลังงานจะทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกำลังงาน (feeder) ส่วนที่เหลืออีก 1 เส้นซึ่งมีความยาวมากที่สุดจะทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อน (reflector) ดังนั้น โครงสร้างโดยรวมของสายอากาศทั้งหมด 3 เซกเตอร์จะประกอบไปด้วยตัวบังคับทิศทาง 9 ตัว ตัวจ่ายกำลังงาน 3 ตัว และตัวสะท้อน 1 ตัวซึ่งจะใช้ร่วมกันทั้ง 3 เซกเตอร์ โดยเส้นลวดทั้งหมดจะวางอยู่บนระนาบกราวด์วงกลมและวางตัวตามแนวแกน Z ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 สายอากาศแบบแถวลำดับโมโนโพลยากิบนระนาบกราวด์

การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบนี้จะมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสามทิศทางคือ ในทิศทาง 90 องศา 210 องศา และ 330 องศา ตามลำดับ ซึ่งในแต่ละทิศทางจะครอบคลุมพื้นที่ทั้งหมดด้วยมุม 120 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลงนามไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นลวดที่ถูกจัดวางในแต่ละเซกเตอร์นั้นจะถูกจัดเรียงให้มีระยะห่างระหว่างเส้นลวดที่เท่ากัน (uniform spacing) โดยเส้นลวดที่ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกำลังงานจะถูกป้อน (feed) กำลังงานโดยตรงผ่านทางสายนำสัญญาณ (transmission line) ส่วนองค์ประกอบตัวอื่นๆ จะแสดงตัวเป็นตัวแพร่กระจายคลื่นแบบปรสิต (parasitic radiator) ซึ่งกระแสจะถูกเหนี่ยวนำ (induced) โดยการเชื่อมต่อร่วม (mutual coupling)

ข้อความทั้งหมดที่ได้กล่าวมาข้างต้นนี้ แสดงให้เห็นถึงภาพรวมของโครงสร้างสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบ สำหรับการวิเคราะห์ การออกแบบ การสร้าง และการทดสอบสายอากาศนั้นจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

2.2 หลักการที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ

ในขั้นแรกจะขอกล่าวถึงหลักการที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศก่อนว่ามีขั้นตอนเป็นอย่างไร จากนั้นจะทำการอธิบายถึงการวิเคราะห์สายอากาศโดยการนำหลักการต่างๆ ที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อต่อไปนี้มาใช้ในการวิเคราะห์

2.2.1 สมการเชิงอินทิกรัล

โดยทั่วไปแล้ว รูปแบบของสมการเชิงอินทิกรัล [13] จะมีอยู่หลายรูปแบบด้วยกัน แต่รูปแบบที่นิยมนำมาใช้กันส่วนใหญ่จะมีอยู่ 2 รูปแบบคือ สมการเชิงอินทิกรัลสนามไฟฟ้า (electric field integral equation; EFIE) และสมการเชิงอินทิกรัลสนามแม่เหล็ก (magnetic field integral equation; MFIE) โดยที่สมการเชิงอินทิกรัลสนามไฟฟ้าจะใช้เงื่อนไขขอบเขต (boundary condition) กับสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัส (tangential electric field) ส่วนสมการเชิงอินทิกรัลสนามแม่เหล็กจะใช้เงื่อนไขขอบเขตกับสนามแม่เหล็กในแนวสัมผัส (tangential magnetic field) ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการวิเคราะห์สายอากาศโดยใช้สมการเชิงอินทิกรัลสนามไฟฟ้า โดยรูปแบบของสมการเชิงอินทิกรัลสนามไฟฟ้า [13] ที่นิยมใช้กันมีอยู่ 2 รูปแบบคือ สมการเชิงอินทิกรัลของพอคคิงตัน (Pocklington's integral equation) และสมการเชิงอินทิกรัลของแฮลเลน (Hallen's integral equation)

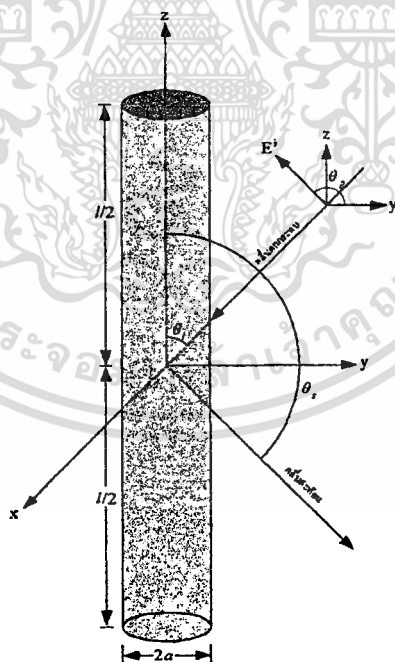
ความแตกต่างกันระหว่างสมการเชิงอินทิกรัลทั้งสองชนิดนี้คือ สมการเชิงอินทิกรัลของพอคคิงตันสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับรูปแบบของตัวจ่ายกำลังงานที่ป้อนให้กับตัวสายอากาศได้หลายรูปแบบมากกว่าสมการเชิงอินทิกรัลของแฮลเลนซึ่งจำกัดการใช้งานเพียงรูปแบบของตัวจ่ายกำลังงานที่เป็นแบบช่องว่างเล็ก (delta-gap) เท่านั้น นอกจากนี้ การคำนวณสมการเชิงอินทิกรัลของพอคคิงตันยังมีความซับซ้อนน้อยกว่าสมการเชิงอินทิกรัลของแฮลเลนเนื่องจากลำดับ (order)

ของเมตริกซ์ (matrix) ที่ใช้ในการคำนวณนั้นมีค่าน้อยกว่า สำหรับรายละเอียดของสมการเชิงอินทิกรัลทั้งสองชนิดนี้จะทำการอธิบายในหัวข้อต่อไป

2.2.1.1 สมการเชิงอินทิกรัลของพหุคูณตัน

ถ้าทำการสมมติว่ามีคลื่นมาตกกระทบบนพื้นผิวของลวดตัวนำดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ก) ซึ่งจะทำให้การกำหนดคลื่นที่เข้ามาตกกระทบนี้ให้เป็นสนามไฟฟ้าที่เข้ามา (incident electric field; $\bar{E}^i(r)$) แต่ถ้าลวดตัวนำกระทำตัวเป็นสายอากาศแล้วสนามไฟฟ้าที่เข้ามานี้จะถูกทำให้เกิดขึ้นอันเนื่องมาจากการป้อนกำลังงานให้กับตัวสายอากาศที่จุดใดจุดหนึ่งในตัวสายอากาศ สำหรับสนามไฟฟ้าที่เข้ามานี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดความหนาแน่นกระแสเชิงเส้น (linear current density; \bar{J}_s) บนพื้นผิวของลวดตัวนำ ซึ่งความหนาแน่นกระแสนี้จะผลิตสนามไฟฟ้าขึ้นมาซึ่งกำหนดให้เป็นสนามไฟฟ้าที่กระจายออกไป (scattered electric field; $\bar{E}^s(r)$) ดังนั้น สนามไฟฟ้ารวม (total electric field; $\bar{E}^t(r)$) ที่จุดใดๆ จะมีค่าเท่ากับผลรวมของสนามไฟฟ้าที่เข้ามาและสนามไฟฟ้าที่กระจายออกไปดัง (2.1)

$$\bar{E}^t(r) = \bar{E}^i(r) + \bar{E}^s(r) \quad (2.1)$$



รูปที่ 2.2 (ก) คลื่นที่ตกกระทบและกระจายออกบนลวดตัวนำ

เมื่อทำการย้ายจุดสังเกตมาอยู่ที่พื้นผิวของลวดตัวนำ $r = r_s$ และลวดเป็นตัวนำสมบูรณ์ จะได้ว่า สนามไฟฟ้ารวมในแนวสัมผัสจะเป็นศูนย์ที่ผิวของลวดตัวนำ ดังนั้น สนามไฟฟ้ารวมในเอกสารแนวสัมผัสบนพื้นผิวของลวดตัวนำใน (2.1) สามารถแสดงได้เป็นสมการที่นำไปใช้ประโยชน์ในการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_z'(r=r_s) = E_z^i(r=r_s) + E_z^s(r=r_s) = 0 \quad (2.2)$$

หรือ

$$E_z^s(r=r_s) = -E_z^i(r=r_s) \quad (2.3)$$

โดยทั่วไปแล้วสนามไฟฟ้าที่กระจายออกไปซึ่งถูกสร้างจากการเหนี่ยวนำของความหนาแน่นกระแสเชิงเส้น \bar{J}_s สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \bar{E}^s(r) &= -j\omega\bar{A} - j\frac{1}{\omega\mu\epsilon}\nabla(\nabla\cdot\bar{A}) \\ &= -j\frac{1}{\omega\mu\epsilon}\left[k^2\bar{A} + \nabla(\nabla\cdot\bar{A})\right] \end{aligned} \quad (2.4)$$

เมื่อ $k^2 = \omega^2\mu\epsilon$

เนื่องจากทำการพิจารณาที่พื้นผิวของลวดตัวนำ ดังนั้น (2.4) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$E_z^s(r) = -j\frac{1}{\omega\mu\epsilon}\left(k^2 A_z + \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2}\right) \quad (2.5)$$

ฟังก์ชันศักย์แม่เหล็กใน (2.5) เมื่อพิจารณาที่พื้นผิวของลวดตัวนำสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} A_z &= \frac{\mu}{4\pi} \iint_s J_z \frac{e^{-jkR}}{R} ds' \\ &= \frac{\mu}{4\pi} \int_{-l/2}^{l/2} \int_0^{2\pi} J_z \frac{e^{-jkR}}{R} a d\phi' dz' \end{aligned} \quad (2.6)$$

จากสมการของกระแสทั้งหมดที่ผ่านพื้นที่ผิวที่กำหนดตาม (2.7)

$$I = \int_s \bar{J} \cdot \bar{ds} \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดให้ลวดมีรัศมีน้อยมากเมื่อเทียบกับขนาดความยาวคลื่น ($a \ll \lambda$) จะทำให้ความหนาแน่นกระแส J_z ไม่เป็นฟังก์ชันของมุม ϕ จาก (2.7) เมื่อทำการพิจารณาที่จุดใดๆ บนพื้นผิวของลวดตัวนำจะได้ว่า

$$2\pi a J_z = I_z(z') \Rightarrow J_z = \frac{1}{2\pi a} I_z(z') \quad (2.8)$$

เมื่อ $I_z(z')$ ถูกสมมติให้เป็นกระแสชนิดเส้นสมมูล (equivalent filament line-source current) ที่วางตัวอยู่บนผิวของลวดตัวนำเป็นระยะทาง $\rho = a$ จากแนวแกน z ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ก) ดังนั้น เมื่อทำการแทน (2.8) ลงใน (2.6) จะได้ว่า

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-l/2}^{l/2} \left[\frac{1}{2\pi a} I_z(z') \int_0^{2\pi} \frac{e^{-jkR}}{R} a d\phi' \right] dz' \quad (2.9)$$

$$R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \quad (2.10)$$

เมื่อกำหนดให้ $x = \rho \cos(\phi)$, $x' = \rho' \cos(\phi')$, $y = \rho \sin(\phi)$, $y' = \rho' \sin(\phi')$, $\rho' = a$ (2.10) สามารถเขียนได้เป็น

$$R = \sqrt{\rho^2 + a^2 - 2\rho a \cos(\phi - \phi') + (z - z')^2} \quad (2.11)$$

เมื่อ ρ คือ ระยะทางในแนวรัศมี (radial distance) ไปยังจุดสังเกต และ a คือ รัศมีของลวดตัวนำ

เนื่องจากจุดสังเกตไม่เป็นฟังก์ชันของมุม ϕ เพราะเกิดความสมมาตรในการกระจายของสนามไฟฟ้าบนลวดตัวนำ เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาจะพิจารณาที่มุม ϕ มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้น เมื่อพิจารณาที่พื้นผิวของลวดตัวนำ $\rho = a$ (2.9) และ (2.11) สามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} A_z(\rho = a) &= \mu \int_{-l/2}^{l/2} I_z(z') \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} d\phi' \right) dz' \\ &= \mu \int_{-l/2}^{l/2} I_z(z') G(z, z') dz' \end{aligned} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$G(z, z') = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} d\phi' \quad (2.13)$$

และ

$$R(\rho = a) = \sqrt{4a^2 \sin^2\left(\frac{\phi'}{2}\right) + (z - z')^2} \quad (2.14)$$

ดังนั้น สนามไฟฟ้าที่กระจายออกไปตาม (2.5) เมื่อทำการสังเกตที่พื้นผิวของลวดตัวนำ $\rho = a$ โดยการแทน (2.12) ลงใน (2.5) จะได้ว่า

$$E_z^s(\rho = a) = -j \frac{1}{\omega\epsilon} \left(k^2 + \frac{d^2}{dz^2} \right) \int_{-l/2}^{l/2} I_z(z') G(z, z') dz' \quad (2.15)$$

จาก (2.3) สามารถเขียน (2.15) ได้ใหม่เป็น

$$-j \frac{1}{\omega\epsilon} \left(\frac{d^2}{dz^2} + k^2 \right) \int_{-l/2}^{l/2} I_z(z') G(z, z') dz' = -E_z^i(\rho = a) \quad (2.16)$$

หรือ

$$\left(\frac{d^2}{dz^2} + k^2 \right) \int_{-l/2}^{l/2} I_z(z') G(z, z') dz' = -j\omega\epsilon E_z^i(\rho = a) \quad (2.17)$$

จาก (2.17) สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\int_{-l/2}^{l/2} I_z(z') \left[\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) G(z, z') \right] dz' = -j\omega\epsilon E_z^i(\rho = a) \quad (2.18)$$

โดยที่ $G(z, z')$ ถูกแสดงตาม (2.13)

จาก (2.18) สมการนี้จะถูกเรียกว่า สมการเชิงอินทิกรัลของพอคคลิงตัน (Pocklington's integral equation) ซึ่งสมการดังกล่าวจะถูกนำมาใช้ในการหากระแสชนิดเส้นสมมูล $I_z(z')$ และไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความหนาแน่นกระแส J_z บนลวดตัวนำ เมื่อทราบค่าของสนามไฟฟ้าที่เข้ามาตกกระทบบนพื้นผิวของลวดตัวนำ

ถ้าสมมติให้ลวดมีรัศมีน้อยมากเมื่อเทียบกับขนาดความยาวคลื่น $a \ll \lambda$ จาก (2.13) จะได้ว่า

$$G(z, z') = G(R) = \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \quad (2.19)$$

ใน (2.18) ค่าของ $I_z(z')$ สามารถถูกแสดงได้ดังรูปที่ 2.2 (ข)

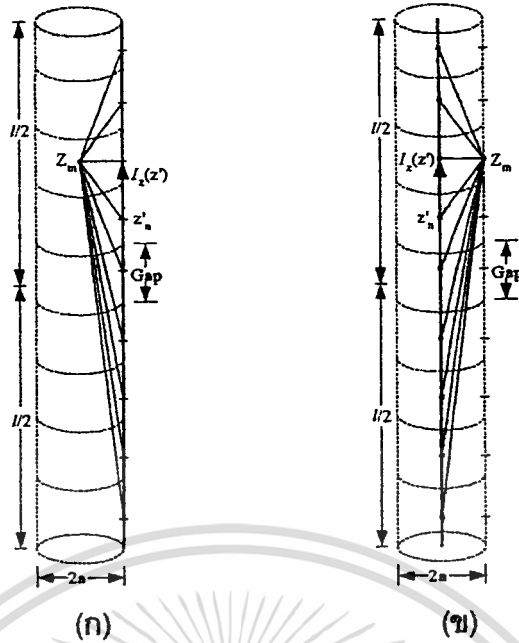


รูปที่ 2.2 (ข) ลักษณะของกระแสสมมูล

ด้วยวิธีการจัดวาง (point-matching (collocation) technique) [13] กระแสนี้สามารถหาได้โดยการใช้เงื่อนไขขอบเขตกระทำที่แต่ละจุดบนพื้นผิวของลวดตัวนำ จากนั้นจะใช้วิธีโมเมนต์ (Method of Moments) [13] มาทำการแก้สมการเพื่อหาค่ากระแส $I_z(z')$ นี้ออกมา

โดยทั่วไปแล้วจะทำการเลือกจุดจัดวาง (matching point) ให้อยู่ภายในลวดตัวนำตามแนวแกนดังรูปที่ 2.3 (ก) ซึ่งกระแสจะไหลอยู่ที่พื้นผิวของลวดตัวนำ แต่ในทำนองเดียวกันรูปแบบในรูปที่ 2.3 (ก) สามารถแสดงให้อยู่ในรูปแบบตามรูปที่ 2.3 (ข) ได้ เมื่อกระแสถูกสมมติให้อยู่ภายในลวดตัวนำตามแนวแกนและจุดจัดวางถูกเลือกอยู่ที่พื้นผิวของลวดตัวนำ ซึ่งทั้งสองรูปแบบสามารถนำไปใช้หากระแสเชิงเส้นสมมูลได้เหมือนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 (ก) กระแสที่ไหลอยู่บนพื้นผิวของลวดตัวนำ
(ข) กระแสที่ไหลอยู่ภายในของลวดตัวนำ

2.2.1.2 สมการเชิงอินทิกรัลของแวลเลน

จากรูปที่ 2.2 (ก) ให้ทำการสมมติว่าความยาวของลวดตัวนำมีค่ามากกว่ารัศมีของลวดตัวนำมาก ($l \gg a$) และรัศมีมีค่าน้อยกว่าความยาวคลื่นมาก ($a \ll \lambda$) ซึ่งจะทำให้ผลกระทบอันเนื่องมาจากพื้นผิวด้านบนและด้านล่างของลวดตัวนำมีค่าน้อยมากจนสามารถเพิกเฉยได้ ดังนั้นจากการใช้เงื่อนไขขอบเขตสำหรับลวดตัวนำสมบูรณ์จะทำให้สนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสเป็นศูนย์ที่ผิวของลวดตัวนำ และกระแสที่จุดปลายของลวดตัวนำเป็นศูนย์ด้วย

ดังนั้น จะมีเพียงความหนาแน่นกระแสไหลตามแนวแกนของลวดตัวนำเท่านั้น ซึ่งก็คือแนวแกน z จาก (2.4) จะได้ว่า

$$E'_z = -j\omega A_z - j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \left[\frac{d^2 A_z}{dz^2} + \omega^2 \mu\epsilon A_z \right] \quad (2.20)$$

เนื่องจากสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสจะเป็นศูนย์ที่พื้นผิวของลวดตัวนำ ดังนั้น (2.20) สามารถแสดงได้เป็น

$$\frac{d^2 A_z}{dz^2} + k^2 A_z = 0 \quad (2.21)$$

เมื่อ $k^2 = \omega^2 \mu\epsilon$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากความหนาแน่นกระแสที่ไหลในลวดตัวนำมีความสมมาตรกัน $[J_z(z') = J_z(-z')]$ ซึ่งทำให้ฟังก์ชันศักย์แม่เหล็กเกิดความสมมาตรตามไปด้วย $[A_z(z') = A_z(-z')]$ ดังนั้น เมื่อทำการแก้ (2.21) จะได้ว่า

$$A_z(z) = -j\sqrt{\mu\epsilon} [B_1 \cos(kz) + C_1 \sin(k|z|)] \quad (2.22)$$

เมื่อ B_1 และ C_1 คือ ค่าคงที่ และจากที่ได้กล่าวไว้ในตอนต้นว่าฟังก์ชันศักย์แม่เหล็กเกิดความสมมาตรกัน ดังนั้น ในพจน์สุดท้ายของ (2.22) จึงต้องใส่เครื่องหมายค่าสัมบูรณ์ให้กับ z ซึ่งจะทำให้ค่าของ \sin มีค่าเท่ากันไม่ว่าค่า z จะมีค่าเป็นบวกหรือเป็นลบ

จากฟังก์ชันศักย์แม่เหล็กสำหรับกระแสที่ไหลบนลวดตัวนำสามารถแสดงได้ดังนี้

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int I(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \quad (2.23)$$

ให้ (2.22) มีค่าเท่ากับ (2.23) จะได้ว่า

$$\int_{-\infty}^{\infty} I_z(z') \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dz' = -j\sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} [B_1 \cos(kz) + C_1 \sin(k|z|)] \quad (2.24)$$

จาก (2.24) สมการนี้จะถูกเรียกว่าสมการเชิงอินทิกรัลของแฮลเลน (Hallen's integral equation) สำหรับลวดตัวนำสมบูรณ์ ส่วนค่าคงที่ C_1 จะถูกกำหนดจากแรงดันที่ใช้ในการป้อนกำลังงานให้กับลวดตัวนำ ($C_1 = V_i/2$) และ B_1 จะถูกกำหนดจากเงื่อนไขขอบเขตที่ต้องการให้กระแสเป็นศูนย์ที่จุดปลายของลวดตัวนำ

2.2.2 รูปแบบของตัวจ่ายกำลังงาน

โดยทั่วไปแล้วจะมีรูปแบบของตัวจ่ายกำลังงานที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศอยู่ 2 รูปแบบด้วยกัน [13] คือ รูปแบบช่องว่างเล็ก (delta-gap excitation) และรูปแบบกระแสวนแหวนแม่เหล็กสมมูล (equivalent magnetic ring current หรือ magnetic frill generator) ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้รูปแบบของตัวจ่ายกำลังงานแบบช่องว่างเล็กในการวิเคราะห์สายอากาศ ดังนั้น จึงขอกล่าวถึงรูปแบบของตัวจ่ายกำลังงานแบบช่องว่างเล็กเท่านั้น

2.2.2.1 รูปแบบของตัวจ่ายกำลังงานแบบช่องว่างเล็ก

สำหรับรูปแบบของตัวจ่ายกำลังงานแบบเดลต้าแกบนี้ถือเป็นรูปแบบที่ถูกนำมาใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศมากที่สุดและมีวิธีการที่ง่ายที่สุดด้วย แต่วิธีการนี้จะมีความถูกต้องมากที่สุดก็ต่อเมื่อความกว้างของแกบจะต้องมีค่าน้อยๆ ดังนั้น ในการกำหนดความกว้างของแกบควรกำหนดให้มีค่าน้อยๆ เพื่อให้ได้ผลที่มีความถูกต้อง โดยเฉพาะค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

การใช้รูปแบบของตัวจ่ายกำลังงานแบบช่องว่างเล็กจะสมมติให้แรงดันที่ป้อนให้กับตัวสายอากาศมีค่าคงที่ (V_i) ในช่วงความกว้างของแกบส่วนบริเวณอื่นๆ มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้น สนามไฟฟ้าที่เข้ามา ($E_z^i(\rho = a, 0 \leq \phi \leq 2\pi, -l/2 \leq z \leq +l/2)$) ที่เกิดขึ้นอันเนื่องมาจากแรงดันที่ป้อนให้กับตัวสายอากาศ จะมีค่าคงที่ตลอดช่วงความกว้างของแกบและมีค่าเป็นศูนย์ที่บริเวณอื่นๆ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_z^i = \begin{cases} \frac{V_i}{\Delta} & , \quad -\frac{\Delta}{2} \leq z' \leq \frac{\Delta}{2} \\ 0 & , \quad \text{ที่อื่น} \end{cases} \quad (2.25)$$

เมื่อ V_i คือ แรงดันที่ป้อนให้กับตัวสายอากาศ และ Δ คือ ช่วงความกว้างของแกบ

2.2.3 วิธีโมเมนต์ (Method of Moments)

วิธีการนี้จะเป็นวิธีการที่นำมาใช้ในการหาคำตอบของสมการเชิงอินทิกรัลที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อก่อนหน้านี้ โดยคำตอบที่ได้จากการแก้สมการเชิงอินทิกรัลก็คือ กระแสที่มีอยู่ในตัวโครงสร้างของสายอากาศ ซึ่งค่ากระแสที่ได้นี้สามารถนำไปใช้หาพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศได้ เช่น แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น อิมพีแดนซ์ และค่าสภาพเจาะจงทิศทาง เป็นต้น

จาก (2.18) และ (2.24) สามารถจัดให้อยู่ในรูปแบบใหม่ได้ดังนี้

$$F(g) = h \quad (2.26)$$

เมื่อ F คือ ตัวดำเนินการเชิงเส้น (linear operator) h คือ ฟังก์ชันที่ใช้ในการป้อนพลังงาน (excitation function) และ g คือ ฟังก์ชันการตอบสนอง (response function)

จุดประสงค์หลักของการหาคำตอบของ (2.26) คือ การหาค่าของ g เมื่อรู้ค่าของ F และ h ตามลำดับ จากวิธีโมเมนต์ จะทำการกระจายฟังก์ชันการตอบสนองที่ไม่ทราบค่า g ให้อยู่ในรูปของการรวมกันแบบเชิงเส้น (linear combination) ของฟังก์ชันการตอบสนองที่ทราบค่าทั้งหมด N พจน์ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g(z') = a_1 g_1(z') + a_2 g_2(z') + \dots + a_N g_N(z') = \sum_{n=1}^N a_n g_n(z') \quad (2.27)$$

เมื่อ a_n คือ ค่าคงที่ที่ไม่ทราบค่า และ $g_n(z')$ คือ ฟังก์ชันที่ทราบค่า ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะถูกเรียกว่า ฟังก์ชันฐาน (basis function) หรือฟังก์ชันขยาย (expansion function) [13]

จากนั้นทำการแทน (2.27) ลงใน (2.26) และใช้คุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของตัวดำเนินการ F ทำให้ได้ว่า

$$\sum_{n=1}^N a_n F(g_n) = h \quad (2.28)$$

จาก (2.28) พบว่ามีค่าที่ต้องการหาทั้งหมด N ค่า คือ a_n ($n=1,2,\dots,N$) แต่มีสมการเพียงสมการเดียวเท่านั้นซึ่งเป็นไปไม่ได้ที่จะทำการแก้สมการหาคำตอบทั้งหมด ดังนั้น จึงจำเป็นที่จะต้องมีส่วนการเชิงเส้นที่เป็นอิสระต่อกันทั้งหมด N สมการ ซึ่งสมการเหล่านี้สามารถทำให้เกิดขึ้นได้โดยใช้วิธีการจัดวาง ซึ่งจะใช้เงื่อนไขขอบเขตกระทำกับจุดทั้งหมด N จุดที่แตกต่างกันบนตัวโครงสร้างของสายอากาศ จากการใช้วิธีการจัดวาง (2.28) สามารถเขียนได้เป็น

$$\sum_{n=1}^N a_n F(g_n) = h_m, \quad m=1,2,\dots,N \quad (2.29)$$

(2.29) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$[Z_{mn}][I_n] = [V_m] \quad (2.30)$$

เมื่อ

$$Z_{mn} = F(g_n) \quad (2.31)$$

$$I_n = a_n \quad (2.32)$$

$$V_m = h_m \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก (2.30) สามารถแก้สมการหาค่า a_n ได้โดยการใช้เทคนิคการอินเวอร์สของเมตริกซ์ (inversion matrix) [14] ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$[I_n] = [Z_{nn}]^{-1} [V_n] \quad (2.34)$$

คำตอบที่ได้จาก (2.34) ก็คือ ค่าคงที่ที่ไม่ทราบค่า a_n โดยจะนำไปใช้ร่วมกับฟังก์ชันที่ทราบค่า $g_n(x')$ ในการหาฟังก์ชันการตอบสนองที่ไม่ทราบค่า g ตาม (2.27) ซึ่งจะทำให้ทราบถึงค่าของกระแสที่มีอยู่บนโครงสร้างของตัวสายอากาศ และจะนำค่ากระแสที่ได้นี้ไปใช้ในการหาค่าพหามิตเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศต่อไป

2.2.4 ฟังก์ชันฐาน (Basis function)

จาก (2.27) ฟังก์ชันฐานหรือฟังก์ชันขยาย โดยทั่วไปแล้วจะมีอยู่หลายรูปแบบด้วยกัน แต่สามารถแบ่งออกได้เป็นสองประเภทคือ ฟังก์ชันโดเมนย่อย (subdomain functions) [13] และฟังก์ชันโดเมนรวม (entire domain functions) [13] สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้ฟังก์ชันฐานประเภทฟังก์ชันโดเมนรวม มาใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ ดังนั้น จึงขอกล่าวถึงรายละเอียดในเรื่องของฟังก์ชันฐานประเภทฟังก์ชันโดเมนรวมเท่านั้นเท่านั้น

2.2.4.1 ฟังก์ชันโดเมนรวม

ลักษณะของฟังก์ชันชนิดนี้จะอยู่ในรูปของฟังก์ชันลักษณะรูปไซน์ (sinusoidal functions) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$g_n(x') = \cos\left[\frac{(2n-1)\pi x'}{l}\right], \quad -\frac{l}{2} \leq x' \leq \frac{l}{2} \quad (2.35)$$

จากที่ทราบกันดีว่า สายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัดใดๆ จะมีการกระจายกระแสเป็นฟังก์ชันลักษณะรูปไซน์ และเนื่องจากโครงสร้างของสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบมีลักษณะเป็นเส้นลวดตรงที่มีความยาวจำกัดใดๆ ซึ่งมีส่วนคล้ายคลึงกับโครงสร้างของสายอากาศไดโพลที่มีความยาวจำกัดใดๆ ดังนั้น จึงเป็นสาเหตุที่ทำให้เลือกใช้ฟังก์ชันชนิดนี้ในการวิเคราะห์หาค่ากระแสที่อยู่บนโครงสร้างของสายอากาศซึ่งจะทำให้ได้คำตอบที่มีความถูกต้องมากกว่าการเลือกใช้ฟังก์ชันอื่นๆ และถือเป็นการใช้ข้อดีหลักของฟังก์ชันชนิดนี้ เนื่องจากฟังก์ชันนี้จะให้ผลที่ถูกต้องเมื่อสามารถคาดเดาถึงลักษณะการกระจายกระแสบนโครงสร้างของสายอากาศได้ แต่จะเกิดผลที่ผิดพลาดถ้านำฟังก์ชันชนิดนี้ไปใช้กับโครงสร้างของสายอากาศที่มีความซับซ้อนจนไม่สามารถคาด

เดาถึงลักษณะของการกระจายกระแสบนโครงสร้างของสายอากาศนั้นๆ ได้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในหัวข้อต่อไปจะเป็นการนำหลักการต่างๆ ที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อก่อนหน้านี้มาใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งจะนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้นี้ไปใช้ในการออกแบบสายอากาศให้ได้ผลตามข้อกำหนดที่ต้องการต่อไป โดยจะทำการอธิบายถึงข้อกำหนดต่างๆ ที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศอีกครั้งในหัวข้อของการออกแบบสายอากาศ

2.3 การวิเคราะห์สายอากาศ

จากข้อดีของสมการเชิงอินทิกรัลของพอดคลิงตันที่ได้กล่าวไว้ในตอนต้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ทำการเลือกใช้สมการเชิงอินทิกรัลดังกล่าวในการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศ

จาก (2.18) เมื่อกำหนดให้ลวดมีรัศมีน้อยมากเมื่อเทียบกับขนาดความยาวคลื่น ($a \ll \lambda$) จะได้ว่า

$$\int_{-l/2}^{l/2} I(z') \left(\frac{\partial^2}{\partial z'^2} + k^2 \right) \frac{e^{-jkR}}{R} dz' = -j4\pi\omega\epsilon_0 E_z^i \quad (2.36)$$

$$\text{เมื่อ } R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2}$$

จากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) = \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \quad (2.37)$$

(2.36) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\int_{-l/2}^{l/2} I(z') \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' + k^2 \int_{-l/2}^{l/2} I(z') \frac{e^{-jkR}}{R} dz' = -j4\pi\omega\epsilon_0 E_z^i \quad (2.38)$$

ทำการอินทิเกรตพจน์แรกของ (2.38) ด้วยวิธีการอินทิเกรตทีละส่วน (by parts) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$u = I(z') \quad (2.39)$$

$$du = \frac{dI(z')}{dz'} dz' \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$dv = \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' = \frac{\partial}{\partial z'} \left[\frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right] dz' \quad (2.41)$$

$$v = \frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \quad (2.42)$$

แทน (2.39) ถึง (2.42) ลงในพจน์แรกของ (2.38) จะได้ว่า

$$\int_{-l/2}^{l/2} I(z') \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' = I(z') \left[\frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right] \Big|_{-l/2}^{l/2} - \int_{-l/2}^{l/2} \frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \frac{dI(z')}{dz'} dz' \quad (2.43)$$

กำหนดให้กระแสเป็นศูนย์ที่ปลายทั้งสองของลวดตัวนำ $[I_z(z' = +l/2) = I_z(z' = -l/2) = 0]$ ทำให้พจน์แรกของ (2.43) มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้น (2.43) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$\int_{-l/2}^{l/2} I(z') \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' = - \int_{-l/2}^{l/2} \frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' \frac{dI(z')}{dz'} \quad (2.44)$$

จากนั้นทำการอินทิเกรต (2.44) ด้วยวิธีการอินทิเกรตที่ละส่วน จะได้ว่า

$$u = \frac{dI(z')}{dz'} \quad (2.45)$$

$$du = \frac{d^2 I(z')}{dz'^2} dz' \quad (2.46)$$

$$dv = \frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' \quad (2.47)$$

$$v = \frac{e^{-jkR}}{R} \quad (2.48)$$

แทน (2.45) ถึง (2.48) ลงในสมการที่ (2.44) จะได้ว่า

$$\int_{-l/2}^{l/2} I(z') \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' = - \frac{dI(z')}{dz'} \frac{e^{-jkR}}{R} \Big|_{-l/2}^{l/2} + \int_{-l/2}^{l/2} \frac{d^2 I(z')}{dz'^2} \frac{e^{-jkR}}{R} dz' \quad (2.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทน (2.49) ลงใน (2.38) จะได้ว่า

$$-\frac{dI(z')}{dz'} \frac{e^{-jkR}}{R} \Big|_{-l/2}^{l/2} + \int_{-l/2}^{l/2} \left[k^2 I(z') + \frac{d^2 I(z')}{dz'^2} \right] \frac{e^{-jkR}}{R} dz' = -j4\pi\omega\epsilon_0 E_z^i \quad (2.50)$$

จาก (2.50) จะทำการสมมติกระแส $I(z')$ ในแต่ละองค์ประกอบ (elements) ของสายอากาศด้วยฟังก์ชันฐานประเภทฟังก์ชันโดเมนรวม ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้ [13]

$$I_n(z') = \sum_{m=1}^M I_{nm} \cos \left[(2m-1) \frac{\pi z'}{l_n} \right] \quad (2.51)$$

เมื่อ I_{nm} คือ ค่าสัมประสิทธิ์กระแสเชิงซ้อน (complex current coefficient) ของโหมด m บนองค์ประกอบที่ n และ l_n คือ ค่าความยาวขององค์ประกอบที่ n ตามลำดับ

แทน (2.51) ลงใน (2.50) จะได้ว่า

$$\sum_{m=1}^M I_{nm} \left\{ \frac{(2m-1)\pi}{l_n} \sin \left[(2m-1) \frac{\pi z'_n}{l_n} \right] \frac{e^{-jkR}}{R} \Big|_{-l_n/2}^{l_n/2} + \left[k^2 - \frac{(2m-1)^2 \pi^2}{l_n^2} \right] \times \int_{-l_n/2}^{l_n/2} \cos \left[(2m-1) \frac{\pi z'_n}{l_n} \right] \frac{e^{-jkR}}{R} dz'_n \right\} = -j4\pi\omega\epsilon_0 E_z^i \quad (2.52)$$

เนื่องจากฟังก์ชันโคซายท์ (cosine function) เป็นฟังก์ชันคู่ ดังนั้น (2.52) สามารถเขียนได้ใหม่โดยทำการพิจารณาในช่วง $0 \leq z' \leq l/2$ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\sum_{m=1}^M I_{nm} \left\{ (-1)^{m+1} \frac{(2m-1)\pi}{l_n} G_2 \left(x, x', y, y' / z, \frac{l_n}{2} \right) + \left[k^2 - \frac{(2m-1)^2 \pi^2}{l_n^2} \right] \times \int_0^{l_n/2} G_2(x, x', y, y' / z, z'_n) \cos \left[\frac{(2m-1)\pi z'_n}{l_n} \right] dz'_n \right\} = -j4\pi\omega\epsilon_0 E_z^i \quad (2.53)$$

โดยที่

$$G_2 \left(x, x', y, y' / z, \frac{l_n}{2} \right) = \frac{e^{-jkR_-}}{R_-} + \frac{e^{-jkR_+}}{R_+} \quad (2.54)$$

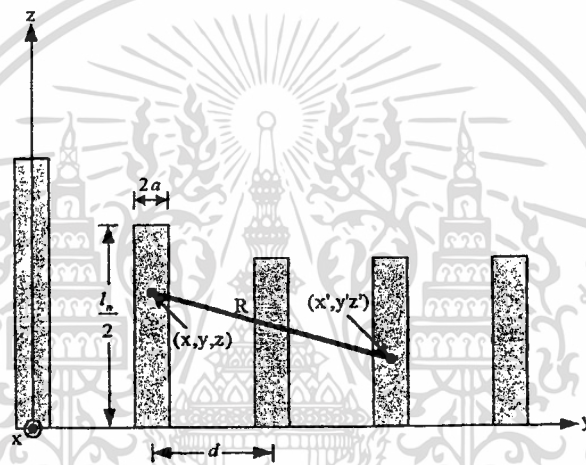
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_2(x, x', y, y' / z, z'_n) = \frac{e^{-jkR_{2-}}}{R_{2-}} + \frac{e^{-jkR_{2+}}}{R_{2+}} \quad (2.55)$$

$$R_{1\pm} = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + a^2 + \left(z \pm \frac{l_n}{2}\right)^2} \quad (2.56)$$

$$R_{2\pm} = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + a^2 + (z \pm z'_n)^2} \quad (2.57)$$

เมื่อ $n=1,2,3,\dots,N$ โดยที่ N คือ จำนวนองค์ประกอบทั้งหมดของสายอากาศ และ $R_{1\pm}, R_{2\pm}$ คือ ระยะทางจากจุดกึ่งกลางขององค์ประกอบหนึ่งไปยังจุดกึ่งกลางของอีกองค์ประกอบหนึ่ง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ระยะทางระหว่างจุดกึ่งกลางของแต่ละองค์ประกอบ

จาก (2.52) จะใช้วิธีการโมเมนต์ ในการหาค่าสัมประสิทธิ์กระแสเชิงซ้อน I_m โดยจะทำการแบ่งแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศออกเป็นเซกเมนต์ (segment) ซึ่งกำหนดให้แต่ละองค์ประกอบมีจำนวนเซกเมนต์ทั้งหมด M เซกเมนต์ และกำหนดจุดจัดวางให้อยู่ที่จุดกึ่งกลางของแต่ละเซกเมนต์ในแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 2.5

จากวิธีการจัดวาง จะใช้เงื่อนไขขอบเขตกระทำกับแต่ละจุดจัดวางในแต่ละเซกเมนต์ของแต่ละองค์ประกอบ โดยกำหนดให้สนามไฟฟ้าเป็นศูนย์ในแต่ละจุดจัดวางของแต่ละองค์ประกอบยกเว้นเซกเมนต์ที่ได้รับการป้อนกำลังงาน ดังนั้น องค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกำลังงาน สนามไฟฟ้าจะเกิดการจางหายที่จุดจัดวางในแต่ละเซกเมนต์ทั้งหมด $M-1$ จุด ส่วนองค์ประกอบอื่นๆ สนามไฟฟ้าจะเป็นศูนย์ที่จุดจัดวางในแต่ละเซกเมนต์ทั้งหมด M จุด ดังแสดงในรูปที่ 2.5

เมื่อทำการเทียบ (2.58) กับ (2.53) จะพบว่า

$$[C] = \frac{1}{-j4\pi\omega\epsilon_0} \cdot \sum_{n=1}^N \left\{ \sum_{m=1}^M \left[(-1)^{m+1} \frac{(2m-1)\pi}{l_n} G_2\left(x, x', y, y' / z, \frac{l_n}{2}\right) + \left[k^2 - \frac{(2m-1)^2 \pi^2}{l_n^2} \right] \right. \right. \\ \left. \left. \times \int_0^{l_n/2} G_2(x, x', y, y' / z, z'_n) \cos\left[\frac{(2m-1)\pi z'_n}{l_n}\right] dz'_n \right] \right\} \quad (2.59)$$

$$[I] = \sum_{n=1}^N \left\{ \sum_{m=1}^M I_{nm} \right\} \quad (2.60)$$

$$E_z^i = V_i / \Delta \quad (2.61)$$

จาก (2.58) ค่าของ C_{11} หมายถึง การพิจารณาค่าสนามไฟฟ้าอันเนื่องมาจากกระแสโหมดที่ 1 ขององค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวบังคับทิศทาง ณ ตำแหน่งเซกเมนต์ที่หนึ่งขององค์ประกอบเดียวกัน ค่าของ C_{12} หมายถึง การพิจารณาค่าสนามไฟฟ้าอันเนื่องมาจากกระแสโหมดที่ 2 ขององค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวบังคับทิศทาง ณ ตำแหน่งเซกเมนต์ที่หนึ่งขององค์ประกอบเดียวกัน ค่าของ C_{13} หมายถึง การพิจารณาค่าสนามไฟฟ้าอันเนื่องมาจากกระแสโหมดที่ 1 ขององค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อน ณ ตำแหน่งเซกเมนต์ที่หนึ่งขององค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวบังคับทิศทาง ค่าของ C_{21} หมายถึง การพิจารณาค่าสนามไฟฟ้าอันเนื่องมาจากกระแสโหมดที่ 1 ขององค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวบังคับทิศทาง ณ ตำแหน่งเซกเมนต์ที่สองขององค์ประกอบเดียวกัน ค่าของ C_{22} หมายถึง การพิจารณาค่าสนามไฟฟ้าอันเนื่องมาจากกระแสโหมดที่ 2 ขององค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวบังคับทิศทาง ณ ตำแหน่งเซกเมนต์ที่สองขององค์ประกอบเดียวกัน ค่าของ C_{23} หมายถึง การพิจารณาค่าสนามไฟฟ้าอันเนื่องมาจากกระแสโหมดที่ 1 ขององค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อน ณ ตำแหน่งเซกเมนต์ที่สองขององค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวบังคับทิศทาง สำหรับค่าอื่นๆ ก็จะมี ความหมายในทำนองเดียวกันกับค่าที่ได้อธิบายไว้ข้างต้น

ดังนั้น เมื่อนำ (2.58) มาทำการอินเวอร์ส (inversion) จะทำให้สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์กระแสเชิงซ้อนได้ โดยจะนำค่าสัมประสิทธิ์กระแสเชิงซ้อนนี้ไปใช้ในการหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศซึ่งจะทำการอธิบายในหัวข้อต่อไป

2.3.1 สมการการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

กำหนดให้ความหนาแน่นกระแส (\bar{J}) ขององค์ประกอบที่ n เมื่อพิจารณาที่จุดใดๆ ในแนวแกน z สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\mathbf{J} = I_n \cdot e^{jk(x_n \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi + z'_n \cos \theta)} \hat{\mathbf{a}}_z \quad (2.62)$$

เมื่อ x_n, y_n คือ ตำแหน่งขององค์ประกอบที่ n และ z'_n คือ จุดใดๆ ที่ทำการพิจารณาในแนวแกน z ขององค์ประกอบที่ n ตามลำดับ

จากสมการของฟังก์ชันศักย์แม่เหล็กที่สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\bar{\mathbf{A}} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_V \frac{\mathbf{J} e^{-jkr}}{R} dv' \quad (2.63)$$

เมื่อพิจารณาให้แหล่งกำเนิดอยู่ที่จุดกำเนิดและทำการแทน (2.62) ลงใน (2.63) จะได้ว่า

$$\bar{\mathbf{A}} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-l_n/2}^{l_n/2} I_n e^{jk(x_n \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi + z'_n \cos \theta)} \frac{e^{jkr}}{r} dz'_n \hat{\mathbf{a}}_z \quad (2.64)$$

เนื่องจากการวิเคราะห์หาสนามที่แพร่กระจายคลื่นออกจากสายอากาศนั้น จะทำการวิเคราะห์ในระบบพิกัดทรงกลมเพราะสายอากาศมีการแพร่กระจายคลื่นในทุกทิศทาง ดังนั้น จึงจำเป็นต้องทำการแปลง (2.64) ซึ่งอยู่ในพิกัดมุมฉากให้อยู่ในพิกัดทรงกลม โดยใช้สูตรการแปลงดังสมการต่อไปนี้ [16]

$$\begin{bmatrix} A_r \\ A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi & \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \\ \cos \theta \cos \phi & \cos \theta \sin \phi & -\sin \theta \\ -\sin \phi & \cos \phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

จาก (2.64) จะพบว่า มีเฉพาะเทอมของ A_z เท่านั้น ดังนั้น จาก (2.65) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} A_r &= A_z \cos \theta \\ &= \frac{\mu}{4\pi} \int_{-l_n/2}^{l_n/2} I_n e^{jk(x_n \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi + z'_n \cos \theta)} \frac{e^{jkr}}{r} dz'_n \cdot \cos \theta \end{aligned} \quad (2.66)$$

$$\begin{aligned} A_\theta &= -A_z \sin \theta \\ &= -\frac{\mu}{4\pi} \int_{-l_n/2}^{l_n/2} I_n e^{jk(x_n \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi + z'_n \cos \theta)} \frac{e^{jkr}}{r} dz'_n \cdot \sin \theta \end{aligned} \quad (2.67)$$

$$A_\phi = 0 \quad (2.68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการวิเคราะห์ที่สนามระยะไกล (far-field region) ค่าของสนามไฟฟ้าสามารถประมาณได้ดังนี้ [13]

$$\begin{aligned} E_r &= 0 \\ E_\theta &= -j\omega A_\theta \\ E_\phi &= -j\omega A_\phi \end{aligned} \quad (2.69)$$

ดังนั้น จาก (2.69) สนามไฟฟ้าอันเนื่องมาจากองค์ประกอบที่ n ของสายอากาศเมื่อพิจารณาที่สนามระยะไกลสามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_{\theta_n} = -j\omega A_{\theta_n} \quad (2.70)$$

โดยที่ A_{θ_n} เป็นไปตาม (2.67)

จากโครงสร้างของสายอากาศ กำหนดให้ม้องค์ประกอบทั้งหมด N องค์ประกอบ ดังนั้น สนามไฟฟ้ารวมทั้งหมด N องค์ประกอบเมื่อพิจารณาที่สนามระยะไกลสามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\theta = \sum_{n=1}^N E_{\theta_n} = -j\omega A_\theta \quad (2.71)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} A_\theta &= \sum_{n=1}^N A_{\theta_n} \\ &= -\frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \sum_{n=1}^N \left\{ e^{jk(x_n \sin\theta \cos\phi + y_n \sin\theta \sin\phi)} \cdot \int_{-l_n/2}^{l_n/2} I_n e^{jkz'_n \cos\theta} dz'_n \right\} \end{aligned} \quad (2.72)$$

จากหัวข้อก่อนหน้านี้ ได้กำหนดให้กระแสในแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศเป็นไปตาม (2.51) ดังนั้น เทอมของการอินทิเกรตใน (2.72) เมื่อทำการแทน (2.51) ลงไปจะได้ว่า

$$\int_{-l_n/2}^{l_n/2} I_n e^{jkz'_n \cos\theta} dz'_n = \sum_{m=1}^M I_{nm} \int_{-l_n/2}^{l_n/2} \cos \left[\frac{(2m-1)\pi z'_n}{l_n} \right] e^{jkz'_n \cos\theta} dz'_n \quad (2.73)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากฟังก์ชันโคซายน์เป็นฟังก์ชันคู่ (2.73) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned} \int_{-l_n/2}^{l_n/2} I_n e^{jk'_n \cos \theta} dz'_n &= \sum_{m=1}^M I_{nm} \int_0^{l_n/2} 2 \cos \left[\frac{(2m-1)\pi z'_n}{l_n} \right] \cdot \left[\frac{e^{jk'_n \cos \theta} + e^{-jk'_n \cos \theta}}{2} \right] dz'_n \\ &= \sum_{m=1}^M I_{nm} \int_0^{l_n/2} 2 \cos \left[\frac{(2m-1)\pi z'_n}{l_n} \right] \cdot \cos(kz'_n \cos \theta) dz'_n \end{aligned} \quad (2.74)$$

จากคุณสมบัติทางตรีโกณมิติ (trigonometric property) ที่แสดงได้ดังนี้ [13]

$$2 \cos(\alpha) \cos(\beta) = \cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta) \quad (2.75)$$

จากคุณสมบัติข้างต้น (2.74) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\begin{aligned} \int_{-l_n/2}^{l_n/2} I_n e^{jk'_n \cos \theta} dz'_n &= \sum_{m=1}^M I_{nm} \left\{ \int_0^{l_n/2} \cos \left[\frac{(2m-1)\pi}{l_n} + k \cos \theta \right] z'_n dz'_n \right. \\ &\quad \left. + \int_0^{l_n/2} \cos \left[\frac{(2m-1)\pi}{l_n} - k \cos \theta \right] z'_n dz'_n \right\} \end{aligned} \quad (2.76)$$

จากคุณสมบัติของการอินทิเกรตฟังก์ชันตรีโกณมิติที่ว่า [13]

$$\int_0^{\alpha/2} \cos[(b \pm c)z] dz = \frac{\sin \left[(b \pm c) \frac{\alpha}{2} \right]}{(b \pm c) \frac{\alpha}{2}} \quad (2.77)$$

จากคุณสมบัติตาม (2.77) สามารถเขียน (2.76) ได้ใหม่ดังนี้

$$\int_{-l_n/2}^{l_n/2} I_n e^{jk'_n \cos \theta} dz'_n = \sum_{m=1}^M I_{nm} \left[\frac{\sin(Z^+)}{Z^+} + \frac{\sin(Z^-)}{Z^-} \right] \frac{l_n}{2} \quad (2.78)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z^+ = \left[\frac{(2m-1)\pi}{l_n} + k \cos \theta \right] \frac{l_n}{2} \quad (2.79)$$

$$Z^- = \left[\frac{(2m-1)\pi}{l_n} - k \cos \theta \right] \frac{l_n}{2} \quad (2.80)$$

ทำการแทน (2.78) ลงใน (2.72) จะได้ว่า

$$A_\theta = -\frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \sum_{n=1}^N \left\{ e^{jk(x_n \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi)} \cdot \sum_{m=1}^M I_{nm} \left[\frac{\sin(Z^+)}{Z^+} + \frac{\sin(Z^-)}{Z^-} \right] \frac{l_n}{2} \right\} \quad (2.81)$$

ดังนั้น สนามไฟฟ้ารวมทั้งหมดของสายอากาศทั้งหมด N องค์ประกอบสามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_\theta = j\omega \frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \sum_{n=1}^N \left\{ e^{jk(x_n \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi)} \cdot \sum_{m=1}^M I_{nm} \left[\frac{\sin(Z^+)}{Z^+} + \frac{\sin(Z^-)}{Z^-} \right] \frac{l_n}{2} \right\} \quad (2.82)$$

โดยที่ Z^+, Z^- ถูกแสดงตาม (2.79) และ (2.80) ตามลำดับ

จาก (2.82) จะพบว่า ได้นำค่าของสัมประสิทธิ์กระแสเชิงซ้อนที่คำนวณได้จากหัวข้อที่แล้วมาใช้ในการหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศด้วยตามที่ได้กล่าวไว้ก่อนหน้านี้ และในการพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศใน (2.82) จะแบ่งการพิจารณาออกเป็น 2 ระนาบด้วยกันคือ ระนาบมุมกวาด (azimuth plane) โดยจะพิจารณาที่ค่ามุม θ เท่ากับ 90 องศา แล้วทำการปรับเปลี่ยนมุม ϕ ในช่วง 0 ถึง 360 องศา และระนาบมุมยก (elevation plane) โดยจะพิจารณาที่ค่ามุม ϕ เท่ากับ 90 210 และ 330 องศา ซึ่งแต่ละค่าของมุม ϕ จะทำการปรับเปลี่ยนมุม θ ในช่วง -90 ถึง 90 องศาตามลำดับ

จากการพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้กล่าวมาข้างต้น จะเป็นการพิจารณาในกรณีที่สายอากาศวางอยู่บนระนาบกราวด์ที่เป็นตัวนำสมบูรณ์ขนาดอนันต์ (perfect conducting infinite ground plane) ซึ่งไม่เป็นจริงในทางปฏิบัติ เนื่องจากในทางปฏิบัติไม่สามารถสร้างระนาบกราวด์ที่ขนาดอนันต์ได้แต่จะเป็นระนาบกราวด์ที่จำกัดเท่านั้น ดังนั้น การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์ผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นอันเนื่องมาจากกรวยกรวดที่จำกัดจะต้องพิจารณาถึง ทฤษฎีการเลี้ยวเบนของคลื่นด้วย ซึ่งรายละเอียดต่างๆ จะอธิบายไว้ในหัวข้อต่อไป

2.3.2 การพิจารณาคูณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

ก่อนที่จะอธิบายถึงการพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศด้วยทฤษฎี การเลี้ยวเบนของคลื่น จะขอกล่าวถึงการพิจารณาคูณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายอากาศก่อน

การพิจารณาจะแบ่งออกเป็น 2 ขั้นตอนคือ จะพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ จากค่ากระแสสูงสุด (maximum current) ก่อน จากนั้น จะนำค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้มาใช้ในการหาค่า อิมพีแดนซ์ด้านเข้า (input impedance) ของสายอากาศ

จากค่าของกระแสที่ได้ใน (2.51) จะนำค่าของกระแสที่ได้จากเซกเมนต์ที่ได้รับการป้อน กำลังงานซึ่งจะมีค่าสูงสุดมาใช้ในการหาค่าอิมพีแดนซ์ตามความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$Z_{I_{max}} = \frac{V_i}{I_{max}} \quad (2.83)$$

เมื่อ V_i คือ แรงดันที่ป้อนให้กับสายอากาศ

จาก (2.83) จะนำค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้ไปใช้หาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศตาม ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้ [13]

$$Z_{in} = \frac{Z_{I_{max}}}{\sin^2\left(\frac{kl}{2}\right)} \quad (2.84)$$

เมื่อ $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ และ l คือ ความยาวขององค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกำลังงาน

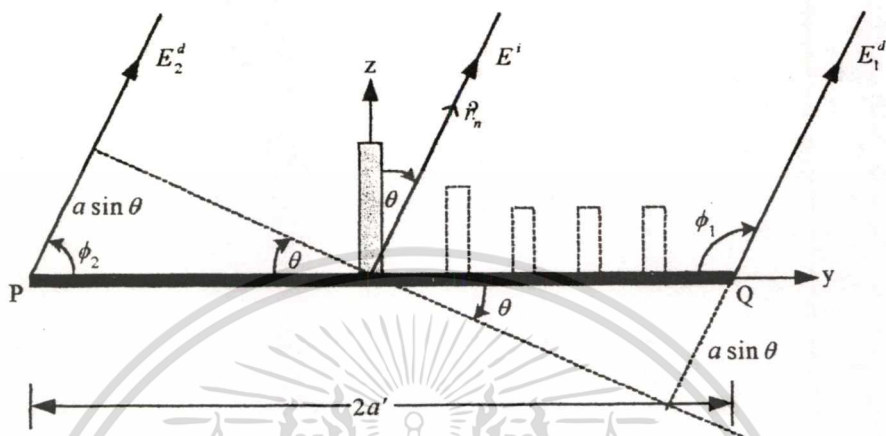
สำหรับ (2.84) จะเป็นค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศซึ่งจะนำไปใช้ในการออกแบบสายอากาศต่อไป

2.3.3 การวิเคราะห์ขนาดสายอากาศจำกัดด้วยทฤษฎีการเลี้ยวเบนของคลื่น

ในหัวข้อนี้จะทำการวิเคราะห์หาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศโดยใช้ ทฤษฎีการเลี้ยวเบนของคลื่น [17] ซึ่งจะแบ่งการพิจารณาออกเป็น 2 กรณีด้วยกันตามหัวข้อต่อไปนี้

2.3.3.1 การพิจารณาในแบบ 2 มิติ (Two-Dimensional Model)

สำหรับการวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศในแบบ 2 มิติ จะไม่พิจารณาถึงผลกระทบอันเนื่องมาจากความโค้งที่ขอบของระนาบกราวด์ แต่จะสมมติให้แต่ละองค์ประกอบวางอยู่บนระนาบกราวด์ตรงที่มีความยาวเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของระนาบกราวด์วงกลมดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 การพิจารณาองค์ประกอบที่ n ในแบบ 2 มิติ

ในการพิจารณาหาสนามที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศนั้น จะทำการพิจารณาหาสนามในแต่ละองค์ประกอบก่อน จากนั้น จะนำค่าสนามที่ได้ในแต่ละองค์ประกอบมารวมกันซึ่งจะทำให้ได้สนามรวมทั้งหมดที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศ โดยในที่นี้จะขอกล่าวเฉพาะการพิจารณาองค์ประกอบของสายอากาศที่มุม Φ เท่ากับ 90° องศาเท่านั้น เนื่องจากการพิจารณาองค์ประกอบของสายอากาศที่มุม Φ เท่ากับ 210° และ 330° องศาจะมีรูปแบบในการพิจารณาที่เหมือนกัน

สำหรับสนามที่แพร่กระจายออกจากองค์ประกอบที่ n ของสายอากาศสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$E_n^i = \begin{cases} E_n^i + E_{Q_n}^d + E_{P_n}^d + E_{QP_n}^d + E_{PQ_n}^d & , 0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ \\ E_{Q_n}^d + E_{P_n}^d + E_{QP_n}^d + E_{PQ_n}^d & , 90^\circ < \theta < 270^\circ \\ E_n^i + E_{Q_n}^d + E_{P_n}^d + E_{QP_n}^d + E_{PQ_n}^d & , 270^\circ \leq \theta \leq 360^\circ \end{cases} \quad (2.85)$$

สำหรับสนามที่แพร่กระจายออกจากองค์ประกอบทั้งหมด V องค์ประกอบของสายอากาศสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$E_{total} = \sum_{n=1}^N E_n^i \quad (2.86)$$

เมื่อ V คือ จำนวนองค์ประกอบทั้งหมดที่มุม Φ มีค่าเท่ากับ 90 องศา

จาก (2.85) ค่าของ E_n^i หมายถึง สนามที่ตกกระทบกับระนาบกราวด์ตรง ซึ่งได้มาจากการใช้หลักการของทัศนศาสตร์เชิงเรขาคณิต (geometrical optic) [17] กระทำกับสนามที่แพร่กระจายคลื่นใน (2.82) เมื่อพิจารณาในแบบ 2 มิติจะได้ว่า

$$E_n^i = j\omega \frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi\sqrt{r}} \sin\theta \left\{ e^{jk(x_n \sin\theta \cos\phi + y_n \sin\theta \sin\phi)} \cdot \sum_{m=1}^M I_{mm} \left[\frac{\sin(Z^+)}{Z^+} + \frac{\sin(Z^-)}{Z^-} \right] \frac{I_n}{2} \right\} \quad (2.87)$$

ส่วนค่าของ $E_{Q_n}^d$ และ $E_{P_n}^d$ หมายถึง สนามที่เกิดจากการเลี้ยวเบนของคลื่นลำดับที่ 1 ที่จุด Q และ P บนระนาบกราวด์ตรงตามลำดับ โดยสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$E_{Q_n}^d = E_n^i(Q) \frac{D_h}{2} A(s) e^{-jks} \quad (2.88)$$

$$E_{P_n}^d = E_n^i(P) \frac{D_h}{2} A(s) e^{-jks} \quad (2.89)$$

โดยที่ $A(s)$ คือ ตัวประกอบไดเวอร์เจนซ์ (divergence factor) หรือตัวประกอบการแผ่ (spreading factor) [17] ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{1}{\sqrt{s}}$, s คือ ระยะทางจากจุดที่พิจารณาการเลี้ยวเบนไปยังจุดสังเกตและ D_h คือ สัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบนแบบแข็ง (hard diffraction coefficients) [17] ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$E_n^i(Q) = E_n^i(r = c_n \rightarrow Q) \quad (2.90)$$

$$E_n^i(P) = E_n^i(r = c_n \rightarrow P) \quad (2.91)$$

$$s = \begin{cases} r - c_n \sin\theta & \text{at } Q \\ r + c_n \sin\theta & \text{at } P \end{cases} \quad (2.92)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A(s) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{r - c_n \sin \theta}} & \text{at } Q \\ \frac{1}{\sqrt{r + c_n \sin \theta}} & \text{at } P \end{cases} \quad (2.93)$$

$$D_h = D_1 + D_2 + R_h(D_3 + D_4) \quad (2.94)$$

โดยที่ c_n คือ ระยะทางจากแหล่งกำเนิดไปยังจุดที่พิจารณาการเลี้ยวเบน R_h คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนแบบแข็ง (hard reflection coefficient) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1 สำหรับค่าของ D_1, D_2, D_3 และ D_4 สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$D_1 = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k}} \cot \left[\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n} \right] F[kL^i a^+(\phi - \phi')] \quad (2.95)$$

$$D_2 = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k}} \cot \left[\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n} \right] F[kL^i a^-(\phi - \phi')] \quad (2.96)$$

$$D_3 = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k}} \cot \left[\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n} \right] F[kL^m a^+(\phi + \phi')] \quad (2.97)$$

$$D_4 = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k}} \cot \left[\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n} \right] F[kL^m a^-(\phi + \phi')] \quad (2.98)$$

โดยที่ n มีค่าเท่ากับ 2 สำหรับระนาบกรวดตรง, L^i คือ ค่าพารามิเตอร์ระยะทาง (distance parameter) ที่สัมพันธ์กับขอบเขตเงาดตกกระทบ (incident shadow boundary) ส่วน L^o คือ ค่าพารามิเตอร์ระยะทางที่สัมพันธ์กับขอบเขตเงาสะท้อนที่ด้านหน้าโอ (reflection shadow boundary of the o-face; $\phi = 0$) และ L^m คือ ค่าพารามิเตอร์ระยะทางที่สัมพันธ์กับขอบเขตเงาที่ด้านหน้าเอ็น (reflection shadow boundary of the n-face) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$L^i = \frac{s' \cdot s}{s + s'} \quad (2.99)$$

$$L^o = \frac{\rho^o \cdot s}{\rho^o + s} \quad (2.100)$$

$$L^m = \frac{\rho^m \cdot s}{\rho^m + s} \quad (2.101)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ s' มีค่าเท่ากับ c_n และ s ถูกแสดงตาม (2.92) สำหรับ ρ^n และ ρ^m คือค่าระยะทางคอสติค (caustic distances) [17] ของด้านหน้าโอและเอ็น ณ ตำแหน่งที่พิจารณาการเลี้ยวเบนของคลื่น ซึ่งสามารถแสดงค่าทั้งสองได้ตามสมการต่อไปนี้

$$\frac{1}{\rho^{o,n}} = \frac{1}{s'} + \frac{2}{a_{o,n} \cos \theta_{o,n}} \quad (2.102)$$

โดยที่ $a_{o,n}$ คือ ค่ารัศมีมีความโค้งของด้านหน้าโอและเอ็น (radii of curvature of the o-face and n-face) ซึ่งในกรณีของระนาบกราวด์ตรงจะมีค่านันต์ ($a_{o,n} \rightarrow \infty$) ดังนั้น จาก (2.102) จะได้ว่า

$$\rho^{o,n} = s' = c_n \quad (2.103)$$

สำหรับพจน์ของ $a^\pm(\phi \pm \phi')$ ใน (2.95) (2.96) และ (2.98) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$a^\pm(\phi \pm \phi') = 2 \cos^2 \left(\frac{\phi \pm \phi'}{2} \right) \quad (2.104)$$

สำหรับพจน์ของ $a^+(\phi + \phi')$ ใน (2.97) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$a^+(\phi + \phi') = 2 \cos^2 \left[\frac{2\pi n - (\phi + \phi')}{2} \right] \quad (2.105)$$

โดยที่ n มีค่าเท่ากับ 2

สำหรับพจน์ของ F หมายถึง ฟังก์ชันรอยต่อ (transition function) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้ [17]

$$F(x) = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-ju^2} du \quad (2.106)$$

ซึ่งเทอมของการอินทิเกรตใน (2.106) สามารถแสดงได้ดังนี้ [13]

$$\int_x^\infty e^{-ju^2} du = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left\{ \left[\frac{1}{2} - C_0(x^2) \right] - j \left[\frac{1}{2} - S_0(x^2) \right] \right\} \quad (2.107)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ ค่าของ $C_0(x^2)$ และ $S_0(x^2)$ สามารถแสดงได้ดังนี้ [13]

$$C_0(x) = \int_0^x \frac{\cos(\tau)}{\sqrt{2\pi\tau}} d\tau, S_0(x) = \int_0^x \frac{\sin(\tau)}{\sqrt{2\pi\tau}} d\tau \quad (2.108)$$

สำหรับค่าของ k มีค่าเท่ากับ $\frac{2\pi}{\lambda}$ ส่วนค่า ϕ' คือ มุมที่วัดจากระนาบกราวด์ตรงไปยังคลื่นที่ตกกระทบซึ่งในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ 0 องศา และค่า ϕ คือ มุมที่วัดจากระนาบกราวด์ตรงไปยังคลื่นที่เกิดการเลี้ยวเบน โดยแบ่งการพิจารณาออกเป็น 2 กรณีตามรูปที่ 2.6 ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\phi_1 = \begin{cases} 90^\circ + \theta, & 0^\circ \leq \theta < 270^\circ \\ 270^\circ - \theta, & 270^\circ \leq \theta \leq 360^\circ \end{cases} \quad (2.109)$$

$$\phi_2 = \begin{cases} 90^\circ - \theta, & 0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ \\ 450^\circ - \theta, & 90^\circ < \theta \leq 360^\circ \end{cases} \quad (2.110)$$

สำหรับค่าของ ϕ และ ϕ' ที่กล่าวมาข้างต้นนั้น จะเป็นไปตามเงื่อนไขที่ถูกกำหนดตามสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} 0 \leq \phi' &\leq n\pi \\ 0 \leq \phi &\leq n\pi \end{aligned} \quad (2.111)$$

โดยที่ $1 \leq n \leq 2$

สำหรับค่า $E_{QP_n}^d$ คือ สนามที่เกิดจากการเลี้ยวเบนของคลื่นลำดับที่ 2 ที่จุด Q บนระนาบกราวด์ตรงอันเนื่องมาจากสนามที่เกิดจากการเลี้ยวเบนของคลื่นลำดับที่ 1 ที่จุด P บนระนาบกราวด์ตรง และ $E_{PQ_n}^d$ คือ สนามที่เกิดจากการเลี้ยวเบนของคลื่นลำดับที่ 2 ที่จุด P บนระนาบกราวด์ตรงอันเนื่องมาจากสนามที่เกิดจากการเลี้ยวเบนของคลื่นลำดับที่ 1 ที่จุด Q บนระนาบกราวด์ตรง ซึ่งสามารถแสดงค่าทั้งสองนี้ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$E_{QP_n}^d = 2E_P^{d-}(Q) \frac{D_h}{2} A(s) e^{-jks} \quad (2.112)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีนี้ค่าของ s' ใน (2.112) จะมีค่าเท่ากับความยาวของแผ่นระนาบกราวด์ตรง โดย

$$E_p^{d-}(Q) = E_n^i(P) \frac{D_h}{2} A(s) e^{-jkd} \quad (2.113)$$

ในกรณีนี้ค่าของ s' ใน (2.113) จะมีค่าเท่ากับ c_n และค่าของ s จะมีค่าเท่ากับ d เมื่อ d คือ ความยาวของแผ่นระนาบกราวด์ตรง และเช่นเดียวกันจะได้ว่า

$$E_{PQ_n}^d = 2E_Q^{d-}(P) \frac{D_h}{2} A(s) e^{-jks} \quad (2.114)$$

โดยที่

$$E_Q^{d-}(P) = E_n^i(Q) \frac{D_h}{2} A(s) e^{-jkd} \quad (2.115)$$

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นทั้งหมด ทำการแทนค่าต่างๆ ที่ได้จาก (2.87) จนถึง (2.115) ลงใน (2.85) จากนั้น นำ (2.85) สำหรับแต่ละองค์ประกอบแทนลงใน (2.86) ก็จะได้สนามที่แพร่กระจายคลื่นออกจากตัวสายอากาศที่มุม Φ มีค่าเท่ากับ 90 องศา ส่วนสนามที่แพร่กระจายออกจากตัวสายอากาศที่มุม Φ มีค่าเท่ากับ 210 องศา และ 330 องศา นั้น จะมีวิธีการที่เหมือนกันกับวิธีการที่ได้อธิบายไว้ข้างต้นตามลำดับ

2.3.3.2 การพิจารณาในแบบ 3 มิติ (Three-Dimensional Model)

ในการพิจารณาแบบ 3 มิติ จะทำการพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศในลักษณะที่เหมือนจริงมากกว่าแบบ 2 มิติคือ จะพิจารณาถึงผลกระทบอันเนื่องมาจากความโค้งที่ขอบของระนาบกราวด์ด้วย ซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะเกี่ยวข้องกับ Edge-fixed coordinate system [17] โดยจะได้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\hat{\phi}' = \frac{-\hat{e} \times \hat{s}'}{|\hat{e} \times \hat{s}'|} \quad (2.116)$$

$$\hat{\beta}'_0 = \hat{\phi}' \times \hat{s}' \quad (2.117)$$

$$\hat{\phi} = \frac{\hat{e} \times \hat{s}}{|\hat{e} \times \hat{s}|} \quad (2.118)$$

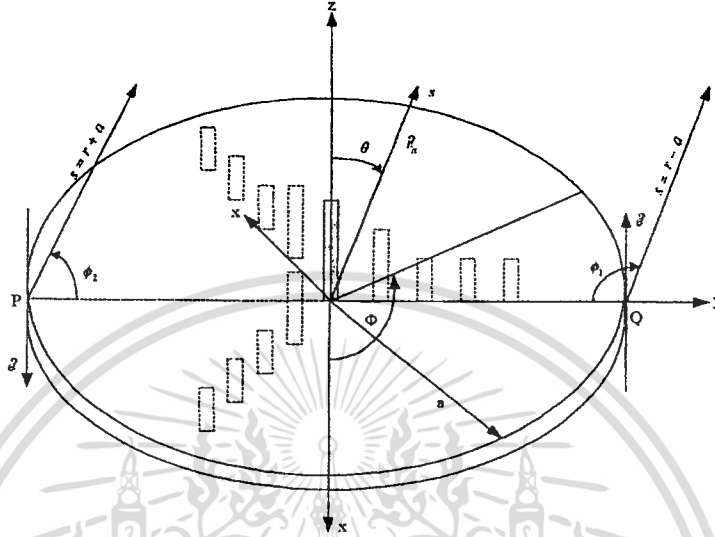
$$\hat{\beta}_0 = \hat{\phi} \times \hat{s} \quad (2.119)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ \hat{e} คือ เวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่สัมพันธ์กับขอบของระนาบกราวด์

สำหรับการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศในแบบ 3 มิติ สามารถแสดงได้ดังรูปที่

2.7



รูปที่ 2.7 การพิจารณาองค์ประกอบที่ n ในแบบ 3 มิติ

จาก (2.85) เมื่อใช้หลักการของทัศนศาสตร์เชิงเรขาคณิตกระทำกับสนามที่แพร่กระจายคลื่นใน (2.82) เมื่อพิจารณาในแบบ 3 มิติจะได้ว่า

$$E_n^i = j\omega \frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \left\{ e^{jk(x_n \sin\theta \cos\phi + y_n \sin\theta \sin\phi)} \cdot \sum_{m=1}^M I_{nm} \left[\frac{\sin(Z^+)}{Z^+} + \frac{\sin(Z^-)}{Z^-} \right] \frac{I_n}{2} \right\} \cdot \hat{\theta} \quad (2.120)$$

ส่วนค่าของ $E_{Q_n}^d$, $E_{P_n}^d$, $E_{QP_n}^d$ และ $E_{PQ_n}^d$ สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$E_{Q_n}^d = -E_n^i(Q) \frac{D_h}{2} A(s) e^{-jks} \cdot \hat{\phi} \quad (2.121)$$

$$E_{P_n}^d = -E_n^i(P) \frac{D_h}{2} A(s) e^{-jks} \cdot \hat{\phi} \quad (2.122)$$

$$E_{QP_n}^d = -2E_{P_n}^d(Q) \frac{D_h}{2} A(s) e^{-jks} \cdot \hat{\phi} \quad (2.123)$$

$$E_{PQ_n}^d = -2E_{Q_n}^d(P) \frac{D_h}{2} A(s) e^{-jks} \cdot \hat{\phi} \quad (2.124)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$A(s) = \sqrt{\frac{\rho}{s(s+\rho)}} \quad (2.125)$$

$$E_n^i(Q) = E_n^i(r = c_n \rightarrow Q) \cdot \hat{\phi}' \quad (2.126)$$

$$E_n^i(P) = E_n^i(r = c_n \rightarrow P) \cdot \hat{\phi}' \quad (2.127)$$

$$E_p^{d-}(Q) = E_n^i(P) \frac{D_h}{2} A(s) e^{-jkd} \cdot \hat{\phi} \quad (2.128)$$

$$E_Q^{d-}(P) = E_n^i(Q) \frac{D_h}{2} A(s) e^{-jkd} \cdot \hat{\phi} \quad (2.129)$$

สำหรับค่า D_n ใน (2.121) และ (2.122) จะมีค่าเหมือนกับ (2.94) โดยที่

$$D_1 = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k \sin \beta_0}} \cot \left[\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n} \right] F[kL^i a^+(\phi - \phi')] \quad (2.126)$$

$$D_2 = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k \sin \beta_0}} \cot \left[\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n} \right] F[kL^i a^-(\phi - \phi')] \quad (2.127)$$

$$D_3 = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k \sin \beta_0}} \cot \left[\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n} \right] F[kL^m a^+(\phi + \phi')] \quad (2.128)$$

$$D_4 = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k \sin \beta_0}} \cot \left[\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n} \right] F[kL^m a^-(\phi + \phi')] \quad (2.129)$$

ในการวิเคราะห์จะกำหนดให้ β_0 มีค่าเท่ากับ 90 องศา เนื่องจากคลื่นตกกระทบตั้งฉากกับขอบของระนาบกราวด์วงกลม โดยที่ค่าพารามิเตอร์ระยะทางใน (2.95) ถึง (2.98) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$L^i = \frac{s(\rho_e^i + s)\rho_1^i \rho_2^i}{\rho_e^i(\rho_1^i + s)(\rho_2^i + s)} \sin^2 \beta_0 \quad (2.200)$$

$$L^{r,n} = \frac{s(\rho_e^{r,n} + s)\rho_1^{r,n} \rho_2^{r,n}}{\rho_e^{r,n}(\rho_1^{r,n} + s)(\rho_2^{r,n} + s)} \sin^2 \beta_0 \quad (2.201)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ $\rho_{1,2}^i = \rho_e^i = s' = c_n$ ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.202) คำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{\rho_1^r} = \frac{1}{\rho_1^i} + \frac{2}{a_1 \cos \theta^i} \quad (2.203)$$

$$\frac{1}{\rho_2^r} = \frac{1}{\rho_2^i} + \frac{2 \cos \theta^i}{a_2} \quad (2.204)$$

$$\frac{1}{\rho_e^{o,n}} = \frac{1}{\rho_e^i} - \frac{2(\hat{n}_e \cdot \hat{n}_{o,n})(\hat{s}' \cdot \hat{n}_{o,n})}{|a_e| \sin^2 \beta_0} \quad (2.205)$$

จาก (2.203) และ (2.204) เนื่องจากระนาบกราวด์มีพื้นผิวแบนราบจะทำให้ค่าของ a_1 และ a_2 มีค่าอนันต์ ($a_1 = a_2 \rightarrow \infty$) จะได้ว่า

$$\rho_1^r = \rho_1^i = \rho_2^r = \rho_2^i = s' = c_n \quad (2.206)$$

จาก (2.123) ค่า ρ หมายถึง ค่าระยะทางคอสติคของขอบ (edge caustic distance) [17] ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\frac{1}{\rho} = \frac{1}{\rho_e^i} \frac{\hat{n}_e \cdot (\hat{s}' - \hat{s})}{|a_e| \sin^2 \beta_0} \quad (2.207)$$

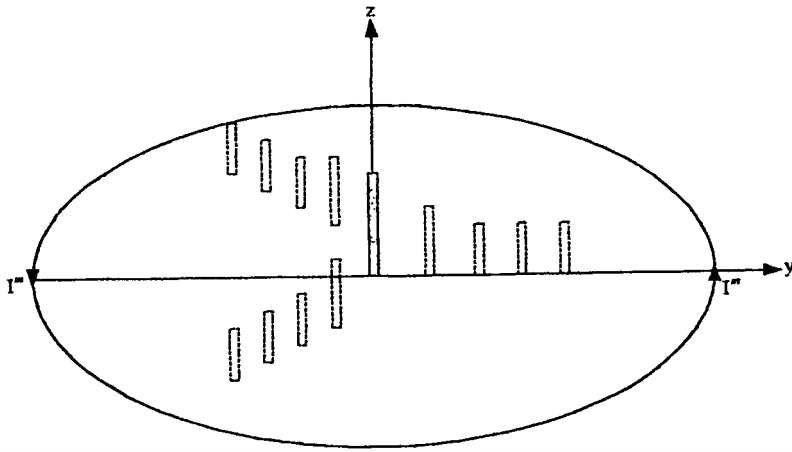
สำหรับเวกเตอร์หนึ่งหน่วย $\hat{n}_{o,n}$ หมายถึง เวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่ตั้งฉากกับระนาบกราวด์ ด้านหน้าโอและเอ็น ณ ตำแหน่งที่พิจารณาการเลี้ยวเบนของคลื่นตามลำดับ และเวกเตอร์หนึ่งหน่วย \hat{n}_e คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่ตั้งฉากกับขอบของระนาบกราวด์ ณ ตำแหน่งที่พิจารณาการเลี้ยวเบนของคลื่น สำหรับค่าพารามิเตอร์อื่นๆ จะเหมือนกับที่พิจารณาในระนาบ 2 มิติ

เนื่องจากการพิจารณาในแบบ 3 มิติ จะเป็นผลทำให้เกิดความเป็นเอกฐาน (singularity) ขึ้นบางตำแหน่ง อันเนื่องมาจากค่าระยะทางคอสติคของขอบในตัวประกอบการแผ่ ดังนั้นจำเป็นต้องใช้หลักการของกระแสสมมูล (equivalent current) [17] ในการแก้ความเป็นเอกฐานนี้ ซึ่งจะทำการอธิบายหลักการดังกล่าวในหัวข้อต่อไป

2.3.3.3 กระแสสมมูล (Equivalent current)

การพิจารณาจะกำหนดให้กระแสสมมูลไหลตามขอบของระนาบกราวด์วงกลมดังรูปที่

2.8



รูปที่ 2.8 การไหลของกระแสสมมูลตามขอบของระนาบกราวด์วงกลม

สำหรับกระแสสมมูลจะแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ กระแสสมมูลไฟฟ้า (electric equivalent current) และกระแสสมมูลแม่เหล็ก (magnetic equivalent current) แต่เนื่องจากการวิเคราะห์ได้พิจารณาเฉพาะสัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบนของคลื่นแบบแรงแทนที่ ดังนั้น การวิเคราะห์จึงมีเฉพาะกระแสสมมูลแม่เหล็กเท่านั้น ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$I^m(\zeta) = I^m(\zeta) \hat{e} \quad (2.208)$$

โดยที่

$$I^m(\zeta) = -\frac{[\hat{e}' \cdot (\hat{e} \times \hat{s}')] E'(\zeta)}{\sin \beta_0} \sqrt{\frac{8\pi}{k}} e^{-j\frac{\pi}{4}} D_h(\zeta) \quad (2.209)$$

เมื่อ \hat{e}' หมายถึง เวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่แสดงถึงโพลาไรซ์ของสนามที่ตกกระทบ \hat{e} หมายถึง เวกเตอร์หนึ่งหน่วยตามขอบของระนาบกราวด์ และ ζ หมายถึง ระยะทางที่วัดตามกระแสซึ่งในการวิเคราะห์จะเป็นฟังก์ชันของมุม Φ

นำ (2.208) ไปใช้ในการหาฟังก์ชันศักย์ไฟฟ้า ซึ่งแสดงได้ดังนี้ [17]

$$F(r) = \int_0^{2\pi} I^m(\Phi) \frac{e^{-jks}}{4\pi s} a d\Phi \quad (2.210)$$

เนื่องจากการอินทิเกรตใน (2.210) จะต้องทำการอินทิเกรตสัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบนของคลื่นด้วยซึ่งไม่สามารถทำได้ ดังนั้น ในการวิเคราะห์จะทำการประมาณค่าสัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบนออกเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เบนของคลื่นและสมมติให้มีค่าคงที่เมื่อค่าของมุม θ มีค่าเข้าใกล้ 0 และ 180 องศา โดยกำหนดให้ค่าฟังก์ชันรอยต่อมีค่าประมาณ 1 ($F(x) \approx 1$) ซึ่งสามารถแสดงการค่าสัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบนของคลื่นได้ดังสมการต่อไปนี้ [17]

$$D_n = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2\sqrt{2\pi k \cos(\gamma/2)}} \quad (2.211)$$

โดยที่ γ มีค่าเท่ากับ 90 องศาเมื่อค่ามุม θ มีค่าเข้าใกล้ 0 องศา และ γ มีค่าเท่ากับ 270 องศาเมื่อค่ามุม θ มีค่าเข้าใกล้ 180 องศา

จากนั้น นำ (2.210) ไปใช้ในการหาสนามที่เกิดจากกระแสสมมูลได้ตามสมการต่อไปนี้ [17]

$$E = -jk(F \times \hat{s}) \quad (2.212)$$

จาก (2.212) จะเป็นสนามที่นำไปใช้หาค่าสนามบริเวณที่ไม่ต่อเนื่องของสนามที่ได้จากการพิจารณาแบบ 3 มิติ ซึ่งจะทำให้ผลลัพธ์ที่ได้เกิดความต่อเนื่องกันตลอดค่ามุมที่ทำการพิจารณา

2.4 การออกแบบสายอากาศ

สำหรับการออกแบบสายอากาศจะทำการอ้างอิงจากรูปแบบการสร้างสายอากาศแบบ 3 เชนเตอร์ [18], [19] นั่นคือ สายอากาศในแต่ละเชนเตอร์จะต้องอยู่ห่างกันเป็นมุมเท่ากับ 120 องศา และสายอากาศในแต่ละเชนเตอร์จะต้องมีความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง (Half Power Beamwidth) อยู่ในช่วง 80 ถึง 100 องศา ทั้งนี้เพื่อให้เกิดการ handover ที่ราบเรียบ และควบคุมให้เกิดสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณเดียวกันที่สถานีฐานมีค่าลดลง โดยควรมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางในแต่ละเชนเตอร์มากกว่า 6 dBi ซึ่งข้อกำหนดเหล่านี้ถือเป็นจุดประสงค์หลักของการทำสายอากาศแบบสามเชนเตอร์ สำหรับค่าความกว้างของแถบความถี่ (bandwidth) จะทำการออกแบบให้สายอากาศสามารถทำงานได้ในย่าน IMT-2000 (International Mobile Telecommunication) สำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 1710 ถึง 1930 MHz ส่วนในเรื่องของอิมพีแดนซ์ (Impedance) นั้นจะทำการออกแบบให้สามารถใช้งานได้กับระบบที่มีอยู่ทั่วไปคือ มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์มและมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio; SWR) น้อยกว่า 2:1

ในการออกแบบจะแบ่งการพิจารณาออกเป็น 4 ส่วนหลักๆ ดังนี้

1. จะทำการพิจารณาในส่วนของจำนวนและขนาดของตัวบังคับทิศทาง เพื่อให้ได้ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งและค่าสภาพเจาะจงทิศทางตามที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น
2. จะทำการพิจารณาในส่วนของขนาดของตัวจ่ายกำลังงาน เพื่อให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ตามที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น
3. จะทำการพิจารณาในส่วนของขนาดของตัวสะท้อน เพื่อให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด
4. จะทำการพิจารณาในส่วนของระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ เพื่อให้ได้ค่าความกว้างของแถบความถี่ตามที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น และให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดด้วย

ในการพิจารณาจะกำหนดให้แต่ละองค์ประกอบวางอยู่บนระนาบกราวด์วงกลมที่มีรัศมีเท่ากับ 20 ซม. และแต่ละองค์ประกอบเป็นเส้นลวดที่มีค่ารัศมีเท่ากับ 1 มม. ตามลำดับ โดยเส้นลวดและระนาบกราวด์ที่ใช้เป็นวัสดุที่ทำจากทองแดงซึ่งมีค่าความนำไฟฟ้าเท่ากับ 5.8×10^7 S/m ซึ่งผลของการพิจารณาในแต่ละส่วนจะถูกแสดงไว้ในหัวข้อต่อไป

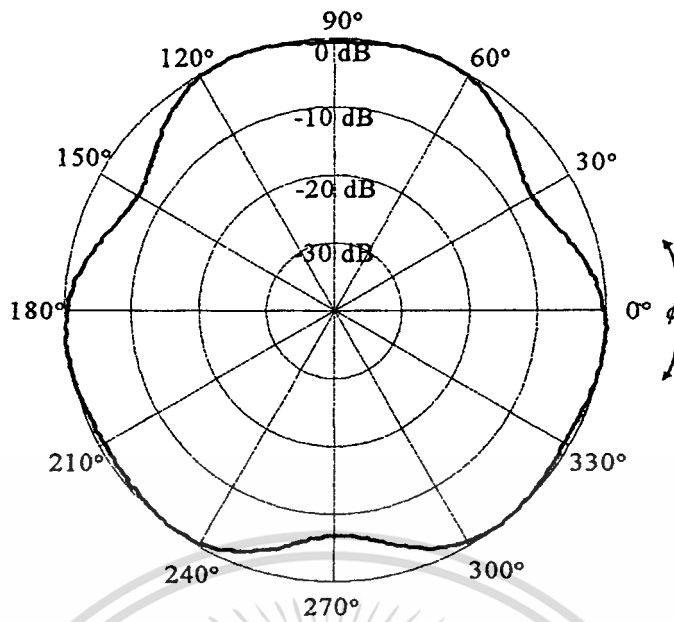
2.5 ผลการวิเคราะห์สายอากาศ

ในหัวข้อนี้จะนำทฤษฎีต่างๆ ที่ได้กล่าวไว้ทั้งหมดมาใช้ในการแสดงผลการวิเคราะห์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาด (Azimuth plane) และระนาบมุมยก (Elevation plane) ผลของการกระจายกระแสในแต่ละองค์ประกอบ ผลของการเลือกใช้จำนวนเซกเมนต์ที่เหมาะสม ผลของค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) และค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ รวมถึงผลการวิเคราะห์เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศ ซึ่งผลทั้งหมดนี้จะพิจารณาที่ความถี่ที่ใช้ในการออกแบบคือ 1820 MHz ซึ่งเป็นความถี่กลางในย่าน IMT-2000

เนื่องจากการประยุกต์ใช้งานจริงนั้น ในแต่ละเซกเตอร์จะทำงานที่ความถี่ที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึงได้แสดงผลเพิ่มเติมในเรื่องของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นอันเนื่องมาจากในแต่ละเซกเตอร์ทำงานที่ความถี่ที่แตกต่างกัน โดยจะแบ่งการพิจารณาออกเป็น 3 ส่วนคือ จะพิจารณาที่ความถี่ 1747.5 MHz 1820 MHz และ 1900 MHz ตามลำดับ ซึ่งความถี่ทั้งสามนี้เป็นความถี่ตัวอย่างที่เลือกมาพิจารณาจากย่านความถี่ IMT-2000 ตามที่ได้อธิบายไว้ก่อนหน้านี้

2.5.1 ผลการวิเคราะห์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

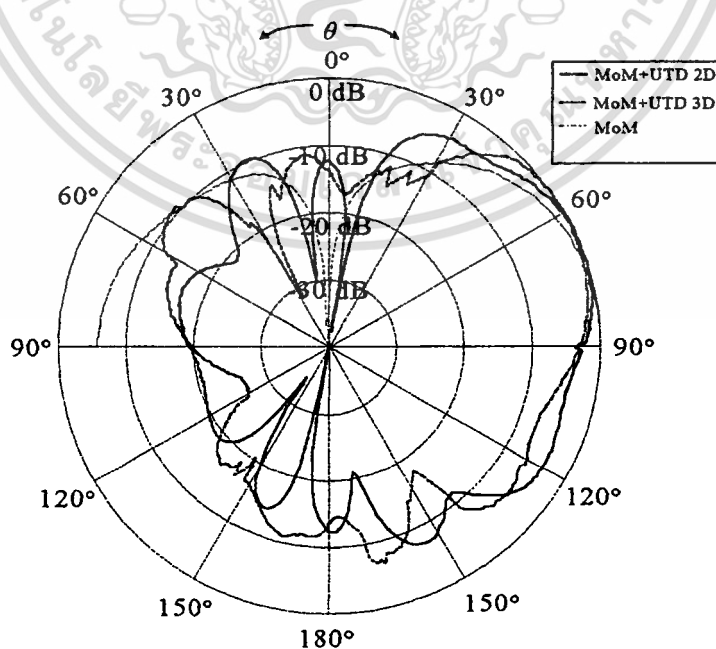
สำหรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบมุมกวาดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาด

จากรูปที่ 2.9 จะพบว่า สายอากาศมีการแพร่กระจายคลื่นออกเป็น 3 ทิศทาง ในแต่ละทิศทาง จะมีค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งเท่ากับ 86 องศา และมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางในแต่ละทิศทางเท่ากับ 6.99 dBi ตามลำดับ

สำหรับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบมุมยกสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.10



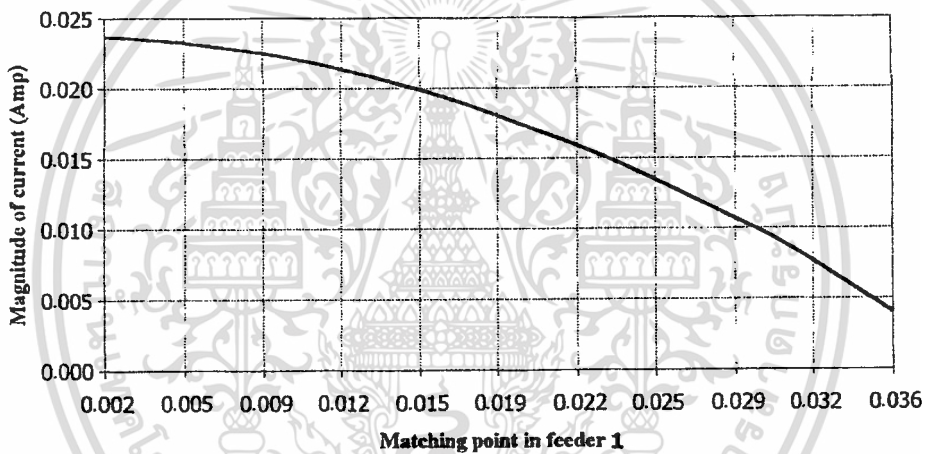
รูปที่ 2.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

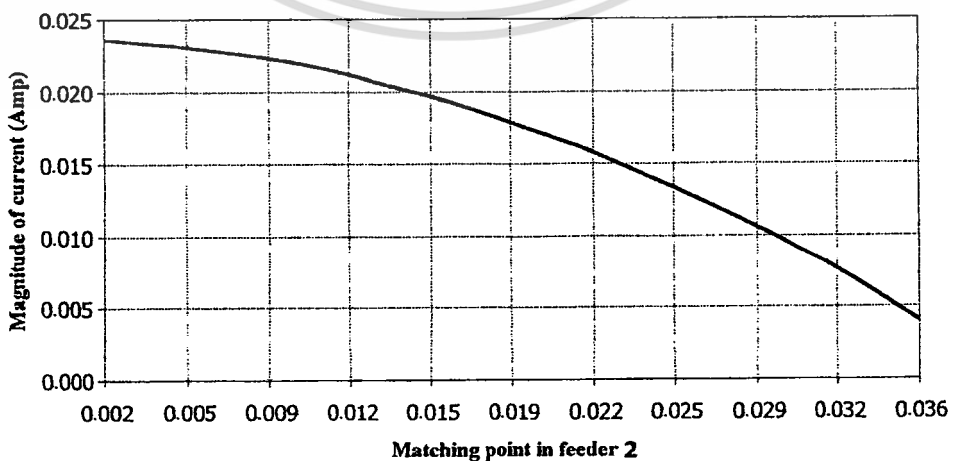
จากรูปที่ 2.10 จะเป็นผลการวิเคราะห์ที่ได้จากการนำทฤษฎีการเลี้ยวเบนของคลื่นในกรณี 2 และ 3 มิติมาใช้ในการวิเคราะห์ร่วมกับทฤษฎีโมเมนต์ ซึ่งจะพบว่า ผลการวิเคราะห์ที่ได้จากการนำทฤษฎีการเลี้ยวเบนของคลื่นมาใช้จะมีความละเอียดมากกว่าเมื่อเทียบกับผลที่ได้จากวิธีโมเมนต์ โดยสายอากาศมีการแพร่กระจายคลื่นสูงสุดที่มุม 23 และ 32 องศาจากระนาบกราวด์เมื่อพิจารณาในกรณี 2 และ 3 มิติตามลำดับ

2.5.2 ผลการวิเคราะห์การกระจายกระแสในแต่ละองค์ประกอบ

สำหรับลักษณะการกระจายกระแสในแต่ละองค์ประกอบเมื่อทำการพิจารณาที่แต่ละจุดจัดวางของแต่ละองค์ประกอบดัง (2.51) โดยเซกเตอร์ที่ 1 2 และ 3 คือตำแหน่งที่มุม Φ เท่ากับ 90 210 และ 330 องศา ตามลำดับ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

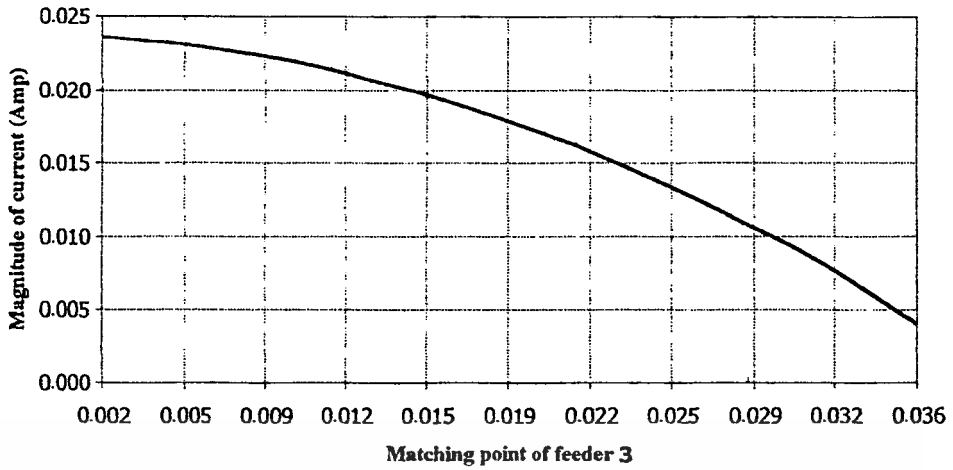


รูปที่ 2.11 การกระจายกระแสบนตัวจ่ายกำลังงานตัวที่ 1 ในเซกเตอร์ที่ 1

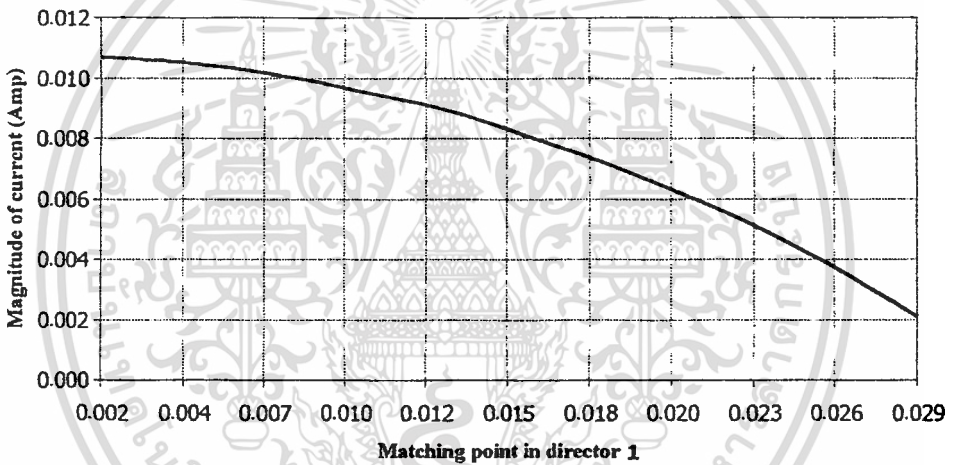


รูปที่ 2.12 การกระจายกระแสบนตัวจ่ายกำลังงานตัวที่ 2 ในเซกเตอร์ที่ 2

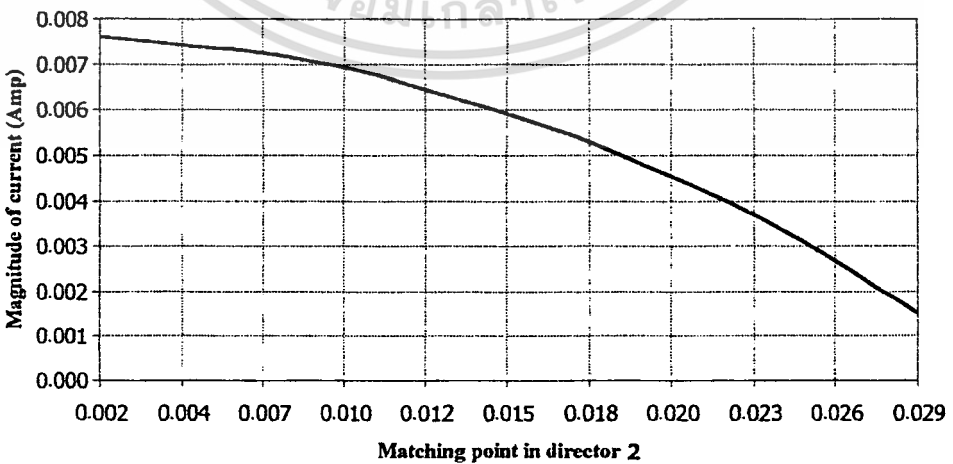
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 การกระจายกระแสบนตัวจ่ายกำลังงานตัวที่ 3 ในเซกเตอร์ที่ 3

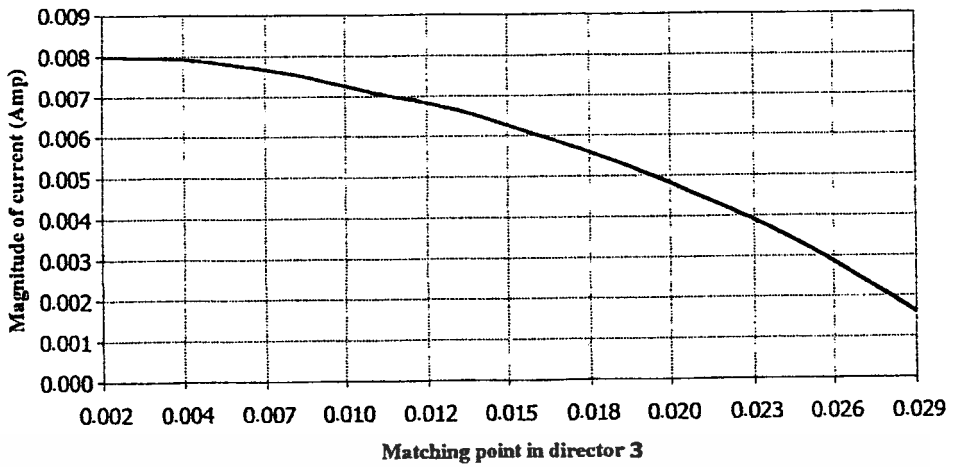


รูปที่ 2.14 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 1 ในเซกเตอร์ที่ 1

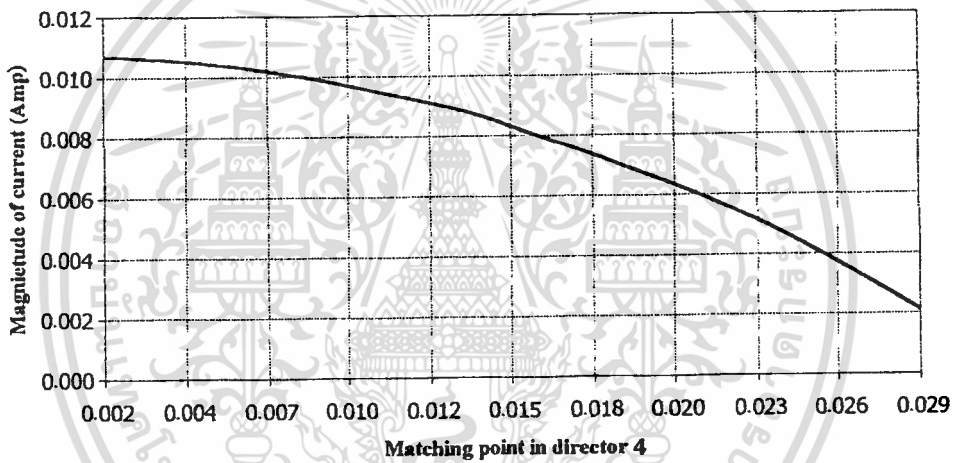


รูปที่ 2.15 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 2 ในเซกเตอร์ที่ 1

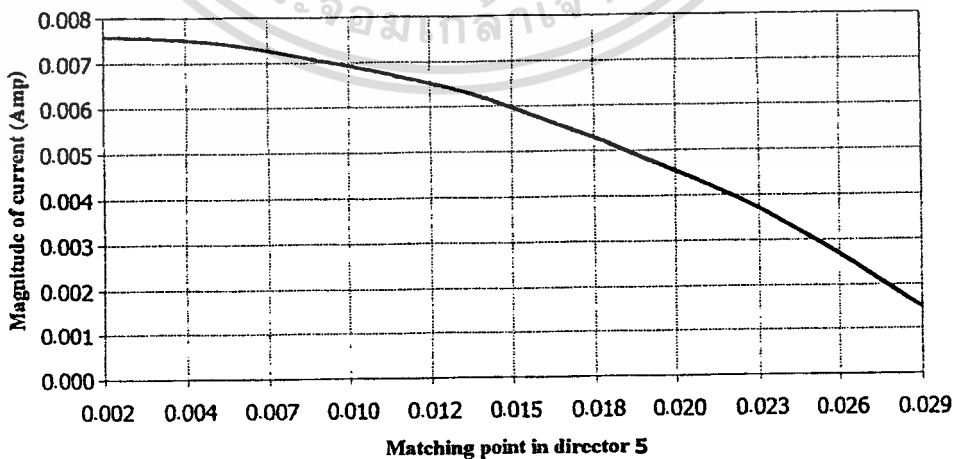
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 3 ในเซกเตอร์ที่ 1

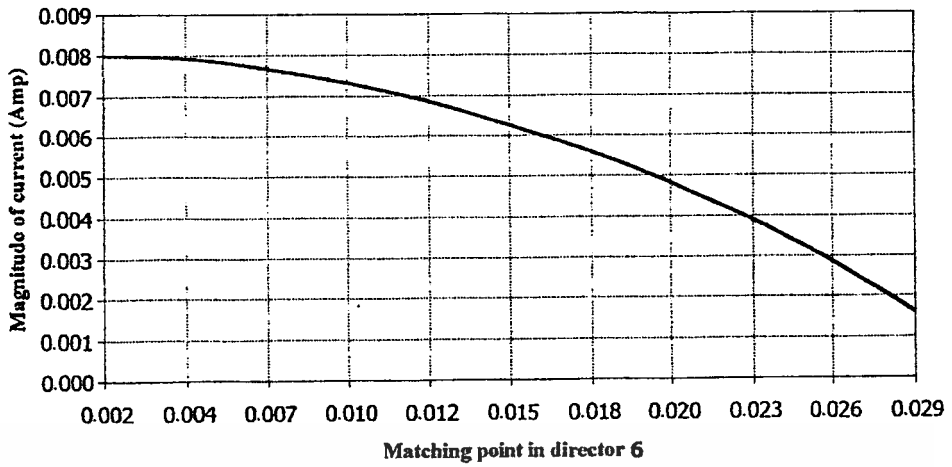


รูปที่ 2.17 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 4 ในเซกเตอร์ที่ 2

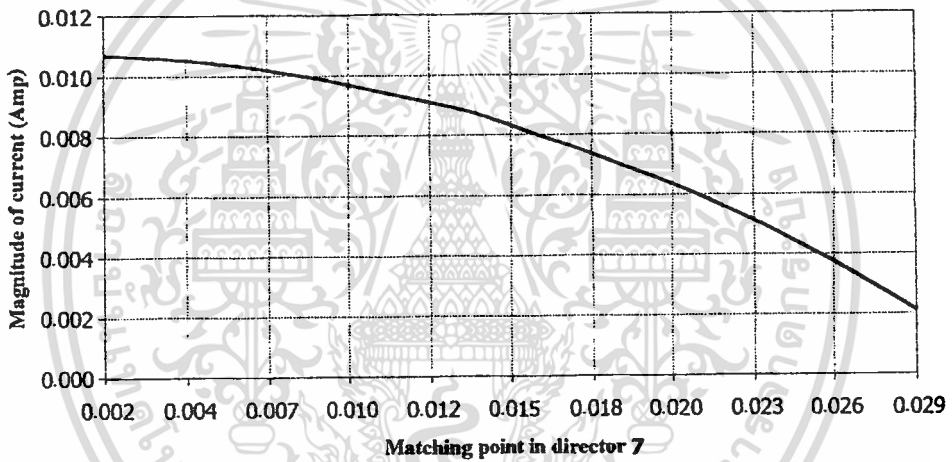


รูปที่ 2.18 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 5 ในเซกเตอร์ที่ 2

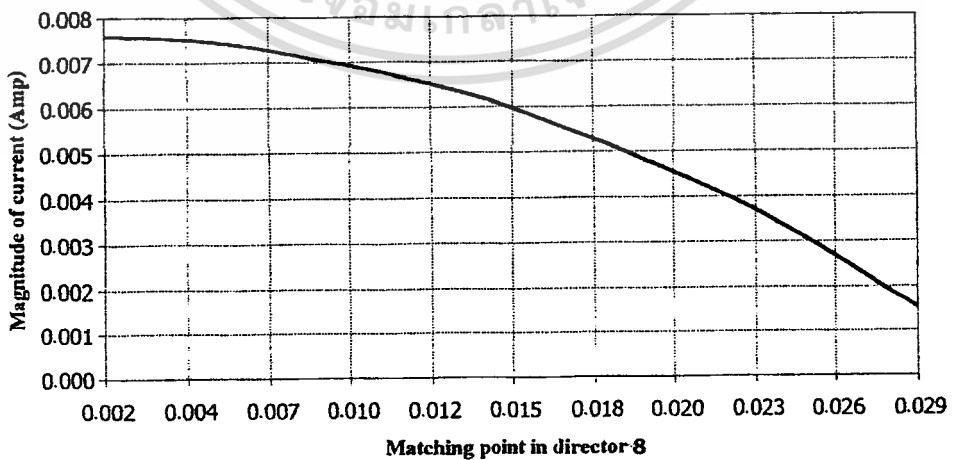
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 6 ในเซกเตอร์ที่ 2

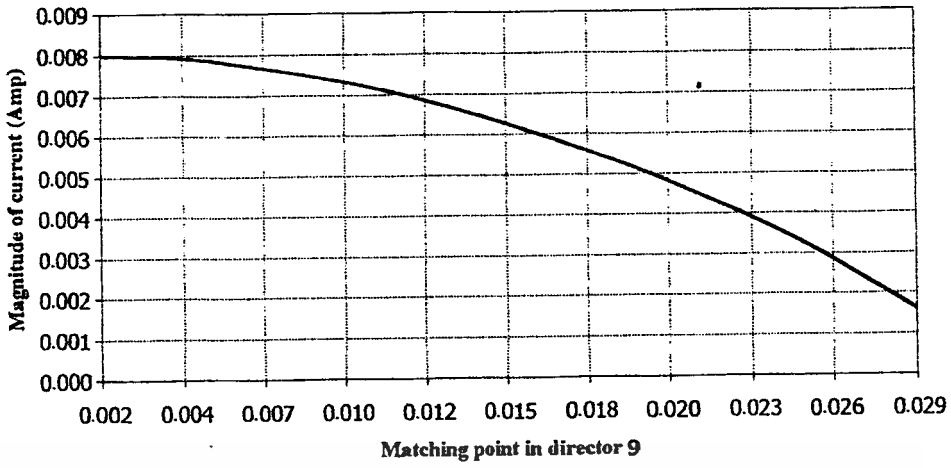


รูปที่ 2.20 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 7 ในเซกเตอร์ที่ 3

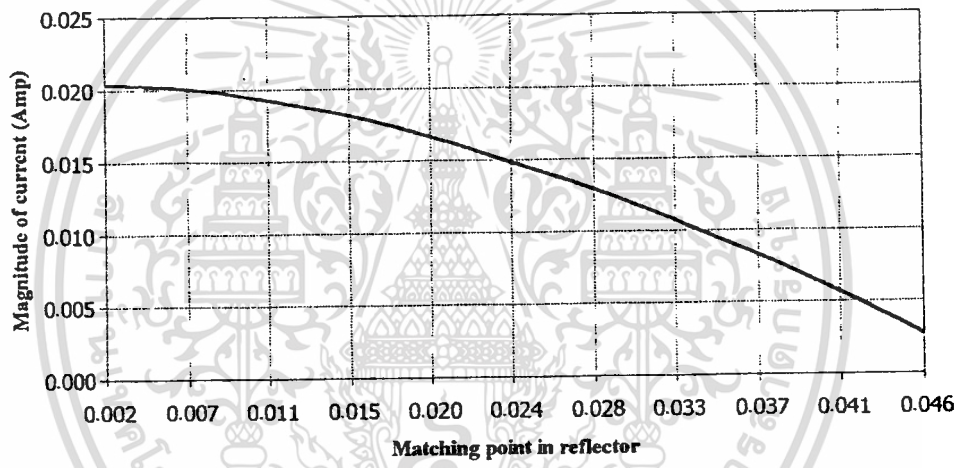


รูปที่ 2.21 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 8 ในเซกเตอร์ที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 การกระจายกระแสบนตัวบังคับทิศทางตัวที่ 9 ในเซกเตอร์ที่ 3



รูปที่ 2.23 การกระจายกระแสบนตัวสะท้อนที่ใช้ร่วมกันทั้งสามเซกเตอร์

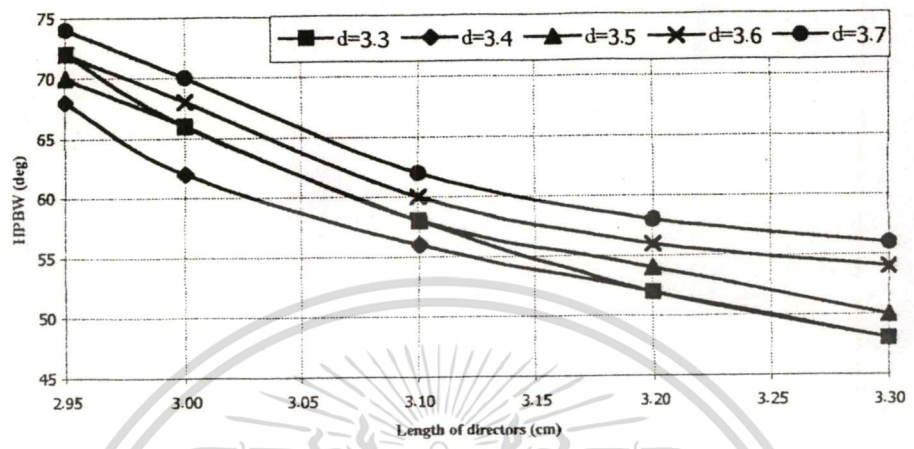
จากรูปที่ 2.11 ถึง รูปที่ 2.23 จะพบว่า กระแสจะมีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะเดียวกัน คือ กระแสจะเป็นศูนย์ที่จุดปลายของแต่ละองค์ประกอบ ซึ่งตรงตามข้อกำหนดที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศตามที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.3

ในลำดับต่อไป จะแสดงผลการวิเคราะห์ในการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศเพื่อให้ได้ผลตามข้อกำหนดที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.4 ซึ่งสามารถแสดงได้ตามหัวข้อต่อไป

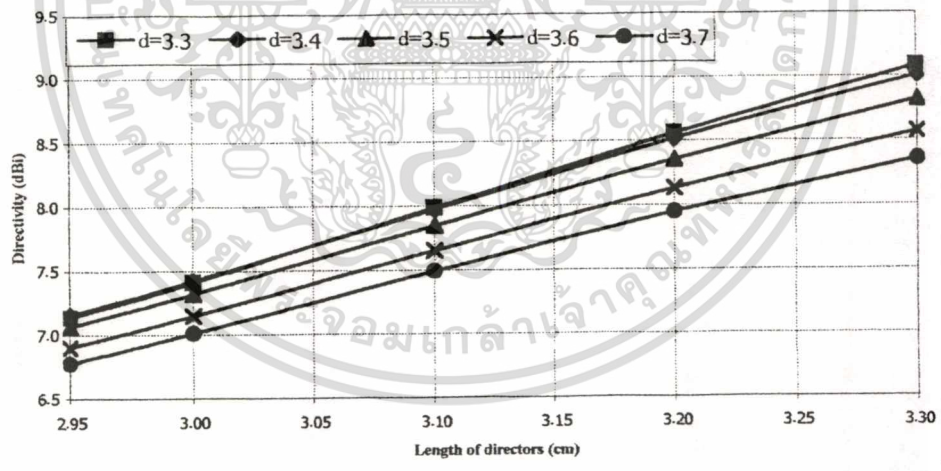
2.5.3 ผลการวิเคราะห์ค่าความยาวและจำนวนของตัวบังคับทิศทาง

ในการวิเคราะห์หาค่าความยาวและจำนวนของตัวบังคับทิศทางที่เหมาะสมนั้น จะพิจารณาค่าความยาวของตัวบังคับทิศทางในช่วง 2.95 ซม. ถึง 3.30 ซม. โดยจะพิจารณาจำนวนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของตัวบังคับทิศทางเท่ากับ 2 องค์ประกอบ 3 องค์ประกอบ และ 4 องค์ประกอบตามลำดับ สำหรับค่าความยาวของตัวจ่ายกำลังงานและตัวสะท้อนจะกำหนดให้มีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 3.6 ซม. และ 4.2 ซม.ตามลำดับ ซึ่งสามารถแสดงผลการวิเคราะห์ที่ได้ดังนี้



รูปที่ 2.24 การพิจารณาความยาวของตัวบังคับทิศทางที่มีผลต่อค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง เมื่อมีจำนวนของตัวบังคับทิศทาง 2 องค์ประกอบ

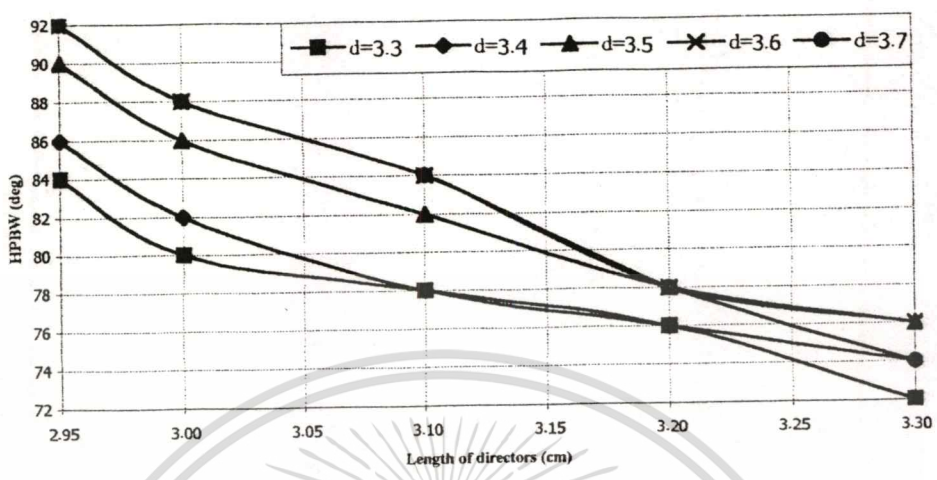


รูปที่ 2.25 การพิจารณาความยาวของตัวบังคับทิศทางที่มีผลต่อค่าสภาพเจาะจงทิศทาง เมื่อมีจำนวนของตัวบังคับทิศทาง 2 องค์ประกอบ

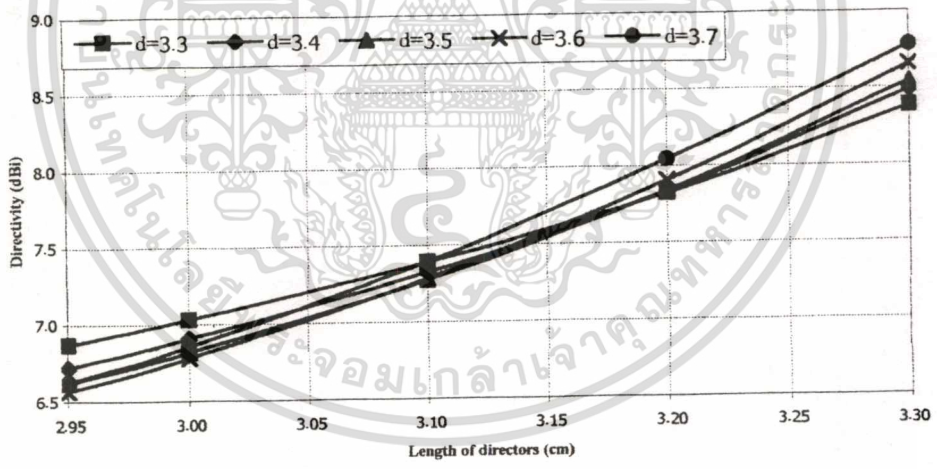
จากรูปที่ 2.24 และ 2.25 จะพบว่า เมื่อค่าความยาวของตัวบังคับทิศทางมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งจะมีค่าลดลง แต่ค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพิ่มขึ้น ซึ่งในกรณีนี้ไม่สามารถให้ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งได้ตามที่
ต้องการคือ มีค่าไม่อยู่ในช่วง 80 องศา ถึง 100 องศา



รูปที่ 2.26 การพิจารณาความยาวของตัวบังคับทิศทางที่มีผลต่อค่าความกว้างของลำคลื่น
ที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง เมื่อมีจำนวนของตัวบังคับทิศทาง 3 องค์ประกอบ

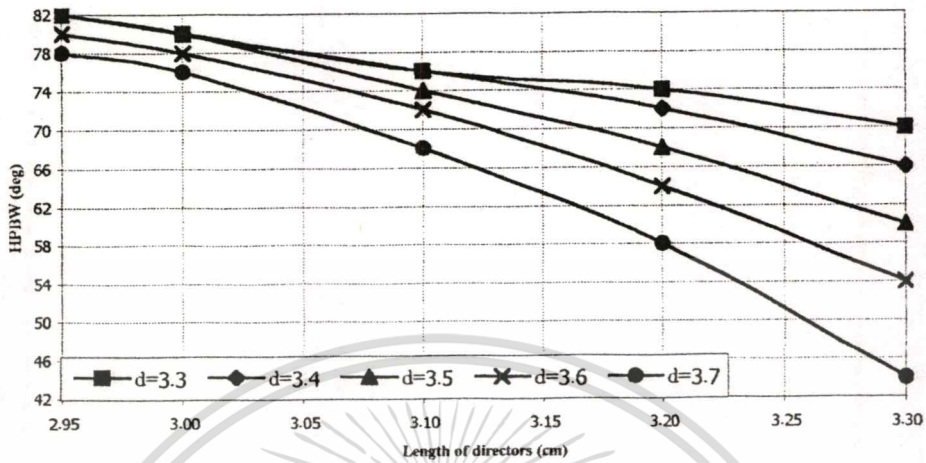


รูปที่ 2.27 การพิจารณาความยาวของตัวบังคับทิศทางที่มีผลต่อค่าสภาพเจาะจงทิศทาง
เมื่อมีจำนวนของตัวบังคับทิศทาง 3 องค์ประกอบ

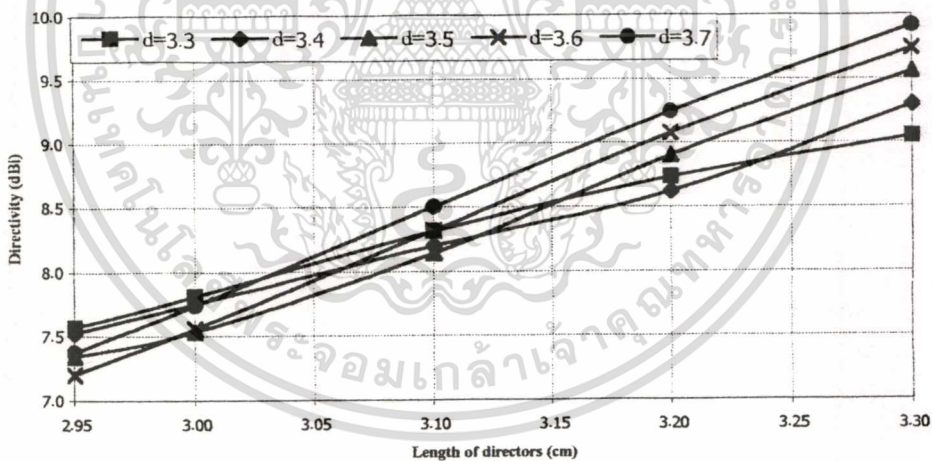
จากรูปที่ 2.26 และ 2.27 จะพบว่า เมื่อค่าความยาวของตัวบังคับทิศทางมีค่าเพิ่มขึ้น ค่า
ความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งจะมีค่าลดลง แต่ค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะมีค่า
เพิ่มขึ้น ซึ่งในกรณีนี้จะให้ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งตามที่ต้องการคือ มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอยู่ในช่วง 80 ถึง 100 องศา เมื่อค่าความยาวของตัวบังคับทิศทางมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 3 ซม.



รูปที่ 2.28 การพิจารณาความยาวของตัวบังคับทิศทางที่มีผลต่อค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง เมื่อมีจำนวนของตัวบังคับทิศทาง 4 องค์ประกอบ



รูปที่ 2.29 การพิจารณาความยาวของตัวบังคับทิศทางที่มีผลต่อค่าสภาพเจาะจงทิศทางเมื่อมีจำนวนของตัวบังคับทิศทาง 4 องค์ประกอบ

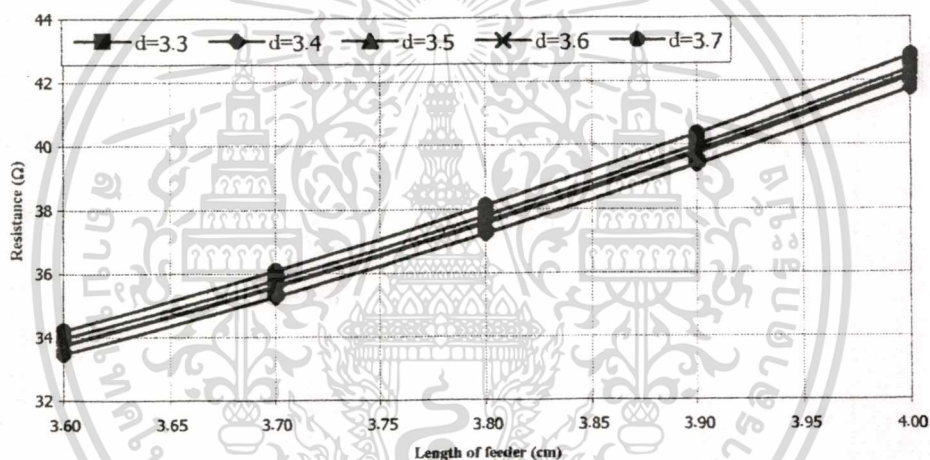
จากรูปที่ 2.28 และ 2.29 จะพบว่า เมื่อค่าความยาวของตัวบังคับทิศทางมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งจะมีค่าลดลง แต่ค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งในกรณีนี้ไม่สามารถให้ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งได้ตามที่ต้องการคือ ไม่อยู่ในช่วง 80 ถึง 100 องศา เช่นเดียวกับรูปที่ 2.24 และ 2.25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

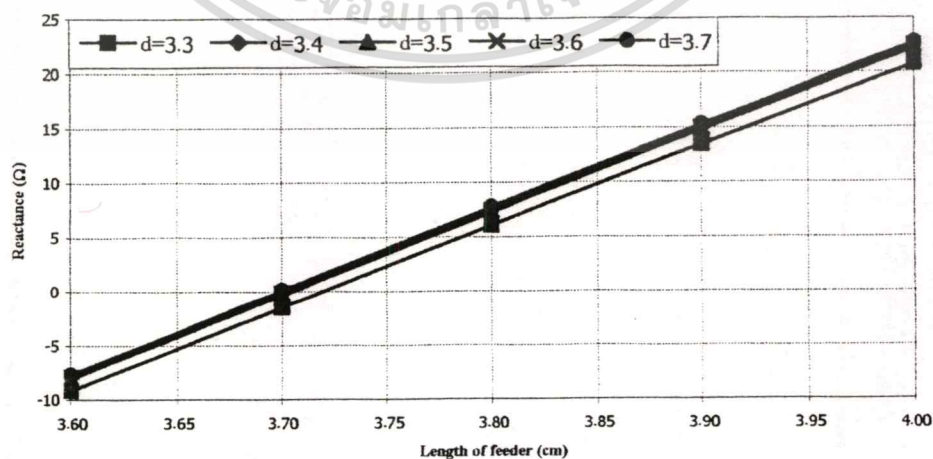
จากรูปที่ 2.24 ถึงรูปที่ 2.29 จะพบว่า จำนวนของตัวบึงคับทิศทางที่ให้ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งอยู่ในช่วง 80 ถึง 100 องศา จะมีจำนวนของตัวบึงคับทิศทางเท่ากับ 3 องศาประกอบ ส่วนค่าความยาวของตัวบึงคับทิศทางในแต่ละองศาประกอบจะมีค่าความยาวเท่ากับ 3 ซม. เนื่องจากที่ค่านี้จะให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่มีค่ามากที่สุดโดยที่ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งยังอยู่ในช่วง 80 ถึง 100 องศา ดังแสดงในรูปที่ 2.26 และ 2.27 ตามลำดับ

2.5.4 ผลการวิเคราะห์ค่าความยาวของตัวจ่ายกำลังงาน

จากหัวข้อที่แล้ว จะนำค่าความยาวและจำนวนของตัวบึงคับทิศทางที่ได้มาใช้ในการวิเคราะห์หาค่าความยาวที่เหมาะสมของตัวจ่ายกำลังงาน โดยกำหนดให้ค่าความยาวของตัวสะท้อนมีค่าเท่าเดิมคือ 4.2 ซม.



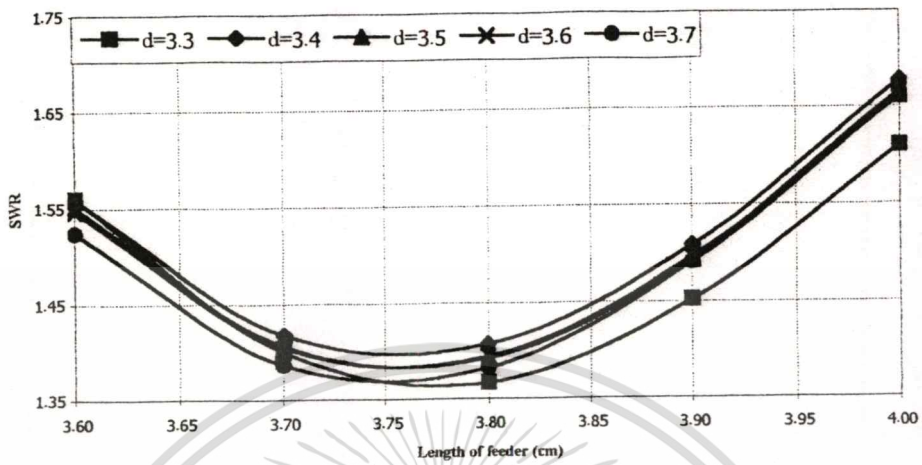
รูปที่ 2.30 การพิจารณาความยาวของตัวจ่ายกำลังงานที่มีผลต่อค่าความต้านทาน



รูปที่ 2.31 การพิจารณาความยาวของตัวจ่ายกำลังงานที่มีผลต่อค่ารีแอคแตนซ์

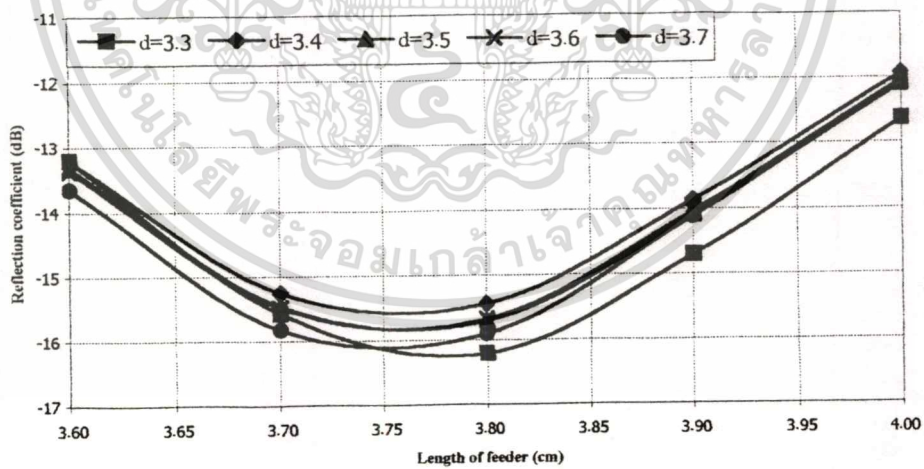
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.30 และ 2.31 จะพบว่า เมื่อค่าความยาวของตัวจ่ายกำลังงานมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าความต้านทานและค่ารีแอกแตนซ์จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามลำดับ



รูปที่ 2.32 การพิจารณาความยาวของตัวจ่ายกำลังงานที่มีผลต่อค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

จากรูปที่ 2.32 จะพบว่า เมื่อค่าความยาวของตัวจ่ายกำลังงานมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งจะมีค่าต่ำที่สุดเมื่อความยาวของตัวจ่ายกำลังงานมีค่าเท่ากับ 3.75 ซม.



รูปที่ 2.33 การพิจารณาความยาวของตัวจ่ายกำลังงานที่มีผลต่อค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน

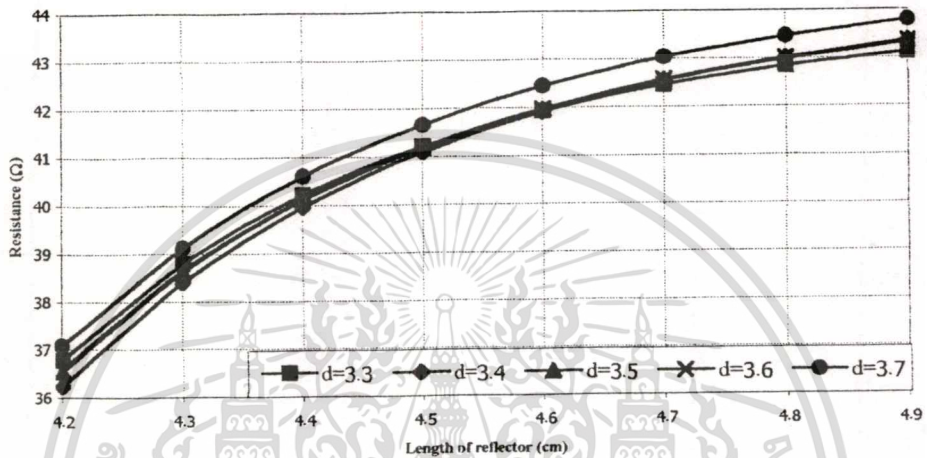
จากรูปที่ 2.33 จะพบว่า เมื่อค่าความยาวของตัวจ่ายกำลังงานมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะมีค่าดีที่สุดเมื่อความยาวของตัวจ่ายกำลังงานมีค่าเท่ากับ 3.75 ซม.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

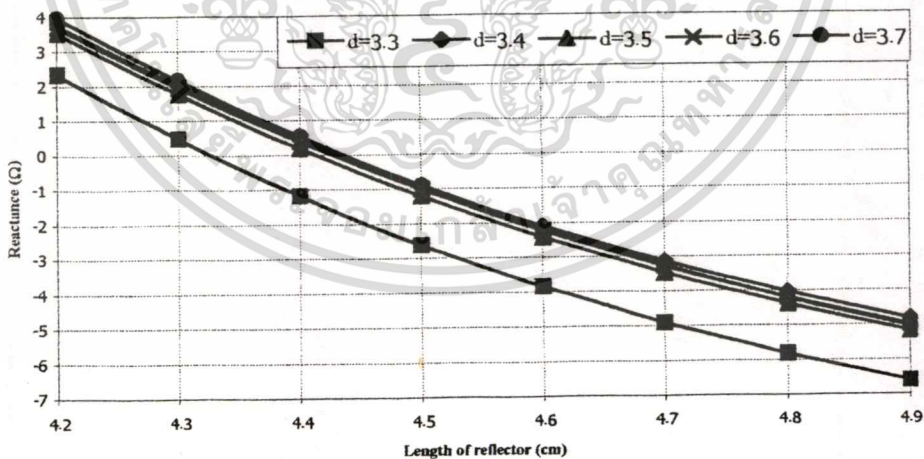
จากรูปที่ 2.30 ถึงรูปที่ 2.33 จะพบว่า ค่าความยาวของตัวจ่ายกำลังงานที่ให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดหรือมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ต่ำที่สุดจะมีค่าเท่ากับ 3.75 ซม.

2.5.5 ผลการวิเคราะห์ค่าความยาวของตัวสะท้อน

จากหัวข้อที่ผ่านมา จะนำค่าความยาวและจำนวนของตัวบังคับทิศทางรวมถึงค่าความยาวของตัวจ่ายกำลังงานที่ได้มาใช้ในการวิเคราะห์ค่าความยาวของตัวสะท้อน



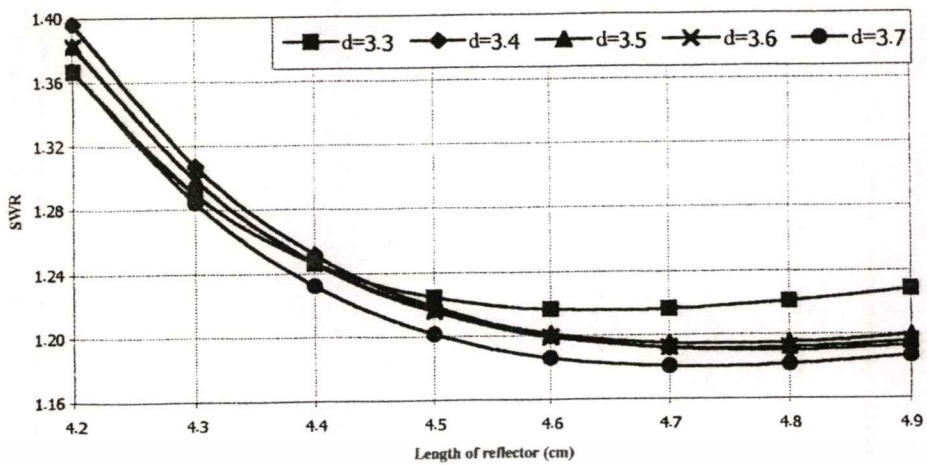
รูปที่ 2.34 การพิจารณาความยาวของตัวสะท้อนที่มีผลต่อค่าความต้านทาน



รูปที่ 2.35 การพิจารณาความยาวของตัวสะท้อนที่มีผลต่อค่ารีแอคแตนซ์

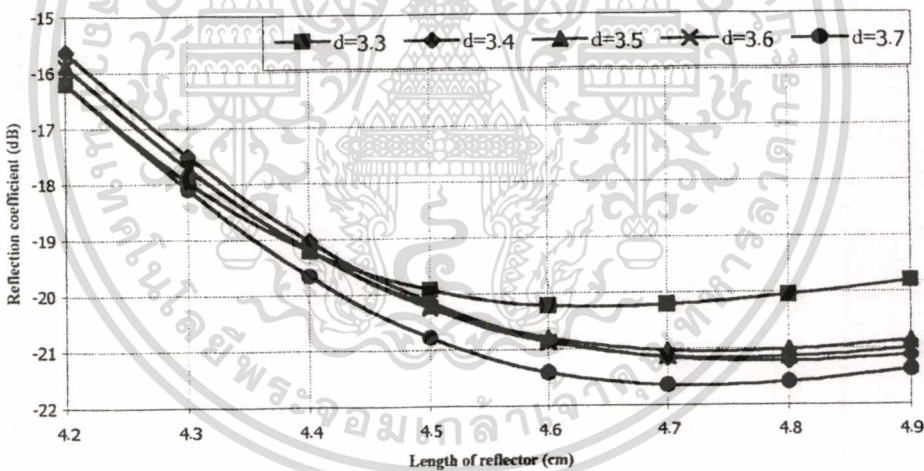
จากรูปที่ 2.34 และ 2.35 จะพบว่า เมื่อค่าความยาวของตัวสะท้อนมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าความต้านทานจะมีค่าเพิ่มขึ้นแต่ค่ารีแอคแตนซ์จะมีค่าลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.36 การพิจารณาความยาวของตัวสะท้อนที่มีผลต่อค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

จากรูปที่ 2.36 จะพบว่า เมื่อค่าความยาวของตัวสะท้อนมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งจะมีค่าต่ำที่สุดเมื่อความยาวของตัวจ่ายกำลังงานมีค่าเท่ากับ 4.8 ซม.



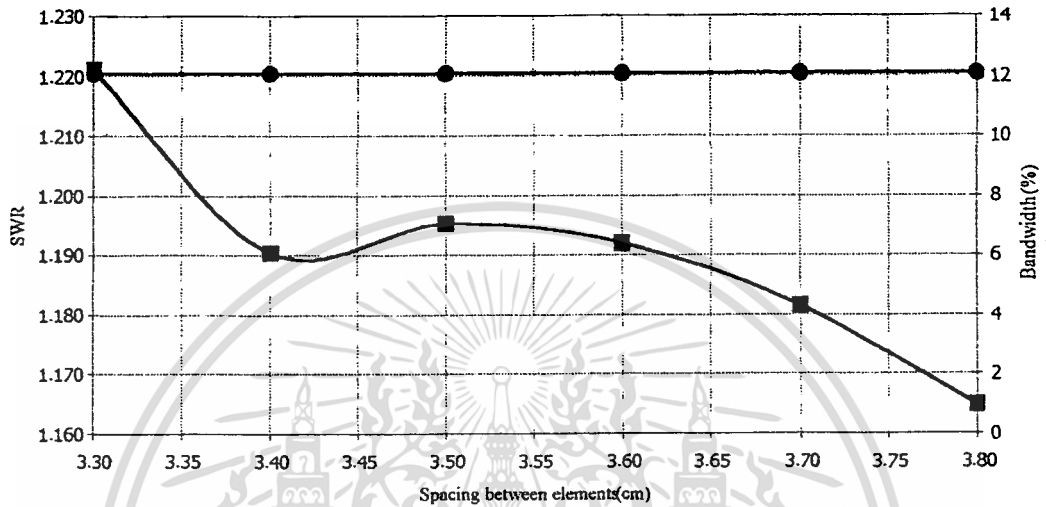
รูปที่ 2.37 การพิจารณาความยาวของตัวสะท้อนที่มีผลต่อค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน

จากรูปที่ 2.37 จะพบว่า เมื่อค่าความยาวของตัวสะท้อนมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะมีค่าดีที่สุดเมื่อความยาวของตัวจ่ายกำลังงานมีค่าเท่ากับ 4.8 ซม.

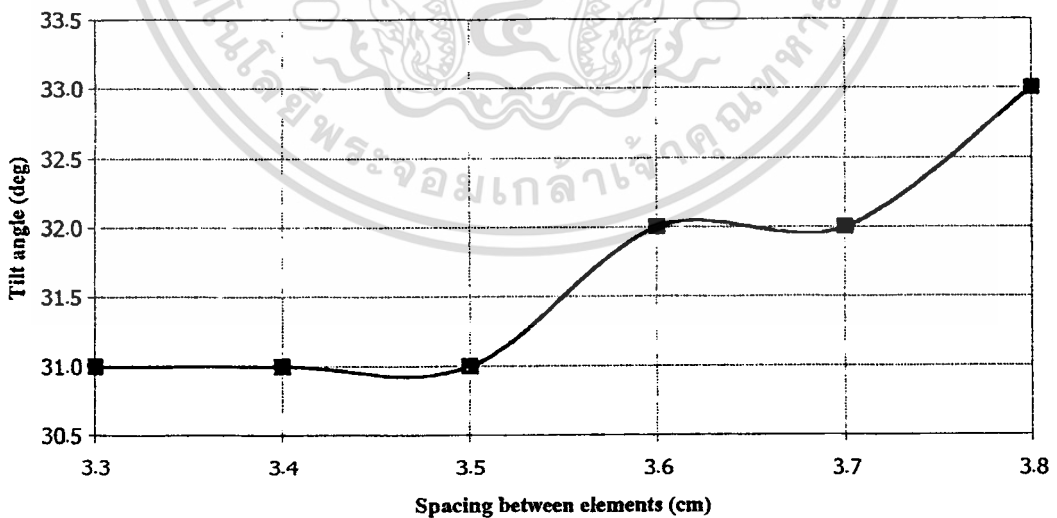
จากรูปที่ 2.34 ถึง 2.37 จะพบว่า ค่าความยาวของตัวสะท้อนที่ให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดหรือให้ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ต่ำที่สุดจะมีค่าเท่ากับ 4.8 ซม.

2.5.6 ผลการวิเคราะห์ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ

จากหัวข้อที่ผ่านมา จะได้ค่าความยาวและจำนวนของตัวบั้งค้ำทิศทาง ค่าความยาวของตัวจ่ายกำลังงาน และค่าความยาวของตัวสะท้อนตามลำดับ ซึ่งจะนำค่าที่ได้เหล่านี้มาใช้ในการวิเคราะห์หาค่าระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ



รูปที่ 2.38 การพิจารณาระยะห่างระหว่างองค์ประกอบที่มีผลต่อค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และค่าความกว้างของแถบความถี่



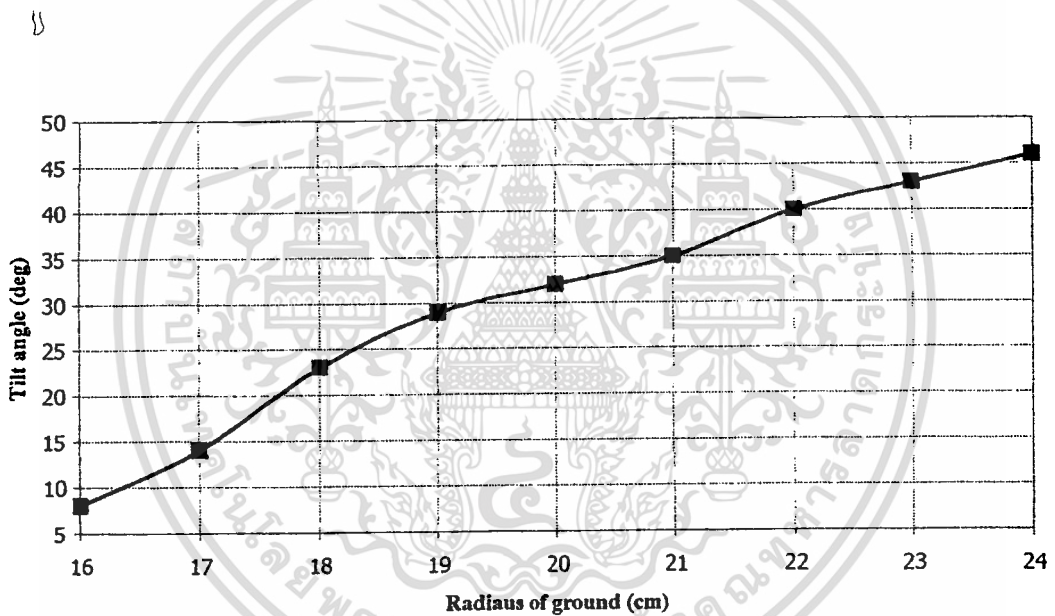
รูปที่ 2.39 การพิจารณาระยะห่างระหว่างองค์ประกอบที่มีผลต่อค่ามุมเอียงของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.38 จะพบว่า ค่าระยะห่างระหว่างองค์ประกอบที่ให้ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ต่ำที่สุดและให้ค่าความกว้างของแถบความถี่อยู่ในย่าน IMT-2000 ซึ่งมีค่าความกว้างของแถบความถี่เท่ากับ 12.09 เฮอร์เซ็นต์ จะมีค่าเท่ากับ 3.8 ซม. แต่จากรูปที่ 2.39 จะพบว่า มุมเอียง (Tilt angle) ของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามค่าระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ ซึ่งทำให้ที่ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบเท่ากับ 3.8 ซม. จะมีพื้นที่ที่ครอบคลุมการให้บริการน้อยกว่าที่ระยะที่ระยะอื่นๆ ดังนั้น จึงได้ทำการเลือกระยะห่างระหว่างองค์ประกอบเท่ากับ 3.7 ซม. ไปใช้ในการออกแบบสายอากาศ เพราะสามารถให้ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ดีที่สุดเมื่อเทียบกับระยะอื่นๆ ตามที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.38

2.5.7 ผลการวิเคราะห์ขนาดของแผ่นระนาบกราวด์

สำหรับการวิเคราะห์ขนาดของแผ่นระนาบกราวด์ สามารถแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 2.40 การพิจารณาขนาดของแผ่นระนาบกราวด์ที่มีผลต่อค่ามุมเอียงของสายอากาศ

จากรูปที่ 2.40 จะพบว่า เมื่อรัศมีของแผ่นระนาบกราวด์มีค่าเพิ่มขึ้น จะเป็นผลให้ค่ามุมเอียงของสายอากาศมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว มุมเอียงของสายอากาศที่ใช้กันอยู่ทั่วไปที่สถานีฐานจะมีค่าอยู่ในช่วง -1.5 ถึง 35 องศา [20] ดังนั้น ขนาดของแผ่นระนาบกราวด์ที่มีความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้งานจะมีค่าอยู่ในช่วง 16 ถึง 21 ซม. ดังนั้น เพื่อให้เกิดความถูกต้องและความสะดวกในการสร้างรวมถึงการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับองค์ประกอบของสายอากาศ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ทำการเลือกขนาดของแผ่นระนาบกราวด์มีค่าเท่ากับ 20 ซม. ไปใช้ในการออกแบบ

จากการวิเคราะห์ข้างต้น สามารถสรุปค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศที่ได้ ดังนี้

1. จำนวนของตัวบึงค้ำทิศทางในแต่ละเซกเตอร์มีจำนวนเท่ากับ 3 องค์ประกอบ
2. ค่าความยาวของตัวบึงค้ำทิศทางในแต่ละเซกเตอร์มีค่าเท่ากับ 3 ซม.
3. ค่าความยาวของตัวจ่ายกำลังงานในแต่ละเซกเตอร์มีค่าเท่ากับ 3.75 ซม.
4. ค่าความยาวของตัวสะท้อนซึ่งใช้ร่วมกันทั้งสามเซกเตอร์มีค่าเท่ากับ 4.8 ซม.
5. ค่าระยะห่างระหว่างองค์ประกอบในแต่ละเซกเตอร์มีค่าเท่ากับ 3.7 ซม.
6. ขนาดของแผ่นระนาบกรวดมีค่าเท่ากับ 20 ซม.

2.5.8 ผลการวิเคราะห์จำนวนเซกเมนต์

สำหรับการเลือกจำนวนเซกเมนต์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ จะทำการเลือกจำนวนเซกเมนต์ในช่วงที่ให้ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศมีการเปลี่ยนแปลงน้อยที่สุด สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 จำนวนเซกเมนต์ที่มีผลต่ออิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

จำนวนเซกเมนต์	อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ (โอห์ม)
1	78.436 - j14.233
2	48.395 - j5.9147
3	45.078 - j5.044
4	43.899 - j4.536
5	43.463 - j4.215
6	43.235 - j3.961
7	43.139 - j3.768
8	43.088 - j3.614
9	43.074 - j3.497
10	43.071 - j3.409
11	43.081 - j3.346
12	43.092 - j3.305

จากตารางที่ 2.1 จะพบว่า จำนวนเซกเมนต์ที่ทำให้อิมพีแดนซ์ของสายอากาศมีการเปลี่ยนแปลงน้อยที่สุดจะอยู่ในช่วง 9 และ 10 เซกเมนต์ ดังนั้น ในการวิเคราะห์จึงเลือกใช้จำนวนเซกเมนต์เท่ากับ 10 เซกเมนต์ เนื่องจากง่ายต่อการเขียนโปรแกรมเพื่อใช้ในการคำนวณมากกว่า 9 เซกเมนต์ ซึ่งจะทำให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเท่ากับ 43.071 - j3.409 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

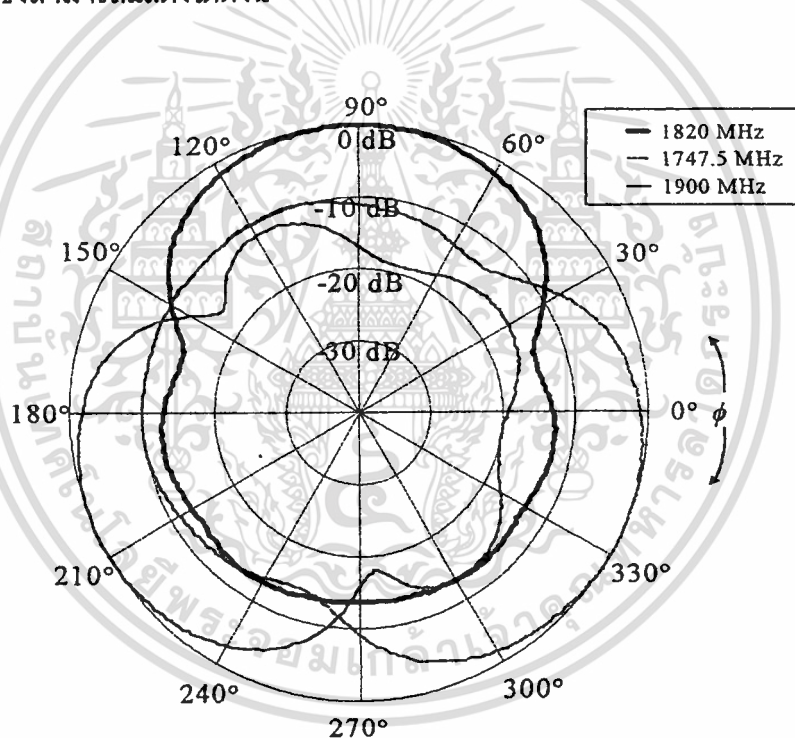
จากผลการวิเคราะห์ที่กล่าวมาข้างต้นทั้งหมด สามารถสรุปค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของสายอากาศได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ได้จากการวิเคราะห์

อิมพีแดนซ์ (โอห์ม)	อัตราส่วนคลื่นนิ่ง	สัมประสิทธิ์การสะท้อน (dB)	ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (dBi)
43.071 – j3.409	1.181	-21.623	6.99

2.5.9 ผลการวิเคราะห์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ที่แตกต่างกัน

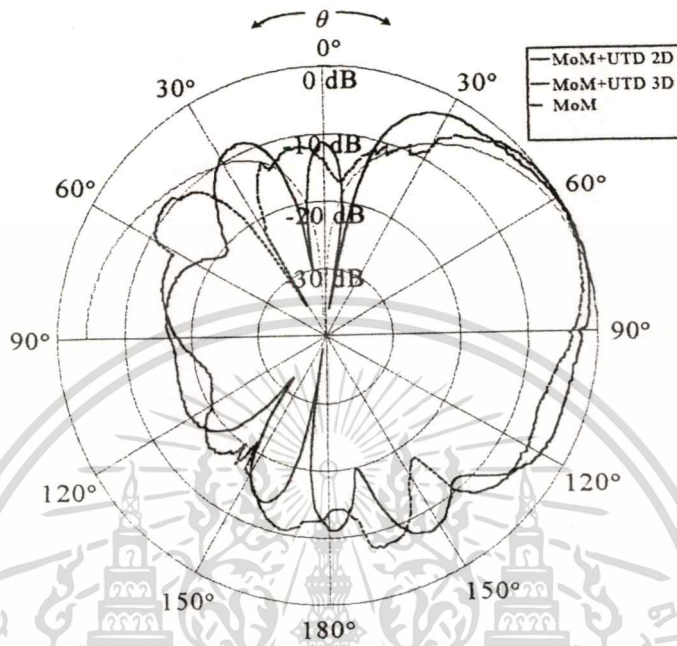
สำหรับผลแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเมื่อสายอากาศในแต่ละเชกเตอร์ทำงานที่ความถี่ที่แตกต่างกัน ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้



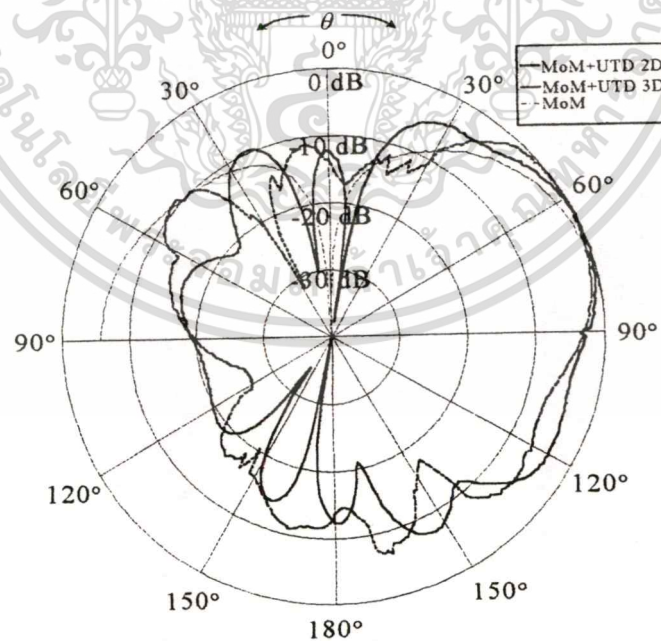
รูปที่ 2.41 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาดเมื่อแต่ละเชกเตอร์ทำงานที่ความถี่ที่แตกต่างกัน

จากรูปที่ 2.39 เป็นแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเมื่อแต่ละเชกเตอร์ทำงานที่ความถี่ที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้เชกเตอร์ที่หนึ่ง ($\phi = 90^\circ$) เชกเตอร์ที่สอง ($\phi = 330^\circ$) และเชกเตอร์ที่สาม ($\phi = 210^\circ$) ทำงานที่ความถี่ 1747.5 MHz 1820 MHz และ 1900 MHz ตามลำดับ เนื่องจากในการวิเคราะห์ไม่สามารถทำการวิเคราะห์ในความถี่ที่แตกต่างกันได้พร้อมๆ กัน ดังนั้น ในรูปที่ 2.39 จึงแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในลักษณะที่ซ้อนทับกัน (overlap) โดยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะแตกต่างจากรูปที่ 2.9 ซึ่งพิจารณาที่ความถี่เดียวกัน ดังนั้น จึงสามารถพิจารณาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเมื่อแต่ละเซกเตอร์ทำงานพร้อมๆ กันได้ ในทำนองเดียวกัน สามารถแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกที่ความถี่ต่างกันได้ดังรูปที่ 2.40 2.41 และ 2.42 ตามลำดับ

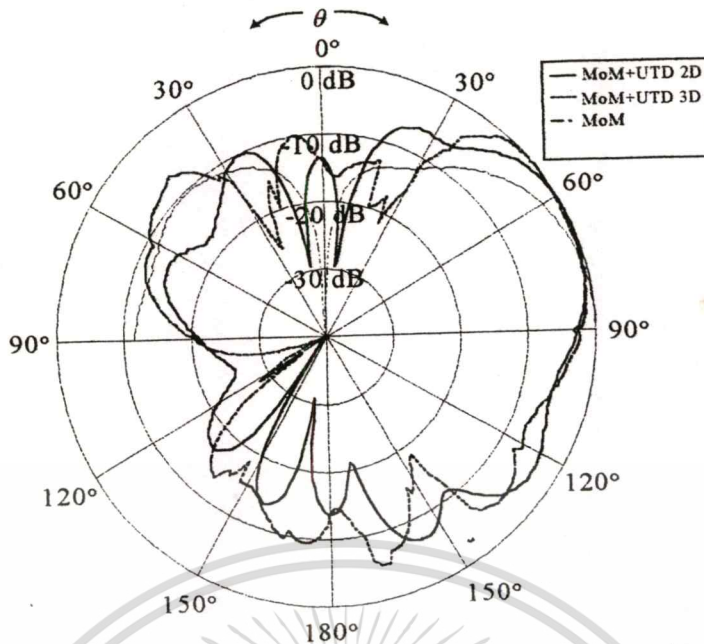


รูปที่ 2.42 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบมุมยกที่ความถี่ 1747.5 MHz



รูปที่ 2.43 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบมุมยกที่ความถี่ 1820 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

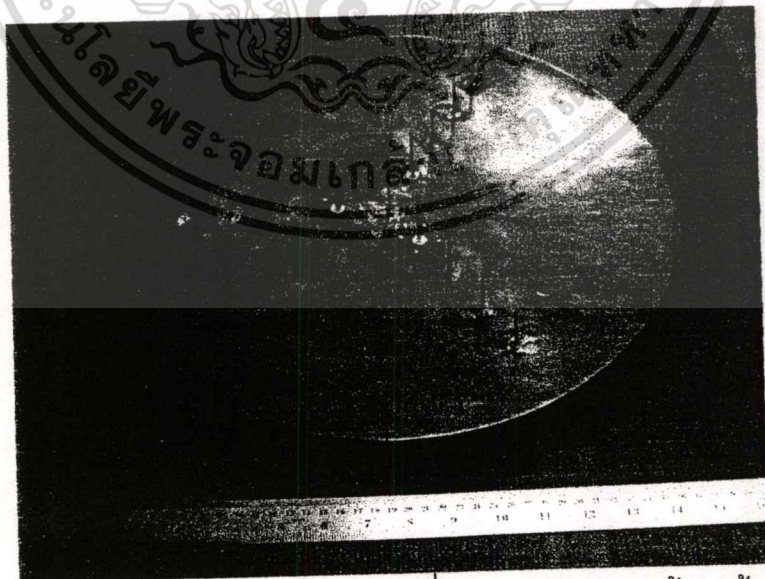


รูปที่ 2.44 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบมุมยกที่ความถี่ 1900 MHz

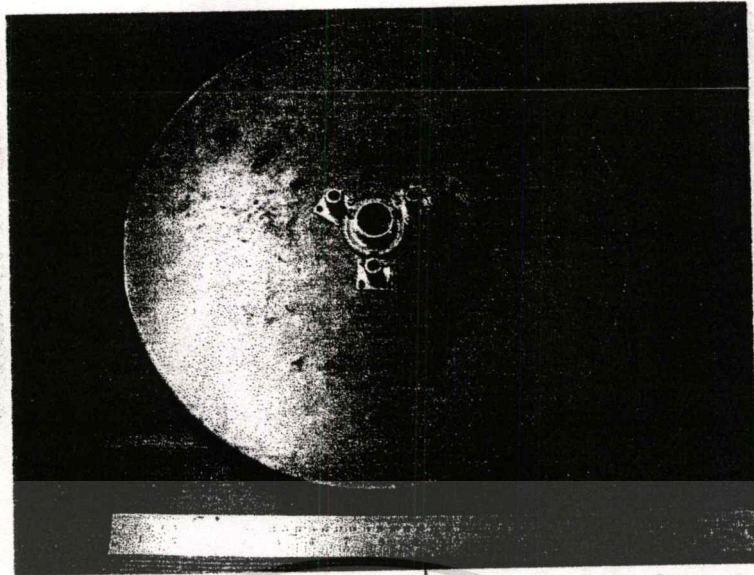
ในหัวข้อต่อไปจะกล่าวถึงรูปแบบของสายอากาศที่ได้สร้างขึ้น รวมถึงผลการทดสอบต่างๆ ของสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้นมาตามลำดับ

2.6 การสร้างและผลการทดสอบสายอากาศ

สำหรับโครงสร้างสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้น สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.43 และ 2.44

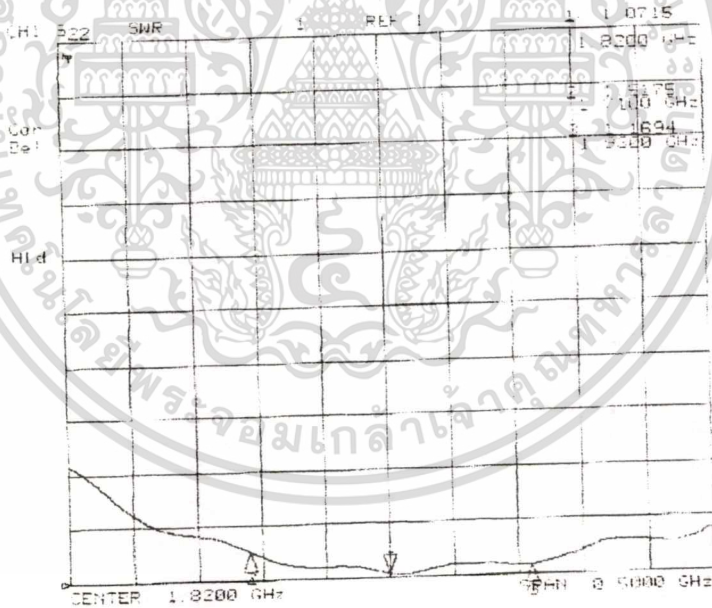


รูปที่ 2.45 โครงสร้างสายอากาศเมื่อทำการสังเกตจากด้านหน้า



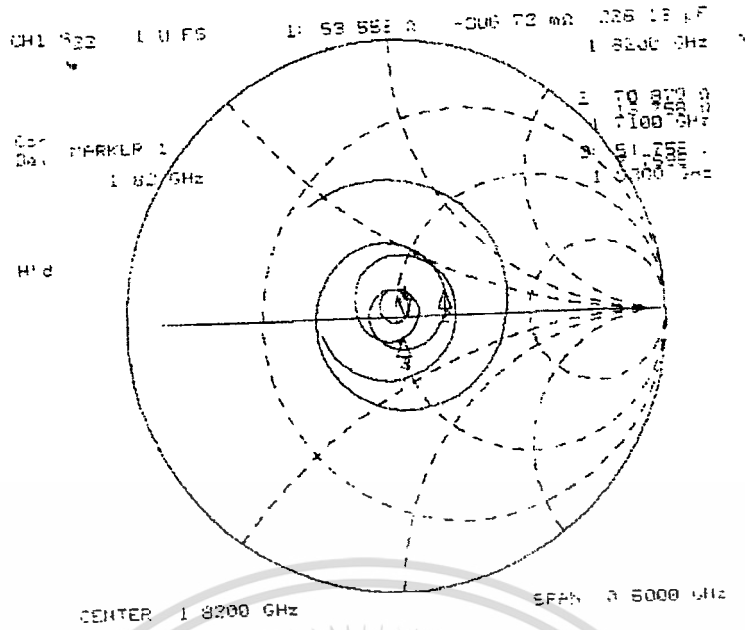
รูปที่ 2.46 โครงสร้างสายอากาศเมื่อทำการสังเกตจากด้านหลัง

สำหรับผลการทดสอบสายอากาศจะทำการทดสอบในย่านความถี่ที่ทำการออกแบบคือ IMT-2000 (1710 MHz-1930 MHz) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

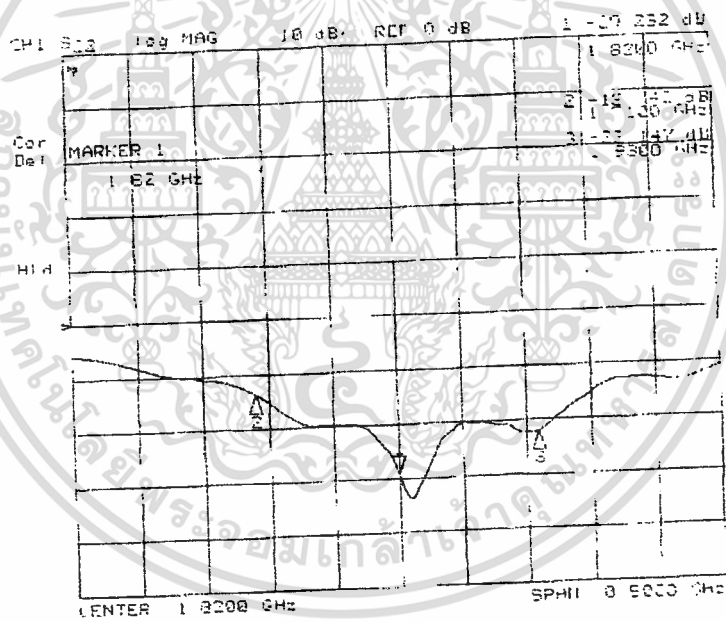


รูปที่ 2.47 ผลการทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งในเซกเตอร์ที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

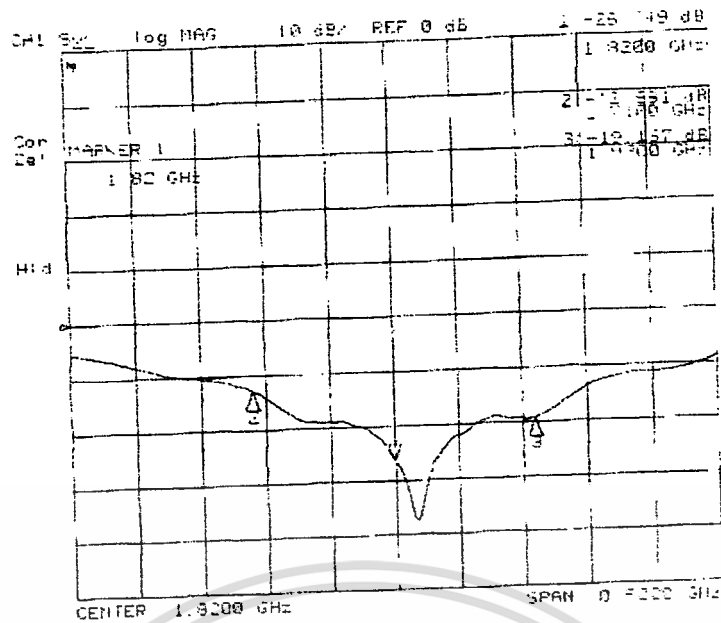


รูปที่ 2.48 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ในเซกเตอร์ที่ 1

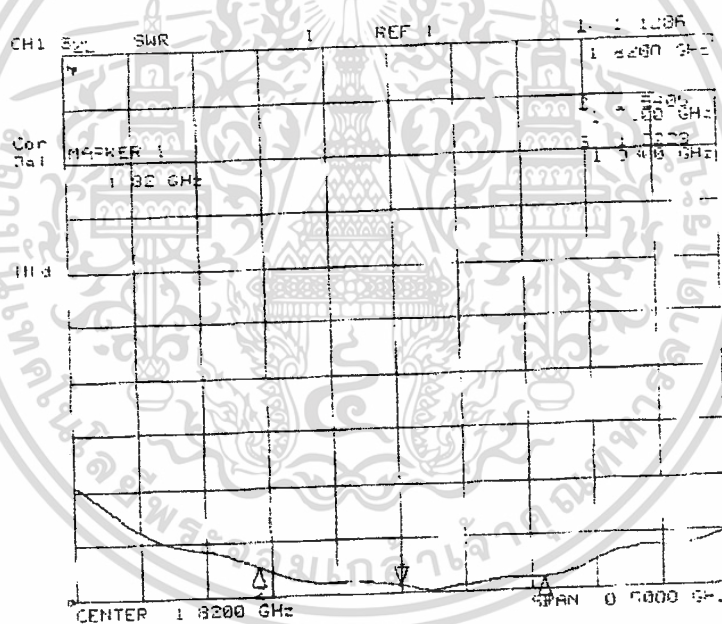


รูปที่ 2.49 ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในเซกเตอร์ที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

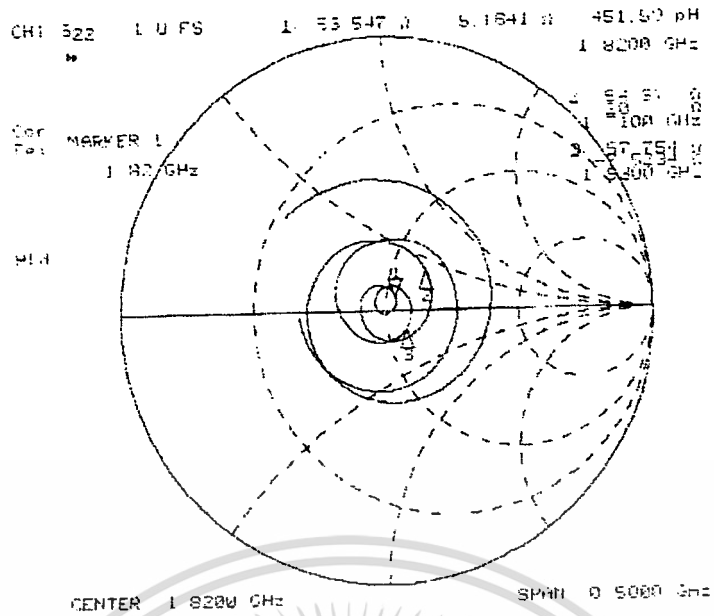


รูปที่ 2.52 ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในเซกเตอร์ที่ 2

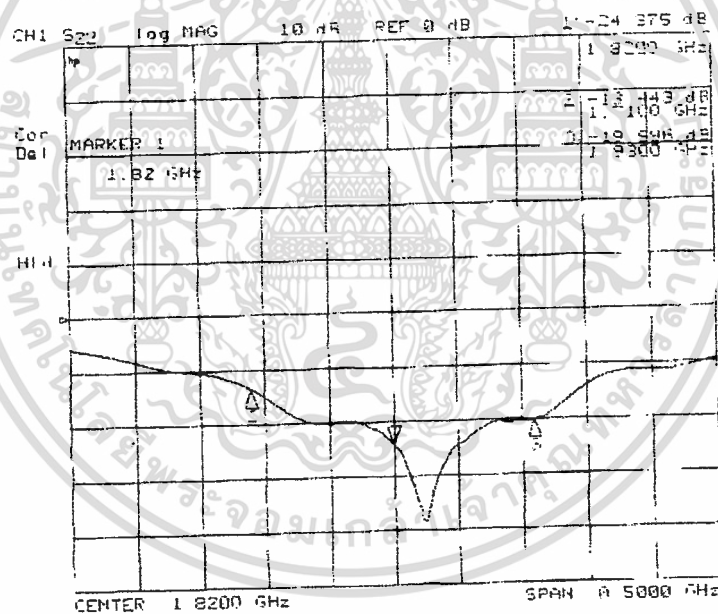


รูปที่ 2.53 ผลการทดสอบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งในเซกเตอร์ที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



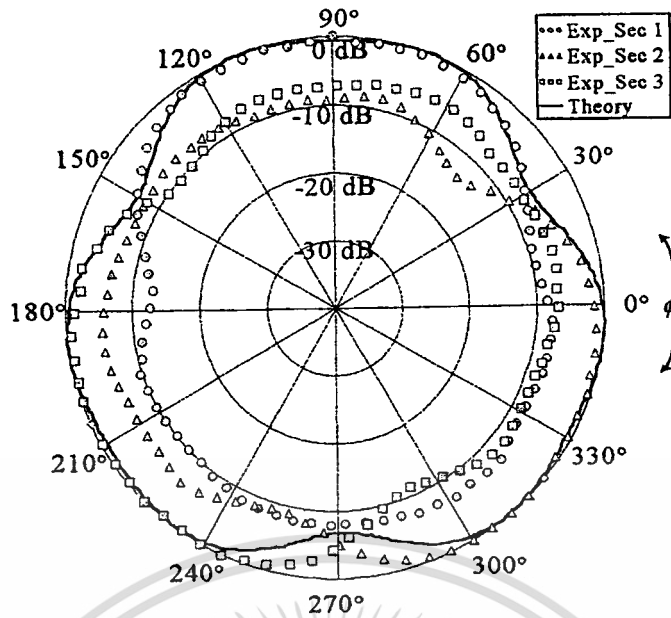
รูปที่ 2.54 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ในเซกเตอร์ที่ 3



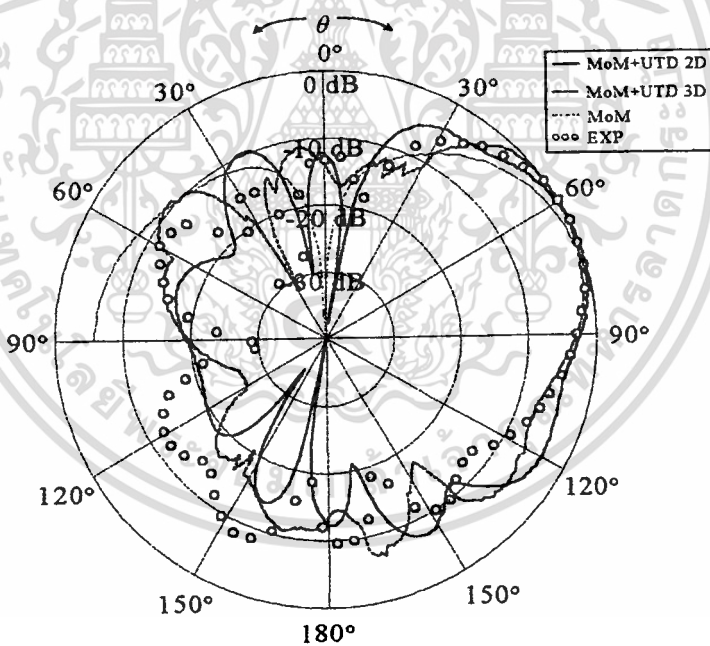
รูปที่ 2.55 ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในเซกเตอร์ที่ 3

สำหรับผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

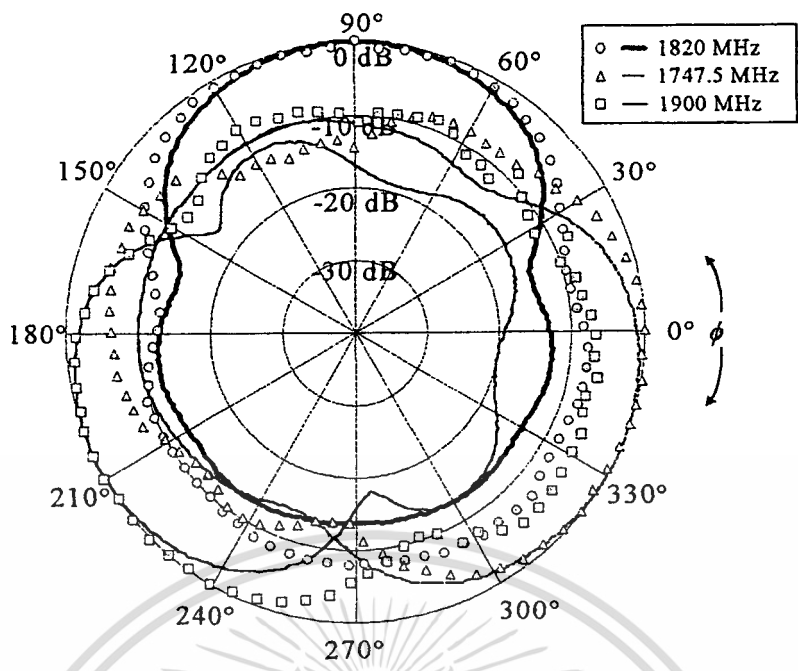


รูปที่ 2.56 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาด
เมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์

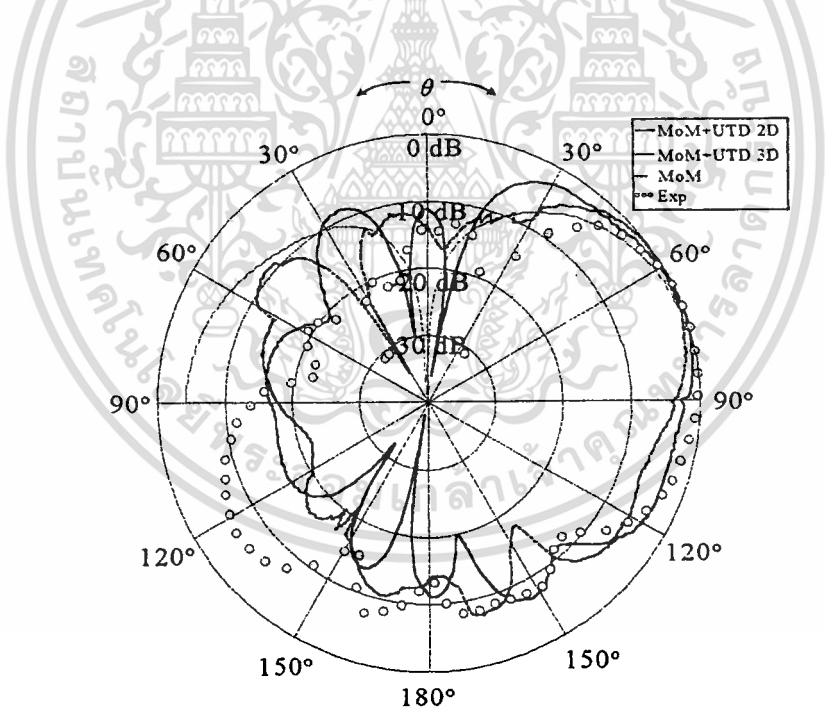


รูปที่ 2.57 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยก
เมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

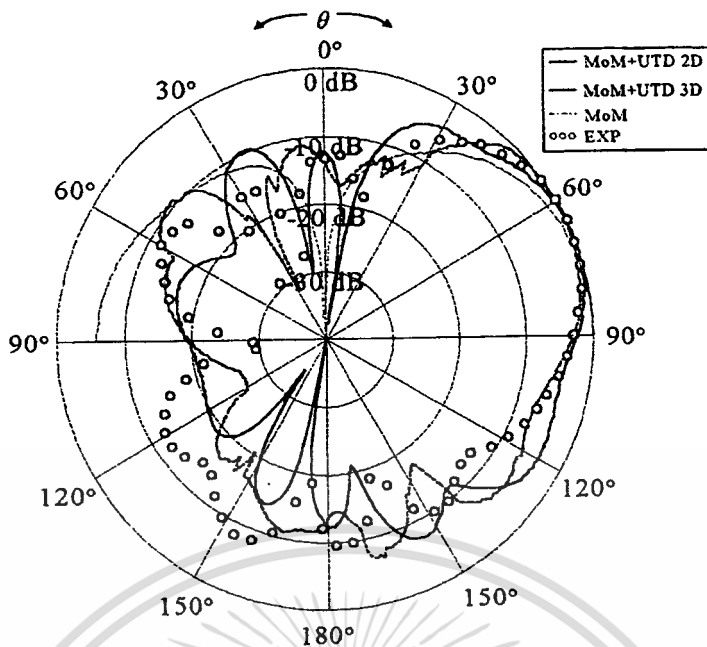


รูปที่ 2.58 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาดเมื่อแต่ละเซกเตอร์ทำงานที่ความถี่ที่แตกต่างกันเมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์

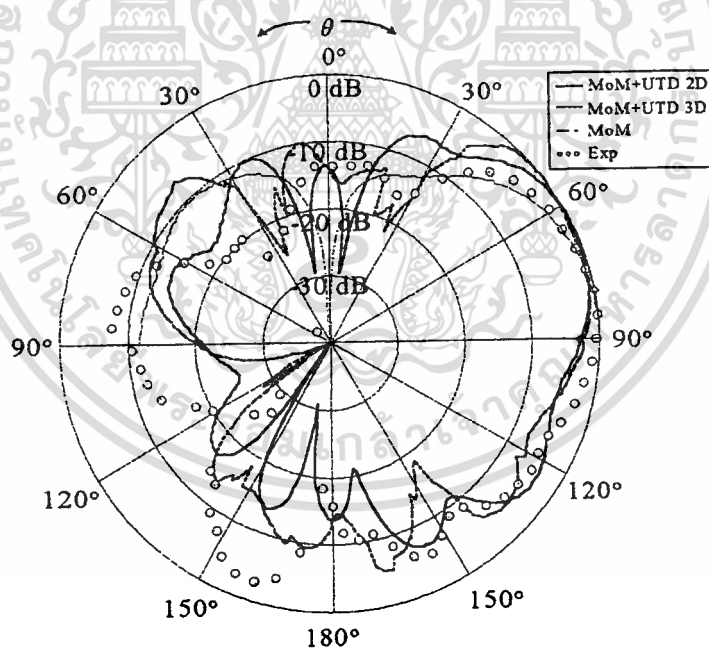


รูปที่ 2.59 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกที่ความถี่ 1747.5 MHz เมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.60 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกที่ความถี่ 1820 MHz เมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์



รูปที่ 2.61 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกที่ความถี่ 1900 MHz เมื่อเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์

2.7 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอทฤษฎีที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศได้แก่ ทฤษฎีโมเมนต์และทฤษฎีการเลี้ยวเบนของคลื่น นอกจากนี้ ได้แสดงถึงการออกแบบ ผลการวิเคราะห์ การสร้าง และผลการเอกสารเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทดสอบสายอากาศ ซึ่งสามารถยืนยันได้ว่า สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบและสร้างขึ้นมานั้น สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ได้ และในบทต่อไปจะกล่าวถึงวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่น ซึ่งจะนำวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นเหล่านี้มาใช้ร่วมกับสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบและสร้างขึ้นมาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศให้มากขึ้นตามลำดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การหาทิศทาง การเข้ามาของคลื่น

3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้ได้พิจารณาถึงพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญในการปรับปรุงคุณภาพของสายอากาศที่ได้กล่าวไว้ในบทที่แล้ว ซึ่งพารามิเตอร์นี้ก็คือ การหาทิศทางของสัญญาณที่เข้ามา (direction of arrival ; DoA)

สำหรับวิธีการหาทิศทาง การเข้ามาของสัญญาณนั้น ตามทฤษฎีของLiberti และ Rappaport [21] นั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 วิธีการด้วยกัน คือ วิธีดั้งเดิม(conventional techniques) เทคนิคบนพื้นฐานของปริภูมิย่อย (subspace base techniques) เทคนิคที่น่าจะได้ค่าสูงสุด (maximum likelihood techniques) และเทคนิคการรวม (integrated techniques) ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำวิธีการของเทคนิคบนพื้นฐานของปริภูมิย่อยมาใช้ในการปรับปรุงคุณภาพของสายอากาศ โดยประกอบไปด้วยวิธีการ MUSIC (Multiple Signal Classification) [22]-[23] วิธีการ ESPRIT (Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Technique) [22], [24]-[25] วิธีการเทคนิคการปรับเรียบเชิงตำแหน่ง (spatial smoothing technique) [21], [21], [26] วิธีการ Unitary ESPRIT [27]-[28] และวิธีการ JADE (Joint Angle and Delay Estimation) [29]-[32]

จากวิธีการของเทคนิคบนพื้นฐานของปริภูมิย่อยที่ได้กล่าวมาข้างต้น จะทำการวิเคราะห์วิธีการเหล่านี้เพื่อหาวิธีการที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งจะทำให้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบได้ โดยในหัวข้อต่อไปจะกล่าวถึงการกำหนดรูปแบบของสัญญาณที่ใช้ในการคำนวณและลักษณะการคำนวณของวิธีการต่างๆ จากนั้นจะทำการวิเคราะห์เพื่อหาวิธีการที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบ สุดท้ายจะทำการแสดงผลการวิเคราะห์วิธีการหาทิศทาง การเข้ามาของสัญญาณเมื่อนำมาประยุกต์กับสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบตามลำดับ

3.2 รูปแบบของสัญญาณ

ในการกำหนดรูปแบบของสัญญาณเพื่อใช้ในการคำนวณในวิธีการหาทิศทาง การเข้ามาของสัญญาณ [23] นั้น จะสมมติให้แหล่งกำเนิดเป็นแหล่งกำเนิดไอโซโทรปิกชนิดจุด (isotropic point source) โดยให้สัญญาณมีการตอบสนองในช่วงความถี่แคบ (narrow band) และอยู่ในระนาบเดียวกับองค์ประกอบของสายอากาศ รวมถึงตัวกลางในการการแพร่กระจายคลื่นสารเนื้อเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(homogeneous) ดังนั้น คลื่นที่เดินทางมาถึงสายอากาศจะถูกพิจารณาว่าเป็นคลื่นระนาบ (plane wave) จากข้อสมมุติข้างต้น รูปแบบของสัญญาณสามารถแสดงได้ดังนี้

$$E(r,t) = f(t - r^T \alpha) \quad (3.1)$$

โดยที่ α คือ เวกเตอร์ความหน่วง (slowness vector) ; $|\alpha| = \frac{1}{c}$

T คือ การทรานสโพส (transpose)

r คือ เวกเตอร์รัศมี (radius vector)

ซึ่งหมายถึง คลื่นเดินทางในทิศทาง α ด้วยความเร็วเท่ากับ $\frac{1}{|\alpha|} = c$ ดังนั้น รูปแบบของสนามที่ได้จากแหล่งกำเนิดสามารถแสดงได้ดังนี้

$$E(0,t) = s(t) e^{j\omega t} \quad (3.2)$$

และที่สนามระยะไกล (far-field) จะได้ว่า

$$E(r,t) = s(t - r^T \alpha) e^{j\omega(t - r^T \alpha)} \cong s(t) e^{j(\omega t - r^T K)} \quad (3.3)$$

โดยที่ $s(t)$ คือ สัญญาณเบสแบนด์ (baseband signal)

$e^{j\omega t}$ คือ สัญญาณคลื่นพาห้ (carrier signal)

K คือ เวกเตอร์ของคลื่น (wave vector) ; $K = \alpha \omega$

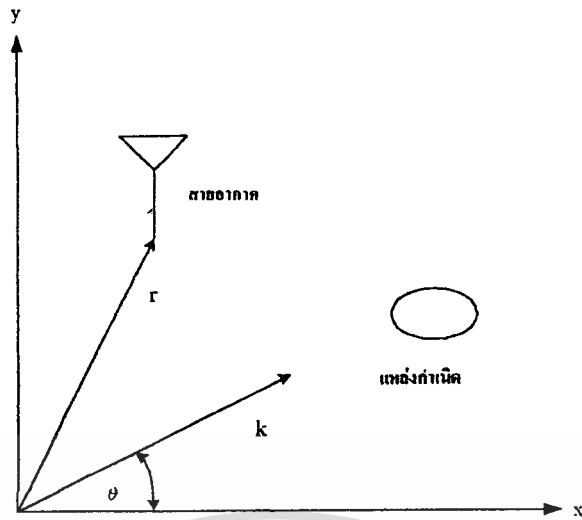
จากรูปที่ 3.1 จะได้ว่า

$$K = k [\cos(\theta) \quad \sin(\theta)]^T \quad (3.4)$$

และ

$$r = (x \quad y)^T \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 เวกเตอร์แสดงตำแหน่งของแหล่งกำเนิดและสายอากาศ

ดังนั้น (3.3) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$E(r, t) = s(t) e^{[j\omega t - k(x \cos(\theta) + y \sin(\theta))]} \quad (3.6)$$

โดยทั่วไปแล้ว สัญญาณที่รับได้จะถูกแปลงให้เป็นสัญญาณเบสแบนด์ก่อนทำการแซมปลิง (sampling) สัญญาณ ดังนั้น เวกเตอร์ของสายอากาศที่จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์ในการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณสามารถแสดงได้ดังนี้

$$x(t) = g(\theta) e^{-jk(x \cos(\theta) + y \sin(\theta))} s(t) = a(\theta) s(t) \quad (3.7)$$

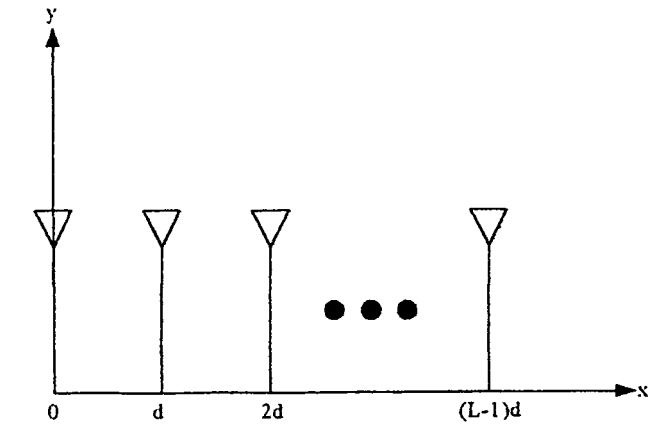
โดยที่ $g(\theta)$ คือ ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) ของสายอากาศ

$a(\theta)$ คือ เวกเตอร์การกวาด (steering vector)

สำหรับสายอากาศแบบแถวลำดับเชิงเส้นสม่ำเสมอ (uniform linear array ; ULA) ดังในรูปที่ 3.2 ถ้ากำหนดให้สายอากาศทุกตัวมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เท่ากันจะได้รูปแบบของเวกเตอร์การกวาดสำหรับการจัดเรียงแบบแถวลำดับเชิงเส้นสม่ำเสมอ ดังนี้ [23]

$$a_{ULA}(\theta) = g(\theta) [1 \quad e^{-jkd \cos(\theta)} \quad \dots \quad e^{-j(L-1)kd \cos(\theta)}]^T \quad (3.8)$$

โดยที่ $g(\theta)$ คือ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางในทิศทางของมุม θ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณที่ง่ายกว่าที่อื่น ๆ อย่างไรก็ตามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 การจัดวางสายอากาศแบบแถวลำดับเชิงเส้น

ดังนั้น ถ้ากำหนดให้มีสัญญาณจำนวน M สัญญาณ และใช้สายอากาศแบบแถวลำดับจำนวน L องค์ประกอบในการรับสัญญาณที่เข้ามา โดยที่ $M < L$ เวกเตอร์ที่ได้จากสายอากาศหนึ่งองค์ประกอบในการรับสัญญาณที่เข้า M สัญญาณ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$x(t) = \sum_{m=1}^M a(\theta_m) s_m(t) \quad (3.9)$$

จาก (3.9) เวกเตอร์ที่ได้จากสายอากาศทั้งหมด L องค์ประกอบเมื่อรวมเอาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากสายอากาศแต่ละตัวเข้าไป สามารถแสดงได้ดังนี้

$$x(t) = A(\theta)s(t) + n(t) \quad (3.10)$$

โดยที่ $A(\theta)$ คือ เมตริกซ์การกวาด (steering matrix) ; $A(\theta) = [a(\theta_1), \dots, a(\theta_M)]_{L \times M}$

$s(t)$ คือ เวกเตอร์สัญญาณ (signal vector) ; $s(t) = [s_1(t), \dots, s_M(t)]^T$

$n(t)$ คือ เวกเตอร์สัญญาณรบกวน (noise vector) ; $n(t) = [n_1(t), \dots, n_L(t)]^T$

สำหรับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนี้ จะสมมติให้เป็นสัญญาณรบกวน (white noise) และมีการกระจายเป็นแบบเกาส์เซียน (Gaussian distribution)

3.3 วิธี MUSIC (Multiple Signal Classification Algorithm)

จากเวกเตอร์ที่ได้ใน (3.10) สามารถนำมาใช้หาค่าเวกเตอร์โคเวเรียนซ์เมตริกซ์ (output covariance matrix) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{xx} = E[x(t)x(t)^H] = APA^H + \sigma^2 I \quad (3.11)$$

โดยที่ $E[\cdot]$ คือ ความคาดหวังทางสถิติ (statistical expectation)

$[\cdot]^H$ คือ เมตริกซ์เฮอร์มิต (Hermitian matrix)

P คือ โคเวเรียนซ์เมตริกซ์ของแหล่งกำเนิด (source covariance matrix)

$$; P = E[s(t)s(t)^H]$$

$\sigma^2 I$ คือ โคเวเรียนซ์เมตริกซ์ของสัญญาณรบกวน (noise covariance matrix)

$$; \sigma^2 I = E[n(t)n(t)^H]$$

สำหรับค่าโคเวเรียนซ์เมตริกซ์ของแหล่งกำเนิด สามารถบอกถึงความสัมพันธ์กันของสัญญาณได้ดังนี้ คือ ถ้า P เป็นเมตริกซ์ทแยงมุม (diagonal matrix) สัญญาณจะไม่มีความสัมพันธ์ต่อกัน (uncorrelated signal) ถ้า P ไม่เป็นเมตริกซ์ทแยงมุมและไม่เป็นเมตริกซ์เอกฐาน (nondiagonal and nonsingular) สัญญาณจะมีความสัมพันธ์กันเล็กน้อย (partially correlated signal) และถ้า P ไม่เป็นเมตริกซ์ทแยงมุมแต่เป็นเมตริกซ์เอกฐาน (nondiagonal but singular matrix) สัญญาณจะมีความสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์ (perfectly correlated or coherent signal)

จาก (3.11) สามารถจัดให้อยู่ในรูปแบบโครงสร้างเจาะจง (eigenstructure) ได้ ด้วยวิธีการของการแยกเจาะจง (eigen decomposition) ได้ดังนี้

$$R_{xx} = U\Lambda U^H \quad (3.12)$$

โดยที่ U คือ เมตริกซ์หนึ่งหน่วย (unitary matrix) ของเวกเตอร์เจาะจง (eigenvector)

$$; UU^H = I$$

Λ คือ เมตริกซ์ทแยงมุม (diagonal matrix) ของค่าเจาะจง (eigenvalues)

จาก (3.12) สามารถแสดงความสัมพันธ์ของค่าเจาะจงและเวกเตอร์เจาะจงได้ดังนี้

1. ค่าเจาะจงที่น้อยที่สุดจะมีค่าเท่ากับ σ^2 และมีจำนวนซ้ำกันอยู่ $L-M$ จำนวน

$$\lambda_{M+1} = \lambda_{M+2} = \dots = \lambda_L = \sigma^2 \quad (3.13)$$

2. เวกเตอร์เจาะจงที่ตรงกับค่าไอเกนที่น้อยที่สุดจะตั้งฉากกับเวกเตอร์การกวาด

$$\{v_{M+1}, \dots, v_L\} \perp \{a(\theta_1), \dots, a(\theta_L)\} \quad (3.14)$$

จากคุณสมบัติทั้งสองข้อนี้ ถือว่าเป็นคุณสมบัติที่สำคัญที่ใช้ในการคำนวณของวิธีการ MUSIC โดยจะทำการกำหนดเซตของเวกเตอร์เจาะจงขึ้นใหม่ คือ จะเรียกเซตของเวกเตอร์เจาะจงที่ตรงกับค่าเจาะจงที่น้อยที่สุดว่า ปริภูมิย่อยสัญญาณรบกวน(noise subspace) และเรียกเซตของเวกเตอร์เจาะจงที่เหลือว่า ปริภูมิย่อยสัญญาณ(signal subspace) ซึ่งสามารถเขียน (3.12) ได้ใหม่ในรูปของปริภูมิย่อยสัญญาณและปริภูมิย่อยสัญญาณรบกวนได้ดังนี้

$$R = U_s \Lambda_s U_s^H + U_n \Lambda_n U_n^H \quad (3.15)$$

จากคุณสมบัติข้อที่ 2 สามารถแสดงได้ว่า

$$U_n^H = a(\theta_m) = 0 \quad (3.16)$$

โดยที่ $m = 1, 2, \dots, M$

จาก (3.16) สามารถนำมาใช้หาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณได้ดังนี้

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{|a(\theta)^H U_n|^2} \quad (3.17)$$

โดยทิศทางของสัญญาณจะได้มาจากค่าของมุม θ ที่ทำให้เทอม $a(\theta)^H U_n$ ของสมการที่ (3.17) มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งมีอยู่ทั้งหมด M ค่า (M คือ จำนวนของสัญญาณที่เข้ามา)

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณด้วยวิธีการ MUSIC ได้ดังนี้

1. ทำการประมาณหาค่าเอาต์พุตโคเวเรียนซ์เมตริกซ์ใน (3.11) ได้ดังนี้

$$\hat{R}_x = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N x(t)x(t)^H \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ N คือ จำนวนของการสุ่มตัวอย่าง (sampling) สัญญาณ

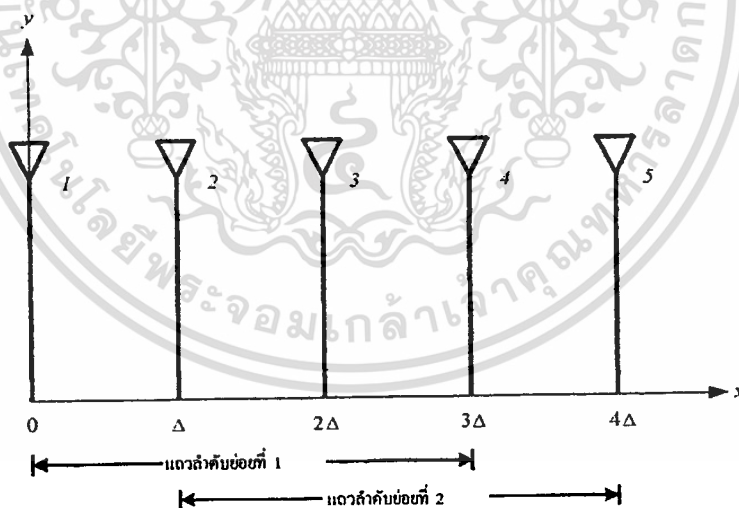
2. ทำการหาค่าเจาะจงและเวกเตอร์เจาะจงของเอาต์พุตโคเวเรียนซ์เมตริกซ์ที่ได้จากข้อที่ 1 และทำการจัดให้อยู่ในรูปแบบโครงสร้างเจาะจงตาม (3.15)

3. ทำการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้ (3.17) โดยที่ค่าของมุม θ จำนวน M ค่าที่ทำให้ $a(\theta)^H U_n$ มีค่าเท่ากับศูนย์ จะเป็นทิศทางการเข้ามาของสัญญาณที่ต้องการ

3.4 วิธี ESPRIT (Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Technique)

สำหรับวิธีนี้จะทำการแบ่งแฉกลำดับของสายอากาศออกเป็นแฉกลำดับย่อย 2 ชุดที่เหมือนกัน โดยระยะห่างของแฉกลำดับย่อยจะถูกกำหนดโดยเวกเตอร์การกระจัด (displacement vector; Δ) ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $|\Delta|$ ในหน่วยของความยาวคลื่น

ถ้าสมมุติให้สายอากาศในแฉกลำดับเชิงเส้นทั้งหมด L ตัว สามารถทำการแบ่งแฉกลำดับออกเป็น 2 แฉกลำดับย่อยที่เหมือนกันได้ โดยมีจำนวนของสายอากาศในแต่ละแฉกลำดับย่อยเท่ากับ H ตัว ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 รูปแบบโครงสร้างในการแบ่งแฉกลำดับย่อยของวิธี ESPRIT

จากเอาต์พุตเวกเตอร์ใน (3.10) เมื่อทำการแบ่งออกเป็นแฉกลำดับย่อย 2 ชุดที่เหมือนกัน จะได้อาต์พุตเวกเตอร์ของแฉกลำดับย่อยทั้งสองชุดดังนี้

$$v(t) = I_v x(t) = I_v A s(t) + I_v n(t) \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน $w(t) = I_w x(t) = I_w A s(t) + I_w n(t)$ ไปใช้ประโยชน์ด้าน (3.20)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $v(t)$ คือ เวกเตอร์พหุคูณของแวลวลำดับย่อยที่ 1

$w(t)$ คือ เวกเตอร์พหุคูณของแวลวลำดับย่อยที่ 2

I_v, I_w คือ เมตริกซ์เลือกแถว (row selection matrix) ขนาด $H \times L$ ของแต่ละแวลวลำดับย่อย ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$I_v^{(m,n)} = \begin{cases} 1, & \text{สำหรับ } v_m(t) = x_n(t) \\ 0, & \text{สำหรับ อื่นๆ} \end{cases} \quad (3.21)$$

$$I_w^{(m,n)} = \begin{cases} 1, & \text{สำหรับ } w_m(t) = x_n(t) \\ 0, & \text{สำหรับ อื่นๆ} \end{cases} \quad (3.22)$$

ถ้ากำหนดให้

$$A_v = I_v A, A_w = I_w A, n_v(t) = I_v n(t), n_w(t) = I_w n(t)$$

(3.19) และ (3.20) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$v(t) = A_v s(t) + n_v(t) \quad (3.23)$$

$$w(t) = A_w s(t) + n_w(t) \quad (3.24)$$

และจากความสัมพันธ์ที่ว่า

$$A_w = A_v \Phi \quad (3.25)$$

โดยที่ Φ คือ ตัวปฏิบัติการการหมุน (rotation operator) ซึ่งจะทำการส่ง (mapping) แบบหนึ่งต่อหนึ่งจากแวลวลำดับย่อยที่ 1 ไปยังแวลวลำดับย่อยที่ 2 สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\Phi = \begin{bmatrix} e^{-jk|\Delta|\cos(\theta_1)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-jk|\Delta|\cos(\theta_2)} & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & e^{-jk|\Delta|\cos(\theta_r)} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น เวกเตอร์พหุคูณของแวลวลำดับย่อยทั้ง 2 ชุด สามารถแสดงได้ดังนี้

$$v(t) = A_v s(t) + n_v(t) \quad (3.27)$$

$$w(t) = A_w \Phi s(t) + n_w(t) \quad (3.28)$$

จากเวกเตอร์พหุคูณใน (3.10) สามารถหาเวกเตอร์โคเวเรียนซ์เมตริกซ์ได้ดัง(3.11) และสามารถเขียนในรูปของโครงสร้างเจาะจง ปริภูมิย่อยของสัญญาณรบกวน และปริภูมิย่อยของสัญญาณได้เช่นเดียวกันกับ (3.12) และ (3.15) ตามลำดับ จากนั้นจะทำการแบ่งปริภูมิย่อยของสัญญาณที่ได้ออกเป็นปริภูมิย่อยของแต่ละแวลวลำดับย่อย ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$U_{s_v} = I_v U_s \quad (3.29)$$

$$U_{s_w} = I_w U_s \quad (3.30)$$

โดยที่ U_{s_v} คือ ปริภูมิย่อยของสัญญาณของแวลวลำดับย่อยที่ 1

U_{s_w} คือ ปริภูมิย่อยของสัญญาณของแวลวลำดับย่อยที่ 2

ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างเวกเตอร์การกวาดและปริภูมิย่อยของสัญญาณของแต่ละแวลวลำดับย่อยดังนี้

$$A_v = U_{s_v} T \quad (3.31)$$

$$A_w = U_{s_w} T \quad (3.32)$$

โดยที่ T คือ unique nonsingular transformation matrix

สำหรับปริภูมิย่อยของสัญญาณของแวลวลำดับย่อยทั้งสองชุดนั้น จะมีความสัมพันธ์ต่อกันดังสมการต่อไปนี้

$$U_{s_w} = U_{s_v} \psi \quad (3.33)$$

โดยที่ ψ คือ unique nonsingular transformation matrix

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก (3.31) (3.32) และ (3.33) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง ψ และ Φ โดยการแทน (3.33) ลงใน (3.32) จะได้ว่า

$$A_w = U_s T = U_s \psi T \quad (3.34)$$

จากความสัมพันธ์ใน (3.25) ทำให้ (3.31) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$A_w = A_v \Phi = U_s T \Phi \quad (3.35)$$

ดังนั้น จาก (3.34) และ (3.35) จะได้ว่า

$$T^{-1} \psi T = \Phi \quad (3.36)$$

เนื่องจาก Φ เป็นเมตริกซ์ทแยงมุม ดังนั้น (3.36) แสดงถึงคุณสมบัติที่เรียกว่า การทำให้อยู่ในแนวทแยงมุม (diagonalization) [14] ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้ คือ เวกเตอร์สดมภ์ (column vector) ของ T จะเป็นเวกเตอร์เจาะจงของ ψ และค่าในแนวทแยงมุมหลักของ Φ จะมีค่าเท่ากับค่าเจาะจงของ ψ

ดังนั้น ในการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณจะสามารถทำได้โดยการแก้ (3.33) เพื่อทำการหาค่า ψ แล้วใช้คุณสมบัติของ (3.36) ในการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณที่ต้องการ สำหรับวิธีการแก้ (3.33) นั้น มีอยู่ 2 วิธีด้วยกันคือ วิธีกำลังสองน้อยที่สุด (Least-square method ; LS) และวิธีกำลังสองน้อยที่สุดทั้งหมด (Total least-square method ; TLS) ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในหัวข้อต่อไปตามลำดับ

3.4.1 วิธีกำลังสองน้อยที่สุด (Least-square method ; LS)

วิธีการนี้จะพิจารณาว่า มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นที่แถวลำดับย่อยชุดใดชุดหนึ่งเท่านั้น ในกรณีนี้สมมุติว่า ไม่มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นในแถวลำดับย่อยที่ 1 ดังนั้น (3.33) สามารถแก้ได้ โดยการทำอินเวอร์สเทียมของ Moore-Penrose (Moore-Penrose pseudoinverse) [24] กับ U_s ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\psi_{LS} = U_s' U_s \quad (3.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $U_{s_r} = [U_{s_r}^* U_{s_r}]^{-1} U_{s_r}^{-1}$

3.4.2 วิธีกำลังสองน้อยที่สุดทั้งหมด (Total Least-square method ; TLS)

วิธีการนี้จะพิจารณาว่า มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นที่แถวลำดับย่อยทั้งสองชุด ซึ่งสามารถแสดงได้ตามขั้นตอนต่อไปนี้

1. ทำการรวม U_{s_r} และ U_{s_w} ให้อยู่ในเมตริกซ์เดียวกันดังนี้

$$U_{tw} = [U_{s_r} | U_{s_w}] \quad (3.38)$$

2. จัดรูปเมตริกซ์ $U_{tw}^H U_{tw}$ ให้อยู่ในรูปของโครงสร้างไอเกนด้วยวิธีการของการแยกเจาะจงซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$U_{tw}^H U_{tw} = V \Sigma V^H \quad (3.39)$$

3. ทำการแบ่งเมตริกซ์ V ที่ได้ในข้อที่ 2 ให้เหลือขนาดเท่ากับ $M \times M$ แล้วจัดรูปใหม่ตามสมการต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} V_{11} & V_{12} \\ V_{21} & V_{22} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

โดยที่ V ใน (3.40) เป็นเมตริกซ์ขนาด $M \times M$

4. ทำการหาค่าของ ψ_{TLS} ได้ดังนี้

$$\psi_{TLS} = -V_{12} V_{22}^{-1} \quad (3.41)$$

คำตอบที่ได้จากการแก้ (3.33) สามารถใช้คุณสมบัติใน (3.36) ในการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณได้ ดังนี้

$$\theta_i = \arccos \left(\frac{\arccos(\lambda_i)}{k|\Delta|} \right), \quad i = 1, \dots, M \quad (3.42)$$

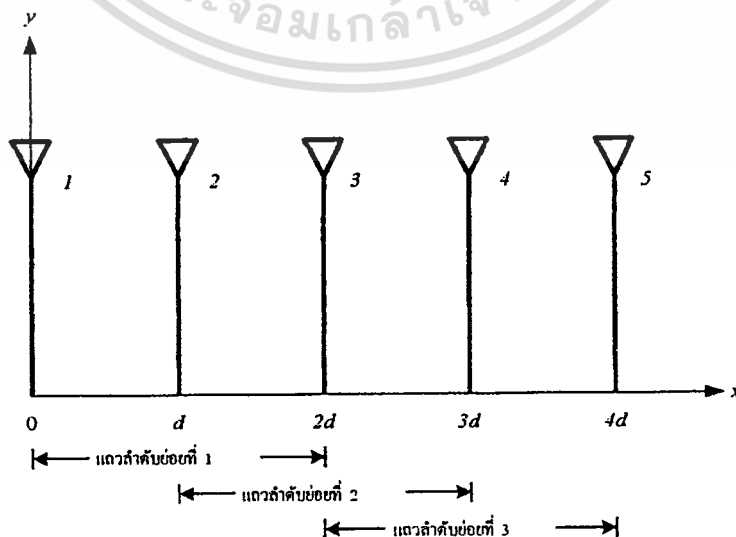
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ในเชิงพาณิชย์หรือการค้า
โดยที่ λ_i คือ ค่าเจาะจงของ ψ ที่ได้จากวิธีกำลังสองน้อยที่สุด หรือวิธีกำลังสองน้อยที่สุดทั้งหมด
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปการหาทิศทางการเข้ามาด้วยวิธีการESPRIT ได้ดังนี้

1. ทำการประมาณหาค่าเอาต์พุตโคเวเรียนซ์เมตริกซ์ใน(3.11) ตาม (3.18)
2. จัดรูปแบบเอาต์พุตโคเวเรียนซ์เมตริกซ์ที่ได้ให้อยู่ในรูปแบบโครงสร้างเจาะจง เพื่อทำการหาค่าปริภูมิย่อยของสัญญาณ
3. ทำการแบ่งปริภูมิย่อยของสัญญาณที่ได้ให้เป็นปริภูมิย่อยของสัญญาณของแต่ละแถวลำดับย่อย
4. หาค่า ψ ด้วยวิธีการกำลังสองน้อยที่สุดและวิธีการกำลังสองน้อยที่สุดทั้งหมด
5. หาค่าเจาะจงของ ψ และใช้คุณสมบัติใน (3.36) เพื่อหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณตาม (3.42)

3.5 วิธีเทคนิคการปรับเรียบเชิงตำแหน่ง(spatial smoothing technique)

วิธีการนี้จะคล้ายกับวิธีการของESPRIT คือ จะทำการแบ่งแถวลำดับออกเป็นแถวลำดับย่อยที่เหลื่อมทับกัน (overlap) ก็ชุดก็ได้ ถ้าสมมุติให้แถวลำดับมีสายอากาศอยู่ L องค์ประกอบ แถวลำดับย่อยแต่ละชุดจะประกอบด้วยสายอากาศ L_0 องค์ประกอบ ซึ่งจะมีการจัดเรียงในรูปแบบดังนี้คือ แถวลำดับย่อยชุดที่ 1 จะประกอบด้วยสายอากาศตัวที่ 1 ถึงตัวที่ L_0 แถวลำดับย่อยที่ 2 จะประกอบด้วยสายอากาศองค์ประกอบที่ 2 ถึงองค์ประกอบที่ $L_0 + 1$ ส่วนแถวลำดับย่อยชุดอื่นๆ ก็จะมีการจัดเรียงในรูปแบบเดียวกันต่อเนื่องกันไปตามลำดับ โดยจะมีจำนวนแถวลำดับย่อยสูงสุดที่สามารถจัดได้เท่ากับ $L - L_0 + 1$ สามารถแสดงรูปแบบการจัดเรียงสายอากาศในแถวลำดับย่อยแต่ละชุดได้ดังนี้



รูปที่ 3.4 รูปแบบโครงสร้างในการแบ่งแถวลำดับย่อยของวิธีเทคนิคการปรับเรียบเชิงตำแหน่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นหน้าเว็บไซต์หรือเอกสารฉบับนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น เวกเตอร์ของแวลวลำดับย่อยที่ m สามารถเขียนได้ดังนี้

$$r_m(t) = AD_m s(t) + n_m(t) \quad (3.43)$$

โดยที่ D_m คือ เมตริกซ์ทแยงมุมขนาด $M \times M$ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$D_m = \text{diag} \left\{ e^{-jk(m-1)d \cos(\theta_1)}, \dots, e^{-jk(m-1)d \cos(\theta_M)} \right\} \quad (3.44)$$

จาก (3.43) จะได้เอาต์พุตโคเวเรียนซ์เมตริกซ์ (output covariance matrix) ของแวลวลำดับย่อยที่ m ดังนี้

$$R_m = AD_m PD_m^H A^H + \sigma^2 I \quad (3.45)$$

สำหรับเอาต์พุตโคเวเรียนซ์เมตริกซ์ของแวลวลำดับย่อยทั้งหมดนั้น หาได้จากค่าเฉลี่ยของเอาต์พุตโคเวเรียนซ์เมตริกซ์ในแวลวลำดับย่อยแต่ละชุดสามารถแสดงได้ดังนี้

$$R = \frac{1}{K} \sum_{m=1}^K R_m \quad (3.46)$$

โดยที่ K คือ จำนวนของแวลวลำดับย่อย ; $K = L - L_0 + 1$

จากวิธีการที่ได้กล่าวมาข้างต้น เป็นวิธีการปรับเรียบเชิงตำแหน่งไปข้างหน้า (forward spatial smoothing) นอกจากนี้ยังมีวิธีการที่เพิ่มความสามารถในการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณอีกวิธีคือ การปรับเรียบเชิงตำแหน่งไปข้างหน้าและข้างหลังของสัญญาณ (forward and backward spatial smoothing) โดยวิธีการนี้จะทำการจัดเรียงแวลวลำดับย่อยตรงข้ามกับแบบแรก ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.5

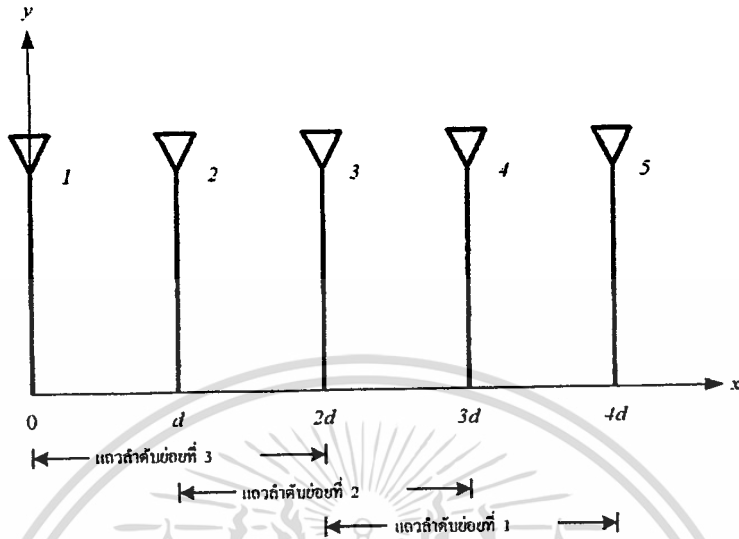
สำหรับเอาต์พุตเวกเตอร์ของแวลวลำดับย่อยที่ m สามารถแสดงได้ดังนี้

$$r_m^b(t) = AD_m (D_m^b s(t))^* + n_m(t)^* \quad (3.47)$$

โดยที่ D_m^b คือ เมตริกซ์ทแยงมุมขนาด $M \times M$ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D_m^b = \text{diag} \left\{ e^{-jk(L-1)d \cos(\theta_1)}, \dots, e^{-jk(L-1)d \cos(\theta_M)} \right\} \quad (3.48)$$



รูปที่ 3.5 รูปแบบโครงสร้างในการแบ่งแวลำดับย่อยของวิธีเทคนิคการปรับเทียบเชิงตำแหน่ง
ไปข้างหน้าและข้างหลังของสังยุค

จาก (3.48) จะได้เอาต์พุตโคแวลเวียวนซ์เมตริกซ์ของแวลำดับย่อยที่ m ดังนี้

$$R_m^b = AD_m^b P^b D_m^{bH} A^H + \sigma^2 I \quad (3.49)$$

โดยที่ $P^b = (D_m^b)^* P^* \left((D_m^b)^* \right)^H$

สำหรับเอาต์พุตโคแวลเวียวนซ์เมตริกซ์ของแวลำดับย่อยทั้งหมดนั้น หาได้จากค่าเฉลี่ยของเอาต์พุตโคแวลเวียวนซ์เมตริกซ์ในแวลำดับย่อยแต่ละชุดเช่นเดียวกับวิธีการปรับเทียบเชิงตำแหน่งไปข้างหน้าตาม (3.46) ดังนั้น เอาต์พุตโคแวลเวียวนซ์เมตริกซ์สำหรับวิธีการนี้จะได้จากค่าเฉลี่ยระหว่างเอาต์พุตโคแวลเวียวนซ์เมตริกซ์ในแบบวิธีการแรกและวิธีการแบบที่สอง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$R = \frac{R + R^b}{2} \quad (3.50)$$

สำหรับเอาต์พุตโคแวลเวียวนซ์เมตริกซ์ที่ได้จากวิธีการทั้งสองแบบใน (3.46) และ (3.50) สามารถหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{\text{spatial}}(\theta) = \frac{1}{|a(\theta)^H U_n|^2} \quad (3.51)$$

โดยทิศทางการเข้ามาของสัญญาณจะได้มาจากค่าของมุม θ ที่ทำให้เทอม $a(\theta)^H U_n$ ของ (3.51) มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งมีอยู่ทั้งหมด M ค่า (M คือ จำนวนของสัญญาณที่เข้ามา)

จากที่กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณด้วยวิธีการเทคนิคการปรับเรียงเชิงตำแหน่งได้ดังนี้

1. ทำการประมาณหาค่าเอาต์พุตโคเวเรียนซ์เมตริกซ์ ด้วยวิธีการปรับเรียงเชิงตำแหน่งไปข้างหน้าหรือวิธีการปรับเรียงเชิงตำแหน่งไปข้างหน้าและข้างหลังของสัญญาณ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\hat{R} = \frac{1}{K} \sum_{m=1}^K \left(\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N r_m(t) r_m(t)^H \right) \quad (3.52)$$

หรือ

$$\hat{R}^b = \frac{1}{K} \sum_{m=1}^K \left(\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N r_m^b(t) r_m^b(t)^H \right) \quad (3.53)$$

โดยที่ K คือ จำนวนของแถวลำดับย่อย

N คือ จำนวนของการสุ่มตัวอย่างสัญญาณ

2. ถ้าใช้วิธีการปรับเรียงเชิงตำแหน่งไปข้างหน้า จะนำผลที่ได้จาก(3.52) ไปใช้ในการคำนวณหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณตาม (3.51) แต่ถ้าใช้วิธีการปรับเรียงเชิงตำแหน่งไปข้างหน้าและข้างหลังของสัญญาณ จะต้องนำผลที่ได้จาก (3.52) และ (3.53) มาหาค่าเฉลี่ยตาม (3.50) ก่อน จากนั้นจึงนำค่าเฉลี่ยที่ได้ไปใช้ในการคำนวณหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณตาม (3.51)

3.6 วิธี Unitary ESPRIT

วิธีการนี้จะลดความซับซ้อนในการคำนวณลง เนื่องจากได้ทำการเปลี่ยนรูปแบบการคำนวณจากจำนวนเชิงซ้อน (complex number) ไปเป็นจำนวนจริง (real number) โดยใช้คุณสมบัติของเมตริกซ์เซนโทเฮอร์มิต (centro-hermitian matrix) และเมตริกซ์สลับลำดับสมการที่ทำให้เกิดค่าจำนวนจริง (left Π -real matrix) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

ถ้ามีเมตริกซ์เชิงซ้อน (complex matrix) M ที่มีขนาด $p \times p$ จะเรียกว่าเป็นเมตริกซ์เซนโทเฮอร์มิต ก็ต่อเมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $\Pi_p M \Pi_q = M$ (3.54)
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ Π_p คือ เมตริกซ์สลับลำดับสมการ (symmetric permutation matrix) ขนาด $p \times p$ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\Pi_p = \begin{bmatrix} & & & 1 \\ & & & \\ & & 1 & \\ & \ddots & & \\ 1 & & & \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

สำหรับเมตริกซ์สลับลำดับสมการที่ทำให้เกิดค่าจำนวนจริงจะมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

$$\Pi_p Q^* = Q \quad (3.56)$$

โดยที่ Q คือ เมตริกซ์สลับลำดับสมการที่ทำให้เกิดค่าจำนวนจริงลำดับคู่และคี่(left Π -real matrix of even and odd order) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$Q_{2n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_n & jI_n \\ \Pi_n & -j\Pi_n \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

$$Q_{2n+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_n & 0 & jI_n \\ 0^T & \sqrt{2} & 0^T \\ \Pi_n & 0 & -j\Pi_n \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

โดยที่ I_n คือ เมตริกซ์เอกลักษณ์(identity matrix) ขนาด $n \times n$ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$I_n = \begin{bmatrix} 1 & & \\ & \ddots & \\ & & 1 \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

ดังนั้น จากเอาต์พุตเวกเตอร์ใน (3.10) สามารถเขียนในรูปของเมตริกซ์ที่ได้จากการสุ่มตัวอย่างอย่างสุ่ม N ครั้ง ดังนี้

$$X = AS + N \quad (3.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดยที่ $X = [x(1), x(2), \dots, x(N)]_{L \times N}$ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 S &= [s(1), s(2), \dots, s(N)]_{M \times N} \\
 N &= [n(1), n(2), \dots, n(N)]_{L \times N} \\
 A &= [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_M)]_{L \times M}
 \end{aligned}$$

จาก (3.60) จะทำการแปลงไปสู่เมตริกซ์ที่เป็นจำนวนจริง โดยใช้คุณสมบัติของเมตริกซ์เซนโอรสรีมิติและเมตริกซ์สลับลำดับสมการที่ทำให้เกิดค่าจำนวนจริง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$T(X) = Q_L^H [X \quad \Pi_L X^* \Pi_N] Q_{2N} \quad (3.61)$$

โดยที่ $T(\cdot)$ คือ particular transformation

จาก (3.61) สามารถหาเอาต์พุตโคแวนเรียนซ์เมตริกซ์ได้ดังนี้

$$R_{xx} = \frac{1}{2N} T(X) T(X)^H + \sigma^2 I \quad (3.62)$$

จากนั้น ทำการจัดรูปผลที่ได้จาก (3.62) ให้อยู่ในรูปแบบโครงสร้างเจาะจงเพื่อหาปริภูมิย่อยของสัญญาณ (E_s) เมื่อได้ค่าปริภูมิย่อยของสัญญาณมาแล้ว ก็จะทำการแบ่งปริภูมิย่อยของสัญญาณออกเป็นปริภูมิย่อยของสัญญาณของแอมพลิจูดลำดับที่ 1 และ 2 ตามลำดับ โดยใช้คุณสมบัติเมตริกซ์การเลือกซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$U_{s_1} = K_1 E_s \quad (3.63)$$

$$U_{s_2} = K_2 E_s \quad (3.64)$$

โดยที่ K_1, K_2 คือ เมตริกซ์การเลือก

$$K_1 = Q_L^H (J_1 + \Pi_L J_1 \Pi_L) Q_L \quad (3.65)$$

$$K_2 = Q_L^H j (J_1 - \Pi_L J_1 \Pi_L) Q_L \quad (3.66)$$

โดยที่ J_1 คือ เมตริกซ์การเลือกที่แสดงถึงแอมพลิจูดย่อยแรก ซึ่งเหมือนกับสมการที่(3.21)

จาก (3.63) และ (3.64) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
 $U_{s_1} \approx U_{s_2}$ (3.67)
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการแก้ (3.67) โดยใช้วิธีกำลังสองน้อยที่สุดหรือวิธีกำลังสองน้อยที่สุดทั้งหมดตามที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อก่อนหน้านี้ แล้วใช้คุณสมบัติใน (3.36) และคุณสมบัติการแปลงเศษส่วนเชิงเส้น (linear fractional transformation) [33] จะสามารถหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณได้ดังนี้

$$\theta_i = \arccos \left(\frac{\frac{1}{j} \ln(f(\Psi_i))}{-k|\Delta|} \right) \quad (3.68)$$

โดยที่ $f(x)$ คือ การแปลงเศษส่วนเชิงเส้น ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$f(x) = \frac{-(x-j)}{x+j} \quad (3.69)$$

จากคุณสมบัติที่ว่า

$$2 \arctan(x) = j \ln \frac{(1-jx)}{(1+jx)} = \frac{1}{j} \ln \frac{(1+jx)}{(1-jx)} \quad (3.70)$$

และทำการคูณ $f(x)$ ด้วย $\frac{-j}{-j}$ (3.68) สามารถเขียนได้ใหม่ว่า

$$\theta_i = \arccos \left(\frac{2 \arctan(\Psi_i)}{-k|\Delta|} \right), \quad i=1, \dots, M \quad (3.71)$$

จากที่กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณด้วยวิธีการ Unitary ESPRIT ได้ดังนี้

1. ทำการแปลงเอาต์พุตเมตริกซ์ข้อมูลในสมการที่ 3.60 ให้เป็นเมตริกซ์ที่เป็นจำนวนจริง โดยใช้ (3.61)
2. หาค่าเอาต์พุตโคเวเรียนซ์เมตริกซ์ตาม(3.62)
3. ทำการแก้ (3.67) โดยใช้วิธีกำลังสองน้อยที่สุดหรือวิธีกำลังสองน้อยที่สุดทั้งหมด
4. ทำการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้ (3.71)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 วิธี JADE (Joint Angle and Delay Estimation) based on MUSIC

สำหรับวิธีการนี้ จะแตกต่างจากวิธีการที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นทั้งหมด เนื่องจากวิธีการนี้สามารถหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณและสามารถหาตำแหน่งของแหล่งกำเนิดสัญญาณได้ โดยใช้ค่าหน่วงเวลาในเส้นทาง (path delay) ของสัญญาณ อีกทั้งยังสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องเมื่อสัญญาณที่ต้องการมีจำนวนมากกว่าจำนวนของสายอากาศที่มีอยู่

ในขั้นแรกจะกล่าวถึงข้อสมมุติที่ใช้ในวิธีการนี้ก่อน ดังนี้

1. ช่องสัญญาณ (channel) ที่ใช้ในการส่งสัญญาณจะสมมุติให้เป็นแบบไทม์สล็อต (time slot)
 2. ค่า path fading จะมีค่าคงที่ภายในไทม์สล็อตแต่จะมีการเปลี่ยนแปลงระหว่างไทม์สล็อต
 3. ค่าทิศทางการเข้ามาของและค่าหน่วงเวลาในเส้นทางของสัญญาณจะไม่มีเปลี่ยนแปลงที่สำคัญระหว่างไทม์สล็อต
 4. รู้จำนวนของสัญญาณที่เข้ามา รู้ค่าหน่วงเวลาในเส้นทางสูงสุด (maximum path delay) รู้ลักษณะของ modulation waveform และรู้ลักษณะโครงสร้างของเมตริกซ์การกวาด
- จากข้อสมมุติดังกล่าวข้างต้น สามารถแสดงเอาต์พุตเวกเตอร์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$x(t) = \sum_{l=1}^L A(\theta_l) \beta_l(t) r(t - \tau_l) + n(t) \quad (3.72)$$

โดยที่ L คือ จำนวนของสัญญาณที่เข้ามา

$A(\theta_l)$ คือ เมตริกซ์การกวาด

$\beta_l(t)$ คือ complex envelope of path fading

τ_l คือ path delay

$n(t)$ คือ สัญญาณรบกวน (noise)

$r(\cdot)$ คือ สัญญาณที่ถูกส่งมา ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$r(t) = \sum_i b(i)g(t - iT) \quad (3.73)$$

โดยที่ $b(i)$ คือ ลำดับบิตของข้อมูล (sequence data bits)

$g(t)$ คือ modulation waveform

T คือ symbol period

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากข้อสมมติข้างต้นสามารถแสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) ของช่องสัญญาณที่สมมติให้ไม่มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นในช่องสัญญาณได้ดังนี้

$$h(t) = \sum_{i=1}^r A(\theta_i) \beta_i g(t - \tau_i) \quad (3.74)$$

จาก (3.74) ทำการสมมติให้ $h(t)$ มีค่าในช่วงที่จำกัด (finite duration) และมีค่าเป็นศูนย์ภายนอกช่วงที่จำกัด โดยกำหนดให้มีค่าในช่วง $[0, L)$ เมื่อ L คือ ความยาวของช่องสัญญาณ (channel length) ที่ถูกวัดในเทอมของ symbol period โดยมีค่าเป็นจำนวนเต็ม

เมื่อทำการสุ่มตัวอย่างสัญญาณเป็นจำนวนเท่ากับ P times/symbol เมื่อ P คือ จำนวนของ symbol-spaced samples ของช่องสัญญาณที่มีการตอบสนองแบบอิมพัลส์ (channel impulse response) โดยมีค่าเท่ากับ $2\delta + M_d$ เมื่อ 2δ คือ symbol waveform duration และ M_d คือ ค่าหน่วยเวลาในเส้นทางสูงสุดที่มีค่าเป็นจำนวนเต็ม จาก (3.72)

จะได้ว่า

$$X = HS \quad (3.75)$$

โดยที่ $X = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & \dots & x(N-1) \\ x\left(\frac{1}{P}\right) & x\left(1+\frac{1}{P}\right) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ x\left(1-\frac{1}{P}\right) & x\left(2-\frac{1}{P}\right) & \dots & x\left(N-\frac{1}{P}\right) \end{bmatrix}$

$H = \begin{bmatrix} h(0) & h(1) & \dots & h(L-1) \\ h\left(\frac{1}{P}\right) & h\left(1+\frac{1}{P}\right) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h\left(1-\frac{1}{P}\right) & h\left(2-\frac{1}{P}\right) & \dots & h\left(L-\frac{1}{P}\right) \end{bmatrix}$

$S = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 & \dots & s_{N-1} \\ s_{-1} & s_0 & s_1 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ s_{-L+1} & s_{-L+2} & \dots & s_{N-L} \end{bmatrix}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก (3.75) สามารถทำการประมาณช่องสัญญาณได้ โดยใช้วิธีกำลังสองน้อยที่สุด ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$H = XS^\dagger \quad (3.76)$$

เมื่อ S^\dagger คือ การทำอินเวอร์สเทียมของ Moore-Penrose ; $S^\dagger = S^H (SS^H)^{-1}$

จาก (3.76) สามารถจัดให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ขนาด $M \times PL$ ได้ดังนี้

$$H = \left[h(0) \quad h\left(\frac{1}{P}\right) \quad \dots \quad h\left(L - \frac{1}{P}\right) \right] \quad (3.77)$$

และสามารถเขียน (3.77) ได้ใหม่ดังนี้

$$H = \left[a(\theta_1), \dots, a(\theta_L) \right] \text{diag} [\beta_1, \dots, \beta_L] \begin{bmatrix} g^T(\tau_1) \\ g^T(\tau_2) \\ \vdots \\ g^T(\tau_L) \end{bmatrix} = A(\theta)B(t)G(\tau) \quad (3.78)$$

เมื่อ $g(\tau_i)$ คือ row vector of pulse shaping waveform with delay τ_i ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$g(\tau_i) = \left[g((M_d + \delta - 1)T - \tau_i) \quad \dots \quad g((M_d + \delta - P)T - \tau_i) \right] \quad (3.79)$$

จาก (3.78) จะนำไปใช้หาทิศทางการเข้ามาและค่าหน่วงเวลาของสัญญาณที่เข้ามาด้วยวิธีการ MUSIC และวิธีการ ESPRIT ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการวิเคราะห์เฉพาะวิธีการ MUSIC เท่านั้น ดังนั้น จะขอกล่าวถึงการหาทิศทางการเข้ามาและค่าหน่วงเวลาโดยใช้วิธีการ MUSIC (JADE based on MUSIC Algorithm) เท่านั้น

จากคุณสมบัติของตัวดำเนินการแบบเว็ค (vec operation) [29] ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\text{vec}(A \cdot \text{diag}[b] \cdot G) = (G^T \diamond A)b \quad (3.80)$$

เมื่อ \diamond คือ Khatri-Rao product ซึ่งก็คือ column-wise Kronecker product โดยที่ Kronecker product [34] สามารถอธิบายได้ดังนี้

ถ้ากำหนดให้ A เป็นเมตริกซ์ขนาด 2×2 และ B เป็นเมตริกซ์ขนาด 3×2 ดังนั้น Kronecker product ระหว่างเมตริกซ์ A และ B จะได้เมตริกซ์ขนาด 6×4 ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$A \otimes B = \begin{bmatrix} a_{11}B & a_{12}B \\ a_{13}B & a_{14}B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}b_{11} & a_{11}b_{12} & a_{12}b_{11} & a_{12}b_{12} \\ a_{11}b_{21} & a_{11}b_{22} & a_{12}b_{21} & a_{12}b_{22} \\ a_{11}b_{31} & a_{11}b_{32} & a_{12}b_{31} & a_{12}b_{32} \\ a_{13}b_{11} & a_{13}b_{12} & a_{14}b_{11} & a_{14}b_{12} \\ a_{13}b_{21} & a_{13}b_{22} & a_{14}b_{21} & a_{14}b_{22} \\ a_{13}b_{31} & a_{13}b_{32} & a_{14}b_{31} & a_{14}b_{32} \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

จากคุณสมบัติใน (3.80) และทำการรวมสัญญาณรบกวนเข้าไปใน (3.78) จะสามารถเขียน (3.78) ได้ใหม่ดังนี้

$$h(t) = \text{vec}(H) \quad (3.82)$$

$$= [g(\tau_1) \otimes a(\theta_1), g(\tau_2) \otimes a(\theta_2), \dots, g(\tau_l) \otimes a(\theta_l)] \begin{bmatrix} \beta_1(t) \\ \vdots \\ \beta_l(t) \end{bmatrix} + n(t) \quad (3.83)$$

$$= W(\theta, \tau) \beta(t) + n(t) \quad (3.84)$$

เมื่อ $W(\theta, \tau)$ คือ space-time response vector ; $W(\theta, \tau) = [g(\tau) \otimes A(\theta)]$

จาก (3.84) จะพบว่ามีคล้ายคลึงกับ (3.10) ซึ่งสามารถใช้วิธีการ MUSIC ในการหาทิศทางการเข้ามาและค่าการหน่วงเวลาของสัญญาณที่เข้ามาได้ และเมื่อทำการรวบรวมข้อมูลทั้งหมด M ไทม์สล็อต (3.84) สามารถเขียนได้เป็น

$$h(t) = W(\theta, \tau) B(t) + N(t) \quad (3.85)$$

จาก (3.85) สามารถหาค่า channel vector covariance matrix ได้ดังนี้

$$R_h = \frac{1}{MN} h h^H \quad (3.86)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อใช้วิธีการ MUSIC จะพบว่า space-time vector จะตั้งฉากกับปริภูมิย่อยของสัญญาณรบกวนซึ่งประกอบไปด้วยค่าเจาะจงที่น้อยที่สุดจำนวน $mP - L$ ที่ได้จาก (3.86) ดังนั้น สามารถหาทิศทางการเข้ามาและค่าหน่วยเวลาของสัญญาณที่เข้ามาได้ดังนี้

$$P_{JADE}(\theta, \tau) = \frac{1}{|W(\theta, \tau)^H U_n|^2} \quad (3.87)$$

จาก (3.87) ค่าของมุม θ ที่ทำให้ทำให้เทอม $W(\theta, \tau)^H U_n$ มีค่าเท่ากับศูนย์ จะแสดงถึงทิศทางการเข้ามาและค่าหน่วยเวลาของสัญญาณที่เข้ามา

3.8 การประยุกต์ใช้วิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นกับสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบ

จากการวิเคราะห์วิธีการทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปความสำคัญได้ดังนี้

1. วิธี MUSIC และ ESPRIT ไม่สามารถหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์ได้
2. วิธีเทคนิคการปรับเรียงเชิงตำแหน่ง วิธีการ unitary ESPRIT และวิธีการ JADE based on MUSIC สามารถหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์ได้
3. วิธี JADE based on MUSIC สามารถทำงานได้อย่างถูกต้องเมื่อจำนวนของสัญญาณมีมากกว่าจำนวนสายอากาศ ส่วนวิธีการที่เหลือทั้งหมดสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องเมื่อจำนวนของสัญญาณที่เข้ามาจะต้องน้อยกว่าจำนวนของสายอากาศที่ใช้เท่านั้น
4. วิธีที่สามารถใช้ได้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบมีอยู่ 2 วิธีด้วยกันคือ วิธี MUSIC และวิธี JADE based on MUSIC เนื่องจากวิธีการอื่นๆ จะต้องทำการแบ่งแอมพลิจูดของสายอากาศออกเป็นแอมพลิจูดย่อยซึ่งสายอากาศที่ทำการออกแบบนั้น ไม่สามารถทำการแบ่งแอมพลิจูดออกเป็นแอมพลิจูดย่อยได้
5. เนื่องจากรูปแบบของแอมพลิจูดที่ได้อธิบายไว้ในวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณเป็นแอมพลิจูดเชิงเส้น ดังนั้น เมื่อนำวิธีการเหล่านี้มาประยุกต์ใช้กับสายอากาศจำเป็นต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบของเวกเตอร์การกวาดให้อยู่ในรูปแบบของแอมพลิจูดวงกลม (circular array) ตามโครงสร้างของสายอากาศที่แสดงไว้ในบทที่ 2 ซึ่งสามารถแสดงรูปแบบของเวกเตอร์การกวาดสำหรับสายอากาศที่ทำการออกแบบได้ดังนี้

$$a_{UC,1}(\theta) = g(\theta) \begin{bmatrix} e^{-jkR \sin(\theta)} & e^{-jkR \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta) - \frac{1}{2} \sin(\theta) \right]} & e^{-jkR \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta) - \frac{1}{2} \sin(\theta) \right]} \end{bmatrix}^T \quad (3.88)$$

เมื่อ R คือ รัศมีของแถวลำดับวงกลม

6. สำหรับการตรวจสอบความสัมพันธ์กันของสัญญาณ จะดูจากค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (correlation coefficient) [35] ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\rho_{xy} = \frac{\text{cov}(x, y)}{\sigma_x \cdot \sigma_y} \quad (3.89)$$

เมื่อ $\text{cov}(x, y)$ คือ ค่าความแปรปรวนร่วม (covariance matrix) ของตัวแปร x และ y

σ_x คือ ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (standard deviation) ของตัวแปร x

σ_y คือ ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (standard deviation) ของตัวแปร y

7. สัญญาณรบกวนที่ใช้ในการวิเคราะห์จะกำหนดให้มีการกระจายเป็นแบบเกาส์เซียน (Gaussian distribution) ซึ่งมีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานและค่าความแปรปรวน (variance) เท่ากับ ศูนย์และหนึ่งตามลำดับ

8. สัญญาณที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์ถูกลมมุติว่าเป็นสัญญาณเบสแบนด์ (baseband) ที่ได้จากการดีมอดูเลต (demodulate) เรียบร้อยแล้ว

สำหรับผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นโดยใช้สายอากาศที่ทำการออกแบบ จะทำการแสดงในหัวข้อต่อไป

3.9 ผลการวิเคราะห์

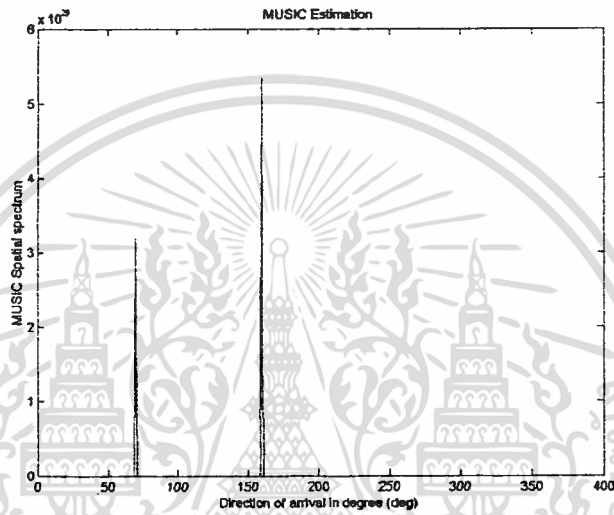
สำหรับผลการวิเคราะห์จะแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ในส่วนแรกจะแสดงผลการวิเคราะห์ที่ได้จากวิธีการ MUSIC จากนั้นจะแสดงผลการวิเคราะห์ที่ได้จากวิธีการ JADE based on MUSIC ตามลำดับ

3.9.1 ผลการวิเคราะห์จากวิธี MUSIC

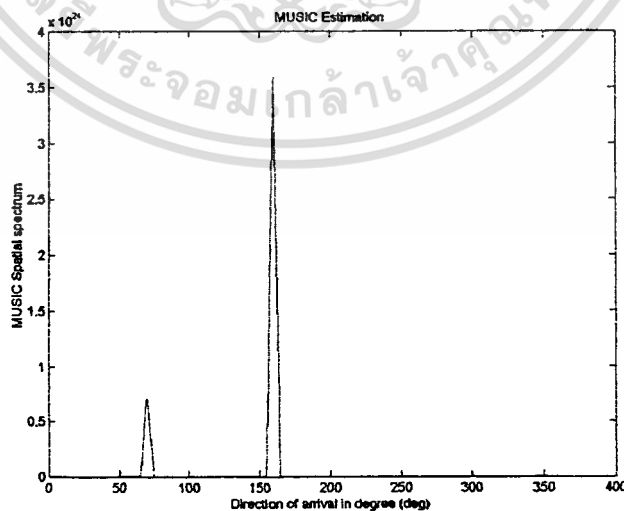
ในการวิเคราะห์จะกำหนดให้สายอากาศในเซกเตอร์ที่หนึ่งทำงานที่ความถี่ 1820 MHz ในเซกเตอร์ที่สองทำงานที่ความถี่ 1747.5 MHz และในเซกเตอร์ที่สามทำงานที่ความถี่ 1900 MHz ซึ่งสัญญาณที่เข้ามาในแต่ละเซกเตอร์จะมีความถี่ตามที่ไดกล่าวไว้ข้างต้นตามลำดับ สำหรับผลการวิเคราะห์จะแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะคือ เป็นผลการวิเคราะห์ที่ได้จากแบบรูปการแพร่กระจาย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ และเป็นผลการวิเคราะห์ที่ได้จากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง ตามลำดับ

กำหนดให้มีสัญญาณเข้ามาที่มุม 70 และ 160 องศา โดยสัญญาณทั้งสองมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0.1736 สามารถแสดงผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 3.6 และ 3.7 ตามลำดับ



รูปที่ 3.6 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ

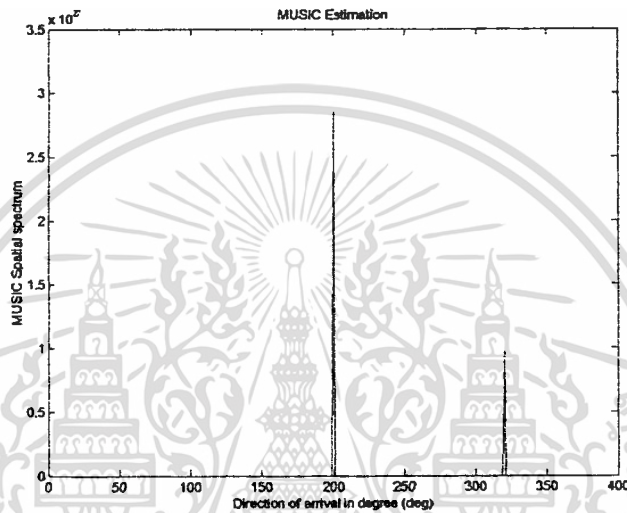


รูปที่ 3.7 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

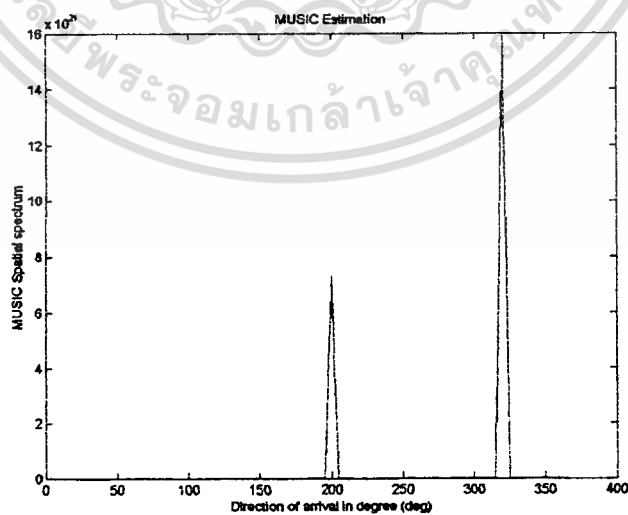
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.6 และ 3.7 จะพบว่า สายอากาศที่ทำกรอกแบบสามารถนำมาใช้หาทิศทาง การเข้ามาของสัญญาณได้อย่างถูกต้อง

กำหนดให้มีสัญญาณเข้ามาที่มุม 200 และ 320 องศา โดยสัญญาณทั้งสองมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0.866 สามารถแสดงผลการวิเคราะห์การหาทิศทาง การเข้ามาของสัญญาณจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 3.8 และ 3.9 ตามลำดับ



รูปที่ 3.8 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทาง การเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ

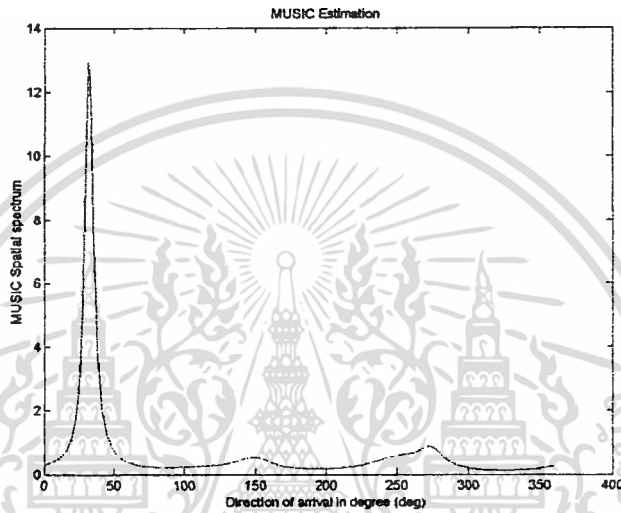


รูปที่ 3.9 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทาง การเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

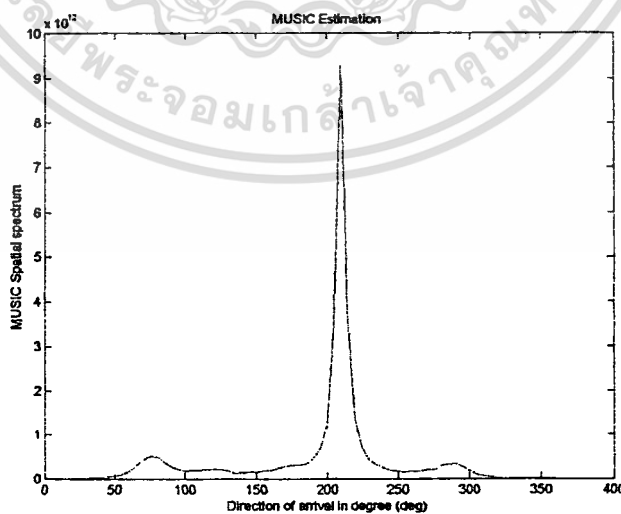
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.8 และ 3.9 จะพบว่า เมื่อค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีค่ามากขึ้น ผลการวิเคราะห์ทั้งสองรูปแบบยังคงให้ผลที่ถูกต้อง

กำหนดให้มีสัญญาณเข้ามาที่มุม 110 และ 285 องศา โดยสัญญาณทั้งสองมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 1 สามารถแสดงผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 3.10 และ 3.11 ตามลำดับ



รูปที่ 3.10 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ

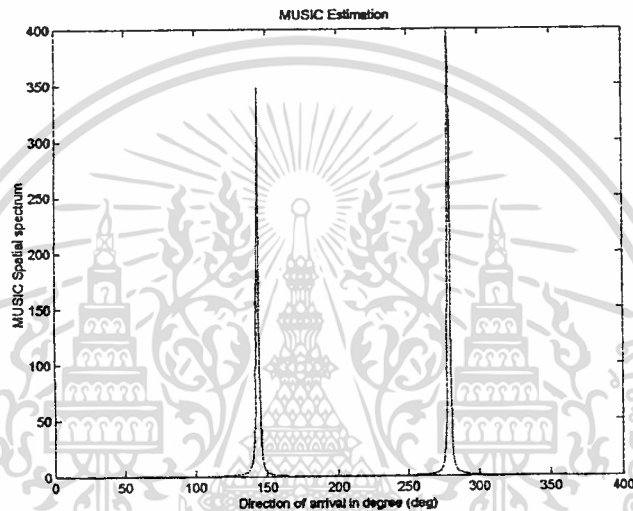


รูปที่ 3.11 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

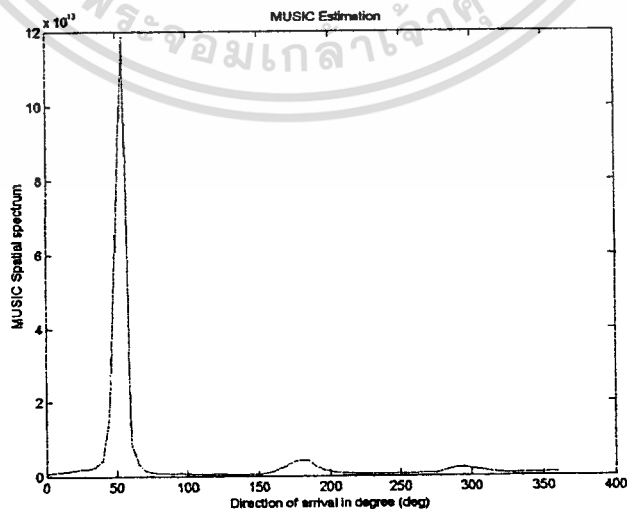
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.10 และ 3.11 จะพบว่า เมื่อค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีค่าเท่ากับ 1 ผลการวิเคราะห์ทั้งสองรูปแบบจะมีความผิดพลาดจนไม่สามารถหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณได้

กำหนดให้มีสัญญาณเข้ามาที่มุม 85 องศา 215 องศา และ 315 องศา โดยสัญญาณที่มุม 85 องศากับ 215 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0.6428 สัญญาณที่มุม 85 องศากับ 315 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0 และสัญญาณที่มุม 215 องศากับ 315 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0.766 ตามลำดับ ซึ่งสามารถแสดงผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 3.12 และ 3.13 ตามลำดับ



รูปที่ 3.12 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ



รูปที่ 3.13 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลองเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.12 และ 3.13 จะพบว่า เมื่อจำนวนของสัญญาณที่เข้ามามีค่าเท่ากับจำนวนสายอากาศ ผลการวิเคราะห์ทั้งสองรูปแบบจะมีความผิดพลาดจนไม่สามารถหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณได้ ถึงแม้ว่าสัญญาณจะไม่มีความสัมพันธ์กันหรือมีความสัมพันธ์กันเล็กน้อยก็ตาม

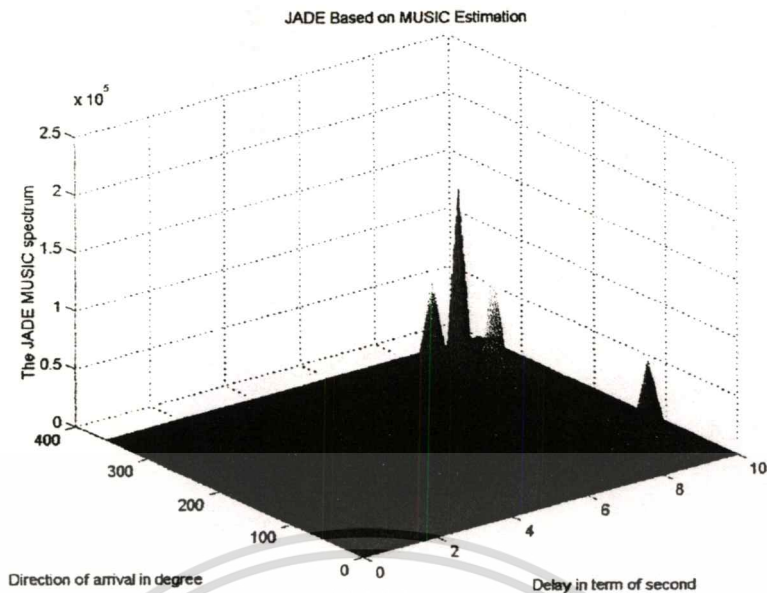
ดังนั้น จากผลการวิเคราะห์ข้างต้นสามารถสรุปได้ว่า วิธีการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณด้วยวิธีการMUSIC นั้น สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบได้ โดยผลการวิเคราะห์จะมีความถูกต้องเมื่อสัญญาณที่เข้ามาไม่มีความสัมพันธ์กันสมบูรณ์ หรือค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีค่าไม่เท่ากับหนึ่ง และเมื่อจำนวนของสัญญาณที่เข้ามามีค่าน้อยกว่าจำนวนสายอากาศ

ในหัวข้อต่อไปจะแสดงผลการวิเคราะห์จากวิธีการJADE based on MUSIC ซึ่งสามารถแก้ไขข้อผิดพลาดที่เกิดจากวิธีการMUSIC ได้

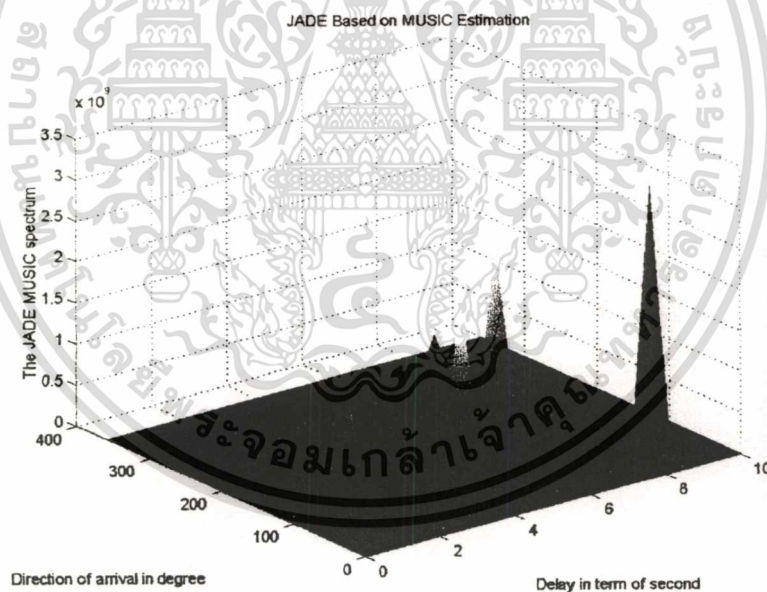
3.9.2 ผลการวิเคราะห์จากวิธี JADE based on MUSIC

จากปัญหาที่เกิดขึ้นในวิธีการMUSIC คือ ไม่สามารถหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณเมื่อสัญญาณมีความสัมพันธ์กันสมบูรณ์ และกรณีที่สัญญาณที่เข้ามามีจำนวนมากกว่าสายอากาศ โดยวิธีการJADE based on MUSIC สามารถแก้ปัญหาที่กล่าวมาข้างต้นได้ ซึ่งสามารถแสดงผลการวิเคราะห์ได้ดังนี้

กำหนดให้มีสัญญาณเข้ามาที่มุม 70 องศา 100 องศา 180 องศา 210 องศา และ 305 องศา และสัญญาณมีค่าหน่วยเวลาเท่ากับ 9 วินาที 1 วินาที 6 วินาที 7 วินาที และ 7.5 วินาที ตามลำดับ โดยสัญญาณที่มุม 70 องศา กับ 100 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0.7071 สัญญาณที่มุม 70 องศา กับ 180 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0 สัญญาณที่มุม 70 องศา กับ 210 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ -0.7071 สัญญาณที่มุม 70 องศา กับ 305 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ -0.7071 สัญญาณที่มุม 100 องศา กับ 180 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0.7071 สัญญาณที่มุม 100 องศา กับ 210 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ -1 สัญญาณที่มุม 100 องศา กับ 305 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ -1 สัญญาณที่มุม 180 องศา กับ 210 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ -0.7071 สัญญาณที่มุม 180 องศา กับ 305 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ -0.7071 และสัญญาณที่มุม 210 องศา กับ 305 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 1 ตามลำดับ ซึ่งสามารถแสดงผลการวิเคราะห์การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 3.14 และ 3.15 ตามลำดับ



รูปที่ 3.14 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางของการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ



รูปที่ 3.15 ผลการวิเคราะห์การหาทิศทางของการเข้ามาของสัญญาณโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

จากรูปที่ 3.14 และ 3.15 จะพบว่า วิธีการ JADE based on MUSIC สามารถหาทิศทาง การเข้ามาของสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์ได้ และสามารถหาทิศทาง การเข้ามาของสัญญาณได้อย่างถูกต้องถึงแม้ว่าจำนวนของสัญญาณที่เข้ามาจะมีมากกว่าจำนวนสาย อากาศที่ใช้ นอกจากนี้ วิธีการนี้สามารถแสดงค่าหน่วยเวลาที่สัญญาณใช้ในการเดินทางได้ ดัง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนูญัดเห็นาเปไซประเษนดานการคา ไม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั้น เมื่อรู้เวลาก็สามารถนำไปหาระยะทางได้ และเมื่อรู้ระยะทางและทิศทางการเข้ามาก็สามารถหาตำแหน่งของแหล่งกำเนิดของสัญญาณที่เข้ามาได้ ซึ่งวิธีการนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้เพื่อหาตำแหน่งของตัวลูกข่าย (subscriber) ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ได้

3.10 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอทฤษฎีและหลักการของวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณ จากนั้นได้ทำการวิเคราะห์เพื่อเลือกหาวิธีการที่มีความเหมาะสมในการนำมาประยุกต์ใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบ ซึ่งมีอยู่ 2 วิธีการด้วยกันคือ วิธีการ MUSIC และวิธีการ JADE based on MUSIC โดยวิธีการ JADE based on MUSIC จะมีประสิทธิภาพในการหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณที่ดีกว่าและสามารถนำไปประยุกต์ใช้หาตำแหน่งของตัวลูกข่ายในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ได้อีกด้วย

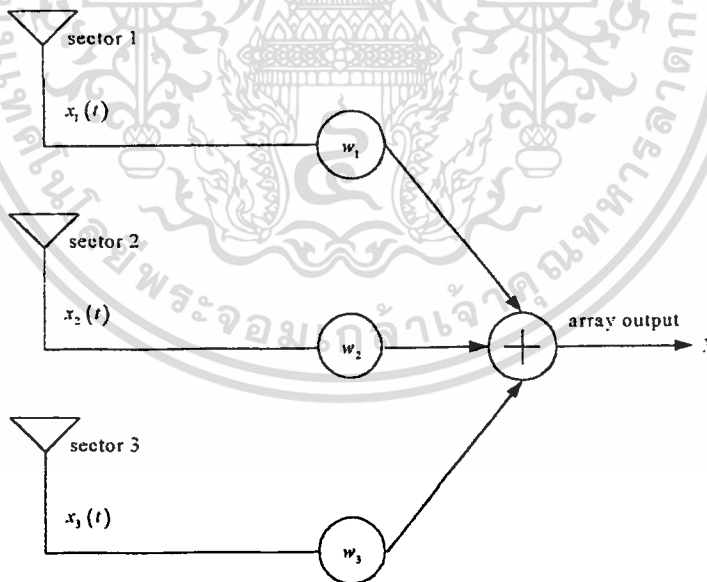
เนื่องจากสามารถหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณได้ ดังนั้น ในบทต่อไปจะกล่าวถึงวิธีการปรับลำคลื่น ซึ่งจะนำข้อมูลทิศทางการเข้ามาของสัญญาณที่หาได้มาใช้ในการปรับลำคลื่นของสายอากาศที่ทำการออกแบบ เพื่อปรับลำคลื่นของสายอากาศให้อยู่ในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการและปรับจุดอับของลำคลื่นของสายอากาศให้อยู่ในทิศทางของสัญญาณที่ไม่ต้องการได้ตามลำดับ สำหรับรายละเอียดต่างๆ จะกล่าวในบทต่อไป

บทที่ 4 การปรับลำคลื่น

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการปรับลำคลื่นที่นำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศ โดยจะกล่าวถึงวิธีการปรับลำคลื่นสองวิธีด้วยกันคือ วิธี optimum beamforming [36]-[37] และวิธี optimum interference plus noise rejector [38]-[39] ซึ่งวิธีทั้งสองสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบให้สามารถปรับลำคลื่นให้กำลังงานส่วนใหญ่อยู่ในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการและปรับลำคลื่นให้มีกำลังงานต่ำสุดให้อยู่ในทิศทางของสัญญาณที่ไม่ต้องการได้ โดยทิศทางของสัญญาณจะได้มาจากการใช้วิธีการทิศทางการเข้ามาของสัญญาณที่ได้กล่าวไว้ในบทที่แล้ว สำหรับรายละเอียดของแต่ละวิธีจะอธิบายในหัวข้อต่อไปตามลำดับ

4.2 วิธี optimum beamforming



รูปที่ 4.1 โครงสร้างการทำงานของวิธีปรับลำคลื่น

สำหรับโครงสร้างของวิธีการ optimum beamforming เมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1

จากรูปที่ 4.1 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$y = \sum_{i=1}^3 w_i^H x_i(t) \quad (4.1)$$

เมื่อ w คือ ค่าถ่วงน้ำหนัก (wedge) ที่ใช้ในการปรับลาคลื่น

$x(t)$ คือ เวกเตอร์พุดเวกเตอร์ของสายอากาศ

y คือ array output ที่ได้ทำการปรับลาคลื่นแล้ว

สำหรับค่าเวกเตอร์พุดเวกเตอร์จะเหมือนกับ (3.10) ซึ่งได้กล่าวไว้ในบทที่แล้ว ส่วนค่าถ่วงน้ำหนักที่ใช้ในการปรับลาคลื่นนั้นสามารถแสดงได้ดังนี้

$$w = \frac{R_{xx}^{-1} a_0}{a_0^H R_{xx}^{-1} a_0} \quad (4.2)$$

เมื่อ R_{xx} คือ เวกเตอร์พุดโคเวเรียนซ์เมตริกซ์

a_0 คือ เวกเตอร์การกวาดในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ

สำหรับค่าเวกเตอร์พุดโคเวเรียนซ์เมตริกซ์จะเหมือนกับ(3.11) ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ส่วนเวกเตอร์การกวาดในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการสามารถแสดงได้ดังนี้

$$a_{UC1}(\theta_0) = g(\theta_0) \begin{bmatrix} e^{-jKR \sin(\theta_0)} & e^{-jKR \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta_0) - \frac{1}{2} \sin(\theta_0) \right]} & e^{-jKR \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta_0) - \frac{1}{2} \sin(\theta_0) \right]} \end{bmatrix}^T \quad (4.3)$$

เมื่อ θ_0 คือ ทิศทางการเข้ามาของสัญญาณที่ต้องการ

ดังนั้น เมื่อทำการคูณค่าถ่วงน้ำหนักกับค่าเวกเตอร์พุดเวกเตอร์ที่ได้ในแต่ละเชกเตอร์ตามรูปที่ 4.1 จะเป็นผลทำให้ค่าที่ได้จาก array output จะมีการเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม นั่นคือ กำลังงานที่รับได้จะมีค่าน้อยในทิศทางของสัญญาณที่ไม่ต้องการและจะมีค่ามากในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ เสมือนกับสายอากาศได้มีการเปลี่ยนแปลงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นโดยให้จุดศูนย์ของลาคลื่นอยู่ในทิศทางของสัญญาณที่ไม่ต้องการและให้ลาคลื่นหลักอยู่ในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ ซึ่งเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศในการนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ได้

ในหัวข้อต่อไปจะกล่าวถึงอีกวิธีการหนึ่งที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อสอนหรือเพื่อทำวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วิธี optimum interference plus noise rejector

สำหรับวิธีการนี้จะมีโครงสร้างเหมือนกับวิธีการแรกตามรูปที่ 4.1 และได้ความสัมพันธ์ตาม (4.1) แต่จะมีการปรับเปลี่ยนรูปแบบของเอาต์พุตเวกเตอร์ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$x(t) = a_0 s_0(t) + a_n s_n(t) + n(t) \quad (4.4)$$

เมื่อ a_0 คือ เวกเตอร์การกวาดในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ

a_n คือ เวกเตอร์การกวาดในทิศทางของสัญญาณที่ไม่ต้องการ

$s_0(t)$ คือ สัญญาณแบบแบนด์ที่ต้องการ

$s_n(t)$ คือ สัญญาณแบบแบนด์ที่ไม่ต้องการ

$n(t)$ คือ สัญญาณรบกวน

สำหรับค่าถ่วงน้ำหนักที่ใช้ในการปรับลำคลื่นสามารถแสดงได้ดังนี้

$$w = \frac{R_{xx}^{-1} a_0}{a_0^H R_{xx}^{-1} a_0} \quad (4.5)$$

เมื่อ R คือ เอาต์พุตโคแวนเรียนซ์เมตริกซ์ของสัญญาณที่ไม่ต้องการซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$R = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \underline{x}(t) \underline{x}(t)^H \quad (4.6)$$

เมื่อ $\underline{x}(t)$ คือ เอาต์พุตเวกเตอร์ของสัญญาณที่ไม่ต้องการซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\underline{x}(t) = a_n s_n(t) + n(t) \quad (4.7)$$

เช่นเดียวกัน เมื่อทำการคูณค่าถ่วงน้ำหนักกับค่าเอาต์พุตเวกเตอร์ที่ได้ในแต่ละเซกเตอร์ตามรูปที่ 4.1 จะเป็นผลทำให้ค่าที่ได้จาก array output จะมีการเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม นั่นคือกำลังงานที่รับได้จะมีค่าน้อยในทิศทางของสัญญาณที่ไม่ต้องการและจะมีค่ามากในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ เสมือนกับสายอากาศได้มีการเปลี่ยนแปลงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นโดยให้จุดศูนย์กลางของลำคลื่นอยู่ในทิศทางของสัญญาณที่ไม่ต้องการและให้ลำคลื่นหลักอยู่ในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ ซึ่งเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศในการนำไปประยุกต์ใช้งานใน

ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ได้ สำหรับผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นที่ได้จากวิธีการทั้งสองจะทำการแสดงในหัวข้อต่อไป

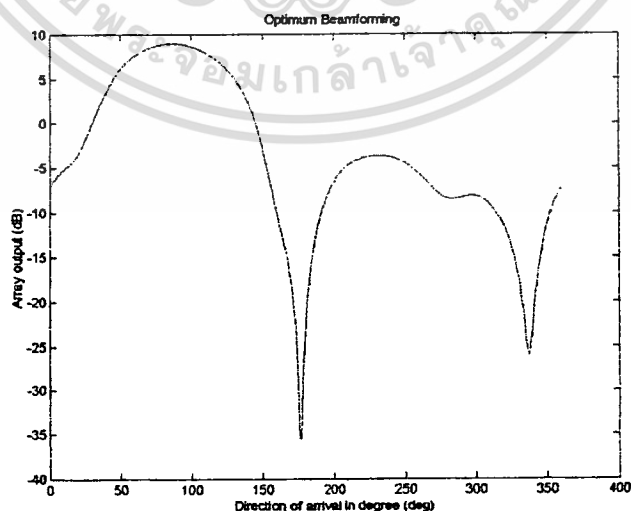
4.4 ผลการวิเคราะห์

ในหัวข้อนี้จะทำการแสดงผลการวิเคราะห์ที่ได้จากวิธี optimum beamforming และผลการวิเคราะห์ที่ได้จากวิธี optimum interference plus noise rejector ตามหัวข้อต่อไป

4.4.1 ผลการวิเคราะห์วิธี optimum beamforming

เช่นเดียวกันกับการวิเคราะห์ในบทที่ 3 คือ จะกำหนดให้สายอากาศในเซกเตอร์ที่หนึ่งทำงานที่ความถี่ 1820 MHz ในเซกเตอร์ที่สองทำงานที่ความถี่ 1747.5 MHz และในเซกเตอร์ที่สามทำงานที่ความถี่ 1900 MHz ซึ่งสัญญาณที่เข้ามาในแต่ละเซกเตอร์จะมีความถี่ตามที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นตามลำดับ สำหรับผลการวิเคราะห์จะแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะคือ เป็นผลการวิเคราะห์ที่ได้จากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ และเป็นผลการวิเคราะห์ที่ได้จากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง ตามลำดับ

กำหนดให้สัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่มุม 70 องศา และสัญญาณที่ไม่ต้องการเข้ามาที่มุม 200 องศา โดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรก (signal to interference ratio ; SIR) เท่ากับ 0 dB และมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0.1736 สามารถแสดงผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ

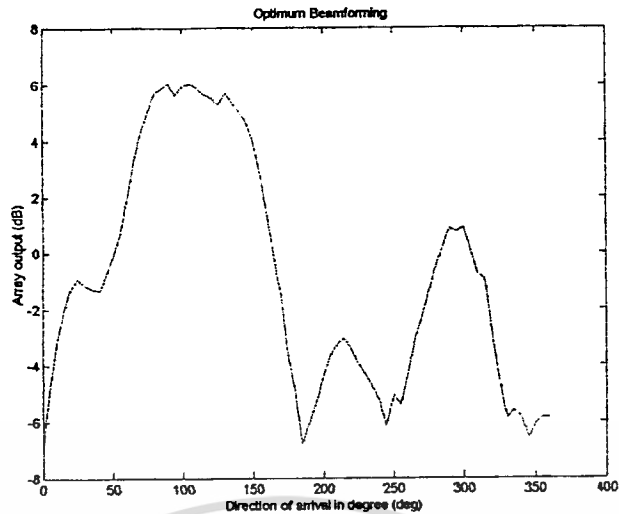


รูปที่ 4.2 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum beamforming โดยใช้แบบรูป

การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

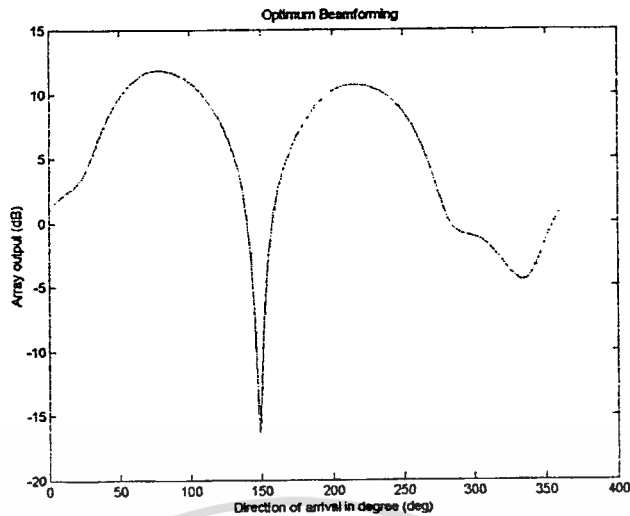
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



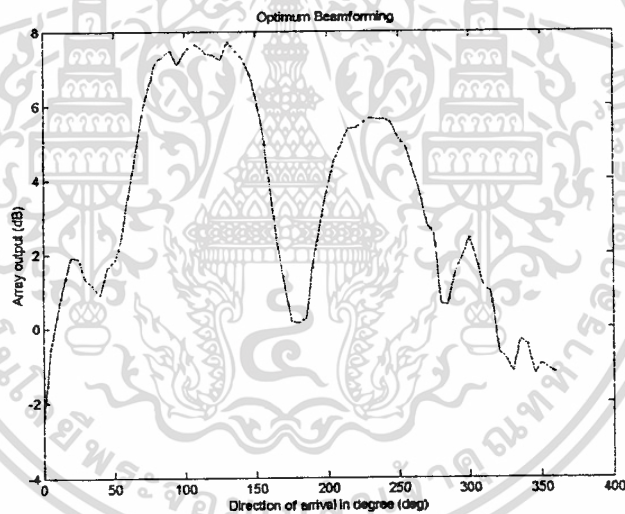
รูปที่ 4.3 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum beamforming โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

จากรูปที่ 4.2 และ 4.3 จะพบว่า สามารถปรับลำคลื่นส่วนใหญ่ให้อยู่ในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการได้ แต่ความถูกต้องในการปรับจุดศูนย์กลางของลำคลื่นนั้นยังมีความผิดพลาดอยู่เล็กน้อย โดยค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเมื่อทำการปรับลำคลื่นโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและทดลองมีค่าเท่ากับ 7.5287 และ 8.6071 dB ตามลำดับ

กำหนดให้สัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่มุม 70 องศา และสัญญาณที่ไม่ต้องการเข้ามาที่มุม 200 องศา โดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเท่ากับ 0 dB และมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0.866 สามารถแสดงผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 4.4 และ 4.5 ตามลำดับ



รูปที่ 4.4 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum beamforming โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ

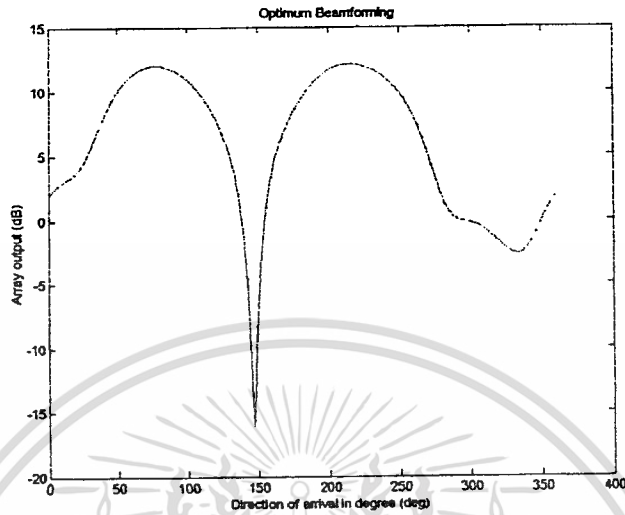


รูปที่ 4.5 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum beamforming โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

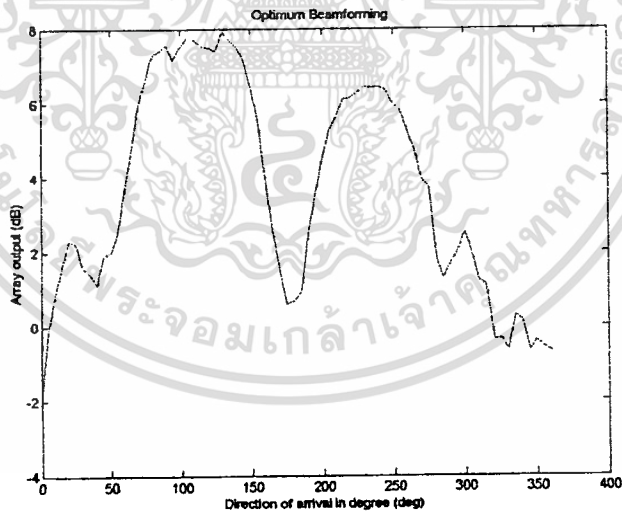
จากรูปที่ 4.4 และ 4.5 จะพบว่า เมื่อค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีค่ามากขึ้น ความถูกต้องในการปรับจุดศูนย์ของลำคลื่นจะมีความผิดพลาดมากขึ้น โดยค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเมื่อทำการปรับลำคลื่นโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและทดลองมีค่าเท่ากับ 0.7282 และ 2.0072 dB ตามลำดับ

กำหนดให้สัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่มุม 70 องศา และสัญญาณที่ไม่ต้องการเข้ามาที่มุม 200 องศา โดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเท่ากับ 0 dB และมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 1 สามารถแสดงผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นจากแบบรูปการไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แพร์กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 4.6 และ 4.7 ตามลำดับ



รูปที่ 4.6 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum beamforming โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ



รูปที่ 4.7 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum beamforming โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

จากรูปที่ 4.6 และ 4.7 จะพบว่า เมื่อสัญญาณมีความสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์ ความถูกต้องในการปรับจุดศูนย์ของลำคลื่นจะมีความผิดพลาดมากยิ่งขึ้น โดยค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเมื่อทำการปรับลำคลื่นโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและทดลองมีค่าเท่ากับ 0.1097 และ 1.3954 dB ตามลำดับ

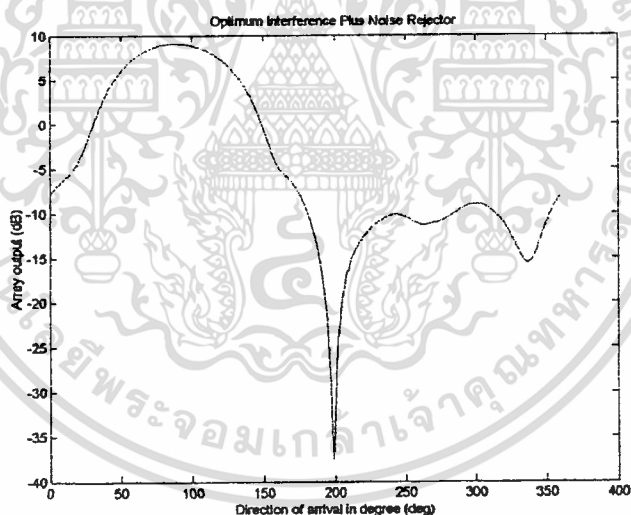
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น จากรูปที่ 4.2 ถึงรูปที่ 4.7 จะพบว่า ยังคงมีความผิดพลาดในการปรับลำคลื่นไม่ว่า สัญญาณจะมีความสัมพันธ์กันเล็กน้อย มีความสัมพันธ์กันมากหรือมีความสัมพันธ์กันอย่าง สมบูรณ์ โดยปัญหาต่างๆ เหล่านี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช้วิธี optimum interference plus noise rejector ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

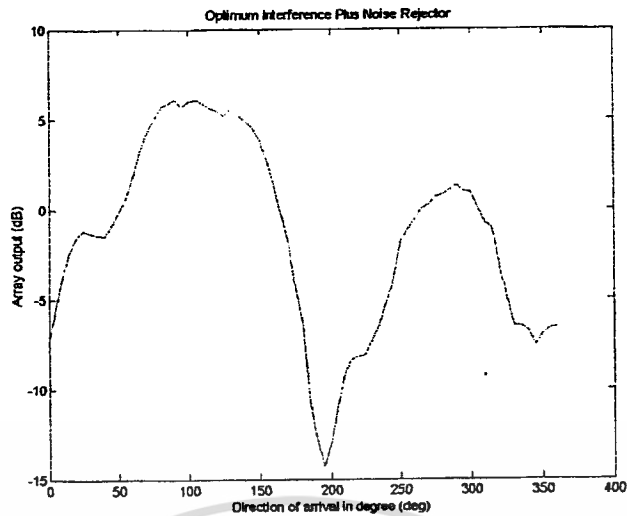
4.4.2 ผลการวิเคราะห์วิธี optimum interference plus noise rejector

จากความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในหัวข้อที่แล้ว สามารถแก้ไขได้โดยการใช้วิธีการในหัวข้อนี้ ในการปรับลำคลื่นของสายอากาศที่ทำการออกแบบ ซึ่งสามารถแสดงผลการวิเคราะห์ที่ได้ดังนี้

กำหนดให้สัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่มุม 70 องศา และสัญญาณที่ไม่ต้องการเข้ามาที่ มุม 200 องศา โดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเท่ากับ 0 dB และมีค่า สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0.1736 สามารถแสดงผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นจากแบบรูป การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 4.8 และ 4.9 ตามลำดับ



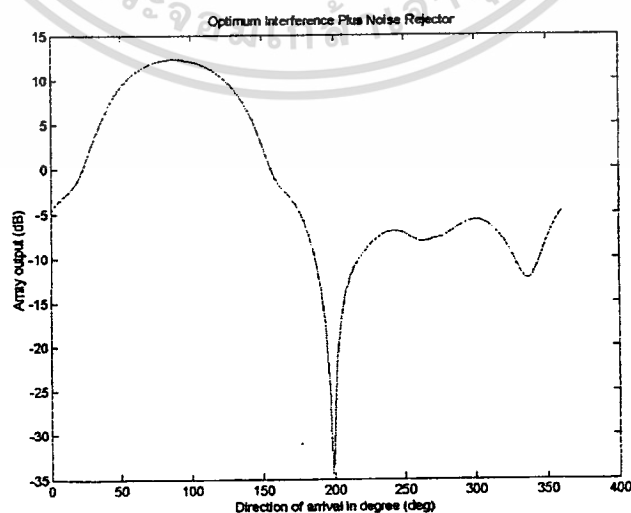
รูปที่ 4.8 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ



รูปที่ 4.9 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

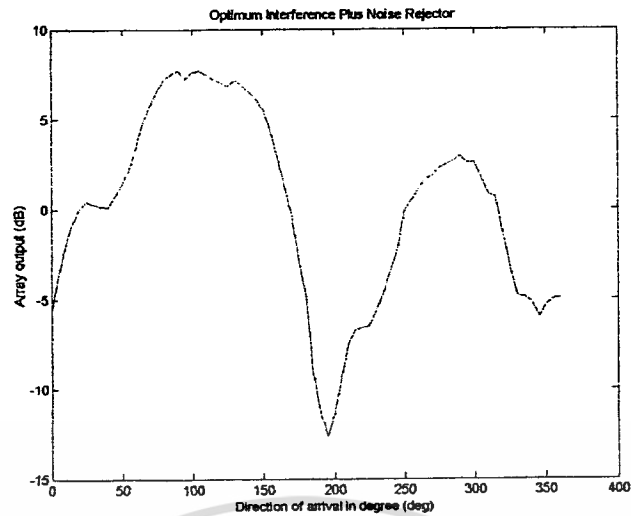
จากรูปที่ 4.8 และ 4.9 จะพบว่า ความถูกต้องในการปรับจุดศูนย์ของลำคลื่นนั้นมีความถูกต้องมากขึ้น โดยค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเมื่อทำการปรับลำคลื่น โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและทดลองมีค่าเท่ากับ 20.5165 และ 17.2078 dB ตามลำดับ

กำหนดให้ทิศทางการเข้ามาของสัญญาณมีค่าเท่าเดิม โดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเท่ากับ 0 dB และมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0.866 สามารถแสดงผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 4.10 และ 4.11 ตามลำดับ



รูปที่ 4.10 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise rejector

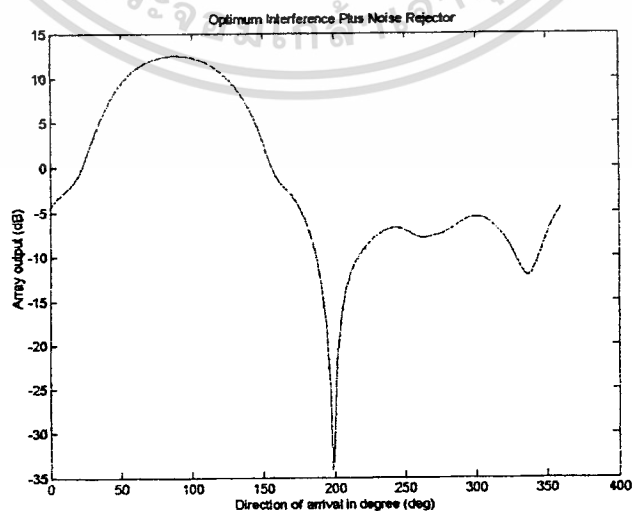
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดยที่ใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

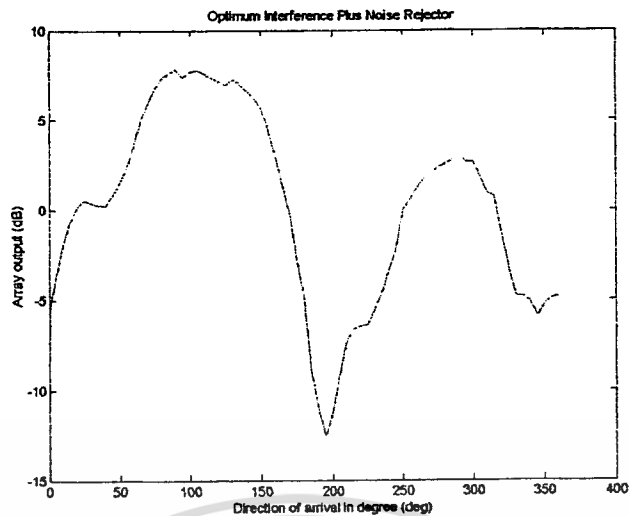
จากรูปที่ 4.10 และ 4.11 จะพบว่า เมื่อค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีค่าเพิ่มขึ้น ความถูกต้องในการปรับจุดศูนย์ของลำคลื่นนั้นยังคงมีความถูกต้องอยู่ โดยค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเมื่อทำการปรับลำคลื่นโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและทดลองมีค่าเท่ากับ 20.5165 และ 17.2078 dB ตามลำดับ

กำหนดให้ทิศทางการเข้ามาของสัญญาณมีค่าเท่าเดิม โดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเท่ากับ 0 dB และมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 1 สามารถแสดงผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 4.12 และ 4.13 ตามลำดับ



รูปที่ 4.12 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise rejector

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดยที่ใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



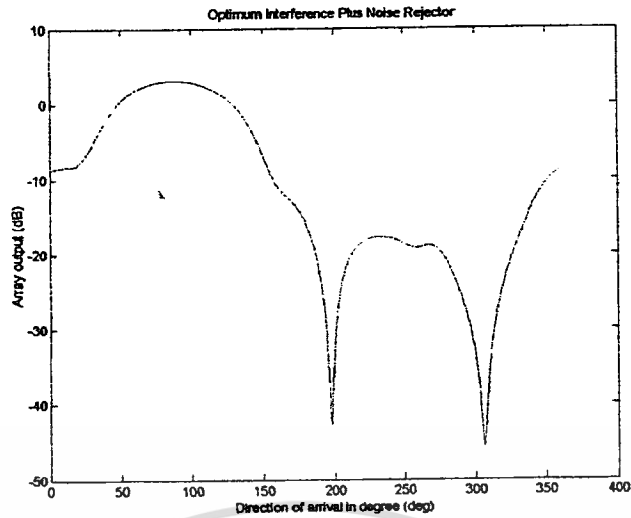
รูปที่ 4.13 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

จากรูปที่ 4.12 และ 4.13 จะพบว่า เมื่อสัญญาณมีความสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์ ความถูกต้องในการปรับจุดศูนย์ของลำคลื่นนั้นยังคงมีความถูกต้อง โดยค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเมื่อทำการปรับลำคลื่นโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและทดลองมีค่าเท่ากับ 20.5165 และ 17.2078 dB ตามลำดับ

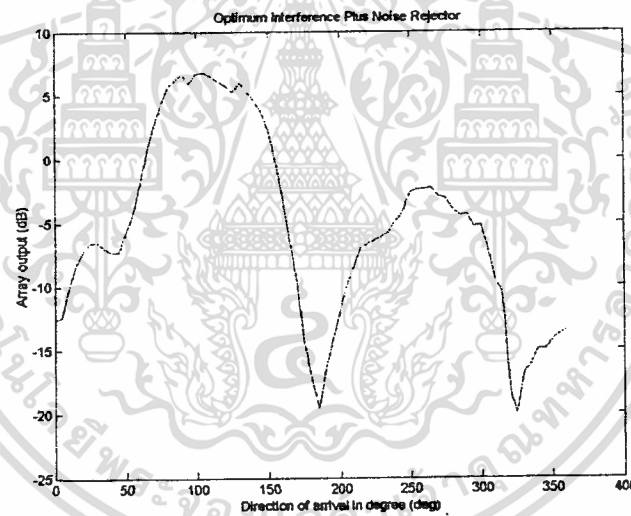
จากรูปที่ 4.8 ถึงรูปที่ 4.13 จะพบว่า ความถูกต้องในการปรับจุดอับลำคลื่นของสายอากาศเมื่อใช้วิธี optimum interference plus noise rejector จะมีความถูกต้องมากขึ้น และยังคงมีความถูกต้องอยู่ถึงแม้ว่าสัญญาณจะมีความสัมพันธ์กันมากขึ้นหรือมีความสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์ ซึ่งสังเกตได้จากค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่มีค่ามากกว่าวิธีการ optimum beamforming

นอกจากนี้ วิธีการ optimum interference plus noise rejector สามารถเพิ่มจำนวนทิศทางในการปรับลำคลื่นได้อีกหนึ่งทิศทาง ซึ่งสามารถแสดงผลการวิเคราะห์ได้ดังนี้

กำหนดให้สัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่มุม 70 องศา และสัญญาณที่ไม่ต้องการเข้ามาที่มุม 200 และ 300 องศา โดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเท่ากับ -3.0103 dB ซึ่งสัญญาณที่มุม 70 กับ 200 องศา สัญญาณที่มุม 70 กับ 300 องศา และสัญญาณที่มุม 200 กับ 300 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0.5 0.5 และ -0.5 ตามลำดับ ซึ่งสามารถแสดงผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 4.14 และ 4.15 ตามลำดับ



รูปที่ 4.14 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ

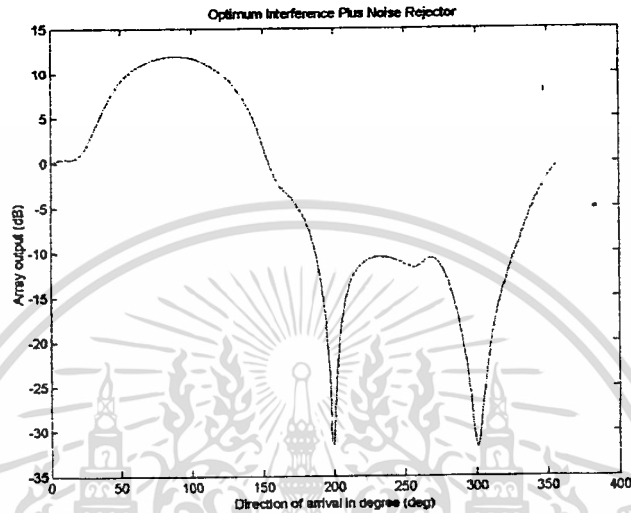


รูปที่ 4.15 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

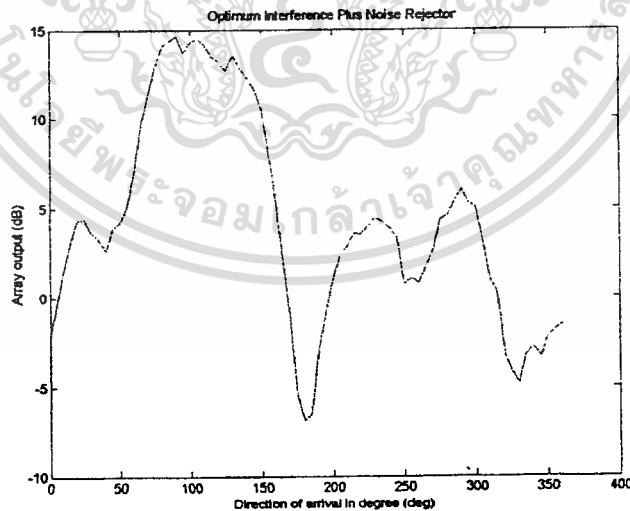
จากรูปที่ 4.14 และ 4.15 จะพบว่า วิธีการนี้สามารถเพิ่มจำนวนทิศทางในการปรับลำคลื่นได้คือ สามารถปรับกำลังงานให้มีค่าน้อยที่สุดในทิศทางของสัญญาณที่ไม่ต้องการได้เพิ่มขึ้นอีกหนึ่งทิศทางดังแสดงในรูปทั้งสอง โดยค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเมื่อทำการปรับลำคลื่นโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ และทดลองมีค่าเท่ากับ 14.9390 dB และ 7.0718 dB ตามลำดับ

กำหนดให้สัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่มุม 70 องศา และสัญญาณที่ไม่ต้องการเข้ามาที่มุม 200 องศาและ 300 องศา โดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเท่ากับ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-3.0103 dB ซึ่งสัญญาณที่มุม 70 องศา กับ 200 องศา สัญญาณที่มุม 70 กับ 300 องศา และสัญญาณที่มุม 200 องศา กับ 300 องศา มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 0.9397 0.766 และ 0.9397 ตามลำดับ ซึ่งสามารถแสดงผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 4.16 และ 4.17 ตามลำดับ



รูปที่ 4.16 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ

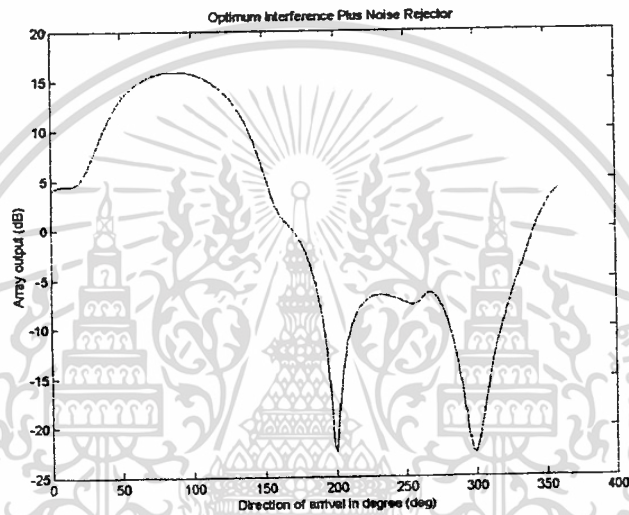


รูปที่ 4.17 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise rejector โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดลอง

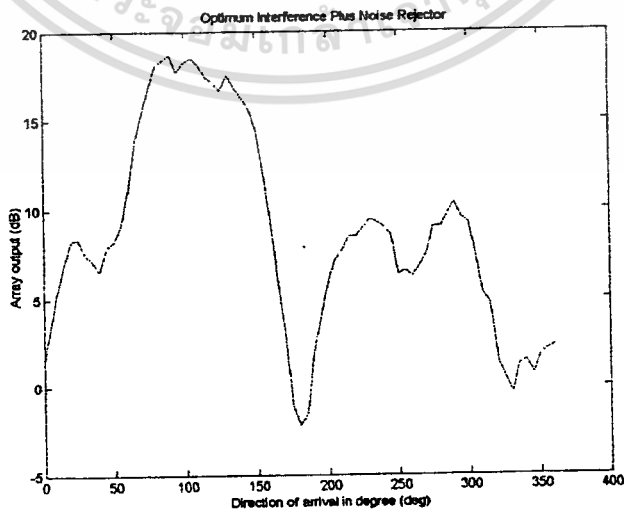
จากรูปที่ 4.16 และ 4.17 จะพบว่า เมื่อค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้น วิธีการนี้ยังคงสามารถปรับลำคลื่นในทิศทางที่ต้องการได้ โดยค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสัญญาณสอดแทรกเมื่อทำการปรับลำคลื่นโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและทดลองมีค่าเท่ากับ 18.4690 dB และ 4.8620 dB ตามลำดับ

กำหนดให้สัญญาณที่ต้องการเข้ามาที่มุม 70 องศา และสัญญาณที่ไม่ต้องการเข้ามาที่มุม 200 องศาและ 300 องศา โดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเท่ากับ -3.0103 dB และสัญญาณทั้งสามมีความสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์โดยมีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เท่ากับ 1 ซึ่งสามารถแสดงผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและการทดลองดังรูปที่ 4.18 และ 4.19 ตามลำดับ



รูปที่ 4.18 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise retractor โดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ



รูปที่ 4.19 ผลการวิเคราะห์การปรับลำคลื่นด้วยวิธี optimum interference plus noise retractor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่หรือใช้เพื่อการพาณิชย์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.18 และ 4.19 จะพบว่า เมื่อสัญญาณมีความสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์ วิธีการนี้ยังคงสามารถปรับลำคลื่นในทิศทางที่ต้องการได้ โดยค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณและสัญญาณสอดแทรกเมื่อทำการปรับลำคลื่นโดยใช้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณและทดลองมีค่าเท่ากับ 15.9684 dB และ 4.4889 dB ตามลำดับ

จากรูปที่ 4.14 ถึงรูปที่ 4.19 จะพบว่า วิธี optimum interference plus noise rejector สามารถเพิ่มจำนวนทิศทางในการปรับลำคลื่นได้ และยังคงมีความถูกต้องอยู่ถึงแม้ว่าสัญญาณจะมีความสัมพันธ์กันมากขึ้นหรือมีความสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์

4.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงวิธีการปรับลำคลื่นด้วยสายอากาศที่ทำการออกแบบซึ่งมีอยู่ 2 วิธีด้วยกัน คือ วิธี optimum beamforming และวิธี optimum interference plus noise rejector โดยวิธี optimum beamforming จะมีความถูกต้องน้อยกว่าวิธีการ optimum interference plus noise rejector ไม่ว่าสัญญาณจะมีความสัมพันธ์กันเล็กน้อย สัมพันธ์กันมากขึ้นหรือมีความสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์ และจากการวิเคราะห์จะพบว่า วิธี optimum interference plus noise rejector สามารถเพิ่มจำนวนทิศทางในการปรับลำคลื่นได้อีกหนึ่งทิศทาง แต่วิธีการทั้งสองยังคงมีข้อจำกัดในเรื่องของจำนวนทิศทางในการปรับลำคลื่น เนื่องจากไม่สามารถทำการปรับลำคลื่นในจำนวนทิศทางที่มากกว่าจำนวนของสายอากาศที่ใช้ได้

จากการวิเคราะห์แสดงได้ว่า สายอากาศที่ทำการออกแบบสามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้กับวิธีการปรับลำคลื่นซึ่งสามารถปรับลำคลื่นหลักให้อยู่ในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการและปรับจุดอับของลำคลื่นให้อยู่ในทิศทางของสัญญาณที่ไม่ต้องการได้ ดังนั้น วิธีการดังกล่าวสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศได้

ในบทต่อไปจะกล่าวถึงการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศในการนำไปประยุกต์ใช้งาน เป็นสายอากาศที่สถานีฐานในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ สำหรับรายละเอียดต่างๆ จะขอกล่าวในบทต่อไปตามลำดับ

บทที่ 5

การประเมินประสิทธิภาพสายอากาศ

5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบ เพื่อแสดงให้เห็นว่า สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐาน และสามารถเพิ่มประสิทธิภาพในระบบการติดต่อสื่อสารเคลื่อนที่ได้

สำหรับการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศ จะทำการพิจารณาในเรื่องของโครงสร้างของสายอากาศ ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศ การนำวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นและการปรับลำคลื่นมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศ และระบบที่สายอากาศสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้ ซึ่งเนื้อหาต่างๆ ที่ได้กล่าวมาข้างต้นนี้ สามารถแสดงรายละเอียดได้ดังหัวข้อต่อไปนี้จะตามลำดับ

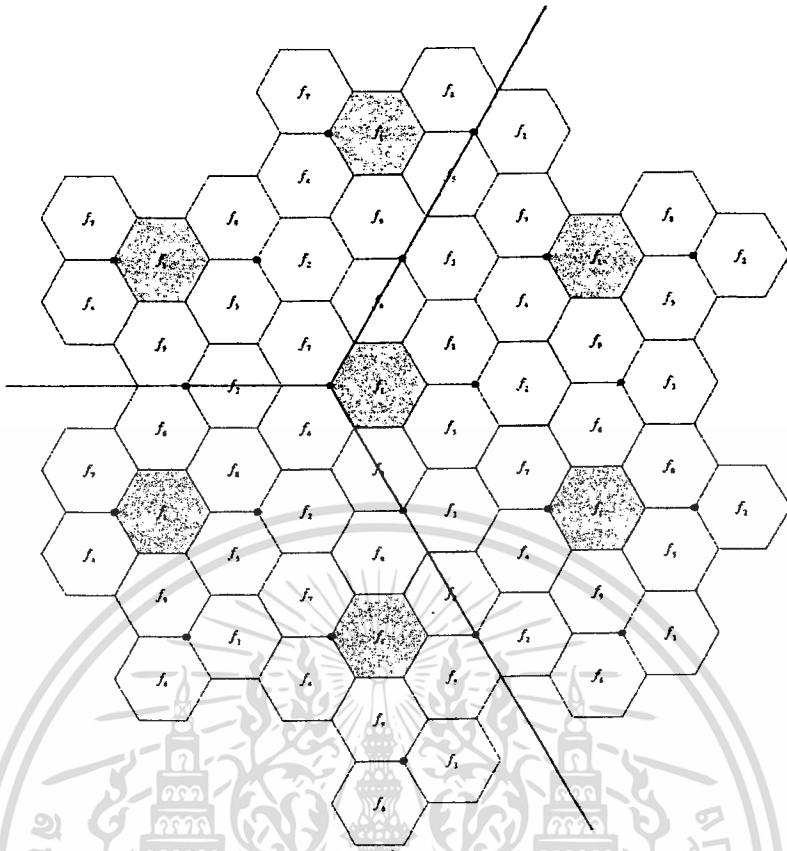
5.2 การประเมินประสิทธิภาพสายอากาศ

5.2.1 การพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศ

จากโครงสร้างของสายอากาศที่แสดงไว้ในบทที่ 2 คือ สายอากาศได้ถูกออกแบบให้มีลักษณะเป็นแบบ 3 เซกเตอร์ โดยแต่ละเซกเตอร์ครอบคลุมพื้นที่ทั้งหมดด้วยมุม 120 องศา ซึ่งจุดประสงค์ของการออกแบบก็เพื่อต้องการลดสัญญาณสอดแทรกในช่องสัญญาณเดียวกันที่สถานีฐาน และลดจำนวนของสายอากาศที่ใช้ในการติดตั้งที่สถานีฐาน

จากรูปที่ 5.1 จะแสดงถึงการนำสายอากาศไปใช้งานที่สถานีฐานที่มีการจัดวางเซลล์แบบ 3 เซกเตอร์ โดยสมมติให้การจัดวางเซลล์มีการแบ่งกลุ่มความถี่เท่ากับ 9 ($K=9$)

จากรูปจะพบว่า โครงสร้างของสายอากาศสามารถลดการสอดแทรกในช่องสัญญาณเดียวกันที่สถานีฐานได้ คือ ถ้าใช้โครงสร้างของสายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบตัวเช่น สายอากาศไดโพล ซึ่งเป็นสายอากาศที่ใช้กันอยู่ทั่วไปที่สถานีฐานจะพบว่า การเกิดสัญญาณสอดแทรกในช่องสัญญาณเดียวกันสามารถจะเกิดได้ทั้งหมด 6 เซลล์ แต่เมื่อใช้โครงสร้างของสายอากาศที่ทำการออกแบบจะพบว่า การเกิดสัญญาณสอดแทรกในช่องสัญญาณเดียวกันจะเกิดขึ้นเพียง 2 เซลล์เท่านั้น



รูปที่ 5.1 การจัดวางเซลล์ที่สถานีฐานแบบ 3 เซกเตอร์

โดยทั่วไปแล้ว การพิจารณาระดับสัญญาณที่ได้รับจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จะพิจารณาจากค่าอัตราส่วนของสัญญาณคลื่นพาหะต่อสัญญาณสอดแทรก (carrier to interference ratio ; C/I) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้ [40]

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{\sum_{k=1}^k I_k} \quad (5.1)$$

เมื่อ k , คือ จำนวนของเซลล์ที่เกิดสัญญาณสอดแทรกในช่องสัญญาณเดียวกัน

ดังนั้น จาก (5.1) จะพบว่า โครงสร้างของสายอากาศที่ทำการออกแบบจะมีค่าอัตราส่วนของสัญญาณพาหะต่อสัญญาณสอดแทรกแสดงได้ดังนี้

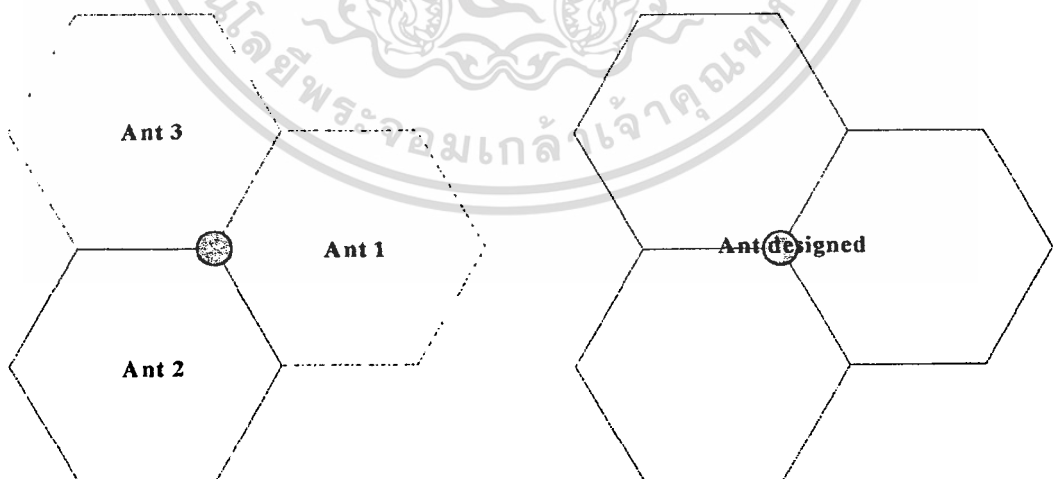
$$\frac{C}{I} = \frac{C}{I_1 + I_2} \quad (5.2)$$

และค่าอัตราส่วนของสัญญาณพาหะต่อสัญญาณสอดแทรกสำหรับโครงสร้างของสายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัวสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + I_5 + I_6} \quad (5.3)$$

ดังนั้น โครงสร้างของสายอากาศที่ทำการออกแบบสามารถเพิ่มค่าอัตราส่วนของสัญญาณพาหะต่อสัญญาณสอดแทรกได้เมื่อเทียบกับโครงสร้างของสายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบตัว เนื่องจากมีจำนวนเซลล์ที่เกิดสัญญาณสอดแทรกในช่องสัญญาณเดียวกันน้อยกว่า ซึ่งหมายความว่า ระดับสัญญาณที่ได้รับจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จะมีค่าสูงขึ้น ดังนั้น คุณภาพของการติดต่อสื่อสารก็จะสูงขึ้นตามไปด้วย

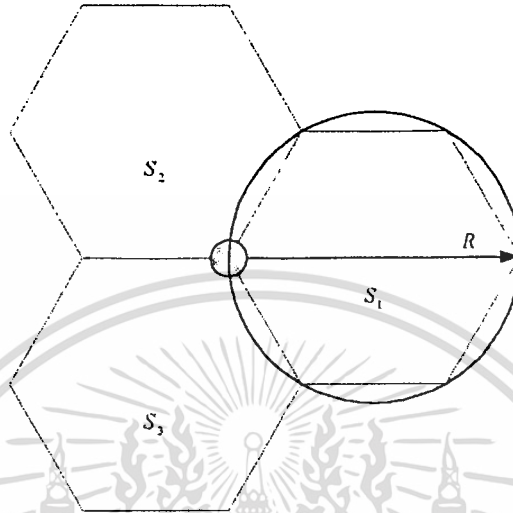
สำหรับสถานีฐานที่มีการจัดรูปแบบเป็นหกเหลี่ยมนั้นจะต้องใช้สายอากาศจำนวนมากในการติดตั้ง ซึ่งในกรณีที่มีการจัดรูปแบบเป็น 3 เซกเตอร์ จะต้องใช้สายอากาศถึง 3 ตัวในการติดตั้ง ดังนั้น โครงสร้างของสายอากาศที่ทำการออกแบบสามารถลดจำนวนของสายอากาศที่ใช้ในการติดตั้งได้ เนื่องจาก สายอากาศการที่ทำการออกแบบมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบ 3 ทิศทาง จึงทำให้สามารถนำไปใช้งานที่สถานีฐานที่มีการจัดรูปแบบเป็น 3 เซกเตอร์ โดยใช้สายอากาศเพียง 1 ตัวเท่านั้นในการติดตั้งดังแสดงในรูปที่ 5.2 ซึ่งทำให้สามารถลดค่าใช้จ่ายในการติดตั้งสายอากาศที่สถานีฐานได้



รูปที่ 5.2 จำนวนสายอากาศที่ใช้ในการติดตั้งที่สถานีฐาน

5.2.2 การพิจารณาระยะของการติดต่อสื่อสาร (communication range)

ในการพิจารณาระยะของการติดต่อสื่อสารนั้น จะพิจารณาถึงพื้นที่ที่ครอบคลุมการให้บริการแก่ตัวลูกข่าย(subscriber) ในแต่ละเซกเตอร์ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 การพิจารณาพื้นที่ที่ครอบคลุมการให้บริการแบบ 3 เซกเตอร์

จากรูปที่ 5.3 จะได้ความสัมพันธ์ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้ [41]

$$S = K \cdot R^2 \quad (5.4)$$

เมื่อ S คือ พื้นที่ที่ครอบคลุมการให้บริการ(site area)

R คือ ระยะทางสูงสุดจากตัวสายอากาศไปยังขอบของเซลล์ (cell range)

K คือ ค่าคงที่ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.95 ในกรณีของการจัดวางเซลล์เป็นแบบ 3 เซกเตอร์

จาก (5.4) ค่าของ R เปรียบได้กับระยะทางที่ไกลที่สุดที่สายอากาศสามารถแพร่กระจายคลื่นได้ โดยสามารถหาได้จากสมการของฟรีซ(Friis transmission) [13] ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\frac{P_r}{P_t} = e_n e_{nr} G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 PLF \quad (5.5)$$

เมื่อ e_n คือ ประสิทธิภาพเนื่องจากการสะท้อน(reflection efficiency) ทางด้านส่ง

e_{nr} คือ ประสิทธิภาพเนื่องจากการสะท้อนทางด้านรับ

G_t คือ อัตราการขยาย (gain) ของสายอากาศส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับสำหรับใช้ในการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

G_r คือ อัตราการขยายของสายอากาศรับ

PLF คือ ตัวประกอบการสูญเสียเชิงการโพลาไรซ์ (Polarization Loss Factor)

R คือ ระยะทางระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับ

จาก (5.5) ถ้าสมมติให้ไม่เกิดการสูญเสียระหว่างตัวสายอากาศกับสายนำสัญญาณ (transmission line) การโพลาไรซ์ (polarize) ของสายอากาศส่งและรับมีรูปแบบที่เหมือนกัน และไม่เกิดการสูญเสียที่ตัวสายอากาศส่งและรับ จะได้ว่า

$$\frac{P_r}{P_t} = D_{or} D_{ot} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (5.6)$$

ในที่นี้จะขอยกตัวอย่างการพิจารณาระยะของการติดต่อสื่อสารของสายอากาศเมื่อนำไปใช้ในระบบ GSM (Global System for Mobile communication) [41] ซึ่งในระบบนี้โดยทั่วไปแล้ว กำลังงานที่สถานีฐานใช้ในการส่งสัญญาณจะมีค่าเท่ากับ 25.18 วัตต์ และระดับสัญญาณ (Field strength) ที่ต่ำที่สุดที่จะสามารถทำการติดต่อสื่อสารได้ของตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่จะมีค่าเท่ากับ 37.28 dB μ V โดยกำหนดให้สายอากาศที่ตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางเท่ากับ 1 หรือ 0 dBi ดังนั้น เมื่อทำการแทนค่าต่างๆ ที่ได้กล่าวมาข้างต้นลงใน (5.6) สามารถหาค่า R ได้ ดังนี้

$$R = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_t D_{or} D_{ot}}{P_r}} \quad (5.7)$$

จากการคำนวณ (5.7) เมื่อสายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางเท่ากับ 6.99 dBi และพิจารณาที่ความถี่ที่ทำการออกแบบคือ 1820 MHz สามารถหาค่า R ได้ดังแสดงในตารางที่ 5.1

ดังนั้น จาก (5.4) สามารถหาพื้นที่ที่ครอบคลุมการให้บริการในแต่ละเซลล์ได้ดังแสดงในตารางที่ 5.1 ซึ่งเพียงพอต่อการนำไปใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานแบบ macro cell และแบบ micro cell ได้ ซึ่งควรมีพื้นที่ที่ครอบคลุมการให้บริการอย่างน้อยเท่ากับ 1.95 และ 0.0195 ตารางกิโลเมตร ตามลำดับ

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นสามารถสรุปค่าต่างๆ ที่ใช้และผลลัพธ์ที่ได้ในการพิจารณาระยะของการติดต่อสื่อสารสำหรับสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ค่าที่ใช้และผลลัพธ์ที่ได้ในการพิจารณาระยะของการติดตั้งสื่อสาร

f (MHz)	P_t (Watt)	Field strength (dB $_{\mu}$ V)	D_{ot} (dBi)	D_{or} (dBi)	R (km)	S (km 2)
1820	25.18	37.28	6.99	0	2.013	7.903

5.2.3 การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ได้จากการออกแบบ

จากการออกแบบสายอากาศที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 แสดงให้เห็นว่า สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบนี้สามารถบรรลุตามข้อกำหนดต่างๆ ตามที่กำหนดได้ ดังนั้น สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานแบบ 3 เซกเตอร์ได้ ซึ่งค่าต่างๆ ที่ได้จากการออกแบบสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5.2

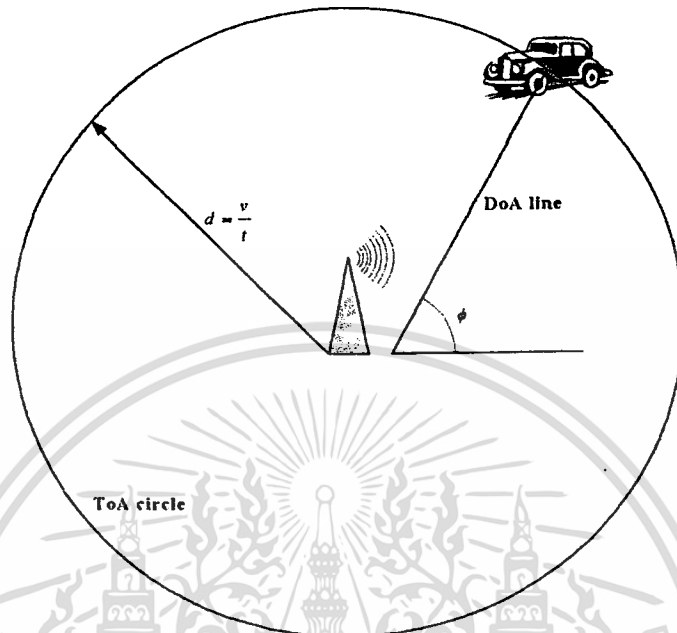
ตารางที่ 5.2 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ได้จากการออกแบบ

ลักษณะสำคัญในการออกแบบ	ค่าที่ต้องการ	ค่าที่ได้จากการออกแบบ
ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง (องศา)	80 - 100	86
ค่าสภาพเจาะจงทิศทางในแต่ละเซกเตอร์ (dBi)	มากกว่า 6	6.99
ระยะห่างของสายอากาศในแต่ละเซกเตอร์ (องศา)	120	120
ย่านความถี่ที่ทำการออกแบบ (MHz)	1710 - 1930	1710 - 1930
ค่าอิมพีแดนซ์ (โอห์ม)	50	43.071 - j3.409
ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง	น้อยกว่า 2:1	1.181

5.2.4 การพิจารณาวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นและการปรับลำคลื่นที่นำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบ

จากบทที่ 3 ได้นำวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นมาใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบ ซึ่งจะพบว่า สายอากาศสามารถหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณได้โดยการใช้วิธีการ MUSIC แต่เนื่องจากวิธีการดังกล่าวยังมีข้อเสียอยู่หลายประการ จึงได้ทำการวิเคราะห์เพื่อเลือกหาวิธีการที่มีประสิทธิภาพมากขึ้นนั่นคือวิธีการ JADE based on MUSIC ซึ่งวิธีการนี้สามารถหาทิศทางและค่าหน่วงเวลาของสัญญาณที่เข้ามาได้ ทำให้สายอากาศสามารถหาตำแหน่งของไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลเบื้องหลัง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งกำเนิดสัญญาณที่เข้ามาได้ นั้นหมายความว่า เมื่อนำไปประยุกต์ใช้งานจริง สายอากาศที่ทำการออกแบบนี้สามารถหาตำแหน่งที่ตั้งของตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ตั้งแสดงในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 การหาตำแหน่งที่ตั้งของตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่

นอกจากนั้น วิธีการ JADE based on MUSIC ยังสามารถหาทิศทางของสัญญาณและค่าของเวลาของสัญญาณได้มากกว่าจำนวนของสายอากาศที่ใช้ ทำให้ไม่ต้องใช้จำนวนสายอากาศมากกว่าจำนวนทิศทางที่เข้ามาของสัญญาณตามแบบวิธีการเดิมๆ ที่มีอยู่ ซึ่งจะเป็นประโยชน์อย่างมากในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริงที่มีการเข้ามาของสัญญาณหลายๆ เส้นทาง (multipath propagation) ที่สถานีฐาน

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นสามารถสรุปลักษณะสำคัญของวิธีการหาทิศทางที่เข้ามาของคลื่นทั้งสองวิธีเมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบ ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ลักษณะสำคัญของวิธีการหาทิศทางที่เข้ามาของคลื่น

ลักษณะสำคัญ	วิธี MUSIC	วิธี JADE based on MUSIC
จำนวนสัญญาณ	น้อยกว่าจำนวนสายอากาศ	มากกว่าจำนวนสายอากาศ
รูปแบบสัญญาณ	ไม่มีความสัมพันธ์กัน หรือ มีความสัมพันธ์กันบางส่วน	ไม่มีความสัมพันธ์กัน มีความสัมพันธ์กันบางส่วน หรือ มีความสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 (ต่อ)

การหาทิศทางการเข้ามาของสัญญาณ	สามารถหาได้	สามารถหาได้
การหาค่าหน่วงเวลาของสัญญาณ	ไม่สามารถหาได้	สามารถหาได้
การหาตำแหน่งของแหล่งกำเนิดสัญญาณ	ไม่สามารถหาได้	สามารถหาได้

จากบทที่ 4 ได้ทำการวิเคราะห์ถึงวิธีการปรับลำคลื่นเพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบ และจากผลการวิเคราะห์จะพบว่า สามารถปรับลำคลื่นหลักของสายอากาศให้อยู่ในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการและปรับจุดอับของลำคลื่นให้อยู่ในทิศทางของสัญญาณที่ไม่ต้องการได้โดยใช้วิธีการ optimum beamforming และ optimum interference plus noise rejector ทำให้ค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณสอดแทรกมีค่าเพิ่มขึ้นตามผลการวิเคราะห์ที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 4 ซึ่งเป็นผลให้คุณภาพของการติดต่อสื่อสารสูงขึ้นตามไปด้วย

จากการใช้วิธีการปรับลำคลื่นทั้งสองวิธีที่ได้กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปลักษณะสำคัญของวิธีการทั้งสองเมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบได้ดังตารางที่ 5.4

ตารางที่ 5.4 ลักษณะสำคัญของวิธีการปรับลำคลื่น

ลักษณะสำคัญ	วิธี optimum beamforming	วิธี optimum interference plus noise rejector
การปรับลำคลื่นหลักไปในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ	สามารถทำได้	สามารถทำได้
การปรับจุดอับของลำคลื่นไปในทิศทางของสัญญาณที่ไม่ต้องการ	สามารถทำได้	สามารถทำได้
รูปแบบสัญญาณ	ไม่มีความสัมพันธ์กัน	ไม่มีความสัมพันธ์กัน มีความสัมพันธ์กันบางส่วน หรือมีความสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์
ค่า SIR หลังจากปรับลำคลื่น	มีค่าเพิ่มขึ้น	มีค่าเพิ่มขึ้น
ความถูกต้องในการปรับลำคลื่น	มีความคลาดเคลื่อนมาก	มีความคลาดเคลื่อนน้อย

ดังนั้น การนำวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นและการปรับลำคลื่นมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบ สามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับตัวสายอากาศในการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ได้ และยังเป็นผลให้ประสิทธิภาพของการติดต่อสื่อสารในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่มีค่าเพิ่มขึ้นด้วย

5.2.5 การพิจารณาถึงระบบที่สายอากาศสามารถนำไปใช้งานได้

จากการออกแบบสายอากาศในบทที่ 2 ได้ทำการออกแบบสายอากาศให้สามารถทำงานได้ในย่าน IMT-2000 สำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 1710 MHz ถึง 1930 MHz โดยจากผลวิเคราะห์และผลการทดสอบจะพบว่า สายอากาศสามารถทำงานได้ตลอดช่วงความถี่ที่ทำการออกแบบ สำหรับช่วงความถี่ที่ทำการออกแบบนี้ได้ครอบคลุมการใช้งานหลายประเภทด้วยกัน ทำให้สายอากาศที่ออกแบบสามารถถูกนำไปใช้งานได้หลายระบบด้วยกัน ดังตารางที่ 5.5

ตารางที่ 5.5 ประเภทของระบบที่ใช้งานในย่านความถี่ที่ออกแบบ

ช่วงความถี่ (MHz)	ประเภทของระบบที่ใช้งาน
1710 – 1785	ระบบ GSM 1800 ทางด้าน uplink
1805 – 1880	ระบบ GSM 1800 ทางด้าน downlink
1850 – 1910	ระบบ GSM 1900 ทางด้าน uplink
1880 – 1900	ระบบ DECT
1895 – 1918	ระบบ PCT
1900 – 1920	ระบบ UMTS แบบ TDD

คำย่อของระบบที่ใช้ในตารางที่ 5.5 สามารถแสดงได้ดังนี้

- GSM ; Global System for Mobile communication
- DECT ; Digital Enhanced Cordless Telecommunication
- PCT ; Personal Cordless Telephone
- UMTS ; Universal Mobile Telecommunications System
- TDD ; Time Division Duplex

5.3 สรุป

ในบทนี้ได้ทำการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศที่ทำการออกแบบ ซึ่งแสดงให้เห็นว่า เอกสารสามารถนำสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบไปประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานแบบ 3G ไม่ว่าจะเป็นกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคโนโลยีในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ได้ โดยโครงสร้างของสายอากาศสามารถลดสัญญาณสอดแทรกในช่องสัญญาณเดียวกันที่สถานีฐานและสามารถลดจำนวนรวมถึงค่าใช้จ่ายที่ใช้ในการติดตั้งสายอากาศที่สถานีฐานได้อีกด้วย

จากการใช้วิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นและการปรับลำคลื่นทำให้สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของการติดต่อสื่อสารได้เนื่องจาก สามารถทำให้ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณสอดแทรกมีค่าเพิ่มขึ้น เป็นผลให้สัญญาณที่รับได้มีคุณภาพมากขึ้น ประสิทธิภาพของการติดต่อสื่อสารก็จะสูงขึ้นตามลำดับ นอกจากนี้ สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลายระบบด้วยกันสำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่ ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านอื่นๆ ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการเสนอสายอากาศแบบแถวลำดับโมโนโพลยาภิบนระนาบกราวด์เพื่อใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐานในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ โดยจุดประสงค์ของการออกแบบก็เพื่อต้องการลดสัญญาณสอดแทรกในช่องสัญญาณเดียวกันที่สถานีฐาน และลดจำนวนของสายอากาศรวมถึงค่าใช้จ่ายที่ใช้ในการติดตั้งสายอากาศที่สถานีฐาน นอกจากนี้ ได้นำวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นและการปรับลำคลื่นมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการติดต่อสื่อสารในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่

6.1 สรุปเนื้อหาโดยรวม

สำหรับโครงสร้างของสายอากาศได้ถูกออกแบบให้มีลักษณะเป็นแบบเซกเตอร์ทั้งหมด 3 เซกเตอร์ โดยแต่ละเซกเตอร์จะมีองค์ประกอบวางอยู่ห่างกันเป็นมุมเท่ากับ 120 องศา ซึ่งในแต่ละเซกเตอร์จะประกอบด้วยองค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวบังคับทิศทาง 3 ตัว องค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกำลังงาน 1 ตัว และองค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อน 1 ตัว ดังนั้น โครงสร้างโดยรวมของสายอากาศทั้งหมด 3 เซกเตอร์จะประกอบไปด้วยตัวบังคับทิศทาง 9 ตัว ตัวจ่ายกำลังงาน 3 ตัว และตัวสะท้อน 1 ตัว ซึ่งจะใช้ร่วมกันทั้ง 3 เซกเตอร์ โดยองค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวบังคับทิศทางมีความยาวเท่ากับ 3 ซม. องค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกำลังงานมีความยาวเท่ากับ 3.75 ซม. และองค์ประกอบที่ทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนมีความยาวเท่ากับ 4.8 ซม. ตามลำดับ ซึ่งองค์ประกอบทั้งหมดจะวางอยู่บนระนาบกราวด์วงกลมขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 40 ซม. และวัสดุที่ใช้ในการสร้างองค์ประกอบและระนาบกราวด์วงกลมจะเป็นวัสดุที่ทำจากทองแดงซึ่งมีค่าความนำไฟฟ้าเท่ากับ 5.8×10^7 S/m

ในการออกแบบสายอากาศได้ทำการออกแบบที่ความถี่เท่ากับ 1820 MHz ซึ่งเป็นความถี่กลางในย่านความถี่ IMT-2000 สำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่ และเพื่อให้บรรลุถึงข้อกำหนดสำหรับการออกแบบสายอากาศแบบ 3 เซกเตอร์ ทำให้ได้ว่า สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบมีค่าความกว้างของลำคลื่นที่ก่าลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในแต่ละเซกเตอร์จะมีค่าเท่ากับ 86 องศา มีค่าสภาวะจางทิศทางในแต่ละเซกเตอร์เท่ากับ 6.99 dBi และมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งน้อยกว่า 2 ตลอดย่านความถี่ที่ได้ทำการออกแบบ

นอกจากนี้ ได้นำวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นและวิธีการปรับลำคลื่นมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการติดต่อสื่อสารในระบบการสื่อสาร เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคลื่อนที่ โดยวิธีการหาทิศทางการเข้ามาของคลื่นที่สามารถใช้ได้กับสายอากาศที่ทำการออกแบบ ได้แก่ วิธี MUSIC และวิธี JADE based on MUSIC ส่วนวิธีการปรับลำคลื่นได้แก่ วิธี optimum beamforming และวิธี optimum interference plus noise rejector ซึ่งจากผลการวิเคราะห์จะพบว่า วิธีการเหล่านี้สามารถทำให้สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบสามารถหาตำแหน่งทิศทางการเข้ามา ตำแหน่งของแหล่งกำเนิด และสามารถปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณที่เข้ามาได้ เป็นผลให้ประสิทธิภาพของการติดต่อสื่อสารในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่เพิ่มขึ้น

และจากการประเมินประสิทธิภาพของสายอากาศ จะพบว่า สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ได้ และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลายระบบด้วยกันได้แก่ ระบบ GSM 1800 ระบบ GSM 1900 ระบบ DECT ระบบ PCT และระบบ UMTS แบบ TDD

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากผลการวิเคราะห์และผลการทดสอบจะพบว่า สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐานในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ได้ แต่จะพบว่าสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบนั้น จะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางค่อนข้างต่ำกว่าสายอากาศทั่วไปที่ใช้อยู่ที่สถานีฐานแบบเซกเตอร์ ดังนั้น ถ้าสามารถพัฒนาให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางมากขึ้นใกล้เคียงกับสายอากาศที่ใช้งานอยู่ทั่วไปที่สถานีฐานแบบเซกเตอร์ (คือ มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางอย่างน้อยเท่ากับ 12 dBi) [41] ก็จะทำให้สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นและสามารถนำไปใช้แทนที่สายอากาศที่มีอยู่เดิมที่สถานีฐานแบบเซกเตอร์ได้โดยไม่ต้องมีการปรับเปลี่ยนกำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณที่สถานีฐาน แต่ทั้งนี้ จะต้องคำนึงถึงค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครั้งหนึ่งด้วย ซึ่งจะต้องมีค่าอยู่ในช่วง 80 ถึง 100 องศา โดยค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครั้งหนึ่งนี้จะแปรผกผันกับค่าสภาพเจาะจงทิศทางคือ เมื่อค่าสภาพเจาะจงทิศทางมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครั้งหนึ่งจะมีค่าลดลง ซึ่งข้อจำกัดนี้เป็นผลให้ไม่สามารถออกแบบสายอากาศให้มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงได้ เพราะจะทำให้ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครั้งหนึ่งไม่อยู่ในช่วงที่กำหนดไว้ โดยสมมติฐานที่ตั้งไว้ก็คือ ถ้าสามารถลดความกว้างของลำคลื่นในระนาบมุมยกของสายอากาศได้ นำจะเป็นผลให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศมีค่าที่สูงขึ้นได้โดยไม่ต้องทำให้ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครั้งหนึ่งในระนาบมุมกวาดของสายอากาศมีค่าลดลง นั่นหมายความว่าสามารถทำให้สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงขึ้นได้โดยค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครั้งหนึ่งในระนาบมุมกวาดยังคงอยู่ในช่วงที่ต้องการ

สำหรับผลที่ได้จากการสร้างและการทดสอบที่มีค่าผิดพลาดเพิ่มขึ้นไปบ้างเล็กน้อยอาจจะเกิดขึ้นจากการไม่สัมพันธ์กันอย่างแท้จริงระหว่างสายอากาศกับสายนำสัญญาณ ความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัด รวมถึงตัวต่อ (connector) ที่ใช้ในการเชื่อมต่อกับสายอากาศ ซึ่งสิ่งเหล่านี้ อาจจะทำให้เกิดการสูญเสีย (loss) ได้ เป็นผลให้เกิดความผิดพลาดเพิ่มขึ้นไปเล็กน้อยไม่สมบูรณ์เหมือนกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ แต่ผลทดสอบโดยรวมแสดงให้เห็นว่า สายอากาศที่ได้สร้างขึ้นนี้ สามารถนำไปใช้งานได้ตรงตามความต้องการที่ได้ทำการออกแบบไว้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] M. J. Underhill, "Comparison of the predicted performance of typical HF and VHF Yagi-Uda antennas with the theoretical limit of all their elements being driven," *HF Radio Systems and Techniques, Eighth International Conference on*, No. 474, pp. 163-168, 10-13 July 2000.
- [2] Y. Mushiake, "A report on Japanese developments of antennas from Yagi-Uda antenna to self-complementary antennas," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 3, pp. 841-844, 22-27 June 2003.
- [3] Y. Mushiake, "A theoretical analysis of the multi-element end-fire array with particular reference to the Yagi-Uda antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 4, Issue 3, pp. 441-444, Jul 1956.
- [4] D. K. Cheng, "Gain Optimization for Yagi-Uda Arrays," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 33, Issue 3, pp. 42-46, June 1991.
- [5] K. P. Ray, J. V. Chande, S. H. Damle, "The mutual coupling effect on the input impedance and radiation pattern of Yagi antenna in an array environment," *Microwave and Optoelectronics Conference Proceedings, SBMO/IEEE MTT-S International*, Vol. 1, pp. 326-331, 24-27 July 1995.
- [6] K. Mizuno, K. Uehara, H. Nishimura, T. Yonekura, T. Suzuki, "Yagi-Uda array for millimeter-wave imaging," *Electronics Letters*, Vol. 27, Issue 2, pp. 108-109, 17 Jan 1991.
- [7] K. Awadalla, T. Maclean, "Monopole antenna at center of circular ground plane: Input impedance and radiation pattern," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 27, Issue 2, pp. 151-153, Mar 1979.
- [8] J. Richmond, "Monopole antenna on circular disk," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 32, Issue 12, pp. 1282-1287, Dec 1984.
- [9] E.-H.M.A. Eid, A.-H. Ammar, K. I. Montasser, E. A. El-Diwani, H. E. Abdel-Raouf, "The monopole antenna above a finite disk with circular cross section," *IMTC/94 Conference Proceedings, 10th Anniversary Advanced Technologies in I&M*, pp. 7-10, 10-12 May 1994.

- [10] H. Xin, K. Matsugatani, M. Kim, J. Hacker, J. A. Higgins, M. Rosker, M. Tanaka, "Mutual coupling reduction of low-profile monopole antennas on high-impedance ground plane," *Electronics Letters*, Vol. 38, Issue 16, pp. 849-850, 1 Aug 2002.
- [11] M. J. Ammann, C. N. Zhi, "Wideband monopole antennas for multi-band wireless systems," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 45, Issue 2, pp. 146-150, April 2003.
- [12] T. Maruyama, K. Uehara, K. Kagoshima, "Analysis and Design of Multi-Sector Monopole Yagi-Uda Array Mounted on a Ground Plane Using Moment Method," *Computation in Electromagnetics, Third International Conference (Conf. Publ. No. 420)*, pages 289-294, 10-12 April 1996.
- [13] C. A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [14] S. Leon, "Linear Algebra with Applications," Third Edition, Macmillan Publishing Company, 1990.
- [15] G. A. Thiele, "Analysis of Yagi-Uda Type Antennas," *IEEE Trans Antennas Propagat.*, Vol. AP-17, No. 1, pp. 24-31, January 1969.
- [16] มงคล ทองสงคราม, "สนามแม่เหล็กไฟฟ้า," พิมพ์ครั้งที่ 2, กรุงเทพฯ, บริษัท รามาการพิมพ์ จำกัด, 2539.
- [17] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius, J. A. G. Malherbe, "Introduction to The Uniform Geometrical Theory of Diffraction," Artech House, 1990.
- [18] S. R. Saunders, "Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems," John Wiley & Sons, Ltd., 1999.
- [19] A. Aragon and S. R. Saunder, "Three Sector Antenna Prediction Based on Omnidirectional antenna Measurements," University of Surrey Center for Communications System Research Guildford, Surrey GU2 5XH, United Kingdom.
- [20] "Allgon Antenna System" [online]. Available : <http://www.allgon.com>
- [21] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, "Smart Antennas for Wireless Communications : IS-95 and Third Generation CDMA Applications," Prentice Hall, 1999.
- [22] P. Rawiwan, P. Stayarak, P. Supanakoon, M. Chamchoy, S. Promwong and P. Tangtisanon, "Direction-of-Arrival Estimation using MUSIC and ESPRIT Algorithm," *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24*, หน้า 682-686, 22-23 พ.ย. 2544.

- [23] H. Krim and M. Viberg, "Two Decades of Array Signal Processing Research," *IEEE Signal Processing Mag.*, pp. 67-94, July 1996.
- [24] B. Ottersten, M. Viberg, and T. Kailath, "Performance Analysis of the Total Least Squares ESPRIT Algorithm," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 39, no. 5, pp. 1122-1135, May 1991.
- [25] M. T. Ho, "A Comparison of Wideband Subspace Methods for Direction-of Arrival Estimation," *Master Thesis of Ohio State University*, 2002.
- [26] B. Friedlander and A. Weiss, "Direction Finding Using Spatial Smoothing with Interpolated Arrays," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 28, pp. 574-587, Apr. 1992.
- [27] M. Haardt and J. A. Nossek, "Unitary ESPRIT : How to Obtain Increased Estimation Accuracy with a Reduced Computational Burden," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 43, no. 5, pp. 1232-1242, May 1995.
- [28] P. Satayarak, P. Rawiwan, P. Supanakoon, M. Chamchoy, S. Promwong and P. Tangtisanon, "The Achievable Performance of Unitary-ESPRIT Algorithm for DOA Estimation," *Proc. ITC-CSCC 2002*, vol. 3, pp. 1578-1581, July 2002.
- [29] Z. Hu, "Evaluations of Joint Angle of Arrival and Delay of Arrival Estimation (JADE) Algorithms Using the Antenna Array Systems," *Master Thesis of Virginia Polytechnic Institute and State University*, Dec. 1998.
- [30] M. C. Vanderveen, B. C. Ng, C. B. Papadius and A. Paulraj, "Joint Angle and Delay Estimation (JADE) for Signals in Multipath Environments," *Proc. IEEE*, pp. 1250-1254, May 1997.
- [31] M. C. Vanderveen, C. B. Papadius and A. Paulraj, "Joint Angle and Delay Estimation (JADE) for Multipath Signals Arriving at an Antenna Array," *IEEE Communications Letters*, vol. 1, no. 1, pp. 12-14, Jan. 1997.
- [32] P. Satayarak, P. Rawiwan, M. Chamchoy, P. Supanakoon and P. Tangtisanon, "Study on Joint Angle and Delay Estimation Based on MUSIC for Multipath Fading Signals," *Proc. ISCIT 2002*, pp. 317-320, Oct. 2002.
- [33] M. Abramowitz and I. A. Stegun, "*Handbook of Mathematical Functions*," Dover Publications, Inc., New York, 1972.

- [34] A. N. Langville and W. J. Stewart, "The Kronecker Product and Stochastic Automata Networks," *Operations Research Program and Department of Computer Science*, N. Carolina State University, May 2002.
- [35] รศ.ดร.ธีระพร วีระถาวร, "ความน่าจะเป็นกับการประยุกต์," พิมพ์ครั้งที่ 2, กรุงเทพฯ, นำอักษรกรพิมพ์, 2539.
- [36] L. C. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II : Beamforming and Direction-of-Arrival Considerations," *Proc. IEEE*, vol. 85, no. 8, pp. 1195-1245, Aug. 1997.
- [37] Y. Bresler, V. U. Reader, "Optimum Beamforming for Coherent Signal and Interferences," *IEEE Trans. on Acoustics Speech and Signal Processing*, vol. 36, no. 6, June 1988.
- [38] A. H. EL Zooghy and C. G. Christodolou, "Optimum Beamforming for Co-Channel Interference Nulling in Mobile Satellite Communications," *Proc. IEEE*, pp. 522-525, May 1996.
- [39] T. J. Shan and T. Kailath, "Adaptive Beamforming for Coherent Signals and Interference," *IEEE Trans. on Acoustics Speech and Signal Processing*, vol. Assp-33, no. 3, pp. 527-536, June 1985.
- [40] รศ.ดร.ถวิล พึ่งมา, "ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์," พิมพ์ครั้งที่ 2, ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2541.
- [41] Nokia Telecommunications, "GSM/DCS Network Planning & Tool Overview," 1999.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายฉัตรชัย บุรณะคุณาภรณ์
วัน เดือน ปีเกิด	21 เมษายน 2522
ที่อยู่	48/18 หมู่ 6 ซ.เจริญสุข ถ.ประชาราษฎร์ ต.ตลาดขวัญ อ.เมือง จ.นนทบุรี 11000 โทร.02-526-3806, 01-492-9730
ประวัติการศึกษา	2545 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้