



รายงานการวิจัย

สายอากาศลำคลื่นแม่เหล็กกับพื้นโลกโดยใช้แฉวลำดับสะท้อน
(Earth Matched Beam Antenna using Reflectarray)

คณะผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. รังสรรค์ วงศ์สวรรค์

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผู้ร่วมวิจัย

ดร. ปิยาภรณ์ กระจงนอก

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2550

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

มีนาคม 2551

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยฉบับนี้สามารถดำเนินการได้ และได้รับผลสำเร็จบรรลุตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้ทุกประการ โดยได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ 2550 และได้รับความช่วยเหลือด้านการวิจัยจาก ดร. ปิยะภรณ์ กระจงนอก สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยใคร่ขอกราบขอบคุณบิดามารดาและครอบครัว ซึ่งให้การสนับสนุนและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยเสมอมา

รังสรรค์ วงศ์สวรรค์

บทคัดย่อ

สายอากาศเป็นส่วนสำคัญของระบบสื่อสาร มีหน้าที่แพร่กระจายกำลังงานไปในทิศทางที่ต้องการ ซึ่งสายอากาศชนิดหนึ่งที่นิยมใช้งานบนดาวเทียมในปัจจุบันคือสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา (Parabolic Reflector) เนื่องจากให้อัตราขยายก่อนข้างสูง แต่มีความกว้างลำคลื่นแคบ และโครงสร้างของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา มีลักษณะที่เป็นผิวโค้ง จึงทำให้สูญเสียพื้นที่ไปจำนวนหนึ่งในการประกอบและติดตั้งเข้ากับดาวเทียม และจะเกิดผลกระทบต่อพลวัตของโครงสร้างโดยรวมของดาวเทียม ในขณะที่ปล่อยเข้าสู่วงโคจร เพื่อลดปัญหาดังกล่าวจึงมีการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบไมโครสตริป (Microstrip Reflectarray) ที่มีลักษณะราบเรียบ แต่สามารถให้คุณสมบัติเช่นเดียวกับตัวสะท้อนพาราโบลา ซึ่งสายอากาศดังกล่าวมีข้อดีคือ ขนาดเล็กกะทัดรัด น้ำหนักเบา และติดตั้งง่าย และเนื่องจากดาวเทียมวงโคจรต่ำมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูง จึงทำให้ระยะเวลาที่สถานีภาคพื้นดินติดต่อกับดาวเทียมมีน้อยมาก ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอการออกแบบแผ่นสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบไมโครสตริปด้วยเทคนิคการจัดเฟสของสัญญาณให้เกิดคุณลักษณะเสมือนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน โดยการใช้การควบคุมเฟสด้วยวิธีปรับขนาดแผ่นสะท้อน เพื่อทำให้เกิดความกว้างลำคลื่นขนาดใหญ่ ซึ่งจะสามารถควบคุมให้ลำคลื่นแมตช์กับพื้นโลก (Earth Matched Beam) ได้ และสามารถเพิ่มระยะเวลาที่สถานีภาคพื้นดินติดต่อกับดาวเทียมด้วย นอกจากนี้สายอากาศดังกล่าวจะให้คุณสมบัติที่เหมาะสมสำหรับใช้งานกับสถานีฐานของเทคโนโลยีเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายในห้องขนาดใหญ่ด้วย โดยให้ลำคลื่นครอบคลุมเฉพาะพื้นที่ที่ต้องการ มีอัตราขยายสูง วิธีการที่ใช้ในการวิเคราะห์คำนวณจะใช้การจำลองปัญหาสายอากาศด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ (Method of Moments หรือ MoM) แล้วนำมาสร้างสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 10 GHz เพื่อนำไปวัดทดสอบคุณสมบัติเปรียบเทียบความแม่นยำกับผลจากการจำลองปัญหาด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ต่อไป

Abstract

An antenna is an important component to radiate signal energy in a desired direction for communication system. It is well known that a parabolic reflector antenna has been widely used in radar and satellite communication systems for their earth station antennas. However a large reflector is required for high gain and low side lobe antenna. Because of its extremely large size and curvature, it is generally difficult to implement the desired reflector shape. A novel type of antenna that combines the technologies of reflector and array, namely the microstrip reflectarray, has essentially no limitation in its dimensions and has much less distortion in its planar shape. This operation is similar in concept to a parabolic reflector that naturally forms a planar phase front when a feed is placed at its focus. Reflectarray fulfills the need for low cost, low profile, light weight, and easy installation. Since a Low-Earth Orbit (LEO) satellite moves in very high speed, using a high-gain antenna whose main-beam coverages only a small area does encounter the satellite link establishment. To overcome these limitations, this research proposes a high-gain broad-beam microstrip reflectarray antenna using backscattering technique. To achieve broad-beamwidth and hence earth-matched beam antenna, phase of each array element in the reflectarray antenna is specific designed to emulate the curvature of the parabolic reflector by using a hybrid method. Moreover, this approach is fruitful for high-gain antenna application, especially for Wireless Local Area Network (WLAN) large-scale indoor base station. For analysis and design, a full-wave Method of Moments (MoM) is utilized in this research. To validate the proposed concept, an X-band microstrip reflectarray antenna was designed based on the developed MoM analysis tool. The antenna was realized and experimented to validate the technique and the developing analysis tool.

สารบัญ

| | หน้า |
|---|------|
| กิตติกรรมประกาศ | ก |
| บทคัดย่อภาษาไทย | ข |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ | ค |
| สารบัญ | ง |
| สารบัญภาพ | ฉ |
| สารบัญตาราง..... | ช |
| บทที่ 1 บทนำ | |
| ความสำคัญและที่มาของปัญหาการวิจัย | 1 |
| วัตถุประสงค์ของการวิจัย | 2 |
| สมมุติฐานของการวิจัย..... | 3 |
| ข้อตกลงเบื้องต้น..... | 3 |
| ขอบเขตของการวิจัย | 3 |
| วิธีการดำเนินการวิจัย..... | 3 |
| ระเบียบวิธีวิจัย | 4 |
| ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย | 5 |
| บทที่ 2 ปรัชญาบรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง | |
| บทนำ..... | 6 |
| ปรัชญาบรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง..... | 6 |
| สรุป..... | 15 |
| บทที่ 3 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง | |
| บทนำ..... | 16 |
| คุณลักษณะของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน..... | 16 |
| เทคนิคการออกแบบแผ่นสะท้อนของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริป.... | 23 |
| ฟังก์ชันกรีนไดแอดิก (Dyadic Green's Function)..... | 26 |
| สนามตกกระทบ (Incident Field) และสนามสะท้อน (Reflected Field)..... | 36 |
| ระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment Method)..... | 40 |

สารบัญ (ต่อ)

| | หน้า |
|--|------|
| การวิเคราะห์แผ่นสะท้อนด้วยหลักการแถวลำดับอนันต์ (Infinite Array)..... | 44 |
| สรุป..... | 51 |
| บทที่ 4 การออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป | |
| บทนำ..... | 52 |
| การศึกษาแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศป้อนและสนามตกกระทบ บนแถวลำดับสะท้อน..... | 52 |
| การศึกษาการหาระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อน | 55 |
| การศึกษาการประวิงเฟสของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน..... | 56 |
| การศึกษาการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection Coefficient)..... | 58 |
| การศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างเฟสสะท้อนกับขนาดของแผ่นสะท้อน..... | 61 |
| การศึกษาแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน..... | 63 |
| สรุป..... | 63 |
| บทที่ 5 ผลการวัดทดสอบ | |
| บทนำ..... | 64 |
| วิธีการสร้างสายอากาศต้นแบบ..... | 64 |
| ผลการทดลองวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน..... | 66 |
| สรุป..... | 69 |
| บทที่ 6 บทสรุป | |
| สรุปผลการวิจัย | 70 |
| ข้อเสนอแนะ | 71 |
| บรรณานุกรม | 72 |
| ประวัติผู้วิจัย | 74 |

สารบัญภาพ

| | หน้า |
|---|------|
| รูปที่ 3.1 สายอากาศแถวลำดับแบบไมโครสตริป | 17 |
| รูปที่ 3.2 สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าของตัวสะท้อน | 17 |
| รูปที่ 3.3 สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป | 18 |
| รูปที่ 3.4 การแผ่กระจายคลื่นในสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกและสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป | 20 |
| รูปที่ 3.5 การประวิงเฟสในสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป | 20 |
| รูปที่ 3.6 การประวิงเฟสเนื่องจากการเลื่อนตัวป้อนสัญญาณและหน้าคลื่น | 21 |
| รูปที่ 3.7 แบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิก | 22 |
| รูปที่ 3.8 สายอากาศแถวลำดับสะท้อนซึ่งมีการจัดเฟสแผ่นสะท้อนเสมือนตามลักษณะผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน | 23 |
| รูปที่ 3.9 การปรับขนาดของแผ่นสะท้อน | 24 |
| รูปที่ 3.10 ความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของแผ่นสะท้อนกับเฟสสะท้อน | 24 |
| รูปที่ 3.11 การปรับความยาวของสตัป | 25 |
| รูปที่ 3.12 การปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน | 26 |
| รูปที่ 3.13 แผ่นสะท้อนไมโครสตริป | 27 |
| รูปที่ 3.14 อิลิเมนต์กระแสนบนแผ่นกราวด์ไดอิเล็กตริกในทิศทาง y | 31 |
| รูปที่ 3.15 การแปลงระบบพิกัดสำหรับใช้หาสนามตกกระทบและสนามสะท้อนบนแผ่นไดอิเล็กตริกกราวด์ | 37 |
| รูปที่ 3.16 วงจรสมมูลสายส่งสำหรับระนาบคลื่นตกกระทบบนแผ่นไดอิเล็กตริกกราวด์ | 38 |
| รูปที่ 3.17 การกระจายโหมดสำหรับแผ่นสะท้อนไมโครสตริป | 42 |
| รูปที่ 3.18 แถวลำดับอนันต์ (Infinite Array) ของอิลิเมนต์ไดโพลในระบบ Skewed Coordinate | 44 |
| รูปที่ 3.19 แถวลำดับอนันต์ของแผ่นสะท้อน | 46 |
| รูปที่ 3.20 Grating Lobe Diagram | 49 |
| รูปที่ 4.1 รูปทรงเรขาคณิตของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน | 53 |
| รูปที่ 4.2 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของตัวป้อนปิรามิด | 54 |
| รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแถวลำดับอนันต์กับการปรับขนาดแผ่นสะท้อน | 56 |

สารบัญภาพ (ต่อ)

| | หน้า |
|--|------|
| รูปที่ 4.4 ตำแหน่งแผ่นสะท้อน | 57 |
| รูปที่ 4.5 การประวิงเฟสของแผ่นสะท้อนใดๆ บนสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน | 58 |
| รูปที่ 4.6 แสดงการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนสำหรับสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน | 59 |
| รูปที่ 4.7 แผ่นสะท้อนแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส | 59 |
| รูปที่ 4.8 รูปเรขาคณิตของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนสำหรับการจำลองแบบ | 60 |
| รูปที่ 4.9 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนที่มีแผ่นสะท้อน ขนาดเท่ากัน | 61 |
| รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวมกับความถี่ | 62 |
| รูปที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวมกับขนาดแผ่นสะท้อน ณ ความถี่ 10 GHz | 62 |
| รูปที่ 4.12 ผลการจำลองแบบแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน | 63 |
| รูปที่ 5.1 การออกแบบสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนโดยใช้โปรแกรม Potel99 | 65 |
| รูปที่ 5.2 PCB Prototype Machine | 65 |
| รูปที่ 5.3 สายอากาศแฉวลำดับสะท้อนต้นแบบ | 66 |
| รูปที่ 5.4 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน | 67 |
| รูปที่ 5.5 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน | 67 |

สารบัญตาราง

| | หน้า |
|---|------|
| ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง | 6 |
| ตารางที่ 5.1 คุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป | 68 |

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหาการวิจัย

ในปัจจุบันเทคโนโลยีอวกาศและภูมิสารสนเทศมีความสำคัญต่อการพัฒนาประเทศ สามารถนำมาใช้ในการเพิ่มขีดความสามารถในการพัฒนาและแข่งขันกับประเทศคู่แข่งรวมทั้งประเทศเพื่อนบ้านได้ นอกจากนี้ยังสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานกับอีกเทคโนโลยีหนึ่งที่กำลังได้รับความนิยมเพิ่มสูงขึ้นเป็นอย่างมาก นั่นคือ เทคโนโลยีเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (Wireless Local Area Network หรือ WLAN) เนื่องจากเครือข่ายไร้สายได้สร้างความสะดวกสบาย และมีอิสระในการใช้งานเครือข่ายคอมพิวเตอร์ ทำให้มีการค้นคว้าและวิจัยเพื่อพัฒนาสายอากาศสำหรับใช้ในการสื่อสารดังกล่าวเป็นอย่างมาก ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการพัฒนาเทคโนโลยีด้านสายอากาศสำหรับการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำในอนาคต และสามารถประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารผ่านเครือข่ายไร้สายได้ด้วย และที่สำคัญสามารถที่จะออกแบบหรือสร้างอุปกรณ์ได้ด้วยวัสดุที่มีอยู่ภายในประเทศ

เหตุผลและความสำคัญของการทำวิจัยเพื่อสร้างอุปกรณ์ดังกล่าวนี้ เนื่องจากสายอากาศเป็นส่วนสำคัญของระบบสื่อสาร มีหน้าที่แผ่กระจายกำลังงานไปในทิศทางที่ต้องการ ซึ่งสายอากาศชนิดหนึ่งที่นิยมใช้งานบนดาวเทียมในปัจจุบันคือสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา (Parabolic Reflector) เนื่องจากให้อัตราขยายค่อนข้างสูง แต่มีความกว้างลำคลื่นแคบ และโครงสร้างของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา มีลักษณะที่เป็นผิวโค้ง จึงทำให้สูญเสียพื้นที่ไปจำนวนหนึ่งในการประกอบและติดตั้งเข้ากับดาวเทียม ซึ่งส่งผลกระทบต่อพลวัตของโครงสร้างโดยรวมของตัวดาวเทียม ในขณะที่ปล่อยเข้าสู่วงโคจรเพื่อลดปัญหาดังกล่าวจึงมีการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป (Microstrip Reflectarray) ที่มีลักษณะเป็นแผ่นราบเรียบ แต่สามารถให้คุณสมบัติเช่นเดียวกับตัวสะท้อนพาราโบลา ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศแผ่นสะท้อนไมโครสตริป (Microstrip Patch) นำมาเรียงเป็นแถวลำดับบนแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Board หรือ PCB) โดยใช้เทคนิคการจัดเฟส ซึ่งสายอากาศดังกล่าวมีข้อดีคือ ขนาดเล็กกะทัดรัด น้ำหนักเบา และติดตั้งง่าย ดังนั้นการพัฒนาสร้างสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสำหรับทดแทนสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาจึงเป็นหัวข้อวิจัยที่น่าสนใจ ทั้งยังเป็นการเริ่มวางรากฐานเชิงพาณิชย์และพัฒนาเทคโนโลยีด้านอวกาศขึ้นเองภายในประเทศอีกด้วย

กรณีของสายอากาศที่ใช้งานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายโดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างเป็นแบบโมโนโพล (Monopole Antenna) ซึ่งมีรูปแบบการแผ่กระจายกำลังงานแบบรอบตัวในระนาบเดียว (Omni Direction) จึงทำให้มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ (Directivity) และอัตราขยาย (Gain) ค่อนข้างต่ำ ซึ่งส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพโดยรวมของระบบ นอกจากนี้ยังไม่สามารถควบคุมลำคลื่นให้

ครอบคลุมเฉพาะพื้นที่ที่ต้องการได้ ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานโดยเปล่าประโยชน์ไปในทิศทางที่ไม่ต้องการ

สำหรับสายอากาศที่นำเสนอในงานวิจัยนี้จะใช้หลักการจัดเฟสของสัญญาณที่กระตุ้นให้กับแผ่นสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปด้วยวิธีปรับขนาดแผ่นสะท้อน เพื่อให้ได้การทำงานที่เหมือนกับผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิก และเนื่องจากสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกมีความกว้างลำคลื่นแคบ ทำให้แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานไม่ครอบคลุมพื้นที่รับบริการบนพื้นโลก นอกจากนั้นดาวเทียมวงโคจรต่ำมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูง จึงทำให้ระยะเวลาที่สถานีภาคพื้นดินติดต่อกับดาวเทียมมีน้อยมาก ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอการออกแบบแผ่นสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปด้วยเทคนิคการจัดเฟสของสัญญาณให้เกิดคุณลักษณะเสมือนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกและมีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน เพื่อให้ได้เกิดความกว้างลำคลื่นขนาดใหญ่ ซึ่งจะสามารถควบคุมให้ลำคลื่นแมตช์กับพื้นโลก (Earth-Matched Beam) ได้ โดยใช้การควบคุมเฟสด้วยวิธีปรับขนาดแผ่นสะท้อน และสามารถเพิ่มระยะเวลาที่สถานีภาคพื้นดินติดต่อกับดาวเทียมด้วย นอกจากนั้นสายอากาศดังกล่าวจะให้คุณสมบัติที่เหมาะสมสำหรับใช้งานกับสถานีฐานของเทคโนโลยีเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายในห้องขนาดใหญ่ด้วย โดยให้ลำคลื่นครอบคลุมพื้นที่ที่ต้องการโดยใช้สายอากาศชุดเดียว มีอัตราขยายสูง วิธีการที่ใช้ในการวิเคราะห์คำนวณจะใช้การจำลองปัญหาสายอากาศด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ (Method of Moments หรือ MoM) แล้วนำมาสร้างสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 10 GHz เพื่อนำไปวัดทดสอบคุณสมบัติเปรียบเทียบกับความแม่นยำกับผลจากการคำนวณและการจำลองปัญหาด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 ศึกษาวิธีการพัฒนาและออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป สำหรับการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำในอนาคต และสามารถประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารผ่านเครือข่ายไร้สายได้ด้วย

1.2.2 เพื่อควบคุมความกว้างลำคลื่นของสายอากาศให้แมตช์กับพื้นโลกและครอบคลุมพื้นที่รับบริการ

1.2.3 สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อศึกษาผลจากการวัดทดสอบ โดยเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากระเบียบวิธีโมเมนต์

1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

1.3.1 เทคนิคการจัดเฟสแผ่นสะท้อนของสายอากาศแฉกลำดับสะท้อนให้มีเฟสเสมือนตามลักษณะผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน จะทำให้ความกว้างลำคลื่นสูงขึ้น

1.3.2 การควบคุมเฟสด้วยวิธีปรับขนาดแผ่นสะท้อน จะทำให้แผ่นสะท้อนแต่ละแผ่นมีเฟสสะท้อนเสมือนตามลักษณะผิวโค้ง ณ ตำแหน่งแผ่นสะท้อนนั้นๆ

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 งานวิจัยนี้จะคิดค้นและพัฒนาสายอากาศแฉกลำดับสะท้อนไมโครสตริปเท่านั้น

1.4.2 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศจะมีลักษณะเหมือนกับแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ได้จากการสะท้อนจากด้านหลังของผิวโค้งแบบพาราโบลา

1.4.3 สายอากาศมีมุมครอบคลุมพื้นที่บริการประมาณ $\pm 65^{\circ}$

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

1.5.1 จำลองปัญหาของสายอากาศแฉกลำดับสะท้อนด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ ซึ่งให้ผลเฉลยแม่นยำ เพื่อวิเคราะห์แนวโน้มของการเปลี่ยนแปลงเฟสของแผ่นสะท้อน

1.5.2 วิจัย พัฒนา และออกแบบสายอากาศแฉกลำดับสะท้อนสำหรับการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำในอนาคต และสามารถประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารผ่านเครือข่ายไร้สายได้ด้วย

1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน

1. ศึกษาและสำรวจวรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง
2. ศึกษาวิธีการจัดเฟสรูปแบบต่างๆที่ใช้สำหรับสายอากาศแฉกลำดับสะท้อนแบบไมโครสตริป
3. ศึกษาการคำนวณการประวิงเฟสในสายอากาศแฉกลำดับสะท้อนไมโครสตริป
4. ศึกษาการคำนวณเฟสสะท้อนของแผ่นสะท้อนที่วางเรียงเป็นแฉกลำดับด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ (Method of Moments : MoM)
5. ศึกษาการคำนวณหาแบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Pattern) ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (Half-Power Beamwidth) อัตราการขยาย (Gain) และประสิทธิภาพ (Efficiency) ของแฉกลำดับสะท้อน

6. ออกแบบและสร้างสายอากาศต้นแบบที่มีคุณสมบัติตามต้องการ
7. จัดทำรายงานวิจัย ปรับปรุงแก้ไขข้อบกพร่องของผลงานวิจัย

1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

1. พัฒนาโปรแกรม MATLABTM ในการคำนวณหาการประวิงเฟสในสายอากาศ แถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป และหาความสัมพันธ์ระหว่างเฟสสะท้อนกับการปรับแผ่นสะท้อนโดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์
2. สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อทดสอบคุณสมบัติ

1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย

ห้องวิจัยและปฏิบัติการระบบสื่อสารไร้สาย ศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี 3 (F3) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

1. เครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (PC) รุ่น Pentium4 ฮาร์ดดิสค์ (HD) 80 Gbytes หน่วยความจำ (RAM) 512 Mbytes
2. โปรแกรม MATLABTM
3. เครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ยี่ห้อ Hewlett Packard รุ่น 8722D 50MHz-40GHz
4. Antenna Positioner
5. เครื่องจักรกลอัตโนมัติของศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีสำหรับสร้างส่วนประกอบของสายอากาศ

1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1. เก็บรวบรวมข้อมูลของสายอากาศจากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง
2. เก็บข้อมูลที่ได้จากการคำนวณหาการประวิงเฟสในสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป
3. เก็บข้อมูลที่ได้จากการคำนวณหาความสัมพันธ์ของเฟสสะท้อนกับการปรับแผ่นสะท้อน โดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์
4. เก็บข้อมูลที่ได้จากการหาคุณสมบัติของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบไมโคร สตริปจากโปรแกรมที่พัฒนาขึ้นเองเปรียบเทียบกับผลการวัดและทดสอบสายอากาศต้นแบบ

1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

วิเคราะห์ข้อมูลด้วยการเปรียบเทียบคุณสมบัติสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปที่ได้จากโปรแกรมที่พัฒนาขึ้นเองกับผลการวัดและทดสอบสายอากาศต้นแบบ ได้แก่ แบบรูปการแผ่กำลังงาน ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง และอัตราการขยายของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.7.1 เป็นองค์ความรู้ในการวิจัยต่อไป

1.7.2 ได้โปรแกรมจำลองผลเฉลยที่เกิดจากการพัฒนาระเบียบวิธีโมเมนต์ที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับปัญหาจริงในการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบไมโครสตริป

1.7.3 ได้ข้อสรุปอันเป็นประโยชน์เกี่ยวกับลักษณะรูปร่างของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบไมโครสตริปที่มีความกว้างลำคลื่นแมตซ์กับพื้นโลก เช่นเดียวกับที่ได้รับจากสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการสะท้อนจากด้านหลัง

1.7.4 ได้สายอากาศต้นแบบ เพื่อพัฒนาไปใช้งานจริง

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปได้มีการศึกษาวิจัยกันมานานพอสมควร โดยเริ่มจากการออกแบบแผ่นสะท้อนด้วยเทคนิคการจัดเฟส เพื่อให้ได้การทำงานที่เสมือนกับผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าตัวสะท้อน ดังได้กล่าวไว้ในบทที่ 1 วัตถุประสงค์หลักในงานวิจัยนี้คือการคิดค้นและพัฒนาวิธีการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปด้วยเทคนิคการจัดเฟสของสัญญาณให้เกิดคุณลักษณะเสมือนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน โดยใช้การควบคุมเฟสด้วยวิธีปรับขนาดแผ่นสะท้อน สำหรับการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำในอนาคต และสามารถประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารผ่านเครือข่ายไร้สายได้ด้วย ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องดำเนินการสำรวจและศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ทั้งนี้เพื่อให้ทราบถึงแนวทางการวิจัยที่เกี่ยวข้อง ระเบียบวิธีที่เคยถูกนำมาใช้ ผลการดำเนินการวิจัย ตลอดจนข้อคิดเห็นและข้อเสนอแนะต่างๆ เพื่อที่จะนำไปสู่วัตถุประสงค์หลักที่ได้ตั้งไว้ โดยฐานข้อมูลที่ใช้ในการสืบค้นงานวิจัยนั้นเป็นฐานข้อมูลที่มีชื่อเสียงและได้รับการยอมรับกันอย่างกว้างขวาง เช่น ฐานข้อมูล IEEE [1] และฐานข้อมูล IEICE [2] นอกจากนี้ยังได้ทำการสืบค้นงานวิจัยจากแหล่งอื่น ๆ เช่น จากห้องสมุดของมหาวิทยาลัยต่าง ๆ ทั้งในและต่างประเทศ ผลการสืบค้นที่ได้จะใช้เป็นแนวทางในการดำเนินการวิจัยต่อไป

2.2 ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการสืบค้นปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปในฐานข้อมูลที่มีชื่อเสียงดังได้กล่าวถึงข้างต้นตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน สามารถสรุปได้โดยย่อดังตารางที่ 2.1 โดยเรียงลำดับตามปี ค.ศ. ที่งานวิจัยนั้นได้รับการตีพิมพ์ ดังนี้

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

| ค.ศ. | คณะผู้วิจัย | การดำเนินการวิจัย |
|------|-------------------------------|--|
| 1987 | R.E. Munson <i>et al.</i> [4] | นำเสนอการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปเป็นกลุ่มแรก เพื่อใช้ในการสื่อสารผ่านดาวเทียม โดยแสดงการแผ่พลังงานกลับด้วยอะเพอร์เจอร์สี่เหลี่ยมผืนผ้า และศึกษาการปรับความยาวสลับไมโครสตริปเปรียบเทียบกับแผงพลังงานของแผ่นสะท้อน |

| | | |
|------|--------------------------------------|--|
| 1991 | J. Huang [5] | นำเสนอหลักการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับสะท้อนสำหรับระบบเรดาร์ด้วยอะเพอร์เจอร์วงกลม ด้วยการปรับความยาวสลับไมโครสตริป โดยศึกษาเกี่ยวกับประสิทธิภาพของสายอากาศ แต่การออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อน โดยใช้สลับทำให้เกิดการแผ่พลังงานปลอมเทียม ส่งผลให้มีการสูญเสีย |
| 1992 | F. Gautier <i>et al.</i> [6] | นำเสนอหลักการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนโดยใช้การปรับเฟสสะท้อนด้วยไดโอดซึ่งเสมือนกับการปรับตัวเก็บประจุ |
| 1993 | D.M. Pozar และ T.A. Metzler [7-8] | นำเสนอหลักการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับสะท้อนโดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์และเทคนิคแถวลำดับอนันต์ (Infinite Array) และหากราฟความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของแผ่นสะท้อนกับเฟสสะท้อน |
| 1994 | S.D. Targonki และ D.M. Pozar [9] | นำเสนอหลักการวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนด้วยการปรับขนาดของแผ่นสะท้อน โดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์ในการวิเคราะห์สายอากาศ และเน้นศึกษาเฉพาะสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่มีการโพลาไรซ์เชิงเส้น (Linear Polarization) เท่านั้น ผลการวิจัยพบว่าระดับการโพลาไรซ์ชันไขว้ (Cross-Polarization) ต่ำกว่าบีมหลัก -20 dB และอยู่ในทิศทางเดียวกัน ซึ่งการโพลาไรซ์ชันไขว้ที่เกิดจากการรั่วไหลของการแผ่พลังงานของสนามในเส้นประวิงเฟสไมโคร สตริป |
| 1994 | R. Profera และ E. Charles [10] | นำเสนอหลักการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบแอคทีฟโดยใช้ ตัวเลื่อนเฟส (Phase Shifter) ร่วมกับตัวขยาย (Amplifier) และเซอร์คิวเลเตอร์ (Circulator) |
| 1995 | D.C. Chang <i>et al.</i> [11] | นำเสนอการออกแบบและสร้างสายอากาศแถวลำดับสะท้อนโดยใช้เทคนิคการปรับเฟสด้วยการปรับความยาวของสลับไมโครสตริป ซึ่งใช้สลับสองตัววางตำแหน่งแตกต่างกัน 90° จึงทำให้สายอากาศมีสองการโพลาไรซ์ (Dual Linear Polarization) ส่งผลให้ระดับการโพลาไรซ์ไขว้ลดลง และประสิทธิภาพของสายอากาศเท่ากับ 70% ที่ความถี่ 9.35 GHz |

| | | |
|------|-----------------------------------|--|
| 1995 | J. Huang <i>et al.</i> [12] | J. Huang <i>et al.</i> ได้ตัดยอคงงานวิจัยของตนเองในปี 1990 โดยนำเสนอหลักการออกแบบและการสร้างสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบสองความถี่ (Dual Frequency) โดยใช้การออกแบบเป็นสองเลเยอร์ |
| 1995 | R.D. Javor และ K. Chang [13] | นำเสนอหลักการออกแบบและการสร้างสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบแถวลำดับเชิงเส้นที่มีสองการโพลาไรซ์ และสามารถสวิตช์บีมได้ โดยใช้เทคนิค Bonding Wire ตามความยาวสลับไมโครสตริป |
| 1996 | J. Huang [14] | ศึกษาหลักการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อน โดยพบว่าสมรรถนะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่ต้องพิจารณา คือ ประสิทธิภาพและความกว้างแถบ ซึ่งประสิทธิภาพของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนอยู่ในช่วง 50%-70% ของประสิทธิภาพของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิก เนื่องจากเกิดการสูญเสียจากการแผ่กำลังงานกลับ ซึ่งการสูญเสียนี้จะส่งผลกระทบต่อเมื่อออกแบบให้สายอากาศแถวลำดับสะท้อนมีความถี่ปฏิบัติการตั้งแต่คลื่นมิลลิเมตรและไมโครเวฟขึ้นไป นอกจากนั้นสายอากาศแถวลำดับสะท้อนจะมีความกว้างแถบค่อนข้างแคบเนื่องจากแผ่นสะท้อนและตัวป้อนมีความกว้างแถบแคบ ผลจากระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อน และการประวิงเฟส |
| 1997 | D.M. Pozar และ S.D. Targonki [15] | นำเสนอหลักการออกแบบและการสร้างสายอากาศแถวลำดับสะท้อนสำหรับคลื่นมิลลิเมตรด้วยการปรับขนาดของแผ่นสะท้อนโดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์ในการวิเคราะห์สายอากาศ ผลการวิจัยพบว่า ค่าเฟสผิดพลาด การเลือกชนิดของแผ่นวงจรพิมพ์ และความกว้างแถบจะมีผลกระทบต่อการออกแบบ โดยเมื่อปรับขนาดแผ่นสะท้อนจะทำให้เฟสมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วแบบไม่เป็นเชิงเส้น ส่งผลให้สามารถสามารถปรับขนาดแผ่นสะท้อนได้ประมาณ $\pm 5\%$ ของขนาดแผ่นสะท้อน ณ ความถี่ปฏิบัติการเท่านั้น จึงทำให้สายอากาศแถวลำดับสะท้อนมีความกว้างแถบแคบ นอกจากนั้นความหนาของไมโครสตริปทำให้ค่าเฟสผิดพลาดเพิ่มขึ้น เมื่อปรับเพิ่มขนาดแผ่นสะท้อนเท่าใดก็ตามจะไม่ |

| | | |
|------|--------------------------------------|--|
| | | เกิดเฟสสะท้อนที่ 0° และค่าเฟสผิดพลาดนี้ทำให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางและแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานลดลงด้วย และงานวิจัยนี้ยังแนะนำอีกว่า ยังไม่มีซอฟต์แวร์ช่วยคำนวณ (CAD) ใดๆ สามารถออกแบบสายอากาศชนิดนี้ได้ ดังนั้นการสร้างสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปด้วยการปรับขนาดของแผ่นสะท้อน จำเป็นต้องใช้การจำลองด้วยโปรแกรมที่เขียนขึ้นเองเพื่อวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศ โดยใช้ระเบียบวิธีที่ให้ผลเฉลยแม่นยำ |
| 1998 | J. Huang <i>et al.</i> [16] | นำเสนอหลักการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนในย่านแถบความถี่ Ka-band ให้มีเฟสสะท้อนที่สนามระยะไกลเท่ากันและมีการโพลาไรซ์เชิงวงกลม โดยใช้เทคนิคการปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อนที่มีสลับไมโครสตริปต่อรวมจากการวิจัยพบว่า สายอากาศให้ประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์มากกว่า 55% |
| 1998 | D. Pilz และ W. Menzel [17] | นำเสนอหลักการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนเพื่อลดการสูญเสียเนื่องจากการบล็อกของตัวป้อนสัญญาณด้วยหลักการ Folded ซึ่งใช้การบิด (Twist) โพลาไรซ์ 90° ร่วมกับการหาระยะโฟกัสของตัวสะท้อน |
| 1999 | D.M. Pozar และ S.D. Targonki [18] | นำแนวความคิดพื้นฐานของตนเองมาต่อยอดโดยนำเสนอการออกแบบ สร้างและทดสอบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปโดยใช้การสังเคราะห์เฟส ซึ่งสามารถจัดลำคลื่น (Shaped-Beam) ให้แบบรูปการแผ่กำลังงานครอบคลุมพื้นที่รับบริการได้ตามลักษณะภูมิประเทศของกลุ่มทวีปยุโรป สายอากาศนี้มีการโพลาไรซ์เชิงเส้นและความถี่ปฏิบัติการอยู่ในแถบความถี่ Ku-band จากผลการวิจัยพบว่าสายอากาศแถวลำดับสะท้อนนี้มีข้อดีคือ มีความกว้างแถบของแบบรูปการแผ่กำลังงานแคบกว่าตัวสะท้อนพาราโบลิกแบบจัดลำคลื่น และประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์ลดลง โดย 99% ของพื้นที่บริการมีสภาพเจาะจงทิศทางไม่น้อยกว่า 23 dB และสายอากาศนี้มีความถี่ปฏิบัติการเฉพาะแถบความถี่ต่ำ (14 GHz) ของ Ku-band เท่านั้น ซึ่งแตกต่างจาก |

| | | |
|------|------------------------------------|---|
| | | สายอากาศตัวสะท้อนแบบจัดลำดับคลื่นที่สามารถให้ความถี่ปฏิบัติการได้ทั้งแถบความถี่ต่ำและแถบความถี่สูง (18 GHz) |
| 2001 | M.E. Bialkowski <i>et al.</i> [19] | นำเสนอหลักการวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนโดยใช้อะเพอร์เจอร์แบบมีการเชื่อมร่วมและตัวป้อนคู่ ผลการวิจัยพบว่าอะเพอร์เจอร์แบบมีการเชื่อมร่วมสามารถลดความแตกต่างของการประวิงเฟสเชิงอวกาศได้ |
| 2001 | J.A. Encinar [20] | นำเสนอการเพิ่มความกว้างแถบโดยการทำสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปสองเลเยอร์ (Two-Layer) ด้วยแถวลำดับซ้อนแบบสองการโพลาไรซ์ และใช้การปรับขนาดของแผ่นสะท้อน แล้ววิเคราะห์เฟสสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนหลายเลเยอร์ด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ จากงานวิจัยพบว่าความกว้างแถบของสายอากาศต้นแบบขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 40 cm ที่ความถี่ปฏิบัติการ 12 GHz เพิ่มขึ้น 16% |
| 2002 | M.E. Bialkowski <i>et al.</i> [21] | นำเสนอหลักการออกแบบ โครงสร้างของตัวรวมกำลังงาน (Power-combining) โดยใช้สายอากาศแผ่นสะท้อนไมโครสตริปแบบอะเพอร์เจอร์แบบมีการเชื่อมร่วมและตัวป้อนคู่ของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน |
| 2002 | M.E. Bialkowski <i>et al.</i> [22] | นำเสนอหลักการออกแบบ การพัฒนา และการทดสอบสายอากาศตัวขยายแถวลำดับสะท้อนที่แถบความถี่ปฏิบัติการ X-band โดยใช้แถวลำดับอะเพอร์เจอร์แบบมีการเชื่อมร่วมและมีสองการโพลาไรซ์ ร่วมกับทรานซิสเตอร์แบบ FET และวงจรปรับเฟสเพื่อขยายสัญญาณไมโครเวฟและแผ่พลังงานไปในทิศทางที่ต้องการ |
| 2003 | M.E. Bialkowski <i>et al.</i> [23] | นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนด้วยการปรับขนาดแผ่นสะท้อน โดยใช้หน่วยเซลล์ท่อนำคลื่นสมมูล (Equivalent Unit Cell Waveguide) ซึ่งเป็นการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบหลายเลเยอร์ และแก้ปัญหาด้วยเทคนิคการแมตซ์สนามและระเบียบวิธีโมเมนต์ ทำให้สามารถลดเวลาประมวลผลด้วยคอมพิวเตอร์ได้ |

| | | |
|------|------------------------------------|--|
| 2003 | V.F. Fusco <i>et al.</i> [24-26] | นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อน โดยใช้แผ่นสะท้อนวงแหวนแยก (Split Ring Element) แบบสองเลเยอร์ ซึ่งสามารถปรับเฟสสะท้อนแยกอิสระในแต่ละความถี่ได้ |
| 2003 | C. Han และ K. Chang [27] | นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อน โดยใช้แผ่นสะท้อนวงแหวนที่ย่านความถี่ Ka-band ทำให้สายอากาศมีการโพลาไรซ์เชิงวงกลม |
| 2003 | D. M. Pozar [28] | ศึกษาเกี่ยวกับพารามิเตอร์ที่ใช้ควบคุมความกว้างแถบสำหรับสายอากาศแถวลำดับสะท้อน และนำเสนอการบิดโพลาไรซ์ของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนโดยใช้อะเพอเจอร์แบบเชื่อมร่วมเพื่อปรับการประวิงเฟสของแผ่นสะท้อน |
| 2003 | R.W. Clark <i>et al.</i> [29] | นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบแอกทีฟ โดยใช้ตัวขยายต่อภายในร่องของแผ่นสะท้อน ทำให้สามารถลดระยะห่างระหว่างแถวลำดับแผ่นสะท้อน ลดการสูญเสียในสายส่ง และสร้างได้ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบแอกทีฟที่มีผู้วิจัยมาแล้ว และงานวิจัยนี้ได้ศึกษาถึงผลของร่องรูปแบบต่างๆ โดยกำหนดให้สายอากาศมีสองการโพลาไรซ์ |
| 2003 | F. Venneri <i>et al.</i> [30-31] | นำเสนอการปรับปรุงอัลกอริทึมการสังเคราะห์เพื่อใช้ออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบพาสซีฟและแบบแอกทีฟ โดยใช้หลักการ Iterative Projection |
| 2003 | D.G. Kurup <i>et al.</i> [32] | นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่มีระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนไม่เท่ากัน โดยใช้การสังเคราะห์ด้วยอัลกอริทึม Differential Evolution จากผลการวิจัยพบว่าสายอากาศนี้มีระดับพูจ้างลดลง เมื่อเทียบกับสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่มีระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนเท่ากัน |
| 2003 | M. R. Chaharmir <i>et al.</i> [33] | นำเสนอการจัดลำคลื่นและสวิตซ์ลำคลื่นของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน โดยใช้การปรับร่อง ทำให้เกิดลำคลื่นเป็น 3 บีมที่ตำแหน่ง $\pm 30^\circ$ และ 0° |
| 2003 | J.A. Encinar <i>et al.</i> [34] | นำเสนองานวิจัยต่อยอดจาก [20] โดยออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแถบความถี่กว้างแบบไมโครสตริปสามเลเยอร์ (Three-Layer) ซึ่งใช้การปรับขนาดแผ่นสะท้อนให้เหมาะสมที่สุด |

| | | |
|------|-----------------------------------|---|
| | | กับเฟสตามแถบความถี่ ทำให้มีแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานใกล้เคียงกันตลอดย่านความถี่ปฏิบัติการ |
| 2004 | J. A. Encinar <i>et al.</i> [35] | นำเสนองานวิจัยต่อยอดจาก [34] โดยออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปจัดลำเป็นคอนทัวร์ (Contoured Beam) ด้วยเทคนิคการสังเคราะห์เฟสให้เหมาะสมตามพื้นผิวสายอากาศแถวลำดับสะท้อน งานวิจัยนี้ได้ออกแบบสายอากาศแบบสองเลเยอร์ให้มีแบบรูปลำดินสอดแอกกัน 55° และออกแบบสายอากาศแบบสามเลเยอร์ขนาด 80 cm ให้มีสองการโพลาไรซ์ ความถี่ปฏิบัติการ 12.8-14.2 GHz ครอบคลุมพื้นที่ของทวีปอเมริกาใต้ |
| 2004 | C. Han <i>et al.</i> [36] | นำเสนอสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่มีสองความถี่ สองเลเยอร์ และมีการโพลาไรซ์เชิงวงกลม ใช้งานในย่านความถี่ C-band และ Ka-band โดยใช้ในการปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อนวงแหวน งานวิจัยนี้แนะนำว่า แผ่นสะท้อนวงแหวนเหมาะสำหรับการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบหลายเลเยอร์และหลายความถี่ เนื่องจากไม่เกิดแฉวงคลื่น ผลการวิจัยพบว่าสายอากาศมีประสิทธิภาพต่ำ โดยได้ประสิทธิภาพ 46% ที่ความถี่ 7.3 GHz และ 38% ที่ 31.75 GHz และระดับการโพลาไรซ์ไขว้ได้เป็น -21 dB และ -29.2 dB ตามลำดับ |
| 2004 | A.F. Martynyuk <i>et al.</i> [37] | นำเสนอหลักการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนโดยใช้โหนดคู่ร่วมกับเรโซเนเตอร์แบบร่องวงแหวน ทำให้สายอากาศมีการโพลาไรซ์เชิงวงกลม และใช้วิธีจำลองแบบด้วยท่อนำคลื่น (Waveguide Simulator) เพื่อวิเคราะห์สายอากาศ จากผลการวิจัยพบว่า การออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบเลเยอร์เดียวด้วยหลักการนี้ที่ความถี่ Ka-band จะได้รับสัมประสิทธิ์แปลงผัน (Conversion Coefficient) -1.5 dB ที่มุม Elevation = 65° และถ้าเพิ่มจำนวนเลเยอร์ของสายอากาศจะทำให้คุณลักษณะการสะท้อนเพิ่มขึ้น |
| 2004 | M. Bozzi <i>et al.</i> [38] | ศึกษาค่า Figure of Merit ของการสูญเสียภายในสายอากาศแถวลำดับสะท้อน (Ohmic Loss) และไดอิเล็กตริก (Dielectric |

| | | |
|------|------------------------------------|--|
| | | Loss) โดยใช้แบบจำลองวงจร RLC สมมูลเพื่อพิจารณาเฟสของแผ่นสะท้อน |
| 2004 | F. Arpin <i>et al.</i> [39] | นำเสนอสายอากาศแถวลำดับสะท้อนรวมกำลังงานแบบหลายตัวป้อน ลำคลื่นเดี่ยว สายอากาศมีประสิทธิภาพ 33% และอัตราขยาย 26.17 dBi |
| 2004 | B. Strassner <i>et al.</i> [40] | นำเสนอสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่มีการโพลาไรซ์เชิงวงกลม โดยใช้ในการปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อนวงแหวน จากผลการวิจัยพบว่า สายอากาศมีประสิทธิภาพ 41.7% อัตราขยาย 27.6 dB ระดับพู่ข้าง 17.3 dB และโพลาไรซ์ไขว้ 23.2 dB ที่ความถี่ 7.1 GHz |
| 2004 | A. Trastoy <i>et al.</i> [41] | นำเสนอการสังเคราะห์เฟสสำหรับแบบรูปการแผ่กำลังงานแบบสมมาตรซึ่งไม่อยู่ในแกนมุม ϕ ของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนอะเพอเจอร์วงกลมที่มีแผ่นสะท้อนจำนวนมาก โดยใช้ Taylor Expression |
| 2004 | T.N. Chang <i>et al.</i> [42-43] | นำเสนอหลักการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบสองเลเยอร์ ด้วยการปรับสลับไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อกใกล้ (Proximity-Coupling) [42] ซึ่งการปรับสลับนี้แบ่งเป็นสองส่วนคือ ส่วนการปรับการประวิงเฟส และส่วนการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ ผลการวิจัยพบว่า สายอากาศมีอัตราขยายที่ -3 dB เป็น 22% มีระดับพู่ข้าง -15 dB และระดับการโพลาไรซ์ไขว้เท่ากับ -30 dB นอกจากนี้ T.N. Chang <i>et al.</i> [43] ยังเสนอการปรับเฟสสายอากาศแถวลำดับสะท้อนด้วย QUAD-EMC ด้วย |
| 2005 | S.R. Rengarajan <i>et al.</i> [44] | ศึกษาการเลือกฟังก์ชันพื้นฐาน (Basis function) ของระเบียบวิธีโมเมนต์เพื่อให้ได้คุณลักษณะที่ถูกต้องสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับสะท้อนด้วย Infinite Array |
| 2005 | J. Shaker <i>et al.</i> [45] | นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบหลายความถี่และหลายการโพลาไรซ์ โดยออกแบบให้ระนาบดิน (Ground Plane) เป็นพื้นผิวเลือกความถี่ (Frequency Selective Surface หรือ FSS) ทำให้ระบบตัวป้อนออกแบบและสร้างได้ง่ายและมีอิสระในการเหนี่ยวนำแบบรูปการแผ่กำลังงาน ผลการวิจัย |

| | | |
|------|-------------------------------|--|
| | | พบว่าประสิทธิภาพของสายอากาศที่แถบความถี่ต่ำและแถบความถี่สูงของ Ku-band เท่ากับ 60% และ 40% ตามลำดับ |
| 2005 | S.V. Hum <i>et al.</i> [46] | นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบแอกทีฟโดยใช้การปรับวงจรถอนิกส์ด้วยวารีเตอร์ไดโอด ทำให้สามารถปรับเฟสสะท้อนได้กว้าง แต่วิธีการนี้จะทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากเฟสผิดพลาด |
| 2005 | D. Cadoret <i>et al.</i> [47] | นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนโดยใช้ร่องโพลด์ ซึ่งใช้การปรับเฟสสะท้อนด้วยการปรับขนาดแผ่นสะท้อนร่วมกับการปรับอะเพอเจอร์ของร่อง ผลการทดสอบพบว่าสายอากาศแถวลำดับสะท้อนขนาด 437 แผ่น ที่ความถี่ปฏิบัติการ Ku-band มีความกว้างแถบเพิ่มขึ้น 4% |
| 2005 | Z.H. Wu <i>et al.</i> [48] | นำเสนอสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่มีการโพลาริซิงวงกลมโดยใช้ตัวป้อนที่มีการโพลาริซิงเส้น ผลการวิจัยพบว่าสายอากาศมีระดับการโพลาริซิงไขว้ -20 dB และมีความกว้างแถบที่ -10 dB เท่ากับ 14% ซึ่งสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่มีการโพลาริซิงวงกลมโดยใช้ตัวป้อนที่มีการโพลาริซิงเส้นนี้จะมีคุณสมบัติเทียบเท่าสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่ป้อนด้วยตัวป้อนที่มีการโพลาริซิงวงกลม |
| 2005 | R. Leberer และ W. Menzel [49] | ต่อยอดงานวิจัยของตนเองในปี 1998 โดยนำเสนอสายอากาศแถวลำดับสะท้อนระนาบคู่ ซึ่งใช้การสังเคราะห์เฟสและแอมพลิจูดแบบกระจายตามอะเพอเจอร์สายอากาศ และใช้การบิดโพลาริซิงเพื่อปรับเฟสสะท้อน |
| 2005 | F. Venneri <i>et al.</i> [50] | ต่อยอดงานวิจัยของตนเองในปี 2003 โดยนำเสนอการปรับปรุงอัลกอริทึมการสังเคราะห์เพื่อใช้ออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนสำหรับขนาดแผ่นสะท้อนไม่เท่ากัน โดยใช้หลักการ Iterative Projection |
| 2005 | C. Han <i>et al.</i> [51] | นำเสนอสายอากาศแถวลำดับสะท้อนสองแถบความถี่คือ X-band และ Ka-band โดยใช้ Thin Membrane ทำให้การออฟเซตตัวป้อนมีประสิทธิภาพสูง และใช้การหมุนแผ่นสะท้อนวงแหวนเพื่อปรับเฟส ผลการวิจัยพบว่า สายอากาศมีประสิทธิภาพ 50% และมีการ |

| | | |
|------|------------------|---|
| | | โพลาริซ์เชิงวงกลม |
| 2005 | V. F. Fusco [52] | นำเสนอกลไกการสแกนบี้มสำหรับสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปโดยใช้การหมุนแผ่นวงกลม ซึ่งแผ่นวงกลมจะทำหน้าที่เป็นตัวปรับเฟสปลอมเทียม จากผลการวิจัยพบว่าสายอากาศสามารถ สแกนบี้มได้ 10° |

2.3 สรุป

สายอากาศที่กล่าวมาทั้งหมดนี้จะเน้นออกแบบให้สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปมีความกว้างลำคลื่นแคบเพื่อให้มีสภาพเจาะจงสูง จึงทำให้แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานครอบคลุมพื้นที่รับบริการในบริเวณแคบ ถ้าต้องการแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานครอบคลุมพื้นที่รับบริการบริเวณกว้างขึ้น เพื่อใช้กับดาวเทียมวงโคจรต่ำและเทคโนโลยีเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายในห้องขนาดใหญ่ จำเป็นต้องลดจำนวนแถวลำดับ แต่จะทำให้สายอากาศมีกำลังขยายลดลงด้วย จากบทความของ Peter F. M. Smulders et al. [53] ได้ออกแบบสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อนเพื่อใช้งานกับเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายภายในห้องขนาดใหญ่ ซึ่งสายอากาศที่ออกแบบนี้มีความกว้างลำคลื่นที่กว้างมาก แต่จากปัญหาของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 1 งานวิจัยนี้จึงเสนอการออกแบบแผ่นสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปด้วยเทคนิคการจัดเฟสของสัญญาณให้เกิดคุณลักษณะเสมือนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อนโดยใช้การควบคุมเฟสด้วยวิธีปรับขนาดแผ่นสะท้อน เพื่อทำให้เกิดความกว้างลำคลื่นขนาดใหญ่ ซึ่งจากการทบทวนวรรณกรรม / สารสนเทศที่เกี่ยวข้องทั้งหมด จะเห็นได้ว่า ยังไม่มีคณะนักวิจัยใดได้เคยพิจารณางานวิจัยที่คล้ายหรือซ้ำซ้อนกับงานวิจัยที่จะดำเนินการในครั้งนี้อีก ดังนั้นข้อมูลที่ได้จากการดำเนินการสำรวจและศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องนี้จะถูกนำไปใช้ในการดำเนินการวิจัยต่อไป

บทที่ 3

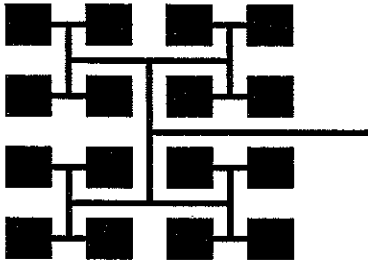
ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

3.1 บทนำ

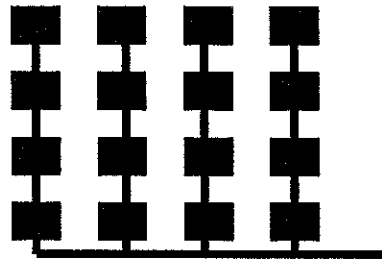
ในบทนี้จะนำเสนอทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป โดยจะกล่าวถึงคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป การคำนวณหาการประวิงเฟสและเฟสสะท้อน การออกแบบแผ่นสะท้อน ฟังก์ชันไกไดแอติกของกรีน และระเบียบวิธีโมเมนต์ (Method of Moments) นอกจากนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์แผ่นสะท้อนด้วยหลักการแถวลำดับอนันต์ (Infinite Array) ซึ่งใช้ในการวิเคราะห์หาเฟสสะท้อน เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

3.2 คุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน

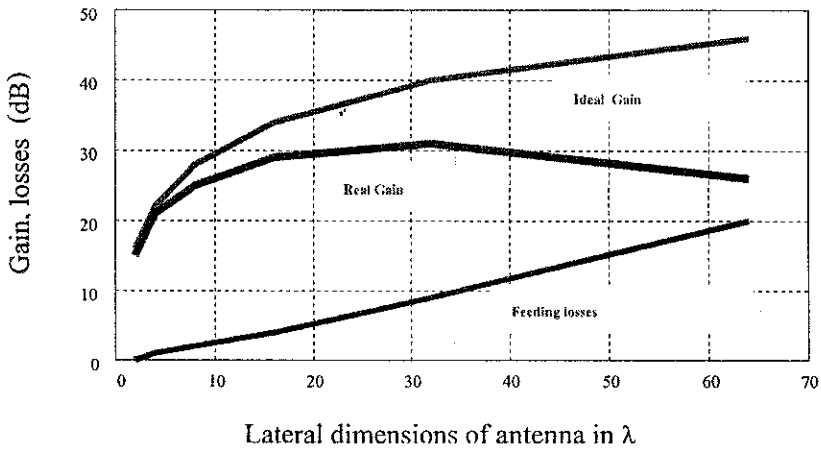
สายอากาศสำหรับใช้งานในระบบการสื่อสารควรมีคุณสมบัติดังนี้ คือให้อัตราขยายสูง มีการสูญเสียต่ำ ขนาดเล็กกะทัดรัด สร้างได้ง่าย และราคาต่ำ โดยสายอากาศแถวลำดับแบบไมโครสตริปถือเป็นสายอากาศที่มีคุณสมบัติเหมาะสม แต่สายอากาศดังกล่าวมีระบบป้อนสัญญาณ (Feed) ที่ซับซ้อนเกิดการสูญเสียภายในตัวป้อน และยังมีความกว้างแถบ (Bandwidth) แคบ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 นอกจากนี้สายอากาศแถวลำดับแบบไมโครสตริปแล้ว สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกก็เป็นสายอากาศอีกชนิดที่มีการใช้งานอย่างกว้างขวาง มีองค์ประกอบที่สำคัญคือ ตัวสะท้อน (Reflector) และตัวป้อนสัญญาณซึ่งมักใช้เป็นแบบสายอากาศปากแตร (Horn Antenna) สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกโดยทั่วไปจะมีการป้อนสัญญาณดังรูปที่ 3.2 ซึ่งมีสภาพเจาะจงทิศทางสูง เหมาะสำหรับเป็นสายอากาศเพื่อใช้ในสถานีภาคพื้นดินสำหรับติดต่อกับดาวเทียม หรือการสื่อสารด้วยคลื่นไมโครเวฟ เป็นต้น แต่เนื่องจากสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกมีขนาดใหญ่และมีผิวโค้ง ดังนั้นจึงมีการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปที่มีลักษณะราบเรียบ แต่สามารถให้คุณสมบัติเช่นเดียวกับตัวสะท้อนพาราโบลิก นอกจากนั้นสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปยังมีน้ำหนักเบา ติดตั้งง่าย และเคลื่อนย้ายสะดวกด้วย รูปที่ 3.3 แสดงสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป



ก. ระบบป้อนแบบขนาน



ข. ระบบป้อนแบบอนุกรม

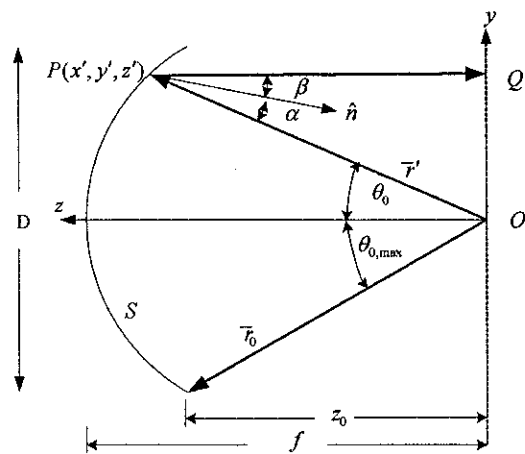


ค. กราฟความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนแถวลำดับกับการสูญเสีย

รูปที่ 3.1 สายอากาศแถวลำดับแบบไมโครสตริบ

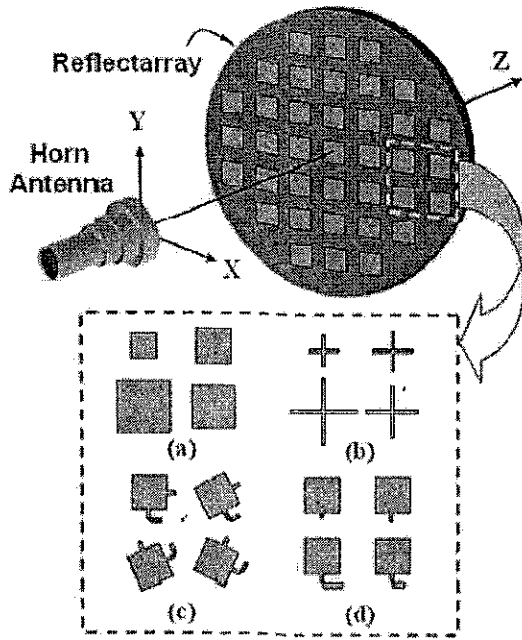


ก.



ข.

รูปที่ 3.2 สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าของตัวสะท้อน



รูปที่ 3.3 สายอากาศแอมัลต์ระดับสะท้อนไมโครสตริป

3.2.1 หลักการสะท้อนคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าของตัวสะท้อน

รูปที่ 3.2 แสดงการแผ่กระจายคลื่นในสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าของตัวสะท้อน โดยคลื่นเดินทางจากจุดป้อนสัญญาณไปยังตัวสะท้อนพาราโบลา และสะท้อนกลับไปยังสนามระยะไกล เราสามารถหาความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$OP + PQ = 2f = \text{ค่าคงที่} \quad (3.1)$$

และหาความสัมพันธ์ระหว่าง $\theta_{0,\max}$ กับ f/D ได้

$$\begin{aligned} \theta_{0,\max} &= \tan^{-1} \left(\frac{D/2}{z_0} \right) \\ &= 2 \tan^{-1} \left(\frac{D}{4f} \right) \end{aligned} \quad (3.2)$$

เมื่อ f คือ ระยะโฟกัส

$\theta_{0,\max}$ คือ ขนาคมสูงสุดที่คลื่นเดินทางออกจากจุดป้อนสัญญาณไปยังตัวสะท้อน

D คือ เส้นผ่านศูนย์กลางของตัวสะท้อนพาราโบลา

3.2.2 หลักการสะท้อนคลื่นของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

จากสมการ (3.1) สรุปได้ว่า สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าของตัวสะท้อนทำให้คลื่นเดินทางไปยังบริเวณสนามระยะไกลมีเฟสเท่ากัน ไม่ว่าคลื่นจะตกกระทบบที่ตำแหน่งใดของตัวสะท้อนก็ตาม แต่ถ้าแทนที่สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกด้วยสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป ดังแสดงในรูปที่ 3.3 และรูปที่ 3.4 จะทำให้คลื่นเกิดการประวิงเฟส (Phase Delay) ในสนามระยะไกล ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการจัดเฟสแผ่นสะท้อนในสายอากาศแถวลำดับสะท้อน เพื่อชดเชยเฟสดังกล่าว จึงทำให้สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป มีคุณสมบัติเช่นเดียวกับตัวสะท้อนพาราโบลิก

โดยทั่วไป สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปใช้หลักการออกแบบแผ่นสะท้อนไมโครสตริปหรือแผ่นสะท้อนโคโพลให้มีการประวิงเฟส (Phase Delay) เสมือนตามลักษณะผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าตัวสะท้อน เราสามารถคำนวณหาการประวิงเฟสเนื่องจากคลื่นเดินทางจากตัวป้อนสัญญาณไปยังสายอากาศแถวลำดับสะท้อน แล้วสะท้อนกลับไปยังระยะสนามระยะไกลได้ดังนี้

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda_0} r = k_0 r \quad (3.3)$$

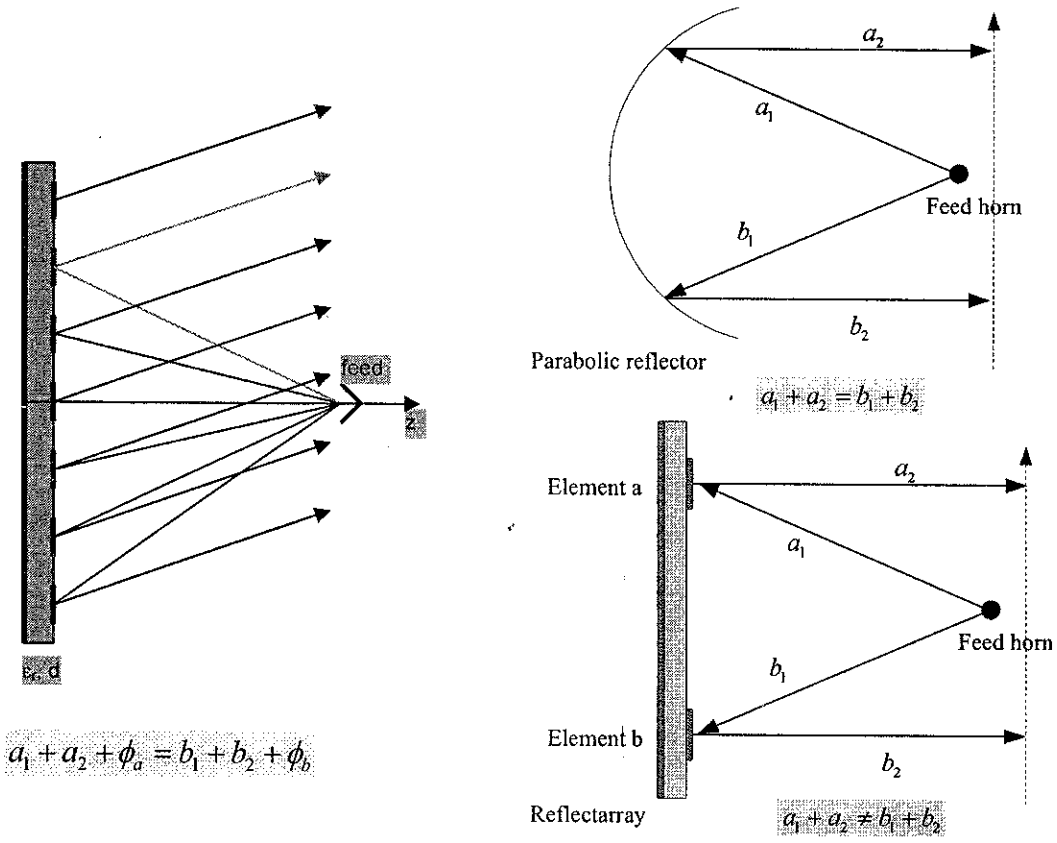
เมื่อ r คือระยะทางที่คลื่นเดินทาง และ λ_0 คือความยาวคลื่นในอากาศว่าง สำหรับการประวิงเฟสสามารถคำนวณหาได้จากผลต่างระหว่างระยะการแผ่กระจายคลื่นของแผ่นสะท้อนใดๆ กับแผ่นสะท้อนอ้างอิง โดยที่ m และ n คือแผ่นสะท้อนใดๆ ในแนวแกน x และ y ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.5

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= \phi_{mm} - \phi_f \\ &= \frac{2\pi}{\lambda_0} (r_{mm} - r_f) \\ &= k_0 \Delta s \end{aligned} \quad (3.4)$$

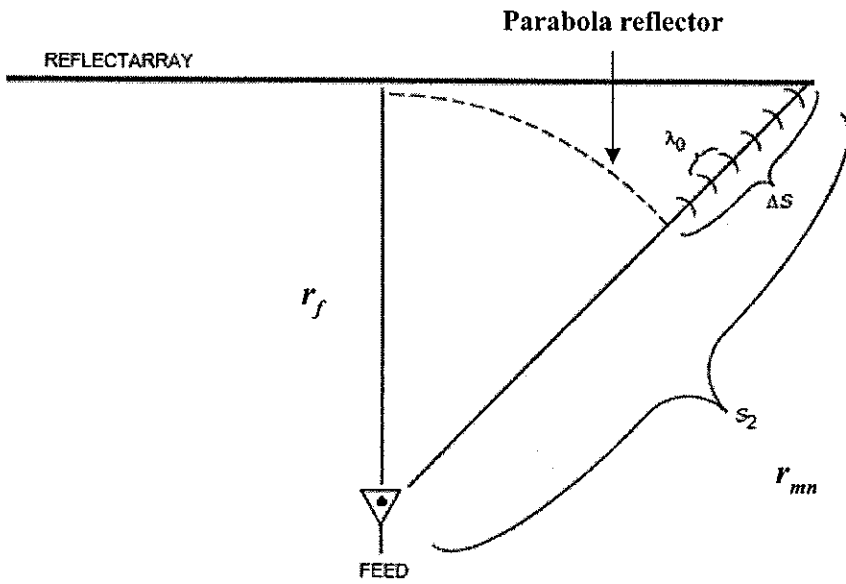
ดังนั้นเฟสสะท้อนของแผ่นสะท้อนใดๆ ψ_{mn} คือ

$$\psi_{mn} = \Delta\phi \pm 2\pi N \quad (3.5)$$

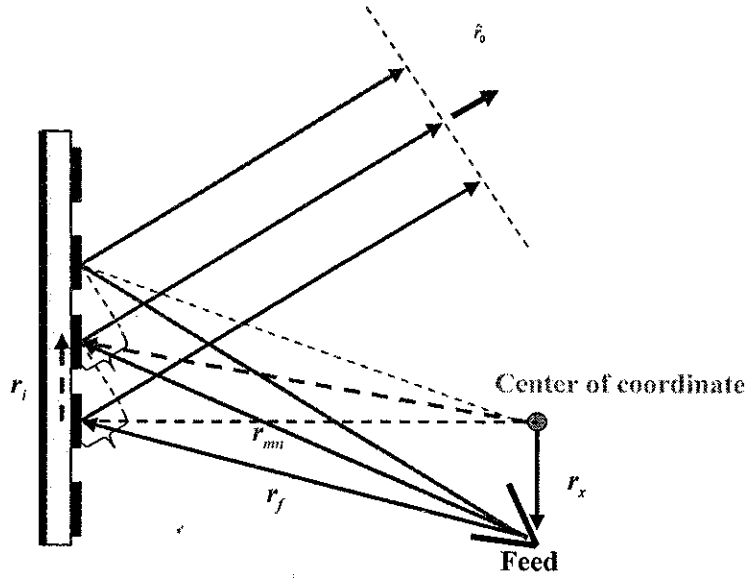
เมื่อ $N = 0, 1, 2, 3, \dots$



รูปที่ 3.4 การแผ่กระจายคลื่นในสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา
และสายอากาศแนวลำดับสะท้อนไมโครสตริป



รูปที่ 3.5 การประวิงเฟสในสายอากาศแนวลำดับสะท้อนไมโครสตริป



รูปที่ 3.6 การประวิงเฟสเนื่องจากการเคลื่อนตัวป้อนสัญญาณและหน้าคลื่น

ถ้าหน้าคลื่น (Wavefront) และตัวป้อนสัญญาณปรับเลื่อนออกจากจุดศูนย์กลางของระบบพิกัดของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน ดังแสดงในรูปที่ 3.6 เราสามารถหาเฟสสะท้อนได้จาก

$$k_0 [r_{mn} + \bar{r}_i \cdot \hat{r}_0] - \psi_{mn} = 2\pi N \quad (3.6)$$

โดยที่

$$\bar{r}_i \cdot \hat{r}_0 = m d_x \sin \theta \cos \phi + n d_y \sin \theta \sin \phi \quad (3.7)$$

เมื่อ d_x และ d_y คือ ระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนในแนวแกน x และแกน y ตามลำดับ และหาความสัมพันธ์ระหว่าง $\theta_{0,\max}$ กับ f/D ได้

$$\theta_{0,\max} = \tan^{-1} \left(\frac{D}{2f} \right) \quad (3.8)$$

เนื่องจากการออกแบบแผ่นสะท้อนไมโครสตริปของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน ซึ่งมีเฟสสะท้อนเสมือนตามลักษณะผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าตัวสะท้อน จะทำให้สายอากาศมีความกว้างลำคลื่นแคบ ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ก. ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเน้นการวิเคราะห์และออกแบบแผ่นสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปซึ่งมีลักษณะราบเรียบ ให้มีการจัดเฟสสะท้อนเสมือนตามผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน เพื่อทำให้เกิดความกว้างลำคลื่นขนาดใหญ่ สำหรับการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำในอวกาศ และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารผ่านเครือข่ายไร้สายได้

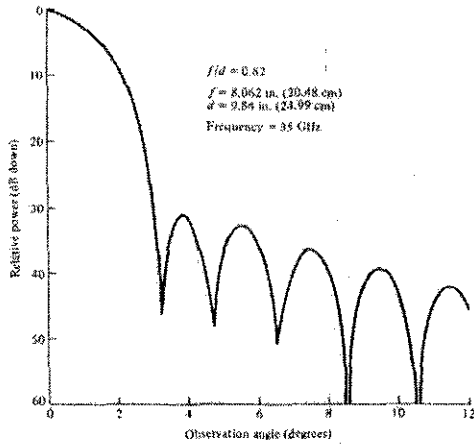
เมื่อนำกฎของสเนลล์ (Snell's Law) มาพิจารณาการสะท้อนคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน จะได้

$$\frac{dy_r}{dx_r} = \tan\left(\frac{1}{2}\theta_0 - \frac{1}{2}\theta_r\right) \quad (3.9)$$

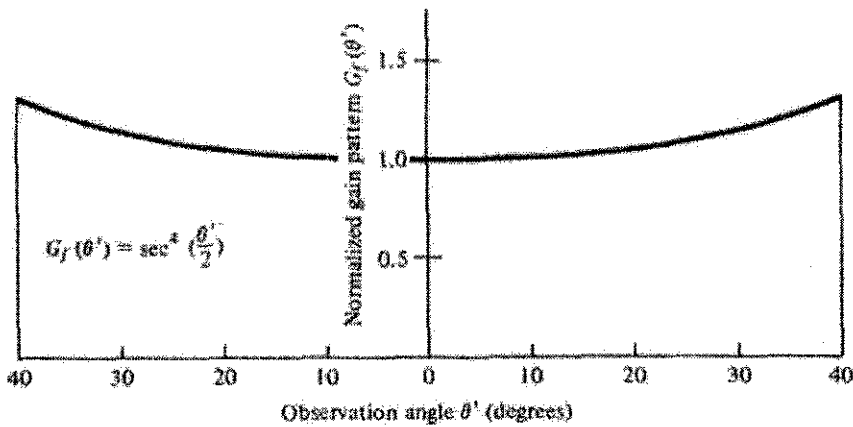
และ

$$\theta_{r,\max} = \tan^{-1}\left(\frac{D_c - D}{2h}\right) \quad (3.10)$$

- เมื่อ θ_0 คือ มุมตกกระทบของคลื่นเทียบกับแกน z
 θ_r คือ มุมสะท้อนของคลื่นเทียบกับแกน z
 D_c คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของพื้นที่บริการ (Coverage Area)
 h คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับพื้นที่บริการ

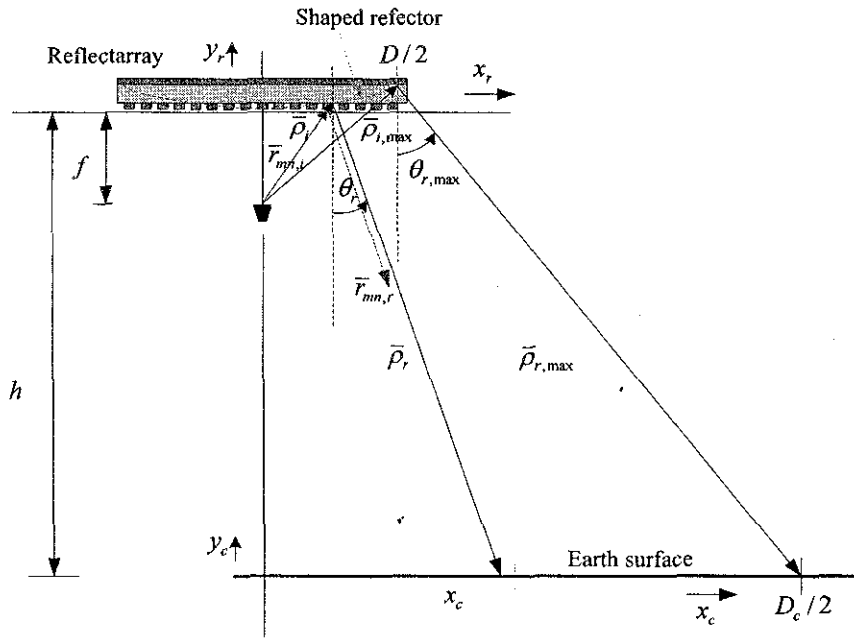


ก. กรณีสายป้อนอยู่ด้านหน้าตัวสะท้อนพาราโบลิก



ข. กรณีสายป้อนอยู่ด้านหลังตัวสะท้อนพาราโบลิก

รูปที่ 3.7 แบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิก



รูปที่ 3.8 สายอากาศแฉวลำดับสะท้อนซึ่งมีการจัดเฟสแผ่นสะท้อนเสมือนตามลักษณะผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน

ดังนั้น การประวิงเฟสสำหรับสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน ซึ่งมีการจัดเฟสแผ่นสะท้อนเสมือนตามลักษณะผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อนหาได้จาก

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda_0} (\rho_i + \rho_o - r_{min}) \pm 2\pi N \quad (3.11)$$

เมื่อ ρ_i และ r_{min} คือระยะทางที่คลื่นเดินทางจากจุดป้อนถึงผิวสะท้อนพาราโบลิกและผิวแฉวลำดับสะท้อน ที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลัง ตามลำดับ ส่วน ρ_o เป็นระยะทางที่คลื่นเดินทางจากผิวสะท้อนพาราโบลิกไประยะ z_0 ใดๆ ซึ่งการคำนวณหาการประวิงเฟสตามสมการ (3.11) จะอธิบายเพิ่มเติมในบทที่ 4 ต่อไป

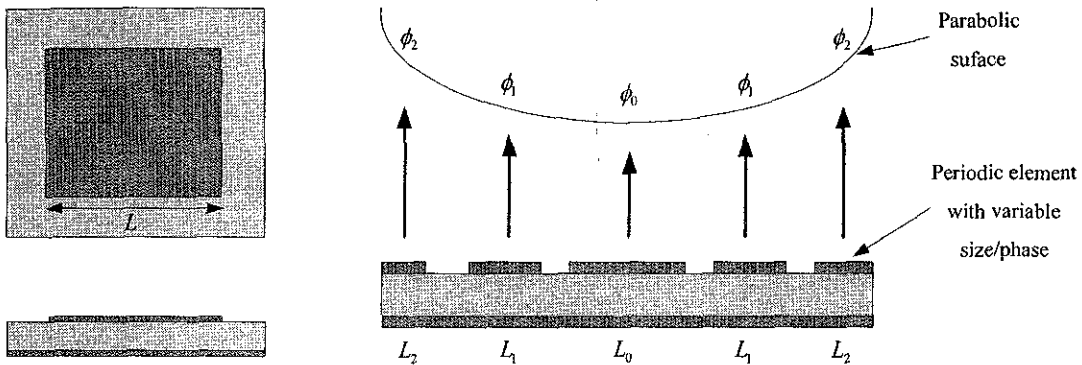
3.3 เทคนิคการออกแบบแผ่นสะท้อนของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

เทคนิคการหาเฟสสะท้อนโดยการออกแบบแผ่นสะท้อนไมโครสตริปด้วยเทคนิคการจัดเฟสที่นิยมนำมาใช้มี 3 วิธีคือ

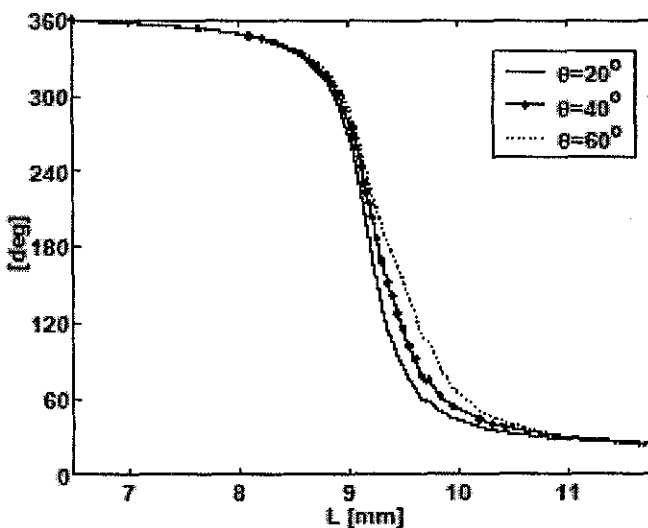
1. การปรับขนาดของแผ่นสะท้อน
2. การปรับความยาวของสตัด
3. การปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน

3.3.1 การปรับขนาดของแผ่นสะท้อน

การปรับขนาดของแผ่นสะท้อนใช้หลักการปรับความยาวของแผ่นสะท้อนในด้านที่มีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อความถี่ปฏิบัติการของแผ่นสะท้อนเปลี่ยนจะส่งผลให้การประวิงเฟสในแผ่นสะท้อนเปลี่ยนแปลงด้วย จากผลการวิจัยที่ผ่านมาพบว่า เฟสสะท้อนจะเปลี่ยนแปลงแบบไม่เป็นเชิงเส้น และเราสามารถปรับความยาวของแผ่นสะท้อนได้ไม่เกิน $\pm 5\%$ จากความยาว ความถี่เรโซแนนซ์เท่านั้น ทำให้เฟสสะท้อน ไม่ครบ 360° ดังนั้นจึงควรออกแบบการจัดเฟสด้วยการปรับขนาดของแผ่นสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนร่วมกับเทคนิคอื่น รูปที่ 3.9 และรูปที่ 3.10 แสดงการจัดเฟสด้วยการปรับขนาดของแผ่นสะท้อน และความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของแผ่นสะท้อนกับเฟสสะท้อน ตามลำดับ ซึ่งการหาความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของแผ่นสะท้อนกับเฟสสะท้อนนี้จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 3.9 การปรับขนาดของแผ่นสะท้อน



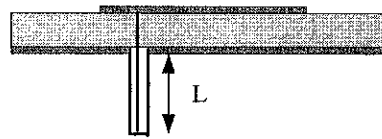
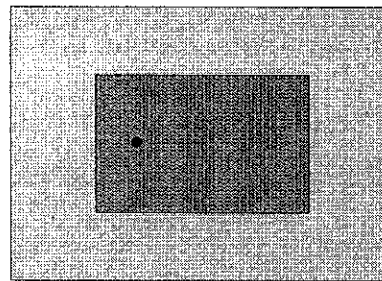
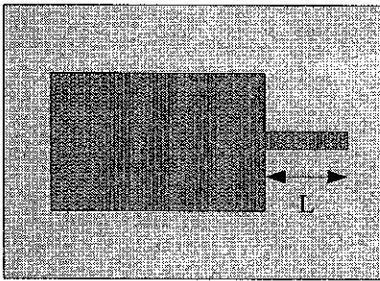
รูปที่ 3.10 ความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของแผ่นสะท้อนกับเฟสสะท้อน

3.3.2 การปรับความยาวของสตัป

การจัดเฟสด้วยการปรับความยาวของสตัป แสดงดังรูปที่ 3.11 โดยการปรับความยาวของสตัปจะให้ผลของการประวิงเฟสเป็นเชิงเส้น ซึ่งสามารถคำนวณได้ดังสมการ (3.21) เมื่อความยาวของสตัปเปลี่ยน จะส่งผลให้การประวิงเฟสของแผ่นสะท้อนเปลี่ยน แต่สายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่มีการจัดเฟสวิธีนี้จะมีการสูญเสียเนื่องจากตัวสตัป โดยสตัปที่นำมาใช้มี 3 แบบคือ

1. สตัปไมโครสตริปที่ต่อกับด้านข้างของแผ่นสะท้อน (Edge of Patch)
2. สตัปไมโครสตริปที่ต่อแบบการเชื่อมร่วมอะเพอร์เจอร์ (Aperture Coupled Patch)
3. สตัปโคแอกเซียล

$$\psi_{mn} = 2 \times \text{Electrical length} \quad (3.21)$$



ก. สตัปแบบไมโครสตริป

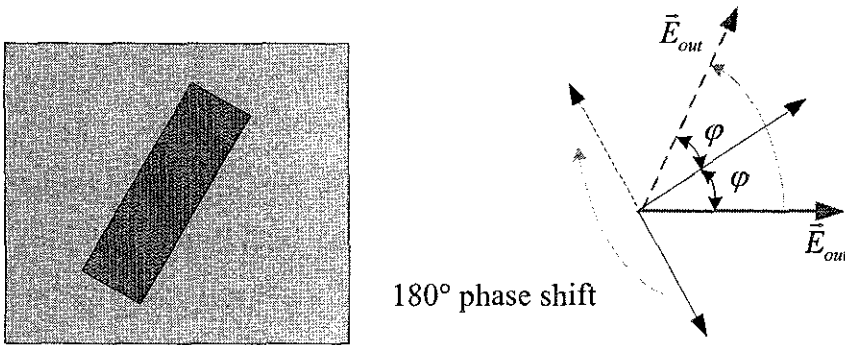
ข. สตัปแบบโคแอกเซียล

รูปที่ 3.11 การปรับความยาวของสตัป

3.4.3 การปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน

การจัดเฟสด้วยการปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน แสดงดังรูปที่ 3.12 ซึ่งมุมของแผ่นสะท้อนสามารถปรับได้ 180° และการประวิงเฟสจะมีค่าเป็นสองเท่าของมุมของแผ่นสะท้อน ดังสมการ (3.22) หลักการจัดเฟสวิธีนี้เหมาะสำหรับสายอากาศแถวลำดับที่มีโพลาริซเซชันเชิงวงกลม

$$\psi_{mn} = 2 \times \text{Rotation of patch} \quad (3.22)$$



รูปที่ 3.12 การปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน

นอกจากการจัดเฟสแผ่นสะท้อนทั้ง 3 วิธีนี้ ยังมีการจัดเฟสแบบอื่น ดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 เช่น การปรับร่องแผ่นสะท้อน และการใช้วารีเรเตอร์ไดโอด เป็นต้น และเพื่อวิเคราะห์หาคุณลักษณะของเฟสสะท้อนด้วยวิธีจัดเฟสสะท้อนแบบต่างๆ ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ในหัวข้อถัดไปจะได้กล่าวถึงทฤษฎีที่จำเป็นต้องทราบ ได้แก่ ฟังก์ชันกรีนไดแอดิก สนามตกกระทบและสนามสะท้อน ระเบียบวิธีโมเมนต์ และการวิเคราะห์สายอากาศแฉวลำดับสะท้อนด้วยหลักการแฉวลำดับอนันต์

3.4 ฟังก์ชันกรีนไดแอดิก (Dyadic Green's function)

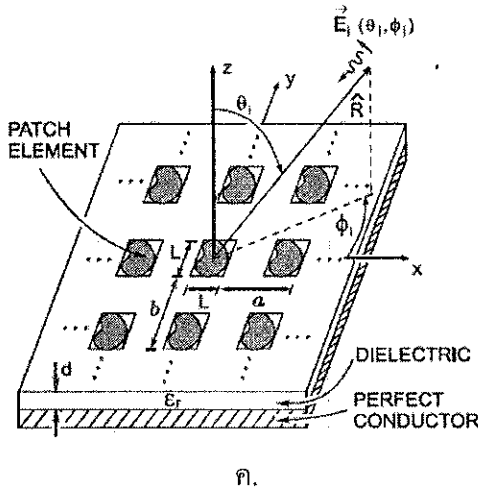
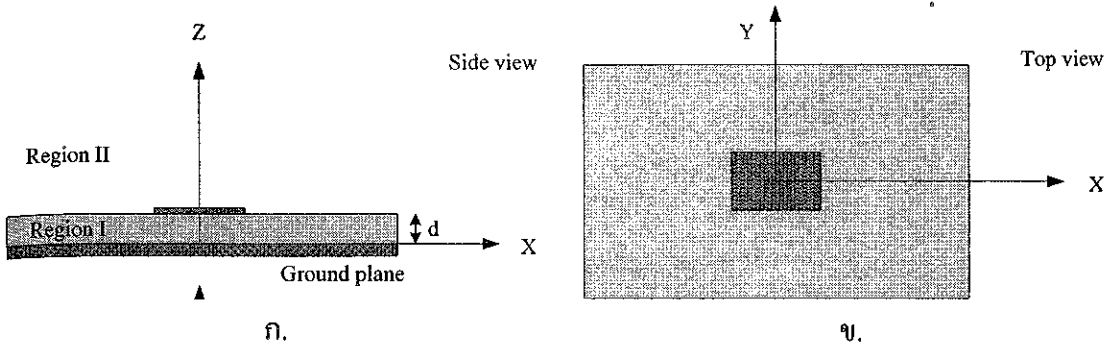
รูปที่ 3.13 แสดงแผ่นสะท้อนไมโครสตริป ซึ่งมีความหนา d ค่าสภาพยอมไฟฟ้า (Permittivity) ϵ, ϵ_0 และค่าความซบซึมได้แม่เหล็ก (Permeability) μ_0 โดยค่าสภาพยอมจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในไดอิเล็กตริก และเราสามารถหาสมการเชิงอินทิกรัลสนามไฟฟ้า (Electric Field Integral Equation หรือ EFIE) สำหรับกระแสเชิงผิวบนแผ่นสะท้อนไมโครสตริป โดยใช้การแก้สมการของคลื่นระนาบตกกระทบบนแผ่นสะท้อนไมโครสตริป [15] ซึ่งสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริปจะใช้นำแผ่นสะท้อนหลายแผ่นมาเรียงแฉวลำดับบนแผ่นวงจรพิมพ์

พิจารณาลำดับระนาบที่มีมุมตกกระทบ (θ_0, ϕ_0) จะได้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบ คือ

$$\vec{E}^{inc} = \vec{E}_0 e^{-jk_0 \hat{k}^{inc} \cdot \vec{R}} \quad (3.23)$$

$$\vec{H}^{inc} = \vec{H}_0 e^{-jk_0 \hat{k}^{inc} \cdot \vec{R}} = \frac{1}{\eta_0} \hat{k}_i \times \vec{E}^{inc} \quad (3.24)$$

โดยที่ \vec{E}_0 เป็นขนาดและเฟสของสนามตกกระทบ ซึ่งอยู่ในทอมนขององค์ประกอบในแนวนอนและองค์ประกอบในแนวตั้งฉากของระนาบลำดับตกกระทบ



รูปที่ 3.13 แผ่นสะท้อนไมโครสตริป

$$\bar{E}_0 = E_{0\theta} \hat{u}_\theta^{inc} + E_{0\phi} \hat{u}_\phi^{inc} \tag{3.25}$$

$$\bar{H}_0 = -H_{0\phi} \hat{u}_\theta^{inc} + H_{0\theta} \hat{u}_\phi^{inc} = -\frac{1}{\eta_0} E_{0\phi} \hat{u}_\theta^{inc} + \frac{1}{\eta_0} E_{0\theta} \hat{u}_\phi^{inc} \tag{3.26}$$

และ

$$\begin{aligned} \hat{u}_\theta^{inc} &= \hat{x} \cos \theta_0 \cos \phi_0 + \hat{y} \cos \theta_0 \sin \phi_0 - \hat{z} \sin \theta_0 \\ \hat{u}_\phi^{inc} &= \hat{x} \sin \phi_0 - \hat{y} \cos \phi_0 \end{aligned} \tag{3.27}$$

\bar{R} เป็นเวกเตอร์ตำแหน่ง ณ จุดสังเกต

$$\bar{R} = x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z} \tag{3.28}$$

k_0 เป็นเลขคลื่นในอากาศว่าง (Free Space) และ \hat{k}^{inc} เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยของการแผ่กระจายสนามตกกระทบ

$$\hat{k}^{inc} = -(u_0 \hat{x} + v_0 \hat{y} + w_0 \hat{z}) \tag{3.29}$$

โดยที่

$$\begin{aligned} u_0 &= \sin \theta_0 \cos \phi_0 \\ v_0 &= \sin \theta_0 \sin \phi_0 \\ w_0 &= \cos \theta_0 \end{aligned} \quad (3.30)$$

ดังนั้นเราสามารถเขียนสนามไฟฟ้าตกกระทบได้ใหม่เป็น

$$\bar{E}^{inc} = \bar{E}_0 e^{jk_0(u_0x + v_0y + \cos(\theta_0)z)} \quad (3.31)$$

ถ้าแผ่นวงจรมีพื้นผิวที่ไม่มีแผ่นสะท้อน เราสามารถหาสนามไฟฟ้าทั้งหมดในบริเวณ $z \geq 0$ ได้จากผลรวมระหว่างสนามตกกระทบ (Incident Field) กับสนามที่สะท้อนออกไป (Reflected Field) จากไดโพลไฟฟ้าของไมโครสตริป

$$\bar{E}^{tot} = \bar{E}^{inc} + \bar{E}^{ref} \quad (3.32)$$

แต่ถ้ามีแผ่นสะท้อนบนแผ่นวงจรมีพื้นผิว ดังรูป 3.16 จะทำให้สนามรวมในสมการ (3.32) เหนี่ยวนำให้เกิดกระแสเชิงผิว \bar{J}^s บนแผ่นสะท้อน และกระแสเชิงผิวนี้จะแผ่กำลังงานไปยังไดโพลไฟฟ้ากราวด์ ทำให้เกิดสนามไฟฟ้ากระเจิง (Scattered Field) \bar{E}^{scat} ไปในไดโพลไฟฟ้าและอากาศ ดังนั้นผลรวมของสนามไฟฟ้าทั้งหมดของแผ่นสะท้อนในบริเวณ $z \geq 0$ คือ

$$\bar{E}^{tot} = \bar{E}^{inc} + \bar{E}^{ref} + \bar{E}^{scat} \quad (3.33)$$

ซึ่งเราสามารถคำนวณหาสนามกระเจิงในไดโพลไฟฟ้าและอากาศ โดยใช้สมการคลื่น (Wave equation) ดังนี้

$$\nabla \times \nabla \times \bar{E} - k^2 \bar{E} = -j\omega\mu\bar{J} \quad (3.34)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} k &= k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} & \text{for } z > d \\ k &= \sqrt{\epsilon_r}k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_r\epsilon_0\mu_0} & \text{for } 0 \leq z \leq d \end{aligned} \quad (3.35)$$

จาก [54] แสดงให้เห็นว่าสมการ (3.34) สามารถจัดรูปให้อยู่ในเทอมของฟังก์ชันกรีนได้เป็น

$$\begin{aligned} \bar{E}(x, y, z) &= \iiint_{V_0} \bar{G}(x, y, z / x_0, y_0, z_0) \cdot \bar{J}(x_0, y_0, z_0) dV_0 \\ &+ \iint_{S_0} \left[(\hat{n} \times \nabla_0 \times \bar{E}) \cdot \bar{G} + (\hat{n} \times \bar{E}) \cdot \nabla_0 \times \bar{G} \right] dS_0 \end{aligned} \quad (3.36)$$

โดยที่ $\overline{\overline{G}}$ คือ ฟังก์ชันไดแอติกของกรีน

$$\overline{\overline{G}} = \sum_{i=x,y,z} \sum_{j=x_0,y_0,z_0} iG_{ij}j \quad (3.37)$$

และ G_{xy} หมายถึงกระแสเชิงผิวในทิศทาง \hat{y} เหนี่ยวนำให้เกิดสนามไฟฟ้าในทิศทาง \hat{x}

เมื่อพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตในระนาบ $z = 0$ และในครึ่งทรงกลมบน (Upper Hemisphere) ที่ระยะอนันต์ จะทำให้สนามไฟฟ้าในเทอมของอินทิกรัลเชิงผิวเป็นศูนย์ เนื่องจากสนามกระเจิงเกิดการสูญเสียทั้งในไดอิเล็กตริกและอากาศ ดังนั้นจึงทำให้สนามกระเจิงนี้เป็นศูนย์ที่ระยะอนันต์ และในระนาบ $z = 0$ ทำให้สนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสเป็นศูนย์ด้วย ดังนั้นสมการ (3.36) จะลดรูปเหลือเฉพาะเทอมของอินทิกรัลเชิงปริมาตรเท่านั้น และเราสามารถเขียนสมการ (3.36) ใหม่โดยใช้อนุกรมเทเลอร์ (Taylor's Series) ช่วยแก้ปัญหาคหาคสนามไฟฟ้าเนื่องจากกระแสเชิงผิว $\overline{J^S}$ ในระนาบ $z = d$ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \overline{E}(x, y, z) &= \iiint_{V_0} \overline{\overline{G}}(x, y, z / x_0, y_0, z_0) \cdot \overline{J}(x_0, y_0, z_0) dV_0 \\ &= \iint_{S_0} \overline{\overline{G}}(x, y, d / x_0, y_0) \cdot \overline{J^S}(x_0, y_0) dx_0 dy_0 \end{aligned} \quad (3.38)$$

เราจะใช้เงื่อนไขขอบเขตของแผ่นไดอิเล็กตริกกราวด์แก้สมการ (3.38) โดยพิจารณาว่าสนามไฟฟ้าทั้งหมดในแนวสัมผัสบนผิวแผ่นสะท้อนเป็นศูนย์ จะได้

$$\overline{E}_{\tan}^{inc} + \overline{E}_{\tan}^{ref} = -\overline{E}_{\tan}^{scat} = -\iint_{S_0} \overline{\overline{G}}(x, y, d / x_0, y_0) \cdot \overline{J^S}(x_0, y_0) dx_0 dy_0 \quad (3.39)$$

สมการ (3.39) เป็นสมการเชิงอินทิกรัลสนามไฟฟ้าที่ใช้การอินทิเกรตตลอดผิวของแผ่นสะท้อน ดังนั้นจึงเลือกใช้องค์ประกอบของฟังก์ชันไดแอติกของกรีนเฉพาะ G_{xx}, G_{yy}, G_{yx} และ G_{xy} ในการแก้สมการเท่านั้น ซึ่งในหัวข้อต่อไปจะได้กล่าวถึงการใช้วิธีเชิงเลข (Numerical Method) เพื่อหาค่ากระแสเชิงผิวไม่ทราบค่า $\overline{J^S}$ นี้

3.4.1 สมการเชิงอินทิกรัลสนามไฟฟ้าในรูปโดเมนความถี่

การแก้สมการ (3.39) นิยมจัดให้อยู่ในรูปการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) หรือโดเมนความถี่ (Spectral Domain) นั่นเอง เนื่องจากฟังก์ชันของกรีนสามารถเขียนให้อยู่ในโดเมนความถี่ได้ และสามารถใช้ทฤษฎีคอนโวลูชัน (Convolution) ในโดเมนตำแหน่ง (Spatial Domain) ช่วยแก้สมการได้ ซึ่งการแปลงฟูเรียร์ที่นำมาใช้คือ

$$\begin{aligned}\tilde{A}(k_x, k_y, z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} A(x, y, z) e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dx dy \\ A(x, y, z) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{A}(k_x, k_y, z) e^{jk_x x} e^{jk_y y} dk_x dk_y\end{aligned}\quad (3.40)$$

ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการ (3.39) ในรูปโดเมนความถี่ได้เป็น

$$\tilde{E}^{scat}(k_x, k_y, d) = \iint_{S_0} \bar{\bar{G}}(k_x, k_y, d / k_x, k_y) \cdot \tilde{J}^S(k_x, k_y) dk_x dk_y \quad (3.41)$$

หรือ

$$\begin{vmatrix} \tilde{E}_x^{scat}(k_x, k_y, d) \\ \tilde{E}_y^{scat}(k_x, k_y, d) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} G_{xx}(k_x, k_y, d) & G_{xy}(k_x, k_y, d) \\ G_{yx}(k_x, k_y, d) & G_{yy}(k_x, k_y, d) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \tilde{J}_x^S(k_x, k_y) \\ \tilde{J}_y^S(k_x, k_y) \end{vmatrix} \quad (3.42)$$

เราสามารถใส่สมการ (3.42) เพื่อนิยามสนามที่เกิดจากการกระจายกระแสเชิงผิวซึ่งสมมูลกับการกระจายกระแสในฟังก์ชันของกรีน เมื่อพิจารณาแหล่งกำเนิดแบบจุด (Point Source) จะได้

$$\begin{aligned}\bar{J}^S(x, y, z) &= \delta(x - x_0) \delta(y - y_0) \delta(z - d) \hat{p} \\ p &= x \text{ or } y\end{aligned}\quad (3.43)$$

แปลงสมการ (3.43) ให้อยู่ในรูปฟูเรียร์ โดยใช้ $\int f(x) \delta(x - a) = f(a)$ จะได้

$$\tilde{J}^S(k_x, k_y, d) = e^{-jk_x x_0} e^{-jk_y y_0} \delta(z - d) \hat{p} \quad (3.44)$$

แทนสมการ (3.44) ในสมการ (3.41) โดยใช้การแปลงกลับฟูเรียร์ และเขียนให้อยู่ในรูปไดแอดิก

$$\bar{\bar{E}}^{scat}(x, y, d / x_0, y_0) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{\bar{G}}(k_x, k_y, d) e^{jk_x(x-x_0)} e^{jk_y(y-y_0)} dk_x dk_y \quad (3.45)$$

สมการ (3.45) แสดงสนามไฟฟ้ากระเจิงที่จุด (x, y, d) ซึ่งเกิดจากอิลิเมนต์กระแสเล็กๆ ที่จุด (x_0, y_0, d) การกระจายกระแสเชิงผิวของกระแสที่สนใจในอากาศหรือไดอิเล็กตริกจะมีรูปแบบที่ง่ายในการแก้สมการเมื่อทำให้อยู่ในรูปการแปลงฟูเรียร์แบบฟังก์ชันไดเรกเดลต้า (Dirac Delta Function) ของแถวลำดับแหล่งกำเนิดแบบจุด และเราจะหาสนามไฟฟ้ากระเจิงในระนาบ $z = d$ เนื่องจากการกระจายกระแสเชิงผิว $\bar{J}(x_0, y_0, d)$ ตลอดผิวแผ่นสะท้อนได้จาก

$$\bar{E}^{scat}(x, y, d) = \iint_{S_0} \bar{\bar{E}}^{scat}(x, y, d / x_0, y_0) \cdot \bar{J}^S(x_0, y_0) dx_0 dy_0 \quad (3.46)$$

แทนสมการ (3.45) ในสมการ (3.46) จะได้

$$\begin{aligned}\bar{E}^{scat}(x, y, d) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{G}(k_x, k_y, d) e^{jk_x x} e^{jk_y y} dk_x dk_y \cdot \iint_{S_0} \bar{J}^S(x_0, y_0) e^{-jk_x x_0} e^{-jk_y y_0} dx_0 dy_0 \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{G}(k_x, k_y, d) \cdot \bar{J}^S(k_x, k_y) e^{jk_x x} e^{jk_y y} dk_x dk_y\end{aligned}\quad (3.47)$$

ดังนั้น สมการ (3.39) เขียนใหม่ในรูปการแปลงฟูเรียร์ได้ดังนี้

$$\bar{E}_{tan}^{inc} + \bar{E}_{tan}^{ref} = -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{G}(k_x, k_y, d) \cdot \bar{J}^S(k_x, k_y) e^{jk_x x} e^{jk_y y} dk_x dk_y \quad (3.48)$$

ซึ่งสมการ (3.48) เป็นสมการเชิงอินทิกรัลสนามไฟฟ้าในรูปโดเมนความถี่สำหรับกระแสเชิงผิวไม่ทราบค่า \bar{J}^S

3.4.2 ฟังก์ชันของกรีนในรูปโดเมนความถี่

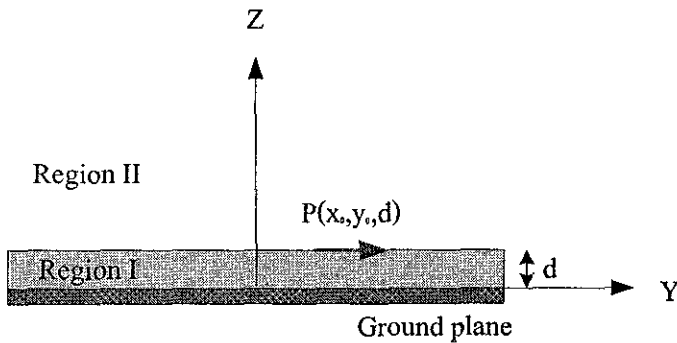
การเขียนฟังก์ชันไดแอดิกของกรีนสำหรับแผ่นสะท้อนไมโครสตริปในรูปโดเมนความถี่ จะพิจารณาจากกระแสไฟฟ้าเชิงผิวในทิศ y ดังแสดงในรูปที่ 3.14 ศักย์เวกเตอร์แม่เหล็กในบริเวณ Region I และ Region II สามารถเขียนในรูปสมการเฮล์มโฮลทซ์ (Helmholtz Equation) ได้เป็น

$$\nabla^2 \bar{A}^I + \epsilon_r k_0^2 \bar{A}^I = -\bar{J} \quad (3.49 \text{ ก})$$

$$\nabla^2 \bar{A}^{II} + k_0^2 \bar{A}^{II} = 0 \quad (3.49 \text{ ข})$$

โดยที่

$$\bar{J} = \delta(x - x_0) \delta(y - y_0) \delta(z - d) \hat{a}_y \quad (3.50)$$



รูปที่ 3.14 อลิเมนต์กระแสบนแผ่นกราวด์ไดอิเล็กตริกในทิศทาง y

การหาคำตอบของสมการ (3.49) จะอยู่ในรูปศักย์เวกเตอร์แม่เหล็ก A_z และ A_y และใช้การแปลงฟูเรียร์ของ $\bar{A}(x, y, z)$ ไปเป็น $\tilde{A}(k_x, k_y, z)$ ในรูปสมการเชิงอนุพันธ์สามัญ (Ordinary Differential Equation) สำหรับบริเวณ Region I ดังนี้

$$\begin{aligned}\nabla^2 A_y' + \varepsilon_r k_0^2 A_y' &= \frac{d^2 A_y'}{dx^2} + \frac{d^2 A_y'}{dy^2} + \frac{d^2 A_y'}{dz^2} + \varepsilon_r k_0^2 A_y' = -\bar{J} \\ \nabla^2 A_z' + \varepsilon_r k_0^2 A_z' &= \frac{d^2 A_z'}{dx^2} + \frac{d^2 A_z'}{dy^2} + \frac{d^2 A_z'}{dz^2} + \varepsilon_r k_0^2 A_z' = 0\end{aligned}\tag{3.51}$$

จะได้

$$\begin{aligned}\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{d^2 \bar{A}_y'}{dz^2} + \varepsilon_r k_0^2 \bar{A}_y' \right] e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dx dy \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{A}_y' \frac{d^2 e^{-jk_x x}}{dx^2} e^{-jk_y y} dx dy + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{A}_y' e^{-jk_x x} \frac{d^2 e^{-jk_y y}}{dy^2} dx dy \\ &\quad + \frac{d^2}{dz^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{A}_y' e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dx dy + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon_r k_0^2 \bar{A}_y' e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dx dy \\ &= \frac{d^2 \tilde{A}_y'}{dz^2} + (\varepsilon_r k_0^2 - k_x^2 - k_y^2) \tilde{A}_y' \\ &= \frac{d^2 \tilde{A}_y'}{dz^2} + k_1^2 \tilde{A}_y'\end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned}\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{J} e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dx dy \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [\delta(x-x_0)\delta(y-y_0)\delta(z-d)] e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dx dy \\ &= \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(x-x_0) e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dx dy \right] \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(y-y_0) e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dx dy \right] \delta(z-d) \\ &= \delta(z-d) e^{-jk_x x_0} e^{-jk_y y_0}\end{aligned}$$

ดังนั้นสมการ (3.49) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\frac{d^2 \tilde{A}_y'}{dz^2} + k_1^2 \tilde{A}_y' &= \delta(z-d) e^{-jk_x x_0} e^{-jk_y y_0} \\ \frac{d^2 \tilde{A}_z'}{dz^2} + k_1^2 \tilde{A}_z' &= 0\end{aligned}\tag{3.52}$$

และในทำนองเดียวกัน สำหรับบริเวณ Region II จะได้

$$\begin{aligned}\frac{d^2 \tilde{A}_y^{\text{II}}}{dz^2} + k_2^2 \tilde{A}_y^{\text{II}} &= 0 \\ \frac{d^2 \tilde{A}_z^{\text{II}}}{dz^2} + k_2^2 \tilde{A}_z^{\text{II}} &= 0\end{aligned}\quad (3.53)$$

โดยที่

$$\begin{aligned}k_1^2 &= \epsilon_r k_0^2 - k_x^2 - k_y^2 \\ k_2^2 &= k_0^2 - k_x^2 - k_y^2\end{aligned}\quad (3.54)$$

สมการ (3.52) และ (3.53) ซึ่งเป็นสมการเชิงอนุพันธ์สามัญ เขียนให้อยู่รูปแบบทั่วไป คือ

$$\begin{aligned}\tilde{A}_y^{\text{I}} &= Ae^{jk_1 z} + Be^{-jk_1 z} \\ \tilde{A}_z^{\text{I}} &= Ce^{jk_1 z} + De^{-jk_1 z}\end{aligned}\quad (3.55)$$

$$\begin{aligned}\tilde{A}_y^{\text{II}} &= Ee^{-jk_2 z} \\ \tilde{A}_z^{\text{II}} &= Fe^{-jk_2 z}\end{aligned}\quad (3.56)$$

เราจะแก้สมการ (3.55) และ (3.56) โดยใช้สมการเงื่อนไขขอบเขต

$$\begin{aligned}\bar{E}_{\text{tan}}^{\text{I}} &= 0 & \text{at } z = 0 \\ \bar{E}_{\text{tan}}^{\text{I}} &= \bar{E}_{\text{tan}}^{\text{II}} & \text{at } z = d \\ \hat{n} \times (\bar{H}_{\text{tan}}^{\text{II}} - \bar{H}_{\text{tan}}^{\text{I}}) &= \bar{J} & \text{at } z = d\end{aligned}\quad (3.57)$$

และใช้ความสัมพันธ์สนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก และศักย์แวกเตอร์แม่เหล็ก ดังนี้

$$\begin{aligned}E_x(x, y, z) &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[\frac{d^2 A_y}{dx dy} + \frac{d^2 A_z}{dx dz} \right] \\ E_y(x, y, z) &= -j\omega A_y + \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[\frac{d^2 A_y}{dy^2} + \frac{d^2 A_z}{dy dz} \right] \\ E_z(x, y, z) &= -j\omega A_z + \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[\frac{d^2 A_y}{dy dz} + \frac{d^2 A_z}{dz^2} \right]\end{aligned}\quad (3.58 \text{ ก})$$

$$\begin{aligned}
 H_x(x, y, z) &= \frac{dA_z}{dy} - \frac{dA_y}{dz} \\
 H_y(x, y, z) &= -\frac{dA_z}{dx} \\
 H_z(x, y, z) &= \frac{dA_y}{dx}
 \end{aligned} \tag{3.58}$$

สมการ (3.58) เขียนให้อยู่ในรูปโดเมนความถี่

$$\begin{aligned}
 \tilde{E}_x(k_x, k_y, z) &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[-k_x k_y \tilde{A}_y + jk_x \frac{d\tilde{A}_z}{dz} \right] \\
 \tilde{E}_y(k_x, k_y, z) &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[(k^2 - k_y^2) \tilde{A}_y + jk_y \frac{d\tilde{A}_z}{dz} \right] \\
 \tilde{E}_z(k_x, k_y, z) &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[jk_y \frac{d\tilde{A}_y}{dz} + (k^2 + \frac{d^2}{dz^2}) \tilde{A}_z \right] \\
 \tilde{H}_x(x, y, z) &= -jk_y \tilde{A}_z - \frac{d\tilde{A}_y}{dz} \\
 \tilde{H}_y(x, y, z) &= jk_x \tilde{A}_z \\
 \tilde{H}_z(x, y, z) &= -jk_x \tilde{A}_y
 \end{aligned} \tag{3.59}$$

ดังนั้นการหาสัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่า A B C D E และ F โดยกำหนดให้ $k = \sqrt{\epsilon_r} k_0$ สำหรับบริเวณ Region I และ $k = k_0$ สำหรับบริเวณ Region II จะได้สัมประสิทธิ์แอมพลิจูดดังนี้

$$\tilde{A}_y^I(k_x, k_y, z) = \frac{\sin(k_1 z)}{T_e} e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \tag{3.60}$$

$$\tilde{A}_z^I(k_x, k_y, z) = \frac{k_y (\epsilon_r - 1) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \cos(k_1 z) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \tag{3.61}$$

$$\tilde{A}_y^{II}(k_x, k_y, z) = \frac{\sin(k_1 d)}{T_e} e^{-jk_2(z-d)} e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \tag{3.62}$$

$$\tilde{A}_z^{II}(k_x, k_y, z) = \frac{k_y (\epsilon_r - 1) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \cos(k_1 d) e^{-jk_2(z-d)} e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \tag{3.63}$$

โดยที่

$$\begin{aligned}
 T_e &= k_1 \cos(k_1 d) + jk_2 \sin(k_1 d) \\
 T_m &= \epsilon_r k_2 \cos(k_1 d) + jk_1 \sin(k_1 d)
 \end{aligned} \tag{3.64}$$

แทนสมการ (3.60) และ (3.61) ลงในสมการ (3.59) และหาสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสในระนาบ $z = d$ ที่เกิดจากอิลิเมนต์กระแสในทิศทาง y ซึ่งจะได้ฟังก์ชันของกรีน G_{xy} และ G_{yy} ดังนี้

$$\begin{aligned}\tilde{E}_x(k_x, k_y, z) &= \\ &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[-k_x k_y \frac{\sin(k_1 z)}{T_e} e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} + jk_x \frac{d \left[\frac{k_y (\epsilon_r - 1) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \cos(k_1 z) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \right]}{dz} \right] \\ &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[-k_x k_y \frac{\sin(k_1 z)}{T_e} e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} - jk_x k_1 \frac{k_y (\epsilon_r - 1) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \sin(k_1 z) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \right]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}G_{xy}(k_x, k_y, d) &= \\ &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[-k_x k_y \frac{\sin(k_1 d)}{T_e} e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} - jk_x k_1 \frac{k_y (\epsilon_r - 1) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \sin(k_1 d) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \right] \\ &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[-k_x k_y \frac{T_m}{T_e T_m} - jk_x k_1 \frac{k_y (\epsilon_r - 1) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \right] \sin(k_1 d) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \\ &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[\frac{-k_x k_y \epsilon_r k_2 \cos(k_1 d) - jk_1 k_x k_y \epsilon_r \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \right] \sin(k_1 d) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \\ &= -\frac{1}{j\omega\epsilon} \left[\frac{k_x k_y \epsilon_r (k_2 \cos(k_1 d) + jk_1 \sin(k_1 d))}{T_e T_m} \right] \sin(k_1 d) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)}\end{aligned}$$

(3.65)

$$\begin{aligned}\tilde{E}_y(k_x, k_y, z) &= \\ &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[(k^2 - k_y^2) \frac{\sin(k_1 z)}{T_e} e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} + jk_y \frac{d \left[\frac{k_y (\epsilon_r - 1) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \cos(k_1 z) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \right]}{dz} \right] \\ &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[(\epsilon_r k_0^2 - k_y^2) \frac{\sin(k_1 z)}{T_e} e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} - jk_y k_1 \frac{k_y (\epsilon_r - 1) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \sin(k_1 z) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \right]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
G_{yy}(k_x, k_y, d) &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[(\epsilon_r k_0^2 - k_y^2) \frac{\sin(k_1 d)}{T_e} e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} - jk_y k_1 \frac{k_y (\epsilon_r - 1) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \sin(k_1 d) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \right] \\
&= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[(\epsilon_r k_0^2 - k_y^2) \frac{T_m}{T_e T_m} - jk_y k_1 \frac{k_y (\epsilon_r - 1) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \right] \sin(k_1 d) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \\
&= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[\frac{(\epsilon_r k_0^2 - k_y^2) \epsilon_r k_2 \cos(k_1 d) + jk_1 (\epsilon_r k_0^2 - k_y^2 - k_y^2 \epsilon_r + k_y^2) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \right] \sin(k_1 d) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)} \\
&= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[\frac{(\epsilon_r k_0^2 - k_y^2) \epsilon_r k_2 \cos(k_1 d) + jk_1 \epsilon_r (k_0^2 - k_y^2) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \right] \sin(k_1 d) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)}
\end{aligned} \tag{3.66}$$

ในการทำงานเดียวกันกับสมการ (3.49) ถึง (3.65) สำหรับการหาฟังก์ชันของกรีน G_{xx} และ G_{yx} ซึ่งเป็นการหาสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสในระนาบ $z = d$ ที่เกิดจากอิลิเมนต์กระแสในทิศทาง x และศักย์เวกเตอร์แม่เหล็ก A_x และ A_z จะได้

$$\begin{aligned}
G_{xx}(k_x, k_y, d) &= \frac{1}{j\omega\epsilon} \left[\frac{(\epsilon_r k_0^2 - k_x^2) \epsilon_r k_2 \cos(k_1 d) + jk_1 \epsilon_r (k_0^2 - k_x^2) \sin(k_1 d)}{T_e T_m} \right] \sin(k_1 d) e^{-j(k_x x_0 + k_y y_0)}
\end{aligned} \tag{3.67}$$

$$G_{yx}(k_x, k_y, d) = G_{xy}(k_x, k_y, d) \tag{3.68}$$

3.5 สนามตกกระทบ (Incident Field) และสนามสะท้อน (Reflected Field)

ระนาบคลื่นตกกระทบที่มุม (θ_0, ϕ_0) ในระบบพิกัด (x, y, z) ดังแสดงในสมการ (3.30) สามารถตั้งระบบพิกัดใหม่ (x', y', z') ณ มุมตกกระทบจริง และใช้การแปลงระบบพิกัดภายใต้การหมุนพิกัด ดังแสดงในรูปที่ 3.15

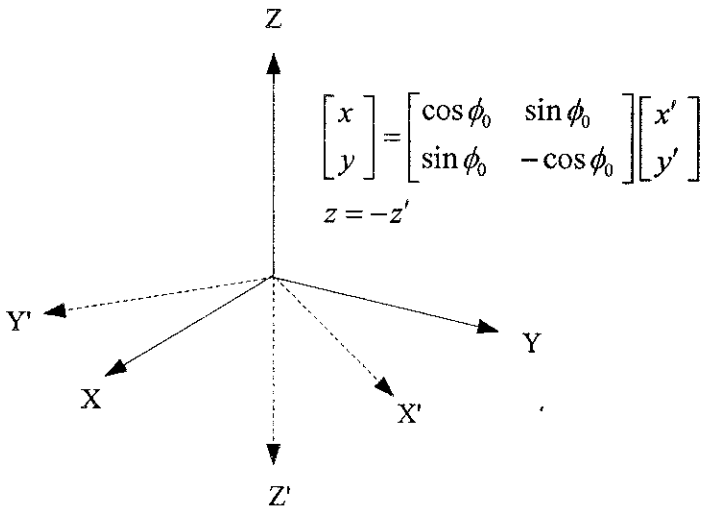
และจะได้สนามไฟฟ้าตกกระทบในพิกัดใหม่เป็น

$$\bar{E}^{inc}(x', y', z') = E_0 e^{jk_0 (u'_0 x' - \cos(\theta_0) z')} \hat{q} \tag{3.69}$$

โดยที่

$$u'_0 = \sin(\theta_0) \tag{3.70}$$

การแปลงพิกัดจาก (x', y', z') ไปเป็น (x, y, z) ซึ่งเป็นการหมุนระบบพิกัดจากจุดกำเนิด ในแนวแกน z ไปมุม ϕ_0 และมุมตกกระทบนี้หมุนได้ 180°



รูปที่ 3.15 การแปลงระบบพิกัดสำหรับใช้หาสนามตกกระทบและสนามสะท้อนบนแผ่นไดอิเล็กทริกกราวด์

จากรูปที่ 3.16 แสดงการแยกคำนวณสัมประสิทธิ์การสะท้อนสำหรับโหมด TM และโหมด TE ไปยังคลื่นโพลาไรซ์ในแนวแกน z

$$\Gamma^{TM} = \frac{js \tan(k_0 sd) - \epsilon_r \cos(\theta_0)}{js \tan(k_0 sd) + \epsilon_r \cos(\theta_0)} \quad (3.71)$$

$$\Gamma^{TE} = \frac{js \tan(k_0 sd) - s \sec(\theta_0)}{js \tan(k_0 sd) + s \sec(\theta_0)} \quad (3.72)$$

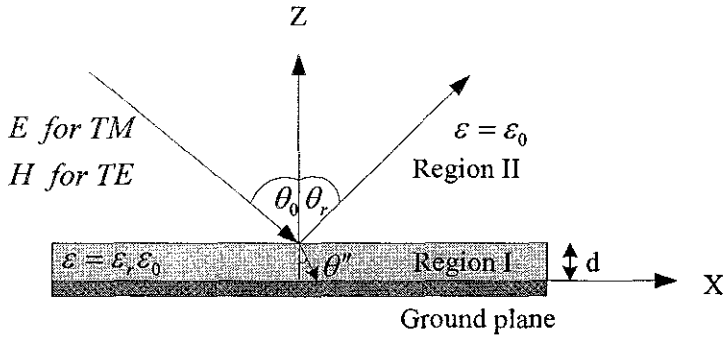
$$s = \sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta_0)} \quad (3.73)$$

สนามสะท้อนในแนวสัมผัส เนื่องจากสนามตกกระทบในโหมด TM คือ

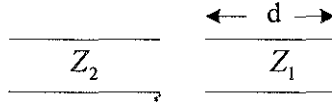
$$\bar{E}_{\tan}^{ref}(x', y', -d) = \Gamma^{TM} E_0 e^{jk_0 \sin(\theta_0)x'} e^{jk_0 \cos(\theta_0)d} (\hat{a}_\theta \cdot \hat{a}_{x'}) \hat{a}_{x'} \quad (3.74)$$

และสนามสะท้อนในแนวสัมผัส เนื่องจากสนามตกกระทบในโหมด TE คือ

$$\bar{E}_{\tan}^{ref}(x', y', -d) = \Gamma^{TE} E_0 e^{jk_0 \sin(\theta_0)x'} e^{jk_0 \cos(\theta_0)d} (\hat{a}_\theta \cdot \hat{a}_{y'}) \hat{a}_{y'} \quad (3.75)$$



Equivalent circuit



TM reflection coefficient

$$\Gamma^{TM} = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2}$$

where

$$Z_L = jZ_1 \tan(k_1 d)$$

$$Z_2 = \eta_2 \cos(\theta_0) = \eta_0 \cos(\theta_0)$$

$$Z_1 = \eta_1 \cos(\theta'') = \frac{\eta_0}{\epsilon_r} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta_0)} = \frac{\eta_0}{\epsilon_r} s$$

$$k_1 = k_0 \sqrt{\epsilon_r} \cos(\theta'') = k_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta_0)} = k_0 s$$

TE reflection coefficient

$$\Gamma^{TE} = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2}$$

where

$$Z_L = jZ_1 \tan(k_1 d)$$

$$Z_2 = \eta_2 \sec(\theta_0) = \eta_0 \sec(\theta_0)$$

$$Z_1 = \eta_1 \cos(\theta'') = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta_0)}} = \frac{\eta_0}{s}$$

$$k_1 = k_0 \sqrt{\epsilon_r} \cos(\theta'') = k_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta_0)} = k_0 s$$

รูปที่ 3.16 วงจรสมมูลสายส่งสำหรับระนาบคลื่นตกกระทบบนแผ่นไดอิเล็กทริกกราวด์

ดังนั้นสนามไฟฟ้าสะท้อนในแนวสัมผัสที่ตำแหน่ง $z = d$ โดยใช้การแปลงพิกัด (x', y', z') กลับไปยังพิกัด (x, y, z)

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} E_x^{ref}(x, y, d) \\ E_y^{ref}(x, y, d) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \phi_0 & \sin \phi_0 \\ \sin \phi_0 & -\cos \phi_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x^{ref}(x', y', -d) \\ E_y^{ref}(x', y', -d) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos \phi_0 & \sin \phi_0 \\ \sin \phi_0 & -\cos \phi_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma^{TM} E_0 e^{jk_0[\sin(\theta_0)x' + \cos(\theta_0)d]} (\hat{a}_\theta \cdot \hat{a}_{x'}) \\ \Gamma^{TE} E_0 e^{jk_0[\sin(\theta_0)x' + \cos(\theta_0)d]} (\hat{a}_\phi \cdot \hat{a}_{y'}) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos \phi_0 & \sin \phi_0 \\ \sin \phi_0 & -\cos \phi_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma^{TM} \cos \theta_0 (\bar{E}^{inc} \cdot \hat{a}_\theta) \\ -\Gamma^{TE} (\bar{E}^{inc} \cdot \hat{a}_\phi) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos \phi_0 & \sin \phi_0 \\ \sin \phi_0 & -\cos \phi_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma^{TM} \cos \theta_0 & 0 \\ 0 & -\Gamma^{TE} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{E}^{inc} \cdot \hat{a}_\theta \\ \bar{E}^{inc} \cdot \hat{a}_\phi \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.76}$$

โดยที่ $\bar{E}^{inc} \cdot \hat{a}_\theta$ ที่ตำแหน่ง $z = d$ เนื่องจากสนามตกกระทบในโหมด TM หาได้จาก

$$\bar{E}^{inc} \cdot \hat{a}_\theta = E_0 e^{jk_0(u_0 x + v_0 y + \cos \theta_0 d)} \cdot \hat{a}_\theta \tag{3.77}$$

และในทำนองเดียวกัน จะได้สนามไฟฟ้าทั้งหมดในแนวสัมผัส

$$\begin{bmatrix} E_x^{inc} + E_x^{ref} \\ E_y^{inc} + E_y^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi_0 & \sin \phi_0 \\ \sin \phi_0 & -\cos \phi_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1 + \Gamma^{TM}) \cos \theta_0 & 0 \\ 0 & -(1 + \Gamma^{TE}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{E}^{inc} \cdot \hat{a}_\theta \\ \bar{E}^{inc} \cdot \hat{a}_\phi \end{bmatrix} \tag{3.78}$$

จาก [15] ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าเชิงผิวสมมูล (Equivalent Electric Surface Density) \bar{J}_s^i ที่ระนาบ $z = 0$ คำนวณได้จาก

$$\bar{J}_s^i(x, y)|_{z=0} = \bar{J}_{s_x}^i(x, y)|_{z=0} \hat{x} + \bar{J}_{s_y}^i(x, y)|_{z=0} \hat{y} = -2\hat{z} \times \bar{H}_i|_{z=0} \tag{3.79}$$

และเมื่อใช้สมการ (3.30) (3.25) และ (3.29) แทนลงในสมการ (3.79) จะได้

$$\bar{J}_s^e = \bar{J}_{s_0}^e e^{jk_0(xu_0 + yv_0 + d \cos \theta_0)} \tag{3.80}$$

โดยที่

$$\bar{J}_{s_0}^e = \frac{-2}{\eta_0} \left[\hat{x}(E_{0\theta} \cos \phi_0 - E_{0\phi} \cos \theta_0 \sin \phi_0) + \hat{y}(E_{0\theta} \sin \phi_0 - E_{0\phi} \cos \theta_0 \cos \phi_0) \right] \tag{3.81}$$

3.6 ระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment Method)

จากสมการ (3.48) ซึ่งเป็นสมการเชิงอินทิกรัลสนามไฟฟ้า ที่มีกระแสไม่ทราบค่า \bar{J}^S เราจะหากระแสไม่ทราบค่านี้โดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์ ซึ่งเริ่มด้วยการกำหนดฟังก์ชันฐาน (Basis Function) \bar{J}_j เพื่อหา \bar{J}^S ดังนี้

$$\begin{aligned}\bar{J}^S(x, y, d) &= \sum_{j=1}^N I_j \bar{J}_j(x, y, d) \\ \bar{J}^S(k_x, k_y, d) &= \sum_{j=1}^N I_j \bar{J}_j(k_x, k_y, d)\end{aligned}\quad (3.82)$$

แทนสมการ (3.82) ลงในสมการ (3.48) จะได้

$$\begin{aligned}\bar{E}_{\tan}^{inc} + \bar{E}_{\tan}^{ref} &= -\frac{1}{4\pi^2} \sum_{j=1}^N I_j \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{G}(k_x, k_y, d) \cdot \bar{J}_j(k_x, k_y) e^{jk_x x} e^{jk_y y} dk_x dk_y \right] \\ &= -\frac{1}{4\pi^2} \sum_{j=1}^N I_j L(J_j)\end{aligned}\quad (3.83)$$

เพื่อที่จะหาค่าขนาดของกระแสที่ไม่ทราบค่า N ค่า จำเป็นจะต้องมี N สมการ เพื่อจะหาค่าให้ได้ดังนั้น จึงใช้ฟังก์ชันทดสอบ (Testing Function) หรือฟังก์ชันน้ำหนัก \bar{J}_i กับสมการ (3.83) และทำการอินทิเกรตตลอดทั้งบริเวณผิวสะท้อนที่ต้องการหาค่า จะได้

$$\iint_S (\bar{E}_{\tan}^{inc} + \bar{E}_{\tan}^{ref}) \cdot \bar{J}_i ds = \sum_{j=1}^N I_j \left[-\frac{1}{4\pi^2} \iint_S \bar{J}_i \cdot L(J_j) ds \right]\quad (3.84)$$

โดยเราจะเลือกใช้หลักการของกาเลอร์กิน (Galerkin) ซึ่งเป็นการเลือกให้ฟังก์ชันทดสอบเหมือนกับฟังก์ชันฐาน แล้วใช้การเปลี่ยนสมการเชิงอินทิกรัลให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ขนาด $N \times N$ เพื่อแก้สมการหาสัมประสิทธิ์ของการขยายไม่ทราบค่า I_j

$$[V] = [Z][I]\quad (3.85)$$

โดยที่

$$Z_{ij} = -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{J}_i(-k_x, -k_y) \cdot \bar{G}(k_x, k_y, d) \cdot \bar{J}_j(k_x, k_y) dk_x dk_y\quad (3.86)$$

$$V_i = \bar{J}_{i0} \cdot \bar{G}(-k_0 u_0, -k_0 v_0) \cdot \bar{J}_i(-k_0 u_0, -k_0 v_0)\quad (3.87)$$

เวกเตอร์แรงดันในสมการ (3.87) ประกอบด้วยสนามไฟฟ้าตกกระทบในโหมด TM และโหมด TE ถ้าสนามตกกระทบมีการโพลาไรซ์เชิงเส้น ดังนั้นเวกเตอร์แรงดันจะลดรูปเหลือเฉพาะโหมด TM หรือ TE อย่างใดอย่างหนึ่งเท่านั้น

3.6.1 สนามระยะไกล (Far Field)

การหาสนามระยะไกล เป็นการหาสนามในบริเวณ Region II หรือในอากาศ เนื่องจากกระแสเชิงผิวในทิศทาง y และศักย์เวกเตอร์แม่เหล็ก A_y และ A_z โดยแทนสมการ (3.62) และ (3.63) ลงในสมการ (3.59) แล้วอินทิเกรตกระแส $J_y(x_0, y_0)$ ในทิศทาง y หลังจากนั้นทำการแปลงฟูเรียร์ย้อนกลับ จะได้

$$E_y(x, y, z) = e^{jk_0 z} \frac{Z_0}{jk_0} \tilde{J}(-k_x - k_y) \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{yy}(k_x, k_y) e^{-jk_0 r} dk_x dk_y \quad (3.88)$$

$$E_x(x, y, z) = e^{jk_0 z} \frac{Z_0}{jk_0} \tilde{J}(-k_x - k_y) \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{xy}(k_x, k_y) e^{-jk_0 r} dk_x dk_y \quad (3.89)$$

$$E_z(x, y, z) = e^{jk_0 z} \frac{Z_0}{jk_0} \tilde{J}(-k_x - k_y) \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{zy}(k_x, k_y) e^{-jk_0 r} dk_x dk_y \quad (3.90)$$

ดังนั้น ค่าคงตัวเฟส (Stationary Phase) ในรูปสมการเชิงอินทิกรัลคือ

$$\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G(k_x, k_y) e^{-jk_0 r} \quad (3.91)$$

หรือ

$$\frac{e^{-jk_0 r}}{r} \frac{jk_0 \cos \theta}{2\pi} G(k_x, k_y) \quad (3.92)$$

โดยจุดคงตัวเฟสหาได้จาก

$$\begin{aligned} k_x &= k_0 \cos \theta \cos \phi \\ k_y &= k_0 \cos \theta \sin \phi \end{aligned} \quad (3.93)$$

จากสมการ (3.88) ถึงสมการ (3.90) และความสัมพันธ์ในสมการ (3.94) เราสามารถหาสนามไฟฟ้าระยะไกลในทิศทาง θ และ ϕ สำหรับกระแสในทิศทาง y ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} E_\theta &= E_x \cos \theta \cos \phi + E_y \cos \theta \sin \phi - E_z \sin \theta \\ E_\phi &= -E_x \sin \phi + E_y \cos \phi \end{aligned} \quad (3.94)$$

จะได้

$$E_\theta = C \tilde{J}(-k_x, -k_y) \cos \theta \left(\frac{k_0^2 \sin(k_1 d)}{T_e} \right) \cos \phi$$

$$E_\phi = C \tilde{J}(-k_x, -k_y) \cos \theta \left(\frac{k_0 k_1 \sin(k_1 d)}{T_m} \right) \sin \phi$$
(3.95)

โดยที่

$$C = \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \frac{Z_0}{2\pi} e^{jk_2 d}$$
(3.96)

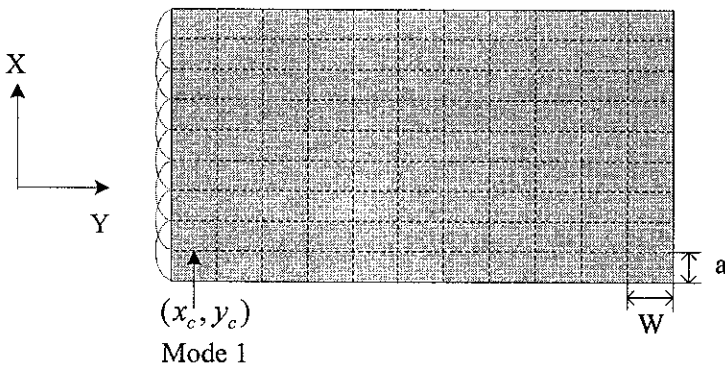
ในทำนองเดียวกัน เราสามารถหาสนามระยะไกลเนื่องจากกระแสในทิศทาง x ได้จาก

$$E_\theta = C \tilde{J}(-k_x, -k_y) \cos \theta \left(\frac{k_0^2 \sin(k_1 d)}{T_e} \right) \sin \phi$$

$$E_\phi = C \tilde{J}(-k_x, -k_y) \cos \theta \left(\frac{k_0 k_1 \sin(k_1 d)}{T_m} \right) \cos \phi$$
(3.97)

3.6.2 การวิเคราะห์เชิงเลข (Numerical Analysis)

สมการ (3.48) ซึ่งเป็นสมการเชิงอินทิกรัลสนามไฟฟ้าในโดเมนความถี่ สำหรับแผ่นสะท้อนไมโครสตริป เพื่อแก้สมการหาสนามกระเจิงด้วยระเบียบวิธี โมเมนต์ เราจะเลือกใช้ฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันทดสอบเป็นฟังก์ชันพีชโวลต์แบบชานน์ (Piecewise Sinusoidal หรือ PWS) ทั้งในแนวแกน x และ y ซึ่งเป็นการกำหนดค่าการกระจายในช่วงหนึ่งของ N ส่วนความยาวของโครงสร้างแผ่นสะท้อนที่ไม่ซ้อนทับกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 การกระจายโหมดสำหรับแผ่นสะท้อนไมโครสตริป

เมื่อวิเคราะห์ PWS ในทิศทาง x จะได้

$$J_j(x, y) = J_j(x)J_j(y) = \frac{\sin(k_{eff}(a - |x - x_c|))}{\sin(k_{eff}a)} \frac{1}{W} \hat{a}_x$$

for $|x - x_c| < a$

$$|y - y_c| < \frac{W}{2}$$
(3.98)

โดยที่พิกัด (x_c, y_c) เป็นจุดกึ่งกลางของโหมด PWS มีค่าเท่ากับ a และ $W/2$ ตามลำดับ และ k_{eff} เป็นเลขคลื่นในแผ่นสะท้อน สมการ (3.98) สามารถเขียนให้อยู่ในโดเมนความถี่ได้เป็น

$$\tilde{J}_j(k_x, k_y) = \tilde{J}_j(k_x)\tilde{J}_j(k_y) \quad (3.99)$$

$$\tilde{J}_j(k_x) = \frac{2k_{eff}(\cos(k_x a) - \cos(k_{eff}a))}{\sin(k_{eff}a)(k_{eff}^2 - k_x^2)} e^{-jk_x x_c} \quad (3.100)$$

$$\tilde{J}_j(k_y) = \frac{\sin(k_y \frac{W}{2})}{k_y \frac{W}{2}} e^{-jk_y y_c} \quad (3.101)$$

และในทำนองเดียวกันเราสามารถวิเคราะห์ PWS ในทิศทาง y ได้เป็น

$$\tilde{J}_j(k_x) = \frac{\sin(k_x \frac{a}{2})}{k_x \frac{a}{2}} e^{-jk_x x_c} \quad (3.102)$$

$$\tilde{J}_j(k_y) = \frac{2k_{eff}(\cos(k_y W) - \cos(k_{eff}W))}{\sin(k_{eff}W)(k_{eff}^2 - k_y^2)} e^{-jk_y y_c}$$

การหาค่าเมตริกซ์อิมพีแดนซ์ในสมการ (3.86) ด้วยวิธีเชิงเลข จะใช้การแปลงให้อยู่ในพิกัดเชิงขั้วคือ

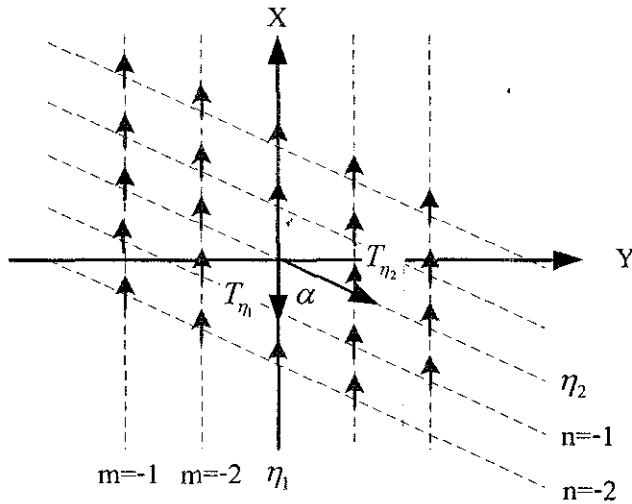
$$\beta^2 = k_x^2 + k_y^2$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{k_y}{k_x} \right) \quad (3.103)$$

ดังนั้น สมการเชิงอินทิกรัล ∞ สองชั้นเทียบกับ k_x และ k_y สามารถแปลงให้เป็นสมการเชิงอินทิกรัลในช่วง $0-2\pi$ สำหรับ α และในช่วง $0-\infty$ สำหรับ β จึงทำให้เกิดโพลเป็นศูนย์ในช่วงระหว่าง k_0 กับ $\sqrt{\epsilon_r} k_0$

เนื่องจากเราแบ่งแผ่นสะท้อนออกเป็นโหนดย่อยจำนวนมาก จึงทำให้ต้องใช้เวลาประมวลผลมากขึ้นด้วย เพื่อลดเวลาประมวลผลนี้ เราจะใช้การเติมเมตริกซ์ด้วย Toeplitz แบบสมมาตร เข้าไปในเมตริกอิมพีแดนซ์ และใช้การ Interpolation จากเมตริกอิมพีแดนซ์ซึ่งสร้างจากข้อมูลแบบหยาบๆ

3.7 การวิเคราะห์แผ่นสะท้อนด้วยหลักการ Infinite array



รูปที่ 3.18 แลวลำดับอนันต์ (Infinite array) ของอิมพีแดนซ์ไดโพลในระบบ Skewed Coordinate

รูปที่ 3.18 แสดงแลวลำดับอนันต์ที่มีสนามไดโพลในทิศทาง x วางอยู่บนแผ่นไดอิเล็กทริกกราวด์ แลวลำดับไดโพลจะวางเป็นรายคาบในระบบพิกัดแบบเฉของ η_1 และ η_2 ด้วยคาบเวลา T_{η_1} และ T_{η_2} ตามลำดับ เมื่อพิจารณาขนาดคลื่นตกกระทบบนแลวลำดับไดโพลอนันต์ ที่มีมุมตกกระทบ (θ_0, ϕ_0) โครงสร้างแบบรายคาบอนันต์จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำกระแสบนไดโพลแต่ละแผ่นเนื่องจากขนาดคลื่นตกกระทบ ส่งผลให้แอมพลิจูดคงที่และเฟสเปลี่ยนแปลง ซึ่งกระแสเหนี่ยวนำนี้สามารถเขียนให้อยู่ในระบบพิกัด (x, y) ได้ดังนี้

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(x-x') e^{jk_0 u_0 x} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(y-y') e^{jk_0 v_0 y}$$

$$y' = nT_{\eta_2} \sin \alpha$$

$$x' = mT_{\eta_1} + nT_{\eta_2} \cos \alpha$$

$$= mT_{\eta_1} + \frac{y'}{\sin \alpha} \cos \alpha$$

$$= mT_{\eta_1} + y' \cot \alpha$$

จะได้

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(x - y \cot \alpha - mT_{\eta_1}) e^{jk_0 u_0 x} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(y - nT_{\eta_2} \sin \alpha) e^{jk_0 v_0 y} \quad (3.104)$$

เมื่อพิจารณาการออฟเซตแถวลำดับอนันต์ด้วย (x_0, y_0) ออกจากจุดกำเนิด การกระจายกระแสออฟเซตจะอยู่ในรูป

$$J_x^\infty(x, y) = \delta(x - x_0) \delta(y - y_0) * \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(x - y \cot \alpha - mT_{\eta_1}) e^{jk_0 u_0 x} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(y - nT_{\eta_2} \sin \alpha) e^{jk_0 v_0 y} \right] \quad (3.105)$$

การกระจายกระแสในสมการ (3.95) สามารถแปลงฟูเรียร์ ได้ดังนี้

$$\tilde{J}_x^\infty(k_x, k_y) = \frac{4\pi^2 e^{jk_x x_0} e^{jk_y y_0}}{T_{\eta_1} T_{\eta_2} \sin \alpha} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(k_x - k'_x) \delta(k_y - k'_y) \quad (3.106)$$

โดยที่

$$k'_x = \frac{2\pi m}{T_{\eta_1}} + k_0 u_0$$

$$k'_y = \frac{2\pi n}{T_{\eta_2} \sin \alpha} - \frac{2\pi m}{T_{\eta_1} \tan \alpha} + k_0 v_0 \quad (3.107)$$

ตัวแปร u_0 และ v_0 เป็นคลื่นระนาบตกกระทบในทิศโคไซน์เมื่อเทียบกับแกน x และ y ตามลำดับ เมื่อแทนสมการ (3.106) สำหรับแถวลำดับอนันต์ในทิศทาง x และ y ลงในสมการ (3.42) จากนั้นแปลงฟูเรียร์ย้อนกลับ จะได้สนามไฟฟ้าในรูปไคแอดิก ดังนี้

$$\bar{E}^\infty(x, y, d / x_0, y_0) = \frac{1}{T_{\eta_1} T_{\eta_2} \sin \alpha} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{G}(k'_x, k'_y) e^{jk'_x(x-x_0)} e^{jk'_y(y-y_0)} \quad (3.108)$$

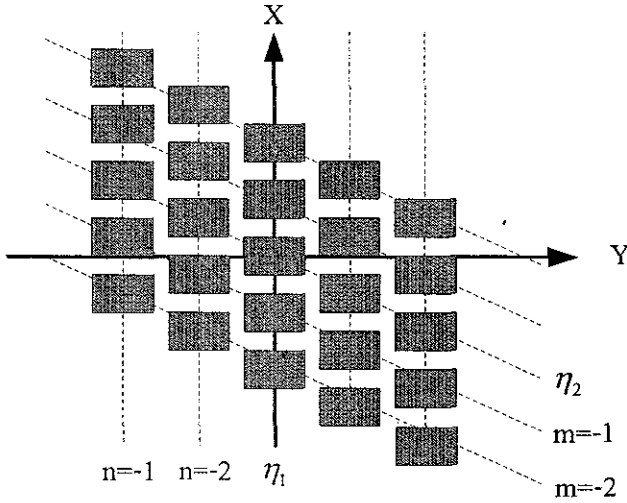
โดยทั่วไป แถวลำดับจะประกอบด้วยกลุ่มแผ่นสะท้อนวางแบบ 2 มิติ ดังแสดงในรูป 3.19 และ สนามไฟฟ้าการจัดกระจายของแผ่นสะท้อนแผ่นเดียวเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำบนแถวลำดับนี้ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปการคอนโวลูชันของฟังก์ชันของกรีนแถวลำดับอนันต์จากสมการ (3.108) กับกระแสเชิงผิวบนแผ่นสะท้อน ได้ดังนี้

$$\bar{E}^{scat}(x, y, d) = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \iint_{S_0} \bar{E}^\infty(x, y, d / x_0, y_0) \cdot \bar{J}_0(x_0, y_0) dx_0 dy_0$$

$$= \frac{1}{T_{\eta_1} T_{\eta_2} \sin \alpha} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{G}(k'_x, k'_y) \cdot \tilde{J}_0(k'_x, k'_y) e^{jk'_x x} e^{jk'_y y} \quad (3.109)$$

และ

$$\vec{E}_{\tan}^{inc} + \vec{E}_{\tan}^{ref} = -\frac{1}{T_{\eta_1} T_{\eta_2} \sin \alpha} \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \vec{G}(k'_x, k'_y) \cdot \vec{J}_0(k'_x, k'_y) e^{jk'_x x} e^{jk'_y y} \quad (3.110)$$



รูปที่ 3.19 แลวลำดับบนันต์ของแผ่นสะท้อน

3.7.1 การวิเคราะห์แลวลำดับสะท้อนอนันต์ ด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์

การแก้สมการ (3.110) เป็นการหากระแสไฟฟ้ากระเจิงของแผ่นสะท้อนไมโครสตริป จากสมการ (3.110) จะมีกระแสไม่ทราบค่า \vec{J}_0 ซึ่งหาได้จากระเบียบวิธีโมเมนต์ โดยกำหนดให้เป็นฟังก์ชันฐานที่มีสัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่า และใช้ฟังก์ชันทดสอบเพื่อหาสัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่านี้ โดยเมตริกซ์เวกเตอร์สัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่า $[I]$ หาได้จากการทำเมตริกซ์ผกผัน

$$[I] = [Z]^{-1} [V] \quad (3.111)$$

โดยใช้เวกเตอร์แรงดันจากสมการ (3.87) และเมตริกซ์อิมพีแดนซ์ หาได้จาก

$$Z_{ij} = -\frac{1}{T_{\eta_1} T_{\eta_2} \sin \alpha} \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \vec{J}_i(k'_x, k'_y) \cdot \vec{G}(k'_x, k'_y) \cdot \vec{J}_j(k'_x, k'_y) \quad (3.112)$$

สมการ (3.112) เป็นรูปแบบสมการการวิเคราะห์แลวลำดับสะท้อนอนันต์ โดยมีฟังก์ชันฐานและฟังก์ชันทดสอบแบบ Piecewise Sinusoidal Sub-domain Mode

3.7.2 สัมประสิทธิ์สะท้อนของแฉวลำดับสะท้อนอนันต์

จากสมการ (3.33) สนามสะท้อนรวมประกอบด้วยสนามสะท้อนจากแผ่นไดอิเล็กตริกกราวด์และสนามกระเจิงเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำบนอิลิเมนต์ไมโครสตริป ซึ่งสนามทั้งสองสามารถเขียนให้อยู่ในรูปสัมประสิทธิ์การสะท้อนได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\bar{E}^{ref} &= \bar{R} \cdot \bar{E}^{inc} \Big|_{z=0} e^{-jk_0 z \cos \theta_0} \\ \bar{E}^{scat} &= \bar{S} \cdot \bar{E}^{inc} \Big|_{z=0} e^{jk_0(z+d) \cos \theta_0}\end{aligned}\quad (3.113)$$

3.7.2.1 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเนื่องจากการสะท้อนจากแผ่นไดอิเล็กตริกกราวด์

สนามสะท้อนในหัวข้อ 3.5 จะพิจารณาสนามโพลาไรซ์รวมใน θ และ ϕ แต่ไม่ได้พิจารณาองค์ประกอบในแนวสัมผัส จากสมการ (3.76) จะสามารถหาสนามสะท้อนในองค์ประกอบ z หรือองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าในแนวตั้งฉากได้โดยใช้ $\nabla \cdot E = 0$ ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของสนามไฟฟ้าสะท้อนในแนวสัมผัสได้เป็น

$$E_z^{ref} = \frac{\sin \theta_0 \cos \phi_0 E_x^{ref} + \sin \theta_0 \sin \phi_0 E_y^{ref}}{\cos \theta_0} \quad (3.114)$$

แปลงสมการ (3.114) ให้อยู่ในพิกัดเชิงขั้ว ได้เป็น

$$\begin{aligned}E_\theta^{ref} &= E_x^{ref} \cos \theta_r \cos \phi_r + E_y^{ref} \cos \theta_r \sin \phi_r - E_z^{ref} \sin \theta_r \\ E_\phi^{ref} &= -E_x^{ref} \sin \phi_r + E_y^{ref} \cos \phi_r\end{aligned}\quad (3.115)$$

โดยที่

$$\begin{aligned}\theta_r &= \theta_0 \\ \phi_r &= \phi_0 + \pi\end{aligned}\quad (3.116)$$

จากสมการ (3.76) (3.114) และ (3.115) จะได้สัมประสิทธิ์สนามสะท้อน โดยหาได้จากอัตราส่วนระหว่างสนามสะท้อนกับสนามตกกระทบที่ระนาบ $z = 0$

$$\begin{aligned}R_{\theta\theta} &= -\Gamma^{TM} e^{j2k_0 \cos \theta_0 d} \\ R_{\phi\phi} &= \Gamma^{TE} e^{j2k_0 \cos \theta_0 d}\end{aligned}\quad (3.117)$$

เราสามารถเขียนสนามสะท้อนในรูปแบบเมตริกซ์ เนื่องจากสนามตกกระทบที่มีโพลาไรซ์ \hat{q} ได้ดังนี้

$$\begin{pmatrix} E_\theta^{ref} \\ E_\phi^{ref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{\theta\theta} & 0 \\ 0 & R_{\phi\phi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{a}_\theta \cdot \hat{q} \\ \hat{a}_\phi \cdot \hat{q} \end{pmatrix} e^{jk_0(u_0 x + v_0 y - z \cos \theta_0)} \quad (3.118)$$

3.7.2.2 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำบนแผ่นสะท้อนไมโครสตริป

การหาสัมประสิทธิ์การสะท้อนเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำบนแผ่นสะท้อนไมโครสตริป พิจารณาจากสนามกระเจิง โดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์ ซึ่งเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่า $[I]$ จะหาได้ด้วยวิธีเชิงเลขจากสมการ (3.111) และสนามกระเจิงในอากาศหรือ ไดอิเล็กตริก หาได้จาก

$$\begin{aligned} \bar{E}^{scat}(x, y, d) &= \begin{pmatrix} E_x(x, y, d) \\ E_y(x, y, d) \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{T_{\eta_1} T_{\eta_2} \sin \alpha} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{G}(k'_x, k'_y) \bar{J}_0(k'_x, k'_y) e^{jk'_x x} e^{jk'_y y} \end{aligned} \quad (3.119)$$

โดยที่

$$\bar{J}_0(k'_x, k'_y) = \sum_{j=1}^N I_j \bar{J}_j(k'_x, k'_y) \quad (3.120)$$

สนามบนไดอิเล็กตริกสามารถเขียนในเทอมของสนามเชิงผิวของไดอิเล็กตริก ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} E_x(x, y, z > d) &= E_x(x, y, d) e^{-jk_z(z-d)} \\ E_y(x, y, z > d) &= E_y(x, y, d) e^{-jk_z(z-d)} \\ E_z(x, y, z > d) &= \frac{k'_x E_x(x, y, d) + k'_y E_y(x, y, d)}{k_z} e^{-jk_z(z-d)} \end{aligned} \quad (3.121)$$

โดยที่

$$k_z = \sqrt{k_0^2 - k_x'^2 - k_y'^2} \quad (3.122)$$

$$k'_x = \frac{2\pi m}{T_{\eta_1}} + k_0 u_0 \quad (3.123)$$

$$k'_y = \frac{2\pi n}{T_{\eta_2} \sin \alpha} - \frac{2\pi m}{T_{\eta_1} \tan \alpha} + k_0 v_0$$

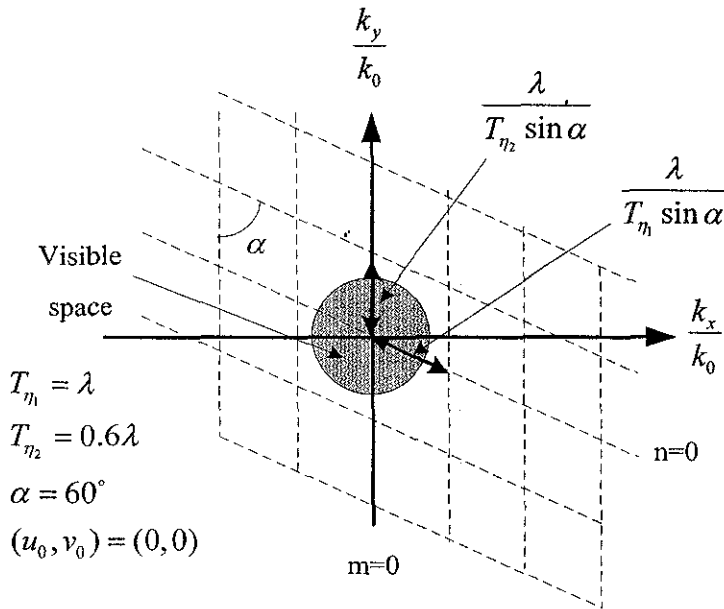
การพิจารณาค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่น (Propagation Constant) k_z สำหรับโครงสร้างแบบรายคาบนั้นต์ หาได้จากการนอร์มัลไลซ์สมการ (3.122) จะได้

$$\frac{k_z}{k_0} = \sqrt{1 - \left(\frac{k'_x}{k_0}\right)^2 - \left(\frac{k'_y}{k_0}\right)^2} \quad (3.124)$$

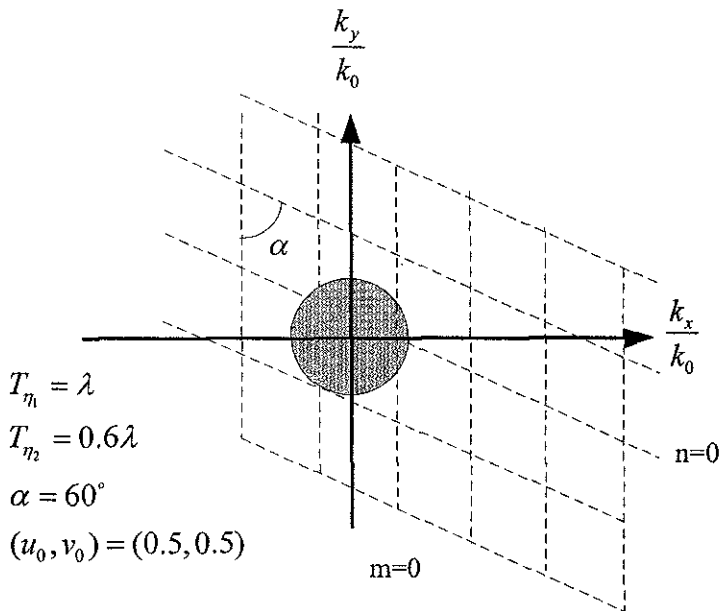
หรือ

$$\left(\frac{k'_x}{k_0}\right)^2 + \left(\frac{k'_y}{k_0}\right)^2 < 1 \quad (3.125)$$

สมการ (3.125) ใช้สำหรับสนามสะท้อนเนื่องจากกระแสเชิงผิวบนแผ่นสะท้อนในโหมด $m=0, n=0$ แต่อย่างไรก็ตาม สมการ (3.125) สามารถใช้สำหรับกรณีที่มีมุมตกกระทบ และคาบหรือระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนมีอันดับโหมดสูงขึ้นได้ เพื่อให้ง่ายในการออกแบบ เราจะใช้ Reciprocal Lattice หรือ Grating Lobe Diagram ซึ่งไดอะแกรมนี้จะพล็อตค่าแอมพลิจูดไรซ์ของ k'_x, k'_y จากสมการ (3.113) ในระนาบ k_x/k_0 และ k_y/k_0 ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.20



ก. Broadside scan position



ข. Scan position

รูปที่ 3.20 Grating lobe diagram

ถ้าเราเลือก Grid Lattice และมุมตกกระทบของกลุ่มแผ่นสะท้อนให้อยู่ในโหมดการแพร่กระจายคลื่น $(m, n) = (0, 0)$ สามารถเขียนสมการ (3.118) ได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned}\bar{E}^{scat}(x, y, d) &= \begin{pmatrix} E_x(x, y, d) \\ E_y(x, y, d) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_x^q \\ E_y^q \end{pmatrix} e^{jk_0 u_0 x} e^{jk_0 v_0 y} \\ &= \frac{1}{T_{\eta_1} T_{\eta_2} \sin \alpha} \bar{G}(k_0 u_0, k_0 v_0) \bar{J}_0^q(k_0 u_0, k_0 v_0) e^{jk_0 u_0 x} e^{jk_0 v_0 y}\end{aligned}\quad (3.126)$$

โดยที่ q คือโพลาไรซ์ของมุมตกกระทบ ดังนั้น $q = \theta$ หรือ $q = \phi$ เมื่อมุมตกกระทบอยู่ในโหมด TM หรือ TE ตามลำดับ และในทำนองเดียวกันกับคลื่นสะท้อน เราสามารถเขียนเมตริกซ์สนามกระเจิงได้จากความสัมพันธ์ระหว่างสนามกระเจิงกับสนามตกกระทบ ดังนี้

$$\begin{pmatrix} E_{\theta}^{scat} \\ E_{\phi}^{scat} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{\theta\theta} & S_{\theta\phi} \\ S_{\phi\theta} & S_{\phi\phi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{\theta}^{inc} \\ E_{\phi}^{inc} \end{pmatrix} e^{jk_0(u_0 x + v_0 y - z \cos \theta_0)}\quad (3.127)$$

โดยที่

$$S_{pq} = \frac{E_p^{scat}(z=0)}{E_q^{inc}(z=0)}\quad (3.128)$$

แทนสมการ (3.126) ลงในสมการ (3.121) และแปลงให้อยู่ในพิกัดทรงกลม จะได้

$$\begin{aligned}E_{\theta}^{scat} &= -\left[\frac{\cos \phi_0 E_x^q + \sin \phi_0 E_y^q}{\cos \theta_0} \right] e^{jk_0(u_0 x + v_0 y)} e^{-jk_z(z-d)} \\ E_{\phi}^{scat} &= \left[\sin \phi_0 E_x^q - \cos \phi_0 E_y^q \right] e^{jk_0(u_0 x + v_0 y)} e^{-jk_z(z-d)}\end{aligned}\quad (3.129)$$

ภายใต้เงื่อนไขของสมการ (3.128) จะได้อีลิเมนต์เมตริกซ์ของสัมประสิทธิ์การกระเจิง ดังนี้

$$\begin{aligned}S_{\theta\theta} &= \left[\frac{\cos \phi_0 E_x^q + \sin \phi_0 E_y^q}{\cos \theta_0} \right] e^{jk_z d} \\ S_{\phi\theta} &= \left[\sin \phi_0 E_x^q - \cos \phi_0 E_y^q \right] e^{jk_z d}\end{aligned}\quad (3.130)$$

3.7.2.3 สัมประสิทธิ์การสะท้อนรวม

สัมประสิทธิ์รวมในทิศการสะท้อนหาได้จากผลรวมระหว่างสัมประสิทธิ์การสะท้อนเนื่องจากแผ่นไดอิเล็กตริกกราวด์และสัมประสิทธิ์การกระเจิงที่ผิวแผ่นสะท้อน

$$\bar{R}^{tot} = \bar{R} + \bar{S} = \begin{bmatrix} R_{\theta\theta} & 0 \\ 0 & R_{\phi\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{\theta\theta} & S_{\theta\phi} \\ S_{\phi\theta} & S_{\phi\phi} \end{bmatrix}\quad (3.131)$$

ถ้าไม่มีการสูญเสียภายในไดโอดีคตริก จะได้ $|R|=1, |R+S|=1$ และ $0 \leq |S| \leq 2$ โดยที่ S มีขนาดเท่ากับ 2 ที่ความถี่เรโซแนนซ์ และมีเฟสแตกต่างจาก R เท่ากับ 180°

3.8 สรุป

การออกแบบแผ่นสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปด้วยเทคนิคการจัดเฟสของสัญญาณให้เกิดคุณลักษณะเสมือนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการบิอนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน จะใช้การวิเคราะห์หาค่าการประวิงเฟสเนื่องจากลักษณะที่แตกต่างกันทางเรขาคณิตของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนกับสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา ดังสมการ (3.18) แล้วเปรียบเทียบกับกราฟความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของ \bar{R}_i^{tot} และขนาดของแผ่นสะท้อนไมโครสตริป ซึ่งกราฟความสัมพันธ์ดังกล่าวหาได้จากสมการ (3.131) ซึ่งใช้การวิเคราะห์ด้วยหลักการแถวลำดับอนันต์ (Infinite Array) โดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์

บทที่ 4

การออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริบ

4.1 บทนำ

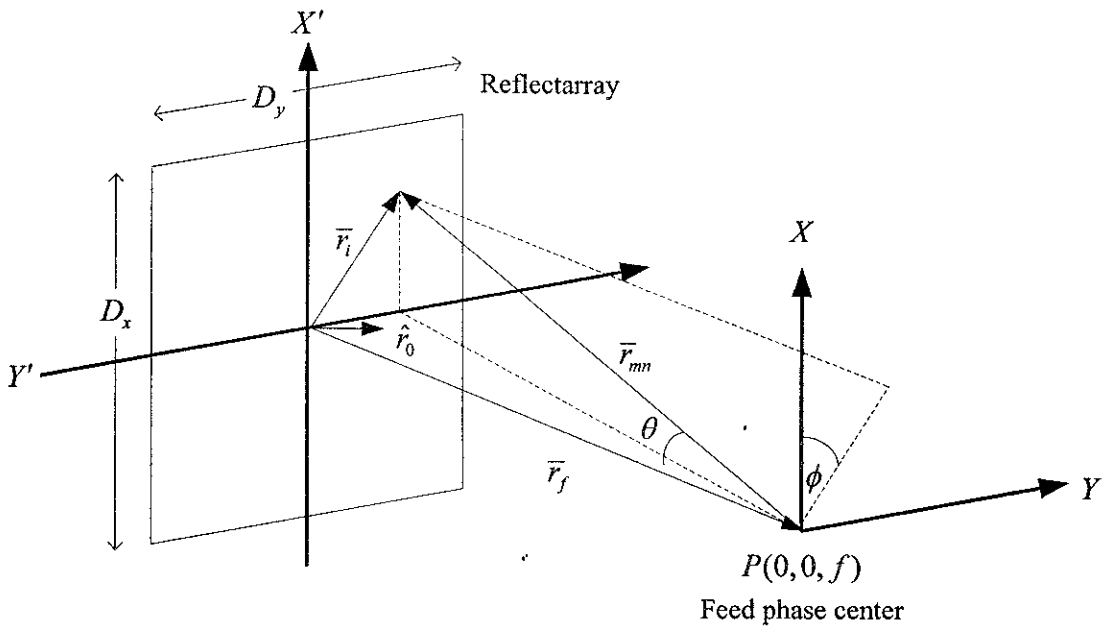
ในบทนี้จะนำเสนองานวิจัยการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบมีจำนวนแผ่นสะท้อนจำกัดโดยใช้การวิเคราะห์สนามกระเจิงจากแถวลำดับของแผ่นสะท้อนแบบไม่จำกัดหรือแบบอนันต์ที่ผู้วิจัยได้ดำเนินการวิจัย เช่น การศึกษาแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศป้อนและสนามตกกระทบบนแถวลำดับสะท้อน การศึกษาการหาระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อน การศึกษาการประวิงเฟสของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน การวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อน การศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างเฟสสะท้อนกับขนาดของแผ่นสะท้อน และการศึกษาแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน

4.2 การศึกษาแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศป้อนและสนามตกกระทบบนแถวลำดับสะท้อน

จากการศึกษาการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่ผ่านมาพบว่า สายอากาศป้อนที่นิยมนำมาใช้ในสายอากาศตัวสะท้อนคือ สายอากาศปากแตรปิรามิด ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นที่จะศึกษาสายอากาศป้อนแบบปากแตรปิรามิดมาตรฐาน ความถี่ 10 GHz รูปที่ 4.1 แสดงรูปทรงเรขาคณิตของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน โดยมีตัวป้อนแบบสายอากาศปากแตรปิรามิดวางในแนวแกน z ที่จุด $P(0, 0, f)$ ทำหน้าที่แผ่การกระจายสนามไปยังแถวลำดับสะท้อนแบบไมโครสตริบขนาด $D_x \times D_y$ โดยระนาบ E -plane ของตัวป้อนวางในระนาบ x, z

การเลือกอัตราส่วน f/D ที่ดีที่สุดสำหรับสายอากาศแถวลำดับสะท้อน จะต้องพิจารณาจากหลายตัวแปร ถ้าเลือกให้ f/D มีค่ามาก จะทำให้ระนาบหน้าคลื่นทรงกลมตกกระทบครอบคลุมพื้นที่ผิวของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน และทำให้โพลาไรซ์ไขว้มีค่าต่ำสุด แต่มีข้อเสียคือจะทำให้เกิดการสูญเสียจากการฉีก นอกจากนั้นยังเกิดการผิดรูปของแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน เนื่องจากการบดบังของเพอร์เจอร์ของตัวป้อนด้วย ถ้าเลือกให้ f/D มีค่าน้อย การบดบังของเพอร์เจอร์ของตัวป้อนจะลดลง แต่จะเกิดปัญหาการแมตช์อะเพอร์เจอร์ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงเลือกใช้ f/D ให้อยู่ในช่วง 0.75 ถึง 1.25 ซึ่งถือว่าเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุด

การออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนในงานวิจัยนี้เลือกใช้ $f/D_x = 0.866$ โดยที่ $D_x = 0.30 \text{ m}$ และ $D_y = 0.30 \text{ m}$ ซึ่งจะทำให้มีมุมตกกระทบสูงสุดในระนาบ x, z และ y, z เท่ากับ 30°



รูปที่ 4.1 รูปทรงเรขาคณิตของสายอากาศแฉก ลำดับสะท้อน

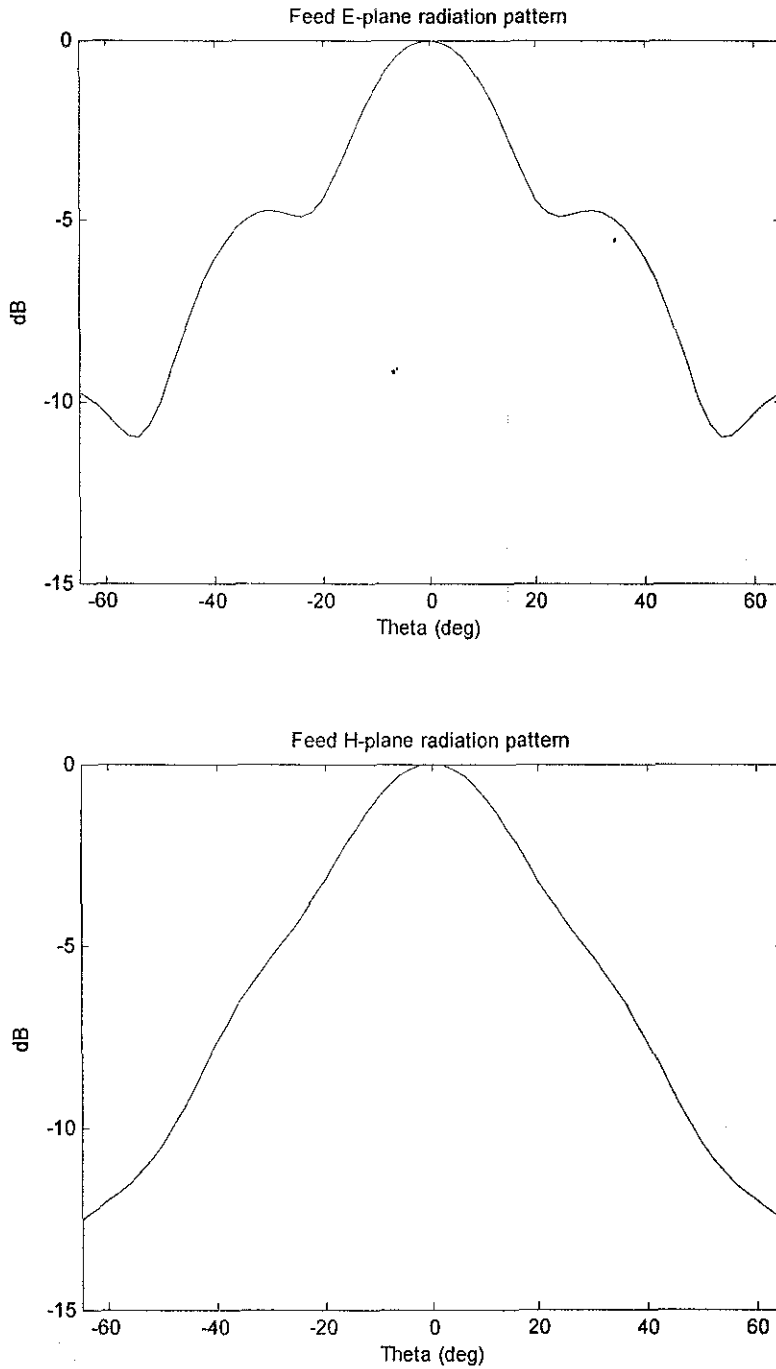
แบบรูปการแผ่กำลังงานของตัวป้อนด้วยสายอากาศปากแตรแบบปิรามิด ดังแสดงใน [53] คือ

$$\begin{aligned}
 E_\theta &= j \frac{k_0 E_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \sin \phi |F(\theta, \phi)| e^{j\psi(\theta, \phi)} \\
 E_\phi &= j \frac{k_0 E_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \cos \phi |F(\theta, \phi)| e^{j\psi(\theta, \phi)}
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

โดยสมการ (4.1) มีตัวแปรที่ต้องพิจารณาคือ $|F(\theta, \phi)|$ และ $\psi(\theta, \phi)$ ในเทอมของอินทิกรัลเฟรสเนล (Fresnel Integral) โคไซน์และไซน์ตามลำดับ และตัวป้อนปิรามิดนี้จะถูกออกแบบให้สนามตกกระทบบนแฉก ลำดับสะท้อนสูงที่สุด โดยพิจารณาจากระดับฟูซิง อัตราขยาย และการสูญเสียจากการล้น (Spillover Loss) สำหรับการปรับตำแหน่งการป้อนจะพิจารณาจากทฤษฎีของแบบรูปการแผ่กำลังงานในระนาบ E -plane และ H -plane ดังแสดงในรูปที่ 3.22 โดยการออกแบบในงานวิจัยนี้จะกำหนดให้บริเวณขอบของแฉก ลำดับสะท้อนมีคลื่นตกกระทบ 4.773 dB สำหรับระนาบ E -plane ($\theta = 30^\circ$) และ 5.33 dB สำหรับระนาบ H -plane ($\theta = 30^\circ$)

สำหรับตัวแปร $\psi(\theta, \phi)$ ซึ่งเป็นตัวแปรเฟสที่อะเพอร์เจอร์ปิรามิด สามารถพิจารณาแยกอิสระสำหรับจุดอ้างอิงเฟส θ และ ϕ ได้ โดยจุดเฟสอ้างอิงที่จุดกึ่งกลางแฉก ลำดับสะท้อน จะทำให้เกิดสนามแผ่กระจายไปที่ใกล้ๆ หน้าคลื่นทรงกลม เนื่องจากเฟสด้านหน้าที่แตกต่างกันระหว่างระนาบ E -plane กับ H -plane จะทำให้มีศูนย์กลางเฟสที่แตกต่างกันสองระนาบ และศูนย์กลางเฟสของระนาบ E -plane กับ H -plane หาได้จาก $\psi(\theta, \phi)$ ที่ตำแหน่งจากอะเพอร์เจอร์ปิรามิดไปยัง Horn

และตำแหน่งตัวป้อนมีระยะโฟกัสเท่ากับ 25 เซนติเมตร และเราจำเป็นต้องพิจารณาระยะทางที่คลื่นตกกระทบจากหน้าคลื่นทรงกลมไปยังแถวลำดับสะท้อน ดังรูปที่ 4.2 โดยมีเฟสศูนย์กลางที่ 10 GHz และ



รูปที่ 4.2 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของตัวป้อนปิรามิด

สนามตกกระทบในแนวสัมผัสของแถวลำดับสะท้อนจะอยู่ในแนวแกน x และแกน y เราสามารถแสดงเฉพาะสนามไฟฟ้าในองค์ประกอบของ x และมีระนาบโพลาไรซ์แบบโหมด TM โดยมีมุมตกกระทบ $(\theta_0, \phi_0) = (\theta_i, 0)$ จะได้สนามตกกระทบนอร์มอลไลซ์ของแผ่นสะท้อน i ใดๆ โดยเปรียบเทียบกับสนามที่อิมิตเนตที่กึ่งกลางแถวลำดับสะท้อน

$$\bar{E}_i^{inc} = \frac{|\bar{r}_f|}{|\bar{r}_i - \bar{r}_f|} \frac{F(\theta_i, \phi_i)}{F(\theta = 0, \phi = 0)} e^{-jk_0(|\bar{r}_i - \bar{r}_f| - |\bar{r}_f|)} \cdot [\cos \phi \hat{a}_\theta + \sin \phi \hat{a}_\phi] \quad (4.2)$$

โดยที่ \bar{r}_i เป็นเวกเตอร์ตำแหน่งของแผ่นสะท้อนใดๆ และ \bar{r}_f เป็นเวกเตอร์ตำแหน่งอ้างอิง ซึ่งคิดเฟส ณ ศูนย์กลางตัวป้อน

4.3 การศึกษาการหาระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อน (Grid Spacing Determination)

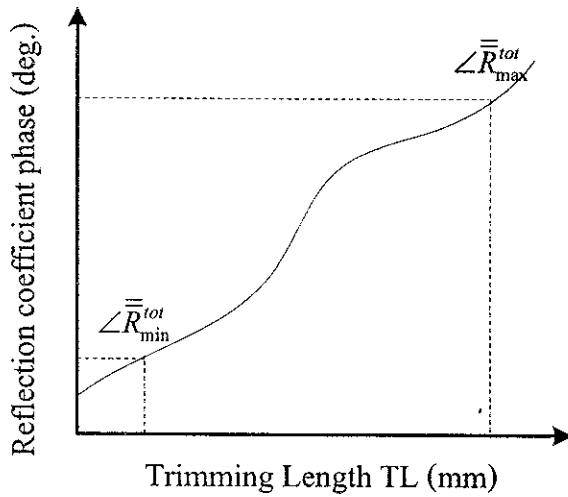
จากรูปที่ 3.13 a และ b เป็นระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนในแนวแกน x และ y ตามลำดับ และ L เป็นขนาดแผ่นสะท้อน ซึ่ง a b L ชนิดของแผ่นสะท้อน และมุมตกกระทบของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน เป็นพารามิเตอร์ในการควบคุม Grating Lobes ถ้าระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนมีค่าสูงจะช่วยหลีกเลี่ยงการเกิด Grating Lobes ได้ และค่า a และ b ที่เหมาะสมสำหรับสายอากาศแถวลำดับสะท้อนต้องเป็นไปตามเงื่อนไขในสมการ (3.125)

$$\max\{a \text{ or } b\} = \frac{\lambda_0}{1 + \cos \theta_{0,\max}} \quad (4.3)$$

โดยที่ $\theta_{0,\max}$ เป็นมุมตกกระทบสูงสุด ซึ่งอยู่บริเวณขอบสายอากาศแถวลำดับสะท้อน แต่ในทางปฏิบัติเพื่อหลีกเลี่ยงการสัมผัสกันระหว่างแผ่นสะท้อน เราจะกำหนดให้ระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนมีค่ามากกว่าขนาดแผ่นสะท้อน

$$\min\{a \text{ or } b\} = L \quad (4.4)$$

จากการจำลองแบบพบว่า ถ้าระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนมีค่าน้อย จะทำให้ค่าเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวมเป็นอิสระจากมุมตกกระทบ ดังนั้นในทางปฏิบัติเราจะออกแบบให้ค่า a และ b มีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะปรับได้ รูปที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแถวลำดับอนันต์กับการปรับขนาดแผ่นสะท้อน ซึ่งเราสามารถปรับให้เฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนอยู่ในช่วง -180° ถึง 180°

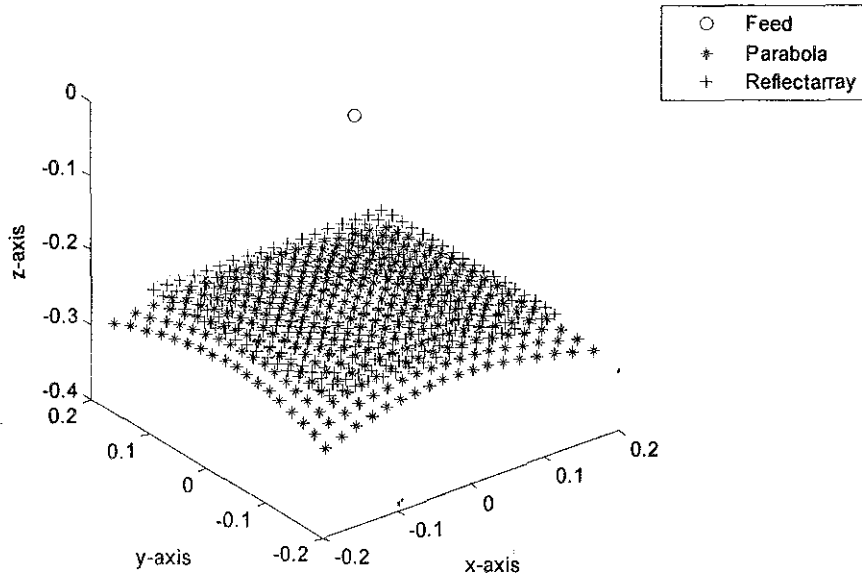


รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแฉวลำดับบนันต์กับการปรับขนาดแผ่นสะท้อน

4.4 การศึกษาการประวิงเฟสของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน

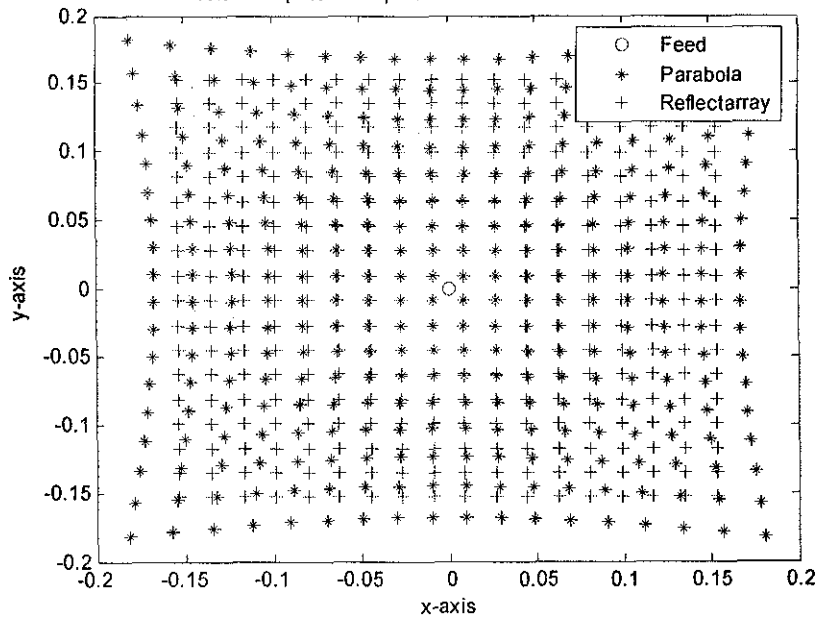
เมื่อแทนที่สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกด้วยสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนแบบไมโครสติปจะทำให้คลื่นเกิดการประวิงเฟสเนื่องจากคลื่นเดินทางจากตัวป้อนสัญญาณไปยังสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน แล้วสะท้อนกลับไปยังสนามระยะไกล การวิเคราะห์หาการประวิงเฟสจากรูปทรงเรขาคณิตของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนเปรียบเทียบกับสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกจะพิจารณาจากสมการ (3.11) ซึ่งค่าเฟสดังกล่าวนี้เป็นเฟสที่ต้องการนำไปทำการจัดเฟสแผ่นสะท้อนในสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน ให้มีคุณสมบัติเช่นเดียวกับตัวสะท้อนพาราโบลิก รูปที่ 4.4 แสดงตำแหน่งแผ่นสะท้อนเปรียบเทียบกับผิวสะท้อนของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกในทิศทางคลื่นตกกระทบเดียวกัน และรูปที่ 4.5 แสดงการประวิงเฟสของแผ่นสะท้อนใดๆ บนสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน

Position of patch and parabola in incident field direction



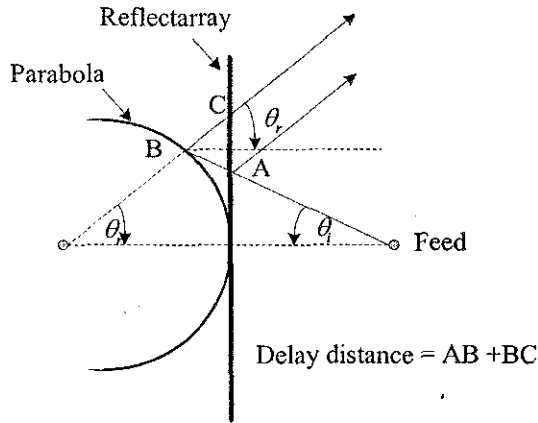
ก.

Position of patch and parabola in directional incident field

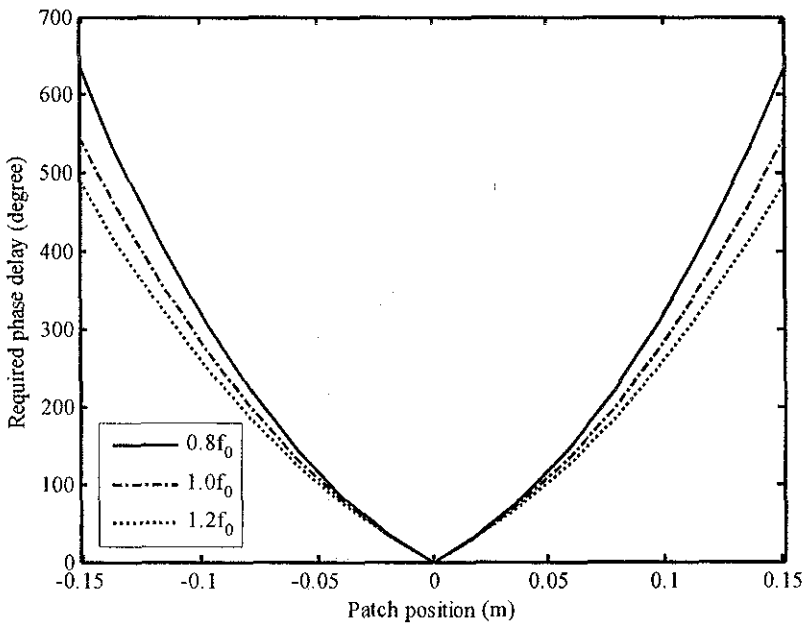


ข.

รูปที่ 4.4 ตำแหน่งแผ่นสะท้อน



ก.



ข.

รูปที่ 4.5 การประวิงเฟสของแผ่นสะท้อนใดๆ บนสายอากาศแถวลำดับสะท้อน

4.5 การศึกษาการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection Coefficient)

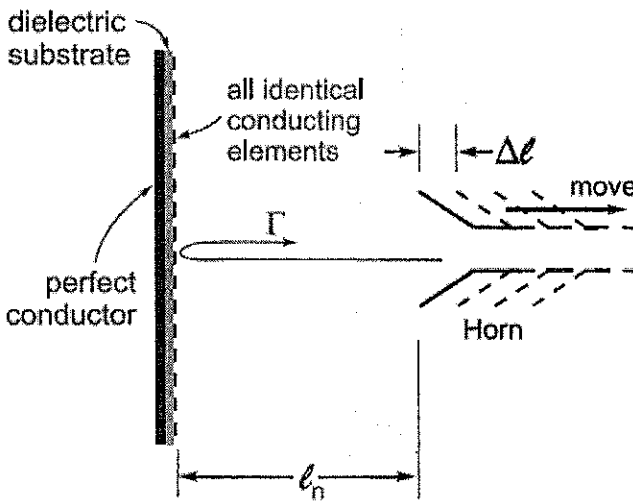
การพิจารณาแอมพลิจูดและเฟสของแผ่นสะท้อนบนสายอากาศแถวลำดับสะท้อน จะพิจารณาจาก R_i^{tot} ในสมการ (3.120) โดยเปรียบเทียบกับเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแผ่นสะท้อนซึ่งคำนวณได้จากหัวข้อ 4.4

$$\angle R_i^{tot} = -k_0(\rho_i + \rho_a) + \phi_i \quad (4.5)$$

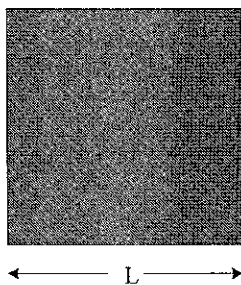
โดยที่ ϕ เป็นเฟสของคลื่นตกกระทบของแผ่นสะท้อนใดๆ ซึ่งสามารถหาได้จากสมการ (4.2) สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของ R_{ϕ}^{tot} และขนาดของแผ่นสะท้อนไมโครสตริปจะใช้การวิเคราะห์ด้วยหลักการ Infinite Array โดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์ ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อ 4.6 แล้วนำกราฟความสัมพันธ์ ดังกล่าวมาวิเคราะห์ ออกแบบ และสร้างแผ่นสะท้อนจริง

ในหัวข้อนี้จะทดสอบสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนโดยใช้แผ่นสะท้อนไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส ที่มีขนาดแผ่นสะท้อนเท่ากันตลอดพื้นผิว เพื่อหาสัมประสิทธิ์การสะท้อนดังแสดงในรูป 4.6 และเนื่องจากแผ่นสะท้อนมีลักษณะสมมาตร เราจึงสมมุติให้องค์ประกอบของสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวม $R_{\phi\phi}^{tot} = R_{\theta\theta}^{tot} = 0$ และงานวิจัยนี้พิจารณารูปร่างทางเรขาคณิตของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนแบบระบบพิกัดสมมาตร (Quadrant Symmetry) ทำให้ $\bar{R}^{tot}|_{\phi_0=0^\circ} = \bar{R}^{tot}|_{\phi_0=90^\circ}$ ดังนั้นเราสามารถหาสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวมได้จาก

$$\bar{R}^{tot} = R_{\theta\theta}^{tot} = R_{\phi\phi}^{tot} \quad (4.6)$$



รูปที่ 4.6 แสดงการวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนสำหรับสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน



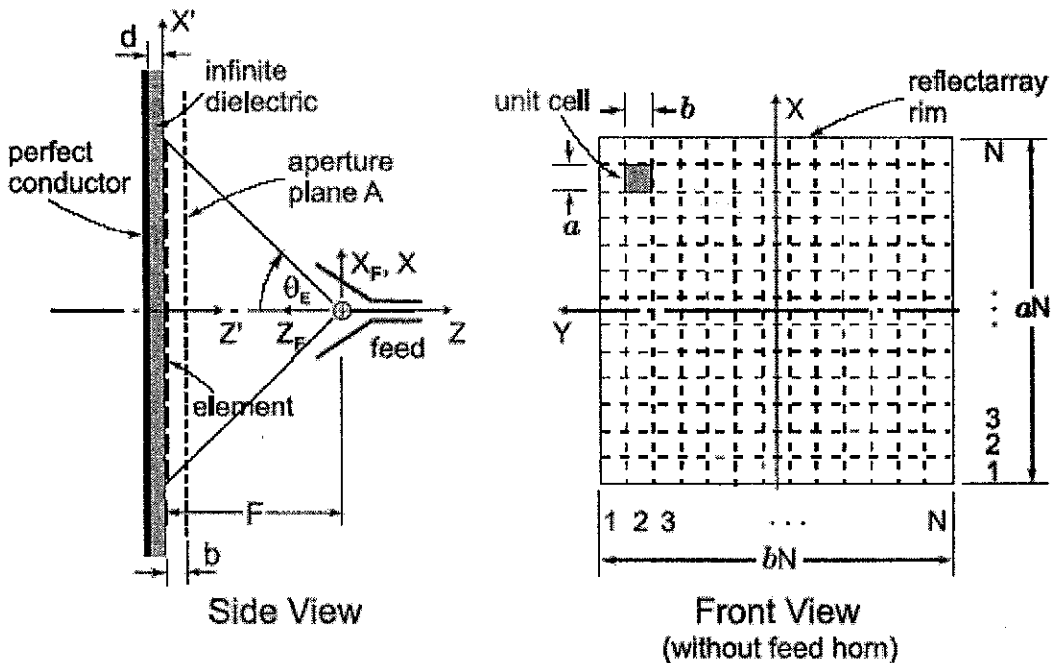
รูปที่ 4.7 แผ่นสะท้อนแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส

เทคนิคการวัดหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะใช้การปรับระยะโพกัสที่เหมาะสม เพื่อให้คลื่นที่แผ่กำลังงานจากสายอากาศป้อนไปยังแฉกลำดับสะท้อน แล้วสะท้อนกลับไปยังสนามระยะไกลมีกำลังงานสูงสุด โดยเริ่มวางสายอากาศป้อนที่ระยะห่างจากพื้นผิวของสายอากาศแฉกลำดับสะท้อนเท่ากับ ℓ_0 และใช้ Network Analyzer วัดหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ของสายอากาศป้อน จากนั้นจึงปรับระยะโพกัส

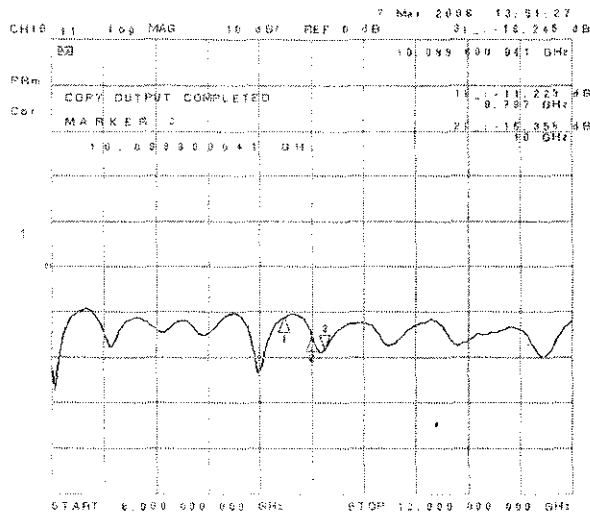
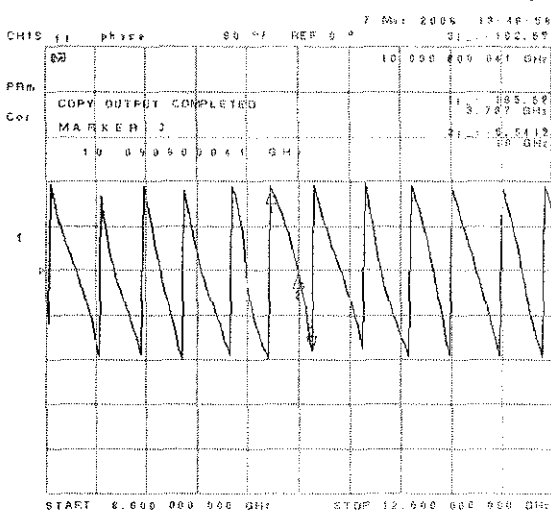
$$\ell_n = \ell_0 + n\Delta\ell \quad (4.7)$$

โดยที่ n เป็นจำนวนเต็มบวก สำหรับวิธีการทดสอบเรากำหนดให้ $\Delta\ell = 1 \text{ mm}$ และ $\ell_0 = 25 \text{ cm}$ โดยแทนที่สายอากาศแฉกลำดับสะท้อนด้วยแผ่นไมโครสตริปซึ่งมีผิวสัมผัสต่อเนื่องตลอดแผ่นขนาด $30 \times 30 \text{ cm}^2$ ดังนั้นสัมประสิทธิ์การสะท้อนจึงมีค่าเท่ากับ -1 ซึ่งเป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนของตัวนำสมบูรณ์

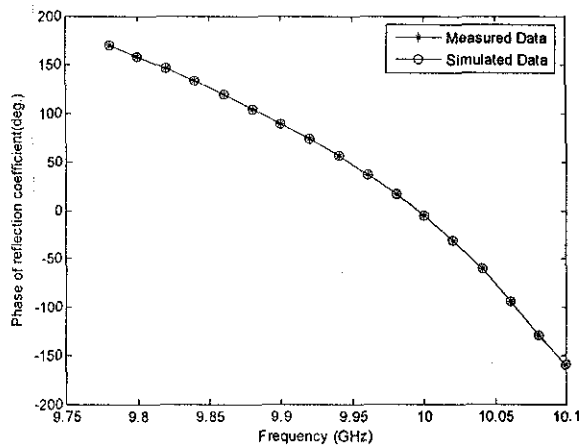
รูปที่ 4.9 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศแฉกลำดับสะท้อนขนาด $30 \times 30 \text{ cm}^2$ โดยออกแบบแผ่นสะท้อนไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีความหนา $d = 0.787 \text{ mm}$ ค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ $\epsilon_r = 2.33$ และมีระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อน $0.6 \lambda_0$ ซึ่งแผ่นสะท้อนดังกล่าวมีความถี่เรโซแนนซ์ 10 GHz



รูปที่ 4.8 รูปเรขาคณิตของสายอากาศแฉกลำดับสะท้อนสำหรับการจำลองแบบ

(ก) $|S_{11}|$ 

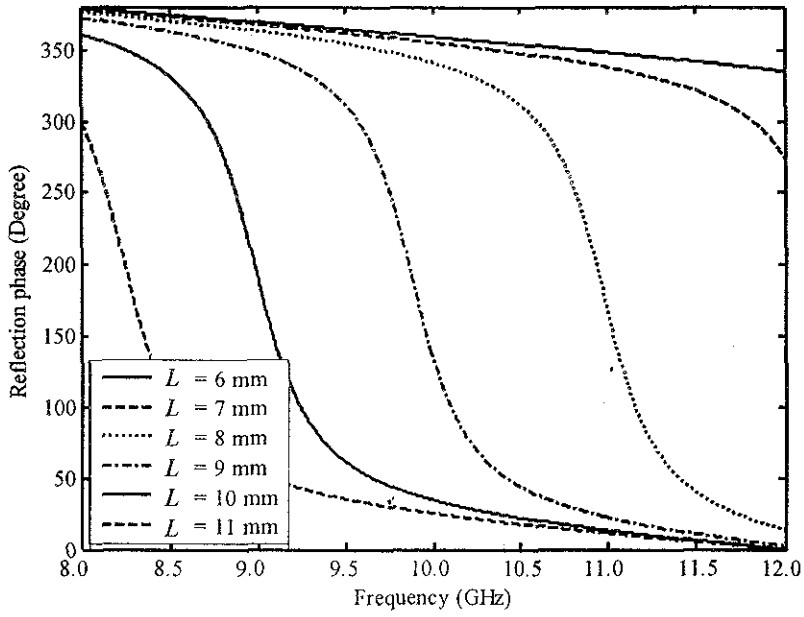
(ข) Phase



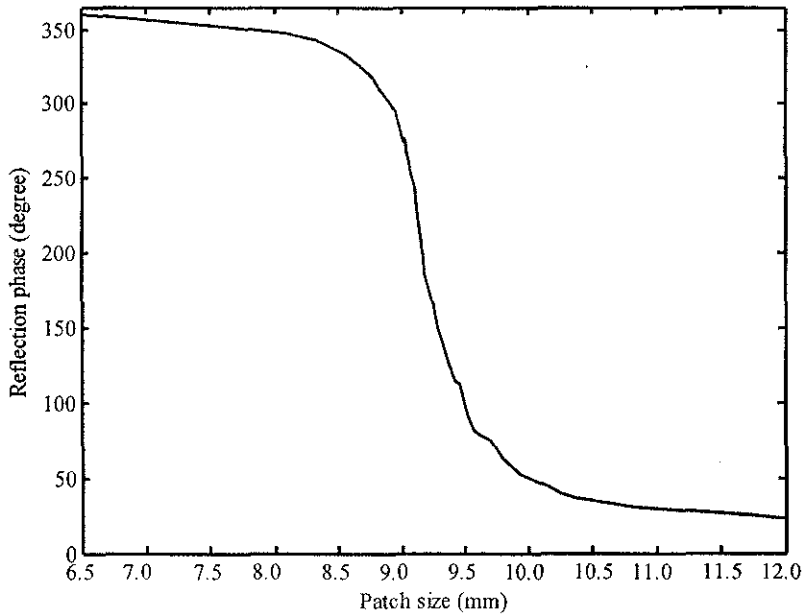
รูปที่ 4.9 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่มีแผ่นสะท้อนขนาดเท่ากัน

4.6 การศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างเฟสสะท้อนกับขนาดของแผ่นสะท้อน

รูปที่ 4.9 ข แสดงเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวม $\angle \bar{R}^{tot}$ ของแผ่นสะท้อนใดๆ จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ สำหรับหัวข้อนี้เราจะใช้ระเบียบวิธี โมเมนต์วิเคราะห้หาเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวมของแผ่นสะท้อนในรูปที่ 4.7 โดยการเปลี่ยนขนาดแผ่นสะท้อน ผลการจำลองแบบแสดงดังรูปที่ 4.10 และ 4.11 พบว่าแผ่นสะท้อนมีความถี่เรโซแนนซ์ 10 GHz เมื่อ $\Delta L = 0$ ทำให้เฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อน $\angle \bar{R}^{tot} = 0^\circ$ และเฟสมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเมื่อปรับขนาดแผ่นสะท้อนเพียงเล็กน้อย นอกจากนั้นยังพบว่าเฟสไม่ครบ 360° โดยไม่สามารถหาค่าเฟสช่วงใกล้ๆ -180° และ 180° ได้



รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวมกับความถี่



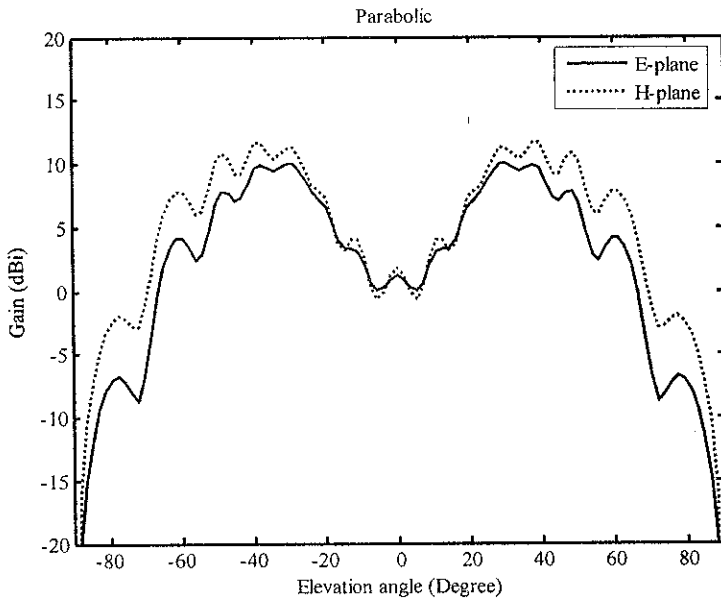
รูปที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวม
กับขนาดแผ่นสะท้อน ณ ความถี่ 10 GHz

4.7 การศึกษาแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน

แบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนหาได้จากผลรวมระหว่างสนามกระเจิงและสนามสะท้อนจากแฉวลำดับแผ่นสะท้อน โดยสมมติให้สนามมีการกระจัดกระจายบนแฉวลำดับสะท้อนจำกัด ซึ่งคล้ายกับหลักการของ Huygens Source โดยมีสัมประสิทธิ์การสะท้อนสมมูลกับสัมประสิทธิ์การสะท้อนรวมของแฉวลำดับอนันต์ จะได้สนามระยะไกลสำหรับสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน ดังนี้

$$\bar{E}_{RA}(\theta, \phi) = \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \sum_{i=1}^N \bar{R}_i^{tot} \bar{E}_i^{inc} e^{jk_0 \bar{r}_i \cdot \hat{a}_r} \quad (4.8)$$

ถ้าสนามตกกระทบบมีการโพลาไรซ์เดียว เราจะสามารถลดรูปเมตริกซ์สัมประสิทธิ์การสะท้อนและสนามตกกระทบบได้เป็น R_i^{tot} และ E_i^{inc} ตามลำดับ



รูปที่ 4.12 ผลการจำลองแบบแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน

4.8 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบและการจำลองแบบสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนก่อนการสร้างสายอากาศจริง โดยการศึกษาแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศป้อนและสนามตกกระทบบนแฉวลำดับสะท้อน การศึกษาการหาระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อน การศึกษาการประวิงเฟสของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน การวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อน การศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างเฟสสะท้อนกับขนาดของแผ่นสะท้อน และการศึกษาแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน

บทที่ 5

ผลการวัดทดลอง

5.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการนำทฤษฎีและหลักการทั้งหมดที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ผ่านมาช่วยในการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ ในโครงสร้างสายอากาศที่นำเสนอนี้เป็นสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปที่มีลำคลื่นแม่เหล็กกับพื้นโลก โดยจะอธิบายถึงวิธีการสร้างสายอากาศต้นแบบ จากนั้นนำสายอากาศต้นแบบมาวัดทดสอบคุณลักษณะ ได้แก่ แบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก อัตราขยายของสายอากาศ ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง เป็นต้น และนำคุณลักษณะไปเปรียบเทียบกับผลเฉลยที่ได้จากการจำลองผลด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์

5.2 วิธีการสร้างสายอากาศต้นแบบ

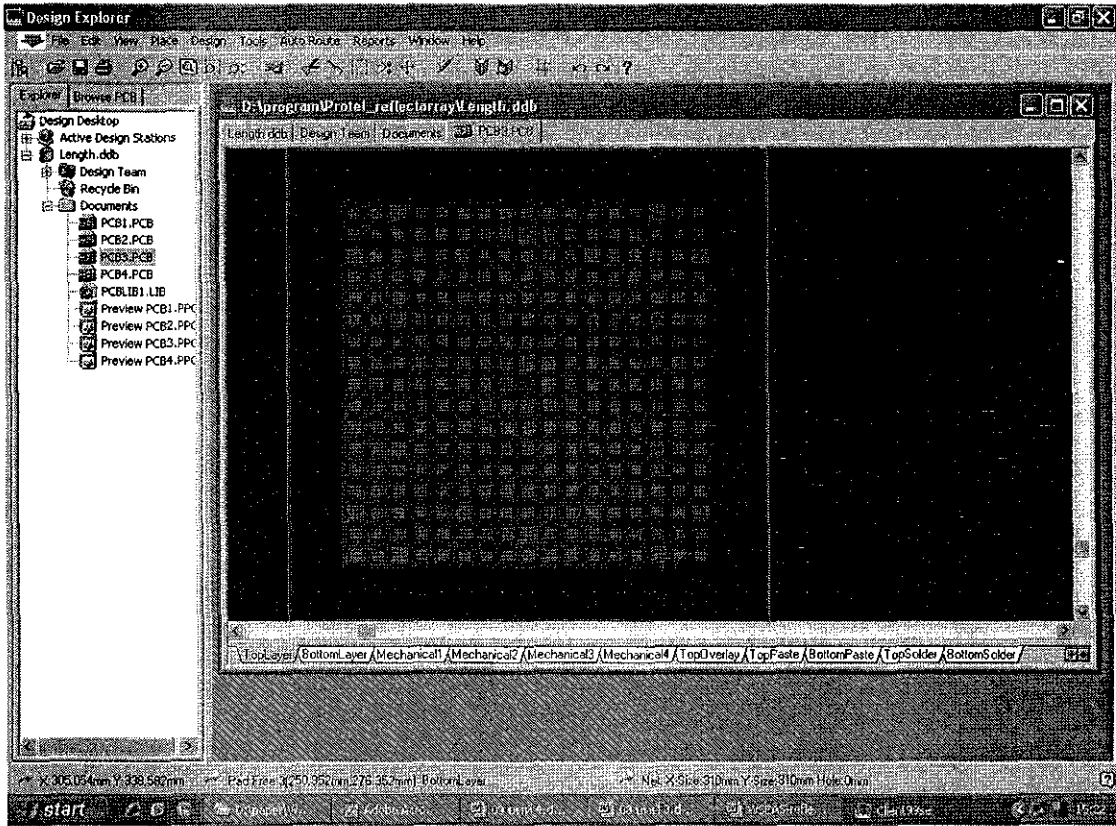
ในงานวิจัยฉบับนี้ได้เลือกใช้ฟังก์ชันแบบพาราโบลาในการนำมาสร้างสายอากาศต้นแบบ โดยใช้แผ่นไมโครสตริปยี่ห้อ Taconic TLY-3 ซึ่งมีความหนา 0.787 มิลลิเมตร และมีค่าสภาพยอม $\epsilon_r = 2.33$ และสายอากาศแถวลำดับสะท้อนถูกออกแบบให้มีแผ่นสะท้อนไมโครสตริปขนาดแตกต่างกันจำนวน 289 แผ่น วางห่างกัน $0.6\lambda_0$ และค่าปัจจัยต่าง ๆ ของระบบสายอากาศเป็นดังนี้

- 1) ความถี่ปฏิบัติการ 10 GHz
 - 2) สายอากาศป้อนกำลังคลื่นเป็นสายอากาศปากแตรทรงพีระมิดซึ่งมีลักษณะทางกายภาพเป็นดังต่อไปนี้ $\rho_1 = \rho_2 = 2.3\lambda$ (6.9 cm), $a_1 = 1.5\lambda$ (4.5 cm), $b_1 = 1.6\lambda$ (4.8 cm), $a = 0.76\lambda$ (2.28 cm) และ $b = 0.34\lambda$ (1.02 cm)
 - 3) สายอากาศแถวลำดับสะท้อนมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 30 เซนติเมตร
 - 4) ระยะห่างระหว่างสายอากาศป้อนกับตัวสะท้อนเท่ากับ 25 เซนติเมตร
- สำหรับขนาดแผ่นสะท้อนที่ความถี่เรโซแนนซ์พิจารณาได้จากสมการ (5.1) ดังนี้

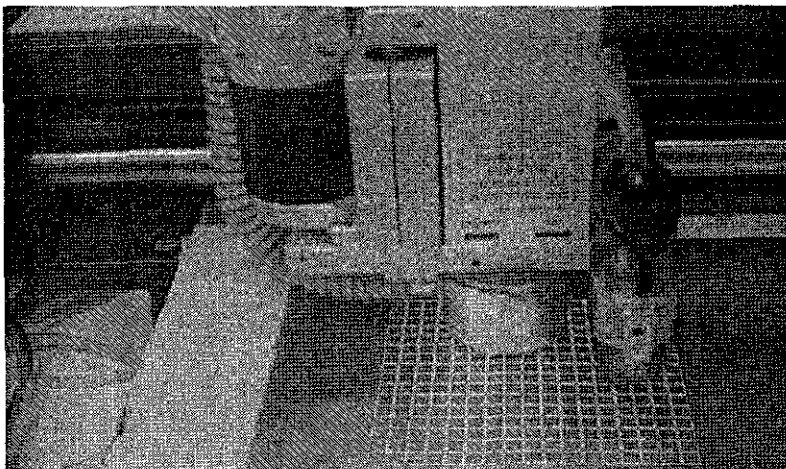
$$L_0 = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (5.1)$$

แต่การสร้างสายอากาศแถวลำดับสะท้อนนั้นจะทำการเปรียบเทียบการประวิงเฟสในรูป 4.5x กับเฟสสะท้อนในรูป 4.10 ดังนั้นจึงทำให้เราทราบขนาดที่แท้จริงเพื่อนำมาออกแบบสายอากาศดังกล่าว และเรา

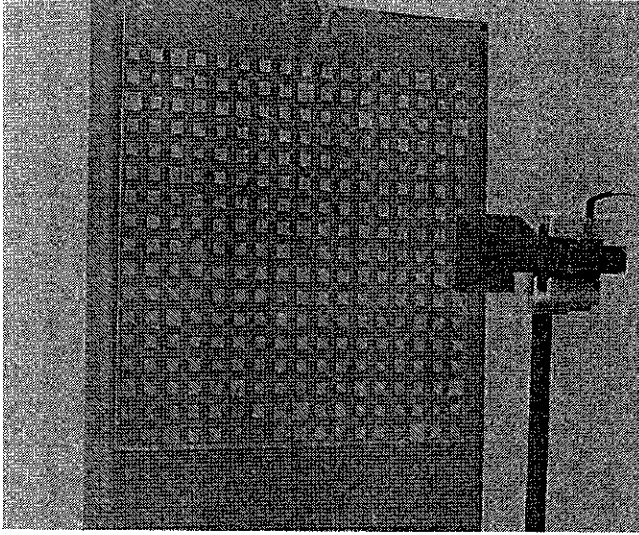
สามารถออกแบบรูปร่างเบื้องต้นของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนโดยใช้โปรแกรม Potel99 ได้ดังแสดง
 ในรูปที่ 5.1 และใช้เครื่อง PCB Prototype Machine ในรูปที่ 5.2 เพื่อสร้างสายอากาศต้นแบบ



รูปที่ 5.1 การออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อน โดยใช้โปรแกรม Potel99



รูปที่ 5.2 PCB Prototype Machine



รูปที่ 5.3 สายอากาศแถวลำดับสะท้อนต้นแบบ

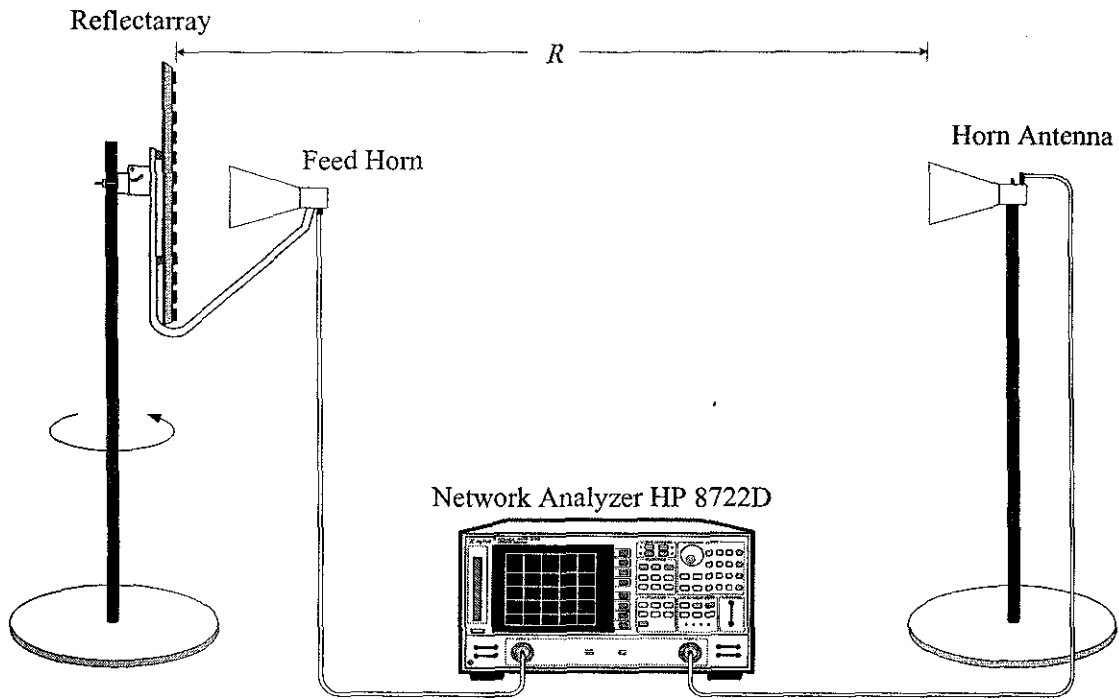
5.3 ผลการทดลองวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน

แบบรูปการแผ่พลังงานนั้นได้ทดสอบในระยะสนามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2 / \lambda$ เมื่อ R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศทดสอบ และสายอากาศอ้างอิง ในการทดสอบนี้ระยะทางมีค่าคงที่ที่มีความถี่ 10 GHz เท่ากับ 6 เมตร และ D คือ เส้นผ่าศูนย์กลางของตัวสะท้อนมีค่าเท่ากับ 30 เซนติเมตร ซึ่งในที่นี้ได้ใช้สายอากาศปากแตรทรงพีระมิดที่มีความถี่ 10 GHz เป็นสายอากาศอ้างอิงทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง และสายอากาศที่นำมาทดสอบจะมีการหมุนรับคลื่นจาก 0 องศา ถึง 360 องศา ดังรูปที่ 5.4 ซึ่งจะทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศตัวสะท้อนในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 5.5 โดยแบบรูปการแผ่พลังงานนี้จะแสดงในรูปของอัตราขยาย ดังสมการพื้นฐาน (Friis Transmission Equation)

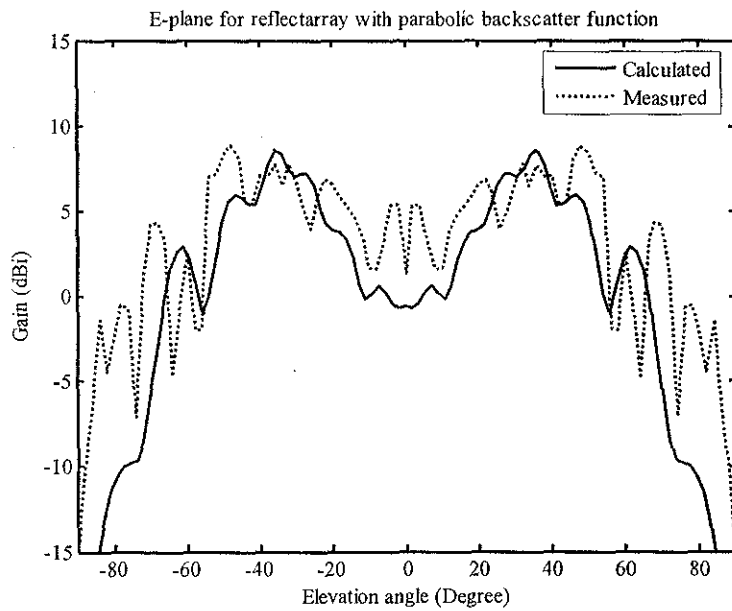
$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (5.2)$$

เมื่อ P_t คือ กำลังงานอินพุตที่ป้อนให้สายอากาศส่ง G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศส่ง P_r คือ กำลังงานเอาต์พุตของสายอากาศรับ G_r คือ อัตราขยายของสายอากาศรับ เมื่อนำไปหาอัตราขยายของสายอากาศรับในหน่วย dB ได้ดังนี้

$$G_{r,dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) - G_{t,dB} \quad (5.3)$$

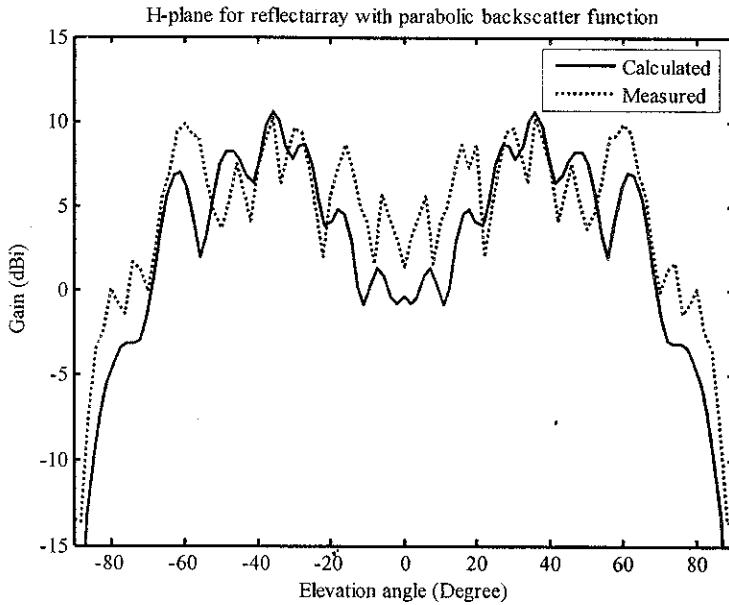


รูปที่ 5.4 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 5.5 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน



(จ) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.5 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน (ต่อ)

ตารางที่ 5.1 คุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

| คุณลักษณะของสายอากาศ | ผลการจำลองแบบ | | ผลการวัดทดสอบ | |
|-------------------------------------|----------------|-------------------|----------------|-------------------|
| | ระนาบสนามไฟฟ้า | ระนาบสนามแม่เหล็ก | ระนาบสนามไฟฟ้า | ระนาบสนามแม่เหล็ก |
| ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (degree) | 136.8 | 140.0 | 132 | 164 |
| อัตราขยายสูงสุด (dBi) | 8.49 | 10.65 | 8.54 | 9.84 |

จากรูปที่ 5.5 เป็นการเปรียบเทียบกราฟระหว่างระเบียบวิธี โมเมนต์กับวิธีวัดทดสอบ พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานมีความสอดคล้องกันทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก เมื่อพิจารณาการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน ณ ตำแหน่ง $-15^{\circ} < \theta < 15^{\circ}$ พบว่าอัตราขยายมีค่าต่ำกว่าผลการจำลองประมาณ 5 dB เนื่องจากตัวป้อนเกิดขบวนการสะท้อนของคลื่นที่ออกจากสายอากาศตัวสะท้อน ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับขนาดอะเปอร์เจอร์ของตัวป้อน

5.4 สรุป

ในบทนี้เป็นการแสดงการออกแบบ การสร้าง และการวัดทดสอบสายอากาศ ทั้งนี้เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณและการวัดทดสอบว่ามีความสอดคล้องกันมากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่พิจารณา ได้แก่ แบบรูปการแผ่พลังงาน อัตราขยายสูงสุด และความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศลำคลื่นแมตซ์กับพื้นโลก โดยใช้แอมพลิจูดสะท้อน พบว่าผลที่ได้จากการวัดทดสอบและการจำลองผลด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์มีความแตกต่างกันบ้างเล็กน้อย ผลการวัดทดสอบอัตราขยายสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับ 8.54 dBi และ 9.86 dBi ตามลำดับ ดังในตารางที่ 5.1 นั่นคืออัตราขยายสูงสุดจากการวัดมีค่าต่ำกว่าการจำลองผลประมาณ 0.05 dB ในระนาบสนามไฟฟ้า และ 0.81 dB ในระนาบสนามแม่เหล็ก สำหรับผลการวัดความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับ 132° และ 164° ตามลำดับ ผลจากการจำลองผลด้วยวิธีโมเมนต์มีค่าเท่ากับ 136.8° และ 140° ตามลำดับ โดยความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังที่ได้จากการวัดมีค่ามากกว่าการจำลองผลประมาณ 4.8° ในระนาบสนามไฟฟ้า และ 24° ในระนาบสนามแม่เหล็ก ซึ่งสาเหตุของการคลาดเคลื่อนระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองผลคือ อาจเกิดจากความสูญเสียในระบบสายอากาศ เช่น ความสูญเสียในสายส่ง ความผิดพลาดจากการจัดวางตำแหน่งตัวสะท้อนและสายอากาศป้อนจะทำให้เกิดการเลื่อนเชิงตำแหน่งของแบบรูปการแผ่พลังงาน และผลกระทบจากสภาพแวดล้อมขณะวัดทดสอบสายอากาศ เป็นต้น

บทที่ 6

บทสรุป

บทนี้จะกล่าวถึงสรุปผลการออกแบบและผลการวัดทดสอบสายอากาศแถวลำดับสะท้อน และแสดงข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป

6.1. สรุปผลการวิจัย

งานวิจัยฉบับนี้ได้ดำเนินการศึกษาการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อน โดยนำระเบียบวิธีโมเมนต์มาใช้คำนวณและวิเคราะห์หาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศแถวลำดับสะท้อน ทำให้สามารถทราบคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน ได้แก่ แบบรูปการแผ่พลังงาน อัตราขยายสูงสุด และความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง ก่อนสร้างสายอากาศสำหรับประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารแบบไร้สาย เช่น การสื่อสารระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ระบบเซลลูลาร์ และระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น

ในการคำนวณและวิเคราะห์หาคุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน โดยใช้ระเบียบวิธีโมเมนต์นั้น เริ่มต้นจากการกำหนดข้อมูลเริ่มต้นของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน ได้แก่ เส้นผ่าศูนย์กลาง ฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ กำหนดชนิด ขนาด และตำแหน่งการวางของสายอากาศป้อนและความถี่ปฏิบัติการ จากนั้นทำการศึกษาแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศป้อนและสนามตกกระทบบนแถวลำดับสะท้อน การศึกษาการหาระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อน การศึกษาการประวิงเฟสของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน การวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อน และการศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างเฟสสะท้อนกับขนาดของแผ่นสะท้อน เพื่อใช้เป็นข้อมูลในการสร้างสายอากาศต้นแบบ

สำหรับการศึกษาแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน เป็นการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งกำเนิดกระแสที่อยู่บนผิวของตัวสะท้อน โดยกระแสเหนี่ยวนำบนผิวตัวสะท้อนจะหาได้จากองค์ประกอบของสนามตกกระทบในแนวสัมผัสแต่ละจุดที่กระทำบนผิวตัวสะท้อน ซึ่งกระแสเหล่านี้จะก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่กระจายออกไปในสนามระยะไกล ทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ ซึ่งสนามที่ได้จากระเบียบวิธีโมเมนต์คือ สนามไฟฟ้าที่เกิดจากกระแสไฟฟ้า ซึ่งรายละเอียดทั้งหมดได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 จากนั้นจึงนำค่าสนามไฟฟ้าไปทำการวิเคราะห์หาคุณลักษณะต่าง ๆ ได้แก่ แบบรูปการแผ่พลังงาน อัตราขยายสูงสุด และความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง พบว่าสายอากาศแถวลำดับสะท้อนมีอัตราขยายสูงสุดและความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังประมาณ 8.49 dB และ 136.8° ตามลำดับ รายละเอียดของการจำลองผล รวมทั้งผลการวิเคราะห์ที่ได้แสดงไว้ในรายละเอียดในบทที่ 4 จากนั้นได้สร้างสายอากาศต้นแบบ ในการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ

แถวลำดับสะท้อนต้นแบบได้พิจารณา ระยะห่างระหว่างสายอากาศป้อนกับตัวสะท้อนเท่ากับ 25 เซนติเมตร พบว่า แบบรูปการแผ่พลังงานมีความสอดคล้องกันทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก โดยผลของการวัดทดสอบและการจำลองผลด้วยระเบียบวิธี โมเมนต์สามารถสรุปได้ดังในตารางที่ 5.1 ซึ่งสาเหตุของการคลาดเคลื่อนระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองผล คือ อาจเกิดจากความสูญเสียในระบบสายอากาศ เช่น ความสูญเสียในสายส่ง ความผิดพลาดจากการจัดวางตำแหน่งตัวสะท้อนและสายอากาศป้อนจะทำให้เกิดการเลื่อนเชิงตำแหน่งของแบบรูปการแผ่พลังงาน และผลกระทบจากสภาพแวดล้อมขณะวัดทดสอบสายอากาศ เป็นต้น

2. ข้อเสนอแนะ

จากบทสรุปที่ผ่านมาจะเห็นได้ว่า นอกจากเลือกฟังก์ชันพาราโบลาเพื่อนำมาสร้างเป็นสายอากาศต้นแบบแล้ว อาจประยุกต์ใช้สายอากาศแถวลำดับสะท้อน ที่มีสมการพื้นผิวแบบอื่น ๆ ในการนำไปใช้งานกับการสื่อสารแบบไร้สาย เช่น ในกรณีที่ต้องการสายอากาศเพื่อใช้เป็นจุดเข้าถึงเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายในห้องขนาดใหญ่ ซึ่งคุณลักษณะที่ต้องการคือ ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังที่ค่อนข้างมากเพื่อที่จะได้กระจายสัญญาณครอบคลุมพื้นที่ให้บริการเป็นบริเวณกว้าง นอกจากนี้ในกรณีที่ต้องการพัฒนาอัตราขยายให้สูงขึ้น อาจทำได้โดยการเพิ่มตัวสะท้อนรอง (Subreflector) สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปต้นแบบในงานวิจัยฉบับนี้ได้ใช้สายอากาศปากแตรทรงพีระมิดเป็นสายอากาศป้อนทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีความไม่สมมาตร สามารถปรับปรุงได้โดยใช้สายอากาศป้อนแบบอื่น เช่น สายอากาศปากแตรรูปกรวย หรือสายอากาศปากแตรลูกฟูกรูปกรวย เป็นต้น

บรรณานุกรม

- [1] Munson, "Microstrip reflectarray for satellite communication and radar cross-section enhancement or reduction," US Patent 4,684,952
- [2] J. Huang, "Microstrip reflectarray antenna for SCANSCAT radar application," JPL publication 90-45, Nov. 15, 1990.
- [3] D.M. Pozar and T.A. Metzler, "Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size," IEE Electron. Lett., Vol. 29, No.8, 1993, pp. 657-658
- [4] S.D. Targonski and D.M. Pozar, "Analysis and design of a microstrip reflectarray using patches of variable size," IEEE AP-S/URSI Symp. Dig., Seattle, WA, 1994, pp 1820-1823
- [5] D.M. Pozar, S.D. Targonski, and H.D. Syrigos "Design of millimeter wave microstrip reflectarray," IEEE Tran. On Antenna and Propagation, Vol.45, No.2, 1997, pp. 287-296
- [6] D.C. Chang and M.C. Huang, "Microstrip reflectarray antenna with offset feed," IEE Electron. Lett., Vol. 29, No.16, 1992, pp. 1489-1491
- [7] D.C. Chang and M.C. Huang, "Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization," IEEE Tran. On Antenna and Propagation, Vol.43, No.8, 1995, pp. 829-834
- [8] J. Huang and R.J. Pogorzelski, "A Ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," IEEE Tran. On Antenna and Propagation, Vol.46, No.5, 1998, pp. 650-656
- [9] D.C.Chang and M.C.Huang, "Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization," IEEE Tran. On Antenna and Propagation, Vol.43, No.8, 1995, pp. 829-834
- [10] R.D. Javor, X.D. Wu, and K. Chang, "Design and performance of a microstrip reflectarray antenna," IEEE Tran. On Antenna and Propagation, Vol.43, No.9, 1995, pp. 932-939
- [11] T.N.Chang and Y.C.Wei, "Proximity-coupled microstrip reflectarray," IEEE Tran. On Antenna and Propagation, Vol.52, No.2, 2004, pp. 631-635
- [12] T.N.Chang and H.Suchen, "Microstrip reflectarray with QUAD-EMC element," IEEE Tran. On Antenna and Propagation, Vol.53, No.6, 2005, pp. 1993-1997
- [13] C. Han, C. Rodenbeck, J. Huang, and K. Chang, "A C/Ka dual frequency dual layer circularly polarized reflectarray antenna with microstrip ring elements," IEEE Tran. On Antenna and Propagation, Vol.52, No.11, 2004, pp. 2871-2876
- [14] C. Han, J. Huang, and K. Chang, "A high offset-fed X/Ka-dual band reflectarray using thin membranes," IEEE Tran. On Antenna and Propagation, Vol.53, No.9, 2005, pp. 2792-2798

- [15] D.M. Pozar, S.D. Targonski, and R. Pokuls, "A shaped-beam microstrip patch reflectarray," *IEEE Tran. On Antenna and Propagation*, Vol.47, No.7, 1999, pp. 1167-1173
- [16] J.A. Encinar and J.A. Zornoza, "Three-layer printed reflectarray for contoured beam space application," *IEEE Tran. On Antenna and Propagation*, Vol.52, No.5, 2004, pp. 1138-1148
- [17] J.A. Encinar, "Design of two-layer printed reflectarray using patches of variable size," *IEEE Tran. On Antenna and Propagation*, Vol.49, No.10, 2001, pp. 1403-1410
- [18] D. Pilz and W.Menzel, "Folded reflectarray antenna," *IEE Electron. Lett.*, Vol. 34, No.9, 1998, pp. 832-833
- [19] T.N.Chang and H.Suchen, "A shaped reflector antenna for 60-GHz indoor wireless LAN access points," *IEEE Tran. On Vehicular Technology*, Vol.50, No.2, 2001, pp. 584-591

ประวัติผู้เขียน

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. รังสรรค์ วงศ์สรรคร์ เกิดเมื่อวันที่ 27 กรกฎาคม 2507 ที่ ตำบลปากน้ำ ประแสร์ อำเภอกาญจนบุรี จังหวัดกาญจนบุรี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตเทเวศร์ เมื่อปี 2532 จากนั้นได้ศึกษาต่อระดับปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (วิศวกรรมโทรคมนาคม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า พระนครเหนือ เมื่อปี 2537 และได้ศึกษาต่อระดับปริญญาเอก วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (วิศวกรรมโทรคมนาคม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี 2546 ประวัติการทำงานในอดีตคือ เมื่อปี 2532 เป็นอาจารย์ประจำแผนกอิเล็กทรอนิกส์ ที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า วิทยาเขตพระนครเหนือ เมื่อปี 2532 ถึงปี 2533 เป็นอาจารย์พิเศษคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีปทุม กรุงเทพมหานคร นอกจากนี้ เมื่อปี 2535 ถึงปี 2536 เป็นที่ปรึกษาด้านอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา และได้เป็นหัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ เมื่อปี 2546 ถึงปี 2548 ปัจจุบันเป็นผู้ช่วยศาสตราจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งผู้ช่วยอธิการบดี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี นอกจากนี้ยังเป็นหัวหน้าโครงการพัฒนาและผลิตสื่อการศึกษา หัวหน้าโครงการการศึกษาไร้พรมแดน เป็นนายกสโมสรพนักงานวิชาการและปฏิบัติการ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี (วาระที่3) และเป็นอาจารย์พิเศษมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี วิทยาเขตขอนแก่น

ปียาภรณ์ กระฉอดนอก เกิดเมื่อ 9 กันยายน 2517 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี เมื่อปี 2540 และต่อมาได้ศึกษาระดับปริญญาโทต่อด้วยทุนส่งเสริมผู้มีความสามารถพิเศษเป็นอาจารย์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (ไฟฟ้าสื่อสาร) จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี งานวิจัยที่สนใจได้แก่การจัดการทราฟฟิกในเครือข่ายการสื่อสาร