



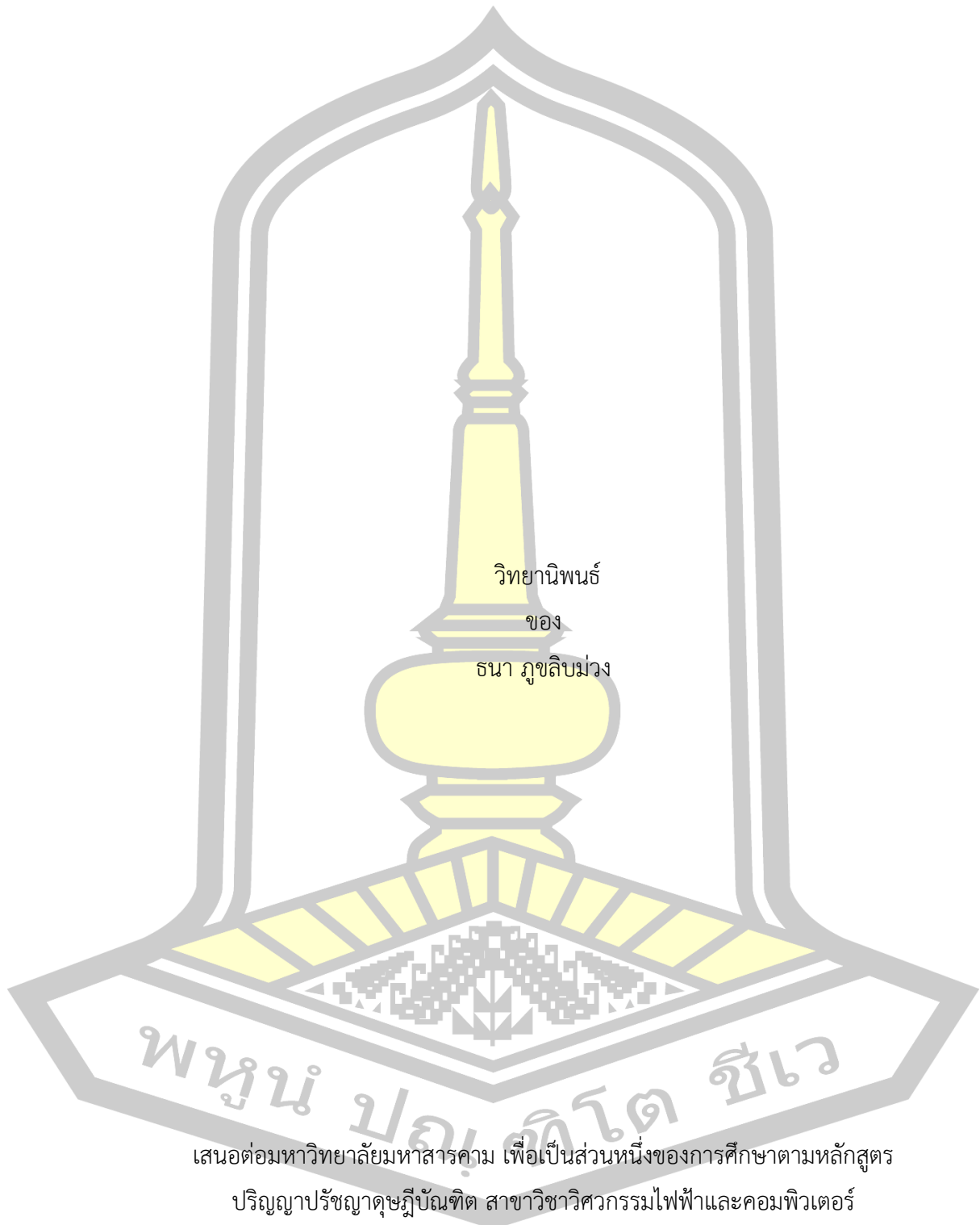
สายอากาศไมโครสตริปลำคลื่นกว้างป้อนสัญญาณด้วยคาวิตี้

วิทยานิพนธ์
ของ
ธนา ภูชลิม่วง

เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
มิถุนายน 2564

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

สายอากาศไมโครสตริปลำคลื่นกว้างป้อนสัญญาณด้วยควาวิตี้



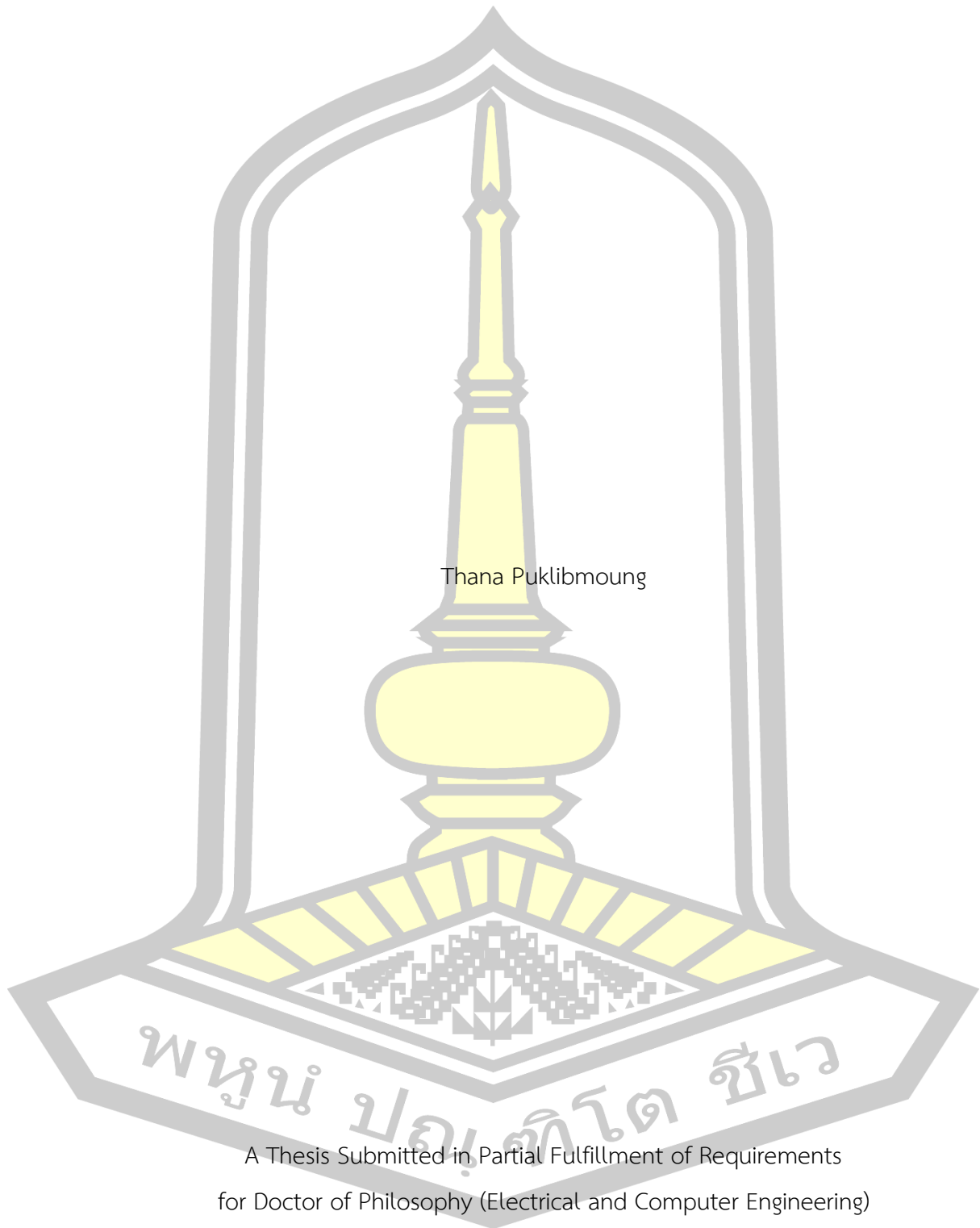
เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

มิถุนายน 2564

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

A Broad Beam Microstrip Patch Antenna Fed by Cavity



Thana Puklibmoung

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of Requirements
for Doctor of Philosophy (Electrical and Computer Engineering)

June 2021

Copyright of Mahasarakham University



คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ได้พิจารณาวิทยานิพนธ์ของนายธนา ภูชลิม่วง แล้ว
เห็นสมควรรับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชา
วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร. อนันต์ เครือทรัพย์ถาวร)

.....อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(รศ. ดร. วรวัฒน์ เสี่ยงมวิบูล)

.....กรรมการ

(รศ. ดร. ชลธิ์ โพธิ์ทอง)

.....กรรมการ

(ผศ. ดร. นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์)

.....กรรมการ

(ผศ. ดร. ญัฐฉิ สุวรรณทา)

มหาวิทยาลัยขอนแก่นให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญา ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัย
มหาสารคาม

.....
(รศ. ดร. เกียรติศักดิ์ ศรีประทีป)

คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

.....
(รศ. ดร. กริสน์ ชัยมูล)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

ชื่อเรื่อง สายอากาศไมโครสตริปลำคลื่นกว้างป้อนสัญญาณด้วยควาวิตี้
ผู้วิจัย ธนา ภูชลิม่วง
อาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร. วรวัฒน์ เสงี่ยมวิบูล
ปริญญา ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
มหาวิทยาลัย มหาวิทยาลัยมหาสารคาม ปีที่พิมพ์ 2564

บทคัดย่อ

เทคโนโลยีสายอากาศทางด้านอวกาศและภูมิสารสนเทศโดยเฉพาะการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำได้รับความนิยมในการศึกษาค้นคว้าเป็นอย่างมาก ซึ่งสายอากาศชนิดหนึ่งที่นิยมใช้งานบนดาวเทียมคือสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิค เนื่องจากให้อัตราการขยายสูง แต่ต้องใช้สายอากาศตัวป้อนสัญญาณและอุปกรณ์จับยึดวางไว้ด้านหลังของตัวสะท้อนจึงส่งผลกระทบต่ออะเปอร์เจอร์และประสิทธิภาพของสายอากาศให้ลดต่ำลงและเนื่องจากโครงสร้างของสายอากาศที่เป็นผิวโค้งขนาดใหญ่จึงส่งผลกระทบต่อพลวัตของโครงสร้างโดยรวมของตัวดาวเทียมในขณะปล่อยเข้าสู่วงโคจร เพื่อลดปัญหาดังกล่าวจึงได้มีการออกแบบสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปเพื่อให้มีลักษณะราบเรียบ แต่สามารถให้คุณสมบัติเช่นเดียวกับตัวสะท้อนพาราโบลิค ซึ่งสายอากาศดังกล่าวมีข้อดีคือ ราคาถูก ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และติดตั้งง่าย

เนื่องจากดาวเทียมวงโคจรต่ำมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูง จึงทำให้ระยะเวลาที่สถานีภาคพื้นดินติดต่อกับดาวเทียมมีน้อยมาก ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงนำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปแบบเชื่อมร่วมสัญญาณด้วยร่องบนควาวิตี้ โดยใช้เทคนิคการจัดเฟสของสัญญาณให้เกิดคุณลักษณะเสมือนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิคที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อนโดยใช้การควบคุมเฟสด้วยวิธีผสมผสานเพื่อทำให้เกิดความกว้างลำคลื่นขนาดใหญ่ ซึ่งมีระดับกำลังงานคลื่นแม่ตซ์กับพื้นโลก วิธีการที่ใช้ในการวิเคราะห์คำนวณจะใช้การจำลองปัญหาสายอากาศด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูป แล้วนำมาสร้างสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ย่าน C-Band เพื่อนำไปวัดทดสอบคุณสมบัติเปรียบเทียบกับผลจากการคำนวณและจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูป

คำสำคัญ : สายอากาศ, แถวลำดับ, ไมโครสตริป, ควาวิตี้

TITLE	A Broad Beam Microstrip Patch Antenna Fed by Cavity		
AUTHOR	Thana Puklibmoung		
ADVISORS	Associate Professor Worawat Sa-Ngiamvibool , Ph.D.		
DEGREE	Doctor of Philosophy	MAJOR	Electrical and Computer Engineering
UNIVERSITY	Maharakham University	YEAR	2021

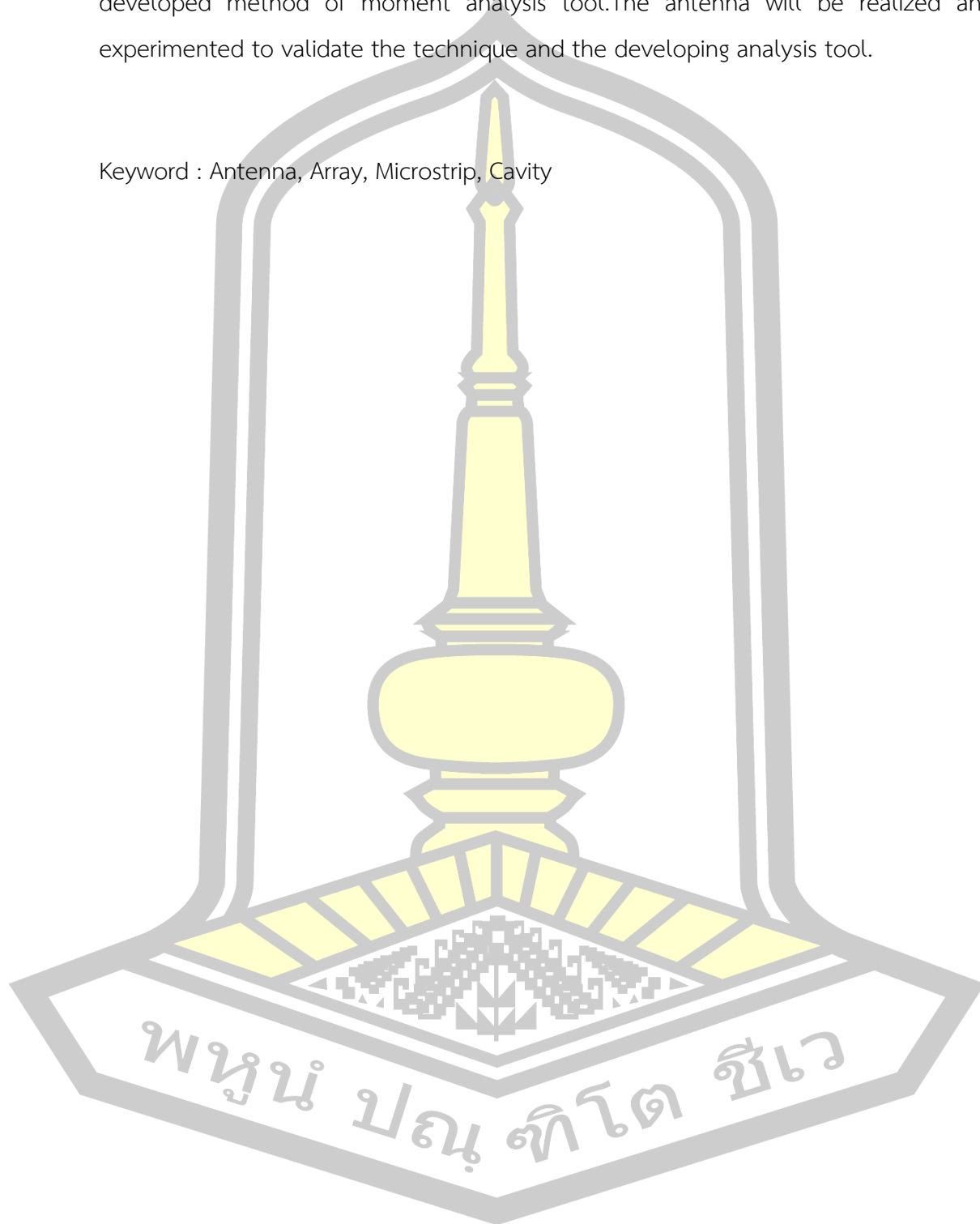
ABSTRACT

The antennas technology for space and Geographical Information System (GIS), especially, Low-Earth Orbit (LEO) satellite communication systems have been popularly to investigate. The parabolic reflector is a popular antenna, which is widely used due to high gain. However, the feed horn and their arm are placed at the front of the reflector causing obstruct the aperture and its efficiency is degraded, while the large curvature is generally affected to the aerodynamic of the satellite when launching into the orbit. To solve that problem the novel type of the microstrip array is designed, has essentially no limitation in its dimensions and has much less distortion in its planar shape. This operation is similar to the parabolic reflector that naturally forms a planar phase front when a feed is placed at its focus. The advantaged of the microstrip array are low cost, small size, light weight and easy installation.

Since LEO satellite moves in very high-speed, therefore, time for an earth station communicates with satellite is limited. To overcome these limitations, this research proposes a cavity-backed slot-coupled microstrip array antenna using backscattering technique. To achieve broad-beam and earth-matched beam antenna, phase of each array element in the microstrip array antenna is specific designed to emulate the curvature of the parabolic reflector by using a hybrid method. For analysis and design, CST-Microwave Studio computer programming and a full-wave method of moment are utilized in this research. To validate the proposed

concept, C-Band microstrip array antenna will be designed which is based on the developed method of moment analysis tool. The antenna will be realized and experimented to validate the technique and the developing analysis tool.

Keyword : Antenna, Array, Microstrip, Cavity



กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยฉบับนี้สามารถดำเนินการและได้รับผลสำเร็จบรรลุตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้เพราะได้รับทุนสนับสนุนการศึกษาจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน ขอขอบคุณสาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน วิทยาเขตขอนแก่น สำหรับเครื่องมือในการสร้างและวัดทดสอบสายอากาศ ที่สำคัญขอขอบคุณ บิดา มารดา และบูรพคณาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ ประสาทความรู้ให้เป็นอย่างยิ่ง

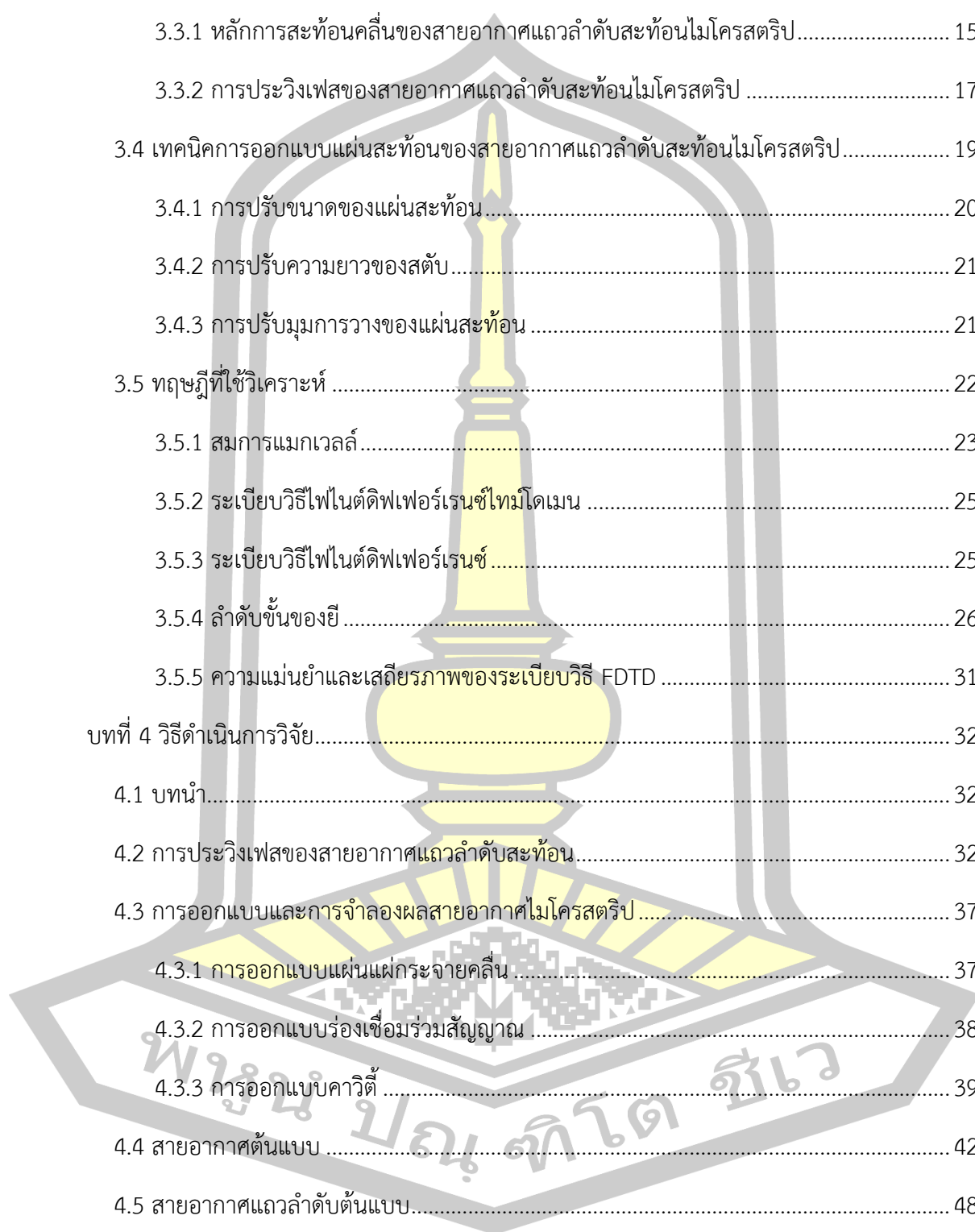
ธนา ภูขลิบม่วง



สารบัญ

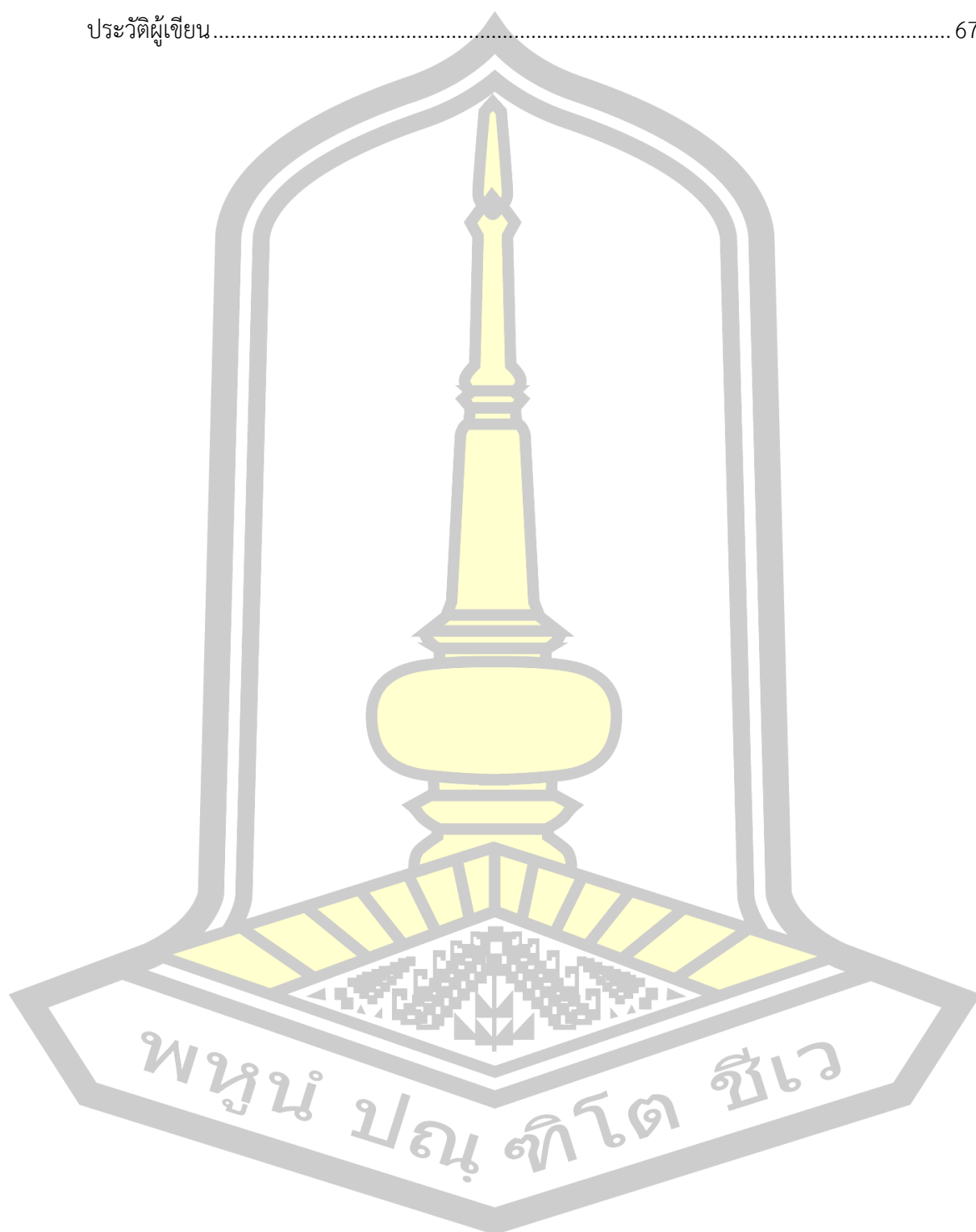
	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ช
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญภาพประกอบ.....	ฐ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย.....	3
1.3 สมมุติฐานเบื้องต้น.....	3
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	3
1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.6 วิธีการดำเนินการวิจัย.....	4
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับการวิจัย.....	5
บทที่ 2 ปรัชญาวัฒนธรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.3 สรุป.....	8
บทที่ 3 ทฤษฎีและวิธีดำเนินการวิจัย.....	11
3.1 บทนำ.....	11
3.2 สายอากาศไมโครสตริป.....	11

3.3 สายอากาศแถวลำดับไมโครสตริป	12
3.3.1 หลักการสะท้อนคลื่นของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป.....	15
3.3.2 การประวิงเฟสของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป	17
3.4 เทคนิคการออกแบบแผ่นสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป.....	19
3.4.1 การปรับขนาดของแผ่นสะท้อน.....	20
3.4.2 การปรับความยาวของสตัด.....	21
3.4.3 การปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน	21
3.5 ทฤษฎีที่ใช้วิเคราะห์	22
3.5.1 สมการแมกเวลล์.....	23
3.5.2 ระเบียบวิธีไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์โทมโดเมน	25
3.5.3 ระเบียบวิธีไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์.....	25
3.5.4 ลำดับชั้นของยี่	26
3.5.5 ความแม่นยำและเสถียรภาพของระเบียบวิธี FDTD	31
บทที่ 4 วิธีดำเนินการวิจัย.....	32
4.1 บทนำ.....	32
4.2 การประวิงเฟสของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน.....	32
4.3 การออกแบบและการจำลองผลสายอากาศไมโครสตริป	37
4.3.1 การออกแบบแผ่นแผ่กระจายคลื่น	37
4.3.2 การออกแบบร่องเชื่อมร่วมสัญญาณ	38
4.3.3 การออกแบบควิตี้	39
4.4 สายอากาศต้นแบบ	42
4.5 สายอากาศแถวลำดับต้นแบบ.....	48
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย.....	60
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	60



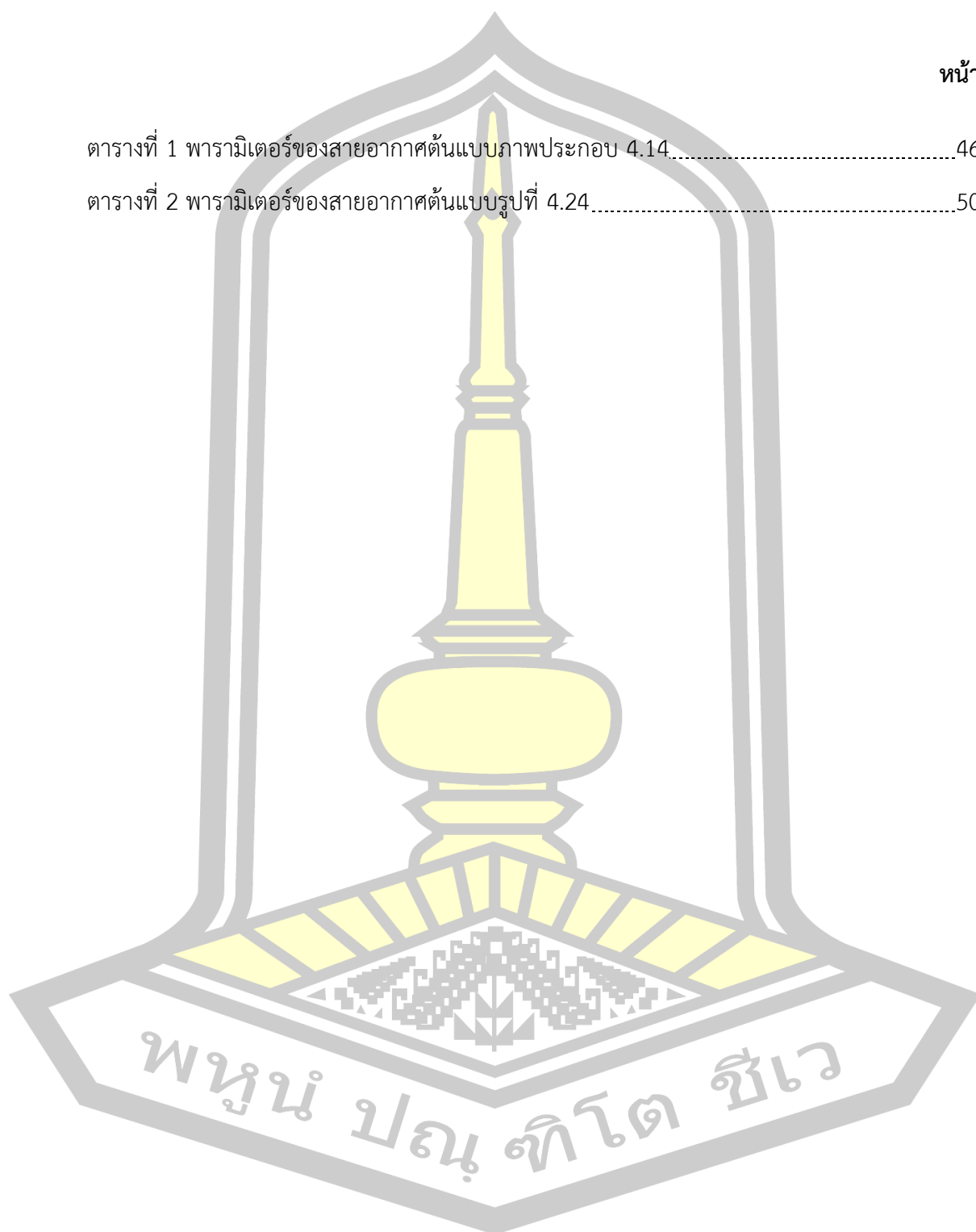
บรรณานุกรม..... 63

ประวัติผู้เขียน..... 67



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของสายอากาศต้นแบบภาพประกอบ 4.14.....	46
ตารางที่ 2 พารามิเตอร์ของสายอากาศต้นแบบรูปที่ 4.24.....	50



สารบัญภาพประกอบ(ต่อ)

	หน้า
ภาพประกอบ 4.3 สายอากาศแกลลุ่มดับสะท้อนไมโครสตริปโดยใช้เทคนิคการจัดเฟส ของสัญญาณสะท้อน.....	34
ภาพประกอบ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างการประวิงเฟสกับตำแหน่งของแผ่นสะท้อน.....	35
ภาพประกอบ 4.5 สายอากาศแกลลุ่มดับสะท้อนแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส.....	35
ภาพประกอบ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสสะท้อนและขนาดของแผ่นแกลลุ่มดับสะท้อน.....	36
ภาพประกอบ 4.7 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแกลลุ่มดับสะท้อนไมโครสตริป โดยใช้เทคนิคการปรับขนาดและระยะห่างของแผ่นสะท้อน.....	36
ภาพประกอบ 4.8 แสดงแผ่นแผ่กระจายคลื่นไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส.....	37
ภาพประกอบ 4.9 คาวิตีแบบสี่เหลี่ยม.....	39
ภาพประกอบ 4.10 แสดงการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดความสูงของคาวิตี.....	40
ภาพประกอบ 4.11 การกระจายตัวของสนามไฟฟ้าภายในคาวิตี.....	41
ภาพประกอบ 4.12 การกระจายตัวของสนามแม่เหล็กภายในคาวิตี.....	41
ภาพประกอบ 4.13 การกระจายตัวของกระแสเชิงผิวบนคาวิตี.....	42
ภาพประกอบ 4.14 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปป้อนสัญญาณด้วยโพรบเชื่อมร่วม สัญญาณด้วยร่องบนคาวิตี.....	43
ภาพประกอบ 4.15 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับกับการเปลี่ยนแปลงตำแหน่ง คาวิตีจากจุดศูนย์กลางตามแนวแกน y.....	43
ภาพประกอบ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับกับการเปลี่ยนแปลงขนาด ยาวของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณ.....	44
ภาพประกอบ 4.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับกับการเปลี่ยนแปลงขนาด ความกว้างของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณ.....	44
ภาพประกอบ 4.18 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับ กับการเปลี่ยนแปลงความยาวโพรบ.....	45
ภาพประกอบ 4.19 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับกับการเปลี่ยนแปลงขนาด แผ่นแผ่กระจายคลื่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส.....	45

สารบัญภาพประกอบ(ต่อ)

	หน้า
ภาพประกอบ 4.20 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบจากภาพประกอบ 4.14 เมื่อเลือกใช้พารามิเตอร์ที่ทำให้เกิดการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุด	46
ภาพประกอบ 4.21 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศต้นแบบภาพประกอบ 4.14 ในพิกัดเชิงขั้ว	47
ภาพประกอบ 4.22 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศต้นแบบภาพประกอบ 4.14 ในพิกัดคาที่เขียน	47
ภาพประกอบ 4.23 เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแฉวลำดับไมโครสตริป ขนาด 3x3, 5x5 และ 7x7 แผ่น	48
ภาพประกอบ 4.24 โครงสร้างสายอากาศแฉวลำดับไมโครสตริปขนาด 5x5 แผ่น	49
ภาพประกอบ 4.25 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแฉวลำดับไมโครสตริปขนาด 5x5 แผ่น เมื่อ $n = 0.2\lambda_0 - 0.3\lambda_0$	49
ภาพประกอบ 4.26 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแฉวลำดับไมโครสตริปขนาด 5x5 แผ่นที่ระยะห่าง $a = b = n\lambda$	50
ภาพประกอบ 4.27 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแฉวลำดับไมโครสตริปขนาด 5x5 แผ่นที่ระยะห่าง $a = b = 0.3\lambda_0$	51
ภาพประกอบ 4.28 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในพิกัดเชิงขั้วของสายอากาศแฉวลำดับไมโครสตริปขนาด 5x5 แผ่น เมื่อ $a = b = 0.3\lambda_0$	51
ภาพประกอบ 4.29 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในพิกัดคาร์ทีเซียนของสายอากาศแฉวลำดับไมโครสตริปขนาด 5x5 แผ่นเมื่อ $a = b = 0.3\lambda_0$	52
ภาพประกอบ 4.30 สายอากาศต้นแบบ 1 แผ่นแผ่กระจายคลื่น	53
ภาพประกอบ 4.31 คิวตี้ป้อนสัญญาณจากด้านหลังของสายอากาศต้นแบบ	53
ภาพประกอบ 4.32 การวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับด้วยเครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่าย Agilent E5071C	54
ภาพประกอบ 4.33 การวัดการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบ 5x5 แผ่น	54
ภาพประกอบ 4.34 การวัดการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบขนาด 5x5 แผ่น	55

สารบัญภาพประกอบ(ต่อ)

	หน้า
ภาพประกอบ 4.35 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบ.....	55
ภาพประกอบ 4.36 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบ.....	56
ภาพประกอบ 4.37 แสดงการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศต้นแบบภายใน ห้องปิดกั้นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าרבבב.....	57
ภาพประกอบ 4.38 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศต้นแบบ เมื่อเปรียบเทียบกับโปรแกรม CST-Microwave Studio.....	57
ภาพประกอบ 4.39 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศ ต้นแบบเมื่อเปรียบเทียบกับโปรแกรม CST-Microwave Studio.....	58
ภาพประกอบ 5.1 สายอากาศต้นแบบขนาด 5x5 แผ่น.....	60



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการวิจัยและพัฒนาสายอากาศเพื่อนำไปใช้กับใช้กับเทคโนโลยีทางด้านอวกาศ ภูมิสารสนเทศ (Geographical Information System : GIS) และเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless local Area Network : WLAN) กำลังได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำและเครือข่ายไร้สาย เพราะเป็นเทคโนโลยีที่ให้ความสะดวกสบาย มีอิสระในการใช้งาน เชื่อมต่อสัญญาณบนเครือข่ายคอมพิวเตอร์ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการพัฒนาเทคโนโลยีด้านสายอากาศสำหรับการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำและสามารถประยุกต์ใช้งานได้กับการสื่อสารผ่านเครือข่ายไร้สาย และที่สำคัญสามารถที่จะออกแบบและสร้างอุปกรณ์ได้ด้วยวัสดุที่มีอยู่ในประเทศ

สำหรับการสื่อสารดาวเทียมนั้นสายอากาศที่นิยมใช้งานกันอย่างกว้างขวางในปัจจุบันคือสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา (parabolic reflector antenna) เพราะเป็นสายอากาศที่มีคุณสมบัติเด่นคือ มีอัตราขยายสูง (high gain) โดยทั่วไปจะมากกว่า 30 dBi และมีสภาพการเจาะจงทิศทางที่ดี แต่จะมีข้อด้อยอยู่ที่ส่วนของการป้อนสัญญาณ เพราะส่วนมากแล้วสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาจะมีการป้อนสัญญาณอยู่สองแบบคือ แบบที่หนึ่งจุดป้อนสัญญาณอยู่บริเวณกึ่งกลางด้านหน้าของแผ่นสะท้อน (center feed) ที่ระยะโฟกัสซึ่งส่วนมากจะใช้สายอากาศปากแตร (horn antenna) เป็นตัวป้อนสัญญาณแต่เนื่องจากสายอากาศปากแตรและอุปกรณ์จับยึดวางอยู่ด้านหน้าตัวสะท้อนพาราโบลา จึงมีผลต่ออะพอร์เจอร์ (aperture) ของตัวสะท้อนสัญญาณเองและทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศลดลงจากเหตุผลดังกล่าวจึงมีการพัฒนารูปแบบของการป้อนสัญญาณแบบที่สองคือ แบบออฟเซตเพื่อแก้ไขการปิดกั้นอะพอร์เจอร์ของสายอากาศตัวสะท้อนและอุปกรณ์จับยึดซึ่งก็สามารถแก้ปัญหาได้ แต่เนื่องจากรูปทรงที่โค้งของตัวสะท้อนพาราโบลาและสายอากาศตัวป้อนสัญญาณและอุปกรณ์จับยึดที่มีขนาดใหญ่ ทำให้มีผลกระทบต่ออย่างมากกับลมพายุ และ พลวัตการเคลื่อนที่เมื่อต้องติดตั้งอยู่บนวัตถุที่มีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว โดยเฉพาะทำให้สูญเสียพื้นที่ไปจำนวนหนึ่งในการประกอบและติดตั้งเข้ากับตัวดาวเทียม ซึ่งส่งผลกระทบต่อพลวัตของโครงสร้างโดยรวมของตัวดาวเทียมในขณะที่ปล่อยเข้าสู่วงโคจร เพื่อลดปัญหาดังกล่าวจึงมีการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบไมโครสตริป (microstrip reflectarray) ที่มีลักษณะเป็นแผ่นแบนราบแต่สามารถให้คุณลักษณะการสะท้อนสัญญาณได้เช่นเดียวกับตัวสะท้อนพาราโบลา ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศแผ่นสะท้อนไมโครสตริปนำมาเรียงเป็นแถวลำดับบนแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Board : PCB) โดยใช้เทคนิคการจัดเฟสของแผ่นสะท้อน ซึ่งสายอากาศดังกล่าวมีข้อดี

คือ ขนาดเล็กกะทัดรัด น้ำหนักเบา และติดตั้งง่าย แต่ก็ยังใช้สายอากาศตัวป้อนสัญญาณและอุปกรณ์จับยึดวางไว้ด้านหน้าของแผ่นสะท้อนอยู่ตังนั้นจึงได้คิดพัฒนาสร้างสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริป แบบมีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังของแผ่นแถวลำดับโดยใช้เทคนิคการเชื่อมร่วมสัญญาณผ่านร่อง (slot-coupling) ที่อยู่บนควาวิตี้ (cavity) สำหรับทดแทนสายอากาศตัวสะท้อนที่มีตัวป้อนสัญญาณและอุปกรณ์จับยึดที่ยังวางไว้ด้าน หน้าของตัวสะท้อน จากเหตุผลดังกล่าว จึงเป็นหัวข้อวิจัยที่น่าสนใจ ทั้งยังเป็นการเริ่มวางรากฐานเชิงพาณิชย์และพัฒนาเทคโนโลยีด้านอวกาศขึ้นเองภายในประเทศอีกด้วย

ในกรณีของสายอากาศที่ใช้งานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายโดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างเป็นแบบโมโนโพล (monopole antenna) ซึ่งมีรูปแบบการแผ่กระจายกำลังงานแบบรอบตัวในระนาบเดียว (omni directional) จึงทำให้มีสภาพการเจาะจงทิศทางของสายอากาศ และอัตราขยายค่อนข้างต่ำ ซึ่งส่งผลต่อประสิทธิภาพของระบบ นอกจากนี้ยังไม่สามารถควบคุมลำคลื่นให้ครอบคลุมเฉพาะพื้นที่ที่ต้องการได้ ทำให้เกิดความสูญเสียกำลังงานโดยเปล่าประโยชน์ไปในทิศทางที่ไม่ต้องการ

สำหรับสายอากาศที่นำเสนอในงานวิจัยนี้จะใช้หลักการจัดเฟสของสัญญาณที่กระตุ้นให้กับแผ่นแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปพร้อมกับการปรับตำแหน่ง และปรับขนาด ของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณที่วางอยู่บนควาวิตี้ เพื่อให้ได้การทำงานรวมที่เหมือนกับผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิก และเนื่องจากสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกมีความกว้างลำคลื่นแคบทำให้แบบรูปการแผ่กระจายพลังงานที่ส่องลงมาบนพื้นโลกมีเส้นผ่านศูนย์กลางเมื่อดาวเทียมมีระยะวงโคจรต่ำเล็กเกินไป นอกจากนี้เนื่องจากดาวเทียมวงโคจรต่ำมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูง จึงทำให้ระยะเวลาที่สถานีภาคพื้นดินติดต่อกับดาวเทียมมีน้อยมาก ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปด้วยเทคนิคการจัดเฟสของสัญญาณให้เกิดคุณลักษณะเสมือนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน เพื่อให้เกิดความกว้างลำคลื่นขนาดใหญ่ทำให้ช่วงเวลาในการติดต่อระหว่างดาวเทียมและสถานีฐานบนพื้นโลกกระทำได้นานขึ้น นอกจากนี้สายอากาศดังกล่าวจะให้คุณสมบัติที่เหมาะสมสำหรับใช้งานกับสถานีฐานของเทคโนโลยีเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายภายในห้องขนาดใหญ่ด้วย โดยจะให้ลำคลื่นครอบคลุมพื้นที่ที่ต้องการโดยใช้สายอากาศเพียงชุดเดียว มีอัตราขยายสูงวิธีการที่ใช้ในการวิเคราะห์คำนวณจะใช้การจำลองปัญหาของสายอากาศด้วยการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูป (CST-Microwave Studio) แล้วนำมาสร้างสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ C-Band เพื่อนำไปวัดทดสอบคุณสมบัติเปรียบเทียบความแม่นยำตรงต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

1.2.1 ศึกษาวิธีการพัฒนาและออกแบบสายอากาศไมโครสตริปโดยใช้เทคนิคการป้อนสัญญาณด้วยควาวิตีสำหรับการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำและสามารถประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารผ่านเครือข่ายไร้สายได้ด้วย

1.2.2 เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและควบคุมความกว้างลำคลื่นของสายอากาศให้เป็นวงกลมที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางใหญ่ขึ้นและมีระดับของสัญญาณที่แมตช์กับพื้นโลก (earth matched beam)

1.2.3 สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อศึกษาผลจากการวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลการวิเคราะห์ที่ได้จากการจำลองผลโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูป

1.3 สมมุติฐานเบื้องต้น

1.3.1 เทคนิคการจัดเฟสแผ่นแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปให้มีเฟสเสมือนตามลักษณะผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อนจะทำให้ความกว้างลำคลื่นกว้างขึ้นและเพื่อนำไปใช้กับพื้นที่ที่มีความโค้งของโลก จะทำให้ระดับของสัญญาณในบริเวณฟุตพริ้นต์ (footprint) ไม่แตกต่างกันมาก

1.3.2 การควบคุมเฟสด้วยวิธีปรับขนาด รูปร่างและ ระยะห่างระหว่างแถวลำดับของแผ่นแผ่กระจายคลื่นจะทำให้แผ่นแผ่กระจายคลื่นแต่ละแผ่นมีเฟสของการแผ่กระจายคลื่นเสมือนตามลักษณะผิวโค้ง ณ ตำแหน่งสะท้อนนั้นๆ

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 งานวิจัยนี้จะคิดค้นและพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปโดยใช้การกระตุ้นคลื่นผ่านทางโพรบและควาวิตีเท่านั้น

1.4.2 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศจะมีลักษณะเหมือนกับแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ได้จากการสะท้อนจากด้านหลังของผิวโค้งแบบพาราโบลิก

1.4.3 สายอากาศมีมุมครอบคลุมพื้นที่ประมาณ $\pm 65^\circ$

1.4.4 VSWR ไม่เกิน 1:1.5

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

1.5.1 จำลองปัญหาของสายอากาศไมโครสตริปแบบป้อนสัญญาณด้วยการใช้ร่องเชื่อมร่วมสัญญาณจากควาวิตีที่อยู่ด้านหลังของแผ่นไมโครสตริปด้วยการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูปที่มีหลักการวิเคราะห์ด้วยระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain : FDTD) เพื่อวิเคราะห์การแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศต้นแบบ

1.5.2 วิจัย พัฒนา และออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบบ่อนสัญญาณด้วยการใช้ร่องเชื่อมร่วมสัญญาณจากควาวิตีสำหรับการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำและประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารผ่านเครือข่ายไร้สาย

1.6 วิธีการดำเนินการวิจัย

1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน

1. ศึกษาและสำรวจวรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง
2. ศึกษาวิธีการจัดเฟสรูปแบบต่างๆที่ใช้สำหรับสายอากาศไมโครสตริป
3. ศึกษาการคำนวณการประวิงเฟสในสายอากาศไมโครสตริป
4. ศึกษาการคำนวณเฟสของการแผ่กระจายคลื่นด้วยหลักการวิเคราะห์แบบแถวลำดับอนันต์ (infinite array analysis)
5. ศึกษาการคำนวณแบบรูปการแผ่กระจายพลังงาน (pattern) อัตราการขยายความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (Half Power Beam Width: HPBW) ระดับพูข้าง (Side Lobe Level : SLL) พื้นที่เขตบริการ (coverage area) และประสิทธิภาพ (efficiency) ของสายอากาศ
6. ออกแบบและสร้างสายอากาศต้นแบบที่มีคุณสมบัติตามต้องการ
7. จัดทำวิทยานิพนธ์ ปรับปรุงแก้ไขข้อบกพร่องของผลงานวิจัย

1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

1. ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST-Microwave Studio ซึ่งมีการวิเคราะห์ด้วยวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจำกัดโดเมนเวลา (FDTD) ในการหาการประวิงเฟสในสายอากาศไมโครสตริปและหาความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของการแผ่กระจายคลื่นกับการปรับขนาดของแผ่นแผ่กระจายคลื่นและขนาดของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณผ่านควาวิตี
2. สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อทดสอบคุณสมบัติเปรียบเทียบกับผลการจำลอง

1.6.3 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1. เก็บรวบรวมข้อมูลของสายอากาศจากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง
2. เก็บข้อมูลที่ได้จากการคำนวณหาการประวิงเฟสของสายอากาศไมโครสตริปด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป
3. เก็บข้อมูลที่ได้จากการคำนวณหาความสัมพันธ์ของเฟสการแผ่กระจายคลื่นกับการปรับขนาดของแผ่นแผ่กระจายคลื่นและร่องเชื่อมร่วมสัญญาณ
4. เก็บข้อมูลที่ได้จากการหาคู่สมบัตินของสายอากาศไมโครสตริปจากโปรแกรมสำเร็จรูปเปรียบเทียบกับผลการวัดและทดสอบสายอากาศต้นแบบ

1.6.4 การวิเคราะห์ข้อมูล

วิเคราะห์ข้อมูลด้วยการเปรียบเทียบคุณสมบัติสายอากาศไมโครสตริปที่ได้จากโปรแกรมสำเร็จรูปกับผลการวัดและทดสอบสายอากาศต้นแบบ ได้แก่ แบบรูปการแผ่กำลังงาน ความกว้างลำคลื่นครึ่งลำคลื่น อัตราการขยาย พื้นที่เขตบริการ ระดับพู่ข้าง และประสิทธิภาพของสายอากาศไมโครสตริป

1.6.5 การทดสอบสมมุติฐาน

สมมุติฐานที่กำหนดในหัวข้อ 1.3 จะได้รับการพิสูจน์ด้วยเทคนิควิธีเฉพาะทางวิศวกรรมที่ได้นำเสนอ

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับการวิจัย

1.7.1 เป็นองค์ความรู้ในการวิจัยต่อไป

1.7.2 ได้โปรแกรมจำลองผลเฉลยที่เกิดจากการพัฒนาที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับปัญหาจริงในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป

1.7.3 ได้ข้อสรุปอันเป็นประโยชน์เกี่ยวกับลักษณะรูปร่างของสายอากาศไมโครสตริปที่มีความกว้างของลำคลื่นที่มาก เช่นเดียวกับที่ได้รับจากสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการสะท้อนจากทางด้านหลัง

1.7.4 ได้สายอากาศต้นแบบเพื่อพัฒนาไปใช้งานจริงต่อไป

พูน ปณ ทิโต ชีเว

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

วัตถุประสงค์หลักของงานวิจัยฉบับนี้คือการคิดค้นและพัฒนาวิธีการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปด้วยเทคนิคการจัดเฟสของสัญญาณให้เกิดคุณลักษณะเสมือนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อนโดยใช้การควบคุมเฟสด้วยการปรับขนาดของแผ่นแผ่กระจายคลื่นและร่องเชื่อมร่วมสัญญาณ สำหรับการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำและสามารถประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารผ่านเครือข่ายไร้สาย ดังนั้นจึงมีความจำเป็นต้องดำเนินการสำรวจและศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ทั้งนี้เพื่อให้ทราบถึงแนวทางการวิจัยและระเบียบวิธีที่เคยถูกนำมาใช้ ผลการดำเนินการวิจัยตลอดจนข้อคิดเห็นและข้อเสนอแนะต่างๆ เพื่อที่จะนำไปสู่วัตถุประสงค์หลักที่เคยตั้งไว้ โดยฐานข้อมูลที่ใช้ในการสืบค้นงานวิจัยเป็นฐานข้อมูลที่มีชื่อเสียงและได้รับการยอมรับกันอย่างกว้างขวาง เช่นฐานข้อมูล IEEE, IEICE และ PIRE การสืบค้นที่ได้จะใช้เป็นแนวทางในการดำเนินการวิจัยต่อไป

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการสืบค้นปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปในฐานข้อมูลดังกล่าวข้างต้นตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันนั้นการสำรวจจะมุ่งเน้นถึงวิธีการปรับเฟสของสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริป (microstrip array antenna) สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป (microstrip reflectarray antenna) และการเชื่อมร่วมสัญญาณด้วยร่องบนควาวิตีเป็นสำคัญ ซึ่งได้มีผู้เสนอแนวคิดเกี่ยวกับวิธีการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปโดยย่อดังนี้ Munson R. E. [1] เสนอการวิเคราะห์แถวลำดับสะท้อน เป็นกลุ่มแรกด้วยอะเพอร์เจอร์สี่เหลี่ยมผืนผ้า Huang, J. [2] นำเสนอหลักการวิเคราะห์แถวลำดับสะท้อนด้วยอะเพอร์เจอร์วงกลมโดยเน้นศึกษาเกี่ยวกับประสิทธิภาพของสายอากาศ Pozar, D. M. และ Targonki, T. A. [3-5] เสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนด้วยการปรับขนาดของแผ่นสะท้อน จากบทความข้างต้นจะเน้นศึกษาเฉพาะสายอากาศแถวลำดับสะท้อนที่มีโพลาไรซ์เชิงเส้น (linear polarization) ดังนั้นChang, D. C. [6, 7] จึงนำเสนอเทคนิคการปรับเฟสด้วยการปรับความยาวของสลับโดยใช้สลับสองตัววางตำแหน่งแตกต่างกัน 90 องศา Huang, J. และ Pogozelski, R. J. [8] ใช้เทคนิคการปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อนเพื่อทำให้สายอากาศมีโพลาไรซ์เชิงวงกลม (circularly polarization) Javor, R. D. และ Chang, K. [9] เสนอวิธี Bonding Wire ตาม

ความยาวระดับ Pitz, D. และ Menzel, W. [10] นำเสนอหลักการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศ แถวลำดับสะท้อนโดยเน้นที่การลดการสูญเสียเนื่องจากสัญญาณสะท้อนถูกปิดกั้นด้วยตัวป้อน สัญญาณโดยใช้หลักการพับ (folding) หรือการเบนโพลาไรซ์ 90 องศา ร่วมกับการหาระยะโพกัสของ ตัวสะท้อน Sze, K. Y. และ Shafal, L. [11] ได้นำ เสนอหลัก การระเบียบวิธีโมเมนต์ของกาเลอคิน (Galerkin's method of moment) วิเคราะห์รูปทรงของแผ่นสะท้อนสัญญาณเพื่อนำไปใช้ในการ สร้างสายอากาศแถวลำดับ และต่อมาได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อน ไมโครสตริปสี่เหลี่ยมและแบบรูปทรงหมวก (hat shape) พบว่าถ้าเปลี่ยนแฉกบางแฉกของสายอากาศ แผ่นสะท้อนสี่เหลี่ยมเป็นแบบรูปทรงหมวกจะทำให้การควบคุมการเปลี่ยนเฟสของสายอากาศถูกต้อง มากยิ่งขึ้น Chaharmir, M. R. et al. [12] นำเสนอสาย อากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปแบบ สามระดับและใช้การเปลี่ยนแปลงขนาดอะพอร์เจอร์รูปกากบาทด้านล่างเป็นตัวควบคุมการเปลี่ยนแปลงเฟส Kurup, D. G. et al. [13] ได้นำเสนอการปรับระยะห่างของการวางแผ่นสะท้อนซึ่งใช้แผ่น สะท้อนเท่ากันหมด ผลการวิจัยพบว่าสามารถลดระดับสัญญาณของพู่ข้างได้ Chang, T. N. [14] เสนอหลักการปรับระดับโดย ใช้ Proximity-Couple และ Chang, T. N. [15] ปรับเฟสด้วย QUAD-EMC สำหรับบทความ Han, C. et al. [16, 17] เสนอการออกแบบให้สายอากาศทำงานได้สอง ความถี่ (dual band) นอกจากนั้นยังสามารถออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบ ไมโครสตริปให้สามารถปรับมุมลำคลื่นและสามารถควบคุมลำคลื่นได้ Pozar, D. M. [18] เสนอ สายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบควบคุมแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานครอบคลุมพื้นที่รับบริการได้ ตามลักษณะภูมิประเทศ Encinar, J. A. และ Zornora, J. A. [19, 20] เพิ่มความกว้างแถบด้วยการ ทำสายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบหลายระดับ

ในส่วนของสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปที่ใช้ควาวิต์และใช้ร่องในการเชื่อมร่วมสัญญาณ นั้นได้เคยมีผู้เสนอแนวคิดไว้ดังนี้ James, D. S. [21] ได้นำเสนอการเชื่อมร่วมสัญญาณระหว่างสายนำ สัญญาณแบบไมโครสตริปกับควาวิต์ซึ่งเป็นแนวคิดใหม่เพื่อให้เกิดการถ่ายโอนพลังงานสูงสุดในย่าน ความถี่สูงๆ Pozar, D. M. [22] นำเสนอการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบใช้ร่องเชื่อมร่วม สัญญาณที่วางอยู่บนแผ่นระนาบกราวด์เชื่อมสัญญาณจากสายส่งแบบไมโครสตริปโดยใช้ทฤษฎีการ พังพา (reciprocity method) ร่วมกับระเบียบวิธีโมเมนต์ (Method of Moment: MoM) ในการ วิเคราะห์และในปีต่อมาก็ได้ต่อยอดงานวิจัยของตัวเองโดยใช้หลักการของแถวลำดับบนันต์มาทำการ วิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับไมโครสตริป Himdi, M. e al. [23] นำเสนอการใช้แบบจำลอง ควาวิต์ (cavity model) ในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปที่มีโครงสร้างเหมือนของ Pozar ซึ่งได้ ผลลัพธ์คล้ายกัน Scheck, H. O. [24] นำเสนอการเชื่อมร่วมสัญญาณที่ความถี่ 100 GHz ระหว่าง สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปกับควาวิต์ผ่านทางแผ่นแผ่กระจายคลื่นและใช้ร่องในการเชื่อมร่วม สัญญาณจากสายนำสัญญาณ Navarro, J. A. [25] นำเสนอสายอากาศแผ่นแผ่กระจายคลื่นแผ่นกลม

วางอยู่บนควาวิตี้โดยใช้การกระตุ้นสัญญาณผ่านร่องเชื่อมร่วมสัญญาณจากสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป เพื่อใช้แก้ปัญหาที่ความถี่สูงแผ่นแผ่กระจายคลื่นจะมีขนาดเล็กมากเมื่อเปรียบเทียบกับโพรบหรือสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปจึงทำให้เกิดการสูญเสียที่จุดป้อนสัญญาณโดยมุ่งเน้นในการแก้ปัญหาการสูญเสียจากการเกิดคลื่นพื้นผิว (surface wave) การแผ่กระจายคลื่นกลับหลัง (back radiation) ลดความร้อนเมื่อใช้ร่วมกับอุปกรณ์แบบแอคทีฟ Volakis, J. L. และ Jim, J. M. [26] นำเสนอการเปลี่ยนแปลงความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแผ่นสี่เหลี่ยมโดยไม่เปลี่ยนแปลงขนาดของแผ่นแต่เปลี่ยนขนาดควาวิตี้และขนาดของอะพอร์เจอร์ที่อยู่ใต้แผ่นแผ่กระจายคลื่นทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ลดต่ำลงได้ 30% Zavosh, F. และ Aberle, J. T. [27] นำเสนอการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปปิดด้านหลังด้วยควาวิตี้ทรงกลมป้อนสัญญาณด้วยโพรบพบว่าความกว้างแถบของสายอากาศแบบมีควาวิตี้จะมากขึ้น Jassim, A. M. และ Hristov, H. D. [28] นำเสนอการป้อนสัญญาณจากท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยมผ่านควาวิตี้โดยใช้ร่องบนควาวิตี้เชื่อมร่วมสัญญาณให้กับแผ่นแถวลำดับไมโครสตริปเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและลดการเกิดการแผ่กระจายคลื่นกลับหลัง Mishra, A. R. [29] นำเสนอการออกแบบสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริบบนควาวิตี้ทรงกระบอกเชื่อมร่วมสัญญาณด้วยร่อง เพื่อใช้ป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศตัวสะท้อนเพื่อให้เกิดการสะท้อนคลื่นเป็นแบบหลายลำคลื่น (multiple beam) ซึ่งเป็นการลดขนาดของชุดป้อนสัญญาณ Gonzalez, M. A. [30] เสนอการใช้โพรบแบบแผ่นตัวเก็บประจุ (capacitively probed) ในการป้อนสัญญาณให้แผ่นแผ่กระจายคลื่นที่อยู่บนตัวซัสเตรทที่มีความหนาและวางอยู่ในควาวิตี้โลหะ เพื่อกำจัดคลื่นพื้นผิวและเพิ่มความกว้างแถบให้กับสายอากาศ Lee, J. H. et. al. [31] และ Sun, Z. [32] นำเสนอการใช้ควาวิตี้เพื่อลดการเกิดคลื่นพื้นผิวของสายอากาศไมโครสตริปที่วางอยู่บนตัวซัสเตรทที่มีค่า ϵ_r สูงๆ Hong, W. [33] นำเสนอเทคนิคการลดขนาดของควาวิตี้โดยใช้การเปลี่ยนแผ่นโลหะหรือแผ่นตัวนำที่อยู่ล้อมรอบร่องให้เป็นเส้นสตริปหรือเส้นตาข่ายที่มีจำนวนต่างๆ Liu, Y. [34] นำเสนอสายอากาศแบบร่องบนควาวิตี้เพื่อให้เป็นสายอากาศแถบกว้างและสองแถบความถี่ Wu, W. [35] ได้นำเสนอการออกแบบการป้อนสัญญาณโดยใช้ท่อนำคลื่นแบบเจาะร่อง (slot waveguide) ให้กับสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปโดยบริเวณส่วนกลางของแผ่นสายอากาศจะมีการป้อนสัญญาณแบบอนุกรมอีกทอดหนึ่ง

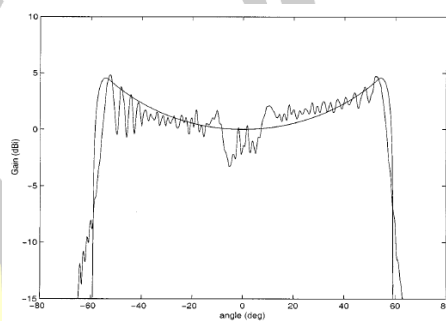
2.3 สรุป

สายอากาศที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ได้เน้นการออกแบบให้สายอากาศมีความกว้างลำคลื่นที่แคบเพื่อให้มีสภาพการเจาะจงทิศทางสูงจึงทำให้แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานครอบคลุมพื้นที่รับบริการในบริเวณแคบ ถ้าต้องการให้แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานครอบคลุมพื้นที่รับบริการบริเวณกว้างขึ้นเพื่อใช้กับการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำและสามารถประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารผ่านเครือข่าย

ข่ายไร้สายภายในห้องขนาดใหญ่ สามารถทำได้โดยการลดจำนวนแถวลำดับลงแต่จะทำให้สาย อากาศมี อัตราการขยายลดลงด้วย ดังนั้นจากบทความของ Smulders, P. F. M. et al. [36] ได้ออกแบบสาย อากาศตัวสะท้อนพาราโบลาโกลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อนโดยการสังเคราะห์พื้นผิว ด้านหลังตัวสะท้อนแบบพาราโกลิกเพื่อให้เกิดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่กว้างเพื่อใช้งานกับ เทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายภายในห้องขนาดใหญ่



(ก)



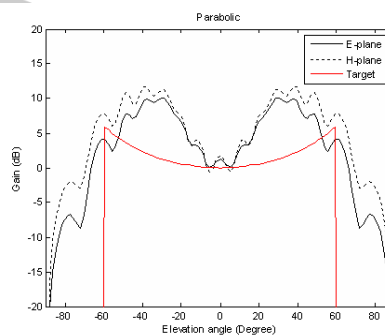
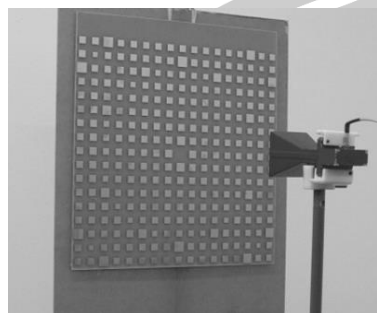
(ข)

ภาพประกอบ 2.1 ก) สายอากาศตัวสะท้อนลำคลื่นกว้าง ข) แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

Smulders, P. F. M. et al. (2001). A shaped reflector antenna for 60-GHz indoor wireless LAN access points. IEEE Tran. on Vehicular Technology, Vol. 50, No. 2, pp. 584-591

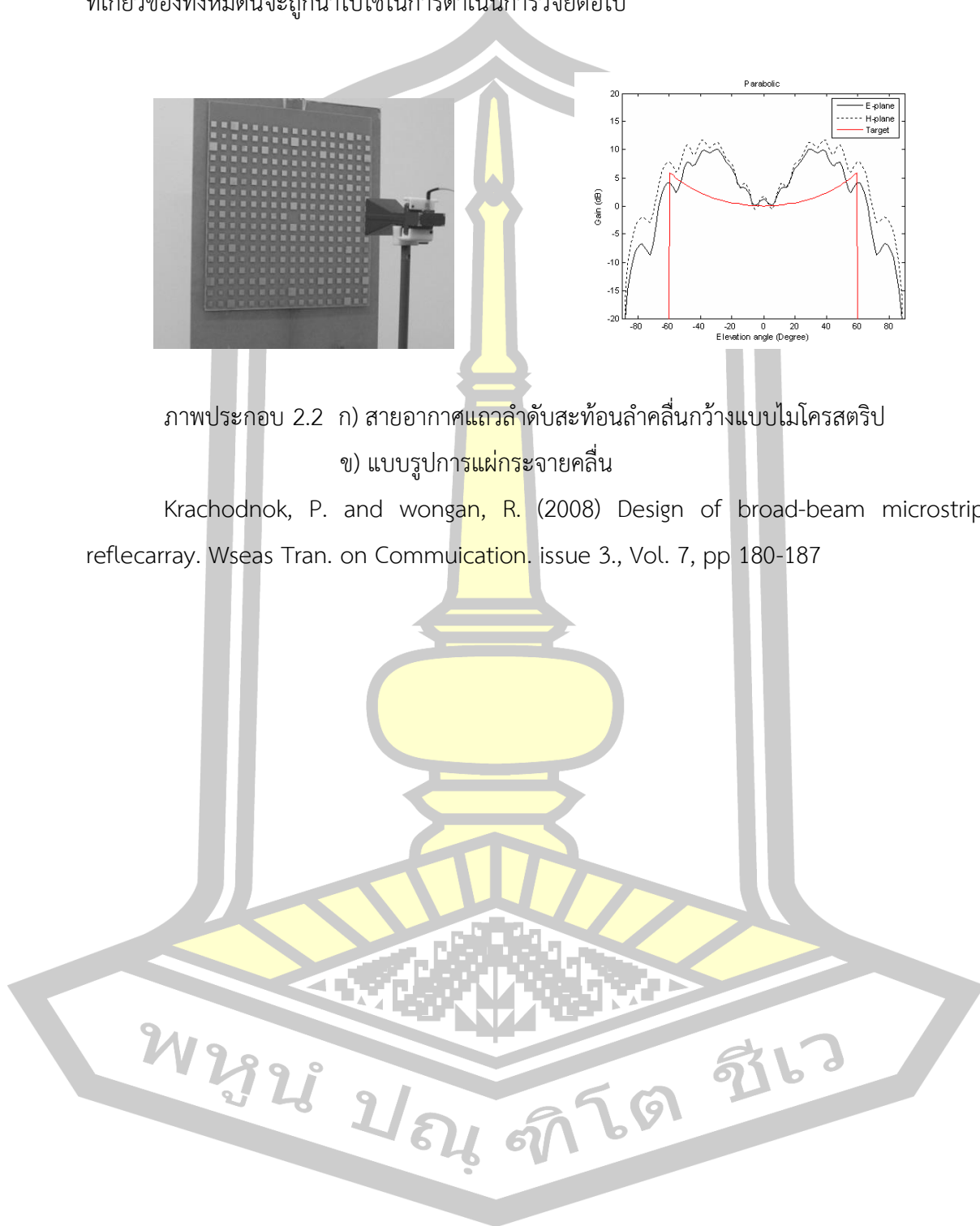
Kachodnon, P. and Wongan, R. [37] ได้ออกแบบสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปโดยใช้เทคนิคการปรับขนาดของแผ่นสะท้อนไมโครสตริปเพื่อควบคุมเฟสของสัญญาณสะท้อนให้เกิดคุณลักษณะเหมือนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโกลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อนเพื่อทำให้เกิดความกว้างของลำคลื่นขนาดใหญ่ แต่เนื่องจากสายอากาศทั้งสองแบบมีการใช้สายอากาศปากแตรในการป้อนสัญญาณเข้าทางด้านหน้าซึ่งมีข้อเสียดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 1 ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะนำเสนอสายอากาศไมโครสตริปที่ใช้โพรบในการป้อนสัญญาณเข้าทางด้านหลังของสายอากาศผ่านควาวิตี้และออกแบบร่องที่อยู่บนควาวิตี้ในการเชื่อมร่วมสัญญาณสู่แผ่นแผ่กระจายคลื่นโดยจะใช้การปรับขนาดของแผ่นแผ่กระจายคลื่นร่วมกับการปรับตำแหน่งและปรับขนาดของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณในการปรับเฟสของสายอากาศเพื่อให้เกิดคุณลักษณะ เหมือนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโกลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน ซึ่งจะทำให้เกิดความกว้างของลำคลื่นขนาดใหญ่ จากการทบทวนปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทั้งหมด จะเห็นว่ายังไม่มีคณนักรวิจัยใดได้เคยพิจารณางานวิจัยที่คล้ายหรือซ้ำซ้อนกับงานวิจัยที่จะดำเนินการ

ในครั้งนี้อีกก่อน ดั้งนั้นข้อมูลที่ได้จากการดำเนินการสำรวจและศึกษาปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทั้งหมดนี้จะถูกนำไปใช้ในการดำเนินการวิจัยต่อไป



ภาพประกอบ 2.2 ก) สายอากาศแถวลำดับสะท้อนลำคลื่นกว้างแบบไมโครสตริป
ข) แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

Krachodnok, P. and wongan, R. (2008) Design of broad-beam microstrip reflectarray. Wseas Tran. on Communication. issue 3., Vol. 7, pp 180-187



บทที่ 3

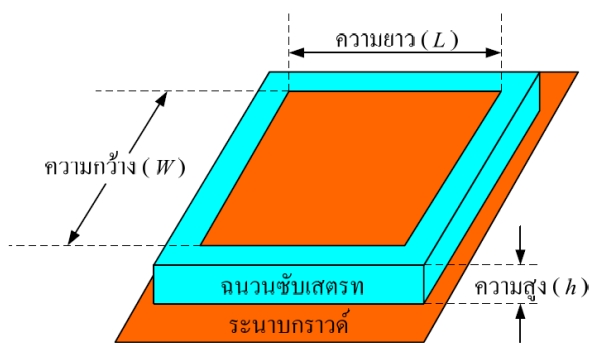
ทฤษฎีและวิธีดำเนินการวิจัย

3.1 บทนำ

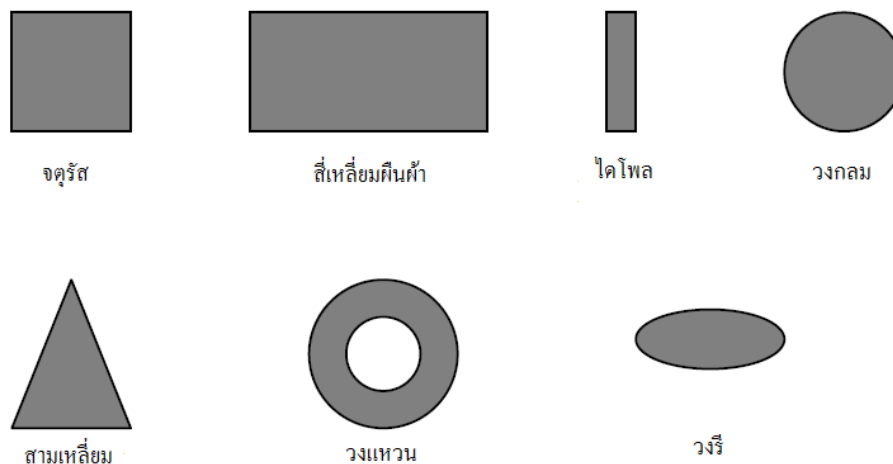
บทนี้จะนำเสนอทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปแบบเชื่อมร่วมสัญญาณโดยร่องบนควาิตี้ โดยใช้เทคนิคการปรับเฟสของแผ่นแผ่กระจายคลื่นเพื่อทำให้เกิดคุณลักษณะเหมือนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนแบบพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน ซึ่งจะทำให้เกิดความกว้างของลำคลื่นขนาดใหญ่โดยจะกล่าวถึงการประวิงเฟสของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปเปรียบเทียบกับพื้นผิวโค้งด้านหลังของตัวสะท้อนพาราโบลา และจะกล่าวถึงระเบียบวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain : FDTD) ซึ่งเป็นระเบียบวิธีที่โปรแกรมคอมพิวเตอร์ CST-Microwave Studio ใช้ในการวิเคราะห์แบบจำลองสายอากาศ เพื่อศึกษาสัมประสิทธิ์การสะท้อนและแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

3.2 สายอากาศไมโครสตริป

ในปัจจุบันนี้สายอากาศไมโครสตริปได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานในกิจการทุกๆด้านไม่ว่าจะเป็นทางด้านอวกาศ ระบบสื่อสารท้องถิ่นไร้สาย ระบบโทรศัพท์ไร้สาย เป็นต้น โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปประกอบด้วยแผ่นโลหะบางๆ ที่เป็นตัวนำไฟฟ้าที่ตีวางอยู่บนชั้นของฉนวนที่เป็ฉนวนในขณะที่ยังเป็นชั้นโลหะบางๆ เช่นกันซึ่งโลหะดังกล่าวมีหน้าที่เป็นระบบกราวด์ให้กับตัวสายอากาศแสดงดังภาพประกอบ 3.1 โดยแผ่นโลหะชั้นบนจะทำหน้าที่เป็นตัวแผ่กระจายคลื่นดังนั้นจึงสามารถออกแบบให้มีรูปร่างได้หลากหลายรูปแบบแสดงดังภาพประกอบ 3.2 [38]



ภาพประกอบ 3.1 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป



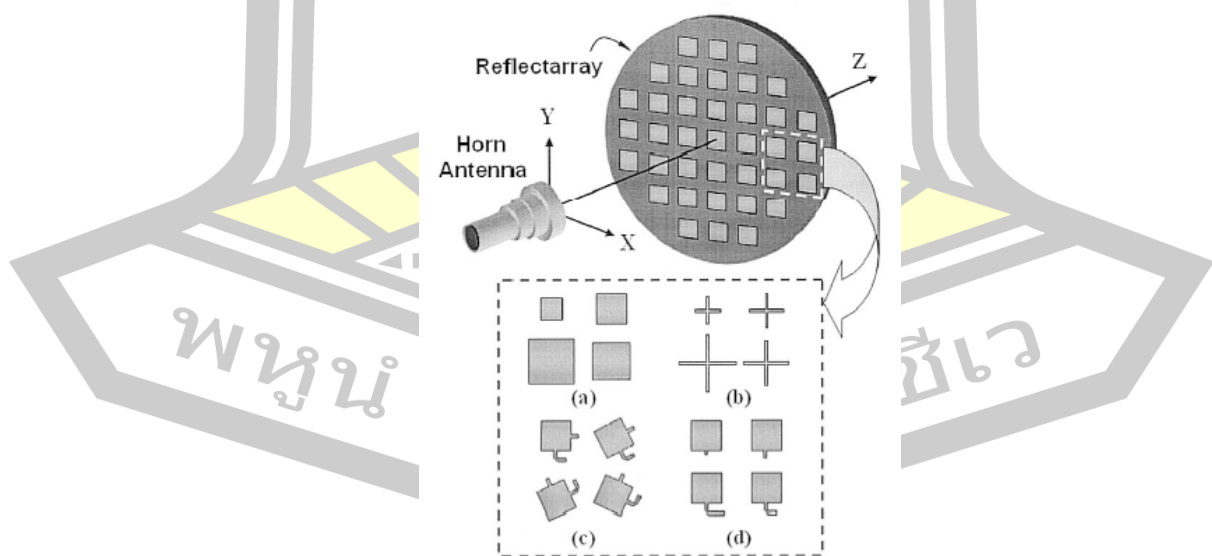
ภาพประกอบ 3.2 รูปร่างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป

เหตุผลสำคัญของสายอากาศไมโครสตริปที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลายคือ มีราคาถูกลง (low cost) ขนาดเล็ก (small size) น้ำหนักเบา (light weight) และติดตั้งได้ง่าย คุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นโดยเฉพาะในเรื่องของการแยกขั้วคลื่นไขว้ (cross polarization) จะมีค่าที่ค่อนข้างต่ำ ซึ่งเหมาะแก่การนำไปใช้ในกรณีที่สายอากาศไม่ได้ถูกติดตั้งอยู่กับที่ เช่น โทรศัพท์มือถือผ่านดาวเทียม เป็นต้น นอกจากนี้สายอากาศไมโครสตริปยังสามารถติดตั้งบนพื้นผิวที่แบนราบหรือผิวโค้งได้ง่าย โดยเฉพาะการติดตั้งบนแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟซึ่งนิยมใช้กันมากในปัจจุบัน สำหรับกรณีการนำไปติดตั้งบนผิวโค้งนั้น มักจะนำไปใช้งานกับอากาศยาน อวกาศยาน ดาวเทียม จรวด และรถยนต์ เป็นต้น

3.3 สายอากาศแถวลำดับไมโครสตริป

สายอากาศที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวางในการสื่อสารดาวเทียมคือ สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิก เพราะเป็นสายอากาศที่ให้อัตราขยายสูงมีสภาพการเจาะจงทิศทางที่ดี ซึ่งมีองค์ประกอบที่สำคัญคือ ตัวสะท้อนและตัวป้อนสัญญาณซึ่งมักเป็นสายอากาศปากแตร สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกโดยทั่วไปใช้สำหรับเป็นสายอากาศในสถานีภาคพื้นดินสำหรับติดต่อกับดาวเทียมหรือการสื่อสารผ่านคลื่นไมโครเวฟเป็นต้น แต่เนื่องจากสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกมีขนาดใหญ่และมีผิวโค้งจึงไม่เหมาะที่จะติดตั้งบนวัตถุที่มีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูง สายอากาศอีกชนิดหนึ่งซึ่งเป็นที่นิยมมากในการคิดค้น วิจัยและพัฒนาให้มาแทนที่สายอากาศตัวสะท้อนแบบพาราโบลิกคือ สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป (microstrip reflectarray) และสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริป (microstrip array) เพราะด้วยคุณสมบัติเด่นคือ มีขนาดเล็ก สร้างได้ง่าย และราคาถูกลง

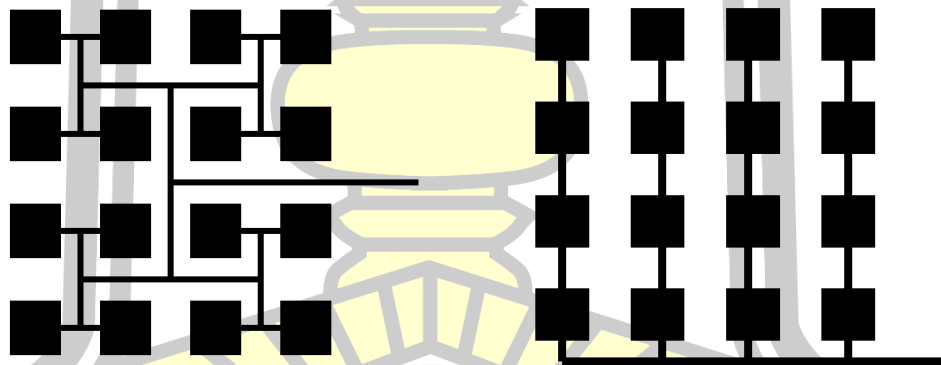
สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปแสดงดังภาพประกอบ 3.3 เป็นสายอากาศที่มีคุณสมบัติเหมาะสมสามารถแก้ปัญหาเรื่องผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกได้ และสามารถควบคุมแบบรูปของการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศได้โดยการปรับเฟสของสัญญาณที่สะท้อนออกจากแผ่นสะท้อนแต่ละแผ่นโดยการปรับขนาด (size) ปรับสตรับ (stub) และปรับมุม (angle) การวางของแผ่นสะท้อน แต่มีข้อด้อยคือยังใช้การป้อนสัญญาณอยู่บริเวณด้านหน้าของแผ่นแถวลำดับสะท้อนซึ่งส่วนมากจะเป็นสายอากาศแบบปากแตรจึงมีผลต่อการปิดกั้นอะเปอร์เจอร์ของตัวสะท้อนเองทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศไม่สูงเท่าที่ควร และจากการที่สายอากาศตัวป้อนสัญญาณและอุปกรณ์จับยึดยื่นออกมาจากระนาบแผ่นสายอากาศทำให้ไม่เหมาะที่จะนำไปติดตั้งบนวัตถุที่มีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูง ส่วนสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริป ซึ่งมีลักษณะโครงสร้างที่คล้ายกันกับสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปแต่แตกต่างกันตรงที่การป้อนสัญญาณดังแสดงในภาพประกอบ 3.4 สายอากาศชนิดนี้จะมีระบบการป้อนสัญญาณอยู่ในระนาบเดียวกันกับตัวสายอากาศ ทำให้โครงสร้างโดยรวมมีความบางกว่าสายอากาศแบบแผ่นสะท้อนมาก แต่ด้วยระบบการป้อนสัญญาณที่มีความซับซ้อน มีจุดงอ (bends) จุดต่อ (junction) และสาขา (branches) หลายจุดทำให้เกิดการสูญเสียในระบบป้อนสัญญาณไม่ว่าจะเป็นการสูญเสียจากการเกิดคลื่นพื้นผิว (surface wave loss) การแผ่กระจายคลื่นจากจุดที่ไม่ต้องการ (spurious radiation) ส่งผลให้ระดับของพู่ข้างเกิดมากขึ้น เกิดการโพลาไรเซชันไขว้ (cross polarization) สูงทำให้อัตราการขยายและประสิทธิภาพของสายอากาศลดลง



ภาพประกอบ 3.3 สายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

นอกจากนั้นยังมีความกว้างแถบ (bandwidth) ที่แคบและมีการแมตซิง (matching) ที่ซับซ้อนจากคุณสมบัติเด่นและด้อยของสายอากาศที่ใช้ในงานประเภทเดียวกันทั้งสามแบบ ผู้วิจัยเห็นว่าสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปมีข้อเด่นที่ไม่มีจุดบ่อนสัญญาณยื่นออกมาภายนอกแผ่นสายอากาศทำให้สายอากาศมีความบาง เรียบ เหมาะที่จะนำไปใช้เป็นสายอากาศของวัตถุที่มีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว เช่น รถยนต์ เครื่องบิน จรวดนำวิถี และ ดาวเทียม ถ้านำไปใช้กับงานระบบการสื่อสารไร้สายก็สามารถติดตั้งกับผนังหรือบนเพดานได้อย่างกลมกลืนสวยงาม

ดังนั้นงานวิจัยนี้จะรวมเอาข้อดีของสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริป ที่มีความบาง เรียบ เหมาะกับติดตั้งบนวัตถุที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว และ ข้อดีของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปที่สามารถปรับเฟสของสัญญาณสะท้อนได้โดยการปรับขนาด ปรับสลับ และมุมการวางของแผ่นสะท้อน แต่ละแผ่นทำให้สามารถควบคุมแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นได้ ในงานวิจัยจะใช้เทคนิคการบ่อนสัญญาณด้วยโพรงบนคาร์บอน โดยใช้ร่องในการเชื่อมร่วมสัญญาณจากคาร์บอนที่กระตุ้นให้กับแผ่นแผ่กระจายคลื่นแถวลำดับไมโครสตริป โดยจะใช้เทคนิคของการปรับขนาดและระยะห่างของแผ่นแผ่กระจายคลื่นแต่ละแผ่นร่วมกับการปรับตำแหน่ง และขนาดของร่องบนคาร์บอนเป็นตัวควบคุมเฟสและแบบรูปของการแผ่กระจายกำลังงานคลื่นของสายอากาศ



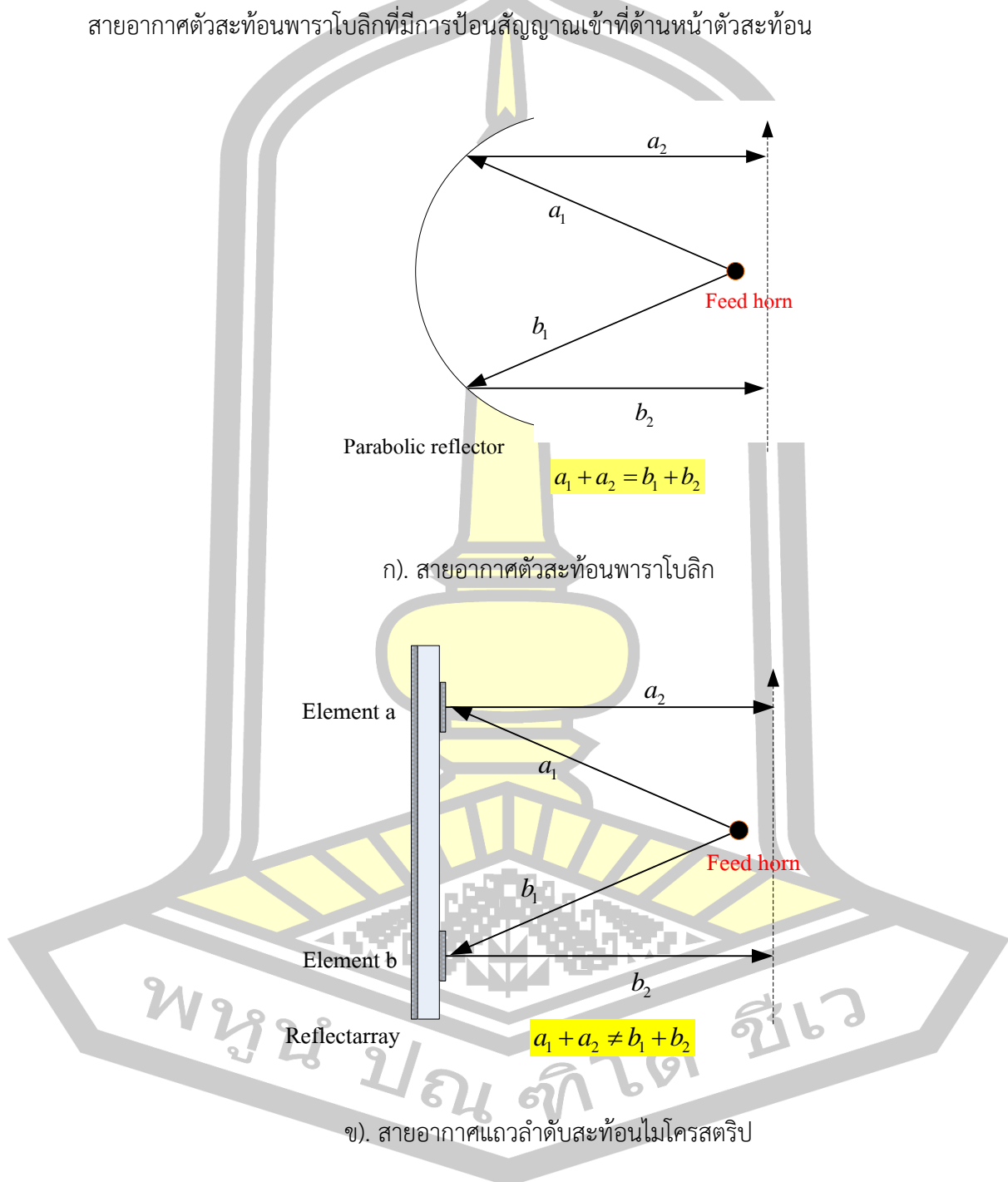
ก). ระบบป้อนแบบขนาน ข). ระบบป้อนแบบอนุกรม

ภาพประกอบ 3.4 สายอากาศแถวลำดับไมโครสตริป

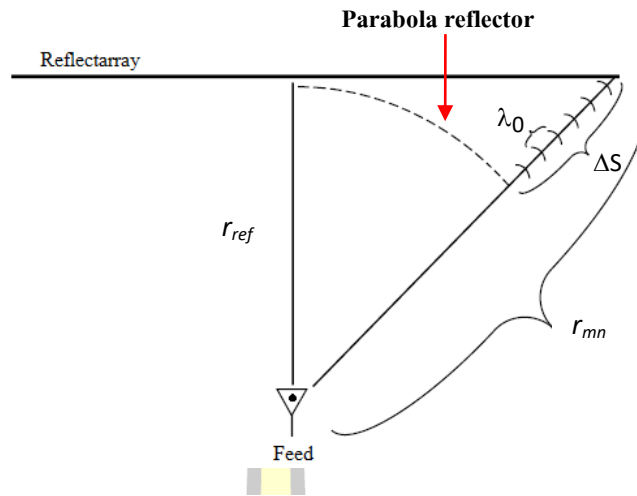
โดยในการออกแบบจะมุ่งเน้นให้สายอากาศมีความกว้างแถบที่กว้างมาก (large bandwidth) มีลำคลื่นกว้าง (broad beam) ประสิทธิภาพสูง (high efficiency) ลดการเกิดคลื่นพื้นผิว ลดระดับของการเกิดการแผ่กระจายคลื่นกลับหลัง ลดการเกิดโพลาไรเซชันไขว้และมีการสูญเสียต่ำที่สุด

3.3.1 หลักการสะท้อนคลื่นของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

สายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริปใช้หลักการออกแบบแผ่นสะท้อนไมโครสตริปหรือแผ่นสะท้อนไดโพลให้มีการประวิงเฟส (phase delay) ตามลักษณะผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหน้าตัวสะท้อน



ภาพประกอบ 3.5 การสะท้อนคลื่นในสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาและสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริป



ภาพประกอบ 3.6 แสดงการประวิงเฟสของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

จากภาพประกอบ 3.6 สามารถคำนวณหาเฟสเนื่องจากคลื่นเดินทางจากตัวป้อนสัญญาณไปยังสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนไมโครสตริปแล้วสะท้อนไปยังสนามระยะไกลได้ดังนี้

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda_0} r = k_0 r \tag{3.1}$$

- เมื่อ ϕ คือ เฟสของสัญญาณ
- r คือ ระยะทางที่คลื่นเดินทาง
- λ_0 คือ ความยาวคลื่นในอากาศว่าง

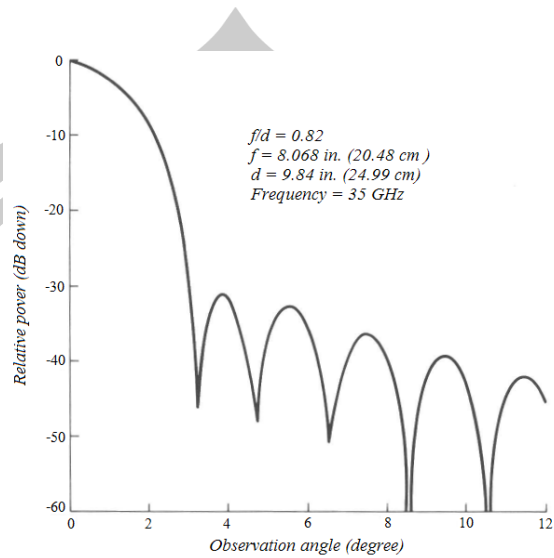
สำหรับการคำนวณการประวิงเฟสหาได้จากผลต่างระหว่างระยะทางการสะท้อนคลื่นของแผ่นสะท้อนใดๆ กับแผ่นสะท้อนอ้างอิง โดยที่ m และ n คือตำแหน่งแผ่นสะท้อนในแนวแกน x และ y ตามลำดับ

$$\begin{aligned} \Delta\phi &= \phi_{mn} - \phi_{ref} \\ &= \frac{2\pi}{\lambda_0} (r_{mn} - r_{ref}) \\ &= k_0 \Delta s \end{aligned} \tag{3.2}$$

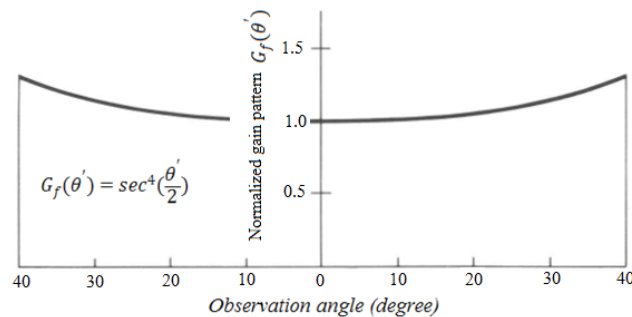
ดังนั้นเฟสสะท้อนของแผ่นสะท้อนใดๆ ψ_{mn} คือ

$$\psi_{mn} = \Delta\phi \pm 2\pi N \tag{3.3}$$

เมื่อ $N = 0, 1, 2, 3, \dots$



ก). กรณีตัวป้อนสัญญาณอยู่ด้านหน้าตัวสะท้อนพาราโบลิก



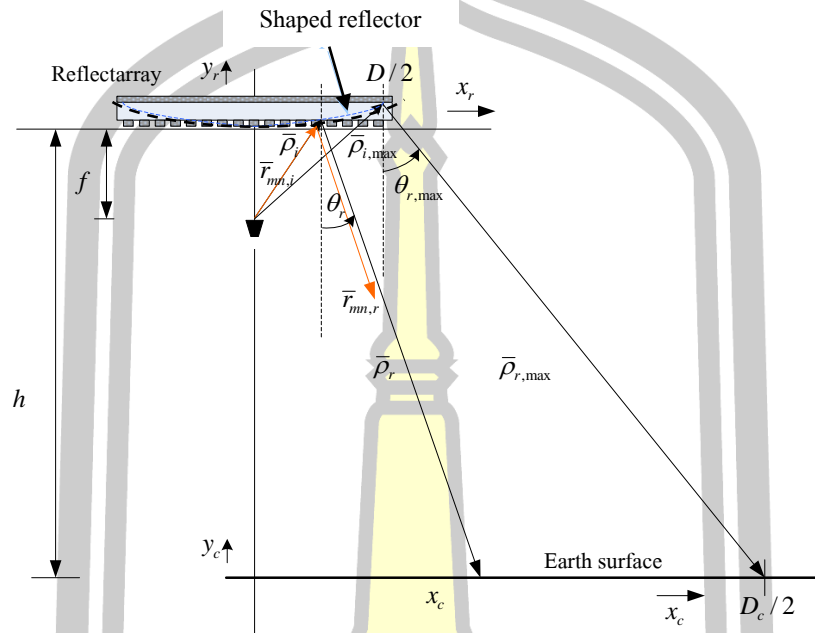
ข). กรณีตัวป้อนสัญญาณอยู่ด้านหลังตัวสะท้อนพาราโบลิก

ภาพประกอบ 3.7 แบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิก

3.3.2 การประวิงเฟสของสายอากาศแฉลลำดับสะท้อนไมโครสตริป

งานวิจัยนี้จะเน้นการวิเคราะห์และออกแบบแผ่นแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแฉล ลำดับไมโครสตริปที่มีลักษณะราบเรียบให้มีการจัดเฟสของการแผ่กระจายคลื่นเหมือนเฟสที่สะท้อนตามลักษณะผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อนเพื่อทำให้เกิดความกว้างของลำคลื่นขนาดใหญ่แสดงดังภาพประกอบ 3.7 ข) โดยใช้การควบคุมเฟส

ด้วยวิธีผสมผสานกันระหว่างการปรับขนาดของแผ่นแผ่กระจายคลื่นกับการปรับตำแหน่งและมุมการวางของร่องบนควาวิตี้ เพื่อใช้สำหรับการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำและสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานได้กับการสื่อสารผ่านเครือข่ายไร้สาย



ภาพประกอบ 3.8 สายอากาศแถวลำดับสะท้อนซึ่งมีการจัดเฟสแผ่นสะท้อนเสมือนตามลักษณะผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัว

เมื่อนำกฎของสเนล (Snell's Law) มาพิจารณาการสะท้อนคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อนจากภาพประกอบ 3.8 จะได้ความสัมพันธ์

$$\frac{dy_r}{dx_r} = \tan\left(\frac{1}{2}\theta_i - \frac{1}{2}\theta_r\right) \quad (3.4)$$

และ

$$\theta_{r,\max} = \tan^{-1}\left(\frac{D_c - D}{2h}\right) \quad (3.5)$$

เมื่อ

θ_i คือ มุมตกกระทบของคลื่น

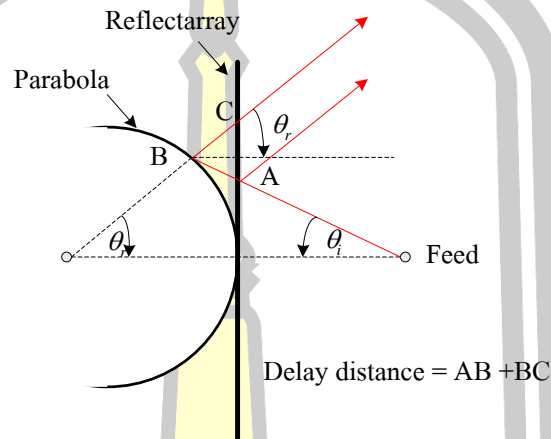
θ_r คือ มุมสะท้อนของคลื่น

D คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของสายอากาศ

D_c คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของพื้นที่บริการ

h คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับพื้นที่บริการ

ดังนั้นการประวิงเฟสสำหรับสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปที่มีการจัดเฟสของการแผ่กระจายคลื่นเสมือนเฟสที่สะท้อนตามลักษณะผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อนจากภาพประกอบ 3.9 สามารถเขียนสมการได้



ภาพประกอบ 3.9 แสดงการประวิงเฟสของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

$$\Delta\phi_{mi} = k_0(AB + BC) \pm 2\pi N \quad (3.6)$$

$$= \frac{2\pi}{\lambda_0}(\rho_i + \rho_r - r_{mi}) \pm 2\pi N \quad (3.7)$$

เมื่อ

ρ_i คือ ระยะทางที่คลื่นเดินทางถึงผิวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลัง

ρ_r คือ ระยะทางที่คลื่นเดินทางจากผิวสะท้อนพาราโบลาไประยะ z_0 ใดๆ

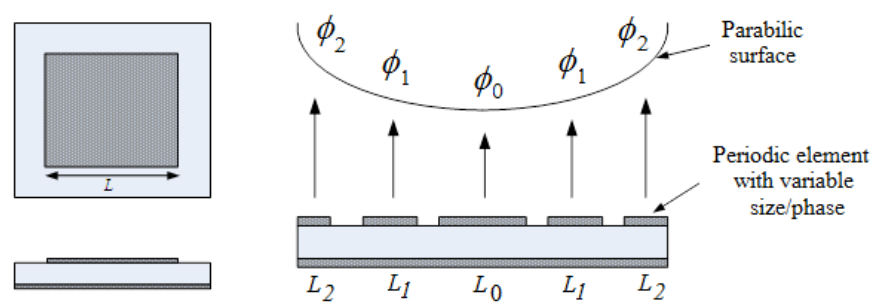
r_{mi} คือ ระยะทางที่คลื่นเดินทางจากจุดป้อนถึงผิวแถวลำดับสะท้อน

3.4 เทคนิคการออกแบบแผ่นสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริป

ในการออกแบบเราจะนำเฟสสะท้อนมาใช้ออกแบบแผ่นสะท้อนไมโครสตริปด้วยเทคนิคไฮบริด ซึ่งมี 3 วิธีคือ การปรับขนาดของแผ่นสะท้อน การปรับความยาวของสตัป และการปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน

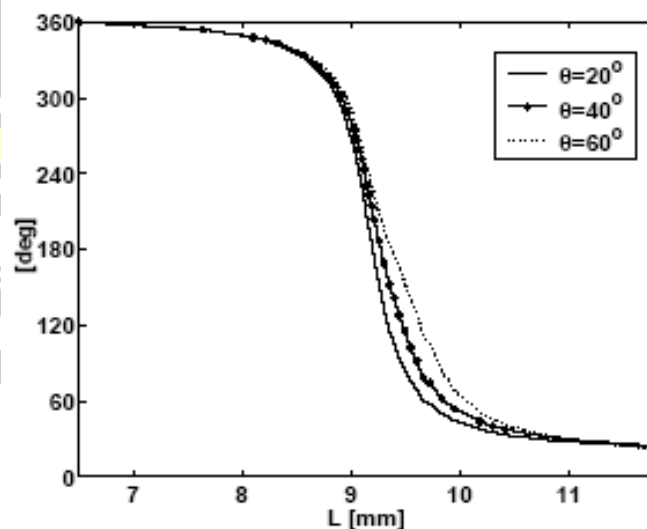
3.4.1 การปรับขนาดของแผ่นสะท้อน

การปรับขนาดของแผ่นสะท้อนใช้หลักการปรับความยาวของแผ่นสะท้อนในด้านที่มีผลกระทบกับความถี่เรโซแนนซ์เมื่อความถี่ใช้งานของแผ่นสะท้อนเปลี่ยนจะส่งผลให้การประวิงเฟสในแผ่นสะท้อนเปลี่ยนแปลงด้วย



ภาพประกอบ 3.10 การปรับขนาดของแผ่นสะท้อน

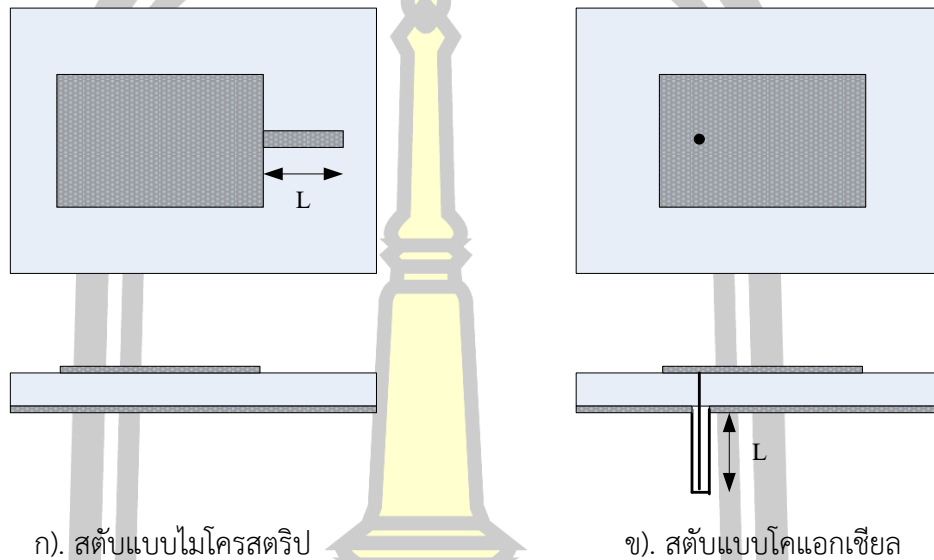
จากผลการวิจัยที่ผ่านมาพบว่า สามารถปรับความยาวของแผ่นสะท้อนได้ไม่เกิน 4% จากความยาวที่ความถี่เรโซแนนซ์เท่านั้น ทำให้การประวิงเฟสเกิดได้ไม่ครบ 360° ดังนั้นจึงควรออกแบบการจัดเฟสด้วยการปรับขนาดของแผ่นสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนร่วม กับเทคนิคอื่น ภาพประกอบ 3.10 Pozar, D. M. and Metzler, T. A. [3] แสดงการจัดเฟสด้วยการปรับขนาดของแผ่นสะท้อน



ภาพประกอบ 3.11 ความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของแผ่นสะท้อนและเฟสสะท้อน

3.4.2 การปรับความยาวของสตั๊บ

การจัดเฟสด้วยการปรับความยาวของสตั๊บ ดังแสดงในภาพประกอบ 3.12 จะให้ผลของการประวิงเฟสเป็นเชิงเส้น ซึ่งสามารถคำนวณได้ง่ายเมื่อความยาวของสตั๊บเปลี่ยนจะส่งผลให้การประวิงเฟสของแผ่นสะท้อนเปลี่ยน แต่การจัดเฟสวิธีนี้จะมีการสูญเสียเนื่องจากตัวสตั๊บ



ภาพประกอบ 3.12 การปรับความยาวของสตั๊บ

โดยสตั๊บที่นำมาใช้มี 3 แบบคือ

1. สตั๊บไมโครสตริปที่ต่อกับด้านข้างของแผ่นสะท้อน
2. สตั๊บไมโครสตริปที่ต่อแบบการเชื่อมร่วมอะพอร์เจอร์ (aperture coupled patch)
3. สตั๊บโคแอกเซียล

จากภาพประกอบ 3.12 การประวิงเฟสของการปรับความยาวสตั๊บหาได้จาก

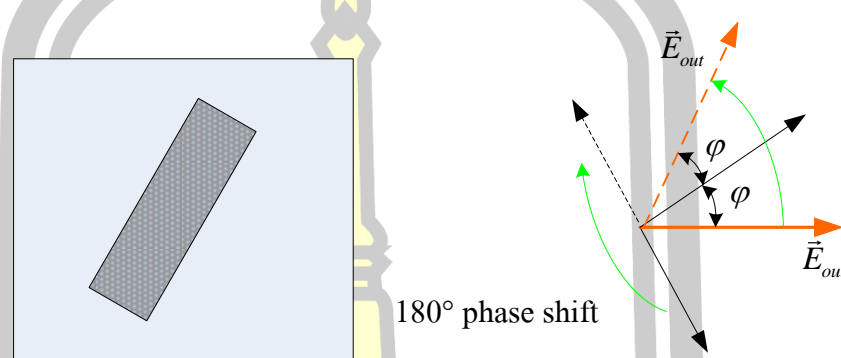
$$\psi_{mn} = 2 \times \text{Electrical length} \quad (3.8)$$

3.4.3 การปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน

การจัดเฟสด้วยการปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน แสดงดังภาพประกอบ 3.13 ซึ่งมุมของแผ่นสะท้อนสามารถปรับได้ 180° และการประวิงเฟสจะมีค่าเป็นสองเท่าของมุมของแผ่นสะท้อน

หลักการจัดเฟสวิธีนี้เหมาะสำหรับสายอากาศที่มีโพลาริเซชันเชิงวงกลมโดยการประวิงเฟสของการหมุนแผ่นสะท้อนหาได้จาก

$$\psi_{nm} = 2 \times \text{Rotation of patch} \quad (3.9)$$



ภาพประกอบ 3.13 การปรับมุมการวางของแผ่นสะท้อน

นอกจากการจัดเฟสแผ่นสะท้อนทั้ง 3 วิธีนี้ ยังมีการจัดเฟสแบบอื่น ดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 เช่น การปรับร่องบนแผ่นสะท้อน และการใช้วาร์เรเตอร์ไดโอด เป็นต้น

3.5 ทฤษฎีที่ใช้วิเคราะห์

ปัญหาหลักที่ต้องหาคำตอบเมื่อทำการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปคือการควมรวม (coupling) พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าที่ผิวยอต่อระหว่างแผ่นตัวนำและไดอิเล็กตริก ซึ่งมีเทคนิคที่สามารถใช้แก้ไขปัญหาดังกล่าวอยู่ 2 เทคนิคคือเทคนิคการประมาณ (approximate techniques) และเทคนิคคลื่นเต็มรูปแบบ (full-wave techniques) เทคนิคโดยประมาณจะทำให้ได้ข้อสมมติฐานที่เรียบง่ายขึ้นเกี่ยว กับรูปทรงเรขาคณิตของสายอากาศแต่วิธีนี้ก็ยังมีข้อจำกัดเมื่อปัญหามีขนาดใหญ่ ซับซ้อนและจำนวนชั้นของสายอากาศไมโครสตริปมีมากขึ้นความแม่นยำของการคำนวณก็จะลดน้อยลงเทคนิคการประมาณที่ได้รับความนิยมประกอบด้วย เทคนิคแบบจำลองสายส่ง (transmission line model) แบบจำลองคาวิตี (cavity model) และ แบบจำลองแยกส่วน (segmentation model)

เทคนิคคลื่นเต็มรูปแบบจะใช้วิธีเชิงตัวเลข (numerical method) ในการคำนวณ เมื่อทำการกำหนดสมการและเงื่อนไขขอบเขตอย่างถูกต้องเทคนิคนี้จะให้ผลเฉลยที่ถูกต้องแม่นยำและสามารถใช้จำลองสาย อากาศได้อย่างหลากหลายรวมถึงสายอากาศแบบอาร์เรย์ ข้อเสียของเทคนิคนี้

คือ การวิเคราะห์ที่ซับซ้อนต้องใช้ทรัพยากรด้านคอมพิวเตอร์และระยะเวลาในการประมวลผลที่มากขึ้น เทคนิคคลื่นเต็มรูปแบบมีหลายระเบียบวิธีสำหรับใช้แก้ปัญหาคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระเบียบวิธีที่ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายได้แก่ระเบียบวิธีโมเมนต์ (Method of Moment: MoM), ระเบียบวิธีไฟไนต์เอลิเมนต์ (Finite Element Method: FEM) ซึ่งสามารถอยู่ในรูปแบบโดเมนความถี่ (Finite Element Method in Frequency Domain: FEMFD) และรูปแบบของโดเมนเวลา (Finite Element Method in Time Domain: FEMTD), ระเบียบวิธีไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์ (Finite Difference Method: FDM) และระเบียบวิธีไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์โดเมน (Finite Difference Time Domain Method: FDTD) [42] แต่ระเบียบวิธีมีข้อดีและข้อด้อยที่แตกต่างกัน เช่น FEM สามารถวิเคราะห์ปัญหาที่มีขอบเขตของโดเมนที่มีรูปทรงซับซ้อนหรือไม่สมมาตรได้อย่างมีประสิทธิภาพ วิธี FDTD มีการพัฒนาอัลกอริทึมที่หาผลเฉลยได้จากสมการแมกเวลล์ (Maxwell's equation) [39] โดยตรงซึ่งทำให้มีความแม่นยำและเที่ยงตรง ความแม่นยำจะยิ่งสูงขึ้นเมื่อมีโดเมนเป็นรูปทรงสี่เหลี่ยม แต่มีข้อจำกัดสำหรับโดเมนที่เป็นรูปทรงอื่นๆ เช่นรูปทรงโค้ง อย่างไรก็ตามระเบียบวิธีที่ได้รับความนิยมมากกว่าวิธีอื่นๆ เพราะได้ถูกพัฒนาการใช้อย่างยาวนานและเป็นระเบียบวิธีที่โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูปต่างๆนำไปใช้วิเคราะห์งานทางด้านวิศวกรรมศาสตร์คือ ระเบียบวิธี FDTD ซึ่งในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้ระเบียบวิธีนี้ในการวิเคราะห์คลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศต่อไป

3.5.1 สมการแมกเวลล์

สมการแมกซ์เวลล์เป็นสมการที่ใช้อธิบายการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามเวลา โดยหากใส่เงื่อนไขขอบเขตที่สมบูรณ์ลงไปแล้วจะสามารถอธิบายพฤติกรรมของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่ออกจากสายอากาศได้อย่างถูกต้อง สมการดิฟเฟอเรนซ์ในโดเมนเวลาของแมกซ์เวลล์ประกอบด้วย

กฎของฟาราเดย์ (Faraday's Law)

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.10)$$

เป็นสมการที่โยงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามไฟฟ้า (Electric field intensity: \vec{E}) ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลากับความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (Magnetic flux density: \vec{B}) โดยสนามไฟฟ้าที่หมุนวนรอบๆคอนทัวร์จะเท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่

พุ่งผ่านพื้นที่ที่อยู่ในคอนทอร์หรืออาจกล่าวได้ว่าเมื่อความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะเกิดสนามไฟฟ้าหมุนวนรอบๆเส้นแรงแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงนั้น

กฎของแอมแปร์ (Ampere's Law)

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (3.11)$$

เป็นสมการที่โยงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็ก (Magnetic field intensity: \vec{H}) กับความหนาแน่นกระแสไฟฟ้ารวม (Total current density: \vec{J}_t) โดยที่ความเข้มสนามแม่เหล็กที่หมุนวนรอบๆคอนทอร์จะเท่ากับกระแสรวมสุทธิที่ผ่านพื้นที่ในคอนทอร์นั้นหรือกล่าวได้ว่าสนามแม่เหล็กในทิศหมุนวนเกิดจากกระแสไฟฟ้ารวมที่ไหลผ่านพื้นที่ภายในคอนทอร์นั้น

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (3.12)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.13)$$

เพื่อความสมบูรณ์ในการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าสมการที่ (3.12) ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (Electric flux density: \vec{D}) ที่พุ่งออกจากขอบเขตใดๆจะเท่ากับความหนาแน่นประจุไฟฟ้า (Charge density: \bar{q}) ที่อยู่ในขอบเขตนั้น สมการ (3.13) อธิบายความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (Magnetic flux density: \vec{B}) สุทธิที่ออกจากขอบเขตใดๆเท่ากับศูนย์หรือไม่มีประจุแม่เหล็กอิสระในธรรมชาติและเมื่อกำหนดให้ σ คือ ค่าการนำไฟฟ้า (Electric conductivity), μ คือ ค่าเปอร์มีลิตี (Permeability) และ ϵ คือ ค่าเปอร์มิตติวิตี (Permittivity) ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า \vec{J} ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก \vec{B} ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก \vec{D} กับความเข้มสนามไฟฟ้า \vec{E} และสนามแม่เหล็ก \vec{H} มีดังนี้

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (3.14)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (3.15)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3.16)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.14) ถึง (3.15) ลงในสมการที่ (3.10) ถึง (3.13) จะได้สมการแมกซ์เวลล์ที่เชื่อมความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามไฟฟ้า \vec{E} และสนามแม่เหล็ก \vec{H} ดังนี้

$$\nabla \times \bar{E} = -\mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \quad (3.17)$$

$$\nabla \times \bar{H} = \sigma \bar{E} + \varepsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \quad (3.18)$$

$$\nabla \cdot \bar{E} = \frac{\rho}{\varepsilon} \quad)$$

$$\nabla \cdot \bar{H} = 0 \quad 0)$$

3.5.2 ระเบียบวิธีไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์โทมโดเมน

ระเบียบวิธี FDTD เป็นวิธีเชิงตัวเลขที่นิยมใช้หาผลเฉลยทางด้านสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยถูกนำเสนอครั้งแรกโดยยี่ (Yee) [40] ในปี ค.ศ. 1966 ซึ่งเป็นวิธีที่ง่ายและสะดวกในการแก้ปัญหาอนุพันธ์ของสมการแมกซ์เวลล์ โดยเทอมที่ขึ้นกับตำแหน่งจะทำให้อยู่ในรูปสมการพีชคณิตโดยอาศัยการประมาณค่าผลต่างแบบตรงกลาง (central difference) ด้วยการกระจายกริด (grid) สนามไฟฟ้า \bar{E} และสนามแม่เหล็ก \bar{H} กระจายอยู่บนโดเมนตำแหน่งตามระยะที่กำหนด (discretized size) ในส่วนของเทอมที่ขึ้นกับเวลาในสมการแมกซ์เวลล์ก็ทำการแปลงให้อยู่ในรูปสมการพีชคณิตเช่นเดียวกันโดยอยู่ในรูปผลต่างเทียบกับเวลาโดยใช้สนามไฟฟ้าที่เวลา t คำนวณหาสนามแม่เหล็กที่เวลา $t + \frac{1}{2}\Delta t$ และใช้สนามแม่เหล็กที่เวลานี้ในการคำนวณหาสนามไฟฟ้าที่เวลา $t + \Delta t$ ต่อไปเรื่อยๆจนจบ

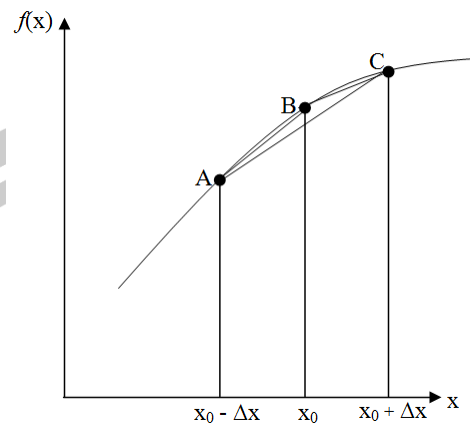
3.5.3 ระเบียบวิธีไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์

ก่อนจะทำการตั้งสมการแบบจำลองสายอากาศด้วยระเบียบวิธี FDTD จะต้องทำความเข้าใจถึงการสร้างแบบจำลองขั้นพื้นฐานของการประมาณค่าสมการด้วยระเบียบวิธี FDM ซึ่งเป็นกรประมาณค่าโดยตรงจากสมการอนุพันธ์แสดงได้ดังภาพประกอบ 3.10 การประมาณค่า $f(x)$ ที่ตำแหน่ง B สามารถทำได้ดังนี้

การประมาณค่าความชันของส่วนโค้ง BC ด้วยวิธี FDM สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\left. \frac{df}{dx} \right|_{x_0} \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} + O[\Delta x] \quad (3.21)$$

โดยที่ $O[\Delta x]$ คือ ค่าคงที่ความคลาดเคลื่อน (Error constant)



ภาพประกอบ 3.14 การประมาณค่า $f(x)$ ที่ตำแหน่ง B โดยระเบียบวิธี FDM

และการประมาณค่าความชันของส่วนโค้ง AB สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x_0} \approx \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} + O[\Delta x] \quad (3.22)$$

หรือการประมาณค่าความชันของส่วนโค้ง AC สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x_0} \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x} + O[(\Delta x)^2] \quad (3.23)$$

สำหรับระเบียบวิธีไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์เป็นการประมาณค่าผลต่างแบบตรงกลางก็คือค่าเฉลี่ยของการประมาณค่าแบบไปหน้าและย้อนหลัง

3.5.4 ลำดับชั้นของยี่

รูปแบบของแบบจำลองเชิงตัวเลขด้วยเทคนิค FDTD ที่นำเสนอโดยยี่นั้นเป็นวิธีการวิเคราะห์โดยตรงด้วยการประมาณค่าสมการของแมกซ์เวลล์ด้วยระเบียบวิธี FDM โดยให้ฟังก์ชันการประมาณค่าดังกล่าวขึ้นกับเวลา เมื่อทำการพิจารณาในพิกัดฉากสามมิติ (x,y,z) สมการแมกซ์เวลล์ (3.17) และ (3.18) สามารถเขียนได้ในรูปของสมการสเกลาร์ได้ดังนี้

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (3.24ก)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) \quad (3.24ข)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right) \quad (3.24ค)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3.24ง)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3.24จ)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.24ฉ)$$

จากการประกาศตัวแปรของยี่ตำแหน่งของกริดในพื้นที่วิเคราะห์เขียนได้เป็น

$$(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) = (i, j, k) \quad (3.25)$$

ฟังก์ชันของระยะทางและเวลาสามารถเขียนแทนด้วย

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (3.26)$$

เมื่อ

Δx , Δy และ Δz คือระยะทางที่เพิ่มขึ้น

Δt คือ ระยะเวลาที่เพิ่มขึ้นในช่วง i, j, k

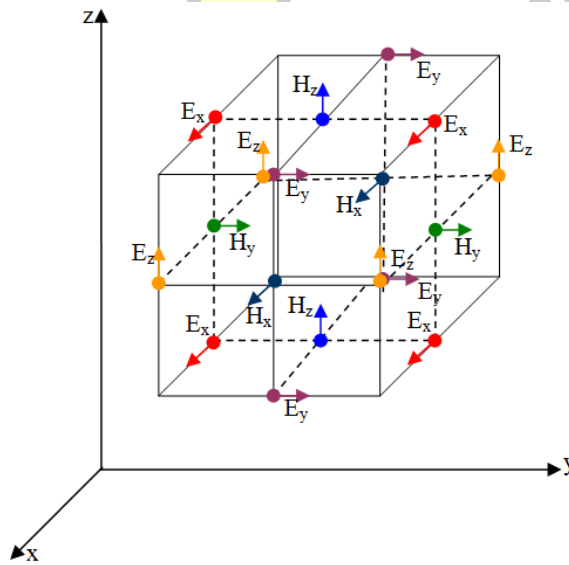
n คือ จำนวนเต็ม

การใช้ระเบียบวิธี FDM ในการประมาณค่าผลต่างแบบตรงกลางซึ่งเป็นวิธีที่มีความถูกต้องมากกว่าวิธีอื่นๆ ทำให้ได้สมการอนุพันธ์ตรงกลางเทียบกับระยะทางและเวลาดังนี้

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i + \frac{1}{2}, j, k) - F^n(i - \frac{1}{2}, j, k)}{\Delta x} + O(\Delta x)^2 \quad (3.27)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) - F^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k)}{\Delta t} + O(\Delta t)^2 \quad (3.28)$$

ทำการประยุกต์ใช้สมการ (3.27) ด้วยสมการที่ (3.24ก) ถึง (3.24ด) องค์ประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบนแกนพิกัดแสดงได้ดังภาพประกอบ 3.11 ด้วยภาพประกอบนี้จะสามารถเขียนสมการส่วนประกอบของสนามสนามไฟฟ้า \vec{E} และสนามแม่เหล็ก \vec{H} ณ ครึ่งคาบเวลาได้เป็น



ภาพประกอบ 3.15 เซลล์สี่เหลี่ยม

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) + \frac{\Delta t}{\mu(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})\delta} [E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k) + E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) - E_z^n(i, j + 1, k + \frac{1}{2})] \quad (3.29ก)$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) + \frac{\Delta t}{\mu(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2})\delta} [E_z^n(i + 1, j, k + \frac{1}{2}) - E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) + E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k) - E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k + 1)] \quad (3.29ข)$$

$$H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) = H_z^{n-\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) + \frac{\Delta t}{\mu(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k)\delta} \quad (3.29ค)$$

$$\left[E_x^n(i+\frac{1}{2}, j+1, k) - E_x^n(i+\frac{1}{2}, j, k) + E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k) - E_y^n(i+1, j+\frac{1}{2}, k) \right] \\ E_x^{n+1}(i+\frac{1}{2}, j, k) = \left(1 - \frac{\sigma(i+\frac{1}{2}, j, k)\Delta t}{\varepsilon(i+\frac{1}{2}, j, k)} \right) E_x^n(i+\frac{1}{2}, j, k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon(i+\frac{1}{2}, j, k)\delta} \\ \left[H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j-\frac{1}{2}, k) + H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k) - \right. \\ \left. H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) \right] \quad (3.29ง)$$

$$E_y^{n+1}(i, j+\frac{1}{2}, k) = \left(1 - \frac{\sigma(i, j+\frac{1}{2}, k)\Delta t}{\varepsilon(i, j+\frac{1}{2}, k)} \right) E_y^n(i, j+\frac{1}{2}, k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j+\frac{1}{2}, k)\delta} \\ \left[H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k-\frac{1}{2}) + \right. \\ \left. H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k-\frac{1}{2}) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) \right] \quad (3.29จ)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k+\frac{1}{2}) = \left(1 - \frac{\sigma(i, j, k+\frac{1}{2})\Delta t}{\varepsilon(i, j, k+\frac{1}{2})} \right) E_z^n(i, j, k+\frac{1}{2}) + \frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j, k+\frac{1}{2})\delta} \\ \left[H_y^{n+\frac{1}{2}}(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i-\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) + \right. \\ \left. H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j-\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) \right] \quad (3.29ฉ)$$

เมื่อ $\delta = \Delta x = \Delta y = \Delta z$.

การหาผลเฉลยของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยระเบียบวิธี FDTD สามารถสรุปเป็นไดอะแกรมการทำงานได้ดังภาพประกอบ 3.16 ซึ่งมีขั้นตอนดังนี้

Initialization:

กำหนดให้ที่เวลา $t = 0$ ให้สนามทั้งสนามไฟฟ้า \vec{E} และ \vec{H} มีค่าเป็น 0 และ

กำหนดค่าเริ่มต้นคุณสมบัติของวัสดุ (μ, ε, σ)

Iteration n:

ทำซ้ำจำนวน n ครั้งในการคำนวณ

Compute new H field component values: จะมีการปรับปรุงค่าดังนี้

ทุกๆครั้งของช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้น สนามแม่เหล็ก \vec{H} แต่ละองค์ประกอบจะมีการปรับปรุงค่าตัวมันเอง กล่าวคือคำนวณสนามไฟฟ้าสำหรับการเพิ่มขึ้นของพื้นที่ทั้งหมดของโดเมน

Compute new E field component values: จะมีการปรับปรุงค่าดังนี้

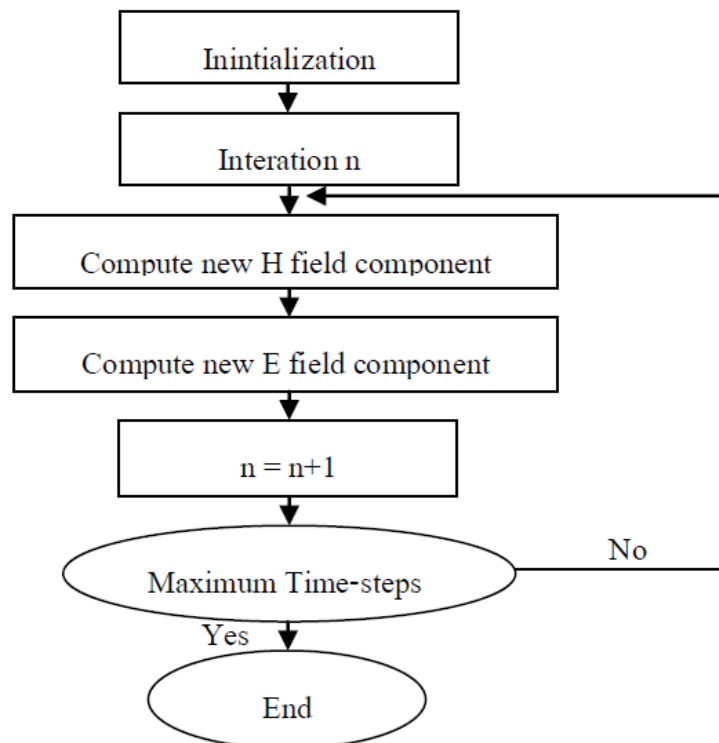
ทุกๆครั้งของช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้น สนามไฟฟ้า E แต่ละองค์ประกอบจะมีการปรับปรุงค่าตัวมันเอง กล่าวคือคำนวณสนามไฟฟ้าสำหรับการเพิ่มขึ้นของพื้นที่ทั้งหมดของโดเมน

Increment $n = n+1$:

เป็นการเพิ่มจำนวนครั้งในการทำงาน

Maximum Time-step:

ตรวจสอบว่ามีการทำงานถึงค่าสุดท้ายของช่วงเวลาแล้วหรือไม่ ถ้ายังไม่ถึงค่าสุดท้ายให้วนกลับไปทำขั้นตอน 3 จนกว่าจะถึงค่าสุดท้ายแล้วจบการทำงาน



ภาพประกอบ 3.16 ไดอะแกรมการทำงานพื้นฐานของวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา

Compute new E field component values: จะมีการปรับปรุงค่าดังนี้

ทุกๆครั้งของช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้น สนามไฟฟ้า E แต่ละองค์ประกอบจะมีการปรับปรุงค่าตัวมันเอง กล่าวคือคำนวณสนามไฟฟ้าสำหรับการเพิ่มขึ้นของพื้นที่ทั้งหมดของโดเมน

Increment $n = n+1$:

เป็นการเพิ่มจำนวนครั้งในการทำงาน

Maximum Time-step:

ตรวจสอบว่ามีการทำงานถึงค่าสุดท้ายของช่วงเวลาแล้วหรือไม่ ถ้ายังไม่ถึงค่าสุดท้ายให้วนกลับไปทำขั้นตอน 3 จนกว่าจะถึงค่าสุดท้ายแล้วจบการทำงาน

3.5.5 ความแม่นยำและเสถียรภาพของระเบียบวิธี FDTD

เพื่อให้แน่ใจในความถูกต้องแม่นยำของผลเฉลยที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยระเบียบวิธี FDTD การเลือกค่าระยะของกริด δ มีความสำคัญมาก เพื่อให้ผลการคำนวณทางคอมพิวเตอร์มีความแม่นยำและถูกต้องค่า δ จะต้องมีค่าน้อยกว่าความยาวคลื่นที่สั้นที่สุดที่จะเกิดขึ้นในการวิเคราะห์ในแบบจำลองโดยปกติจะน้อยกว่าสิบเท่าของความยาวคลื่น ($\delta \leq \lambda/10$) และเพื่อให้ระเบียบวิธี FDTD มีเสถียรภาพการเลือก Δt จะสัมพันธ์กับช่วงระยะเล็กๆที่กำหนดโดย

$$\Delta t \leq \frac{1}{c_{\max}} \left[\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2} \right]^{-1/2} \quad (3.30)$$

ข้อดีของวิธี FDTD คือการพัฒนาอัลกอริทึมในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ทำได้โดยตรงไปตรงมาและมีประสิทธิภาพสูง แม่นยำ เทียบตรง แต่อย่างไรก็ตามวิธีนี้ต้องใช้ระบบกริดสี่เหลี่ยมซึ่งทำงานได้ดีและมีความแม่นยำสูงกับโดเมนที่มีรูปสี่เหลี่ยม (rectangular domain) แต่จะเป็นข้อด้อยหากใช้กับโดเมนที่มีรูปร่างขอบโค้ง (curve domain)

พหุ ประ โท ชี เว

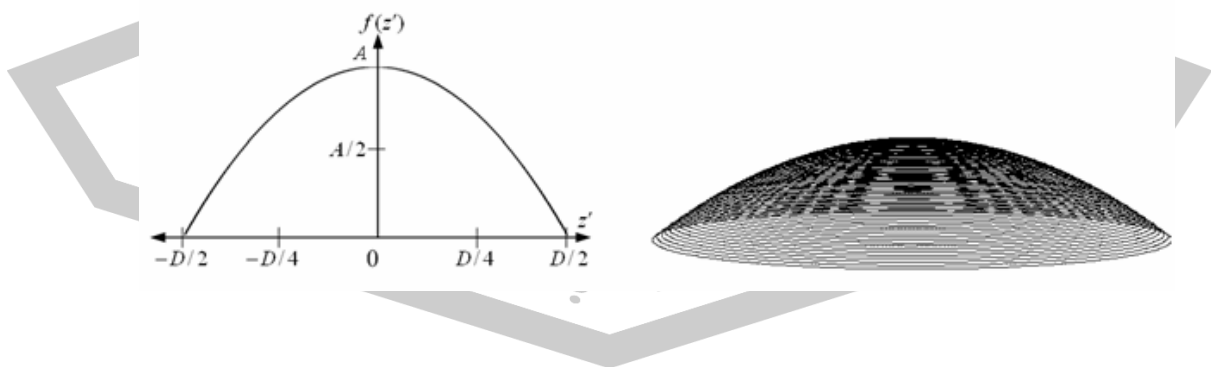
บทที่ 4 วิธีดำเนินการวิจัย

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอขั้นตอนและวิธีการการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปโดยใช้เทคนิคการป้อนสัญญาณด้วยโพรบให้กับควาวิตี้แล้วเชื่อมร่วมสัญญาณด้วยร่องบนควาวิตี้ให้กับแผ่นแผ่กระจายคลื่นไมโครสตริป โดยมุ่งเน้นให้เกิดการประวิงเฟสของสายอากาศเสมือนเฟสที่สะท้อนจากสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน โดยจะให้ความสำคัญกับการศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การสะท้อน และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศกับการปรับขนาดและระยะห่างของแผ่นแผ่กระจายคลื่น โดยจะนำเสนอถึงแนวทางในการวิจัย ระเบียบและวิธีการวิจัย ตลอดจนผลการจำลองแบบจากโปรแกรมสำเร็จรูป CST-Microwave Studio ซึ่งเป็นโปรแกรมการวิเคราะห์สายอากาศที่ได้พัฒนามาบนพื้นฐานของระเบียบวิธี FDTD

4.2 การประวิงเฟสของสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน

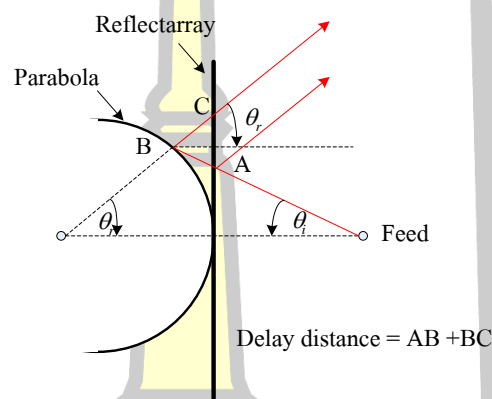
เมื่อแทนที่สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาด้วยสายอากาศแฉวลำดับสะท้อนแบบไมโครสตริปจะทำให้คลื่นเกิดการประวิงเฟสเนื่องจากระยะทางที่แตกต่างกันของการเดินทางของคลื่นจากตัวป้อนสัญญาณไปยังตัวสะท้อนแล้วสะท้อนสัญญาณกลับไปยังสนามระยะไกล การวิเคราะห์การประวิงเฟสจะพิจารณาจากรูปทรงเรขาคณิตของพื้นผิวด้านหลังของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาเปรียบเทียบกับสายอากาศแฉวลำดับสะท้อน ซึ่งสมการพื้นผิวของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา หาได้จากสมการที่ (4.1)



ภาพประกอบ 4.1 ลักษณะพื้นผิวด้านหลังของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา

$$f(z') = (Z')^2 / 4f \quad (4.1)$$

จากระยะทางที่แตกต่างกันของสัญญาณตกกระทบจะทำให้เกิดความแตกต่างกันของเฟสสัญญาณสะท้อน ซึ่งค่าเฟสดังกล่าวจะนำไปจัดเฟสของแผ่นสะท้อนและแผ่นแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปและสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปแบบใช้ร่องเชื่อมร่วมสัญญาณ ซึ่งแสดงความแตกต่างกันของระยะทางที่ทำให้เกิดการประวิงเฟสดังภาพประกอบ 4.2



ภาพประกอบ 4.2 การประวิงเฟสของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนเมื่อเปรียบเทียบกับการสะท้อนของสัญญาณจากด้านหลังของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา

จากภาพประกอบ 4.2 และ 4.3 สามารถหาสมการการประวิงเฟสของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริปได้จาก

$$\Delta\phi_{mi} = k_0(AB + BC) \pm 2\pi N \quad (4.2)$$

และเมื่อพิจารณาเป็นคลื่นระนาบสนามระยะไกลสามารถเขียนสมการการประวิงเฟสของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนได้เป็น

$$\Delta\phi_{mi} = \frac{2\pi}{\lambda_0}(\rho_i + \rho_r - r_{mi}) \pm 2\pi N \quad (4.3)$$

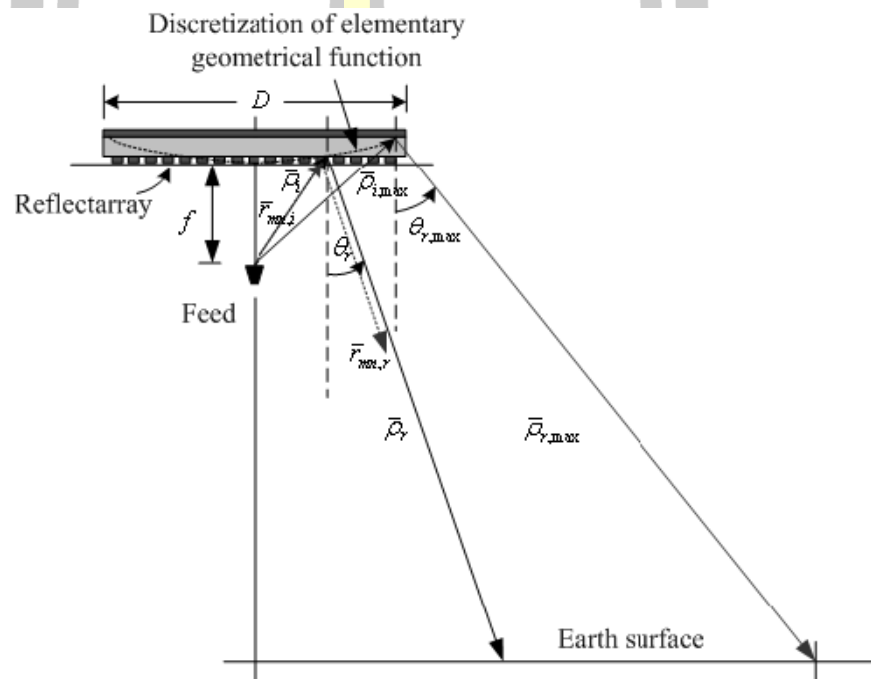
โดยที่

$\Delta\phi_{mn}$ คือ ความต่างเฟสของสัญญาณสะท้อนจากด้านหลังของสายอากาศพาราโบลาเทียบ
กับสายอากาศแนวลำดับสะท้อนไมโครสตริบ $n, m = 1, 2, 3, \dots$

ρ_i คือ ระยะทางที่คลื่นเดินทางถึงผิวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่
ด้านหลัง

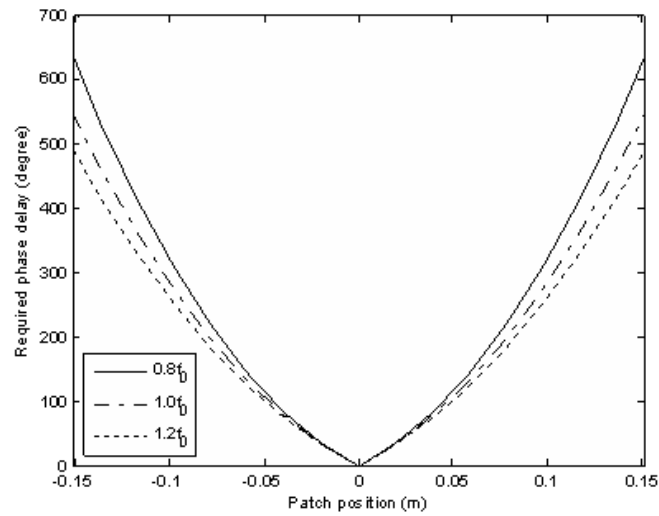
r_{mn} คือ ระยะทางที่คลื่นเดินทางจากจุดป้อนถึงผิวแนวลำดับสะท้อนที่ mn

ρ_r คือ ระยะทางที่คลื่นเดินทางจากผิวสะท้อนพาราโบลาไประยะ z_0 ใดๆ



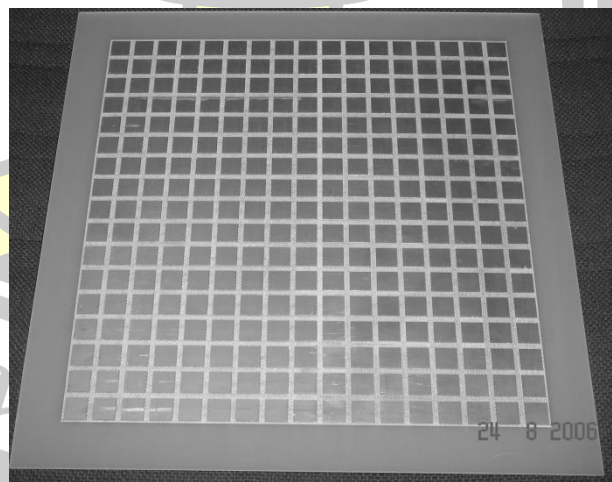
ภาพประกอบ 4.3 สายอากาศแนวลำดับสะท้อนไมโครสตริบโดยใช้เทคนิคการจัดเฟสของ
สัญญาณสะท้อน

จากความสัมพันธ์ของตำแหน่งแผ่นสะท้อนและระยะทางที่ต่างกันของสัญญาณตกกระทบ
สามารถแสดงการประวิงเฟสของสัญญาณสะท้อนที่ตำแหน่งต่างๆของแผ่นสะท้อนใดๆเพื่อให้เกิด
คุณลักษณะของเฟสเสมือนการสะท้อนของสัญญาณจากสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อน
สัญญาณเข้าที่ด้านหลังได้ดังภาพประกอบ 4.4



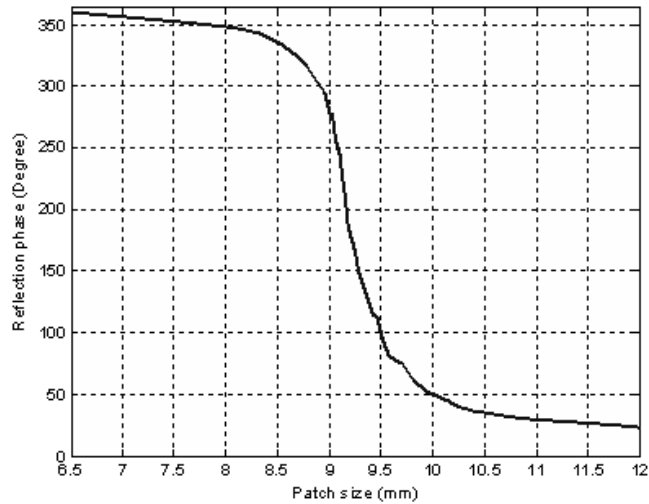
ภาพประกอบ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างการประวิงเฟสกับตำแหน่งของแผ่นสะท้อน

จากภาพประกอบ 4.4 แสดงการประวิงเฟสที่ตำแหน่งต่างๆบนสายอากาศแถวลำดับสะท้อน ไมโครสตริบ Krachodnok, P. et .al. [38] ใช้ความสัมพันธ์นี้ในการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับสะท้อน โดยได้ออกแบบแผ่นสะท้อนแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีความถี่ 10 GHz แสดงดังภาพประกอบ 4.5



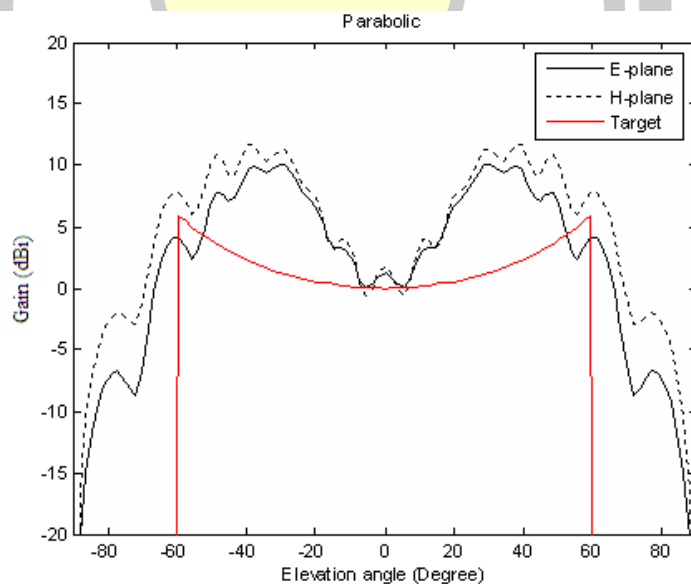
ภาพประกอบ 4.5 สายอากาศแถวลำดับสะท้อนแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส

ความสัมพันธ์ของเฟสของสัญญาณสะท้อนกับการปรับเปลี่ยนขนาดของแผ่นสะท้อนไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัสแสดงดังภาพประกอบ 4.6



ภาพประกอบ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสสะท้อนและขนาดของแผ่นแฉลัดบสะท้อน

เมื่อได้ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสการสะท้อนกับขนาดของแผ่นและระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนแล้วสามารถนำไปวิเคราะห์แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแสดงดังภาพประกอบ 4.7



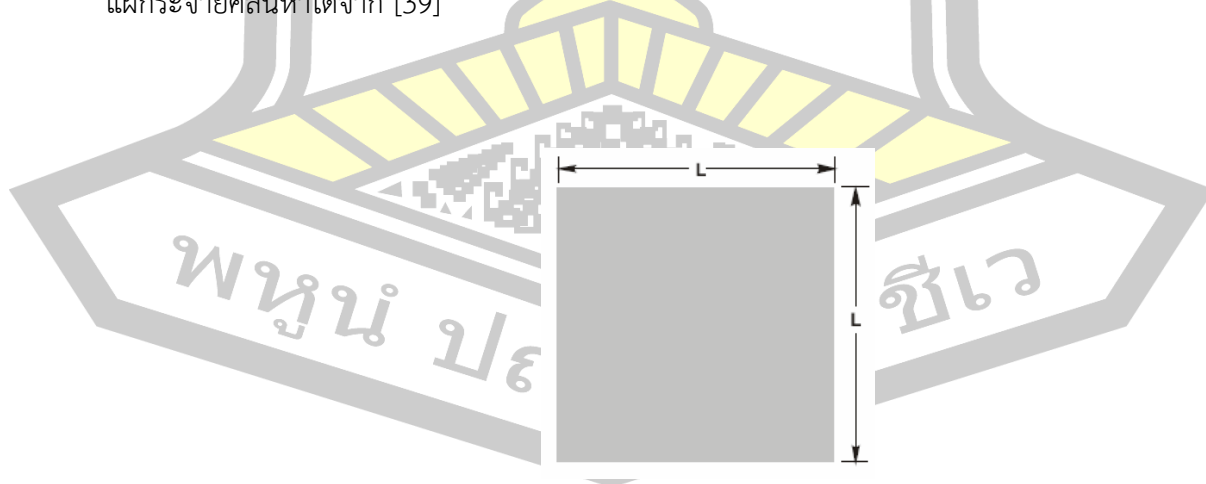
ภาพประกอบ 4.7 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแฉลัดบสะท้อนไมโครสตริปโดยใช้เทคนิคการปรับขนาดและระยะห่างของแผ่นสะท้อน

จากภาพประกอบ 4.7 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับสะท้อนไมโครสตริบโดยใช้เทคนิคการปรับขนาดและระยะห่างของแผ่นสะท้อนเพื่อให้เกิดเฟสของการสะท้อนสัญญาณเสมือนตามตำแหน่งบนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลัง ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะนำเทคนิคของการปรับขนาดและระยะห่างของแผ่นแผ่กระจายคลื่นมาใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริบแบบใช้ร่องเชื่อมร่วมสัญญาณจากควาวิตีและป้อนสัญญาณด้วยโพรบเพื่อให้เกิดเฟสของการแผ่กระจายคลื่นเสมือนตามตำแหน่งบนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อนแสดงดังภาพประกอบ 4.7 โดยแนวทางในการวิจัยจะใช้การจำลองปัญหาด้วยโปรแกรม CST-Microwave Studio เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริบกับการเปลี่ยนแปลงขนาดและระยะห่างของแผ่นแถวลำดับแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส

4.3 การออกแบบและการจำลองผลสายอากาศไมโครสตริบ

4.3.1 การออกแบบแผ่นแผ่กระจายคลื่น

สายอากาศไมโครสตริบสร้างจากแผ่นวงจรพิมพ์แบบสองหน้า ซึ่งด้านบนจะใช้เป็นตัวแผ่กระจายคลื่นด้านล่างจะใช้เป็นระนาบกราวด์ที่มีร่องเชื่อมร่วมสัญญาณจากควาวิตี ซึ่งควาวิตีจะวางอยู่ด้านล่างของแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีระนาบกราวด์เป็นฝาปิดด้านบนและได้รับการป้อนสัญญาณด้วยโพรบโดยได้ออกแบบสายอากาศไมโครสตริบแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส จากแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 ที่มีค่าสภาพยอมสัมพันธ์ $\epsilon_r = 4.4$ ความสูงของไดอิเล็กตริก $d = 0.8$ mm สายอากาศต้นแบบจะทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ย่าน C-Band (4-8 GHz) โดยจะทำการออกแบบที่ความถี่ 5 GHz ดังนั้นขนาดแผ่นแผ่กระจายคลื่นหาได้จาก [39]



ภาพประกอบ 4.8 แสดงแผ่นแผ่กระจายคลื่นไมโครสตริบแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส

$$L = L_e - 2\Delta L \quad (4.4)$$

$$L_e = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.5)$$

$$w = \frac{c}{2f_0\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (4.6)$$

$$\epsilon_e = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right)\left(1 + \frac{10d}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (4.7)$$

$$\Delta L = \frac{d}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (4.8)$$

โดยที่

L คือ ขนาดของแผ่นแผ่กระจายคลื่นที่ความถี่เรโซแนนท์

c คือ ความเร็วคลื่นในอากาศว่าง ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$)

f_0 คือ ความถี่ปฏิบัติการ 5 GHz

ϵ_r คือ ค่าค่าสภาพยอมสัมพัทธ์

จากสมการที่ (4.4) ถึง (4.8) สามารถคำนวณขนาดของแผ่นแผ่กระจายคลื่น $L = 13.5 \text{ mm}$

4.3.2 การออกแบบร่องเชื่อมร่วมสัญญาณ

การออกแบบร่องเชื่อมร่วมสัญญาณจากควาวิที่สู่แผ่นแผ่กระจายคลื่น ภายใต้เงื่อนไขการเชื่อมร่วมสัญญาณมากที่สุดระหว่างแผ่นแผ่กระจายคลื่นและร่องเชื่อมร่วมสัญญาณและเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการแผ่กระจายคลื่นเกิดมาจากการแผ่กระจายคลื่นของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณมีเงื่อนไขดังนี้

1. โดยปกติความยาวร่อง (l_s) สำหรับแผ่นวงจรมีค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ต่ำ ($\epsilon_r \cong 2.54$) จะมีค่าเท่ากับ $0.082\lambda_0$ และสำหรับแผ่นวงจรมีค่าสภาพยอมสัมพัทธ์สูง ($\epsilon_r \cong 10.2$) จะมีค่าเท่ากับ $0.074\lambda_0$

2. ความกว้างร่อง (w_s) จะมีผลต่อขนาดของการเชื่อมร่วมสัญญาณไม่มากนักโดยปกติแล้วขนาดของความกว้างร่องเชื่อมร่วมสัญญาณจะเท่ากับ $(\frac{1}{10} \times l_s)$

3. ตำแหน่งของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณจะต้องอยู่กึ่งกลางแผ่นแผ่กระจายคลื่นจึงจะเกิดการเชื่อมร่วมสัญญาณสูงสุด

ดังนั้นจากเงื่อนไขดังกล่าวขนาดของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณที่มีความยาวคลื่น $\lambda_0 = 60 \text{ mm}$ จะมีความยาวประมาณ

$$l_s \approx 0.082 \times 60 \approx 4.92 \text{ mm} \quad (4.9)$$

$$w_s \approx \frac{1}{10} \times l_s \approx 0.492 \text{ mm} \quad (4.10)$$

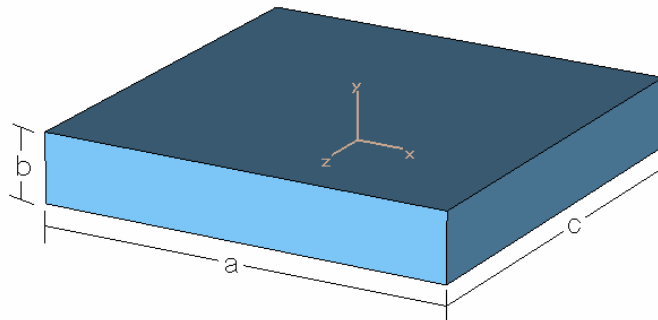
4.3.3 การออกแบบควาวิตี้

สายอากาศต้นแบบจะใช้ควาวิตี้แบบสี่เหลี่ยมในการป้อนสัญญาณโดยออกแบบที่โดมิแนนซ์โหมด ควาวิตี้แบบสี่เหลี่ยมแสดงดังภาพประกอบ 4.9 ความถี่โดมิแนนซ์หรือความถี่เรโซแนนซ์ที่ต่ำสุดของควาวิตี้แบบสี่เหลี่ยมเกิดที่โหมด TE ซึ่งหาได้จากสมการ

$$f_{mnp}^{TE} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2} \quad (4.11)$$

โดมิแนนซ์โหมดของควาวิตี้สี่เหลี่ยมเกิดที่โหมด TE_{101} สมการที่ (4.11) เป็น

$$f_{101}^{TE} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2} \quad (4.12)$$



ภาพประกอบ 4.9 ควาวิตี้แบบสี่เหลี่ยม

โดยที่

$$m = 0, 1, 2, \dots$$

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

$$p = 1, 2, 3, \dots$$

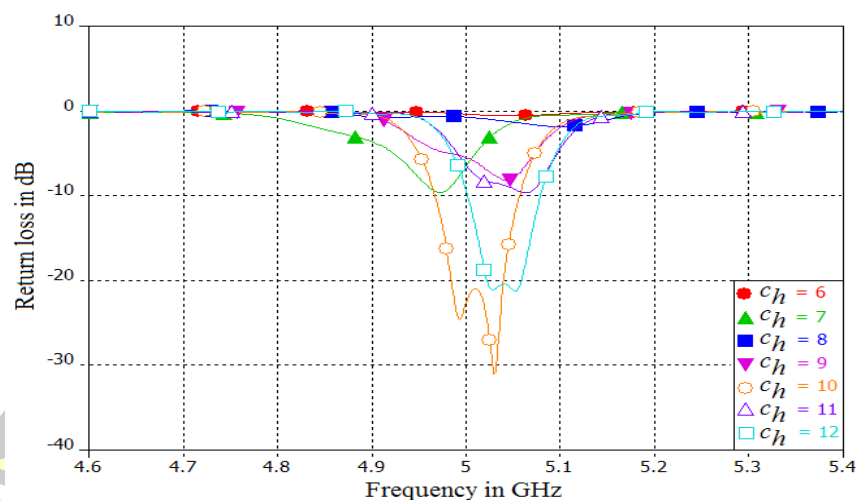
เมื่อกำหนดให้ $\mu = \mu_0, \epsilon = \epsilon_0, a = c, m = p$ สมการที่ (4.12) เขียนได้เป็น

$$f_{m0m} = \frac{m}{a\sqrt{2}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \quad (4.13)$$

จากสมการที่ (4.13) เมื่อสายอากาศออกแบบที่ความถี่ 5 GHz, $m = 1$ ขนาดของควาวิต์เท่ากับ

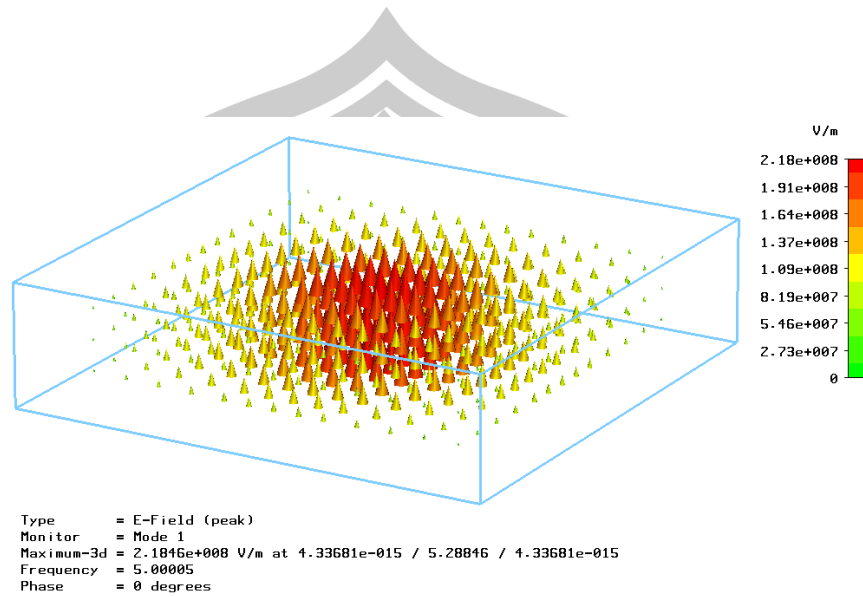
$$a = c = 42.42 \text{ mm}$$

โดยที่ขนาดความสูง b จะใช้เป็นตัวแปรในการปรับขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ เพื่อให้เกิดค่าที่สูญเสียที่ความถี่ 5 GHz ดังนั้นจากขนาดของควาวิต์ดังกล่าวได้ใช้โปรแกรม CST-Microwave Studio ในการจำลองแบบเพื่อดูการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}), ความถี่เรโซแนนซ์และการกระจายตัวของกระแสเชิงผิวเพื่อใช้ในการระบุตำแหน่งของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณบนควาวิต์โดยตำแหน่งของร่องจะต้องวางในแนวตั้งฉากกับทิศทางการไหลของกระแสเชิงผิวตรงจุดที่มีความหนาแน่นมากที่สุด



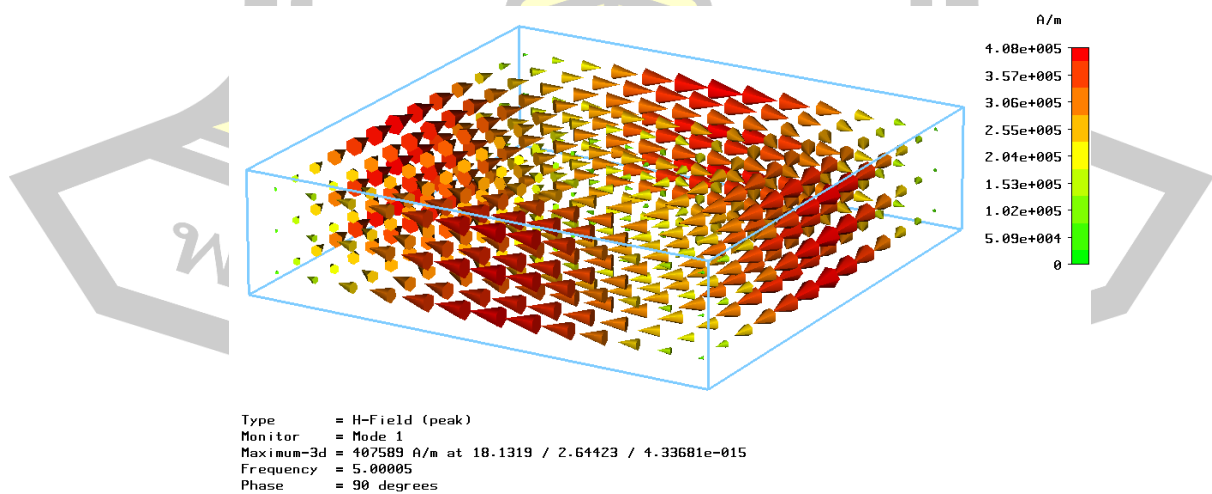
ภาพประกอบ 4.10 แสดงการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดความสูงของควาวิต์

จากภาพประกอบ 4.10 แสดงการสูญเสียย้อนกลับเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดความสูงของควาวิต์โดยจะพบว่าขนาดความสูงของควาวิต์ที่ทำให้เกิดการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดที่ความถี่ 5 GHz เมื่อความสูงของควาวิต์ $b = 10 \text{ mm}$

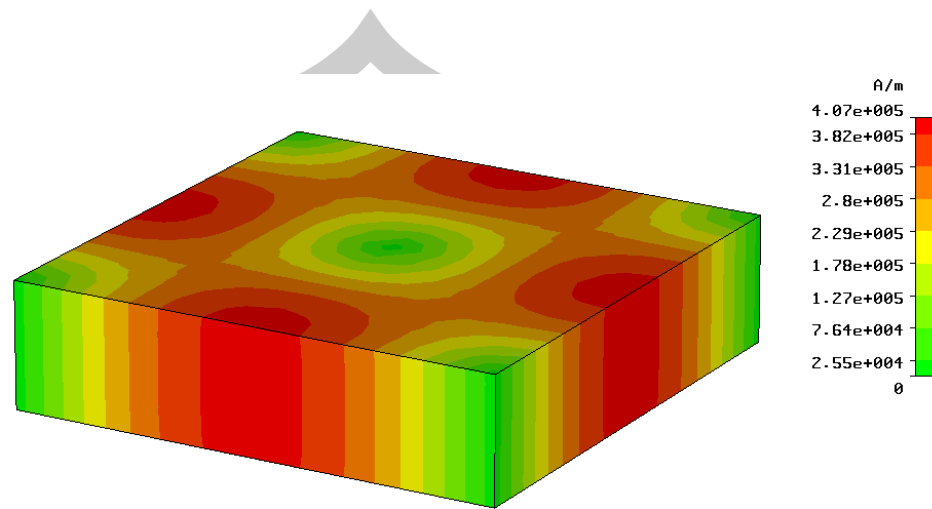


ภาพประกอบ 4.11 การกระจายตัวของสนามไฟฟ้าภายในควาวิตี้

ภาพประกอบ 4.11 และ 4.12 แสดงการกระจายตัวของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กภายในควาวิตี้ที่มีขนาดความกว้างเท่ากับความยาว $a = c = 42.36$ mm และ มีความสูง $b = 10$ mm ซึ่งจากขนาดของควาวิตี้ดังกล่าวทำให้เกิดโหมดต่ำสุดหรือโดมิแนนซ์โหมดที่มีความถี่ 5 GHz



ภาพประกอบ 4.12 การกระจายตัวของสนามแม่เหล็กภายในควาวิตี้



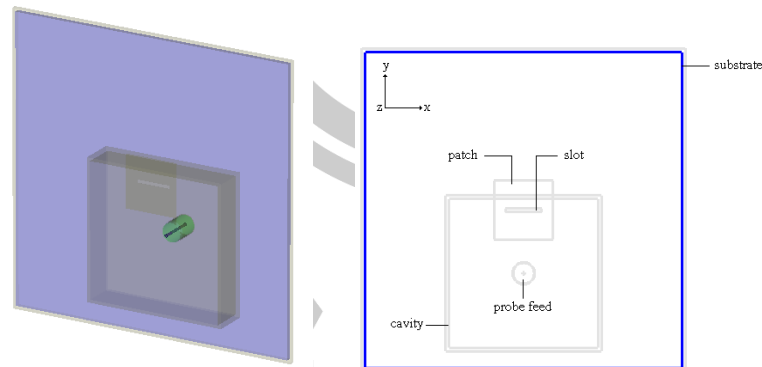
Type = Surface Current (peak)
 Monitor = Mode 1
 Component = Abs
 Maximum-3d = 407589 A/m at 18.1319 / 2.64423 / 4.33681e-015
 Frequency = 5.00005
 Phase = 270 degrees

ภาพประกอบ 4.13 การกระจายตัวของกระแสเชิงผิวบนควาวิตี้

ภาพประกอบ 4.13 แสดงการกระจายตัวของความหนาแน่นกระแสเชิงผิวบนควาวิตี้ ซึ่งเมื่อนำมาพิจารณาถึงตำแหน่งของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณที่จะใช้ในการเชื่อมร่วมสัญญาณจากควาวิตี้ไปสู่แผ่นแผ่กระจายคลื่น ตำแหน่งที่ทำให้เกิดการเชื่อมร่วมสัญญาณมากที่สุดสามารถมีได้ 4 ตำแหน่งตามแนวขอบของควาวิตี้ตรงตำแหน่งที่มีความหนาแน่นของกระแสเชิงผิวมากที่สุดและทิศทางการวางตำแหน่งของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณจะต้องวางในแนวขนานกับขอบของควาวิตี้ เพราะจากการจำลองผลทิศทางการไหลของกระแสเชิงผิวบนควาวิตี้จะไหลในแนวระหว่างจุดศูนย์กลางของควาวิตี้มายังเส้นขอบ ดังนั้นตำแหน่งของร่องจะต้องวางในแนวตั้งฉากกับทิศทางการไหลของกระแสเชิงผิวในตำแหน่งที่มีความหนาแน่นมากที่สุด

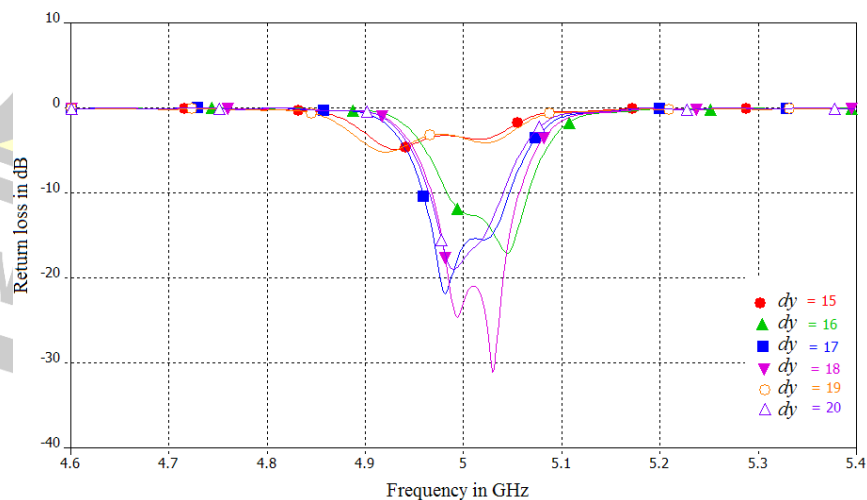
4.4 สายอากาศต้นแบบ

ภาพประกอบที่ 4.14 แสดงโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งจะใช้เป็นต้นแบบของสายอากาศที่จะทำการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST-Microwave Studio โดยในการจำลองผลจะทำการหาความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับกับตำแหน่งของควาวิตี้ (d_p) ความยาวของโพรบ (l_p) ขนาดความยาวและความกว้างร่องเชื่อมร่วมสัญญาณ (l_s , w_s) และขนาดของแผ่นแผ่กระจายคลื่น (l_p)



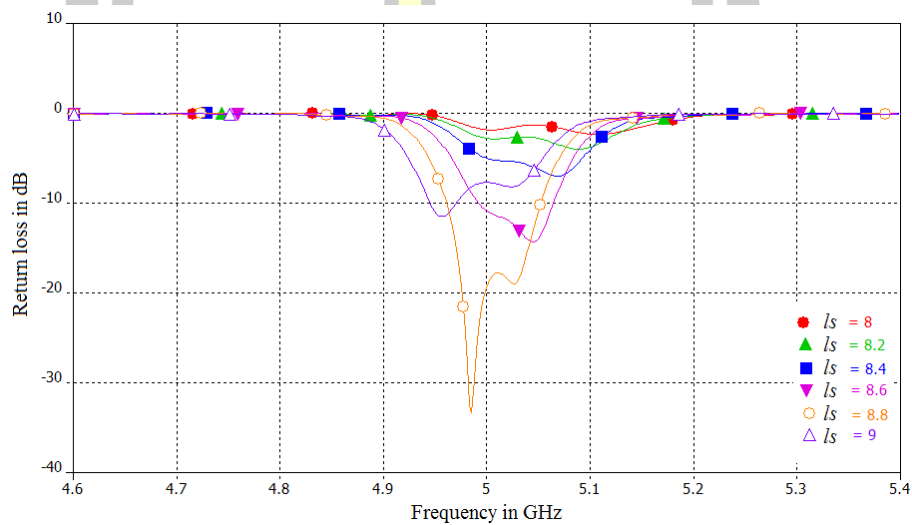
ภาพประกอบ 4.14 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปป้อนสัญญาณด้วยโพรบเชื่อมร่วม
สัญญาณด้วยร่องบนควาวิตี้

ในการหาความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณที่วางตัวอยู่บนผนังด้านบนของควาวิตี้นั้นจะใช้การเลื่อนตำแหน่งของควาวิตี้ไปตามแนวแกน y โดยเริ่มต้นจากจุดศูนย์กลางของควาวิตี้จากภาพประกอบ 4.15 เมื่อทำการเลื่อนควาวิตี้มาจนตำแหน่งของร่องอยู่ใกล้ถึงขอบของควาวิตี้ การสูญเสียย้อนกลับจะมีแนวโน้มที่ลดลงอย่างมากนั่นก็คือระยะที่เกิดการเชื่อมร่วมสัญญาณจากควาวิตี้ผ่านร่องสู่แผ่นแผ่กระจายคลื่นที่มากที่สุด จากผลการจำลองของสายอากาศต้นแบบระยะห่างจากจุดศูนย์กลางของควาวิตี้เลื่อนออกไป 18 mm ตามแนวแกน y เป็นตำแหน่งที่เกิดการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุดคือ -24 dB ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับกับการ

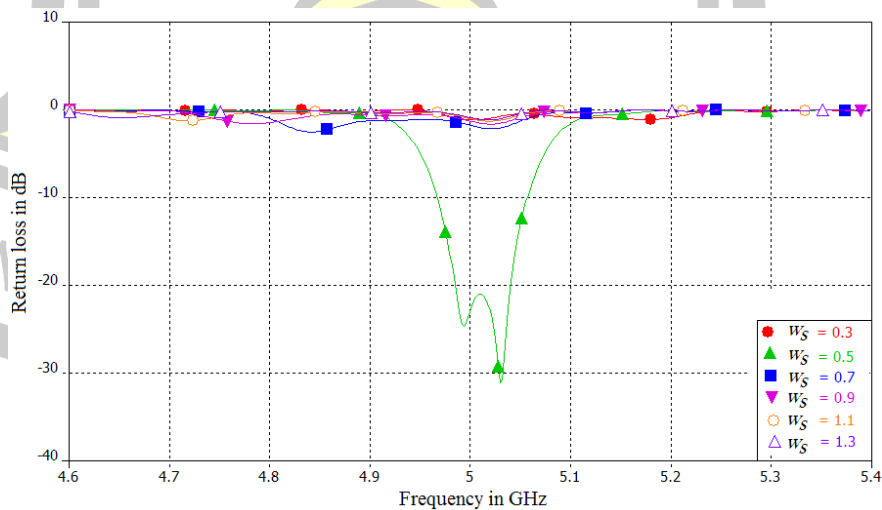


ภาพประกอบ 4.15 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับกับการเปลี่ยนแปลงตำแหน่ง
 คาวิตี้จากจุดศูนย์กลางตามแนวแกน y

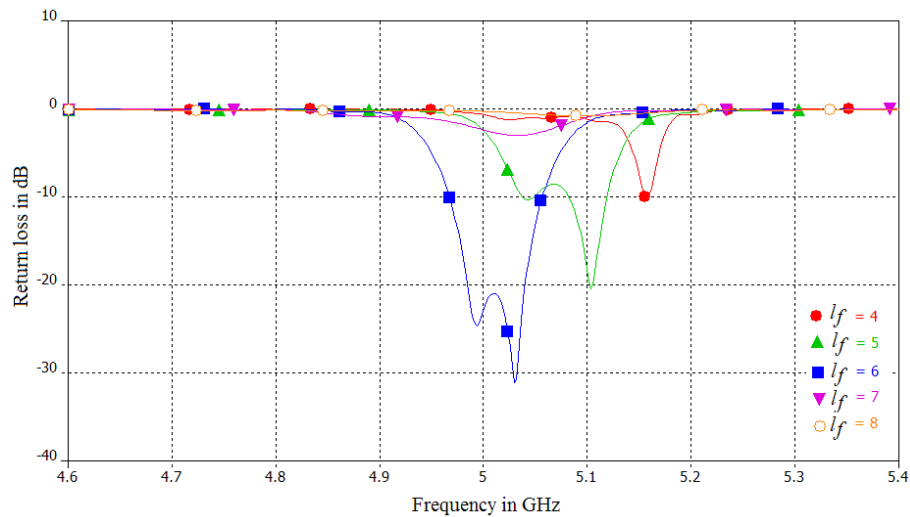
เปลี่ยนแปลงขนาดความยาวและความกว้างของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณแสดงดังภาพประกอบ 4.16
 และ 4.17 โดยขนาดของร่องที่ทำให้เกิดการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุดความยาวของร่อง $l_s = 8.8$ mm
 กว้าง $w_s = 0.5$ mm โดยจะมีค่าการสูญเสียย้อนกลับอยู่ที่ -20 dB



ภาพประกอบ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับกับการเปลี่ยนแปลงขนาดความ
 ยาวของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณ



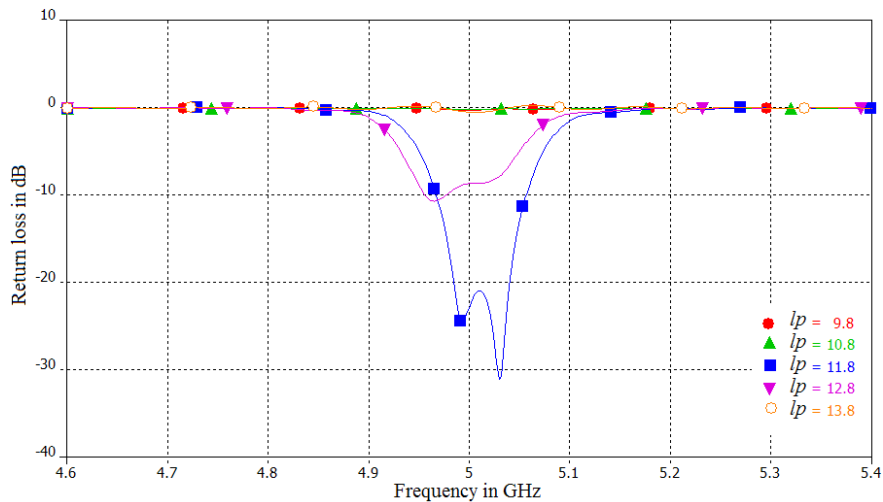
ภาพประกอบ 4.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับกับการเปลี่ยนแปลงขนาด ความกว้างของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณ



ภาพประกอบ 4.18 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับกับการเปลี่ยนแปลงความยาวโพรบ

ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับกับการเปลี่ยนแปลงความยาวโพรบที่ใช้ในการ ป้อนสัญญาณให้กับควิตีแสดงดังภาพประกอบ 4.18 โดยที่ขนาดและความยาวของโพรบจะส่งผลถึง ความถี่เรโซแนนซ์ของควิตีทำให้เปลี่ยนแปลงไปซึ่งจะส่งผลถึงรูปแบบการกระจายตัวของความหนาแน่นกระแสเชิงผิวที่จะเปลี่ยนแปลงไปด้วยและที่ความถี่ 5 GHz โพรบที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.5 mm ที่ทำให้เกิดการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุดยาว $l_f = 6$ mm และความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับกับการเปลี่ยนแปลงขนาดแผ่นแผ่กระจายคลื่นแสดงดังภาพประกอบ 4.19 ขนาดของแผ่นแผ่กระจายคลื่นที่เหมาะสมที่สุดจะอยู่ในช่วงความยาว l_p ระหว่าง 11.8 – 12.8 mm ซึ่งในการเลือกใช้ขนาดของแผ่นเท่าใดนั้นจะต้องพิจารณาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นร่วมด้วย

พหุ ประถม ศึกษาศาสตร์



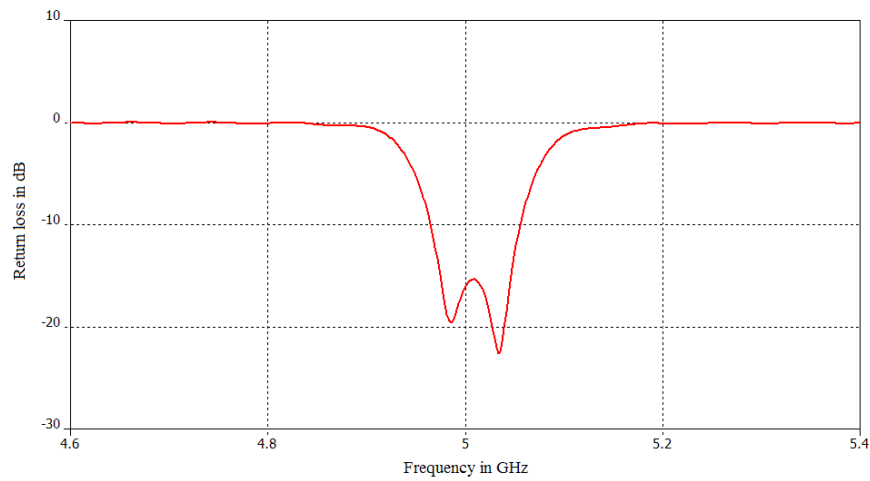
ภาพประกอบ 4.19 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียย้อนกลับกับการเปลี่ยนแปลงขนาดแผ่นแผ่กระจายคลื่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส

จากการหาความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์และการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบ ภาพประกอบ 4.18 ถึง 4.19 นั้นได้เลือกขนาดของส่วนประกอบสายอากาศที่ทำให้เกิดการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุดคือ ตำแหน่งของควิตีตี้ต้องเลื่อนออกจากจุดศูนย์กลางของแผ่นแผ่กระจายคลื่นตามแนวแกน $y = 18$ mm ขนาดของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณ $l_s = 8.8$ mm, $w_s = 0.5$ mm ขนาดความสูงของโพรง $l_f = 6$ mm และขนาดแผ่นแผ่กระจายคลื่น $l_p = 11.8$ mm โดยแสดงค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.1 แล้วทำการจำลองผลเพื่อวิเคราะห์การสูญเสียย้อนกลับและแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ การจำลองผลของสายอากาศต้นแบบแสดงได้ดังภาพประกอบ 4.20 - 4.22

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของสายอากาศต้นแบบภาพประกอบ 4.14

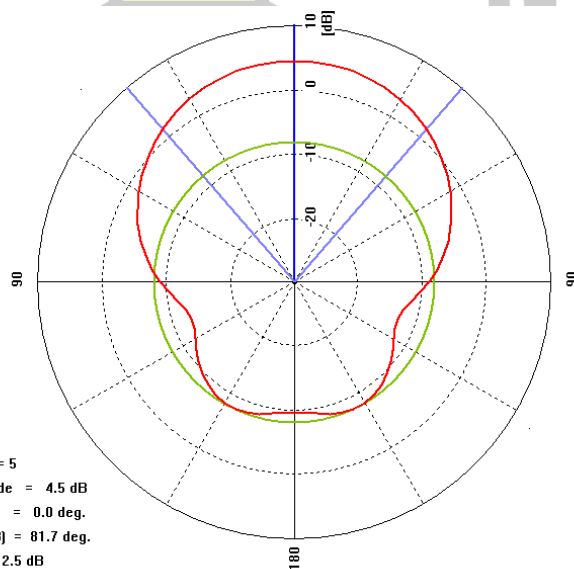
Parameters	d_y	l_p	l_s	w_s	c_x	c_y	c_z	l_f
Values (mm)	18	11.8	8.8	0.5	40.6	40.6	10.45	6

แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปต้นแบบแสดงดังภาพประกอบ 4.21 และ 4.22 ซึ่งเป็นการแสดงในระบบพิกัดเชิงขั้ว (polar) และ พิกัดคาทีเซียน (cartesian) ตามลำดับเมื่อทำการเปรียบเทียบกับแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศพาราโบลิคที่มีการป้อนสัญญาณเข้าทางด้านหลังในภาพประกอบ 4.7 จะเห็นว่ามี ความแตกต่างกันมาก

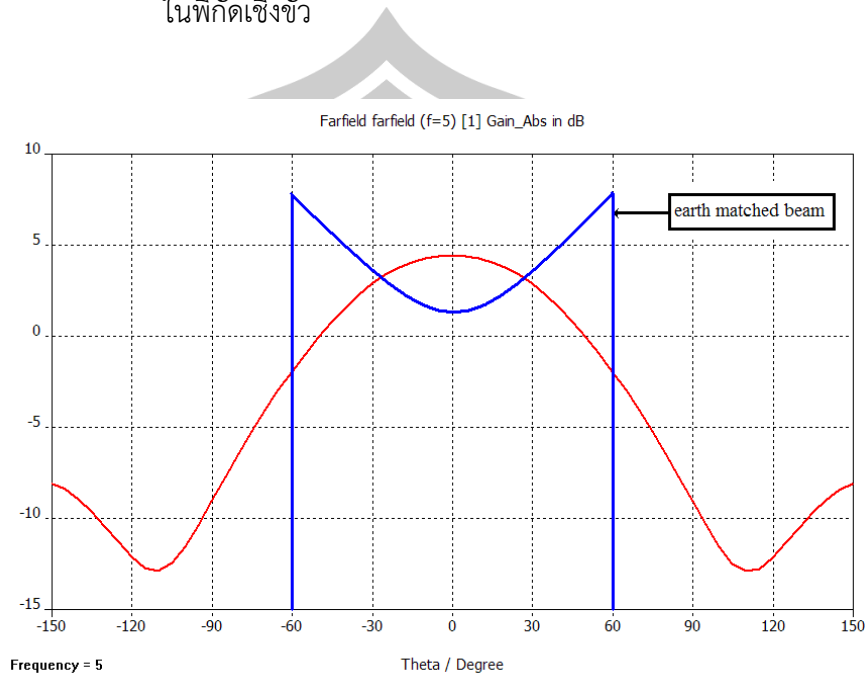


ภาพประกอบ 4.20 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบจากภาพประกอบ 4.14 เมื่อเลือกใช้พารามิเตอร์ที่ทำให้เกิดการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุด

ดังนั้นเพื่อเป็นการพัฒนาให้ลำคลื่นในการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศกว้างมากยิ่งขึ้นจึงได้ออกแบบทำการจำลองผลสายอากาศแถวลำดับแบบ 3x3 5x5 และ 7x7 แผ่นโดยใช้เทคนิคการปรับขนาดและระยะห่างระหว่างแผ่นแผ่กระจายคลื่นเป็นตัวควบคุมแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นโดยมุ่งเน้นให้มีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่กว้างและให้ลำคลื่นที่แผ่ออกมานั้นยังแมตซ์กับพื้นโลกด้วย



ภาพประกอบ 4.21 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศต้นแบบภาพประกอบ 4.14
ในพิกัดเชิงขั้ว



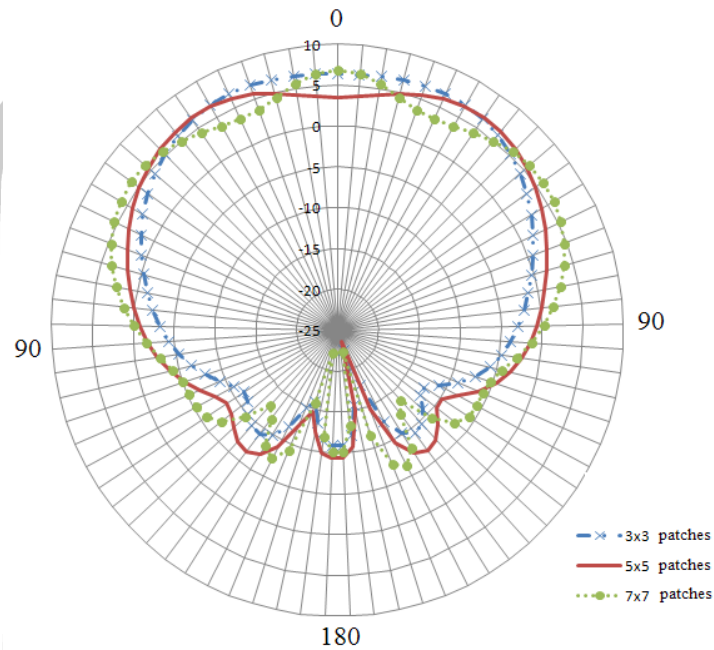
ภาพประกอบ 4.22 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศต้นแบบภาพประกอบ 4.14
ในพิกัดคาร์ทีเซียน

4.5 สายอากาศแถวลำดับต้นแบบ

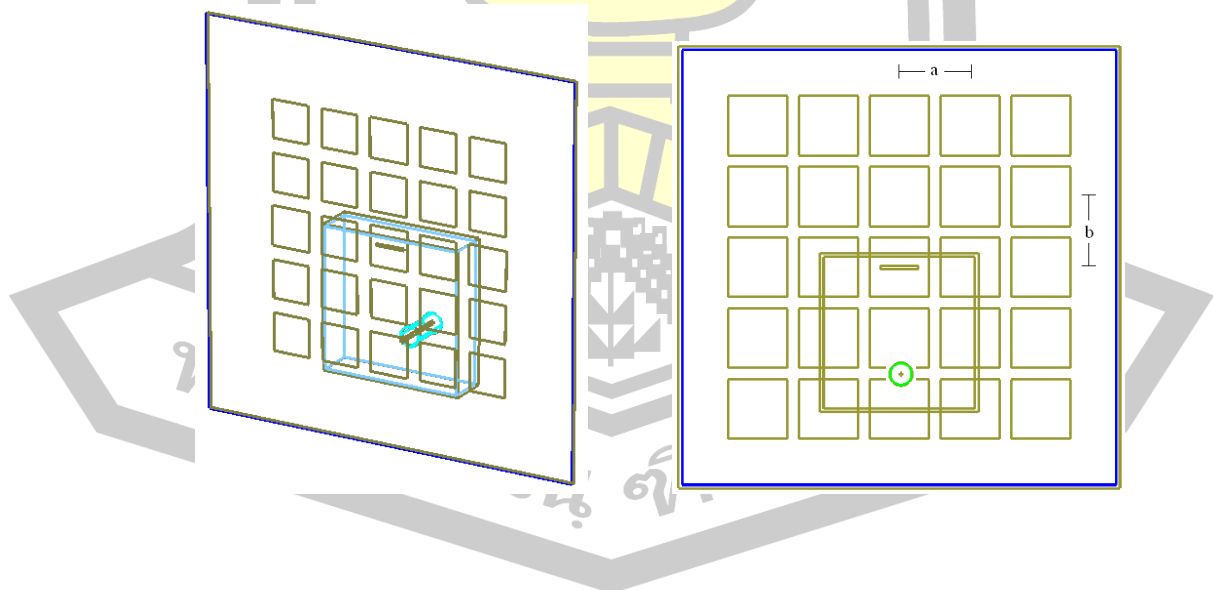
จากการใช้โปรแกรม CST-Microwave Studio จำลองโครงสร้างของสายอากาศแถวลำดับ ไมโครสตริบขนาด 3×3 5×5 และ 7×7 แผ่น โดยกำหนดให้ขนาดของแผ่นแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัสเท่ากันหมด $l_p = 11.8$ mm และใช้ระยะระหว่างแผ่นเป็นตัวควบคุมแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น จากการพิจารณาพบว่าสายอากาศต้นแบบแถวลำดับขนาด 5×5 แผ่นแสดงดังภาพประกอบ 4.24 มีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่แมตช์กับพื้นโลกมากที่สุด ดังนั้นจึงเลือกใช้โครงสร้างของสายอากาศแบบ 5×5 แผ่นทำการวิเคราะห์และสร้างเป็นต้นแบบโดยใช้เทคนิคการปรับระยะห่างของแผ่นแผ่กระจายคลื่น $a = b = n\lambda$ เพื่อหาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ลาคั่นกว้างและยังแมตช์กับพื้นโลก

โครงสร้างของสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริบในภาพประกอบ 4.24 ออกแบบโดยการพิจารณาการเกิดการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุดที่ความถี่ปฏิบัติการ $f_0 = 5$ GHz โดยที่ขนาดและตำแหน่งของควัตี่ ขนาดของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณ ขนาดความสูงของโพรบจะมีขนาดเท่าเดิมกับสายอากาศไมโครสตริบแบบแผ่นแผ่กระจายคลื่นเดี่ยวแสดงดังภาพประกอบ 4.14 แต่ในส่วนของ

สายอากาศแถวลำดับขนาด 5x5 จะใช้การปรับขนาดและระยะห่างระหว่างแผ่นเป็นตัวควบคุมลำคลื่นของการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศให้กว้างขึ้น

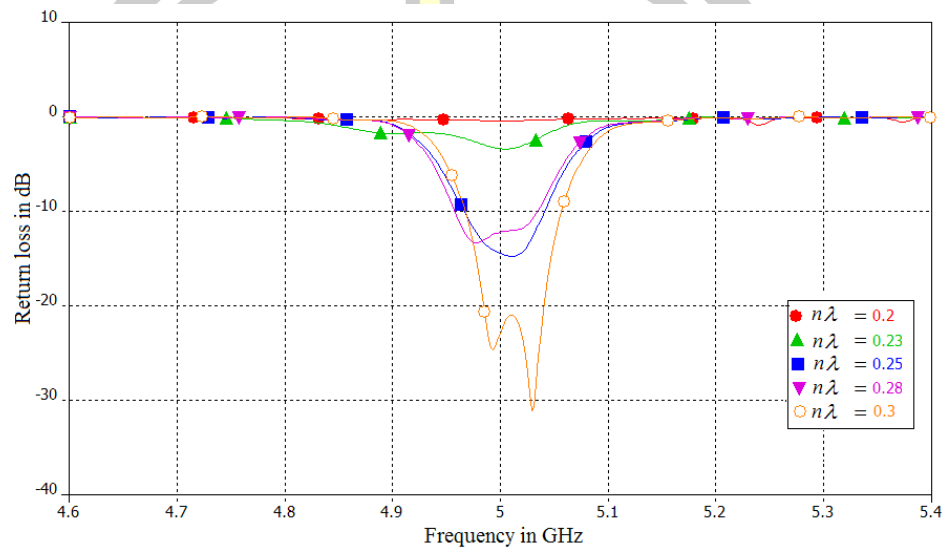


ภาพประกอบ 4.23 เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปขนาด 3x3 5x5 และ 7x7 แผ่น



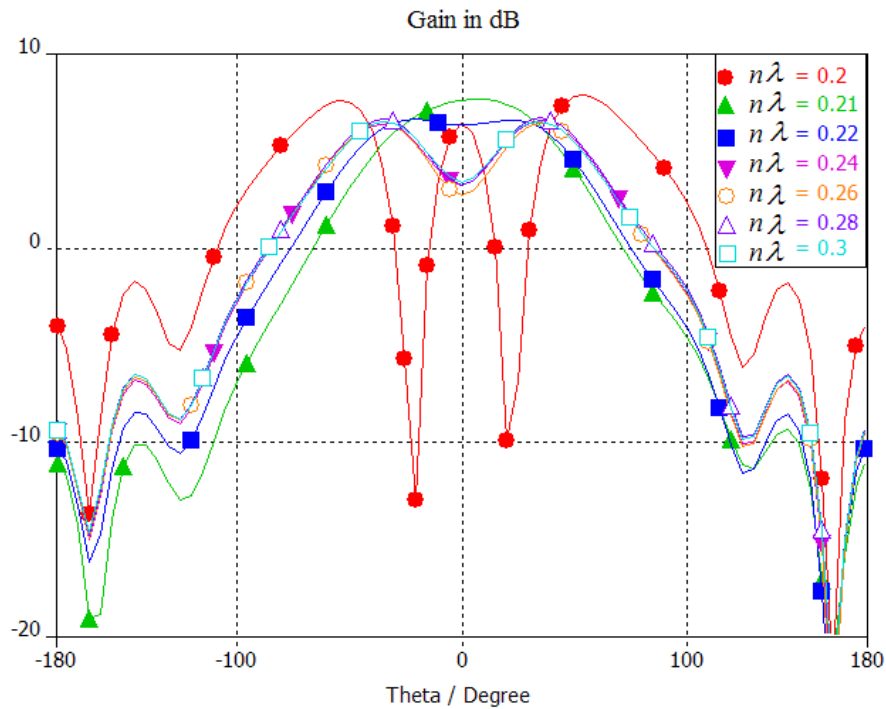
ภาพประกอบ 4.24 โครงสร้างสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปขนาด 5x5 แผ่น

ในการจำลองปัญหาจะกำหนดให้ระยะห่างระหว่างแผ่นเท่ากันหมด $a = b = n\lambda_0$ โดยจะทำการจำลองปัญหาด้วยการกำหนดให้ $n = 0.2 - 0.3$ แล้วพิจารณาการสูญเสียย้อนกลับและแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริบ ผลการจำลองโครงสร้างของสาย อากาศ แสดงดังภาพประกอบ 4.25 และ 4.26



ภาพประกอบ 4.25 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริบขนาด 5x5 แผ่น
เมื่อ $n = 0.2\lambda_0 - 0.3\lambda_0$





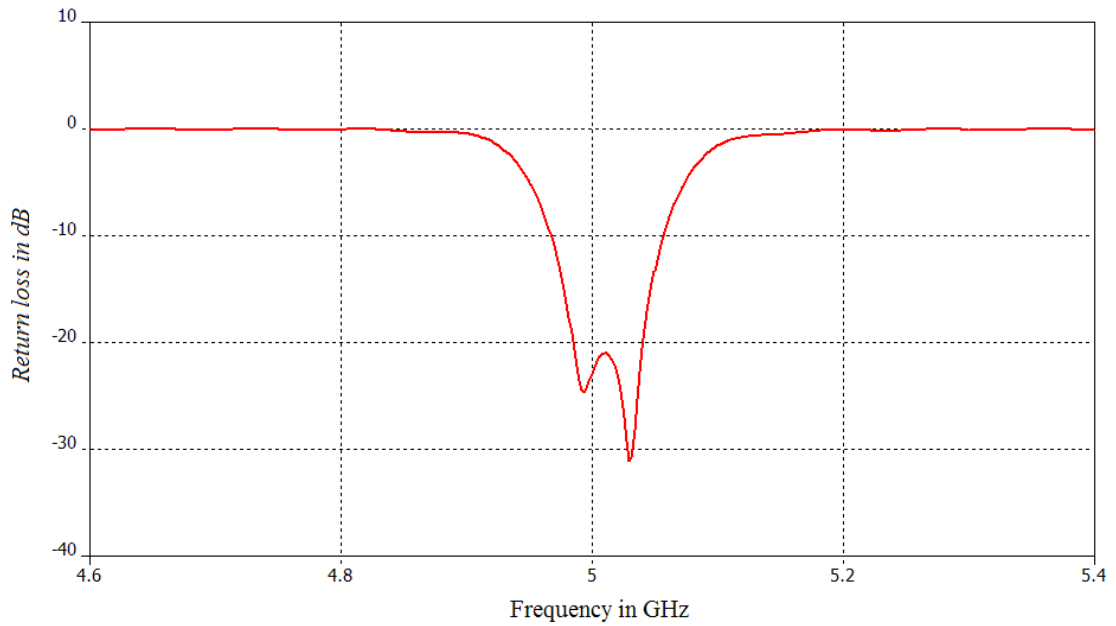
ภาพประกอบ 4.26 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริป
ขนาด 5×5 แผ่นที่ระยะห่าง $a = b = n\lambda_0$

เมื่อพิจารณาการสูญเสียย้อนกลับและแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นดังภาพประกอบ 4.25 และ 4.26 จะพบว่าระยะห่างระหว่างแผ่นที่ทำให้เกิดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่แมตซ์กับพื้นโลก และเกิดมีลำคลื่นกว้างนั้นระยะห่างระหว่างแผ่น $a = b$ จะอยู่ระหว่าง $0.2\lambda_0 - 0.3\lambda_0$ ซึ่งจากการจำลองผลสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปขนาด 5×5 แผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส โดยขนาดของสายอากาศ แสดงดังตารางที่ 4.2

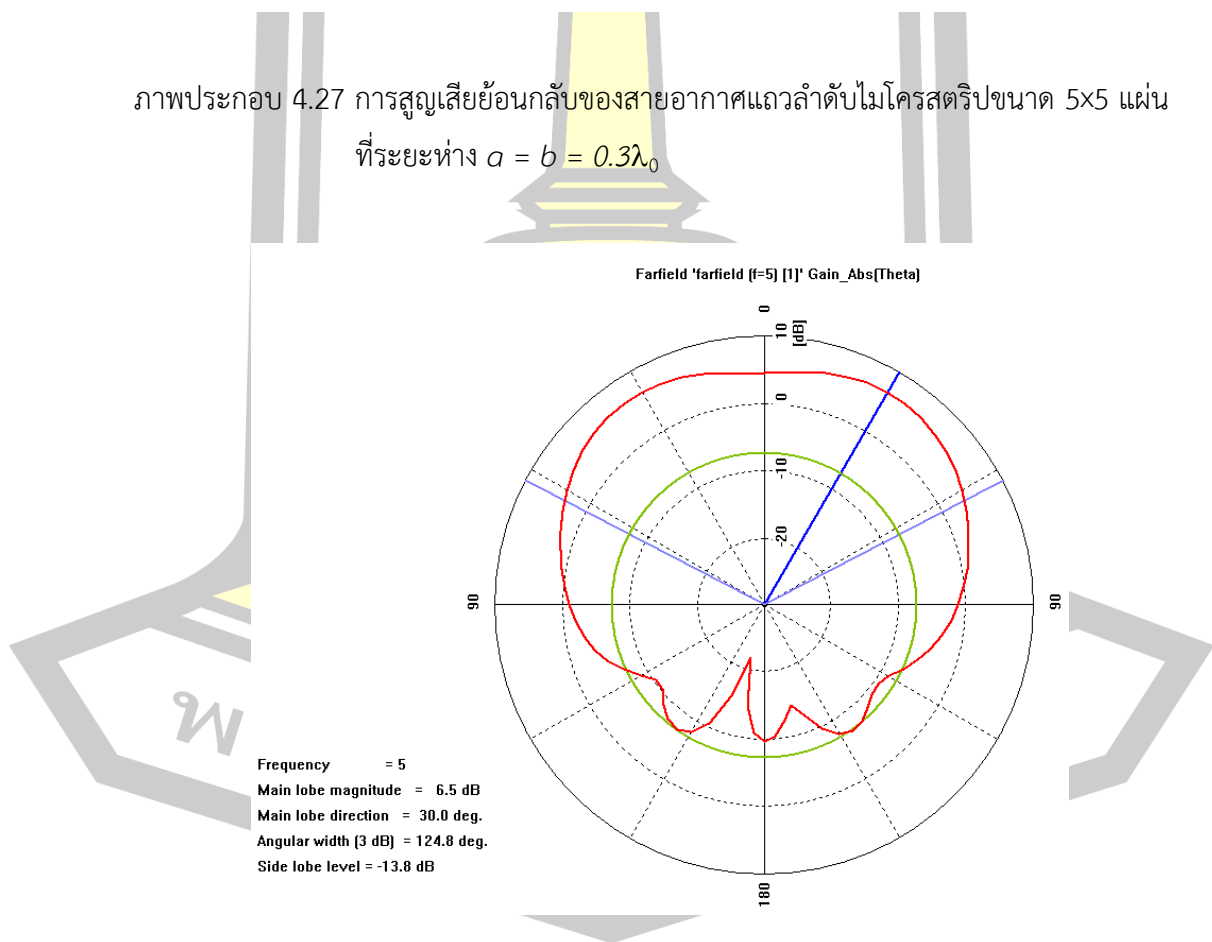
ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศต้นแบบรูปที่ 4.24

Parameters	d_y	l_p	l_s	w_s	c_x	c_y	c_z	l_f	a	b
Values (mm)	18	11.8	8.8	0.5	40.6	40.6	10	6	0.3λ	0.3λ

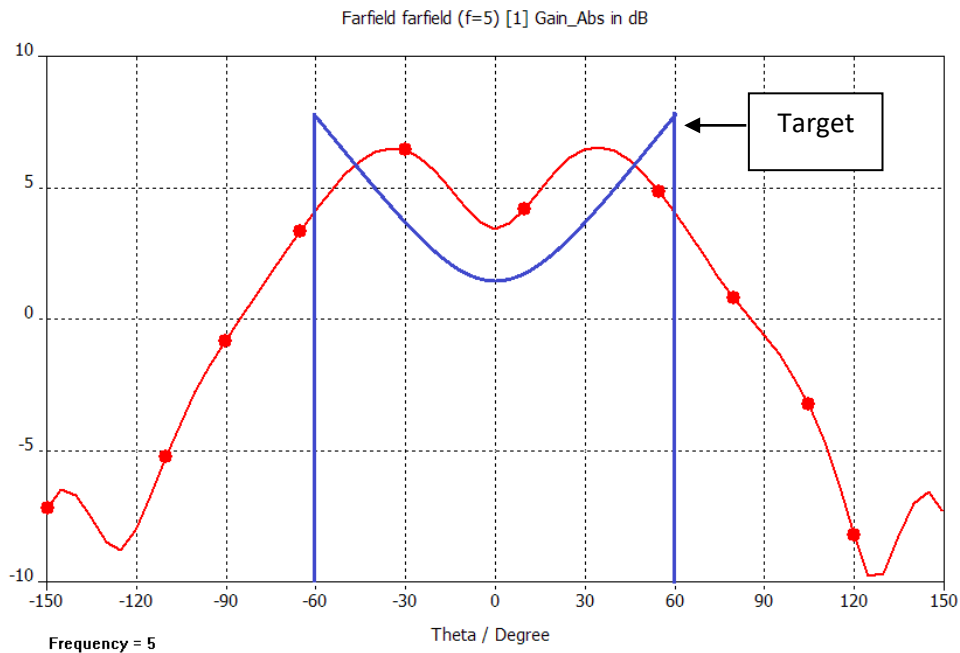
เมื่อเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบทั้งสองจะพบว่าสายอากาศแบบแถวลำดับ 5×5 มีการสูญเสียย้อนกลับที่ต่ำกว่าแบบแผ่นเดี่ยวประมาณ -10 dB โดยใช้เทคนิคการเพิ่มแผ่นแถวลำดับเข้าด้านข้างและใช้ระยะห่างระหว่างแผ่นเป็นการควบคุมเฟสของการแผ่กระจายคลื่น เพื่อให้ได้แบบรูปของการแผ่กระจายคลื่นที่เป็นไปตามต้องการ



ภาพประกอบ 4.27 การสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปขนาด 5×5 แผ่น
ที่ระยะห่าง $a = b = 0.3\lambda_0$



ภาพประกอบ 4.28 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในพิกัดเชิงขั้วของสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริป
ขนาด 5×5 แผ่น เมื่อ $a = b = 0.3\lambda_0$

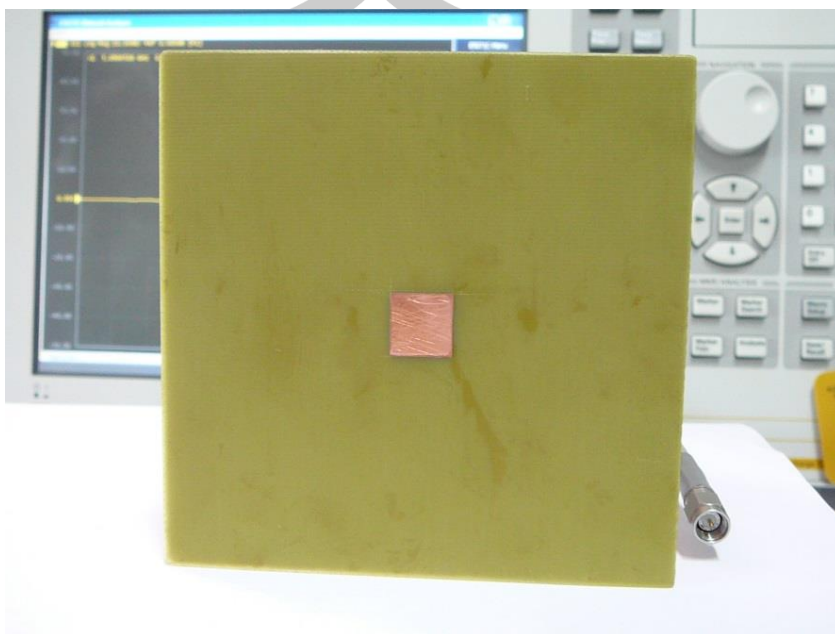


ภาพประกอบ 4.29 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในพิกัดคาร์ทีเซียนของสายอากาศแถวลำดับ ไมโครสตริปขนาด 5×5 แผ่น เมื่อ $a = b = 0.3\lambda_0$

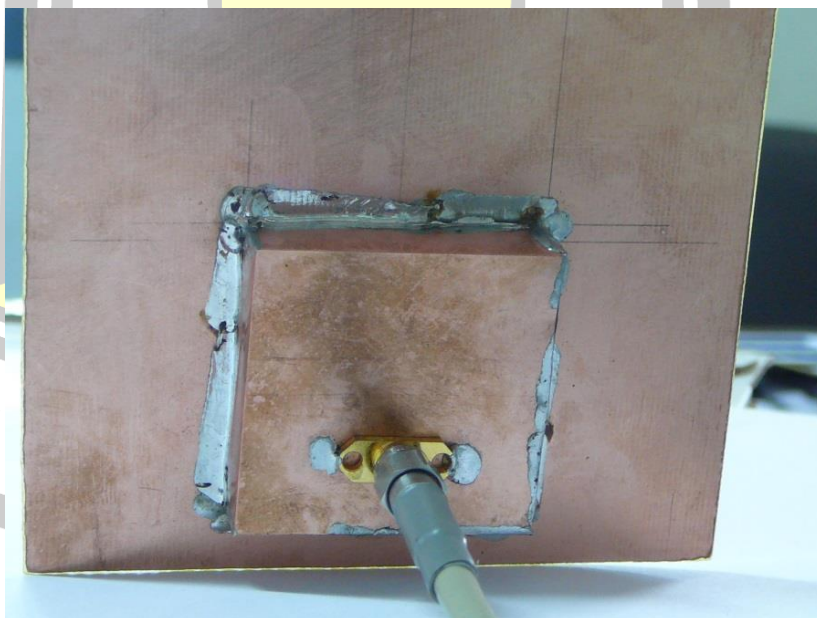
ภาพประกอบ 4.27 แสดงการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่ระยะห่างระหว่างแผ่นเท่ากับ $0.3\lambda_0$ ที่ความถี่ 5 GHz ค่าการสูญเสียย้อนกลับ $S_{11} = -22.89$ dB ความกว้างแถบ BW เท่ากับ 100 MHz ที่ -10 dB ภาพประกอบ 4.28 และ 4.29 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในพิกัดโพลาร์ และคาร์ทีเซียน ตามลำดับโดยโหลบลหลักจะเกิดที่ $\pm 40^\circ$ และมีอัตราการขยาย 6 dBi ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง HPBW = $\pm 64.2^\circ$ ซึ่งจะเห็นว่ามีความใกล้เคียงกับแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังซึ่งเป็นเป้าหมายของงานวิจัยนี้

จากการใช้โปรแกรม CST-Microwave Studio ในการจำลองผลเพื่อหาพารามิเตอร์ของโครงสร้างสายอากาศตามตารางที่ 1 และ 2 ได้ทำการสร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อทำการวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลของโปรแกรมโดยได้ออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส จากแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ที่มีขนาดของระนาบดินขนาด 100×100 mm มีค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ $\epsilon_r = 4.4$ ความสูงของไดอิเล็กตริก $d = 0.8$ mm คาวิต์ทำจากแผ่นทองแดงชั้นรูป โดยในการออกแบบจะสร้างสายอากาศตามพารามิเตอร์ของสายอากาศต้นแบบดังตารางที่ 4.2 เพื่อทำการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบจากการใช้โปรแกรมสำเร็จรูปกับผลของการวัดทดสอบจริงของค่าการ

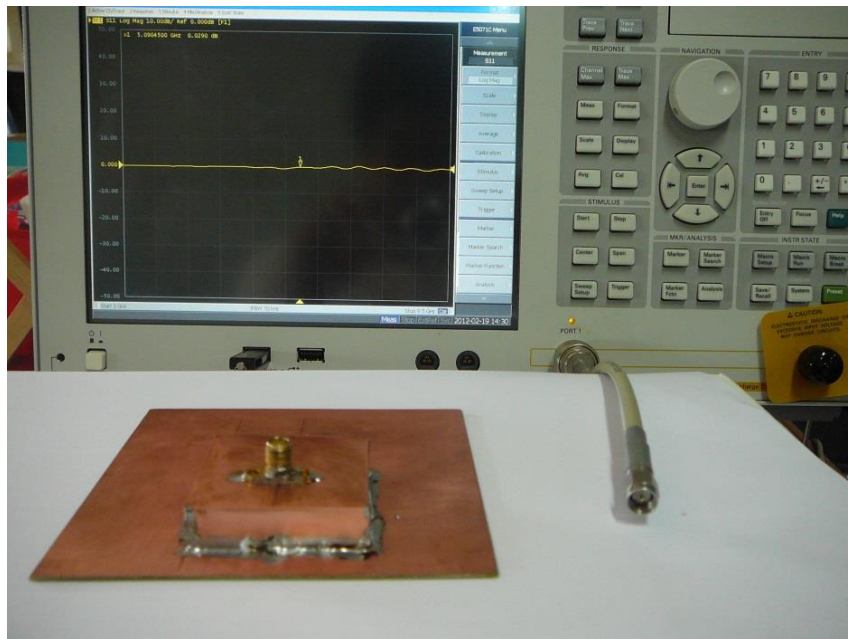
สูญเสียย้อนกลับและแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศต้นแบบด้วยเครื่องวิเคราะห์
โครงข่าย (Network Analyzer: Agilent E5071C)



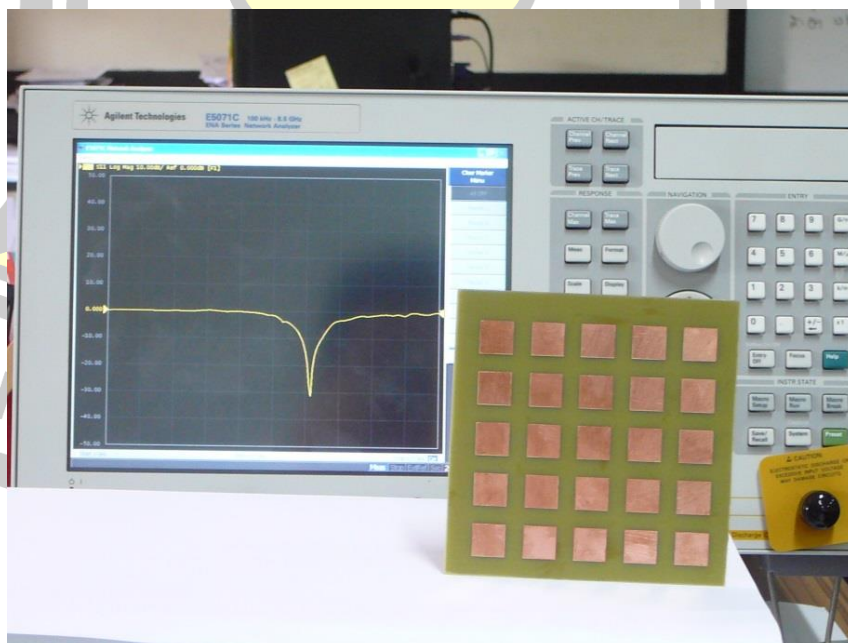
ภาพประกอบ 4.30 สายอากาศต้นแบบ 1 แผ่นแผ่กระจายคลื่น



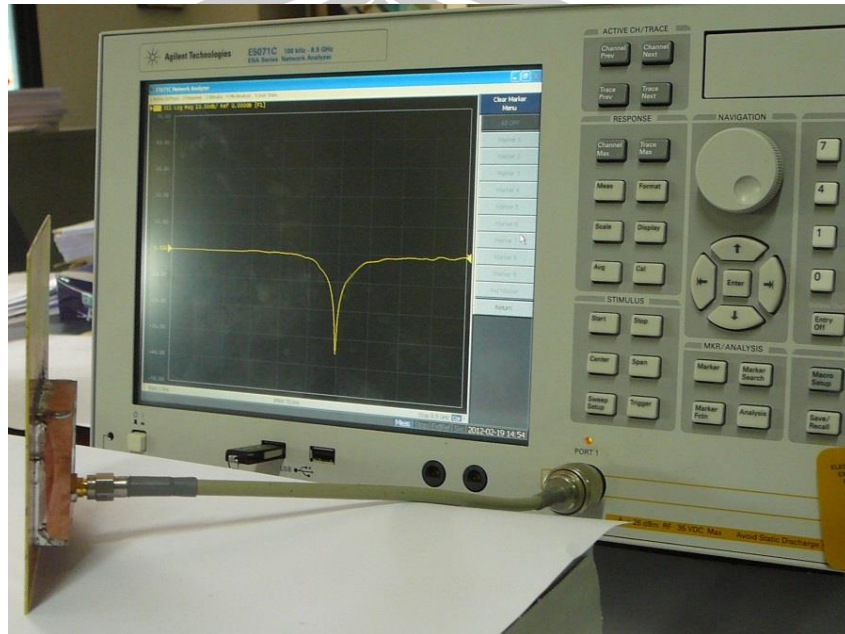
ภาพประกอบ 4.31 คาวิตีที่ป้อนสัญญาณจากด้านหลังของสายอากาศต้นแบบ



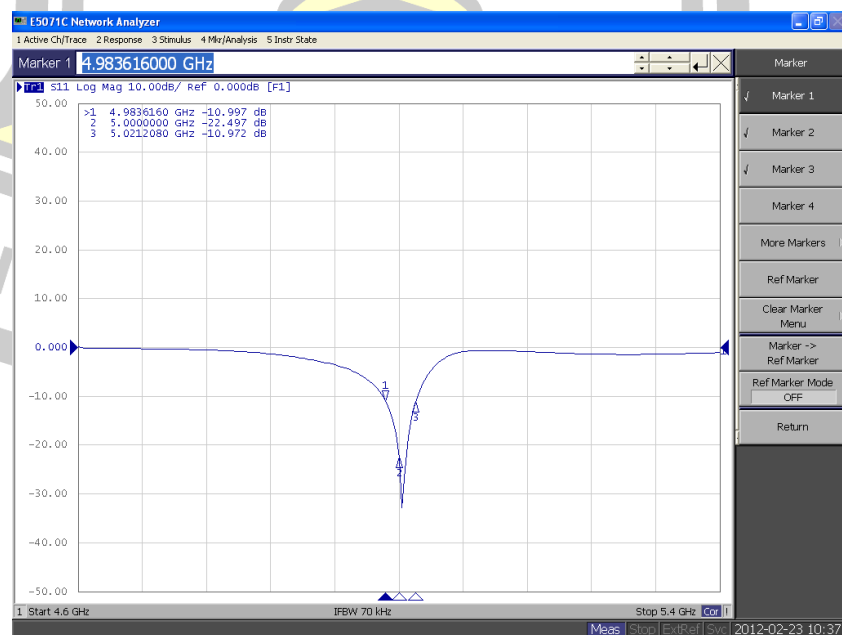
ภาพประกอบ 4.32 การวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย Agilent E5071C



ภาพประกอบ 4.33 การวัดการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบ 5×5 แผ่น

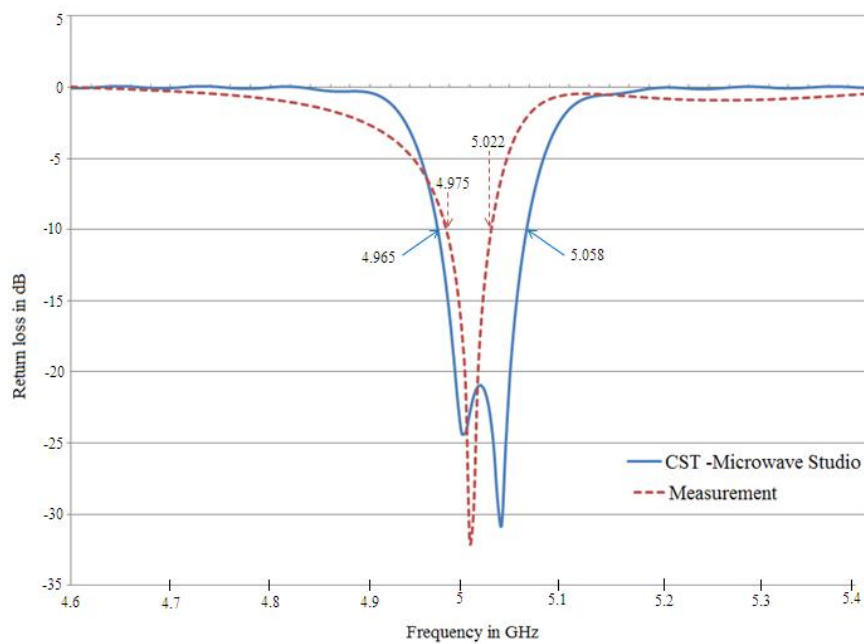


ภาพประกอบ 4.34 การวัดการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบขนาด 5×5 แผ่น



ภาพประกอบ 4.35 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบ

ภาพประกอบ 4.35 แสดงผลการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบด้วยเครื่อง ENA Series Network Analyzer รุ่น Agilent E5071C ของสายอากาศแถวลำดับต้นแบบขนาด 5x5 แผ่น มีค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่ 5 GHz เท่ากับ -22.457 dB และมีความกว้างแถบคิตที่ -10 dB เท่ากับ 40 MHz

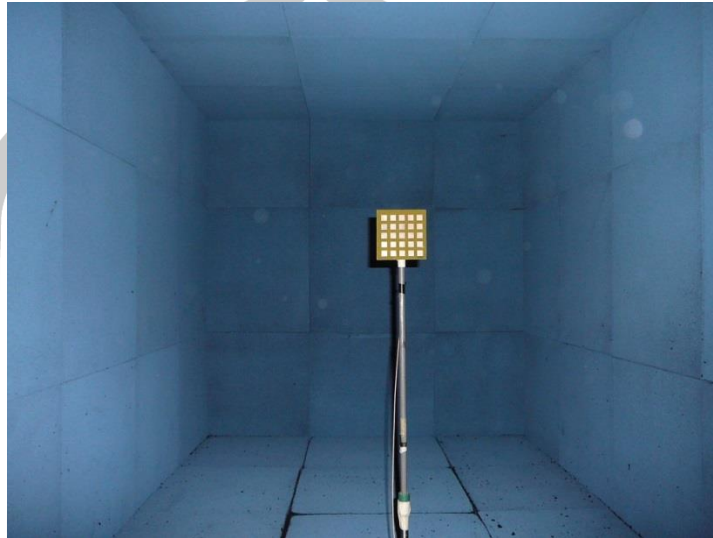


ภาพประกอบ 4.36 การเปรียบเทียบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบ

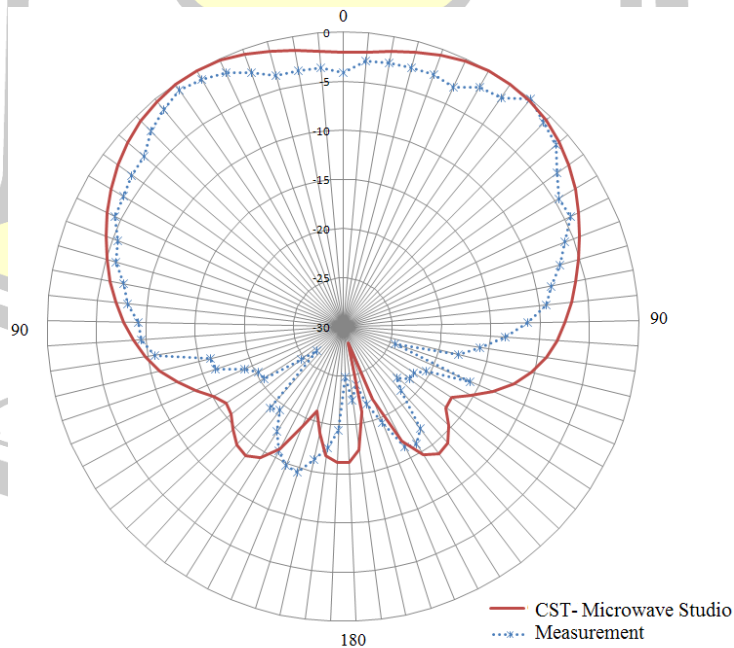
การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศต้นแบบขนาด 5x5 แผ่น จากการวัดจริงและจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST-Microwave Studio แสดงดังภาพประกอบ 4.36 จะพบว่ามีแนวโน้มของการเปลี่ยนแปลงที่ใกล้เคียงกัน โดยที่ความถี่ออกแบบ 5 GHz ค่าจากการวัดจริงและจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรมมีค่าเท่ากับ -22.46 dB และ -22.89 dB ตามลำดับ

การวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น ได้ใช้สายอากาศต้นแบบขนาด 5x5 แผ่นแผ่กระจายคลื่นสองตัวที่มีลักษณะเหมือนกันเป็นตัวส่งสัญญาณและรับสัญญาณที่ความถี่ 5 GHz โดยการวัดจะนำเสนอการวัดการแผ่กระจายคลื่นในสองระนาบคือ ระนาบสนามไฟฟ้า (E - plane) และในระนาบสนามแม่เหล็ก (H - plane) โดยในการพิจารณาจะใช้การวางตัวของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

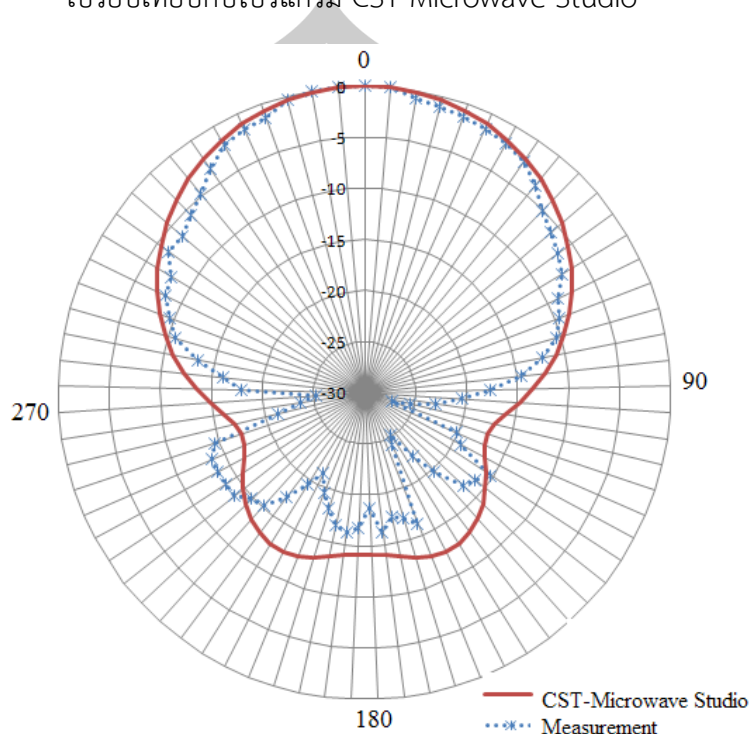
ภายในห้องเชื่อมร่วมสัญญาณเป็นหลักและการวัดการแผ่กระจายคลื่นนั้นได้ทำภายในห้องปิดกั้นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารบกวน (anechoic chamber) แสดงดังภาพประกอบ 4.37



ภาพประกอบ 4.37 แสดงการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศต้นแบบภายในห้องปิดกั้นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารบกวน



ภาพประกอบ 4.38 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศต้นแบบเมื่อเปรียบเทียบกับโปรแกรม CST-Microwave Studio



ภาพประกอบ 4.39 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศต้นแบบเมื่อเปรียบเทียบกับโปรแกรม CST-Microwave Studio

การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศต้นแบบขนาด 5x5 แผ่น จากการวัดจริงและจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรมในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ที่ความถี่ออกแบบ 5 GHz แสดงดังภาพประกอบ 4.38 และ 4.39 ตามลำดับจะพบว่ามีแนวโน้มของการเปลี่ยนแปลงที่ใกล้เคียงกัน และพบว่าอัตราส่วนการแผ่กระจายคลื่นหน้าต่อหลัง (Front-to-Black ratio : F/B ratio) คือความต่างระหว่างความเข้มของสนามในทิศทางที่มากที่สุดกับทิศทางการแผ่กระจายคลื่นกลับหลังหรือที่มุม 180 องศา ดังนั้นสามารถหา F/B ratio ของการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า จากภาพประกอบ 4.38 ของสายอากาศต้นแบบจากการวัดจริงและจากการจำลองผลโดยใช้โปรแกรมได้เท่ากับ 30 dB และ 16 dB ตามลำดับ และจากภาพประกอบ 4.39 สามารถหา F/B ratio ของการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศต้นแบบจากการวัดจริงและจากการจำลองผลโดยใช้โปรแกรมได้เท่ากับ 22 dB และ 14 dB ตามลำดับ

4.4 สรุป

จากผลการจำลองปัญหาสายอากาศแฉวลำดับไมโครสตริปโดยใช้เทคนิคการเชื่อมร่วมสัญญาณด้วยร่องจากควาวิตีที่อยู่ด้านหลังแฉวลำดับและป้อนสัญญาณให้กับควาวิตีด้วยโพรบเพื่อให้เกิดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่มีลำคลื่นกว้างและแมตซ์กับพื้นโลก โดยการใช้โปรแกรม CST-Microwave Studio ในการจำลองผลพบว่าการปรับเปลี่ยนขนาดและระยะห่างของแผ่นแผ่กระจายคลื่นสามารถทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นและสัมประสิทธิ์การสะท้อนได้ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าสัญญาณที่แผ่กระจายออกมาจากแผ่นแผ่กระจายคลื่นสามารถทำการปรับเปลี่ยนเฟสได้ด้วยการปรับขนาดและระยะห่างระหว่างแผ่นแผ่กระจายคลื่น และเมื่อนำค่าค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่วิเคราะห์ได้จากการใช้โปรแกรม CST-Microwave studio และเมื่อนำมาสร้างเป็นสายอากาศจริงสามารถให้ผลตอบสนองได้ใกล้เคียงกัน แต่จากผลการจำลองปัญหาการเปลี่ยนแปลงของเฟสยังไม่ครอบคลุมตั้งแต่ -180° ถึง 180° เพราะในการปรับเปลี่ยนขนาดและระยะห่างของแผ่นแผ่กระจายคลื่นร่วมกับขนาดของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณต้องคำนึงถึงการสูญเสียย้อนกลับ S_{11} ที่ความถี่ปฏิบัติการ $f_0 = 5 \text{ GHz}$ ไม่ให้สูงกว่า -10 dB ด้วย และเนื่องจากการใช้ร่องเชื่อมร่วมสัญญาณจากควาวิตีให้กับแผ่นแผ่กระจายคลื่นจึงทำให้ความกว้างแถบค่อนข้างแคบแต่มีข้อดีที่ลดอัตราการใช้พื้นที่กลับหลังได้



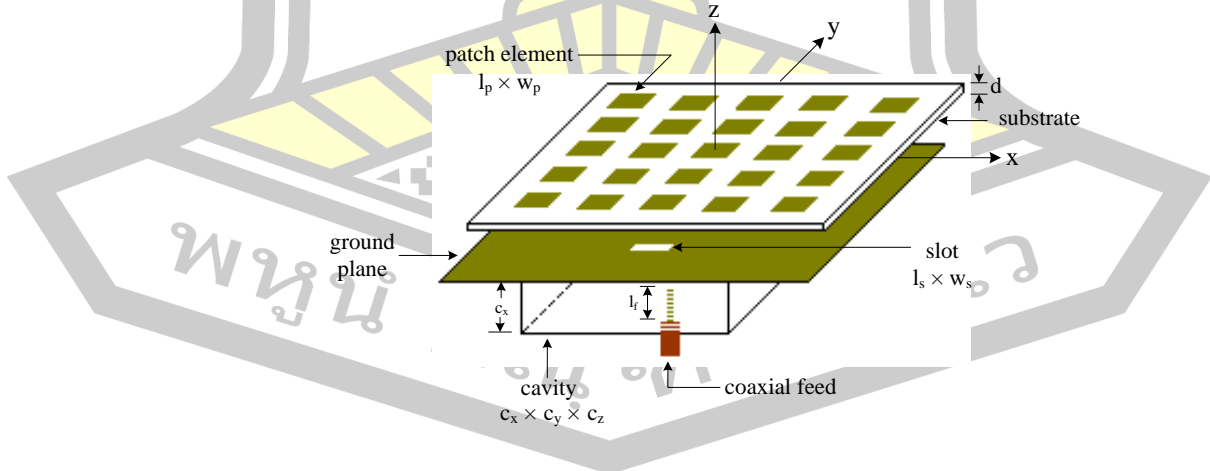
บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย

5.1 สรุปผลการวิจัย

งานวิจัยนี้เป็นการออกแบบตัวป้อนแบบควิวิตสำหรับสายอากาศไมโครสตริปเพื่อให้เกิดการแผ่กระจายคลื่นแบบลำคลื่นกว้าง ผู้วิจัยได้ดำเนินการศึกษาและออกแบบสายอากาศไมโครสตริป เพื่อใช้สำหรับการสื่อสารดาวเทียมวงโคจรต่ำ และสามารถประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารเครือข่ายไร้สายได้ด้วย โดยได้ออกแบบสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ย่าน C-Band ที่ความถี่ $f_0 = 5$ GHz ในการออกแบบสายอากาศต้นแบบ โดยงานวิจัยนี้มุ่งเน้นในการคิดค้นและพัฒนาวิธีการออกแบบการเชื่อมร่วมสัญญาณจากร่องบนควิวิตที่สู่แผ่นแผ่กระจายคลื่นแบบไมโครสตริปโดยใช้การจัดเฟสของสัญญาณด้วยการปรับขนาดและระยะห่างของแผ่นแผ่กระจายคลื่นร่วมกับร่องเชื่อมร่วมสัญญาณเพื่อให้ได้การทำงานที่เสมือนผิวโค้งของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังตัวสะท้อน ผลลัพธ์ของงานวิจัยโดยการใช้โปรแกรม CST-Microwave Studio ในการวิเคราะห์หาพารามิเตอร์โครงสร้างของสายอากาศที่ทำให้มีการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุดและมีลำคลื่นของการแผ่กระจายคลื่นที่กว้างมีดังนี้

5.1.1 ได้รูปทรงของสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริปที่ใช้การกระตุ้นสัญญาณด้วยร่องเชื่อมร่วมสัญญาณจากควิวิตโดยใช้โพรบในการป้อนสัญญาณแสดงดังภาพประกอบ 5.1 โดยสายอากาศต้นแบบถูกสร้างจากแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 แบบสองหน้าที่มีค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ $\epsilon_r = 4.4$ ความสูงของไดอิเล็กตริก $d = 0.8$ mm ขนาดของระนาบการวัดและไดอิเล็กตริกมีค่าเท่ากับ 100×100 mm



ภาพประกอบ 5.1 สายอากาศต้นแบบขนาด 5x5 แผ่น

ควาวิตี้แบบสี่เหลี่ยมจัตุรัสทำจากแผ่นทองแดงขึ้นรูปที่มีขนาดความกว้าง (C_x) ความยาว (C_y) มีค่าเท่ากับ 40.6 mm โดยการออกแบบควาวิตี้แบบสี่เหลี่ยมจัตุรัสออกแบบที่โดมิแนนซ์โหมดหรือความถี่เรโซแนนซ์ที่ต่ำสุดของควาวิตี้ ซึ่งควาวิตี้แบบสี่เหลี่ยมเกิดที่โหมด TE_{101} จะสามารถหารขนาดความกว้าง C_x และความยาว C_y ได้จากสมการ

$$C_x = C_y = \frac{1}{f_{101} \sqrt{2} \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (5.1)$$

ความสูงของควาวิตี้ C_z ออกแบบจากความยาวของสายป้อนสัญญาณ (probe feed; l_f) และค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่ออกแบบ โดยความสูงของควาวิตี้จะต้องมากกว่าความยาวของสายป้อนสัญญาณโดยงานวิจัยนี้ความสูง $C_z = 10$ mm การป้อนสัญญาณงานวิจัยนี้ป้อนสัญญาณด้วยโพรบให้กับควาวิตี้ที่มีความยาว $l_f = 6$ mm โดยพิจารณาจากค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ต่ำที่สุดที่ความถี่ออกแบบ

การเชื่อมร่วมสัญญาณจากควาวิตี้สู่แผ่นไมโครสตริปเชื่อมด้วยร่อง (slot couple) แบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยตำแหน่งของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณจะต้องอยู่กึ่งกลางแผ่นแผ่กระจายคลื่นและต้องวางอยู่จุดที่มีความหนาแน่นของกระแสเชิงผิวสูงที่สุด ณ ความถี่ใช้งานใดๆ จึงจะเกิดการเชื่อมร่วมสัญญาณสูงสุด และเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการแผ่กระจายคลื่นเกิดมาจากการแผ่กระจายคลื่นของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณขนาดของร่องต้องมีขนาดที่ไม่สัมพันธ์กับการแผ่กระจายคลื่นของร่อง ($\lambda/2$, $\lambda/4$) ในงานวิจัยนี้ออกแบบที่ $0.15\lambda_0$ พร้อมด้วยพิจารณาจากค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ต่ำที่สุดจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรมขนาดความยาวของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณ $l_s = 8.8$ mm ความกว้างร่อง w_s จะมีผลต่อขนาดของการเชื่อมร่วมสัญญาณไม่มากนักโดยงานวิจัยนี้ออกแบบที่ความกว้าง $w_s = 0.5$ mm

การออกแบบแผ่นแผ่กระจายคลื่นแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัสได้ใช้สมการทั่วไปของการออกแบบแผ่นสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมจากแบบจำลองสายส่ง (transmission model) จากสมการที่ (4.4-4.8) ร่วมกับการจำลองแบบด้วยโปรแกรมได้ขนาดแผ่น $l_p = 11.8$ mm

การปรับระยะห่างของแผ่นแผ่กระจายคลื่นแบบแถวลำดับขนาด 5×5 แผ่นแสดงดังภาพประกอบ 4.24 ระยะ $a = b = n\lambda$ เพื่อหาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ลำคลื่นกว้างและยังแมตซ์กับพื้นโลกโดยใช้โปรแกรมในการจำลองแบบได้ขนาดเท่ากับ $0.3\lambda_0$

5.1.2 งานวิจัยนี้พารามิเตอร์ที่มีผลกระทบกับค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่ความถี่ออกแบบคือ ความสูงของคาวีตี้ (C_z) ตำแหน่งของร่องเชื่อมร่วมสัญญาณบนคาวีตี้ (d_v) ขนาดของร่อง (l_r , w_r) ขนาดของแผ่นแพร่กระจายคลื่น (l_p) และระยะห่างระหว่างแผ่นแผ่กระจายคลื่น ($h\lambda$) พารามิเตอร์ที่มีผล กระทบกับความถี่คือ ขนาดของคาวีตี้ (C_x , C_y) และ ความยาวของสายป้อนสัญญาณ (l_f) ซึ่งทำให้ความถี่ใช้งานของสายอากาศเลื่อนไป

5.1.3 สร้างสายอากาศต้นแบบ ทำการวัดทดสอบพารามิเตอร์ของสายอากาศ ค่าการสูญเสียย้อนกลับและแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่ระยะห่างระหว่างแผ่น $0.3\lambda_0$ ที่ความถี่ 5 GHz เท่ากับ -22.89 dB ความกว้างแถบเท่ากับ 100 MHz ที่ -10 dB แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นโหลบลึกเกิดที่ $\pm 40^\circ$ และมีอัตราการขยาย 6 dB; ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง HPBW = $\pm 64.2^\circ$ ซึ่งจะเห็นว่ามีความใกล้เคียงกับแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลิกที่มีการป้อนสัญญาณเข้าที่ด้านหลังซึ่งเป็นเป้า หมายของงานวิจัยนี้

5.1.4 จัดทำบทความวิจัยทางวิชาการและส่งตีพิมพ์ในวารสารระดับนานาชาติ



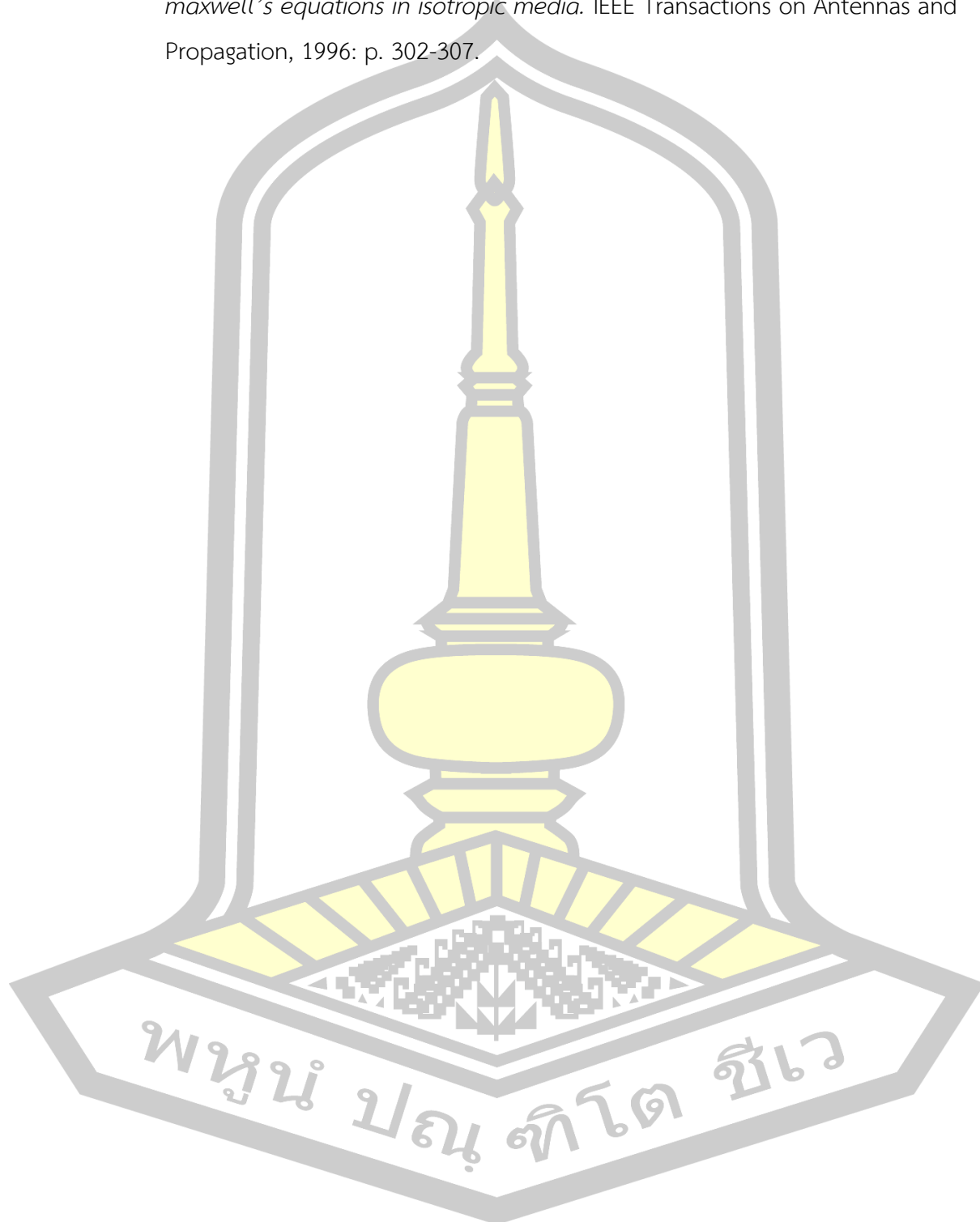
บรรณานุกรม

1. Munson, R.E., H.A. Haddad, and J.W. Hanlen, *Microstrip reflectarray for satellite communication and radar cross-section enhancement or reduction*. . U.S. patent 4, 1987: p. 684-952.
2. J., H., *Microstrip reflectarray antenna for the SCANSCAT radar application*. JPL publication, 1990: p. 90-45.
3. D., T.S. and P.D. M., *Analysis and design of a microstrip reflectarray using patches of variable size*. IEEE AP-S/URSI Symp, 1994: p. 1820-1823.
4. M., P.D. and M.T. A., *Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size*. IEE Electron. Lett, 1993. **29**(8): p. 657-658.
5. M., P.D., T.S. D., and S.H. D., *Design of millimeter wave microstrip reflectarrays*. IEEE Tran. on Antenna and Propagation, 1997. **45**(2): p. 287-295.
6. C., C.D. and H.M. C., *Microstrip reflectarray antenna with offset feed*. IEE Electron. Lett., 1992. **29**(16): p. 1489-1491.
7. C., C.D. and H.M. C., *Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization*. IEEE Tran. on Antenna and Propagation, 1995. **43**(8): p. 829-834.
8. J., H. and P.R. J., *A Ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles*. IEEE Tran. on Antenna and Propagation, 1998. **46**(5): p. 650-656.
9. D., J.R., W.X. D., and C. K., *Design and performance of a microstrip reflectarray antenna*. IEEE Tran. on Antenna and Propagation, 1995. **43**(9): p. 932-939.
10. D., P. and M. W., *Foiled reflectarray antenna*. IEE Electron. Lett., 1998. **34**(9): p. 832-833.
11. Y., S.K. and S. L., *Microstrip patches for a reflectarray*. IEEE Antennas and Propag. Society Int., 1999. **3**: p. 1666-1669.
12. R., C.M. and E. al., *Circularly polarised reflectarray with cross-slot of varying arms on ground plane*. IEE Proc. Microw. Antennas Propag, 2002. **149**(1): p. 64-70.

13. G., K.D., H. M., and R. A., *Design of an unequally spaced reflectarray*. IEEE Antennas and Wireless Prop. Letters, 2003. **2**: p. 33-35.
14. N, C.T. and W.Y. .C., *Proximity-coupled microstrip reflectarray*. IEEE Tran. on Antenna and Propagation, 2004. **52**(2): p. 631-635.
15. N., C.T. and S. H., *Microstrip reflectarray with QUAD-EMC element*. IEEE Tran. on Antenna and Propagation, 2005. **53**(6): p. 1993-1997.
16. Han, C.e.a. and N. (2004). A C/Ka dual frequency dual layer circularly polarized reflectarray antenna with microstrip ring elements. IEEE Tran. On Antenna and Propagation. Vol. 52, pp. 2871-2876., *A C/Ka dual frequency dual layer circularly polarized reflectarray antenna with microstrip ring elements*. IEEE Tran. On Antenna and Propagation, 2004. **52**(11): p. 2871-2876.
17. C., H., H. J., and C. K., *A high offset-fed X/Ka-dual band reflectarray using thin membranes*. IEEE Tran. on Antenna and Propagation, 2005. **53**(9): p. 2792-2798.
18. M., P.D., T.S. D., and P. R., *A shaped-beam microstrip patch reflectarray*. IEEE Tran. on Antenna and Propagation, 1999. **47**(7): p. 1167-1173.
19. A., E.J. and Z.J. A., *Three-layer printed reflectarray for contoured beam space application*. IEEE Tran. on Antenna and Propagation, 2004. **52**(5): p. 1138-1148.
20. A., E.J., *Design of two-layer printed reflectarray using patches of variable size*. IEEE Tran. on Antenna and Propagation., 2001. **49**(10): p. 1403-1410.
21. James D. S., P.G. R., and H.W.J. R., *Aperture coupling between microstrip and resonant cavities*. IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech, 1997. **MTT-25**(5): p. 392-396.
22. M., P.D., *Analysis of an infinite phase array of aperture coupled microstrip patches*. IEEE Trans. on Antenna and Propagation, 1989. **37**(4): p. 418-425.
23. M., H., D.J. P., and T. C., *Analysis of aperture-coupled microstrip antenna using cavity method*. Electron. Electron. Lett, 1989. **25**(6): p. 391-392.
24. O., S.H., *A novel of cavity resonator coupling to microstrip line*. European Microwave Conference, 1991. **1**: p. 807-811.
25. A., N.J. and et al, *A 29.3 GHz cavity-enclosed aperture coupled circular patch antenna for microwave circuit integration*. IEEE Micro. And Guided wave Letters., 1991. **1**(7): p. 170-171.

26. L., V.J. and J.J. M., *A scheme to lower the resonant frequency of the microstrip patch antenna*. IEEE Microw. and Guided wave Lett, 1992. **2**(7): p. 292-293.
27. F., Z. and A.J. T., *Infinite phased arrays of cavity-backed patches*. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 1994. **42**(3): p. 390-398.
28. M., J.A. and H.H. D., *Cavity feed technique for slot coupled microstrip patch array antenna*. IEE Proc. Microw. Antennas Propag, 1995. **142**(5): p. 784-789.
29. R., M.A., S.K. K., and K. A., *Cavity backed microstrip patch array feed for multiple beam applications*. IEEE Electron. Lett., 1998. **34**(1): p. 4 -6.
30. A., G.M., Z. J., and E.J. A., *Broadband cavity-backed and capacitively probe-fed microstrip patch arrays*. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2000. **48**(5): p. 784-789.
31. H., L.J. and e. al., *60 GHz High-gain aperture-coupled microstrip antennas using soft-surface and stacked cavity on LTCC multilayer technology*. IEEE Antennas and Propag. Society Int. Sym, 2006: p. 1621-1624.
32. Z., S. and F. P., *High-gain, high-efficiency integrated cavity-backed dipole antenna at Ka-band*. IEEE Ant. And Wireless Propag. Lett, 2006. **5**: p. 459 - 462.
33. W., H., B. N., and S. K., *Size reduction of cavity-backed slot antennas*. IEEE Trans. on Ant. And Propag, 2006. **54**(5): p. 1461 -1465.
34. Y., L., S. Z., and L.C. L., *A Compact dual-band cavity-backed slot antenna*. IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett, 2006. **5**: p. 4-6.
35. W., W., Y. J., and Y. N., *Design of an efficient X-band waveguide-fed microstrip patch array*. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 2007. **55**(7): p. 1933 - 1940.
36. M., S.P.F. and e. al., *A shaped reflector antenna for 60-GHz indoor wireless LAN access points*. IEEE Tran. on Vehicular Technology, 2001. **50**(2): p. 584-591.
37. P., K. and w. R., *Design of broad-beam microstrip reflectarray*. Wseas Tran. on Commuication, 2008. **7**(3): p. 180 -187.
38. G., R. and et al, *Microstrip antenna design handbook*, ed. 1. 2001: Artech House Inc.
39. A., B.C., *Antenna theory analysis and design*, ed. 2. 1997: John wiley and sons Ins.

40. Kane, Y., *Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1996: p. 302-307.



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ	นายธนา ภูชลิม่วง
วันเกิด	11 พฤศจิกายน 2518
สถานที่เกิด	อำเภออมลาคไสย จังหวัตกาฬสินธุ์
สถานที่อยู่ปัจจุบัน	164/1 หมู่ 1 ถนนเขตสาคร ตำบลหลักเมือง อำเภออมลาคไสย จังหวัตกาฬสินธุ์ รหัสไปรษณีย์ 46130
ตำแหน่งหน้าที่การงาน	อาจารย์
สถานที่ทำงานปัจจุบัน	สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน วิทยาเขตขอนแก่น
ประวัติการศึกษา	พ.ศ. 2541 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) วิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี พ.ศ. 2544 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วศ.ม.) วิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ พ.ศ. 2564 ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต (ปร.ด.) วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม

พจนัน ปณุกิตโต ชีวะ