

วัสดุฐานรองใหม่สำหรับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปย่านแถบเอ็กซ์

A NEW SUBSTRATE FOR X-BAND MICROSTRIP PATCH ANTENNA



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2566

KMITL 2023-EN-D-018-059

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A NEW SUBSTRATE FOR X-BAND MICROSTRIP PATCH ANTENNA



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2023
KMUTL-2023-EN-D-018-059

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2023

SCHOOL OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

วัสดุฐานรองใหม่สำหรับสายอากาศแผ่นแบบไมโคร
สตริปย่านแถบเอ็กซ์

นักศึกษา

นางสาวอัจฉราพร ปิ่นสกุล

รหัสประจำตัว

58601025

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2566

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร.สถาพร พรหมวงศ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวัสดุฐานรองใหม่สำหรับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปย่านแถบเอ็กซ์ สำหรับสายอากาศรวมแบบแอกทีฟ ในวัสดุฐานรองอะลูมินาซึ่งถูกโคปด้วยทองคำบริสุทธิ์ที่ความร้อนสูง ทำให้มีคุณสมบัติสภาพความต้านทานสูงขึ้นจากอะลูมินาบริสุทธิ์ ซึ่งเป็นวัสดุฐานรองใหม่สำหรับสายอากาศแผ่นแบบโมนอลิทริก และเป็นวัสดุฐานรองที่มีคุณสมบัติดีสำหรับสายอากาศแผ่นแบบโมนอลิทริกอีกทั้งยังง่ายต่อการสร้างเข้าด้วยกันกับวงจรรวมแอกทีฟ นอกจากนี้แล้ววัสดุฐานรองอะลูมินายังมีค่าสภาพยอมสัมพัทธ์สูง ทำให้สามารถสร้างสายอากาศให้มีขนาดเล็กได้ ดังนั้นสามารถพัฒนาสร้างสายอากาศรวมแบบแอกทีฟ รวมทั้งยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรรวมย่านไมโครเวฟแบบโมนอลิทริก (MMIC) ในงานวิจัยนี้จะอธิบายทฤษฎีและหลักการที่ใช้และทำการวัดคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นในย่านความถี่แถบเอ็กซ์ เปรียบเทียบกับทฤษฎีรวมทั้งเหตุผลของความแตกต่างระหว่างแบบรูปที่ได้จากการวัดกับและทฤษฎี

Thesis Title	A New Substrate for X-band Microstrip Patch Antenna
Student	Miss Atcharaporn Pinsakul
Student ID.	58601025
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2023
Thesis Advisor	Asst. Prof. Sathaporn Promwong

ABSTRACT

This thesis presents a monolithic alumina substrate of X-band microstrip path antenna for active integrated antenna. Alumina substrate doped with pure gold at high temperature is a new substrate enhancing the resistivity of the monolithic patch antenna. This substrate yields good performance for the microstrip patch antenna, and it is easy to fabricate with the active integrated antenna. In addition, a small antenna having high permittivity silicon substrate can be applied to monolithic microwave integrated circuit. Theory and the measurement for the dispersion characteristic of the fabricated antenna for X-band was shown in the thesis. The comparison between measurement results and theoretical ones were demonstrated as well.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงด้วยดี ผู้เขียนกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สถาพร พรหมวงศ์ อาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ได้ช่วยกรุณาให้คำแนะนำ ชี้แนะแนวทางในการแก้ปัญหา ฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยได้ ตลอดจนได้ตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์นี้ ขอกราบขอบพระคุณท่านที่ได้มีส่วนช่วยในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังนี้

- Prof. Dr. Shigeo Kawasaki ในการช่วยคำแนะนำและแนวคิดในการทำวิจัย
- Prof. Dr. Hideki Kimura ในการช่วยแนะนำการบวนการสร้างและอุปกรณ์
- Prof. Dr. Jun-ichi Takada ในการช่วยแนะแนวทางการวิเคราะห์ทางทฤษฎี
- รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล ในการช่วยแนะนำ และขบวนในการสร้าง
- อาจารย์และเจ้าหน้าที่ศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ช่วยอำนวยความสะดวกในการสร้างชิ้นงาน

ขอกราบขอบคุณ คุณธนดล เตียงทอง ที่ได้ช่วยอนุเคราะห์ประสานงานต่าง ๆ และตรวจทานแบบฟอร์มวิทยานิพนธ์ให้มีความถูกต้อง ตลอดจนเพื่อน ๆ สมาชิกในห้องปฏิบัติการวิจัย ระบบการสื่อสารไร้สายทุกท่านที่ช่วยเหลือและให้กำลังใจอย่างดียิ่งเยี่ยม

ขอกราบขอบพระคุณ บิดาและมารดาเป็นอย่างสูง ที่ได้ช่วยเหลือและให้กำลังใจในการทำงานกับผู้เขียนมาโดยตลอด

อัจฉราพร ปิ่นสกุล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	
ภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อ	
ภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
สัญลักษณ์.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 บทนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.1.1 ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป.....	6
2.1.2 การนำไปประยุกต์ใช้งาน.....	6
2.2 คุณสมบัติพื้นฐานของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป.....	7
2.3 การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป.....	8
2.4 การแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป.....	10
2.5 ตัวแปรแสดงคุณภาพ (quality factor) แบนด์วิดท์ และประสิทธิภาพ.....	11
2.6 บทสรุป.....	13
บทที่ 3 ทฤษฎีอะลูมินาไดโพลทองคำ.....	14
3.1 บทนำ.....	14
3.2 ทฤษฎี.....	14
3.2.1 สัมประสิทธิ์การแพร่ของอะตอมทองคำในอะลูมินา.....	15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2.2 ระดับพลังงานของอะตอมทองคำในอะลูมินา.....	16
3.2.3 ค่าพิกัดความต้านทานของอะลูมินาที่ถูกแพร่ด้วยทองคำ.....	17
3.3 การวัดค่าพารามิเตอร์ของวัสดุฐานรองอะลูมินาโดปทอง.....	18
3.3.1 การวัดค่าพิกัดความต้านทาน.....	18
3.3.2 วัดค่าความต้านทานแผ่น (sheet resistivity ρ_s).....	19
3.4 สรุป.....	21
บทที่ 4 การวิเคราะห์และการออกแบบ.....	22
4.1 กล่าวนำ.....	22
4.2 การวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองควิตี.....	22
4.3 การวิเคราะห์ด้วยวิธีโมเมนต์.....	33
4.3.1 ควอไซกรีนฟังก์ชัน.....	34
4.4 การสูญเสียในวัสดุฐานรองอะลูมินาโดปทองคำ.....	36
4.5 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่น.....	38
4.6 ขั้นตอนการออกแบบ.....	39
4.7 สรุป.....	47
บทที่ 5 กระบวนการสร้างสายอากาศ.....	48
5.1 กระบวนการสร้างของสายอากาศ.....	48
5.1.1 ขั้นตอนการเตรียมกระจกต้นแบบ.....	48
5.1.2 ขั้นตอนการเตรียมแผ่นอะลูมินา.....	49
5.1.3 กระบวนการเคลือบสารทองคำ (Au Evaporation).....	49
5.1.4 กระบวนการแพร่อะตอมทองคำ (Au Diffusion).....	52
5.1.5 ชัดผิวกำจัดเศษทองคำ (Au Lapping).....	52
5.1.6 กระบวนการโฟโตลิโทกราฟี.....	52
5.1.7 การฉายด้วยแสงอุลตราไวโอเล็ต (Exposed to UV).....	53
5.1.8 การล้างสารไวแสง (Development).....	54
5.1.9 การเคลือบสารทองคำบนลวดลาย.....	54
5.1.10 การลอกฟิล์มด้วยวิธีการ Lift off.....	54
5.1.11 การซินเตอร์ (Sintering).....	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.1.12 กระบวนการเชื่อมต่อ (Bonding).....	55
5.2 สรุป.....	55
บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง.....	57
6.1 การทดลองวัดพารามิเตอร์ของชิ้นสาร.....	57
6.2 การทดสอบความถี่รีโซแนนท์ของสายอากาศ.....	58
6.3 การทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น.....	59
บทที่ 7 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	62
เอกสารอ้างอิง.....	66
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก การคำนวณขนาดของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	69
ภาคผนวก ข การสร้างสายอากาศแผ่นแบบไมโนลิตริกบนวัสดุฐานรองอะลูมินา.....	71
ภาคผนวก ค การวัดหาค่าพิกัดความต้านทาน.....	77
ภาคผนวก ง ผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในระหว่างศึกษาระดับปริญญาเอก.....	78
ประวัติผู้เขียน.....	101

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การเปรียบเทียบสายอากาศที่มีโครงสร้างเป็นระนาบเรียบชนิดต่าง ๆ	5
3.1 ค่า correction สำหรับโพร์พอยท์โพรบ เมื่อใช้วัดแผ่นบาง.....	20
3.2 Correction factor ของ ρ เมื่อ t ไม่น้อยกว่า S มาก.....	20
4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตอิมพีแดนซ์ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและความถี่.....	45



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สายอากาศไมโครสตริปและระบบพิกัด.....	8
2.2 รูปร่างของแผ่นสายอากาศไมโครสตริปแบบต่าง ๆ.....	8
2.3 การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริป.....	9
2.4 วงจรสมมูลย์ของการป้อนสัญญาณตามรูปที่ 2.3.....	9
2.5 ประสิทธิภาพและแบนวิดท์ต่อความสูงของวัสดุฐานรองที่ความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศ ไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยใช้วัสดุฐานรองที่แตกต่างกัน 2 ชนิด.....	13
3.1 ตัวอย่างโครงสร้างอะลูมินาไดปทงค้ำ.....	14
3.2 ค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ของอะตอมของธาตุชนิดต่าง ๆ.....	15
3.3 การแพร่ของอะตอมทงค้ำเข้าไปอยู่ระหว่างอะตอมอะลูมินา.....	16
3.4 Solid Solubility ของสารเจือชนิดต่าง ๆ ในอะลูมินา.....	16
3.5 ไดอะแกรมระดับพลังงานของอะลูมินาที่ถูกแพร่ด้วยอะตอมทงค้ำ.....	17
3.6 การวัดค่าพิกัดความต้านทานโดยวิธีโพรมอยท์โพรบ.....	19
4.1 การแผ่กระจายประจุและความหนาแน่นของกระแสบนแผ่นสายอากาศไมโครสตริป.....	22
4.2 โครงสร้างทางเรขาคณิตของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	23
4.3 โครงสร้างของสนามสำหรับสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	27
4.4 ความหนาแน่นกระแสสมมูลบนด้านทั้ง 4 ของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	28
4.5 ร่องสำหรับแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและกระแสแม่เหล็ก สมมูล.....	30
4.6 แบบรูปในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสำหรับแผ่นไมโครสตริปร่องเดี่ยวและทั้งสอง ร่อง.....	30
4.7 ความหนาแน่นกระแสบนร่องที่ไม่มีกระแสกระจายคลื่นสำหรับสายอากาศไมโครสตริปรูป สี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	30
4.8 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปและวัสดุฐานรอง.....	34
4.9 องค์กรประกอบ Q เปรียบเทียบกับสภาพความต้านทานของวัสดุฐานรอง.....	37
4.10 แบบรูปการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าบนวัสดุฐานรองที่ ρ ต่างกัน.....	38
4.11 สัมประสิทธิ์การสะท้อนบนวัสดุฐานรองที่ ρ ต่างกัน.....	39
4.12 อัตราขยายของสายอากาศและประสิทธิภาพเทียบกับสภาพความต้านทาน.....	39
4.13 โครงสร้างของสายอากาศแผ่น.....	41
4.14 โครงสร้างในส่วนของแมตซ์ซิ่ง.....	41
4.15 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศเมื่อนำสายอากาศแผ่นมารวมเข้ากับวงจรในส่วนของ แมตซ์ซิ่งเรียบร้อยแล้ว.....	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.16 ขนาดของสายอากาศปลະส่วนแมตซ์ซึ่งหลังการออกแบบเรียบร้อยแล้ว.....	43
4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตอิมพีแดนซ์กับความถี่.....	44
4.18 $ S_{11} $ ที่ได้จากโปรแกรมโมเมนตัม.....	44
5.1 กระจกมาร์ค.....	49
5.2 กระบวนการสร้างของสายอากาศ.....	50
5.3 ภาพตัดขวางแผ่นผลึกอะลูมินา.....	50
5.4 ภาพตัดขวางการเคลือบสารทองคำ.....	51
5.5 ภาพตัดขวางการแพะอะตอมทองคำลงในแผ่นผลึกอะลูมินา.....	51
5.6 ภาพตัดขวางหลังหลังการ Lapping.....	52
5.7 ขั้นตอนขบวนการโฟโวลติโกราฟี.....	53
5.8 ภาพตัดขวางหลังจากเคลือบสารไวแสง.....	53
5.9 ภาพตัดขวางขั้นตอนฉายแสง.....	53
5.10 ภาพตัดขวางหลังจาก Developer.....	54
5.11 ภาพตัดขวางกระบวนการเคลือบสารทองคำ.....	54
5.12 ภาพตัดขวางของชิ้นงานที่ได้หลังจากการลอกฟิล์มออกแล้ว.....	54
5.13 ชิ้นงานเมื่อทำการลอกฟิล์มแล้ว.....	55
5.14 โครงสร้างภาพตัดขวางของสายอากาศที่ได้หลังการเชื่อมต่อ.....	55
6.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของแผ่นผลึกอะลูมินาชนิดเอ็นทีเอ็มอะตอมทองคำ โตะทองคำ.....	58
6.2 สายอากาศแผ่นแบบโมนอลิตรีกบนวัสดุฐานรองโตะทองคำ.....	58
6.3 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศแผ่นแบบโมนอลิตรีกบนวัสดุฐานรองอะลูมินาโตะ ทองคำ.....	59
6.4 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบสายอากาศภายในห้องไร้การสะท้อน.....	60
6.5 สัญญาณที่รับได้จากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม.....	61
6.6 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบโมนอลิตรีกบนวัสดุฐานรองอะลูมินา โตะทองคำในระนาบ (a) สนามไฟฟ้า (b) สนามแม่เหล็ก.....	61

สัญลักษณ์ (List of Symbol)

สัญลักษณ์	ความหมาย
A, \bar{A}	Vector magnetic potentials (ศักย์แม่เหล็กเวกเตอร์)
BW	Bandwidth (ความกว้างแถบ)
D, D_w	Directivities (สภาพเจาะจงทิศทาง)
E	Electric field (สนามไฟฟ้า)
E_ρ, E_θ, E_ϕ	Component of E (องค์ประกอบของศักย์ไฟฟ้าเวกเตอร์)
F	Vector electric potentials (ศักย์ไฟฟ้าเวกเตอร์)
F_ρ, F_θ, F_ϕ	Components of F (องค์ประกอบของศักย์ไฟฟ้าเวกเตอร์)
F, F_a, F_d	Frequencies (ความถี่)
f_c	Cut off frequency (ความถี่ตัด)
f_r	Resonant frequency (ความถี่เรโซแนนซ์)
$f_{(\theta, \phi)}$	Element pattern (แบบรูปองค์ประกอบ)
G	Green's function (กรีนฟังก์ชัน)
G_a, G_w	Conductances (ความนำ)
G_d, G_e, G_s	Gains (อัตราขยาย)
g	Conductance (ความนำ)
g_{12}	Mutual conductance (ความนำร่วม)
H	Magnetic field (สนามแม่เหล็ก)
$H, H^e(r), H^m(r)$	Magnetic field vectors (เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก)
$H_\theta, H_\phi, H_\rho, H_\eta$	Components of H (องค์ประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า)
h	Substrate thickness (ความหนาของวัสดุฐานรอง)
J, J_s	Electric current densities (ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า)
K_{nm}	Normalized wave number (จำนวนคลื่นแบบนอร์มัลไลซ์)
k, k_n, k_{mn}, k_{nm}	Wave numbers (จำนวนคลื่น)
k_0	Free-space wave number (จำนวนคลื่นอวกาศว่าง)
L_p	Length of the microstrip antenna (ความยาวของสายอากาศแบบไมโครสตริป)
MA	Microstrip antenna (สายอากาศแบบไมโครสตริป)
MPA	Microstrip patch antenna (สายอากาศแบบแผ่นไมโครสตริป)
Q	Quality factor (ตัวประกอบคุณภาพ (Q))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์

ความหมาย

Q_r	Total quality factor (ตัวประกอบคุณภาพทั้งหมด)
Q_c, Q_d, Q_s	Various quality factor (ตัวประกอบคุณภาพที่ต่างกัน)
S	VSWR (Voltage standing-wave ratio) (อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน)
TEM	Transverse electromagnetic (แม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง)
t	Strip thickness (ความหนาस्टริป)
$\tan \delta$	Loss tangent of dielectric material (แทนเจนต์การสูญเสียของวัสดุไดอิเล็กตริก)
W_p	Width of microstrip antenna (ความกว้างสายอากาศแบบไมโครस्टริป)
Z_{in}	Input impedance (อิมพีแดนซ์ด้านเข้า)
ϵ	Permittivity (สภาพยอม)
ϵ_{eff}	Effective relative permittivity (สภาพยอมสัมพัทธ์ประสิทธิผล)
ϵ_r	Relative permittivity (สภาพยอมสัมพัทธ์)
ϵ_0	Free-space permittivity (สภาพยอมในอวกาศว่าง)
γ	Propagation constant (ค่าคงตัวการแพร่กระจาย)
λ_m	Wavelength in microstrip (ความยาวคลื่นในไมโครस्टริป)
λ_g	Wavelength in waveguide (ความยาวคลื่นในท่อนำคลื่น)
λ_0	Free-space wavelength (ความยาวคลื่นในอวกาศว่าง)
μ	Permeability (สภาพคล่องตัว)
μ_0	Free-space permeability (สภาพความคล่องตัวในอวกาศว่าง)
Γ, Γ_{mn}	Reflection coefficient (สัมประสิทธิ์การสะท้อน)
Γ, Γ_{mn}	Reflection coefficient (สัมประสิทธิ์การสะท้อน)
σ	Conductivity (สภาพนำ)
θ	Angle (มุม)
ϕ	Electrostatic Potential Azimuth angle (มุมแอสิมัทศิกย์ไฟฟ้าสถิต)
C	ความเร็วคลื่นแสง
D	ค่าคงที่การแพร่
D	สัมประสิทธิ์การแพร่
E	พลังงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์

ความหมาย

E_A	ระดับพลังงานผู้รับ
E_a	ระดับพลังงานผู้รับ
E_C	พลังงานของแถบความนำ
E_D	ระดับพลังงานผู้ให้
E_d	ระดับพลังงานผู้ให้
E_i	ระดับพลังงานกึ่งกลางช่องว่าง
E_F	ระดับพลังงานเฟอร์มิ
E_{FAu}	ระดับพลังงานเฟอร์มิเมื่อเติมทองคำ
E_{FP}	ระดับพลังงานเฟอร์มิของสารชนิดพี
E_{fn}	ระดับพลังงานเฟอร์มิของสารชนิดเอ็น
E_g	พลังงานช่องว่าง
E_V	พลังงานของแถบวาเลนซ์
E_C	พลังงานแถบความนำ
E_F	พลังงานระดับเฟอร์มิ
E_G	พลังงานแถบต้องห้าม
E_I	พลังงานระดับอินทรินซิก
E_V	พลังงานแถบวาเลนซ์
J	ความหนาแน่นกระแส
N	ความหนาแน่นสารเจือ
N_A	ความหนาแน่นสารเจือผู้รับ
N_{Au}	ความหนาแน่นของอะตอมทองคำ
N_B	ความหนาแน่นสารเจือเดิม
N_C	ความหนาแน่นสารเจือในคอลเลคเตอร์
N_D	ความหนาแน่นอะตอมผู้ให้
N_O	ความหนาแน่นสารเจือสูงสุดที่ผิว
N_T	ความหนาแน่นของศูนย์กลางการรวมตัว
n	ความหนาแน่นของอิเล็กตรอน
T	อุณหภูมิสมบูรณ์
ρ	พิกัดความต้านทาน
ρ_s	ความต้านทานแผ่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์

ความหมาย

μ	ความคล่องตัวของพาหะ
μ_e	ความคล่องตัวของอิเล็กตรอน
μ_h	ความคล่องตัวของโฮล
μ_n	ความคล่องตัวของอิเล็กตรอน
μ_p	ความคล่องตัวของโฮล
ρ	พิกัดความต้านทาน
ρ_s	พิกัดความต้านทานแผ่น
σ	ความนำไฟฟ้าจำเพาะ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 บทนำ

การวิจัยค้นคว้าในการใช้ประโยชน์จากคลื่นไมโครเวฟ (Microwave) และคลื่นมิลลิเมตร (Millimeter-wave) มีมากขึ้น ซึ่งสายอากาศรวมแบบแอคทีฟ (Active Integrated Antenna: AIA) ได้ใช้เทคนิคควอไซออปติคอล (Quasi-Optical Technique) ซึ่งเป็นเทคนิคที่ได้รับความนิยมอยู่ในปัจจุบัน ด้วยจุดเด่นที่มีโครงสร้างกระทัดรัด ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และใช้ต้นทุนต่ำ ตลอดจนมีเสถียรภาพทางด้านความถี่สูงและเป็นระบบการสื่อสารแบบไร้สาย [1-4]

สายอากาศแบบแอคทีฟโดยทั่วไปจะเป็นโครงสร้างที่รวมเอาอุปกรณ์ที่มีอัตราขยาย เช่น Gunn diode หรือทรานซิสเตอร์ เข้ากับสายอากาศแบบระนาบ ได้แก่ สายอากาศไดโพล (Dipole Antenna) สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป (Microstrip Patch Antenna) หรือสายอากาศร่องแบบระนาบ (Planar Slot Antenna) [5-8] ฉะนั้นสายอากาศแบบระนาบและวงจรรวมแบบแอคทีฟ ได้ปรับเปลี่ยนการใช้งานของระบบคลื่นไมโครเวฟและคลื่นมิลลิเมตรขึ้นไปอีกระดับหนึ่ง [9-11]

สำหรับจุดมุ่งหมายของการประดิษฐ์สายอากาศแบบระนาบที่ถูกบ่อนด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองอะลูมินาไดปทงคำ เพื่อเป็นการง่ายขึ้นในการรวมเข้ากับ MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) ของวงจร RF ในภาคแรก แต่อย่างไรก็ตาม ข้อจำกัดในการใช้ก็ยังคงมีอยู่บ้าง เช่น ยังคงต้องพิจารณาต่อไป [12-16] และในปัจจุบันยังคงมีการพัฒนาเทคโนโลยีของสายอากาศขึ้นอย่างต่อเนื่องซึ่งได้แก่ สายอากาศแบบโมโนลิทริกที่รวมอยู่ในสายอากาศแบบแอคทีฟและการประยุกต์ใช้งาน เช่น ระบายแบนด์ไร้สายภายใน และเรดาร์ป้องกันการชนของรถยนต์ [8]

ดังนั้นจึงได้นำความรู้เกี่ยวกับสายอากาศแบบระนาบซึ่งได้แก่ สายอากาศแผ่นบนวัสดุฐานรองอะลูมินาไดปทงคำ ซึ่งแสดงให้เห็นถึงจุดที่มีประสิทธิภาพต่ำ, มีประสิทธิภาพในการแผ่กระจายคลื่นต่ำ และเกิดการสูญเสียเนื่องจากคลื่นผิว [17-20] จากรายละเอียดข้างต้น จะเห็นถึงปัญหาหลายอย่างในการใช้งานที่ความถี่สูง และผลที่ได้จากสายอากาศแผ่นคือ มีอัตราขยายและประสิทธิภาพต่ำ ซึ่งมีสาเหตุจากการคับปลิง โพลาริเซชัน และการที่ต่อเข้าด้วยกันหลายชั้น แต่อย่างไรก็ตามจุดด้อยต่าง ๆ สามารถแก้ไขได้โดยการสร้างให้เหมาะสมโดยให้ทำงานในสารกึ่งตัวนำโดยใช้อะลูมินาไดปทงคำ [21-23]

การวิเคราะห์สายอากาศส่วนใหญ่จะอาศัยทฤษฎีทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ในการแก้ปัญหาต่าง ๆ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วิธีการวิเคราะห์ซึ่งได้แก่ แบบจำลองควาวิตีและวิธีโมเมนต์ (Moment Method) และได้แสดงถึงการประดิษฐ์สายอากาศแผ่นแบบโมโนลิทริกบนวัสดุฐานรองอะลูมินาไดปทงคำ ซึ่งเป็นวัสดุฐานรองที่ดีซึ่งได้เปรียบเทียบกับข้อมูลจากการทดลองกับการวิเคราะห์จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎี และได้แสดงถึงการใช้อุณหภูมิสูงในการปฏิบัติการสร้าง ซึ่งมีข้อจำกัดในการทำสารอะลูมินา กับสารทองคำบริสุทธิ์เพื่อแก้ไขให้ดีขึ้น โดยนำมาสร้างเป็นสายอากาศ ซึ่งมีสภาพความต้านทาน (Resistivity) สูงกว่า 10^6 [$\Omega \cdot \text{cm}$] ข้อมูลนี้ได้จากการวัดเปรียบเทียบกับกราฟความสัมพันธ์กระแส และแรงดันที่ได้จากทฤษฎี และการสูญเสียที่เปลี่ยนแปลงไปตามพารามิเตอร์โดยการวิเคราะห์ด้วยวิธี โมเมนต์ สำหรับสายอากาศแบบระนาบบนวัสดุฐานรองอะลูมินาโดปทองคำ ได้ทำการประดิษฐ์ขึ้นจริง และได้ทำการวัดทดสอบเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดกับผลทางทฤษฎี รวมทั้งเหตุผลความแตกต่าง ได้แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ครบถ้วนแล้ว

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

จากที่กล่าวมาในตอนต้น เป็นการแนะนำเกี่ยวกับหลักการและข้อดีของสายอากาศแผ่นแบบ โมโนลิทริกบนวัสดุฐานรองอะลูมินา และเป็นการพัฒนาเทคโนโลยีสายอากาศ ซึ่งสาระในวิทยานิพนธ์ ฉบับนี้เป็นการศึกษาและพัฒนาวัสดุฐานรองสำหรับสายอากาศที่มีความเหมาะสม เพื่อวิจัยหลักการ เบื้องต้นของสายอากาศรวมแบบแอกทีฟ ทั้งนี้ได้นำมาใช้เป็นประโยชน์เพื่อประกอบการอธิบายแสดง ทฤษฎีของสายอากาศรวมแบบแอกทีฟ และใช้เป็นอุปกรณ์ในการศึกษาทดลองให้แก่ นักศึกษา วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังที่จะให้เป็นแนวทางในการศึกษาเพื่อสร้างสรรค์และพัฒนาให้แก่ นักศึกษา นำไปประยุกต์และพัฒนาสำหรับใช้งานในด้านเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และเทคโนโลยีการสื่อสาร ต่อไป

1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

เสนอวัสดุฐานรองใหม่สำหรับสายอากาศแบบไมโครสตริป โดยปกติแล้วสายอากาศแผ่นไมโคร สตริปจะถูกสร้างบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริก ก็ยังมีปัญหาเรื่องขนาดของสายอากาศอยู่ แต่ใน ปัจจุบันนั้นมีความต้องการคุณสมบัติของสายอากาศที่มีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบา จึงมีแนวคิดใช้วัสดุฐานรองเป็นสารกึ่งตัวนำ คืออะลูมินา แต่ลำพังสารอะลูมินาอย่างเดียวก็ไม่สามารถ ใช้งานที่ความถี่สูงได้ จริงได้เติมอะตอมทองคำในแผ่นผลึกอะลูมินาชนิดเอ็็น ระนาบ (111) มีสภาพ ความต้านทาน 10^2 [$\Omega \cdot \text{cm}$] และมีสภาพยอมสัมพัทธ์ $\epsilon_r = 11.8$ ทำให้มีคุณสมบัติในการ เปลี่ยนแปลงทางไฟฟ้าและมีความเป็นอินทรินซิก (Intrinsic) มากขึ้น ในกระบวนการสร้างนั้นเป็น กระบวนการทางเคมีคอนดักเตอร์ โดยวิธีการใช้ความร้อนสูง และนอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติทำให้สภาพ ความต้านทานสูง จากการวัดเทียบกับความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน ซึ่งปรากฏว่ามีสภาพความ ต้านทานมากกว่า 10^6 [$\Omega \cdot \text{cm}$] ซึ่งมีความเหมาะสมสำหรับวัสดุฐานรองที่ดีสำหรับสายอากาศแผ่น แล้วใช้งานที่ความถี่สูงได้ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบสายอากาศ ท างานที่ความถี่ 10 GHz ด้วย คุณสมบัติพารามิเตอร์ข้างต้น สามารถออกแบบและสร้างสายอากาศแผ่นไมโครสตริปให้มีขนาดเล็ก ลงได้ เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศที่สร้างบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริก อีกทั้งยังมีความเหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เมื่อผู้ใดเห็นชอบที่จะนำเอกสารนี้ไปใช้ ไม่ว่าจะในรูปแบบใดก็ตาม ต้องขออนุญาตจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IC สำหรับสายอากาศได้ ซึ่ง IC สำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ถูกสร้างไปแล้ว แล้วยังง่ายต่อการเชื่อมต่อกับ MMIC ด้วยเหตุผลที่ได้กล่าวมานี้ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ประดิษฐ์สายอากาศแผ่นแบบโมนอลิตรีค บนวัสดุฐานรองอะลูมินาไดปทงค่า เพื่อเป็นข้อมูลในงานวิจัยพื้นฐาน สำหรับการพัฒนาไปสู่สายอากาศรวมแอกทีฟ และเทคโนโลยี MMIC ต่อไป

1.4 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บท โดยมีบทนำอยู่ในบทที่ 1 เป็นการกล่าวแนะนำข้อดีและข้อเสียของสายอากาศแบบไมโครสตริป หลักการเบื้องต้น และวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ ส่วนรายละเอียดของบทต่าง ๆ อีก 6 บทมีดังต่อไปนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงคุณสมบัติพื้นฐานของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป เป็นการแนะนำหลักการพิจารณาองค์ประกอบของโครงสร้าง คุณสมบัติและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ วิธีการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป โดยใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Line) คุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป และหัวข้อท้ายสุดเป็นการสรุปเนื้อหาโดยรวมในบททฤษฎีของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงสารทองคำไดปทงค่าแผ่นผลึกอะลูมินา ด้วยกระบวนการทางเคมีคอนดัคเตอร์ โดยการใช้ความร้อน สัมประสิทธิ์การแพร่กระจายอะตอมทองคำในเนื้อสารอะลูมินาด้วยวิธีการระเหย (Evaporate) ด้วยความร้อนและการแพร่อะตอมทองคำในแผ่นผลึกอะลูมินา ระดับพลังงานของอะตอมทองคำในแผ่นผลึกอะลูมินา โดยการพิจารณาเมื่ออะลูมินาเป็นชนิดอินทรีนซิกและพิจารณาเมื่อเติมอะตอมทองคำ ค่าพิกัดความต้านทานของอะลูมินาที่ถูกแพร่ด้วยอะตอมทองคำ พิจารณาก่อนแพร่อะตอมทองคำและหลังแพร่อะตอมทองคำลงในเนื้อสารอะลูมินา มีปฏิกิริยาการเปลี่ยนแปลงของสภาพความต้านทานสูงขึ้น และหัวข้อสุดท้ายเป็นการสรุปเนื้อหาโดยรวมของบทนี้ และการเปลี่ยนแปลงของวัสดุฐานรองอะลูมินา เมื่อเติมอะตอมทองคำ

บทที่ 4 เป็นการกล่าวถึงการวิเคราะห์และขั้นตอนการออกแบบของสายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบโมนอลิตรีคบนวัสดุฐานรองอะลูมินาไดปทงค่า เป็นการกล่าวถึงหลักการและวิธีการวิเคราะห์วัสดุฐานรองของสายอากาศและตัวสายอากาศด้วย ได้ทำการวิเคราะห์ 2 วิธี วิธีแรกเป็นการวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองควาวิตี้ (Cavity Method) และอีกวิธีหนึ่งเป็นการวิเคราะห์ด้วยวิธีโมเมนตัม (MM) จากนั้นได้กล่าวถึงกระบวนการออกแบบด้วยวิธีการเลียนแบบ โดยการจำลองด้วยโปรแกรมโมเมนตัม (Momentum) และโปรแกรม Microwave Design System :MDS และหัวข้อสุดท้ายก็จะกล่าวสรุปเนื้อหาโดยรวมของบทนี้ ในวิธีการวิเคราะห์และหลักการออกแบบ

บทที่ 5 จะได้กล่าวในกระบวนการสร้าง หลักการและขั้นตอนต่าง ๆ ของการสร้างสายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบโมนอลิตรีคบนวัสดุฐานรองอะลูมินาไดปทงค่า ขั้นตอนการสร้างแต่ละกระบวนการ เช่นกระบวนการแพร่สารเจือทองคำในเนื้อสารอะลูมินา โดยกระบวนการทางเคมี

คอนดัคเตอร์ โดยระเหยสารเจือทองคำด้วยความร้อน และการแพร่ (Diffusion) อะตอมทองคำลงใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาติให้นำไปใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผ่นผลึกอะลูมินา จากนั้นก็เป็นกระบวนการโฟโตลิโทกราฟี (Photolithography) จะได้กล่าวถึงวิธีการใช้สารไวแสงและทำการฉายด้วยแสงอัลตราไวโอเล็ต กราฟพัฒนารูป (Development) และกระบวนการสุดท้ายเป็นการสร้างลวดลายของสายอากาศบนวัสดุฐานรองอะลูมินาไดปทองคำ โดยเทคนิคการ Lift off โดยน้ำยาสารเคมีเพื่อให้สารไวต่อแสงออก (Resist Removal) ซึ่งจะได้สายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบโมนอลิทรिकบนวัสดุฐานรองอะลูมินาไดปทองคำ จากนั้นทำการซินเตอร์ริง (Sintering) เพื่อให้สายอากาศติดแน่นกับฐานรอง และนำไปบอนด์ (Bonding) ที่จุดบอนด์สัญญาณของสายอากาศเพื่อทำการทดสอบและการใช้งาน ในหัวข้อสุดท้ายเป็นการสรุปกระบวนการสร้างต่าง ๆ ของสายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบโมนอลิทรिकบนวัสดุฐานรองอะลูมินาไดปทองคำ

บทที่ 6 ได้กล่าวถึงการทดสอบและผลที่ได้จากการทดสอบสายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบโมนอลิทรिकบนฐานรองอะลูมินาไดปทองคำ การวัดค่าสภาพความต้านทานของฐานรองอะลูมินาไดปทองคำ จากนั้นจึงนำไปทดสอบความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ และทำการทดสอบคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของแผ่นไมโครสตริปบนฐานรองอะลูมินาไดปทองคำ และหัวข้อสุดท้ายจะได้สรุปการทดลองและผลการทดลองต่าง ๆ ในบทนี้

บทที่ 7 เป็นบทสรุปและเสนอแนะผลการศึกษาและทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทั้งหมด พร้อมทั้งได้เสนอแนะแนวทางในการศึกษาและพัฒนา ให้แก่ผู้ที่สนใจจะศึกษาเรื่องสายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบโมนอลิทรिकบนฐานรองอะลูมินาไดปทองคำต่อไป

บทที่ 2

สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป

2.1 บทนำ

แนวคิดเกี่ยวกับสายอากาศแผ่นไมโครสตริป เริ่มขึ้นครั้งแรกเมื่อต้นปี 1953 และเมื่อ 20 ปีที่ผ่านมา ได้มีการสร้างสายอากาศแผ่นไมโครสตริปขึ้นมา โดยได้ใช้หลักการและเทคนิคของโฟโต้เทค (Photo-Tech) โดยวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริกประกอบด้วยทองแดงหรือทอง และได้มีการพัฒนาทำให้มีคุณสมบัติทางกลศาสตร์ดีขึ้น อีกทั้งยังช่วยลดแทนเจนต์การสูญเสีย (Loss Tangent) ที่จะเกิดขึ้นด้วย สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปได้สร้างขึ้นครั้งแรกในปี 1970 ต่อจากนั้นมาก็ได้มีการวิจัยและพัฒนาสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปอย่างต่อเนื่อง โดยมีข้อจำกัดคือ น้ำหนักเบา ขนาดเล็ก ราคาถูก โครงสร้างเป็นระนาบ และสามารถสร้างเป็นวงจรรวม (IC) ได้

ได้มีการพัฒนาสายอากาศชนิดอื่นที่มีโครงสร้างเป็นระนาบเรียกคล้ายกับสายอากาศแผ่นไมโครสตริป เช่น สายอากาศแบบร่องด้วยสายส่งสตริป (Stripline Slot Antenna) สายอากาศแผ่นแบบโพรงด้านหลัง (Cavity Backed Printed Antenna) และสายอากาศแบบไดโพลแผ่น (Printed Dipole Antenna) โดยที่ได้เปรียบเทียบกับคุณสมบัติของสายอากาศชนิดต่าง ๆ ไว้ในตารางที่ 2.1 ซึ่งจะเห็นได้ว่า สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป จะมีคุณสมบัติโดยรวมดีกว่าสายอากาศชนิดอื่น

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบสายอากาศที่มีโครงสร้างเป็นระนาบเรียบชนิดต่าง ๆ [10]

คุณสมบัติ	สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป	สายอากาศแบบร่องสายส่งสตริป	สายอากาศแผ่นแบบโพรงด้านหลัง	สายอากาศแบบไดโพลแผ่น
ความหนา	บาง	ไม่บางมาก	หนา	บาง
การสร้าง	ง่ายมาก	ง่าย	ยาก	ง่าย
การโพลาไรซ์	เชิงเส้นและวงกลม	เชิงเส้น	เชิงเส้นและวงกลม	เชิงเส้น
การทำงานสองความถี่	เป็นไปได้	เป็นไปได้	เป็นไปได้	เป็นไปได้
รูปร่าง	มีหลายแบบ	สี่เหลี่ยม	มีหลายแบบ	มีหลายแบบ
การแผ่กระจายที่ไม่ต้องการ	เกิดขึ้น	เกิดขึ้น	ไม่เกิดขึ้น	เกิดขึ้น
แบนด์วิดท์	1-5%	1-2%	~10%	~10%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 ข้อดีและข้อเสียของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป

ข้อดีของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศชนิดอื่นที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ โดยมีความถี่ใช้งานอยู่ในช่วง 100 MHz ถึง 50 GHz คือ

- น้ำหนักเบา, ขนาดเล็ก, โครงสร้างเป็นแผ่นราบ ซึ่งสามารถทำเป็นรูปต่าง ๆ ได้ง่าย
- ราคาถูก กระบวนการสร้างไม่ยุ่งยาก
- มีลักษณะบาง ทำให้ติดตั้งเข้ากับยานพาหนะได้ง่าย
- ง่ายในการติดตั้งบนจรวดและดาวเทียม
- สายอากาศมีการแผ่กระจายตามแนวภาคตัดขวางน้อย
- สามารถทำให้มีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นหรือวงกลมได้ง่ายเพียงเปลี่ยนตำแหน่งของจุดป้อน
- สามารถทำเป็นสายอากาศสองความถี่ได้ง่าย
- ไม่ต้องใช้โพรงด้านหลัง
- ไมโครสตริปสามารถเชื่อมต่อเข้ากับการออกแบบที่ประกอบด้วยอุปกรณ์โซลิดสเตท (solid state) เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรขยาย, สวิตช์, ตัวเลื่อนเฟสได้ง่าย
- สามารถสร้างให้มีการป้อนและการอมตซ์อิมพีแดนซ์ได้พร้อม ๆ ในโครงสร้างสายอากาศอย่างไรก็ตาม สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปยังมีข้อเสียเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศชนิดอื่น คือ
- แบนด์วิดท์แคบ
- ประสิทธิภาพต่ำ
- การแผ่กระจายคลื่นมีได้เพียงครึ่งระนาบ
- ในทางปฏิบัติจำกัดอัตราขยายสูงสุดที่ประมาณ 20 dB
- ประสิทธิภาพของโวลท์หลักในการแผ่กระจายไม่ดี
- การแยกกันระหว่างจุดป้อนและองค์ประกอบการแผ่กระจายไม่ดี
- สามารถกระตุ้นทำให้เกิดคลื่นผิวได้
- ให้กำลังงานต่ำ

หมายเหตุ ปัจจุบันสายอากาศถูกพัฒนาเรื่อย ๆ จนจะแก้ข้อเสียได้หมดแล้ว

2.1.2 การนำไปประยุกต์ใช้งาน

ในทางปฏิบัติ ได้มีการนำสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปไปออกแบบใช้งานในด้านต่าง ๆ มากมาย ข้อดีของสายอากาศไมโครสตริปมีมากกว่าข้อเสีย ในการนำสายอากาศไมโครสตริปไป

ประยุกต์ใช้งาน เช่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การสื่อสารทางดาวเทียม
- ดอปเปลอร์ และเรดาร์อื่น ๆ
- การติดต่อทางวิทยุสื่อสาร
- การส่งงานและการควบคุม
- การวัดสภาพแวดล้อมและการส่งสัญญาณระยะไกล
- องค์ประกอบส่วนป้อนของสายอากาศที่มีโครงสร้างซับซ้อน
- ตัวรับที่ใช้ในการเตือนเรือ
- ตัวกระจายคลื่นทางการแพทย์

2.2 คุณสมบัติพื้นฐานของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป

ลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแสดงดังรูปที่ 2.1(a) ซึ่งประกอบด้วยแผ่นตัวนำที่บางมากวางอยู่บนวัสดุฐานรอง ส่วนอีกด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบสร้างเงา

วัสดุฐานรองสำหรับนำมาสร้างสายอากาศไมโครสตริปนั้นมีด้วยกันหลายชนิด โดยปกติแล้วสภาพยอมสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกนั้นจะอยู่ในช่วง $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ และสิ่งที่สำคัญในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปคือ ความหนาของวัสดุฐานรอง (h) การออกแบบโดยใช้สภาพยอมสัมพัทธ์ในช่วงต่ำ ๆ จะทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพสูง และมีแบนด์วิดท์กว้างขึ้น แต่ข้อเสียคือ สายอากาศจะมีขนาดใหญ่ตามไปด้วย สำหรับวัสดุฐานรองที่บางและมีสภาพยอมสัมพัทธ์สูงนั้นส่วนใหญ่จะนำมาใช้ร่วมกับวงจรทางไมโครเวฟ เนื่องจากต้องการให้ฟริงกิง (Fringing) ของสนามแคบเพื่อทำให้เกิดการคัปปลิง (Coupling) และการแผ่กระจายคลื่นน้อยที่สุดและยังทำให้วงจรมีขนาดเล็กลงอีกด้วย แต่ก็จะทำให้มีการสูญเสียมากขึ้น ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพและแบนด์วิดท์ลดลง ดังนั้นสายอากาศไมโครสตริปและวงจรไมโครเวฟจึงสามารถนำมาใช้ร่วมกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ

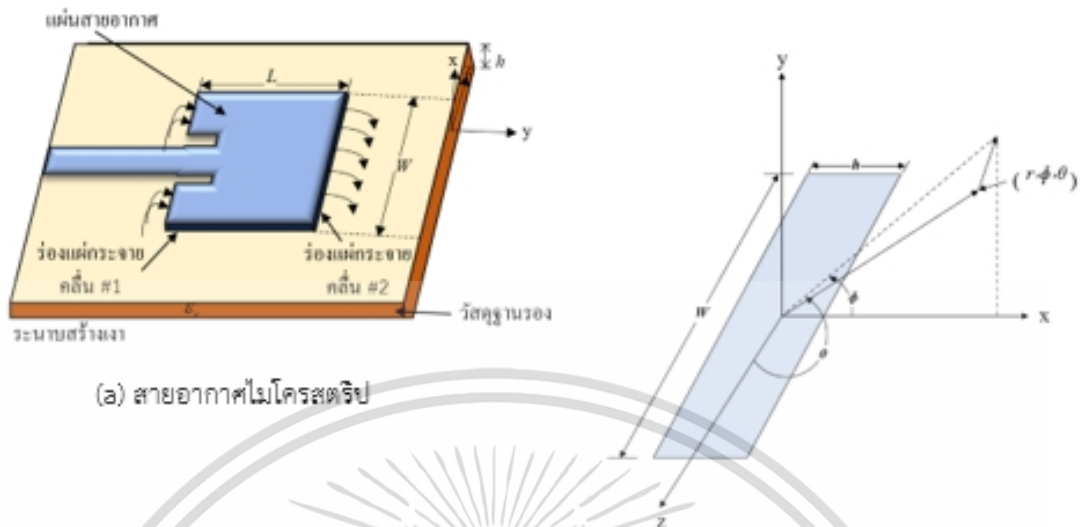
บ่อยครั้งที่เรามักเรียกสายอากาศไมโครสตริปว่า “สายอากาศแผ่น” (Patch Antenna) โดยปกติส่วนที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่นและส่วนที่ใช้ในการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศจะอยู่บนวัสดุฐานรองเดียวกัน ส่วนที่ใช้แผ่กระจายคลื่นหรือแพทช์นี้อาจมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส สี่เหลี่ยมผืนผ้า เป็นแผ่นบาง ๆ หรือไดโพล วงกลม วงรี สามเหลี่ยม หรือรูปร่างอื่น ๆ อีกก็ได้ ซึ่งในรูปที่ 2.2 ได้แสดงลักษณะของแผ่นไมโครสตริปรูปร่างต่าง ๆ ไว้แล้ว

ลักษณะของแผ่นแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส สี่เหลี่ยมผืนผ้า ไดโพลและวงกลมเป็นแบบที่นิยมใช้กันมากที่สุด เนื่องจากง่ายต่อการวิเคราะห์และการสร้าง อีกทั้งยังมีคุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่นที่ดี แผ่นสายอากาศแบบไดโพลเป็นแบบที่มีโพลาไรเซชันไขว้ (Cross Polarization) น้อยที่สุด เนื่องจากโดยธรรมชาติแล้วจะมีแบนด์วิดท์ที่กว้างและใช้พื้นที่ในการสร้างน้อย และเหมาะสมในการสร้างเป็นแถวลำดับ โดยทั้งสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยว (Single Element) และแบบแถวลำดับนั้นสามารถ

ทำให้มีลักษณะการโพลาไรซ์ได้ทั้งแบบเชิงเส้น (Linear) และวงกลม (Circular)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

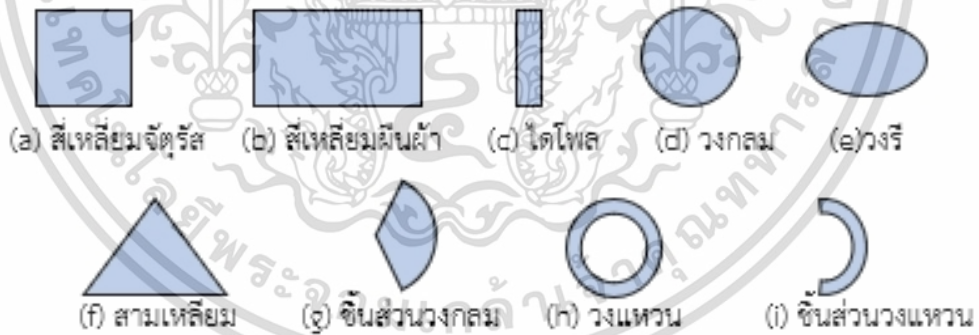
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) สายอากาศไมโครสตริป



รูปที่ 2.1 สายอากาศไมโครสตริปและระบบพิกัด [11]

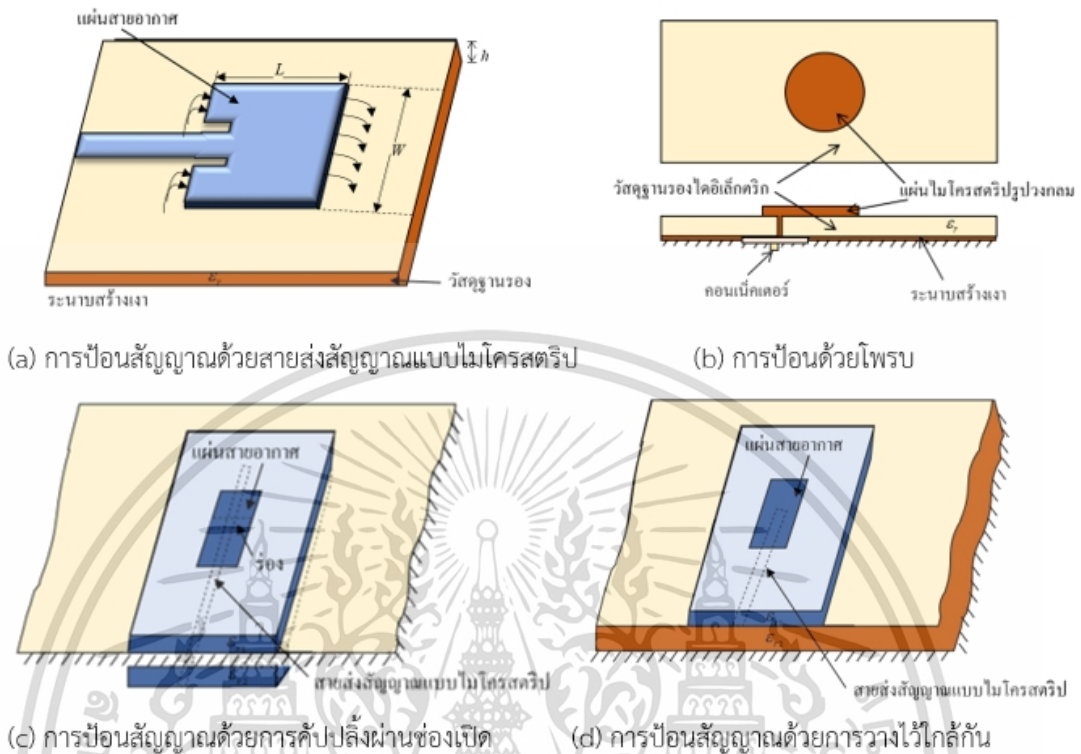


รูปที่ 2.2 รูปร่างของแผ่นสายอากาศไมโครสตริปแบบต่าง ๆ [11]

2.3 การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป

การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปนั้นสามารถทำได้หลายวิธี แต่ที่นิยมนั้นจะมีอยู่ด้วยกัน 4 วิธีคือ การป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป สายโคแอกเซียล การคับปลิ่งผ่านช่องเปิด (Aperture) และการคับปลิ่งด้วยการวางไวใกล้กัน (Proximity) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 และวงจรสมมูลของการป้อนสัญญาณในแต่ละแบบแสดงดังรูปที่ 2.4 ลักษณะของสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปจะเป็นแผ่นตัวนำ ซึ่งปกติแล้วจะมีความกว้างน้อยกว่าความกว้างของแพทช์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาก การป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปจะง่ายต่อการสร้างและการแมตช์อิมพีแดนซ์โดยการควบคุมตำแหน่งจุดป้อน อีกทั้งยังค่อนข้างง่ายต่อการวิเคราะห์ แต่ถ้าความหนาของวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้นจะทำ



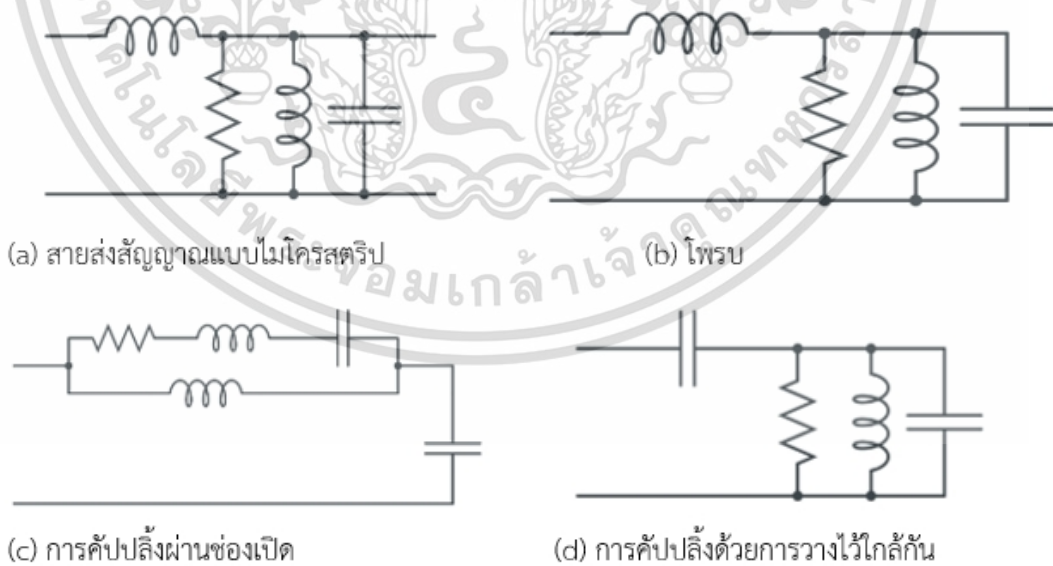
(a) การป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

(b) การป้อนด้วยโพรบ

(c) การป้อนสัญญาณด้วยการคัปปลิ่งผ่านช่องเปิด

(d) การป้อนสัญญาณด้วยการวางไว้ใกล้กัน

รูปที่ 2.3 การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริป [9]



(a) สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

(b) โพรบ

(c) การคัปปลิ่งผ่านช่องเปิด

(d) การคัปปลิ่งด้วยการวางไว้ใกล้กัน

รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของการป้อนสัญญาณตามรูปที่ 2.3 [9]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้เกิดคลื่นผิวน้ำมากขึ้น และยังทำให้เกิดการแผ่กระจายปลอมปนจากนตัวป้อนสัญญาณอีกด้วย ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วการป้อนด้วยวิธีนี้จะมีแบนด์วิดท์ประมาณ 2-5%

การป้อนสัญญาณด้วยสายโคแอกเซียล ตัวนำด้านในของสายโคแอกเซียลจะต่ออยู่กับแพทช์ที่ทำหน้าที่กระจายคลื่น ในขณะที่ตัวนำด้านนอกของสายจะต่ออยู่กับระนาบสร้างเงา การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปแบบนี้เป็นแบบที่นิยมใช้กันมาก เนื่องจากง่ายต่อการสร้างและแมตซ์อิมพีแดนซ์ และมีการแผ่กระจายปนน้อย แต่วิธีนี้ยังคงทำให้แบนด์วิดท์แคบและยากต่อการสร้างแบบจำลอง

การป้อนสัญญาณทั้งแบบไมโครสตริปและแบบสายโคแอกเซียล โดยธรรมชาติแล้วจะไม่สมมาตรกัน ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เกิดโหมดในอันดับที่สูงกว่าขึ้น (Higher Order Mode) ทำให้การแผ่กระจายมีโพลาไรเซชันไขว้เกิดขึ้น เพื่อที่จะแก้ปัญหาเหล่านี้จึงต้องอาศัยการป้อนสัญญาณด้วยการคัปปลิงผ่านช่องเปิด ดังแสดงในรูปที่ 2.3(c) และ 2.3(d) การคัปปลิงผ่านช่องเปิดดังแสดงในรูปที่ 2.3(c) เป็นแบบที่สร้างได้ยากที่สุดในทั้ง 4 แบบ และยังคงมีแบนด์วิดท์ที่แคบ การคัปปลิงในลักษณะนี้ จะช่วยลดการแผ่กระจายปลอมปนได้ ลักษณะโครงสร้างของการคัปปลิงผ่านช่องเปิดนั้นจะประกอบด้วยวัสดุฐานรอง 2 ชั้นถูกแยกออกจากกันด้วยระนาบสร้างเงา ด้านล่างของวัสดุฐานรองแผ่นล่างสุดจะเป็นสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริป ซึ่งพลังงานจะถูกคัปปลิงผ่านร่อง (slot) ที่อยู่บนระนาบสร้างเงาไปแย้งตัวแผ่กระจายคลื่น โดยปกติแล้ววัสดุฐานรองด้านล่างจะเป็นวัสดุที่มีสภาพยอมสัมพัทธ์สูง ส่วนวัสดุฐานรองบนจะเป็นวัสดุที่มีสภาพยอมสัมพัทธ์ต่ำกว่า ระนาบแสงเงาที่แบ่งวัสดุฐานรองทั้งสองออกจากกันนั้นจะช่วยป้องกันส่วนที่แผ่กระจายคลื่นออกจากส่วนป้อนสัญญาณ ซึ่งจะช่วยลดการแผ่กระจายปลอมปนและทำให้ได้โพลาไรเซชันที่บริสุทธิ์ขึ้น โดยทั่วไปแล้วการแมตซ์อิมพีแดนซ์ทำได้โดยการควบคุมความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปและควบคุมความยาวของร่อง การคัปปลิงผ่านร่องนี้สามารถสร้างแบบจำลองได้โดยอาศัยทฤษฎีของ Bethe ซึ่งจะพิจารณาเกี่ยวกับการคัปปลิงผ่านช่องเปิดเล็ก ๆ บนระนาบของตัวนำ การป้อนสัญญาณทั้ง 4 แบบนี้ การคัปปลิงโดยการวางไว้ใกล้ ๆ กันนี้จะมีแบนด์วิดท์ที่กว้างที่สุด อีกทั้งยังง่ายต่อการสร้างแบบจำลอง และมีการปลอมปนของการแผ่กระจายคลื่นต่ำ แต่การสร้างก็ยังสามารถทำได้ยากอยู่

2.4 การแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป

สนามการแผ่กระจายของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปจะเกิดจากสนามขอบระหว่างขอบของตัวนำสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับระนาบสร้างเงา กระบวนการของการแผ่กระจายคลื่นจะเกิดจากสายส่งไมโครสตริปวงจรเปิด ได้มีการทดสอบการแผ่กระจายคลื่นจากความไม่ต่อเนื่องของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป โดยมีการวิเคราะห์ที่อยู่บนพื้นฐานการไหลของกระแสในตัวนำ วิธีนี้สามารถใช้คำนวณหาผลกระทบของการแผ่กระจายที่มีต่อค่าตัวร่วม Q ของรีโซเนเตอร์ไมโครสตริป การวิเคราะห์เบื้องต้นบนสนามในแบบช่องว่างโดยเปิดขอบของไมโครสตริปและระนาบสร้างเงา ดังนั้น

การวิเคราะห์แบบนี้ผลของการแผ่กระจายทั้งหมดตัวประกอบคุณภาพจะกล่าวถึงในส่วนของการวิเคราะห์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในวงวิชาการ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โชนเตอร์ (Resonator) ความถี่ในการใช้งานสัมพันธ์กับสภาพยอมสัมพัทธ์และความหนาของวัสดุฐานรอง ผลทฤษฎีและการทดลอง แสดงให้เห็นว่าความถี่สูงการแผ่กระจายจะสูญเสียมากที่สุดที่ตัวนำและไดโอดีลทริก ซึ่งเป็นข้อยืนยันได้ว่าการแผ่กระจายของวงจรเปิดสายส่งแบบไมโครสตริปจะใช้กำลังงานมาก เมื่อทำการสร้างสายอากาศโดยที่วัสดุฐานรองไดโอดีลทริกมีความหนาน้อย

2.5 ตัวแปรแสดงคุณภาพ (Quality factor) แบนด์วิดท์ และประสิทธิภาพ

ตัวแปรแสดงคุณภาพ แบนด์วิดท์ และประสิทธิภาพเป็นตัวเลขคุณค่า (Figure of Merit) ของสายอากาศ ซึ่งมีความสัมพันธ์ซึ่งกันและกัน และไม่สามารถแยกออกมาพิจารณาเฉพาะแต่ละอย่าง เพื่อให้ได้ค่าที่ดีที่สุด (Optimize) ได้ นี่จึงเป็นเครื่องหมายที่แสดงว่า เมื่อต้องการเพิ่มประสิทธิภาพด้านใดด้านหนึ่งให้กับสายอากาศจะส่งผลทำให้ประสิทธิภาพด้านอื่น ๆ ของสายอากาศด้อยลงตามไปด้วย

ตัวแปรแสดงคุณภาพเป็นตัวเลขคุณค่าที่แสดงการสูญเสียของสายอากาศ ปกติแล้ววิธีการสูญเสียเนื่องจากการแผ่กระจาย ความนำ Ohmic ของไดโอดีลทริกและการสูญเสียเนื่องจากคลื่นผิวดังนั้นตัวแปรแสดงคุณภาพรวม Q_0 จึงเป็นค่าความสูญเสียรวมทั้งหมดและปกติจะอยู่ในรูป

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (2.4a)$$

โดยที่	Q_0	คือ ตัวแปรแสดงคุณภาพรวม Q_0
	Q_r	คือ ตัวแปรแสดงการสูญเสียเนื่องจากการแผ่กระจายคลื่น
	Q_c	คือ ตัวแปรแสดงการสูญเสียเนื่องจากความนำไฟฟ้า
	Q_d	คือ ตัวแปรแสดงการสูญเสียเนื่องจากไดโอดีลทริก
	Q_{sw}	คือ ตัวแปรแสดงการสูญเสียเนื่องจากคลื่นผิว

สำหรับวัสดุฐานรองที่บางมาก ๆ ความสูญเสียเนื่องจากคลื่นผิวก็น่าจะมีค่าน้อยมาก ๆ จนสามารถละทิ้งได้ แต่สำหรับวัสดุฐานรองที่หนาขึ้นจะต้องนำค่านี้นี้มาพิจารณาด้วย ความสูญเสียเหล่านี้สามารถทำให้ลดลงได้โดยอาศัยควาดี

สำหรับวัสดุฐานรองที่บางมาก ๆ ($h \ll \lambda_0$) สำหรับแพทช์รูปร่างใด ๆ (ประกอบด้วยสี่เหลี่ยมผืนผ้าและวงกลม) สูตรโดยประมาณสำหรับหาค่าของตัวแปรแสดงคุณภาพของความสูญเสียหลาย ๆ อย่าง สามารถเขียนได้ว่า

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma} \quad (2.4a)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (2.4a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_r = \frac{2\omega\epsilon_r}{hG_{1/1}} K \quad (2.4a)$$

โดยที่ $\tan \delta$ คือแทนเจนต์ของความสูญเสียของวัสดุฐานรอง, σ คือสภาพความนำไฟฟ้าของตัวนำไฟฟ้าระหว่างแพทช์และระนาบสร้างเงา, $G_{1/1}$ คือความนำรวมต่อหน่วยของช่องเปิดที่แผ่กระจาย และ

$$K = \frac{\iint_{area} |E|^2 dA}{\oint_{parameter} |E|^2 dl} \quad (2.4a)$$

สำหรับช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าในโหมด TM_{010}^x

$$K = \frac{L}{4} \quad (2.5a)$$

$$G_{1/1} \quad (2.5b)$$

ค่า Q_r ตามสมการ 2.4 เป็นสัดส่วนผกผันกับค่าความสูงของวัสดุฐานรองและสำหรับวัสดุฐานรองที่บางมาก ๆ ค่านี้จะเป็นตัวแปรที่สำคัญ แบนด์วิดท์ของสายอากาศก็จะเป็นสัดส่วนผกผันกับค่า Q_0 ของสายอากาศด้วย ซึ่งถูกนิยามโดย

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_0} \quad (2.6)$$

อย่างไรก็ตามสมการ 2.6 นี้อาจจะไม่สามารถใช้ประโยชน์ได้เลย ถ้าไม่พิจารณาถึงการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่จุดอินพุตของสายอากาศ ค่าจำกัดความของแบนด์วิดท์ที่ให้ความหมายดีขึ้นควรจะครอบคลุมตลอดย่านความถี่ โดยที่ค่า VSWR จุดต่ออินพุตจะมีค่าเท่ากับหรือน้อยกว่าค่ามากที่สุดที่ต้องการ เมื่อสมมติให้ VSWR มีค่าเป็น 1 ที่ความถี่ที่ต้องการ สมการที่แก้ไขมาจากสมการ 2.6 นำการแมตซ์อิมพีแดนซ์มาพิจารณาด้วยนั้นจะได้เป็น

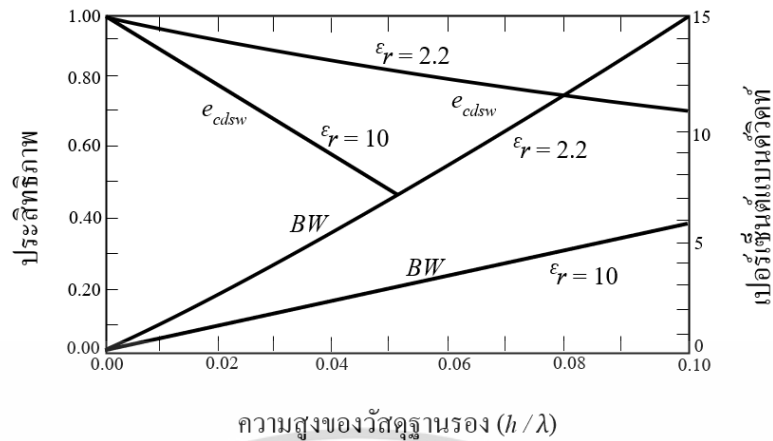
$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{VSWR - 1}{Q_0 \sqrt{VSWR}} \quad (2.6a)$$

โดยทั่วไปแล้วแบนด์วิดท์จะเป็นสัดส่วนกับปริมาตร ซึ่งสำหรับสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีความถี่เรโซแนนซ์คงที่ สามารถเขียนได้เป็น

$$BW \sim \text{volume} = \text{พื้นที่} \times \text{ความสูง} = \text{ความกว้าง} \times \text{ความยาว} \times \text{ความสูง}$$

$$\sim \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\epsilon_r} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 ประสิทธิภาพและแบนด์วิดท์ต่อความสูงของวัสดุฐานรองที่ความถี่ไอโซเนนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยใช้วัสดุฐานรองที่แตกต่างกัน 2 ชนิด

ดังนั้นแบนด์วิดท์จึงเป็นส่วนผูกพันกับค่ารากที่สองของสภาพยอมสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง การเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ของสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งเป็นฟังก์ชันของความสูงของวัสดุฐานรองที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้วสำหรับวัสดุฐานรอง 2 แบบแสดงดังรูปที่ 2.5 ซึ่งจะเห็นได้ว่าแบนด์วิดท์จะเพิ่มขึ้นเมื่อความสูงของวัสดุฐานรองสูงขึ้น

ประสิทธิภาพการแผ่กระจายของสายอากาศถูกนิยามให้เป็นสัดส่วนของกำลังงานที่แผ่กระจายออกไปต่อกำลังงานอินพุต ซึ่งสามารถแสดงในเทอมของตัวแปรแสดงคุณภาพสำหรับสายอากาศไมโครสตริปได้ด้วย

$$e_{cdsw} = \frac{1/Q_r}{1/Q_0} = \frac{Q_0}{Q_r} \tag{2.8}$$

โดยที่ Q_0 กำหนดให้ตามสมการ (2.1) การเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพซึ่งเป็นฟังก์ชันของความสูงของวัสดุฐานรองสำหรับสายอากาศไมโครสตริปที่มีวัสดุฐานรองต่างกัน 2 ชนิดแสดงดังรูปที่ 2.5

2.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้ศึกษาคุณสมบัติพื้นฐานของสายอากาศแบบไมโครสตริป การประยุกต์ไปใช้งานเพื่อใช้เป็นแนวทางในการนำความสัมพันธ์ของค่าต่าง ๆ และการบ่อนค่าสัญญาณให้กับสายอากาศแผ่นไมโครสตริป รวมทั้งการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป การพิจารณาถึงแบนด์วิดท์และประสิทธิภาพของสายอากาศ ที่กล่าวมาข้างต้นนี้จะเป็พื้นฐานในการคาดการณ์ล่วงหน้า และการวิเคราะห์ที่มีหลักการถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ทฤษฎีอะลูมินาโตปทองคำ

3.1 บทนำ

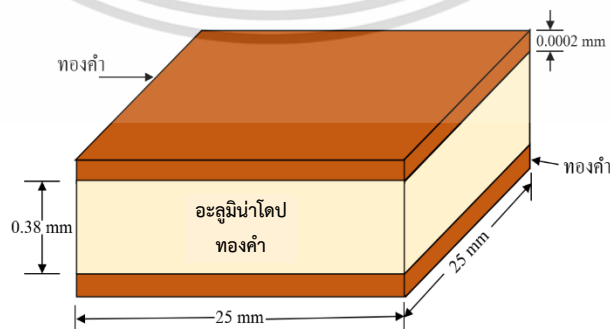
การเติมสารเจือลงในแผ่นผลึกอะลูมินา สามารถกระทำได้โดยการแพร่ (Diffusion) ปกติการแพร่หมายถึงการเคลื่อนที่ของอนุภาคจากบริเวณที่มีความเข้มข้นสูงไปสู่ที่ ๆ มีความเข้มข้นต่ำกว่า การแพร่สารในกระบวนการสร้างสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำนั้น เป็นการแพร่ภายในของแข็ง ซึ่งปรากฏการณ์ของการแพร่แบบนี้ จะเกิดขึ้นได้เฉพาะในภาวะแวดล้อมที่มีอุณหภูมิสูง ๆ (เช่น ประมาณ 1000°C) กล่าวคือในขณะนี้อุณหภูมิสูง ๆ อะตอมของสารใด ๆ ก็สามารถแพร่เข้าสู่สารของแข็งนั้น อาจถูกกำหนดได้ด้วยค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ (Diffusivity: D) ซึ่งมีความสัมพันธ์กับสภาพความคล่องตัว (Mobility: μ) ตามกฎของไอน์สไตน์ ดังนี้

$$D = \frac{kT}{q} \cdot \mu \quad (3.1)$$

โดยที่ q คือ ขนาดประจุของอิเล็กตรอน
 k คือ ค่าคงตัวของโบลต์ซมันน์
 T คือ อุณหภูมิสัมบูรณ์
 μ คือ ค่าคล่องตัวของอนุภาค ($\text{cm}^2 / \text{V} - \text{sec}$)

3.2 ทฤษฎี

สารกึ่งตัวนำอะลูมินาชนิดเอ็น ที่ถูกเติมอะตอมทองคำ ดังแสดงตัวอย่างโครงสร้างในรูปที่ 3.1 จะแสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงไป เนื่องจากทองคำในเนื้อสารอะลูมินาชนิดเอ็น จะมีพฤติกรรมซึ่งพอกล่าวสรุปเป็นข้อ ๆ ได้ดังนี้

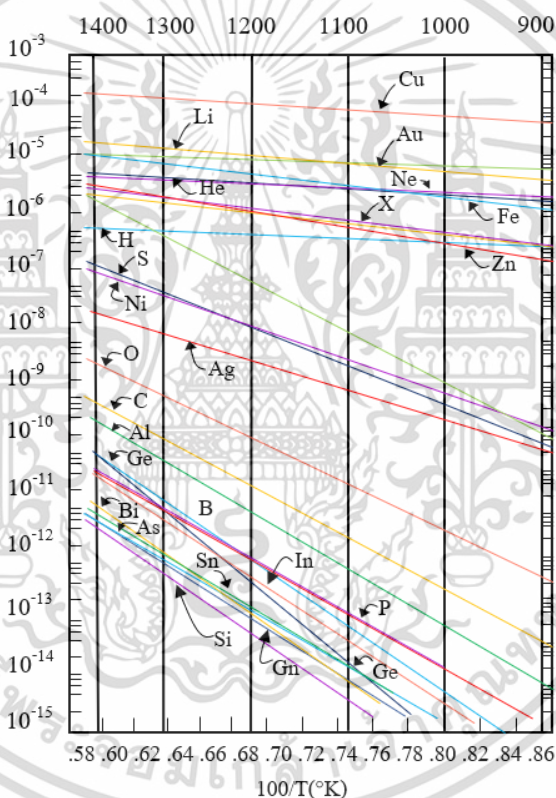


รูปที่ 3.1 ตัวอย่างโครงสร้างอะลูมินาโตปทองคำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 สัมประสิทธิ์การแพร่ของอะตอมทองคำในอะลูมินา

ความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การแพร่ของอะตอมของธาตุชนิดต่าง ๆ (D) ในอะลูมินากับอุณหภูมิ (T) แสดงดังรูปที่ 3.2 พบว่าเมื่อพิจารณาว่าอะตอมทองคำเป็นสารเจือระดับลิกจะมีสัมประสิทธิ์การแพร่เป็นไปตามกราฟคือ ประมาณ $2.5 \times 10^{-5} \text{ cm}^2 / \text{sec}$ ที่อุณหภูมิ 1,300 องศาเซลเซียส เช่นที่อุณหภูมิ 1,100°C จะมี $D = 9 \times 10^{-6} \text{ cm}^2 / \text{sec}$ เป็นต้น ดังนั้นจึงสามารถควบคุมปริมาณของอะตอมทองคำในอะลูมินาได้ โดยการควบคุมอุณหภูมิการแพร่ของอะตอมทองคำ การแพร่ของอะตอมทองคำจะแพร่เข้าไปอยู่ระหว่างอะตอม (Interstitial) ของอะลูมินา โดยไม่มีพันธะใด ๆ ยึดกับอะตอมของอะลูมินา ดังแสดงในรูปที่ 3.3 นั้น อัตราการแพร่ชนิดนี้จะเร็วกว่าอัตราการแพร่แบบเข้าไปแทนที่ (Sub-situational diffusion) [4], [10]

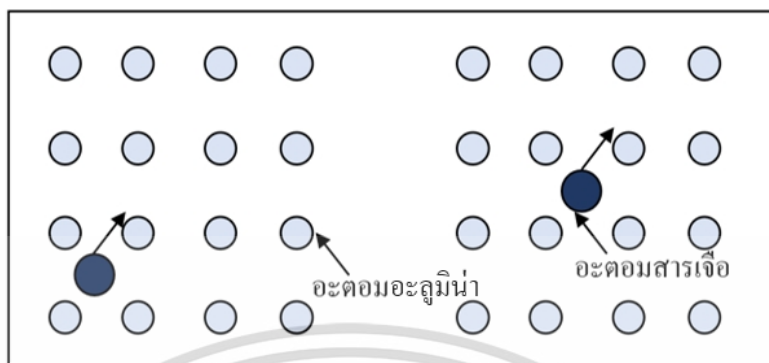


รูปที่ 3.2 ค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ของอะตอมของธาตุชนิดต่าง ๆ [10]

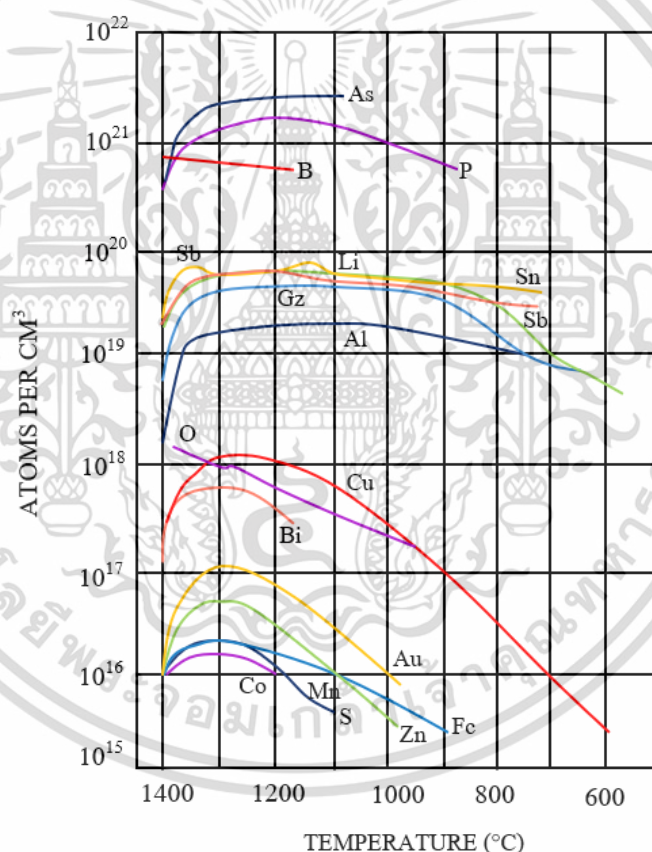
การแพร่ของอะตอมของทองคำเข้าไปในอะลูมินา จะช่วยทำให้อัตราการรวมตัวกันใหม่ (Recombination Rate) มีค่าสูงขึ้นเป็นผลให้อายุของพาหะ (Carrier Life Time) มีค่าลดลง บางทีเราเรียกทองคำว่าเป็น Carrier life time killer ผลดังที่กล่าวมานี้ จะทำให้ Switching Speed ของสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำมีค่ามากขึ้น และทองคำจะมีค่าสัมประสิทธิ์ของการแพร่สูงด้วย การแพร่ทองคำนิยมทำกันมากกับสิ่งประดิษฐ์หรือวงจรรวมที่นำมาใช้งานเป็นประเภทสวิตซ์ เช่น สวิตซ์ชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดโอด สวิทช์ซิงทรานซิสเตอร์ และวงจรรวมทางดิจิทัลแบบต่าง ๆ เป็นต้น สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้พัฒนานำมาเป็นฐานของอากาศ



รูปที่ 3.3 การแพร่ของอะตอมทองคำเข้าไปอยู่ระหว่างอะตอมอะลูมิเนียม [4]

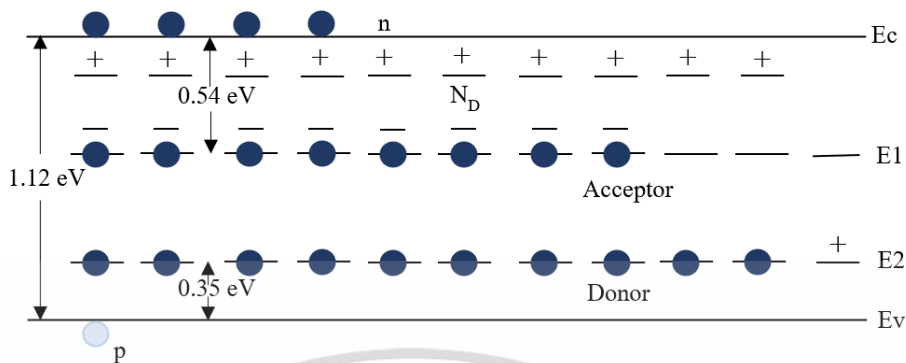


รูปที่ 3.4 Solid Solubility ของสารเจือชนิดต่าง ๆ ในอะลูมิเนียมสำหรับค่าโซลิตซลูบิลิตี (Solid Solution) ของทองคำในอะลูมิเนียมจะมีค่าสูงสุดประมาณ 10¹⁷ อะตอม/ลบ.ซม. [10]

3.2.2 ระดับพลังงานของอะตอมทองคำในอะลูมิเนียม

เมื่อเติมอะตอมทองคำในอะลูมิเนียมจะเกิดระดับพลังงาน deep donor level โดยจะอยู่เหนือจากแถบวาเลนซ์ (Valance Band) 0.35 eV และเกิด deep acceptor level ใต้แถบความนำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Conduction Band) ลงมา 0.54 eV สำหรับระดับพลังงานของทองคำในอะลูมินาที่สภาวะต่าง ๆ [4], [10] แสดงได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ไดอะแกรมระดับพลังงานของอะลูมินาที่ถูกแพร่ด้วยอะตอมทองคำ

ในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นที่ถูกแพร่ด้วยอะตอมทองคำดังแสดงไดอะแกรมระดับพลังงานและสามารถหาความหนาแน่นของอะตอมทองคำในซิลิคอนได้ดังสมการ

$$N_{Au} = \left(n_{00} + n_0 + \frac{n_i^2}{n_0} \right) \left\{ 1 + \exp\left(\frac{E_1 - E_F}{kT} \right) \right\} \quad (3.2)$$

- N_{Au} : ความหนาแน่นของแผ่นทองคำ
- n_{00} : ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนก่อนการแพร่ทองคำ
- n_0 : ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนหลังการแพร่ทองคำ
- n_i : ความหนาแน่นของคลีนพาห์อินทรินซิก (Intrinsic carrier density)
- E_1 : ระดับพลังงานผู้รับของทองคำ (Acceptor-level of Au)
- E_F : ระดับเฟอร์มิ (Fermi level)
- k : ค่าคงตัวโบลทซ์แมนน์ (Boltzmann constant)
- ρ : ความต้านทานหลังการแพร่อะตอมทองคำ

3.2.3 ค่าพิกัดความต้านทานของอะลูมินาที่ถูกแพร่ด้วยอะตอมทองคำ

ในอะลูมินาชนิดเอ็นเมื่อถูกแพร่ด้วยทองคำจะทำให้อิเล็กตรอนอยู่ในแถบความนำตกลงมาในระดับพลังงานผู้รับลึก (Deep Acceptor Level) ซึ่งอยู่ใต้แถบความนำประมาณ 0.54 ± 0.02 eV หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ อิเล็กตรอนในแถบนำจะถูกจับ (Trap) ด้วยระดับพลังงานผู้รับ (acceptor level) กฎการชดเชย (Compensation) ทำให้จำนวนอิเล็กตรอนดังกล่าวลดลงค่าพิกัดความต้านทานจึงเพิ่มขึ้นและช่วงอายุ (Life Time) ของพาหะจะลดลง เมื่อเพิ่มปริมาณอะตอมของทองคำให้มากขึ้นจะทำให้ระดับพลังงานผู้รับลึกมีจำนวนมากพอที่จะจับอิเล็กตรอนอิสระ ในแถบความนำได้เกือบหมด ดังนั้นจึงเป็นผลทำให้ค่าพิกัดความต้านทานจะมีค่าสูงขึ้นจนกลายเป็นอินทรินซิก (Intrinsic Type)

เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวมาข้างต้นคือ คุณสมบัติบางประการของทองคำในเนื้ออะลูมินา หลังจากที่เติมอะตอมทองคำแล้วจะทำให้ค่าความคล่องตัวของประจุพาหะเปลี่ยนแปลงไป

3.3 การวัดพารามิเตอร์ของวัสดุฐานรองอะลูมินาโคปทองคำ

3.3.1 การวัดค่าพิกัดความต้านทาน

การวัดค่าพิกัดความต้านทานเป็นการหาปริมาณอะตอมสารเจือที่อยู่ในเนื้อสารชั้นฐานรองหรืออะตอมสารเจือที่เติมลงไปใหม่ในอะลูมินา (ปริมาณความหนาแน่นวัดเป็น อะตอม/ลบ.ซม.) ไม่ว่าจะเป็จำนวนอะตอมสารเจือผู้ให้ (Donor, N_D) หรือจำนวนอะตอมสารเจือผู้รับ (Acceptor, N_A) หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ จำนวนของพาหะอิสระ (Free Carrier) ซึ่งก็คือจำนวนอิเล็กตรอน (n) และโฮล (p) อิสระที่เกิดขึ้นหลังจากเติมสารเจือแล้ว เราสามารถคำนวณค่าต่าง ๆ เหล่านี้ได้ โดยการวัดค่าความนำไฟฟ้าหรือในทางตรงกันข้ามค่าพิกัดความต้านทานไฟฟ้าของสารกึ่งตัวนำนั้น ๆ กล่าวคือ ค่าความนำไฟฟ้าจะเป็นส่วนกลับของค่าพิกัดความต้านทาน ดังนั้นถ้าให้ ρ (Rho) เป็นสัญลักษณ์แสดงค่าความต้านนำไฟฟ้าและค่าพิกัดความต้านทานไฟฟ้าแล้วจะได้ว่า

$$\sigma = 1/\rho \quad (3.3)$$

นอกจากนี้แล้วค่าความต้านไฟฟ้างกล่าวนี้ จะขึ้นอยู่กับจำนวนของอิเล็กตรอนและโฮลอิสระประจุไฟฟ้าของพาหะแต่ละตัวก็คือ q ซึ่งมีค่า 1.602×10^{-19} คูลอมบ์ และยังขึ้นอยู่กับความสามารถในการเคลื่อนที่ของพาหะ ซึ่งเราเรียกว่า ความคล่องตัว (μ) ดังนั้นค่าความนำไฟฟ้าในสารกึ่งตัวนำ จึงแสดงได้โดยสมการ

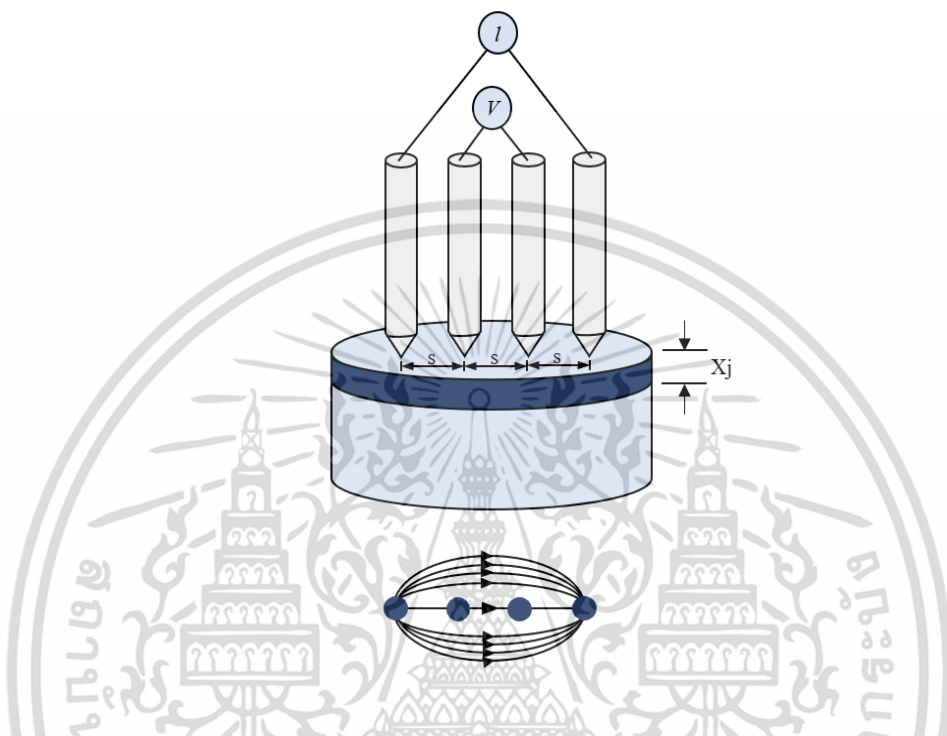
$$\sigma = q\mu_n n + q\mu_p p \quad (3.4)$$

โดยที่ μ_n และ μ_p คือ ความคล่องตัวของอิเล็กตรอนและโฮล ตามลำดับ
 n และ p คือ ความหนาแน่นอิเล็กตรอนและโฮลในสารกึ่งตัวนำ

สำหรับสารกึ่งตัวนำชนิด n และ p เรานิยมคิดเฉพาะพาหะส่วนมากในสารกึ่งตัวนำนั้นคืออิเล็กตรอนและโฮลตามลำดับ ส่วนพาหะส่วนน้อยซึ่งก็คือ โฮลและอิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำชนิดอื่นและพี ถือว่ามีค่าน้อยมากจึงไม่นำมาคิดคำนวณ

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าเราสามารถคำนวณค่าความนำไฟฟ้าได้โดยวัดค่าพิกัดความต้านทาน ซึ่งเป็นค่าต่อต้านการไหลของกระแสไฟฟ้า และทำให้เกิดมีแรงดันตกคร่อมวัสดุนั้น ๆ ค่า ρ ซึ่งมีหน่วยเป็นโอห์ม-เซนติเมตร ($\Omega \cdot \text{cm}$) นี้ สามารถวัดค่าได้โดยใช้เครื่องมือโฟร์พอยท์โพรบ (Four Point Probe)

เครื่องมือดังกล่าวมีนิยามใช้วัดค่าแผ่นความต้านทาน (sheet resistance) โดยแทนด้วยสัญลักษณ์ ρ_s ซึ่งมีหน่วยเป็นโอห์มต่อสี่เหลี่ยมจัตุรัส (Ω/\square) ทำให้เราสามารถทราบค่าพิกัดความต้านทาน $\rho = \rho_s \times \text{ความหนา}$ หรือ $\rho = \rho_s \times t$



รูปที่ 3.6 การวัดค่าพิกัดความต้านทานโดยวิธีโพรบสี่โพรบ

เครื่องมือโพรบสี่โพรบนี้จะประกอบด้วยเข็มโลหะ ซึ่งเป็นขั้วไฟฟ้าทั้งสี่ ซึ่งจะห่างจากกันเป็นระยะ S เท่า ๆ กันดังรูปที่ 3.6

เข็มทั้งสี่นี้จะถูกกดลงบนแผ่นผลึกอะลูมินา แล้วป้อนไปอัสทำให้เกิดกระแส I ไหลผ่านเข็มโลหะที่อยู่ริมนอกสุด คือ เข็มที่ 1 และ 4 กระแสดังกล่าวนี้จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม (V) ขึ้นระหว่างขั้วของเข็มโลหะด้านใน

การหาค่าพิกัดความต้านทาน (ρ) ด้วยวิธีดังกล่าวนี้ ขนาดของแผ่นผลึกสารกึ่งตัวนำที่ใช้วัดจะต้องมีความยาวและกว้างมากกว่าระยะห่างเข็ม ก็คือระยะ S นั่นเอง

3.3.2 วัดค่าความต้านทานแผ่น (sheet resistivity ρ_s)

ในสารกึ่งตัวนำมักจะวัดค่านี้เสมอ ๆ แผ่นเวเฟอร์ทั่วไปจะบางและการแพร่สารเจือปนสารเจือจะลงไปไม่ทะลุตลอดแผ่น วิธีที่ใช้กันมากที่สุดคือ โพรบสี่โพรบ โดยจะมีโพรบของกระแส 1 คู่ และสำหรับวัดแรงดันอีก 1 คู่

สูตรพื้นฐานสำหรับการคำนวณหาการวัดความต้านทานแผ่น ก็คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\rho_s = F^*(V/I) \quad (3.5)$$

โดยค่าของ F^* สามารถที่จะหาได้จากตารางที่ 3.1

เครื่องโพร์พอยท์โพรบ โดยทั่วไปจะเป็นแบบเชิงเส้น หมายความว่าเข็มโพรบทั้งสอง วางในแนวเดียวกัน ระยะห่างระหว่างเข็มเท่ากันคือ S โดยทั่วไปแล้วชิ้นงานหนาน้อยกว่า $0.1 S$ และขอบห่างกว่าเข็มมากกว่า 20 เท่าของ S แล้ว ρ_s หาได้จาก

$$\rho_s = 4.53(V/I) \quad (3.6)$$

ตารางที่ 3.1 ค่า correction สำหรับโพร์พอยท์โพรบ เมื่อใช้วัดแผ่นบาง

Current probe	Voltage probe	Correction factor F^* for thin layer
1-4	2-3	$(\pi / \ln 2) \approx 4.532$
1-2	3-4	$2\pi(\ln 4 - \ln 3) \approx 21.84$
1-3	2-4	$2\pi(\ln 3 - \ln 2) \approx 15.50$
2-4	1-3	$2\pi(\ln 4 - \ln 3) \approx 21.84$
3-4	1-2	$(\pi / \ln 2) \approx 4.532$
2-3	1-4	

แต่ถ้าหากเป็นตัวอย่างที่หนาและขอบห่างกว่าเข็มมากกว่า 10 เท่าช่วงเข็มแล้ว

$$\rho_s = 2\pi S(V/I) \quad (3.7)$$

สำหรับสารกึ่งตัวนำที่มีความหนาของสารเจือเท่ากันตลอด ถ้าหากเราทราบค่า ρ_s ก็สามารถจะหาพิคัดความต้านทาน (resistivity ρ_s) ได้ดังนี้

$$\rho = \rho_s t F(S) \quad (3.8)$$

เมื่อ W คือความหนาของแผ่น และ $F(S)$ เป็น correction factor เมื่อ t ไม่ได้มีค่าน้อยกว่าค่า S มากนัก ซึ่งค่าสามารถหาได้จากตารางข้างล่างนี้

ตารางที่ 3.2 Correction factor ของ ρ เมื่อ t ไม่น้อยกว่า S มาก

W/S	$F(S)$
< 0.4	1.0000
0.400	0.9995
0.500	0.9975

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 Correction factor ของ ρ เมื่อ t ไม่น้อยกว่า S มาก (ต่อ)

W/S	$F(S)$
0.555	0.9948
0.625	0.9896
0.714	0.9798
0.833	0.9600
1.000	0.9214
1.111	0.8907
1.250	0.8490
1.429	0.7938
1.667	0.7225
2.000	0.6336

3.4 สรุป

ในบทนี้เป็นการศึกษาทฤษฎีและหลักการของการแพร่อะตอมทองคำในแผ่นผลึกอะลูมินาได้แสดงค่าสัมประสิทธิ์การแพร่ของทองคำในอะลูมินา และระดับพลังงานของอะตอมทองคำในอะลูมินาเมื่อเติมอะตอมทองคำลงในแผ่นผลึกอะลูมินา ตลอดจนหาค่าพิกัดของความต้านทานของอะลูมินาที่ถูกแพร่ด้วยทองคำบริสุทธิ์ โดยอาศัยการวัดและเทียบกับความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดัน

บทที่ 4

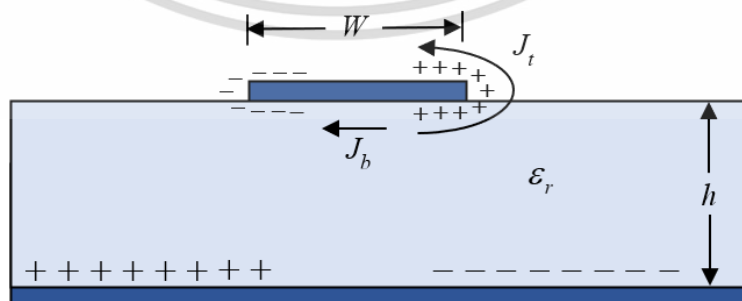
การวิเคราะห์และการออกแบบ

4.1 กล่าวนำ

การวิเคราะห์สายอากาศแบบไมโครสตริปนั้นสามารถทำได้หลายวิธี ซึ่งแต่ละวิธีจะให้ผลการวิเคราะห์ที่แตกต่างกันออกไป โดยวิธีที่นิยมใช้กันมากคือ วิธีแบบจำลองสายส่งสัญญาณ (Transmission Line Model) แบบจำลองควาวิตี้ (Cavity Model) และการวิเคราะห์ด้วยวิธีโมเมนต์ (MM) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเน้นที่การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศที่ได้จากการสร้างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองอะลูมินาไดโปกทองคำ ในส่วนที่เกี่ยวกับการสูญเสียของวัสดุฐานรอง อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราขยายของสายอากาศ ตลอดจนคุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่น ถึงแม้ว่าวิธีวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองสายส่งสัญญาณนั้นเป็นวิธีการที่สะดวกและง่ายต่อการวิเคราะห์ แต่ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้นับว่ายังมีความผิดพลาดอยู่มาก เมื่อใช้วิเคราะห์สายอากาศที่ทำงานในย่านความถี่สูง ๆ ดังนั้นการนำวิธีการวิเคราะห์ 2 วิธีหลังมาใช้จึงน่าจะเป็นวิธีการที่เหมาะสมที่สุด

4.2 การวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองควาวิตี้

ในการวิเคราะห์สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปด้วยแบบจำลองควาวิตี้ [6] นั้น โครงสร้างของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 จะถูกพิจารณาว่ามีลักษณะเป็นควาวิตี้ที่มีสารไดอิเล็กทริกบรรจุอยู่ภายใน ดังที่แสดงในรูปที่ 4.2 และเพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจจึงเปรียบควาวิตี้ี้ว่าถูกปิดล้อมด้วยแผ่นตัวนำไฟฟ้าทั้งด้านบนและด้านล่าง ส่วนด้านข้างทุกด้านจะถูกปิดล้อมด้วยผนังสนามแม่เหล็กที่มีสภาวะเปิดวงจร แบบจำลองนี้จะใช้สำหรับการพิจารณาสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าภายในควาวิตี้ ดังนั้นเราจึงสามารถคำนวณแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น อินพุตอิมพีแดนซ์ และความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศได้

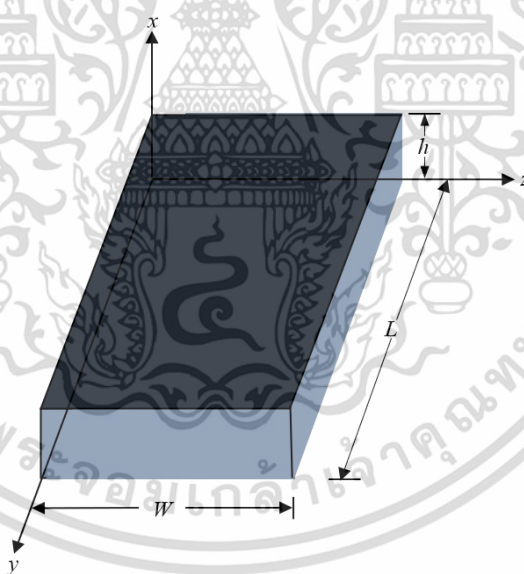


รูปที่ 4.1 การแผ่กระจายประจุและความหนาแน่นของกระแสบนแผ่นสายอากาศไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปถูกกระตุ้น สนามภายในควาวิตี้จะแผ่กระจายออกไปตามผนังของควาวิตี้ ทำให้เกิดประจุแผ่กระจายอยู่บนผิวด้านบนและด้านล่างของสายอากาศของแผ่นสายอากาศ รวมถึงผิวด้านด้านที่เป็นระนาบกรวดด้วย จากรูปที่ 4.1 สังเกตได้ว่ามีประจุเกิดขึ้น 2 ชนิด ซึ่งจะทำให้เกิดแรงดึงดูดสำหรับประจุที่ต่างชนิดกัน และเกิดแรงผลักสำหรับประจุที่เป็นชนิดเดียวกัน แรงเหล่านี้จะทำให้ประจุเกิดการเคลื่อนที่ทำให้เกิดความหนาแน่นของกระแส J_b และ J_t ที่ผิวด้านบนและด้านล่างของแผ่นสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 4.1 การไหลของกระแสนั้นจะมีค่าเป็นศูนย์ที่ด้านบนของแผ่นสายอากาศ ซึ่งทำให้แบบจำลองควาวิตี้ของผนังที่ 4 ด้านที่สมมติขึ้นนั้นกลายเป็นผิวด้านหน้าแม่เหล็กที่สมบูรณ์ โดยสมมติให้แผ่นตัวนำและผนังแม่เหล็กที่ปิดล้อม ควาวิตี้ที่ไม่มีกระแสสูญเสียพลังงานและอิมพีแดนซ์ของสายอากาศมีแต่จำนวนจริงเท่านั้น ตลอดจนควาวิตี้ที่มีสารไดอิเล็กทริกอยู่ภายในนี้ไม่สามารถแผ่กระจายคลื่นได้

โครงสร้างโดยทั่วไปของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปนั้น อัตราส่วนความหนาของวัสดุฐานรองต่อความกว้างของแผ่นสายอากาศมีค่าน้อยมาก ดังนั้นคลื่นที่เกิดขึ้นนั้นจะปรากฏอยู่ในวัสดุฐานรองไดอิเล็กทริกเป็นส่วนใหญ่ ซึ่งเป็นเหตุผลที่ทำให้สายอากาศแบบนี้มีประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ ดังนั้นจึงพิจารณาให้การเปลี่ยนแปลงของสนามตามความสูงมีค่าคงที่ จึงทำให้ภายในควาวิตี้มีเพียงสนามในโหมด T_M^x เท่านั้น



รูปที่ 4.2 โครงสร้างทางเรขาคณิตของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

คุณลักษณะของสนามภายในควาวิตี้สามารถหาได้โดยอาศัยเวกเตอร์ (Vector Potential) ซึ่งจะพิจารณาเงื่อนไขต่าง ๆ ตามที่แสดงในรูปที่ 4.2 ควาวิตี้ที่เกิดขึ้นจะพิจารณาปริมาตรที่อยู่ภายในแผ่นสายอากาศ ซึ่งวัสดุฐานของมีค่าคงที่ไดอิเล็กทริกเป็น ϵ_r โดยที่ศักย์เวกเตอร์สามารถหาได้จากสมการคลื่นดังนี้

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (4.20)$$

ซึ่งจะได้ผลเฉลยของสมการในรูปทั่วไปเป็น

$$A_x = \langle A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x) \rangle \langle A_2 \cos(k_y x) + B_2 \sin(k_y x) \rangle \langle A_3 \cos(k_z x) + B_3 \sin(k_z x) \rangle \quad (4.21)$$

โดยที่ k_x , k_y และ k_z คือหมายเลขคลื่น (Wave number) ตามแนวแกน x, y และ z ตามลำดับ การหาลักษณะของสนามภายในคาวิตี้ี้จะต้องกำหนดขอบเขตของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กภายในคาวิตี้ี้ ซึ่งจะสัมพันธ์กับศักย์เวกเตอร์ A_x ดังนี้

$$\begin{aligned} E_x &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x & H_x &= 0 \\ E_y &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} & H_y &= \frac{1}{\mu} \frac{\delta A_x}{\delta z} \\ E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} & H_z &= \frac{1}{\mu} \frac{\delta A_x}{\delta y} \end{aligned} \quad (4.22)$$

โดยอาศัยเงื่อนไข

$$\begin{aligned} E_y(x'=0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) \\ = E_y(x'=h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) &= 0 \\ H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z'=0) \\ = H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z'=W) &= 0 \\ H_z(0 \leq x' \leq h, y' \leq 0, 0 \leq z' \leq W) \\ = H_z(0 \leq x' \leq h, y' \leq 0, 0 \leq z' \leq W) &= 0 \end{aligned} \quad (4.23)$$

สัญลักษณ์ (') เช่น x' , y' และ z' เพื่อแสดงว่าเป็นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่อยู่ภายในช่องไดอิเล็กทริก

โดยการใช้นเงื่อนไขขอบเขตที่ว่า $E_y(x'=0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0$ และ $E_y(x'=h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0$ จะได้ว่า $B_1 = 0$ และ

$$k_x = \frac{m\pi}{h} \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (4.24)$$

ในลักษณะคล้ายกัน เมื่อใช้นเงื่อนไขขอบเขตที่ว่า $H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z'=0) = 0$ และ $H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z'=W) = 0$ จะได้ว่า $B_3 = 0$ และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k_z = \frac{p\pi}{h} \quad p = 0,1,2,\dots \quad (4.25)$$

และสุดท้าย โดยการใช้เงื่อนไขขอบเขต $H_z(0 \leq x' \leq h, y' \leq 0, 0 \leq z' = 0) = 0$ และ $H_z(0 \leq x' \leq h, y' \leq 0, 0 \leq z' = W) = 0$ จะได้ว่า $B_2 = 0$ และ

$$k_y = \frac{n\pi}{h} \quad n = 0,1,2,\dots \quad (4.26)$$

ในที่สุดจะได้ว่ารูปแบบของศักย์เวกเตอร์ A_x ภายในควาวิตี้คือ

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (4.27)$$

โดยที่ A_{mnp} แทนขนาดของสัมประสิทธิ์ในแต่ละ mnp โหมด หมายเลขคลื่น k_x , k_y และ k_z จะเท่ากับ

$$\left. \begin{aligned} k_x &= \left(\frac{m\pi}{h} \right), & m &= 0,1,2,\dots \\ k_y &= \left(\frac{n\pi}{L} \right), & n &= 0,1,2,\dots \\ k_z &= \left(\frac{p\pi}{W} \right), & p &= 0,1,2,\dots \end{aligned} \right\} m = n = p \neq 0 \quad (4.28)$$

โดยที่ m, n, p เป็นตัวเลขที่แสดงค่าความกว้าง ความยาว และความสูง อยู่ในแนวแกน x, y, z ตามลำดับ และมีค่าเป็นจำนวนเท่าของ $\lambda/2$ นอกจากนี้ k_x , k_y และ k_z ยังสามารถทำให้อยู่ในรูป

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{m\pi}{h} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L} \right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W} \right)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon \quad (4.29)$$

ความถี่เรโซแนนซ์ของควาวิตี้กำหนดได้จาก

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L} \right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W} \right)^2} \quad (4.30)$$

หลังจากนั้นแทนค่าของ A_x ลงในสมการ E_x , E_y และ E_z จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
E_x &= -j \frac{(k^2 - k_x^2)}{\omega \mu \epsilon} A_{nmp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \\
E_y &= -j \frac{k_x k_y}{\omega \mu \epsilon} A_{nmp} \sin(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z') \\
E_z &= -j \frac{k_x k_z}{\omega \mu \epsilon} A_{nmp} \sin(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \\
H_x &= 0 \\
H_y &= -\frac{k_z}{\mu} A_{nmp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \\
H_z &= \frac{k_y}{\mu} A_{nmp} \cos(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z')
\end{aligned} \tag{4.31}$$

เพื่อหาโหมดหลักที่ความถี่ไอโซแนนท์ต่ำสุด เราจะต้องทราบความถี่ไอโซแนนท์ก่อน โหมดซึ่งมีความถี่ไอโซแนนท์ต่ำที่สุดเราจะให้เป็นโหมดหลัก สำหรับสายอากาศไมโครสตริปที่มี $h \ll L$ และ $h \ll W$ ถ้า $L > W > h$ โหมดซึ่งเป็นความถี่ต่ำสุด (โหมดหลัก) คือ TM_{010}^x ซึ่งหาความถี่ไอโซแนนท์ได้จาก

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{v_o}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \tag{4.32}$$

โดยที่ v_o เป็นค่าความเร็วของแสงในอากาศว่าง แต่ถ้า $L > W > L/2 > h$ จะเป็นโหมด TM_{001}^x โดยหาความถี่ไอโซแนนท์ได้จากสมการ

$$(f_r)_{001} = \frac{1}{2W\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{v_o}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \tag{4.33}$$

ถ้า $L > L/2 > W > h$ จะเป็นโหมด TM_{020}^x แทนโหมด TM_{001}^x โดยหาความถี่ไอโซแนนท์ได้จากสมการ

$$(f_r)_{020} = \frac{1}{L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{v_o}{L\sqrt{\epsilon_r}} \tag{4.34}$$

ถ้า $W > L > h$ จะได้โหมดหลักเป็น TM_{001}^x โดยหาความถี่ไอโซแนนท์ได้จากสมการ 4.14 ขณะที่ $W > W/2 > L > h$ จะเป็นโหมดที่สองหรือโหมด TM_{020}^x อาศัยสมการที่ 4.12 การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสตามขอบผนังควาวิตี้สำหรับโหมด $TM_{010}^x, TM_{001}^x, TM_{020}^x$ และ TM_{002}^x ตามลำดับแสดงในรูปที่ 4.3

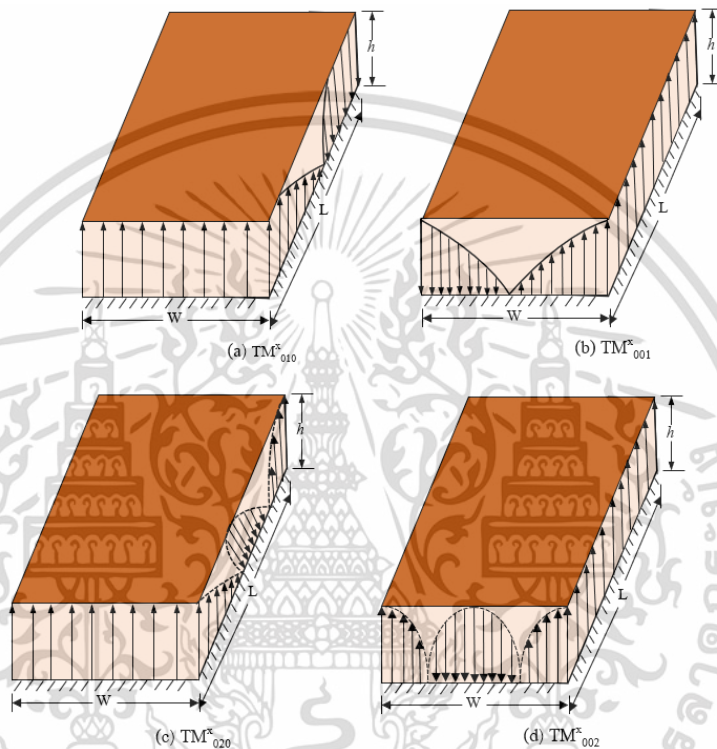
จากที่ได้กล่าวมาทั้งหมดจะสมมติให้ไม่มีผลเนื่องจากสนามฟรินกิงตามขอบของควาวิตี้ซึ่งไม่ใช่ค่าทั้งหมดแต่เป็นเพียงการสมมติ ซึ่งสมการที่ได้รวมผลของสนามฟรินกิงนั้นได้กล่าวมาแล้วก่อนหน้านี้ดัง

สมการ 4.5 สำหรับโหมดหลัก TM_{010}^x

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบจำลองควิวตี้จะมองสายอากาศแบบไมโครสตริปว่าเป็น สารไดอิเล็กตริกที่มีผนังสนามไฟฟ้าที่สมบูรณ์แบบปิดอยู่ที่ด้านบนและด้านล่าง ส่วนอีก 4 ด้านที่เหลือ ซึ่งอยู่ด้านข้างจะถูกปิดล้อมด้วยผนังสนามแม่เหล็ก ซึ่งบริเวณนี้เองที่เป็นตัวการทำให้เกิดการแผ่กระจายคลื่น ดังนั้นการจะหาความหนาแน่นกระแส จะต้องคิดเสมือนว่าสารตัวกลางมีอยู่แต่เฉพาะภายใต้แผ่นตัวนำด้านบนเสมอ



รูปที่ 4.3 โครงสร้างของสนามสำหรับสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

จากการใช้ทฤษฎีสานแม่เหล็ก (Huygen’s theory) จะสามารถแทนแผ่นตัวนำที่อยู่ด้านบนด้วยความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า J_s ที่ผิวด้านบนของแผ่นตัวนำ (โดยปกติความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า J_s อยู่ข้างใต้แผ่นตัวนำด้วย แต่ในที่นี้จะไม่กล่าวถึง) และด้านข้างทั้ง 4 ด้านจะแสดงได้ด้วยความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า J_s และความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก M_s ดังแสดงในรูปที่ 4.4 (a) โดยที่

$$J_s = \hat{n} \times H_a \tag{4.35}$$

และ

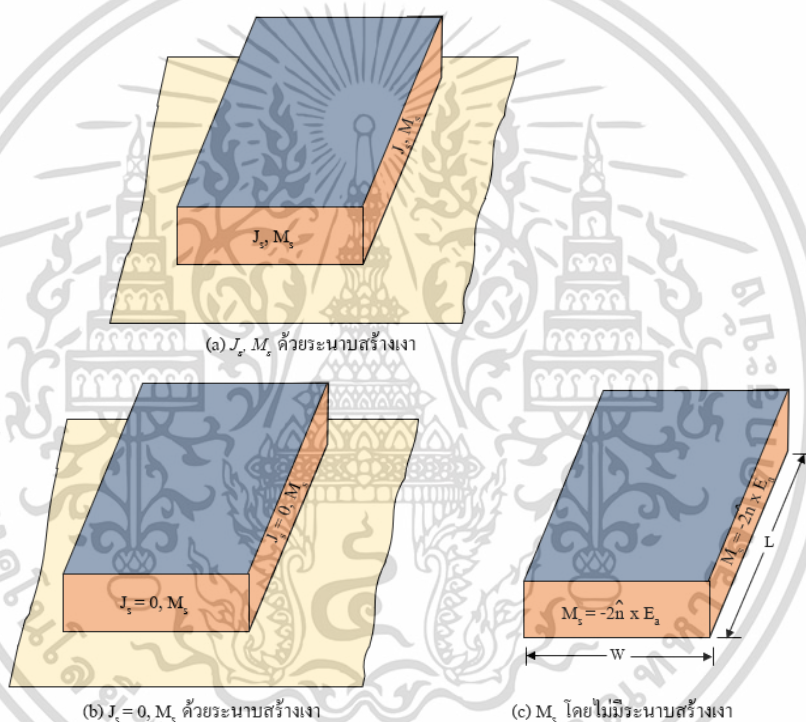
$$M_s = -\hat{n} \times E_a \tag{4.36}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากสายอากาศไมโครสตริปมีอัตราส่วนของความสูงต่อความกว้างค่อนข้างน้อย ดังนั้น J_z ที่อยู่ด้านบนจะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ J_z ที่อยู่ด้านล่าง จึงสมมติได้ว่า J_z มีค่าเป็นศูนย์และจะไม่นำมาคิด จึงทำให้สนามแม่เหล็กที่บริเวณขอบ ซึ่งเกิดจาก J_z มีค่าเป็นศูนย์ (หรือมีค่าน้อยมาก) ด้วย ส่งผลให้ J_s ที่บริเวณด้านข้าง ซึ่งเกิดจากสนามแม่เหล็กมีค่าเป็นศูนย์อีก ดังนั้นจะเหลือเฉพาะ M_s ที่อยู่ด้านข้างโดยรอบของแบบจำลองควิตีเท่านั้นที่ไม่เป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 4.4 (b) จากการใช้ทฤษฎีอิมเมจ (Image Theory) จะได้ว่า

$$M_s = -2\hat{n} \times E_a \tag{4.37}$$

รอบเส้นรอบวงด้านข้างของแผ่นตัวนำที่แผ่กระจายออกไปในอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 4.4 (c)



รูปที่ 4.4 ความหนาแน่นกระแสสมบูรณต์ด้านทั้ง 4 ของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ในแบบจำลองควิตีจะมองสายอากาศไมโครสตริปว่าเปรียบเสมือนมีช่องว่างอยู่ด้านข้าง โดยรอบทั้ง 4 ด้านของควิตี โดยที่ช่องว่างเหล่านี้จะเป็นตัวแผ่กระจายคลื่นออกไป แต่ช่องว่างทั้ง 4 ช่องได้แผ่กระจายคลื่นได้ทั้ง 4 ช่อง จะมีเพียง 2 ช่องเท่านั้นที่สามารถแผ่กระจายคลื่นได้ ส่วนอีก 2 ช่องที่เหลือจะเกิดการหักล้างกันคือช่องที่อยู่ห่างกันเป็นระยะ W ส่วนอีก 2 ช่องที่สามารถแผ่กระจายคลื่นได้จะอยู่ห่างกันเป็นระยะทาง L ซึ่งเรียก 2 ช่องนี้ว่า ช่องแผ่กระจายคลื่น (Radiating slot) โดยที่ระหว่าง 2 ช่องนี้จะมีแผ่นตัวนำคู่ขนาน ซึ่งแสดงตัวเหมือนเป็นหม้อแปลง (Transformer) ที่มีความต้านทานต่ำ ความยาวของ L ประมาณได้ว่าเท่ากับ $\lambda_g/2$ เมื่อ λ_g หมายถึงความยาวคลื่นที่เดินทางในตัวกลางเพื่อให้สนามของช่องว่างทั้ง 2 มีทิศทางตรงกันข้าม ดังแสดงในรูปที่ 4.3 (a) จากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องว่างทั้ง 2 ที่เป็นตัวแผ่กระจายคลื่นจะทำตัวเสมือนเป็นอาร์เรย์ 2 องค์ประกอบที่มีระยะห่างจากกันเป็น $\lambda_g/2$

สมมติให้โหมดหลักภายในคาวิตีเป็นโหมด TM_{010}^x องค์ประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะลดลงจากสมการ 4.12 เป็น

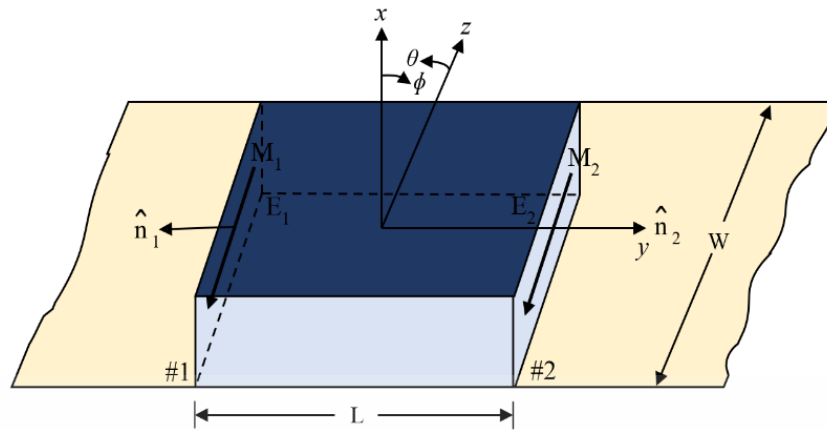
$$\begin{aligned} E_x &= E_0 \cos\left(\frac{\pi}{L}y'\right) \\ H_z &= H_0 \sin\left(\frac{\pi}{L}y'\right) \\ E_y = E_z = H_x = H_y &= 0 \end{aligned} \quad (4.38)$$

โดยที่ $E_0 = -j\omega A_{010}$ และ $H_0 = (\pi/\mu L)A_{010}$ โครงสร้างของสนามไฟฟ้าภายในวัสดุฐานรองและระหว่างองค์ประกอบที่แผ่กระจายคลื่นกับระนาบกราวด์จะแสดงดังรูป 4.3 (a) ซึ่งจะเห็นว่าเฟสมีการเปลี่ยนแปลงตลอดช่วงความยาวของแผ่นสายอากาศ แต่จะมีค่าสม่ำเสมอตามแนวความกว้างของแผ่นสายอากาศ การเปลี่ยนแปลงของเฟสตามแนวความยาวนี้มีความจำเป็นสำหรับสายอากาศที่มีคุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่นไปทางด้านหน้า (Broadside)

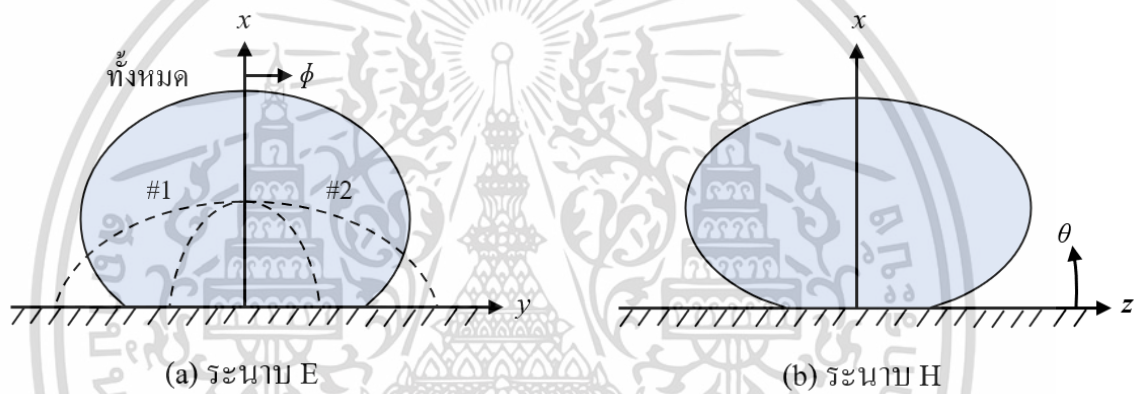
การแผ่กระจายคลื่นของแต่ละร่องนั้นจะถูกสมมติให้เป็นไดโพลแม่เหล็ก ซึ่งความหนาแน่นกระแสเป็น M_s และหาค่าได้จากสมการ 4.18 โดยพิจารณาตามรูปที่ 4.5 ซึ่งจะมีความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กสมมูลตลอดทั้ง 2 ร่อง โดยแต่ละร่องจะมีความกว้าง W และสูง h ซึ่งมีขนาดและเฟสเดียวกัน ดังนั้นร่องทั้ง 2 นี้จะวางอยู่เป็นอาร์เรย์ขนาด 2 องค์ประกอบซึ่งมีแหล่งกำเนิด (Source) ที่มีขนาดและเฟสเดียวกัน และวางห่างจากกันด้วยระยะ L ดังนั้นแหล่งกำเนิดทั้งสองจะแผ่กระจายคลื่นไปรวมกันในทิศทางบรอดไซด์ ดังแสดงในรูปที่ 4.6 (a) ซึ่งเป็นรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของแต่ละร่องในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) ส่วนรูปแบบในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) ได้นำมาแสดงไว้ในรูปที่ 4.6 (b)

ความหนาแน่นกระแสสมมูลสำหรับร่อง 2 ร่องแบบอื่น ๆ โดยที่แต่ละร่องยาว L และสูง h แสดงดังรูปที่ 4.7 ดังนั้นความหนาแน่นกระแสบนผนังแต่ละด้านจะมีขนาดเดียวกันแต่มีทิศทางตรงกันข้ามกัน สนามที่แผ่กระจายโดยร่องทั้งสองนี้ก็จะไปหักล้างกับสนามอื่น ๆ ในระนาบสนามแม่เหล็ก ดังนั้นเมื่อร่องที่อยู่ตรงข้ามกันมีเฟสต่างกัน 180° ซึ่งจะไปหักล้างกันกับสนามอื่น ๆ ในระนาบสนามไฟฟ้าด้วย ดังจะได้แสดงในการวิเคราะห์ต่อไป การแผ่กระจายของสนามจากผนังทั้ง 2 ด้านนี้จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับผนังอีก 2 ด้านที่เหลือ ดังนั้นร่องทั้งสองเหล่านี้จึงเรียกว่า “ร่องที่ไม่มีการแผ่กระจาย”

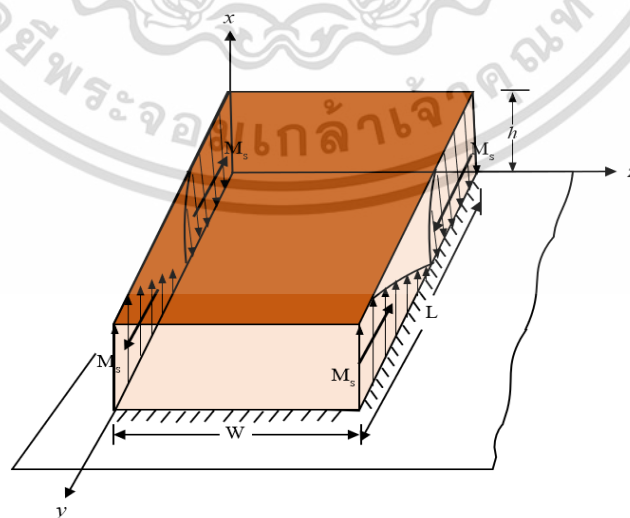
เพื่อหาการแผ่กระจายของสนามจากแต่ละร่อง สนามรวมนั้นจะเป็นผลรวมจากอาร์เรย์ขนาด 2 องค์ประกอบ ซึ่งแต่ละองค์ประกอบถูกแทนด้วยร่อง ดังนั้นร่องเหล่านี้จึงมีลักษณะเป็นไปตามอุดมคติ



รูปที่ 4.5 ร่องสำหรับแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและกระแสแม่เหล็กสมมูล



รูปที่ 4.6 แบบรูปในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสำหรับแผ่นไมโครสตริปร่องเดี่ยวและทั้งสองร่อง



รูปที่ 4.7 ความหนาแน่นกระแสบนร่องที่ไม่มีการแผ่กระจายคลื่นสำหรับสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถหาการแผ่กระจายของสนามได้โดยอาศัยอาร์เรย์เฟคเตอร์ (Array factor) สำหรับร่อง 2 ร่องร่องการแผ่กระจายคลื่น การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในระยะไกลจากแต่ละร่องสามารถหาได้โดยอาศัยความหนาแน่นกระแสสมมูลจากสมการ 4.18 สามารถเขียนได้ว่า

$$E_r \approx E_\theta \approx 0 \quad (4.20a)$$

$$E_\phi = -j \frac{k_0 h W E_o e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin\theta \frac{\sin(X)}{X} \frac{\sin(Z)}{Z} \right\} \quad (4.20b)$$

โดยที่

$$X = \frac{k_0 h}{2} \sin\theta \cos\phi \quad (4.20c)$$

$$Z = \frac{k_0 W}{2} \cos\theta \quad (4.20d)$$

กรณีที่ความสูงของวัสดุฐานร่องมีค่าน้อยมาก ๆ ($k_0 h \ll 1$) สมการ 4.20b จะลดลงเหลือ

$$E_\phi = -j \frac{2V_o e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin\theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right\} \quad (4.21)$$

โดยที่ $V_o = hE_o$

ตามทฤษฎีเรื่องของอาร์เรย์เฟคเตอร์สำหรับกรณี 2 องค์ประกอบที่มีขนาดและเฟสเดียวกันวางห่างกันด้วยระยะทาง L_e ตามทิศทางแกน y

$$(AF)_y = 2 \cos\left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin\theta \sin\phi\right) \quad (4.22)$$

โดยที่ L_e เป็นค่าความยาวประสิทธิผลตามสมการ 4.3 ดังนั้นสนามไฟฟ้ารวมสำหรับร่องทั้งสอง (สำหรับสายอากาศไมโครสตริป) คือ

$$E_\phi = -j \frac{2k_0 h W E_o e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin\theta \frac{\sin(X)}{X} \frac{\sin(Z)}{Z} \right\} \cos\left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin\theta \sin\phi\right) \quad (4.23)$$

โดยที่

$$X = \frac{k_0 h}{2} \sin\theta \cos\phi \quad (4.23a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z = \frac{k_o W}{2} \cos \theta \quad (4.23b)$$

สำหรับกรณีที่มี h มีค่าน้อยมาก ๆ ($k_o h \ll 1$) สมการ 4.23 จะลดลงเป็น

$$E_\phi \approx -j \frac{4V_o e^{-jk_o r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{k_o W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right\} \cos\left(\frac{k_o L_e}{2} \sin \theta \sin \phi\right) \quad (4.24)$$

โดยที่ $V_o = hE_o$ เป็นแรงดันตกคร่อมระหว่างร่อง

สำหรับสายอากาศไมโครสตริปในระนาบ $x-y$ ($\theta = 90^\circ, 0^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$, และ $270^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$) เป็นระนาบสนามไฟฟ้า สำหรับในระนาบนี้ สมการสำหรับหาสนามที่แผ่กระจายจากสมการ 4.23-4.23b จะลดลงเหลือ

$$E_\phi = -j \frac{2k_o W V_o e^{-jk_o r}}{\pi r} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{k_o h}{2} \cos \phi\right)}{\frac{k_o h}{2} \cos \phi} \right\} \cos\left(\frac{k_o h}{2} \sin \phi\right) \quad (4.25)$$

ระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไมโครสตริปคือระนาบ $x-z$ ($\phi = 0^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$) และสมการสำหรับการแผ่กระจายของสนามตามสมการ 4.23 - 4.23b จะลดลงเป็น

$$E_\phi = -j \frac{2k_o W V_o e^{-jk_o r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{k_o h}{2} \sin \theta\right) \sin\left(\frac{k_o h}{2} \cos \theta\right)}{\frac{k_o h}{2} \sin \theta \frac{k_o h}{2} \cos \theta} \right\} \quad (4.26)$$

การแผ่กระจายของสนามด้วยร่องที่เราเรียกว่าร่องที่ไม่มีการแผ่กระจายคลื่น ความยาวประสิทธิผล L_e และความสูง h ของแต่ละร่องสามารถหาได้โดยใช้วิธีการเดียวกันกับร่องที่มีการแผ่กระจายคลื่น โดยอาศัยสนามที่ได้จากสมการ 4.19 ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กสมมูลของร่องที่ไม่มีการแผ่กระจายคลื่นที่วางบนแกน z คือ

$$M_s = -2\hat{n} \times E_a = \hat{a}_y 2E_o \cos\left(\frac{\pi}{L_e} y'\right) \quad (4.27)$$

และได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.7 ส่วนอีกร่องหนึ่งจะวางอยู่บนระนาบ $-z$ อาศัยขั้นตอนเดียวกับร่องที่มีการแผ่กระจายคลื่น องค์ประกอบของสนามไฟฟ้าระยะไกลที่แผ่กระจายออกมาโดยแต่ละร่องสามารถหา

ได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_\theta = j \frac{k_o h L_e E_o e^{-jk_o r}}{4\pi r} \left\{ \cos\phi \frac{\sin(X)}{X} \frac{\cos(Y)}{(Y)^2 - (\pi/2)^2} \right\} \quad (4.28a)$$

$$E_\phi = -\frac{k_o h L_e E_o e^{-jk_o r}}{4\pi r} \left\{ \cos\theta \sin\phi \frac{\sin(X)}{X} \frac{\cos(Y)}{(Y)^2 - (\pi/2)^2} \right\} \quad (4.28b)$$

โดยที่

$$X = \frac{k_o h}{2} \sin\theta \cos\phi \quad (4.28c)$$

$$Y = \frac{k_o L_e}{2} \sin\theta \sin\phi \quad (4.28d)$$

เมื่อร่องทั้งสองนี้จะเป็นอาร์เรย์ขนาด 2 องค์ประกอบ ซึ่งมีขนาดเดียวกันแต่มีเฟสตรงกันข้าม วางแยกออกจากกันในแกน z ด้วยระยะทาง W จะได้อาร์เรย์เฟคเตอร์เป็น

$$(AF)_z = 2j \sin\left(\frac{k_o W}{2} \cos\theta\right) \quad (4.29)$$

ดังนั้นสนามไฟฟ้ารวมในระยะไกลจะเป็นผลคูณของสมการ 4.28a และ 4.28b กับอาร์เรย์เฟคเตอร์ตามสมการ 4.29

ในระนาบสนามไฟฟ้า ($\theta = 90^\circ, 0^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$, และ $270^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$) สมการ 4.28a และ 4.28b จะมีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากสนามที่แผ่กระจายไปหนึ่งส่วนสี่รอบของแต่ละร่องจะถูกหักล้างจากสนามที่แผ่กระจายหนึ่งส่วนสี่รอบจากที่อื่น ๆ และในลักษณะเดียวกันในระนาบสนามแม่เหล็ก ($\phi = 0^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$) สนามรวมจะมีค่าเป็นศูนย์เพราะว่าสมการ 4.29 ไม่มีค่า ดังนั้นแสดงว่าสนามที่แผ่กระจายจากแต่ละร่องจะถูกหักล้างโดยสนามที่แผ่กระจายจากร่องอื่น ๆ การที่ร่องทั้งสองไม่สามารถแผ่กระจายคลื่นได้ในระนาบหลักนั้นได้กล่าวไว้แล้วในตอนต้นและได้แสดงความหนาแน่นของกระแสไว้ในรูปที่ 4.7

4.3 การวิเคราะห์ด้วยวิธีโมเมนต์

โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปและวัสดุฐานรองบนระนาบสร้างเงาตัวนำสมบูรณ์แสดงดังรูปที่ 4.8 สมมติให้ไมโครสตริปถูกกำหนดด้วยผิว S บนระนาบ $x-y$ ที่ตำแหน่ง $z = z'$ เมื่อ $z' \leq d$ การแก้ปัญหาเชิงเลข (Numerical Solution) ของสายอากาศไมโครสตริปที่ใช้วิธีโมเมนต์ทั่วไปเป็นวิธี Galarkin ซึ่งได้กำหนดฟังก์ชันมาตรฐาน (Basic Function) และฟังก์ชันถ่วงน้ำหนัก

(weighting function) ปัญหานี้สามารถกำหนดโดยควอไซกรีนฟังก์ชัน (quasi-Green's function) [7]

4.3.1 ควอไซกรีนฟังก์ชัน

ในกระแสแม่เหล็กที่หายไปนั้น สนามที่แผ่กระจายในขอบเขตที่ 1 และขอบเขตที่ 2 เกิดขึ้นจากกระแสเชิงผิว J_s บนแผ่นสายอากาศถูกกำหนดโดยสมการ

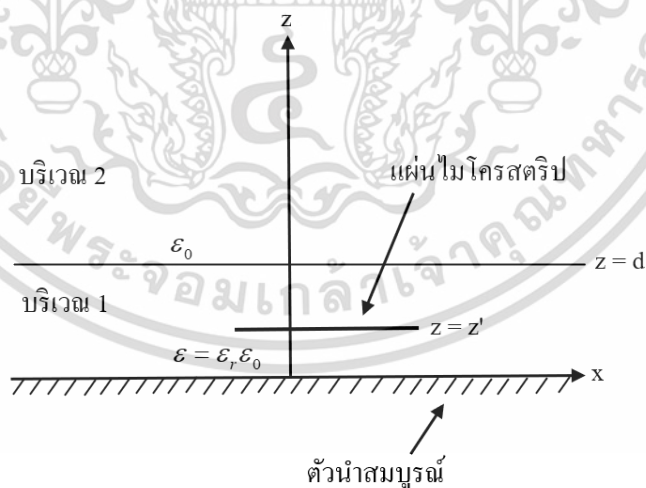
$$\begin{aligned} H &= \frac{1}{\mu} \nabla \times A \\ E &= -j\omega A + \frac{1}{j\omega\epsilon\mu} \nabla(\nabla \cdot A) \\ (\nabla^2 + k^2)A &= -\mu J_s \end{aligned} \tag{4.30}$$

กระแสของแหล่งกำเนิด J_i คือแหล่งกำเนิดที่สร้าง J_s และคือกระแสไฟฟ้าบนสายส่งไมโครสตริป ซึ่งถูกกำหนดโดย

$$J_i = I_0 \Psi \tag{4.31}$$

สำหรับสายส่งแบบไมโครสตริป เราจะได้

$$\Psi = \hat{z}(w_1 z')^{-1/2} \tag{4.32}$$



รูปที่ 4.8 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปและวัสดุฐานรอง

เมื่อ w_1 เป็นความกว้างประสิทธิผลของสายส่ง สำหรับวัสดุฐานรองบางได้มีการประมาณ w_1 เป็น $w_1 = w + 2z'$ เมื่อ w เป็นความกว้างของสายส่งไมโครสตริปที่ป้อนสู่แผ่นสายอากาศ

ในขอบเขตที่ 1 เรากำหนดจากสมการ 4.30 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A = A^1 \quad ; k = k_0 (\epsilon_r)^{1/2} \quad (4.33)$$

ในขอบเขตที่ 2 จะได้

$$A = A^2 \quad ; k = k_0 \quad (4.34)$$

ศักย์เวกเตอร์ A^1 และ A^2 สำหรับขอบเขตที่ 1 และ 2 ตามลำดับ สามารถแสดงโดยศักย์เวกเตอร์ควอไซกรีนฟังก์ชัน \bar{G}_A^1 และ \bar{G}_A^2 ตามลำดับจะได้

$$A'(r) = \mu \int_S \bar{G}_A^1(r, r') \cdot J_s(r') ds' \quad (4.35)$$

สำหรับกระแสที่แผ่นสายอากาศ J_s บนระนาบ $z = z'$ เมื่อ $i=1$ หรือ 2

ในทางตรงกันข้าม \bar{G}_A^1 คือการแก้ปัญหาสมการ

$$(\nabla^2 + k^2) \bar{G}_A^1(r, r') = -\bar{I}_i \delta(r, r') \quad \text{สำหรับขอบเขตที่ 1} \quad (4.36)$$

$$(\nabla^2 + k_0^2) \bar{G}_A^1(r, r') = -\bar{I}_i \delta(r, r') \quad \text{สำหรับขอบเขตที่ 2} \quad (4.37)$$

โดยขึ้นอยู่กับเงื่อนไขขอบเขตที่เหมาะสมสำหรับแต่ละขอบเขต

เพื่อแก้สมการหา \bar{G}_A^1 และ \bar{G}_A^2 เราใช้การแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) จากสมการ 4.36 และ 4.37 เทียบกับ x และ y ผลลัพธ์การแปลงฟูเรียร์ของ \bar{G}_A^1 และ \bar{G}_A^2 ถูกกำหนดโดยการบังคับให้เป็นไปตามเงื่อนไขขอบเขตบนองค์ประกอบที่ติดกันของสนามดังนี้

$$\tilde{E}_t^1(k_x, k_y, 0) = 0 \quad (4.38)$$

$$\tilde{E}_t^1(k_x, k_y, d) = \tilde{E}_t^2(k_x, k_y, d) \quad (4.39)$$

$$\tilde{H}_t^1(k_x, k_y, d) = \tilde{H}_t^2(k_x, k_y, d) \quad (4.40)$$

ศักย์เวกเตอร์ของกรีนฟังก์ชันสำหรับขอบเขตที่ 1 และ 2 หาได้จากการใช้การแปลงฟูเรียร์ผกผัน (invert Fourier transform) ของ \bar{G}_A^1 และ \bar{G}_A^2 สำหรับขอบเขตไดอิเล็กตริก จะได้

$$\begin{aligned} \bar{G}_A^1(r, r') = & \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} dk_x dk_y [(\hat{x}\hat{x} + \hat{y}\hat{y})G_a(k_x, k_y, z, z') \\ & - (\hat{x}\hat{z}k_x + \hat{y}\hat{z}k_y)G_b(k_x, k_y, z, z')] e^{-jk_x(x-x') - jk_y(y-y')} \end{aligned} \quad (4.41)$$

เมื่อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_a(k_x, k_y, z, z') = -\frac{e^{-jk_{z_1}(z-z')} - e^{-jk_{z_1}|z-z'|}}{2jk_{z_1}} + \frac{\sin(k_{z_1}z)}{k_{z_1}T_e} \{k_{z_1} \cos[k_{z_1}(d-z')] + jk_{z_2} \sin[k_{z_1}(d-z')]\}$$

$$G_b(k_x, k_y, z, z') = \frac{(\varepsilon_r - 1)\sin(k_{z_1}z')\cos(k_{z_1}z)}{T_e T_m}$$

$$T_e = k_{z_1} \cos(k_{z_1}d) + jk_{z_2} \sin(k_{z_1}d)$$

$$T_m = \varepsilon_r k_{z_2} \cos(k_{z_1}d) + jk_{z_1} \sin(k_{z_1}d)$$

ในสมการที่กล่าวมาข้างต้น

$$k_{z_1} = \begin{cases} (\varepsilon_r k_0^2 - k_t^2)^{1/2} & ; k_t^2 \leq \varepsilon_r k_0^2 \\ -j(k_t^2 - \varepsilon_r k_0^2)^{1/2} & ; \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.42)$$

$$k_{z_2} = \begin{cases} (k_0^2 - k_t^2)^{1/2} & ; k_t^2 \leq k_0^2 \\ -j(k_t^2 - k_0^2)^{1/2} & ; \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.43)$$

เมื่อ $k_t^2 = k_x^2 + k_y^2$

4.4 การสูญเสียในวัสดุฐานรองอะลูมินาไดปทงค์

คุณสมบัติของวัสดุฐานรองของสายอากาศนั้นนับว่าเป็นปัจจัยที่มีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งต่อคุณสมบัติโดยรวมของสายอากาศ หากวัสดุฐานรองที่ใช้สร้างสายอากาศแบบไมโครสตริบมีการสูญเสีย (Loss) ในวัสดุฐานรองมากจะส่งผลให้ประสิทธิภาพในการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศด้อยลง ดังนั้นคุณสมบัติของวัสดุฐานรองจึงเป็นประเด็นหนึ่งที่จะต้องพิจารณาเพื่อความเหมาะสม ในวิทยานิพนธ์นี้จะได้พิจารณาสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริบที่มีการรีโซแนนท์อยู่ในโหมด TM_{100} โดยการวิเคราะห์แบบจำลองควาวิตี้ซึ่งองค์ประกอบค่า Q รวมของแผ่นสายอากาศนั้นจะประกอบด้วย

Q_r เป็นค่า Q เนื่องจากความสูญเสียในการแผ่กระจาย

Q_c เป็นค่า Q เนื่องจากความสูญเสียในตัวนำ

Q_d เป็นค่า Q เนื่องจากความสูญเสียไดอิเล็กตริก

โดยที่ Q_0 สามารถหาได้จากค่าของ Q_r , Q_c และ Q_d ดังสมการ

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (4.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถเขียนความสัมพันธ์ของ Q_0 และประสิทธิภาพ η ได้ว่า

$$\eta = \frac{Q_0}{Q_r} \quad (4.45)$$

โดยที่

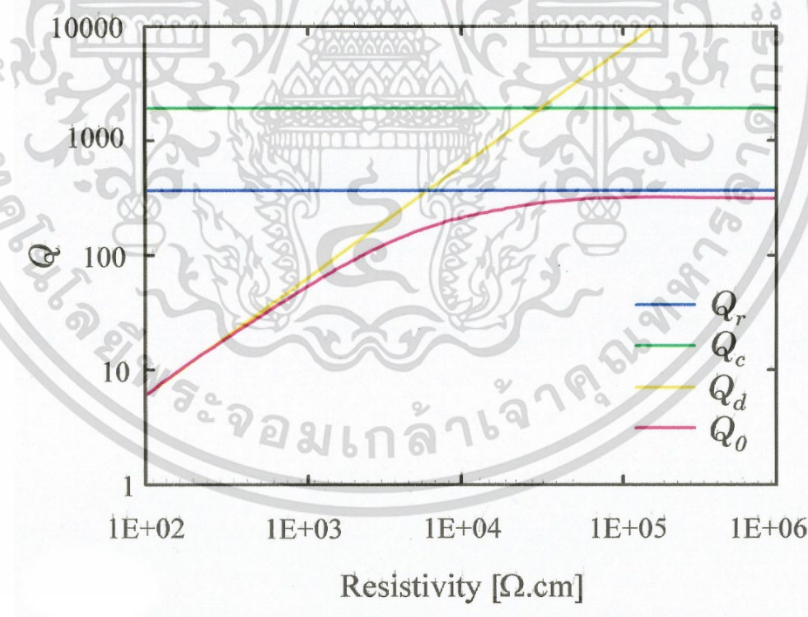
$$Q_r = \frac{3}{8} \epsilon_r \frac{\lambda_0}{h}$$

$$Q_c = \frac{h}{\delta_s}$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta}$$

เมื่อ ϵ_r , h และ $\tan \delta$ เป็นค่าคงที่ตัววัสดุฐานรอง, ความหนาของวัสดุฐานรอง และแทนเจนต์การสูญเสียของวัสดุฐานรอง ตามลำดับ ส่วน δ_s เป็นความหนาของแผ่นตัวนำ

การเปลี่ยนแปลงของ Q_d และ Q_0 เปรียบเทียบกับความต้านทาน (ρ) ของวัสดุฐานรอง แสดงดังรูปที่ 4.9 สังเกตเห็นได้ว่าเส้นโค้งของค่า Q_r และ Q_c ตัดกันที่ตำแหน่ง $\rho_{th} = 5 \times 10^3 [\Omega \cdot \text{cm}]$ โดยที่ Q_d จะมีความสำคัญเมื่อ $\rho < \rho_{th}$ และทำให้คุณสมบัติของสายอากาศด้อยลง แต่ถ้า $\rho > \rho_{th}$ จะทำให้ความสูญเสียในวัสดุฐานรองลดน้อยลง ซึ่งทำให้สายอากาศที่มีคุณสมบัติโดยรวมดีขึ้นตามไปด้วย



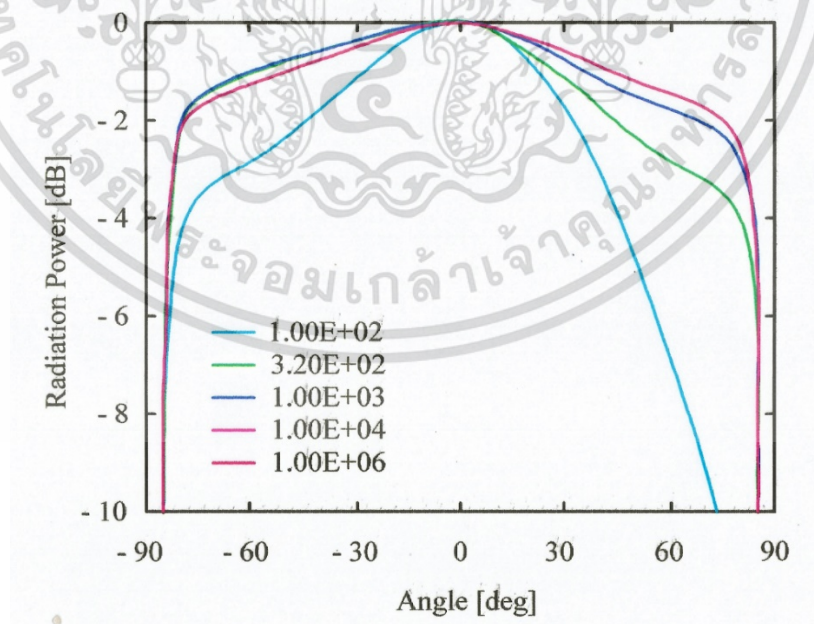
รูปที่ 4.9 องค์ประกอบ Q เปรียบเทียบกับสภาพความต้านทานของวัสดุฐานรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่น

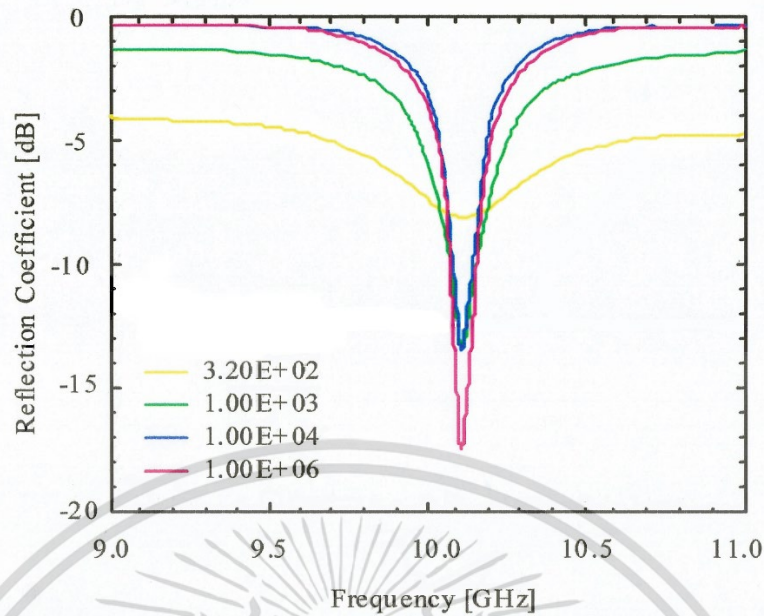
เนื่องจากวัสดุฐานรองที่มีค่าความต้านทานและค่าการสูญเสียที่แตกต่างกัน จะมีผลต่อแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นโดยตรง ดังนั้นการวิเคราะห์ถึงแบบรูปการแผ่กระจายที่ได้จากการสร้างสายอากาศแผ่นแบบโมนอลิทริกบนวัสดุฐานรองอะลูมินาไดปทอทองคำ จึงเป็นสิ่งที่ใช้ในการพิสูจน์ถึงการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศว่ามีประสิทธิภาพแตกต่างจากการสร้างบนวัสดุฐานรองที่เป็นฉนวนแบบอื่นอย่างไร โดยในการวิเคราะห์หาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นนี้ได้อาศัยคอมพิวเตอร์ช่วยในการวิเคราะห์ โดยใช้โปรแกรม Ensemble ของบริษัท Ansoft เพื่อหาคุณลักษณะของสายอากาศ เช่น แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นตลอดจนการเนื่องจากการสะท้อนกลับ ซึ่งโปรแกรมนี้ได้อาศัยหลักการวิเคราะห์ด้วยวิธีโมเมนต์ดังที่กล่าวมาแล้วในตอนต้น โดยสายอากาศที่สร้างขึ้นนั้นทำงานอยู่ในโหมด TM_{100}

จากการเลียนแบบจะได้แบบรูปการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าที่มีค่า ρ ต่าง ๆ กัน แสดงดังรูปที่ 4.10 สมมติให้ระนาบกราวด์มีขนาดใหญ่มาก เมื่อสภาพความต้านทานมีค่าต่ำกว่า $10^3 [\Omega \cdot \text{cm}]$ แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ได้จะไม่สมมาตร เพราะว่าความบริสุทธิ์ของโมดรีโซแนนท์ลดลง เนื่องจากการลดลงขององค์ประกอบ Q แบนด์วิดท์ของสัมประสิทธิ์สะท้อนกลับจะเพิ่มขึ้นตามการลดลงของสภาพความต้านทานดังได้แสดงในรูปที่ 4.11 และอัตราขยายของสายอากาศเทียบกับค่าสภาพความต้านทานได้แสดงในรูปที่ 4.12 จะเห็นได้ว่า อัตราขยายจะลดลงเมื่อ ρ น้อยกว่า $10^4 [\Omega \cdot \text{cm}]$ และในรูปเดียวกันยังได้แสดงถึงประสิทธิภาพการแผ่กระจาย η ซึ่งได้คำนวณโดยใช้แบบจำลองควิตี้ด้วย

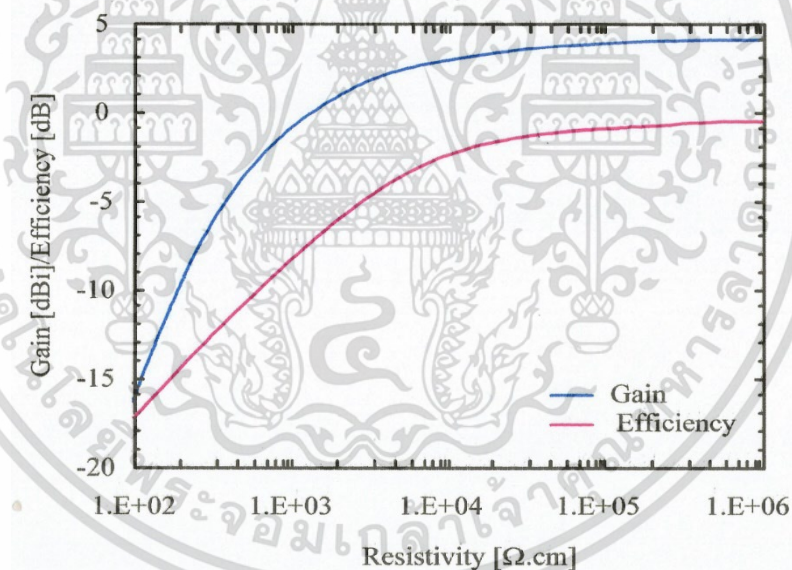


รูปที่ 4.10 แบบรูปการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าบนวัสดุฐานรองที่ ρ ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับบนวัสดุแบนรองที่ ρ ต่างกัน



รูปที่ 4.12 อัตราขยายของสายอากาศและประสิทธิภาพเทียบกับสภาพความต้านทาน

4.6 ขั้นตอนการออกแบบ

ในหัวข้อนี้เราจะมาพิจารณากันถึงขั้นตอนการออกแบบตลอดจนวิธีการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งเป็นแบบที่ง่ายที่สุดสำหรับการออกแบบสายอากาศในลักษณะนี้ เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ต้องการชี้ให้เห็นถึงคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่มีความเหมาะสม สำหรับการออกแบบโดยอาศัยคอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบ โดยใช้โปรแกรมโมเมนตัมของ (HP EEsolf) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่อย่างไรก็ตามผู้ออกแบบยังคงต้องป้อนค่าเริ่มต้นให้กับคอมพิวเตอร์ก่อน ค่าที่ป้อนให้นี้ถูกใช้เป็นค่าเริ่มต้นในการเลียนแบบ (Simulate) ซึ่งผู้ออกแบบเป็นผู้กำหนดคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศที่ต้องการ เช่น ความถี่รีโซแนนท์ อินพุตอิมพีแดนซ์ ขนาดของสายอากาศ แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น ฯลฯ โดยอาศัยค่าพารามิเตอร์ในการออกแบบดังนี้

$$\text{ออกแบบที่ความถี่ } f_r = 10 \text{ GHz}$$

$$\text{สภาพยอมสัมพัทธ์ } \epsilon_r = 11.8$$

$$\text{ความหนาของวัสดุฐานรอง } h = 0.38 \text{ mm.}$$

$$\text{ความหนาของแผ่นตัวนำ } t = 0.2 \times 10^{-3} \text{ mm.}$$

$$\text{สภาพความนำ } \sigma = 4.513 \times 10^7 \text{ S/m}$$

เมื่อนำพารามิเตอร์ต่าง ๆ เหล่านี้มาใช้เป็นค่าเริ่มต้นให้กับโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยในส่วนของขั้นตอนการออกแบบแสดงได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 การออกแบบในส่วนของสายอากาศแผ่น (Patch Antenna Part) โดยใช้โปรแกรมโมเมนตัมกำหนด พารามิเตอร์ต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 4.13

1. คำนวณค่า

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.46)$$

โดยที่

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_r}$$

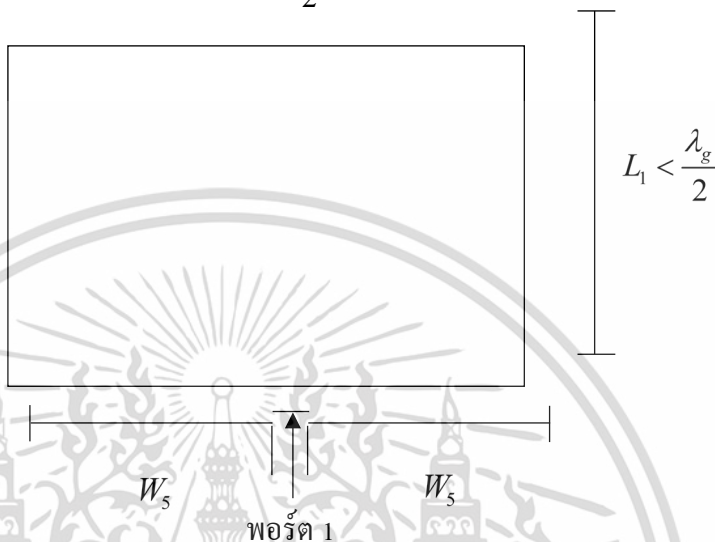
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 2 \frac{h}{w_0} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

2. กำหนดค่าขนาดของแพทช์โดยให้ $W_1 = \frac{\lambda_g}{2}$ และ $L_1 < \frac{\lambda_g}{2}$
3. ใส่พอร์ต ณ บริเวณตรงกลางขอบล่างของแพทช์โดยให้เป็นที่เหลี่ยมจัตุรัสขนาด $\frac{W_1}{100}$
4. ทำการจำลอง (Simulate) โดยใช้โปรแกรมโมเมนตัม
5. คำนวณค่า Z_{in} จาก S-Parameter, S_{11} โดย $Z_{in} = \frac{1 + S_{11}}{(1 - S_{11}) * 50}$
6. แยกค่า Z_{in} ออกเป็นส่วนของค่าจริงและส่วนของค่าจินตภาพ คือ Real (Z_{in}) และ Img (Z_{in}) ตามลำดับ

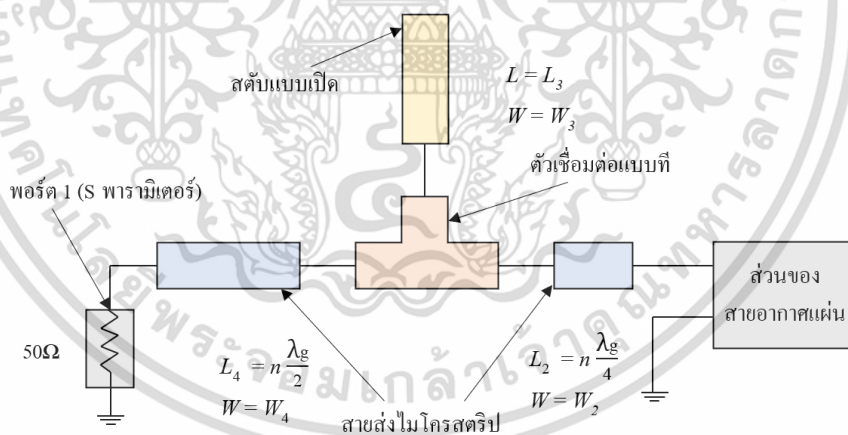
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. พิจารณาส่วนของค่าจินตภาพของ Z_{in} โดยถ้าหากว่าค่าที่ได้มีค่าไม่เข้าใกล้ 0 ให้ทำการเปลี่ยนค่าของ L_1 ใหม่แล้วทำซ้ำตั้งแต่ขั้นตอนที่ 4 แต่หากส่วนของค่าจินตภาพของ Z_{in} มีค่าเข้าใกล้ 0 และส่วนของค่าจริงของ Z_{in} มีค่าใกล้เคียง 50 ก็แสดงว่าค่า L_1 ค่าใหม่นี้ใช้ได้

$$W_1 = \frac{\lambda_g}{2}$$



รูปที่ 4.13 โครงสร้างของสายอากาศแผ่น



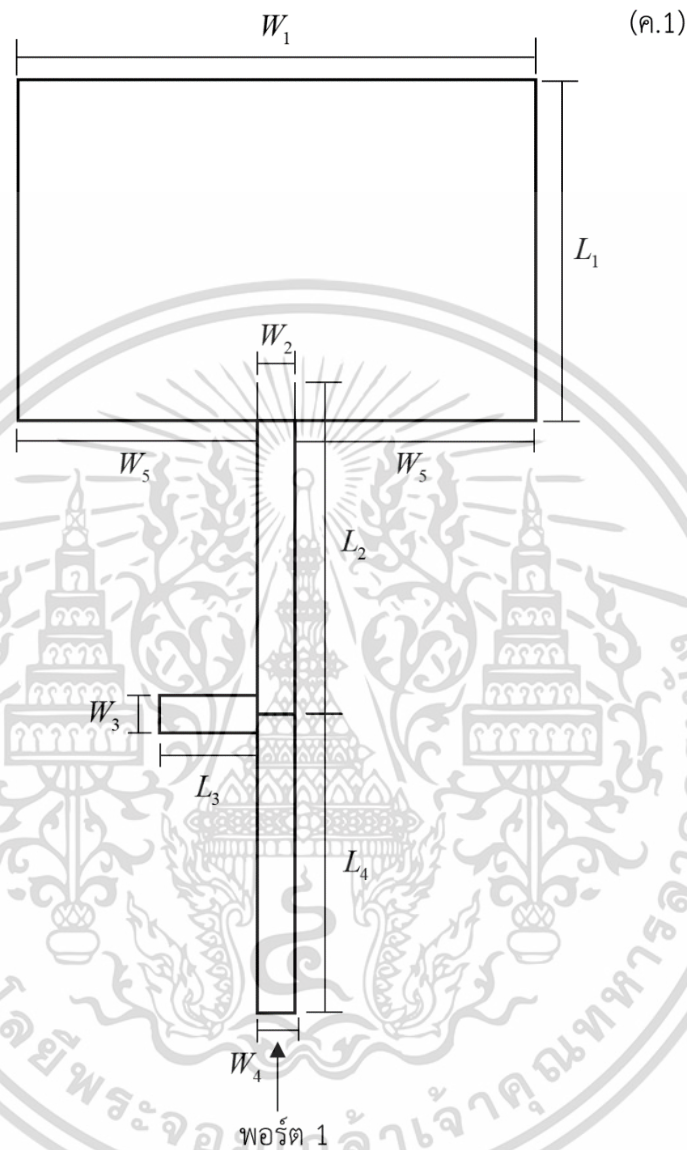
รูปที่ 4.14 โครงสร้างในส่วนของแมตต์ซิ่ง

ขั้นตอนที่ 2 การออกแบบในส่วนของแมตต์ซิ่ง (Matching Part) จากรูปที่ 4.14 โดยใช้โปรแกรม <DS

1. ใส่ข้อมูลทั้งหมดที่จำเป็นให้กับโปรแกรม MDS
2. คำนวณความกว้าง W ที่ $Z = 50$ โอห์ม โดยแทนค่า $W = W_2 = W_3 = W_4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ทำการคำนวณ และทดลองปรับค่า L_3 จนกว่า $\text{Real}(Z_{in})$ จะมีค่าเข้าใกล้ 50Ω และ $\text{Im}g(Z_{in})$ มีค่าเข้าใกล้ 0 โดย $Z_{in} = \frac{1+S_{11}}{(1-S_{11}) \times 50}$



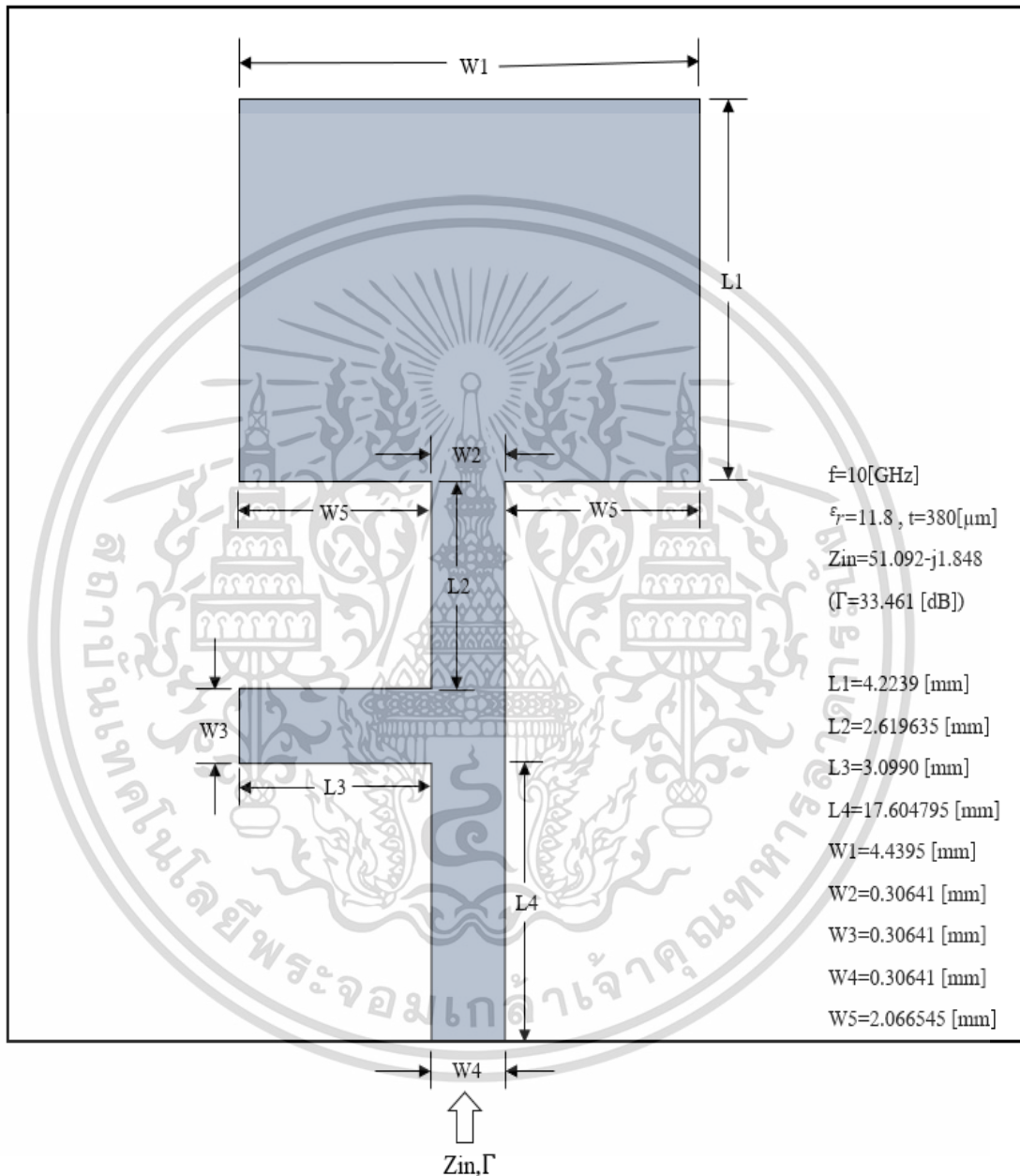
รูปที่ 4.15 ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศเมื่อนำสายอากาศแผ่นมารวมเข้ากับวงจรในส่วนของแมตต์ซึ่งเรียบร้อยแล้ว

ขั้นตอนที่ 3 การออกแบบรวมส่วนของสายอากาศแผ่นเข้ากับส่วนของแมตต์ซึ่ง แสดงดังรูปที่ 4.15 โดยใช้โปรแกรมโมเมนตัม

1. นำส่วนของวงจรแมตต์ซึ่งที่ออกแบบโดยโปรแกรม MDS มาใส่รวมกับ Layout เดียวกันกับส่วนของสายอากาศแผ่น บนโปรแกรมโมเมนตัม
2. กำหนด Port 1 ที่จุดเริ่มต้นของสายป้อนสัญญาณ

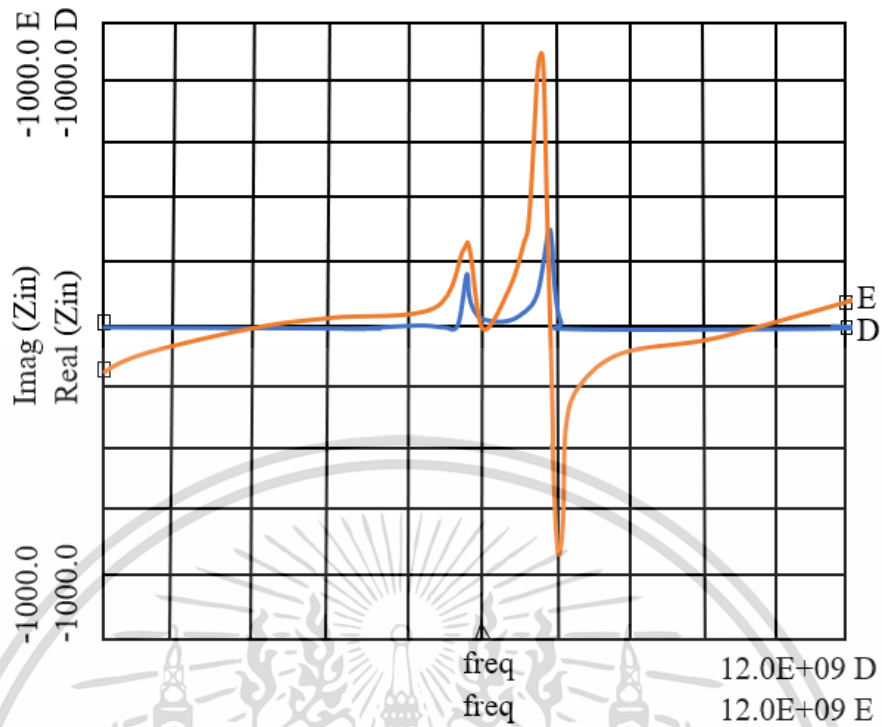
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ทำการจำลองโดยใช้โปรแกรมโมเมนตัม
4. คำนวณค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จากค่า S_{11} และตรวจสอบส่วนจริง $\text{Re}(Z_{in})$ ว่ายังคงมีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม และส่วนจินตภาพ $\text{Im}(Z_{in})$ มีค่าเข้าใกล้ 0 อยู่หรือไม่ ถ้าไม่ให้ปรับค่า L_3 แล้วเริ่มต้นใหม่ โดยค่าขนาดของ $S_{11}, \Gamma(S_{11})$ ที่ใช้ได้คือ $\Gamma(S_{11}) = -20\text{dB}$

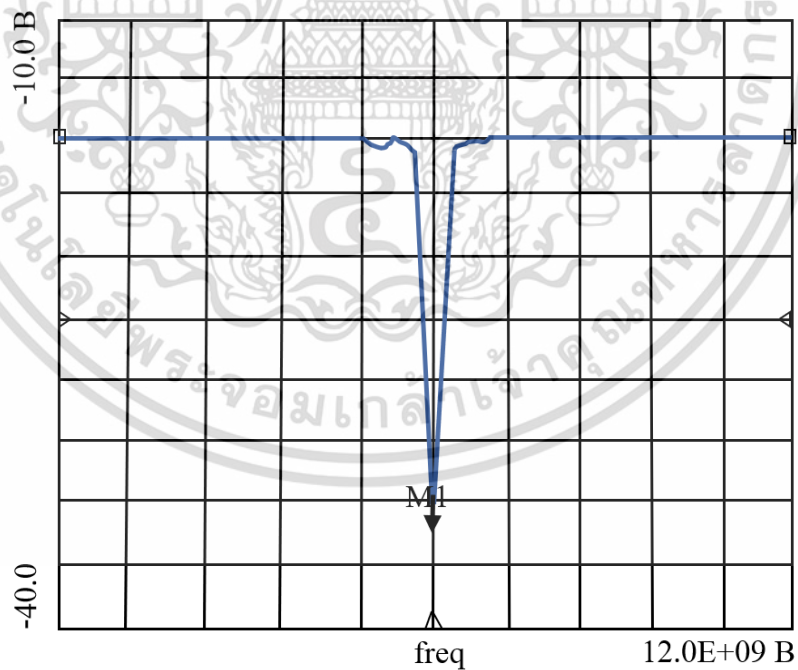


รูปที่ 4.16 ขนาดของสายอากาศและส่วนแมตต์ซึ่งหลังการออกแบบเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตอิมพีแดนซ์กับความถี่



รูปที่ 4.18 $|S_{11}|$ ที่ได้จากโปรแกรมโมเมนตัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตอิมพีแดนซ์ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและความถี่

Frequency	Real (Z_{in})	Img (Z_{in})	dB (S_{11})
8.000 e+09	1.397	-158.450	-0.044
8.080 e+09	0.826	-117.555	-0.044
8.160 e+09	0.557	-91.706	-0.044
8.240 e+09	0.411	-73.584	-0.045
8.32 e+09	0.324	-59.936	-0.046
8.400 e+09	0.268	-49.170	0.047
8.480 e+09	0.220	-40.168	-0.047
8.560 e+09	0.199	-32.452	-0.049
8.640 e+09	0.187	-25.631	-0.051
8.720 e+09	0.180	-19.439	-0.054
8.800 e+09	0.181	-13.680	-0.058
8.880 e+09	0.181	-8.203	-0.061
8.960 e+09	0.185	-2.880	-0.064
9.04 e+09	0.199	2.405	-0.069
9.120 e+09	0.219	7.770	-0.074
9.20 e+09	0.249	13.338	-0.081
9.280 e+09	0.294	19.263	-0.089
9.360 e+09	0.265	25.742	-0.100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตอิมพีแดนซ์ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและความถี่ (ต่อ)

9.440 e+09	0.488	33.067	-0.118
9.520 e+09	0.756	41.686	-0.155
9.600 e+09	1.532	52.494	-0.253
9.680 e+09	4.269	64.002	-0.561
9.760 e+09	2.755	48.735	-0.247
9.840 e+09	10.327	126.777	-0.481
9.920 e+09	182.496	243.704	-1.686
10.00 e+09	51.092	-1.848	-33.461
10.08 e+09	20.398	75.205	-2.107
10.16 e+09	19.761	144.525	-0.726
10.24 e+09	36.942	275.346	-0.403
10.22 e+09	285.765	897.3044	-0.279
10.40 e+09	145.007	-742.208	-0.219
10.48 e+09	17.612	-281.538	-0.186
10.56 e+09	6.155	-171.743	-0.167
10.64 e+09	3.090	-121.619	-0.155
10.72 e+09	1.831	-92.214	-0.145
10.80 e+09	1.253	-72.446	-0.140
10.88 e+09	09.37	-57.907	-0.139

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตอิมพีแดนซ์ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและความถี่ (ต่อ)

11.04 e+09	0.633	-27.094	-0.142
11.12 e+09	0.560	-29.021	-0.145
11.20 e+09	0.514	-21.844	-0.150
11.28 e+09	0.489	-15.264	-0.155
11.36 e+09	0.479	-9.055	-0.161
11.44 e+09	0.475	-3.039	-0.164
11.52 e+09	0.496	2.953	-0.172
11.60 e+09	0.532	90.86	-0.179
11.68 e+09	0.586	15.542	-0.186
11.76 e+09	0.666	22.547	-0.192
11.84 e+09	0.782	30.408	-0.198
11.92 e+09	0.954	39.577	-0.204
12.00 e+09	1.222	50.772	-0.209

4.7 สรุป

จากการวิเคราะห์โดยวิธีแบบจำลองควาดี และวิธีโมเมนต์ในหัวข้อที่ผ่านมาได้แสดงให้เห็นว่าคุณสมบัติของวัสดุฐานรองอะลูมินาโดปทองคำ ซึ่งจากการวิเคราะห์ถ้าค่าสภาพความต้านทาน (ρ) มีค่ามากกว่า $10^4 [\Omega \cdot \text{cm}]$ จะทำให้ลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในวัสดุฐานรอง และนอกจากนี้ยังทำให้ได้แบบรูปของสายอากาศแบบไมโครสตริปที่สมมาตรถูกต้องตามทฤษฎี จากผลที่ได้จากการเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ได้แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าวัสดุฐานรองอะลูมินาโดปทองคำที่ได้นำเสนอนี้สามารถนำไปใช้เป็นวัสดุฐานรองสำหรับสายอากาศที่มีโครงสร้างแบบระนาบได้เป็นอย่างดี และเหมาะสม และในอนาคตอันใกล้นี้การที่จะรวมสายอากาศที่มีลักษณะโครงสร้างแบบระนาบเข้ากับอุปกรณ์แอกทีฟเป็นไปได้อย่างแน่นอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

กระบวนการสร้างสายอากาศ

จากที่ได้ศึกษาคุณสมบัติและโครงสร้างของสายอากาศบวมวัสดุฐานรองต่าง ๆ ตลอดจนจนถึงการวิเคราะห์และหลักการออกแบบโดยใช้พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป ดังที่กล่าวในบทที่ 2, 3 และ 4 เพื่อที่สามารถสร้างสายอากาศให้มีประสิทธิภาพสูงจึงได้นำเสนอวัสดุฐานรองใหม่ ซึ่งฐานรองที่ใช้เป็นวัสดุฐานรองใหม่นี้เป็นสารกึ่งตัวนำอะลูมินาชนิดเอ็น ที่ถูกเติมด้วยอะตอมของคาร์บอน จะแสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงไป นอกจากนี้ยังเป็นผลทำให้สภาพความต้านทานเปลี่ยนแปลงไปด้วย [8]

กระบวนการสร้างของสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้เป็นกระบวนการสร้างที่ง่ายแบบทั่วไปทางด้านเซมิคอนดักเตอร์ โดยทำที่อุณหภูมิสูง ซึ่งขั้นตอนการสร้างได้แสดงในแผนภูมิรูปที่ 5.1

กระบวนการสร้างสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำส่วนใหญ่จะเป็นกระบวนการสร้างในแนวระนาบ (Planar Process) ซึ่งรวมถึงสายอากาศระนาบด้วย กระบวนการสร้างในแนวระนาบได้เริ่มต้นสร้างตั้งแต่ปี ค.ศ. 1959 ด้วยจุดเด่นของกระบวนการสร้างอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำแบบนี้เมื่อเปรียบเทียบกับกระบวนการสร้างในยุคต้น ๆ เช่น วิธีการอัลลอยด์เป็นต้น พบว่ากระบวนการสร้างในแนวระนาบมีข้อได้เปรียบสำหรับสร้างเป็นวงจรรวมคือ รอยต่อของสารกึ่งตัวนำจะถูกคลุมด้วยชั้นของอะลูมินาไดออกไซด์ ซึ่งป้องกันไม่ให้ออกซิไดซ์หรือทำปฏิกิริยาโดยตรงกับอากาศหรือสิ่งเจือปนชนิดอื่น ๆ เป็นผลให้เกิดกระแสรั่วไหลต่ำมาก ดังนั้นอุปกรณ์จึงมีความเชื่อถือได้สูง (High Reliability) และการออกแบบต้นแบบ และเทคนิคการจำกัดซึ่งใช้ในการกำหนดโครงสร้างซึ่งจะทำให้สามารถลดขนาดได้เล็กลงและสะดวกในการสร้างอุปกรณ์จำนวนมาก ๆ ได้พร้อมกันบนแผ่นผลึกอะลูมินาเดียวกัน

5.1 กระบวนการสร้างของสายอากาศ

5.1.1 ขั้นตอนทำกระจกต้นแบบ

หลังจากที่ได้ออกแบบวงจรเรียบร้อยแล้วบนกระดาษกราฟ จากนั้นก็จะนำมาเป็นต้นแบบในการตัดแผ่นพลาสติก ลามิเนต ประกอบด้วยไมลาร์ซีทเคลือบพลาสติกสีแดง เครื่องตัดนั้นเรียกว่า ไมโครพล็อตเตอร์ เป็นใบมีดเลื่อนตัดได้ 2 แกน มีความละเอียดถึง $0.1 \mu\text{m}$ ไปตำแหน่งที่ต้องการตัด แล้วทำการตัดตามข้อมูลที่เก็บไว้โดยจะตัดลอกเฉพาะพลาสติกสีแดงออกเหลือเป็นแผ่นไมลาร์สี เมื่อได้ต้นแบบบนแผ่นไมลาร์แล้ว จากนั้นนำมาเข้าเครื่องถ่ายภาพย้อมส่วน หากต้องการย้อมส่วนลงมาก ๆ เช่น 200 เท่า เราก็จะใช้วิธีย้อมส่วน 2 ครั้ง ครั้งแรกย้อมต้นฉบับลง 20 เท่าลงบนฟิล์มกระจก (Phosphosilicate glass) จากนั้นนำฟิล์มกระจกไปย้อมซ้ำอีก 10 เท่า จะได้การถ่ายภาพย้อมส่วน 200 เท่า นำไปพิมพ์ลวดลายลงบนแผ่นกระจกเรียบ เมื่อใช้เป็น Photomask กล้องถ่ายภาพย้อมส่วนเรียกว่า Step

and Repeat Camera ใช้เวลาในการถ่าย 10-30 วินาที จากนั้นนำมาแช่น้ำยา Developer อีก $1\frac{1}{2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นาที่ ล้างน้ำแล้วแช่ Fixer อีก 3 นาที เอาไปเป่าแห้งด้วยแก๊สไนโตรเจน (N_2) เป็นการจบขั้นตอนการออกแบบ และถ่ายมาส์คพร้อมที่จะนำไปใช้ในการถ่ายต้นแบบวงจรในกระบวนการโฟโตลิโทกราฟีได้



รูปที่ 5.1 กระจกมาส์ค

5.1.2 ขั้นตอนการเตรียมแผ่นอะลูมินา

5.1.2.1 เช็คคุณสมบัติ

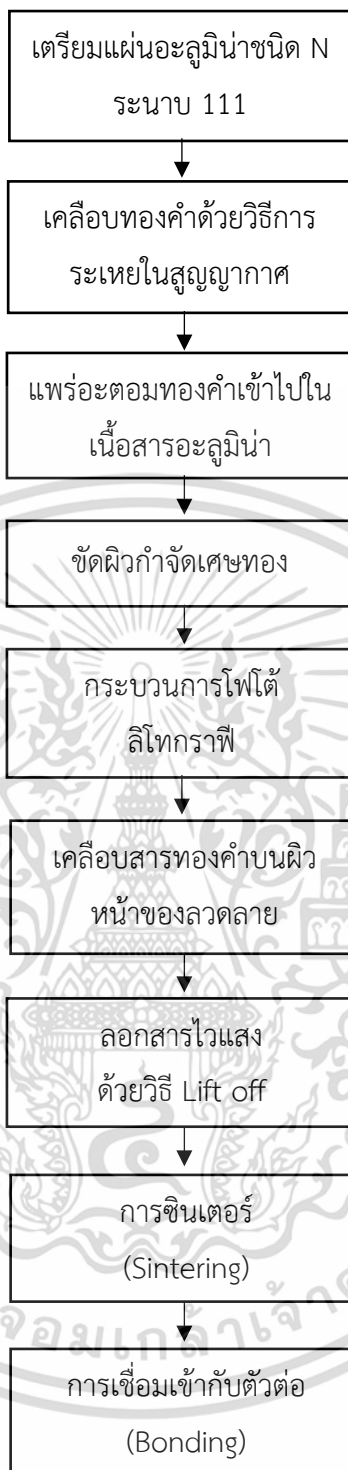
- แผ่นอะลูมินาชนิดเอ็นระนาบ (111)
- พิกัดความต้านทาน 10^2 [$\Omega \cdot \text{cm}$]
- ความหนา $380 \mu\text{m}$

5.1.3 กระบวนการเคลือบสารทองคำ (Au Evaporation)

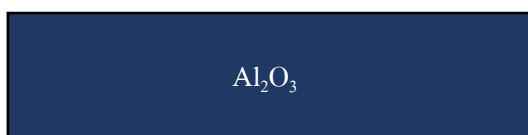
ในกระบวนการเคลือบชั้นทองคำในสุญญากาศ (Gold Evaporation) โดยการใช้อุปกรณ์ (Vaccum evaporator) ได้ทำการเคลือบแผ่นผลึกอะลูมินาด้วยชั้นทองคำหนาประมาณ $0.16 \mu\text{m}$

สำหรับเทคนิคการเคลือบสารในระบบสุญญากาศที่ใช้ในงานอุตสาหกรรมการสร้างสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำมีหลายวิธี ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เทคนิค Filament Evaporation

กระบวนการเคลือบด้วยไส้ (Filament Evaporation) เป็นวิธีที่ง่ายที่สุด สิ้นเปลืองน้อย ไม่มีผลต่อการแผ่กระจายไอออน แต่วิธีนี้จะมีข้อเสียที่อายุการใช้งานของไส้ (Filament) จะสั้น สำหรับการเคลือบสารทองคำทำได้โดยทำให้สารทองคำนั้นได้รับความร้อนจากไส้หรือโบท (Boat) ที่ทำจากสารทังสแตน (Tungstan) หรือมอลิบดีนัม (Molydenum)



รูปที่ 5.2 กระบวนการสร้างของสายอากาศ



รูปที่ 5.3 ภาพตัดขวางแผ่นผลึกอะลูมินา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไส้หรือโบริดนี้ จะความร้อนออกมาจากการที่มีกระแสไฟฟ้าจำนวนมากไหลผ่าน โดยในขณะที่ทำการเคลือบสารทองคำ จะควบคุมให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านไส้หรือโบริดเพิ่มขึ้นทีละน้อย ๆ จนกระทั่งสารทองคำที่วางอยู่ที่ไส้หลอมตัวเป็นของเหลวติดอยู่กับไส้ก็จะระเหยเป็นไอฟุ้งกระจายเคลือบแผ่นผลึกอะลูมินาที่วางใน chamber

ลำดับขั้นตอนของการเคลือบสารในสุญญากาศ

- 1) ทำความสะอาดและเตรียมผิวของแผ่นผลึกให้แห้ง
- 2) วางแผ่นผลึกลงใน chamber ที่ตำแหน่งที่เหมาะสมเพื่อให้ชั้นสารที่เคลือบมีความหนาสม่ำเสมอ
- 3) ปิดวาล์วของ chamber ทำการดูดอากาศออกให้ความดันภายในต่ำลงมาเหลือประมาณ 10^{-3} มม. ของปรอท(Torr) โดยใช้ Rotary pump
- 4) ปิดวาล์วของ Rotary pump เปิดวาล์วของ Diffusion pump เพื่อทำให้ความดันใน chamber ลดลงเหลือ ราว 3×10^{-6} มม. ของปรอท (Torr)
- 5) เริ่มทำสารทองคำที่เคลือบให้เป็นไอ โดยมีกำลังเพื่อมิให้สารที่เจือปนอยู่ ไปเคลือบแผ่นผลึกอะลูมินา
- 6) ทำการเคลือบสารเจือทองคำลงในแผ่นผลึกให้หนาตามต้องการ ขณะทำการเคลือบสารแผ่นผลึกอะลูมินาบางครั้งควรให้ความร้อนบนแผ่นผลึกที่เหมาะสมเพื่อให้ชั้นของสารที่เคลือบติดแน่นกับแผ่นผลึกอะลูมินา
- 7) หยุดทำการเคลือบสาร ปล่อยให้ทุกอย่างใน chamber เย็นตัวลง 30 นาที
- 8) ปล่อยให้อากาศเข้าไปใน chamber อย่างช้า ๆ จนความดันเป็นปกติ แล้วยก chamber ขึ้น



รูปที่ 5.4 ภาพตัดขวางการเคลือบสารทองคำ

5.1.4 กระบวนการแพร่อะตอมทองคำ (Au Diffusion)

ในกระบวนการแพร่อะตอมทองคำลงในอะลูมินานี้ ได้ทำที่อุณหภูมิ 1025°C เป็นเวลา 6 ชั่วโมง



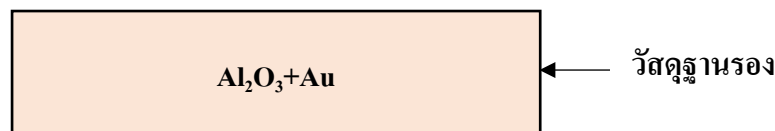
รูปที่ 5.5 ภาพตัดขวางการแพร่อะตอมทองคำลงในแผ่นผลึกอะลูมินา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.5 การขัดผิวกำจัดเศษทอง (Au Lapping)

ได้ทำการ Lapping โดยใช้ผงขัดอะลูมินา คาร์บอร์ #1000, #2000 และ #4000 ตามลำดับเพื่อให้ผิวหน้าเรียบ



รูปที่ 5.6 ภาพตัดขวางหลังการ Lapping

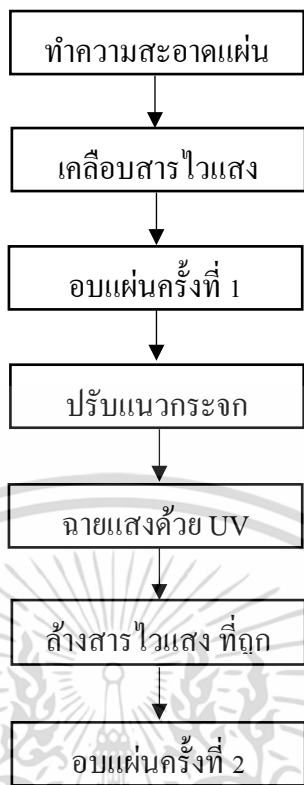
5.1.6 กระบวนการโฟโตลิโทกราฟี

กระบวนการโฟโตลิโทกราฟีเป็นขั้นตอนการถ่ายจากมาสก์ (Mask) ไปยังผิวหน้าของแผ่นอะลูมินา ซึ่งขั้นตอนพื้นฐานของกระบวนการนี้ แสดงในรูปที่ 5.9 สำหรับขั้นตอนโฟโตลิโทกราฟีต้องทำในห้องสะอาดสำหรับการปฏิบัติการเพื่อป้องกันฝุ่นละอองที่จะตกลงมาที่ฐานรองอะลูมินา ในขั้นตอนของน้ำยาไวแสงซึ่งจะทำให้เกิดจุดเสียขึ้นที่ลวดลายที่ถ่ายแบบลงไป จุดเสียที่เกิดขึ้นควรควบคุมไม่ให้เกิน 10% ไม่เช่นนั้นเมื่อถ่ายแบบครบทั้งกระบวนการซึ่งจะใช้มาสก์ ไม่ต่ำกว่า 7-8 แผ่นทำให้อุปกรณ์ที่สร้างเสร็จมีโอกาสเสียหายมากกว่า 50% ดังนั้นห้องสะอาดจึงมีความจำเป็นมากสำหรับกระบวนการโฟโตลิโทกราฟี

สำหรับขั้นตอนกระบวนการโฟโตลิโทกราฟี

- 1) ใช้สารไวแสง AZ 4620A + Acetone (1:1) ผสมให้เข้ากันที่ 600 rpm เวลา 5 วินาที
- 2) สปินเนอร์ (Spinner) ที่ 3000 rpm เป็นเวลา 30 วินาที

หยดสารไวแสงบนแผ่นผลึกที่ติดบนเบ้าหมุนของสปินเนอร์ โดยตั้งความเร็วรอบสูง ๆ เพื่อที่จะให้สารไวแสงเคลือบเป็นฟิล์มบาง ๆ บนแผ่นผลึกหนาประมาณ 3000°A - 4000°A โดยให้ความเร็วรอบ 3000 rpm เป็นเวลา 30 นาที ถ้าใช้ความเร็วรอบต่ำเกินไป ลักษณะของชั้นฟิล์มที่เคลือบแผ่นผลึกจะเกิดรูตรงกลาง ถ้าความเร็วรอบสูงเกินไป ชั้นฟิล์มที่เคลือบก็จะกระจายไปนูนที่บริเวณขอบถ้าเคลือบหนาไป ผิวจะหยาบ ไม่เรียบ และที่สำคัญต้องระวังฝุ่นอย่างมาก



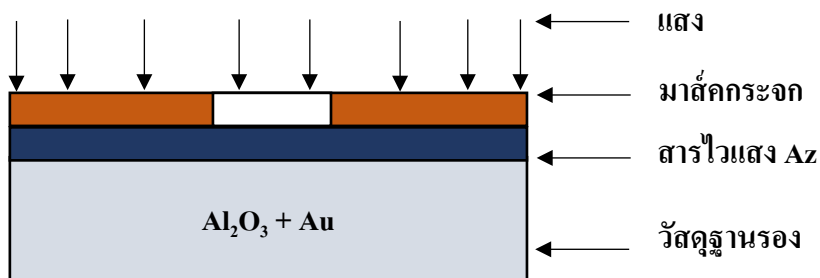
รูปที่ 5.7 ขั้นตอนขบวนการโฟโตลิโทกราฟี



รูปที่ 5.8 ภาพตัดขวางหลังจากเคลือบสารไวแสง

5.1.7 การฉายด้วยแสงอุตราไวโอเล็ต (Exposed to UV)

เมื่อจัดมาส์กรีบร้อยแล้ว ขั้นตอนต่อไปก็เป็นการฉายด้วยแสง U.V. (Ultra violet) ซึ่งเป็นแสงที่มีความยาวคลื่นสั้นตั้งแต่ช่วง 193 - 436 นาโนเมตร และเพื่อทำให้แบบที่ถูกฉายมีความละเอียดแสงที่ต้องมีความพอดี การฉายแสงในแนวเส้นตรง (Alignment Expose) นั้นใช้เวลา 5 วินาที



รูปที่ 5.9 ภาพตัดขวางขั้นตอนฉายแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เผยแพร่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.8 การล้างสารไวแสง (Development)

การ Development เป็นการสร้างลวดลายบนน้ำยาไวแสงที่ผ่านการฉายแสงแล้วด้วย developer ในน้ำยาไวแสง (AZ Developer) แบบบวก ส่วนที่ถูกแสงจะละลายออกไปด้วยน้ำบริสุทธิ์ โดยใช้เวลาประมาณ 1-2 นาที

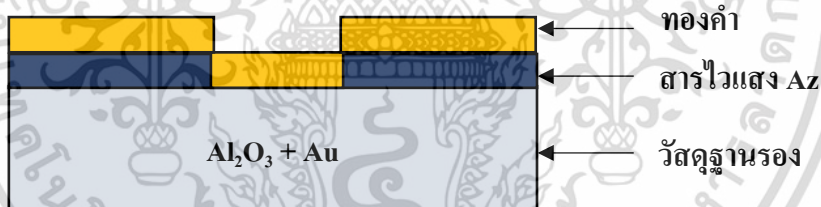


รูปที่ 5.10 ภาพตัดขวางหลังจาก developer

จากนั้นนำไปอบที่อุณหภูมิ (Prebake) $90^{\circ}C$ โดยใช้เวลา 10 นาที อยู่ในเตาอบเพื่อให้ส่วนที่เป็นชั้นฟิล์มต้องทำให้ฟิล์มติดแน่นยิ่งขึ้น

5.1.9 การเคลือบสารทองคำบนลวดลาย

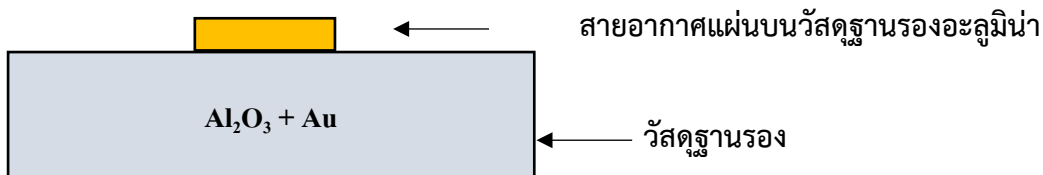
ขั้นตอนและกระบวนการนี้เหมือนกับกระบวนการในขั้นตอนที่ 3 ทุกประการ



รูปที่ 5.11 ภาพตัดขวางกระบวนการเคลือบสารทองคำ

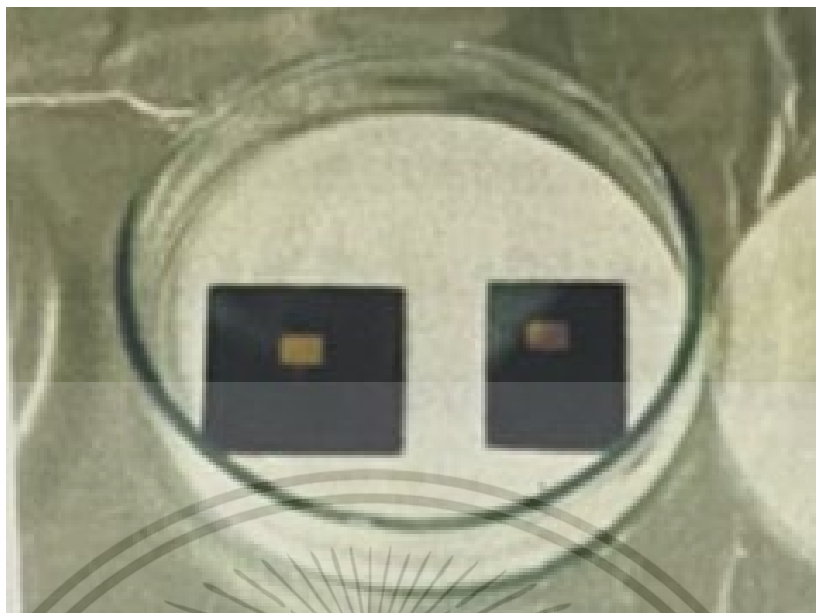
5.1.10 การลอกฟิล์มด้วยวิธีการ Lift off

ทำการลอกฟิล์มโดยใช้ (Acetone หรือ AZ-remove)



รูปที่ 5.12 ภาพตัดขวางของชิ้นงานที่ได้หลังจากลอกฟิล์มออกแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

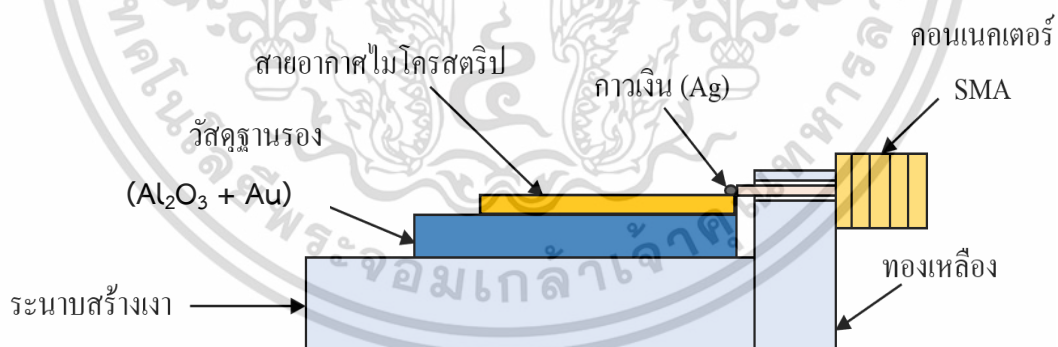


รูปที่ 5.13 ชิ้นงานเมื่อทำการลอกฟิล์มแล้ว

5.1.11 การซินเตอร์ (Sintering)

ทำการซินเตอร์ ที่อุณหภูมิประมาณ $250^{\circ}\text{C} \sim 300^{\circ}\text{C}$ เพื่อให้ส่วนสายอากาศกับเนื้ออะลูมินายึดติดกันให้แน่นยิ่งขึ้น

5.1.12 กระบวนการเชื่อมต่อ (Bonding)



รูปที่ 5.14 โครงสร้างภาพตัดขวางของสายอากาศที่ได้หลังการเชื่อมต่อ

5.2 สรุป

ในบทนี้ได้แสดงถึงกระบวนการสร้างสายอากาศแผ่นแบบโมนอลิทรिकบนฐานรองอะลูมินาที่ถูกโอบทองคำ แผ่นผลึกอะลูมินาที่นำมาสร้างเป็นชนิดเอ็น มีค่าสภาพความต้านทาน $10^2 [\Omega \cdot \text{cm}]$ สภาพความยอมสัมพัทธ์ $\epsilon_r = 11.8$ และระนาบ (111) ถ้าใช้สารเจือทองคำบริสุทธิ์โดยดียววิธีสร้างที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง่ายแบบทั่วไป ด้วยกระบวนการทางเซมิคอนดักเตอร์ (Semiconductor Process) โดยใช้ความร้อนในการระเหยในสุญญากาศ และแพร่สารเจืออะตอมทองคำที่อุณหภูมิ 1025°C เป็นเวลา 6 ชั่วโมง ส่วนกระบวนการโฟโตลิโทกราฟีเป็นการสร้างรูปแบบ (Pattern) ของสายอากาศ ด้วยการเคลือบสารไวแสง AZ 4620A หรือ AZ 5200E โดยใช้ สปินเนอร์ 3000 rpm แล้วทำการอบที่อุณหภูมิ 90°C โดยใช้เวลา 10 นาที จากนั้นก็นำไปฉายรังสีอุลตราไวโอเล็ต (UV) แล้วทำการ Developer ด้วย AZ (สำหรับ Developer) ก็จะได้ลวดลายสายอากาศ แล้วจึงนำไปเคลือบด้วยสารทองคำอีกครั้ง หลังจากนั้นนำไปลอกฟิล์มออก ก็จะได้สายอากาศบนอะลูมินาตามที่ต้องการ และเพื่อให้การยึดติดของสายอากาศกับฐานรองรับ ก็ทำการซินเตอร์ที่อุณหภูมิประมาณ $250^{\circ}\text{C}\sim 300^{\circ}\text{C}$ จากนั้นนำไปเชื่อมต่อเข้ากับคอนเนคเตอร์ SMA แล้วทำการทดสอบคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การทดลองและผลการทดลอง

โดยปกติแล้ววัสดุฐานรองสำหรับสายอากาศที่มีโครงสร้างในลักษณะที่เป็นระนาบ (Planar) เช่น สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป สายอากาศแบบร่องบนระนาบสร้างเงา (Ground plane) ตลอดจนสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป นั้นเป็นวัสดุที่มีคุณสมบัติเป็นฉนวน (Insulator) แต่ยอมให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางผ่านได้ วัสดุฐานรองที่มีคุณสมบัติดังกล่าวนี้ในปัจจุบันมีอยู่ด้วยกันมากมายหลายชนิด โดยวัสดุแต่ละชนิดจะมีความเหมาะสมกับลักษณะงานที่แตกต่างกันไป

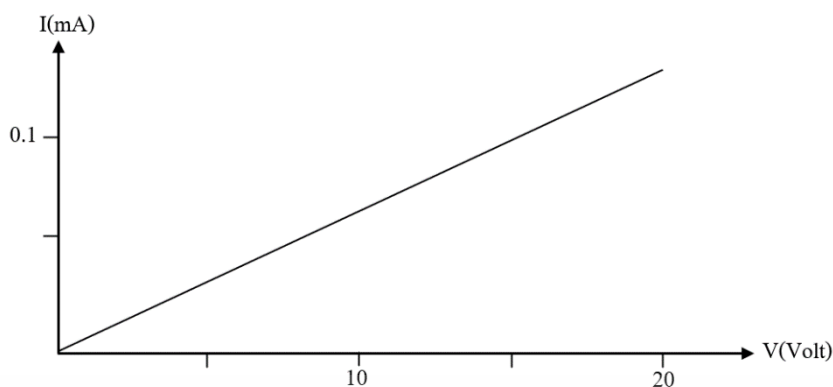
สำหรับอะลูมินาแล้ว โดยปกติจะเป็นวัสดุที่ให้ค่าสภาพความต้านทานที่ค่อนข้างต่ำ เมื่อเปรียบเทียบกับวัสดุที่เป็นฉนวน ดังนั้นการที่จะทำให้อะลูมินามีสภาพความต้านทานสูงขึ้นได้นั้น จะต้องนำสารชนิดอื่นมาเจือปน สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษาโดยเลือกใช้สารทองคำเป็นสารที่นำมาดูให้กับสารอะลูมินา จากการศึกษาและสังเกตผลการเปลี่ยนแปลงต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น เนื่องจากสารทองคำที่โดปลงในอะลูมินา โดยผ่านกระบวนการต่าง ๆ ทางเคมีคอนดักเตอร์ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 5

6.1 การทดลองวัดพารามิเตอร์ของชั้นสาร

เพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าแผ่นอะลูมินาชนิดเอ็นทีเติมอะตอมทองคำแล้วมีอะตอมของทองคำเข้าไปอยู่ในเนื้ออะลูมินาจริง จึงทำการทดสอบค่าความต้านทานของเนื้อสารที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่ออะตอมของทองคำเข้าไปแล้ว โดยทำการตัดชิ้นสารออกเป็นสี่เหลี่ยมผืนผ้าขนาด 2×5 mm และจากการวัดค่าความหนาของชั้นสารได้ค่าประมาณ $380 \mu\text{m}$ แล้วทำการทดสอบหาความต้านทานโดยการวัดความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันต่อไป

หลังจากนำแผ่นอะลูมินาที่ถูกโดปด้วยทองคำแล้วมาวัดด้วยอุปกรณ์โพรบที่โพรบจะได้ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน [4] ดังแสดงในรูปที่ 6.1 จากกราฟพบว่าค่าความต้านทานของชั้นสารอะลูมินาชนิดเอ็นทีเติมอะตอมทองคำเข้าไปมีค่ามากกว่า $10^6 [\Omega \cdot \text{cm}]$ โดยมีพารามิเตอร์ดังนี้คือสภาพยอม $\epsilon_r = 11.8$, ความหนา $h = 0.38$ mm, ความหนาของแผ่นตัวนำ $t = 0.2 \times 10^3$ mm และค่าความนำของแผ่นตัวนำ $\sigma = 4.513 \times 10^7$ (S/m) ดังนั้นอะลูมินาซึ่งถูกโดปด้วยทองคำนี้จึงสามารถนำไปใช้งานเป็นวัสดุฐานรองของสายอากาศแผ่นไมโครสตริปได้เป็นอย่างดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของแผ่นผลึกอะลูมินาชนิดเอ็นทีเด็มอะตอมทองคำ โดปทองคำ

6.2 การทดสอบความถี่โซแนนท์ของสายอากาศ

เมื่อได้วัสดุฐานรองที่มีคุณสมบัติตรงตามความต้องการแล้ว ขั้นตอนต่อไปคือการสร้างสายอากาศแผ่นไมโครสตริปบนฐานรองดังกล่าว จากนั้นนำไปทำการทดสอบหาสัมประสิทธิ์ในการสะท้อนกลับของสายอากาศ ตลอดจนคุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่น สายอากาศแผ่นแบบโมนอลิตรีกบนวัสดุฐานรองอะลูมินาโดปทองคำนั้นได้ใช้ค่าที่ได้จากการออกแบบในบทที่ 4 โดยอาศัยขั้นตอนการสร้างดังอธิบายรายละเอียดในบทที่ 5 ซึ่งสายอากาศแผ่นแบบโมนอลิตรีกบนวัสดุฐานรองอะลูมินาโดปทองคำที่สร้างเสร็จสมบูรณ์แล้วนั้นได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.2

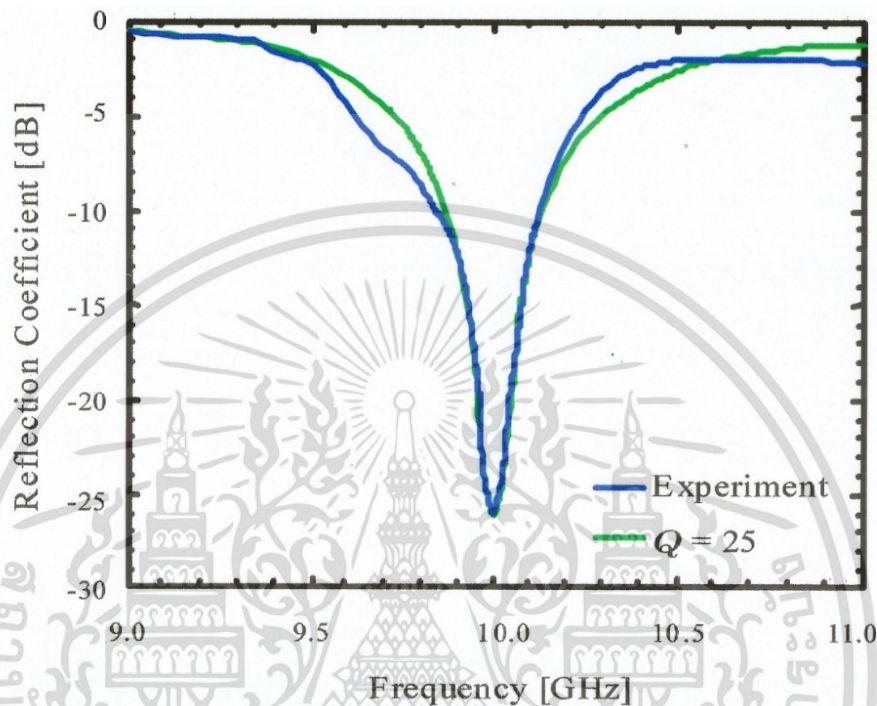


รูปที่ 6.2 สายอากาศแผ่นแบบโมนอลิตรีกบนวัสดุฐานรองอะลูมินาโดปทองคำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก่อนการทดสอบหาคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้นมานั้น จำเป็นที่จะต้องความถี่รีโซแนนท์ของสายอากาศเสียก่อน สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่ใช้ในการระบุความถี่รีโซแนนท์ของสายอากาศถูกวัดโดยอาศัยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น HP8510C ผลการทดสอบวัดแสงไว้ในรูปที่ 6.3



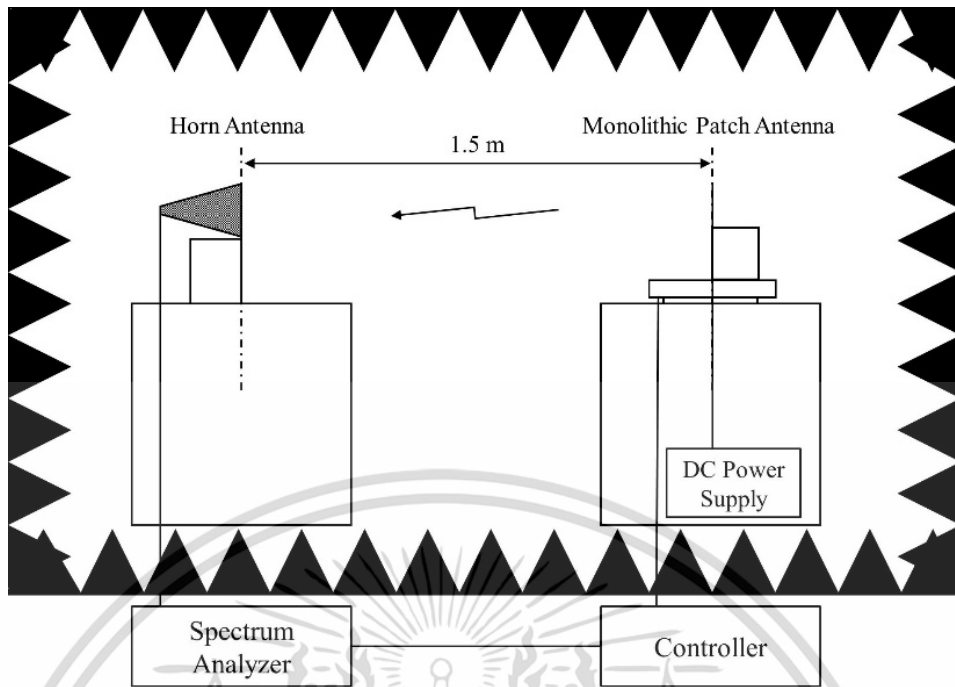
รูปที่ 6.3 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศของแบบโมโนเลตริกบนวัสดุฐานรองโดปทองคำ

จากรูปที่ 6.3 สังเกตเห็นได้อย่างชัดเจนว่าสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นมีความถี่รีโซแนนท์ใกล้เคียงกับทฤษฎี ซึ่งเป็นค่าที่สูงกว่าค่าความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ สาเหตุของความผิดพลาดของความถี่รีโซแนนท์นี้น่าจะเกิดจากการส่งผ่านกำลังงานจากสายโคแอกเซียลไปอย่างสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

6.3 การทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

คุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศนั้นเป็นสิ่งที่มีความสำคัญเป็นอย่างมาก สำหรับการออกแบบสายอากาศทุกชนิด เพื่อความถูกต้องในการวัดแบบรูปสายอากาศนั้น สายอากาศแผ่นบนวัสดุรองอะลูมินาโดปทองคำที่สร้างขึ้นถูกนำไปทดสอบในห้องรายการสะท้อน (Anechoic chamber) ของภาควิชาโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยโตโก ประเทศญี่ปุ่น โดยมีอุปกรณ์ในการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 6.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.4 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบสายอากาศภายในห้องไร้การสะท้อน

สายอากาศแผ่นบนวัสดุฐานรองอะลูมิเนียมโพลีโพรพิลีนถูกใช้เป็นตัวส่งและตัวรับ โดยมีการวางระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวรับและตัวส่ง 1.5 เมตร สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศปากแตรจะถูกนำมาแสดงยังเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม รูปที่ 6.5 แสดงสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศปากแตรเมื่อสายอากาศตัวส่ง (สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปบนวัสดุฐานรองอะลูมิเนียมโพลีโพรพิลีน) ซึ่งถูกกระตุ้นด้วยกำลังงาน 0 dBm

แบบรูปของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และสนามแม่เหล็ก (H-plane) ที่วัดได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.6(a) และ 6.6(b) ตามลำดับ ซึ่งสังเกตเห็นได้ว่าลักษณะของแบบรูปที่วัดได้จะมีความสอดคล้องกับแบบรูปในทางทฤษฎีเป็นอย่างมาก ดังนั้นสายอากาศแผ่นบนวัสดุฐานรองอะลูมิเนียมโพลีโพรพิลีนที่ทำการสร้างขึ้นนี้จึงมีคุณสมบัติขั้นพื้นฐานของสายอากาศที่ถูกต้องและเป็นไปตามทฤษฎีทุกประการ

สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ไปนำเสนอสายอากาศแผ่นแบบโมโนลิทริกบนวัสดุฐานรองอะลูมินา สำหรับสายอากาศรวมแบบแอกทีฟ ซึ่งวัสดุฐานรองอะลูมินาเป็นสารชนิดเอ็น ระบาย (111) สภาพความต้านทาน 10^2 [$\Omega \cdot \text{cm}$] และมีสภาพยอมสัมพัทธ์ $\epsilon_r = 11.8$ ได้ทำการระเหยในสุญญากาศด้วยทองคำบริสุทธิ์ที่ความร้อนสูง และแพร่อะตอมทองคำในแผ่นผลึกอะลูมินาด้วยอุณหภูมิ 1025 °C เป็นเวลา 6 ชั่วโมง ด้วยกระบวนการสร้างในลักษณะเดียวกับกระบวนการทางเคมีคอนดักเตอร์ จากการวัดและการทดสอบวัสดุฐานรองอะลูมินาที่เติมอะตอมทองคำ โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดัน [4] จะเห็นว่าสภาพความต้านทานเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม ขณะที่ยังไม่ได้เติมอะตอมทองคำสภาพความต้านทานมีค่าเป็น 10^2 [$\Omega \cdot \text{cm}$] และเมื่อเติมอะตอมทองคำในแผ่นผลึกอะลูมินาแล้วจะเห็นได้ว่า สภาพความต้านทานเพิ่มสูงขึ้น ซึ่งมีค่ามากกว่า 10^6 [$\Omega \cdot \text{cm}$] ด้วยคุณสมบัติดังกล่าว จึงได้มีแนวคิดนำเอาวัสดุฐานรองอะลูมินาที่เติมด้วยอะตอมทองคำ มาใช้เป็นวัสดุฐานรองของสายอากาศแผ่นไมโครสตริป ซึ่งเป็นวัสดุฐานรองใหม่สำหรับสายอากาศแบบระบาย ด้วยคุณสมบัติของวัสดุฐานรองอะลูมินาที่เติมอะตอมทองคำนั้น นอกจากจะมีสภาพยอมสัมพัทธ์ (ϵ_r) ที่สูงแล้วยังสามารถใช้งานได้ถึงความถี่สูงอีกด้วย จึงเป็นเหตุผลหนึ่งที่สามารถทำให้ขนาดของสายอากาศลดลงได้ ในงานวิจัยที่ผ่านมา คุณสมบัติเบื้องต้นของสายอากาศรวมแบบแอกทีฟนั้น ได้ถูกอธิบายไว้แล้วใน [1-3] , [9] แต่บางสิ่งในทางปฏิบัติกับถูกละทิ้งไปในบทความเหล่านั้น ปัญหาเรื่องขนาดของสายอากาศสำหรับสายอากาศรวมแบบแอกทีฟนั้นเป็นสิ่งแรกที่ต้องการแก้ไข เมื่อสายอากาศรวมแบบแอกทีฟถูกสร้างขึ้นมาในกรรมวิธีโมโนลิทริก (Monolithic) ซึ่งกำลังได้รับความนิยมกันอยู่ในเทคโนโลยี MMIC ดังคุณสมบัติของวัสดุฐานรองอะลูมินาที่เติมอะตอมทองคำนี้จะป็นวัสดุฐานรองของสายอากาศแบบระบายที่ทำให้ขนาดของสายอากาศลดลงได้

การศึกษาและวิเคราะห์

นอกจากผลที่ได้จากการทดลองแล้ว ยังได้ทำการพิสูจน์ผลเหล่านี้ด้วยการวิเคราะห์ในทางทฤษฎี Electromagnetics เช่น ค่าสภาพความต้านทาน ได้พิจารณาว่า Q ที่ได้รับผลกระทบจากค่าสภาพความต้านทานค่าต่าง ๆ กัน และพิจารณาคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่น ที่มีสภาพความต้านทานค่าต่าง ๆ กันด้วย โดยอาศัยทฤษฎีการวิเคราะห์ด้วยวิธีแบบจำลองควาวิตีในกรณีค่า Q และในส่วนคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศนั้นได้วิเคราะห์ด้วยวิธีโมเมนต์ จึงยืนยันคุณสมบัติของวัสดุฐานรองได้ว่า สารกึ่งตัวนำแผ่นผลึกอะลูมินาที่ถูกเติมด้วยอะตอมทองคำนั้น จะทำให้มีสภาพความต้านทานสูงขึ้นจากเดิมที่มีสภาพความต้านทาน

10^2 [$\Omega \cdot \text{cm}$] ดังนั้นจึงเป็นวัสดุฐานรองที่มีคุณสมบัติสำหรับสายอากาศ ซึ่งสามารถพิจารณาได้จาก รูปที่ 4.9 – 4.12 และผลการทดลองในรูปที่ 6.1, 6.5 และ 6.6 ตามลำดับ

การออกแบบสายอากาศแผ่นแบบโมโนลิทริกบนฐานรองอะลูมินา

สำหรับการออกแบบได้ทำการออกแบบโดยใช้โปรแกรมโมเมนตัม (Momentum) ในการจำลองพฤติกรรมของสายอากาศ ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว ทำงานที่ความถี่ 10 GHz และได้ออกแบบสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปด้วยโปรแกรมเดียวกัน หลังจากนั้นจึงได้ใช้โปรแกรม MDS ในการรวมเอาสายอากาศกับสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปต่อเข้าด้วยกันเป็นครั้งสุดท้าย เมื่อออกแบบเสร็จเรียบร้อยแล้วจึงได้ทำในขั้นตอนของการสร้างต่อไป

กระบวนการสร้าง

กระบวนการสร้างสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ทำตามกระบวนการทางเคมีคอนดักเตอร์ที่ง่าย ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 5 เมื่อผ่านกระบวนการแพะอะตอมทองคำในอะลูมินาเรียบร้อยแล้ว จากนั้นจึงมาทำกระบวนการโฟโตลิโทกราฟี เพื่อสร้างลวดลายของสายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบโมโนลิทริก โดยใช้สารไวแสง AZ 4620A หรือ AZ5200E ซึ่งสปีนเนอร์ที่ความเร็ว 3000 rpm / นาที แล้วอบฟิล์มครั้งแรก (Prebake) ที่อุณหภูมิ 90 °C เป็นเวลา 10 นาที จากนั้นจึงนำไปฉายแสงอุลตราไวโอเลต (UV) เป็นเวลา 5 วินาที เสร็จแล้วจึงทำการ Development ด้วย AZ Developer แล้วก็นำฟิล์มไปอบอีกครั้ง (Postbake) ที่อุณหภูมิ 90 °C เป็นเวลา 10 นาที ในขั้นตอนนี้จะได้ลวดลายของสายอากาศ ขั้นตอนต่อไปเป็นการนำไปเคลือบด้วยทองคำในสุญญากาศอีกครั้ง ซึ่งตรงกับกระบวนการที่ 2 ในบทที่ 5 หลังจากเสร็จขั้นตอนนี้แล้วจึงนำไปเข้ากระบวนการนำสารไวแสงออก (Photoresist removal หรือ Lift off) แล้วก็จะได้สายอากาศบนฐานรองอะลูมินา และเพื่อให้สายอากาศยึดติดแน่นกับฐานรองจึงได้ทำการ Sintering ที่อุณหภูมิประมาณ 350–380 °C ในขั้นตอนนี้ต้องให้ความระมัดระวังเป็นอย่างมาก เพราะอาจทำให้ตัวแผ่นสายอากาศได้รับความเสียหายได้ เมื่อผ่านกระบวนการนี้แล้วจึงนำไปบอนด์เพื่อเชื่อมเข้ากับตัวต่อ (Connector) ทางด้านจุดป้อนสัญญาณ ในการเชื่อมต่อโดยใช้สารซิลเวอร์ (Silver: Ag) หรือที่เรียกกันว่า “กราวด์เงิน” ซึ่งเป็นกระบวนการที่ทำได้ยากและอาจจะมีผลกระทบต่อคุณสมบัติของสายอากาศได้ จากนั้นจึงนำสายอากาศไปทดสอบความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบโมโนลิทริก ได้แสดงในรูปที่ 6.2 และจากนั้นได้ทำการทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบโมโนลิทริก ในการทดสอบทั้งหมดได้ทำในห้องไร้การสะท้อนคลื่น ซึ่งเป็นขั้นตอนท้ายสุดในการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศแผ่นแบบโมโนลิทริกบนวัสดุฐานรองอะลูมินา

การทดลองและผลการทดลอง

ผลที่ได้จากการทดสอบได้แสดงไว้ในบทที่ 6 สำหรับขั้นตอนในการทดสอบต้องเตรียมเครื่องมือวัดคือเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) และเครื่องกำเนิดสัญญาณให้พร้อม การทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศแผ่นแบบโมโนลิทริกบนวัสดุฐานรองอะลูมินาโดปทองคำ ได้ทำการทดสอบภายในห้องไร้การสะท้อน ที่มหาวิทยาลัยโตเกียว ประเทศญี่ปุ่น โดยให้สายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบโมโนลิทริกบนวัสดุฐานรองอะลูมินาเป็นตัวแผ่กระจายคลื่น และมีสายอากาศแบบปากแตรเป็นตัวรับคลื่น ระยะห่างระหว่างสายอากาศที่ได้ประดิษฐ์ขึ้นกับสายอากาศปากแตรประมาณ 1.5 เมตร สัญญาณที่รับได้สังเกตเห็นได้ด้วยเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมดังแสดงในรูปที่ 6.4 พบว่าสายอากาศที่สร้างขึ้น ทำงานที่ความถี่ 10.6502 GHz กำลังงานที่รับได้เท่ากับ -37.67 dBm และในรูปที่ 6.5(a) ได้แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าและในรูปที่ 6.5(b) แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก จากการสังเกตแบบรูปการแผ่กระจายทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะเห็นว่าแบบรูปเป็นไปตามทฤษฎี ดังนั้นจึงเป็นการแสดงว่าอะลูมินาโดปทองคำที่นำมาใช้เป็นวัสดุฐานรองสำหรับสายอากาศแบบโมโนลิทริกนี้ เป็นวัสดุฐานรองที่ดีและมีความเหมาะสมสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรรวมทางไมโครเวฟแบบโมโนลิทริก (MMIC)

ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากผลการวิเคราะห์วัสดุฐานรองที่มีสภาพความต้านทานที่ต่างกันโดยใช้แบบจำลองควิวิต์และวิธีโมเมนต์ ส่วนการออกแบบได้ทำโดยใช้วิธีการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมโมเมนต์และ MDS สำหรับการสร้างได้ใช้กระบวนการทางเคมีคอนดัคเตอร์ และการทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบโมโนลิทริกดังกล่าว ตลอดจนสามารถสรุปวิเคราะห์ข้อดีและข้อเสียดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในตอนต้นของบทนี้ โดยที่ในบทนี้ได้กล่าวถึงวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ไว้แล้วว่าเป็นการศึกษาพื้นฐานของสายอากาศแผ่นแบบโมโนลิทริกบนฐานรองอะลูมินาโดปทองคำ และสายอากาศรวมแบบแอกทิฟ เพื่อนำไปใช้เป็นพื้นฐานการศึกษา ค้นคว้าและวิจัย อีกทั้งยังเป็นอุปกรณ์ประกอบการเรียน และการทดลองให้แก่นักศึกษาของภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ซึ่งจะ เป็นประโยชน์อย่างมากในการศึกษาวิชาสายอากาศและการแผ่กระจายคลื่นวิทยุ ดังนั้นเพื่อให้สายอากาศมีความสมบูรณ์มากขึ้น จึงควรได้มีการพัฒนาปรับปรุงต่อไป สำหรับแนวความคิดของผู้เขียนตอนนี้คิดว่า มีจุดที่น่าสนใจในการพัฒนาสายอากาศแผ่นไมโครสตริปแบบโมโนลิทริกบนวัสดุฐานรองอะลูมินาดังนี้

1. พัฒนาสร้างเป็นสายอากาศแผ่นแบบแถวลำดับ (Array) บนฐานรองอะลูมินา เพื่อให้บีบแคบลงและมีแบนด์วิดท์กว้างขึ้น คุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นและประสิทธิภาพทางด้านความถี่จึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะมีเสถียรภาพมากยิ่งขึ้น โดยต้องทำการวิเคราะห์และออกแบบอย่างถูกต้อง กระบวนการสร้างทุกขั้นตอนต้องให้ความระมัดระวังเป็นอย่างมาก ซึ่งนอกจากมีราคาแพงแล้ว อาจเกิดอันตรายได้

2. การวิจัยและพัฒนาสร้างเป็นสายอากาศแบบแอกทีฟโดยการสร้างสายอากาศแผ่นไมโครสตรัคเจอร์รวมเข้ากับอุปกรณ์แอกทีฟ โดยกระบวนการสร้างทำพร้อมกันกับตอนแรก อาจจะทำเป็นองค์ประกอบเดี่ยวก่อน จากนั้นจึงค่อยทำเป็นแถวลำดับที่มีจำนวนองค์ประกอบมากขึ้น เพื่อพัฒนาไปใช้งานทางด้านระบบแลนไร้สาย (Wireless LAN) และเรดาร์ขนาดเล็ก

3. ควรศึกษาวิจัยพัฒนาต่อ โดยทำการออกแบบที่ความถี่สูงขึ้น ซึ่งจะเป็นผลทำให้สายอากาศแผ่นแบบไมโนลิตริกบนฐานรองอะลูมิเนียมมีขนาดเล็กลงได้มาก แต่อาจจะสร้างยากขึ้นตามไปด้วยในการเริ่มต้น แต่อย่างไรก็ตามเป็นงานวิจัยที่น่าสนใจเพราะเป็นวัสดุฐานรองใหม่สำหรับสายอากาศไมโครสตรัคเจอร์ ผู้เขียนคิดว่ายังมีสิ่งที่น่าสนใจมากกว่าบนวัสดุฐานรองอะลูมิเนียมที่เดิมอะตอมทองคำ

4. ในส่วนของวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ ได้พัฒนาสร้างเป็นไอซีได้แล้ว แต่ว่าไอซีสำหรับสายอากาศยังไม่มีใครสร้าง ซึ่งที่ผ่านมามาดูเห็นว่าสายอากาศแผ่นไมโครสตรัคเจอร์จะถูกสร้างบนวัสดุฐานรองไดโอดเล็กรวมกันเป็นการยากที่จะทำเป็นไอซีได้ จึงต้องศึกษาวิจัยมาสร้างสายอากาศแผ่นไมโครสตรัคเจอร์แบบไมโนลิตริกบนวัสดุฐานรองอะลูมิเนียมที่เดิมอะตอมทองคำ จึงมีความเป็นไปได้ที่จะสร้างสายอากาศรวมกับวงจรรวมแอกทีฟบนระนาบเดียวกันแบบไมโนลิตริก ซึ่งจะเป็นการพัฒนาเทคโนโลยี MMIC ไปอีกระดับหนึ่ง

ในลำดับสุดท้ายนี้ ผู้เขียนหวังว่าสายอากาศแผ่นแบบไมโนลิตริกบนวัสดุฐานรองอะลูมิเนียมซึ่งได้ทำเป็นต้นแบบนี้ คงจะเป็นประโยชน์ขั้นพื้นฐานแก่ผู้ที่ศึกษาค้นคว้าและนำไปใช้งานตามวัตถุประสงค์ที่ได้มุ่งหวังไว้ และถ้าหากมีผู้สนใจที่จะศึกษาวิจัยต่อไปจริง ก็คงจะได้แนวความคิดและความรู้ทางเทคนิคต่าง ๆ จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งผู้เขียนเต็มใจอุทิศไว้ให้แก่การพัฒนาเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคมของประเทศสืบไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] P. Tangtisanon, S. Promwong, K. Hayata, T. Goi, H. Shiomi and S. Kawasaki, "Active Integrated Antenna Composed of Patch Resonator in Feedback Loop," TJSAP'97, pp. 127-130, May. 1997.
- [2] S. Kawasaki and T. Itoh, "Quasi-Optical Planar Arrays with FETs and Slots," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, 10, pp. 1838-1844, Oct. 1993.
- [3] S. Kawasaki, "High Efficient Spatial Power Combining Utilizing Active Integrated Antenna Technique," IEICE Trans. Electron., vol. E80-C, no. 6, pp. 800-805, June. 1997.
- [4] สมเกียรติ ศุภเดช, วิสุทธิ์ ฐิติรุ่งเรือง, จิรวัดน์ ปานกลาง, อนุชา เรืองพานิช และ มนชนก ศรีเสื่อขาม, "ความคล่องตัวของประจุพาหะในสรางกิ่งตัวนำซิลิกอนชนิดเอ็นทีเด็มอะตอมทองคำ," การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 13, หน้า 280-290, พฤศจิกายน 2533.
- [5] H. Komura, K. Kasai, T. Kurosu and M. Iida, "Spike Current Response in Gold Doped Silicon," RESTECS'96, pp. E54-57, July. 1996.
- [6] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd Ed., John Wiley & Sons Inc., 1997.
- [7] S. Drabowitch, et. Al., *Modern Antennas*, London: Chapman & Hall, 1998.
- [8] Chen, Z. N. (Ed.). (2007). *Antennas for portable devices*. Hoboken: Wiley
- [9] Fang, D. G. (2017). *Antenna theory and microstrip antennas*. Boca Raton: CRC Press.
- [10] Edwards, T. C., & Steer, M. B. (2016). *Foundations for microstrip circuit design*. Hoboken: Wiley
- [11] Stutzman, W. L., & Thiele, G. A. (2012). *Antenna theory and design*. Hoboken: Wiley.
- [12] S. Promwong, P. Rawiwan, N. Chinda, U. Sritheeravirojana, P. Tangtisanon and S. Kawasaki, "Characteristics of Gold doped Silicon Substrate foe Monolithic Microstrip Patch Antenna," IEEE International Symposium on Intelligent Signal Proceeding and Communication System, Dec. 1999.
- [13] Y. Takimoto, "Recent Activities on Millimeter Wave Indoor LAN System Development in Japan," The 1995 IEEE MTT-S Int'1 Microwave Symposium, Orlando, FA, pp. 405-408, May. 1995.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [14] สมเกียรติ ศุภเดชม, *วงจรเบื้องต้น*, คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง, พิมพ์ครั้งที่ 1, พ.ศ. 2525.
- [15] H. Pues and A. Van de Capelle, "Antenna transmission line model for the Rectangular microstrip antenna," Proc. IEE, vol. 131, pt. H, no.6, pp. 334-340, Dec. 1984.
- [16] I. J. Bahl, "Design of microstrip antennas covered with a dielectric layer," IEE Trans on Antenna & Propagation, March. 1982.
- [17] Bondili, K. B., & Immadi, G. (2020). Design and analysis of high gain linear rectangular microstrip array antenna at 20.2 GHz of Ka band. *Wireless Personal Communications*, 111(3), 1563–1573.
- [18] Singh, T., Ali, K. A., Chaudhary, H., Phalswal, D. R., & Gahlaut, V. (2018). Design and analysis of reconfigurable microstrip antenna for cognitive radio applications. *Wireless personal communications*, 8(2), 2163–2185
- [19] Singh, A., Mehra, R. M., & Pandey, V. K. (2020). Design and optimization of microstrip patch antenna for UWB applications using moth-flame optimization algorithm. *Wireless Personal Communications*, 12, 2485–2502
- [20] Chaturvedi, D., & Raghavan, S. (2019). A compact metamaterial-inspired antenna for WBAN application. *Wireless Personal Communications*, 105(4), 1449–1460
- [21] Bondili, K. B., & Immadi, G. (2020). Design and analysis of high gain linear rectangular microstrip array antenna at 20.2 GHz of Ka band. *Wireless Personal Communications*, 111(3), 1563–1573.
- [22] Christina, G., Rajeswari, A., & Mathivanan, S. (2017). Real time analysis of a 2.4 GHz planar microstrip antenna for vehicular communications. *Wireless Personal Communications*, 97(1), 1129–1139.
- [23] Roy, S., & Chakraborty, U. (2019). Metamaterial based dual wideband wearable antenna for wireless applications. *Wireless Personal Communications*, 106(3), 1117–1133.

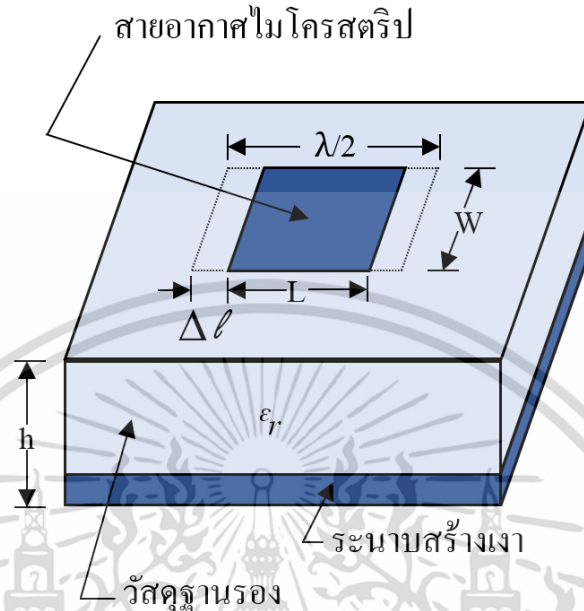


ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

การคำนวณขนาดของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า



รูปที่ ก1 สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ความกว้าง (W) ความยาว (L) ของ MPA สายสามารถคำนวณได้โดยใช้สมการดังต่อไปนี้

[11], [12]

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (\text{ก.1})$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta\ell \quad (\text{ก.2})$$

อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศ (Z_c) หาได้จาก

$$Z_c = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{h}{W_e} \quad (\text{ก.3})$$

แอดมิตแตนซ์ของสายอากาศ (Y_s) สามารถคำนวณได้จาก

$$(\text{ก.4}) Y_s = G_s + jB_s$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{1}{\pi\eta_0} \left[\left(wSi(w) + \frac{\sin W}{w} \cos w - 2 \right) \left(1 - \frac{s^2}{24} \right) \right] + jY_c \tan(\beta\Delta l) \quad (ก.4)$$

$$+ \frac{s^2}{12} \left(\frac{1}{3} + \frac{\cos w}{w^2} + \frac{\sin w}{w^3} \right)$$

แอดมิตแดนซ์ร่วมระหว่างช่องการแผ่กระจายของ MPA สามารถคำนวณได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$Y = G_m + jB_m + G_s F_g K_g + jB_s F_b K_b \quad (ก.5)$$

ดังนั้น อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{Pin}) ของ MPA สามารถคำนวณได้จาก

$$Z_{Pin} = \frac{Y_s + Y_c \coth(\Psi)}{Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_s + Y_c \coth(\Psi) - 2Y_m + Y_c \operatorname{sech}(\Psi)} \quad (ก.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข
กระบวนการสร้างสายอากาศแผ่นไมโครสตริบแบบโมนอนิลิตริกบนวัสดุ
ฐานรองอะลูมินา

1. กระบวนการเตรียมแผ่นและทำความสะอาด

1.1 ขั้นตอนการเตรียมแผ่นอะลูมินาและการตรวจสอบคุณสมบัติ

- แผ่นอะลูมินาชนิดเอนระนาบ 111
- พิกัดความต้านทาน
- ความหนา

1.2 ทำความสะอาดผิวแผ่นอะลูมินาครั้งแรก

- ทำความสะอาดผิวในน้ำบริสุทธิ์ด้วยเครื่องสั่นความถี่สูง 2 นาที
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์
- ต้มในกรดไนตริก HNO_3 เป็นเวลา 10 นาที เพื่อกำจัดเศษโลหะที่ผิว
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์
- ต้มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่หนึ่ง 5 นาที
- ต้มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่สอง 5 นาที
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์
- เป่าแห้งด้วยก๊าซไนโตรเจน (N_2)

1.3 การทำความสะอาดผิวหน้าแผ่นแบบมาตรฐาน

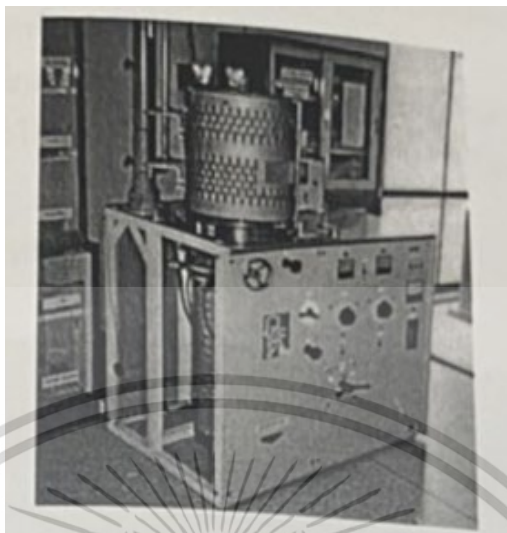
- ต้มในไตรโคลโลเอททีลีน (Trichloethylene) เป็นเวลา 5 นาที เพื่อกำจัดไขมัน
- ทำความสะอาดในอะซิโตน (Acetone) ด้วยเครื่องสั่นความถี่สูง 3 นาที
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่หนึ่ง
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่สอง
- เป่าให้แห้งด้วยก๊าซไนโตรเจน

1.4 การ Slice Etching

- จุ่มในสารละลาย (กรดกัดแก้ว) HF 5% 10 วินาที
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่หนึ่ง
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่สอง
- เป่าแห้งด้วยก๊าซไนโตรเจน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. กระบวนการระเหยสารทองคำในสุญญากาศ



รูปที่ ข1 อุปกรณ์เคลื่อนสารในสุญญากาศ



รูปที่ ข2 ฐานแบบโบ๊ตและชั้นทองคำ

- ทำความสะอาดและเตรียมผิวแผ่นผลึกให้แห้ง
- วางแผ่นลงใน chamber ที่ตำแหน่งที่เหมาะสมเพื่อให้ชั้นสารที่เคลือบมีความสม่ำเสมอ
- ปิดวาล์วของ chamber ทำการดูดอากาศออกให้ความดันภายในต่ำลงมาเหลือประมาณ 10^{-3} Torr โดยใช้ Rotary pump
- ปิดวาล์วของ Rotary pump เปิดวาล์วของ Diffusion pump เพื่อทำให้ความดันใน chamber ลดลงเหลือราว $10^{-6} - 10^{-7}$ Torr
- เริ่มทำสารทองคำที่เคลือบให้เป็นไอ โดยมีกำบังเพื่อมิให้สารที่เจือปนอยู่ไปเคลือบแผ่นผลึกอะลูมินา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ทำการเคลือบสารเจือสารทองคำบนแผ่นผลึกให้หนาตามต้องการ ขณะทำการเคลือบแผ่นทองคำบนแผ่นผลึกอะลูมิน่า บางครั้งควรให้ความร้อนบนแผ่นผลึกที่เหมาะสมเพื่อให้ชั้นสารทองคำที่เคลือบติดแน่นกับแผ่นผลึกอะลูมิน่า
- หยุดทำการเคลือบสารปล่อยให้ทุกอย่างใน chamber เย็นตัวลง 30 นาที
- ปล่อยอากาศเข้าไปใน chamber อย่างช้า ๆ จนความดันเป็นปกติแล้วยก chamber ขึ้น

3. กระบวนการแพร่สารทองคำ (Au Diffusion)



รูปที่ ข 3 เตาแพร่อะตอมทองคำในแผ่นผลึกอะลูมิน่า

- เตรียมแผ่นอะลูมิน่าที่ผ่านการเคลือบสารด้วยทองคำวางบนโบ้ตแก้ว
- ทำการเปลี่ยนท่อหลอดแก้วที่ใช้สำหรับการแพร่อะตอมทองคำ
- ทหาระยะที่อุณหภูมิ 1025° ก่อนที่จะนำเอาแผ่นอะลูมิน่าที่แพร่ด้วยสารทองคำเข้าเตา
- เมื่อตรวจสอบระยะอุณหภูมิเสร็จแล้ว นำแผ่นอะลูมิน่าที่แพร่ด้วยสารทองคำแล้วเข้าเตา ต้องดันเข้าเตาอย่างช้ามาก ๆ จนถึงจุดที่ตรวจสอบอุณหภูมิใช้เวลาอย่างน้อย 5 นาที
- ใช้เวลาในการแพร่อะตอมทองคำลงในแผ่นผลึกอะลูมิน่า 6 ชั่วโมง
- เมื่อครบ 6 ชั่วโมงต้องเอาแผ่นอะลูมิน่าที่เติมอะตอมทองคำลงไปออกจากท่อหลอดแก้วอย่างรวดเร็ว แล้วจุ่มลงในลิควิดไนโตรเจน (Liquid Nitrogen) เพื่อหยุดปฏิกิริยาของทองคำ
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่หนึ่ง
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่สอง
- เป่าแห้งด้วยก๊าซไนโตรเจน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. กระบวนการขัดผิวหน้าแผ่นอะลูมินาโตปทองคำ (Au Lapping)



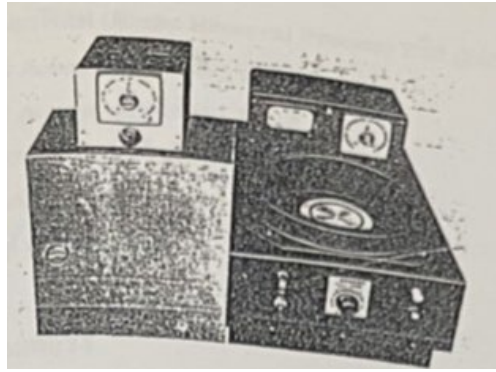
รูปที่ ข4 การขัดผิวหน้าแผ่นอะลูมินาโตปทองคำ

- นำแผ่นอะลูมินาโตมทองคำเคลือบด้วยอิเล็กทรอนิกส์แวก (electronic vax) ด้านที่ไม่ต้องการขัดผิว แล้วทำการขัดผิวหน้าที่ Evaporated ทอง ให้เรียบ
- ทำแล็บปิ้งด้วยผงขัดซิลิกาเบอร์ #1000
- ทำความสะอาด จุ่มในน้ำ
- ทำแล็บปิ้งด้วยผงขัดซิลิกาเบอร์ #2000
- ทำความสะอาด จุ่มในน้ำ
- ทำแล็บปิ้งด้วยผงขัดซิลิกาเบอร์ #4000
- ทำความสะอาด จุ่มในน้ำ
- ละลายแวกออกจากแผ่นอะลูมินา
- ทำความสะอาดผิวหน้า
 - ต้มใน Trichloroethylene เป็นเวลา 5 นาที
 - Ultrasonic ใน Acetone 3 นาที
 - จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่หนึ่ง
 - จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่สอง
 - เป่าแห้งด้วยก๊าซไนโตรเจน

5. กระบวนการโพล์ติโกราฟี

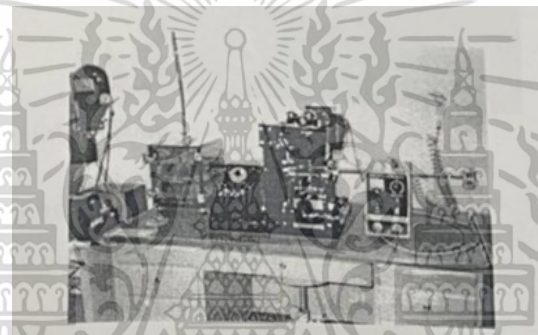
- เคลือบสารไวแสงชนิดบวก (AZ4620A) spin 300 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข5 เครื่องสปินเนอร์

- อบฟิล์มที่ 90°C 10 นาที (prebake)
- Alignment Expose เป็นเวลา 5 วินาที



รูปที่ ข6 เครื่อง Alignment Expose

- Develop ฟิล์มโดย
 - AZ Developer แก้วที่หนึ่ง 30 วินาที
 - AZ Developer แก้วที่สอง 30 วินาที
 - จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่หนึ่ง
 - จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่สอง
 - เป่าแห้งด้วยก๊าซไนโตรเจน
 - อบฟิล์มครั้งที่ 2 ที่อุณหภูมิ 90°C 10 นาที (postbake)

6. กระบวนการระเหยทองคำในสุญญากาศ (Au Evaporate) ครั้งที่ 2

- กระบวนการนี้เหมือนกับกระบวนการ Au Evaporate ในกระบวนการที่ 2 ทุกประการ

7. กระบวนการลอกฟิล์ม (Resist Removal Process) หรือ (Lift Off Process)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ท่านไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- จุ่มลงใน Acetone แก้วที่หนึ่ง 1 นาที
- จุ่มลงใน Acetone แก้วที่สอง 1-3 นาที
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่หนึ่ง
- จุ่มในน้ำบริสุทธิ์แก้วที่สอง
- เป่าแห้งด้วยก๊าซไนโตรเจน

8. กระบวนการซินเตอร์ริง



รูปที่ ข7 หลังจากทำการซินเตอร์ริง

- Temp 350°C-380°C
- ทำการ Sintering เป็นเวลา 5 นาที

9. กระบวนการเชื่อมต่อ



รูปที่ ข8 การเชื่อมต่อ

- ใช้เงิน (Ag) อย่างเหมาะสมในการเชื่อมต่อกับคอนเนคเตอร์
- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

การวัดค่าพิกัดความต้านทาน

ในสารกึ่งตัวนำ เช่น อะลูมิน่า นิยมวัดค่าแผ่นความต้านทานด้วยวิธีโพรมยทีโพรบ ดังแสดงในรูปที่ ค1 ในการวัดเข็มโลหะที่ใช้เป็นขั้วไฟฟ้าทั้งสอง จะถูกกดลงบนผิวของแผ่นผลึกอะลูมิน่า เข็มโลหะดังกล่าวจะห่างจากกันเป็นระยะ S เท่า ๆ กัน จากนั้นจะป้อนไบอัสทำให้เกิดกระแส I ไหลผ่านเข็มโลหะที่อยู่ริมขอบสุดคือ เข็มที่ 1 และ 4 กระแสดังกล่าวจะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมผลึกสารกึ่งตัวนำ โดยวัดแรงดันตกคร่อม (V) ระหว่างชั้นของเข็มโลหะด้านใน

เมื่อทราบค่าแผ่นความต้านทาน (R_s) แล้ว สามารถหาค่าพิกัดความต้านทาน (ρ) ได้โดย

$$\rho = R_s \times \text{ความหนา} \quad (\text{ค.1})$$

ในกรณีนี้แผ่นผลึกสารกึ่งตัวนำมีความยาวและความกว้างมากกว่าระยะห่างระหว่างเข็มโลหะ



รูปที่ ค1 เครื่องโพรมยทีโพรบ [5]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง.

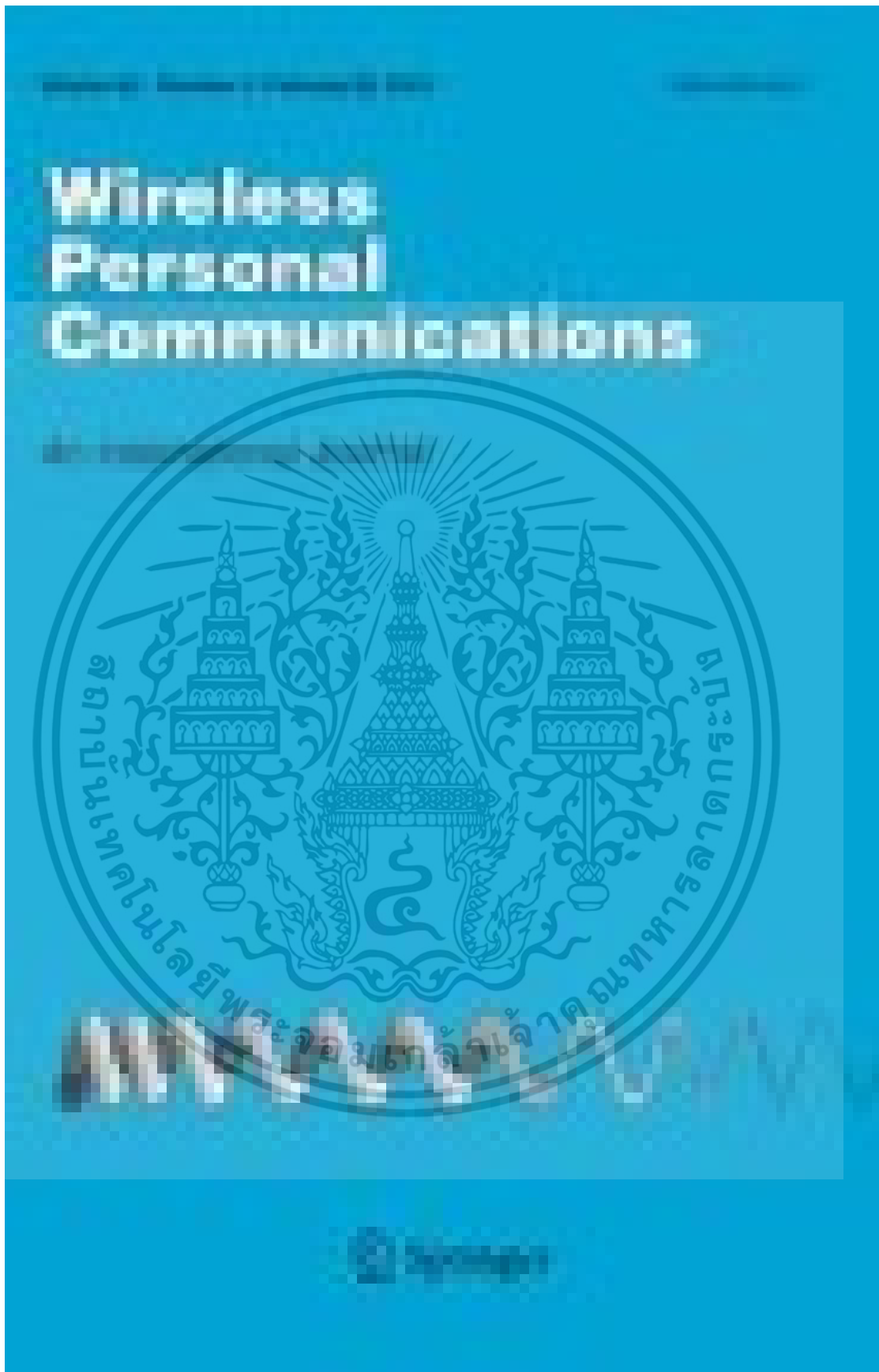
ผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในระหว่างศึกษาระดับปริญญาเอก

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการนานาชาติ

- [1] S. Promwong and A. Pinsakul, "A Monolithic Patch Antenna on a Semi-insulated Alumina (Al₂O₃) Substrate for Active Integrated Antenna," *Wireless Personal Communications*, vol. 115, no. 4, pp. 2755-2765, Dec. 2020.

บทความที่ได้นำเสนอในการประชุมวิชาการนานาชาติ

- [1] A. Pinsakul and S. Promwong, "Artificial Magneto-Dielectric Metamaterial with Microstrip Antenna for Wireless Applications," 2019 5th International Conference on Engineering, Applied Sciences and Technology (ICEAST), 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICEAST.2019.8802536.
- [2] A. Pinsakul, P. Supanakoon and S. Promwong, "Performance Evaluation of Artificial Megneto-Dielectric Metamaterial with Microstrip Patch Antenna for Wireless System," 2018 Global Wireless Summit (GWS), 2018, pp. 221-225, doi: 10.1109/GWS.2018.8686573.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



A Monolithic Patch Antenna on a Semi-insulated Alumina (Al_2O_3) Substrate for Active Integrated Antenna

Sathaporn Promwong¹ · Atcharaporn Pinsakul¹

Published online: 16 June 2020
 © Springer Science+Business Media, LLC, part of Springer Nature 2020

Abstract

Small antenna technology is very important for monolithic patch antenna on semiconductor substrate. The active integrated antenna is analyzed by using cavity model and method of moment. Alumina substrate doped with gold is a new substrate having the resistivity more than 10^6 ($\Omega\cdot\text{cm}$). This substrate yields good performance for the monolithic patch antenna and it is easy to fabricate with the active integrated antenna. In addition, a small antenna using the alumina substrate is obtained and applied to monolithic microwave integrated circuit. The computed numerical results are in good agreement with the measured results.

Keywords Microstrip patch antenna · Active integrated antenna · Semiconductor substrate · Small antenna · MMIC

1 Introduction

In these days, a mobile communication system such as a cellular phone system or a personal handyphone system has been developed based on demand to a technology for a high performance information society in the near future. Under such a situation, research utilizing the microwave and millimeter-wave has been intensified. Above all, an active integrated antenna using a quasi-optical technique is one of the most prominent integrated antenna technologies with structures for compact, conformal and low cost in the modern wireless communication system [1–4].

The active integrated antenna generally has the structure incorporated an active device such as gunn-diode or three-terminal devices to form active integrated circuit with a planar antenna such as a printed dipole, a microstrip patch antenna or a planar slot antenna [5]. Therefore, the solid and intelligent integration of the planar antenna with the active integrated circuit makes innovative the microwave and millimeter-wave application systems with a high degree of multiple functionality [6, 7]. The narrow band antenna for global navigation systems has been reported in [8]. The microstrip antenna with signal feed and high gain is proposed in [9]. Many researches on the antenna for wireless applications have

✉ Sathaporn Promwong
 sathaporn.pr@kmitl.ac.th

¹ Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand

been demonstrated in [10–20]. To improved the antenna performance, the novel material for antenna has been point out in [21–25]. For this purpose, the microstrip-fed planar antennas fabricated on a substrate by a semi-insulated semiconductor (Al_2O_3 , Si, GaAs, and InP) are preferred for easy integration with the MMIC RF front-end circuitry. However, the term of monolithic is restrictively used for the circuitry so far. This technology can be extended to the fabrication of the antenna, for instance a monolithic antenna in the active integrated antenna.

The antenna technology is well known that the planar antenna such as the patch antenna on the semi-insulated semiconductor substrate shows degraded performance as an inefficient radiator due to low resistivity, and hence, due to the surface wave loss. This characteristic becomes the severe problem for the applications in higher frequencies, resulting in the patch antenna with the reduced gain and efficiency. To make the matter worse, this degradation causes cross polarization and mutual coupling within an array environment. However, this degradation can be improved with an appropriate procedure in the semiconductor process on an ordinary semi-insulated alumina (Al_2O_3) substrate.

In the antenna analysis, many technologies to solve the electromagnetic problems have been proposed extensively, such as the method of moment (MoM) or the finite difference time domain (FDTD) method. For instance, the analysis of a wire antenna is basically proceeded by solving linear integral equation derived from the Maxwell's equations and boundary conditions for the problem it obtain its current distribution. For an actual problems, these integral equations and the method are interactive with an adequate loss factor as a finite resistance.

In this paper, demonstrations of fabrication of the monolithic patch antenna on the Al_2O_3 substrate as well as comparison of the experimental data with theoretical analysis are reported. Using the heat process, the resistivity of the Al_2O_3 substrate with a gold-evaporated sheet was improved to obtain the antenna substrate with a high resistivity as more than 10^6 [Ω -cm]. The measured data were compared with the theoretical curve with various loss parameters using the MoM for the planar antenna of the Al_2O_3 that was produced by the semiconductor processing. Analytical comparison between the cavity model and the Method of Moment is also discussed in the text.

2 Theory

2.1 Estimation of Loss Effect

Two approaches have been introduced to evaluate the loss effect (in this case, the dielectric loss effect) on the antenna performances [26–30]. One is the cavity model approach, and the other is the MoM simulation. The antenna parameters used in the section are the same as those for the prototype antenna, except for the resistivity of the substrate material.

2.2 Cavity Model Approach

Cavity model approach [4] is a powerful analytical method to estimate the performances of the microstrip antenna. The antenna under consideration here is a rectangular patch antenna resonant in TM_{100} mode. By assuming that the patch antenna is resonant, the following Q factor are defined. Q_r :Q Due to radiation loss, Q_c :Q Due to conductor loss and Q_d :Q Due to dielectric loss unloaded Q, i.e., Q_0 , is derived by using Q_r , Q_c and Q_d as

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (1)$$

unloaded Q_0 is related with the efficiency η as

$$\eta = \frac{Q_0}{Q_r} \quad (2)$$

Q_r , Q_c and Q_d can be calculated from the following relations:

$$Q_r = \frac{3}{8} \epsilon_r \frac{\lambda_0}{t}, \quad (3)$$

$$Q_c = \frac{1}{\delta} \quad (4)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (5)$$

$$y = 1 + jQ_0 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (6)$$

where ϵ_r , t and $\tan \delta$ are the dielectric constant, the thickness and the loss tangent of the substrate, respectively. δ is the smaller value of the skin depth or the conductor thickness.

Figure 1 shows the variation of Q_d and Q_0 with respect to the resistivity ρ of the substrate. It is noted that the resistivity before the Au doping is around 10^2 [Ω -cm] and after the doping is around 10^6 [Ω -cm]. Since the dielectric constant of the substrate is high, Q_r is as high as around 350 and independent of ρ , Q_c is also constant as about 1600. On the other hand, Q_d is proportional to the resistivity. Q_r and Q_d curves cross at $\rho_{th} = 5 \times 10^3$ [Ω -cm]. Q_d is dominant when ρ is smaller than ρ_{th} , and the serious performance degradation is expected. If ρ is larger than ρ_{th} , the substrate loss is negligibly small.

Fig. 1 Q Factor with respect to resistivity of substrate

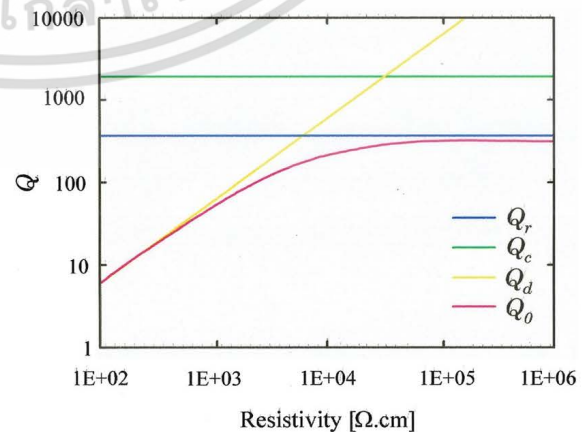


Fig. 2 E-plane radiation patterns for different resistivity of substrate

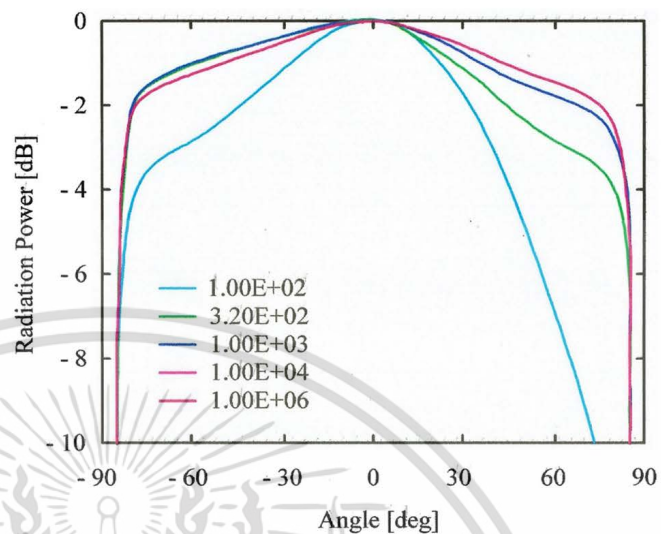
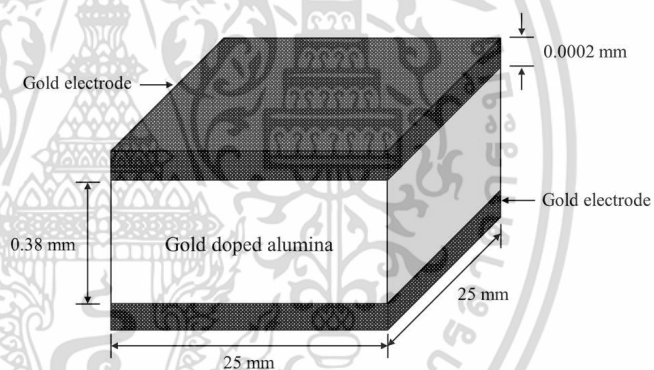


Fig. 3 Sample structure of monolithic patch antenna on Al_2O_3



2.3 Method of Moment Simulation

To estimate the detailed characteristic of the antenna, e.g., the radiation pattern and the return loss, the MoM simulation has been conducted. A commercial-available antenna simulator, Ensemble by Ansoft Corporation, has been used. The spectral domain MoM is used as the simulator engine. When the resistivity increase, the purity of the resonant TM_{100} mode is disturbed due to the decrease of Q factor.

Figure 2 shows the E-Plane radiation patterns with different ρ values. The ground plane is assumed to be infinitely large. When ρ is below 10^3 [$\Omega\cdot\text{cm}$], the radiation pattern is seriously perturbed since the purity of the resonant mode is declined. Due to the decrease of Q factor, the bandwidth of the reflection coefficient is increased according to the decrease of the resistivity, as shown in Fig. 3. The antenna gain with respect to the resistivity is represented in Fig. 4. Serious gain degradation is observed when ρ is less than 10^4 [$\Omega\cdot\text{cm}$]. Figure 4 also presents the radiation efficiency, η , calculated by using the cavity model. It is found the these two results have the same tendencies, except for very lossy region where the assumption of the resonant current is the cavity

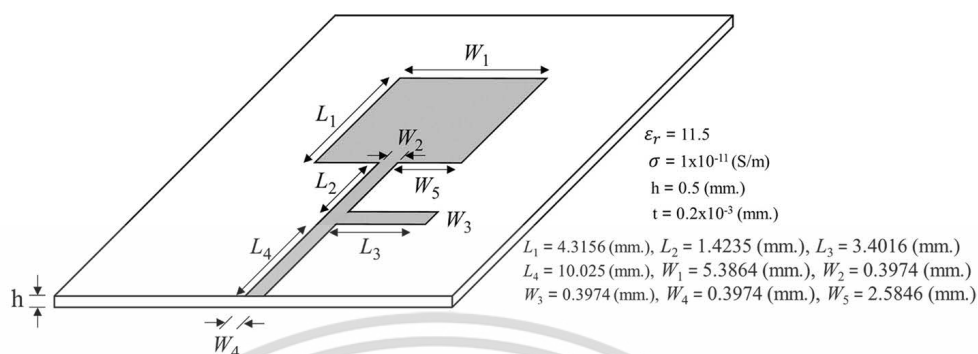


Fig. 4 Configuration and dimension of monolithic patch antenna on Al_2O_3

model is invalid. From these two approaches, it can be concluded that the resistivity of the substrate larger than 10^4 [$\Omega\text{-cm}$] is desired.

3 Configuration and Design of Antenna

An alumina wafer which resistivity is 100 [$\Omega\text{-cm}$] used as a starting material. Then gold was diffused into the alumina wafer with heat process. Diffusion temperature was 850°C and diffusion time was 6 hours. Sample structure is shown in Fig. 3. The structure of the monolithic patch antenna on the semi-insulated Al_2O_3 substrate for the active integrated antenna demonstrated here is shown in Fig. 4. It consists of three parts, namely, the microstrip-fed planar antenna, the matching circuit and the patch antenna. The patch antenna was designed by the commercial available electromagnetic simulator (Momentum by HP EEsof). The Design of the microstrip-fed planar antenna and the matching circuit simulator (MDS by HP EEsof). Interaction between the patch antenna and the microstrip-fed planar antenna was investigated by the commercial available electromagnetic simulator (Momentum).

$\Omega \rho 10^2$ [ΩAl_2O_3]⁶ [$\Omega (\epsilon_r) \times 10^{-3} (\sigma) \times 10^7 \Omega$, an open stub was attached at the certain point from the input reference plane.

4 Experiment Results

The monolithic microstrip patch antenna was designed by using the gold doped alumina substrate, which has the resistivity $\rho = 100$ [$\Omega\text{-cm}$]. When gold is doped into n-type alumina by using semiconductor process, so that resistivity of the sample becomes highly change to $10^6 \Omega \text{ cm}$ by gold diffusion. An experimental set-up for the measurement of the demonstrated microstrip patch antenna characteristics are shown in Fig. 4. The measurement was carried out in an anechoic chamber. The radiated electric field from the fabricated microstrip patch antenna settled on the turn table was received by the standard gain horn antenna. The distance between the microstrip patch antenna and the standard gain horn antenna was about 1.5 m. The received signal was observed using a spectrum analyzer. The proposed monolithic microstrip patch antenna is shown in Fig. 5.

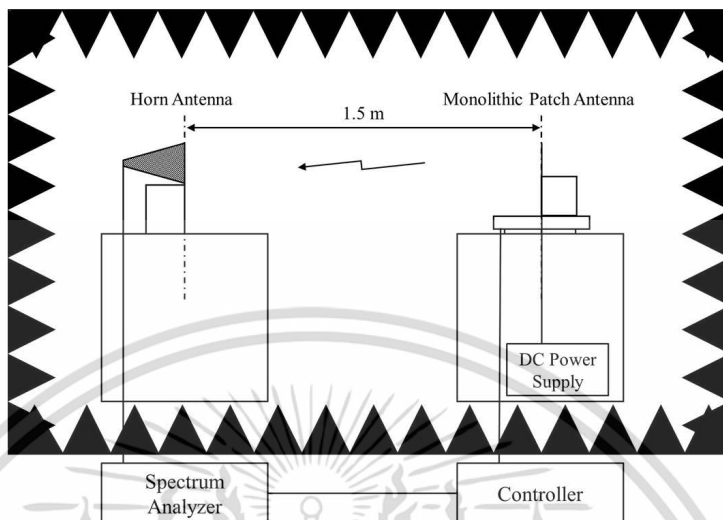


Fig. 5 The experimental set-up in anechoic chamber room

The input impedance of the patch antenna was settled with 50Ω by using the alumina substrate as shown in Fig. 6 that is typical semi-insulated semiconductor substrate and has the resistivity as $\rho = 10^2 [\Omega\text{-cm}]$. The microstrip patch antenna was designed at 10.0 GHz in frequency X-band as shown in Fig. 7. First, the Al_2O_3 substrate with a gold-evaporated thin-layer with high temperature is treated by the heat process. After that, the resistivity of the alumina substrate changed into more than $10^6 [\Omega\text{-cm}]$ as shown in Fig. 8. The monolithic microstrip patch antenna has the specification as relative permittivity (ϵ_r) = 9.8, thickness of the substrate (h) = 0.2×10^{-3} mm, and conductivity (σ) = $4.513 \times 10^7 S/m$. Therefore, the monolithic patch antenna was patterned by using the semiconductor mask procedure. For input matching of 50Ω , an open stub was attached at the certain point from the input reference plane.

Fig. 6 Prototype of monolithic patch antenna on an alumina substrate (Al_2O_3)



Fig. 7 Reflection coefficients $|S_{11}|$ for different permittivity (ϵ_r) of substrate

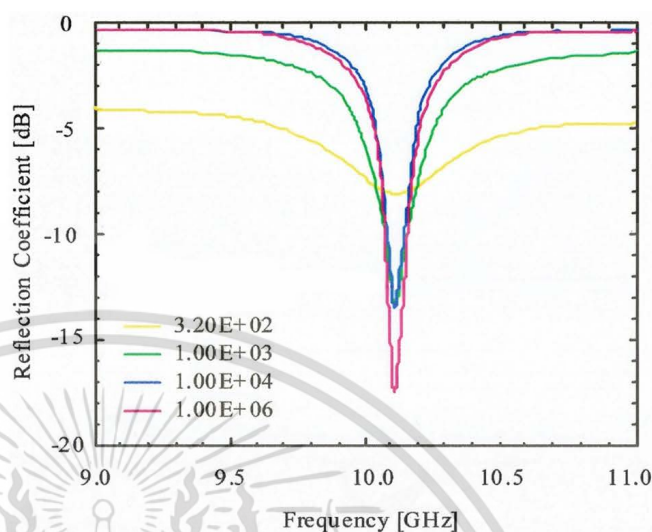
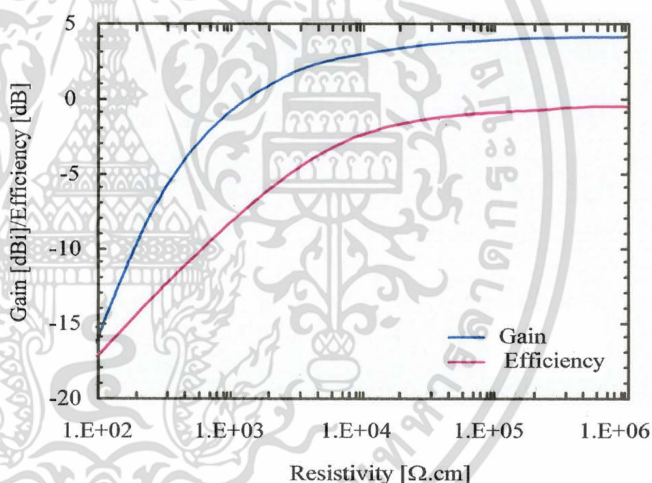


Fig. 8 Antenna gain and efficiency with respect to resistivity of substrate

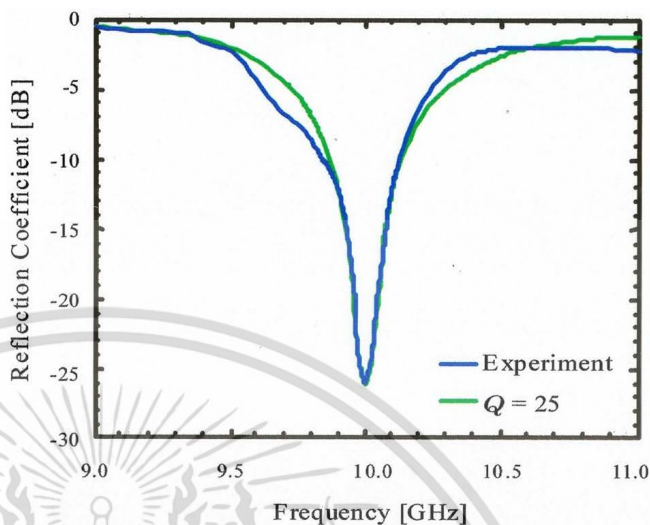


Performance of the patch antenna was investigated in an anechoic chamber room, and distance between the monolithic patch antenna or antenna under test (AUT) and the reference horn antenna was settle about 1.5 m. The antenna patterns in two planes were measured.

5 Discussion

Figure 9 shows the measured reflection coefficients together with the fitting curve using the following parallel resonance model [4]. The fitting result with $Q = 25$ well-explains the measured results around the resonant frequencies. However, Fig. 1 indicated that the corresponding ρ is about 400 $[\Omega\cdot\text{cm}]$, which is far from the design value of 10^6 $[\Omega\cdot\text{cm}]$. On the other hand, no significant difference can be expected with respect to the radiation pattern, as shown in Fig. 2. The possible reasons are that the dielectric loss was not

Fig. 9 Comparison of reflection coefficients $|S_{11}|$ between experiment and curve fitting at $Q = 25$



ideally improve after the Au doping, and that the losses from the feed line, the matching stub and the coaxial-microstrip transition were not considered in the represented Q factor model. Further discussions are necessary for more realistic MMIC with microstrip patch antenna. Figure 10 is indicated the antenna pattern in E-plane and Fig. 11 shown that in the H-plane, respectively. In both cases, the theoretical antenna pattern from the antenna with no loss substrate is also compared with the measured data. From observation, it is easy to find that agreement between them is good.

Fig. 10 Radiation patterns of monolithic patch antenna on a semi-insulate Al_2O_3 substrate in E-plane

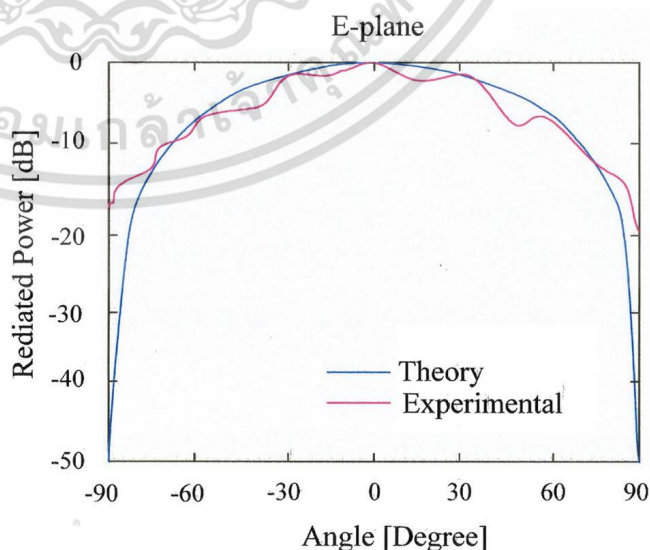
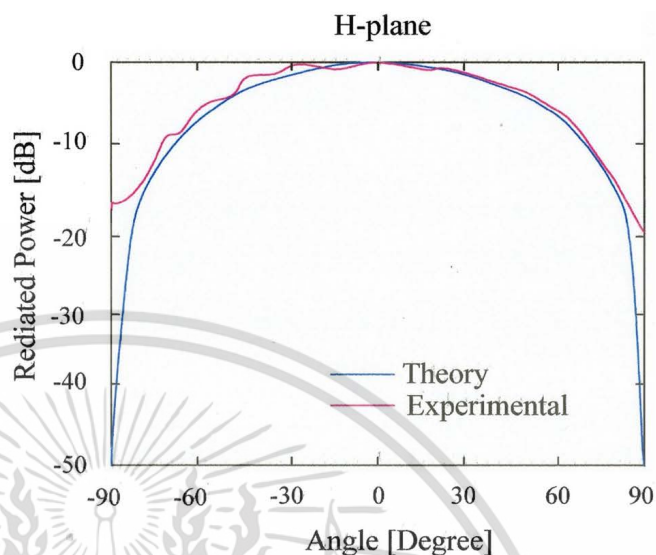


Fig. 11 Radiation patterns of monolithic patch antenna on a semi-insulate Al_2O_3 substrate in H-plane



6 Conclusion

In this research, a monolithic patch antenna on the Al_2O_3 substrate was proposed. Comparison of the experimental data with analytical curves are also demonstrated. It is found that, the resistivity of the original Al_2O_3 substrate with a gold evaporated thin-layer was increased because of using the heat process, therefore, it is improved substrate of the small antennas. This substrate can also applied to make the monolithic patch antenna. The analytical comparison between the cavity model and the method of moment are shows good agreement high resistivity case.

Acknowledgements Some of the authors thank to HP-EEsof, Japan Hewlett-Packard Co.,Ltd., for the donation of ADS. This work is partially supported by JSPS exchange scholarship at Tokyo Institute of Technology and KMITL-Tokai University Memorandum scholarship.

References

- Goi, T., Tomioka, Y., Hayata, K., Promwong, S., Tangtisanon, P., & Kawasaki, S. (1997). 3-element linear active integrated antenna arrays with a slot shrunk by a double layered substrate. In *IEEE antennas and propagation society international symposium 1997. Digest* (Vol. 3, pp. 1958-1961). IEEE.
- Sharma, S., Kanaujia, B. K., & Khandelwal, M. K. (2019). Theoretical analysis and design of high-stable-gain antenna with ultrawide band capabilities and suppressed back radiations. *Wireless Personal Communications*, *112*, 1–19.
- Sharma, M. (2020). Design and analysis of multiband antenna for wireless communication. *Wireless Personal Communications*,. <https://doi.org/10.1007/s11277-020-07425-9>.
- Sarkar, M., Mishra, S., Daniel, A., & Dwari, S. (2019). Design of a variable depth axially corrugated horn antenna at X-band for low cross-polarization applications. *Wireless Personal Communications*, *108*(1), 269–280.
- Kawasaki, S., & Itoh, T. (1993). Quasi-optical planar arrays with FETs and slots. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, *41*(10), 1838–1844.
- KAWASAKI, S. (1997). High efficient spatial power combining utilizing active integrated antenna technique. *IEICE Transactions on Electronics*, *80*(6), 800–805.
- Hanneishi, M., Hirasawa, K., & Suzuki, Y. (1996). Planar and small antennas. In *Chap: IEICE* (p. 4) (in Japanese).

8. Akhtar, M. J., Nawaz, H., & Dhanyal, H. (2017). Narrow-band frequency agile antenna for global navigation systems. *Wireless Personal Communications*, 97(4), 6499–6508.
9. Roy, C., & Khan, T. (2019). Single-feed dual-polarized high gain microstrip antenna. *Wireless Personal Communications*, 108(3), 1417–1430.
10. Bhatia, S. S., & Sivia, J. S. (2016). A novel design of circular monopole antenna for wireless applications. *Wireless Personal Communications*, 91(3), 1153–1161.
11. Singh, A., Mehra, R. M., & Pandey, V. K. (2020). Design and optimization of microstrip patch antenna for UWB applications using moth-flame optimization algorithm. *Wireless Personal Communications*, 112, 2485–2502.
12. Singh, T., Ali, K. A., Chaudhary, H., Phalswal, D. R., & Gahlaut, V. (2018). Design and analysis of reconfigurable microstrip antenna for cognitive radio applications. *Wireless personal communications*, 98(2), 2163–2185.
13. Zarrabi, F. B., Rahimi, M., Mansouri, Z., & Lafmajani, I. A. (2015). Miniaturization of microstrip antenna by CRLH-TL technique. *Wireless Personal Communications*, 81(3), 1091–1100.
14. Peng, L., Qiu, Y. J., Luo, L. Y., & Jiang, X. (2016). Bandwidth enhanced I-shaped patch antenna with parasitic element for 5.8-GHz wireless local area network applications. *Wireless Personal Communications*, 91(3), 1163–1170.
15. Amalraj, T. D., & Savarimuthu, R. (2019). Design and analysis of microstrip patch antenna using periodic EBG structure for C-band applications. *Wireless Personal Communications*, 109(3), 2077–2094.
16. Viswanatha, K., & Raghava, N. S. (2020). Design and analysis of a multi-band flower shaped patch antenna for WLAN/WiMAX/ISM band applications. *Wireless Personal Communications*, 112, 863–887.
17. Gupta, N., Saxena, J., & Bhatia, K. S. (2019). Design of wideband flower-shaped microstrip patch antenna for portable applications. *Wireless Personal Communications*, 109(1), 17–30.
18. Christina, G., Rajeswari, A., & Mathivanan, S. (2017). Real time analysis of a 24GHz planar microstrip antenna for vehicular communications. *Wireless Personal Communications*, 97(1), 1129–1139.
19. Bondili, K. B., & Immadi, G. (2020). Design and analysis of high gain linear rectangular microstrip array antenna at 20.2 GHz of Ka band. *Wireless Personal Communications*, 111(3), 1563–1573.
20. Rao, N., & Kumar, V. D. (2017). Miniaturization of microstrip patch antenna for satellite communication: A novel fractal geometry approach. *Wireless Personal Communications*, 97(3), 3673–3683.
21. Geetharamani, G., & Aathmanesan, T. (2020). Design of metamaterial antenna for 2.4 GHz WiFi applications. *Wireless Personal Communications*, <https://doi.org/10.1007/s11277-020-07324-z>.
22. Roy, S., & Chakraborty, U. (2019). Metamaterial based dual wideband wearable antenna for wireless applications. *Wireless Personal Communications*, 106(3), 1117–1133.
23. Kukreja, J., Choudhary, D. K., & Chaudhary, R. K. (2019). A short-ended compact metastructure antenna with interdigital capacitor and U-shaped strip. *Wireless Personal Communications*, 108(4), 2149–2158.
24. Geetharamani, G., & Aathmanesan, T. (2020). A metamaterial inspired tapered patch antenna for WLAN/WiMAX applications. *Wireless Personal Communications*, <https://doi.org/10.1007/s11277-020-07283-5>.
25. Chaturvedi, D., & Raghavan, S. (2019). A compact metamaterial-inspired antenna for WBAN application. *Wireless Personal Communications*, 105(4), 1449–1460.
26. Chen, Z. N. (Ed.). (2007). *Antennas for portable devices*. Hoboken: Wiley.
27. Balanis, C. A. (2016). *Antenna theory: Analysis and design*. Hoboken: Wiley.
28. Fang, D. G. (2017). *Antenna theory and microstrip antennas*. Boca Raton: CRC Press.
29. Edwards, T. C., & Steer, M. B. (2016). *Foundations for microstrip circuit design*. Hoboken: Wiley.
30. Stutzman, W. L., & Thiele, G. A. (2012). *Antenna theory and design*. Hoboken: Wiley.

Publisher's Note Springer Nature remains neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



Sathaporn Promwong received his Ph.D. degree in communications and integrated systems from Tokyo Institute of Technology, Tokyo, Japan, M.Eng. degree in electrical engineering and B.Ind. Tech. degree in electronic technology from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, and in 2009, 1999, and 1994, respectively. He is lecturer in faculty of engineering, KMITL. His research interested is in the areas of wireless personal communications, MMIC, antenna and radio wave propagation, and ultra-wideband technology. He is a member of IEEE, IEICE and ECTI.



Atcharaporn Pinsakul received her M.Eng. degree in telecommunication engineering and B.Eng. degree in electronic engineering from King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB). Now she pursued a doctoral degree at faculty of engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL). Her research is interested in the area of wireless personal communication, magneto-dielectric metamaterial, antenna and radio wave propagation.

Conference Proceeding

The 5th International Conference on
Engineering, Applied Sciences and Technology

iceast
2019
Luang Prabang, Lao PDR

2-5 July 2019
www.iceast2019.org



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Artificial Magneto-Dielectric Metamaterial with Microstrip Antenna for Wireless Applications

1st Atcharaporn Pinsakul
Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Bangkok, Thailand.
Email: p.atcharapomoot@gmail.com

2nd Sathaporn Promwong
Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Bangkok, Thailand.
Email: kpsathap@kmitl.ac.th

Abstract— This paper refers to a detailed analysis on the design and implementation of artificial magneto dielectric substrate and apply to use with microstrip antenna for wireless application. As the results are show the advantage of metal dielectric above conventional antenna. The key advantage of using the metamaterial with microstrip patch antenna is to size reduction of microstrip patch antennas when compare with original antenna. The metamaterial antenna proposed in this paper achieves 11.5% for downsizing in the area of the patch at the same frequency. The modified quadrilateral loop unit cell is used in design. The modified quadrilateral loop unit cell is used in design which the value of permittivity (ϵ_{eff}) of 4.8 and relative permeability (μ_{eff}) of 2.2. The result found that at the center frequency is 2.45 GHz, the artificial magneto dielectric metasubstrate antenna radiation has the efficiency of 89 % and the gain of 6.9 dBi while the conversional antenna has the efficiency of 83.27% and the gain of 5.23 dBi. The performance of the antenna can be improved by controlling the dielectric constant and the magnetic permeability.

Keywords—component, microstrip antenna; meta - substrates; magneto dielectric metamaterial

I. INTRODUCTION

Metamaterials have attracted a lot of interest among research groups to their magnetic properties satisfactory which is not available in natural materials. The artificial magnetic material is a branch of metamaterials which is designed to make either negative or positive (higher) relative permeability [1]-[2]. The structure of normally metamaterials are man-made twisted and synthesized composite by using the assemblies of many components. The material properties do not come from basic materials. It depends on the structure, design, shape, geometry, size and orientation of metamaterials used to deal with the electromagnetic waves [3]. In the frequency domain, the characteristics of electromagnetic materials can be indicate by relative permittivity (ϵ_r) and relative permeability (μ_r), both of these parameters are accepted into Maxwell's equations and measuring the response of materials to electromagnetic radiation. The modifications value in the relative permittivity and the relative and permeability of natural materials, their magnitudes, losses, reference frequency, and signal are limited [4]-[5]. Although the traditional composite materials create from the merging of naturally befall substances have restricted response. Design and build materials with change

the permittivity and permeability values that can be adapted to preferential applications. The possible advantage may occur with electromagnetic process [6]. Metamaterials are artificial materials that are especially distinguished parameters which cannot be found in general materials with values that can be created as specified values. The characteristic magnetic field of metamaterials present larger than one permeability (μ_r) because the actual that they are magnetically polarized under the dominance of the electromagnetic field [7]. Moreover, the relative of the metamaterial is the magneto dielectric material which can be polarized both electrically and magnetically when touched to a utilize EM field, therefore, it has both relative permeability (μ_r) and permittivity (ϵ_r) greater than one. Recently, the magnetic dielectric material is used as a substrate for reducing the dimension of microstrip antennas and increase the efficiency of the antenna [8]-[9]. It also shows that increasing the relative permeability (μ_r) and relative permeability (ϵ_r) of the dielectric material has a positive effect on the antenna, which can be seen from the equation $\lambda_{medium} = \lambda_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$. The use of high dielectric materials as a precursor to reduce the antenna size by slowing down the restricted waves within the material results in a higher quality factor (Q-factor) meanwhile, the bandwidth of the antenna is reduced. At the same time, increasing permeability the value of the material will enhance the efficiency of the antenna as well as make the antenna smaller [10]-[11]. Artificial magneto-dielectric metasubstrates techniques have been developed and used such as the antennas by used with the small meander technique on magneto-dielectric film [12] and downsizing technique of antennas for handset by utilizing a magnetic material has been analyzed by the used planar inverted-F antenna [13].

In this article, we present the evaluation work of magneto dielectric meta substrate as compared to dielectric material with microstrip antenna for wireless application. It was proposed by the use of the unit cell consists of several quadrilateral loop embedded in the dielectric substrate. On the FR4 surface will have each antenna element. This metamaterial possessed the frequency at about 2.45 GHz. The main advantage of the proposed design of the antenna design of the material is different is that it can verify the performance of antennas and antenna size. In addition, it has relatively high radiation properties at the material, which makes our design suitable for WLAN applications. The magneto-dielectric metamaterial has been established, measure and tested for quality. The measurement of the antenna obtained from the fabrication is consistent with the results obtained from the model.

II. ANTENNA DESIGN

In this paper, an artificial magneto-dielectric substrate as compared with dielectric material on microstrip antenna is introduced. The magneto-dielectric is usually built by embedding specific inclusions such as periodic structures in a host medium.

A. Multi- quadrilateral loop unit cell

In this section we constrain the description only to artificial magnetic media consisting of metal unit cells. The structure of the proposed multi- quadrilateral loop unit cell is shown in Fig.1 was simulated using Microwave Studio [14] and HFSS [15]. It is comprised of a 4-turn quadrilateral loop copper conductor whose line width and line gap are 0.5 mm. The overall dimension of the proposed unit cell is 10mm×10mm and a thickness of 0.8 mm. In this model, we made quadrilateral loop symmetric with relative to the direction of diffusion (magnetic field perpendicular to a plane with quadrilateral loop; electric field is in the plane of the quadrilateral loop). These effective central parameters are derived from full wave simulation and subsequent data retrieval processes [16]. We can calculate retrieve relative permeability (μ_r) and permittivity (ϵ_r) from the reflection (S_{11}) and the transmission (S_{21}) [17]. Which the complex s-parameters of the unit cell can calculated or measured at specifically frequency for metamaterials with symmetrical geometry (By placing in the direction of the spread of electromagnetic waves). The wave impedance (Z_{eff}) are obtained by inverting equation (1a) and (1b) are given by

$$Z_{eff} = \pm \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (1a)$$

The real and imaginary part of the above expression, the refractive index (n_{eff}) and k_{eff} is the extinction coefficient becomes

$$n_{eff} = \frac{\text{Im}[\ln(e^{\alpha})]}{k_0 d_{eff}} + \frac{2m\pi}{k_0 d_{eff}} \quad (2)$$

$$k_{eff} = \frac{-\text{Re}[\ln(e^{\alpha})]}{k_0 d_{eff}} \quad (3)$$

When k_0 is the free-space wave. In this article, consider materials that are symmetrical. Therefore, there is no need to have additional steps to consider d_{eff} . Finally, The complex refractive index (N_{eff}) can be calculated by

$$N_{eff} = n_{eff} + ik_{eff} \quad (4)$$

After calculate the complex refractive index we can find retrieve relative permeability (μ_r) and permittivity (ϵ_r) are calculated as

$$\epsilon_{eff} = \frac{N_{eff}}{Z_{eff}} \quad (5)$$

$$\mu_{eff} = N_{eff} \times Z_{eff} \quad (6)$$

From the retrieval process, we found that dielectric of relative permittivity (ϵ_{eff}) of 4.8 and relative permeability (μ_{eff}) of 2.2. The retrieval results for this several quadrilateral loop unit cell structure as shown in Fig. 2.

B. Multi- quadrilateral loop unit cell with Microstrip antenna

The proposed antenna consists of quadrilateral microstrip patch antenna and the several quadrilateral loop unit cell. A row of 6 multi quadrilateral loop unit cell is embedded in the

substrate material which lay under and square patch antenna etched on the above. The ground plane of the structure shown in the image is dimensional with width & length of 120 mm.

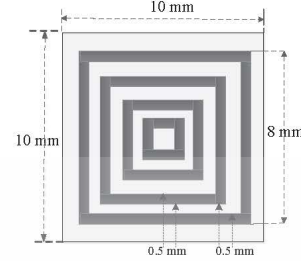


Fig. 1. Unit cell of several quadrilateral loop structure. The dimensions and parameters line width and line gap are 0.5 mm, width and height of 10mm

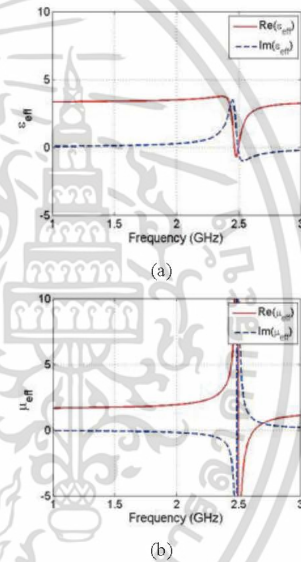


Fig. 2. The final results of retrieval process of the several quadrilateral loop unit cell structure (a) the relative permittivity (b) the relative permeability

The thickness of the dielectric surface (t_s) is 0.8 mm and the width & length of patch are 40 mm. In the gap between rows of multi quadrilateral loop unit cell is 5.2 mm. The magnetic energy generates by inside the several quadrilateral loop when a magnetic field passes through the plane of the loop quadrilateral causes induced currents within the loops effectively. Resonance behavior are created at the frequency control by induction of loops and the capacity used between the closed arms within the loop. The proposed antenna has a resonant frequency of 2.45 GHz. Using integrated technology limitations of CST simulation were used in the design and regularize of a check of the design with several quadrilateral loop of metamaterial that explain the origin of the appropriate mathematical.

In order to examine and compare the results of the proposed several quadrilateral loop unit cell with microstrip antenna, the traditional dielectric substrate with microstrip antenna is the first studied. The reference dielectric substrate utilizes the same central frequency dielectric as artificial magneto-dielectric metamaterial (2.45 GHz).

Although the substrate dielectric traditionally would have the same frequency but at the same time, its size is still the very different. The dimensions of the reference antenna patches are the following: the width patch and length patch of 44.6 mm. The ground plane of the reference antenna is size of 240×240 mm. In addition to, the original antenna were printed on a microwave substrate Rogers-RT5880 with dielectric thickness 0.49 mm, dielectric constant $\epsilon_{eff} = 2.2$ and magnetic constant (μ_{eff}) = 1. The summary all parameter between traditional dielectric substrate and multi-quadrilateral loop unit cell with microstrip patch antennas presented in Table 1.

TABLE I. COMPARISON BETWEEN CONVENTIONAL MICROSTRIP ANTENNA AND ARTIFICIAL MAGNETO DIELECTRIC METASUBSTRATES PARAMETERS

Parameter	Conventional dielectric patch antenna	Artificial magneto-dielectric metasubstrates antenna
Ground plane length	240	120
Ground plane width	240	120
Patch length	44.6	40
Patch width	44.6	40
Substrate thickness	0.8	0.8
ϵ_{eff}	2.2	4.8
μ_{eff}	1	2.2

III. MEASUREMENT RESULTS

The prototype of the antenna produced from the dielectric magnetic material with microstrip antenna is shown in Fig. 3. The patch in this antenna on top of the multi quadrilateral loop unit cell structure and the unit cell array structure consist of 4 unit cells, located in radial directions on the x-y plane. The ground plane is printed on the bottom surface of the third FR4 substrate. A comparison between the conventional antenna and artificial magneto-dielectric metamaterial antenna which is showing same band frequency shown in Fig 4. According to this figure, the conventional and proposed antennas have a reflection at 2.45 GHz with a loss of -17 dB and -21.19 dB respectively. The results from the simulation of the conventional antenna has the efficiency of 83.27% and the gain of 5.23 dBi, while the results of an artificial magneto dielectric metasubstrate with microstrip antenna, the bandwidth of 163 MHz, the efficiency of 88.8% and the gain of 6.9 dBi. The performance between conventional microstrip antenna and an artificial magneto dielectric metasubstrates parameters will show in Table 2. In addition, studies and observations of antenna performance to increase radiation efficiency by increasing the permeability. This is an expectation from the theoretical examination due to the decrease in electromagnetism accumulated which is the result of mutual coupling between the current of the antenna and its illusion associated with the fall when the permeability increases. The research found that actually able to use the

magneto- dielectric substrate can actually use and still have advantages over high-permittivity dielectrics substrate. The patterns of the antenna at the frequency 2.45 GHz are the same the unidirectional in the x-z plane and the y-z plane which shown in figure 5.

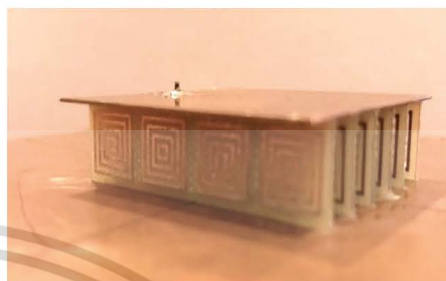


Fig 3. Prototype structure of several quadrilateral loop unit cell with microstrip antenna

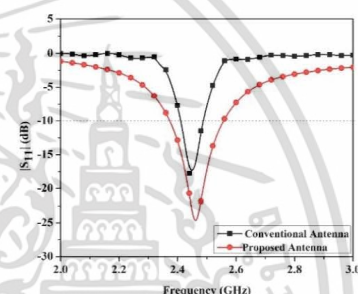


Fig 4. Comparison of conventional dielectric antenna and proposed antenna reflection coefficient (dB).

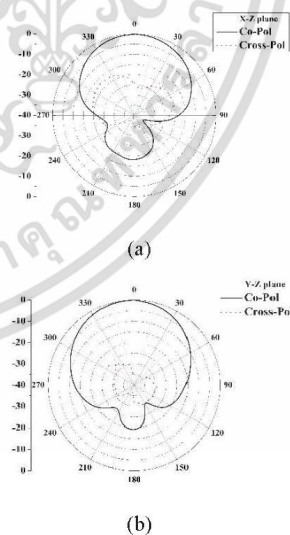


Fig.5. Measured radiation patterns (a) x-z plane and (b) y-z plane at 2.45 GHz

TABLE II. THE PERFORMANCE RESULT BETWEEN CONVENTIONAL MICROSTRIP ANTENNA AND ARTIFICIAL MAGNETO DIELECTRIC METASUBSTRATES PARAMETERS

Parameter	Conventional dielectric patch antenna	Artificial magneto dielectric metasubstrates antenna
The Center Frequency (GHz)	2.45	2.45
ϵ_{eff}	2.2	4.8
μ_{eff}	1	2.2
The radiation efficiency (%)	83.27%	88.87%
the realized gain (dBi)	5.23	6.89
Bandwidth (MHz)	35.7	163

IV. CONCLUSION

This research presents microstrip antenna design by using magneto dielectric metasubstrate. The radiation pattern and the return loss of this antenna were evaluate and propose. The results of the microstrip antenna by using artificial magneto dielectric metasubstrate was found the efficiency of 88.8% and gain of 6.89 dBi. while the conversional antenna have the radiation efficiency is 83.27% and realized gain is 5.23 dBi at the center frequency is 2.45 GHz. From the result, it was found that the efficacy of radiation and the gain of proposed antennas is better compared conventional antenna. Moreover, the overall dimension of the proposed antenna is still reduced the size more than a conventional antenna. The advantages of using artificial magneto dielectric metamaterial. The metamaterial antenna proposed in this paper achieves 11.5% size reduction in the area of the patch if it is compared to the conventional antenna. From changing the parameters of the surface of the antenna can make the antenna smaller and better quality. In addition, the high permeability (μ_{eff}) will increase the gain and the efficiency of the antenna but on the other hand the rise in the permittivity (ϵ_{eff}) of affect reduce the efficiency and the gain. Antenna properties can be corrected by control the permeability (μ_{eff}) and the permittivity (ϵ_{eff}). That is the strength of the magneto dielectric material design merged with the conventional antenna. Antenna design using a magneto dielectric substrate has been getting attention and useful more than dielectric substrates.

REFERENCES

- [1] L. Youse, "Theory, Design and Development of Articial Magnetic Materials," Waterloo, Ontario, Canada, 2009.
- [2] K. Mahendran and Dr. R. Gayathri, "Survey on Gain and Bandwidth Enhanced Metamaterial based Microstrip Patch Antenna," IJSRSET185347, pp. 310-316 April 2018.
- [3] R.C. Hansen and M. Burke, "Antenna with Magneto-dielectric," Microwave Opt Technol Lett 26, pp.75-78,2000.
- [4] L. Peng and C. Ruan, "A Novel Compact broadband microstrip antenna," Asia Pacific Microwave Conference, Dec 2007.
- [5] P. J. Mihilowicz, W. Lichoń, "Determination of the Material Relative Permittivity in the UHF Band by Using T and Modified Ring Resonators," International Journal of Electronic and Telecommunication, Vol. 62, no. 2, pp.129-134 Aug. 2015.
- [6] J. Zhou, L. Zhang, and G. Tuttle, "Negative index materials using simple short wire pairs," Physical Review E, Vol. 73, Jan 2006.
- [7] Darshan, R. Antil and D. Gautam, "Design High Directive Rectangular Microstrip Patch Antenna With Superstrate," International Journal of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering, Vol. 3, Issue 8, Aug 2014.
- [8] S. D. R. Prasath and S. Balaji, "Miniaturization of patch antenna using Magneto Dielectric Materials," Indian Antenna Week: A Workshop on Advanced Antenna Technology, June 2010.
- [9] H. Morishita, "A study on compact antennas and antenna miniaturization for handsets," International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, pp. 28-31, 2008
- [10] J. S. Saini, G.D. Bhatnagar and V. K. Saxena, "Design of broadband circular patch microstrip antenna with diamond shape slot," Indian Journal of Radio and Space Physics, Vol. 40, pp. 275-281 Oct. 2011.
- [11] Y.J. Wang and C. K. Lee, "Single- patch single- layer square microstrip antenna with 67.5% bandwidth," IEEE Proceedings Microwaves Antennas & Propagation, Vol. 148 pp. 418-422 Dec 2001.
- [12] H. Attia, O. Siddiqui and L. Yousefi, "Metamaterial for Gain Enhancement of Printed Antennas: Theory Measurements and Optimization," Communications and Photonics Conference, April 2011.
- [13] H. Morishita, "A study on compact antennas and antenna miniaturization for handsets," International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, pp. 28-31, 2008
- [14] F. Hirtenfelder, "Effective antenna Simulation using CST MICROWAVE STUDIO (R)," International ITG Conference on Antennas European Radar Conference, April. 2007.
- [15] B.K Ang and B. K. Chung, "A Wideband E-shaped microstrip patch antennas for 5-6 GHz wireless communications," Progress In Electromagnetics Research., Vol. 75, pp. 397-407 Sep. 2003
- [16] H. Chen, J. Zhang, and Y. Bai, "Experimental retrieval of the effective parameters of metamaterials based on a waveguide method," Optical Society of America, Vol. 14, Issue 26, pp. 12944-12949, 2006.
- [17] X. Chen and T. M. Grzegorzczuk, "Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials," Physical Review E, Vol. 70, No. 1, pp. 608-615 July 2004.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Performance Evaluation of Artificial Magneto-Dielectric Metamaterial with Microstrip Patch Antenna for Wireless System

Atcharaporn Pinsakul, Pichaya Supanakoon and Sathaporn Promwong
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand.
Email: p.atcharapornoar@gmail.com, pichaya.su@kmitl.ac.th and sathaporn.pr@kmitl.ac.th

Abstract— This paper we presents the performance evaluation of artificial magneto dielectric substrate with microstrip patch antenna for wireless system. From the result, at the resonance frequency 2.45 GHz have the radiation efficiency and the real gain are 88.87% and 6.89 dBi, respectively. The microstrip patch antenna on finite artificial magneto dielectric substrate by used metamaterial structure. The unit cell consist of multi square loop pinned in the dielectric material. The feature of the antenna can be rectify with controlling permeability (μ_{eff}) and permittivity (ϵ_{eff}).

Keywords—component; magneto-dielectric; microstrip patch antenna; Metasubstrates.

I. INTRODUCTION

Currently, microstrip patch antennas are used widely in mobile systems, including antenna, television broadcast, satellite receiver, satellite for communications. The innumerable attention in microstrip patch antennas because they present various advantages for example simplicity in creating, uncomplicated and concise size when compared to conventional microwave antennas [1]. The most serious drawback of microstrip patch antenna is low radiation efficiency, narrow bandwidth and still size of the antenna is large. There are several methods have been presented to improve the antenna. For wideband system in wireless communication, various bandwidth increment techniques that use microstrip patch antennas have been educated and examined [2]–[6]. In [7], reduced the dimension can be achieved utilizing a material with a highly relative electric permittivity is presented. They can be divided into 2 methods for improve the antenna. The first methods is modification in the structure of the radiant elements or modification the electromagnetic parameters of substrate.

In the free space wavelength of the antenna in dielectric material can be reduced the ratio by determinant of $\sqrt{\mu_r \epsilon_r}$ when μ_r is the relative permeability and ϵ_r is the relative permittivity of the materials. In terms of dielectric substrate in microstrip patch antennas by using high permittivity substrate bring about to size decrease in the same time bandwidth and efficiency of the antenna are substantial reduced [8]. Expanding the bulkiness of the substrate can help to improve the bandwidth simultaneous with cumulative surface loss. Additionally, expand the thickness is not in accordance with the objective is to make the smaller size of the antenna. Recently, magneto dielectric material are presented. Magneto dielectric material have

the relative permittivity (ϵ_r) and the relative permeability (μ_r) are worth more over one. [9].

Using magneto-dielectric substrates for antenna design miniature to improve the efficiency of the antenna [10]–[11]. The rise relative permeability and the relative permittivity can result in microstrip antennas with simultaneously miniature size and increase radiation efficiency. Since the impedance of the magneto-dielectric substrate ($\eta = \eta_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$) is similarly of the impedance of space (η_0) it enables for the impedance reasonable over a good wider bandwidth [12].

A novel of the antennas by apply artificial magneto-dielectric metasubstrates techniques have been presented in the literature. The meander line structure have been prospered using for straight down the size of the antennas and apply the entire volume of the antenna [13]. Fractal Hilbert antenna techniques are extensively utilize to miniature various type of a patch antennas with appropriate outcome [14]. Nevertheless, normal magnetic materials, for example ferrite compound, high resistivity and suffer from noticeable magnetic loss in rang of the microwave frequency [15]. The magnetic relative permeability can be enlarge to expiate of bandwidth decrease whereas that high efficiency and miniature the antenna.

This paper we presents the performance evaluation of artificial magneto-dielectric substrate with microstrip patch antenna for wireless system using the unit cell comprise multi square loop pinned in the dielectric material. Each the antenna element is printed on FR4 material as substrate. The radio frequency resonant antenna designs at 2.45 GHz. The microstrip patch antenna by using a magneto-dielectric substrate is then fabricated, evaluated and measured. From the results of measurement match with those earn from the result of simulations.

II. ANTENNA DESIGN

The resonant frequency of microstrip patch antenna is normally define with length of the patch [16]. Where c is the speed of space. ϵ_{eff} and μ_{eff} are the permittivity and permeability, respectively. L is the length of the patch. The resonant frequency for TM_{10} defined

$$f = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_{eff}\mu_{eff}}} \quad (1)$$

Consequently, the dimension of the antennas are approximately inversely commensurate to the refractive index or miniature factor. ($n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$).

The structure and magnitude details of the proposed microstrip patch antenna apply with the artificial magneto dielectric metamaterial are shown in Fig. 1. The microstrip patch antenna structure is composed of a unit cell structure and square patch antenna. The resonance frequency antenna design offers at 2.45 GHz. The structure of the antenna shown in the build is placed over a ground (size of 120×120 mm) with the radiating patch (size of 40×40 mm). The dielectric substrate thickness of 0.8 mm and gap is 5.2 mm. In the section of the unit cell structure containing a multi square loop embedded in the dielectric substrate. It is shown in Fig.2. Magnetic energy stuffing is generated within the multi square loop when a magnetic field passes into the plane of the square loop, effectively creates inducing a current within the loop. A resonance circumstances is created at frequencies control by the inductance of the loop and capacitances that occupy between close arms inside the loop [17]. Unit cell dimension are set 10×10 mm, whereas the dielectric thickness of 0.8 mm. The magnitude of the multi square loop are the thickness of substrate is 8 mm, the bar width and line gap are assign 0.5×0.5 mm. It was created on the substrate. These productively intermediary parameters are accomplish by taking whole electromagnetic waves simulations and the posterior revived method [18]. Using integrated limit as Computer Simulation Technology Microwave Studio simulation was used to design and validate a number investigation along with multiple loop design of the metamaterial is describes the mathematical derivation appropriate. The extract relative permeability (μ_{eff}) and relative permittivity (ϵ_{eff}) values about at 2.45 GHz is shown in Fig.3. The extracted relative permeability (μ_{eff}) was found to be approximately 2.2 and relative permittivity (ϵ_{eff}) of 4.8.

III. MEASUREMENT RESULTS

A manufactured antenna prototype of artificial magneto-dielectric metamaterial with microstrip patch antenna is illustrated in Fig 4. The designed antenna is fabricated by using FR-4 substrates with relative permeability of 2.22 (μ_{eff}) and relative permittivity of 4.8 (ϵ_{eff}). Fig 5 illustrates the comparison between the result of simulated and the result of measured of the artificial magneto dielectric metamaterial with microstrip patch antenna. The results of the simulations with an antenna, percentage bandwidth of 160 MHz, the realized gain of 6.86 dBi and the radiation efficiency of 89%. The S_{11} get from the result of simulation and measurement result of the presented with a significant good are achieved. At the resonance frequency 2.45GHz, the radiation efficiency of this antenna is 88.87% and the realized gain is 6.89 dBi from the result of the measurement. The bandwidth impedance of this antenna is 163 MHz. The efficiency of the antenna also have been studied and observed to enhance the effectiveness of radiationas by means of increases μ_{eff} of the substrate. This is prospective from the theoretical examination because of the reduce in the garner electromagnetic energy due to the mutual coupling between the current of antenna and its mirage with respect to ground drop as the permeability is increased. The patterns of the measurement results in the x-z plane and the y-z plane at the center frequency 2.45 GHz which are the same the unidirectional shown in figure 6.

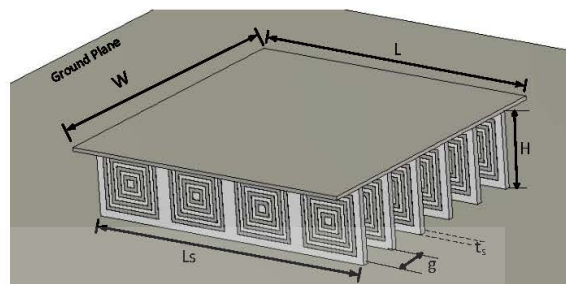


Fig 1. The structure of the artificial magneto-dielectric meta substrates with microstrip patch antenna.

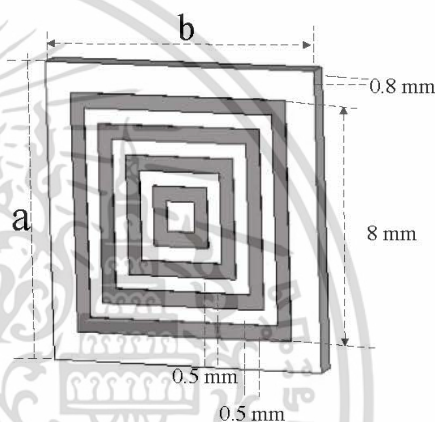


Fig 2. The structure of unit cell consist of square loop in the dielectric substrate.

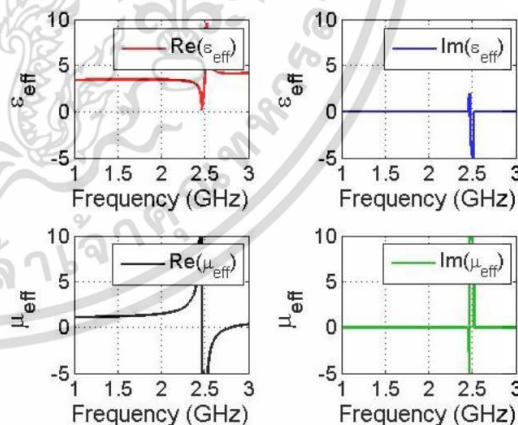


Fig 3. The extracted values for the permeability and the permittivity of the unit cell structure.

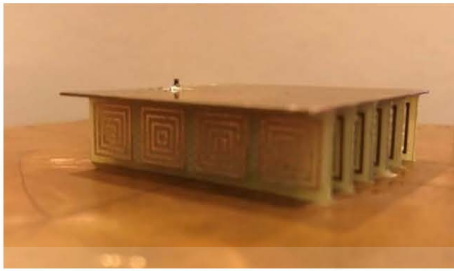


Fig 4. Photograph of a prototype structure of the artificial magneto-dielectric.

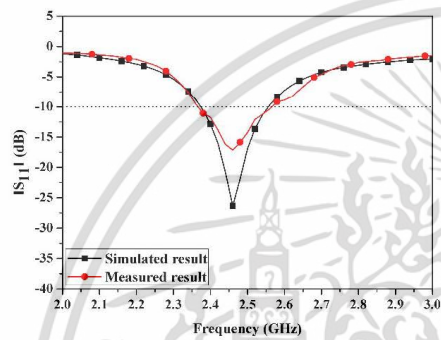


Fig 5. Comparison of the simulated result and the measured result reflection coefficient (dB) of the artificial magneto dielectric material.

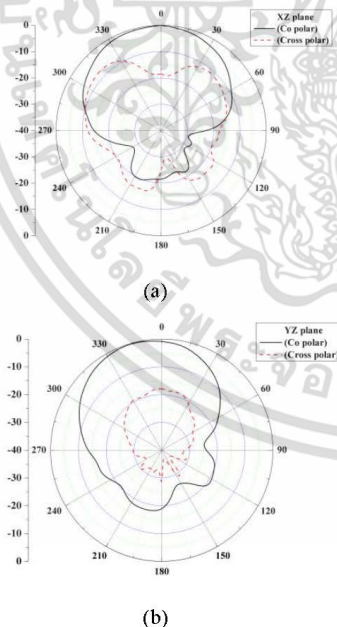


Fig 6. Measured radiation patterns at 2.45 GHz (a) x-z plane and (b) y-z plane.

IV. CONCLUSION

This paper considers the design of artificial magneto dielectric metamaterial with microstrip patch antenna. Return loss and the radiation pattern of this antenna were measured and offering. Measurement of the radiation efficiency of 88.87% and the real gain of the antenna is 6.89 dBi at the resonance frequency is 2.45 GHz. The dimension of the antenna is smaller and the quality is also able to add just change the parameters of the surface. Enhance of the gain and radiation efficiency with raise permeability (μ_{eff}) while increase permittivity (ϵ_{eff}) will decrease the efficiency and gain. The property of the antenna can be modify with controlling permeability (μ_{eff}) and permittivity (ϵ_{eff}). That is the advantage of using the magneto dielectric material with the antenna. Designs the antenna using magneto dielectric substrates have been obtain attentive with an advantage over conventional substrates.

ACKNOWLEDGMENT

The reporter would like to be grateful to the Microwave and Wireless Communication Laboratory (MWCL) at Rajamangala University of Technology Thanyaburi for supporting the simulated and measurement instruments.

References

- [1] D. H. Schaubert, "Microstrip antennas," IEEE Press, vol. 1, no. 2, Sep. 1995.
- [2] C.K. Anandan, K. G. Nair, "Compact broadband microstrip antenna," Electron. Lett., vol. 23, Issue 6, pp. 306–306, March 1987.
- [3] G.D. Bhatnagar, J. S. Saini, and V. K. Saxena, "Broadband Circular patch microstrip antenna with diamond shape slot for space communication," International Conference on Emerging Trends in Electronic and Photonic Devices & Systems, vol. 40, April. 2010.
- [4] C.K. Chakrabarty and C. P. Lee, "Single-patch single-layer square microstrip antenna with 67.5% bandwidth," IET Microwaves Antennas & Propagation, pp. 418-422, Jan 2002.
- [5] F. Yang, Y. R. Samii, "Wide-band E-shaped patch antennas for wireless communications," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 51, no. 9, pp. 2541, Sep. 2003.
- [6] S. W. Qu and Q. Xue, "A Y-shaped stub proximity coupled V-slot microstrip patch antenna," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 6(11), pp. 40–42, Feb 2007.
- [7] A.O. Karilainen, "Experimental studies on antenna miniaturization using magneto dielectric and dielectric materials," IET Microwaves Antennas & Propagation Vol. 5, pp. 495–502, April 2011.
- [8] X. M. Yang and J. Wen, "Broadband of circularly polarized patch antenna by waveguided magneto-dielectric metamaterial," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 5, Dec 2015.

The 6th Global Wireless Summit (GWS-2018)

- [9] M. K. Sik and T. V. Hong, "Application of magneto-dielectric Materials in antenna design," *Electromagnetic Engineering and Science*, Vol. 6 pp. 165-170, Sep 2006.
- [10] K. Sarabandi and M. Hossein, "Magneto-dielectric in electromagnetics: Concept and application," *IEEE Trasaction on Antenna and Propagation*, vol. 52, no. 6, pp.1558-1567, June 2004.
- [11] S. Bae and M. Yasuhiko, "A small meander antenna VHF & UHF by magneto-dielectric materials," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, March 2006.
- [12] M. Hossein. and S. Kamal, "Magneto-Dielectrics material characterization and antenna design for RF application," *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, April 2014.
- [13] K. S. Min and T. V. Hong, "Miniaturization of Antenna Using Magneto-Dielectric Materials" *Asia-Pacific Conference on Communications*, Dec 2006.
- [14] Y. Leila and O. M. Ramahi, "Artificial Magnetic Materials Using fractal Hilbert Curves," *IEEE Trasaction on Antenna and Propagation*, vol. 58, no. 8, Aug 2010.
- [15] R. C. Hansen and M. Burke, "Antennas with magneto-dielectrics" *Microwave and Optical Tech. Lett*, vol. 26, no. 2, pp.75-78, July 2000.
- [16] A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook," Norwood, Artech House, 2001.
- [17] P. Mookiah and K. R. Dandekar, "Metamaterial-Substrate Antenna Array for MIMO Communication System" *IEEE Trasaction Antenna and Propagation*, vol. 57, no. 10, pp.3283-3292, Oct 2009.
- [18] X. Chen and T. M. Grzegorzczuk, "Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials," *Physical Reviev E*, Vol. 70, No. 1, pp. 16608-166015, July 2004.



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นางสาวอัจฉราพร ปิ่นสกุล
ที่อยู่	97/532 หมู่ที่ 1 หมู่บ้านชื่อตรงรังสิต ถนนรังสิต-นครนายก ตำบลบึงยี่โถ อำเภोधุมบุรี จังหวัดปทุมธานี 12130 ประเทศไทย
ประวัติการศึกษา	2549 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สาขาวิชาการบำรุงรักษา เครื่องมือสื่อสารการบิน จากสถาบันการบินพลเรือน 2551 อดุสาหกรรมศาสตรบัณฑิต (อส.บ.) สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ โทรคมนาคม ภาควิชาเทคโนโลยีวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคโนโลยี อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ 2555 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วศ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1.) สายอากาศไมโครสตริป 2.) การประเมินผลสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้