มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์

รายงานผลการวิจัย

เรื่อง

สายอากาศไมโครสตริปในท่อนำคลื่นทรงกระบอก เพื่อใช้เป็นอุปกรณ์ไมโครเวฟย่านความถี่ 2.4 GHz

Microstrip Antenna in Cylindrical Waveguide as a Microwave Device at 2.4 GHz

โดย

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ปุณยวีร์ จามจรีกุล

มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์

รายงานการวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุนจากมหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์

2549

ISBN 978-974-671-580-5

DRAFT

ชื่อเรื่อง : สายอากาศไมโครสตริปในท่อนำคลื่นทรงกระบอกเพื่อใช้เป็นอุปกรณ์ไมโครเวฟ
ย่านความถี่ 2.4 GHz

ผู้วิจัย : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ปุณยวีร์ จามจรีกุล สถาบัน : มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์

ปีที่พิมพ์ : พ.ศ. 2549 สถานที่พิมพ์ : โรงพิมพ์มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์

แหล่งที่เก็บรายงานการวิจัยฉบับสมบูรณ์ จำนวนหน้างานวิจัย : 35 หน้า
: ศูนย์วิจัย มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์

คำสำคัญ ลิขสิทธิ์ : มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์
: สายอากาศไมโครสตริป, ท่อนำคลื่นทรงกระบอก, วงจรไฮบริดวงแหวน 180°

บทคัดย่อ

งานวิจัยฉบับนี้เป็นการศึกษา ออกแบบและสร้างสายอากาศไมโครสตริปในท่อนำคลื่นทรงกระบอกเพื่อใช้เป็นอุปกรณ์ไมโครเวฟย่านความถี่ 2.4 GHz ซึ่งประกอบไปด้วยสายอากาศ ท่อนำคลื่นทรงกระบอก สายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉากและวงจรไฮบริดวงแหวน 180° โดยความถี่ใช้งานมีค่าเท่ากับ 2.4 GHz เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน 2.45 GHz จากอุปกรณ์สื่อสารไร้สายในเครือข่ายพื้นที่ท้องถิ่นไร้สาย

ผลที่ได้รับจากการทดสอบจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้รับจากการใช้โปรแกรม ADS เพื่อเป็นการยืนยันผลการออกแบบและการสร้างอย่างถูกต้อง ผลการทดสอบที่ได้รับสรุปได้ว่า ผลที่ได้รับจากการทดสอบสอดคล้องเป็นอย่างดีกับผลที่ได้รับจากการใช้โปรแกรม ADS ยกเว้นค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ที่วัดได้ในทางปฏิบัติ ณ ค่าความถี่ใช้งาน 2.4 GHz มีความแตกต่างจากค่าที่ควรจะได้รับในทางทฤษฎีมาก แต่เป็นค่าที่ต่ำและยอมรับได้ ประโยชน์ที่ได้รับจากงานวิจัยฉบับนี้คือการนำไปใช้งานเสมือนเป็นอุปกรณ์ตัวหนึ่งในการตรวจจับและติดตามวัตถุต่าง ๆ ที่ต้องการ แต่จะต้องออกแบบและสร้างเครื่องรับเพื่อติดตามวัตถุเพิ่มเติม ดังนั้น ผู้วิจัยจะออกแบบ สร้างและนำเสนอเครื่องรับเพื่อติดตามวัตถุต่อไปในอนาคต

เลขทะเบียน 0200533
วันลงทะเบียน - 4 ส.ค. 2551
เลขเรียกหนังสือ 621.3813
ป611ส
[2549]
ฉ1

Title : Microstrip Antenna in Cylindrical Waveguide as a Microwave Device at 2.4 GHz

Researcher : Asst. Prof. Punyawi Jamjareekul Institution : Dhurakij Pundit University

Year of Publication : B.D.2549 Publisher : Dhurakij Pundit University Press

Sources No. of page : 35 pages

: Researcher Center Dhurakij Pundit University

Keyword Copyright : Dhurakij Pundit University

: Microstrip Antenna, Cylindrical Waveguide, 180° Hybrid Ring

Abstract

This research study, design, and construct microstrip antenna in a cylindrical waveguide as a microwave device at 2.4 GHz which is composed of cylindrical waveguide antenna, rectangular patch-typed microstrip antenna, and 180° hybrid ring. The operating frequency is equal to 2.4 GHz so as to avoid noise signals of 2.45 GHz from any wireless devices in wireless local area networks (WLANs). The experimental results are verified by comparing them with the ADS (advanced design system)-based numerical results in order to confirm the design and construction exactly. The result conclusions have been shown that the experimental results have a good agreement with the numerical results. In contrast, the isolation between sum port and delta port of 180° hybrid ring measured in practice at 2.4 GHz is different from the theoretical isolation extremely but it is low and can be accepted. The advantage of this research is to be applied as a device for detecting and tracking any desired targets, but it is necessary to design and construct a tracking receiver additionally. Therefore, a tracking receiver will be designed, constructed, and proposed by the author in the future.

สารบัญ

		หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย		ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ		ข
สารบัญ		ค
สารบัญตาราง		จ
สารบัญรูปภาพ		ฉ
บทที่ 1	บทนำ	1
	1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
	1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	2
	1.3 ขอบเขตของการวิจัย	2
	1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
	1.5 วิธีดำเนินงานวิจัย	3
	1.6 ระยะเวลาดำเนินงานวิจัย	3
บทที่ 2	ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
	2.1ท่อนำคลื่นทรงกระบอก	4
	2.1.1 TE Modes	5
	2.1.2 TM Modes	9
	2.2 สายอากาศไมโครสตริป	12
	2.2.1 คุณลักษณะของแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก	13
	2.2.2 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริป	14
	2.2.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป	15
	2.2.4 เทคนิคการป้อนสัญญาณ	15
	2.3 ไฮบริดวงแหวน 180°	16
บทที่ 3	หลักการและการออกแบบ	18
	3.1การออกแบบสายอากาศท่อนำคลื่นทรงกระบอก	18
	3.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์ และสายป้อนสัญญาณไมโครสตริป	19
	3.3 การออกแบบวงจรไฮบริดวงแหวน 180°	21
บทที่ 4	ผลการทดสอบ	22
	4.1 ผลการทดสอบจากการจำลองชิ้นงานเชิงทฤษฎีด้วยโปรแกรม ADS	23
	4.1.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam	23

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.1.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam	24
4.1.3 ค่า Return Loss ของ Sum Port ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180°	25
4.1.4 ค่า Return Loss ของ Delta Port ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180°	26
4.1.5 ค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port	27
4.2 ผลการทดสอบจากการวัดชิ้นงานจริงในทางปฏิบัติ	28
4.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam	28
4.2.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam	28
4.2.3 ค่า Return Loss ของ Sum Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ	30
4.2.4 ค่า Return Loss ของ Delta Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ	30
4.2.5 ค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ	31
บทที่ 5 สรุปผลการทดสอบและข้อเสนอแนะ	33
5.1 สรุปผลการทดสอบ	33
5.2 ข้อเสนอแนะ	34
บรรณานุกรม	35

DPU

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1 ค่ารากของ Bessel Function ลำดับที่ n สำหรับโหมด TE :

$$J_n'\left(p_{nm}'\right) = 0,\ p_{nm}' \neq 0$$ 9

ตารางที่ 2.2 ค่ารากของ Bessel Function ลำดับที่ n ของโหมด TM :

$$J_n(p_{nl}) = 0, p_{nl} \neq 0$$ 11

ตารางที่ 2.3 สมการที่เกี่ยวข้องกับท่อนำคลื่นทรงกระบอก 11

DPU

สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 2.1 ท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นวงกลม 4

รูปที่ 2.2 แพทช์ของสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนผ่านสตริปโลหะแคบ ๆ 12

รูปที่ 2.3 สายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมที่มีการป้อนกระแสไฟฟ้าผ่านสายโคแอกเชียล 12

รูปที่ 2.4 สายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก 13

รูปที่ 2.5 กระแสไฟฟ้าและทิศทางเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนแพทช์ 14

รูปที่ 2.6 Microstrip Line Feed 15

รูปที่ 2.7 โครงสร้างของไฮบริดวงแหวน 180° พื้นฐาน 17

รูปที่ 3.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์สี่เหลี่ยมกับ Quarter-Wavelength Transformer 19

รูปที่ 3.2 ขนาดของแพทช์สี่เหลี่ยมที่มีการแมทชิ่งโดยใช้ Quarter-Wavelength Transformer 20

รูปที่ 3.3 วงจรไฮบริดวงแหวน 180° 21

รูปที่ 4.1 ภาพด้านหน้าของชิ้นงานวิจัย 22

รูปที่ 4.2 ภาพด้านหลังของชิ้นงานวิจัยและแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีสายอากาศแพทช์
กับ Hybrid Ring 22

รูปที่ 4.3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam ในระนาบ xz ของสายอากาศ 23

รูปที่ 4.4 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam ในระนาบ yz ของสายอากาศ 24

รูปที่ 4.5 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam ในระนาบ yz ของสายอากาศ 24

รูปที่ 4.6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam ในระนาบ xz ของสายอากาศ 25

รูปที่ 4.7 ค่า Return Loss ของ Sum Port ในทางทฤษฎีของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° 25

รูปที่ 4.8 ค่า Return Loss ของ Delta Port ในทางทฤษฎีของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° 26

รูปที่ 4.9 ค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ในทางทฤษฎี
ของไฮบริดวงแหวน 180° 27

รูปที่ 4.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam 28

รูปที่ 4.11 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam 28

รูปที่ 4.12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam กับ Delta Beam 29

รูปที่ 4.13 ค่า Return Loss ของ Sum Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ 30

รูปที่ 4.14 ค่า Return Loss ของ Delta Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ 31

รูปที่ 4.15 ค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ 31

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันนี้ การติดต่อสื่อสารนับว่ามีบทบาทและมีความสำคัญต่อชีวิตความเป็นอยู่ของมนุษย์เป็นอย่างมาก โดยถูกแบ่งออกได้เป็น 2 ระบบหลักๆ คือ การสื่อสารแบบใช้สายและการสื่อสารแบบไร้สาย ซึ่งในปัจจุบันนี้ โลกของเรากำลังเข้าสู่การสื่อสารแบบไร้สายอย่างเต็มตัว เนื่องจากระบบการสื่อสารแบบไร้สายสามารถอำนวยความสะดวกและตอบสนองความต้องการของลูกค้า ที่เวลาใดก็ได้และที่สถานที่แห่งหนใดก็ได้ โดยมีอุปกรณ์ที่สำคัญของระบบการติดต่อสื่อสารแบบไร้สายคือ สายอากาศ (Antenna) สายอากาศจะทำหน้าที่รับ-ส่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Wave) โดยจะเปลี่ยนจากสัญญาณไฟฟ้าที่ได้รับจากเครื่องส่งให้อยู่ในรูปของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแล้วส่งผ่านอากาศไปยังเครื่องรับที่อยู่ปลายทาง แล้วสายอากาศที่เครื่องรับก็จะเปลี่ยนกลับจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าตามเดิมและส่งสัญญาณไฟฟ้าไปประมวลผลเป็นข้อมูลเพื่อนำไปใช้งานต่อไป

ในปัจจุบันนี้ สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna) นิยมนำมาใช้ในระบบการสื่อสารไร้สายเป็นอย่างมาก เนื่องจากมีขนาดแบน บาง เบา มีขนาดเล็กกะทัดรัด สร้างและออกแบบง่ายโดยใช้เทคโนโลยีแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Board) รวมถึงสามารถแนบติดกับพื้นผิวของอุปกรณ์ชนิดต่าง ๆ ได้ แต่ข้อเสียของสายอากาศไมโครสตริปคือมีอัตราขยายสัญญาณจำกัด มีประสิทธิภาพในการแผ่พลังงานคลื่นต่ำและมีความกว้างแถบความถี่แคบ จึงทำให้เกิดแนวความคิดที่จะนำสายอากาศไมโครสตริปมาวางไว้ในท่อนำคลื่นทรงกระบอก (Cylindrical Waveguide) เพื่อที่จะแก้ปัญหาของสายอากาศไมโครสตริปที่เกิดขึ้นดังกล่าว ซึ่งท่อนำคลื่นทรงกระบอกดังกล่าวก็ทำหน้าที่เป็นสายอากาศเช่นกัน ข้อดีของสายอากาศชนิดนี้คือสามารถใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สายและระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียมที่มีการนำเสนอใช้งานในปัจจุบันได้ อาทิเช่น ระบบป้อนสัญญาณ (Feeder System) ให้กับสายอากาศฮอร์น (Horn Antenna) วงจรกรองความถี่ (Filter) ฯลฯ

อีกแนวความคิดหนึ่งของงานวิจัยนี้ที่นำเสนอคือสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบและสร้างขึ้นนี้สามารถเชื่อมต่อกับวงจรไมโครเวฟในรูปแบบของแผ่นวงจรพิมพ์ได้เลย โดยไม่ต้องใช้สายโพรบหัวต่อ SMA และสายโคแอกเชียล เพื่อส่งผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากสายอากาศไปยังวงจรไมโครเวฟข้างนอกเหมือนกับอุปกรณ์ในระบบอื่น ๆ ที่มีใช้งานในปัจจุบัน วงจรไมโครเวฟที่นำเสนอในงานวิจัยนี้คือ วงจรไฮบริดวงแหวน 180° (180° Hybrid Ring) ซึ่งเป็นวงจรไมโครเวฟที่ออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์และเชื่อมต่อสายอากาศไมโครสตริปได้ โดยวงจรไฮบริดวงแหวน 180° นี้ทำหน้าที่รวมคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้รับจากสายอากาศหรือแยกคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าส่งไปยังสายอากาศได้

ซึ่งจากการสำรวจวรรณกรรมปริทัศน์ที่ผ่านมา พบว่า ยังไม่มีบทความตีพิมพ์เผยแพร่เกี่ยวกับสายอากาศชนิดนี้และการออกแบบวงจรไมโครเวฟที่มีการประยุกต์ใช้งานในลักษณะนี้ งานวิจัยนี้จะทำการออกแบบและสร้างสายอากาศและวงจรไมโครเวฟเพื่อใช้งานที่ย่านความถี่ 2.4 GHz (ย่าน S band) ซึ่งเป็นย่านความถี่หนึ่งของย่านความถี่ ISM (Industrial, Scientific, and Medical Bands) ที่เราสามารถออกแบบและสร้างระบบขึ้นมาใช้งานได้ โดยไม่ต้องขออนุญาต

ทั้งนี้ ผู้วิจัยขอเลือกใช้ค่าความถี่ศูนย์กลางในการออกแบบและสร้างสายอากาศคือ 2.4 GHz เนื่องจากอุปกรณ์สื่อสารไร้สายจำนวนมากที่ใช้ในเครือข่ายพื้นที่ท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Network หรือ WLAN) นั้นทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง 2.45 GHz ซึ่งมีความแรงของสัญญาณสูงมาก ทำให้สายอากาศที่ออกแบบไม่สามารถจะทำการทดสอบและใช้งานตามต้องการได้

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1. เพื่อสร้างสายอากาศไมโครสตริปในท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่ความถี่ศูนย์กลาง 2.4 GHz
2. เพื่อสร้างอุปกรณ์ที่ใช้ประกอบการเรียนการสอนในสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
3. เพื่อเป็นพื้นฐานในการสร้างสายอากาศไมโครสตริปในท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่ย่านความถี่สูงกว่า 2.4 GHz ทำให้มีขนาดที่เล็กลงและเหมาะสมต่อการนำไปใช้งานจริงได้

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1. ออกแบบและสร้างสายอากาศไมโครสตริปในท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่ค่าความถี่ศูนย์กลาง 2.4 GHz
2. ออกแบบและสร้างวงจรไมโครเวฟที่ค่าความถี่ศูนย์กลาง 2.4 GHz ที่เชื่อมต่อกับสายอากาศนำไปติดตั้งและใช้งานในการเชื่อมต่อกับเครือข่ายพื้นที่ท้องถิ่นไร้สายได้จริงภายในมหาวิทยาลัยได้

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ใช้ในการเรียนการสอนวิชาในสาขาวิชาฯ ได้แก่ โครงข่ายสื่อสารและสายนำสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้า วิศวกรรมไมโครเวฟ วิศวกรรมสายอากาศ เป็นต้น
2. ใช้สำหรับงานวิจัยทางด้านวิศวกรรมการสื่อสารไร้สาย
3. สามารถนำไปใช้งานจริงในการเชื่อมต่อกับเครือข่ายแลนไร้สาย ภายในมหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์ รวมถึงระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียมได้
4. เป็นสายอากาศต้นแบบพื้นฐานในการพัฒนาสายอากาศและอุปกรณ์ไมโครเวฟสำหรับงานวิจัยทางด้านวิศวกรรมโทรคมนาคมไร้สายขั้นสูงต่อไป
5. พัฒนานักศึกษาในสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมให้มีความรู้และความสามารถทั้งทางด้านทฤษฎีและทางด้านปฏิบัติมากขึ้น

1.5 วิธีดำเนินงานวิจัย

1. วางแผนหัวข้อย่อยในการดำเนินงานวิจัย ได้แก่ การสรรหาวัสดุต่าง ๆ ในการทำสายอากาศไมโครสตริปในท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอก ขั้นตอนการวัดและทดสอบสายอากาศ สถานที่ต่าง ๆ ที่จะขอเข้าใช้เครื่องมือวัด และขั้นตอนการปรับแต่งสายอากาศในส่วนประกอบต่าง ๆ เป็นต้น

2. สำรวจวรรณกรรมปริทัศน์เกี่ยวกับสายอากาศไมโครสตริป ท่อนำคลื่นทรงกระบอกและวงจรไมโครเวฟบนแผ่นวงจรพิมพ์

3. สร้างสายอากาศไมโครสตริปในท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอกที่ค่าความถี่ศูนย์กลาง 2.4 GHz

4. สร้างวงจรไฮบริดวงแหวน 180° บนแผ่นวงจรพิมพ์

5. ทดสอบสายอากาศกับวงจรวงจรไฮบริดวงแหวน 180° เพื่อเก็บผลการทดลองค่าคุณสมบัติเฉพาะต่าง ๆ ได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) เป็นต้น จากนั้นนำผลการวัดที่ได้มาวิเคราะห์เพื่อปรับแต่งสายอากาศอีกครั้งหนึ่ง เมื่อทดสอบและปรับแต่งให้ได้ผลที่ต้องการแล้ว

6. รวบรวมผลการทดสอบสายอากาศและวงจรไมโครเวฟ แล้วนำข้อมูลทั้งหมดมาวิเคราะห์สรุปผล และ เขียนรายงานการวิจัย

1.6 ระยะเวลาดำเนินงานวิจัย

งาน	เดือนที่					
	1	2	3	4	5	6
1) สำรวจวรรณปริทัศน์เกี่ยวกับสายอากาศไมโครสตริป ท่อนำคลื่นทรงกระบอกและวงจรไมโครเวฟ	→					
2) ศึกษาสายอากาศไมโครสตริปและท่อนำคลื่นทรงกระบอก รวมถึงวงจรไมโครเวฟ	→	→				
3) สร้างสายอากาศไมโครสตริปและท่อนำคลื่นทรงกระบอก			→	→		
4) สร้างวงจรไมโครเวฟบนแผ่นวงจรพิมพ์				→	→	
5) ทดสอบ ปรับแต่ง และบันทึกผลทดลอง					→	
6) จัดทำรายงาน						→

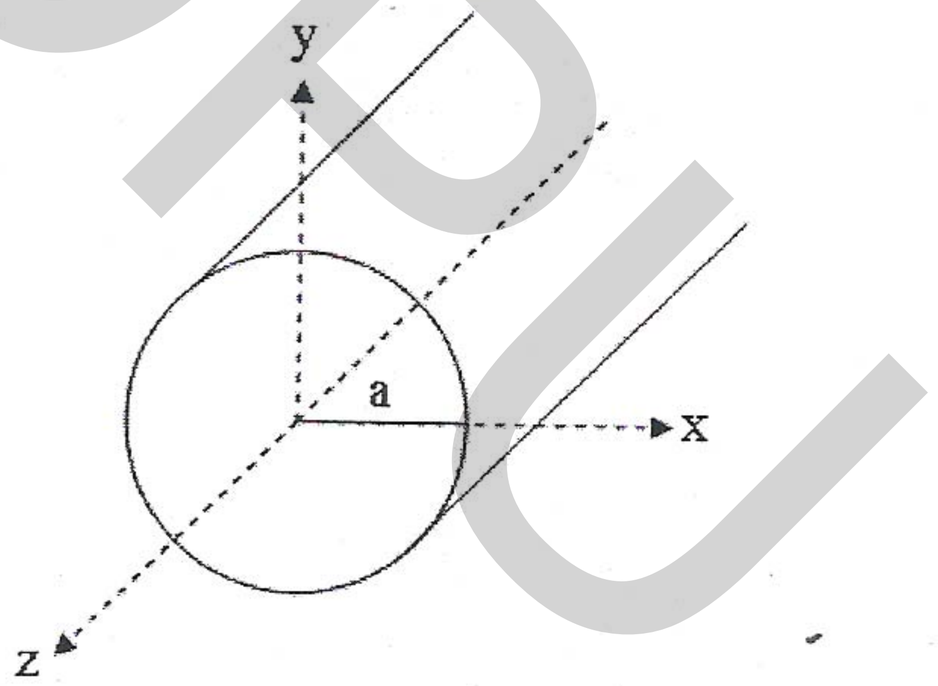
DRAFT

บทที่ 2
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นมา ได้แก่ ท่อนำคลื่นทรงกระบอก (Cylindrical Waveguide) สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna) และวงจรไฮบริดวงแหวน 180° (180° Hybrid Ring) โดยท่อนำคลื่นทรงกระบอกจะถูกนำมาใช้งานเป็นสายอากาศช่องเปิด (Aperture Antenna) หรืออาจจะกล่าวได้ว่าเป็นสายอากาศช่องเปิดท่อนำคลื่นทรงกระบอก ซึ่งเกี่ยวข้องกับสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equation) โดยตรง

2.1 ท่อนำคลื่นทรงกระบอก (Cylindrical Waveguide) [1]

สำหรับท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นวงกลมนั้น เราจะพิจารณาที่ภาคตัดขวางของท่อนำคลื่นดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยจะแยกพิจารณาเป็นโหมด TE และ โหมด TM เช่นเดียวกันกับท่อนำคลื่นแบบสี่เหลี่ยม ซึ่งกำหนดให้คลื่นเดินทางในทิศทาง +z และท่อมีรัศมีเท่ากับ a โดยกำหนดให้ ε_r และ μ_r มีค่าเท่ากับ 1 เช่นกัน



รูปที่ 2.1 ท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นวงกลม

ในทำนองเดียวกันกับท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม การได้มาของสนามแต่ละองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ทั้งในโหมด TE และโหมด TM นั้น ได้มาจากการพิจารณา H_z และ E_z ตามลำดับ

ในส่วนของท่อนำคลื่นทรงกระบอกนั้น การหาสนามของแต่ละองค์ประกอบสามารถพิจารณาได้ด้วยสมการเดียวกันทั้งโหมด TE และโหมด TM คือ

$$E_\rho = \frac{-j}{k_c^2}\left(\beta\frac{\partial E_z}{\partial\rho}+\frac{\omega\mu}{\rho}\frac{\partial H_z}{\partial\phi}\right) \quad (2.1\ \text{ก})$$

$$E_\phi = \frac{-j}{k_c^2}\left(\frac{\beta}{\rho}\frac{\partial E_z}{\partial\phi}-\omega\mu\frac{\partial H_z}{\partial\rho}\right) \quad (2.1\ \text{ข})$$

$$H_\rho = \frac{j}{k_c^2}\left(\frac{\omega\varepsilon}{\rho}\frac{\partial E_z}{\partial\phi}-\beta\frac{\partial H_z}{\partial\rho}\right) \quad (2.1\ \text{ค})$$

$$H_\phi = \frac{-j}{k_c^2}\left(\omega\varepsilon\frac{\partial E_z}{\partial\rho}+\frac{\beta}{\rho}\frac{\partial H_z}{\partial\phi}\right) \quad (2.1\ \text{ง})$$

โดยที่ $k_c^2 = k^2 - \beta^2$ และในส่วนของ $e^{-j\beta z}$ นั้น β จะพิจารณาเหมือนเดิม

2.1.1 TE Modes

จากข้างต้น เราสามารถเริ่มพิจารณาได้ด้วยการหา H_z มาก่อน เนื่องจาก $E_z = 0$ แต่ $H_z \neq 0$ ในกรณีที่เป็นโหมด TE โดยหาคำตอบได้จากสมการคลื่น

$$\nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0 \quad (2.2)$$

เมื่อ $H_z(\rho,\phi,z) = h_z(\rho,\phi)e^{-j\beta z}$ ทำให้สามารถอธิบายสมการที่ (2.2) ในรูปของทรงกระบอกได้ว่า

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial\rho^2}+\frac{1}{\rho}\frac{\partial}{\partial\rho}+\frac{1}{\rho^2}\frac{\partial^2}{\partial\phi^2}+k_c^2\right)h_z(\rho,\phi) = 0 \quad (2.3)$$

จากนั้นใช้วิธีการแยกตัวแปรจะได้ว่า

$$h_z(\rho,\phi) = R(\rho)P(\phi) \quad (2.4)$$

แทนค่ากลับไปในสมการที่ (2.3) จะได้ว่า

$$\frac{1}{R}\frac{d^2R}{d\rho^2}+\frac{1}{\rho R}\frac{dR}{d\rho}+\frac{1}{\rho^2 P}\frac{d^2P}{d\phi^2}+k_c^2 = 0 \quad (2.5\ \text{ก})$$

หรือ

$$\frac{\rho^2}{R}\frac{d^2R}{d\rho^2} + \frac{\rho}{R}\frac{dR}{d\rho} + \rho^2 k_c^2 = \frac{-1}{P}\frac{d^2P}{d\phi^2} \qquad (2.5\ \text{ข})$$

จะเห็นได้ว่าด้านซ้ายของสมการ จะขึ้นอยู่กับค่า ρ เท่านั้นไม่เกี่ยวกับค่า ϕ ส่วนด้านขวาของสมการจะขึ้นกับค่า ϕ เพียงอย่างเดียว ซึ่งแต่ละด้านจะต้องเท่ากับค่าคงที่ เราเรียกค่าคงที่นั้นว่า k_c^2 แล้วจะได้ว่า

$$\frac{-1}{P}\frac{d^2P}{d\phi^2} = k_\phi^2$$

หรือเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{d^2P}{d\phi^2} + k_\phi^2 P = 0 \qquad (2.6)$$

ดังนั้น

$$\rho^2\frac{d^2R}{d\rho^2} + \rho\frac{dR}{d\rho} + \left(\rho^2 k_c^2 - k_\phi^2\right)R = 0 \qquad (2.7)$$

ซึ่งคำตอบทั่วไปของสมการที่ (2.6) คือ

$$P(\phi) = A\sin k_\phi\phi + B\cos k_\phi\phi \qquad (2.8)$$

ผลเฉลยของ h_z ต้องเป็นคาบในเทอมของ ϕ (นั่นคือ $h_z(\rho,\phi) = h_z(\rho,\phi \pm 2m\pi))$) และต้องเป็นจำนวนเต็มแทนด้วย n ดังนั้น สมการที่ (2.8) จะได้เป็น

$$P(\phi) = A\sin n\phi + B\cos n\phi \qquad (2.9)$$

ทำให้สมการที่ (2.7) กลายเป็น

$$\rho^2\frac{d^2R}{d\rho^2} + \rho\frac{dR}{d\rho} + \left(\rho^2 k_c^2 - n^2\right)R = 0 \qquad (2.10)$$

ซึ่งมีความสอดคล้องกับคำตอบของ Bessel's differential equation ซึ่งให้ผลเฉลยเป็น

$$R(\rho) = CJ_n(k_c\rho) + DY_n(k_c\rho) \qquad (2.11)$$

โดยที่ $J_n(x)$ คือ Bessel functions of first kind

$Y_n(x)$ คือ Bessel functions of second kind

และเนื่องจาก $Y_n(k_c\rho)$ จะมีค่าเข้าสู่ค่าอนันต์ เมื่อ ค่า $\rho = 0$ นั่นคือ ในเทอมนี้จะไม่มีผลต่อสมการท่อนำคลื่นทรงกระบอก ดังนั้นค่า D = 0 ด้วย ทำให้ผลเฉลยของ h_z เขียนใหม่ได้ว่า

$$h_z(\rho,\phi) = (A\sin n\phi + B\cos n\phi)J_n(k_c\rho) \quad (2.12)$$

ซึ่งค่าคงที่ C ในสมการที่ (2.11) ถูกแทนด้วยค่าคงที่ A และ B จากสมการที่ (2.12) ต่อไปคือหาค่า k_c โดยการอาศัยเงื่อนไขขอบเขตที่ $E_{\tan} = 0$ บนผนังท่อนำคลื่น เมื่อ $E_z = 0$ สมการที่ใช้คือ

$$E_\phi(\rho,\phi) = 0 \qquad at \quad \rho = a \quad (2.13)$$

ทำให้สมการ (2.1 ข) สามารถหา E_ϕ จาก H_z ได้เป็น

$$E_\phi(\rho,\phi,z) = \frac{j\omega\mu}{k_c}(A\sin n\phi + B\cos n\phi)J_n'(k_c\rho)e^{-j\beta z} \quad (2.14)$$

ซึ่งค่า $J_n'(k_c\rho)$ เป็นค่าที่แยกออกมาจาก J_n สำหรับ E_ϕ ให้ ρ = a นั่นคือจะต้องหา

$$J_n'(k_c a) = 0 \quad (2.15)$$

โดยที่กำหนดให้ p_{nm}' เป็นค่ารากของ $J_n'(x)$ นั่นคือ ถ้า $J_n'(p_{nm}') = 0$ แล้ว ค่า p_{nm}' ก็คือรากลำดับที่ m ของ J_n' นั่นเอง ดังนั้นค่า k_c มีค่าเป็น

$$k_{c_{nm}} = \frac{p_{nm}'}{a} \quad (2.16)$$

ค่า p_{nm}' สามารถนำมาคำนวณหาคำตอบได้โดยการใช้โปรแกรม mathlab ช่วยในการคำนวณ ซึ่งแสดงไว้ในตารางที่ 2.1 ซึ่งสามารถนำค่า p_{nm}' มาใช้หาค่า propagation constant ของ TE (β_{nm})

$$\beta_{nm} = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p_{nm}'}{a}\right)^2} \quad (2.17)$$

และค่าความถี่ตัด ($f_{c_{nm}}$)

$$f_{c_{nm}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{p'_{nm}}{2\pi a\sqrt{\mu\varepsilon}} \qquad (2.18)$$

จะเห็นได้ว่าค่าความถี่ตัดขึ้นกับค่า p'_{nm} โดยตรง นั่นคือ เมื่อพิจารณาค่า p'_{nm} ในตารางค่าที่น้อยที่สุดก็จะหมายถึงค่าความถี่ตัดที่ต่ำที่สุดด้วย หรือเรียกอีกอย่างว่าโหมดเด่น (Dominant Mode) ซึ่งสำหรับโหมดเด่นของ TE คือโหมด TE_{11}

จากนั้นจะสามารถหาสนามในองค์ประกอบอื่นๆได้จากสมการที่ (2.1 ก) - (2.1 ง) จะได้ว่า

$$E_\rho = \frac{-j\omega\mu n}{k_c^2\rho}\left(A\cos n\phi - B\sin n\phi\right)J_n\left(k_c\rho\right)e^{-j\beta z} \qquad (2.19\ \text{ก})$$

$$E_\phi = \frac{j\omega\mu}{k_c}\left(A\sin n\phi + B\cos n\phi\right)J'_n\left(k_c\rho\right)e^{-j\beta z} \qquad (2.19\ \text{ข})$$

$$H_\rho = \frac{-j\beta}{k_c}\left(A\sin n\phi + B\cos n\phi\right)J'_n\left(k_c\rho\right)e^{-j\beta z} \qquad (2.19\ \text{ค})$$

$$H_\phi = \frac{-j\beta n}{k_c^2\rho}\left(A\cos n\phi - B\sin n\phi\right)J_n\left(k_c\rho\right)e^{-j\beta z} \qquad (2.19\ \text{ง})$$

จะเห็นว่าค่าคงที่ A และ B จะควบคุมขนาดของพจน์ $\sin n\phi$ และ $\cos n\phi$ ซึ่งทั้งสองพจน์อิสระต่อกัน เพราะว่า ในแกนแนวกวาดนั้นจะสมมาตรกันทำให้ทั้ง สองพจน์ถูกต้องทั้งคู่ นั่นคือในการพิจารณาเราสามารถกำหนดให้ค่าคงที่ตัวใดตัวหนึ่งเท่ากับศูนย์ได้ เพื่อให้ง่ายในการวิเคราะห์สมการ ดังนั้นจะเลือกให้ค่า $B = 0$ สำหรับโหมด TE_{11} และพิจารณาร่วมกับสมการที่ (2.19 ก) - (2.19 ข) จะได้ว่า

$$H_z = A\sin\phi J_1\left(k_c\rho\right)e^{-j\beta z} \qquad (2.20\ \text{ก})$$

$$E_\rho = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2\rho}A\cos\phi J_1\left(k_c\rho\right)e^{-j\beta z} \qquad (2.20\ \text{ข})$$

$$E_\phi = \frac{j\omega\mu}{k_c}A\sin\phi J'_1\left(k_c\rho\right)e^{-j\beta z} \qquad (2.20\ \text{ค})$$

$$H_\rho = \frac{-j\beta}{k_c} A \sin\phi J_1'(k_c\rho) e^{-j\beta z} \qquad (2.20\ \text{ง})$$

$$H_\phi = \frac{-j\beta}{k_c^2 \rho} A \cos\phi J_1(k_c\rho) e^{-j\beta z} \qquad (2.20\ \text{จ})$$

$$E_z = 0 \qquad (2.20\ \text{ฉ})$$

ตารางที่ 2.1 ค่ารากของ Bessel Function ลำดับที่ n สำหรับโหมด TE : $J_n'\left(p_{nm}'\right) = 0,\ p_{nm}' \neq 0$

	n							
m	**0**	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**
1	3.832	1.841	3.054	4.201	5.317	6.416	7.501	8.578
2	7.016	5.331	6.706	8.015	9.282	10.520	11.735	12.932
3	10.173	8.536	9.969	11.346	12.682	13.987	15.268	16.529
4	13.324	11.706	13.170	14.586	15.964	17.313	18.637	19.942

2.1.2 TM Modes

เนื่องจากในโหมด TM นั้น $H_z = 0$ แต่ $E_z \neq 0$ ดังนั้นในการหาคำตอบเราต้องเริ่มพิจารณาจากค่า E_z เพื่อใช้ในการหาสนามในองค์ประกอบอื่นต่อไป

ขั้นตอนในการวิเคราะห์สมการดำเนินไปในลักษณะเดียวกับการวิเคราะห์สมการของโหมด TE แต่มีการเปลี่ยนพารามิเตอร์บางตัว เริ่มจาก

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial\rho^2} + \frac{1}{\rho}\frac{\partial}{\partial\rho} + \frac{1}{\rho^2}\frac{\partial^2}{\partial\phi^2} + k_c^2\right) e_z = 0 \qquad (2.21)$$

โดยที่ $E_z(\rho,\phi,z) = e_z(\rho,\phi)e^{-j\beta z}$ และ $k_c^2 = k^2 - \beta^2$ ทำให้สามารถหา e_z ได้ในลักษณะที่คล้ายกับสมการที่ (2.12) จะได้ว่า

$$e_z(\rho,\phi) = \left(A\sin n\phi + B\cos n\phi\right) J_n\left(k_c\rho\right) \qquad (2.22)$$

ซึ่งเราสามารถใช้เงื่อนไขขอบเขตของ E_z ได้โดยตรงคือ

$$E_z(\rho,\phi) = 0 \qquad at \quad \rho = a \qquad (2.23)$$

และพิจารณาร่วมกับ

$$J_n(k_c a) = 0 \tag{2.24}$$

หรือ

$$k_c = p_{nm}/a \tag{2.25}$$

โดยที่กำหนดให้ p_{nm} เป็นค่ารากของ $J_n(x)$ นั่นคือ เมื่อ $J_n(p_{nm}) = 0$ แล้ว ค่า p_{nm} ก็คือรากลำดับที่ m ของ J_n นั่นเอง ซึ่งได้แสดงค่า p_{nm} บางส่วนไว้ในตารางทำให้สามารถหาค่า คงที่การแผ่กระจายคลื่นของ TM (β_{nm}) ได้ว่า

$$\beta_{nm} = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - (p_{nm}/a)^2} \tag{2.26}$$

และหา ความถี่ตัด ($f_{c_{nm}}$) ได้เป็น

$$f_{c_{nm}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{p_{nm}}{2\pi a\sqrt{\mu\varepsilon}} \tag{2.27}$$

จะเห็นว่าโหมดแรกสำหรับ โหมด TM คือ TM_{01} ด้วยค่า $p_{nm} = 2.405$ ซึ่งเมื่อเทียบกับค่า $p_{nm} = 1.841$ ของโหมด TE ซึ่งน้อยกว่าและเป็นค่าที่น้อยที่สุด ดังนั้นโหมดเด่นสำหรับท่อนำคลื่นทรงกระบอกคือ TE_{11}

จากนั้นสามารถหาสนามในองค์ประกอบอื่นๆ ได้จากสมการที่ (2.1 ก) - (2.1 ง) จะได้ว่า

$$E_\rho = \frac{-j\beta}{k_c}\left(A\sin n\phi + B\cos n\phi\right)J_n'\left(k_c\rho\right)e^{-j\beta z} \tag{2.28}$$

$$E_\phi = \frac{-j\beta n}{k_c^2\rho}\left(A\cos n\phi - B\sin n\phi\right)J_n\left(k_c\rho\right)e^{-j\beta z} \tag{2.29}$$

$$H_\rho = \frac{j\omega\varepsilon n}{k_c^2\rho}\left(A\cos n\phi - B\sin n\phi\right)J_n\left(k_c\rho\right)e^{-j\beta z} \tag{2.30}$$

$$H_\phi = \frac{-j\omega\varepsilon}{k_c}\left(A\sin n\phi + B\cos n\phi\right)J_n'\left(k_c\rho\right)e^{-j\beta z} \tag{2.31}$$

ตารางที่ 2.2 ค่ารากของ Bessel Function ลำดับที่ n ของโหมด TM : $J_n(p_{nl}) = 0, p_{nl} \neq 0$

	n							
m	**0**	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**
1	2.405	3.832	5.136	6.380	7.588	8.771	9.936	11.086
2	5.520	7.016	8.417	9.761	11.065	12.339	13.589	14.821
3	8.654	10.173	11.620	13.015	14.372	15.700	17.004	18.288
4	11.792	13.323	14.796	16.223	17.616	18.980	20.321	21.642

ตารางที่ 2.3 สมการที่เกี่ยวข้องกับท่อนำคลื่นทรงกระบอก

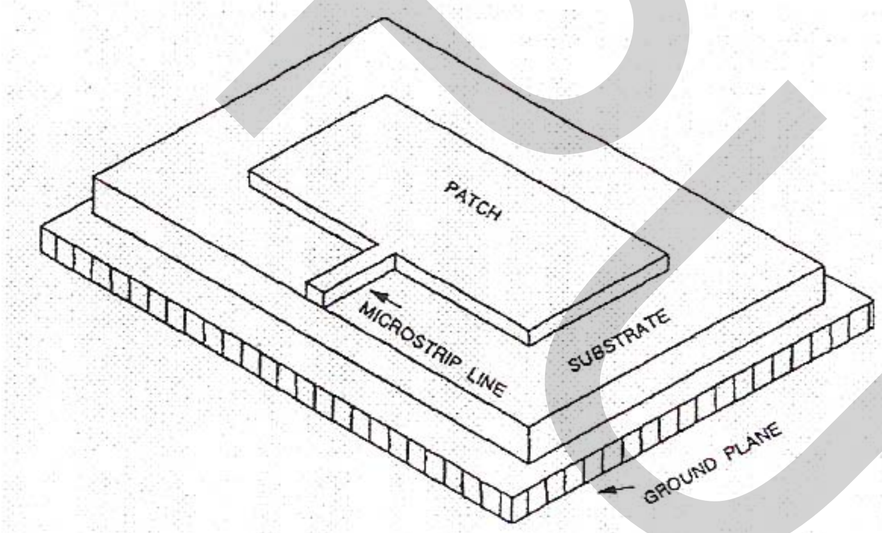
ค่าพารามิเตอร์	TE_{nm} Mode	TM_{nm} Mode
k	$\omega\sqrt{\mu\varepsilon}$	$\omega\sqrt{\mu\varepsilon}$
k_c	$\frac{p'_{nm}}{a}$	$\frac{p_{nm}}{a}$
β	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$
λ_c	$\frac{2\pi}{k_c}$	$\frac{2\pi}{k_c}$
λ_g	$\frac{2\pi}{\beta}$	$\frac{2\pi}{\beta}$
v_p	$\frac{\omega}{\beta}$	$\frac{\omega}{\beta}$
α_d	$\frac{k^2 \tan\delta}{2\beta}$	$\frac{k^2 \tan\delta}{2\beta}$
E_z	0	$(A\sin n\phi + B\cos n\phi)J_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$
H_z	$(A\sin n\phi + B\cos n\phi)J_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$	0
E_ρ	$\frac{-j\omega\mu n}{k_c^2\rho}(A\cos n\phi - B\sin n\phi)J_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta}{k_c}(A\sin n\phi + B\cos n\phi)J'_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$
E_ϕ	$\frac{j\omega\mu}{k_c}(A\sin n\phi + B\cos n\phi)J'_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta n}{k_c^2\rho}(A\cos n\phi - B\sin n\phi)J_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$
H_ρ	$\frac{-j\beta}{k_c}(A\sin n\phi + B\cos n\phi)J'_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$	$\frac{j\omega\varepsilon n}{k_c^2\rho}(A\cos n\phi - B\sin n\phi)J_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$
H_ϕ	$\frac{-j\beta n}{k_c^2\rho}(A\cos n\phi - B\sin n\phi)J_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\omega\varepsilon}{k_c}(A\sin n\phi + B\cos n\phi)J'_n(k_c\rho)e^{-j\beta z}$
Z	$Z_{TE} = \frac{k\eta}{\beta}$	$Z_{TM} = \frac{\beta\eta}{k}$

2400

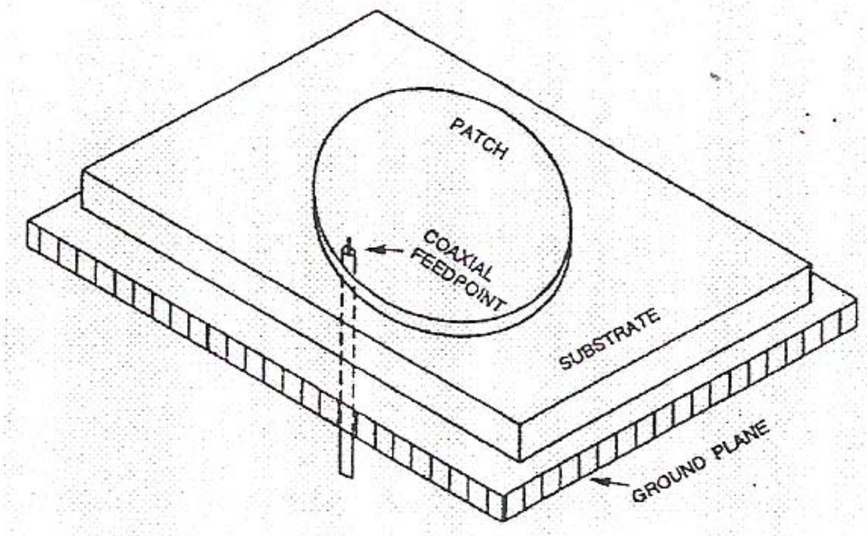
2.2 สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna) [2]

สายอากาศไมโครสตริปประกอบไปด้วยส่วนที่เป็นแผ่นหรือที่เราเรียกว่า แพทช์ (Patch) ซึ่งเป็นตัวนำ โดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉากหรือวงกลม ซึ่งถูกแยกออกจากกันด้วยแผ่นระนาบกราวด์ (Ground Plane) ที่มีความบาง (เป็นเศษส่วนของค่าความยาวคลื่น) และมีลักษณะเป็นชั้นหรือที่เรียกว่าเป็นซับสเตรต (Substrate) ของสารไดอิเล็กทริก สายอากาศไมโครสตริปได้รับความนิยมอย่างมากในการใช้งาน เนื่องจากมีลักษณะแบนราบ ไม่ต้านลม และสามารถติดกับผิวของยานพาหนะได้ นอกจากนี้ยังมีข้อดีในแง่ที่ราคาถูก น้ำหนักเบา และมีความสะดวกในการสร้างและการติดตั้ง แต่การออกแบบและสร้างก็มีความยุ่งยากระดับหนึ่ง

รูปที่ 2.2 และรูปที่ 2.3 แสดงสายอากาศไมโครสตริปแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉากและรูปวงกลม ซึ่งสายอากาศดังกล่าวมีความสะดวกในการสร้างลงในแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed-Circuit Board) โดยที่แพทช์จะถูกวางไว้ที่ด้านหนึ่งของแผ่นวงจรพิมพ์ และอีกด้านหนึ่งจะทำหน้าที่เป็นแผ่นกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 เป็นแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยสัญญาณความถี่วิทยุจะถูกป้อนเข้าที่สายป้อนสัญญาณที่เป็นสตริปโลหะแคบๆ (Microstrip line) ในรูปที่ 2.3 แสดงแพทช์รูปวงกลมที่ป้อนด้วยสายโคแอกเชียลผ่านช่องในระนาบกราวด์ ซึ่งการป้อนสัญญาณในลักษณะนี้จะเรียกว่าการเชื่อมต่อแบบช่องเปิด (Aperture Coupling) ผ่านช่องเปิดเล็กๆ ในระนาบกราวด์

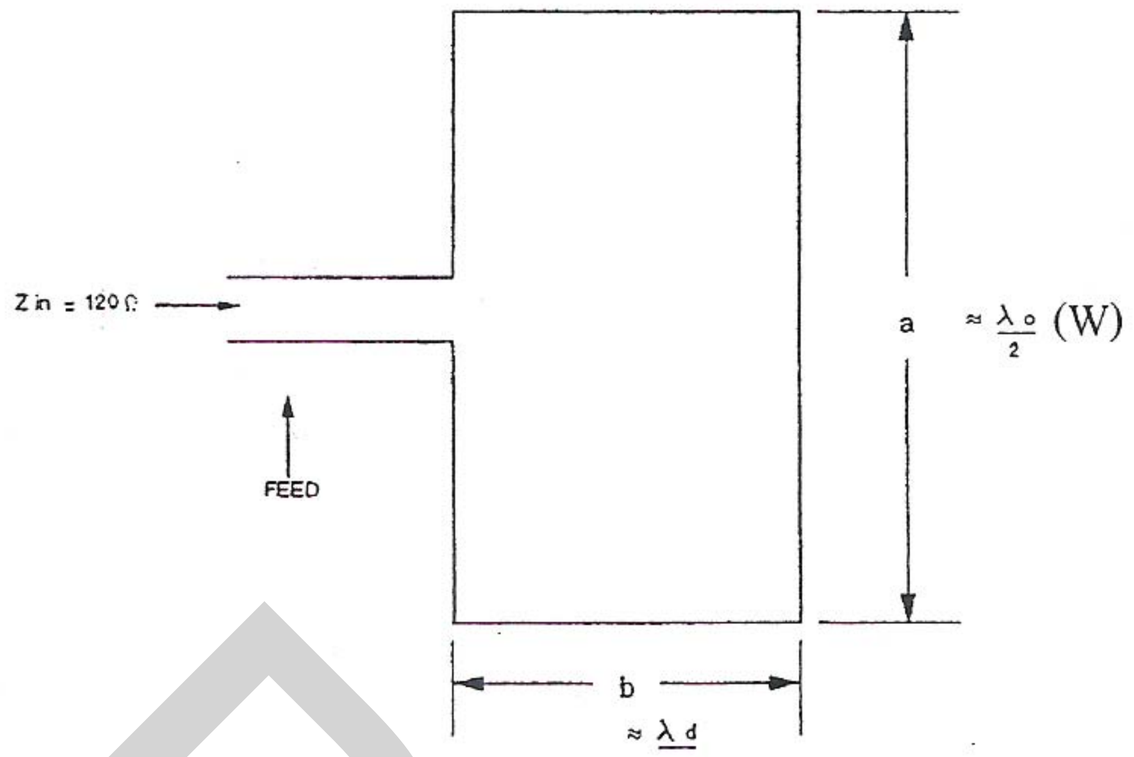


รูปที่ 2.2 แพทช์ของสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนผ่านสตริปโลหะแคบๆ



รูปที่ 2.3 สายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมที่มีการป้อนกระแสไฟฟ้าผ่านสายโคแอกเชียล

สำหรับสายอากาศไมโครสตริปนั้น ความแม่นยำของค่าคงที่ไดอิเล็กทริกของซับสเตรตถือว่ามีความสำคัญมากเพราะเป็นพารามิเตอร์ที่มีผลต่อค่าคงที่ของการเดินทางของคลื่น คุณลักษณะการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศและความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 2.4 สายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก

2.2.1 คุณลักษณะของแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก

รูปที่ 2.4 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปซึ่งเป็นแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉากโดยค่าความนำของสายอากาศจะเป็นฟังก์ชันของความกว้าง a และค่าความถี่เรโซแนนซ์จะเป็นฟังก์ชันของความยาว b ซึ่งหาค่าได้จากความสัมพันธ์ดังนี้

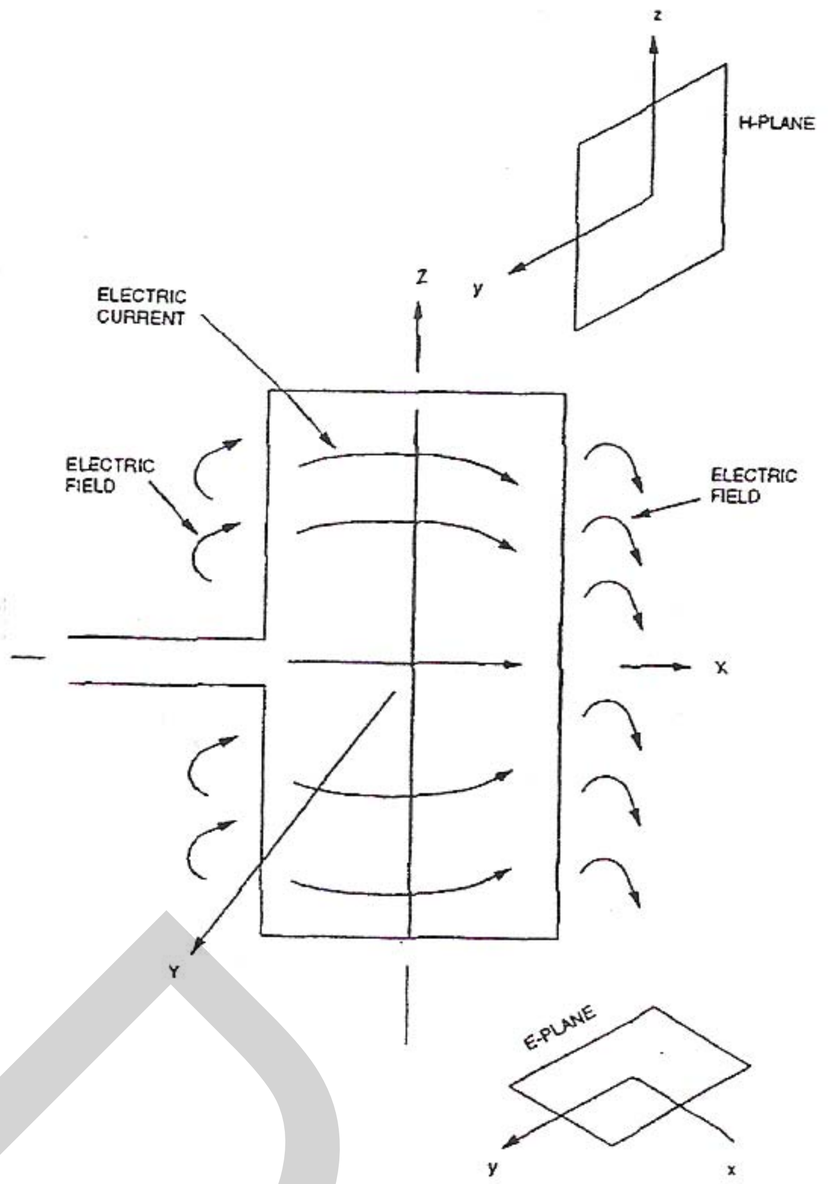
$$a \approx \lambda_d \approx \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$

$$b = 0.49\lambda_d = 0.49\frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$

โดยที่ λ_d, λ_0 คือ ความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กทริกและในอวกาศว่าง ตามลำดับ

ε_r คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ ของซับสเตรต (Dielectric Constant)

เนื่องจากการแปรผันของค่าคงที่ไดอิเล็กทริกและค่าความนำของตัวป้อนสัญญาณ การทดสอบเพื่อหาความยาวที่แท้จริงของแพทช์จึงเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่ง



รูปที่ 2.5 กระแสไฟฟ้าและทิศทางเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนแพทช์

ในรูปที่ 2.5 เป็นการแสดงกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงของสนามไฟฟ้าภายในและบริเวณรอบๆ แพทช์ โดยปกติสนามไฟฟ้าที่บริเวณขอบของแพทช์ที่ถูกต่อด้วยสายนำสัญญาณและด้านตรงข้ามขอบซึ่งมีผลต่อคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ คลื่นที่แผ่กระจายจากสายอากาศในรูปที่ 2.5 จะมีการโพลาไรซ์ในแนวนอน ซึ่งระนาบของสนามไฟฟ้า (ระนาบ x-y : E-plane) จะมีทิศทางในแนวนอน และระนาบของสนามแม่เหล็ก (ระนาบ y-z : H-plane) จะมีทิศทางในแนวตั้ง

ระยะห่าง b ซึ่งเป็นระยะของขอบทั้งสองด้านของแพทช์จะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นที่เดินทางภายในสารไดอิเล็กทริก ($0.49\lambda_d$) ซึ่งที่ระยะห่างขนาดนี้จะมีผลทำให้ร่องที่อยู่ตรงข้ามมีการป้อนด้วยเฟสที่ตรงกันข้าม แต่สนามไฟฟ้าที่แผ่กระจายออกมาจากองค์ประกอบทั้งสองจะมีการเสริมกันเนื่องจากเฟสตรงกัน ทำให้ทิศทางการแผ่กระจายคลื่นออกมาในทิศตั้งฉากกับองค์ประกอบ (มีทิศทางบรอดไซด์ ในทิศทาง y)

2.2.2 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริป

อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) ของสายอากาศแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉากยาว $\lambda/2$ จะถูกแสดงในรูปของค่าความต้านทานที่มีคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นที่ดี โดยค่าความต้านทานอินพุตสามารถประมาณค่าได้ดังนี้

$$R_{in} = \frac{60/\lambda_0}{a} = \frac{60/\lambda_0}{\lambda_0/2} = 120\Omega$$

โดยที่ a เป็นความยาวของร่อง

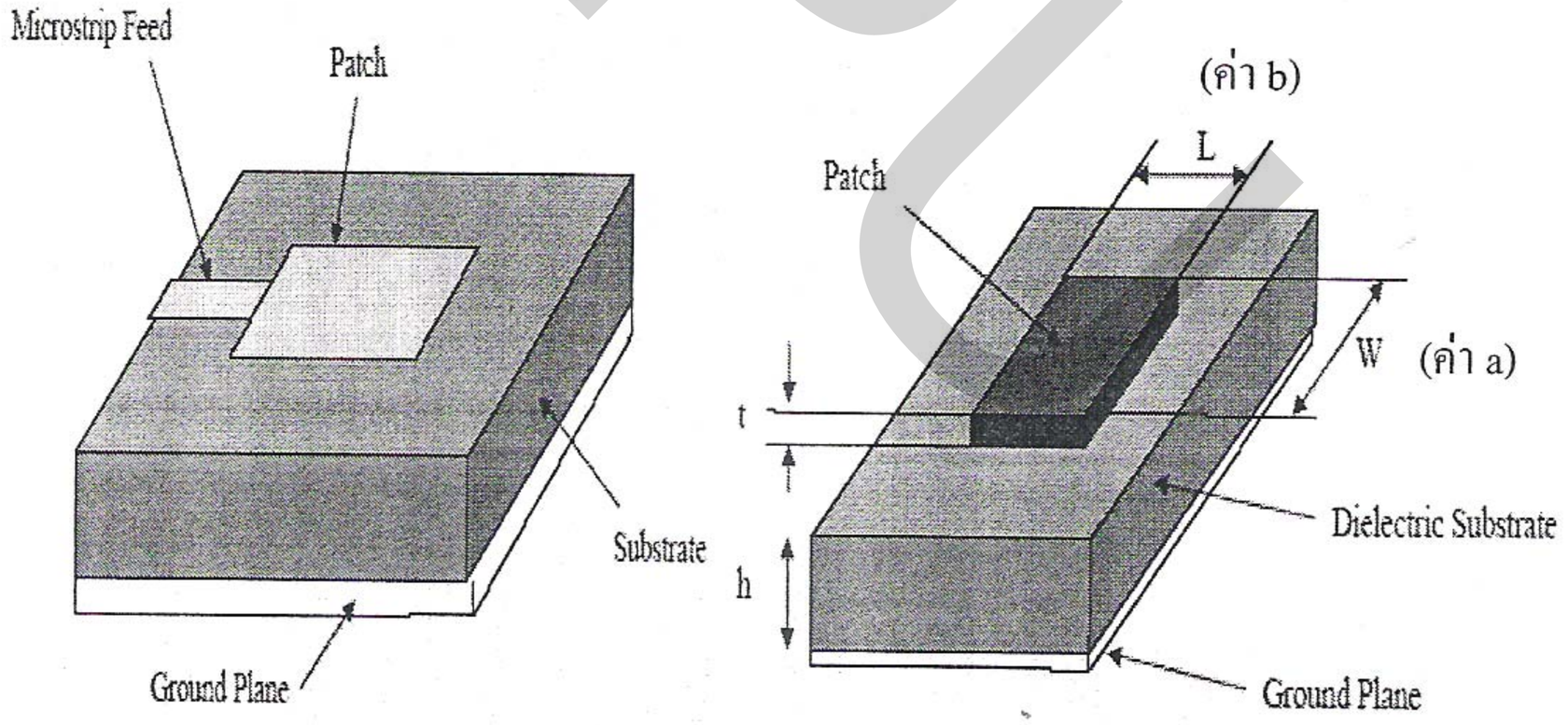
λ_0 เป็นความยาวคลื่นในอวกาศว่าง

ในทางอุดมคติค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแพทช์จะมีค่าประมาณ 120Ω ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ของตัวป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปหรือของสายโคแอกเชียลที่นำมาต่อก็ควรจะมีค่า 120Ω ด้วย อย่างไรก็ตามในการที่จะต่อสายโคแอกเชียล 50Ω เข้ากับเครื่องมือวัดและทดสอบสายอากาศ จำเป็นต้องใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีค่าอิมพีแดนซ์ 50Ω ด้วย จึงต้องมีการทำ matching เพื่อให้มีอิมพิแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม

2.2.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

พารามิเตอร์ที่จำเป็นต่อการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป ได้แก่

1. ความถี่ปฏิบัติงานของสายอากาศ (f_o) หรือ Resonant Frequency (f_r)
2. ค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ของซับสเตรต (Dielectric constant : ε_r)
3. ความสูงของไดอิเล็กทริกซับสเตรต (h)



รูปที่ 2.6 Microstrip Line Feed

2.2.4 เทคนิคการป้อนสัญญาณ (Feed Techniques)

สายอากาศไมโครสตริปสามารถทำการป้อนสัญญาณ (Feed) ได้หลายวิธี แต่ที่นิยมใช้มีอยู่ด้วยกัน 4 วิธี คือ การใช้ Microstrip Line การใช้ Coaxial Line การใช้ Coaxial Probe และการใช้ Aperture Coupling ซึ่งในหัวข้อนี้จะขอกล่าวถึงการป้อนสัญญาณโดยใช้ Microstrip Line เท่านั้น เนื่องจากเป็นวิธีที่นำมาใช้ในการออกแบบและสร้างงานวิจัย

การออกแบบสายป้อนสัญญาณไมโครสตริป (Microstrip Line Feed) นั้น มีหลักการคือ แผ่นตัวนำ (Conducting Strip) จะถูกต่อเชื่อมโดยตรงเข้ากับขอบของไมโครสตริปแพทช์ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ซึ่งแผ่นตัวนำจะมีขนาดเล็กกว่าความกว้างของแพทช์ สำหรับในการออกแบบแผ่นตัวนำสายป้อนสัญญาณให้แก่ไมโครสตริปนี้จะเป็นการหาความกว้าง (W) และความยาว (L) สามารถหาได้โดยพิจารณาเงื่อนไขของอิมพิแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) ที่แยกออกเป็น 2 กรณีดังนี้

<u>กรณีที่ 1</u> $Z_0 \le 44 - 2\varepsilon_r$ (หรือ $Z_0 \le 23.6\Omega$)

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi}\left[B - 1 - \ln(2B-1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r}\left\{\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}\right\}\right]$$

เมื่อ $B = \dfrac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}$

<u>กรณี ที่ 2</u> $Z_0 \ge 44 - 2\varepsilon_r$ คือ $Z_0 \ge 23.6\Omega$

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}$$

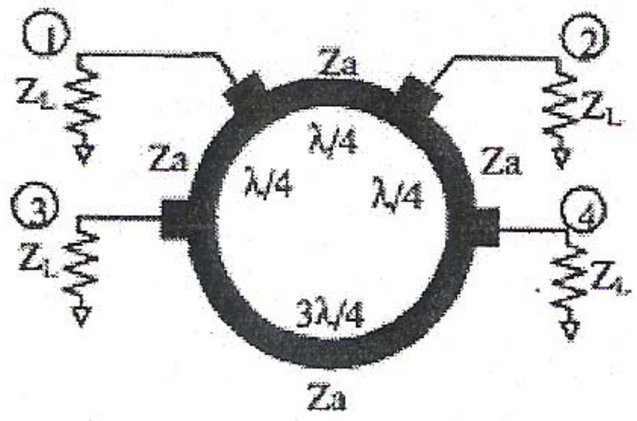
เมื่อ $A = \dfrac{Z_0}{60}\sqrt{\dfrac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \dfrac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\left(0.23 + \dfrac{0.11}{\varepsilon_r}\right)$

และค่า Effective Dielectric Constant $\varepsilon_{eff} = \dfrac{\varepsilon_r + 1}{2} + \dfrac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[1 + \dfrac{12h}{W}\right]^{-1/2}$

2.3 ไฮบริดวงแหวน 180° [3]

ไฮบริดวงแหวน 180° (180° Hybrid Ring) หรือ Rat Race เป็นอุปกรณ์พื้นฐานตัวหนึ่งในวงจรไมโครเวฟ มีหน้าที่รวมหรือแยกกำลังของ 2 สัญญาณที่มีเฟสเหมือนกัน (In-Phase) กับเฟสต่างกัน (Out-of-Phase) ในขณะที่ยังคงรักษาการแมทช์ชิ่งพอร์ตต่างๆ และการไอโซเลตระหว่างพอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุตอย่างสมบูรณ์ โดยไฮบริดวงแหวน 180° นั้นมีแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าและการไอโซเลตระหว่างพอร์ตอินพุตสามารถกระทำได้ โดยไม่ขึ้นอยู่กับการกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ที่ใช้ในการเทอร์มิเนตพอร์ตเอาต์พุต เมื่อเปรียบเทียบกับบรานช์ไลน์คัปเปลอร์ (Branch-Line Coupler) ดังนั้น ไฮบริดวงแหวน 180° จึงนิยมถูกนำมาใช้งานอย่างกว้างขวางสำหรับการแยกหรือการรวมกำลังที่ไอโซเลตกันในวงจรมิกเซอร์แบบสมดุล ตัวมัลติพลายเออร์ วงจรขยายกำลัง และข่ายวงจรป้อนสัญญาณให้แก่สายอากาศ

โดยทั่วไป ไฮบริดวงแหวน 180° จะถูกออกแบบอยู่ในรูปของแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Board) และประกอบไปด้วย 4 พอร์ต ได้แก่ พอร์ต 1 - พอร์ต 4 ในที่นี้ จะขออธิบายการใช้งานแต่ละพอร์ตในลักษณะเดียวกับที่ใช้ในงานวิจัยฉบับนี้เท่านั้น ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 2.7 โครงสร้างของไฮบริดวงแหวน 180° พื้นฐาน

1. พอร์ต 1 เป็นพอร์ตเอาต์พุตที่รวมสัญญาณจากพอร์ต 2 กับพอร์ต 3 โดยเฟสของสัญญาณจากพอร์ต 3 จะต่างกับเฟสของสัญญาณจากพอร์ต 2 เท่ากับ 180° ดังนั้น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้รับจากพอร์ต 1 จึงเป็นสัญญาณผลต่าง (Difference Signal หรือ Delta Signal) และพอร์ต 1 นี้อาจจะถูกเรียกว่า Delta Port

2. พอร์ต 2 เป็นพอร์ตอินพุตที่รับสัญญาณมาจากสายอากาศไมโครสตริปแถวลำดับ

3. พอร์ต 3 เป็นพอร์ตอินพุตที่รับสัญญาณมาจากสายอากาศไมโครสตริปแถวลำดับเช่นกัน

4. พอร์ต 4 เป็นพอร์ตเอาต์พุตที่รวมสัญญาณจากพอร์ต 2 กับพอร์ต 3 โดยเฟสของสัญญาณจากพอร์ต 3 จะเหมือนกับเฟสของสัญญาณจากพอร์ต 2 (ผลต่างของเฟสมีค่าเท่ากับ 0°) ดังนั้น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้รับจากพอร์ต 4 จึงเป็นสัญญาณผลรวม (Sum Signal) และพอร์ต 4 นี้อาจจะถูกเรียกว่า Sum Port

โครงสร้างของไฮบริดวงแหวน 180° พื้นฐานถูกพิจารณาแยกออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของวงจรแบ่งกำลังที่มีเฟสเหมือนกัน (In-Phase Power Divider) 1 ตัวกับวงจรบาลัน (Balun) 1 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.7 โดย**วงจรแบ่งกำลังที่มีเฟสเหมือนกัน**ประกอบไปด้วยสายส่งสัญญาณยาวเท่ากับ $\lambda/4$ จำนวน 2 เส้น ในขณะที่ **บาลัน**ประกอบไปด้วยสายส่งสัญญาณยาวเท่ากับ $\lambda/4$ (Noninverting Arm) จำนวน 1 เส้น กับสายส่งสัญญาณยาวเท่ากับ $3\lambda/4$ (Inverting Arm) จำนวน 1 เส้น

บทที่ 3

หลักการและการออกแบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการที่ใช้ในการออกแบบส่วนต่างๆ ของงานวิจัย ซึ่งประกอบไปด้วย 3 ส่วนหลักๆ คือ

1. สายอากาศท่อนำคลื่นช่องเปิดทรงกระบอก
2. สายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์และสายป้อนสัญญาณไมโครสตริป
3. ไฮบริดวงแหวน 180°

3.1 การออกแบบสายอากาศท่อนำคลื่นทรงกระบอก [1]

ในการออกแบบสายอากาศท่อนำคลื่นทรงกระบอกนั้น เราจะเริ่มต้นจากการกำหนดค่ารัศมีของท่อนำคลื่นทรงกระบอกเท่ากับ 5 cm และทำการคำนวณหาค่าความถี่คัทออฟของโหมด TE_{11} ซึ่งเป็นโหมดเด่นของท่อนำคลื่นทรงกระบอกได้ดังแสดงในสมการที่ 1

$$(f_c)_{11}^{TE^z} = \frac{\chi'_{11}c}{2\pi a} = \frac{1.8412\times 3\times 10^8}{2\pi\times 5\times 10^{-2}} = 1.758\ GHz \qquad (1)$$

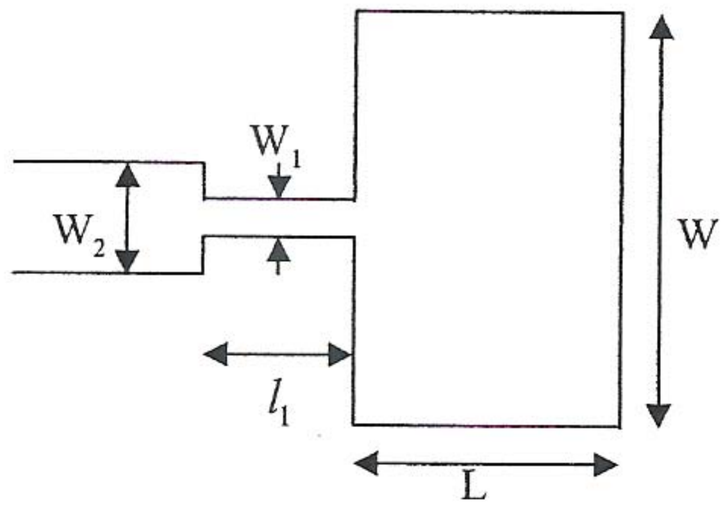
ซึ่งจากการคำนวณพบว่า ค่าความถี่ใช้งาน 2.4 GHz มีค่ามากกว่าความถี่คัทออฟของโหมด TE_{11} ทำให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ค่าความถี่ 2.4 GHz สามารถผ่านเข้าสู่ท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่มีค่ารัศมีเท่ากับ 5 cm ได้

หลังจากนั้น ทำการคำนวณหาค่าความยาวของท่อนำคลื่นทรงกระบอก (L) เพื่อที่จะทำให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถผ่านและรับได้ในท่อนำคลื่นทรงกระบอก ซึ่งในทางปฏิบัติ ค่าความยาวของท่อนำคลื่นทรงกระบอกควรจะมีค่าเป็น $n\lambda_g/4$ เมื่อ λ_g เป็นค่าความยาวคลื่นของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เคลื่อนที่ในท่อนำคลื่นทรงกระบอก (Guided Wavelength) และ n เป็นเลขจำนวนเต็มบวก ในกรณีนี้ เราจะพิจารณาหาค่า λ_g ของโหมด TE_{11} ดังแสดงในสมการที่ 2 และหาค่า L จากค่า λ_g ของโหมด TE_{11} ดังแสดงในสมการที่ 3

$$\lambda g_{TE_{11}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1-\left(\frac{fc_{TE_{11}}}{f}\right)^2}} = \frac{12.5}{\sqrt{1-\left(\frac{1.758}{2.4}\right)^2}} = 18.36\ cm \qquad (2)$$

$$L \geq \frac{\lambda g_{TE_{11}}}{4} \geq 4.59\ cm \qquad (3)$$

สรุปได้ว่า งานวิจัยที่นำเสนอนี้จะใช้ท่อนำคลื่นทรงกระบอกที่มีค่ารัศมีเท่ากับ 5 cm และมีค่าความยาวมากกว่าหรือเท่ากับ 4.59 cm



รูปที่ 3.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์สี่เหลี่ยมกับ Quarter-Wavelength Transformer

3.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์และสายป้อนสัญญาณไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปที่ออกแบบขึ้นนี้เป็นแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก 2 ตัวที่วางในลักษณะขนานกัน (ซ้าย-ขวา) หรือแถวลำดับ เพื่อนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้รับไปป้อนให้กับพอร์ต 2 และพอร์ต 3 ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° ที่อยู่ทางด้านล่างหน้าเดียวกันของแผ่นวงจรพิมพ์ Glass Eproxy FR-4 โดยสายป้อนสัญญาณไมโครสตริปที่ใช้จะเป็นแบบ Quarter-Wavelength Transformer พารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการออกแบบมีดังนี้

1. ความถี่ปฏิบัติการ (f_r) เท่ากับ 2.4 GHz
2. $\varepsilon_r = 4.55$
3. $h = 1.6\ mm$
4. $tan\,\delta = 0.025$
5. ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ $Z_0 = 50\ \Omega$

ขั้นตอนการออกแบบมีดังนี้

ขั้นที่ 1: คำนวณความกว้าง (W) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์ได้จากสมการ

$$W = \frac{c}{2f_r}\left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

เราจะได้ค่า W เท่ากับ 37.52 mm

ขั้นที่ 2: คำนวณหาค่า Effective dielectric constant (ε_{eff}) ได้จากสมการ

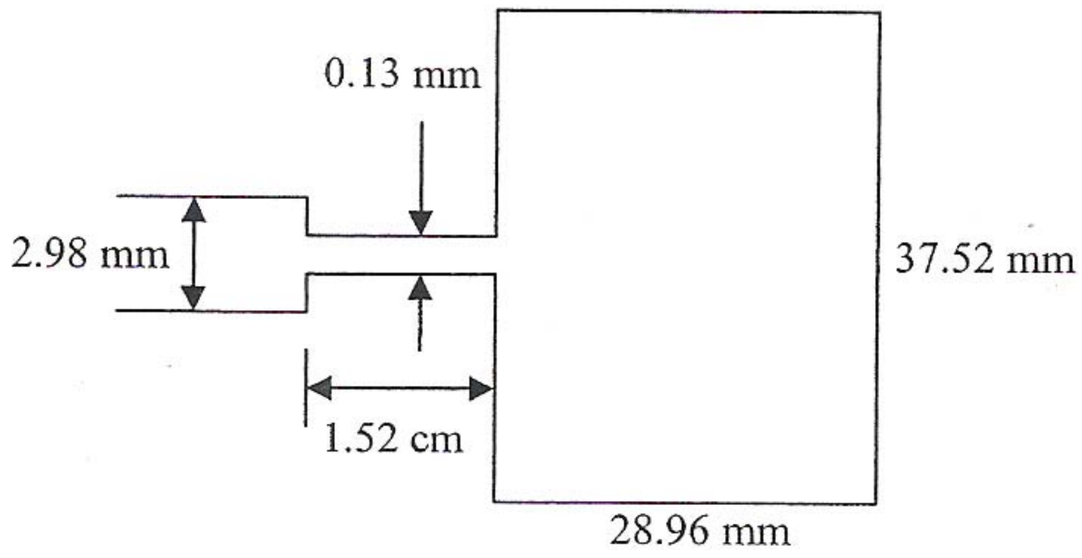
$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{\frac{-1}{2}}$$

เราจะได้ค่า ε_{eff} เท่ากับ 4.22

ขั้นที่ 3: คำนวณหาค่า Effective length (L_{eff}) ได้จากสมการ

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{eff}}}$$

เราจะได้ค่า L_{eff} เท่ากับ 30.43 mm



รูปที่ 3.2 ขนาดของแพทช์สี่เหลี่ยมที่มีการแมทชิ่งโดยใช้ Quarter-Wavelength Transformer

ขั้นที่ 4: คำนวณหาค่า length extension (ΔL) ได้จากสมการ

$$\Delta L = 0.412h\left(\frac{\varepsilon_{eff}+0.3}{\varepsilon_{eff}-0.258}\right)\left(\frac{\frac{W}{h}+0.264}{\frac{W}{h}+0.8}\right)$$

เราจะได้ค่า ΔL เท่ากับ 0.74 mm

ขั้นที่ 5: คำนวณหาความยาว (L) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์ได้จากสมการ

$$L = L_{eff} - 2\Delta L$$

เราจะได้ค่า L เท่ากับ 28.96 mm

ขั้นที่ 6: คำนวณหาค่า Input Impedance (R_{in}) และ Characteristic Impedance ของ Transformer (Z_{OT}) เนื่องจากค่า $W < \lambda_0$ เราจะพิจารณาค่า $G_r = W^2/90\lambda_0$ และหาค่าต่างๆ ได้ดังนี้

$$Y_{in} = 2G_r = \frac{1}{45}\frac{W^2}{{\lambda_0}^2} = \frac{1}{R_{in}}$$

$$R_{in} = \frac{45{\lambda_0}^2}{W^2} = \frac{45\times 12.5^2}{3.752^2} = 499.5$$

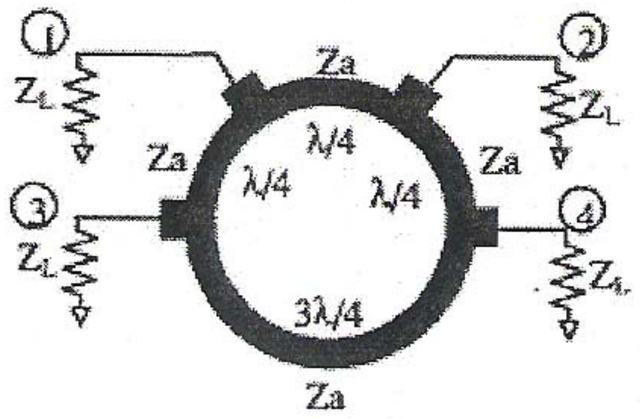
$$Z_{OT} = \sqrt{R_{in}\times 50} = 158.035$$

เราจะได้ค่า R_{in} เท่ากับ 499.5 โอห์ม และค่า Z_{OT} เท่ากับ 158.035 โอห์ม

ขั้นที่ 7: หาความกว้าง W_1 และ W_2 ได้จากสมการ

$$\frac{W}{h} = \left(\frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4\exp H'}\right)^{-1} \text{ เมื่อ } H' = \frac{Z_0\sqrt{2(\varepsilon_r+1)}}{119.9} + \frac{1}{2}\left(\frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}\right)\left(\ln\frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_r}\ln\frac{4}{\pi}\right)$$

1. คำนวณหา W_1 โดยแทนค่า Z_{OT} เท่ากับ 158.035 โอห์ม จะได้ค่า W_1 เท่ากับ 0.13 mm
2. คำนวณหา W_2 โดยแทนค่า Z_0 เท่ากับ 50 โอห์ม จะได้ค่า W_2 เท่ากับ 2.98 mm



รูปที่ 3.3 วงจรไฮบริดวงแหวน 180°

ขั้นที่ 8: คำนวณหาความยาวของ Transformer (l_1)

$$l_1 = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{6.08}{4}$$

เราจะได้ค่า l_1 เท่ากับ 15.2 mm

เมื่อคำนวณหาค่าต่างๆ เสร็จแล้ว เราจะได้ขนาดต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.2

3.3 การออกแบบวงจรไฮบริดวงแหวน 180° [3]

หลังจากที่สายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์ 2 ตัวได้รับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามาจากสายอากาศท่อนำคลื่นทรงกระบอกแล้ว สัญญาณดังกล่าวจะถูกส่งไปยังพอร์ต 2 และ 3 ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° แล้วทำให้เกิดสัญญาณผลต่างที่พอร์ต 1 (Delta Port) และทำให้เกิดสัญญาณผลรวมที่พอร์ต 4 (Sum Port) ซึ่งวงจรไฮบริดวงแหวน 180° นี้ถูกสร้างขึ้นโดยกำหนดให้มีค่าความยาวของสายนำสัญญาณต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.3 และใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในการออกแบบเช่นเดียวกับหัวข้อที่ 3.2 มีดังนี้

1. คำนวณหาค่าความยาวของสายนำสัญญาณขนาด 90 องศาได้จากสมการ

$$L_{90-\deg} = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{6.08}{4} = 15.2\ mm$$

2. คำนวณหาค่าความยาวของสายนำสัญญาณขนาด 90 องศาได้จากสมการ

$$L_{270-\deg} = \frac{3\lambda_g}{4} = \frac{3\times 6.08}{4} = 45.6\ mm$$

3. คำนวณหาค่ารัศมีของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° ได้จากสมการ

$$4W + L_{270-\deg} + 3L_{90-\deg} = 2\pi r_{Hybrid\ Ring}$$

$$4(0.298) + 4.56 + 3(1.42) = 2\pi r_{Hybrid\ Ring}$$

$$10.012 = 2\pi r_{Hybrid\ Ring}$$

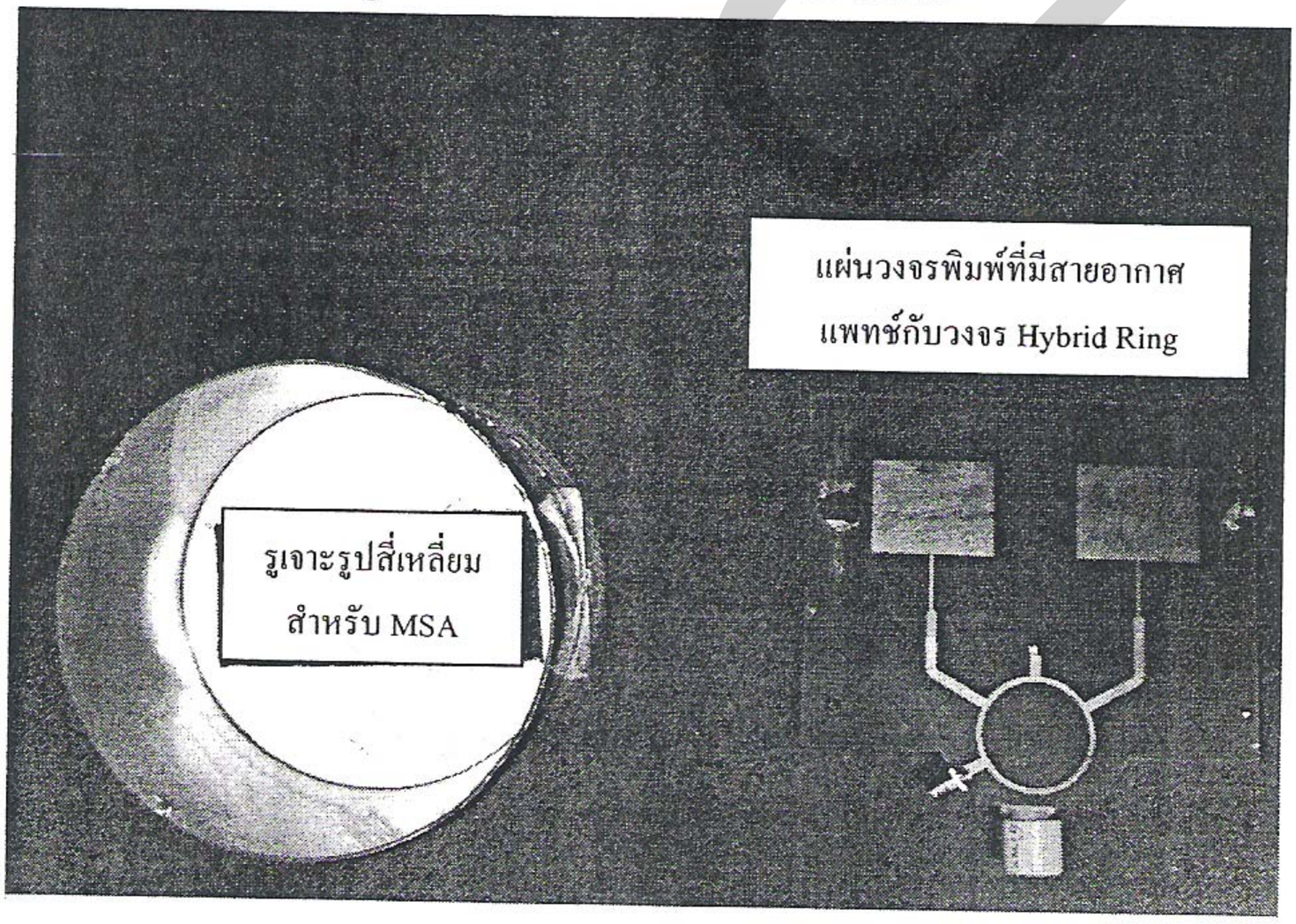
$$r_{Hybrid\ Ring} = 15.9\ mm \text{ หรือ } D_{Hybrid\ Ring} = 31.8\ mm$$

บทที่ 4

ผลการทดสอบ

จากการคำนวณและออกแบบส่วนประกอบต่าง ๆ ของงานวิจัยดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 แล้ว ผู้วิจัยได้ดำเนินการสร้างชิ้นงานขึ้นมา ดังแสดงในรูปที่ 4.1 และ 4.2 ทั้งนี้เพื่อเป็นการยืนยันผลการออกแบบและการสร้างอย่างถูกต้อง ผู้วิจัยจึงได้ทำการทดสอบชิ้นงานที่ได้ออกแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป ADS (Advanced Design System) ของบริษัท Hewlett-Packard เพื่อเป็นการเปรียบเทียบ

รูปที่ 4.1 ภาพด้านหน้าของชิ้นงานวิจัย



รูปที่ 4.2 ภาพด้านหลังของชิ้นงานวิจัยและแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีสายอากาศแพทช์กับ Hybrid Ring

ผลที่ได้รับจากการทดสอบชิ้นงานจริงในทางปฏิบัติ โดยโปรแกรม ADS นี้เป็นโปรแกรมระดับสากลที่ได้รับการยอมรับและถูกนำมาใช้งานกันอย่างแพร่หลายโดยนักวิจัยจำนวนมากทั่วโลก

ผลการทดสอบที่จะนำเสนอถูกแบ่งออกเป็น 2 หัวข้อหลัก คือ ผลการทดสอบที่ได้รับจากการจำลองชิ้นงานเชิงทฤษฎีด้วยโปรแกรม ADS และผลการทดสอบที่ได้จากการวัดจริงในทางปฏิบัติ โดยผลการทดสอบจากการจำลองชิ้นงานเชิงทฤษฎีด้วยโปรแกรม ADS จะกล่าวถึงในหัวข้อที่ 3.1 มีดังนี้

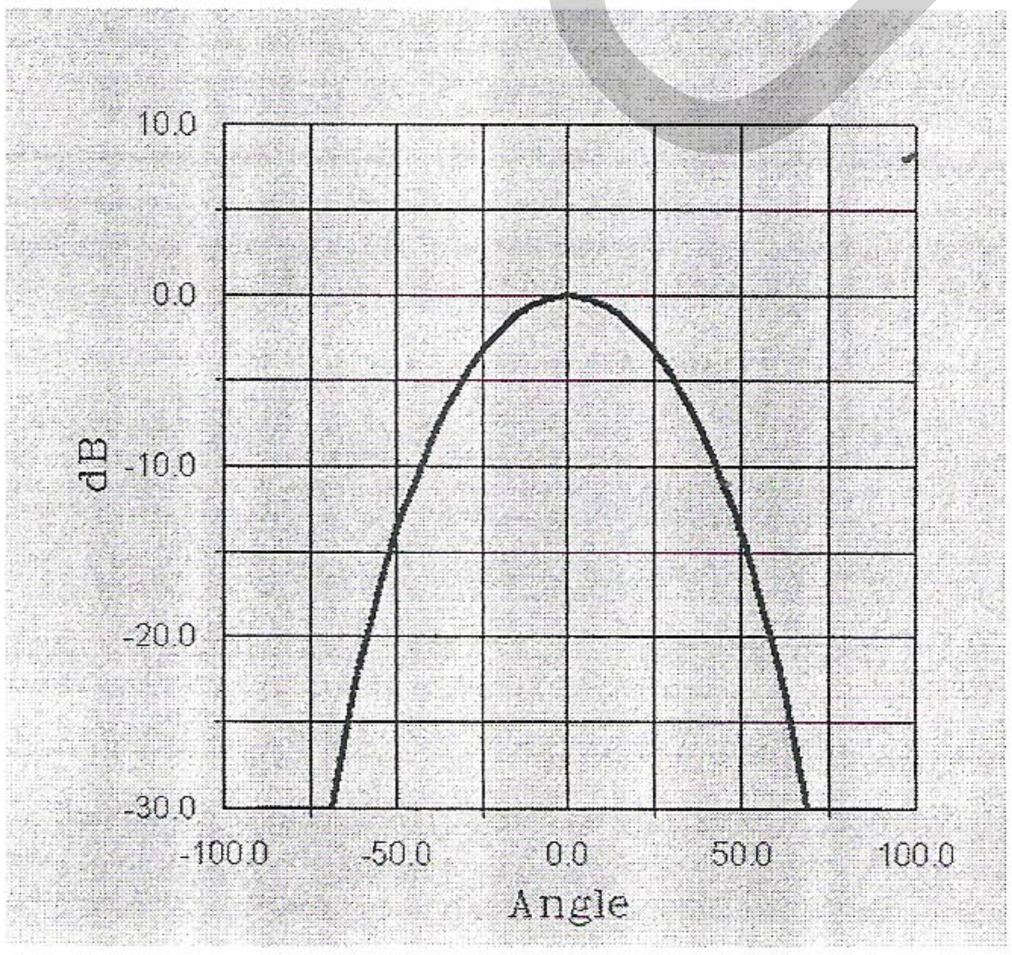
1. แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) ของ Sum Beam
2. แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam
3. ค่า Return Loss ของ Sum Port
4. ค่า Return Loss ของ Delta Port
5. ค่า Isolation (หรือค่า Decoupling) ระหว่าง Sum Port และ Delta Port

รวมถึง ผลการทดสอบจากการวัดจริงในทางปฏิบัติจะกล่าวถึงในหัวข้อที่ 3.2 มีดังนี้

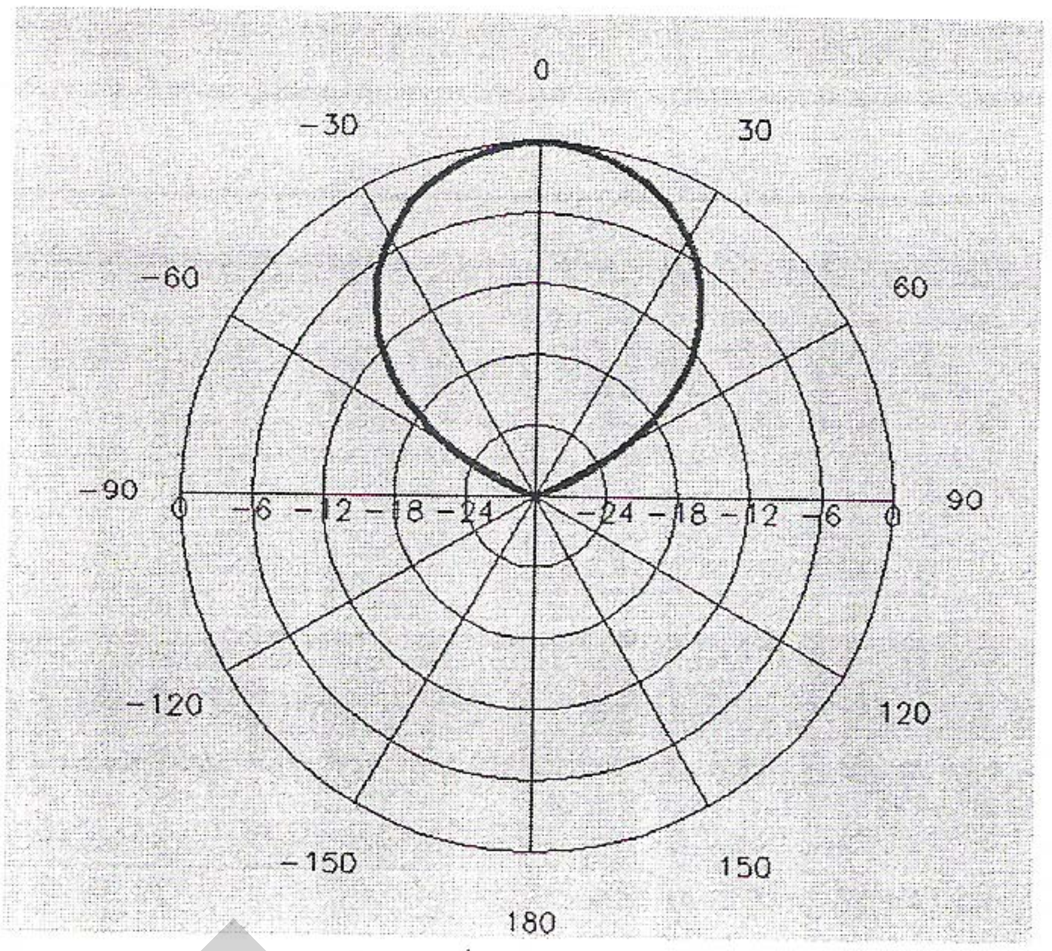
1. แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam
2. แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam
3. ค่า Return Loss ของ Sum Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ
4. ค่า Return Loss ของ Delta Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ
5. ค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ

4.1 ผลการทดสอบจากการจำลองชิ้นงานเชิงทฤษฎีด้วยโปรแกรม ADS

4.1.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam



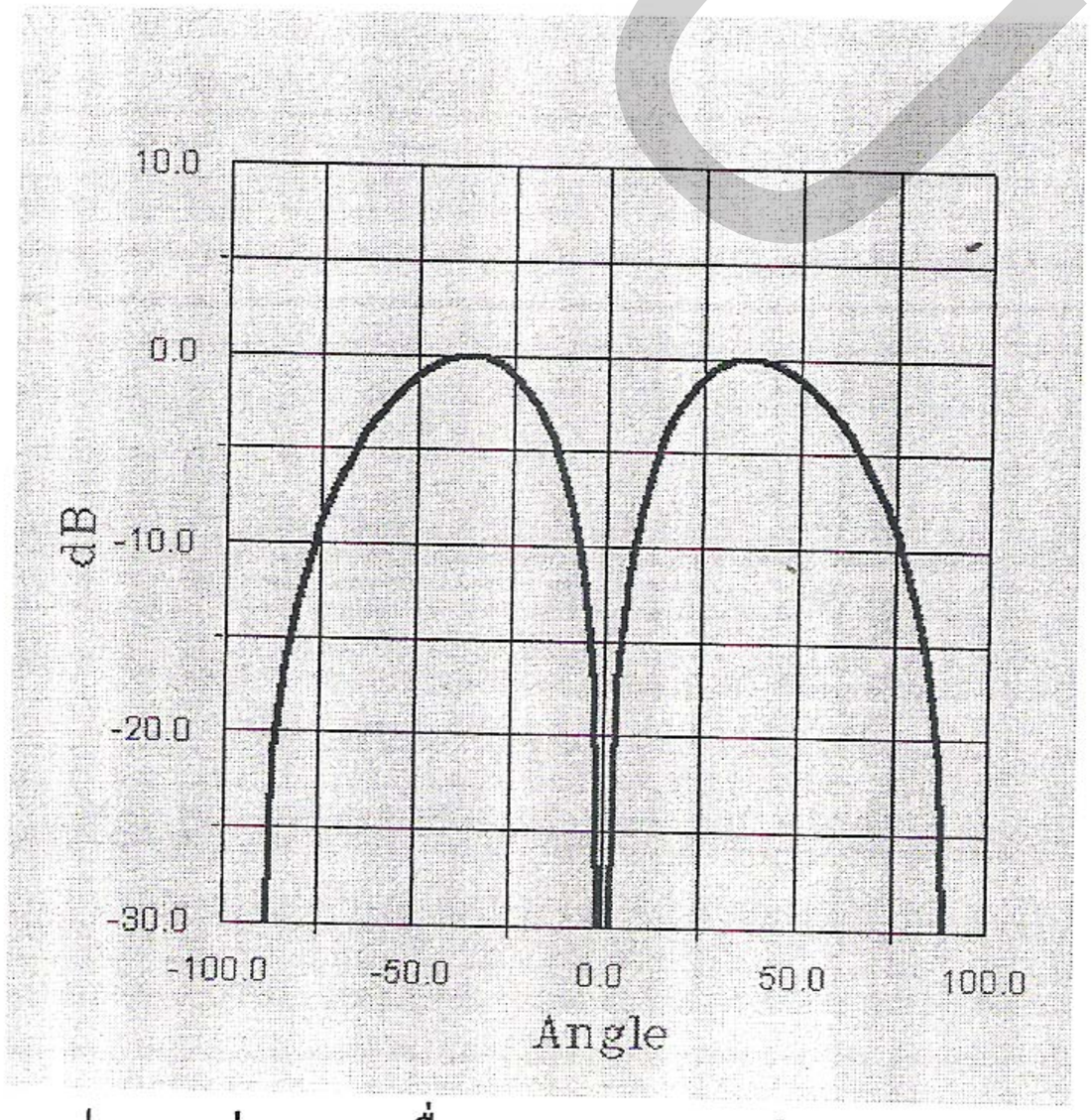
รูปที่ 4.3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam ในระนาบ xz ของสายอากาศ



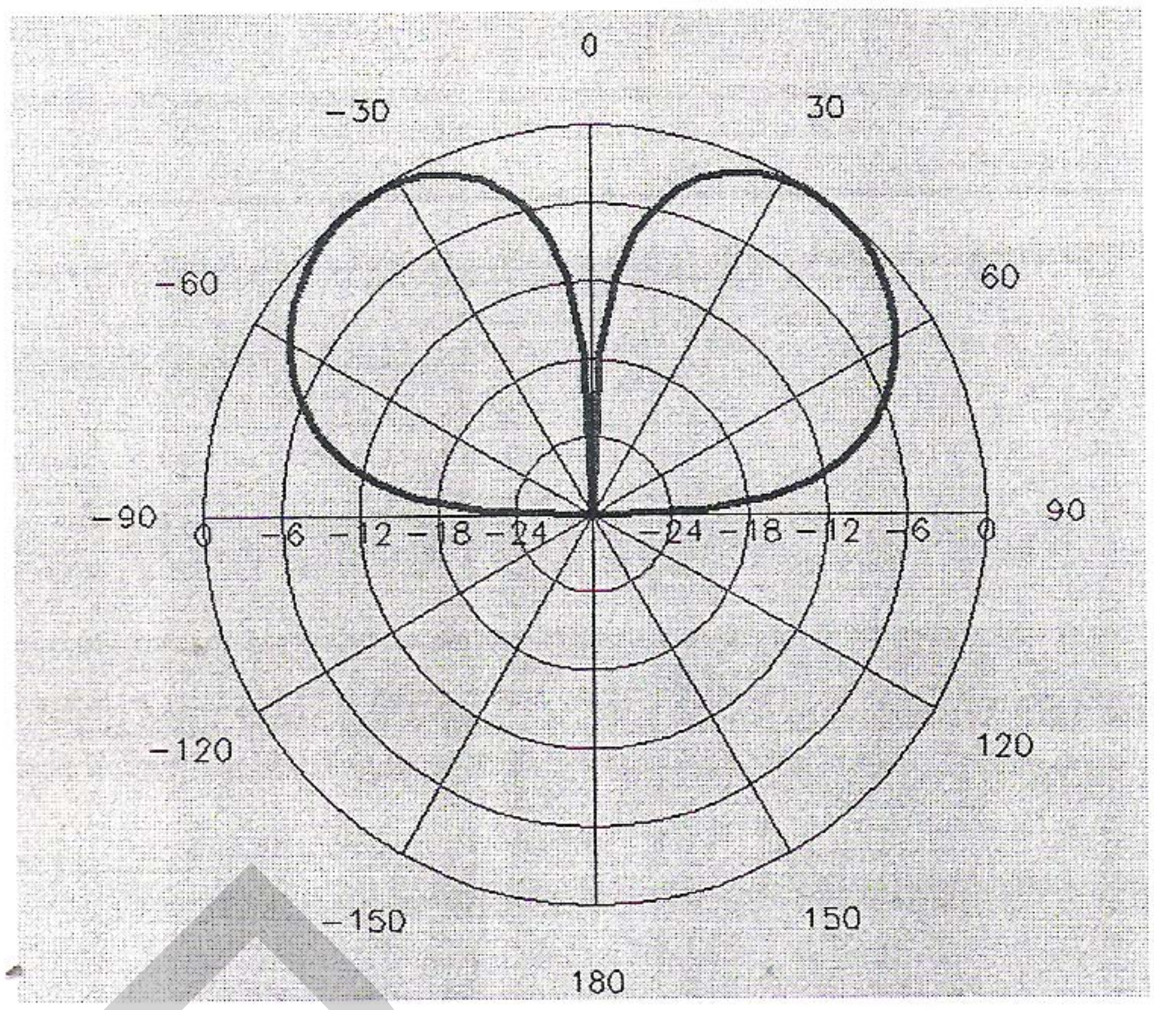
รูปที่ 4.4 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam ในระนาบ yz ของสายอากาศ

จากรูปที่ 4.3 และ 4.4 นั้นแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam ในระนาบ xz และ yz ของสายอากาศ ตามลำดับ โดยพิจารณาว่าระนาบ xy เป็นระนาบที่ขนานกับปากเปิดของสายอากาศท่อนำคลื่นทรงกระบอก จากรูปที่ 4.1 พบว่า ค่าความกว้างลำคลื่นกำลัง (Half Power Beam Width หรือ HPBW) ของ Sum Beam มีค่าประมาณ 50° โดยแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้รับนี้เกิดขึ้นที่พอร์ต 4 ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° (Sum Port)

4.1.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam



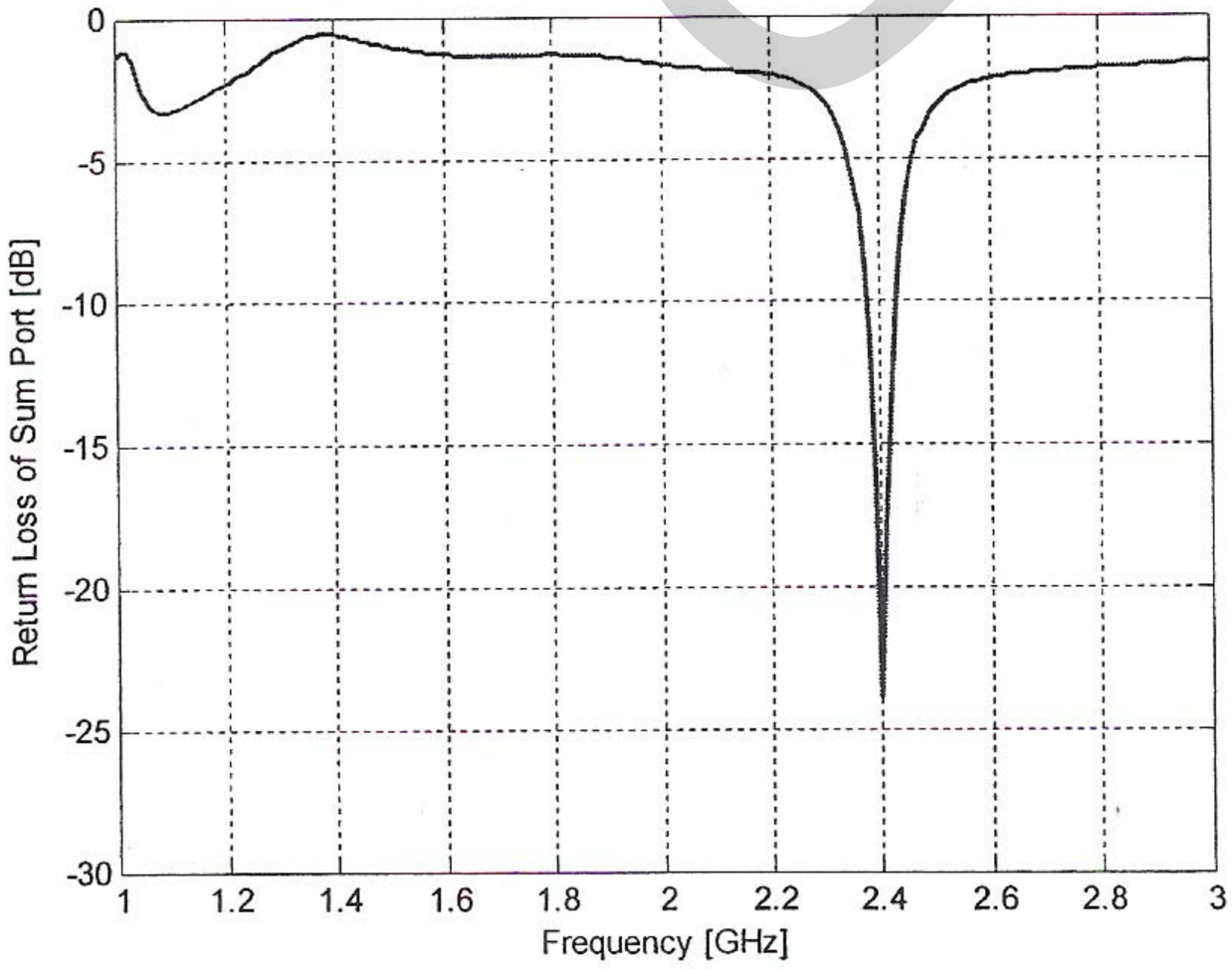
รูปที่ 4.5 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam ในระนาบ yz ของสายอากาศ



รูปที่ 4.6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam ในระนาบ xz ของสายอากาศ

จากรูปที่ 4.5 และ 4.6 นั้นแสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam ในระนาบ xz และ yz ของสายอากาศ ตามลำดับ โดยแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้รับนี้เกิดขึ้นจากการวัดที่พอร์ต 1 ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° (Delta Port) จากรูปที่ 4.3 พบว่า ค่าความกว้าง ลำคลื่นกำลัง (HPBW) ทั้ง 2 ข้างของ Delta Beam มีค่าประมาณ 43° (58°-15°) และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam ที่ได้รับนี้มีความสมมาตรกันทั้งทางบีมซ้ายและบีมขวา

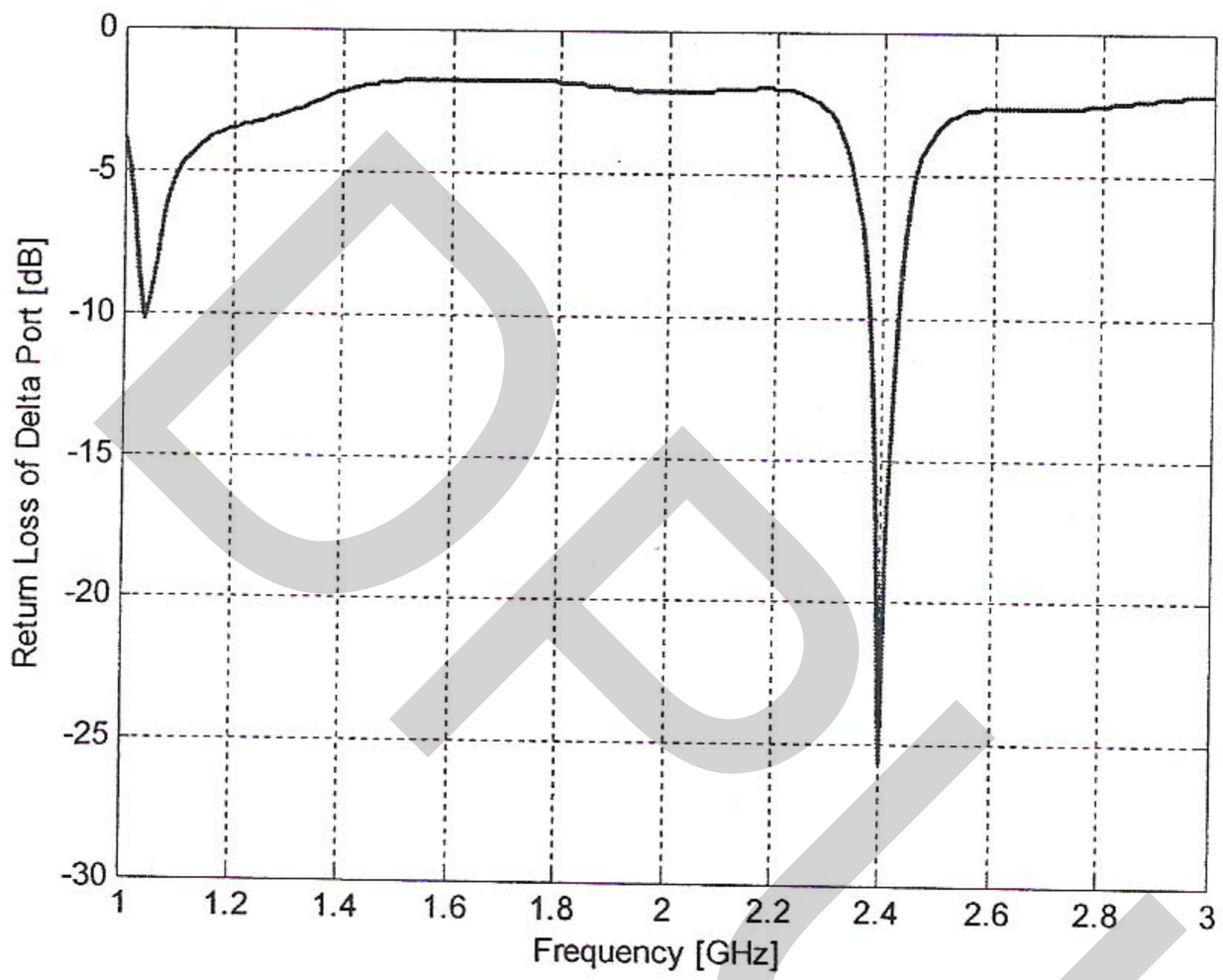
4.1.3 ค่า Return Loss ของ Sum Port ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180°



รูปที่ 4.7 ค่า Return Loss ของ Sum Port ในทางทฤษฎีของวงจรไฮบริดวงแหวน 180°

รูปที่ 4.7 แสดงค่า Return Loss ของ Sum Port ที่ได้รับในทางทฤษฎีจากการใช้โปรแกรม ADS โดยค่า Return Loss หรือค่า S_{11} ที่ได้รับมีค่าประมาณ -24 dB ซึ่งถือว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์และสายป้อนสัญญาณไมโครสตริปแมทช์เป็นอย่างดีกับวงจรไฮบริดวงแหวน 180° ทำให้มีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสะท้อนย้อนกลับเข้าพอร์ต 4 ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° น้อยมาก ทั้งนี้ ในทางปฏิบัติ ค่า Return Loss ควรมีค่าต่ำกว่า -10 dB (ยิ่งมีค่าต่ำกว่า -10 dB มากเท่าใด ยิ่งแสดงว่ามีคลื่นสะท้อนย้อนกลับเข้าวงจรน้อยมากเท่านั้น)

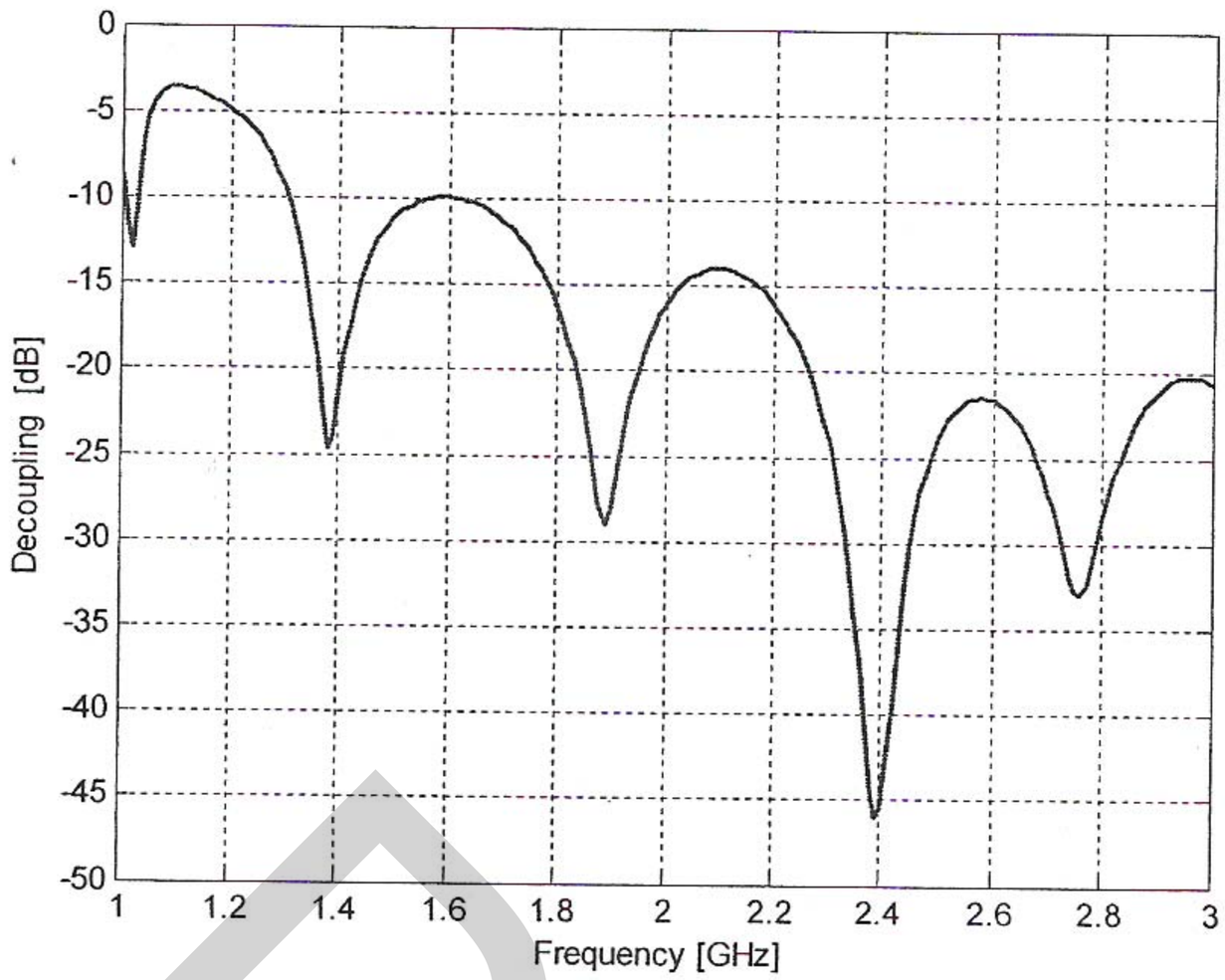
4.1.4 ค่า Return Loss ของ Delta Port ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180°



รูปที่ 4.8 ค่า Return Loss ของ Delta Port ในทางทฤษฎีของวงจรไฮบริดวงแหวน 180°

จากรูปที่ 4.8 แสดงค่า Return Loss ของ Delta Port ที่ได้รับในทางทฤษฎีจากการใช้โปรแกรม ADS โดยค่า Return Loss ที่ได้รับมีค่าประมาณ -26 dB ซึ่งถือว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์และสายป้อนสัญญาณไมโครสตริปแมทช์เป็นอย่างดีกับวงจรไฮบริดวงแหวน 180° ทำให้มีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสะท้อนย้อนกลับเข้าพอร์ต 1 ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° น้อยมาก

4.1.5 ค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port



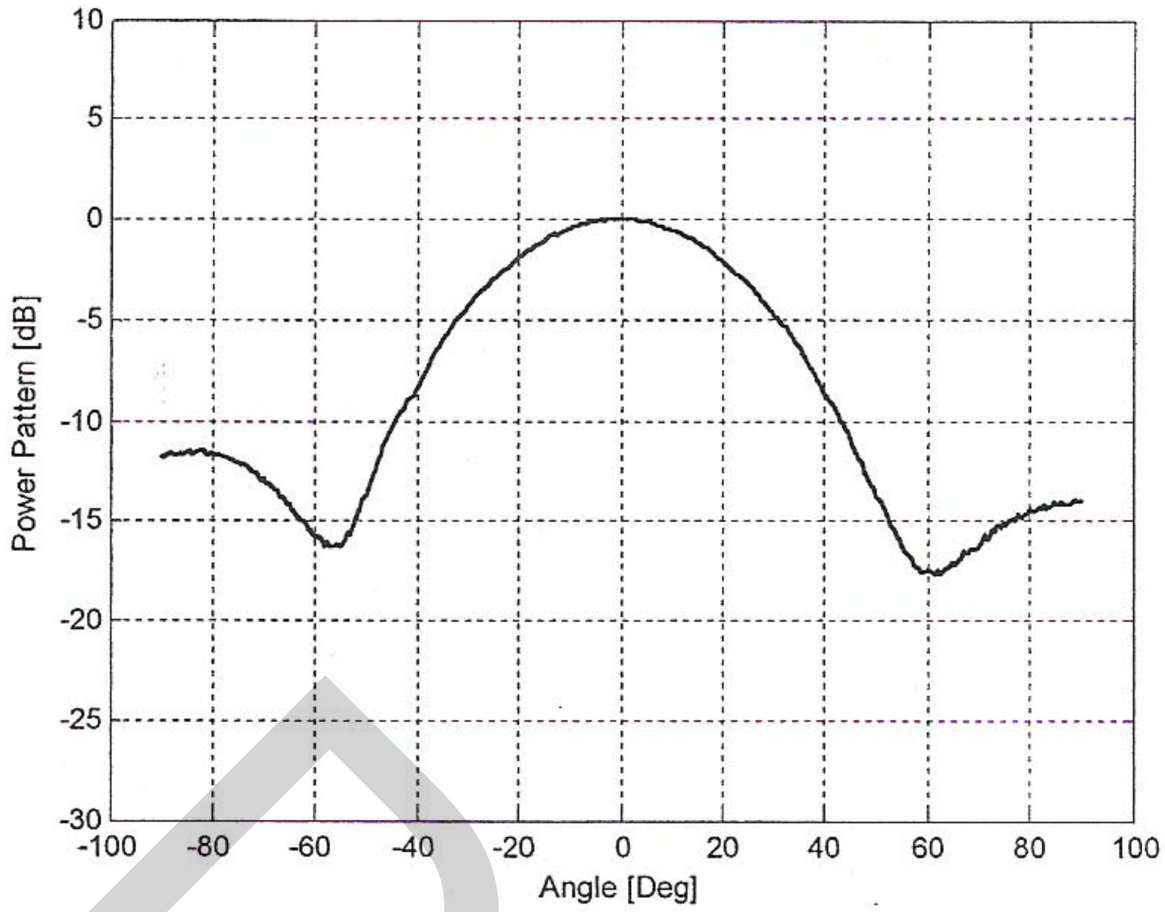
รูปที่ 4.9 ค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ในทางทฤษฎีของไฮบริดวงแหวน 180°

จากการที่งานวิจัยนี้ต้องใช้วงจรไฮบริดวงแหวน 180° จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องพิจารณาค่า Isolation หรือค่า Decoupling ระหว่างพอร์ต 4 (Sum Port) และพอร์ต 1 (Delta Port) ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° เพื่อเป็นการพิจารณาว่า Sum Port และ Delta Port นั้นอิสระต่อกันอย่างสมบูรณ์หรือไม่ กล่าวคือ สัญญาณที่เข้า Sum Port จะต้องไม่เดินทางไปเข้า Delta Port โดยเด็ดขาด ทำให้สัญญาณที่ได้รับ ณ Sum Port จะมีเฟสเท่ากับ 0° และสัญญาณที่ได้รับ ณ Delta Port จะมีเฟสเท่ากับ 180° รวมถึงผลต่างของเฟสที่ได้รับ Sum Port และ Delta Port จึงมีค่าเท่ากับ 180° โดยสมบูรณ์ ในที่นี้ ผู้วิจัยไม่ได้แสดงค่าเฟสของสัญญาณที่ได้รับจาก Sum Port และ Delta Port เพราะถือว่าหลักการที่กล่าวข้างต้นนี้เป็นจริงเสมอสำหรับการใช้งานวงจรไฮบริดวงแหวน 180° (ยิ่งค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port มีค่าต่ำมากเท่าใด ยิ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรไฮบริดวงแหวน 180° ที่ได้ออกแบบใช้งานมีคุณภาพที่ดีต่อการใช้งานมากขึ้นเท่านั้น)

จากรูปที่ 4.9 แสดงค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ในทางทฤษฎีของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° พบว่า มีค่าประมาณ -46 dB ซึ่งถือว่าเป็นค่าที่ต่ำมาก ย่อมแสดงให้เห็นว่า Sum Port และ Delta Port ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° ที่ได้นำเสนอเพื่อใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์และสายป้อนสัญญาณไมโครสตริปมีความอิสระต่อกันสมบูรณ์และมีเหมาะสมอย่างยิ่งที่จะสร้างขึ้นใช้งานจริงในงานวิจัยนี้

4.2 ผลการทดสอบจากการวัดชิ้นงานจริงในทางปฏิบัติ

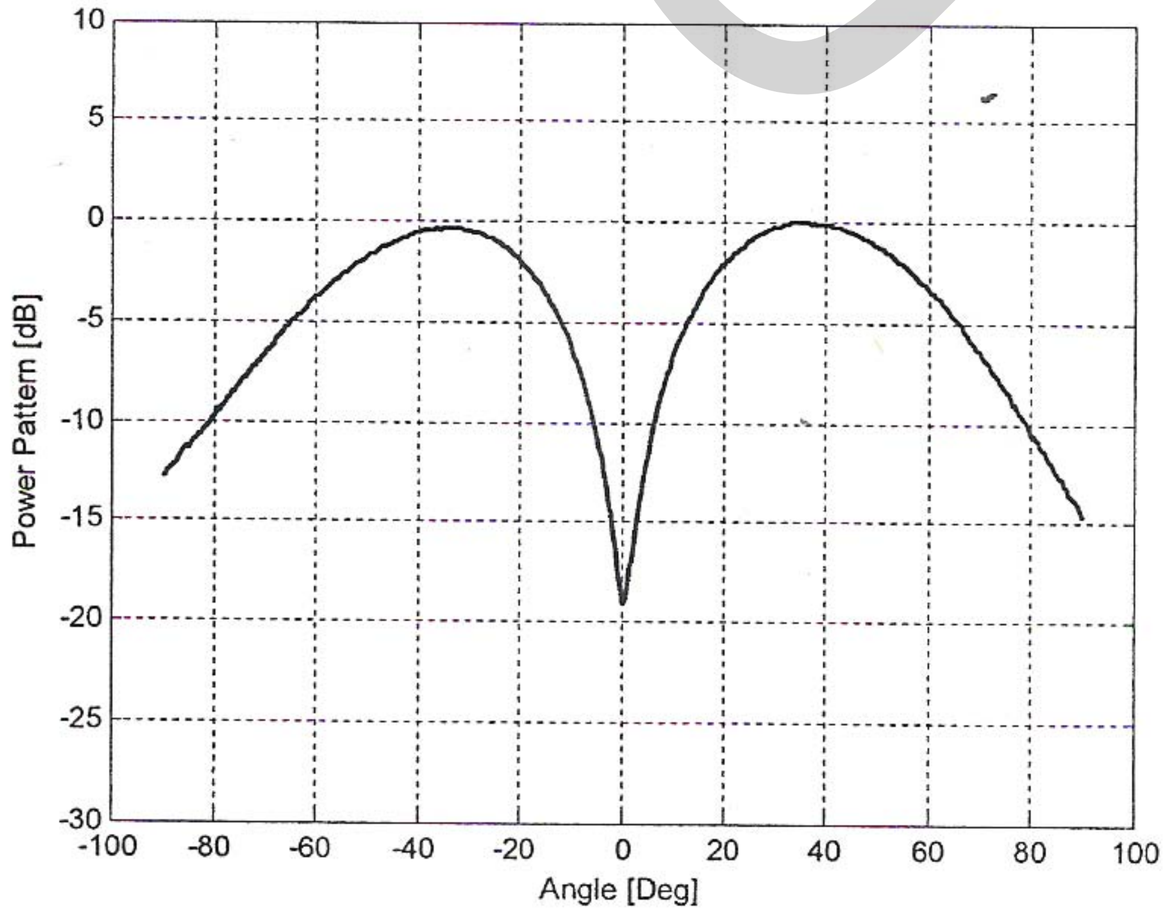
4.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam



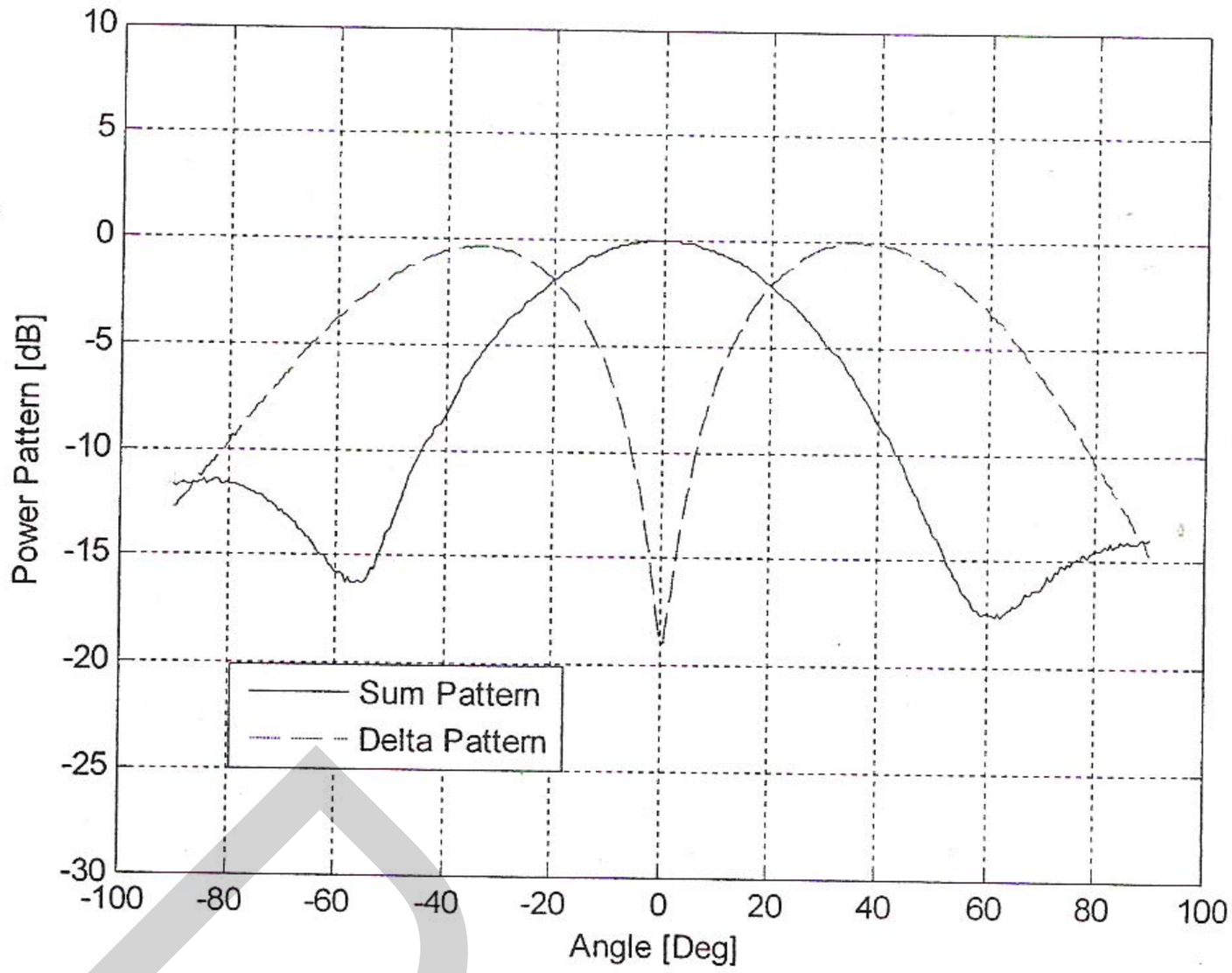
รูปที่ 4.10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam

รูปที่ 4.10 นี้แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam ที่ได้รับจากการวัดชิ้นงานจริงที่พอร์ต 4 ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° (Sum Port) พบว่า ค่าความกว้างลำคลื่นกำลัง (HPBW) ของ Sum Beam มีค่าประมาณ 50° ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่า HPBW ในทางทฤษฎีที่ได้รับจากการใช้โปรแกรม ADS

4.2.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam



รูปที่ 4.11 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam



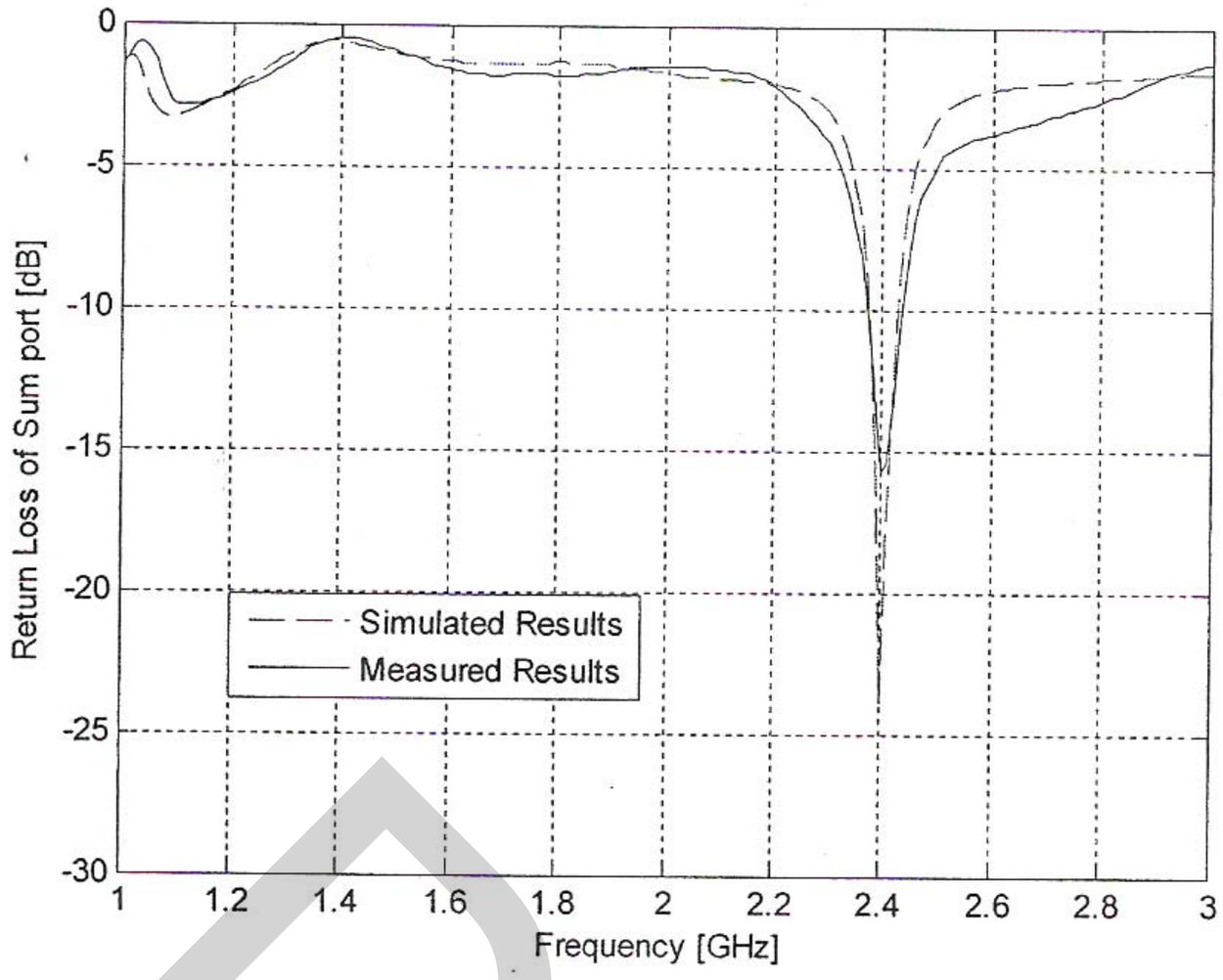
รูปที่ 4.12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam กับ Delta Beam

จากการวัดแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam ที่พอร์ต 1 (Delta Port) ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° ในทางปฏิบัติ พบว่า ค่าความกว้างลำคลื่นกำลัง (HPBW) ทั้ง 2 ข้างของ Delta Beam มีค่าประมาณ 43° (58°-15°) ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่า HPBW ในทางทฤษฎีที่ได้รับจากการใช้โปรแกรม ADS และระดับลึกของนัล (Null Depth) ที่ได้รับของ Delta Beam มีค่าประมาณ -19 dB ดังแสดงในรูปที่ 4.11 อีกทั้ง แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam ที่ได้รับนี้มีความสมมาตรกันเป็นอย่างดีทั้งทางด้านซ้ายและขวาของลำบีม ซึ่งนับว่าสายอากาศที่ออกแบบและสร้างขึ้นมานี้มีคุณสมบัติที่เหมาะสมต่อการนำไปใช้ในการตรวจจับและติดตามวัตถุใด ๆ ได้อย่างแม่นยำ [4] แทนสายอากาศฮอร์นที่ใช้วิธีการตรวจจับและติดตามดาวเทียมแบบโมโนพัลส์ (Monopulse Tracking) ของระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียมแบบเดิมได้ [5] – [9] กล่าวคือ

1. เมื่อค่ายอด (Peak) ของ Sum Beam ตรงกับนัลของ Delta Beam ดังในรูปที่ 4.12 ผลต่างของเฟสที่ได้รับจาก Sum Port และ Delta Port จะมีค่าเท่ากับ 180° ย่อมแสดงว่า สายอากาศเล็งตรงกับวัตถุที่ต้องการตรวจจับและติดตาม

2. แต่ถ้านัลของ Delta Beam ไม่ตรงกับค่ายอดของ Sum Beam ผลต่างของเฟสที่ได้รับจาก Sum Port และ Delta Port จะมีค่าไม่เท่ากับ 180° ย่อมแสดงว่า สายอากาศเล็งไม่ตรงกับวัตถุที่ต้องการตรวจจับและติดตาม ซึ่งถ้ามีการออกแบบวงจร Tracking Receiver เพิ่มเติมเชื่อมต่อกับพอร์ต 1 และพอร์ต 4 ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° เราก็สามารถจะหมุนหรือขยับสายอากาศในแนวอะซิมุธเพื่อที่จะทำให้สายอากาศเล็งตรงกับวัตถุที่ต้องการตรวจจับและติดตามได้

4.2.3 ค่า Return Loss ของ Sum Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ

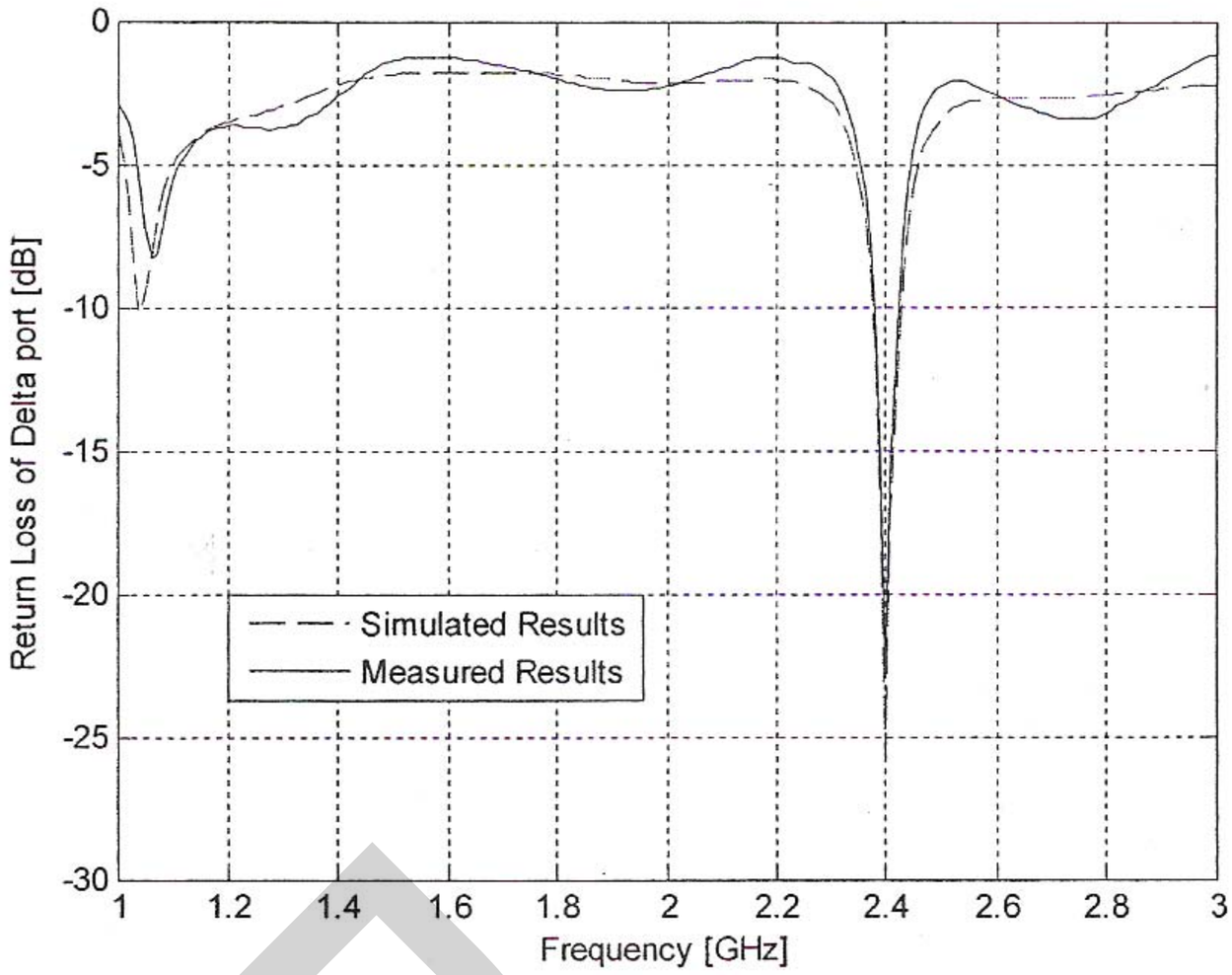


รูปที่ 4.13 ค่า Return Loss ของ Sum Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ

รูปที่ 4.13 แสดงค่า Return Loss ของ Sum Port ที่ได้รับในทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ ซึ่งค่า Return Loss ของ Sum Port ที่ได้รับในทางทฤษฎีมีค่าประมาณ -24 dB และส่วนค่า Return Loss ของ Sum Port ที่ได้รับในทางปฏิบัติมีค่าประมาณ -16 dB ซึ่งมีค่าแตกต่างกัน 8 dB เหตุผลที่มีค่าแตกต่างกันคือความยาวของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° ที่ได้คำนวณและสร้างขึ้นมาใช้งานในทางปฏิบัตินั้นเป็นค่าประมาณทศนิยม 2 ตำแหน่ง จึงทำให้ค่า Return Loss ไม่ใกล้เคียงกัน แต่ทั้งนี้ ค่า Return Loss ของ Sum Port ที่ได้รับในทางปฏิบัตินั้นมีค่าต่ำกว่า -10 dB และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam ที่ได้รับในทางปฏิบัติมีลักษณะและค่าต่าง ๆ ที่เหมือนกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam ที่ได้รับในทางทฤษฎี จึงอาจจะกล่าวได้ว่า วงจรไฮบริดวงแหวน 180° ที่ได้คำนวณและสร้างขึ้นมานี้ยอมรับและใช้งานได้

4.2.4 ค่า Return Loss ของ Delta Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ

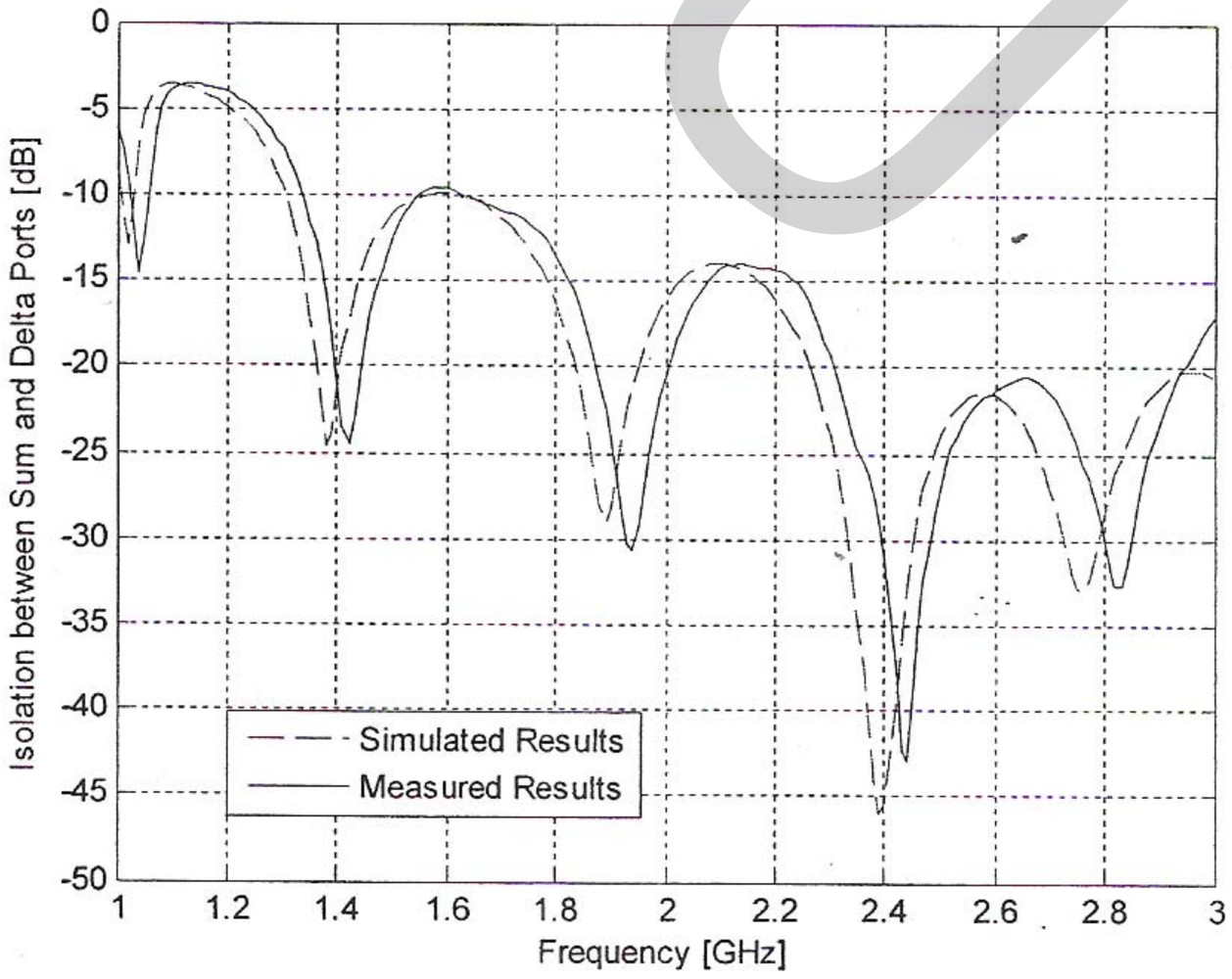
รูปที่ 4.14 แสดงค่า Return Loss ของ Delta Port ที่ได้รับในทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ ซึ่งค่า Return Loss ของ Delta Port ที่ได้รับในทางทฤษฎีมีค่าประมาณ -26 dB และส่วนค่า Return Loss ของ Delta Port ที่ได้รับในทางปฏิบัติมีค่าประมาณ -23 dB ซึ่งมีค่าแตกต่างกัน 3 dB เหตุผลที่มีค่าแตกต่างกันคือความยาวของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° ที่ได้คำนวณและสร้างขึ้นมาใช้งานในทางปฏิบัตินั้นเป็นค่าประมาณทศนิยม 2 ตำแหน่ง จึงทำให้ค่า Return Loss ไม่ใกล้เคียงกัน แต่ทั้งนี้ ค่า Return Loss ของ Delta Port ที่ได้รับในทางปฏิบัตินั้นก็มีค่าต่ำกว่า -10 dB และแบบรูปการ



รูปที่ 4.14 ค่า Return Loss ของ Delta Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ

แพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam ที่ได้รับในทางปฏิบัติมีลักษณะและค่าต่าง ๆ ที่เหมือนกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam ที่ได้รับในทางทฤษฎี จึงอาจจะกล่าวได้ว่า วงจรไฮบริดวงแหวน 180° ที่ได้คำนวณและสร้างขึ้นมานี้ยอมรับและใช้งานได้

4.2.5 ค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ



รูปที่ 4.15 ค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ

รูปที่ 4.15 แสดงค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ที่ได้จากทางทฤษฎีและทางปฏิบัติ พบว่า ค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ที่ได้รับในทางทฤษฎีมีค่าต่ำสุด ณ ความถี่ใช้งาน 2.4 GHz ถูกต้องและมีค่าประมาณ -46 dB แต่ค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ที่ได้รับในทางปฏิบัติมีค่าต่ำสุด ณ ความถี่ 2.45 GHz ไม่ใช่ ณ ความถี่ใช้งาน 2.4 GHz และมีค่าประมาณ -43 dB โดยค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ณ ความถี่ใช้งาน 2.4 GHz มีค่าเท่ากับ -30 dB ซึ่งเป็นค่าที่ต่ำและยอมรับได้ เนื่องจากสัญญาณที่เดินทางไปเข้า Sum Port จะถูกลดทอนอย่างมากและจะไม่เดินทางไปรบกวนสัญญาณที่ Delta Port อย่างแน่นอน

DRAFT

0200533

บทที่ 5
สรุปผลการทดสอบและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการทดสอบ

จากการที่งานวิจัยฉบับนี้ได้ทำการศึกษา ออกแบบและสร้างสายอากาศไมโครสตริปในท่อนำคลื่นทรงกระบอกเพื่อใช้เป็นอุปกรณ์ไมโครเวฟย่านความถี่ 2.45 GHz นั้น ผู้วิจัยพบว่าแนวความคิดของงานวิจัยฉบับนี้ถูกต้องและสามารถใช้งานจริงในทางปฏิบัติได้แน่นอน เพียงแต่ค่าความถี่ศูนย์กลางหรือความถี่ใช้งานต้องมีค่าเท่ากับ 2.4 GHz เพื่อมิให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของอุปกรณ์สื่อสารไร้สายจำนวนมากที่ส่งและรับกันในเครือข่ายพื้นที่ท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) นั้นมารบกวนสายอากาศที่จะออกแบบและสร้างใช้งานตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการ

สายอากาศไมโครสตริปที่สร้างขึ้นนี้เป็นแบบแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก 2 ตัวที่วางขนานกันหรือวางแบบแถวลำดับ (Array) และเชื่อมต่อโดยตรงกับวงจรไฮบริดวงแหวน 180° บนแผ่นวงจรพิมพ์ด้านเดียวกัน ซึ่งถูกกำหนดให้ทำงานที่ความถี่ 2.4 GHz ทั้งนี้ สายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์จะถูกวางอยู่ในสายอากาศท่อนำคลื่นทรงกระบอก เพื่อเป็นการเพิ่มอัตราขยายสัญญาณ ประสิทธิภาพในการแผ่พลังงานคลื่น และความกว้างแถบความถี่ให้แก่สายอากาศไมโครสตริป โดยผลที่ได้รับจากการทดสอบชิ้นงานจริงในทางปฏิบัติจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับผลการทดสอบจากการจำลองชิ้นงานเชิงทฤษฎีด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป ADS (Advanced Design System) ของบริษัท Hewlett-Packard เพื่อเป็นการยืนยันผลการออกแบบและการสร้างอย่างถูกต้อง โดยโปรแกรม ADS นี้เป็นโปรแกรมระดับสากลที่ได้รับการยอมรับและถูกนำมาใช้งานกันอย่างแพร่หลายโดยนักวิจัยจำนวนมากทั่วโลก

จากการทดสอบชิ้นงานจริงในทางปฏิบัติพบว่า ค่าความกว้างลำคลื่นกำลัง (HPBW) ของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam มีค่าประมาณ 50° ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่า HPBW ในทางทฤษฎีที่ได้รับจากการใช้โปรแกรม ADS และค่าความกว้างลำคลื่นกำลัง (HPBW) ทั้ง 2 ข้างของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam มีค่าประมาณ 43° (58°-15°) ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่า HPBW ในทางทฤษฎีที่ได้รับจากการใช้โปรแกรม ADS ระดับลึกของนัล (Null Depth) ของ Delta Beam มีค่าประมาณ -19 dB อีกทั้ง แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Delta Beam ที่ได้รับนี้มีความสมมาตรกันเป็นอย่างดีทั้งทางด้านซ้ายและขวาของลำบีม ซึ่งนับว่าสายอากาศที่ออกแบบและสร้างขึ้นมานี้มีคุณสมบัติที่เหมาะสมต่อการนำไปใช้ในการตรวจจับและติดตามวัตถุใด ๆ ได้อย่างแม่นยำ

สำหรับค่า Return Loss ของ Sum Port และ Delta Port ที่วัดได้ในทางปฏิบัตินั้น พบว่า ค่า Return Loss ของ Sum Port และ Delta Port มีค่าสูงกว่าค่าที่ควรจะได้รับในทางทฤษฎีประมาณ 8 dB และ 3 dB ตามลำดับ เหตุผลที่มีค่าที่แตกต่างกันน่าจะเกิดขึ้นเนื่องจากค่าความยาวของวงจร

ศูนย์สนเทศและหอสมุด
มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์

ไฮบริดวงแหวน 180° ที่ได้คำนวณและสร้างขึ้นมาใช้งานในทางปฏิบัตินั้นเป็นค่าประมาณทศนิยม 2 ตำแหน่ง จึงทำให้ค่า Return Loss ไม่ใกล้เคียงกัน แต่ทั้งนี้ ค่า Return Loss ของ Sum Port และ Delta Port ที่ได้รับในทางปฏิบัตินั้นมีค่าต่ำกว่า -10 dB และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam และ Delta Beam ที่วัดได้ในทางปฏิบัติมีลักษณะและค่าต่าง ๆ ที่เหมือนกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ Sum Beam และ Delta Beam ที่วัดได้ในทางทฤษฎี จึงอาจจะกล่าวได้ว่า วงจรไฮบริดวงแหวน 180° ที่คำนวณและสร้างขึ้นมานี้ยอมรับได้และสามารถนำมาใช้งานจริงได้

ส่วนค่า Isolation หรือค่า Decoupling ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ที่ได้รับในทางทฤษฎีมีค่าต่ำสุด ณ ความถี่ใช้งาน 2.4 GHz ถูกต้องและมีค่าประมาณ -46 dB แต่ค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ที่ได้รับในทางปฏิบัติมีค่าต่ำสุด ณ ความถี่ 2.45 GHz ไม่ใช่ ณ ความถี่ใช้งาน 2.4 GHz และมีค่าประมาณ -43 dB โดยค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ณ ความถี่ใช้งาน 2.4 GHz มีค่าเท่ากับ -30 dB ซึ่งเป็นค่าที่ต่ำและยอมรับได้ เนื่องจากสัญญาณที่เดินทางไปเข้า Sum Port จะถูกลดทอนอย่างมากและจะไม่เดินทางไปรบกวนสัญญาณที่ Delta Port อย่างแน่นอน

จากผลการทดสอบที่ได้รับสรุปได้ว่า ผลที่ได้รับจากการทดสอบชิ้นงานจริงในทางปฏิบัติสอดคล้องเป็นอย่างดีกับผลการทดสอบจากการจำลองชิ้นงานเชิงทฤษฎี ยกเว้นค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ที่วัดได้ในทางปฏิบัติ ณ ค่าความถี่ใช้งาน 2.4 GHz มีค่าที่แตกต่างจากค่าที่ควรจะได้รับในทางทฤษฎีมาก แต่ก็ยังคงเป็นค่าที่ต่ำและยอมรับได้ ทำให้มั่นใจได้ว่าขั้นตอนการสร้างและออกแบบงานวิจัยนี้เป็นไปอย่างถูกต้องและสามารถนำไปใช้งานได้จริง

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. ควรจะหาวิธีการเพื่อลดค่า Isolation ระหว่าง Sum Port และ Delta Port ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° ที่ได้สร้างขึ้น

2. ควรจะออกแบบวงจร Tracking Receiver และวงจรร่วมอื่น ๆ เชื่อมต่อเพิ่มเติมกับพอร์ต 1 และพอร์ต 4 ของวงจรไฮบริดวงแหวน 180° เพื่อที่จะหมุนสายอากาศในแนวอะซิมุธและเล็งตรงไปยังวัตถุที่ต้องการตรวจจับและติดตามได้จริง ซึ่งข้อเสนอแนะข้อนี้เป็นประเด็นที่สำคัญที่ผู้วิจัยอยากทำงานวิจัยต่อเพื่อให้ได้ชิ้นงานที่ใหญ่ขึ้นและเสร็จสมบูรณ์ รวมถึงสามารถนำชิ้นงานที่ได้รับนี้ไปประยุกต์ใช้งานจริงในการตรวจจับและติดตามวัตถุหรือเป้าหมายใด ๆ ที่ต้องการได้

บรรณานุกรม

[1] Constantine A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, 1 st ed., John Wiley & Sons, 1989.

[2] David M. Pozar, Microwave Engineering, 3rd ed., John Wiley & Sons, 2005.

[3] K. S. Ang, Y. C. Leong and C. H. Lee, "Impedance-Transforming, Coupled-Line 180° Hybrid Rings with Frequency Independent Characteristics," 2003 IEEE MII-S Digest.

[4] S. Uysal and A. C. Scow, "An X-Band Microstrip Compact Monopulse Processor", in *IEEE Conf.*, pp. 21-24, 1999.

[5] B. Subbarao and V. F. Fusco, "Single Aperture Monopulse Horn Antenna", in *IEEE Conf.*, pp. 1-3, 2005.

[6] L. Sakr, "The Higher Order Modes in the Feeds of the Satellite Monopulse Tracking Antennas", in *IEEE MELECON*, pp. 453-457, May 2002.

[7] J. B. Hoffman, B. L. Galebach, and K. R. Johnson, "Four-Channel Monopulse for Main Beam Nulling and Tracking", in *IEEE Radar Conf.*, pp. 94-98, 1997.

[8] P. D. Patel, "Inexpensive Multi-Mode Satellite Tracking Feed Antenna", *IEE Proceeding*, vol. 135, pp. 381-386, Dec. 1988.

[9] K. M. Lee and R.-S. Chu, "Design and Analysis of A Multimode Feed Horn for A Monopulse Feed", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 36, pp. 171-181, Feb. 1988.