



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการเทคโนโลยีสายอากาศ

โดย ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

กรกฎาคม 2551

สัญญาเลขที่ RTA-4880002

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการเทคโนโลยีสายอากาศ

ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัย สกว. ไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)

สารบัญ

หน้า	
บทคัดย่อ	4
Abstract	4
Executive Summary	5
เนื้อหาบทนำ	6
บทที่ 1 สายอากาศสำหรับการสื่อสารไร้สาย	6
1.1 สายอากาศทิศทางเดียว	6
1.1.1 สายอากาศร่องกว้างแถบกว้างและมีการกระจายคลื่นทิศทางเดียวที่ป้อนด้วย CPW ที่ใช้สแต็คบroadbandและโหลดสตริปสายอากาศร่องกว้างแถบกว้าง ที่ใช้สแต็คบroadbandและโหลดสตริป	6
1.1.2 การคำนวณเพื่อประมาณลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริป-แพทช์ด้วยสูตรตามแบบวิธี แบบจำลองสายส่ง	25
1.2 สายอากาศสองทิศทาง	50
1.2.1 สายอากาศแบบสองทิศทางที่ใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนวงรี	50
1.2.2 การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศสองโพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลมสำหรับการใช้งานในระบบ MIMO	74
1.3 สายอากาศสองย่านความถี่	94
1.3.1 สายอากาศแผ่นปรีนทสวิตช์ลวดคลื่นสวิตช์โพรบสองความถี่ใช้สำหรับระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย	94
1.3.2 สายอากาศบ่วงเรียวที่ป้อนจุดเดียวสำหรับความถี่คู่	109
1.4 สายอากาศผสมสัญญาณหลักการกึ่งแสง	128
1.4.1 สายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสงแบบวงแหวนไฮบริด	128
1.5 สายอากาศร่อง	147
1.5.1 สายอากาศแถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ	147
1.6 สายอากาศปรับตัว	183
1.6.1 การเริ่มต้นด้วยฮาร์ดแวร์สำหรับสายอากาศปรับตัว CMA	183
บทที่ 2 สายอากาศเพื่อใช้ตรวจสอบคุณสมบัติของวัสดุ	196
2.1 เทคนิคการวัดคุณสมบัติไดอิเล็กตริกด้วยการวัดขนาดของการเชื่อมต่อร่วม	196
2.2 เทคนิคการวัดคุณสมบัติไดอิเล็กตริกด้วยการคำนวณย้อนกลับ	232

บทที่ 3 สายอากาศสำหรับระบบให้ความร้อนด้วยคลื่นไมโครเวฟ	248
3.1 ระบบอบแห้งเมล็ดข้าวเปลือกด้วยไมโครเวฟร่วมกับฟลูอิดไชน์เบดอย่างต่อเนื่อง	
โดยใช้สายอากาศปล่อยคลื่นที่เจาะร่องตั้งฉากกันบนโพรงทรงกระบอกซ้อนกัน	248
บทที่ 4 ทฤษฎีสายส่งและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	274
4.1 การวิเคราะห์และออกแบบสายส่ง	274
4.2 การสั้นพ้องทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและค่าคิวแฟกเตอร์ของโพรงตัวนำยิ่งยวด	
แบบทรงกลมซึ่งถูกเติมด้วยสารไดรอล	298
บทที่ 5 สรุป	311
ผลลัพธ์	312
ภาคผนวก	316

บทคัดย่อ

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์ของโครงการเทคโนโลยีสายอากาศ (RTA-4880002) นี้รวบรวมผลการดำเนินการวิจัยในช่วง 3 ปี ระหว่าง 28 กรกฎาคม 2548 ถึง 28 กรกฎาคม 2551 โดยได้แบ่งหัวข้อการวิจัยเป็น สายอากาศทิศทางเดียว สายอากาศสองทิศ สายอากาศสองย่านความถี่ สายอากาศผสมสัญญาณหลักการกึ่งแสง สายอากาศร่อง และสายอากาศปรับตัว ซึ่งมีการใช้งานในระบบสื่อสารไร้สาย นอกจากนี้ยังได้ศึกษาสายอากาศเพื่อใช้เป็นตัวตรวจวัดคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุ และสายอากาศเพื่อใช้ในระบบให้ความร้อนด้วยคลื่นไมโครเวฟ ในสองหัวข้อนี้ประยุกต์ใช้ในงานด้านเกษตรกรรม ได้แก่เครื่องวัดความชื้นข้าวและเครื่องลดความชื้นข้าว และส่วนสุดท้ายเป็นงานวิจัยที่เกี่ยวกับทฤษฎีสายส่งและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีส่วนสำคัญในการพัฒนาเทคโนโลยีสายอากาศ หลังจากที่ได้กล่าวถึงงานวิจัยแล้วได้รวบรวมผลลัพธ์ที่ได้จากงานวิจัยประกอบด้วยผลงานตีพิมพ์ในวารสารระดับนานาชาติ สิทธิบัตร เครื่องต้นแบบ และการสำเร็จการศึกษาของนักศึกษาที่ร่วมโครงการ

Abstract

This final report of the Antenna Technology Project (RTA-4880002) summarizes the research works conducted in three years during July 28, 2005 to July 28, 2008. The research topics are categorized as: Unidirectional Antenna, Bidirectional Antenna, Dual-band Antenna, Quasi-optical Antenna, Slot Antenna, and Adaptive Antenna. They are supposed to be applied in wireless communications. Furthermore, investigations on antennas for sensing of dielectric property of objects are conducted. They are supposed to solve local problems of high moisture content in paddy by monitoring and drying of paddy. The last group is related to transmission line and electromagnetic wave theories which are important in development of antenna technology. In addition, the research results, i.e., publications in international journals, patent, prototypes and graduations of students involved in the project are listed.

Executive Summary

ในโครงการเทคโนโลยีสายอากาศ (RTA-4880002) ได้รวบรวมนักวิจัย 10 คน จาก 6 สถาบัน ประกอบด้วย

1. ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์ (KMITL)
2. รศ.ดร.ประยุทธ์ อัครเอกฉลิติน (KMITNB)
3. รศ.ดร.โกสินทร์ จันทน์ไทย (KMUTT)
4. รศ.ดร.มิตรชัย จงเขียวชำนาญ (MUT)
5. รศ.ดร.อภิรักษ์ รัตนยานนท์ (KMITL)
6. ผศ.ดร.เผ่าศักดิ์ ศรีสุข (MUT)
7. ผศ.ดร.ชูวงศ์ พงษ์เจริญพาณิชย์ (KMITL)
8. ผศ.ดร.ดนัย ต.รุ่งเรือง (AUT)
9. ผศ.ดร.เด่นชัย วรเสวต (KU)
10. ดร.โชคชัย แสงดาว (MUT)

รวมทั้งนักศึกษาระดับบัณฑิตศึกษา เพื่อทำวิจัยในเรื่องเกี่ยวกับเทคโนโลยีสายอากาศ โดยได้แบ่งหัวข้อการวิจัยเป็นสายอากาศสำหรับการสื่อสารไร้สาย ประกอบด้วย สายอากาศทิศทางเดียว สายอากาศสองทิศทาง สายอากาศสองย่านความถี่ สายอากาศหลักการกึ่งแสง สายอากาศร่อง และสายอากาศปรับตัว สำหรับสายอากาศที่ประยุกต์ในงานด้านการเกษตรได้แก่ สายอากาศเพื่อทำหน้าที่เซนเซอร์สำหรับวัดความชื้นข้าว และสายอากาศเพื่อป้องกันคลื่นไมโครเวฟในระบบอบแห้งข้าวเปลือก โดยมีเป้าหมายเพื่อแก้ปัญหาความชื้นสูงในข้าวเปลือกด้วยการสร้างเครื่องลดความชื้นและเครื่องวัดความชื้นข้าวเปลือกโดยใช้คลื่นไมโครเวฟ กลุ่มสุดท้ายเป็นการศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาเทคโนโลยีสายอากาศ ได้แก่ทฤษฎีสายส่งและทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

ในโครงการนี้ได้ตีพิมพ์ในวารสารระดับนานาชาติจำนวน 13 บทความ มีบทความที่อยู่ระหว่างการพิจารณา 5 บทความ ได้ยื่นขอจดสิทธิบัตรนานาชาติ 1 การประดิษฐ์ และยื่นจดสิทธิบัตรในประเทศ 1 การประดิษฐ์ มีผู้สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาเอก 4 คน ปริญญาโท 2 คน ได้เผยแพร่ผลงานวิจัยทางโทรทัศน์ 2 ครั้งและหนังสือพิมพ์ 4 ฉบับ

เนื้อหางานวิจัย

ในโครงการนี้ได้แบ่งการวิจัยเป็น 4 หัวข้อหลักดังนี้

บทที่ 1

สายอากาศสำหรับการสื่อสารไร้สาย

1.1 สายอากาศทิศทางเดียว

1.1.1 สายอากาศร่องกว้างแถบกว้างและมีการกระจายคลื่นทิศทางเดียวที่ป้อนด้วย CPW

ที่ใช้สตัปจูนกว้างและโหลดสตรีป

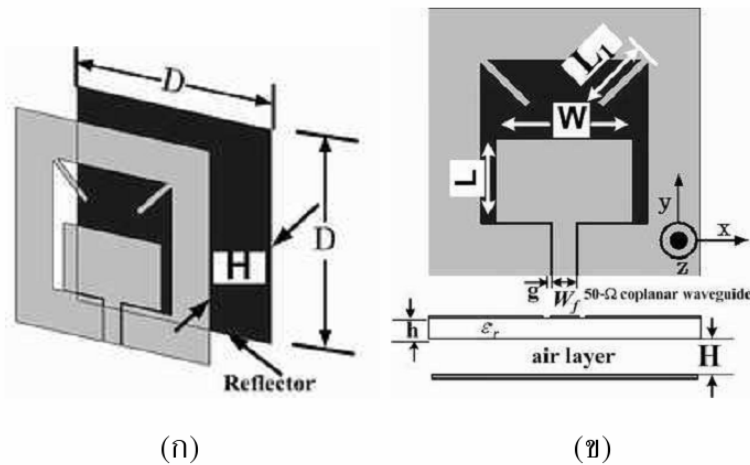
1. บทนำ

สายอากาศร่องที่ป้อนด้วย CPW เป็นที่นิยมใช้ในการสื่อสารไร้สายสมัยใหม่เพิ่มมากขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติที่น่าสนใจหลายอย่าง ไม่ว่าจะเป็น การสูญเสียการแผ่กระจายคลื่นต่ำ การถ่วงของสัญญาณน้อย ง่ายต่อการต่อรวมกับวงจรรวมไมโครเวฟและง่ายต่อการสร้างเพราะมีขบวนการทำเพียงด้านเดียวต่างจากไมโครสตริปที่ต้องมีขบวนการสร้างทั้งสองหน้าของแผ่นปริ้น ดังนั้นการเจาะรูเพื่อเชื่อมอุปกรณ์ระหว่างสายนำสัญญาณกับกราวด์จึงไม่จำเป็น สำหรับคุณสมบัติที่น่าสนใจของ CPW กรณีที่ใช้เป็นสายอากาศ คือ ความหนาของชั้นสเตรตที่นำมาใช้งานจะส่งผลต่ออิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณ CPW น้อยมากซึ่งทำให้มีช่วงของอิมพีแดนซ์ที่กว้างบนความหนาชั้นสเตรตที่แตกต่างกัน อย่างไรก็ตาม เนื่องจากสายอากาศร่องปกติจะมีการแผ่กระจายคลื่นออกในสองทิศทาง (Bi-directional) ดังนั้น เมื่อต้องการนำสายอากาศร่องไปใช้งานในบริเวณที่ต้องการให้การแผ่กระจายคลื่นไปด้านใดด้านหนึ่ง เช่น สายอากาศที่สถานีฐานหรือการสื่อสารระหว่างจุดกับจุด ดังนั้น การแผ่กระจายคลื่นจึงจำเป็นเพียงด้านเดียวด้านที่เหลือจึงไม่ต้องการ (ด้านหลัง) ถ้าใช้สายอากาศที่มีการแผ่กระจายสองทิศทางในสถานีฐานจะพบว่า สัญญาณจากเซกเตอร์หนึ่งที่ไม่ต้องการจะเข้ามารบกวนสายอากาศเซกเตอร์อื่น โดยเข้ามาจากด้านหลังของการแผ่กระจายด้านที่ไม่ต้องการ รวมทั้ง สายอากาศร่องที่มีการแผ่กระจายคลื่นออกสองทิศทาง เมื่อนำไปใช้งานจะมีความไวต่อสิ่งแวดล้อมที่ไปใช้งาน โดยเฉพาะบริเวณที่ใช้งานเป็นโลหะ ตัวอย่างเช่น เมื่อวางสายอากาศไว้ที่ใกล้ ๆ โลหะ เช่น รถ ซึ่งจะพบว่าคุณสมบัติของสายอากาศจะเปลี่ยนไปอย่างมากไม่ว่าจะเป็น แมตซ์อิมพีแดนซ์และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

มีหลายวิธีที่จะลดหรือกำจัดการแผ่กระจายคลื่นด้านที่ไม่ต้องการออกไป ไม่ว่าจะเป็นวิธีดั้งเดิมคือ การวางตัวสะท้อนแบบกล่อง (Cavity) ไว้ด้านหลังของสายอากาศเพื่อทำการลดการแผ่กระจายคลื่นด้านหลัง รวมทั้งเพิ่มอัตราขยาย หนึ่งในวิธีพื้นฐานและง่ายในการลดการแผ่กระจายคลื่นทางด้านหลังคือ การวางแผ่นสะท้อนที่เป็นโลหะแบนเรียบไว้ด้านหลังของสายอากาศร่องด้วยระยะห่างคงที่ [1]-[5] ข้อดีของการใช้วิธีดังกล่าว คือ โครงสร้างของสายอากาศจะเกิดโมดของ

สายนำสัญญาณแบบขนาน (Parallel-plate Waveguide (PPW) Mode) ซึ่งจะทำให้ทั้งประสิทธิภาพและคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นลดลง นอกจากนั้นแล้ว การวางตัวสะท้อนแบบเรียบจำเป็นต้องวางห่างจากสายอากาศในระยะทางหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่น (Quarter-wavelength) ดังนั้นที่ความถี่ใช้งานต่ำ ๆ สายอากาศอาจจะมีขนาดใหญ่และไม่สะดวกในการใช้งาน นอกจากวิธีดังที่กล่าวมา การใช้ตัวสะท้อนเป็นแบบกล่อง [6] ไว้หลังสายอากาศร่องทำให้เกิดโมดที่ไม่ต้องการขึ้นและเหมาะสมกับสายอากาศที่มีแบนด์วิดท์ใช้งานแคบ ๆ ส่วนการใช้ตัวสะท้อนแบบเลนส์ไดอิเล็กตริก (Dielectric Lens) มีผลทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้นเนื่องจากการกระตุ้นที่ผิว (Surface Wave Excitation) และค่าใช้จ่ายที่เพิ่มขึ้นในการสร้าง ส่วนวิธีอื่น ๆ ไม่ว่าจะเป็นการชดเชยและเปลี่ยนแปลงตัวสะท้อนเพื่อให้คุณสมบัติของสายอากาศให้ดีขึ้นไม่ว่าจะเป็นการใช้ระนาบกราวด์รูปตัว W (W-shaped Ground Plane) [7] พื้นผิวตัวสะท้อนแบบทรงกระบอกหรือทรงกรวย [8] และตัวสะท้อนหลาย ๆ รูปแบบ [9] ซึ่งแต่ละตัวสะท้อนก็มีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป

โดยปกติขนาดและรูปร่างของตัวสะท้อนจะส่งผลต่ออิมพีแดนซ์คุณลักษณะและการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศถึงแม้พารามิเตอร์ดังกล่าวเป็นส่วนในการพิจารณาเพื่อใช้ในการคำนวณอย่างไรก็ตาม เป็นไปได้ว่าการใช้พารามิเตอร์ทางกายภาพและรูปร่างของตัวสะท้อนเป็นหนทางที่จะปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศให้ดีขึ้น ในรายงานนี้จะทำการศึกษาคุณสมบัติต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็น แมตชิ่งอิมพีแดนซ์และการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศร่องกว้างที่ป้อนด้วย CPW ที่ใช้สแต็ค จูนกว้างและโหลดสตริปหรือ CPW-FSLW บนตัวสะท้อนโลหะรูปร่างต่าง ๆ เป้าหมายของการศึกษาคือ การที่จะทำให้สายอากาศให้มีการแผ่กระจายคลื่นออกในทิศทางเดียวทุกความถี่ตลอดช่วงการใช้งานและยังคงมีแถบความถี่ใช้งานที่กว้างเท่ากับกรณีที่ยังไม่ได้ตัวสะท้อน [10] โดยการจัดรูปร่างของตัวสะท้อนเพื่อให้สามารถรักษาคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นด้านเดียวและมีแบนด์วิดท์ที่กว้าง รวมทั้งยังคงมีโครงสร้างที่ง่ายในการออกแบบ ส่วนหัวข้อ 2 จะกล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบ ผลการทดลองและการวิเคราะห์ผลของสายอากาศ CPW-FSLW วางบนตัวสะท้อนแบบเรียบ ต่อจากนั้น ส่วนหัวข้อ 3 จะทำการศึกษาสายอากาศบนตัวสะท้อนรูป  ร่วมกับโลหะแผ่นเรียบแนวนอนประกอบกับผลการวัดเปรียบเทียบกับผลการจำลอง และสุดท้ายคือส่วนหัวข้อ 4 เป็นส่วนของการสรุปผลทั้งหมด



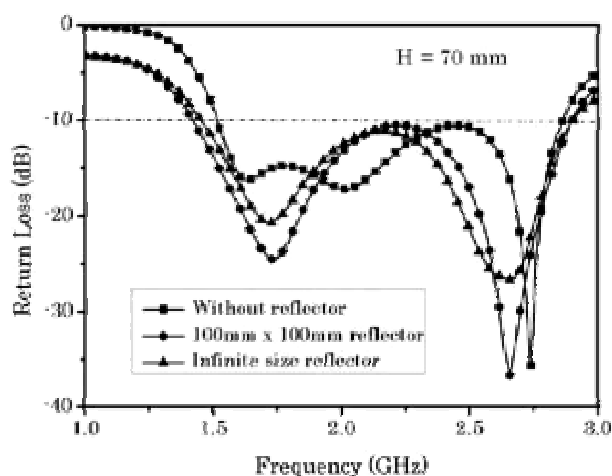
รูปที่ 1 โครงสร้างสายอากาศและตัวสะท้อน (ก) มุมมองสามมิติ และ (ข) มุมวางด้านบนและภาพตัดขวาง

2. สายอากาศบนตัวสะท้อนโลหะแบนราบ

2.1 การออกแบบโครงสร้างสายอากาศและตัวสะท้อน

สายอากาศร่องที่ป้อนด้วย CPW ที่ใช้สแต็คจูนกว้างและโหลดสตริป (CPW-FSLW) ที่มีแถบความถี่ที่กว้าง และมีการแผ่กระจายคลื่นในสองทิศทางลักษณะโครงสร้างของสายอากาศ CPW-FSLW ที่มีการกระจายคลื่นทิศทางเดียวโดยใช้ตัวสะท้อนโลหะแบนเรียบวางไว้ด้านหลังของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 1 ประกอบด้วยสายอากาศ CPW-FSLW ที่สร้างบนแผ่น FR4 ที่มีซัสเซตเรต (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 มีค่าแทนเจนของการสูญเสีย ($\tan \delta$) เท่ากับ 0.02 และมีความสูงของซัสเซตเรต (h) เท่ากับ 1.6 มม. พารามิเตอร์สามตัวซึ่งส่งผลต่อแบนวิidth อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ สองตัวแปรจากสแต็คจูน คือ L และ W และจากส่วนของโหลดสตริป คือ L_1 จาก [10] จะพบว่าการปรับพารามิเตอร์ทั้งสามทำให้สายอากาศมีแบนวิidth ที่กว้าง จากผลที่ได้จะสรุปผลของพารามิเตอร์ได้ดังนี้ คือ ค่าของ W จะส่งผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ฝั่งความถี่สูง (รอบ ๆ ความถี่ 2.75 GHz) ส่วน L จะส่งผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ฝั่งความถี่ต่ำ (รอบ ๆ ความถี่ 1.75 GHz) และความยาวของ L_1 ถ้าเลือกค่าที่เหมาะสมแล้วจะส่งผลทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ใหม่ด้านฝั่งความถี่สูงซึ่งจะทำการแยกความถี่มูลฐานของสายอากาศที่อยู่ด้วยกันออกไปทำให้แบนวิidth ของสายอากาศมีค่าเพิ่มขึ้นจากการคำนวณและการจำลอง พบว่าค่าที่ดีที่สุด คือ $L = 22.5$ มม. $W = 36$ มม. $L_1 = 16$ มม. และเพื่อให้สายป้อนของ CPW มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50Ω ซึ่งจะได้ค่า $W_f = 6.36$ มม. และ $g = 0.5$ มม. ซึ่งสายอากาศที่ไม่มีตัวสะท้อนด้านหลังที่ได้จะมีการแผ่กระจายคลื่นแบบสองทิศทางและมีอัตราขยายมากที่สุด 4.5 dBi เพื่อที่จะทำการเพิ่มอัตราขยายและค่าเจาะจงทิศทางของสายอากาศสามารถทำได้โดยการเพิ่มตัวสะท้อนให้สายอากาศ การเพิ่มตัวสะท้อนที่เป็นโลหะแบนเรียบจะทำให้สายอากาศให้มีทิศทางการแผ่กระจายคลื่นออกไปในทิศทางเดียว จากรูปที่ 1 ทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางเดียวจะไปตามแนวแกน $+z$ โดยการวางแผ่นสะท้อนห่างจากตัวสายอากาศ CPW-FSLW ในระยะทาง H ในการศึกษาเบื้องต้นจะให้แผ่นสะท้อนมีขนาด $D \times D$ ในที่นี้เลือก

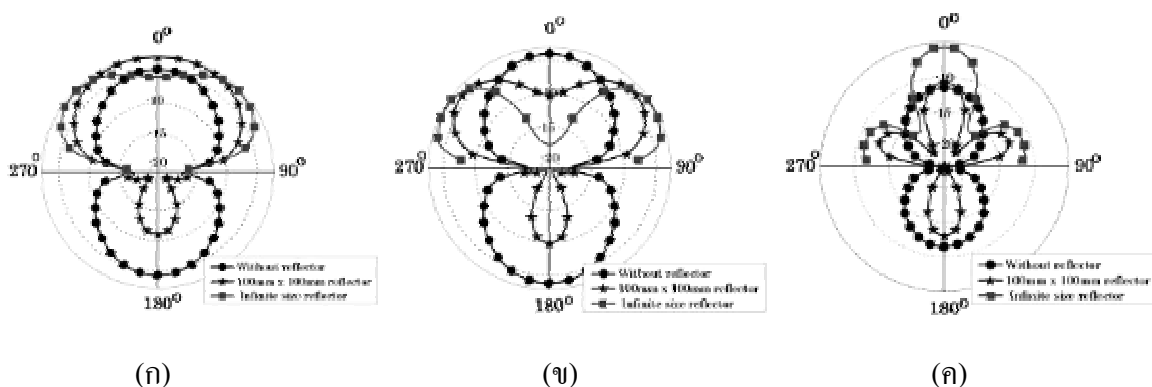
ขนาดเท่ากับ 100 มม.× 100 มม. ซึ่งมีขนาดใหญ่กว่าตัวของสายอากาศ (รูปที่ 1) และอีกแผ่นจะให้ มีขนาดไม่จำกัด (Infinite Size) จากขนาดและความสูงดังกล่าวจะใช้ในการคำนวณคุณลักษณะของ สายอากาศต่อไป



รูปที่ 2 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของแผ่นสะท้อนที่มีขนาดแตกต่างกัน เมื่อ H = 70 มม.

2.2 ผลการทดลองและการอภิปราย

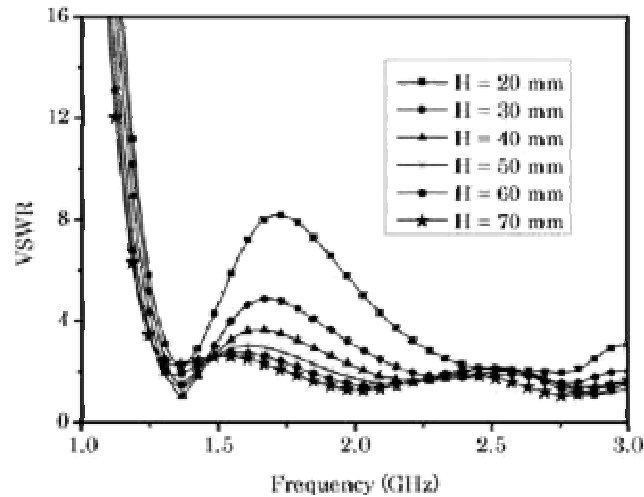
ในการทดลองสำหรับตัวสะท้อนแบนเรียบทั้งหมด 2 ขนาด คือ 100 มม.×100 มม. และ ขนาดไม่จำกัดเปรียบเทียบกับกรณีไม่มีตัวสะท้อน การจำลองผลกระทบของสายอากาศที่มีและไม่มี แผ่นสะท้อนผลของการจำลองค่าการสูญเสีย ย้อนกลับของสายอากาศ CPW-FSLW ที่มีและไม่มี แผ่นสะท้อนแสดงดังรูปที่ 2 จากภาพจะพบว่าขนาดของแผ่นสะท้อนจะส่งผลต่อค่าการสูญเสีย ย้อนกลับของสายอากาศกรณีที่ใช้ตัวสะท้อนขนาดไม่จำกัด จะพบว่ามีแบนวิดท์ที่มากกว่าอีกสอง กรณีที่เหลือแต่ในการประยุกต์ใช้งานในทางปฏิบัติ ตัวสะท้อนจะมีต้องมีขนาดที่จำกัดเนื่องจาก สถานที่ในการติดตั้ง ซึ่งขนาดของแผ่นสะท้อนหรือระนาบกราวด์จะส่งผลโดยตรงต่อคุณลักษณะ ของสายอากาศโดยตรง ดังนั้น เพื่อให้สายอากาศเมื่อนำไปใช้งานจริงจำเป็นต้องให้แน่ใจว่าเมื่อใส่ แผ่นสะท้อนเข้าไป แบนวิดท์ของสายอากาศยังสามารถใช้งานได้จากกราฟ เมื่อลดขนาดลงเหลือ 100 มม.×100 มม. แบนวิดท์ยังคงมีค่าใกล้เคียงกับขนาดของตัวสะท้อนที่มีขนาดไม่จำกัด



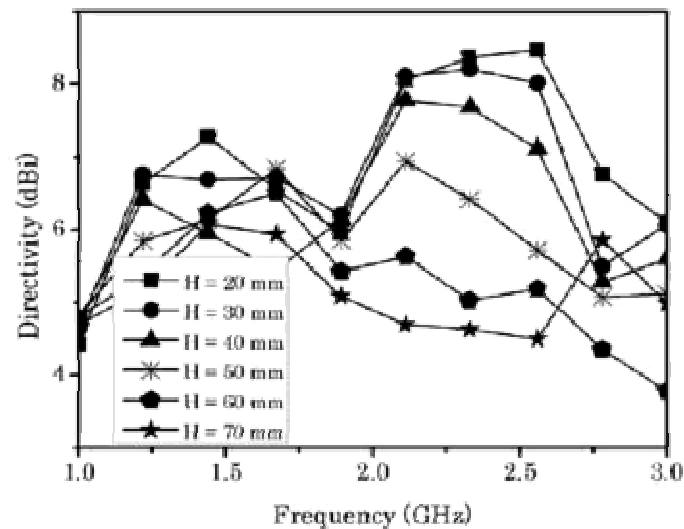
รูปที่ 3 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E ของแผ่นสะท้อนที่มีขนาดแตกต่างกัน ที่ความถี่ (ก) 1700 MHz (ข) 2100 MHz และ (ค) 2700 MHz

นอกจากอิมพีแดนซ์จะจำเป็นต้องพิจารณา แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ รูปที่ 3 แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่มีขนาดของแผ่นสะท้อนที่แตกต่างกันทั้งสาม ที่ความถี่ 1700 MHz 2100 MHz และ 2700 MHz กรณีที่ไม่มีตัวสะท้อน สายอากาศมีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นออกสองทิศทางด้วยกำลังที่เท่ากัน (แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง) และจะสังเกตเห็นว่ากรณีที่ของตัวสะท้อนที่มีขนาดไม่จำกัด การแผ่กระจายคลื่นออกทางด้านหลังจะไม่มี (แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นระหว่างมุม 90° ถึง 270° จะไม่มี) ซึ่งเป็นข้อดี แต่อย่างทีกล่าวไว้ในตอนต้น ในทางปฏิบัติตัวสะท้อนที่มีขนาดไม่จำกัดไม่สามารถสร้างขึ้นจริงได้แต่สามารถประมาณค่าโดยใช้ตัวสะท้อนที่มีขนาดใหญ่ แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นก็จะเปลี่ยนไป เนื่องจากตัวสะท้อนมีขนาดจำกัด ผลกระทบที่สำคัญ คือ ผลกระทบจากขอบของตัวสะท้อน ซึ่งมีผลต่อการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่วางบนตัวสะท้อนขนาดจำกัด (100 มม. $\times$ 100 มม.) สามารถพิจารณาโดยใช้เทคนิคของการเลี้ยวเบนของคลื่น (Diffraction Techniques)

อย่างไรก็ตาม ผลลัพธ์จากการคำนวณในภาพที่ 2 และ 3 ได้มาจากโปรแกรมการจำลอง IE3D ซึ่งรวมผลกระทบของขอบตัวสะท้อนด้วยจากภาพทั้งสามความถี่พบว่าตัวแผ่นสะท้อนทั้งขนาดที่จำกัดและไม่จำกัดสามารถลดการแผ่กระจายคลื่นที่ออกไปด้านหลังลงได้ ซึ่งเป็นตัวอย่างหนึ่งเพื่อใช้เปรียบเทียบในการพิจารณา โดยเมื่อนำสายอากาศวางบนตัวสะท้อนโลหะ จากภาพโครงสร้างสายอากาศรองที่ป้อนด้วย CPW จะมีทิศทางการแผ่กระจายออกในทิศทางเดียว ก็ต่อเมื่อทิศทางของบีมสูงสุดของสายอากาศชี้ไปทางมุมศูนย์องศา ($\phi = 0^\circ$) อย่างไรก็ตาม ผลของการใส่ตัวสะท้อนเข้าไป สายอากาศอาจจะมีทิศทางการแผ่กระจายคลื่นไม่ออกในทิศทางเดียวที่มุมศูนย์องศา ดังตัวอย่างที่ความถี่ 2100 MHz (รูปที่ 3 (ข)) รูปที่ 3 (ข) และ (ค) จะพบมีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นหลายพู (Multi-lobed Patterns) โดยในรูปที่ 3 (ข) สายอากาศที่มีตัวสะท้อนขนาด 100 มม. $\times$ 100 มม. และขนาดไม่จำกัดมีการแผ่กระจายคลื่นด้านหน้าสองพู ที่มุมประมาณ 60° และ 300° ซึ่งแยกออกจากกันโดยมีนัลตามแกนมุม $\phi = 0^\circ$ ทั้งนี้เนื่องมาจากคลื่นตกกระทบจากสายอากาศกับคลื่นสะท้อนจากตัวสะท้อนเกิดการหักล้างกันพอดีที่มุม $\phi = 0^\circ$ จึงทำให้เกิดนัลที่มุมนี้ส่วนรูปที่ 3 (ค) ถึงแม้ว่าจะมีพูหลักพุ่งออกในทิศทาง $\phi = 0^\circ$ แต่ปรากฏว่าจะมีพูรองปรากฏออกมา และถ้าสังเกตจะพบว่าจะมีนัลที่เกิดขึ้นที่มุมต่าง ๆ ของสายอากาศที่มีตัวสะท้อนโดยตัวสะท้อนขนาดไม่จำกัด จะมีนัลที่ลึกมากกว่า ทั้งนี้เนื่องจากผลของสนามของการเลี้ยวเบนของขอบตัวสะท้อน



รูปที่ 4 ผลการจำลองค่า VSWR เทียบกับระยะห่างที่แตกต่างกันระหว่างตัวสะท้อนกับสายอากาศ



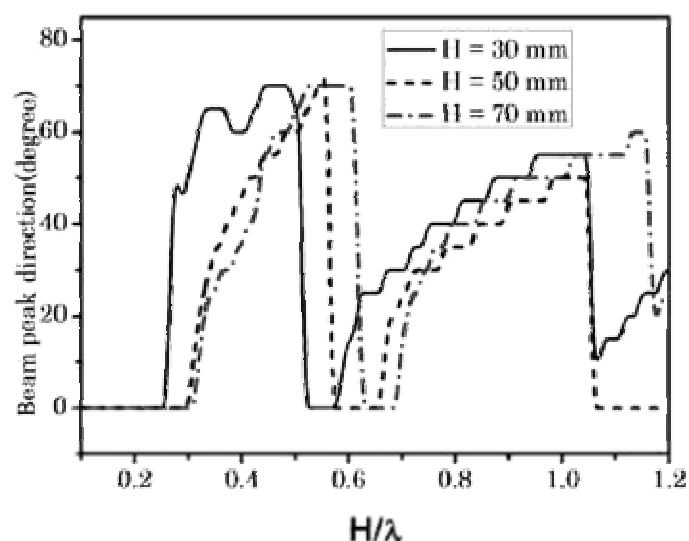
รูปที่ 5 ผลการจำลองค่าสภาพเจาะจงเทียบกับระยะห่างที่แตกต่างกันระหว่างตัวสะท้อนกับสายอากาศ

นอกจากขนาดของตัวสะท้อนจะส่งผลต่อคุณลักษณะของสายอากาศ ระยะระหว่างสายอากาศกับตัวสะท้อนก็ส่งผลเช่นกันรูปที่ 4 แสดงผลการจำลองค่า VSWR ของสายอากาศร่องที่ป้อนด้วย CPW บนตัวสะท้อนแผ่นแบนเรียบที่ระยะระหว่างสายอากาศกับสะท้อน H ที่แตกต่างกัน จากกราฟจะพบว่าค่าอิมพีแดนซ์แมตซ์ของสายอากาศ (VSWR หรือ S_{11}) ไม่เพียงมีผลมาจากขนาดของตัวสะท้อนแต่ยังมีผลมาจากระยะระหว่างตัวสะท้อนและสายอากาศด้วย ค่าอิมพีแดนซ์แมตซ์ของสายอากาศมีแนวโน้มแย่ลงมากเมื่อระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนน้อยกว่า 50 มม. ตัวกลางระหว่างตัวสายอากาศกับตัวสะท้อนคือ อากาศมีระยะห่างเป็น H ซึ่งจะพบว่าขนาดของ H มีขนาดใหญ่ ($H \geq 50$ มม.) เมื่อเทียบกับความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกของสายอากาศ ดังนั้น เมื่อวางตัว

สะท้อนในระดับความห่างนี้ จะส่งผลต่ออินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศน้อยมาก ผลการจำลองค่าสภาพเจาะจง เปรียบเทียบกันของระยะห่างระหว่างสายอากาศกับตัวสะท้อน 6 ค่า จาก 20 มม. ถึง 70 มม. แสดงดังรูปที่ 5 จากกราฟแสดงให้เห็นว่าค่าสภาพเจาะจงของสายอากาศมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อตัวสะท้อนใกล้กับสายอากาศ อย่างไรก็ตาม จากผลข้างต้นทำให้ค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแยกลง

เนื่องจากระยะห่างแต่ละค่าส่งผลทำให้แต่ละความถี่มีทิศทางบีบสูงสุดที่มุมแตกต่างกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องให้ทราบทิศทางของบีบสูงสุดชี้ไปในทิศทางใดทิศทางของบีบสูงสุดจากการคำนวณเทียบกับระยะห่างของตัวสะท้อนเป็นฟังก์ชันของระยะห่างตัวสะท้อนต่อความยาวคลื่น (H/λ) แสดงดังรูปที่ 6 จะพบว่าบีบสูงสุดที่มีทิศทางออกด้านเดียวเกิดขึ้นเฉพาะบางช่วงเท่านั้น กรณีที่ $H = 50$ มม. และ 70 มม. ช่วงแรกของทิศทางการเกิดบีบสูงสุดที่มุมศูนย์องศาที่ H/λ มีค่าระหว่าง 0.1 ถึง 0.3 ช่วงถัดไปเมื่อ $H = 50$ มม. คือ 0.56-0.65 ส่วนของ $H = 70$ มม. คือ 0.62-0.70 ส่วนบริเวณช่วงอื่น บีบจะไม่พุ่งไปทางมุมศูนย์ ซึ่งเป็นทิศทางที่ไม่ต้องการ หรือกล่าวง่าย ๆ ว่า ถ้าต้องการใช้งานสายอากาศที่มีทิศทางการแผ่กระจายคลื่นในลักษณะบรอดไซด์ที่มุมศูนย์ จำเป็นต้องเลือกระยะห่าง H/λ ให้เหมาะสม หรือถ้ามองในมุมของความถี่ นั้นหมายความว่า มีเพียงความถี่ช่วงใดช่วงหนึ่งเท่านั้น ที่ระยะ H ค่าหนึ่งที่มีการแผ่กระจายคลื่นในมุมศูนย์องศา พอจะสรุปได้ว่า ตัวสะท้อนแบบแบนเรียบเหมาะสมสำหรับสายอากาศที่มีแบนวิทแคบ ข้อมูลในส่วนนี้สำคัญมากในการออกแบบสายอากาศให้เป็นสายอากาศที่มีการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางเดียวต่อไป

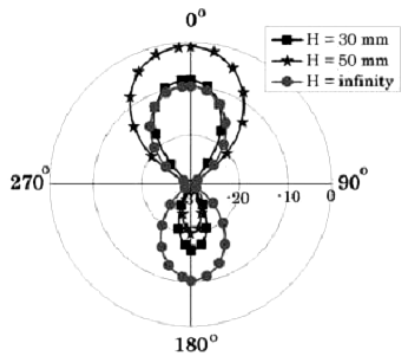
ภาพสองมิติจากการคำนวณของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E และ H ของสายอากาศที่มีและไม่มีตัวสะท้อนแบบแบนเรียบที่ความถี่ 1700 MHz 2100 MHz และ 2700 MHz แสดงในรูปที่ 7 และ 8 ตามลำดับจะสังเกตเห็นว่าสายอากาศ CPW-FSLW ที่ไม่มีตัวสะท้อน ($H = \infty$) มีการกระจายคลื่นออกในสองทิศทางที่เท่ากัน อย่างไรก็ตาม เมื่อวางตัวสะท้อนเข้าไปด้านหลังของสายอากาศส่งผลทำให้รูปคลื่นด้านหลังถูกกำจัดออกไป รวมทั้งเพิ่มอัตราขยายด้วย



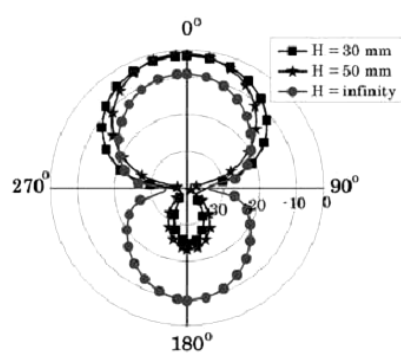
รูปที่ 6 ทิศทางของบีบสูงสุด (ระนาบ E) เทียบกับระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนกับสายอากาศ

3. สายอากาศบนตัวสะท้อนรูป Λ กับแผ่นเรียบขนาน

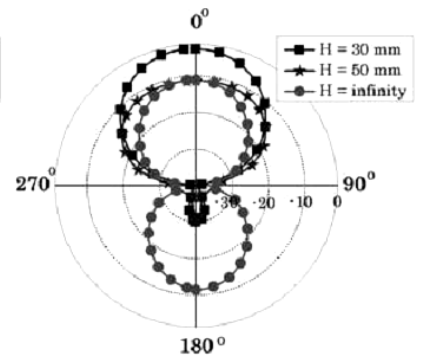
สายอากาศร่องที่ป้อนด้วย CPW เมื่อวางตัวสะท้อนไว้ด้านหลัง สายอากาศจะมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับสายอากาศในกรณีที่ไม่มีตัวสะท้อน อย่างไรก็ตาม แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศจะมีนัยเกิดขึ้นในหลายความถี่ซึ่งเมื่อนำไปใช้งานกับงานบางอย่างอาจจะไม่เหมาะสม เมื่อลองพิจารณาถึงประสิทธิภาพของตัวสะท้อนแผ่นเรียบอย่างละเอียด โดยรูปที่ 9 แสดงการจำลองการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E ตั้งแต่ความถี่ 1.22 ถึง 3.00 GHz เมื่อกำหนดให้ความสูง H คงที่ที่ 70 มม. ขนาดของตัวสะท้อนคือ $G \times G = 100 \text{ มม.} \times 100 \text{ มม.}$ จากภาพเห็นได้ชัดว่าที่ความถี่ต่ำ ๆ ($f < 1.88 \text{ GHz}$) แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นจะมีเพียงพู่หลักแค่พู่เดียว แต่เมื่อความถี่สูงขึ้น ($f > 2.11 \text{ GHz}$) จำนวนพู่รองก็จะเกิดมากขึ้น ที่ความถี่ $f = 2.33 \text{ GHz}$ แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นถูกแบ่งออกเป็นสองพู่โดยเกิดนัยตามแนวแกน y (มุม $\phi = 0^\circ$) อ้างอิงจากรูปที่ 10 จะพบว่าเมื่อสองช่วงเท่านั้นที่ทำให้สายอากาศมีบีบออกในทิศทางเดียว โดยช่วงแรก ($H/\lambda \approx 0.1-0.3$) แต่ค่าของระยะห่าง (H) จะใกล้กับสายอากาศซึ่งส่งผลต่อค่าแมตซ์อิงพีแดนซ์ของสายอากาศอย่างมาก (รูปที่ 4) ดังนั้น ระยะห่าง H ที่ใหญ่ขึ้นระหว่างตัวสะท้อนกับสายอากาศเป็นสิ่งที่จำเป็น ทั้งนี้เพื่อให้ค่าแมตซ์อิงพีแดนซ์ของสายอากาศให้ครอบคลุมแบนวิดท์ที่กว้าง นั่นคือ ช่วงที่สองของ H/λ ซึ่งแคบกว่าช่วงแรกแต่มีค่าแมตซ์อิงพีแดนซ์ที่ดีกว่า ดังนั้นช่วงที่สองจึงเหมาะสมมากกว่า อย่างไรก็ตามว่าจะเลือกช่วงไหน ค่าของ H กับ λ (หรือความถี่) จำเป็นต้องสอดคล้องกันเพื่อให้ให้อยู่ในช่วงของการเกิดบีบทิศทางเดียว กรณีการใช้งานแบนวิดท์ที่แคบ ตัวสะท้อนแบนเรียบสามารถใช้ได้แต่ในกรณีการประยุกต์ใช้งานแถบความถี่กว้างตัวสะท้อนแบนเรียบอาจจะไม่เหมาะสม เพื่อปรับปรุงและแก้ไขปัญหาดังกล่าว จึงได้นำเสนอตัวสะท้อนแบบใหม่โดยรูปที่ 10 แสดงตัวสะท้อนที่เรียกว่าตัวสะท้อนรูป Λ กับแผ่นเรียบแนวนอนซึ่งจะทำให้สายอากาศมีทิศทางการแผ่กระจายคลื่นออกด้านเดียวในทุก ๆ ความถี่ที่ใช้งาน โดยรูปร่างของตัวสะท้อนจะส่งผลให้อัตราส่วนของระยะทางกับความยาวคลื่น (H/λ) มีค่าคงที่และอยู่ในช่วงของมุมที่มีการแผ่กระจายคลื่นที่ $\phi = 0^\circ$ ซึ่งทำให้สายอากาศมีการแผ่กระจายคลื่นออกด้านเดียว คุณลักษณะของการแผ่กระจายคลื่น เช่น แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น และอัตราขยายสามารถเพิ่มประสิทธิภาพได้โดยจัดรูปร่างของพื้นผิวของตัวสะท้อน [11]



(ก)

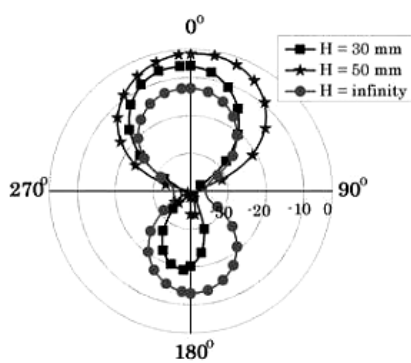


(ข)

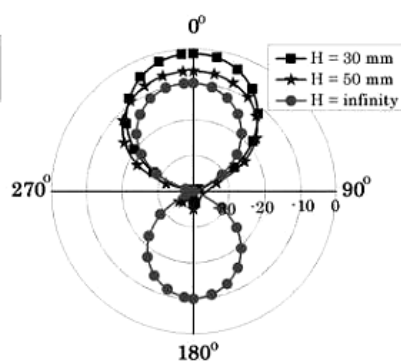


(ค)

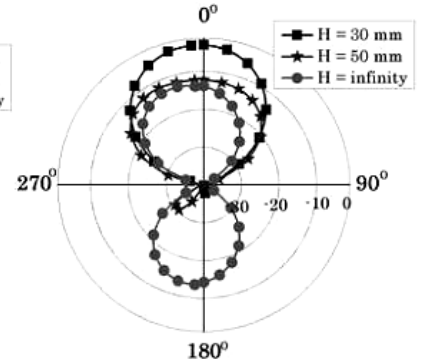
รูปที่ 7 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2100 MHz และ (ค) 2700 MHz เทียบกับ ระยะห่างที่แตกต่างกันระหว่างตัวสะท้อนกับสายอากาศ



(ก)

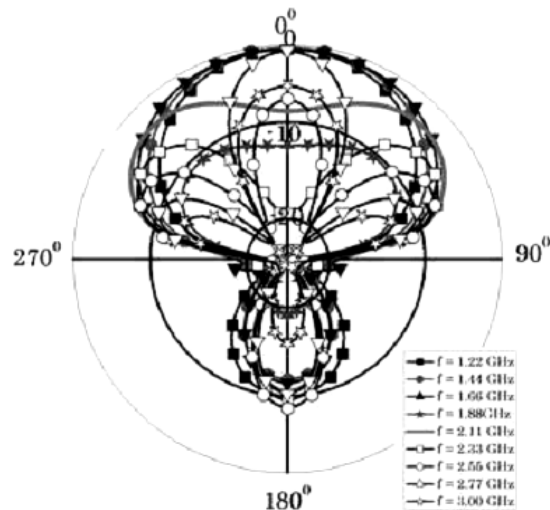


(ข)



(ค)

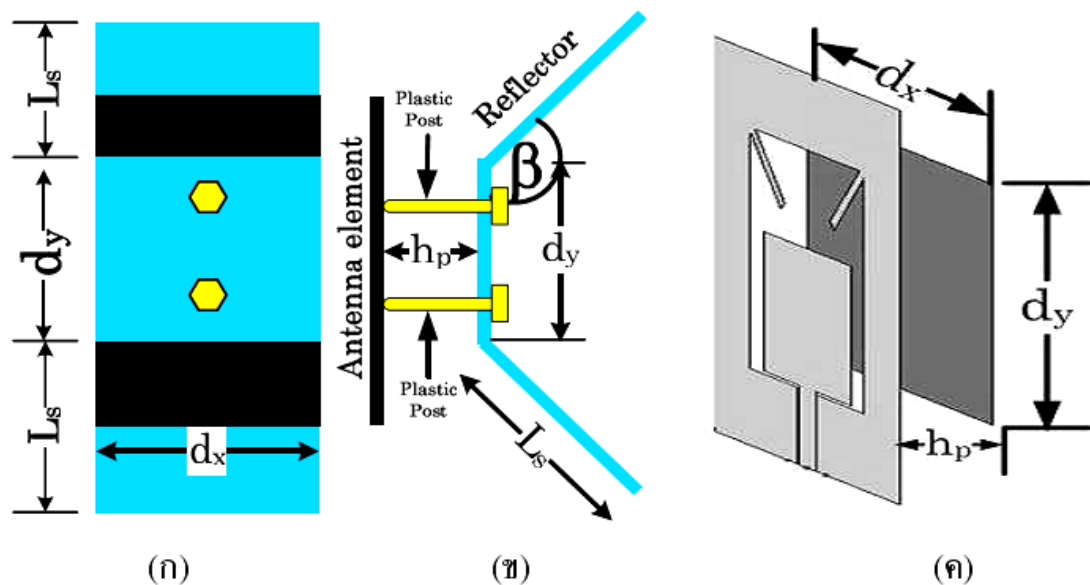
รูปที่ 8 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ H ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2100 MHz และ (ค) 2700 MHz เทียบกับระยะห่างที่แตกต่างกันระหว่างตัวสะท้อนกับสายอากาศ



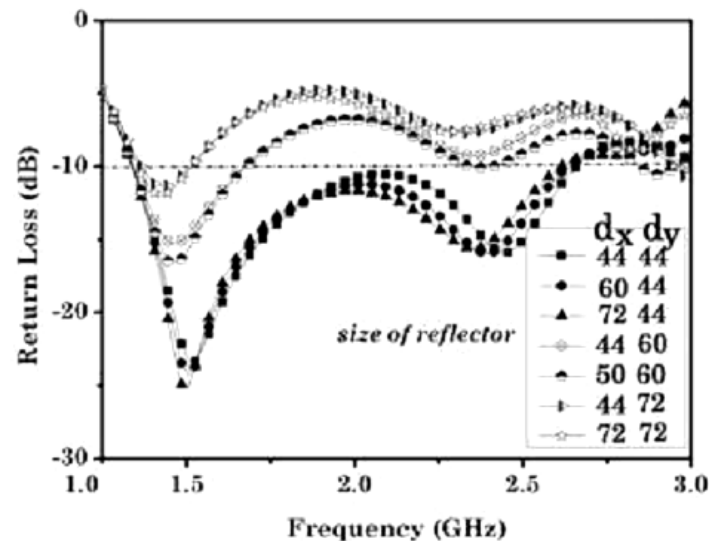
รูปที่ 9 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E เมื่อ $H = 70$ มม. และตัวสะท้อนแบบแบนเรียบมีขนาด $G \times G = 100$ มม. $\times$ 100 มม.

3.1 การออกแบบโครงสร้างสายอากาศที่มีการปรับปรุงตัวสะท้อน

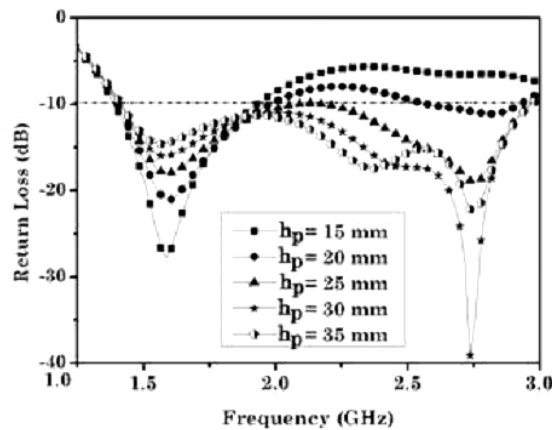
โครงสร้างสายอากาศที่นำเสนอของโดยใช้ CPW-FSLW ซึ่งมีแถบความถี่ใช้งานกว้างวางบนตัวสะท้อนรูป Λ กับแผ่นเรียบแนวนอนแสดงดังรูปที่ 10 ตัวสายอากาศ CPW-FSLW มีขนาด 72 มม.×72 มม. ถูกรองรับด้วยแท่งพลาสติกวางบนตัวสะท้อน ตัวสะท้อนรูป Λ กับแผ่นเรียบแนวนอนถูกพัฒนามาจากตัวสะท้อนแบบมุม (Corner Reflector) เพื่อที่จะลดขนาดทั้งหมดของตัวสะท้อนแบบมุมสามารถทำได้โดยการตัดมุมของตัวสะท้อนแล้วแทนด้วยแผ่นเรียบแนวนอน ตัวสะท้อนรูป Λ มีขนาดของส่วนแผ่นเรียบคือ $d_x \times d_y$ ส่วนมุมเอียงมีมุม β ความยาวและกว้างของส่วนเอียงคือ L_s และ d_x ตามลำดับ ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับส่วน แผ่นเรียบคือ h_p จากการเลือกขนาดของส่วนแผ่นเรียบ (d_x และ d_y) ความสูง (h_p) และมุมส่วนเอียง (β) ที่เหมาะสมจะทำให้ อินพุทอิมพีแดนซ์และการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศมีค่าดีขึ้น ในส่วนนี้จะทำการศึกษาและออกแบบสายอากาศหลายตัวที่มีค่าพารามิเตอร์ของตัวสะท้อนแตกต่างกัน



รูปที่ 10 โครงสร้างสายอากาศบนตัวสะท้อนรูป Λ (ก) มุมมองด้านบน (ข) มุมมอง 3 มิติ และ (ค) ขนาดของแผ่นเรียบแนวนอน d_x และ d_y



รูปที่ 11 ผลการจำลองค่าสูญเสียย้อนกลับเมื่อค่าของ d_x และ d_y แตกต่างกัน เมื่อให้ $h_p = 20$ มม.



รูปที่ 12 ผลการจำลองค่าสูญเสียย้อนกลับเมื่อความสูงที่แตกต่างกันออกไป

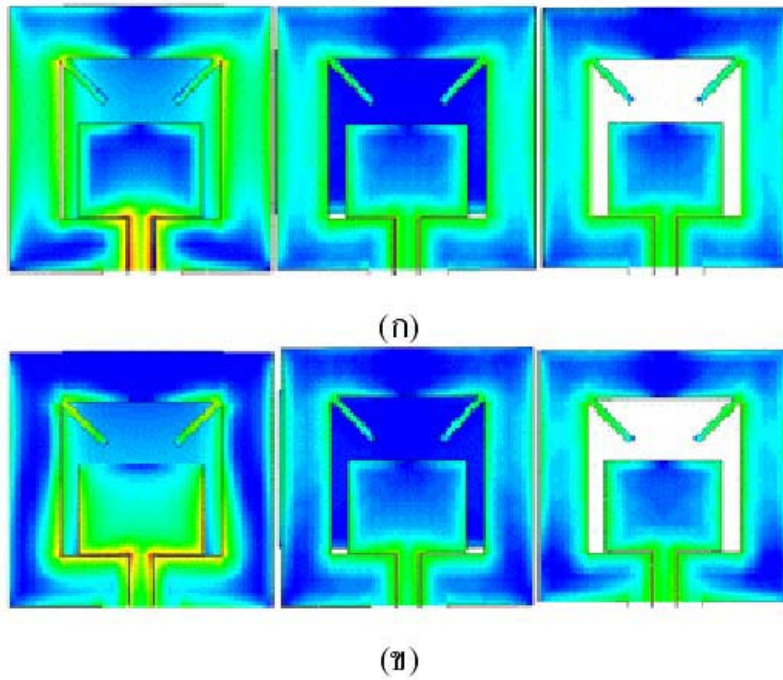
3.2 ผลการทดลองและการอภิปราย

ในส่วนของการทดลองของตัวสะท้อนที่แตกต่างกันจะแบ่งส่วนในการพิจารณาออกเป็น 2 ส่วน คือ ผลกระทบของแผ่นเรียบแนวนอน และมุมส่วนเอียง (β)

3.2.1 สายอากาศกับส่วนของแผ่นเรียบที่แตกต่างกัน

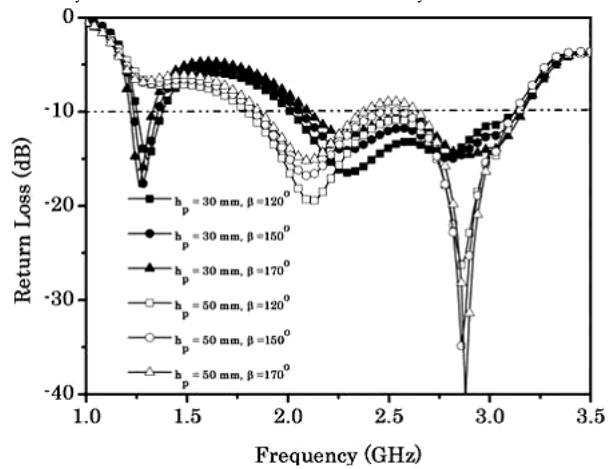
เนื่องจากตัวสะท้อนถูกดัดแปลงมาจากตัวสะท้อนแบบมุม โดยทำการตัดมุม และถูกแทนด้วยแผ่นเรียบแนวนอน ดังนั้น ในส่วนนี้จะทำการศึกษาผลกระทบของแผ่นเรียบแนวนอนที่ใส่เข้าไป ทั้งขนาดและระยะห่างระหว่างแผ่นเรียบแนวนอนกับตัวสายอากาศ เมื่อวางสายอากาศ CPW-FSLW บนส่วนของแผ่นเรียบแนวนอนขนาด $d_x \times d_y$ ที่ความสูง h_p แสดงดังรูปที่ 10(ค) การสูญเสียย้อนกลับจากการจำลองการทำงานโดยโปรแกรม IE3D ของสายอากาศบนส่วนของแผ่นเรียบที่ขนาดแตกต่างกันแสดงดังรูปที่ 11 จากการสังเกตพบว่าการเปลี่ยนแปลงของส่วนแผ่นเรียบในแนวแกน y (d_y) ส่งผลต่อ แมตซ์อิงอิมพีแดนซ์เป็นอย่างมาก โดยค่าการสูญเสียย้อนกลับของ

สายอากาศเพิ่มขึ้นเมื่อ d_y มีขนาดเพิ่มขึ้นใหญ่กว่าร่องของสายอากาศซึ่งผลที่ได้คือ แมตซ์อิมพีแดนซ์แอ่ง รูปที่ 11 จูเรโซแนนซ์ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่า d_y มีการเลื่อนเล็กน้อยแต่มีเพียงค่า d_y ที่น้อยกว่า 44 มม. เท่านั้นที่จะให้ค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี (ต่ำกว่า -10 dB) อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่การเปลี่ยนแปลงค่า d_x สามค่าจาก 44 ถึง 72 มม. จะให้ค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีทุกค่า รวมทั้ง จูเรโซแนนซ์มีผลต่อการเปลี่ยนแปลง d_x เล็กน้อย พารามิเตอร์ถัดมาที่ทำการศึกษาคือ ความสูงระหว่างแผ่นราบแนวนอนกับสายอากาศซึ่งส่งผลต่อค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ ในทางอุดมคติ ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนควรจะน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ (10 มม. สำหรับการออกแบบเริ่มต้น) ซึ่งค่าต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ คือ เท่ากับความหนาของซับสเตรต (h) เพื่อที่จะหาความสูงที่เหมาะสมของแผ่นเรียบแนวนอนสำหรับสายอากาศ CPW-FSLW กราฟแมตซ์อิมพีแดนซ์เทียบกับการเปลี่ยนแปลงค่าความสูง (H) แสดงผลการจำลองดังรูปที่ 12 จากกราฟแสดงผลการจำลองค่าสูญเสียย้อนกลับในห้ำกรณีเทียบกับความสูงที่แตกต่างกันของส่วนแผ่นเรียบ (h_p) โดยให้ขนาดของแผ่นเรียบมีขนาด 44 มม. (d_y) $\times$ 72 มม. (d_x) จากรูปที่ 12 จะพบว่าระยะห่างของตัวสะท้อนมีผลกระทบต่อค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ทั้งนี้เนื่องจาก การคัปปลิงระหว่างสายอากาศกับตัวสะท้อนส่งผลทำให้อิมพีแดนซ์รวมมีค่าเปลี่ยนไป รูปที่ 13 แสดงการกระจายของสนามกระแสของสายอากาศในกรณีที่มีและไม่มีตัวสะท้อน จะพบว่าในกรณีที่ใส่ตัวสะท้อนเข้าไปที่ความถี่ต่ำ (1500 MHz) การกระจายของสนามกระแสจะถูกรบกวนเป็นอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีไม่มีตัวสะท้อน ซึ่งนี่คือเหตุผลว่าทำไมค่าการสูญเสียย้อนกลับ (อิมพีแดนซ์) ระหว่าง 1.2 ถึง 1.8 GHz จึงมีการเปลี่ยนแปลงเป็นอย่างมากในกรณีที่ $d_x = 72$ มม. และ $d_y = 44$ มม. [รูปที่ 13: ตรงกลาง] จะพบว่าการกระจายของสนามกระแสส่วนใหญ่จะไม่เปลี่ยนแปลงมากนักเมื่อเทียบกับกรณีที่ไม่มีตัวสะท้อน ค่าแมตซ์อิมพีแดนซ์เพื่อที่จะใช้งานแถบความถี่กว้างได้จำเป็นต้องมีความสูงของตัวสะท้อนที่เพียงพอ จากผลการทดลองที่ผ่านมาจะพบว่าสายอากาศที่มีแถบความถี่ที่กว้างจะต้องมีระยะห่างจากตัวสะท้อนที่มากกว่า 25 มม. ซึ่งประมาณ 0.2λ ความยาวคลื่นในอากาศของความถี่กลาง อย่างไรก็ตาม เมื่อความสูงเพิ่มขึ้นจะทำให้อัตราขยายของสายอากาศลดลงด้วย



รูปที่ 13 การกระจายของสนามกระแสของสายอากาศที่มีและไม่มีตัวสะท้อน (ก) 1500 MHz และ (ข) 2000 MHz

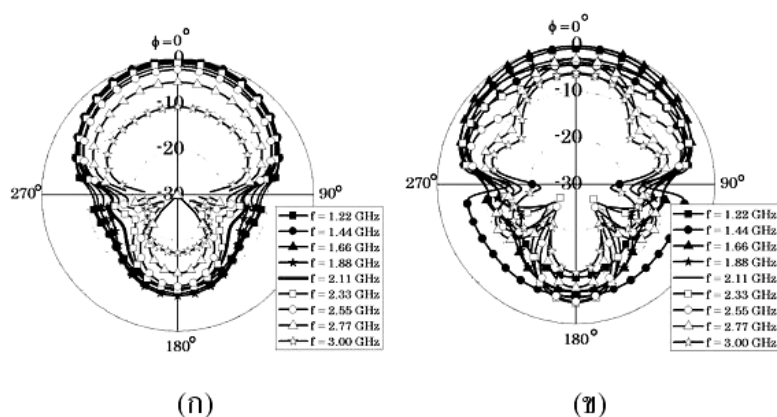
[ซ้าย: $d_x = 44$ มม. $d_y = 72$ มม. กลาง: $d_x = 72$ มม. $d_y = 44$ มม. ขวา: กรณีไม่มีตัวสะท้อน]



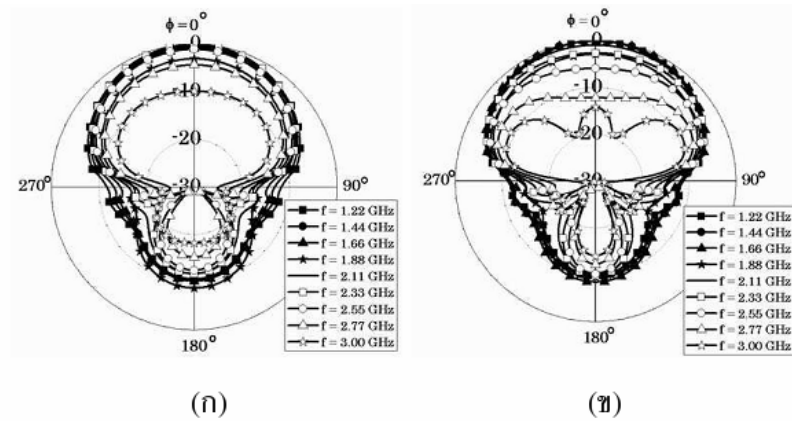
รูปที่ 14 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับเทียบกับการเปลี่ยนแปลงค่าความสูงระหว่างแผ่นเรียบแนวนอนกับสายอากาศ (h_p) และมุมระหว่างส่วนเอียง (β)

3.2.2 ผลกระทบของมุม (β)

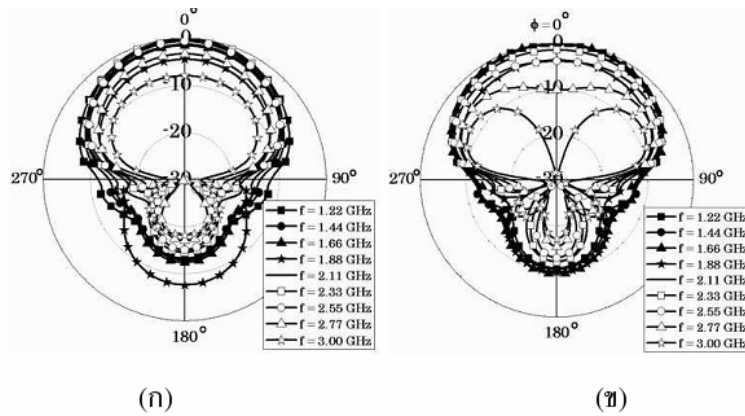
นอกจากขนาดของแผ่นเรียบแนวนอนและระยะระหว่างสายอากาศกับแผ่นเรียบพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อคุณสมบัติของสายอากาศคือ มุม β เมื่อได้สายอากาศกับแผ่นเรียบแนวนอนที่มีขนาดและระยะห่างที่เหมาะสม ขั้นตอนต่อไปคือทำการเพิ่มส่วนด้านข้างสองด้านและทำมุม β ทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของตัวสะท้อนรูป Λ : ความสูง (h_p) และมุม (β) การปรับมุม (β) และความสูง (h_p) อาจจะสามารถทำให้แมตชิงอิมพีแดนซ์และการแผ่กระจายของสายอากาศดีขึ้นได้ โดยกำหนดให้ตัวแผ่นเรียบแนวนอนมีขนาด ($d_x \times d_y$) เท่ากับ 100 มม. $\times$ 44 มม. และมีส่วนของแนวเฉียงลาดลงไปมีขนาด ($d_x \times L_s$) เท่ากับ 100 มม. $\times$ 100 มม. รูปที่ 14 แสดงผลการจำลองของการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่มุม β มีค่าแตกต่างกัน (120° 150° และ 170°) เมื่อ h_p คือ 30 มม. และ 50 มม. จากภาพจะพบว่าเมื่อค่า β เพิ่มขึ้นจะทำให้ค่าแมตชิงอิมพีแดนซ์แย่ลง และเมื่อความสูง (h_p) ลดลง ความถี่เรโซแนนซ์ของอากาศจะเลื่อนออกไปด้านความถี่สูง และจากผลการคำนวณคุณสมบัติแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ 50 มม. ที่ค่า β แตกต่างกัน แสดงดังรูปที่ 15 ถึง 17 สิ่งที่น่าสนใจจากการเปลี่ยนแปลงค่าความสูง h_p ในกรณีที่ $\beta = 120^\circ$ ที่ h_p แตกต่างกัน แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่พุ่งออกด้านเดียวจะเกิดขึ้นเพียงที่ $h_p = 30$ มม. แต่สำหรับสายอากาศที่มี $h_p = 50$ มม. จะให้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นออกเป็นสองพูที่มุมประมาณ 60° และ 300° ซึ่งแยกกันและจะมีนัลที่มุม 0° ที่บางความถี่เช่น 3.00 GHz ในรูปที่ 17(ข) ผลการเปรียบเทียบการจำลองของอัตราขยายของตัวสะท้อนที่แตกต่างกันหกแบบแสดงดังรูปที่ 18 จากภาพจะพบว่าอัตราขยายเริ่มต้นมีค่าสูงและค่อย ๆ ลดลงและต่ำสุดที่ความถี่ 1.88 GHz จากความจริงประการหนึ่งของการที่อัตราขยายที่ตกลงเนื่องจากจากการที่บีบของคลื่นด้านหลังมีค่าเพิ่มขึ้นจึงทำให้อัตราขยายของคลื่นด้านหน้าลดลง และปัจจัยที่สำคัญที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพโดยรวมของสายอากาศ คือ อัตราส่วนของอัตราขยายของคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลัง (Front to Back Ratio: FBR) และคลื่นที่ผิว [12] ที่ความถี่ดังกล่าว สายอากาศมีค่า FBR ต่ำกว่าความถี่อื่น ๆ ทั้งนี้เนื่องจากเฟสของคลื่นที่ออกมาจากสายอากาศและสะท้อนจากตัวสะท้อนมีค่าไม่เท่ากันจึงทำให้หักล้างกันไม่หมด นอกจากนั้นผลของคลื่นที่แผ่กระจายที่ผิว (Surface Wave Propagation) ซึ่งเป็นคลื่นที่ไม่ต้องการ ส่งผลทำให้ประสิทธิภาพการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศและอัตราขยายมีค่าต่ำลง คลื่นที่ผิวส่วนใหญ่เกิดจากคลื่นที่ผิวที่เกิดซบสเตรต [13]



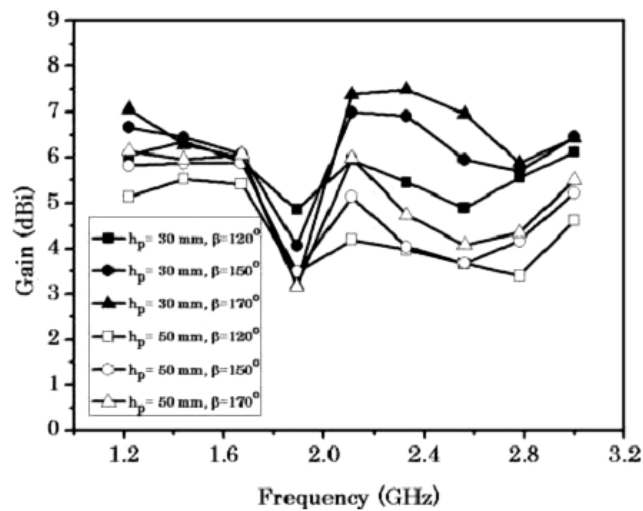
รูปที่ 15 ผลการจำลองการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E เมื่อ $\beta = 120^\circ$ เมื่อ (ก) $h_p = 30$ มม. และ (ข)
 $h_p = 50$ มม.



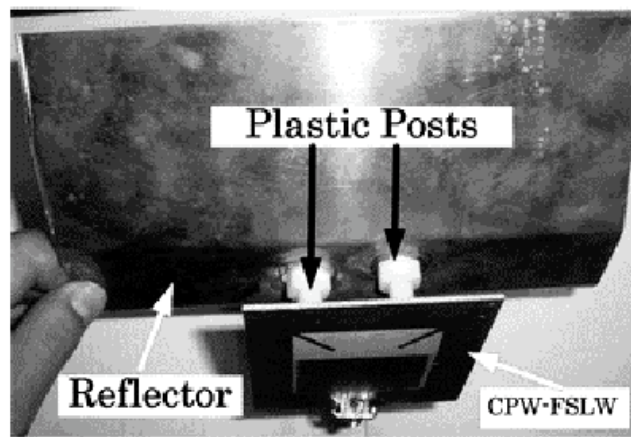
รูปที่ 16 ผลการจำลองการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E เมื่อ $\beta = 150^\circ$ เมื่อ (ก) $h_p = 30$ มม. และ (ข)
 $h_p = 50$ มม.



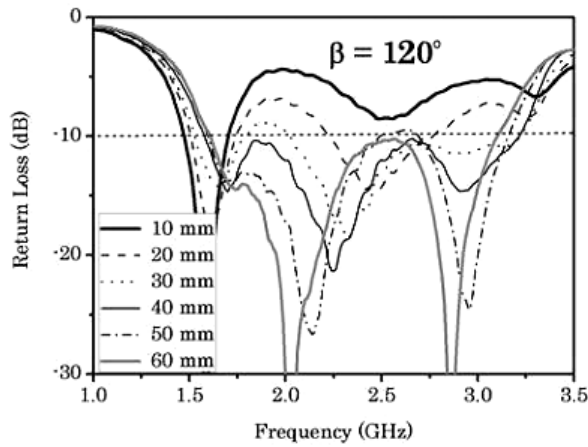
รูปที่ 17 ผลการจำลองการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E เมื่อ $\beta = 170^\circ$ เมื่อ (ก) $h_p = 30$ มม. และ (ข)
 $h_p = 50$ มม.



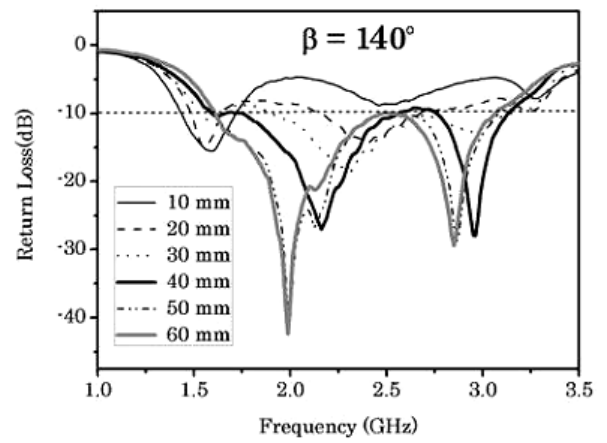
รูปที่ 19 อัตรายายจากการคำนวณของสายอากาศบนตัวสะท้อนรูป Λ กับความสูงที่แตกต่างกันของ h_p และมุม β ระหว่างแผ่นราบแนวนอนกับแผ่นทแยงสองแผ่นของตัวสะท้อน ภาพของสายอากาศต้นแบบแสดงดังรูปที่ 19 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะวัดโดยเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานรุ่น HP8510C รูปที่ 20 แสดงผลกระทบของการปรับค่า h_p จาก 10 ถึง 60 มม. เมื่อ β มีค่า 120° และ 140° จากภาพจะพบว่าเมื่อทำการเพิ่มระยะ h_p ของสายอากาศ จะทำให้การแมตชิงอิมพีแดนซ์และแบนวิดท์มีค่าดีขึ้น ในกรณีที่ความสูง h_p มีค่าเท่ากับ 60 มม. และพารามิเตอร์อื่นยังคงไว้เหมือนเดิมไม่เปลี่ยนแปลง จะสังเกตเห็นได้ว่าค่าแบนวิดท์มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 1300 MHz (1600-2900 MHz) อย่างไรก็ตาม จากการออกแบบเมื่อค่า h_p มีค่าน้อยกว่า 30 มม. ค่าแมตชิงอิมพีแดนซ์และแบนวิดท์จะมีค่าแย่งระยะห่าง h_p จากสายอากาศ CPW-FSLW กับตัวแบนเรียบแนวนอน ($d_x \times d_y$) ที่มีขนาด 44 มม. และ 72 มม. (ประมาณ $0.25\lambda_0$ เมื่อ λ_0 คือความยาวคลื่นในอากาศ ณ ความถี่กลาง) ส่วนเอียงสองส่วนของตัวสะท้อน (L_s) มีความกว้างเท่ากับ 72 มม. ซึ่งมีความค่าเท่ากับความกว้าง (W) ของสายอากาศ CPW-FSLW พารามิเตอร์ไม่ว่าเป็นระยะห่างของตัวสะท้อน มุมส่วนเอียงและขนาดต่าง ๆ ของตัวสะท้อนจะส่งผลต่ออิมพีแดนซ์แบนวิดท์ ความถี่เรโซแนนซ์ และคุณลักษณะการแผ่กระจายคลื่นจากผลการทดลองจะพบว่าอิมพีแดนซ์แบนวิดท์ สามารถปรับปรุงได้โดยการเพิ่มความสูงระหว่างตัวสะท้อนกับสายอากาศ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อเพิ่มความสูงขึ้นอัตรายายและค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศก็จะลดลงด้วย เพราะฉะนั้นต้องเลือกระหว่างแบนวิดท์ที่ใช้งานกับอัตรายายที่ต้องการ ผลการวัด 20 เปรียบเทียบกับผลการจำลองรูปที่ 14 กราฟแสดงให้เห็นชัดว่าผลการวัดมี แบนวิดท์ระหว่าง 1.7 GHz ถึง 2.9 GHz ซึ่งมีค่าเหมือนกับกรณีของการจำลอง



รูปที่ 19 ภาพถ่ายชิ้นงานจริงของสายอากาศต้นแบบ



(ก)

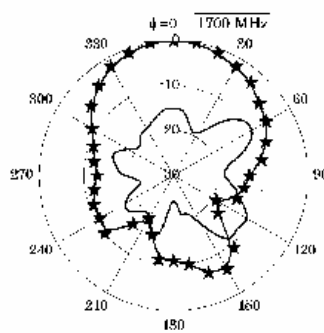


(ข)

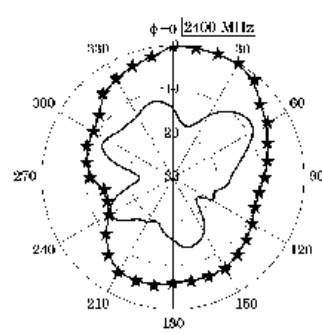
รูปที่ 20 ผลการวัดค่าสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ CPW-FSLW บนตัวสะท้อนรูป Λ ในกรณีที่

h_p มีค่าแตกต่างกัน (ก) $\beta = 120^\circ$ และ (ข) $\beta = 140^\circ$

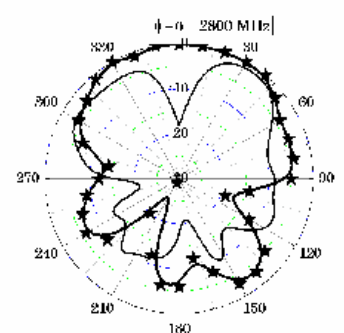
ผลวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นสำหรับกรณี $\beta = 120^\circ$ และ 140° เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ $G \times G = 100$ มม. $\times$ 100 มม. แสดงในรูปที่ 21 ถึง 23 ภาพทั้งหมดแสดงผลการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่นำเสนอที่ความถี่ 1700 MHz 2400 MHz และ 2700 MHz ซึ่งจะพบว่าแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นตลอดย่านความถี่มีค่าสม่ำเสมอ ค่าระดับโพลาไรซ์ไขว้ของสายอากาศมีค่าต่ำกว่า -12 dB เมื่อเทียบกับระดับของโพลาไรซ์ตาม



(ก)



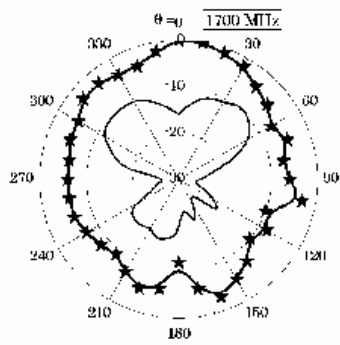
(ข)



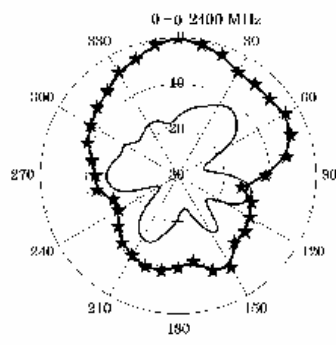
(ค)

รูปที่ 21 ผลวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2400 MHz และ (ค)

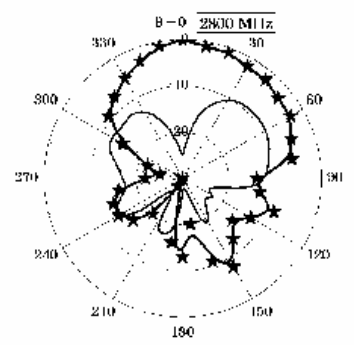
2700 MHz เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ $\beta = 120^\circ$



(ก)



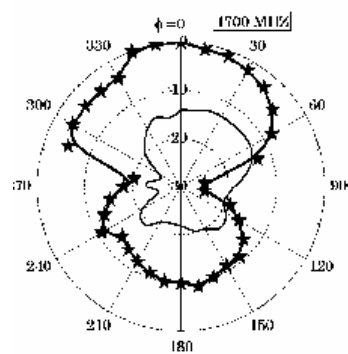
(ข)



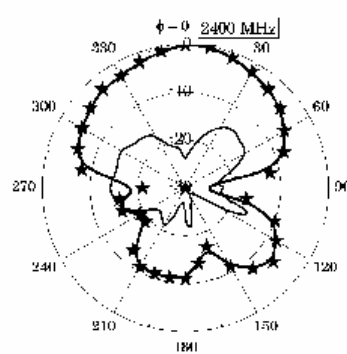
(ค)

รูปที่ 22 ผลวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ H ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2400 MHz และ (ค)

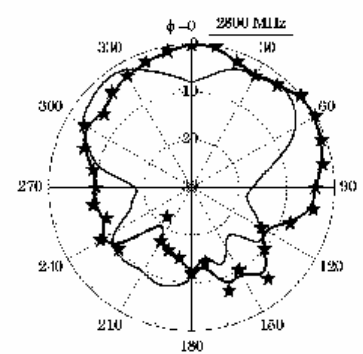
2700 MHz เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ $\beta = 120^\circ$



(ก)



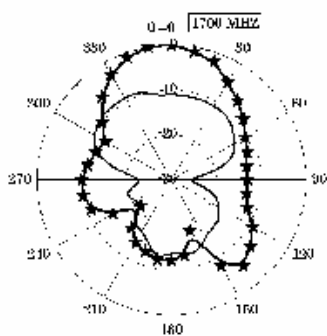
(ข)



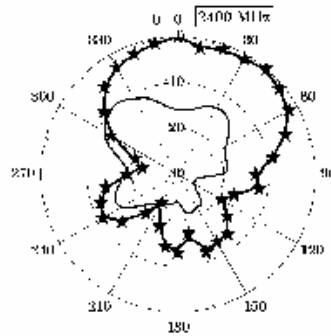
(ค)

รูปที่ 23 ผลวัดการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ E ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2400 MHz และ (ค) 2700

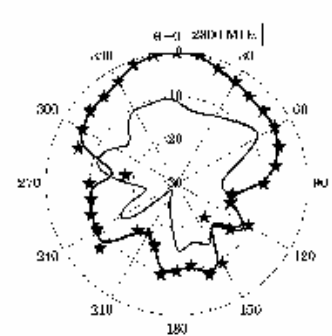
MHz เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ $\beta = 140^\circ$



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 22 ผลวัดการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ H ที่ (ก) 1700 MHz (ข) 2400 MHz และ (ค) 2700

MHz เมื่อ $h_p = 30$ มม. และ $\beta = 140^\circ$

4. สรุป

ในรายงานนี้ได้ศึกษา สร้าง และทดสอบสายอากาศที่มีลักษณะการแผ่กระจายคลื่นออกในทิศทางเดียวและมีแถบความถี่ใช้งานที่กว้างบนโครงสร้างของสายอากาศร่องที่ป้อนด้วย CPW ที่ใช้ระดับจูนกว้างและโหลคสตริป โดยใช้ตัวสะท้อนสองแบบที่แตกต่างกันออกไป คือ ตัวสะท้อนโลหะแผ่นแบนเรียบและตัวสะท้อนรูป Λ จากผลการทดสอบพบว่าขนาดและรูปร่างของตัวสะท้อนส่งผลต่อแมตซ์อิงพีแดนซ์และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น การเลือกค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวสะท้อนรูป Λ อย่างเหมาะสมโดยเฉพาะ ระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนกับสายอากาศ รูปร่างขนาดและมุมระหว่างตัวสะท้อน จะทำให้สายอากาศยังคงมีแบนวิดท์ที่กว้างและมีทิศทางการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางเดียวตลอดช่วงความถี่ใช้งาน การออกแบบทั้งการจำลองและการวัดทดสอบจริงมีค่าที่สอดคล้องกัน โดยจะพบว่าผลการวัดค่าแมตซ์อิงพีแดนซ์แบนวิดท์ได้ 64% จาก 1.6 ถึง 3.1 GHz ($VSWR \leq 2$) ซึ่งสายอากาศที่ได้จากการออกแบบสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานในย่าน GSM1800 GSM1900 PCS IMT-2000 และ WLAN และจากคุณสมบัติดังกล่าวจะพบว่าสายอากาศร่องที่ป้อนด้วย CPW ซึ่งวางบนตัวสะท้อนรูป Λ ร่วมกับตัวสะท้อนแนวระนาบสามารถนำไปใช้งาน รวมทั้งพัฒนาเป็นสายอากาศสอาร์เพื่อใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Y.-X. Guo, K.-M. Luk, and K.-F. Lee, "L-probe fed thick-substrate patch antenna mounted on a finite ground plane," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 8, pp.1955-1963, Aug. 2003.
- [2] Y. Yoshimura, "A microstrip-line slot antenna," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 20, pp.760-762, Nov. 1972.
- [3] C. Phongcharoenpanich, S. Lamultree, S. Kosulvit, and M. Krairiksh, "A unidirectional beam antenna using a probe excited rectangular ring near the reflector," *International Conference on Microwave and Millimeter wave Technology 2002*, pp. 389-392, 2002.
- [4] R. Chair, A. A. Kishk, K. F. Lee, C. E. Smith, and D. Kajfez, "Microstrip line and CPW fed ultra wideband slot antennas with U-shaped tuning stub and reflector," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 56, pp. 163-182, 2006.
- [5] R. Gardelli, G. L. Cono, and M. Albani, "A low-cost suspended patch antenna for WLAN access points and point-to-point links," *IEEE Antennas and Wirel. Propagat Lett.*, vol. 3, pp. 90-93, 2004.
- [6] B. Zheng and Z. Shen, "Effect of a finite ground plane on microstrip-fed cavity-backed slot antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, pp. 862-865, Feb. 2005.

- [7] K.-L. Wong, C.-L. Tang, and J.-Y. Chiou, "Broad-band probe-fed patch antenna with a W-shaped ground plane", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 50, pp. 827-831, Jun. 2002.
- [8] P. Li, K. L. Lau, and K. M. Luk, "A study of the wide-band L-Probe fed planar patch antenna mounted on a cylindrical or conical surface," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, pp. 3385-3391, Oct. 2005.
- [9] A. R. Djordjevic, A. G. Zajic, and M. M. Ilic, "Enhancing the gain of helical antennas by shaping the ground conductor," *IEEE Antennas and Wirel. Propagat Lett.*, vol. 5, pp. 138-140, 2006.
- [10] S. Chaimool, P. Akkaraekthalin, and V. Vivek, "Dual-band CPW-fed slot antennas using loading metallic strips and a widened tuning stub," *IEICE Trans Electronics*, vol. E88-C, pp. 2258-2265, Dec. 2005.
- [11] C.A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 2nd Ed., John Wiley&Sons, 1997.
- [12] S. Mesrdagh, W. D. Raedt, and G. A. E. Vandenbosch, "CPW-fed stacked microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, pp. 74-83, Jan. 2004.
- [13] X. Ding and A. F. Jacob, "CPW-fed slot antenna with wide radiating apertures," *IEE Proc. Inst. Elect. Eng./Microwave Antenna Propagation*, vol. 45, pp. 104-108, Feb. 1998.

1.1.2 การคำนวณเพื่อประมาณลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริป-แพทช์ ด้วยสูตรตามแบบวิธี แบบจำลองสายส่ง

1.บทนำ

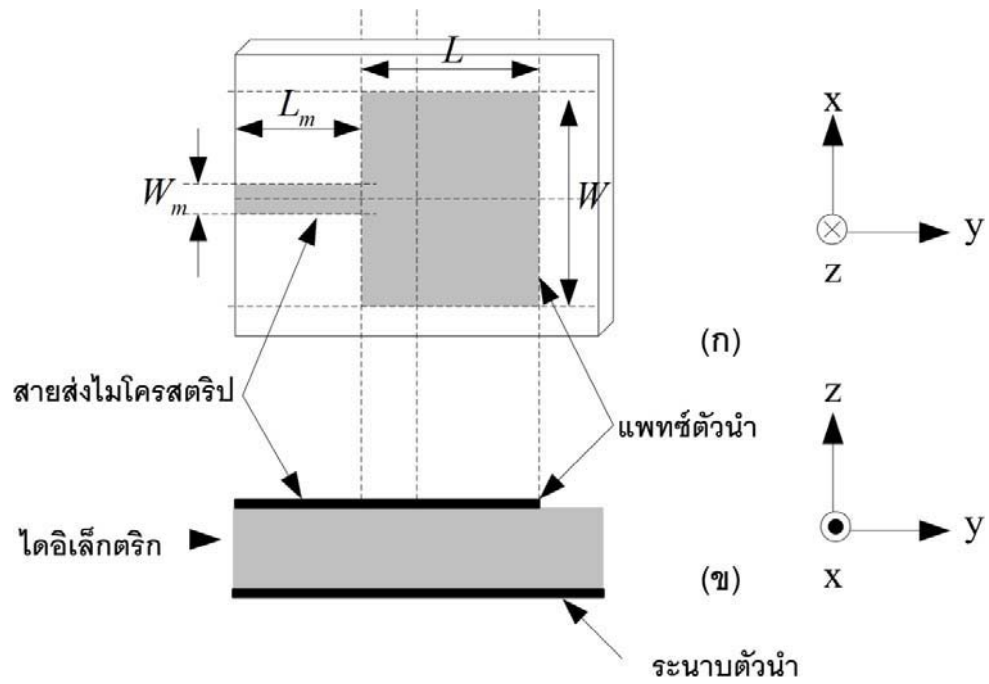
สายอากาศไมโครสตริปแพทช์ สามารถใช้ประโยชน์ในการสื่อสารได้มากมายด้วยเหตุที่โครงสร้างของสายอากาศชนิดดังกล่าว เป็นโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนออกแบบและสร้างให้สอดคล้องกับโครงสร้าง รูปแบบต่างๆได้ง่าย และเหมาะที่จะประยุกต์ใช้งานหลากหลายลักษณะ [1] เช่น การประยุกต์ใช้ในอากาศยานสมรรถนะสูง กระสวยอวกาศ ดาวเทียม กระทั่งการออกแบบ เพื่อประยุกต์ใช้กับจรวดนำวิถี แม้ว่าโดยปกติแล้วประสิทธิภาพของสายอากาศจะไม่สูงนัก หรือมีค่าของตัวประกอบคุณภาพสูง เป็นสายอากาศกำลังต่ำ และตอบสนองช่วงความถี่ได้แคบ สายอากาศไมโครสตริปเริ่มเป็นที่สนใจในปี ค.ศ. 1970 แม้จะมีการเสนอสายอากาศชนิดดังกล่าวตั้งแต่ปี ค.ศ. 1953 จนกระทั่งได้รับความนิยมเป็นอย่างมากในปัจจุบัน โดยเฉพาะในงานที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสาร

ย่านกว้าง [2] ประสิทธิภาพของสายอากาศไมโครสตริปนี้จะขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายประการไม่ว่าจะเป็นขนาด รูปร่างของแผ่นตัวนำ ระบบป้อนกำลังที่ใช้ และการควบกำลังคลื่นร่วมระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศเมื่อใช้ในลักษณะแผงสายอากาศ การวิเคราะห์ลักษณะสมบัติของสายอากาศเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการออกแบบสายอากาศ เนื่องจากการวิเคราะห์ที่มีประสิทธิภาพ จะช่วยลดต้นทุนในการออกแบบและผลิตสายอากาศได้เป็นอย่างมาก ปัจจุบันมีวิธีวิเคราะห์ลักษณะสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป วิธีการวิเคราะห์เหล่านี้สามารถจำแนกได้เป็นวิธีเชิงวิเคราะห์ ซึ่งอาศัยแบบจำลองลักษณะต่างๆเป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์ ซึ่งสามารถให้ภาพเกี่ยวกับปรากฏการณ์ของสายอากาศ เช่นแบบจำลองชนิดสายส่ง แบบจำลองชนิดโพรง วิธีการเชิงเลขเป็นต้น วิธีการเหล่านี้มีวัตถุประสงค์เพื่อลดขนาด และขยายแบนด์วิดธ์ของสายอากาศ เช่นการแมทช์ตัวสายอากาศด้วยสแต็ค [3] การออกแบบในรูปของระนาบร่วม [4] การเพิ่มตัวเรโซแนนซ์เข้าไป [5] การออกแบบสายอากาศไมโครสตริบบนซับสเตรทหนา [6] กระทั่งปรับเปลี่ยนลักษณะสมบัติของสายอากาศด้วยโครงสร้างการคับปลิง [7] [8] ให้สามารถตอบสนองความถี่ได้ในย่านกว้างขึ้นหนึ่ง ซึ่งใช้มาเพื่อออกแบบสายอากาศไมโครสตริป แก้ปัญหาค่าขอบเขตทางทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธีการเชิงเลข ซึ่งสามารถใช้กับแผ่นตัวนำลักษณะใดก็ได้

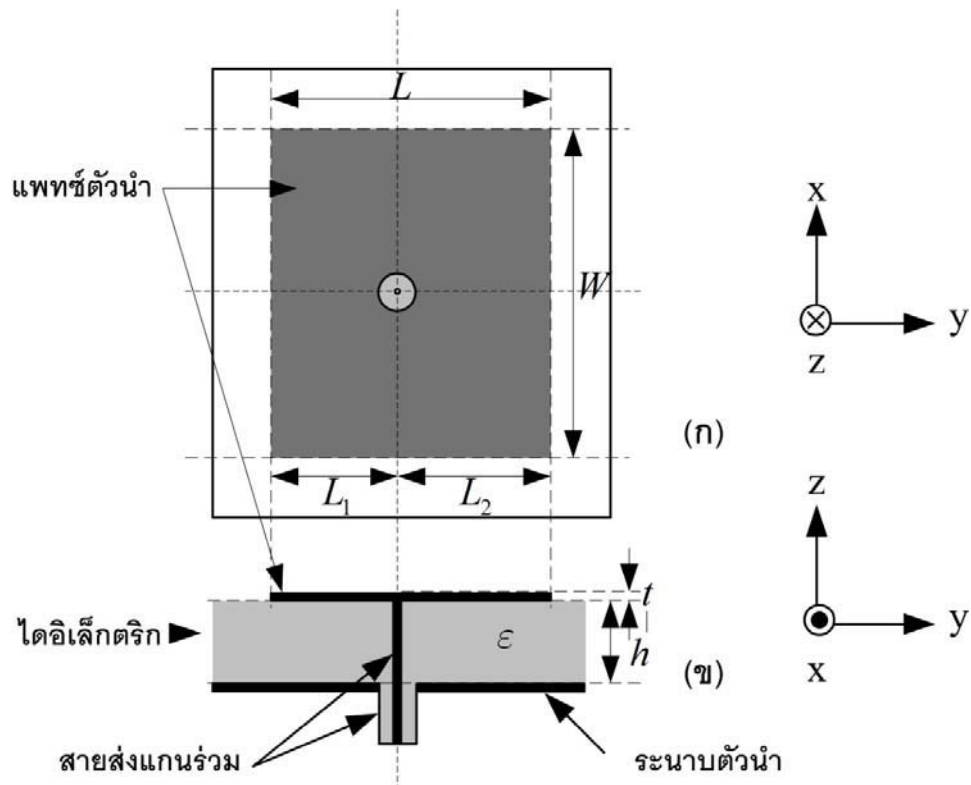
2. วิธีแบบจำลองสายส่ง

สายอากาศไมโครสตริป เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างที่ได้มาจากสายส่งไมโครสตริป เพราะฉะนั้น แบบจำลองเชิงสายส่ง จะเป็นทางเลือกในลำดับแรกสำหรับวิเคราะห์และอธิบายสายอากาศไมโครสตริป เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่าย และมีผลลัพธ์ที่เพียงพอจะยอมรับได้ พื้นฐานของแบบจำลองสายส่งที่ใช้วิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป จะเริ่มอธิบายด้วยสายอากาศแบบสี่เหลี่ยม สายอากาศดังกล่าวจะประกอบด้วยแพทช์ตัวนำ ซับสเตรทที่เป็นสารไดอิเล็กตริก และกราวด์ที่เป็นแผ่นระนาบบางซึ่งสร้างขึ้นด้วยตัวนำ การป้อนกำลังสู่สายอากาศจะป้อนผ่านสายไมโครสตริปหรือสายส่งแกนร่วมตามรูปที่ 1 และรูปที่ 2

ตามรูปที่ 1 จะเห็นถึงโครงสร้างของสายอากาศที่ประกอบขึ้นด้วย สายส่งขนาดเล็กที่มีความกว้าง W_m และมีความยาว L_m ต่อเข้ากับสายส่งขนาดใหญ่กว่าสายส่งขนาดใหญ่ที่ว่านั้นมีความกว้างเป็น W และมีความยาวเป็น L ทั้งสองชิ้นตั้งอยู่บนฐานที่เป็นสารไดอิเล็กตริกและวางอยู่บนตัวนำระนาบอีกชั้นหนึ่ง สายส่งตัวนำขนาดเล็กที่ปลายสายด้านหนึ่งจะเป็นจุดป้อนกำลัง อีกด้านที่ต่อเข้ากับสายส่งซึ่งตัวนำขนาดใหญ่กว่าซึ่งทำหน้าที่เป็นส่วนของการแพร่กระจายคลื่น หรือตัวสายอากาศ



รูปที่ 1 สายอากาศไมโครสตริปแพทช์แบบสี่เหลี่ยมที่ใช้การป้อนกำลังโดยสายส่งแบบไมโครสตริป



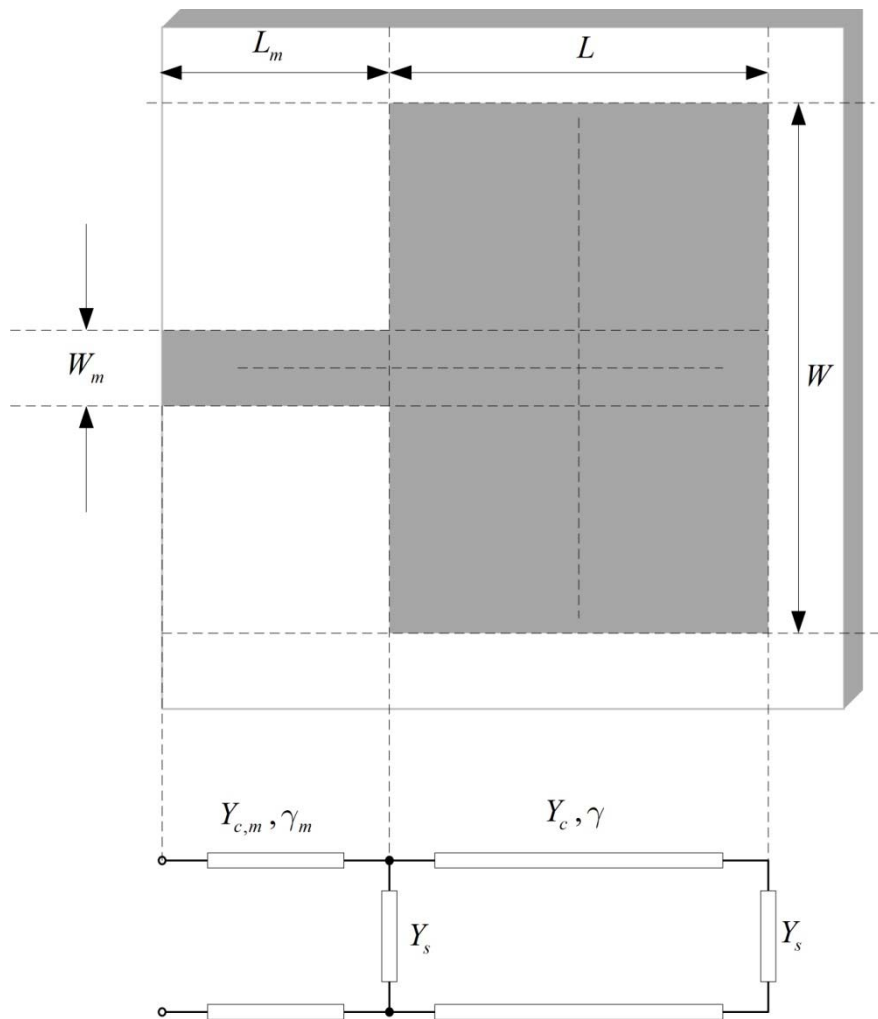
รูปที่ 2 สายอากาศไมโครสตริปแพทช์แบบสี่เหลี่ยมที่ใช้การป้อนกำลังโดยสายส่งแบบไมโครสตริป

ในการทำนองเดียวกันพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ที่ใช้การป้อนกำลังโดยสายส่งแกนร่วมตามรูปที่2 จะใช้การป้อนสัญญาณผ่านทางสารไดอิเล็กตริกด้านล่างของตัวสายอากาศเข้าสู่แพทช์ของสายอากาศ ซึ่งมีความกว้าง W และมีความยาว L โดยตำแหน่งของจุดป้อนสัญญาณจะอยู่ที่ตำแหน่ง $(x, y) = (W/2, (L - L_2))$

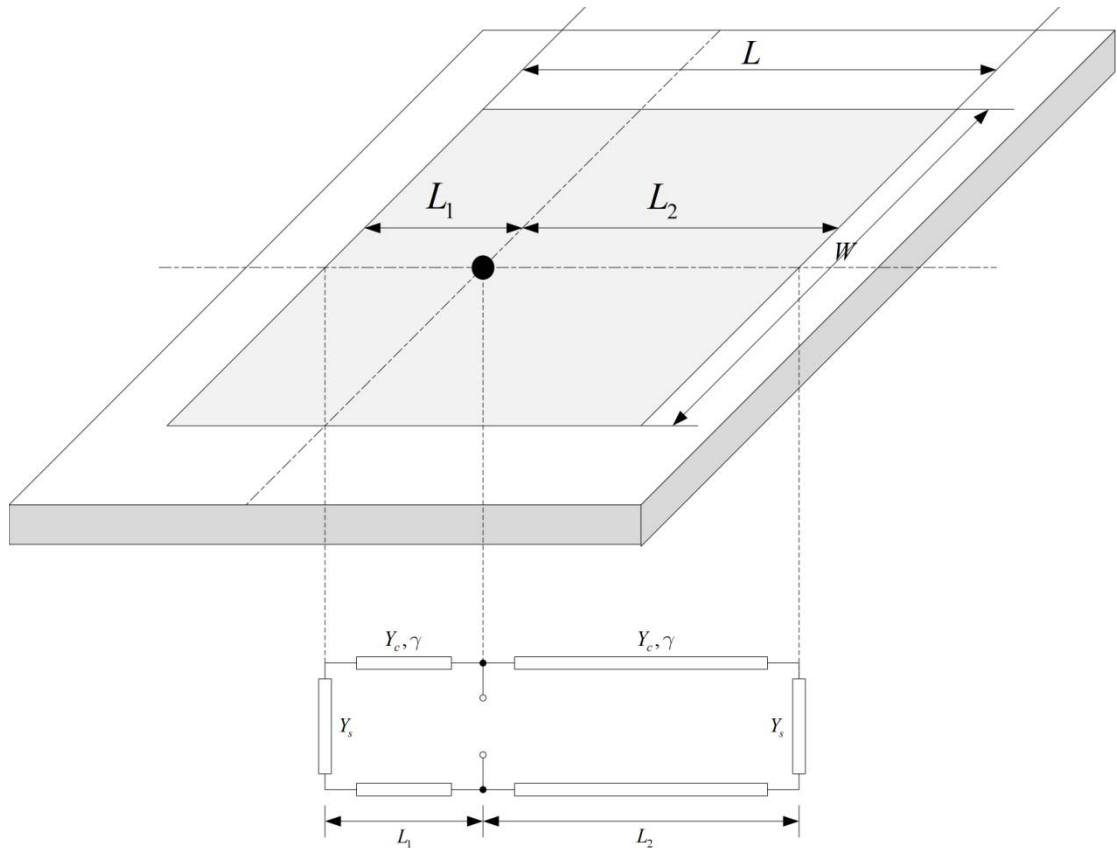
สำหรับกรณีตามรูปที่1 ซึ่งเป็นสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ที่มีการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริป ซึ่งส่วนของสายส่งจะสามารถแสดงในรูปของวงจรสายส่งได้ด้วย อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ $Y_{c,m}$ ค่าคงตัวของการแพร่กระจายคลื่น g_m และความยาวของแพทช์สายส่ง L_m การชดเชยด้วยค่าแอดมิตแตนซ์ที่เกิดขึ้น จากที่สายส่งไมโครสตริปไม่ได้ต่อร่วมกับส่วนประกอบใดๆ Y_s

สำหรับส่วนของสายอากาศ จะสามารถแสดงอยู่ในรูปของวงจรสายส่งได้เป็น แอดมิตแตนซ์ลักษณะสมบัติ Y_c ค่าคงตัวของการแพร่กระจายคลื่น g ความยาวของแพทช์สายส่ง L และ การชดเชยด้วยค่าแอดมิตแตนซ์ที่เกิดขึ้น จากที่สายอากาศไมโครสตริปไม่ได้ต่อร่วมกับส่วนประกอบใดๆ Y_s องค์ประกอบดังกล่าวจะปรากฏอยู่ในรูปที่3

อีกกรณีหนึ่งคือกรณีที่สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปนี้ มีการป้อนกำลังด้วยสายส่งแกนร่วม ตามที่ปรากฏในรูปที่4 กรณีนี้สายอากาศจะถูกป้อนสัญญาณด้วยสายส่งแกนร่วม ดังนั้นแบบจำลองของสายส่งจึงเป็น แบบจำลองที่ใช้แทนค่าของสายอากาศในสองส่วนด้วยกัน จุดป้อนสายจะอยู่ตรงกลางตามแนวแกน x และสำหรับแนวแกน y แล้วจุดป้อนสายจะปรับเปลี่ยนไปด้วยค่า L_1 และค่า L_2 วงจรของสายส่งจึงเป็นวงจรที่ใช้แทนส่วนประกอบของสายอากาศทั้งหมด ซึ่งตามรูปจะเห็น ค่าของแอดมิตแตนซ์ลักษณะสมบัติ Y_c ค่าคงตัวของการแพร่กระจายคลื่น g และ การชดเชยด้วยค่าแอดมิตแตนซ์ที่เกิดขึ้น จากที่สายอากาศไมโครสตริปไม่ได้ต่อร่วมกับส่วนประกอบใดๆ Y_s แบบจำลองชนิดนี้จะเป็นแบบจำลองที่เริ่มต้นและพัฒนาเพื่อใช้เป็นแบบจำลองของสายอากาศไมโครสตริปที่มีแนวการคับปลิงแบบฟันปลา



รูปที่ 1 แบบจำลองเชิงสายส่งของสายอากาศไมโครสตริป ที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริป



รูปที่ 2 แบบจำลองเชิงสายส่งของสายอากาศไมโครสตริป ที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งแกนร่วม

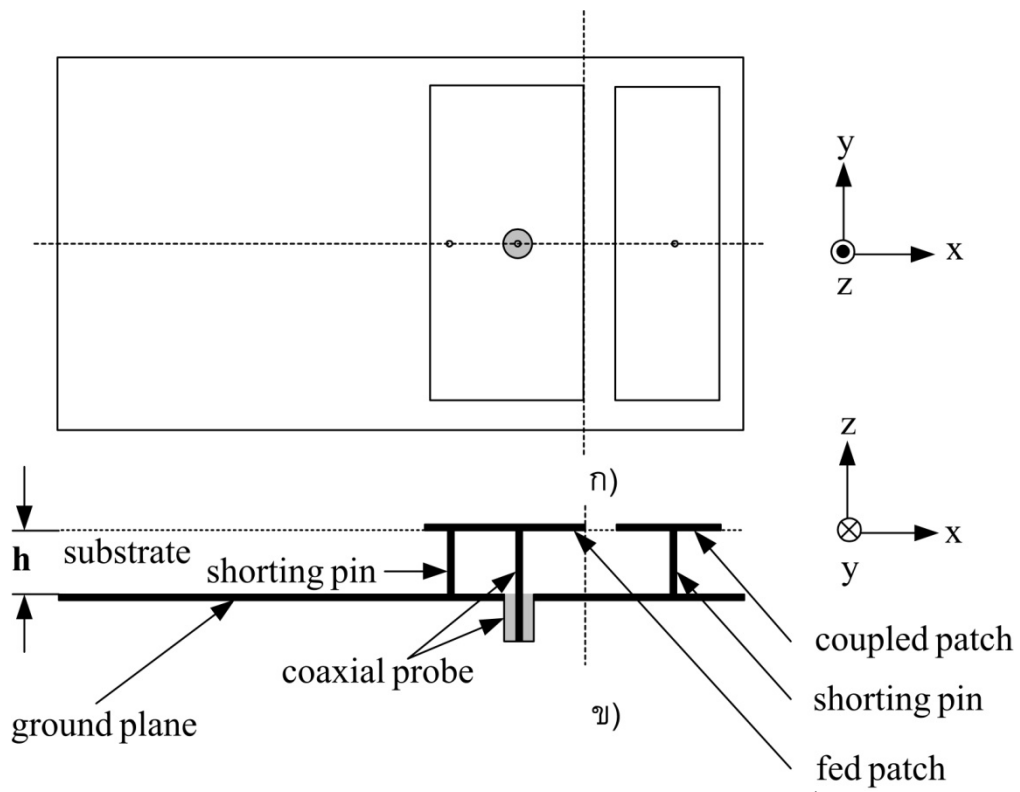
แบบจำลองสายส่งของสายอากาศไมโครสตริปมีข้อบกพร่องที่สำคัญเนื่องจาก ค่า Y_s ปกติจะขาดความแม่นยำโดยเฉพาะเมื่อ $W \approx \lambda_0$ เนื่องจากไม่ได้นำค่าความเหนี่ยวนำร่วมของสล็อตมาคิดรวมด้วย การชดเชยข้อบกพร่องของแบบจำลองสายส่งสามารถทำได้โดย ชดเชยค่าซัสเซพแทนซ์ $B_s = \text{Im}(Y_s) = Y_c \tan(\beta D/2)$ ซึ่งค่า $D/2$ ซึ่งจะได้กล่าวถึงในตอนต่อไป

3. สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีการคับปลิงระหว่างกัน

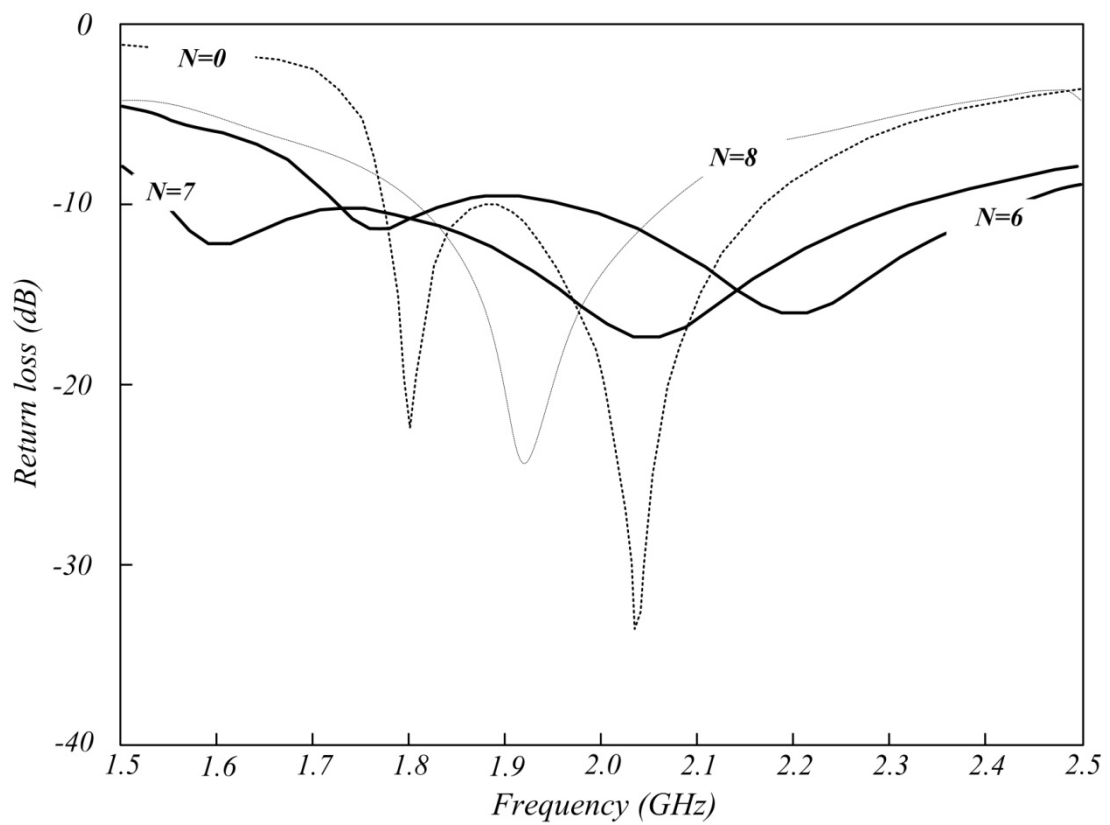
สายอากาศไมโครสตริปแพทช์ที่มีแนวการคับปลิงแบบพื้นป्लานีพัฒนาขึ้นมาจากสายอากาศที่มีการคับปลิงระหว่างกันแบบขนาน ซึ่งพัฒนาขึ้นมาจากงานวิจัยเรื่องการออกแบบสายอากาศสำหรับโทรศัพท์มือถือ ในรายงานการวิจัยฉบับดังกล่าวได้เสนอสายอากาศหลายลักษณะด้วยกันซึ่งมีตั้งแต่สายอากาศรูปครึ่งวงกลม สายอากาศรูปสี่เหลี่ยม ในที่นี้จะใช้สายอากาศแบบสี่เหลี่ยมมาเป็นโครงสร้างเริ่มต้น เพื่อศึกษาเกี่ยวกับกลไกการคับปลิงของสายอากาศ ที่ส่งผลต่อคุณภาพของแบนด์วิดท์ สายอากาศแบบสี่เหลี่ยมตามที่เสนอไว้ในรายงานการวิจัยของ มีโครงสร้างตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 3 สายอากาศนี้จะประกอบด้วย แพทช์จำนวนสองชิ้นด้วยกัน

เรียกว่า แพทช์ป้อนสัญญาณ และแพทช์คัปปลิงซึ่งวางขนานกัน แพทช์ป้อนสัญญาณจะมีความกว้างที่น้อยกว่า แพทช์คัปปลิง วางอยู่บนสารไดอิเล็กตริก ที่มีความหนา เท่ากับ 8 มิลลิเมตร สารไดอิเล็กตริกที่ใช้ในที่นี้เป็นอากาศและโฟม แพทช์ทั้งสองจะถูกขอร์ดลงกราวด์ ด้วยส่วนประกอบที่เป็นตัวนำโลหะทรงกระบอกขนาดเล็กเรียกว่าหมุดชอร์ต ลักษณะเดียวกับสายอากาศแบบชอร์ตแพทช์ หมุดชอร์ตนอกจากจะใช้สำหรับปรับแต่งลักษณะสมบัติ ทางแม่เหล็กไฟฟ้าของตัวสายอากาศแล้วยังเป็นตัวยึดและประคองแพทช์คัปปลิงและแพทช์ป้อนสัญญาณ สำหรับแพทช์ป้อนสัญญาณ ยังจะต่อเข้ากับหัวป้อนสัญญาณ รูปร่างของแพทช์ทั้งสองอาจจะเป็นได้ หลายลักษณะเช่นเป็นรูปสามเหลี่ยม รูปสี่เหลี่ยม หรือรูปครึ่งวงกลมตามที่ได้กล่าวไว้แล้วในตอนต้น ระยะห่างระหว่างแพทช์ทั้งสอง จะเป็นกลไกที่ใช้สำหรับปรับแบนด์วิดธ์ของสายอากาศชนิดนี้

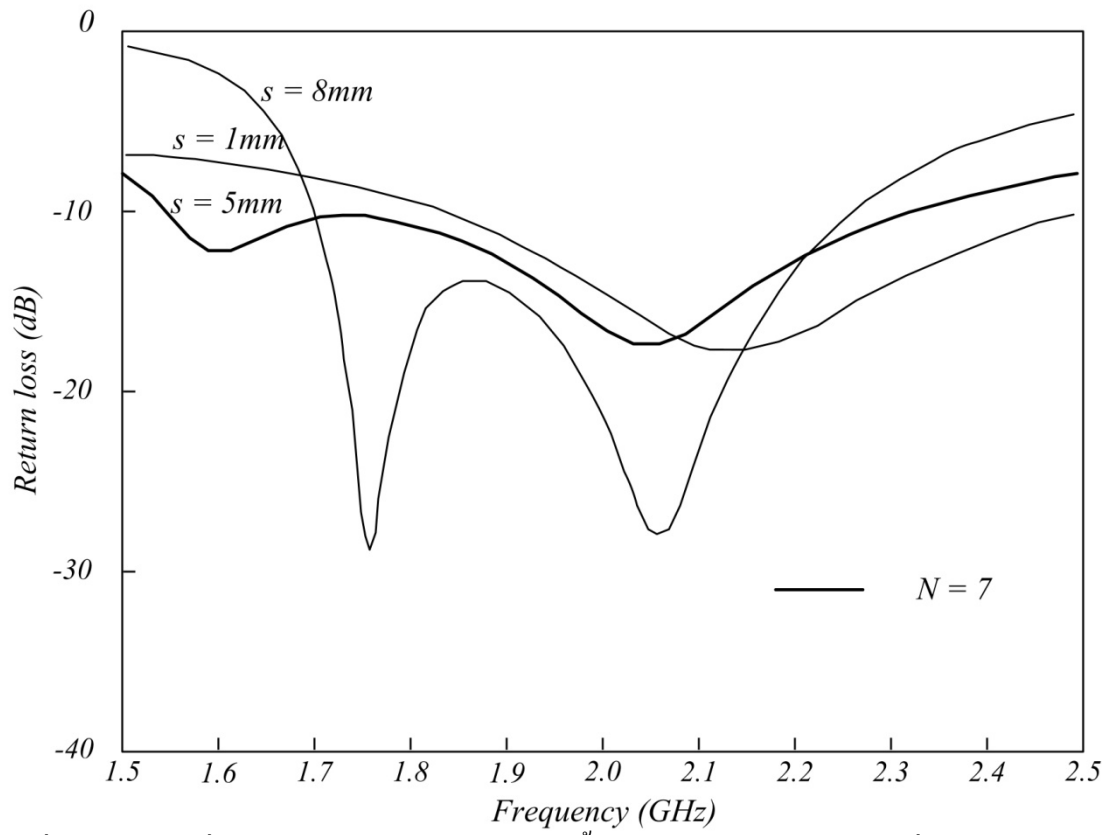
การปรับปรุงคุณภาพของสายอากาศชนิดนี้จะปรับปรุง โดยการเปลี่ยนแนวของการคัปปลิงของสายอากาศ จากแนวการคัปปลิงแบบขนาน เป็นแนวการคัปปลิงแบบฟันปลา โดยเริ่มจาก การใช้โปรแกรมจำลองเชิงแม่เหล็กไฟฟ้าจำลองผล ของเงื่อนไขที่เปลี่ยนไป กล่าวคือการเปลี่ยนเงื่อนไขจากแนวการคัปปลิงแบบ ขนานเป็นแนวการคัปปลิงแบบฟันปลา ตั้งแต่ 1-8 ซึ่งจะปรากฏผลตาม **Error! Reference source not found.** โดยกำหนดให้ระยะห่างตอนเริ่มต้นเป็น 5 มิลลิเมตร ซึ่งจะพบว่าค่าที่ดีที่สุดคือจำนวนฟันปลาเท่ากับ 7 หลังจากนั้นจึงเริ่มต้นปรับระยะห่างระหว่างแพทช์ทั้งสอง สรุปได้ว่าระยะห่างที่เหมาะสมคือ 8 มิลลิเมตร ดังใน**Error! Reference source not found.** หลังจากนั้นจึงปรับค่าความลึกของฟันปลาได้ความลึกที่เหมาะสมคือ 3 มิลลิเมตร ตามใน**Error! Reference source not found.** แนวการคัปปลิงของสายอากาศจะเป็นรูปฟันปลา ซึ่งจะมีตัวประกอบที่เกี่ยวข้องได้แก่ จำนวนของฟันปลา n ระยะห่างของแต่ละฟันปลา s และความลึกของฟันปลา ตามที่ปรากฏใน**Error! Reference source not found.** ซึ่งในรูปนั้นได้แสดงฟังก์ชันของตัวประกอบต่างๆ ไว้อย่างครบถ้วน



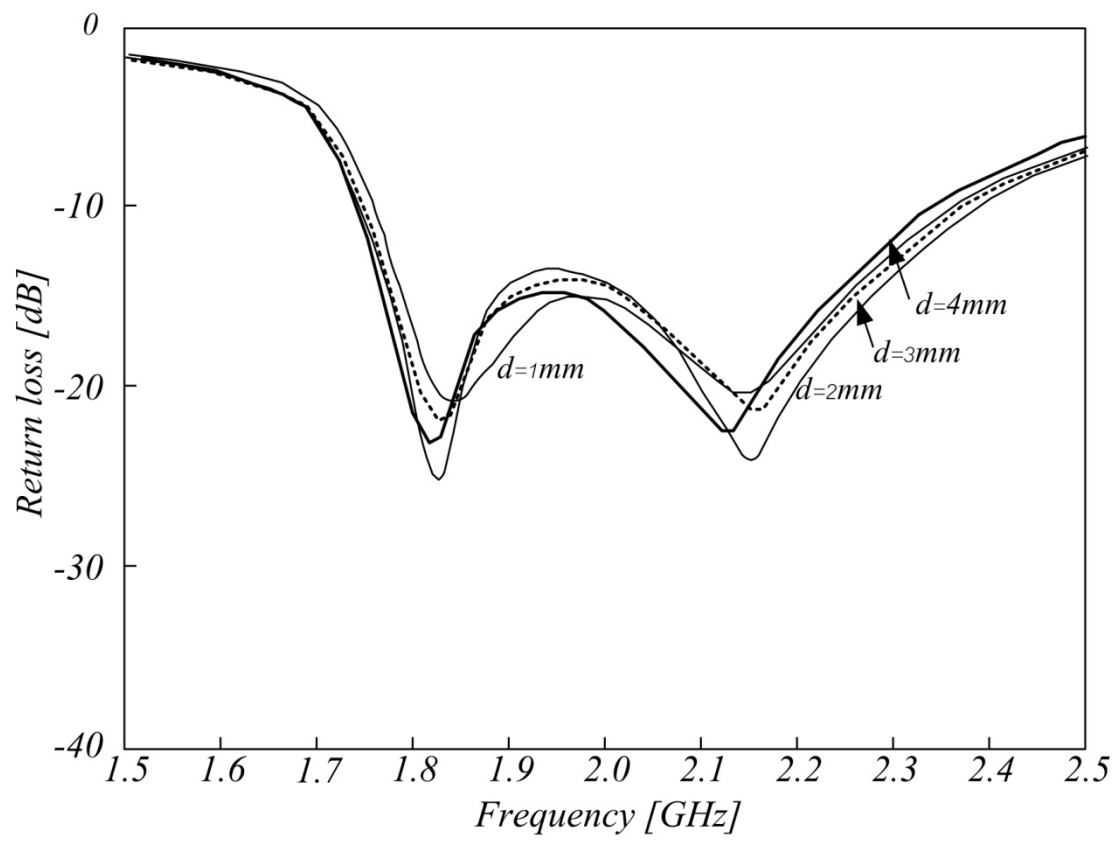
รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีการคัปปลิงแบบขนาน



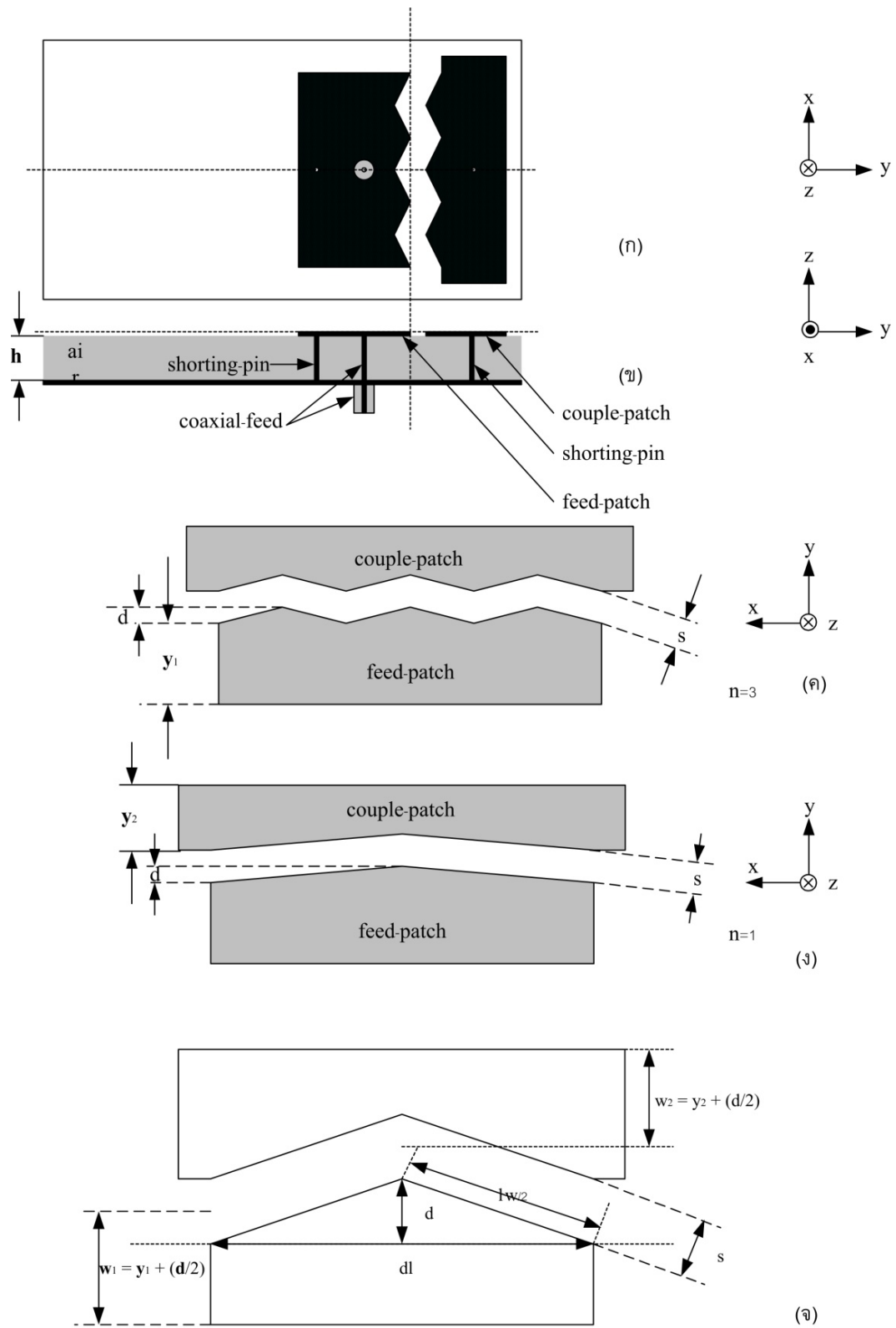
รูปที่ 2 ผลการจำลองการเปลี่ยนรูปแบบการคัปปลิงแบบขนานเป็นการคัปปลิงแบบพื้นปลา



รูปที่ 3 ผลการเปลี่ยนระยะห่างระหว่างแพทช์คัปปลิงและแพทช์หลัก เลือกกรณีที่ จำนวนพื้นปลาเท่ากับ 7



รูปที่ 4 ผลการจำลองด้วยโปรแกรมจำลองเชิงแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อเปลี่ยนค่า ความลึกของฟินปลา(d)



รูปที่ 5 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์และส่วนประกอบต่างๆที่เกี่ยวข้อง

4. แบบจำลองของสายส่ง

แบบจำลองของสายส่ง สำหรับสายอากาศแพทช์ที่มีการคับปลิงระหว่างกัน ทั้งด้วยแนวการคับปลิงแบบขนาน หรือแนวการคับปลิงแบบฟันปลาตามที่ปรากฏตามในรูปที่ 8 ซึ่งแนวการคับปลิงแบบฟันปลาจะแทนด้วยส่วนประกอบเชิงวงจรกล่าวคือ ประกอบด้วยแอดมิตแตนซ์สองตัวคือค่าแอดมิตแตนซ์ของแพทช์หลัก Y_{MC} และแอดมิตแตนซ์ของแพทช์คับปลิง Y_{PC} วางขนานกัน เชื่อมโยงด้วย ค่าแอดมิตแตนซ์ที่เชื่อมโยงระหว่างกัน Y_{CC} ค่าแอดมิตแตนซ์เหล่านี้ได้มาจากการจำลอง ด้วยโปรแกรมจำลองเชิงแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งอยู่ในรูปแบบของพารามิเตอร์ของการกระเจิง (S-Parameter) และมาเปลี่ยนเป็นพารามิเตอร์ของแอดมิตแตนซ์ ได้เป็น

$$Y_{11} = Y_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (1)$$

$$Y_{12} = Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2)$$

$$Y_{21} = Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (3)$$

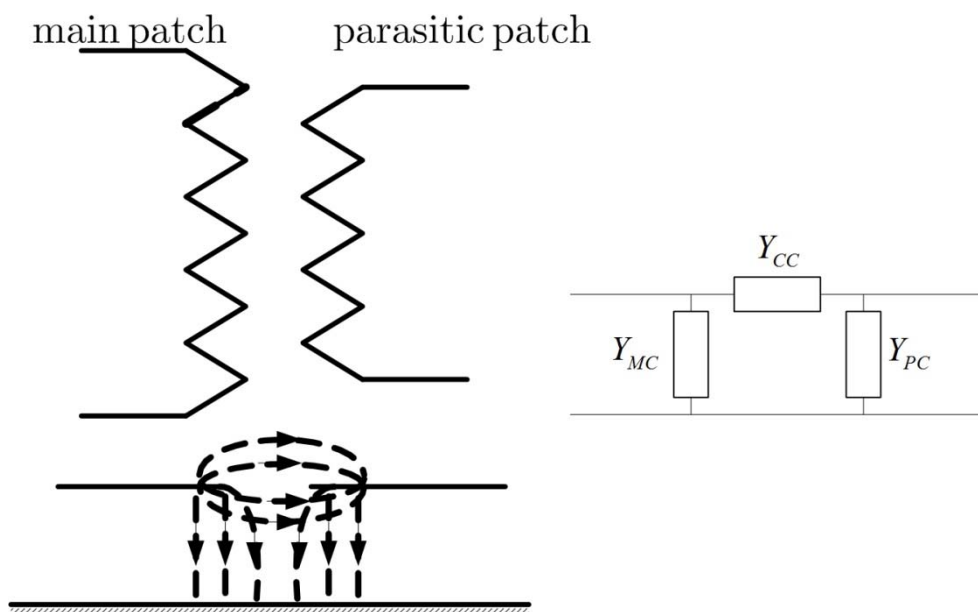
$$Y_{22} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (4)$$

หลังจากได้ค่าพารามิเตอร์ของแอดมิตแตนซ์ในรูปแบบสองขั้วแล้ว

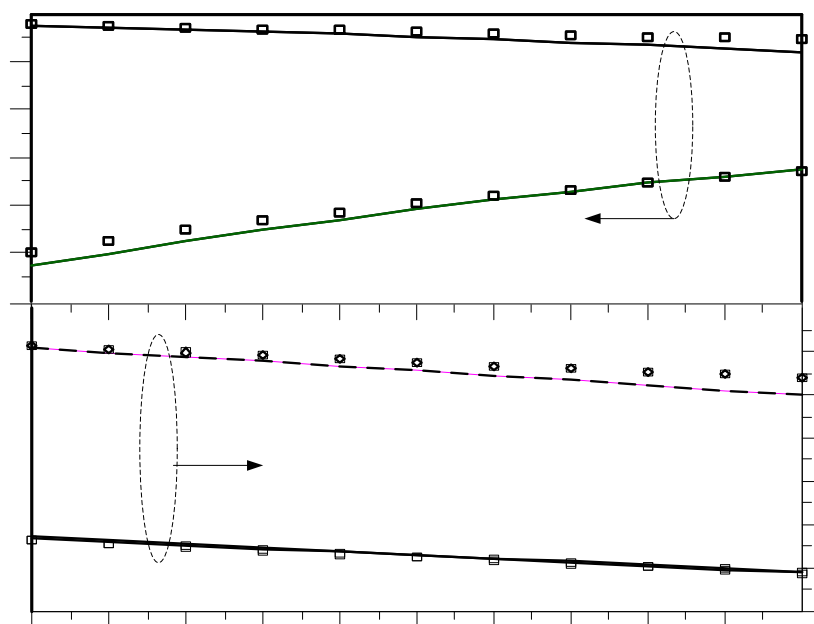
$$Y_C = -Y_{12} \quad (5)$$

$$Y_P = Y_{22} - Y_{12} \quad (6)$$

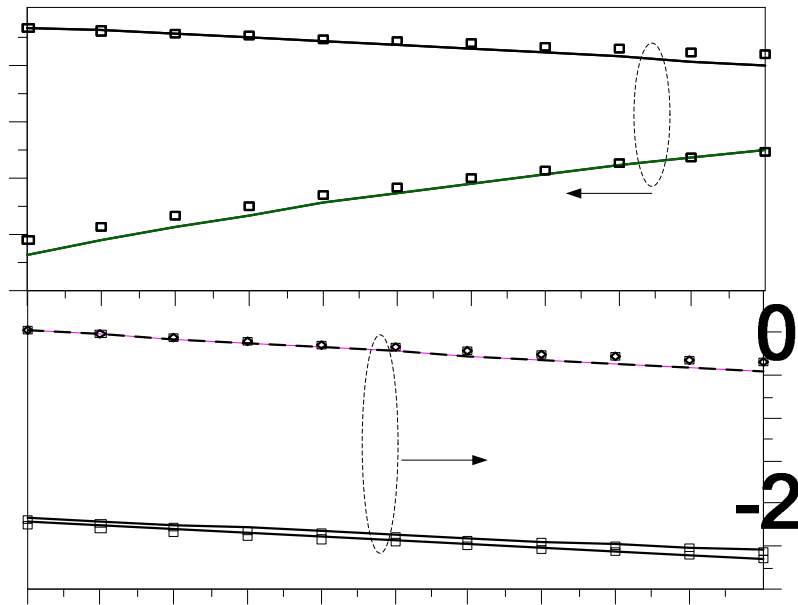
$$Y_M = Y_{11} - Y_{12} \quad (7)$$



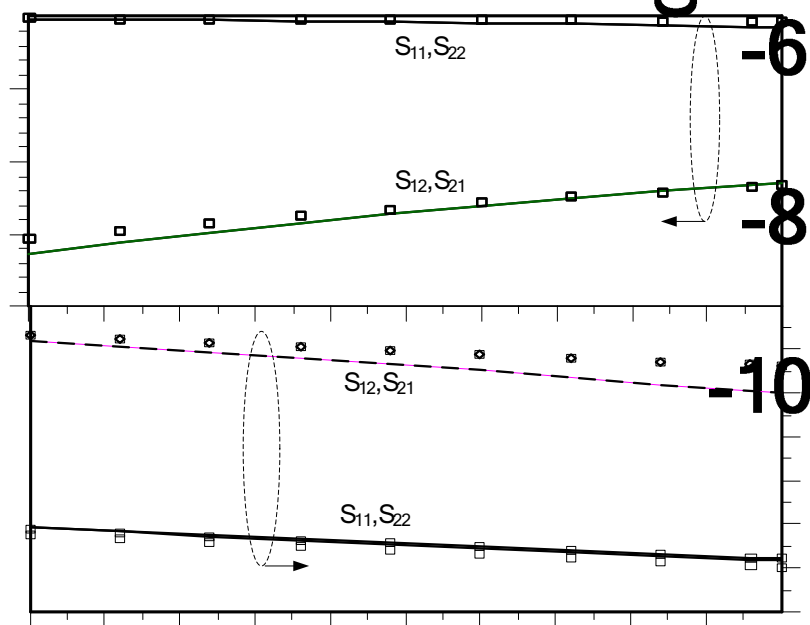
รูปที่ 1 แบบจำลองเชิงวงจรบริเวณช่องว่างระหว่างแพทช์หลักและแพทช์คัปปลิ่ง



รูปที่ 2 ผลการจำลองของช่องว่างระหว่างแพทช์ฟิโนปลา ผลเชิงแม่เหล็กไฟฟ้า(เส้นทึบ)และผลจากวงจรเทียบเคียง(เส้นประสีเหลี่ยม) สำหรับกรณีนี้ที่ ($N = 8$, $d = 2$ mm, $s = 3$ mm)



รูปที่ 3 ผลการจำลองของช่องว่างระหว่างแพทช์พื้นปลา ผลเชิงแม่เหล็กไฟฟ้า(เส้นทึบ)และผลจากวงจรเทียบเคียง(เส้นประสีเหลี่ยม) สำหรับกรณีนี้ ($N = 1$, $d = 2$ mm, $s = 8$ mm)



รูปที่ 4 ผลการจำลองของช่องว่างระหว่างแพทช์พื้นปลา ผลเชิงแม่เหล็กไฟฟ้า(เส้นทึบ)และผลจากวงจรเทียบเคียง(เส้นประสีเหลี่ยม) สำหรับกรณีนี้ ($N = 5$, $d = 2$ mm, $s = 8$ mm)

เมื่อแทนค่าของแอดมิตแตนซ์ระหว่างรอยต่อ ของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ที่มีแนวการคัปปลิงแบบพื้นปลาเข้าไปในแบบจำลองสายส่งจะทำให้ได้แบบจำลองสายส่งตามรูปที่ 10 เป็นแบบจำลองสายส่ง ที่

ทำให้เราสามารถพิจารณาลักษณะสมบัติของสายอากาศได้ง่ายขึ้น ซึ่งอยู่ในรูปแบบที่จำกัดค่าตัวแปร โดยในการจำลองครั้งนี้จะกำหนดให้พิจารณาสายอากาศ เป็นแบบจำลองสายส่งที่มีการสูญเสียต่ำ อีกทั้งกำหนดให้หมุดสำหรับลัดวงจร และจุดป้อนสัญญาณอยู่ตรงกลางของแนวความกว้าง ของสายอากาศ

ดังนั้นอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศ [12] จะมีรูปแบบเป็น

$$Z_{in} = jX_f + 1/Y_1 \quad (8)$$

ซึ่งค่ารีแอคแตนซ์ของจุดป้อนสัญญาณ X_f ได้มาจาก

$$X_f = \frac{\eta_0 \omega h}{2\pi c} \ln \left[\frac{4c}{\zeta \omega d \sqrt{\epsilon_r}} \right] \quad (9)$$

เมื่อ d เป็นเส้นผ่าศูนย์กลางกลางของจุดป้อนสัญญาณ

หากพิจารณาค่าแอดมิตแตนซ์ Y_1 ในสมการที่ 3-8 จะเห็นว่าเกิดจากผลรวมของค่าแอดมิตแตนซ์ สองค่าซึ่งเกิดจากการพิจารณาแยกส่วนออกไปในแต่ละด้านของแพทช์ กล่าวคือ

$$Y_1 = Y_{Left} + Y_{Right} \quad (10)$$

ที่ Y_{Left} และ Y_{Right} เป็นอิมพีแดนซ์ในแต่ละข้างของตำแหน่งป้อนสัญญาณ ค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองค่าจะประกอบด้วยแอดมิตแตนซ์ลักษณะสมบัติของแพทช์หลัก Y_0^M ค่าแอดมิตแตนซ์ลักษณะสมบัติของแพทช์ คับปลิง Y_0^P ค่าแอดมิตแตนซ์ชดเชยการเกิดการแพร่กระจายคลื่นที่ปลายแพทช์ของสายอากาศด้านแพทช์หลัก Y_S^M และค่าแอดมิตแตนซ์ชดเชยการเกิดการแพร่กระจายคลื่นที่ปลายแพทช์ของสายอากาศด้านแพทช์ คับปลิง Y_S^P ซึ่งมีค่าเป็น

$$Y_S^M = G_S^M + jB_S^M \quad (11)$$

$$Y_S^P = G_S^P + jB_S^P \quad (12)$$

เมื่อ

$$G_S^M = \begin{cases} \frac{(W_M)^2}{90\lambda_0^2} \\ \frac{W_M}{120\lambda_0} - \frac{1}{60\lambda_0^2} \\ \frac{W_M}{120\lambda_0} \end{cases} \quad (13)$$

$$G_S^P = \begin{cases} \frac{(W_P)^2}{90\lambda_0^2} \\ \frac{W_P}{120\lambda_0} - \frac{1}{60\lambda_0^2} \\ \frac{W_P}{120\lambda_0} \end{cases} \quad (14)$$

$$B_s = Y_0 \tan \left(\beta h \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_5} \right) \quad (15)$$

ค่า B_s จะเป็นค่าเดียวกันทั้งแพทช์หลักและแพทช์คัปปลิง และในสมการที่ $B_s = Y_0 \tan \left(\beta h \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_5} \right)$

$$B_s = Y_0 \tan \left(\beta h \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_5} \right) \quad) \text{ ยังปรากฏตัวแปรอีกสี่ตัว}$$

คือ ξ_1, ξ_3 และ ξ_5 ซึ่ง จะได้ค่าเป็น[13]

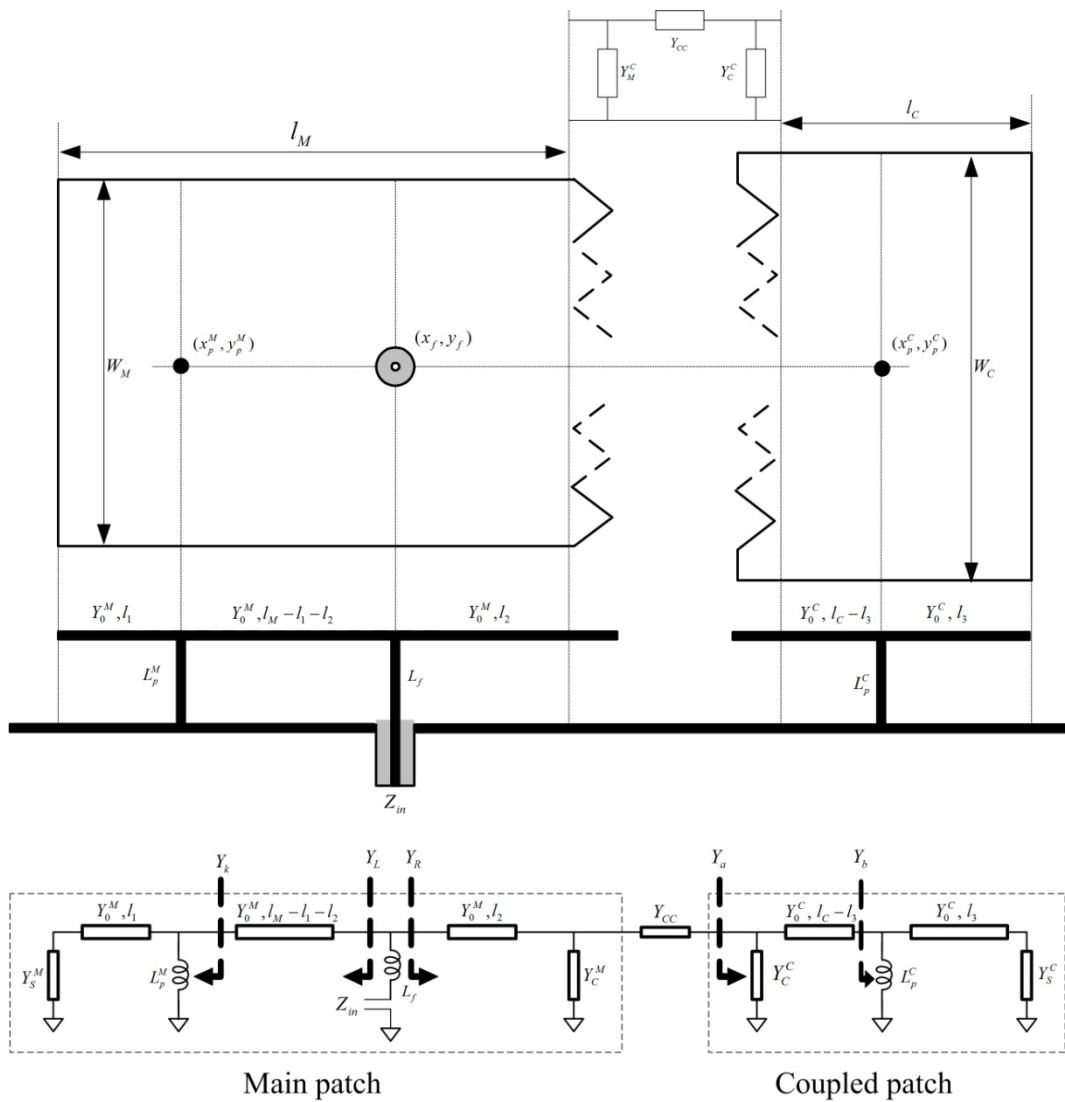
$$\xi_1 = 0.434907 \frac{\varepsilon_{eff}^{0.81} + 0.26(W/h)^{0.8544} + 0.236}{\varepsilon_{eff}^{0.81} - 0.189(W/h)^{0.8544} + 0.87} \quad (16)$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{(W/h)^{0.371}}{2.358\varepsilon_r + 1} \quad (17)$$

$$\xi_3 = 1 + \frac{0.5274 \tan^{-1} \left(0.084(W/h)^{1.9413/\xi_2} \right)}{\varepsilon_{eff}^{0.9236}} \quad (18)$$

$$\xi_4 = 1 + 0.0377 \tan^{-1} \left\{ 0.067(W/h)^{1.456} \right\} \left\{ 6 - 5 \exp[0.036(1 - \varepsilon_r)] \right\} \quad (19)$$

$$\xi_5 = 1 - 0.218 \exp(-7.5(W/h)) \quad (20)$$



รูปที่ 1 แบบจำลองสายส่งของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ที่มีแนวการคับปลิงแบบพื้นปลา

ในที่นี้เงื่อนไขที่จำเป็นอีกอย่างหนึ่งคือสมมติว่า แบบจำลองสายส่งนี้เป็นแบบจำลองแบบที่มีการสูญเสียต่ำ ดังนั้นเราสามารถแสดงค่าอิมพีแดนซ์รวมด้านซ้ายมือของตำแหน่งจุดป้อนสัญญาณได้เป็น

$$Y_{Left} = Y_0^M \left(\frac{Y_b + jY_0^M \tan \beta (l_M - l_1 - l_2)}{Y_0^M + jY_b \tan \beta (l_M - l_1 - l_2)} \right) \quad (21)$$

เมื่อ

$$Y_b = Y_0^M \frac{Y_S^M + jY_0^M \tan \beta l_1}{Y_0^M + jY_S^M \tan \beta l_1} + \frac{1}{j\omega L_{PM}} \quad (22)$$

สำหรับค่าแอดมิตแตนซ์ทางด้านขวาของจุดป้อนสัญญาณ จะมีความแตกต่างกับค่าแอดมิตแตนซ์ทางด้านซ้ายของสัญญาณ เนื่องจากจะประกอบด้วยแอดมิตแตนซ์รวม ทั้งแอดมิตแตนซ์ของแพทช์สายอากาศหลัก และแอดมิตแตนซ์ของแพทช์สายอากาศคัปปลิง แพทช์ทั้งสองจะเหนี่ยวนำและเชื่อมโยงระหว่างกัน ด้วยกลไกของการเชื่อมโยงซึ่งจะปรากฏในรูปของตัวแปร C_c และ แอดมิตแตนซ์ด้านเข้าของแพทช์คู่เหนี่ยวนำ Y_{pp} ทำให้เราได้แอดมิตแตนซ์ด้านขวาของจุดป้อนสัญญาณเป็น

$$Y_{Right} = Y_0^M \left(\frac{Y_a + jY_0^M \tan \beta l_2}{Y_0^M + jY_a \tan \beta l_2} \right) \quad (23)$$

เมื่อ

$$Y_a = Y_S^M + (1/j\omega C_c + 1/Y_{PP})^{-1} \quad (24)$$

ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของแพทช์คัปปลิงสามารถหาได้จาก

$$Y_{PP} = Y_{sP} + Y_{0P} \frac{Y_c + jY_{0P} \tan \beta (l_p - l_3)}{Y_{0P} + jY_c \tan \beta (l_p - l_3)} \quad (25)$$

เมื่อ

$$Y_c = Y_{0P} \frac{Y_{sP} + jY_{0P} \tan \beta l_3}{Y_{0P} + jY_{sP} \tan \beta l_3} + \frac{1}{j\omega L_{pP}} \quad (26)$$

ในกรณีนี้ความกว้างของแพทช์ สายอากาศจะมากกว่าความสูงของไดอิเล็กตริกกล่าวคือ $w/h \geq 1$, ยังผลให้ค่าแอดมิตแตนซ์ลักษณะสมบัติ ของแพทช์หลักเปลี่ยนไปเป็นค่าที่ละเอียดมากยิ่งขึ้นคือ

$$Y_{0M} = \frac{1}{Z_{0M}(\epsilon_r, f=0) \left(\frac{R_{13}}{R_{14}} \right)^{R_{17}}} \quad (27)$$

เมื่อ

$$f_n = (f / GHz) (h / mm) \quad (28)$$

$$u = \left(\frac{w}{h} \right) \quad (29)$$

$$R_1 = 0.03891 \varepsilon_r^{1.4} \quad (30)$$

$$R_2 = 0.267 u^{7.0} \quad (31)$$

$$R_3 = 4.766 \exp(-3.228 u^{0.641}) \quad (32)$$

$$R_4 = 0.016 + (0.0514 \varepsilon_r)^{4.524} \quad (33)$$

$$R_5 = \left(\frac{f_n}{28.843} \right)^{12.0} \quad (34)$$

$$R_6 = 22.20 u^{1.92} \quad (35)$$

$$R_7 = 1.206 - 3.144 \exp(-R_1) [1 - \exp(-R_2)] \quad (36)$$

$$R_8 = 1 + 1.275 \left\{ 1 - \exp \left[-0.004625 R_3 \varepsilon_r^{1.674} (f_n / 18.365)^{2.745} \right] \right\} \quad (37)$$

$$R_9 = 5.086 R_4 \frac{R_5}{0.3838 + 0.386 R_4} \frac{\exp(-R_6)}{1 + 1.2992 R_5} \frac{(\varepsilon_r - 1)^6}{1 + 10(\varepsilon_r - 1)^6} \quad (38)$$

$$R_{10} = 0.00044 \varepsilon_r^{2.136} + 0.0184 \quad (39)$$

$$R_{11} = \frac{(f_n / 19.47)^6}{\left[1 + 0.0962 (f_n / 19.47)^6 \right]} \quad (40)$$

$$R_{12} = \frac{1}{(1 + 0.00245 u^2)} \quad (41)$$

$$R_{13} = 0.9408 [e_{eff}(f_n)]^{R_8} - 0.9603 \quad (42)$$

$$R_{14} = (0.9408 - R_9) \left[e_{eff}(f=0) \right]^{R_8} - 0.9603 \quad (43)$$

$$R_{15} = 0.707 R_{10} \left(\frac{f_n}{12.3} \right)^{1.097} \quad (44)$$

$$R_{16} = 1 + 0.0503 \varepsilon_r^2 R_{11} \left[1 - \exp \left(-\frac{u}{15} \right)^6 \right] \quad (45)$$

$$R_{17} = R_7 \left[1 - 1.1241 \frac{R_{12}}{R_{16}} \exp \left(-0.026 f_n^{1.15656} - R_{15} \right) \right] \quad (46)$$

เพื่อให้สมการที่ (27) มีความแม่นยำขึ้น จึงต้องใช้สมพีแคนซ์ลักษณะสมบัติที่มีความแม่นยำสูง [14] คือ $Z_0(\varepsilon_r=1)$ คือ

$$Z_0(\varepsilon_r=1) = 60\Omega \ln \left[\frac{F_1}{w/h} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{w/h} \right)^2} \right] \quad (47)$$

เมื่อ

$$F_1 = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(30.666 \frac{h}{w} \right)^{0.7528} \right] \quad (48)$$

โดยมีค่าคงตัวประสิทธิผลของไดอิเล็กตริกซึ่งคำนวณได้จาก [12] คือ

$$\varepsilon_{eff}(f=0) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{w/h} \right)^{-a(w/h)b(\varepsilon_r)} \quad (49)$$

เมื่อ

$$a(w/h) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{(w/h)^4 + [(w/h)/52]^2}{(w/h)^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{w/h}{18.1} \right)^3 \right] \quad (50)$$

และ

$$b(\varepsilon_r) = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (51)$$

นำสมการที่ (2) ถึงสมการที่ (51) แทนลงในสมการที่ (1) จะได้ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ ที่ใช้สำหรับวิเคราะห์ ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ ต่อไป

5. ผลการวิเคราะห์

หลังจากได้กล่าวถึงการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป ด้วยการใส่แบบจำลองสายส่ง ต่อไปจะได้แสดงการออกแบบ ด้วยวิธีการดังกล่าว ซึ่งจะใช้อธิบายสายอากาศสองชนิดด้วยกัน ทั้งสองชนิดเป็นสายอากาศไมโครสตริปแพทช์คัปปลิง โดยมีแนวการคัปปลิงสองลักษณะคือการคัปปลิงแบบขนาน และการคัปปลิงแบบฟันปลา และเทียบผลที่ได้จากผลการคำนวณ สายอากาศที่ใช้ในการวิเคราะห์นี้กับโปรแกรมจำลองเชิงแม่เหล็กไฟฟ้า (IE3D)

สายอากาศไมโครสตริปแพทช์มีโครงสร้างเป็นแพทช์สองชิ้นวางขนานกันตาม **Error! Reference source not found.** แพทช์คัปปลิงมีขนาด 10×33 มม และแพทช์พีคมีขนาดเท่ากับ 18×30 มม ใช้ระบบป้อนกำลังแบบแกนร่วมเส้นผ่าศูนย์กลางมีค่าเท่ากับ 0.625 มม จ่ายกระแส ณ ตำแหน่ง (x_0, y_0) ของแพทช์พีคมีพิกัด (0,-5.6) มม การคำนวณเพื่อสกัดค่าส่วนประกอบตามแบบจำลองสายส่ง ของสายอากาศจะใช้ลำดับขั้นตามวิธี แบบจำลองสายส่งตามที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้น และกำหนดให้ $n = 7$ ความหนาของไดอิเล็กตริกซ์ $h = 8$ ระยะห่างระหว่างแนวคัปปลิงคือ 8 มิลลิเมตร ค่าเหล่านี้แสดงพารามิเตอร์ทุกตัวไว้ในตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ เครื่องมือที่ใช้เปรียบเทียบจะเป็นโปรแกรมจำลองลักษณะสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าชื่อ IE3D ของบริษัท Zeeland โดยเปรียบเทียบค่าระหว่างกัน การเปรียบเทียบค่าระหว่างกันนี้คือ นำผลที่ได้จากการสกัดค่าซึ่งอยู่ในรูปของส่วนประกอบแบบจำลองสายส่งของแพทช์มาคำนวณหาอินพุตอิมพีแดนซ์ แล้วนำมาคำนวณหาการสูญเสียย้อนกลับสุดท้ายเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากโปรแกรม IE3D ความถี่ที่ใช้คำนวณในที่นี้อยู่ระหว่าง 1.5-2.5 กิกะเฮิร์ต ปรากฏผลการคำนวณเปรียบเทียบให้เห็นตามรูปที่ 2 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไมโครสตริปที่มีแนวการคัปปลิงแบบขนาน ผลที่แสดงในรูปดังกล่าวจะปรากฏเส้นกราฟอยู่ 3 เส้น เป็นของผลที่คำนวณตามวิธีแบบจำลองสายส่ง IE3D มีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำที่สุดในช่วงความถี่ที่คำนวณคือ 1.8 กิกะเฮิร์ต และ 2.2 กิกะเฮิร์ต ตำแหน่งเรโซแนนซ์ระหว่างวิธีแบบจำลองสายส่งใกล้เคียงกับผลการวัดมากกว่า ซอฟต์แวร์ IE3D ส่วนค่าของการสูญเสียย้อนกลับนั้น ผลที่ได้จากการวัดจะใกล้เคียงกับผลที่ได้จากซอฟต์แวร์ IE3D มากกว่าผลที่ได้จากแบบจำลองสายส่ง

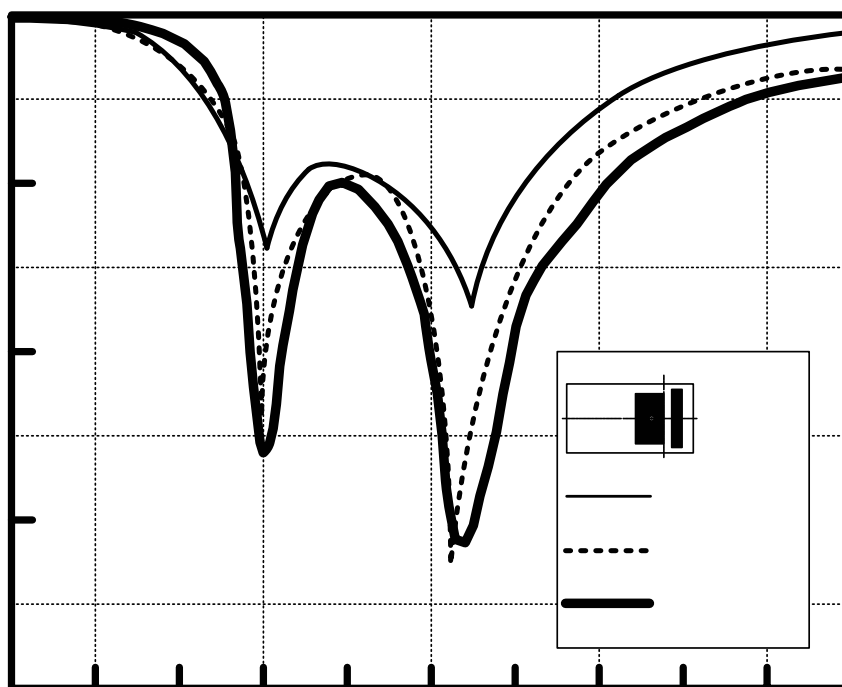
ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์

Parameter	Parallel (mm)	Serrate (mm)
W_M	30	30
W_C	33	33
L_M	20	20
L_C	10	10
s	8	8
N	-	7
d	-	3
h	10	10
e_r	1	1
r_f	0.3125	0.3215
r_p	0.3125	0.3125
t	0.1	0.1
(x_p^M, y_p^M)	(0,-13.5)	(0,-13.5)
(x_p^C, y_p^C)	(0,14.5)	(0,14.5)
(x_f, y_f)	(0,-5,6)	(0,-5,6)

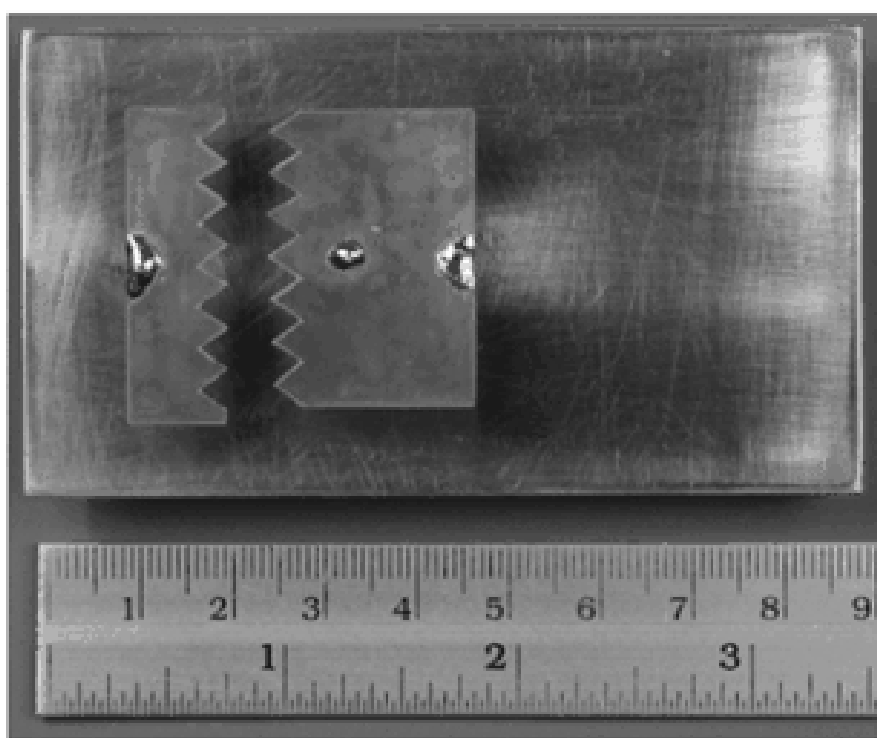
รูปที่ 3 สายอากาศไมโครสตริปแพทช์ที่มีแนวการคับปลิงแบบฟันปลา มีโครงสร้าง คล้ายกับสายอากาศไมโครสตริปที่มีโครงสร้างแบบขนาน แต่จะมีส่วนที่เปลี่ยนแปลงไปคือแนวการคับปลิง ซึ่งจะใช้ระยะห่างเท่ากับ 8 มิลลิเมตร และจำนวนของฟันปลาเท่ากับ 7 จากผลการวัดจะมีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดอยู่ที่ -33 dB และ -31.5 dB ที่ความถี่ 1.75 และ 2.1 กิกะเฮิรต์ตามลำดับ มีความกว้างของแถบ 25%

ผลที่ได้จากการวัดและการคำนวณนั้นแสดงในรูปที่ 4 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไมโครสตริปที่มีแนวการคับปลิงแบบฟันปลา แสดงให้เห็นเทียบเคียงระหว่างการใช้แบบจำลองสายส่ง โปรแกรม IE3D และผลการวัด สำหรับวิธีแบบจำลองสายส่งเมื่อเปรียบเทียบกับผลการวัดแล้วจะพบว่า ตำแหน่งที่มีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดจะใกล้เคียงกว่าเมื่อเทียบกับโปรแกรม IE3D กล่าวคือ ในวิธีแบบจำลองสายส่งมีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดที่ความถี่ 1.78 และ 2.14 กิกะเฮิร์ต ด้วยค่าการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -11 และ -14 เดซิเบล ส่วนผลจากการใช้โปรแกรม IE3D มีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดที่ความถี่ 1.80 และ 2.10 กิกะเฮิร์ต ด้วยค่าการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -15 และ -19 เดซิเบล และผลจากการวัด มีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำสุดที่ความถี่ 1.81 และ 2.15 กิกะเฮิร์ต ด้วยค่าการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -15 และ -19 เดซิเบล ตามลำดับ และเมื่อเปรียบเทียบความกว้างของแบนด์วิดท์แล้วจะพบว่าความกว้างของแบนด์วิดท์กว้างกว่าสายอากาศที่มีแนวการคับปลิงแบบขนานจริง

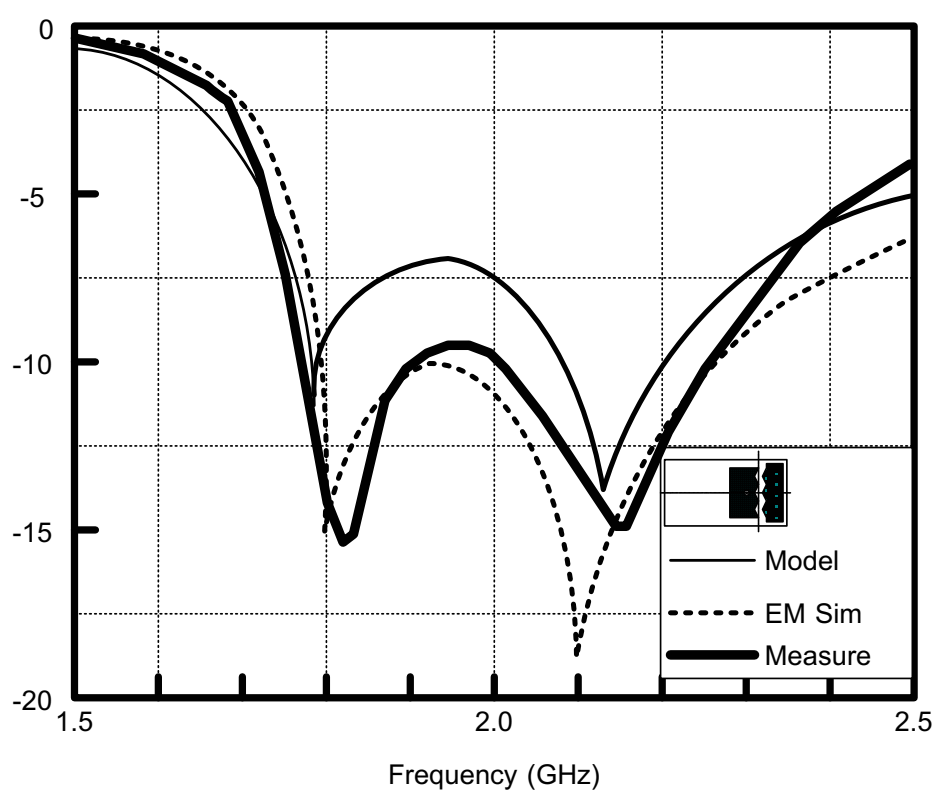
ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศและอัตราการขยายของสายอากาศซึ่งจะแสดงให้เห็นเฉพาะสายอากาศที่มีแนวการคับปลิงแบบฟันปลาแสดงไว้ในรูปที่ 5 อัตราการขยายของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ที่มีแนวการคับปลิงแบบฟันปลา และรูปที่ 6 ผลการวัด(เส้นทึบ)และการคำนวณ(เส้นประ) แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ a) 1.75GHz b) 2.15GHz



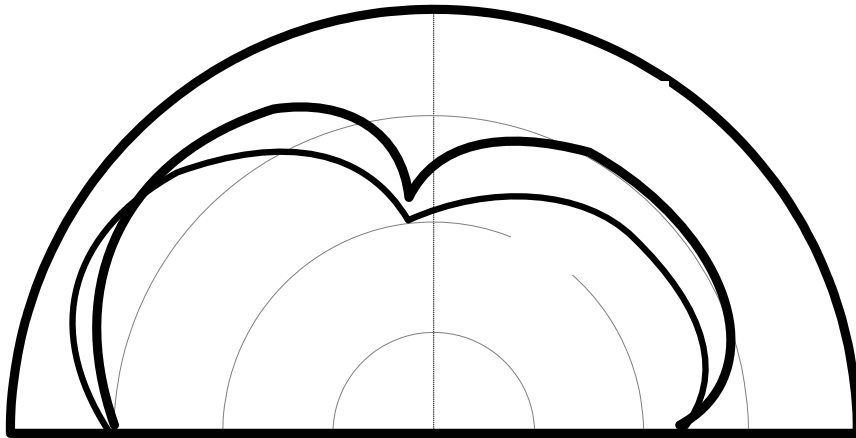
รูปที่ 2 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไมโครสตริปที่มีแนวการคับปลิงแบบขนาน



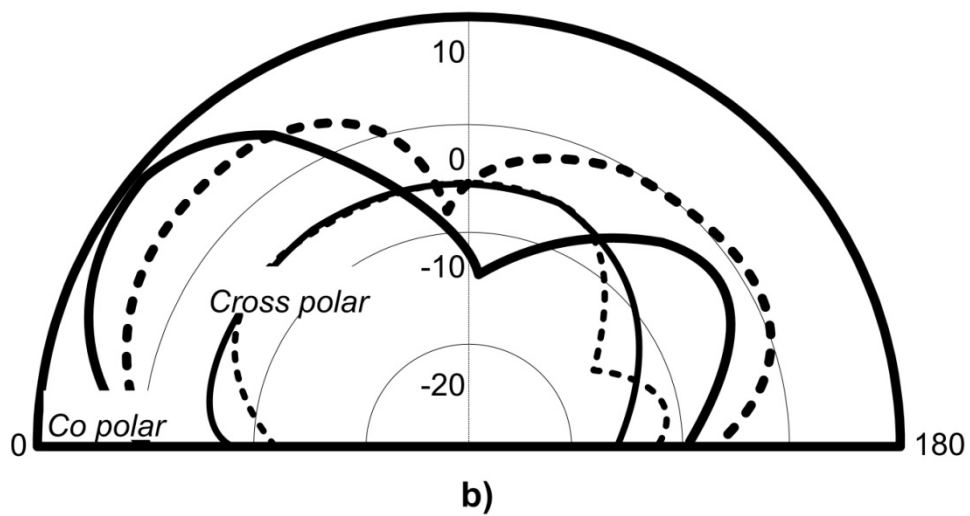
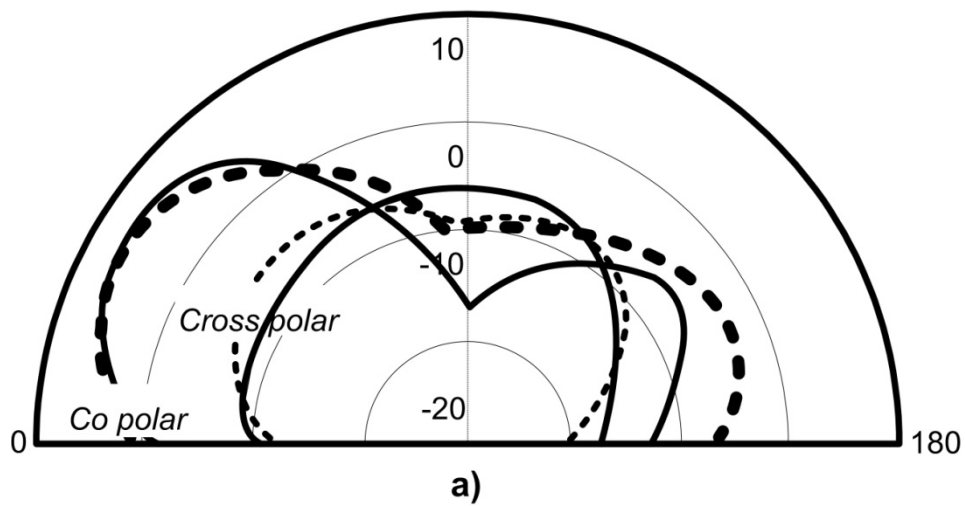
รูปที่ 3 สายอากาศไมโครสตริปแพทช์ที่มีแนวการค้ำปลั่งแบบฟันปลา



รูปที่ 4 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไมโครสตริปที่มีแนวการค้ำปลั่งแบบฟันปลา



รูปที่ 5 อัตราการขยายของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ที่มีแนวการค้ำปลั่งแบบฟันปลา



รูปที่ 6 ผลการวัด(เส้นทึบ)และการคำนวณ (เส้นประ) แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ a) 1.75GHz
b) 2.15GHz

6. สรุป

การคำนวณเพื่อประมาณลักษณะสมบัติทางไฟฟ้า ของสายอากาศไมโครสตริป-แพทช์ ด้วยสูตรตามแบบวิธี แบบจำลองสายส่งมีวัตถุประสงค์ เพื่อที่จะหารูปแบบที่ไม่ยุ่งยากสำหรับการหาองค์ประกอบของสายไมโครสตริปแพทช์ สายอากาศไมโครสตริปแพทช์ดังกล่าวมีเป็นโครงสร้างที่มีการคับปลิงระหว่างแพทช์สองแพทช์กล่าวคือแพทช์หลักและแพทช์คับปลิง การเปลี่ยนแนวการคับปลิงจากแนวการคับปลิงแบบขนาน ให้เป็นแนวการคับปลิงแบบฟันปลา ก็เพื่อที่จะให้สามารถปรับแบนด์วิดธ์ของสายอากาศให้สามารถตอบสนองต่อความถี่ได้กว้างยิ่งขึ้น วิธีแบบจำลองสายส่งที่นำมาใช้นี้จะใช้ร่วมกับโปรแกรมจำลองเชิงแม่เหล็กไฟฟ้า และการวัดผลที่ได้จริง โปรแกรมจำลองเชิงแม่เหล็กไฟฟ้า นอกจากจะใช้เพื่อเปรียบเทียบค่าที่ได้จากแบบจำลองสายส่ง และยังใช้เพื่อประมาณหาสเก็ตเตอร์ริงพารามิเตอร์ของช่องว่างบริเวณแนวการคับปลิงด้วย จากผลการออกแบบผลการคำนวณและผลการวัดพบว่า เมื่อเปลี่ยนแนวการคับปลิงของสายอากาศจากแนวการคับปลิงแบบขนานเป็นแนวการคับปลิงแบบฟันปลาจะส่งผลให้สายอากาศสามารถตอบสนองต่อความถี่ได้กว้างขึ้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] D. M. Pozar, "Microstrip Antenna," *Proc. IEEE*, vol. 80, no.1, pp. 79-81, January 1992.
- [2] T. S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles and Practice," *Second Edition, Upper Saddle River, New Jersey, Printice-Hall, Inc.*, 2002.
- [3] B. L.Ooi, S. Qin, and M. S. Leong, "Novel design of broad-band stacked patch antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat*, vol. 50, no.10, pp. 1391-1395, October 2002.
- [4] H. D. Chen, "Broadband CPW-fed square slot antennas with a widened tuning stub," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, no.8, pp. 1982-1986, August 2003.
- [5] J. H.Lu, "Broadband dual-frequency operation of circular patch antenna and arrays with a pair of L-shaped slots," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.51, no.5, pp.1081-1023, May 2003.
- [6] N. Herscovici, "A wideband single layer patch antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat*, vol.46, no.4, pp.471-474, April 1998.
- [7] Y. J. Wang, C. K. Lee, and W. J. Koh , "Design of small and broad-band internal antennas for IMT-2000 mobile handsets," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 49, no.8, pp. 1398-1403, August 2001.
- [8] W. Saksiri, and M. Krairiksh, "A couple microstrip antenna employing serrated coupling," *IEEE Microwave and Wireless Component Lett.* , Vol. 15, pp. 77-79, February 2005.

- [9] R. W. Dearnley and A. F. Barel, "A Broad-band transmission line model for a rectangular microstrip antenna," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, Vol. 37, no.1, pp. 6-15, January 1989.
 - [10] H. Pues, and A. Van de Capelle, "Accurate Transmission-line model for the rectangular microstrip antenna," *Proc. IEE*, Vol. 131, Pt. H., pp. 334-340, No. 6, December 1984.
 - [11] Y. X. Gao, K. M. Luk and K. F. Lee, "Dual-band slot-loaded short-circuited patch antenna," *IEEE antenna and propagation society international*, 2000., Vol. 3, pp. 1592-1595, July 2000.
 - [12] M. Kirschning, R. H. Jansen and N. H. L. Koster, "Accurate model for open end effect of microstrip lines," *Electron. Lett.*, Vol. 17, pp. 123-125, 1981.
 - [13] G. Kompa, "Practical microstrip design and applications," *Artech house*, inc. 2005.
 - [14] T. Itoh, "Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures," *New York : John Wiley & Sons*, 1989.
-

1.1 สายอากาศสองทิศทาง

1.2.1 สายอากาศแบบสองทิศทางที่ใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนวงรี

1. บทนำ

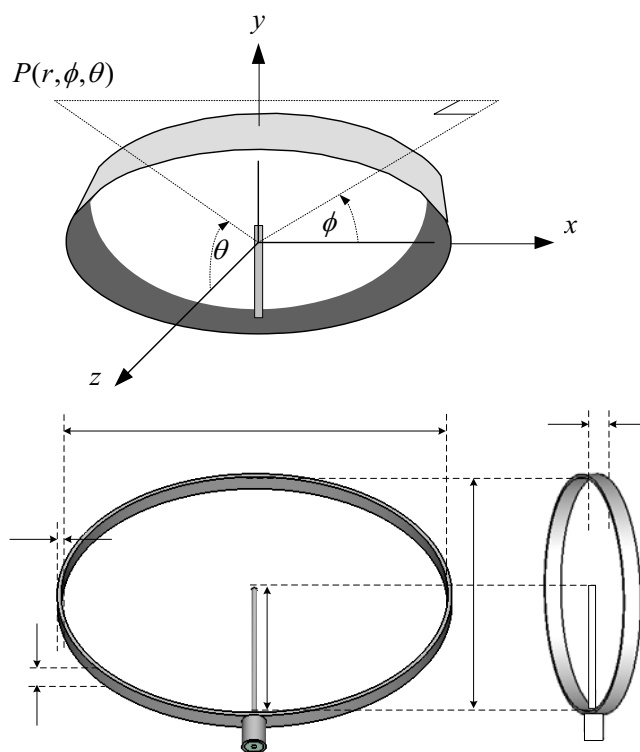
ในสภาวะตลาดธุรกิจโทรคมนาคมปัจจุบัน ผู้ให้บริการจำเป็นต้องขยายเครือข่ายสถานีฐานให้รองรับจำนวนผู้ใช้บริการที่เพิ่มขึ้น สิ่งสำคัญที่ผู้ให้บริการต้องคำนึงถึงคือการลดต้นทุน สายอากาศที่ติดตั้งบนสถานีฐานซึ่งนับว่าเป็นอุปกรณ์สำคัญ เพราะทำหน้าที่รับและส่งคลื่นกับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ ดังนั้นสายอากาศที่สถานีฐานจึงควรมีราคาไม่แพง การพัฒนาสายอากาศเพื่อให้มีลำคลื่นเหมาะสมกับพื้นที่บริการนั้นจะสามารถลดต้นทุนการติดตั้งจำนวนสถานีฐานได้

ในเมืองใหญ่จะประกอบด้วยพื้นที่บริการที่มีลักษณะเป็นทางยาวตรงที่แคบจำนวนมาก เช่น ทางด่วน ถนน อุโมงค์ ฯลฯ สายอากาศแบบสองทิศทาง (Bidirectional Antenna) จะสามารถขยายพื้นที่ให้บริการให้ไกลกว่าสายอากาศแบบทิศทางรอบตัว (Omnidirectional Antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศที่นิยมติดตั้งที่สถานีฐาน ด้วยเหตุผลดังกล่าว การศึกษาวิจัยเพื่อพัฒนาสายอากาศแบบสองทิศทางจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง

เพื่อให้โครงสร้างสายอากาศไม่ซับซ้อน เมื่อเปรียบเทียบกับโครงสร้างสายอากาศในงานวิจัยที่ผ่านมา [3]-[6] อีกทั้งต้นทุนในการผลิตสายอากาศมีราคาถูก และประเทศไทยสามารถผลิตใช้ได้ภายในประเทศเองเพื่อลดปัญหาทางเศรษฐกิจ จึงได้นำเสนอสายอากาศแบบใหม่คือ สายอากาศแบบสองทิศทางที่มีลักษณะเป็นวงแหวนวงรีที่ใช้โพรบกระตุ้น ซึ่งพัฒนามาจากลักษณะของวงแหวนที่ได้ทำการศึกษาไปแล้วคือวงแหวนแบบวงกลมและสี่เหลี่ยมมุมฉาก [7]-[8] แนวความคิดการสร้างสายอากาศแบบนี้คือโมโนโพลที่ให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางรอบตัวนั้น สามารถเปลี่ยนแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทางได้ ด้วยการเพิ่มวงแหวนล้อมรอบโมโนโพล ข้อดีของสายอากาศแบบวงแหวนนี้คือสร้างได้ง่ายจากวัสดุราคาถูก โดยสายอากาศแบบนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับสถานีฐานระบบ PCT (Personal Communication Telephone) ได้เป็นอย่างดี ด้วยข้อดีของสายอากาศแบบสองทิศทางที่มีลักษณะเป็นวงแหวนดังกล่าว จึงทำให้งานวิจัยนี้มีความน่าสนใจที่จะศึกษาต่อไป แต่จากงานวิจัยที่ผ่านมา [7]-[8] พบว่าสายอากาศวงแหวนวงกลมและวงแหวนสี่เหลี่ยมนั้นไม่ได้ถูกออกแบบเพื่อเน้นความกะทัดรัด ให้มีน้ำหนักเบา อีกทั้งสายอากาศวงแหวนสี่เหลี่ยมมีโครงสร้างที่ต้านลมเนื่องจากมีขอบที่เป็นมุมฉาก ซึ่งส่งผลต่อปัญหาการแกว่งของระดับสัญญาณ และข้อเสียของสายอากาศแบบวงกลมก็คือปัญหาเรื่องการควบคุมลำคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กให้เหมาะสมกับการใช้งาน เนื่องจากมีพารามิเตอร์รัศมีของวงแหวนเพียงค่าเดียวที่สามารถปรับค่าได้ จากการศึกษาถึงผลดีและปัญหาที่ผ่านมา จึงทำให้เกิดการพัฒนาสายอากาศที่มีโครงสร้างสายอากาศใหม่เป็นแบบวงแหวนวงรีขึ้น ซึ่งโครงสร้างใหม่นี้ได้รวมทั้งจุดดีและจุดด้อยของสายอากาศวง

แหวนทั้งสอง โดยการออกแบบเน้นโครงสร้างสายอากาศที่เล็กแต่มีสมรรถนะในการทำงานที่ดี จึงทำให้สายอากาศเหมาะกับการใช้งานที่สถานีฐานและอุปกรณ์ไร้สายบางชนิดได้

งานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์ที่จะนำเสนอการศึกษา การวิเคราะห์ ออกแบบ สร้างและทดสอบสายอากาศแบบสองทิศทางที่ใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนวงรีที่มีความถี่ปฏิบัติการ 1.92 GHz โดยสายอากาศจะถูกสร้างขึ้นมาจากโลหะวงแหวนที่มีขนาดกะทัดรัด การออกแบบสายอากาศเน้นให้มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน สร้างได้ง่ายจากวัสดุราคาถูก และมีขนาดเล็ก เพื่อให้สายอากาศสามารถติดตั้งกับอุปกรณ์ขนาดเล็กได้และสามารถทำงานเป็นสายอากาศของสถานีฐาน สายอากาศจะมีลำคลื่นแบบสองทิศทาง โดยสายอากาศที่สร้างขึ้นจะมีค่า $|S_{11}|$ ต่ำกว่า -10 dB ครอบคลุมย่านความถี่ PCS (Personal Communication Service) รองรับความถี่ในช่วง 1.85 GHz ถึง 1.99 GHz อัตราขยายของสายอากาศมีค่าเพียงพอสำหรับการใช้งานกับสถานีฐานทั่วไป โดยจะหลีกเลี่ยงการออกแบบให้สายอากาศมีอัตราขยายที่สูง เนื่องจากจะกระทบต่อโปรโตคอลการสื่อสารในระดับ MAC (Medium Access Control) เพราะสถานีฐานทั่วไปถูกออกแบบให้ทำงานกับสายอากาศที่มีอัตราขยายต่ำ เช่น สายอากาศรอบตัว [9]



รูปที่ 1 สายอากาศแบบสองทิศทางที่ใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนวงรี

โครงสร้างสายอากาศประกอบด้วยโพรบที่มีความยาว p วางตัวในทิศทางแกน y โดย โพรบจะถูกติดตั้งอยู่กึ่งกลางวงแหวนวงรีที่ตำแหน่งระนาบ $z=0$ ซึ่งโพรบจะถูกล้อมรอบด้วยวงแหวนวงรีที่มี

ขนาดครึ่งแกนหลัก (Semi-Major Axis) มีค่าเท่ากับ a และขนาดครึ่งแกนรอง (Semi-Minor Axis) มีค่าเท่ากับ b ความหนาของวงแหวนกำหนดให้มีค่าเท่ากับ t โดยปากวงแหวนวางรีวางอยู่บนระนาบ $z = -l/2$ และ $z = l/2$ ตามลำดับ เมื่อ l คือความยาวของวงแหวน รูปที่ 1 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศและระบบพิกัดอ้างอิงของสายอากาศ

2 พารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศ

ในการศึกษาจะแบ่งออกเป็น 2 ขั้นตอน คือ การกำหนดพารามิเตอร์เริ่มต้น และการวิเคราะห์เพื่อหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศต้นแบบ โดยมีรายละเอียดดังนี้

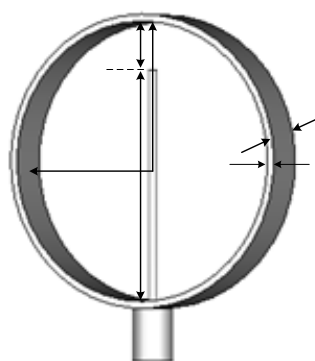
2.1 การกำหนดพารามิเตอร์เริ่มต้น

เพื่อที่จะได้ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นที่เหมาะสมของสายอากาศจะใช้หลักการกำหนดค่าเริ่มต้นดังต่อไปนี้

การกำหนดค่าความยาวโพรบ ให้ความยาวโพรบมีขนาดเท่ากับความยาวของสายอากาศโมโนโพลที่มีความถี่ปฏิบัติการที่ 1.92 GHz ซึ่งเป็นความถี่กลางของย่านความถี่ในระบบ PCS (1.85–1.99 GHz)

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{3 \times 10^8}{4 \times 1.95 \times 10^9} = 0.039 \text{ (m)} \quad (1)$$

เพราะฉะนั้น ความยาวโพรบ $p = 39 \text{ mm}$



รูปที่ 2 สายอากาศที่มีค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นตามที่กำหนด

การใส่วงแหวนรอบโพรบ ต้องไม่ให้ปลายโพรบสัมผัสกับวงแหวนเพื่อป้องกันการลัดวงจร ควรกำหนดให้ระยะห่างของปลายโพรบกับวงแหวนมีระยะห่างกันเล็กน้อย เพื่อให้สายอากาศมีขนาดเล็ก ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงกำหนดพารามิเตอร์เริ่มต้นดังนี้

- รัศมีของโพรบกำหนดให้มีขนาดเท่ากับรัศมีของตัวนำของคอนเนคเตอร์แบบ SMA 0.7 mm
- กำหนดให้ระยะห่างของปลายโพรบห่างจากวงแหวน (s) 1 mm
- วงแหวนเป็นแบบวงกลม ขนาดวงแหวนวงกลมด้านในมีความยาวครึ่งแกนหลัก (a) เท่ากับความยาวครึ่งแกนรอง (b)
- ความยาวของวงแหวน (l) 1 mm

พารามิเตอร์เริ่มต้นได้ถูกสรุปไว้ในตารางที่ 1

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์เริ่มต้นสำหรับการจำลอง

พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (mm)	ขนาดทางไฟฟ้า (λ)
p	39	0.2500λ
a	20	0.1280λ
b	20	0.1280λ
t	1	0.0064λ
l	1	0.0064λ
s	$2b - p$	$(2b - p) \times 0.0064\lambda$

ผลที่ได้จากการจำลองสายอากาศที่มีพารามิเตอร์เริ่มต้นตามตารางที่ 1 พบว่าไม่มีความถี่ต่ำสุดอยู่ภายใต้เงื่อนไข $|S_{11}|$ น้อยกว่า -10 dB ในช่วงแบนด์วิดธ์ของระบบ PCS

2.2 การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม

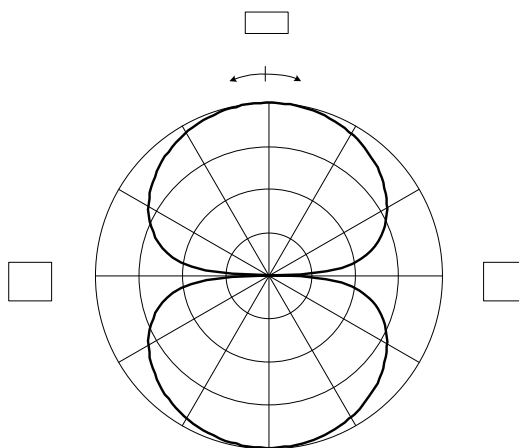
จากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศพบว่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศสรุปได้ดังตารางที่ 2 เพื่อความสะดวกต่อไปจะละเว้นการกล่าวถึงพารามิเตอร์ s

ตารางที่ 2 ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศ

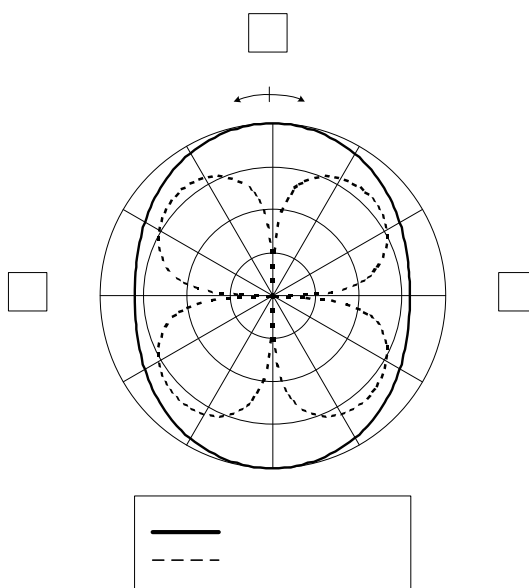
พารามิเตอร์	ขนาดทางกายภาพ (mm)	ขนาดทางไฟฟ้า (λ)
p	39	0.2500λ
a	48	0.3071λ
b	36	0.2303λ
t	1	0.0064λ
l	3	0.0192λ
$s = 2b - p$	33	0.2111λ

3. คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจากผลการจำลอง

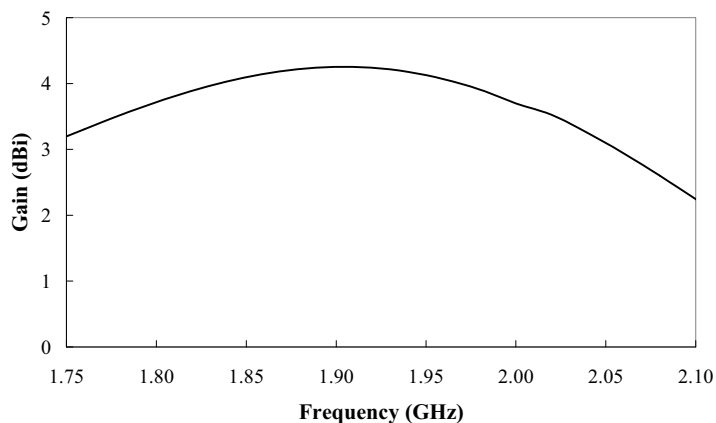
จากผลการจำลองพบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ความถี่ปฏิบัติการ 1.92 GHz ในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) มีลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทางพุ่งออกไปยังทิศทาง $+z$ และ $-z$ ดังรูปที่ 3 และรูปที่ 4 โดยมีสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) เท่ากับ 4.4 dBi มีค่าอัตราขยาย (Gain) เท่ากับ 4.2 dBi ค่าความกว้างลำคลื่นที่ กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง (HPBW) ในระนาบสนามไฟฟ้าและในระนาบสนามแม่เหล็ก มีค่า 74 องศาและ 78 องศา ตามลำดับ



รูปที่ 3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า



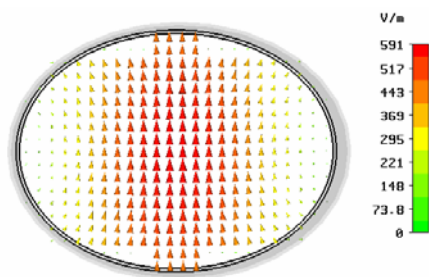
รูปที่ 4 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก



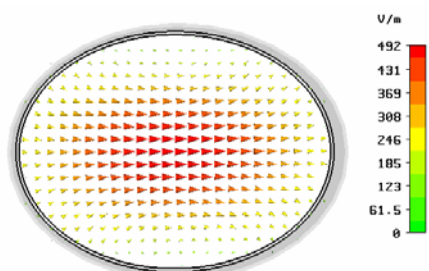
รูปที่ 5 อัตราขยายของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่

เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงไปในระหว่างช่วง 1.75 GHz ถึง 2.10 GHz อัตราขยายจะมีการเปลี่ยนแปลงดังแสดงในรูปที่ 5 พบว่าที่ความถี่ 1.85 GHz และที่ความถี่ 1.99 GHz อัตราขยายจะมีค่า 4.09 dBi และ 3.60 dBi ตามลำดับ

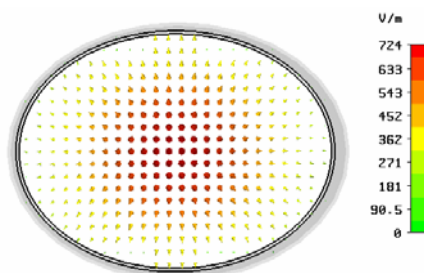
เพื่อที่จะอธิบายลักษณะการกระจายของสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนช่องเปิดสายอากาศ จึงได้ทำการหาความสัมพันธ์ของสนามที่เกิดขึ้นกับสนามที่เกิดจากท่อนำคลื่นทรงกระบอกวงรี ที่มีขนาดหน้าตัดขวางที่เท่ากับขนาดหน้าตัดของสายอากาศ โดยการวิเคราะห์จากค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ผลที่ได้จากการจำลองพบว่าในท่อนำคลื่นทรงกระบอกวงรีที่มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับพื้นที่หน้าตัดสายอากาศมีโหมดคลื่นที่เกิดขึ้น 6 โหมดคลื่นแรก ซึ่งมีความถี่ตัดของแต่ละโหมดจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรมคำนวณสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กดังแสดงในรูปที่ 6-11



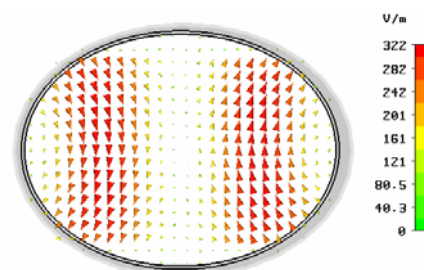
รูปที่ 6 สนามไฟฟ้าของโหมดคลื่น TE_{C11} ความถี่ตัด 1.845 GHz



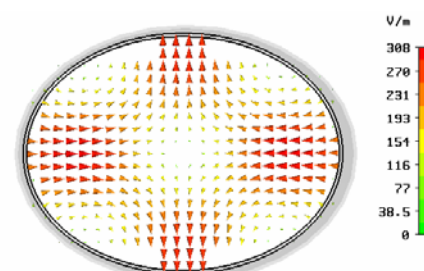
รูปที่ 7 สนามไฟฟ้าของโหมดคลื่น TE_{S11} ความถี่ตัด 2.395 GHz



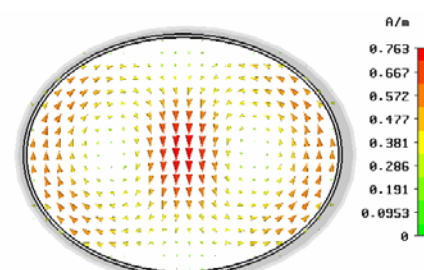
รูปที่ 8 สนามไฟฟ้าของโหมดคลื่น TM_{C01} ความถี่ตัด 2.803 GHz



รูปที่ 9 สนามไฟฟ้าของโหมดคลื่น TE_{C21} ความถี่ตัด 3.275 GHz



รูปที่ 10 สนามไฟฟ้าของโหมดคลื่น TE_{S21} ความถี่ตัด 3.538 GHz



รูปที่ 11 สนามไฟฟ้าของโหมดคลื่น TM_{C11} ความถี่ตัด 4.134 GHz

จากตารางที่ 3 พบว่าโหมดคลื่นที่มีอิทธิพลกับสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนช่องเปิดสายอากาศคือ โหมดคลื่น TM_{C01} และ TE_{S21} เครื่องหมายลบแสดงว่าความสัมพันธ์ของข้อมูลทั้งสองอยู่ในทิศทางที่ตรงข้ามกัน ตามลำดับ จากผลการคำนวณหาความสัมพันธ์ของสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนช่องเปิดของสายอากาศกับคลื่นโหมดคลื่นต่างๆ ที่เกิดในท่อนำคลื่นทรงกระบอกวงรีที่มีขนาดพื้นที่หน้าตัดเท่ากับพื้นที่หน้าตัด (ช่องเปิด) ของสายอากาศ พบว่าสนามไฟฟ้าในโหมดคลื่น TM_{C01} และ TE_{C21} มีค่า

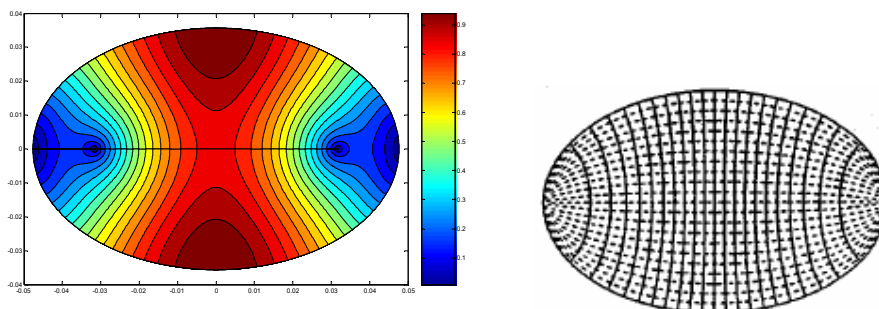
สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่สูงเป็นอันดับที่หนึ่งและสองตามลำดับ ซึ่งทำให้ทราบว่าสนามไฟฟ้าทั้งสองโหมดคลื่นนี้มีอิทธิพลต่อการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศอย่างมาก

ตารางที่ 3 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสนามไฟฟ้าที่ช่องเปิดสายอากาศกับสนามไฟฟ้าในโหมดคลื่นต่างๆ ในกรณีการรวมสนามไฟฟ้าทุกองค์ประกอบ

ชนิดโหมดคลื่น	ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์
TE_{C11}	-0.0923
TE_{S11}	0.0245
TM_{C01}	0.2786
TE_{C21}	0.0004
TE_{S21}	-0.2110
TM_{C11}	-0.0002

4 โหมดคลื่นภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอกวงรี

จากรูปที่ 12 ด้านขวามือแสดงตัวอย่างโหมดคลื่นภายในท่อนำคลื่นทรงกระบอกวงรีจาก [10] ซึ่งเป็นรูปลายเส้นที่ประกอบด้วยเส้นทึบแทนสนามไฟฟ้า และเส้นประแทนสนามแม่เหล็กสำหรับกรณี $e = 0.75$ (e คือ ค่าความรี) ส่วนด้านซ้ายมือของรูปที่ 12 แสดงโหมดคลื่นที่ถูกนอร์มัลไลซ์ในกรณี $e = 0.841$ จะสังเกตได้ว่าโหมดคลื่นที่คำนวณได้จากฟังก์ชันกรีนไดเอเดคมีความสอดคล้องกับ [10]



(ก) โหมดคลื่น TE_{C11}