สายอากาศสวิทช์ลำคลื่นแบบแพทช์สำหรับการสื่อสารแบบแถบความถี่คู่

A switched-beam patch antenna for dual-band communications

โดย

นาย พชร อาพัทธพงศ์

นาย ศุภกร ฉันทรักษ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

สายอากาศสวิทช์ลำคลื่นแบบแพทช์สำหรับการสื่อสารแบบแถบความถี่คู่

A switched-beam patch antenna for dual-band communications

โดย

นาย พชร อาพัทธพงศ์ 46012021

นาย ศุภกร ฉันทรักษ์ 46012031

อาจารย์ที่ปรึกษา

ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2549

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **สายอากาศสวิทช์ลำคลื่นแบบแพทช์สำหรับการสื่อสารแบบแถบความถี่คู่**

A switched-beam patch antenna for dual-band communications

ผู้จัดทำ

1. นาย พชร อาพัทธพงศ์ 46012021

2.นาย ศุภกร ฉันทรักษ์ 46012031

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์)

สายอากาศสวิทช์ลำคลื่นแบบแพทช์สำหรับการสื่อสารแบบแถบความถี่คู่

A switched-beam patch antenna for dual-band communications

โดย นาย พชร อาพัทธพงศ์ 46012021

นาย ศุภกร ฉันทรักษ์ 46012031

อาจารย์ที่ปรึกษา ศ.ดร. โมไนย ไกรฤกษ์

บทคัดย่อ

โครงงานนี้นำเสนอการศึกษาเกี่ยวกับการออกแบบและสร้างสายอากาศแบบแผ่นความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz เป็นสายอากาศแบบแผ่นโดยการนำทฤษฎีสายอากาศแบบแผ่นแถบความถี่แคบที่มีการป้อนสัญญาณคู่สามารถปรับลำคลื่นได้มาพัฒนาเป็นสายอากาศแถบความถี่คู่ที่สามารถปรับลำคลื่นได้โดยคุณสมบัติของสายอากาศอันได้แก่ รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น การโพลาไรซ์ อิมพีแดนซ์ด้านเข้า สามารถทำงานได้ทั้งสองความถี่ จากนั้นได้สร้างสายอากาศต้นแบบที่สามารถส่งและรับในย่านความถี่ดังกล่าวเพื่อใช้ในระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย

Abstract

This project proposes the design and fabrication of a dual band antenna. By referring the theory of the narrow band dual-feed switched-beam patch antenna as a guideline, the study of a dual-band antenna can be conducted. The antenna properties such as the radiation pattern, polarization and input impedance are investigated over the operating band of 2.4 GHz and 5.2 GHz. Subsequently, the antenna prototypes were fabricated to transmit and receive in the required frequency band for using in tbe wireless LAN system.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้ดำเนินการสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ผู้วิจัยขอขอบคุณ ศาสตราจารย์ โมไนย ไกรฤกษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญานิพนธ์ซึ่งได้ให้ความช่วยเหลือในด้านวิชาการ โดยให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆที่เป็นประโยชน์ต่อโครงงานทั้งให้การสนับสนุนทางการเงินในส่วนของค่าใช้จ่ายเกี่ยวกับการสร้างสายอากาศแถบความถี่คู่ และให้คำแนะนำด้านกระบวนความคิด และ ตรวจเช็คปรึกษาในงานที่ทำจึงขอขอบคุณมา ณ ที่นี้

ขอขอบคุณ พี่สุวรรณ จันทร์อินทร์ ที่ให้ความช่วยเหลือและคำแนะนำสำหรับวงจรแบ่งกำลังและสายอากาศแถบความถี่คู่ และการใช้โปรแกรมจำลองผลต่างๆ

ขอขอบคุณ พี่ธัญวัฒน์ ลิมปิติ ที่ให้ความช่วยเหลือในการวัดผลค่าต่างๆ โดยใช้เครื่อง Network Analyzer ในการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น

ขอขอบคุณ อาจารย์ จักรกฤช ตรรกพานิชย์ ที่สนับสนุนด้านทฤษฎีหลักการของสายอากาศสวิทช์ลำคลื่นแบบแพทช์ที่นำมาพัฒนาให้เป็นสายอากาศสวิทช์ลำคลื่นแบบแพทช์แถบความถี่คู่ และให้คำแนะนำด้านหลักการของสายอากาศสวิทช์ลำคลื่นแบบแพทช์จึงขอขอบคุณมา ณ ที่ นี้

ขอขอบคุณ นางสาว ศิวาพร คมสัน ที่ช่วยเหลือเรื่องการออกแบบลายวงจรควบคุมตัวสายอากาศ

สารบัญ

สารบัญ

สารบัญรูป

สารบัญรูป

สารบัญรูป

สารบัญรูป

หน้า

บทที่ 1
บทนำ

1.1 บทนำ

ในระบบการสื่อสารปัจจุบันนั้น เราสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทตามลักษณะของการส่งข้อมูล คือ การส่งข้อมูลไปตามสายส่ง ด้วยสัญญาณไฟฟ้า เช่น ระบบใยแก้วนำแสง และ ระบบโทรศัพท์เป็นต้น และมีอีกหนึ่งคือ การส่งข้อมูลโดยไม่ต้องใช้สายส่ง โดยการแปลงกระแสไฟฟ้าจากสายส่ง เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ส่งออกอากาศ โดยใช้ทฤษฎีสายอากาศ เช่น ระบบการสื่อสารดาวเทียม ระบบโทรศัพท์ไร้สาย และ ระบบไมโครเวฟ เป็นต้น ซึ่งทั้ง 2 ระบบที่ กล่าวมาแล้วนั้น มีจุดประสงค์การใช้งานและคุณสมบัติที่แตกต่างกัน การที่เราจะสร้างและออกแบบระบบต่างๆเหล่านั้นจำเป็นจะต้องคำนึงถึงองค์ประกอบต่างๆหลายประการ เช่น ต้นทุนการผลิต ความคุ้มค่าแก่การลงทุนและลักษณะภูมิประเทศเป็นต้น

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารแบบไร้สาย เป็นเทคโนโลยีที่กำลังได้รับความนิยมอย่างมาก เนื่องจากเป็นเทคโนโลยี ที่ให้ความสะดวกสบาย ใช้ได้ง่าย ใช้ได้ทุกที่ ราคาไม่แพง สามารถที่จะติดต่อกันได้ทุกเวลา ซึ่งในระบบการสื่อสารแบบไร้สายนั้น มีอยู่หลายเทคโนโลยีและที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน ก็เช่น Wi-Fi , Bluetooth และเทคโนโลยีคลื่นสั้น แต่ในปัจจุบันนี้มีการใช้งานสายอากาศที่สามารถใช้งานได้หลายความถี่

อีกในทางหนึ่งได้มีการสร้างสายอากาศที่สามารถสวิทช์ลำคลื่นได้แต่ยังสร้างในความถี่เดียว ดังนั้น จึงได้มีแนวความคิดว่าจะทำการสร้างสายอากาศ ที่สามารถรับและส่ง คลื่นแถบความถี่คู่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ที่สามารถสวิทช์ลำคลื่นได้ โดยในโครงงานนี้จะใช้ หลักการของสายอากาศที่สามารถสวิทช์ลำคลื่นที่ส่งความถี่เดียวมาพัฒนาให้เป็นหลายความถี่ เนื่องจากมีขนาดเล็กเหมาะสำหรับทำวงจรรวมของไมโครเวฟ น้ำหนักเบา ง่ายต่อการปรับการแมชชิ่ง และดัดแปลงโพลาไรซ์ได้ง่าย แต่มีข้อจำกัดคือสามารถรับกำลังงานได้ต่ำ และนอกจากนั้นยังมีค่าการลดทอนค่อนข้างสูงสำหรับการสร้างและการออกนั้นจะใช้โปรแกรม CST มาช่วยในการจำลอง (Simulate) จากนั้นจะสร้างและทดสอบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ

1.2 วัตถุประสงค์

ศึกษาและพัฒนาสายอากาศสวิทช์ลำคลื่นที่จากเดิมเป็นแบบความถี่เดียวให้เป็นสายอากาศที่สามารถส่งได้แบบแถบความถี่คู่ที่สามารถสวิทช์ลำคลื่นได้

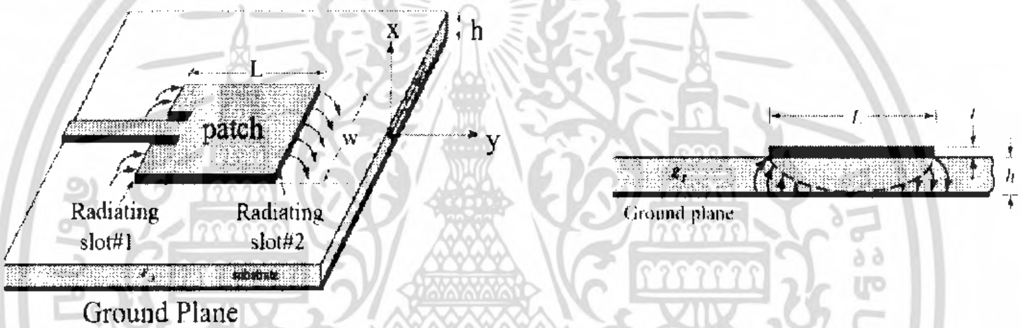
คำนวณหาขนาดของสายอากาศและจำลองผลต่างๆโดยโปรแกรมเพื่อลดขั้นตอนในการคำนวณที่ยุ่งยากเพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศสวิทช์ลำคลื่นแบบแพทช์สำหรับการสื่อสารแบบแถบความถี่คู่

บทที่ 2
ทฤษฎีและหลักการ

สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna)

สายอากาศไมโครสตริป [1], [2] นั้นได้เริ่มจากแนวความคิด ในการใช้งานไมโครสตริปซึ่งมีรูปร่างสี่เหลี่ยมขนาดเล็กในการแพร่กระจายคลื่นได้ถูกเสนอครั้งแรกโดย Deschamps ค.ศ. 1953 และหลังจากนั้นอีก 20 ปีจึงได้มีการสร้างสายอากาศใช้งานจริง โดยมีการพัฒนาแบบจำลองทางทฤษฎี และเทคนิค Photo-etch ของฐานรองที่เป็น ทองแดง หรือทองคำ และที่มีคุณสมบัติทางอุณหภูมิและทางกลศาสตร์ที่ดีขึ้นมีค่า Loss ที่ต่ำ สายอากาศไมโครสตริปถูกสร้างขึ้นมาครั้งแรกในปี ค.ศ. 1970 โดย Howell, Munsun จากนั้นก็มีการวิจัยและพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็วและนำไปใช้อย่างกว้างในหลายๆสายงาน

2.1 ลักษณะโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป



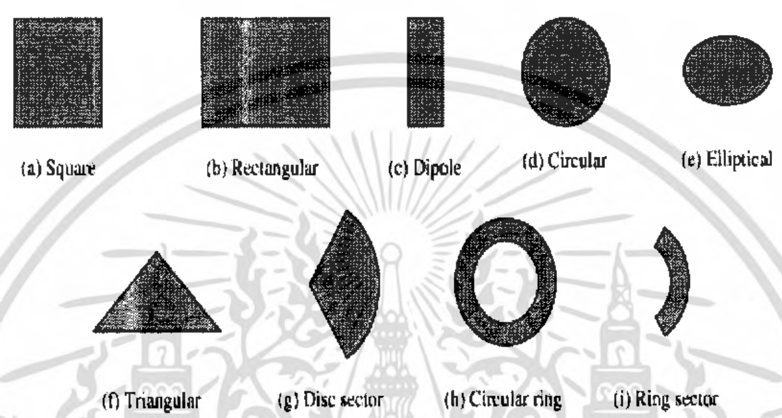
รูปที่ 2.1 รูปแบบลักษณะโครงสร้างทั่วไปของสายอากาศแบบไมโครสตริป

โครงสร้างสายอากาศแบบไมโครสตริป จะประกอบไปด้วยแผ่นตัวนำสองแผ่นวางขนานกันอยู่ โดยมีแผ่นตัวนำ (Patch) ที่อยู่ด้านบนซึ่งมีรูปร่างต่างๆ เช่นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Rectangular) รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส (Square) รูปวงกลม (Circle) รูปวงรี (Elliptical) ฯลฯ เรียกว่า ตัวแพร่กระจายคลื่น (Radiation Patch) โดยทั่วไปเป็นมักจะเป็นแผ่นทองแดงหรือทองคำ แผ่นตัวนำที่อยู่ด้านล่างจะเป็นลักษณะแผ่นตัวนำทั้งแผ่น โดยในอุดมคติจะต้องมีขนาดใหญ่กว่าตัวแพร่กระจายคลื่นอย่างมาก โดยเรียกแผ่นนี้ว่า แผ่นกราวด์ (Ground Plane) และมีวัสดุที่ไม่เป็นสื่อกลางทางไฟฟ้าที่เรียกว่าไดอิเล็กตริก (Dielectric Substrate) มากั้นกลางระหว่างตัวนำทั้งสอง ขนาดของตัวแพร่กระจายจะมีขนาดตามความเหมาะสมกับงานหรือความถี่ที่จะนำไปใช้งาน ซึ่งขึ้นอยู่กับการออกแบบตัวแพร่กระจายคลื่นให้มีขนาดตามความต้องการ แผ่นกราวด์ตามทฤษฎีจะต้องมีขนาดที่ไม่จำกัด แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถที่จะให้แผ่นกราวด์มีขนาดจนถึงอนันต์ได้ ดังนั้นในการออกแบบจึงไม่มีข้อจำกัดของแผ่นกราวด์ ว่าควรมีขนาดเท่าไรเพียงแต่ว่าจะต้องมีขนาดที่

ใหญ่กว่าตัวแพร่กระจายคลื่น ซึ่งปกติแล้วสามารถแบ่งออกได้หลายแบบ ในแต่ละแบบนั้นจะมีส่วนประกอบที่เหมือนกันคือ 4 ส่วนคือ

แผ่นตัวนำ (Patch)

เป็นแผ่นโลหะที่ได้ทำการออกแบบ ตามรูปแบบของการกระจายคลื่นตามที่ต้องการ โดยแผ่นโลหะจะต้องมีความหนาน้อยกว่าความยาวคลื่นที่ได้ทำการออกแบบไว้มาก เราสามารถออกแบบแผ่นตัวนำได้หลายรูปแบบ เช่น ดังรูปที่ 2.2 ส่วนใหญ่ในการสร้างมักใช้แบบสี่เหลี่ยม แบบวงกลม และแบบสามเหลี่ยม เพราะสร้างได้ง่าย



รูปที่ 2.2 แผ่นรูปตัวนำแบบต่างๆ

สารตัวกลาง (Dielectric Substrate)

ในสายอากาศไมโครสตริป จะมีค่าของสารไดอิเล็กตริกอยู่ระหว่าง 2.2 ถึง 12 ค่าดังกล่าวนี้คือค่า ε_r (Relative Permittivity) โดยค่า ε_r จะขึ้นอยู่กับชนิดและความหนาของสารตัวนำนั้นๆ ถ้าสารมีความหนามาก ค่า ε_r ก็จะต่ำลง ทำให้มีประสิทธิภาพดีในช่วงความถี่ที่ใช้งาน แต่ในทางกลับกัน ถ้าค่า ε_r มีค่าสูงขึ้นมีความหนาแน่นน้อย ก็จะทำให้ประสิทธิภาพลดลง เกิดความสูญเสียทำให้ใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่แคบเหมาะสำหรับงานด้านไมโครเวฟ

ส่วนป้อนสัญญาณ (Feed Line)

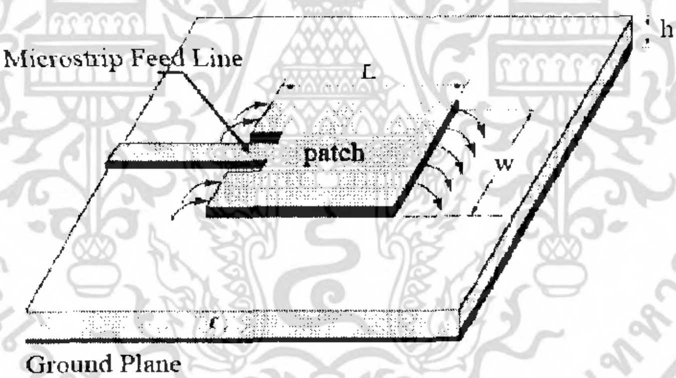
ส่วนป้อนสัญญาณจะทำหน้าที่ป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศ จุดนี้จะเป็นส่วนที่สำคัญมาก เนื่องจากมีผลต่อการปรับโพลาไรเซชั่น ของสายอากาศ และการปรับค่าแมทชิ่ง โดยตำแหน่งและความยาวส่วนที่ป้อนสัญญาณจะมีผลต่อการแพร่กระจายคลื่นด้วย

ในสายอากาศไมโครสตริปมีรูปแบบการป้อนสัญญาณหลายรูปแบบ แต่มีอยู่ 4 แบบที่เป็นที่นิยม คือ แบบไมโครสตริป (Microstrip Line Feed), แบบเคเบิลแกนร่วม (Probe Feed), แบบอเพอร์เจอร์คลับเปิ้ลฟีด (Aperture-Couple Feed) และแบบพร็อคซิมิตี้คลับเปิ้ลฟีด (Proximity-Coupled Feed) สามารถแสดงได้ดังนี้

การป้อนแบบไมโครสตริป (Microstrip Line Feed)

เป็นวิธีที่ง่ายที่สุดในการป้อนสัญญาณ โดยการใช้แผ่นไมโครสตริปและสายส่งต่อเข้ากับตัวกลางโดยตรงแต่วิธีนี้สายอากาศที่ได้จะมีคุณสมบัติไม่ค่อยดี เนื่องจากโครงสร้างของสายอากาศและสายส่งไม่สอดคล้องกัน โดยสายอากาศนี้จะส่งคลื่นได้ไม่ดีนัก เพราะบริเวณผิวโลหะที่ไม่ต่อเนื่องกัน ทำให้การแพร่กระจายคลื่นมีระดับของลำคลื่นในทิศทางด้านข้าง (Side Lobe) เพิ่มมากขึ้น ซึ่งจะส่งผลทำให้ไปลดคุณภาพของสายอากาศลง และจะมีพลังงานที่ยังไม่ได้แพร่กระจายสะสมอยู่จำนวนมาก ภายใต้แผ่นตัวนำ แต่ก็พอมีข้อดีอยู่บ้างโดยวิธีป้อนสัญญาณแบบนี้สามารถปรับการแมทชิ่งในตัวเองได้และยังสามารถสร้างได้ง่าย โดยทำการสร้างไปพร้อมกับแผ่นตัวนำที่ใช้ในการส่งคลื่นได้เลย เราสามารถเขียนเป็นคุณสมบัติของการป้อนแบบไมโครสตริปได้ดังนี้

1. ง่ายต่อการสร้างและออกแบบ
2. ง่ายต่อการทำแมทชิ่งอิมพีแดนซ์
3. สัญญาณรบกวนต่ำ $(\approx -20dB)$
4. แบนด์วิดท์แคบ (2-5 %)
5. ถ้าขนาดของ Substrate เพิ่มขึ้นก็จะทำให้ค่าสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นด้วย



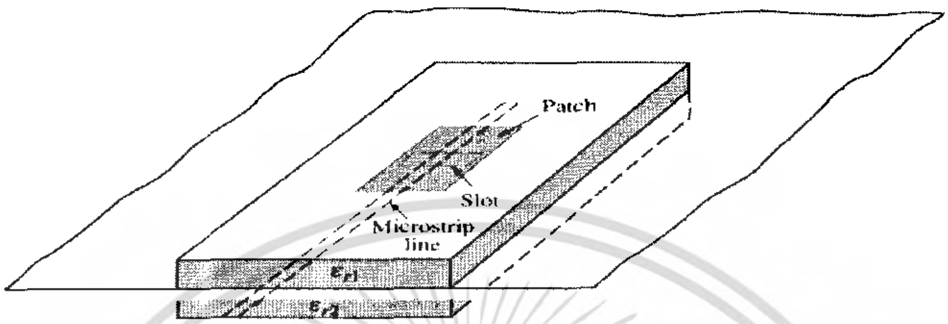
รูปที่ 2.3 ส่วนที่ป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริป

การป้อนแบบอเพอร์เจอร์คลับเปิ้ลฟีด (Aperture-Coupled Feed)

ในวิธีนี้เป็นการนำเอาแผ่นระนาบกราวด์เพลนมากั้นไว้ระหว่างสารตัวกลาง 2 ตัวและต้องกำหนดให้สารตัวกลางที่อยู่ด้านบนต้องมีค่า ε_r ที่น้อยกว่าสารตัวกลางที่อยู่ด้านล่างซึ่งทำเพื่อปรับการแพร่กระจายของคลื่นทางด้านบนให้มีช่วงความถี่กว้างขึ้น วิธีการนี้สามารถแยกการแพร่กระจายคลื่นจากแผ่นตัวนำ (Patch) กับส่วนป้อนสัญญาณไม่ให้รบกวนกันอย่างสิ้นเชิง สามารถเขียนเป็นข้อได้ดังนี้

1. การออกแบบรูปร่างง่ายมาก
2. ระดับสัญญาณรบกวนพอประมาณ ($\approx -20dB$)
3. การที่มีแผ่น Ground Plane มากั้นระหว่าง Substrate ทั้ง 2 ทำให้ลดระดับของสัญญาณรบกวนลงได้

4. มีอิสระในการแพร่กระจายคลื่น
5. สร้างยาก
6. แบนด์วิดท์แคบ $(1-4\%)$
7. สารไดอิเล็กตริก ที่มีค่ามากจะเอาไว้ที่ชั้นล่างส่วนไดอิเล็กตริก ที่มีค่าน้อยจะเอาไว้ส่วนบน

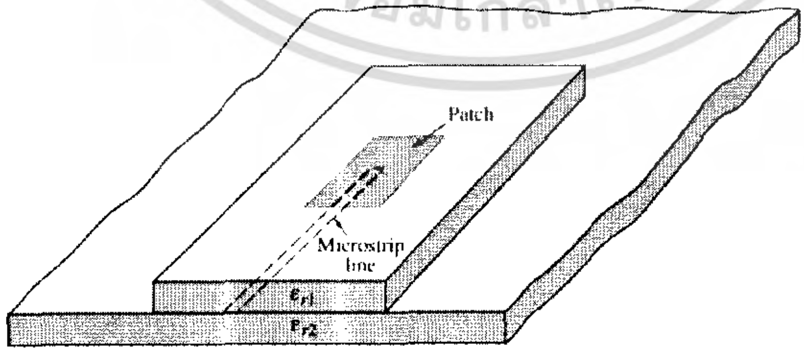


รูปที่ 2.4 ส่วนที่ป้อนสัญญาณแบบอเพอร์เจอร์คลับเปิ้ลฟีด

การป้อนแบบพร็อคซิมิตี้คลับเปิ้ลฟีด (Proximity-Coupled Feed)

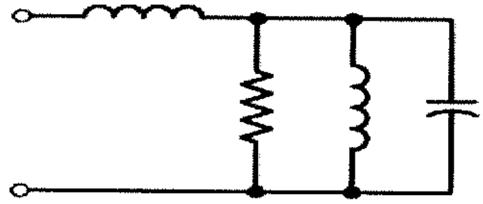
สำหรับวิธีนี้จะใช้สำหรับการทำสายอากาศไมโครสตริปแบบมัลติเลเยอร์ (Multi Layer) โดยใช้ไดอิเล็กตริกซับสเตท (Dielectric Substrate) 2 ตัวมาวางทับกันโดยมีขนาดต่างกันและค่า ε_r ก็ต้องต่างกันด้วย โดยการทำแบบนี้ผลที่ออกมาจะทำให้การแพร่กระจายของสัญญาณมีช่วงความถี่ใช้งานกว้างสุด โดยจะเป็นในลักษณะไฮบริดโหมด ดังรูปที่ 2.5 สามารถเขียนเป็นข้อได้ดังนี้

1. มีขนาดแบนด์วิดท์กว้าง $(\leq 13\%)$
2. ง่ายในการคำนวณ
3. สัญญาณรบกวนต่ำ
4. แต่ยากในการสร้าง
5. อัตราส่วนความยาวและความกว้างของ Patch สามารถกำหนดการแมทชิ่งได้

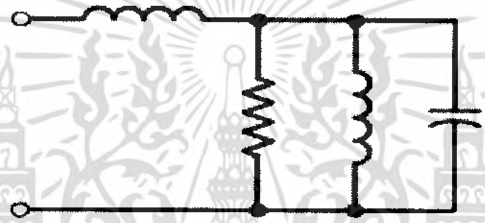


รูปที่ 2.5 ส่วนที่ป้อนสัญญาณแบบพร็อคซิมิตี้คลับเปิ้ลฟีด

ดังนั้นจากรูปจะเห็นได้ว่าสายอากาศไมโครสตริปมีรูปแบบการป้อนสัญญาณหลายแบบจาก รูปแบบต่างๆเหล่านี้เราสามารถนำมาเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังนี้

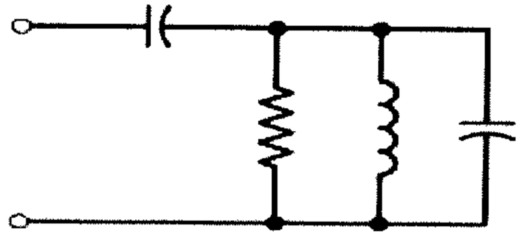


(a) รูปวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริป แบบไมโครสตริป (Microstrip Line Feed)



(b) รูปวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริป แบบเคเบิลแกนร่วม (Probe Feed)

(c) รูปวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริป แบบอเพอร์เจอร์คลับเปิ้ลฟีด (Aperture-Couple Feed)



(d) รูปวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริปแบบพร็อคซิมิตี้คลับเปิ้ลฟีด (Proximity-Coupled Feed)

รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริปแบบต่างๆ

กราวด์เพลน (Ground Plane)

แผ่นกราวด์เพลน (Ground Plane) ที่ใช้ส่วนใหญ่จะทำมาจากโลหะทองแดง ซึ่งแผ่นโลหะนั้นจะต้องมีขนาดใหญ่กว่าแผ่นตัวนำมาก ซึ่งตามทฤษฎีนั้นบอกว่า ขอบเขตของกราวด์เพลน (Ground Plane) คือ ค่าในทิศทาง x, y, z ที่มีค่าอนันต์ โดยการแพร่กระจายสนามของสายอากาศจะเกิดขึ้นที่สนามรอบนอกระหว่างขอบของแผ่นตัวนำของสายอากาศและแผ่นกราวด์เพลน (Ground Plane) แผ่นตัวนำที่เป็นสายอากาศจะมีขนาดขึ้นอยู่กับความต้องการที่จะใช้งาน ที่จะออกแบบให้เหมาะสมกับงานนั้นๆ โดยหน้าที่ของกราวด์เพลนจะทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนคลื่น

รูปที่ 2.7 ลักษณะการสะท้อนคลื่นของกราวด์เพลน (Ground Plane)

2.2 ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป

การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริป เกิดจากสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างขอบของตัวนำของสายอากาศไมโครสตริป กับแผ่นกราวด์ การแพร่กระจายคลื่นอย่างไม่ต่อเนื่องของสายอากาศไมโครสตริป ถูกทดสอบโดย Levin การวิเคราะห์ของเขาจะพิจารณากระแสที่ไหลในตัวนำ วิธีนี้จะคำนวณหาค่า Q ของความถี่ที่สายอากาศไมโครสตริปตอบสนอง ถ้าพิจารณาสนามในรูปแบบของช่องเปิด โดยเปิดให้สายอากาศไมโครสตริปแยกจากแผ่นกราวด์ ใช้ในการวิเคราะห์หาค่า Q ทั้งหมด ค่า Q ในที่นี้จะเป็นฟังก์ชันที่เกิดจากความถี่ที่สายอากาศไมโครสตริปตอบสนองค่าความเป็นฉนวนและความหนาของฐานรอง ผลที่ได้ทั้งจากทางทฤษฎี และจากการปฏิบัติจะแสดงว่าที่ความถี่สูง การสูญเสียอันเนื่องมาจากการแพร่กระจายคลื่นจะมีค่ามากกว่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากแผ่นตัวนำและค่าความเป็นฉนวน

2.3 สนามที่แพร่กระจายของสายอากาศไมโครสตริป

การแพร่กระจาย สนามของสายอากาศ จะเกิดขึ้นที่สนามรอบนอก ระหว่างขอบ ของแผ่นตัวนำของสายอากาศและแผ่นกราวด์ (Ground Plane) ซึ่งสายอากาศไมโครสตริปจะมีลักษณะโครงสร้าง ตามที่ได้กล่าวมาแล้วแผ่นตัวนำ (Patch) ที่เป็นสายอากาศจะมีขนาดขึ้นอยู่กับ ความต้องการที่จะใช้งานที่จะออกแบบให้เหมาะสมกับงานนั้นๆ แผ่นกราวด์ที่ใช้เป็นลักษณะเป็นแผ่นทองแดงกว้างทั้งแผ่น ในส่วนของตัวนำจะมองขอบของตัวนำ โดยจะมองเหมือนสายอากาศปากเปิด (Aperture Antenna) ซึ่งถ้าเป็นสายอากาศไมโครสตริป แบบสี่เหลี่ยมหนึ่งอิเลเมนท์ จะมีสายอากาศปากเปิด สองช่องเปิด ซึ่งทั้งสองช่องเปิดนี้จะถูกแยกออกจากกัน โดยความยาวของตัวสายอากาศ ซึ่งจะมีความยาวครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นของแผ่นไดอิเล็กตริก ซึ่งทั้งสองช่องเปิดจะวางตัวเป็นแบบอาร์เรย์

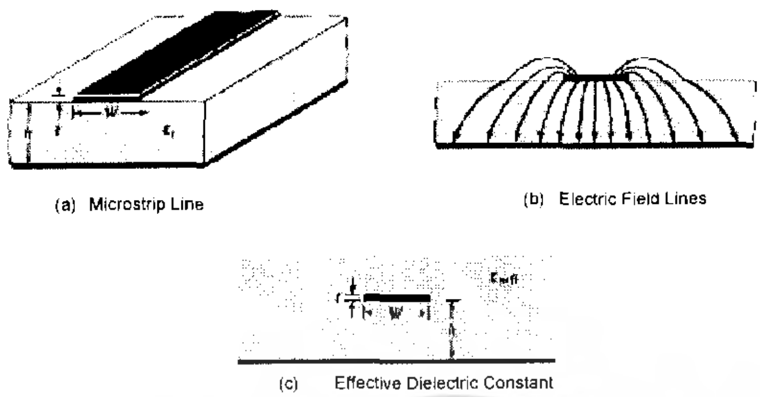
รูปที่ 2.8 ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

2.4 แบบจำลองสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริป

การวิเคราะห์ลักษณะและคุณสมบัติของสายอากาศ เป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการออกแบบสายอากาศ เนื่องจากการวิเคราะห์ที่มีประสิทธิภาพ สามารถประหยัดเวลาในการออกแบบ และช่วยลดต้นทุนในการออกแบบและการผลิตสายอากาศได้เป็นอย่างมาก ในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปนั้นเพื่อคำนวณหาคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริป สามารถทำได้หลายวิธี แต่มีอยู่ 3 วิธี ที่ใช้กันคือ วิธีแบบจำลองสายส่ง (Transmission Line Model) วิธีแบบจำลองคาวิตี้ (Cavity Model) และวิธีแบบจำลองคลื่นเต็ม (Full Wave Model) ในวิธีนี้เริ่มต้นด้วยการใช้ทฤษฎีสนามในการวิเคราะห์ จากนั้นเขียนสมการแสดงปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้น ในรูปของตัวแปรที่เหมาะสม แล้วจึงใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแก้ปัญหา และยังมีข้อย่อยในการวิเคราะห์ลงไปอีกหลายแบบ สำหรับในวิธีนี้ จะยังไม่กล่าวถึงเนื่องจากมีความซับซ้อนมากและยากต่อการคำนวณ แต่วิธีนี้ก็มีข้อดีเหมือนกัน คือ มีความแม่นยำสูงมาก

2.4.1 แบบจำลองสายส่ง (Transmission Line Model)

สำหรับในการจำลองแบบสายส่งนี้เป็นวิธีที่ง่ายที่สุดเพราะไม่ต้องใช้สมการทางคณิตศาสตร์ที่ยุ่งยากนัก สามารถคำนวณได้ง่ายและผลที่ได้ก็เป็นที่น่าพอใจ แต่มีความแม่นยำน้อย และไม่มีความยืดหยุ่นเลย คือ สามารถใช้คำนวณได้เฉพาะ แบบสายอากาศที่มีแผ่นตัวนำ เป็นรูปสี่เหลี่ยมและวงกลมเท่านั้น ความแม่นยำของผลการวิเคราะห์แบบนี้ขึ้นอยู่กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ของชั้น Substrate ซึ่งต้องมีค่าสูงและความหนาของชั้น Substrate ต้องน้อยกว่า 0.02 λ_0



รูปที่ 2.9 ลักษณะทางกายภาพของแบบจำลองสายส่ง

ปรากฏการณ์ฟริงกิง (Fringing Effects)

เนื่องจากมิติของแผ่นตัวนำประกอบไปด้วยความยาวและความกว้าง ดังนั้นสนามที่ขอบของแผ่นตัวนำจะเกิดฟริงกิงผลรวมของฟริงกิงเป็นฟังก์ชันของความกว้างและความยาวของแผ่นตัวนำ และ ความหนาของสารตัวกลางสำหรับระนาบไฟฟ้า (E-Plane หรือ ระนาบ x-y) ส่วนใหญ่ฟริงกิงเป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนระหว่างความยาวของแผ่นตัวนำ (L) ต่อความยาวของสารตัวกลาง (H) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

สำหรับสายส่งไมโครสตริปในรูปที่ 2.9 เส้นแรงสนามไฟฟ้าแบบทั่วไปแสดงดัง เส้นแรงแบบนี้เกิดจากเนื้อสารไดอิเล็กตริกสองชนิดไม่เหมือนกัน (Non Homogeneous) ซึ่งสารไดอิเล็กตริกสองชนิดนี้มักจะเป็นสารตัวกลางกับอากาศ สนามไฟฟ้าส่วนใหญ่อยู่ในสารตัวกลาง และบางส่วนจะปรากฏใน*อากาศเมื่อ L/h มีค่ามากกว่า 1 มากๆ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์มากกว่า 1 มากๆสนามไฟฟ้าจะอยู่*อย่างหนาแน่นในสารตัวกลาง ในกรณีนี้ ฟริงกิง จะทำให้สายส่งไมโครสตริป มีขนาดในทางไฟฟ้าดูมากกว่าขนาดจริง เนื่องจากคลื่นบางส่วนเคลื่อนที่ในสารตัวกลางและบางส่วนเคลื่อนที่ในอากาศจึงมีการนำ Effective Dielectric Constant (ε_{reff}) มาคิดสำหรับการแพร่กระจายคลื่น

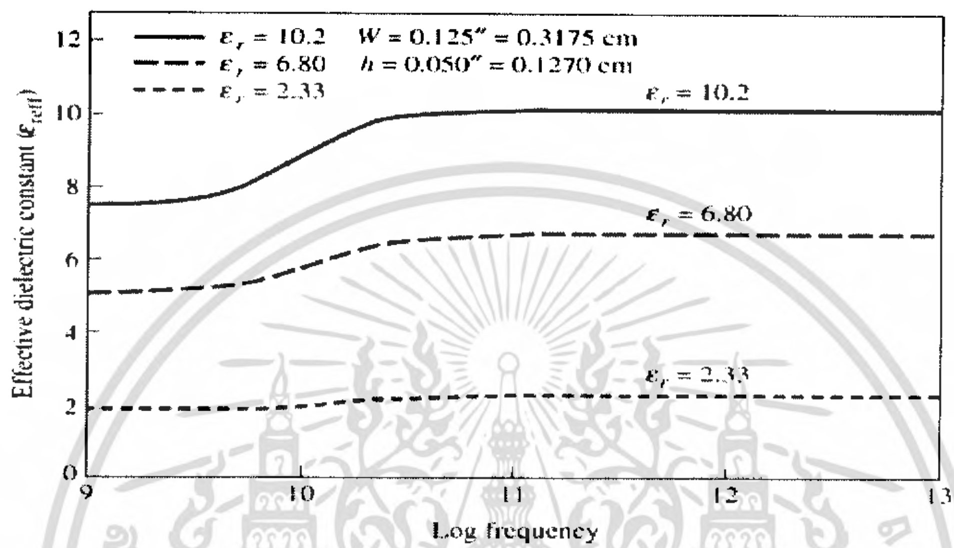
ในการนำ ε_{reff} มาคิดจะสมมติให้ตัวนำสายส่งไมโครสตริป ที่มีขนาดและความหนาเท่าเดิมฝังลงในสารตัวกลางดังรูปที่ 2.9 ε_{reff} จะถูกนิยามว่าเป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุที่สม่ำเสมอดังนั้นสายส่งไมโครสตริป จะมีลักษณะเฉพาะทางไฟฟ้า แบบเดียวและค่าคงที่การกระจายคลื่นโดยเฉพาะเหมือนกับสายส่งไมโครสตริป ของจริงในรูปที่ 2.9 สำหรับสายส่งไมโครสตริป ที่มีอากาศเหนืออยู่สารตัวกลาง ค่า ε_{reff} จะมีค่าระหว่าง 1 ถึง Permittivity สำหรับการใช้งานทั่วไปที่ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ของสารตัวกลางมีค่ามากกว่า 1 มากๆ ε_{reff} จะใกล้เคียงกับค่าคงที่ (ε_r) จริงของสารตัวกลางนั้นๆ

ε_{reff} เป็นฟังก์ชันของ ความถี่ถ้าความถี่เพิ่มขึ้นสนามไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่หนาแน่นในสารตัวกลาง เพราะฉะนั้นสายส่งไมโครสตริปจะทำตัวเป็นสารเนื้อเดียวกัน (Homogeneous) มีไดอิเล็กตริกตัวเดียว (ไดอิเล็กตริกในที่นี้หมายถึงสารตัวกลาง) และ ε_{reff} จะมีค่าเข้าใกล้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของสารตัวกลางสำหรับความถี่ต่ำ ε_{reff} จำเป็นที่จะต้องมีค่าคงที่ ที่มีความถี่กลางของมัน ε_{reff} จะเริ่มเพิ่มขึ้นอย่าง

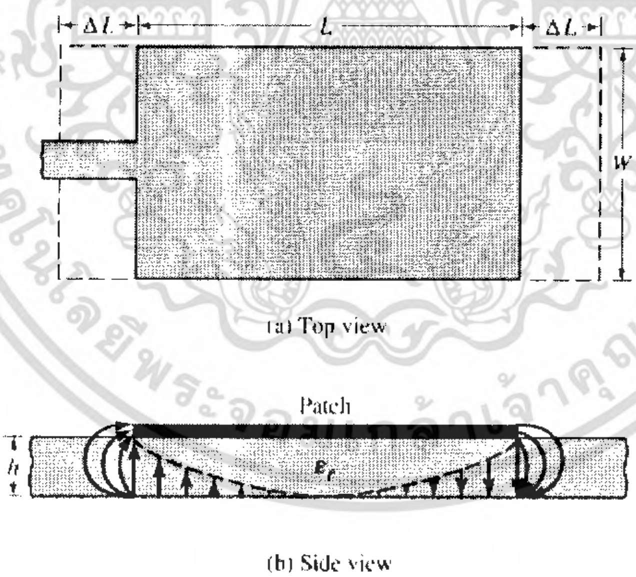
สม่ำเสมอและจะเพิ่มจนถึงค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของสารตัวกลางในท้ายที่สุดค่าเริ่มต้น (ที่มีความถี่ต่ำ) ε_{reff} จะถูกเรียกว่า Static Value แสดงได้ดังนี้

เมื่อ $w/h \rangle 1$

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \tag{2.1}$$



รูปที่ 2.10 กราฟการเพิ่มขึ้นของ (ε_r) เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.11 ผลจากความยาวของสายอากาศไมโครสตริป

จากรูปเราสามารถคำนวณหาค่า ε_{reff} จากค่าความยาว (L) ของแผ่นตัวนำ และอัตราส่วนของความกว้างต่อความยาวได้ วิธีนี้ก็นิยมใช้กันมากดังนี้

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412\frac{\left(\varepsilon_{reff}+0.3\right)\left(\frac{w}{h}+0.264\right)}{\left(\varepsilon_{reff}-0.258\right)\left(\frac{w}{h}+0.8\right)} \tag{2.2}$$

โดยที่ความยาวของแผ่นตัวนำคือ

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \tag{2.3}$$

สำหรับการหาความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปโดยจะหาในโหมด TM_{010}

$$\left(f_r\right)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_r}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.4}$$

จากสมการ (2.4) เรายังไม่ได้รวมเอาผลจากฟริงกิงเราสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\left(f_{rc}\right)_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\varepsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = \frac{1}{2\left(L+2\Delta L\right)\sqrt{\varepsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} \tag{2.5}$$

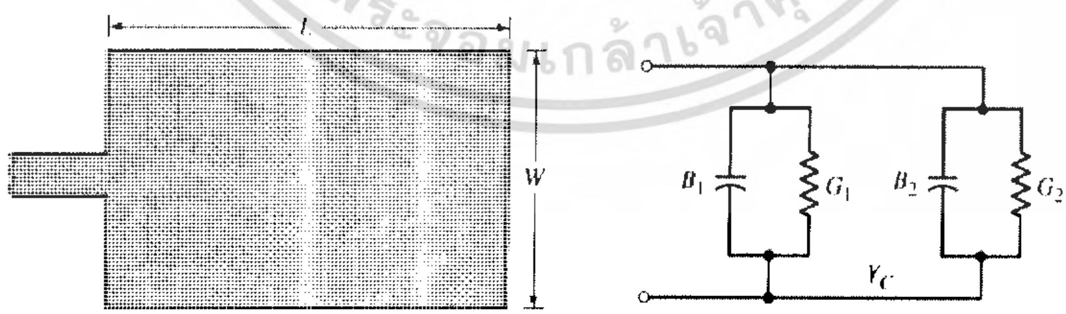
$$= q\frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_r}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = q\frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.6}$$

เมื่อ

$$q = \frac{\left(f_{rc}\right)_{010}}{\left(f_r\right)_{010}} \tag{2.7}$$

$$v_0 = 3\times10^8 \, {}^{m}\!/_{s}$$

การนำไฟฟ้าและความต้านทานของสายอากาศไมโครสตริป



(a) Rectangular patch (b) Transmission model equivalent

รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริป

จากรูปที่ 2.12 แสดงวงจรสมมูลของแบบจำลองสายส่ง กับสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมที่มีความยาว L ความกว้าง W และความหนา h โดยจะแผ่คลื่นออกมาจากขอบด้านทั้งสองข้างของแผ่นตัวนำ ซึ่งเปรียบเสมือนว่าเป็นช่องว่างที่มีความยาวเท่ากับ W และความหนา h ดังนั้นจึงให้ช่องว่างทั้งสองมีความยาวต้านทานเท่ากับ G + jB เท่ากับทั้งสองช่อง ส่วนความต้านทานของแผ่นตัวนำจะมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) เป็น Z_0 และค่าคงที่การแพร่กระจายของคลื่น (Propagation) เท่ากับ βg

ดังนั้นเพื่อจะหา อินพุทแอดมิตแตนซ์จะได้ว่า

$$Y_{in} = G_r + jB + Y_0 \frac{(G + jB) + jY\tan(\beta_g L)}{Y_0 + j(G + jB)\tan(\beta_g L)} \tag{2.8}$$

ดังนั้น เพื่อให้มีแต่ค่าจำนวนจริงไม่มีจำนวนจินตภาพเพื่อจะได้ปรับแมทชิ่งได้ง่าย จึงต้องให้

$$\operatorname{Im}(Y_{in}) = 0 \tag{2.9}$$

นั้นคือ

$$\tan(\beta_g L) = \frac{2Y_0 B}{G_r^2 + B^2 - Y_0^2} \tag{2.10}$$

หรือ

$$\tan(\beta_g L) = \frac{Y_0}{B} \tag{2.11}$$

โดยที่เมื่อ

$$\tan(\beta_g L) = \frac{2Y_0 B}{G_2^r + B^2 - Y_0^2} \tag{2.12}$$

แล้วนำไปแทนในสมการ Y_m จะได้ $Y_m = 2G$

ส่วนเมื่อ

$$Y_m = G_r + \frac{Y_0}{B} + \frac{B^3}{G_r} + \frac{Y^2}{G_r} \tag{2.13}$$

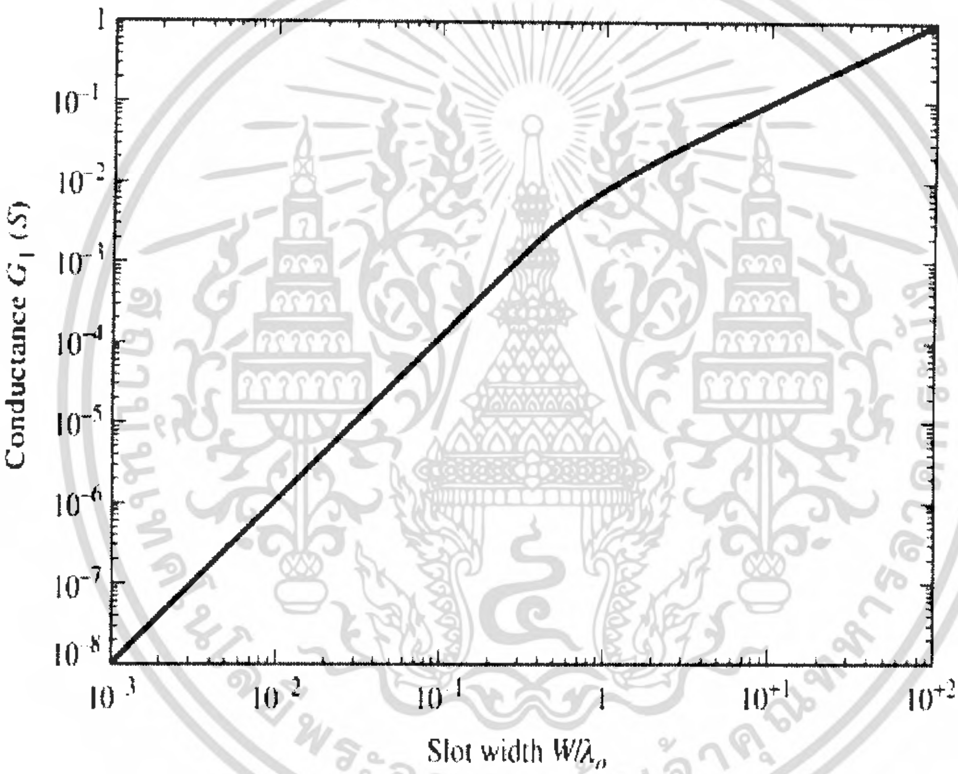
$$G = \frac{2P_{rad}}{|V_0^2|} = \frac{1}{120\pi^2} I$$

$$I = \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin\left(\frac{kw}{2}\cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta$$

$$G \cong \frac{1}{90}\left(\frac{w}{\lambda}\right)^2 ; w << \lambda$$

$$G \cong \frac{1}{120}\left(\frac{w}{\lambda}\right)^2 ; w >> \lambda$$

(2.14)



รูปที่ 2.12.1 แสดงการเปรียบเทียบเพื่อหาค่าความนำไฟฟ้า

การหาค่าไดเล็กติวิตี้ (Directivity) ของสายอากาศไมโครสตริปแต่ละตัว

$$D_0 = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} = \left(\frac{2\pi w}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{I}$$

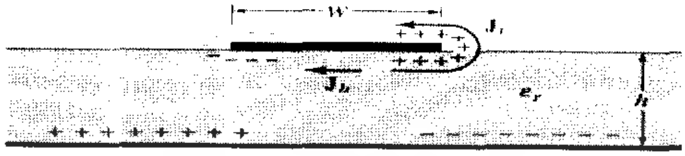
(2.15)

โดยที่

$$D_0 \cong 3 \cong 4.77dB; w << \lambda$$
$$D_0 \cong 4(w/\lambda); w >> \lambda$$

2.4.2 แบบจำลองคาวิตี้ (Cavity Model)

แบบจำลองชนิดนี้มีความสามารถในการวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศ ที่มีรูปร่างพื้นฐานต่างๆ ได้ดีกว่าแบบจำลองชนิดสายส่ง แบบจำลองนี้มีข้อจำกัดในเรื่องความแม่นยำอยู่ที่ขนาดความหนาของชั้น Substrate ที่ต้องน้อยกว่า 0.02 λ_0 แบบจำลองนี้ค่อนข้างได้รับความนิยมกว่าแบบชนิดสายส่ง



รูปที่ 2.13 แบบจำลองคาวิตี้

ในการจำลองชนิดนี้ มีความซับซ้อนมากกว่าแต่ความแม่นยำสูงขึ้นกว่าแบบแรกและจะมองสายอากาศไมโครสตริปให้มีลักษณะเหมือนโพรงที่มีสารไดอิเล็กตริก อยู่ภายในซึ่งการมองในลักษณะนี้จะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์อันดับสูงขึ้นไป (High Order Resonance) แต่เพื่อให้สามารถเข้าใจสนามพลังงาน (สนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้า) ภายในสารไดอิเล็กตริกจึงคิดเสมือนว่าโพรงไดอิเล็กตริกนี้ถูกปิดล้อมด้วยแผ่นตัวนำไฟฟ้า (ด้านบนและด้านล่าง) และกำแพงสนามแม่เหล็ก (คิดเสมือนว่าเปิดวงจรอยู่) ที่อยู่ตามขอบของแผ่นตัวนำแต่แบบจำลองลักษณะนี้จะทำให้ไม่มีการส่งคลื่นออกไปอย่างไรก็ตามการสมมติให้แบบจำลองอย่างนี้ทำให้สามารถคำนวณ รูปแบบแพร่กระจายคลื่น อินพุทแอดมิตแตนซ์ และความถี่ตอบสนองได้ใกล้เคียงค่าที่เกิดขึ้นจากการวัดซึ่งแบบจำลองลักษณะนี้คล้ายกับวิธีเพอร์เทอร์เบชั่น (Perturbation Method) ที่นิยมกันในการคำนวณท่อเวฟไกด์ (Waveguide) สำหรับการสร้างสนามพลังงานภายในโพรงไดอิเล็กตริกและการแพร่กระจายคลื่นผ่านสนามแม่เหล็กจะเกิดขึ้นดังนี้ เมื่อป้อนพลังงานเข้าไปในแผ่นตัวนำไมโครสตริป จะเกิดการกระจายของประจุผิวทั้งด้านบนและด้านล่างของแผ่นตัวนำรวมไปจนถึงเกิดการกระจายของประจุบนกราวด์เพลนด้วย ซึ่งการกระจายของประจุเหล่านี้เกิดจากกระบวนการสองชนิด คือ

1. จากแรงดึงดูดระหว่างประจุต่างชนิดกันของประจุบนพื้นผิวด้านล่างแผ่นตัวนำกับประจุบนกราวด์เพลน ซึ่งจะทำให้เกิดมีจำนวนประจุหนาแน่นขึ้นบริเวณแผ่นตัวนำด้านล่าง

2. เกิดจากแรงผลักระหว่างวัตถุชนิดเดียวกันของประจุบนผิวด้านล่างแผ่นตัวนำซึ่งจากแรงผลักนี้จะทำให้ที่บริเวณขอบของตัวนำ มีประจุบางส่วนขึ้นไปอยู่ที่พื้นผิวด้านบนของแผ่นตัวนำกระบวนการทั้งสองชนิดนี้ทำให้เกิดความหนาแน่นกระแส J_b และ J_t (b ย่อมาจาก bottom และ t ย่อมาจาก top)

สำหรับที่ทำจากวัสดุบางๆ แรกผลักชนิดแรกจะมีมากกว่าชนิดหลัง ทำให้ประจุส่วนใหญ่ไปอยู่ที่ผิวด้านล่างของผิวตัวนำ เป็นผลให้กระแสส่วนใหญ่ไหลอยู่ที่ผิวได้แต่ตัวนำ จะมีกระแสปริมาณเล็กน้อยเท่ากับกระแสที่ไหลรอบๆ ของด้านบนของแผ่นตัวนำและปริมาณของกระแสที่ว่านี้จะมีค่าลดลง ถ้าวัสดุมีขนาดบางลงด้วยสำหรับในทางอุดมคติแล้ว กระแสที่ไหลอยู่ด้านบนของแผ่นตัวนำจะมีค่าเป็นศูนย์เป็นผลให้สนามแม่เหล็ก (ที่เกิดจากกระแสนี้) ที่บริเวณของขอบตัวนำมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ด้วย จึงสามารถสมมติได้ว่า มีพื้นผิวที่เป็นตัวนำในอุดมคติปิดอยู่ที่บริเวณขอบทั้งสี่ด้านของแผ่นตัวนำ (ทำให้สนามแม่เหล็กมีค่า

เป็นศูนย์) แต่ทางปฏิบัติแล้วที่บริเวณของแผ่นตัวนำจะมีสนามแม่เหล็กเหลืออยู่เล็กน้อยเสมอ ดังนั้น ข้อสมมตินี้อาจไม่ถูกต้องนัก แต่การสมมติจะทำให้ง่ายต่อการหาโหมด ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กอยู่ใต้แผ่นตัวนำผลจากการให้สายอากาศแบบไมโครสตริปมีขนาดบางมาก (น้อยกว่าความยาวคลื่นมากๆ)

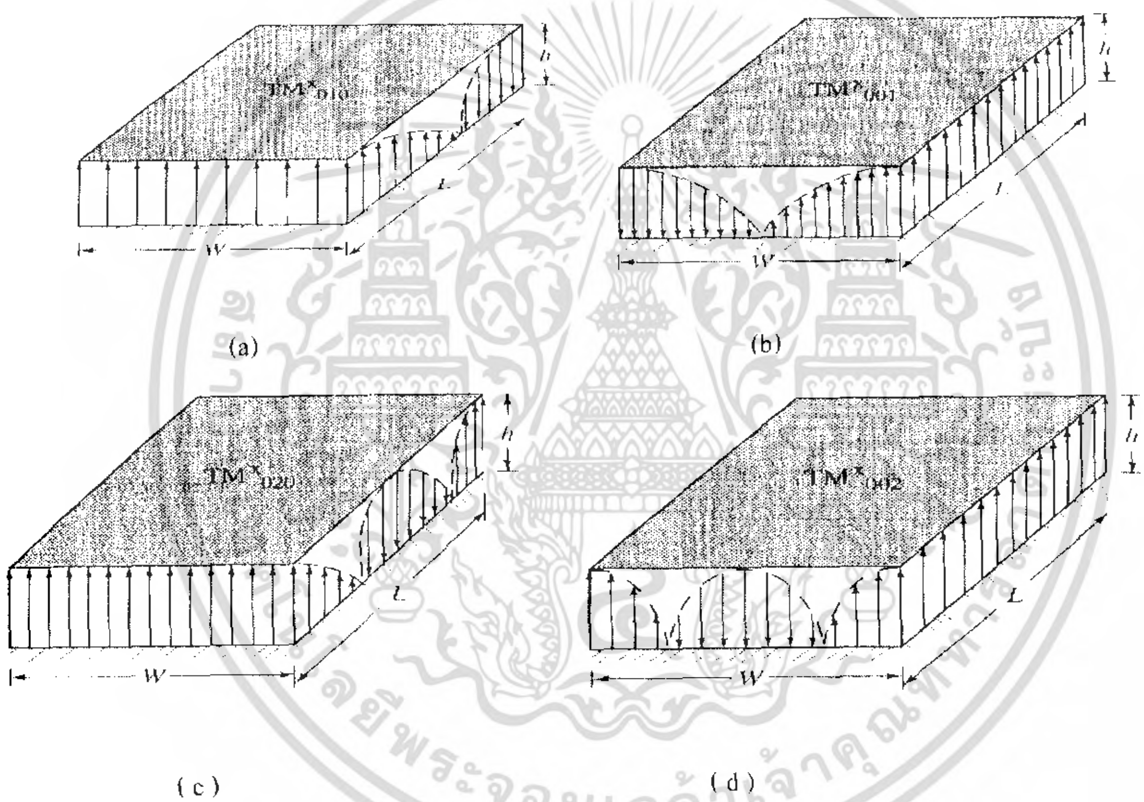
1. พลังงานที่อยู่ใต้แผ่นตัวนำและอยู่ภายใต้สารไดอิเล็กตริกจะเกิดการสะท้อนกลับขึ้นที่บริเวณขอบของแผ่นตัวนำ และมีแค่ส่วนน้อยเท่านั้นที่หลุดออกไปเป็นพลังงานแผ่คลื่น ดังนั้น สายอากาศแบบไมโครสตริป จึงมีประสิทธิภาพไม่สูงนัก

2. พลังงานที่อยู่ใต้แผ่นตัวนำจะทำให้เกิดคลื่นนิ่ง ซึ่งอยู่ในรูปของฟังก์ชันโคไซน์

3. การเปลี่ยนแปลงของสนามตามความสูงของสารไดอิเล็กตริกจะเป็นค่าคงที่

4. ปรากฏการณ์ฟริงกิงที่บริเวณของแผ่นตัวนำจะมีค่าน้อยมาก

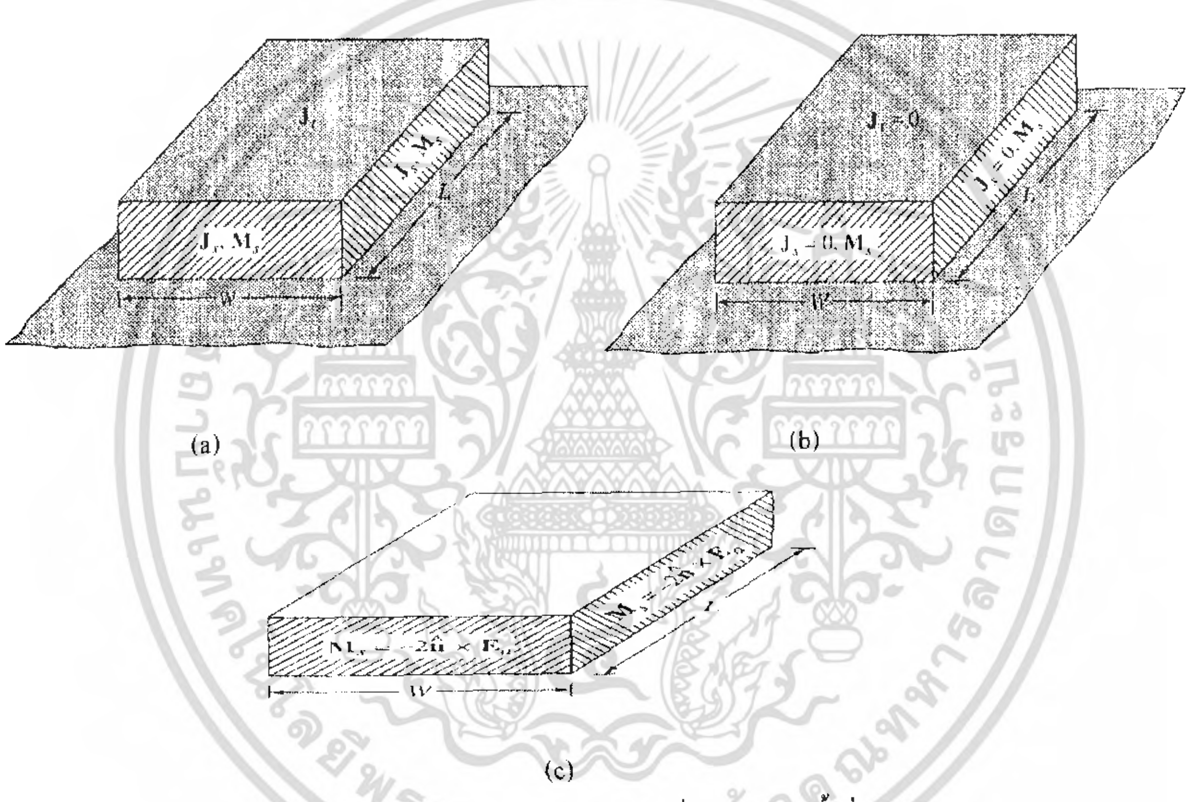
ดังนั้นจึงมีแต่สนาม TM_z เท่านั้นอยู่ในโพรงไดอิเล็กตริก



รูปที่ 2.14 รูปแบบของสนามในโหมดต่างๆ

นอกจากนี้ยังต้องสมมติให้สิ่งที่ปิดล้อมทุกด้านของโพรงไดอิเล็กตริก (แผ่นตัวนำสนามแม่เหล็ก) ไม่มีการสูญเสียพลังงานโพรงไดอิเล็กตริกไม่สามารถแพร่กระจายคลื่นได้และอิมพีแดนซ์มีแต่ส่วนจริงเท่านั้น แต่ในความจริงแล้วอิมพีแดนซ์จะต้องมีส่วนจินตภาพด้วยเสมอ เช่นเกิดจากความต้านทานการแผ่คลื่น (R_r), ความต้านทานความสูญเสีย (R_L) และการสูญเสียเนื่องจากสารไดอิเล็กตริก ซึ่งความสูญเสียทั้งหมดจะอยู่ในรูป δ_{eff} และสำหรับสายอากาศแล้วจะได้ว่า ($1/Q = \delta_{eff}$) ความหนาแน่นกระแสสมมูล (Equivalent Current Densities)

ในแบบจำลองคาวิตี้จะมองสายอากาศแบบไมโครสตริปว่า เป็นสารไดอิเล็กตริกที่มีกำแพงสนามไฟฟ้าที่สมบูรณ์แบบปิดอยู่ที่ด้านบนและล่าง ส่วน 4 ด้านที่เหลือซึ่งอยู่ด้านข้างจะถูกปิดล้อมด้วยกำแพงสนามแม่เหล็ก ซึ่งบริเวณนี้เองเป็นตัวทำให้แผ่คลื่น ดังนั้นการจะหาความหนาแน่นกระแส จะต้องคิดเสมือนว่าสารตัวกลางมีอยู่เฉพาะแต่แผ่นตัวนำบนเสมอ จากการใช้หลักการของฮอยเกน (Huygen's-Principle) จะสามารถแทนแผ่นตัวนำที่อยู่ด้านบนด้วยความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า J_t ที่ผิวด้านบนของแผ่นตัวนำ (โดยปกติมีความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า J_b อยู่ข้างใต้แผ่นตัวนำด้วย แต่ในที่นี้จะไม่กล่าวถึง) และที่ด้านข้างทั้งสี่ จะแสดงได้ด้วยความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า J_s และความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก M_s ดังรูปที่ 2.15 โดยที่ $\bar{J}_s = \hat{n}\times\bar{H}_a$ และ $\bar{M}_s = -\hat{n}\times\bar{E}_a$ เมื่อ $\bar{E}_a$, $\bar{H}_a$ เป็นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่บริเวณด้านข้าง



รูปที่ 2.15 ความหนาแน่นของกระแสที่บริเวณด้านทั้งสี่

เนื่องจากสายอากาศแบบไมโครสตริปจะมีอัตราส่วนต่อความสูงกับความกว้างน้อย ดังนั้น J_t ที่อยู่ด้านบนจะมีค่ามาก เมื่อเทียบกับ J_b ที่อยู่ด้านล่างจึงสามารถสมมติได้ว่า J_t มีค่าเป็นศูนย์ และจะไม่นำมาคิด จึงทำให้สนามแม่เหล็กที่บริเวณขอบ ซึ่งเกิดจาก J_t นี้มีค่าเป็นศูนย์ด้วย ส่งผลให้ J_t บริเวณด้านข้างซึ่งเกิดจากสนามแม่เหล็กอันนี้มีค่าเป็นศูนย์อีก ดังนั้นจะเหลือเฉพาะ $\overline{M}_s$ ที่อยู่ด้านข้างโดยรอบของแบบจำลองช่องว่างเท่านั้นที่ไม่เป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 2.15 จากการใช้ทฤษฎีเงา (Image Theory) จะได้ว่า $\overline{M}_s = -2\hat{n}\times\overline{E}_a$

ในแบบจำลองคาวิตี้จะมองสายอากาศแบบไมโครสตริป ว่าเปรียบเสมือนมีช่องว่างอยู่ด้านข้างโดยรอบทั้งสี่ด้านของโพรง โดยที่ช่องว่างเหล่านี้จะเป็นตัวแผ่คลื่นออกไป แต่ช่องว่างทั้งสี่ช่องนี้จะไม่แผ่

คลื่นได้ทั้งสี่ช่องมีเพียงสองช่องเท่านั้นที่สามารถแผ่คลื่นได้ ส่วนอีกสองช่องจะเกิดการหักล้างกันเอง โดยสองช่องที่หักล้างกันคือช่องที่อยู่ห่างกัน เป็น ระยะ W ส่วนอีกสองช่องที่สามารถแผ่คลื่นได้จะอยู่ห่างกัน L ซึ่งเรียกสองช่องนี้ว่า ร่องแผ่คลื่น (Radiating Slot) โดยที่ระหว่างสองช่องนี้มีแผ่นตัวนำคู่ขนานซึ่งแสดงตัวเหมือนเป็นหม้อแปลง (Transformer) ที่มีความต้านทานต่ำ ความยาวของ L ประมาณได้ว่าเท่ากับ $\lambda_g/2$ เมื่อ λ_g หมายถึง ความยาวคลื่นที่เดินทางในสารตัวกลาง เพื่อให้สนามช่องว่างทั้งสอง มีทิศทางตรงข้ามกันดังแสดงในรูปที่ 2.15 จากช่องว่างทั้งสองที่เป็นตัวแผ่คลื่นจะทำตัวเสมือนเป็นแถวลำดับ 2 อิลิเมนต์ ที่มีระยะห่างเท่ากันเป็น $\lambda_g/2$ สมมติให้โหมดพื้นฐาน (Dominant Mode) เป็น Tm^z_{010} จะได้สมการดังนี้

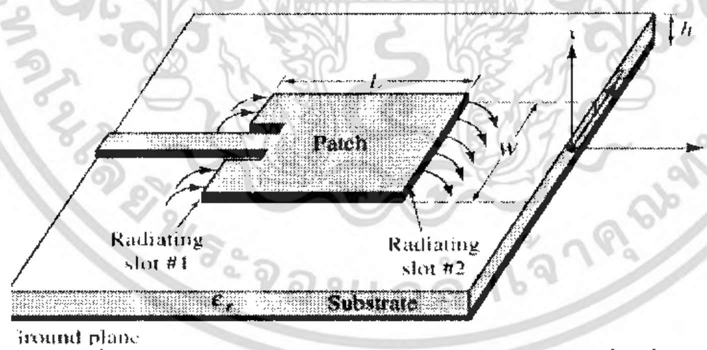
$$E_x = E_0 \cos\left(\frac{\pi y'}{L}\right)$$

$$H_z = H_0 \sin\left(\frac{\pi y'}{L}\right)$$

$$E_y = E_x = H_x = H_y = H_0$$

เมื่อ $E_0 = -j\omega A_{010}$ และ $H_0 = (\pi/\mu L)A_{010}$ จากรูปที่ 2.15 จะเห็นได้ว่าคลื่นจะมีการเปลี่ยนเฟสตามความยาว L แต่จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามความกว้าง W ซึ่งการเปลี่ยนเฟสนี้จะมีผลอย่างมากในการออกแบบสายอากาศแบบบรอดไซด์ (Broadside)

2.5 การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปที่มีแผ่นตัวนำเป็นรูปสี่เหลี่ยม



รูปที่ 2.16 รูปแบบของสายอากาศไมโครสตริปชนิดสี่เหลี่ยม

การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปที่มีแผ่นตัวนำเป็นรูปสี่เหลี่ยม นั้นสามารถใช้วิธีแบบจำลองคาวิตี้วิเคราะห์ได้ ตามที่กล่าวมาในขั้นต้น

2.5.1 การหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

การหาสนามภายในคาวิตี้สำหรับอันดับแรกเราต้องหาฟังก์ชันศักย์ช่วยแม่เหล็ก A_z ที่มีสมการดังนี้

$$\nabla^2 A_z + k^2 A_z = 0 \qquad (2.16)$$

$$A_z = \left[A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)\right]\left[A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)\right]\left[A_3 e^{-jk_z z} + B_3 e^{jk_z z}\right] \quad (2.17)$$

เมื่อ k_x, k_y, k_z คือ เลขคลื่น (Wave Number) ที่อยู่ตามแกน x,y,z ตามลำดับ ซึ่งสามารถหาได้จากเงื่อนไขขอบเขต (Boundary Condition) หลังจากนั้นจะได้ค่าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่อยู่ในรูปของ A_z เป็นดังนี้

$$E_x = -j\frac{1}{\omega\mu\varepsilon}\frac{\partial^2 A_z}{\partial x \partial z} \quad (2.18)$$

$$E_y = -j\frac{1}{\omega\mu\varepsilon}\frac{\partial^2 A_z}{\partial x \partial z} \quad (2.19)$$

$$E_z = -j\frac{1}{\omega\mu\varepsilon}\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2 + k^2}\right)A_z \quad (2.20)$$

$$H_x = \frac{1}{\mu}\frac{\partial A_z}{\partial y} \quad (2.21)$$

$$H_y = -\frac{1}{\mu}\frac{\partial A_z}{\partial x} \quad (2.22)$$

$$H_z = 0 \quad (2.23)$$

นำมาใช้กับเงื่อนไขขอบเขตที่ว่า

$$E_x = (0 \le x' \le L, 0 \le y' \le W, z' = 0) = E_x(0 \le x' \le L, 0 \le y' \le W, z' = h) = 0 \quad (2.24)$$

$$H_x = (0 \le x' \le L, y = 0, z' \le h) = H_x(0 \le x' \le L, y' = W, 0 \le z' \le h) = 0 \quad (2.25)$$

$$H_y = (x' = 0, 0 \le y' \le w, 0 \le z' \le h) = H_y(x' = L, 0 \le y' \le W, 0 \le z' \le h) = 0 \quad (2.26)$$

สัญลักษณ์ x', y', z' มีไว้เพื่อแสดงสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่อยู่ภายในช่องไดอิเล็กตริกจากสมการเงื่อนไขที่ว่า

$$E_x = (0 \le x' \le L, 0 \le y' \le W, z' = 0) = E_x(0 \le x' \le L, 0 \le y' \le W, z' = h) = 0$$

จะได้ว่า $B_3=0$

$$k_z \frac{m\pi}{h} \qquad m = 1,2,3 \quad (2.27)$$

จากสมการเงื่อนไขที่ว่า

$$H_x = (0 \le x' \le L, y = 0, z' \le h) = H_x(0 \le x' \le L, y' = W, 0 \le z' \le h) = 0$$

จะได้ว่า $B_2=0$

$$k_y \frac{p\pi}{w} \qquad p = 1,2,3 \quad (2.28)$$

จากสมการเงื่อนไขที่ว่า

$$H_y = \left(x' = 0, 0 \le y' \le w, 0 \le z' \le h\right) = H_y\left(x' = L, 0 \le y' \le W, 0 \le z' \le h\right) = 0$$

$$k_x \frac{n\pi}{L} \qquad n = 1,2,3 \tag{2.29}$$

ในที่สุดจะได้ว่า A_z ที่อยู่ภายใต้ช่องไดอิเล็กตริกเท่ากับ

$$A_z = A_{mnp}\cos(k_x x')\cos(k_y y')\cos(k_z z') \tag{2.30}$$

เมื่อ A_{mnp} *เท่ากับสัมประสิทธิ์ของแอมพลิจูดในแต่ละโหมด mnp และ m,n,p* เป็นตัวเลขที่แสดงความกว้าง ความยาวและสูงในแนวแกน y,x,z มีค่าเป็นจำนวนเท่าของ $\frac{\lambda}{2}$

2.5.2 ความถี่เรโซแนนซ์

$$(f_r)_{mnp}^{TM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \tag{2.31}$$

โดยที่ m = 0, 1, 2 ... n = 0, 1, 2 ... p = 0, 1, 2 ... และ m = n = p $\neq 0$

โดยพิจารณาให้ L>W>h เพื่อให้เกิดโหมดพื้นฐาน (Dominant Mode) ที่ $TM_{(100)}^z$ และมีความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ

$$(f_r)_{100} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.32}$$

โดยที่

L คือ ความยาวของสายอากาศ

ε_r คือ ค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของตัวกลาง

c คือ ความเร็วแสง

2.5.3 การแพร่กระจายคลื่นและสภาพเจาะจงทิศทาง

จากแบบจำลองคาวิตี้เราสามารถหากำลังงานการแพร่กระจายคลื่นได้จาก

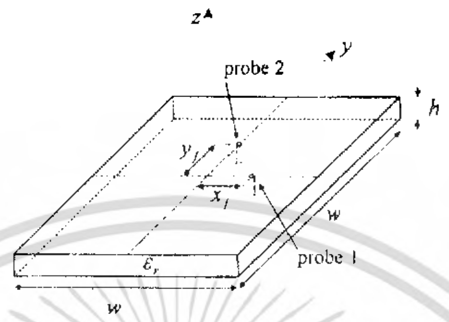
$$P_{rad} = \int_0^{2\pi}\int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\left|E_\theta^2\right| + \left|E_\theta^2\right|\right)\sin\theta d\theta d\phi \tag{2.33}$$

และสามารถหาสภาพเจาะจงทิศทางได้จาก

$$D_0 = 4\pi\frac{\left(\left|E_\theta^2\right| + \left|E_\theta^2\right|\right)_{max}}{P_{rad}} \tag{2.34}$$

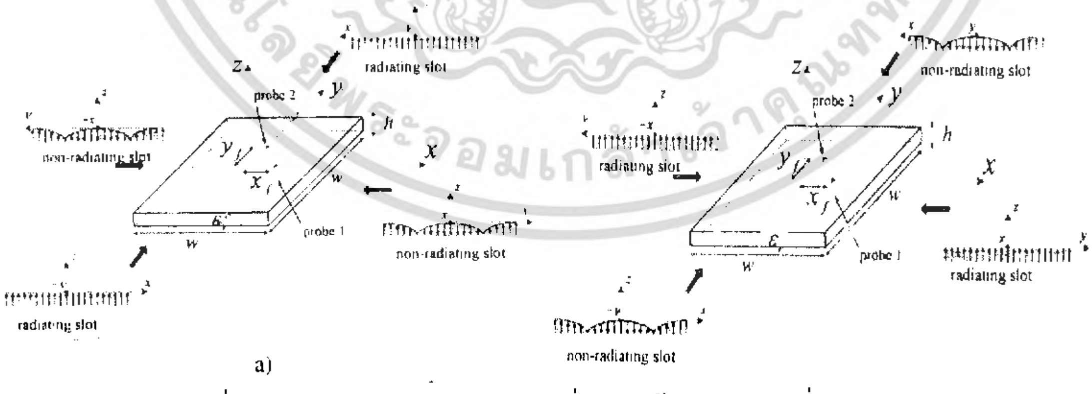
2.6 หลักการของสายอากาศสวิทช์ลำคลื่นแบบแพทช์

สายอากาศ [3] มีลักษณะเป็นแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัสมีความยาวด้านละ w และมีความสูงเท่ากับ h ซึ่งมีค่าคงที่ความนำไฟฟ้าเท่ากับ ε_r วางอยู่บนระนาบ xy และมีจุดป้อนสัญญาณอยู่ที่แกนทั้งสองที่ (x_f, 0, 0) หรือ (0, y_f, 0) ดังรูปที่ 2.17 ส่วนรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นสามารถปรับเปลี่ยนทิศทางได้โดยสวิทช์ที่อยู่แบบซิงเกิ้ลโพลดับเบิ้ลโทรว์ด้านล่างของสายอากาศ



รูปที่ 2.17 ภาพสายอากาศสวิทช์ลำคลื่นแบบแพทช์

เมื่อป้อนสายอากาศที่จุดป้อนสัญญาณโพรบ 1 (x_f,0,0) จะมีการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางแกน $\pm y$ ความยาวของสายอากาศ(w) ตามแกน y เท่ากับหนึ่งความยาวคลื่นของค่าความนำไฟฟ้า (λ_d) ในตัวกลางที่ใช้ทำสายอากาศ เพราะฉะนั้นสนามไฟฟ้า E_z ในช่องเปิด $\pm y$ จะมีเฟสที่ตรงกัน และขนาดของการแพร่ที่อยู่ตามความยาวทิศทางแกน x ดังรูปที่ 2.18 ซึ่งสอดคล้องกับการแพร่กระจายสนามไฟฟ้าในโหมด 020(TM_{020}) เมื่อแกน $\pm x$ นั้นไม่มีการแพร่กระจายคลื่น การแพร่กระจายคลื่นเป็นผลมาจากความหนาแน่นกระแสแม่เหล็ก M_x บนช่องเปิดทั้งคู่มีทิศทางตรงข้ามกัน ซึ่งการกระจายสนามไฟฟ้าเป็นเช่นเดียวกันกับสายอากาศแบบแถวลำดับมีวางห่างกันด้วยระยะ $k\lambda_o$ โดยที่ k คือ ค่าคงที่ใดๆ λ_o คือ ความยาวคลื่นในอากาศ รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจะเป็นแบบสองทิศทาง โดยทิศทางที่สูงสุดอยู่ในทิศทาง $\pm y$ ด้วยโพลาไรซ์เซชันแนวตั้ง เมื่อ k น้อยกว่า 1



รูปที่ 2.18 การทำงานของสายอากาศที่ทำการป้อนสัญญาณที่ x และ y

ในทำนองเดียวกันเมื่อป้อนสัญญาณที่จุดป้อนสัญญาณโพรบ 2 (0,y_f,0) จะมีการแพร่กระจายคลื่นในทิศทาง $\pm x$ เนื่องจากสายอากาศแพทช์มีขนาดเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส ขนาดความยาว (w) ตามแกน x จึงมีความยาวเท่ากับหนึ่งความยาวคลื่นของค่าความนำไฟฟ้า (λ_d) ในตัวกลางที่ใช้ทำสายอากาศ เพราะฉะนั้นสนามไฟฟ้า E_z บนช่องเปิด $\pm x$ จะมีเฟสตรงกัน และคลื่นที่แพร่กระจายมีขนาดสม่ำเสมอ

ตลอดเส้นทางในทิศทาง y ดังรูปที่ 2.18 ซึ่งสอดคล้องกับการแพร่กระจายสนามไฟฟ้าในโหมด 200 (TM_{200}) ช่องเปิด $\pm y$ ไม่มีการแพร่กระจายคลื่น ขณะที่มีการแพร่กระจายคลื่นที่ช่องเปิด $\pm x$ อันเป็นผลมาจากความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็กไฟฟ้า M_y บนช่องเปิดทั้งคู่ที่มีทิศทางตรงข้ามกัน ซึ่งการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทาง โดยทิศทางที่สูงสุดอยู่ในทิศทาง $\pm x$ เมื่อ K น้อยกว่า 1 ระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศในโหมด (TM_{020}) และโหมด (TM_{200}) [2] เป็นแถวลำดับของสององค์ประกอบ โดยในที่นี้จะละทิ้งค่าการเชื่อมต่อร่วมของทั้งสององค์ประกอบนั้น ดังแสดงในสมการ

$$E_{\theta} = C\sin\phi(1+\sin\phi)\frac{\sin(x)}{x}\cos(Y+\frac{\pi}{2}) \qquad \text{: จุดป้อนสัญญาณที่จุด 1} \qquad (2.35)$$

$$C\cos\phi(1+\cos\phi)\frac{\sin(y)}{y}\cos(X+\frac{\pi}{2}) \qquad \text{: จุดป้อนสัญญาณที่จุด 2} \qquad (2.36)$$

โดย

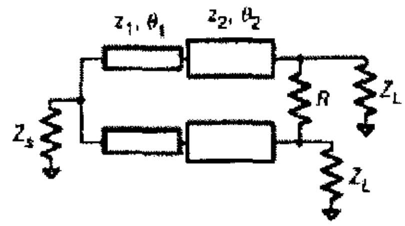
$$X = \frac{kK\lambda_o}{2}\sin\theta\cos\phi, Y = \frac{kK\lambda_o}{2}\sin\theta\sin\phi$$
$$C = j\frac{kwhE_o e^{-jkr}}{4\pi r} and K = \frac{w}{\lambda_o} \qquad (2.37)$$

2.7 การออกแบบตัวแบ่งกำลังงาน 3 dB ในช่วงความถี่คู่ บนพื้นฐานของสายส่งสัญญาณในสองส่วน [4]

การนำเสนอตัวแบ่งกำลังงานที่มีสามพอร์ท 3 dB และใช้งานในช่วงความถี่คู่ โดยสามารถกำหนดอิมพีแดนซ์ที่ต้องการได้ โครงสร้างนี้เป็นการปรับค่าของการเปลี่ยนแปลงสายส่งและค่าความต้านทานที่แยกจากกัน แต่ละสายส่งมีความยาวเท่ากับ $\pi/3$ ณ ความถี่พื้นฐานนั้นๆ ที่ขึ้นอยู่กับสายส่งที่สมบูรณ์แบบได้คิดเป็นสมการและกราฟที่แสดงไว้ โดยเทคนิคนี้ได้พิสูจน์กับการทดลองที่แสดงผลในตัวแบ่งกำลังงาน 3 dB ที่ช่วงความถี่ 900/1800 MHz ซึ่ง z_s =100 Ω และ z_l =50 Ω

การประยุกต์การใช้งานที่มีฟังก์ชันที่หลากหลาย เช่น GPS เป็นคุณสมบัติอย่างหนึ่งที่ใช้พิจารณาอุปกรณ์ไร้สายที่ได้ระบุไว้ใน WCDMA และเป็นมาตรฐานที่หลากหลายในการสื่อสาร ซึ่งในขณะนี้มีความต้องการในท้องตลาดสูง ดังนั้นบล็อกการสื่อสารระบบที่มีหลายแบนด์จำเป็นต้องใช้ทฤษฎีการแบ่งกำลังงานของวิลคินสัน (Wilkinsin Power Divider) เป็นหนึ่งในอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้บ่อยมากในระบบย่อยของการสื่อสารเพราะว่าการออกแบบง่ายและโครงสร้างที่เรียบง่าย ปัญหานั้นก็คือแบนด์วิตท์ที่แคบเนื่องจากโครงสร้างของสายส่งที่มีความยาวหนึ่งส่วนสี่ของคลื่น การทำให้แบนด์วิดท์กว้างสามารถทำได้โดยใช้โครงสร้างของส่วนที่หลากหลายแต่ไม่ได้มีรายงานไว้ในการออกแบบตัวแบ่งกำลังงานวิลคินสันอิมพีแดนซ์ที่มีสองส่วนก็ถูกเสนอในไม่นานมานี้ และมีการพิสูจน์สูตรออกมาด้วย เทคนิคนี้จะให้การเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ทำงานที่สองความถี่ที่เป็นสองเท่า

ได้มีรายงานจากการหาเทคนิคที่ได้มาจากการหาตัวแบ่งกำลังงาน 3 dB ในช่วงความถี่คู่ โดยสามารถกำหนดอิมพีแดนซ์ที่ต้องการได้ ขึ้นอยู่กับสายส่งสัญญาณในสองส่วน แต่ละสายส่งมีความยาวเท่ากับ $\pi/3$ ณ ความถี่พื้นฐานนั้นๆ การวิเคราะห์ผลการทดลองจากการเปรียบเทียบกับวงจรที่ผลิตความถี่ GSM แบนด์



รูปที่ 2.19 ตัวแบ่งกำลังงานแบบตอบสนองสองความถี่

ด้านการวิเคราะห์ผลที่ได้นั้นจากรูปที่ 2.19 แสดงตัวแบ่งกำลังงานที่มีสามพอร์ท 3 dB และใช้งานในช่วงความถี่คู่ โดยสามารถกำหนดอิมพีแดนซ์ที่ต้องการได้ที่เสนอในรายงานนี้ มีรูปแบบเรขาคณิตของตัวแบ่งกำลังงานที่เหมือนกันมาต่อเรียงกันแต่ยกเว้นค่าความต้านทานที่นำมาต่อระหว่างเอาท์พุทเท่านั้นที่ไม่เหมือนกับสายส่ง สัญญาณสองส่วนนี้ที่ใช้แทนการเปลี่ยนแปลงของหนึ่งในสี่ของคลื่น อยู่ในวิธีตัวแบ่งกำลังงานวิลคินสันที่สามารถใช้จริงในการทำงานความถี่คู่ วงจรที่ได้นั้นมีความสมมาตรกันในส่วนต่างๆของขอบแผ่น เป็นเทคนิคคู่-คี่ที่เคยใช้ที่ได้มาจากสมการที่ออกแบบ อัตราส่วนของอิมพีแดนซ์ระหว่าง Z_S และ Z_L ที่แสดงโดย k เมื่อ $k = Z_S / Z_L$ ถ้าสายส่งคู่นี้มีความยาวที่เท่ากัน $(\theta_1 = \theta_2 = \theta_3)$ นอกจากนั้นค่าอินพุทได้มาจากการสูญเสียย้อนกลับที่จุดป้อนสัญญาณ 1 และค่าการสูญเสียส่งผ่านที่จุดป้อนสัญญาณ 2 และ 3 ที่ได้มาจากการคำนวณสูตร แสดงไว้ในสมการ

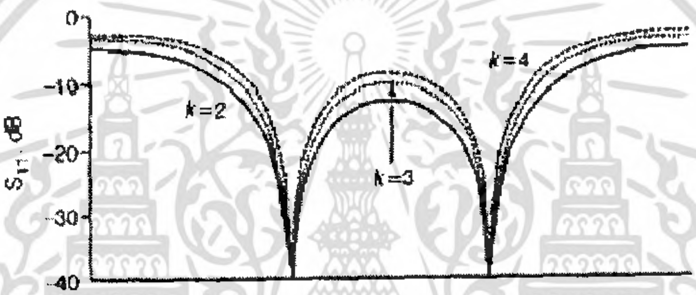
$$S_{11} = \frac{(1-2k)Z_1Z_2Z_S + (2kZ_S^2 - Z_1^2)Z_S\tan^2(\theta f/f_0) + j(Z_1+Z_2)(Z_1Z_2 - 2kZ_S^2)\tan(\theta f/f_0)}{(1+2k)Z_1Z_2Z_S - (2kZ_S^2 + Z_1^2)Z_S\tan^2(\theta f/f_0) + j(Z_1+Z_2)(Z_1Z_2 + 2kZ_S^2)\tan(\theta f/f_0)} \quad (2.38)$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{k}Z_1Z_2Z_S\sec^2(\theta f/f_0)}{(1+2k)Z_1Z_2Z_S - (2kZ_S^2 + Z_1^2)Z_S\tan^2(\theta f/f_0) + j(Z_1+Z_2)(Z_1Z_2 + 2kZ_S^2)\tan(\theta f/f_0)} \quad (2.39)$$

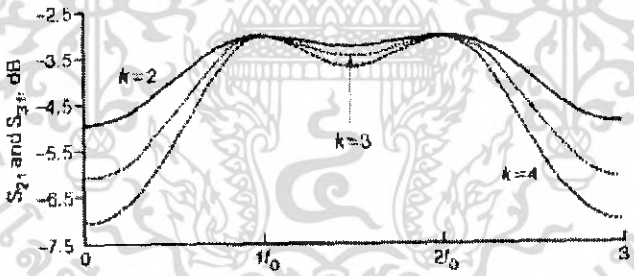
ซึ่ง f_0 ในสมการที่ (2.38) และ (2.39) คือการตอบสนองความถี่ของ $s_{11}, s_{21}\,(s_{12})$และ $s_{31}\,(s_{13})$ สามารถทำได้โดยทำการสมมาตรที่ 1.5 f_0, ถ้า θ มีค่าเท่ากับ $\pi/3$ ที่ความถี่พื้นฐาน ควรมีการกำหนดค่าความยาวทางไฟฟ้าเป็นค่าความยาวต่ำสุดของแต่ละสายส่งสำหรับค่าการตอบสนอง ที่เท่ากัน ของ s_{11}, s_{12} และ s_{13} ที่ f_0 และ $2f_0$ แทนค่า $\theta = \pi/3$ ลงในสมการที่ (2.38) และแก้สมการเงื่อนไขที่ พอร์ท 1 หา f_0 และ $2f_0$ เราใส่ค่า Z_1 ดังตัวอย่างต่อไปนี้

$$Z_1 = Z_L\sqrt{\frac{k}{3}(1-2k) + \sqrt{[\frac{k}{3}(1-2k)]^2 + 8k^3}} \quad (2.40)$$

และ $Z_2 = Z_S Z_L / Z_t$ รูปที่ 2.20 และ 2.21 แสดงการหาค่าผลตอบสนองทางความถี่ของอินพุทค่าการสูญเสียย้อนกลับและค่าการสูญเสียการส่งผ่านด้วย 3 อัตราค่าอิมพีแดนซ์ (k = 2,3 และ 4) ตามลำดับ จะเห็นได้ชัดว่า S_{11} จะมีการแมทช์ได้ดีที่สุดที่ตำแหน่ง f_0 และ $2f_0$ ฉะนั้นกำลังจะแบ่งแยกออกเท่าๆกันไปที่พอร์ทเอาท์พุท 2 และ 3 โดยการหาค่า k, Z_1, Z_2 และ θ จะได้ค่าเอาท์พุทรีเทิร์นลอส (s_{22}) และไอโซเลชั่นลอส (s_{23}) ซึ่งสัมพันธ์กับ R รูปที่ 2.20 แสดงการคำนวณค่า $s_{22}(s_{33})$ และ $s_{23}(s_{32})$ โดยไม่คิดค่า n ที่ค่า k ต่างๆ (k = 2,3 และ 4) ซึ่ง n คือค่าอัตราส่วนระหว่าง R และ Z_L ($R = nZ_L$) ค่าของไอโซเลชันลอสและค่าเอาท์พุทรีเทิร์นลอสทั้งสองค่านี้มีค่าต่ำสุดอยู่ที่ -18 dB ที่ตำแหน่ง f_0 และ $2f_0$ เมื่อค่า $R \approx 1.8Z_L$ ถึงตอนนี้เราจะสามารถออกแบบตัวแบ่งกำลังที่มีสามพอร์ทตอบสนองความถี่คู่ได้อย่างสมบูรณ์ ในเทอมของ Z_1 และ Z_2 ค่าอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ (k) ความต้านทานแยกจากกันที่ดีที่สุด (R) และ ค่าตอบสนองทางความถี่ เราสามารถพิสูจน์สมการการออกแบบและกราฟได้โดยตัวอย่างการออกแบบดังต่อไปนี้



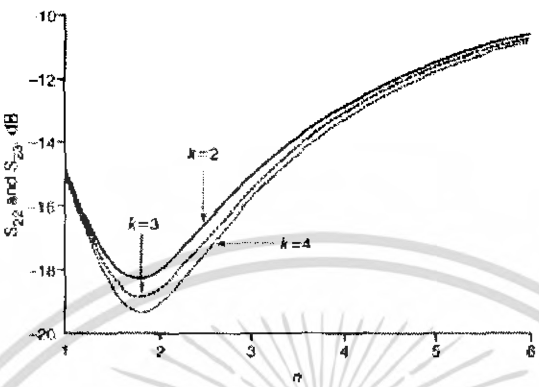
รูปที่ 2.20 การตอบสนองความถี่ของวงจรที่เสนอ



รูปที่ 2.21 ความสูญเสียย้อนกลับ และ ค่าความสูญเสียที่แยกจากกันที่ตำแหน่ง f_0 และ $2f_0$ โดยไม่คิดค่า n

ตัวอย่าง การออกแบบและผลการทดลองตัวแบ่งกำลังงาน 900/1800MHz 3 dB ถูกออกแบบและสร้างขึ้นโดยแผ่นปริ้นราคาย่อมเยาบนโครงสร้างสายส่งแบบไมโครสตริป (แผ่น FR4 จะมีค่า $\varepsilon_r = 4.55, h = 1.6mm$) วงจรนี้ออกแบบขึ้นมาเพื่อเปลี่ยนค่า 100 Ω ของแหล่งกำเนิดให้เป็นค่า 50 Ω ของโหลด ถึงตอนนี้ค่าอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ k จะมีค่าเท่ากับ 2 ในกรณีนี้ ทั้งค่า Z_1 และ Z_2 จะมีค่าเท่ากับ 125 Ω และ 80 Ω ตามลำดับ การหาค่าเอาท์พุทค่าความสูญเสียย้อนกลับ ต่ำสุดและค่าความสูญเสียที่แยกจากกันเราเลือกใช้ ค่าความต้านทานที่แยกจากกัน เท่ากับ 90 Ω (รุ่น SMT0805) การออกแบบช่วยส่งเสริมให้ผลที่ได้มีการแสดงผลที่ดีที่สุด การวัดแสดงผลบนการวิเคราะห์วงจรเครือข่าย (HP8510C) โดย การใช้เทคนิกการปรับเทียบ SOLT การแสดงผลการวัดค่าของวงจรการทดลองแสดงไว้ใน รูปที่ 2.22 ค่าอินพุทค่าความสูญเสียย้อนกลับที่ดีจะต้องมีค่าต่ำกว่า -21 dB ที่ 900 และ 1800 MHz

ขณะที่ค่าความสูญเสียเนื่องจากการแทรกสอดที่ดีคือ -3.5 $\pm$ 0.2 dB ค่าแอมพลิจูดสมดุลเป็นอย่างดีระหว่างพอร์ทเอาท์พุท ซึ่งจะมีค่า <0.15 dB สำหรับ 200-3000 MHz ซึ่งค่าเฟสสมดุลอยู่ที่ < 3° เอาท์พุทค่าความสูญเสียย้อนกลับ จะยังคงต่ำกว่า -14 dB สำหรับทั้งสองแบนด์ ซึ่งค่าสูญเสียการแยกโดดเดี่ยว (Isolation Loss) ที่ดีจะต้องต่ำกว่า -11 dB ขนาดของวงจรคือ 45 $\times$ 33 mm.



รูปที่ 2.22 ผลการวัดค่า s_{22} และ s_{23} ของตัวแบ่งกำลังงาน 3 dB 900/1800 MHz 100-50 Ω

บทที่ 3
การคำนวณและการสร้าง

3.1 ขั้นตอนการทดลอง

โดยขั้นตอนการทดลองของเรานั้นลำดับแรกจะนำสายอากาศจำนวน 2 ความถี่ คือ 2.4 GHz และ 5.2 GHz มารวมกันเพื่อดูแนวโน้มว่าสามารถนำความคิดต่างๆที่นำสายอากาศทั้งสองความถี่มารวมกันไว้ในแผ่นเดียวได้หรือไม่ ลำดับแรกเราสร้างสายอากาศแบบแพทช์ที่สามารถปรับบีมได้แบบความถี่เดียวขึ้นมาก่อนโดยคำนวณหาขนาดและตำแหน่งของพอร์ทที่มีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นและค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเป็นไปตามต้องการและเมื่อได้แล้วก็ทำการนำสายอากาศทั้งสองมารวมไว้ในแผ่นเดียวด้วยวิธีการต่างๆ โดยการสร้างสายอากาศนั้นเราจะใช้แผ่นทองแดงซึ่งมีชื่อว่า FR4 มีค่า ε_r =4.4 แผ่นทองแดง หนา 0.035 มิลลิเมตร และฉนวนหนา 0.762 มิลลิเมตร

3.2 ขั้นตอนการคำนวณ

การคำนวณสายอากาศแบบแพทช์นั้นสามารถหาขนาดของความกว้างของแผ่นได้จากสูตร คือนำความยาวคลื่นหารด้วยค่า $\sqrt{\varepsilon_r}$ คือ

$$(f_r)_{100} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon_r}}$$

ความกว้างของสายอากาศ

$$W = \frac{v_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}$$

$$L = \frac{v_0}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{reff}}} - 2\Delta L$$

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[1 + 12\frac{h}{W}\right]^{1/2}$$

W = ความกว้างสายอากาศ

L = ความยาวสายอากาศ

C = ความเร็วแสง

f = ความถี่

ε_r = ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของแผ่นฉนวน (โดยค่าของแผ่นที่ใช้คือ 4.4)

จากสูตรเราทำการหาค่าความกว้างของสายอากาศของความถี่ทั้งสอง

ที่ขนาดความถี่ 2.4 GHz

ความกว้างของสายอากาศคือ 34.64 มิลลิเมตร

จากการคำนวณความกว้างความยาวของแผ่นมีขนาด 34.64 มิลลิเมตร

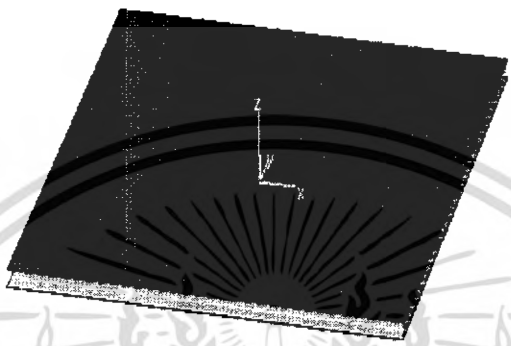
ที่ขนาดความถี่ 5.2 GHz

ความกว้างของสายอากาศคือ 23.09 มิลลิเมตร

จากการคำนวณความกว้างความยาวของแผ่นมีขนาด 23.09 มิลลิเมตร

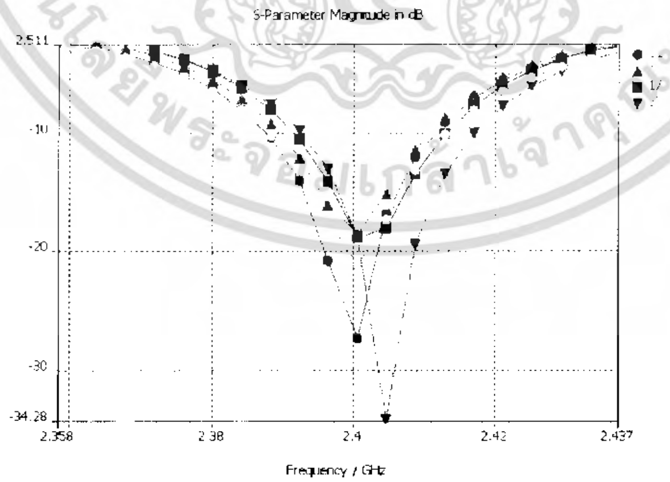
เมื่อคำนวณได้เราจึงนำขนาดของสายอากาศที่คำนวณได้มาทำการจำลองในโปรแกรมจำลองสายอากาศ คือโปรแกรม CST โดยหาจุดที่จะทำการป้อนสัญญาณ โดยการนำค่าความยาวคลื่นมาคูณกับค่าคงที่ และนำมาทำการจำลองในโปรแกรม

3.3 สายอากาศที่ใช้ในความถี่ 2.4 GHz



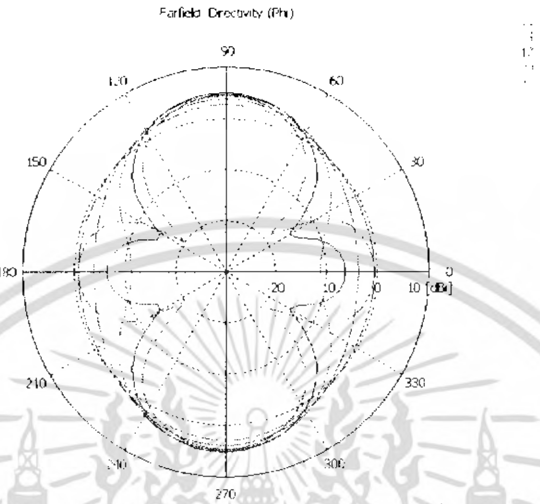
รูปที่ 3.1 สายอากาศใช้ในความถี่ 2.4 GHz

จากการจำลองสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz ตามหลักการของสายอากาศสวิทช์ลำคลื่นแบบแพทช์ โดยใช้โปรแกรม CST นั้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ได้ที่ความถี่ 2.4 GHz คือ -15 dB และมีการแพร่กระจายคลื่นในรูปแบบที่ต้องการคือเมื่อป้อนสัญญาณทางด้านแกน x นั้นมีการแพร่กระจายคลื่นทางแกน +y และ –y ตามที่ต้องการและค่าไดเร็กติวิตี้ที่ได้นั้นมีค่าเท่ากับ 4.5 dBi แต่เมื่อมาสร้างสายอากาศจริงแล้วนั้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนนั้นได้ตรงตามผลการจำลองคือได้ประมาณ -10 dB แต่ค่าไดเร็กติวิตี้ที่ได้นั้นกลับมาค่า 4 dBi ซึ่งสันนิษฐานว่าเกิดการลดทอนสูงในวัสดุฐานรองที่นำมาทำสายอากาศ



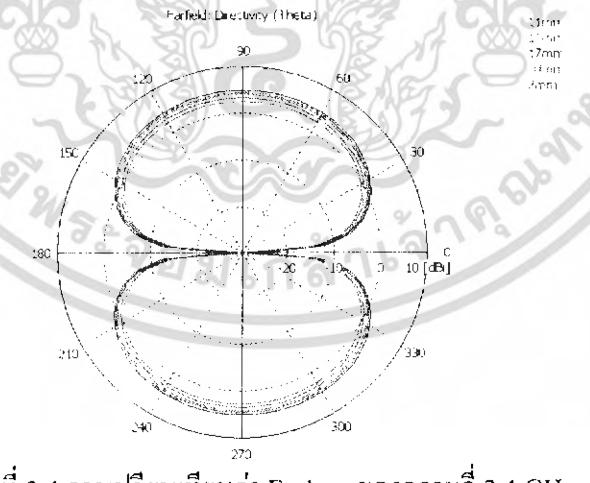
รูปที่ 3.2 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ 2.4 GHz

จากรูปที่ 3.2 นั้นจะเห็นได้ว่าเมื่อเราป้อนสัญญาณไปที่ระยะไกลจากจุดศูนย์กลางมากขึ้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะมีค่าต่ำลงจนถึง -34 dB ที่จุดป้อนสัญญาณที่ห่างจากจุดศูนย์กลางมาทางแกน x ระยะ 20 มิลลิเมตรคือเราสังเกตได้ว่าเมื่อเพิ่มระยะไปนั้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะลดลงจนถึงจุดหนึ่งแล้วจะเพิ่มขึ้นไปจนถึงจุดหนึ่งแล้วก็กลับมาลดลงอีกดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.3 การเปรียบเทียบค่า H-plane ของความถี่ 2.4 GHz

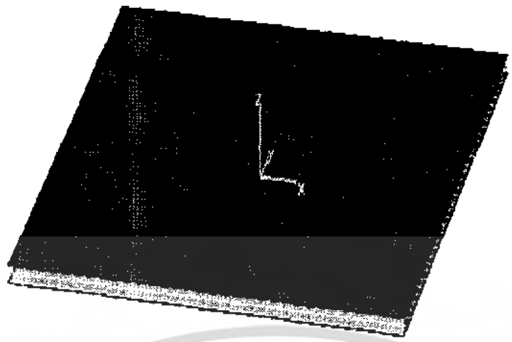
การแพร่กระจายคลื่นนั้นจะสังเกตได้ว่าที่จุดป้อนสัญญาณที่ระยะ 14 มิลลิเมตร นั้นมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่เป็นไปตามต้องการมากที่สุดถ้าน้อยกว่านั้นการแพร่กระจายคลื่นจะออกไปทางทรงกลมไม่แพร่กระจายสองทิศทางอย่างที่เราต้องการ แต่ถ้าเกิน 14 มิลลิเมตร ขึ้นไปแล้วจะมีไซด์โลปออกมาทางด้านแกน x มากเกินไป เลยใช้ระยะจุดป้อนสัญญาณที่ 14 มิลลิเมตร เป็นตำแหน่งที่นำไปทดลองจริง



รูปที่ 3.4 การเปรียบเทียบค่า E-plane ของความถี่ 2.4 GHz

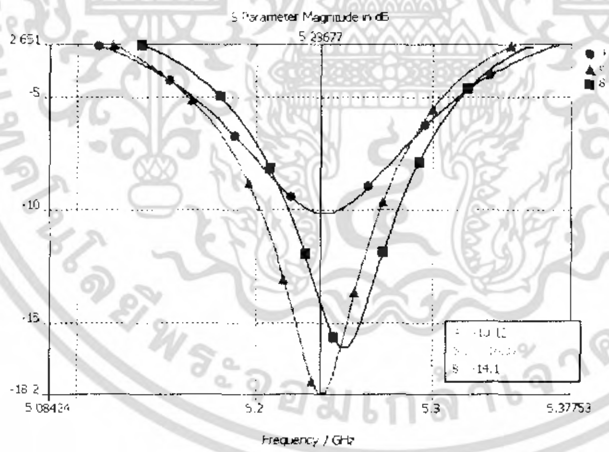
จากรูปที่ 3.4 การแพร่กระจายของ E-plane นั้นจะแพร่กระจายคลื่นขึ้นลงในแกน Z โดยแต่ละตำแหน่งป้อนสัญญาณนั้นมีค่า E-plane ใกล้เคียงกันโดยจะแตกต่างกันที่ค่า H-plane มากกว่าซึ่งถือว่าการเลือกจุดป้อนสัญญาณนั้นจะมีผลทางค่า H-plane มากกว่า

3.4 สายอากาศที่ใช้ในความถี่ 5.2 GHz



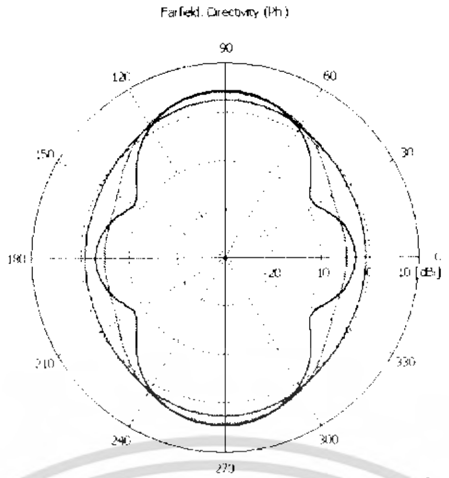
รูปที่ 3.5 สายอากาศใช้ในความถี่ 5.2 GHz

จากการจำลองสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz ตามหลักการของสายอากาศสวิทช์ลำคลื่นแบบแพทช์ โดยใช้โปรแกรม CST นั้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ได้ที่ความถี่ 5.2 GHz คือ -10 dB และมีการแพร่กระจายคลื่นในรูปแบบที่ต้องการคือเมื่อป้อนสัญญาณทางด้านแกน x นั้นมีการแพร่กระจายคลื่นทางแกน +y และ –y ตามที่ต้องการและค่าไดเร็กติวิตี้ที่ได้นั้นมีค่าเท่ากับ 4.1 dBi แต่เมื่อมาสร้างสายอากาศจริงแล้วนั้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนนั้นได้ตรงตามผลการจำลองคือได้ประมาณ -10 dB แต่ค่าไดเร็กติวิตี้ที่ได้นั้นกลับมาค่า 4 dBi ซึ่งสันนิษฐานว่าเกิดการลดทอนสูงในวัสดุฐานรองที่นำมาทำสายอากาศ



รูปที่ 3.6 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ 5.2 GHz

จากรูปที่ 3.6 นั้นจะเห็นได้ว่าเมื่อเราป้อนสัญญาณไปที่ระยะไกลจากจุดศูนย์กลางมากขึ้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะมีค่าต่ำลงจนถึง -18 dB ที่จุดป้อนสัญญาณที่ห่างจากจุดศูนย์กลางมาทางแกน x ระยะ 20 มิลลิเมตรคือเราสังเกตได้ว่าเมื่อเพิ่มระยะเข้าไปนั้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะลดลงจนถึงจุดหนึ่งแล้วจะเพิ่มขึ้นไปจนถึงจุดหนึ่งแล้วก็กลับมาลดลงอีกดังแสดงในรูปที่ 3.6



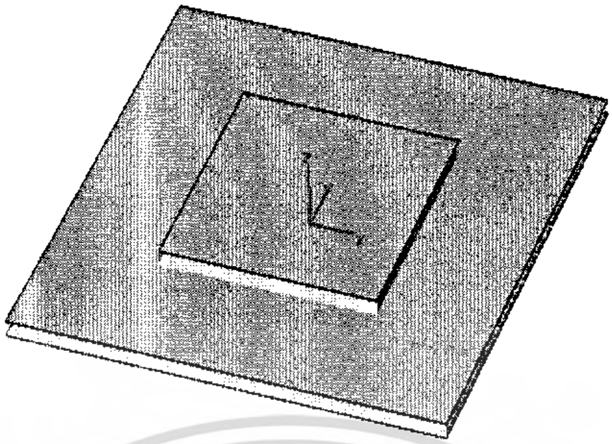
รูปที่ 3.7 การเปรียบเทียบค่า H-plane ของความถี่ 5.2 GHz

การแพร่กระจายคลื่นนั้นจะสังเกตได้ว่าที่จุดป้อนสัญญาณที่ระยะ 6.5 มิลลิเมตร นั้นมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่เป็นไปตามต้องการมากที่สุด ถ้าน้อยกว่านั้นการแพร่กระจายคลื่นจะออกไปทางทรงกลมไม่แพร่กระจายสองทิศทางอย่างที่เราต้องการ แต่ถ้าเกิน 6.5 มิลลิเมตรขึ้นไปแล้วจะมีไซด์โลปออกมาทางด้านแกน x มากเกินไปเลยใช้ระยะจุดป้อนสัญญาณที่ 6.5 มิลลิเมตร เป็นตำแหน่งที่ไปทดลองจริง

รูปที่ 3.8 การเปรียบเทียบค่า E-plane ของความถี่ 5.2 GHz

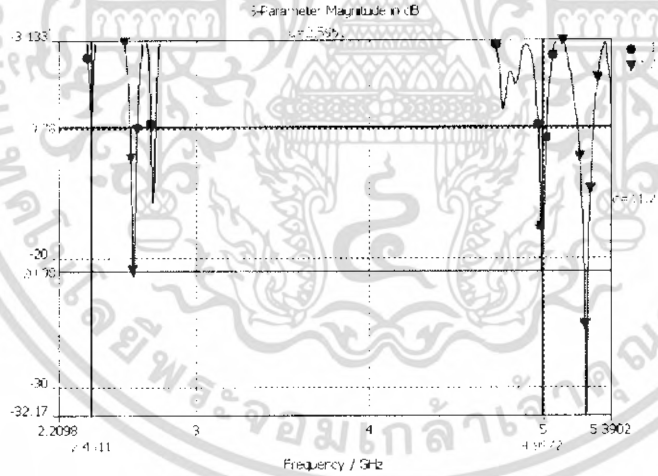
จากรูปที่ 3.8 การแพร่กระจายของ E-plane นั้นจะแพร่กระจายคลื่นขึ้นลงในแกน Z โดยแต่ละตำแหน่งป้อนสัญญาณนั้นมีค่า E-plane ใกล้เคียงกันโดยจะแตกต่างกันที่ค่า H-plane มากกว่าซึ่งถือว่าการเลือกจุดป้อนสัญญาณนั้นจะมีผลทางค่า H-plane มากกว่า

3.5 สายอากาศซ้อนทับกัน



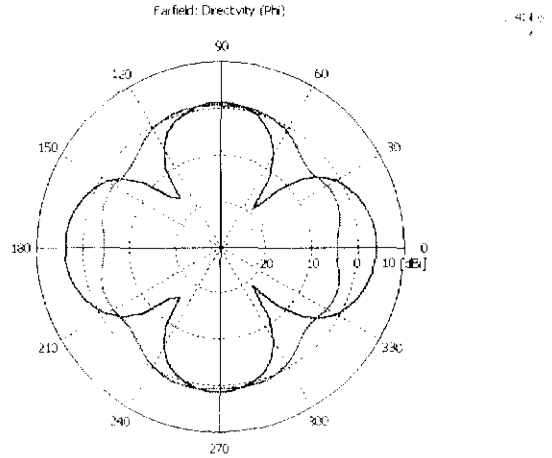
รูปที่ 3.9 สายอากาศความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ซ้อนกันสองชั้น

เมื่อนำสายอากาศสองย่านความถี่คือ 2.4 GHz และ 5.2 GHz มาซ้อนทับกันแล้ว ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนอาจจะไม่มารบกวนกัน ค่าของสัมประสิทธิ์การสะท้อนจึงลงตรงตำแหน่งของย่านความถี่ที่ต้องการทั้งสองจุดป้อนสัญญาณ แต่การแพร่กระจายคลื่นนั้นที่ย่านความถี่ 5.2 GHz ซึ่งเป็นแผ่นบนนั้นก็ยังมีปัญหาของการแพร่กระจายคลื่นมีการแพร่กระจายขึ้นด้านบนอย่างเดียวแต่มีการแพร่กระจายคลื่นเป็นสองทิศทาง



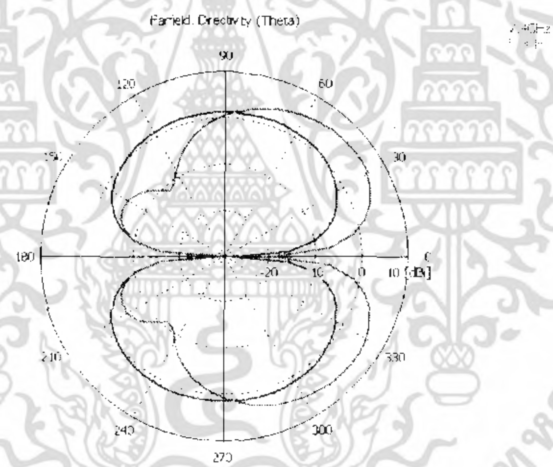
รูปที่ 3.10 สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ย่านความถี่ 5.2 GHz และ 2.4 GHz

จากรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนนั้นลงไม่ตรงตำแหน่งย่านความถี่ที่ต้องการทั้งสองย่านความถี่ จะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่ห่างกันพอสมควรนั้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะลงตรงตำแหน่งที่ไม่เป็นตามต้องการและจุดป้อนสัญญาณทั้งสองจุดนั้นอยู่คนละแผ่นกันจึงทำให้ไม่เกิดการรบกวนกันมากนักแต่มีการเลื่อนทางแกนความถี่



รูปที่ 3.11 การแพร่กระจายคลื่นใน H-plane ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

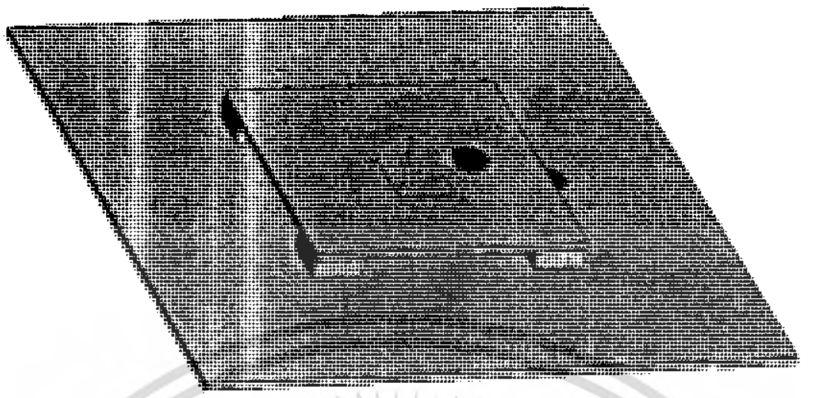
รูปที่ 3.11 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศทั้งสองตัวเมื่อนำมาซ้อนกันแล้วการแพร่กระจายคลื่นของทั้งสองความถี่นั้นมีการกวนกันอย่างมากซึ่งที่ความถี่ 2.4 GHz นั้นมีการแพร่กระจายคลื่นกลับทิศทางกับทฤษฎี และการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศความถี่ 5.2 GHz นั้นมีการแพร่กระจายคลื่นออกสองทางตามต้องการ แต่มีโลปย่อยขนาดใหญ่



รูปที่ 3.12 การแพร่กระจายคลื่นใน E-plane ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

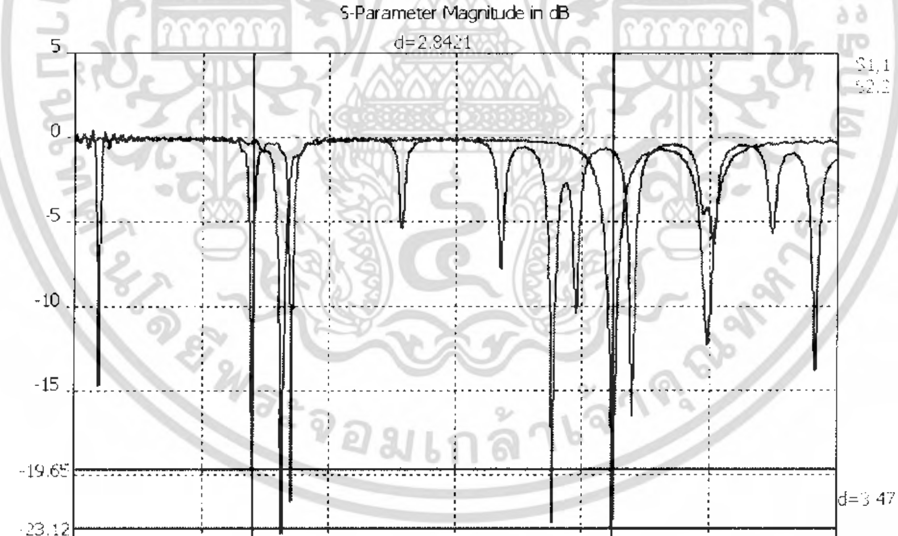
จากรูปที่ 3.12 การแพร่กระจายคลื่นใน E-plane นั้นมีการรบกวนของสายอากาศทั้งสองนั้น สายอากาศความถี่ 2.4 GHz ที่อยู่ด้านล่างนั้นมีการรบกวนสายอากาศตัวด้านบนทำให้สายอากาศความถี่ 5.2 GHz นั้นมีการแพร่กระจายคลื่นขึ้นทางด้านบนอย่างเดียว

3.6 สายอากาศซ้อนทับกันแบบมีตัวกั้นระหว่างแผ่น



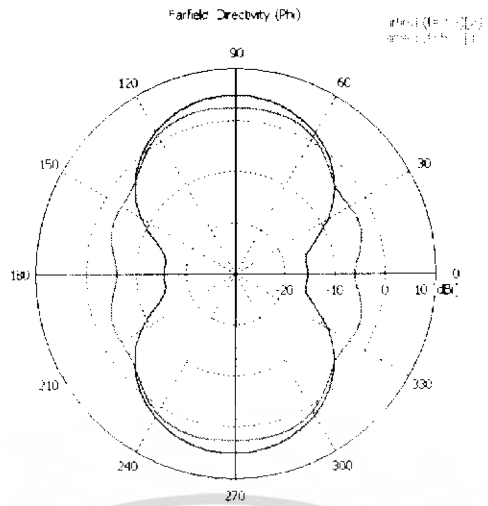
รูปที่ 3.13 สายอากาศความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ซ้อนกันสองชั้น โดยมีฉนวนกั้น

เมื่อนำสายอากาศที่ซ้อนกันมาแยกกันแล้วมีตัวกั้นด้วยฉนวน ซึ่งแสดงว่าทั้งสองแผ่นจะไม่อยู่ติดกันแล้วป้อนสัญญาณให้เป็นอิสระต่อกันผลรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจะดีขึ้นแต่แผ่นบนซึ่งเป็นแผ่นที่ใช้ในย่านความถี่ 5.2 GHz นั้นยังแพร่กระจายคลื่นขึ้นด้านบนสองทิศทาง



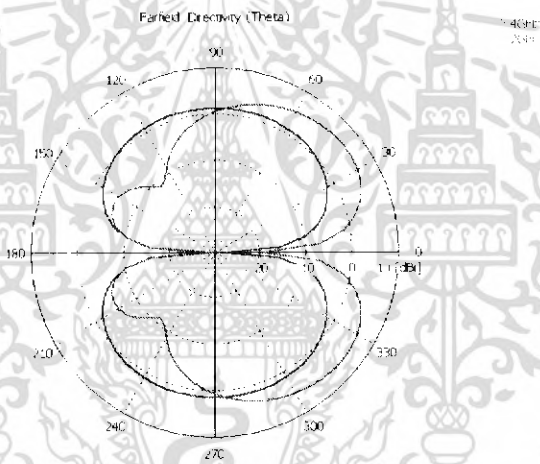
รูปที่ 3.14 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศซ้อนแบบมีฉนวนกั้น

จากรูปที่ 3.14 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนลงตรงตามตำแหน่งที่ต้องการแสดงว่ายิ่งเรามีตัวฉนวนมากั้น ทั้งสองแผ่นจะรบกวนกันน้อยลงแต่รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ 5.2 GHz ยังพุ่งขึ้นด้านบนเช่นเดิม



รูปที่ 3.15 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศป้อนสัญญาณที่ตำแหน่ง 1 และ 2

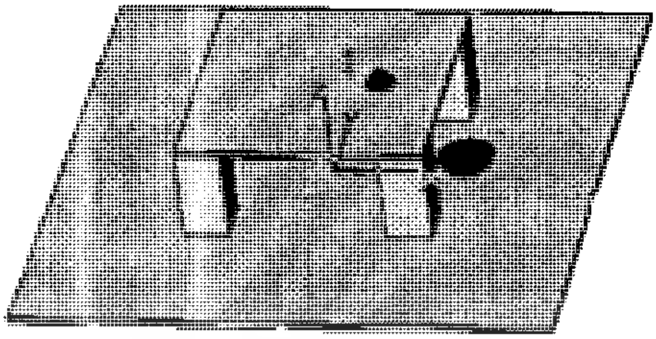
จากรูปที่ 3.15 ยังเห็นว่าการแพร่กระจายคลื่นของจุดป้อนสัญญาณที่ 1 นั้นเป็นไปตามทฤษฎีซึ่งจุดป้อนสัญญาณที่หนึ่งนั้นเป็นของความถี่ 2.4 GHz แต่จุดป้อนสัญญาณที่ 2 นั้นจะพุ่งออกสองทาง ทางแกน x ตามต้องการ แต่จะพุ่งขึ้นด้านบนเท่านั้น



รูปที่ 3.16 การแพร่กระจายคลื่นใน E-plane ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

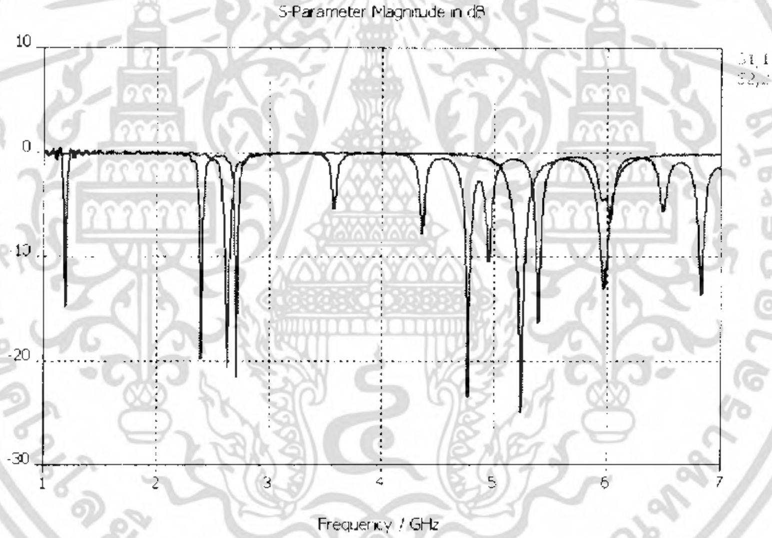
จากรูปที่ 3.16 การแพร่กระจายคลื่นใน E-plane นั้นมีการรบกวนของสายอากาศทั้งสองนั้น สายอากาศความถี่ 2.4 GHz ที่อยู่ด้านล่างนั้นมีการรบกวนสายอากาศตัวด้านบนทำให้สายอากาศความถี่ 5.2 GHz นั้นมีการแพร่กระจายคลื่นขึ้นทางด้านบนอย่างเดียว

3.7 สายอากาศซ้อนทับกันแบบมีตัวกั้นระหว่างแผ่นแยกจุดป้อน



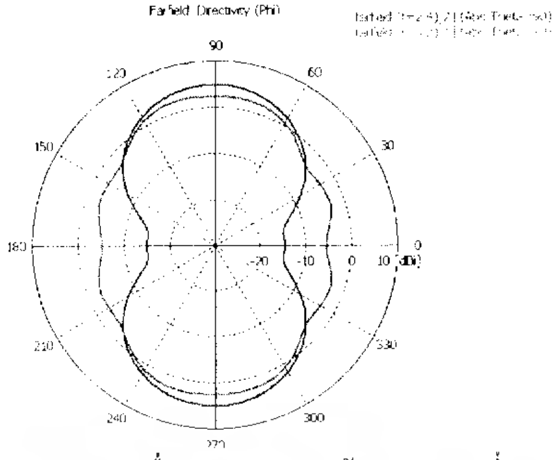
รูปที่ 3.17 สายอากาศความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ซ้อนกันสองชั้น แบบมีฉนวนกั้น

เมื่อนำสายอากาศที่ซ้อนกันมาแยกกันแล้วมีตัวกั้นซึ่งแสดงว่าทั้งสองแผ่นจะไม่อยู่ติดกัน แล้วป้อนสัญญาณให้เป็นอิสระต่อกัน ผลรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นจะดีขึ้น แต่แผ่นบนซึ่งเป็นแผ่นที่ใช้ในย่านความถี่ 5.2 GHz นั้นยังแพร่กระจายคลื่นขึ้นด้านบนสองทิศทาง



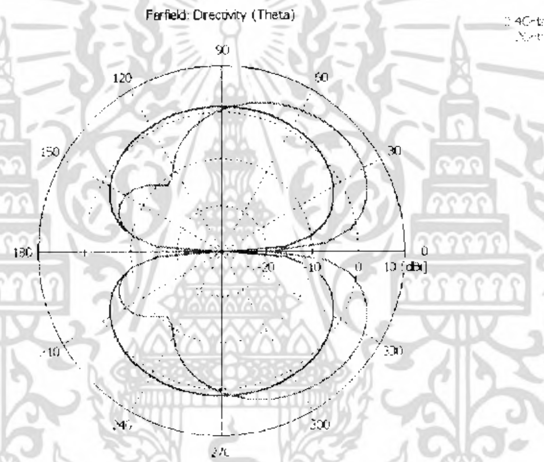
รูปที่ 3.18 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศซ้อนกัน

จากรูปที่ 3.18 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนลงตรงตามตำแหน่งที่ต้องการแสดงว่ายิ่งเรามีตัวมากั้นนั้นทั้งสองแผ่นจะรบกวนกันน้อยลง แต่รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ 5.2 GHz ยังพุ่งขึ้นด้านบนเช่นเดิม



รูปที่ 3.19 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศป้อนสัญญาณที่จุด 1 และ 2

จากรูปที่ 3.19 ด้านบนยังเห็นว่าการแพร่กระจายคลื่นของจุดป้อนสัญญาณที่ 1 นั้นเป็นไปตามทฤษฎีซึ่งจุดป้อนสัญญาณที่หนึ่งนั้นเป็นของความถี่ 2.4 GHz แต่จุดป้อนสัญญาณที่ 2 นั้นเป็นของ 5.2 GHz จะพุ่งออกสองทางทางแกน x ตามต้องการแต่จะพุ่งขึ้นด้านบนเท่านั้น

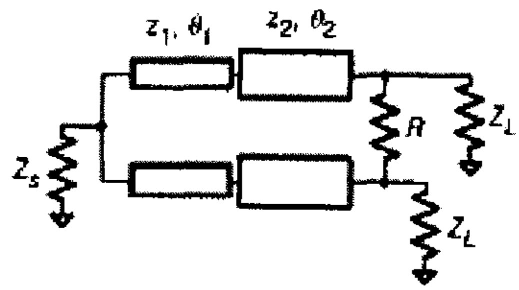


รูปที่ 3.20 การแพร่กระจายคลื่นใน E-plane ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

จากรูปที่ 3.20 ในการแพร่กระจายคลื่นของ E-plane มีการรบกวนของสายอากาศทั้งสองนั้น สายอากาศความถี่ 2.4 GHz ที่อยู่ด้านล่างมีการรบกวนสายอากาศตัวด้านบนทำให้สายอากาศความถี่ 5.2 GHz มีการแพร่กระจายคลื่นขึ้นทางด้านบนอย่างเดียว

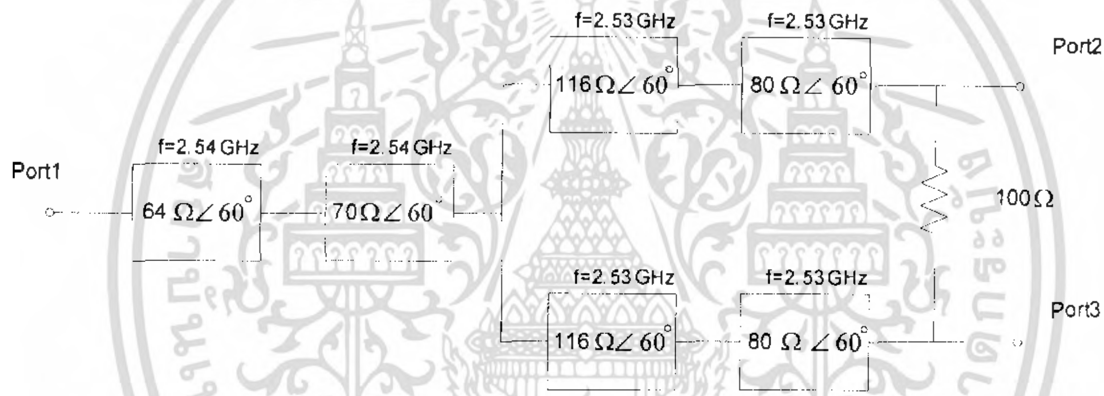
3.8 การจำลองผลตัวแบ่งกำลังงาน

เนื่องจากสายอากาศแถบความถี่คู่ที่ทำนั้นมีการป้อนสัญญาณแยกกันสองจุดจึงจำเป็นต้องมีตัวแยกสัญญาณจากเครื่องส่งที่ส่งมาทั้งสองความถี่ให้แยกออกไปยังจุดป้อนสัญญาณทั้งสองตัวซึ่งใช้งานคนละความถี่ จากการจำลองตัวแบ่งกำลังงานตัวที่เรานำมาคำนวณและจำลอง สามารถคำนวณได้ตามสูตรคำนวณ จึงได้นำทฤษฎีมาจำลองในโปรแกรมว่าทฤษฎีที่นำมาใช้ได้หรือไม่ แต่จากทฤษฎีความถี่ที่ทำการแบ่งกำลังนั้นมีความถี่ห่างกันคือ 900 MHz และ 1800 MHz ซึ่งความถี่ห่างกันเป็นสองเท่าตัวพอดี เราจึงไม่สามารถนำสูตรมาคำนวณได้โดยตรง โดยวงจรที่นำมาจากทฤษฎีแสดงดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.21 รูปวงจรตัวแบ่งกำลังงาน

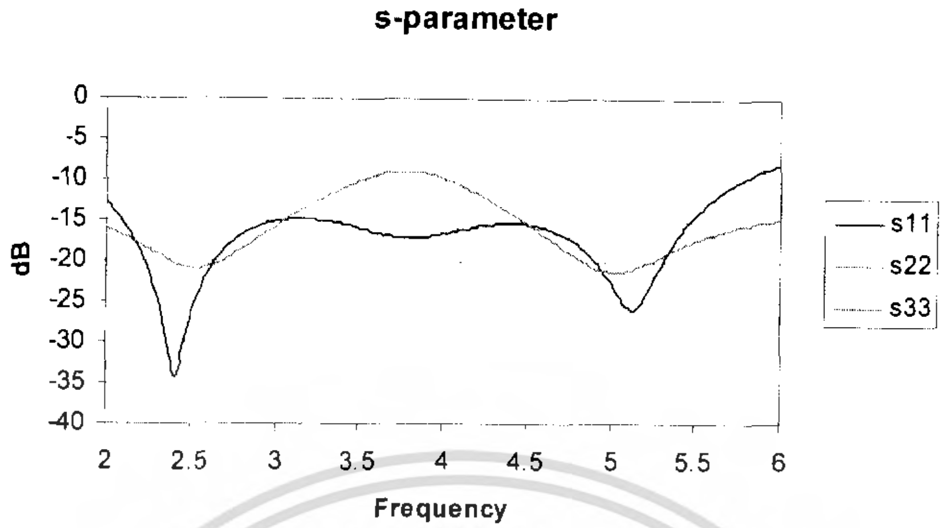
จากรูปที่ 3.21 จะเห็นได้ว่าเราจะต้องคำนวณหาค่าความต้านทาน Z_1 และ Z_2 เพื่อให้ได้ตำแหน่งความถี่ที่เราต้องการ ซึ่งจากตัวที่นำทฤษฎีมานั้นจะเป็นค่าความต้านทานที่ทำให้สามารถแบ่งกำลังได้ที่ความถี่ 900 MHz และ 1800 MHz เราจึงได้ทำการคำนวณหาค่าความต้านทาน Z_1 และ Z_2 เพื่อให้ได้ความถี่สองเท่าเช่นทฤษฎีก่อนแล้วจึงทำการปรับแต่งค่าความต้านทาน



รูปที่ 3.22 วงจรและค่าต่างๆจากการจำลอง

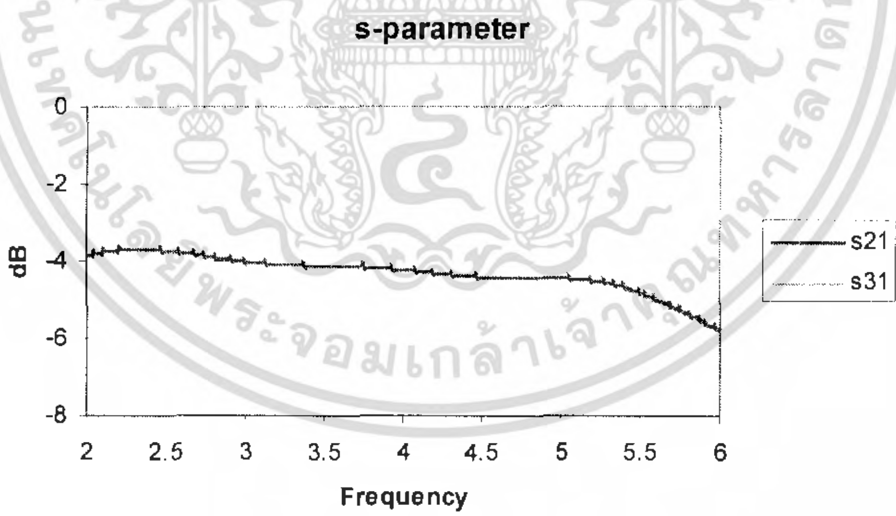
จากรูปที่ 3.22 ได้แบ่งเป็นสองส่วนคืออิมพิแดนซ์คุณลักษณะที่อยู่ติดกับพอร์ท 1 สองตัวที่มีค่า 64Ω และ 70Ω นั้นมีไว้เพื่อแมทชิ่งจาก 100Ω เป็น 50Ω เหตุที่จำเป็นต้องใช้สายส่ง 2 ตัวนั้นเนื่องจากว่า ความถี่ที่ใช้นั้นเป็นแถบความถี่คู่ จึงไม่สามารถคำนวณออกมาได้ ในทั้งนี้ได้ทำการปรับค่าในโปรแกรมปรับค่าเพื่อให้เกิดการแมทชิ่งจาก 100Ω เป็น 50Ω ได้

ส่วนที่สองคือตัวแบ่งกำลังงานที่ต้องให้สายส่งไมโครสตริป ทำให้เกิดค่าอิมพีแดนซ์เพื่อให้สามารถเกิดการแบ่งกำลังที่ความถี่ที่ต้องการได้ เนื่องจากทฤษฎีที่นำมาสร้างมีความถี่ที่แบ่งกำลังเป็นฮาร์โมนิคคือสองเท่า เราจึงไม่สามารถนำมาใช้ได้จึงทำการปรับแต่งจนได้ค่าอิมพีแดนซ์ตามที่ต้องการ ส่วนเฟสนั้นใช้ตามทฤษฎีที่นำมาศึกษาและได้ทำการจำลองผลได้ผลดังกล่าว



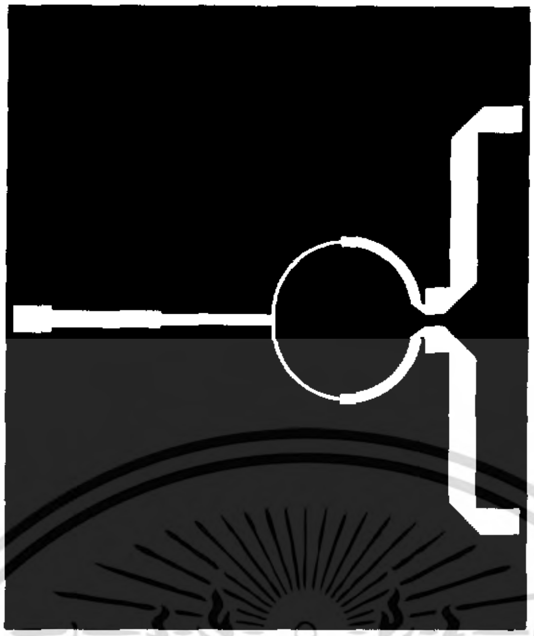
รูปที่ 3.23 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ทต่างๆ

จากรูปที่ 3.23 แสดงถึงค่า S_{11} ซึ่งคือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ท 1 จุดนี้แสดงให้เห็นว่าเมื่อพอร์ท 1 ทำการรับสัญญาณมาจะไม่มีการสะท้อนกลับในสายส่งในความถี่ที่ต้องการใช้คือ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ค่า S_{22} , S_{33} แสดงถึง เมื่อทำการต่อกับสายอากาศแล้วจะไม่มีการสะท้อนกลับของสัญญาณหรือคือเมื่อส่งสัญญาณไปสายอากาศจะทำการส่งสัญญาณออกไปได้เต็มที่ไม่มีการย้อนกลับซึ่งจากการจำลองนั้นทั้ง S_{11} S_{22} และ S_{33} มีค่าตามที่ต้องการคือต่ำกว่า -10 dB ทั้งสามค่าโดยที่ S_{22} และ S_{33} มีค่าเท่ากัน



รูปที่ 3.24 S_{21}, S_{31} ค่าการส่งผ่านจากพอร์ท 1 ไปพอร์ท 2 และ 3

จากรูปที่ 3.24 แสดงถึงค่าการส่งผ่านของสัญญาณซึ่งถ้าเกิดในตัวสายอากาศ ถ้าค่านี้มากเราถือว่าสัญญาณจากพอร์ทจะมารบกวนอีกพอร์ทหนึ่งมาก แต่ในทางกลับกันในตัวแบ่งกำลังงานนั้นเราต้องการให้สัญญาณจากพอร์ท 1 ส่งมายังพอร์ท 2 และ พอร์ท 3 ให้มากที่สุด แสดงว่าค่าในส่วนนี้ต้องมีค่ามากกว่า -3 dB ในทางอุดมคติ แต่จากการจำลองแล้วมีค่าประมาณ -4 dB แต่ยังถือเป็นค่าที่ใช้งานจริงได้จึงทำการแปลงเป็นสายส่งไมโครสตริป ได้ดังรูปที่ 3.25 เพื่อนำไปสร้างชิ้นงานจริง



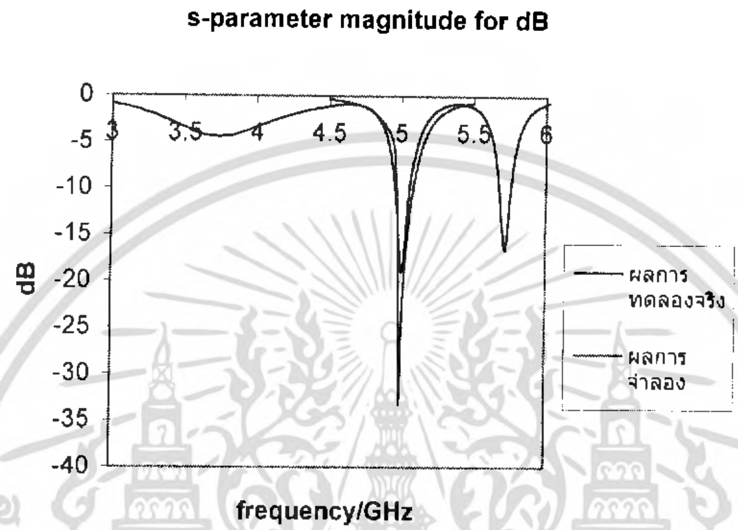
รูปที่ 3.25 ลายวงจรตัวแบ่งกำลังงาน

บทที่4

ผลการทดลอง

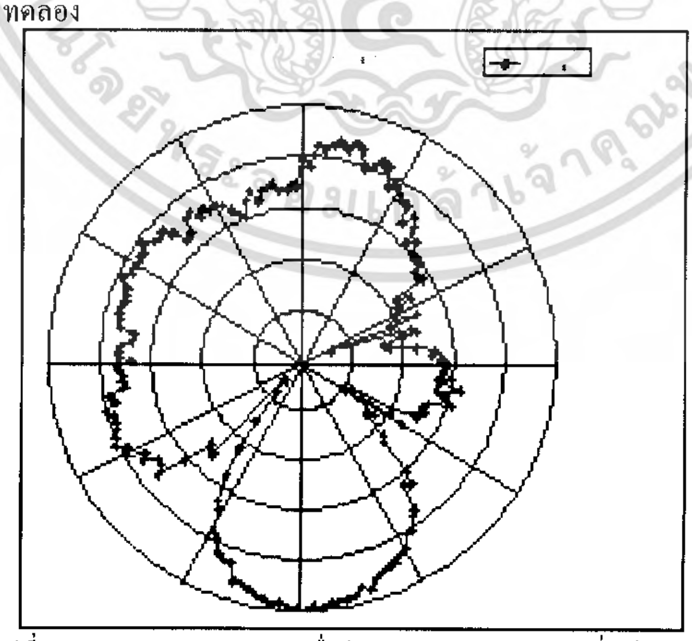
4.1 ผลการทดลองสายอากาศความถี่ 5 GHz

จากการจำลองผลได้นำสายอากาศมาสร้างเพื่อทำการวัดผลต่างๆแล้วนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองสายอากาศ ผลที่ได้เปรียบเทียบกับผลจำลองได้แสดงดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน

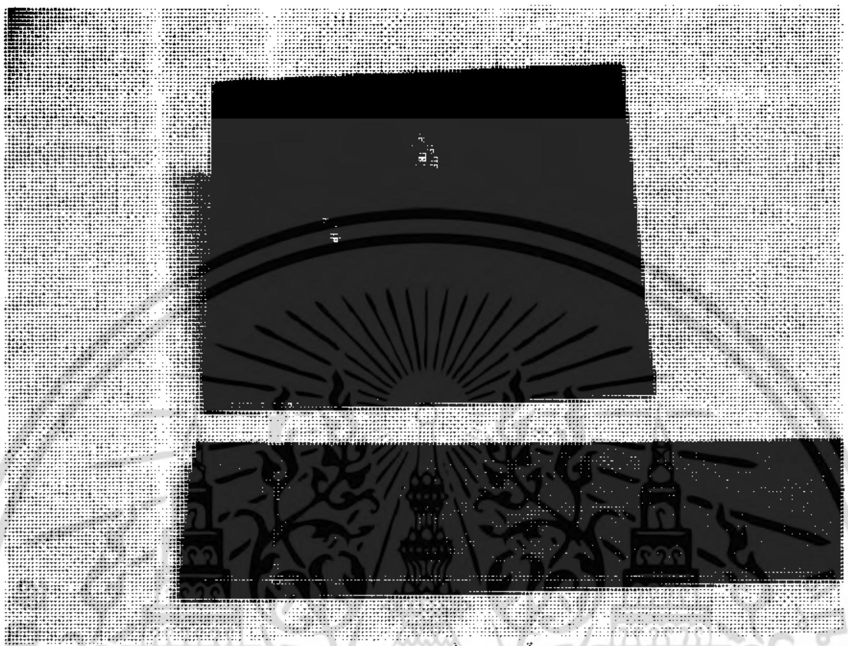
จากรูปที่ 4.1 จะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศที่ทำการสร้างขึ้นมามีการแมทชิ่งที่ดีในความถี่ 5 GHz ตามการทดลองซึ่งในการสร้างได้มีการทำการปรับขนาดของสายอากาศเล็กน้อยเพื่อให้ได้ค่าตามที่ต้องการแต่จะสังเกตได้ว่าค่าของการจำลองจะมีผลดีกว่าซึ่งอาจจะเกิดปัญหาหลายๆอย่างในการทดลอง



รูปที่ 4.2 แบบรูปการกระจายคลื่นใน H-plane สายอากาศที่สร้างจริง

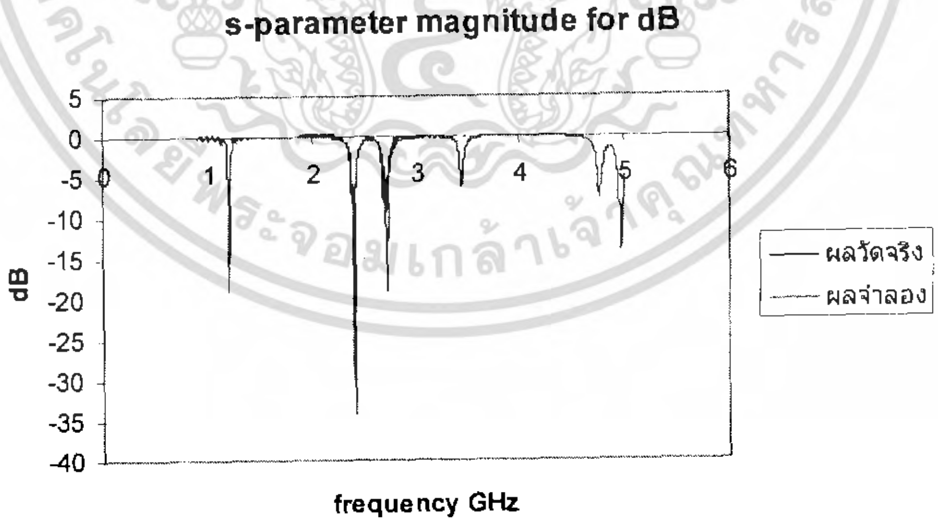
การกระจายคลื่นออกสองทางแต่การกระจายยังไม่ดีเท่าที่ควรคือทางด้าน 0 องศานั้นการกระจายยังไม่เป็นไปตามที่ต้องการมากนักเพราะเมื่อเปรียบเทียบกับการจำลองแล้วการแพร่กระจายคลื่นสองข้างนั้นเหมือนกันอาจเกิดจากข้อผิดพลาดในการทดลอง

4.2 ผลการทดลองสายอากาศความถี่ 2.4 GHz



รูปที่ 4.3 สายอากาศใช้งานที่ความถี่ 2.4 GHz

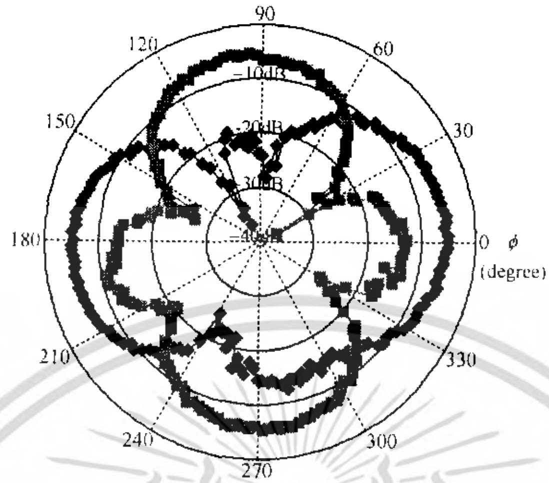
จากการจำลองผลได้นำสายอากาศมาสร้างเพื่อทำการวัดผลต่างๆแล้วนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองสายอากาศ ผลที่ได้เปรียบเทียบกับผลจำลองได้แสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน

จากรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศที่ทำการสร้างขึ้นมานั้นมีการแมทชิ่งดีที่ความถี่ 2.4 GHz ตามการทดลองซึ่งในการสร้างได้มีการทำการปรับขนาดของสายอากาศ

เล็กน้อยเพื่อให้ได้ค่าตามที่ต้องการแต่จะสังเกตได้ว่าค่าของการจำลองนั้นจะมีผลดีกว่าซึ่งอาจจะเกิดปัญหาหลายๆอย่างในการทดลองซึ่งจากภาพนั้นผลของการจำลองมีการแมทชิ่งที่ดีกว่าผลการทดลองสร้างจริงค่อนข้างมาก แต่ถือว่าผลการทดลองจริงเป็นไปตามความต้องการ



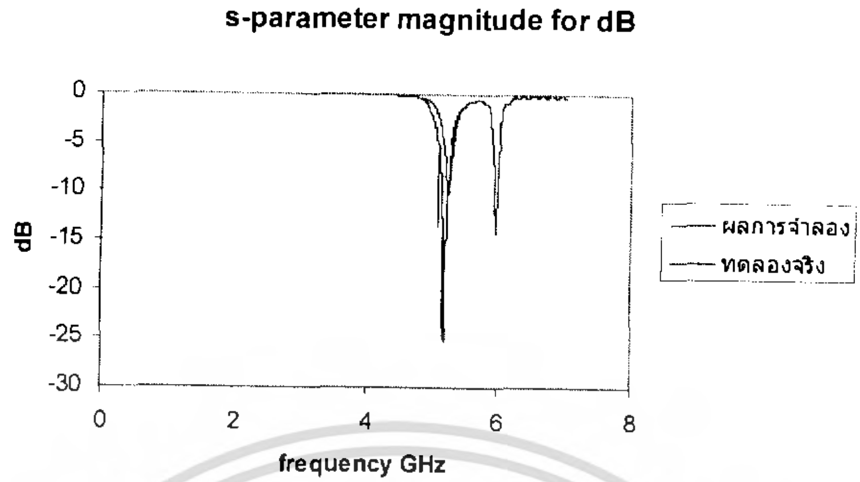
รูปที่ 4.5 แบบรูปการกระจายคลื่นใน H-plane จากสายอากาศที่สร้างจริง

การกระจายคลื่นออกสองทาง การกระจายได้ผลดีเท่าที่ควรคือทางด้าน 0 องศานั้นการกระจายยังไปตามทางที่ต้องการ เมื่อเปรียบเทียบกับการจำลองแล้วมีการแพร่กระจายคลื่นสองข้างเหมือนกันอาจเกิดจากข้อผิดพลาดในการทดลองจึงทำให้มีโลปย่อยค่อนข้างมาก

4.3 ผลการทดลองสายอากาศความถี่ 5.2 GHz

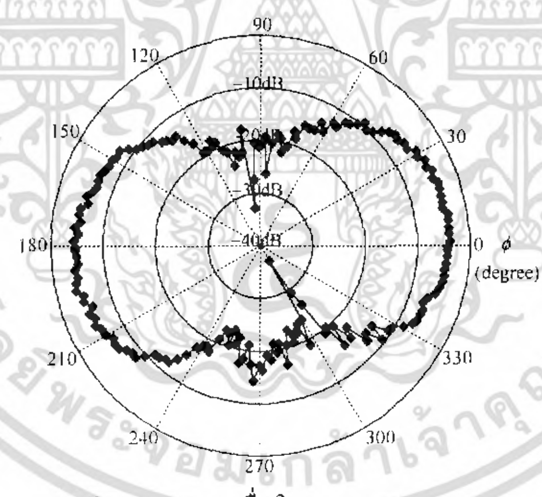
รูปที่ 4.6 สายอากาศที่ใช้งานที่ความถี่ 5.2 GHz

จากการจำลองผลได้นำสายอากาศมาสร้างเพื่อทำการวัดผลต่างๆแล้วนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองสายอากาศ ผลที่ได้เปรียบเทียบกับผลจำลองได้แสดงดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน

จากรูปที่ 4.7 จะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศที่ทำการสร้างขึ้นมานั้นมีการแมทชิ่งที่ดีในความถี่ 5.2 GHz ตามการทดลองซึ่งในการสร้างได้มีการทำการปรับขนาดของสายอากาศเล็กน้อยเพื่อให้ได้ค่าตามที่ต้องการแต่จะสังเกตได้ว่าค่าของการจำลองนั้นจะมีผลดีกว่าซึ่งอาจจะเกิดปัญหาหลายๆอย่างในการทดลอง

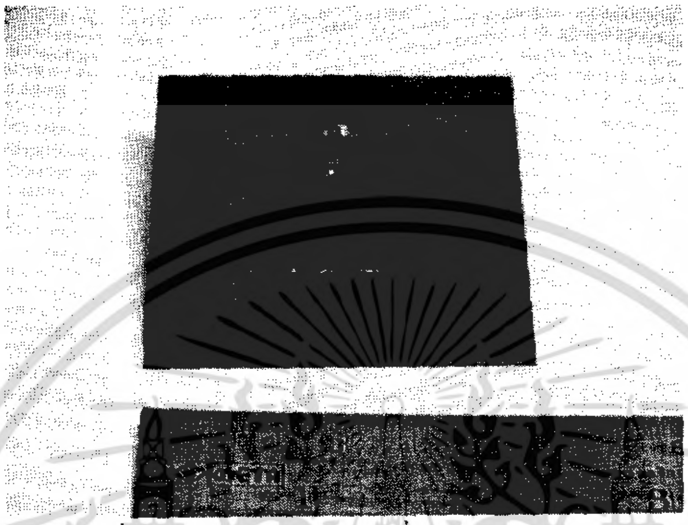


รูปที่ 4.8 แบบรูปการกระจายคลื่นใน H-plane ของสายอากาศที่สร้างจริง

การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศความถี่ 5.2 GHz นั้นมีการแพร่กระจายคลื่นสองทิศทางเป็นไปตามผลการจำลองและทฤษฎีคือเมื่อเราป้อนสัญญาณทางแกน x จะแพร่กระจายคลื่นทางแกน y ซึ่งจากผลการทดลองจริงนั้นมีการแพร่กระจายคลื่นออกทางแกน y ตามต้องการ แต่การแพร่กระจายยังออกสองทางไม่ดีมากนักซึ่งสังเกตได้ว่าทางแกน –x นั้นยังมีไมเนอร์โลปออกมาบ้างเมื่อได้ผลการทดลองของสายอากาศที่ความถี่เดียวตามต้องการแล้วนั้น จึงทำการสร้างสายอากาศที่เป็นแบบแถบความถี่คู่ขึ้นมาโดยการสร้างแบบนำมาซ้อนกันสองชั้นโดยมีวัตถุกั้นกลางและป้อนสัญญาณสองจุดโดยใช้กราวด์ร่วมกันดังผลในหัวข้อที่ 4.4

4.4 ผลการทดลองสายอากาศสองชั้นแบบป้อนสัญญาณสองจุด

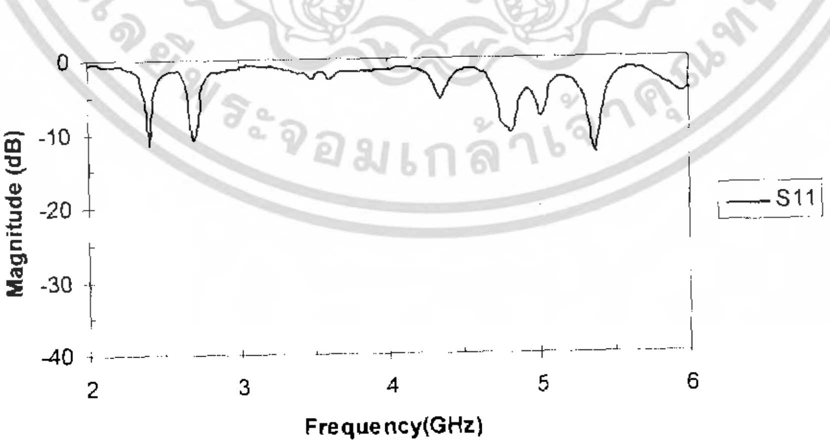
จากการสร้างสายอากาศความถี่เดียวแล้ววัดผลค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ได้ผลตามต้องการแล้วจากนั้นได้สร้างสายอากาศสองชั้นโดยแยกจุดป้อนสัญญาณเป็นสองจุดคือจุดหนึ่งป้อนสัญญาณที่ 2.4 GHz และอีกจุดหนึ่งป้อนสัญญาณที่แผ่น 5.2 GHz และใช้กราวด์ร่วมกันดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 สายอากาศแถบความถี่คู่แบบซ้อนกัน

4.4.1 การป้อนสัญญาณที่แผ่น 2.4 GHz

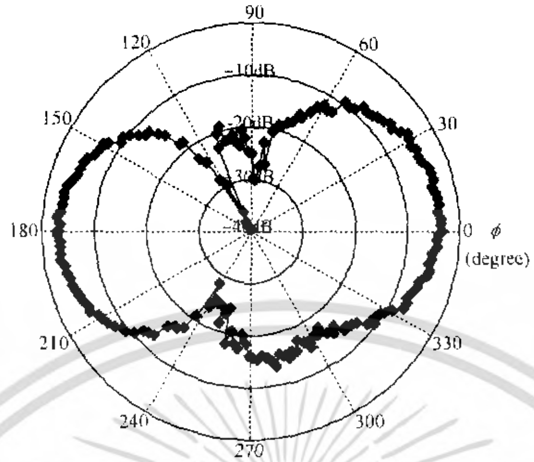
จากการทดลองโดยป้อนสัญญาณที่จุด 2.4 GHz เพียงจุดเดียวโดยไม่มีการป้อนสัญญาณที่แผ่น 5.2 GHz แล้วนั้นได้มีการวัดผลของค่าต่างๆ โดยวัดค่าเอสพารามิเตอร์และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเพื่อศึกษาผลกระทบของสายอากาศซึ่งมีผลกระทบซึ่งกันและกัน โดยทำการวัดแบบแยกวัดแต่ละจุดป้อนสัญญาณก่อน จากการวัดได้ผลดังนี้



รูปที่ 4.10 S_{11} ของการวัดที่ความถี่ 2.4 GHz

จากรูปที่ 4.10 แสดงค่าเอสพารามิเตอร์ของสายอากาศวัดแบบเปิดจุดป้อนสัญญาณสายอากาศความถี่ 5.2 GHz และเมื่อทำการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ตำแหน่ง 2.4 GHz มีค่าเท่ากับ

-12 dB ซึ่งผลเป็นไปตามที่ต้องการคือมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่สามารถนำไปใช้งานได้และเป็นไปตามผลการจำลองของโปรแกรม CST

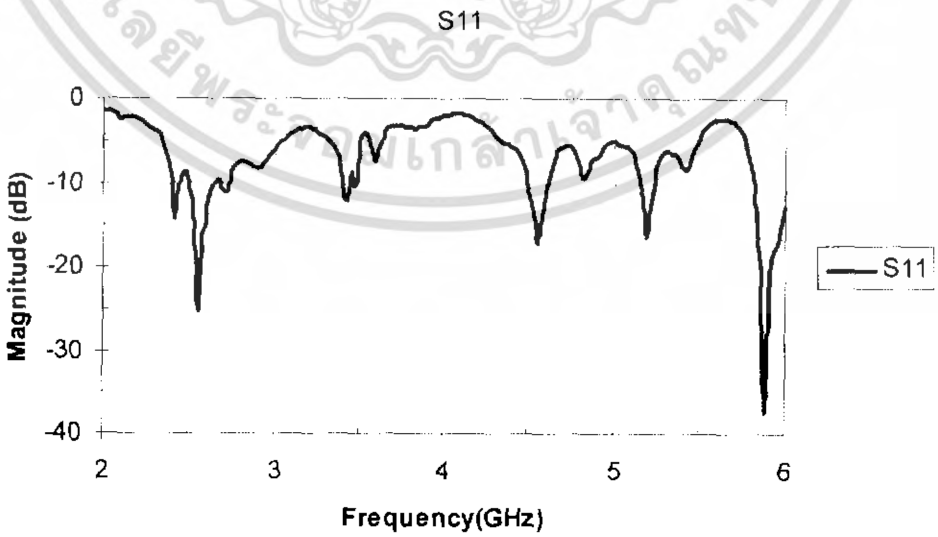


รูปที่ 4.11 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 2.4 GHz

หลังจากการนำสายอากาศมาซ้อนกันแล้วทำการวัดจุดป้อนสัญญาณที่สายอากาศแผ่นล่างซึ่งเป็นสายอากาศ 2.4 GHz เพียงจุดเดียวโดยไม่มีการป้อนสัญญาณที่สายอากาศความถี่ 5.2 GHz มารบกวนรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ได้นั้นออกสองทิศทางตามทฤษฎีและการจำลองผลโดยใช้โปรแกรม

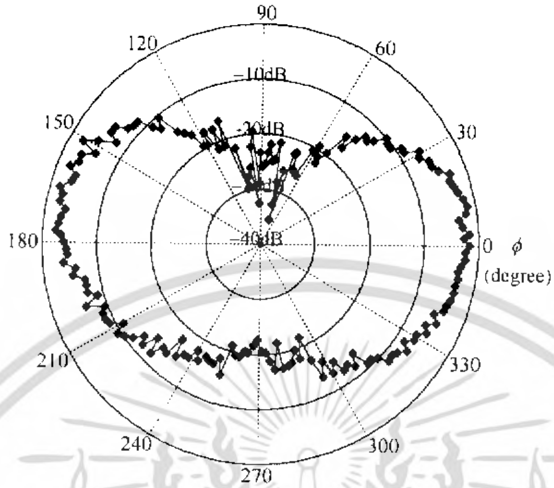
4.4.2 การป้อนสัญญาณที่แผ่น 5.2 GHz

จากการทดลองโดยป้อนสัญญาณที่จุด 5.2 GHz เพียงจุดเดียวโดยไม่มีการป้อนสัญญาณที่แผ่น 2.4 GHz แล้วนั้นได้มีการวัดผลของค่าต่างๆโดยวัดค่าเอสพารามิเตอร์และรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเพื่อศึกษาผลกระทบของสายอากาศซึ่งมีผลกระทบซึ่งกันและกัน โดยทำการวัดแบบแยกวัดแต่ละจุดป้อนสัญญาณก่อน จากการวัดได้ผลดังนี้



รูปที่ 4.12 S_{11} ของสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz

จากรูปที่ 4.12 เป็นรูปแสดงค่าเอสพารามิเตอร์ของสายอากาศวัดแบบเปิดจุดป้อนสัญญาณสายอากาศตัว 5.2 GHz และเมื่อทำการวัดได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ตำแหน่ง 5.2 GHz เท่ากับ -16 dB ซึ่งผลเป็นไปตามที่ต้องการคือมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่สามารถนำไปใช้งานได้และเป็นไปตามผลการจำลองของโปรแกรม CST

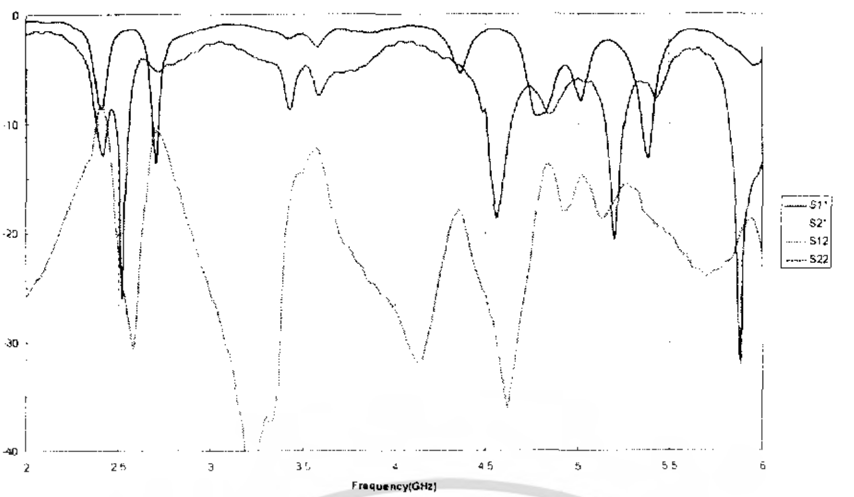


รูปที่ 4.13 การแพร่กระจายคลื่นที่ความถี่ 5.2 GHz

หลังจากการนำสายอากาศมาซ้อนกันแล้วทำการวัดจุดป้อนสัญญาณที่สายอากาศแผ่นบนซึ่งเป็นสายอากาศ 5.2 GHz เพียงจุดเดียวโดยไม่มีการป้อนสัญญาณที่สายอากาศความถี่ 2.4 GHz มารบกวนรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ได้นั้นออกสองทิศทางตามทฤษฎีและการจำลองผลโดยใช้โปรแกรม โดยการแพร่กระจายคลื่นนี้จะไม่สวยงามตามที่ต้องการมากนักและจะพุ่งขึ้นทางด้านบนอย่างเดียว โดยจะไม่มีการแพร่กระจายคลื่นลงด้านล่างซึ่งอาจเป็นผลกระทบจากแผ่นล่างที่ใหญ่กว่าอาจทำให้มีการสะท้อนของสัญญาณทำให้ไม่สามารถแพร่กระจายคลื่นลงด้านล่างได้

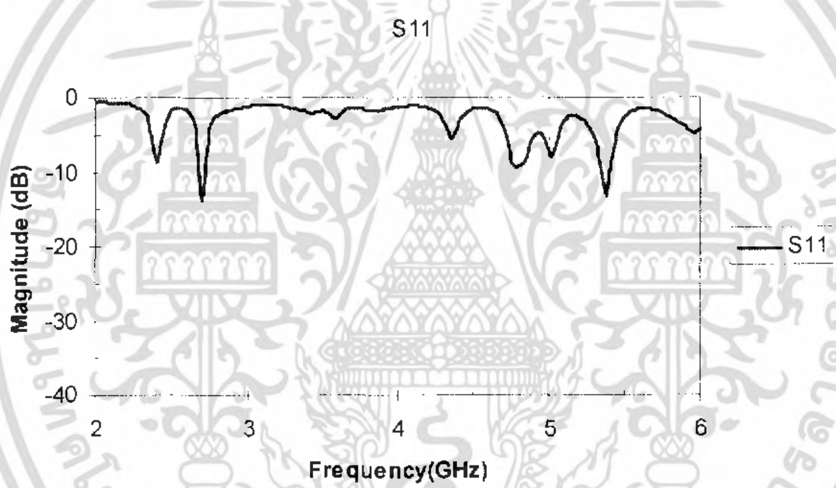
4.4.3 การป้อนสัญญาณทั้งสองจุดพร้อมกัน

หลังจากการทดลองเป็นไปตามต้องการแล้วนั้นเนื่องจากเมื่อนำไปใช้งานจริงเราจำเป็นต้องป้อนสัญญาณทั้งสองจุดพร้อมกัน และการป้อนสัญญาณทั้งสองจุดพร้อมกันนั้นอาจมีการรบกวนซึ่งกันและกันของแผ่นสายอากาศทั้งสอง จึงทำการวัดสองพอร์ทพร้อมกันเพื่อศึกษาค่าเอสพารามิเตอร์ จากการวัดจะได้ดังรูปที่ 4.14



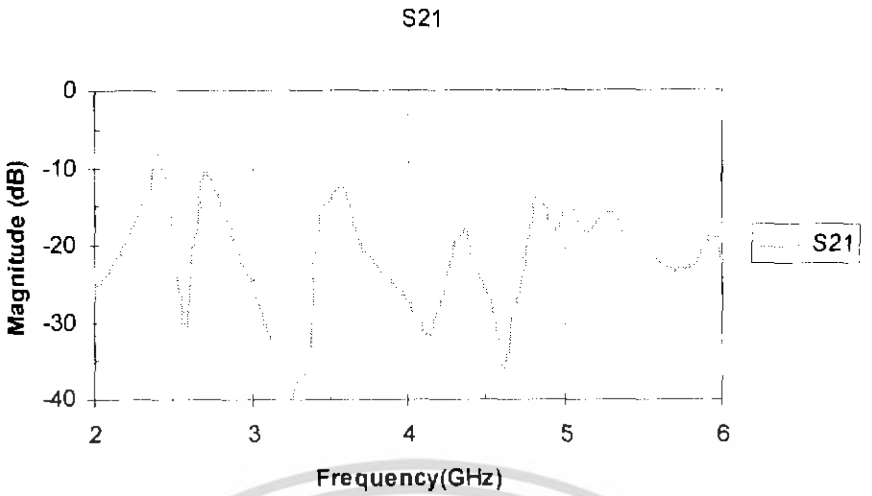
รูปที่ 4.14 ค่าเอสพารามิเตอร์ของการป้อนสองพอร์ท

จากการทดลองวัดจริงแล้วนั้นค่าเอสพารามิเตอร์ต่างๆมีผลดังนี้



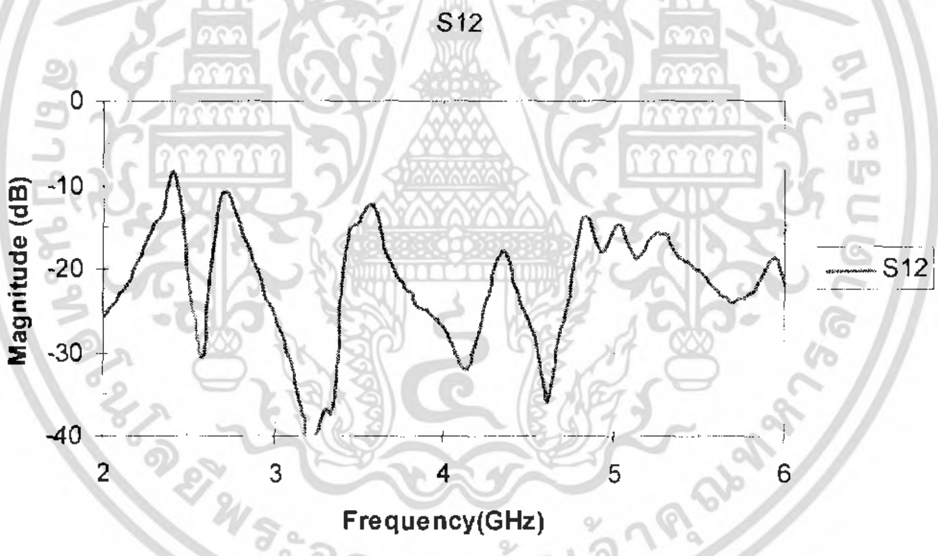
รูปที่ 4.15 สัมประสิทธิ์การสะท้อนที่พอร์ท 1

จากการป้อนสัญญาณทั้งสองจุดพร้อมกันแล้วนั้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ท 1 คือ พอร์ทที่ป้อนสัญญาณที่แผ่นล่างคือที่ใช้งานที่ 2.4 GHz เมื่อป้อนสัญญาณที่จุดนี้แล้วค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีค่าที่เพิ่มขึ้นหรือพูดได้อีกทางหนึ่งว่าการแมทชิ่งของสายอากาศลดลงซึ่งเป็นผลกระทบของการป้อนสัญญาณสองจุดพร้อมกัน



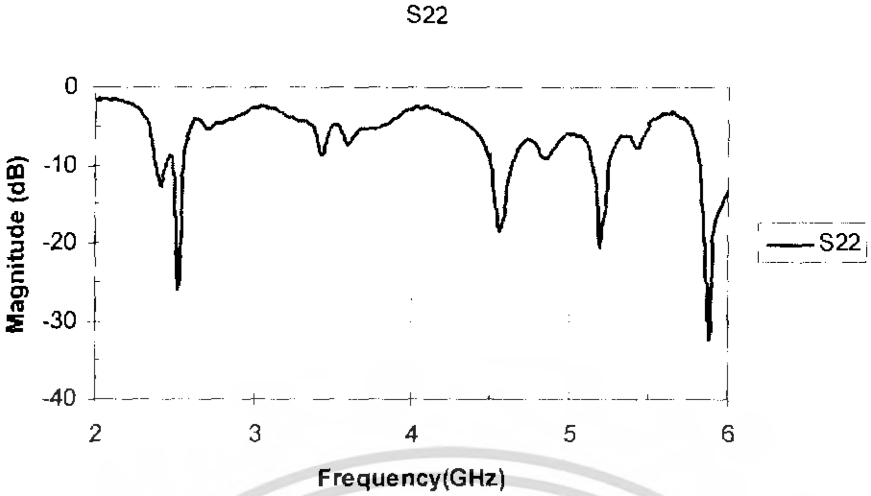
รูปที่ 4.16 ค่าการส่งสัญญาณจากพอร์ท 1 มายังพอร์ท 2

จากการวัดการส่งสัญญาณของพอร์ท 1 ไปยังพอร์ท 2 แสดงถึงการรบกวนของสัญญาณที่พอร์ท 1 ไปรบกวนยังพอร์ท 2 ซึ่งจากจุดนี้เราจะสังเกตที่ตำแหน่ง 5.2 GHz จากกราฟด้านบนเราสังเกตได้ว่ามีการรบกวนที่ตำแหน่ง 5.2 GHz ประมาณ -19 dB ซึ่งถือเป็นค่าที่พอใช้ได้



รูปที่ 4.17 ค่าการส่งสัญญาณจากพอร์ท 2 มายังพอร์ท 1

จากการวัดการส่งของพอร์ท 2 ไปยังพอร์ท 1 แสดงถึงการรบกวนของสัญญาณที่พอร์ท 2 ไปรบกวนยังพอร์ท 1 ซึ่งจากจุดนี้เราจะสังเกตที่ตำแหน่ง 2.4 GHz จากกราฟด้านบนเราสังเกตได้ว่ามีการรบกวนที่ตำแหน่ง 5.2 GHz ประมาณ -9 dB ถือเป็นค่าที่มากแสดงว่าตำแหน่งนี้มีการรบกวนของพอร์ท 2 ที่รบกวนพอร์ท 1 อยู่มากทำให้อาจมีการรบกวนของพอร์ท 2 ที่อาจทำให้ พอร์ท 1 ที่ใช้งานใน 2.4 GHz มีค่าแมทชิ่งอิมพีแดนซ์ที่มากขึ้นและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเปลี่ยนไปดังผลจากค่า S_{11} ดังกล่าว

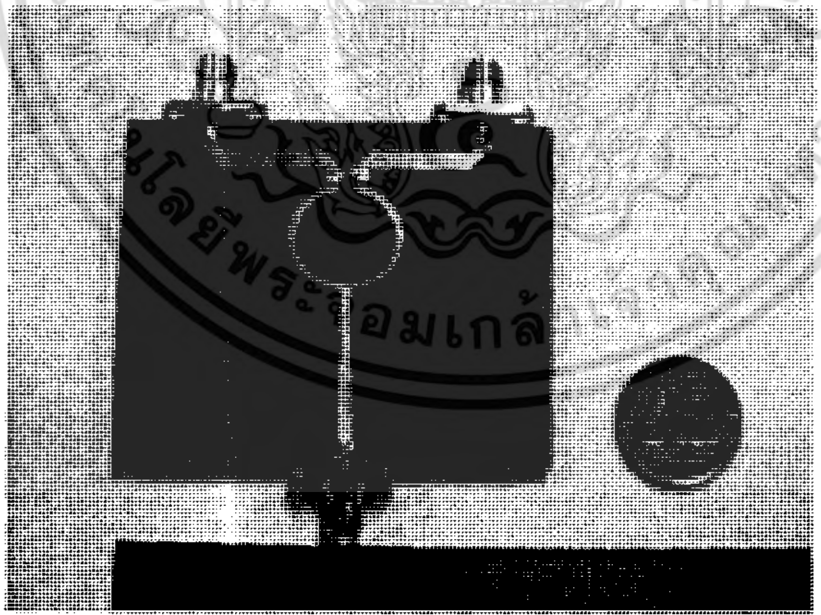


รูปที่ 4.18 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ท 2

จากการป้อนสัญญาณทั้งสองจุดพร้อมกันค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพอร์ท 2 คือพอร์ทที่ป้อนสัญญาณที่แผ่นบนคือที่ใช้งานที่ 5.2 GHz เมื่อป้อนสัญญาณที่จุดนี้แล้วค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าประมาณ -20 dB ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนดีขึ้นนั้นเพราะว่ามีการรบกวนของค่า S_{21} ที่ความถี่ 5.2 GHz มีค่าน้อยมากทำให้ไม่มีสัญญาณจากพอร์ท 1 มารบกวนมากนัก

4.5 ผลการทดลองการสร้างตัวแบ่งกำลังงาน

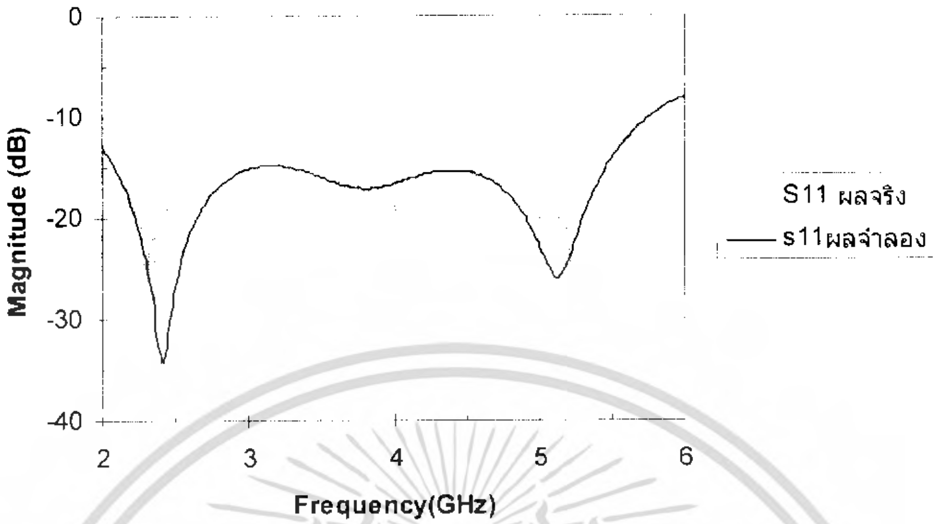
จากผลการจำลองนั้นได้สร้างตัวแบ่งกำลังงานจริงเพื่อวัดผลค่าต่างๆว่าสามารถใช้งานได้จริงหรือไม่ซึ่งตัวแบ่งกำลังงานที่สร้างจริงโดยแสดงดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 ตัวแบ่งกำลังงานความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz

รูปที่ 4.19 เป็นภาพตัวแบ่งกำลังงาน จุดป้อนสัญญาณข้างล่างนั้นป้อนสัญญาณทั้งสองความถี่และเมื่อผ่านตัวแบ่งกำลังงานแล้วนั้น เมื่อออกด้านบนจะแบ่งเป็นความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งเส้นยาวด้านล่างจะเป็นตัวแมทชิ่งความต้านทาน 100 โอห์ม ให้เป็น 50 โอห์ม เนื่องจากตัวทฤษฎีที่เรานำมาสร้าง

นั้นจะทำการแบ่งกำลังงาน แต่ที่พอร์ทรวมสัญญาณนั้นจะแมทชิ่งที่ 100 โอห์ม จึงทำการแมทชิ่งที่ 100 โอห์มมาเป็น 50 โอห์มเพื่อนำมาใช้กับสายอากาศได้จากการสร้างจริงได้ผลการทดลองดังนี้



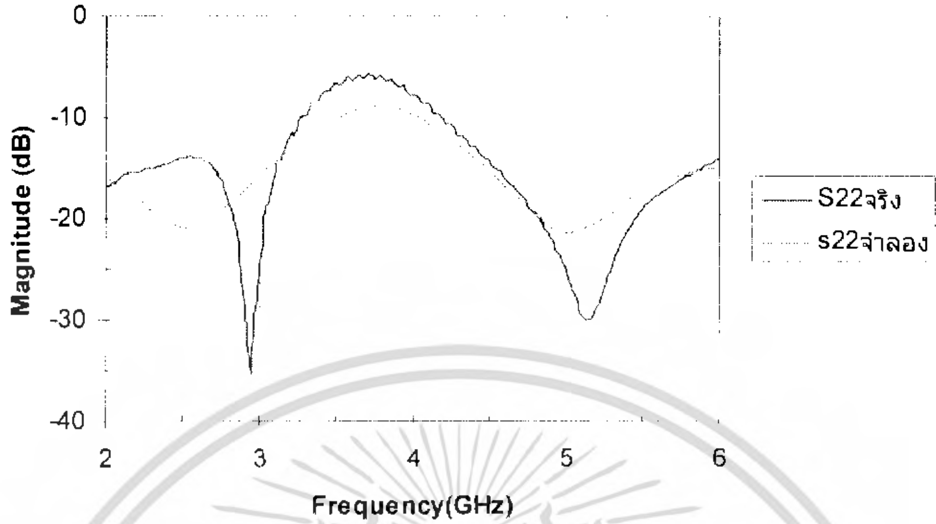
รูปที่ 4.20 S_{11} เปรียบเทียบผลทดลองกับจำลอง

รูปที่ 4.20 S_{11} คือค่าที่พอร์ท 1 แมทชิ่งที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งแสดงว่าที่พอร์ทส่งนั้นเราสามารถส่งได้ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ตามต้องการ ซึ่งผลการสร้างจริงมีแนวโน้มเหมือนกับผลที่จำลองไว้ แต่อาจมีการลดทอนของสัญญาณของสายส่งจึงทำให้ผลการสร้างจริงไม่ดีตามผลจำลอง

รูปที่ 4.21 S_{21}, S_{12} เปรียบเทียบผลทดลองกับจำลอง

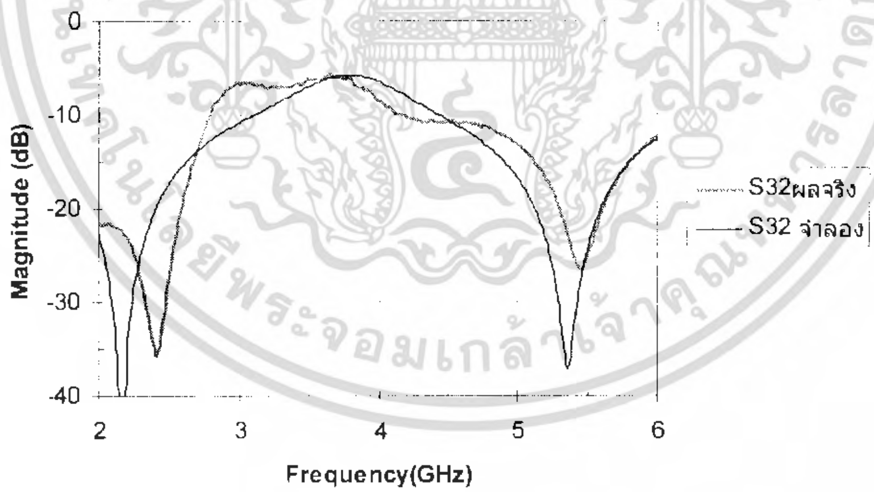
รูปที่ 4.21 S_{21}, S_{12} นั้นแสดงถึงค่าการส่งผ่านของพอร์ท 1 ไปยังพอร์ท 2 และพอร์ท 2 ไปยังพอร์ท 1 ค่านี้แสดงถึงว่าถ้าค่านี้มีค่าต่ำแล้วนั้นสัญญาณจะไม่สามารถส่งผ่านไปได้ซึ่งความต้องการตรงนี้ต่างกับสายอากาศ เพราะสายอากาศเราไม่ต้องการให้สัญญาณจากพอร์ทหนึ่งไปกวนยังอีกพอร์ทหนึ่งแต่กับ

ตัวแบ่งกำลังงานแล้ว เราต้องการให้พอร์ท 1 มีการส่งสัญญาณไปยังพอร์ท 2 มากที่สุดค่านี้ควรมีค่าที่มากกว่า -3 dB ขึ้นไปในอุดมคติแต่จากการสร้างจริงนั้นค่ามีผลใกล้เคียงกับการจำลองเป็นอย่างมาก



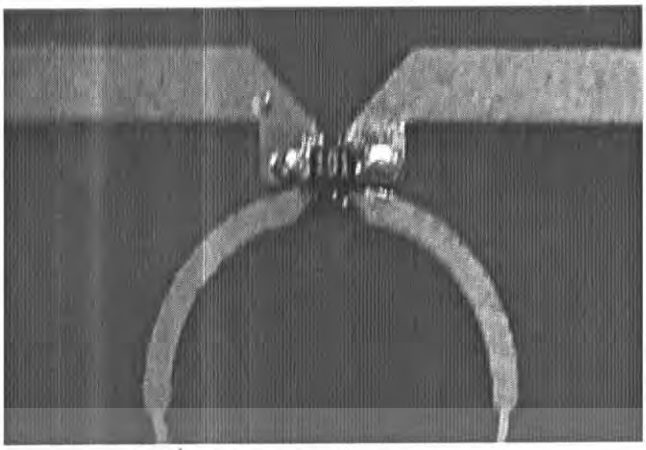
รูปที่ 4.22 S_{22} เปรียบเทียบผลทดลองกับจำลอง

รูปที่ 4.22 S_{22} หมายความว่าพอร์ทที่ต่อกับสายอากาศนั้นมีตำแหน่งที่สัมประสิทธิ์การสะท้อนดีที่ความถี่ที่ต้องการ แต่พอสร้างจริงมีการเลื่อนของความถี่แต่ยังสามารถใช้งานได้เพราะว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ตำแหน่งที่ต้องการนั้นมีค่าต่ำกว่า -10 dB แต่ผลการจำลองแล้วในขั้นตอนการจำลองนั้นมีผลตรงตามความถี่ที่ใช้งานจริง



รูปที่ 4.23 S_{32} เปรียบเทียบผลทดลองกับจำลอง

จากรูปที่ 4.23 ค่าที่พอร์ท 3 มีผลกระทบกับพอร์ท 2 และพอร์ท 2 มีผลกระทบกับพอร์ท 3 ซึ่งความจากผลการทดลองนั้นค่า S_{32} นั้นควรมีค่าน้อยเพื่อไม่ให้สัญญาณทั้งสองพอร์ทมากวนกันเพราะถ้ากวนกันสายอากาศแต่ละพอร์ทจะมีคลื่นความถี่ที่ไม่ต้องการให้ส่งผ่านเข้าไปด้วย จากการสร้างจริงที่ตำแหน่ง 2.4 GHz และ 5.2 GHz นั้นมีค่าน้อยตามการจำลองเนื่องจากตรงนี้มีตัวต้านทาน 100 โอห์มเพื่อป้องกันการรบกวนของสัญญาณอยู่ดังรูปที่ 4.24

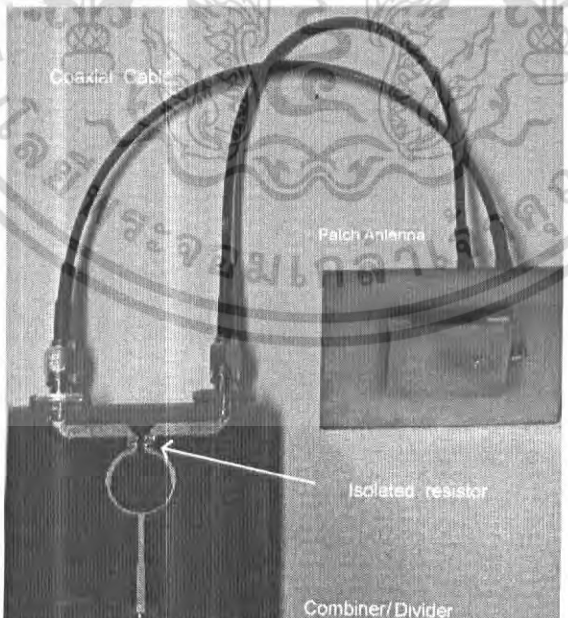


รูปที่ 4.24 ตัวความต้านทาน Isolate

เนื่องจากตัวแบ่งกำลังงานที่ทำขึ้นมานั้นอาจเกิดการผิดพลาดได้บางประการแต่ผลที่ทดลองจริงนั้นสามารถใช้งานได้ ที่ผิดพลาดเนื่องจากค่าอิมพิแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปนั้นลายทองแดงมีขนาดเล็กมากเวลาสร้างจึงเกิดความผิดพลาดทางขนาดทำให้ค่าอิมพีแดนซ์เปลี่ยนไปทำให้ความถี่บางตำแหน่งไม่ตรงกับผลที่จำลองในโปรแกรม

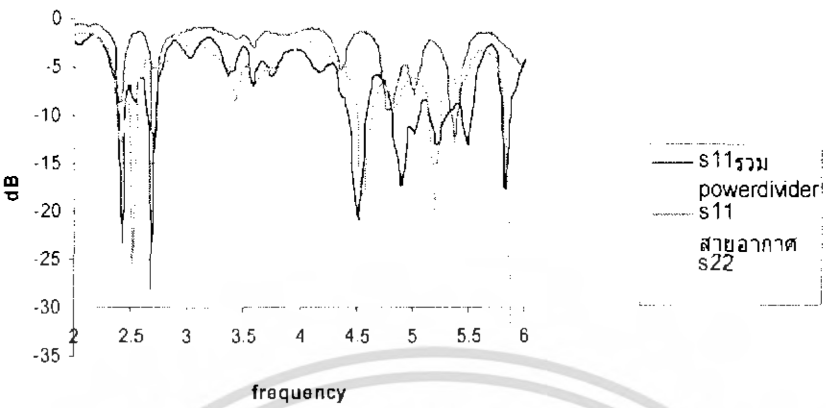
4.6 การนำสายอากาศมารวมกับตัวแบ่งกำลังงาน

เมื่อทำการทดลองตัวแบ่งกำลังงานและผลได้ตามที่ต้องการแล้วนั้นจึงนำสายอากาศมาประกอบเข้ากับตัวแบ่งกำลังงานเพื่อวัดผลและศึกษาผลกระทบที่จะมีต่อสายอากาศ โดยจะวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเพื่อหาค่าผิดพลาดต่อไปเนื่องจากการนำมารวมกันนั้นน่าจะเกิดการลดทอนของสัญญาณในส่วนต่างๆทำให้การแมทชิ่งของสายอากาศเปลี่ยนไป



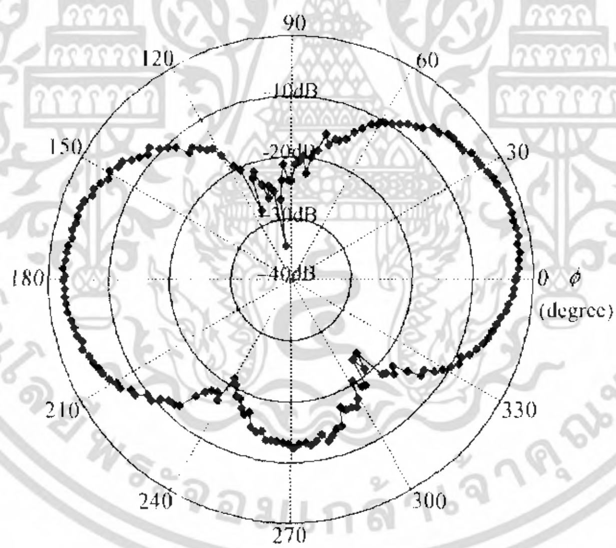
รูปที่ 4.25 รูปสายอากาศต่อรวมกับตัวแบ่งกำลังงาน

จากรูปที่ 4.25 ได้ทำการนำสายอากาศมารวมกับตัวแบ่งกำลังงาน แล้วนำมาวัดผลได้ผลดังต่อไปนี้



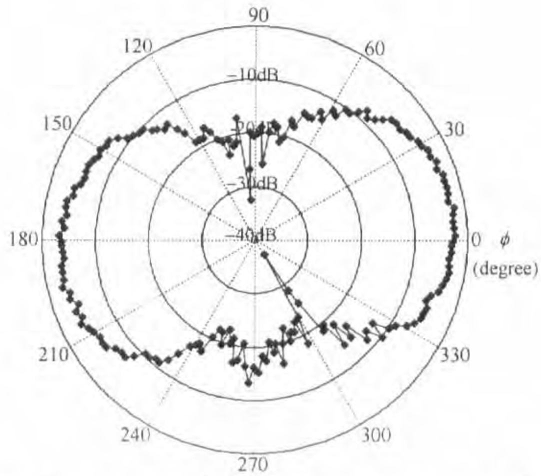
รูปที่ 4.26 ภาพเปรียบเทียบเอสพารามิเตอร์

จากรูปที่ 4.26 ค่าเอสพารามิเตอร์นั้นเมื่อเราต่อกับตัวแบ่งกำลังงานแล้ว ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าที่ดีกว่าตอนที่ใช้สายอากาศวัดอย่างเดียวเนื่องจากว่าตัวแบ่งกำลังงานนั้นทำให้เกิดการแมทช์ที่ดีขึ้น



รูปที่ 4.27 แบบรูปการกระจายคลื่นใน H-plane จากสายอากาศที่ความถี่ 2.4 GHz

หลังจากการนำสายอากาศมารวมกับตัวแบ่งกำลังงานแล้ว ทำการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของความถี่ 2.4 GHz จากผลการวัดแล้วมีการแพร่กระจายคลื่นสองทางตามที่ต้องการ แต่มีไมเนอร์โลปออกมาจุดหนึ่งซึ่งถือว่ายังเป็นไปตามที่ต้องการ อาจมีผลกระทบมาจากตัวแบ่งกำลังงานทำให้เกิดผิดพลาดการแพร่กระจายคลื่นได้

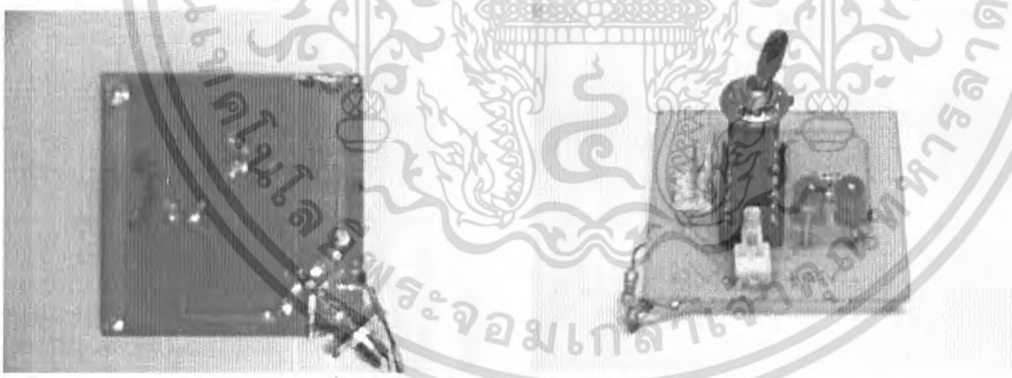


รูปที่ 4.28 แบบรูปการกระจายคลื่นใน H-plane จากสายอากาศที่ความถี่ 5.2 GHz

หลังจากการนำสายอากาศมารวมกับตัวแบ่งกำลังงานแล้วทำการวัดรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของความถี่ 5.2 GHz ผลจากการวัดนั้นมีการแพร่กระจายคลื่นสองทางซึ่งถือว่าเป็นไปตามต้องการ อาจมีผลกระทบมาจากตัวแบ่งกำลังงานนั้นอาจทำให้เกิดผิดพลาดการแพร่กระจายคลื่น ได้ทำให้การแพร่กระจายคลื่นไม่สวยมากนักซึ่งไม่เหมือนกับมีการวัดตัวเปล่าๆ

4.7 สายอากาศแบบสวิทช์ลำคลื่นโดยใช้สวิทช์ความถี่สูง

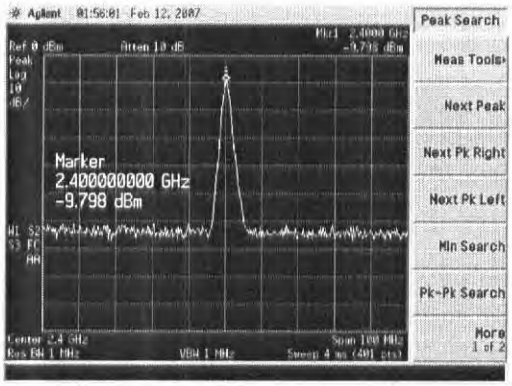
เมื่อทำการทดลองตามหัวข้อโครงงานแล้ว เราได้ทำการพัฒนานำสายอากาศและตัวแบ่งกำลังงานมาวางไว้ในชิ้นเดียวกันและใช้สวิทช์ความถี่สูงในการเปลี่ยนทิศทางของการแพร่กระจายคลื่น โดยใช้วงจรควบคุมสวิทช์ดังรูปที่ 4.29



รูปที่ 4.29 ภาพสายอากาศและตัวควบคุม

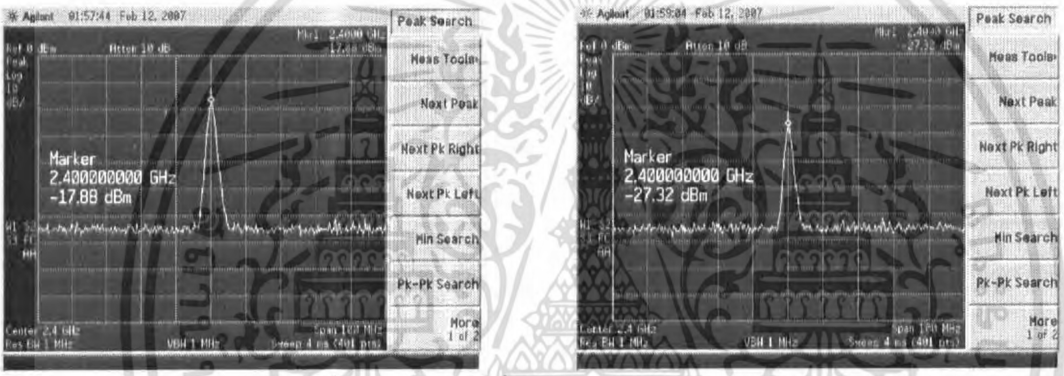
4.7.1 ค่าเอสพารามิเตอร์ของสายอากาศ

จากการนำสายอากาศมาต่อรวมกับตัวแบ่งกำลังงานให้เป็นตัวเดียวกันและใช้สวิทช์เป็นตัวเปลี่ยนทิศทางการแพร่กระจายคลื่น เมื่อทำการออกแบบแล้วได้วัดการทำงานของสวิทช์โดยใช้เครื่องสเปกตรัมอนาไลเซอร์ได้ผลดังนี้



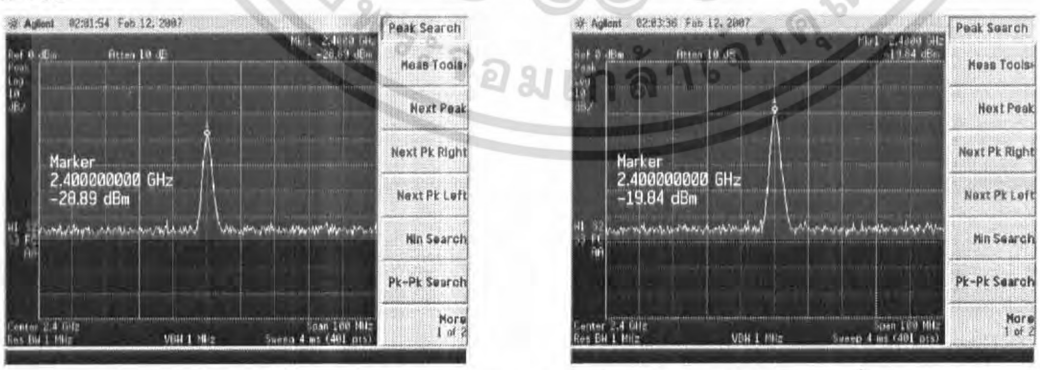
รูปที่ 4.30 ค่าอินพุทของสัญญาณที่ป้อน

จากรูปที่ 4.30 ได้ทำการป้อนสัญญาณเข้าไปให้สายอากาศและจากนั้นได้ทำการวัดค่าการทำงานของสวิทช์ว่าเมื่อเปลี่ยนทิศทางแล้วนั้นค่าที่ป้อนเข้าไปมีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรและสวิทช์สามารถใช้งานได้มากน้อยเพียงไรซึ่งผลของการใช้งานของสวิทช์มีค่าดังรูปที่ 4.31 และรูปที่ 4.32



รูปที่ 4.31 สัญญาณที่ออกจากสวิทช์ก่อนกดสวิทช์และหลังกด

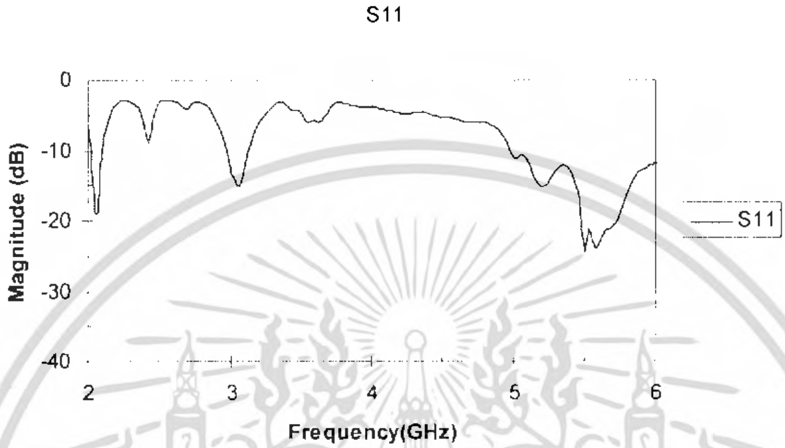
รูปที่ 4.31 แสดงการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่เข้าไปในสวิทช์เมื่อสับสวิทช์ให้ไปไบอัสอีกทิศทางหนึ่งแล้วสวิทช์มีกำลังสัญญาณลดลงอย่างเห็นได้ชัด จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าสวิทช์สามารถใช้งานได้และได้ทำการวัดค่าสัญญาณอีกทิศทางหนึ่งซึ่งจะเป็นการป้อนสลับกัน ซึ่งได้ผลเหมือนกันดังรูปที่ 4.32



รูปที่ 4.32 การวัดสัญญาณของตัวแบ่งกำลังงานอีกทิศทางหนึ่ง

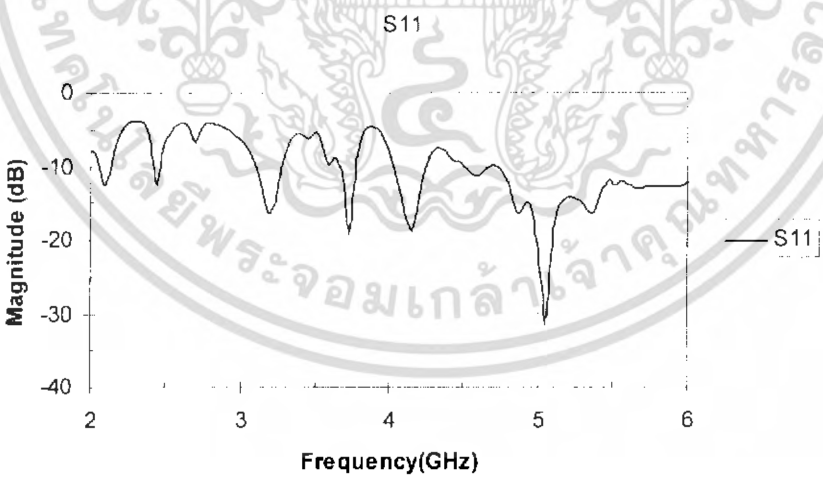
จากการทดลองนั้นเมื่อเราสับสวิทช์ไปทางหนึ่งให้ส่งสัญญาณแล้วอีกทิศทางหนึ่งจะมีการส่งสัญญาณค่อนข้างต่ำมากซึ่งมีค่าต่างกันถึง -10 dB ซึ่งในที่นี้เราจะสามารถสรุปได้ว่าสวิทช์ที่นำมาทำการต่อนั้นสามารถใช้งานได้ดี

จากนั้นได้ทำการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศโดยทำการต่อรวมทั้งวงจรสวิทช์และตัวแบ่งกำลังงานเข้ากันแล้วเพื่อศึกษาว่ามีการเปลี่ยนแปลงและมีผลกระทบเช่นไรเนื่องจากการนำตัวแบ่งกำลังงานมาติดกับสายอากาศนั้นอาจมีการรบกวนจากการทดลองได้ผลดังรูปที่ 4.33



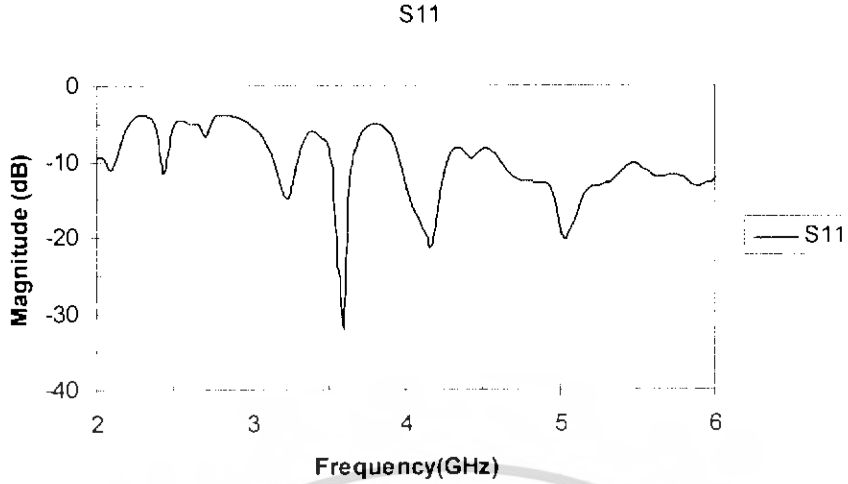
รูปที่ 4.33 ค่าเอสพารามิเตอร์เมื่อยังไม่ต่อสวิทช์

รูปที่ 4.33 เป็นค่าเอสพารามิเตอร์เมื่อยังไม่ได้ทำการต่อตัวควบคุมสวิทช์ หรืออีกทางหนึ่งคือสวิทช์นั้นยังไม่มีการทำงาน จากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนนั้นมีค่าที่ไม่สามารถใช้งานได้ดีตามความถี่ที่เราต้องการ



รูปที่ 4.34 ค่าเอสพารามิเตอร์เมื่อต่อสวิทช์สีเขียว

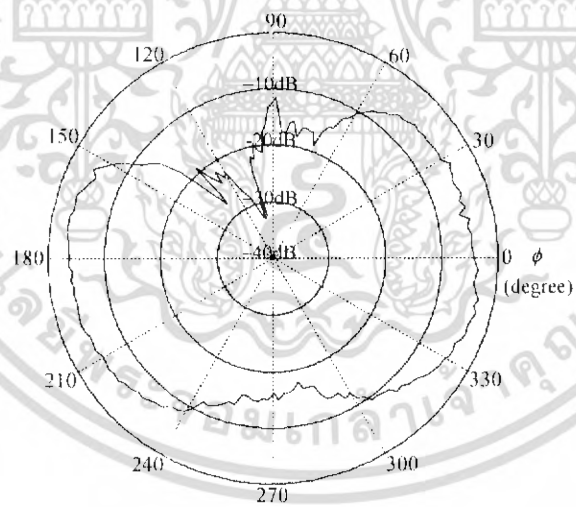
เมื่อทำการสับสวิทช์ให้ไฟสีเขียวติดนั้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนได้มีการเลื่อนทางความถี่คือเมื่อวัดแล้วนั้นที่ตำแหน่ง 2.4 GHz ได้เลื่อนไปอยู่ที่ 2.45 GHz



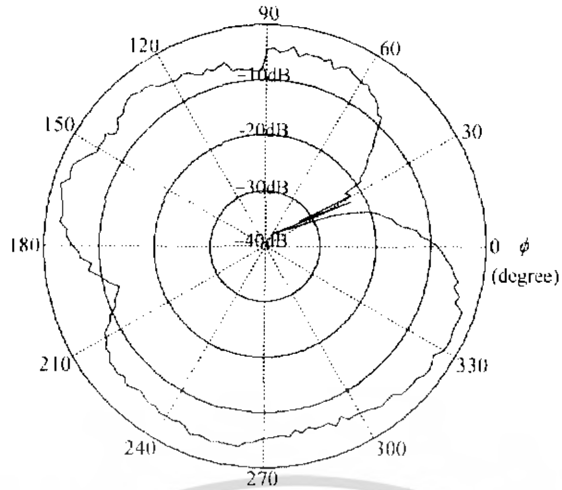
รูปที่ 4.35 ค่าแอสพารามิเตอร์เมื่อต่อสวิทช์สีแดง

เมื่อทำการสับสวิทช์มาทางสีแดงแล้วนั้นมีการเลื่อนทางความถี่เช่นเดียวกัน โดยที่ 2.4 GHz เลื่อนมาเป็น 2.425 GHz ซึ่งทั้งสองความถี่นั้นที่ความถี่ 5.2 GHz ยังสามารถใช้งานได้แต่ที่ตำแหน่ง 2.4 GHz นั้นมีการเลื่อนทางความถี่จากสมมติฐานอาจเป็นเพราะที่ 2.4 GHz นั้นมีแผ่นของวงจรแบ่งกำลังงานและตัวสวิทช์มาติดอยู่ด้านล่างอาจทำให้มีผลกระทบทางความถี่

4.7.2 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น

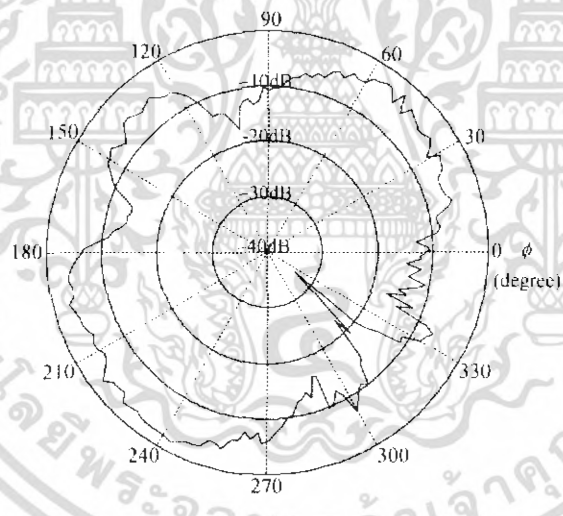


รูปที่ 4.36 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น 2.4 GHz เมื่อต่อสวิทช์สีเขียว

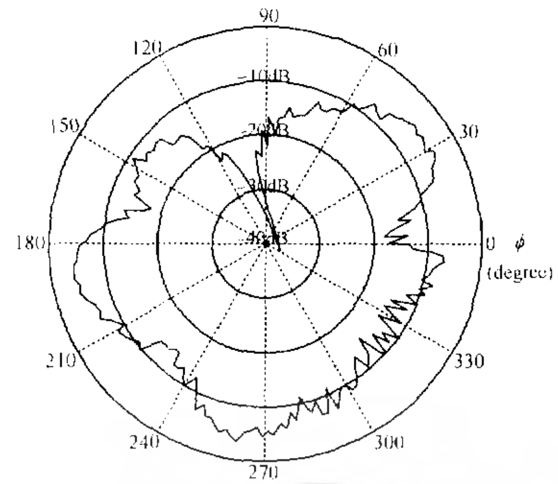


รูปที่ 4.37 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น 2.4 GHz เมื่อต่อสวิทช์สีแดง

จากรูปที่ 4.36, 4.37 ทั้งสองรูปด้านบนนั้นสังเกตได้ว่าเมื่อเราสับสวิทช์และการแพร่กระจายคลื่นมีการเปลี่ยนแปลงไปสองด้านจริงแต่ลำคลื่นมีการเอียงไม่ออกสองทิศทางเหมือนตามทฤษฎีเท่าที่ควรแต่จากภาพนั้นยังค่อนข้างออกสองทิศทางอยู่และเมื่อสับสวิทช์แล้วก็มีการเปลี่ยนแปลงทิศทางตามทฤษฎีคือเมื่อสวิทช์ที่ไฟสีเขียวนั้นจะแพร่ออกทางด้าน 90 องศามากกว่า และเมื่อสับมาทางสวิทช์สีแดงนั้นมีการแพร่กระจายคลื่นทางด้าน 0 องศา แต่มีการเอียงเล็กน้อย



รูปที่ 4.38 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น 5.2 GHz เมื่อต่อสวิทช์สีเขียว



รูปที่ 4.39 รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น 5.2 GHz เมื่อต่อสวิทช์สีแดง

จากรูปที่ 4.38, 4.39 จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 5.2 GHz นั้นไม่สามารถแพร่กระจายคลื่นสองทิศทางได้ตามทฤษฎี แต่เมื่อสับสวิทช์นั้นมีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเช่นกันซึ่งจากภาพเราจะเห็นว่าการแพร่กระจายคลื่นไม่สามารถระบุทิศทางได้

บทที่5

สรุปผลการศึกษา

จากการจำลองสายอากาศแถบความถี่คู่แล้วนั้น ได้ผลตามต้องการคือสายอากาศสามารถทำงานได้ที่ความถี่ 2.4 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งสามารถปรับลำคลื่นได้เมื่อทำการเปลี่ยนจุดป้อนสัญญาณและเมื่อสร้างจริงแล้วนั้นมีผลตามการทดลองซึ่งสายอากาศสามารถใช้งานได้ในความถี่ที่ต้องการและรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นสามารถปรับได้ตามทฤษฎี

จากการจำลองตัวแบ่งกำลังที่นำทฤษฎีมาดัดแปลงจากทฤษฎีตัวแบ่งกำลังมีการแมทช์ที่ 100 โอห์ม จึงจำเป็นต้องทำการแมทชิ่งเป็น 50 โอห์มโดยจำเป็นต้องเป็นแถบความถี่คู่ด้วยจากการทำตัวแบ่งกำลังในการจำลองนั้นสามารถส่งผ่านสัญญาณได้ตามความถี่ที่ต้องการ หลังจากนั้นได้สร้างตัวแบ่งกำลังจริงค่าต่างๆได้ผลตามการจำลอง

จากนั้นได้นำสายอากาศมารวมกับตัวแบ่งกำลังค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าที่ดีขึ้นกว่าเดิม แต่รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นมีโลปย่อยที่ไม่ต้องการ ซึ่งอาจมีการรบกวนจากตัวแบ่งกำลังและลดทอนในสายส่งจึงทำให้มีผลกระทบต่อการแพร่กระจายคลื่น

จากการทดลองสายอากาศมานำมารวมกันมีการรบกวนของสัญญาณระหว่างสายอากาศและตัวแบ่งกำลังทำให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่ 5.2 GHz ไม่ดีเท่าที่ควร

สายอากาศทั้งสองตัวมี Gain ประมาณ 1dB ในการจำลองในโปรแกรม ซึ่งการทดลองสร้างจริงนั้นอาจมีการรบกวนในตัวสายอากาศ

บรรณานุกรม

[1] โมไนย ไกรฤกษ์, "ทฤษฎีสายอากาศ," ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, 2537

[2] C. A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," 3rd ed. John Wiley& Sons, 2005.

[3] J.Tagapanij, C.Phongcharoenpanich, and M.Krariksh, "A Dual Feed Switched - Beam Patch Antenna for a Phased Array of Switched-Beam Element," Asia-Pacific Microwave Conference, Yokohama, Vol. 3, pp.2102-2105, Dec. 2006.

[4] S.Srisathit, M.Chongcheawchamnan, and A.Worapishet, "Design and Realization of Dual-Band 3 dB Power Divider Based on Two-Section Transmission-Line Topology," Electronics Letters, Vol. 39, No. 9, May 2003.