

บทที่ 1

โครงการวิจัยสายอากาศช่องเปิดหลายความถี่เรโซแนนซ์ในระบบสื่อสารไร้สาย Multi-Resonant Frequency of Slot Antenna for Wireless Communication Systems

1.1 ความสำคัญ ที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย

ปัจจุบันการสื่อสารและโทรคมนาคมเป็นสิ่งที่สำคัญและจำเป็นต่อการดำรงชีพของมนุษย์ ดังจะเห็นได้จากงานวิจัยและพัฒนาเพื่อเพิ่มขีดความสามารถในการสื่อสารให้สูงขึ้น เช่น การสื่อสารไร้สาย การสื่อสารดาวเทียม และการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น การสื่อสารเหล่านี้ล้วนแต่ใช้คลื่นความถี่ไมโครเวฟในการรับส่งข้อมูลทั้งสิ้น สายอากาศเป็นอุปกรณ์ที่สามารถทำหน้าที่ทั้งรับและส่งคลื่นได้ ดังนั้นเพื่อให้ง่ายและสะดวกต่อการอธิบายเกี่ยวกับการออกแบบสายอากาศ จึงมักกล่าวถึงสายอากาศที่ทำหน้าที่ในการส่งคลื่นออกไปในอากาศเพียงอย่างเดียว สายอากาศที่นิยมใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟมีหลากหลายรูปแบบ สำหรับสายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่นิยมใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก รวมทั้งยังออกแบบและสร้างได้ง่ายอีกด้วย ลักษณะโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปจะมีโครงสร้างพื้นฐานที่ได้รับความนิยมอยู่ 3 รูปแบบ คือ สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (microstrip patch antenna) สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (microstrip slot antenna) และสายอากาศไมโครสตริปไดโพล (microstrip dipole antenna) สายอากาศแต่ละชนิดมีข้อได้เปรียบและข้อเสียเปรียบแตกต่างกันไป การพิจารณาเลือกสายอากาศชนิดใดขึ้นอยู่กับความเหมาะสมและประเภทของงานที่ต้องใช้สายอากาศ และเนื่องจากในปัจจุบันได้มีการใช้งานระบบสื่อสารต่าง ๆ เพิ่มขึ้นทำให้เกิดการกำหนดมาตรฐานความถี่ต่าง ๆ ขึ้นมารับรอง ซึ่งแต่ละประเทศหรือแต่ละพื้นที่ก็จะใช้มาตรฐานความถี่แตกต่างกันออกไป ทำให้การรับส่งข้อมูลต่างพื้นที่หรือต่างระบบไม่สามารถกระทำได้ เนื่องจากสายอากาศที่ใช้นั้นได้ถูกออกแบบให้ใช้ได้เฉพาะระบบใดระบบหนึ่งหรือมาตรฐานใดมาตรฐานหนึ่ง ดังนั้นจึงได้มีการคิดค้นสายอากาศที่สามารถใช้งานได้หลายความถี่หรือหลายย่านการใช้งาน ซึ่งจะเป็นการช่วยให้สะดวกต่อการนำไปใช้งาน สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่มีโครงสร้างพื้นฐานที่มีการป้อนสัญญาณผ่านสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (microstrip line) เป็นสายอากาศที่ได้รับความนิยมสูง เนื่องจากมีหลักในการออกแบบและวิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ (matching impedance) ที่ง่าย งานวิจัยด้านสายอากาศที่ผ่านมามีส่วนใหญ่มักจะเป็นการออกแบบสายอากาศแบบหนึ่งแถบความถี่ สองแถบความถี่ และหลายแถบความถี่ที่กว้างมาก ๆ ที่สามารถรองรับได้หลายย่านความถี่ใช้งาน แต่สายอากาศแบบหลายแถบความถี่เหล่านี้ไม่สามารถควบคุมหรือกำหนดให้ทุกความถี่เรโซแนนซ์ตรงกับความต้องการได้ ดังนั้นในงานวิจัยที่จัดทำนี้ จึงมีแนวคิดในการวิเคราะห์ออกแบบและสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดรูปแบบง่ายไม่ซับซ้อนที่สามารถกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ได้ 6 ความถี่ ตามที่ต้องการ โครงสร้างสายอากาศที่ออกแบบนี้ ประกอบด้วยช่องเปิดจำนวน 6 ช่องเปิด ที่ถูกล้อมรอบด้วยระนาบกราวด์ โดยมีการจัดวางช่องเปิดให้เหมาะสมบนวัสดุฐานรองที่เป็นเทคโนโลยีแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด RT/Duroid 5880 ในการจัดวางช่องเปิดทุกตัวที่ทำหน้าที่ในการแพร่กระจายคลื่นนี้ จะต้องศึกษาถึงวิธีการออกแบบสายอากาศให้ได้ 6 ความถี่เรโซแนนซ์ (resonance frequency) ที่ต้องการ และจะทำการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศเพื่อผลต่อการนำไปใช้งาน

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

1. เพื่อออกแบบและพัฒนาสายอากาศช่องเปิดที่สามารถใช้งานได้รวม 6 ความถี่เรโซแนนซ์

2. เพื่อออกแบบสายอากาศให้สามารถรองรับการใช้งานในระบบสื่อสารไร้สาย
3. เพื่อออกแบบสายอากาศด้วยการใช้ช่องเปิดจำนวน 6 ช่องเปิดที่เป็นอิสระต่อกัน
4. เพื่อออกแบบสายอากาศที่มีรูปร่างไม่ซับซ้อนและมีการจัดเรียงที่ทำให้แต่ละช่องเปิดไม่มีผลกระทบต่อความถี่ซึ่งกันและกัน

1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับการวิจัย

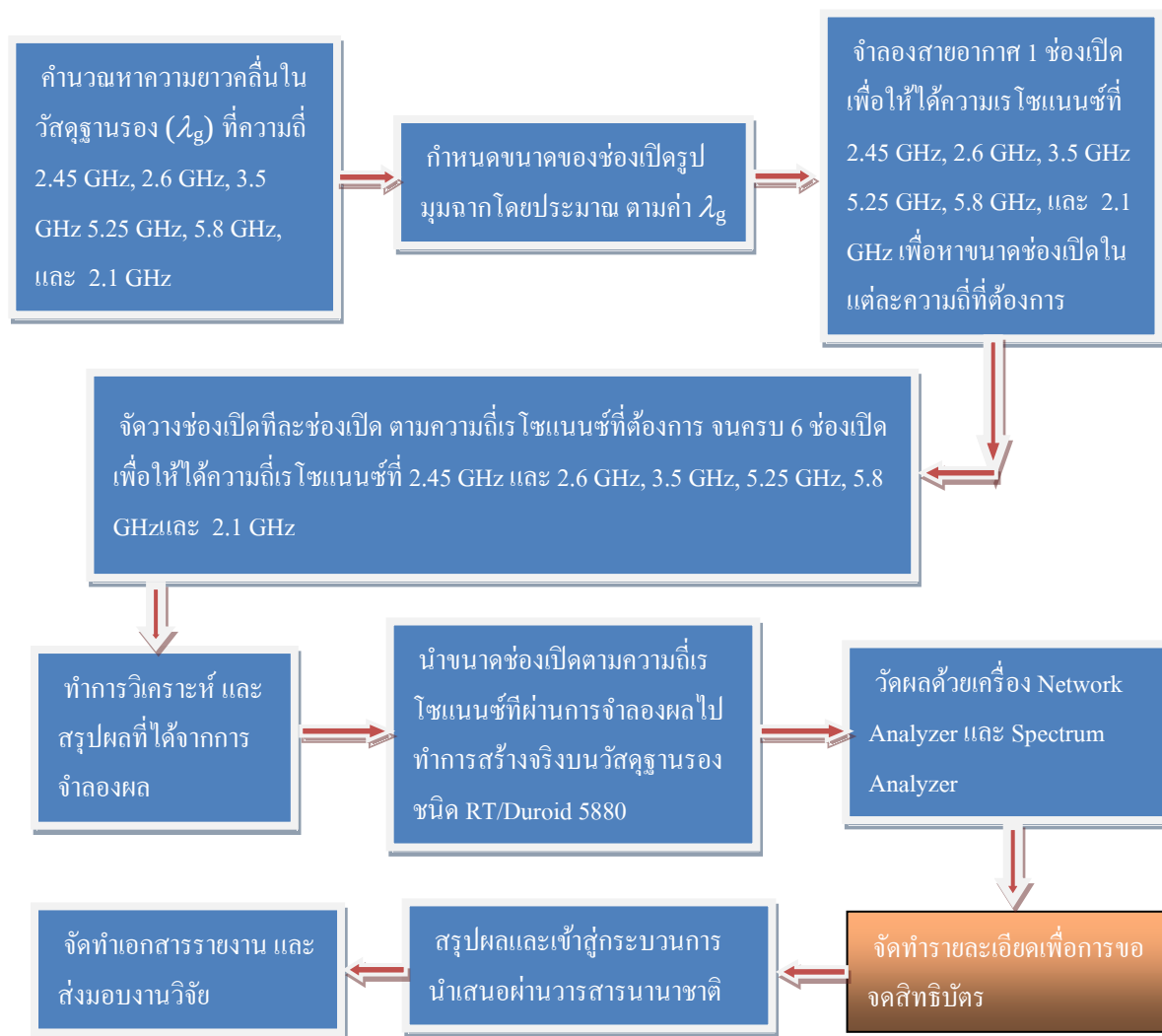
1. เป็นแนวทางในการศึกษาสายอากาศไมโครสตริปสำหรับหลายความถี่ในรูปแบบอื่น
2. สายอากาศช่องเปิดที่ออกแบบนี้ สามารถนำไปใช้งานได้ตามมาตรฐานในระบบสื่อสารไร้สายที่เป็นความถี่ประมาณกึ่งกลางของความถี่มาตรฐานในระบบ WLAN, WiMAX, และโทรศัพท์เคลื่อนที่
3. เพื่อเผยแพร่แนวคิดในการทำวิจัยที่ยังไม่มีงานวิจัยอื่นทำมาก่อน
4. เป็นการเผยแพร่ชื่อเสียงของสถาบันฯ ให้เป็นที่รู้จักในหมู่นักวิจัยในระดับนานาชาติผ่านสื่อสิ่งพิมพ์ที่เป็นวารสารนานาชาติ
5. สามารถนำผลการวิจัยนี้ไปจดสิทธิบัตร (Patent) และนำไปสู่การผลิตเชิงพาณิชย์ได้

1.4 ขอบเขตของโครงการวิจัย

1. ออกแบบและสร้างสายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดรูปมุลึกสำหรับหลายความถี่ ให้ตรงกับความถี่ประมาณกึ่งกลางของความถี่มาตรฐานใน WLAN (Wireless Local Area Network), WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) และโทรศัพท์มือถือ คือ 2.45 GHz, 5.25 GHz, 5.8 GHz, 2.6 GHz, 3.5 GHz, และ 2.1 GHz
2. ได้สายอากาศไมโครสตริปช่องเปิดแบบมุลึกที่สามารถใช้งานได้ 6 ความถี่เรโซแนนซ์
3. นำผลการจำลอง (Simulation) จากโปรแกรม IE3D ด้วยคอมพิวเตอร์ไปเปรียบเทียบกับผลการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer)
4. ออกแบบสายอากาศ โดยใช้วิธีการควบคุมช่องเปิดที่ทำหน้าที่ในการแพร่กระจายคลื่นให้เป็นอิสระต่อกันในการควบคุมให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ และจะต้องทำการปรับให้เกิดการสูญเสียที่น้อยที่สุดของทั้ง 6 ความถี่เรโซแนนซ์ โดยจะต้องไม่ใช่แมตซ์ซิ่งอิมพีแดนซ์ใด ๆ เลย
5. สามารถนำไปใช้ในระบบสื่อสารไร้สายได้ 6 ย่านความถี่มาตรฐาน โดยไม่มีผลกระทบต่อการทำงานของความถี่ที่อยู่ใกล้กัน

1.5 ระเบียบวิธีวิจัย

1. ศึกษาและออกแบบสายอากาศช่องเปิดรูปมุลึก ซึ่งเป็นตัวแพร่กระจายและรับคลื่น
2. เลือกวัสดุฐานรอง ชนิด RT/Duroid 5880 ที่มีความหนา 1.575 มม ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) = 2.2 และ loss tangent=0.0009
3. ทำการจำลองผลด้วยโปรแกรม IE3D Zeland โดยเริ่มจาก 1 ช่องเปิดและเพิ่มช่องเปิดไปเรื่อย ๆ จนครบ 6 ช่องเปิด
4. นำรูปแบบสายอากาศสำหรับ 6 ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ได้จากการจำลองไปสร้างจริงบน วัสดุฐานรอง ชนิด RT/Duroid 5880
5. นำสายอากาศที่สร้างไปทำการวัดผลด้วยเครื่อง วิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer)
6. นำรูปแบบการจัดเรียงช่องเปิดจำนวน 6 ช่องเปิด ไปทำการขอจดสิทธิบัตร
7. นำผลจากการวิเคราะห์และวัดไปจัดทำเอกสารเผยแพร่ผ่านวารสารนานาชาติ



รูปที่ 1.1 ผังแสดงขั้นตอนการออกแบบ วัดผล และการนำเสนอผลงาน

การวิจัยจะใช้วิธีการจำลองผ่านโปรแกรมวิเคราะห์สายอากาศ โดยเริ่มวิเคราะห์ด้วยการออกแบบสายอากาศหนึ่งช่องเปิดรูปมุมฉากที่มีความถี่เรโซแนนซ์ต่าง ๆ กันจำนวน 6 ความถี่ที่ต้องการ เพื่อหาขนาดของช่องเปิดในแต่ละความถี่ หลังจากนั้นจะทำการจัดเรียงช่องเปิด เพื่อให้ได้ 6 ความถี่เรโซแนนซ์ โดยเริ่มจากช่องเปิดที่มีความถี่ 2.45 GHz ตามด้วย 2.6 GHz, 3.5 GHz, 5.25 GHz, 5.8 GHz, และ 2.1 GHz ตามลำดับ การวิจัยเน้น การศึกษา วิเคราะห์ วัดผลและสรุปผล โดยมีรายละเอียดดังผังงาน

1.6 การทบทวนวรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง (Literature review)

การออกแบบสายอากาศเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่เป็นอิสระต่อกันจำนวน 6 ความถี่นี้ ได้ศึกษาและวิเคราะห์จากผลงานวิจัยสายอากาศอื่นที่ใกล้เคียง ที่สามารถนำมาเปรียบเทียบและอ้างอิงได้ คือ Multiband Microstrip-Fed Right Angle Slot Antenna Design for Wireless Communication Systems, (Paitoon Rakluea, Noppin Anantrasirichai, Kanok Janchitrapongvej, and Toshio Wakabayashi, *ETRI Journal*, Volume 31, Number 3, June 2009) [1] และ Multifrequency Operation of Microstrip-Fed Slot-Ring Antennas on Thin Low-Dielectric Permittivity Substrates (Hooman Tehrani and Kai Chang Fellow, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, No. 9, September 2002.) [2].

1.7 คุณสมบัติ และ รายละเอียดของชิ้นงานในโครงการวิจัย

สายอากาศที่ออกแบบ ประกอบด้วยคุณสมบัติและรายละเอียดเฉพาะทางเทคนิค ดังนี้

- ใช้วัสดุฐานรอง (substrate) ชนิด RT/Duroid 5880 ที่มีความหนา 1.575 มม ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) = 2.2 และ loss tangent=0.0009
- แผ่นสายอากาศมีขนาดที่รวมระนาบกราวด์ = 140 x 137 ตารางมิลลิเมตร
- ช่องเปิดแคบที่ใช้เป็นตัวแพร่กระจายคลื่น (หรือรับคลื่น) ถูกวางอยู่บนระนาบกราวด์ มีรูปร่างเป็นมุมฉาก จำนวน 6 ช่องเปิด แต่ละช่องเปิดมีขนาดตามเอกสารแนบ
- สายส่งไมโครสตริป กว้าง 5 มม และยาว 75 มม คงที่ โดยถูกออกแบบให้อยู่บนระนาบตรงข้ามกับระนาบกราวด์
- กรรมวิธีการผลิต ใช้วิธีการกัดเซาะให้เป็นช่องเปิดแคบรูปมุมฉากบนระนาบกราวด์ จำนวน 6 ช่องเปิด โดยมีรายละเอียด ดังนี้
 - ช่องเปิดแคบรูปมุมฉาก ตัวที่ 1 ถูกออกแบบที่ความถี่ 2.45 GHz และให้มีแบนด์วิดธ์ครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 2.4-2.4835 GHz
 - ช่องเปิดแคบรูปมุมฉาก ตัวที่ 2 ถูกออกแบบที่ความถี่ 3.5 GHz และให้มีแบนด์วิดธ์ครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 3.4-3.6 GHz
 - ช่องเปิดแคบรูปมุมฉาก ตัวที่ 3 ถูกออกแบบที่ความถี่ 2.6 GHz และให้มีแบนด์วิดธ์ครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 2.5-2.7 GHz
 - ช่องเปิดแคบรูปมุมฉาก ตัวที่ 4 ถูกออกแบบที่ความถี่ 5.25 GHz และให้มีแบนด์วิดธ์ครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 5.15-5.35 GHz
 - ช่องเปิดแคบรูปมุมฉาก ตัวที่ 5 ถูกออกแบบที่ความถี่ 5.8 GHz และให้มีแบนด์วิดธ์ครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 5.7-5.9 GHz
 - ช่องเปิดแคบรูปมุมฉาก ตัวที่ 6 ถูกออกแบบที่ความถี่ 2.1 GHz และให้มีแบนด์วิดธ์ครอบคลุมความถี่ตั้งแต่ 1920 MHz-2300 MHz
- สายอากาศที่ได้ออกแบบนี้ สามารถควบคุมหรือปรับความถี่ได้ ด้วยการปรับขนาดของช่องเปิดแคบรูปมุมฉากที่เป็นอิสระต่อกัน
- วิธีการจัดวางช่องเปิดแคบรูปมุมฉาก เริ่มจากหาตำแหน่งการวางช่องเปิดแคบตัวแรกที่อยู่ในแนวแกนของสายส่งไมโครสตริปไลน์ จากนั้นเพิ่มช่องเปิดแคบรูปมุมฉากทีละตัวในแต่ละความถี่ตามลำดับที่กำหนดไว้ โดยที่การวางช่องเปิดรูปมุมฉากใหม่แต่ละครั้งจะไม่มี การเปลี่ยนตำแหน่งการวางของช่องเปิดรูปมุมฉากเดิมที่อยู่ในแนวแกนของสายส่งไมโครสตริปไลน์ (ตำแหน่งการวางช่องเปิดแคบคงที่เมื่อเทียบกับปลายสายส่งไมโครสตริปไลน์)
- มีการปรับแต่งขนาดช่องเปิดแคบรูปมุมฉากทุกตัวในทุกครั้งที่มีการเพิ่มช่องเปิดแคบรูปมุมฉากตัวใหม่ เพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ออกแบบ และทำการปรับให้มีการแมทช์อิมพีแดนซ์ที่

ให้ผลดีที่สุดด้วยการเลื่อนช่องเปิดแคบรูปมุมฉากไปมาในแนวตั้งฉากกับแกนของสายส่งไมโครสตริปไลน์ (ไม่เปลี่ยนตำแหน่งการวางที่อยู่ในแนวแกนของสายส่งไมโครสตริปไลน์)

- ความยาวของแขน (ด้าน) ทั้งสองของช่องเปิดแคบจะเท่ากันและทำมุม 90° ซึ่งกันและกัน ยกเว้นเฉพาะช่องเปิดตัวที่ 6 ซึ่งออกแบบที่ความถี่ 2.1 GHz จะมีด้านที่ตั้งฉากไม่เท่ากัน
- ใช้โปรแกรม IE3D ซึ่งเป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี มาช่วยในการจำลองผล ซึ่งผลการจำลองที่ได้จะแสดงอยู่ในเอกสารแนบ และสุดท้ายทำการเปรียบเทียบกับการจำลองด้วยโปรแกรม CST

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ทฤษฎีพื้นฐานสายอากาศ

2.1 บทนำ

ปัจจุบันสายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะในย่านความถี่ไมโครเวฟ เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นบางประการ คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และต้นทุนต่ำ ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัยและพัฒนาารูปแบบของสายอากาศไมโครสตริปมาอย่างต่อเนื่อง หนึ่งในรูปแบบของสายอากาศไมโครสตริป คือ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ข้อดีของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด คือ สามารถทำให้มีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลได้ทั้งแบบทิศทางเดียว (Unidirectional) และแบบสองทิศทาง (Bidirectional) นอกจากนี้ยังมีผลกระทบต่อการเปลี่ยนแปลงของโพลาไรเซชัน (Polarization) น้อยกว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น รวมทั้งคลอสโพลาไรเซชัน (Cross Polarization) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดจะมีค่าต่ำ เมื่อเปรียบเทียบกับระหว่างสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด กับสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น และเนื่องจากโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดนั้น มีการแยกสายอากาศที่เป็นช่องเปิดกับตัวป้อนสัญญาณ ซึ่งเป็นแบบไมโครสตริปไลน์อย่างอิสระต่อกันทำให้ง่ายต่อการออกแบบและง่ายต่อการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์

2.2 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ

พารามิเตอร์ที่จะได้กล่าวถึงในส่วนนี้ จะเป็นพารามิเตอร์ของสายอากาศ [3], [4] ที่ใช้สำหรับงานวิจัยนี้ ซึ่งสามารถหาได้จาก การคำนวณ การจำลองผล และการวัดผล จากชิ้นงานในงานวิจัยนี้

2.2.1 อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance)

เมื่อพิจารณาสายอากาศเสมือนเป็นชิ้นส่วนหนึ่งในวงจรไฟฟ้า และต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณเพื่อป้อนพลังงานให้กับสายอากาศ พลังงานจะไหลเข้าสู่สายอากาศที่ละน้อย แต่จะปรากฏว่ามีการต้านทานการไหลของพลังงานที่เรียกว่าอิมพีแดนซ์หรือความต้านทานเชิงซ้อน อิมพีแดนซ์เกิดขึ้นที่หัวของสายอากาศเรียกว่าอิมพีแดนซ์ขาเข้า สามารถหาได้ดังสมการข้างล่างนี้

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (1)$$

X_{in} คือความต้านทานเชิงจินตภาพ

R_{in} คือความต้านทานภายในประกอบด้วยสองส่วนคือ R_r คือความต้านทานจากการแพร่กระจายพลังงานคลื่นออกไปในอากาศ และ R_L คือความต้านทานของสายอากาศ

2.2.2 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio)

อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง คือ อัตราส่วนของแรงดันสูงสุดและแรงดันต่ำสุดของรูปคลื่นนิ่งบนสายนำสัญญาณ อัตราส่วนนี้เป็นค่าวัดปริมาณแรงดันที่ไหลคว่ำผิตไปจากสถานะที่โหลดแมทซ์มากที่สุดเท่าไร ตัวอย่าง เช่น $VSWR = 1$ หมายความว่าคลื่นสม่าเสมอตลอดสาย ซึ่งเป็นสถานะที่โหลดแมทซ์พอดี $VSWR = \infty$ เมื่อโหลด (Z_L) เป็ดวงจรหรือลัดวงจร ค่าแรงดันคลื่นนิ่งสามารถหาได้จาก

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2)$$

โดยที่ $\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

เมื่อ Γ คือ สัมประสิทธิ์ของแรงดันสะท้อนกลับ
 V_r คือ แรงดันสะท้อนกลับ
 V_i คือ แรงดันตกกระทบ

ซึ่งสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสามารถหาได้จากอัตราส่วนผลต่างและผลรวมระหว่างโหลดกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

เมื่อ Z_L คือ โหลดอิมพีแดนซ์
 Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

2.2.3 การสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (Return Loss)

การสูญเสียจากการสะท้อนกลับของสายอากาศจะแสดงค่ากำลังที่สูญเสียที่โหลด เมื่ออิมพีแดนซ์ของสายส่งและสายอากาศไม่แมตช์กัน ค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับมีความสัมพันธ์กับค่า VSWR ซึ่งแสดงถึงการแมตช์อิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งกับสายอากาศ โดยค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับสามารถหาได้จากสมการข้างล่างนี้

$$S_{11} = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (\text{dB}) \quad (3)$$

สำหรับการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่สมบูรณ์ระหว่างสายส่งและสายอากาศ จะเกิดขึ้นเมื่อ $\Gamma = 0$ ซึ่งจะทำให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับเป็นอนันต์ ซึ่งแสดงว่าไม่มีกำลังงานที่สะท้อนกลับ ในทำนองเดียวกันเมื่อ $\Gamma = 1$ ค่าการสูญเสียย้อนกลับจะเป็น 0 dB แสดงว่ากำลังงานสะท้อนกลับหมด สำหรับการนำไปใช้งานที่แสดงถึงประสิทธิภาพอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้นั้น VSWR ไม่ควรมีค่าเกิน 2 ซึ่งที่ตำแหน่งนี้ค่าของการสูญเสียย้อนกลับ S_{11} จะเป็นมีค่า -9.54 dB โดยประมาณ

2.2.4 แบนด์วิดท์ (Bandwidth)

แบนด์วิดท์ของสายอากาศจะถูกกำหนดโดยย่านของความถี่ที่เกิดจากผลต่างระหว่างความถี่ด้านสูงกับความถี่ด้านต่ำซึ่งขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของสายอากาศนั้น ๆ โดยทั่วไปแบนด์วิดท์จะคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของความถี่กลาง (Center Frequency) ซึ่งช่วงของความถี่หรือแบนด์วิดท์ถูกกำหนดโดย $VSWR \leq 2$ ($S_{11} \geq -9.5 \text{ dB}$) ปกติใช้ $S_{11} \geq -10 \text{ dB}$

$$BW_{\text{narrowband}} (\%) = \frac{f_u - f_l}{f_c} \times 100$$

$$BW_{\text{broadband}} (\%) = \frac{f_u}{f_l} \times 100$$

เมื่อ BW คือ แบนด์วิดท์ของสายอากาศ

f_u คือ ขอบความถี่ด้านสูงของย่านความถี่

f_l คือ ขอบความถี่ด้านต่ำของย่านความถี่

f_c คือ ความถี่กลางของย่านความถี่

2.2.5 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)

ประสิทธิภาพของสายอากาศมีความสัมพันธ์ต่อเกนหรือก็คืออัตราขยายของสายอากาศ ถ้าสายอากาศมีประสิทธิภาพสูงก็จะทำให้เกนสูงเช่นกัน ซึ่งผลรวมประสิทธิภาพนี้จะใช้แทนค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นที่จุดเชื่อมต่อสายอากาศ หรือก็คือข้อบกพร่องของสายอากาศ

สมการของประสิทธิภาพรวมของสายอากาศสามารถเขียนได้ดังนี้

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (4)$$

โดยที่ e_0 คือ ประสิทธิภาพรวมของสายอากาศ

e_r คือ ประสิทธิภาพจากการสะท้อนกลับเนื่องจากมีความไม่เหมาะสมกันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ ซึ่ง $e_r = (1 - |\Gamma|^2)$

e_c คือ ประสิทธิภาพของการเป็นตัวนำ

e_d คือ ประสิทธิภาพของการเป็นฉนวน

Γ คือ สัมประสิทธิ์ของแรงดันสะท้อนกลับที่ข้อต่อของสายอากาศ

$$[\Gamma = (Z_{in} - Z_0) / (Z_{in} + Z_0)]$$

ขณะที่ Z_{in} คือ อิมพีแดนซ์ขาเข้า Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งแบบโคแอกเชียล

โดยทั่วไปแล้วจะคำนวณหาค่า e_c และ e_d ได้ยากมาก แต่จะสามารถหาค่าได้จากการทดลอง แม้แต่การวัดก็ยังไม่สามารถทำการแยกค่าประสิทธิภาพทั้งสองออกจากกันได้ ดังนั้นเพื่อความสะดวกจะรวม e_c และ e_d เข้าด้วยกัน เป็นสมการใหม่ดังนี้

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (5)$$

โดยที่ $e_{cd} = e_c e_d$ = ประสิทธิภาพในการแพร่กระจายของสายอากาศ ซึ่งจะสัมพันธ์กับอัตราขยายและการชี้ทิศทาง

2.2.6 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)

ไดเรกทิวิตีเป็นค่าที่บอกความสามารถเชิงทิศทางของสายอากาศ เป็นอัตราส่วนระหว่างความเข้มของการแผ่พลังงานในทิศทางที่สนใจกับความเข้มของการแผ่พลังงานโดยเฉลี่ย เมื่อสมมุติว่ามีการแผ่พลังงานออกไปรอบทิศทางอย่างเท่าเทียมกัน โดยละเลยกำลังงานส่วนที่สูญเสียไป

$$D = \frac{U}{U_i} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (6)$$

เมื่อ D คือ สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

U คือ ความเข้มของการแผ่พลังงาน

U_i คือ ความเข้มเฉลี่ยของการแผ่พลังงาน

P_{rad} คือ กำลังงานที่สายอากาศแผ่ออกไป

โดยทั่วไปถ้าไม่เจาะจงทิศทางจะใช้ทิศทางที่สายอากาศแผ่พลังงานได้ดีที่สุด

$$D_0 = \frac{U_{\max}}{U_i} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \quad (7)$$

2.2.7 อัตราขยายของสายอากาศ (Gain)

อัตราขยายของสายอากาศ (เกน) เป็นสิ่งที่บ่งบอกถึงสมรรถนะหรือความสามารถของสายอากาศโดยที่เกนของสายอากาศจะมีความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดกับไดเรกทิวิตี (การชี้ทิศทาง) เกนจะเป็นการบอกถึงประสิทธิภาพของสายอากาศว่าจะดีพอ ๆ กับความสามารถในการชี้ทิศทางหรือไม่ ซึ่งไดเรกทิวิตีหรือการชี้ทิศทางนั้นเป็นเพียงการวัดที่อธิบายถึงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศ ดังนั้นไดเรกทิวิตีจึงถูกควบคุมด้วยแบบรูปที่แผ่กระจายเท่านั้น อัตราขยายของสายอากาศในทิศทางที่กำหนดจึงเป็นอัตราส่วนความเข้มในการแผ่กระจายในทิศทางที่กำหนดที่มีต่อความเข้มในการแผ่กระจายที่หาจากกำลังงานที่สายอากาศรับได้ที่เป็นการแผ่กระจายแบบไอโซโทรปิก โดยที่ความเข้มในการแผ่กระจายจะมีลักษณะเช่นเดียวกันกับกำลังงานที่แผ่กระจายแบบไอโซโทรปิกและมีค่าเท่ากับกำลังงานที่สายอากาศรับได้ที่ชี้เข้าหาด้วย 4π ซึ่งจะแสดงในรูปแบบสมการ ดังนี้

$$Gain = 4\pi \frac{\text{radiation intensity}}{\text{total input (accepted) power}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (8)$$

ในทุกกรณีที่ได้กล่าวมานี้จะมีการควบคุมด้วยเกนสัมพันธ์ (Relative gain) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกำลังอัตราขยาย (Power Gain) ในทิศทางที่กำหนดที่มีต่อเพาเวอร์เกนของสายอากาศอ้างอิงในทิศทางที่อ้างอิงนั้น โดยที่กำลังงานขาเข้าของสายอากาศทั้งสองจะต้องเท่ากัน และปกติสายอากาศที่ใช้ในการอ้างอิงมักจะเป็นสายอากาศแบบไดโพล (Dipole Antenna) สายอากาศปากแตร (Horn Antenna) หรือสายอากาศอื่น ๆ ที่สามารถคำนวณหาค่าเกนได้หรือรู้ค่าเกน อย่างไรก็ตามสายอากาศอ้างอิงที่กล่าวมานี้คือ แหล่งกำเนิดไอโซโทรปิกที่ปราศจากการสูญเสียใด ๆ ฉะนั้น

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}(\text{lossless isotropic source})} \quad (9)$$

เมื่อ P_{in} คือ กำลังงานที่ป้อนให้กับไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสีย

กำลังงานที่แผ่กระจายทั้งหมด (P_{rad}) สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ (P_{in}) ดังสมการ

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (10)$$

จากมาตรฐาน IEEE ได้กำหนดว่า เกนจะไม่รวมการสูญเสียที่เกิดจาก อิมพีแดนซ์มิสมแมทช์ (การสูญเสียจากการสะท้อนกลับที่ชี้เข้าของสายอากาศ ที่เกิดจากอิมพีแดนซ์ระหว่างสายอากาศและสายส่งสัญญาณไม่เท่ากัน) และโพลาริซไม่เหมาะสม (การสูญเสียอันเนื่องจากโพลาริซระหว่างสายอากาศด้านส่งและรับมีโพลาริซไม่เหมือนกัน) ดังนั้นในที่นี้จะขอกำหนดเกนไว้สองแบบ คือ เกน (G) และ เกนสมบูรณ์ (Absolute Gain: G_{abs}) ซึ่งมักจะต้องนำเอาการสูญเสียจากการสะท้อนกลับหรือการมิสมแมทช์กัน เข้ามามีส่วนในการคิดคำนวณด้วย

โดยการลดรูปสมการจะได้เป็นสมการใหม่ดังนี้

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad (11)$$

ซึ่งจะสัมพันธ์กับไดเรกทิวิตีดังนี้

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (12)$$

ในทำนองเดียวกัน ค่าสูงสุดของเกนก็จะสัมพันธ์กับค่าสูงสุดของไดเรกทิวิตีด้วย ดังนั้นจะได้ว่า

$$G_0 = G(\theta, \phi)|_{\max} = e_{cd} D(\theta, \phi)|_{\max} = e_{cd} D_0 \quad (13)$$

ถ้าสายอากาศแมทช์กับสายส่งสัญญาณนั้นคืออิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศ Z_{in} จะมีค่าเท่ากับคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ Z_c ของสายส่งสัญญาณ ($|\Gamma| = 0$) ดังนั้นจะทำให้เกนทั้งสองเท่ากัน

$$(G_{abs} = G)$$

โดยปกติเกนจะไม่มีหน่วย แต่มักจะนิยมใช้เกนในเทอมของเดซิเบลแทน ดังนั้นจะสามารถแทนเกนสูงสุดในเทอมของเดซิเบล ได้ดังนี้

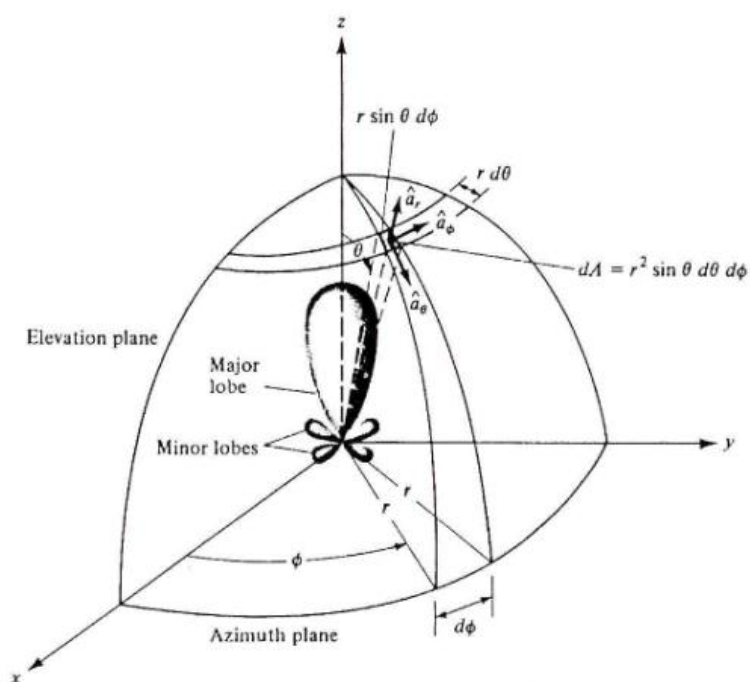
$$G_0 (dB) = 10 \log_{10} [e_{cd} D_0] \quad (14)$$

2.2.8 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ (Radiation Pattern)

แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) คือรูปภาพที่ใช้เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของพิกัดในอากาศ (Space Coordinate) โดยส่วนใหญ่แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นนี้จะพิจารณาในบริเวณสนามระยะไกล (Far Field)

การอธิบายคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่น จะอาศัยคุณสมบัติต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ คือ ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Intensity) ความเข้มของสนาม (Field Strength) เฟส (Phase) หรือโพลาไรเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงรูปแบบของพลังงานที่เป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่มีรัศมีคงที่

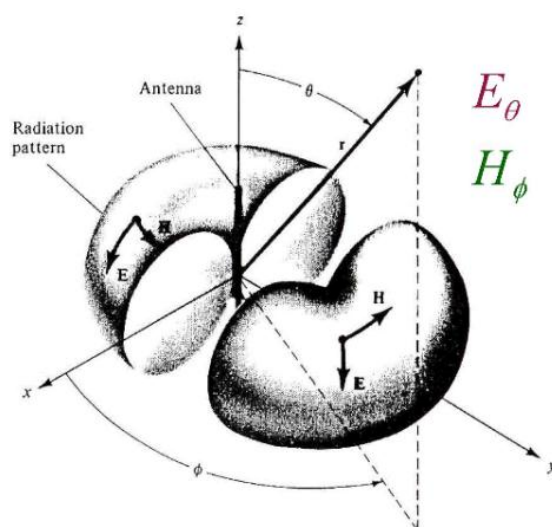
รูปที่ 1 แสดงระบบโคออดิเนต ที่ใช้แสดงคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่น สำหรับการใช้เส้นเพื่อแสดงกำลังงานที่สายอากาศรับได้ตามแนวรัศมีที่มีค่าคงที่มีชื่อเรียกว่า แบบรูปกำลังงาน (Power Pattern) ของสายอากาศ และกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่าง ๆ ที่มีรัศมีคงที่ เรียกว่าแบบรูปสนาม (Field Pattern) ของสายอากาศนั้น



รูปที่ 2.1 ระบบโคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ

2.2.9 แบบรูปแบบ ไอโซโทรปิก ไดเรกชันแนล และออมนิไดเรกชันแนล

ตัวแผ่กระจายคลื่นไอโซโทรปิก (Isotropic Radiator) คือสายอากาศที่ถูกสมมุติขึ้น โดยมีคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นเท่ากันในทุกทิศทางด้วยความเข้มสนามเท่ากัน โดยจะเป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่ไม่สามารถสร้างจริงได้ แต่มักจะใช้เพื่อเป็นตัวเปรียบเทียบกับสายอากาศจริงเกี่ยวกับการแสดงคุณสมบัติ แสดงทิศทางของสายอากาศ



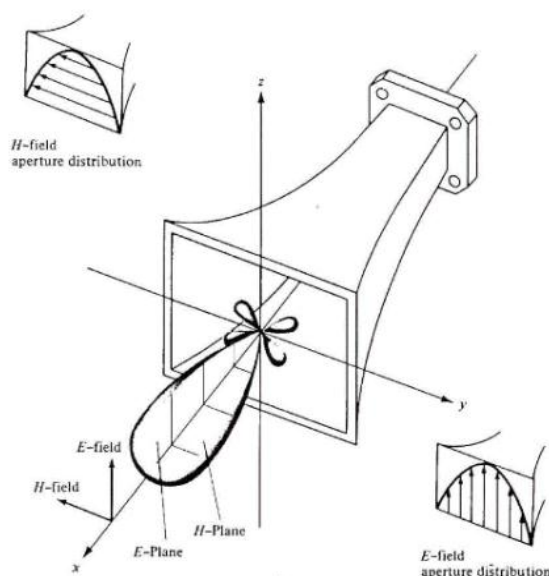
รูปที่ 2.2 แบบรูปของสายอากาศแบบออมนิไดเรกชันแนล (Omni-directional)

สายอากาศแบบรอบทิศทาง (Omni-directional Antenna) นี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2 ส่วนสายอากาศแบบชี้ทิศทาง (Directional Antenna) คือสายอากาศซึ่งมีคุณสมบัติของการส่งหรือการรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดี โดยเฉพาะทิศทางที่กำหนดเท่านั้น

จากรูปจะเห็นว่าแบบรูปนี้ไม่มีทิศทางในระนาบมุมกวาด (Azimuth Plane) [$f(\phi), \theta =$ ค่าคงที่] แต่เป็นแบบชี้ทิศทางในระนาบมุมยก (Elevation Plane) [$g(\theta), \phi =$ ค่าคงที่]

2.2.10 แบบรูปหลัก (Principle Pattern)

โดยส่วนใหญ่แล้วมักจะอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศในเทอมของแบบรูปหลัก (Principle Pattern) ของสนามไฟฟ้า (Electric Field) และสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field) สำหรับสายอากาศแบบโพลาไรซ์เชิงเส้น (Linearly Polarization) แบบรูปในระนาบ E เป็นระนาบที่ประกอบด้วยเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนแบบรูปในระนาบ H จะเป็นระนาบที่ประกอบด้วยเวกเตอร์สนามแม่เหล็กและทิศทางของการแผ่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด จากรูปที่ 3 แสดงการแผ่กระจายคลื่นที่แสดงให้เห็นว่า ระนาบ xz (ระนาบมุมกวาด: $\phi = 0$) เป็นระนาบ E และมีระนาบ xy (ระนาบมุมยก: $\theta = \pi/2$) เป็นระนาบ H



รูปที่ 2.3 แบบรูปหลักสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร (Horn Antenna)

2.2.11 บริเวณต่าง ๆ ของสนามจากสายอากาศ

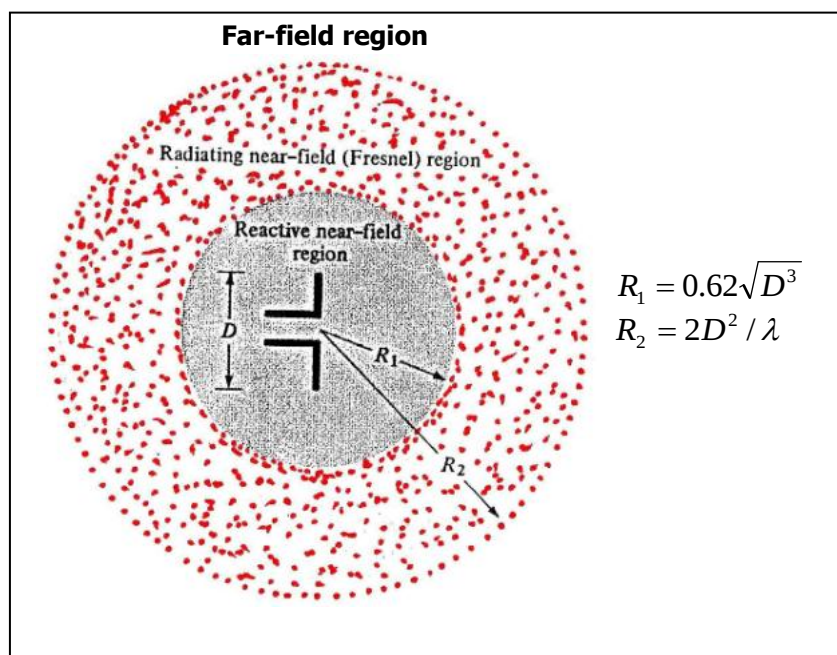
โดยทั่วไปแล้วมักจะแบ่งบริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศออกเป็น 3 ส่วน คือ สนามรีแอคทีฟระยะใกล้ (reactive-Near Field) สนามกระจายระยะใกล้ (Radiating-Near Field) และสนามระยะไกล (Far Field) ดังแสดงในรูปที่ 4

บริเวณสนามรีแอคทีฟระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามที่ล้อมรอบใกล้สายอากาศมากที่สุด และเป็นสนามชนิดรีแอคทีฟเป็นส่วนใหญ่ บริเวณนี้จะมีระยะทาง $R < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ จากผิวของสายอากาศ เมื่อ λ เป็นความยาวคลื่น และ D เป็นมิติที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ

บริเวณสนามกระจายระยะใกล้ เป็นบริเวณสนามของสายอากาศที่อยู่ระหว่างบริเวณของสนามรีแอคทีฟระยะใกล้กับบริเวณสนามระยะไกล โดยสนามที่กระจายอยู่เป็นส่วนใหญ่เป็นการกระจายของสนามตามมุมต่าง ๆ ที่ขึ้นอยู่กับระยะห่างจากสายอากาศ ถ้าขนาดที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศมีขนาดเล็ก

กว่าความยาวคลื่นเมื่อเปรียบเทียบกับ สนามในบริเวณนี้อาจจะไม่เกิดขึ้น ดังนั้นบริเวณขอบภายในของ สนามนี้จะอยู่ที่ระยะทาง $R \geq 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ และขอบนอกอยู่ที่ระยะ $R < \frac{2D^2}{\lambda}$ โดยที่ D เป็นขนาดที่ใหญ่ที่สุดของสายอากาศ นั่นคือ $0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R < \frac{2D^2}{\lambda}$

บริเวณสนามระยะไกล เป็นบริเวณสนามของสายอากาศ ซึ่งการแผ่กระจายของสนามของ สายอากาศตามมุมต่าง ๆ ไม่ขึ้นกับระยะห่างจากสายอากาศ ถ้าสายอากาศมีมิติใหญ่ที่สุดเท่ากับ D บริเวณ สนามระยะไกลจะเกิดขึ้นที่ระยะทาง $R \geq \frac{2D^2}{\lambda}$ ห่างจากสายอากาศ ในบริเวณนี้ส่วนประกอบสนามโดย พื้นฐานจะมีลักษณะเป็นสนามตัดขวาง (Transverse Field) และการแผ่กระจายของสนามตามมุมต่าง ๆ จะไม่ขึ้นอยู่กับระยะรัศมีที่วัดได้ ขอบในของบริเวณดังกล่าวจะกลายเป็นระยะรัศมี คือ $R = \frac{2D^2}{\lambda}$ และ ขอบนอกมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งบริเวณต่าง ๆ ของสนามจากสายอากาศสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4



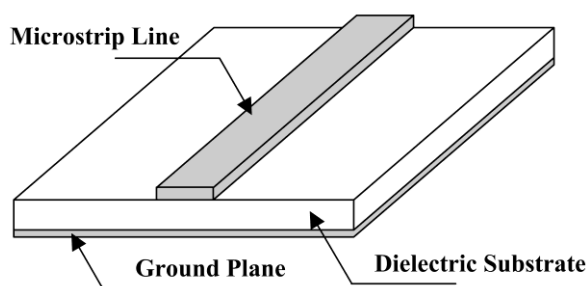
รูปที่ 2.4 การแบ่งบริเวณของสนามจากสายอากาศ

2.3 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายส่งและสายอากาศแบบไมโครสตริป

2.3.1 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ (Microstrip Line)

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ (Microstrip Line) โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้าง ดังที่แสดงไว้ใน รูปที่ 5 กล่าวคือ จะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบ ๆ อยู่บนวัสดุฐานรอง ซึ่งเป็นฉนวนที่นิยมเรียก กันว่าสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า จะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบ ๆ กับระนาบกราวด์ ความหนาของวัสดุ

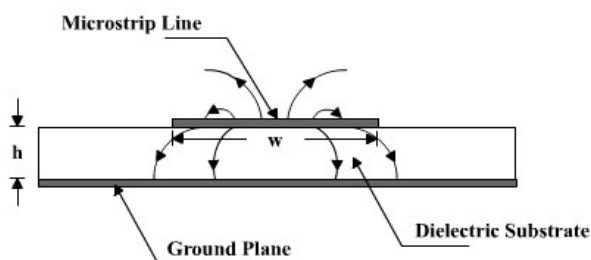
ฐานรองและความกว้างของไมโครสตริปไลน์นั้น จะขึ้นอยู่กับค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ของสายโคแอกเซียลที่ต้องการ สำหรับวัสดุฐานรองที่ใช้กันทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน และคุณสมบัติที่สำคัญของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้ คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ซึ่งจะเป็นค่าที่บอกถึงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอากาศว่าง ค่านี้จะส่งผลทำให้คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปไลน์มีการเปลี่ยนแปลง ค่า Loss Tangent ($\tan \delta$) ที่ความถี่ 10 GHz คือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสที่เข้ามาแทนที่ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้รู้ว่าสารไดอิเล็กตริกซึ่งเป็นฉนวนนั้นมีการสูญเสีย อันเนื่องจากการนำกระแสน้อยเพียงใด โดยที่มีค่ายิ่งต่ำก็ยิ่งดี ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) เป็นค่าที่แสดงให้รู้ว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี ค่าสุดท้ายเป็นค่าความขรุขระของผิวและความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) ซึ่งความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริปไลน์ เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่าความขรุขระมาก สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้านั้นจะบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าทนแรงไฟสูงจะดีกว่าค่าทนแรงไฟต่ำ



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์

2.3.2 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริปไลน์

ถึงแม้ว่าสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะมีโครงสร้างแบบง่าย ๆ แต่เมื่อทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยาก เมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายส่งสัญญาณแบบอื่น อย่างไรก็ตามได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎี และพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปไลน์นั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM (Transverse ElectroMagnetic) มาก แต่จะไม่ใช่มอด TEM เสียทีเดียว จึงเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) ซึ่งแสดงดังรูปข้างล่างนี้ โดยแสดงถึงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งแบบไมโครสตริปไลน์



w คือ ความกว้างของไมโครสตริปไลน์

h คือ ความหนาของวัสดุฐานรอง

รูปที่ 2.6 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์

สำหรับสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์นี้ คลื่นที่ส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM พอจะอนุโลมให้เป็นโหมด TEM ได้ โดยสามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณลักษณะของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ได้ กล่าวคือถ้าสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณหาคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ได้ อย่างไรก็ตามในการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ จะมีความยุ่งยากมากกว่าสายส่งสัญญาณแบบคู่ขนานหรือสายโคแอกเซียล เพราะสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์มีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กตริก

ถึงแม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะมีความยุ่งยากมากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้น โดยใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant: ϵ_{eff}) ของระบบซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ดังนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่หาได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ไปด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองของผู้เชี่ยวชาญพบว่า ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz ลงมา ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงไปอันเนื่องมาจากกรณีของไฟฟ้าสถิตน้อยมาก จึงอนุโลมให้ใช้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz จะต้องคำนึงถึงการปรับแต่งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้น จะใช้แนวคิดของวงจรกระจายดังต่อไปนี้ คือ เมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปในไมโครสตริปเป็นโหมด TEM คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Z_0) ของสายส่งสัญญาณ จะเขียนในรูปของค่าอินดักแตนซ์ (L) ต่อหนึ่งหน่วยความยาว และค่าคาปาซิแตนซ์ (C_0) ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ในรูปต่อไปนี้

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (15)$$

โดยที่ Z_0 เป็นอิมพีแดนซ์ทางอากาศว่าง (Free space impedance)

C_0 เป็นคาปาซิแตนซ์เมื่อวัสดุฐานรองเป็นอากาศ

ในขณะเดียวกันความเร็วเฟส (Phase Velocity: v_p) จะเขียนได้เป็น

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad (16)$$

จากสมการ สามารถเขียน Z_0 ในรูปของ v_p กับ L หรือ C_0 ได้ดังนี้

$$Z_0 = v_p L \quad (17)$$

ในขั้นต่อไปจะทำการพิจารณา กรณีที่วัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกถูกเอาออกไปเหลือแต่อากาศเพียงอย่างเดียวเท่านั้นที่โอบล้อมสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปอยู่ ซึ่งในสภาพเช่นนี้ ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านจะมีค่าเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะ

เปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดักแตนซ์ไม่ถูกกระทบ ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง C กับความเร็วเฟสในรูปต่อไปนี้

$$v_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (18)$$

ในขณะเดียวกันค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Z_c) ก็เขียนได้ดังนี้

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (19)$$

เมื่อนำสมการ (18) ทหารด้วย (16) จะได้ผลดังนี้

$$\frac{C_0}{C} = \left(\frac{C_0}{v_p} \right)^2 \quad (20)$$

ตามนิยามโดยทั่ว ๆ ไปค่าของ C_0/C เป็นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของสารไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ค่านี้จะเปรียบเสมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{C}{v_p} \right)^2 \quad (21)$$

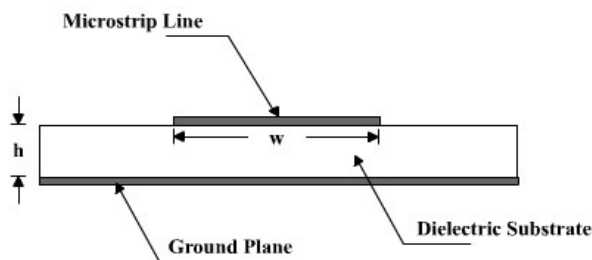
จากสมการทั้งหมด สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_0 และ ϵ_{eff} ได้ดังนี้

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (22)$$

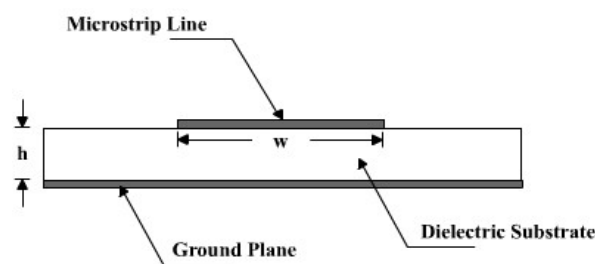
$$Z_0 = Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (23)$$

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{Z_0}{Z_c} \right)^2 = \frac{C}{C_0}, \quad C = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{v_c Z_0} \quad (24)$$

จากสมการที่กล่าวมาข้างต้น ถ้ารู้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล ก็จะทำให้สามารถคำนวณคุณสมบัติอื่นตามมาได้ อย่างไรก็ตามค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลง ตามความกว้างของไมโครสตริป เมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของวัสดุฐานรอง ซึ่งพิจารณาได้ 2 กรณี ดังต่อไปนี้ กรณีแรกคือกรณีที่ $w/h \gg 1$ แสดงไว้ดังรูปที่ 7 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ระหว่างบริเวณที่มีแถบสตริปกับระนาบกราวด์ สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของวัสดุฐานรอง สำหรับกรณีที่สองคือกรณีที่ $w/h \ll 1$ แสดงดังรูปที่ 8



รูปที่ 2.7 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$



รูปที่ 2.8 สายส่งไมโครสตริปที่มี $w/h \ll 1$

ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านวัสดุฐานรองครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ $(\epsilon_r + 1)/2$ จากที่อธิบายมานี้ จะเห็นได้ว่า ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่า w/h ดังนั้นจึงได้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่สามารถออกแบบได้ดังสมการที่ (25)

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (25)$$

และเพื่อความสะดวกในการคำนวณและการออกแบบต่อไป ได้มีการเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลในรูปต่อไปนี้

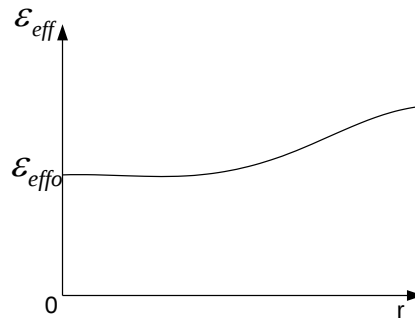
$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1), \quad \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (26)$$

ค่า q ในสมการ (2.6) นี้ถูกเรียกว่าฟิลลิงแฟกเตอร์ (Filling factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้รู้ว่าวัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริก จะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตริปนั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลตามสมการ (2.6) ค่าของ q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงกว่า 2 GHz จะได้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย โดยทำให้ได้ดังสมการ (27)

$$\epsilon_{eff}(f) = \left(\frac{C}{v_p(f)} \right)^2 \quad (27)$$

เมื่อพิจารณาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพตามสมการที่ (2.7) จะพบว่าในช่วงความถี่ต่ำ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพจะลู่เข้าหา กรณีของไฟฟ้าสถิต และเมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นเข้าหาค่าอนันต์ จะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพลู่เข้าสู่ ϵ_r ของวัสดุฐานรอง เพราะความเร็วเฟสจะลู่เข้าสู่ความเร็วของแสงในสารไดอิเล็กตริกที่เป็นวัสดุฐานรอง ซึ่งโดยทั่วไปการเปลี่ยนแปลงค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพตามความถี่จะเป็นไปตามรูปที่ 9 โดยค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพนั้นจะสูงขึ้นตามความถี่



รูปที่ 2.9 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพ

ในกรณี $w/h < 1$ จะได้ไลน์อิมพีแดนซ์ (Line impedance: Z_0)

$$Z_0 = \frac{Z_f}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(8\frac{w}{h} + \frac{w}{4h}\right) \quad (28)$$

โดยที่ Z_f คือ อิมพีแดนซ์ในอากาศว่าง (Impedance in free space)

$$= \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 376.8 \text{ โอห์ม} \approx 377 \text{ โอห์ม}$$

μ_0 = Permeability in vacuum = $4\pi \times 10^{-7}$ H/m

ϵ_0 = Permittivity in vacuum = 8.85418×10^{-12} F/m

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12\frac{h}{w}\right)^{-1/2} + 0.04\left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad (29)$$

ในกรณี $w/h > 1$ จะได้

$$Z_0 = \frac{Z_f}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left(1.393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln\left(\frac{w}{h} + 1.44\right)\right)} \quad (30)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12\frac{h}{w}\right)^{-1/2} \quad (31)$$

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98}{0.8w + T} \right) \quad (32)$$

โดยที่ T คือ ความหนาของแผ่นตัวนำ

โดยทั่วไปความยาวคลื่นในวัสดุฐานรองสามารถหาได้จาก

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (33)$$

โดยที่ λ_g เป็นความยาวคลื่นในวัสดุฐานรอง (Guide wavelength)

c เป็นความเร็วแสงในอากาศ (Speed of light)

f เป็นความถี่ที่ใช้งาน (Operating frequency)

ในกรณี $w/h \leq 2$ จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการ

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^A}{e^{\frac{2A}{2A-2}} - 2} \quad (34)$$

$$\text{เมื่อ} \quad A = 2\pi \frac{Z_0}{Z_f} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r - 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (35)$$

ในกรณี $w/h \geq 2$ จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการ

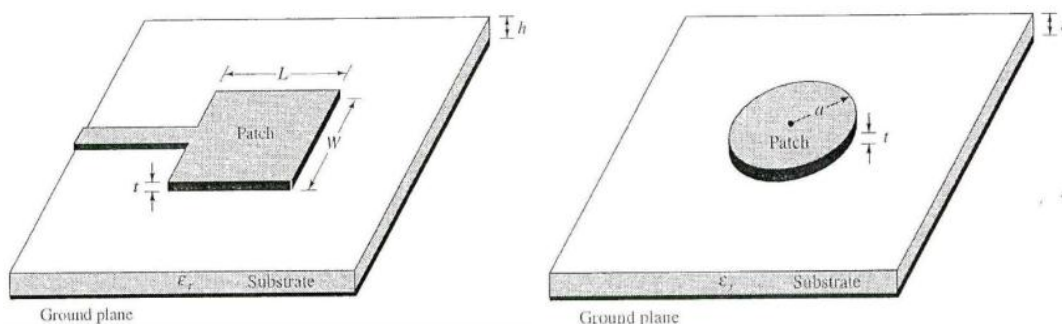
$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \quad (36)$$

$$\text{เมื่อ} \quad B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (37)$$

2.4 สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Antenna)

ปัจจุบันนี้สายอากาศไมโครสตริปได้รับความนิยมมาก สายอากาศชนิดนี้ถูกนำมาใช้ประโยชน์ทั้งภาครัฐและบุคคลทั่วไป โดยสามารถพบได้จาก โทรศัพท์เคลื่อนที่ คอมพิวเตอร์ รวมไปถึงอุปกรณ์ที่ใช้งานระบบ WiFi สายอากาศไมโครสตริปประกอบด้วย ชิ้นตัวนำ (Patch) วางอยู่บนวัสดุฐานรองที่เรียกว่าซับสเตรท (Substrate) รูปทรงของชิ้นตัวนำนั้นสามารถออกแบบได้หลากหลายรูปแบบ แสดงได้ดังรูป ซึ่งเป็นรูปร่างที่ได้รับความนิยมที่สุด เพราะสร้างและวิเคราะห์ได้ง่าย มีคุณสมบัติในการแพร่กระจายคลื่นที่ดี มีโพลาไรซ์ไขว้ต่ำ (Low-cross-polarized) มีรูปร่างไม่ซับซ้อน (Low-profile) เหมาะกับผิวที่เป็นแผ่นระนาบ (Planar) และไม่ระนาบ (Non-planar) สามารถสร้างได้ง่าย และราคาไม่แพงมาก สามารถสร้างได้ด้วยแผ่นวงจรพิมพ์ที่ทันสมัย สายอากาศชนิดนี้สามารถนำไปรวมกับอุปกรณ์

อื่น ๆ ได้ง่ายเนื่องจากมีพื้นผิวราบ เช่น เครื่องบิน ยานอวกาศ ดาวเทียม จรวด รถยนต์ โทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น



(ก) แผ่นสี่เหลี่ยม (Rectangular patch)

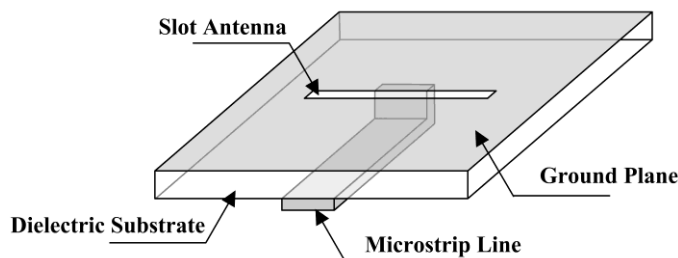
(ข) แผ่นวงกลม (Circular patch)

รูปที่ 2.10 สายอากาศแบบไมโครสตริปแบบแผ่น

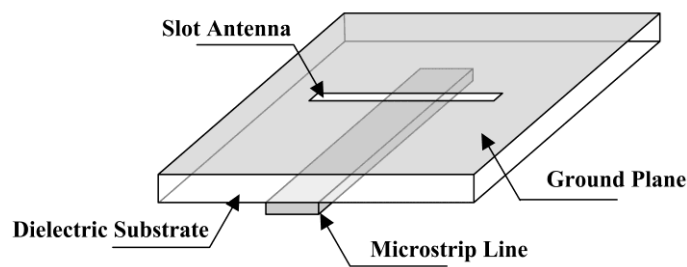
สำหรับสายอากาศอีกแบบหนึ่งที่มีความนิยมสูงเช่นกัน คือ สายอากาศแบบช่องเปิด ซึ่งเป็นสายอากาศที่ใช้วิธีการเจาะช่องเปิดบนระนาบกราวด์ ส่วนสายป้อนสัญญาณที่นิยมใช้จะมีสองแบบคือ แบบไมโครสตริปไลน์ซึ่งอยู่บนระนาบตรงข้ามกับระนาบกราวด์ และแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) ซึ่งอยู่ระนาบเดียวกันกับระนาบกราวด์

2.4.1 สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด

โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดประกอบด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์และสายอากาศแบบช่องเปิดวางซึ่งอยู่คนละระนาบกัน โดยช่องเปิดจะอยู่บนระนาบกราวด์ มีวัสดุฐานรองที่เป็นฉนวนเป็นตัวกั้นกลางระหว่างสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์กับสายอากาศแบบช่องเปิด โดยมีลักษณะของการส่งผ่านสัญญาณของคลื่นอยู่ 2 แบบหลัก ๆ คือ แบบปิดวงจร ซึ่งจะเป็นการต่อตัวนำจากสายส่งสัญญาณผ่านวัสดุฐานรองไปปิดวงจรที่ขอบของช่องเปิด (Microstrip Terminated in a Short Circuit) ดังรูปที่ 11 และอีกวิธีคือ แบบเปิดวงจร (Microstrip Terminated in an Open Circuit) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบปิดวงจร



รูปที่ 2.12 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดที่ส่งผ่านคลื่นแบบเปิดวงจร

2.4.2 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบช่องเปิด

สายอากาศแบบช่องเปิดนี้ การกระจายคลื่นผ่านหลายตัวกลาง ซึ่งเกิดเนื่องมาจากแหล่งกำเนิดคลื่นนั้นอยู่ที่บริเวณหนึ่ง ส่วนคลื่นที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศจะกระจายไปอยู่ในอีกบริเวณหนึ่ง ซึ่งมีตัวกลางที่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 13 จากรูปแสดงให้เห็นการเดินทางของคลื่นจากตัวกลางที่ 1 ไปยังตัวกลางที่ 2 โดยที่ตัวกลางที่ 1 ถูกปิดล้อมด้วยผิวปิด S' ถ้าตัวกลางที่ 1 และตัวกลางที่ 2 มีค่าคงที่ของตัวกลางไม่เหมือนกัน หรือมีค่าอินทรินสิกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic impedance: η) ไม่เหมือนกัน การเคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดคลื่นเมื่อกระทบกับผิวขอบเขตจะเกิดการสะท้อนกลับของคลื่นเข้าสู่ตัวกลางที่ 1 ส่วนหนึ่ง และส่งผ่านคลื่นเข้าไปในตัวกลางที่ 2 อีกส่วนหนึ่ง ดังนั้นถ้าให้ $\vec{E}^i$ และ $\vec{H}^i$ เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่น โดยที่ $\vec{E}^r$ และ $\vec{H}^r$ เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการสะท้อนที่ผิวขอบเขต ส่วน $\vec{E}^t$ และ $\vec{H}^t$ เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ส่งผ่านเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ดังนั้นในตัวกลางที่ 1 คลื่นที่ปรากฏอยู่ก็คือ ผลบวกระหว่างคลื่นตกกระทบกับคลื่นสะท้อนรวมกัน ส่วนในตัวกลางที่ 2 จะมีเพียงคลื่นที่ส่งผ่าน โดยสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\vec{E}_t^i + \vec{E}_t^r = \vec{E}_t^t \quad (38)$$

$$\vec{H}_t^i + \vec{H}_t^r = \vec{H}_t^t \quad (39)$$

เมื่อ E คือความเข้มสนามไฟฟ้า (Electric field strength) V/m

H คือความเข้มสนามแม่เหล็ก (Magnetic field strength) A/m

โดยที่ตัวห้อย t หมายถึงส่วนประกอบของสนามในแนวขนานกับผิวขอบเขต

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่ต่อเนื่องที่เกิดขึ้นตรงผิวขอบเขตนั้น จึงสามารถคิดได้ว่าเกิดขึ้นเนื่องจากกระแสไฟฟ้าสมมูลย์ และกระแสแม่เหล็กสมมูลย์ที่กระจายอยู่บนขอบเขต ซึ่งอยู่ในรูปสมการต่อไปนี้

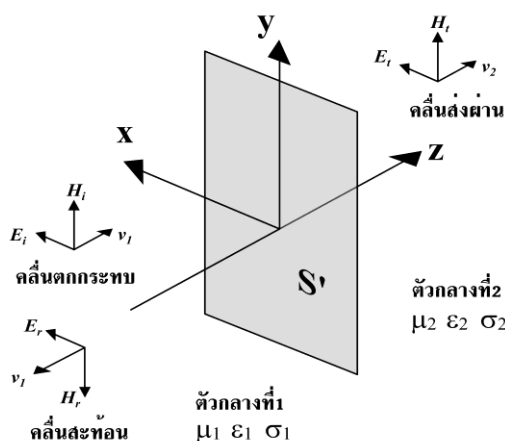
$$\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}_t^i \quad (40)$$

$$\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}_t^i \quad (41)$$

โดยที่ $\vec{J}$ คือ กระแสไฟฟ้าสมมูลย์

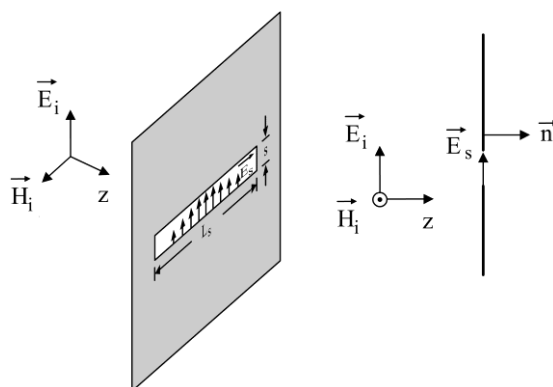
$\vec{M}$ คือ กระแสแม่เหล็กสมมูลย์

$\vec{n}$ คือ เวกเตอร์หน่วยที่ผิวขอบเขต



รูปที่ 2.13 การสะท้อนและการส่งผ่านคลื่น

เมื่อคลื่นที่เคลื่อนที่เข้ากระทบแผ่นตัวนำสมบูรณ์แบบที่มีช่องเปิดแคบ ๆ ดังรูปที่ 13 โดยมีทิศของสนามไฟฟ้าตั้งฉากกับแนวของช่องเปิด และถ้าให้ความกว้างของช่องเปิด (S) มีค่าน้อย ๆ นั้นหมายความว่าเมื่อช่องเปิดแคบมาก ๆ กระแสไฟฟ้าสมมูล ($\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}^i$) จะมีขนาดจำกัด และเมื่อให้ S เข้าใกล้ศูนย์ กระแสไฟฟ้าสมมูลที่วางนี้อาจตัดทิ้งได้ เพราะเนื่องจากมีขนาดเล็กมาก แต่ส่วนที่เป็นกระแสแม่เหล็กสมมูล ($\vec{M} = -\vec{n} \times \vec{E}^i$) นั้นไม่สามารถที่จะตัดทิ้งได้ เพราะเมื่อ S เข้าใกล้ศูนย์ สนามไฟฟ้าที่ช่องเปิดจะลู่เข้าหาอนันต์จึงไม่สามารถตัดทิ้งได้



รูปที่ 2.14 การกระจายคลื่นจากช่องเปิด

2.4.3 การเกิดฮาร์โมนิกส์

กรณีเกิดการสะท้อนกลับของคลื่นที่ปลายลวดตัวนำ จะพบว่าจำนวนของคลื่นนิ่งเท่ากับจำนวนเท่าของความยาวลวดตัวนำในหน่วยครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น

ตัวอย่างเช่น ถ้าลวดตัวนำมีความยาวขนาด 2 เท่าของครึ่งความยาวคลื่น $2 \times (\frac{\lambda}{2})$ จะมีคลื่นนิ่งเท่ากับ 2 หรือกรณีที่ลวดตัวนำมีความยาวเป็น 3 เท่าของครึ่งความยาวคลื่น $3 \times (\frac{\lambda}{2})$ จะมีจำนวนคลื่นนิ่งเท่ากับ 3

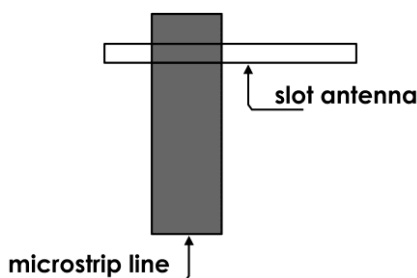
ในขณะที่ลวดตัวนำมีความยาวมากขึ้น (เป็นจำนวนเท่าของ $\lambda/2$) พบว่าจะเกิดเรโซแนนซ์ที่ความถี่เดียวกับลวดตัวนำที่ยาว $\lambda/2$ และจะเกิดเรโซแนนซ์ในขณะที่ลวดตัวนำยาวเป็นสองเท่าหรือมากกว่าครึ่งความยาวคลื่น ซึ่งเรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นนี้จะเรียกว่า ฮาร์โมนิกส์เรโซแนนซ์ (Harmonically resonance)

ขณะเดียวกันจำนวนฮาร์โมนิกส์จะเท่ากับจำนวนคลื่นนิ่ง เช่น ลวดตัวนำยาว 2 เท่าของครึ่งความยาวคลื่น จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกลำดับที่สอง (Second harmonic) เป็นต้น

2.4.4 การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบช่องเปิด

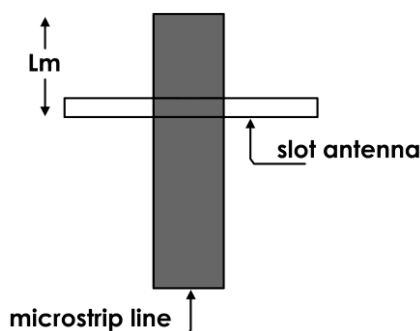
การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด โดยพื้นฐานจะมีด้วยกัน 3 วิธี คือ

1. วิธีเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดบนระนาบกราวด์ ออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ (Offset Microstrip Feeding) เป็นวิธีเลื่อนหรือเปลี่ยนตำแหน่งของจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ โดยเลื่อนไปทางซ้ายหรือทางขวาเท่านั้น ดังรูปที่ 15



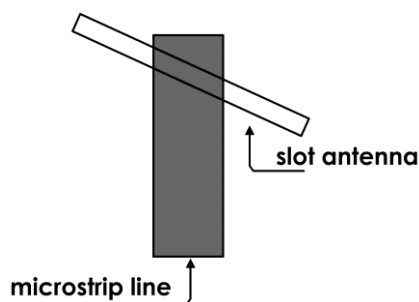
รูปที่ 2.15 วิธีการเลื่อนจุดกึ่งกลางของช่องเปิดออกจากจุดกึ่งกลางของสายส่งสัญญาณ

2. วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น (Stub-Turning) วิธีนี้จะเป็นการเปลี่ยนขนาดความยาวของสายส่งสัญญาณ จากรูปที่ 16 กำหนดให้ L_m เป็นความยาวของท่อนสั้นที่วัดเทียบจากขอบของช่องเปิดจนถึงปลายสายส่งสัญญาณ การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้จะมีผลต่อความถี่ตอบสนองด้วย



รูปที่ 2.16 วิธีการปรับความยาวท่อนสั้น

3. วิธีการหมุนช่องเปิด (Center-fed but Inclined Microstripline Feed) วิธีการแบบนี้เป็นวิธีการทำให้ช่องเปิดไม่ตั้งฉากกับสายส่งสัญญาณ แสดงดังรูปที่ 17 ซึ่งการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์วิธีนี้จะมี ความยุ่งยากและไม่ค่อยได้รับความนิยม



รูปที่ 2.17 วิธีการหมุนช่องเปิด

บทสรุป

การศึกษาลักษณะโครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริป คุณลักษณะและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ รวมทั้งความหมายและวิธีการคำนวณพารามิเตอร์เบื้องต้น เป็นสิ่งที่จำเป็นในการใช้พิจารณาคุณสมบัติที่สำคัญของสายอากาศ เช่น อิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input Impedance) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio) การสูญเสียจากการย้อนกลับ (Return Loss) แบนด์วิดท์ (Bandwidth) ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency) สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ (Radiation Pattern) เป็นต้น สำหรับสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด ที่เป็นรูปแบบสายอากาศที่ใช้ในงานวิจัยนี้ จะต้องศึกษาถึง คุณลักษณะทั่วไป โครงสร้างพื้นฐาน การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด การเกิดฮาร์โมนิกส์ และการทำแมตช์อิมพีแดนซ์ ซึ่งสิ่งเหล่านี้เป็นพื้นฐานที่สำคัญในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด เพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ตามที่ต้องการ

บทที่ 3

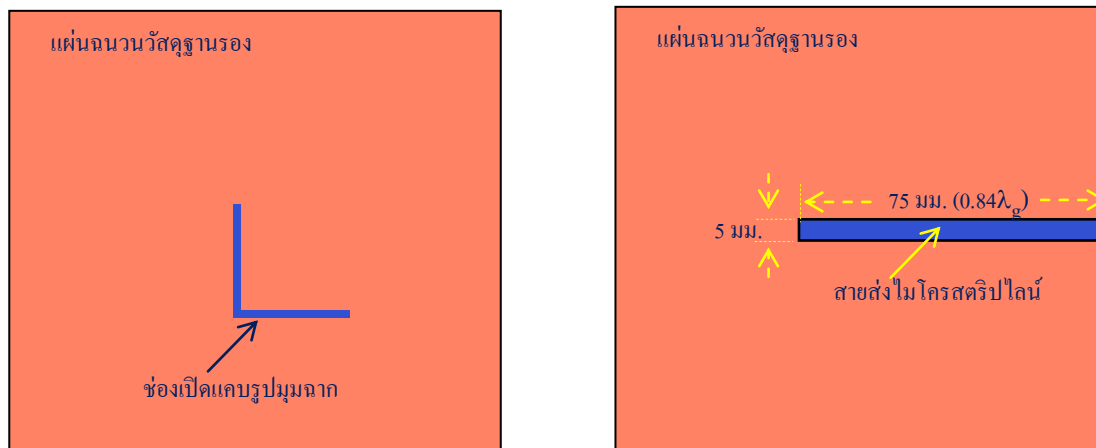
การออกแบบและการสร้าง สายอากาศช่องเปิดหลายความถี่เรโซแนนซ์

3.1 หลักการออกแบบสายอากาศ

งานวิจัยนี้เป็นการนำเสนอ สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดแคบรูปมุมฉากที่จัดวางอยู่บนระนาบกราวด์ และมีสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์วางอยู่ในระนาบตรงกันข้าม ช่องเปิดแคบรูปมุมฉากจะมีแขนทั้งสองข้างเท่ากันเป็นตัวแพร่กระจายคลื่น ซึ่งจะเป็นรูปแบบหลักของช่องเปิดที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ตามต้องการ และจากการศึกษาและวิเคราะห์พบว่าช่องเปิดแคบรูปมุมฉากมีความเหมาะสมที่สุดในการนำมาจัดเรียงเป็นแถวลำดับอยู่เหนือไมโครสตริปไลน์ ในการออกแบบครั้งนี้ จะใช้ความยาวและความกว้างของไมโครสตริปไลน์คงที่ไม่ว่าจะออกแบบเพียงหนึ่งความถี่เรโซแนนซ์หรือหลายความถี่เรโซแนนซ์ก็ตาม โดยการจัดวางจะเริ่มตั้งแต่ 1 ความถี่เรโซแนนซ์ และเพิ่มช่องเปิดทีละช่องจนครบ 6 ช่องเปิด เพื่อให้ได้ 6 ความถี่เรโซแนนซ์ที่มีความถี่ประมาณใกล้เคียงกับความถี่กึ่งกลางของมาตรฐานความถี่ไร้สายใน WLAN, WiMAX, และ โทรศัพท์เคลื่อนที่ 2.1 GHz และนอกจากนี้จะไม่เปลี่ยนตำแหน่งการวางช่องเปิดที่ตั้งฉากอยู่เหนือแนวแกนไมโครสตริปไลน์ กล่าวคือจะไม่มีการเลื่อนช่องเปิดไปตามแนวแกนไมโครสตริปไลน์ แต่จะใช้วิธีการปรับเลื่อนช่องเปิดในแนวตั้งฉากแทนเพื่อผลของการแมทช์อิมพีแดนซ์

3.2 โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิดรูปมุมฉาก

โครงสร้างของสายอากาศช่องเปิด ที่จะนำไปทำการจำลองผลและวิเคราะห์สายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D Zeland [5] แสดงดังรูปที่ 18



(ก) สายอากาศช่องเปิดบนระนาบกราวด์

(ข) ระบายสายส่งไมโครสตริปไลน์

รูปที่ 3.1 โครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศช่องเปิดแคบรูปมุมฉากเดี่ยว

โครงสร้างสายอากาศในรูปที่ 8 แสดงสองระนาบของแผ่นวงจรพิมพ์ (print circuit board) โดยที่ระนาบกราวด์จะเป็นระนาบของช่องเปิด และระนาบตรงข้ามเป็นระนาบของสายส่งไมโครสตริปไลน์ ชนิดของแผ่นวงจรพิมพ์ที่เลือกใช้ คือ RT/Duroid 5880 ซึ่งมีค่าไดอิเล็กตริกคงที่ (ϵ_r)=2.2 มีความหนา (h)=1.575 มม ค่าการสูญเสียที่ความถี่ 10 GHz (loss tangent) = 0.0009

ขั้นตอนแรกของการออกแบบ คือ คำนวณหาความกว้างของไมโครสตริปไลน์ โดยใช้สมการที่ (36) และสมการที่ (37) ซึ่งจากการคำนวณจะได้ความกว้างของไมโครสตริปไลน์ประมาณ 4.939 มม ดังนั้นในการจำลองผลจะใช้ความกว้างของไมโครสตริปไลน์เท่ากับ 5 มม ขั้นตอนต่อไปคือ คำนวณหาค่าความยาวคลื่นในวัสดุฐานรองหรืออาจเรียกว่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ของทุกความถี่ออกแบบที่ต้องการโดยใช้สมการ (31) และสมการ (33) ผลการคำนวณแสดงในตารางที่ 1

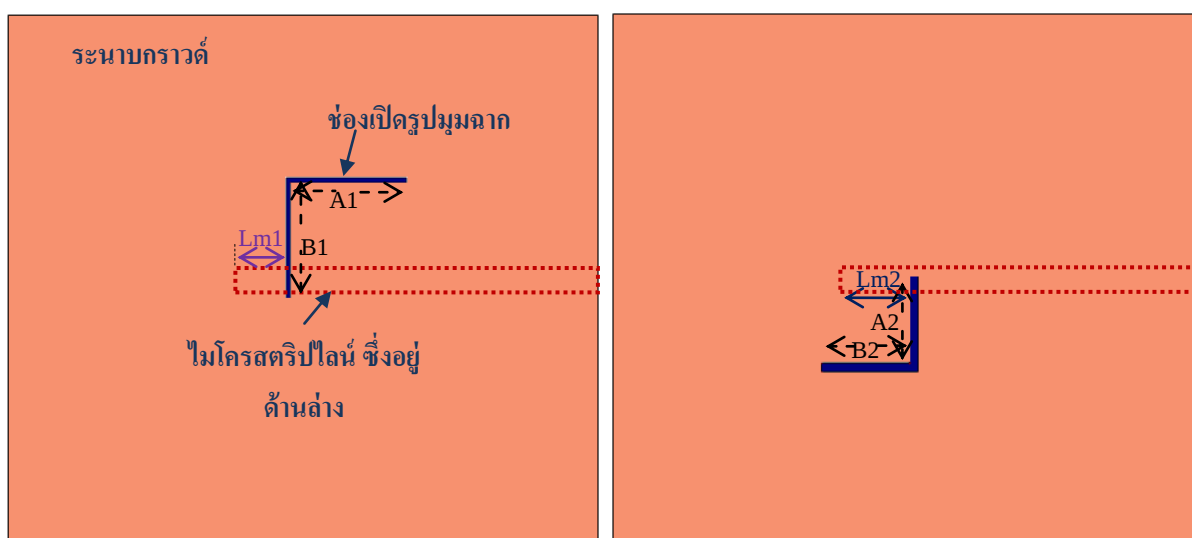
ตารางที่ 3.1 ความยาวคลื่นในวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ที่ความถี่ต่าง ๆ

ความถี่ออกแบบ	ความยาวคลื่นในอากาศ (λ_0)	ความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g)	ลำดับของการใส่ช่องเปิด
2.45 GHz	122.45 มิลลิเมตร	89.44 มิลลิเมตร	1
3.5 GHz	85.71 มิลลิเมตร	62.61 มิลลิเมตร	2
2.6 GHz	115.38 มิลลิเมตร	84.28 มิลลิเมตร	3
5.25 GHz	57.14 มิลลิเมตร	41.74 มิลลิเมตร	4
5.8 GHz	51.72 มิลลิเมตร	37.78 มิลลิเมตร	5
2.1 GHz	142.86 มิลลิเมตร	104.35 มิลลิเมตร	6

เนื่องจากความถี่ 2.45 GHz เป็นความถี่แรกของการออกแบบ ดังนั้นจะใช้ความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) มาใช้ในการอ้างอิงสำหรับการกำหนดความยาวของสายส่งไมโครสตริปไลน์ ซึ่งการกำหนดความยาวจะต้องรองรับกับการใส่ช่องเปิดจำนวน 6 ช่องเปิด ฉะนั้นจึงควรกำหนดให้ความยาวของไมโครสตริปไลน์ยาวกว่า $0.5\lambda_g$ แต่ไม่น้อยกว่า $1\lambda_g$ ซึ่งจากการจำลองพบว่าควรอยู่ในช่วงประมาณ $0.8\lambda_g - 0.85\lambda_g$ ของความถี่ 2.45 GHz ในที่นี้จะเลือกใช้ความยาวของไมโครสตริปไลน์ที่ 75 มม ($0.84\lambda_g$) และความยาวนี้จะคงที่ตลอดการออกแบบเพิ่มช่องเปิด

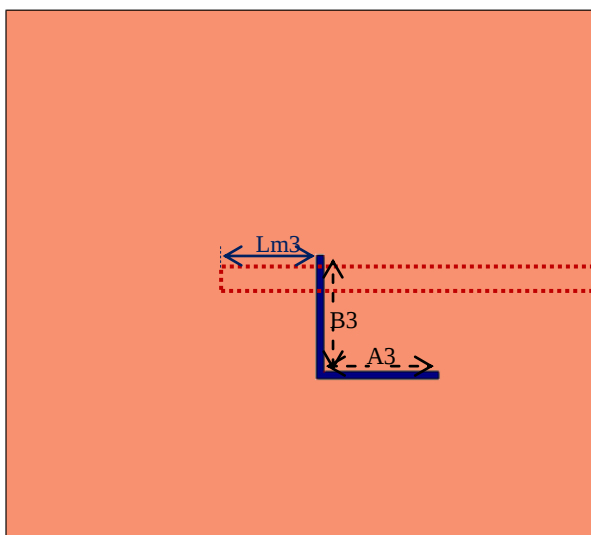
3.3 การออกแบบช่องเปิดเดี่ยว

ลำดับแรกเป็นการออกแบบสายอากาศแบบช่องเปิดเดี่ยวที่ความถี่ต่าง ๆ ตามที่ต้องการ จำนวน 6 ความถี่ โดยมี ความกว้างช่องเปิด (a) ขนาดช่องเปิด (A, B) และระยะห่างระหว่างขอบช่องเปิดกับปลายสายไมโครสตริปไลน์ (L_m) ที่แตกต่างกัน

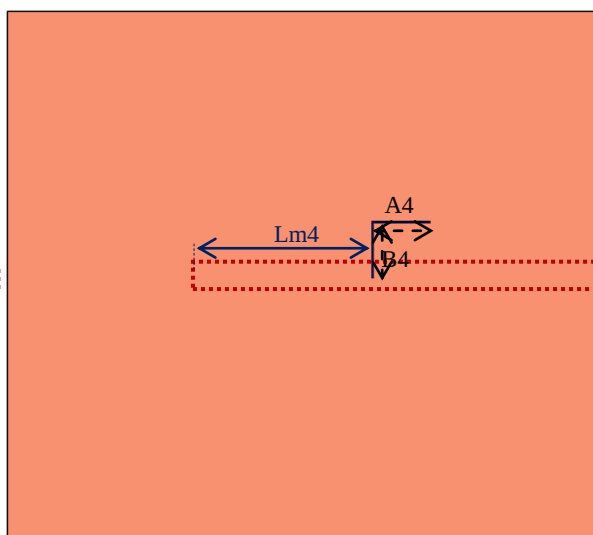


(ก) ความถี่ออกแบบ 2.45 GHz (#1)

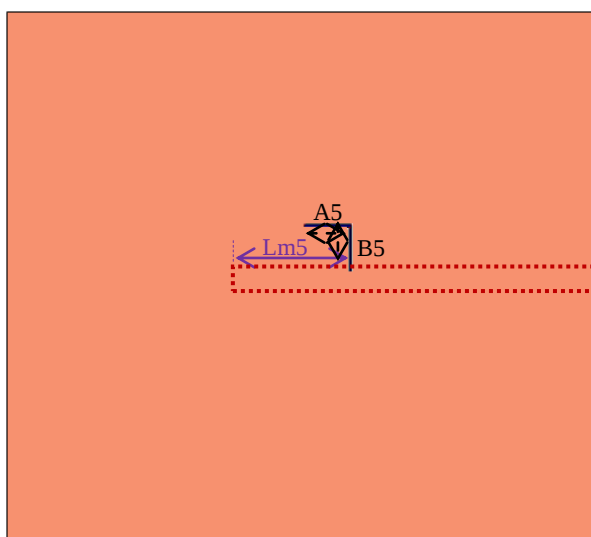
(ข) ความถี่ออกแบบ 3.5 GHz (#2)



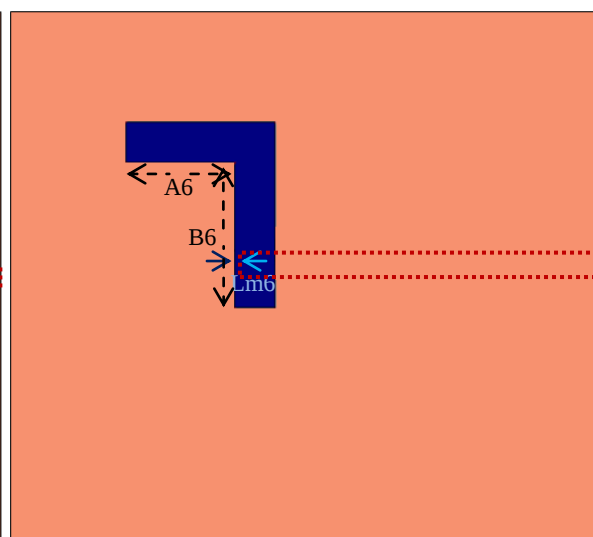
(ค) ความถี่ออกแบบ 2.6 GHz (#3)



(ง) ความถี่ออกแบบ 5.25 GHz (#4)



(จ) ความถี่ออกแบบ 5.8 GHz (#5)



(ฉ) ความถี่ออกแบบ 2.1 GHz (#6)

รูปที่ 3.2 การจัดวางช่องเปิดเดี่ยวในแต่ละความถี่ออกแบบ

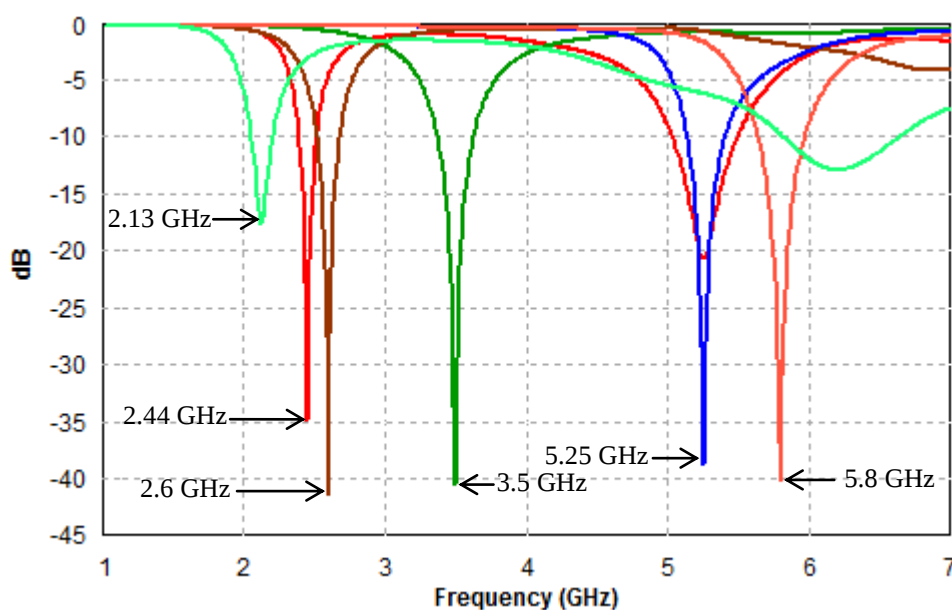
เนื่องจากการจัดวางช่องเปิดทีละหนึ่งช่องเปิดให้ครบ 6 ช่องเปิด บนระนาบกราวด์โดยมีสายป้อนสัญญาณตัวเดียวกัน จะเกิดความยากลำบากในการวางที่มักจะต้องทำการปรับเปลี่ยนระยะห่างระหว่างช่องเปิด หรือก็คือการเปลี่ยนระยะ L_m นั้นเอง ในงานวิจัยนี้จึงได้ทำการวิเคราะห์และพบว่า ถ้าจัดวางให้ระยะ L_m คงที่ไม่ว่าจะเพิ่มช่องเปิดใหม่ที่ละช่องเปิดก็ตาม ควรเริ่มต้นด้วยการออกแบบเป็นช่องเปิดเดี่ยวทีละความถี่โดยให้ระยะ L_m แตกต่างกัน หลังจากนั้นจะใช้ระยะ L_m ของแต่ละช่องเปิดให้เป็นมาตรฐานในการเพิ่มช่องเปิดของแต่ละความถี่ ดังนั้นจึงต้องทำการวิเคราะห์ช่องเปิดเดี่ยวในแต่ละความถี่ก่อนเพื่อหาระยะ L_m ตามการจัดวางช่องเปิดที่แสดงในรูปที่ 9 ผลที่ได้จากการจำลองของช่องเปิดเดี่ยวของแต่ละความถี่ คือ ขนาดช่องเปิด ระยะห่างของการวางช่องเปิดเมื่อเทียบกับปลายสายไมโครสตริปไลน์ (L_m) ความถี่เรโซแนนซ์และอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ได้จากการจำลอง แสดงในตารางที่ 2

ตารางที่ 3.2 ขนาดและผลที่ได้จากการจำลองของช่องเปิดเดี่ยวที่ความถี่ต่าง ๆ

คุณลักษณะ	ความถี่ออกแบบ (GHz)					
	2.45	3.5	2.6	5.25	5.8	2.1
a (มม)	1	1.8	1.5	0.5	0.5	8.5
ความยาว (มม)	A1=24.8	A2=17.85	A3=24.2	A4=11.33	A5=10.27	A6=12.2
	B1=24.8	B2=17.85	B3=24.2	B4=11.33	B5=10.27	B6=29.7
Lm (มม)	Lm1=10	Lm2=13.8	Lm3=19.8	Lm4=27.1	Lm5=24.6	Lm6=0.2
Fr (GHz)	2.44	3.5	2.6	5.25	5.8	2.13
BW (GHz)	2.39-2.5	3.38-3.62	2.53-2.68	5.14-5.4	5.65-5.95	2.06-2.2

เมื่อ a เป็นความกว้างช่องเปิด
 A และ B เป็นความยาวด้านในของช่องเปิด
 Lm เป็นระยะห่างระหว่างขอบช่องเปิดกับขอบปลายสายไมโครสตริปไลน์
 Fr เป็นความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้จากการจำลอง
 BW เป็นช่วงความถี่ (แบนด์วิดท์) ที่ได้จากการจำลอง

สำหรับผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับ ที่ได้จากการวางช่องเปิดเดี่ยวในแต่ละความถี่ออกแบบ
 แสดงรวมไว้ในรูปที่ 10



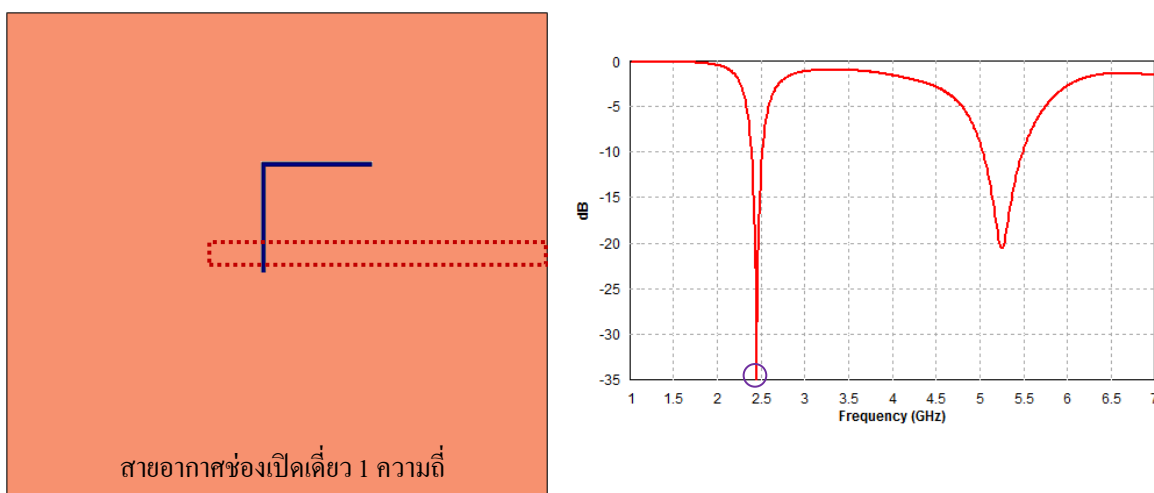
รูปที่ 3.3 ผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศช่องเปิดเดี่ยวที่ความถี่ต่าง ๆ

3.4 การออกแบบสายอากาศหลายความถี่เรโซแนนซ์

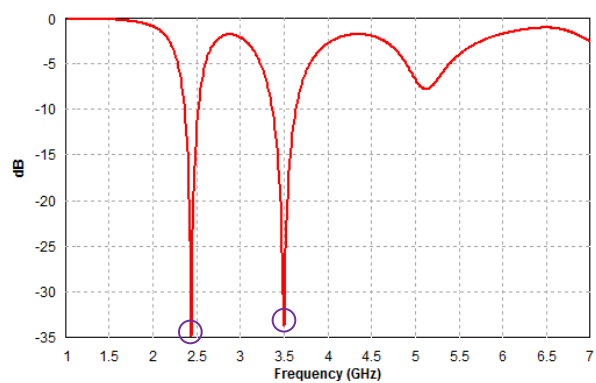
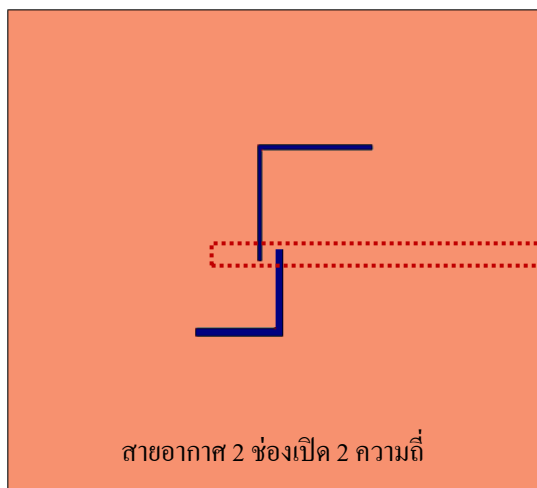
จากการออกแบบสายอากาศช่องเปิดเดี่ยวที่มีความถี่เฉพาะ ทำให้ได้ระยะ L_m ของแต่ละช่องเปิดและขนาดช่องเปิด ในขั้นตอนนี้จึงเป็นการออกแบบสายอากาศเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์สูงสุด 6 ความถี่ ในที่นี้จะทำการออกแบบและจำลองผลเริ่มต้นตั้งแต่ช่องเปิดเดี่ยวที่มีความถี่ 2.45 GHz เพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์เดียว จากนั้นจะทำการเพิ่มช่องเปิดทีละช่องเปิดจนครบ 6 ช่องเปิด โดยที่แต่ละช่องเปิดจะถูกวางโดยมีระยะ L_m คงที่ตามที่แสดงในตารางที่ 2 ความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้จะต้องใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการมากที่สุด ลำดับการเพิ่มช่องเปิดตามความถี่ที่ออกแบบ เป็นดังนี้

1. สายอากาศช่องเปิดเดี่ยวที่มีความถี่ออกแบบ 2.45 GHz (ระยะ $L_{m1}=10$ มม)
2. สายอากาศ 2 ช่องเปิดที่มีความถี่ออกแบบ 2.45 GHz และ 3.5 GHz (ระยะ $L_{m2}=13.8$ มม)
3. สายอากาศ 3 ช่องเปิดที่มีความถี่ออกแบบ 2.45 GHz, 3.5 GHz, และ 2.6 GHz (ระยะ $L_{m3}=19.8$ มม)
4. สายอากาศ 4 ช่องเปิดที่มีความถี่ออกแบบ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 2.6 GHz, และ 5.25 GHz (ระยะ $L_{m4}=27.1$ มม)
5. สายอากาศ 5 ช่องเปิดที่มีความถี่ออกแบบ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 2.6 GHz, 5.25 GHz, และ 5.8 GHz (ระยะ $L_{m5}=24.6$ มม)
6. สายอากาศ 6 ช่องเปิดที่มีความถี่ออกแบบ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 2.6 GHz, 5.25 GHz, 5.8 GHz, และ 2.1 GHz (ระยะ $L_{m6}=0.2$ มม)

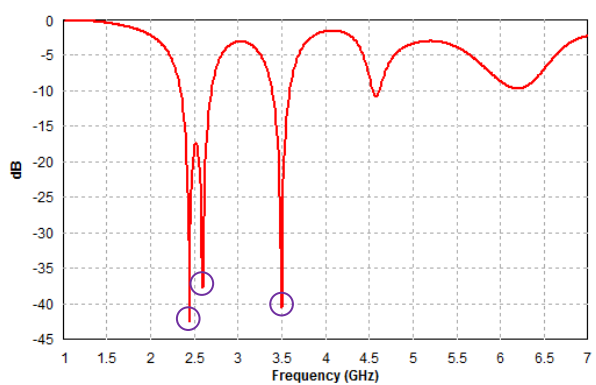
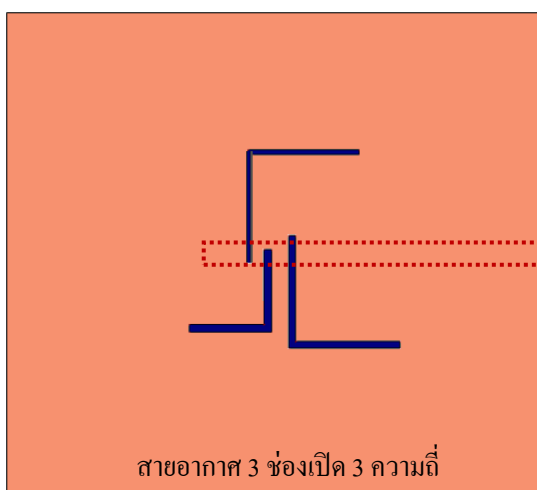
รูปแบบการวางช่องเปิดตามลำดับของการเพิ่มช่องเปิด โดยใช้ระยะ L_m ตามที่กำหนดไว้ในตารางที่ 2 แสดงดังรูปที่ 11 และทุกครั้งที่มีการเพิ่มช่องเปิดใหม่จะต้องปรับขนาดความยาวของช่องเปิดเดิมและช่องเปิดใหม่ให้ต่างจากช่องเปิดเดี่ยวที่ได้ออกแบบไว้แล้วเล็กน้อย เพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ใกล้เคียงกับความถี่ออกแบบให้มากที่สุด พร้อมกับการทำแมทช์อิมพีแดนซ์ด้วยการเลื่อนช่องเปิดขึ้นลงในแนวตั้งฉากกับไมโครสตริปไลน์ (ระยะ L_m คงที่ไม่เปลี่ยนแปลง) เพื่อให้มีการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ (Return loss: S_{11}) ที่ดีที่สุด แสดงดังรูปที่ 11 โดยมีขนาดช่องเปิดและผลการจำลองของสายอากาศ 6 ช่องเปิด แสดงในตารางที่ 3



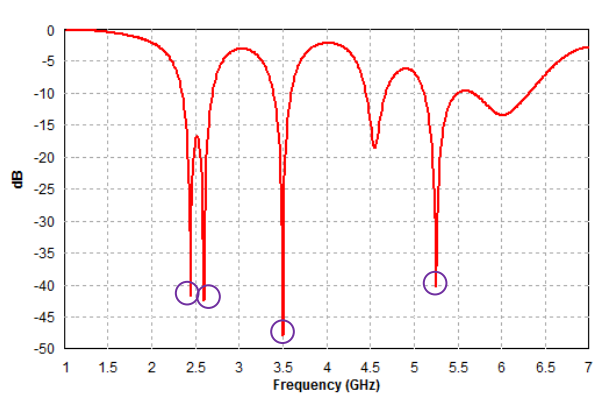
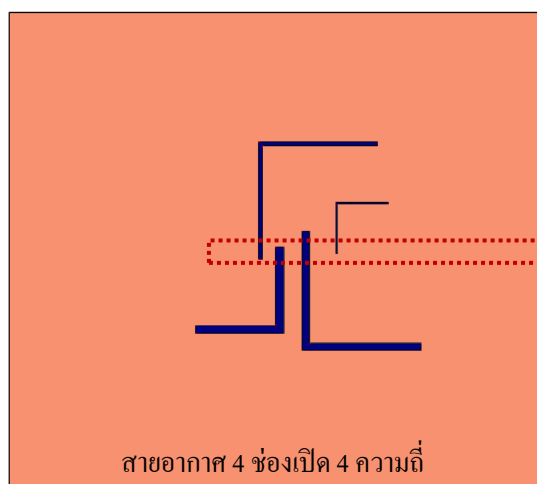
(ก) สายอากาศหนึ่งช่องเปิดที่มีความถี่ออกแบบ 2.45 GHz



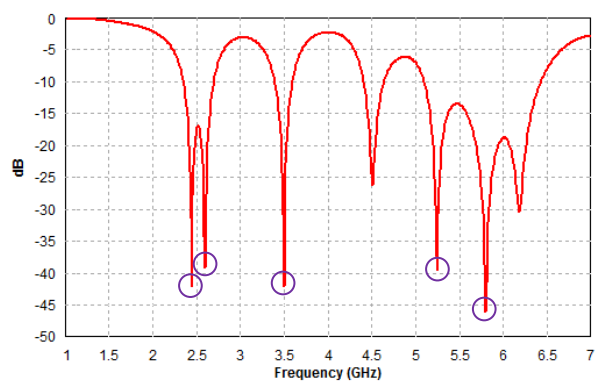
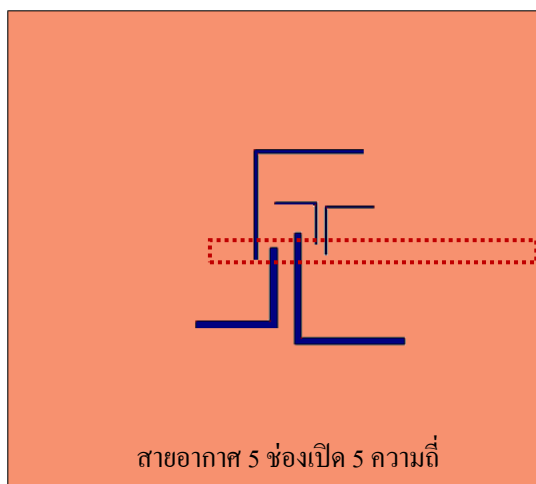
(ข) สายอากาศ 2 ช่องเปิดที่ความถี่ออกแบบ 2.45 GHz, 3.5 GHz



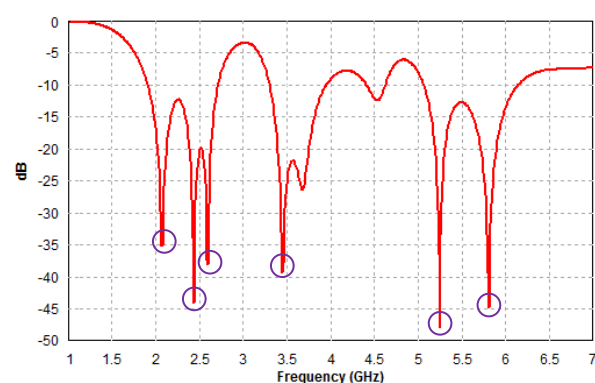
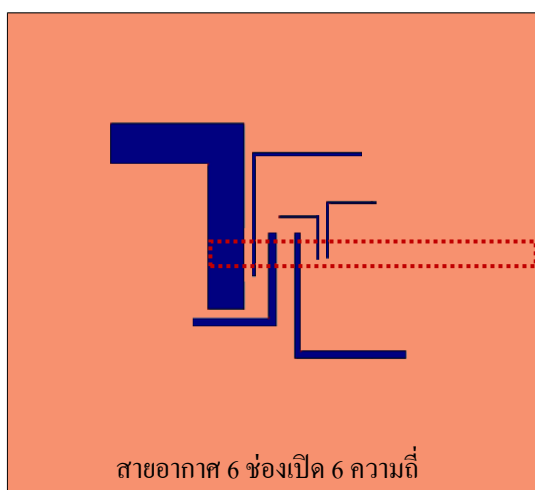
(ค) สายอากาศ 3 ช่องเปิดที่ความถี่ออกแบบ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 2.6 GHz



(ง) สายอากาศ 4 ช่องเปิดที่ความถี่ออกแบบ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 2.6 GHz, 5.25 GHz



(จ) สายอากาศ 5 ช่องเปิดที่ความถี่ออกแบบ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 2.6 GHz, 5.25 GHz, 5.8 GHz



(ฉ) สายอากาศ 6 ช่องเปิดที่ความถี่ออกแบบ 2.45 GHz, 3.5 GHz, 2.6 GHz, 5.25 GHz, 5.8 GHz, 2.1 GHz

รูปที่ 3.4 ขั้นตอนการวางช่องเปิดสำหรับ 6 ความถี่เรโซแนนซ์ พร้อมผลการจำลองการสูญเสียย้อนกลับ

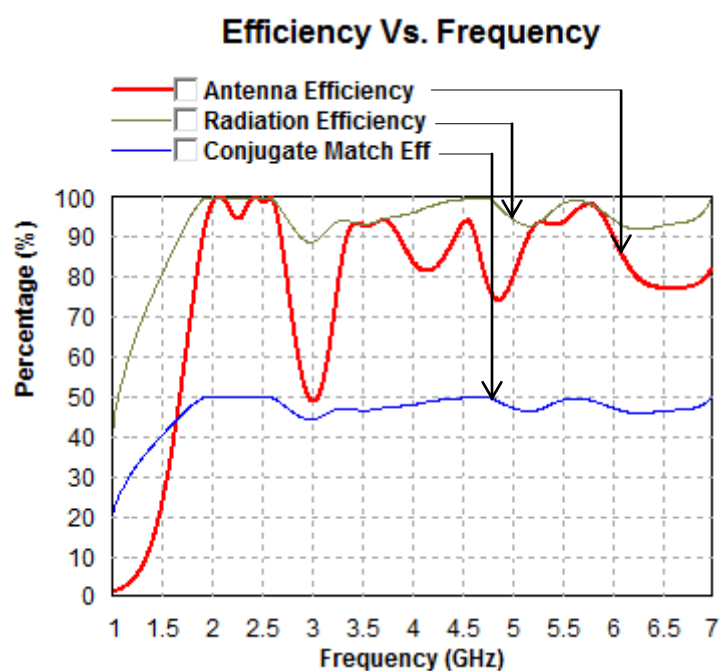
ตารางที่ 3.3 ขนาดและผลที่ได้จากการจำลองของสายอากาศ 6 ช่องเปิด

คุณลักษณะ	ความถี่ออกแบบ (GHz)					
	2.1	2.45	2.6	3.5	5.25	5.8
a (มม)	8.5	1	1.5	1.8	0.5	0.5
ความยาว (มม)	A6=22.2	A1=24.5	A3=24.3	A2=17.6	A4=11.2	A5=8.5
	B6=29.8	B1=24.5	B3=24.3	B2=17.6	B4=11.2	B5=8.5
Lm (มม)	Lm6=0.2	Lm1=10	Lm3=19.8	Lm2=13.8	Lm4=27.1	Lm5=24.6
Fr (GHz)	2.07	2.44	2.6	3.45	5.25	5.81
BW (GHz)	1.92-2.71			3.31-3.95	5.07-6.14	

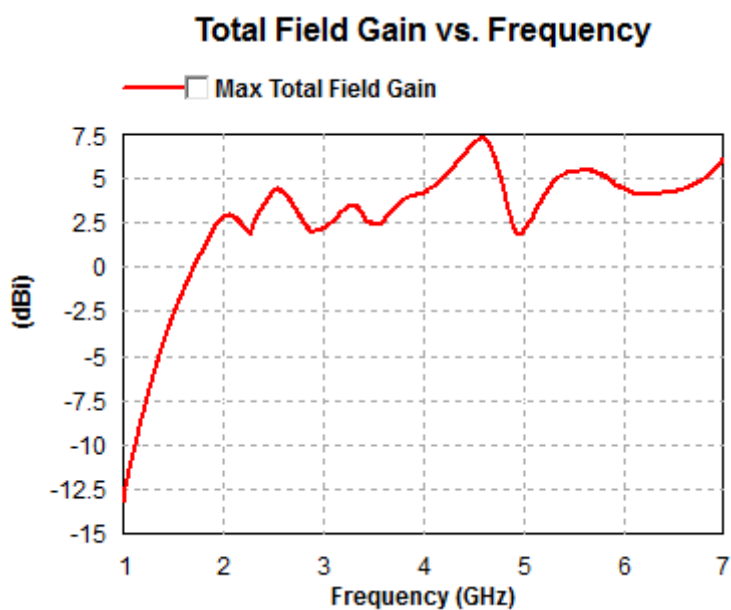
ผลที่ได้จากการจำลองของสายอากาศ 6 ช่องเปิด ตามรูปที่ 11(ฉ) จะถูกนำไปสร้างจริงและวัดผลด้วยเครื่อง Network Analyzer (HP8530)

3.5 ผลการจำลองคุณลักษณะของสายอากาศ 6 ความถี่เรโซแนนซ์

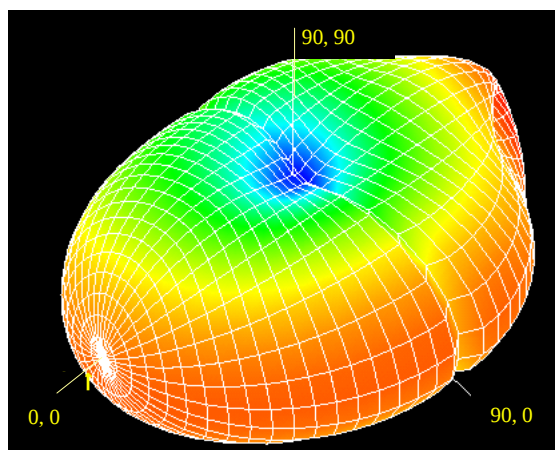
รูปที่ 12 ถึงรูปที่ 14 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศต่าง ๆ ได้แก่ ประสิทธิภาพของสายอากาศ ประสิทธิภาพในการแพร่กระจาย ประสิทธิภาพในการแมทช์อิมพีแดนซ์ เกนของสายอากาศ และแบบรูปในการแพร่กระจายคลื่น



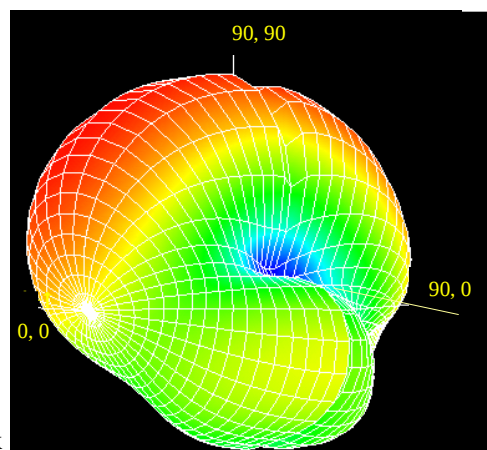
รูปที่ 3.5 ประสิทธิภาพสายอากาศ ประสิทธิภาพในการแพร่กระจาย และประสิทธิภาพในการแมทช์



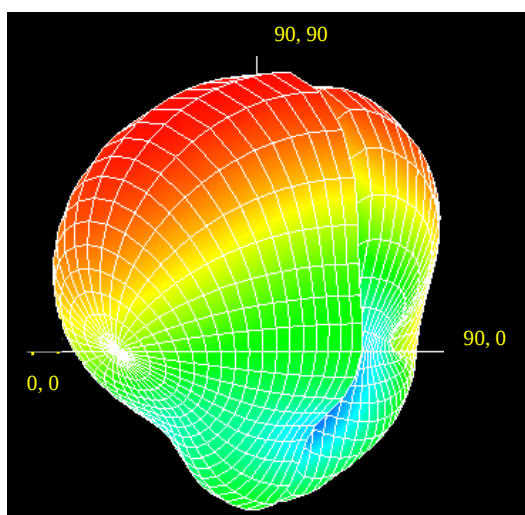
รูปที่ 3.6 เกนของสายอากาศ



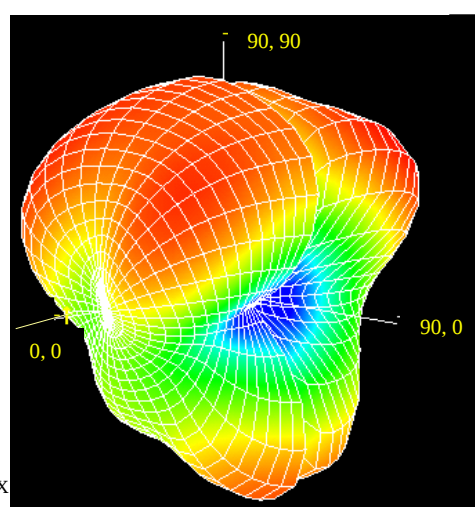
(ก) ที่ความถี่ 2.07 GHz.



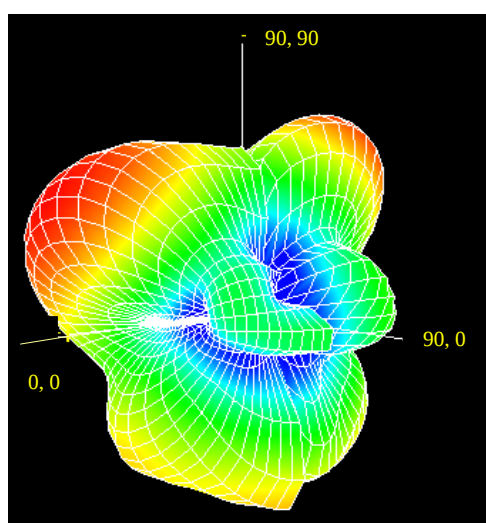
(ข) ที่ความถี่ 2.44 GHz.



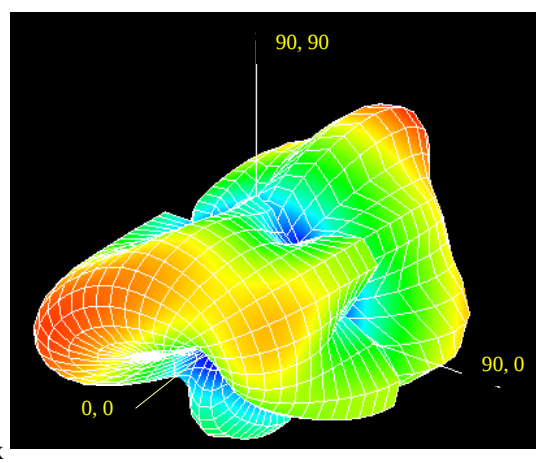
(ค) ที่ความถี่ 2.6 GHz.



(ง) ที่ความถี่ 3.45 GHz.



(จ) ที่ความถี่ 5.25 GHz.



(ฉ) ที่ความถี่ 5.81 GHz.

รูปที่ 3.7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบสามมิติที่ความถี่เรโซแนนซ์

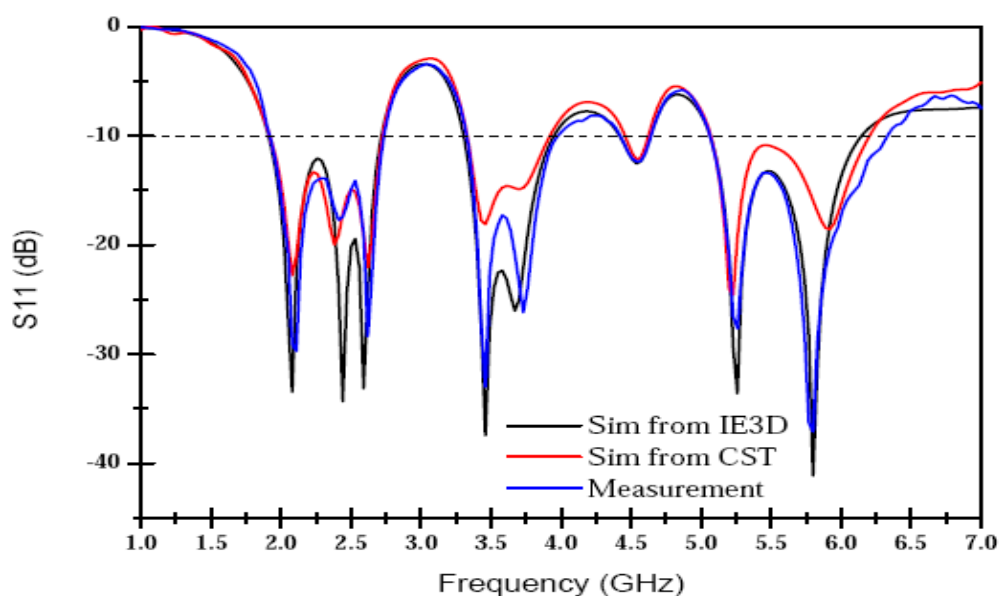
3.6 ผลการวัดสายอากาศช่องเปิด 6 ความถี่เรโซแนนซ์

รูปแบบสายอากาศช่องเปิด 6 ความถี่เรโซแนนซ์ ที่ผ่านการจำลองจะถูกนำไปสร้างจริงบนวัสดุฐานรองชนิด RT/Duroid 5880 ดังรูปที่ 15



รูปที่ 3.8 สายอากาศช่องเปิด 6 ความถี่เรโซแนนซ์ที่สร้างบน RT/Duroid 5880

ผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับที่เปรียบเทียบกับผลการจำลอง แสดงดังรูปที่ 16 ซึ่งแสดงให้เห็นได้ว่า สายอากาศที่วิจัยนี้สามารถนำไปใช้งานได้จริงในระบบ WLAN, WiMAX, และระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ 2.1 GHz



รูปที่ 3.9 ผลการวัดการสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D และ CST

สรุปผลการวิจัย

จากการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศช่องเปิดหลายความถี่เรโซแนนซ์ พบว่าการเลือกรูปร่างสายอากาศเป็นส่วนสำคัญมาก เพราะในการจัดวางช่องเปิดหลาย ๆ ช่องเปิดที่เป็นอิสระต่อการควบคุมความถี่เรโซแนนซ์ตามจำนวนช่องเปิดนั้น จะมีผลกระทบที่เกิดจากอิมพีแดนซ์ระหว่างช่องเปิดซึ่งทำให้ผลรวมของอิมพีแดนซ์สายอากาศเปลี่ยนไป ดังนั้นจะต้องหาระยะเวลาการวางช่องเปิดที่เหมาะสม และเมื่อมีการวางช่องเปิดใหม่แทรกเข้าไปในแต่ละครั้ง จะต้องไม่ปรับตำแหน่งการวางช่องเปิดเดิมที่อยู่ในแนวแกนของสายไมโครสตริปไลน์ มิฉะนั้นจะทำให้การควบคุมยุ่งยากมากเกินไป ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้ระยะเวลาการวางที่อยู่ในแนวแกนของสายไมโครสตริปไลน์คงที่ตลอด และใช้วิธีการปรับความยาวช่องเปิดและเลื่อนช่องเปิดในแนวที่ตั้งฉากกับแนวแกนของสายไมโครสตริปไลน์เพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์และมีการแมทซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดแทน ผลการออกแบบตามขั้นตอนที่กล่าวมานี้ ทำให้สามารถสร้างสายอากาศแบบหกช่องเปิดที่มีความเป็นอิสระในการควบคุมความถี่ที่ทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ 6 ความถี่ สำหรับการใช้งานในระบบ WLAN, WiMAX และโทรศัพท์เคลื่อนที่ 2.1 GHz โดยที่ยังไม่เคยปรากฏในงานวิจัยอื่นมาก่อน

เอกสารอ้างอิง

- [1] Paitoon Rakluea, Noppin Anantrasirichai, Kanok Janchitrapongvej, and Toshio Wakabayashi, “Multiband Microstrip-Fed Right Angle Slot Antenna Design for Wireless Communication Systems”, *ETRI Journal*, Volume 31, Number 3, June 2009.
- [2] Hooman Tehrani and Kai Chang, “Multifrequency Operation of Microstrip-Fed Slot-Ring Antennas on Thin Low-Dielectric Permittivity Substrates”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, No. 9, September 2002.
- [3] Constantine A. Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design”, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [4] F. A. Benson and T.M. Benson,, “Fields Waves and Transmission Lines”, Chaman & Hall, 1991.
- [5] IE3D User’s Manual Release 10, Zeland software, Inc.,U.S.A., 2002.