

# การเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศต้นทุนต่ำมีอัตราขยายสูงและแถบความถี่กว้างโดยแผ่น ระนาบพื้นผิวสะท้อนบางส่วนสองชั้นสำหรับการสื่อสารยุคที่ 5 ย่านคลื่นมิลลิเมตร

## Cost-Effective High Gain Wideband Antenna with Dual Partially Reflective Surface for 5G-mmWave Application

ณัฐภัทร ประเสริฐ<sup>1</sup>, สราวุธ ชัยมูล <sup>1,\*</sup> และ ชวลิต รักเหลือ <sup>2</sup>

<sup>1</sup>สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์,

มหาวิทยาลัยขอนแก่น ในเมือง เมือง ขอนแก่น 40002

<sup>2</sup>ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม, คณะวิศวกรรมศาสตร์,

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี คลองหก คลองหลวง ปทุมธานี 12110

Nuttaphat Prasert<sup>1</sup>, Sarawuth Chaimool<sup>1,\*</sup> and Chawalit Rakluea<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,

Khon Kaen University, Nai Mueang, Mueang, Khon Kaen, 40002, Thailand

<sup>2</sup>Department of Electronics and Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering,

Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Khlong Hok, Khlong Luang, Pathum Thani, 12110, Thailand

\*Corresponding Author E-mail: jaounarak@gmail.com

Received: Mar 13, 2024; Revised: Jun 21, 2024; Accepted: Jul 17, 2024

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมที่เพิ่มอัตราขยายและความกว้างของแบนด์วิดท์ด้วยเทคนิคการวางตัวของแผ่นระนาบพื้นผิวสะท้อนบางส่วนแบบสองชั้นด้านหน้าสายอากาศ โดยมีแนวทางการพัฒนาวัสดุฐานรองต้นทุนต่ำสำหรับการใช้งานการสื่อสารยุคที่ 5 ย่านคลื่นมิลลิเมตร สายอากาศต้นแบบมีอัตราขยายสูงสุด 11.8 dBi ที่ความถี่ 25.5 GHz ตลอดช่วงความถี่ใช้งานมีอัตราขยายเพิ่มขึ้น 6 dB พร้อมทั้งมีค่าแบนด์วิดท์ทับซ้อน (Overlap Bandwidth :OBW) 20.9% ครอบคลุมตั้งแต่ 24.0 GHz ถึง 29.9 GHz จากผลการทดสอบประสิทธิภาพทำให้สายอากาศต้นแบบสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับการสื่อสารยุคที่ 5 ย่านคลื่นมิลลิเมตรในประเทศไทย

**คำสำคัญ:** สายอากาศต้นทุนต่ำ, แถบความถี่กว้าง, คลื่นมิลลิเมตร, อัตราขยายสูง

### Abstract

This research presents the performance improvement of the of rectangular patch microstrip antenna. The purpose is to increase gain and bandwidth with design on the PRS (Partially Reflective Surface) dual layer technique. There is a developing the low-cost substrate-based antennas suitable for 5G millimeter-wave. The prototype antenna achieves a maximum gain of 11.8 dBi at a frequency of 25.5 GHz. The gain increases by 6 dB throughout its operational frequency range, with an OBW (Overlap bandwidth) of 20.9%, covering frequencies from 24.0 GHz to 29.9 GHz. The performance

achieved results indicate that the prototype antenna can be effectively utilized for 5G millimeter-wave communication applications in Thailand.

**Keywords:** Low-cost antenna, Wideband, mmWave, High gain

## 1. บทนำ

ปัจจุบันความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีเปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็ว โดยการมาถึงของระบบการสื่อสารไร้สายยุคที่ 5 (5G Wireless Communications) ซึ่งแบ่งช่วงความถี่การใช้งานเป็นสองช่วงได้แก่ ช่วงความถี่ต่ำกว่า 6.0 GHz (Sub 6.0 GHz) และช่วงความถี่สูงกว่า 24.0 GHz หรือย่านคลื่นมิลลิเมตร (mmWave) [1] สำหรับข้อได้เปรียบของย่านคลื่นมิลลิเมตร คือความหน่วงเวลา (Latency) ต่ำ แบนด์วิดท์ (Bandwidth) ใช้งานที่กว้าง เหมาะสมกับการใช้งานในพื้นที่จำกัด ที่มีผู้ใช้งานจำนวนมากและต้องการอัตราการรับ-ส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง การเลือกใช้งานย่านคลื่นมิลลิเมตรแต่ละประเทศ ซึ่งมีข้อกำหนดที่แตกต่างกันโดยแบ่งเป็น 3 ช่วงความถี่ได้แก่ n258 (24.2–27.5 GHz) n257 (26.5–29.5 GHz) และ n261 (27.5–28.2 GHz) [2]

สำหรับเทคโนโลยี 5G สายอากาศถือเป็นอุปกรณ์สำคัญในระบบสื่อสารไร้สาย ซึ่งมีหลากหลายงานวิจัยทำการพัฒนาประสิทธิภาพสายอากาศ ให้สามารถใช้งานครอบคลุมย่านคลื่นมิลลิเมตร โดยสายอากาศส่วนใหญ่มีพื้นฐานการออกแบบมาจากโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแพตช์ (Microstrip patch antenna) และ แบบช่องเปิด (Slot antenna) อย่างไรก็ตามหนึ่งในปัญหาหลักของการพัฒนาสายอากาศดังกล่าวคือมีแบนด์วิดท์แคบและอัตราขยายต่ำ ซึ่งการออกแบบสายอากาศเสมือนบนตัวสายอากาศแพตช์ (Parasitic patch antenna) สามารถช่วยเพิ่มความกว้างของแบนด์วิดท์ได้ [3] แต่ด้วยข้อจำกัดของการออกแบบที่หากต้องการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศให้สูงขึ้นด้วย จำเป็นต้องใช้เทคนิคการออกแบบสายอากาศแฉกลำดับหลายเอเลเมนต์ ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานทิศทางเดียว [4],[5] แต่แลกมาด้วยความซับซ้อนของการออกแบบสายส่งผ่านกำลังของสายอากาศ เพื่อลดข้อจำกัดของการแบ่งกำลังภายในสายส่ง จึงพัฒนาเทคนิคการป้อนสัญญาณแบบ

อนุกรม (Series fed) มากกว่าหนึ่งจุด ก่อให้เกิดความซับซ้อนลดลง มีทิศทางการแผ่พลังงานที่ดีขึ้น ส่งผลให้อัตราขยายสูงขึ้น [6]

จากงานวิจัยที่มีมาก่อนหน้านี้สามารถสรุปประเด็นสำคัญได้สองประเด็นคือ การเพิ่มอัตราขยายสายอากาศในย่านคลื่นมิลลิเมตร ส่งผลให้ขนาดสายอากาศใหญ่ขึ้นทำให้เกิดความซับซ้อนของการออกแบบมากขึ้น ฉะนั้นการเพิ่มอัตราขยายและลดขนาดของสายอากาศพร้อมกัน ถือเป็นความท้าทายในการออกแบบสายอากาศ และอีกนัยหนึ่งคือสายอากาศที่กล่าวมาทั้งหมดก่อนหน้านี้ สายอากาศในย่านคลื่นมิลลิเมตร โดยส่วนใหญ่ใช้วัสดุฐานรอง (Substrate) ที่มีราคาสูงซึ่งมีการสูญเสียภายในค่อนข้างต่ำ ทั่วไปนิยมใช้วัสดุฐานรองเซรามิกชนิดได้แก่ Roger RO 3003 หรือ Rogers RT เป็นวัสดุฐานรองที่มีค่าการสูญเสียแทนเจนต์ ( $\tan \delta$ ) น้อยกว่า 0.002

อภิวัด (Metamaterials) [7] ได้ถูกพัฒนาและนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศ เพื่อเป็นแนวทางการแก้ไขประเด็นในการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ เริ่มต้นจากการออกแบบโครงสร้างจากยูนิทเซลล์ (Unit cell) รูปแบบเฉพาะ [8] โดยโครงสร้างของยูนิทเซลล์รูปทรงสี่เหลี่ยม ถูกนำมาสร้างเป็นแผ่นระนาบพื้นผิวสะท้อนบางส่วน (Partially Reflective Surface: PRS) ทำหน้าที่ควบคุมเฟสของการสะท้อน ส่งผลให้อัตราขยายของสายอากาศสูงขึ้น [9] ต่อมาได้มีการพัฒนาโดยใช้เทคนิคการวางแผ่น PRS ซ้อนหลายชั้น โดยการพัฒนาแผ่น PRS สามชั้นวางตัวอยู่หน้าสายอากาศสามารถเพิ่มแบนด์วิดท์ได้ถึง 5.6 GHz (ตั้งแต่ 4.0 ถึง 9.6 GHz) [10] สำหรับประเด็นราคาวัสดุฐานรองที่ใช้มีราคาสูงหรือมีกระบวนการผลิตที่ซับซ้อน ดังนั้นการออกแบบสายอากาศย่านคลื่นมิลลิเมตรด้วยวัสดุฐานรองต้นทุนต่ำโดยใช้วัสดุ FR-4 ทำให้เป็นทางเลือกที่น่าสนใจในการนำมาผลิตสายอากาศ

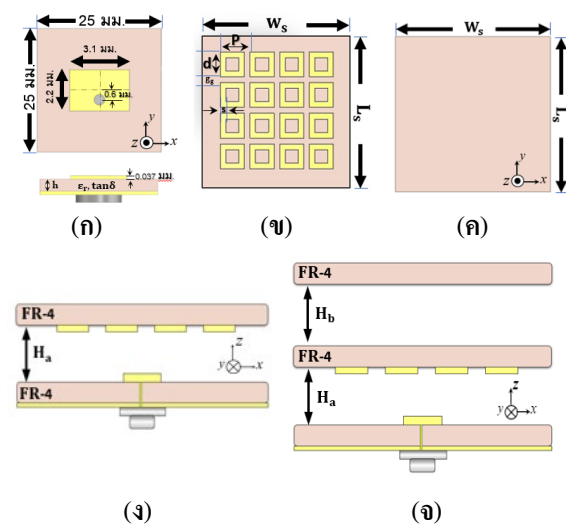
บทความนี้จึงนำเสนอการออกแบบสายอากาศต้นแบบที่ประยุกต์ใช้แผ่นระนาบพื้นผิวสะท้อนบางส่วนของแบบสองชั้น (Dual PRS) เพื่อควบคุมเฟสของการสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม โดยใช้วัสดุฐานรองที่มีราคาเหมาะสม และมีอยู่ทั่วไปในตลาดการประยุกต์ใช้ Dual PRS สามารถลดค่าการสูญเสียในวัสดุฐานรอง และเพิ่มประสิทธิภาพแบบรูปการแผ่พลังงาน พร้อมทั้งทำให้สายอากาศต้นแบบมีแบนด์วิดท์ใช้งานกว้างขึ้นและอัตราขยายสูงขึ้นในช่วงความถี่ย่านคลื่นมิลลิเมตร ครอบคลุม n257 n258 และ n261

## 2. ส่วนประกอบและโครงสร้างแบบสายอากาศ

สายอากาศที่นำเสนอประกอบด้วยสามส่วนได้แก่สายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม แผ่น PRS ชั้นที่หนึ่ง และแผ่น PRS ชั้นที่สอง หรือแผ่นวางซ้อนไดอิเล็กตริก (Dielectric superstrate) โดยใช้ FR-4 เป็นวัสดุฐานรองในการออกแบบซึ่งเป็นที่ยอมรับในงาน PCB (Printed circuit board) เนื่องจากต้นทุนการผลิตต่ำจากกระบวนการผลิตที่ไม่ซับซ้อน มีความยืดหยุ่นสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ได้หลากหลายรูปแบบ โดยทั่วไปวัสดุฐานรอง FR-4 ถูกใช้ในงานย่านความถี่ต่ำกว่า 6 GHz [11] เนื่องจากวัสดุฐานรองมีการสูญเสียภายในเปลี่ยนแปลงตามความถี่ เมื่อนำไปใช้งานในช่วงความถี่ที่สูงขึ้น ทำให้จำเป็นต้องวิเคราะห์คุณสมบัติของ FR-4 ในย่านคลื่นมิลลิเมตร ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อย่อย 2.3

ส่วนประกอบแรกของสายอากาศคือสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมที่มีความกว้าง ( $W$ ) และความยาว ( $L$ ) พร้อมทั้งการวางตำแหน่งการป้อนสัญญาณแบบโพรบ ( $t_f$ ) แสดงในรูปที่ 1(ก) โดยปรับระยะ  $t_f$  ในแนวแกน  $y$  ให้ได้ระยะที่เกิดการแมตช์ดีที่สุด ส่วนของแผ่น PRS ชั้นที่หนึ่งประกอบด้วยยูนิเซลล์วงแหวนสี่เหลี่ยม (Square ring) จัดวางเป็นอาร์เรย์แบบ  $4 \times 4$  ซึ่งมีพารามิเตอร์ของโครงสร้างได้แก่ขนาดของยูนิเซลล์ ( $P$ ) ความกว้างของยูนิเซลล์ ( $d$ ) ความหนาของวงแหวนโลหะทองแดง ( $s$ ) และช่องว่างระหว่างยูนิเซลล์ ( $g_s$ ) ดังแสดงในรูปที่ 1(ข) และส่วนสุดท้ายคือแผ่นวางซ้อนไดอิเล็กตริกแสดงในรูปที่ 1(ค) ซึ่งมีขนาดยูนิเซลล์แบบ

ไดอิเล็กตริกเท่ากับขนาดของ  $P$  โดยขนาดวัสดุฐานรองขององค์ประกอบทั้งหมดมีความกว้าง ( $W_s$ ) เท่ากับ 25.0 มม. และความยาว ( $L_s$ ) เท่ากับ 25.0 มม. มีความหนา ( $h$ ) เท่ากับ 0.8 มม. สายอากาศที่นำเสนอในบทความนี้ มีสายอากาศ PRS หนึ่งชั้น และสายอากาศ PRS สองชั้น ดังรูปที่ 1(ง)-(จ) ตามลำดับ โดยมีแผ่น PRS ชั้นที่หนึ่งวางอยู่หน้าสายอากาศ ( $H_a$ ) และระยะห่างของแผ่น PRS ชั้นที่หนึ่งกับแผ่นวางซ้อนไดอิเล็กตริก ( $H_b$ )



รูปที่ 1 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมที่เพิ่มอัตราขยายและความกว้างของแบนด์วิดท์ด้วยเทคนิคการวางตัวของแผ่นระนาบพื้นผิวสะท้อนบางส่วน (ก) สายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์ (ข) ยูนิเซลล์สี่เหลี่ยมวงแหวนบน PRS ชั้นที่หนึ่ง (ค) แผ่นวางซ้อนไดอิเล็กตริก (ง) สายอากาศที่นำเสนอ PRS หนึ่งชั้น (จ) สายอากาศที่นำเสนอ PRS สองชั้น

### 2.1 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม

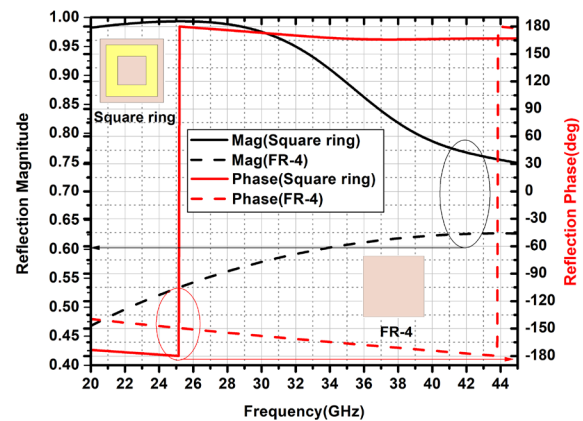
สายอากาศแหล่งจ่ายป้อนภูมิที่นำเสนอมีโครงสร้างพื้นฐานปรับปรุงมาจากสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่น โดยออกแบบสายอากาศให้มีความถี่กลางที่ 25.6 GHz โครงสร้างของแพตช์สี่เหลี่ยมมีค่า  $W$  เท่ากับ 3.1 มม. และ  $L$  เท่ากับ 2.2 มม. โดยป้อนสัญญาณแบบโพรบ (Probe fed) ที่ตำแหน่ง  $t_f$  เท่ากับ 0.6 มม.

สายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมมีขนาดเท่ากับ 25 มม.  $\times$  25 มม.  $\times$  0.8 มม. ( $4.48 \lambda_g \times 4.48 \lambda_g \times 0.143 \lambda_g$  ที่ ความถี่ 25.6 GHz) ใช้แผ่น FR-4 ความหนา 0.8 มม. โดยการออกแบบทั้งหมดจะใช้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) และค่าการสูญเสียแทนเจนต์ ( $\tan \delta$ ) จากการทดสอบและวิเคราะห์คุณลักษณะของวัสดุ FR-4 ในหัวข้อ 2.3

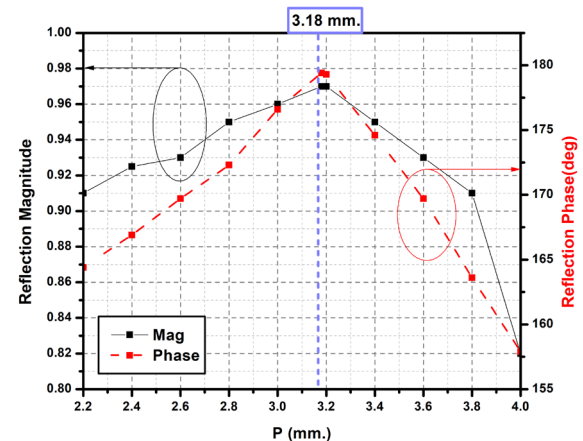
## 2.2 การออกแบบแผ่นระบายพื้นผิวสะท้อนบางส่วน

แนวความคิดการพัฒนาเพื่อเพิ่มอัตราขยายให้สูงขึ้น สำหรับใช้งานในย่านคลื่นมิลลิเมตร รวมทั้งสายอากาศที่พัฒนาใหม่ต้องง่ายต่อการออกแบบและมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนทำได้โดยการออกแบบด้วยแผ่น PRS [12] ซึ่งที่นี่สามารถส่งผ่านสัญญาณหรือสามารถสะท้อนสัญญาณบางส่วนออกไปได้จากคุณสมบัติของการออกแบบหน่วยเซลล์ย่อยของแผ่น PRS เรียกว่ายูนิทเซลล์ โดยแผ่น PRS ออกแบบใช้แผ่น FR-4 ที่มีความหนาและคุณสมบัติเช่นเดียวกันกับสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม ในบทความนี้นำเสนอการใช้แผ่น PRS หนึ่งชั้นและ PRS สองชั้นสำหรับการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศในกรณี PRS สองชั้นโดยใช้ยูนิทเซลล์สองแบบคือยูนิทเซลล์แบบไดอิเล็กตริกและยูนิทเซลล์แบบวงแหวนสี่เหลี่ยมโดยคุณสมบัติของแผ่น PRS ที่ประกอบด้วยยูนิทเซลล์แบบไดอิเล็กตริกมีคุณสมบัติของการสะท้อนหรือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection magnitude) ประมาณ 0.55 ในช่วงความถี่ 24.0 GHz ถึง 28.0 GHz และเพิ่มสูงขึ้นในย่านความถี่สูงกว่า 28.0 GHz โดยมีเฟสของการสะท้อน (Reflection phase) อยู่ในช่วง  $\pm 180^\circ$  ที่ความถี่ 44.8 GHz และสัมประสิทธิ์การสะท้อนอยู่ใกล้ค่าคงที่ประมาณ 0.62 ดังรูปที่ 2 ส่วนแผ่น PRS ที่มีโครงสร้างยูนิทเซลล์แบบวงแหวนสี่เหลี่ยมมีคุณสมบัติเป็นเรโซเนเตอร์ลักษณะแบบสะท้อนที่ความถี่เรโซแนนซ์ [13] โดยสัมประสิทธิ์การสะท้อนในช่วงที่เหมาะสมที่ทำให้เกิดการสะท้อนหรือส่งผ่านคลื่นบางส่วนมีค่ามากกว่า 0.9 ( $0.9 < \text{Reflection magnitude} < 1.0$ ) หรือเฟสการสะท้อนมีค่าเข้าใกล้  $\pm 180^\circ$  จากผลการจำลองการศึกษายานาวยูนิตเซลล์  $P$  ตั้งแต่ 2.2 มม. ถึง 4.0 มม. แสดงในรูปที่ 3 โดยพิจารณาที่ความถี่ 25.6 GHz พบว่าค่า  $P$  ที่น้อยกว่า 3.18 มม. มีค่า

สัมประสิทธิ์การสะท้อนหรือค่าเฟสของการสะท้อนนั้นเพิ่มสูงขึ้น ค่า  $P$  ที่เหมาะสมที่ทำให้คลื่นถูกส่งผ่านได้บางส่วน และสัมประสิทธิ์การสะท้อนมากกว่า 0.9 มีค่าเท่ากับ 3.18 มม. โดยขนาดโครงสร้างที่เหมาะสมที่มีความหนาวงแหวน ( $s$ ) เท่ากับ 0.6 มม. ขนาดยูนิทเซลล์  $P$  เท่ากับ 3.18 มม.  $d$  เท่ากับ 2.58 มม. และ  $g_g$  เท่ากับ 0.6 มม. ทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนสูงกว่า 0.95 ตลอดช่วงถี่ 24.0 GHz ถึง 28.0 GHz



รูปที่ 2 ผลเปลี่ยนแปลงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน และเฟสของการสะท้อนของยูนิทเซลล์แบบไดอิเล็กตริก และวงแหวนสี่เหลี่ยมซึ่งมีขนาด  $P$  เท่ากับ 3.18 มม.

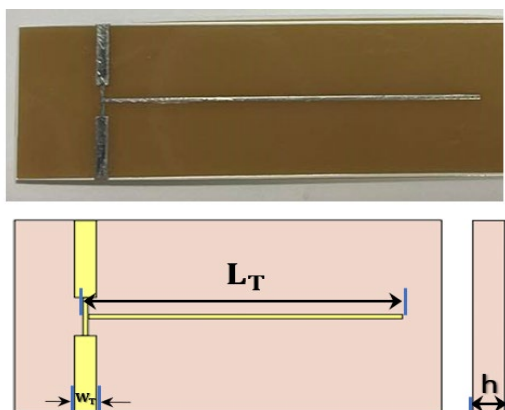


รูปที่ 3 ผลค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน และเฟสของการสะท้อนจากการเปลี่ยนแปลงขนาด  $P$  ที่ความถี่ 25.6 GHz

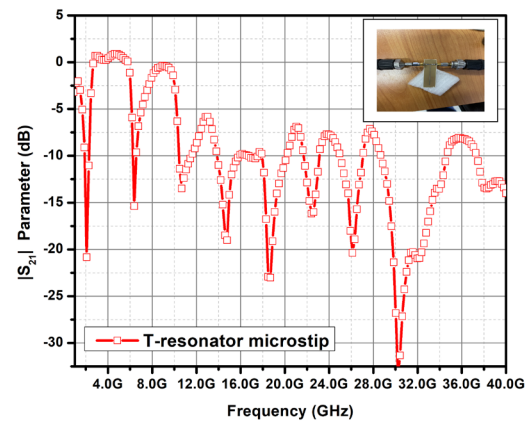
## 2.3 การวิเคราะห์คุณลักษณะของแผ่น FR-4

ในหัวข้อนี้จะทำการการศึกษาและวิเคราะห์คุณลักษณะ ได้แก่  $\epsilon_r$  และ  $\tan \delta$  ของแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 ที่ใช้

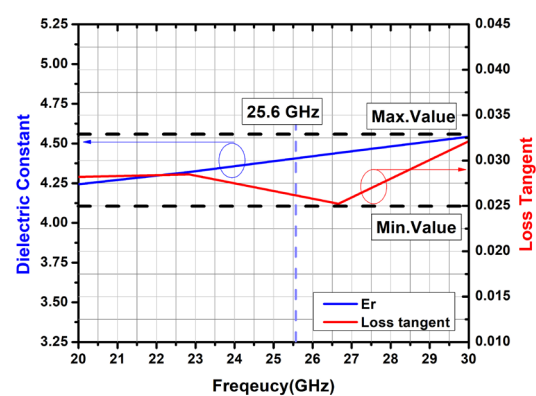
เป็นวัสดุฐานรองสำหรับต้นแบบในบทความนี้ โดยใช้วิธีการวิเคราะห์ผ่านเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปตัวที่ (Microstrip T-resonator method) ซึ่งได้รับการพัฒนาในการหาคุณสมบัติของวัสดุฐานรองในช่วงความถี่ต่ำจนถึงช่วงคลื่นมิลลิเมตร อีกทั้งเป็นโครงสร้างที่ง่ายและสะดวกในการออกแบบและวิเคราะห์ รูปที่ 4 แสดงโครงสร้างไมโครสตริปตัวที่ซึ่งประกอบด้วยส่วนป้อนสัญญาณและสตัปปลายเปิด (Open Stub) ที่มีความยาว  $L_T$  ที่มีค่าเท่ากับหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นที่ความถี่มูลฐาน (Fundamental resonant frequency) โดยปกติเรโซเนเตอร์รูปตัวทีจะมีลำดับของความถี่ฮาร์โมนิกแบบคี่ (Odd-harmonic) [14] ส่งผลให้เกิดมัลติเรโซแนนซ์ต่อเนื่องกันไปดังแสดงในรูปที่ 5 โดยในการทดสอบนี้กำหนดความถี่มูลฐานของเรโซเนเตอร์รูปแบบตัวทีอยู่ที่ 2 GHz ( $\lambda_g/4$ : Quarter-wave) ทำให้ความยาวของสตัปปลายเปิด ( $L_T$ ) เท่ากับ 20 มม. และความกว้าง ( $W_T$ ) เท่ากับ 1.5 มม. ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ในสายส่งเท่ากับ 50 โอห์มกำหนด  $h$  เท่ากับ 0.8 มม. จากผลการวัดทดสอบ สามารถนำวิเคราะห์ย้อนกลับเพื่อหาค่า  $\epsilon_r$  และค่า  $\tan \delta$  ใน FR-4 ผลที่ได้พบว่าค่า  $\epsilon_r$  และ  $\tan \delta$  ใน FR-4 เมื่อในช่วงการใช้งานความถี่ตั้งแต่ 20 GHz ถึง 30 GHz มีแนวโน้มของค่าทั้งสองเพิ่มสูงขึ้น เปลี่ยนแปลงไปตามช่วงความถี่ของตามความถี่ใช้งาน ดังนั้นเมื่อนำแผ่น FR-4 ไปออกแบบสายอากาศต้นแบบและแผ่น PRS เพื่อใช้งานในย่านความถี่กลาง 25.6 GHz ของการใช้งาน n258 สามารถวิเคราะห์ค่า  $\epsilon_r$  เท่ากับ 4.3 และ  $\tan \delta$  เท่ากับ 0.027 ตามลำดับ แสดงในรูปที่ 6



รูปที่ 4 โครงสร้างไมโครสตริปตัวทีบนแผ่น FR-4



รูปที่ 5 ผลวัดทดสอบ  $|S_{21}|$  ไมโครสตริปตัวที



รูปที่ 6 ผลวิเคราะห์ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก และการสูญเสียแทนเจนต์บนแผ่น FR-4

## 2.4 การออกแบบแผ่นระนาบพื้นผิวสะท้อนบางส่วนร่วมกับสายอากาศแพตช์รูปทรงสี่เหลี่ยม

แผ่น PRS ที่มีอาร์เรย์วงแหวนสี่เหลี่ยม  $4 \times 4$  (แผ่น PRS ชั้นที่หนึ่ง) ถูกนำวางไว้ด้านหน้าของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม ด้วยระยะความสูงที่เหมาะสม เพื่อควบคุมเฟสของการสะท้อนของคลื่นในทิศทางเสริมกัน (In phase) ในช่วงความถี่ที่ใช้งาน ส่งผลให้แบบรูปการแผ่พลังงานไปในทิศทางที่ต้องการขึ้นจากเดิม เรียกเทคนิคนี้ว่า ช่องว่างเฟบริ-เพโรต์ (Fabry-Perot Cavity: FPC) [15] ระยะห่างความสูง  $H_a$  จากสมการที่ (1)

$$H_a = \frac{2N\pi + \varphi_{PRS} - \varphi_{Ground}}{4\pi f} c, N = 0, 1, \dots \quad (1)$$

โดยที่  $\varphi_{PRS}$  แทน ค่าเฟสของการสะท้อนของ PRS  $\varphi_{Ground}$  แทน ค่าเฟสของการสะท้อนของกราวด์  $c$  แทน

ความเร็วในการเคลื่อนที่ของคลื่นซึ่งมีตัวกลางการเคลื่อนที่เป็นอากาศ ( $3 \times 10^8$  m/s) และ  $f$  แทน ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการในการออกแบบ โดยระยะความสูงที่ความถี่ใช้งาน 25.6 GHz สามารถออกแบบด้วยเฟสการสะท้อนยูนิเซลล์ลวดวงแหวนสี่เหลี่ยมที่กล่าวมาก่อนนี้นำมาออกแบบเป็นแผ่น PRS ชั้นที่หนึ่ง กำหนดระยะห่างได้จากสมการที่ (1) เพื่อหา ระยะ  $H_a$  ที่เหมาะสมประมาณ 5.8 มม. จากระยะห่างนี้ ส่งผลให้อัตราขยายของสายอากาศเกิดการเปลี่ยนแปลงได้ ผลมาจากแบบรูปการแผ่พลังงานมีทิศทางที่ต้องการมากขึ้น ด้วยการปรับปรุงเฟสของการสะท้อน ณ ความถี่ที่ต้องการให้มีเฟสของการสะท้อนตรงกัน โดยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของยูนิเซลล์ที่ได้จากในหัวข้อที่ 2.2 สามารถอธิบายผ่านสมการที่ (2) [16]

$$D = \frac{1 + R}{1 - R} \quad (2)$$

โดยที่  $D$  แทน ค่าสูงสุดของสภาพเจาะจงทิศทาง และ  $R$  แทน ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน เมื่อค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการออกแบบเพิ่มขึ้น จะส่งผลต่อค่าสูงสุดของสภาพเจาะจงทิศทางมีค่าเพิ่มขึ้นดังสมการที่ (2) ผลของค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เพิ่มขึ้นนี้ สามารถนำมาพิจารณาถึง แนวโน้มของการเพิ่มอัตราขยายได้ ทำให้สายอากาศไมโครสตริปปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมนี้มีอัตราขยายที่เพิ่มสูงขึ้นจากเดิมเมื่อใส่แผ่น PRS ชั้นที่หนึ่ง

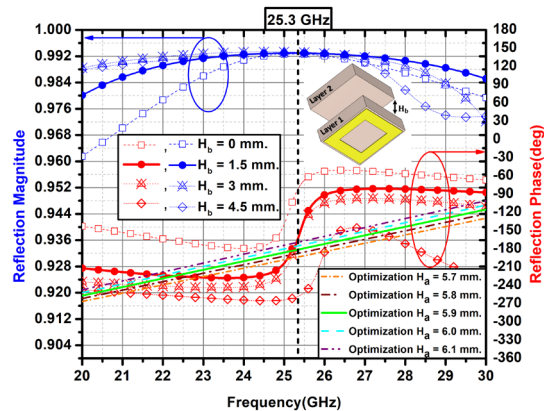
จากการจำลองทำให้ทราบถึงความสูง  $H_a$  ซึ่งมีค่าประมาณ 5.8 มม. ที่จะทำให้สามารถเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ แต่โดยปกติแล้วอัตราขยายของสายอากาศที่เพิ่มมากขึ้นจะส่งผลต่อแบนด์วิธของอัตราขยาย (Gain Bandwidth: GBW) แคบลงการเพิ่มแผ่นวงแหวนไดอิเล็กตริกไปด้านบนอีกชั้นหนึ่ง [17] สามารถเข้ามาแก้ไขปัญห GBW ที่แคบได้โดยช่องว่างระหว่างแผ่น PRS ชั้นที่หนึ่ง และแผ่นวงแหวนไดอิเล็กตริกนี้สามารถควบคุมเฟสของการสะท้อนส่งผลให้แบนด์วิธของความถี่เรโซแนนซ์และอัตราขยายดีขึ้น จากการจำลองระยะห่างความสูงของแผ่น PRS ชั้นที่หนึ่งกับแผ่นวงแหวนไดอิเล็กตริก แทนด้วย  $H_b$  ที่เหมาะสม ซึ่งพิจารณาผ่านการหาจุดตัดเส้นกราฟการ

ปรับปรุงเฟสของการสะท้อน (Optimization reflection phase) จากสมการที่ (3) [18]

$$\varphi_3 = \frac{4\pi H_a}{c} f - (2N - 1)\pi, N = 0, 1, \dots \quad (3)$$

โดยที่  $\varphi_3$  แทนเฟสของการสะท้อนของ PRS ที่แปลงเปลี่ยนตามความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการในการออกแบบของความสูง  $H_a$  โดยกราฟที่ได้จากสมการที่ (3) ใช้สำหรับการหาเฟสของการสะท้อนของแผ่น PRS ซึ่งได้จากการออกแบบความสูง  $H_a$  จากสมการที่ (1) โดยทำการพิจารณาในช่วงตั้งแต่ 5.7 ถึง 6.1 มม. เพื่อหาค่าประกอบของความถี่ในเส้นกราฟที่ให้ค่าเฟสของการสะท้อนที่เข้าใกล้  $\pm 180^\circ$  ผลจากสมการที่ (3) ในแต่ละช่วงของความสูง  $H_a$  นำมาเปรียบเทียบกับเฟสของการสะท้อนของ PRS กับแผ่นวงแหวนไดอิเล็กตริก เพื่อหา ระยะ  $H_a$  ที่เหมาะสมจากผลการออกแบบในรูปที่ 7 พบว่าเฟสของการสะท้อนแผ่นวงแหวนไดอิเล็กตริก นี้มีเปลี่ยนแปลงไปตามระยะห่างที่เพิ่มมากขึ้นของ  $H_b$  ตั้งแต่ 0.0 มม. ถึง 4.5 มม. ซึ่งมีเฟสของการสะท้อนจะลดต่ำลง พร้อมทั้งค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนยังมีแนวโน้มเพิ่มสูงขึ้นในช่วงความถี่ต่ำและค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะลดต่ำลงในช่วงความถี่สูง เมื่อระยะห่าง  $H_b$  มากขึ้นตามลำดับ โดยค่า  $H_b$  ที่เหมาะสมอยู่ในช่วง 1.5 ถึง 3.0 มม. ทำให้เฟสของการสะท้อนมีค่าใกล้เคียง  $\pm 180^\circ$  โดยตรงกับองค์ประกอบความถี่ 25.3 GHz เกิดจุดตัดกราฟการปรับปรุงเฟสของการสะท้อนของ  $H_a$  ที่ความสูง 5.9 มม. (เส้นสีเขียว) ดังรูปที่ 7 จากการออกแบบพบว่าในช่วงของความสูง  $H_b$  ที่ระยะห่างเท่ากับ 3.0 มม. จะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ลดต่ำกว่าที่ระยะห่าง 1.5 มม. ทำให้ในช่วงของความถี่สูงอัตราขยายของสายอากาศที่ได้อาจจะลดลงต่ำส่งผลต่อ GBW แคบลง ดังนั้นสรุปได้ว่าความสูง  $H_a$  ที่ใช้ในการออกแบบเท่ากับ 5.9 มม. และระยะความสูง  $H_b$  เลือกใช้ค่าเท่ากับ 1.5 มม. ทำให้แผ่นวงแหวนไดอิเล็กตริกพร้อมกับแผ่น PRS สามารถเพิ่มอัตราขยายมากขึ้นกว่าการใช้งานแผ่น PRS แบบชั้นเดียว โดยพิจารณาจากผลของค่าเฟสของการสะท้อนและ

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนซึ่งมีความใกล้เคียงความถี่กลาง 25.6 GHz ของการใช้งาน n258



รูปที่ 7 ผลของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกับเฟสการสะท้อนของ  $H_b$  เปรียบเทียบกับเส้นกราฟการปรับปรุงเฟสของการสะท้อนของ  $H_a$

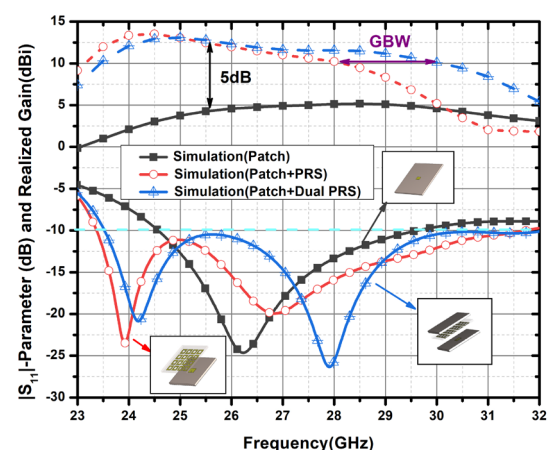
### 3. ผลการจำลอง ผลการวัด และการอภิปรายผล

หัวข้อมีนำเสนอผลการวิเคราะห์ได้แก่ สายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม สายอากาศ PRS หนึ่งชั้น และสายอากาศ PRS สองชั้น (แผ่น PRS ชั้นที่หนึ่ง + แผ่นวางซ้อนไดอิเล็กตริก) โดยจำลองวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม CST studio 2023 [19] ซึ่งผลจำลองสายอากาศได้ทำการจำลองพร้อมกับโพรบคอนเนคเตอร์ (Connector) ชนิด SMK ที่ใช้ในประกอบชิ้นงานเพื่อให้เมื่อนำผลจำลองมาเปรียบเทียบผลการวัดทดสอบสายอากาศต้นแบบนั้นจะมีความใกล้เคียงกับตอนสร้างจริง โดยใช้จากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer)

#### 3.1 ผลเปรียบเทียบการจำลองสายอากาศต้นแบบ

จากการจำลองพบว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมโดยไม่ใส่แผ่น PRS มีความถี่เรโซแนนซ์เดียวที่ความถี่ 26.0 GHz มีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ (Impedance bandwidth : ZBW) ที่ต่ำกว่า -10 dB มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 4.8 GHz หรือ 19.0% ครอบคลุมตั้งแต่ 24.5 GHz ถึง 29.3 GHz เมื่อใส่แผ่น PRS แบบหนึ่งชั้นสายอากาศ PRS หนึ่งชั้นมีค่า ZBW เพิ่มขึ้นมีค่าเป็น 8.3 GHz หรือ 29.8% ครอบคลุมตั้งแต่ 23.7 GHz ถึง 32.0 GHz มีความถี่เรโซแนนซ์เกิดสองตำแหน่ง

ดังรูปที่ 8 สังเกตได้จากผลเปรียบเทียบกับสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมซึ่งมีความถี่แรกที่เกิดขึ้นประมาณ 24.0 GHz เป็นผลมาจากเทคนิค FPC และความถี่เรโซแนนซ์ที่สองเกิดขึ้นที่ประมาณ 26.6 GHz เป็นผลมาจากความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม พร้อมทั้งมีอัตราขยายสูงสุด 13.2 dBi ที่ 24.5 GHz นอกจากนี้ตลอดย่านความถี่ใช้งานมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นอย่างสม่ำเสมอประมาณ 5.0 dB แสดงให้เห็นถึงการพัฒนาประสิทธิภาพของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมเพียงอย่างเดียวมีอัตราขยายสูงสุด 5.0 dBi นอกจากนี้ค่า OBW เท่ากับ 14.8% ตั้งแต่ 23.7 GHz ถึง 28.1 GHz โดยควบคุมการใช้งานแถบความถี่ n258 โดยผลของค่า OBW เป็นค่าที่แสดงถึงประสิทธิภาพของแบนด์วิดท์ในการใช้งานของสายอากาศเปรียบเทียบระหว่างค่า ZBW กับ GBW ซึ่งมีช่วงการทับซ้อนทำให้ทราบถึงผลของค่าความถี่ความถี่ของกันและกันว่ามีค่าน้อยเพียงใดสายอากาศ PRS หนึ่งชั้นใส่แผ่นวางซ้อนไดอิเล็กตริกเพิ่มพบว่ามีค่าค่า ZBW เท่ากับ 6.3 GHz หรือ 25.1% ครอบคลุมตั้งแต่ 23.7 GHz ถึง 30.5 GHz แต่ค่า OBW มีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นเป็น 23.5% ตั้งแต่ 23.7 GHz ถึง 30.0 GHz สามารถครอบคลุมย่านความถี่ n257 n258 และ n261 พร้อมทั้งอัตราขยายสูงสุด 13.0 dBi ที่ 25.0 GHz

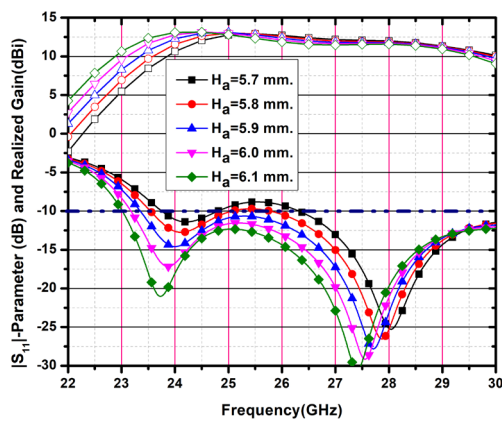


รูปที่ 8 ผลการเปรียบเทียบ ZBW และอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม สายอากาศ PRS หนึ่งชั้นและ PRS สองชั้น

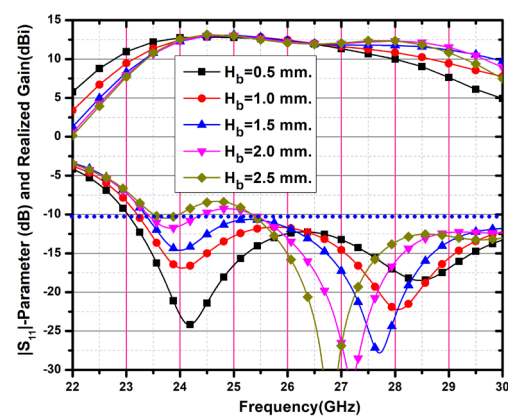
### 3.2 การศึกษาผลกระทบของค่า $H_a$ และ $H_b$

การศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงของ ZBW และอัตราขยายของสายอากาศ ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าความสูง  $H_a$  และ  $H_b$  ก่อให้เกิดผลตอบแทนความถี่เรโซแนนซ์ที่แตกต่างกันรูปที่ 9(ก) เป็นผลการศึกษาการเพิ่ม  $H_a$  ตั้งแต่ 5.7 มม. ถึง 6.1 มม. (กำหนดให้  $H_b$  เท่ากับ 1.5 มม.) ส่งผลทำให้ช่วงความถี่เรโซแนนซ์ที่สองของสายอากาศดันแบบเลื่อนต่ำลงและมีผลกระทบต่อการแมตช์ของสายอากาศทำให้ค่า ZBW สูงขึ้นเมื่อความสูง  $H_a$  เพิ่มขึ้น ในทำนองเดียวกันการเพิ่มความสูงของ  $H_b$  ตั้งแต่ 0.5 มม. ถึง 2.5 มม. (กำหนดให้  $H_a$  เท่ากับ 5.9 มม.) พบว่าความถี่เรโซแนนซ์ทั้ง

สองมีการเปลี่ยนแปลงโดยแถบความถี่แรกและแถบความถี่เรโซแนนซ์ที่สองเลื่อนไปในตำแหน่งที่ต่ำลงทำให้ค่า ZBW เพิ่มขึ้นดัง รูปที่ 9(ข) ผลการศึกษาเปลี่ยนแปลงความสูงทั้งสอง โดยการเพิ่มความสูง  $H_a$  ทำให้ความคมอัตราขยายในช่วงแถบความถี่ต่ำ (แถบความถี่ช่วงแรก) เพิ่มขึ้นส่วนของการเพิ่มความสูง  $H_b$  ส่งผลต่ออัตราขยายของความถี่ต่ำและอัตราขยายในช่วงความถี่ต่ำมีค่าลดลงและอัตราขยายช่วงความถี่สูงเพิ่มขึ้นเป็นผลการแมตช์ซึ่งของสายอากาศดันแบบที่เปลี่ยนแปลงเมื่อความสูง  $H_b$  เพิ่มขึ้นแต่อย่างไรก็ตามจากผลของการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายเนื่องจากการปรับความสูง  $H_b$  ทำให้ได้ GBW ที่เพิ่มขึ้น



(ก)



(ข)

รูปที่ 9 อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ และอัตราขยายของสายอากาศ PRS สองชั้นจากเปลี่ยนแปลงค่าความสูงของ(ก) (กำหนดให้เท่ากับ 1.5 มม.) (ข) (กำหนดให้เท่ากับ 5.9 มม.)

จากการศึกษาการแปลงเปลี่ยนค่าความสูง  $H_a$  และ  $H_b$  พบว่าช่วงของความสูงการออกแบบที่เหมาะสมที่สุดมีระยะห่างของความสูง  $H_a$  เป็น 5.9 มม. และความสูง  $H_b$  เป็น 1.5 มม. จึงจะทำให้ได้ค่า OBW กว้างมากพอครอบคลุมย่านความถี่ใช้งาน n257 n258 และ n261

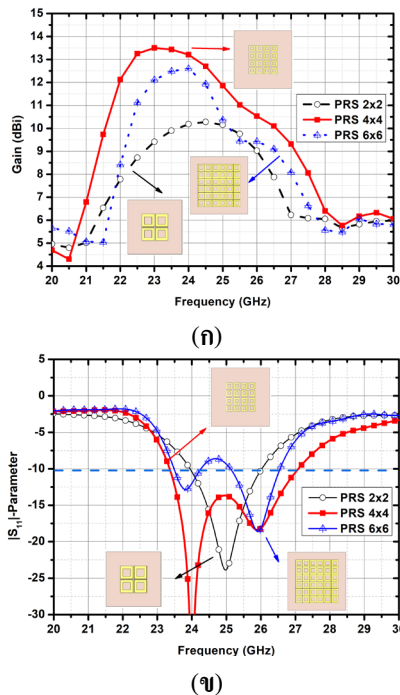
### 3.3 การศึกษาผลกระทบของจำนวนอาร์เรย์ของยูนิเซลล์

#### รูปทรงวงแหวนสี่เหลี่ยมบนแผ่น PRS

การศึกษาผลกระทบของการออกแบบยูนิเซลล์รูปทรงวงแหวนสี่เหลี่ยม ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงจำนวนอาร์เรย์ของยูนิเซลล์แบบ  $2 \times 2$  และ  $6 \times 6$  ตามลำดับ โดยกำหนด  $H_a$  เท่ากับ 5.9 มม. จากการเปลี่ยนแปลงส่งผลให้อัตราขยายของสายอากาศที่ใส่แผ่น PRS ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงจำนวน

อาร์เรย์ของยูนิเซลล์แบบ  $2 \times 2$  และ  $6 \times 6$  ก่อให้เกิดอัตราขยายสูงที่สุดในช่วงความถี่กลาง n258 ที่จำนวนอาร์เรย์ของยูนิเซลล์แบบ  $4 \times 4$  โดยเมื่อเพิ่มจำนวนยูนิเซลล์มากขึ้น แนวโน้มของอัตราขยายก็จะเพิ่มสูงขึ้นแต่จะลดลงเมื่อเกินกว่าจำนวนอาร์เรย์ของยูนิเซลล์แบบ  $4 \times 4$  ในรูปที่ 10(ก) นอกจากอัตราขยายที่เปลี่ยนแปลงแล้วยังส่งผลกระทบต่อค่า ZBW สังเกตได้จากความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นเมื่อจำนวนอาร์เรย์ของยูนิเซลล์แบบ  $4 \times 4$  ส่งผลให้ความถี่เรโซแนนซ์เกิดสองตำแหน่ง มีความถี่แรกที่เกิดมาจากเทคนิค FPC และความถี่เรโซแนนซ์ที่สองเกิดขึ้นจากความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโครสตรูปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม ดังเช่นในหัวข้อที่กล่าวมาก่อนหน้านี้ แสดงให้เห็นการ

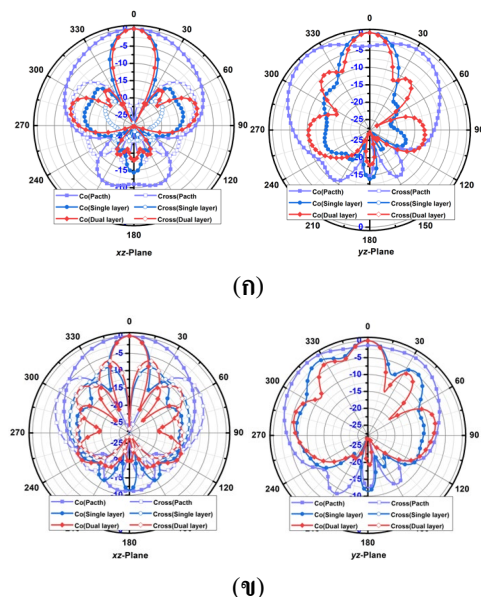
ปรับปรุง แบนด์วิดท์ของสายอากาศในมีความกว้างครอบคลุมการใช้งานที่ดีขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับจำนวนอาร์เรย์ของยูนิทเซลล์แบบ  $2 \times 2$  เกิดความถี่เรโซแนนซ์ตำแหน่งเดียว อย่างไรก็ตาม การเพิ่มจำนวนอาร์เรย์ของยูนิทเซลล์ให้มากกว่าแบบ  $4 \times 4$  นั้นจะส่งผลให้ตำแหน่งความถี่เรโซแนนซ์แรกเคลื่อนไปซ้ายมือ (แถบความถี่ต่ำกว่า 24.0 GHz) ซึ่งสังเกตมีค่า ZBW บางช่วงความถี่กลางใช้งานนั้นสูงกว่า -10 dB ดังรูปที่ 10(ข)



รูปที่ 10 ผลเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงค่าจำนวนอาร์เรย์ของยูนิทเซลล์บนแผ่น PRS  $2 \times 2$   $4 \times 4$  และ  $6 \times 6$  (ก) อัตราขยายของสายอากาศ PRS หนึ่งชั้น และ (ข) ค่า ZBW ของสายอากาศแบบ PRS หนึ่งชั้น

การพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม สายอากาศ PRS หนึ่งชั้น และสายอากาศ PRS สองชั้น ที่ความถี่ 24.0 GHz และ 26.0 GHz เป็นความถี่ที่เกิดเรโซแนนซ์ที่แรก และ เรโซแนนซ์ที่สอง ดังรูปที่ 11(ก)–11(ข) ตามลำดับ แบบรูปการแผ่พลังงาน ซึ่งระบบพิกัด  $xyz$  อ้างอิงกับการวางตัวของสายอากาศต้นแบบอยู่ในรูปที่ 1 ในระนาบ  $xz$  มีทิศทางการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางที่ตั้งฉากกับระนาบสายอากาศ (Broadside direction) โดยมีทิศทางการแผ่ออกด้านหน้าของสายอากาศในมุม  $0^\circ$  หลังใส่แผ่น PRS ส่งผลให้เปลี่ยนแปลงทิศทางการ

สะท้อนของคลื่นซึ่งถูกควบคุมจากเฟสของการสะท้อน แสดงให้เห็นว่าช่องว่างที่เกิดจากแผ่น PRS ทั้งหนึ่งชั้นและสองชั้นของสายอากาศนี้สามารถปรับแบบรูปการแผ่พลังงานให้เฉพาะเจาะจงทิศทางมากขึ้น สังเกตได้จากความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (Half Power Bandwidth: HPBW) ที่แคบลงเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศก่อนใส่แผ่น PRS บ่งชี้ได้ว่าสายอากาศ PRS หนึ่งชั้นและสายอากาศ PRS สองชั้นมีอัตราขยายที่สูงขึ้น อันเนื่องมาจากสภาพเจาะจงทิศทางที่มากขึ้นในมุม  $0^\circ$  ทั้งในแบบรูปการแผ่พลังงานของเรโซแนนซ์แรก (24.0 GHz) และเรโซแนนซ์สอง (26.0 GHz) นอกจากนี้ในระนาบ  $yz$  สายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม สายอากาศ PRS หนึ่งชั้น และสายอากาศ PRS สองชั้นมีทิศทางของโพลาไรเซชันร่วม (Co-polarization) มากกว่าทิศทางของโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-polarization) มากกว่าประมาณ 25 dB บ่งบอกได้ว่าผลการจำลองของสายอากาศมีโพลาไรเซชันแบบเชิงเส้น และอัตราส่วนด้านหน้าต่อด้านหลัง (Front-to-back ratio) พบว่าประมาณ 15 dB ทั้งสองความถี่เรโซแนนซ์หลังจากใส่แผ่น PRS หนึ่งชั้นและสองชั้นส่งผลให้เกิดระดับโลบด้านข้าง (Side Lobe Level: SLL) มีค่าประมาณ -12 dB และ -10 dB ตามลำดับ

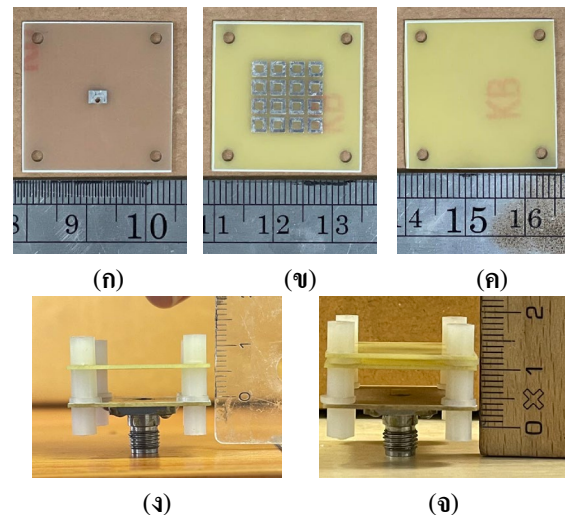


รูปที่ 11 ผลจำลองรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศทั้งสองระนาบ  $xz$  และ  $yz$  (ก) ความถี่ 24.0 GHz และ (ข) ความถี่ 26.0 GHz ของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม สายอากาศ PRS หนึ่งชั้นและ PRS สองชั้น

### 3.4 ผลวัดทดสอบเปรียบเทียบผลจำลอง

ได้นำเสนอสายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้นประกอบด้วยสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมเป็นสายอากาศแหล่งจ่ายป้อนภูมิ แผ่น PRS ชั้นที่หนึ่ง และแผ่นวางซ้อนไดอิเล็กทริกในรูปที่ 12(ก)–(ค) ตามลำดับโดยทั้งหมดชิ้นงานทั้งหมดถูกสร้างโดยใช้วัสดุฐานรอง FR-4 เมื่อนำส่วนประกอบต่าง ๆ ข้างต้น นำมาประกอบเป็นสายอากาศต้นแบบ ซึ่งมีโครงสร้างสายอากาศต้นแบบ PRS หนึ่งชั้น ในรูปที่ 12(ง) และสายอากาศต้นแบบ PRS สองชั้นแสดงอยู่ในรูปที่ 12(จ) ค่า ZBW จากการวัดทดสอบสายอากาศทั้งสามแบบนำมาเปรียบเทียบกับผลจำลองสายอากาศ PRS สองชั้น โดยผลจำลองที่ดังกล่าวมาได้จำลองในส่วนของวัสดุอุปกรณ์ นีโอพลาสติคชนิด PTFE ซึ่งใช้ในการประกอบชิ้นงานเข้าไปแล้ว พร้อมกับโพรคอนเนคเตอร์ชนิด SMK ซึ่งใช้ในการส่งผ่านสัญญาณไปยังสายอากาศ เพื่อให้การเปรียบเทียบชิ้นงานนั้นมีความใกล้เคียงกับชิ้นงานที่จะนำมาวัดผลสอบ

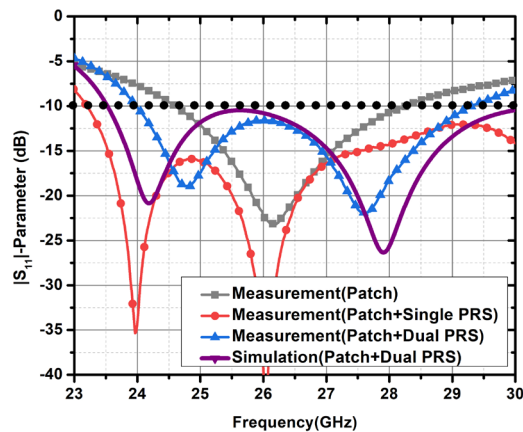
จากการวัดทดสอบสายอากาศต้นแบบ PRS สองชั้น มีความถี่เรโซแนนซ์แรกเกิดขึ้นที่ 24.6 GHz และความถี่เรโซแนนซ์ที่สองเกิดขึ้นที่ 27.8 GHz ซึ่งผลวัดทดสอบกับผลการจำลองใกล้เคียงกันดังรูปที่ 13 แสดงให้เห็นค่า ZBW ครอบคลุมตั้งแต่ 24.0 GHz ถึง 29.9 GHz หรือ 20.9% ซึ่งน้อยกว่าการจำลองการทำงานประมาณอยู่ 8.9% ส่วนอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบ PRS สองชั้น มีผลวัดทดสอบได้ อัตราขยายสูงสุด 11.8 dBi ที่ 25.5 GHz เพิ่มขึ้นจากกรณีไม่มีแผ่น PRS ที่ค่า 3.0 dBi แต่อัตราขยายจริงของสายอากาศต้นแบบ PRS สองชั้นมีค่าต่ำกว่าการจำลองอยู่ 1.2 dB ยิ่งไปกว่านั้นสายอากาศต้นแบบมี OBW ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 24.0 GHz ถึง 30.0 GHz และมีอัตราขยายสูงขึ้นกว่า 9.0 dB ตลอดช่วงความถี่ในการใช้งาน ดังในรูปที่ 14 ผลการเปรียบเทียบเชิงตัวเลขในส่วนอื่นเพิ่มเติมทั้งความต่างกันของความกว้างของลำคลื่น และประสิทธิภาพการแผ่กระจายคลื่นของผลจำลองกับผลวัดทดสอบแสดงอยู่ในตารางที่ 1



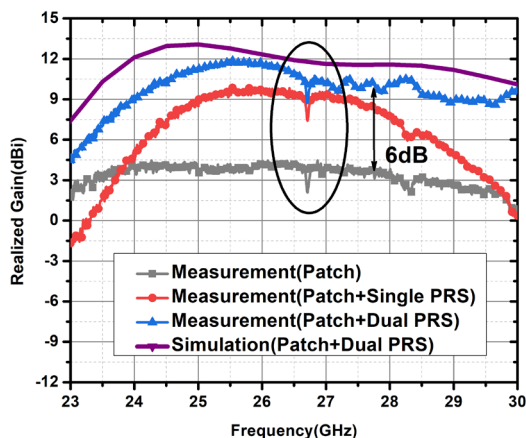
รูปที่ 12 ส่วนประกอบและโครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ (ก) สายอากาศต้นแบบแหล่งจ่ายป้อนภูมิ (ข) แผ่น PRS ชั้นที่หนึ่ง (ค) แผ่นวางซ้อนไดอิเล็กทริก (ง) สายอากาศต้นแบบ PRS หนึ่งชั้น (จ) สายอากาศต้นแบบ PRS สองชั้น

จากผลการวัดทดสอบแสดงให้เห็นว่าสายอากาศต้นแบบครอบคลุมช่วงความถี่ในการใช้งานที่ต้องการย่าน n257 n258 และ n261

ในส่วนแบบรูปการแผ่พลังงานซึ่งได้ทำการนำเสนอผลจากการวัดทดสอบออกมาทั้งหมดในสองระนาบได้แก่ระนาบ  $xy$  และระนาบ  $yz$  ประกอบด้วยผลของสายอากาศต้นแบบไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม ดังรูปที่ 15(ก) สายอากาศต้นแบบ PRS หนึ่งชั้น ดังรูปที่ 15(ข) และสายอากาศต้นแบบ PRS สองชั้น ดังรูปที่ 15(ค) ในแต่ละรูปจะเปรียบเทียบย่านความถี่เริ่มต้น 24.0 GHz ความถี่กลาง 26.0 GHz และความถี่ปลาย 29.0 GHz เพื่อนำเสนอแบบรูปการแผ่พลังงานครอบคลุมตลอดทั้งความถี่ที่ใช้งานตามช่วงของแบนด์วิธ จากผลวัดทดสอบของการทำงานของสายอากาศต้นแบบมีแบบรูปการแผ่พลังงานดังรูปที่ 15 พบว่าสายอากาศต้นแบบไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมก่อนใส่แผ่น PRS ในช่วงความถี่เริ่มต้น 24.0 GHz และความถี่กลาง 26.0 GHz



**รูปที่ 13** ผลของ  $|S_{11}|$  จากการวัดทดสอบของสายอากาศ ไมโครสริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม สายอากาศ PRS หนึ่งชั้น และสายอากาศ PRS สองชั้นเปรียบเทียบผลจำลองของสายอากาศ PRS สองชั้น



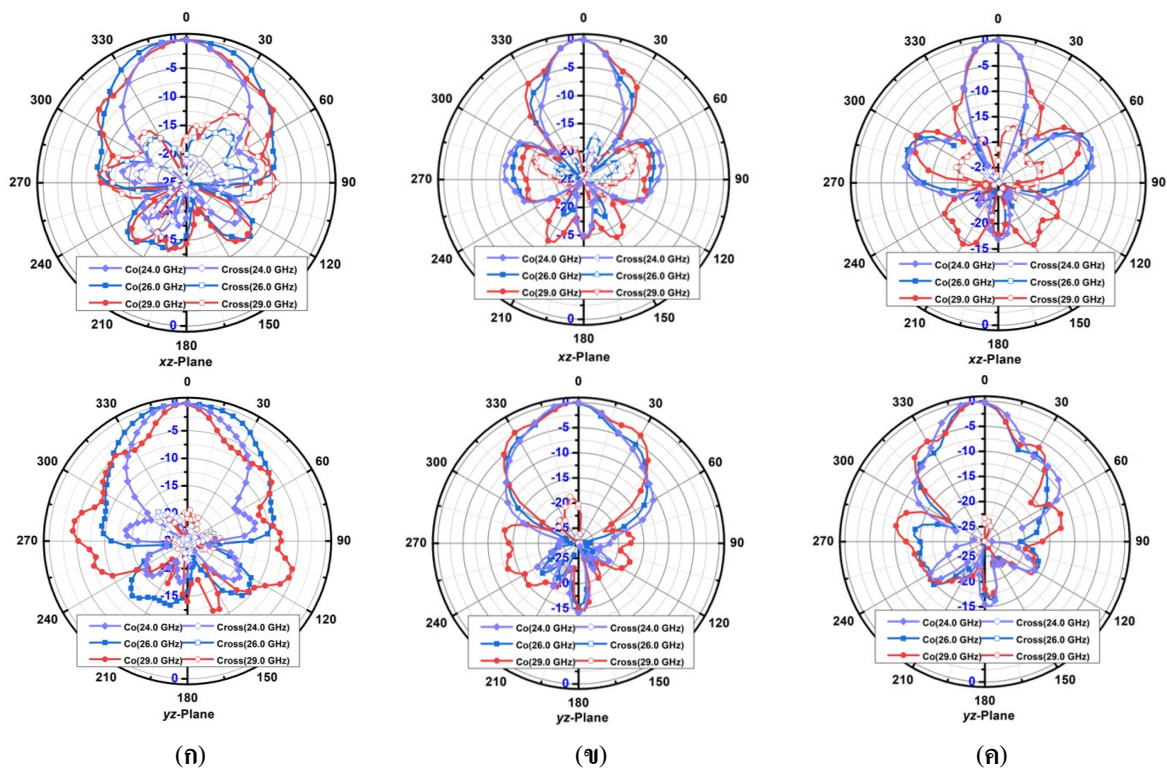
**รูปที่ 14** ผลของอัตราขยายจากการวัดทดสอบของสายอากาศไมโครสริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม สายอากาศ PRS หนึ่งชั้น และ PRS สองชั้น เปรียบเทียบผลจำลองของสายอากาศแบบสองชั้น PRS

ทิศทางของโพลาริเซชันรวมจะมีค่าสูงกว่าทิศทางของโพลาริเซชันไขว้ แต่ในช่วงปลายความถี่ 29.0 GHz ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานไม่สามารถวัดค่าออกมาได้ สังเกตเห็นได้ว่าในระนาบ  $yz$  ที่ค่าโพลาริเซชันรวมแทบจะมีทิศทางการแผ่กระจายคลื่นแบบทุกทิศทาง เมื่อใส่แผ่น PRS แล้วแบบรูปการแผ่พลังงานมีทิศทางของโพลาริเซชันรวม มีค่าสูงกว่า

ทิศทางของโพลาริเซชันไขว้มากกว่าเดิมมีค่าเท่ากับ 30 dB ในมุม  $0^\circ$  ทั้งสามช่วงของย่านความถี่ ซึ่งก่อนหน้านี้ผลของช่วงความถี่ปลาย 29.0 GHz ที่ไม่สามารถวัดได้ก็เริ่มวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศได้ บ่งชี้ว่าสายอากาศมีเปลี่ยนแบบรูปการแผ่พลังงานหลังจากใส่แผ่น PRS หนึ่งชั้น และ PRS สองชั้นซึ่งมีโน้มน้าวสอดคล้องกับผลจำลองที่สายอากาศต้นแบบนี้มีโพลาริเซชันแบบเชิงเส้น นอกจากนี้ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานให้ช่วงความถี่สูง (29.0 GHz) สายอากาศจะมีค่าโพลาริเซชันรวมดีที่ขึ้น สังเกตได้จากในระนาบ  $yz$  มีค่าโพลาริเซชันรวมมีทิศความกว้างของลำคลื่นที่มีทิศทางเฉพาะเจาะจงมากขึ้น นอกจากนี้อัตราส่วนด้านหน้าต่อด้านหลัง พบว่ามีค่าประมาณ 15 dB พร้อมทั้งยังสามารถสังเกตได้ว่ากรณีสายอากาศต้นแบบ PRS หนึ่งชั้น และสายอากาศต้นแบบ PRS สองชั้นเกิดระดับโลบด้านข้างมีค่าประมาณ -15 dB และ -17 dB ตามลำดับ ในทุกช่วงความถี่ในการใช้งาน ๓257 ๓258 และ ๓261 จากผลการศึกษาจากผลการศึกษาความแตกต่างของ ZBW และอัตราขยายที่เกิดขึ้นระหว่างผลการวัดทดสอบกับผลจากการจำลอง พบว่ามีความคลาดเคลื่อนซึ่งอาจเกิดจากกระบวนการสร้างและผลิตสายอากาศในการกำหนดระยะความสูงของแผ่น PRS เป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงค่าของ  $H_a$  และ  $H_b$  พร้อมทั้งข้อจำกัดทางด้านเครื่องมือวัดทดสอบซึ่งสังเกตได้จากช่วงอัตราขยายที่มีลดต่ำลงแบบผิดปกติจากสัญญาณรบกวนซึ่งจากหาพิจารณาจากสมการคำนวณระบบสัญญาณตลอดเครือข่าย (Link budget) ที่ใช้ในการคำนวณย้อนกลับเพื่อหาอัตราขยายสูงสุดของสายอากาศ ที่ความถี่ต้องการ โดยจากสมการจะพบว่ามีพารามิเตอร์ที่แสดงถึงการสูญเสียของระบบ (System loss) เป็นการสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในเครื่องมือการวัดทดสอบทำให้ผลที่ได้มีความผิดพลาดไปจากการผลจำลอง จากที่กล่าวมาโดยส่วนใหญ่แล้วผลการจำลองและผลการวัดทดสอบของสายอากาศยังคงมีโน้มน้าวการใช้งานในย่านคลื่นมิลลิเมตรได้ตรงตามความต้องการได้มากกว่า 80% เมื่อเปรียบเทียบผลวัดทดสอบกับผลจากการจำลอง

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบผลจำลองและผลวัดทดสอบสายอากาศไมโครสริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม สายอากาศ PRS หนึ่งชั้น และสายอากาศ PRS สองชั้น

| สายอากาศ                                  | สายอากาศไมโครสริปแบบ<br>แพตช์สี่เหลี่ยม |                                      | สายอากาศไมโครสริปแพตช์<br>กับ PRS หนึ่งชั้น |                                     | สายอากาศไมโครสริปแพตช์<br>PRS สองชั้น |                                     |
|-------------------------------------------|-----------------------------------------|--------------------------------------|---------------------------------------------|-------------------------------------|---------------------------------------|-------------------------------------|
| พารามิเตอร์                               | ผลจำลอง                                 | ผลวัดทดสอบ                           | ผลจำลอง                                     | ผลวัดทดสอบ                          | ผลจำลอง                               | ผลวัดทดสอบ                          |
| อิมพีแดนซ์<br>แบนด์วิดท์<br>(ช่วงความถี่) | 6.2 GHz<br>(23.8 GHz -<br>30.0 GHz)     | 3.9 GHz<br>(24.3 GHz -<br>28.20 GHz) | 7.1 GHz<br>(22.9 GHz -<br>30.0 GHz)         | 6.8 GHz<br>(23.2 GHz -<br>30.0 GHz) | 6.7 GHz<br>(23.3 GHz -<br>30.0 GHz)   | 5.6 GHz<br>(24.0 GHz -<br>29.6 GHz) |
| อัตราขยายสูงสุด                           | 5.5 dBi<br>@28.0 GHz                    | 3.0 dBi<br>@26.5 GHz                 | 13.6 dBi<br>@25.0 GHz                       | 10.6 dBi<br>@26.0 GHz               | 13.3 dBi<br>@25.0 GHz                 | 11.8 dBi<br>@25.5 GHz               |
| ความกว้างลำคลื่น<br>ครึ่งกำลัง            | 63.8°                                   | 61.2°                                | 21.6°                                       | 20.0°                               | 20.6°                                 | 18.6°                               |
| ประสิทธิภาพการ<br>แผ่พลังงาน              | 83.0%                                   |                                      | 83.4%                                       |                                     | 82.4%                                 |                                     |



รูปที่ 15 ผลวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบทั้งสองระนาบ  $xz$  และ  $yz$  ย่านความถี่เริ่มต้น 24.0 GHz ความถี่กลาง 26.0 GHz และความถี่ปลาย 29.0 GHz (ก) สายอากาศต้นแบบไมโครสริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม (ข) สายอากาศต้นแบบ PRS หนึ่งชั้น และ (ค) สายอากาศต้นแบบ PRS สองชั้น

#### 4. สรุป

บทความนี้นำเสนอการพัฒนาประสิทธิภาพของเสาอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมบนวัสดุ FR-4 ซึ่งผลของการวัดทดสอบเสาอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมทำหน้าที่เป็นในการแผ่กระจายคลื่นร่วมกับเทคนิคการออกแบบ PRS แบบสองชั้น พบว่าเสาอากาศมีแบนด์วิดท์ที่ทับซ้อน เท่ากับ 20.9% (ตั้งแต่ 24.0 GHz ถึง 29.9 GHz) สามารถเพิ่มอัตราขยายจากเดิมได้ประมาณ 6.0 dB ตลอดช่วงการใช้งานจากเดิมที่ 3.0 dBi มีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 11.8 dBi ที่ 25.5 GHz พร้อมทั้งเสาอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์เกิดขึ้นใหม่สองแถบความถี่ได้แก่ 24.6 GHz และ 27.8 GHz ตามลำดับ ซึ่งแถบความถี่ทั้งสองค่อนข้างที่จะเป็นอิสระต่อกัน อย่างไรก็ตามจากคุณสมบัติของเสาอากาศที่ได้นำเสนอเสาอากาศที่ได้มีขนาดเล็ก ด้วยโครงสร้างการออกแบบซึ่งไม่ซับซ้อน พร้อมทั้งผลิตจากวัสดุฐานรองราคาถูกลง และสามารถใช้งานได้หลายแถบความถี่ย่านคลื่นมิลลิเมตร ในช่วง n257 n258 และ n261

#### 5. กิตติกรรมประกาศ

ทางผู้วิจัยขอขอบคุณ สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ให้ความอนุเคราะห์สำหรับลิขสิทธิ์โปรแกรม CST Microwave Studio Suite และเครื่องมือสำหรับการวัดทดสอบเสาอากาศต้นแบบ

#### เอกสารอ้างอิง

- [1] P. Akkaraekthalin, "5G Mobile Communications and Antennas," *The Journal of King Mongkut's University of Technology North Bangkok*, vol. 31, no. 2, pp. 175–178, 2021, doi: 10.14416/j.kmutnb.2021.01.002.
- [2] Office of The National Broadcasting and Telecommunications. "5G- คลื่น และ เทคโนโลยี." nbt.go.th. [https://www.nbt.go.th/getattachment/a3183a1b-d74c-4130-beed-5addb648c7cb/223348\\_5G-คลื่นและเทคโนโลยี\\_finalPUB.pdf.aspx?lang=th-TH](https://www.nbt.go.th/getattachment/a3183a1b-d74c-4130-beed-5addb648c7cb/223348_5G-คลื่นและเทคโนโลยี_finalPUB.pdf.aspx?lang=th-TH) (accessed Oct. 29, 2023).
- [3] A. E. Farahat and K. F. A. Hussein, "Dual-Band (28/38

- GHz) Wideband MIMO Antenna for 5G Mobile Applications," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 32213–32223, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3160724.
- [4] M. Wang and C. H. Chan, "Dual-Polarized, Low-Profile Dipole-Patch Array for Wide Bandwidth Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 9, pp. 8030–8039, 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3164416.
- [5] D. Mungur and S. Duraikannan, "Design and Analysis of 28 GHz Millimeter Wave Antenna Array for 5G Communication Systems," *Journal of Science Technology Engineering and Management-Advanced Research & Innovation*, vol. 1, no. 3, pp. 1–10, 2018.
- [6] M. Khalily, R. Tafazolli, T. A. Rahman and M. R. Kamarudin, "Design of Phased Arrays of Series-Fed Patch Antennas with Reduced Number of the Controllers for 28-GHz mm-Wave Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1305–1308, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2015.2505781.
- [7] S. Chaimool and P. Akkaraekthalin, "Metamaterials for Antenna Applications," *The Journal of KMUTNB*, vol. 21, no. 2, pp. 472–482, 2011.
- [8] M. F. El-Sewedy, M. A. Abdalla and H. A. Elregely, "High directive Fabry-Pérot cavity antenna by using reflecting metasurface for 5G applications," in *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, QC, Canada, Jul. 5–10, 2020, pp. 817–818, doi: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9330488.
- [9] N. Hussain, U. Azimov, M. Jeong, S. Rhee, S. W. Lee and N. Kim, "A High-Gain Microstrip Patch Antenna Using Multiple Dielectric Superstrates for WLAN Applications," *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 35, no. 2, pp. 187–193, 2020.
- [10] Y. Di Hu, X. H. Wang, S. W. Qu and B. Z. Wang, "A

- Wideband High-Efficiency Compact Fabry-Pérot Resonant Antenna With Multilayer Partially Reflective Surface,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 21, no. 10, pp. 2100–2104, 2022, doi: 10.1109/LAWP.2022.3191307.
- [11] S. Guthi and V. Damara, “High gain and wideband circularly polarized S-shaped patch antenna with reactive impedance surface and frequency-selective surface configuration for Wi-Fi and Wi-Max applications,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 31, no. 11, pp. 1–10, 2021, doi: 10.1002/mmce.22865.
- [12] A. P. Feresidis and J. C. Vardaxoglou, “High gain planar antenna using optimised partially reflective surfaces,” *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 148, no. 6, pp. 345–350, 2001, doi: 10.1049/ip-map:20010828.
- [13] T. Liu and S. S. Kim, “Design of wide-bandwidth electromagnetic wave absorbers using the inductance and capacitance of a square loop-frequency selective surface calculated from an equivalent circuit model,” *Optics Communications*, vol. 359, pp. 372–377, 2016, doi: 10.1016/j.optcom.2015.10.011.
- [14] K. P. Lätti, M. Kettunen, J. P. Strom and P. Silventoinen, “A review of microstrip T-resonator method in determining the dielectric properties of printed circuit board materials,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 5, pp. 1845–1850, 2007, doi: 10.1109/TIM.2007.903587.
- [15] H. Boutayeb, K. Mahdjoubi, A. C. Tarot and T. A. Denidni, “Directivity of an antenna embedded inside a Fabry-Perot cavity: Analysis and design,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 1, pp. 12–17, 2006, doi: 10.1002/mop.21249.
- [16] A. Goudarzi, M. Movahhedi, M. M. Honari and R. Mirzavand, “Design of a wideband single-layer partially reflective surface for a circularly-polarized resonant cavity antenna,” *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 129, 2021, Art. no. 153535, doi: 10.1016/j.aeue.2020.153535.
- [17] A. Lalbakhsh, M. U. Afzal, K. P. Esselle, S. L. Smith and B. A. Zeb, “Single-dielectric wideband partially reflecting surface with variable reflection components for realization of a compact high-gain resonant cavity antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 3, pp. 1916–1921, 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2891232.
- [18] A. P. Feresidis and J. C. Vardaxoglou, “A broadband high-gain resonant cavity antenna with single feed,” in *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, Nice, France, Nov. 6–10, 2006, pp. 1–5, doi: 10.1109/EUCAP.2006.4584495.
- [19] Sigma Solutions. “SIMULIA CST Studio Suite.” [sigmasolutions.co.th. https://sigmasolutions.co.th/cst-studio-suite/](https://sigmasolutions.co.th/cst-studio-suite/) (accessed Jun. 17, 2023)