

การพัฒนาสายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม สำหรับประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สาย

รัฐพล จินะวงศ์^{1*} และ สมศักดิ์ อรรคทิมากุล²

บทคัดย่อ

งานวิจัยฉบับนี้ได้นำเสนอการพัฒนาสายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วมสำหรับประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สาย ที่ใช้เทคนิคการตัดปลายมุมเพื่อชดเชยค่าความจุ โดยเริ่มจากการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบ (Simulation) ของโครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรมจำลองเพื่อประยุกต์ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE802.11a/ b/g ของย่านความถี่ 2.45 GHz (2400–2484 MHz) ที่มีแบนด์วิดท์กว้างประมาณ 25.55% และในย่านความถี่ 5.24 GHz

(5130-5350 MHz) ที่มีแบนด์วิดท์กว้างประมาณ 20.735% ผลการทดสอบสายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม จะครอบคลุมความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE802.11 a/b/g โดยผลการวัดของค่าแบนด์วิดท์และความถี่กลางของสายอากาศที่สร้างขึ้นมีแนวโน้มใกล้เคียงกับผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D

คำสำคัญ: สายอากาศไดโพล สายนำสัญญาณสตริประนาบร่วม การสื่อสารไร้สาย

¹ นักศึกษา ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

² รองศาสตราจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

* ผู้นิพนธ์ประสานงาน โทรศัพท์ 08-9457-3339 อีเมล: j_rattapon@hotmail.com



The Development of CPS-Fed Dipole Antenna for Wireless Communication Applications

Rattapon Jeenawong^{1*} and Somsak Akatimagool²

Abstract

This research presents a development of the CPS-fed (Coplanar Strip) dipole antenna for wireless communication applications. The capacitance compensation is proposed by cutting a strip angle. Firstly, we simulate the designed antenna of the 50 ohms matched impedance using the simulation program. The proposed antenna is designed for the narrow band wireless communication network applications of 2,400-2,484 MHz frequency range with the 25.55% of

bandwidth ratio and applications of 5,130-5,350 MHz frequency range with the 20.735 % of bandwidth ratio. As a result, the proposed antenna renders the bandwidth that covers the IEEE802.11 a/b/g standard of WLAN applications. The measured bandwidth and the center frequency of the designed antenna have a tendency to agree with the simulated results of IE3D simulation.

Keywords: Dipole Antenna, Coplanar Strip, Wireless Communication

¹ Student, Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education, King Mongkut's University of Technology North Bangkok.

² Associate Professor, Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education, King Mongkut's University of Technology North Bangkok.

* Corresponding Author, Tel. 08-9457-3339, E-mail: j_rattapon@hotmail.com

1. บทนำ

จากอดีตจนถึงปัจจุบันการติดต่อสื่อสารโทรคมนาคม นับว่ามีบทบาทและมีความสำคัญต่อชีวิตความเป็นอยู่ของมนุษย์เป็นอย่างมาก ระบบการติดต่อสื่อสารแบ่งออกได้เป็นสองรูปแบบ ได้แก่ การสื่อสารแบบใช้สายตัวนำ และการสื่อสารแบบไร้สาย ในปัจจุบันส่วนใหญ่นิยมใช้การสื่อสารแบบไร้สายที่ใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟที่มีความสะดวกในการติดต่อสื่อสารมากขึ้น และในอนาคตจะเข้าสู่ยุคของการสื่อสารแบบไร้สายอย่างเต็มรูปแบบ เพราะการวางระบบการสื่อสารแบบใช้สายมีความไม่สะดวก ยุ่งยาก ซับซ้อน และมีค่าใช้จ่ายในการติดตั้งค่อนข้างสูง ในขณะที่ระบบการสื่อสารแบบไร้สายสามารถอำนวยความสะดวก และตอบสนองความต้องการของมนุษย์ได้มากยิ่งขึ้น โดยเฉพาะอุปกรณ์สื่อสารไร้สายมีการพัฒนามาตรฐานที่มุ่งเน้นถึงความคล่องตัว (Mobility) ความสะดวกในการติดตั้งและจัดการง่าย (Manageability) ความยืดหยุ่น (Flexibility) และค่าใช้จ่าย (Cost) [1]

สายอากาศเป็นส่วนประกอบที่สำคัญในระบบการสื่อสารไร้สายโดยเฉพาะสายอากาศแบบไมโครสตริปเป็นที่นิยมใช้งานเป็นส่วนใหญ่เนื่องจากมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และราคาถูกเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศชนิดอื่นๆ และมีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางในการสื่อสารแบบไร้สาย รูปแบบพื้นฐานของสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์แบ่งตามลักษณะโครงสร้างที่นิยมใช้งานทั่วไป [2] ได้แก่ สายอากาศแบบแพตช์ (Patch Antenna) สายอากาศแบบช่องเปิด (Slot Antenna) และสายอากาศแบบไดโพล (Dipole Antenna) ซึ่งสายอากาศประเภทดังกล่าว มีขนาดกะทัดรัด เหมาะแก่การนำไปใช้งานในอุปกรณ์สื่อสารต่างๆ เช่น โทรศัพท์มือถือ (Mobile Phone) คอมพิวเตอร์พกพา (Laptops) คอมพิวเตอร์พกพาขนาดเล็ก (Tablets) อุปกรณ์กำหนดตำแหน่งบนโลก (Global Positioning System: GPS) และอุปกรณ์รับและส่งสัญญาณในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN Access Points) ซึ่งสามารถออกแบบใช้งานเพื่อรองรับย่านความถี่ตามมาตรฐาน IEEE ได้แก่ ความถี่ 2.4 GHz (2.4-2.484

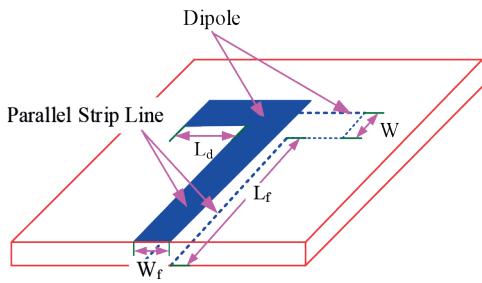
GHz) และ ความถี่ 5.2 GHz (5.15-5.35 GHz) [3]

ดังนั้นในหลายปีที่ผ่านมา มีนักวิจัยได้พัฒนาและออกแบบสายอากาศดังกล่าวให้มีขนาดเล็กลง สามารถออกแบบบนโครงสร้างระนาบร่วม ซึ่งสามารถปรับให้ตอบสนองความถี่ย่านกว้างหรือหลายย่านความถี่ได้ และมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียวดังตัวอย่างงานวิจัยของ Xianming Qing และคณะ [4] ได้นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปโพลเด็ต ไดโพล สำหรับการประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศของแท็ก (Tag) ที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz ในอุปกรณ์ของ RFID ได้ และ M.H. Jamaluddin และคณะ [5] ได้นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปไดโพล สำหรับประยุกต์ใช้งานเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายในย่านความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz มีค่าแบนด์วิดท์เท่ากับ 22% เป็นต้น นอกจากนี้แล้ว Chen และคณะ [6] ได้พัฒนาสายอากาศแบบสองแถบความถี่ โดยการปรับปรุงสายอากาศให้มีลักษณะคล้ายสายอากาศไดโพล โดยการเจาะรูรูปร่างคล้ายตัวอักษรแอลบนโครงสร้างของสายอากาศทั้งสองด้านเพื่อทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์สองย่านความถี่ ซึ่งความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ที่สองจะสั้นกว่าความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ที่หนึ่ง จากการศึกษางานวิจัยดังกล่าวข้างต้นพบว่าการพัฒนาและออกแบบเพื่อให้ได้การตอบสนองความถี่สองย่านทำได้ค่อนข้างยาก อีกทั้งยังมีขนาดใหญ่ ดังนั้นผู้วิจัยจึงมีแนวคิดที่จะสร้างสายอากาศแบบใหม่เพื่อแก้ไขข้อบกพร่องดังกล่าว

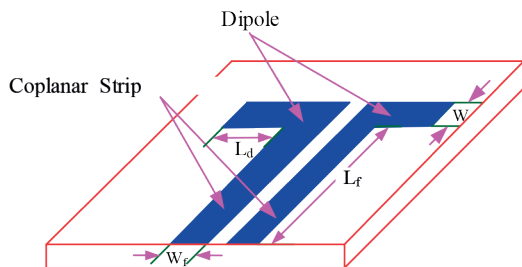
บทความวิจัยนี้นำเสนอการศึกษาและพัฒนาสายอากาศไดโพลที่สามารถใช้งานได้สองแถบความถี่ตามมาตรฐานการสื่อสารแบบไร้สายของ IEEE 802.11a/b/g

2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

สายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ สามารถใช้รูปแบบการป้อนสัญญาณได้หลายรูปแบบไม่ว่าจะเป็นสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม (Coplanar Strip: CPS) และสายนำสัญญาณแบบสตริปขนาน (Parallel Strip Line: PSL) แสดงดังรูปที่ 1



(ก) สายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบ PSL



(ข) สายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบ CPS
รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบ CPS และ PSL [7]

การวิจัยครั้งนี้จะนำสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม (CPS) มาต่อร่วมกับสายอากาศไดโพลดังรูปที่ 1(ข) ดังนั้นการออกแบบสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์มีขั้นตอนดังต่อไปนี้

2.1 กำหนดหาความกว้าง (W) ของแขนไดโพล

โดยหาได้จากสมการที่ (1) [7]

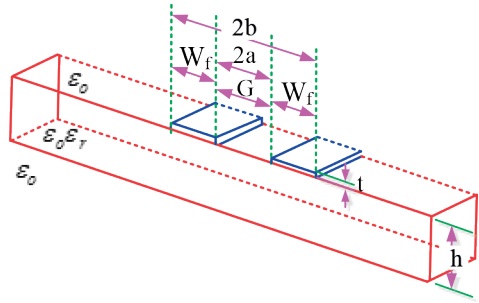
$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{(2A)} - 2} \quad (1)$$

$$\text{โดยที่ } A = \frac{Z_0}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\}$$

2.2 กำหนดหาความยาว (\$L_d\$) ของแขนไดโพล

ได้จากสมการที่ (2)

$$L_d = \lambda_g / 4 \quad (2)$$



รูปที่ 2 สายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม (CPS) [8]

เมื่อ λ_g หาได้จากสมการที่ (3)

$$\lambda_g = \frac{c}{f_o \sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3)$$

โดยที่ c คือค่าความเร็วแสง มีค่าเท่ากับ 3×10^8 m/s

ϵ_{re} คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

ซึ่งคำนวณได้ จากสมการที่ (4)

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{12}{W/h} \right]^{-0.5} \quad (4)$$

2.3 กำหนดหาความกว้างของสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม (\$W_f\$) ที่มีโครงสร้างสายนำสัญญาณดังรูปที่ 2

สายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม เรียกอีกชื่อหนึ่งว่า CPS (Coplanar Strip) เป็นการป้อนสัญญาณความถี่ด้วยแผ่นโลหะเพียงระนาบเดียว โดยจะมีสายนำสัญญาณสตริปสองแผ่นขนานกันจากด้านบนของวัสดุฐานรองและจะไม่มีระนาบกราวด์ด้านล่างโดยการออกแบบการป้อนสายสัญญาณจะมีการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะให้มีค่าใกล้เคียงกับความต้านทานของโหลดให้มากที่สุด ดังนั้นในการออกแบบจะกำหนดให้อิมพีแดนซ์คุณลักษณะมีค่าเท่ากับ 50Ω และหาค่าของสายนำสัญญาณสตริปแบบระนาบร่วม (\$W_f\$) และช่องว่าง (G) โดยใช้สมการดังต่อไปนี้

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{K(k)}{K'(k)} \quad (5)$$

เมื่อ k หมายถึง อัตราส่วนลักษณะ (Aspect Ratio)
โดยที่ค่าอัตราส่วน $\frac{K(k)}{K'(k)}$ สามารถหาได้ 2 กรณีดังนี้

กรณี $0 \leq k \leq 0.707$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k'})}{(1-\sqrt{k'})} \right]}$$

กรณี $0.707 \leq k \leq 1$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k})}{(1-\sqrt{k})} \right]$$

โดยที่ $k'_n = \sqrt{1-k_n^2}$ เมื่อ $n = 1, 2, 3, \dots$

$$\text{และ } k_1 = \frac{a}{b} = \frac{G}{G+2W_f}$$

$$k_2 = \sqrt{1 - \frac{\sinh^2(\pi a / 2(h))}{\sinh^2(\pi b / 2(h))}}$$

และหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{re}) ได้จาก

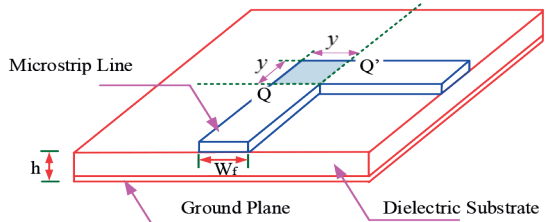
$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (8)$$

โดยที่ตัวประกอบการคูณ $q = \frac{1}{2} \frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)}$

2.4 ความไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉากของสายนำสัญญาณแบบสตริปรีนาบร่วม

การเชื่อมต่อระหว่างแขนทั้งสองของสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์กับสายนำสัญญาณแบบสตริปรีนาบร่วมจะเชื่อมต่อแบบมุมฉาก แสดงดังรูปที่ 1(ข) ซึ่งมีลักษณะโครงสร้างและวงจรสมมูลคล้ายกับสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่เชื่อมต่อแบบมุมฉาก [9] แสดงดังรูปที่ 3(ก) ซึ่งการเชื่อมต่อดังกล่าวจะทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก และรูปที่ 3(ข) เป็นการแปลงวงจรสมมูลที่บริเวณมุมฉากนั้นทำการแปลงเป็นวงจรข่ายแบบ T โดยจะมีตัวเหนี่ยวนำสองตัวต่อกัน และตัวเก็บประจุต่อขนานกัน

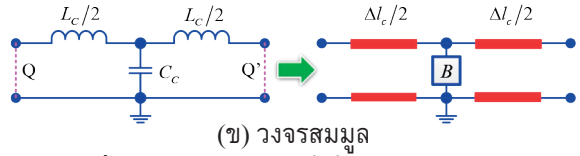
สมการการหาค่าของอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ของวงจรสมมูล เป็นดังนี้ [9]



(6)

(ก) โครงสร้าง

(7)



(ข) วงจรสมมูล

รูปที่ 3 สายนำสัญญาณที่เชื่อมต่อแบบมุมฉาก

$$C_c = W \left[\frac{(14\epsilon_r + 1)(W/h) - (1.83\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{W/h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{W/h} \right] \quad \text{for } \frac{W}{h} < 1 \quad (9)$$

$$C_c = W \left[(9.5\epsilon_r + 1.25)(W/h) + 5.2\epsilon_r + 7 \right] \times 10^{-12} \quad \text{for } \frac{W}{h} \geq 1 \quad (10)$$

$$L_c = 100h \left(4\sqrt{\frac{W}{h}} - 4.21 \right) \times 10^{-9} \quad (11)$$

ซึ่งสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ของมุมฉาก (Z_{corner}) ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$Z_{\text{corner}} = \sqrt{L_c / C_c} \quad (12)$$

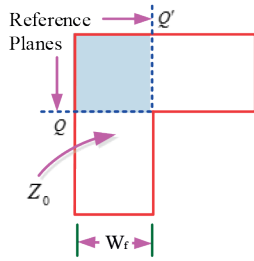
และสามารถหาค่าความยาวสมมูลของสายส่งบริเวณมุมฉากได้ดังสมการต่อไปนี้

$$y = \frac{c}{\epsilon_{re}} \sqrt{L_c C_c} \quad (13)$$

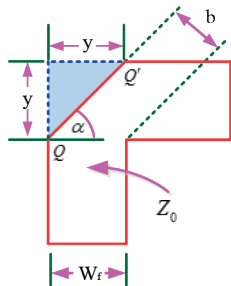
จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3(ข) และสมการที่ (12)-(13) พบว่าค่าของ $Z_{\text{corner}} \neq Z_0 \neq 50\Omega$ และการส่งผ่านพลังงานไม่สูงสุด ดังนั้นปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้ด้วยเทคนิคการตัดปลายมุมเพื่อชดเชยค่าความจุที่เกิดขึ้นในบริเวณของมุมฉาก

2.5 เทคนิคการตัดปลายมุมเพื่อชดเชยค่าความจุ

การตัดปลายมุมของสายนำสัญญาณแบบสตริป



(ก) การเชื่อมต่อแบบมุมฉากของสายอากาศไดโพล



(ข) ตำแหน่งของการตัดมุมเพื่อชดเชยค่าความจุ
รูปที่ 4 การตัดมุมเพื่อชดเชยค่าความจุ

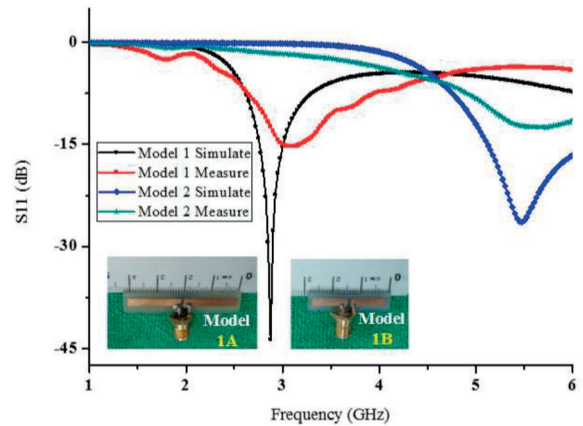
ระนาบร่วม จะมีผลกระทบต่อค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของวงจรเนื่องจากผลกระทบของค่าความจุบริเวณมุมฉาก อย่างไรก็ตามสามารถทำการชดเชยค่าความจุนี้ได้ด้วยการตัดปลายมุมฉากออกเพื่อให้เกิดการแผ่กระจายขึ้นระหว่างบริเวณหักมุมฉากกับอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่กำหนดให้ b มีค่าเท่ากับ $0.6W-0.7W$ [10] แสดงดังรูปที่ 4 และในกรณีที่ $W/h \geq 0.25$ และ $\epsilon_r \leq 25$ สามารถหาค่าระยะการตัด (y) [9] ได้จากสมการที่ (14)

$$y = \left(1.04 + 1.3e^{-1.35\frac{W}{h}} \right) W_f \quad (14)$$

3. การออกแบบสายอากาศไดโพลแถบความถี่เดี่ยว

3.1 การออกแบบสายอากาศไดโพลด้วยการคำนวณ

การออกแบบสายอากาศไดโพลย่านความถี่ 2.45 GHz (2400 - 2484 MHz) ที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g โดยมีโครงสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก

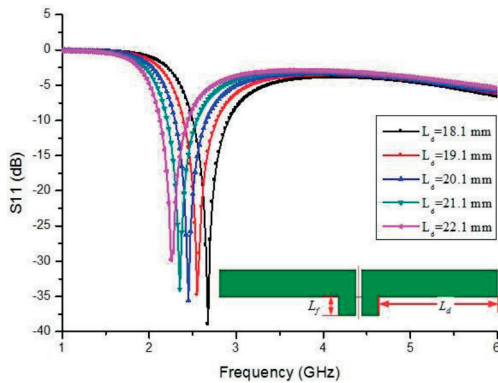


รูปที่ 5 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 1A และ 1B

สัมพัทธ์ (Relative Dielectric Constant, ϵ_r) เท่ากับ 4.5 ค่าแทนเจนต์การสูญเสียของวัสดุฐานรอง (Loss Tangent) เท่ากับ 0.02 ค่าความสูงของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มม. ค่าความหนาของทองแดง (t) เท่ากับ 0.018 มม. โดยออกแบบให้สายอากาศมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) เท่ากับ 50Ω โดยนำสมการที่ (1) ถึง (8) มาใช้ในการออกแบบ

3.1.1 สายอากาศไดโพลแบบที่ 1A (f_{r1} เท่ากับ 2.45 GHz) สายอากาศมีค่าพารามิเตอร์ ดังต่อไปนี้ $W = 3$ มม. $L_{a1} = 16.6175$ มม. $W_f = 3$ มม. $L_{f1} = 2.09$ มม. $G = 1$ มม. แล้วนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้มาจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D พบว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์ (f_{r1}) มีค่าเท่ากับ 2.83 GHz (S_{11} เท่ากับ -37.53 dB) จากนั้นทำการสร้างสายอากาศและทำการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า พบว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์ (f_{r1}) มีค่าเท่ากับ 3.18 GHz (S_{11} เท่ากับ -15.29 dB) แสดงดังรูปที่ 5

3.1.2 สายอากาศไดโพลแบบที่ 1B (f_{r2} เท่ากับ 5.24 GHz) ซึ่งสายอากาศมีค่าพารามิเตอร์ ดังต่อไปนี้ $W = 3$ มม. $L_{a2} = 7.82$ มม. $W_f = 3$ มม. $L_{f2} = 0.97$ มม. $G = 1$ มม. จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้มาจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D พบว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์ (f_{r2}) มีค่าเท่ากับ 5.46 GHz ที่ S_{11} เท่ากับ -26.34 dB



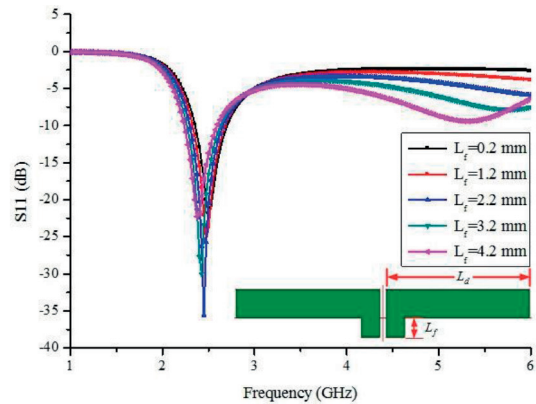
รูปที่ 6 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2A เมื่อทำการปรับ L_d

หลังจากนั้นทำการสร้างสายอากาศและทำการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์ย่านงานไฟฟ้า พบว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์ (f_{r2}) มีค่าเท่ากับ 5.72 GHz (S_{11} เท่ากับ -12.65 dB) แสดงดังรูปที่ 5

จากผลของการจำลองแบบและการวัดพบว่ามีความคลาดเคลื่อนจากย่านความถี่ที่ต้องการ (IEEE802.11 a/b/g) เนื่องจากผลกระทบที่เกิดกับความถี่ของสายอากาศแบบที่ 1A และแบบที่ 1B เกิดจากปัจจัยในการสร้างชิ้นงานและค่าพารามิเตอร์ที่ไม่แน่นอน ดังนั้นจึงทำการปรับขนาดของสายอากาศ เพื่อให้ตอบสนองในย่านความถี่ตามมาตรฐาน IEEE802.11 a/b/g โดยวิธีเชิงประจักษ์ (Empirical Method) ดังรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.2

3.2 การออกแบบสายอากาศไดโพลโดยวิธีเชิงประจักษ์

3.2.1 การออกแบบสายอากาศไดโพลแบบที่ 2A ($f_{r1} = 2.45$ GHz) โดยนำสายอากาศแบบที่ 1A มาออกแบบด้วยวิธีเชิงประจักษ์ (Empirical Method) เพื่อหาค่าที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) ด้วยโปรแกรม IE3D จากการจำลองแบบพบว่าความยาวของสายอากาศแปรผกผันกับความถี่ กล่าวคือเมื่อความยาวของสายอากาศ (L_{d1}) เพิ่มขึ้น ความถี่ (f_r) จะมีค่าต่ำลง และที่ (L_{d1}) มีค่าเท่ากับ 20.1 มม. พบว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์ (f_{r1}) มีค่าเท่ากับ

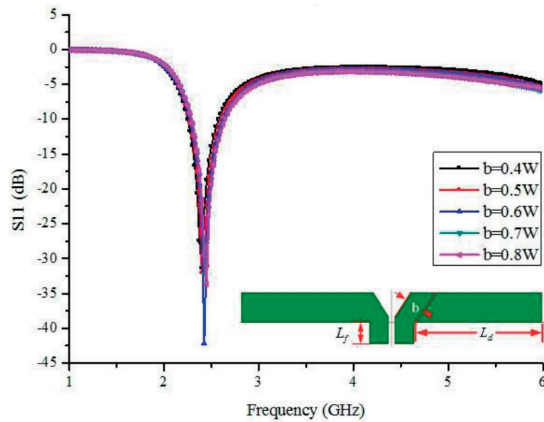


รูปที่ 7 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2A เมื่อทำการปรับ L_f

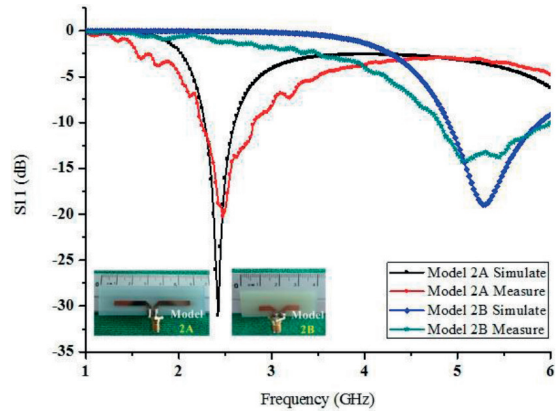
2.45 GHz ที่ S_{11} เท่ากับ -35.38 dB แสดงดังรูปที่ 6

จากนั้นทดลองปรับความยาวของสายนำสัญญาณสตริปแบบระนาบร่วม L_{η} ของสายอากาศแบบที่ 1A จากการจำลองพบว่า L_{η} มีผลต่อการเลื่อนความถี่เล็กน้อยแต่ L_{η} จะมีผลต่อค่าการสูญเสียย้อนกลับ ซึ่งที่ตำแหน่ง L_{η} มีค่าเท่ากับ 2.2 มม. พบว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์ (f_{r1}) มีค่าเท่ากับ 2.45 GHz (S_{11} เท่ากับ -35.38 dB) แสดงดังรูปที่ 7

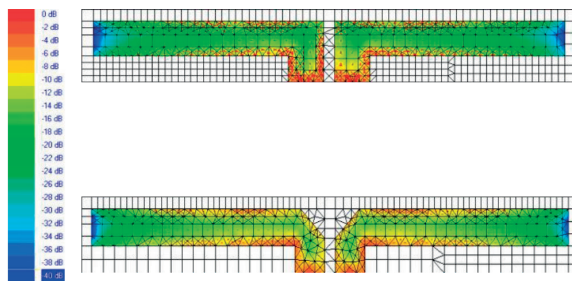
จากการจำลองแบบข้างต้นทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบที่ 2A ดังต่อไปนี้ $W = 3$ มม. $L_{d1} = 16.61$ มม. $W_f = 3$ มม. $L_{\eta} = 2.09$ มม. $G = 1$ มม. เมื่อพิจารณาสายอากาศแบบที่ 2A ดังรูปที่ 7 พบว่าสายอากาศแบบที่ 2A มีการเชื่อมต่อแบบมุมฉากระหว่างแขนของสายอากาศ และสายนำสัญญาณสตริปแบบระนาบร่วม ซึ่งการเชื่อมต่องดังกล่าวจะทำให้เกิดพื้นที่เล็กๆ ขึ้นบริเวณระนาบอ้างอิง Q และ Q' ดังรูปที่ 3 เป็นผลทำให้เกิดการมิสมแมตช์ (Mismatch) ซึ่งจะเรียกว่า “ความไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉากของสายอากาศ” ดังนั้นจึงใช้หลักการตัดปลายมุมออก ดังรูปที่ 8 เพื่อชดเชยค่าความจุส่งผลให้เกิดการลู่เข้าสู่การแมตช์ (Match) ระหว่างสายนำสัญญาณและแขนของสายอากาศไดโพล ผลการจำลองเมื่อทำการตัดมุมของสายอากาศออก พบว่าค่ามุมที่ตัดออก (b) มีค่าเท่ากับ 0.6W [7] หรือเท่ากับ 1.8 มม. จะทำให้เกิดการแมตช์สูงสุด โดยผลดังกล่าวสอดคล้อง



รูปที่ 8 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2A เมื่อทำการปรับ b



รูปที่ 10 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2A และ 2B



รูปที่ 9 การเปรียบเทียบการจำลองค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบที่ 1A และ 2A

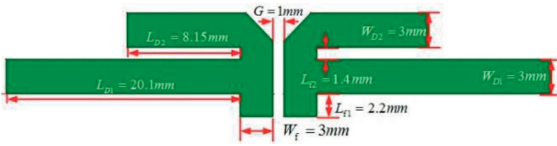
กับการคำนวณในทางทฤษฎี จากรูปที่ 8 จะเห็นได้ว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับ มีค่าต่ำที่สุด เท่ากับ -43 dB ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.44 GHz

เพื่อให้เห็นถึงผลการทำงานของเทคนิคการตัดปลายมุมเพื่อทำให้เกิดการแมตช์ในสายอากาศไดโพล ที่ชัดเจนมากยิ่งขึ้น สามารถพิจารณาได้จากผลการจำลองการกระแสนบนโครงสร้างสายอากาศดังรูปที่ 9 การเปรียบเทียบค่าความหนาแน่นกระแสระหว่างสายอากาศแบบที่ 1A และ 2A ที่ความถี่ 2.45 GHz พบว่าสายอากาศแบบที่ 1A มีความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้ามากที่สุดบริเวณสายนำสัญญาณส่วนบริเวณแขนทั้งสองข้างของสายอากาศไดโพลจะมีความหนาแน่นกระแสต่ำและบริเวณที่

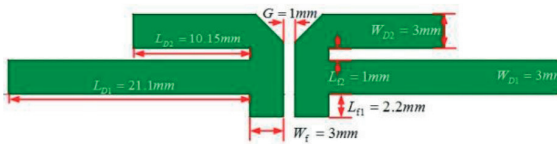
ปลายแขนทั้งสองข้างจะมีความหนาแน่นกระแสต่ำสุด ส่วนสายอากาศแบบที่ 2A กระแสไฟฟ้ามีความหนาแน่นมากที่สุดบริเวณสายนำสัญญาณและช่วงต้นของแขนของสายอากาศไดโพลส่วนบริเวณที่ปลายแขนทั้งสองข้างจะมีความหนาแน่นกระแสต่ำสุดเช่นกัน ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองแบบดังรูปที่ 8 (f_{r1}) เท่ากับ 2.45 GHz ที่ $S_{11} = -43$ dB จากการจำลองข้างต้นสามารถสรุปได้ว่าการตัดปลายมุมมากจะทำให้เกิดการลู่เข้าสู่การแมตช์มากขึ้น สอดคล้องกับทฤษฎีในหัวข้อที่ 2.4 และ 2.5

3.2.2 การออกแบบสายอากาศไดโพลแบบที่ 2B ($f_{r2} = 5.24$ GHz) เป็นการออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศแบบที่ 1B ให้สูงขึ้น โดยการนำสายอากาศแบบที่ 1B มาออกแบบด้วยวิธีเชิงประจักษ์ โดยทำการปรับความยาวสายอากาศ (L_{d2}) และปรับความยาวของสายนำสัญญาณสตริปแบบระนาบร่วม (L_{r2}) เช่นเดียวกับวิธีการออกแบบสายอากาศแบบที่ 1A จากนั้นทำการการตัดปลายมุมออกเพื่อชดเชยค่าความจุด้วยค่า $b = 0.6W$ หรือเท่ากับ 1.8 มม. ทำให้ได้สายอากาศแบบที่ B2 ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศ $W = 3$ มม. $L_{d2} = 8.2$ มม. $W_f = 3$ มม. $L_{r2} = 1.4$ มม. $G = 1$ แสดงดังรูปที่ 10

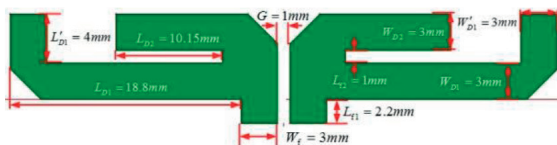
หลังจากนั้นทำการสร้างสายอากาศไดโพลแบบที่



(ก) สายอากาศไดโพลแบบที่ 2A+2B



(ข) สายอากาศไดโพลแบบที่ 1AB



(ค) สายอากาศไดโพลแบบที่ 2AB

รูปที่ 11 โครงสร้างสายอากาศไดโพลแบบสองความถี่

2A และแบบที่ 2B แล้วทำการทดสอบวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) รุ่น N5230C แล้วทำการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่สร้างขึ้นระหว่างผลการจำลองและการวัด ดังแสดงในตารางที่ 1 และรูปที่ 10

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบผลการจำลองและการวัดของสายอากาศไดโพลความถี่ 2.45 และ 5.24 GHz

ย่านความถี่	ผลการดำเนินงาน	$f_L - f_U$ (GHz)	f_C (GHz)	BW at-10dB (% ,GHz)
2.45 GHz	การจำลอง	2.28-2.61	2.44	16.00,0.160
	การวัด	2.22-2.82	2.52	23.80,0.238
5.24 GHz	การจำลอง	4.90-5.86	5.38	20.37,0.170
	การวัด	4.81-5.90	5.35	20.73,0.203

4. การออกแบบสายอากาศไดโพลสองแถบความถี่

4.1 การออกแบบสายอากาศไดโพลแบบที่ 2A+2B

การออกแบบสายอากาศไดโพลแบบสองความถี่ ($f_{r1} = 2.45\text{GHz}$, $f_{r2} = 5.24\text{GHz}$) ดำเนินการโดยนำเอาโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแบบที่ 2A และแบบที่ 2B มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบ ทำให้ได้สายอากาศแบบที่ 2A+2B ซึ่งเป็นสายอากาศไดโพลสองแถบความถี่ ดังรูปที่ 11(ก) จากนั้นทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D พบว่าค่าของความถี่เรโซแนนซ์ (f_{r1}) เท่ากับ 2.52 GHz (S_{11} เท่ากับ -27.21dB) และค่าของความถี่เรโซแนนซ์ (f_{r2}) เท่ากับ 5.45 GHz (S_{11} เท่ากับ -18.92dB) พบว่าความถี่ที่จำลองได้มีความคลาดเคลื่อนจากย่านความถี่ที่ต้องการเล็กน้อย

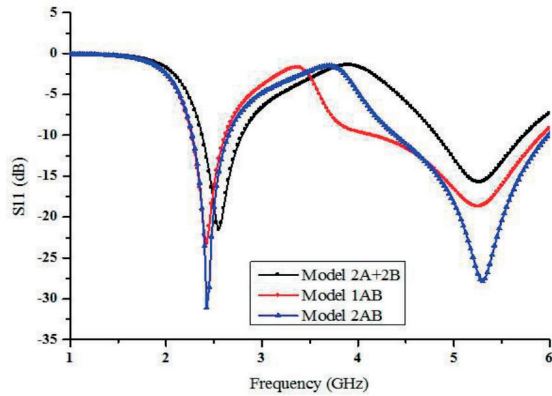
4.2 การออกแบบสายอากาศไดโพลแบบที่ 1AB

เพื่อให้ตอบสนองต่อความถี่ตามมาตรฐาน IEEE802.11 a/b/g โดยนำสายอากาศไดโพลแบบที่ 2A+2B มาออกแบบด้วยวิธีเชิงประจักษ์ ด้วยการปรับเพิ่มความยาวของสายอากาศ L_{d1} และ L_{d2} จะได้สายอากาศที่มีความถี่ใช้งานสอดคล้องตามมาตรฐาน IEEE802.11a/b/g แสดงดังรูปที่ 11(ข) ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ดังนี้ $W_{d1} = W_{d2} = 3$ มม. $L_D = 8.2$ มม. $W_f = 3$ มม. $L_{f1} = 2.2$ มม. $L_{f2} = 1$ มม. $G = 1$ มม. ซึ่งผลการจำลองพบว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์ (f_{r1}) มีค่าเท่ากับ 2.43 GHz ($S_{11} = -23.03$ dB) และ f_{r2} เท่ากับ 5.25 GHz ($S_{11} = -18.70$ dB)

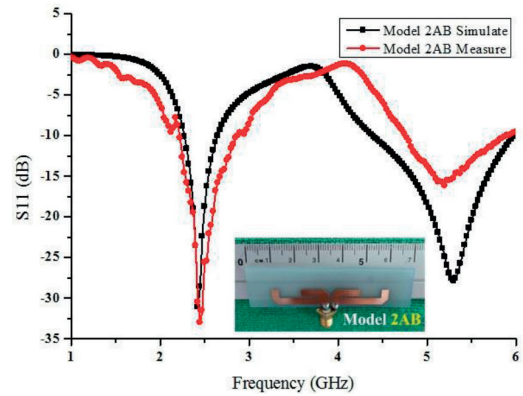
4.3 การออกแบบสายอากาศไดโพลแบบที่ 2AB

การปรับเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศไดโพลแบบที่ 1AB ให้สูงขึ้น ดำเนินการโดยการเปลี่ยนแปลงรูปทรงของแขน L_{d1} ของสายอากาศไดโพลจากเส้นตรงให้กลายเป็นแบบมุมฉาก แล้วใช้เทคนิคการตัดปลายมุมออกเพื่อลดค่าความจุ โดยตัดปลายมุมออกให้มีค่าเท่ากับ 0.6W ทำให้เกิดการเข้าสู่การแมตช์ (Match) มากขึ้น แสดงดังรูปที่ 11(ค)

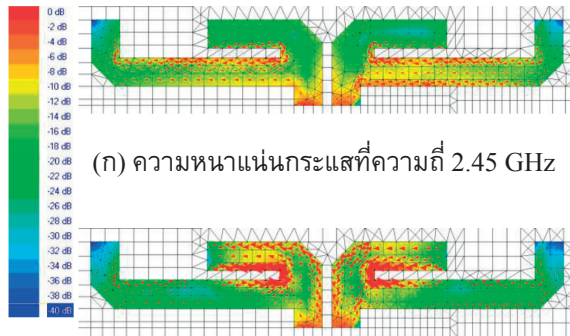
เมื่อทำการจำลองความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของ



รูปที่ 12 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ A2+B2 1AB และ 2AB



รูปที่ 14 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไดโพลแบบที่ 2AB



(ก) ความหนาแน่นกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz
(ข) ความหนาแน่นกระแสที่ความถี่ 5.24 GHz
รูปที่ 13 การเปรียบเทียบการจำลองค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบที่ 2AB

สายอากาศดังกล่าวที่ 2.45 GHz พบค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้ามากที่สุดที่บริเวณสายนำสัญญาณและแขน L_{d1} ของสายอากาศ ส่วนแขน L_{d2} และที่ปลายทั้งสองข้างจะมีกระแสต่ำสุด ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองแบบ (f_{r1}) เท่ากับ 2.43 GHz ($S_{11} = -30.8343$ dB) ดังรูปที่ 13 (ก) และเมื่อทำการจำลองความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศที่ 5.24 GHz พบว่าค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้ามากที่สุดบริเวณสายส่งสัญญาณและแขน L_{d2} ของสายอากาศไดโพล ส่วนแขน L_{d1} และที่ปลายทั้งสองข้างจะมีกระแสต่ำสุด ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองแบบ (f_{r2}) เท่ากับ 5.27GHz ($S_{11} = -27.79$ dB) ดังรูปที่ 13(ข)

จากผลการจำลองข้างต้นสามารถสรุปได้ว่า ความยาวของตัวแพร่กระจายคลื่น (Radiator) มีผลต่อการเลือก (Selectivity) ทางความถี่ของสายอากาศไดโพล

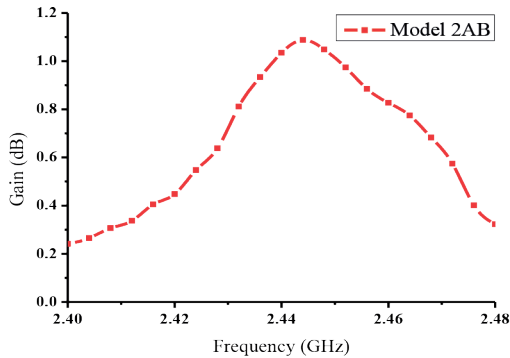
5. การวัดและทดสอบของสายอากาศไดโพล

5.1 การวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไดโพล

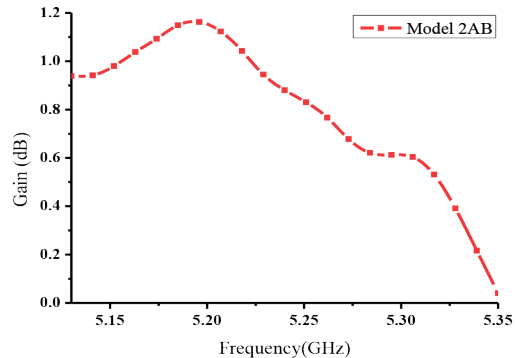
จากนั้นสร้างและทดสอบสายอากาศไดโพลแบบที่ 2AB โดยทำการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับ ด้วยเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (Network Analyzer) รุ่น N5230C แล้วทำการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นระหว่างผลการจำลองและผลการวัดดังตารางที่ 2 และรูปที่ 14 ตามลำดับ

ตารางที่ 2 การเปรียบเทียบผลการจำลองและการวัดของสายอากาศไดโพลแบบแถบสองความถี่

ย่านความถี่	ผลการดำเนินงาน	$f_L - f_U$ (GHz)	f_C (GHz)	BW at-10dB (% ,GHz)
2.45 GHz	การจำลอง	2.30-2.65	2.475	14.14,0.141
	การวัด	2.22-2.87	2.545	25.54,0.255
5.24 GHz	การจำลอง	4.35-6.00	5.175	31.88,0.318
	การวัด	4.77-5.87	5.305	20.73,0.207



(ก) ย่านความถี่ 2.45 GHz



(ข) ย่านความถี่ 5.2 GHz

รูปที่ 15 ผลการวัดของอัตราขยายของสายอากาศ

5.2 การวัดอัตราขยายของสายอากาศไดโพล

จากผลการจำลองแบบและการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศด้วยวิธีเชิงประจักษ์การณ ร่วมกับโปรแกรม IE3D ทำให้ได้สายอากาศที่มีความถี่สอดคล้องกับมาตรฐาน IEEE802.11 a/b/g จากนั้นทำการทดสอบวัดอัตราขยายของสายอากาศแบบที่ 2AB โดยมีเครื่องกำเนิดสัญญาณ (RF Signal Generator) เป็นตัวป้อนสัญญาณที่ความถี่ 2.4-2.48 GHz และความถี่ 5.13-5.35 GHz โดยส่งกำลังออกไป 0 dBm ผ่านสายโคแอกเซียลชนิด RG-142 ที่มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม โดยใช้สายอากาศไดโพลที่สร้างขึ้นจำนวน 2 ตัวที่เหมือนกันเพื่อใช้เป็นตัวส่งและตัวรับสัญญาณซึ่งสายอากาศที่จะทำการทดสอบต่อผ่านสายนำสัญญาณแบบโคแอกเซียลเข้าเครื่องวิเคราะห์แถบความถี่ (Spectrum Analyzer) ซึ่งจะได้ค่ากำลังงานของสัญญาณความถี่สูงที่รับได้ จากนั้นคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศที่สร้างขึ้น จากสมการดังนี้

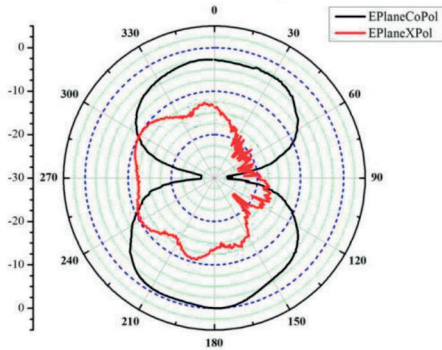
$$(G_{or})_{dB} = (G_{or})_{dB} = \left(\frac{1}{2} \right) \left[20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left(\frac{P}{P_i} \right) \right] \quad (15)$$

รูปที่ 15 แสดงผลของอัตราการขยายกำลังงานสูงสุดของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ ณ ความถี่ 2.45 GHz

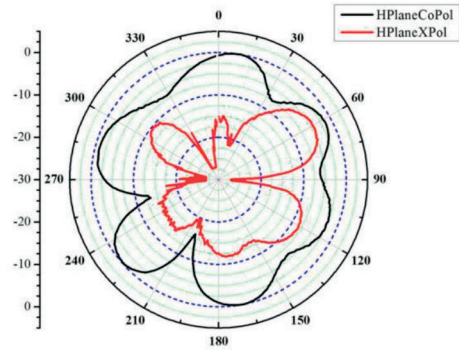
เท่ากับ 1.1 dB และ ความถี่ 5.24 GHz เท่ากับ 1.18 dB

5.3 การวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

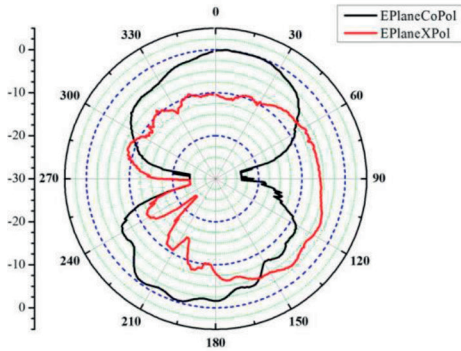
ผลการทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลแบบสองความถี่ ที่สร้างขึ้นในงานวิจัยนี้ แสดงดังรูปที่ 16 พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz มีลักษณะการแผ่กระจายคลื่นคล้ายสองทิศทาง (Bi-directional) ในระนาบ xz (สนาม E) และในระนาบ yz (สนาม H) มีลักษณะการแผ่กระจายคลื่นคล้ายรอบตัว (Omni-directional) และการวัดทั้งสองระนาบสามารถรับการแผ่กระจายของคลื่นได้ในแบบ Co-Polarization ส่วนที่ความถี่ 5.24 GHz มีลักษณะการแผ่กระจายคลื่นคล้ายสองทิศทาง (Bi-directional) ในระนาบ xz (สนาม E) ส่วนในระนาบ yz (สนาม H) มีลักษณะการกระจายคลื่นคล้ายรอบตัว (Omni-directional) ในการวัดแบบรูปของการแผ่พลังงานทั้งสองระนาบพบว่าสามารถรับการแผ่กระจายของคลื่นได้ในแบบ Co-Polarization แต่แบบรูปของการแผ่พลังงานมีการบิดเบี้ยวเล็กน้อย นอกจากนี้พบว่าที่แถบความถี่ 5.24 GHz ระดับโพลาริซัชันมีค่าสูงขึ้นในบางองศาเนื่องจากการแพร่กระจายกระแสรอบช่องเปิด (ระหว่างแขนไดโพล L_{d1} และ L_{d2}) ดังแสดงในรูปที่ 13(ข)



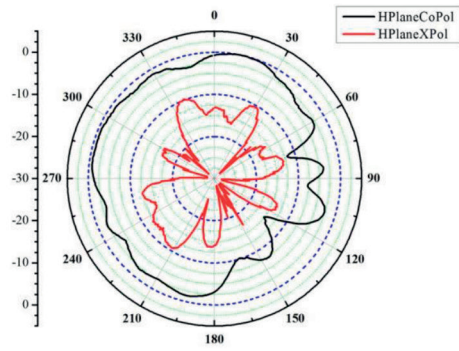
(ก) ย่านความถี่ 2.45 GHz ที่ระนาบ XZ



(ข) ย่านความถี่ 2.45 GHz ที่ระนาบ YZ



(ค) ย่านความถี่ 5.24 GHz ที่ระนาบ XZ



(ง) ย่านความถี่ 5.24 GHz ที่ระนาบ YZ

รูปที่ 16 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลที่ระนาบ xz และ yz

6. สรุป

บทความนี้นำเสนอ การออกแบบสายอากาศไดโพล ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม โดยใช้วิธีการออกแบบให้สายอากาศมีสภาวะของการเกิด ความถี่เรโซแนนซ์แบบสองแถบความถี่ โดยการกำหนด ความยาวของแขนทั้งสองข้างของสายอากาศไดโพลบน แผ่นวงจรพิมพ์ FR4 ซึ่งสายอากาศที่นำเสนอมีความถี่ เรโซแนนซ์ที่หนึ่ง 2.45 GHz มีความกว้างแถบความถี่ 0.65 GHz (25.55%) ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ที่สอง 5.24 GHz มีความกว้างแถบความถี่ 1.1 GHz (20.735%) โดยความถี่เรโซแนนซ์ทั้งสองเกิดจากการนำสายอากาศ ไดโพลพื้นฐานมาต่อกันแบบแถวลำดับ แบบรูปการแผ่ กระจายคลื่นของสายอากาศเป็นแบบคล้ายรอบตัว

ในระนาบ yz หรือ ระนาบ H และมีอัตราขยายที่แถบ ความถี่แรก 1.1 dB ส่วนแถบความถี่ที่สอง 1.18 dB เมื่อพิจารณาขนาดของสายอากาศที่นำเสนอ พบว่า มีโครงสร้างที่กะทัดรัด เหมาะสมสำหรับการประยุกต์ ใช้งานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g/a (2.45/5.24 GHz) ทั้งในอุปกรณ์สื่อสาร แบบอยู่กับที่และแบบเคลื่อนที่

เอกสารอ้างอิง

- [1] C.A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 2nd Ed., New York: John Wiley & Sons, 1997.
- [2] John L. Volakis, Chi-Chi Chen, and Kyohei Fujimoto, *Small Antennas: Miniaturization*



- Techniques & Applications*, McGraw-Hill, United State of America, 2010, pp. 131-147.
- [3] D. Parkash, R. Khanna, "Design of a dual band monopole antenna for WLAN/WiMAX applications," in *Proceedings of the 2010 7th International Conference on Wireless and Optical Communications Networks*; 2010 September 6-8, Colombo. 1-4.
- [4] Xianming Qing, Ning Yang "A Foled Dipole Antenna for RFID," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, 2004, pp. 97-99.
- [5] M.H. Jamaluddin, M.K.A. Rahim, M.A. Abd. Aziz, and A. Asrokin, "Microstrip Dipole Antenna for WLAN Application," *IEEE Trans. Antennas Propag*, 2005.
- [6] H.-M. Chen, J.-M. Chan, P.-S. Cheng, and Y.-F. Lin "Microstrip-fed Printed Dipole Antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN Operation," in *2004 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2004 June 20-25, Monterey, California, 3: 2584-7.
- [7] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Third Edition, John Wiley & Son, New York, 1998.
- [8] Rainee N. Simons, *Coplaner Waveguide Circuits, Components, and Systems*, New York: John Wiley & Son, 2001.
- [9] E.H. Fooks, R.A. Zakarevicius, *Microwave Engineering using Microstrip circuits*, New York: prentice hall, 1990, pp.92-100.
- [10] Prayoot Akkaraekthalin, *Microwave Circuit Design*, Bangkok: Mr. Copy Co. LTD, 2007, pp. 27-28.