

การออกแบบสายอากาศไดโพลสองแถบความถี่ขนาดกะทัดรัดแบบใหม่สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย Design of a Novel Compact Dual Band Dipole Antenna for WLAN

รัฐพล จินะวงศ์¹ และ สมศักดิ์ อรรถทิมากุล²

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบสายอากาศไดโพลสองแถบความถี่ ที่มีขนาดกะทัดรัดสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายสายอากาศที่ออกแบบนี้มีโครงสร้างและการทำงานบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR4 ป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณสตริปรีนาบร่วมที่มีอิมพีแดนซ์ลักษณะ 50 Ω สายอากาศสามารถตอบสนองสองแถบความถี่ โดยมีความถี่เรโซแนนซ์มูลฐานเท่ากับ 2.45 GHz จากนั้นเจาะรูรูปตัวแอลบนแขนทั้งสองข้างของสายอากาศไดโพล ทำให้สายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ที่สองเท่ากับ 5.24 GHz สายอากาศนี้ครอบคลุมการใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g/a (2.45/5.24 GHz) โดยมีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบคล้ายรอบตัวในระนาบ yz (H plane) ดังนั้นสายอากาศที่ออกแบบมีความเหมาะสมในการนำไปประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์สื่อสารไร้สาย ทั้งแบบอยู่กับที่และแบบเคลื่อนที่ได้เป็นอย่างดี

คำสำคัญ : สายอากาศสองแถบความถี่, สายอากาศไดโพล, สายนำสัญญาณสตริปรีนาบร่วม

Abstract

This paper presents the compact dual band dipole antenna for WLAN. The antenna designing and operating principal are based on printed planar structure of FR4. The coplanar strip (CPS) transmission line with characteristic impedance of 50 Ω is used for feeding signal. The proposed antenna capably affords with dual band operation. The fundamental resonant frequency is generated at 2.45 GHz. By embedded L-shaped slit on both arms of dipole antenna, the second resonant frequency of 5.24 GHz is obtained. The operating frequency of the proposed antenna covers IEEE 802.11b/g/a (2.45/5.24 GHz) standards. Provided Omni-directional radiation pattern in yz plane (H), the proposed antenna is a good candidate to apply for fixed and mobile wireless communication applications.

Keywords : Dual Band Antenna, Dipole Antenna, Coplanar Waveguide Strip

¹ นักศึกษาปริญญาเอก สาขาไฟฟ้าศึกษา (DTE) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
² รองศาสตราจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

1. บทนำ

เทคโนโลยีการติดต่อสื่อสารโทรคมนาคม ถือได้ว่ามีบทบาทสำคัญในการดำเนินชีวิตประจำวันของมนุษย์เป็นอย่างมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งการติดต่อสื่อสารในย่านความถี่ไมโครเวฟ ที่มีการใช้งานในระบบสื่อสารต่างๆ เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบสื่อสารดาวเทียมระบบวิทยุสื่อสาร ระบบเรดาร์ เป็นต้น อีกทั้งสามารถนำมาใช้ประโยชน์ในงานด้านการศึกษา งานด้านสำรวจทรัพยากร งานด้านธุรกิจ งานด้านการแพทย์และทางการแพทย์ ในปัจจุบันได้เข้าสู่ยุคของการสื่อสารแบบไร้สายอย่างเต็มรูปแบบ เนื่องจากระบบการสื่อสารแบบไร้สายมีความไม่สะดวก ยุ่งยากซับซ้อน และมีค่าใช้จ่ายในการวางระบบค่อนข้างสูง ในขณะที่ระบบการสื่อสารแบบไร้สายสามารถอำนวยความสะดวก และตอบสนองความต้องการของมนุษย์ได้มากยิ่งขึ้น โดยเฉพาะอุปกรณ์สื่อสารไร้สายมีการพัฒนามาตรฐานที่มุ่งเน้นถึงความคล่องตัว (Mobility) ความสะดวกในการจัดการที่ง่าย (Manageability) ความยืดหยุ่นสูง (Flexibility) และค่าใช้จ่ายที่ถูกลง (Low Cost) เป็นต้น

สายอากาศ [1] เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในระบบการสื่อสารไร้สาย โดยเฉพาะสายอากาศไมโครสตริปเป็นที่นิยมใช้งานเป็นส่วนใหญ่เนื่องจากมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และราคาถูกเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศชนิดอื่นๆ และมีการใช้งานกันอย่างกว้างขวาง สำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย รูปแบบพื้นฐานของสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์ แบ่งตามลักษณะโครงสร้างที่นิยมใช้งานทั่วไป [2] ได้แก่ สายอากาศแบบแพทช์ (Patch antenna) สายอากาศแบบช่องเปิด (Slot antenna) สายอากาศแบบไดโพล (Dipole antenna) และสายอากาศโมโนโพล (Mono-pole antenna) ซึ่งสายอากาศประเภทดังกล่าวจะมีขนาดกะทัดรัด เหมาะกับการใช้งานในอุปกรณ์สื่อสารต่างๆ เช่น โทรศัพท์มือถือ (Mobile phone) คอมพิวเตอร์พกพา (Laptops) คอมพิวเตอร์พกพาขนาดเล็ก (Tablets) อุปกรณ์กำหนดตำแหน่งบนโลก (Global Positioning System: GPS) และอุปกรณ์รับส่งสัญญาณในระบบ

เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN Access Points) โดยออกแบบใช้งานเพื่อรองรับในย่านความถี่ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g/a [3] ในย่านของความถี่ 2.45 GHz (2.4-2.484 GHz) และความถี่ 5.24 GHz (5.15-5.35 GHz)

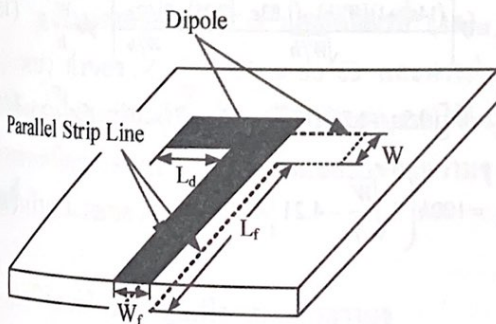
ดังนั้นในหลายปีที่ผ่านมา มีนักวิจัยจำนวนมากได้พัฒนาและออกแบบสายอากาศดังกล่าวให้มีขนาดเล็ก ซึ่งสามารถออกแบบบนโครงสร้างระนาบร่วม ที่สามารถรับให้ตอบสนองความถี่ย่านกว้างหรือหลายย่านความถี่ได้ และมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทาง ในระนาบเดียวกัน ตัวอย่างงานวิจัยของ Xianming Qing และคณะ [3] ได้นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปโพลไดโพลสำหรับการประยุกต์ใช้งาน RFID ที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz สามารถนำไปใช้เป็นสายอากาศของแท็ก (Tag) ในอุปกรณ์ RFID ได้ และนาย M.H. Jamaluddin และคณะ [4] ได้นำเสนอสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจร พิมพ์สำหรับประยุกต์ใช้งานเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย ที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz มีค่าแบนวิธเท่ากับ 22% เป็นต้น ส่วนของนาย Chen และคณะ [5] ได้นำเสนอการพัฒนาสายอากาศแบบสองแถบความถี่ โดยการปรับปรุงสายอากาศให้มีลักษณะคล้ายสายอากาศไดโพลโดยการเจาะรูรูปร่างคล้ายตัวอักษรแอลบนโครงสร้างของสายอากาศทั้งสองด้าน เพื่อทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์สองย่านความถี่ ซึ่งความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ที่สองจะสั้นกว่าความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ที่หนึ่ง นอกจากนี้นายรัฐพล จินะวงศ์ และคณะ [6] ได้นำเสนอการพัฒนาสายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สาย โดยการออกแบบได้นำทฤษฎีพื้นฐานของการออกแบบสายอากาศไดโพลมาประยุกต์ร่วมกับวิธีการต่อแบบลำดับ (Cascade) ทำให้ได้ย่านความถี่เรโซแนนซ์มูลฐานที่ 2.45 GHz ที่มีค่าแบนวิธเท่ากับ 25.55% และ ความถี่เรโซแนนซ์ที่สองเท่ากับ 5.24 GHz ที่มีค่าแบนวิธเท่ากับ 20.735 % ตามลำดับ โดยจากการศึกษาทางวิจัยดังกล่าวข้างต้นพบว่าการพัฒนาและ

ออกแบบเพื่อให้ได้การตอบสนองความถี่สองย่านทำได้ค่อนข้างยาก อีกทั้งยังมีขนาดใหญ่ จากบทความวิจัยเหล่านี้ ทำให้เกิดแนวคิดใหม่ในการออกแบบและสร้างสายอากาศขนาดกะทัดรัด ที่สามารถทำงานได้ถึงสองแถบความถี่ โดยอาศัยหลักการพื้นฐานของการออกแบบสายอากาศไดโพลร่วมกับการเจาะรูรูปตัวแอล (L-shaped slit) โดยทั่วไปโครงสร้างของรูรูปตัวแอลมีคุณสมบัติในการกำเนิดความถี่เรโซแนนซ์ ในวงจรความถี่แถบผ่านซึ่งอยู่ร่วมกับสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip lines) เมื่อนำมาใช้งานบนสายอากาศจะทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ในช่วงของความถี่ที่ต้องการออกแบบได้

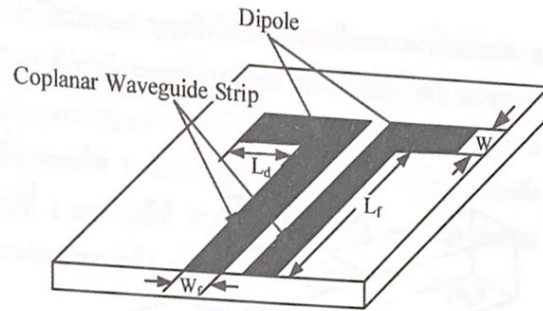
บทความวิจัยนี้นำเสนอการศึกษาและพัฒนาสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ ที่สามารถใช้งานได้สองแถบความถี่ตามมาตรฐานการสื่อสารแบบไร้สายของ IEEE 802.11 b/g/a

2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

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



(ก) สายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วย สายนำสัญญาณแบบ PSL



(ก) สายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วย สายนำสัญญาณแบบ CPS

รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบ CPS และ PSL [7]

ในการวิจัยครั้งนี้จะนำสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม (CPS) มาต่อร่วมกับสายอากาศไดโพลดังรูปที่ 1(ข) ดังนั้นการออกแบบสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์มีขั้นตอนดังต่อไปนี้

2.1 กำหนดหาความกว้าง (W) ของแขนไดโพลโดยหาได้จากสมการที่ (1) [7]

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

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

2.2 กำหนดหาความยาว (L_d) ของแขนไดโพลได้จากสมการที่ (2)

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

เมื่อ λ_g หาได้จากสมการที่ (3)

$$\lambda_g = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (3)$$

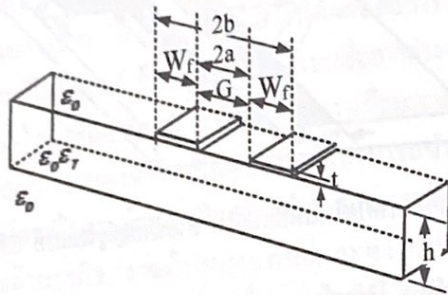
โดยที่ C คือ ค่าความเร็วแสง มีค่าเท่ากับ 3×10^8 m/s

ϵ_{re} คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

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 คำนวณหาความกว้างของสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม (W_f) ที่มีโครงสร้างสายนำสัญญาณดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 สายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม (CPS) [8]

สายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม เรียกอีกชื่อหนึ่งว่า CPS (Coplanar Waveguide Strip) เป็นการป้อนสัญญาณความถี่ด้วยแผ่นโลหะเพียงระนาบเดียว โดยจะมีสายนำสัญญาณสตริปสองแผ่นขนานกันจากด้านบนของวัสดุฐานรองและจะไม่มีการวางตัวด้านล่าง โดยการออกแบบการป้อนสายสัญญาณจะมีการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะให้มีค่าใกล้เคียงกับความต้านทานของโหลดให้มากที่สุด ดังนั้นในการออกแบบจะกำหนดให้อิมพีแดนซ์คุณลักษณะมีค่าเท่ากับ 50Ω และหาค่าของสายนำสัญญาณสตริปแบบระนาบร่วม (W_f) และช่องว่าง (G) โดยใช้สมการดังต่อไปนี้

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

โดยที่ค่าอัตราส่วน $\frac{K(k)}{K'(k)}$ สามารถหาได้ 2 กรณีดังนี้

กรณี $0 \leq k \leq 0.707$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k'})}{(1-\sqrt{k'})} \right]} \quad (6)$$

กรณี $0.707 \leq k \leq 1$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1+\sqrt{k})}{(1-\sqrt{k})} \right] \quad (7)$$

โดยที่ $k' = \sqrt{1-k^2}$

และ $k_1 = \frac{a}{b} = \frac{G}{G+2W_f} \quad (8)$

$$k_2 = \sqrt{1 - \frac{\sinh^2(\pi a / 2(h))}{\sinh^2(\pi b / 2(h))}} \quad (9)$$

และหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ (ϵ_{re}) ได้จาก

$$\epsilon_{re} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (11)$$

โดยที่ $q = \frac{1}{2} \frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \quad (12)$

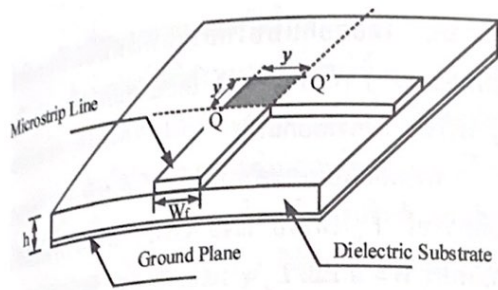
2.4 คำนวณความไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก

การเชื่อมต่อระหว่างแขนทั้งสองของสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์กับสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วมจะเชื่อมต่อแบบมุมฉาก แสดงดังรูปที่ 1(ก) ซึ่งมีลักษณะโครงสร้างและวงจรสมมูลคล้ายกับสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่เชื่อมต่อแบบมุมฉาก [9] แสดงดังรูปที่ 3(ก) ซึ่งการเชื่อมต่อดังกล่าวจะทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก และรูปที่ 3(ข) เป็นการแปลงวงจรสมมูลที่บริเวณมุมฉากนั้นทำการแปลงเป็นวงจรข่ายแบบ T โดยจะมีตัวเหนี่ยวนำสองตัวต่ออนุกรมกัน และมีตัวเก็บประจุต่อขนานกัน สามารถหาของอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ได้ดังนี้ [9]

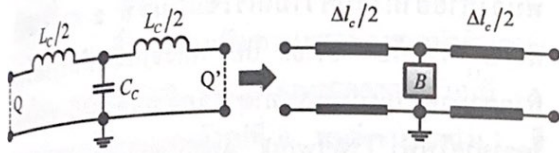
$$C_c = W \left[\frac{(14\epsilon_r + 1)(W/h) - (1.83\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{W/h}} + \frac{0.02\epsilon_r}{W/h} \right] \text{ for } \frac{W}{h} < 1 \quad (13)$$

$$C_c = W [(9.5\epsilon_r + 1.25)(W/h) + 5.2\epsilon_r + 7] \times 10^{-12} \text{ for } \frac{W}{h} \geq 1 \quad (14)$$

$$L_c = 100h \left(4\sqrt{\frac{W}{h}} - 4.21 \right) \times 10^{-9} \quad (15)$$



(ก) โครงสร้าง



(ข) วงจรสมมูล

รูปที่ 3 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่เชื่อมต่อแบบมุมฉาก

ซึ่งสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ของมุมฉาก (Z_{corner}) ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$Z_{corner} = \sqrt{L_c/C_c} \quad (16)$$

และสามารถหาค่าความยาวสมมูลของสายส่งบริเวณมุมได้ดังสมการต่อไปนี้

$$y = \frac{c}{\epsilon_{re}} \sqrt{L_c C_c} \quad (17)$$

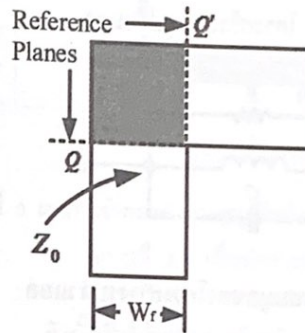
จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3 และสมการที่ (16)–(17) พบว่าค่าของ $Z_{corner} \neq Z_0 \neq 50 \Omega$ และการส่งผ่านพลังงานไม่สูงสุด ดังนั้นปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้ด้วยเทคนิคการตัดมุมเพื่อชดเชยค่าของความจุที่เกิดขึ้นในบริเวณของมุมฉาก

5. เทคนิคการตัดปลายมุมเพื่อชดเชยค่าความจุ

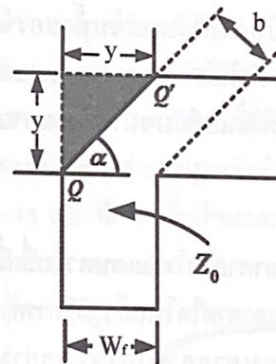
การตัดปลายมุมของสายนำสัญญาณไมโครสตริปจะผลกระทบต่ออัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) อย่างเป็นทางการผลกระทบของค่าความจุบริเวณมุมฉาก

อย่างไรก็ตามสามารถทำการชดเชยค่าความจุนี้ได้ด้วยการตัดปลายมุมฉากออก เพื่อให้เกิดการเมทซิงขึ้นระหว่างบริเวณหักมุมฉากกับอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่กำหนดให้ b มีค่าเท่ากับ $0.6W-0.7W$ [10] แสดงดังรูปที่ 4 และกรณีที่ $W/h \geq 0.25$ และ $\epsilon_r \leq 25$ สามารถหาค่าระยะการตัด (y) [9] ได้จากสมการที่ (18)

$$y = \left(1.04 + 1.3e^{-1.35\frac{W}{h}} \right) W_f \quad (18)$$



(ก) การเชื่อมต่อแบบมุมฉากระหว่างสายนำสัญญาณและแขนของสายอากาศไดโพล

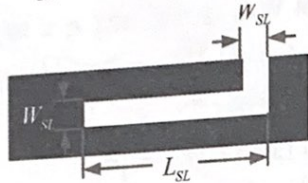


(ข) ตำแหน่งของการตัดมุมเพื่อชดเชยค่าความจุรูปที่ 4 การตัดมุมเพื่อชดเชยค่าความจุ

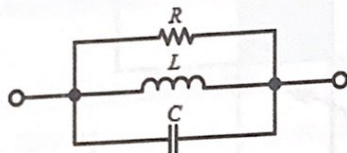
2.6 การออกแบบโครงสร้างสายอากาศไดโพล (Dipole)

การออกแบบสายอากาศไดโพลเพื่อให้มีสภาวะเรโซแนนซ์สองแถบความถี่โดยการเซาะร่องรูปตัวแอลบนแขนของสายอากาศไดโพลทั้งสองข้าง โดยกำหนดให้

ความยาวของร่องรูปตัวแอล (L_{SL}) มีความยาวหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นบนวัสดุฐานรองที่ต้องการออกแบบ เพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้น โดยกำหนดความกว้างของร่อง (W_{SL}) มีค่าคงที่เท่ากับ 1 มม. แสดงดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 โครงสร้างร่องรูปตัวแอล



รูปที่ 6 วงจรสมมูลของโครงสร้างรูปตัวแอล

รูปที่ 6 แสดงวงจรสมมูลของโครงสร้างร่องรูปตัวแอล ซึ่งเป็นวงจร RLC แบบขนาน วงจรดังกล่าวจะมีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองแถบผ่าน ดังนั้นเมื่อนำโครงสร้างร่องรูปตัวแอลใส่ไว้บนแผ่นทั้งสองข้าง ของสายอากาศไดโพลจะทำให้สายอากาศตอบสนองในช่วงของความถี่เรโซแนนซ์ที่ขึ้นอยู่กับขนาดความยาวของร่องรูปตัวแอล

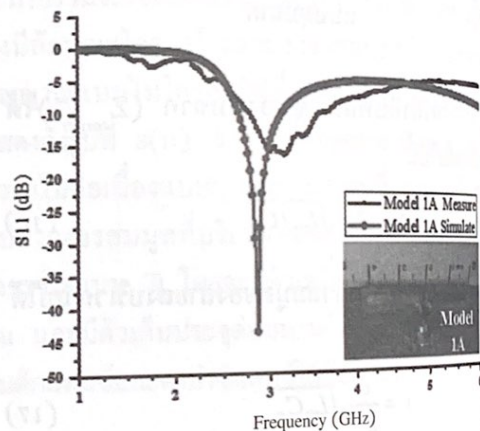
3. การออกแบบสายอากาศไดโพลแถบความถี่เดียว

3.1 การออกแบบสายอากาศไดโพลด้วยวิธีการคำนวณ

การออกแบบสายอากาศไดโพลย่านความถี่ 2.45 GHz (2400–2484 MHz) ที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g โดยมีโครงสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (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. โดยออกแบบให้สายอากาศมีอิมพีแดนซ์ลักษณะ (Z_o) เท่ากับ 50Ω โดยนำสมการที่ (1) ใน (11) มาใช้ในการออกแบบ

การออกแบบสายอากาศไดโพลแบบที่ 1A ออกแบบที่ความถี่ f_r เท่ากับ 2.45 GHz. สายอากาศมีพารามิเตอร์ $W = 3$ มม. $L_d = 16.6175$ มม. $W_f = 2$ มม. $L_f = 2.09$ มม. $G = 1$ มม. นำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการคำนวณไปจำลองแบบด้วยโปรแกรม IE3D ผลการจำลองพบว่าสายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.83 GHz ค่า S_{11} เท่ากับ -37.53 dB หลังจากนั้นทำการสร้างสายอากาศต้นแบบและทำการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า (Network Analyzer) รุ่น N6230C พบว่า สายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ เท่ากับ 3.18 GHz ค่า S_{11} เท่ากับ -15.29 dB แสดงดังรูปที่ 7



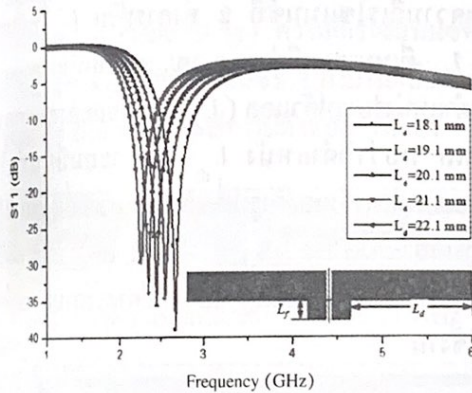
รูปที่ 7 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 1A

จากผลของการจำลองเปรียบเทียบกับการวัดพบว่า ผลการวัดมีความคลาดเคลื่อนจากย่านความถี่ที่ออกแบบ เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ที่ใช้งานและข้อผิดพลาดในการสร้างชิ้นงานมีความคลาดเคลื่อน ดังนั้นจึงทำการปรับปรุงขนาดของสายอากาศ เพื่อให้ตอบสนองตรงกับความถี่ 2.45 GHz ตามมาตรฐาน IEEE802.11 b/g โดยการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) ด้วยโปรแกรม IE3D

3.2 การปรับปรุงสายอากาศไดโพล

จากหัวข้อที่ผ่านมา จะเห็นได้ว่าการออกแบบสายอากาศไดโพลแบบที่ 1A ความถี่เรโซแนนซ์มีความคลาดเคลื่อนไปจากผลการคำนวณ จึงทำการปรับปรุงโครงสร้างเป็นแบบที่ 2A โดยทำการปรับความยาวของแขนสายอากาศไดโพล (L_d) ให้มีขนาดเพิ่มขึ้น เท่ากับ 20.1 มม. จะทำให้สายอากาศไดโพลมีความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) เท่ากับ 2.45 GHz ที่ S_{11} เท่ากับ -35.38 dB แสดงดังรูปที่ 8

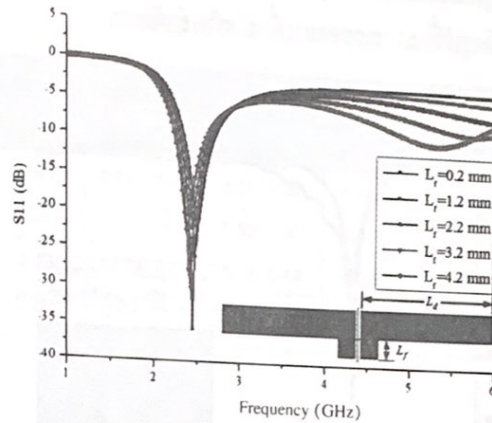
จากนั้นทดลองปรับความยาวของสายนำสัญญาณสตรีปแบบระนาบร่วม (L_f) ของสายอากาศแบบที่ 1A ผลจากการจำลองแสดงดังรูปที่ 9 พบว่าขนาดของ L_f มีผลโดยตรงต่ออิมพีแดนซ์แมทชิง แต่มีผลเล็กน้อยต่อความถี่เรโซแนนซ์เมื่อกำหนดให้ L_f มีค่า 2.2 มม. จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ f_r เกิดขึ้นที่ 2.45 GHz (S_{11} เท่ากับ -35.38 dB)



รูปที่ 8 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2A เมื่อทำการปรับ L_d

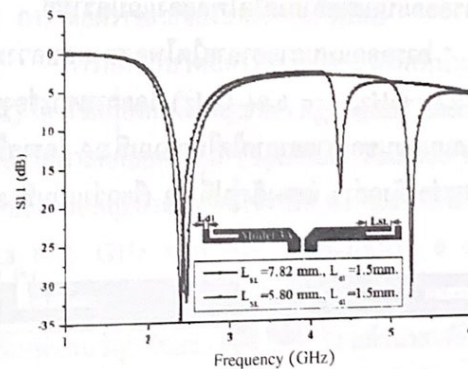
จากการจำลองดังกล่าว ทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแบบที่ 2A ดังนี้ $W = 3$ มม., $L_d = 20.1$ มม., $W_f = 3$ มม., $L_f = 2.2$ มม., $G = 1$ มม. เมื่อพิจารณาสายอากาศแบบที่ 2A ดังรูปที่ 9 พบว่า สายอากาศแบบที่ 2A มีการโค้งงอมุมฉากระหว่างแขนของสายอากาศและสายนำสัญญาณสตรีปแบบระนาบร่วม ซึ่งการเชื่อมต่อ

ดังกล่าวจะทำให้เกิดพื้นที่เล็กๆ ขึ้นบริเวณจุดอ้างอิง Q และ Q' ดังรูปที่ 3 (ก) เป็นผลทำให้เกิดการมismatch (Mismatching) ซึ่งจะเรียกว่า “ความไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉากของสายอากาศ”



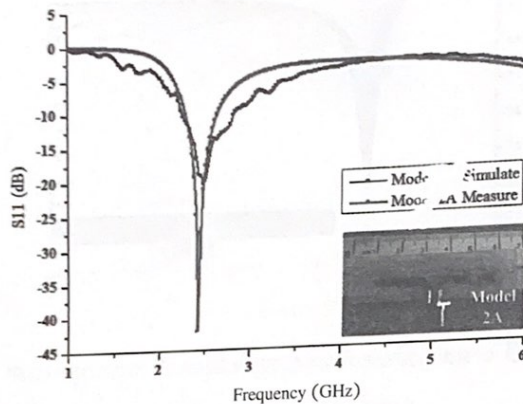
รูปที่ 9 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2A เมื่อทำการปรับ L_f

ดังนั้นจึงใช้หลักการตัดปลายมุมออก ดังรูปที่ 10 เพื่อชดเชยค่าความสูงผลให้เกิดการคู่เข้าสู่การแมทชิง (Match) ระหว่างสายนำสัญญาณและแขนของสายอากาศไดโพล ผลการจำลองเมื่อทำการตัดมุมของสายอากาศออก พบว่า ค่ามุมที่ตัดออก (b) มีค่าเท่ากับ 0.6 W [7] หรือเท่ากับ 1.8 มม. จะทำให้เกิดการแมทชิงสูงสุด โดยผลดังกล่าวสอดคล้องกับการคำนวณในทางทฤษฎี จากรูปที่ 10 จะเห็นได้ว่าการสูญเสียย้อนกลับ มีค่าต่ำที่สุดเท่ากับ -43 dB ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.44 GHz



รูปที่ 10 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2A เมื่อทำการปรับ b

จากนั้นทำการสร้างสายอากาศไดโพลแบบแบบที่ 2A แล้วทำการทดสอบวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า ผลการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดและผลจากการคำนวณแสดงดังรูปที่ 11 และตารางที่ 1 ตามลำดับ



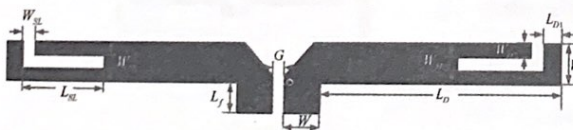
รูปที่ 11 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2A

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองของสายอากาศไดโพล

ย่านความถี่	ผลการดำเนินงาน	$f_L - f_U$ (GHz)	f_C (GHz)	BW at-10dB (% GHz)
2.45 GHz	การจำลอง	2.28-2.61	2.44	13.52, 0.33
	การวัด	2.22-2.82	2.52	23.80, 0.6

4. การออกแบบสายอากาศไดโพลสองแถบความถี่

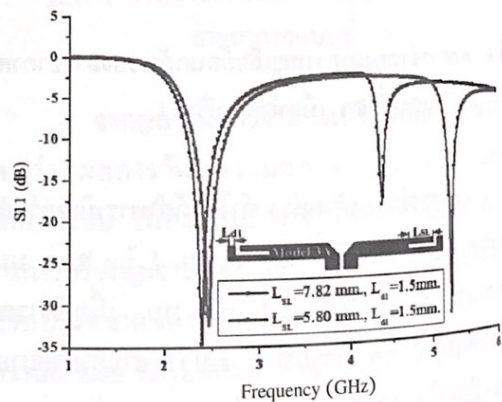
การออกแบบสายอากาศไดโพลสองแถบความถี่ ($f_{r1} = 2.45$ GHz, $f_{r2} = 5.24$ GHz) โดยการเซาะร่องรูปตัวแอลบนแขนของสายอากาศไดโพลแบบที่ 2A โครงสร้างการเซาะร่องดังกล่าว แสดงดังรูปที่ 12 เรียกว่าแบบที่ 3A



รูปที่ 12 โครงสร้างสายอากาศไดโพลแบบที่ 3A

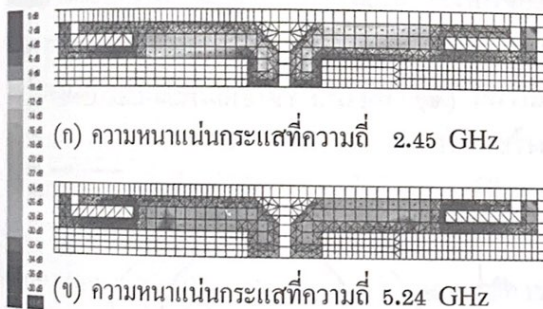
จากรูปที่ 12 ความยาวของร่องรูปตัวแอล (L_{SL}) มีค่าเท่ากับ 7.82 มม. ซึ่งยาวเท่ากับหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นของความถี่ที่สอง ขณะที่ความกว้างของร่องรูปตัวแอล (W_{SL}) มีค่า 1 มม. ทำการจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ผลที่ได้ดังรูปที่ 13 จากผลการจำลองพบว่าสายอากาศสามารถทำงานแบบสองแถบความถี่ ได้แก่ $f_{r1} = 2.35$ GHz และ $f_{r2} = 4.35$ GHz ตามลำดับ

อย่างไรก็ตามผลของการเซาะร่องรูปตัวแอลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 มีการเลื่อนของความถี่ต่ำลงเล็กน้อย ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 มีการเลื่อนของความถี่ต่ำลงมาก ซึ่งพฤติกรรมการเลื่อนต่ำลงของความถี่ทั้งสองเป็นผลมาจากปฏิกิริยาฟีดแบ็คที่เกิดขึ้นจากการเซาะร่องรูปตัวแอล ดังนั้นสายอากาศดังกล่าว จึงยังไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้งานกับมาตรฐาน IEEE 802.11a/ b/g ได้ จึงทำการปรับค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศให้ได้ค่าที่เหมาะสมโดยปรับ L_{SL} ให้สั้นลง เพื่อให้มีผลกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 ดังนั้นค่า L_{SL} ที่เหมาะสมมีค่าเท่ากับ 19.5 มม. ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 ทำการปรับ L_{SL} ให้สั้นลงโดย L_{SL} ที่เหมาะสมมีค่า 5.8 มม. จากนั้นทำการทดลองปรับตำแหน่งร่องรูปตัวแอล (L_{d1}) บนแขนของสายอากาศไดโพล พบว่าที่ตำแหน่ง L_{d1} ที่เหมาะสมมีค่าเท่ากับ 1.5 มม. ผลการจำลองดังรูปที่ 13 จะได้ความถี่เรโซแนนซ์ f_{r1} เท่ากับ 2.45 GHz ($S_{11} = -31.91$ dB) และเท่ากับ 5.24 GHz ($S_{11} = -32.23$ dB) ที่มีค่าตรงตามความต้องการใช้งาน



รูปที่ 13 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไดโพลสองแถบความถี่

เพื่อให้เห็นถึงการทำงานของสายอากาศไดโพลแบบสองแถบความถี่ ที่ชัดเจนมากยิ่งขึ้น สามารถพิจารณาได้จากผลการจำลองการกระแสนบนโครงสร้างสายอากาศ ดังรูปที่ 14 ผลการจำลองพบว่า ที่ $f_1 = 2.45$ GHz ดังรูปที่ 14 (ก) กระแสไฟฟ้ามีความหนาแน่นมากที่สุดบริเวณสายส่งสัญญาณ L_f และช่วงคั่นของแขนของสายอากาศ ไดโพลส่วนบริเวณที่ปลายแขนทั้งสองข้างจะมีความหนาแน่นกระแสต่ำสุด และที่ $f_2 = 5.24$ GHz ดังรูปที่ 14 (ข) พบว่าค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้ามากที่สุดบริเวณโครงสร้างร่องรูปตัวแอล ซึ่งเป็นตัวกำเนิดความถี่เรโซแนนซ์ที่สองของสายอากาศไดโพล ส่วนบริเวณสายส่งสัญญาณ (L_f) แขนของสายอากาศไดโพล (L_d) และบริเวณปลายแขนทั้งสองข้างจะมีความหนาแน่นกระแสปานกลาง ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองแบบ f_{r2} เท่ากับ 5.25 GHz ที่ $S_{11} = -32.23$ dB ดังรูปที่ 14(ข) ผลจากการจำลองข้างต้นสามารถสรุปได้ว่า ความยาวของ “แขน” ของสายอากาศไดโพล หรือตัวแพร่กระจายคลื่น (Radiator) มีผลต่อการเลือก (Selectivity) ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 และในส่วนของความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 สามารถเลือกความถี่ใช้งานได้จากโครงสร้างของร่องรูปตัวแอล นั่นเอง



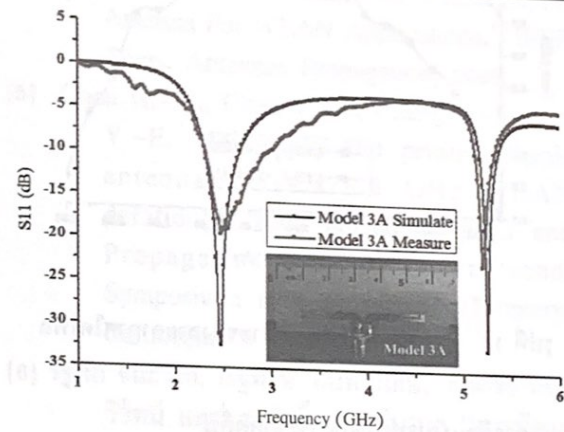
รูปที่ 14 การเปรียบเทียบการจำลองค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบที่ 3A

จากนั้นทำการสร้างและทดสอบสายอากาศไดโพลแบบที่ 3A โดยทำการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า (Network Analyzer) รุ่น N5230C แล้วทำการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับ

ของสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นระหว่างผลการจำลองและผลการวัด ดังตารางที่ 2 และ รูปที่ 15 ตามลำดับ

ตารางที่ 2 การเปรียบเทียบผลการวัดและการจำลองของสายอากาศไดโพลแบบสองความถี่

ย่านความถี่	ผลการดำเนินงาน	$f_L - f_U$ (GHz)	f_c (GHz)	BW at-10dB (% ,GHz)
2.45 GHz	การจำลอง	2.31-2.66	2.485	14.08,0.35
	การวัด	2.30-2.90	2.545	23.58,0.6
5.24 GHz	การจำลอง	5.15-5.40	5.275	4.74,0.25
	การวัด	5.10-5.35	5.225	4.78,0.25



รูปที่ 15 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไดโพลแบบที่ 3A

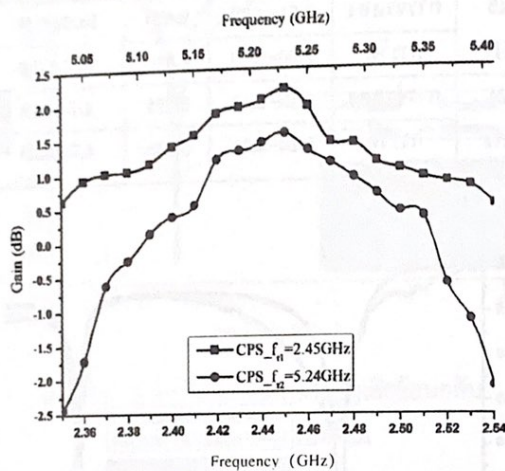
5. การวัดและทดสอบสายอากาศไดโพล

5.1 การวัดอัตราขยายของสายอากาศไดโพล

การทดสอบวัดอัตราขยายสายอากาศที่นำเสนอ (3A) โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ (RF Signal Generator) เครื่องวิเคราะห์แถบความถี่ (Spectrum Analyzer) ที่มีความถี่ครอบคลุมย่านความถี่ใช้งานที่ 2.4-2.48 GHz และ 5.13-5.35 GHz กำหนดให้กำลังส่งมีขนาด 0 dBm เชื่อมต่อสัญญาณผ่านสายโคแอกเซียลชนิด RG-142 ที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 Ω แล้วนำสายอากาศไดโพลที่มีคุณสมบัติเหมือนกัน 2 ตัว ทำการวัดอัตราขยายโดยคำนวณจากสมการที่ (23)

$$(G_{\alpha})_{dB} = (G_{\alpha})_{dB} = \left(\frac{1}{2} \right) \left(20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \right) \quad (23)$$

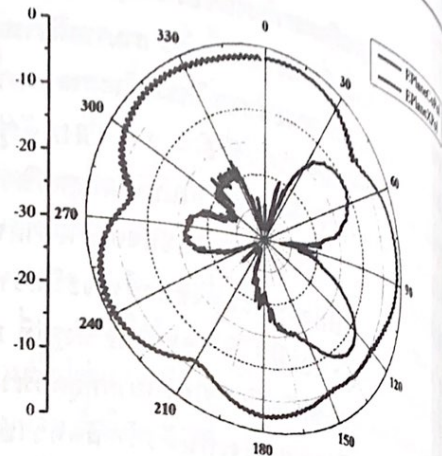
ผลของการวัดคังภาพที่ 16 พบว่าที่ความถี่ใช้งาน 2.4-2.48 GHz มีเกณฑ์การขยายสูงสุดประมาณ 2.2 dB และที่ความถี่ใช้งาน 5.13-5.35 GHz มีเกณฑ์การขยายสูงสุดประมาณ 1.58 dB



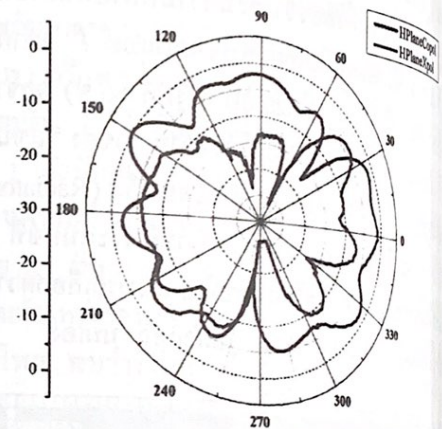
รูปที่ 16 ผลการวัดของอัตราขยายของสายอากาศไดโพล

5.2 การวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

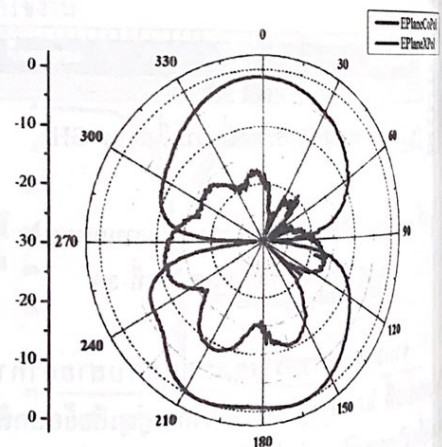
ผลการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลแบบสองแถบความถี่ แสดงดังรูปที่ 17 ผลจากการวัด พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz สายอากาศที่นำเสนอ มีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบคล้ายรอบตัว (Omni-directional) บนระนาบ yz (สนาม H) ส่วนบนระนาบ xz (สนาม E) มีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นคล้ายสองทิศทาง (Bi-directional) ที่ความถี่ 5.24 GHz มีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบคล้ายรอบตัวบนระนาบ yz ส่วนบนระนาบ xz เป็นแบบคล้ายสองทิศทาง ดังแสดงในรูปที่ 17 (ก)-(ง) ตามลำดับ นอกจากนี้จะพบว่า ที่แถบความถี่ 5.24 GHz ระดับโพลาริไซเซชัน มีค่าสูงขึ้น เนื่องจากการกระจายกระแสรอบช่องว่างรูปตัวแอล



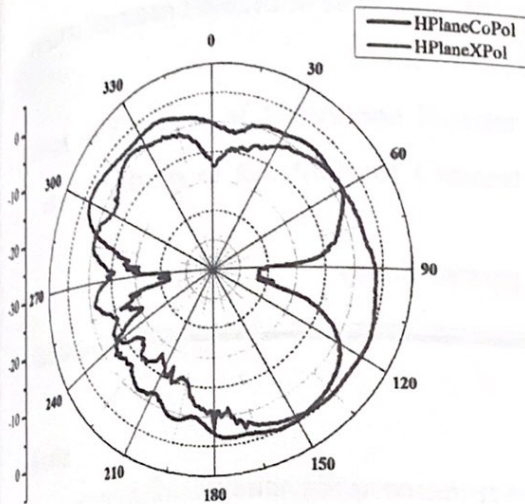
(ก) ที่ระนาบ YZ ย่านความถี่ 2.45 GHz



(ข) ที่ระนาบ YZ ย่านความถี่ 5.24 GHz



(ค) ที่ระนาบ XZ ย่านความถี่ 2.45 GHz



(จ) ที่ระนาบ XZ ย่านความถี่ 5.24 GHz

รูปที่ 17 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของ
สายอากาศไดโพลที่ระนาบ xz และ yz

5. สรุปผล

บทความนี้นำเสนอ การออกแบบสายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม โดยใช้วิธีการออกแบบให้สายอากาศมีสภาวะการเรโซแนนซ์สองแถบความถี่ โดยการเจาะรูรูปตัวแอลบนแขนทั้งสองข้างของสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR4 สายอากาศที่นำเสนอมีความถี่เรโซแนนซ์ที่หนึ่ง 2.45 GHz มีความกว้างแถบความถี่ 0.6 GHz (23%) ที่เกิดจากโครงสร้างพื้นฐานสายอากาศไดโพล ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ที่สอง 5.24 GHz มีความกว้างแถบความถี่ 0.25 GHz (4.78%) ซึ่งเกิดจากการเจาะรูแถบรูปตัวแอล แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศเป็นแบบคล้ายรอบตัวในระนาบ yz หรือ ระนาบ H และมีอัตราขยายที่แถบความถี่แรก 2.2 dB ส่วนแถบความถี่ที่สอง 1.58 dB เมื่อพิจารณาขนาดของสายอากาศที่นำเสนอ พบว่า มีโครงสร้างที่กะทัดรัด เหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g/a (2.45/5.24 GHz) ทั้งในอุปกรณ์สื่อสารแบบอยู่กับที่และแบบเคลื่อนที่

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] Balanis C. A. "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] Xianming Qing, Ning Yang "A Foled Dipole Antenna for RFID," IEEE Trans. Antennas Propagation, pp.77-100, 2004, pp. 97-99.
- [4] M.H. Jamaluddin, M.K. A. Rahim M. Z. A. Abd. Aziz, A. Asrokin, "Microstrip Dipole Antenna For WLAN Applications," IEEE Trans. Antennas Propagation, 2005.
- [5] Chen H.-M., Chan J.-M., Cheng P.-S., Lin Y.-F. "Microstrip-fed printed dipole antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN peration,". 2004 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium; 2004 June 20-25; Monterey, California, 3: 2584-7.
- [6] รัฐพล จินะวงศ์, ณัฐพงษ์ อินทวิเศษ, ศักดิ์ชัย ดันดีวิวัฒน์ และ สมศักดิ์ อรรถทิมากุล "การพัฒนาสายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สาย," การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 35; 12-14 ธันวาคม 2555; หน้า 691-694.
- [7] David M. Pozar. "Microwave Engineering". Third Edition, John Wiley & Son, New York, 1998.
- [8] Raine N. Simons "Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems" John Wiley & Son, New York, 2001
- [9] E.H.Fooks, R.A. Zakarevicius. "Microwave Engineering using Microstip circuits". New York : prentice hall, 1990. 92-100
- [10] ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน "การออกแบบวงจรไมโครเวฟ," กรุงเทพมหานคร : บริษัทสมิตเตอร์ ก๊อปปี้ จำกัด, 2550. หน้า 27-28.