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

รัฐพล จินะวงค์[1] และ สมศักดิ์ อรรคทิมากูล[2]

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบสายอากาศไดโพลสองแถบความถี่ ที่มีขนาดกะทัดรัดสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายสายอากาศที่ออกแบบนี้มีโครงสร้างและการทำงานบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR4 ป้อนสัญญาณด้วยสายนำสัญญาณสตริประนาบร่วมที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 50 Ω สายอากาศสามารถตอบสนองสองแถบความถี่ โดยมีความถี่เรโซแนนซ์มูลฐานเท่ากับ 2.45 GHz จากนั้นเซาะร่องรูปตัวแอลบนแขนทั้งสองข้างของสายอากาศไดโพล 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, สายนำสัญญาณสตริปแบบระนาบร่วม

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) ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
[2]รองศาสตราจารย์ ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

1. บทนำ

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

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

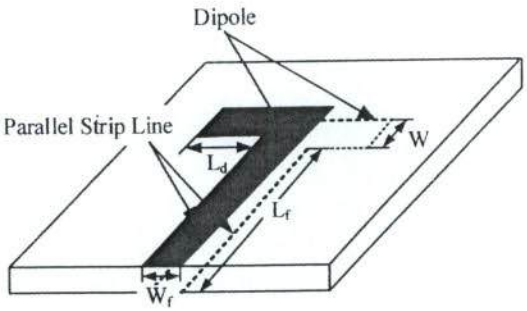
ดังนั้นในหลายปีที่ผ่านมา มีนักวิจัยจำนวนมากได้พัฒนาและออกแบบสายอากาศดังกล่าวให้มีขนาดเล็กลง ซึ่งสามารถออกแบบบนโครงสร้างระนาบร่วม ที่สามารถปรับให้ตอบสนองความถี่ย่านกว้างหรือหลายย่านความถี่ได้ และมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทาง ในระนาบเดี่ยวดังตัวอย่างงานวิจัยของ Xianming Qing, และคณะ [3] ได้นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปโฟลเด็ดไดโพลสำหรับการประยุกต์ใช้งาน RFID ที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz สามารถนำไปใช้เป็นสายอากาศของแท็ก (Tag) ในอุปกรณ์ RFID ได้ และนาย M.H. Jamaluddin และคณะ [4] ได้นำเสนอสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจร พิมพ์สำหรับประยุกต์ใช้งานเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย ที่ย่านความถี่เรโซแนนซ์ 2.45 GHz มีค่าแบนวิดธ์เท่ากับ 22% เป็นต้น ส่วนของนาย Chen และคณะ [5] ได้นำเสนอการพัฒนาสายอากาศแบบสองแถบความถี่โดยการปรับปรุงสายอากาศให้มีลักษณะคล้ายสายอากาศไดโพลโดยการเซาะร่องรูปร่างคล้ายตัวอักษรแอลบนโครงสร้างของสายอากาศทั้งสองด้าน เพื่อทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์สองย่านความถี่ ซึ่งความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ที่สองจะสั้นกว่าความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ที่หนึ่ง นอกจากนี้นายรัฐพล จินะวงค์ และคณะ [6] ได้นำเสนอการพัฒนาสายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สาย โดยการออกแบบได้นำทฤษฎีพื้นฐานของการออกแบบสายอากาศไดโพลมาประยุกต์ร่วมกับวิธีการต่อแบบลำดับ (Cascade) ทำให้ได้ย่านความถี่เรโซแนนซ์มูลฐานที่ 2.45 GHz ที่มีค่าแบนวิดธ์เท่ากับ 25.55% และ ความถี่เรโซแนนซ์ที่สองเท่ากับ 5.24 GHz ที่มีค่าแบนวิดธ์เท่ากับ 20.735 % ตามลำดับ โดยจากการศึกษางานวิจัยดังกล่าวข้างต้นพบว่าการพัฒนาและ

ออกแบบเพื่อให้ได้การตอบสนองความถี่สองย่านทำได้ค่อนข้างยาก อีกทั้งยังมีขนาดใหญ่ จากบทความวิจัยเหล่านี้ ทำให้เกิดแนวคิดใหม่ในการออกแบบและสร้างสาย อากาศขนาดกะทัดรัด ที่สามารถทำงานได้ถึงสองแถบความถี่ โดยอาศัยหลักการพื้นฐานของการออกแบบสายอากาศไดโพลร่วมกับการเซาะร่องรูปตัวแอล (L-shaped slit) โดยทั่วไปโครงสร้างของร่องรูปตัวแอลมีคุณสมบัติในการกำเนิดความถี่เรโซแนนซ์ ในวงจรกรองความถี่แถบผ่านซึ่งอยู่ร่วมกับสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip lines) เมื่อนำมาใช้งานบนสายอากาศจะทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ในช่วงของความถี่ที่ต้องการออกแบบได้

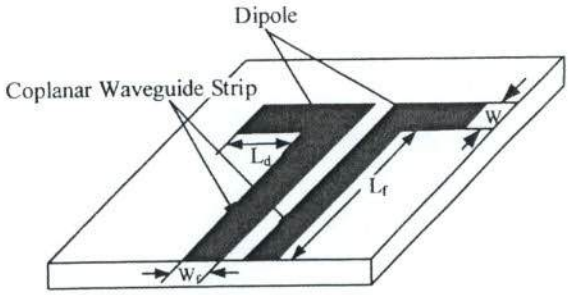
บทความวิจัยนี้นำเสนอการศึกษาและพัฒนาสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ ที่สามารถใช้งานได้สองแถบความถี่ตามมาตรฐานการสื่อสารแบบไร้สายของ IEEE 802.11 b/g/a

2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

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



(ข) สายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วย สายนำสัญญาณแบบ PSL



(ก) สายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วย สายนำสัญญาณแบบ CPS

รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบ CPS และ PSL [7]

ในการวิจัยครั้งนี้จะนำสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม (CPS) มาต่อร่วมกับสายอากาศไดโพล ดังรูปที่ 1(ข) ดังนั้นการออกแบบสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์มีขั้นตอนดังต่อไปนี้

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

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

โดยที่ $A = \frac{Zo}{60}\left\{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right\}^{0.5} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\left\{0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r}\right\}$

2.2 คำนวณหาความยาว (L_d) ของแขนไดโพลได้จากสมการที่ (2)

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

เมื่อ λ_g หาได้จากสมการที่ (3)

$$\lambda_g = \frac{c}{f_o\sqrt{\varepsilon_{re}}} \qquad (3)$$

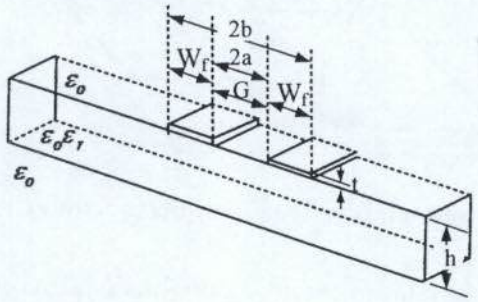
โดยที่ C คือ ค่าความเร็วแสง มีค่าเท่ากับ $3x10^8$ m/s

ε_{re} คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

ซึ่งคำนวณได้ จากสมการที่ (4)

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

2.3 คำนวณหาความกว้างของสายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม (W_f)ที่มีโครงสร้างสายนำสัญญาณดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 สายนำสัญญาณแบบสตริประนาบร่วม (CPS) [8]

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

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

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

กรณี $0 \le k \le 0.707$

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

กรณี $0.707 \le k \le 1$

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

โดยที่ $k' = \sqrt{1-k^2}$ (8)

และ $k_1 = \frac{a}{b} = \frac{G}{G+2W_f}$ (9)

$$k_2 = \sqrt{1-\frac{\sinh^2(\pi a/2(h))}{\sinh^2(\pi b/2(h))}} \qquad (10)$$

และหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ε_{re}) ได้จาก

$$\varepsilon_{re} = 1 + q(\varepsilon_r - 1) \qquad (11)$$

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

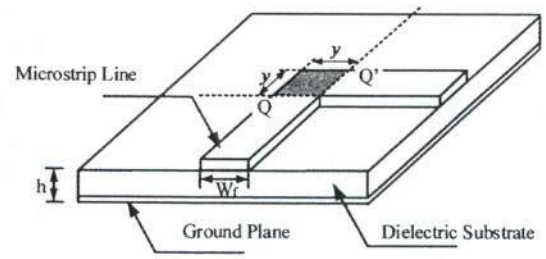
2.4 คำนวณความไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉาก

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

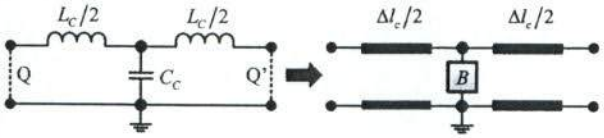
$$C_C = W\left[\frac{(14\varepsilon_r+1)(W/h)-(1.83\varepsilon_r-2.25)}{\sqrt{W/h}} + \frac{0.02\varepsilon_r}{W/h}\right] \quad for\frac{W}{h}<1 \qquad (13)$$

$$C_C = W\left[(9.5\varepsilon_r+1.25)(W/h)+5.2\varepsilon_r+7\right]\times 10^{-12} \quad for\frac{W}{h}\ge 1 \qquad (14)$$

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



(ก) โครงสร้าง



(ข) วงจรสมมูล

รูปที่ 3 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่เชื่อมต่อแบบมุมฉาก

ซึ่งสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ของมุมฉาก (Z_{corner})ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$Z_{corner} = \sqrt{L_C / C_C} \qquad (16)$$

และสามารถหาค่าความยาวสมมูลของสายส่งบริเวณมุมได้ดังสมการต่อไปนี้

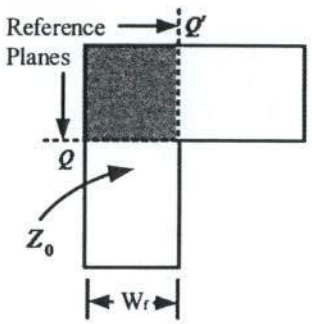
$$y = \frac{c}{\varepsilon_{re}} \sqrt{L_C C_C} \qquad (17)$$

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3 และสมการที่ (16)-(17) พบว่าค่าของ $Z_{corner} \neq Z_o \neq 50\ \Omega$ และการส่งผ่านพลังงานไม่สูงสุด ดังนั้นปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้ด้วยเทคนิคการตัดปลายมุมเพื่อชดเชยค่าของความจุที่เกิดขึ้นในบริเวณของมุมฉาก

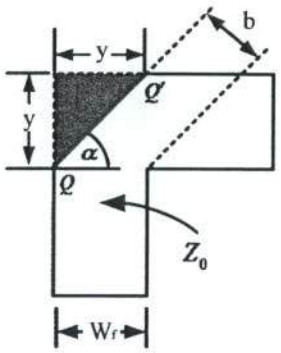
2.5 เทคนิคการตัดปลายมุมเพื่อชดเชยค่าความจุ

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

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



(ก) การเชื่อมต่อแบบมุมฉากระหว่างสายนำสัญญาณและแขนของสายอากาศไดโพล



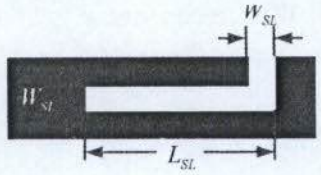
(ข) ตำแหน่งของการตัดมุมเพื่อชดเชยค่าความจุ

รูปที่ 4 การตัดมุมเพื่อชดเชยค่าความจุ

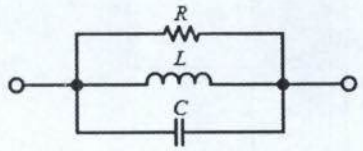
2.6 การออกแบบโครงสร้างสายอากาศไดโพล (Dipole)

การออกแบบสายอากาศไดโพลเพื่อให้มีสภาวะเรโซแนนซ์สองแถบความถี่โดยการเซาะร่องรูปตัวแอลบนแขนของสายอากาศไดโพลทั้งสองข้าง โดยกำหนดให้

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



รูปที่ 5 โครงสร้างร่องรูปตัวแอล



รูปที่ 6 วงจรสมมูลของโครงสร้างรูปตัวแอล

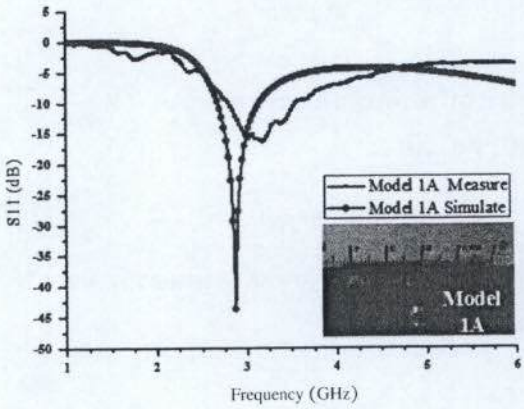
รูปที่ 6 แสดงวงจรสมมูลของโครงสร้างร่องรูปตัวแอล ซึ่งเป็นวงจร RLC แบบขนาน วงจรดังกล่าวจะมีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองแถบผ่าน ดังนั้นเมื่อนำโครงสร้างร่องรูปตัวแอลใส่ไว้บนแขนทั้งสองข้าง ของสายอากาศไดโพลจะทำให้สายอากาศตอบสนองในช่วงของความถี่โซแนนซ์ที่ขึ้นอยู่กับขนาดความยาวของร่องรูปตัวแอล

3. การออกแบบสายอากาศไดโพลแถบความถี่เดี่ยว

3.1 การออกแบบสายอากาศไดโพลด้วยวิธีการคำนวณ

การออกแบบสายอากาศไดโพลย่านความถี่ 2.45 GHz (2400-2484 MHz) ที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g โดยมีโครงสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Relative Dielectric Constant,) เท่ากับ 4.5 ค่าแทนเจนต์การสูญเสียของวัสดุฐานรอง (Loss Tangent) เท่ากับ 0.02 ค่าความสูงของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มม. ค่าความหนาของทองแดง (t) เท่ากับ 0.018 มม. โดยออกแบบให้สายอากาศมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_o) เท่ากับ 50 Ω โดยนำสมการที่ (1) ถึง (11) มาใช้ในในการออกแบบ

การออกแบบสายอากาศไดโพลแบบที่ 1A ออกแบบที่ความถี่ f_{rl} เท่ากับ 2.45 GHz. สายอากาศมีค่าพารามิเตอร์ W= 3 มม. L_d = 16.6175 มม. W_f = 3 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 N5230C พบว่า สายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ เท่ากับ 3.18 GHz ค่า S_{11} เท่ากับ -15.29 dB แสดงดังรูปที่ 7



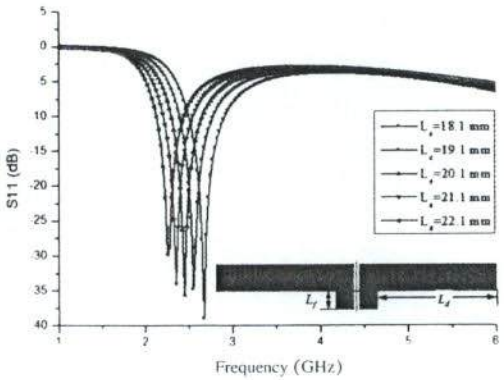
รูปที่ 7 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 1A

จากผลของการจำลองเปรียบเทียบกับผลการวัดพบว่า ผลการวัดมีความคลาดเคลื่อนจากย่านความถี่ที่ออกแบบ เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ที่ใช้งานและปัจจัยในการสร้างชิ้นงานมีความคลาดเคลื่อน ดังนั้นจึงทำการปรับปรุงขนาดของสายอากาศ เพื่อให้ตอบสนองต่อย่านความถี่ 2.45 GHz ตามมาตรฐาน IEEE802.11 b/g โดยการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) ด้วยโปรแกรม IE3D

3.2 การปรับปรุงสายอากาศไดโพล

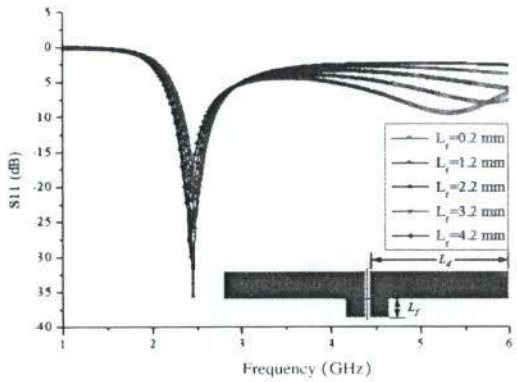
จากหัวข้อที่ผ่านมา จะเห็นได้ว่าการออกแบบสายอากาศไดโพลแบบที่ 1A ความถี่เรโซแนนซ์มีความคลาดเคลื่อนไปจากผลการคำนวณ จึงทำการปรับปรุงโครงสร้างเป็นแบบที่ 2A โดยทำการปรับความยาวของแขนสายอากาศไดโพล (L_d) ให้มีขนาดเพิ่มขึ้น เท่ากับ 20.1 มม. จะทำให้สายอากาศไดโพลมีค่าความถี่เรโซแนนซ์ (f_{r1}) เท่ากับ 2.45 GHz ที่ S_{11} เท่ากับ -35.38 dB แสดงดังรูปที่ 8

จากนั้นทดลองปรับความยาวของสายนำสัญญาณสตริปแบบระนาบร่วม (L_f) ของสายอากาศแบบที่ 1A ผลจากการจำลองแสดงดังรูปที่ 9 พบว่าขนาดของ L_f มีผลโดยตรงต่ออิมพีแดนซ์แมทชิ่ง แต่มีผลเล็กน้อยต่อความถี่เรโซแนนซ์เมื่อกำหนดให้ L_f มีค่า 2.2 มม. จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ f_{r1} เกิดขึ้นที่ 2.45 GHz (S_{11} เท่ากับ -35.38 dB)



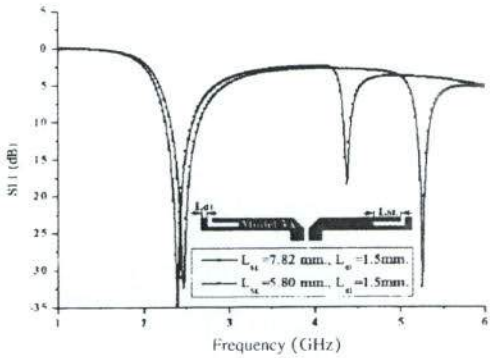
รูปที่ 8 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2A เมื่อทำการปรับ L_d

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 มีการโค้งงอมุมฉากระหว่างแขนของสายอากาศและสายนำสัญญาณสตริปแบบระนาบร่วม ซึ่งการเชื่อมต่อดังกล่าวจะทำเกิดพื้นที่เล็กๆ ขึ้นบริเวณจุดอ้างอิง Q และ Q' ดังรูปที่ 3 (ก) เป็นผลทำให้เกิดการมิสแมทชิ่ง (Mismatching) ซึ่งจะเรียกว่า "ความไม่ต่อเนื่องแบบมุมฉากของสายอากาศ"



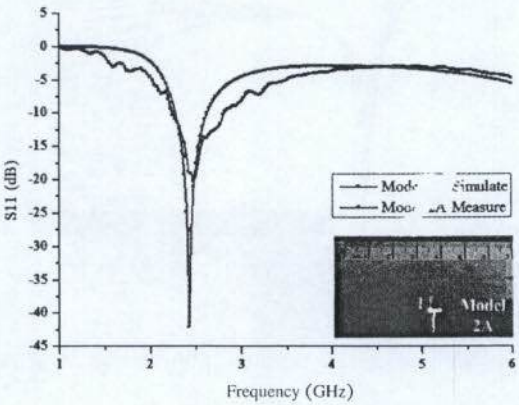
รูปที่ 9 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2A เมื่อทำการปรับ L_f

ดังนั้นจึงใช้หลักการตัดปลายมุมออก ดังรูปที่ 10 เพื่อชดเชยค่าความจุส่งผลให้เกิดการลู่เข้าสู่การแมทช์ (Match) ระหว่างสายนำสัญญาณและแขนของสายอากาศไดโพล ผลการจำลองเมื่อทำการตัดมุมของสายอากาศออก พบว่า ค่ามุมที่ตัดออก (b) มีค่าเท่ากับ 0.6W [7] หรือเท่ากับ 1.8 มม. จะทำให้เกิดการแมทช์สูงสุด โดยผลดังกล่าวสอดคล้องกับการคำนวณในทางทฤษฎี จากรูปที่ 10 จะเห็นได้ว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับ มีค่าต่ำที่สุดเท่ากับ -43 dB ที่ความถี่เรโซแนนท์ 2.44 GHz



รูปที่ 10 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2A เมื่อทำการปรับ b

จากนั้นทำการสร้างสายอากาศไดโพลต้นแบบแบบที่ 2A แล้วทำการทดสอบวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า ผลการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ได้จากการวัดและผลจากการคำนวณแสดงดังรูปที่ 11 และตารางที่ 1 ตามลำดับ



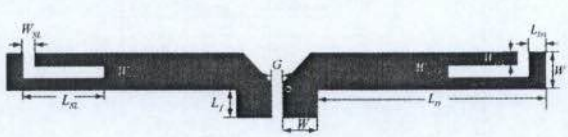
รูปที่ 11 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศแบบที่ 2A

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

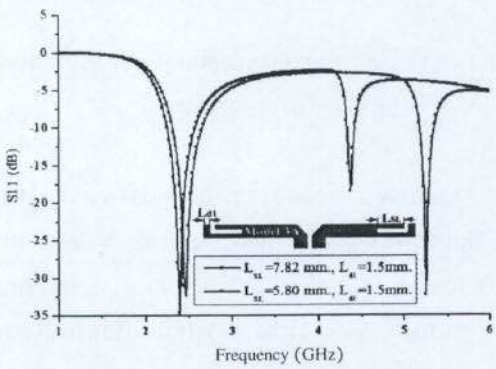
การออกแบบสายอากาศไดโพลสองแถบความถี่ (f_{r1} = 2.45 GHz, f_{r2} = 5.24 GHz) โดยการเซาะร่องรูปตัวแอลบนแขนของสายอากาศไดโพลแบบที่ 2A โครงสร้างการเซาะร่องดังกล่าว แสดงดังรูปที่ 12 เรียกว่าแบบที่ 3A



รูปที่ 12 โครงสร้างสายอากาศไดโพลแบบที่ 3A

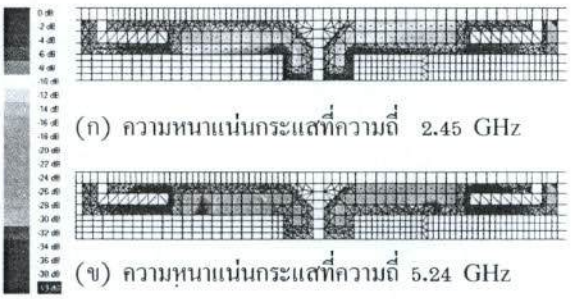
จากรูปที่ 12 ความยาวของร่องรูปตัวแอล (L_{SL}) มีค่าเท่ากับ 7.82 มม. ซึ่งยาวเท่ากับหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นของความถี่ที่สอง ขณะที่ความกว้างของร่องรูปตัวแอล (W_{SL}) มีค่า 1 มม. ทำการจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม IE3D ผลที่ได้ดังรูปที่ 13 จากผลการจำลองพบว่าสายอากาศสามารถทำงานแบบสองแถบความถี่ ได้แก่ f_{r1}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

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



รูปที่ 13 ผลการจำลองค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไดโพลสองแถบความถี่

เพื่อให้เห็นถึงการทำงานของสายอากาศไดโพลแบบสองแถบความถี่ ที่ชัดเจนมากยิ่งขึ้น สามารถพิจารณาได้จากผลการจำลองการกระแสบนโครงสร้างสายอากาศ ดังรูปที่ 14 ผลการจำลองพบว่า ที่ f_{r1} = 2.45 GHz ดังรูปที่ 14 (ก) กระแสไฟฟ้ามีความหนาแน่นมากที่สุดบริเวณสายส่งสัญญาณ L_f และช่วงต้นของแขนของสายอากาศไดโพลส่วนบริเวณที่ปลายแขนทั้งสองข้างจะมีความหนาแน่นกระแสต่ำสุด และที่ f_{r2} = 5.24 GHz ดังรูปที่ 14 (ข) พบว่าค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้ามากที่สุดบริเวณโครงสร้างร่องรูปตัวแอล ซึ่งเป็นตัวกำเนิดความถี่เรโซแนนซ์ ที่สองของสายอากาศไดโพล 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



(ก) ความหนาแน่นกระแสที่ความถี่ 2.45 GHz

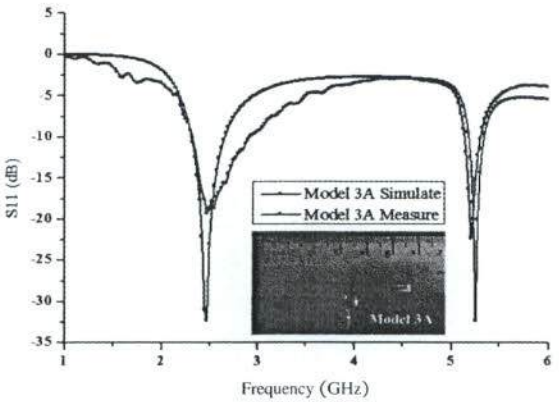
(ข) ความหนาแน่นกระแสที่ความถี่ 5.24 GHz

รูปที่ 14 การเปรียบเทียบการจำลองค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของสายอากาศแบบที่ 3A

จากนั้นทำการสร้างและทดสอบสายอากาศไดโพลแบบที่ 3A โดยทำการวัดค่าการสูญเสียย้อนกลับด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้า (Network Analyzer) รุ่น N5230C แล้วทำการเปรียบเทียบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นระหว่างผลการจำลองและผลการวัด 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

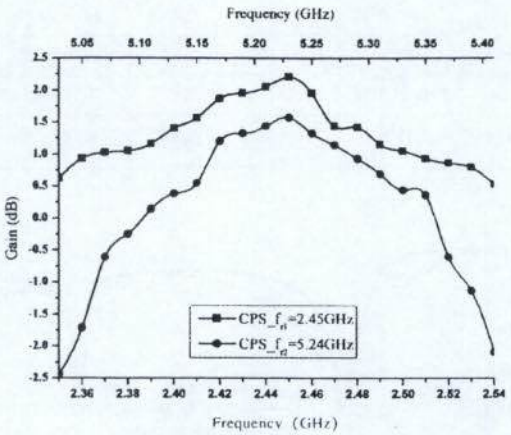
5. การวัดและทดสอบสายอากาศไดโพล

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 เชื่อมต่อสัญญาณผ่านสายโคแอกเชียลชนิด RG-142 ที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 Ω แล้วนำสายอากาศไดโพลที่มีคุณสมบัติเหมือนกัน 2 ตัว ทำการวัดอัตราขยายโดยคำนวณจากสมการที่ (23)

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

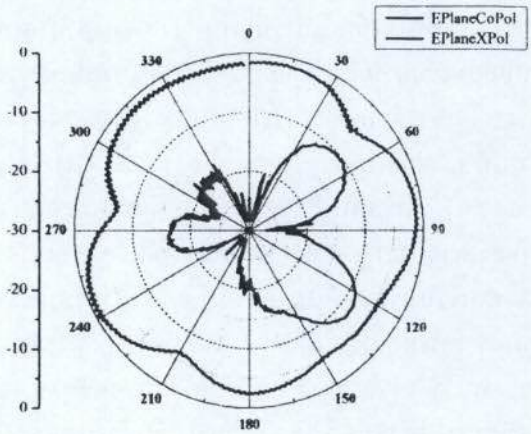
ผลของการวัดดังภาพที่ 16 พบว่าที่ความถี่ใช้งาน 2.4–2.48 GHz มีเกณฑ์การขยายสูงสุดประมาณ 2.2 dB และที่ความถี่ใช้งาน 5.13–5.35 GHz มีเกณฑ์การขยายสูงสุดประมาณ 1.58 dB



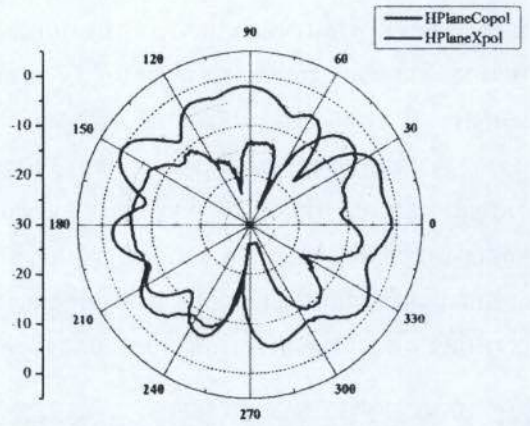
รูปที่ 16 ผลการวัดของอัตราขยายของสายอากาศไดโพล

5.2 การวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

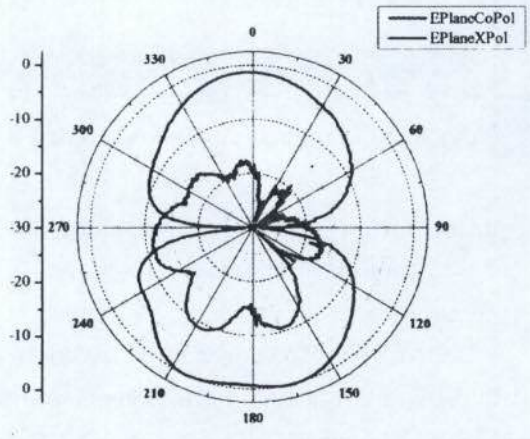
ผลการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลแบบสองแถบความถี่ แสดงดังรูปที่ 17 ผลจากการวัด พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz สายอากาศที่นำเสนอ มีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบคล้ายรอบตัว (Omni-directional) บนระนาบ yz (สนาม H) ส่วนบนระนาบ xz (สนาม E) มีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นคล้ายสองทิศทาง (Bi-directional) ที่ความถี่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



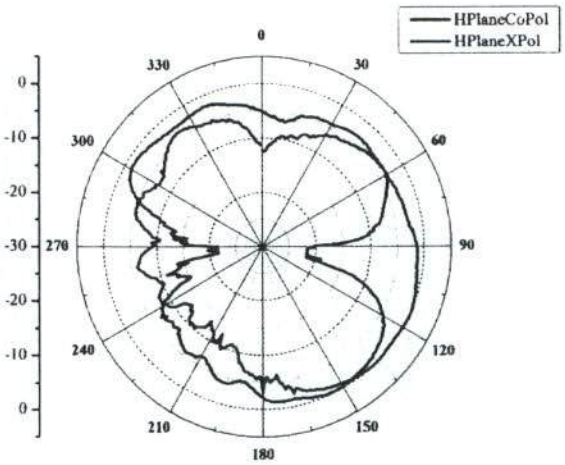
(ก) ที่ระนาบ YZ ย่านความถี่ 2.45 GHz



(ข) ที่ระนาบ YZ ย่านความถี่ 5.24 GHz



(ค) ที่ระนาบ XZ ย่านความถี่ 2.45 GHz



(ง) ที่ระนาบ XZ ย่านความถี่ 5.24 GHz

รูปที่ 17 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลที่ระนาบ xz และ yz

5. สรุปผล

บทความนี้นำเสนอ การออกแบบสายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วม โดยใช้วิธีการออกแบบให้สายอากาศมีสภาวะการเรโซแนนซ์สองแถบความถี่ โดยการเซาะร่องรูปตัวแอลบนแขนทั้งสองข้างของสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR4 สายอากาศที่นำเสนอมีความถี่เรโซแนนซ์ที่หนึ่ง 2.45 GHz มีความกว้างแถบความถี่ 0.6 GHz (23%) ที่เกิดจากโครงสร้างพื้นฐานสายอากาศไดโพล ส่วนความถี่เรโซแนนซ์ที่สอง 5.24 GHz มีความกว้างแถบความถี่ 0.25 GHz (4.78%) ซึ่งเกิดจากการเซาะร่องแคบรูปตัวแอล แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศเป็นแบบคล้ายรอบตัวในระนาบ yz หรือ ระนาบ H และมีอัตราขยายที่แถบความถี่แรก 2.2 dB ส่วนแถบความถี่ที่สอง 1.58 dB เมื่อพิจารณาขนาดของสายอากาศที่นำเสนอ พบว่า มีโครงสร้างที่กะทัดรัด เหมาะสมสำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย 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; Montery, California, 3: 2584-7.

[6] รัฐพล จินะวงค์, ณัฐพงษ์ อินทรวิเศษ, ศักดิ์ชัย ตันติวิวัทน์ และ สมศักดิ์ อรรคทิมากูล "การพัฒนาสายอากาศไดโพลที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบระนาบร่วมเพื่อประยุกต์ใช้งานด้านการสื่อสารไร้สาย," การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 35; 12-14 ธันวาคม 2555; หน้าที่ 691-694.

[7] David M. Pozar. "Microwave Engineering". Third Edition, John Wiley & Son, New York, 1998.

[8] Rainee 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] ประยุทธ อัครเอกฒาลิน "การออกแบบวงจรไมโครเวฟ," กรุงเทพมหานคร : บริษัทมิสเตอร์ก๊อปปี้ จำกัด, 2550. หน้า 27-28.