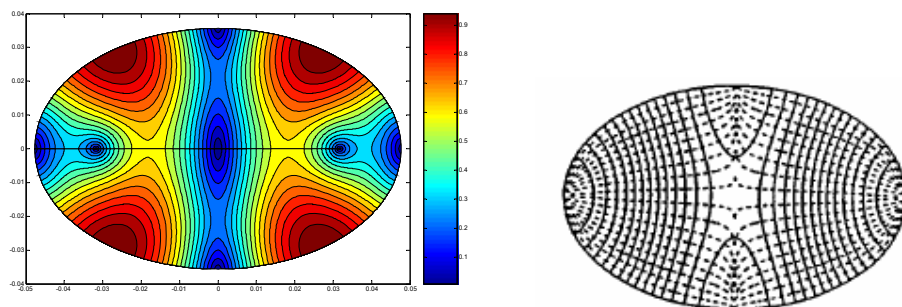
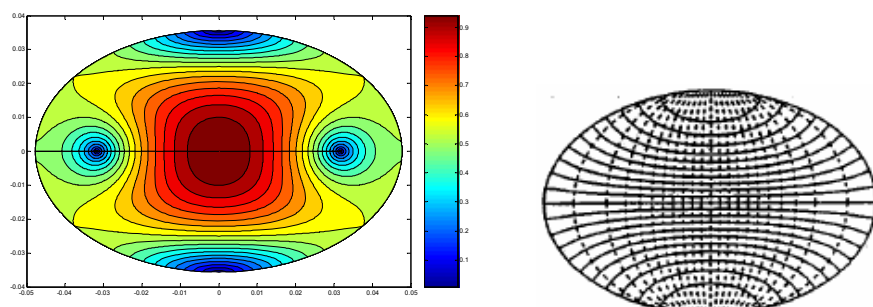
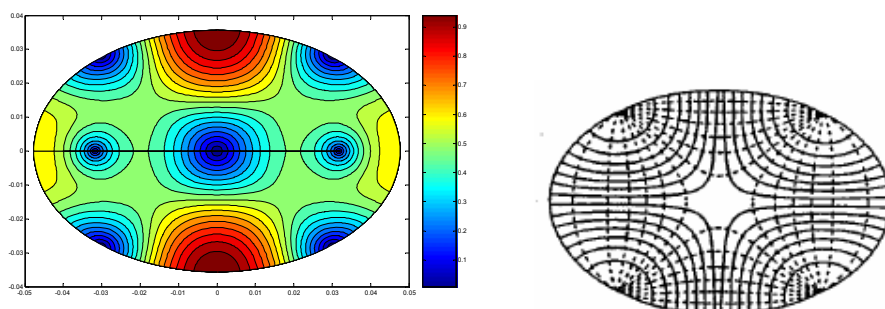
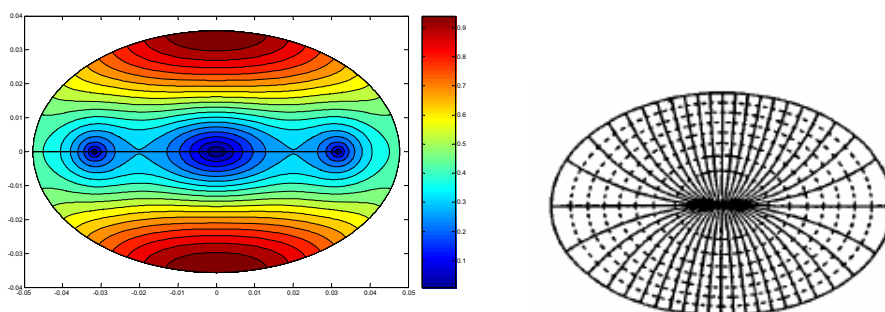
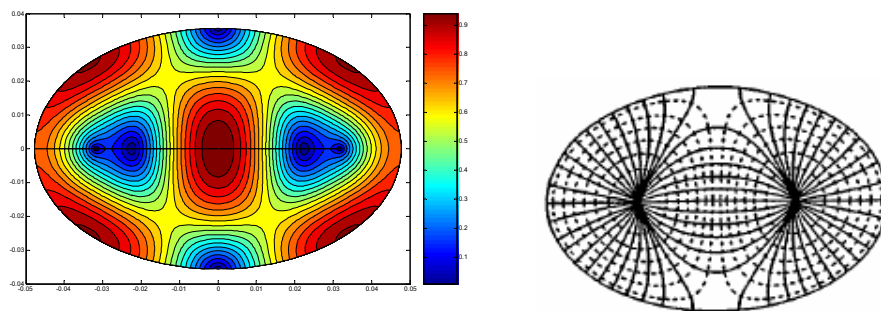


(ข) โหมดคลื่น TE_{C21} (ค) โหมดคลื่น TE_{S11} (ง) โหมดคลื่น TE_{S21} (จ) โหมดคลื่น TM_{C01}

(จ) โหมดคลื่น TM_{C11}

รูปที่ 12 โหมดคลื่นในท่อนำคลื่นทรงกระบอกวงรีที่คำนวณจากฟังก์ชันกรีนไดแอติกในกรณี

$$a = 4.8 \text{ cm และ } b = 2.6 \text{ cm หรือ } e = 0.841$$

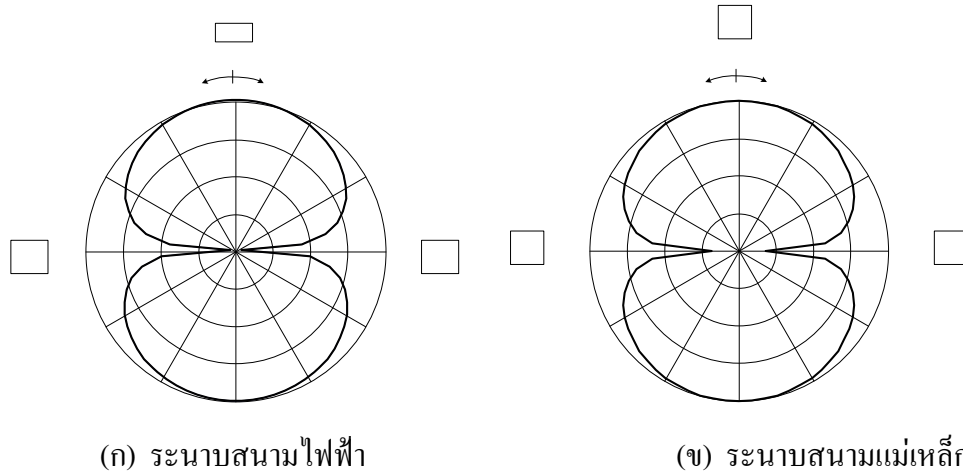
5. แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนวงรีกระตุ้นโดยโพรบไฟฟ้าโดยใช้วิธีฟังก์ชันกรีนไดแอติก

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศวงแหวนวงรีกระตุ้นโดยโพรบไฟฟ้าที่คำนวณจากวิธีฟังก์ชันกรีนไดแอติกนั้น สามารถคำนวณได้จากการกำหนดให้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ช่องเปิดสายอากาศประกอบด้วยโหมดคลื่นชนิดต่างๆ เนื่องจากที่บริเวณใกล้โพรบไฟฟ้านั้นจะประกอบด้วยโหมดคลื่นจำนวนมาก (Multi-mode) โดยจะพบว่าโหมดคลื่นที่สอดคล้องกับการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทางของสายอากาศวงแหวนวงรีกระตุ้นโดยโพรบไฟฟ้าคือโหมดคลื่น TM_{C01} ดังแสดงในรูปที่ 13 สำหรับโหมดคลื่นอื่นๆ พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่คำนวณได้ไม่เป็นแบบสองทิศทาง ค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กได้แสดงไว้ในตารางที่ 4 สำหรับกรณีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง

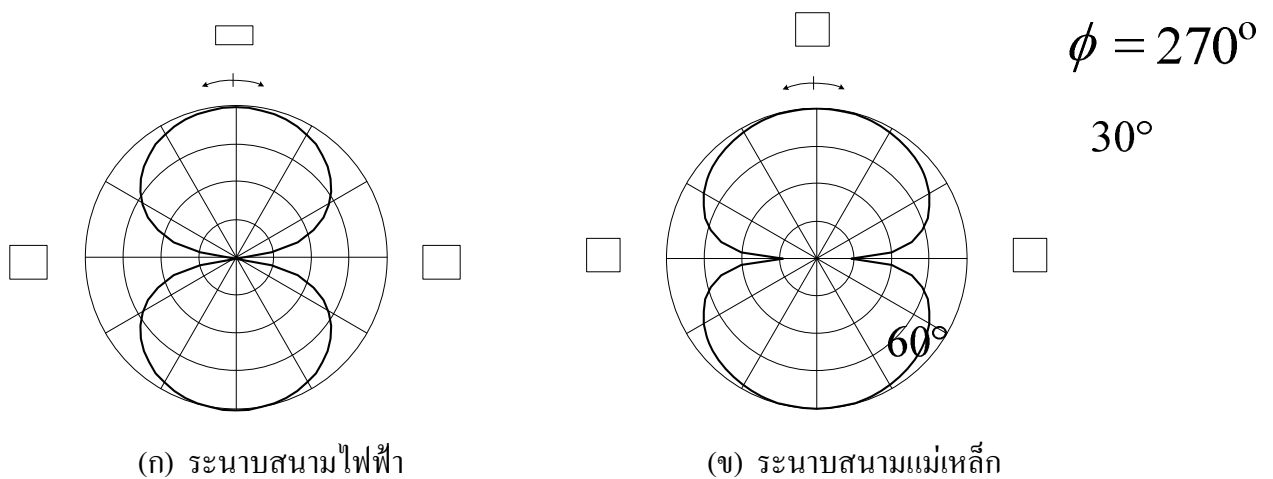
ตารางที่ 4 ค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศที่คำนวณจากวิธีฟังก์ชันกรีนไดแอติกและแบบจำลอง

โหมดคลื่น	HPBW ในระนาบสนามไฟฟ้า (องศา)	HPBW ในระนาบสนามแม่เหล็ก (องศา)
TM_{C01}	90	90
แบบจำลอง	74	78

กรณีโหมดคลื่น TM_{c01}



รูปที่ 13 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในกรณีช่องเปิดสายอากาศมีโหมดคลื่น TM_{c01}



รูปที่ 14 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในกรณีช่องเปิดสายอากาศมีโหมดคลื่น TE_{c11} และความยาววงแหวนมีค่า 0.25λ

จากการวิเคราะห์สนามภายในวงแหวนวงรีที่เกิดขึ้นโดยอาศัยหลักการทอแมสันทรงกระบอก
วงรีร่วมกับวิธีฟังก์ชันกรีนไดเอดิก พบว่าโหมดคลื่นที่คำนวณได้มีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดีกับผล
การคำนวณที่มีมาก่อนใน [10] เมื่อกำหนดให้สนามบนช่องเปิดเป็นโหมดคลื่นชนิด TM_{c01} แล้วใช้
หลักการแปลงฟูเรียร์คำนวณหาคลื่นในระยะไกล ผลการคำนวณที่ได้พบว่าสนามที่แพร่กระจายออกไป
จากช่องเปิดนั้นให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง เมื่อพิจารณาให้คลื่นที่แพร่กระจายออก
จากช่องเปิดนั้นไม่มีการสะท้อนกลับของคลื่น โดยมีค่าความกว้างกำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบ

สนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กเป็น 90 องศาและ 0 องศาตามลำดับ ผลที่ได้นี้สอดคล้องกับค่าที่คำนวณจากแบบจำลองของโปรแกรมคำนวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยพบว่าสนามภายในสายอากาศจะมีอิทธิพลจากโหมดคลื่น TM_{CO1} มากที่สุด และเมื่อวิเคราะห์ที่ความยาวสายอากาศที่ยาวขึ้นมีค่า 0.25λ โหมดคลื่นที่มีอิทธิพลต่อสายอากาศคือโหมดคลื่นเป็นใหญ่ TE_{C11} ดังรูปที่ 14 เนื่องจากคลื่นในโหมดคลื่นอื่นที่เดินทางจากโพรบไฟฟ้ามายังช่องเปิดของสายอากาศมีการสูญเสียอย่างมาก

5. การวิเคราะห์คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์

ระเบียบวิธีโมเมนต์ที่ใช้ฟังก์ชันฐาน RWG (Rao-Wilton-Glisson Basis Function) เป็นวิธีที่ยอมรับกันว่าสามารถคำนวณอิมพีแดนซ์ของสายอากาศได้อย่างแม่นยำ โดยผลที่ได้จากการคำนวณสามารถที่จะถูกนำมาวิเคราะห์ลักษณะการกระจายกระแสไฟฟ้าเชิงผิวของสายอากาศได้ ตลอดจนมีประโยชน์สำหรับการศึกษาผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเมื่อสายอากาศมีการเปลี่ยนแปลงความยาวโพรบ ดังนั้นจึงใช้ในการวิเคราะห์หาขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศได้

5.1 ขั้นตอนการคำนวณของระเบียบวิธีโมเมนต์

รูปที่ 15 แสดงบล็อกไดอะแกรมลำดับขั้นตอนการจำลองสายอากาศด้วยการคำนวณแบบระเบียบวิธีโมเมนต์ร่วมกับฟังก์ชันฐาน RWG โดยเริ่มต้นจากสายอากาศจะถูกแบ่งออกเป็นชิ้นส่วนองค์ประกอบเล็กๆ ที่มีลักษณะเป็นรูปสามเหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 16

5.2 ฟังก์ชันฐาน RWG (Rao-Wilton-Glisson Basis Function)

อัลกอริทึมที่ใช้ในการคำนวณเมตริกซ์อิมพีแดนซ์เป็นอัลกอริทึมที่คำนวณหาค่าผลรวมจากการอินทิเกรตของแผ่นสามเหลี่ยมจำนวนมาก ในงานวิจัยนี้ได้นำระเบียบวิธีโมเมนต์ (Method of Moments: MoM) มาใช้ร่วมกับฟังก์ชันฐาน RWG (Rao-Wilton-Glisson Basis Function) โดยจะมีการแบ่งพื้นผิวสายอากาศส่วนที่เป็นโลหะออกเป็นแผ่นสามเหลี่ยมเล็กๆ จำนวนมากเรียงต่อกัน การคำนวณด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ใช้สำหรับหาค่ากระแสไฟฟ้าเชิงผิวของสายอากาศที่เกิดจากผลรวมของฟังก์ชันฐานคูณกับสัมประสิทธิ์ที่ยังไม่ทราบค่าของทุกด้านประกอบของสามเหลี่ยมแต่ละคู่ โดยสามเหลี่ยมหนึ่งคู่ที่มีด้านประกอบกันจะประกอบด้วยสามเหลี่ยมแผ่นแรกมีสัญลักษณ์ T^+ และสามเหลี่ยมแผ่นที่สองมีสัญลักษณ์ T^- สำหรับตัวห้อย n จะบอกให้ทราบว่าพิจารณากระทำบนคู่ชิ้นส่วนสามเหลี่ยมลำดับที่ n ฟังก์ชันฐาน RWG [11] มีสมการดังนี้

$$\bar{f}_n(\bar{r}) = \begin{cases} \frac{l_n}{2A_n^+} \bar{\rho}_n^+(\bar{r}) & \bar{r} \text{ บน } T_n^+ \\ \frac{l_n}{2A_n^-} \bar{\rho}_n^-(\bar{r}) & \bar{r} \text{ บน } T_n^- \\ 0 & \end{cases} \quad (2)$$

และ

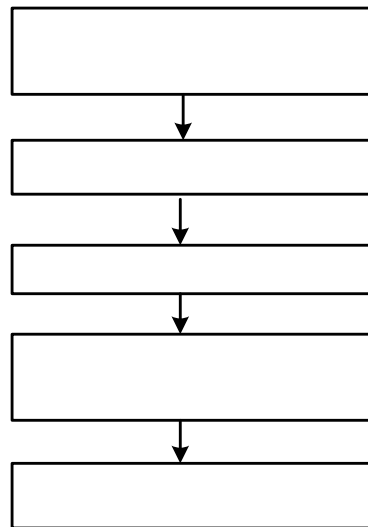
$$\nabla \cdot \bar{f}_n(\bar{r}) = \begin{cases} \frac{l_n}{A_n^+} \bar{\rho}_n^+(\bar{r}) & \bar{r} \text{ บน } T_n^+ \\ -\frac{l_n}{A_n^-} \bar{\rho}_n^-(\bar{r}) & \bar{r} \text{ บน } T_n^- \\ 0 & \end{cases} \quad (3)$$

กำหนดให้ l_n คือ ความยาวขอบ

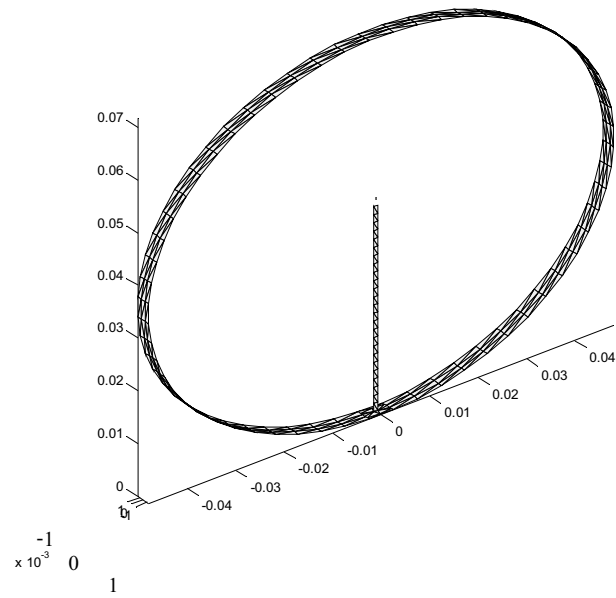
$A_n^\pm$ คือ พื้นที่ของสามเหลี่ยม $T_n^\pm$

$\bar{\rho}_n^+(\bar{r})$ คือ เวกเตอร์จากจุดยอดของสามเหลี่ยม T_n^+ ไปยังจุดสังเกต r_n^+

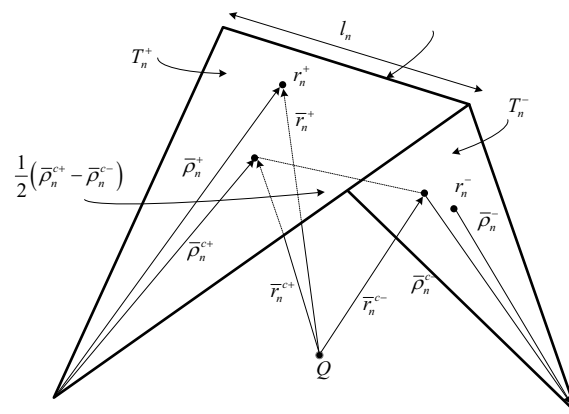
$\bar{\rho}_n^-(\bar{r})$ คือ เวกเตอร์จากจุดสังเกต r_n^- ไปยังจุดยอดของสามเหลี่ยม T_n^-



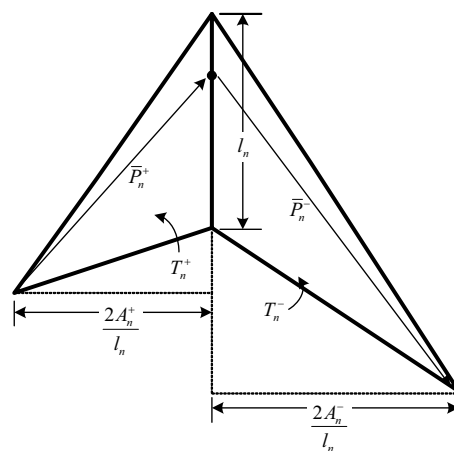
รูปที่ 15 บล็อกไดอะแกรมอัลกอริทึมการคำนวณสายอากาศด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์



รูปที่ 16 แบบจำลองสายอากาศที่ประกอบด้วยชิ้นส่วนสามเหลี่ยม



รูปที่ 17 คู่ชิ้นส่วนสามเหลี่ยมและพารามิเตอร์เชิงเรขาคณิตภายในขอบ



รูปที่ 18 รูปทรงเรขาคณิตขององค์ประกอบของฟังก์ชันฐานที่ตั้งฉากกับขอบ

เมื่อพิจารณาให้มีไดโพลจั่วที่ด้านประกบของสามเหลี่ยมแต่ละคู่ กระแสไฟฟ้าเชิงผิวสายอากาศ ($\bar{J}$) จะเป็นผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่เกิดจากไดโพลจั่ว ($\bar{I}$) บนด้านประกบสามเหลี่ยมคู่กับ สัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่าที่หาได้จากผลเฉลยของสมการระเบียบวิธีโมเมนต์ ซึ่งสัมประสิทธิ์ที่ไม่ทราบค่านั้นคือองค์ประกอบของเมตริกซ์อิมพีแดนซ์นั่นเอง

$$\bar{I} = \bar{r}_c^- - \bar{r}_c^+ \quad (4)$$

r_c^+ และ r_c^- คือจุดศูนย์กลางของสามเหลี่ยม T^+ และ T^- ตามลำดับ จากหลักการที่กล่าวมากระแสไฟฟ้าเชิงผิวของสายอากาศสามารถเขียนเป็นสมการดังนี้

$$\bar{J} = \sum_{n=1}^N \bar{I}_n I_n \quad (5)$$

กำหนดให้ n คือ ลำดับของด้านประกบสามเหลี่ยมคู่ที่ n

N คือ จำนวนของด้านประกบสามเหลี่ยมทั้งหมด

ในการคำนวณจะกำหนดให้ใช้ฟังก์ชันทดสอบแบบกาลีเคิน (Galerkin) เมตริกซ์อิมพีแดนซ์ Z จะมี Interaction ระหว่างไดโพลจั่วด้วยกัน องค์ประกอบในเมตริกซ์อิมพีแดนซ์ Z_{mn} หมายถึง Interaction ที่เกิดจากไดโพล n ที่เกิดจากสนามระยะใกล้กับกระแสไฟฟ้าของไดโพล ขนาดของเมตริกซ์อิมพีแดนซ์ เท่ากับจำนวนองค์ประกอบด้านประกบของสามเหลี่ยม กระแสไฟฟ้าของไดโพลสามารถหาได้จากการหาผลเฉลยเชิงวิเคราะห์จากไดโพลขนาดจำกัด หรือจากการใช้สมการเชิงอินทิกรัลสนามไฟฟ้า

5.3 ระเบียบวิธีโมเมนต์

การคำนวณด้วยระเบียบวิธีโมเมนต์ในงานวิจัยนี้จะใช้ฟังก์ชันทดสอบแบบกาลีเคิน โดยทั่วไป สมการโมเมนต์จะอยู่ในรูป $V = ZI$ สมการระเบียบวิธีโมเมนต์ในรูปของเมตริกซ์จะมีค่า $Z = [Z_{mn}]$, $I = [I_n]$ และ $V = [V_m]$

$$V_m = \sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n \quad (6)$$

$$V_m = \int_S \bar{f}_m(\bar{r}) \cdot \bar{E}_{\tan}^i(\bar{r}) dS \quad (7)$$

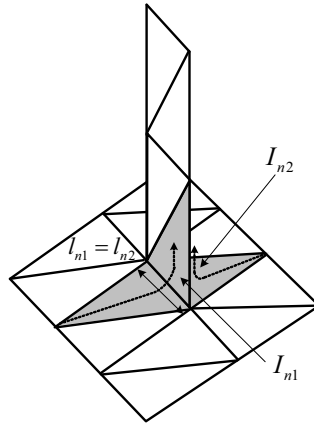
$$V_m = \sum_{n=1}^N I_n \left[\frac{j\omega\mu}{4\pi} \iint_S \bar{f}_m(\bar{r}) \bar{f}_n(\bar{r}') g(\bar{r}, \bar{r}') dS' dS \right]$$

$$\left. -\frac{j}{4\pi\omega\epsilon} \int_s \int_s (\nabla \cdot \bar{f}_m(\bar{r})) (\nabla'_s \cdot \bar{f}_n(\bar{r}')) g(\bar{r}, \bar{r}') dS' dS \right] \quad (8)$$

$$\begin{aligned} Z_{mn} &= \frac{j\omega\mu}{4\pi} \int_s \int_s \bar{f}_m(\bar{r}) \bar{f}_n(\bar{r}') g(\bar{r}, \bar{r}') dS' dS \\ &\quad - \frac{j}{4\pi\omega\epsilon} \int_s \int_s (\nabla \cdot \bar{f}_m(\bar{r})) (\nabla'_s \cdot \bar{f}_n(\bar{r}')) g(\bar{r}, \bar{r}') dS' dS \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} Z_{mn} &= \frac{j\omega\mu}{4\pi} \left[\frac{l_m l_n}{4A_m^+ A_m^-} \int_{T_m^-} \int_{T_n^+} \bar{\rho}_m^+(\bar{r}) \bar{\rho}_n^+(\bar{r}') g(\bar{r}, \bar{r}') dS' dS \right. \\ &\quad + \frac{l_m l_n}{4A_m^+ A_m^-} \int_{T_m^+} \int_{T_n^-} \bar{\rho}_m^+(\bar{r}) \bar{\rho}_n^-(\bar{r}') g(\bar{r}, \bar{r}') dS' dS \\ &\quad + \frac{l_m l_n}{4A_m^- A_m^+} \int_{T_m^-} \int_{T_n^+} \bar{\rho}_m^-(\bar{r}) \bar{\rho}_n^+(\bar{r}') g(\bar{r}, \bar{r}') dS' dS \\ &\quad \left. + \frac{l_m l_n}{4A_m^- A_m^+} \int_{T_m^+} \int_{T_n^-} \bar{\rho}_m^-(\bar{r}) \bar{\rho}_n^-(\bar{r}') g(\bar{r}, \bar{r}') dS' dS \right] \\ &\quad - \frac{j}{4\pi\omega\epsilon} \left[\frac{l_m l_n}{A_m^+ A_m^+} \int_{T_m^+} \int_{T_n^+} g(\bar{r}, \bar{r}') dS' dS - \frac{l_m l_n}{A_m^+ A_m^-} \int_{T_m^+} \int_{T_n^-} g(\bar{r}, \bar{r}') dS' dS \right. \\ &\quad \left. - \frac{l_m l_n}{A_m^- A_m^+} \int_{T_m^-} \int_{T_n^+} g(\bar{r}, \bar{r}') dS' dS + \frac{l_m l_n}{A_m^- A_m^-} \int_{T_m^-} \int_{T_n^-} g(\bar{r}, \bar{r}') dS' dS \right] \end{aligned} \quad (10)$$

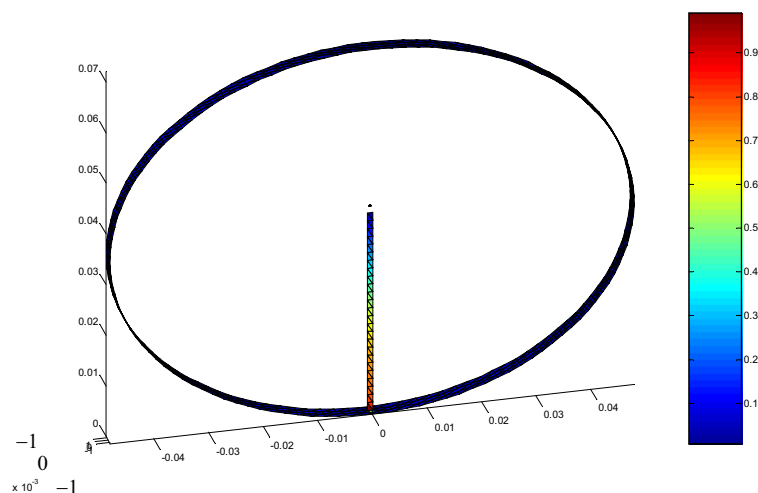
เมื่อทราบค่า Z_{mn} และ V_{mn} จะทำให้ได้ I_n และจะทำให้ทราบค่า $\bar{J}(\bar{r}')$ ต่อมา ซึ่งในที่สุดก็จะได้ผลเฉลยของ $\bar{E}_{\text{tan}}^i(\bar{r})$ ซึ่งเป็นสนามไฟฟ้าที่กระตุ้นให้กับสายอากาศ



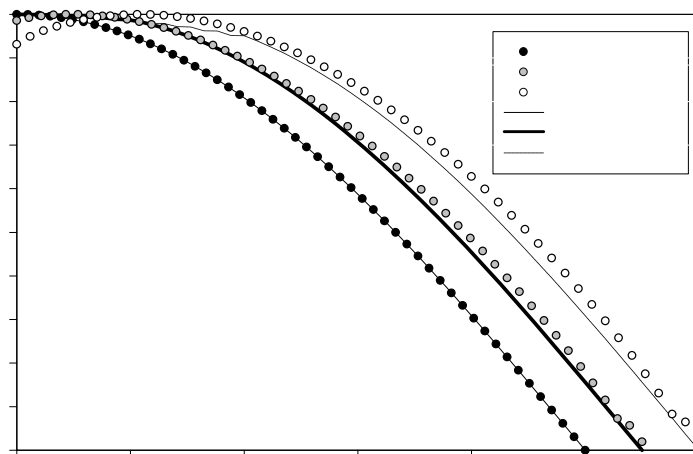
รูปที่ 19 การจำลองจุดกระตุ้นที่โพรบไฟฟ้า

กำหนดให้แบบจำลองจุดกระตุ้นที่โพรบไฟฟ้าเป็นดังแสดงในรูปที่ 19 ดังนั้นอิมพีแดนซ์อินพุตของสายอากาศจะหาได้จาก

$$Z_{in} = \frac{V}{I_{n1}I_{n1} + I_{n2}I_{n2}} \quad (11)$$



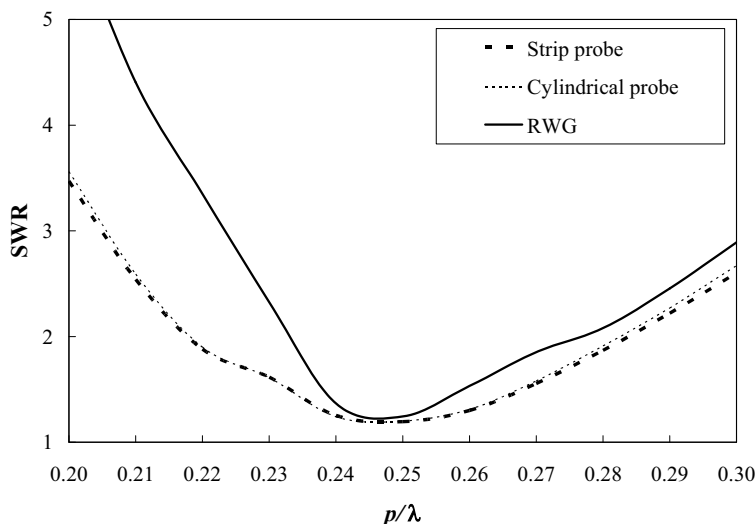
รูปที่ 20 การกระจายกระแสเชิงผิวของสายอากาศ



รูปที่ 21 การกระจายกระแสเชิงผิวที่ความยาวโพรบต่างๆ

รูปที่ 20 แสดงการกระจายกระแสเชิงผิวของแบบจำลองสายอากาศ โดยค่ากระแสเชิงผิวที่ถูกนอร์มัลไลซ์ของสายอากาศจะมีค่าเปลี่ยนแปลงมากบนบริเวณโพรบ โดยมีค่ากระแส นอร์มัลไลซ์ที่มากที่สุดที่จุดป้อนสัญญาณ และค่อยๆ ลดลงตามแนวแกนยาวของโพรบ จากการวิเคราะห์กระแส

ที่ไหลบนโพรบที่มีความยาว 0.25λ พบว่าการกระจายกระแสที่โพรบจะมีการเปลี่ยนแปลงตามความยาวโพรบเป็นฟังก์ชันไซน์ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 21 และเมื่อเปลี่ยนความยาวโพรบให้มีค่า 0.75λ และ 0.30λ ก็จะพบว่าการกระจายกระแสวิกฤตใกล้เคียงกับฟังก์ชันไซน์ เมื่อความถี่ปฏิบัติการคือ 1.92 GHz



รูปที่ 22 ค่า SWR ของสายอากาศ เมื่อความยาวโพรบมีค่า 0.25λ — 0.30λ

จากรูปที่ 22 ค่า SWR ของสายอากาศที่ความยาวโพรบ 0.20λ , 0.25λ และ 0.30λ สำหรับวิธี RWG มีค่า 5.97:1, 1.24:1 และ 2.89:1 ตามลำดับ ผลที่ได้จากแบบจำลองโพรบเป็นสี่เหลี่ยมแถบยาวมีค่าใกล้เคียงกับผลที่ได้จากแบบจำลองโพรบเป็นทรงกระบอก โดยที่ค่าความต้านทานที่ความยาวโพรบ 0.20λ , 0.25λ และ 0.30λ สำหรับโพรบสี่เหลี่ยมแถบยาวมีค่า 3.47:1, 1.19:1 และ 2.60:1 ตามลำดับ สำหรับโพรบทรงกระบอกมีค่า 3.56:1, 1.20:1 และ 2.67:1 ตามลำดับ แนวโน้มการเปลี่ยนแปลงกราฟผลค่าความต้านทานที่ได้จากการคำนวณด้วยวิธี RWG สอดคล้องกับแบบจำลองที่นำมาเปรียบเทียบ

เมื่อความยาวโพรบเพิ่มขึ้น ค่าความต้านทานและค่ารีเอกแตนซ์จะมีค่ามากขึ้น ความยาวโพรบที่เหมาะสมนั้นสามารถเลือกจากค่าที่ทำให้ได้ค่า SWR ต่ำสุด ซึ่งคือความยาวโพรบที่มีค่าประมาณ 0.25λ (39 mm) ซึ่งจะพบว่าขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศที่เลือกไว้จากการจำลองผลนั้น (ความยาวโพรบมีค่า 39 mm) เป็นค่าที่เหมาะสมสอดคล้องกับผลคำนวณที่ได้จากวิธี RWG

6. การสร้างและการทดสอบ

สายอากาศแบบสองทิศทางที่ใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนวงรีที่สร้างขึ้นเป็นสายอากาศต้นแบบสำหรับการทดสอบแสดงในรูปที่ 23 องค์ประกอบของสายอากาศที่เป็นวงแหวนวงรีสร้างขึ้นจากวัสดุที่เป็นทองเหลืองซึ่งเป็นโลหะที่มีค่าความนำไฟฟ้า 1.57×10^7 S/m วงแหวนวงรีสร้างขึ้นด้วยการใช้เครื่องตัดแบบเส้นลวด (Wire-Cut Machine) ทำใหขนาดของวงแหวนวงรีมีความแม่นยำและมีความคงทน คอนเนคเตอร์ที่ใช้คือชนิด SMA โพรบที่ใช้ทำจากลวดตัวนำทองแดงที่มีรัศมี 0.7 mm โดยขนาดของสายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้นสร้างตามขนาดที่แสดงไว้ในตารางที่ 2



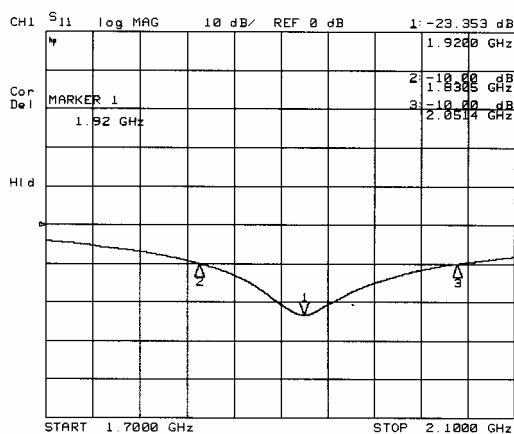
รูปที่ 23 สายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้น

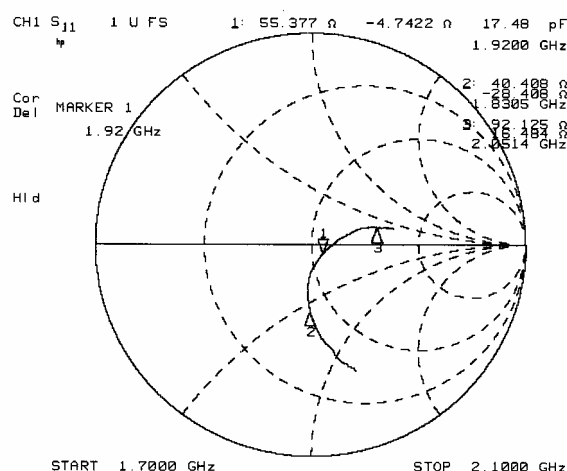
6.1 การทดสอบ $|S_{11}|$ และอิมพีแดนซ์อินพุตของสายอากาศ

เมื่อทำการทดสอบ $|S_{11}|$ ของสายอากาศต้นแบบพบว่าอิมพีแดนซ์ที่ $|S_{11}| < -10$ dB มีค่า 1.8305 GHz ถึง 2.0514 GHz ซึ่งครอบคลุมย่านความถี่ในระบบ PCS ที่มีแบนด์วิดท์มีค่า 1.85 GHz ถึง 1.99 GHz โดยมีค่า $|S_{11}|$ ต่ำสุดมีค่า -23.353 dB ที่ความถี่ 1.92 GHz ผลการทดสอบ $|S_{11}|$ ของสายอากาศต้นแบบที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 24 จากผลการทดสอบสายอากาศพบว่าสายอากาศมีความกว้างแถบความถี่เท่ากับ 11.5% ผลการทดสอบอิมพีแดนซ์อินพุตของสายอากาศต้นแบบที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 25

ตารางที่ 5 การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์อินพุตของสายอากาศที่ความถี่ปฏิบัติการ 1.92 GHz

	ผลการทดสอบ	วิธี RWG	แบบจำลองที่มีโพรงทรงกระบอก
ค่าความต้านทาน (Ω)	55.38	62.00	59.00
ค่ารีแอ็กแตนซ์ (Ω)	-4.74	-0.80	3.00

รูปที่ 24 ผลการทดสอบค่า $|S_{11}|$

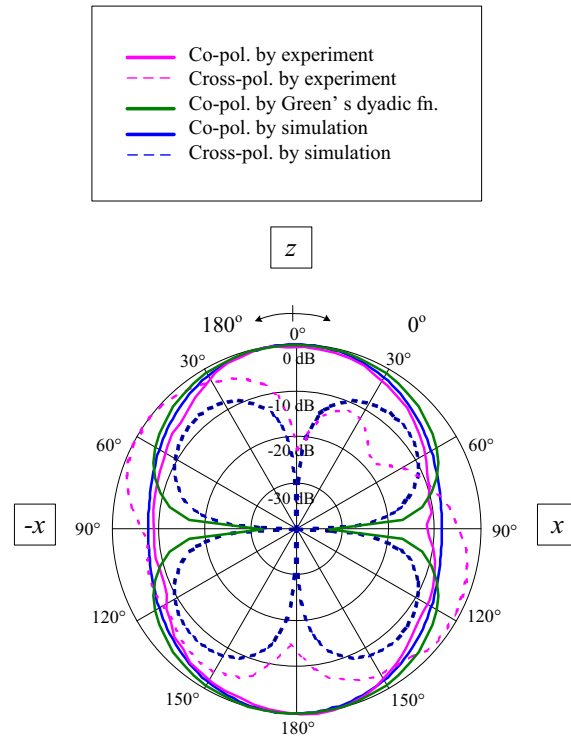


รูปที่ 25 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์อินพุต

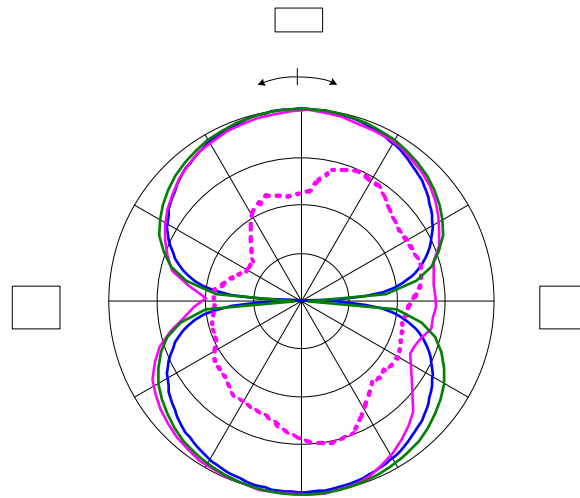
จากตารางที่ 5 พบว่าค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทานอินพุตที่ได้จากวิธี RWG ค่าความผิดพลาดของค่ารีแอคแตนซ์อินพุตที่ได้จากวิธี RWG ค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทานอินพุตที่ได้จากโปรแกรมคำนวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และค่าความผิดพลาดของค่ารีแอคแตนซ์อินพุตที่ได้จากโปรแกรมคำนวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีแบบจำลองเป็นโพรบทรงกระบอก มีค่าไม่เกิน 8Ω ซึ่งถือว่าผลการคำนวณมีความแม่นยำเพียงพอ

6.2 การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

ในรูปที่ 26 และรูปที่ 27 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าตามลำดับ ระดับโพลาริซัฟชันที่ได้จากการทดสอบจะมีค่าสูงกว่าผลที่ได้จากแบบจำลองเนื่องจากมีผลจากสภาพแวดล้อมของการทดสอบ และในทางปฏิบัติสายอากาศโมโนโพลที่ใช้ในการทดสอบจะมีระดับโพลาริซัฟชันอยู่ ผลทดสอบที่ได้พบว่ามีค่าไม่สมมาตรเกิดขึ้นมากกับระดับโพลาริซัฟชันเนื่องจากผลจากการติดตั้งสายส่งกับคอนเนคเตอร์ที่สายอากาศโมโนโพล และสำหรับระดับโพลาริซัฟชันที่ได้จากวิธีฟังก์ชันกรีนไดโอดิกจะไม่ได้แสดงค่าไว้เนื่องจากไม่สามารถหาค่าได้เฉพาะระดับโพลาริซัฟชันที่ นอร์มัลไลซ์แล้วเนื่องจากไม่ทราบค่าสัมประสิทธิ์ที่แท้จริง จึงทำให้ไม่สามารถเปรียบเทียบระดับโพลาริซัฟชันกับระดับโพลาริซัฟชันรวมได้จึงไม่แสดงระดับโพลาริซัฟชันไว้ ซึ่งสามารถสรุปค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ได้จากการทดสอบเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากวิธีฟังก์ชันกรีนไดโอดิกและแบบจำลองจากโปรแกรมคำนวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ในตารางที่ 6



รูปที่ 26 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก



รูปที่ 27 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า

ตารางที่ 6 การเปรียบเทียบค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามแม่เหล็กและระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศที่ความถี่ปฏิบัติการ 1.92 GHz

	ผลการทดสอบ	วิธีฟังก์ชันกรีนไดโอดิก	แบบจำลอง
HPBW ใน H-plane (องศา)	70	90	78
HPBW ใน E-plane (องศา)	75	90	74

ในการทำนายค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามแม่เหล็กและระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศด้วยวิธีฟังก์ชันกรีนไดเออดิกพบว่ามีความผิดพลาด 20 องศาและ 15 องศาในระนาบสนามแม่เหล็กและระนาบสนามไฟฟ้าตามลำดับ ทั้งนี้เนื่องจากว่าในการคำนวณด้วยวิธีฟังก์ชันกรีนไดเออดิกนั้นได้มีการสมมติให้คลื่นแพร่กระจายออกจากช่องเปิดที่เป็นตัวนำสมบูรณ์ซึ่งมีขนาดอนันต์ทำให้ไม่คิดผลของการเลี้ยวเบนคลื่นที่ขอบของวงแหวนวงรี และเนื่องจากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศโมโนโพลเป็นแบบรอบตัวในระนาบสนามแม่เหล็กทำให้เกิดการเหนี่ยวนำคลื่นที่ช่องเปิดของสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็กมากกว่าระนาบสนามไฟฟ้าทำให้เกิดค่าความผิดพลาดในระนาบสนามแม่เหล็กมีค่ามากกว่า

7. สรุป

งานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์สายอากาศชนิดใหม่ที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง เพื่อเพิ่มสมรรถนะการสื่อสารแบบไร้สายที่ความถี่ 1.92 GHz โดยสายอากาศนี้เหมาะสำหรับใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานในพื้นที่ให้บริการที่มีลักษณะเป็นทางตรงยาว เช่น อุโมงค์ ทางเดิน ทางด่วน ทางรถไฟ เป็นต้น

จากการจำลองแบบของสายอากาศโดยใช้โปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าทำการออกแบบสายอากาศทำให้เราสามารถออกแบบสายอากาศที่มีขนาดเล็กกะทัดรัดได้ และมีคุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์และคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทางที่เหมาะสมสำหรับการใช้งานในระบบ PCS ขนาดของสายอากาศที่เหมาะสมมีรายละเอียดดังนี้คือ ขอบวงแหวนวงรีด้านในมีความยาวครึ่งแกนหลักเท่ากับ 48 mm มีค่าความยาวครึ่งแกนนอนเท่ากับ 36 mm ความยาววงแหวนมีค่า 3 mm ขอบวงแหวนวงรีมีความหนา 1 mm ความยาวโพรมมีค่า 39 mm รัศมีโพรมมีค่า 0.7 mm จากผลที่คำนวณได้พบว่าสายอากาศที่มีพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนั้นจะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) 4.4 dBi มีอัตราขยาย (Gain) เท่ากับ 4.2 dBi ค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง (HPBW) ในระนาบสนามไฟฟ้าและในระนาบสนามแม่เหล็กมีค่า 74 องศาและ 78 องศาตามลำดับ จากการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนช่องเปิดของสายอากาศกับคลื่นโหมดคลื่นต่างๆ ที่เกิดในท่อนำคลื่นทรงกระบอกวงรีที่มีขนาดพื้นที่หน้าตัดเท่ากับพื้นที่หน้าตัด (ช่องเปิด) ของสายอากาศ พบว่าสนามไฟฟ้าโหมดคลื่น TM_{C01} มีอิทธิพลต่อการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศมากที่สุด ลำดับรองลงมาคือโหมดคลื่นเป็นใหญ่ TE_{C11}

สำหรับการอธิบายถึงกลไกการแพร่กระจายคลื่นของโหมดคลื่นภายในวงแหวนและการแพร่กระจายคลื่นจากช่องเปิดสายอากาศ เริ่มต้นจะทำการวิเคราะห์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศด้วยวิธีฟังก์ชันกรีนไดเออดิก และเมื่อกำหนดให้สนามบนช่องเปิดเป็นโหมดคลื่นชนิด TM_{C01} แล้วจึงใช้หลักการแปลงฟูเรียร์คำนวณหาคลื่นในสนามระยะไกล โดยผลคำนวณที่ได้พบว่าสนามที่แพร่กระจายออกไปจากช่องเปิดนั้นให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง เมื่อพิจารณาให้คลื่น

ที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดนั้น ไม่มีการสะท้อนกลับของคลื่น พบว่าผลเฉลยที่ได้จากการคำนวณมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง ซึ่งมีค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเท่ากันคือ 90 องศา ซึ่งแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นนี้สอดคล้องกับค่าที่คำนวณจากแบบจำลองของโปรแกรมคำนวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้า แสดงว่าสนามภายในสายอากาศจะมีอิทธิพลจากโหมดคลื่น TM_{C01} มากที่สุด

สำหรับการพิจารณาคูณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะอาศัยผลเฉลยที่ได้จากการคำนวณโดยระเบียบวิธีโมเมนต์ที่ใช้ฟังก์ชันฐาน RWG มาทำการวิเคราะห์ โดยความยาวโพรบที่เหมาะสมนั้นสามารถเลือกจากค่าที่ทำให้ได้ค่า SWR ต่ำสุด ซึ่งคือความยาวโพรบที่มีค่าประมาณ 0.25λ (39 mm) ซึ่งจะได้ว่าขนาดของสายอากาศที่เหมาะสมจากวิธี RWG นั้นสอดคล้องกับผลที่ได้ในการจำลองแบบด้วยโปรแกรมคำนวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

จากการทดสอบสายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้น สายอากาศมีค่าอิมพีแดนซ์อินพุต $55.38 - j 4.74 \Omega$ ซึ่งมีค่าการสูญเสียย้อนกลับ 23.35 dB มีความกว้างแถบความถี่เท่ากับ 11.5% (เมื่อคิดที่ค่าการสูญเสียย้อนกลับมากกว่า 10 dB) อัตราขยายที่ความถี่ปฏิบัติการ 1.92 GHz มีค่า 3.6 dBi และค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กมีค่า 75 องศา และ 70 องศาตามลำดับ จากผลการทดสอบนี้ทำให้ทราบว่าผลการคำนวณที่ได้จากวิธี RWG นั้นมีความแม่นยำเนื่องจากมีค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทานอินพุตที่ได้จากวิธี RWG มีค่าเพียง 6.62Ω และค่าความผิดของค่าความรีแอคแตนซ์อินพุตมีค่าเพียง 3.94Ω โดยภาพรวมพบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการทดสอบและผลการคำนวณมีลักษณะที่สอดคล้องกันคือให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทางโดยคลื่นจะเคลื่อนที่ออกจากสายอากาศโดยซิมุม θ มีค่า 0 องศา และ ± 180 องศา สำหรับความผิดพลาดในการทำนายค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังงานลดลงครึ่งหนึ่งนั้นยังมีค่ายอมรับได้อยู่ในระดับความผิดพลาด 20 องศา เนื่องจากในการวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศด้วยวิธีฟังก์ชันกรีน ไดแอดิกร่วมกับการแปลงฟูเรียร์เพื่อหาสนามระยะไกล โดยที่พิจารณาเพียงแหล่งกำเนิดความหนาแน่นของกระแสสมมูลที่เกิดจากโหมด TM_{C01} เพียงโหมดคลื่นเดียว ไม่ได้พิจารณาผลที่เกิดจากการรวมโหมด และกำหนดให้คลื่นแพร่กระจายออกจากช่องเปิดที่เป็นตัวนำสมบูรณ์ซึ่งมีขนาดอนันต์โดยไม่คิดผลของการเลี้ยวเบนคลื่นที่ขอบของวงแหวนวงรี และผลกระทบจากการสะท้อนกลับของคลื่นที่แพร่กระจายออกจากช่องเปิดของสายอากาศ เพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณ ทำให้ผลการคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้มีความแม่นยำลดลง

เอกสารอ้างอิง

- [1] <http://www.mosmicro.com/WirelessData.html>
- [2] http://www.eetasia.com/ART_8800459335_590626_NT_c9b3f479.HTM

- [3] K. Cho and T. Hori, "Bidirectional rod antenna composed of narrow patches," *Proc. IEEE Antenna Propagat. Soc. Symp.*, pp. 174-177, June 1994.
- [4] K.Cho, *et .al*, "Bidirectional collinear antenna with arc parasitic patches, *Proc. IEEE Antennas Propagat. Soc. Symp.*, pp. 1414-1417, June 1995.
- [5] T. Hori, K. Cho, and K. Kagoshima, "Bidirectional base station antenna illuminating a street microcell for personal communication system," *Proc. 9th Inst. Elect. Eng. Conf. Antennas Propagat.*, pp. 419-422, Apr. 1995
- [6] T. Mukaiyama, H. Arai, and Y. Ebine, "Bi-directional notch and crank-shaped antenna," *Proc. 1997 Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 417-420, Dec. 1997.
- [7] S. Kosulvit, C. Phongcharoenpanich, M. Krairiksh, and T. Wakabayashi, "Design of a bidirectional antenna using a probe excited circular ring," *Proceedings of the 1999 Thailand-Japan Joint Symposium on Microwaves*, pp. 61-68, Sept. 1999.
- [8] S. Kosulvit, C. Phongcharoenpanich, M. Krairiksh, and T. Wakabayashi, "Radiation characteristics of a bidirectional antenna using a linear probe in rectangular ring," *Proceedings of the 1998 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 337-340, Aug.1998.
- [9] A. Kalis and T. Antonakopoulos, "A switched dual antenna array for mobile computing networks," *Inter. J. Elect.*, vol. 89, pp. 325—335.
- [10] S. L. and Bai-Suo Wang, "Field expressions and patterns in elliptical waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, No. 5, May 2000.
- [11] S. N. Makarov, *Antenna and EM Modeling with MATLAB*, John Wiley and Sons, Inc., New York, 2002.

1.2.2 การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศสองโพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลมสำหรับการใช้งานในระบบ MIMO

1. บทนำ

ในปัจจุบันนี้ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ที่มีการส่งข้อมูลแบบสื่อประสม (multimedia data) จำเป็นจะต้องใช้อัตราเร็วในการส่งข้อมูลที่สูงมาก วิธีการหนึ่งในการเพิ่มอัตราเร็วในการส่งข้อมูลคือ การใช้ระบบหลายอินพุตและหลายเอาต์พุต (Multiple-Input Multiple-Output: MIMO) ซึ่งสามารถส่งสัญญาณพร้อมกันเป็นแบบขนานได้ โดยเรียกวิธีการนี้ว่าเป็นการมัลติเพล็กซ์เชิงตำแหน่ง (spatial multiplexing) ซึ่งสามารถเพิ่มความจุของระบบการสื่อสารได้เป็นอย่างมากโดยไม่จำเป็นต้องเพิ่มแถบความถี่ จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องพบว่า ในสภาพแวดล้อมที่มีมุมตกกระทบของสัญญาณกว้างนั้น เมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศของเครื่องรับสัญญาณและระยะห่างระหว่างสายอากาศ ความจุของระบบจะมีค่าเพิ่มขึ้น [1] อย่างไรก็ดี การนำสายอากาศมาวางเป็นแถวลำดับ (array) นี้จะเป็นการเพิ่มค่าสหสัมพันธ์ (correlation) ของสัญญาณ ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพของระบบ MIMO ลดลงเป็นอย่างมาก ดังนั้น ในสภาพแวดล้อมที่มีพื้นที่จำกัด เราสามารถสร้างระบบ MIMO ได้โดยการใช้ความเป็นอิสระที่ไม่ขึ้นต่อกันของการโพลาไรซ์สองแบบที่แตกต่างกัน [2] ในงานวิจัย [3] ได้แสดงให้เห็นถึงประโยชน์ของการใช้ระบบ MIMO เชิงการโพลาไรซ์นี้ ในขณะที่ใน [4] ได้จำลองความจุช่องสัญญาณของระบบ MIMO โดยใช้สายอากาศโมโนโพล 3 ขั้วที่มีการโพลาไรซ์ต่างกัน และพบว่าสายอากาศโมโนโพล 3 ขั้วนี้ให้ความจุช่องสัญญาณที่ใกล้เคียงกับความจุของช่องสัญญาณเรย์ลี (Rayleigh channel) ที่ไม่สหสัมพันธ์กัน นอกจากนี้ [5] ยังได้แสดงให้เห็นว่าการเพิ่มความจุของช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์เป็นหลัก ไม่ใช่ไดเวอร์ซิตีเชิงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ใน [5] ได้แสดงว่า ระบบที่ผสมผสานระหว่างไดเวอร์ซิตีเชิงการโพลาไรซ์และไดเวอร์ซิตีเชิงตำแหน่งจะมีความเหมาะสมที่สุดในกรณีที่ต้องคำนึงถึงพื้นที่ว่างที่จำกัดและความจุที่จะทำได้ในการออกแบบระบบ แต่อย่างไรก็ดี การเชื่อมต่อร่วม (mutual coupling) ระหว่างสายอากาศที่เกิดขึ้นในระบบจะทำให้ประสิทธิภาพของระบบ MIMO ลดลง โดย ใน [6] ได้วิเคราะห์ผลกระทบของการเชื่อมต่อร่วมต่อความจุของระบบ MIMO ในกรณีของสายอากาศแถวลำดับที่มีขนาดเล็ก

โดยทั่วไปแล้ว สายอากาศสำหรับการสื่อสารไร้สายส่วนใหญ่จะมีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบมีทิศทางเดียวหรือรอบทิศทาง อย่างไรก็ดี ใน [7] ได้เสนอสายอากาศแบบสองทิศทางที่ใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลมซึ่งเหมาะสำหรับสภาพแวดล้อมที่ยาวและแคบ เช่น บริเวณช่องทางเดินหรืออุโมงค์ สายอากาศนี้มีข้อดีคือมีโครงสร้างและวิธีการออกแบบที่ง่าย ในงานวิจัยนี้ ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้สายอากาศสองทิศทางแบบวงแหวนวงกลมนี้ด้วยการใช้โพรบสองโพรบกระตุ้นวงแหวนโดยศึกษาพารามิเตอร์ของสายอากาศโดยใช้วิธีการ induced emf ในการวิเคราะห์การออกแบบและปรับปรุงสายอากาศที่นำเสนอ และใช้วงจรสมมูล (equivalent circuit) ในการวิเคราะห์คุณสมบัติเชิงอิมพีแดนซ์ของ

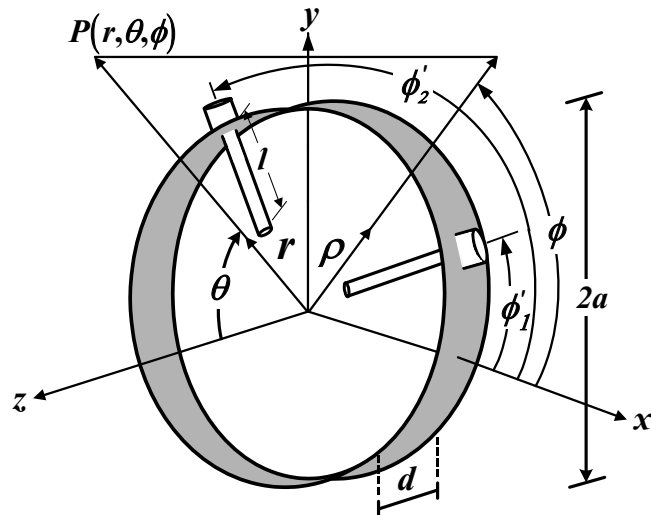
สายอากาศ โดยนำสนามที่ช่องเปิด (aperture) ของสายอากาศซึ่งได้มาจากการคำนวณสนามภายในของวงแหวนโดยใช้ฟังก์ชันกรีน (Green Function) วิธีการในการออกแบบสายอากาศประกอบด้วย ขั้นที่หนึ่ง ศึกษาพารามิเตอร์ของสายอากาศโพรบเดี่ยวและใช้ในการเลือกรัศมีของวงแหวนที่เหมาะสม จากนั้นศึกษาพารามิเตอร์ของสายอากาศสองโพรบและใช้เลือกความยาวโพรบและความยาววงแหวนที่เหมาะสม โดยการออกแบบนี้จะเลือกพารามิเตอร์ของสายอากาศที่มีค่าการแยกที่มากที่สุด จากนั้น จะเพิ่มค่าการแยกระหว่างโพรบทั้งสองของสายอากาศด้วยการแทรกขดลวดเหนี่ยวนำระหว่างโพรบ และสร้างสายอากาศต้นแบบและทดสอบสำหรับการใช้งานที่ความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์

2. คุณสมบัติเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสองโพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลม

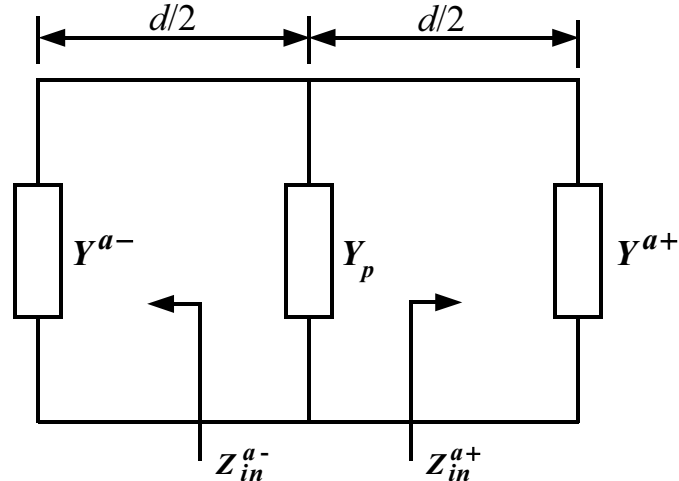
2.1 อิมพีแดนซ์ขาเข้าและค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

สายอากาศวงแหวนที่ใช้โพรบสองโพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลมประกอบด้วยโพรบไฟฟ้าเชิงเส้นสองโพรบ แต่ละโพรบมีความยาว l และจุดกระตุ้นอยู่ที่ตำแหน่ง $(r = a, \theta = \pi/2, \phi = \phi')$ และ $(r = a, \theta = \pi/2, \phi = \phi'_2)$ โพรบ 1 อยู่บนแกน $+x$ ($\phi'_1 = 0^\circ$) มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวนอน โพรบ 2 อยู่บนแกน $+y$ ($\phi'_2 = 90^\circ$) มีการโพลาไรซ์เป็นแบบแนวตั้ง ความแตกต่างระหว่างมุมของโพรบคือ $\Delta\phi$ โพรบถูกล้อมรอบด้วยวงแหวนวงกลมที่มีรัศมีวงแหวน (a) และความยาววงแหวน (d) สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะแพร่กระจายจากวงแหวนในทิศทาง z และ $-z$ โดยสนามจะแพร่กระจายจากช่องเปิดทั้งสองที่ปลายวงแหวนซึ่งอยู่บนระนาบ $z = -d/2$ และ $z = d/2$ ดังแสดงในรูปที่ 1

โครงสร้างของสายอากาศแสดงในรูปที่ 1 ส่วนวงจรที่สมมูลกับโครงสร้างของสายอากาศแสดงในรูปที่ 2 โดยอิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศนั้น สามารถคำนวณได้จากพารามิเตอร์ของวงจร ซึ่งพารามิเตอร์เหล่านี้คือค่าแอดมิตแดนซ์ของโพรบและค่าแอดมิตแดนซ์ของช่องเปิดทั้งสอง โดยในที่นี้ไม่ได้พิจารณาการสะท้อนที่เกิดขึ้นที่ปากช่องเปิด ซึ่งอิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศสามารถคำนวณได้จากส่วนกลับของแอดมิตแดนซ์ทั้งหมดของวงจรสมมูล



รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศสองโพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลม



รูปที่ 2 วงจรสมมูลของสายอากาศที่ใช้โพรบกระตุ้นวงแหวน

ในที่นี้ใช้วิธีการ induced emf ในการคำนวณอิมพีแดนซ์ตัวเอง (self impedance) และอิมพีแดนซ์ร่วม (mutual impedance) ของสายอากาศ วิธีการ induced emf มีความเหมาะสมสำหรับใช้ในการออกแบบสายอากาศเพราะทำให้ทราบความสัมพันธ์ระหว่างค่าที่ต้องการศึกษากับพารามิเตอร์ของสายอากาศได้โดยตรงด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ ในการคำนวณอิมพีแดนซ์ตัวเองที่จุดกระตุ้นโพรบจากองค์ประกอบสัมผัส (tangential) ของสนามไฟฟ้าบนพื้นผิวของเส้นลวดนั้น สามารถอธิบายได้ด้วยสมการที่ 1 (การพิสูจน์สมการแสดงในภาคผนวก) ซึ่งในที่นี้จะสมมติการกระจายกระแสเป็นแบบไซน์ (sinusoidal distribution) ตามความยาวโพรบ จากเงื่อนไขดังกล่าว อิมพีแดนซ์ขาเข้าที่จุดกระตุ้นโพรบ (Z_p) สามารถอธิบายได้โดย

$$Z_p = \frac{j\omega\mu_0}{I_m} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[c_{\zeta} m^2 \cos[m(\phi - \phi')] \int_{a-l}^a \frac{J_m(\zeta\rho)}{\rho} \sin[k(\rho - a + l)] E_{a,TE} \begin{cases} e^{-jk_{\zeta}(z-z')}; z > z' \\ e^{-jk_{\zeta}(z'-z)}; z < z' \end{cases} d\rho \right. \\ \left. + c_{\xi} \frac{k_{\xi}^2}{K_{\xi}^2} \cos[m(\phi - \phi')] \int_{a-l}^a \frac{\partial J_m(\xi\rho)}{\partial \rho} \sin[k(\rho - a + l)] E_{a,TM} \begin{cases} e^{-jk_{\xi}(z-z')}; z > z' \\ e^{-jk_{\xi}(z'-z)}; z < z' \end{cases} d\rho \right] \\ , (1)$$

เมื่อ I_m เป็นกระแสสูงสุดมีค่าเท่ากับ 1 และ $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ ζ และ ξ คือค่าสัมประสิทธิ์ที่สอดคล้องกับ โหมดคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง (transverse electrical mode :TE) และ โหมดคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง (transverse magnetic mode :TM) ตามลำดับ โดย $\zeta = q_{mn}/a$ และ $\xi = p_{mn}/a$ ตามลำดับ เมื่อ q_{mn} และ p_{mn} เป็น ค่าเจาะจงของ m และ n ที่แตกต่างกัน ซึ่งค่า q_{mn} และ p_{mn} นี้แสดงใน [8] และ [9] J_m เป็น ฟังก์ชันเบซเซลชนิดที่ 1 ของอันดับ m เครื่องหมายไพรม์และไมไพรม์แสดงตำแหน่งของแหล่งกำเนิด และจุดสังเกต ตามลำดับ

แอดมิตแตนซ์ของโพรบมีค่าเท่ากับส่วนกลับของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า Z_p จากสมการของ สนามไฟฟ้าในภาคผนวก จะสังเกตได้ว่า ไม่สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดกระตุ้นโพรบได้เนื่องจาก สมการไม่สามารถหาค่าได้ที่จุด $z = z'$ ดังนั้น จึงต้องใช้วิธีการประมาณค่า (interpolation technique) ในการหาอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่งโพรบ $z = 0$

แอดมิตแตนซ์ที่ช่องเปิดสามารถคำนวณได้โดยใช้สมการ (2) [10]

$$Y_a = \frac{1}{V^2} \int_0^{2\pi} \int_0^a (\bar{E}_i^a \times \bar{H}_i^a) \cdot \hat{a}_z \rho d\rho d\phi, \quad (2)$$

โดยการแทน $\bar{E}_i^a$ และ $\bar{H}_i^a$ ซึ่งคือสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่สัมผัสกับช่องเปิดตามลำดับตาม สมการ (A1) ถึง (A4) Y_a จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
Y_a = \frac{1}{V^2} \int_0^{2\pi} \int_0^a & \left[\begin{aligned} & -j\omega\mu_0 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[c_{\zeta} m^2 \frac{J_m(\zeta\rho)}{\rho} \cos[m(\phi-\phi')] E_{a,TE} \begin{cases} e^{-jk_{\zeta}(z-z')}; z > z' \\ e^{-jk_{\zeta}(z'-z)}; z < z' \end{cases} \right. \\ & \left. + c_{\xi} \frac{k_{\xi}^2}{\kappa_{\xi}^2} \frac{\partial J_m(\xi\rho)}{\partial \rho} \cos[m(\phi-\phi')] E_{a,TM} \begin{cases} e^{-jk_{\xi}(z-z')}; z > z' \\ e^{-jk_{\xi}(z'-z)}; z < z' \end{cases} \right] \\ & \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[c_{\zeta} \frac{k_{\zeta}}{\kappa_{\zeta}} (jm^2 k) \frac{J_m(\zeta\rho)}{\rho} \cos[m(\phi-\phi')] H_{a,TE} \begin{cases} -e^{-jk_{\zeta}(z-z')}; z > z' \\ +e^{-jk_{\zeta}(z'-z)}; z < z' \end{cases} \right. \\ & \left. + c_{\xi} \frac{k_{\xi}}{\kappa_{\xi}} (jk) \frac{\partial J_m(\xi\rho)}{\partial \rho} \cos[m(\phi-\phi')] H_{a,TM} \begin{cases} -e^{-jk_{\xi}(z-z')}; z > z' \\ +e^{-jk_{\xi}(z'-z)}; z < z' \end{cases} \right] \\ & -j\omega\mu_0 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[c_{\zeta} m \frac{\partial J_m(\zeta\rho)}{\partial \rho} \sin[m(\phi-\phi')] E_{a,TE} \begin{cases} e^{-jk_{\zeta}(z-z')}; z > z' \\ e^{-jk_{\zeta}(z'-z)}; z < z' \end{cases} \right. \\ & \left. + c_{\xi} m \frac{k_{\xi}^2}{\kappa_{\xi}^2} \frac{J_m(\xi\rho)}{\rho} \sin[m(\phi-\phi')] E_{a,TM} \begin{cases} e^{-jk_{\xi}(z-z')}; z > z' \\ e^{-jk_{\xi}(z'-z)}; z < z' \end{cases} \right] \\ & \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[c_{\zeta} \frac{k_{\zeta}}{\kappa_{\zeta}} (jmk) \frac{\partial J_m(\zeta\rho)}{\partial \rho} \sin[m(\phi-\phi')] H_{a,TE} \begin{cases} -e^{-jk_{\zeta}(z-z')}; z > z' \\ +e^{-jk_{\zeta}(z'-z)}; z < z' \end{cases} \right. \\ & \left. + c_{\xi} \frac{k_{\xi}}{\kappa_{\xi}} (jmk) \frac{J_m(\xi\rho)}{\rho} \sin[m(\phi-\phi')] H_{a,TM} \begin{cases} -e^{-jk_{\xi}(z-z')}; z > z' \\ +e^{-jk_{\xi}(z'-z)}; z < z' \end{cases} \right] \end{aligned} \right] \\ & \cdot \hat{a}_z \rho d\rho d\phi,
\end{aligned}
\tag{3}$$

เมื่อ V คือแรงดันตกคร่อมที่ช่องเปิด

เนื่องจากอิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศอยู่ในรูปของแอดมิตแตนซ์ที่ต่อขนานกัน เราสามารถเปลี่ยนแอดมิตแตนซ์ที่ปลายของช่องเปิดทั้งสอง เช่น จาก $z = \pm d/2$ ตามความยาววงแหวนมาอยู่ที่ตำแหน่งโพรบ $z = 0$ ได้ โดยใช้สมการของสายส่ง (transmission line equation) การเปลี่ยนค่าแอดมิตแตนซ์นี้ สามารถทำได้เฉพาะในกรณีที่ขนาดความยาววงแหวนของสายอากาศทำให้เกิดการกระจายคลื่นเป็นแบบโหมดเดียวเท่านั้น โดยแอดมิตแตนซ์ขาเข้ารวมจะพิจารณาได้จากความสัมพันธ์

$$Y_{in_{total}} = Y_{in}^{a-} + Y_p + Y_{in}^{a+}, \tag{4}$$

โดยด้วย $a-$ และ $a+$ แสดงตำแหน่งของช่องเปิดในทิศทาง $z < z'$ และ $z > z'$ ตามลำดับ

อิมพีแดนซ์ขาเข้าสามารถหาได้จากส่วนกลับของสมการ (4)

$$Z_{in_{total}} = [Y_{in_{total}}]^{-1}. \tag{5}$$

ในบทความนี้ คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะวิเคราะห์ในรูปของค่า VSWR ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังสมการ [11]

$$\text{VSWR} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}, \quad (6)$$

เมื่อ $\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$ และ Z_0 เป็นคุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของเครื่องส่งหรือเครื่องรับ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ 50Ω สำหรับในงานวิจัยนี้

2.2 อิมพีแดนซ์ร่วมและการแยก

เมื่อสายอากาศหนึ่งวางอยู่ใกล้สายอากาศอีกตัวหนึ่งนั้น อิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศสามารถคำนวณได้โดยการรวมอิมพีแดนซ์ร่วมกับอิมพีแดนซ์ตัวเอง (อิมพีแดนซ์ขาเข้าในกรณีไม่มีสายอากาศอื่น) และเรียกว่า อิมพีแดนซ์จุดขับ (driving point impedance) [12] สมการในการหาอิมพีแดนซ์ร่วม (จากกระแสขาเข้า I_{1i} ของสายอากาศ) คือ

$$Z_{mutual} = Z_{21i} = -\frac{1}{I_{1i} I_{2i}} \int \vec{E} \cdot \vec{I} dl, \quad (7)$$

เมื่อ $\vec{E}$ เป็นองค์ประกอบสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายจากสายอากาศ 1 ที่ขนานกับสายอากาศ 2 และ $\vec{I}$ เป็นการกระจายกระแสตามสายอากาศ 2 สำหรับสายอากาศที่นำเสนอในงานวิจัยนี้นั้น $\vec{E}$ แสดงในสมการ (A1) และ $\vec{I}$ ถูกสมมติให้เป็นการกระจายกระแสแบบไซน์ เมื่อ $I_{1i} = I_{2i} = I_m \sin(kl)$ ดังนั้น

$$Z_{mutual} = \frac{j\omega\mu_0}{I_m^2 \sin^2(kl)} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[c_{\xi} m^2 \cos[m(\phi - \phi')] \int_{a-l}^a \frac{J_m(\xi\rho)}{\rho} \sin[k(\rho - a + l)] E_{a,TE} \begin{Bmatrix} e^{-jk_{\xi}(z-z')} \\ e^{-jk_{\xi}(z'-z)} \end{Bmatrix} d\rho \right. \\ \left. + c_{\xi} \frac{k_{\xi}^2}{\kappa_{\xi}^2} \cos[m(\phi - \phi')] \int_{a-l}^a \frac{\partial J_m(\xi\rho)}{\partial \rho} \sin[k(\rho - a + l)] E_{a,TM} \begin{Bmatrix} e^{-jk_{\xi}(z-z')} \\ e^{-jk_{\xi}(z'-z)} \end{Bmatrix} d\rho \right] \quad (8)$$

ดังนั้น แอดมิตแตนซ์ของอิมพีแดนซ์ร่วมสามารถคำนวณได้จากส่วนกลับของอิมพีแดนซ์ร่วม สังเกตว่า Z_{mutual} ในสมการ (8) จะต้องคำนวณมาจากวิธีการประมาณค่าเนื่องจากสนามไฟฟ้าในสมการ (A1) ไม่สามารถหาค่าได้ที่ตำแหน่งกระดุนโพรบ $z = 0$

การหาแอดมิตแตนซ์ (Y_a) สามารถใช้สมการที่ (2) โดย E_i^a และ H_i^a คือ สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่สัมผัสกับช่องเปิด ซึ่งคือสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่แพร่กระจายจากสายอากาศ 1

และขนานกับสายอากาศ 2 แอดมิตแดนซ์รวมสามารถหาได้โดยใช้สมการ (4) ในท้ายที่สุด อิมพีแดนซ์รวมทั้งหมดสามารถหาได้จากส่วนกลับของแอดมิตแดนซ์ทั้งหมด

ค่าการแยก (isolation) ของสายอากาศสามารถคำนวณได้จาก [11]

$$\text{Isolation (dB)} = -20 \log |S_{21}|$$

(9)

เมื่อ

$$S_{21} = \frac{2Z_{21}'}{\Delta}$$

(10)

$$\Delta = (z_{11}' + 1)(z_{22}' + 1) - z_{12}'z_{21}'$$

(11)

$$z_{ij}' = \frac{Z_{ij}}{Z_0}, \quad i=1, 2 \text{ and } j=1, 2$$

(12)

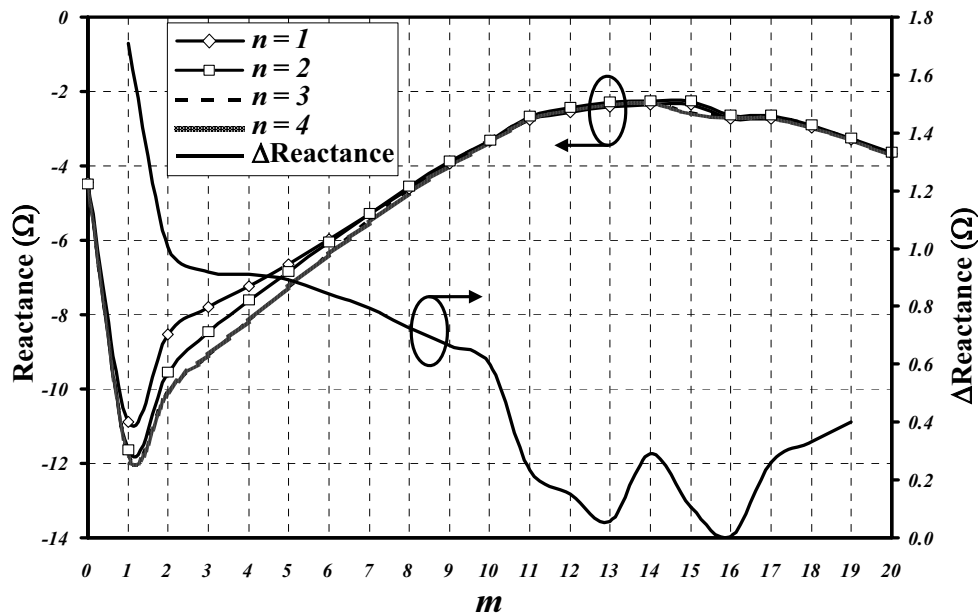
และ Z_0 คือ คุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายส่ง (สมมติให้มีค่าเท่ากับ 50Ω) Z_{11} และ Z_{22} เป็นอิมพีแดนซ์จุดขับที่โพรบ 1 และโพรบ 2 ตามลำดับ Z_{21} และ Z_{12} คือ อิมพีแดนซ์ร่วมจากโพรบ 1 ไปยัง โพรบ 2 และจากโพรบ 2 ไปยังโพรบ 1 ตามลำดับ เนื่องจากสายอากาศมีความเหมือนกันทุกประการดังนั้น $Z_{11} = Z_{22}$ และ $Z_{21} = Z_{12}$

จากสมการของอิมพีแดนซ์ขาเข้าและอิมพีแดนซ์ร่วมของสายอากาศ แสดงให้เห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองขึ้นอยู่กับรัศมีวงแหวน (a) ความยาววงแหวน (d) ความยาวโพรบ (l) และมุมระหว่างโพรบทั้งสอง ($\Delta\phi$)

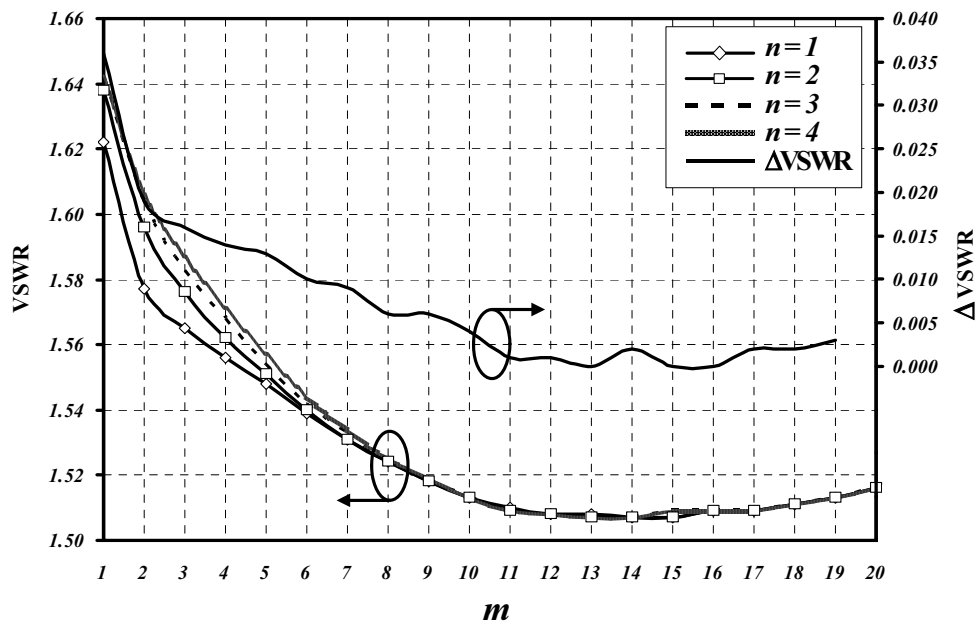
3. การวิเคราะห์สายอากาศสองโพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลม

ก่อนที่จะได้ศึกษาต่อไปนั้น เราจะพิจารณาผลกระทบของโหมดคลื่นอันดับสูงขึ้นไป (higher order mode) ต่ออิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ซึ่งจากเดิมนั้นเราจะพิจารณาเฉพาะโหมดหลัก (dominant mode) คือ TE_{11} เป็นโหมดการแพร่กระจายในท่อนำคลื่น แต่เนื่องจากในการคำนวณอิมพีแดนซ์นั้นเป็นการคำนวณที่จุดกระตุ้นโพรบซึ่งยังคงมีโหมดคลื่นอันดับสูงขึ้นไปอยู่อีกจำนวนมากและมีผลกระทบต่อการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ดังนั้น ในที่นี้ จะคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าที่จุดกระตุ้นโพรบของสายอากาศที่มีรัศมี 0.3λ ความยาววงแหวน 0.2λ และความยาวโพรบ 0.25λ เป็นตัวอย่างเพื่อแสดงให้เห็นถึงผลกระทบของโหมดคลื่นอันดับสูงขึ้นไปต่อค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยกำหนดให้ความยาววงแหวนที่สั้นที่สุดมีค่า 0.2λ ซึ่งเป็นขนาดที่มีค่าเท่ากับความกว้างของข้อต่อแบบ SMA และเนื่องจากจำนวนของโหมดจะมีจำนวนมากขึ้นเมื่อความยาววงแหวนมีขนาดเล็กลง ดังนั้น จำนวนของ

โหมดที่ได้จากวงแหวนที่สั้นที่สุด จึงสามารถใช้ในการคำนวณสำหรับขนาดความยาวของวงแหวนค่าอื่นๆ ได้



รูปที่ 3 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศสำหรับค่า m และ n ที่แตกต่างกัน ($a = 0.3\lambda$, $d = 0.2\lambda$, $l = 0.25\lambda$)



รูปที่ 4 VSWR ของสายอากาศสำหรับค่า m และ n ที่แตกต่างกัน ($a = 0.3\lambda$, $d = 0.2\lambda$, $l = 0.25\lambda$)

รูปที่ 3 แสดงผลรวมของค่าอิมพีแดนซ์ของแต่ละโหมด mn กับโหมดที่อยู่ต่ำกว่า เนื่องจากค่าความต้านทานมีค่าเท่ากับ $33.30 \, \Omega$ สำหรับทุกค่าของ mn ดังนั้น จึงมีแต่เฉพาะค่ารีแอคแตนซ์เท่านั้นที่แสดงในรูปที่ 3 นี้ ในที่นี้เราเลือกกรณีที่ $n = 4$ สำหรับการศึกษาผลกระทบของ m ต่อค่าอิมพีแดนซ์ นอกจากนี้ยังแสดงค่าความแตกต่างระหว่างอิมพีแดนซ์ของ m และ $m+1$ เมื่อ $n = 4$ ไว้ในรูปที่ 3 ด้วย

จากรูปแสดงให้เห็นว่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไม่ลู่เข้าหาค่าใดค่าหนึ่ง ($\Delta\text{Reactance} \neq 0$) เมื่อ m และ n เพิ่มขึ้น อิมพีแดนซ์เหมือนจะมีค่าลู่เข้าที่ $m = 13$ แต่ $\Delta\text{Reactance}$ มีค่าเพิ่มขึ้นอีกเมื่อ $m = 14$ การเปลี่ยนแปลงเช่นนี้สามารถสังเกตพบได้อีกเมื่อ m มีค่าเพิ่มขึ้น แต่สำหรับในกรณีการพิจารณาอิมพีแดนซ์ในรูปของ VSWR ดังแสดงในรูปที่ 4 นั้น สังเกตไม่พบการเปลี่ยนแปลงอย่างมากนัก โดยในกรณีนี้พิจารณาเฉพาะ VSWR ที่โพรบเท่านั้นและมีค่าเริ่มต้นที่ $m = 1$ เนื่องจากค่า VSWR มีค่าเท่ากับอนันต์ที่ $m = 0$ เนื่องจากมีแต่เฉพาะค่ารีแอคแตนซ์ เมื่อพิจารณาเฉพาะกรณีที่การเปลี่ยนแปลงของ VSWR มีค่าน้อยกว่า 0.005 เท่านั้น เราจะพบว่าเมื่อ $m = 11$ และ $n = 4$ ซึ่งมีค่า VSWR เท่ากับ 1.509 ความแตกต่างระหว่าง VSWR ที่ตำแหน่งนี้กับค่า VSWR ที่ $m = 12$ และ $n = 4$ มีค่าเท่ากับ 0.001 นอกจากนี้ความแตกต่างระหว่างค่า VSWR คู่อื่น ๆ สำหรับ m และ $m+1$ ที่สูงขึ้นไปนั้นก็จะมีค่าน้อยกว่า 0.005 ดังนั้น ค่าของ $m = 11$ และ $n = 4$ จึงจะนำมาใช้ในการคำนวณ นอกจากนี้แล้ว ยังได้พิจารณาอิมพีแดนซ์ของโหมด TE และ TM พบว่าโหมดหลัก TE_{11} จะมีผลกระทบต่ออิมพีแดนซ์ของสายอากาศสูงกว่าโหมดอันดับสูงต่อไปเช่น TE_{21} , TM_{11} , TM_{01} และ TM_{21}

3.1 สายอากาศโพรบเดี่ยว

ในการศึกษาโหมดข้างเคียงโหมดหลัก คือ โหมด TE_{21} และเพื่อให้มีเฉพาะโหมดหลักเท่านั้นที่แพร่กระจายในท่อนำคลื่น รัศมีวงแหวนของท่อนำคลื่นจึงต้องถูกเลือกให้ตัด (cutt-off) ที่โหมดอันดับสูงต่อไป TE_{21} รัศมีวงแหวนจะถูกเลือกภายใต้เงื่อนไขดังใน [7] และ [8]

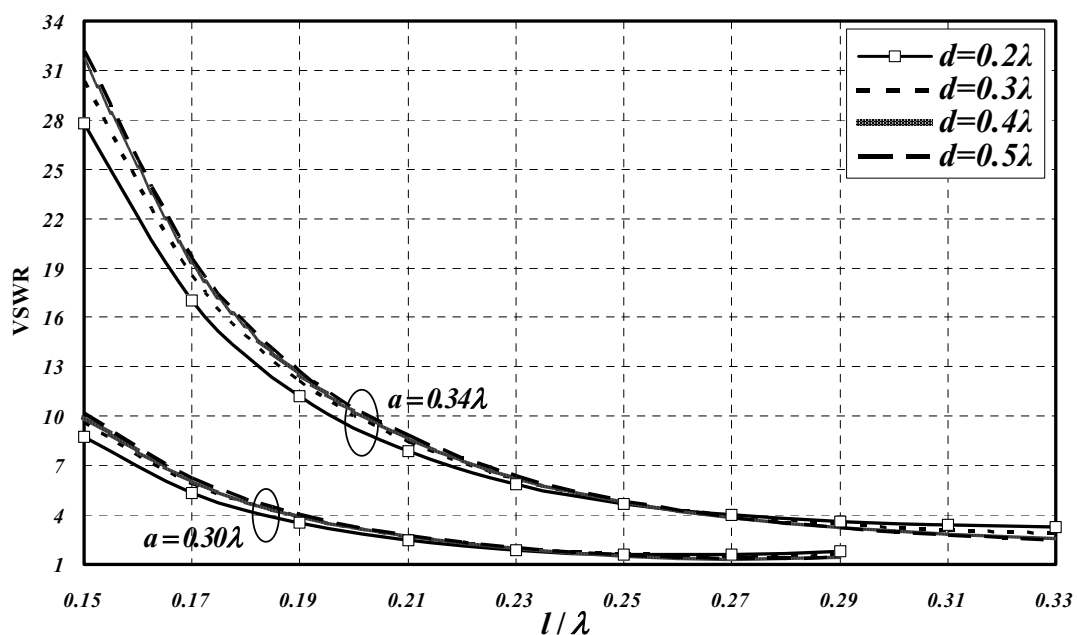
$$0.293\lambda < a < 0.486\lambda \quad (13)$$

เมื่อ λ เป็นความยาวคลื่นของความถี่ที่ใช้งาน

จากการศึกษาใน [7]แสดงให้เห็นว่าประสิทธิภาพของสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) ของสายอากาศจะมีค่าลดลงเมื่อรัศมีวงแหวนมีค่ามากกว่า 0.4λ ดังนั้น เราจึงได้เลือกศึกษารัศมีวงแหวนที่ 0.3λ และ 0.34λ ถึงแม้ว่าใน [7]จะได้แนะนำให้ใช้รัศมีวงแหวนขนาดเท่ากับ 0.3λ แต่รัศมีวงแหวนที่มีขนาด 0.34λ ก็มีความน่าสนใจเพราะว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะมีค่ามากขึ้นเมื่อของขนาดวงแหวนมีขนาดใหญ่ขึ้น รูปที่ 5 แสดง VSWR ของสายอากาศตามการเปลี่ยนแปลงของความยาวโพรบ โดยผลการคำนวณในรูปนี้ ได้คำนวณจากรัศมีวงแหวนสองขนาดและความยาววงแหวนสี่ขนาด โดยความยาวโพรบพิจารณาจาก 0.15λ ถึง 0.29λ และ 0.15λ ถึง 0.33λ สำหรับรัศมีวงแหวนขนาด 0.3λ และ 0.34λ ตามลำดับ ส่วนความยาววงแหวนมีค่าเท่ากับ 0.2λ , 0.3λ , 0.4λ , และ 0.5λ ความถี่กำหนดไว้ที่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ เราได้จำกัดความยาววงแหวนให้มีค่ามากที่สุดเท่ากับ 0.5λ เท่านั้น เพราะเมื่อความยาววงแหวนยาวเพิ่มขึ้น ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศจะมีค่าลดลง นอกจากนี้ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะไม่เป็นแบบสองทิศทางตามการศึกษาใน [7]

ค่า VSWR จะมีค่าเท่ากันทั้งที่โพรบ 1 และโพรบ 2 เนื่องจากโพรบทั้งสองมีความเหมือนกันทุกประการตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ (reciprocity theorem) จากรูปที่ 5 จะเห็นว่า เมื่อความยาวโพรบเพิ่มขึ้น VSWR จะมีค่าดีขึ้น ทั้งขนาดรัศมีของวงแหวนทั้งสองค่า รัศมีวงแหวนที่กว้างกว่าจะให้ค่า VSWR ที่สูงกว่า โดย VSWR ที่ได้จากสายอากาศที่มีรัศมี 0.34λ มีค่ามากกว่า 2:1 สำหรับทุกความยาวโพรบและทุกความยาววงแหวน ดังนั้น รัศมีวงแหวน 0.3λ จึงเหมาะสมสำหรับการนำไปใช้งานมากกว่า และนอกจากนี้แล้ว ความกว้างของขนาดที่ค่อนข้างขนาด 0.3λ นี้ยังสามารถหาซื้อได้ง่ายในท้องตลาดอีกด้วย

ที่ขนาดรัศมีวงแหวนเท่ากับ 0.3λ และความยาวโพรบ 0.27λ เกือบทุกความยาววงแหวนจะมีค่า VSWR ที่ต่ำที่สุด ยกเว้นขนาดความยาววงแหวนที่ 0.2λ ที่ให้ค่า VSWR ที่ต่ำที่สุดที่ความยาวโพรบ 0.25λ โดย VSWR จะมีค่าลดลงเมื่อความยาววงแหวนเพิ่มขึ้น โดยที่ขนาดความยาววงแหวนเท่ากับ 0.5λ ให้ค่า VSWR ที่ต่ำที่สุด ดังนั้น สายอากาศโพรบเดี่ยวจะมีขนาดของพารามิเตอร์ต่าง ๆ คือ รัศมีวงแหวน 0.3λ ความยาววงแหวน 0.5λ และความยาวโพรบ 0.27λ ขนาดวงแหวนและความยาวโพรบที่เหมาะสมของสายอากาศโพรบเดี่ยวในงานวิจัยนี้มีความแตกต่างจากที่รายงานใน [7] เนื่องจาก ใน [7] ได้เลือกขนาดสายอากาศจากขนาดที่ให้สภาพเจาะจงทิศทางที่สูงที่สุด



รูปที่ 5 VSWR ของความยาวโพรบที่แตกต่างกัน : รัศมีวงแหวน 0.30λ and 0.34λ (ความถี่ = 5.2 กิกะเฮิรตซ์)

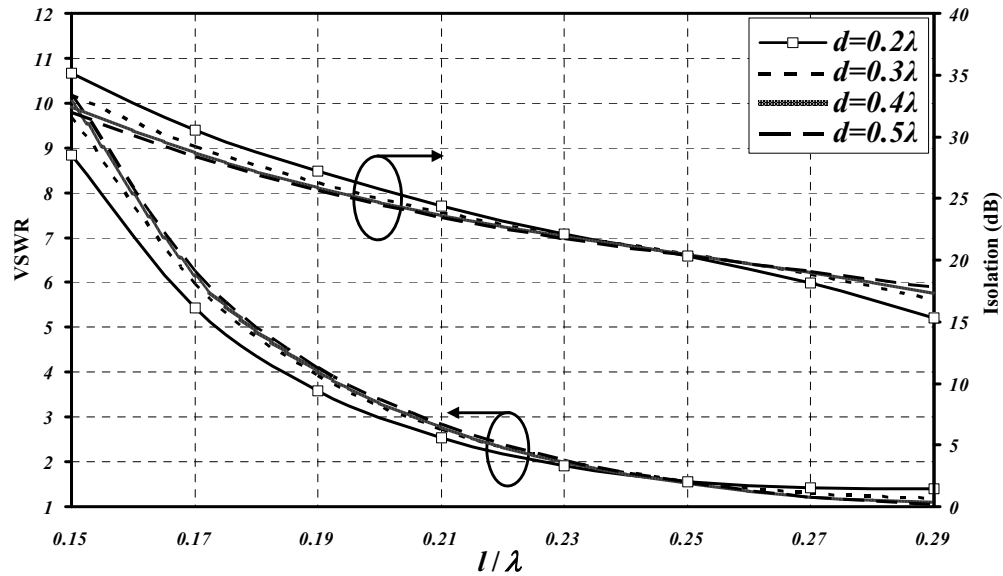
3.2 สายอากาศสองโพรบ

ในหัวข้อนี้ จะพิจารณาคุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่มีโพรบสองโพรบกระตุ้นวงแหวน โดยจะศึกษาคุณสมบัติของทั้งค่า VSWR และค่าการแยก เนื่องจากความยาววงแหวนและความยาวโพรบมีผลกระทบเป็นอย่างมากต่อประสิทธิภาพของสายอากาศสองโพรบ ดังนั้น จึงศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงค่าเหล่านี้ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่า VSWR และค่าการแยก

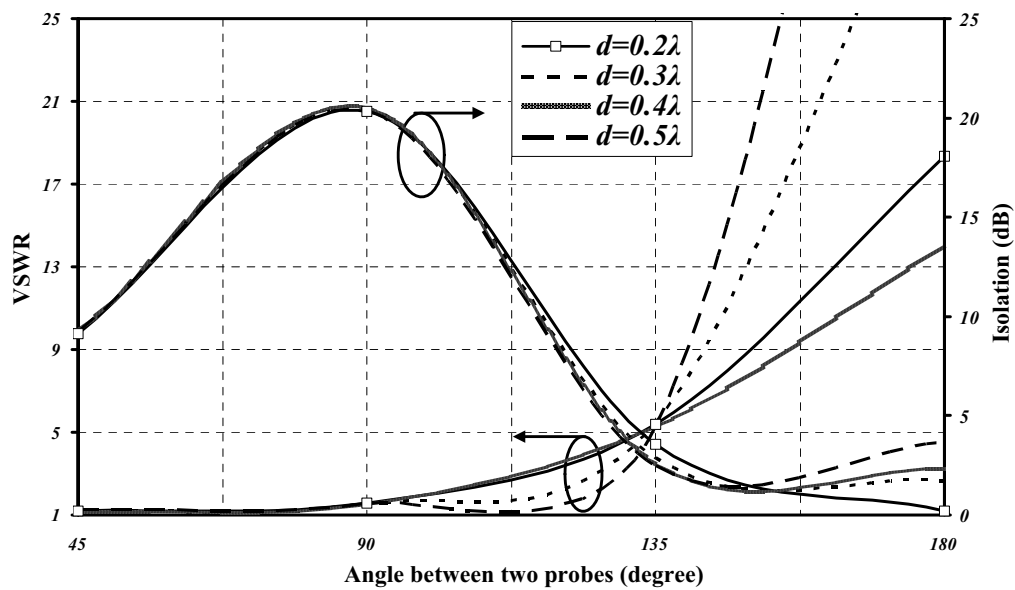
หลักในการศึกษาคือ ต้องพิจารณาค่า VSWR ร่วมกับค่าการแยก เพื่อให้ได้ความยาวโพรบที่เหมาะสมสำหรับสายอากาศสองโพรบ โดยค่าการแยกที่มากที่สุดควรมีค่ามากกว่า 20 dB แต่มีค่า VSWR ที่น้อยกว่า 2:1

เมื่อกำหนดรัศมีวงแหวนที่ 0.3λ มุมระหว่างโพรบทั้งสองเท่ากับ 90° และความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ VSWR และ ค่าการแยกของสายอากาศแสดงในรูปที่ 6 ซึ่งเป็นค่าที่ศึกษาตามการเปลี่ยนแปลงของความยาวโพรบสำหรับความยาววงแหวนขนาดต่าง ๆ ผลของค่าการแยกนี้เป็นค่าการแยกของทั้งจากโพรบ 1 ไปยังโพรบ 2 และจากโพรบ 2 ไปยังโพรบ 1 เนื่องจากมีความเท่ากันทุกประการตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ จากผลพบว่า เมื่อความยาวโพรบสั้นลง VSWR และค่าการแยกมีค่าเพิ่มขึ้น โดยความยาวโพรบที่มีขนาดสั้นกว่า 0.23λ จะให้ VSWR ที่มีค่ามากกว่า 2:1 ดังนั้น เมื่อพิจารณาค่าการแยกที่มากกว่า 20 dB ในขณะที่ VSWR มีค่าน้อยกว่า 2:1 แล้ว ความยาวโพรบเท่ากับ 0.25λ จึงมีความเหมาะสม แม้ว่าความยาวโพรบ 0.23λ จะให้ค่าการแยกที่มากกว่าอยู่ 1 dB แต่ค่า VSWR มีค่าเกือบเท่ากับ 2 สำหรับทุกความยาววงแหวน ดังนั้น จึงเป็นขนาดความยาวโพรบที่ไม่เหมาะสมสำหรับการนำไปใช้งาน นอกจากนี้ จะสังเกตเห็นว่าได้ว่า การเปลี่ยนแปลงของ VSWR และค่าการแยกมีทิศทางตรงข้ามกัน เมื่อความยาวโพรบหนึ่งให้ค่า VSWR ที่ต้องการ ก็จะทำให้ค่าการแยกที่ไม่ต้องการ

รูปที่ 7 แสดง VSWR และค่าการแยกของสายอากาศตามการเปลี่ยนแปลงมุมระหว่างโพรบเมื่อความยาววงแหวนมีค่าต่าง ๆ โดยกำหนดให้ความยาวโพรบมีค่า 0.25λ และความถี่มีค่า 5.2 กิกะเฮิรตซ์ จะเห็นว่าเมื่อมุมระหว่างโพรบมีค่ามากขึ้นค่า VSWR มีค่าเพิ่มขึ้น ในขณะที่ค่าการแยกมีค่าสูงสุดที่มุมเท่ากับ 90° ซึ่งเป็นในกรณีที่โพรบทั้งสองของสายอากาศมีการโพลาไรซ์แบบตั้งฉากกัน โดยค่าการแยกจะมีค่ามากกว่า 20 dB สำหรับทุกความยาววงแหวนที่ค่ามุม 90° นี้ ส่วน VSWR มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างมากเมื่อมุมระหว่างโพรบทั้งสองมีค่ามากกว่า 90° โดยค่าการแยกที่มุมเหล่านี้มีค่าน้อยเนื่องจากโพรบทั้งสองให้การโพลาไรซ์ที่เกือบเหมือนกัน และทำให้การเชื่อมต่อร่วมระหว่างโพรบทั้งสองมีค่ามากขึ้นด้วย



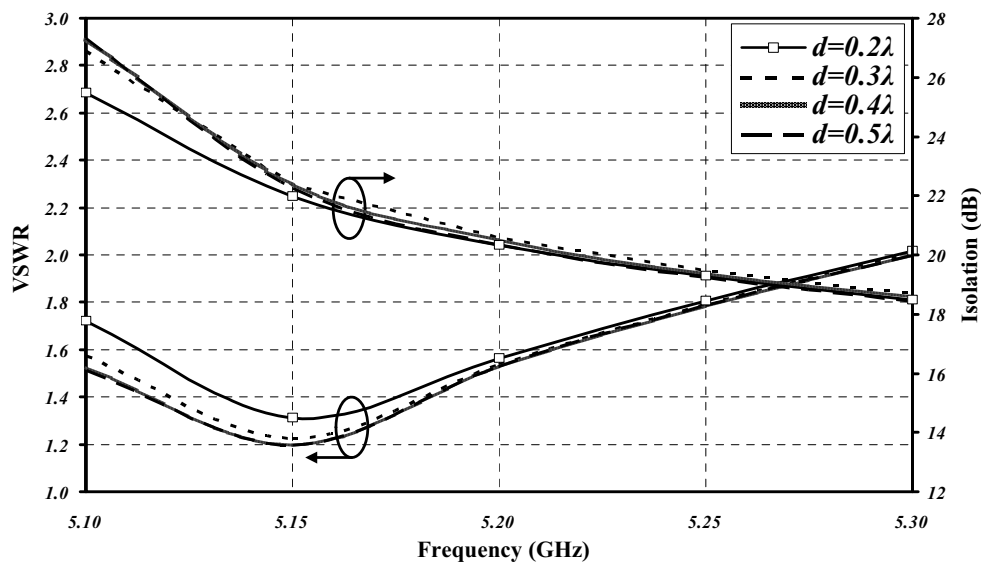
รูปที่ 6 VSWR และค่าการแยกของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงความยาวโพรบ ($a = 0.3\lambda$, $\Delta\phi = 90^\circ$, ความถี่ = 5.2 GHz)



รูปที่ 7 VSWR และค่าการแยกของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงมุมระหว่างโพรบทั้งสอง ($a = 0.3\lambda$, $l = 0.25\lambda$, ความถี่ = 5.2 GHz)

รูปที่ 8 แสดง VSWR และค่าการแยกของสายอากาศตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่สำหรับความยาววงแหวนค่าต่าง ๆ โดยความยาวโพรบมีค่าเท่ากับ 0.25λ และมุมระหว่างโพรบมีค่า 90° ช่วงความถี่มีค่าตั้งแต่ 5.1 กิกะเฮิรตซ์ ถึง 5.3 กิกะเฮิรตซ์ ความถี่เริ่มต้นมีค่าเท่ากับ 5.1 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งสอดคล้องกับค่าความถี่ตัดของสายอากาศ โดยในที่นี้เลือกศึกษาความถี่ในช่วง 5.15 - 5.25 กิกะเฮิรตซ์ซึ่งเป็นความถี่ของเครือข่ายไร้สายภายในอาคาร

ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่า VSWR ของสายอากาศมีค่าน้อยกว่า 2:1 และค่าการแยกมีค่าประมาณ 20 dB ในช่วงความถี่ใช้งานสำหรับทุกขนาดความยาววงแหวน โดยที่ความถี่กลาง 5.2 กิกะเฮิรตซ์นั้น ความยาววงแหวน 0.3λ จะให้ค่าการแยกที่สูงที่สุด ดังนั้น จึงสามารถสรุปในการสร้างสายอากาศต้นแบบ พารามิเตอร์ของสายอากาศจะมีขนาดต่าง ๆ คือ รัศมีวงแหวน 0.3λ ความยาววงแหวน 0.3λ ความยาวโพรบ 0.25λ และมุมระหว่างโพรบ 90° โดยได้สรุปพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศดังตารางที่ 1 สังเกตว่าความถี่รีโซแนนซ์ของสายอากาศนั้นไม่ได้อยู่ที่ความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ เนื่องจากขนาดความยาวโพรบที่เลือกใช้นั้นเป็นขนาดความยาวโพรบที่ให้ค่าการแยกที่สูงที่สุด ในตารางที่ 2 ได้แสดงผลที่ได้จากการคำนวณและการวัดของค่าอิมพีแดนซ์ VSWR และค่าการแยกที่ความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์



รูปที่ 8 VSWR และค่าการแยกของสายอากาศที่มีความถี่ต่าง ๆ ($a = 0.3\lambda$, $l = 0.25\lambda$, $\Delta\phi = 90^\circ$)

ขนาดทางกายภาพที่ความถี่	
พารามิเตอร์ของสายอากาศ	5.2 กิกะเฮิรตซ์
รัศมีวงแหวน (a)	0.3λ (1.73 ซม.)
ความยาววงแหวน (d)	0.3λ (1.73 ซม.)
ความยาวโพรบ (l)	0.25λ (1.44 ซม.)
มุมระหว่างโพรบทั้งสอง ($\Delta\phi$)	90°
รัศมีโพรบ	1 มม.
ตารางที่ 1 ขนาดของสายอากาศต้นแบบ	

คุณลักษณะ	ไม่มีขดลวด		มีขดลวด
	ผลคำนวณ	ผลทดสอบ	ผลทดสอบ
		สายอากาศ 1, สายอากาศ 2	สายอากาศ 1, สายอากาศ 2
อิมพีแดนซ์ขาเข้า (a)	32.63+j4.9	57.19-j21.15,	85.10-j21.82,
	4	33.39-j14.51	33.38-j20.60
อิมพีแดนซ์ร่วม (a)	-j6.44	8.07-j24.86,	6.31-j5.68,
		6.06-j25.44	6.09-j5.67
VSWR	1.54	1.44, 1.43	1.84, 1.88
ค่าการแยก (dB)	20.56	11.36, 11.36	22.79, 22.98
อัตราขยาย (dBi)	-	3.94, 3.95	4.23, 4.30

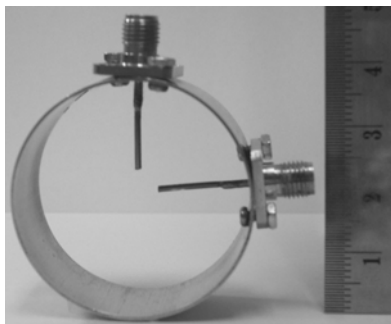
ตารางที่ 2 อิมพีแดนซ์ VSWR ค่าการแยก และอัตราขยายของสายอากาศสองโพรบที่ความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์

3.3 สายอากาศสองโพรบที่มีขดลวด

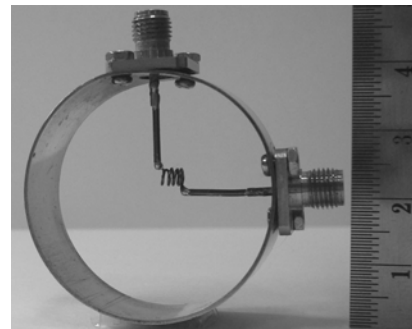
จากอิมพีแดนซ์ร่วมในตารางที่ 2 จะเห็นว่า สายอากาศแสดงค่ารีแอคแตนซ์ความจุ (capacitive reactance) ซึ่งเกิดจากการเชื่อมโยงร่วมระหว่างโพรบทั้งสอง เพื่อที่จะกำจัดผลกระทบนี้ ขดลวดแกนอากาศจะถูกใส่เข้าไประหว่างโพรบทั้งสองเพื่อให้กำเนิดวงจรรีโซแนนซ์จากค่ารีแอคแตนซ์เหนี่ยวนำ (inductive reactance) ซึ่งวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม LC ที่ได้ จะให้อิมพีแดนซ์ที่มีค่าสูงมาก ซึ่งจะป้องกันกระแสที่ไหลจากโพรบหนึ่งไปยังอีกโพรบหนึ่งได้ อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัตินั้น เราไม่สามารถสร้างอิมพีแดนซ์ที่มีค่านันต์ได้จากขดลวดนี้เพราะ 1) ขดลวดที่ใส่เข้าไปนี้ไม่สามารถให้ความเหนี่ยวนำที่สมบูรณ์ได้ที่ความถี่สูงเพราะมีค่าความต้านทานของขดลวดที่แปรผันตามความถี่ และ 2) ขดลวดที่อยู่ใกล้กันจะมีผลกระทบของพาราซิติกความจุ (capacitive parasitic) ดังนั้น ค่าการแยกระหว่างโพรบทั้งสองของสายอากาศจะมีค่าไม่เท่ากับอนันต์ แต่อย่างไรก็ตามวงจรเรโซแนนซ์ที่สร้างขึ้นก็สามารถลดกระแสที่ปลายโพรบลงไปได้อย่างมากซึ่งสามารถปรับปรุงค่าการแยกได้เป็นอย่างดี ในหัวข้อถัดไป จะทดลองวัดผลกระทบของการใส่ขดลวดนี้ต่อค่า VSWR ค่าการแยก และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศต่อไป

4. ผลการออกแบบและการทดลอง

ได้ทำการสร้างสายอากาศต้นแบบตามพารามิเตอร์ในตารางที่ 1 โดยรูปถ่ายของสายอากาศที่มีขดลวดและไม่มีขดลวดแสดงในรูปที่ 9 โดยสำหรับสายอากาศที่ไม่มีขดลวด ได้เปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณและการทดลองของค่า VSWR และค่าการแยกตามการเปลี่ยนแปลงของความยาวโพรบ และเปรียบเทียบค่า VSWR และค่าการแยกของสายอากาศที่มีขดลวดกับในกรณีที่ไม่มีขดลวด รวมถึง แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและอัตราขยายของสายอากาศทั้งสอง



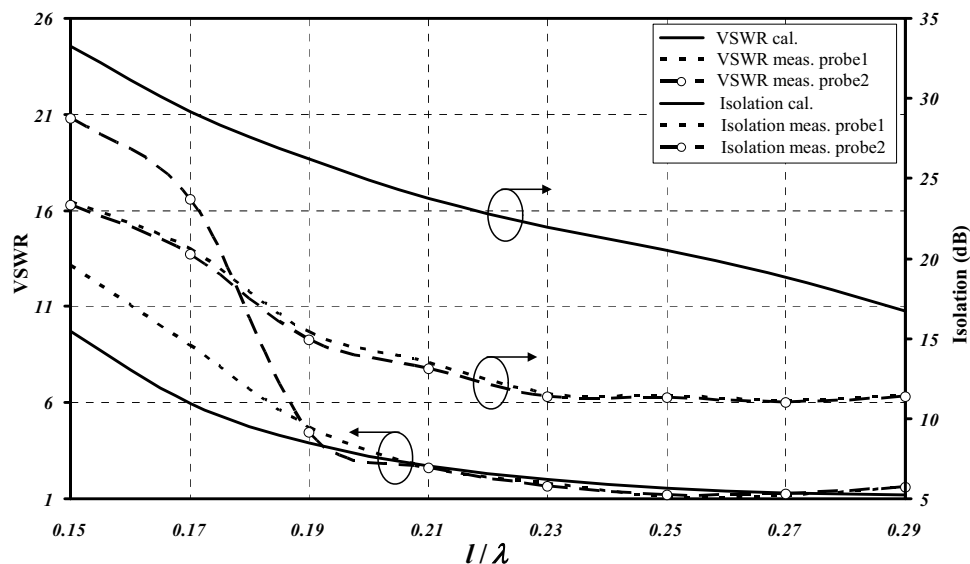
(ก)



(ข)

รูปที่ 9 รูปถ่ายสายอากาศที่นำเสนอ (ก) ไม่มีขดลวด (ข) มีขดลวด

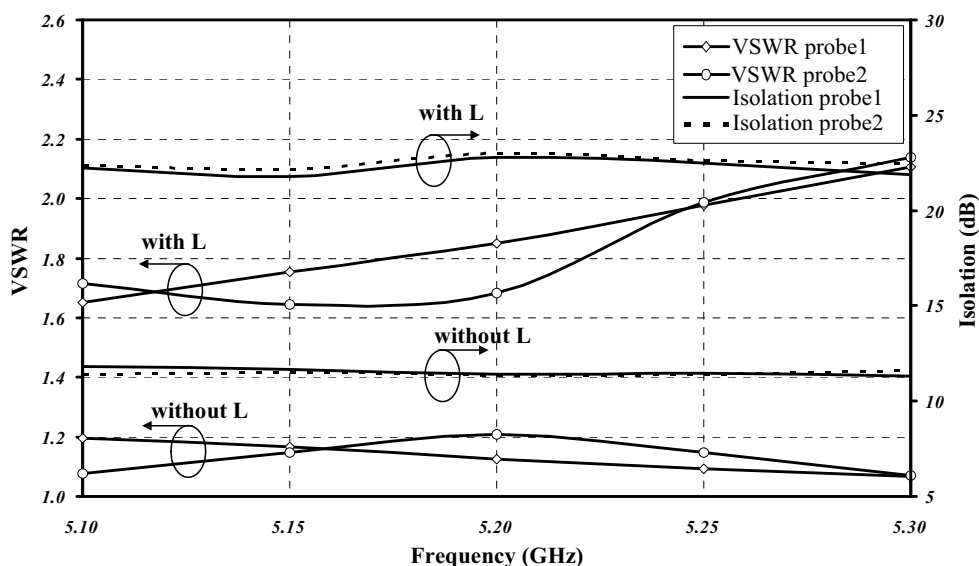
4.1 อิมพีแดนซ์ VSWR และค่าการแยก



รูปที่ 10 ผลการคำนวณและการวัด VSWR และค่าการแยกของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนแปลงความยาวโพรบ ($a = 0.3\lambda$, $\Delta\phi = 90^\circ$, ความถี่ = 5.2 กิกะเฮิรตซ์)

VSWR และค่าการแยกของสายอากาศตามการเปลี่ยนแปลงของความยาวโพรบจากการคำนวณ และการวัดแสดงในรูปที่ 10 ผลที่ได้แสดงให้เห็นความสอดคล้องกันระหว่างผลการวัดและผลการคำนวณ ค่า VSWR เมื่อความยาวโพรบมีค่ามากกว่า 0.19λ ในขณะที่ค่าการแยกที่ได้จากการคำนวณและการวัดมีความแตกต่างกันค่อนข้างมาก ผลคำนวณค่าการแยกมีค่าสูงกว่าผลการทดลอง 10 dB เนื่องจากการไม่ได้คิดผลกระทบของการเชื่อมต่อร่วมระหว่างช่องเปิดทั้งสองในการคำนวณ ในทำนองกลับกัน ผลของ VSWR ที่ได้จากการคำนวณและการวัดสอดคล้องกันเป็นอย่างดี เนื่องจากอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะขึ้นอยู่กับความยาวของโพรบเพียงอย่างเดียวเท่านั้น ซึ่งสอดคล้องกับคำอธิบายใน[7]ความแตกต่างระหว่างผลจากการคำนวณและการทดลองของค่า VSWR และค่าการแยก มีค่า 6.5% และ 44.7% ตามลำดับ สำหรับความยาวโพรบ 0.25λ ที่ความถี่ 5.2 GHz ถึงแม้ว่าผลที่ได้จะไม่สอดคล้องกันอย่างสมบูรณ์นัก แต่อย่างไรก็ตามก็ได้แสดงความสอดคล้องกันของผลทั้งสอง ซึ่งสามารถยืนยันความแม่นยำของหลักการออกแบบที่นำเสนอข้างต้นได้เป็นอย่างดี

จากผลที่ได้ ค่าการแยกของสายอากาศที่สร้างขึ้นมีค่าต่ำกว่าค่าที่ได้ทางทฤษฎี แนวโน้มเช่นเดียวกันสามารถสังเกตได้ในตารางที่ 2 ในรูปของค่าอิมพีแดนซ์ร่วม นั่นคือ อิมพีแดนซ์ร่วมของสายอากาศที่สร้างขึ้นมีความจืดแ่อนเด่นชัดมากกว่าการคำนวณ สำหรับการออกแบบสายอากาศต้นแบบที่มีขดลวดจะใช้ค่ารีแอคแตนซ์เหนี่ยวนำสูง โดยใช้ขดลวดที่เหมาะสมเพื่อให้เกิดการเรโซแนนซ์กับความจืดแ่อนเด่นชัดของสายอากาศ ค่าการเหนี่ยวนำนี้สามารถหาค่าได้จากสมการของขดลวดเหนี่ยวนำแกนอากาศใน [11]ภายหลังจากการใส่ขดลวด ผลที่ได้ในตารางที่ 2 แสดงให้เห็นว่า ค่าอิมพีแดนซ์ร่วมจะมีค่าลดลงอย่างมีประสิทธิภาพ ความจืดแ่อนเด่นชัดของสายอากาศจะมีค่าลดลงตามที่ต้องการและเป็นการช่วยเพิ่มค่าการแยกได้

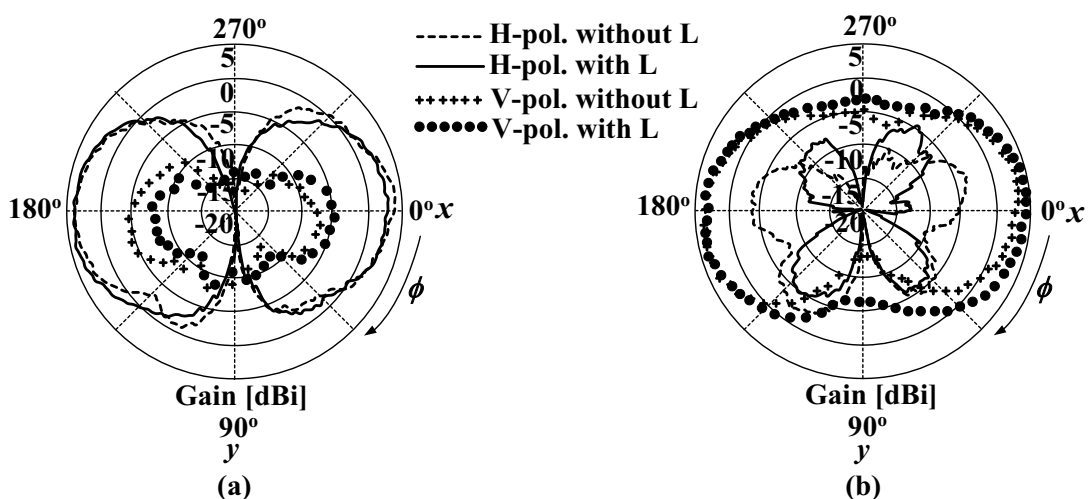


รูปที่ 11 ผลการวัดค่า VSWR และค่าการแยกของสายอากาศที่มีและไม่มีขดลวด ($a = 0.3\lambda$, $l = 0.25\lambda$, $\Delta\phi = 90^\circ$)

รูปที่ 11 แสดงการเปรียบเทียบผลการวัด VSWR และค่าการแยกของสายอากาศที่มีขดลวดและไม่มีขดลวดตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่ จะเห็นว่า VSWR ของสายอากาศที่นำเสนอในกรณีที่มีขดลวดจะมีค่าค่อนข้างสูง และมีค่าสูงกว่าสายอากาศในกรณีไม่มีขดลวด ในทำนองกลับกัน ค่าการแยกของสายอากาศที่มีขดลวดมีค่าสูงกว่าสายอากาศที่ไม่มีขดลวดอยู่ถึง 11 dB VSWR ของสายอากาศที่มีและไม่มีขดลวดมีค่าต่ำกว่า 2:1 แต่ค่าการแยกที่ได้จากสายอากาศที่มีขดลวดมีค่าสูงกว่า 20 dB ตลอดย่านความถี่ที่ต้องการและมีค่าสูงกว่าสายอากาศที่ไม่มีขดลวด ดังนั้น การเลือกใช้สายอากาศที่มีขดลวดจึงน่าสนใจกว่า

4.2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและอัตราขยาย

แม้ว่าเราจะได้ผลของ VSWR และค่าการแยกที่ดีจากการใส่ขดลวดแล้วก็ตาม อิทธิพลของการใส่ขดลวดต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่นำเสนอจะต้องทำการศึกษาเช่นกัน รูปที่ 12 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xy ของสายอากาศที่ไม่มีและมีขดลวด จะเห็นได้ว่าสายอากาศทั้งสองแบบให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง โดยเมื่อโพรบ 1 ถูกกระตุ้นและโพรบ 2 โหลดด้วยความต้านทาน $50\ \Omega$ สายอากาศจะแพร่กระจายคลื่นตามการโพลาไรซ์แนวนอนเป็นองค์ประกอบหลัก และการโพลาไรซ์แนวตั้งเป็นองค์ประกอบรอง ดังแสดงในรูปที่ 12(ก) และผลที่ได้จะกลับกันดังแสดงในรูป 12(ข) เมื่อโพรบ 2 ถูกกระตุ้นและโพรบ 1 ถูกโหลด จากรูปทั้งสองพบว่าองค์ประกอบหลักของสายอากาศในกรณีที่มีและไม่มีขดลวดมีความคล้ายคลึงกันมาก ในขณะที่องค์ประกอบรองจะมีความแตกต่างกันเล็กน้อย นอกจากนี้ยังพบว่า การใส่ขดลวดจะช่วยลดองค์ประกอบการโพลาไรซ์ไขว้ของสายอากาศได้อีกด้วย โดยอัตราขยายของสายอากาศทั้งสองแบบมีค่าประมาณ 4 dBi ทั้งในทิศทาง 0° และ 180°



รูปที่ 12 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเมื่อมีและไม่มีขดลวด (ก) โพรบ 1 ถูกกระตุ้นและโพรบ 2 ถูกโหลด (ข) โพรบ 2 ถูกกระตุ้นและโพรบ 1 ถูกโหลด

5. วิเคราะห์และสรุปผล

เนื่องจากสายอากาศนี้แนะนำให้เสนอสำหรับระบบ MIMO จึงได้วิเคราะห์ประสิทธิภาพของสายอากาศในระบบ MIMO ภายใต้ช่องสัญญาณแบบเรย์ลี โดยสมมติช่วงมุมของคลื่นตกกระทบเป็นการกระจายแบบเกาส์ในระนาบมุมกวาดด้วยค่ามุมแผ่กระจายออก 5° สำหรับทั้งการโพลาไรซ์แนวตั้งและแนวนอน และทิศทางลำคลื่นหลักในระนาบมุมกวาดมีค่า 0° และ 180° การกระจายของมุมเป็นการกระจายที่คาดว่าเกิดขึ้นในบริเวณพื้นที่แคบและจำกัด โดยได้เปรียบเทียบประสิทธิภาพ MIMO ของสายอากาศที่นำเสนอ กับสายอากาศไดโพล ซึ่งผลที่ได้พบว่า สายอากาศสองโพรบที่กระตุ้นวงแหวนวงกลมในกรณีที่มีและไม่มีขดลวดให้ความจุของช่องสัญญาณ 7.08 bps/Hz และ 6.20 bps/Hz ตามลำดับ ซึ่งมีค่าสูงกว่าความจุของสายอากาศไดโพล 1.29 bps/Hz และ 0.41 bps/Hz ตามลำดับ

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอสายอากาศสองโพรบที่กระตุ้นวงแหวนวงกลมสำหรับสภาพแวดล้อมที่เป็นทางยาวและแคบ ได้แสดงวิธีการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศ และได้นำเสนอวิธีการปรับปรุงค่าการแยกระหว่างโพรบทั้งสองโพรบของสายอากาศด้วยการใส่ขดลวดระหว่างโพรบ จากผลการทดลองที่ได้พบว่าค่าการแยกของสายอากาศมีค่ามากกว่า 20 dB ในขณะที่ VSWR มีค่าน้อยกว่า 2:1 ตลอดย่านความถี่ที่ต้องการ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเป็นแบบสองทิศทางแม้ว่าจะมีการใส่ขดลวดระหว่างโพรบทั้งสองก็ตาม โดยสายอากาศให้อัตราขยายสูงสุดประมาณ 4 dBi ในทิศทางที่ต้องการ

ภาคผนวก

สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กภายในสายอากาศสามารถพิสูจน์ได้โดยใช้ฟังก์ชันของกรีน โดยสมการของสนามต่าง ๆ สามารถอธิบายได้จาก [13] ดังนี้

$$E_\rho(\rho, \phi, z) = -j\omega\mu_0 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[c_\zeta m^2 \frac{J_m(\zeta\rho)}{\rho} \cos[m(\phi - \phi')] E_{a,TE} \begin{cases} e^{-jk_\zeta(z-z')} \\ e^{-jk_\zeta(z'-z)} \end{cases} + c_\xi \frac{k_\xi^2}{\kappa_\xi^2} \frac{\partial J_m(\xi\rho)}{\partial \rho} \cos[m(\phi - \phi')] E_{a,TM} \begin{cases} e^{-jk_\xi(z-z')} \\ e^{-jk_\xi(z'-z)} \end{cases} \right], z \geq z' \quad (A1)$$

$$E_\phi(\rho, \phi, z) = -j\omega\mu_0 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[c_\zeta m \frac{\partial J_m(\zeta\rho)}{\partial \rho} \sin[m(\phi - \phi')] E_{a,TE} \begin{cases} e^{-jk_\zeta(z-z')} \\ e^{-jk_\zeta(z'-z)} \end{cases} + c_\xi m \frac{k_\xi^2}{\kappa_\xi^2} \frac{J_m(\xi\rho)}{\rho} \sin[m(\phi - \phi')] E_{a,TM} \begin{cases} e^{-jk_\xi(z-z')} \\ e^{-jk_\xi(z'-z)} \end{cases} \right], z \geq z' \quad (A2)$$

$$H_\rho(\rho, \phi, z) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[c_\zeta \frac{k_\zeta}{\kappa_\zeta} (jmk) \frac{\partial J_m(\zeta\rho)}{\partial \rho} \sin[m(\phi - \phi')] H_{a,TE} \begin{cases} -e^{-jk_\zeta(z-z')} \\ +e^{-jk_\zeta(z'-z)} \end{cases} \right. \\ \left. + c_\xi \frac{k_\xi}{\kappa_\xi} (jmk) \frac{J_m(\xi\rho)}{\rho} \sin[m(\phi - \phi')] H_{a,TM} \begin{cases} -e^{-jk_\xi(z-z')} \\ +e^{-jk_\xi(z'-z)} \end{cases} \right], z < z' \quad (A3)$$

$$H_\phi(\rho, \phi, z) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[c_\zeta \frac{k_\zeta}{\kappa_\zeta} (jm^2k) \frac{J_m(\zeta\rho)}{\rho} \cos[m(\phi - \phi')] H_{a,TE} \begin{cases} -e^{-jk_\zeta(z-z')} \\ +e^{-jk_\zeta(z'-z)} \end{cases} \right. \\ \left. + c_\xi \frac{k_\xi}{\kappa_\xi} (jk) \frac{\partial J_m(\xi\rho)}{\partial \rho} \cos[m(\phi - \phi')] H_{a,TM} \begin{cases} -e^{-jk_\xi(z-z')} \\ +e^{-jk_\xi(z'-z)} \end{cases} \right], z < z' \quad (A4)$$

40

$$E_{a,TE} = H_{a,TE} = \int_{a-l}^a \frac{J_m(\zeta\rho')}{\rho'} \sin[k(\rho' - a + l)] d\rho'$$

$$E_{a,TM} = H_{a,TM} = \int_{a-l}^a \frac{\partial J_m(\xi\rho')}{\partial \rho'} \sin[k(\rho' - a + l)] d\rho'$$

$$c_\zeta = \frac{-j(2 - \delta_0)}{4\pi^2 \zeta^2 I_\zeta k_\zeta}$$

$$c_\xi = \frac{-j(2 - \delta_0)}{4\pi^2 \xi^2 I_\xi k_\xi}$$

$$I_\zeta = \frac{a^2}{2\zeta^2} \left(\zeta^2 - \frac{m^2}{a^2} \right) J_m^2(\zeta a)$$

$$I_\xi = \frac{a^2}{2\xi^2} \left[\frac{\partial J_m(\xi\rho)}{\partial \rho} \right]^2 \Big|_{\rho=a}$$

$$k_\zeta = \begin{cases} \sqrt{k^2 - \zeta^2} & \text{if } k > \zeta \\ -j\sqrt{\zeta^2 - k^2} & \text{if } k < \zeta \end{cases}$$

$$k_\xi = \begin{cases} \sqrt{k^2 - \xi^2} & \text{if } k > \xi \\ -j\sqrt{\xi^2 - k^2} & \text{if } k < \xi \end{cases}$$

$$\kappa_\xi = \sqrt{\xi^2 + k_\xi^2}$$

$$\delta_0 = \begin{cases} 0 & \text{if } m > 1 \\ 1 & \text{if } m < 1 \end{cases}$$

เอกสารอ้างอิง

- [1] K.Sulonen, P.Suvikunnas, L.Vuokko, J.Kivinen, and P.Vainikainen, "Comparison of MIMO antenna configurations in picocell and microcell environments," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.21, pp.703-712, 2003.
- [2] P.Kyritsi, D.C.Cox, R.A.Valenzuela, and P.W.Wolniansky, "Effect of antenna polarization on the capacity of a multiple element system in an indoor environment," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.20, pp.1227-1239, 2002.
- [3] T.Svantesson, M.A.Jensen, and J.W.Wallace, "Analysis of electromagnetic field polarizations on multiantenna systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.3, pp.641-646, 2004.
- [4] L.Dong, H.Choo, R.W.Heath, and H.Ling, "Simulation of MIMO channel capacity with antenna polarization diversity," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.4, pp.1869-1873, 2005.
- [5] C.Waldschmidt, S.Schulteis, and W.Wiesbeck, "Complete RF system model for analysis of compact MIMO arrays," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.53, pp.579-586, 2004.
- [6] C.Waldschmidt and W.Wiesbeck, "Compact wide-band multimode antennas for MIMO and diversity," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.52, pp.1963-1969, 2004.
- [7] S.Kosulvit, M.Krairiksh, C.Phongcharoenpanich, and T.Wakabayashi, "A simple and cost-effective bidirectional antenna using a probe excited circular ring," *IEICE Trans. Electron.*, E84-C, pp.443-450, 2001.
- [8] N.Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, London: Peter Peregrinus, 1986.
- [9] C.A.Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, New York: John Wiley, 1989.
- [10] R.F.Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, New York: McGraw-Hill, 1961.
- [11] R.Ludwig and P.Bretchko, *RF Circuit Design*, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2000.
- [12] C.A.Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, New York: John Wiley, 1997.
- [13] S.Kriengthanasarn, S.Lamultree, C.Phongcharoenpanich, S. Kosulvit, and M.Krairiksh, "Design and experiment of a corner reflector antenna excited by a probe inside circular ring," in *26th Electrical Engineering Conference*, pp.1801-1806, 2003.

1.2 สายอากาศสองย่านความถี่

1.3.1 สายอากาศแผ่นปริ้นท์สวิตช์ลาคัลลิ่งสวิตช์โพรบสองความถี่ใช้สำหรับระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย

1. บทนำ

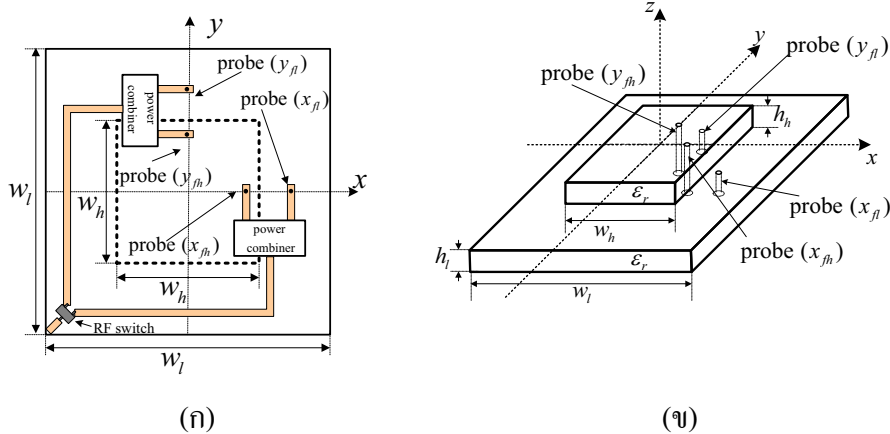
ในระบบการสื่อสารไร้ที่ใช้งานปัจจุบันจะมีการจางหายหลายทิศทาง (multipath fading) และสัญญาณแทรกสอด (co-channel interference) เข้ารบกวนทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลง การจางหายหลายทิศทางเกิดจากสัญญาณที่ต้องการซึ่งส่งมาจากเครื่องส่งเดียวกันแต่ได้กระทบกับสิ่งแวดล้อมแล้วสะท้อนไปหลายทิศทางทำให้สัญญาณที่รับได้มีหลายทิศทาง ซึ่งสัญญาณแต่ละทิศทางเดินทางด้วยระยะทางไม่เท่ากันทำให้สัญญาณที่รับได้มีความเข้มลดลง ส่วนสัญญาณแทรกสอดเป็นสัญญาณที่ไม่ต้องการรับแต่อยู่ในช่องความถี่เดียวกันซึ่งส่งมาจากเครื่องส่งอื่น การลดปัญหาเหล่านี้ได้อย่างได้ผลวิธีหนึ่งคือการใช้สายอากาศปรับลาคัลลิ่ง ซึ่งได้มีการนำเสนอสายอากาศปรับลาคัลลิ่งนี้หลายรูปแบบ ใน [1]-[3] เป็นสายอากาศแถวลำดับปรับลาคัลลิ่งสี่ทิศทาง ปรับทิศทางโดยการเปลี่ยนพอร์ตป้อนสัญญาณของตัวเชื่อมต่อ 90° จากนั้นใน [4] ได้พัฒนาสายอากาศปรับลาคัลลิ่งที่มีความกว้างแถบความถี่มากขึ้น สำหรับงานใน [5] ได้นำเสนอสายอากาศปรับลาคัลลิ่งที่เป็นสายอากาศแผ่นปริ้นท์ที่มีลักษณะไม่ซับซ้อนที่ได้อัตราขยายสูงและมีความกว้างแถบที่กว้าง ในงานที่ [6] ได้ใช้สวิตช์ MEMS เพื่อปรับลาคัลลิ่งของสายอากาศแผ่นปริ้นท์ทำให้ได้ลาคัลลิ่งแบบกึ่งรูปกรวย สำหรับติดตั้งบนลูกข้ายเคลื่อนที่ งานใน [7] เสนอสายอากาศแบบขดลวดเชื่อมรวมกับระบบสวิตช์ สามารถสวิตช์ลาคัลลิ่งที่มีอัตราขยายเท่ากันได้สิบหกลักษณะ ส่วนในงานที่ [8] ได้สร้างสายอากาศที่ไม่ซับซ้อนป้อนสัญญาณหนึ่งตำแหน่งสามารถสวิตช์ลาคัลลิ่งได้สองแบบโดยใช้ตัวเชื่อมต่อสองตัวและสวิตช์ความถี่วิทยุ สำหรับในงานที่ [9] เป็นสายอากาศแผ่นปริ้นท์สี่เหลี่ยมโหมดสอง สามารถสวิตช์ลาคัลลิ่งได้สองแกนโดยการบังคับไดโอดพินจำนวนแปดตัวที่ติดตั้งที่ขอบของสายอากาศทั้งสี่ด้าน และได้ใช้สายอากาศนี้สร้างเป็นแถวลำดับวงกลมสี่ตัวเพื่อให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานหลายลักษณะ แต่จากในงานที่ [9] จะเห็นว่าสายอากาศหนึ่งตัวจะใช้ไดโอดพินแปดตัว และเมื่อทำเป็นแถวลำดับจะต้องใช้ไดโอดพินสามสิบสองตัว ดังนั้นในงานที่ [11] จึงได้ลดจำนวนอุปกรณ์สำหรับการสวิตช์ลงโดยใช้สวิตช์ความถี่วิทยุหนึ่งตัวแทนไดโอดพินแปดตัวสำหรับเลือกตำแหน่งป้อนสัญญาณ อย่างไรก็ตามสายอากาศใน [9] และ [11] มีความกว้างแถบความถี่ไม่กว้างพอที่จะใช้ในระบบสองความถี่ ซึ่งใน [12]-[14] เป็นสายอากาศที่มีความกว้างแถบที่กว้างเพียงพอแต่ไม่สามารถสวิตช์ลาคัลลิ่งได้

ในงานนี้ได้นำสายอากาศจากงานที่ [15] มาพัฒนาให้เป็นสายอากาศสองความถี่มีแบบรูปแผ่พลังงานสองทิศทางและสามารถสวิตช์ลาคัลลิ่งได้สองแกน โดยนำสายอากาศแผ่นปริ้นท์จัตุรัสโหมดสองแต่ละความถี่สองตัวมาต่อรวมกัน ซึ่งในรายงานได้มีการอธิบายวิธีการต่อรวมกันของสายอากาศให้เหมาะสมเป็นสายอากาศทำงานสองความถี่ ใช้สวิตช์ความถี่วิทยุสำหรับเลือกตำแหน่งโพรบเพื่อกำหนดทิศทางของลาคัลลิ่ง

หัวข้อการนำเสนอในรายงานนี้ประกอบด้วย หลักการของสายอากาศได้อธิบายในหัวข้อที่สอง หัวข้อที่สามได้วิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศแผ่นปริ้นท์ที่นำมาต่อรวมกันเป็นสายอากาศสองความถี่ จากนั้นได้แสดงผลการทดสอบคุณสมบัติสายอากาศและการใช้งานในหัวข้อที่ 4 และหัวข้อสุดท้ายที่ 5 ได้สรุปเนื้อหาของรายงานนี้

2. หลักการออกแบบสายอากาศแผ่นปริ้นท์สวิตช์ลากลื่นสวิตช์โพรบสองความถี่

สายอากาศแผ่นปริ้นท์สวิตช์ลากลื่นเป็นสายอากาศแผ่นปริ้นท์สี่เหลี่ยมจัตุรัส ถ้ากำหนดให้ตัวสายอากาศวางบนระนาบ xy มีความกว้าง w มีความสูง h ตามแผ่นขนาดปริ้นท์ และมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเป็น ϵ_r ป้อนสัญญาณด้วยโพรบที่ตำแหน่ง $(x_p, 0, 0)$ หรือ $(y_p, 0, 0)$ จะได้แบบรูปแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทางที่สวิตช์ได้โดยการเลือกป้อนสัญญาณด้วยสวิตช์ความถี่วิทยุ (SPDT RF switch) ที่ติดตั้งอยู่ด้านใต้สายอากาศ ขนาดของสายอากาศ w จะต้องมีความกว้างหนึ่งความยาวคลื่นในไดอิเล็กตริก (λ_d) เพื่อให้มีสนามไฟฟ้า E_z บนช่องเปิดที่ตรงข้ามกันมีเฟสตรงกัน จะได้สนามไฟฟ้าในโหมด TM_{020} หรือ TM_{200} ขึ้นอยู่กับตำแหน่งการป้อนสัญญาณ [11]



รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศแผ่นปริ้นท์สวิตช์ลากลื่นสวิตช์โพรบสองความถี่

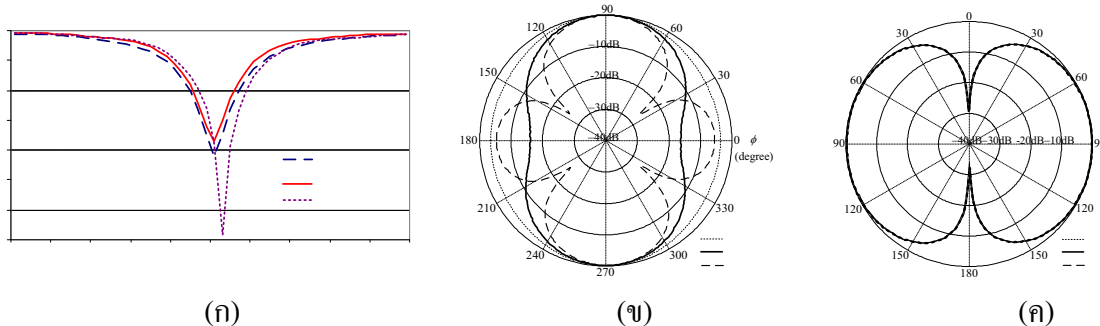
(ก) รูปสายอากาศ (ข) ด้านใต้สายอากาศ

การออกแบบสายอากาศให้ทำงานสองความถี่จะใช้สายอากาศแผ่นปริ้นท์สองตัวที่มีขนาดความกว้าง w_l และ w_h สำหรับความถี่ต่ำ f_l และความถี่สูง f_h ตามลำดับ โพรบป้อนสัญญาณจะอยู่ที่แกน x และ y สำหรับความถี่ต่ำและความถี่สูงที่ตำแหน่ง x_p, y_p และ x_h, y_h ตามลำดับ สายอากาศความถี่สูงจะวางอยู่เหนือสายอากาศความถี่ต่ำดังแสดงในรูปที่ 1(ก) ระบบป้อนสัญญาณประกอบด้วยสวิตช์ความถี่วิทยุหนึ่งตัวและตัวรวมกำลังงานสองความถี่สองชุดอยู่ด้านใต้ของตัวสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 1(ข)

3. การวิเคราะห์สายอากาศแผ่นปริ้นท์สวิตช์ค่าคลื่นสวิตช์โพรบสองความถี่

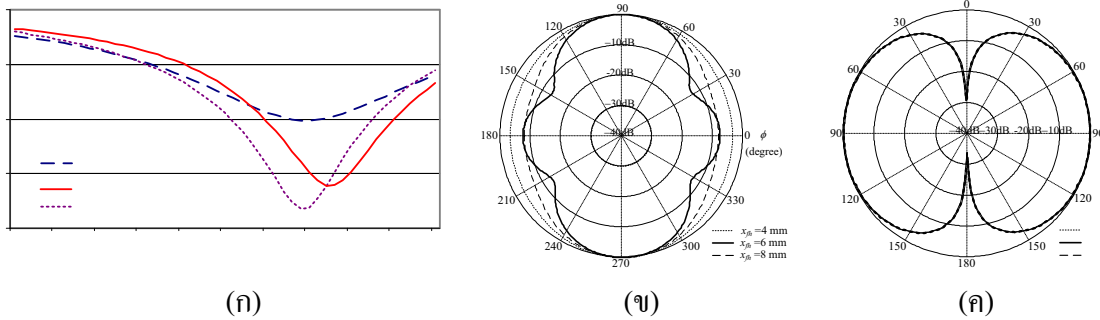
3.1 สายอากาศแผ่นปริ้นท์สวิตช์ค่าคลื่นสวิตช์โพรบของแต่ละความถี่

สายอากาศสามารถสร้างได้จากแผ่นปริ้นท์ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกค่าต่างๆ สำหรับในงานนี้ได้ใช้แผ่นปริ้นท์ FR-4 ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.4 มีค่าการสูญเสีย 0.02 มีความสูง h เท่ากับ 0.8 มิลลิเมตร ในการวิเคราะห์สายอากาศนี้จะใช้โปรแกรม CST [17] เพื่อออกแบบสายอากาศที่มีความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ จากการจำลองด้วยโปรแกรมแผ่นแผ่พลังงานของสายอากาศแต่ละความถี่จะมีขนาด w_l และ w_h สำหรับความถี่ต่ำและความถี่สูงเท่ากับ 60 และ 27.6 มิลลิเมตร ตามลำดับ โดยระนาบกราวด์ของสายอากาศทั้งสองจะมีขนาดเท่ากับแผ่นแผ่พลังงาน คุณสมบัติของสายอากาศที่ออกแบบสำหรับแถบความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ แสดงดังในรูปที่ 2 โดยที่รูปที่ 2(ก) ได้แสดงค่า S_{11} จากการติดตั้งโพรบในช่วง $8 \leq x_p \leq 20$ มิลลิเมตร เมื่อ x_p อยู่ที่ 20 มิลลิเมตร จะได้ S_{11} ต่ำที่สุดที่ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ ความถี่จะเลื่อนต่ำลงเล็กน้อยเมื่อ x_p เท่ากับ 8 มิลลิเมตร เมื่อสังเกตที่ S_{11} ค่าต่ำสุด รูปที่ 2 (ข) ได้แสดงแบบรูปแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กซึ่งใน [18] ได้เสนอให้โพรบควรอยู่ห่างจากจุดศูนย์กลางของแผ่นเท่ากับ 0.25 ของความกว้างจะทำให้ได้โหมด TM_{020} หรือ TM_{200} และจะได้แบบรูปเป็นแบบสองทิศทาง สำหรับ x_p อยู่ที่ 8 มิลลิเมตร หรือกับ 0.13 w_l จะได้แบบรูปเป็นลักษณะเกือบเป็นวงกลมเนื่องจากว่าเมื่อตำแหน่งของโพรบที่เข้าใกล้จุดศูนย์กลางจะมีโหมด TM_{020} และ TM_{020} พร้อมกัน ตำแหน่งที่เหมาะสมจึงมีค่าเท่ากับ 14 มิลลิเมตร ซึ่งเท่ากับ 0.23 w_l และมีนัลล์เท่ากับ -17dB และสำหรับโพรบที่ตำแหน่ง 20 มิลลิเมตร หรือ 0.33 w_l จะมีโวลเทจที่มีค่าสูงขึ้นเท่ากับ -5dB เนื่องจากสนามที่หักล้างไม่หมดบนช่องที่ไม่แผ่พลังงานจึงเหลือกระแสแม่เหล็ก ส่วนสนามไฟฟ้าที่แสดงในรูปที่ 2(ค) จะไม่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นสามารถที่จะเลือกตำแหน่งติดตั้งโพรบ x_p ที่ 14 มิลลิเมตร จากจุดศูนย์กลางแผ่น



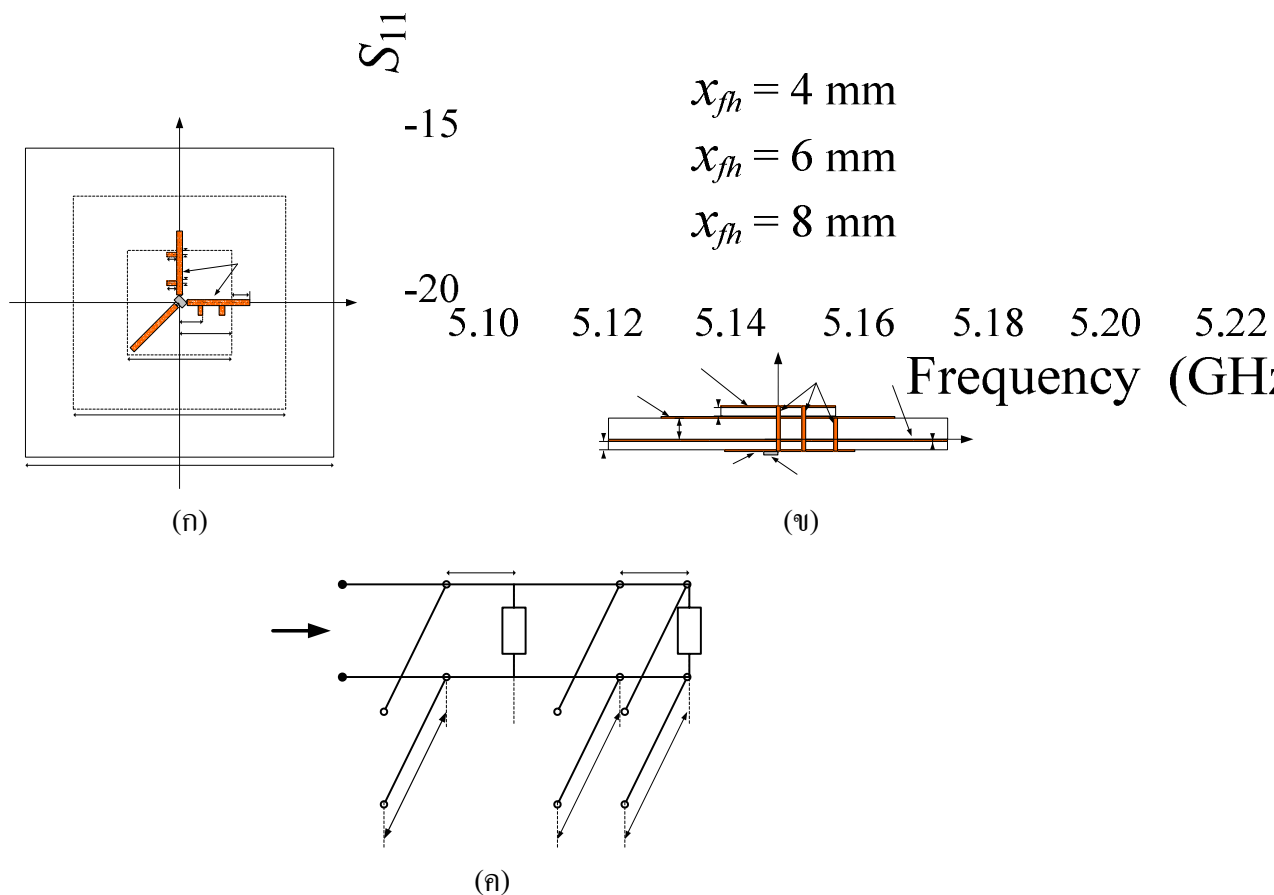
รูปที่ 2 คุณสมบัติของสายอากาศจากการจำลองความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์

(ก) S_{11} (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก (xy) (ค) ระนาบสนามไฟฟ้า (zy)



รูปที่ 3 คุณสมบัติของสายอากาศจากการจำลองความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์
(ก) S_{11} (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก (xy) (ค) ระนาบสนามไฟฟ้า (zy)

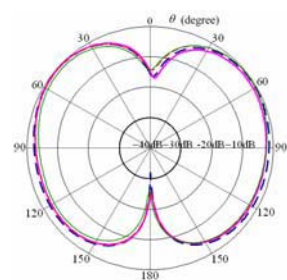
ในรูปที่ 3 ได้แสดง S_{11} และแบบรูปแผ่พลังงานที่ความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ เมื่อ w_h เท่ากับ 27.6 มิลลิเมตร ในรูปที่ 3(ก) แสดงให้เห็นว่า x_{fh} อยู่ตำแหน่ง 8 มิลลิเมตร จะได้ S_{11} ต่ำที่สุด และเมื่อพิจารณาแบบรูปแผ่พลังงานในรูปที่ 3(ข) x_{fh} ควรค่าเท่ากับ 6 มิลลิเมตร แต่แบบรูปจะไม่ได้ผลลัพธ์ที่ต่ำเพราะเนื่องจากขนาดของแผ่นแผ่พลังงานมีขนาดเล็กลงตามความถี่จึงทำให้ผลจากการแผ่พลังงานจากโพรบมีผลต่อแบบรูปด้วย ส่วนระนาบสนามไฟฟ้าในรูปที่ 3(ค) ไม่เปลี่ยนตามตำแหน่งของโพรบ



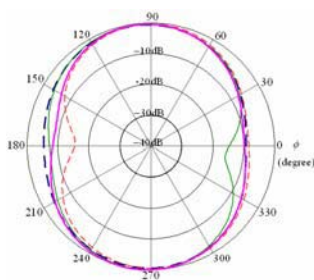
รูปที่ 4 ระบบป้อนสัญญาณของสายอากาศ
(ก) ด้านใต้สายอากาศ (ข) ด้านข้างสายอากาศ (ค) วงจรสมมูล

3.2 สายอากาศแผ่นปรีนท์สวิตช์ลากลั่นสวิตช์โพรบสองความถี่

จากหัวข้อที่ผ่านมาทำให้ทราบว่าตำแหน่งของโพรบจะมีผลต่อแบบรูปแผ่พลังงานและค่าอิมพีแดนซ์ในหัวข้อนี้ได้นำสายอากาศทั้งสองความถี่ออกแบบรวมกันเพื่อให้เป็นสายอากาศสองความถี่ โดยจะใช้สลับแบบเปิดช่วยในการเข้าคู่อิมพีแดนซ์ดังมีโครงสร้างและวงจรสมมูลแสดงในรูปที่ 4 เมื่อต้องการให้สายอากาศนี้มีต้นทุนต่ำจึงเลือกใช้แผ่นปรีนท์ FR-4 ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.4 มีทองแดงหนา h_c เท่ากับ 0.0035 มิลลิเมตร ซึ่งเป็นส่วนของแผ่นแผ่พลังงานและระนาบกราวด์ แผ่นปรีนท์ของสายอากาศความถี่สูง 5.2 กิกะเฮิร์ตซ์ จะมีระนาบกราวด์ติดอยู่บนแผ่นแผ่พลังงานของสายอากาศความถี่ต่ำ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยที่ความสูงของแผ่นปรีนท์ความถี่สูง h_h และความถี่ต่ำ h_l จะเท่ากับ 0.8 และ 1.6 มิลลิเมตร ตามลำดับ และจะมีความกว้างของแต่ละความถี่เป็น w_h และ w_l เนื่องจากสายอากาศนี้ออกแบบสำหรับติดตั้งบนเพดานห้องดังนั้นทิศทางของแบบรูปแผ่พลังงานจะต้องปรับให้ทำมุมกับระนาบกราวด์เท่ากับ 45° ทั้งสองความถี่ ซึ่งระนาบกราวด์จะมีความกว้าง w_g และตัดได้แผ่นปรีนท์ของสายอากาศความถี่ต่ำและใช้เป็นระนาบกราวด์ร่วมของสายอากาศความถี่สูงและสายอากาศความถี่ต่ำรวมทั้งระบบสายส่งป้อนสัญญาณด้วย ระบบป้อนสัญญาณจะเป็นสายส่งที่สร้างด้วยแผ่นปรีนท์ที่มีความสูง h_f เท่ากับ 0.8 มิลลิเมตร ดังแสดงในรูปที่ 4(ข) ตำแหน่งของโพรบสำหรับความถี่ต่ำทั้งสองตัวอยู่ที่ x_{l1} และ x_{l2} สำหรับความถี่สูงอยู่ที่ y_h และ y_h สวิตช์ความถี่วิทยุที่ใช้เลือกตำแหน่งการป้อนสัญญาณจะเชื่อมต่อกับโพรบโดยสายส่งไมโครสตริบที่มีสลับแบบเปิดของความถี่ต่ำและความถี่สูงอยู่ที่ตำแหน่ง d_{ll} และ d_{hl} ตามลำดับ และมีสลับแบบเปิดที่มีความยาว d_{l3} ต่อยาวออกไปจากตำแหน่งของโพรบความถี่ต่ำ



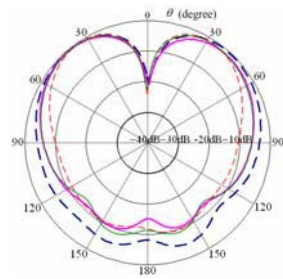
(ก)



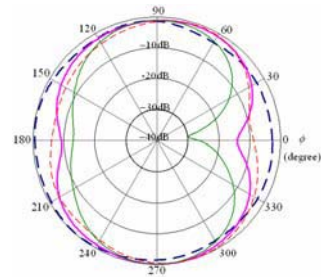
(ข)

รูปที่ 5 แบบรูปแผ่พลังงานความถี่ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ เมื่อ $w_h = 27.4$ มิลลิเมตร, $w_l = 52.5, 55, 57.5$ และ 60 มิลลิเมตร

(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า (zy) (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก (xy)



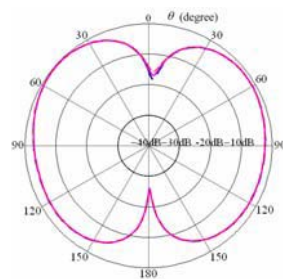
(ก)



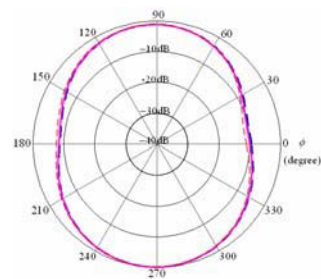
(ข)

รูปที่ 6 แบบรูปแผ่พลังงาน at 5.2 กิกะเฮิรตซ์ เมื่อ $w_h = 27.4$ มิลลิเมตร, $w_l = 52.5, 55, 57.5$ และ 60 มิลลิเมตร

(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า (zy) (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก (xy)



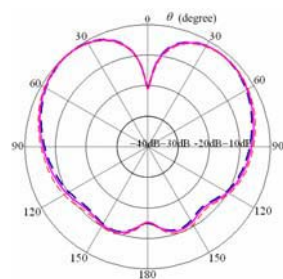
(ก)



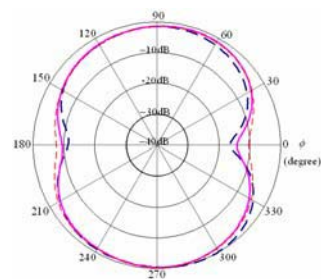
(ข)

รูปที่ 7 แบบรูปแผ่พลังงาน at 2.4 กิกะเฮิรตซ์ เมื่อ $w_l = 55.0$ มิลลิเมตร, $w_h = 27.2, 27.4$ และ 27.6 มิลลิเมตร

(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า (zy) (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก (xy)



(ก)



(ข)

รูปที่ 8 แบบรูปแผ่พลังงาน at 5.2 กิกะเฮิรตซ์ เมื่อ $w_l = 55.0$ มิลลิเมตร, $w_h = 27.2, 27.4$ และ 27.6 มิลลิเมตร

(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า (zy) (ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก (xy)

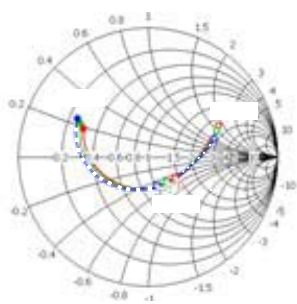
$w_l =$

ตามหลักการในหัวข้อที่ผ่านมาความกว้างของสายอากาศความถี่ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิร์ตซ์ ต้องมีความกว้างหนึ่งความยาวคลื่นในค่าคงที่ไดอิเล็กตริก 4.4 จะได้ w_l และ w_h เท่ากับ 55.0 มิลลิเมตร และ 27.4 มิลลิเมตร ตามลำดับ แต่ถ้าต้องการให้โหลบลึกทำมุมกับระนาบกราวด์เป็นมุม θ เท่ากับ 45° สายอากาศจะต้องมีระนาบกราวด์ที่มีขนาดกว้างมากกว่าขนาดของแผ่นแผ่พลังงานดังใน [18] สายอากาศความถี่ 5.2 กิกะเฮิร์ตซ์ จะใช้แผ่นแผ่พลังงานของสายอากาศความถี่ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์เป็นระนาบกราวด์และสะท้อนคลื่น และระนาบกราวด์สำหรับระนาบสะท้อนคลื่นของสายอากาศความถี่ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ จะให้ w_g มีขนาดเป็น $1.5w_l$ หรือเท่ากับ 80 มิลลิเมตร ซึ่งเพียงพอที่จะทำให้โหลบลึกที่ทำมุมกับระนาบกราวด์ตามต้องการได้

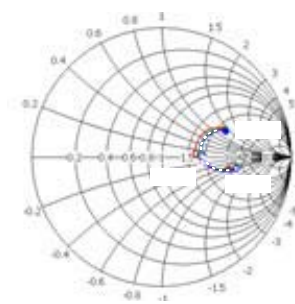
แบบรูปแผ่พลังงานของสายอากาศที่นำมาประกอบรวมกันเป็นสายอากาศทำงานสองความถี่ ในระนาบสนามไฟฟ้าที่เปลี่ยนตามมุม θ เมื่อกำหนดมุม ϕ เท่ากับ 90° สำหรับระนาบสนามแม่เหล็กจะพิจารณาตามมุม ϕ เมื่อมุม θ อยู่ที่ระนาบ 45° ในการพิจารณาจะกำหนดให้ $x_{\theta l}$ กับ $y_{\theta l}$ และ $x_{\theta h}$ กับ $y_{\theta h}$ อยู่ที่ตำแหน่งหนึ่งส่วนของ w_l และ w_h ตามลำดับ ในรูปที่ 5 เป็นแบบรูปการแผ่พลังงานของความถี่ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ ระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กแสดงในรูปที่ 5(ก) และ 5(ข) ตามลำดับ ซึ่งเป็นการปรับความกว้าง w_l จาก 52.5 มิลลิเมตร ถึง 60 มิลลิเมตร หรือ $x_{\theta l}/w_l$ มีค่าระหว่าง 0.27 ถึง 0.23 เป็นค่าที่ใกล้เคียงกับ 0.25 ของขนาดความกว้างและยังคงได้เป็นโหมด TM_{020} โดยที่สายอากาศความถี่สูงกำหนดให้มีความกว้าง w_h เท่ากับ 27.4 มิลลิเมตร และในการปรับ w_l นี้แบบรูปแผ่พลังงานของความถี่ 5.2 กิกะเฮิร์ตซ์ จะแสดงในรูปที่ 6 จากการกำหนด $x_{\theta h}/w_h$ ให้คงที่แล้วปรับ w_l ทำให้ทราบว่าเมื่อ w_l เท่ากับ 55.0 มิลลิเมตร จะได้แบบรูปแผ่พลังงานที่มีนัลล์ต่ำมากสำหรับความถี่ต่ำ และสำหรับความถี่สูงจะมีนัลล์ต่ำสุดเมื่อ w_l กว้างเท่ากับ 60.0 มิลลิเมตร จากการคำนวณค่า envelope correlation ตามใน [9] แบบรูปแผ่พลังงานความถี่ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิร์ตซ์ จะมีค่าเท่ากับ 0.056 และ 0.008 ตามลำดับ ดังนั้นจึงควรให้ขนาดของสายอากาศความถี่ต่ำ w_l เท่ากับ 55.0 มิลลิเมตร ในการปรับค่าความกว้างของสายอากาศความถี่สูง w_h เพื่อพิจารณาผลแบบรูปแผ่พลังงานของความถี่ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิร์ตซ์ ได้ผลแสดงในรูปที่ 7 และรูปที่ 8 จะเห็นว่าการเปลี่ยน w_h จะไม่มีผลต่อแบบรูปแผ่พลังงานของความถี่ต่ำแต่จะมีผลต่อแบบรูปของความถี่สูง ซึ่งการปรับ w_h ให้มีขนาด 27.2 มิลลิเมตร, 27.4 มิลลิเมตร และ 27.6 มิลลิเมตร สำหรับความถี่ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ จะมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 44.3-j24.3 โอห์ม, 45.1-j25.7 โอห์ม และ 44.9-j28.5 โอห์ม ตามลำดับและ S_{11} ค่าอิมพีแดนซ์จะเท่ากับ -11.7 dB, -11.5 dB และ -10.7 dB ตามลำดับ ส่วนค่าอิมพีแดนซ์ของความถี่ 5.2 กิกะเฮิร์ตซ์ ตามการเปลี่ยนค่า w_h เท่ากับ 27.2 มิลลิเมตร, 27.4 มิลลิเมตร และ 27.6 มิลลิเมตร จะมีค่าเท่ากับ 73.9-j22.7 โอห์ม, 69.7-j4.3 โอห์ม และ 66.9+j15.5 โอห์ม ตามลำดับ ส่วนค่า S_{11} เท่ากับ -12.6 dB, -15.6 dB และ -13.5 dB ตามลำดับ จะเห็นว่า w_h ที่เท่ากับ 27.4 มิลลิเมตร ได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมที่สุด

ต่อมาจะพิจารณาสตอปสองเพื่อการเข้าคู่อิมพีแดนซ์สำหรับความถี่ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ โดยได้ปรับ d_{13} ให้มีค่า 2.5 มิลลิเมตร 3.5 มิลลิเมตร และ 4.5 มิลลิเมตร ค่าอิมพีแดนซ์ของความถี่ 2.4 กิกะเฮิร์ตซ์ จะมีค่า 54.5-j27.9 โอห์ม, 45.1-j25.7 โอห์ม และ 35.4-j21.9 โอห์ม ตามลำดับ สำหรับความถี่ 5.2 กิกะเฮิร์ตซ์ จะมี

ค่า $80.5-j23.5$ โอห์ม, $69.6-j4.3$ โอห์ม และ $41.7-j12.5$ โอห์ม ตามลำดับ และมีค่า S_{11} จากการปรับ d_{13} ทั้งสามค่า ของความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ จะได้ -11.6 dB, -11.5 dB, -10.9 dB และ -10.6 dB, -15.6 dB, -16.5 dB ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่า d_{13} ที่เท่ากับ 3.5 มิลลิเมตร มีค่าเหมาะสมที่สุด จากนั้นกำหนดให้ระดับของความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ ให้อยู่ที่ตำแหน่ง d_{h1} เท่ากับ 0 มิลลิเมตร และมีความยาว d_{h2} เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร โดยให้ระดับความถี่ต่ำ d_{11} อยู่ที่ตำแหน่ง 2.0 มิลลิเมตร เพื่อที่จะปรับขนาด d_{12} ตั้งแต่ 0.5 มิลลิเมตร ถึง 2.5 มิลลิเมตร ได้ผลในรูปที่ 9 เมื่อ d_{12} มีความยาวมากขึ้นจะทำให้ค่าความต้านทานของความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ ลดลงอย่างชัดเจน ขณะที่ค่ารีแอคแตนซ์จะไม่เปลี่ยน และสำหรับความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ ค่าความต้านทานจะเปลี่ยนเล็กน้อย แต่ค่ารีแอคแตนซ์จะไม่เปลี่ยนแปลง จากนั้นได้เปลี่ยนค่า d_{11} มาเป็น 2.5 มิลลิเมตร จะได้ผลเช่นเดียวกัน ทำให้ทราบว่า d_{11} จะมีผลต่อค่าอิมพีแดนซ์น้อยมากสำหรับความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งระดับ d_{11} อยู่ที่ตำแหน่ง 2.0 มิลลิเมตร และมีความยาว d_{12} เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร จะมีค่าอิมพีแดนซ์ของความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าเท่ากับ $51.9+j25.3$ โอห์ม และ $95.9+j5$ โอห์ม ตามลำดับ จากตำแหน่งและขนาดที่ได้ จะคงที่ไว้และปรับระดับของความถี่สูงและแสดงในรูปที่ 10 ซึ่งแสดงให้เห็นชัดเจนว่าถ้าเพิ่ม d_{h2} จะมีผลให้ค่ารีแอคแตนซ์ของความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ ลดลง แต่การเปลี่ยน d_{h1} จะไม่มีผลต่อค่าอิมพีแดนซ์ สำหรับค่า d_{h2} เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร จะทำให้ได้ S_{11} เท่ากับ -10.5 dB และ -25.3 dB ที่ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ และ d_{h2} เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร จะได้ S_{11} ที่เท่ากับ -11.5 dB และ -15.7 dB สำหรับความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ ถึงแม้ว่า S_{11} ของความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ จะมีค่าต่ำที่สุดเมื่อ d_{h2} เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร และ S_{11} ที่ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ จะมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย แสดงให้เห็นว่า d_{h2} มีค่าเท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร เป็นค่าที่เหมาะสม ในขณะที่ d_{h1} เท่ากับ 0 มิลลิเมตร และ d_{h2} เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร จะได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าเท่ากับ $45.1-j25.7$ โอห์ม และ $69.7-j4.2$ โอห์ม ตามลำดับ

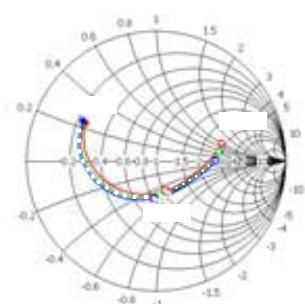


(ก)

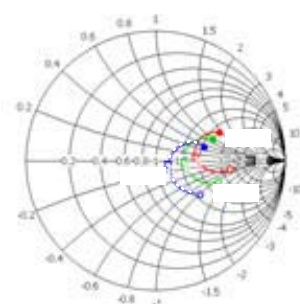


(ข)

รูปที่ 9 ค่าอิมพีแดนซ์ $d_{11} = 2$ มิลลิเมตร (ก) 2.4 กิกะเฮิรตซ์ (ข) 5.2 กิกะเฮิรตซ์



(ก)



(ข)

รูปที่ 10 ค่าอิมพีแดนซ์ เมื่อ $d_{hl}=0$ มิลลิเมตร (ก) 2.4 กิกะเฮิรตซ์ (ข) 5.2 กิกะเฮิรตซ์

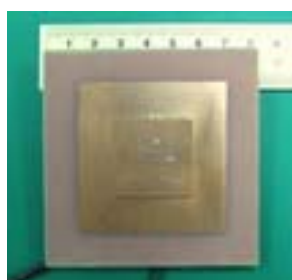
4.คุณสมบัติของสายอากาศแผ่นปรีนท์สวิตช์ลําค้นสวิตช์โพรบสองความถี่

สายอากาศที่เสนอนี้ได้นำมารวมกันด้วยวิธีการดังในหัวข้อที่ผ่านมาจะมีขนาดและตำแหน่งต่างๆ ในตารางที่ 1 และสายอากาศที่สร้างได้แสดงในรูปที่ 11 ซึ่งรูปที่ 11(ก) เป็นด้านหน้าที่มีแผ่นแผ่พลังงาน และรูปที่ 11(ข) เป็นระบบป้อนสัญญาณ

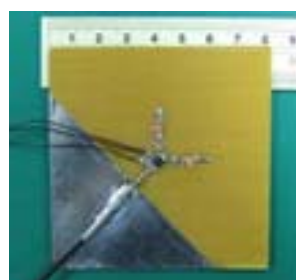
ตารางที่ 1 ขนาดต่างๆของสายอากาศ

2.5 GHz

dimensions	มิลลิเมตร	dimensions	มิลลิเมตร
w_l	55.0	w_h	27.4
h_l	1.6	h_h	0.8
x_{fl}, y_{fl}	13.5	x_{fh}, y_{fh}	6.5
d_{l1}	2.0	d_{hl}	0
d_{l2}	2.5	d_{h2}	1.5
d_{l3}	3.5	h_g	0.8
		w_g	80.0



(ก)

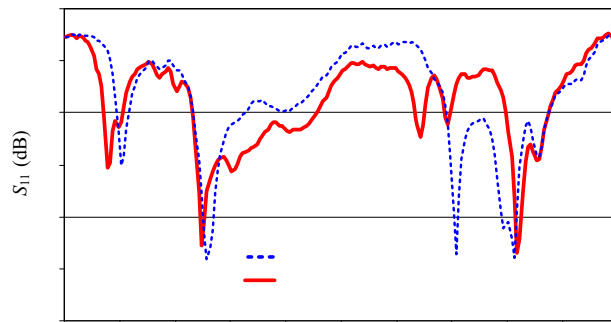


(ข)

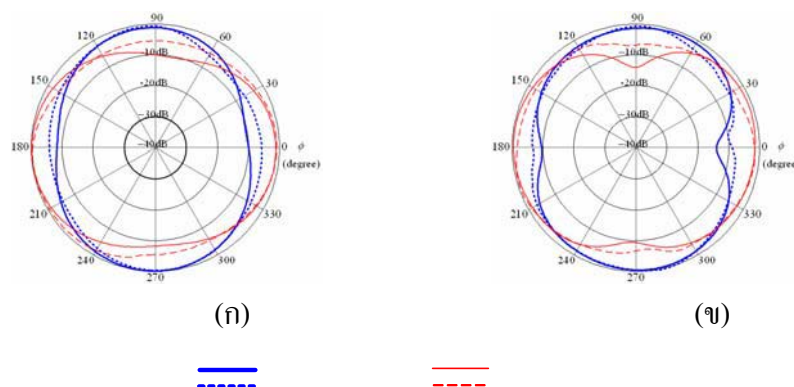
รูปที่ 11 รูปสายอากาศต้นแบบ (ก) ด้านหน้าที่แผ่พลังงาน (ข) ด้านระบบป้อนสัญญาณ

4.1 คุณสมบัติค่าอิมพีแดนซ์

S_{11} ของสายอากาศต้นแบบที่สร้างได้ทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายได้ผลดังแสดงในรูปที่ 12 ซึ่งเป็นค่าที่ทดสอบผ่านสวิตช์ความถี่วิทยุเมื่อเลือกป้อนสัญญาณทั้งแกน x และ y จากผลจะมี S_{11} มีค่าต่ำที่ความถี่ 3.0 และ 4.8 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งเกิดจากโหมดที่ 3 และโหมดที่ 4 ตามลำดับในตัวสายอากาศความถี่ต่ำ โหมดที่เกิดขึ้นนี้เนื่องจากสายอากาศได้ออกแบบให้มีขนาดหนึ่งความยาวคลื่นในแผ่นปรีนที่จึงทำให้เกิดโหมดสูงของความถี่สูงกว่าขึ้นมาได้ แต่แบบรูปแผ่พลังงานจะไม่เป็นแบบสองทิศทางซึ่งไม่ได้แสดงในที่นี้



รูปที่ 12 ผลการทดสอบค่า S_{11}



รูปที่ 13 ผลการทดสอบแบบรูปแผ่พลังงาน (ก) 2.4 กิกะเฮิรตซ์ (ข) 5.2 กิกะเฮิรตซ์

4.2 คุณสมบัติแบบรูปการแผ่พลังงาน

แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศได้ทดสอบในห้องทดสอบที่ป้องกันคลื่นสะท้อนและสนามรบกวนจากภายนอกได้แบบรูปแผ่พลังงานที่ทดสอบแสดงในรูปที่ 13 เส้นทึบและเส้นปะเป็นผลจากการจำลองและผลจากการทดสอบตามลำดับแบบรูปที่ได้จะสอดคล้องกันทั้งของความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ ดังในรูปที่ 13(ก) และ รูปที่ 13(ข) ตามลำดับ จะมีบางส่วนที่ไม่ตรงกันเนื่องจากมีส่วนของสายนำสัญญาณที่ใช้ในระบบที่ไม่ได้รวมอยู่ในการจำลอง จากสายอากาศสวิตช์ลำคลื่นในงานที่ [9] ซึ่งมีนัลล์สูงกว่า -10 dB และมีค่า envelope correlation เท่ากับ 0.06 สำหรับสายอากาศที่

นำเสนอนี้ทำงานสองความถี่สายอากาศอีกความถี่หนึ่งจะเป็นส่วนที่รับกวนการแผ่พลังงานของสายอากาศ อีกความถี่หนึ่ง จะได้ envelope correlation ของสายอากาศที่มีนัลล์ -5 dB เท่ากับ 0.24 และ 0.16 ที่ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับแต่ยังมีค่ามากกว่าค่าที่ยอมรับได้คือ 0.49 ดังใน [19] สายอากาศนี้มีค่าอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมที่ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ ส่วนสวิตช์ความถี่วิทยุจะมีการสูญเสียเท่ากับ 1.0 dB และ 1.5 dB สำหรับความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ อัตราขยายของสายอากาศที่ได้คือ 2.7 dBi และ 2.4 dBi สำหรับความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ ซึ่งสายอากาศสวิตช์ลาคัลเดิมจะมีอัตราขยายเท่ากับ 6.2 dBi แต่ทำงานที่ความถี่ 1.9 กิกะเฮิรตซ์ [9] และสร้างด้วยแผ่นปริ้นท์ FR-4 เช่นเดียวกัน นอกจากการสูญเสียที่ความถี่ 1.9 กิกะเฮิรตซ์ จะมีค่าน้อยกว่าที่ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ แล้วนัลล์ของสายอากาศใน [9] ยังมีค่าต่ำกว่า ดังนั้นอัตราขยายของสายอากาศที่นำเสนอนี้จึงมีค่าต่ำกว่า

4.3 การทดสอบค่า Throughput

เพื่อทดสอบการประยุกต์ใช้งานสายอากาศจึงได้จัดการทดสอบในห้องปฏิบัติการที่มีขนาดกว้าง 8 เมตร ยาว 10 เมตร และสูง 5 เมตร ซึ่งภายในห้องมีสิ่งแวดล้อมดังแสดงในรูปที่ 14 โดยที่สายอากาศได้ติดตั้งไว้ที่เพดานซึ่งใช้กับแอกเซสพอยท์ไร้สายสองความถี่ในระบบ IEEE802.11 a และ g ระยะห่างและตำแหน่งที่ทดสอบค่า throughput ได้แสดงในรูปที่ 14 สิ่งแวดล้อมที่อยู่ภายในห้องทดสอบประกอบด้วย โต๊ะ ตู้เหล็กและอื่นๆ ซึ่งเป็นสิ่งที่ทำให้เกิดการจางหายหลายทิศทางที่ตำแหน่ง A, C, E, F และ G จะเกิด Rician channels เนื่องจากมีสัญญาณที่เข้ามาโดยตรงและคลื่นหลายทิศทาง ตำแหน่ง B และ D เป็นแบบ Rayleigh channels เนื่องจากไม่มีคลื่นที่เข้ามาโดยตรง ในการทดสอบการส่งสัญญาณได้ใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ที่สามารถใช้งานได้สองความถี่และใช้โปรแกรมสำหรับทดสอบค่า throughput สายอากาศจะติดตั้งไว้สองลักษณะคือแบบขนานกับแกน x และแกน y (เป็นทิศทางที่ 1 และ 2) และแบบทำมุม 45° กับแกน x และแกน y (เป็นทิศทางที่ 3 และ 4) จากการทดสอบได้ผลดังแสดงในรูปที่ 15

สำหรับกรณี IEEE802.11g ความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ ผลการทดสอบแสดงในรูปที่ 15(ก) สามารถพิจารณาได้ดังนี้ ที่ตำแหน่ง A, C, E และ F เป็นตำแหน่งที่สัญญาณสามารถส่งได้โดยตรงไม่ถูกบดบังจากสิ่งแวดล้อมทำให้ทิศทางลาคัลของสายอากาศที่เหมาะสมเป็นทิศทางที่ 4, 3, 4 และ 4 ตามลำดับ สำหรับที่ตำแหน่ง B ควรจะใช้ทิศทางที่ 4 แต่จากผลการทดสอบทิศทางที่ 2 จะเหมาะสมกว่าเนื่องจากมีตู้เหล็กสูงได้บดบังสัญญาณทางตรงจากแอกเซสพอยท์ถึงตำแหน่งนี้ แต่สัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณจากทิศทางที่ 2 ที่กระเจิงมาถึงแล้วมีสัญญาณที่ดีกว่าการกระเจิงของทิศทางที่ 4 ในลักษณะเดียวกันที่ตำแหน่ง D มีตู้เหล็กสูงบดบังทิศทางที่ 2 ซึ่งใช้ทิศทางที่ 4 จะได้ค่า throughput ที่สูงกว่า แต่สำหรับที่ตำแหน่ง G ที่ไม่มีสิ่งบดบังลาคัลแล้วแต่ด้านหลังนั้นมีชั้นโลหะที่เป็นตัวสะท้อนคลื่น ทิศทางที่ 4 จะได้ผลที่ดีกว่าทิศทางที่ 3 ที่ตำแหน่ง H อยู่ใกล้แอกเซสพอยท์มากที่สุดและไม่มีสิ่งบดบังลาคัลทิศทางที่ 2 และ 4 จะได้ค่า throughput เท่ากัน ค่า throughputs มากที่สุดของแต่ละตำแหน่งจะมีค่าในช่วง 20.6 ถึง 21.5 Mbps คิดเป็น

ค่าเฉลี่ยได้เท่ากับ 21.1 Mbps ผลการทดสอบค่า throughput ของ IEEE802.11a ที่ความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ แสดงดังในรูปที่ 15(ข) ที่ตำแหน่ง B, C และ H ได้ผลลัพธ์เช่นเดียวกับกรณีความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ จะใช้ทิศทางที่ 2, 3 และ 2 ตามลำดับ ในกรณีอื่นที่ใช้ทิศทางไม่เหมือนกับความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ นั้นเนื่องจากคลื่นแต่ละความถี่จะมีการเจิงภายในห้องไม่เหมือนกัน อย่างไรก็ตามถ้าใช้ทิศทางเหมือนกับกรณีความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ จะเห็นว่าที่ตำแหน่ง A, B, E, F และ G ซึ่งมีค่า throughput เท่ากับ 20.9, 20.5, 21.1, 20.0 และ 20.6 Mbps ตามลำดับ ค่า throughput สูงสุดในแต่ละตำแหน่งจะอยู่ในช่วง 19.5 ถึง 21.1 Mbps คิดเป็นค่าเฉลี่ยเท่ากับ 20.5 Mbps

ถ้าใช้ทิศทางที่ 4 จะมีตำแหน่งที่ได้ค่า throughput สูงสุดของความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ คือ 21.0, 20.6, 21.2, 21.1, 21.5, 21.4, 21.1 และ 21.1 Mbps ที่ตำแหน่ง A ถึง H ตามลำดับ คิดเป็นค่าเฉลี่ยเท่ากับ 21.0 Mbps และ throughput ของความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ จะมีค่า 19.9, 19.5, 20.8, 20.1, 21.1, 20.9, 20.5 และ 21.0 Mbps ที่ตำแหน่ง A ถึง H ตามลำดับ คิดเป็นค่าเฉลี่ยเท่ากับ 20.40 Mbps

ตารางที่ 2 ค่ากลางของค่า throughput (Mbps)

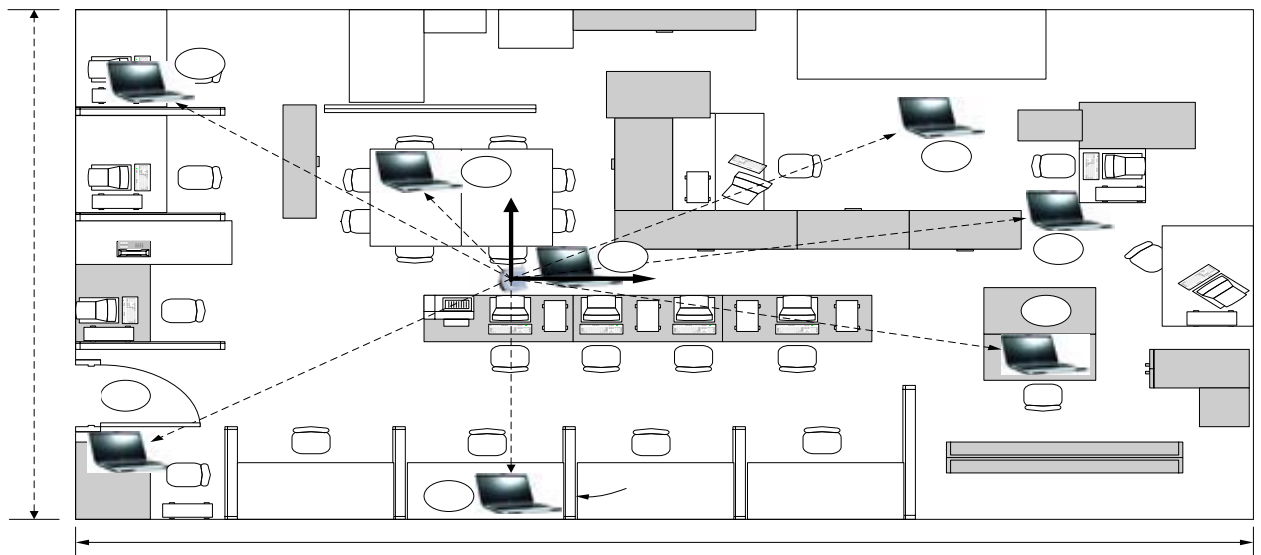
ความถี่	ทิศทางที่ 1	ทิศทางที่ 2	ทิศทางที่ 3	ทิศทางที่ 4
2.4 กิกะเฮิรตซ์ (IEEE 802.11g)	20.27	20.91	20.84	21.03
5.2 กิกะเฮิรตซ์ (IEEE 802.11a)	19.82	19.90	20.17	20.08
Mean value from both systems	20.04	20.40	20.51	20.56

จากการสวิตช์ค่าคลื่นของสายอากาศระหว่างแบบทิศทางที่ 1 กับทิศทางที่ 2 และระหว่างแบบทิศทางที่ 3 กับทิศทางที่ 4 ในระบบ IEEE802.11g และ IEEE802.11a ค่ากลางของค่า throughput สามารถคำนวณและแสดงได้ในตารางที่ 2 ทำให้เห็นว่าค่า throughput ของระบบ IEEE802.11g จะได้ค่าที่สูงกว่าของ IEEE802.11a ในทุกทิศทาง เมื่อพิจารณาทั้งสองระบบสายอากาศที่สวิตช์เป็นทิศทางที่ 3 และ 4 จะได้ค่า throughput ที่มากกว่าสวิตช์เป็นทิศทางที่ 1 และ 2 เมื่อเทียบกันทั้งคู่ คิดเป็นค่ากลางของค่า throughput ของทั้งสองระบบของการสวิตช์เป็นทิศทางที่ 1, 2, 3 และ 4 จะเท่ากับ 20.04, 20.40, 20.51 และ 20.56 Mbps ตามลำดับ จากเหตุนี้สายอากาศควรวางในลักษณะที่จะสวิตช์เป็นทิศทางที่ 3 และ 4 จึงจะเหมาะสมกับสภาพแวดล้อมเช่นนี้

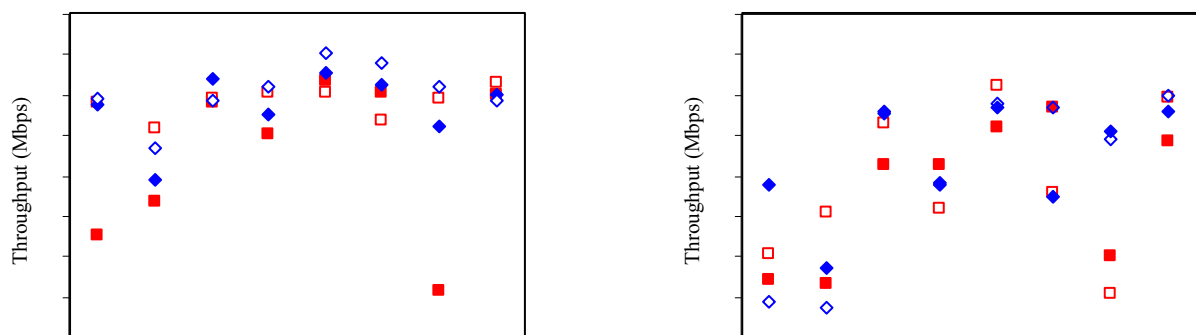
จากการพิจารณาสรุปได้ว่าในสภาพแวดล้อมที่ใช้ทดสอบสายอากาศนี้ จะมีการสวิตช์ทิศทางที่เหมาะสมสำหรับสภาพแวดล้อมนี้ ซึ่งให้ค่าเฉลี่ย throughput ดีที่สุดสำหรับทุกตำแหน่ง

5. สรุป

ในงานนี้ได้เสนอสายอากาศสองความถี่สำหรับแอกเซสพอยท์ในระบบ IEEE802.11 a และ g จากการใช้สายอากาศสวิทช์ลำคลื่นสองความถี่ประกอบกันเป็นสายอากาศที่ทำงานสำหรับความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ และ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งแต่ละตัวเป็นสายอากาศแผ่นปรี้นท์จตุรัสมีความกว้างหนึ่งความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กทริก สายอากาศความถี่ 5.2 กิกะเฮิรตซ์ จะติดตั้งอยู่บนสายอากาศความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ โดยที่สายอากาศความถี่ต่ำจะมีระนาบกราวด์จตุรัสที่มีขนาด $1.5\lambda_d$ (ของความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์) ระบบป้อนสัญญาณประกอบด้วยสับสองตำแหน่งสำหรับความถี่ต่ำ ส่วนความถี่สูงใช้สับหนึ่งตำแหน่ง การทดสอบสายอากาศต้นแบบได้ S_{11} เท่ากับ -15 dB และ -20 dB สำหรับความถี่ต่ำและสูงตามลำดับ ได้ทดสอบการทำงานของสายอากาศซึ่งสวิทช์ทิศทางเป็นสัญลักษณ์ในห้องที่มีสิ่งแวดล้อมโดยได้ทดสอบค่า Throughput ผลที่ได้แสดงว่าการสวิทช์ลำคลื่นแบบต่างๆได้ผลไม่เหมือนกันและได้การสวิทช์ทิศทางที่เหมาะสมสำหรับสภาพแวดล้อมของห้องที่ใช้ทดสอบ



รูปที่ 14 รูปห้องที่ใช้ในการทดสอบค่า throughput



รูปที่ 15 ผลการวัด Throughput

เอกสารอ้างอิง

- [1] N. Kuga and H. Arai, "A Flat Four-beam Switched Antenna," Proc. of 1994 Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.1, pp.624-627, 1994.
- [2] N. Kuga and H. Arai, "A Four Beam-Switched Planar Array Antenna for Mobile Terminals," Proc. of 1995 Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.3, pp.1450-1454, 1995.
- [3] N. Kuga and H. Arai, "A Flat Four-beam Switched Array Antenna," IEEE Trans. Antenna Propagat., vol.44, no.9, pp.1227-1230, 1996.
- [4] M. Yaklich, J. McLean, G. Crook and J. Casey, "Improved Low-profile Antenna for Switched-beam and Energy Density Diversity Schemes," Proc. of 1997 Wireless Communications Conference, pp.225-228, 1997.
- [5] X. Lan, "A Novel Low-cost Switched-beam Microstrip Smart Antenna," Proc. of 2002 Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.1, pp.477-480, 2002.
- [6] W. Wu, B.Z. Wang and S. Sun, "Switched-beam Microstrip Patch Antenna," Proc. of 2004 Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.1, pp.858-861, 2004.
- [7] A. Mehta, D.M. Syahkal and H. Nakano, "A Switched Beam Single Arm Spiral Antenna with Hybrid Switch Network," Proc. of 2005 Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.1, pp.589-592, 2005.
- [8] R. Tamaki, N. Kuga and H. Arai, "A Low-Profile Switched-Beam Antenna with Rectangular Cavity Element and Stacked Gate-Shaped Element," Proc. of 2006 Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.1, pp.795-798, 2006.
- [9] P. Ngamjanyaporn and M. Krairiksh, "Switched-beam single patch antenna," Electron. Lett., vol.38, no.1, pp.7-8, Jan. 2002.
- [10] P. Ngamjanyaporn, C. Phongcharoenpanich, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, "Signal-to-interference ratio improvement by using a phased array antenna of switched-beam elements," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.53, no.5, pp 1819-1828, May 2005.
- [11] J. Tagapanij, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "A dual feed switched-beam patch antenna for a phased array of switched-beam elements," Proc. of 2006 Asia-Pacific Microwave Conference, Yokohama, vol.3, pp.2102-2105, 2006.
- [12] C.W. Jung and F.D. Flaviis, "A dual-band antenna for WLAN applications by double rectangular patch with 4-bridges," Proc. of 2004 Antenna and Propagation Society International Symposium, vol.4, pp.4280-4283, 2004.

- [13] M. Sanad and N. Hassan, "A compact dual-band microstrip antenna for portable GPS/cellular phones," Proc. of 1999 Antenna and Propagation Society International Symposium, vol.1, pp.116-119, 1999.
- [14] N. Behdad and K. Sarabanbi, "A compact dual-/multi-band wireless LAN antenna," Proc. of 2005 Antenna and Propagation Society International Symposium, vol.2B, pp.527-530, 2005.
- [15] J. Tagapanij, S. Chatasuk, P. Arpatong, S. Janin and M. Krairiksh, "A Dual-Band Dual-Feed Switched-Beam Patch Antenna," Proc. of 2007 Antenna and Propagation Society International Symposium, pp.382-385, 2007.
- [16] J.H. Jung, H. Choo and I. Park, "Small broadband disc-loaded monopole antenna with Probe feed and folded stripline," Electron. Lett., vol.41, no.14, pp.788-789, July 2005.
- [17] CST Microwave Studio 2006.
- [18] G. Kumar and K.P. Ray, Broadband Microstrip Antennas, Artech House, 2003.
- [19] W.C. Jakes, Microwave Mobile Communications, IEEE Press, New Jersey, 1994.

1.3.2 สายอากาศบ่วงรียวที่ป้อนจุดเดียวสำหรับความถี่คู่

1. บทนำ

โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริประนาบร่วม(CPS)เป็นสายส่งระนาบเดี่ยวแบบสมมูล คือ มีเพียงสตริปขนานกันเพียงสองเส้นแต่ไม่มีกราวด์ด้านล่าง มีประโยชน์คือ ขนาดกะทัดรัด ง่ายต่อการเชื่อมต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ให้มีความแข็งแรง ง่ายต่อการเชื่อมต่ออุปกรณ์ลงกราวด์โดยที่คุณลักษณะระนาบเดี่ยวของโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ CPS สามารถต่อวงจรได้โดยไม่ต้องมีช่องผ่าน(Via holes) กับกราวด์ด้านล่าง ซึ่งไม่ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณ (Dispersion) การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำ (Low Insertion loss) และทำให้เกิด parasitic effect ต่ำ จากการเก็บรวบรวมข้อมูลพบว่า โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ CPS นำมาประยุกต์ใช้งานกับโครงสร้างสายอากาศ [1-5] วงจรกรองผ่านแถบความถี่ [6] อีกทั้งยังเป็นส่วนหนึ่งของเรคเทนนา (Rectenna) ซึ่งเรคเทนนาทำหน้าที่ในการเปลี่ยนกำลังงานไมโครเวฟไปเป็นกำลังงานไฟฟ้าโดยมีสายอากาศเป็นตัวรับกำลังงานไมโครเวฟและส่งผ่านมายังวงจร Rectifying เพื่อที่จะทำการเปลี่ยนกำลังงานไมโครเวฟเป็นกำลังงานไฟฟ้า และยังเป็นส่วนหนึ่งของระบบการส่งกำลังแบบไร้สายที่มีประโยชน์สำหรับการส่งกำลังงานในกรณีที่ไม่สามารถทำการเชื่อมต่อระหว่างเครื่องรับกับเครื่องส่งทางกายภาพได้[7] จากตัวอย่างขั้นตอนในการทดสอบและใช้งานบนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ CPS ไม่สามารถที่จะป้อนสัญญาณ(Feed)ให้กับอุปกรณ์ได้โดยตรงผ่านทางพอร์ต SMA จะต้องมีการแปลง (Transition) โครงสร้างให้สามารถเชื่อมต่อกับพอร์ต SMA เสียก่อนแล้วจึงนำโครงสร้างดังกล่าวมาเชื่อมต่อกับโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ CPS อีกครั้งจึงจะสามารถนำไปเชื่อมต่อทดสอบวงจรกับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) หรือนำวงจรที่ออกแบบไว้ไปใช้งานได้อย่างอิสระ มีทีมนักวิจัยได้คิดค้นการแปลงโครงสร้างไมโครสตริป(MS)ไปเป็นโครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วม โดยประยุกต์ใช้งานกับสายอากาศแบบ Quasi-Yagi [8] สำหรับวงจรแปลงโครงสร้าง MS ไปเป็น โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ CPS แบบดัดโค้งได้ถูกออกแบบมาให้มีความกว้างของแบนด์ 68 เปอร์เซนต์ [9] วงจรแปลงโครงสร้าง MS เป็นโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ CPS แบบดัดโค้ง [10] และวงจรแปลงโครงสร้าง MS เป็นโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ CPS โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบช่อง (Slotline) แบบดัดโค้ง [11] อย่างไรก็ตามวงจรแปลงโครงสร้างแบบดัดโค้งเมื่อนำไปใช้งานก็ไม่สามารถที่จะตัดทิ้งฮาร์โมนิกส์ และ noise power ได้ต้องใช้วงจรกรองความถี่ช่วยในการตัดทิ้งสิ่งที่ไม่ต้องการดังกล่าว ทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ขึ้นเปลืองงบประมาณและวัสดุที่จะนำมาสร้างวงจรนั้นๆ ดังนั้นวงจรแปลงโครงสร้าง MS ไปเป็นโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ CPS ความถี่จึงเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับแก้ปัญหาต่าง ๆ เหล่านี้ ในส่วนของการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์บนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ CPS สามารถหาได้จาก [12] และ C. Monzon ได้นำเสนอ A Small Dual-Frequency Transformer in Two Sections สำหรับการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ให้แมตช์ทั้งสองความถี่ สามารถหาได้

จาก [13] ซึ่งทำให้การออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริประนาบร่วมความถี่ง่ายขึ้น

ในงานวิจัยนี้จะนำเสนอการออกแบบสายอากาศแบบบ่วงรีเวทที่ป้อนจุดเดียวสำหรับความถี่คู่ สำหรับใช้งานที่ความถี่ 0.9 GHz และ 1.8 GHz โดยการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ของโครงสร้างไมโครสตริปและสลับเปิดบนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ CPS เพื่อการแมตช์ทั้งสองความถี่ และนำมาประยุกต์ใช้งานกับสายอากาศแบบบ่วงรีเวท โดยทำการออกแบบวงจรดังกล่าวบนวัสดุฐานที่มีค่าความสูง 1.6 มิลลิเมตร ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก 4.55 และจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม ADS 2005

2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณแบบระนาบที่นิยมใช้กันอย่างมาก เนื่องจากมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา ง่ายต่อการออกแบบ ไมโครสตริปสามารถปลูกหรือสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ได้ สามารถใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำบนวงจรได้ โดยการต่อประกอบกันง่ายกว่าและไมโครสตริปยังใช้ประโยชน์ในการต่อประกอบระหว่างส่วนประกอบบนแผ่นวงจรไมโครเวฟขนาดเล็ก (Miniature Microwave Circuit) โครงสร้างไมโครสตริปแสดงได้ดังรูปที่ 1 ประกอบด้วยวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก ซึ่งด้านล่างจะวางบนระนาบกราวด์ (Ground Plane) และทางด้านบนจะอยู่ติดกับตัวนำแถบแคบๆ (Strip Conductor) เส้นสนามไฟฟ้าและเส้นสนามแม่เหล็กของไมโครสตริปดังรูปที่ 2 เส้นสนามไฟฟ้าและเส้นสนามแม่เหล็กไม่ได้อยู่ที่ส่วนวัสดุฐานรองทั้งหมด ดังนั้นการแพร่กระจายคลื่นในสายนำสัญญาณไมโครสตริปจะไม่ใช่แบบแผนคลื่น TEM อย่างสมบูรณ์ แต่จะเป็นแบบแผนคลื่นคล้าย TEM (Quasi-TEM Mode) ซึ่งจะมีความเร็วเฟสของการกระจายดังนี้

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (1)$$

โดยที่ c คือค่าความเร็วของแสงในอากาศมีค่าเท่ากับ 3×10^8 เมตรต่อวินาที

ϵ_{re} คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant) ของวัสดุฐานรอง

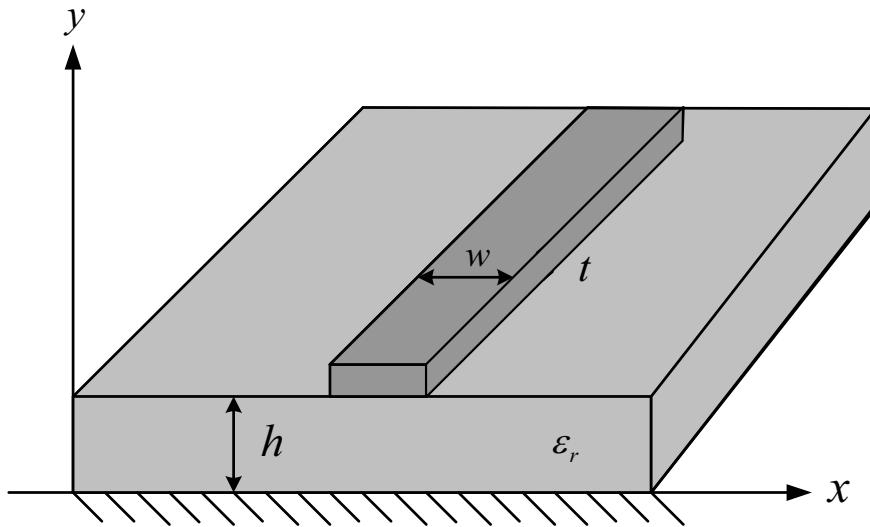
2.1.1 การวิเคราะห์ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{re}) สำหรับสายนำสัญญาณของไมโครสตริป จะอยู่ในเทอมของฟังก์ชันค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) ความหนาของวัสดุฐานไดอิเล็กตริก (h) และความกว้างของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป (w) สมการที่ได้จากการทดลองของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล เมื่อ $t/h \leq 0.005$ แสดงได้ดังนี้

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_{re} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{re} - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (2)$$

หรือ

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_{re} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{re} - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{w/h} \right)^{-1/2} \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \geq 1 \quad (3)$$



รูปที่ 1 โครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

2.1.2 การวิเคราะห์ห่อหุ้มพีแดนซ์คุณลักษณะ

การวิเคราะห์ห่อหุ้มพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป เมื่อ $t/h \leq 0.005$ สามารถหาได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (4)$$

$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(8 \frac{h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (5)$$

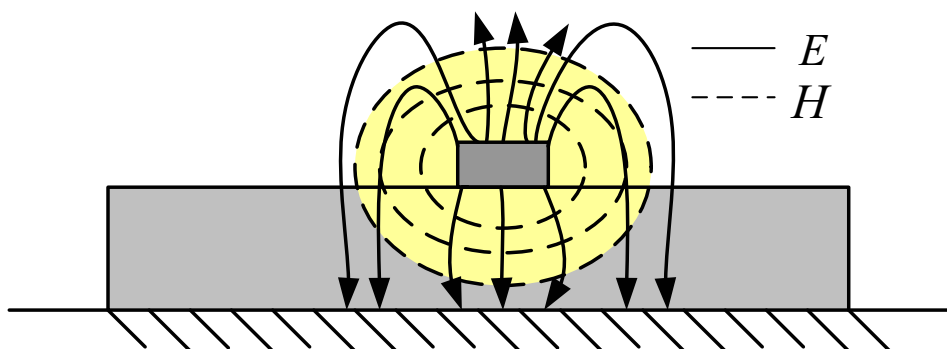
$$Z_0 = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r} \left(1.393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)} \quad \text{เมื่อ } \frac{w}{h} \geq 1 \quad (6)$$

โดยที่ η คืออินทรีนซิกอิมพีแดนซ์ (Intrinsic Impedance) ของอวกาศมีค่าเท่ากับ 377 โอห์ม

μ_0 คือค่าความซึมซาบแม่เหล็กในอวกาศว่าง (Free-space Permeability) มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ เฮนรี/เมตร

ϵ_0 คือค่าสภาพยอมไฟฟ้าในอวกาศว่าง (Free-space Permittivity) มีค่าเท่ากับ 8.854×10^{-12} ฟารัด/เมตร

สมการดังกล่าวจะใช้ได้ก็ต่อเมื่อมีความหนา (t) มีค่าเป็นศูนย์หรือ $t/h \leq 0.005$



รูปที่ 2 การแพร่กระจายคลื่นของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

2.1.3 การวิเคราะห์หาค่าความยาวคลื่นในสาย

ในการออกแบบความยาวคลื่นโดยมีความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นในอวกาศว่างกับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (7)$$

หรือ

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (8)$$

โดยที่ λ_0 คือความยาวคลื่นในอวกาศว่าง

ϵ_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

ค่าคงที่ของเฟส (Phase Constant) ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (9)$$

ความยาวทางไฟฟ้า (Electrical Length) ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีความยาว ℓ คือ $\theta = \pi/2$ เมื่อ $\ell = \lambda_g/4$ และ $\theta = \pi$ เมื่อ $\ell = \lambda_g/2$ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\theta = \beta\ell \quad (10)$$

2.2 สายนำสัญญาณระนาบร่วมที่มีกราวด์ด้านบนและด้านล่าง (Conductor Back Coplanar Waveguide : CBCPW)

โครงสร้าง สายนำสัญญาณระนาบร่วมที่มีกราวด์ด้านบนและด้านล่าง ดังรูปที่ 3 ระนาบด้านบนประกอบด้วยไมโครสตริปซึ่งเป็นตัวนำอยู่ตรงกลางระหว่างกราวด์ทั้งสองข้าง และทางระนาบด้านล่าง เป็นส่วนของ กราวด์ทั้งหมด ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสามารถคำนวณ ได้ดังนี้

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}} \quad (11)$$

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลสามารถคำนวณได้จาก

$$\epsilon_{eff} = \frac{1 + \epsilon_r \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}}{1 + \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}} \quad (12)$$

โดยที่

$$k = \frac{a}{b} \quad (13)$$

$$k_3 = \frac{\tanh(\pi a / 2h)}{\tanh(\pi b / 2h)} \quad (14)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (15)$$

$$k'_3 = \sqrt{1 - k_3^2} \quad (16)$$

ค่า $K(k)$ เป็นผลจากการอินทิเกรตรูปวงรีแบบเต็มขั้น (Complete elliptic integrals) คำนวณได้จาก

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}} \quad (17)$$

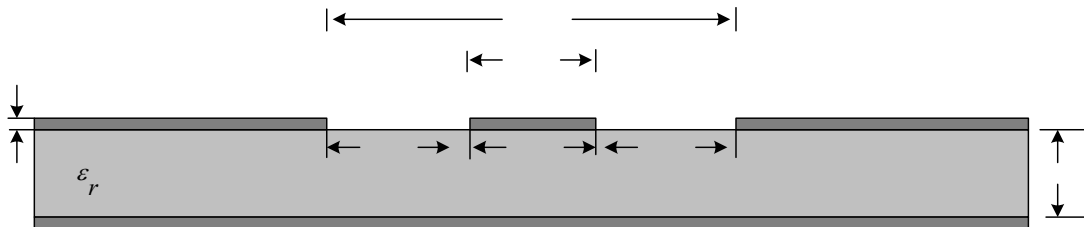
อัตราส่วนของ $\frac{K(k)}{K(k')}$ ใดๆสามารถคำนวณได้จาก

กรณี $0 \leq k \leq 0.707$

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \frac{1}{\pi} \lambda n \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \quad (18)$$

กรณี $0 \leq k \leq 1$

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{\pi}{\lambda n \left[2(1 + \sqrt{k})(1 - \sqrt{k}) \right]} \quad (19)$$



รูปที่ 3 โครงสร้างสายนำสัญญาณระนาบร่วมที่มีกราวด์ด้านบนและด้านล่าง

2.3 สายนำสัญญาณบนโครงสร้างสตริประนาบร่วม (Coplanar Stripline:CPS)

สายนำสัญญาณบนโครงสร้างสตริประนาบร่วมประกอบด้วยไดอิเล็กทริกระนาบด้านบนเป็นโครงสร้างสตริปสองลายชั้นด้วย gap ดังรูปที่ 4 โครงสร้างดังกล่าวไม่มีปัญหาในการต่ออุปกรณ์ลงกราวด์สามารถขึ้นอุปกรณ์ได้ง่าย CPS บนโครงสร้างไดอิเล็กทริก สามารถคำนวณหา ϵ_{eff} ได้จาก

$$Z_0^{cps} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k')}{K(k)} \quad (20)$$

$$\varepsilon_{eff}^{cps} = 1 + \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1) \frac{K(k)}{K(k')} \frac{K(k_2')}{K(k_5)} \quad (21)$$

โดยที่

$$k = \sqrt{1 - \left(\frac{a}{b}\right)^2} \quad (22)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} = \frac{a}{b} = \frac{S}{S + 2W} \quad (23)$$

$$k_5 = \sqrt{1 - \frac{\sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi b}{2h}\right)}} \quad (24)$$

$$k_5' = \sqrt{1 - k_5^2} \quad (25)$$

ค่า $K(k)$ เป็นผลจากการอินทิเกรตรูปวงรีแบบเต็มขั้น (Complete elliptic integrals) คำนวณได้จาก

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}} \quad (26)$$

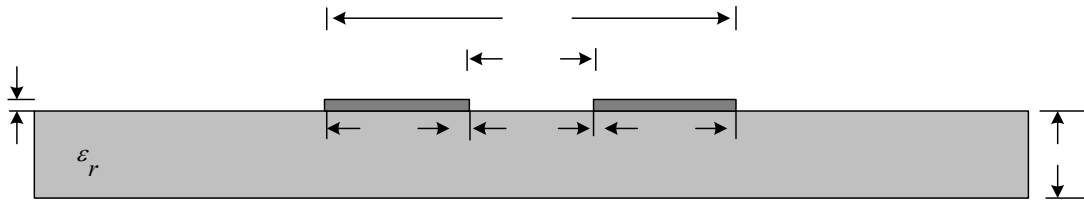
อัตราส่วนของ $\frac{K(k)}{K(k')}$ ใดๆสามารถคำนวณได้จาก

กรณี $0 \leq k \leq 0.707$

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \frac{1}{\pi} \lambda n \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \quad (27)$$

กรณี $0 \leq k \leq 1$

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{\pi}{\lambda n \left[2(1 + \sqrt{k})(1 - \sqrt{k}) \right]} \quad (28)$$



รูปที่ 4 สายนำสัญญาณบนโครงสร้างสตริประนาบร่วม

2.4 การแปลงอิมพีแดนซ์สายส่งสองส่วนสำหรับความถี่คู่ (Two section dual-band frequency transformer in two section)

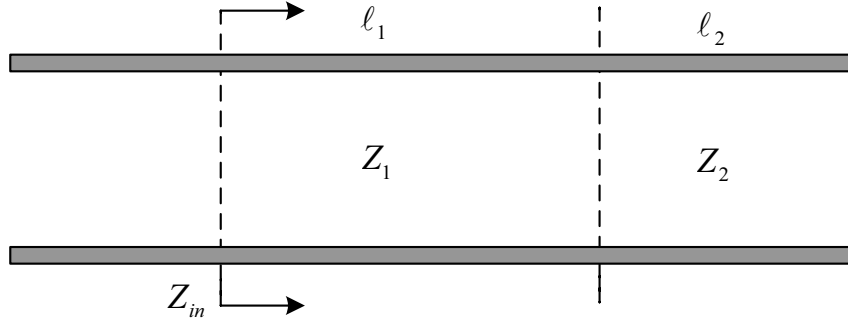
ในการออกแบบสายส่งให้แมตช์กันทั้งสองความถี่ ก็เพื่อให้สัญญาณในสายส่งสามารถส่งผ่านไปได้ดีทั้งพร้อมๆกัน จะต้องออกแบบสายส่งให้มีค่าอิมพีแดนซ์ที่สัมพันธ์กัน จากรูปที่ 5 แสดงสายส่งทั้งสองส่วนสำหรับแปลง (transformer) ความถี่คู่ ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ Z_{in} ของทั้งสองส่วนสามารถคำนวณได้จาก

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z'_L + jZ_1 \tan(\beta \ell_1)}{Z_1 + jZ'_L \tan(\beta \ell_1)} \quad (29)$$

$$Z'_L = Z_2 \frac{Z_L + jZ_2 \tan(\beta \ell_2)}{Z_2 + jZ_L \tan(\beta \ell_2)} \quad (30)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{Z_0}{2\alpha} (R_L - Z_0) + \sqrt{\left[\frac{Z_0}{2\alpha} (R_L - Z_0) \right]^2 + Z_0^3 R_L}} \quad (31)$$

$$Z_2 = \frac{Z_0 R_L}{Z_1} \quad (32)$$



รูปที่ 5 โครงสร้างส่วนแปลงอิมพีแดนซ์สายส่งสองส่วนสำหรับความถี่คู่

วงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริประนาบร่วมความถี่คู่ โดยแปลงอิมพีแดนซ์ 50 โอห์มของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป (Z_{MS}) ไปเป็นโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ CPS (Z_{CPS}) อิมพีแดนซ์ 100 โอห์ม สามารถใช้งานได้ดีที่ความถี่ 0.9 GHz และ 1.8 GHz (f_1, f_2) โดยที่สตริปเปิด 2 ส่วนมีค่าอิมพีแดนซ์ Z_3, Z_4 ตามลำดับ โดยกำหนดให้ $f_2 = af_1$ และ $1 < a < 3$ ความยาวของโครงสร้าง MS คือ l_1 และ l_2 โดยสามารถคำนวณค่าได้จาก

$$l_1 = l_2 = \frac{\pi}{\beta_1(1+a)} \quad (33)$$

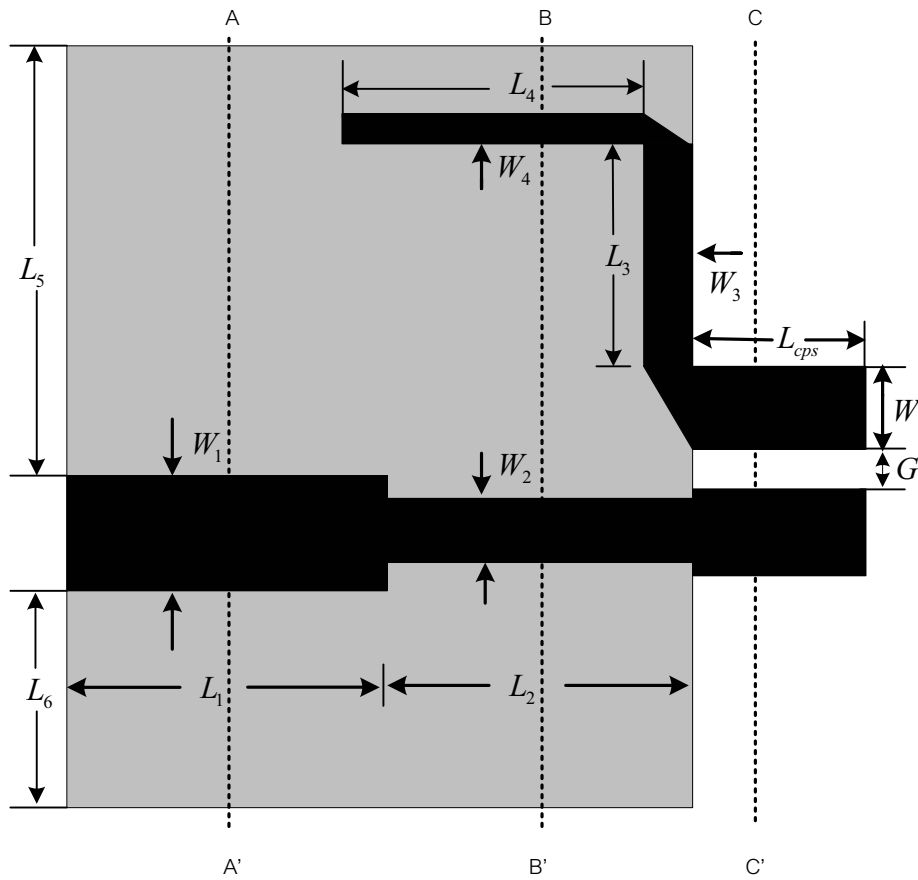
$$Z_1 = \sqrt{\frac{Z_{MS}}{2 \tan^2(\beta_1 l_1)} (Z_{CPS} - Z_{MS})} + \sqrt{\left[\frac{Z_{MS}}{2 \tan^2(\beta_1 l_1)} (Z_{CPS} - Z_{MS}) \right]^2 + Z_{MS}^3 Z_{CPS}} \quad (34)$$

$$Z_2 = \frac{Z_{MS} Z_{CPS}}{Z_1} \quad (35)$$

ในส่วนของสแต็บ 2 ความถี่บนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ CPS มีประโยชน์ในการแมตช์ความถี่ทั้งสองให้มีค่าที่เหมาะสม โดยมีค่าอิมพีแดนซ์คือ Z_3 และ Z_4 ความยาวคือ l_3 และ l_4 สามารถหาค่าต่าง ๆ ได้ดังนี้

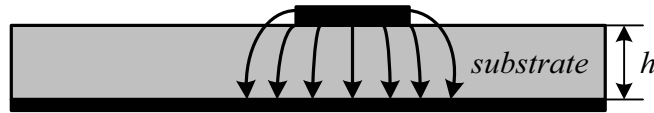
$$l_3 = l_4 = \frac{\pi}{\beta_1(1+a)} \quad (36)$$

$$Z_4 = Z_3 \tan^2 \left(\frac{\pi}{1+a} \right) \quad (37)$$

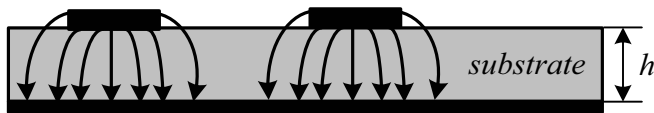


รูปที่ 6 โครงสร้างของวงจร Dual Band Microstrip to CPS Transition

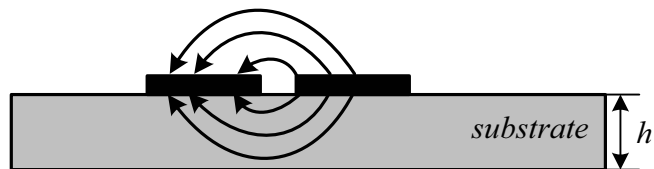
3. การแมตช์กันระหว่างโครงสร้างไมโครสตริปกับโครงสร้างสตริประนาบร่วม



(ก)



(ข)



(ค)

A-A'

รูปที่ 7 ภาคตัดขวางการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้า (ก) โครงสร้างไมโครสตริป, (ข) การเชื่อมต่อของโครงสร้างไมโครสตริป และ (ค) โครงสร้างสตริประนาบร่วม

รูปที่ 7 เป็นรูปภาคตัดขวางการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าที่ต่างจากรูปจะเห็นการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าที่เดินทางจากโครงสร้างไมโครสตริปไปยังโครงสร้างสตริประนาบร่วม สำหรับใช้อธิบายการแปรเปลี่ยนสนามไฟฟ้าของวงจร Dual Band Microstrip to CPS Transition มีอยู่ทั้งหมด 3 ขั้นตอน คือ (ก) สนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบนโครงสร้างไมโครสตริป (ระนาบ A-A') สนามไฟฟ้าจากไมโครสตริปเดินทางผ่านไดอิเล็กตริกไปยังระนาบกราวด์, (ข) สนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายในการเชื่อมต่อระหว่างสตริป (ระนาบ B-B') สนามไฟฟ้าจะเชื่อมต่อระหว่างไมโครสตริปและอีกส่วนหนึ่งเดินทางผ่านไดอิเล็กตริกไปยังระนาบกราวด์ และ (ค) แสดงสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบนโครงสร้างสตริประนาบร่วม (ระนาบ C-C') ดังนั้นโครงสร้างจะไม่มีระนาบกราวด์จะมีสตริปบนไดอิเล็กตริก สนามไฟฟ้าจะแพร่กระจายระหว่างสตริปเท่านั้นร่วม จะสังเกตเห็นว่าสนามไฟฟ้าระหว่างโหมดการทำงานของไมโครสตริปกับโหมดการทำงานของสตริประนาบร่วมจะหมุนไป 90 องศา

B-B'

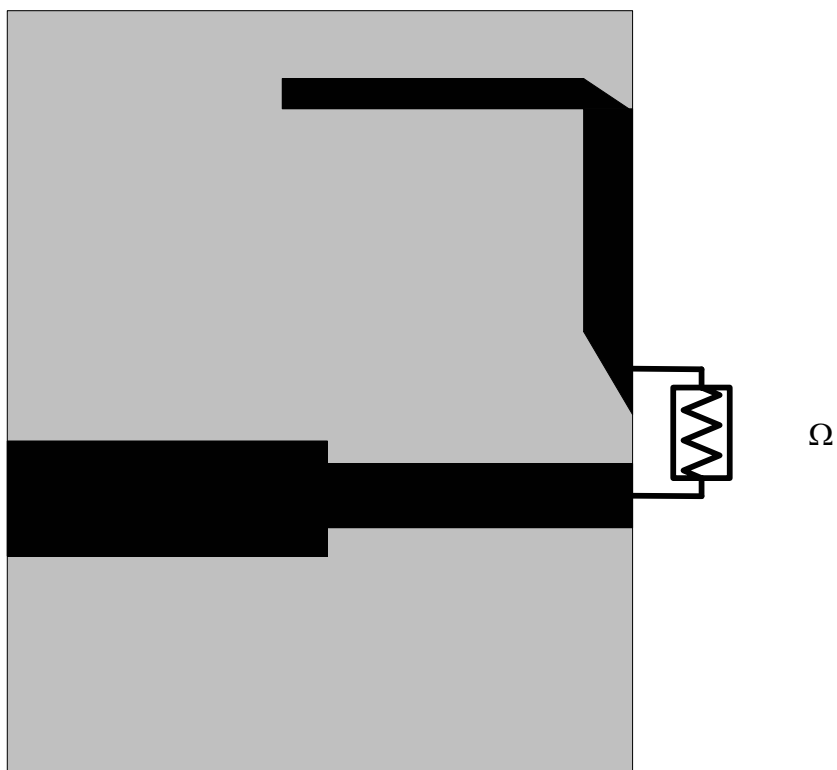
4. การออกแบบวงจรแปลงโครงสร้างไมโครสตริปเป็นโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ระนาบร่วมความถี่คู่

จากรูปที่ 6 โครงสร้างของ Dual Band Microstrip to CPS Transition ได้ทำการคำนวณค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จาก 50 โอห์มไป เป็นอิมพีแดนซ์ 100 โอห์มแบบ 2 ชั้น เพื่อให้แมตช์กับอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่จะออกแบบต่อไป โดยใช้สมการ (34) และ (35) เมื่อพิจารณาที่ความถี่ 0.9 GHz และความถี่ 1.8 GHz อิมพีแดนซ์ที่ได้ $Z_1 = 80$ โอห์มและค่าอิมพีแดนซ์ $Z_2 = 125$ โอห์ม โดยค่าความยาวของสายนำสัญญาณทางไฟฟ้าของไมโครสตริปทั้งสอง step จากสมการ(33) คือ 60 องศา จากนั้นนำค่าอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่ได้มาคำนวณหาความกว้างและความยาวทางกายภาพ ได้ค่าความกว้าง $w_1 = 1.2$ mm , ความกว้างของ $w_2 = 0.3$ mm โดยที่ค่าความยาวทางกายภาพคือ 30 mm จากนั้นทำการออกแบบโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบ CPS มีค่าอิมพีแดนซ์ 100 โอห์ม จากนั้นออกแบบสแต็ค 2 ความถี่ จากสมการ (36) และ(37)อิมพีแดนซ์ที่ได้ $Z_3 = 41.6$ โอห์มและค่าอิมพีแดนซ์ $Z_4 = 126$ โอห์ม และระนาบกราวด์แบบเรียบ ให้เพื่อใช้ในการแมตช์โหมดการทำงานระหว่างโครงสร้าง MS ไปเป็นโครงสร้าง CPS โดยที่วงจรถูกออกแบบด้วยโปรแกรม Advance Design System โดยจำลองการทำงาน (Simulation)และทำการหาค่าที่เหมาะสม ในงานวิจัยใช้แผ่นวงจรพิมพ์สำหรับงานด้านไมโครเวฟในงานวิจัยชิ้นนี้ใช้รุ่น FR4 ซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.55 และความหนาของความหนาของวัสดุฐานไดอิเล็กตริกเท่ากับ 1.6 mm ตารางที่ 1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของ transition ที่ใช้ในงานวิจัย รูปที่ 8 แสดงวงจร Dual-band single fed transition ที่มีการต่อความต้านทาน 200 โอห์มไว้ที่ส่วนปลายของวงจรเพื่อใช้ในการจำลองการทำงานเพื่อจะทราบว่าวงจรตอบสนองความถี่ที่ต้องการหรือไม่ โดยใช้ส่วนของ schematic ของโปรแกรม ADS 2005 ซึ่งมีความง่ายในการเปลี่ยนค่า parameter ต่าง ๆ ก่อนที่จะจำลองการทำงานแบบ Full wave EM โดยโปรแกรมสามารถแปลงได้โดยอัตโนมัติ จากการจำลองการทำงานแสดงผลดังรูปที่ 8 (ข) จากรูปพบว่าขนาดค่าของ return loss มีค่า 35 และ 36 dB ที่ความถี่ 0.9 และ 1.8 GHz ตามลำดับ จะเห็นว่าผลจากการจำลองการทำงานของวงจรมีการตอบสนองได้ทั้งสองความถี่ จึงเหมาะสมแล้วที่จะนำไปใช้งานเชื่อมต่อกับสายอากาศต่อไป

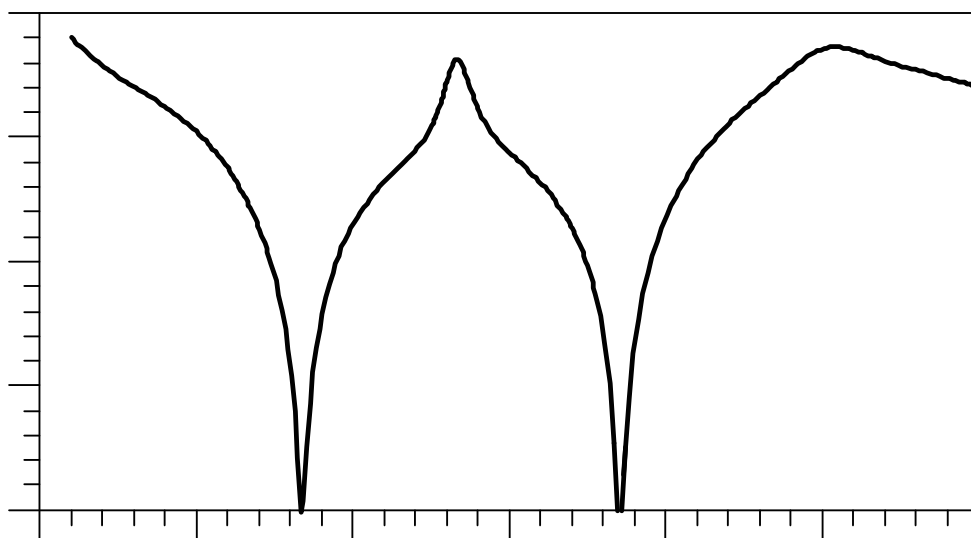
ตารางที่ 1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของ Transition

Dimension	Unit(mm)
-----------	----------

W	0.5
W_1	1.2
W_2	0.4
W_3	4
W_4	0.4
L_1	31
L_2	30
L_3	30
L_4	31
L_5	36.13
L_6	5.25
L_7	18.45
L_{cps}	20
M_1	126
M_2	86
K_1	125.9
K_2	106
G	1.4
θ	45^0



(ก) โครงสร้าง Dual-band single fed transition ที่ใช้ในการ Simulated

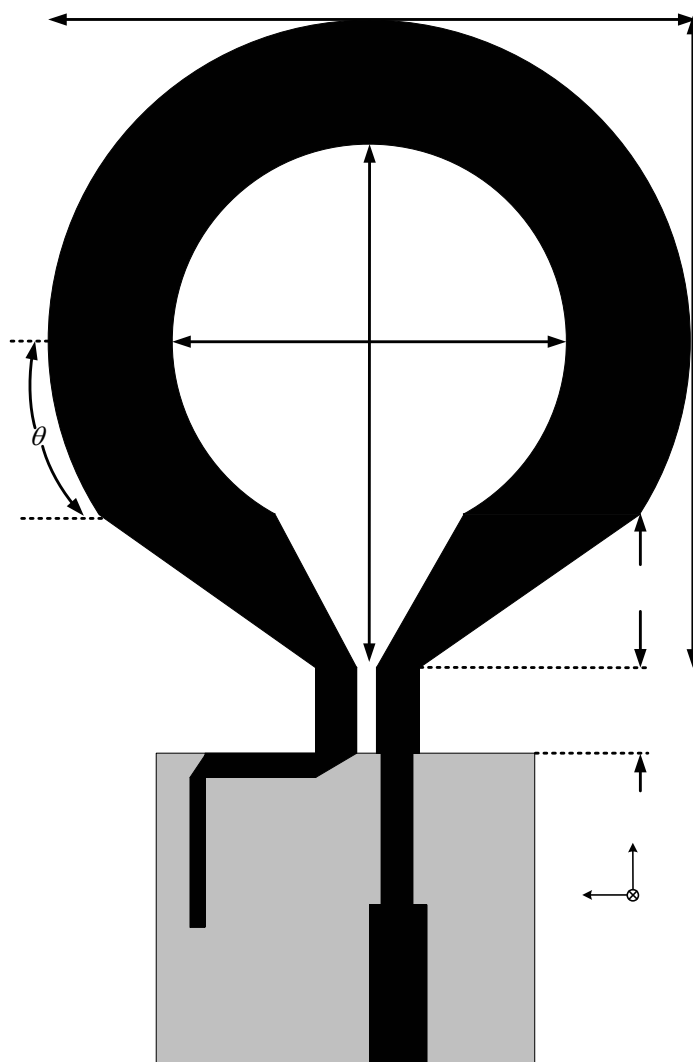


(ข) ขนาด Return loss ของ Dual-band single fed transition จากการจำลองการทำงานด้วย ADS

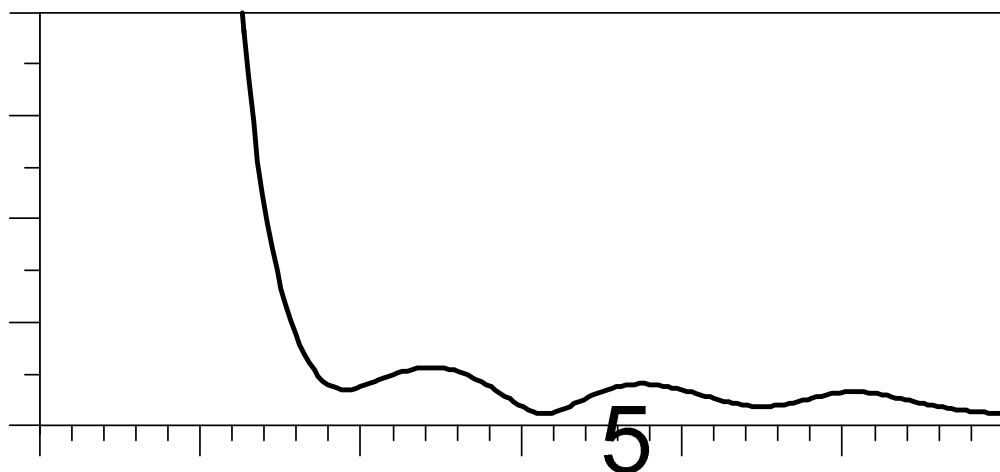
รูปที่ 8 โครงสร้าง Dual-band single fed transition

5. สายอากาศแบบบ่วงเรียวที่ป้อนจุดเดียวสำหรับความถี่คู่

สำหรับการออกแบบสายอากาศแบบบ่วงเรียวที่ป้อนจุดเดียวสำหรับความถี่คู่ สามารถออกแบบสายอากาศได้จากตารางที่ 1 สามารถคำนวณค่าความยาวของเส้นรอบวงภายนอก และเส้นรอบวงภายในที่ความถี่สูงและความถี่ต่ำที่พิจารณา สำหรับส่วนของ tapered เมื่อปรับให้เหมาะสมแล้วนั้นจะทำให้แบนด์วิธของสายอากาศเพิ่มมากขึ้นและเป็นการแมตช์อิมพีแดนซ์ไปด้วย โดยการออกแบบนั้นจะทำการออกแบบสายอากาศอย่างเดียว ไม่ได้ทำการต่อ CPS fed โดยใช้หลักการของ differential port ที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 200 โอห์ม จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม ADS 2005 เมื่อได้ค่าที่ต้องการคือสายอากาศต้องตอบสนองการทำงานเริ่มตั้งแต่ 0.8 GHz และต้องมีแบนด์วิธครอบคลุม 1.3 GHz เป็นอย่างต่ำ หลังจากนั้นทำการคำนวณหาค่าทางกายภาพของ CPS fed 200 โอห์ม นำส่วนของ dual-band single fed ที่ได้ออกแบบไว้แล้วในส่วน 4 มาประกอบพร้อมกันทั้ง 3 ส่วน จึงจะได้สายอากาศที่สมบูรณ์รูปที่ 10 แสดงขนาดของ VSWR จากผลการจำลองการทำงานของ Loop Antenna อย่างเดียว



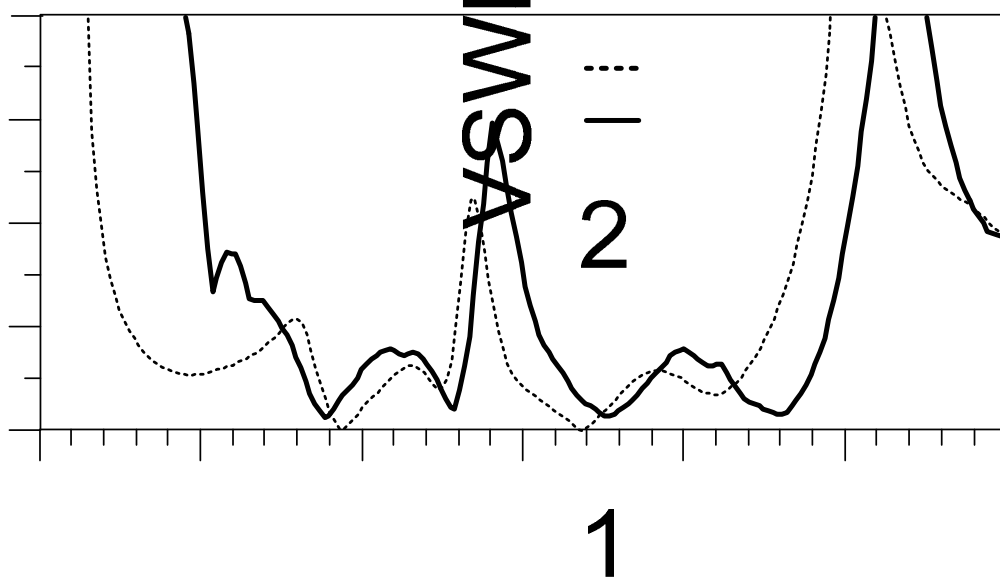
รูปที่ 9 แสดงโครงสร้างของ Dual-Band Single Fed Tapered Loop Antenna



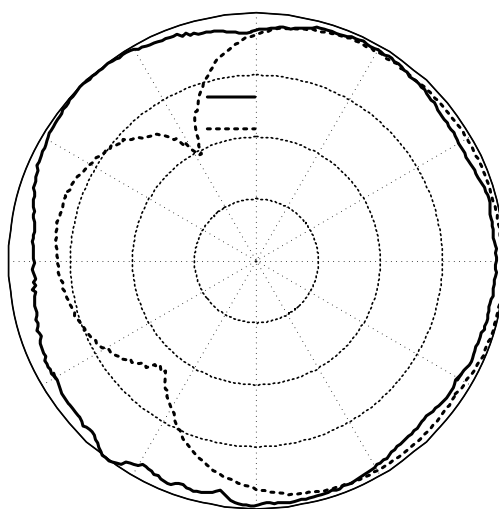
รูปที่ 10 แสดงขนาดของ VSWR จากผลการจำลองการทำงานของ Loop Antenna อย่างเดียว

5. การทดสอบและผลการทดสอบโครงสร้าง Dual-Band Single Fed Tapered Loop Antenna

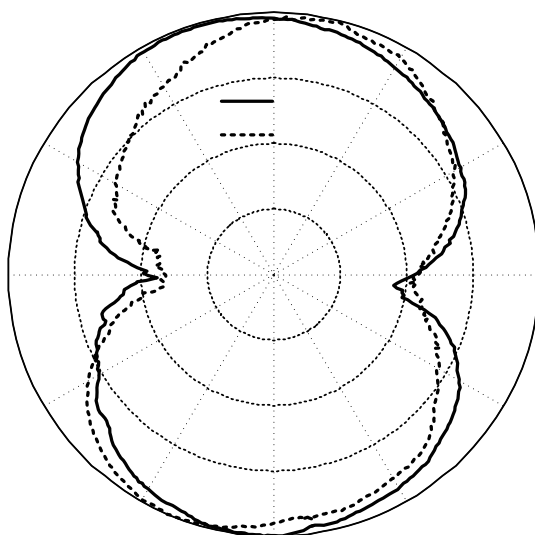
ในการทดสอบและผลการทดสอบโครงสร้าง Dual-band single fed tapered loop antenna โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ของบริษัท Hewlett Packard รุ่น 8710A วงจรที่ออกแบบมาตอบสนองได้ดีทั้งคู่ความถี่ซึ่งแสดงดังรูปที่ 11 จากรูปแสดงผลการจำลองการทำงานและผลการทดสอบวงจร ขนาดของค่า VSWR มีค่าเท่ากับ 1.1 และ 1.2 สายอากาศมีอัตราการขยาย 2.75 และ 4.25 dBi มีแบนวิธที่ 566 และ 844 MHz ที่ความถี่ 0.9 และ 1.8 GHz ตามลำดับ รูปที่ 12 แสดงผลการทดสอบของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ



รูปที่ 11 ขนาด VSWR จากการจำลองการทำงานและการทดสอบของสายอากาศ



(ก)



(ข)

รูปที่ 12 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (ก) ระนาบ XZ และ(ข) ระนาบYZ

6. สรุป

จากผลการวิจัยสายอากาศบ่วงเรียวที่ป้อนจุดเดียวสำหรับความถี่คู่ โดยจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม ADS 2005 และทำการทดสอบสายอากาศดังกล่าวพบว่า วงจรตอบสนองได้ดีที่ความถี่ใช้งาน 0.9 GHz และความถี่ 1.8 GHz ในการออกแบบสายอากาศบ่วงเรียวที่ป้อนจุดเดียวสำหรับความถี่คู่ จะดำเนินการออกแบบทีละส่วน คือ ส่วนแรกเป็นส่วนของ dual-band single fed ส่วนที่ 2 คือส่วนของ CPS fed และส่วนสุดท้ายเป็นส่วนของ tapered loop antenna หลังจากได้ค่าที่เหมาะสมแล้วก็นำทั้งสามส่วนมาเชื่อมต่อกันจึงจะได้สายอากาศบ่วงเรียวที่ป้อนจุดเดียวสำหรับความถี่คู่ดังที่ตั้งใจเอาไว้ จากผลการทดสอบพบว่าขนาดของค่า VSWR มีค่าเท่ากับ 1.1 และ 1.2 สายอากาศมีอัตราขยาย 2.75 และ 4.25 dBi มีแบนวิดท์ 566 และ 844 MHz ที่ความถี่ 0.9 และ 1.8 GHz ตามลำดับ และพบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทางทั้งสองความถี่ โดยที่วงจรถ่ายแปลงโครงสร้างดังกล่าวสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเชื่อมต่อกับสายอากาศแบบอื่นๆได้โดยที่จะสามารถออกแบบวงจรให้เลือกความถี่ 2 ความถี่ได้ตามความต้องการ ข้อควรระวังสำหรับการออกแบบคือการกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ Z3 ต้องกำหนดให้เหมาะสม สำหรับในการออกแบบส่วน tapered ของสายอากาศ ต้องกำหนดให้เหมาะสมเช่นกัน เพราะจะมีผลกับแบนวิดท์และอิมพีแดนซ์ ข้อที่ควรแก้ไขในงานชิ้นต่อไปก็คือจะต้องสามารถเลือกแบนวิดท์ได้ตามความต้องการ

เอกสารอ้างอิง

- [1] K. Tilley, X.-D. and K. Chang, "Coplanar waveguide fed coplanar strip dipole antenna," *Electron. Lett.*, vol. 30, no.3, pp.176-177, Feb. 1994.
- [2] N. I. Dib, R.N. Simon and L.P.B. Katehi, "New Uniplanar Transition for Circuit and Antenna Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no.12, pp. 2868 – 2873, Dec. 1995.
- [3] Y.D. Lin and S.N. Tsai, "Coplanar waveguide-Fed Uniplanar Bow-Tie Antenna," *Electron. Lett.*, vol. 45, no.2, pp.305-306, Feb. 1997.
- [4] N. Kaneda, W.R. Deal, Y. Qian, R. Waterhouse and T. Itoh, "A Broad-Band Planar Quasi-Yagi Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no.8, pp. 1158 – 1160, Aug. 2002.
- [5] Y.-J. Ren and K. Chang, "Bow-tie retrodirective rectenna," *Electron. Lett.*, vol. 42, no.4, Feb. 2006.
- [6] Y.-H. Suh and K. Chang, "Coplanar Stripline Resonators Modeling and Applications to Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no.5, pp. 1289 – 1296, May 2002.

- [7] Y.-Ho Suh and K. Chang, "A Hight-Efficiency Dual-Frequency Rectenna for 2.45-and 5.8-GHz Wireless Power Transmission," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no.7, pp.1784 – 1789, July 2002.
- [8] N. Kaneda Y. Qian and T. Itoh, "A Broad-Band Microstrip-to-Waveguide Transition Using Quasi-Yagi Antenna," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no.12, pp. 2562 – 2567, Dec. 1999.
- [9] Y. Qian and T. Itoh, "A Broadband Uniplanar Microstrip-to-CPS Transition," *APMC.*, 1998.
- [10] Y.-H. Suh and K.Chang, "A Wideband Coplanar Stripline to Microstrip Transition," *IEEE Microwave Lettt.*, vol. 11, no.1, pp28-29, Jan. 2001.
- [11] W. H. Tu and K. Chang, "Wide-Band Microstrip-to-Coplanar Stripline / SlotlineTransition," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no.3, pp. 1084 – 1089, March 2006.
- [12] C. Monzon., "A Small Dual-Frequency Transformer in Two Sections," *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no.4, pp. 1157 – 1161, April 2002.

1.3 สายอากาศผสมสัญญาณหลักการกึ่งแสง

1.4.1 สายอากาศผสมสัญญาณหลักการกึ่งแสงแบบวงแหวนไฮบริด

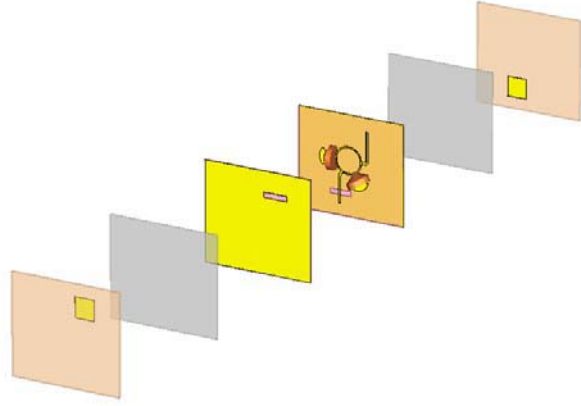
1. บทนำ

สายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสงมีหลักการทำงานโดยผสมสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ (RF) กับสัญญาณออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (LO) ให้กลายเป็นสัญญาณความถี่กลาง (IF) ที่สายอากาศนี้มีคุณสมบัติที่สำคัญได้แก่การลดการสูญเสียในสายส่งออกที่ความถี่คลื่นมิลลิเมตร [1] ซึ่งประกอบด้วยส่วนของสล็อตวงแหวนรีโซเนเตอร์โหลดโดยคู่ของไดโอดผสมสัญญาณ วิวัฒนาการของสายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสง สามารถสรุปได้ดังนี้ มีการใช้ประโยชน์โดยการรวมเอาหลักการกึ่งแสงและสายอากาศเข้าด้วยกันที่ความถี่มิลลิเมตรซึ่งได้นำเสนอใน [2] มีการเพิ่มอัตราขยายการเปลี่ยนแปลงโดยการใช้เลนส์ครึ่งวงกลม [3] การสูญเสียในการแปลงสัญญาณสามารถแก้ไขโดยการใช้ตัวแผ่กำลังงานเลนส์สล็อต [4] มีการนำเสนอตัวผสมสัญญาณกึ่งแสงแบบระนาบใช้สายอากาศสล็อตกระตุ้นโดยโหมดตั้งฉาก เพื่อแยกโคเคเดี่ยวระหว่างสัญญาณ RF กับสัญญาณ IF [5] มีการนำเสนอเทคโนโลยีสำหรับแทนระบบคลื่นมิลลิเมตร [6] สายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสงสามารถวาดลวดลายหลักโดยการควบคุมมุมของสัญญาณ LO [7,8] ในบางการประยุกต์ใช้งาน เช่น การหาคูณสมบัติค่าไดอิเล็กตริกโดยวิธีย้อนกลับ [9] มีความเป็นไปได้ที่จะใช้สายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสงในการวัดในอวกาศว่างในโดเมนของตำแหน่ง [10] สามารถให้ผลลัพธ์ที่ถูกต้องเช่นเดียวกับการวัดในโดเมนความถี่ วิธีนี้มีจุดเด่นที่สำคัญนั้น คือ ใช้เพียงสัญญาณ LO ตัวเดียว เพราะฉะนั้นจึงไม่ต้องทำให้สัญญาณ LO สอดคล้องกันเช่นในเครื่องรับซูเปอร์เฮเตอร์โรดายน์หลายช่อง แต่ปัญหาร้ายแรงเกิดขึ้นเมื่อมันมีการสะท้อนกลับจากวัตถุกลับเข้ามายังตัวผสมสัญญาณก่อให้เกิดความผิดพลาดในเครื่องมือวัดเพราะฉะนั้นการลดปัญหาการส่งสัญญาณออสซิลเลเตอร์ซ้ำจึงเป็นสิ่งจำเป็น

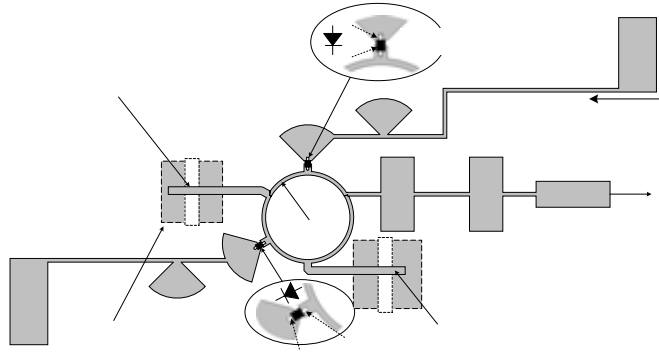
สายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสงที่มีรูปแบบหลังชนกันของท่อนำคลื่นร่วมกันนั้น ไม่สามารถลดสัญญาณ LO ที่ส่งซ้ำออกได้ งานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวิธีการแก้ปัญหการส่งสัญญาณ LO ซ้ำโดยใช้ไฮบริดแบบวงแหวนในสายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสง จะอธิบายหลักการของสายอากาศที่นำเสนอ วิเคราะห์พฤติกรรมของสายอากาศ และออกแบบบนพื้นฐานที่นำเสนอ สุดท้ายจะพิสูจน์โดยการวัดทดสอบ จะอธิบายผลทบทของกระแสการไปกลับของไดโอดผสมสัญญาณและการเพิ่มการแยกโคเคเดี่ยวสัญญาณ LO/RF ในที่สุด

2. หลักการของสายอากาศผสมสัญญาณหลักการกึ่งแสงแบบวงแหวนไฮบริด

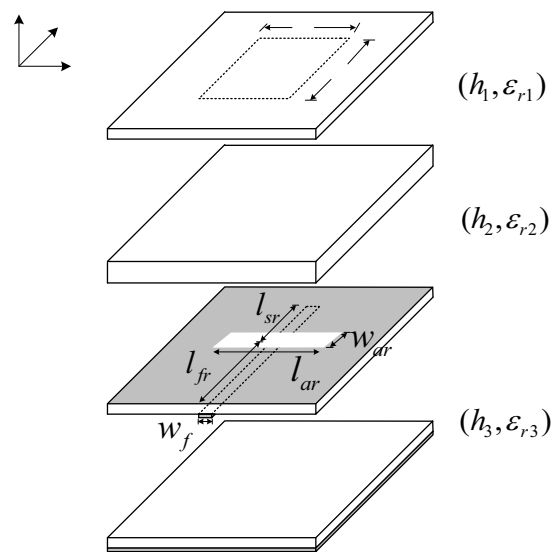
สายอากาศผสมสัญญาณหลักการกึ่งแสงที่ใช้วงแหวนไฮบริดเป็นตัวช่วยลดการส่งสัญญาณ LO ซ้ำ มีส่วนประกอบของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 1



(a)



(b)



(c)

รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสงวงแหวนไฮบริด

- (a) ส่วนประกอบของสายอากาศซึ่งมี 6 ชั้น (b) รูปขยายของไฮบริดแบบวงแหวนกับไดโอดผสมสัญญาณ
(c) การวางสลับชั้นแผ่น สตรีป-โพลี-สล็อต

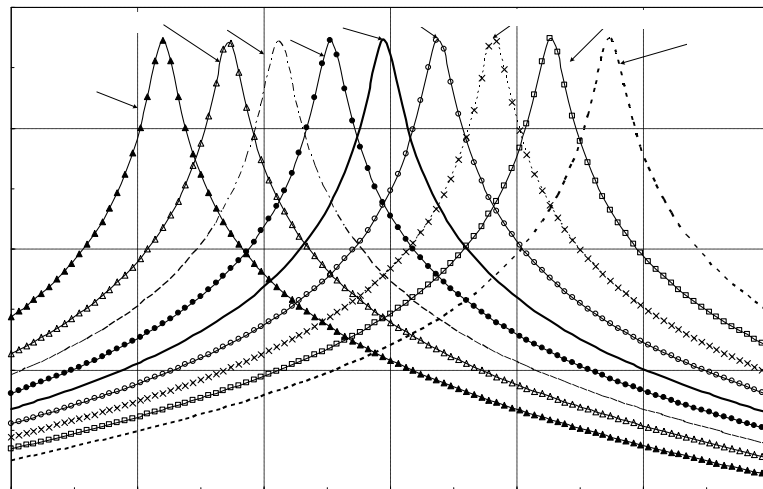
รูปที่ 1 (a) แสดงส่วนประกอบของสายอากาศซึ่งมี 6 ชั้น ประกอบด้วยช่องเชื่อมต่อติดสลับกับสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส ที่ใช้สำหรับการรับสัญญาณ RF และสัญญาณ LO ที่ส่วนชั้นบนสุดและล่างสุด ชั้นกลางเป็นส่วนของสายอากาศกับตัวไดโอดผสมสัญญาณแสดงในรูปที่ 1 (b) ที่แสดงให้เห็นเป็นการออกแบบที่ย่นความถี่ K ช่องเชื่อมต่อติดสลับสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสนั้นเป็นการออกแบบให้รับสัญญาณ RF และสัญญาณ LO ที่ความถี่ 18.8 GHz และความถี่ 17.5 GHz ตามลำดับ ตัวผสมสัญญาณวงแหวนไฮบริดใช้ปรับค่าอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) รัศมี R ถูกออกแบบให้รับความถี่สูงที่แยกจากกันได้ ในสายอากาศการรับสัญญาณ LO ไปยังสัญญาณ RF ชั้นของโพลีเอทิลีนสลับกับชั้นที่มีสล็อตเล็กๆ [11] ที่แสดงในรูปที่ 1 (c) และมีคุณลักษณะสมบัติที่ตอบสนองความถี่กว้าง ระดับการเกิดโพลาไรเซชันไขว้ต่ำและราคาถูก สายอากาศหน้ารูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสวางสลับที่ชั้นด้านบนมีความกว้าง l_p คือ กัดบนหน้าแผ่นชั้นรองโดยการใช้อวัสดุ R03003 PTFE ที่มีความสูง $h_1 = 0.762$ mm. และมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก $\epsilon_{r1} = 3$ ชั้นโพลีมีความหนา $h_2 = 0.5$ mm. และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก $\epsilon_{r2} = 1.07$ แทรกระหว่างชั้นสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสและป้อนสัญญาณมายังแผ่นชั้นรองป้องกันการแพร่กระจายพื้นผิวและทำให้แถบความถี่ของอิมพีแดนซ์กว้างขึ้น แผ่นชั้นรองที่การป้อนกระแสใช้วัสดุ TLC-27 หุ้มด้วยทองแดงสองด้านมีความสูง $h_3 = 0.37$ mm. และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก $\epsilon_{r3} = 2.75$ ด้านบนเป็นระนาบดิน และความกว้างของช่องเป็นการเพิ่มความกว้างแถบอิมพีแดนซ์ ด้านล่างเป็นสายป้อนสตรีปกัดเป็นช่องมีความกว้าง w_{ar} และความยาว l_{ar}

สัณฐานรูปทรงแนวรัศมีปลายเปิดที่มีสายอิมพีแดนซ์ต่ำและความกว้างแถบกว้างถูกใช้สร้างวงจร RF เพื่อให้มีขนาดเล็ก ดังรูปที่ 1 (b) ไดโอดซีดคัทเตอร์ HSCH-9101 ชนิด GaAs Beam Lead Schottky Barrier Diodes ถูกวางระหว่างแขนวงแหวนและสัณฐานรูปทรงแนวรัศมีที่มีความยาว 1.86 mm. และมีมุม 90° ทำหน้าที่เป็นกราวด์เสมือนโดยไม่มีการต่อกับกราวด์จริง ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) ที่มีความถี่คัทออฟที่ 2 GHz ถูกใช้จับสัญญาณ IF และเพื่อแยกออกจากโครงสร้างวงแหวนไฮบริด

3. การวิเคราะห์

ลักษณะเฉพาะที่สำคัญในการแยกสัญญาณ LO ไปยังพอร์ต RF ที่มีค่าสัมประสิทธิ์สูงจะทำให้สัญญาณ LO ไม่ถูกส่งซ้ำ เราใช้โปรแกรม ADS2001™ [12] ที่ใช้หลักการพีโมเดลสายส่งในการวิเคราะห์สายอากาศผสมสัญญาณวงแหวนไฮบริดที่น่าเสนอ โมเดลดังกล่าวแสดงในรูปที่ 1 (b) ประกอบด้วยวงแหวนไฮบริด (เรท-เรซ) 180° ไดโอดผสมสัญญาณ (ใช้เบอร์ HSCH 9101) และปรับอิมพีแดนซ์ LPF ในการวิเคราะห์นั้นตัวไดโอดผสมสัญญาณแมทช์ดีเยี่ยมกับ 50Ω ตัวแผ่นรอง TLC -27 มีความสูง 0.37 mm.

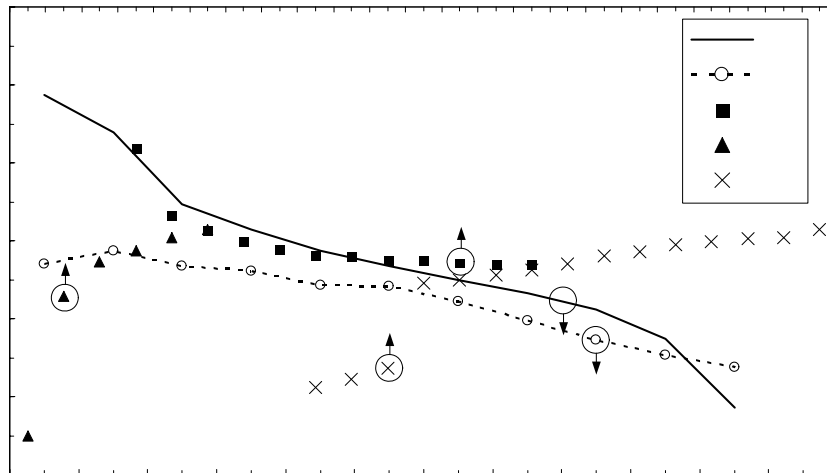
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.75 และค่าแฟกเตอร์สูญเสียไดอิเล็กตริกเท่ากับ 0.0025 ถูกใช้เป็นโครงสร้างวงแหวนไฮบริด ความกว้างของสายสตริปของขนาด $50\ \Omega$ และ $70.71\ \Omega$ เป็น 0.44 mm. และ 0.21 mm. ตามลำดับ พารามิเตอร์สำคัญของวงแหวนไฮบริด คือรัศมีวงแหวน (R) นั้น เริ่มออกแบบที่ขนาด 2.47 mm. และความยาวเส้นรอบวงเป็น 15.51 mm. หรือ $1.5\ \lambda_g$ [13] เมื่อ $\lambda_g = 10.34$ mm. เป็นความยาวคลื่นบนแผ่นชั้นรองที่ใช้ การแยกโคเดเดียมีค่ามากที่สุดที่ความถี่ 17.47 GHz ซึ่งเลื่อนออกไปจากความถี่ที่ต้องการที่ความถี่ 17.5 GHz ผลกระทบของรัศมี R บนวงแหวนไฮบริดที่ได้ศึกษาแสดงดังรูปที่ 2 มีความชัดเจนในการแยกโคเดเดียระหว่างสัญญาณ RF และสัญญาณ LO ($-10 \log |P_{LO \text{ at RF port}} / P_{LO \text{ at LO port}}| \text{ dB}$) แน่นอนขึ้นอยู่กัรัศมี R และการแยกโคเดเดียที่ดีที่สุดอยู่ที่ขนาดรัศมี R เป็น 2.465 mm.



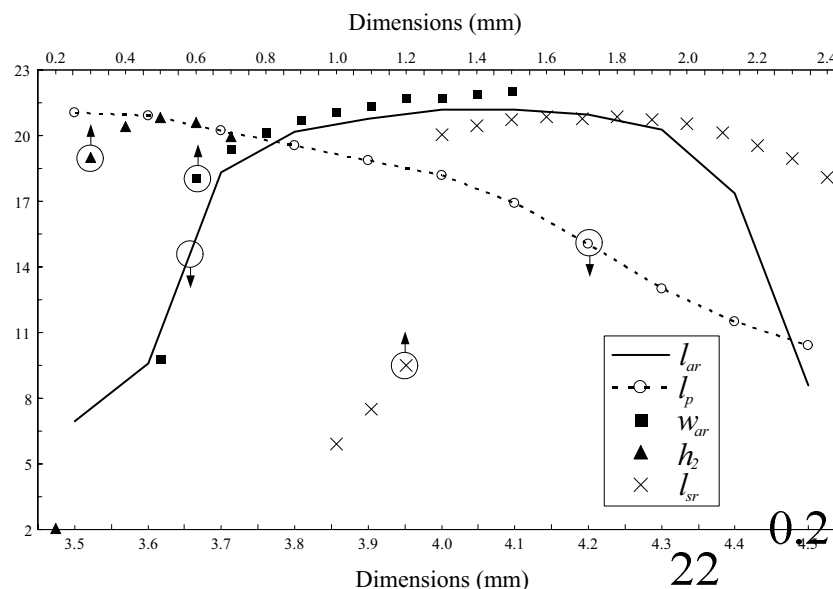
รูปที่ 2 การแยกโคเดเดียระหว่างสัญญาณ RF และสัญญาณ LO เปรียบเทียบความถี่ที่รัศมีวงแหวนไฮบริดต่างๆ

สายอากาศที่ใช้รับสัญญาณ RF และสัญญาณ LO ต้องเหมาะสม จะให้ค่าแทบจะไม่มี การสูญเสีย การแปลงของสายอากาศผสมสัญญาณ การวิเคราะห์ทำได้โดยใช้โปรแกรม CST2006TM [14] พารามิเตอร์สายอากาศประกอบด้วย l_p , l_{ar} , l_{sr} , w_{ar} และ h_2 โดยการแปรค่าพารามิเตอร์และพล็อตความถี่เรโซแนนซ์ระหว่างความถี่ 16-22 GHz และความกว้างแถบอิมพีแดนซ์ อยู่ในช่วง 2-23% ผลลัพธ์แสดงในรูปที่ 3 ความถี่เรโซแนนซ์ มีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงความยาว (l_p) ในแผ่นสายอากาศที่วางตัวสลับที่มีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัสและการเชื่อมต่อช่องความยาว (l_{ar}) ความยาว l_{ar} ต้องยาวกว่า l_p ถึงจะให้ความถี่เรโซแนนซ์หลายความถี่ ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 3 (a) เมื่อ l_{ar} , l_p , และ w_{ar} เพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ลดลง และเมื่อ l_{sr} และ h_2 เพิ่มขึ้นก็จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นตามด้วย ความกว้างแถบอิมพีแดนซ์ที่แสดงในรูปที่ 3 (b) ลดลงเมื่อ l_p เพิ่มขึ้นและความกว้างแถบอิมพีแดนซ์เพิ่มเมื่อ w_{ar} , h_2 และ l_{sr} เพิ่มขึ้น กราฟในรูปที่ 3 (a) และ (b) สามารถใช้สำหรับการออกแบบสายอากาศรับสัญญาณ RF

และสัญญาณ LO ที่มีความกว้างแถบที่กำหนด พารามิเตอร์ที่เหมาะสมสามารถเลือกได้ดังแสดงในรูปที่ 3 (b) ดังนั้นท้ายสุดของการออกแบบพารามิเตอร์ก็ออกจากความถี่เรโซแนนซ์ ในรูปที่ 3 (a) สำหรับที่ความกว้างแถบ 20 % และความถี่เรโซแนนซ์เป็น 18.8 GHz สายอากาศรับสัญญาณ RF มีขนาดดังแสดงในตารางที่ 1 การจำลองค่าสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศรับสัญญาณ RF กับพารามิเตอร์ในตารางที่ 1 เปรียบเทียบในกรณีของ l_{ar} ขนาดสั้นกว่า l_p เป็นดังรูปที่ 4 ที่แสดงนั้นเป็นช่วงล่างและช่วงบนของความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งขึ้นอยู่กับ l_p และ l_{ar} ตามลำดับ



(a)



(b)

รูปที่ 3 ความถี่เรโซแนนซ์และความกว้างแถบอิมพีแดนซ์สำหรับพารามิเตอร์ที่แตกต่างกัน

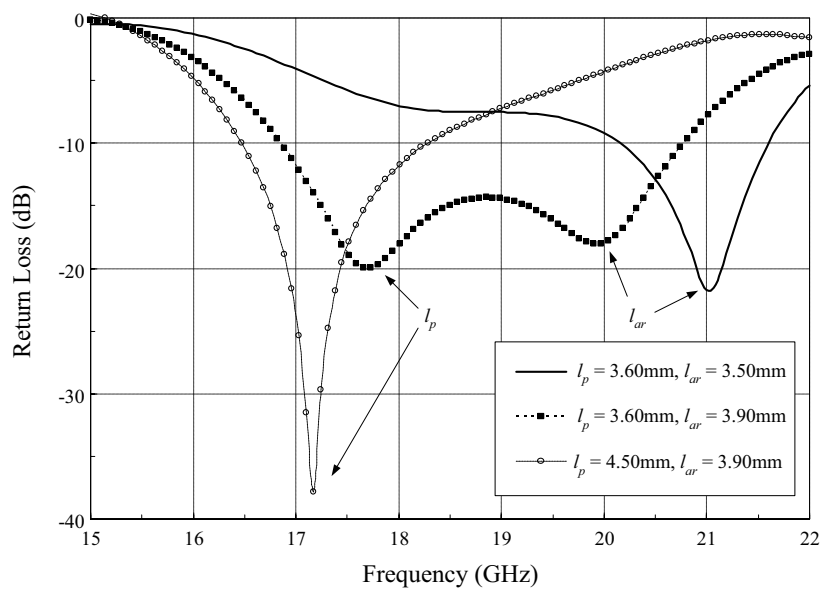
(a) ความถี่เรโซแนนซ์ (b) ความกว้างแถบอิมพีแดนซ์

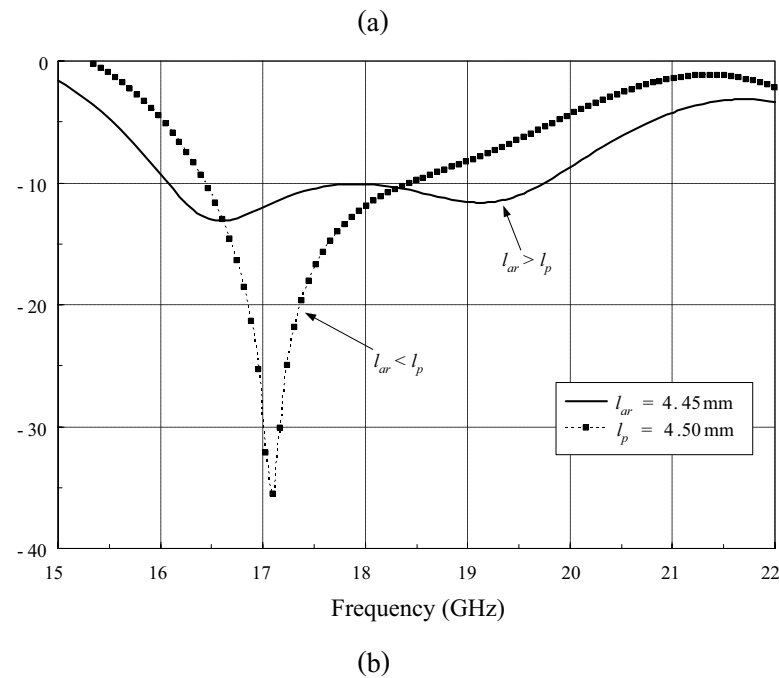
ตารางที่ 1 ขนาดของสายอากาศรับสัญญาณ RF (ที่ความถี่ 18.8 GHz)

Parameters	l_p	l_{ar}	w_{ar}	l_{sr}	h_2
Dimensions (mm)	3.60	3.90	0.90	1.80	0.50
Dimensions (λ in each ϵ_r)	$0.39\lambda_{der_1}$	$0.40\lambda_{der_3}$	$0.09\lambda_{der_3}$	$0.19\lambda_{der_3}$	$0.03\lambda_{der_2}$

ตารางที่ 2 ขนาดของสายอากาศรับสัญญาณ LO (ที่ความถี่ 17.5 GHz)

Parameters	l_p	l_{ar}	w_{ar}	l_{sr}	h_2
Dimensions (mm)	3.60	4.45	0.90	1.80	0.50
Dimensions (λ in each ϵ_r)	$0.36 \lambda_{der_1}$	$0.43 \lambda_{der_3}$	$0.09\lambda_{der_3}$	$0.17 \lambda_{der_3}$	$0.03 \lambda_{der_2}$





รูปที่ 4 การสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบกับความถี่ของสายอากาศรับ

(a) สายอากาศรับสัญญาณ RF (b) สายอากาศรับสัญญาณ LO

รูปที่ 4 (a) แสดงค่าสูญเสียย้อนกลับกับความถี่ของสายอากาศรับสัญญาณ RF ที่มีการตอบสนองความถี่แคบ เมื่อ $l_p > l_{ar}$ อีกด้านหนึ่ง มีการตอบสนองย่านกว้างของสัญญาณที่รับเข้ามาเมื่อ $l_p < l_{ar}$ ความกว้างแถบอิมพีแดนซ์ (ค่าสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -10 dB) เป็น 20.8 %

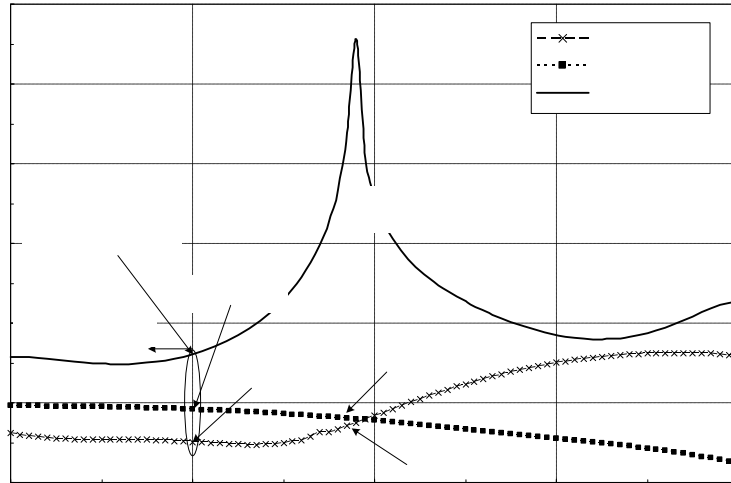
รูปที่ 3 (a) และ (b) แสดงข้อมูลทั้งหมดที่ให้ออกแบบสายอากาศรับสัญญาณ LO โดยการเพิ่ม l_{ar} ให้มีขนาด 4.45 mm หรือการเพิ่ม l_p จนถึง 4.5 mm ใช้สำหรับการลดความถี่เรโซแนนซ์จำลองค่าสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศรับสัญญาณ LO กับพารามิเตอร์ในตารางที่ 2 ซึ่งแสดงในรูปที่ 4 (b) ความกว้างแถบอิมพีแดนซ์ มีค่า 20 % ($l_{ar} > l_p$) และ 11.23% ($l_p > l_{ar}$) ตามลำดับพบว่าเราสามารถเพิ่มความกว้างแถบอิมพีแดนซ์ได้โดยใช้ l_{ar} ยาวกว่า l_p

4. ผลกระทบของการแยกโคเดเดี่ยวระหว่างสัญญาณ RF และสัญญาณ LO ต่อความผิดพลาดสัญญาณ IF

เนื่องจากรูปแบบสายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสงใน [7,8] ใช้ท่อนำคลื่นระนาบร่วมป้อนไปยังสายอากาศแพทช์และสายอากาศบ่วงแม่เหล็กตามลำดับ การแยกโคเดเดี่ยวสัญญาณในสายอากาศแบบหลักการกึ่งแสงจึงไม่สามารถมีค่าสูง การเปรียบเทียบการแยกโคเดเดี่ยวของสายอากาศใน [7,8] ในย่านความถี่ของ 17-19 GHz กับสายอากาศที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 5

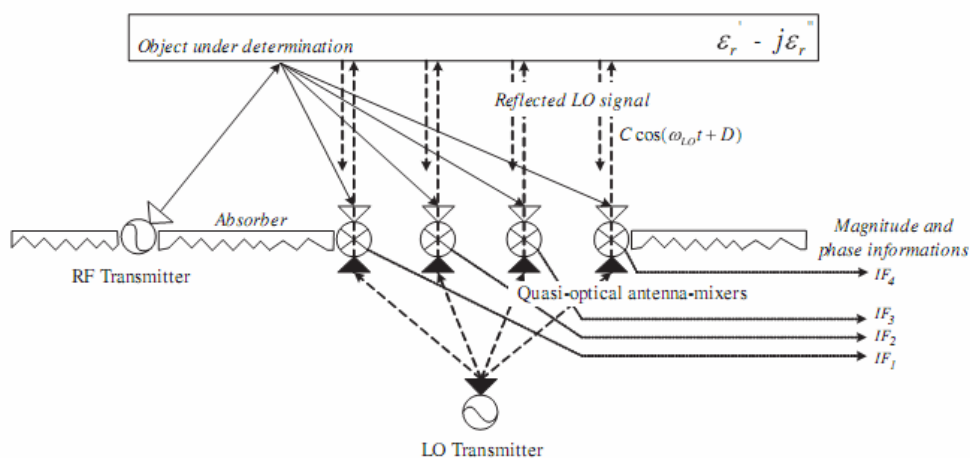
Return Loss (dB)

สายอากาศที่นำเสนอสามารถแก้ไขปัญหการแยกโคเดเดี่ยวได้ โดยมีขนาด 5-10 dB ที่ความถี่ 17.5 GHz เนื่องจากค่าสูงสุดในการแยกโคเดเดี่ยวทำที่ความถี่ 17.95 GHz ผลการแก้ไขที่สำคัญที่ความถี่นี้มีค่า 45 dB จะสังเกตพบว่าความถี่ของการแยกโคเดเดี่ยวค่าสูงสุดเลื่อนจาก



รูปที่ 5 การเปรียบเทียบของการคำนวณการแยกโคเดเดี่ยวระหว่างสัญญาณ RF และสัญญาณ LO ของสายอากาศที่ได้นำเสนอกับงานที่นำเสนอใน [7,8]

ความถี่ที่ต้องการที่ความถี่ 17.5 GHz เพราะว่าการจำลองโดยโปรแกรม ADS2001TM ละเลยชั้นฐานรองของขนาดแผ่นกราวด์และช่องว่างอากาศระหว่างจุดโกล์การป้อนสายสตริป ให้เราพิจารณาไดอะแกรมของวิธีการวัดย้อนกลับสำหรับการหาค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริก โดยการใช้สายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสงในรูปที่ 6 รูปนี้แสดงการส่งออสซิลเลเตอร์ RF สัญญาณ RF ไปยังวัตถุที่ต้องการทดสอบ และสัญญาณ RF สะท้อนกลับมาเข้าที่พอร์ต IF



รูปที่ 6 ไดอะแกรมของวิธีการวัดแบบย้อนกลับสำหรับการหาค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริก

โดยทั่วไปสัญญาณ RF สะท้อนกลับไปยังตัวผสมสัญญาณที่พอร์ทด้านบนในทางกลับกัน สัญญาณ LO จาก LO ออสซิลเลเตอร์ที่ส่งไปยังพอร์ทด้านล่าง ดังนั้นสัญญาณ IF คือวัดที่เอาต์พุตของตัวผสมสัญญาณ ความแม่นยำของระบบเกี่ยวกับความถูกต้องการวัดสัญญาณ IF ถ้าวัตถุที่ต้องการทดสอบ สะท้อนสัญญาณ LO ที่ส่งเข้าและเข้าพอร์ทด้านบน เราจะตั้งสมมติฐานอย่างง่ายเกี่ยวกับ การสะท้อนกลับของการส่งเป็น C เท่าของสัญญาณ LO ($0 \leq C \leq 1$) โดยที่มีการเลื่อนเฟสเป็น D ($-180^\circ \leq D \leq 180^\circ$) ทำให้มีสัญญาณ LO ($C \cos(\omega_{LO}t + D)$) เข้าพอร์ทด้านบนของสายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักกิ่งแสง และสัญญาณ IF เอาต์พุตของตัวผสมสัญญาณจะเป็น

$$IF = \frac{1}{2} \left[\cos(\omega_{RF}t + \omega_{LO}t) + \cos(\omega_{RF}t - \omega_{LO}t) + C \cos(\omega_{RF}t + \omega_{LO}t + D) + C \cos(\omega_{RF}t - \omega_{LO}t - D) \right] \quad (1)$$

โดยการกรอง RF, LO และสัญญาณเอาต์พุตที่แปลงขึ้น สัญญาณเอาต์พุตที่แปลงลงจะกลายเป็น

$$IF = \frac{1}{2} [\cos(\omega_{RF}t - \omega_{LO}t) + C \cos(\omega_{RF}t - \omega_{LO}t - D)] \quad (2)$$

ในอุดมคติสัญญาณเอาต์พุตในสมการ (2) คือ เทอมแรกเมื่อ C และ D เป็นศูนย์ ในกรณีที่ C และ D ไม่เท่ากับศูนย์ ผลลัพธ์จะแตกต่างจากในอุดมคติ ซึ่งความผิดพลาดสามารถหาได้จาก

$$Error(\%) = \frac{Eq.(6.9)|_{C=D=0} - Eq.(6.9)|_{arbitrary\ C,D}}{Eq.(6.9)|_{C=D=0}} \times 100 \quad (3)$$

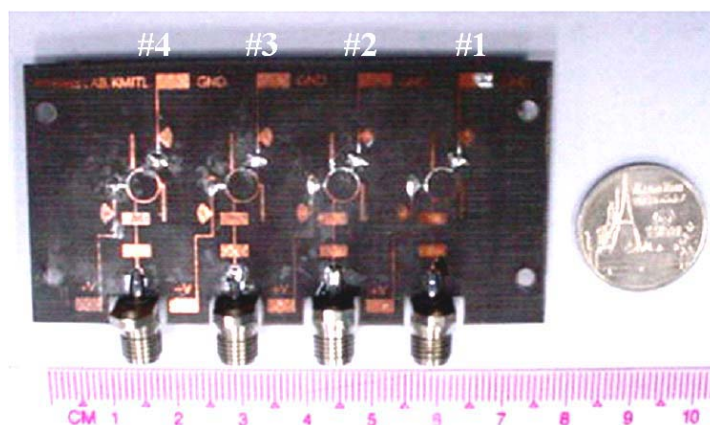
ตารางที่ 3 ความผิดพลาดเมื่อค่า C และ D มีค่าต่างๆ

C (Isolation dB)	1 (0 dB)	0.1 (10 dB)	0.001 (20 dB)	0.0 (∞ dB)
D	$0,180^\circ$	$0,180^\circ$	$0,180^\circ$	$0,180^\circ$
Error (%)	100	10	2	0

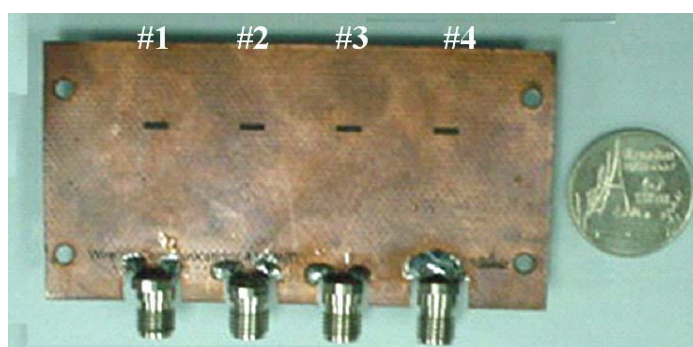
ตารางที่ 3 แสดงความผิดพลาดของสัญญาณเอทพุทที่เกิดจากสัญญาณ LO ที่ส่งซ้ำออกไปที่ค่า C และ D ต่างๆ ความผิดพลาดจะเป็น 0% เมื่อ C เป็น 0 (ไม่มีการส่ง LO ซ้ำ) และเป็น 100 % เมื่อมีการส่ง LO ซ้ำจากวัตถุทั้งหมด การส่ง LO ซ้ำลดลงทำให้ค่าความผิดพลาดของสัญญาณ IF ลดลง ความผิดพลาดนี้มีผลกระทบสำคัญต่อวิธีการวัดย้อนกลับสำหรับหาคุณสมบัติไดอิเล็กตริก [9,10] และสัญญาณ IF จะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 10 %เมื่อการส่งสัญญาณ LO ซ้ำมีขนาดน้อยกว่า 10 dB

5. การแยกโดดเดี่ยวและการวัดค่าสูญเสียการแปลงสัญญาณ

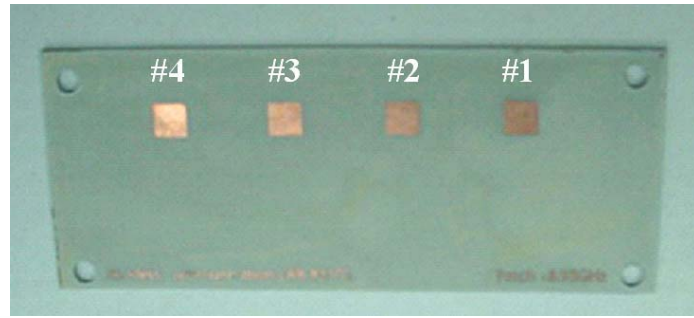
โดยการออกแบบสายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสงสี่ตัวตามหลักการในหัวข้อที่ 3 ร่วมกับขนาดในตารางที่ 1 และตารางที่ 2 เมื่อความถี่ RF เป็น 18.8 GHz และความถี่ LO เป็น 17.5 GHz สายอากาศผสมสัญญาณที่สร้างขึ้นเป็นดังแสดงในรูปที่ 7



(a)



(b)

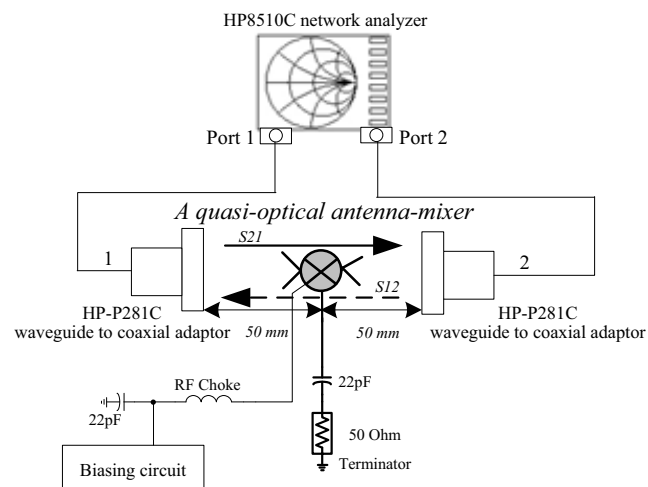


(c)

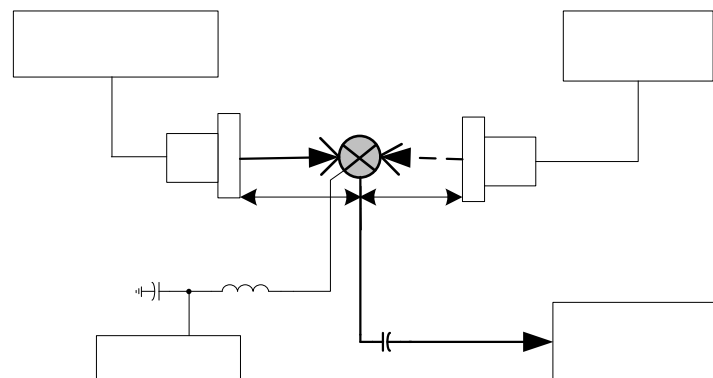
รูปที่ 7 ภาพถ่ายของสายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสงที่สร้างขึ้น

(a) ชั้นของวงจรผสมสัญญาณ (b) ชั้นสล็อต-ระนาบดิน (c) ชั้นสายอากาศรับสัญญาณรูปแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส

รูปที่ 7 (a) –(c) แสดงชั้นวงจรตัวผสมสัญญาณ ชั้นสล็อตระนาบกราวด์และชั้นสายอากาศแผ่นสี่เหลี่ยมจัตุรัส ตามลำดับ เรายึดสายอากาศให้อยู่กับที่โดยใช้สกรูพลาสติกและเทปอูมิเนียมให้เป็นตัวครอบขอบการเชื่อมต่อสัญญาณ LO ที่ไปยังวงจรตัวผสมสัญญาณ ช่องระหว่างสายอากาศตัวประกอบมีขนาด 0.9λ at 18.8 GHz



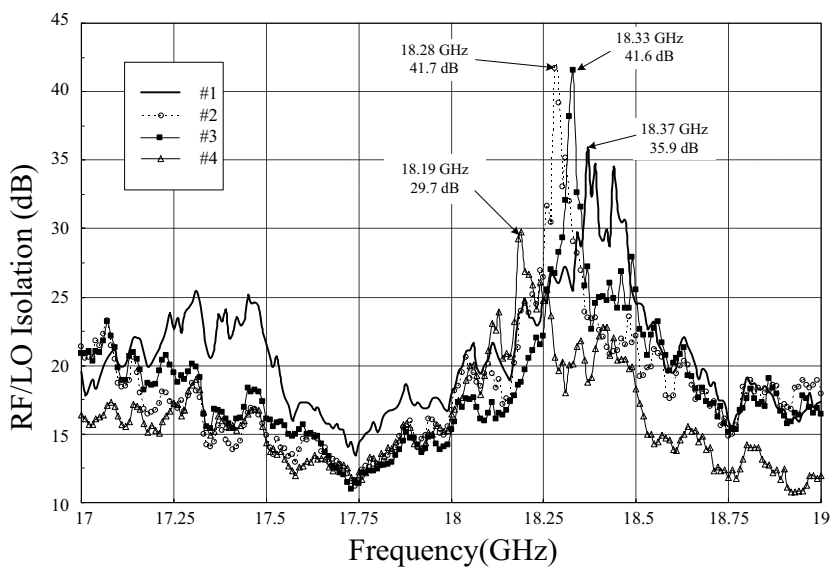
(a)



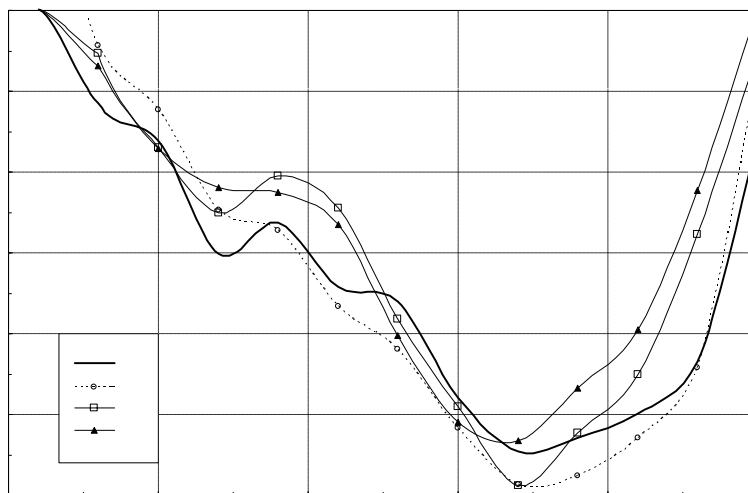
(b)

รูปที่ 8 การเตรียมการทดลอง (a) การแยกโคเดเดี่ยว (b) การสูญเสียการเปลี่ยนแปลง

การเตรียมการทดลองสำหรับวัดการแยกโคเดเดี่ยวแสดงในรูปที่ 8 (a) การแยกโคเดเดี่ยวระหว่างตัวส่ง LO และสายอากาศรับ RF ใช้ HP8510C network analyzer วัด S_{21} โดยใช้ HP-P281C waveguide to coaxial adaptors เป็นตัวส่งสัญญาณ ระยะระหว่างแต่ละด้านเป็น 50 mm ถึงวัสดุครอบคลุมบริเวณสนามไกล ใช้วัสดุดูดซับ ECCOSORB AN-77 Emerson ครอบคลุมสายอากาศด้านผนังเพื่อป้องกันสนามกระจายออกจากขอบของสายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสง



(a)



(b)

รูปที่ 9 ผลการวัดเปรียบเทียบกับความถี่

(a) การแยกโคเดเดี่ยวระหว่างสัญญาณ RF และสัญญาณ LO (b) การสูญเสียการแปลงสัญญาณ

รูปที่ 9 (a) แสดงการแยกโคเดเดี่ยวระหว่างพอร์ต LO ไปยังพอร์ต RF ของสายอากาศผสมสัญญาณที่องค์ประกอบที่ 1, 2, 3 และ 4 มีขนาดเป็น 35, 41, 41 และ 29 dB ตามลำดับ ซึ่งเกิดที่ความถี่ 18.37, 18.28, 18.33 และ 18.19 GHz ตามลำดับ สังเกตว่าความถี่แตกต่างจากผลการจำลองในรูปที่ 5 เนื่องจากสมมติให้ไดโอดผสมสัญญาณแมทช์กับค่า 50Ω และไดโอดผสมสัญญาณนี้จำเป็นต้องมีช่องว่างระหว่างสายสกริปและแผ่นฐานรองการป้อนด้านบน ทำให้ในการสร้างความถี่เลื่อนจากที่ออกแบบไว้ที่ความถี่ 17.5 GHz ไปประมาณ 0.8 GHz ที่ซึ่งมีความคลาดเคลื่อนคิดเป็น 4.37%

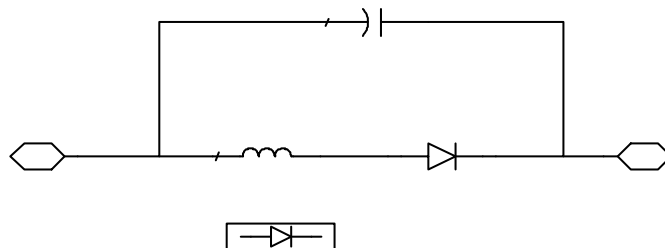
การสูญเสียการแปลงไอโซทรอปิกของสัญญาณ [2] ที่วัดโดยการใช้ Agilent E4403B spectrum analyzer, Agilent 83630B และ HP83640B sweep signal generator แสดงในรูปที่ 8 (b) ระดับกำลังงานของสัญญาณ RF และสัญญาณ LO ตั้งไว้ที่ค่าสูงสุดเท่ากับ +15dBm เนื่องจากระดับกำลังงานของสัญญาณ LO ไม่สูงพอที่จะทำให้ช็อคไดโอดทำงานได้ จึงต้องเพิ่ม การไบอัส DC เพื่อให้เกิดความเหมาะสมของการทำงานสายอากาศผสมสัญญาณนี้ กระแสไบอัส มีค่า 1.658 mA ค่าสูญเสียการแปลงไอโซทรอปิกของสายอากาศผสมสัญญาณทั้งสี่มีค่าแสดงในรูปที่ 9(b) ซึ่งค่าสูญเสียการแปลงน้อยกว่า 14 dB (#2, #3) และ 16 dB(#1, #4) ที่ความถี่ 19.25 GHz ความแตกต่างระหว่างค่าสูญเสียการแปลงกับองค์ประกอบสายอากาศผสมสัญญาณที่อยู่ด้านนอก (#1, #4) และองค์ประกอบสายอากาศผสมสัญญาณที่อยู่ด้านใน (#2, #3) แสดงถึงการกระตุนขนาดที่ไม่เหมือนกันของสัญญาณ LO ซึ่งค่าสูงสุดอยู่ที่ตรงกลางของสายอากาศ ค่าสูญเสียการแปลงของสายอากาศที่นำเสนออยู่ที่ประมาณ 7-9 dB ซึ่งสูงกว่ารูปแบบใน[13] แฟลคเตอร์ที่มีผลกระทบแน่นอนคือระดับกำลังการเพิ่มสัญญาณโลคอลลออสซิลเลเตอร์ จำนวนระดับกำลังงานสัญญาณโลคอลลออสซิลเลเตอร์ที่สายอากาศผสมสัญญาณได้เท่ากับ -13.8 dBm ครอบคลุมการสูญเสียที่กระจายจากสายอากาศการส่ง LO มีขนาด 5.6 dB (พบจากกำลังงานที่กระจายของโหมด TE_{10} ช่องสายอากาศนั้น ขึ้นสายอากาศผสมสัญญาณแบ่งโดยรวมกำลังงานที่กระจาย) ระดับกำลังงานสัญญาณ LO ที่สายอากาศผสมสัญญาณมีค่า -19.4 dBm มีความถี่เลื่อนไปเล็กน้อยจากความถี่ 18.8 GHz ของความถี่ที่ต้องการคิดเป็นความคลาดเคลื่อน 2.34 % ค่าสูญเสียการแปลงสูงขึ้นเล็กน้อย ความไม่สมบูรณ์ของตัวผสมสัญญาณเกิดจาก การแมทช์และค่าความต้านทานอนุกรมDCในตัวไดโอดผสมสัญญาณ กระบวนการออกแบบที่ถูกต้องทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนไปเล็กน้อยจากการวัด ผลการทดสอบสายอากาศผสมสัญญาณทั้งสี่ตัวชี้ให้เห็นอย่างชัดเจนว่าสามารถนำแบบจำลองนี้ไปสร้างใช้งานจริงได้อย่างแน่นอน

6. ผลกระทบของการกระแสการไบอัสตัวไดโอดผสมสัญญาณและกำลังสัญญาณ LO ต่อการแยกโคเดเดี่ยว

ในหัวข้อที่ผ่านมาพบว่าการวัดการสูญเสียการแปลงมีค่าสูงกว่าแบบจำลองตัวผสมสัญญาณ เนื่องจากผลของความไม่สมบูรณ์การแมทช์ของตัวไดโอดผสมสัญญาณ ผลลัพธ์นี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช้วิธีดิงโหลด [15] ที่เหมาะกับอิมพีแดนซ์ฝั่งตัวที่ไม่เป็นเชิงเส้นของตัวไดโอดผสมสัญญาณ ซึ่งสามารถเลือกได้โดยใช้ซอฟต์แวร์ CAD [16] เนื่องจากการทำงานนี้เน้นการแก้ไขการแยกโคเดเดี่ยวของสายอากาศ

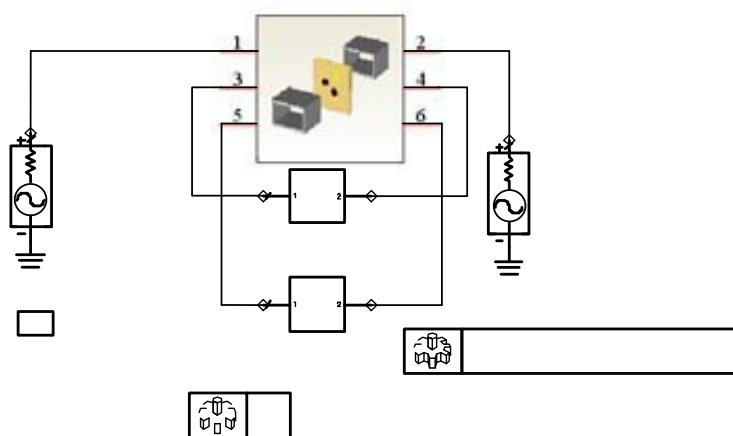
ผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสง ในหัวข้อนี้จะศึกษาผลของกระแสการไบอัสตัวไดโอดผสมสัญญาณและกำลังสัญญาณ LO ต่อการแยกโคเดเดี่ยว

การศึกษาเริ่มโดยโมเดลไดโอดช็อตกีเบอร์ HSCH-9101 ที่แสดงในรูปที่ 10 โมเดลประกอบด้วยส่วนภายในโมเดล (SPICE: $B_v=5V$, $C_{jo}=0.04pF$, $E_g=1.43$, $X_{ti}=2$, $M=0.5$, $I_s=1.6 \times 10^{-13}A$, $R_s=5 \Omega$, $I_{bv}=10E-5A$, $V_j=0.7V$ and $N=1.2$) และส่วนภายนอกโมเดล (กลุ่มที่เกาะอยู่: $C_p=35fF$ and $L_p=0.1nH$)



รูปที่ 10 โมเดลของไดโอดช็อตกีทำงานในย่านไมโครเวฟที่ไม่เป็นเชิงเส้น

การจำลองร่วมของการจำลองสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแบบสามมิติ(CST2006TM) และการจำลองฮาร์โมนิก(ADS2001TM) ใช้สำหรับการคำนวณการแยกโคเดเดี่ยวในเทอมของอิมพีแดนซ์ไดโอดที่ฝังตัวที่ขึ้นอยู่กับการสแคว DCไบอัส และการเพิ่มสัญญาณ LO เราคำนวณจากพารามิเตอร์ S ของโครงสร้างสายอากาศในสภาพการทดลองที่แสดงในรูปที่ 8 (a) โดย CST2006TM ที่พอร์ท 1 และพอร์ท 2 เป็นการต่อไปยังท่อนำคลื่นและพอร์ท 3, 4, 5 และ 6 เป็นการต่อไปยังขั้วไดโอดที่อธิบายในรูปที่ 1 (b) การเตรียมการจำลองร่วมแสดงในรูปที่ 11



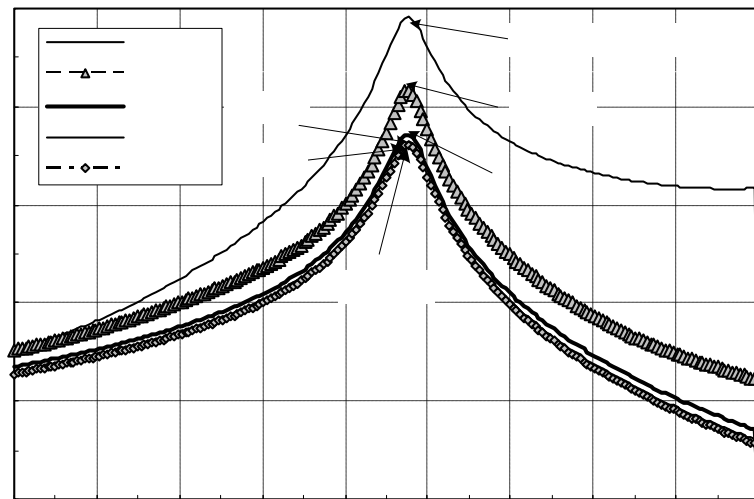
รูปที่ 11 การจำลองร่วมระหว่างวงจรไม่เป็นเชิงเส้นและการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้า

DUT1 และ DUT 2 แทนโมเดลไดโอดและวงจรการไบอัส (bias tees) ความถี่ LO ถูกกวาดจากความถี่ 17 GHz ถึง 18.8 GHz เพื่อหาการแยกโคเดเดี่ยวในย่านความถี่นี้ การแยกโคเดเดี่ยวคำนวณได้จาก

$$Isolation(dB) = abs(dBm(HB.V_{RF}[:,1]) - dBm(HB.V_{LO}[:,1])) - P_L + G_{2A} \quad (4)$$

ที่ $dBm(HB.V_{RF}[:,1])$ คือ กำลัง LO ที่ V_{RF} และ $dBm(HB.V_{LO}[:,1])$ คือ กำลังการเพิ่ม LO ที่ V_{LO} PL และ G_{2A} เป็นค่าสูญเสียในทางเดินของคลื่นและอัตราขยายของท่อนำคลื่นที่ถูกใช้ ตัวแปรเหล่านี้มีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่

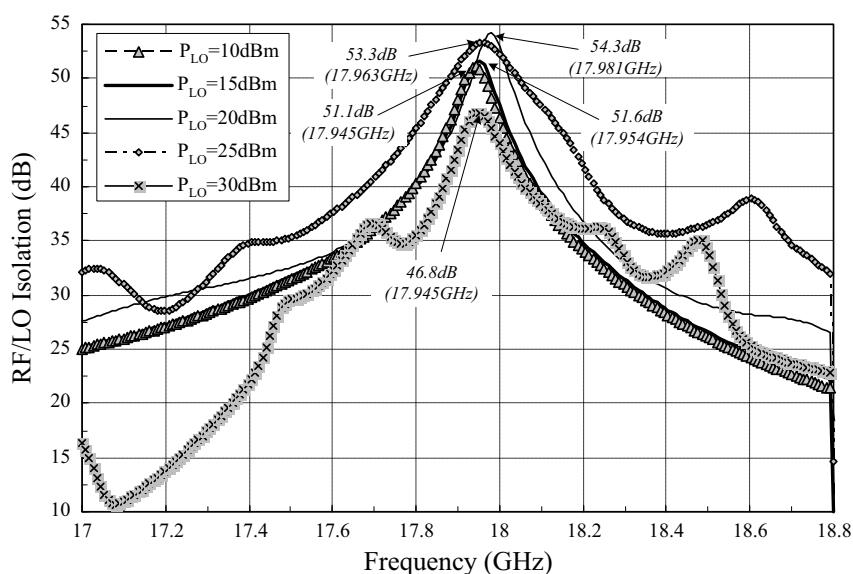
การจำลองที่หนึ่งใช้กำลังการเพิ่ม LO (P_{LO}) มีค่า +15 dBm พบว่ากำลังการเพิ่ม LO ที่จุด VD1 และ VD2 เป็น -18.7 dBm ค่านี้มีผลต่อค่าสูญเสียทางเดินของคลื่น, ค่าสูญเสียกระจายและไม่แมทซ์ของไดโอดผสมสัญญาณ ค่าการแยกโคเดเดี่ยวระหว่าง RF /LO ที่ความถี่ 17.95 GHz แสดงในรูปที่ 12 สำหรับกระแสการไบอัส 0 mA, 1.658 mA, 5 mA, 10 mA และ 20 mA เป็น 59.2 dB, 51.6 dB, 47.2 dB, 46.4 dB และ 46.1 dB ตามลำดับ และความกว้างแถบเป็นส่วนกลับกับกระแสการไบอัส



รูปที่ 12 การแยกโคเดเดี่ยวระหว่างสัญญาณ RF และ สัญญาณ LO เปรียบเทียบกับกระแสการไบอัส

การจำลองที่สองทำเมื่อกระแสการไบอัสเป็น 1.658 mA สอดคล้องกับการวัดค่าสูญเสียต่ำสุด กำลัง LO ที่แปรผันจาก + 10 dBm (P_{LO} ที่ $V_{D1,2} = -23.8$ dBm), +15 dBm (P_{LO} ที่ $V_{D1,2} = -18.7$ dBm), +20

dBm (P_{LO} ที่ $V_{DI,2} = -13.3$ dBm), +25 dBm (P_{LO} ที่ $V_{DI,2} = -6.2$ dBm) และ +30 dBm (P_{LO} ที่ $V_{DI,2} = 1.4$ dBm) ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 13 ซึ่งสังเกตได้ว่า การเพิ่มการแยกตัวออกที่ก่้าง LO เพิ่มขึ้นจาก +10 dBm ถึง +20 dBm การแยกโคเดเดี่ยวเมื่อก่้าง LO ของ +10 dBm, +15 dBm และ 20 dBm เป็น 51.1 dB, 51.6 dB และ 54.3dB ตามลำดับ การอิมตัวเกิดที่ก่้างของ LO มีค่า +20 dBm จากนั้น การแยกโคเดเดี่ยวลดลงเมื่อก่้างการเพิ่ม LO เพิ่มขึ้น การแยกโคเดเดี่ยวที่สอดคล้องก่้าง LO ขนาด + 25 dBm และ +30dBm เป็น 53.3 dB และ 46.8 dB ตามลำดับ ความถี่การแยกโคเดเดี่ยวที่ค่าสูงสุดเบี่ยงเบนจากความถี่ 17.945 GHz ไป 17.981 GHz แสดงถึงผลกระทบสัญญาณที่สำคัญ [18] ควรจะสังเกตรูปร่างโค้งความถี่ ของการแยกโคเดเดี่ยว เมื่อก่้าง LO เป็น +25 dBm และ +30 dBm ที่แตกต่างจากรูปแบบโค้งเรียบ ที่แสดงถึงการผสมคลื่นระหว่างกัน [18]



รูปที่ 13 การแยกโคเดเดี่ยวระหว่างสัญญาณ RF และ สัญญาณ LO เปรียบเทียบกับระดับก่้างการเพิ่ม LO

จากการจำลองทั้งสองนี้ เราสามารถสรุปได้ว่าต้องออกแบบกระแสการไบอัสไดโอดและก่้าง LO ให้เหมาะสมจึงจะได้การแยกโคเดเดี่ยวที่ดีที่สุด นอกจากนี้ค่าสูญเสียการแปลงสามารถแก้ไขได้โดยใช้วิธีดิงโหลด [15] งานวิจัยนี้ไม่ได้แสดงถึงวิธีการดังกล่าว ความถี่ที่ค่าสูงสุดการแยกโคเดเดี่ยวเลื่อนไปเนื่องจากความยาวรัศมีวงแหวนไฮบริด ความคลาดเคลื่อนในการสร้างนี้สามารถอธิบายได้ชัดเจนในรูปที่ 2 ค่าการวัดการแยกโคเดเดี่ยวน้อยกว่าวิธีการจำลองอย่างชัดเจน เนื่องจากการวัดโมเดลไดโอดที่ต่างไปจากในวิธีการจำลอง สมรรถนะของสายอากาศที่น่าเสนอสามารถเข้าใจได้อย่างถูกต้องโดยการหิยผลกระทบดังกล่าวมาพิจารณาจะให้ความถูกต้องในการสร้างสายอากาศมากที่สุด

7. สรุป

ได้นำเสนอสายอากาศผสมสัญญาณแบบวงแหวนไฮบริดเพื่อแก้ไขการแยกโคเดเดี่ยวระหว่างสัญญาณ RF และสัญญาณ LO มันประกอบด้วยช่องเชื่อมติดต่อสลับกับแพทช์รูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสสำหรับ

การรับสัญญาณ RF และสัญญาณ LO อีกส่วนคือวงจรผสมสัญญาณประกอบด้วยวงแหวนแบบไฮบริดกับไดโอดผสมสัญญาณ จากการวิเคราะห์สายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสงวงแหวนแบบไฮบริดพบว่ารัศมีวงแหวนไฮบริดมีความไวต่อการแยกโคเดเคียวระหว่างสัญญาณ RF และสัญญาณ LO ความยาวสล็อต (L_{ar}) ควรจะยาวกว่าความกว้างแผ่นรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัส (L_p) ถึงจะรับสัญญาณแถบกว้างได้ ตัวผสมสัญญาณของสายอากาศนี้แสดงการแยกโคเดเคียวระหว่างสัญญาณ RF และสัญญาณ LO ที่มีนัยสำคัญ ได้เปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างผลกระทบของการแยกโคเดเคียวระหว่างสัญญาณ RF และสัญญาณ LO ต่อข้อผิดพลาดจะมีผลต่อสัญญาณ IF ได้ออกแบบสายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสงวงแหวนไฮบริดแบบสี่องค์ประกอบ และทดสอบการทำงานที่ย่านความถี่ K การวัดการแยกโคเดเคียวระหว่างสัญญาณ RF และสัญญาณ LO มีค่าประมาณ 29 dB และการสูญเสียการแปลงมีค่าประมาณ 16 dB โดยมีความถี่เลื่อนจากความถี่ที่ต้องการไป 4.37 % สายอากาศผสมสัญญาณแบบหลักการกึ่งแสงที่มีการแยกโคเดเคียวสูงสามารถประยุกต์ใช้งานในด้านวิธีการวัดย้อนกลับสำหรับการหาค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริก

เอกสารอ้างอิง

- [1] K. D. Stephan, N. Camilleri and T. Itoh, "A quasi-optical polarization-duplex balanced mixer for millimeter-wave applications," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-31, no. 2, pp. 164–170, Feb. 1983.
- [2] V. D. Hwang, T. Umano and T. Itoh, "Quasi-optical integrated antenna and receiver front end," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, no. 1, pp. 80-85, Jan. 1988.
- [3] S. K. Masarweh, T. N. Sherer, K. S. Yngvesson, "Modeling of a monolithic slot ring quasi-optical mixer," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 9, pp. 1602–1609, Sep. 1994.
- [4] C. Y. Tong and R. Bludell, "A self-diplexing quasi-optical magic slot balanced mixer," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 3, pp. 383–388, Mar. 1994.
- [5] S. V. Robertson and L. P. B. Katehi, "A planar quasi-optical mixer using a folded-slot antenna," *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*, vol. 43, no. 4, pp. 896-898, Apr. 1995.

- [6] D Neculoiu, G Bartolucci, *et al.*, “A micromachined 38GHz schottky-diode uniplanar monolithic integrated quasi-optical mixer,” *IEEE radio frequency integrated circuits (RFIC) symposium*, pp. 531–534, 2004.
- [7] T. Nishimura, N. Ishii and K. Itoh, “Beam scan using the quasi-optical antenna mixer array,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 7, pp. 1160-1166, July 1999.
- [8] H. Saito, T. Nishimura, M. Yamamoto and K. Itoh, “Quasi-optical antenna-mixer array composed of a magnetic loop antenna operated at 10-GHz band,” *Electronics and Communications in Japan* 2004; vol. 87, no. 4, pp. 45-53.
- [9] K. P. Thakur and W. S. Holmes, “Noncontact measurement of moisture in layered dielectrics from microwave reflection spectroscopy using an inverse technique,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no.1, pp.76-82, Jan. 2004.
- [10] J. Mearnchu, D. Torrungrueng, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, “An inverse technique for dielectric-property determination from reflection measurement in spatial domain,” *Proc. of APMC 2005*, China, vol.5, pp. 3051-3054.
- [11] J. F. Zurcher and F. E. Gardiol, *Broadband patch antennas*: Norwood, MA: Artech House, 1995.
- [12] Advanced Design System Fundamentals. Agilent EEsof EDA. Part Number E8900-90329- ADS 1.5 (4/01).
- [13] D. M. Pozar, *Microwave engineering*: New York: John Wiley & Sons, 1998.
- [14] CST Microwave Studio[®] 3D EM for High Frequency. CST STUDIO SUITE[™] 2006.

- [15] D. Le and F. M. Ghannouchi, "Multitone characterization and design of FET resistive mixers based on combined active source-pull/load-pull techniques," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 9, pp. 1201-1208, Sep. 1998.
- [16] A. Velazquez, A. Lazaro, L. Pradell and A. Comeron, "Application of CAD load-pull techniques in mixer design," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, pp. 320-323, 2003.
- [17] <http://www.avagotech.com/assets/downloadDocument.do?id=1811>
- [18] U. L. Rohde and D. P. Newkirk, *RF/Microwave circuit design for wireless applications*. New York: John Wiley & Sons, Inc, 2000.
-

1.4 สายอากาศร่อง

1.5.1 สายอากาศแถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ

1. บทนำ

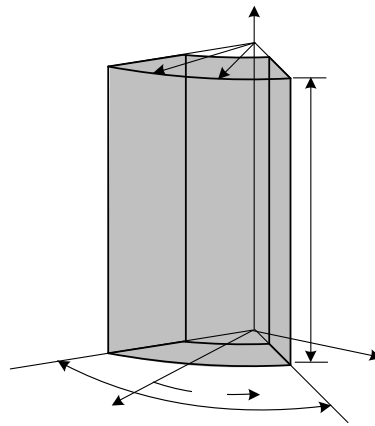
สายอากาศแถวลำดับแบบร่องนิยมนำไปใช้งานอย่างแพร่หลายเนื่องจากโครงสร้างของสายอากาศเหมาะสมในการเข้ารูปร่าง ทนกำลังงานได้สูง และมีประสิทธิภาพสูง [1] โดยโครงสร้างของสายอากาศที่เหมาะสมสำหรับการนำไปประกอบเป็นแถวลำดับเป็นแนวยาวตามแกน [2] หรือแถวลำดับแบบวงกลมแนวเส้นรอบวง (Circular array) คือ สายอากาศแบบร่องบนผิวเซกเตอร์ทรงกระบอก สายอากาศชนิดนี้เหมาะสำหรับนำไปประยุกต์ใช้ในงานปรับลำคลื่นทางไฟฟ้า (Electronically steerable beam) หรือแถวลำดับแบบปรับเฟสแบบคงรูป (Conformal phased array) สำหรับในงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างที่เป็นสายอากาศแบบร่องบนผิวเซกเตอร์ [3]-[5] อย่างไรก็ตามงานวิจัยที่นำเสนอมาก่อนนี้พิจารณาเพียงร่องบนท่อนำคลื่นเท่านั้น ในส่วนของสายอากาศแบบร่องบนผิวเซกเตอร์นั้นเป็นการนำเสนอโครงสร้างเป็นแบบเรโซเนเตอร์ที่กระตุ้นด้วยโพรบตัวนำไฟฟ้า และศึกษาเกี่ยวกับคุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ [6]-[7] จากงานวิจัยที่กล่าวมาข้างต้นพบว่ายังไม่มีงานวิจัยเกี่ยวกับโครงสร้างของสายอากาศแถวลำดับแบบร่องบนผิวเซกเตอร์ทรงกระบอกที่กระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ

ในงานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ โดยเริ่มการวิเคราะห์จากศึกษาท่อนำคลื่นและเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วม หาสมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้วิธีศักย์เวกเตอร์ร่วมกับการประยุกต์จากการวิเคราะห์ท่อนำคลื่นและเรโซเนเตอร์แบบสายนำสัญญาณแกนร่วม (Coaxial cable) และเซกเตอร์ทรงกระบอก ได้ศึกษาการกระจายสนามแม่เหล็กของแต่ละโหมด หาความสัมพันธ์ของขนาดหน้าตัดของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมที่โหมดพื้นฐาน และเปรียบเทียบกับค่าตัวประกอบเชิงคุณภาพ เพื่อใช้เลือกค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนำไปออกแบบสายอากาศแถวลำดับแบบร่องจำนวน 2 องค์ประกอบ ซึ่งทำให้การกระจายสนามแม่เหล็กบริเวณร่องของแถวลำดับมีขนาดและเฟสเหมาะสม นำไปสู่แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด จากนั้นเพิ่มจำนวนร่องแถวลำดับเป็นจำนวน 4 องค์ประกอบ วิเคราะห์พารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อให้สายอากาศได้คุณลักษณะที่เหมาะสมที่สุด จากนั้นทำการสร้างและทดสอบสายอากาศเพื่อยืนยันผลที่ได้จากการจำลองต่อ โดยสายอากาศที่ออกแบบดังเป้าหมายให้ได้อัตราการขยายเท่ากับ 10 dBi ที่ความถี่ 5.8 GHz

2 เรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอก

2.1 สมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วม

โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมแสดงดังในรูปที่ 1 มีรัศมีภายในและภายนอกของเรโซเนเตอร์คือ r_a และ r_b ตามลำดับ เรโซเนเตอร์ประกอบด้วยแผ่นตัวนำปิดด้านข้างที่มุม $\phi = \phi_1$ และ $\phi = -\phi_1$ ความสูงของเรโซเนเตอร์คือ l_R ปิดด้วยแผ่นตัวนำที่ตำแหน่งด้านล่าง $z = 0$ และด้านบน $z = l_R$ ภายในเรโซเนเตอร์มีตัวกลางเป็นไดอิเล็กตริกที่มีค่าสภาพยอมไฟฟ้า ϵ และค่าความซึมซาบแม่เหล็ก μ ซึ่งสนามไฟฟ้า $\mathbf{E}$ และสนามแม่เหล็ก $\mathbf{H}$ ภายในเรโซเนเตอร์สามารถหาได้จากฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์แม่เหล็ก (Magnetic vector potential function) $\mathbf{A}$ และ ศักย์เวกเตอร์ไฟฟ้า (Magnetic vector potential function) $\mathbf{F}$ [8]



รูปที่ 1 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วม

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla \times \nabla \times \mathbf{A}(\mathbf{r}) - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{F}(\mathbf{r}) \quad (1)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla \times \nabla \times \mathbf{F}(\mathbf{r}) + \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A}(\mathbf{r}) . \quad (2)$$

จากสมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถแยกได้ออกเป็นโหมด TE^z และ TM^z ในกรณีโหมด TE ฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ $\mathbf{A}$ จะหายไปและฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ $\mathbf{F}$ จะมีค่าเฉพาะในทิศทาง z เท่านั้น สำหรับในกรณีโหมด TM ฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ $\mathbf{F}$ จะหายไปและฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ $\mathbf{A}$ จะมีค่าเฉพาะในทิศทาง z เท่านั้น สมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมหาได้จากการประยุกต์วิธีการของโครงสร้างแบบทรงกระบอกแกนร่วม (Coaxial cylinder) [8]-[10] และโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอก [11]

สมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับโหมด TE สามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\mathbf{F} = A_{pm} B_{TE}(\rho) \cos(m(\phi - \phi_1)) \sin(\beta z) \mathbf{a}_z \quad (3)$$

$$E_\rho = A_{pm} \frac{m B_{TE}(\rho)}{\epsilon \rho} \sin(m(\phi - \phi_1)) \sin(\beta z) \quad (4)$$

$$E_\phi = A_{pn} \frac{B'_{TE}(\rho)}{\varepsilon} \cos(m(\phi - \phi_1)) \sin(\beta z) \quad (5)$$

$$E_z = 0 \quad (6)$$

$$H_\rho = A_{pn} \frac{\beta B'_{TE}(\rho)}{j\omega\mu\varepsilon} \cos(m(\phi - \phi_1)) \cos(\beta z) \quad (7)$$

$$H_\phi = -A_{pn} \frac{m\beta B_{TE}(\rho)}{j\omega\mu\varepsilon\rho} \sin(m(\phi - \phi_1)) \cos(\beta z) \quad (8)$$

$$H_z = A_{pn} \frac{k_c^2 B_{TE}(\rho)}{j\omega\mu\varepsilon} \cos(m(\phi - \phi_1)) \sin(\beta z) \quad (9)$$

เมื่อ ρ และ ϕ และ z คือองค์ประกอบของสนามในแนวรัศมี (Radial component) และแนวเส้นรอบวง (Circumferential component) และแนวแกน z (Axial component) เมื่อค่า A_{pn} คือแอมพลิจูดของโหมด เมื่อ $p = 0, 1, 2, \dots$, $n = 1, 2, 3, \dots$ และ $m = p\pi/2\phi_1$ ฟังก์ชัน $B_{TE}(\rho)$ และอนุพันธ์ $B'_{TE}(\rho)$ คือ

$$B_{TE}(\rho) = N_m(x'_{pn} \frac{\rho}{r_a}) - \frac{N'_m(x'_{pn})}{J'_m(x'_{pn})} J_m(x'_{pn} \frac{\rho}{r_a}) \quad (10)$$

$$B'_{TE}(\rho) = \frac{x'_{pn}}{r_a} \left[N'_m(x'_{pn} \frac{\rho}{r_a}) - \frac{N'_m(x'_{pn})}{J'_m(x'_{pn})} J'_m(x'_{pn} \frac{\rho}{r_a}) \right] \quad (11)$$

โดยที่ x'_{pn} คือรากของสมการ

$$J'_m(x'_{pn})N'_m(x'_{pn}r_b/r_a) - N'_m(x'_{pn})J'_m(x'_{pn}r_b/r_a) = 0 \quad (12)$$

และ J_m , J'_m และ N_m , N'_m คือฟังก์ชันเบสเซล (Bessel function) และค่าอนุพันธ์อันดับที่ m ชนิดที่ 1 และ 2 ตามลำดับ

สมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับโหมด TM^z สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\mathbf{A} = B_{pn} B_{TM}(\rho) \sin(m(\phi - \phi_1)) \cos(\beta z) \mathbf{a}_z \quad (13)$$

$$E_\rho = -B_{pn} \frac{\beta B'_{TM}(\rho)}{j\omega\mu\varepsilon} \sin(m(\phi - \phi_1)) \sin(\beta z) \quad (14)$$

$$E_\phi = -B_{pn} \frac{m\beta B_{TM}(\rho)}{j\omega\mu\varepsilon\rho} \cos(m(\phi - \phi_1)) \sin(\beta z) \quad (15)$$

$$E_z = B_{pn} \frac{k_c^2 B_{TM}(\rho)}{j\omega\mu\epsilon} \sin(m(\phi - \phi_1)) \cos(\beta z) \quad (16)$$

$$H_\rho = B_{pn} \frac{m B_{TM}(\rho)}{\mu\rho} \cos(m(\phi - \phi_1)) \cos(\beta z) \quad (17)$$

$$H_\phi = -B_{pn} \frac{B'_{TM}(\rho)}{\mu} \sin(m(\phi - \phi_1)) \cos(\beta z) \quad (18)$$

$$H_z = 0 \quad (19)$$

เมื่อค่า B_{pn} คือแอมพลิจูดของโหมด เมื่อ $p = 0, 1, 2, \dots$, $n = 1, 2, 3, \dots$ และ $m = p\pi/2\phi_1$ ฟังก์ชัน $B_{TM}(\rho)$ และ $B'_{TM}(\rho)$ คือ

$$B_{TM}(\rho) = N_m(x_{pn} \frac{\rho}{r_a}) - \frac{N_m(x_{pn})}{J_m(x_{pn})} J_m(x_{pn} \frac{\rho}{r_a}) \quad (20)$$

$$B'_{TM}(\rho) = \frac{x_{pn}}{r_a} \left[N'_m(x_{pn} \frac{\rho}{r_a}) - \frac{N_m(x_{pn})}{J_m(x_{pn})} J'_m(x_{pn} \frac{\rho}{r_a}) \right] \quad (21)$$

เมื่อ x_{pn} คือรากของสมการ

$$J_m(x_{pn}) N_m(x_{pn} b / r_a) - N_m(x_{pn}) J_m(x_{pn} r_b / r_a) = 0. \quad (22)$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง k , k_c และ β คือ $k^2 = k_c^2 + \beta^2$ เมื่อ $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = 2\pi/\lambda$ คือค่าเลขคลื่น (Wave number) ของตัวกลางที่เป็นไดอิเล็กตริก

$$\beta = \frac{q\pi}{l_R}, \quad \begin{cases} q = 1, 2, 3, \dots \text{ for TE}_{pnq}^z \text{ modes} \\ q = 0, 1, 2, \dots \text{ for TM}_{pnq}^z \text{ modes} \end{cases} \quad (23)$$

$$k_c = \begin{cases} \frac{x'_{pn}}{r_a}, \text{ TE}_{pn}^z \text{ modes} \\ \frac{x_{pn}}{r_a}, \text{ TM}_{pn}^z \text{ modes} \end{cases} \quad (24)$$

ค่าราก x'_{pn} และ x_{pn} ในสมการ (12) และ (22) ที่แสดงนั้นเป็นฟังก์ชันของรัศมีด้านในต่อด้านนอกของเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วม r_a/r_b ค่า k_c แต่ละโหมดในสมการ (24) จะได้จากการกำหนดค่าอัตราส่วน r_a/r_b และเลือกค่ารัศมีด้านในด้านหนึ่ง

ค่าประกอบเชิงคุณภาพ (Quality factor: Q) หาได้จาก

$$Q = \frac{2\pi f_r W}{P_d} \quad (25)$$

เมื่อ W คือค่าพลังงานสะสม (Stored energy) ภายในเรโซเนเตอร์ ค่า P_d คือค่าการสูญเสียที่ผิวตัวนำ และ f_r คือค่าความถี่เรโซแนนซ์ หาได้จาก

$$W = \frac{\epsilon}{2} \int_{Vol} |\mathbf{E}|^2 dv \quad (26)$$

$$P_d = \frac{R_s}{2} \oint_S |\mathbf{a}_n \times \mathbf{H}|^2 ds \quad (27)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{(k_c)^2 + \left(\frac{q\pi}{l_R}\right)^2} \quad (28)$$

เมื่อ $\int_{Vol}$ คือการอินทิเกรตเชิงปริมาตรทั้งหมดของเรโซเนเตอร์ $\oint_S$ คือการอินทิเกรตเชิงพื้นที่ผิวทั้งหมดของเรโซเนเตอร์ $\mathbf{a}_n$ คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่มีทิศทางพุ่งออกจากผิวของเรโซเนเตอร์ และค่าอิมพีแดนซ์เชิงผิว (Surface impedance) ที่ความถี่เรโซแนนซ์หาได้จาก $R_s = \sqrt{\pi f_r \mu / \sigma}$ จากสมการ (25)-(27) ค่า Q จะเป็นสัดส่วนกับ $\sqrt{f_r}$ เมื่อขนาดทางไฟฟ้าคงที่ โดยตัวนำไฟฟ้าที่ใช้เป็นทองแดงมีค่าความนำไฟฟ้า $\sigma = 5.84 \times 10^7$ S/m และภายในเรโซเนเตอร์เป็นช่องว่างอิสระ

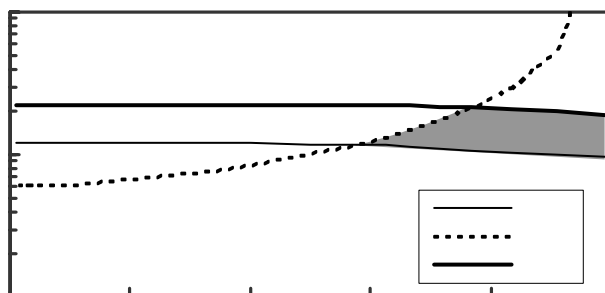
2.2 ผลกระทบต่อขนาดหน้าตัดของเรโซเนเตอร์ที่โหมดหลัก

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงผลกระทบต่อนขนาดหน้าตัดของเรโซเนเตอร์ที่โหมดหลักโดยพิจารณาจากเส้นทางโหมด (Mode loci) เส้นทางโหมดในแต่ละโหมดจะสัมพันธ์กันกับค่า r_b / λ และ r_a / r_b โดยค่า k เท่ากับ k_c ของแต่ละโหมด จากความสัมพันธ์ในสมการ (12) (22) และ (24) เส้นทางโหมดลำดับแรกแสดงดังรูปที่ 2 และ 3 สำหรับโหมด TE^z และรูปที่ 5 และ 6 สำหรับโหมด TM^z โดยเส้นล่างสุดจะเป็นโหมดหลัก

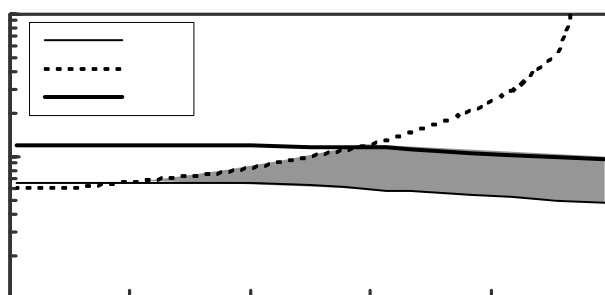
รูปที่ 2 แสดงเส้นทางโหมดสำหรับเซกเตอร์ที่มีมุม $\phi = 15^\circ$ พบว่าโหมด TE_{11q} เป็นโหมดหลักเมื่อ r_a / r_b มีค่ามากกว่า 0.58 พารามิเตอร์สำหรับทำให้เกิดโหมดหลัก TE_{11q} เพียงอย่างเดียวคืออยู่ในช่วงที่เรเงาซึ่งเป็นช่วงที่สามารถเลือกใช้งาน (Valid region) ความกว้างของช่วงที่เรเงาเพิ่มขึ้นเมื่อค่า r_a / r_b เพิ่มขึ้นตั้งแต่ 0.58-0.75 และจากนั้นจะมีค่าคงที่จนกระทั่ง r_a / r_b เข้าสู่ 1 ในกรณีที่เซกเตอร์มีมุม $\phi = 30^\circ$ ดังแสดงในรูปที่ 3 จะมีแนวโน้มคล้ายกับรูปที่ 2 แต่ค่า r_b / λ จะมีค่าน้อยกว่าและช่วงของ r_a / r_b จะเริ่มใช้ได้ตั้งแต่ 0.2 รูปที่ 4 แสดงจุดตัดของเส้นทางโหมดระหว่างโหมด TE_{11q} และ TE_{01q} ซึ่งเป็นค่าที่น้อยที่สุดที่อยู่ในช่วงเรเงาของโหมด TE_{11q} และ TE_{01q} พบว่าค่า r_b / λ และค่า r_a / r_b ลดลงเมื่อค่ามุมของ

เซกเตอร์เพิ่มขึ้น นอกจากนี้ในกรณีที่ r_a/r_b มีค่ารัศมีภายนอกขนาดเล็กสามารถเลือกช่วงแรงเงาที่กว้างเมื่อเซกเตอร์มีมุมขนาดใหญ่ขึ้น โหมด TE_{11q} จะเป็นโหมดหลักทุกขนาดของ r_a/r_b เมื่อเซกเตอร์มีมุมมากกว่า 70 องศา

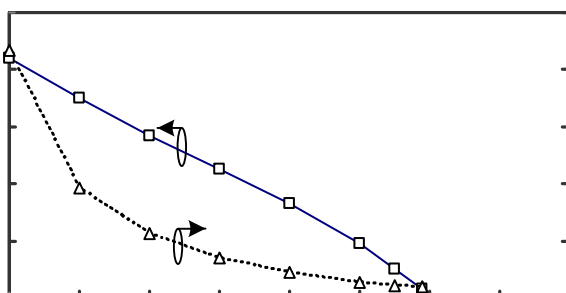
เส้นทางโหมด TM สำหรับในกรณีที่เซกเตอร์มีมุมเท่ากับ $\phi = 15^\circ$ และ $\phi = 30^\circ$ ดังแสดงในรูปที่ 5 และ 6 ตามลำดับ โหมด TM_{11q} จะเป็นโหมดหลักทุกขนาดของ r_a/r_b แต่ความกว้างของช่วงแรงเงาจะลดลงเมื่อค่า r_a/r_b เพิ่มขึ้น ช่วงแรงเงาของเซกเตอร์มุม $\phi = 15^\circ$ จะมีค่า r_b/λ มากกว่ามุมเซกเตอร์ที่มีมุม $\phi = 30^\circ$ ดังนั้นค่ารัศมีภายนอกของเซกเตอร์ที่มีขนาดเล็กสามารถใช้กับเซกเตอร์ที่มีมุมขนาดใหญ่ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกับโหมด TE_{11q}



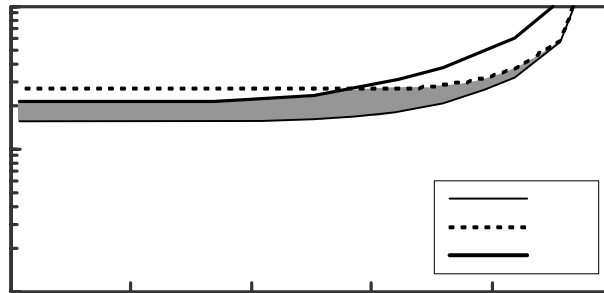
รูปที่ 2 เส้นทางโหมดของโหมด TE ในกรณีที่ $\phi = 15^\circ$



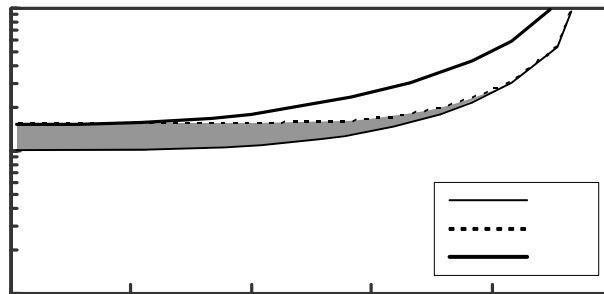
รูปที่ 3 เส้นทางโหมดของโหมด TE ในกรณีที่ $\phi = 30^\circ$



รูปที่ 4 จุดตัดระหว่างเส้นทางของโหมด TE_{11q} และ TE_{01q} ที่เป็นฟังก์ชันของ ϕ



รูปที่ 5 เส้นทางโหมดของโหมด TM ในกรณีที่ $\phi = 15^\circ$



รูปที่ 6 เส้นทางโหมดของโหมด TM ในกรณีที่ $\phi = 30^\circ$

2.3 ผลกระทบต่อขนาดหน้าตัดของเรโซเนเตอร์กับพารามิเตอร์ Q

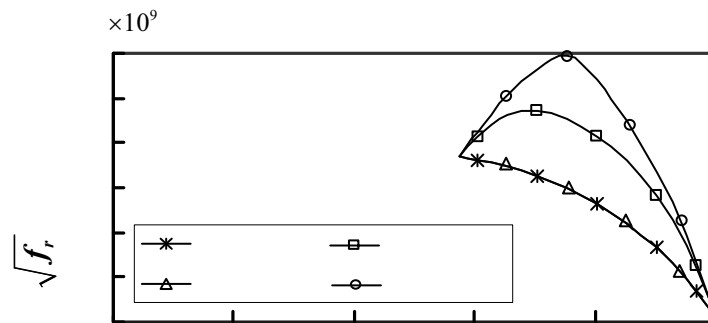
ในหัวข้อนี้นำเสนอผลกระทบต่อขนาดหน้าตัดของเรโซเนเตอร์กับพารามิเตอร์ Q สำหรับโหมดหลัก ขนาดหน้าตัดของเรโซเนเตอร์สามารถเลือกใช้งานได้ในช่วงที่เรเงาทั้งหมด โดยค่า Q จะเป็นตัวเลือกที่ใช้ในการหาขนาดของเซกเตอร์ที่เหมาะสม รูปที่ 7-10 แสดงค่า Q ที่เป็นฟังก์ชันของ r_a/r_b ของโหมด TE_{11q} และ TM_{11q} โดยค่า Q แสดงที่ค่า r_a/r_b อยู่ในช่วงที่เรเงาเท่านั้น

รูปที่ 7 และ 8 แสดงค่า Q ของโหมด TE_{111} และ TE_{112} ค่าน้อยที่สุดและค่าที่มากที่สุดของค่า r_b/λ ในช่วงเรเงาจะให้ค่า Q ที่ต่ำที่สุดและที่สูงที่สุดตามลำดับ ความสูงของเรโซเนเตอร์ของโหมด TE_{112} จะเป็น 2 เท่าของโหมด TE_{111} จากรูปพบว่าโหมดลำดับสูงของ TE_{11q} จะให้ค่า Q ที่สูง สำหรับค่า Q ที่ต่ำที่สุดของโหมด TE_{11q} จะให้ค่า Q ที่เหมือนกันเนื่องจากความสูงของเรโซเนเตอร์เข้าสู่ค่านันต์ เมื่อใช้ r_b/λ ที่มีค่าน้อยที่สุด เมื่อให้ค่า r_b/λ มีค่าคงที่ ค่า Q ที่สูงที่สุดจะอยู่ในช่วง r_a/r_b ตั้งแต่ 0.7-0.8 สำหรับในกรณีที่เซกเตอร์มีมุม $\phi = 15^\circ$ และ 0.5-0.6 สำหรับในกรณีที่เซกเตอร์มีมุม $\phi = 30^\circ$ ค่า r_a/r_b จะเลือกใช้

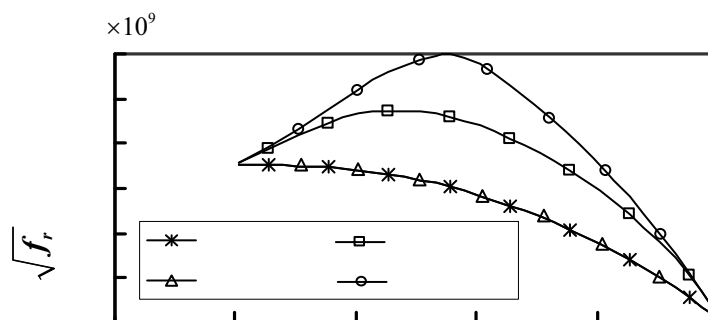
 10^1
 $r_b/\lambda, \phi = 15\text{deg}$
 10^0
 10^{-1}
 0

ในช่วงนี้เพื่อให้ได้ค่า Q ของเรโซเนเตอร์ที่สูง จากนั้นจะเลือกค่า r_b/λ ในช่วงที่เรเงาเพื่อนำไปใช้ในการหาค่าความสูงของเรโซเนเตอร์

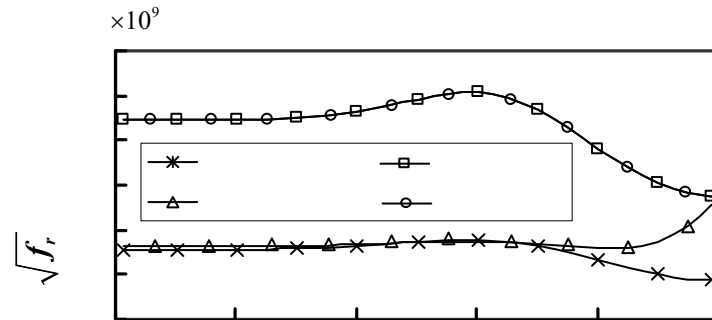
สำหรับในกรณีของโหมด TM จะตรงกันข้ามกับโหมด TE ค่า r_b/λ ที่น้อยที่สุดและมากที่สุดในช่วงเรเงาจะให้ค่า Q ที่สูงที่สุดและต่ำที่สุดตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 9 และ 10 ความถี่เรโซแนนซ์ของโหมด TM_{110} จะไม่ขึ้นอยู่กับความสูงของเรโซเนเตอร์ และขนาดของ r_b/λ ของโหมด TM_{110} จะให้ค่าคงที่ที่ r_b/λ มีค่าน้อยที่สุด เพื่อทำการศึกษาผลกระทบของความสูงของโหมด TM_{110} จะพิจารณาจากค่าน้อยที่สุดและมากที่สุดของความสูงเรโซเนเตอร์คือ 0.5λ และค่าอนันต์ ตามลำดับ พบว่าค่า Q ของโหมด TM_{110} จะเพิ่มขึ้นเมื่อความสูงของเรโซเนเตอร์เพิ่มขึ้น จะให้ค่า Q ที่สูงที่สุดเมื่อความสูงของเรโซเนเตอร์เข้าสู่ค่าอนันต์ เมื่อให้ค่า r_b/λ คงที่ ค่า Q จะลดลงเมื่อค่า r_a/r_b เพิ่มขึ้น เมื่อค่า r_a/r_b อยู่ในช่วง 0.5-0.6 สำหรับในกรณีที่เซกเตอร์มีมุม $\phi = 15^\circ$ และ 0.4-0.5 สำหรับในกรณีที่เซกเตอร์มีมุม $\phi = 30^\circ$ การออกแบบจะเลือกค่า r_a/r_b ในช่วงนี้เพื่อให้ได้ค่า Q ที่สูง จากนั้นจะเลือกค่า r_b/λ จากช่วงที่เรเงาเพื่อนำไปหาความสูงของเรโซเนเตอร์



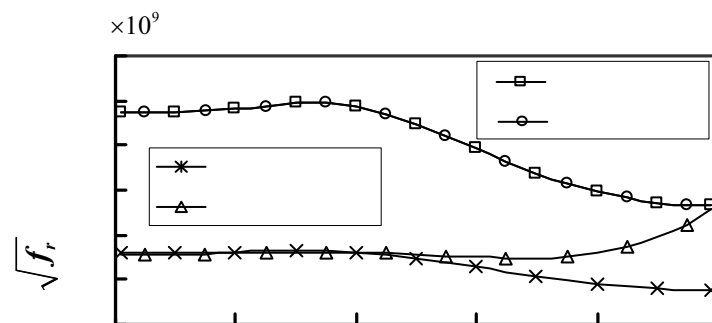
รูปที่ 7 ค่า $Q\sqrt{f}$ ที่เป็นฟังก์ชันของ r_a/r_b สำหรับโหมด TE_{11q} และ TE_{01q} ($\phi = 15^\circ$)



รูปที่ 8 ค่า $Q\sqrt{f}$ ที่เป็นฟังก์ชันของ r_a/r_b สำหรับโหมด TE_{11q} และ TE_{01q} ($\phi = 30^\circ$)



รูปที่ 9 ค่า $Q\sqrt{f}$ ที่เป็นฟังก์ชันของ r_a/r_b สำหรับโหมด TM_{110} และ TM_{111} ($\phi_1 = 15^\circ$)



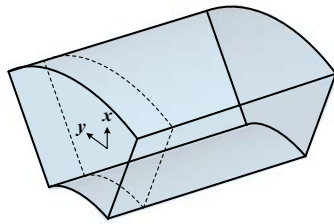
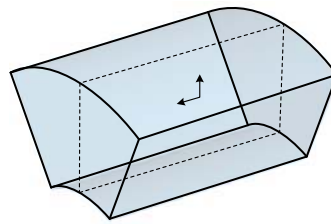
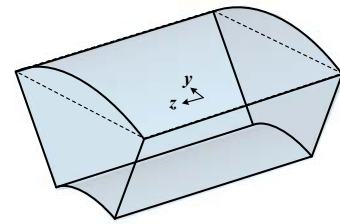
รูปที่ 10 ค่า $Q\sqrt{f}$ ที่เป็นฟังก์ชันของ r_a/r_b สำหรับโหมด TM_{110} และ TM_{111} ($\phi_1 = 30^\circ$)

2.4 สมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วม (Magnetic Field inside Resonator)

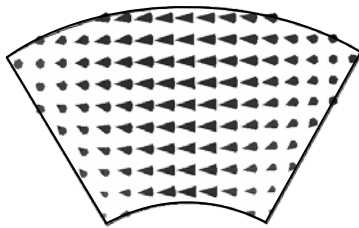
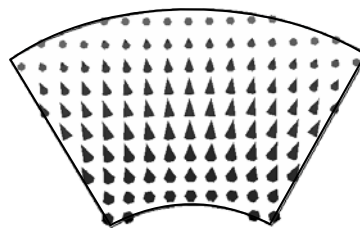
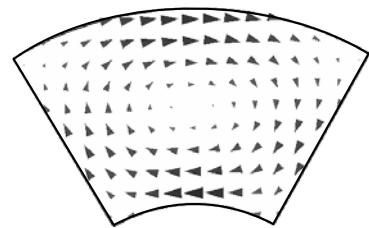
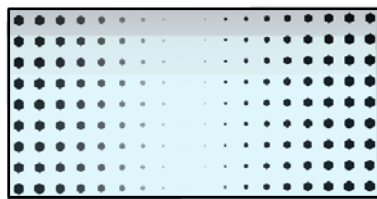
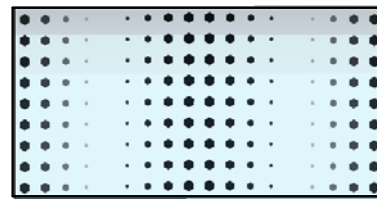
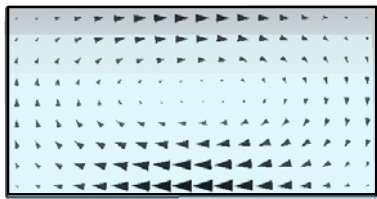
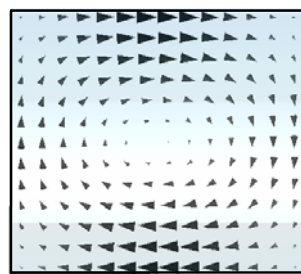
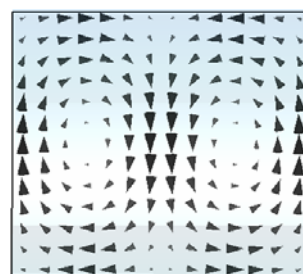
เพื่ออำนวยความสะดวกการออกแบบสายอากาศแบบร่องบนผิวเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วม จะพิจารณาจากการกระจายสนามแม่เหล็ก เนื่องจากถ้าทิศทางสนามแม่เหล็กขนานกับร่องแล้วสามารถที่จะเชื่อมต่อสนาม (Field coupling) กันได้ ดังนั้นจากสมการสนามแม่เหล็กของโหมด TE (สมการ) 7)-(9)) และโหมด TM (สมการ) 17)-(19)) รูปที่ 11 แสดงระนาบ xy ระนาบ xz และระนาบ yz สำหรับการพิจารณาการกระจายสนามแม่เหล็ก รูปที่ 14-12 แสดงการกระจายสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมในกรณีที่มีมุมเท่ากับ 60 องศา พบว่าโหมดที่เหมาะสมที่สุดคือโหมด TM_{110} เนื่องจากให้การกระจายสนามแม่เหล็กบนผิวโค้งของเซกเตอร์อย่างสม่ำเสมอและสนามแม่เหล็กมีทิศทาง ϕ ดังนั้นการกระจายสนามแม่เหล็กของโหมด TM_{110} สามารถใช้ในการออกแบบสายอากาศแถวลำดับแบบร่องได้ง่าย

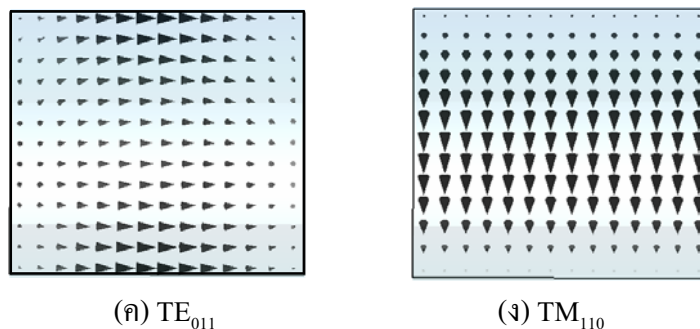
, $\phi_1 = 15 \text{ deg}$

Q

(ก) ระนาบ xy (ข) ระนาบ xz (ค) ระนาบ yz

รูปที่ 11 ระนาบสำหรับการพิจารณาการกระจายสนามแม่เหล็ก

(ก) TE_{11q} (ข) TE_{01q} (ค) TM_{11q} รูปที่ 12 การกระจายสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์ในระนาบ xy (ก) TE_{111} (ข) TE_{112} (ค) TE_{011} (ง) TM_{110} รูปที่ 13 การกระจายสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์ในระนาบ xz (ก) TE_{111} (ข) TE_{112}



รูปที่ 14 การกระจายสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์ในระนาบ yz

2.5 ความถี่เรโซแนนซ์ของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วม

จากหัวข้อที่ 2.2 และ 2.3 พบว่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับในกรณีของโหมด TM₁₁₀ ที่เรโซเนเตอร์มีมุม $\phi = 30^\circ$ คือ $r_a/r_b = 0.45$ $r_b = 1.126\lambda$ และ $r_a = 0.507\lambda$ โดยที่ค่าราก $x_{11} = 3.1831$ $x'_{11} = 1.8190$ และ $x'_{01} = 2.6292$ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 5.8 GHz ค่าความยาวภายในของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมของแต่ละโหมดแสดงได้ดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ค่าความยาวภายในของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมของแต่ละโหมดที่ความถี่ 5.8 GHz

โหมด	TE ₁₁₁	TE ₀₁₁	TE ₁₁₂	TE ₀₁₂	TE ₁₁₃	TE ₁₁₄	TM ₁₁₀
ความยาวภายใน	0.610λ	0.885λ	1.220λ	1.775λ	1.827λ	2.436λ	Independent with l_R

3 สายอากาศแถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อในกรณีที่มีจำนวนร่อง 2 องค์ประกอบ

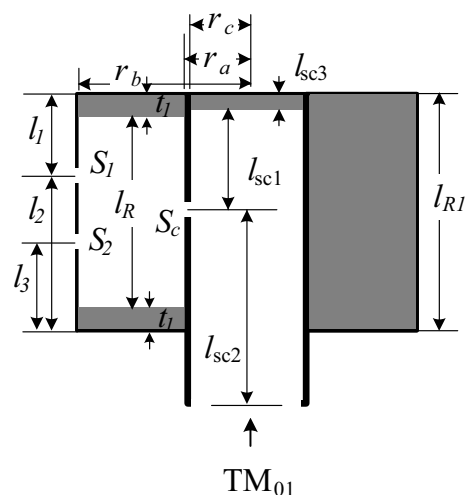
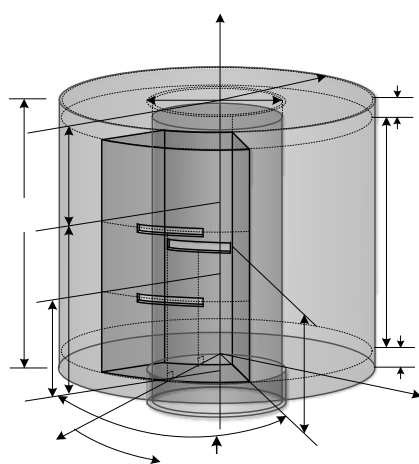
3.1 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศ

โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วย 2 ส่วนคือ ส่วนของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกและท่อนำคลื่นทรงกระบอกปลายปิดด้านบนดังแสดงในรูปที่ 15 สมมติให้โหมด TM₀₁ เดินทางเข้าไปในท่อทรงกระบอกที่มีรัศมี r_c รัศมีภายในและภายนอกของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมคือ r_a และ r_b ตามลำดับ ร่องจะวางอยู่ตามแนวเส้นรอบวง (Circumferential slot) โดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ S_c อยู่ที่ผิวของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอกมีตำแหน่งจุดกึ่งกลางอยู่ที่ $(r_c \leq r \leq r_a, \phi = 0, z = l_{sc})$ ร่องที่แพร่กระจายคลื่นคือ S_1 และ S_2 ตำแหน่งจุดกึ่งกลางอยู่ที่ $(r = r_b, \phi = 0, z = l_2)$ และ $(r = r_b, \phi = 0, z = l_3)$ ตามลำดับ เรโซเนเตอร์ประกอบด้วยแผ่นตัวนำปิดด้านข้างที่มุม $\phi = \phi$ และ $\phi = -\phi$ ในกรณีที่เซกเตอร์มีมุม 60 องศา ϕ เท่ากับ 30 องศา พารามิเตอร์ l_1 และ l_3 คือระยะทางจาก

ขอบด้านบนของเรโซเนเตอร์มายังตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง S_1 และระยะทางจากขอบด้านล่างของเรโซเนเตอร์มายังตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง S_2 มีค่าเท่ากับ 0.75λ ระยะห่างระหว่างร่องเท่ากับ 0.5λ พารามิเตอร์ l_{sc1} คือระยะทางจากตำแหน่งปลายปิดด้านบนของท่อนำคลื่นทรงกระบอกมายังตำแหน่งกึ่งกลางของร่องที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อ พารามิเตอร์ l_{sc2} คือระยะทางจากตำแหน่งปลายเปิดด้านล่างของท่อนำคลื่นทรงกระบอกมายังตำแหน่งกึ่งกลางของร่องที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อ ความหนาของผนังด้านบนและด้านล่างของเรโซเนเตอร์คือพารามิเตอร์ t_1 ความยาวภายในของเรโซเนเตอร์คือ l_R เมื่อให้ความยาวด้านนอกของเรโซเนเตอร์ l_{R1} คงที่ พารามิเตอร์ l_R จะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ t_1 โดยที่พารามิเตอร์อื่นๆ แสดงดังในตารางที่ 2

ตารางที่ 2 พารามิเตอร์ของสายอากาศ

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้า	ขนาดทางกายภาพที่ความถี่ 5.8 GHz
รัศมีภายในของเรโซเนเตอร์แบบเชกเตอร์ (r_a)	0.507λ	26.20 mm
รัศมีภายนอกของเรโซเนเตอร์แบบเชกเตอร์ (r_b)	1.126λ	58.23 mm
รัศมีภายในของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก (r_c)	0.469λ	24.20 mm
ความยาวด้านนอกของเรโซเนเตอร์ (l_{R1})	1.239λ	64.06 mm
ความยาวของร่อง S_1 และ S_2 (L_{s1} และ L_{s2})	0.500λ	25.86 mm
ความกว้างของร่อง S_1 และ S_2 (W_{s1} และ W_{s2})	0.058λ	3.00 mm
ความยาวของร่องสำหรับเชื่อมต่อ (L_{sc})	0.480λ	24.83 mm
ความกว้างของร่องสำหรับเชื่อมต่อ (W_{sc})	0.077λ	4.00 mm
ความหนาของผนังอื่นๆ	0.038λ	2.00 mm



(ก) 3 มิติ

(ข) 2 มิติ

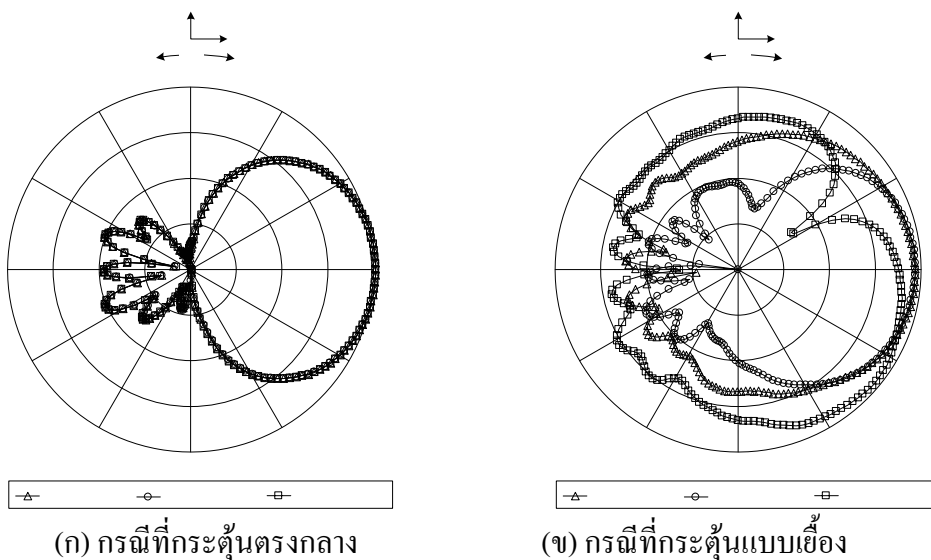
รูปที่ 15 โครงสร้างของสายอากาศแถวลำดับ 2 องค์ประกอบแบบร่องบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์
แบบทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ

3.2 ผลการจำลองสายอากาศ

ผลการจำลองสายอากาศในกรณี 2 องค์ประกอบจะวิเคราะห์ 2 กรณีคือ กรณีที่กระตุ้นตรงกลางกรณีที่เป็นสมมาตร (Center-excited coupling) และการกระตุ้นแบบเอียงเป็นกรณีที่เป็นไม่สมมาตร (Offset-excited coupling) เพื่อวิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศ

3.2.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น

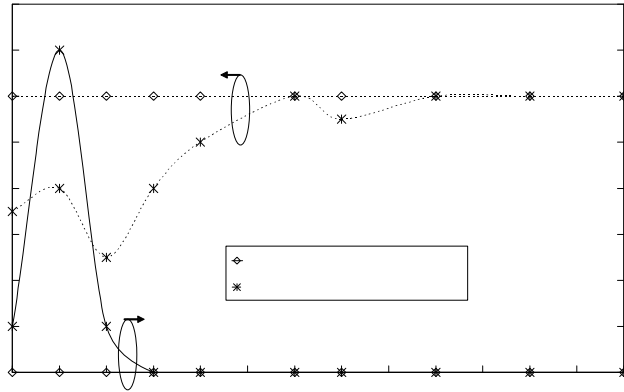
รูปที่ 16 (ก) และ 16 (ข) แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xz ในกรณีที่กระตุ้นตรงกลางและกระตุ้นแบบเอียงตามลำดับ พบว่าในกรณีที่กระตุ้นตรงกลาง ($l_{sc} = l_R/2$) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะไม่ขึ้นอยู่ด้วย l_R เนื่องจากการกระตุ้นด้วยร่องตำแหน่งตรงกลางของเรโซเนเตอร์นี้โหมด TE_{111} จะไม่เกิดขึ้นภายในเรโซเนเตอร์ ในทางกลับกันกรณีของการกระตุ้นแบบเอียง ($l_{sc} = l_R/2 + 4 \text{ mm}$) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะขึ้นอยู่ด้วย l_R เนื่องจากในกรณีนี้โหมด TE_{111} จะเกิดขึ้นภายในเรโซเนเตอร์ ดังนั้นสนามแม่เหล็กที่ร่องทั้ง 2 จะไม่เท่ากัน แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะไม่สมมาตรลำคลื่นสูงสุดจะก้มต่ำลงมา (Tilted downward) และความกว้างของลำคลื่นจะเพิ่มขึ้น จากทั้ง 2 กรณีพบว่าโหมด TE_{011} จะไม่เกิดเนื่องจากการกระจายสนามแม่เหล็กตั้งฉากกับร่องสำหรับเชื่อมต่อ โหมด TE_{112} และ TE_{114} จะมีผลน้อยมากต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในกรณีที่มีจำนวนร่อง 2 องค์ประกอบ



รูปที่ 16 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xz

3.2.2 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางและค่ามุมที่สนามสูงสุด

รูปที่ 17 แสดงค่าสภาพเจาะจงทิศทางและค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบ xz ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ พบว่าในกรณีที่กระตุ้นตรงกลางค่าสภาพเจาะจงทิศทางและค่ามุมที่สนามสูงสุดจะมีค่าคงที่และมีค่าเท่ากับ 8.5 dBi และ 90 องศา ตามลำดับ ในกรณีของการกระตุ้นแบบเยื้องนั้นค่าสภาพเจาะจงทิศทางและค่ามุมที่สนามสูงสุดจะขึ้นอยู่กับค่า l_R/λ ค่ามุมที่สนามสูงสุดที่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากโหมด TE_{111}



รูปที่ 17 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางและค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบ xz ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ

3.2.3 การกระจายสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์

การกระจายสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์นั้นจะพิจารณาในกรณีที่มีการกระตุ้นแบบตรงกลาง (Center-excited coupling) โดยสนามแม่เหล็กที่กระจายภายในเรโซเนเตอร์นั้นสามารถแยกออกเป็นโหมดต่างๆ ที่เกิดขึ้นได้โดยการหาความสัมพันธ์ระหว่างการกระจายสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์ ($Mode_{res}$) และการกระจายสนามแม่เหล็กของโหมดพื้นฐานของแต่ละโหมด ($Mode_{based}$) ของเรโซเนเตอร์ ซึ่งความสัมพันธ์นี้หาได้จากปริมาณขององค์ประกอบของการกระจายสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์ ในทิศทางกระจายสนามแม่เหล็กของโหมดพื้นฐานของแต่ละโหมด สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$comp_{Mode_{based}} Mode_{res} = \frac{Mode_{based} \cdot Mode_{res}}{|Mode_{based}|} \quad (29)$$

การกระจายสนามแม่เหล็กภายในเรโซเนเตอร์ที่เป็นฟังก์ชันของ l_R/λ พบว่าที่ l_R มีขนาดน้อยจะมีเพียงสนามแม่เหล็กของโหมด TM_{110} เท่านั้นและเมื่อ l_R เพิ่มขึ้นจนถึง 1.22λ สนามแม่เหล็กของโหมด TE_{112} จะมีขนาดของสนามแม่เหล็กที่มากที่สุด ซึ่งที่ $l_R = 1.22\lambda$ ไม่เหมาะสมสำหรับการนำไปออกแบบสายอากาศแบบลำดับร่องแบบที่มีจำนวนหลายขององค์ประกอบ และเมื่อ $l_R > 1.22\lambda$ พบว่าขนาด

Directivity (dBi)

8.9

8.7

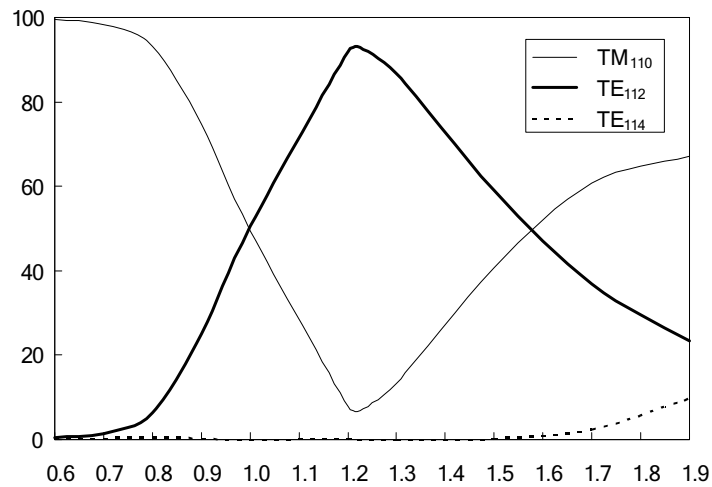
8.5

8.3

8.1

7.9

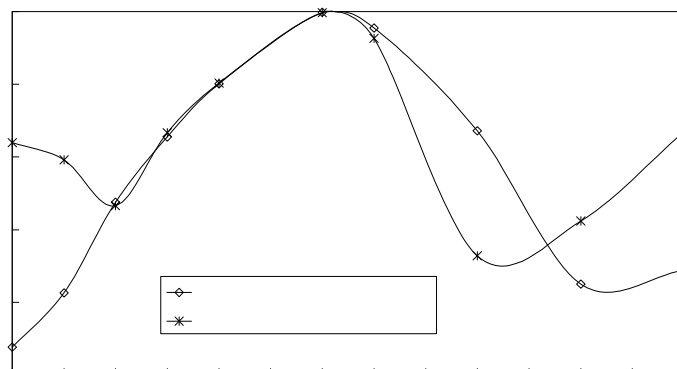
สนามแม่เหล็กของโหมด TM_{110} และ TE_{112} จะเพิ่มขึ้นและลดลงตามลำดับ แต่จะมีขนาดของสนามแม่เหล็กของโหมด TE_{114} เพิ่มขึ้นมา ดังแสดงในรูปที่ 18



รูปที่ 3.4 สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นภายในเรโซเนเตอร์ที่เป็นฟังก์ชันของ L_R/λ

3.2.4 ขนาดของ S_{11}

ขนาดของ S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ L_R/λ แสดงดังในรูปที่ 19 พบว่าในกรณีที่กระตุ้นตรงกลางขนาดของ S_{11} จะมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นจะกระทั่ง L_R/λ เท่ากับ 1.22λ ขนาดของ S_{11} จะมีค่าสูงสุด ทั้งนี้เนื่องจากผลของโหมด TE_{112} และเมื่อ L_R/λ มากกว่า 1.22λ ขนาดของ S_{11} จะลดลงจนค่า L_R/λ มากกว่า 1.90λ ขนาดของ S_{11} จะมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นอีก เนื่องจากผลของโหมด TE_{114} ในกรณีของการกระตุ้นแบบเยื้องขนาดของ S_{11} จะมีแนวโน้มใกล้เคียงกับในกรณีของการกระตุ้นตรงกลางแต่จะมีขนาดที่สูงกว่า เนื่องจากมีผลของโหมด TE_{111} และ TE_{113} ในช่วงของ L_R/λ เข้าใกล้ 0.60λ และ 1.80λ ตามลำดับ



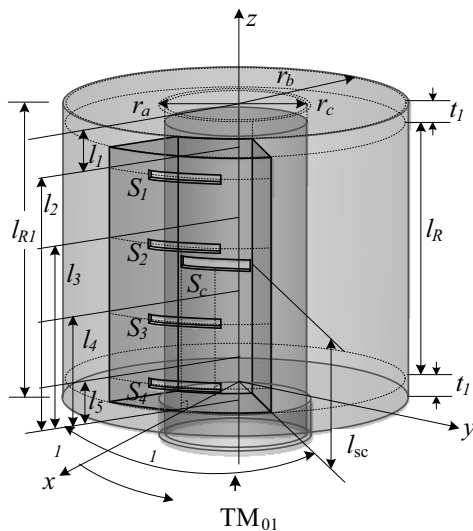
รูปที่ 19 ขนาดของ S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ L_R/λ

$|H|^2$ (%)

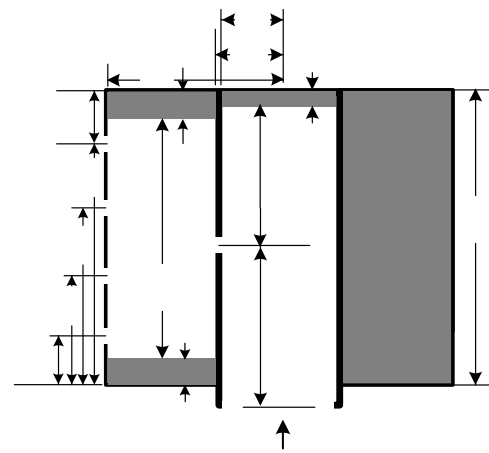
4 สายอากาศแถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอก แกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อในกรณีที่มีจำนวนร่อง 4 องค์ประกอบ

4.1 กรณีที่ไม่มีแผ่นตัวนำภายในเรโซเนเตอร์

โครงสร้างของสายอากาศในกรณีที่มีจำนวนร่อง 4 องค์ประกอบ จะมีลักษณะเช่นเดียวกับในกรณี 2 องค์ประกอบดังแสดงในรูปที่ 20 โดยตำแหน่งกึ่งกลางของร่องที่แพร่กระจายคลื่นคือ S_1 , S_2 , S_3 และ S_4 อยู่ที่ $(r=r_b, \phi=0, z=l_2)$ $(r=r_b, \phi=0, z=l_3)$ $(r=r_b, \phi=0, z=l_4)$ และ $(r=r_b, \phi=0, z=l_5)$ ตามลำดับ พารามิเตอร์ l_1 และ l_5 คือระยะทางจากขอบด้านบนของเรโซเนเตอร์มายังตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง S_1 และ ระยะทางจากขอบด้านล่างของเรโซเนเตอร์มายังตำแหน่งกึ่งกลางของร่อง S_4 มีค่าเท่ากับ 0.25λ ระยะห่างระหว่างร่องเท่ากับ 0.50λ สำหรับพารามิเตอร์อื่นๆ จะค่าเช่นเดียวกับในกรณี 2 องค์ประกอบ



(ก) 3 มิติ

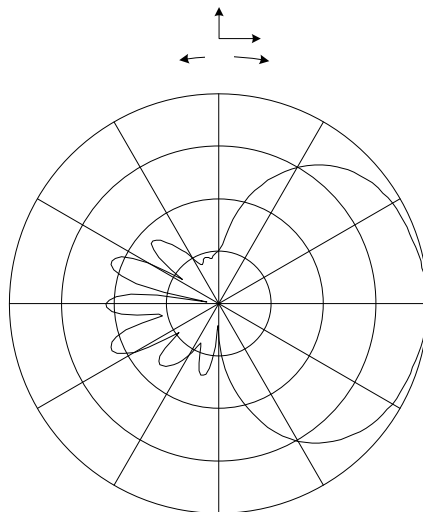


(ข) 2 มิติ

รูปที่ 20 โครงสร้างของสายอากาศแถวลำดับ 4 องค์ประกอบแบบร่องบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์แบบทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ (ในกรณีที่ไม่มีแผ่นตัวนำภายในเรโซเนเตอร์)

ผลการจำลองโครงสร้างของสายอากาศรูปที่ 20 พบว่าขนาดของ S_{11} เท่ากับ -13.64 dB ค่าขนาดของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่น (S_1 , S_4) และ (S_2 , S_3) เท่ากับ 0.8369 A/m และ 1.577 A/m ตามลำดับ และเฟสของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่น (S_1 , S_4) และ (S_2 , S_3) เท่ากับ 6.879 องศาและ -3.446 องศา ตามลำดับ ทั้งนี้เนื่องจากเมื่อ $l_r = 1.8\lambda$ ไม่ได้เกิดโหมด TM_{110} เพียงโหมดเดียวแต่จะเกิดโหมด TE_{112} ด้วยทำให้การกระจายสนามแม่เหล็กภายในเซกเตอร์ไม่สม่ำเสมอในทิศ ϕ เป็นผลทำให้ได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางเท่ากับ 7.899 dBi แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นดังแสดงในรูปที่ 21 แสดงในระนาบ xz

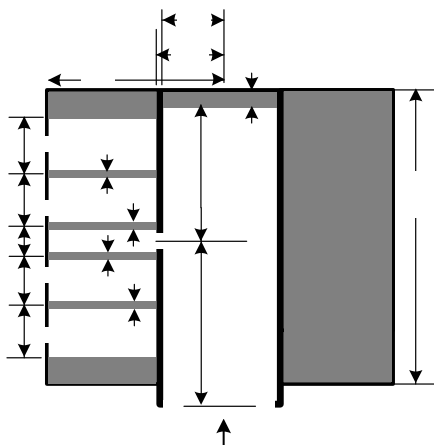
ดังนั้นจึงปรับปรุงสายอากาศให้ได้คุณลักษณะที่ดีขึ้น โดยการเพิ่มแผ่นตัวนำดังแสดงในรูปที่ 22 การพิจารณาสายอากาศเพื่อให้คุณลักษณะที่เหมาะสมที่สุดจะสังเกตจากค่าขนาดของ S_{11} และค่าขนาดและเฟสของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นแต่ละร่องให้มีความแตกต่างกันน้อยที่สุด เพื่อให้ขนาดของลำคลื่นยอมน้อยที่สุดและให้ได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงที่สุด



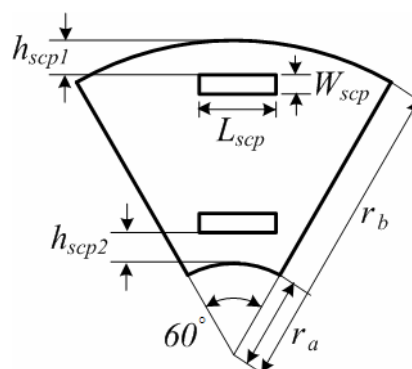
รูปที่ 21 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแฉกลำดับ 4 องค์ประกอบแบบร่องบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์แบบทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ (ในกรณีที่ไม่มีแผ่นตัวนำภายในเรโซเนเตอร์)

4.2 กรณีที่มีแผ่นตัวนำภายในเรโซเนเตอร์

จากหัวข้อที่ผ่านมาพบว่าถ้าความยาวเรโซเนเตอร์มากกว่า 0.6λ จะเกิดโหมดอื่นๆ ภายในเรโซเนเตอร์ด้วย ดังนั้นจึงออกแบบโครงสร้างของสายอากาศโดยการเพิ่มแผ่นตัวนำภายในเรโซเนเตอร์จำนวน 4 แผ่น เพื่อแบ่งเรโซเนเตอร์ออกเป็น 5 ส่วนย่อยด้วยกัน ในแต่ละแผ่นของนั้นจะมีร่องที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อในแต่ละเรโซเนเตอร์ย่อยจำนวน 2 องค์ประกอบ ดังแสดงในรูปที่ 22 (ข) เพื่อเชื่อมต่อพลังงานไปยังแต่ละเรโซเนเตอร์และลดการรบกวนของโหมดอื่นๆ



(ก) 2 มิติ

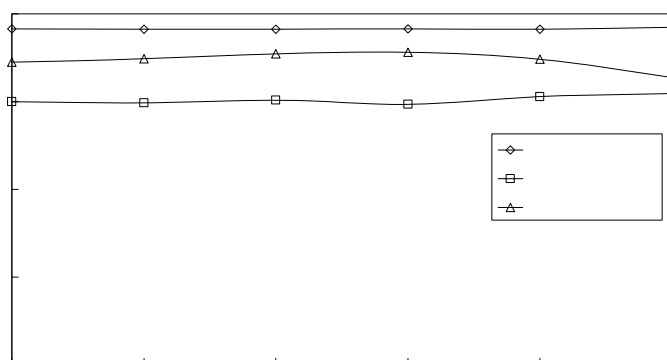


(ข) ลักษณะของแผ่นนำตัว

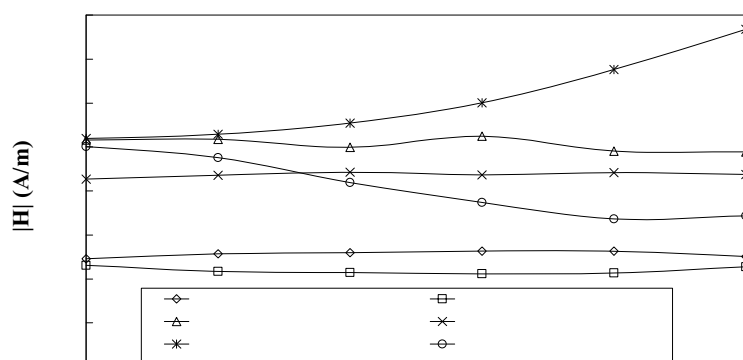
รูปที่ 22 โครงสร้างของสายอากาศแถวลำดับ 4 องค์ประกอบแบบร่องบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์แบบทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้น โดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ (ในกรณีที่มีแผ่นตัวนำภายในเรโซเนเตอร์)

4.2.1 ผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ L_{scp} และ h_{scp1} เมื่อกำหนดให้ $h_{scp2} = 9$ mm

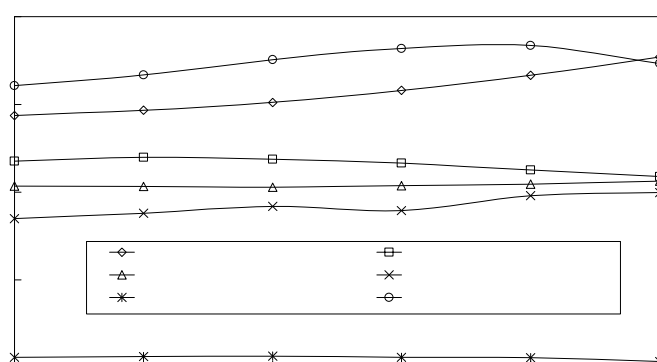
จากผลการจำลองพบว่าขนาดของ S_{11} ในกรณีที่ $L_{scp} = 0.46\lambda$ จะให้ค่าที่ต่ำสุด เมื่อค่า h_{scp1} เพิ่มขึ้นขนาดของ S_{11} จะมีแนวโน้มสูงขึ้น (โดยค่า h_{scp1} เริ่มจาก 1.5 mm เนื่องจากความโค้งของเรโซเนเตอร์จะสัมผัสกับด้านปลายของร่อง L_{scp1} พอดี) ดังแสดงในรูปที่ 23 สำหรับค่าขนาดและเฟสของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องดังแสดงในรูปที่ 24 และ 25 ตามลำดับ พบว่าค่าขนาดและเฟสของสนามแม่เหล็กในแต่ละร่องมีค่าที่ใกล้เคียงกันมากที่สุด ในกรณีที่ $L_{scp} = 0.46\lambda$ ซึ่งทำให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดดังแสดงในรูปที่ 26 ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างที่เป็นฟังก์ชันของ h_{scp1} พบว่าในกรณีที่ $L_{scp} = 0.46\lambda$ จะให้ค่าสูงสุดและให้ค่าสูงสุดที่ h_{scp1} เท่ากับ 5.5 mm และ 9.5 mm ดังแสดงในรูปที่ 4.8 ในกรณีที่ $L_{scp} = 0.50\lambda$ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีลักษณะที่ลำคลื่นย่อยสูงกว่าลำคลื่นหลักที่ออกแบบให้มีทิศทางที่สูงที่สุด และเมื่อพิจารณาร่วมกันทั้งขนาดของ S_{11} ค่าขนาดและเฟสของสนามแม่เหล็กและค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างพบว่าที่ h_{scp1} เท่ากับ 5.5 mm จะให้คุณลักษณะที่เหมาะสมที่สุด



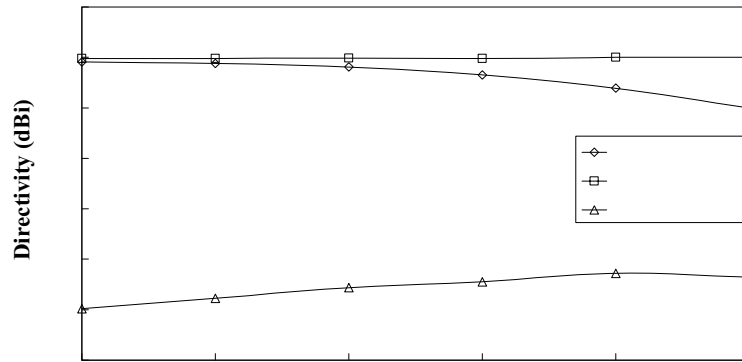
รูปที่ 23 ขนาด S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ h_{scp1}



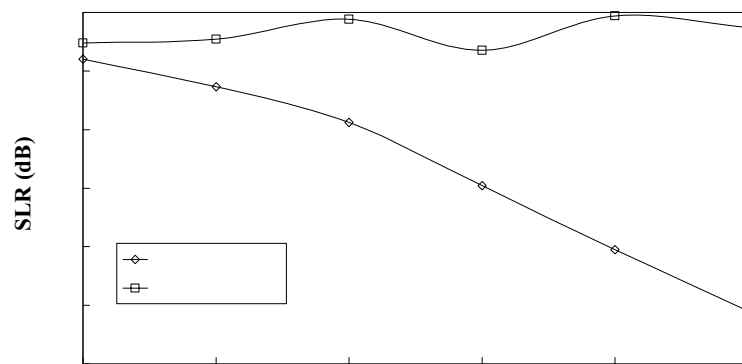
รูปที่ 24 ขนาดของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องที่เป็นฟังก์ชันของ h_{scp1}



รูปที่ 25 เฟสของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องที่เป็นฟังก์ชันของ h_{scp1}



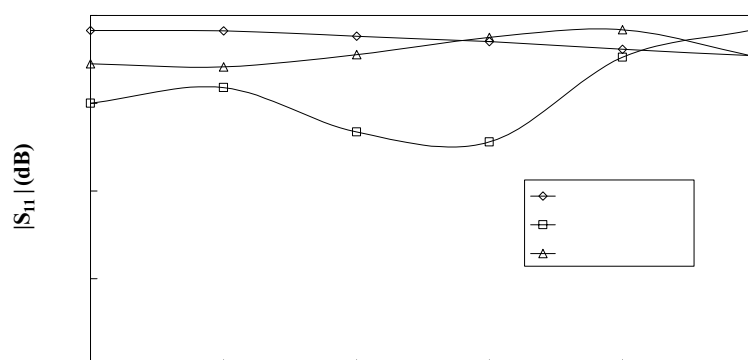
รูปที่ 26 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของ h_{scp1}



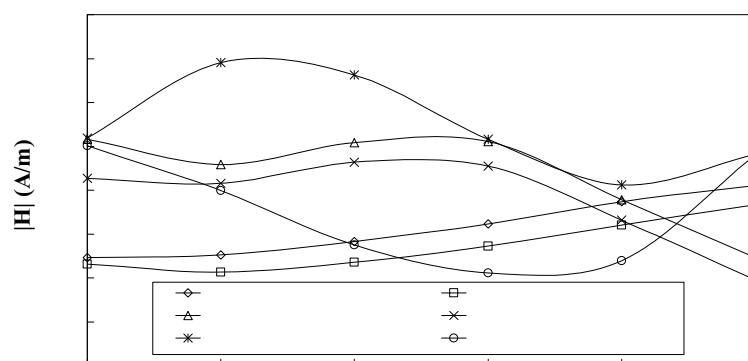
รูปที่ 27 ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างที่เป็นฟังก์ชันของ h_{scp1}

4.2.2 ผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ L_{scp} และ h_{scp2} เมื่อให้ $h_{scp1} = 1.5$ mm

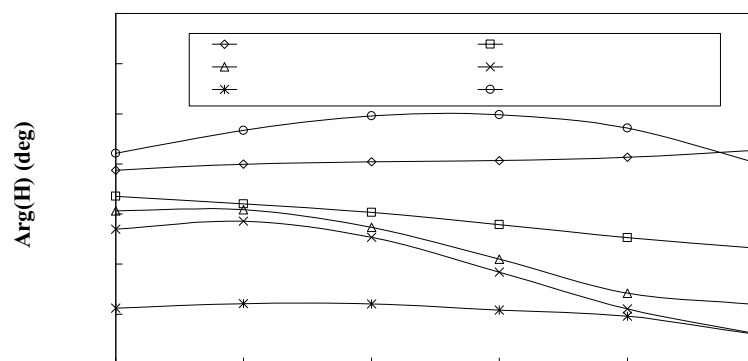
จากผลการจำลองพบว่าขนาดของ S_{11} ในกรณีที่ $L_{scp} = 0.46\lambda$ จะให้ค่าที่ต่ำสุด และค่าขนาดของ S_{11} จะมีแนวโน้มต่ำที่สุดในช่วง h_{scp2} เท่ากับ 4-6 mm ดังแสดงในรูปที่ 28 สำหรับค่าขนาดและเฟสของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องแสดงดังในรูปที่ 29 และ 30 ตามลำดับ พบว่าค่าขนาดและเฟสของสนามแม่เหล็กในแต่ละร่องมีค่าที่ใกล้เคียงกันมากที่สุด ในกรณีที่ $L_{scp} = 0.46\lambda$ ซึ่งทำให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดและค่าสภาพเจาะจงทิศทางมีแนวโน้มคงที่เมื่อค่า h_{scp2} เปลี่ยนแปลง ดังแสดงในรูปที่ 31 ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างที่เป็นฟังก์ชันของ h_{scp2} พบว่าในกรณีที่ $L_{scp} = 0.46\lambda$ จะให้ค่าสูงสุดและให้ค่าสูงสุดที่ h_{scp2} เท่ากับ 4.0 mm ดังแสดงในรูปที่ 32 ในกรณีที่ $L_{scp} = 0.50\lambda$ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีลักษณะลำคลื่นย่อยสูงกว่าลำคลื่นหลักที่ออกแบบให้มีทิศทางที่สูงสุด ดังนั้นเมื่อพิจารณาร่วมกันทั้งขนาดของ S_{11} ค่าขนาดและเฟสของสนามแม่เหล็ก และค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างพบว่าที่ h_{scp2} เท่ากับ 4.0 mm จะให้คุณลักษณะที่เหมาะสมที่สุด



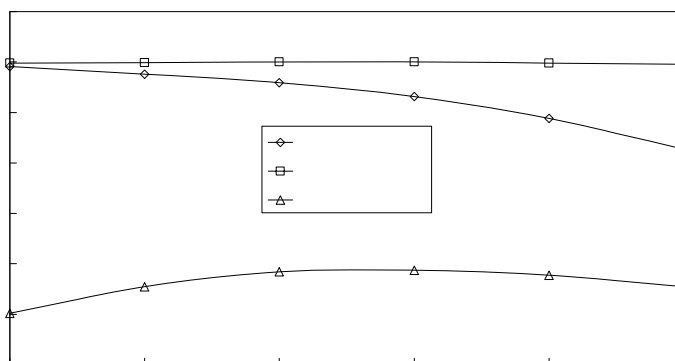
รูปที่ 28 ขนาด S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ h_{sep2}



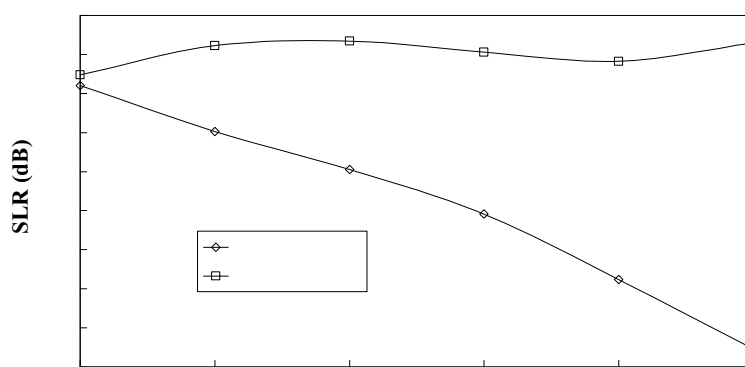
รูปที่ 29 ขนาดของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องที่เป็นฟังก์ชันของ h_{sep2}



รูปที่ 30 เฟสของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องที่เป็นฟังก์ชันของ h_{sep2}



รูปที่ 31 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของ h_{scp2}



รูปที่ 32 ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างที่เป็นฟังก์ชันของ h_{scp2}

4.2.3 ผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ L_{scp} และ W_{scp}

เพื่อความเหมาะสมดังนั้นจากหัวข้อที่ 4.2.1 และ 4.2.2 จึงเลือกใช้ค่า $h_{scp1} = 5.5$ และ $h_{scp2} = 4.0$ mm จากนั้นวิเคราะห์ผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ L_{scp} และ W_{scp}

รูปที่ 33 แสดงขนาดของ S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ L_{scp} พบว่าขนาดของ S_{11} ขึ้นอยู่กับ L_{scp} โดยในกรณีของ W_{scp} เท่ากับ 4 mm และค่า L_{scp} เท่ากับ 0.46λ มีแนวโน้มที่ให้ขนาดของ S_{11} ที่เหมาะสม รูปที่ 34 และ 35 แสดงค่าขนาดและเฟสของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่อง พบว่าค่าขนาดและเฟสของสนามแม่เหล็กในแต่ละร่องมีค่าที่ใกล้เคียงกันมากที่สุดในกรณีที่ค่า L_{scp} เท่ากับ 0.46λ ดังนั้นจึงทำให้ได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดดังแสดงในรูปที่ 36 และรูปที่ 37 แสดงค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างที่เป็นฟังก์ชันของ L_{scp} พบว่าในกรณีของ W_{scp} เท่ากับ 4 mm และค่า L_{scp} เท่ากับ 0.46λ จะให้ค่าที่ดีที่สุดคือ 13.4 dB

Directivity (dBi)

13

12

11

10

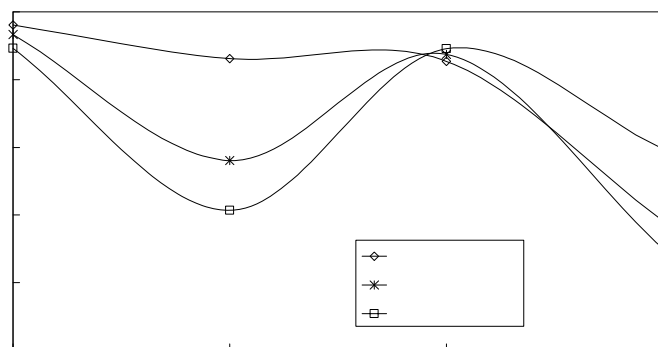
9

8

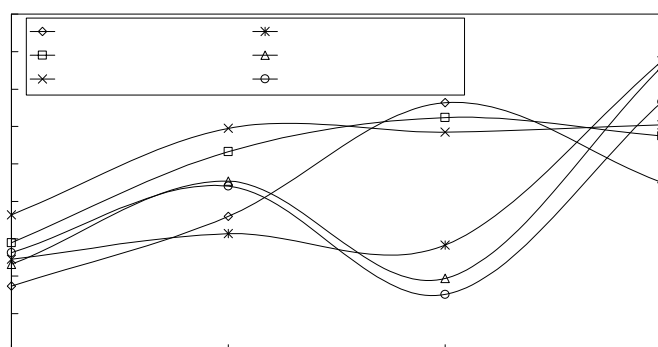
7

6

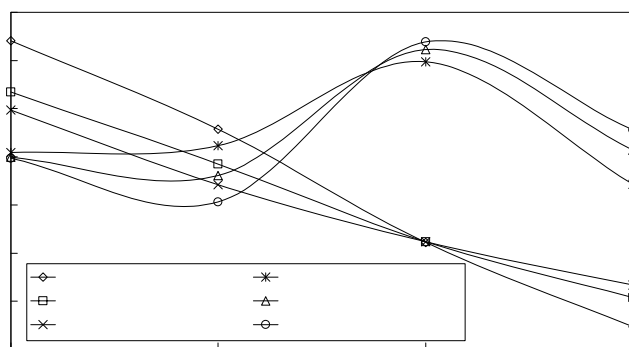
0



รูปที่ 33 ขนาด S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ L_{scp}



รูปที่ 34 ขนาดของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องที่เป็นฟังก์ชันของ L_{scp}



รูปที่ 35 เฟสของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องที่เป็นฟังก์ชันของ L_{scp}

$|S_{11}| \text{ (dB)}$

0

-3

-6

-9

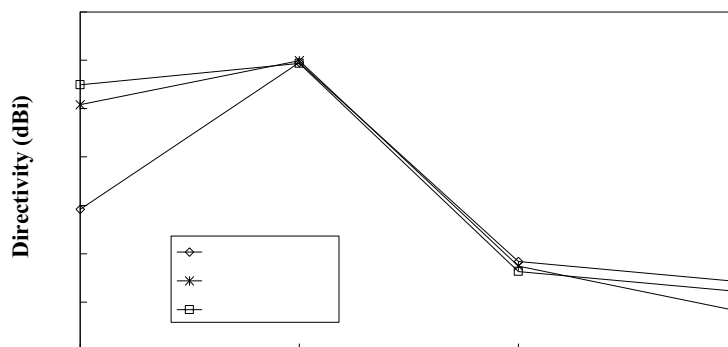
-12

-15

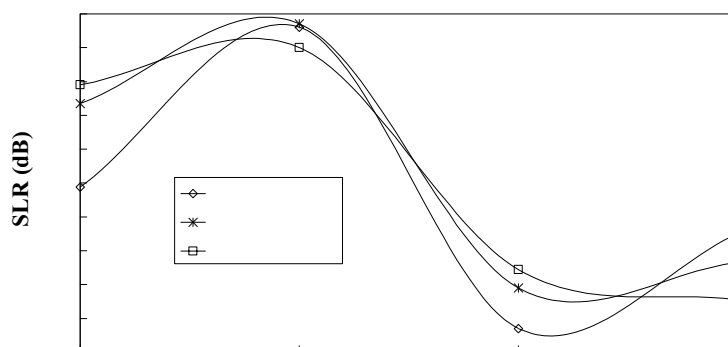
0.42

1.8

1.6



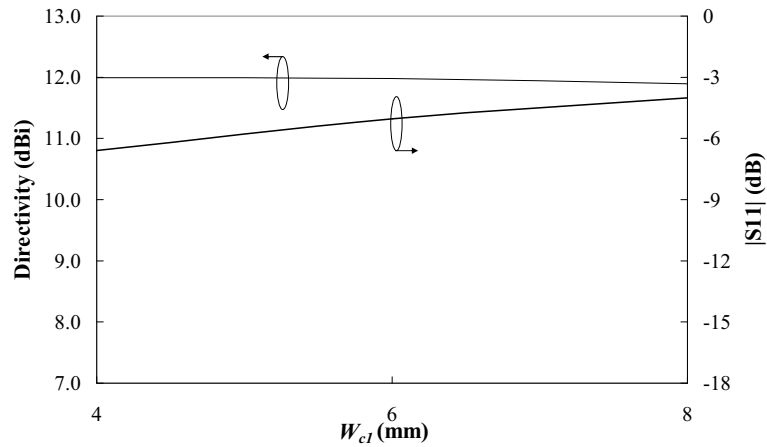
รูปที่ 36 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของ L_{sep}



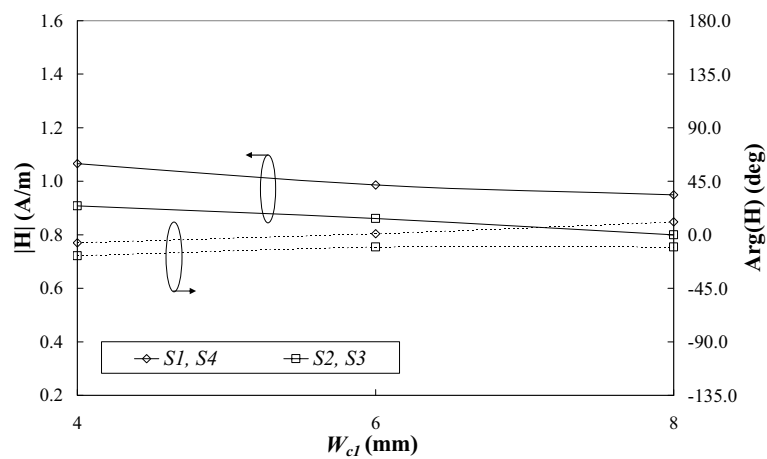
รูปที่ 37 ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างที่เป็นฟังก์ชันของ L_{sep}

4.2.4 ผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ W_{c1}

ความหนาของแผ่นตัวนำเพิ่มขึ้นทำให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศมีแนวโน้มคงที่ทำให้ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างมีแนวโน้มคงที่ด้วย และขนาดและเฟสของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องที่เป็นฟังก์ชันของ W_{c1} มีแนวโน้มคงที่เช่นกัน ดังแสดงในรูป 38 และ 39 ในกรณีของขนาด S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ W_{c1} พบว่าเมื่อค่า W_{c1} เพิ่มขึ้นขนาดของ S_{11} จะเพิ่มขึ้นด้วยดังแสดงในรูปที่ 38 ดังนั้นควรเลือก $W_{c1} = 4$ mm เนื่องจากนำไปสร้างสายอากาศต้นแบบได้ง่ายและยังคงให้คุณลักษณะที่เหมาะสม



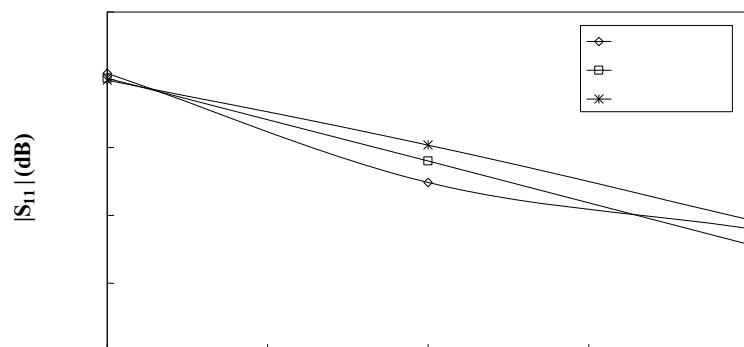
รูปที่ 38 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางและขนาดของ S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ W_{cl}



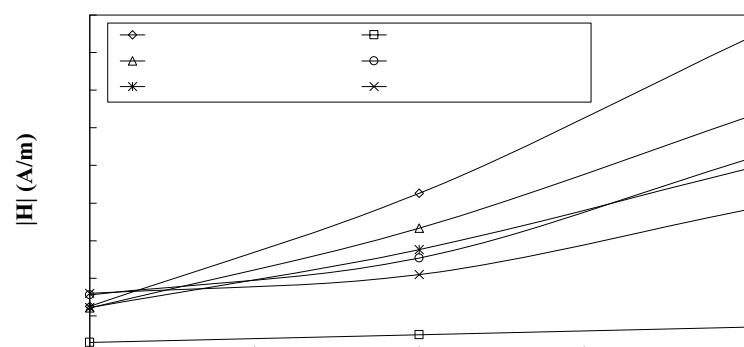
รูปที่ 39 ขนาดและเฟสของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องที่เป็นฟังก์ชันของ W_{cl}

4.2.5 ผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ L_s และ W_s

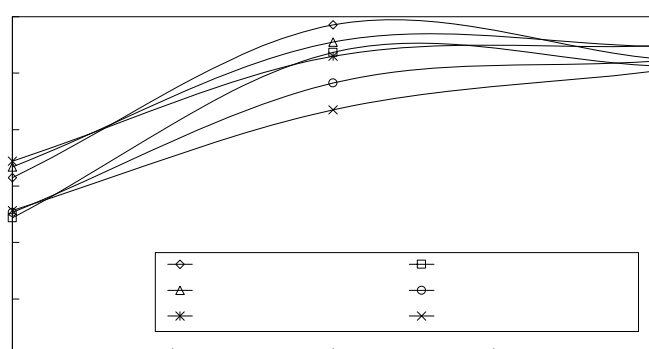
ผลการจำลองเพื่อหาผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ L_s และ W_s ดังแสดงในรูปที่ 40-44 พบว่าความยาวของร่องที่แพร่กระจายคลื่น L_s จะมีผลต่อค่าขนาดของ S_{11} ค่าสภาพเจาะจงทิศทางและค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้าง ในส่วนของความกว้างของร่องที่แพร่กระจายคลื่น W_s มีแนวโน้มเปลี่ยนแปลงน้อย ดังนั้นจึงเลือกค่า L_s เท่ากับ 0.50λ และ W_s เท่ากับ 3 mm ซึ่งให้คุณลักษณะของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด



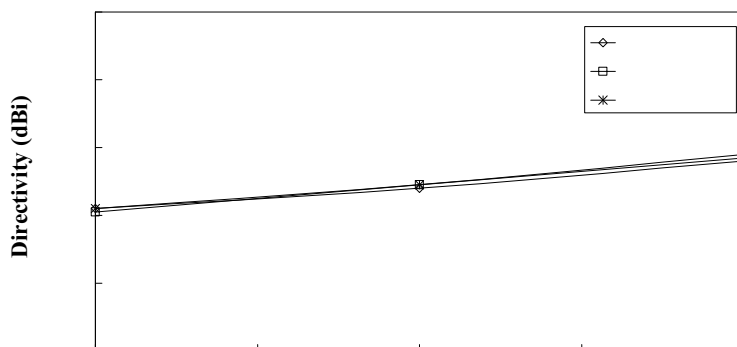
รูปที่ 40 ขนาด S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ L_s



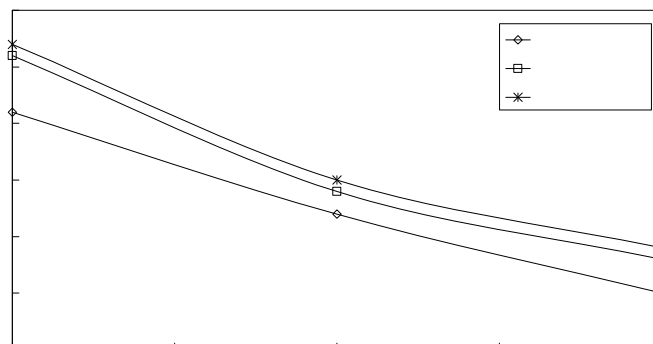
รูปที่ 41 ขนาดของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องที่เป็นฟังก์ชันของ L_s



รูปที่ 42 เฟสของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องที่เป็นฟังก์ชันของ L_s



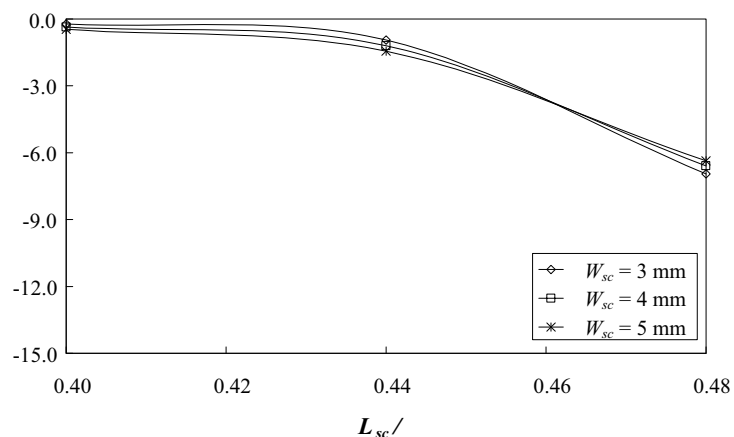
รูปที่ 43 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของ L_s



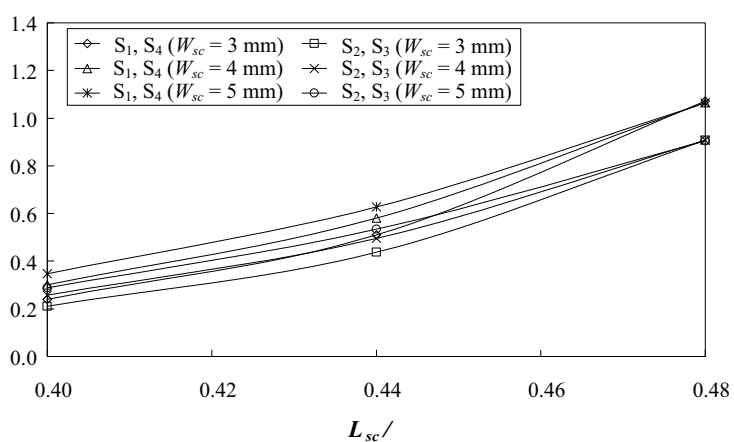
รูปที่ 44 ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างที่เป็นฟังก์ชันของ L_s

4.2.6 ผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ L_{SC} และ W_{SC}

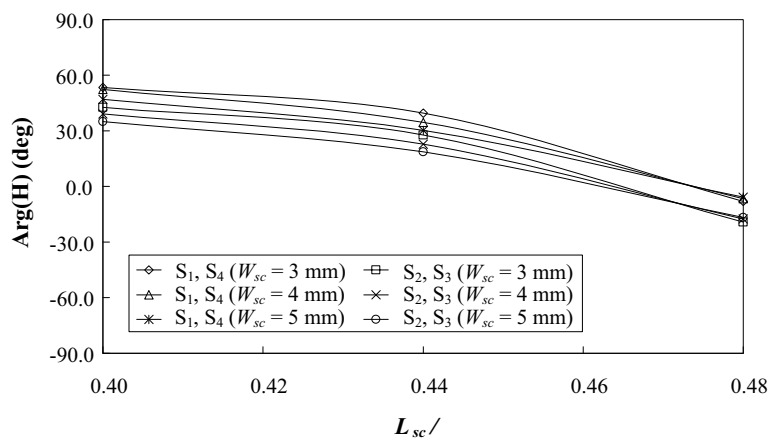
ผลการวิเคราะห์ของค่าพารามิเตอร์ L_{SC} และ W_{SC} ที่มีผลต่อขนาด S_{11} และคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 45-49 พบว่าความกว้างของร่องสำหรับเชื่อมต่อ W_{SC} มีผลน้อยมากต่อคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นและขนาดของ S_{11} ในส่วนของความยาวของร่องสำหรับเชื่อมต่อ L_{SC} จะมีผลต่อขนาดของ S_{11} แต่จะมีผลน้อยมากต่อคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ดังนั้นจึงเลือกค่า L_{SC} เท่ากับ 0.48λ และ W_{SC} เท่ากับ 4 mm ซึ่งให้คุณลักษณะของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด โดยที่ค่า L_{SC} ไม่สามารถที่จะทำให้มากกว่า 0.48λ ได้เนื่องจากข้อจำกัดของโครงสร้างของสายอากาศ



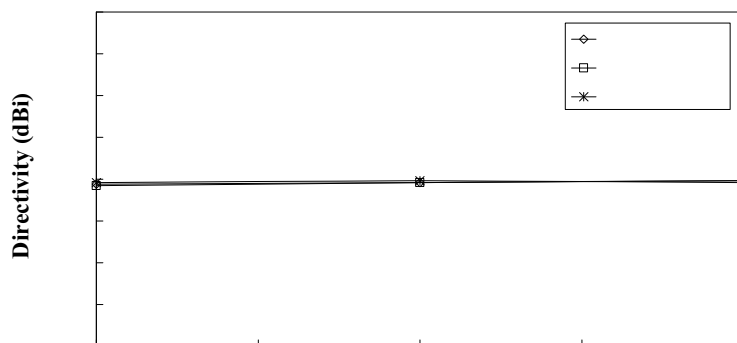
รูปที่ 45 ขนาด S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ L_{SC}



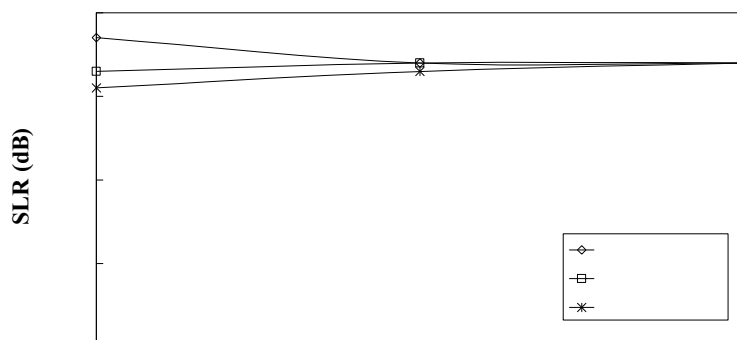
รูปที่ 46 ขนาดของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องที่เป็นฟังก์ชันของ L_{SC}



รูปที่ 47 เฟสของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องที่เป็นฟังก์ชันของ L_{SC}



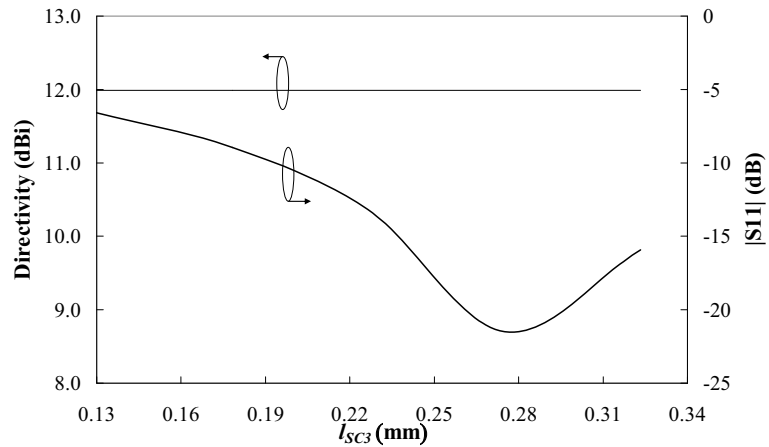
รูปที่ 48 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของ L_{SC}



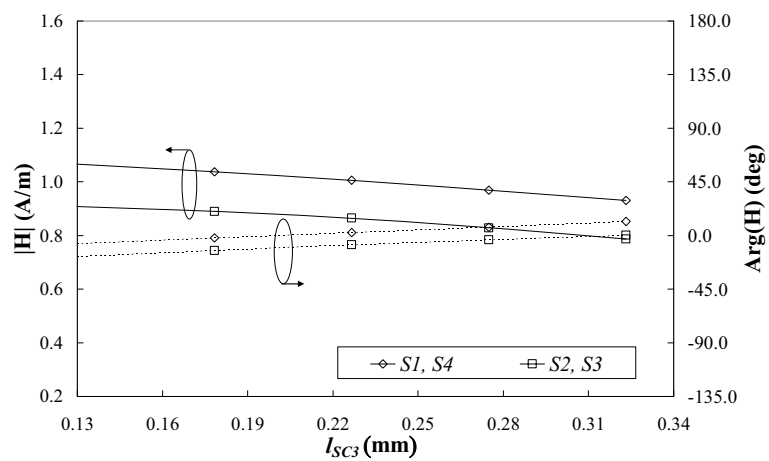
รูปที่ 49 ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างที่เป็นฟังก์ชันของ L_s

4.2.6 ผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ l_{SC3}

การวิเคราะห์ผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ l_{SC3} จะเริ่มจาก 0.13 mm เนื่องจากที่ระยะนี้ค่า $l_{SC1} = 0.5\lambda_g$ ดังนั้นทำให้สนามแม่เหล็กมีขนาดสูงสุดตรงบริเวณร่องสำหรับเชื่อมต่อ S_C จากนั้นเพิ่มขนาดของ l_{SC3} เพื่อวิเคราะห์หาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด จากผลการจำลองพบว่า $l_{SC3} = 0.275\lambda$ ขนาดของ $|S_{11}|$ ที่เหมาะสมที่สุดดังแสดงในรูปที่ 50 และ 51 โดยที่คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไม่ขึ้นอยู่กับขนาดของ l_{SC3}



รูปที่ 50 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางและขนาดของ S_{11} ที่เป็นฟังก์ชันของ l_{SC3}



รูปที่ 51 ขนาดและเฟสของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่งของร่องสำหรับแพร่กระจายคลื่นในแต่ละร่องที่เป็นฟังก์ชันของ l_{SC3}

4.2.7 สรุปพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับออกแบบสายอากาศ

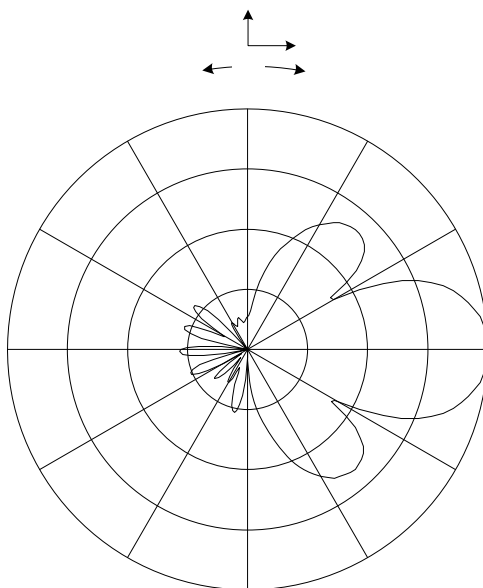
พารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับออกแบบสายอากาศแถวลำดับ 4 องค์ประกอบแบบร่องบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์แบบทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้นโดยร่องสำหรับเชื่อมต่อแสดงในตารางที่ 3

ตารางที่ 3 พารามิเตอร์ของสายอากาศ

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้า	ขนาดทางกายภาพที่ความถี่ 5.8 GHz
รัศมีภายในของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ (r_a)	0.507λ	26.20 mm
รัศมีภายนอกของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ (r_b)	1.126λ	58.23 mm
รัศมีภายในของท่อนำคลื่นแบบทรงกระบอก (r_c)	0.469λ	24.20 mm

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้า	ขนาดทางกายภาพที่ความถี่ 5.8 GHz
ความยาวด้านนอกของเรโซเนเตอร์ (l_{RI})	2.000λ	103.44 mm
ความยาวของร่อง S_1 S_2 S_3 และ S_4 (L_{s1} L_{s2} L_{s3} และ L_{s4})	0.500λ	25.86 mm
ความกว้างของร่อง S_1 S_2 S_3 และ S_4 (W_{s1} W_{s2} W_{s3} และ W_{s4})	0.058λ	3.00 mm
ความยาวของร่องสำหรับเชื่อมต่อ (L_{sc})	0.480λ	24.83 mm
ความกว้างของร่องสำหรับเชื่อมต่อ (W_{sc})	0.077λ	4.00 mm
ความหนาของผนังอื่นๆ	0.038λ	2.00 mm
พารามิเตอร์ l_1 และ l_5	0.500λ	25.86 mm
พารามิเตอร์ l_{sc1}	1.150λ	59.55 mm
พารามิเตอร์ l_{sc3}	0.275λ	14.22 mm
พารามิเตอร์ t_1	0.100λ	5.17 mm
พารามิเตอร์ h_{scp1}	0.106λ	5.50 mm
พารามิเตอร์ h_{scp2}	0.077λ	4.00 mm
พารามิเตอร์ L_{scp}	0.460λ	23.79 mm
พารามิเตอร์ W_{scp}	0.077λ	4.00 mm
พารามิเตอร์ W_{c1} และ W_{c2}	0.077λ	4.00 mm

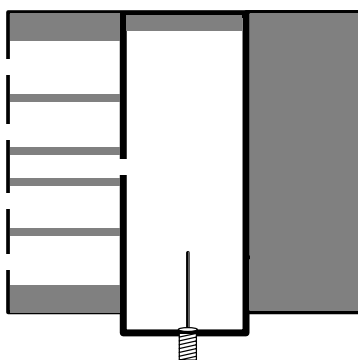
จากพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นดังแสดงในรูปที่ 52 โดยได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเท่ากับ 12 dBi และค่าอัตราส่วนของลำคลื่นหลักต่อลำคลื่นย่อยด้านข้างเท่ากับ 13.5 dB



รูปที่ 52 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบ xz

5. ผลการทดสอบ

จากพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของสายอากาศนำมาสร้างเป็นสายอากาศต้นแบบเพื่อทดสอบสายอากาศยืนยันผลที่ได้จากการจำลองแบบ เนื่องจากการจำลองแบบสายอากาศกระตุ้นที่พอร์ตโดยโหมด TM_{01} ดังนั้นการทดสอบสายอากาศทำได้โดยปิดที่ตำแหน่งด้านล่างแล้วกระตุ้นสัญญาณด้วยโพรบดังแสดงในรูปที่ 53 ลักษณะของสายอากาศต้นแบบดังแสดงในรูปที่ 54

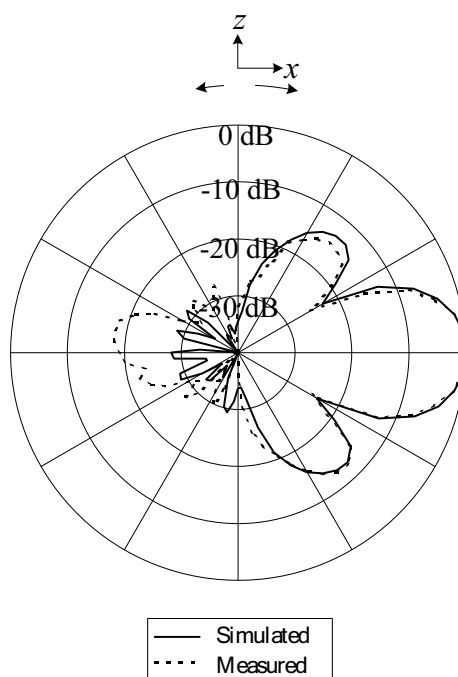


รูปที่ 53 การกระตุ้นสัญญาณด้วยโพรบ

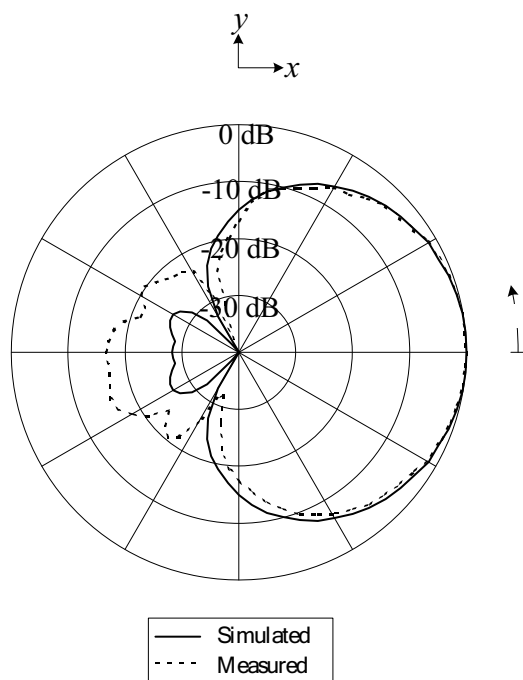


รูปที่ 54 รูปถ่ายสายอากาศต้นแบบ

รูปที่ 55 และ 56 แสดงผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xz และ xy ตามลำดับ พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการทดสอบมีแนวโน้มใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลองในส่วนขอบบริเวณลำคลื่นด้านหน้า ในส่วนขอบบริเวณลำคลื่นด้านหลังนั้นผลที่ได้จากการทดสอบจะมีขนาดที่สูงกว่าผลที่ได้จากการจำลอง

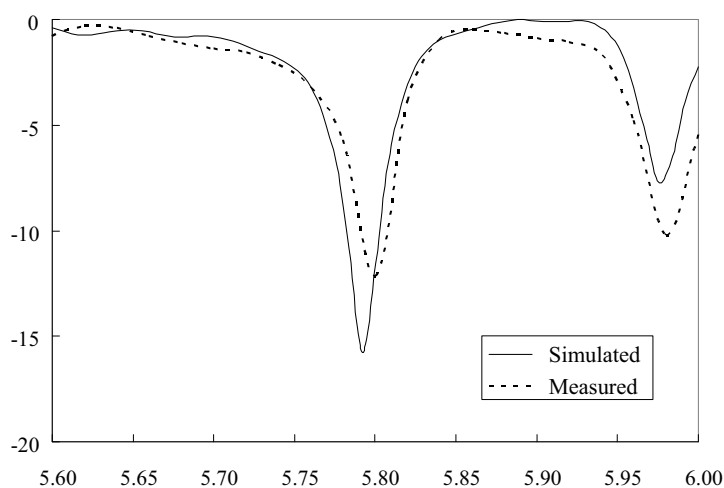


รูปที่ 55 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xz



รูปที่ 56 ผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ xy

จากการทดสอบอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่ 5.8 GHz ได้เท่ากับ 11 dBi ผลการทดสอบขนาดของ S_{11} ดังแสดงในรูปที่ 57 พบว่ามีแนวโน้มที่สอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลอง โดยผลที่ได้จากการทดสอบจะมีแนวโน้มของความถี่ที่เรโซแนนซ์สูงกว่าผลที่ได้จากการจำลองเล็กน้อย ทั้งนี้เนื่องจากความคลาดเคลื่อนในการสร้างสายอากาศต้นแบบ โดยความยาวร่องสั้นกว่าขนาดจริงเล็กน้อย



รูปที่ 57 ผลการทดสอบขนาดของขนาดของ S_{11}

6 สรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอสายอากาศแถวลำดับแบบร่องที่วางตามแนวเส้นรอบวงบนผิวเซกเตอร์ของเรโซเนเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมกระตุ้น โดยร่องสำหรับเชื่อมต่อ การวิเคราะห์เริ่มจากการศึกษาท่อนำ

คลื่นและเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วม ได้ศึกษาการกระจายสนามแม่เหล็กของแต่ละโหมด หาความสัมพันธ์ของขนาดหน้าตัดของเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ทรงกระบอกแกนร่วมที่โหมดพื้นฐาน และเปรียบเทียบกับค่าตัวประกอบเชิงคุณภาพ เพื่อใช้เลือกค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนำไปออกแบบสายอากาศแถวลำดับแบบร่องจำนวน 2 องค์ประกอบ ซึ่งทำให้การกระจายสนามแม่เหล็กบริเวณร่องของแถวลำดับมีขนาดและเฟสเหมาะสมนำไปสู่แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศที่เหมาะสมที่สุด จากนั้นเพิ่มจำนวนร่องแถวลำดับเป็นจำนวน 4 องค์ประกอบ วิเคราะห์พารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อให้สายอากาศได้คุณลักษณะที่เหมาะสมที่สุด จากนั้นสร้างและทดสอบสายอากาศต้นแบบ จากการทดสอบสายอากาศเพื่อยืนยันผลที่ได้จากการจำลองแบบ พบว่าผลการทดสอบที่ได้มีแนวโน้มใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลองแบบ ได้ค่าอัตราขยายเท่ากับ 11 dBi จากผลการวิเคราะห์ที่ได้จะเป็นแนวทางสำหรับการออกแบบเพื่อเพิ่มจำนวนร่องแถวลำดับเป็น 6 หรือ 8 องค์ประกอบได้ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] G. X. Fan and J. M. Jin, "Scattering from a cylindrically conformal slotted waveguide array antenna," *IEEE Trans. Antennas. Propagat.*, vol. 45, pp. 1150 – 1159, July 1997.
- [2] D. H. Shin, H. J. Eom, "Radiation from narrow circumferential slots on a conducting circular cylinder," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, pp.2081 – 2088, June 2005.
- [3] F. Lin and A. S. Omar, "Segment-sector waveguides," in *Proc. 1989 IEEE AP-S Int. Symp.*, pp. 965 – 968, June 1989.
- [4] S. W. Lue, S. C. Li, and S. M. Cao, " Slot antenna in the curved broad wall of a sectoral waveguide," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference 1992*, pp.401 – 403, Aug. 1992.
- [5] S. W. Lue, Y. Zhuang, and S. M Cao, "The equivalent parameters for the radiating slot on a sectoral waveguide," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, pp.1577 – 1581, Nov. 1994.
- [6] R. Wongsan, C. Phongcharoenpanich, M. Krairiksh, and J. Takada, "Impedance characteristic analysis of an axial slot antenna on a sectoral cylindrical cavity excited by a probe using Method of Moments," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E-86A, pp.1364 – 1373, June 2003.
- [7] N. Pasri, C. Phongcharoenpanich, and M. Krairiksh, " Design of a circumferential slot antenna on a sectoral cylindrical cavity excited by a probe," in *Proc. 2004 IEEE AP-S Int. Symp.*, pp. 2337 – 2340, June 2004.
- [8] R.F. Harrington, *Time-harmonic electromagnetic fields*, McGraw-Hill, New York, 1985.
- [9] C.A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*, John Wiley & Sons, New York, 1989.

- [10] G.F. Miner, *Lines and electromagnetic fields for engineers*, New York: Oxford University Press, 1996.
 - [11] A. Elsherbeni, D. Kajfez, and S. Zeng, "Circular sectoral waveguides," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 33 , pp. 20 – 27, 1991.
-

1.5 สายอากาศปรับตัว

1.6.1 การเริ่มต้นด้วยฮาร์ดแวร์สำหรับสายอากาศปรับตัว CMA

1. บทนำ

ด้วยการเพิ่มขึ้นที่รวดเร็วของอุปสงค์ในระบบการสื่อสารไร้สาย ผลของเฟดดิ้งหลายวิถีและการแทรกสอดท่ามกลางการสื่อสารนำมาซึ่งปัญหาที่สำคัญ โดยปกติแล้วความรุนแรงของปัญหาขึ้นอยู่กับระบบที่เราพิจารณา ยกตัวอย่างเช่น ในระบบ DS-CDMA (direct sequence-code division multiple access) การหน่วงของวิถีสำหรับผู้ใช้แต่ละคนปกติจะกระจายในระดับ chips การแทรกสอดของสัญลักษณ์ใกล้เคียง (intersymbol interference: ISI) ซึ่งเกิดจากการหน่วงของการเดินทางผ่านช่องสัญญาณหลายวิถีจะมีค่าน้อยและโดยทั่วไปจะสามารถละเลยได้ [1] การลดลงของประสิทธิภาพของระบบ DS-CDMA ส่วนมากจะเกิดจากการแทรกสอดจากการเข้าใช้งานร่วมกันซึ่งเราสามารถลดผลกระทบดังกล่าวได้โดยการใช้สายอากาศฉลาด (smart antenna)

โดยทั่วไปเราสามารถแบ่งสายอากาศฉลาดออกเป็น 3 กลุ่มคือ สายอากาศไดเวอร์ซิตี สายอากาศสวิตซ์ลำคลื่น และสายอากาศปรับตัว การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของสายอากาศปรับตัวจะขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง (reference signal) ซึ่งบ่อยครั้งจะถูกเรียกว่าลำดับนำร่อง (training sequence) อัลกอริทึม LMS (least mean square) RLS (recursive least square) และอัลกอริทึมที่สืบเนื่องกันนี้จะเป็นอัลกอริทึมปรับตัวที่ถูกนำไปใช้ในระบบสายอากาศปรับตัว [2]

ในช่วงสิบปีที่ผ่านมา อัลกอริทึมปรับตัวแบบบอด (blind adaptive algorithm) ได้รับความนิยมเป็นอย่างมากสำหรับระบบการสื่อสารไร้สาย [3] เนื่องจากอัลกอริทึมนี้ไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิง หนึ่งในอัลกอริทึมนี้ที่ได้รับความนิยมมากที่สุดคืออัลกอริทึม CMA (constant modulus algorithm) [4] ซึ่งสามารถลดสัญญาณแทรกสอดได้ด้วยเงื่อนไขซึ่งสัญญาณส่งต้องมีขนาดที่คงที่ ยกตัวอย่างเช่นสัญญาณที่มอดูเลตด้วยเฟสหรือความถี่ สัญญาณแทรกสอดจะก่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของขนาดของสัญญาณรับ อัลกอริทึม CMA จะใช้คุณสมบัติของสัญญาณส่งที่รู้ก่อนว่ามีขนาดที่คงที่ในการปรับตัว

อัลกอริทึม CMA ได้ถูกนำเสนอครั้งแรกสำหรับระบบการปรับเท่า (equalization) [4] และหลังจากนั้นได้ถูกนำไปใช้ในระบบสายอากาศปรับตัว โดยได้มีการศึกษาประสิทธิภาพอย่างกว้างขวาง [5]-[8] ใน [9] ได้นำเสนอการสร้างสายอากาศปรับตัวซึ่งใช้อัลกอริทึม CMA สำหรับระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ ที่ใช้การมอดูเลตแบบ GMSK (Gaussian minimum shift keying) โดยที่ประสิทธิภาพของอัลกอริทึม CMA ได้นำเสนอใน [10] ใน [11] และ [12] อัลกอริทึม CMA ได้ถูกนำไปใช้เพื่อลดสัญญาณแทรกสอดช่องสัญญาณร่วมในการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ [12] ได้นำเสนอแวลวลำดับอัลกอริทึม CMA หลายสเตจซึ่งได้มีการจัดเรียงกระบวนการกำจัดและกู้คืนสัญญาณเป็นแบบเคสเคด นอกจากนี้ยังได้นำอัลกอริทึม SMI (sample matrix inversion) มาประยุกต์ใช้ในการปรับค่าถ่วงน้ำหนักของเทคนิคการกำจัดสัญญาณเพื่อเพิ่มอัตราความผิดพลาดบิต (bit error rate: BER) ใน [13] ได้มีการ

ปรับเปลี่ยนอัลกอริทึม CMA เพื่อควบคุมการปรับลำคลื่นทางไมโครเวฟผ่านวงจรเลื่อนเฟสที่เปลี่ยนค่าได้ ซึ่งถูกเรียกว่า M-CMA นอกจากนี้ อัลกอริทึม CMA ยังได้นำไปใช้สำหรับการกู้คืนสัญญาณในสภาพแวดล้อมการเฟดดิ้งแบบเร็ว (fast fading) [14]

ข้อเสียที่สำคัญของการประยุกต์ใช้ อัลกอริทึม CMA ในระบบสายอากาศปรับตัวคือมีอัตราการลู่เข้าที่ช้า [15]-[18] ได้นำเสนอว่าการลู่เข้าของอัลกอริทึม CMA จะขึ้นอยู่กับเงื่อนไขการเริ่มต้นของอัลกอริทึม CMA [15]-[17] เมื่อเร็ว ๆ นี้ วิธีที่สามารถแก้ปัญหาการลู่เข้าดังกล่าวได้นำเสนอโดยการใช้คำตอบที่ได้จากอัลกอริทึม SMI มาเริ่มต้นกระบวนการของอัลกอริทึม CMA [18] แต่อย่างไรก็ตาม มีข้อเสียของการนำเสนอนี้คือ จำเป็นต้องใช้การคำนวณที่มากสำหรับอัลกอริทึม SMI และอัลกอริทึม SMI จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิงเพื่อช่วยในการปรับตัว

[19] นำเสนออัลกอริทึม RLS-CMA เพื่อเพิ่มอัตราการลู่เข้าโดยการเปลี่ยนอัลกอริทึม CMA ให้เป็นอัลกอริทึมใหม่โดยใช้พื้นฐานการทำให้เหมาะสมที่สุด (optimization) ของ RLS ถึงแม้ว่าจะสามารถปรับปรุงอัตราการลู่เข้าได้ แต่ก็ต้องใช้การคำนวณที่มากขึ้น ดังนั้นอัลกอริทึมทั้งสองที่กล่าวมาข้างต้นจึงไม่เหมาะสมสำหรับการสร้างฮาร์ดแวร์ นอกจากนี้ยังมีเทคนิคอื่นที่ถูกลำเสนอใน [3] ซึ่งสามารถการแก้ปัญหาการลู่เข้าได้ แต่อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้ก็ยังไม่ได้นำไปจัดการนำไปสร้างจริงมาพิจารณา

เมื่อสัญญาณตกกระทบสายอากาศ สายอากาศจะมีลำคลื่นที่มีกำลังงานมากที่สุดเสมอ ดังนั้นจึงเป็นเหตุผลที่ดีที่จะใช้ลำคลื่นดังกล่าวนี้ช่วยในการเริ่มต้นอัลกอริทึม CMA ในเทคนิคที่ทำเสนอใน [21] ด้วยการจำลอง ระบบเริ่มต้นด้วยการสแกนลำคลื่นและหาลำคลื่นที่มีกำลังงานมากที่สุดซึ่งจะถูกนำไปใช้ในการเริ่มต้นสายอากาศปรับตัว หลังจากนั้นอัลกอริทึม CMA จะถูกนำไปใช้สำหรับการปรับลำคลื่นของสายอากาศ เทคนิคนี้ได้แสดงให้เห็นว่าสามารถปรับปรุงคุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึม CMA ได้อย่างมีนัยสำคัญ

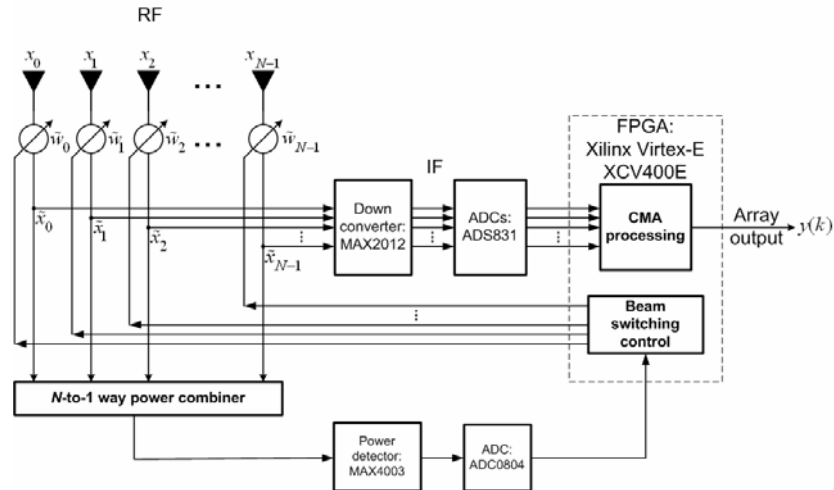
ในรายงานนี้ จะกล่าวถึงการสร้างเทคนิคที่นำเสนอ จะแสดงให้เห็นว่าเทคนิคที่ใช้เริ่มต้นดังกล่าวสามารถสร้างได้โดยง่ายโดยใช้ฮาร์ดแวร์ที่ง่ายซึ่งมีแฉ่งวงจรเลื่อนเฟสและตัววัดกำลังงาน นอกจากนี้ยังจะกล่าวถึงการสร้างสายอากาศปรับตัวและหน่วยประมวลผลที่เกี่ยวข้องกันโดยการใช้ FPGA (field programmable gate array) จะศึกษาประสิทธิภาพของการสร้าง FPGA ของระบบสายอากาศปรับตัวที่ใช้ อัลกอริทึม CMA ด้วยการช่วยเหลือการเริ่มต้นด้วยฮาร์ดแวร์

ในหัวข้อที่สองจะนำเสนอโครงสร้างสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสที่ปรับตัวได้และสมการการปรับตัวของอัลกอริทึม CMA จะนำเสนอเทคนิคการเริ่มต้นดังกล่าว การสร้างฮาร์ดแวร์จะกล่าวในหัวข้อที่ 3 จะเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการจำลองซึ่งใช้สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสที่แบนกะทัดรัดสี่ลำคลื่น (flat four-beam compact phased array antenna) [20] ซึ่งออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 1.95 GHz ของระบบ IMT2000 จะกล่าวถึงบทสรุปในหัวข้อสุดท้าย

2. การเริ่มต้นด้วยอาร์คแวร์สำหรับสายอากาศปรับตัว

2.1 สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสที่ปรับตัวได้ที่ใช้อัลกอริทึม CMA

ถ้าสัญญาณส่งถูกมอดูเลตด้วยขนาดที่คงที่ อัลกอริทึม CMA จะสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของขนาดในสัญญาณรับได้ ตัวอย่างการมอดูเลตด้วยขนาดที่คง ได้แก่ FM และ QPSK เป็นต้น ในงานวิจัยนี้ อัลกอริทึม CMA จะถูกใช้ในระบบสายอากาศปรับตัว



รูปที่ 1 โครงสร้างแถวลำดับปรับเฟสที่ปรับตัวได้โดยใช้อัลกอริทึม CMA ซึ่งนำเสนอ

รูปที่ 1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของแถวลำดับปรับเฟสที่ปรับตัวได้โดยใช้ อัลกอริทึม CMA สัญญาณเชิงซ้อนซึ่งรับด้วยองค์ประกอบที่ i ของแถวลำดับสายอากาศจะถูกปรับเฟส หลังการปรับเฟส อินพุตประสิทธิผลของระบบสายอากาศที่ใช้อัลกอริทึม CMA $\tilde{x}_i(k)$ จะถูกคูณด้วยค่าถ่วงน้ำหนักเชิงซ้อนที่ปรับได้ $\tilde{w}_i(k)$ โดย k แทนดัชนีของเวลา เอาท์พุต $y(k)$ ของแถวลำดับของสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสที่ปรับตัวได้สามารถหาได้จากผลการรวมกันของการคูณของ $\tilde{w}_i(k)\tilde{x}_i(k)$ ดังแสดงในสมการ

$$y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{w}_i(k) \tilde{x}_i(k), \quad (1)$$

หรือสามารถเขียนในรูปเมตริกซ์ง่าย ๆ ดังนี้

$$y(k) = \tilde{\mathbf{w}}^H(k) \tilde{\mathbf{x}}(k) \quad (2)$$

โดย $\tilde{\mathbf{w}}(k) = [\tilde{w}_0(k), \tilde{w}_1(k), \dots, \tilde{w}_{N-1}(k)]^T$ และ $\tilde{\mathbf{x}}(k) = [\tilde{x}_0(k), \tilde{x}_1(k), \dots, \tilde{x}_{N-1}(k)]^T$ เป็นค่าถ่วงน้ำหนักและอินพุตประสิทธิผลตามลำดับ N เป็นจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศ ในกรณีที่ไม่มี การสูญเสีย เราสามารถสมมติได้ว่าสัญญาณส่งมีขนาดเท่ากับหนึ่ง ดังนั้นอัลกอริทึม CMA จะปรับ $\tilde{\mathbf{w}}(k)$ โดยใช้ฟังก์ชันประสิทธิภาพของอัลกอริทึม CMA (CMA cost function) ดังนี้

$$J(\tilde{\mathbf{w}}(k)) = \{[\tilde{\mathbf{w}}^H(k)\tilde{\mathbf{x}}(k)]^2 - 1\}, \quad (3)$$

โดยฟังก์ชันประสิทธิภาพของอัลกอริทึม CMA นี้จะถูกทำให้มีค่าน้อยที่สุดโดยใช้เทคนิค steepest descent ซึ่งจะนำไปใช้ในการหาค่าถ่วงน้ำหนักซึ่งสามารถหาได้ดังสมการ

$$\tilde{\mathbf{w}}(k+1) = \tilde{\mathbf{w}}(k) - 4\mu\tilde{\mathbf{x}}(k)y^*(k)(|y(k)|^2 - 1) \quad (4)$$

โดย μ คือค่าคงที่ขั้นที่ใช้ในการปรับตัว

เป็นที่สังเกตได้จากรูปที่ 1 ว่าแตกต่างจากโครงสร้างของสายอากาศแถวดับปรับตัวปรับโดยใช้ อัลกอริทึม CMA ทั่วไป โดยสัญญาณเบสแบนที่รับจะถูกปรับเฟสก่อนที่จะถูกถ่วงน้ำหนักด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก $\tilde{\mathbf{w}}(k)$

2.2 การเริ่มต้นด้วยฮาร์ดแวร์

ในระบบสายอากาศหลายลำคลื่น โดยทั่วไปจะสามารถสวิตช์ลำคลื่นโดยใช้วงจรเลื่อนเฟสซึ่งทำงานที่ความถี่ RF หรือ IF หัวใจที่สำคัญของการเริ่มต้นด้วยฮาร์ดแวร์ของสายอากาศปรับตัวที่เราแนะนำคือฮาร์ดแวร์ส่วนที่เพิ่มเข้ามาในระบบทั่วไป เพื่อหาค่าพลังงานของสัญญาณรับสูงสุดของลำคลื่น หลังจากนั้นลำคลื่นที่ได้จะถูกนำไปใช้ในกระบวนการปรับตัวโดยใช้อัลกอริทึม CMA

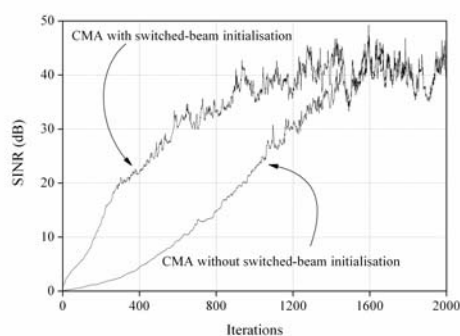
จากรูปที่ 1 ระบบที่นำเสนอจะนำวงจรเลื่อนเฟส 1 บิตมาใช้เพื่อการปรับลำคลื่น เราสามารถสร้างวงจรเลื่อนเฟส 1 บิตได้ง่ายๆ โดยการใช้พินไดโอดซึ่งจะถือว่าการสร้างฮาร์ดแวร์ที่มีราคาถูก นอกจากนี้เราสามารถหาค่าพลังงานโดยใช้ตัววัดกำลังงานด้วยวงจรง่ายๆ และการปรับตัวของของอัลกอริทึม CMA จะถูกสร้างโดยการใช้ FPGA เป็นที่เห็นได้ชัดว่าเทคนิคที่นำเสนอนี้ไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิงช่วยในการปรับตัวเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่มีอยู่ [18]-[19] ซึ่งจำเป็นต้องใช้

2.3 การพิสูจน์เทคนิคที่นำเสนอด้วยการจำลอง

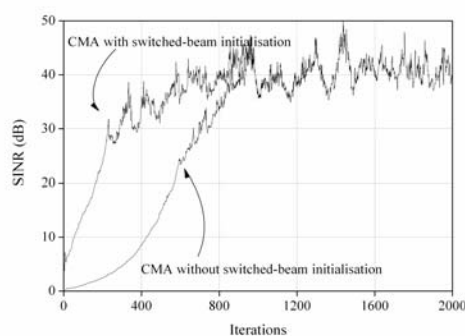
เราได้จำลองระบบที่นำเสนอเพื่อยืนยันความสามารถเทคนิคของการเริ่มต้นด้วยฮาร์ดแวร์ที่นำเสนอ ในการจำลองได้ใช้สายอากาศรับเป็นสายอากาศที่มีองค์ประกอบ 4 องค์ประกอบแบบรอบทิศทาง จาก [20] และการเปลี่ยนค่าเฟสตามตารางที่ 1 สายอากาศจะสามารถปรับลำคลื่นหลักได้สี่ทิศทาง ได้แก่ 45° 135° 225° และ 315° ถึงแม้ว่าความเป็นจริงสายอากาศจะยังสามารถปรับลำคลื่นไปในทิศทางอื่นๆ ได้มากกว่านี้ ลำคลื่นสี่ทิศทางก็เพียงพอสำหรับงานนี้ เนื่องจากว่าสายอากาศมีความกว้างลำคลื่นมากกว่า 90° ซึ่งการปรับลำคลื่นไปในสี่ทิศทางดังกล่าวจะสามารถครอบคลุมพื้นที่ใช้งานได้นั้นคือ 360°

ในระบบการจำลองนี้ สัญญาณพืงประสงค์และสัญญาณแทรกสอดเป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบ $\pi/4$ -QPSK ในช่องสัญญาณ AWGN ในทางปฏิบัติ โดยทั่วไปกำลังงานของสัญญาณพืงประสงค์จะ

มากกว่าสัญญาณแทรกสอด ดังนั้นในการจำลองนี้เรากำหนดให้กำลังงานของสัญญาณพึงประสงค์มากกว่าสัญญาณแทรกสอด 3 dB เราแบ่งการจำลองเป็นสองเงื่อนไขด้วยมุมตกกระทบของสัญญาณพึงประสงค์ ซึ่งได้แก่ 80° และ 120° โดยคงมุมตกกระทบของสัญญาณแทรกสอดไว้ที่ 30° ลำคลื่นหลักของสายอากาศที่นำเสนอเพื่อการเริ่มต้นกระบวนการของอัลกอริทึม CMA ชี้ไปที่มุม 45° ซึ่งเป็นลำคลื่นที่เหมาะสมจากสี่ลำคลื่นของสายอากาศ



)ก(



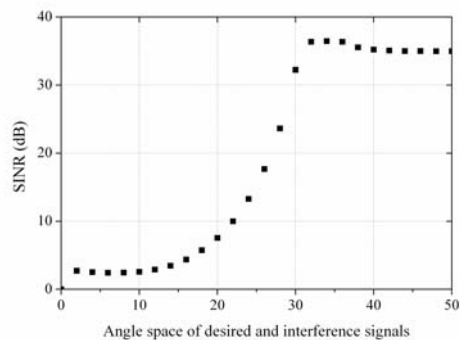
)ข(

รูปที่ 2 การเคลื่อนที่ของ SINR (ก) กรณีที่ 1 (ข) กรณีที่ 2

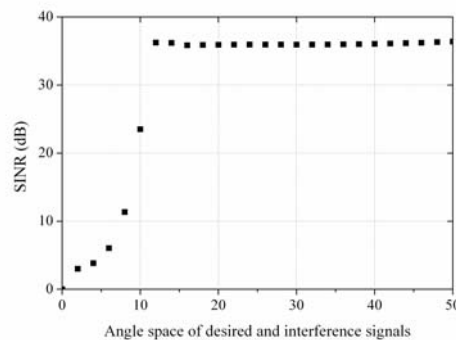
รูปที่ 2 (ก) แสดงอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดบวกสัญญาณรบกวน (signal-to-interference plus noise ratio: SINR) ของกรณีที่ 1 เมื่อใช้เทคนิคที่นำเสนอและสายอากาศ CMA ทัวไป จากรูปแสดงให้เห็นว่าสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอโดยใช้การเริ่มต้นด้วยฮาร์ดแวร์มีอัตราการลู่เข้าที่เร็วกว่าเทคนิคทัวไป

รูปที่ 2 (ข) แสดงผลการจำลองจากกรณีที่ 2 จากรูปจะเห็นว่าอัตราการลู่เข้าของสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอโดยใช้การเริ่มต้นด้วยฮาร์ดแวร์ยังคงเร็วกว่าเทคนิคทัวไป นอกจากนี้ ในกรณีที่ 2 ยังมีอัตราการลู่เข้าที่เร็วกว่าในกรณีที่ 1 เนื่องจากทิศทางของสัญญาณแทรกสอดอยู่ห่างจากลำคลื่นหลักที่ใช้เริ่มต้นมากกว่า

นอกจากนี้เรายังศึกษาผลที่เกิดจากการเปลี่ยนมุมตกกระทบของสัญญาณแทรกสอด โดยคงทิศทางของสัญญาณพึงประสงค์ไว้ที่มุม 30° และค่อยๆลดมุมสัญญาณแทรกสอดจากมุม 80° เป็น 30° รูปที่ 3 (ก) และ (ข) แสดง SINR ซึ่งได้จากสายอากาศที่นำเสนอที่การวนซ้ำที่ 2,000 และ 40,000 เทียบกับความกว้างของมุมระหว่างมุมของสัญญาณพึงประสงค์และสัญญาณแทรกสอด จากรูปแสดงให้เห็นว่าอัตราการลู่เข้าของอัลกอริทึม CMA จะขึ้นอยู่กับความกว้างของมุมตกกระทบของสัญญาณ



(ก)



(ข)

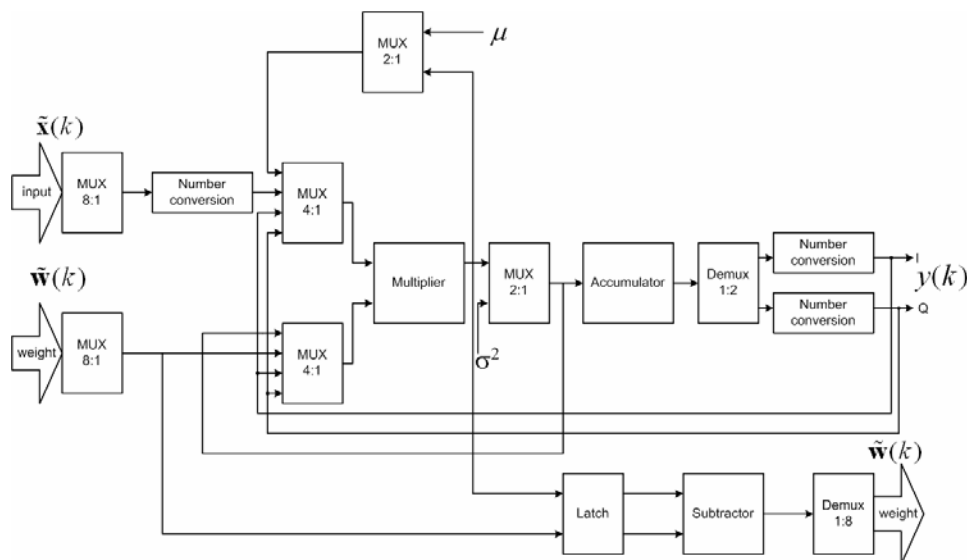
รูปที่ 3 SINR ที่ได้จากสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอที่การทำซ้ำที่ (ก) 2,000 (ข) 4,000

3. การสร้างฮาร์ดแวร์และผลการทดสอบ

3.1 การสร้างตัวต้นแบบ

เราได้สร้างตัวต้นแบบโดยได้สรุปคุณสมบัติของตัวต้นแบบในตารางที่ 2 ระบบที่สร้างประกอบด้วยอุปกรณ์ RF ตัววัดกำลังงาน ตัวแปลงผันสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณเชิงเลข (ADCs) และหน่วยประมวลผลสัญญาณ จากรูปที่ 1 จะเห็นว่าสัญญาณ RF ที่ความถี่ 1.95 GHz ที่รับได้สี่ช่องสัญญาณจากแต่ละองค์ประกอบของสายอากาศได้ถูกป้อนเข้าตัวเลื่อนเฟส 1 บิต ได้ออกแบบสวิตช์ซึ่งใช้ควบคุมตัวเลื่อนเฟสด้วยการหน่วงด้วยสายสัญญาณโดยใช้ไดโอดเบอร์ Phillips BAP51-02 ไดโอดแบบอนุกรมได้เชื่อมติดระหว่างพอร์ตอินพุตและพอร์ตเอาต์พุตของตัวเลื่อนเฟสแต่ละตัว ในขณะที่วงโคจรแบบขนานระหว่างกลางของเส้นสัญญาณที่ใช้หน่วง เอาต์พุตกำลังงานของแต่ละตัวของตัวเลื่อนเฟสถูกแบ่งอย่างเท่าๆกันโดยใช้ตัวเชื่อมต่อแบบเส้นสาขา (branch-line coupler) สัญญาณที่ได้จากพอร์ตตรงของตัวเชื่อมต่อแบบเส้นสาขาสีตัวได้ถูกรวมกันด้วยตัวรวมกำลังงานแบบตัว T และส่งต่อไปให้ตัววัดกำลังงานด้วยไอซี MAX4003 สัญญาณ RF แต่ละช่องสัญญาณที่ได้จากอีกส่วนของตัวเชื่อมต่อแบบเส้นสาขาได้ถูกแปลงเป็นสัญญาณ IF ที่ความถี่ 50 kHz ด้วยตัวแปลงสัญญาณ I Q โดยใช้ MAX2102 สัญญาณ IF ทุกตัวจะถูกกรองโดยใช้ตัวกรองความถี่และขยายด้วยออป-แอมป์เบอร์ OPA842 และแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลด้วยไอซีเบอร์ ADS831 ด้วยอัตราการสุ่ม 250 kHz สัญญาณดิจิทัลที่เป็นเอาต์พุตของ ADCs ได้ถูกป้อนให้บอร์ด FPGA เบอร์ Virtex-E XCV400E เพื่อการประมวลผลสัญญาณ

การเชื่อมต่อระหว่างบอร์ดและคอมพิวเตอร์เพื่อแสดงผลจะเชื่อมต่อผ่านพอร์ตขนาน นอกจากการประมวลผลสัญญาณแล้ว ฟังก์ชันการควบคุมต่างๆยังคงถูกสร้างโดยใช้ FPGA โดยจะสร้างสัญญาณควบคุมสำหรับตัวเลื่อนเฟส 1 บิต นั่นก็คือ ฟินไดโอดซึ่งใช้เพื่อการปรับลำคลื่น หลังจากนั้นจะทำการเปรียบเทียบกำลังงานของสัญญาณรับ ของแต่ละลำคลื่นซึ่งวัดโดยตัววัดกำลังงานและหลังจากนั้นลำคลื่นที่มีกำลังงานสูงสุดจะถูกใช้สำหรับการเริ่มต้นอัลกอริทึม CMA



รูปที่ 4 โครงสร้างตัวประมวลผลการปรับตัวของอัลกอริทึม CMA

รูปที่ 4 แสดงโครงสร้างของหน่วยประมวลผลสัญญาณของการปรับตัวของอัลกอริทึม CMA ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (3) และ (4) โครงสร้างจะเป็นส่วนประมวลผลแบบการคูณและสะสม (multiply and accumulate: MAC) แบบ floating-point ซึ่งประกอบด้วยวงจรคูณ วงจรสะสม ตัวมัลติเพล็กซ์ และแลตช์ ถึงแม้การสร้างฮาร์ดแวร์ด้วยเลขคณิตแบบ floating-point จะค่อนข้างซับซ้อนแต่จะมีข้อดีคือมีความถูกต้องแม่นยำสูง นอกจากนี้ยังสามารถลดปัญหาที่เกิดจากการตัดเศษ (truncation) และการคำนวณซึ่งเกิดจาก μ มีค่าน้อยๆ

จากรูปที่ 4 จะเห็นว่า ตัวมัลติเพล็กซ์ได้ถูกใช้เพื่อเลือกองค์ประกอบเวกเตอร์ $\tilde{\mathbf{x}}(k)$ และ $\tilde{\mathbf{w}}(k)$ เอาท์พุตของตัวมัลติเพล็กซ์จะถูกใช้กำหนดหน่วยที่เปลี่ยนเลข fixed-point เป็น floating-point ตัวมัลติเพล็กซ์จะถูกใช้เพื่อแยกค่าจริงและจินตภาพของสัญญาณเอาท์พุตที่ได้ $y(k)$ หน่วยประมวลผลที่ได้ออกแบบจะทำงานแบบเวลาจริง (real time) ที่ความถี่สัญญาณนาฬิกา clock (16 MHz ในการสร้าง FPGA จะใช้ 29,878 เกท ใน 1,504 สไลด์

3.2 สายอากาศแถวลำดับปรับเฟสที่แบนกะทัดรัดสี่ลำคลื่น

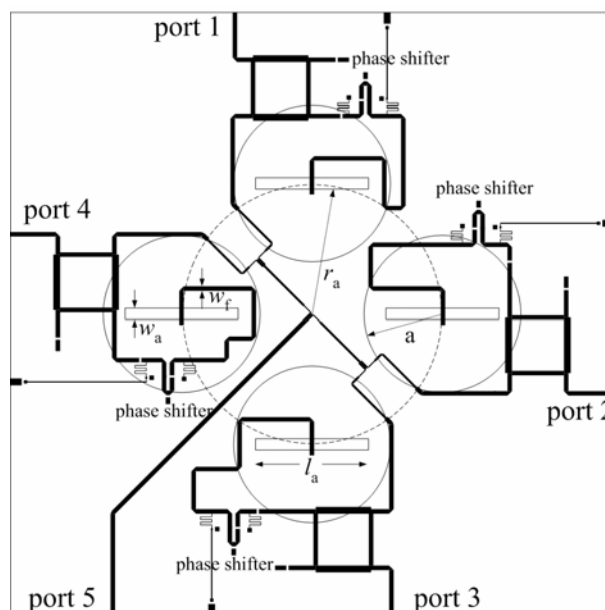
[20] ได้นำเสนอสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสที่แบนกะทัดรัดสี่ลำคลื่นเพื่อระบบการสื่อสาร DCS-1800 ที่ความถี่ 1.8 GHz ในบทความนี้จะใช้สายอากาศนี้เพื่อศึกษาประสิทธิภาพของเทคนิคที่นำเสนอโดยออกแบบสายอากาศใหม่ที่ความถี่ 1.95 GHz สำหรับสถานีฐานของระบบ IMT2000

สายอากาศทำงานที่โหมด TM_{210} จะให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบทิศทางในระนาบแนวนอน เราเลือกใช้แพทช์วงกลมในการสร้างเพื่อให้แบนและกะทัดรัด ได้ออกแบบทิศทางของลำคลื่นในมุมเงย (θ_0) เท่ากับ 30° เพื่อปรับลำคลื่นให้เหมาะสมสำหรับพื้นที่ใช้งาน ในการออกแบบสายอากาศนี้แพทช์วงกลมมีรัศมี 68 มิลลิเมตร วงจรป้อน (feed network) ได้ถูกสร้างโดยใช้ FR-4 โดยมีความสูง (h_1) 1.5 มิลลิเมตร และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เป็น 4.3 และฐานรอง (substrate) RO3003 โดยมีความสูง (h_3) 0.65 มิลลิเมตร

ลิเมตร และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_{r3}) เป็น 3.0 จะใช้โฟมแทรกระหว่างแพทช์และวงจรรีโตนเพื่อเพิ่มความกว้างลำคลื่นของสายอากาศ แพทช์สี่ตัวจะถูกใช้เป็นองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ จาก [20] รัศมีแถวลำดับเท่ากับ 0.375λ หรือ 57.7

มิลิเมตร เพื่อให้ได้รับอัตราส่วนหน้าต่อหลัง (front-to-back: F/B) ที่ดี

รูปที่ 5 แสดงโครงข่ายการป้อน เราสามารถสรุปพารามิเตอร์ของโครงสร้างการป้อนนี้ โดยมีความกว้างอะเพอร์เจอร์ (w_a) เป็น 5.33 มิลิเมตร ความยาวอะเพอร์เจอร์ (l_a) เป็น 53.30 มิลิเมตร ความกว้างเส้นสัญญาณที่ใช้ป้อน (w_p) เป็น 2.00 มิลิเมตร และความยาวของสายท่อนสั้น (stub) (l_s) เป็น 3.55 มิลิเมตร

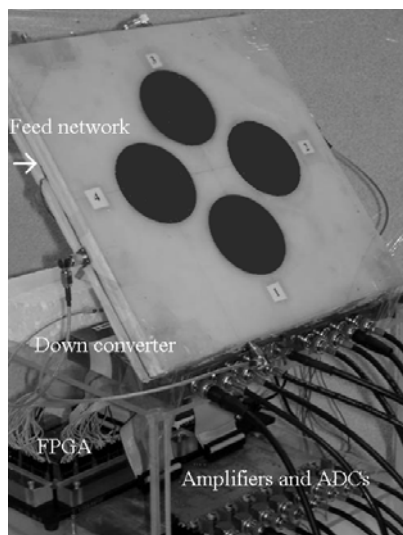


รูปที่ 5 แบบสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสที่เบนกะทัดรัดสี่ลำคลื่นกับตัวเชื่อมต่อ

เส้นสาขาและตัวรวมกำลังงานแบบ T สองสเตจ

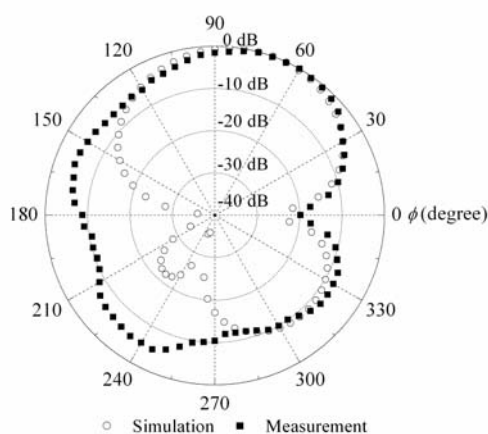
3.3 ผลการทดลอง

รูปที่ 6 แสดงตัวต้นแบบของระบบสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอ เราได้สร้างสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสก่อนที่จะประเมินประสิทธิภาพของระบบทั้งหมด โดยค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (voltage standing-wave ratio: VSWR) ของพอร์ตอินพุตสี่พอร์ตและพอร์ตเอาต์พุตหนึ่งพอร์ตมีค่า 1.26 1.17 1.24 1.18 และ 1.45 ตามลำดับ ที่แถบความถี่ที่ได้ออกแบบระหว่าง 1.92 ถึง 1.98 GHz VSWR ทั้งหมดอยู่ในช่วง 1.5:1



รูปที่ 6 ตัวต้นแบบสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอ

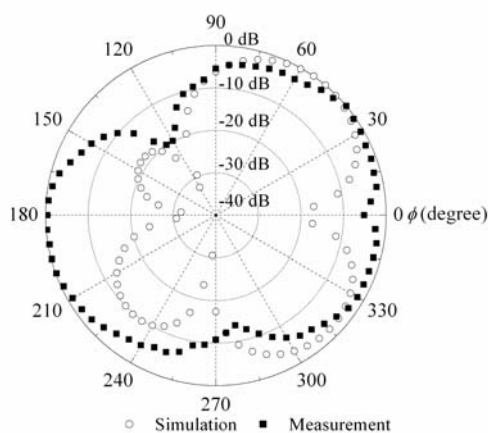
เราทดสอบระบบสายอากาศที่นำเสนอในห้องไม่สะท้อน (anechoic chamber) สัญญาณพริ้งประสงค์และสัญญาณแทรกสอดตกกระทบที่มุม 30° และ 120° ตามลำดับ สัญญาณเหล่านี้ถูกมอดูเลตแบบ $\pi/4$ -QPSK ด้วยอัตรา 10 kbps ระยะระหว่างสายอากาศรับและส่งเป็น 0.5 เมตร และ มีความสูง 2.2 เมตร ได้ปรับกำลังงานที่ส่งของสัญญาณพริ้งประสงค์ให้มากกว่าสัญญาณแทรกสอด 3 dB ได้ทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดลองและการจำลอง ในการจำลองจะใช้การประมาณด้วยสมการของแพทช์ด้วยโมเดลแบบโพรง [23]-[24] โดยได้จำลองเป็นตัวนำไฟฟ้าสองตัวซ้อนกันซึ่งแทนแพทช์และกราวด์ตามลำดับ



รูปที่ 7 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ใช้สำหรับอัลกอริทึม CMA

รูปที่ 7 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ใช้เริ่มต้นซึ่งได้จากการวัดและการจำลองของสายอากาศ ซึ่งวัดสายอากาศหลังการสวิตช์ลำคลื่น เวลาที่ใช้สำหรับการหาลำคลื่นเริ่มต้นเท่ากับ 500 ns โดยที่ใช้สัญญาณนาฬิกา 16 MHz ลำคลื่นหลักที่มีกำลังงานสูงสุดชี้ไปที่มุม 60° ความคลาดเคลื่อนจากผล

ที่ได้จากการจำลองนั้นเกิดจากผลขององค์ประกอบแพทช์วงกลม แต่อย่างไรก็ตามลำคลื่นทั้งสี่ทิศทางยังสามารถครอบคลุมพื้นที่การใช้งานได้ ลำคลื่นที่ได้นี้จะถูกใช้สำหรับการเริ่มต้นอัลกอริทึม CMA อย่างอัตโนมัติ จากการใช้ดังกล่าว SINR เริ่มต้นที่ได้เท่ากับ 3.6 dB หลังจากนั้นจะประมวลผลโดยการใช้ อัลกอริทึม CMA รูปที่ 8 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่วัดเปรียบเทียบกับผลการจำลองที่ได้จาก สายอากาศปรับตัวที่ทำซ้ำที่ 1,100 ซึ่งเทียบเท่ากับใช้เวลา 4.4 μ s โดยความถี่ที่ใช้ในส้อมเท่ากับ 250 kHz จะเห็นได้ว่าจะมีทิศทางของลำคลื่นหลักเป็น 40° และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นศูนย์ที่มุม 123° ซึ่งแสดงให้เห็นว่ามีผลที่สอดคล้องกับสัญญาณพึงประสงค์ (30°) และสัญญาณแทรกสอด (120°) ถึงแม้ผลที่ได้จากการวัดจะไม่เหมือนกับผลที่ได้จากการจำลองมากเท่าที่ควร ความคลาดเคลื่อนดังกล่าวเกิดจากผลของปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (mutual coupling effect) ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ และการเบี่ยงเบนซึ่งเกิดจากแผ่นตัวนำ [25] SINR ที่ได้หลังการปรับตัวมีค่าเท่ากับ 22.1 dB ซึ่งดีกว่าค่า เริ่มต้นซึ่งเท่ากับ 3.6 dB สังเกตว่า SINR ที่ได้จากการจำลองมีค่าเท่ากับ 33.2 dB

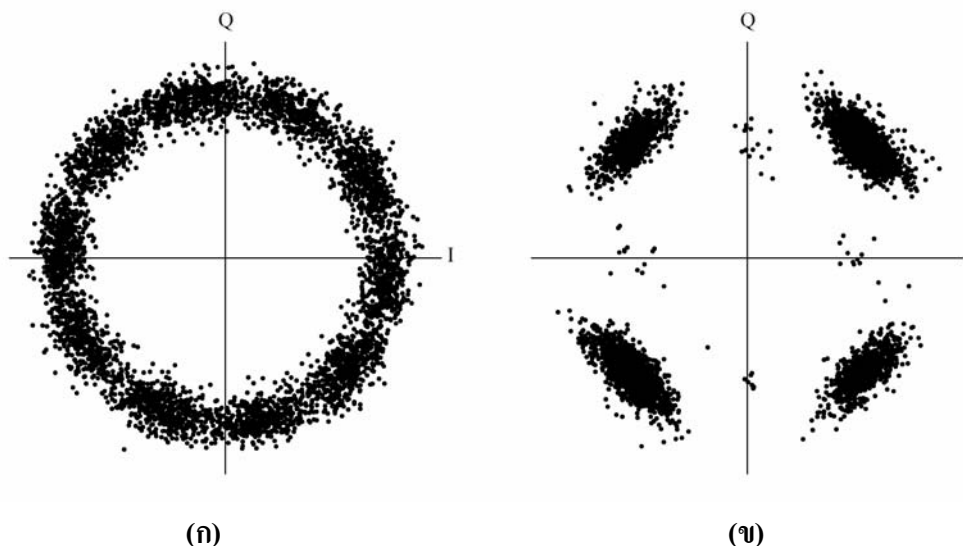


รูปที่ 8 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นซึ่งได้หลังจากอัลกอริทึม CMA ลู่เข้า

เมื่อสัญญาณแทรกสอดถูกเปลี่ยนให้อยู่ที่มุม 80° SINR จะมีค่าเท่ากับ 0.3 dB SINR ที่ได้หลังการปรับตัวจะเท่ากับ 19.3 dB อัตราการลู่เข้าในกรณีนี้จะช้ากว่าในกรณีก่อนหน้านี้ โดยการลู่เข้าใช้จำนวนการทำซ้ำ 1,800 SINR ที่เริ่มต้นกรณีนี้มีค่าน้อยกว่า SINR ในกรณีก่อนหน้านี้ [25] การลู่เข้าจึงช้ากว่าในกรณีแรก

สุดท้าย รูปที่ 9 แสดง constellation ของสัญญาณเอาต์พุตของระบบสายอากาศที่นำเสนอ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าอัลกอริทึม CMA ลู่เข้าเมื่อสัญญาณ IF มีขนาดที่คงที่ การกระจายของ constellation นี้เกิดจากความไม่เป็นอุดมคติในตัวแปลงความถี่ลง เช่นความถี่ของ local oscillator อาจจะไม่คลาดเคลื่อน หรือเกิดจากสัญญาณรบกวน สัญญาณ IF ที่ได้จะถูกแปลงความถี่ลงเป็นสัญญาณเบสแบนโดยใช้ซอฟต์แวร์คอมพิวเตอร์ซึ่งเป็นมิกเซอร์และตัวกรองความถี่เชิงอุดมคติ constellation เอาต์พุตของสัญญาณเบสแบน

แสดงในรูปที่ 9 (ข) ซึ่งคล้ายกับ constellation ของ $\pi/4$ -QPSK ถึงแม้ว่าจะมีความจำเป็นในการปรับปรุงประสิทธิภาพของอุปกรณ์ RF เพื่อให้ระบบที่นำเสนอมีความสมบูรณ์มากขึ้น แต่ในบทความนี้เราต้องการแสดงให้เห็นว่าเทคนิคการเริ่มต้นด้วยฮาร์ดแวร์นี้สามารถทำงานได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 9 constellation ของสัญญาณเอาต์พุตของระบบสายอากาศปรับตัวที่นำเสนอหลังการลู่เข้าที่ความถี่ (ก) IF (ข) เบสแบน

4. สรุป

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอเทคนิคที่มีราคาต่ำเพื่อกระบวนการเริ่มต้นของสายอากาศปรับตัวที่ใช้อัลกอริทึม CMA เทคนิคนี้จะใช้วงจรฮาร์ดแวร์ที่ง่าย เช่น ตัวเลื่อนเฟส 1 บิตและตัววัดกำลังงาน ได้พัฒนาตัวฮาร์ดแวร์ต้นแบบซึ่งใช้ FPGA และอุปกรณ์ RF ที่เกี่ยวข้องเพื่อยืนยันความสามารถของระบบที่นำเสนอ ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่ามีการปรับปรุงคุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึม CMA ได้อย่างมีนัยสำคัญ นอกจากนี้ได้ทดสอบระบบที่นำเสนอด้วยสายอากาศแถวลำดับปรับเฟสที่แบนกะทัดรัดสี่ลำคลื่นที่ทำงานที่ความถี่ใช้งาน 1.95 GHz ผลที่ได้จากการทดลองได้แสดงให้เห็นความสามารถของเทคนิคการเริ่มต้นด้วยการใช้ฮาร์ดแวร์ว่าสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี

เอกสารอ้างอิง

- [1] H. V. Poor and G. W. Wornell, Wireless Communications Signal Processing Perspectives, Prentice-Hall, New Jersey, 1998.
- [2] I.C. Liberti, Jr. and T. S. Rappaport, Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications. New Jersey: Prentice-Hall, 1999.
- [3] S. Haykin (Eds.), Unsupervised Adaptive Filtering, New York, John Wiley & Sons, 2000.

- [4] D.N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28(11), pp. 1867-1875, Nov. 1980.
- [5] R. Gooch and J. Lundell, "The CM array: An adaptive beamformer for constant modulus signal," in *Proc. ICASSP'86*, vol. 4, pp. 2523-2526, Apr. 1986.
- [6] J. R. Treichler and M. G. Larimore, "New Processing techniques based on the constant modulus adaptive algorithm," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing*, vol. ASSP-33, pp. 420-431, Apr. 1985.
- [7] M. Fujimoto, N. Kikuma, and N. Inagaki, "Performance of CMA adaptive array optimized by Marquardt method for suppressing mutipath wave," *IEICE Trans.*, vol. J74-B-II, no. 11, pp. 599-607, Nov. 1991.
- [8] H. Furukawa, Y. Kamio, and H. Sasaoka, "Co-channel interference reduction method using CMA adaptive array antenna," in *Proc. IEEE PIMRC'96*, Taipei, pp. 512-516, Oct. 1996.
- [9] T. Ohgane, T. Shimura, N. Matsuzawa, and H. Sasaoka, "An Implementation of a CMA Adaptive Array for High Speed GMSK Transmission in Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, no. 3, pp. 282-288, Aug. 1993.
- [10] T. Ohgane, N. Matsuzawa, T. Shimura, M. Mizuno, and H. Sasaoka, "BER Performance of CMA Adaptive Array for High-Speed GMSK Mobile Communication—A Description of Measurements in Central Tokyo," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, no. 4, pp.484-490, Nov. 1993.
- [11] H. Furukawa, Y. Kamio, and H. Sasaoka, "Co-channel interference canceller using CMA adaptive array antenna," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 13, pp.1106-1108, June 1997.
- [12] H. Furukawa, Y. Kamio, and H. Sasaoka, "Cochannel Interference Reduction and Path-Diversity Reception Technique Using CMA Adaptive Array Antenna in Digital Land Mobile Communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, no. 2, pp. 605-615, Mar. 2001.
- [13] S. Denno and T. Ohira, "Modified Constant Modulus Algorithm for Digital Signal Processing Adaptive Antennas With Microwave Analog Beamforming," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 6, pp. 850-857, June 2002.
- [14] A. Mathur, A. V. Keerthi, and J. J. Shynk, "A Variable Step-Size CM Array Algorithm for Fast Fading Channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, no. 4, pp. 1083-1087, Apr. 1997.
- [15] M. G. Larimore and J. R. Treichler, "Convergence Behavior of the Constant Modulus Algorithm," in *Proc. IEEE ICASSP 83*, Boston, pp. 13-16, 1983.
- [16] N. Kimuma and K. Takao, "Effect of initial values of adaptive array," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-22, no. 6, pp. 688-694, Nov. 1986.

- [17]K. Takao and H. Matsuda, "The choice of the initial condition of CMA adaptive arrays," IEICE Trans. Commun., vol. E78-B, no. 11, pp. 1474-1479, Nov. 1995.
- [18]R. Yonezawa and I. Chiba, "A Combination of Two Adaptive Algorithms SMI and CMA," IEICE Trans. Commun., vol.E84-B, no.7, pp. 1768-1773, July 2001.
- [19]Y. Chen, T. Le-Ngoe, B. Champagne, and C. Xu, "Recursive Least Squares Constant Modulus Algorithm for Bind Adaptive Array," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 52, no. 5, pp. 1452-1456, May 2004.
- [20]M. Krairiksh, P. Ngamjanyaporn and C. Kessuwan, "A Flat Four-Beam Compact Phased Array Antenna," IEEE Microwave And Wireless Components Letters, vol. 12, no 5, pp. 184 – 186, May 2002.
- [21]A. Boonpoonga, P. Sirisuk, and M. Krairiksh, "Improvement of CMA Adaptive Phased Array Antenna by using Switched-beam Initialization," Proc. 2005 International Technical Conference on Circuits/System, Computers and Commuincations (ITC-CSCC 2005), Korea, July 2005, pp. 221-222.
- [22]R. Prasad, W. Mohr and W. Konhauser, Third Generation Mobile Communication Systems, Artech House, Boston, 2000.
- [23]C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons, New York, 1997.
- [24]A. G. Derneryd, "Analysis of the Microstrip Disk Antenna Element," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-27, No. 5, pp. 660-664, Sept. 1979.
- [25]H. Yuan, K. Hirasawa, and Y. Zhang, "The Mutual Coupling and Diffraction Effects on the Performance of a CMA Adaptive Array," IEEE Trans. On Vehicular Technology, vol. 47, No. 3, pp. 728-736, Aug. 1998.

บทที่ 2

สายอากาศเพื่อใช้ตรวจสอบคุณสมบัติของวัสดุ

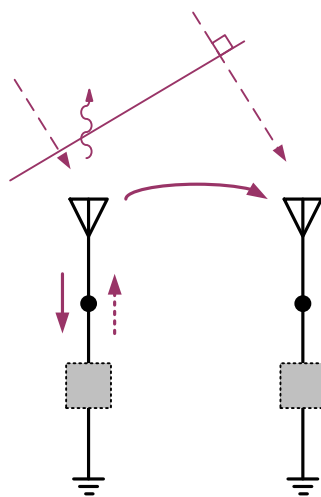
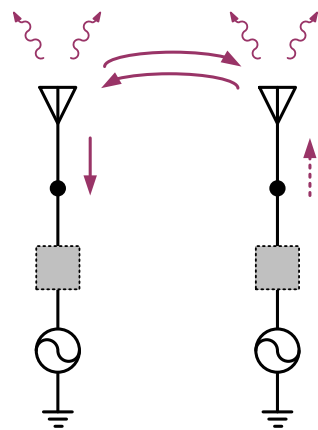
2.1 เทคนิคการวัดคุณสมบัติไดอิเล็กตริกด้วยการวัดขนาดของการเชื่อมต่อร่วม

1. บทนำ

ประเทศไทยเป็นแหล่งอาหารของโลก รายได้หลักจากการส่งออกคือผลผลิตทางการเกษตรซึ่งในแต่ละปีทำรายได้เป็นจำนวนมาก[1] ปัญหาสำคัญสำหรับการส่งออกผลผลิตทางการเกษตรคือการควบคุมคุณภาพของผลผลิต นับจากอดีตจนถึงปัจจุบันการควบคุมคุณภาพของผลผลิตอาศัยความชำนาญของเกษตรกรเป็นหลัก ซึ่งทำให้คุณภาพของผลผลิตที่ได้ไม่เป็นมาตรฐานเดียวกัน และไม่เหมาะสำหรับการตรวจสอบผลผลิตที่มีจำนวนมากในเวลาจำกัด นักวิจัยจึงมีความสนใจที่จะค้นคว้าหาวิธีการทดสอบแบบไม่ทำลายให้สามารถทดสอบผลผลิตได้ในปริมาณมาก อีกทั้งใช้เวลาในการตรวจสอบอันสั้นราคาไม่แพง และง่ายต่อการใช้งาน จากการสืบค้นพบว่าการศึกษาและทดสอบคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุโดยอาศัยคลื่นไมโครเวฟเป็นวิธีการที่มีมาช้านาน[2] เทคนิคที่เหมาะสมสำหรับการวัดค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุต่างๆ ได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่องด้วยขั้นตอนวิธีการทดสอบที่หลากหลายเทคนิค การใช้คลื่นไมโครเวฟในการทดสอบวัสดุนับเป็นวิธีการทดสอบที่มีประสิทธิภาพ[3],[4] สำหรับเทคนิคการวัดค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของผลผลิตทางการเกษตร โดยคลื่นไมโครเวฟนั้น ได้มีผู้ทำวิจัยอย่างแพร่หลาย[5]-[7] โดยวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างคุณสมบัติไดอิเล็กตริกกับ ความสุก(Maturity) ค่าความชื้น(Moisture content) ความหนาแน่นมวลรวม(Bulk density) เป็นต้น อันเป็นสิ่งที่บ่งชี้ถึงประโยชน์ของการประยุกต์ใช้คลื่นไมโครเวฟ ถือว่าเป็นวิธีการทดสอบแบบไม่ทำลายที่รูปแบบหนึ่ง และสำหรับวัสดุที่เป็นเม็ดเล็กๆ ซึ่งถือว่าเป็นสารที่สามารถพบได้มากมายในธรรมชาติและอุตสาหกรรมต่างๆ[8] ลักษณะเฉพาะทางไดอิเล็กตริกของวัสดุ แสดงให้เห็นถึงลักษณะพิเศษทางไฟฟ้าของวัสดุนั้น[9],[10] ดังนั้นลักษณะเฉพาะดังกล่าวจึงมีความสำคัญทั้งในด้านการศึกษาและอุตสาหกรรม การวัดคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุที่ความถี่สูง เป็นวิธีที่สามารถพัฒนาเพื่อหาคุณสมบัติทางกายภาพของวัสดุโดยทางอ้อมได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งวัสดุที่มีน้ำเป็นส่วนประกอบ นับเวลาหลายสิบปีมาแล้วที่มีการศึกษามุ่งเน้นในเรื่องการหาความชื้นในวัสดุที่เป็นเม็ดเล็กๆและวัสดุอื่นๆจากการวัดคุณสมบัติไดอิเล็กตริกที่ความถี่ไมโครเวฟ[11]-[13]

2.2 การเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศเหนือตัวกลางไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสีย

2.2.1 ทฤษฎีของการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศ



ก)

ข)

รูปที่ 1 การเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายอากาศ

ก) โมดการส่ง

ข) โมดการรับ

เมื่อสายอากาศ 2 ตัววางอยู่ใกล้ๆกัน ไม่ว่าตัวหนึ่งตัวใดหรือทั้งคู่จะทำหน้าที่รับหรือส่งสัญญาณ พลังงานบางส่วนที่มาจากสายอากาศตัวหนึ่งย่อมมีอิทธิพลต่อสายอากาศอีกตัว โดยขึ้นอยู่กับปัจจัยดังนี้

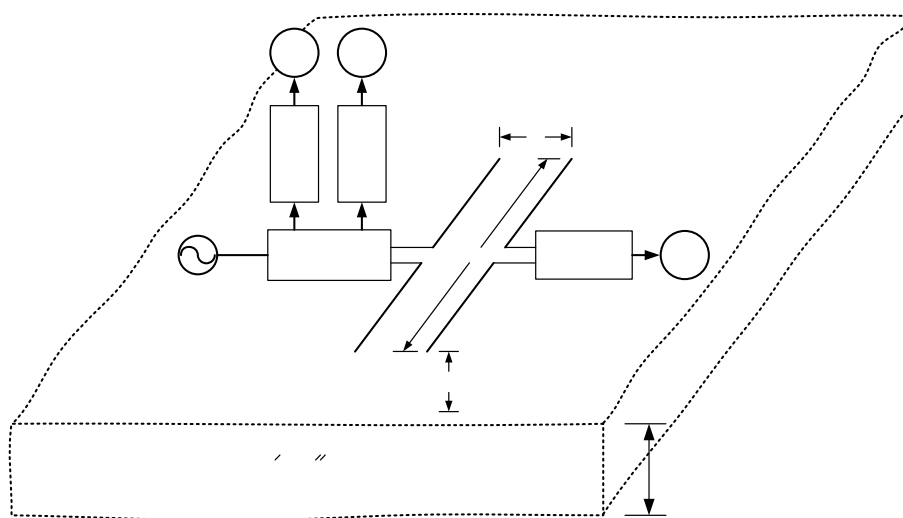
- ก) คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่น(Radiation characteristics) ของสายอากาศแต่ละตัว
- ข) ระยะห่างสัมพัทธ์(Relative separation) ระหว่างสายอากาศแต่ละตัว
- ค) การกำหนดทิศทางหรือตำแหน่งสัมพัทธ์(Relative orientation) ของสายอากาศแต่ละตัว

การแลกเปลี่ยนพลังงานระหว่างสายอากาศเกิดจากกลไกที่แตกต่างกันมากมาย อาทิเช่น ถ้าสายอากาศทำหน้าที่ส่งสัญญาณทั้งคู่ พลังงานที่ส่งจากสายอากาศตัวหนึ่งจะถูกรับโดยสายอากาศอีกตัวหนึ่ง อันเนื่องจากสายอากาศในทางปฏิบัติมีคุณสมบัติในเชิงทิศทางที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ (Nonideal directional characteristics) บางส่วนของพลังงานที่ตกกระทบสายอากาศอาจเกิดการกระเจิงใหม่ (Rescattered) ในทิศทางอื่นๆ ซึ่งทำให้เกิดเป็นตัวส่งสัญญาณทุติยภูมิ (Secondary transmitters) การแลกเปลี่ยนพลังงานระหว่างสายอากาศคือ การเชื่อมโยงร่วม (Mutual coupling) ในหลายๆกรณีก็ทำให้การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศมีความซับซ้อนมากขึ้น การเชื่อมโยงร่วมระหว่างสายอากาศสามารถแบ่งได้เป็น 2 โหมด ดังรูปที่ 1 ดังนี้

โหมดการส่ง (Transmitting mode) ดังรูปที่ 1ก) เมื่อแหล่งกำเนิดสัญญาณกระตุ้นสายอากาศ #2 ส่งพลังงานจากสายอากาศ #2 แพร่กระจายออกสู่อากาศไปสู่สายอากาศ #1 พลังงานที่ตกกระทบจะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลเข้าไปยังแหล่งกำเนิดสัญญาณของสายอากาศ #1 บางส่วนของพลังงานแพร่กระจายออกสู่อากาศและตกกระทบกับสายอากาศ #2 อีกครั้ง กระบวนการดังกล่าวจะเกิดขึ้นในลักษณะเดียวกันเมื่อสายอากาศ #1 เป็นตัวส่งสัญญาณ

โหมดการรับ (Receiving mode) ดังรูปที่ 1ข) เมื่อมีคลื่นระนาบตกกระทบสายอากาศ #1 ก่อน จะเกิดการเหนี่ยวนำกระแสไฟฟ้า คลื่นตกกระทบบางส่วนจะกระเจิงสู่อากาศและบางส่วนจะกระเจิงสู่สายอากาศ #2 ทำให้สายอากาศ #2 ได้รับพลังงานจาก 2 แหล่ง ซึ่งผลรวมที่ได้จะต้องรวมกันแบบเวกเตอร์

2.2.2 หลักการของอุปกรณ์ตรวจรู้สายอากาศไดโพลคู่



รูปที่ 2 โครงสร้างปัญหาของสายอากาศไดโพลคู่เหนือตัวกลางไดอิเล็กทริกขนาดกึ่งอนันต์

สายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่น 2 ตัววางขนานกันโดยมีระยะห่าง d วางเหนือตัวกลางไดอิเล็กตริก($\epsilon'_r, \epsilon''_r$) ขนาดกึ่งอนันต์เป็นระยะ h ดังรูปที่ 2 สายอากาศ #1 ถูกกระตุ้นด้วยเครื่องส่งโดยคัปเปิลอร์แบบมีทิศทางคู่(Dual directional coupler) สำหรับวัดกำลังงานที่ตกกระทบ(P_i) และสะท้อนกลับ(P_r) สายอากาศ #2 จะรับคลื่นที่เชื่อมโยง(Coupled power) จากสายอากาศ #1 โดยเป็นคลื่นที่กระเจิงมาจากตัวกลางไดอิเล็กตริกขนาดกึ่งอนันต์ ตัวตรวจจับกำลังงาน(Power detector) ซึ่งถูกติดตั้งที่อินพุทของสายอากาศ #2 เพื่อวัดกำลังงานของคลื่นที่เชื่อมโยง(P_c) ค่าขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อน($|S_{11}|$)และการเชื่อมโยง($|S_{21}|$) สามารถกำหนดได้โดย

$$|S_{11}| = \sqrt{\frac{P_r}{P_i}} \quad (1)$$

$$|S_{21}| = \sqrt{\frac{P_c}{P_i}} \quad (2)$$

การแก้ปัญหานี้สามารถใช้ได้ทั้งทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้า[14] หรือ โปรแกรมการจำลองแบบแม่เหล็กไฟฟ้า(Electromagnetic simulator) ในการคำนวณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ตำแหน่งต่างๆได้ สำหรับงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้โปรแกรม IE3D [15] ในการจำลองแบบปัญหาที่กำหนดขึ้นเพื่อลดปัญหาในการหาสูตรสมการของปัญหาที่มีความซับซ้อนและเพื่อทดสอบหลักการที่นำเสนอนี้ จากปัญหาที่กำหนดขึ้นตามรูปที่ 2 ค่าขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อน $|S_{11}|$ และการเชื่อมโยง $|S_{21}|$ ได้จากการคำนวณในโปรแกรมการจำลองแบบโดยการเปลี่ยนแปลงค่าของ ϵ'_r และ ϵ''_r กราฟพื้นผิว(Surface curve)ของการซ้อนทับกัน(Overlap)ของค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ในระนาบของ $\epsilon'_r, \epsilon''_r$ แสดงให้เห็นถึงขนาดของกำลังงานที่วัดได้สัมพัทธ์ต่อค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุที่ทดสอบ โดยเส้นที่ลากจากจุดตัดของค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ มาตั้งฉากกับแกนในแนวตั้งและแนวนอนจะแสดงถึงค่าของ ϵ'_r และ ϵ''_r ของวัสดุที่ทดสอบ

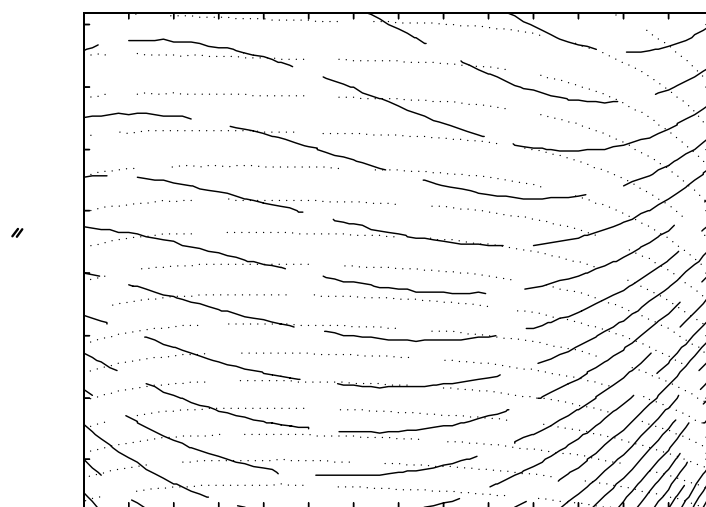
3. การจำลองแบบของอุปกรณ์ตรวจรู้สายอากาศไดโพลคู่

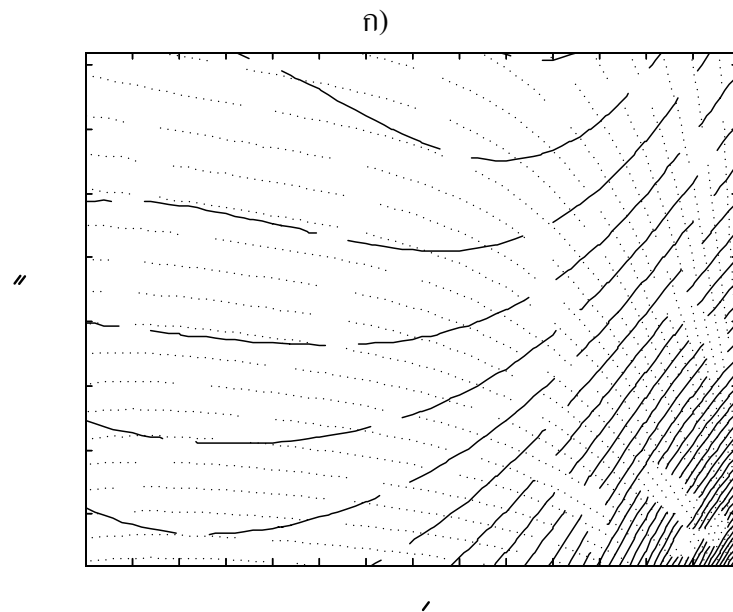
เมื่อพิจารณาโครงสร้างปัญหาของสายอากาศไดโพลคู่เหนือตัวกลางไดอิเล็กตริกขนาดกึ่งอนันต์ดังรูปที่ 2 สิ่งแรกที่ต้องคำนึงถึงคือความถี่ของการใช้งานในระบบที่ต้องการสร้าง ปัจจัยหลักของการพัฒนาระบบการวัดทดสอบนี้ นอกเหนือจากความต้องการแม่นยำของผลการทดสอบแล้ว ราคาของเครื่องมือนี้ต้องมีราคาไม่สูงด้วย ดังนั้นการเลือกความถี่ใช้งานจึงต้องพิจารณาธรรมชาติของคลื่นความถี่นั้น อาทิเช่น ความลึกผิว (Skin dept)ที่จะใช้ทดสอบตัวกลางใดๆ รวมถึงวัสดุอุปกรณ์ที่นำมาประกอบนั้น หาได้ง่าย ราคาไม่แพง ความถี่ที่ 2.45 GHz ถือว่าเป็นความถี่เสรีไม่ต้อง

ขออนุญาต ในการใช้งาน นอกจากนี้เมื่อพิจารณาความลึกผิวของข้าวเปลือก ที่ความถี่ดังกล่าวจะมีค่าอยู่ที่ประมาณ 5 เซนติเมตร ซึ่งเพียงพอกับความต้องการของระบบ

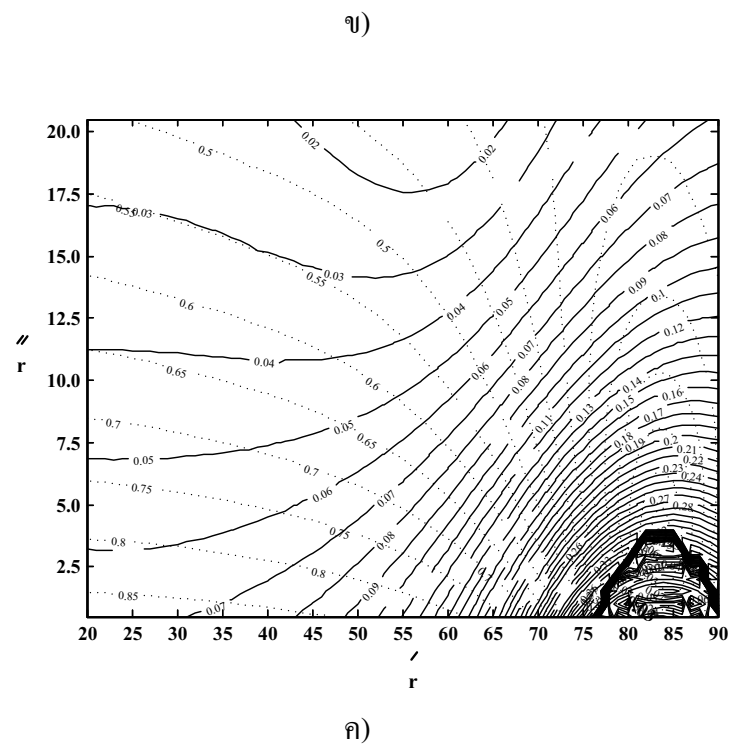
เพื่อยืนยันความเป็นไปได้ของหลักการที่นำเสนอนี้ จึงกำหนดเงื่อนไขของการจำลองแบบ สำหรับการทดสอบวัดน้ำในเบื้องต้น[16] โดยอาศัยโปรแกรม IE3D [15] ในการจำลองแบบตาม โครงสร้างปัญหารูปที่ 2 สำหรับการคำนวณในโปรแกรมได้กำหนดช่วงการพิจารณาของค่า ϵ_r' เริ่มจาก 20.0 ถึง 90.0 โดยเปลี่ยนแปลงขั้นละ 1.0 และค่า ϵ_r'' เริ่มจาก 0.5 ถึง 20.5 โดยเปลี่ยนแปลงขั้นละ 0.5 ซึ่งค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพันธ์ได้ถูกเปลี่ยนแปลงจากวัสดุที่มีความสูญเสียต่ำไปถึงความสูญเสียสูง เพื่อศึกษาอิทธิพลของความถี่ซึ่งกำหนดให้ความถี่ใช้งานมีการเปลี่ยนแปลง 3 ค่าคือ 2.25, 2.45 และ 2.65 GHz ดังรูปที่ 3 แสดงการเปลี่ยนแปลงของค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ในระนาบ $\epsilon_r', \epsilon_r''$ ผลการจำลองแบบโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ใช้งานแสดงให้เห็นถึงบริเวณพื้นที่ของคำตอบค่าเฉพาะ(Unique solution) ซึ่งในแต่ละความถี่จะมีบริเวณพื้นที่ของคำตอบค่าเฉพาะที่แตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับวัสดุที่ทดสอบ สำหรับกรณีที่ทดสอบกับน้ำ ผลการจำลองที่ความถี่ 2.45 GHz จะมีพื้นที่ของคำตอบค่าเฉพาะที่ใช้งานได้ที่กว้างกว่าความถี่อื่นๆ

จากหลักการของการวัดเพียงขนาดของคลื่นที่สะท้อนและเชื่อมรวมของสายอากาศไดโพล คู่ที่อยู่เหนือตัวกลางที่ทดสอบนี้ได้นำไปสู่การพัฒนาระบบที่ใช้วัดค่าความชื้นของข้าวเปลือกที่สัมพันธ์กับค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริกโดยการทดสอบที่ใช้คลื่นไมโครเวฟ ซึ่งจากข้อมูลในบทความ [17] แสดงให้เห็นว่า ค่าความชื้นของข้าวเปลือกที่อยู่ในช่วง 10% ถึง 20% จะมีค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพันธ์อยู่ในช่วง $2.0 \leq \epsilon_r' \leq 4.0$ และ $0.2 \leq \epsilon_r'' \leq 0.6$ โดยใช้โปรแกรม IE3D ในการจำลองแบบตามโครงสร้างปัญหารูปที่ 2 สำหรับคำนวณค่าของ $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ที่เปลี่ยนแปลงตามค่าของ ϵ_r' และ ϵ_r'' แล้ววาดลงในกราฟพื้นผิวในระนาบ $\epsilon_r', \epsilon_r''$





20.0



17.5

15.0

12.5

 ϵ_r

10.0

รูปที่ 3 กราฟพื้นผิวของไดโพลคู่ เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงในช่วงแคบๆ

7.5

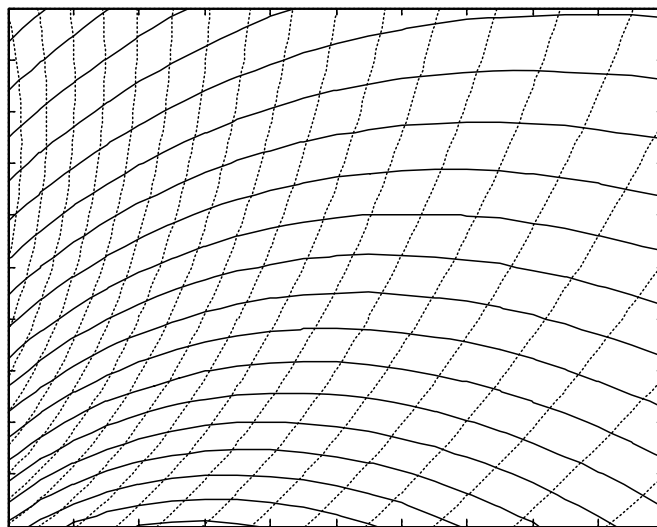
ก) 2.25 GHz ข) 2.45 GHz ค) 2.65 GHz

ความยาวสายอากาศไดโพลนั้นมียุทธต่อการหาค่า ϵ'_r และ ϵ''_r โดยการกำหนดให้ความสูงของสายอากาศเหนือตัวกลาง h และระยะห่างระหว่างสายอากาศ d มีค่า 0.00 และ 0.76 เซนติเมตร

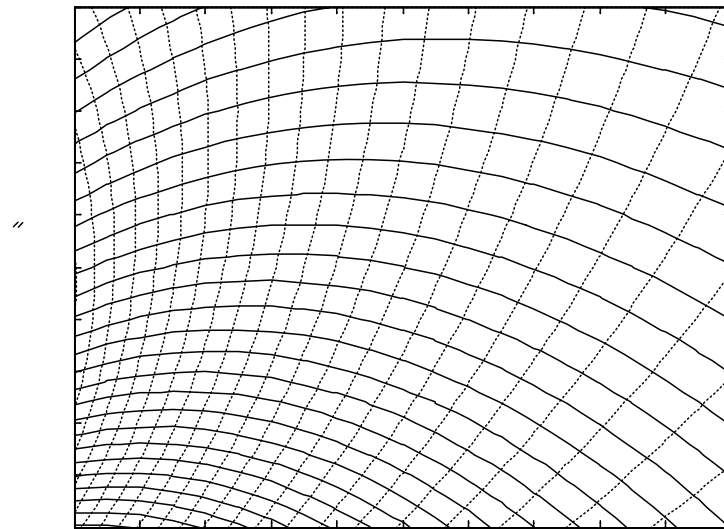
5.0

2.5

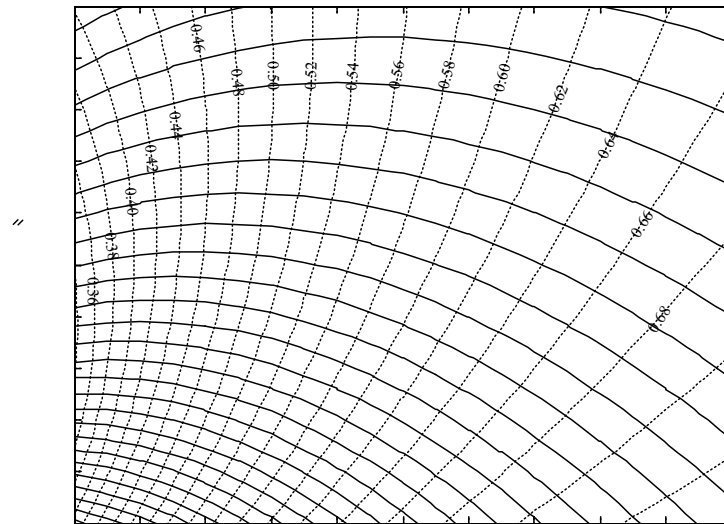
ตามลำดับ พิจารณาค่าความยาวของสายอากาศ L ที่ยาวครึ่งความยาวคลื่น เมื่อสายอากาศอยู่ใน 3 ตัวกลางคือ ในอวกาศว่าง ($\epsilon'_r=1$, $\epsilon''_r=0$) ในข้าวเปลือก ($\epsilon'_r=3$, $\epsilon''_r=0.4$) และในตัวกลางผสมระหว่างอวกาศว่างกับข้าวเปลือก ($\epsilon'_r=2$, $\epsilon''_r=0.2$) จากการคำนวณโดยโปรแกรมจำลองแบบทั้ง 3 กรณี พบว่าได้ค่าของ $|S_{11}|$ เป็น 0.608 0.602 และ 0.392 ตามลำดับ และได้ค่าของ $|S_{21}|$ เป็น 0.351 0.452 และ 0.553 ตามลำดับ เมื่อความยาวสายอากาศไดโพล L มีค่าครึ่งความยาวคลื่นในตัวกลางผสมระหว่างอวกาศว่างกับข้าวเปลือก ซึ่งมีค่าเท่ากับ 4.33 เซนติเมตร โดยจะได้ค่าต่ำสุดของ $|S_{11}|$ และค่าสูงสุดของ $|S_{21}|$ (อุปกรณ์ตรวจรู้สามารถส่งผ่านกำลังงานจากเครื่องส่งไปที่วัสดุได้อย่างมีประสิทธิภาพ)



ก)



ก)



ข)

..... —————

รูปที่ 4 กราฟพื้นผิวของไดโพลคู่ที่ความถี่ 2.45 GHz เมื่อระยะระหว่างไดโพลเปลี่ยนแปลง

ก) $d = \lambda/16$

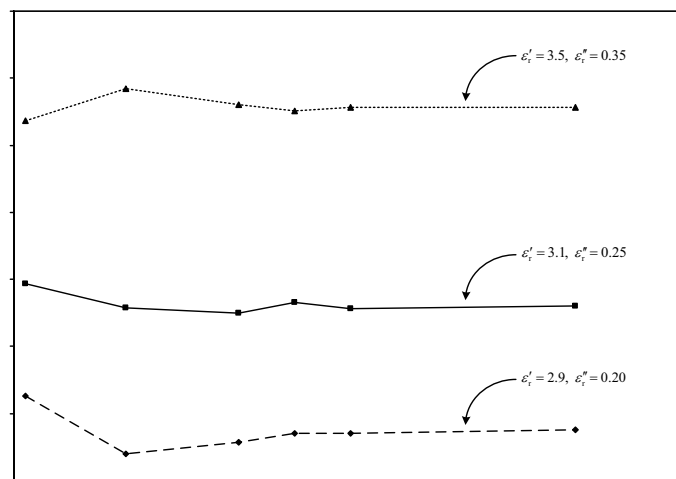
ข) $d = \lambda/8$

ค) $d = 3\lambda/16$

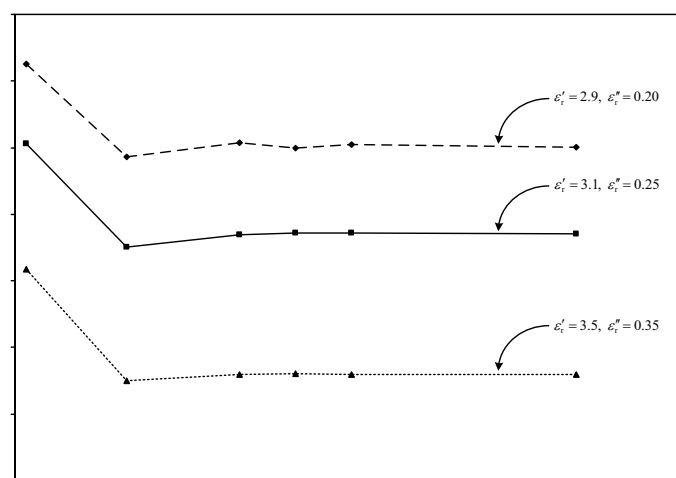
เมื่อกำหนดให้ความสูงของสายอากาศเหนือตัวกลาง h และความยาวสายอากาศ L มีค่า 0.00 และ 4.33 เซนติเมตรตามลำดับ ได้มีการคำนวณโดยการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างระหว่างสายอากาศ d ดังรูปที่ 4 กรณีที่ d มีค่าเท่ากับ $\lambda/16$ จะได้ค่า $0.30 \leq |S_{11}| \leq 0.66$ และ

$0.43 \leq |S_{21}| \leq 0.61$ ดังรูปที่ 4ก) กรณีที่ d มีค่าเท่ากับ $\lambda/8$ จะได้ค่า $0.32 \leq |S_{11}| \leq 0.72$ และ $0.31 \leq |S_{21}| \leq 0.55$ ดังรูปที่ 4ข) และกรณีที่ d มีค่าเท่ากับ $3\lambda/16$ จะได้ค่า $0.34 \leq |S_{11}| \leq 0.72$ และ $0.21 \leq |S_{21}| \leq 0.46$ ดังรูปที่ 4ค) จากการคำนวณพบว่าค่าของ $|S_{21}|$ ไม่ควรมีค่าต่ำเกินไป อันจะทำให้ค่าความไวของการรับสัญญาณลดลง ดังนั้นกรณีที่ d มีค่าเท่ากับ $\lambda/8$ ในรูปที่ 4ข) จึงเหมาะสมที่สุดในการแลกเปลี่ยนระหว่างค่าของ $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ซึ่ง d มีค่าเท่ากับ 0.76 เซนติเมตร

อิทธิพลของความหนาของชั้นตัวกลางที่มีผลต่อการวัดค่าของ $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ แสดงดังรูปที่ 5 ซึ่งผลการคำนวณจากโปรแกรมจำลองแบบ เมื่อชั้นตัวกลางมีความหนามากกว่า 30 เซนติเมตร จนถึงความหนาอนันต์ ค่าของ $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ จะมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากในระดับทศนิยมตำแหน่งที่ 4 โดยค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพันธ์ที่แสดงในรูปที่ 3 ทั้ง 3 เส้นแสดงถึงค่าความชื้นของข้าวเปลือกที่สัมพันธ์กัน[18] ดังตารางที่ 1 จากผลการคำนวณนี้ พบว่าค่าของ $|S_{11}|$ แปรผันตามความชื้นของข้าวเปลือก แต่ค่าของ $|S_{21}|$ แปรผกผันตามความชื้นของข้าวเปลือก จะนำไปกำหนดความหนาของข้าวเปลือกในการทดสอบในทางปฏิบัติได้



ก)



ข)

รูปที่ 5 กราฟพื้นผิวของไดโพลคู่ที่ความถี่ 2.45 GHz เมื่อความหนาของวัสดุเปลี่ยนแปลง

ก) $|S_{11}|$ ข) $|S_{21}|$

ตารางที่ 1 ค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ที่สัมพันธ์กับค่าความชื้นของข้าวเปลือก

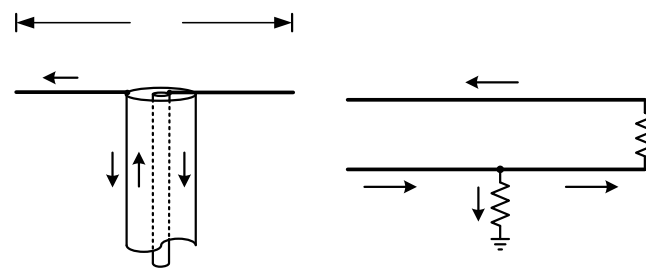
ϵ'_r	ϵ''_r	$\tan \delta$	% ความชื้น
2.9	0.20	0.069	14.61
3.1	0.25	0.081	16.27
3.5	0.35	0.100	18.55

4. การออกแบบระบบการวัดขนาดของสัญญาณที่สะท้อนและเชื่อมโยงเหนือตัวกลาง

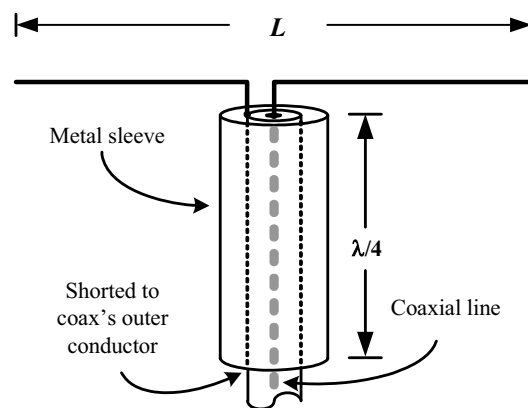
4.1 การออกแบบสายอากาศไดโพลแบบมีปลอก

เพื่อยืนยันหลักการที่นำเสนอในการหาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุที่ทดสอบโดยการวัดขนาดของสัญญาณที่สะท้อนและเชื่อมโยง ในขั้นแรกได้ออกแบบการทดลองโดยใช้สายอากาศไดโพลวัดตัวกลางที่เป็นน้ำ อันเนื่องจากเป็นวัสดุที่หาได้ง่าย อีกทั้งข้อมูลทางด้านค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่เป็นมาตรฐานหาได้โดยทั่วไป[2] และใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย HP8530A ในการวัดค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ แล้ววาดลงในกราฟพื้นผิวในระนาบของ $\epsilon'_r, \epsilon''_r$ ที่ได้จากการจำลองแบบโดยโปรแกรม IE3D เพื่อหาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของน้ำ และเปรียบเทียบค่าที่ได้กับการทดสอบด้วยวิธีมาตรฐานโดยใช้ไดอิเล็กตริกโพรบ[19]

สายส่งแบบตัวนำแฝด(Twin-lead transmission line) เป็นสายที่สมมาตรและมีความสมดุล ส่วนสายเคเบิลแกนร่วมเป็นสายแบบที่ไม่ได้ดุล เนื่องจากตัวนำด้านในและด้านนอกมีการเชื่อมโยงกับสายอากาศที่ไม่เหมือนกัน จึงเกิดความไม่สมดุลขึ้นเป็นผลให้กระแสสุทธิไหลลงกราวด์จากทางด้านนอกของตัวนำด้านนอก รูปที่ 6ก) แสดงสายเคเบิลแกนร่วมซึ่งเป็นสายแบบที่ไม่ได้ดุลและวงจรสมมูลทางไฟฟ้า ค่ากระแส I_3 ที่ไหลบริเวณพื้นผิวด้านนอกหาได้จากค่าอิมพีแดนซ์ Z_g ของตัวนำด้านนอก ถ้าค่า Z_g มีค่าสูงจะทำให้สามารถลดการไหลของกระแส I_3 ได้ อุปกรณ์ที่ใช้ปรับระบบที่ไม่สมดุลให้สมดุลได้โดยการกำจัดกระแสด้านนอกนี้เรียกว่า บาลัน(Baluns) รูปที่ 6ข) แสดงบาลันประเภทหนึ่งที่เรียกว่า บาลันบาซูกา(Bazooka balun) โดยจะมีปลอกโลหะที่มีความยาว $\lambda/4$ ลวดวงจรที่ปลายข้างหนึ่งเข้ากับตัวนำด้านนอก ซึ่งเงื่อนไขทางไฟฟ้าจะพิจารณาได้ว่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตปลายเปิดของสายส่งความยาว $\lambda/4$ ที่ลวดวงจรมีค่าสูงมาก(มีค่าอนันต์ในทางอุดมคติ) ดังนั้นค่ากระแส I_3 จะถูกหัก ทำให้ระบบของสายอากาศนี้เข้าใกล้สมดุลได้[20]



ก)



ข)

รูปที่ 6 สายอากาศไดโพลแบบมีปลอก[20]

ก) กลไกการไหลของกระแสบนสายอากาศและวงจรไฟฟ้าสมมูลย์

ข) โครงสร้างของสายอากาศ

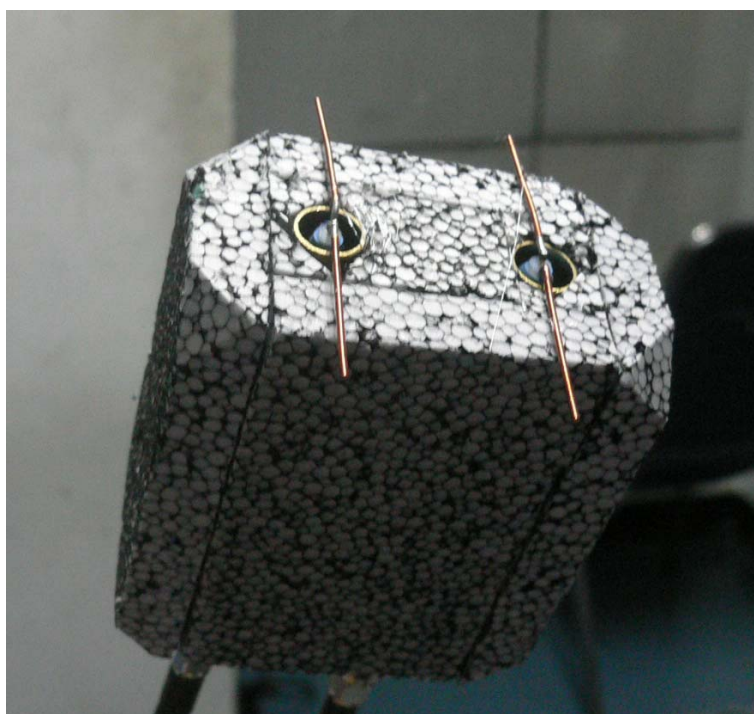
สายอากาศไดโพลความยาวครึ่งคลื่นที่เหมือนกัน 2 ตัวได้ถูกออกแบบให้ใช้งานที่ความถี่ 2.45 GHz ซึ่งมีความยาวคลื่นในอากาศเท่ากับ 12.24 เซนติเมตร สำหรับเงื่อนไขของการแมตช์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2 โดยการป้อนสัญญาณที่กึ่งกลางสายอากาศ รูปที่ 7ก) แสดงสายอากาศไดโพลแบบมีปลอกที่ความถี่ 2.45 GHz ที่สร้างขึ้นจริงและรูปที่ 7ข) แสดงการเตรียมสายอากาศไดโพลแบบมีปลอกคู่เพื่อใช้ในการทดลอง โดยมีการติดด้วยตัวดูดซับคลื่นเพื่อลดผลกระทบเนื่องจากคลื่นสะท้อนและกระเจิงจากปลอกโลหะและสายนำสัญญาณ อีกทั้งยังเป็นตัวคำนึงในการกำหนดตำแหน่งของระยะห่างระหว่างสายอากาศด้วย

ตารางที่ 2 พารามิเตอร์ทางกายภาพของสายอากาศไดโพลแบบมีปลอก

ความยาวของไดโพล (L)	5.7 เซนติเมตร
ความยาวของปลอกโลหะ	2.9 เซนติเมตร
ความยาวของสายส่ง	11.7 เซนติเมตร



ก)



ข)

รูปที่ 7 สายอากาศไดโพลแบบมีปดลอกที่ความถี่ 2.45 GHz

ก) มิติของสายอากาศไดโพลแบบมีปดลอก

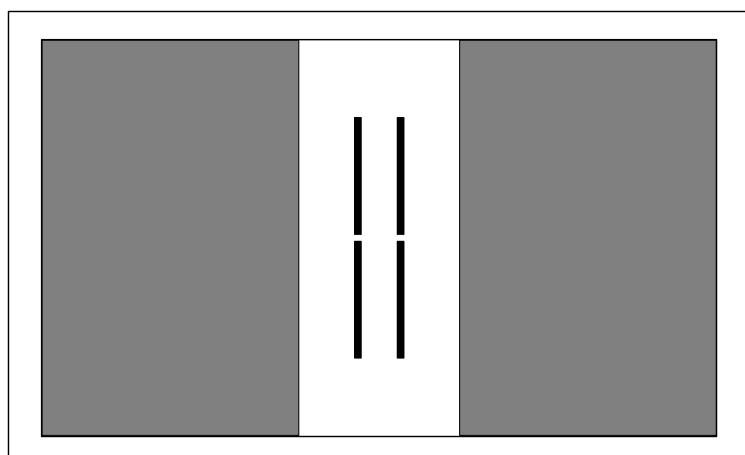
ข) สายอากาศไดโพลแบบมีปดลอกคู่ที่ติดด้วยตัวดูดซับคลื่น

4.2 การออกแบบสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์

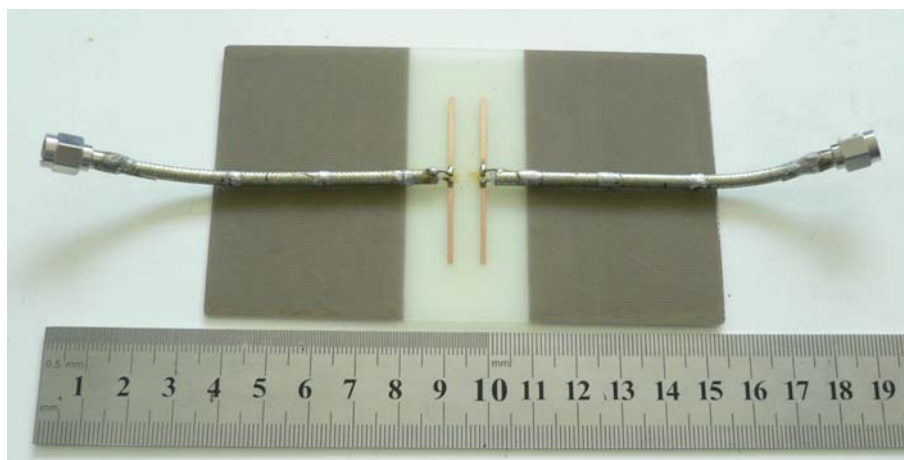
เนื่องจากสายอากาศไดโพลแบบมีปดลอกมีขั้นตอนในการสร้างที่ซับซ้อนและยุ่งยาก อีกทั้งแนวคิดของการพัฒนาระบบการวัดทดสอบวัสดุ ต้องการให้สร้างและใช้งานง่าย จึงออกแบบโครงสร้างของสายอากาศไดโพลใหม่ ในรูปแบบของสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ ซึ่งมีข้อได้เปรียบในแง่ของการสร้างให้ได้เงื่อนไขของระยะห่างของระหว่างสายอากาศได้แม่นยำตั้งแต่ในขั้นตอนของการสร้าง การออกแบบสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์อาศัยการจำลองแบบจากโปรแกรม IE3D โดยค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองมีค่าเท่ากับ 4.36 ที่ความถี่ 2.45 GHz รูปที่ 8 แสดงสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ ซึ่งป้อนสัญญาณที่กึ่งกลางของสายอากาศทั้งสองโดยสายนำสัญญาณที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ $50\ \Omega$ และแผ่นสี่เหลี่ยมขนาดใหญ่ทั้ง 2 แผ่นคือระนาบกราวด์ของสายอากาศจากการวิเคราะห์การปรับพารามิเตอร์ทางกายภาพตาม ทำให้ได้ค่าของพารามิเตอร์ที่เหมาะสม ซึ่งได้แสดงไว้ในตารางที่ 3 สายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่สร้างใช้งานจริง แสดงดังรูปที่ 8 โดยในการวัดทดสอบจะวางให้ด้านล่างของสายอากาศ(รูปที่ 9ข) สัมผัสกับวัสดุที่ทดสอบ

ตารางที่ 3 พารามิเตอร์ทางกายภาพของสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์

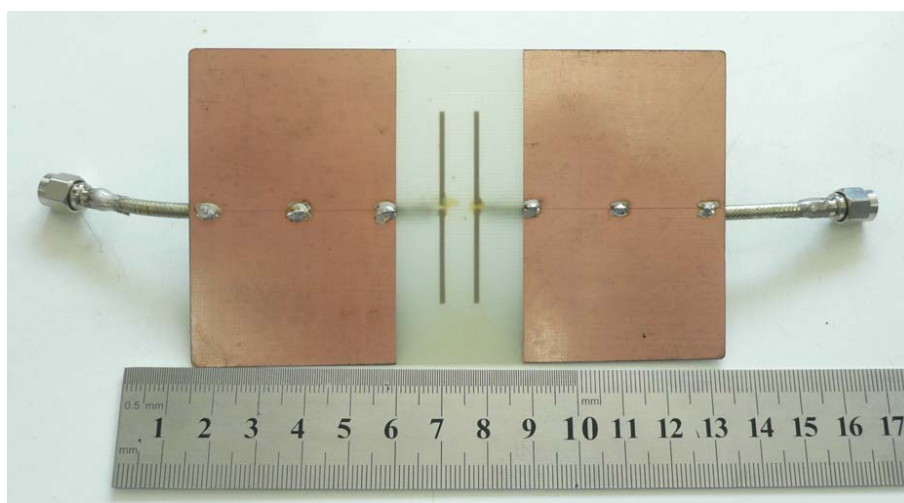
ความยาวของไดโพล (L)	4.33 เซนติเมตร
ระยะระหว่างสายอากาศ (d)	0.76 เซนติเมตร
ขนาดของระนาบกราวด์	69.83×45.25 ตารางเซนติเมตร



รูปที่ 8 สายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ได้จากการจำลองแบบ



ก)



ข)

รูปที่ 9 สายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่ความถี่ 2.45 GHz

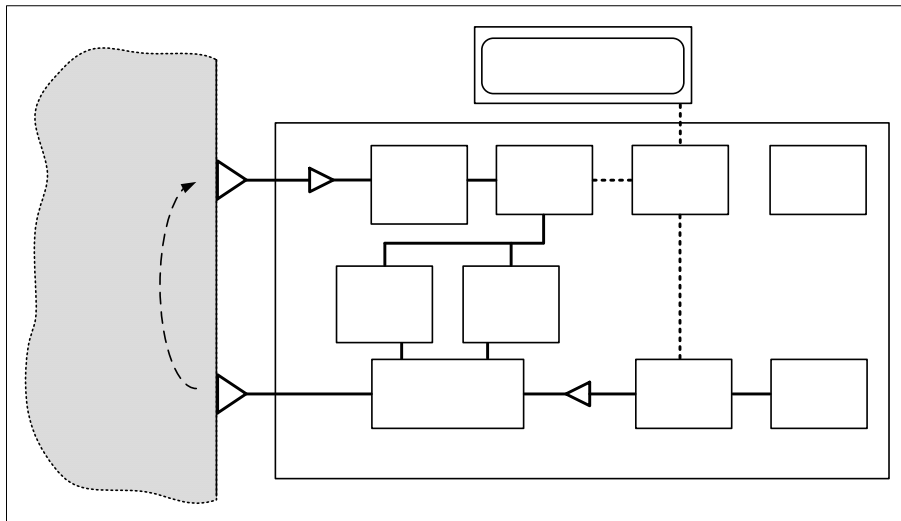
ก) ด้านหน้า

ข) ด้านหลัง

4.3 การออกแบบมอดูลของระบบการวัด

4.3.1 หลักการทำงานของระบบที่ออกแบบ

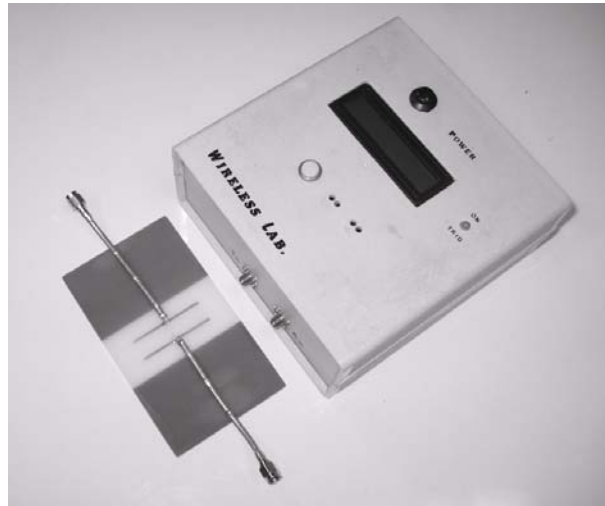
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบระบบการวัดพร้อมทั้งผลการทดสอบที่ทำให้เห็นถึงประโยชน์ของระบบนี้ เพื่อให้อุปกรณ์ตรวจรู้นี้ใช้งานได้จริงได้ในทางปฏิบัติ ระบบการทดสอบจะต้องใช้งานง่าย ราคาไม่สูงและผลการวัดมีความแม่นยำที่เหมาะสม รูปที่ 10 แสดงให้เห็นถึงระบบการวัดที่น่าเสนอ ซึ่งประกอบด้วยภาคส่งและภาครับ โดยมีชุดด้านภาคส่งประกอบด้วยวงจรกำเนิดสัญญาณที่ควบคุมด้วยแรงดัน(MAX2753 monolithic VCO) และเฟสล็อกลูป



รูปที่ 10 ฟังงานของระบบที่น่าเสนอ

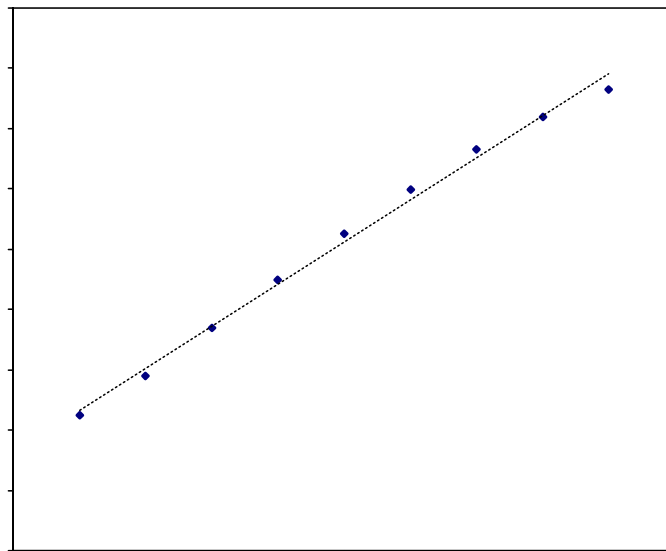
(LMX2347 PLL) สำหรับกำเนิดสัญญาณความถี่ 2.45 GHz ที่มีกำลังงานเอาต์พุต -8.3 dBm ซึ่งจะถูกลบโดยวงจรขยายที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ(MAX2641 low noise amplifier) ที่มีอัตราขยาย 13.5 dB กำลังงานของสัญญาณที่ตกกระทบและสะท้อนถูกวัดผ่านคัปเปิลอร์แบบมีทิศทางคู่ซึ่งมีแฟคเตอร์การเชื่อมต่อเท่ากับ 21 dB โดยตัวตรวจจับกำลังงาน(MAX4003 RF power detectors) ตัวที่ 1 และ 2 ตามลำดับ สัญญาณที่ส่งออกมาจะแพร่กระจายคลื่นผ่านสายอากาศไดโพลและเชื่อมโยง(Coupled) ผ่านตัวกลางที่ทดสอบไปยังสายอากาศไดโพลด้านรับ ในมอดูลด้านภาครับ สัญญาณที่รับได้จะผ่านวงจรขยายที่มีสัญญาณรบกวนต่ำที่มีอัตราขยาย 13.5 dB ซึ่งกำลังงานของสัญญาณที่เชื่อมโยงนี้จะถูกวัดโดยตัวตรวจจับกำลังงานตัวที่ 3 กำลังงานของสัญญาณต่างๆจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยตัวตรวจจับกำลังงาน แรงดันเอาต์พุตจากตัวตรวจจับกำลังงานนี้จะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณเชิงเลขโดยวงจรแปลงสัญญาณเชิงอนุมาณเป็นสัญญาณเชิงเลขขนาด 12 บิต(MAX1272 analog to digital converter) เมื่อกำหนดแรงดันอ้างอิงให้เท่ากับ 5 โวลต์ จะสามารถแยกแยะระดับสัญญาณได้ด้วยความละเอียดเท่ากับ $\frac{5}{2^{12}} = 1.22$ มิลลิโวลต์ ซึ่งสัญญาณเชิงเลขนี้จะถูกประมวลผลโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิต(PIC16F84A 8 bits microcontroller) และแสดง

ค่าแรงดันของสัญญาณที่สะท้อนและเชื่อมโยงบนหน้าจอแสดงผล(LCD) ในที่สุด ซึ่งแหล่งจ่ายไฟที่ใช้ในระบบทั้งหมดมีค่าเท่ากับ 5 โวลต์ สำหรับสายอากาศไดโพลคู่บนแผ่นวงจรพิมพ์และระบบการวัดที่สร้างใช้งานจริงแสดงดังรูปที่ 11



รูปที่ 11 สายอากาศไดโพลคู่บนแผ่นวงจรพิมพ์และมอดูลของระบบการวัด

4.3.2 การปรับเทียบเครื่องมือเพื่อชดเชยความสูญเสียของระบบสายส่งภายใน



รูปที่ 12 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานและแรงดันที่ตรวจวัดได้โดยตัวตรวจจับกำลังงาน

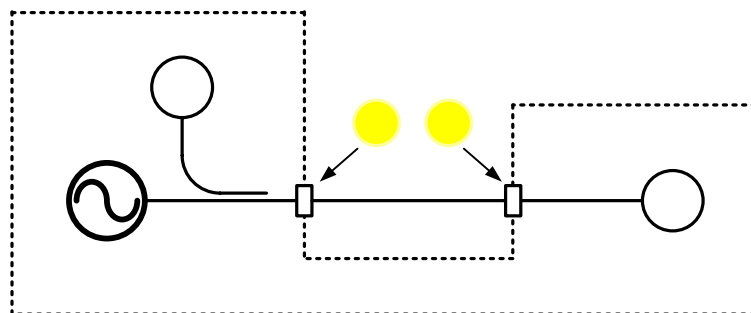
ขั้นตอนในการเปรียบเทียบเครื่องมือที่สร้างขึ้นมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง เพื่อชดเชยค่าความผิดพลาดจากการสูญเสียในระบบสายส่งภายในเครื่องมือ และจากตัวตรวจจับกำลังงาน โดยคุณลักษณะของตัวตรวจจับกำลังงาน ในเงื่อนไขที่โหลดและแหล่งจ่ายไฟมีค่าเท่ากับ $50\ \Omega$ และ 5 โวลต์ตามลำดับ ดังรูปที่ 12 แสดงความสัมพันธ์ค่ากำลังงานอินพุตที่มีหน่วยเป็น dBm และแรงดันเอาต์พุตที่มีหน่วยเป็น โวลต์ ซึ่งมีลักษณะเป็นเชิงเส้น และสามารถหาสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_{\text{out}} = 0.028P_{\text{in}} + 1.722 \quad (3)$$

เมื่อทำการจัดรูปสมการที่ (3) ใหม่จะได้เป็น

$$P_{\text{in}} = \frac{V_{\text{out}} - 1.722}{0.028} \quad (4)$$

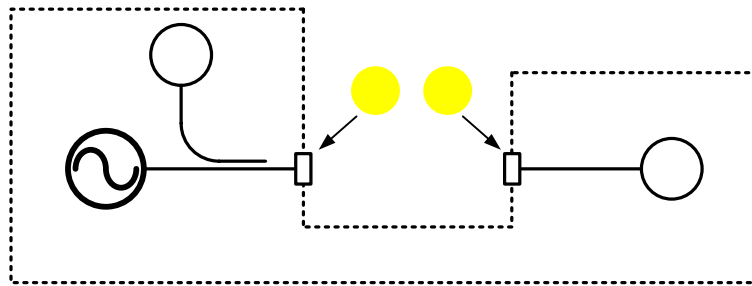
1. การเปรียบเทียบโดยการต่อผ่าน (Thru calibration)



รูปที่ 13 ผังงานของการเปรียบเทียบโดยการต่อผ่าน

ขั้นตอนของการเปรียบเทียบโดยการต่อผ่านทำได้โดยต่อสายเคเบิลแกนร่วมเข้ากับทางเข้าออกของเครื่องมือที่สร้างขึ้นตามรูปที่ 13 ที่ตำแหน่ง a และ b ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่ส่งผ่านสัญญาณได้แรงที่สุด สายเคเบิลแกนร่วมที่ใช้มีค่าการสูญเสีย 2.8 dB เมื่อใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม(Spectrum analyzer) วัดขนาดของสัญญาณที่ตำแหน่ง b ได้เป็น -11.1 dBm ดังนั้นวัดขนาดของสัญญาณที่ตำแหน่ง a ได้เป็น -8.3 dBm ในขั้นตอนนี้อ่านค่าแรงดันเฉลี่ยที่ P_c ได้เท่ากับ 1.190 โวลต์ ซึ่งจากสมการที่ (4) จะได้ P_c เฉลี่ยเท่ากับ -19.0 dBm ดังนั้นค่าการสูญเสียเฉลี่ยของสายนำสัญญาณจากตำแหน่ง b ถึง P_c เท่ากับ $-11.1 - (-19.0) = 7.9$ dB

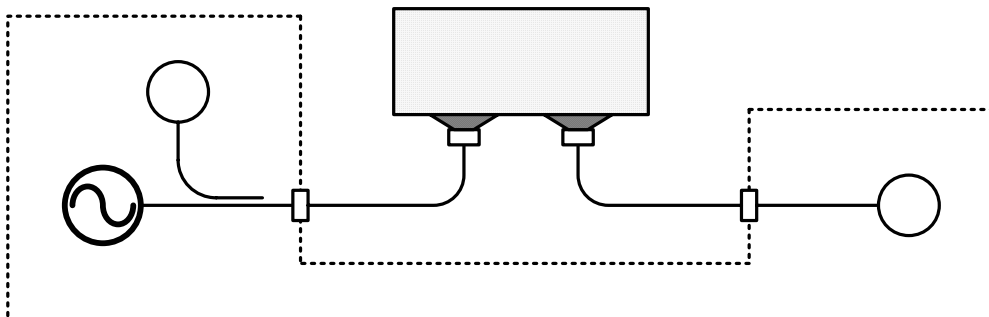
2. การเปรียบเทียบโดยการเปิด (Open calibration)



รูปที่ 14 ผังงานของการปรับเทียบโดยการเปิด

ขั้นตอนของการปรับเทียบโดยการเปิดทำได้โดยต่อชุดปรับเทียบมาตรฐานแบบเปิด(Open calibration kit) เข้ากับทางเข้าออกของเครื่องมือที่สร้างขึ้นตามรูปที่ 14 ที่ตำแหน่ง a ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่สัญญาณสะท้อนกลับเข้าที่ P_r ได้แรงที่สุด ในขั้นตอนนี้อ่านค่าแรงดันเฉลี่ยที่ P_r ได้เท่ากับ 1.203 โวลต์ ซึ่งจากสมการที่ (4) จะได้ P_r เฉลี่ยเท่ากับ -18.53 dBm ดังนั้นค่าการสูญเสียเฉลี่ยของสายนำสัญญาณจากตำแหน่ง a ถึง P_r เท่ากับ $-8.3 - (-18.53) = 10.23$ dB

4.3.3 การหาค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ จากเครื่องมือที่สร้างขึ้น



รูปที่ 15 ผังงานของระบบเครื่องมือที่ได้ปรับเทียบแล้ว

ขั้นตอนในการปรับเทียบระบบทำให้สามารถหาค่าการสูญเสียจากสายนำสัญญาณต่างๆในระบบที่มีการต่อใช้งานดังรูปที่ 15 เพื่อชดเชยผลการวัดทดสอบ ซึ่งทำให้ได้ค่าที่ถูกต้องและมีความน่าเชื่อถือ จากสมการที่ (3) และ (4) ค่ากำลังงานของ P_i , P_r และ P_c ในการคำนวณค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ จะมีหน่วยเป็นวัตต์ ความสัมพันธ์ของกำลังงานที่มีหน่วยเป็นวัตต์และหน่วย dBm เป็นดังนี้

$$P(\text{dBm}) = 10 \log \left(\frac{P(W)}{0.001(W)} \right) \quad (5)$$

เมื่อทำการจัดรูปสมการที่ (5) ใหม่จะได้เป็น

$$P(W) = 0.001 \times 10^{\frac{P(\text{dBm})}{10}} \quad (6)$$

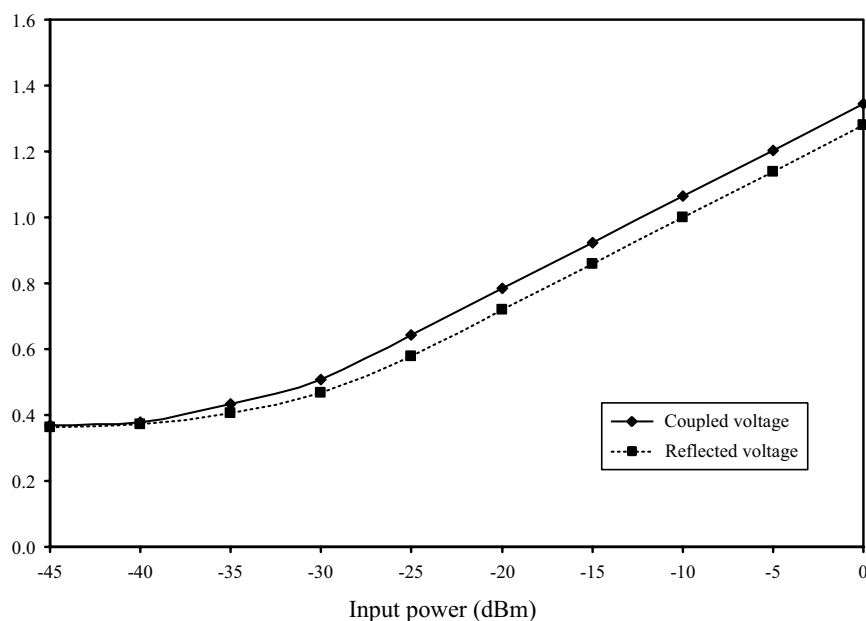
ค่าของ P_i ก็ใช้สมการที่ (6) เพื่อการแปลงหน่วยดังกล่าว เนื่องจากเครื่องมือที่สร้างขึ้นแสดงผลของกำลังงานออกมาเป็นค่าแรงดันของสัญญาณที่สะท้อน (V_r) และเชื่อมโยง (V_c) ดังนั้นจากสมการที่ (3) และการชดเชยค่าการสูญเสียจากสายนำสัญญาณต่างๆตามรูปที่ 15 จึงสามารถสรุปได้ดังนี้

การหา P_r

1. แปลงค่า V_r ที่อ่านได้จากเครื่องมือเป็น P_r โดยใช้สมการที่ (3)
2. ชดเชยค่าการสูญเสียจากสายนำสัญญาณต่างๆตามรูปที่ 15 สำหรับกรณีของค่าสัญญาณที่สะท้อนกลับคือ ลบด้วย (2.8+2.8+10.23) dB
3. ใช้สมการที่ (5) เพื่อแปลงเป็นค่า P_r ที่มีหน่วยเป็นวัตต์ ซึ่งเป็นค่าที่นำไปใช้ในสมการที่ (1) เพื่อคำนวณค่า $|S_{11}|$

การหา P_c

1. แปลงค่า V_c ที่อ่านได้จากเครื่องมือเป็น P_c โดยใช้สมการที่ (3)
2. ชดเชยค่าการสูญเสียจากสายนำสัญญาณต่างๆตามรูปที่ 15 สำหรับกรณีของค่าสัญญาณที่เชื่อมโยงคือ ลบด้วย (2.8+2.8+7.9) dB
3. ใช้สมการที่ (5) เพื่อแปลงเป็นค่า P_c ที่มีหน่วยเป็นวัตต์ ซึ่งเป็นค่าที่นำไปใช้ในสมการที่ (2) เพื่อคำนวณค่า $|S_{21}|$



รูปที่ 16 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานและแรงดันที่ตรวจวัดได้จากสัญญาณที่สะท้อนและ
เชื่อมโยงได้รับการชดเชยค่าการสูญเสียจากสายนำสัญญาณต่างๆ

รูปที่ 16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากสัญญาณที่สะท้อนและเชื่อมโยงที่ได้รับการชดเชยค่าการสูญเสียจากสายนำสัญญาณต่างๆในระบบแล้ว เมื่อพิจารณาความสอดคล้องของค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ในรูปที่ 16 ค่าต่ำสุดเท่ากับ 0.37(-4.3 dB) คู่กับกำลังงานของภาคส่ง กำลังงานเอาต์พุตของสัญญาณเฟสล็อกคู่ที่ขยายแล้วเท่ากับ -8 dBm ผ่านคัปเปิลอร์แบบมีทิศทางคู่ซึ่งมีแฟกเตอร์การเชื่อมต่อเท่ากับ 21 dB สัญญาณจะมีขนาดเท่ากับ -24.9 dBm ซึ่งค่าดังกล่าวนี้ยังอยู่ในช่วงการใช้งานของตัวตรวจจับกำลังงานนี้

5. การทดลองโดยเทคนิคการวัดขนาดของสัญญาณสะท้อนและเชื่อมร่วม

5.1 การใช้ไดโพลแบบมีปลอกวัดค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของน้ำ

จากข้อมูลการออกแบบในหัวข้อที่ 4 ได้นำมาสู่การสร้างสายอากาศไดโพลแบบมีปลอกที่มีความถี่ 2.45 GHz ซึ่งมีการป้อนสัญญาณที่กึ่งกลางสายอากาศโดยบาลันบาซูกา การทดลองนี้กระทำเพื่อยืนยันหลักการที่น่าเสนอ โดยการต่อสายอากาศไดโพลแบบมีปลอกทั้ง 2 ตัวเข้ากับทางเข้าออกของเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย HP8530A ที่ได้รับการปรับเทียบแล้วเพื่อวัดค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ตัวกลางที่ใช้ในการทดสอบเป็นน้ำที่ผ่านระบบออสโมซิสแบบย้อนกลับ(Reverse osmosis water) ซึ่งที่ความถี่ 2.45 GHz มีความยาวคลื่น(λ_{water}) ประมาณ 1.4 เซนติเมตร โดยบรรจุอยู่ในภาชนะพลาสติกทรงกระบอกที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ 83 เซนติเมตร ($60\lambda_{\text{water}}$) และมีความสูงเท่ากับ 23 เซนติเมตร ($17\lambda_{\text{water}}$) ดังรูปที่ 17ก) ซึ่งสามารถหลีกเลี่ยงการเกิดการสะท้อนหลายครั้ง(Multiple reflection) และการเลี้ยวเบนของคลื่นบริเวณขอบผนังของภาชนะได้ บริเวณผิวน้ำในภาชนะก่อนการทดลองได้ปิดไว้ด้วยพลาสติกห่ออาหารแบบบาง(Plastic wrap) เพื่อป้องกันความเสียหายบริเวณจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศจากการสัมผัสโดยตรงกับน้ำ และสายอากาศไดโพลแบบมีปลอกทั้ง 2 ตัวได้ถูกหุ้มบริเวณสายนำสัญญาณด้วยวัสดุดูดซับคลื่นเพื่อป้องกันคลื่นสะท้อนและคลื่นกระเจิง ดังรูปที่ 17ข) อุณหภูมิของห้องที่ทำการทดลองอยู่ที่ประมาณ 27 องศาเซลเซียส จากการทดลองได้นำค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ที่วัดได้โดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายวาดลงในกราฟพื้นผิวของระนาบ $\epsilon_r', \epsilon_r''$ ตามรูปที่ 1ข) จุดกลมที่มีหมายเลขกำกับแสดงถึงผลการวัดดังรูปที่ 18 โดยที่ตำแหน่งหมายเลข 0 คือข้อมูลที่ได้จากการวัดน้ำโดยใช้โพรบไดอิเล็กตริก [19] ซึ่งถือว่าเป็นวิธีการวัดแบบมาตรฐาน

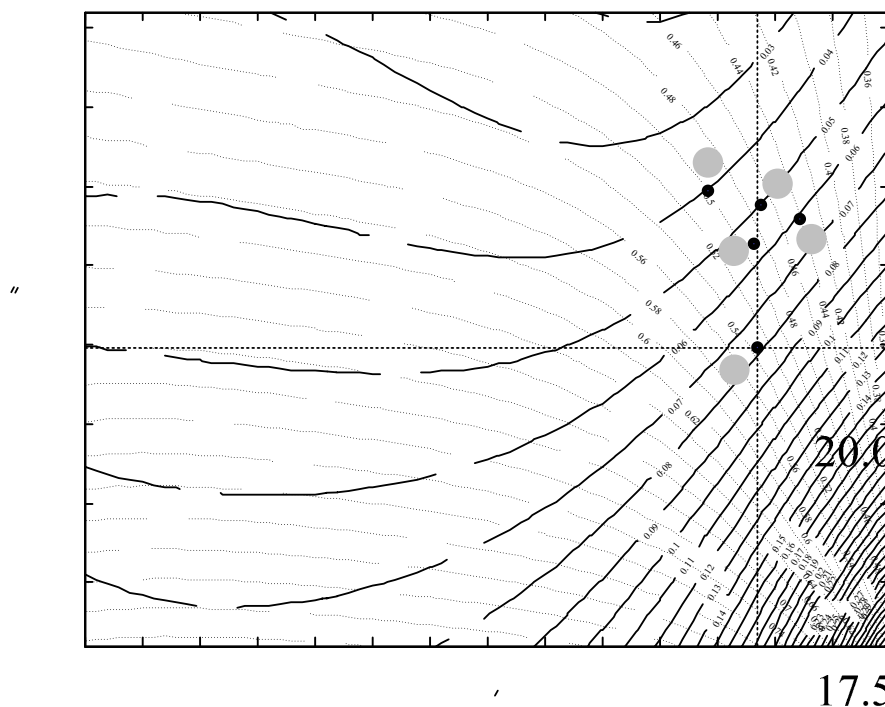


ก)



ข)

รูปที่ 17 การจัดสายอากาศไดโพลแบบมีปลอกเพื่อวัดค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของน้ำ
 ก) รูปแบบการจัดเตรียมอุปกรณ์ ข) สายอากาศไดโพลแบบมีปลอกคู่วัดน้ำ



รูปที่ 18 ข้อมูลจากการวัดของน้ำที่วัดลงบนกราฟพื้นผิวในระนาบ $\epsilon'_r, \epsilon''_r$

ตารางที่ 4 ผลการวัดค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของน้ำและค่าความผิดพลาดที่เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการมาตรฐานโดยใช้โพรบไดอิเล็กตริก

การวัดครั้งที่	ϵ'_r	ความผิดพลาด (%)	ϵ''_r	ความผิดพลาด (%)
1	73.0	5.7	14.8	-51.0
2	77.0	0.5	12.9	-1.6
3	78.0	-0.8	14.3	-45.9
4	82.0	-5.9	13.7	-39.7
ค่าเฉลี่ย	77.5	-0.1	14.4	-41.8

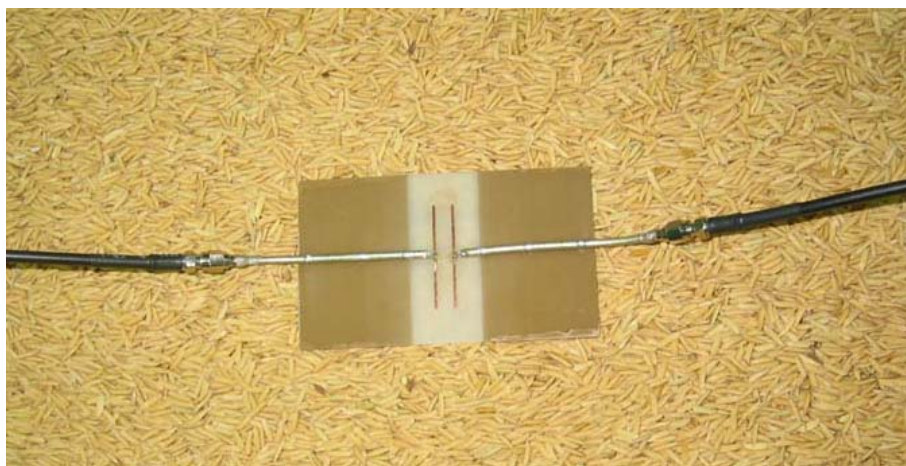
หมายเหตุ : ความผิดพลาด (%) = $\left(\frac{\epsilon_{r_probe} - \epsilon_{r_dipole}}{\epsilon_{r_probe}} \right) \times 100$

ตารางที่ 4 แสดงผลการวัดค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของน้ำโดยใช้สายอากาศไดโพลซึ่งใช้เทคนิคที่นำเสนอและผลการวัดโดยใช้โพรบไดอิเล็กตริก และค่าความผิดพลาดที่สัมพันธ์กัน

สำหรับค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ $\epsilon'_r - j\epsilon''_r$ ของน้ำที่ผ่านระบบออสโมซิสแบบย้อนกลับที่วัดโดยเทคนิคที่นำเสนอ เมื่อหาค่าเฉลี่ยแล้วมีค่าเท่ากับ 77.5-j14.4 และค่าที่วัดได้โดยใช้โพรบไดอิเล็กตริกมีค่าเท่ากับ 77.4-j9.8 ค่าของ ϵ'_r ที่วัดได้โดยเทคนิคที่นำเสนอและวิธีมาตรฐานมีค่าใกล้เคียงกันมาก ซึ่งมีค่าผิดพลาดเท่ากับ 0.1 % แต่สำหรับค่าของ ϵ''_r มีค่าผิดพลาดเท่ากับ 41.8 % ค่าที่แตกต่างนี้เกิดจากสภาวะที่ต่างกันในการจำลองแบบและการทดลอง ซึ่งจากการจำลองแบบได้พิจารณาว่าตัวกลางที่ทดสอบมีขนาดกึ่งอนันต์ แต่ในทางปฏิบัติตัวกลางมีขนาดจำกัด(Finite size)

5.2 การหาค่าความชื้นจากค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของข้าวเปลือก

5.2.1 การทดสอบด้วยเทคนิคเชื่อมต่อยุบรวมโดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย



รูปที่ 19 การเตรียมการทดลองสายอากาศไดโพลคู่วางอยู่บนข้าวเปลือก

ผลการวิเคราะห์การปรับพารามิเตอร์ทางกายภาพที่เหมาะสมเพื่อการวัดข้าวเปลือก ได้นำมาสู่การสร้างสายอากาศไดโพลคู่บนแผ่นวงจรพิมพ์ ซึ่งเป็นโครงสร้างที่สร้างได้ง่ายกว่าสายอากาศไดโพลแบบมีปลอก สำหรับขั้นตอนของการทดสอบได้ใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย HP8530A เพื่อวัดค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ วาดลงในกราฟพื้นผิวของระนาบ $\epsilon'_r, \epsilon''_r$ ตามรูปที่ 2ข) เพื่อหาค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของข้าวเปลือกที่ความชื้นระดับต่างๆเปรียบเทียบกับค่าในบทความ[17] โดยเมื่อสายอากาศไดโพลคู่บนแผ่นวงจรพิมพ์ถูกวางบนข้าวเปลือกที่อยู่ในถังพลาสติกสี่เหลี่ยมขนาด 40×65×30 ลูกบาศก์เซนติเมตร ดังรูปที่ 19 ค่าความลึกผิว(Skin depth) ของข้าวเปลือกที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าเท่ากับ 6.25 เซนติเมตร ข้าวเปลือกที่นำมาทดสอบมีความชื้นอยู่ 5 ระดับโดยอยู่ในช่วง 10% ถึง 20% สำหรับขั้นตอนในการเตรียมความชื้นของข้าวเปลือกในระดับต่างๆทำได้โดยการนำข้าวแบ่งใส่ภาชนะที่มีฝาปิดขนาดเท่ากัน 5 ใบ กรณีที่ต้องการลดความชื้นของข้าวเปลือกทำได้โดยการตากแดด สำหรับกรณีที่ต้องการเพิ่มความชื้นทำได้

โดยการพรมน้ำ คลุกเคล้าให้ทั่ว ปิดฝาเก็บไว้ 24 ชั่วโมง แล้วใช้เครื่องวัดความชื้นแบบพกพา ตรวจสอบความชื้นของข้าวเปลือก หากยังไม่ได้ความชื้นตามที่ต้องการก็ทำการปรับโดยขั้นตอนตามที่กล่าวมาข้างต้น ในการทดสอบแต่ละครั้งของระดับความชื้นได้วัดจำนวน 10 ตำแหน่ง (โดยโกยด้านล่างขึ้นมาวัดด้วย) ซึ่งอุณหภูมิห้องอยู่ที่ประมาณ 27 องศาเซลเซียส ในแต่ละตำแหน่งได้ทำการวัด 3 ครั้งแล้วนำค่าที่ได้มาหาค่าเฉลี่ย ระบบได้ถูกปรับเทียบโดยวางสายอากาศไดโพลไว้ในอากาศ (ล้อมรอบด้วยตัวดูดกลืนคลื่นวิทยุ) เพื่อวัดค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ในกรณีของอวกาศว่าง หลังจากนั้นนำค่าที่ได้เปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองแบบโดยโปรแกรม IE3D แฟกเตอร์ของการปรับเทียบสามารถหาได้จาก

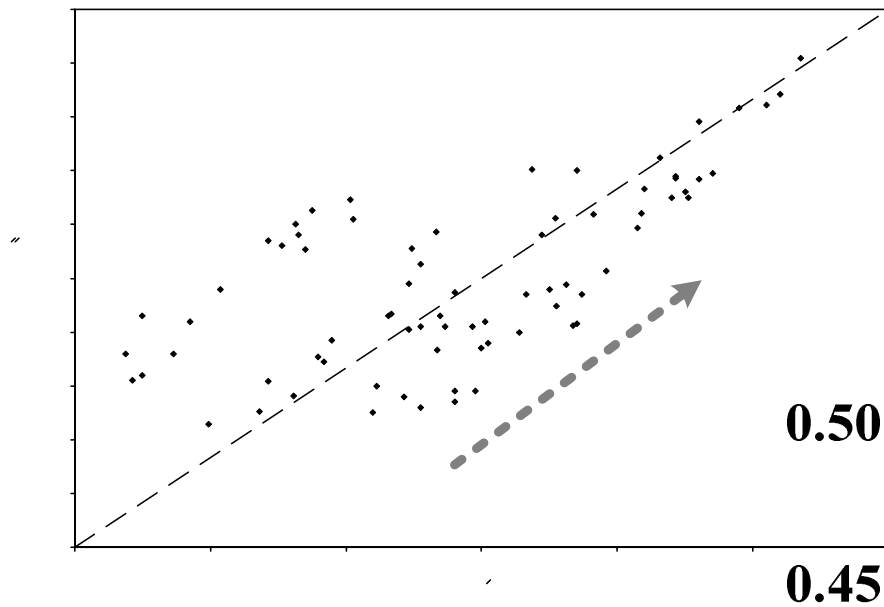
$$\text{แฟกเตอร์ของการปรับเทียบ} = \frac{\text{ค่าจากการจำลองแบบ}}{\text{ค่าจากการวัด}} \quad (7)$$

ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของการหาแฟกเตอร์ของการปรับเทียบของการวัดสัญญาณโดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายในกรณีของอวกาศว่าง จึงสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5

ตารางที่ 5 การหาแฟกเตอร์ของการปรับเทียบของการวัดสัญญาณโดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายในกรณีของอวกาศว่าง

	ค่าจากการจำลองแบบ	ค่าจากการวัด	แฟกเตอร์ของการปรับเทียบ
$ S_{11} $	0.601	0.611	0.984
$ S_{21} $	0.359	0.369	0.972

ค่าแฟกเตอร์ดังกล่าวนี้จะนำมาคูณกับค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ที่วัดได้ก่อนที่จะวาดลงบนกราฟพื้นผิวของระนาบ $\varepsilon_r', \varepsilon_r''$ ซึ่งแสดงค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพันธ์ของข้าวเปลือกของความชื้นระดับต่างๆดังรูปที่ 20 ตัวอย่างของข้าวเปลือกที่ได้วัดทางไมโครเวฟได้ถูกแบ่งจัดเก็บไว้เพื่อวัดทดสอบค่าความหนาแน่นมวลรวมและค่าความชื้น โดยวิธี ASAE มาตรฐาน (Standard ASAE method)



รูปที่ 20 แผนภาพของอาร์กานด์(Argand diagram)แสดงค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพันธ์ของ
ข้าวเปลือก

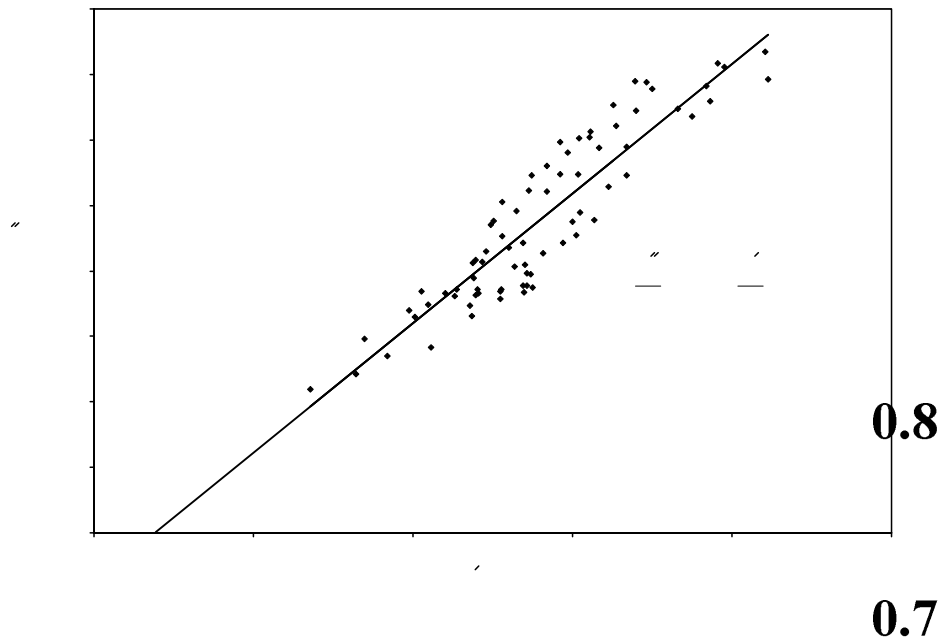
ค่าเปอร์เซ็นต์ของความชื้นและความหนาแน่นมวลรวมเป็นฟังก์ชันของมวลและปริมาตรของ
ตัวอย่างข้าวเปลือกที่ทดสอบ ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้[17]

$$\rho = \frac{m_w + m_d}{V} \quad (8)$$

และ

$$M(\%) = \frac{m_w}{m_w + m_d} \times 100 \quad (9)$$

โดย m_w m_d และ V คือมวลของน้ำ มวลของตัวอย่างที่แห้งแล้ว และปริมาตรทั้งหมด ตามลำดับ
จากรูปที่ 20 แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าเมื่อค่าความชื้นของตัวอย่างข้าวเปลือกเพิ่มขึ้น ค่า สภาพ
ยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพันธ์เพิ่มขึ้นด้วย



รูปที่ 21 แผนภาพของอาร์กานด์แสดงค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพันธ์ที่ทำให้เป็นบรรทัดฐาน โดยค่าความหนาแน่นมวลรวมของข้าวเปลือก

เมื่อทำค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพันธ์ให้เป็นบรรทัดฐาน(Normalized) โดยค่าความหนาแน่นมวลรวมทำให้เห็นความสัมพันธ์ระหว่าง ε_r' และ ε_r'' อย่างชัดเจนตามรูปที่ 21 ดังนี้

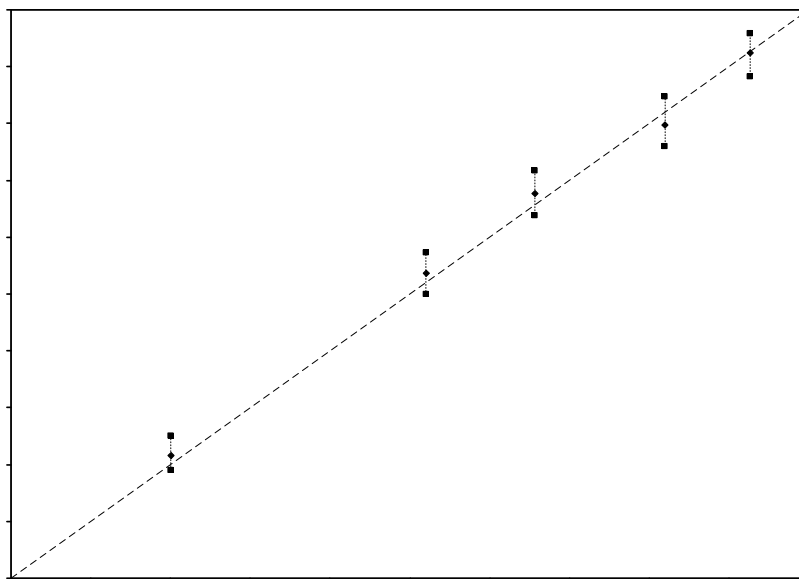
$$\frac{\varepsilon_r''}{\rho} = a_f \left(\frac{\varepsilon_r'}{\rho} - k \right) \quad (10)$$

ค่าความลาดชัน(Slope) a_f และค่าคงที่ k หาได้จากกราฟในรูปที่ 21 และสมการที่ (10) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.3960 และ 4.6917 ตามลำดับ ดังนั้น ความหนาแน่นมวลรวมจึงสามารถคำนวณได้จาก

$$\rho = \frac{a_f \varepsilon_r' - \varepsilon_r''}{k a_f} \quad (11)$$

รูปที่ 22 แสดงให้เห็นความสัมพันธ์ของความหนาแน่นมวลรวมที่หาได้จากค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพันธ์จากการวัดโดยเทคนิคไมโครเวฟและการชั่งน้ำหนักโดยกระบวนการมาตรฐานทั่วไป เส้นประในแนวทะแยงมุมแสดงความสัมพันธ์ในทางอุดมคติ ซึ่งในแต่ละระดับได้แสดงค่าสูงสุด ค่าเฉลี่ยและค่าต่ำสุดของข้อมูลตามลำดับ เพื่อประเมินประสิทธิภาพของการทำนายผลโดย

การคำนวณตามสมการที่ (12) ของความหนาแน่นมวลรวม จึงกำหนดค่าการปรับเทียบของความผิดพลาดมาตรฐาน(Standard error of calibration : SEC)[17] ดังนี้



รูปที่ 22 ความหนาแน่นมวลรวมของข้าวเปลือกที่ได้จากการคำนวณโดยค่าที่วัดได้โดยเทคนิคไมโครเวฟเปรียบเทียบกับค่าที่วัดโดยวิธีชั่งน้ำหนักแบบมาตรฐาน

$$SEC = \sqrt{\frac{1}{n-p-1} \sum_{i=1}^n (\Delta c_i)^2} \quad (12)$$

โดย n คือจำนวนของตัวอย่าง p คือจำนวนตัวแปรในสมการถดถอยที่ใช้ในการปรับเทียบ Δc_i คือผลต่างระหว่างค่าที่ได้จากการทำนายผลโดยการคำนวณตามสมการที่ (12) และค่าที่ได้จากวิธีมาตรฐานสำหรับตัวอย่างที่ i ค่า SEC ของความหนาแน่นมวลรวมของข้าวเปลือกที่คำนวณได้จากเทคนิคทางไมโครเวฟที่นำเสนอมีค่าเท่ากับ 0.0192 กรัมต่อลูกบาศก์เซนติเมตร

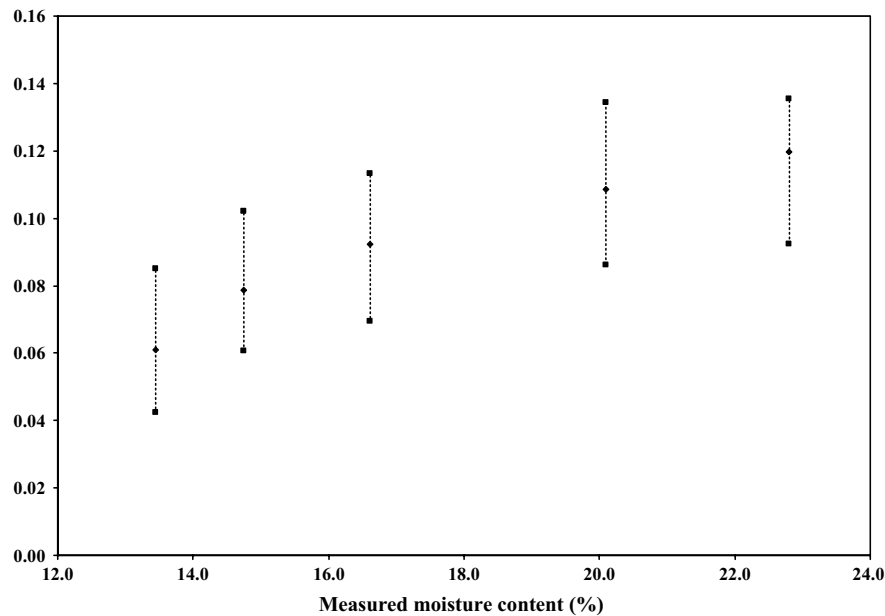
รูปที่ 23 แสดงการเปลี่ยนแปลงของค่าสูญเสียแทนเจนต์ต่อค่าความชื้นของข้าวเปลือก ซึ่งผลการเปรียบเทียบที่ได้เปลี่ยนแปลงค่อนข้างมาก สาเหตุเนื่องจากความหนาแน่นมวลรวมของข้าวเปลือกไม่สม่ำเสมอ อย่างไรก็ตามเมื่อค่าสูญเสียแทนเจนต์ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานโดยค่าความหนาแน่นมวลรวมในสมการที่ (11) จะได้ฟังก์ชันของความหนาแน่นมวลรวมที่เป็นอิสระต่อค่าความชื้น ดังนี้

ated bulk density (g/cm³)

0.50

0.48

$$\psi = ka_f \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r' (a_f \varepsilon_r' - \varepsilon_r'')} \quad (13)$$



รูปที่ 23 การเปลี่ยนแปลงค่าการสูญเสียแทนเจนต์ต่อค่าความชื้นของข้าวเปลือก

ผลคูณของแฟกเตอร์ ka_f ในสมการที่ (13) นั้นเป็นค่าคงที่ ดังนั้นสมการที่ (13) จึงสามารถลดรูปได้เป็น

$$\xi = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r' (a_f \varepsilon_r' - \varepsilon_r'')} \quad (14)$$

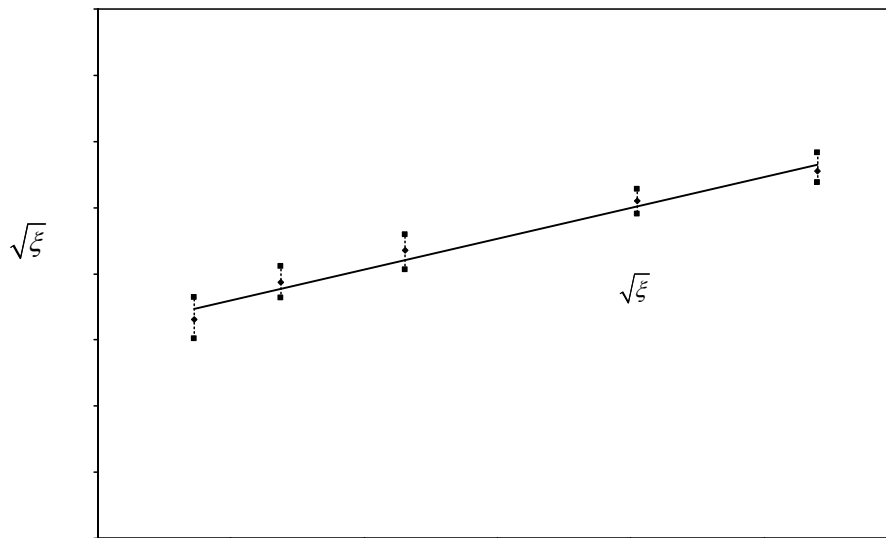
โดย ξ คือค่าความชื้นที่ทำนายโดยการคำนวณ จากรูปที่ 24 แสดงค่ารากที่สองของ ξ ที่เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเส้นตรงต่อค่าความชื้น ค่าการกระจายตัวของข้อมูลของค่าสูญเสียแทนเจนต์ที่แสดงในรูปที่ 24 นั้นลดลงอย่างเห็นได้ชัดเจน สำหรับความชื้นในแต่ละระดับ ค่าของข้อมูลที่ต่างกันหลังจากทำให้เป็นบรรทัดฐานเกือบจะอยู่ในแนวเส้นตรงเดียวกัน เมื่อพิจารณาข้อมูลโดยใช้สมการถดถอยเชิงเส้น จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\sqrt{\xi} = aM + b \quad (15)$$

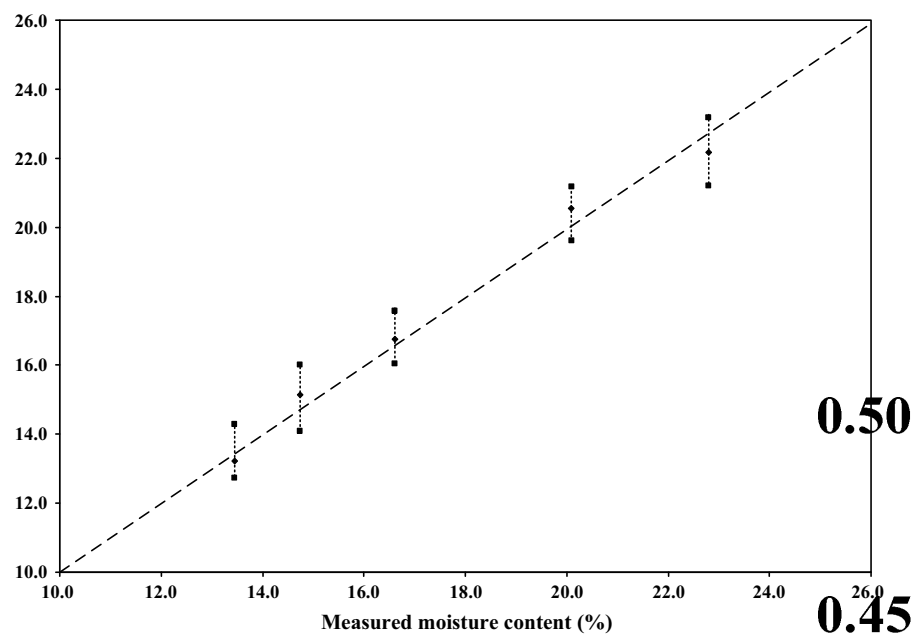
Loss Tangent

ค่าความลาดชัน a ค่าการตัดแกน b และค่าสัมประสิทธิ์การถดถอยแสดงอยู่ในรูปที่ 24 มีค่าเท่ากับ 0.0108 0.1106 และ 0.9383 ตามลำดับ โดยการปรับรูปสมการที่ (15) ดังนั้นสมการการเปรียบเทียบความชื้นในหน่วยเปอร์เซ็นต์ จึงหาได้ดังนี้

$$M(\%) = \frac{\sqrt{\xi} - b}{a} \quad (16)$$



รูปที่ 24 การเปลี่ยนแปลงค่า $\sqrt{\xi}$ ต่อค่าความชื้นของข้าวเปลือก

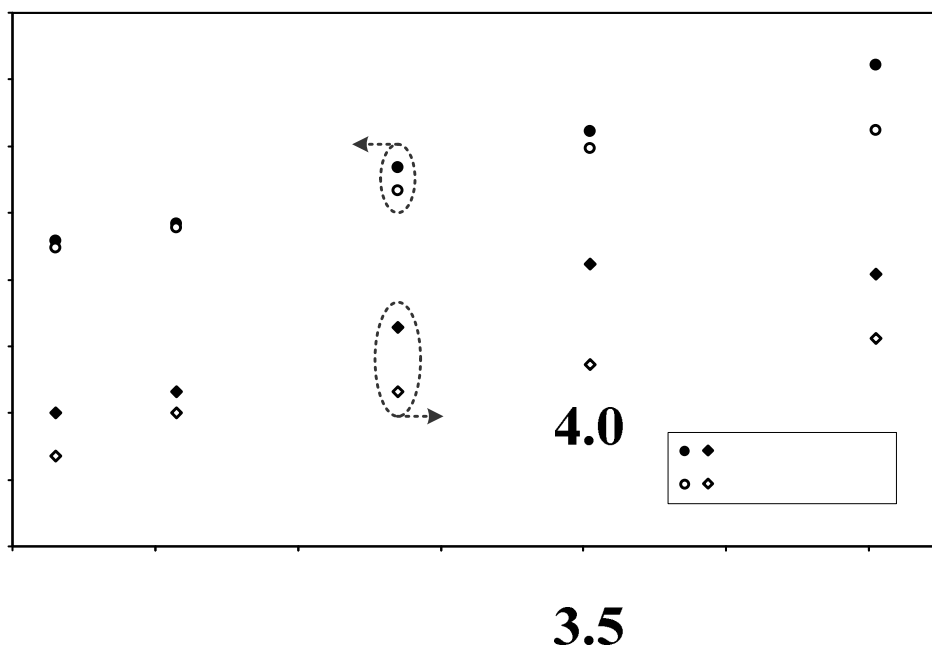


รูปที่ 25 ค่าความชื้นของข้าวเปลือกที่ได้จากการคำนวณโดยค่าที่วัดได้โดยเทคนิคไมโครเวฟ
เปรียบเทียบกับค่าที่วัดโดยวิธีการอบแห้งแบบมาตรฐาน

รูปที่ 25 แสดงค่าความชื้นของข้าวเปลือกที่ได้จากการคำนวณจากสมการที่ (16) เปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากวิธีอบแห้งแบบมาตรฐาน เส้นประในแนวทแยงมุมแสดงความสัมพันธ์ในทางอุดมคติสำหรับค่า SEC ของความชื้นของข้าวเปลือกที่คำนวณจากการวัดโดยเทคนิคไมโครเวฟมีค่าเท่ากับ 1.2813 % ซึ่งค่าที่ได้ยังสูงอยู่เนื่องจากความหนาแน่นมวลรวมและความชื้นของข้าวเปลือกมีค่าไม่สม่ำเสมอ รูปที่ 26 แสดงความแม่นยำของการทดสอบหาค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพันธ์ด้วยเทคนิคการวัดค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ จากสายอากาศไดโพลคู่บนแผ่นวงจรพิมพ์โดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายเปรียบเทียบกับผลการวัดในบทความ[17] โดยที่ค่าความชื้นต่ำกว่า 22 % ผลของค่า ϵ_r' ที่หาได้จากเทคนิคที่นำเสนอกับผลการวัดในบทความ[17] ใกล้เคียงกันมาก แต่สำหรับค่าความชื้นของข้าวเปลือกทุกระดับ ค่า ϵ_r'' ที่ได้จากบทความ[17] จะสูงกว่าค่าที่หาได้จากเทคนิคที่นำเสนอสาเหตุหลักเนื่องจากในบทความ[21] เป็นการวัดทดสอบแบบการส่งผ่าน(transmission) ซึ่งคลื่นเคลื่อนที่ผ่านตัวกลางที่ทดสอบทั้งหมด แต่เทคนิคที่นำเสนอจะตรวจวัดเฉพาะบริเวณรอบๆที่สายอากาศสัมผัสอยู่เท่านั้น ค่าความชื้นของข้าวเปลือกที่กระจายตัวไม่สม่ำเสมอก็เป็นอีกสาเหตุหนึ่งของความผิดพลาด ค่าความผิดพลาดที่แตกต่างจากบทความ[17] ได้สรุปไว้ในตารางที่ 6

ตารางที่ 6 ค่าความผิดพลาดจากการทดสอบโดยเทคนิคที่นำเสนอเปรียบเทียบกับผลการวัดในบทความ[17]

ความผิดพลาดของ ϵ_r' (%)	ความผิดพลาดของ ϵ_r'' (%)
1.2 – 13.5	13.7 – 35.8



รูปที่ 26 การเปรียบเทียบผลการทดสอบโดยเทคนิคที่นำเสนอกับผลการวัดในบทความ[17]

5.2.2 การทดสอบด้วยเทคนิคเชื่อมต่อร่วมโดยเครื่องมือที่สร้างขึ้น

ผลการทดสอบเทคนิคที่นำเสนอกับเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายกับผลการวัดจากบทความ[21] ทำให้เห็นถึงประสิทธิภาพของเทคนิคดังกล่าวนี้ จากการออกแบบเครื่องมือที่เป็นระบบการวัดที่ใช้ทดแทนเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ขั้นตอนของการจัดเตรียมตัวอย่างข้าวเปลือกได้ทำเช่นเดียวกับการวัดค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ โดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ขั้นแรกต้องปรับเทียบเครื่องมือที่สร้างขึ้นเพื่อหาค่าการสูญเสียภายในสายส่งในระบบโดยการต่อชุดการปรับเทียบมาตรฐาน (Standard calibration kit) สำหรับก่อนการทดสอบวัดข้าวเปลือกต้องทำการโดยวัดสัญญาณในกรณีที่สายอากาศอยู่กลางอากาศ (มีวัสดุดูดซับคลื่นรอบ) เพื่อหาแฟกเตอร์ของการปรับเทียบค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ของเครื่องมือ โดยค่าที่คำนวณได้จากการจำลองแบบในกรณีที่เป็นอวกาศว่างของ $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ดังนั้น ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของการหาแฟกเตอร์ของการปรับเทียบของการวัดสัญญาณโดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายในกรณีของอวกาศว่าง จึงสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 7

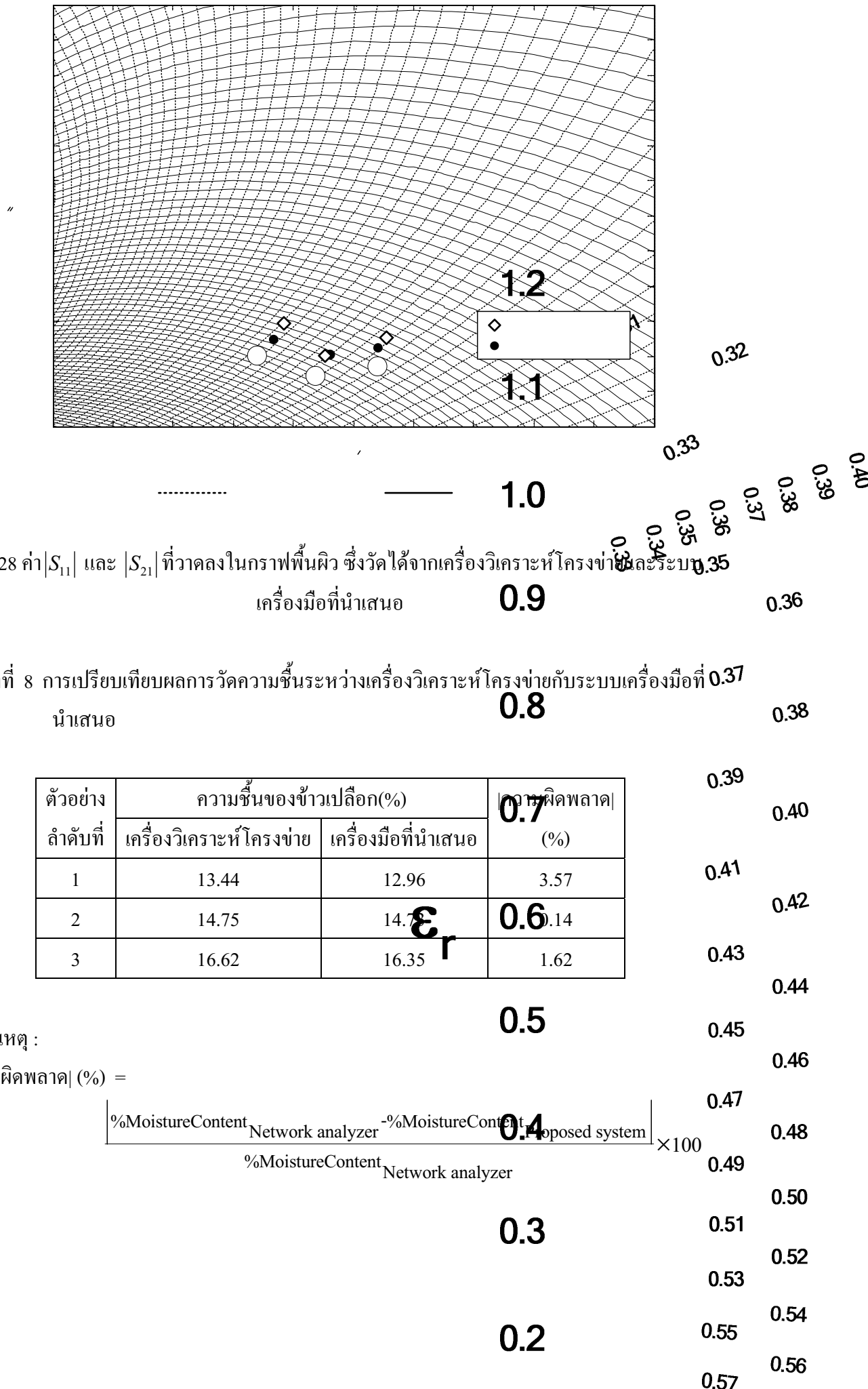
ตารางที่ 7 การหาแฟกเตอร์ของการปรับเทียบของการวัดโดยเครื่องมือที่สร้างขึ้นในกรณีของอวกาศว่าง

	ค่าจากการจำลองแบบ	ค่าจากการวัด	แฟกเตอร์ของการปรับเทียบ
$ S_{11} $	0.601	0.991	0.606
$ S_{21} $	0.359	0.088	4.079

ค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ที่วัดได้จากเครื่องมือที่สร้างขึ้นจะต้องคูณด้วยแฟกเตอร์ดังกล่าว ก่อนที่จะนำไปวาดลงในกราฟพื้นผิวของของระนาบ $\epsilon_r', \epsilon_r''$ ตามรูปที่ 2ข) สำหรับการวัดซ้ำเพื่อการทำซ้ำได้โดยต่อสายอากาศไดโพลคู่บนแผ่นวงจรพิมพ์เข้ากับเครื่องมือที่สร้างขึ้นตามรูปที่ 27 ผลการวัดค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ที่วัดจากเครื่องมือที่สร้างขึ้นซึ่งได้เปรียบเทียบข้อมูลแล้วและผลการวัดโดยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายดังรูปที่ 28 แสดงให้เห็นความแตกต่างของข้อมูลเพียงเล็กน้อยของทั้ง 2 ระบบ และค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของซ้ำเพื่อการทำซ้ำได้ นำมาคำนวณหาความชื้นได้จากสมการที่ (14)-(16) ซึ่งได้สรุปผลการวัดในตารางที่ 8



รูปที่ 27 การวัดทดสอบซ้ำเพื่อการทำซ้ำได้ด้วยระบบเครื่องมือที่นำเสนอ



รูปที่ 28 ค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ที่วัดลงในกราฟพื้นผิว ซึ่งวัดได้จากเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายและระบบเครื่องมือที่นำเสนอ

ตารางที่ 8 การเปรียบเทียบผลการวัดความชื้นระหว่างเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายกับระบบเครื่องมือที่นำเสนอ

ตัวอย่าง ลำดับที่	ความชื้นของข้าวเปลือก(%)		ความผิดพลาด (%)
	เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย	เครื่องมือที่นำเสนอ	
1	13.44	12.96	3.57
2	14.75	14.75	0.14
3	16.62	16.35	1.62

หมายเหตุ :

|ความผิดพลาด| (%) =

$$\left| \frac{\% \text{MoistureContent}_{\text{Network analyzer}} - \% \text{MoistureContent}_{\text{Proposed system}}}{\% \text{MoistureContent}_{\text{Network analyzer}}} \right| \times 100$$

สำหรับขั้นตอนการหาความชื้นของข้าวเปลือกจากเทคนิคการวัดขนาดสัญญาณสะท้อนและเชื่อมโยง จากสายอากาศไดโพลคู่บนแผ่นวงจรพิมพ์ที่นำเสนอนี้สามารถสรุปได้ดังนี้

- 1) เตรียมอุปกรณ์และข้าวเปลือกตามรูปที่ 27
- 2) วัดขนาดของสัญญาณที่สะท้อนและเชื่อมรวม โดยจะแสดงค่าออกมาที่หน้าเครื่องมือที่สร้างขึ้น นำค่า V_r และ V_c ที่อ่านได้คำนวณเป็น $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ตามลำดับ
- 3) นำค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ที่คำนวณได้จากการวัดทดสอบคูณกับค่าแฟกเตอร์ของการปรับเทียบตามตารางที่ 7 ก่อนการวาดลงในกราฟพื้นผิวของของระนาบ $\epsilon_r', \epsilon_r''$ ตามรูปที่ 2ข) เพื่อหาค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของข้าวเปลือกที่ทดสอบนั้น
- 4) นำค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของข้าวเปลือกที่ได้มาคำนวณตามสมการที่ (14)-(16) ซึ่งจะได้ค่าความชื้นของข้าวเปลือกที่ทดสอบนั้น

5. สรุป

เทคนิคการหาค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุที่นำเสนอนี้เป็นการวัดทดสอบเฉพาะบริเวณ โดยการวัดขนาดสัญญาณสะท้อนและเชื่อมโยงจากสายอากาศไดโพลคู่ จากการเตรียมการทดลองและทำการทดสอบโดยหาค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของน้ำ ผลการทดสอบแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของเทคนิคที่นำเสนอนี้ ความแม่นยำของการวัดขนาดสัญญาณสะท้อนและเชื่อมโยงจากสายอากาศไดโพลคู่มีผลต่อการวัดค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุโดยการวัดจากวิธีที่ใช้ไมโครเวฟเป็นอย่างสูง ผลการทดลองทั้งหมดยืนยันให้เห็นถึงความเป็นไปได้ในการพัฒนาระบบหาค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุที่มีราคาถูกได้

วิธีการหาความชื้นของข้าวเปลือกในงานวิจัยนี้ อาศัยการวัดขนาดของกำลังงานของสัญญาณที่สะท้อนและเชื่อมโยงจากสายอากาศไดโพลคู่ที่วางอยู่บนข้าวเปลือก ค่าความหนาแน่นมวลรวมและค่าความชื้นนั้นมีอิทธิพลต่อค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของข้าวเปลือกในแบบที่เหมือนกัน ดังนั้นความแม่นยำในการทำนายค่าความชื้นจึงขึ้นอยู่กับความแม่นยำของการคำนวณค่า ϵ_r' และ ϵ_r'' ซึ่งก็ขึ้นอยู่กับค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ผลการทดลองที่คลาดเคลื่อนจากทฤษฎีมีสาเหตุหลักมาจากความแตกต่างกันระหว่างการจำลองแบบและการทดลอง โดยสำหรับการจำลองแบบได้พิจารณาว่าตัวกลางมีขนาดกึ่งอนันต์ แต่ในทางปฏิบัติตัวกลางที่ทดสอบมีขนาดจำกัด ความยาวของสายอากาศไดโพลที่มีความยาวเปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อยจากการจำลองแบบก็มีผลต่อความแม่นยำในการวัดค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ และผลการทดสอบวัดข้าวเปลือกจากในงานนี้เมื่อเปรียบเทียบกับบทความ[17] มีค่าที่แตกต่างกัน มีสาเหตุมาจากใช้เทคนิคการวัดทดสอบที่ต่างกัน ซึ่งก็คือ การวัดจากสัญญาณที่เชื่อมโยง (Coupling measurement) และการวัดจากการส่งผ่าน (Transmission measurement) และตัวอย่างข้าวเปลือกที่นำมาทดสอบก็ต่างกันทั้ง พันธุ์และช่วงเวลาของการทดสอบ อันเป็นต้นเหตุของความผิดพลาดทั้งสิ้น

เนื่องจากความต้องการอุปกรณ์ตรวจรู้สำหรับวัดค่าความชื้นของข้าวเปลือกในระบบการอบลดความชื้นแบบต่อเนื่อง จึงได้นำเสนออุปกรณ์ตรวจรู้ที่เป็นสายอากาศไดโพลคู่ ซึ่งมีข้อดีคือมีโครงสร้างที่กะทัดรัดเพื่อการวัดขนาดของสัญญาณที่สะท้อนและเชื่อมโยง แล้วนำค่ามาคำนวณก่อนนำค่ามาลงในกราฟพื้นผิวของ $|S_{11}|$ และ $|S_{21}|$ ในระนาบของ $\epsilon_r', \epsilon_r''$ เครื่องมือที่นำเสนอได้รับการออกแบบและวิเคราะห์ประสิทธิภาพการทำงานที่ความถี่ 2.45 GHz แล้วค่าที่ได้คำนวณต่อเป็นค่าเปอร์เซ็นต์ความชื้นและเปรียบเทียบผลที่ได้กับข้อมูลอ้างอิงในบทความ [17] ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าเทคนิคที่นำเสนอมีความแม่นยำในการหาค่า ϵ_r' เมื่อความชื้นมีค่าไม่เกิน 19% แต่สำหรับค่าความผิดพลาดของการหาค่า ϵ_r'' มีค่าสูงกว่า ϵ_r' เนื่องจากเทคนิคการวัดที่ต่างกัน (การวัดจากสัญญาณที่เชื่อมโยงและการวัดจากการส่งผ่าน) อย่างไรก็ตามกราฟพื้นผิวที่วาดขึ้นได้จากการคำนวณในกรณีที่ตัวกลางมีขนาดกึ่งอนันต์ แต่ในการทดลองตัวกลางที่ทดสอบมีขนาดจำกัด ค่าความผิดพลาดนี้สามารถแก้ไขได้โดย ทำการคำนวณด้วยการจำลองแบบใหม่ในกรณีที่ตัวกลางมีขนาดจำกัด แต่การจำลองแบบสำหรับกรณีนี้ต้องใช้เวลาในการคำนวณที่ยาวนานกว่ามาก เครื่องมือของระบบนี้ได้รับการออกแบบเพื่อใช้กับอุปกรณ์ตรวจรู้ที่นำเสนอ ในการหาความชื้นจากระบบที่ใช้งานง่าย ราคาถูกและมีความแม่นยำในการวัด เพื่อตอบสนองความต้องการของการควบคุมคุณภาพในระบบอบลดความชื้นข้าวเปลือกอย่างต่อเนื่องอย่างมีประสิทธิภาพ

เอกสารอ้างอิง

- [1] [รายงานจากกระทรวงเกษตรหรือกระทรวงพาณิชย์]
- [2] Hippel, A.V. 1954. **Dielectric Materials and Applications**. New York : The Technology Press of MIT and John Wiley and Sons.
- [3] Nyfors, E. and Vainikainen, P. 1989. **Industrial Microwave Sensor**. Boston : Artech House.
- [4] Chen, L.F. Ong, C.K. Neo, C.P. Varadan, V.V. and Varadan, V.K. 2004. **Microwave Electronics Measurement and Material Characterization**. John Wiley and Sons.
- [5] Nelson, S.O. 1973. "Electrical properties of agricultural products – A critical review." **Trans. ASAE**. vol. 16 : 384-400.
- [6] Nelson, S.O. 1991. "Dielectric properties of agricultural products-measurements and applications." **IEEE Trans. Electrical Insulation**. vol. 26(5) : 845-869.
- [7] Kraszewski, A. W. and Nelson, S. O. 1998. "Microwave permittivity determination in agricultural products." 230-242. in **12th Int. Conf. on Microwave and Radar 1998, MIKON '98**. vol .4.

- [8] H. M. Jaeger and S. R. Nagel, "Granular solids, liquids and gases," *Rev. Mod. Phys.*, vol. 68, no. 4, pp. 1259-1273, 1996.
- [9] M. S. Venkatesh and G. S. V. Raghavan, "An overview of microwave processing and dielectric properties of agri-food materials," *Biosystems Engineering, Postharvest Technology*, Elsevier, pp. 1-18, Apr. 2004.
- [10] S. Seker and H. Abatary, "New frequency-dependent parametric modeling of dielectric materials," *Int. J. Electron. Commun. (AEU)*, Elsevier, pp. 320-327, Apr. 2005.
- [11] W. Meyer and W. M. Schilz, "Feasibility study of density-independent moisture measurement with microwaves," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-29, no. 7, pp. 732-739, Jun. 1981.
- [12] F. Menke and R. Knochel, "New density-independent moisture measurement methods using frequency-swept microwave transmission," *Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1415-1418, 1996.
- [13] S. Trabelsi, A. W. Kraszewski, and S. O. Nelson, "Determining physical properties of grain by microwave permittivity measurement," *Trans. ASAE*, vol. 42, no. 2, pp. 531-536, 1999.
- [14] J. A. Kong. **Electromagnetic Wave Theory**. Wiley Interscience. 1990.
- [15] IE3D, Zeland Software, Inc.
- [16] J. Mearnchu, T. Limpiti, D. Torrungrueng, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, "Dielectric-Property Determination from Measurement of Magnitude of Reflection and Coupling Coefficients of Coupled Antennas," Accept on ECTICON 2008.
- [17] S. O. Nelson, S. Trabelsi and A. W. Krazewski, "RF sensing of grain and seed moisture content," *IEEE Sensors Journal*, vol.1, no.2, pp. 119-126, Aug. 2001.
- [18] J. Mearnchu, T. Limpiti, D. Torrungrueng, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, "A Portable Dielectric-Property Determination System using Coupled Antennas," Accept on MIKON2008.
- [19] Agilent 85070E Dielectric Probe Kit, 200 MHz to 50 GHz, 2006.
- [20] C. A. Balanis. **Antenna Theory: Analysis and Design**. New York: Wiley Interscience. 1982.

2.2 เทคนิคการวัดคุณสมบัติไดอิเล็กตริกด้วยการคำนวณย้อนกลับ

1. บทนำ

ความรู้เกี่ยวกับค่าสภาพยอมเชิงซ้อนของวัสดุมีความสำคัญในการใช้งานต่างๆ [1],[2] ในอุตสาหกรรมการให้ความร้อนแก่วัสดุด้วยคลื่นไมโครเวฟจำเป็นต้องทราบคุณสมบัติของไดอิเล็กตริกอย่างแม่นยำ [3] เช่นในอุตสาหกรรมอาหาร [4] การวัดโดยใช้การรบกวนสนามในสายส่งหรือโพรงจะให้ผลลัพธ์ที่แม่นยำ [5] สำหรับเทคนิคการวัดในอวกาศมักจะมีความแม่นยำลดลงเนื่องจากการสะท้อนและกระเจิงของคลื่นจากวัสดุรอบข้าง เนื่องจากวัสดุบางชนิดต้องการการวัดทดสอบโดยไม่ทำลายจึงมีการพัฒนาการวัดทดสอบโดยไม่ทำลาย [6] โดยการวัดสนามไฟฟ้าที่สะท้อนและกระเจิงจากวัสดุในช่วงความถี่แถบกว้างซึ่งช่วยลดปัญหาคำตอบปลอมปนได้ เทคนิคนี้ให้ผลลัพธ์ที่แม่นยำและเหมาะกับการวัดวัสดุที่เป็นแผ่นซ้อนกันหลายๆชั้น อีกเทคนิคหนึ่งเป็นการใช้เรดาร์โดยปรับความถี่ไมโครเวฟเป็นขั้นๆ ทำให้วัดได้ทั้งที่ผิวและที่ระยะลึกจากผิวของวัสดุ [7] ข้อเสียของระบบที่กล่าวนี้คือต้องการการวัดในช่วงความถี่กว้างซึ่งต้องใช้เครื่องมือราคาแพง นอกจากนี้หากความถี่มีให้ใช้อย่างจำกัด การวัดในช่วงความถี่แคบน่าจะเป็นสิ่งที่ต้องการ

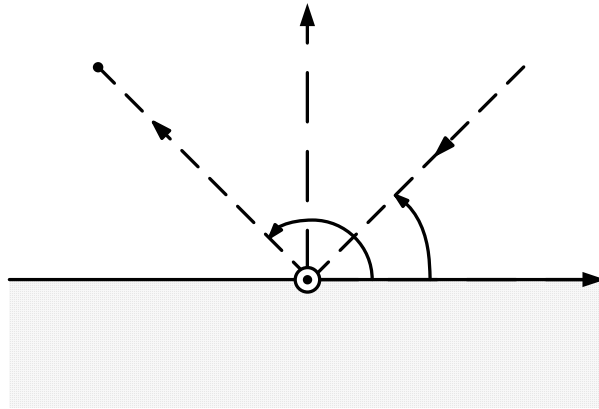
เพื่อตอบสนองความต้องการข้างต้นโดยที่ยังคงให้ความแม่นยำ งานวิจัยนี้จะแสดงระบบการวัดแบบคำนวณย้อนกลับที่ใช้สายอากาศผสมสัญญาณหลักการกึ่งแสงเพื่อวัดคลื่นสะท้อนและกระเจิงในโดเมนของตำแหน่งแทนการวัดในโดเมนของความถี่ ได้วิเคราะห์สาเหตุของความผิดพลาดและเปรียบเทียบระหว่างการวัดในทั้งสองโดเมน ผลลัพธ์แสดงให้เห็นศักยภาพของเทคนิคที่นำเสนอ ที่ให้ความแม่นยำเทียบได้กับการวัดด้วยโพลบไดอิเล็กตริกที่มีขายในท้องตลาด

2. เทคนิคการคำนวณย้อนกลับโดยทำให้เหมาะสมที่สุด

ในส่วนนี้ได้อธิบายถึงหลักการของระบบในการหาค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริกโดยวัดคลื่นสะท้อนจากวัสดุและใช้การคำนวณย้อนกลับที่มีพื้นฐานมาจากวิธีสตีปเปสต์เดสเซนส์ (Steepest descent)

2.1 การคำนวณคลื่นสะท้อนกลับและการเกิดสัญญาณรบกวนแบบสุ่ม

สมมติให้คลื่นระนาบที่มีแอมพลิจูด E_0 แพร่กระจายจากอวกาศว่างที่มีค่าคงที่การแพร่กระจาย k_0 ตกกระทบทำมุมเอียงบนตัวกลางไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียเนื้อเดียวขนาดกึ่งอนันต์ทำมุม ϕ_{inc} ดังรูปที่ 1 การวิเคราะห์สนามไฟฟ้าที่สะท้อนตัวกลาง ณ จุดสังเกต $P(r, \phi)$ ในกรณีที่มีการโพลาไรซ์แบบตั้งฉากและขนาน สามารถกำหนดได้ดังนี้



รูปที่ 1 โครงสร้างปัญหาของคลื่นสะท้อน

$$\bar{E}_{per}^r = \hat{a}_z R_{per} E_0 e^{jk_0 r \cos(\phi_{inc} + \phi)} \quad (1)$$

$$\bar{E}_{par}^r = (-\hat{a}_x \cos \phi + \hat{a}_y \sin \phi) R_{par} E_0 e^{jk_0 r \cos(\phi_{inc} + \phi)} \quad (2)$$

โดย R_{per} และ R_{par} คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนของตัวกลางไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสีย ในกรณีที่มีการโพลาไรซ์แบบตั้งฉากและขนานตามลำดับ สัมประสิทธิ์การสะท้อนทั้งสองกรณีสามารถกำหนดได้ดังนี้

$$R_{per}(\phi_{inc}) = \frac{\sin \phi_{inc} - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \phi_{inc}}}{\sin \phi_{inc} + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \phi_{inc}}} \quad (3)$$

$$R_{par}(\phi_{inc}) = \frac{-\epsilon_r \sin \phi_{inc} + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \phi_{inc}}}{\epsilon_r \sin \phi_{inc} + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \phi_{inc}}} \quad (4)$$

โดย ϵ_r คือค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของตัวกลางไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสีย ซึ่งเป็นฟังก์ชันของค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ϵ_r' และตัวประกอบการสูญเสีย ϵ_r'' โดยตัวประกอบการสูญเสียเท่ากับ $\sigma/\omega\epsilon_0$ โดย ω คือความถี่เชิงมุม สัญญาณรบกวนแบบสุ่มจากแหล่งกำเนิดภายนอกสามารถผ่านเข้ามาในระบบหรือสามารถเกิดขึ้นในระบบได้เอง ซึ่งจะมีผลกระทบต่อความถูกต้อง

ของการวัดคลื่นสะท้อนที่ได้ คลื่นสะท้อนที่ถูกบกรวนโดยสัญญาณรบกวนแบบสุ่ม $\bar{E}_{noise}^r$ สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$\bar{E}_{noise}^r = \bar{E}^r + \bar{E}_{noise} \quad (5)$$

โดย $\bar{E}^r$ คือคลื่นสะท้อนคำนวณจากสมการ (1) และ (4) และ $\bar{E}_{noise}$ คือเทอมของสัญญาณรบกวนแบบสุ่ม

2.2 เทคนิคการคำนวณย้อนกลับที่มีพื้นฐานจากวิธีสตีปเพลสต์เดสเซนต์

เทคนิคการคำนวณย้อนกลับคือขั้นตอนการวิเคราะห์ข้อมูลซึ่งเป็นการหาค่าคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของตัวกลาง โดยใช้เทคนิคของการทำให้เหมาะที่สุดในการประมาณค่าของฟังก์ชันสมรรถนะ (Performance function) หลังจากนั้นพารามิเตอร์ของฟังก์ชันสมรรถนะ ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างฟังก์ชันที่ต้องการ (Desired function) และฟังก์ชันที่ประมาณค่า (Approximated function) จะถูกปรับโดยการคำนวณให้มีความผิดพลาดน้อยที่สุด ในโดเมนของตัวแปรอิสระพร้อมๆ กัน ซึ่ง ณ ที่นี้ฟังก์ชันที่ต้องการคือข้อมูลที่ได้จากการจำลองแบบหรือได้จากการทดลองวัดค่า และฟังก์ชันที่ประมาณค่าคือข้อมูลที่ได้จากการคำนวณจากสูตรสมการที่กำหนดขึ้น เทคนิคของการทำให้เหมาะที่สุดที่ได้รับการพัฒนามีอยู่หลายวิธี ซึ่งฟังก์ชันสมรรถนะก็มีอยู่หลายแบบขึ้นอยู่กับรูปแบบของปัญหาที่พิจารณา จาก [8] พบว่า ฟังก์ชันสมรรถนะยกกำลังสองทำให้ความผิดพลาดของเวกเตอร์พารามิเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว จากการศึกษาพบว่าฟังก์ชันสมรรถนะที่เหมาะสมกับปัญหานี้ที่นำเสนอในหัวข้อนี้คือผลบวกของค่าสัมบูรณ์ของผลต่างระหว่างค่าที่จำลองแบบและค่าที่คำนวณ ซึ่งก็คือส่วนจริงและส่วนจินตภาพของคลื่นสะท้อน ผลที่ได้จากการจำลองแบบ ($\bar{E}_{Sim}^r$) ได้จาก [9] ส่วนผลการคำนวณ ($\bar{E}_{Cal}^r$) ได้จากสมการที่ (1) ถึง (5) ดังนั้นฟังก์ชันสมรรถนะ Q_1 และ Q_2 สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$Q_1(\bar{X}, \omega_j) = \sum_{j=1}^L \left| \left[\text{Re}[\bar{E}_{Sim}^r(\omega_j)] - \text{Re}[\bar{E}_{Cal}^r(\bar{X}, \omega_j)] \right] \right| \quad (6)$$

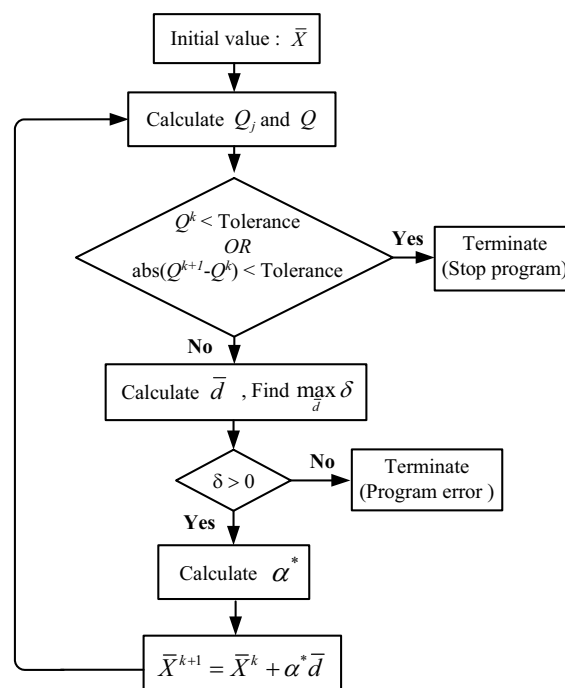
$$Q_2(\bar{X}, \omega_j) = \sum_{j=1}^L \left| \left[\text{Im}[\bar{E}_{Sim}^r(\omega_j)] - \text{Im}[\bar{E}_{Cal}^r(\bar{X}, \omega_j)] \right] \right| \quad (7)$$

โดย $\bar{X}$ คือเวกเตอร์พารามิเตอร์ได้แก่ ε_r' และ ε_r'' และ ω_j คือตัวแปรอิสระอันดับที่ j^{th} ของจุดการชักตัวอย่าง L ซึ่ง ω_j เป็นตัวแปรทั้งในโดเมนเชิงความถี่หรือตำแหน่ง ฟังก์ชันสมรรถนะทั้งหมดคือผลรวมของแต่ละฟังก์ชันสมรรถนะ ซึ่งจะทำให้เหมาะสมพร้อมๆกัน โดยนิยามได้ดังนี้

$$Q(\bar{X}, \omega_j) = Q_1(\bar{X}, \omega_j) + Q_2(\bar{X}, \omega_j) \quad (8)$$

ฟังก์ชันสมรรถนะจะถูกทำให้เหมาะสมเพื่อหาฟังก์ชันที่น้อยที่สุด การหาอนุพันธ์อันดับที่หนึ่งของฟังก์ชันที่จุดใดๆแสดงให้เห็นถึงทิศทางของการเพิ่มขึ้นมากที่สุดของค่าของฟังก์ชัน ดังนั้นค่าต่ำสุดของฟังก์ชันจะมีทิศตรงกันข้าม ซึ่งจะเรียกว่า ทิศการค้นหาในทางลดระดับ(Descent search direction) [10] โดยนิยามได้ดังนี้

$$\bar{d} = -\nabla Q(\bar{X}, \omega_j) \quad (9)$$

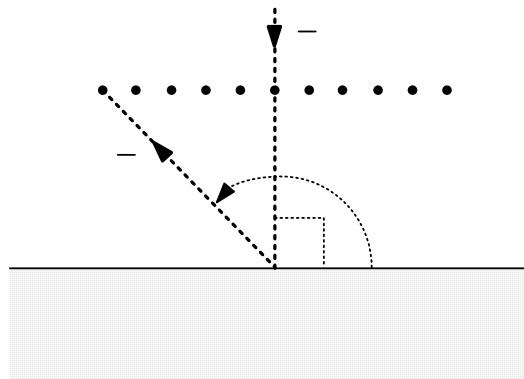


รูปที่ 2 ผังงาน โปรแกรมของการคำนวณย้อนกลับ

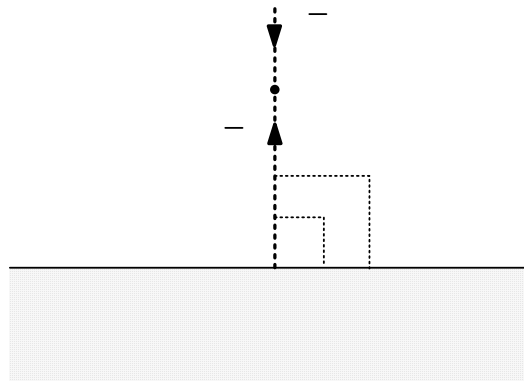
การโปรแกรมเชิงเส้น(Linear programming)ใช้เพื่อแก้ปัญหาให้เป็นไปตามเงื่อนไข $\max_d \delta$ และ $\|\vec{d}\| \geq \delta$ และ $0 \leq \|\vec{d}\| \leq 1$ โดย $\|\cdot\|$ คือเมตริกซ์นอร์ม(Norm of matrix) ฟังก์ชันโปรแกรมแสดงดังรูปที่ 2 ในกรณีที่ $\delta \leq 0$ นั้นก็เกิดความผิดพลาดขึ้นทำให้การคำนวณยุติ การคำนวณจะเริ่มต้นใหม่หลังจากเปลี่ยนแปลงค่าเริ่มต้น(Initial value) หรือฟังก์ชันสมรรถนะแล้ว ในกรณีที่ $\delta > 0$ การคำนวณยังดำเนินต่อไปและความยาวแบบขั้น(Step length) α^* ซึ่งเป็นค่าบวกและหาได้จากแต่ละครั้งของการคำนวณฟังก์ชันสมรรถนะโดยใช้วิธีบาวดิ้งเฟส(Bounding phase method) และการคำนวณโกลเดนเซคชันเสิร์ช(Golden section search calculation) [10] ทิศการค้นหามุ่งในทางลดระดับและความยาวแบบขั้นใช้คำนวณเวกเตอร์พารามิเตอร์ หากค่าฟังก์ชันสมรรถนะของเวกเตอร์พารามิเตอร์มีค่ามากกว่าการคำนวณในรอบก่อนหน้า ความยาวแบบขั้นก็จะถูกลดค่าลงให้เหมาะสมแล้วจึงคำนวณเวกเตอร์พารามิเตอร์ใหม่ ถ้าค่าเวกเตอร์พารามิเตอร์ทำให้ฟังก์ชันสมรรถนะคำนวณได้ค่าน้อยกว่าการคำนวณในรอบก่อนหน้า โปรแกรมก็จะดำเนินการคำนวณซ้ำในรอบถัดไปจนกระทั่งความผิดพลาด(ค่าของฟังก์ชันสมรรถนะรวม)มีค่าน้อยกว่าค่าที่กำหนดไว้หรือความผิดพลาดสัมพัทธ์ไม่เปลี่ยนแปลง ซึ่งเวกเตอร์พารามิเตอร์ที่คำนวณได้ในขั้นตอนนี้อถือว่าเป็นค่าที่ยอมรับได้จากเทคนิคการคำนวณย้อนกลับที่นำเสนอดังกล่าว

3 การวิเคราะห์เทคนิคการคำนวณย้อนกลับโดยการทำให้เหมาะสมที่สุด

3.1 การเปรียบเทียบผลการคำนวณจากโดเมนเชิงความถี่และเชิงพื้นที่



ก)



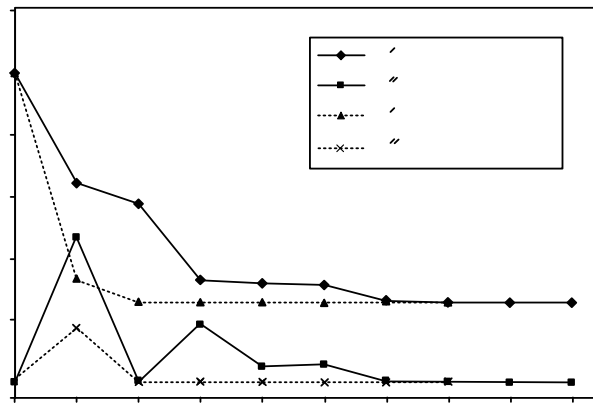
ข)

รูปที่ 3 โครงสร้างปัญหาที่คำนวณสนามไฟฟ้าสะท้อนโดยการทำให้เหมาะสมที่สุด

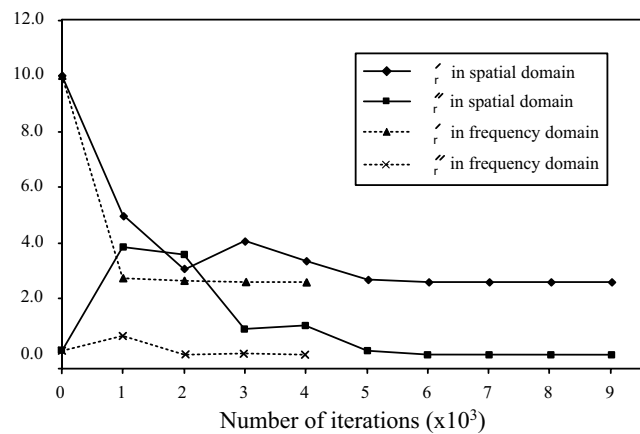
ก) โดเมนเชิงพิกัด

ข) โดเมนเชิงความถี่

การเปรียบเทียบค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่าแฟกเตอร์ความสูญเสียของตัวกลางไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียเนื้อเดียวแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของอัลกอริทึมที่ใช้ในการคำนวณ ในกรณีของการจำลองแบบในโดเมนเชิงพิกัด ตำแหน่งของสายอากาศรับคลื่นจะถูกกำหนดโดย (r, ϕ) ซึ่ง r คือระยะทางของจุดสังเกตมีหน่วยเป็นเมตร และ ϕ คือมุมของการสะท้อนมีหน่วยเป็นองศา การคำนวณในโดเมนเชิงพิกัดได้กำหนดจุดสังเกตไว้ 11 จุดในแนวเส้นตรง ซึ่งมีพิกัดดังนี้คือ (1.56,40), (1.31,50), (1.15,60), (1.06,70), (1.01,80), (1.00,90), (1.01,100), (1.06,110), (1.15,120), (1.31,130) และ (1.56,140) ดังรูปที่ 3ก) โดยกำหนดให้ความถี่คงที่ที่ 10 GHz [9] กรณีของการคำนวณการจำลองแบบในโดเมนเชิงความถี่ ดังรูปที่ 3ข) กำหนดให้ตำแหน่งคงที่ที่ระยะของจุดสังเกตเท่ากับ 1 เมตรและมุมสะท้อนเป็น 90 องศา ซึ่งเปลี่ยนแปลงความถี่ 11 ค่าดังนี้คือ 8.0, 8.4, 8.8, 9.2, 9.6, 10.0, 10.4, 10.8, 11.2, 11.6 และ 12.0 GHz เพื่อทดสอบสมรรถนะการคำนวณของอัลกอริทึม สำหรับค่าจำลองแบบที่ใช้การคำนวณได้กำหนดตาม [9] ซึ่งค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.6 และค่าแฟกเตอร์ความสูญเสียเท่ากับ 3.0×10^{-4} ค่าการผ่อนผัน (Tolerance) ของการคำนวณกำหนดไว้ที่ 10^{-6}



ก)



ข)

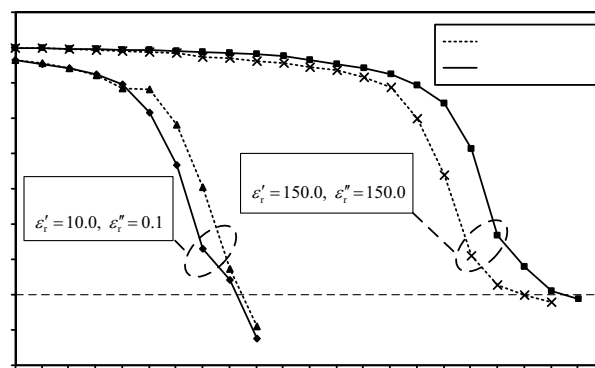
รูปที่ 4 ผลการทำให้เหมาะที่สุดของค่าสภาพยอมเชิงซ้อนสัมพัทธ์ในโดเมนเชิงความถี่และโดเมนเชิงพิคค เมื่อกำหนดค่าเริ่มต้นเป็นค่า $\epsilon'_r = 10.0$ และค่า $\epsilon''_r = 0.1$

ก) โพลาริซ์แบบตั้งฉาก

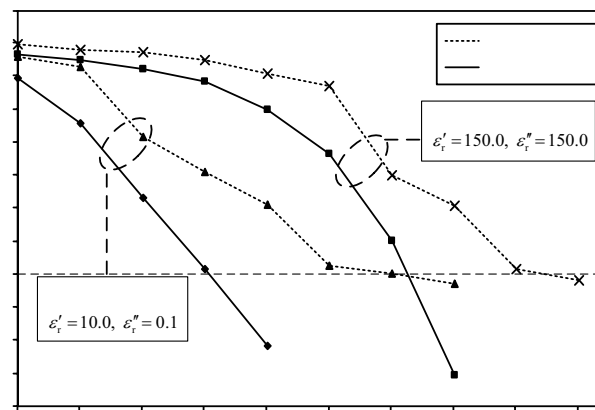
ข) โพลาริซ์แบบขนาน

รูปที่ 4 แสดงค่าการเปลี่ยนแปลงผลการทำให้เหมาะที่สุดของค่าสภาพยอมเชิงซ้อนสัมพัทธ์ต่อจำนวนการคำนวณแบบวนซ้ำในโดเมนเชิงความถี่และเชิงพิคค เมื่อกำหนดค่าเริ่มต้นเป็นค่า $\epsilon'_r = 10.0$ และค่า $\epsilon''_r = 0.1$ จากผลการจำลองแบบพบว่า การคำนวณทั้งในโดเมนเชิงความถี่และเชิงพิคคสามารถคำนวณแล้วเข้าสู่ค่าจริงได้เหมือนกัน เมื่อพิจารณาสนามไฟฟ้าที่มีโพลาริซ์แบบตั้งฉาก จำนวนรอบของการคำนวณแบบวนซ้ำของโดเมนเชิงความถี่และเชิงพิคคจะใกล้เคียงกันได้ แต่ในกรณีสนามไฟฟ้าที่มีโพลาริซ์แบบขนาน จำนวนรอบของการคำนวณแบบวนซ้ำของโดเมนเชิงพิคคจะมากกว่าประมาณสองเท่าของโดเมนเชิงความถี่

Relative permittivity



ก)



ข)

Error

10^2
 10^0
 10^{-2}
 10^{-4}
 10^{-6}
 10^{-8}

รูปที่ 5 ค่าความผิดพลาดของผลการทำให้เหมาะที่สุดของฟังก์ชันสมรรถนะรวม

ก) โดเมนเชิงพีคัด

ข) โดเมนเชิงความถี่

รูปที่ 5 แสดงการเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดของการกำหนดค่าเริ่มต้นในการคำนวณที่ใกล้เคียงและไกลจากค่าจริง กรณีการคำนวณในโดเมนเชิงพีคัด ตามรูปที่ 5ก) สนามไฟฟ้าทั้งโพลาริซ์แบบขนานและตั้งฉากจะมีจำนวนการคำนวณแบบวนซ้ำที่เท่ากัน แต่การคำนวณในโดเมนเชิงพีคัดมีจำนวนการคำนวณแบบวนซ้ำเป็นสองเท่าของการคำนวณในโดเมนเชิงความถี่ โดยผลการคำนวณของทั้งสองโพลาริซ์ในแต่ละโดเมนนั้น ไม่แตกต่างกันอย่างชัดเจน ถ้ากำหนดค่าเริ่มต้นของการคำนวณให้ไกลกว่าค่าตอบค่าจริงมาก ๆ จะต้องใช้เวลาในการคำนวณวนซ้ำนาน ซึ่งเวลาที่ใช้ในการทำให้เหมาะที่สุดสำหรับการคำนวณทั้งสองโดเมนนั้นน้อยกว่า 1 วินาที โดยใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ที่มีหน่วยประมวลผลกลางเป็น Pentium III ความเร็ว 667 MHz และมีหน่วยความจำแรม 256 MB

3.2 จำนวนและระยะระหว่างสายอากาศ

ในทางปฏิบัติ ต้องการพัฒนาเป็นระบบไมโครคอนโทรลเลอร์แทนการใช้คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล เนื่องจากอัลกอริทึมที่มีการรู้เข้าของการคำนวณที่รวดเร็วซึ่งเป็นประโยชน์ จากตารางที่ 1 แสดงการเปรียบเทียบจำนวนของการคำนวณซ้ำเมื่อจำนวนสายอากาศที่รับสัญญาณที่ความถี่ 19.3 GHz เปลี่ยนแปลงไป พบว่าเมื่อขั้นตอนของการทำให้เหมาะที่สุดจบลง ค่าความผิดพลาดของการคำนวณค่า ε_r' จะเท่ากับ 0 % ในขณะที่ผลการคำนวณค่า ε_r'' จะมีความผิดพลาดประมาณ 1 % อย่างไรก็ตามพบว่าเมื่อจำนวนสายอากาศที่รับคลื่นมีจำนวนน้อยลงจะทำให้จำนวนรอบของการคำนวณแบบวนซ้ำเพิ่มขึ้น เช่น เมื่อจำนวนสายอากาศเท่ากับ 2 ต้องคำนวณแบบวนซ้ำ 16,000 รอบ ค่าความผิดพลาดของการคำนวณค่า ε_r' และ ε_r'' จะเท่ากับ 0% และ 0.74% ตามลำดับ

ตารางที่ 1 อิทธิพลของจำนวนสายอากาศที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบ

จำนวนสายอากาศ (ตัว)	จำนวนรอบของการ คำนวณแบบวนซ้ำ	ความผิดพลาด ของ ε_r' (%)	ความผิดพลาด ของ ε_r'' (%)
2	16,000	0.00	0.74
4	12,000	0.00	0.89
6	7,000	0.00	0.35
8	4,000	0.00	0.48

จากผลการคำนวณในตารางที่ 2 แสดงให้เห็นว่าระยะระหว่างสายอากาศไม่ได้ทำให้ค่าความผิดพลาดและจำนวนของการคำนวณแบบวนซ้ำเปลี่ยนแปลงอย่างมีนัยสำคัญ นั่นคือเมื่อระยะระหว่างสายอากาศเปลี่ยนแปลงจาก 0.5λ ถึง 1.0λ จะมีจำนวนของการคำนวณแบบวนซ้ำจาก 14,000 ถึง 16000 รอบ

ตารางที่ 2 อิทธิพลของระยะระหว่างสายอากาศที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบ

ระยะระหว่าง สายอากาศ (λ)	จำนวนรอบของการ คำนวณแบบวนซ้ำ	ความผิดพลาด ของ ε_r' (%)	ความผิดพลาด ของ ε_r'' (%)
0.5	15,000	0.00	0.00
0.6	16,000	0.00	0.00
0.7	15,000	0.00	0.00
0.8	16,000	0.00	0.00
0.9	14,000	0.00	0.00
1.0	15,000	0.00	0.00

3.3 ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

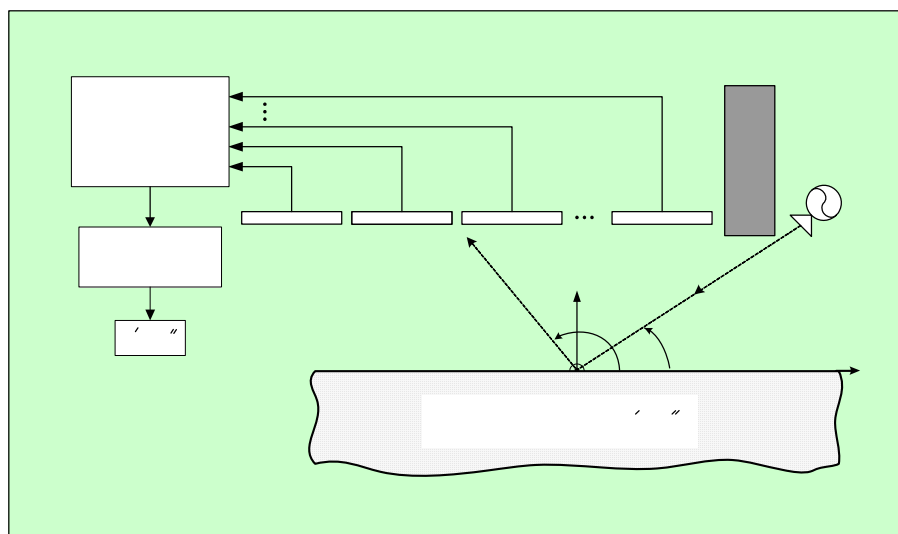
ตารางที่ 3 อิทธิพลของอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบ

ค่าอัตราส่วนของสัญญาณ ต่อสัญญาณรบกวน(dB)	ความผิดพลาด ของ ε_r' (%)	% ความผิดพลาด ของ ε_r'' (%)
20.00	0.86	1.22
16.99	5.17	9.54
15.23	9.37	17.74
13.98	17.74	45.49
13.01	33.70	102.45

เมื่อสัญญาณรบกวนแบบสุ่มสามารถสอดแทรกเข้ามาในระบบจากแหล่งกำเนิดภายนอกหรือสามารถเกิดขึ้นในระบบได้เอง มันจึงมีอิทธิพลต่อผลการวัดค่าของการสะท้อนของสนามไฟฟ้า ดังนั้นการศึกษาผลของสัญญาณรบกวนในการออกแบบระบบการทดสอบจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง คลื่นสะท้อนที่ถูกรบกวนโดยสัญญาณรบกวนแบบสุ่ม $\bar{E}_{noise}^r$ สามารถหาได้จากสมการที่ 5 ตารางที่ 3 แสดงผลของการทำให้เหมาะที่สุดโดเมนเชิงพิกัดที่เปลี่ยนแปลงค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน จากผลการคำนวณพบว่าจำนวนสายอากาศเพียง 2 ตัวก็ทำให้ผลการคำนวณที่ได้มีความแม่นยำโดยจำนวนรอบของการคำนวณแบบวนซ้ำไม่มากเกินไป กำหนดค่าเริ่มต้นเท่ากับค่า $\varepsilon_r' = 10.0$ และค่า $\varepsilon_r'' = 0.1$ ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่าแฟคเตอร์การสูญเสียถูกนิยามคือผลต่างระหว่างข้อมูลที่ได้จากการคำนวณและการจำลองแบบ ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าระดับของสัญญาณรบกวนแบบสุ่มของคลื่นสะท้อนมีอิทธิพลต่อความแม่นยำของค่าที่คำนวณได้ นั่นคือเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่าแฟคเตอร์การสูญเสียขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณรบกวน ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่มากกว่า 16.99 dB ทำให้ค่าความผิดพลาดที่ได้จากการคำนวณของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่าแฟคเตอร์การสูญเสียน้อยกว่า 10% ในการออกแบบระบบการทดสอบจึงต้องคำนึงถึงระดับของสัญญาณรบกวนและกำลังงานของคลื่นวิทยุที่เพียงพอในการใช้งานเพื่อให้ผลการคำนวณโดยทำให้เหมาะที่สุดมีความถูกต้องแม่นยำ

4. การออกแบบระบบสำหรับการวัดสนามสะท้อนเพื่อการคำนวณย้อนกลับ

แบบจำลองของระบบการวัดสนามสะท้อนจากตัวกลางที่ทดสอบเพื่อการคำนวณย้อนกลับ โดยการทำให้อยู่ในรูปที่แสดงดังรูปที่ 6 มอดูเลเตอร์ (Tx) จะส่งสัญญาณที่มีความถี่ 19.3 GHz ไปยังตัวกลางที่ทดสอบ สัญญาณจะสะท้อนเข้าสู่สายอากาศรับ N ตัว สัญญาณที่ได้รับได้จากสายอากาศจะเป็นค่าเชิงซ้อนที่มีทั้งขนาดและเฟส ซึ่งจะนำสัญญาณนี้เข้าสู่อัลกอริทึมของการคำนวณย้อนกลับ โดยการทำให้อยู่ในรูปที่มีพื้นฐานจากวิธี Steepest descent ซึ่งเป็นการคำนวณแบบวนซ้ำให้ได้ค่าความผิดพลาดระหว่างค่าของสัญญาณที่วัดได้กับสัญญาณที่คำนวณจากสมการที่มีค่าต่ำที่สุด เพื่อหาค่าของ ε'_r และ ε''_r ของตัวกลางที่ทดสอบ

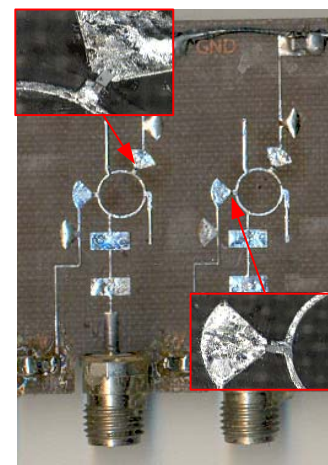
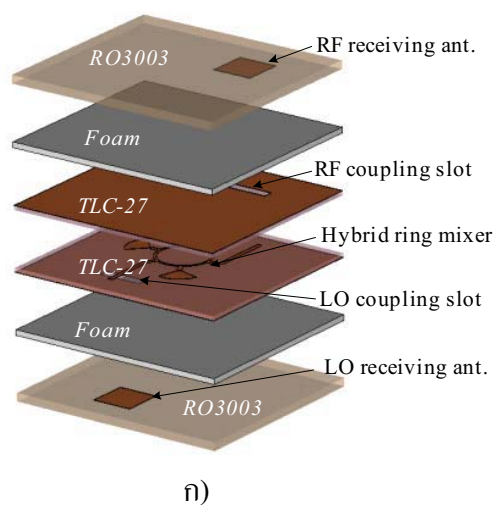


รูปที่ 6 โครงสร้างของระบบการวัดสนามสะท้อนจากตัวกลางที่ทดสอบเพื่อการคำนวณย้อนกลับ โดยการทำให้อยู่ในรูปที่แสดง

สำหรับเทคนิคการวัดสนามสะท้อนเพื่อการคำนวณย้อนกลับในโดเมนเชิงพื้นที่ เมื่อมีจำนวนของสายอากาศรับสัญญาณหลายจุด ปัญหาเรื่องการสูญเสียในระบบป้อนสัญญาณของระบบ โครงข่ายจึงเป็นสิ่งที่สามารถลดทอนประสิทธิภาพของระบบโดยรวมอย่างมีนัยสำคัญ ทางออกหนึ่งที่มีประสิทธิภาพของการแก้ปัญหาดังกล่าวนี้คือ การแปลงความถี่ของสัญญาณลงมาที่ความถี่ต่ำกว่าโดยมีออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องในการชิงโครโนซ์สายอากาศรับสัญญาณหลายตัวเพื่อแปลงความถี่ลงมาที่ความถี่กลาง มิกเซอร์สายอากาศกึ่งแสง (Quasi-optical antenna-mixers) ได้ถูกนำเสนอสำหรับการกวาดลำคลื่น (Beam scanning) โดยไม่ต้องใช้วงจรเลื่อนเฟสดังนั้นระบบที่ทำงานที่ความถี่สูงและมีความสูญเสียต่ำจึงเป็นไปได้ [11] ซึ่งระบบจะใช้ออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องเพียงชุดเดียว จึงสามารถวัดความถี่กลางของสายอากาศแต่ละตัวได้ ความแม่นยำของผลการวัดของระบบจะขึ้นอยู่กับความแม่นยำของการวัดสัญญาณความถี่กลางสำหรับส่งต่อไปยังการ

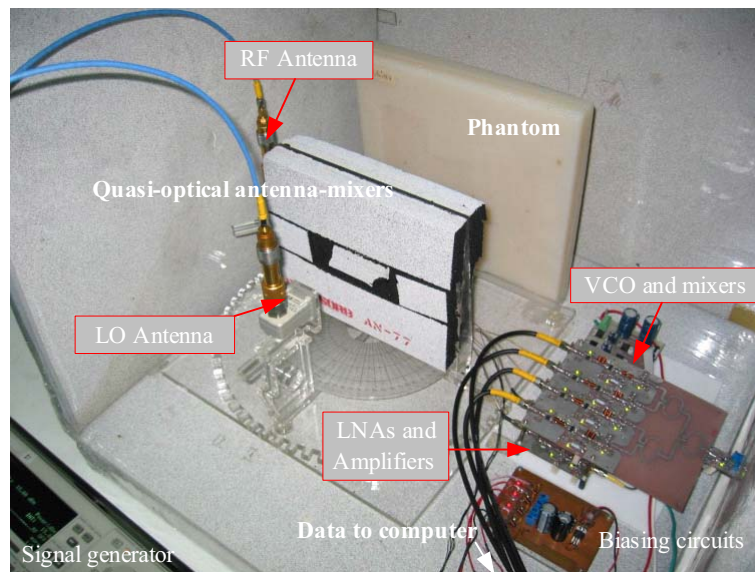
คำนวณย้อนกลับโดยทำให้เหมาะที่สุดเพื่อหาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุที่ทดสอบ ดังแสดงในรูปที่ 7 ในการจัดการทดลองได้ใช้ HP 83640B เป็นตัวกำเนิดสัญญาณความถี่ 19.3 GHz และใช้ Agilent 83630B เป็นตัวกำเนิดสัญญาณออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องความถี่ 19.25 GHz สำหรับขนาดและเฟสของความถี่กลางที่ความถี่ 50 MHz สามารถวัดได้โดยออสซิลโลสโคป Tektronix TDS 3032 ซึ่งสัญญาณที่ได้ดังกล่าวจะนำไปคำนวณย้อนกลับโดยการทำให้เหมาะที่สุดเพื่อหาค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของตัวกลางที่ทดสอบต่อไป

5. การทดลองโดยเทคนิคการคำนวณย้อนกลับจากสนามไฟฟ้าที่สะท้อนจากตัวกลางที่ทดสอบ



รูปที่ 7 อุปกรณ์มิกเซอร์สายอากาศ

ก) โครงสร้างของสายอากาศ ข) วงจรมิกเซอร์วงแหวนไฮบริด



รูปที่ 8 การจัดระบบการทดสอบ

จากผลการวิเคราะห์การปรับพารามิเตอร์ทางกายภาพทำให้ได้เงื่อนไขในการสร้างระบบการทดลองที่ความถี่ 19.3 GHz โดยโครงสร้างของสายอากาศรับสัญญาณได้ใช้ชุดสายอากาศรับที่เป็นมิกเซอร์สายอากาศกิ่งแสงดังรูปที่ 7 ซึ่งสามารถแก้ปัญหาของการสูญเสียในสายส่งได้ ในรูปที่ 7ก) แสดงให้เห็นโครงสร้างของสายอากาศรับที่เป็นสายอากาศแพทช์ และระบบการป้อนสัญญาณดังรูปที่ 7ข) การจัดเตรียมระบบทดสอบได้จัดอยู่ในระบบที่มีการป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายนอกตามรูปที่ 8 โดยวัสดุที่ทดสอบเป็นสารเนื้อเทียม (Agar phantom) ที่มีขนาด $30 \times 30 \times 1$ ลูกบาศก์เซนติเมตร ซึ่งมีขั้นตอนการทำการแสดงไว้ในภาคผนวก ภาคส่งคลื่นได้ส่งสัญญาณที่กำลังขนาด +15 dBm ซึ่งเป็นระดับที่พอเพียงในการเอาชนะสัญญาณรบกวนที่ได้จากการวิเคราะห์จากบทที่ 3 คือ SNR เท่ากับ +13 dB สายอากาศรับที่เป็นมิกเซอร์สายอากาศกิ่งแสง 2 ตัวจะรับสัญญาณที่มีโพลาไรซ์แบบขนานที่สะท้อนมาจากวัสดุที่ทดสอบ สายอากาศออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องจะอยู่ห่างจากกึ่งกลางของมิกเซอร์สายอากาศในระยะ 7 เซนติเมตร สายอากาศส่งจะอยู่ห่างจากสารเนื้อเทียมที่ทดสอบ 13 เซนติเมตรโดยทำมุม 60 องศา และสารเนื้อเทียมอยู่ห่างจากมิกเซอร์สายอากาศในระยะ 18 เซนติเมตร ค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของสารเนื้อเทียมจะแปรผันตามส่วนผสมโดยเฉพาะผงวุ้น (Agar powder) สำหรับสารเนื้อเทียมได้จัดเตรียมไว้ 2 ตัวอย่าง ซึ่งมีค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ $\epsilon'_r - j\epsilon''_r$ ดังนี้ ตัวอย่างที่ 1 เป็น $29.36 - j21.08$ และตัวอย่างที่ 2 เป็น $39.19 - j31.86$ ซึ่งทราบค่าได้โดยการใช้โพรบไดอิเล็กตริกทำการตรวจวัดที่ความถี่ 19.3 GHz สำหรับสัญญาณความถี่วิทยุที่ 19.3 GHz ที่รับได้โดยมิกเซอร์สายอากาศกิ่งแสงจะถูกแปลงลงมาที่ความถี่กลางที่ความถี่ 50 MHz ซึ่งจะมีทั้งขนาดและเฟส สามารถวัดได้โดยออสซิลโลสโคป

Tektronix TDS 3032 ซึ่งสัญญาณที่ได้ดังกล่าวจะนำไปคำนวณย้อนกลับโดยการทำให้เหมาะที่สุดเพื่อหาค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของสารเนื้อเทียมที่ทดสอบต่อไป

ตารางที่ 4 ค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของวัสดุที่ทดสอบและคำนวณย้อนกลับในกรณีที่คลื่นสะท้อนที่วัดได้ไม่ได้ทำการปรับเทียบ

ตัวอย่างลำดับที่	เทคนิคคำนวณย้อนกลับ		โพรบไดอิเล็กตริก		จำนวนรอบที่คำนวณซ้ำ	ความผิดพลาด(%)	
	ϵ_r'	ϵ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''		ϵ_r'	ϵ_r''
1	32.94	25.38	29.36	21.08	46,000	12.2	20.4
2	45.30	39.21	39.19	31.86	34,000	15.6	23.1

ตารางที่ 5 ค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของวัสดุที่ทดสอบและคำนวณย้อนกลับในกรณีที่คลื่นสะท้อนที่วัดได้ทำการปรับเทียบแล้ว

ตัวอย่างลำดับที่	เทคนิคคำนวณย้อนกลับ		โพรบไดอิเล็กตริก		จำนวนรอบที่คำนวณซ้ำ	ความผิดพลาด(%)	
	ϵ_r'	ϵ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''		ϵ_r'	ϵ_r''
1	31.85	23.12	29.36	21.08	20,000	8.5	9.7
2	42.91	35.11	39.19	31.86	18,000	9.5	10.2

ผลการทดสอบได้ทำการวัดค่าสนามไฟฟ้าที่สะท้อนจากสารเนื้อเทียมออกเป็น 2 กรณี คือ กรณีที่ไม่มีการปรับเทียบค่าสนามไฟฟ้าก่อนนำไปคำนวณย้อนกลับดังแสดงในตารางที่ 4 และกรณีที่มีการปรับเทียบค่าสนามไฟฟ้าก่อนนำไปคำนวณย้อนกลับดังแสดงในตารางที่ 5 ซึ่งจากตารางทั้งสองได้แสดงค่าสภาพยอมไฟฟ้าเชิงซ้อนสัมพัทธ์ของสารเนื้อเทียมทั้งสองตัวอย่างและค่าความผิดพลาดที่ได้จากเทคนิคการคำนวณย้อนกลับและวัดจากโพรบไดอิเล็กตริก จากผลดังกล่าวพบว่ากรณีที่มีการปรับเทียบค่าสนามไฟฟ้าก่อนนำไปคำนวณย้อนกลับจะทำให้มีจำนวนครั้งที่มีการคำนวณแบบวนซ้ำน้อยกว่า โดยทั้งสองกรณีใช้เวลาในการคำนวณที่น้อยกว่า 1 วินาทีเมื่อใช้คอมพิวเตอร์ที่มีหน่วยประมวลผล Pentium III ความเร็ว 667 MHz มีหน่วยความจำ RAM 256 MB และมีค่าความผิดพลาดเมื่อเปรียบเทียบกับค่าวัดจากโพรบไดอิเล็กตริกน้อยกว่าด้วย สาเหตุหลักของความผิดพลาดมาจากวัสดุที่ทดสอบมีขนาดจำกัด แต่ในการคำนวณพิจารณาว่าเป็นขนาดอนันต์ สำหรับการทดสอบ กำลังงานของคลื่นวิทยุและออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่องได้กำหนดไว้ที่ +15 dBm กรณีที่กำลังงานของคลื่นวิทยุลดต่ำกว่า +10 dBm จะทำให้ระบบไม่สามารถให้งานได้เนื่องจากมีค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนน้อยเกินไป

6. สรุป

งานวิจัยนี้แสดงการวัดคุณสมบัติของไดอิเล็กตริกด้วยการคำนวณย้อนกลับโดยการวัดในโดเมนของตำแหน่งและใช้สายอากาศผสมสัญญาณหลักการกึ่งแสง ผลการศึกษาแสดงให้เห็นว่าได้ผลแม่นยำทัดเทียมการวัดในโดเมนของความถี่ และพบว่าจำนวนสายอากาศที่ใช้วัดสนามไฟฟ้าขนาดของวัสดุ อัตราส่วนสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวน การแยกโคดเคียวสัญญาณ LO และ RF มีผลต่อเวลาที่ใช้คำนวณและความแม่นยำ เราใช้สายอากาศผสมสัญญาณหลักการกึ่งแสงแบบวงแหวนไฮบริดเพราะมีคุณสมบัติในการแยกโคดเคียวสัญญาณ LO และ RF ได้ดี ผลการวัดทดสอบระบบที่สร้างขึ้นให้ความผิดพลาดจากการวัดมาตรฐานด้วยโพลบไดอิเล็กตริกน้อยกว่า 5% นับว่ามีประโยชน์ในการตรวจสอบวัสดุโดยไม่ทำลาย

เอกสารอ้างอิง

- [1] A.R.V.Hippel, Dielectric Materials and Applications, New York: Wiley, 1954.
- [2] S.Seker and H.Abatary, "New frequency-dependent parametric modeling of dielectric materials," *IntJ.Electron. Commun. (AEU)*, Elsevier, pp.320-327, 2005.
- [3] A.C.Metaxas and R.J.Meredith, Industrial Microwave Heating, Peter Peregrinus, 1988.
- [4] M.S.Venkatesh and G.S.V.Raghavan, "An overview of microwave processing and dielectric properties of agri-food materials," *Biosystems Engineering, Postharvest Technology*, Elsevier, pp.1-18, 2004.
- [5] E.Nyfors and P.Vainikainen, Industrial Microwave Sensor, Boston, MA: Artech House, 1989.
- [6] K.P. Thakur and W.S. Holmes, "Noncontact measurement of moisture in layered dielectrics from microwave reflection spectroscopy using an inverse technique," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, Vol. 52, no.1, pp.76-82, January 2004.
- [7] J.Park and C.Nguyen, "An Ultrawide-Band Microwave Radar Sensor for Nondestructive Evaluation of Pavement Subsurface," *IEEE Sensors Journal*, vol.5, no.5, pp.942-949, Oct. 2005.
- [8] J. Mearnchu, D. Torrungrueng, C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "An inverse technique for dielectric-property determination from reflection measurement in spatial domain," *Proc. of APMC2005, China*, vol. 5, pp. 3051-3054, Dec. 2005.
- [9] K. P. Thakur and W. S. Holmes, "Noncontact measurement of moisture in layered dielectrics from microwave reflection spectroscopy using an inverse technique," *IEEE Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 76-82, Jan. 2004.

- [10] D. Kalyanmoy. **Optimization for Engineering Design: Algorithms and Examples.** New Delhi : Prentice Hall of India Private Limited. 1995.
- [11] M. Krairiksh, A. Mearnchu and C. Phongcharoenpanich, "Nondestructive measurement for mango inspection," Proc. of ISCIT2004, Japan, pp. 646-649, Oct. 2004.

.....