

บทที่ 7

สายอากาศไมโครสตริป (Microstrip antenna)

7.1 บทนำ

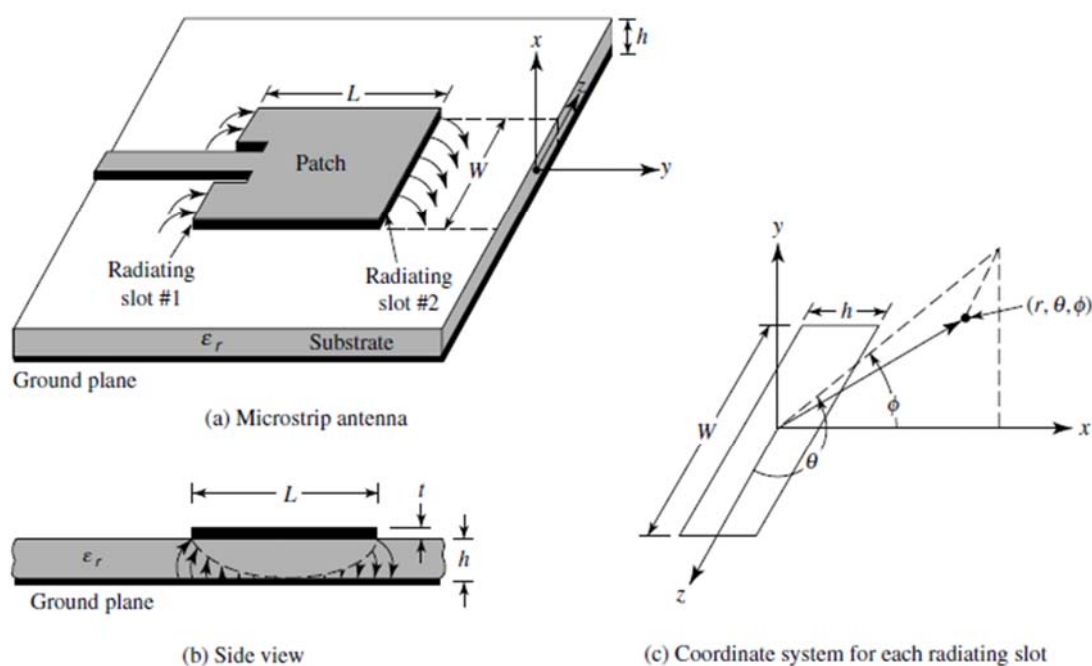
7.2 แพทช์สี่เหลี่ยมผืนผ้า

7.3 แพทช์วงกลม

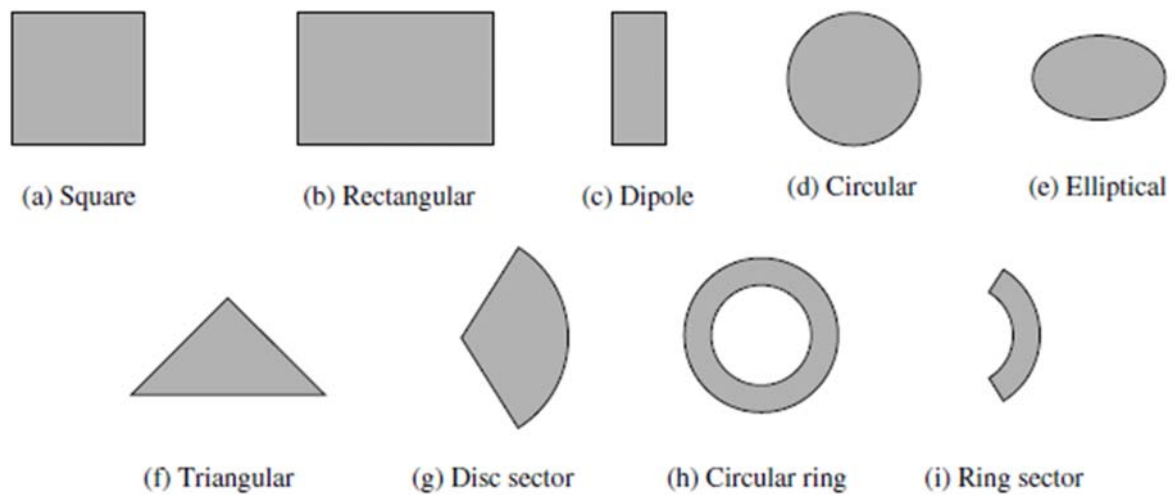
7.4 ตัวประกอบคุณภาพ แบนด์วิดท์ และประสิทธิภาพ

7.5 อินพุตอิมพีแดนซ์

7.1.1 คุณลักษณะเบื้องต้น

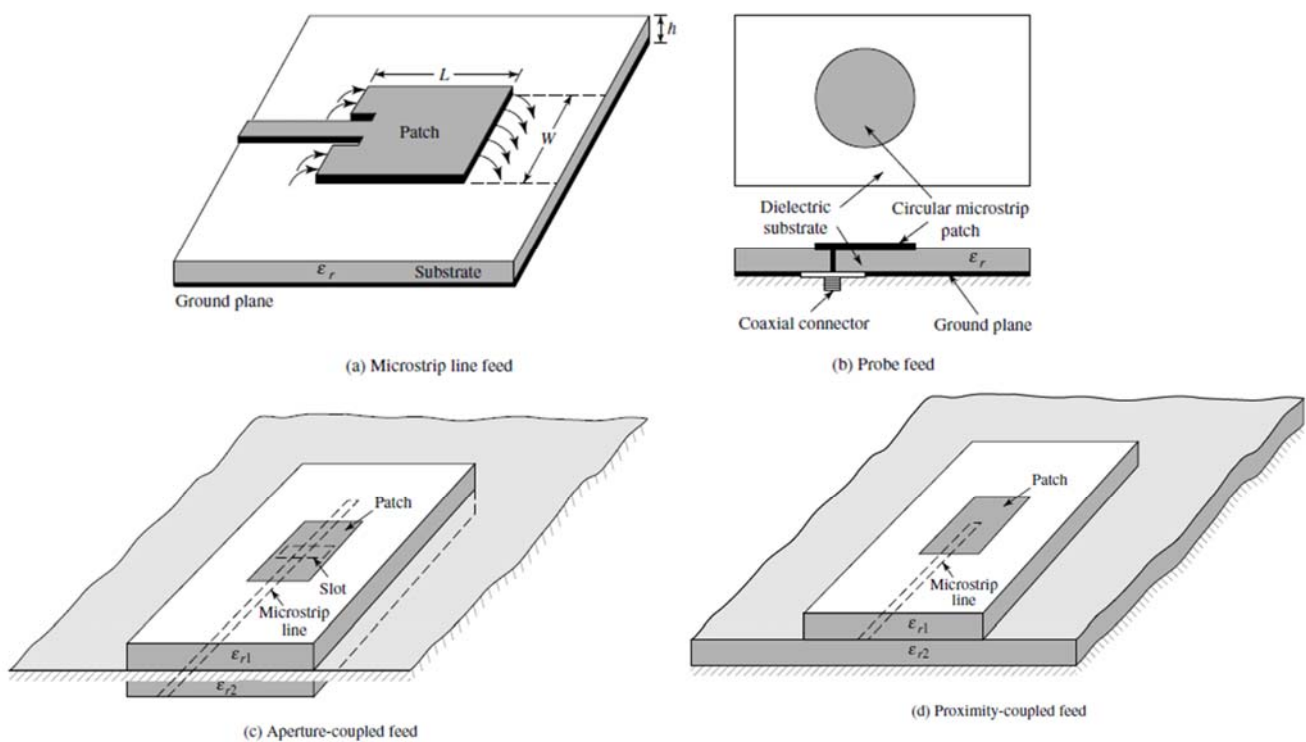


รูปที่ 7.1 สายอากาศไมโครสตริปและระบบโคออดิเนต



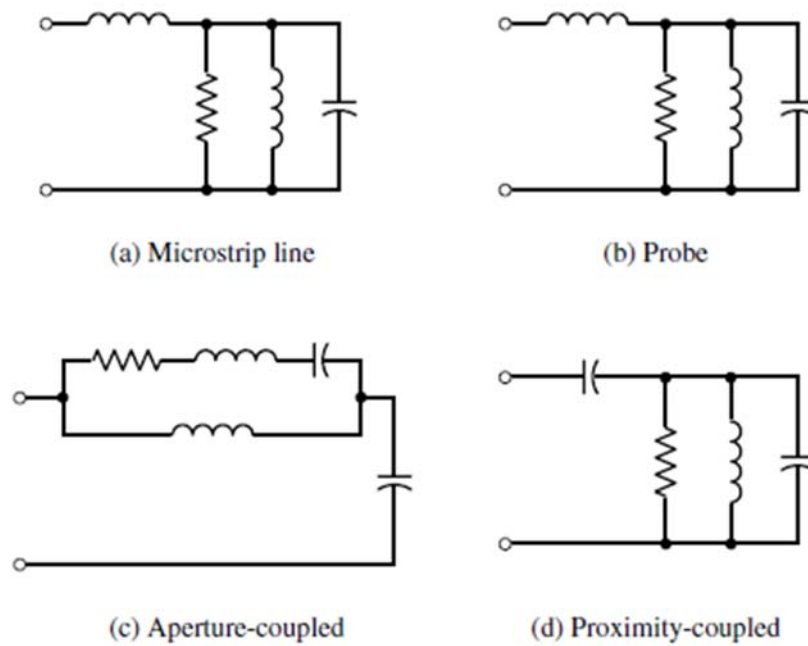
รูปที่ 7.2 รูปร่างของแพทช์ไมโครสตริป

7.1.2 วิธีการป้อนสัญญาณ



รูปที่ 7.3 ชนิดของการป้อนสำหรับสายอากาศไมโครสตริป

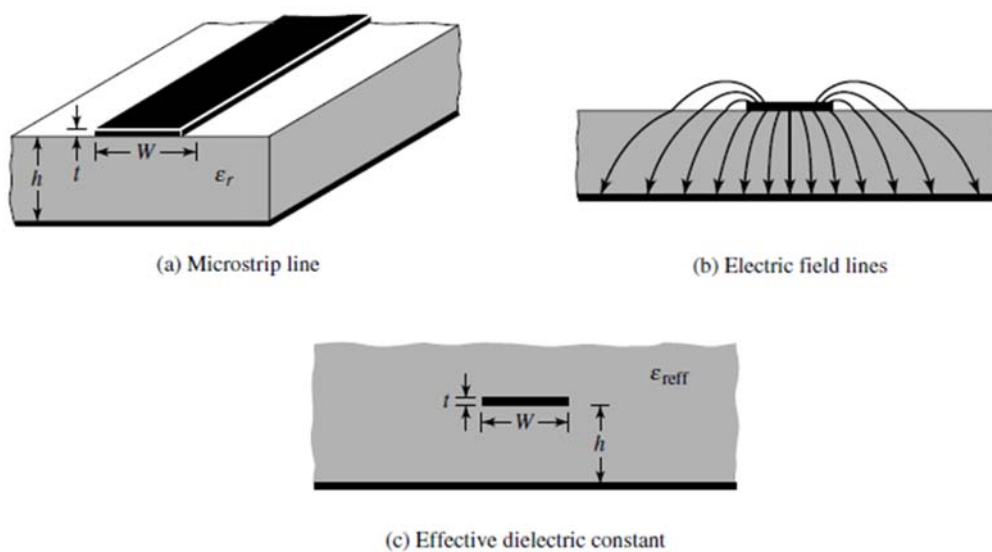
7.1.2 วิธีการป้อนสัญญาณ



รูปที่ 7.4 วงจรสมมูลสำหรับการป้อนรูปที่ 7.3

7.2 แพทช์สี่เหลี่ยมผืนผ้า

7.2.1 แบบจำลองสายนำสัญญาณ



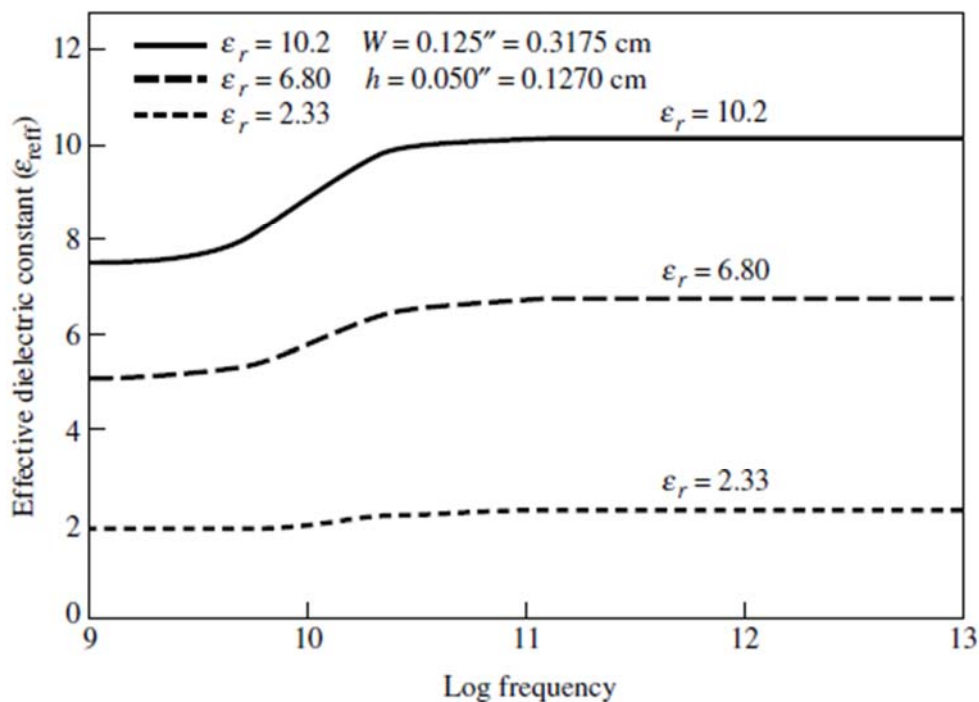
รูปที่ 7.5 สายนำสัญญาณไมโครสตริป เส้นสนามไฟฟ้า และ โครงสร้างค่าคงที่ไดอิเล็กตริก

ก. ผลกระทบของขอบ

เพราะขนาดของแพทช์ที่มีขนาดจำกัดทั้งตามแนวยาวและแนวกว้าง สนามที่ขอบของแพทช์จะเกิดสนามภายในได้ขอบ เนื่องจากการเดินทางของคลื่นบางส่วนในวัสดุฐานรองและบางส่วนในอากาศ โดยค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล ϵ_{reff} (Effective dielectric constant) จึงถูกใช้ในการอธิบายสนามที่ขอบและการแผ่พลังงาน

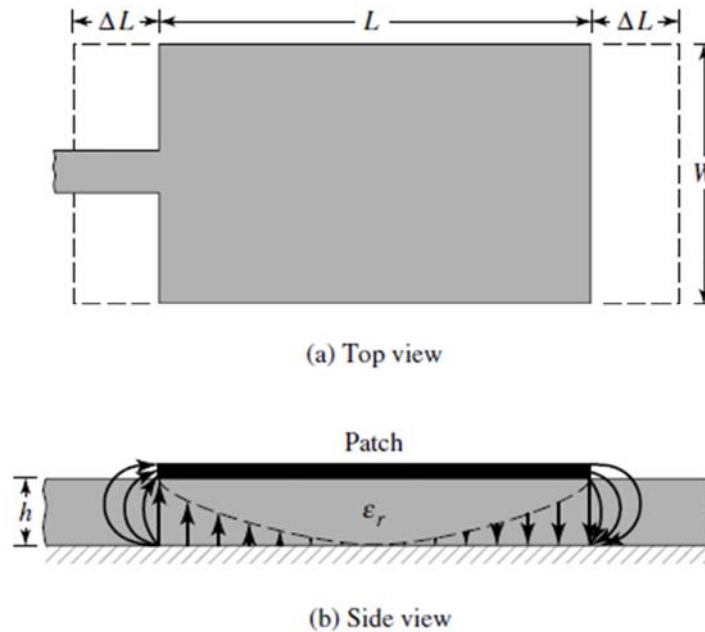
ค่าคงที่ประสิทธิผลนิยามโดย ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุ ไดอิเล็กตริกสม่ำเสมอซึ่งเส้นสนามไฟฟ้างดแสดงในรูปที่ 7.5(ค) มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าแบบเดียวกันกับค่าคงที่การแผ่พลังงานในทางปฏิบัติ เหมือนเส้นสนามจริงในรูปที่ 7.5(ก)

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (7.1)$$



รูปที่ 7.6 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลเทียบกับความถี่

ข. ความยาวประสิทธิผล ความถี่เรโซแนนซ์ และความกว้างประสิทธิผล



รูปที่ 7.7 โครงสร้างกายภาพและความยาวประสิทธิผลของสายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

เมื่อขนาดของแพทช์ตามแนวยาวถูกขยายออกไปในแต่ละด้านด้วยระยะ ΔL ดังรูปที่ 7.7 จะได้

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (7.2)$$

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (7.3)$$

สำหรับโหมดหลัก TM_{010} ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปหาได้จาก

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (7.4)$$

เมื่อรวมผลกระทบของสนามบริเวณขอบด้วย จะได้

$$\begin{aligned}(f_{rc})_{010} &= \frac{1}{2L_{\text{eff}}\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \\ &= q \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}}\end{aligned}\quad (7.5)$$

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}} \quad (7.5\text{ก})$$

ค่าองค์ประกอบ q อ้างอิงถึง องค์ประกอบค่าสนามที่ขอบ (Fringe factor)

ค. การออกแบบ

กำหนดค่า ϵ_r, f_r, h

คำนวณ W, L

ขั้นตอนการออกแบบ

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (7.6)$$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (7.1)$$

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (7.2)$$

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (7.7)$$

ตัวอย่างที่ 7.1 ออกแบบสายอากาศไมโครสตริปด้วยแพทช์สี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยใช้ขั้นตอนที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.2 ความสูง $h = 0.1588$ ซม. ที่ใช้งานที่ความถี่ 10 GHz

วิธีทำ

$$W = \frac{30}{2(10)} \sqrt{\frac{2}{2.2 + 1}} = 1.186 \text{ cm (0.467 in)}$$

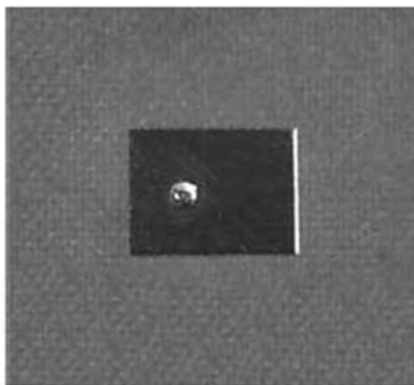
$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{2.2 + 1}{2} + \frac{2.2 - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{0.1588}{1.186} \right)^{-1/2} = 1.972$$

$$\Delta L = 0.1588(0.412) \frac{(1.972 + 0.3) \left(\frac{1.186}{0.1588} + 0.264 \right)}{(1.972 - 0.258) \left(\frac{1.186}{0.1588} + 0.8 \right)}$$

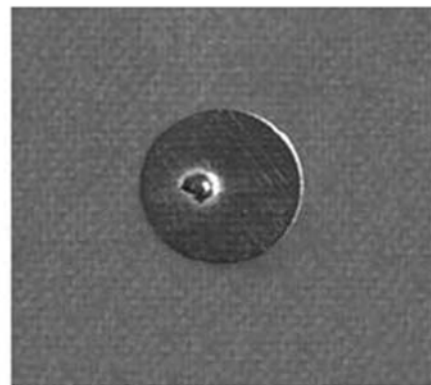
$$= 0.081 \text{ cm (0.032 in)}$$

$$L = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta L = \frac{30}{2(10)\sqrt{1.972}} - 2(0.081) = 0.906 \text{ cm (0.357 in)}$$

$$L_e = L + 2\Delta L = \frac{\lambda}{2} = 1.068 \text{ cm (0.421 in)}$$



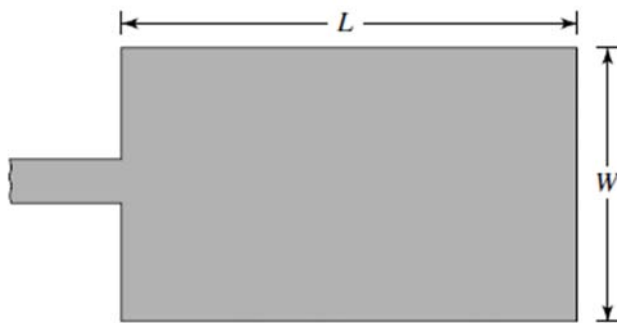
(a) rectangular



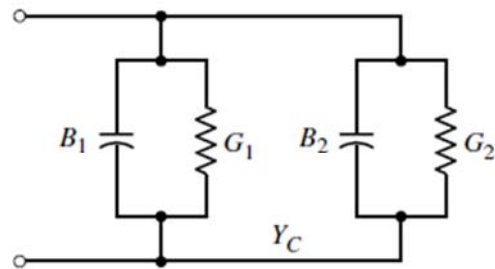
(b) circular

รูปที่ 7.8 แบบจำลองของแพทช์สี่เหลี่ยมและวงกลมของตัวอย่างที่ 7.1 และ 7.4

ง. ความนำ



(a) Rectangular patch



(b) Transmission model equivalent

รูปที่ 7.9 แพทช์ไมโครสตริปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและวงจรสมมูล

แอดมิตแตนซ์สมมูลของช่อง #1 บนพื้นฐานของช่องขนาดใหญ่ไม่จำกัดและสม่ำเสมอคือ

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (7.8)$$

เมื่อช่องมีความกว้าง W

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0h)^2 \right] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (7.8ก)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0h)] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (7.8ข)$$

เนื่องจากช่องที่สอง #2 เหมือนกับ #1 ดังนั้นแอดมิตแตนซ์สมมูล คือ

$$Y_2 = Y_1, \quad G_2 = G_1, \quad B_2 = B_1 \quad (7.9)$$

ค่าความนำถูกนิยามโดย

$$G_1 = \frac{2P_{\text{rad}}}{|V_0|^2} \quad (7.10)$$

กำลังการแผ่พลังงานสามารถเขียนได้จาก

$$P_{\text{rad}} = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta \quad (7.11)$$

ดังนั้น ค่าความนำของสมการที่ (7.10) สามารถกระจายได้เป็น

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (7.12)$$

เมื่อ

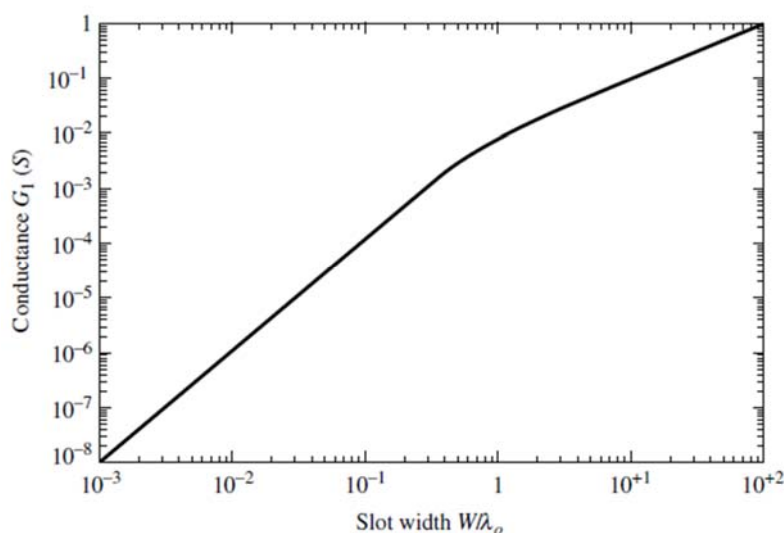
$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta$$

$$= -2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\sin(X)}{X} \quad (7.12ก)$$

$$X = k_0 W \quad (7.12ข)$$

ค่าจากสมการที่ (7.12) และ (7.12ก) คือ

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 & W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right) & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (7.13)$$



รูปที่ 7.10 ค่าความนำของช่องเทียบกับความกว้างของช่อง

จ. ความต้านทานด้านเข้าเรโซแนนซ์

แอดมิตแตนซ์ส่งผ่านของช่องที่ #2 มาจาก

$$\tilde{Y}_2 = \tilde{G}_2 + j\tilde{B}_2 = G_1 - jB_1 \quad (7.14)$$

หรือ

$$\tilde{G}_2 = G_1 \quad (7.14ก)$$

$$\tilde{B}_2 = -B_1 \quad (7.14ข)$$

ดังนั้น แอดมิตแตนซ์ด้านเข้าเรโซแนนซ์รวม (Total resonant input admittance) แสดงได้คือ

$$Y_{in} = Y_1 + \tilde{Y}_2 = 2G_1 \quad (7.15)$$

เนื่องจากแอดมิตแตนซ์ด้านเข้ารวมคือค่าจริง อิมพีแดนซ์ด้านเข้าเรโซแนนซ์รวมจึงเป็นค่าจริงด้วย หรือ

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (7.16)$$

สมการ (7.16) จะไม่รวมผลกระทบของความสัมพันธ์ (Mutual) ของช่อง ดังนั้น

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (7.17)$$

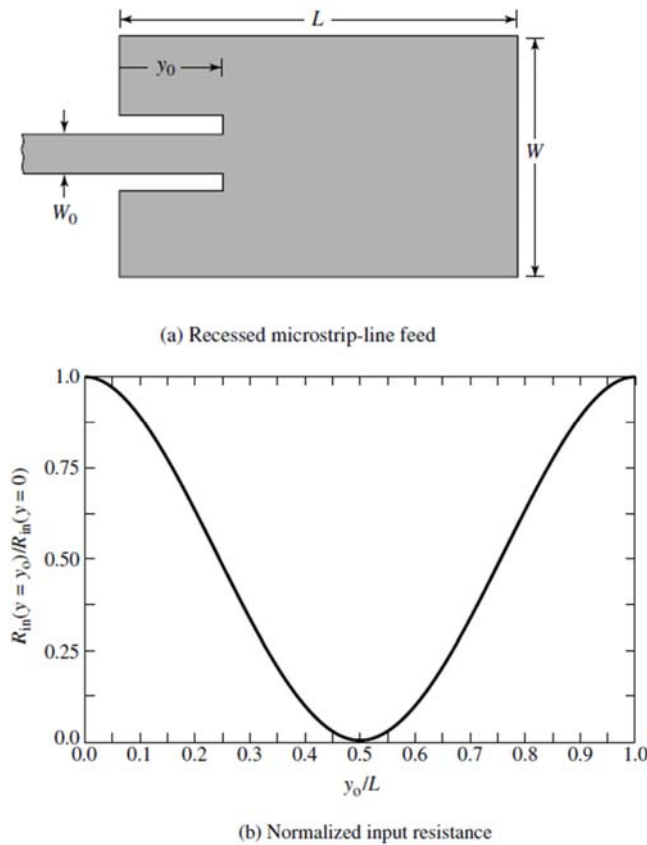
โดยที่

$$G_{12} = \frac{1}{|V_0|^2} \text{Re} \iint_S \mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2^* \cdot d\mathbf{s} \quad (7.18)$$

เมื่อ \mathbf{E}_1 คือการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าโดยช่องที่หนึ่ง #1 \mathbf{H}_2 คือการแผ่พลังงานสนามแม่เหล็กโดยช่องที่สอง #2, V_0 คือ แรงดันตกคร่อมช่อง ดังนั้น

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta \quad (7.18ก)$$

เมื่อ J_0 คือ ฟังก์ชันเบสเซลของชนิดแรกอันดับที่ศูนย์



รูปที่ 7.11 การป้อนแบบอินเซตและการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานด้านเข้าของอิมพีแดนซ์

เทคนิคดังแสดงในรูปที่ 7.11(ก) ถูกนำมาใช้เพื่อการแมตช์อย่างมีประสิทธิภาพ สำหรับสายสายอากาศไมโครสตริปโดยใช้การป้อนแบบสายไมโครสตริป อิมพีแดนซ์คุณลักษณะสามารถหาได้จาก

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right], & \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right]}, & \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (7.19)$$

เมื่อ W_0 คือความกว้างของสายไมโครสตริป ความต้านทานด้านเข้าสำหรับการป้อนแบบอินเซตถูกประมาณโดย

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \left[\cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) + \frac{G_1^2 + B_1^2}{Y_c^2} \sin^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) - \frac{B_1}{Y_c} \sin \left(\frac{2\pi}{L} y_0 \right) \right] \quad (7.20)$$

เมื่อ $Y_c = 1/Z_c$ เนื่องจากสำหรับไมโครสตริปโดยทั่วไป $G_1/Y_c \ll 1$ และ $B_1/Y_c \ll 1$ สมการที่ (7.20) ลดเหลือ

$$\begin{aligned} R_{in}(y = y_0) &= \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \\ &= R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L}y_0\right) \end{aligned} \quad (7.20ก)$$

กราฟของค่านอมอลไลซ์ของสมการที่ (7.20ก) แสดงดังรูปที่ 7.11(ข)

ตัวอย่างที่ 7.2 สายอากาศไมโครสตริปโดยมีขนาดดังนี้ $L = 0.906$ ซม. และ $W = 1.186$ ซม. มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.2 ความสูง $h = 0.1588$ ซม. ที่ใช้งานที่ความถี่ 10 GHz จงหา
(ก) อิมพีแดนซ์อินพุต (ข) ตำแหน่งของจุดป้อนแบบอินเซตที่ทำให้ได้อิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม

วิธีทำ

$$\lambda_0 = \frac{30}{10} = 3 \text{ cm}$$

ใช้สมการที่ (7.12) และ (7.12ก)

$$G_1 = 0.00157 \text{ siemens}$$

ซึ่งเปรียบเทียบกับ $G_1 = 0.00328 \text{ S}$ จากสมการที่ (7.8ก) โดยใช้สมการที่ (7.18ก)

$$G_{12} = 6.1683 \times 10^{-4}$$

ใช้สมการที่ (7.17) เมื่อเครื่องหมายบวก (+) เพราะการกระจายสนามเป็นโหมดครึ่งระหว่างช่องแผ่พลังงานสำหรับโหมดโดมิแนนซ์ TM_{010}

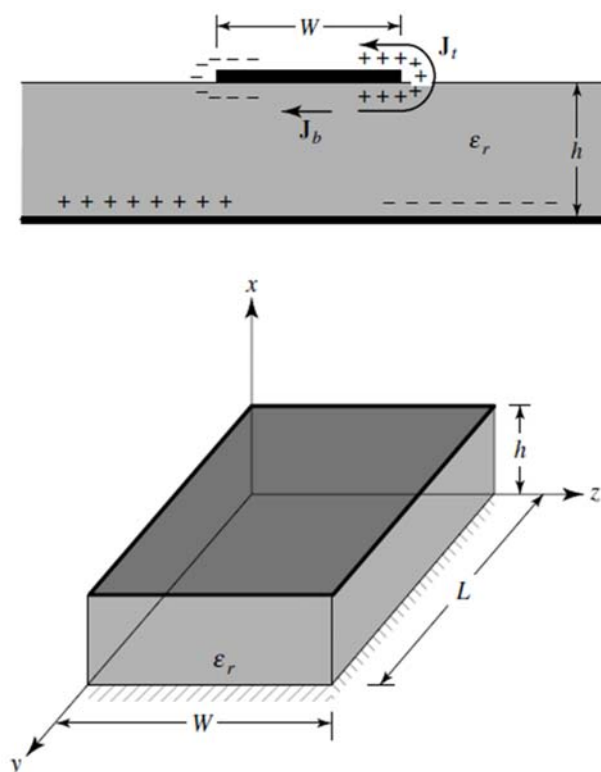
$$R_{in} = 228.3508 \text{ ohms.}$$

เนื่องจากอิมพีแดนซ์อินพุตที่ขอบการแผ่พลังงานของแพทช์คือ 228.35 โอห์ม ขณะที่เราต้องการ 50 โอห์ม ระยะจุดป้อนอินเซต y_0 โดยใช้สมการที่ (7.20ก) ดังนั้น

$$50 = 228.3508 \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right)$$

$$y_0 = 0.3126 \text{ cm (0.123 inches)}$$

7.2.2 แบบจำลองคาวิตี



ความถี่เรโซแนนซ์สำหรับค่าที่ดีคือ

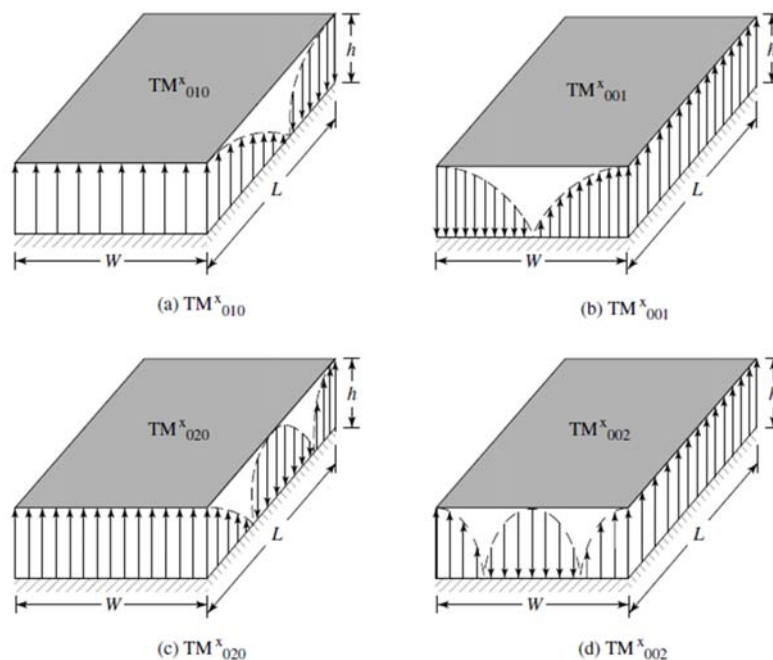
$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (7.31)$$

สนามไฟฟ้าและแม่เหล็กในค่าที่ดีสามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} E_x &= -j \frac{(k^2 - k_x^2)}{\omega\mu\epsilon} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \\ E_y &= -j \frac{k_x k_y}{\omega\mu\epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z') \\ E_z &= -j \frac{k_x k_z}{\omega\mu\epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \\ H_x &= 0 \\ H_y &= -\frac{k_z}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \\ H_z &= \frac{k_y}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z') \end{aligned} \quad (7.32)$$

โมดที่เกิดขึ้นที่ความถี่เรโซแนนซ์ต่ำสุด (โมดโดมิแนนซ์) คือ TM_{010}^x

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (7.33)$$



รูปที่ 7.14 โมดของสนามสำหรับแพทช์ไมโครสตริปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

โมดที่เกิดขึ้นที่ความถี่เรโซแนนซ์ต่ำสุด (โมดโดมิแนนซ์) คือ TM_{010}^x

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (7.33)$$

การแผ่พลังงานของสนามในโมด TM_{010}^x

ระนาบ **E** ($\theta = 90^\circ, 0^\circ \leq \phi \leq 90^\circ, 270^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$)

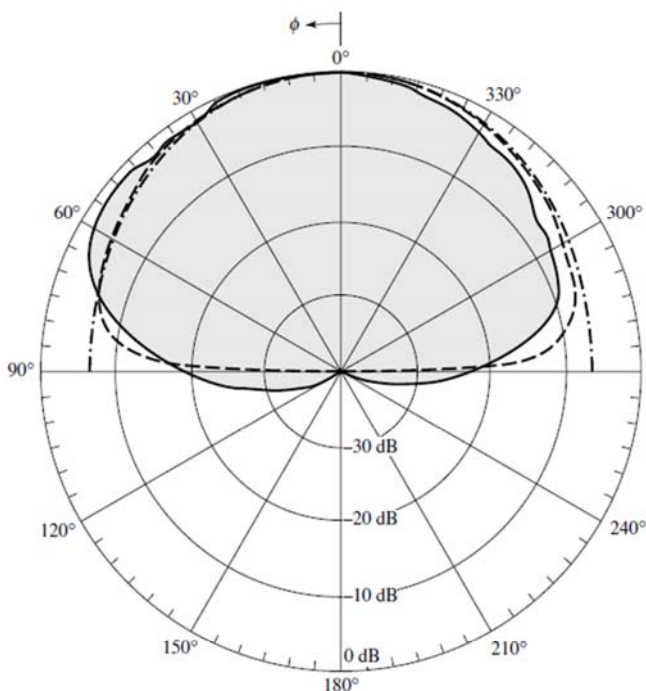
สำหรับสายอากาศไมโครสตริป ระนาบ $x - y$ คือ ระนาบหลักของ **E**

$$E_\phi^i = +j \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cos \phi\right)}{\frac{k_0 h}{2} \cos \phi} \right\} \cos\left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin \phi\right) \quad (7.45)$$

ระนาบ **H** ($\phi = 0^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$)

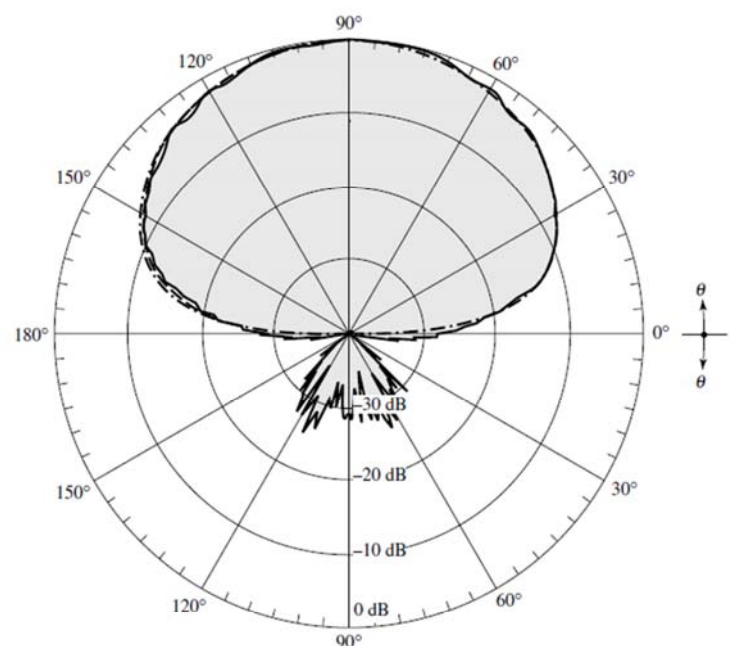
สำหรับสายอากาศไมโครสตริป ระนาบ $x - y$ คือ ระนาบหลักของ **E**

$$E_\phi^i \simeq +j \frac{k_0 W V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \sin \theta\right) \sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin \theta \frac{k_0 W}{2} \cos \theta} \right\} \quad (7.46)$$



— Measured
- - - Moment method (Courtesy D. Pozar)
- · - Cavity model

(a) E-plane ($\theta = 90^\circ$)



— Measured
- - - Moment method (Courtesy D. Pozar)
- · - Cavity model

(b) H-plane ($\phi = 0^\circ$)

รูปที่ 7.19 แบบรูปในระนาบ E และ H ของแพทช์ไมโครสตริปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

7.2.3 สภาพเจาะงทิสทาง

สภาพเจาะงทิสทางของร่องเดี่ยวสามารถเขียนได้เป็น

$$D_0 = \left(\frac{2\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \frac{1}{I_1} \quad (7.53)$$

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta$$

$$= \left[-2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\sin(X)}{X} \right] \quad (7.53ก)$$

$$X = k_0 W \quad (7.53ข)$$

$$D_0 = \begin{cases} 3.3(\text{dimensionless}) = 5.2 \text{ dB} & W \ll \lambda_0 \\ 4 \left(\frac{W}{\lambda_0} \right) & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (7.54)$$

สภาพเจาะงทิสทางของร่องคู่สามารถเขียนได้เป็น

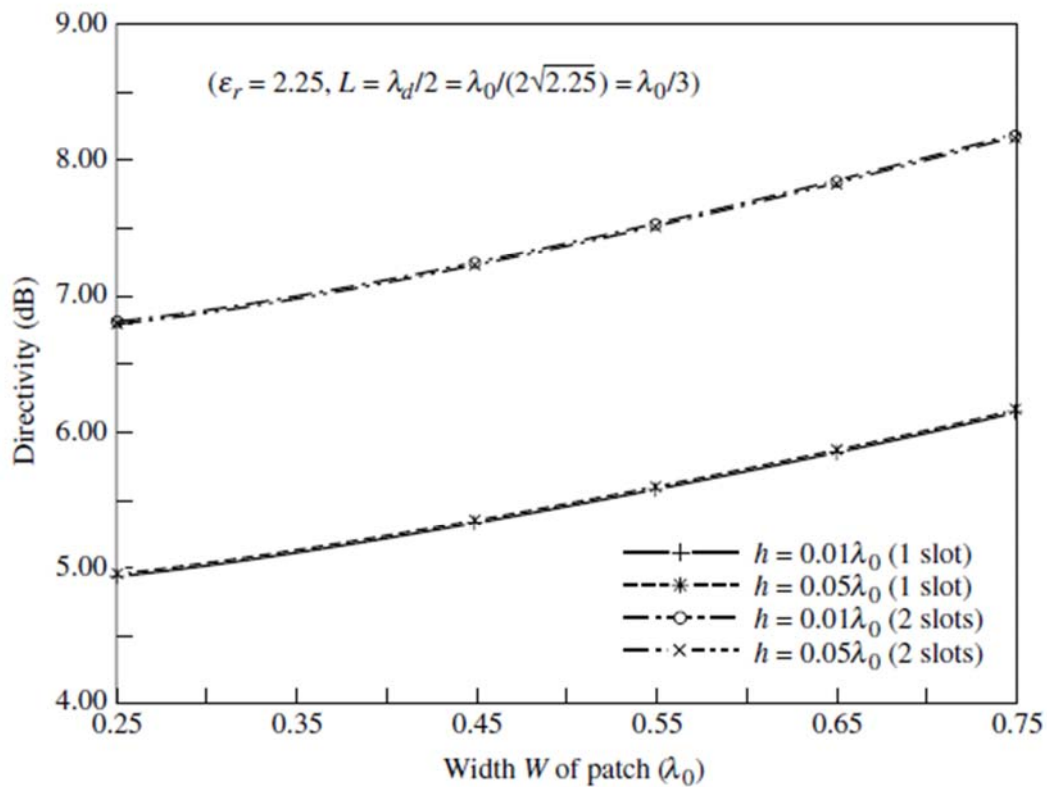
$$D_2 = \left(\frac{2\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \frac{\pi}{I_2} = \frac{2}{15 G_{\text{rad}}} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \quad (7.55)$$

$$I_2 = \int_0^\pi \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta \cos^2 \left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin \theta \sin \phi \right) d\theta d\phi \quad (7.55ก)$$

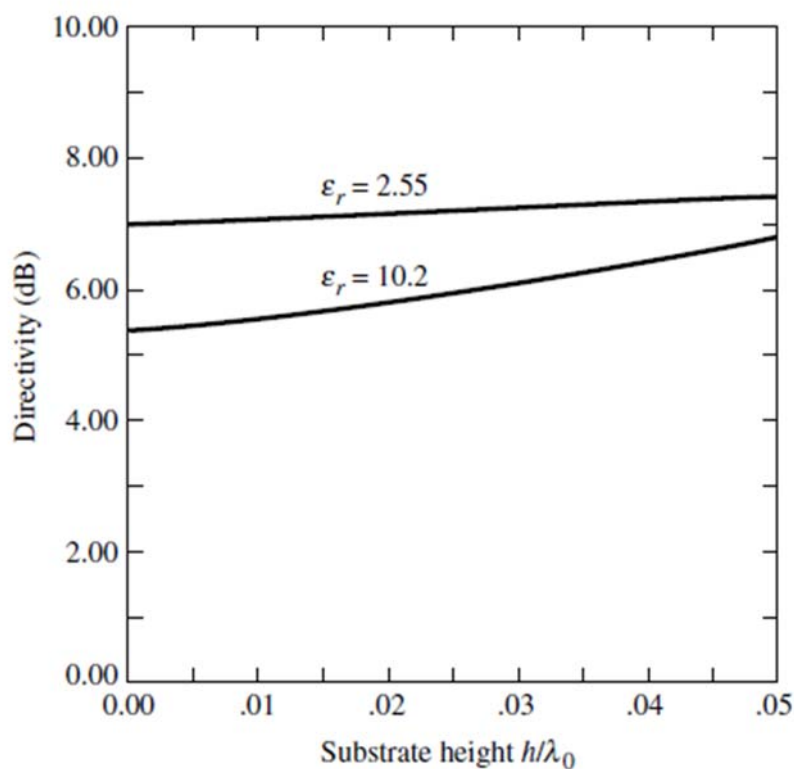
$$D_2 = D_0 D_{AF} = D_0 \frac{2}{1 + g_{12}} \quad (7.56)$$

$$D_{AF} = \frac{2}{1 + g_{12}} \underset{\simeq}{\overset{g_{12} \ll 1}{\approx}} \frac{1}{2} \quad (7.56ก)$$

$$D_2 = \begin{cases} 6.6(\text{dimensionless}) = 8.2 \text{ dB} & W \ll \lambda_0 \\ 8 \left(\frac{W}{\lambda_0} \right) & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (7.57)$$



รูปที่ 7.20 สภาพเจาะงทิสทางจากการคำนวณของร่องเดี่ยวและร่องคู่เทียบกับฟังก์ชันของความกว้างร่อง



รูปที่ 7.21 การเปลี่ยนแปลงของสภาพเจาะงทิสทางเทียบกับฟังก์ชันของความสูงฐานรอง

ตัวอย่างที่ 7.3 สายอากาศสี่เหลี่ยมผืนผ้าจากตัวอย่างที่ 7.1 และ 7.2 โดยขนาดรวมคือ $L = 0.906$ ซม. และ $W = 1.186$ ซม. มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.2 ความสูง $h = 0.1588$ ซม. ที่ใช้งานที่ความถี่ 10 GHz จงหาสภาพเจาะจงทิศทางจากสมการที่ (7.56) และ (7.56ก)

วิธีทำ

คำตอบจากสมการที่ (7.2)

$$G_1 = 0.00157 \text{ Siemens}$$

$$G_{12} = 6.1683 \times 10^{-4} \text{ Siemens}$$

$$g_{12} = G_{12}/G_1 = 0.3921$$

ใช้สมการที่ (7.56ก)

$$D_{AF} = \frac{2}{1 + g_{12}} = \frac{2}{1 + 0.3921} = 1.4367 = 1.5736 \text{ dB}$$

ใช้สมการที่ (7.53) และ (7.53ก)

$$I_1 = 1.863$$

$$D_0 = \left(\frac{2\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \frac{1}{I_1} = 3.312 = 5.201 \text{ dB}$$

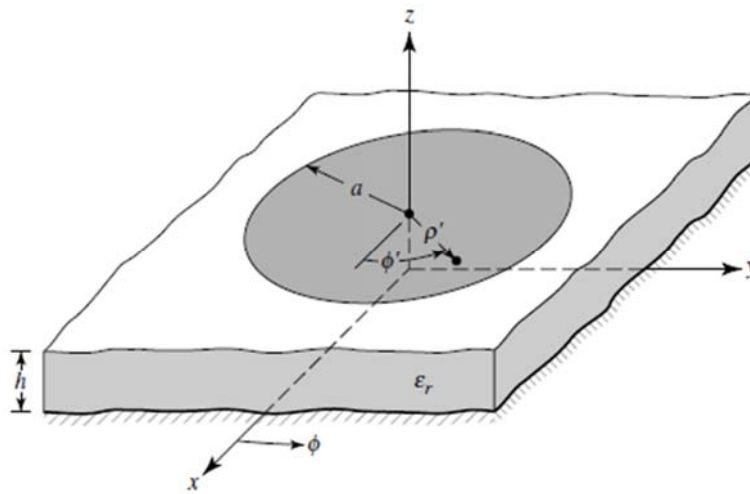
จากสมการที่ (7.55ก)

$$I_2 = 3.59801$$

สุดท้ายใช้สมการที่ (7.55)

$$D_2 = \left(\frac{2\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \frac{\pi}{I_2} = 5.3873 = 7.314 \text{ dB}$$

7.3 แพทช์วงกลม



รูปที่ 7.22 โครงสร้างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปวงกลม

ความถี่เรโซแนนซ์สำหรับค่าที่ดีคือ

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left(\frac{\chi'_{mn}}{a} \right) \quad (7.65)$$

เมื่อค่า χ'_{mn} แสดงถึง zero of the deviation of Bessel function $J_m(x)$ และจำนวนอันดับของความถี่เรโซแนนซ์ใน 4 อันดับของ χ'_{mn} ดังนี้

$$\chi'_{11} = 1.8412$$

$$\chi'_{21} = 3.0542$$

$$\chi'_{01} = 3.8318$$

$$\chi'_{31} = 4.2012$$

โดยความถี่เรโซแนนซ์โหมดโดมิแนนซ์คือ TM_{110}^z

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1.8412\nu_0}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (7.66)$$

ความถี่เรโซแนนซ์จากสมการที่ (7.66) ไม่รวมผลของสนามรั่ว ดังนั้นเพื่อให้ค่าที่ถูกต้องจึงจำเป็นต้องมีรัศมีประสิทธิผล a_e แทนรัศมี a

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (7.67)$$

ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์จากสมการที่ (7.66) จะถูกเปลี่ยนเป็น

$$(f_{rc})_{110} = \frac{1.8412 \nu_0}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (7.68)$$

การออกแบบ

จากสมการการออกแบบตามรูปแบบของควิซี ขั้นตอนการออกแบบสำหรับสายอากาศไมโครสตริปวงกลมโหมด TM_{110}^z โดยการกำหนด ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) และความสูงของฐานรอง (h)

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (7.69)$$

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}$$

หมายเหตุ ตัวแปร h ต้องอยู่ในหน่วย ซม. (cm)

ตัวอย่างที่ 7.4 จงออกแบบสายอากาศไมโครสตริปวงกลมโดยใช้แผ่นฐานรอง RT/duroid ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.2 ความสูง $h = 0.1588$ ซม. ที่ใช้งานที่ความถี่ 10 GHz

วิธีทำ

ใช้สมการที่ (7.69ก)

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{10 \times 10^9 \sqrt{2.2}} = 0.593$$

และใช้สมการที่ (7.69)

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} = 0.525 \text{ cm (0.207 in.)}$$

7.4 ตัวประกอบคุณภาพ แบนด์วิดท์ และประสิทธิภาพ

ตัวประกอบคุณภาพ คือ ตัวที่ใช้แสดงถึงการสูญเสียของสายอากาศซึ่งประกอบด้วย การสูญเสียจากการแผ่พลังงาน การสูญเสียของตัวนำ (โอห์มมิก) การสูญเสียของไดอิเล็กตริกและคลื่นผิว ดังนั้นตัวประกอบคุณภาพ Q_t ที่เกิดจากการสูญเสียทั้งหมด สามารถเขียนได้เป็น

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{\text{rad}}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (7.70)$$

เมื่อ Q_t = ตัวประกอบคุณภาพรวม

Q_{rad} = ตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียการแผ่พลังงาน

Q_c = ตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียตัวนำ

Q_d = ตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียไดอิเล็กตริก

Q_{sw} = ตัวประกอบคุณภาพที่เกิดจากการสูญเสียจากคลื่นผิว

สำหรับวัสดุฐานรองที่บางมากๆ ($h \ll \lambda_o$) อาจจะสามารถหาตัวประกอบคุณภาพได้คือ

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma} \quad (7.71)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (7.72)$$

$$Q_{\text{rad}} = \frac{2\omega\epsilon_r}{hG_t/l} K \quad (7.73)$$

เมื่อ $\tan \delta$ คือ แทนเจนต์การสูญเสียของวัสดุฐานรอง σ คือ ความนำของโลหะแพทช์และ
ระนาบกราวด์ G_t/l คือ ความนำต่อหน่วยความยาวของช่องการแผ่พลังงาน และ

$$K = \frac{\iint_{\text{area}} |E|^2 dA}{\oint_{\text{perimeter}} |E|^2 dl} \quad (7.74\text{ก})$$

สำหรับอะเพอร์เจอร์แบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าในโหมด TM_{010}^x

$$K = \frac{L}{4} \quad (7.75\text{ก})$$

$$G_t/l = \frac{G_{\text{rad}}}{W} \quad (7.75\text{ข})$$

อัตราส่วนแบนด์วิดท์ของสายอากาศสามารถหาได้คือ

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_t} \quad (7.76)$$

อย่างไรก็ตามสมการที่ (7.76) อาจจะไม่ถูกต้องเนื่องจากไม่ได้รวมผลจากการแมตช์
อิมพีแดนซ์ ดังนั้น

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\text{VSWR} - 1}{Q_t \sqrt{\text{VSWR}}} \quad (7.77\text{ก})$$

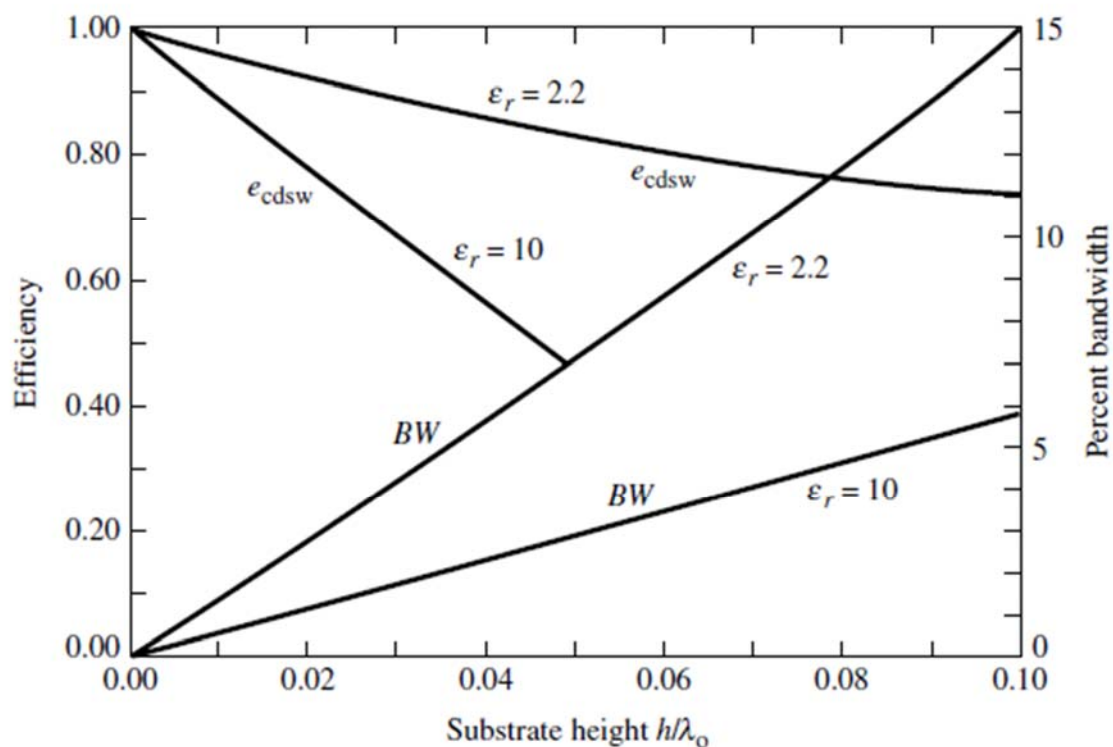
โดยทั่วไปอัตราส่วนแบนด์วิดท์จะแปรผันตรงกับปริมาตรของสายอากาศ ซึ่งกรณีที่เป็นแพทช์สี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ความถี่ที่อาจจะแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned} BW \sim \text{volume} &= \text{area} \cdot \text{height} = \text{length} \cdot \text{width} \cdot \text{height} \\ &\sim \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\epsilon_r} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \end{aligned} \quad (7.78)$$

ประสิทธิภาพการแผ่พลังงานของสายอากาศแสดงดังสมการที่ (2.90) ในที่นี้จะแสดงในรูปของตัวประกอบคุณภาพ ดังนี้

$$e_{cdsw} = \frac{1/Q_{\text{rad}}}{1/Q_t} = \frac{Q_t}{Q_{\text{rad}}} \quad (7.79)$$

โดยทั่วไปการแผ่พลังงานจะเป็นฟังก์ชันของความสูงของฐานรองดังรูปที่ 7.23



รูปที่ 7.23 ประสิทธิภาพและแบนด์วิดท์เทียบกับความสูงของฐานรองสำหรับสายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

7.5 อินพุทอิมพีแดนซ์

โดยทั่วไปรีแอคแตนซ์จากการป้อนมีค่าไม่สูงมากเปรียบเทียบกับค่าความต้านทานเรโซแนนซ์สำหรับฐานรองที่บาง อย่างไรก็ตาม เมื่อความหนาเพิ่มมากขึ้น ค่ารีแอคแตนซ์อาจจะมีค่ามากขึ้นและอาจนำไปคำนวณในส่วนของการแมตช์อิมพีแดนซ์และในการคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ขององค์ประกอบโหลด การเปลี่ยนแปลงของค่ารีแอคแตนซ์จากการป้อนจะเป็นฟังก์ชันของตำแหน่ง สามารถอธิบายได้โดยใช้แบบจำลองคาวิตีสำหรับแพทช์สี่เหลี่ยมผืนผ้าโดยด้านทั้ง 4 ด้านจะเป็นกำแพงตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์

$$x_f \simeq -\frac{\eta kh}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{kd}{4} \right) + 0.577 \right] \quad (7.80)$$

เมื่อ d คือ เส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบที่ป้อน อย่างไรก็ตามในการออกแบบจำเป็นต้องใช้โปรแกรมในการจำลองการทำงาน