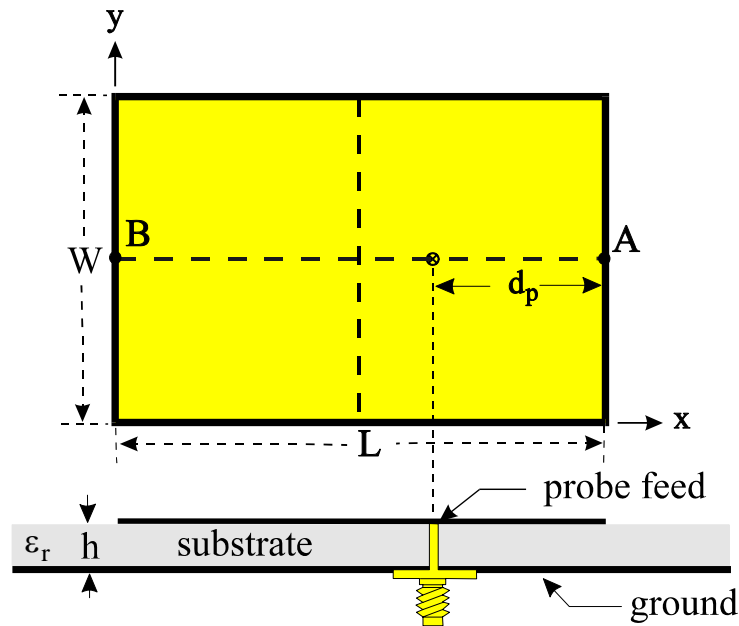


實驗二 同軸線饋入矩形微帶天線量測與設計

- 一、 實驗目的：瞭解矩形微帶天線阻抗分布特性並利用改變同軸線位置來匹配矩形微帶天線。設計中心頻率為 1.8 GHz 之矩形微帶天線，並且量測其天線參數。
- 二、 實驗材料：
 - (1) 1.6mm FR4 雙面感光電路板
 - (2) SMA 接頭
- 三、 實驗原理：
 - (1) 基本特性



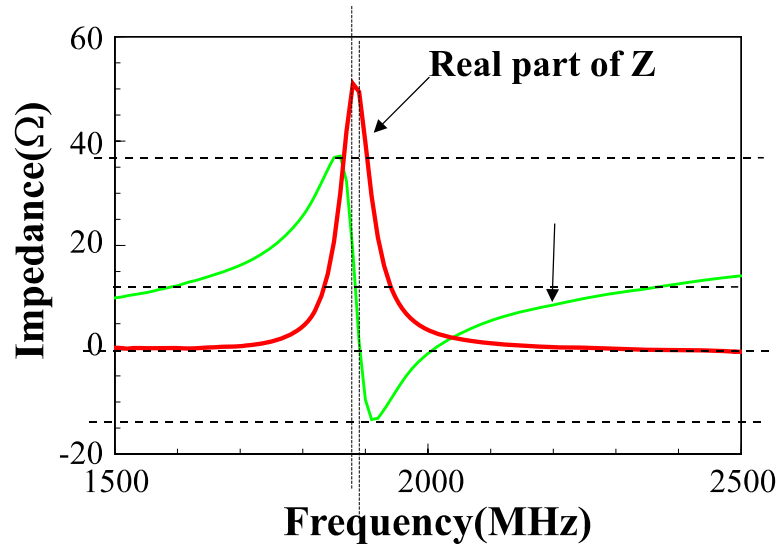
圖一所示為一同軸線饋入矩形微帶天線的幾何圖[1-3]。在阻抗匹配方面，當以同軸線為饋入時，在 TM_{10} 模態操作下，饋入點在矩形金屬片邊緣處($y=W/2, x=0$ 或 L ，即A、B兩點)得到的輸入阻抗最高，大約為 100 到 400 歐姆之間，而饋入點在橫向的位移($y=0\sim W$)對輸入阻的影響很小，但是會增加天線的交叉極化輻射，降低其交叉極化比值(XPL)。而在矩形金屬片中心點處($x=L/2, y=W/2$)之輸入阻抗則為零，亦即，此時無法激發 TM_{10} 模態。並且在 $y=W/2$ 時，x-軸上的阻抗分佈[3]為

$$R_{\text{rad}} = R_{\text{rad}}^e \cos^2\left(\frac{\pi x}{L}\right), \quad (2.1)$$

其中 R_{rad} 為微帶天線的阻抗， R_{rad}^e 為微帶天線在邊緣的共振阻抗。已知微帶天線在邊緣的共振阻抗時，可以由(2.1)式求得 50-Ω饋入位置。

圖五說明典型的輸入阻抗與饋入點的對應關係。微帶天線是一種共振天線，當微帶天線在共振頻率時，天線的共振電阻(實部阻抗)為峰值而虛部阻

抗為零，並且以零虛部阻抗為原點，則虛部阻抗對頻率分布為一奇函數。圖二為輸入阻抗之實部與虛部阻抗對頻率響應圖。由圖中可得知在共振時，共振電阻成為極大值，並且虛部阻抗約為零。值得注意的是共振電阻極大值並不對應於虛部阻抗為零處，這是因為同軸線饋入所造成的電感性[4, 5]，使得天線的零虛部阻抗之頻率點向右偏離。



圖二 輸入阻抗實部與虛部阻抗對頻率響應。

(2) 基本理論分析(空腔模式理論[1-8])

當微帶天線基底厚度遠小於操作波長($h \ll \lambda_0$) 時，我們可以用空腔模式理論(cavity-model theory)來分析微帶天線特性。此時，在金屬片及接地平面間基底內之電場場量可以僅考慮 E_z 之分量(參考圖二)，同時， E_z 不為 z 的函數，而 E_x 及 E_y 之分量可以忽略之，亦即，此時只存在TM (to z)模態。同時，整個金屬片與接地平面間可被視為一空腔結構，上下底為電牆(electric wall)，而四週為磁牆(magnetic wall)。不過應注意的是，此空腔結構為一有損耗的空腔(lossy cavity)，能量的損耗代表天線之電波能量輻射(代表空間波及表面波能量輻射)。若考慮以上說明之空腔結構，我們可以得到下列波動方程式

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k^2 \right] E_z = 0. \quad (2.2)$$

考慮電牆及磁牆的邊界條件(Boundary conditions)，上式的特徵函數 Ψ_{mn} ($E_z = E_{0mn}$)及特徵值 k_{mn} 可寫為

$$\Psi_{mn} = \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right), \quad (2.3)$$

$$k = k_{mn} = \left[\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 \right]^{1/2}, (2.4)$$

由以上結果，此空腔在 TM_{mn} 模態之共振頻率為

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L+2\Delta L} \right)^2 + \left(\frac{n}{W+2\Delta W} \right)^2}, (2.5)$$

$$\Delta L = 0.412t \times \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)(W/h + 0.262)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)(W/h + 0.813)}, (2.6)$$

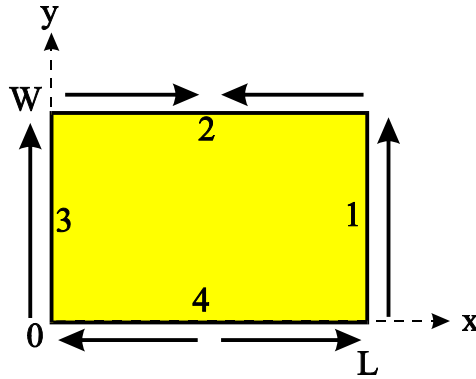
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2(1 + 10h/W)^{1/2}}, (2.7)$$

其中 c 為光速， ΔL 代表考慮邊界洩漏場量影響(fringing field effect)，而對矩形金屬片長寬之長度修正。 ϵ_r 為基底介電常數， ϵ_{eff} 則為等效介電常數。

在各個共振模態下，天線的輻射則考慮在磁牆上的等效磁流。由等效原理(equivalence principle)，等效磁流可由

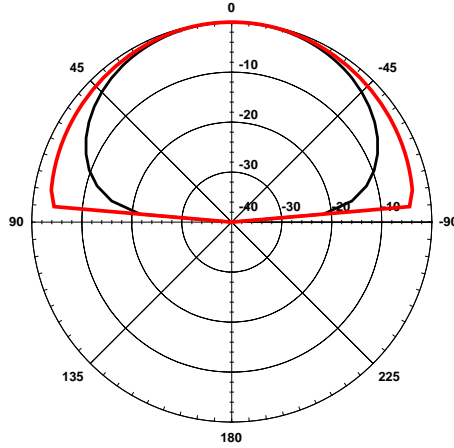
$$\vec{M} = \vec{E} \times \hat{n} \quad (2.8)$$

計算得到。其中， \hat{n} 為垂直磁牆單位向外分量， \vec{E} 為磁牆上電場度。以 TM_{10} 為例，其等效磁流分佈如下圖所示：



圖三 TM_{10} 模態的等效磁流分佈

其中實心箭頭代表磁流方向，第 1, 3 邊為輻射邊(Edge 1,3: radiating edges)，第 2, 4 邊為非輻射邊(Edge 2,4; non-radiating edges)。圖中所示，由於 TM_{10} 模態之輻射邊等效磁流同向，因此，其輻射場型為broadside maximum。對應的輻射場型如圖四所示。其中粗線代表 TM_{10} 模態之E平面輻射場型，細線代表H平面輻射場型。



圖四：TM₁₀模態之E，H平面輻射場型

(3) 考慮同軸線饋入之空腔模式理論

當考慮同軸線饋入時，滿足 E_z 之波動方程式改寫為

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k^2 \right] E_z = j\omega\mu_0 J_p, \quad (2.9)$$

$$J_p = \begin{cases} \delta(y - y_p), & x_p - w/2 < x < x_p + w/2, \\ 0, & \text{elsewhere.} \end{cases} \quad (2.10)$$

其中 J_p 為饋入電流，在此被視為一等效寬度為 w 之帶狀電流源(ribbon current source)， w 之寬度大約 2.5 倍的饋入線直徑長，至於 w 取在 x 或 y 方向，其數值計算結果並無差異； (x_p, y_p) 為饋入點座標。代入(2-3)式中得到之特徵函數 Ψ_{mn} 於上述之波動方程式中，我們得到

$$\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} C_{mn} (k^2 - k_{mn}^2) \Psi_{mn} = j\omega\mu_0 J_p. \quad (2.11)$$

上式可視為 J_p 的傅立葉級數(Fourier-series)展開式。兩邊同乘，再對金屬片區間作積分， C_{mn} 可解得為

$$\begin{aligned} C_{mn} &= \frac{j\omega\mu_0 \Delta_m \Delta_n}{ab(k^2 - k_{mn}^2)} \int_0^L \int_0^W J_p \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right) dx dy \\ &= \frac{j\omega\mu_0 \Delta_m \Delta_n w}{LW(k_1^2 - k_{mn}^2)} \cos\left(\frac{m\pi x_p}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y_p}{W}\right) \text{sinc}\left(\frac{m\pi w}{2L}\right), \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\Delta_p = \begin{cases} 1, & p = 0, \\ 2, & p \neq 0, \end{cases}$$

$$k_1 = k_0 \sqrt{\epsilon_r (1 - j\delta_{\text{eff}})}, \quad k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}.$$

最後， E_z 可表示為

$$E_z = \sum_{m,n} C_{mn} \Psi_{mn} = \sum_{m,n} C_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right). \quad (2.13)$$

在上面式子中之 δ_{eff} (基底之等效正切損耗；effective loss tangent)[3, 6] 可以由計算空腔之能量儲存及能量損失得到，亦即，

$$\delta_{\text{eff}} = \frac{\Delta}{Q} = \frac{P_{\text{rad}} + P_d + P_{\text{cu}} + P_{\text{sw}}}{2\omega W_E}, \quad (2.14)$$

其中 P_{rad} 為輻射能量， P_d 為基底介質損， P_{cu} 為金屬歐姆損耗， P_{sw} 為表面波損耗， W_E 為空腔內電場儲存能量， Q 為空腔品質因數。

由推導得到的 E_z 表示式，天線的輸入阻抗可以由下式決定：

$$\begin{aligned} Z_{\text{in}} &= \frac{P_{\text{in}}}{I_0^2} = -\frac{1}{I_0^2} \int_V E_z J_p dv \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Delta_m \Delta_n t}{2\pi L W \epsilon_0 \epsilon_r} \cos^2\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos^2\left(\frac{n\pi y}{W}\right) \sin^2 c\left(\frac{m\pi w}{2L}\right) \\ &\quad \times \frac{\delta_{\text{eff}} f^3 - j f(f^2 - f_{mn}^2)}{\delta_{\text{eff}}^2 f^4 + (f^2 - f_{mn}^2)^2}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

上式中 I_0 為饋入總電流， V 為積分體積。

而天線遠場的電場場量，可利用影像理論(image theory)移開接地面，而輻射場由矩形環狀之等效磁流 $2hM$ 決定。其表示式為[7]

$$|E_{\theta}| = B \alpha_1 \cos \phi \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn} \times \left[\frac{1}{k_0^2 \alpha_2^2 - (m\pi/L)^2} + \frac{1}{k_0^2 \alpha_1^2 - (n\pi/W)^2} \right], \quad (2.16)$$

$$|E_{\phi}| = B \sin \theta \cos \theta \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn} \times \left[\frac{\cos^2 \phi}{k_0^2 \alpha_2^2 - (m\pi/L)^2} + \frac{\sin^2 \phi}{k_0^2 \alpha_1^2 - (n\pi/W)^2} \right], \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} A_{mn} &= \Delta_m \Delta_n \sin\left(\frac{ak_0 \alpha_2 - m\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{bk_0 \alpha_1 - n\pi}{2}\right) \\ &\quad \times \sin c\left(\frac{m\pi w}{2L}\right) \frac{\cos(m\pi x_p/L) \cos(n\pi y_p/W)}{k_1^2 - k_{mn}^2}, \end{aligned} \quad (1.18)$$

$$B = 2\omega \mu_0 k_0^2 h / \pi r L W,$$

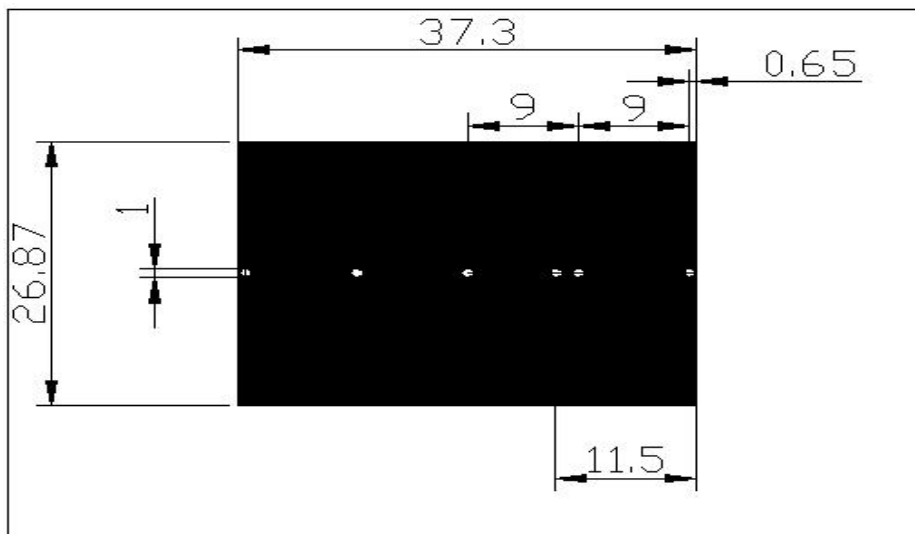
$$\alpha_1 = \sin \theta \sin \phi, \quad \alpha_2 = \sin \theta \cos \phi.$$

四、 實驗步驟：

- (1)決定微帶天線的長度和寬度。
- (2)由雙面感光電路板蝕刻製作成微帶天線。
- (3)量測不同位置之阻抗值繪製成阻抗對位置響應圖()。
- (4)尋找一饋入位置可以得到最佳阻抗匹配。量測天線阻抗頻寬，繪製反射損失圖，填寫天線特性表格。
- (5)比較同軸線為饋入與微帶線邊緣阻抗饋入(實驗一)微帶天線特性之差異。

五、 實驗範例

天線幾何圖



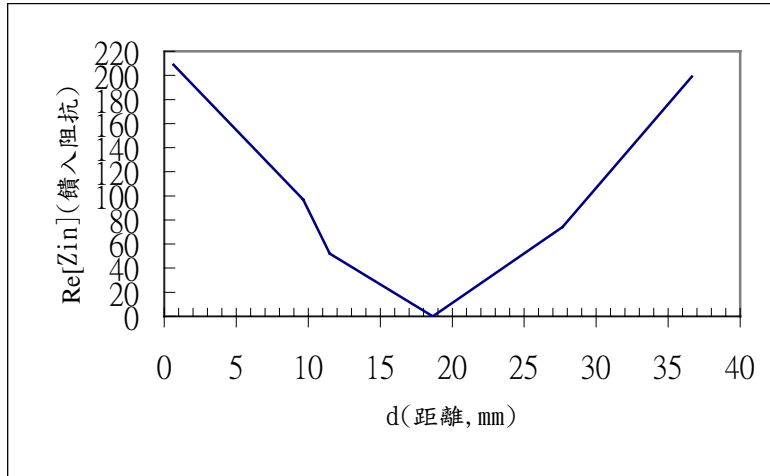
圖中所示單位為釐米(mm)

饋入距離與阻抗之關係

此同軸線饋入矩形微帶天線操作頻率設計在 1900MHz

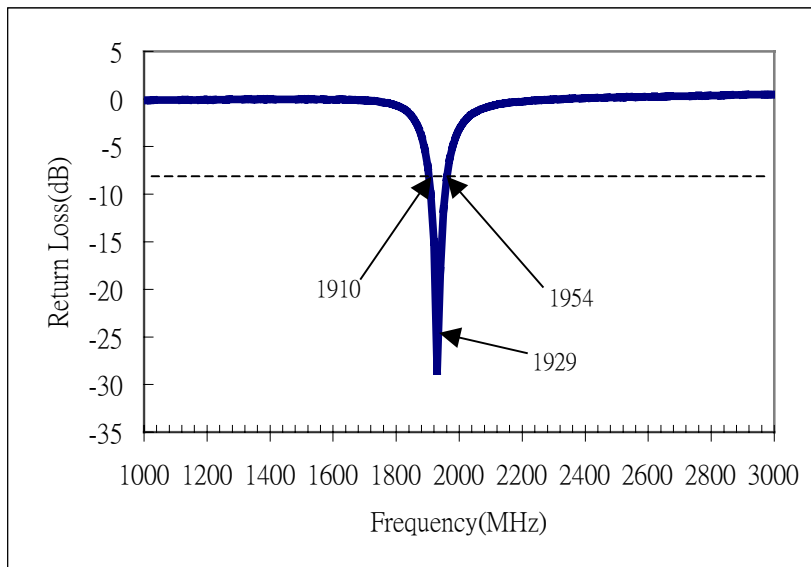
| d_p | 0.65mm | 9.65mm | 11.5mm | 18.65mm | 27.65mm | 36.65mm |
|-------|----------------|---------------|---------------|------------|---------------|--------------|
| 實部阻抗 | 208.8 Ω | 96.9 Ω | 52.2 Ω | 0 Ω | 74.2 Ω | 199 Ω |
| 虛部阻抗 | 2 Ω | 1.7 Ω | 0.7 Ω | 0 Ω | 1.2 Ω | 0.5 Ω |

阻抗與饋入距離之關係圖



反射損失對頻率響應圖(Return Loss)

當饋入位置在 11.5mm 時，所量得的反射損失對頻率響應圖



天線頻率特性

| f_0 (MHz) | f_1 (MHz) | f_2 (MHz) | BW(% , MHz) |
|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1930 | 1910 | 1954 | 2.3, 44 |

五、問題與討論：

- (1) 試比較本實驗的天線特性與實驗一之天線特性有何差異？試說明原因。
- (2) 一個同軸線饋入的矩形微帶天線是否能找到一個以上的 50- Ω 阻抗匹配點。試說明之。
- (3) 試說明為何在微帶天線的幾何中心之阻抗幾乎接近為零。

六、 参考文献：

1. Y. T. Lo, D.Solomon, and W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 27, pp. 137-145, March 1979.
2. W.F. Richards, Y. T. Lo, and D.D.Harrison, "An improved theory for microstrip antennas and applications," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 29, pp. 38-46, Jan. 1981.
3. K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip antenna thchnology," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-29, No. 1, pp.1-24, January 1981.
4. W. F. Richards, "*Microstrip Antennas*," Chapter 10 in *Antenna Handbook: Theory and Applications and Design*(Y. T. Lo and S. W. Lee, eds.), Van Nostrand Reinhold Co., New York, 1988.
5. J. R. James, and P.S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, Vols. 1 and 2, Peter Peregrinus, London, UK, 1989.
6. R. F. Lee and W. Chen, *Advances in Microstrip and Printed Antennas*, John Wiley&Sons Inc., Chapter 5, 1997.
7. T. Huynh, K.F. Lee, And R. Q. Lee, "Crosspolarization characteristics of rectangular patch antennas," Electron. Lett., vol.24, pp,463-464, April 14, 1988.
8. P. Bhartia, K. v. S. Rao, and R. S. Yomar, *Millimeter-wave Microstrip and Printed Circuit Antennas*, p. 104. Norwood, MA: Artech House, 1991.