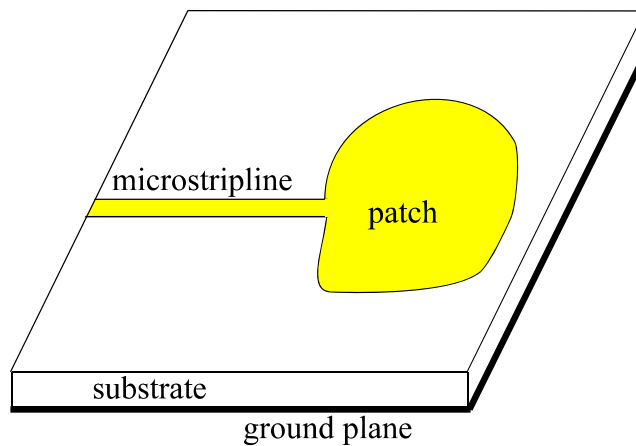


實驗一 微帶線邊緣饋入矩形微帶天線量測與設計

- 一、 實驗目的：瞭解矩形微帶天線特性並利用微帶 1/4 波長阻抗轉換器來匹配矩形微帶天線，設計中心頻率為 2.45GHz 之矩形微帶天線，且量測其天線參數。
- 二、 實驗材料：
 - (1) 1.6mmFR4 雙面感光電路板
 - (2) SMA 接頭
- 三、 實驗原理：

A. 微帶天線基本特性：

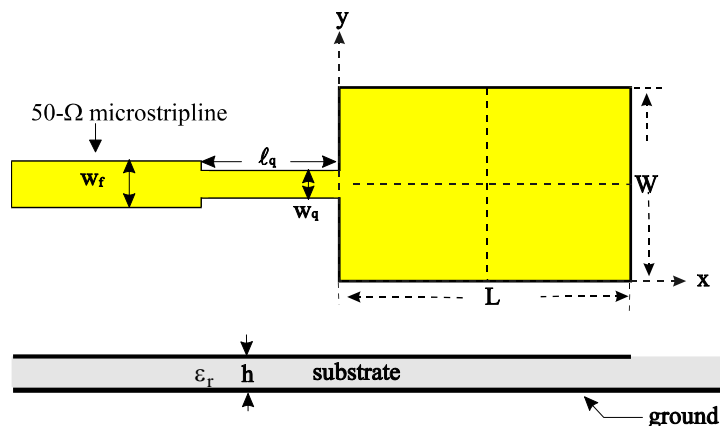
微帶天線可由雙面感光電路板蝕刻製作而成，其結構包含金屬片(patch)，電介質基底(substrate)，接地平面及饋入電路。以微帶線(microstripline)饋入之微帶天線結構，如圖所示：



圖一 微帶線饋入之微天線

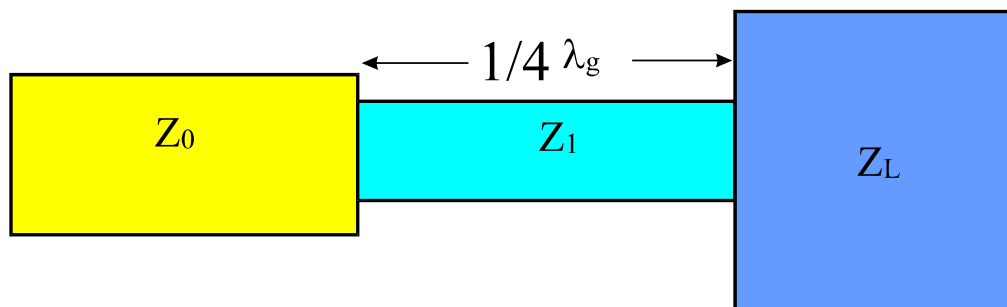
此種天線具有低姿勢(Low profile)並可依附於物體之表面，體積小，重量輕，容易製造，低價格等優點，選擇不同的模態，可以得到不同的輻射場型及極性。

B. 微帶天線匹配方法



圖二 微帶線饋入矩形微帶天線幾何圖

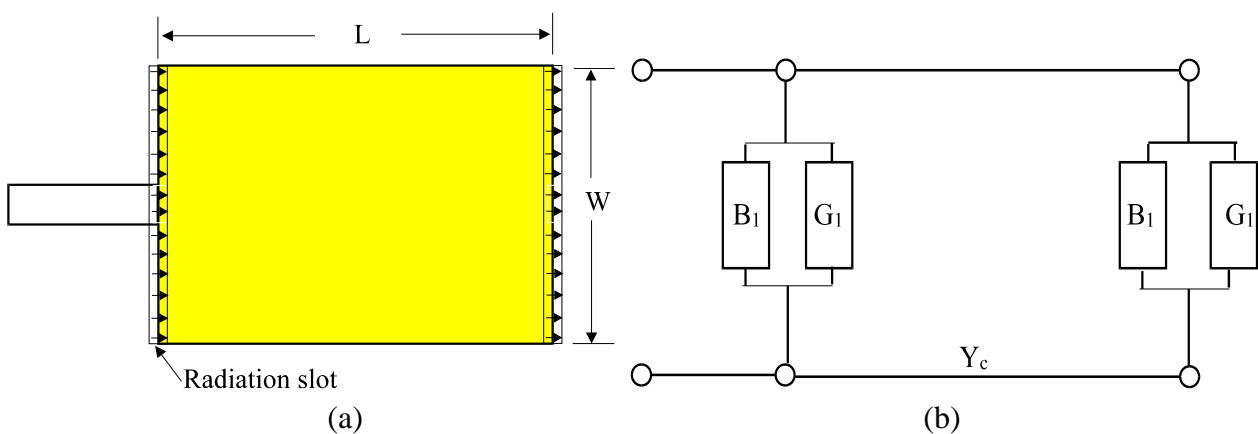
在本實驗中, 考慮微帶線饋入矩形微帶天線, 如圖二所示。一般而言, 微帶天線的邊緣阻抗約為 $100\Omega \sim 400\Omega$, 並不符合微波量測所使用之 50Ω 系統, 所以在設計微帶線饋入矩形微帶天線時, 可加上長度 l_q 為寬度為 w_q 的 $1/4$ 波長阻抗轉換器()來使得微帶天線的邊緣阻抗與 50Ω 阻抗達成匹配。圖三所示為一 $1/4$ 波長阻抗轉換器之簡圖, 假設天線的邊緣阻抗為 Z_L , 微帶線特性阻抗[請參考附錄]為 Z_0 , 而 Z_1 為一 $1/4$ 波長阻抗轉換器。阻抗匹配的條件為 $Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L}$, 亦可由 $Z_L = \frac{Z_1^2}{Z_0}$ 推算出 Z_L 阻抗。



圖三 $1/4$ 波長阻抗轉換器

本實驗可利用此原理達成良好的匹配之後, 再反推算出微帶天線的邊緣阻抗。

C. 基本理論分析 (傳輸線理論[1-8])



圖三 微帶天線的傳輸線模型[9]

此種理論分析方法是假設 (1) 微帶片與接地平面構成一段微帶傳輸線, 傳輸 quasi-TEM 波, 波的傳輸方向由饋入點決定。微帶線段長度 $L \cong 0.5\lambda_g$ 為 quasi-TEM 波的導波波長, 電場在傳播方向是駐波分布, 在寬度方向為常數。(2) 在微帶天線的兩個開路端, 視為二個輻射槽孔, 其長度為 W 、寬度為 h , 槽孔上電場即為傳輸線開路端的電場。而且二個輻射槽孔完全相似, 並且激發電場大小、相位相等。微帶天

線的傳輸線等效模型如圖三(a)，(b)所示。

微帶線饋入矩形微帶天線共振頻率 f_r [7]為

$$f_r = \frac{c}{2(L + \Delta L)\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}, \quad (1.1)$$

$$\Delta L = 0.412t \times \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0.3)(W/h + 0.262)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0.258)(W/h + 0.813)}, \quad (1.2)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2}, \quad (1.3)$$

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

單個輻射槽孔可視為窄槽孔，其等效導納 Y_1 [11]為

$$Y_1 = G_1 + B_1 \cong \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0 h)^2\right] + j \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 1.636 \cdot \ln(k_0 h)], \quad (1.4)$$

其中電導 G_1 經由修正後[10]可得到

$$G_1 = I_1 / (120\pi^2)$$

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin(k_0 W \cos \theta)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta = -2 + \cos(X) + X \text{Si}(X) + \frac{\sin X}{X}, \quad (1.5)$$

其中 S_i 為正弦積分， $X = k_0 W$ 。

當微帶天線的寬度趨向極值時，電導 G_1 有下列近似公式

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2, & \text{where } W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2, & \text{where } W \gg \lambda_0 \end{cases}, \quad (1.6)$$

當微帶天線由邊緣中心以微帶線饋入時，並且忽略兩輻射槽孔之間的耦合效應，則天線的邊緣共振阻抗為

$$R_{\text{in}} = \frac{1}{2G_1}, \quad (1.7)$$

考慮兩輻射槽孔之間的耦合效應，則天線的邊緣共振阻抗修正為[3, 10]

$$R_{\text{in}} = \frac{1}{2(G_1 + (-1)G_{12})}, \quad (1.8)$$

$$\text{其中 } G_{12} = \int_0^\pi \left[\frac{\sin(k_0 W \cos \theta / 2)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta, \quad (1.9)$$

其中 $J_0(x)$ 為第零階貝索函數

D. 設計考量

常見的矩形微帶天線有窄寬度的(L/W 小於或等於 2.0)、具有良好交叉極化水平($L/W=1.5$)[12]、方形的($L/W=1.0$)[6]及不產生高態模態輻射下及具有最佳輻射效率的

天線[5]($W = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{\frac{1}{2}}$)。在本實驗中可設計不同長寬比的矩形微帶天線[13]，並

了解其特性與差異。

由於FR4 是屬於較高損耗的基板，所以在計算矩形微帶天線的天線阻抗時，必須考慮介質損耗 G_d 及銅損 G_c 所造成的等效電導[16, 17]

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_B)}, \quad (1.9)$$

$$G_B = G_{rad}^m + \frac{1}{2}G_c + \frac{1}{2}G_d, \quad (1.10)$$

$$G_{rad}^m \cong \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \left\{ 1 - \frac{9}{16} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \right\} \left\{ 1.32 + 0.68 \cos \left(4.85 \frac{L}{\lambda_0} \right) \right\}, \quad (1.11)$$

$$G_c = \frac{\pi W}{2 h} \sqrt{\epsilon_{eff}} \frac{d_s}{h} \eta_0, \quad (1.12)$$

$$G_d = \frac{\pi W}{2 h} \sqrt{\epsilon_{eff}} \tan \delta \cdot \eta_0, \quad (1.13)$$

其中 $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} \cong 120\pi\Omega$ 為真空中電磁波的本質阻抗， $d_s = (\pi f \mu_0 \sigma)^{-\frac{1}{2}}$ 為導體的集膚深度， $\tan \delta$ 為電介質損失正切。

使用(1.9)-(1.13)式可以得到矩形微帶天線(使用 FR4 波纖基板)的邊緣阻抗預估值。

接地面大小的尺寸，經由實驗經驗得知其尺寸約為微帶金屬尺寸的四倍即為 $2L \times 2W$ 。若要包括微帶線饋入匹配網路則需再延伸天線接地面的長度。

另外，天線的阻抗頻寬約為[17]，

$$BW(\%) = \frac{100(VSWR - 1)}{\sqrt{VSWR}} \left[\frac{Wh}{\lambda_0} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{4\pi^2}{5} + \tan \delta + \frac{d_s}{h} \right], \quad (1.14)$$

其中 VSWR 為電壓駐波比， λ_0 為操作頻率在真空中的波長。

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) 估測邊緣阻抗

可利用課本所述計算、撰寫程式或利用軟體設計出來。或者利用同軸線邊緣饋入來量測大約的共振阻抗值。

- (4) 使用 1/4 波長阻抗轉轉器來達成匹配。
- (5) 量測天線阻抗頻寬，繪製反射損失圖，填寫天線特性表格，並由實驗結果推算出矩形微帶天線邊緣阻抗。
- (6) 比較估測邊緣阻抗與實驗推算之阻抗值之差異。

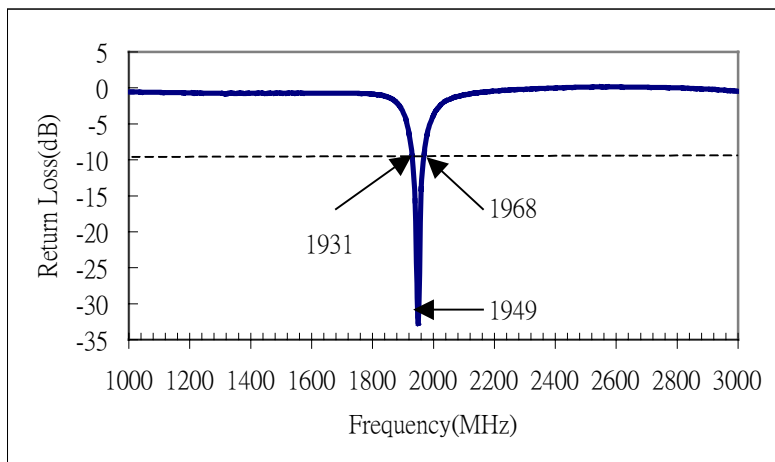
五、 實驗範例

當天線的操作頻率設計在約 1.9GHz 時，天線長度約為 37.3 mm，四分之一導波波長約為 21.54 mm，50-W 微帶線寬度為 3 mm，改變天線寬度可以得到下列的實驗結果：

| 長寬比 W/L | 共振頻率 (MHz) | 頻寬 (%, MHz) | $\lambda_g/4$ 寬度 w_q (mm) | 推算之阻抗 值(Ω) | 估測邊緣阻 抗(Ω) |
|------------|---------------|----------------|--------------------------------|------------------------|------------------------|
| 2 | 1949 | 1.89, 37 | 0.4 | 264.5 | 303 |
| 1.5 | 1941 | 2.0, 38 | 0.7 | 199.2 | 234 |
| 1 | 1889 | 2.0, 38 | 1 | 125 | 125 |
| 0.78 | 1909 | 2.2, 42 | 1.38 | 112.50 | 115 |

(a) 當天線長寬比為 2 時，

反射損失對頻率響應圖(Return Loss)



天線頻率特性

BW is defined as $(f_2 - f_1) / f_0$

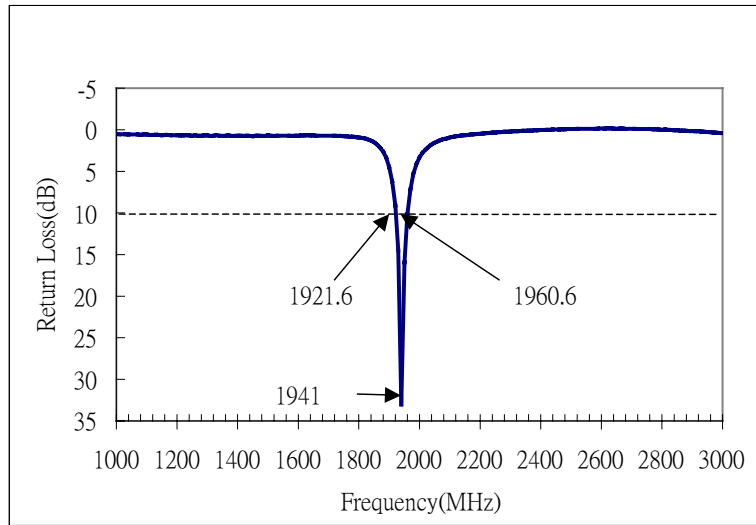
| f_0 (MHz) | f_1 (MHz) | f_2 (MHz) | BW(% , MHz) |
|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1949 | 1931 | 1968 | 1.9, 37 |

天線阻抗匹配

| Z_i | Z_Q | Z_{path} |
|-------|--------|------------|
| 50.00 | 115.00 | 264.50 |

利用同軸線在邊緣饋入量測所測得的微帶天線阻抗為 303 Ω

(b) 當天線長寬比為 1.5 時，
 反射損失對頻率響應圖(Return Loss)



天線頻率特性

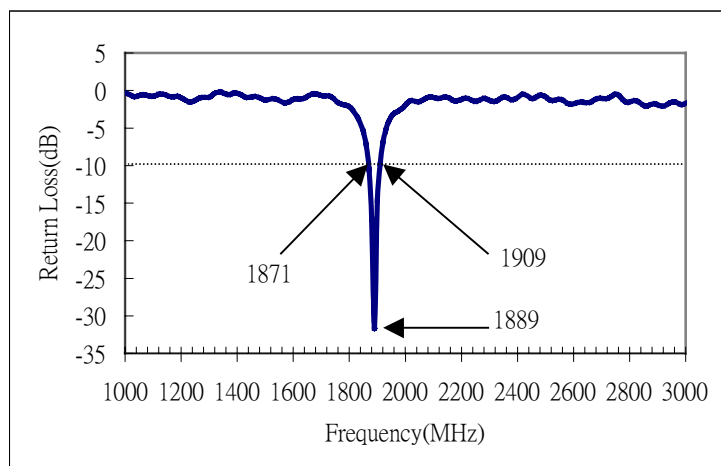
| f_0 (MHz) | f_1 (MHz) | f_2 (MHz) | BW(% , MHz) |
|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1941 | 1921.6 | 1960.6 | 2.0, 38 |

天線阻抗匹配

| Z_i | Z_Q | Z_{path} |
|-------|-------|------------|
| 50.00 | 99.8 | 199.2 |

利用同軸線在邊緣饋入量測所測得的微帶天線阻抗為 234Ω

(c) 當天線長寬比為 1.0 時，
 反射損失對頻率響應圖(Return Loss)



天線頻率特性

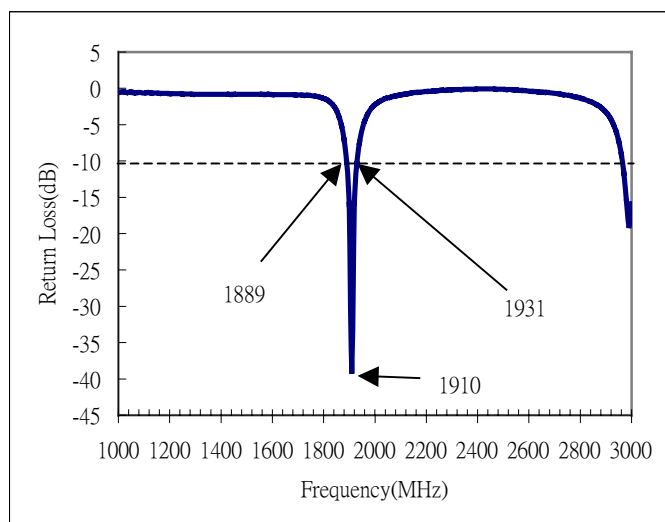
| f_0 (MHz) | f_1 (MHz) | f_2 (MHz) | BW(% , MHz) |
|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1889 | 1871 | 1909 | 2.0, 38 |

天線阻抗匹配

| Z_i | Z_Q | Z_{path} |
|-------|-------|------------|
| 50.00 | 79.10 | 125.00 |

利用同軸線在邊緣饋入量測所測得的微帶天線阻抗為 170Ω

(d) 當天線長寬比為 0.78 時，
反射損失對頻率響應圖(Return Loss)



天線頻率特性

| f_0 (MHz) | f_1 (MHz) | f_2 (MHz) | BW(% , MHz) |
|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1909 | 1931 | 1889 | 2.2, 42 |

天線阻抗匹配

| Z_i | Z_Q | Z_{path} |
|-------|-------|------------|
| 50.00 | 75.00 | 112.50 |

利用同軸線在邊緣饋入量測所測得的微帶天線阻抗為 115Ω

六、問題與討論

- (1) 試說明量測及計算所得微帶天線的邊緣阻抗與同軸線邊緣饋入阻抗之差異?
- (2) 試說當天線寬度變大時，微帶天線邊緣阻抗值增大或減少?試說明其原因。
- (3) 在本實驗使用一段 $\lambda_g/4$ 傳輸線阻抗轉換器來匹配矩形微帶天線。可否使用多節 $\lambda_g/4$ 傳輸線阻抗轉換器來匹配矩形微帶天線? 試討論其優缺點。

七、附錄[14]：

(1)微帶線特性阻抗(Z_c)之近似式計算

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln\left(\frac{8d}{W_f} + \frac{W_f}{4d}\right), W_f/d \leq 1, \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}} [W_f/d + 1.393 + 0.667 \ln(W_f/d + 1.444)]}}, W_f/d \geq 1, \end{cases}$$

其中， ϵ_{eff} 為微帶線基底之等效介電常數，其數值如附錄二所示。

(2)微帶線傳播常數(β)之近似式計算

(a)當 $W_f/d \leq 1$

$$\beta = \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} k_0, k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0},$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{1}{2}(\epsilon_f + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_f - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{d}{W_f}\right)^{-1/2} + 0.004 \left(1 - \frac{W_f}{d}\right)^2 \right]$$

(b)當 $W_f/d \geq 1$

$$\beta = \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} k_0, k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0},$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{1}{2}(\epsilon_f + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_f - 1) \left(1 + 12 \frac{d}{W_f}\right)^{-1/2}$$

八、參考文獻：

1. R. E. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phase arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol.AP-22, No. 1, pp. 74-78, January 1974.
2. J. Q. Howell, "Microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-23, No. 1, pp. 90-93, January 1975.
3. A. G. Derneryd, "A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-26, No. 4, pp. 532-535, July 1978.
4. A. G. Derneryd, "Linearly polarized microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-24, No. 6, pp. 846-851, November 1976.
5. I. J. Bahl and P. Bhatia, *Microstrip Antennas*, Artech House, Dedham, MA, 1980.
6. J. R. James, P. S. Hall, and C. Wood, *Microstrip Antenna Theory and Design*, Peter Peregrinus, 1981, London, UK, 1981.
7. P. Bhartia, K. V. S. Rao, and R. S. Tomar, *Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit*

Antennas, Artech House, Boston, MA, 1991.

8. R.E. Munson, *Microstrip Antennas*,” Chapter 7 in *Antenna Engineering Handbook* (R. C. Johnson and H. Jasik, eds.), McGraw-Hill Book Co., New York, 1984.
9. H. Poes and A. Van de Capelle, ”Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-32, No. 8, pp.816-821, August 1984.
10. C. A. Balanis, *Antenna Theory* : analysis and design, John Wiley&Sons Inc., Chapter 14, 1997.
11. K. R. Carver and J. W. Mink, ”Microstrip antenna thchnology, ” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-29, No. 1, pp.1-24, January 1981.
12. M. L. Oberhart, Y. T. Lo, and R. Q. H. Lee, ”New simple feed network for an array module of four microstrip element,” *Electron. Lett.*, Vol. 23, pp. 436-437, April 23, 1987.
13. D.H. Schaubert, D. M. Pozar, and A. Adrian, ”Effect of microstrip antenna substrate thickness and permittiviity: comparison of theories and experiment,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol AP-37, No. 6, pp. 677-682, June 1989.
14. D. M. Pozer, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley Inc, New York, 1990, pp. 185-186.
15. R. F. Lee and W. Chen, *Advances in Microstrip and Printed Antennas*, John Wiley&Sons Inc., Chapter 5, 1997.
16. E. Lier, M. S. ”Improved formulas for input impedance of coax-fed microstrip patch antennas,” *IEE Proc. H. Microwave, Opt. & Antennas*, vol. 129, no. 4, pp. 161-164, 1982.
17. G. Dubost, ”Transmission-line model analysis lossy rectangular microstrip patch,” *Electron. Lett.*, Vol. 18, no. 7, pp. 281-282, 1982.