



逢甲大學學生報告 ePaper

報告題名：

增加微帶天線頻寬的阻抗匹配技術

An Impedance-Matching Technique for Increasing the
Bandwidth of Microstrip Antennas

作者： 陳志輝

系級： 電機工程研究所

學號： M9405560

開課老師： 陳志強 老師

課程名稱： 天線特論

開課系所： 電機工程研究所

開課學年： 九十四學年度 第二學期



摘 要

在傳統的微帶天線中，它所具有的窄頻特性是必需考慮的。另外，除了單一饋入的圓極化之外，它的頻寬限制是受到輸入阻抗的共振作用所影響，而不是輻射或增益的變化，且此二項因素的變動量在 10 到 20 的百分比頻寬內皆極微，通常可以忽略的。因此，寬頻阻抗匹配的提出便作為增加頻寬的一個自然的解決方法。最大能得到的頻寬可由 Fan's 寬頻匹配原理來計算出。找出最佳的阻抗匹配網路設計，頻寬增大係數至少在 3.9，而確切的數值則取決於匹配程度的需要。考慮到實際狀況，對傳輸線的型態做出適當的匹配網路設計。且注意這個原型網路轉換到一個實際的架構(例如：微帶線或帶線電路)。實際的設計範例和實驗結果可以清楚的表現出這項技術的有效性。

Abstract [1]

The nature of the inherent narrow bandwidth of conventional microstrip patch antennas is considered. It is observed that, except for single-feed circularly polarized elements, their bandwidth is limited only by the resonant behavior of the input impedance and not by radiation pattern or gain variations, which usually are negligible over a moderate 10 to 20 percent bandwidth. Therefore, broad-band impedance-matching is proposed as a natural solution to increase the bandwidth. The maximum obtainable bandwidth is calculated using Fano's broadband matching theory. It is found that by using an optimally designed impedance-matching network, the bandwidth can be increased by a factor of at least 3.9, the exact value depending on the degree of matching required. In view of practical realizations, a transmission-line prototype for a proper matching network is developed. Attention is paid to the translation of this prototype network into a practical structure (e.g. a microstrip or stripline circuit). Practical design examples along with experimental results are given which clearly show the validity of the technique.

目錄

摘要.....	i
Abstract.....	ii
目錄.....	iii
圖目錄.....	iv
第一章 緒論.....	1
1.1 簡介與研究動機.....	1
1.2 論文大綱.....	2
第二章 設計的理論基礎.....	3
2.1 頻率與天線參數.....	3
2.2 頻率增大係數.....	3
2.3 傳輸線匹配網路原型.....	7
2.4 阻抗匹配天線的設計步驟.....	11
第三章 寬頻匹配網路技術的應用.....	13
3.1 單層基板阻抗匹配矩形天線.....	13
3.2 多層阻抗匹配方形天線.....	17
第四章 結論.....	21
參考文獻.....	22

圖目錄

圖 2.1 寬頻匹配原理圖	7
圖 2.2 寬頻增大係數 V.S.VSWR 圖	7
圖 2.3 天線阻抗的傳輸線模型圖	11
圖 2.4 匹配網路原型於開端電路傳輸線段的組成圖	11
圖 2.5 傳輸線寬頻匹配網路原型圖	12
圖 3.1 矩形阻抗匹配天線(天線#1)圖	16
圖 3.2 參考天線(天線#2)圖	16
圖 3.3 天線#1 和#2 的反射損耗 V.S.頻率圖	17
圖 3.4 天線#1 和#2 的傳輸特性 V.S.頻率圖	17
圖 3.5 多層阻抗匹配天線(天線#3)圖	19
圖 3.6 天線#3 的反射損耗 V.S.頻率圖	19
圖 3.7 天線#3 的傳輸特性及增益的產生(天線#4)圖	20
圖 3.8 天線#3 輻射特性圖	21

第一章 緒論

1.1 簡介與研究動機

微帶天線有多令人感興趣的特性(例如：外形小、重量輕、便宜)，但是它應用在許多系統上常因為窄頻的特性而受到阻礙[2]。有許多可用來增加頻寬的元件已經被研究；例如，電氣元件[3]，堆疊式貼片，多層元件[4]，多共振元件[5]、[6]。所有這些寬頻的元件，不管怎麼說，都具有增加其複雜性的特性以及/或擴大輻射結構的尺寸。一般而言，這些用來增加阻抗頻寬的方法也會帶來產生出不足的輻射特性的影響。例如，多共振元件[5]、[6]顯示出頻率與陣列作用的干擾，或多或少都會對輻射特性造成影響。增加基板厚度[3]、[4]會導致增加基板的激發波[7]。除了較低的輻射效能，這些基板的波會在基板邊緣造成衍射以及使得輻射特性的品質下降。雖然這些激發在基板內的波可以大量避免使用基板材料且有非常低的介電常數(例如： $\epsilon_r = 1$)，然而這些電氣元件天線的應用只在適當的饋入技術下才得以使用[2]、[4]、[8]。

本論文中，寬頻阻抗匹配[9]的提出，是一項用來增加微帶天線頻寬的方法[10]、[11]。這個方法是唯一不會改變輻射本身因素的一個方法。反而，在輸入阻抗端加入一個易反應的匹配網路來達到補償頻

率的快速變化。這個有效的技術是基於輻射特性的頻率較不靈敏以及增益特性在輸入共振阻抗作用下的比較。這些內容在章節 2.1 都有相關的說明。在章節 2.2 中，為正常取得的頻寬和透過使用寬頻匹配計算而得到的頻寬。經由前者來分配後者的數量，而寬頻增大係數的獲得是取決於頻寬準則，表示如同最大可允許的電壓駐波比(VSWR)。在章節 2.3 中，為一傳輸線匹配網路型態的推導，可以基於這些根據在實作上得到幫助。章節 2.4 為一個微帶天線阻抗匹配完整的設計過程概略。這也表示說因為這二個推導出的原型和同樣的原型轉換至實際架構很接近，而最後的設計可以透過使用適當的電腦模擬和最佳化來獲得。最後，在第三章為二個實際設計範例的介紹。二個關於 S 頻帶的微帶天線元件：單層基板的矩形元件與共面的微帶線匹配網路結構，以及一方形的多層元件與天線匹配網路結構。

1.2 論文大綱

本文分為四章：第一章為緒論。第二章介紹設計上的理論基礎，說明頻率與天線參數的關係，並藉由相關的方程式來決定頻寬增大係數，討論到傳輸線匹配網路原型的變化在匹配度上的影響，在章節的最後介紹到阻抗匹配天線的設計步驟。第三章為利用寬頻匹配網路的技術，應用在實際的範例上。第四章對寬頻匹配網路技術做一總結。

第二章 設計的理論基礎

2.1 頻率與天線參數

在一般微帶貼片天線操作特性之頻率相關性的一項實驗研究清楚地顯示出阻抗的變動是限制頻寬的主要因素，反之增益(gain)(=方向性(directivity) × 輻射效率(radiation efficiency))和輻射圖案(radiation pattern)的變化量，在 10 到 20 的百分比頻寬內其變動仍極微，幾乎可以忽略不計。這種情形可以很容易地利用空腔模擴展(modal expansion)理論[12]來解釋，就如同其應用在微帶天線空腔分析模型一般[13]。根據這些模型，總輸入阻抗可以寫成一阻抗和的形態，當每個形態的阻抗作用在並聯共振電路時。同樣地，總輻射場也可寫成一向量和的形態。因此，接下來的實例只有在單主模上被激發，輸入阻抗將作用在並聯共振電路，反而(相對的)輻射圖的顯示幾乎沒有頻率的變化。因為操作在單一饋入圓極化(SFCP)微帶天線[13]、[14]是基於同步激發在二個正交的模式上，因此上述說明則不應用於 SFCP 元件。但是幾乎在所有的情形下，這些將存在 10%到 20%的頻帶，只有激發在高階模時可以被忽略，以及阻抗是唯一限制頻寬的因素。這甚至可應用在微波放射性掃描陣列的應用中[15]。

2.2 頻寬增大係數

接近主要的共振頻率時，微帶天線的輸入阻抗可以被轉換成串聯共振或並聯共振的 RLC 電路模型。甚至能選擇適當的參考面在饋入線上或者是設計成一些較簡單的阻抗轉換電路。所以，假定一個隨時間變化而變化的指數函數($j\omega t$)，則輸入阻抗在串聯共振的情形下可寫成

$$Z_{in} = R_o (1 + jQv) \quad (2-1)$$

或者是在並聯共振的情形下可寫成

$$Z_{in} = \frac{R_o}{1 + jQv} \quad (2-2)$$

在這些方程式中， R_o 為共振阻抗， Q 為品質因素，以及

$$v = \frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \quad (2-3)$$

f 為頻率變數， f_r 為共振頻率。假設饋入線的特徵阻抗為 Z_o ，則輸入

VSWR 可表示成

$$\left| \frac{Z_{in}(f) - Z_o}{Z_{in}(f) + Z_o} \right| = \frac{VSWR(f) - 1}{VSWR(f) + 1} \quad (2-4)$$

假設頻寬的標準使得 $VSWR \leq S$ ， f_1 和 f_2 分別為低頻帶及高頻帶的邊緣處，以致於 $VSWR(f_1) = VSWR(f_2) = S$ ，則頻寬可寫成

$$B = \frac{f_2 - f_1}{f_r} \quad (2-5)$$

式(2-1)-(2-5)可表示成

$$B = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{(TS-1)(S-T)}{S}} \quad (2-6)$$

當 $T = Z_o/R_o$ 在串聯共振的情形時，以及 $T = R_o/Z_o$ 在並聯共振的情形時。因為，一般而言，天線的設計在共振頻率必需有好的匹配(例如：饋入探針放置在正確的位置或是透過四分之一波長的傳輸線)， T 通常為一數值。式(2-6)可減少為已知的表示[13]

$$B|_{T=1} = \frac{1}{Q} \frac{S-1}{\sqrt{S}}. \quad (2-7)$$

但是注意到，為了達到最大值 B ，使得 $T = T_{opt} \neq 1$ 在

$$T_{opt} = \frac{1}{2} \left(S + \frac{1}{S} \right). \quad (2-8)$$

式(2-8)應用的證明是透過最基本的寬頻阻抗匹配而得(當 $n = 1$)。

藉由式(2-7)計算出的頻寬很明顯的有增加，至少在原理上，透過使用阻抗匹配網路，如圖 2-1。理想上，網路可轉換為與頻率相依的複合天線阻抗 Z_{in} 到一個純電阻 Z_o 在和需求一樣大的頻帶之上。然而，對這樣的轉變看來像存在一些理論的限制。確實，完美的匹配網路對連續的頻帶而言是完全無功且不可能的(即線性、被動和無損耗)。最好的可以看到為連續(非完美)操作頻帶內的匹配以及全部在頻帶外的不匹配。在這樣的方法下，假設頻寬先給定，則可達到一有效的匹配度，或者是給定匹配度而達到最大頻寬(例如： $VSWR \leq S$)。最

大 $VSWR = S$ 的頻寬可由串聯或並聯共振電路來取得，可以透過 Fano's 原理[9]、[16]直接計算。其結果為

$$B_m = \frac{1}{Q} \frac{\pi}{\ln\left\{\frac{S+1}{S-1}\right\}} \quad (2-9)$$

該方程式的表示為最大可實現的頻寬是反比於元件的品質因素以及反射損耗(以 dB 表示)。

因為式(2-9)的表示為理想值，在理論上可由寬頻阻抗匹配來達到，以及式(2-7)為一般情形下可得到的頻寬，最大頻寬增大係數的取得可透過下式：

$$F = \frac{\pi\sqrt{S}}{(S-1)\ln\left\{\frac{S+1}{S-1}\right\}} \quad (2-10)$$

圖 2-2 所示為此係數相依於 S ，以及當 $S = 2.64$ 時有個最小值為 3.90。

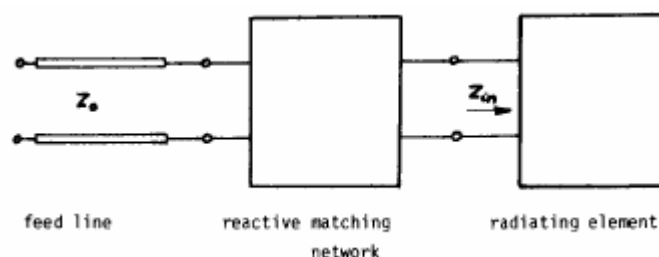


圖 2-1 寬頻匹配原理[1]

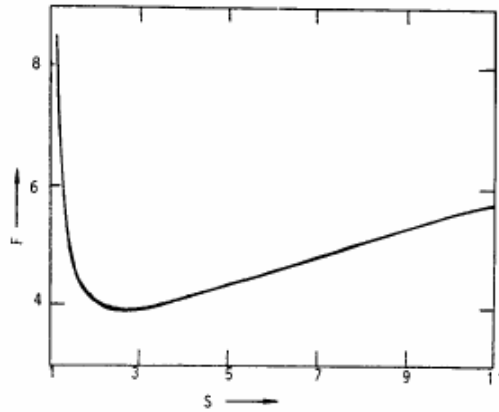


圖 2-2 頻寬增大係數 V.S. VSWR[1]

2.3 傳輸線匹配網路原型

對於透過阻抗匹配來增加頻寬，可藉由一個適當的匹配網路設計來達成。在這節中，傳輸線匹配網路由二分之一波長的開端電路以及四分之一波長的短路線所組成，在實際的微波頻率下這樣的原型是很有用的。這個原型有足夠自由度去實際實現一微帶線或帶線，假設設計的頻寬不小於 4%。很清楚可以看到其它的原型用於設計實際的匹配網路(例如：表面元件用於 MMIC 或耦合傳輸線小型化整合)，但是這些原型在本論文中並不受到考慮。

一般而言，寬頻匹配網路的設計是一個困難的網路問題。因此，現階段發表的成果在本文中有被大量引述。在文獻[17]中，正規化的低通型態元件在 LC 階梯電路中有這樣的特性，在給定並聯 RC 或串聯 RL 負載的情形下。這些正規化的設計參數(稱 g_i -參數)被使用在目前的合成原型之下。

低通電路中並聯 RC 或是串聯 RL 負載可轉換為帶通共振模型，
如圖 2-3，可透過

$$f_{LP} = \frac{\tan(\pi f/f_r)}{2\pi\Lambda} \quad (2-11)$$

當

$$\Lambda = \tan\left(\frac{\pi}{2}B\right) \quad (2-12)$$

以及 f_{LP} 為低通頻率的變化量。在此頻率的轉換中，並聯電容元件可轉換成二分之一波長開端電路，以及串聯電感元件可轉換成串聯二分之一波長短路電路。因為之後的並不完全能實現，他們要除去從匹配網路利用導納轉換 J 為 Y -矩陣的特性

$$Y = \begin{bmatrix} 0 & jJ \\ jJ & 0 \end{bmatrix}. \quad (2-13)$$

這樣的方法，中間的匹配網路如圖 2-4 可在串聯共振的情形獲得，同樣的情形(相當於一個附加的轉換器 J_{12}) 在並聯共振下亦可獲得。

傳輸線的共振模型如圖 2-3，幾乎可以同等於(至少大於一個適當的頻寬) 2.2 中傳統元件的 RLC 電路(利用 $f_{LP} = V/B$ 來取代(2-11)的產生)。品質因素為

$$Q = \frac{\pi R_o}{2 Z_{c1}} \quad (2-14)$$

在並聯共振的情形下(圖 2-3(a))，以及

$$Q = \frac{\pi Z_{c1}}{2 R_o} \quad (2-15)$$

在串聯共振的情形下(圖 2-3(b))

關於圖 2-3 和圖 2-4, 可以注意到所有的線段在共振頻率 f_r 時為二分之一波長, R_o 為天線共振阻抗, $Y_{ci}(Z_{ci})$ 是特徵導納(阻抗)於 i th 的傳輸線共振上, $J_{i,i+1}$ 則為對納轉換於共振 i 和 $i+1$ 之間, $J_{n,n+1}$ 是最後阻抗率導納的轉換, 以及 Z_o (實數) 為系統阻抗(通常是 50Ω)。可以看到第一共振($i=1$) 屬於天線模態本身, 而接下來的($i=2, 3, \dots, n$) 則屬於匹配網路。假如被限制的天線模態到貼片元件而不包括可能的饋入探針電感, 而後面的包含 $i=2$ 的共振[8]、[18]、[19], 探討於章節 2.4。

不同的網路參數 Y_{ci} 和 $J_{i,i+1}$ 必須滿足下述：

$$J_{12} = \sqrt{\frac{\Lambda Y_{c2}}{R_o g_2}} \quad (\text{並聯共振}) \quad (2-16)$$

$$Y_{c2} = \frac{g_2}{\Lambda R_o} \quad (\text{串聯共振}) \quad (2-17)$$

$$J_{i,i+1} = \Lambda \sqrt{\frac{Y_{ci} T_{c,i+1}}{g_i g_{i+1}}}, \quad i = 2, 3, \dots, n-1 \quad (2-18)$$

$$J_{n,n+1} = \Lambda \sqrt{\frac{\Lambda Y_{cn}}{g_n g_{n+1} Z_o}}. \quad (2-19)$$

g_i -參數可從[17]得知, 而函數為網路 n (透過設計者的選擇) 來指示, 以及衰減率為

$$\delta = \frac{\pi}{2\Lambda Q}. \quad (2-20)$$

注意其定義 $g_0 = 1$ 和 $g_1 = 1/\delta$ 。

實際可得到的原型，此導納的轉換由透過四分之一波長線來取代。此外，增加自由度的數量，二分之一波長段被分為二個四分之一波長段與不同的特徵阻抗。用這種方法，最後原型的取得被描述於圖 2-5，為串聯共振的情形。對於圖 2-4 和圖 2-5 (串聯共振)的網路以及大概相等的網路(並聯共振)，並滿足下述的方程式，當 $i = 2, 3, \dots, n$ [16]：

$$Y_c^{i,i+1} = J_{i,i+1} \cos\left(\frac{\pi}{4} B\right) \quad (2-21)$$

$$Y_{ci}' = \left[Y_{ci} \Lambda - (Y_c^{i-1,i} + Y_c^{i,i+1}) \Gamma \right] \frac{a_i - \Gamma^2}{(1 + a_i) \Gamma} \quad (2-22)$$

$$Y_{ci}'' = a_i T_{ci}' \quad (2-23)$$

當

$$\Gamma = \tan\left(\frac{\pi}{4} B\right) \quad (2-24)$$

以及 a_i -參數可以被自由選擇。在並聯共振中，可用式(2-21)，當 $i = 1$ ，以及在串聯共振中，第一項在圓括號內(2-22)可消除，當 $i = 2$ 。

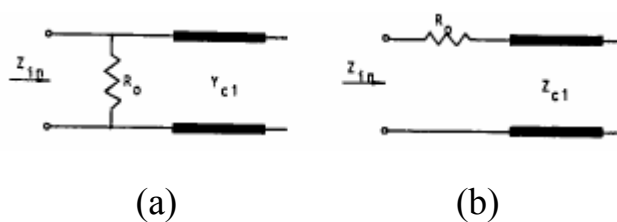


圖 2-3 天線阻抗的傳輸線模型。(a) 並聯共振。(b) 串聯共振[1]

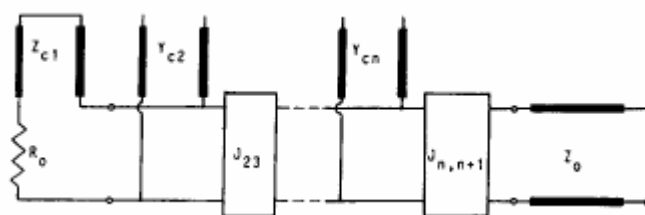


圖 2-4 匹配網路原型於開端電路傳輸線段的組成[1]

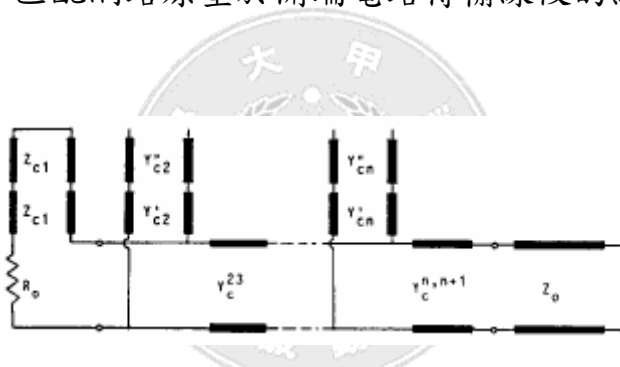


圖 2-5 傳輸線寬頻匹配網路原型[1]

2.4 阻抗匹配天線的設計步驟

此節是對微帶天線元件的寬頻阻抗匹配網路設計過程做一個完整的總結。首先，天線的阻抗是設計在中心頻率的共振處，其說明於 2.2。接著是天線模式的參數 f_r 、 R_0 和 Q 的決定。這必須非常謹慎的透過精準的量測，因為多數的分析模式並不够精確於該用途[16]。

已知一天線參數，階數 n 和頻寬 B (假設不給定)也可決定。利用式(2-20)和文獻[17]，在仔細選擇計算後便可獲得。 n 的選擇通常會反映在交換增大頻寬及/或匹配度(較大的 n ，可接近理想，式(2-9)將可以更接近)在頻帶之間，以及會增加其複雜性(網路將變得更大，損耗變得更多)於另一個上。 n 的參考值為 2、3 或 4。在 $n = 1$ 的情形是不重要的，在 2.2 式(2-8)中有探討到。這方法在文獻[8]和[18]被描述，當 $n = 1.5$ (饋入探針電感的共振透過串聯電容於中心頻為沒有先最佳化的電感值)而文獻[19]給定一實數 $n = 2$ 的表面元件方法。

知道 n 和 δ ，此 g_i -參數 ($i = 2, 3, \dots, n$) 可從[17]尋得。該參數在中間的原型(圖 2-4)時，接著從式(2-16)或式(2-17)、式(2-18)及式(2-19)。再來，此參數最後型態可從式(2-21)-(2-23)來取得。在這過程中，有 $2n-3$ 的自由度在串聯共振的情形下，以及 $2n-2$ 在並聯共振的情形。一個可能，例如，選擇一個自由的 Y_{ci} -參數 (除了 Y_{c2} 在串聯共振中)及 a_i -參數。透過仔細的考慮來做這些選擇，通常可能得到差不多實際的原型，即一個原型透過轉換輸出來產生適當的線寬。

最後的步驟是把原型轉換成實際電路，是非常關鍵的一環。確實，為了得到好的結果，中斷補償的影響是絕對必要(像是開端、步驟和 T 連接)的。因此，可以避免冗長的反覆測試調整的過程，此應用在電腦模擬和最佳化技術是非常令人滿意的。這也允許在不同的

設計型態中達到補償，即利用接近傳輸線模型的天線阻抗(圖 2-3)以及接近中間的原型(圖 2-4)，根據最後的原型(圖 2-5)。



第三章 寬頻匹配網路技術的應用

3.1 單層基板阻抗匹配矩形天線

第一個設計範例是關於一個矩形微帶天線和一共面的微帶線阻抗匹配網路所構成的天線。整體的結構在上層為一 $20\text{cm} \times 15\text{cm} \times 1.6\text{mm}$ RT/duroid 5880 的結構($\epsilon_r = 2.20$)，如圖 3-1 所示。為一個相類似的天線，其結構是一個盾形的微帶線匹配網路(當盾高為調整最佳化的共振網路)，其敘述在文獻[11]、[20]。

接著是天線的參數，包括改進過的傳輸線模型[21]，其設計如下：
 $f_r = 3.027\text{ GHz}$ 、 $R_o = 48.88\Omega$ 及 $Q = 22.64$ (並聯共振)。此電路設計是基於下述的選擇： $n = 3$ 、 $B = 10\%$ 、 $Z_c^{23} = 130\Omega$ 、 $Y_{c2} = Y_{c3}$ 和 $a_2 = a_3 = 1$ 。與 $Z_o = 50\Omega$ ，可產生： $Z_c^{12} = 65.72\Omega$ 、 $Z_c^{34} = 72.28\Omega$ 、 $Z_{c2}' = Z_{c2}'' = 25.78\Omega$ 和 $Z_{c3}' = Z_{c3}'' = 25.33\Omega$ 。當轉換這些數值到微帶線電路，如圖 3-1，且 $i = 2$ 和 $i = 3$ 的共振，實際上是為了減少線寬而讓二個並聯在同一段。

要能判斷阻抗匹配天線正確的性能，一參考天線(圖 3-2)透過相同的製程來製作(由相同的單層基板去做裁切)。此參考天線與阻抗匹配天線完全相同，除了用匹配網路來取代一簡單的 50Ω 微帶線之外。注意的是天線元件邊緣的饋入阻抗的計算(即 48.88Ω)幾乎等於 50Ω 。因此，此參考天線在 $f = f_r$ 時會有好的匹配。圖 3-3 所示為二天線的

反射損耗。此參考天線在 3.025 GHz (-21.5 dB)處有較佳的匹配以及在 3.424 GHz 處有一高階模的下降。此高階模透過匹配網路的抑制，對於其它曲線來說下降相當多。在操作頻帶內，阻抗匹配天線在 3.035 GHz (-8.8 dB)處有較差的匹配。可以看到此頻帶的水平($S = 2.14$)，透過一係數 3.2 在 275 MHz 或 9.1 %處被增加，而這樣程度的匹配其理論上最大頻寬增大係數相當於 4.0 (圖 2-2)。

圖 3-3 很清楚的表示，除了在一較小的頻帶 f_r 周圍，不匹配的損耗於天線#1 (阻抗匹配天線)的操作頻帶內較少於天線#2 (參考天線)。然而，因為匹配網路將不可避免的是少量的損耗，透過損耗的增加則不匹配損耗的減少不能視為忽略。情況並非如此，透過圖 3-4 證明，顯示出二天線的傳輸性能。尤其，輻射的连接是已確立在增益的產生在一邊緣以及天線#1 或#2 之間。此圖所示為二實例的傳輸係數的量測值。此特性幾乎和增益是成比例的。接著，天線#1 有較高的發射效能在 2.832 - 2.988 GHz 頻帶以及 3.055 - 3.174 GHz 頻帶，而天線#2 在這二者間則有較高的效能。最大的不同在於中心頻帶相當於 0.61 dB 處以及發生在 3.026 GHz 處(即天線#2 最佳匹配的頻率)。

關於輻射特性圖，二天線的 E 面和 H 面被量測於 2.9、3.0 和 3.1 GHz [16]。它們並沒有顯示出太大的差異，藉由匹配網路的證明，雖然與貼片為共面，但這並不會影響到它輻射的特性。可以注意到，

不論如何也只有共極的特性圖被量測到。

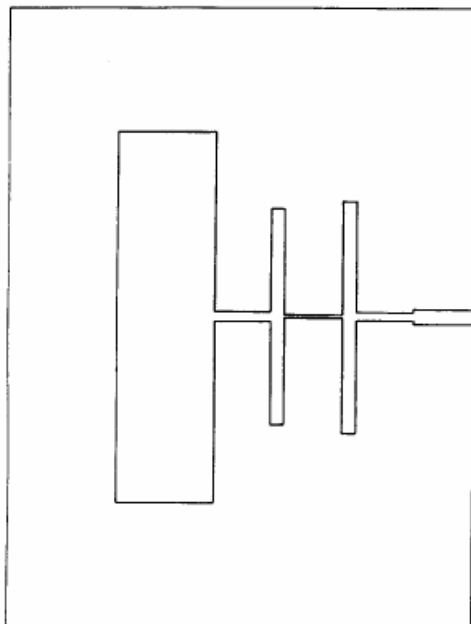


圖 3-1 矩形阻抗匹配天線(天線#1)[1]

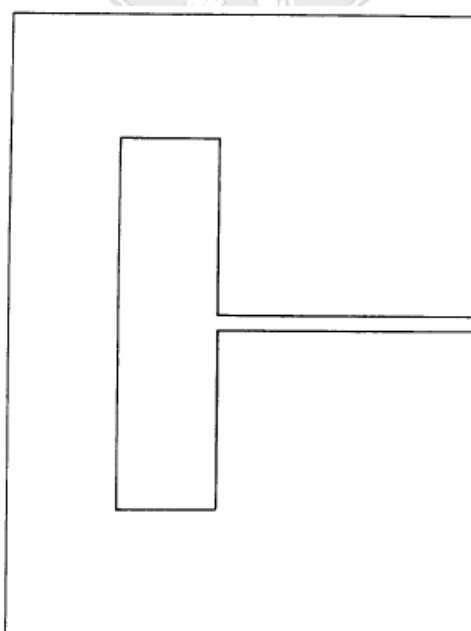


圖 3-2 參考天線(天線#2)[1]

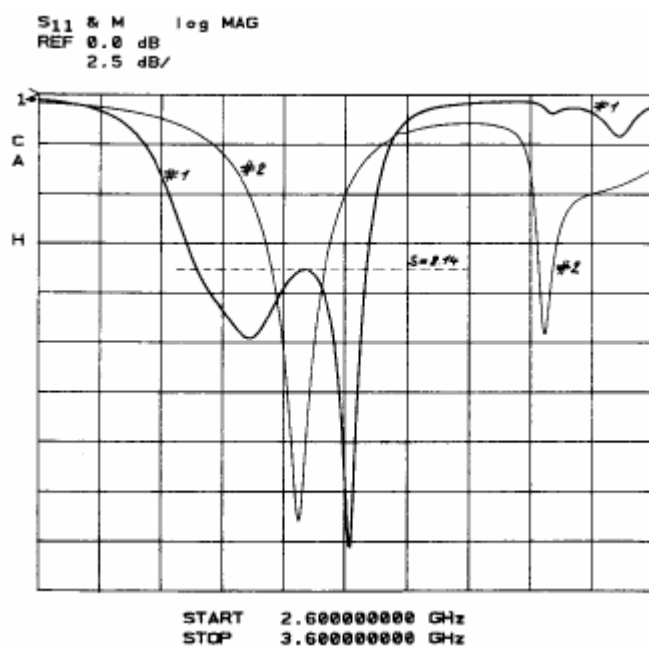


圖 3-3 天線#1 和#2 的反射損耗 V.S.頻率[1]

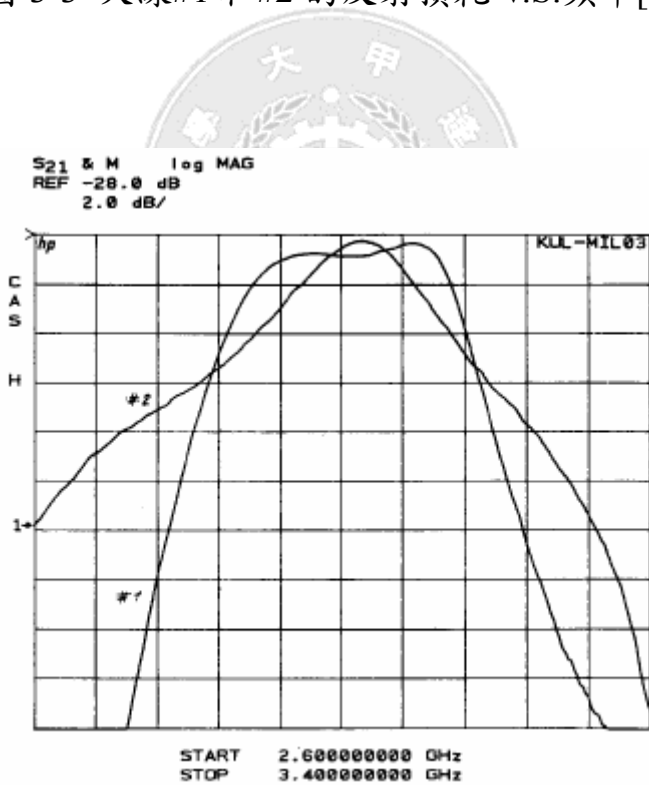


圖 3-4 天線#1 和#2 的傳輸特性 V.S.頻率[1]

3.2 多層阻抗匹配方形天線

天線模型的參數為 $f_r = 3.28 \text{ GHz}$ 、 $R_o = 33.3\Omega$ 和 $Z_{c1} = 151.5\Omega$ (串聯共振). 選擇 $n = 2$ 、 $b = 12\%$ 、 $a_2 = 0.3$ 和 $Z_o = 50\Omega$ ，此設計是直接被進行的。利用電腦模擬和最佳化，並且調整來做出不同近似值的補償。圖 3-6 為反射損的量測圖。考慮 -16.44 dB (或 $S = 1.35$) 的高度，為最大能操作的頻帶，可得到 324 MHz or 9.9% 的頻帶。利用式(2-7)和式(2-15)，在同樣的水平下此不匹配的天線可找到的頻帶 只有 4.2% 。也注意到較好的匹配在 -14 dB 處可得到 12% 的設計頻寬。

傳輸的效能在圖 3-7 中有說明。此圖所示為傳輸係數一邊在對數-週期的雙偶極陣列天線以及阻抗匹配天線或增益水平在(Narda Model 644)另一邊。接著可以看到它增益在 8 dB 之上有一 12% 的頻帶。此高增益數值對一個單一方形元件是部分由於謹慎的選擇水平面的尺寸($70 \text{ mm} \times 70 \text{ mm}$)。在設好的接地面上，會有較少量的增益。

最後，圖 3-8 為 E 面和 H 面在 3.1 、 3.3 和 3.5 GHz 處的共極與交叉極的特性圖。而這些圖在操作頻帶中並沒有任何顯著的變化。

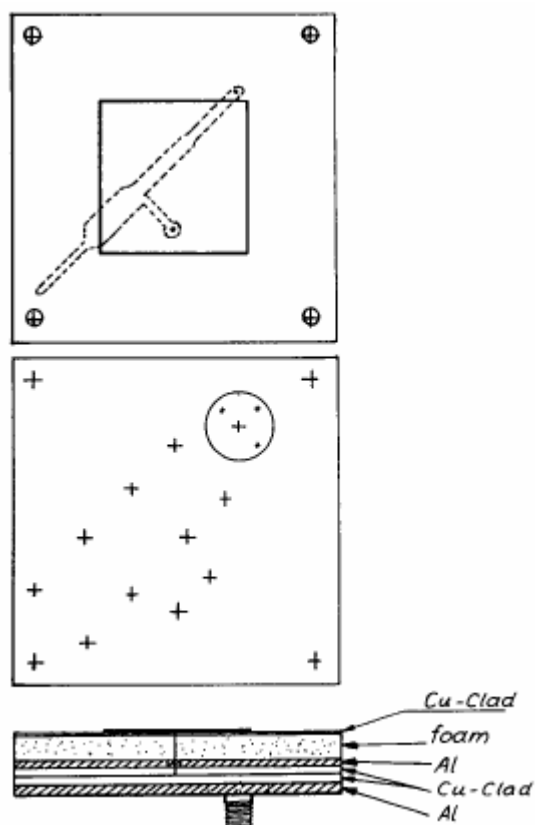


圖 3-5 多層阻抗匹配天線(天線#3)[1]

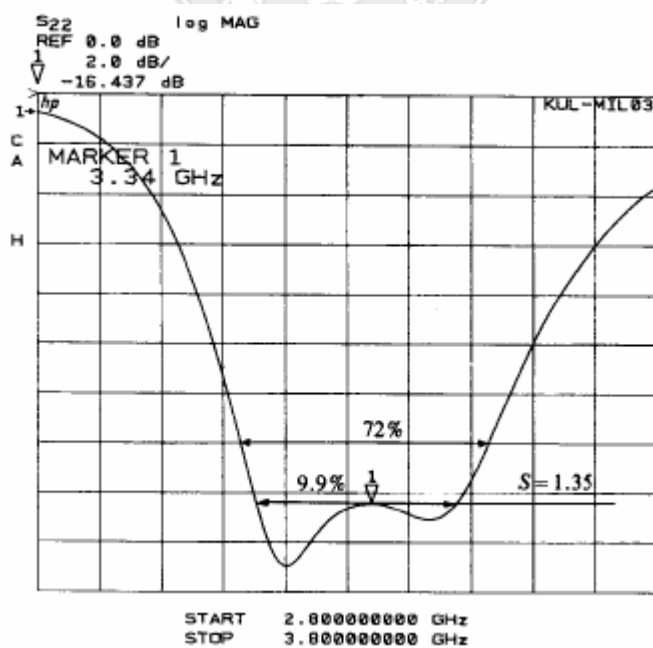


圖 3-6 天線#3 的反射損耗 V.S. 頻率[1]

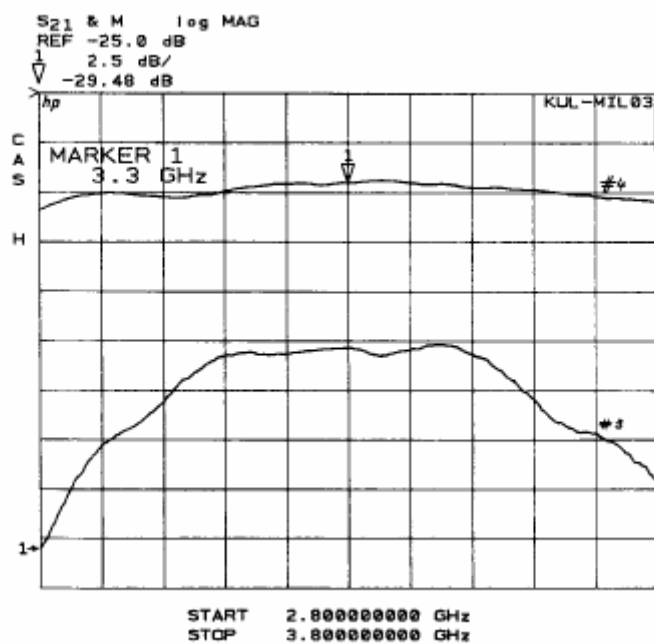
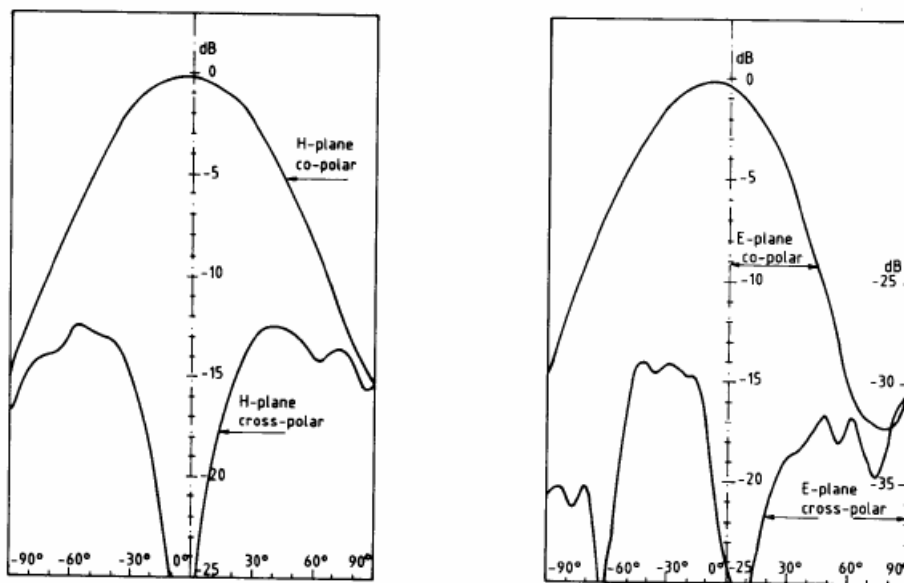


圖 3-7 天線#3 的傳輸特性及增益的產生(天線#4)[1]



(a)

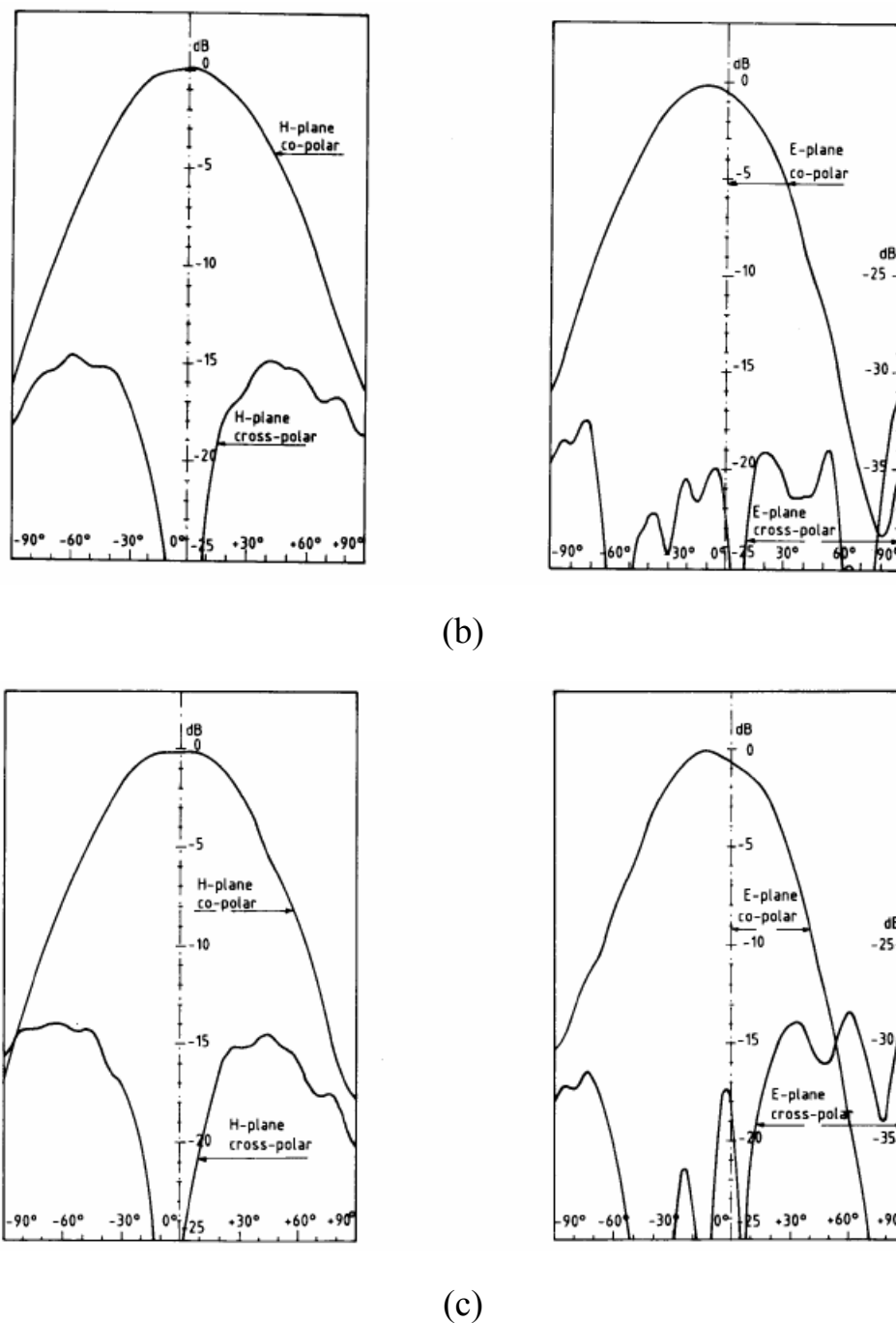


圖 3-8 (a) 天線#3 在 3.100 GHz 輻射特性圖的量測值。(b) 天線#3 在 3.300 GHz 輻射特性圖的量測值。(c) 天線#3 在 3.500 GHz 輻射特性圖的量測值[1]

第四章 結論

本論文中，寬頻阻抗匹配的提出，對於用來增加微帶天線頻寬是一項相當有效的技術。理論上的限制已經被描述，以及一個需要匹配網路的實際設計方法已被概述。其有效的設計過程則透過二個代表性的設計範例來說明。然而，阻抗匹配是一項相當普遍的技術，許多設計的過程和實作在透過這項技術來設計時，將有可能產生出更好的結果。



參考文獻

- [1] H. F. Pues and A. R. V. D. Capelle, "An impedance-matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, pp. 1345-1354, Nov. 1989.
- [2] D. M. Pozar, "An update on microstrip antenna theory and design including some novel feeding techniques," *IEEE Antennas Propagat. Soc. Newsletter*, vol. 28, no. 5, pp. 5-9, Oct. 1986.
- [3] E. Chang, S. A. Long, and W. F. Richards, "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, pp. 767-772, June 1986.
- [4] C. H. Chen, A. Tulintseff, and R. M. Sorbello, "Broadband two-layer microstrip antenna," in *IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig.*, 1984, pp. 251-254.
- [5] G. Kumar and K. C. Gupta, "Directly coupled multiple resonator wideband microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-33, pp. 588-593, June 1985.
- [6] H. Pues, J. Bogaers, R. Pieck, and A. Van de Capelle, "Wideband quasi-log-periodic microstrip antenna," *Inst. Elec. Eng. Proc.*, vol. 128, pt. H, pp. 159-163, June 1981.
- [7] A. K. Bhattacharyya and R. Garg, "Effect of substrate on the efficiency of an arbitrarily shaped microstrip patch antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, pp. 1181-1188, Oct. 1986.
- [8] K. S. Fong, H. F. Pues, and M. J. Withers, "Wideband multilayer coaxial-fed microstrip antenna element," *Electron. Lett.*, vol. 21, pp. 497-499, May 23, 1985.
- [9] R. M. Fano, "Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances," *J. Franklin Inst.*, vol. 249, nos. 1-2, pp. 57-83 and 139-154, Jan.-Feb. 1950.
- [10] H. F. Pues and A. R. Van de Capelle, "Impedance-matching of microstrip resonator antennas," in *URSI North Amer. Radio Sci. Meet. Dig.*, Quebec, June 1980, p. 189.
- [11] "Broad-band microstrip antenna," U.S. Patent 4445122, Apr. 24, 1984.
- [12] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. New York: McGraw-Hill, 1961, pp. 431-440.
- [13] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip antenna technology," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, pp. 2-24, Jan. 1981.
- [14] P. C. Sharma and K. C. Gupta, "Analysis and optimized design of single feed

- circularly polarized microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-31, pp. 949-955, Nov. 1983.
- [15] J. S. Lee and W. J. Furlong, "An extremely lightweight fuselage-integrated phased array for airborne applications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, pp. 178-182, Jan. 1981.
- [16] H. F. Pues, "Study of the bandwidth of microwave integrated antennas: Development of design models for wideband microstrip antennas" (in Dutch), Ph.D. dissertation, Microwaves and Lasers Div., Catholic Univ. Louvain, Louvain, Belgium, 1983.
- [17] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. New York: McGraw-Hill, 1964, sec. 4.09-4.10.
- [18] J. M. Griffin and J. R. Forrest, "Broadband circular disc microstrip antenna," *Electron. Lett.*, vol. 18, pp. 266-269, Mar. 18, 1982.
- [19] D. A. Paschen, "Practical examples of integral broadband matching of microstrip antenna elements," in *Proc. 1986 Antenna Appl. Symp.*, Monticello, IL, Sept. 17-19, 1986.
- [20] H. F. Pues and A. R. Van de Capelle, "Wideband impedance-matched microstrip resonator antennas," in *Inst. Elec. Eng. Conf. Pub. 195* (Antennas and Propagation), pt. 1, pp. 402-405, Apr. 1981.
- [21] —, "Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna," *Inst. Elec. Eng. Proc.*, vol. 131, pt. H, pp. 334-340, Dec. 1984.
- [22] H. Pues, A. Van Kauteren, J. Vercruysse, and A. Van de Capelle, "Broadband microstrip radar antenna element," in *Proc. Int. Conf. Radar*, Paris, May 1984, pp. 298-303.