

[illegible]

執行期間： 86 年 8 月 1 日至 89 年 7 月 31 日

計畫參與人員：黃傑超 林芳利
龐一心 陳奕昌
涂文化

處理方式：可立即對外發表

- ☐赴國外出差或研習心得報告一份
- ☐赴大陸地區出差或研習心得報告一份
- ☐出席國際學術會議心得報告及發表之論文各一份
- ☐國際合作研究計畫國外研究報告書一份

Department of Electrical Engineering, and
Graduate Institute of Telecommunication Engineering
National Taiwan University

中華民國八十九年十月三十一日

計畫中文摘要：

關鍵詞：槽線、微帶線、槽線天線、混合位勢積分方程、時域有限差分法

本計畫擬發展微帶饋入式槽線天線，並建立所需的理論與數值分析技巧。計畫所探討的內容包含訊號由微帶線到槽線的耦合、在槽線上的傳播、以迄於經漸寬槽線天線輻射至空中，均將做一完整的探討，以建立國內在槽線技術上的研發基礎，並進而開發槽線結構在毫米波段上的應用。

首先針對微帶線到槽線的轉接結構，吾人提出等效集總電路模型，以更準確地預測轉接器的特性並進行設計。此種轉接結構包含了微帶線不連續結構與開槽輻狀截線，利用混合位勢積分方程與動差法，我們可以模擬出微帶線不連續結構與開槽輻狀截線，由輸入端所看到的阻抗，之後再將其帶入等效電路模型。我們推導出等效電路模型的 ABCD 矩陣參數與 S 參數，進而得到單一轉接與背靠背轉接的模擬值。此外本計畫亦使用全波分析法來模擬最後所設計出的轉接電路。將背靠背轉接的模擬結果與實驗量測做比較，結果大致上相符，顯示設計程序與理論分析的正確性。

其次探討漸寬槽線天線的輻射特性，分析方法上利用時域有限差分法，求解空間上各點的電磁場，進而算出各種天線特性，包括輸入阻抗、輻射場型、極化、和頻寬等。方法上吾人發展出新的柱形網格時域有限元素法，引進非正規網格，可以更有效率地分析漸寬開槽天線的結構。

吾人也利用商業軟體 Ansoft HFSS 來分析兩個天線單元組成的天線陣列之特性，包括天線單元間的耦合效應，天線單元間距的影響，以及天線陣列的輻射場型，並實際製作、實驗加以驗證。

計畫英文摘要：

Keywords: Slotline, Microstrip line, Mixed potential integral equation,
Finite-difference time-domain method

This project aims at developing the microstrip-fed slotline antennas and establishing the required analysis approaches. The research topics systematically cover the transition from the microstrip line to slotline, the propagation along the slotline, and the radiation from the tapered slotline antennas. To the end, the project will start up the researches on slotline in the local community and exploit its applications in the millimeter wave spectrum.

At first, we propose the equivalent lumped circuit model of the microstrip-to-slotline transition to get better prediction for transition characteristics. This transition structure consists of the microstrip discontinuities and the slotline radial stub. Using the mixed potential integral equation and the moment method, we can get the input impedance values of the microstrip discontinuities and the slotline radial stub. Then, the input impedance values are incorporated into the equivalent circuit model. The ABCD matrix and S-parameters are derived to obtain the simulation results of single and back-to-back transitions. In addition, full-wave analysis is employed to analyze the whole transition circuit. The good agreement between simulation results and experimental data justifies the design procedure and validates the present analysis approach.

Secondly, this project investigates the radiation characteristics of the tapered slotline antenna. The finite-difference time-domain method will be

applied to solve the electromagnetic field in the three dimensional space and then from which, extract the characteristics of the antenna such as input impedance, pattern, polarization, bandwidth, and so on. In the numerical solution, a novel prism-gridded finite-element method is proposed. A non-rectangular grid scheme is developed so that we can investigate the characteristics of the tapered slot antenna in an efficient manner.

We also use Ansoft HFSS to study the characteristics of the linear array composed of two tapered slotline antennas, including the mutual coupling effects, the effect of the spacing, and the radiation pattern of the antenna array. Finally, the simulation result is verified by experimental measurement.

目錄

第一章 簡介	9
1.1 研究背景及目的	9
1.2 章節介紹	11
第二章 微帶線與槽線轉接之寬頻設計	12
2.1 簡介	12
2.2 等效電路模型	14
2.2.1 單一轉接的等效電路	14
2.2.2 背靠背轉接的等效電路	16
2.3 不連續結構之設計	17
2.3.1 微帶線不連續結構	18
2.3.2 槽線不連續結構	19
2.3.3 電抗補償	19
2.4 數值模擬與實驗結果	20
2.4.1 設計規格	20
2.4.2 設計程序	20
2.4.3 A 型轉接	21
2.4.4 B 型轉接	22
2.5 結論	23

第三章 柱形網格時域有限元素法	50
3.1 簡介	50
3.2 柱形網格時域有限元素法	51
3.2.1 網格分割	51
3.2.2 柱形網格時域有限元素法之列式	52
3.2.3 基底函數	53
3.2.4 矩陣方程式	54
3.2.5 計算效率的探討	55
3.3 數值結果	55
3.3.1 貫孔接地	55
3.3.2 共面波導到共面傳輸線的轉接	57
3.4 結論	57
第四章 微帶饋入式漸寬槽線天線	64
4.1 簡介	64
4.2 單一槽線天線單元	65
4.3 雙槽線天線陣列	65
4.4 結論	67
第五章 結論	78
參考文獻	79

圖表目錄

圖 2.1 : 兩種微帶線與槽線轉接結構。	24
圖 2.2 : (a) A 型轉接 ; (b) B 型轉接。	25
圖 2.3 : (a) 圖 2.2 轉接結構的傳輸線等效電路 ; (b) 簡化的等效電路。	26
圖 2.4 : 圖 2.2(a)轉接結構 (A 型轉接) 之實驗電路佈局。	27
圖 2.5 : 圖 2.2(b)轉接結構 (B 型轉接) 之實驗電路佈局。	28
圖 2.6 : 圖 2.4 與圖 2.5 實驗電路佈局的等效電路	29
圖 2.7 : 微帶線不連續結構示意圖, (a) 俯視圖 ; (b) 側視圖。	30
圖 2.8 : 角度 θ 變化對微帶線不連續結構之輸入電抗 X_m 的影響。 ..	31
圖 2.9 : 開槽輻狀截線結構示意圖, (a) 俯視圖 ; (b) 側視圖。	32
圖 2.10 : 角度 α 變化對開槽輻狀截線之轉換後的輸入電阻 R 的影響。	33
圖 2.11 : 開槽輻狀截線之輸入阻抗 $Z_{ins}(\alpha = 60^\circ)$ 。	34
圖 2.12 : 開槽輻狀截線之輸入阻抗 $Z_{ins}(\alpha = 45^\circ)$ 。	35
圖 2.13 : 開槽輻狀截線之輸入阻抗 $Z_{ins}(\alpha = 30^\circ)$ 。	36
圖 2.14 : 角度 α 變化對開槽輻狀截線之正規化輸入電導 g 的影響。	37
圖 2.15 : 角度 α 變化對開槽輻狀截線之轉換後的輸入電抗 X 的影響。	38
圖 2.16 : 開槽輻狀截線之轉換後的輸入電抗 X 與微帶線不連續結構之 輸入電抗 X_m 的補償效應。	39
圖 2.17 : A 型背靠背轉接之結構尺寸, 實驗所用的電路板介電常數為 10.2, 厚度為 1.27mm。	40

圖 2.18：A 型單一轉接結構之反射係數與穿透係數大小。	41
圖 2.19：A 型背靠背轉接結構之反射係數與穿透係數大小。	42
圖 2.20：B 型單一轉接結構之反射係數與穿透係數大小($\alpha = 60^\circ$, $\theta = 30^\circ$)。	43
圖 2.21：B 型單一轉接結構之反射係數與穿透係數大小 ($\alpha = 60^\circ$, $\theta = 60^\circ$)。	44
圖 2.22：B 型背靠背轉接之結構尺寸，實驗所用的電路板介電常數為 10.2，厚度為 1.27mm， $\alpha = 60^\circ$ ， $\theta = 30^\circ$ 。	45
圖 2.23：B 型背靠背轉接之結構尺寸，實驗所用的電路板介電常數為 10.2，厚度為 1.27mm， $\alpha = 60^\circ$ ， $\theta = 60^\circ$ 。	46
圖 2.24：B 型背靠背轉接結構之反射係數與穿透係數大小($\alpha = 60^\circ$, $\theta = 30^\circ$)	47
圖 2.25：B 型背靠背轉接結構之反射係數與穿透係數大小($\alpha = 60^\circ$, $\theta = 60^\circ$)	48
圖 2.26：A 型轉接與 B 型轉接之穿透係數的比較。	49
圖 3.1：(a) 帶有貫孔接地的微帶傳輸線結構；(b) 貫孔接地附近的 網格分割。	59
圖 3.2：柱形網格元素及其未知場的分佈。	60
圖 3.3：帶有貫孔接地的微帶傳輸線（圖 3.1）之穿透係數大小，柱 形網格時域有限元素法計算結果與其他方法計算結果之比 較。微帶傳輸線的線寬為 2.3 mm，貫孔的直徑為 0.6 mm， 介質板厚度為 0.8 mm，介電係數 2.32。求解區域分割為 110 $\times 70 \times 30$ 個網格 ($\Delta = 0.1$ mm， $\Delta_t = 0.167$ ps)，以及 8 個完 全匹配層。	61

圖 3.4 : 共面波導到共面帶線間的轉接結構。	62
圖 3.5 : 共面波導到共面帶線轉接結構 (圖 3.4) 的反射與穿透係數大小, 柱形網格時域有限元素法計算結果與實驗量測之比較。介質板厚度為 25 mil, 介電係數 9.8。	63
圖 4.1 : 微帶饋入式槽線天線單元	68
圖 4.2 : 柱形有限元素處理區域	69
圖 4.3 : 運用柱形網格時域有限元素法, 計算輸入端電場隨時間的變化	70
圖 4.4 : 運用柱形網格時域有限元素法, 計算反射係數隨頻率的變化	71
圖 4.5 : 運用柱形網格時域有限元素法計算場型, (a) E-plane 的場型與[42]比較; (b) E-plane 的場型與實驗值比較。	72
圖 4.6 : 兩天線單元之槽線天線陣列結構圖, $D = 0.375''$, $L = 0.75''$, 微波基板相對介電係數為 2.2, 厚度 $0.062''$ 。斜線部分為金屬, 虛線部分代表另一側的微帶饋入線。	73
圖 4.7 : 圖 4.6 天線陣列的反射係數, 實線為 Ansoft HFSS 模擬結果, 虛線為量測結果。	74
圖 4.8 : 圖 4.6 天線陣列的 E-plane 的輻射場型, 操作頻率為 12 GHz。	75
圖 4.9 : 圖 4.6 天線陣列的兩埠散射矩陣, 實線部分的天線尺寸為 $D = 0.375''$, $L = 0.75''$; 打點部分的天線尺寸為 $D = 0.45''$, $L = 0.75''$ 。	76
圖 4.10 : 單一天線的輸入導納和天線陣列的 Y_{11} 參數之比較。起始頻率 4 GHz, 終止頻率 18 GHz, 頻率間隔為 0.56 GHz。	77

第一章

簡介

1.1 研究背景及目的

槽線基本上是在一大片金屬面上，蝕刻出一細小開槽所構成[1]，由於具有兩個金屬導體，與其他常見的平面型 MIC 導波結構[2]，如微帶線 (microstrip line)、共面帶線 (coplanar strip)、共面波導 (coplanar waveguide) 等一樣，都是截止頻率為零的傳輸線。與共面波導一樣，槽線是單平面 (uniplanar) 結構，很適合直接串接主被動元件，但是它的色散現象相當嚴重，因此並不是非常理想的傳輸線，不過也正因為如此，它很適合作為不同傳輸結構間的轉接，而且也很容易把能量輻射出去，著名的 Vivaldi 天線 [3]，直接把開槽漸漸變寬，便可形成寬頻、窄波束的天線，在很高的頻率，如 W-band 毫米波[4]甚至紅外線波段[5]，槽線天線可說是最適合的平面型天線，常用在衛星通訊、遙測、及無線電天文學的應用上。因此吾人擬發展國內的毫米波技術，探討槽線的特性，建立合適的分析方法與數值程式，並進行實驗與量測，實為甚具意義的研究工作。

自 1968 年槽線結構被提出以後，即有相當多的論文探討其傳播特性，如[6]、[7]，其槽線波模雖然截止頻率為零，但模態的形式比較不像 TEM[6]，特徵阻抗與傳播速度都會隨著頻率的變化而改變，反而頗適合作為與其他傳輸結構的轉接，尤其是與微帶線的轉接更是吸引了許多人的注意，如[8]、[9]、[10]等，不勝枚舉。其中如何提高轉接器的頻寬[11]，如何使用單面的結構轉接[12]、[13]、[14]、[15]，都是近年熱門的研究課題。

槽線與微帶線的轉接，基本上是要處理開槽與金屬線間的耦合問題。在分析方面，早期的方法都是推導近似等效電路，進行設計並利用實驗驗

證[9]、[11]、[13]、[16]、[17]，這種方法固然簡單，可是結果不太精確，尤其是要探討不同形狀的影響，以遂行最佳化轉接設計時，便會受到很大的限制。近年來，由於電磁數值技術的進步，開始有人嘗試用更精確的全波分析來處理這個問題。主要的方法有三：一為利用頻域分析法(spectral domain analysis)配合適當的饋入線模型，如[18]、[19]、[20]；二是數值積分求出空間格林函數(space domain Green's function)列表後求解，如[21]；三是直接引用時域有限差分法(finite-difference time-domain method)，解出三度空間各點電磁場隨時間的變化，再設法得出各頻率的傳輸特性[15]。

至於在漸寬槽線天線(tapered slot antenna)方面，最早是以1979年 Gilson 氏介紹 Vivaldi 天線為濫觴[3]，這種天線有許多優越的性質，如製作容易、寬頻匹配良好、場型對稱、波束較窄等[22]，也有多種變形具有不同的特性[23]，在很高頻段下使用很方便[4]，如94GHz的影像系統[24]或甚至802GHz的應用[5]，都是令人印象深刻的例子。近幾年來，在國際會議上，有許多人更進一步探討其他相關的應用或特性，例如使用共面波導來激發[25]、[26]、[27]，進行參數分析[28]，研究開槽長度與開口寬度[29]、上覆不同介質[30]、開槽曲率半徑[31]、上下加金屬板[32]等，對天線特性的影響，均可看出這種天線受到重視的情形。

漸寬開槽天線的設計，早期主要都是靠實驗量測的方法，在分析上，大致可分三類，其一最早較著名的是利用蝴蝶結近似結構，配合保角變換技巧來分析[23]；其二是二階段近似法，先求解開槽的等效磁流，再以之估算輻射特性[33]、[34]，基於類似的做法，近年更有許多人使用更精確的動差法來求開槽的場分佈[35]、[36]、[37]、[38]、[39]、[40]、[41]；其三則是利用時域有限差分法，計算空間的電磁場分佈，進而求出天線的輻射特性[42]。

1.2 章節介紹

本計畫報告共分為五個章節。第二章旨在探討微帶線與槽線轉接之寬頻設計，首先對轉接結構提出等效電路模型，並就單一轉接及背靠背轉接結構，推導出其 ABCD 矩陣參數和 S 參數。其次是關於不連續結構的設計，對於微帶線不連續結構以及槽線不連續結構，在我們的設計考量下，決定其結構尺寸，然後將之代入等效電路模型，以求得單一轉接與背靠背轉接的模擬值。最後提出設計規格，並說明整個設計程序，並就轉接器的模擬結果和實驗量測做比較。

第三章則簡介吾人所發展的柱形網格時域有限元素法，包括網格分割處理、理論列式、以及基底函數的選取，並對此法的計算效率加以探討。然後應用此法求解貫孔和平面電路轉接結構，顯示其運算的效率，也和其他方法比較以驗證其準確性。

第四章則是利用所自行發展的柱形網格時域有限元素法分析單一槽線天線單元的電磁特性，包括反射係數及輻射場型，並和實驗結果作比較。同時也利用商用軟體 Ansoft HFSS 分析及探討雙天線單元組成的槽線天線陣列之特性，也實際製作加以驗證。

第五章則提出結論。

第二章

微帶線與槽線轉接之寬頻設計

2.1 簡介

最近幾年，由於衛星通訊服務的蓬勃發展，使得低成本相位陣列天線模組的發展變得十分熱門。其中，這些模組包括了砷化鎵單石微波積體電路放大器(GaAs MMIC amplifier)、相移器(phase shifters)、數位控制電路(digital control circuits)，以及印刷型天線(printed antennas)。在這些印刷型天線種類中，以線性漸寬開槽天線(linearly tapered slot antenna, LTSA)當作輻射元件已漸漸受到重視。線性漸寬開槽天線有很多優點，包括高增益、寬頻、製作容易。為了配合這些優點，對於線性漸寬開槽天線的饋入結構，吾人就必須要求它有寬頻，低損耗，以及製作容易的特性。在本章中，吾人選擇以微帶線與槽線轉接，作為線性漸寬開槽天線的饋入結構，以符合上述的要求。

現今微波積體電路(microwave integrated circuits, MIC)的主流，仍是以微帶線為基礎而發展的一系列元件，如果想要製作槽線天線，最直接的作法便是在基板的另一面上製作微帶線結構來當成饋入結構，本章研究的課題正是微帶線與槽線之轉接。基本上槽線是屬於訊號線與接地平面位於同一面的單面元件，電磁波沿著開槽部分傳遞訊號，主要的電場分量橫跨開槽部分，而其傳播模態不是 TEM 模態。因此，一些電路元件比較不容易用微帶線形式或共面波導來達成的，有時就可以利用槽線辦到，比方說要製作短路、高阻抗線(high impedance lines)、串聯截線(series stubs)等等。當然，槽線也可以應用在天線設計上，設計成共振式或非共振式的天線，例如上述的線性漸寬開槽天線。

轉接器是微波電路系統中重要的電路區塊，本章研究的正是微帶線與槽線之轉接，以微帶線當作饋入線，然後將訊號轉接到槽線，之後再送到上述的槽線天線，將訊號發射出去。為了讓轉接有寬頻的效果，會用到不連續結構，本章將研究用微帶線不連續結構與開槽輻狀截線(slotline radial stub)為主要構建元件，來設計寬頻轉接器。

槽線被提出以後，已被廣泛地應用在許多電路結構上，如方向耦合器、濾波器、轉接器等。1988 年 Bernd[43]提出了圓形截線(circular stub)形式的轉接器，就是微帶線不連續結構以及槽線不連續結構都是圓形截線形式，然後採用傳輸線理論及等效電路的方法，來模擬此種轉接結構，對於圓形截線的處理，則是將之分割成好幾段均勻傳輸線，然後利用準靜態(quasi-static)分析的方法，即可求得圓形截線的輸入阻抗。但是對於開槽的圓形截線就非常不準確了，因為槽線的色散效應比微帶線嚴重，而且隨著工作頻率的提高，色散效應就越加顯著。其次是開槽的圓形截線部分面積越大時，其輻射損耗就越大，而且也佔用更多的電路面積，已不符合現在電子技術的要求。

1989 年 Jerzy[44]提出了一篇關於槽線短路與開路的輸入電抗之論文，他是利用共振法來求得槽線不連續結構的輸入電抗值，得到這些結果就可以來設計轉接器，不過還是不能求得由輸入端所看到的槽線不連續結構輻射的等效電阻值。於是吾人自行發展混合位勢積分方程(mixed potential integral equation, MPIE)的程式[45]，據此求得結構上的電流與磁流分佈，再利用矩陣束法(matrix pencil method)來算出散射參數及對應的集總等效電路(lumped equivalent circuit)，如此即可求出槽線不連續結構的輸入阻抗值。

在所研究的微帶線與槽線轉接結構中，微帶線與槽線分別位於基板的兩面，對於它們之間的耦合效應，Knorr 採取近似分析[9]，但是當工作頻

率提高時，此種分析就變得不精確了。此外，Yang 和 Alexopoulos[46]，Das[47]，以及 Antar[20]等人也都對微帶線與槽線轉接做詳細的分析。在文獻[46]中，其分析考慮了幾種效應，包括由微帶線與槽線正交的交接處所激發的輻射與表面波、微帶線與槽線不連續結構，以及主模態與高次模態的互耦效應。在文獻[47]中，提供了計算微帶線與槽線之間耦合係數的式子，吾人只要知道微帶線與槽線的等效介電係數，以及其寬度，就可以由此式計算出耦合係數，以供設計轉接器之用。至於 Antar[20]則是提出微帶線與槽線轉接的等效電路，其理論值和 Knorr[9]的量測值相當吻合。

Robinson 和 Allen 提出圖 2.1(a)的轉接結構[48]，其中微帶線接上四分之一波長尾端開路的微帶幅狀截線，而槽線則是接上四分之一波長尾端短路的均勻開槽截線，不過其頻寬不夠寬。J. Chramiec 則提出圖 2.1(b)的轉接[44]，其中微帶線接上一段由幅狀線段與矩形線段組合而成的微帶截線，槽線則是接上類似開槽幅狀截線的不連續結構，其頻寬就比圖 2.1(a)之結構來得寬。故吾人將採用此結構來設計轉接器，不過基於設計上的方便，槽線就直接接上四分之一波長尾端短路的開槽幅狀截線。

2.2 等效電路模型

本節將根據雙埠網路分析理論，推導單一轉接結構的 ABCD 矩陣以及 S 參數矩陣，同時也推導出背靠背轉接結構的 ABCD 矩陣以及 S 參數矩陣。

2.2.1 單一轉接的等效電路

圖 2.2 所示是吾人所要探討的兩種結構，其中微帶線和槽線分別位於介質板兩側。圖 2.2(a) 結構可以看成一段微帶傳輸線串聯尾端開路的四分之一波長微帶線，接上一個耦合係數為 n 的轉換器之後，再並聯一段尾端短路四分之一波長之槽線，最後再串聯一段槽線傳輸線，吾人稱之為 A 型轉

接。至於圖 2.2(b) 結構則可以看成一段微帶傳輸線串聯尾端開路的四分之一波長非均勻微帶線，同樣地接上一個轉換器之後，再並聯一段尾端短路四分之一波長之槽線輻狀截線，最後再串聯一段槽線傳輸線，吾人稱之為 B 型轉接。以圖 2.2(b) 結構為例，從參考平面 T1 看進去，發現流入的電流保持不變，故可以串聯一個電路元件。從參考平面 T2 看進去，尾端短路的四分之一波長槽線輻狀截線可以用一個等效阻抗表示，因為微帶線接地面、槽線信號線、與槽線接地面在介質板的同側，故在微帶線與槽線耦合處的電壓保持不變，因此吾人可以並聯一個尾端短路之四分之一波長槽線輻狀截線的等效阻抗，由此可得其等效電路如圖 2.3(a)所示。

欲求單一轉接的 ABCD 矩陣，需將整個轉接分為五個基本元件之連接：微帶傳輸線，尾端開路的四分之一波長非均勻微帶線，轉接器，尾端短路的四分之一波長槽線輻狀截線，及槽線傳輸線。假設微帶線的傳播常數是 β_m 、特性阻抗 Z_{0m} 、長度 ℓ_m ，槽線的傳播常數是 β_s 、特性阻抗 Z_{0s} 、長度 ℓ_s ，由文獻[49]可以得到這五個基本元件的 ABCD 矩陣，利用其串接的關係就可以得到圖 2.3(a)等效電路的 ABCD 矩陣，進而可以轉換成散射矩陣。

假設考慮參考平面 T，那麼圖 2.3(b)即為其簡化的等效電路，為求此等效電路的反射係數，吾人在埠 2 接上匹配負載，從參考平面 T 看進去，可以求得反射係數如下：

$$S_{11} = \frac{Z_{in}^{(1)} - Z_{0m}}{Z_{in}^{(1)} + Z_{0m}} \quad (2.1)$$

其中

$$Z_{in}^{(1)} = R + j(X_m + X) \quad (2.2)$$

$$R = \frac{n^2 Z_{0s} (Z_{0s} R_s + R_s^2 + X_s^2)}{(Z_{0s} + R_s)^2 + X_s^2} \quad (2.3)$$

$$X = \frac{n^2 Z_{0s}^2 X_s}{(Z_{0s} + R_s)^2 + X_s^2} \quad (2.4)$$

R 與 X 是由槽線不連續結構的輸入阻抗 $R_s + jX_s$ 、槽線特性阻抗 Z_{0s} 、以及耦合係數 n 所決定。

2.2.2 背靠背轉接的等效電路

為了實驗上穿透係數的量測，吾人需使用背靠背的轉接結構。圖 2.4 和圖 2.5 為圖 2.2 轉接結構的實驗電路佈局，同上節，假設微帶線的傳播常數是 β_m 、特性阻抗 Z_{0m} 、長度 ℓ_m ，槽線的傳播常數是 β_s 、特性阻抗 Z_{0s} 、長度 ℓ_s ，利用相同的步驟，吾人可以推導出此電路的散射矩陣。考慮圖 2.5 的參考平面 T1 與 T2，可以得到圖 2.6 所示的等效電路：一段微帶傳輸線先串聯尾端開路四分之一波長非均勻微帶線，即一個阻抗為 jX_m 的電路元件，再接一個耦合係數為 n 的轉接器，然後並聯尾端短路四分之一波長槽線輻狀截線，接著接上一段特性阻抗 Z_{0s} 、傳播常數 β_s 、長度為 ℓ_s 的槽線傳輸線，然後並聯尾端短路四分之一波長槽線輻狀截線，接上一個耦合係數為 $-n$ 的轉接器，再串聯尾端開路四分之一波長非均勻微帶傳輸，最後接上一段微帶傳輸線。注意此處第二個轉接器的耦合係數是取負的，這是因為等效電路是對稱的，由埠 2 看進去的電壓分佈與埠 1 所看進去的電壓分佈是一樣的，所以第二個轉接器的耦合係數要負的，才能滿足上述條件。當耦合係數是負的，將使穿透係數 S_{21} 的相位反相，但大小不變。而反射係數 S_{11} 的相位和大小均不變，因為根據反射係數的定義，埠 2 要接上匹配負載，使得在埠 1 量測到的反射波都由第一個反射轉接所提供，所以不會受第二個轉接器負耦合係數的影響。

由圖 2.6 之等效電路，吾人可以求得整個電路的 ABCD 矩陣。考慮參考平面 T1 與 T2，將各個電路元件的 ABCD 矩陣相乘，就可以推得整個結構的 ABCD 矩陣如下：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & jX_m \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & \frac{1}{n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_s + jX_s} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\beta_s l_s) & jZ_{0s} \sin(\beta_s l_s) \\ jY_{0s} \sin(\beta_s l_s) & \cos(\beta_s l_s) \end{bmatrix} \\ \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_s + jX_s} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{n} & 0 \\ 0 & -n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & jX_m \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$A = \left(-1 - \frac{j2X_m}{n^2(R_s + jX_s)}\right) \cos(\beta_s l_s) \\ + \left(-\frac{jZ_{0s}}{R_s + jX_s} + \frac{Z_{0s}X_m}{n^2(R_s + jX_s)^2} + \frac{Y_{0s}X_m}{n^2}\right) \sin(\beta_s l_s) \quad (2.6)$$

$$B = \left(-j2X_m + \frac{2X_m^2}{n^2(R_s + jX_s)}\right) \cos(\beta_s l_s) \\ + \left(-jn^2Z_{0s} + \frac{2Z_{0s}X_m}{R_s + jX_s} + \frac{jZ_{0s}X_m^2}{n^2(R_s + jX_s)^2} + \frac{jY_{0s}X_m^2}{n^2}\right) \sin(\beta_s l_s) \quad (2.7)$$

$$C = \frac{-2}{n^2(R_s + jX_s)} \cos(\beta_s l_s) + \left(-\frac{jZ_{0s}}{n^2(R_s + jX_s)^2} - \frac{jY_{0s}}{n^2}\right) \sin(\beta_s l_s) \quad (2.8)$$

$$D = \left(-1 - \frac{j2X_m}{n^2(R_s + jX_s)}\right) \cos(\beta_s l_s) \\ + \left(-\frac{jZ_{0s}}{R_s + jX_s} + \frac{Z_{0s}X_m}{n^2(R_s + jX_s)^2} + \frac{Y_{0s}X_m}{n^2}\right) \sin(\beta_s l_s) \quad (2.9)$$

同樣，將得到的 ABCD 矩陣轉換成散射矩陣，就可以得到背靠背轉接的散射參數理論值，以期和實驗作驗證。

2.3 不連續結構之設計

本節將討論微帶線不連續結構與槽線不連續結構（開槽輻狀截線）的

電氣特性，利用吾人所撰寫混合位勢積分方程的程式，求得不連續結構的輸入阻抗，再代入前一節的等效電路模型，如此即可得到理論值，再加以實驗驗證。此外，吾人也可獲得均勻槽線邊端效應(end effect)的等效長度，將可應用在前一節所提的 A 型轉接結構，用來做均勻槽線四分之一波長長度的修正，以獲得想要的共振頻率。

2.3.1 微帶線不連續結構

圖 2.7 所示為設計的微帶線不連續結構，使用的介質基板是 RT/Duroid 6010，介電常數 $\epsilon_r=10.2$ ，厚度 $h=1.27$ mm，損耗正切值(loss tangent) $\tan\delta=0.0035$ 。首先設計微帶線寬度 w_m ，使其特性阻抗為 50Ω 。而將不連續結構長度 l 先估計為中心頻率下的四分之一波長長度，由於不連續結構尾端開路，根據四分之一波長阻抗轉換器的觀念，在均勻微帶線與不連續結構的連接處為短路。據此，再利用混合位勢積分方程之全波分析，修正長度 l 直到均勻微帶線與不連續結構的連接處輸入阻抗在中心頻率下為短路為止。

吾人可以把整個微帶線不連續結構看成是一個共振器，當入射波打入不連續結構時，會在此結構內做多重反射，然後產生駐波。在共振頻率下，儲存的電能和磁能相等，也就是不連續結構的輸入阻抗為純實數。由於介質基板的損耗很小，故可以忽略介質損耗(dielectric loss)，而且微帶線的輻射損耗(radiation loss) $<0.2\%$ ，幾乎可以忽略，所以可以把整個微帶線不連續結構看成無損耗的共振器，也就是在共振頻率下的輸入阻抗值為零，而從模擬值來看也幾乎如此。

在設計的過程中，吾人除了可以設計圖 2.7 中的長度 l 來決定此不連續結構的共振頻率，也可以由圖中的角度 θ 來決定其輸入電抗的斜率變化。由圖 2.8 的模擬結果來看，當角度 θ 由 30 度增加至 60 度，其電抗值在中心頻

率的斜率變化就會由大變小，這個現象對槽線不連續的結構設計非常有幫助，可以決定開槽輻狀截線的弧度大小，以達到轉接的寬頻設計。

2.3.2 槽線不連續結構

圖 2.9 為所要設計的槽線不連續結構(開槽輻狀槽線)。在共振頻率下，此結構的輸入電阻會變得非常大，所以可以將(2.3)式簡化為：

$$R = n^2 Z_{0s} \quad (2.10)$$

其中 R 為轉換後的槽線不連續結構之輸入電阻， n 為耦合係數， Z_{0s} 為槽線特性阻抗。設計槽線的特性阻抗 $Z_{0s} = \frac{Z_{0m}}{n^2}$ 時，會使輸入電阻 R 在設計的頻率範圍內，約等於微帶線的特性阻抗，即圖 2.10 所示，根據(2.1)式，將使得轉接器的反射係數變小，達到匹配的目的。

如同微帶不連續結構，四分之一波長長度 L 決定開槽輻狀截線的共振頻率。從圖 2.9 來看，由於槽線不連續結構的尾端短路，在均勻槽線與槽線不連續結構的連接處將為開路。而開槽輻狀截線的弧度 α 會影響其頻寬，弧度 α 越大，其頻寬越寬，因為它會使訊號在更寬的頻帶下在此結構內達到共振。分別固定弧度 $\alpha = 60^\circ$ 、 45° 、和 30° ，及設計四分之一波長長度 L ，就可以得到圖 2.11、圖 2.12、和圖 2.13 的開槽輻狀截線之輸入阻抗模擬值。而從圖 2.14 來看，弧度 α 越大，其輸入導納值 g 就越小，也就是損耗較小。在共振頻率下，若忽略介質損耗，可以計算出其輻射損耗約 $< 3.1\%$ 。

2.3.3 電抗補償

將圖 2.11、圖 2.12、和圖 2.13 的輸入電抗值帶入(2.4)式，即可得到轉換後的開槽輻狀截線的輸入電抗 X ，如圖 2.15 所示。可以發現弧度 α 的改變對輸入電抗 X 的斜率變化影響不大，基於寬頻的設計，吾人選擇弧度

$\alpha = 60^\circ$ ，並根據圖 2.8 來選取角度 $\theta = 60^\circ$ 的微帶線不連續結構，這樣就可以在設計的頻率範圍內達到電抗互相補償的效應，圖 2.16 即為所示，藉此達到寬頻轉接的設計。

2.4 數值模擬與實驗結果

本節訂出所要求的轉接器之設計規格，並介紹其設計程序。接著就 A 型轉接-槽線尾端短路、微帶線尾端開路的均勻傳輸線所構成的轉接器，以及 B 型轉接-加入不連續結構之轉接器，分別提出模擬和量測的結果。

2.4.1 設計規格

設計規格如下所示：

1. 中心頻率：4 GHz
2. 頻寬： $|S_{21}| > -1$ dB
3. 系統特性阻抗：50 Ω

吾人採用 RT/Duroid 6010 介質基板，其介電常數為 10.2，基板厚度為 1.27mm。

2.4.2 設計程序

設計轉接器的步驟如下：

1. 根據中心頻率，基板厚度和介電常數，設計微帶線的寬度使其特性阻抗為 50 Ω ，可由參考文獻[50]所提供的經驗公式來設計。
2. 利用混合位勢積分方程和動差法，求出在中心頻率下微帶線不連續結構的輸入阻抗。
3. 根據文獻[47]所提供的耦合係數計算式，決定在中心頻率附近的耦合係數。
4. 利用(2.10)式即可得到所需的槽線特性阻抗值。

5. 同樣地，利用混合位勢積分方程和動差法，求得在中心頻率下槽線不連續結構的輸入阻抗。
6. 根據背靠背轉接的實驗佈局，其中連接兩個轉接的開槽傳輸線之長度約為中心頻率下的 2.2 個波長。
7. 依設計出的結構尺寸，以及所求出的特性阻抗和不連續結構的輸入阻抗，代入等效電路模型，即可求得其散射矩陣的理論值，並實際製作電路量測之。

2.4.3 A 型轉接

圖 2.17 所示為 A 型背靠背轉接之結構尺寸，其中微帶線尾端開路和槽線尾端短路，當在設計四分之一波長微帶線和四分之一波長槽線時，由於有邊端效應而需稍做修正。在文獻[50]上有提到微帶線邊端效應的等效長度計算式，但關於槽線方面的文獻則沒有，因此可以利用混合位勢積分方程來計算槽線邊端效應下的等效長度，並可求得槽線短路的電感值。

接著將四分之一波長尾端開路的微帶線輸入阻抗與四分之一波長尾端短路的槽線輸入阻抗，代入 2.2.1 所提的單一轉接等效電路模型，就可以得到 A 型單一轉接的散射參數模擬值，如圖 2.18 所示。由此圖可知，中心頻率約在 4 GHz 附近，符合設計規格，至於穿透係數的大小 $|S_{21}|$ 也大於 -1dB。同樣地，將上述的微帶線輸入阻抗與槽線輸入阻抗，代入 2.2.2 所提的背靠背轉接等效電路模型，即可得到 A 型背靠背轉接的散射參數模擬值，如圖 2.19 實線所示。

根據圖 2.17 所示轉接結構，吾人實際製作與量測其散射參數，並使用 TRL 校準，將接頭效應除去，實驗結果如圖 2.19 虛線所示。就穿透係數而言，在 2.2 GHz 至 5.7 GHz 之間均大於-1dB，頻寬達 3.5 GHz。吾人也用 HP Momentum 套裝軟體加以模擬，在所設計的頻率範圍內，等效電路模擬

值、實驗量測值、以及 HP Momentum 模擬值三者的穿透係數有很好的一致性。另外，在 2GHz 以下的低頻部分與 6 GHz 以上的高頻部分出現漣波，這主要是由於連接兩個單一轉接的槽線發生了共振，槽線長度越長，在設計頻率範圍的邊界就會出現更多的漣波。就反射係數而言，在 3.0 GHz 至 5.8 GHz 內均小於 -15 dB，在所設計的頻率範圍內，等效電路模型和 HP Momentum 的模擬值有較好的一致性，而與實驗值稍有不同。

2.4.4 B 型轉接

吾人所要探討的另一種轉接為 B 型轉接結構，由於 B 型轉接具有經過寬頻設計的微帶線不連續結構與開槽輻狀槽線，所以預期將比 A 型轉接有更大的頻寬。圖 2.20 和圖 2.21 是 B 型單一轉接結構的等效電路之散射參數模擬值，開槽輻狀截線的弧度 α 均為 60° ，而圖 2.20 中微帶線不連續結構的角度 $\theta = 30^\circ$ ，圖 2.21 則是 $\theta = 60^\circ$ 。比較圖 2.20 和圖 2.21，就反射係數而言，前者 -10 dB 的頻寬為 2 GHz，而後者則有 4 GHz，顯然圖 2.21 的轉接結構有較寬頻的效果。

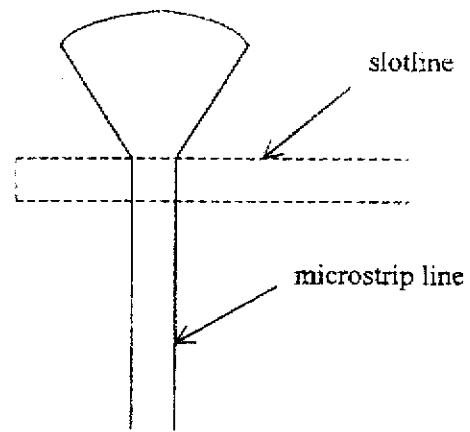
圖 2.22 和圖 2.23 是 B 型背靠背轉接結構之尺寸示意圖，其中圖 2.22 是微帶線不連續結構的角度 $\theta = 30^\circ$ 與開槽輻狀截線的弧度 $\alpha = 60^\circ$ 的轉接實驗佈局，而圖 2.23 則是微帶線不連續結構的角度 $\theta = 60^\circ$ 與開槽輻狀截線的弧度 $\alpha = 60^\circ$ 的轉接實驗佈局。經過 TRL 校準後，吾人分別得到圖 2.24 和圖 2.25 的實驗結果（虛線所示），圖中並和等效電路模型之模擬值（實線所示）與 HP Momentum 之模擬值做比較。圖 2.24 顯示在 1.6 GHz 至 6.8 GHz 之穿透係數均大於 -1dB，其反射係數則在 1.58 GHz 至 6.88 GHz 均小於 -10 dB；而圖 2.25 的穿透係數在 1.63 GHz 至 6 GHz 之間均大於 -1.3 dB，其反射係數則在 1.63 GHz 至 5.4 GHz 均小於 -10 dB。原先預期圖 2.23 的轉接結構有較好的電抗補償，也就是會有較佳的寬頻效果，但從實驗量

測值來看，卻是圖 2.22 之轉接結構有較佳的頻寬。比較圖 2.22 和圖 2.23 兩轉接結構，可以發現圖 2.23 的轉接之微帶線不連續結構與開槽輻狀截線，彼此幾乎上下層重疊，因此其間的耦合效應不可以忽略，整體轉接的穿透係數也將受影響，所以在設計此種轉接結構時，應避免這種情形發生。最後將 A 型轉接和兩種 B 型轉接的量測值放在圖 2.26 做比較，可以驗證 B 型轉接如同預期有較寬頻的效果，而以圖 2.22 的轉接結構有最大的頻寬，可以符合吾人的設計規格。

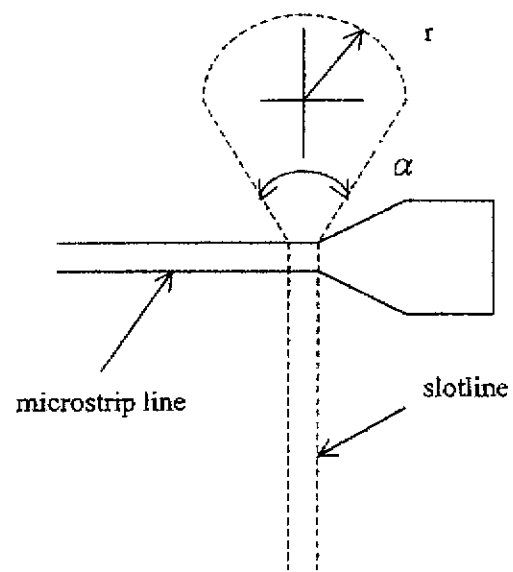
2.5 結論

本章中吾人探討 A 型與 B 型兩種轉接結構，並建立兩者的等效電路模型，其中包括單一轉接與背靠背轉接。藉由單一轉接的設計，可以修正轉接結構，使轉接達到最佳效果。另外 B 型轉接引進了不連續結構來增加頻寬的效果，在電氣特性上可以利用吾人所發展混合位勢積分方程來作分析。基本上，吾人的等效電路模型還不夠好，尤其是在高頻部分和實驗值有較大的差異，可能的因素是傳輸線沒有考慮損耗，或是在高頻時發生的耦合及輻射效應沒有考慮進去所造成，因此尚須加以修正。

吾人也實際製作了 A 型與 B 型背靠背之轉接結構，加以量測，並且和等效電路模型之模擬值，以及 HP Momentum 套裝軟體之模擬值做比較。吾人發現 HP Momentum 的模擬結果和實驗量測值較為吻合，可以作為設計的參考。至於等效電路模擬值，則和實驗量測在高頻部分有較大的差異，不過在設計頻率範圍內，兩者穿透係數的大小則有一致的結果，而反射係數則差異頗大。因此如何修正等效電路模型來更準確地預測實驗結果，將是未來努力的目標。

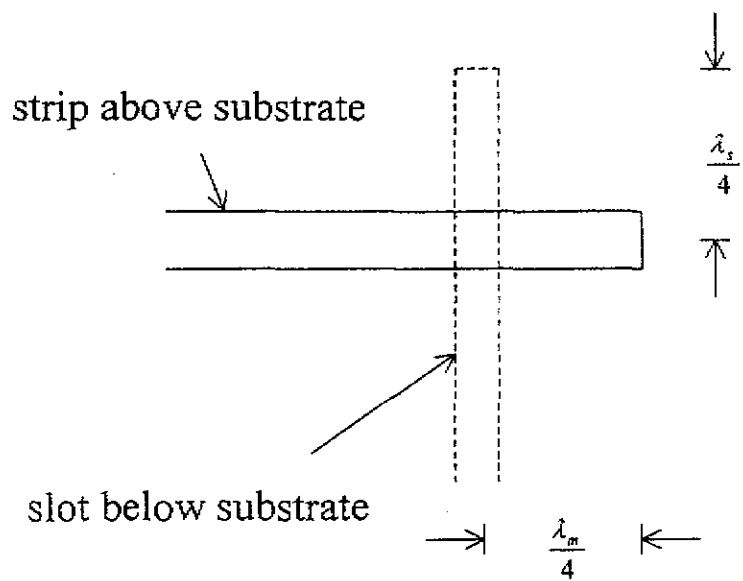


(a)



(b)

圖2.1：兩種微帶線與槽線轉接結構。



(a)

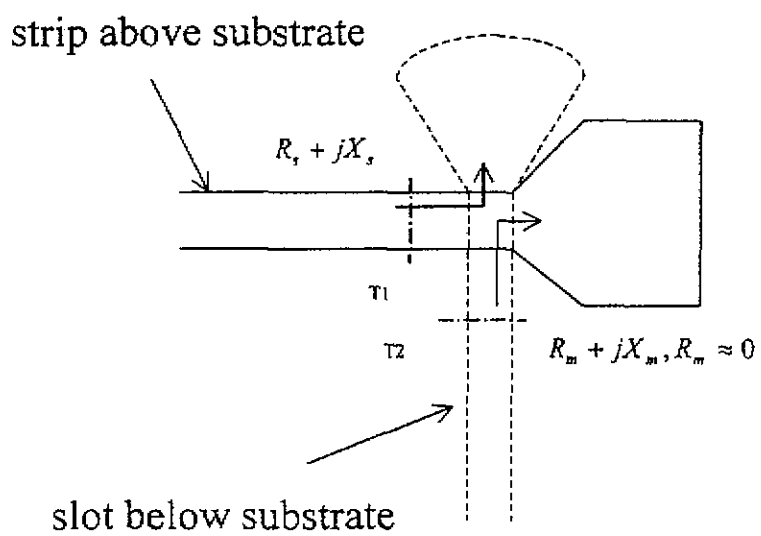
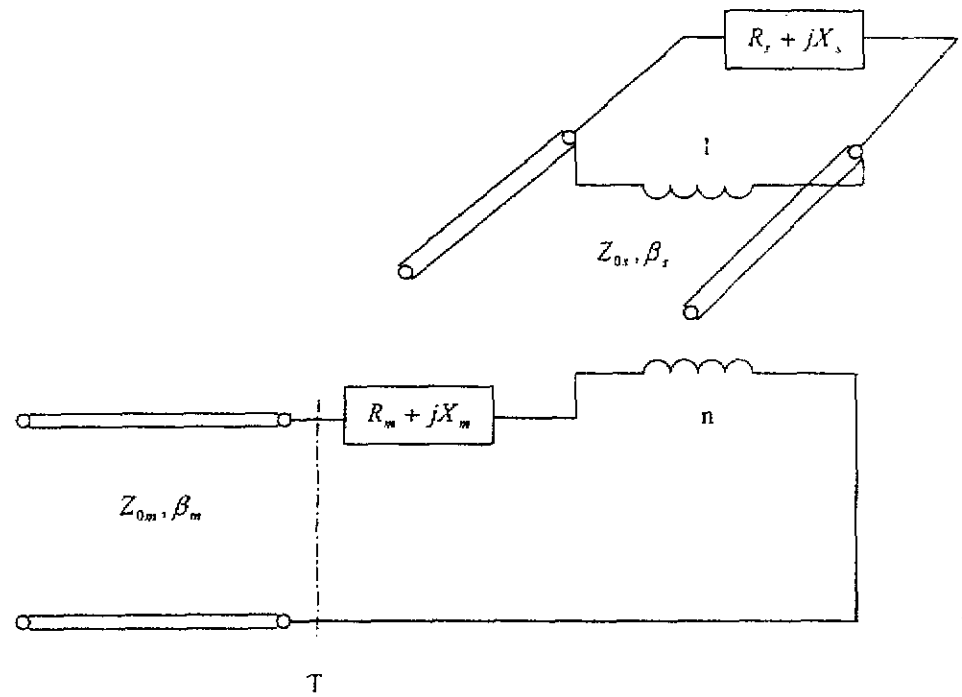
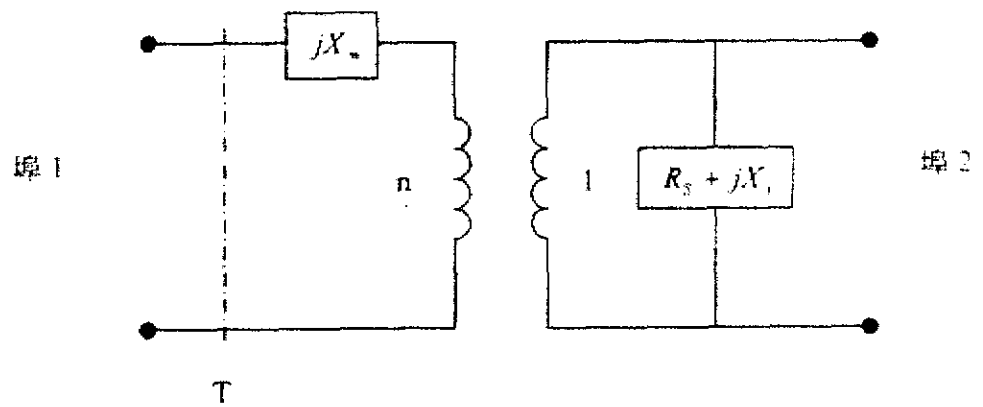


圖2.2：(a) A 型轉接；(b) B 型轉接。



(a)



(b)

圖2.3：(a) 圖 2.2 轉接結構的傳輸線等效電路；(b) 簡化的等效電路。

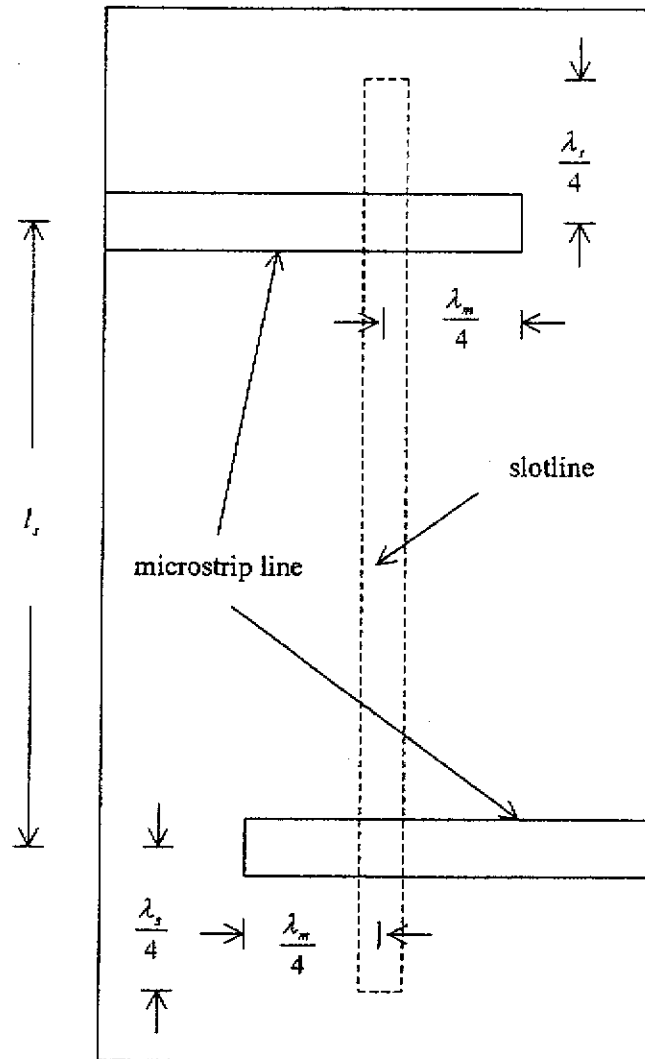


圖2.4：圖 2.2(a)轉接結構（A 型轉接）之實驗電路佈局。

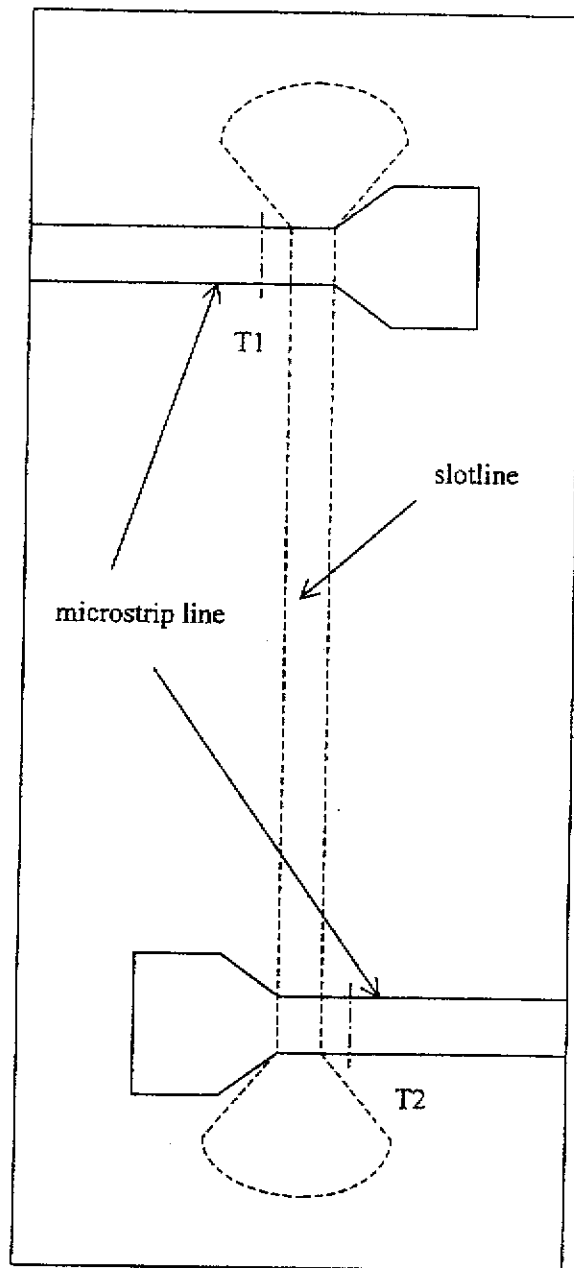


圖2.5：圖 2.2(b)轉接結構（B 型轉接）之實驗電路佈局。

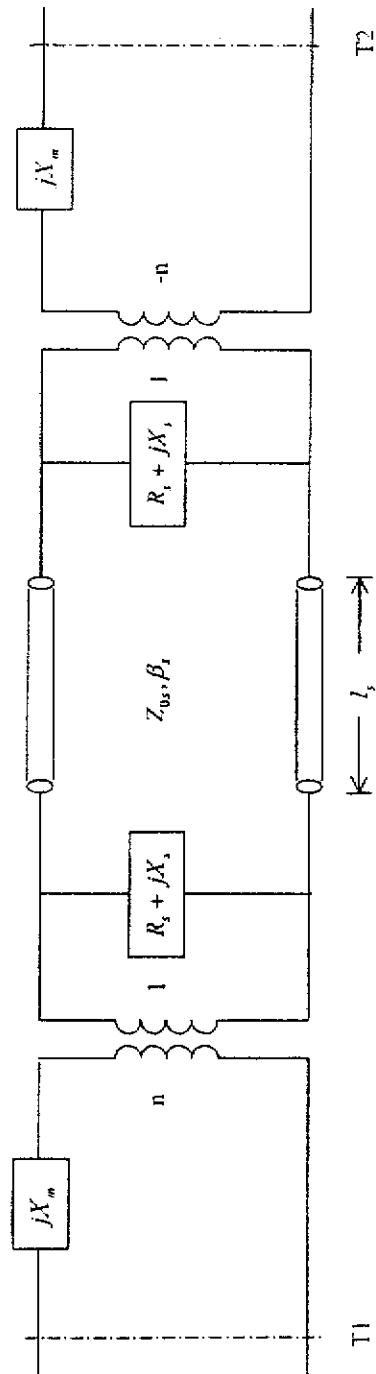
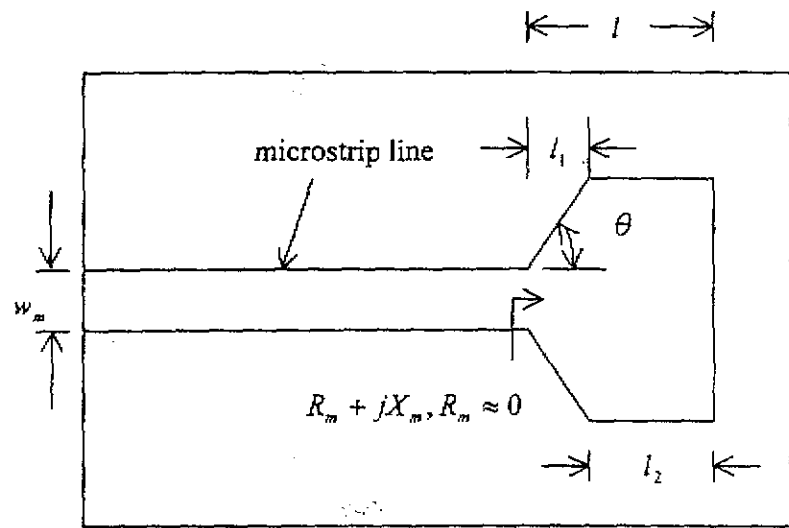
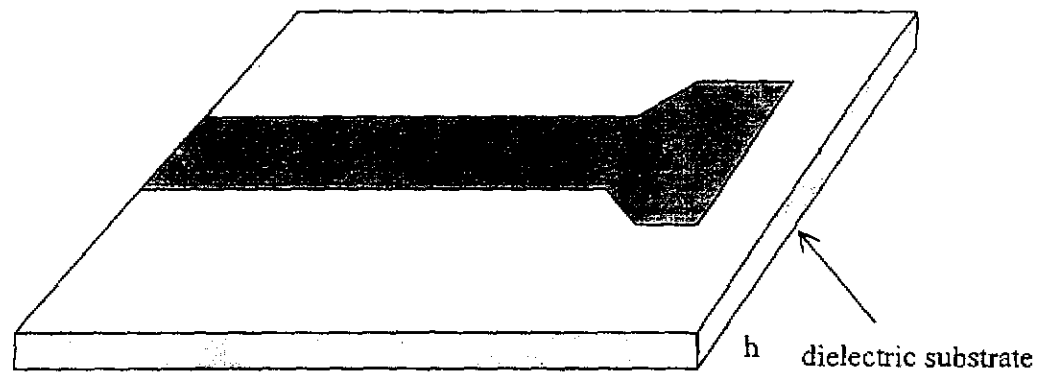


圖2.6：圖 2.4 與圖 2.5 實驗電路佈局的等效電路



(a)



(b)

圖2.7：微帶線不連續結構示意圖，(a) 俯視圖；(b) 側視圖。

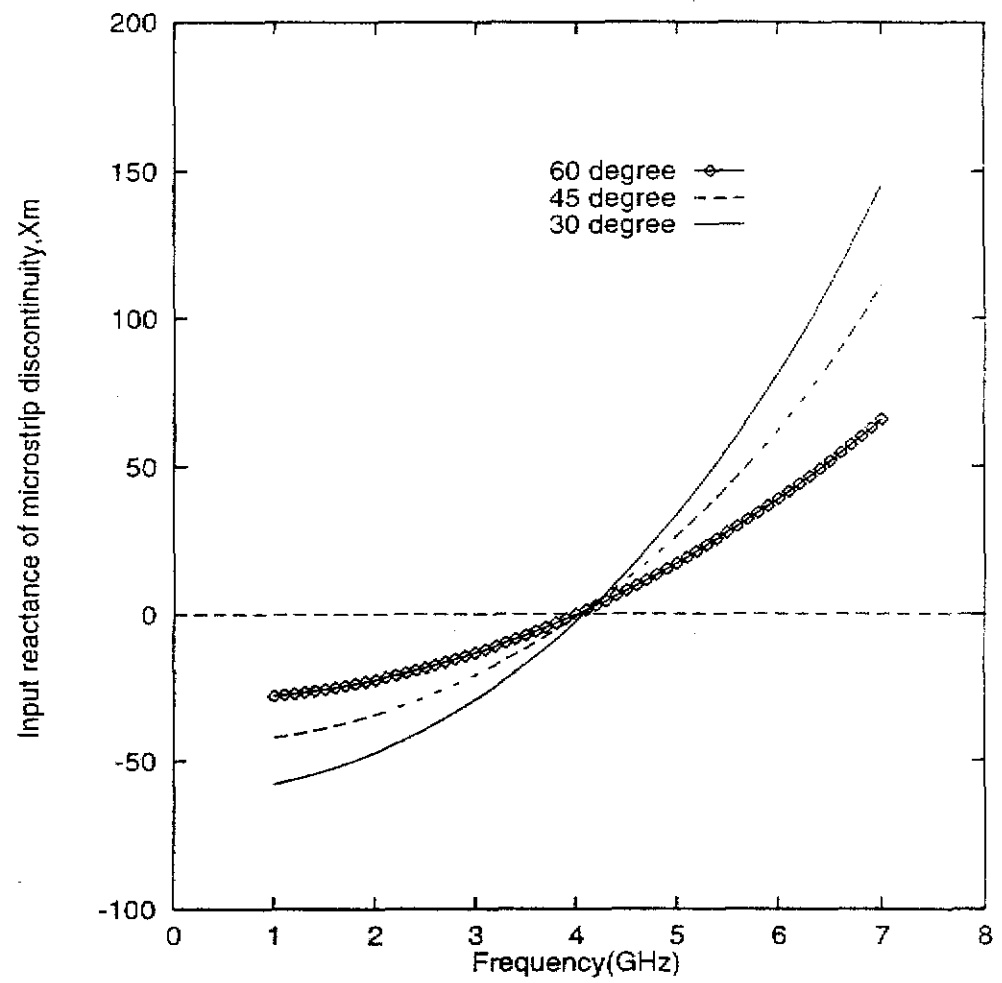
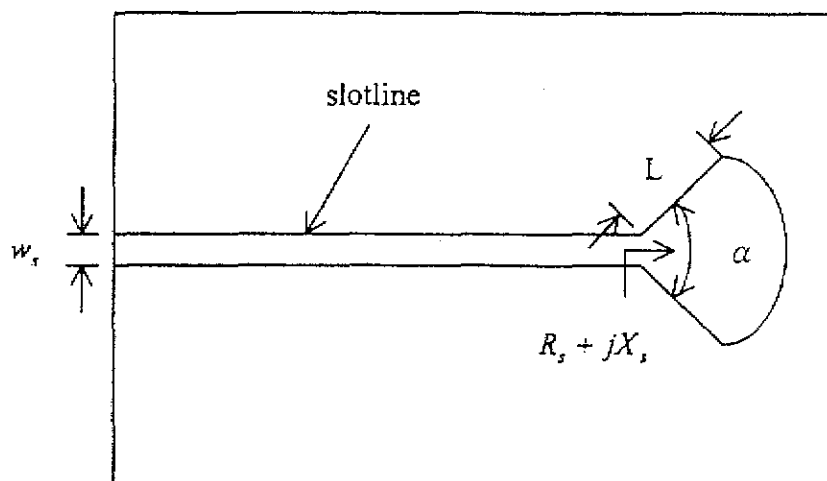
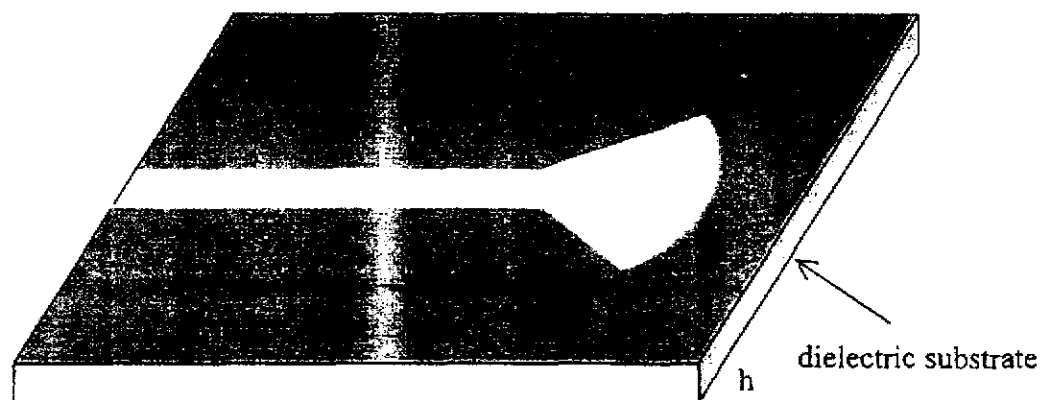


圖2.8：角度 θ 變化對微帶線不連續結構之輸入電抗 X_m 的影響。



(a)



(b)

圖2.9：開槽輻狀截線結構示意圖，(a) 俯視圖；(b) 側視圖。

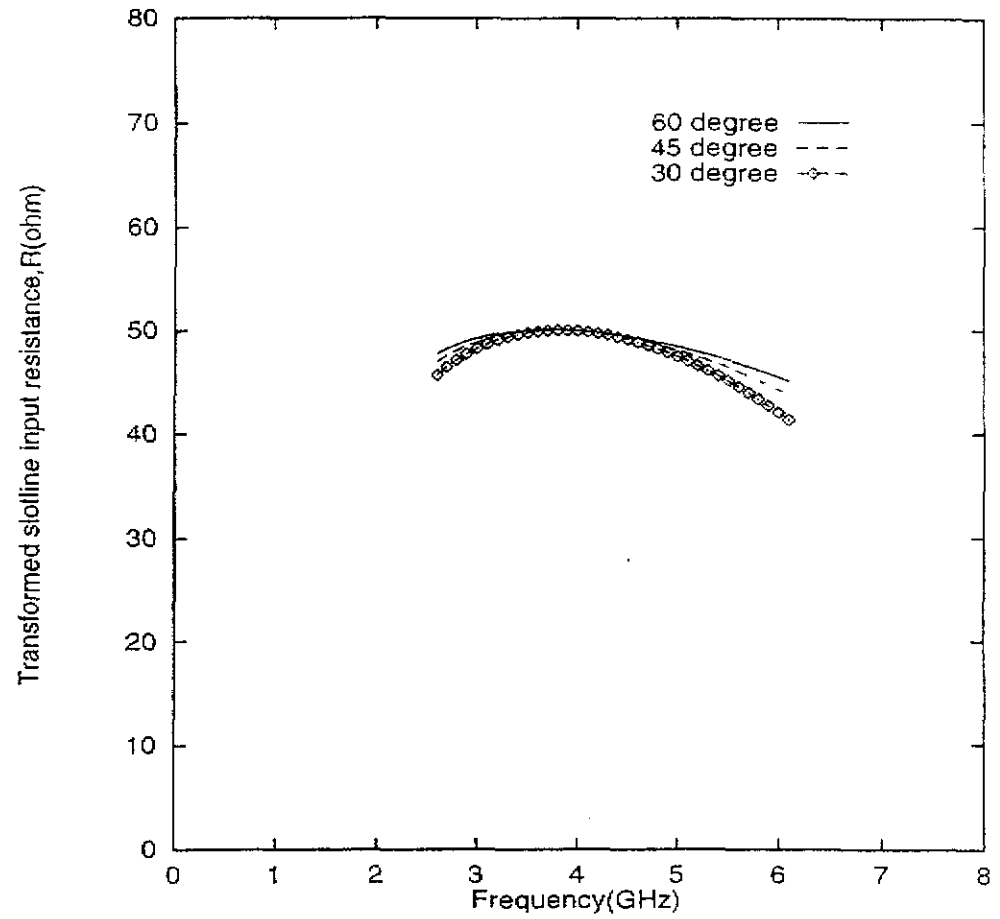


圖2.10：角度 α 變化對開槽輻狀截線之轉換後的輸入電阻 R 的影響。

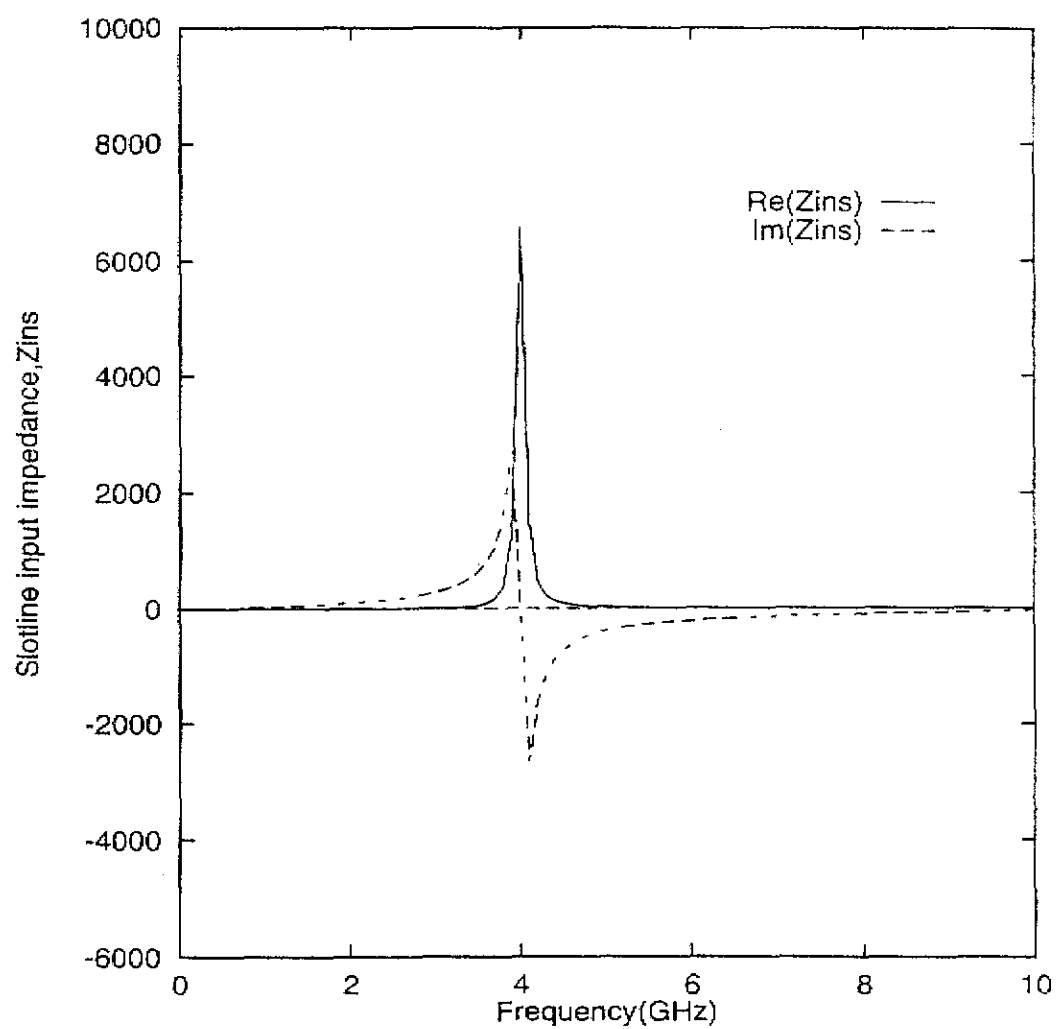


圖2.11：開槽輻狀截線之輸入阻抗 $Z_{ins}(\alpha = 60^\circ)$ 。

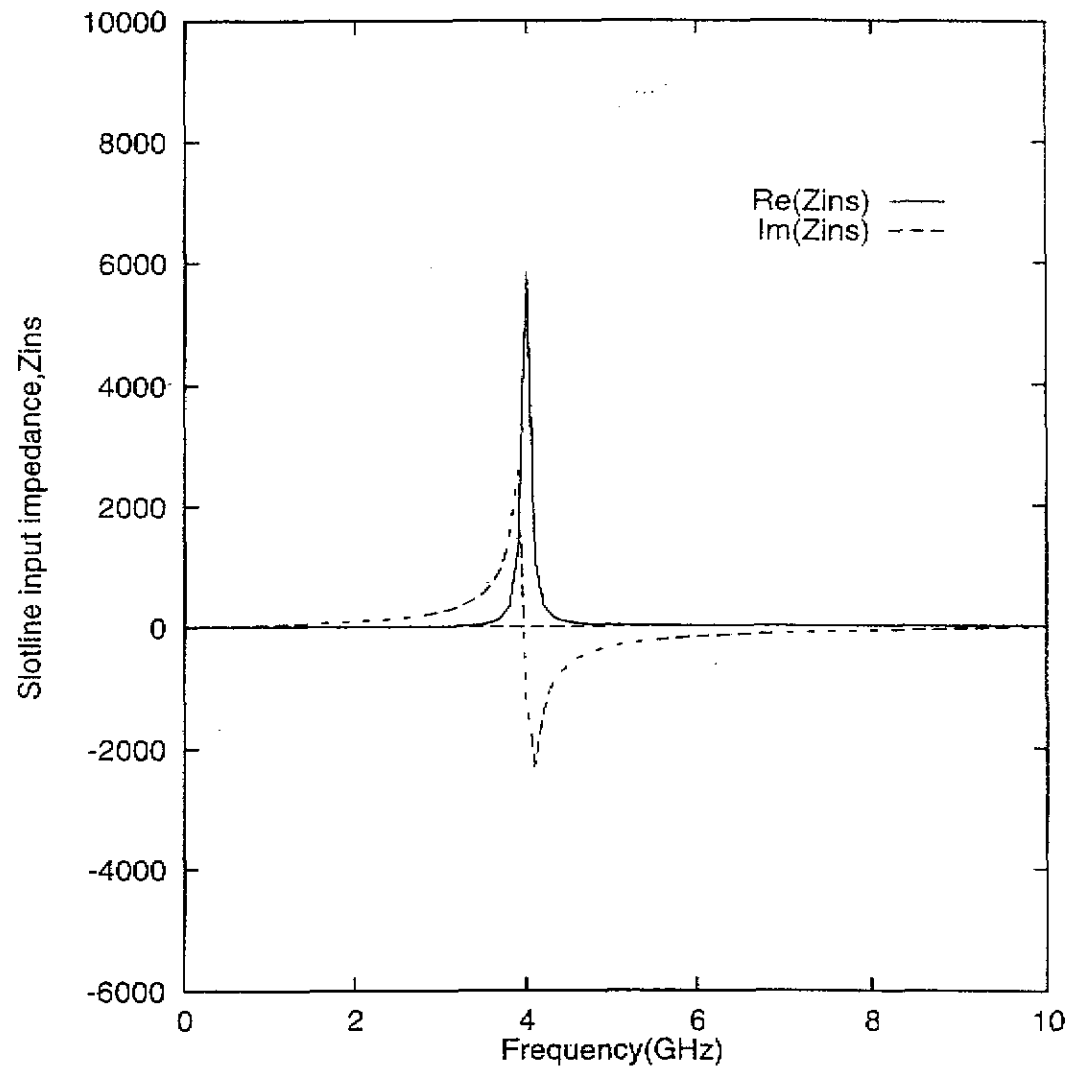


圖2.12：開槽輻狀截線之輸入阻抗 $Z_{ins}(\alpha = 45^\circ)$ 。

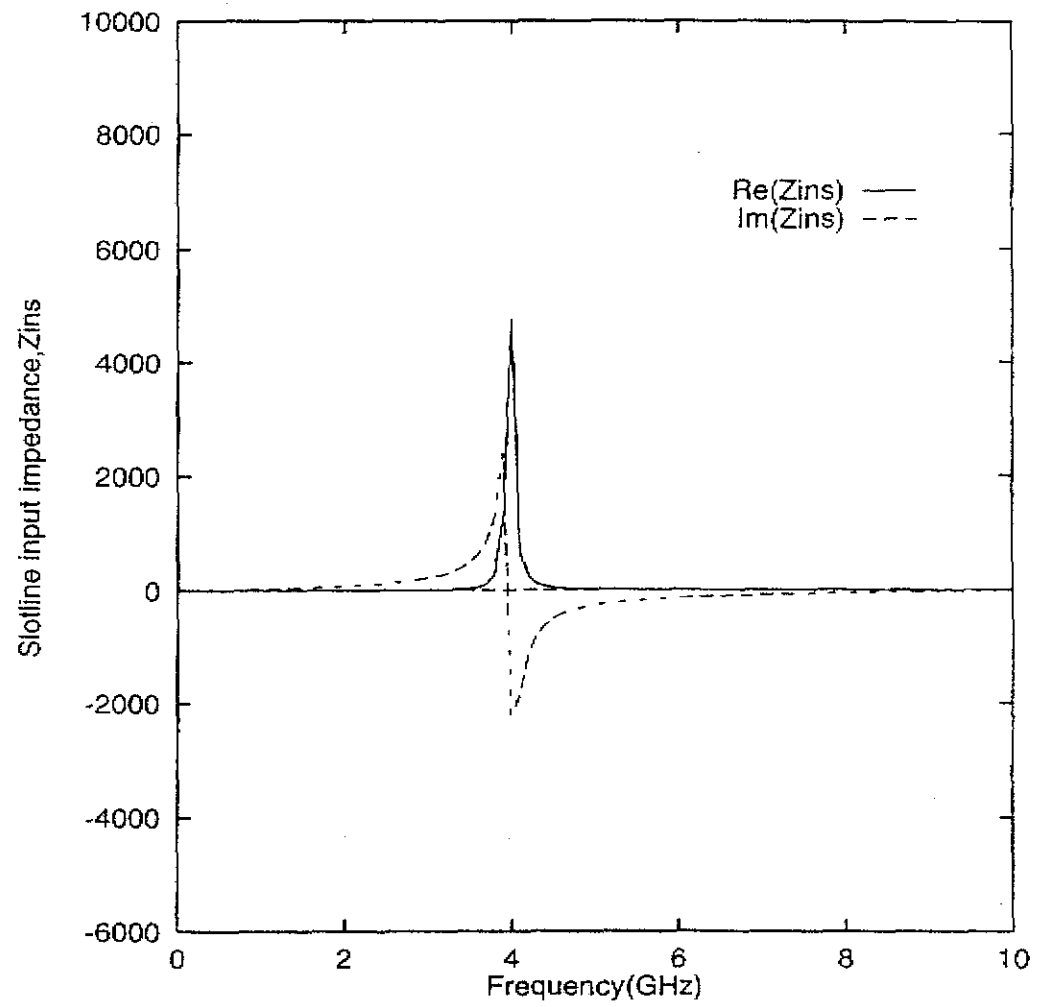


圖2.13：開槽輻狀截線之輸入阻抗 $Z_{ins}(\alpha = 30^\circ)$ 。

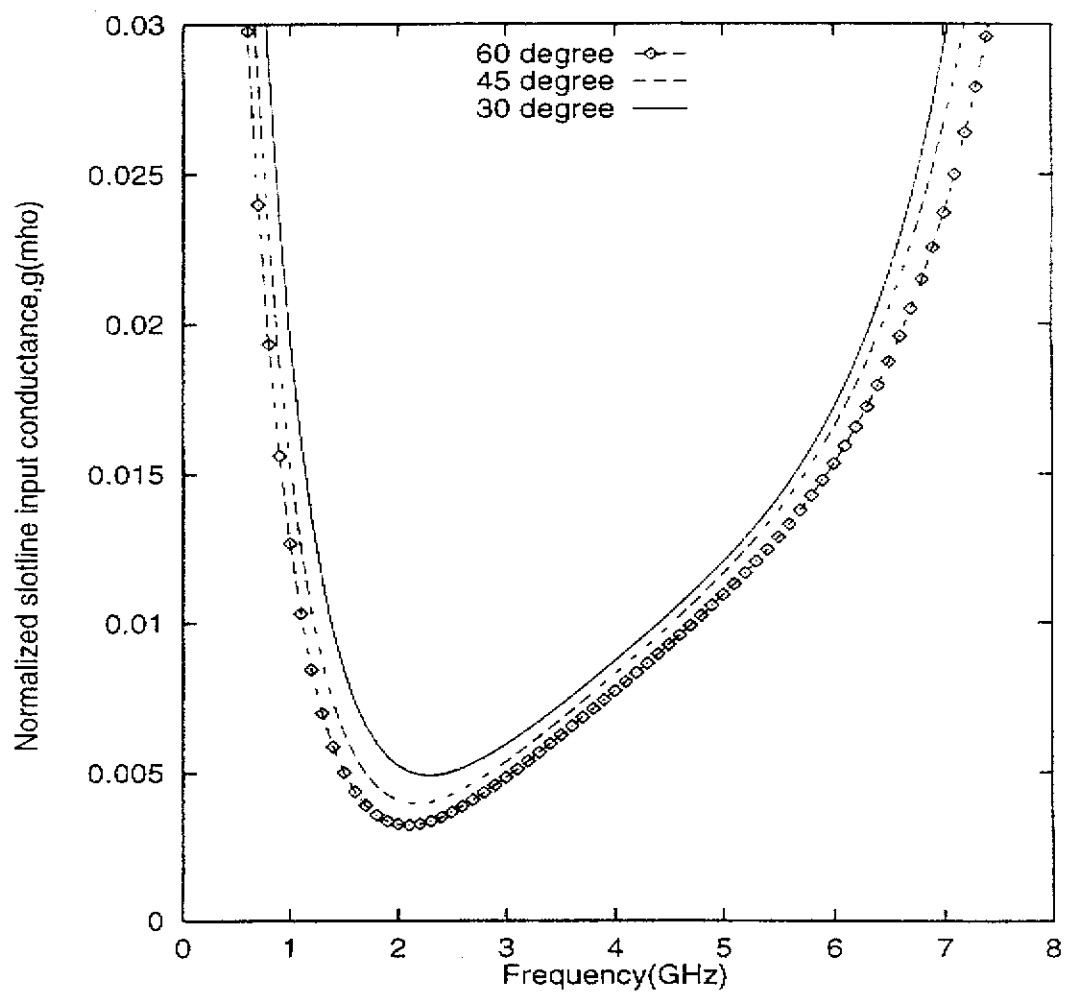


圖2.14：角度 α 變化對開槽輻狀截線之正規化輸入電導 g 的影響。

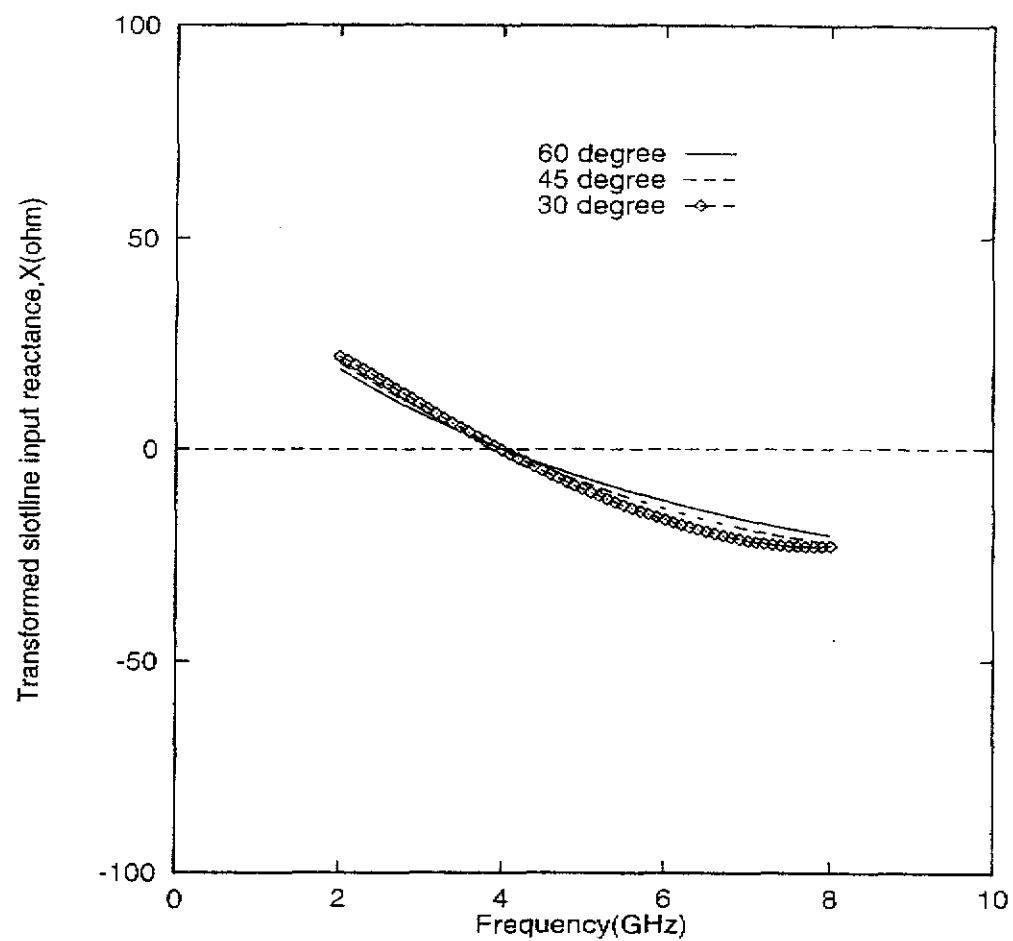


圖2.15：角度 α 變化對開槽輻狀截線之轉換後的輸入電抗 X 的影響。

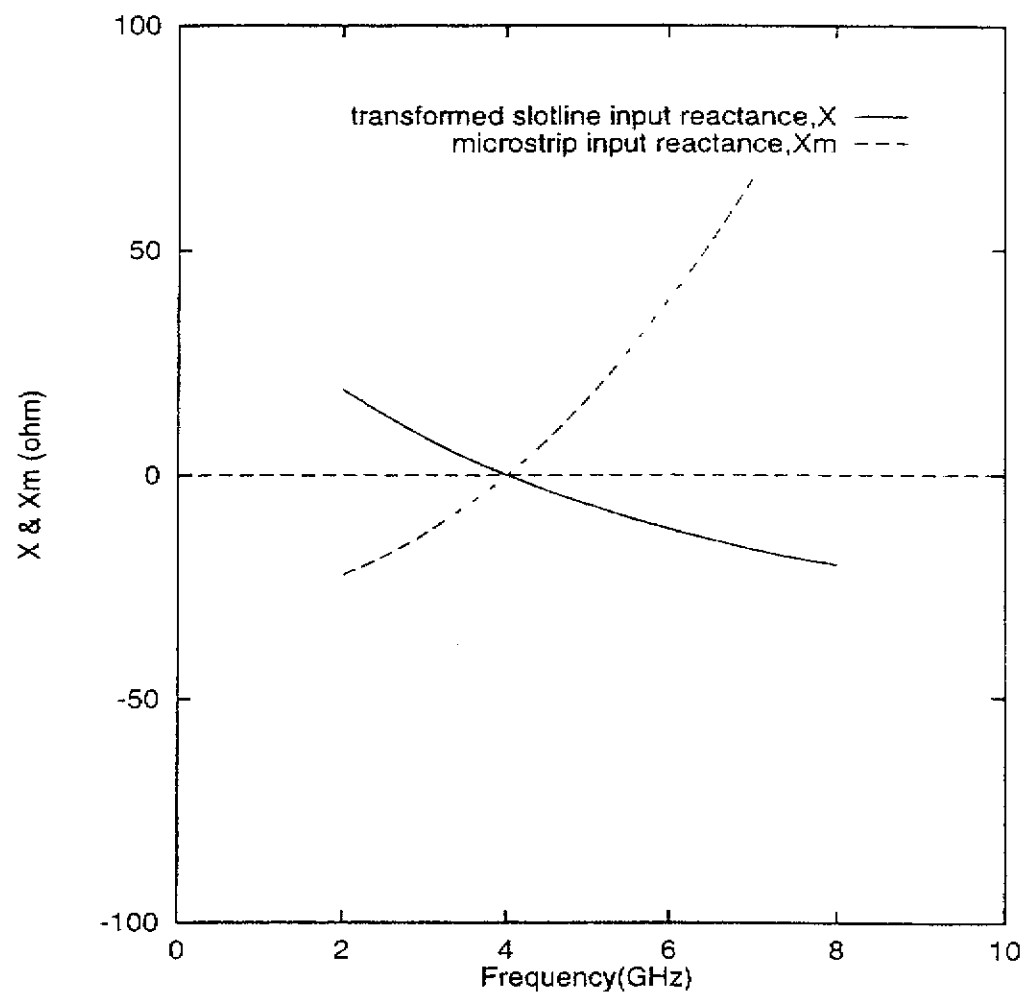


圖2.16：開槽輻狀截線之轉換後的輸入電抗 X 與微帶線不連續結構之輸入電抗 X_m 的補償效應。

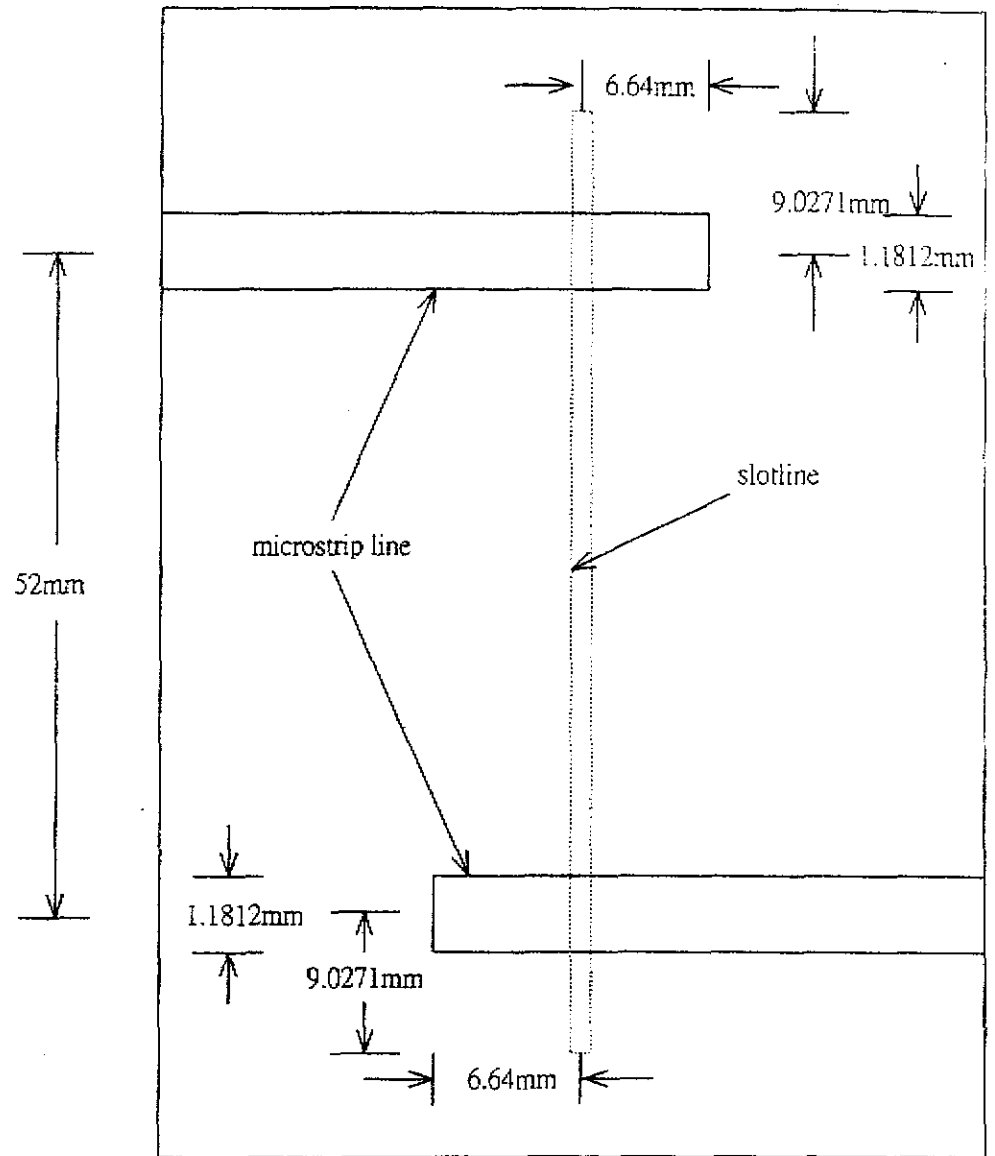


圖2.17：A 型背靠背轉接之結構尺寸，實驗所用的電路板介電常數為 10.2，厚度為 1.27mm。

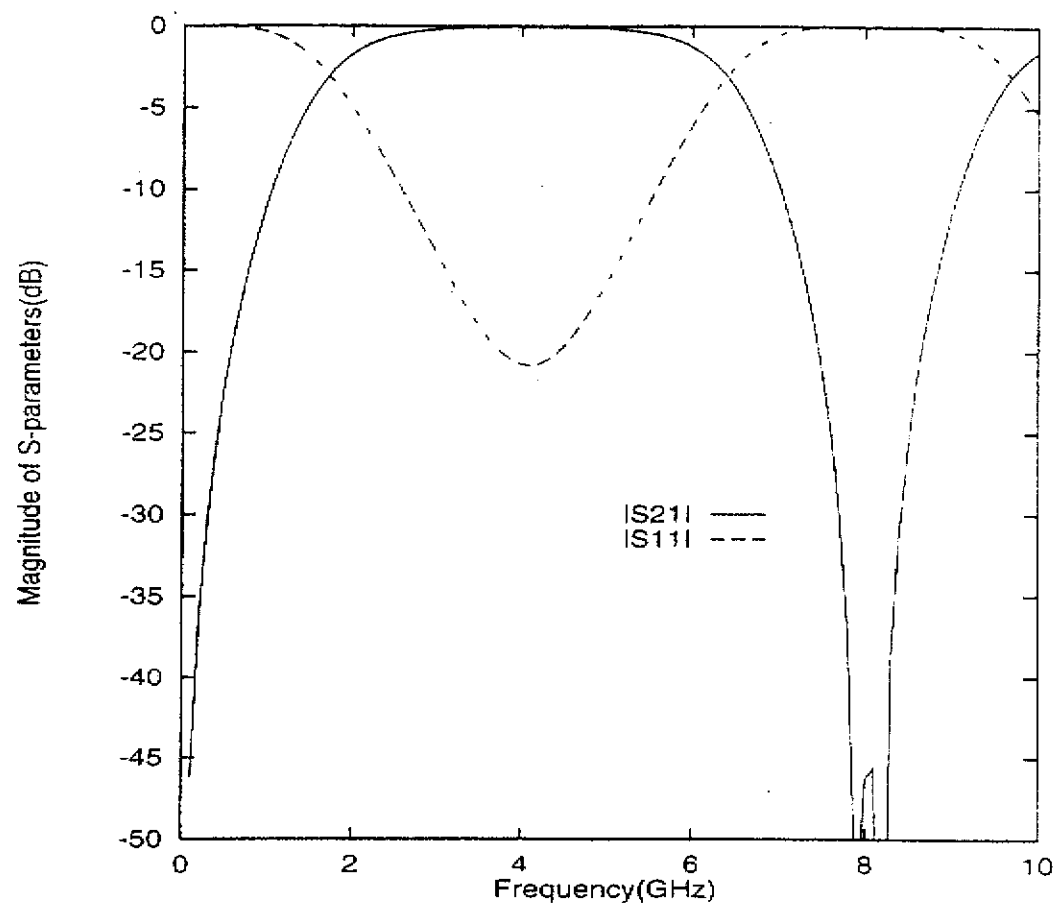


圖2.18：A 型單一轉接結構之反射係數與穿透係數大小。

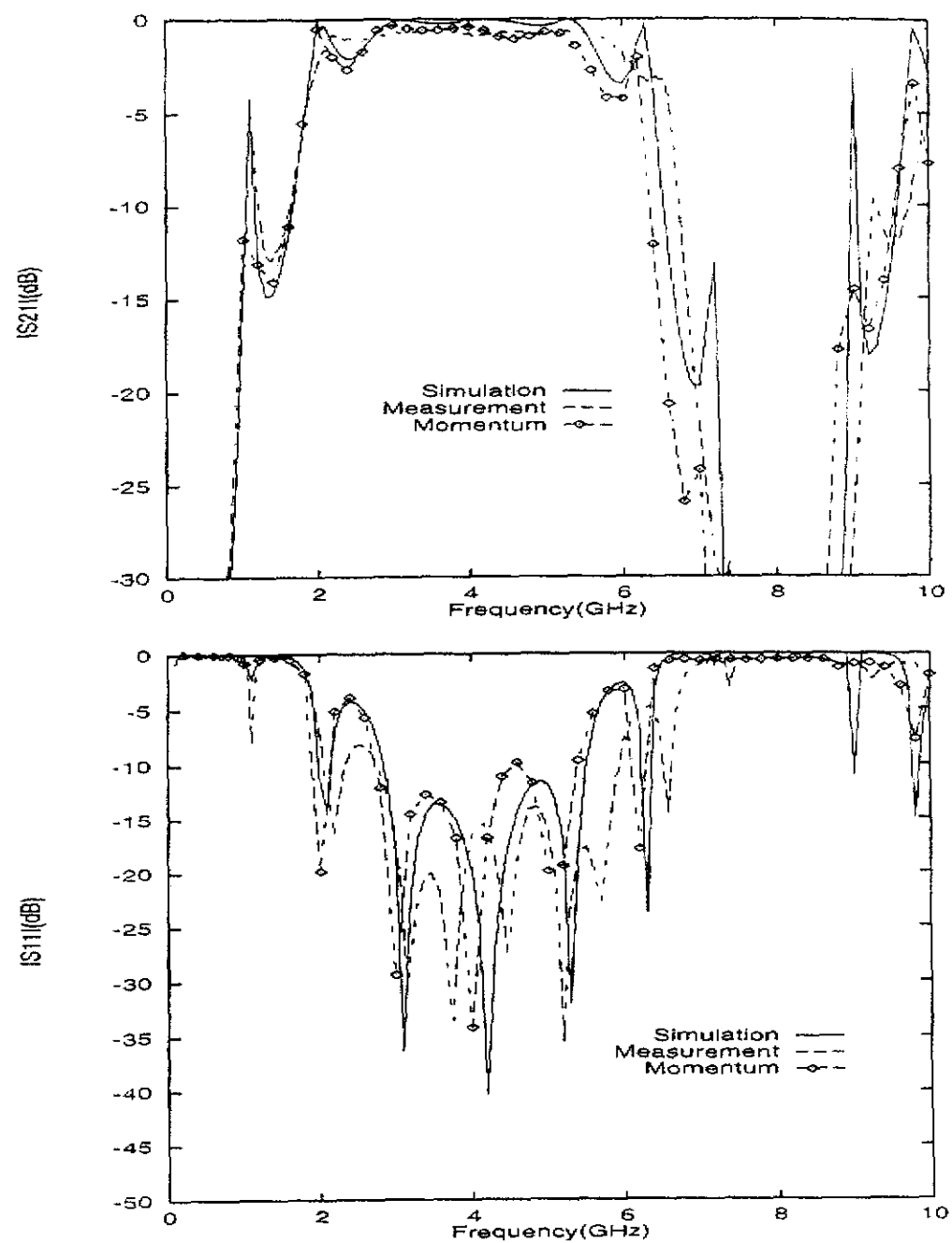


圖2.19：A型背靠背轉接結構之反射係數與穿透係數大小。

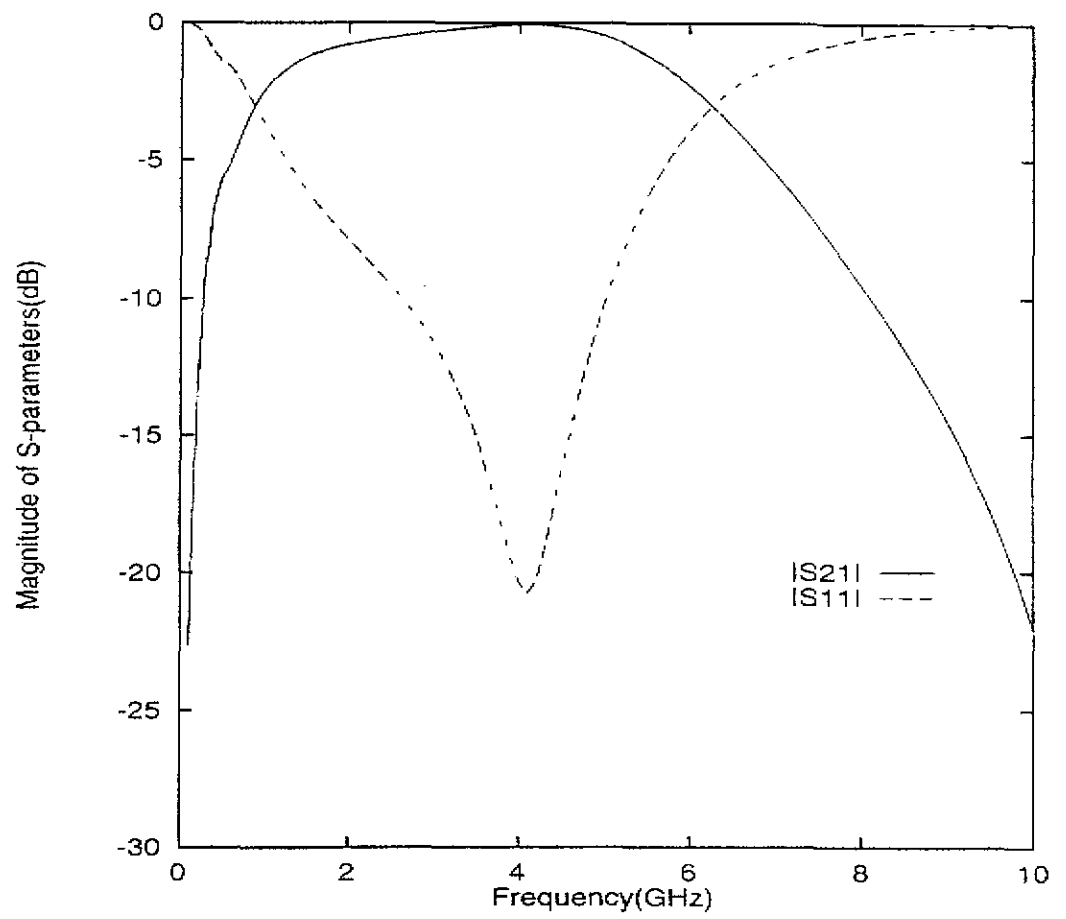


圖2.20：B 型單一轉接結構之反射係數與穿透係數大小($\alpha = 60^\circ$ ， $\theta = 30^\circ$)。

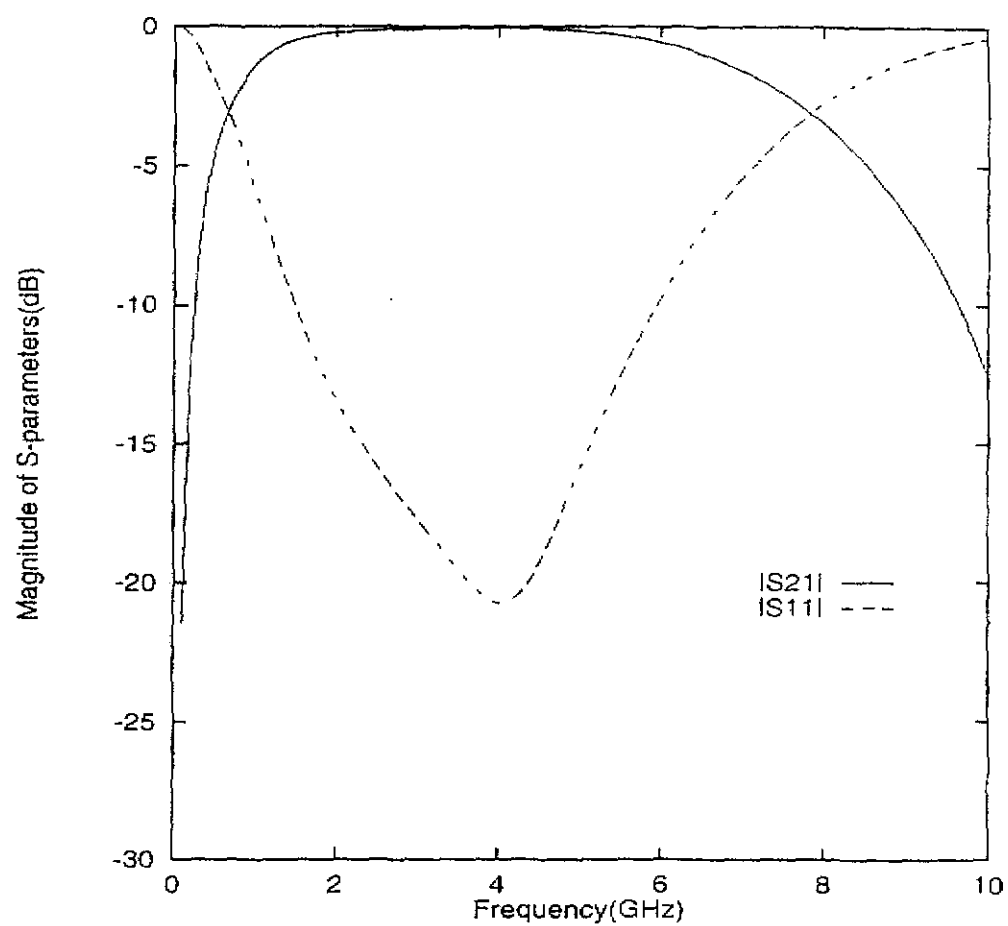


圖2.21:B 型單一轉接結構之反射係數與穿透係數大小 ($\alpha=60^\circ$, $\theta=60^\circ$)。

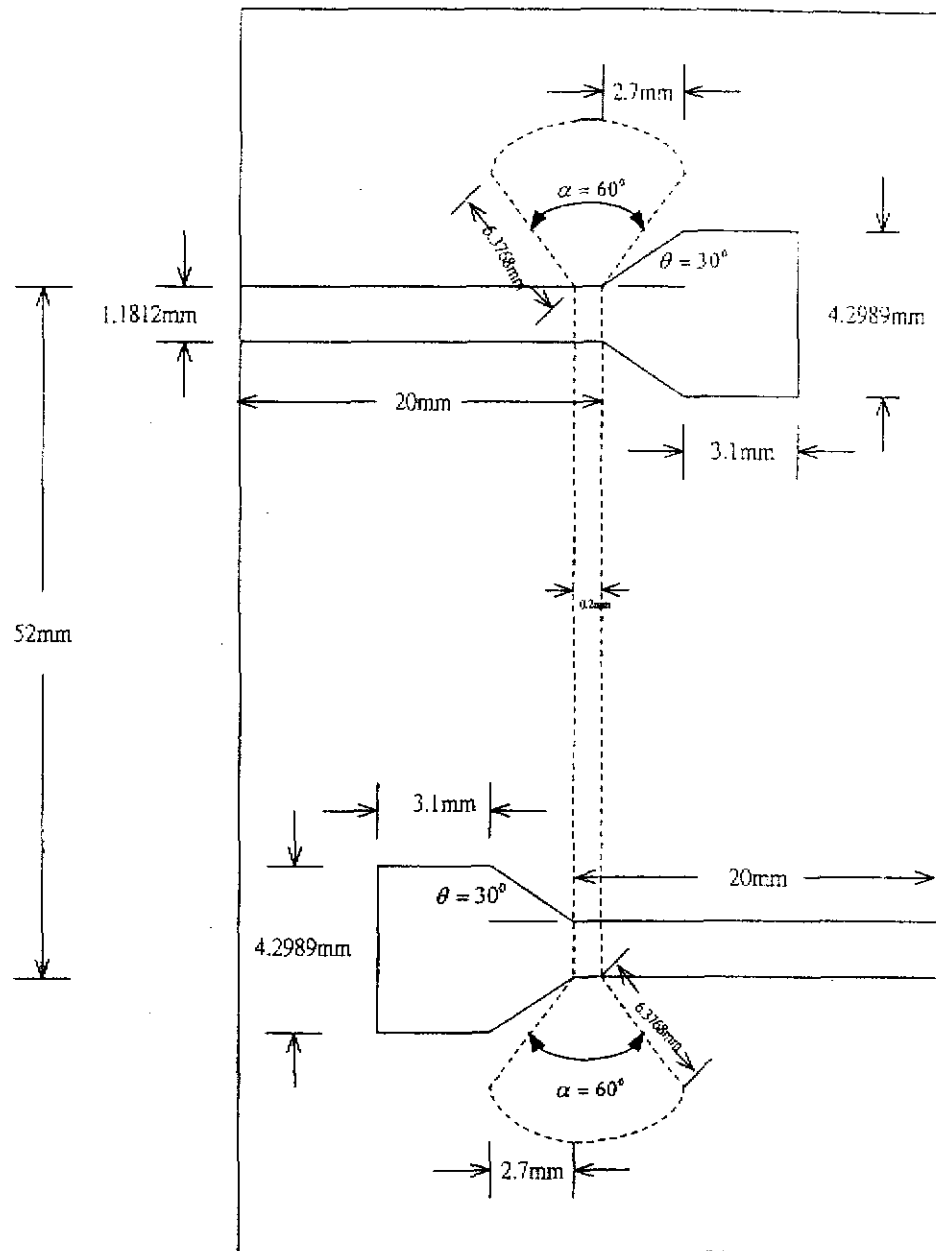


圖2.22：B 型背靠背轉接之結構尺寸，實驗所用的電路板介電常數為 10.2，厚度為 1.27mm， $\alpha = 60^\circ$ ， $\theta = 30^\circ$ 。

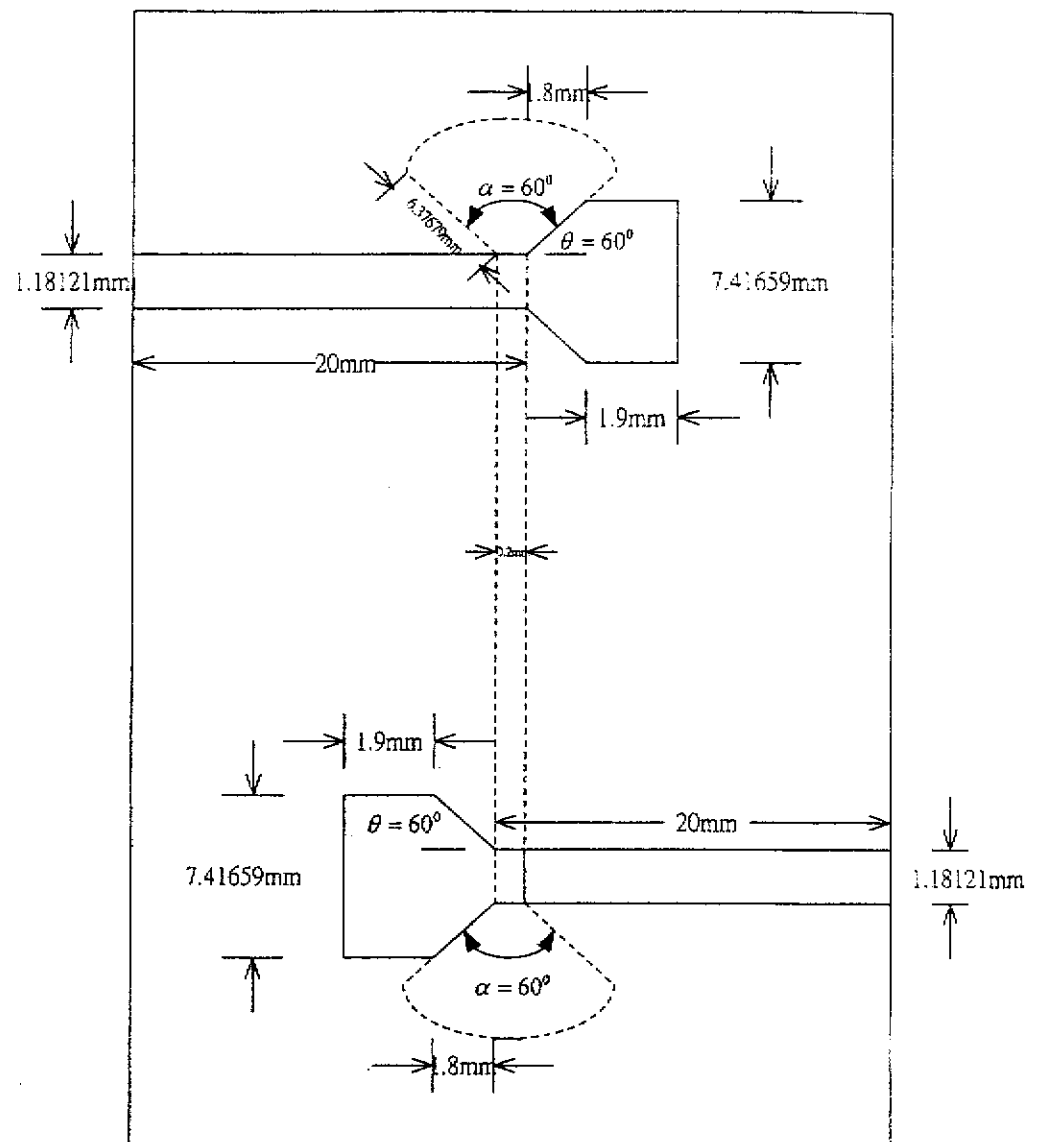


圖2.23：B 型背靠背轉接之結構尺寸，實驗所用的電路板介電常數為 10.2，
厚度為 1.27mm， $\alpha = 60^\circ$ ， $\theta = 60^\circ$ 。

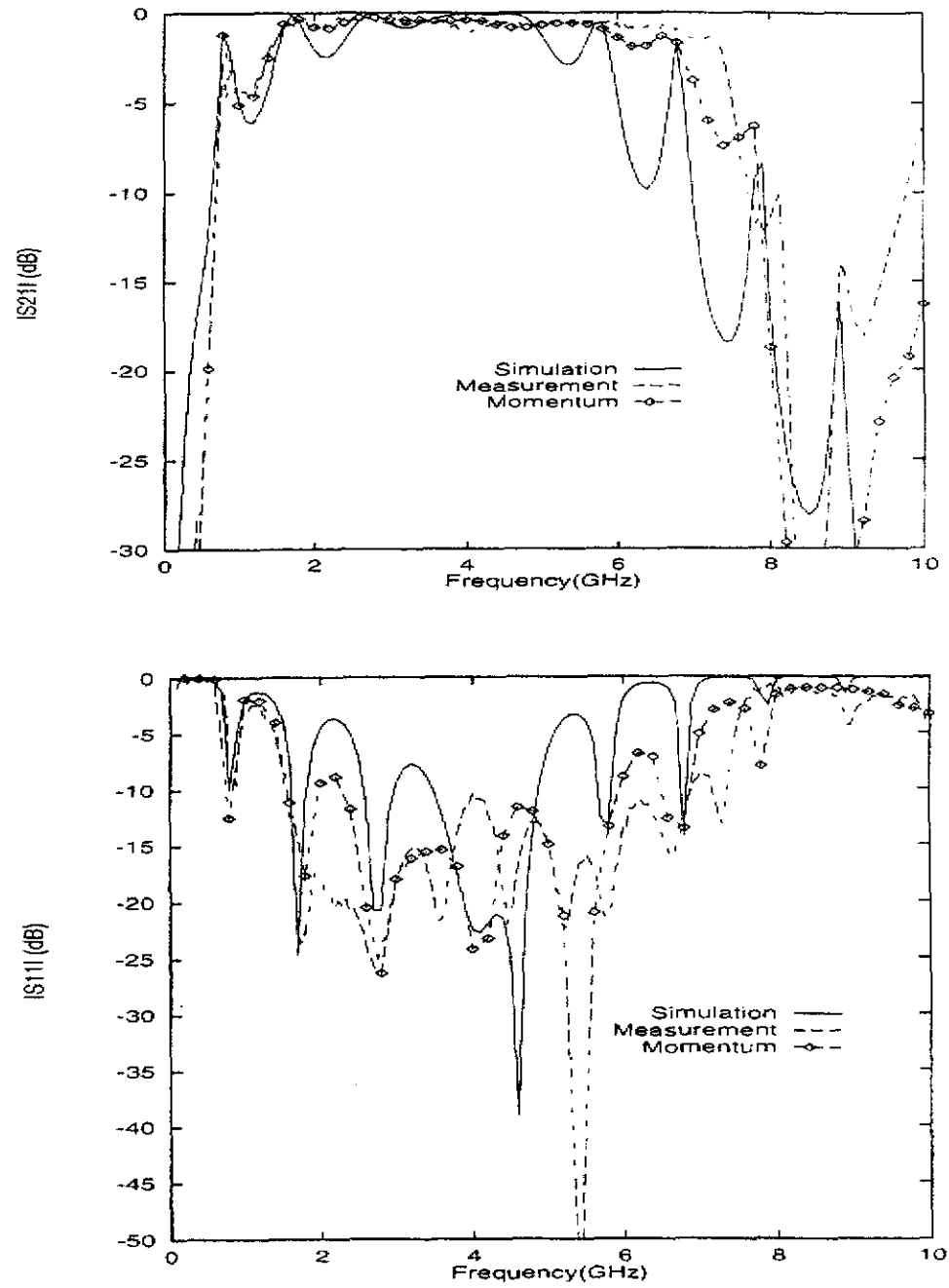


圖2.24：B 型背靠背轉接結構之反射係數與穿透係數大小

($\alpha = 60^\circ$, $\theta = 30^\circ$)。

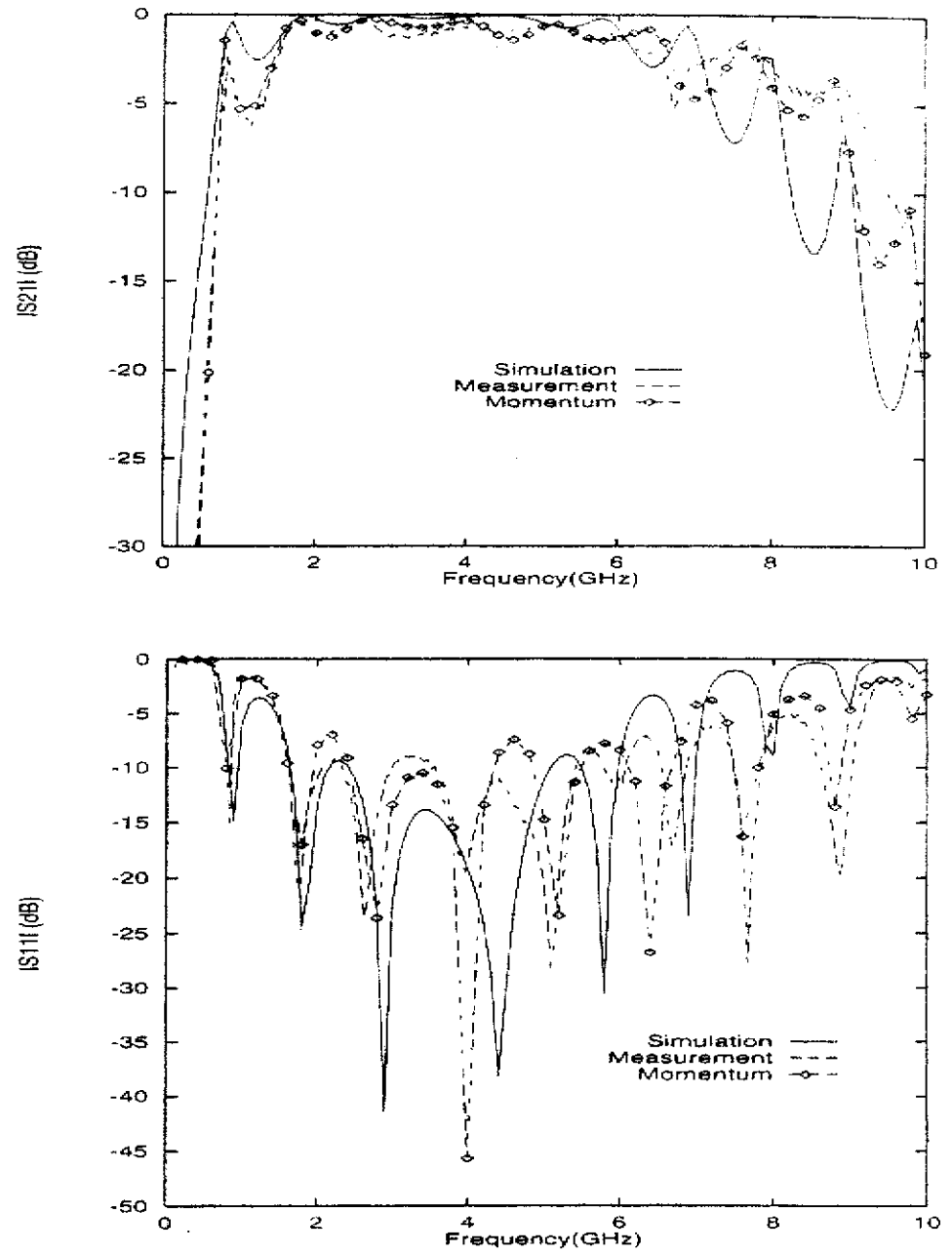


圖2.25：B 型背靠背轉接結構之反射係數與穿透係數大小

($\alpha = 60^\circ$, $\theta = 60^\circ$)。

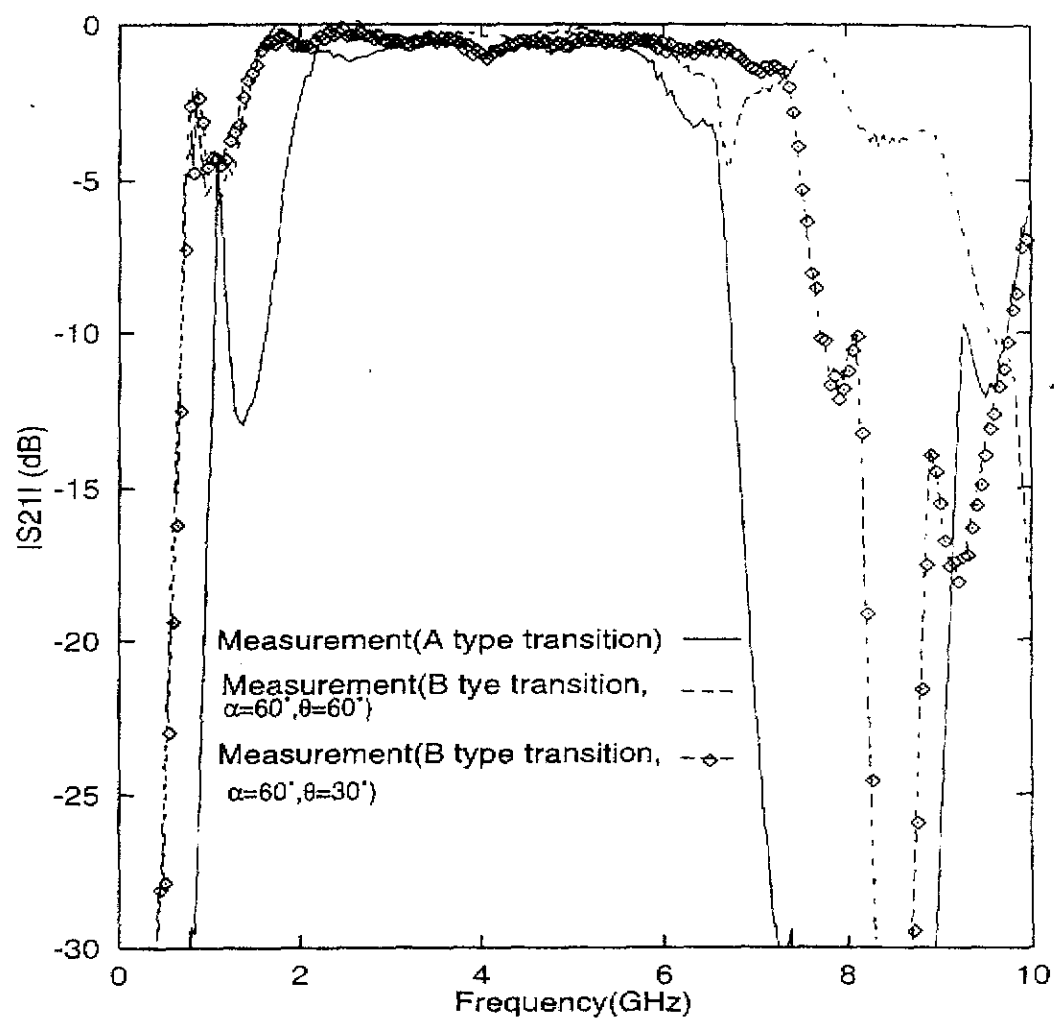


圖2.26：A 型轉接與 B 型轉接之穿透係數的比較。

第三章

柱形網格時域有限元素法

3.1 簡介

自 1966 年 Yee 提出時域有限差分法(finite-difference time-domain method, FDTD)以來[51]，時域有限差分法已被廣泛地應用在電磁問題上，其優點包括程式撰寫容易，二階準確度(second order accuracy)，以及計算複雜度(computational complexity)低。由於電腦記憶體和運算速度的進步，時域有限差分法已經成為求解電磁問題的主要方法之一。

處理任意曲狀結構是時域有限差分法最主要的困難之一。為了擁有二階準確度，原始形式的時域有限差分法採用矩形網格分割和中差法(central difference)來近似微分運算[51]，因此僅能準確地處理矩形結構。對於曲狀結構，最簡單的方式是採用階梯狀近似(staircase approximation)，也有其他如曲狀座標系統(curvilinear coordinate system)[52]、子網格分割法(subgridded method)[53]、[54]、以及局部非正交網格分割法(local nonorthogonal grid method)[55]等，但是這些方法會有不穩定(unstable)的現象、大量的迴圈計算、或準確度降低的缺點。

近來吾人已提出新的時域有限差分法(extended FDTD method)來求解任意形狀物體的電磁散射問題[56]、[57]，此法運用傳統時域有限差分法來求解問題中大部分的規則區域，而結合時域有限元素法(finite-element time-domain method)，利用 Whitney 四面體元素(tetrahedral edge-based element)來模擬曲狀不規則區域。數值結果顯示，此法具有高度的準確性、可適性(flexibility)、穩定性(stability)和計算效率(computational efficiency)。

理論上，時域有限差分法結合時域有限元素法(FE/FDTD)可以很容易地

處理任意形狀結構，但是實際應用上會遭遇一些困難。首先是遲時穩定度(late time stability)和直流虛假解(spurious dc solution)的問題，雖然可以證明時域有限差分法和時域有限元素法個別都是穩定的，但是將兩者結合以後卻會造成不穩定的現象。為此，吾人提出時域平均法的技巧(time average technique)[58]，利用數位訊號處理的技術，設計一簡單濾波器將不穩定的成分排除，並利用頻率平移(frequency shift)的方式將直流虛假解移除。

時域有限差分法結合時域有限元素法的第二個問題來自任意曲狀結構附近的四面體分割。對大部分的微波工程師而言，要在模擬區域自動產生四面體網格分割是件很不容易的工作，而且對有限元素法計算區域所需的記憶體和計算量，包括網格分割的前置處理和計算矩陣的產生，都是模擬計算中相當重的負荷。尤其是處理三維電磁問題時，若使用共軛梯度法(conjugate gradient method)來求解矩陣方程式，將會消耗相當多的計算時間。

對大部分的微波元件來說，如平面印刷電路、波導不連續結構、和封裝結構等，在縱向上均可分割成數層，而在橫向上則是任意形狀截面。因此吾人針對此平面電路結構，推導出新的柱形網格時域有限元素法(prism gridded finite-element time-domain method)[59]，在橫方向上作三角形分割而在縱向上維持矩形分割，對每一層運用二維的時域有限差分法結合時域有限元素法來處理，而在層與層之間的場則以有限差分法來處理。因此不需要複雜且耗時的四面體分割，對二維問題的矩陣方程式也可以用 LU-分解(LU-decomposition)來有效地求解[56]。

3.2 柱形網格時域有限元素法

3.2.1 網格分割

如圖 3.1(a)所示，考慮一個帶有柱狀貫孔接地(grounded via) 的微帶線結構，在貫孔附近區域吾人以三角形分割來模擬，而其他區域則以一般的時域有限差分網格分割處理之，如圖 3.1(b)所示。因此在橫向平面(xy-平面)上沿著曲狀邊界有四到五層的柱形網格，而在 z 方向則為均勻網格。由於在微帶線表面的電場切線分量為零，所以在微帶線上方區域可以直接用傳統時域有限差分法的均勻分割求解，即使和微帶線下方分割形狀不一致也不會造成任何問題。

圖 3.2 是柱形單位網格上場值的分解情形，其橫向電場 $\vec{E}_\rho$ 分量位於整數的 Δ_z 格子點上，而縱向電場 E_z 分量則位於半整數的 Δ_z 格子點上，如此一來，在有限元素法和有限差分法交界處的電場未知數就會一致，因此不需要做任何的內差來處理共同區域的場值。

3.2.2 柱形網格時域有限元素法之列式

考慮具線性(linear)、等向性(isotropic)、和無任何激發源(source-free)的區域，從法拉第定律(Faraday's law)和修正的安培定律(modified Ampere's law)出發，可以得到波動方程式(wave equation)

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \right) + \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (3.1)$$

利用變分互作用理論(variational reaction theory, [60])，在整數 z 格子點的平面 $z = k\Delta_z$ 上，選取橫向測試電場(testing field) $\vec{E}_\rho^a$ ，可以得到

$$\begin{aligned} & \int_A \left\{ \frac{1}{\mu} \nabla_\rho \times \vec{E}_\rho^a \cdot \nabla_\rho \times \vec{E}_\rho + \epsilon \vec{E}_\rho^a \cdot \frac{\partial^2 \vec{E}_\rho}{\partial t^2} \right. \\ & \left. + \vec{E}_\rho^a \cdot \left[\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \nabla_\rho E_z \right) - \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial \vec{E}_\rho}{\partial z} \right) \right] \right\} dS = 0 \end{aligned} \quad (3.2a)$$

其中， $\nabla_\rho \equiv \hat{x} \frac{\partial}{\partial x} + \hat{y} \frac{\partial}{\partial y}$ ， $\vec{E}_\rho$ 為電場橫向分量， E_z 為電場 z 分量。同樣，在半整數 z 格子點的平面 $z = (k + \frac{1}{2})\Delta_z$ 上，選取縱向測試電場 E_z^a ，即可得到

$$\int_A \left\{ \frac{1}{\mu} \nabla_\rho E_z^a \cdot \nabla_\rho E_z + \epsilon E_z^a \cdot \frac{\partial^2 E_z}{\partial t^2} - \frac{1}{\mu} \nabla_\rho E_z^a \cdot \frac{\partial \vec{E}_\rho}{\partial z} \right\} dS = 0 \quad (3.2b)$$

注意到，在(3.2a)式中需要在整數格子點 $z = k\Delta_z$ 上 E_z 對 z 的微分值，吾人可用 $z = (k + \frac{1}{2})\Delta_z$ 和 $z = (k - \frac{1}{2})\Delta_z$ 半整數格子點上的 E_z 值做中差法來近似。同理，對於(3.2b)式中 $\frac{\partial \vec{E}_\rho}{\partial z}$ 此項則可用 $z = k\Delta_z$ 和 $z = (k + 1)\Delta_z$ 整數格子點上的 $\vec{E}_\rho$ 值做中差法來近似。

3.2.3 基底函數

選取適當的基底函數，可以將(3.2)式轉為矩陣方程式。對於電場 z 分量，吾人採用節點內差函數(node-based interpolation functions)，也就是說，每個分割元素內的 E_z 可以表示成

$$E_z(\vec{\rho}) \Big|_{z=(k+\frac{1}{2})\Delta_z} = \sum_{i=1}^3 \lambda_i(\vec{\rho}) e_{zi} = \{\lambda\}^T \{e_z\}_{k+\frac{1}{2}} \quad (3.3)$$

其中 $\lambda_i(\vec{\rho})$, $i = 1, 2, 3$, 代表分割元素的三個自然座標， e_{zi} 則表示節點上的電場未知數。另一方面，橫向電場分量則表示為

$$\vec{E}_\rho(\vec{\rho}) \Big|_{z=k\Delta_z} = \sum_{i=1}^3 \vec{W}_i(\vec{\rho}) e_{\rho i} = \{\vec{W}\}^T \{e_\rho\}_k \quad (3.4)$$

其中 $\bar{W}_i(\bar{\rho})$ 為 Whitney 邊向量函數(edge-based Whitney functions)[61]，而 e_{pi} 則代表邊向量電場未知數。將上述基底函數代入，並運用 Ritz 程序(Ritz procedure)，吾人可以將(3.2)式化為兩組橫向和縱向電場互相耦合的聯立方程式。

3.2.4 矩陣方程式

最後吾人必須把對時間微分的項加以離散化(discretized)。根據 Crank-Nicolson 技巧，吾人對時間變數的微分項採取中差法近似，並對(3.2)式第一項取時間平均以達到無條件穩定(unconditional stability)的要求[57]。最後可得有限元素法區域的方程式如下，

$$\begin{aligned} [G_{pp}^+]\{e_p\}_k^{n+1} = & 2[G_{pp}^-]\{e_p\}_k^n - [G_{pp}^+]\{e_p\}_k^{n-1} \\ & - [C_{pz}]\{e_z\}_{k+\frac{1}{2}}^n - \{e_z\}_{k-\frac{1}{2}}^n \\ & + [D_{pp}]\{e_p\}_{k+1}^n - 2\{e_p\}_k^n + \{e_p\}_{k-1}^n \end{aligned} \quad (3.5a)$$

以及

$$\begin{aligned} [G_{zz}^+]\{e_z\}_{k+\frac{1}{2}}^{n+1} = & 2[G_{zz}^-]\{e_z\}_{k+\frac{1}{2}}^n - [G_{zz}^+]\{e_z\}_{k+\frac{1}{2}}^{n-1} \\ & + [C_{pz}]^T(\{e_p\}_{k+1}^n - \{e_p\}_k^n) \end{aligned} \quad (3.5b)$$

其中

$$[G_{pp}^\pm] = \int_A \epsilon_r \{\bar{W}\} \{\bar{W}\}^T dS \pm \frac{\kappa^2}{4} \int_A \frac{1}{\mu_r} \{\nabla_p \times \bar{W}\} \{\nabla_p \times \bar{W}\}^T dS \quad (3.6a)$$

$$[C_{pz}] = \kappa^2 \int_A \frac{1}{\mu_r} \{\bar{W}\} \{\nabla_p \lambda\}^T dS \quad (3.6b)$$

$$[D_{pp}] = \kappa^2 \int_A \frac{1}{\mu_r} \{\bar{W}\} \{\bar{W}\}^T dS \quad (3.6c)$$

$$[G_{zz}^\pm] = \int_A \epsilon_r \{\lambda\} \{\lambda\}^T dS \pm \frac{\kappa^2}{4} \int_A \frac{1}{\mu_r} \{\nabla_p \lambda\} \{\nabla_p \lambda\}^T dS \quad (3.6d)$$

$\kappa = \frac{\Delta_t}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \Delta}$ 為穩定因子(stability factor)， $\{e_p\}$ 和 $\{e_z\}$ 的上標表示時間，而下

標則代表 z 方向層數的編號。

3.2.5 計算效率的探討

比較此法和文獻[57]、[62]所提的有限元素法結合時域有限差分法在處理層狀結構的差異。以圖 3.1(a) 的結構為例，此法在穿孔附近分割成圖 3.1(b) 所示的數個柱形網格，並以有限元素法求解。由於每一層的分割橫截面都一樣，所以(3.5)式中的矩陣只需對一層做計算和儲存。即使是一般有數個不同層的結構，記憶體需求都比文獻[57]、[62]所需來的小很多。

在計算時間上，此法對每一層採用 LU 分解的方式計算[56]，較文獻[57]採用的共軛梯度法為佳。在每一個時間點(time step)上，此法運用後代法(backward substitution)和前代法(forward substitution)來求解，每一次所需的計算量僅為未知數的個數乘上矩陣的帶寬（約略為 10，[56]）。反之，文獻[57]、[62]則是需要更多的計算時間來求解三維問題的矩陣方程。另外值得一提的是，利用柱形網格分割所需的未知數個數僅約一般四面體網格分割[57]的一半，因此可以大大地減少計算時間。

3.3 數值結果

3.3.1 貫孔接地

考慮圖 3.1(a) 帶有柱狀貫孔接地(grounded via) 的微帶線結構，在貫孔附近區域以柱形網格時域有限元素法處理之。圖 3.3 為所算得的穿透係數，並和兩種以階梯式近似曲狀邊界的時域有限差分法比較[62]，其中之一以階梯式分割至貫孔內邊界，另一種則是分割至貫孔外邊界。如同預期，吾人所得結果介於兩種方法之間。圖中並呈現模態匹配法(mode matching

method)在假設有外加金屬封裝的情形下所算得的結果[63]，可以看出都有相當一致的結果。

以此例來探討結合有限元素法比傳統時域有限差分法所需的額外記憶體比例(overhead)。若有限差分法的分割尺寸大小為 Δ ，每個方向的分割數為 N_Δ ，全部所需的未知數為 N ，則有限差分法在規則分割區域所需的記憶體是 N_Δ 的立方倍，也就是說 $N = O(N_\Delta^3)$ 。在曲狀表面所需的分割數則和 N_Δ 成正比，而縱方向的分割數幾乎維持不變，因此在有限元素法區域所需的未知數個數 $N_{fem} = O(N_\Delta^2)$ 。然而 (3.5) 式中的矩陣所佔用之記憶體相當少，因為矩陣元素僅需對一層來儲存，所需的記憶體大約是 $B \cdot N_\Delta$ ，其中 B 是平均的矩陣帶寬，而且在此例中即使 N_Δ 增加， B 也幾乎維持不變。所以額外的記憶體需求主要是來自有限元素法的未知數，而此額外的記憶體需求比例為 $O(1/N_\Delta) = O(N^{-\frac{1}{3}})$ ，因此網格分割越細，有限元素法所佔用的額外記憶體需求就相對地越少。

至於計算時間，此法所需的額外計算量是有限元素法在建構矩陣的前置處理(pre-processing)，以及在每個時間點(time marching step)上求解矩陣方程式。有限元素法的前置處理包含結構分割的管理(house keeping management)，分割元素間的連結情形(element integration)，矩陣的組合(matrix assembly)，以及最後而且通常是最花計算時間的矩陣LU分解。但因為LU分解只需做一次，而且最大的計算量正比於 $B^2 \cdot N_\Delta$ ，所以所需的時間和全部的模擬時間相比幾可忽略。在每個時間點上，有限元素法區域的未知數可由後代和前代法來求解，其計算量正比於 $2B \cdot N_{fem}$ ，因為 B 幾乎和 N_Δ 無關，所以有限元素法的額外計算時間比例為 $O(2BN_{fem}/N_\Delta^3) = O(1/N_\Delta) = O(N^{-\frac{1}{3}})$ 。表 3.1 列出此法和傳統有限差分法所

需的計算時間和記憶體之比較，可以清楚看出此法所需額外的記憶體和計算時間比例相當少，而且分割越細比例也就越小。

3.3.2 共面波導到共面帶線的轉接

考慮圖 3.4 共面波導到共面帶線之轉接結構[64]，模擬所用的空間分割大小為 0.01524mm，時間分割大小為 0.0254 ps。在漸變的邊界區域以有限元素法處理，而其他區域則以傳統時域有限差分法求解，包括鎔線(bond wires)是以階梯狀分割做近似。在此平面電路上、下各 30 個分割大小邊界處放置完全導體平面，在其他邊界上則各放了 8 個完全匹配層(perfectly matched layers)。大致說來，整個模擬區域分成 $260 \times 80 \times 60$ 個分割網格。就量測架構上[65]，平面電路上、下邊界並未放置上述完全導體，而轉接量測也以背靠背結構進行。圖 3.5 比較量測與模擬的反射和穿透係數大小，可以看出有良好的一致結果。

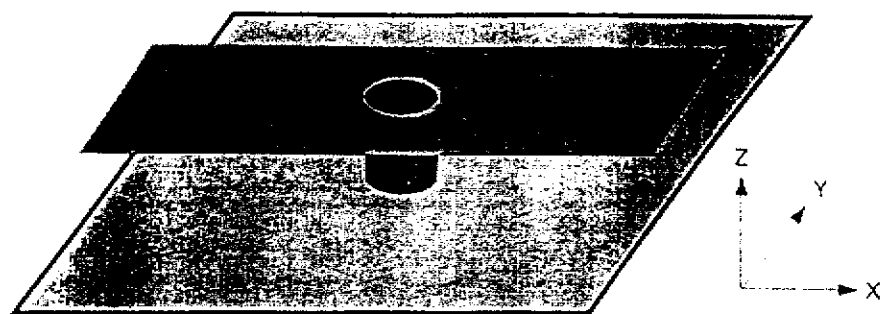
3.4 結論

本章介紹新的柱形網格時域有限元素法，結合傳統時域有限差分法，成功地處理橫向曲狀邊界的平面電路，如封裝連接結構中的貫孔，以及不同傳輸線間的轉接結構，本質上此法可以處理任何縱向上的層狀結構。由於有限元素法的可適性，此法可以處理任意形狀橫截面的結構，這是傳統時域有限差分法所不易做到的。

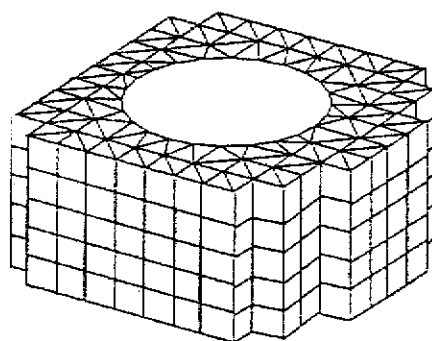
吾人也做了此法和傳統時域有限差分法在計算資源上的比較，包括理論上和數值上的比較。理論上，有限元素法在記憶體量和計算時間上的額外需求比例與每個方向上的分割數 N_{Δ} 有反比例的關係，因此分割越細其效應越可忽略。實際上對大部分的應用而言，模擬結果顯示此法額外的計算需求比例可以有效地達到 15% 以下。

Δ	mesh $N_x \times N_y \times N_z$	method	pre-processing		time marching		FEM overhea	
			time	memory	time/steps	memory	time	memc
1.00	$110 \times 70 \times 30$	extended	0.34	92	43.63/80	6580	14.42%	8.51%
		FDTD	-	-	38.13/80	6064		
0.80	$138 \times 87 \times 38$	extended	0.41	112	99.63/100	12296	12.08%	6.59%
		FDTD	-	-	88.89/100	11536		
0.67	$165 \times 105 \times 45$	extended	0.63	142	196.72/120	20544	10.01%	5.33%
		FDTD	-	-	178.82/120	19504		
0.57	$193 \times 122 \times 53$	extended	0.78	164	353.69/140	32020	9.18%	4.20%
		FDTD	-	-	323.94/140	30728		
0.50	$220 \times 140 \times 60$	extended	0.92	180	575.76/160	47072	7.94%	3.77%
		FDTD	-	-	533.42/160	45364		

表 3.1：柱形網格時域有限元素法和傳統時域有限差分法在計算時間以及記憶體需求上的比較。程式在 IBM RS 6000/3BT 機台上執行，時間和記憶體單位分別是秒和千位元組(kbytes)。



(a)



(b)

圖3.1:(a) 帶有貫孔接地的微帶傳輸線結構;(b) 貫孔接地附近的網格分割。

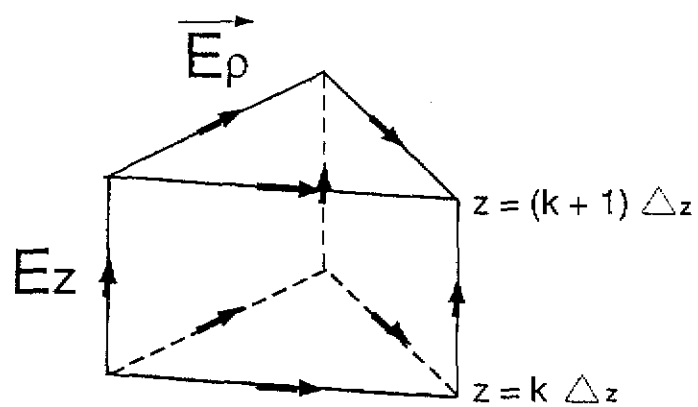


圖3.2：柱形網格元素及其未知場的分佈。

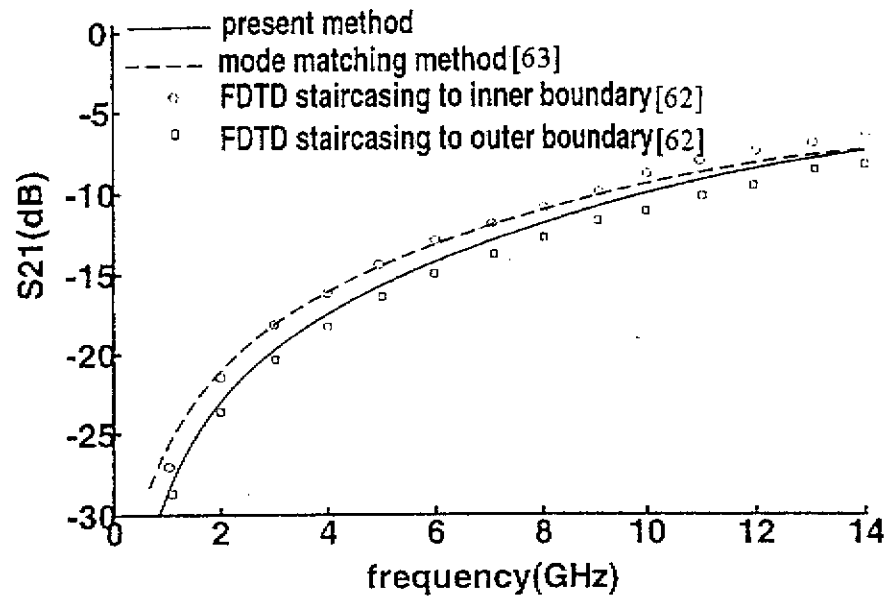


圖3.3：帶有貫孔接地的微帶傳輸線（圖 3.1）之穿透係數大小，柱形網格時域有限元素法計算結果與其他方法計算結果之比較。微帶傳輸線的線寬為 2.3 mm，貫孔的直徑為 0.6 mm，介質板厚度為 0.8 mm，介電係數 2.32。求解區域分割為 $110 \times 70 \times 30$ 個網格（ $\Delta = 0.1$ mm， $\Delta_t = 0.167$ ps），以及 8 個完全匹配層。

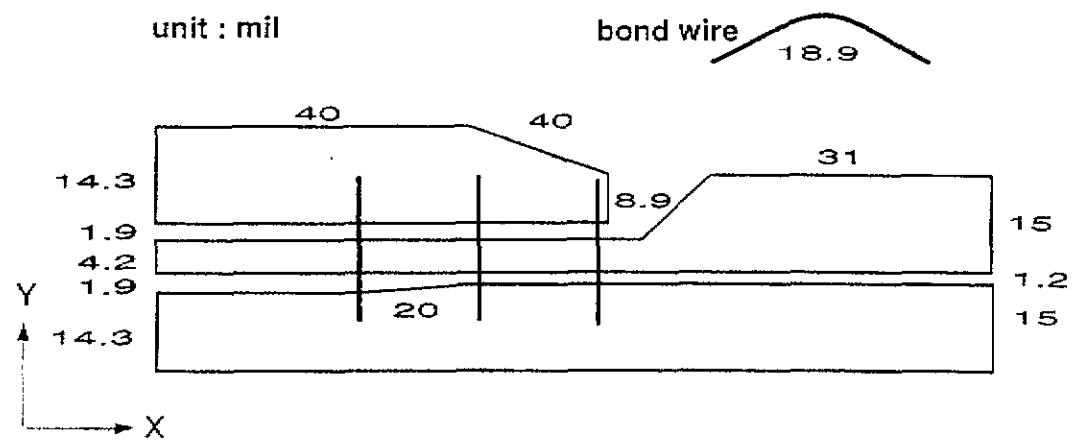


圖3.4：共面波導到共面帶線間的轉接結構。

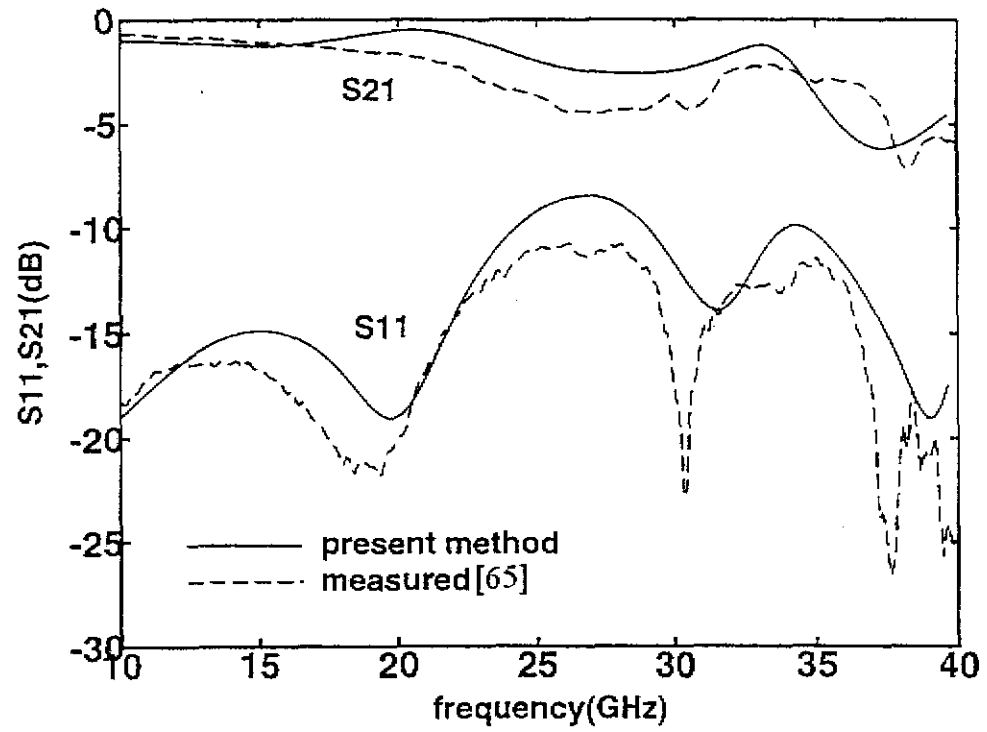


圖3.5：共面波導到共面帶線轉接結構（圖 3.4）的反射與穿透係數大小，柱形網格時域有限元素法計算結果與實驗量測之比較。介質板厚度為 25 mil，介電係數 9.8。

第四章

微帶饋入式漸寬槽線天線

4.1 簡介

所謂漸寬槽線天線就是將槽線的寬度改變，讓原先侷限在槽線中的場經由槽線寬度的加大而輻射出去。此種天線最早是以 1979 年 Gilson 氏所提出的 Vivaldi 天線之形式出現[3]，其槽寬是呈指數形式增加。而後陸續發展出各種槽線寬度變化的形式，如線性漸寬槽線天線(linearly tapered slot antenna, LTSA)的槽寬是呈線性改變，而固定槽寬槽線天線(constant width slot antenna, CWSA)則因主要輻射區域的槽線寬度為固定值而得其名[4]。

槽線天線有兩種輻射機制[66]。若天線長度短於一個波長，是屬於共振模式；反之，若天線長度在兩個波長以上，則屬於行波天線(traveling-wave antenna)。在高頻下，一般共振型式的天線，如微帶天線(microstrip antenna)，尺寸會非常小，製作上相當不易。但行波型式的槽線天線則沒有此限制，製作很容易[67]，同時也相當寬頻。除此之外，還有其他如場型對稱、波束較窄等特性[22]。近幾年來已有相當多的文章在探討此種天線的特性及應用，吾人已於第一章中做過簡介，於此不再贅述。

如第一章所述，也有越來越多的文章對漸寬槽線天線作理論分析，其中[42]利用傳統時域有限差分法，計算空間的電磁場分佈，進而求出天線的輻射特性。然而該文對於漸寬開槽是以階梯狀做近似，吾人則採用自行發展的柱形網格時域有限元素法，以三角形網格來處理此天線中不規則邊界的部分；而對於其餘大部份可用矩形網格分割的區域，則仍用傳統的時域有限差分法求解，因此比[42]來得更有效率。

4.2 單一槽線天線單元

吾人研究單一槽線天線結構如圖 4.1 所示，圖中打點區域為金屬，虛線部分代表饋入微帶線之訊號線，兩者之間為 RT Duroid 微波基板，相對介電常數為 2.2，基板厚度 0.062 英吋，此天線是設計操作在 6GHz，12GHz，及 18GHz。在模擬方面，對於開槽天線中不規則區域，即圖中虛線方框的部分，是應用柱形網格時域有限元素法處理。首先對此區域做三角形網格分割，如圖 4.2(a)，而所對應的區域如圖 4.2(b)所示。天線的長和寬分別分割成 62 及 46 個時域有限差分法網格，而介質厚度則分成 3 個時域有限差分法網格。整個模擬區域分成 $82 \times 86 \times 24$ 個時域有限差分法網格，此區域的六個面則使用 Mur's 一階超吸收邊界條件 (Mur's 1st order super-absorption boundary condition)[68]處理。輸入端入射高斯脈衝(Gaussian pulse)以得到頻率響應，並在輸入端紀錄電場隨時間的變化如圖 4.3。經過快速傅立葉轉換(fast Fourier transform)後即可得到反射係數如圖 4.4 中實線，其中虛線是實際製作電路量測的結果，可發現相當吻合。此天線於 12GHz 在 -10dB 下的頻寬約為 50%，是一個寬頻天線。

為求得遠場的場型，吾人採用近場至遠場的轉換[69]。在模擬的同時，紀錄包含此天線封閉面的電磁流分布，再帶入[69]中的公式即可求得遠場的場型。據此，吾人得到此天線在 12GHz 操作頻率下 E-plane 場型的模擬結果如圖 4.5(a)方塊點所示，而十字點為[42]以有限差分法階梯近似所得到的結果，可發現相當的一致。而模擬與實作量測的結果比較如圖 4.5(b)所示，結果顯示量測值與模擬值有些差異存在。

4.3 雙槽線天線陣列

在瞭解單一天線單元的特性之後，吾人製作並模擬兩個天線單元構成

的天線陣列，其結構如圖 4.6 所示，兩天線單元間距 D 為 0.375 英吋，天線結構的寬度 L 為 0.75 英吋，其餘天線單元的結構以及使用的微波基板如同前述的單一天線單元。在分析方法上，吾人則採用商業套裝軟體 Ansoft HFSS 來做電磁分析，其分析原理是有限元素法結合吸收邊界條件。圖 4.7 是其反射係數的量測與 Ansoft HFSS 的模擬結果比較，在 15 GHz 以下兩者有相當好的一致性。同樣操作在 12 GHz 的頻率下，做輻射場型的量測與模擬，其結果如圖 4.8 所示，可以發現主要的輻射場在開槽天線的正前方，此點可由一般的天線陣列理論得到驗證。此天線陣列的半功率波束寬有 $\pm 30^\circ$ ，而天線後方有金屬覆蓋，場值很弱，因此可以應用在汽車防撞雷達上，不會受天線後車身的影響。

接著吾人探討天線單元間距 D 的影響，將 D 由原來的 0.375 英吋改為 0.45 英吋，接近自由空間波長的一半；同時為了減少金屬邊緣對天線的影響，將整個天線結構的寬度 L 增加至 1.3 英吋。將天線陣列結構改為兩埠，利用 Ansoft HFSS 模擬出兩埠散射矩陣，其結果置於圖 4.9，並和之前的天線結構模擬結果做比較。雖然天線間距增加 20%，但可以看出對兩天線間的耦合效果影響並不大。

若將兩天線單元陣列結構其中一個天線短路，預期將得到和單一天線單元類似的結果。因此將天線陣列結構改為兩埠，擷取其導納矩陣中的 Y_{11} 參數，並和單一天線的輸入導納做比較，如圖 4.10 所示，其中參考平面位於微帶傳輸線饋入轉角處。就天線陣列而言，兩天線間距的大小 D 由 0.375 英吋改為 0.45 英吋，對 Y_{11} 參數的影響並不大；但天線陣列的 Y_{11} 則和單一天線的輸入導納有較大的差距。這表示另一個天線單元的存在會影響到單一天線單元上的磁流分佈，因此一般天線陣列的設計理論將不適用，增加陣列設計上的困難度。

4.4 結論

本章中吾人利用自行發展的柱形網格時域有限元素法，結合時域有限差分法，有效地分析單一微帶饋入式漸寬槽線天線單元，並和參考文獻有一致的結果。同時也實際製作一天線單元，量測與模擬結果在反射係數上也有很好的一致性。

在瞭解單一天線單元的特性之後，吾人製作兩個天線單元構成的天線陣列，並利用商業軟體 Ansoft HFSS 模擬，模擬和量測結果也有不錯的吻合。吾人並探討兩天線單元間距的影響，將間距增加 20% 至接近自由空間波長的一半，發現對兩天線間的耦合效果影響並不大。同時吾人發現，一般的天線陣列理論雖然可以預測其陣列天線的輻射場型，但並不適用於預測其導納矩陣，因而增加天線陣列設計上的困難度。針對此一課題，如何利用其他方式設計天線陣列，則是尚須努力的目標。

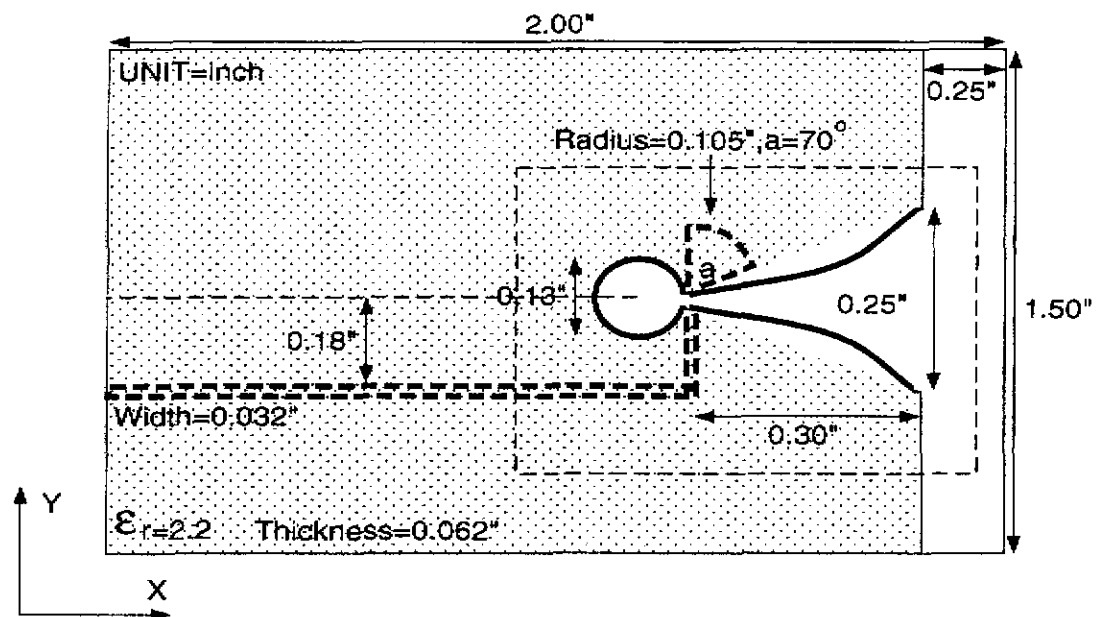
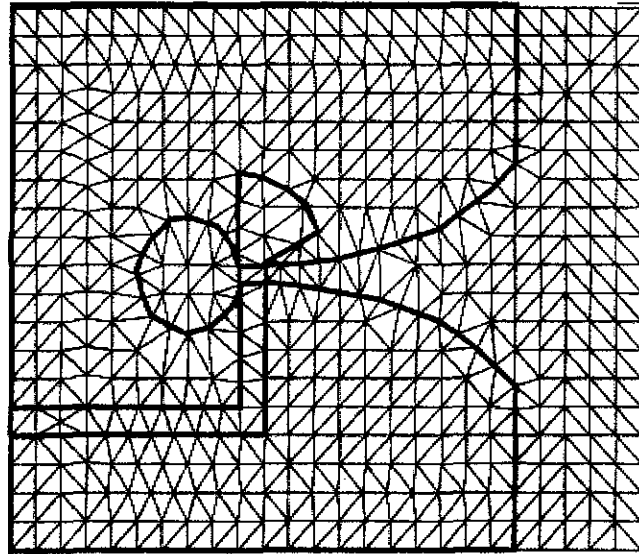
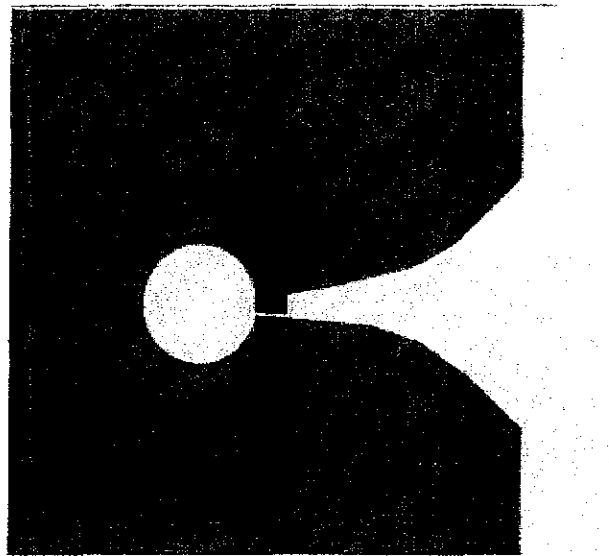


圖4.1：微帶饋入式槽線天線單元



(a)



(b)

圖4.2：柱形有限元素處理區域

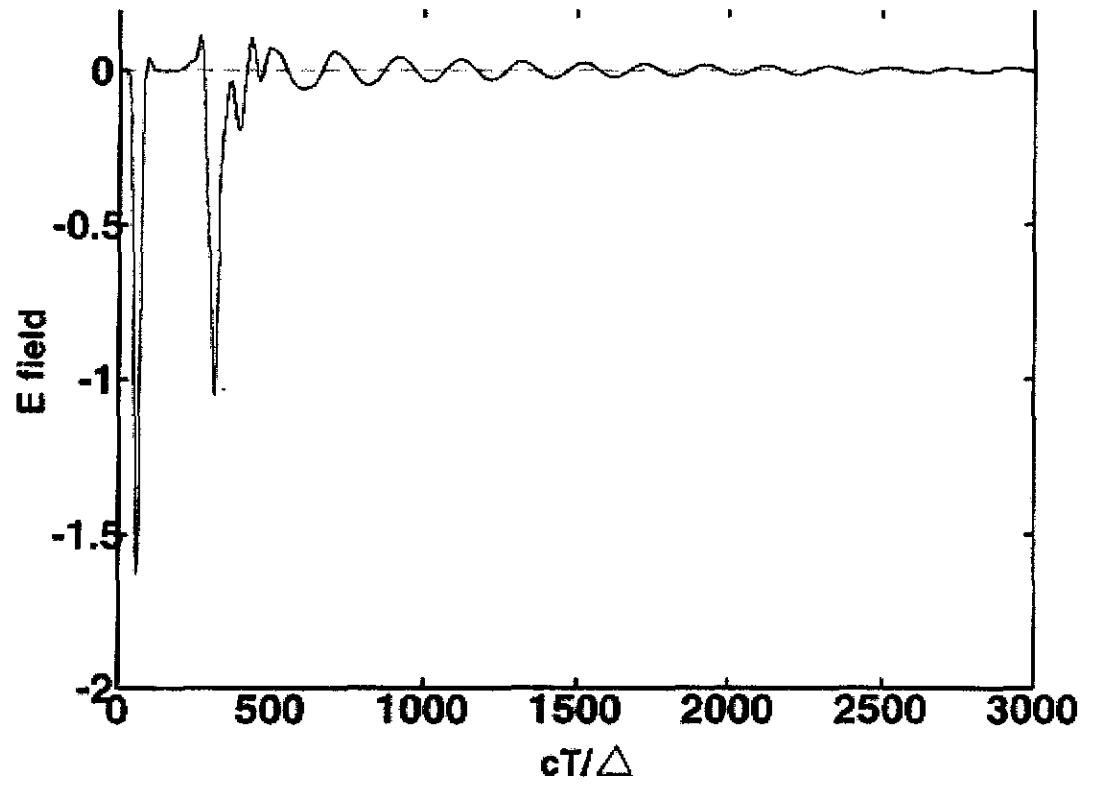


圖4.3：運用柱形網格時域有限元素法，計算輸入端電場隨時間的變化

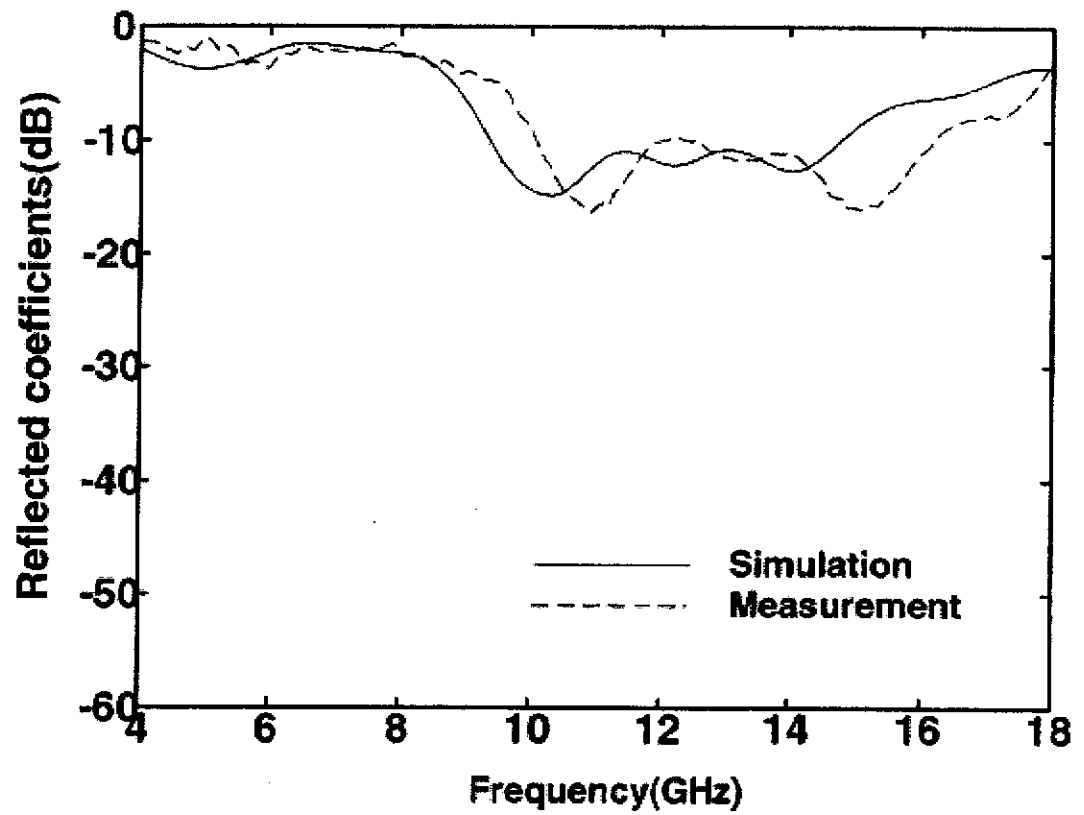
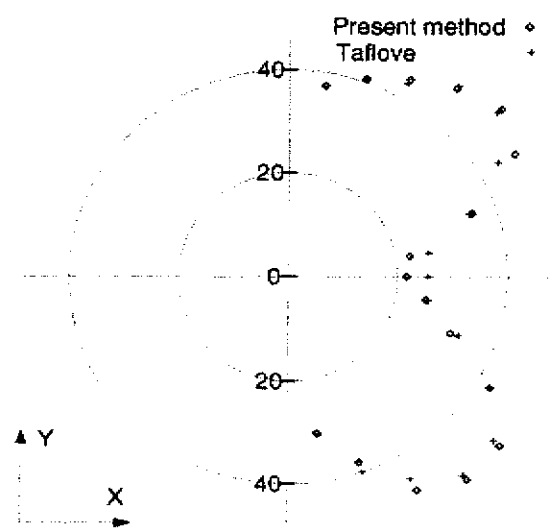
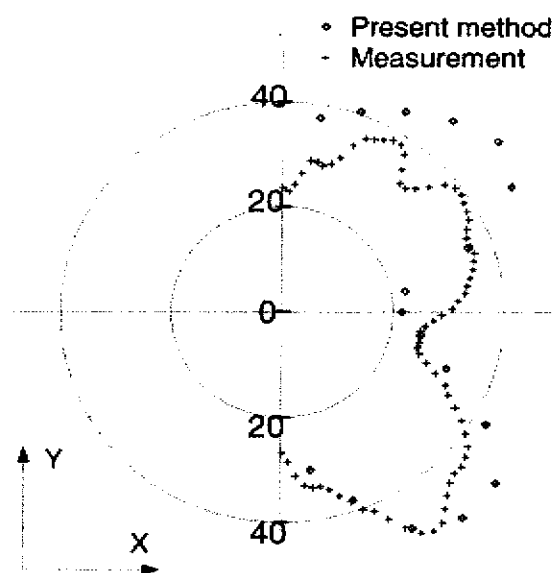


圖4.4：運用柱形網格時域有限元素法，計算反射係數隨頻率的變化



(a)



(b)

圖4.5：運用柱形網格時域有限元素法計算場型，(a) E-plane 的場型與[42]比較；(b) E-plane 的場型與實驗值比較。

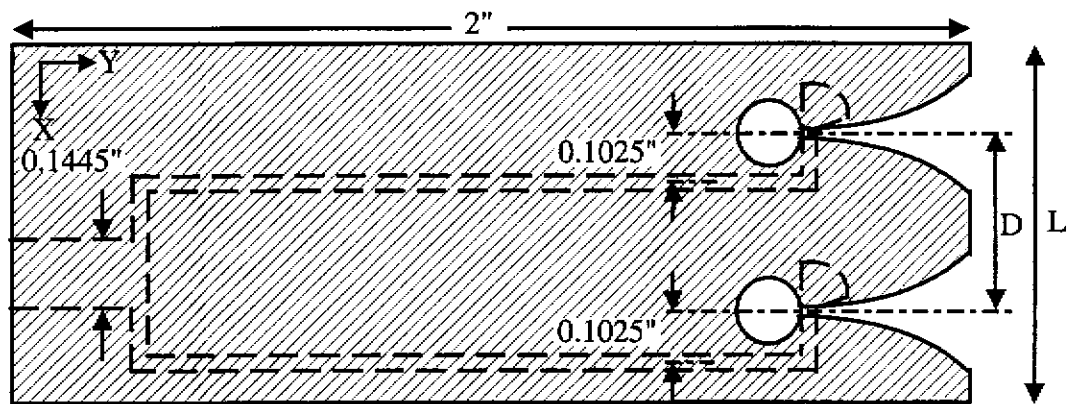


圖4.6：兩天線單元之槽線天線陣列結構圖， $D = 0.375''$ ， $L = 0.75''$ ，微波基板相對介電係數為 2.2，厚度 $0.062''$ 。斜線部分為金屬，虛線部分代表另一側的微帶饋入線。

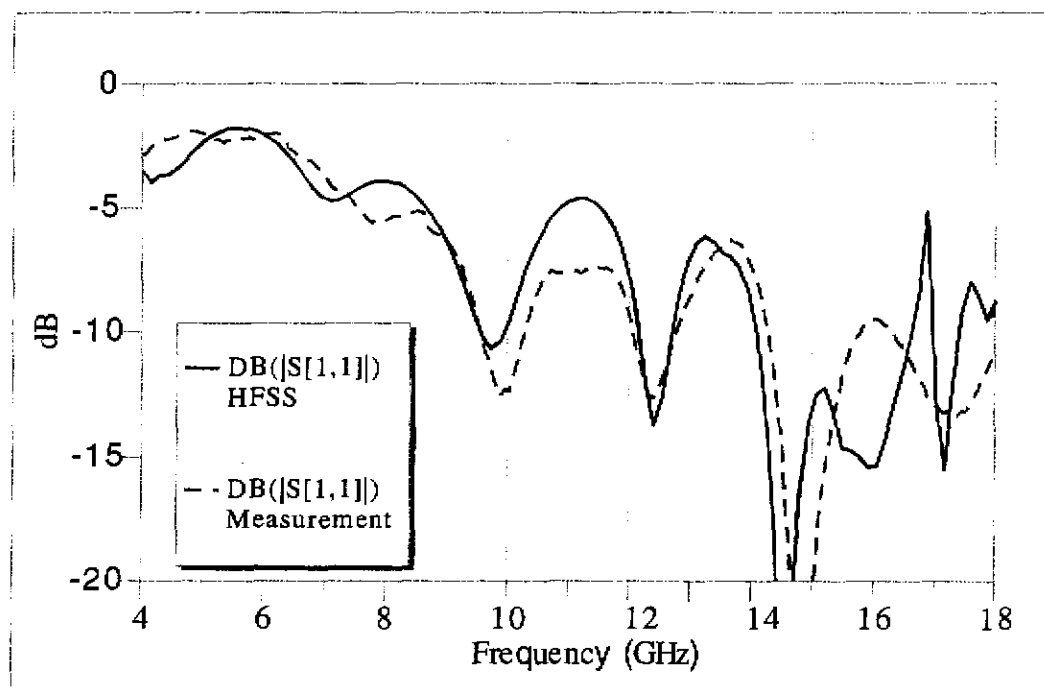


圖4.7：圖 4.6 天線陣列的反射係數，實線為 Ansoft HFSS 模擬結果，虛線為量測結果。

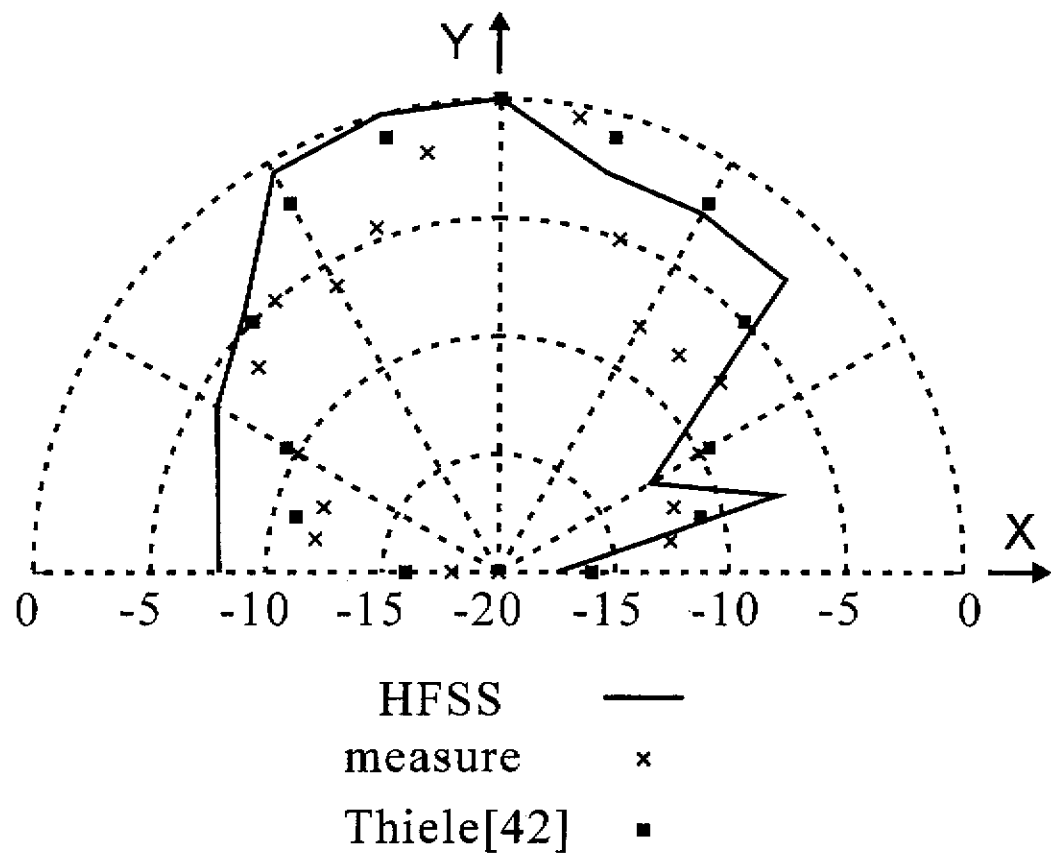


圖4.8：圖 4.6 天線陣列的 E-plane 的輻射場型，操作頻率為 12 GHz。

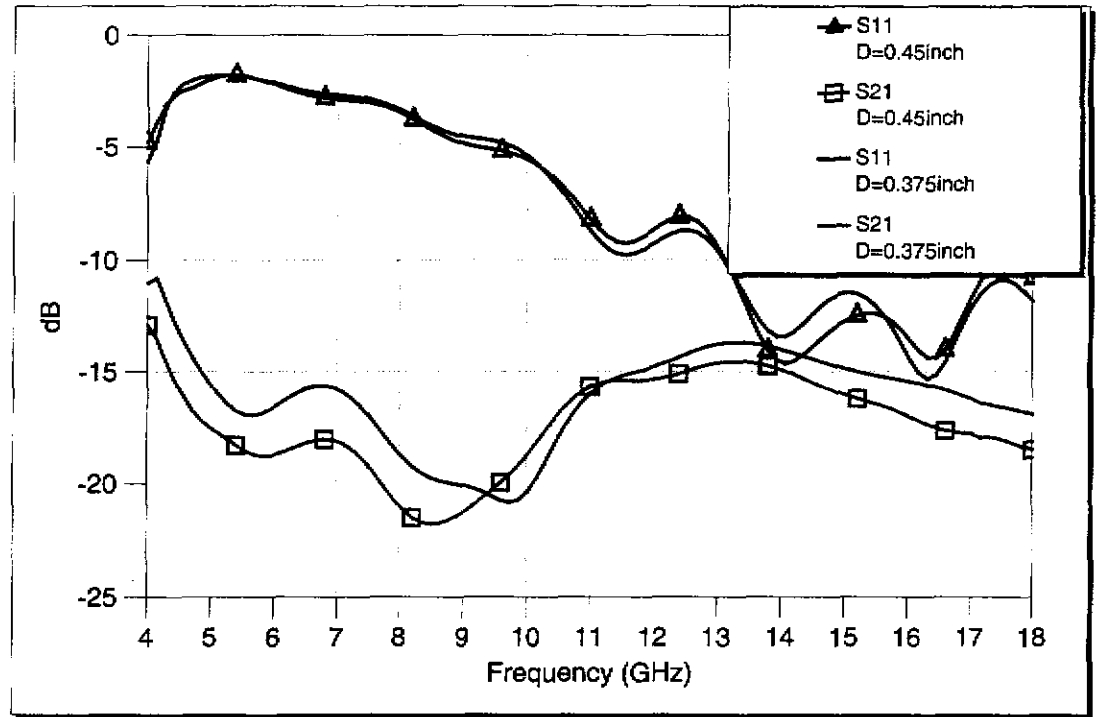


圖4.9：圖 4.6 天線陣列的兩埠散射矩陣，實線部分的天線尺寸為 $D = 0.375''$ ， $L = 0.75''$ ；打點部分的天線尺寸為 $D = 0.45''$ ， $L = 0.75''$ 。

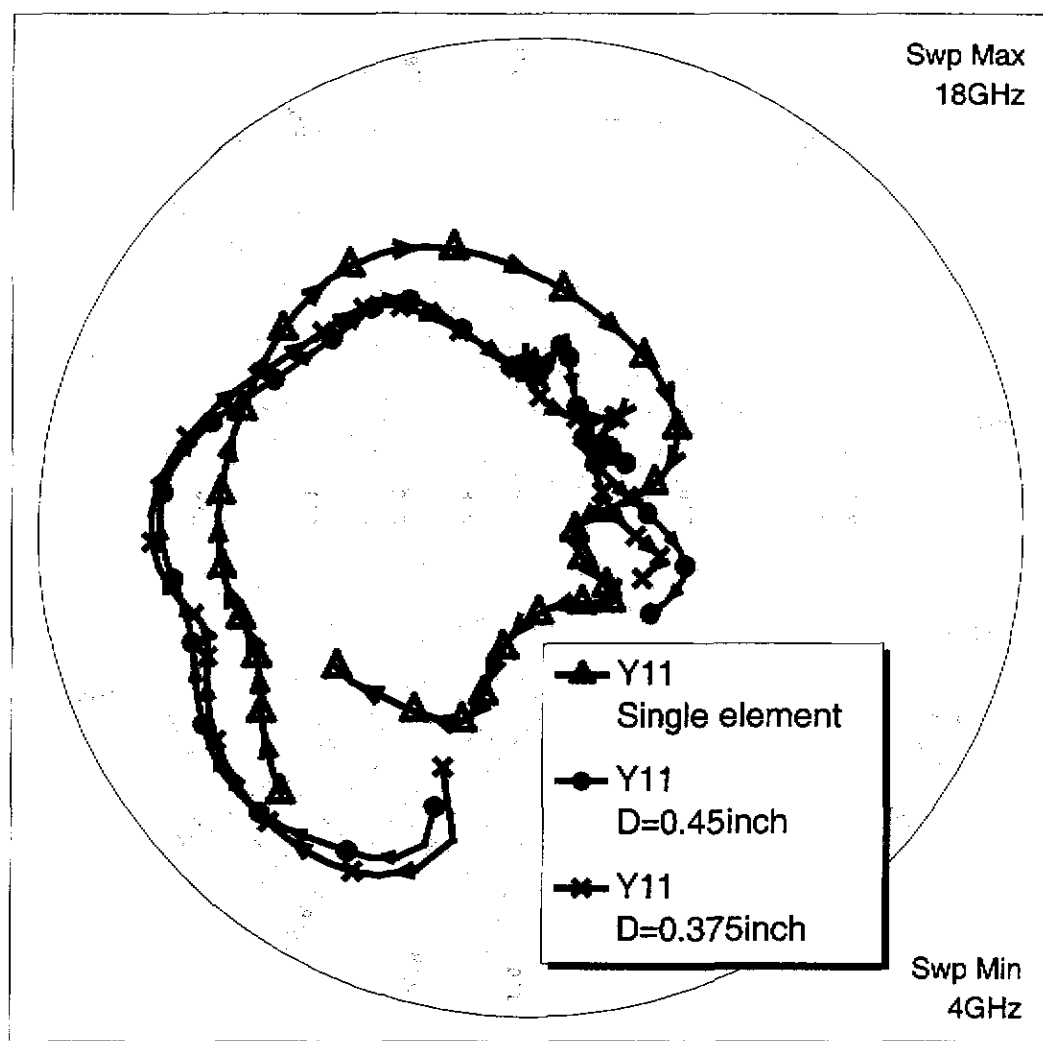


圖4.10：單一天線的輸入導納和天線陣列的 Y_{11} 參數之比較。起始頻率 4 GHz，終止頻率 18 GHz，頻率間隔為 0.56 GHz。

第五章

結論

本計畫裡，吾人建立了微帶線到槽線轉接的等效電路模型，利用混合位勢積分方程來計算轉接中存在的一些不連續結構，並由所提出的設計方法成功地設計出一寬頻的轉接電路。同時也利用全波分析法，考慮電路的輻射、耦合、表面波等高頻效應，來模擬所設計出的整個轉接電路，結果和實驗值十分吻合，顯示所提出之設計程序與理論分析的正確性，因此可作為微帶饋入式漸寬槽線天線之饋入結構的設計參考。

同時，為了分析漸寬槽線天線的特性，吾人推導出新的柱形網格時域有限元素法，並成功地結合傳統的矩形網格時域有限差分法來處理槽線天線問題。此法的特點是應用柱形網格有限元素法來處理此天線中不規則的區域，而以傳統的矩形網格時域有限差分法來處理其他大部分可矩形分割的區域，以提高計算的效率。由於此結合法不需要任何的內插(interpolation)或外插(extrapolation)，因此能保持高準確度，由模擬及實驗結果的一致性可以得到驗證。同時此法也克服傳統時域有限差分法矩形網格分割的限制，因而可以有效地分析漸寬槽線天線的電磁特性。

除了使用所自行發展的柱形網格時域有限元素法來分析單一槽線天線單元的特性，吾人也利用 Ansoft HFSS 套裝軟體來分析雙槽線天線組成的線性陣列之特性，並且實際製作、量測加以驗證，兩者有相當的一致性。同時吾人發現，一般的天線陣列理論雖然可以預測其陣列天線的輻射場型，但並不適用於預測其導納矩陣，因而增加天線陣列設計上的困難度。針對此一課題，如何利用其他方式設計天線陣列，則是尚須努力的目標。

參考文獻

- [1] S. B. Cohn, "Slotline – an alternative transmission medium for integrated circuits," *IEEE Microwave Symp.*, pp. 104-109, 1968.
- [2] J. Helszajn, *Microwave Planar Passive Circuits and Filters*, John Wiley & Sons, 1994, ch. 1.
- [3] P. J. Gilson, "The Vivaldi aerial," in *Proc. 9th European Microwave Conf.*, pp. 101-105, 1979.
- [4] K. S. Yngvesson, T. L. Korzeniowski, Y. S. Kim, E. L. Kollberg, and J. Johansson, "The tapered slot antenna – a new integrated element for millimeter-wave applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, pp. 365-374, Feb. 1989.
- [5] P. R. Acharya, H. Ekstrom, S. S. Gearhart, S. Jacobsson, J. F. Johansson, E. L. Kollberg, and G. M. Rebeiz, "Tapered slotline antennas at 802 GHz," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, pp. 1715-1719, Oct. 1993.
- [6] E. A. Mariani, C. P. Heinzman, J. P. Agrios, and S. B. Cohn, "Slotline characteristics," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 17, pp. 1091-1096, Dec. 1969.
- [7] R. Garg and K. Gupta, "Expressions for wavelength and impedance of slotline," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 24, p. 532, 1976.
- [8] Y. H. Choung and W. C. Wong, "Microwave and millimeter-wave slotline transition design," *Microwave J.*, pp. 77-89, March 1994.
- [9] J. B. Knorr, "Slot-line transition," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 22, pp. 548-554, May 1974.

- [10] B. Schiek and J. Kohler, "An improved microstrip-to-microslot transition," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 24, pp. 231-233, April 1976.
- [11] P. Soltysiak and J. Chramiex, "Design of broadband transitions from microstrip to slotline," *Electron. Lett.*, vol. 30, pp. 328-329, Feb. 1994.
- [12] T. Ho and H. Sart, "A novel uniplanar microstrip to slot-line transition," *Microwave Optical Technol. Lett.*, vol. 7, pp. 619-620, Sept. 1994.
- [13] N. El-Minyawi, "Single sided slotline microstrip transition," *IEE Proc. Pt. H*, vol. 134, pp. 101-102, Feb. 1983.
- [14] R. N. Simons, N. I. Dib, R. Q. Lee, and L. P. B. Katehi, "Integrated uniplanar transition for linearly tapered slot antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 43, pp. 998-1002, Sept. 1995.
- [15] N. I. Dib, R. N. Simons, and L. P. B. Katehi, "New uniplanar transition for circuit and antenna applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, pp. 2868-2873, Dec. 1995.
- [16] A. Podcameni and M. L. Coimbra, "Slotline-microstrip transition on ios/anisotropic substrate: a more accurate design," *Electronic Lett.*, vol. 16, pp. 780-781, Sept. 1980.
- [17] B. Schuppert, "Microstrip / slotline transitions: modelling and experimental investigation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 1272-1282, Aug. 1988.
- [18] D. M. Pozar, "Reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 34, pp. 1439-1446, Dec. 1986.

- [19] H. Y. Hung and N. G. Alexopoulos, "A dynamic model for microstrip-slotline transition and related structures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 286-293, Feb. 1988.
- [20] Y. Antar, A. Bhattacharyya, and A. Ittipiboon, "Microstripline-slotline transition analysis using the spectral domain technique," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, pp. 515-523, March 1992.
- [21] J. Sercu, N. Fache, F. Libbrecht, and P. Lagasse, "Mixed potential integral equation technique for hybrid microstrip slotline multilayered circuits using a mixed rectangular-triangular mesh," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, pp. 1163-1172, May 1995.
- [22] S. N. Prasad and S. Mahapatra, "A new mic slot-line aerial," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 31, pp. 525-527, May 1983.
- [23] K. S. Yngvesson, D. H. Schaubert, T. L. Korzeniowski, E. L. Kollberg, T. Thungren, and J. F. Johansson, "Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates," *IEEE Antennas. Propagat.*, vol. 33, pp. 1392-1400, Dec. 1985.
- [24] T. L. Korzeniowski, D. M. Pozar, D. H. Schaubert, and K. S. Yngvesson, "Imaging system at 94 GHz using tapered slot antenna elements," in *8th Int. Conf. Infrared Millimeter Waves*, 1983.
- [25] A. Nesic, "Endfire slot antennas excited by a coplanar waveguide," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 700-703, 1991.
- [26] X. D. Wu and K. Chang, "Coplanar waveguide feed linear tapered slot antenna," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 364-367, 1993.

- [27] R. N. Simons, S. R. Taub, and R. Q. Lee, "Characterization of linearly tapered slot antennas with CPW fed on high resistivity silicon," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 588-591, 1993.
- [28] D. H. Schaubert and J. Shin, "Parameter study of tapered slot antennas arrays," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 1376-1379, 1995.
- [29] D. A. Burrell and J. T. Aberle, "Characterization of vivaldi antennas utilizing a microstrip-to-slotline transition," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 1212-1215, 1993.
- [30] R. N. Simons and R. Q. Lee, "Linearly tapered slot antennas with dielectric superstrate," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 1482-1485, 1993.
- [31] R. Q. Lee and R. N. Simons, "Effect of curvature of tapered slot antennas," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 188-191, 1996.
- [32] H. Iizuka and M. Haneishi, "Radiation properties of triplate-type tapered slot antennas and its array," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 1916-1919, 1996.
- [33] J. R. Janaswamy and D. H. Schaubert, "Analysis of the tapered slot antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 35, pp. 1058-1064, Sept. 1987.
- [34] J. R. Janaswamy, "An accurate moment method model for the tapered slot antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, pp. 1523-1528, Dec. 1989.
- [35] A. Koksai and J. F. Kauffman, "Moment method analysis of linearly tapered slot antennas," *Int. J. Microwave Millimeter Wave Computer-Aided Engineering*, vol. 4, pp. 76-87, 1994.

- [36] D. H. Schaubert, J. A. Aas, M. E. Cooley, and N. E. Buris, "Moment method analysis of infinite stripline-fed tapered slot antenna with a ground plane," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, pp. 1161-1166, Aug. 1994.
- [37] M. F. Catedra, J. A. Alcaraz, and J. C. Arredondo, "Analysis of vivaldi and LTSA antennas," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 122-125, 1989.
- [38] J. F. Johansson, "A moment method analysis of linearly tapered slot antennas," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 383-386, 1989.
- [39] A. Koksai and J. F. Kauffman, "Moment method analysis of linearly tapered slot antennas," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 314-317, 1991.
- [40] A. Koksai and J. F. Kauffman, "Analysis of linearly tapered slot antennas on a dielectric substrate," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 338-341, 1993.
- [41] P. S. Simon and K. McInturff, "Full-wave analysis of an infinite, planar array of linearly polarized, stripline fed, tapered notch elements," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 334-337, 1991.
- [42] E. Thiele and A. Taflove, "FD-TD analysis of Vivaldi flared horn antennas and arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, pp. 633-641, May. 1994
- [43] B. Schüppert, "Microstrip/slotline transitions: Modeling and experimental investigation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 8, pp.1272-1282, Aug. 1988.
- [44] J. Chramiec, "Reactance of slotline short and open circuits on alumina substrate," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, no. 10, pp. 1638-1641, Oct. 1989.

- [45] F. L. Lin, Coplanar Waveguide Discontinuities Full Wave Analysis and Filter Design, Ph.D dissertation, National Taiwan University, 1998.
- [46] H. Y. Yang and G. Alexopoulos, "A dynamic model for microstrip-slotline transition and related structures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 2, pp. 286-294, Feb. 1988.
- [47] N. K. Das, "Generalized multiport reciprocity analysis of surface-to-surface transitions between multiple printed transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 41, No. 6/7, pp. 1164-1177, June/July, 1993.
- [48] Robinson G. H. and J. L. Allen, "Slotline application to miniature ferrite devices," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 17, pp.1097-1101, 1969.
- [49] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, New York:Addison Wesley, 1990, ch 5.
- [50] K. C. Gupta, R. Garg, and I. J. Bahl, *Microstrip lines and slotlines*, second edition, Norwood, MA:Artech House, 1996.
- [51] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 14, pp. 302-307, May 1966.
- [52] R. Holland, "Finite-difference solutions of Maxwell's equations in generalized nonorthogonal coordinates," *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 30, pp. 4589-4591, Dec. 1983.

- [53] S. S. Zivanovie, K. S. Yee, and K. K. Mei, "A subgridding method for the time-domain finite-difference method to solve Maxwell's equations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, pp. 471-479, Mar. 1991.
- [54] D. T. Prescott and N. V. Shuley, "A method for incorporating different sized cells into the finite-difference time-domain analysis technique," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 2, pp. 434-436, Nov. 1992.
- [55] K. S. Yee, J. S. Chen, and A. H. Chang, "Conformal finite-difference time-domain (FD-TD) with overlapping grid," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, pp. 1068-1075, Sept. 1992.
- [56] R. B. Wu and T. Itoh, "Hybridizing FD-TD analysis with unconditionally stable FEM for objects of curved boundary," *IEEE MTT-S 1995 Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 833-836, May 1995.
- [57] R. B. Wu and T. Itoh, "Hybrid finite-difference time-domain modeling of curved surfaces using tetrahedral edge elements," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 1302-1309, Aug. 1997.
- [58] C. T. Hwang and R. B. Wu, "Treating late time instability of hybrid finite-element/finite-difference time domain method," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 47, pp. 227-232, Feb. 1999.
- [59] C. T. Hwang, S. G. Mao, R. B. Wu, and C. H. Chen, "Partially prism gridded FDTD analysis for layered structures of transversely curved boundary," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, pp. 339-346, March 2000.

- [60] R. B. Wu, "A wideband waveguide transition design with modified dielectric transformer using edge-based tetrahedral finite element analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, pp. 1024-1031, July, 1996.
- [61] J. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*, New York: John Wiley & Sons, 1993, sec. 2.1, sec. 4.3, sec. 8.1.
- [62] D. Koh, H. B. Lee, and T. Itoh, "A hybrid full-wave analysis of via hole grounds using finite difference and finite element time domain methods," *IEEE MTT-S 1997 Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 89-92, June 1997.
- [63] R. Sorrentino, F. Alessandri, M. Mongiardo, G. Avitabile, and L. Roselli, "Full-wave modeling of via hole grounds in microstrip by three-dimensional mode matching technique," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, pp. 2228-2234, Dec. 1992.
- [64] H. K. Chiou, C. Y. Chang, and H. H. Lin, "Balun design for uniplanar broadband double balanced mixer," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 211-212, Nov. 1995.
- [65] S. G. Mao, C. T. Hwang, R. B. Wu, and C. H. Chen, "Analysis of coplanar waveguide-to-coplanar stripline transitions," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, pp. 23-29, Jan. 2000.
- [66] K. F. Lee and W. Chen, *Advances in Microstrip and Printed Antennas*, John Wiley & Sons, 1997, ch. 9.
- [67] R. N. Simons and R. Q. Lee, "Linearly tapered slot antenna radiation characteristics at millimeter-wave frequencies," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 1168-1170, 1998.

- [68] K. K. Mei and J. Fang, "Superabsorption – a method to improve absorbing boundary conditions," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, pp. 1001-1010, Sept. 1992.
- [69] R. J. Luebbers, K. S. Kunz, M. Schnieder, and F. Hunsberger, "A finite-difference time-domain near zone to far zone transformation," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 429-433, April 1991.

有關個人國科會計畫(NSC89-2213-E002-051)報告乙事，由於當時另有國科會任務需赴加拿大報告，因此便未如原訂計畫赴美參加學術會議，故亦無法提供出席會議報告與發表論文。此項經費並已繳回，如附為經費結案報告之相關文號，諒於其中亦可查明。

敬祈洽悉。

吳瑞北 敬上