

行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

40-48 GHz 超寬頻無線模組及電路技術--子計畫三:超寬頻 平面電路與轉接的最佳化設計(3/3) 研究成果報告(完整版)

計畫類別：整合型
計畫編號：NSC 95-2219-E-002-001-
執行期間：95年08月01日至96年07月31日
執行單位：國立臺灣大學電信工程學研究所

計畫主持人：吳瑞北

計畫參與人員：博士班研究生-兼任助理：黃定彝、陳錡楓、沈澤旻
碩士班研究生-兼任助理：張翔至、楊宗勳、邱其奎

報告附件：出席國際會議研究心得報告及發表論文

處理方式：本計畫可公開查詢

中華民國 96 年 07 月 16 日

行政院國家科學委員會補助專題研究計畫報告

※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※

※ 超寬頻平面電路與轉接的最佳化 ※

※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※

計畫類別：個別型計畫 整合型計畫

計畫編號：NSC 93-2752-E-002-003,
 NSC 94-2219-E-002-001,
 NSC 95-2219-E-002-001

執行期間：93 年 8 月 1 日至 96 年 7 月 31 日

計畫主持人：吳瑞北

研究助理：黃定彝、陳錡楓、沈澤旻、張翔至、楊宗勳、
 邱其奎

本成果報告包括以下應繳交之附件：

- 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

執行單位：國立台灣大學電信工程研究所

中華民國九十六年七月十五日

摘要

關鍵字：共面波導、矩形波導、基板合成波導、微帶線、鏜線轉接、局部匹配、收發模組

本文涵蓋的範圍以平面電路相關的轉接架構為主，包含平面電路到矩形波導的轉接、不同基板平面電路之間的鏜線轉接、以及平面電路至介質合成波導之間的轉接。

平面電路到矩形波導之間的轉接部分，首先是 Q 頻段微帶線至矩形波導的轉接設計，使用漸變開槽天線當作主要轉接機制，並以實作驗證我們的理論，得到反射損耗在 15dB 以下的頻寬在 50% 以上，量測與模擬亦有很好的的一致性，和傳統的轉接架構比較起來，此轉接是個極為寬頻的轉接。

鏜線轉接的部分，探討了微帶線之間鏜線轉接的等效電路，並且萃取其等效電路參數；基於這些參數使我們瞭解轉接的特性，進而設計出極為寬頻的鏜線轉接。為了強化高頻的效能和節省晶片在傳播方向上的面積，我們提出了區域阻抗匹配的概念。藉由適當地調整轉接部分的接地金屬及凸塊距離，來達成區域阻抗之匹配，進而改良整個轉接的高頻特性。經由降頻的實驗驗證，我們可知此設計理念是可行的，涵蓋的頻寬可以從 DC 一直延伸到 40GHz，可謂相當的寬頻。

近年來，隨著疊層波導與基板合成波導等概念的提出，矩型波導除了傳統的金屬封裝結構外，也能在一般的平面電路版上製作，雖然這樣製作的波導在損耗或品質因子沒有金屬封裝結構所製作的好，但也擁有降低波導的體積與製作成本，並且更易於與其他平面電路整合在一起的優勢。本研究亦利用低溫共燒陶瓷的多層技術，製作不同層之間微帶線與基板合成波導的轉接，達到不錯的轉接效果與頻寬。

Abstract

Keywords: coplanar waveguide, rectangular waveguide, substrate integrated waveguide, microstrip, bond-wire transition, local matching, transceiver

This research proposed the design and realization of transitions between structures that associated to planar circuits, including planar circuit to rectangular waveguide transitions, bond-wire transition between different substrates, and transitions between planar circuits to substrate integrated waveguides.

For planar circuits to rectangular waveguides, transition structures based on tapered-slot antenna are designed and fabricated at Q-band. Simulation and measurement shows that 50% fractional bandwidth subject to 15dB reflection loss can be obtained, which is wider than traditional structures.

Local compensation for bond-wire transition between different substrate has also been proposed in this research. Based on the established equivalent circuit and parameters, the performance at high frequency can be optimized and circuit area can be minimized. Simulation shows that with local compensation, the bandwidth of bond-wire transition can be extended from DC up to 40GHz.

In addition, several transition structures between planar circuits and substrate integrated waveguides are also proposed and implemented on low-temperature co-fire ceramic substrates. Simulation and measurement shows that with the proposed equivalent circuit and design procedures, 30% fractional bandwidth at 30GHz can be easily achieved.

目錄

第一章	簡介.....	1
1.1	研究動機.....	1
1.2	相關研究現況.....	3
1.3	章節內容.....	9
第二章	平面電路至矩形波導管的轉接設計	11
2.1	簡介.....	11
2.2	微帶線到矩形波導管的轉接.....	11
2.3	共面波導到矩形波導管的轉接.....	13
第三章	不同基板平面電路的銜線轉接	19
3.1	簡介.....	19
3.2	銜線轉接的區域補償設計.....	19
3.2.1	串接殘株匹配式轉接.....	19
3.2.2	多段串接殘株匹配式轉接.....	21
3.2.3	縱橫式補償轉接.....	22
第四章	微帶線到基板合成波導之帶線補償式轉接	25
4.1	簡介.....	25
4.2	轉接結構及設計方式.....	25
4.3	V 頻段轉接結構的設計與模擬結果.....	27

第五章	連通柱短路到地轉接器的研製	29
5.1	簡介.....	29
5.2	轉接設計結構.....	29
5.3	等效電路模型.....	31
5.4	模擬與量測結果.....	37
5.4.1	設計規格.....	37
5.4.2	結構與尺寸.....	37
5.4.3	單一轉接模擬結果.....	38
5.4.4	背對背模擬與量測結果.....	39
5.5	結論.....	40
第六章	介質矩型波導開槽耦合轉接器的研製	41
6.1	簡介.....	41
6.2	轉接設計結構.....	41
6.3	等效電路模型.....	43
6.4	模擬與量測結果.....	48
6.4.1	設計規格.....	48
6.4.2	結構與尺寸.....	48
6.4.3	單一轉接模擬結果.....	50
6.4.4	背對背模擬與量測結果.....	50
6.5	結論.....	50
第七章	結論.....	53
	參考文獻.....	55

圖片索引

圖 1.1-1	平面傳輸線至矩形波導管轉接器，於收發器系統上應用示意圖。... 1
圖 1.2-1	微帶線至矩形波導的轉接圖。..... 3
圖 1.2-2	鏜線轉接的結構圖。上面為側視圖，下方為立體圖。..... 4
圖 1.2-3	微帶線至基板合成波導的轉接圖。..... 5
圖 1.2-4	基模電場分布圖 (a)基板合成波導電場圖 (b)微帶線電場圖。..... 6
圖 1.2-5	共平面波導到矩型波導轉接電路結構圖。..... 7
圖 1.2-6	微帶線至矩形波導管的轉接圖 (a)上視圖 (b)側視圖。..... 7
圖 1.2-7	微帶線經槽線耦合的轉接結構(a)上視圖(b)側試圖。..... 8
圖 1.2-8	微帶線轉帶線再轉波導結構圖。..... 9
圖 2.2-1	微帶線轉帶線再轉波導結構圖。..... 11
圖 2.2-2	Q 頻段—微帶線至矩形波導單一轉接的模擬結果。..... 12
圖 2.2-3	Q 頻段微帶線至矩形波導轉接的背對背結構之模擬和量測比較。 . 13
圖 2.3-1	共面波導至矩形波導管之轉接。..... 14
圖 2.3-2	開路式共面波導至槽線之轉接。..... 14
圖 2.3-3	相位延遲式共面波導至槽線之轉接。..... 15
圖 2.3-4	共面波導至波導管之轉接的上視圖和尺寸。..... 15
圖 2.3-5	共面波導至矩形波導管轉接的單端模擬結果。..... 16
圖 2.3-6	共面波導至矩形波導管轉接的背對背量測與模擬結果。..... 16
圖 3.2-1	串接殘株匹配式設計之上視圖及尺寸。..... 20
圖 3.2-2	串接殘株匹配式設計之頻率響應模擬比較。..... 20

圖 3.2-3	多段串接殘株匹配式補償之上視圖及尺寸。.....	21
圖 3.2-4	多段串接殘株匹配式補償前後之頻率響應比較。.....	22
圖 3.2-5	串接殘株匹配式設計之上視圖及尺寸。.....	23
圖 3.2-6	縱橫式補償前後之頻率響應比較。.....	23
圖 4.2-1	微帶線至基板合成波導的轉接圖。.....	25
圖 4.2-2	微帶線至基板合成波導的轉接 (a)上視圖 (b)側視圖。.....	26
圖 4.3-1	微帶線至基板合成波導轉接尺寸圖(單位 μm)。.....	27
圖 4.3-2	微帶線至基板合成波導單邊轉接模擬結果。.....	28
圖 5.2-1	(a) 連通柱到地轉接結構圖(b) 連通柱到地轉接側視圖。.....	30
圖 5.2-2	(a)轉接結構電流示意圖 (b)轉接結構饋入位置示意圖。.....	30
圖 5.3-1	(a)簡化波導結構圖 (b)側視圖 (c)等效結構圖。.....	32
圖 5.3-2	輸入阻抗位置圖。.....	32
圖 5.3-3	輸入端等效電路示意圖。.....	33
圖 5.3-4	轉接結構等效模型。.....	33
圖 5.3-5	輸入阻抗對頻率的變化。.....	34
圖 5.3-6	模擬與等效模型比較圖(a)smith chart (b)rectangular chart。.....	35
圖 5.3-7	利用等效電路調整電容電感值。.....	35
圖 5.3-8	參數分析；(a)調整 viapad 大小；(b)調整 anti-pad 大小。.....	36
圖 5.4-1	微帶線至基板合成波導單邊轉接模擬結果。.....	38
圖 5.4-2	單一轉接模擬圖。.....	39
圖 5.4-3	背對背模擬與量測圖。.....	40

圖 6.2-1	(a) 開槽耦合轉接結構圖(b) 開槽耦合轉接側視圖。	41
圖 6.2-2	(a)轉接結構磁流示意圖 (b)轉接結構電場示意圖。	42
圖 6.2-3	參數分析。(a)改變開槽長度；(b)改變波導厚度。	43
圖 6.3-1	簡化開槽結構圖。	44
圖 6.3-2	輸入端等效電路示意圖。	44
圖 6.3-3	轉接結構等效模型。	45
圖 6.3-4	直線開槽輸入阻抗對頻率的變化。	46
圖 6.3-5	模擬與等效模型比較圖 (a)smith chart (b) rectangular chart。	46
圖 6.3-6	十層波導厚度對應的開槽結構圖 (a)開槽結構圖 (b) 頻率響應。	47
圖 6.3-7	四層波導厚度對應的開槽結構圖 (a)開槽結構圖 (b) 頻率響應。	48
圖 6.4-1	轉接結構細部參數圖。	49
圖 6.4-2	單一轉接模擬圖。	49
圖 6.4-3	背對背模擬與量測圖。	50

第一章 簡介

1.1 研究動機

在微波系統的整合中，平面型的傳輸線，例如微帶線，由於本身微小，平面化的特性，易於和一般主被動微波元件整合，使其成為目前微波電路設計常用的傳輸線。而共面波導在電路設計上有多項的優點，這其中包含了低色散、容易整合等特性，因此近年來大量地被使用在高頻電路的設計上，有很多高頻電路的模組因而產生；即使如此，矩形波導管因具有低損耗和高功率承載的特性，在電路設計上仍然佔有相當重要的一席之地，在實際應用上也常被當作系統模組之間的傳輸線。因此在系統上，常常可以看到平面傳輸線到矩型波導的轉接。再加上其牢靠的物理特性，不易被外力損壞，因此廣泛地被應用在高 Q 值濾波器、雙工器方面。對於如何整合這些不同傳輸線的電路模組，即成為一個重要的議題。

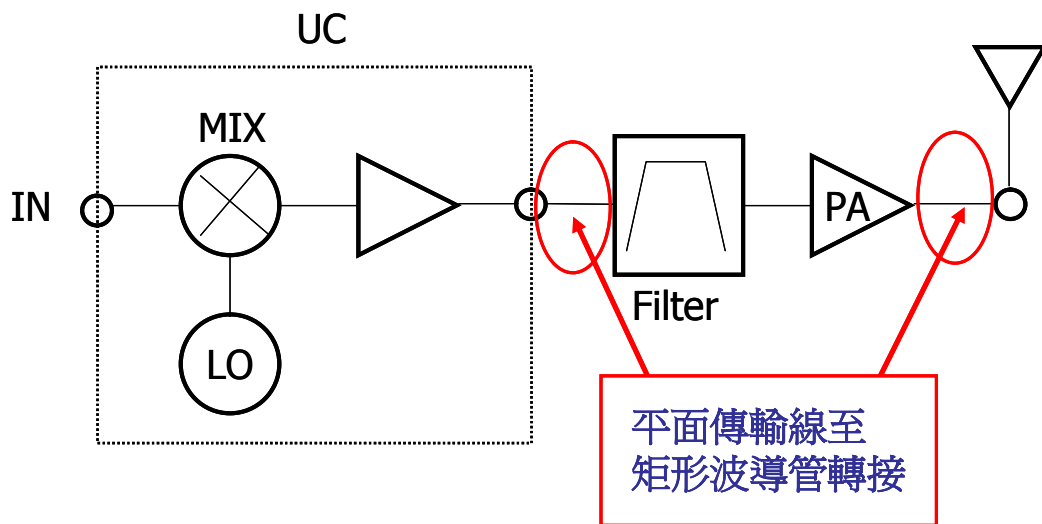


圖 1.1-1 平面傳輸線至矩形波導管轉接器，於收發器系統上應用示意圖。

平面電路到矩形波導的轉接，在通訊系統上的應用，如圖 1.1-1 所示；雖然這類的轉接，在很多文獻中已探討過，但是還是有很多值得加以研究的地方。本計畫的重點在於如何將轉接，成功地實現到 Q 和 V 頻段，並且想辦法增加其頻寬，以達成寬頻的轉接特性。另外，我們也設法找尋體積較小的結構，以降低其製作成本。無論學術上及工業上，達成這些考量，都是相當重要的一個環節，因此值得我們更進一步地研究。

此外，現今的通訊系統要求低價格且高穩定度的封裝技術，以確保整個系統的電氣特性。在頻率比較低的範圍內，這些需求是很容易達成的。但是當系統的操作頻率逐漸提高時，封裝技術所挾帶的寄生效應，會破壞整個系統的電氣特性，進而破壞整個系統的操作特性。因此，如何尋求高頻的改善之道，乃是此一計畫的主要目的之一。

封裝技術的兩大主流，包含了磅線(bondwire)轉接和覆晶(flip-chip)轉接；其中，磅線轉接由於價格比較低廉，已於業界中廣泛地被使用。但是其穩定性不佳，因此當頻率逐漸提高時，便無法達到系統的要求。因此，如何根據磅線本身的特性，由內而外一步步設計，來改善其高頻的特性，以求符合電子與通訊系統的需求，亦為相當重要的一項研究主題。

近年來，隨著疊層波導(laminated waveguide)與基板合成波導(substrate integrated waveguide)等概念的提出，矩型波導除了傳統的金屬封裝結構外，也能在一般的平面電路版上製作，雖然這樣製作的波導在損耗或品質因子沒有金屬封裝結構所製作的好，但也擁有降低波導的體積與製作成本，並且更易於與其他平面電路整合在一起的優勢。

本研究中，亦進一步利用低溫共燒陶瓷(low-temperature co-fire ceramic)的多層技術，製作不同層之間微帶線與基板合成波導的轉接，以期達到不錯的轉接效

果與頻寬。

1.2 相關研究現況

平面傳輸線至矩形波導管的轉接，在很多文獻已被探討過，較具代表性的架構有 ridge waveguide [1]-[3] 的型式、antipodal finline [4] 的型式、aperture-coupled approach [5] 形式，或是將 Quasi-Yagi 天線[6] 應用到轉接結構上；而本研究群之前一位學長，提出了新型的 tapered slotline 天線的結構[7]，用以設計平面傳輸線至矩形波導管的轉接，如圖 1.2-1，比起其他研究算是較適合用於波導管內的天線，故本研究採用這類型天線，並期能探討天線的效應，及改善轉接設計方式和效果。

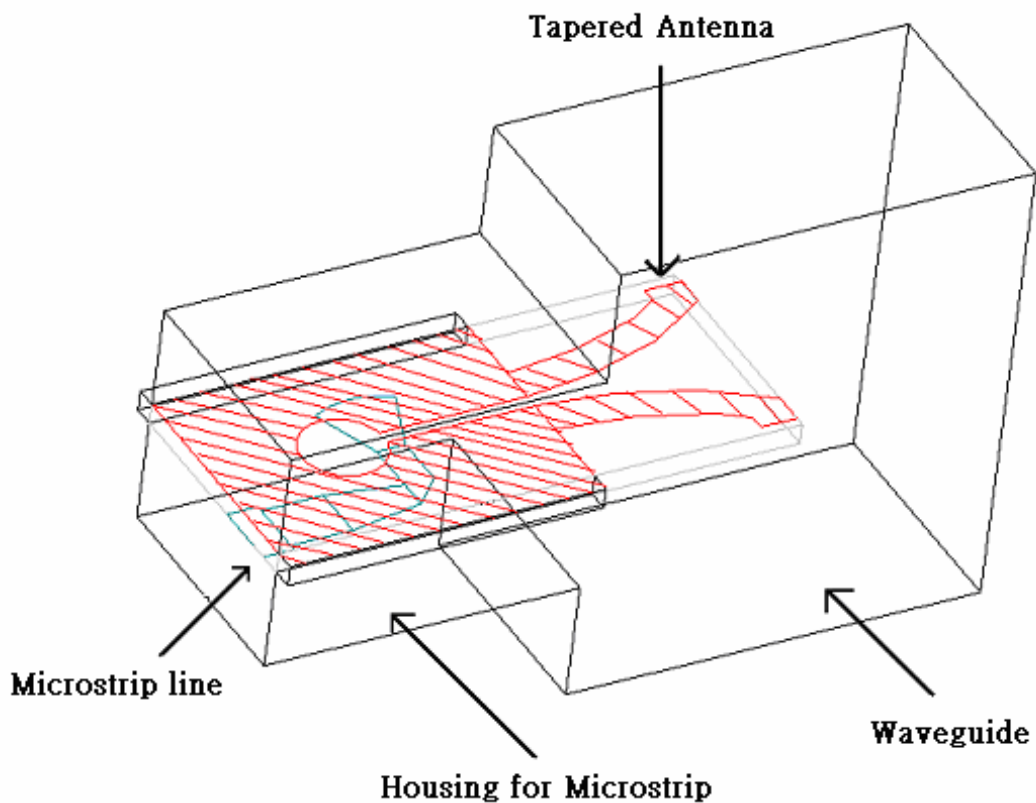


圖 1.2-1 微帶線至矩形波導的轉接圖。

鎊線轉接一直以來都是最常用被來作轉接的方法，最主要是因為其便宜方便且成本較低。其基本結構如圖 1.2-2 所示，本研究將根據鎊線本身的特性，由內而外針對這個結構分別設計三種轉接。

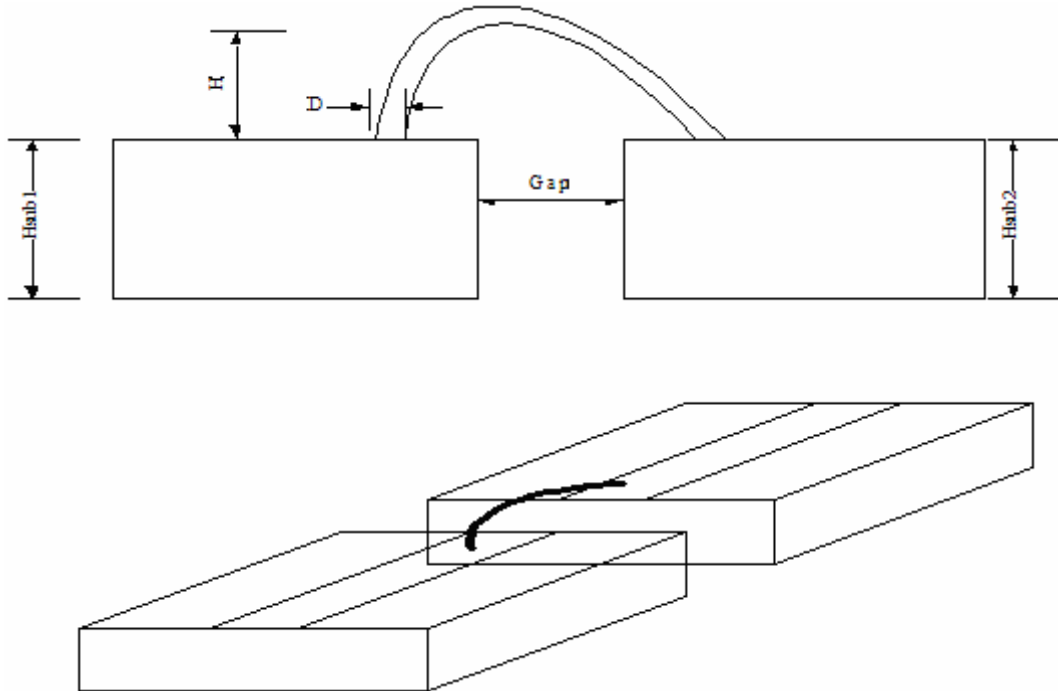


圖 1.2-2 鎊線轉接的結構圖。上面為側視圖，下方為立體圖。。

傳統的矩型波導與平面電路在連結時，往往需要複雜的轉接結構來連接與固定兩者，應用在毫米波頻段時，需要極精確的製程，因此在製作上較為困難。但若使用基板合成波導就可以在同一塊基板與平面上製作，較為簡單成本也較低，這是比起傳統的矩型波導具有的好處之一。

由平面電路至基板合成波導或矩型波導的轉接，在文獻期刊上已有許多學者針對這方面做過各式的設計與探討，以下將介紹幾種常見的轉接結構。

利用漸變微帶線饋入[8]是常見且容易設計的結構，由漸變(taper)的微帶線轉接至基板合成波導，結構如圖 1.2-3，藉由一段漸變(taper)的微帶線，連結介質矩

型波導與 50Ω 微帶線。由於微帶線準 TEM 模態與介質矩型波導 TE₁₀ 模態的電場分佈類似，皆是在結構的中間最強，往兩旁漸漸減弱，且方向大約相同，如圖 1.2-4，所以適合用來當作介質矩型波導的饋入電路。使用漸變的微帶線則能讓電場有比較平緩的轉換，減少寬度的不連續效應。這樣的設計結構相當簡單，並且有良好的轉接頻寬，但由於直接接觸的關係，在直流(DC)時，會有直流電流直接從微帶線流進波導，形成短路。而另一個缺點則是漸變的微帶線長度需要接近 $1/2$ 個波長，需要有足夠的轉接長度才行。

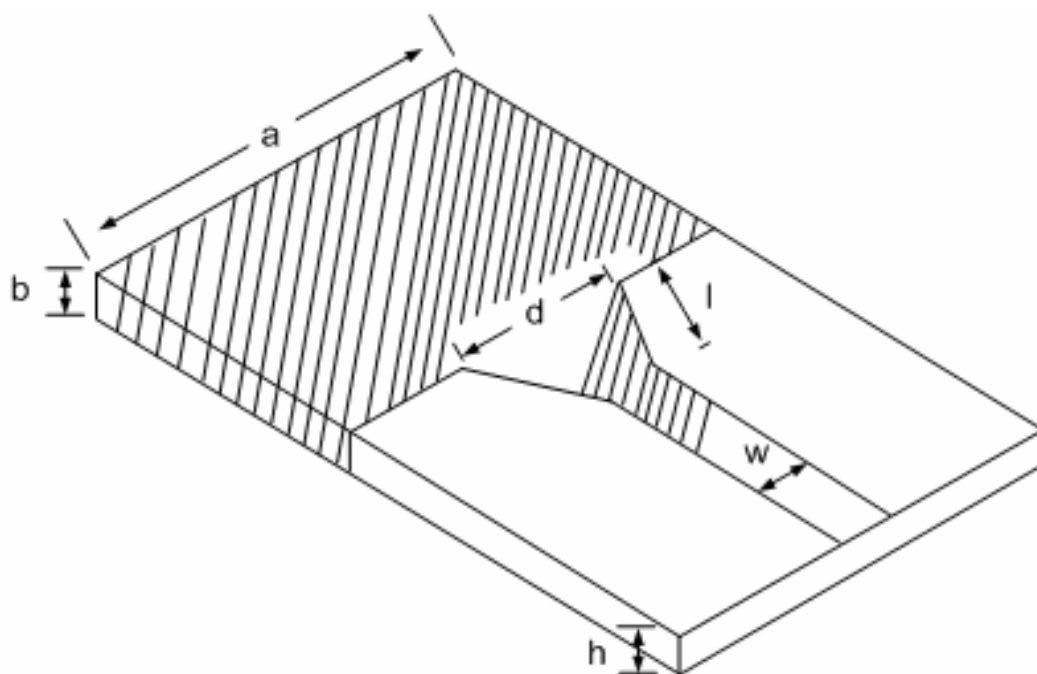
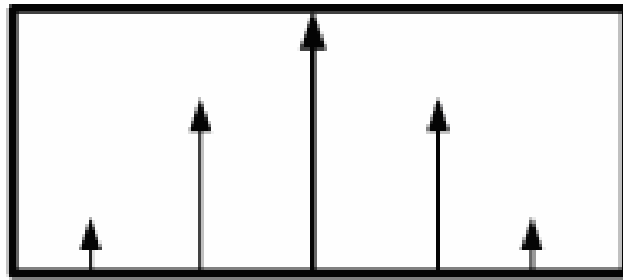
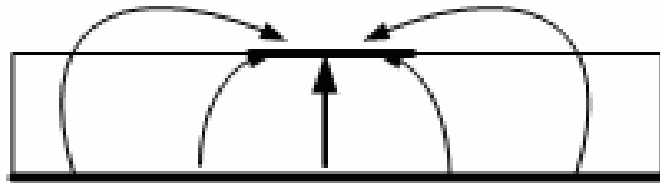


圖 1.2-3 微帶線至基板合成波導的轉接圖。



(a) Rectangular waveguide



(b) Microstrip line

圖 1.2-4 基模電場分布圖 (a)基板合成波導電場圖 (b)微帶線電場圖。

直接由金屬壁上端饋入的方法也可以用在共平面波導到矩型波導轉接電路 [9]，利用轉向的槽線就可達成轉接。如圖 1.2-5，共面波導伸入基板合成波導之後，兩條槽線各自往外轉折九十度，轉折之後的槽線長度大約是四分之波長。由於槽線的末端是短路，所以在槽線末端的電場最弱，在槽線開始轉折處最強，如此的電場分佈與矩型波導類似。同時，同樣可參考圖 1.2-4，由於矩型波導下層金屬的存在，使得槽線電場的方向會與矩型波導的電場方向相同，因而能達到轉接的效果。

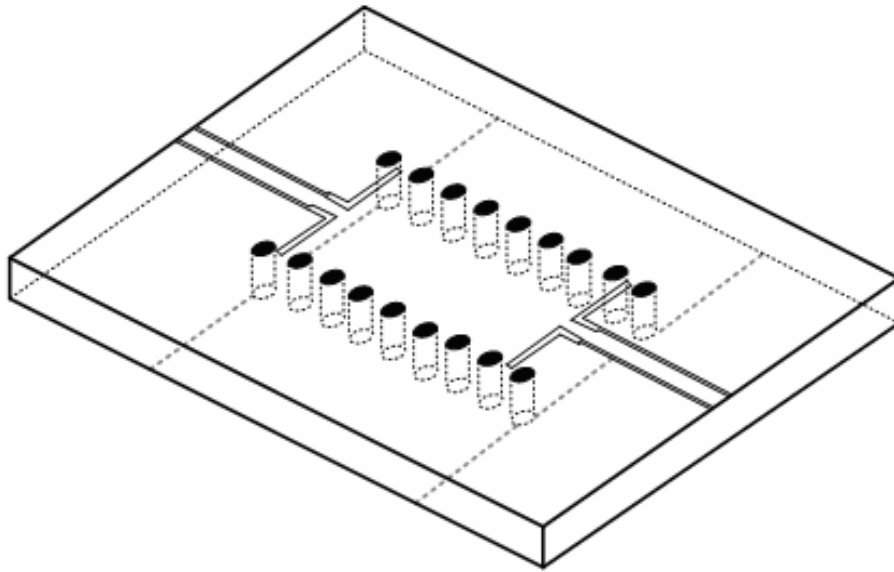


圖 1.2-5 共平面波導到矩型波導轉接電路結構圖。

利用探針饋入(probe feeding)的方式來達成轉接也是很常見的作法，[10]為設計在傳統的矩型波導上，利用探針饋入的方式伸入波導管中，而基板(substrate)由微帶線的長邊開槽伸入並且碰觸到波導管的另一個長邊，基板上微帶線的末端就可以視為探針饋入，如圖 1.2-6。在設計上，只要調整探針饋入的深度(D)和訊號線到波導管短邊的短路面的距離(L)，並且配合四分之一波長轉換來調整輸入阻抗達成匹配，即可達到約 40% 不錯的頻寬。

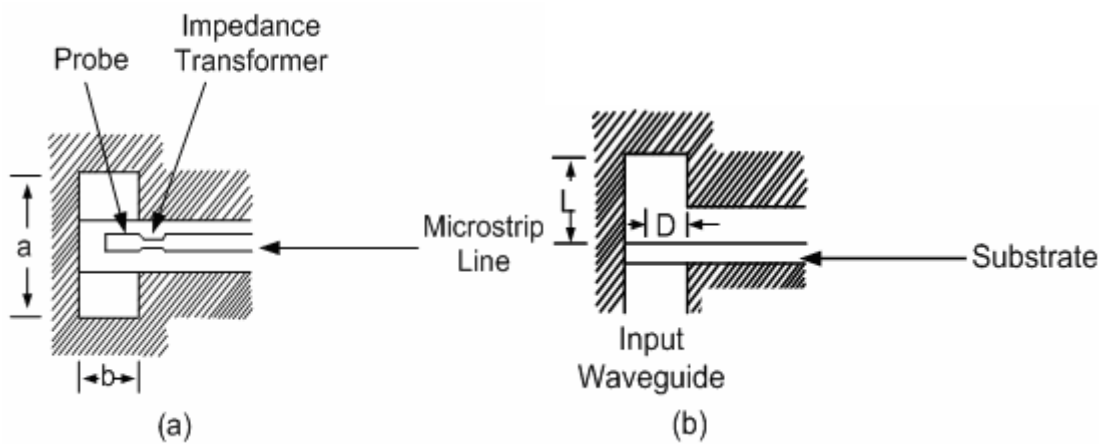


圖 1.2-6 微帶線至矩形波導管的轉接圖 (a)上視圖 (b)側視圖。

若是要避免直流短路的問題，可以用槽線耦合饋入方式。[11]為由微帶線利用開槽耦合轉接至傳統的矩型波導上，如圖 1.2-7，在平面電路上挖一段槽線，使上方的微帶線得以經由此槽線耦合至波導管中，完成微帶線到波導管的轉接。

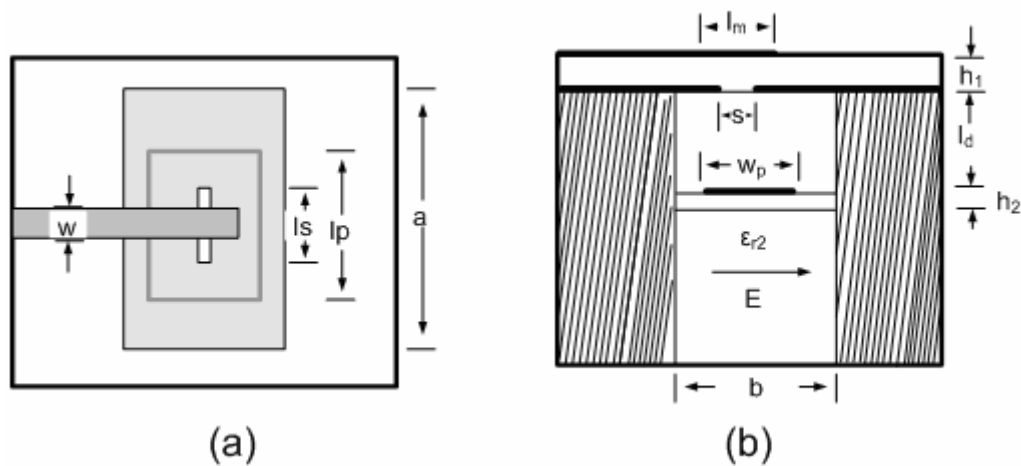


圖 1.2-7 微帶線經槽線耦合的轉接結構(a)上視圖(b)側視圖。

利用[12]的結構也可以達到避免直流短路的效果，如圖 1.2-8。設計結構為表層的微帶線經由連通柱與下方的帶線連結，稍微調整後段微帶線的寬度來達成阻抗匹配。帶線則伸入矩型波導之中，將帶線的長度控制在二分之一波長附近，就能夠將能量順利的耦合到波導之中。因為沒有與波導管壁接觸，因此可以避免直流短路的問題。

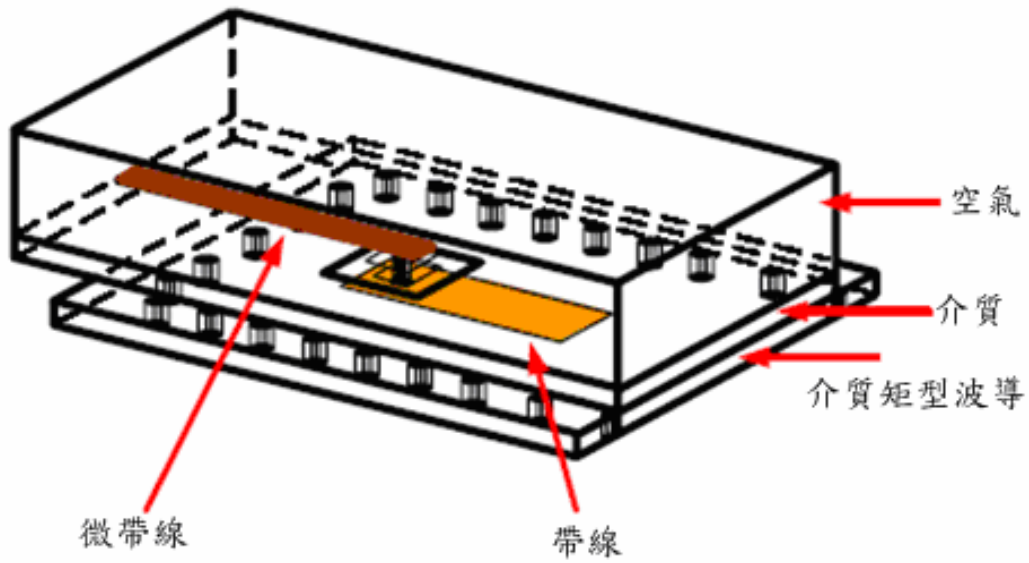


圖 1.2-8 微帶線轉帶線再轉波導結構圖。

1.3 章節內容

本文的結構流程如下所述：第一章為研究動機和文獻回溯。第二章為微帶線至矩形波導管的轉接設計。第三章為平面電路之間銜線轉接的設計，在這裡提出了局部匹配的概念，藉以改良銜線轉接在高頻的特性，第四章至第六章則詳細地探討微帶線到介質合成波導之間的不同轉接方式。最後，我們在第七章中作個總結。

第二章 平面電路至矩形波導管的轉接設計

2.1 簡介

矩形波導管具有低損耗和高功率承擔的特性，於實際應用上常用於系統中各模組間的傳輸線。而平面傳輸線由於整合晶片廣泛運用，其本身製作簡單便宜，也是系統中不可或缺的元件。以下分別設計常用的兩種平面電路－微帶線以及共面波導到矩形波導管的轉接，並實際製作電路進行量測與模擬之間的比較。

2.2 微帶線到矩形波導管的轉接

微帶線至矩形波導的轉接，整個架構如圖 1.2-1 所示[1]。整個信號的走向為：微帶線饋入後耦合至槽線，再從槽線傳至天線，輻射至波導管完成能量傳遞。此轉接設計不需用到任何連通柱(Via)或空氣橋(Air bridge)，即可達成寬頻的轉接設計。且具有體積小、成本低、頻寬大的優點。對於這個結構，我們設計了在 Q 頻段的轉接，結果詳述於下節。

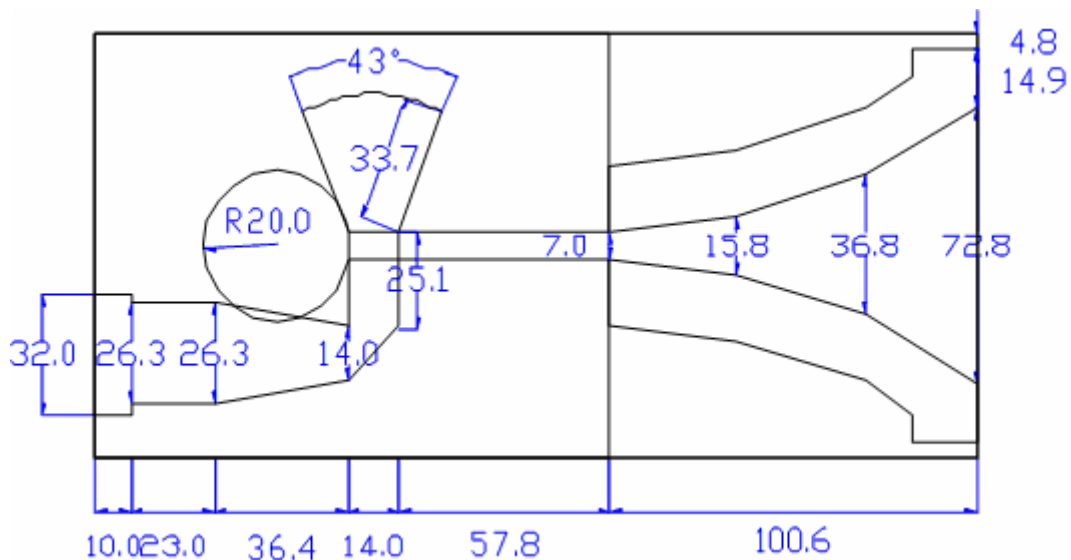


圖 2.2-1 微帶線轉帶線再轉波導結構圖。

對於這個頻段 $\epsilon_r = 2.2$ 的轉接，圖 1.2-1 中所使用的矩形波導為標準的 WR-22 的波導，其尺寸為 224mil x 112mil；而平面電路封裝(housing)尺寸為 74mil x 74mil；另外，平面電路則製作在介電係數厚度 $h=10$ mil 的 Rogers RT/Duroid 5880 的板上。轉接的平面電路上視圖如圖 2.2-1 所示，其中平面電路的尺寸也標於其上。

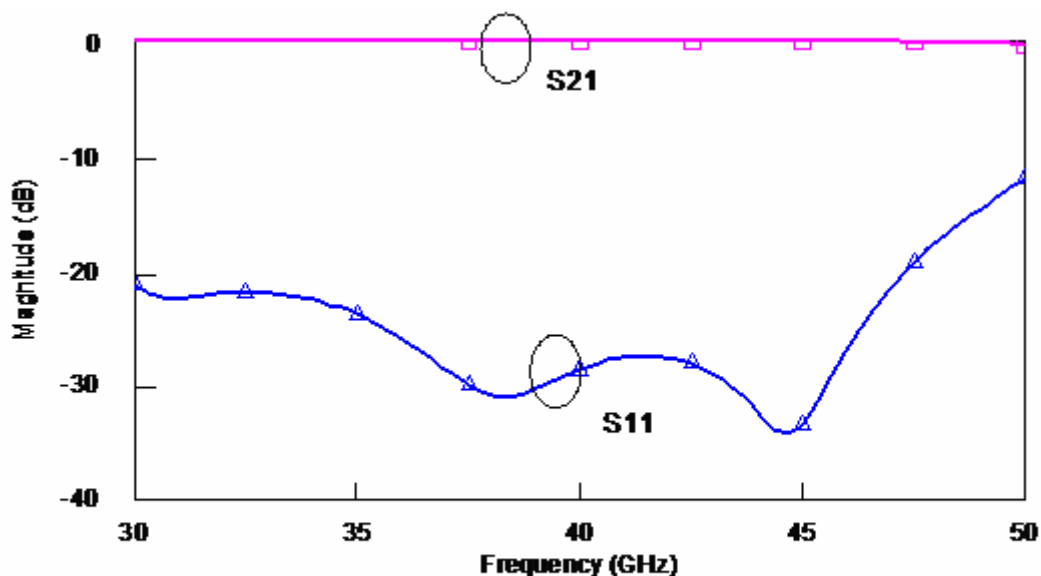


圖 2.2-2 Q 頻段—微帶線至矩形波導單一轉接的模擬結果。

我們使用商用軟體 Ansoft HFSS 來進行模擬，單一轉接模擬的結果如圖 2.2-2 所示，由此圖我們可以觀察到，和傳統的轉接相比較，可以觀察到在整個 Q band 中，除了接近 50GHz 附近反射損耗接近 12dB，其他皆在 15dB 以下，有完整的轉接。為了要驗證結果的準確性，我們也實地製作了一個背對背的架構，其量測和模擬的比較如圖 2.2-3 所示；由這結果看來，在 40-48GHz 反射損耗皆在 15dB 以上。以整個 Q band 來說，有超過 50% 的頻寬，模擬的和量測趨勢接近，不過在 40-41GHz 附近，由於背對背轉接，會造成多重反射效應，使得其反射損耗在 13dB 附近擺動，略比設計目標差一點，但仍然可以算在合理的實驗誤差以內。

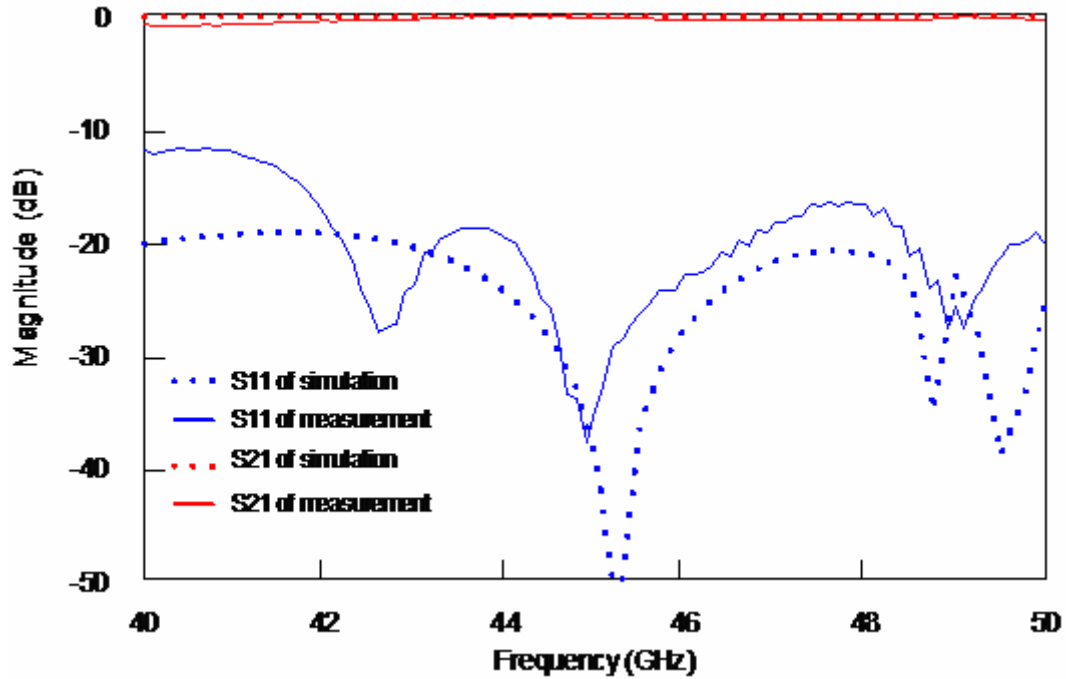


圖 2.2-3 Q 頻段微帶線至矩形波導轉接的背對背結構之模擬和量測比較。

本次研究製作兩版電路，量測後的反射損耗在 40-48GHz 內都在 15dB 以上，均可以滿足本計畫之規格。

2.3 共面波導到矩形波導管的轉接

圖 2.3-1 是共面波導至矩形波導管的轉接架構，其中共面波導轉接至槽線的部分可分為開路式及相位延遲式兩種架構(如圖 2.3-2 及圖 2.3-3 所示)。

圖 2.3-2 為開路式共面波導至槽線的轉接，信號由共面波導饋入後，二個槽線其中一邊接上四分之一波長短路枝段達到開路效果，使能量從另一邊槽線傳遞。設計的時候，只需算出槽線在中心頻率四分之一波長所需長度，再由系統需求決定實際電路所需共面波導以及槽線的阻抗，將阻抗轉為實際尺寸，就可以完成整個架構。圖中的空橋則是使共面波導左右邊的電位相等。

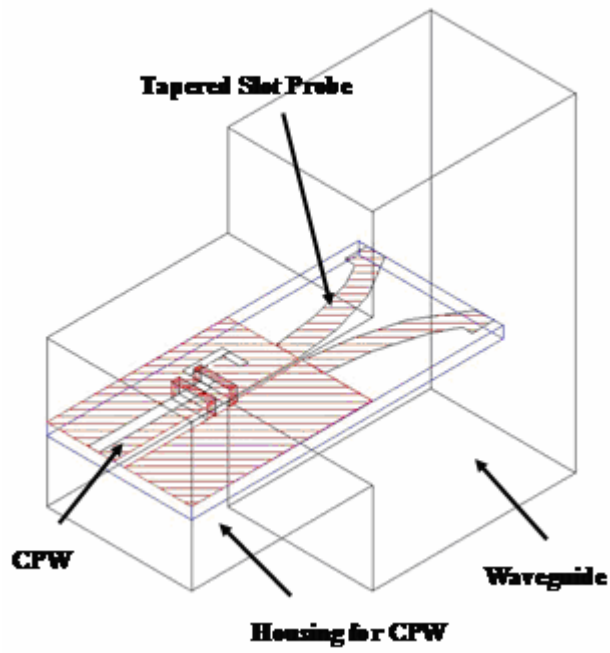


圖 2.3-1 共面波導至矩形波導管之轉接。

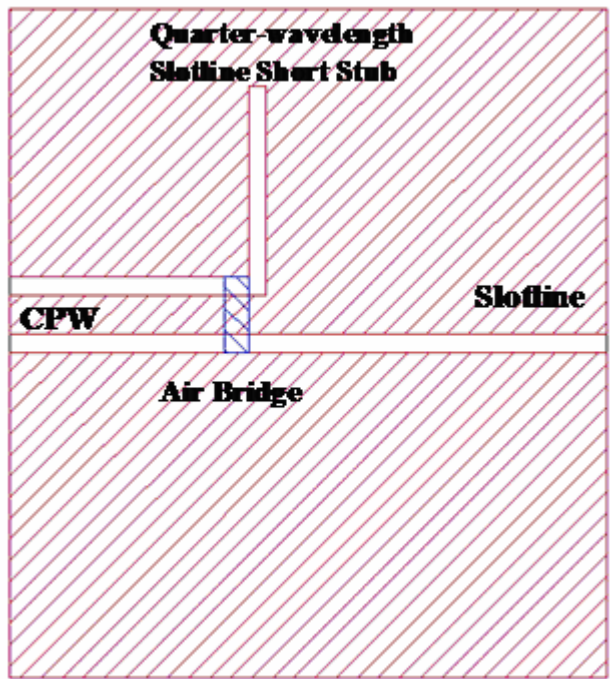


圖 2.3-2 開路式共面波導至槽線之轉接。

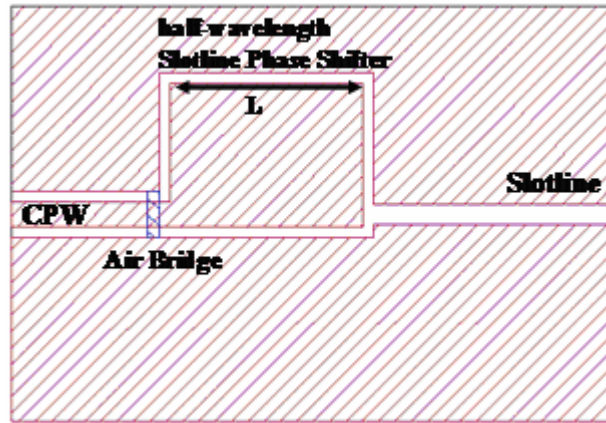


圖 2.3-3 相位延遲式共面波導至槽線之轉接。

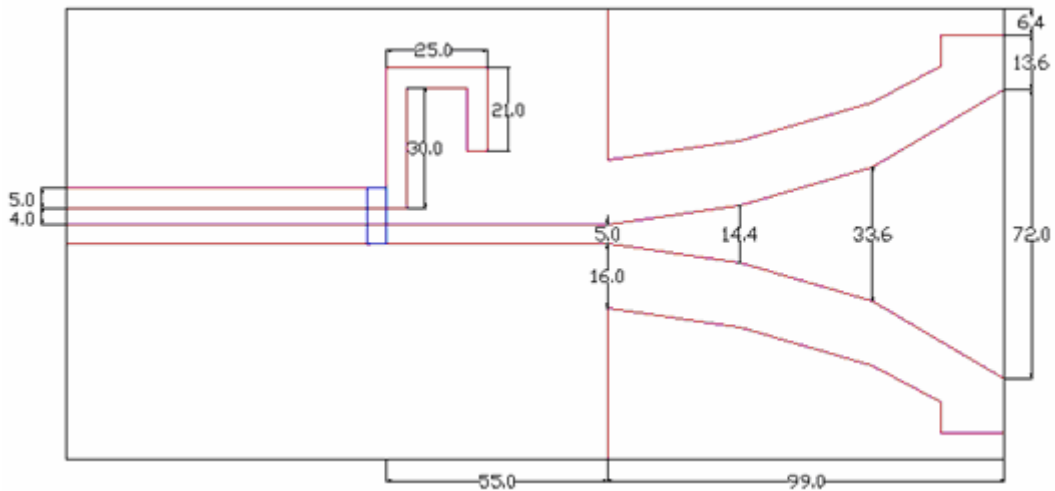


圖 2.3-4 共面波導至波導管之轉接的上視圖和尺寸。

圖 2.3-3 為相位延遲式共面波導至槽線的轉接。信號由共面波導饋入，經過二相位差 180° 的槽線後轉入單一槽線完成能量轉換。主要設計理念為共面波導之偶模訊號是二槽線訊號相位差 180° ，故在一邊槽線作相位延遲，比另一邊多二分之一波長，將二槽線的訊號變為同相位，再匯入同一槽線，可達到不錯的轉接效果。設計在 Q 頻段的轉接結構使用的器材與微帶線的轉接部分相同，設計尺寸則如圖 2.3-4。

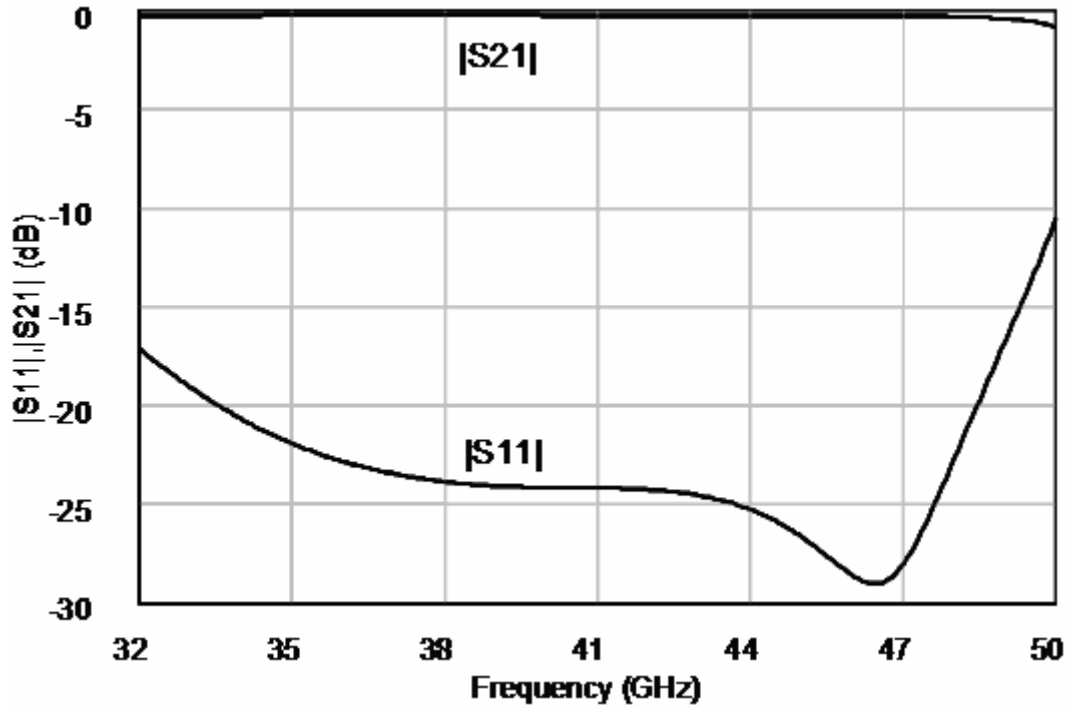


圖 2.3-5 共面波導至矩形波導管轉接的單端模擬結果。

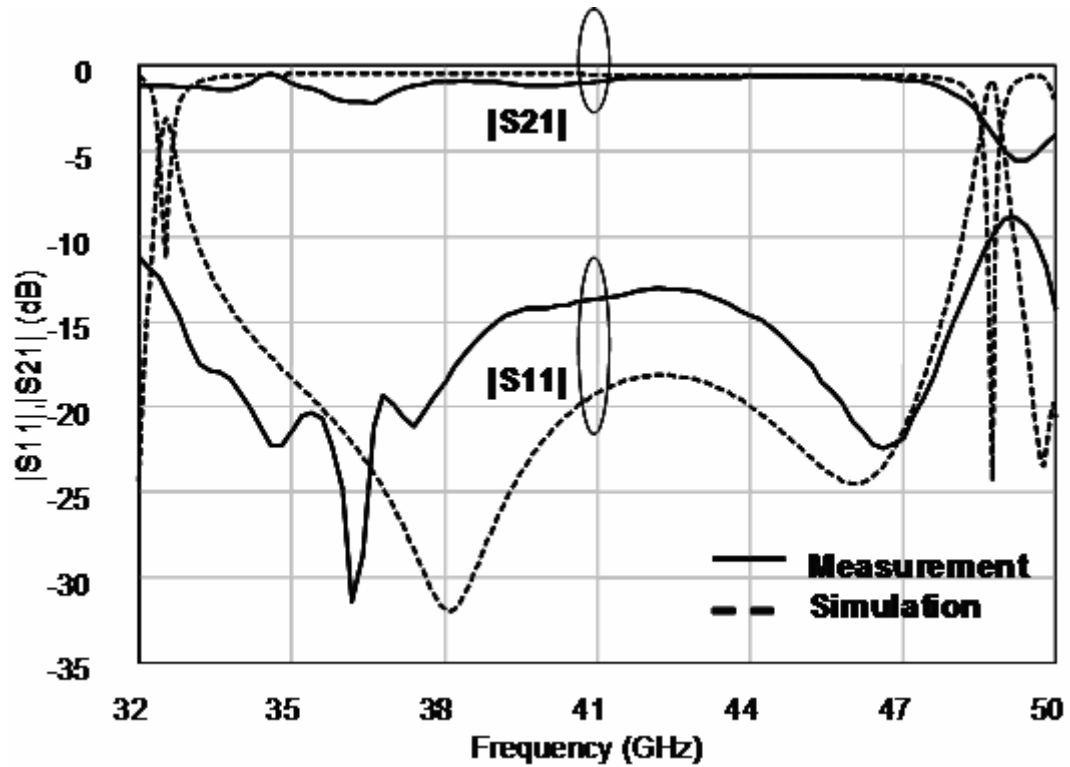


圖 2.3-6 共面波導至矩形波導管轉接的背對背量測與模擬結果。

轉接的單端模擬如圖 2.3-5，頻寬大約有 40%(反射損耗 15dB)，幾乎覆蓋了整個 Q 頻段。而背對背的量測與模擬結果如圖 2.3-6，實驗結果反射損耗在 10dB 以上的頻寬大約有 40%左右，與模擬結果的趨勢有很好的一致性。

第三章 不同基板平面電路的銜線轉接

3.1 簡介

銜線轉接一直以來都是最常用被來作轉接的方法，最主要是因為其便宜方便且成本較低。其基本結構如圖 1.2-2 所示，本研究根據銜線本身的特性，由內而外一步步進行區域補償的設計。

3.2 銜線轉接的區域補償設計

對於圖 1.2-2 的銜線轉接結構，我們分別設計串接殘株匹配式轉接、多段串接殘株匹配式轉接、以及縱橫式補償轉接等三種不同的轉接補償結構，結果詳述於以下各小節。

3.2.1 串接殘株匹配式轉接

圖五中所使用的兩種介質同樣都是氧化鋁基板，介電係數，厚度皆為 10 mil。所使用的銜線直徑為 2mil。介質間間隔為 200 μm ，使用銜線連接兩端的平面電路。又銜線最高點到介質的高度為 80 μm ，50 歐姆傳輸線為 300 μm 。圖 3.2-1 為串接殘株式轉接的設計，其中 $W_1=W_2=300\mu\text{m}$ ， $H_{\text{sub}1}=H_{\text{sub}2}=254\mu\text{m}$ ， $D=2\text{mil}$ ， $H=80\mu\text{m}$ 。而短傳輸線阻抗為 58 歐姆其長度為 960 μm 。在此，利用全波模擬軟體 Ansoft HFSS 來做預測，圖 3.2-2 為補償前和補償之後的頻率響應圖，相當清楚地可以看見反射損耗優於 15dB 的頻寬約從 25GHz 到 48GHz，改善效果亦不錯。

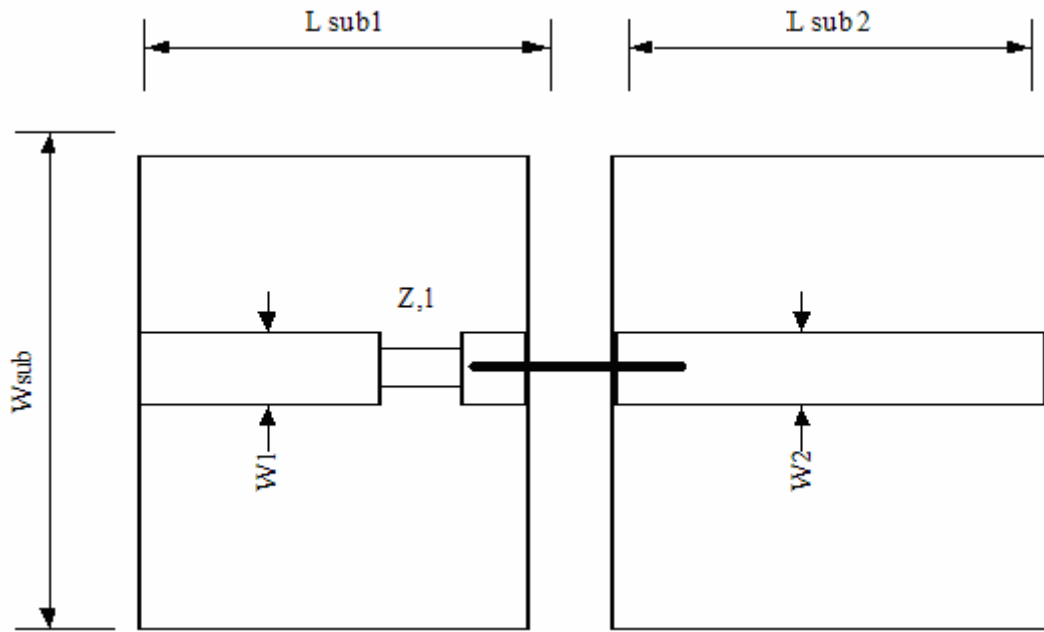


圖 3.2-1 串接殘株匹配式設計之上視圖及尺寸。

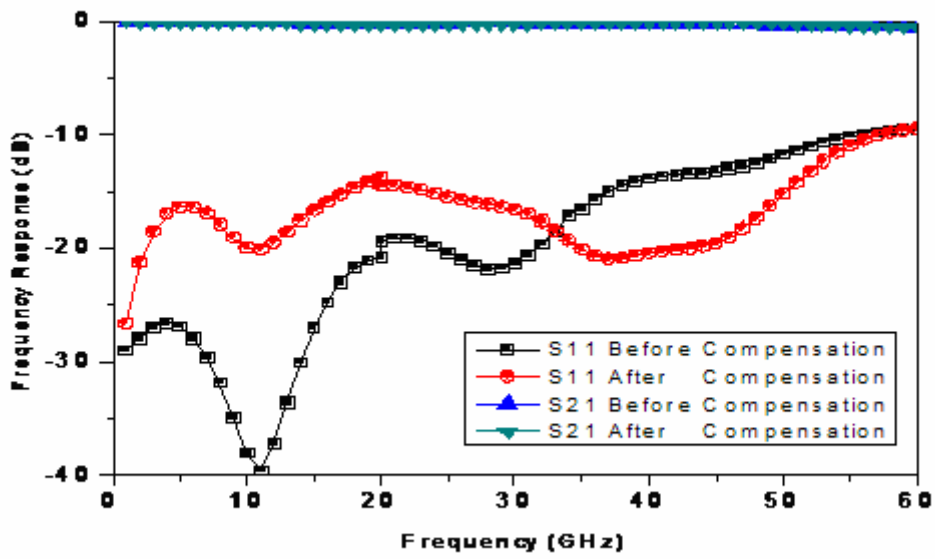


圖 3.2-2 串接殘株匹配式設計之頻率響應模擬比較。

3.2.2 多段串接殘株匹配式轉接

在這個設計中，採用和串接殘株匹配式轉接中相同的轉接架構。不同的是，補償方式由串接單根傳輸線更改為雙根傳輸線。圖 3.2-3 為該補償電路的上視圖，其中 $W1=W2=300\mu\text{m}$ ， $H_{sub1}=H_{sub2}=254\mu\text{m}$ ， $D=2\text{mil}$ ， $H=80\mu\text{m}$ 。而第一段傳輸線長度為 $500\mu\text{m}$ 的 60 歐姆線；第二段為 $160\mu\text{m}$ 的 52 歐姆線。利用商用軟體 Ansoft HFSS 來幫助模擬。圖 3.2-4 為補償前後的頻率響應比較圖。以 15dB 當作頻寬標準，幾乎從 DC 到 60GHz 都符合規格要求。

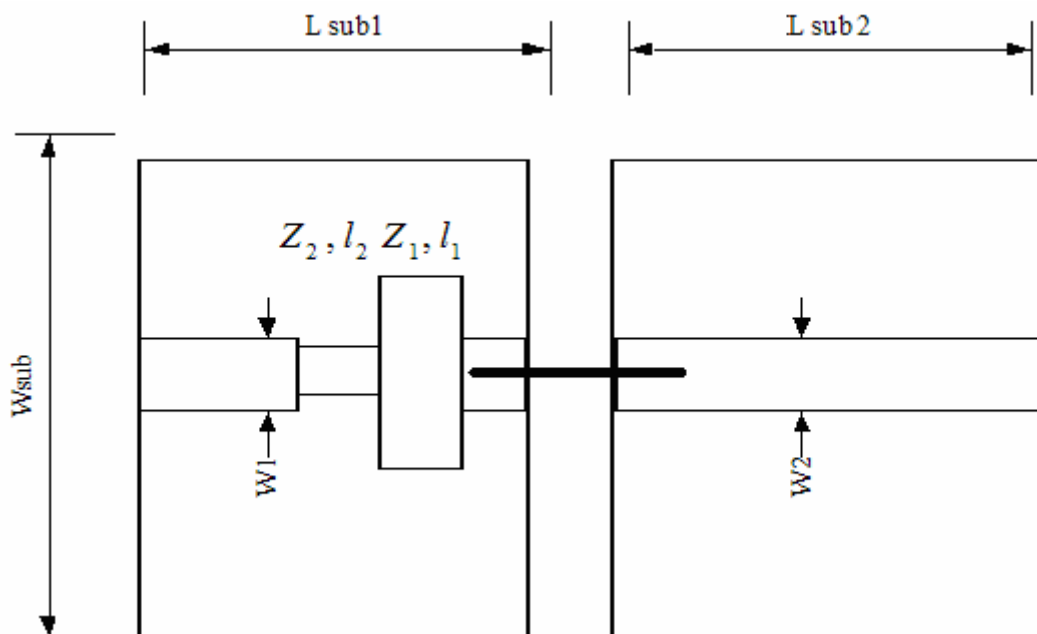


圖 3.2-3 多段串接殘株匹配式補償之上視圖及尺寸。

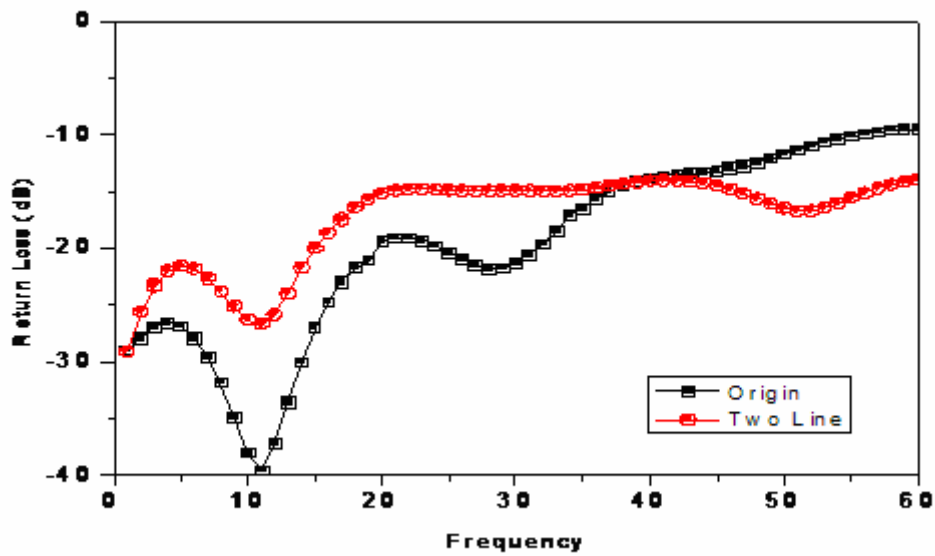


圖 3.2-4 多段串接殘株匹配式補償前後之頻率響應比較。

3.2.3 縱橫式補償轉接

這邊所使用的架構和前面兩者相同，一樣是 10mil 氧化鋁基板轉接到 10mil 氧化鋁基板。這邊所使用的方法是在近端增加傳輸線的寬度使得該不連續面的等效阻抗接近 50 歐姆。再利用一小段傳輸線增加頻寬。圖 3.2-5 為補償電路的上視圖，其中 $W_1=W_2=300\mu\text{m}$ ， $H_{\text{sub}1}=H_{\text{sub}2}=254\mu\text{m}$ ， $D=2\text{mil}$ ， $H=100\mu\text{m}$ 。而 $W_{\text{add}1}=760\mu\text{m}$ ， $W_{\text{add}2}=640\mu\text{m}$ ，短傳輸線阻抗為寬度 $140\mu\text{m}$ 長度 $220\mu\text{m}$ 的 62 歐姆傳輸線。這邊亦使用商用軟體 Ansoft HFSS 來幫助做預測。圖 3.2-6 中為補償前後的頻率響應比較圖。這種結構的反射損耗比前面兩種好一些。20db 以上的頻寬可以從 DC 到 48.5GHz。

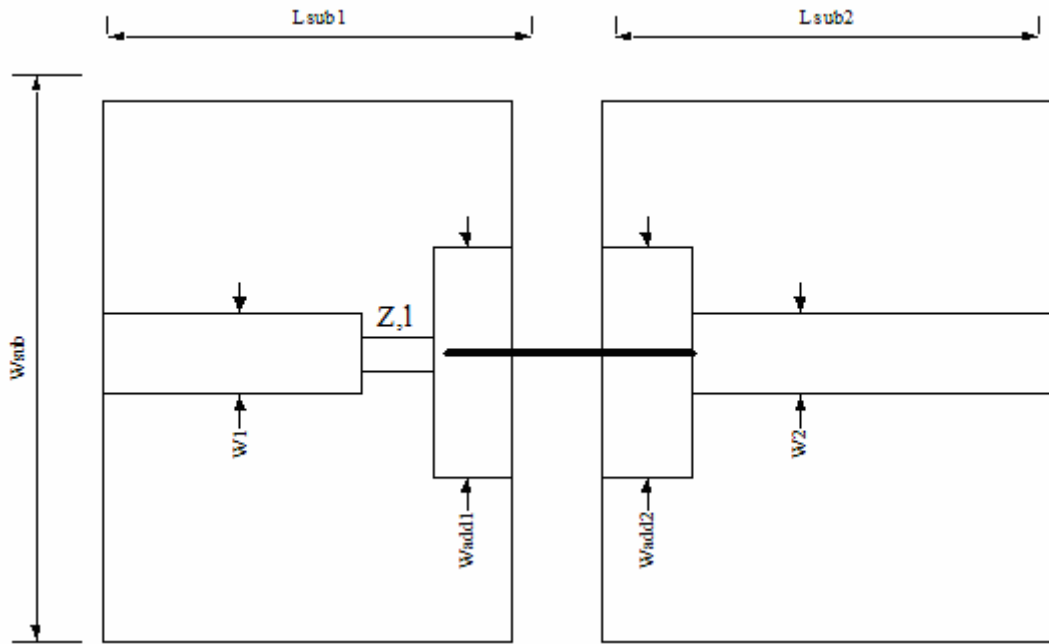


圖 3.2-5 串接殘株匹配式設計之上視圖及尺寸。

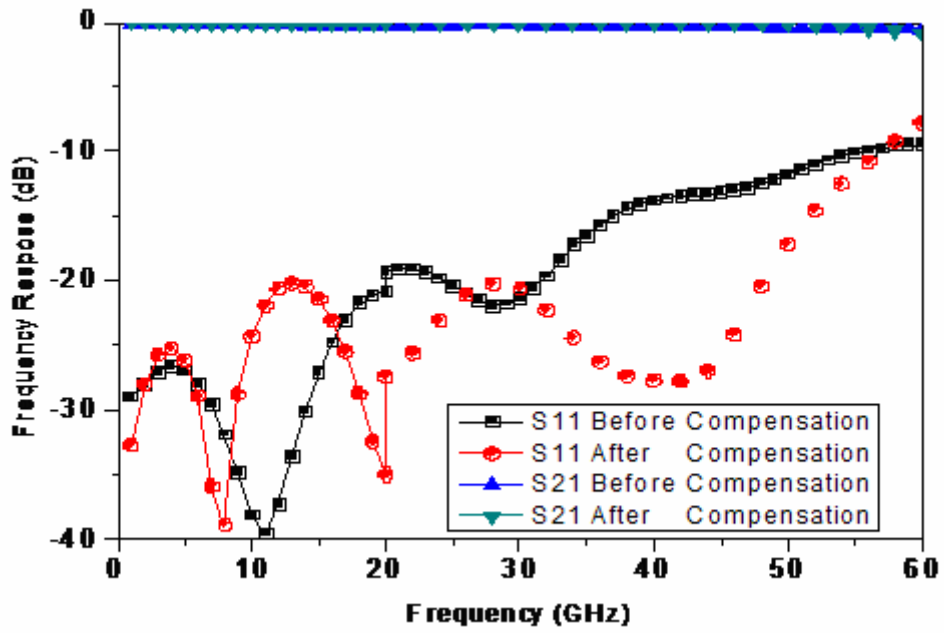


圖 3.2-6 縱橫式補償前後之頻率響應比較。

第四章 微帶線到基板合成波導之帶線補償式轉接

4.1 簡介

本章介紹的是利用低溫共燒陶瓷材料（LTCC）製作微帶線到基板合成波導轉接。LTCC 其主要特性為多層(multi-layer)結構，高密度，可嵌入式(embed)之各式主動積體電路元件及被動元件，形成緊緻和低成本的模式，加上可以平行化，立體垂直製作大量縮減電路使用空間。

4.2 轉接結構及設計方式

微帶線到基板合成波導之帶線補償式轉接的結構如圖 4.2-1，其中斜線為金屬，上層斜線是微帶線，下層斜線是帶狀線。圖 4.2-2 為上視圖及側視圖。此轉接架構可以分為微帶線—連通柱、連通柱—帶線及帶線—基板合成波導三個部分討論。

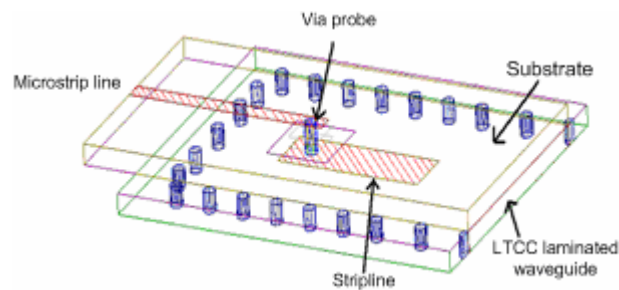


圖 4.2-1 微帶線至基板合成波導的轉接圖。

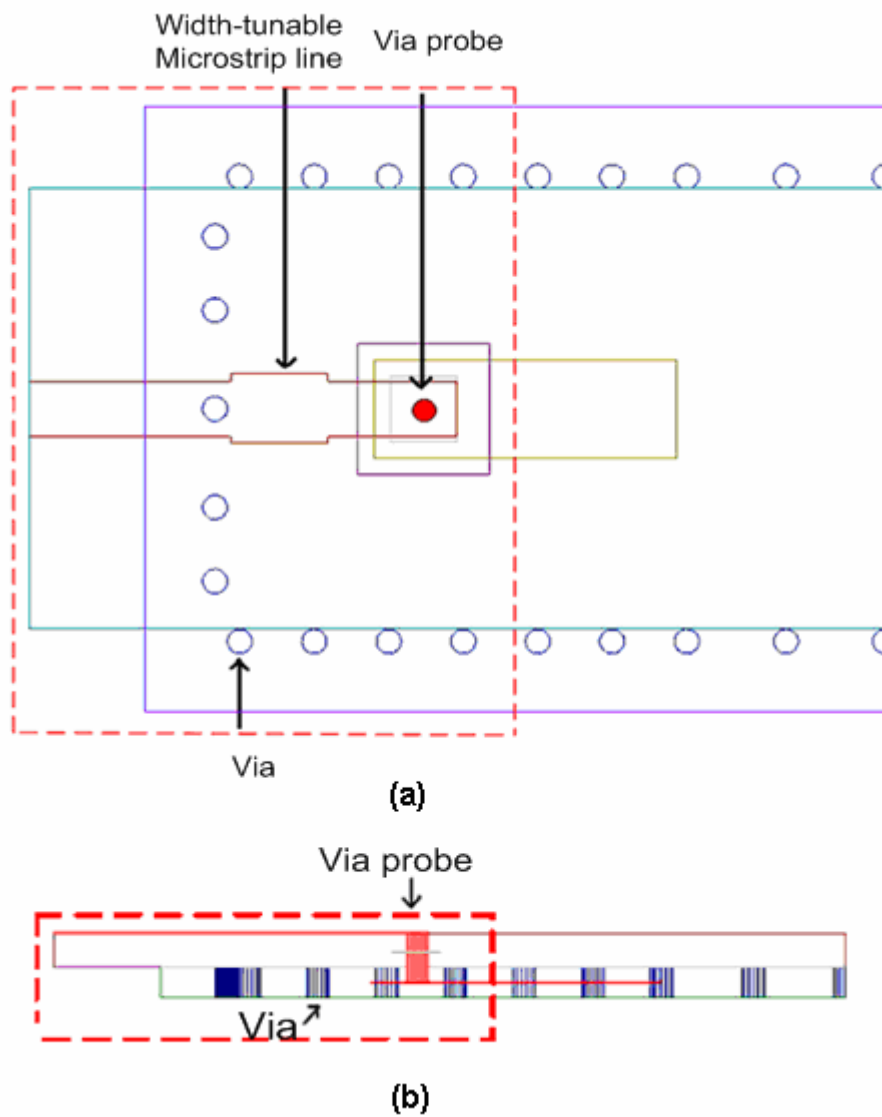


圖 4.2-2 微帶線至基板合成波導的轉接 (a)上視圖 (b)側視圖。

在微帶線—連通柱的部分有一可以調整阻抗的微帶線，利用這一小段微帶線，可以改變由輸入阻抗，達到更好的轉接效果；在連通柱—帶線的部分，當帶線為二分之一波長時，會產生共振，增加耦合量，此時本設計會有最好的轉接效果。帶線—基板合成波導的部分，要設計基板合成波導的截止頻率，使要使用的頻率不會有其他模態的干擾。

4.3 V 頻段轉接結構的設計與模擬結果

設計在 V 頻段(50-70GHz)下，中心頻率為 60GHz 的轉接結構與尺寸如圖 4.3-1。使用的材質為 $\epsilon_r=7.8$ ，介質 loss 為 0.015 的 Dupond 951，每一層的厚度則為 $44\mu\text{m}$ 。在這個架構總共使用了五層的 LTCC，其中上面三層為微帶線，底下的兩層則為基板合成波導。

轉接的單端模擬結果如圖 4.3-2，觀察其模擬結果，皆可以觀察到在 59-62GHz 中，反射損耗皆在 15dB 以上，穿透損耗在 2dB 附近。

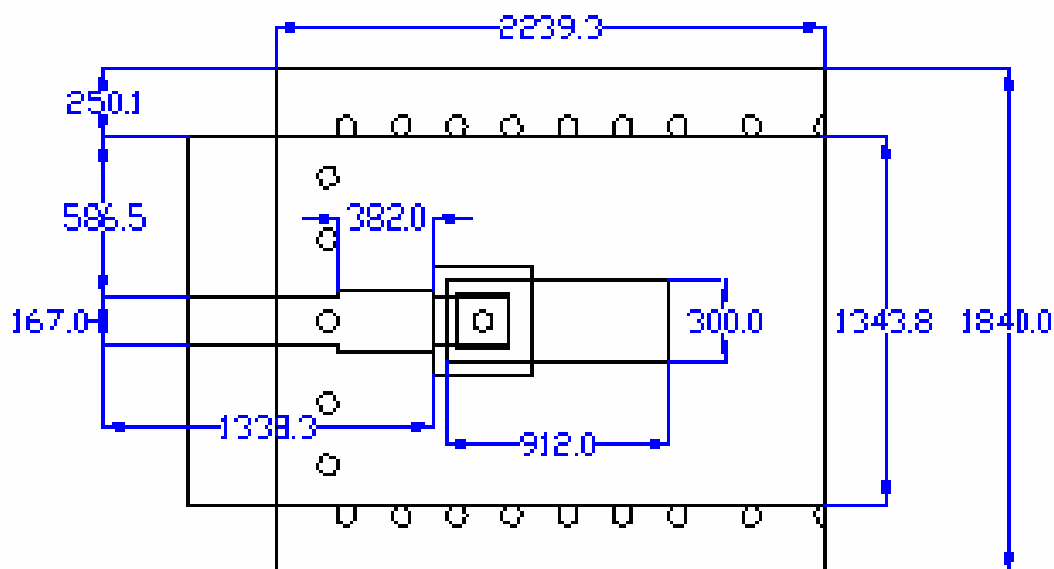


圖 4.3-1 微帶線至基板合成波導轉接尺寸圖(單位 μm)。

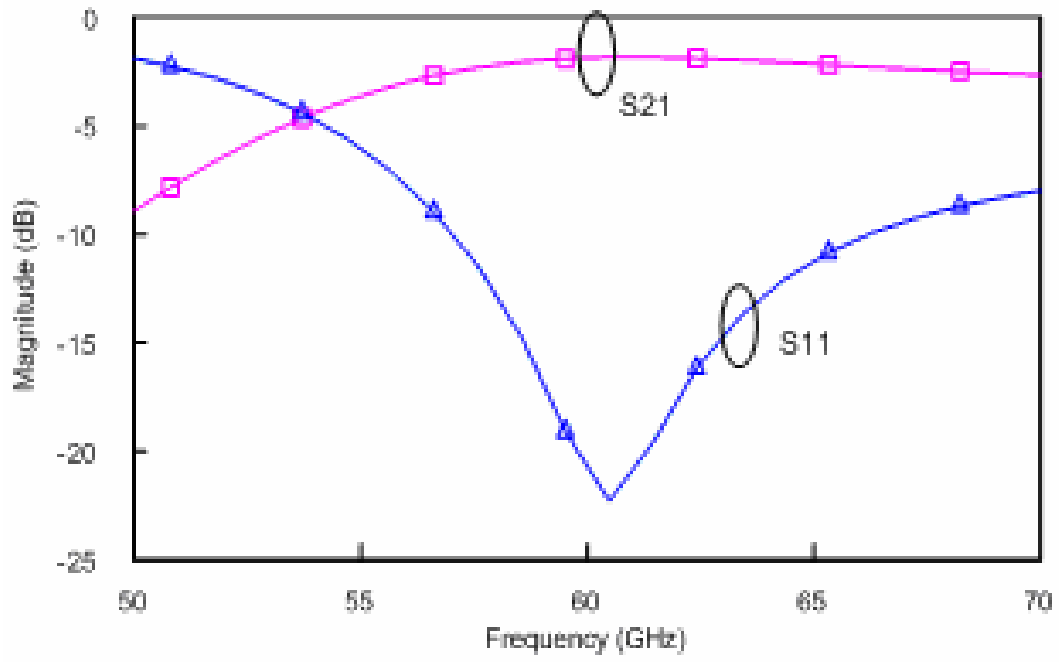


圖 4.3-2 微帶線至基板合成波導單邊轉接模擬結果。

第五章 連通柱短路到地轉接器的研製

5.1 簡介

本章提出一個微帶線到介質矩型波導的轉接，利用連通柱短路到地等效出的電流來激發波導中的場型，從理論推導探討這個轉接結構的輸入阻抗與等效模型，並且實際製作在低溫共燒陶瓷上，進一步比較其理論、模擬、以及量測所得到的結果。

5.2 轉接設計結構

由於 LTCC 是多層的材質，可以在同一塊基板上的不同層製作不同的傳輸線，在這裡我們設計的結構是上半部為微帶線，下半部則為基板合成波導，而基板合成波導上半部的金屬壁也就是微帶線的地 (ground)，設計的結構如圖 5.2-1。結構上是先在基板合成波導的上半部金屬壁上開一洞，由上層的微帶線連接一個金屬片，金屬片下接一根連通柱直接穿過剛剛在波導金屬壁上的挖洞，連接到波導下半部的金屬壁，形成短路。

在設計原理上，由於短路的緣故，在連通柱上會有電流流過，我們就是利用這個電流激發場型，達成轉接。但是這個電流會同時激發出往左與往右方向的波，而往左與往右的波在一開始的流通柱的位置電場的方向是相同的，如圖 5.2-2(a)，因此我們希望往左邊的波在碰到金屬壁反射後，能夠跟往右邊的波同相位，避免兩者因不同相位互相抵消，所以在設計連通柱饋入的位置上，我們選擇距離金屬壁 $1/4$ 波長的位置，可以達到轉接的效果，如圖 5.2-2 (b)。

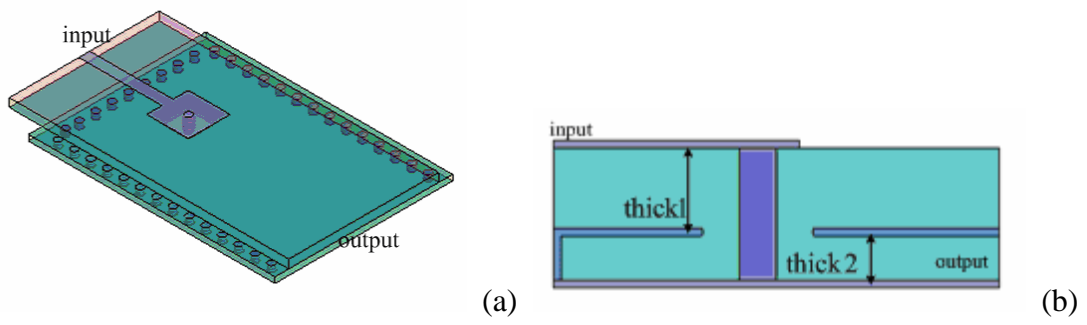


圖 5.2-1 (a) 連通柱到地轉接結構圖(b) 連通柱到地轉接側視圖。

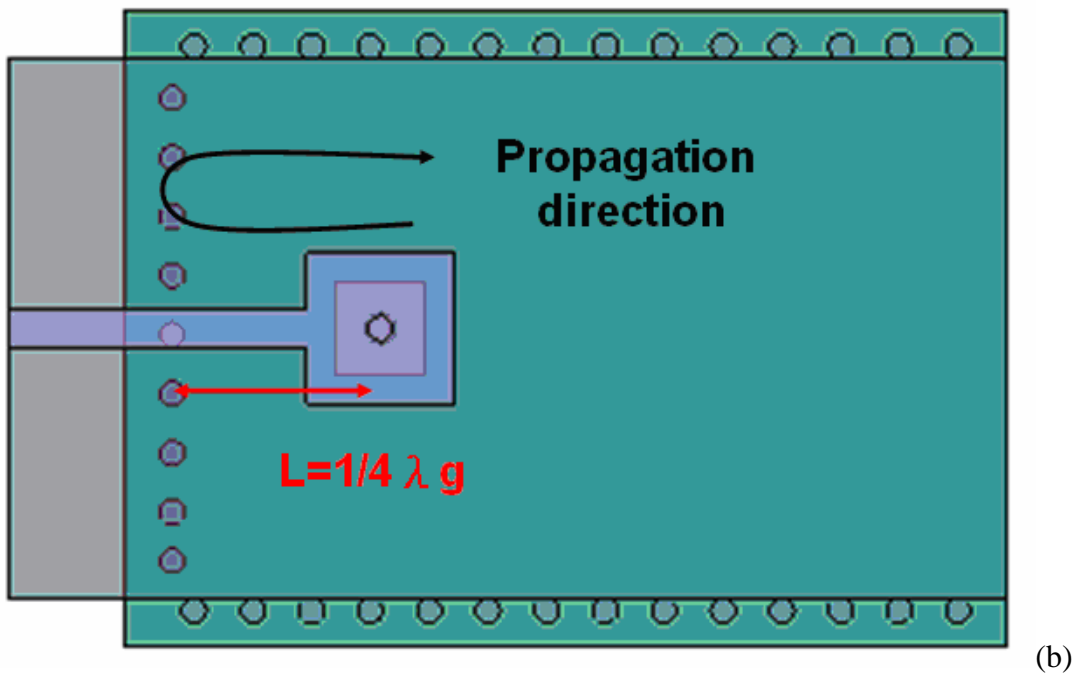
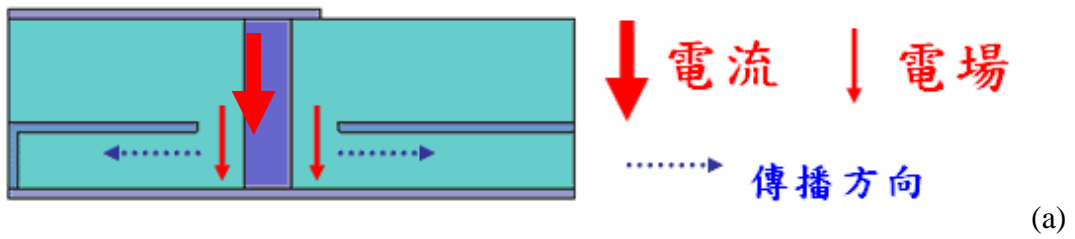


圖 5.2-2 (a)轉接結構電流示意圖 (b)轉接結構饋入位置示意圖。

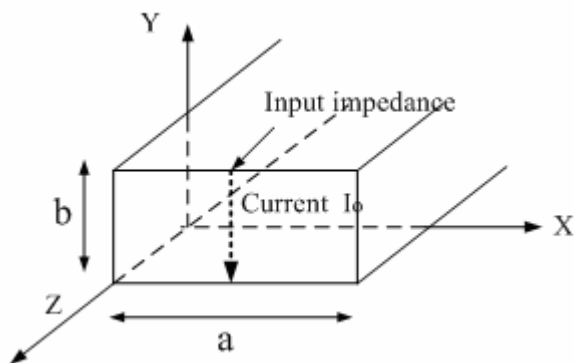
5.3 等效電路模型

首先將轉接結構連通柱至介質合成波導的部分簡化，如圖 5.3-1(a)。其側視圖如圖 5.3-1(b)，利用等效原理將此結構等效成如圖 5.3-1(c)之後，此電流激發矩形波導的輸入阻抗可以利用[13, Sec.5.6]中的方式求得。

$$R_m = \frac{2P}{|I|^2} = \frac{k_0 b}{a \beta_{10}} \eta \cdot \sin^2 \beta_{10} d \quad (5.1)$$

此輸入阻抗是由饋入波導管的位置算起，但實際的結構上我們在輸入端是先經過微帶線，連通柱金屬片 (via pad)，再經過連通柱饋入的，如圖 5.3-2。因此，要推導等效電路就必須考慮連通柱金屬片以及上段連通柱的影響。由於實際的結構在微帶線末端有接一金屬片，因此我們猜測等效電路中會有一接地的電容，而連通柱的部分則可以等效成電感，所以輸入端的等效電路可組成如圖 5.3-3。

在有了輸入端等效模型後，我們試著提出整個轉接結構的等效電路模型，也就是將原本 R_{in} 的部分改為一個轉換器 (transformer)，如圖 5.3-4，看看這個等效模型的頻率響應與 HFSS 軟體模擬的結果是否相符。由(3.9)的式子，我們可以發現輸入阻抗是隨著頻率變化的，我們將輸入阻抗對頻率的改變化成圖 5.3-5。



(a)

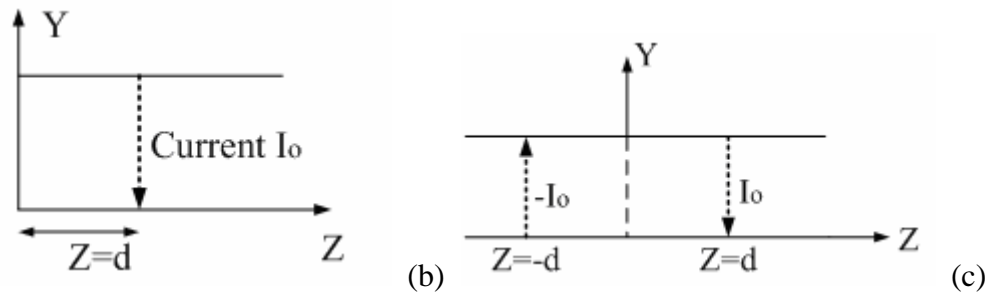


圖 5.3-1 (a)簡化波導結構圖 (b)側視圖 (c)等效結構圖。

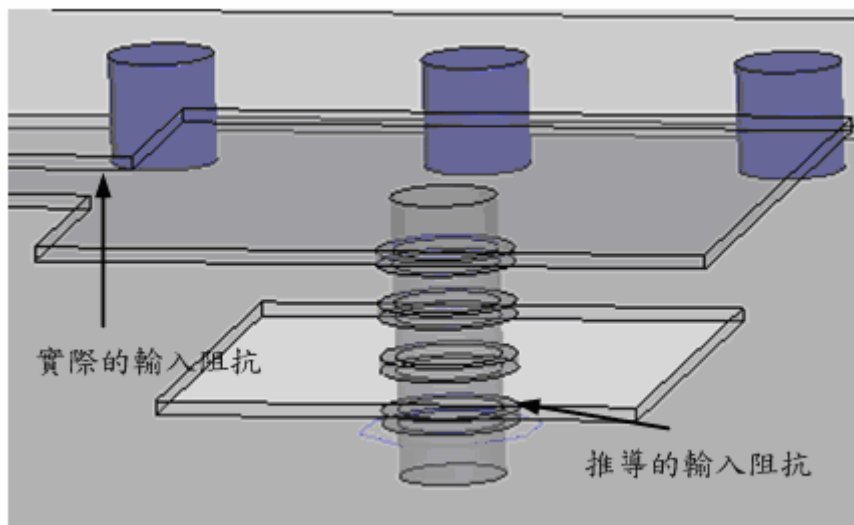


圖 5.3-2 輸入阻抗位置圖。

在圖 5.3-4 中，電容電感的部分與圖 5.3-3 中的相同，轉換器中 $1:n$ 的值則是和圖 5.3-5 中一樣，會隨著不同的頻率而變化，而使得由輸入端看到的阻抗部分能符合圖 5.3-5 的圖。

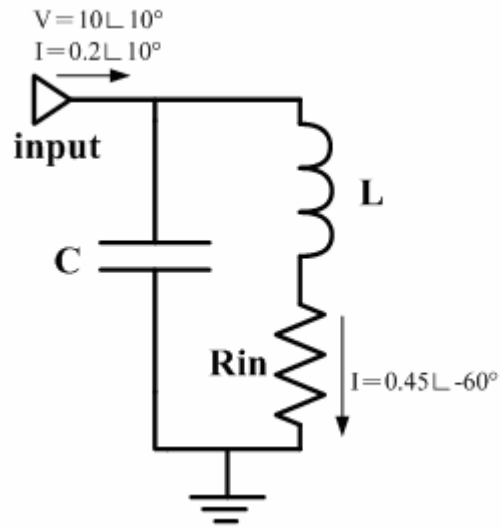


圖 5.3-3 輸入端等效電路示意圖。

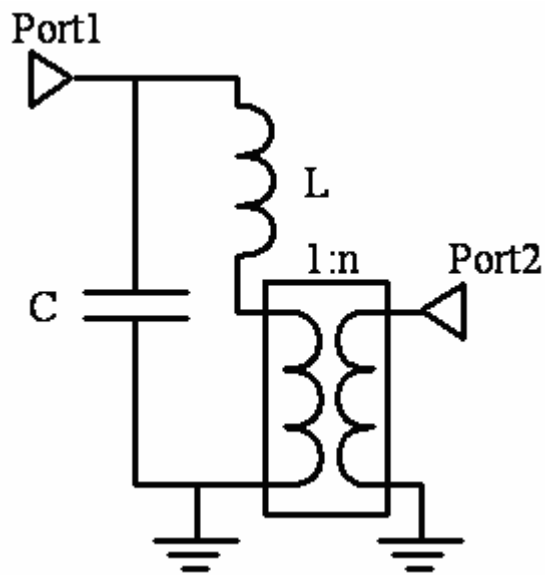


圖 5.3-4 轉接結構等效模型。

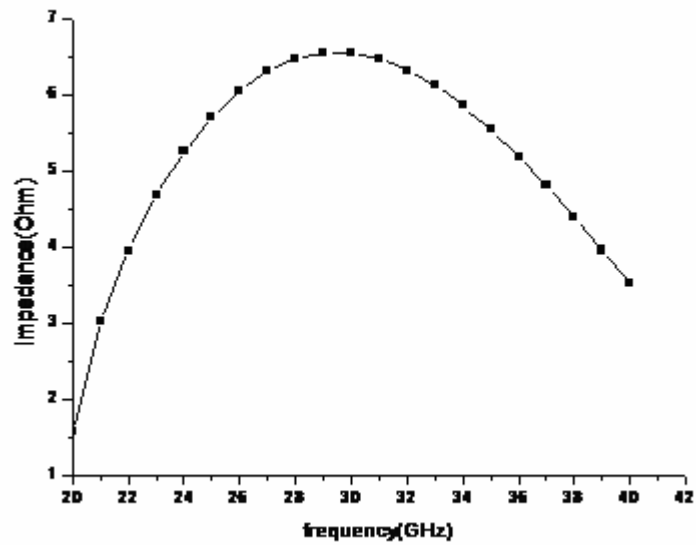


圖 5.3-5 輸入阻抗對頻率的變化。

最後我們將我們之前計算出的電容電感值以及輸入阻抗等，帶入等效模型，並利用商用軟體 Microwave Office 計算 S 參數並且與 HFSS 模擬的結果比較，由於在計算等效電路時沒有考慮微帶線以及基板合成波導到兩端 port 的相位，因此 HFSS 中也必須將 port 的位置推到連通柱饋入的位置，最後所得到的結果如圖 5.3-6(a)，可以看到在 S11 上和模擬是相當一致的，在 S21，則有大約十多度的相位差，可能是因為能量在經過連通柱時還是有一些相位的改變，但是在等效模型中沒有考慮到，但大致上來說這個等效模型應該是可用的。

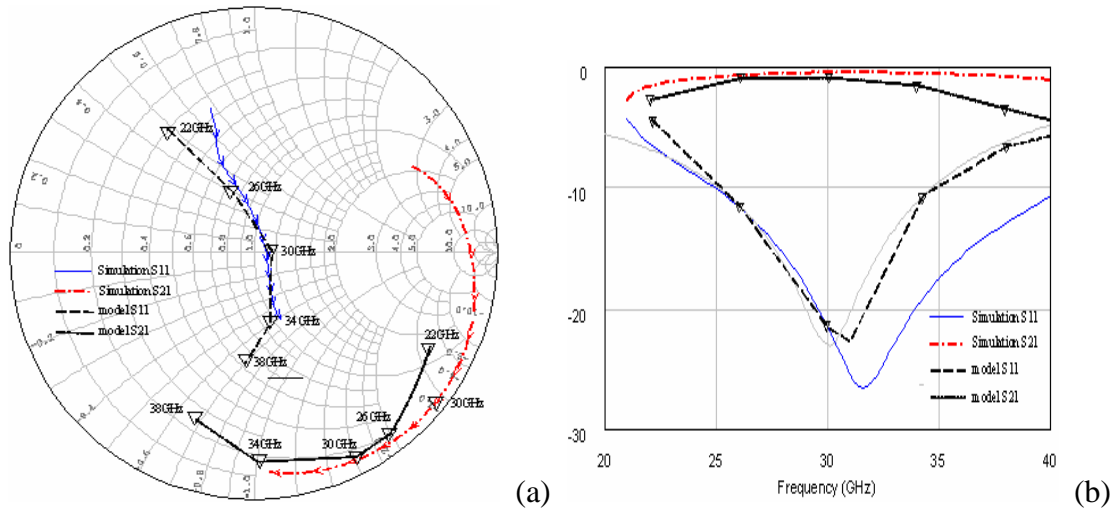


圖 5.3-6 模擬與等效模型比較圖(a)smith chart (b)rectangular chart。

因此，在未來要設計這樣的結構時，可以先從計算輸入阻抗與等效電路出發。由等效電路我們可以發現，在 R_{in} 越大時，我們所需要的電容值就越小，如圖 5.3-7，當輸入阻抗變大時，並連電容值的大小會明顯的降低，電感值的改變則不是很明顯。

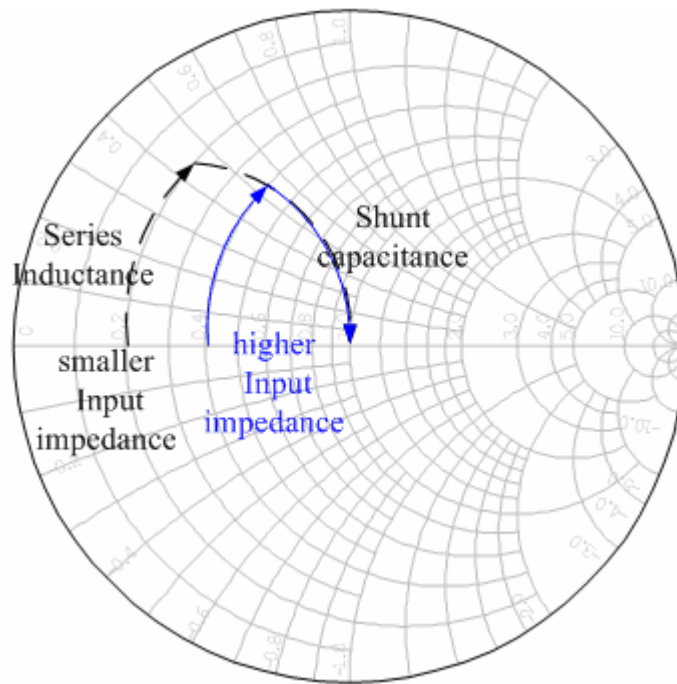


圖 5.3-7 利用等效電路調整電容電感值。

而對應到電容值的就是連通柱金屬片(via pad)，當金屬片越大時，對應的電容值也越大，如圖 5.3-8 (a)，開洞的大小(anti-pad)也同樣有影響，當開洞縮小時，也會提升電容的值，如圖 5.3-8 (b)，由圖中可以看到電感值也同時在的改變，不過不如電容值的明顯。

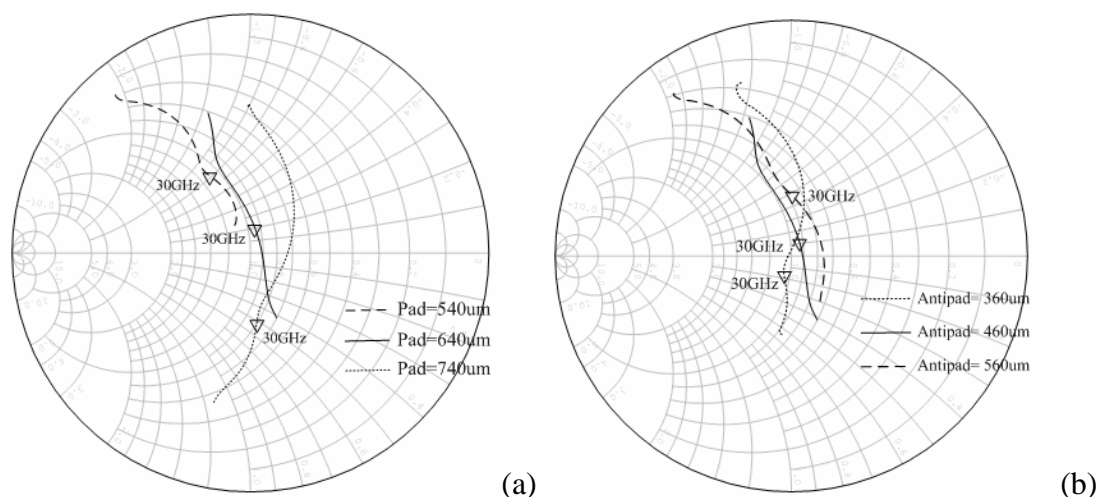


圖 5.3-8 參數分析；(a)調整 viapad 大小；(b)調整 anti-pad 大小。

由以上的結果可以知道，在越厚的基板上，我們在設計連通柱金屬片時就會越小，利用等效電路我們就可以較快的設計出這樣的結構。

而在頻寬方面，越厚的基板會得到較大的輸入阻抗，因此使用越厚的基板時，理應會得到比較大的頻寬，比較不同厚度基板對應的設計參數與模擬頻寬，固定所有 anti-pad 的大小都為 460μm，可以看到電感值在不同層數時的改變不大，但是對應的電容值改變就很明顯，對應的連通柱金屬片大小也是一樣。

在比例頻寬上，較厚的基板的確可以得到比較大的頻寬，最大大約到 46%，不過要注意的是，由於我們在推導輸入阻抗時，已經假設基板很薄，所以在連通柱上的電流分佈不會有太大改變，隨著基板的厚度增加，用這樣方法算出來的結果也會越來越不準確。以我們設計的結構為例，當基板的厚度再增加為八層時，

在基板內連通柱的長度已經接近 $1/8\lambda_g$ ，在不同位置的電流分佈也已經有些許的變化，我們之前所推導的結果就已經不再適用了。

5.4 模擬與量測結果

5.4.1 設計規格

轉接器規格：

中心頻率: 30GHz \pm 2GHz
背對背 10dB 頻寬: 6GHz (28-34GHz)
背對背通帶插入損耗: < 3dB

低溫共燒陶瓷材料參數：

導電係數：7.8@30GHz
介質損耗正切值：0.005
介質厚度/層：50.8 μ m
金屬厚度：13 μ m
使用金屬：銀

5.4.2 結構與尺寸

在這裡我們設計輸入端微帶線為 50Ω ，整個轉接結構如圖 5.3-1 所示，其中 $W=2738$ ， $\text{antipad}=460\mu\text{m}$ ， $M_s=180\mu\text{m}$ ， $\text{Thick1}=152.4\mu\text{m}$ ， $\text{feed}=920\mu\text{m}$ ， $\text{Thick2}=101.6\mu\text{m}$ ， $\text{pad}=640\mu\text{m}$ 。

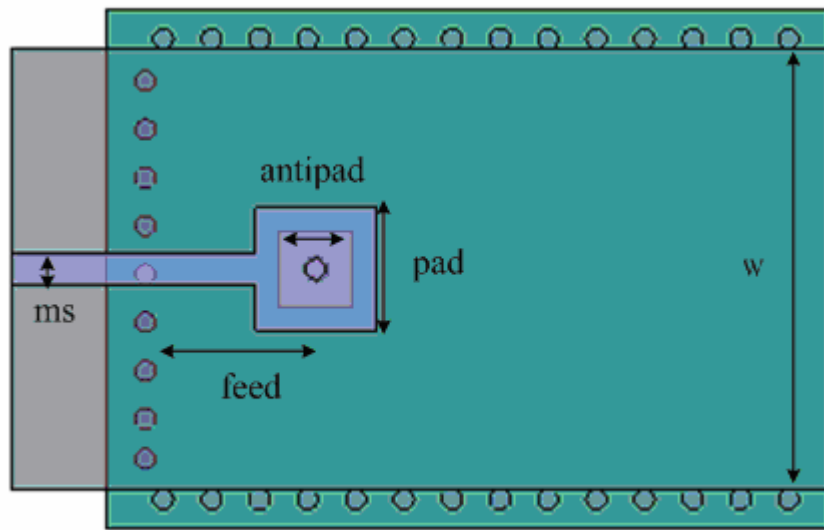


圖 5.4-1 微帶線至基板合成波導單邊轉接模擬結果。

5.4.3 單一轉接模擬結果

圖 3.5 是單一轉接結構利用商用軟體 Ansoft HFSS 模擬出的頻率響應，中心頻率為 31GHz、由於介質損耗的關係，插入損耗大約是 0.6 dB，15 dB 頻寬為 9GHz(27-36GHz)，比例頻寬約為 30%。

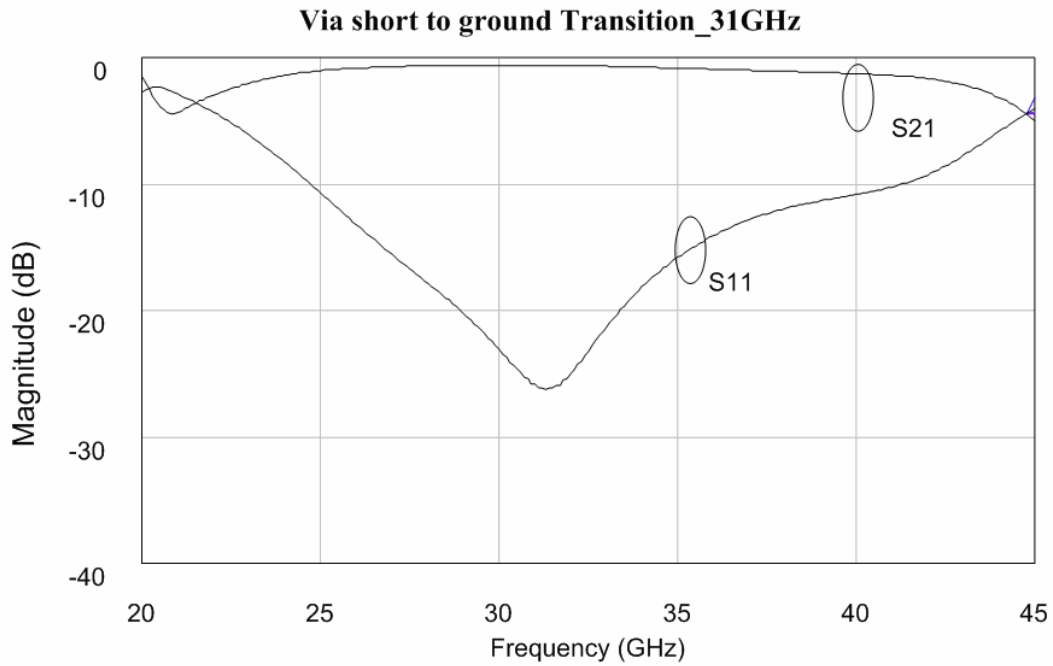


圖 5.4-2 單一轉接模擬圖。

5.4.4 背對背模擬與量測結果

為了在量測上的需要，我們將轉接器接成背對背的結構，由於在背對背的結構中，會因為有能量在波導內部來回反射，而使得有漣漪（ripple）的產生，這樣的影響最多會使 S11 差距 6dB，因此在背對背的結構中，我們以 S11 10dB 作為頻寬的依據，模擬與量測的結果如圖 5.3-3，可以看到模擬與量測的結果還算一致，10dB 的頻寬也大約是 30% 左右。

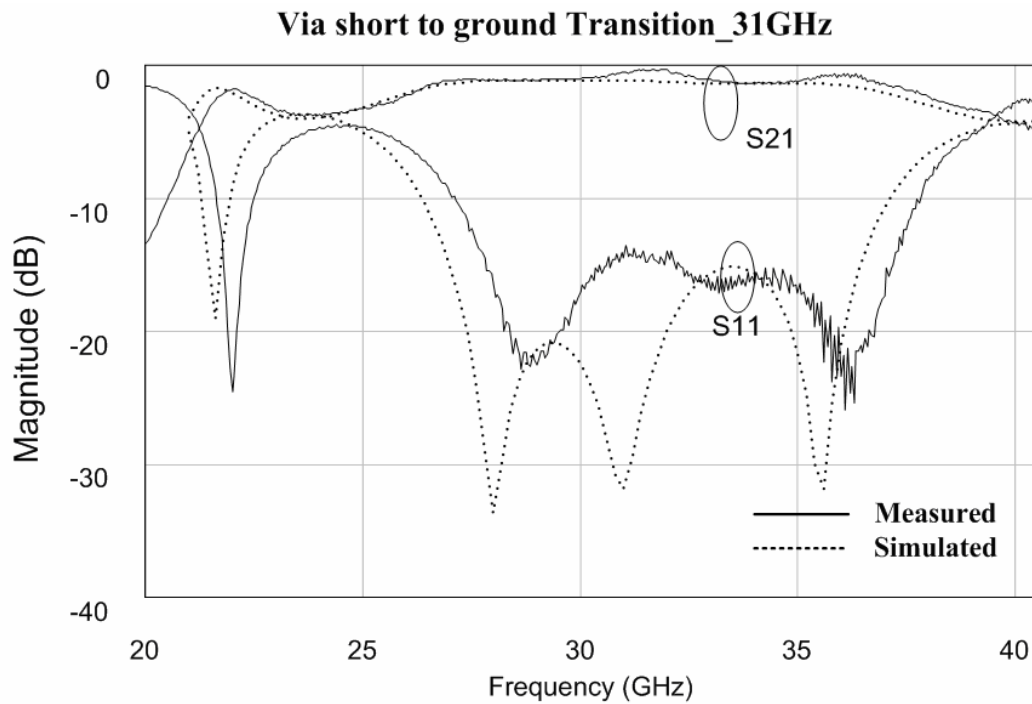


圖 5.4-3 背對背模擬與量測圖。

5.5 結論

本章利用微帶線連接連通柱轉接到基板合成波導達成轉接。此外我們也利用之前提出的公式計算輸入阻抗以及提出轉接結構的等效電路，並且將這個結構製作在 LTCC 上。

第六章 介質矩型波導開槽耦合轉接器的研製

6.1 簡介

本章提出另一種的轉接結構，上方用微帶線饋入，將矩型波導上端開槽使能量耦合到波導，同樣利用理論推導的方式，探討了這個轉接結構的輸入阻抗與等效電路模型，並且實際製作在低溫共燒陶瓷上，以比較其理論、模擬、以及量測所得到的結果。

6.2 轉接設計結構

在這裡我們設計的結構如圖 6.2-1(a)，上半部輸入端為微帶線，下半部輸出端則為基板合成波導，而基板合成波導上半部的金屬壁也就是微帶線的地 (ground)，這在圖 6.2-1(b)可以很清楚的看到。

在設計原理上，我們可以將基板合成波導上端的開槽視為一個磁流，如圖圖 6.2-2(a)。而在微帶線饋入的位置，我們選擇在開槽位置上方 $1/4$ 波長的地方，會選擇這個位置是因為在微帶線的末端是開路的，也就是在距離開路端 $1/4$ 波長的地方會是短路，會是電流最大的地方，在這個位置開槽可以切割到最多的電流，效果也是最明顯。

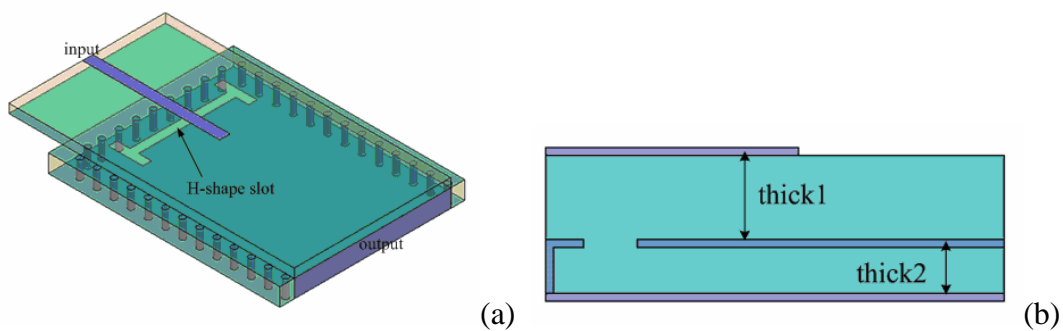


圖 6.2-1 (a) 開槽耦合轉接結構圖(b) 開槽耦合轉接側視圖。

再來就是開槽位置的選擇，和第三章不同的是，我們選擇開槽位置在靠近波導金屬邊的位置，因為在磁流激發的場型中，在磁流左右兩方的電場是方向相反的，如圖圖 6.2-2(b)，選擇在靠近金屬邊的位置可以使往金屬邊方向的波在經過反射之後，剛好跟往反方向的波相位相同，這樣就可以達成轉接的效果。

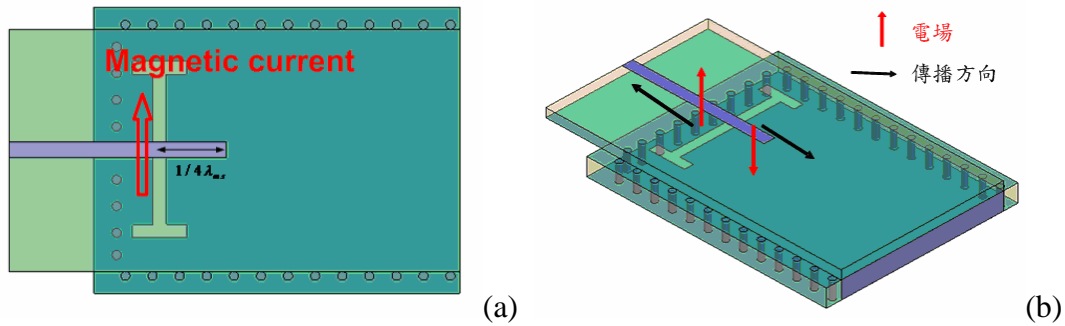


圖 6.2-2 (a)轉接結構磁流示意圖 (b)轉接結構電場示意圖。

至於開槽大小與形狀的選擇，在這邊我們是使用「H」型的開槽，會使用這樣的開槽形狀是希望增加整個開槽的總長度。在圖 6.2-3(a)中，我們用一個六層厚度的波導，改變開槽的長度來看這個結構的 S11，在開槽長度為 1400 μm ($0.36 \lambda_g$)，2000 μm ($0.5 \lambda_g$)，2700 μm ($0.7 \lambda_g$)時，由於開槽的長度比波導的寬度還小，因此我們可以使用一直線的開槽，若要達到好的轉接效果，在中心頻率的輸入阻抗需要實部接近 50 歐姆，虛部則是越小越好，也就是希望共振的頻率能夠在中心頻率附近，這樣虛部就會為零。我們可以看見開槽的長度增加時，共振的頻率會跟著改變，S11 也逐漸靠近中心的位置。但受限於波導的寬度大約就是 2700 μm ，因此我們將開槽彎成「H」型，讓它的總長度有 3100 μm ($0.8 \lambda_g$)後，可以看到改成「H」型的開槽後，共振的頻率就更接近 30GHz，阻抗的部分也大約是 50 歐姆。

而最後一個需要考慮的就是波導的厚度，圖 6.2-3(b)是我們固定開槽的形狀為之前「H」型的開槽，總長度 3100 μm ($0.8 \lambda_g$)，並且改變波導的厚度由兩層到

六層得到的圖，我們可以發現在中心頻率輸入阻抗實部會慢慢增加，但是共振的頻率大約都是在 30GHz 附近。

因此我們可以設計開槽的長度與形狀，調整波導的厚度，使輸入阻抗為 50Ω ，達成轉接的結果。

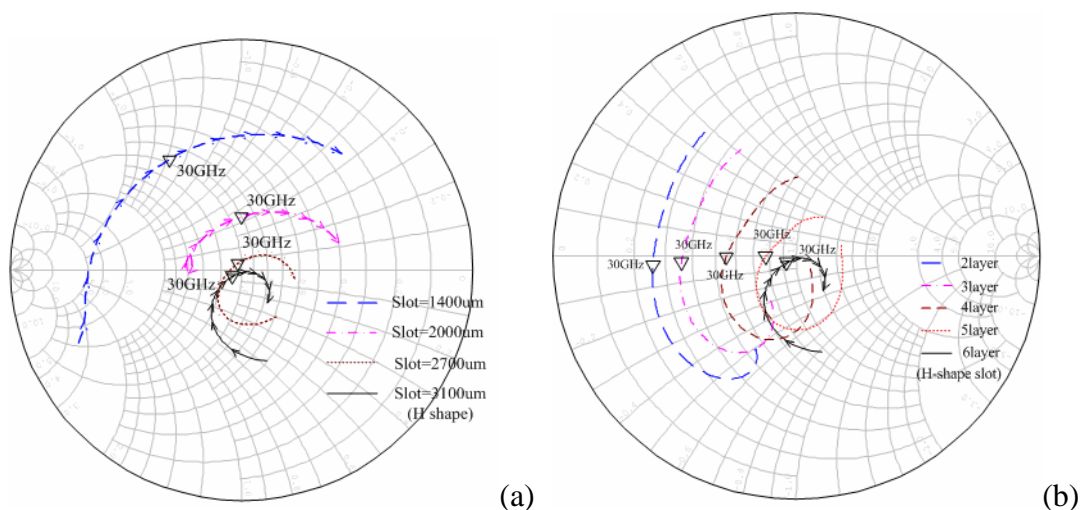


圖 6.2-3 參數分析。(a)改變開槽長度；(b)改變波導厚度。

6.3 等效電路模型

利用與第五章類似的方法，首先將轉接結構簡化，如由於我們之前使用「H」的開槽是為了增加開槽的長度，所以在這裡我們推導比較簡易的開槽結構，也就是一直線的開槽。我們假設整個的結構如圖 6.3-1，開槽開在波導中央，長度為 d ，寬度 t ，在波導的左邊為短路。此開槽耦合矩型波導的輸入阻抗可由[13, Sec.7.3]的方法求得。

$$R_{in} = \frac{|V|^2}{2P} = \frac{1}{4} ab \cdot \frac{\beta_{10}^3}{k_0} \cdot \frac{1}{\left(\cos \frac{\pi d}{2a} - \cos \frac{k_0 d}{2} \right)} \eta \quad (6.1)$$

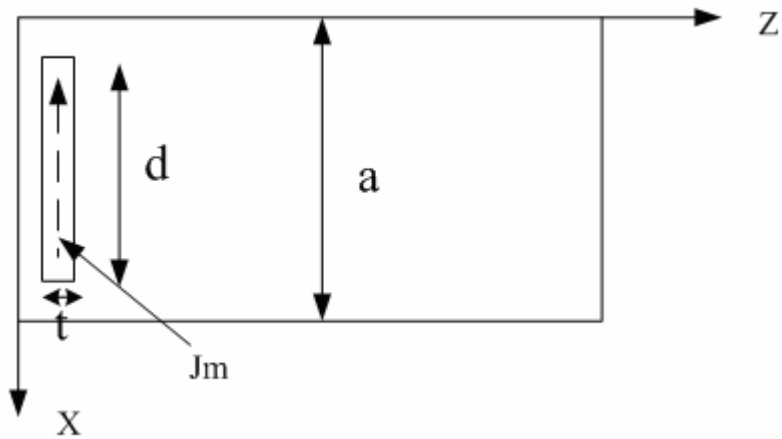


圖 6.3-1 簡化開槽結構圖。

由於我們的結構在中心頻率上是在距離傳輸線開路地方 $1/4$ 波長的位置開槽，而我們所計算的輸入阻抗則是由開槽的位置看進去，因此可以看成輸入後接上一段 $1/4$ 波長開路傳輸線，在傳輸線回流的路徑上會看到我們所計算的輸入阻抗 R_{in} ，但由於我們在計算輸入阻抗時，只有計算實部的大小，虛部的部分則是假設共振而為零，因此除了輸入阻抗 R_{in} 外，應該還有共振的電容電感存在，不過這些電容電感在中心頻率時為共振，所以我們的輸入阻抗只看到 R_{in} 的部分。因此我們將輸入端等效電路拼成圖 6.3-2。

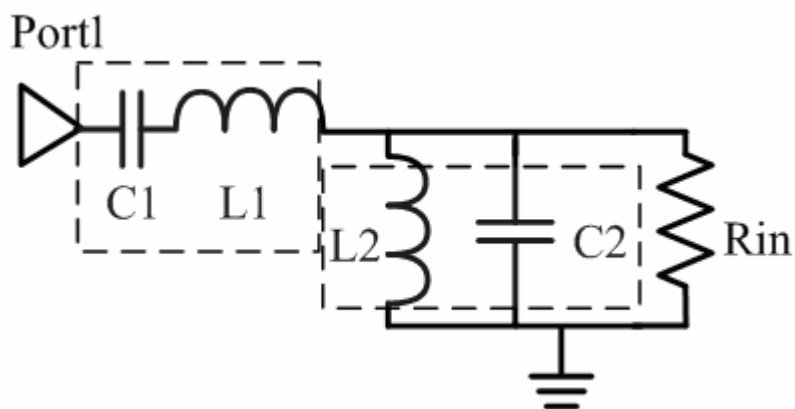


圖 6.3-2 輸入端等效電路示意圖。

在圖 6.3-2 中，用 C1 和 L1 等效成傳輸線的效應，當在中心頻率時，C1 和 L1 共振，形成短路，C2 和 L2 共振，形成開路，因此由 port1 看進去時，就只會看到 Rin 的部分，若是 Rin 的部分越接近輸入的阻抗，轉接的效果也會越好。

我們使用我們以之前所設計的結構為例，可以用和之前類似的方法計算 input 位置與 Rin 位置的電壓電流，我們可以發現在輸入端位置的電壓和 Rin 位置的電壓大小也幾乎相同，電容電感的部分則應該是共振，不過共振的值我們沒有辦法實際的求出來。最後，和之前一樣，我們將 Rin 的部分換成一個轉換器成為這個結構的等效電路，如圖 6.3-3。

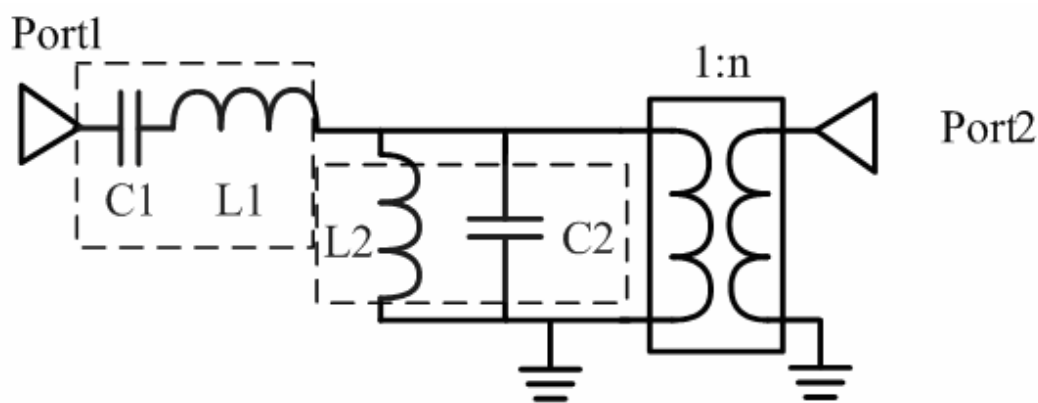


圖 6.3-3 轉接結構等效模型。

在有了等效模型後，我們試著看看這個等效模型的頻率響應與 HFSS 軟體模擬的結果是否相符。我們以之前所設計的結構為例，在開槽最長的情況下 ($d=a$)，我們將輸入阻抗對頻率的改變畫成圖 6.3-4。我們可以看到在中心頻率的位置，阻抗是最小的，隨著頻率變大或變小，阻抗都會上升。另一個問題是我們所設計的結構為「H」型的開槽，而當改用「H」型的開槽時，阻抗會再下降，由於我們之前計算「H」型開槽在 30GHz 時，阻抗為 52.8 歐姆，比用公式計算出直線開槽的結果少了約 23%，因此我們可以估計在其他頻率時的阻抗。

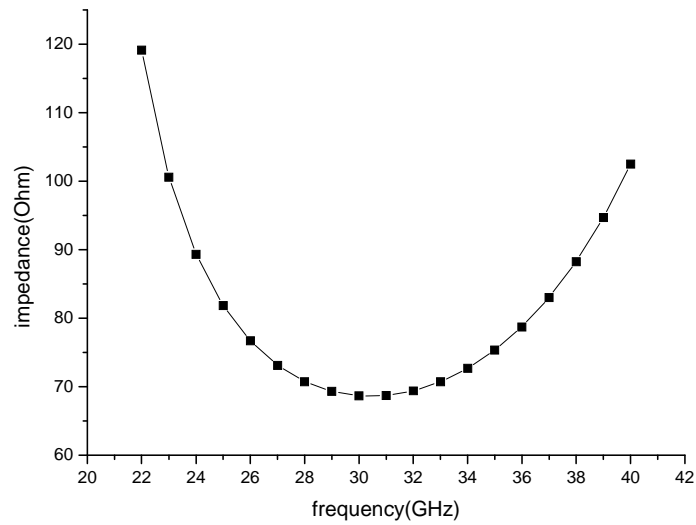


圖 6.3-4 直線開槽輸入阻抗對頻率的變化。

最後我們利用商用軟體 Microwave Office 調整電容電感值，計算 S 參數並且與 HFSS 模擬的結果比較。由於 C1 和 L1 是由傳輸線等效而來，我們可以求出 C1 為 0.132pF, L1 為 0.218nH。C2 和 L2 經過調整，當 C2 為 0.115pF, L2 為 0.231nH 時，配合阻抗的變化，有和模擬類似的圖形，最後的結果如圖 6.3-5，可以看到在相位上模擬和我們的模型相位相差一些，不過由圖 6.3-5(b)可以看出在大小方面還是滿接近的。

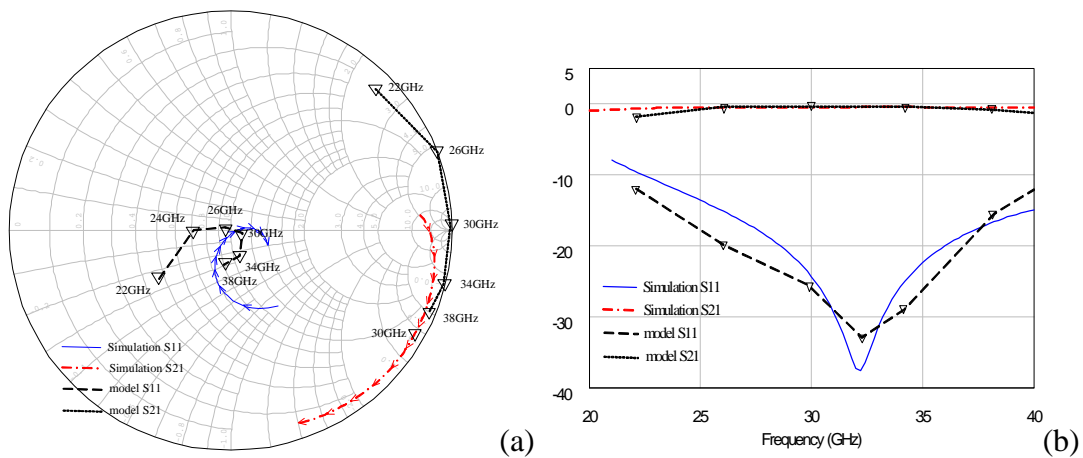


圖 6.3-5 模擬與等效模型比較圖 (a)smith chart (b) rectangular chart。

而對應到不同厚度波導的設計時，我們可以利用調整開槽的形狀來改變輸入阻抗。若是波導的厚度增加，可以將開槽形狀改為圖 6.3-6(a)，也就是增加 slot1 的長度，減少 slot2 的長度，只要使整體的開槽長度和之前差不多，共振頻率就會接近，而增加 slot1 的長度在推導時就有提過，可以使阻抗降低。以十層厚度的波導為例，當 slot1=2500 μm ，slot2=500 μm 時，模擬的結果如圖 6.3-6(b)，也可以得到接近 40% 的頻寬。

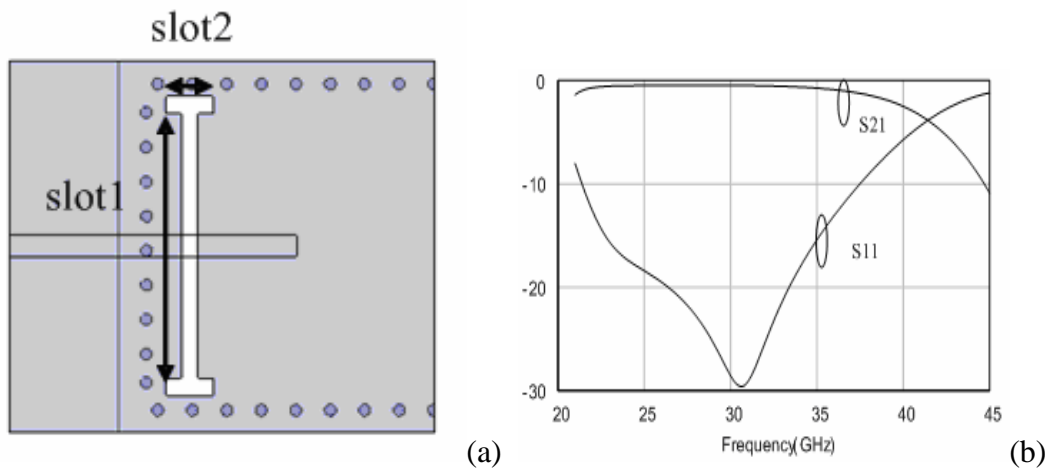


圖 6.3-6 十層波導厚度對應的開槽結構圖 (a)開槽結構圖 (b) 頻率響應。

同樣的，若是要減少波導的厚度時，減少 slot1 的長度，增加 slot2 的長度也可以得到不錯的效果，以四層厚度的波導為例，如圖 6.3-7(a)，調整 slot1=1100 μm ，slot2=900 μm ，得到的頻率響應如圖 6.3-7(b)，也可以得到接近 40% 的頻寬。不過若是當波導的厚度再減少時，slot1 可能會縮小到只到微帶線的兩側，在這種情況下，對應的的波導厚度就是最小的值了。以我們所用的結構為例，當波導厚度到三層時，大概就是極限了。

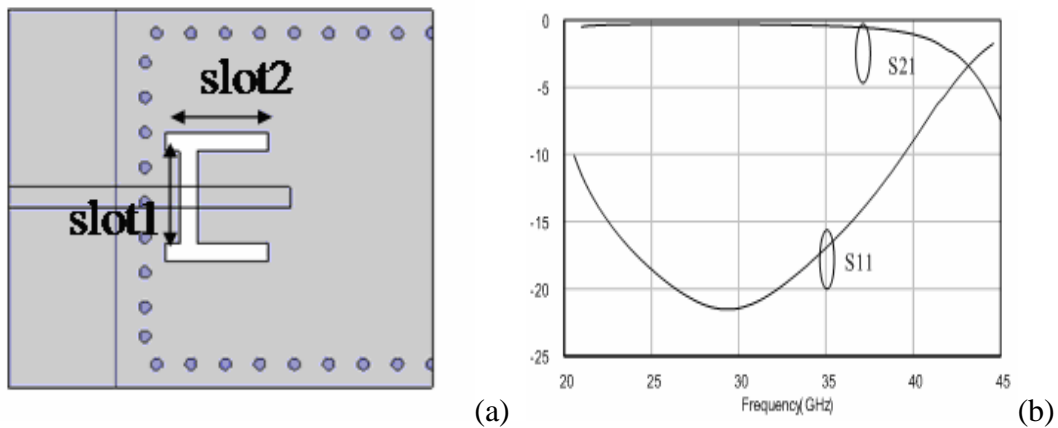


圖 6.3-7 四層波導厚度對應的開槽結構圖 (a)開槽結構圖 (b) 頻率響應。

6.4 模擬與量測結果

6.4.1 設計規格

轉接器的規格：

中心頻率: 31GHz \pm 2GHz
 背對背 10dB 頻寬: 6GHz (28-34GHz)
 背對背通帶插入損耗: < 3dB

低溫共燒陶瓷材料參數：

導電係數：7.8@30GHz
 介質厚度/層：50.8 μ m
 金屬厚度：13 μ m
 使用金屬：銀

6.4.2 結構與尺寸

在這裡我們同樣設計輸入端微帶線為 50 Ω ，細部的尺寸可看圖 6.4-1。其中 W=2738 μ m、slot=2000 μ m、Ms=180 μ m、slot2=600 μ m、Ms2=900 μ m、Thick1=152.4 μ m、a=200 μ m、Thick2=304.8 μ m。

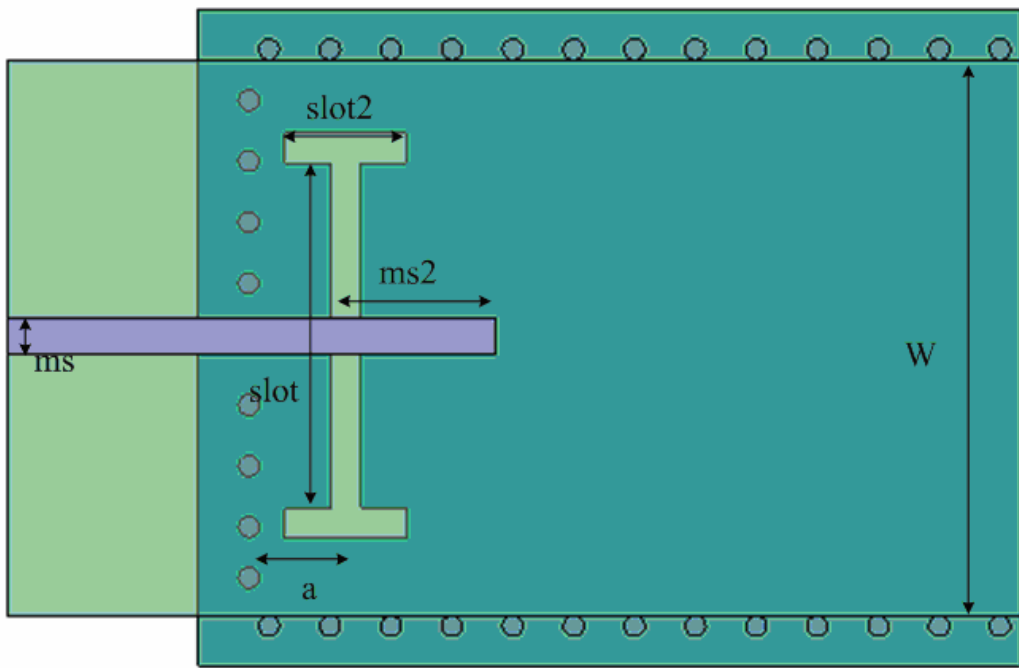


圖 6.4-1 轉接結構細部參數圖。

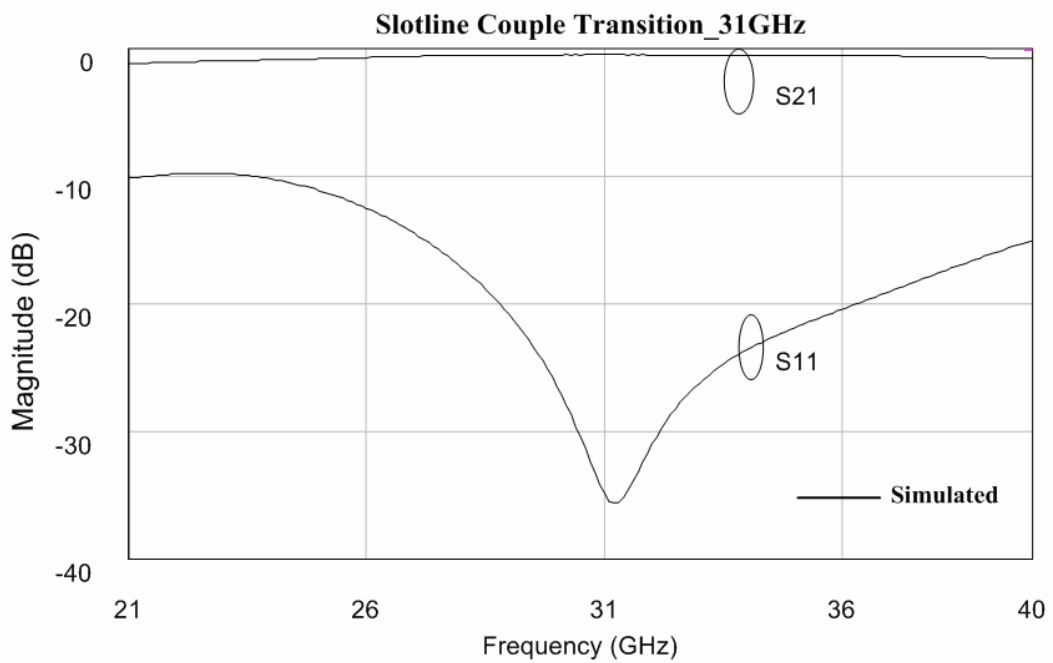


圖 6.4-2 單一轉接模擬圖。

6.4.3 單一轉接模擬結果

圖 6.4-2 是單一轉接結構利用商用軟體 Ansoft HFSS 模擬出的頻率響應。由於介質損耗的關係，插入損耗大約是 0.6 dB，15 dB 頻寬則大概是 33%。

6.4.4 背對背模擬與量測結果

和第五章相同，我們將轉接器接成背對背的結構，由於在背對背的結構中，同樣以 S11 10dB 作為頻寬的依據，模擬與量測的結果如圖 4.7，可以看到模擬與量測的結果還算接近，10dB 的頻寬在量測時得到比模擬好的結果，這可能是由於實際製作整個轉接器的長度略有不同，使的漣漪（ripple）產生的位置稍有偏移，造成量出來的頻寬較大。

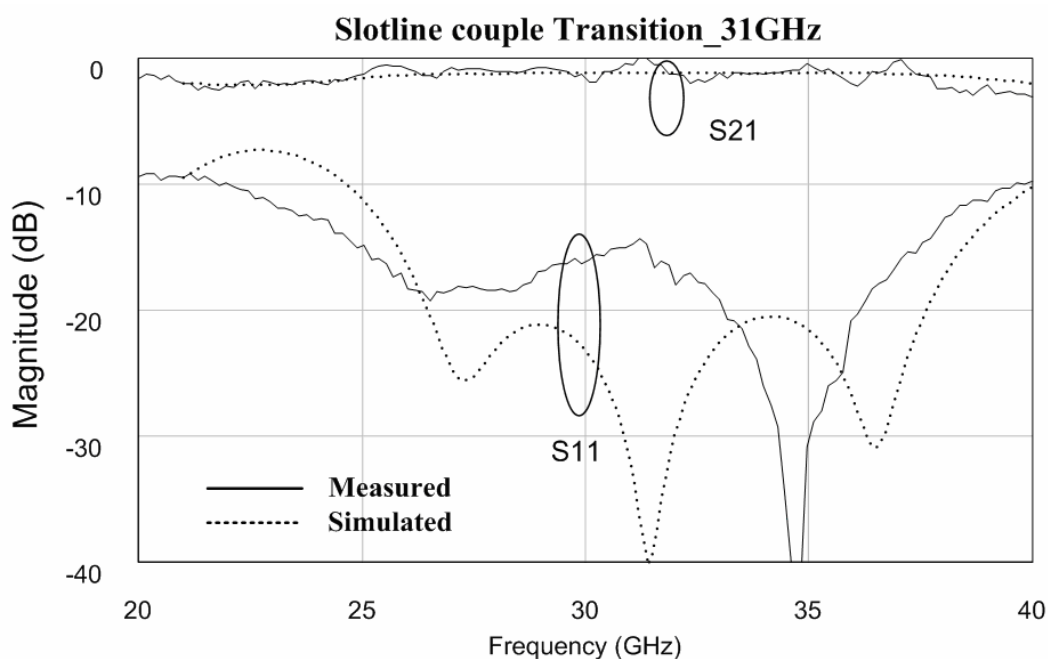


圖 6.4-3 背對背模擬與量測圖。

6.5 結論

本章利用在微帶線下方開槽耦合至基板合成波導，達成轉接。由於開槽的形

狀會影響看進基板合成波導的阻抗，因此我們利用「H」型的開槽取代一直線的開槽，讓等效的開槽長度能夠達到共振，調整「H」型的長寬比也能改變輸入阻抗。由此外我們也利用之前提出的公式計算輸入阻抗以及提出轉接結構的等效電路，並且將這個結構製作在 LTCC 上。

第七章 結論

本研究中提出了各種不同結構之間的轉接設計、製作、以及理論、模擬與量測結果之間的比較。包含了微帶線至矩形波導管的轉接設計、平面電路之間鏢線轉接的設計、以及微帶線到介質合成波導之間的轉接。

微帶線至矩形波導的轉接的部分，利用微帶線饋入後耦合至槽線，再從槽線傳至天線，輻射至波導管完成能量傳遞。不需用到任何連通柱或空氣橋，即可達成寬頻的轉接設計。且具有體積小、成本低、頻寬大的優點。為了要驗證結果的準確性，我們也實地製作了一個背對背的架構，在 40-48GHz 反射損耗皆在 15dB 以上。以整個 Q band 來說，有超過 50% 的頻寬，模擬的和量測趨勢接近，雖然在 40-41GHz 附近，由於背對背轉接，會造成多重反射效應，使得其反射損耗在 13dB 附近擺動，略比設計目標差一點，但仍然可以算在合理的實驗誤差以內。本次研究製作兩版電路，量測後的反射損耗在 40-48GHz 內都在 15dB 以上，均可以滿足電信國家型計畫規格。

鏢線轉接的部分，本研究提出了分別設計串接殘株匹配式轉接、多段串接殘株匹配式轉接、以及縱橫式補償轉接等三種不同的轉接補償結構，依照系統所需的規格不同，做出不同的取捨，適當地選擇其中一種補償結構來做最佳化的設計，即可達到系統的要求。

此外本研究亦使用多層的低溫供燒陶瓷來製作微帶線至基板合成波導的轉接，基板合成波導保有傳統矩型波導的優點，也容易與平面電路整合，相當適合用來製作毫米波頻段的系統。針對這樣的結構設計了各種不同的轉接結構。並針對其中兩種結構提出了等效電路的模型，希望能方便相同的設計。若是能夠配合既有的平面電路之間的轉接，在製作系統之間的連結就相當的方便。

論文中所設計的兩種轉接結構都是針對波導不同層之間的轉接，一種是利用微帶線短路到地，利用短路的電流來激發波導，另一種是利用開槽耦合達成，可以避免直流功率的損耗。兩種轉接結構在 30GHz 大約都 30% 以上的比例頻寬，插入損耗由於介質損耗的關係，大約是 0.6 dB。

利用 LTCC 製程所製作的轉接結構當頻率上升時，介質損耗也會跟著提升，到 60GHz 時，插入損耗會增加大約一倍，因此若是未來希望製作在更高的頻率上，必須使用損耗較小的基板製作，才可能在高頻上滿足實際應用的需求。

参考文献

- [1] G. E. Ponchak and R. N. Simons, "A new rectangular waveguide to coplanar waveguide transition," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Dallas, TX, vol.1, pp. 491-492, May 1990.
- [2] G. C. Dalman, "New waveguide-to-coplanar waveguide transition for centimeter and millimeter wave applications," *Electron. Lett.*, vol. 26, pp. 830-831, June 1990.
- [3] E. M. Godshalk, "A V-band wafer probe using ridge-trough waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, pp. 2218-2228, Dec. 1991.
- [4] J. de Mingo, A. Moliner, and A. Comeron, "Waveguide-to-coupled fin-line transition in Ka band," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 6, pp. 363-365, Oct. 1996.
- [5] W. Simon, M. Werthen, and I. Wolff, "A novel coplanar transmission line to rectangular waveguide transition," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimore, MD, vol.1, pp. 257-260, June 1998.
- [6] N. Kaneda, Y. Qian, and T. Itoh, "A broadband CPW-to-waveguide transition using quasi-Yagi antenna," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Boston, vol.2, pp. 617-620, June 2000.
- [7] T. H. Lin and R. B. Wu, "CPW to waveguide transition with tapered slotline probe," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 11, pp. 314-316, July 2001.
- [8] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 11, no.2, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [9] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated transition of coplanar to rectangular waveguide," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp 619-622, May 2001.
- [10] Y. C. Shih, T. N. Ton, and L. Q. Bui, "Waveguide-to-microstrip transitions for millimeter-wave applications," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol.1, pp. 473-475, May 1998.
- [11] W. Grabherr, B. Huder, and W. Menzel, "Microstrip to waveguide transition compatible with MM-wave integrated circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 1842-1843, Sept. 1994.

- [12] T. H. Yang, C. F. Chen, T. Y. Huang, C. L. Wang, and R. B. Wu, "A 60GHz LTCC transition between microstrip line and substrate integrated waveguide," *Proc. Asia Pacific Microwave Conf.*, Vol. 1, pp. 4-7, Dec. 2005.
- [13] R. E. Collins, *Field Theory of Guided Waves*, New York, IEEE PRESS, 1991, section 5.4.

參加 2007 年國際微波會議出國報告書

撰寫人：吳瑞北

民國九十六年六月八日

參加會議經過及與會心得

本次出國主要是參加 2007 國際微波會議(2007 IEEE International Microwave Symposium)，主要是獲邀在特殊場次發表論文，並參加主編會議(T-MTT and MWCL Editors Lunch Meeting)及 Reviewers 餐會。

此次會議在美國 Hawaii 州 Honolulu 舉行，會場地點在 Honolulu 會議中心(HCC)舉行。整個會議的議程從 6/3 到 6/8，其中正式的論文發表是 6/5-7，而 6/3-4 及 6/8 則是 workshops。

去程於 6/4 下午 2:205 從台北搭華航起飛，中間在日本停留一小時，於當地時間上午 8:00 到 Honolulu 國際機場，從機場有 Shuttle bus 到市區各主要旅館，從機場到市區約 30 分內可達，十分經濟便捷。

第一部份：參加研討會情形

6/3-4 主要是 RFIC，而 IMS 則排定 Workshops，由於受限於中午是 Editors Lunch，因此 6/4 當天除了參加該會議外，並未參加其他活動。

大會研討會的正式時間於 6/5 舉行，開幕典禮選在 6/5 早上 10:00 舉行，首先由大會主席 Prof. Wayne Shiroma 致歡迎辭，接著是論文委員會主席 Prof. Tatsuo Itoh 報告，今年總共安排 66 場 post sessions，其中有 5 個 focused sessions，及 4 個 special sessions (含兩場特別紀念 Dr. Leo Young 及 Prof. K. C. Gupta 者)，另外有 4 個海報場次、5 個 panel session，46 個 workshops，及 8 個 short courses。參加人數僅次於去年，為史上第二高。值得一談的是，投稿論文的數量，在國籍分佈方面，美國最多，其次為韓國(8%)、台灣(7%)居第三(但接受的文章則約為第四)，比去年大幅進步。

同時也請到 IEEE MTT 主席 Prof. J. Stevenson Kenny 報告 MTT 目前的概況，約有 12000 會員，117 chapters。並且頒獎，頒發了 16 個 IEEE Fellow，另外有兩個特別獎項：IEEE Joseph E. Keithley Technical Field Award 及 IEEE Educational Activities Board Meritorious Achievement Award，得獎人分別是 Mr. Doug Rytting 及 Dr. Les Besser。

大會的 Keynote 共兩位，第一位是 Qualcomm 的資深副總裁 Dr. Anil Kripalani，他的演講主題為 The Future of Mobile Broadband。第二位是日本 NICT 的 Medical ICT 中心主任 Dr. Ryuji Kohno，演講主題是 The Next Direction of Advanced Wireless Communication Technology – Medical ICT!。兩個演講的內容都非常精采。

大會緊接著下午第一場就安排第一個特殊場次(special session)，主題是 Microwave/Millimeter-Wave Activities in the Pacific Rim，共排有四位，分別來自中國、台灣、澳大利亞、及日本，我個人排在第二場，題目是 Microwave Activities in Taiwan，其中介紹了台灣微波的簡史、現況、及未來展望。尤其我特別提了台大電機系在 MTT 期刊及 ISSCC 的表現，短短幾年就躍升全球第一，應該會受到與會者印象深刻。甚至會後第四場介紹 Millimeter-Wave Activities in Japan 的日本 MTT 支會主席 Prof. K. Araki 都說日本還落在台灣之後，這雖然是謙虛之辭，但從許多統計指標來看，確實台灣也不在日本之下。

在正式論文的場次，受限於時間，同時分身乏術，只能選擇其中部份場次，分別是：

6/5 (Tuesday)

15:30 – 17:10pm TU4B Hybrids and Couplers II

6/6 (Wednesday)

08:00-09:40am WE1E A Tribute to Dr. K. C. Gupta

10:10-11:50am WE2D Material Measurement

13:20-15:00pm WE3E Wideband Planar Filters

15:30-17:10pm WE4E Planar Dual-Mode and Dual-Bandpass Filters

6/7 (Thursday)

08:00-09:00am TH1B Nonplanar Filters and Multiplexers

09:00-09:40am TH1G Periodic Structures and Applications

09:30-10:30am THP1C Time Domain Techniques

10:30-11:50am TH2G Transmission Line and Waveguide Transition

12:00-13:15pm PTHC RF Techniques for Signal Integrity Engineering

14:00-15:30pm THP Interactive Forum

15:30-17:10pm TH4G New Developments in Transformers and Inductors

本次大會主辦單位對論文的作法承襲去年的做法，不印論文集，但另外印了三本小冊子，每天一本，內容是當天論文發表的摘要，方便攜帶。不過比起過去，印整本摘要，並留下一些空白讓聽眾可以寫一些重點，我還是比較喜歡之前的方式。

其他活動：

大會的 Editor Lunch 選擇 6/4 中午 12:00-1:20pm，在大會主要飯店 Hilton Hawaiian Village 的 Sea Pearl Suite 舉行，主要是由 T-MTT 兩位主編 Prof. Dylan William 及 Prof. Amir Mortazawi 與 MWCL 主編主持，邀請 T-MTT 及 MWCL 的副編輯共進午餐，會後並溝通一些相關的問題及想法，主要是 IMS 論文投稿 T-MTT 如何對待”Significant Incremental”的問題，結論似乎是可在兩方面改善，其一是安排一年某個月的 T-MTT 是 Special session，但不要去強調 Incremental 問題；另一個是把 IMS extension papers 的投稿日期延後到 IMS 舉行之後，那作者就有比較多的時間可以做改善。

另外，在 6/5 晚上，則參加了 Reviewers 餐會，在 Hilton Hawaiian Village 之頂樓花園舉行，邀請 Reviewers 前來享用 Buffet，這是第一次 T-MTT 及 MWCL 舉辦此種活動，普遍受到好評。另外在餐會中，也才知道台北支會主席沒來，因此匆匆前來，報告一下台灣支會 2006 年的活動概況。

此次行程安排緊迫，而且之前同學會也在此舉行過，在市區之景點已多少看過，因此並沒有安排到市區逛逛。

攜回資料

論文光碟片一份。