

國防科技學術合作協調小組研究計畫成果報告

W 頻段二極體混頻器及倍頻器之研製

Design of W-band diode mixer and frequency doubler

計畫編號：NSC 90-2623-7-009-011

執行期間： 90 年 1 月 1 日至 90 年 12 月 31 日

計畫主持人：張志揚

共同主持人：吳泉生

執行單位：交通大學

中華民國 90 年 12 月 31 日

單平面式 W-頻段混波器與倍頻器

摘要

本報告提出一些使用於 W 頻段的混頻電路與倍頻電路，W 頻段的混頻器依所使用的 180 度相位產生器(180° coupler)的不同分為三種，第一種為使用全部由有限寬地面共平面波導為結構的岔路環耦合器(rat-race ring coupler)所製成的混波器，其轉頻耗損在 75 到 95 GHz 頻率範圍內平均約為 15dB，第二種為使用有限寬地面共平面波導轉換為共平面帶線結構的岔路環耦合器所製成的混波器，其轉頻耗損在 75 到 95 GHz 之間平均約為 16dB；第三種為使用有限寬地面共平面波導為結構的超寬頻岔路環耦合器，主要是利用一個將共平面波導的訊號與地線作扭轉所製成的相反器來代替岔路環的四分之三波長線段來達到寬頻效果，用此耦合器製成的混頻電路在沒有偏壓的狀況之下於 75 到 100GHz 之間約有平均 14dB 的轉頻耗損，加偏壓之後則有平均 12dB 的轉頻耗損，且最低可達 8dB 的損耗，而且在更低頻的情況下由於耦合器非常寬頻的關係因此仍可使用。W 頻段倍頻器則使用兩個反相二極體加上一寬頻的平衡製非平衡端轉換器(balun)電路來製作，其轉頻耗損在 W 頻段 75GHz~95GHz 之間平均約為 17dB 且頻率響應十分平坦。此外，本報告也描述混頻器與倍頻器所使用的一些電路，包括 180 度相位產生電路與直流阻絕電路的設計原理與方法。其量測結果也會在報告中描述。

Uniplanar W-band Mixers and Doublers

Abstract

This report presents some mixer and doubler circuits which are applied in the W-band. According to the coupler used in the mixers, we fabricate three types of mixer. The first type is the finite ground coplanar waveguide (FCPW) rat-race ring mixer. The conversion loss of this mixer is around 15 dB in the 75 GHz~95 GHz frequency range. The second type is the finite ground coplanar waveguide to coplanar strip (FCPW-CPS) rat-race ring mixer. The conversion loss of this mixer is around 16 dB from 75 GHz to 95 GHz. The third type is the broadband magic-T mixer. The magic-T coupler is fabricated in FCPW structure and it applies a phase inverter to replace the $3/4$ wave-length section of the rat-race ring in order to get broadband response. This type of mixer can get 14 dB conversion loss from 75 GHz to 100 GHz without any DC-bias. If the DC voltage is applied on the diodes, this mixer can get an average 12 dB conversion loss (minimum value is 8 dB) from 75 GHz to 100 GHz. The W-band doubler is composed of two anti-parallel Schottky diodes and an ultra-broadband balun. The conversion loss of this doubler is around 17 dB from 75 GHz to 95 GHz with flat frequency response. This report also describes the circuit design theory of the 180° coupler, balun, and DC-blocking circuits. The measured results will be shown in the following sections.

目錄

第一章	簡介.....	1
第二章	單平衡式混波器.....	2
2-1	單平衡式混頻器原理.....	2
2-2	180 度 coupler 電路製作.....	5
2-2-1	FCPW rat race ring coupler.....	5
2-2-2	FCPW-CPS rat race ring coupler.....	10
2-2-3	FCPW ultrabroadband Magic-T coupler.....	13
2-3	單平衡式混波器電路製作.....	22
2-3-1	直流阻絕電路 (DC-block).....	22
2-3-2	FCPW rat-race ring 單平衡式混波器.....	25
2-3-3	FCPW-CPS rat-race ring 單平衡式混波器.....	29
2-3-4	FCPW Magic-T 單平衡式混波器.....	30
第三章	二極體倍頻器.....	34
3-1	倍頻器電路架構與工作原理.....	34
3-2	CPW-CPS balun.....	36
3-2-1	CPW-CPS balun 工作原理.....	36
3-2-2	CPW-CPS balun 電路結構.....	37
3-3	倍頻器電路.....	40
第四章	結論.....	43
參考文獻.....		43

圖表目錄

圖 1	二極體電壓與電流之關係.....	3
圖 2(a)	單平衡式混頻器電路架構.....	4
圖 2(b)	二極體電流示意圖.....	5
表 1	FCPW 岔路環耦合器電路尺寸列表.....	6
圖 3(a)	FCPW 岔路環耦合器實際電路圖.....	7
圖 3(b)	FCPW 岔路環 coupler 電路示意圖.....	7
圖 4(a)	輸出訊號之差入損耗.....	8
圖 4(b)	輸出訊號相位差.....	8
圖 4(c)	電路之反射損耗與隔絕性.....	9
表 2	FCPW-CPS 岔路環耦合器尺寸列表.....	10
圖 5	FCPW-CPS 岔路環耦合器實際電路圖.....	10
圖 6(a)	輸出訊號之差入損耗.....	11
圖 6(b)	輸出訊號相位差.....	12
圖 6(c)	電路之反射損耗與隔絕性.....	12
圖 7(a)	超寬頻岔路環耦合器電路實體.....	14
圖 7(b)	二階柴比雪夫響應超寬頻岔路環耦合器電路示意圖.....	14
圖 8(a)	偶模等效電路.....	16
圖 8(b)	奇模等效電路.....	16
表 3	超寬頻岔路環耦合器實際尺寸.....	18
圖 9(a)	反射損耗與隔絕性.....	18
圖 9(b)	由 port1 輸入後的插入損耗.....	19
圖 9(c)	由 port2 輸入後的插入損耗.....	19
圖 9(d)	port1 及 port2 輸入的相位差比較.....	20
圖 9(e)	port3 及 port4 輸入的相位差比較.....	20
圖 10(a)	直流阻絕電路實體.....	22
圖 10(b)	串聯支線等效電路.....	23
圖 11	不同尺寸之直流阻絕電路量測結果比較.....	24

圖 12 FCPW 岔路環單平衡式混頻器電路照片.....	26
圖 13 單平衡式混頻器電路示意圖.....	26
圖 14(a) FCPW 岔路環單平衡式混頻器 轉頻損耗 vs. RF 頻率量測結果.....	27
圖 14(b) FCPW 岔路環單平衡式混頻器 轉頻損耗 vs. IF 頻率量測結果.....	28
圖 14(c) FCPW 岔路環單平衡式混頻器二極體電流量測結果.....	28
圖 15 FCPW-CPS 單平衡式混頻器電路照片.....	29
圖 16 FCPW-CPS 岔路環單平衡式混頻器 轉頻損耗 vs. RF 頻率.....	29
圖 17 寬頻 Magic-T 單平衡式混波器電路照片.....	30
圖 18 寬頻岔路環單平衡式混波器轉頻損耗量測結果.....	31
圖 19 寬頻 Magic-T 單平衡式混波器(有加偏壓)電路照片.....	32
圖 20 加偏壓之 Magic-T 混波器電路示意圖.....	32
圖 21 加偏壓之 Magic-T 混波器轉頻損耗量測結果.....	33
圖 22 二極體倍頻器電路基本架構.....	34
圖 23 二極體上電流示意圖.....	35
圖 24 四階 Marchand balun 等效電路.....	36
圖 25 背對背 marchand balun 電路結構.....	37
圖 26 taper line 的 $\Gamma(\theta)$ 關係圖.....	38
圖 27 背對背 balun 電路照片.....	39
圖 28 balun 背對背量測結果.....	40
圖 29 W-band 倍頻器電路照片.....	41
圖 30 倍頻器量測結果.....	41

第一章 簡介

毫米波電路的發展近年來進步的非常快速，早期的毫米波電路均由金屬波導製作，並僅在軍事上有所運用，但近年來一些商業使用例如區域多點服務系統(LMDS)也漸漸的應用在毫米波頻段，由於商業應用需要電路小型化與易整合，因此取而代之的是平面電路的發展，不過大部分的平面電路研究皆著重在 Ka-band，然而最近 W-band 頻段也有商業上的應用，例如汽車防撞雷達(77GHz)，因此 W-band 電路製作與研究也有其必要性。

本報告將一些已經在 Ka-band 成功使用的電路包括混頻器與倍頻器，重新設計應用在 W-band，並量測其電路特性，以驗證這些電路在 W-band 的可行性。電路製作採用三氧化二鋁基板，介電常數為 9.8，基板厚度 15mil，混頻器與倍頻器所需要的非線性元件則採用商業上易獲得的射束狀接腳蕭基二極體(*beam lead Schottky diode*)，電路傳輸線的基本結構則使用有限寬地共平面波導(*finite ground CPW, FCPW*)與共平面帶線(*coplanar strip, CPS*)的組合，共平面波導為單平面結構且在高頻有較好的高階模抑制特性。

至於量測混頻器時所需要使用的微波訊號源，在射頻訊號部分可使用網路分析儀作為訊號源，至於大功率的本地震盪訊號(*local oscillate, LO*)則用一個使用甘恩二極體(*gunn diode*)製作而成的震盪器作為訊號源，此外由於預期到 W-band 訊號高損耗的特性，混頻器皆加上適當的偏壓，因此電路中也需要一些適當的直流阻絕電路，在後面的章節我們將會詳細的介紹。

第二章 單平衡式混波器

使用兩個二極體形成的單平衡式混波器可以有較高的 1dB 壓縮點，若搭配 180 度相位差的耦合器，如岔路環或是魔術 T (Magic-T)，則在中頻輸出可以將混頻時造成的影像訊號消除。但由於平衡式混頻器需要用到兩個二極體，因此需要較大的本地訊號源功率來推動二極體，然而在 W-band 嚴重的能量耗損使得訊號源的功率無法有效的推動二極體，因此需要外加一些偏壓電路來達到較好的轉頻耗損。

2-1 單平衡式混頻器原理

圖一(a)為二極體上電流與電壓的關係圖，可以發現當一個二極體外加一本地訊號源之電壓後，將對此訊號產生截波的作用(僅正半週可使二極體導通)，因此產生如圖一(b)的電導波形(示意圖) $g_{LO}(t)$ ，我們可以将 $g_{LO}(t)$ 作 Fourier 級數展開：

$$g_{LO}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n e^{jn\omega_{LO} t}$$

若此時二極體再同時外加一個 RF 訊號，則由於二極體非線性的特性，將使二極體上的 RF 電壓產生 RF 基頻的諧次項，可以表示為：

$$V_{RF}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} V_m e^{jm\omega_{RF} t}$$

則由以上兩項所造成二極體上的電流 i_d 則為：

$$i_d(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n V_m e^{j(m\omega_{RF} + n\omega_{LO})t}$$

可以發現 $i_d(t)$ 的頻率為 LO 與 RF 訊號頻率各諧次的交乘項，當 $m=1$ ， $n=-1$ 時則 $i_d(t)$ 即為降頻混頻器所要的中頻訊號頻率。利用單平衡式混頻器中兩個二極體的方向以及其他電路的組合，可以在混頻器的輸

出端將中頻訊號取出並消除其他諧次的訊號。以下對混頻器電路的分析，都是對二極體上的電流 $i_d(t)$ 來作計算

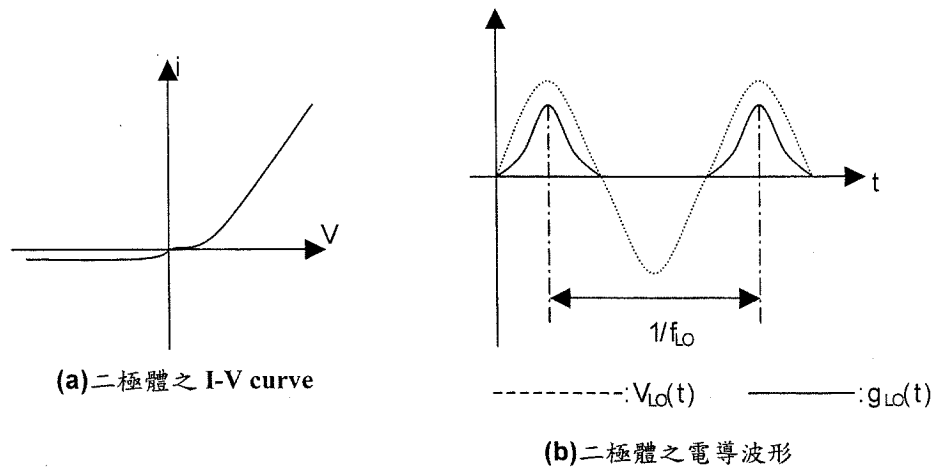


圖 1：二極體電壓與電流之關係

若將兩個二極體與一個 180° 耦合器 作如圖二(a)的組合，LO 與 RF 訊號分別自一個 180° 耦合器的和埠(sum port)和差埠(delta port) 進入。 180° 耦合器可將由和埠進入的訊號在兩個輸出端(也就是二極體銜接處)做等功率分配，並且兩個輸出端訊號等相位；而由差埠輸入的訊號也會在輸出端有等功率分配的輸出訊號，但此時兩輸出訊號相位相差 180 度。利用此種 coupler 的特性，並且在 coupler 的兩個輸出端接上方向相反的兩個二極體，則混頻器的中頻訊號可由圖二(a) 中標示電流為 I_1 處取出，以下便是此架構混頻器的電流分析：

由圖二(b)可以得到以下的電流關係式，假設 I_1 為：

$$i_1(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n V_m e^{j(m\omega_{RF} + n\omega_{LO})t}$$

RF 訊號由耦合器的差埠進入，因此在輸出端相位差 180 度，則造成

二極體上的 RF 電流關係為：

$$I_{2RF} = I_{1RF}$$

LO 訊號由耦合器的和埠輸入，因此在輸出端相位相等，則二極體上 LO 電流關係為：

$$i_2(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_m V_n e^{j(m\omega_{LO} + n\omega_{RF})t + jm\omega_{RF}\left(\frac{T_{RF}}{2}\right)}$$

$$\text{所以 } I_{2LO} = (-1)^m \times I_{1LO}$$

綜合以上兩關係式，可得兩二極體上電流的關係為：

$$I_2 = (1)^n (-1)^m \times I_1$$

$$I_T = I_1 - I_2 = (1 - (1)^n (-1)^m) \times I_1$$

上式中， m 為 RF 訊號頻率的諧次項， n 則為 LO 頻率的諧次項，當 $m=1$ ， $n=-1$ 時(或是 $m=-1$ ， $n=1$)也就是中頻訊號頻率，可得：

$$I_{TIF} = 2I_1$$

當 $m=-1$ ， $n=2$ (由二極體產生的影像訊號)時，可以發現 $I_T=0$ ，可見此一架構的混頻器可以在輸出端自動的消除二階偽頻訊號。

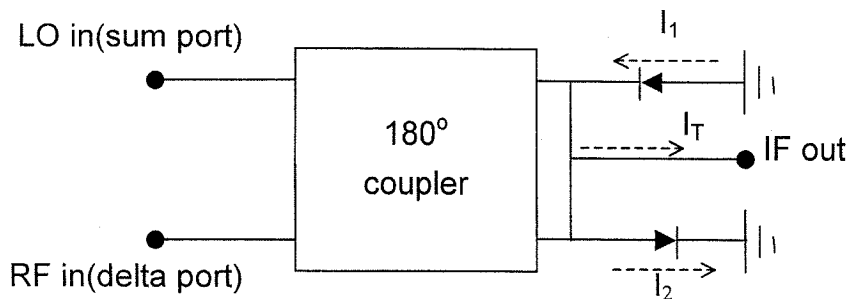


圖 2(a) 單平衡式混頻器電路架構

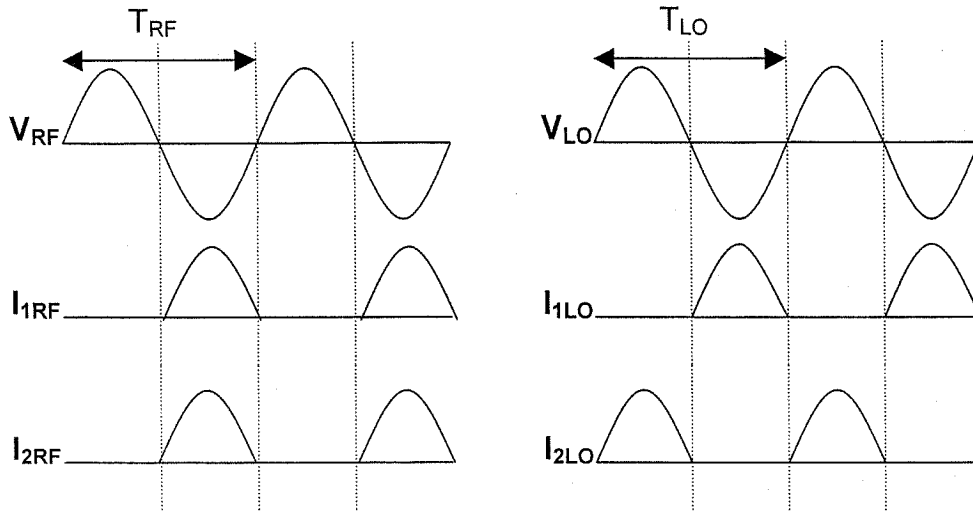


圖 2(b) 二極體電流示意圖

2-2 180 度耦合器電路製作

本次計劃製作兩種使用於 W 頻段 (中心頻率 85GHz) ，單平面式的 180 度耦合器電路，第一種是傳統的岔路環耦合器，第二種為寬頻的岔路環電路，以下便是電路的實體與量測結果。

2-2-1 有限寬地面岔路環耦合器(FCPW rat-race ring coupler)

圖 3 為有限寬地線之共平面波導(finite ground coplanar wave guide，以下簡稱 FCPW)結構的岔路環耦合器，中心頻率設計在 85GHz，其設計方法與傳統的微帶線岔路環電路相同，電路的奇偶模態分析在[1]中則有詳盡的描述，四個輸入端傳輸線特性阻抗為 $50\ \Omega$ ，而環上的傳輸線特性阻抗為 $70.7\ \Omega$ ，如此對四個輸入端而言皆為匹配到 $50\ \Omega$ 的系統阻抗，整個環分為三段 85GHz 的四分之波長與一段四分之三波長線段。如圖中所標示，當訊號由 sum port 進入時，則 port3 與 port4 的輸出為等功率且等相位，若由 delta port 輸入，則由 port3 與 port4 輸出的訊號為等功率並且相位相差 180 度，此外，由途中也可以看到，電路中四個不連續的節點，皆需要三根金線來保

持地線的等電位，而四條 50Ω 的 CPW 線為了量測方便的需要，做了些彎折，但四條線的長度是一樣的。表一為 FCPW 岔路環耦合器電路的實際尺寸。

50 Ω CPW 線中心線寬度(mil)	3
50 Ω CPW 線槽寬度(mil)	1.1
70.7 Ω CPW 線中心線寬度(mil)	1.8
70.7 Ω CPW 線槽寬度(mil)	2
85GHz 四分之波長長度(mil)	15

表 1 FCPW 岔路環耦合器電路尺寸列表

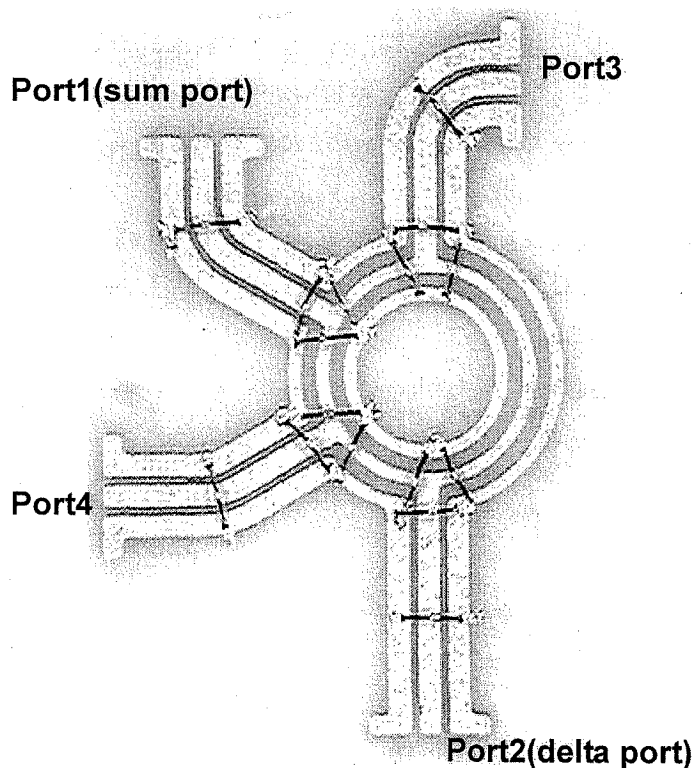


圖 3(a) FCPW 岔路環耦合器實際電路圖

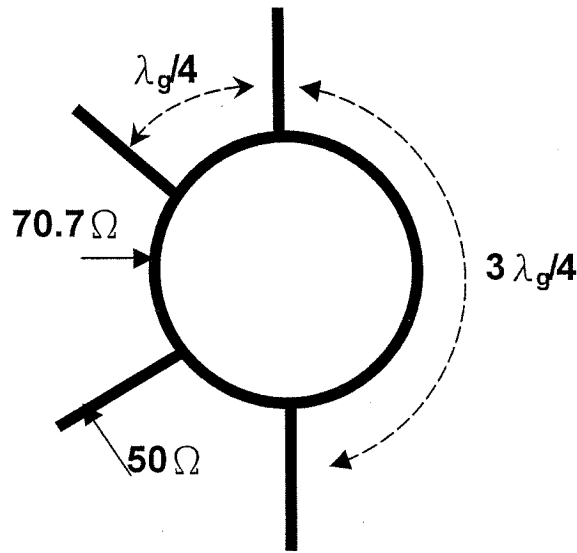


圖 3(b) FCPW 岔路環 coupler 電路示意圖

圖四為 FCPW 岔路環耦合器的量測結果，由圖四(a)可以看到訊號由和埠或差埠輸入後在輸出得到的功率分配結果，由於電路中的一些不連續點對 W-band 高頻訊號造成輻射損耗，因此可以發現在輸出端的插入損耗(insertion loss)大約在 4 到 5dB 左右，比理論值 3dB 要大了一些。在 77GHz 到 93GHz 這個頻帶內，訊號由差埠或和埠輸入後，在 port3 與 port4 的輸出功率皆相差在 1dB 內。圖四(b)則為 port3 與 port4 輸出的相位差，訊號由 port1 輸入則兩輸出同相位，由 port2 輸入則兩輸出相位相差 180 度，可以從途中看到 77GHz 到 93GHz 的頻率範圍內，差埠輸入，則輸出相位差約為 180 ± 5 度，若由和埠輸入，則輸出相位差約為 0 到 10 度內。

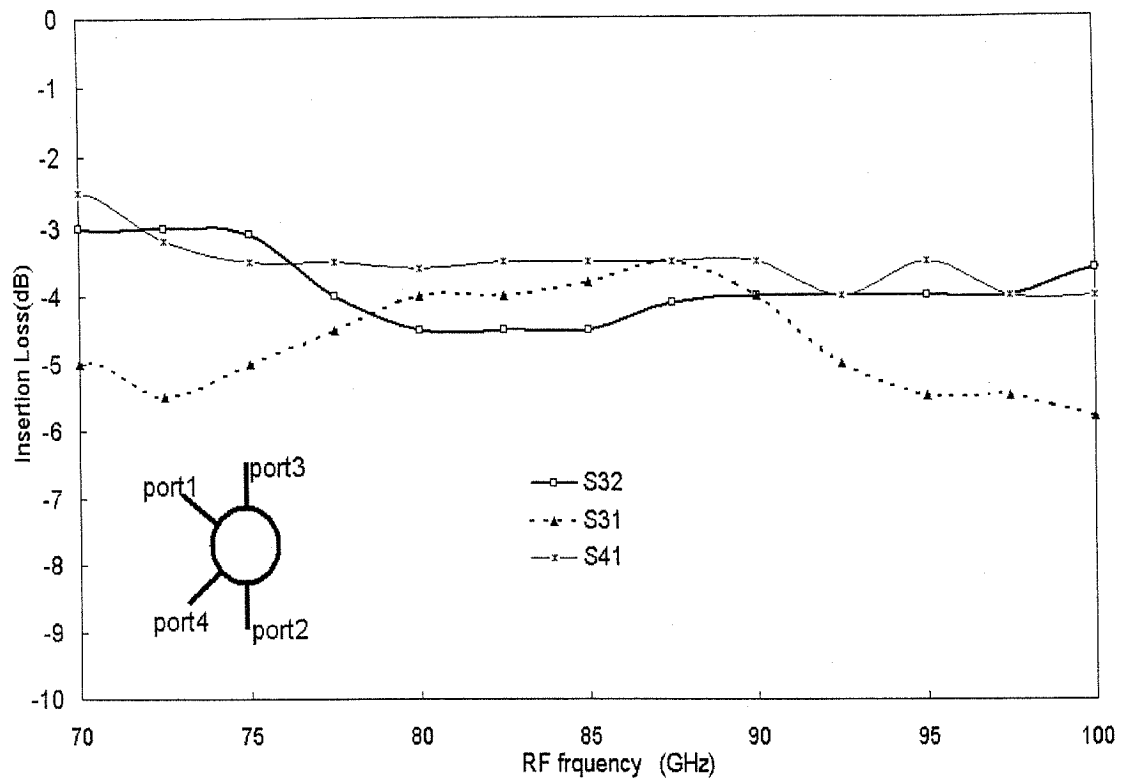


圖 4(a) 輸出訊號之差入損耗

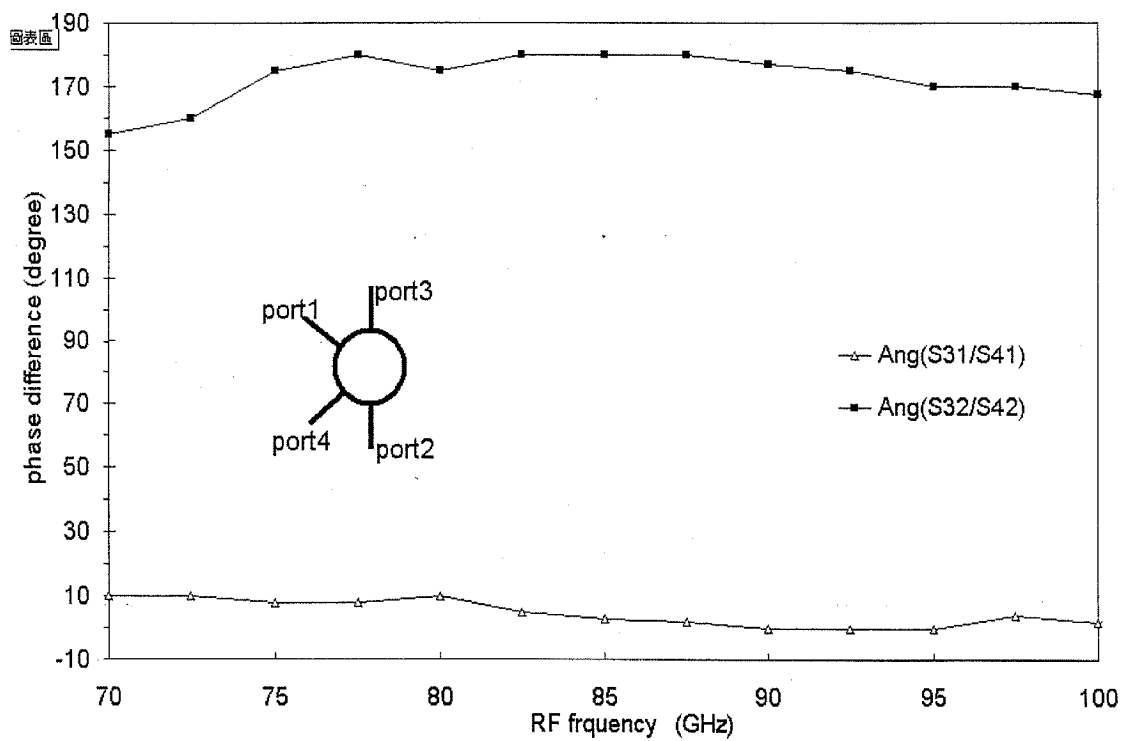


圖 4(b) 輸出訊號相位差

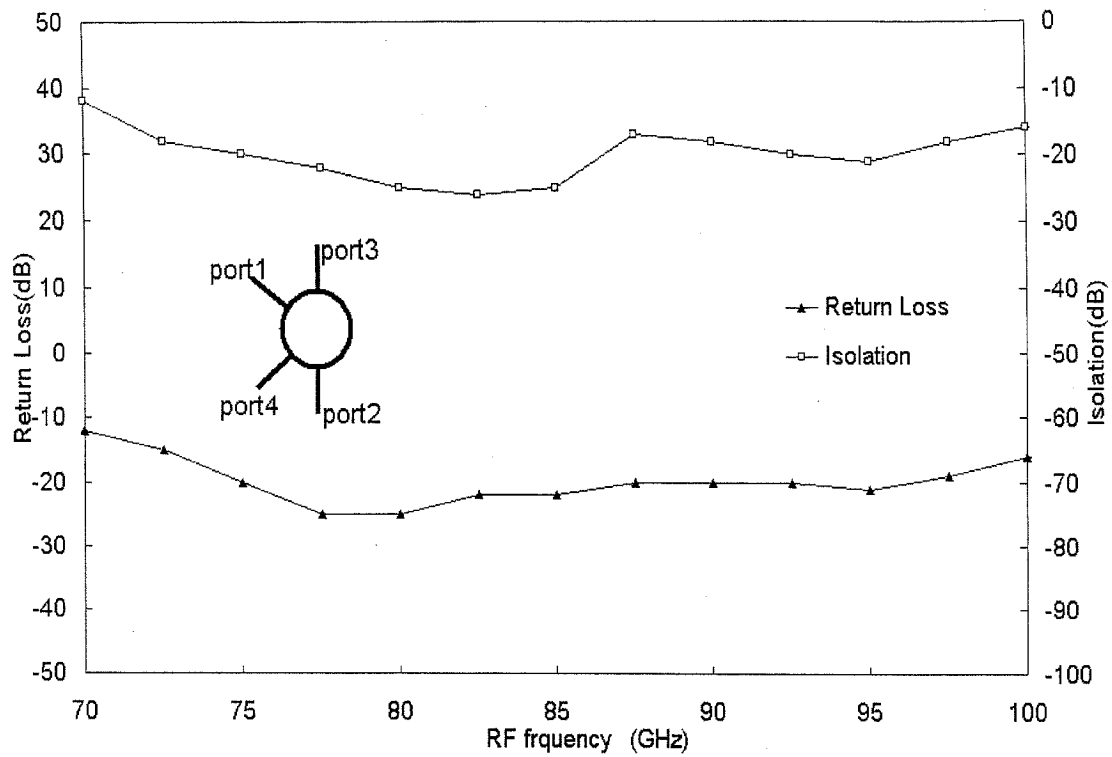


圖 4(c) 電路之反射損耗與隔絕性

圖四(c)則為此電路的反射損耗(return loss)以及隔絕性(isolation)，由圖中可以看到由 75GHz 到 100GHz 兩者皆可大於 15dB。綜合以上結果，本次製作出來的 FCPW 岔路環可達到大約 19%的頻寬百分比。

2-2-2 FCPW-CPS rat- race ring coupler

本章節介紹另一種結構的岔路環耦合器，如圖 5 所示，在耦合器的環上不使用共平面波導結構，而改用共平面帶線(coplanar strip，以下簡稱 CPS)的結構，如此一來在電路中的四個不連續節點則為共平面波導至共平面帶線(FCPW-CPS)的轉換，因此每個不連續點只需要一根金線保持地線的等電位，整個電路也較為簡潔。至於電路的尺寸設計方法，則與上一節的耦合器設計方法相同，環上的共平面帶線阻抗需設計在 70.7Ω ，至於 CPS 的四分之波長長度，則設計與共平面波導相同。下表二即為此電路的實際尺寸。

50Ω CPW 線中心線寬度(mil)	3
50Ω CPW 線槽寬度(mil)	1.1
70.7Ω CPS 線寬度(mil)	4
70.7Ω CPS 槽寬度(mil)	1
85GHz 四分之波長長度(mil)	15

表 2 FCPW-CPS 岔路環耦合器尺寸列表

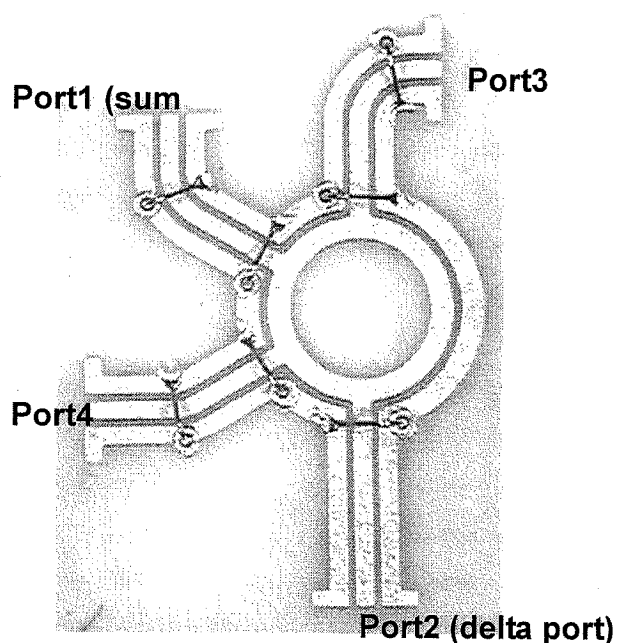


圖 5 FCPW-CPS 岔路環耦合器實際電路圖

圖六為 FCPW-CPS 岔路環耦合器的量測數據，圖六(a)為插入損耗的量測值，從圖中可以看到輸出訊號功率量值的平衡點並非在 85GHz，而是在 95GHz 附近，在 85 至 100GHz 的頻率範圍內，port3 與 port4 的輸出相差大約在 1.5dB 以內，若訊號由 sum port 輸入則輸出訊號的功率平衡較好。此外，輸出的插入損耗則介於 4.5dB 到 7.5dB 之間，損耗比前一節的 FCPW 結構的耦合器要大。

圖六(b)為兩輸出端輸出訊號相位差的量測結果，當訊號從 delta port 輸入則兩輸出的相位差在 82GHz 到 95GHz 之間可以維持在大約 180 ± 5 度之間；若訊號由 sum port 輸入，兩輸出的相位差在 85GHz 到 100GHz 之間可以維持在 ± 5 度之間。

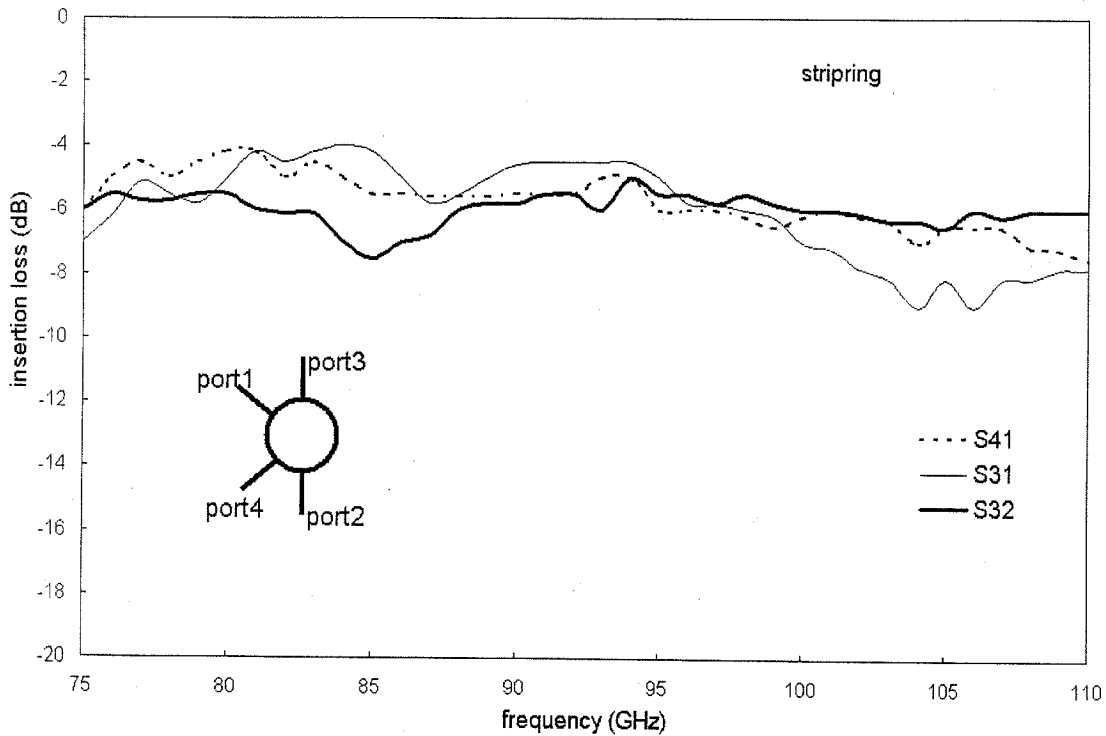


圖 6(a) 輸出訊號之差入損耗

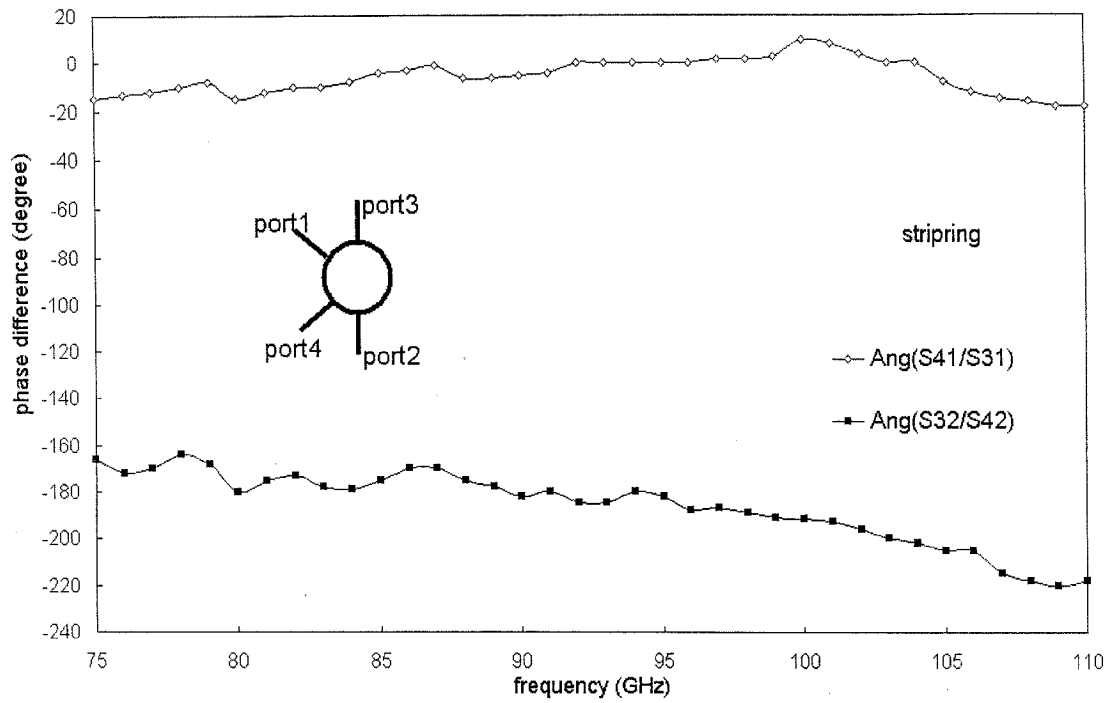


圖 6(b) 輸出訊號相位差

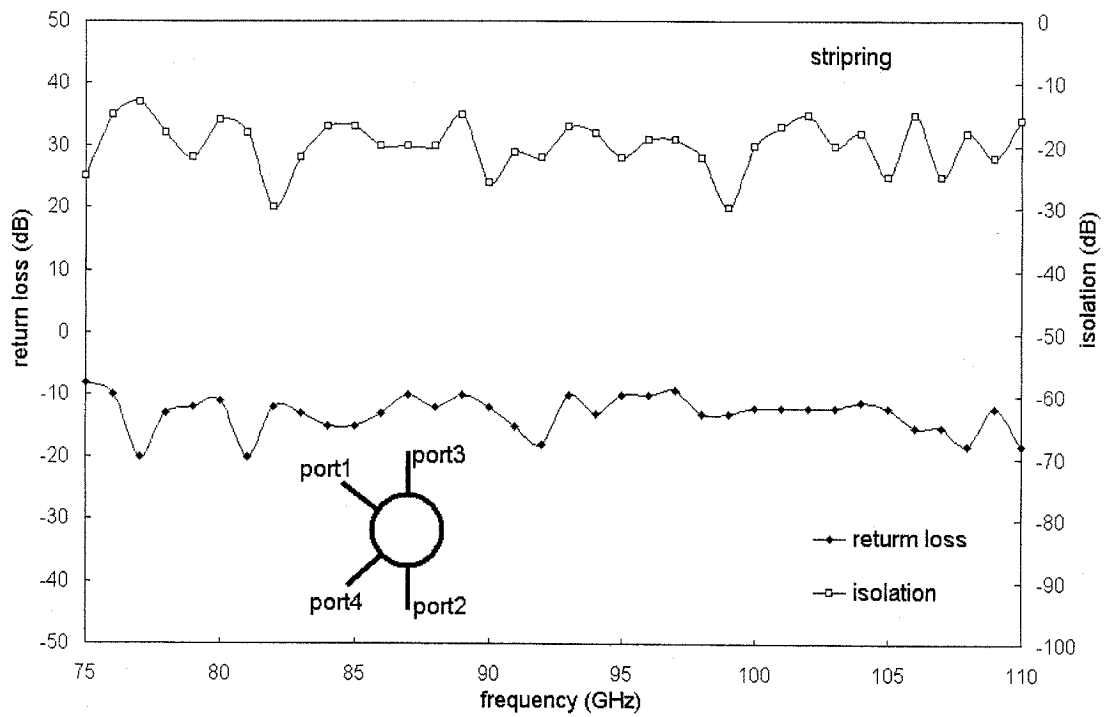


圖 6(c) 電路之反射損耗與隔絕性

圖六(c)為此耦合器的反射損耗與隔絕性的量測結果，在 80 到 110GHz 頻帶內，反射損耗皆可大於 10dB，隔絕性也可以達到大於 15dB。

綜合以上的結果，可以發現 FCPW-CPS 結構的岔路環耦合器其中心頻率在相同的四分之一波長線長(15mil)設計下已經偏移到 90 至 95GHz 之間，推測應為共平面帶線的四分之波長的實際長度要比共平面波導四分之一波長的實際長度(15mil)長，再加上 W-band 訊號對線長十分敏感，因此造成頻率上的偏移。此外使用 CPS 所構成的耦合器插入損耗的表現也比全部都由 FCPW 構成的耦合器差。使用 CPS 結構的岔路環耦合器頻寬大約為 19%。

2-2-3 FCPW 超寬頻岔路環耦合器

前面兩節描述使用有限寬地線的共平面波導可以製作岔路環耦合器，並且可以成功地應用在 w-band。但是由於此種耦合器是利用毫米波訊號在共平面波導上行進的電長度差(electrical length difference)來造成 180 度的相位差，因此頻寬十分有限，量測結果顯示此種耦合器僅有大約 20%的頻寬百分比，無法使用在寬頻的應用上，然而在[2]中提到，利用 FCPW 結構上的便利性，將 FCPW 上的火線與地線用跳線作交叉，可得一寬頻的相位相反器，將此相反器代替傳統岔路環耦合器中的四分之三波長線段，即可得到一個超寬頻的岔路環耦合器。[3]將此結構的耦合器中心頻設計在 Ka-band，可用頻帶為 15 到 45GHz，現在我們將其中心頻再往上設計在 W-band，並量測電路的頻率響應。

圖七為此次製作的超寬頻 Magic-T 電路實體與其電路示意圖，當訊號從 port1 進入時，由於相位相反器的作用，在 port3 與 port4 輸出的訊號相位相差 180 度；若訊號由 port2 進入，則由於訊號行進至

輸出的路徑長度相同，因此 port3 與 port4 輸出的訊號相位相等。利用以下所描述的奇偶模態分析方法[2]，可以導出一設計法則使得此岔路環耦合器的反射損耗頻率響應符合柴比雪夫多次階響應，本次製作的電路為二階的柴比雪夫頻率響應。

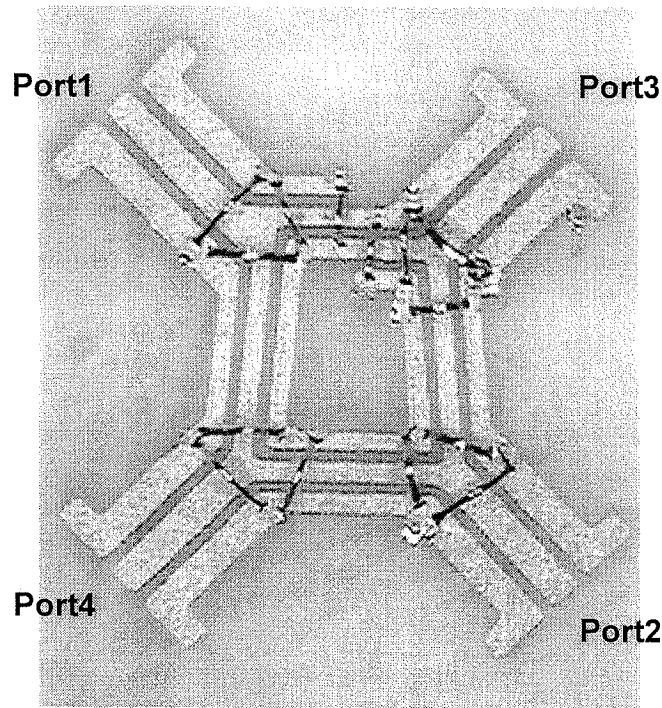


圖 7(a) 超寬頻岔路環耦合器電路實體

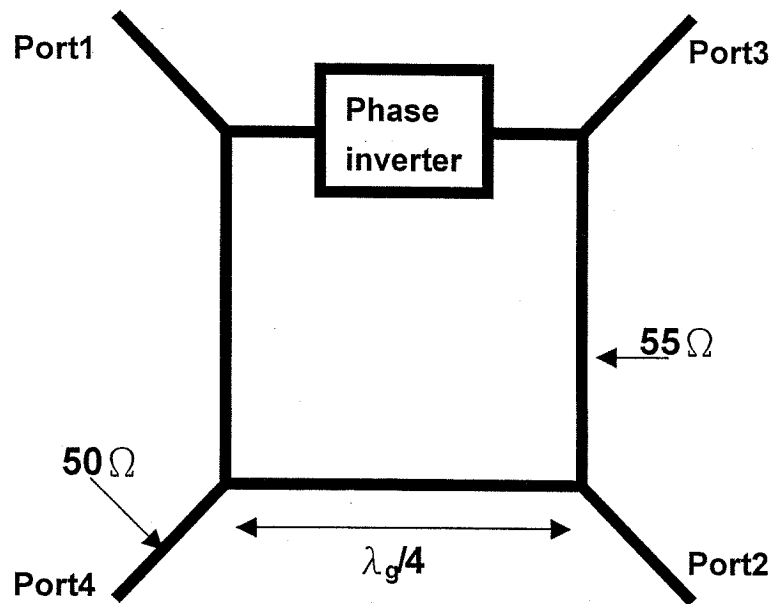


圖 7(b) 二階柴比雪夫響應超寬頻岔路環耦合器電路示意圖

圖八為將圖七的電路拆解為奇偶模態的等效電路，利用此一拆解，我們可得偶模等效電路的 ABCD 矩陣為：

$$\begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} = \frac{1}{(1-t^2)^3} \begin{bmatrix} A_3(t^2) & tB_2(t^2) \\ tC_3(t^2) & D_3(t^2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

其中， $t=j \tan \Theta$ ， $A_3(t^2)$ 代表 A 為 t^2 的 3 次多項式，其他依此類推。

奇模等效電路的 ABCD 矩陣則為：

$$\begin{bmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_e & B_e \\ C_e & A_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D & B \\ C & A \end{bmatrix}$$

則奇偶模態等效電路的反射係數與穿透係數為：

$$\begin{aligned} \Gamma_e &= \frac{(A-D) + (B-C)}{A+B+C+D} \\ \Gamma_o &= \frac{(D-A) + (B-C)}{A+B+C+D} \\ T_e = T_o &= \frac{2}{A+B+C+D} \end{aligned}$$

由以上式子可得整個電路的 S 參數為：

$$\begin{aligned} S_{22} &= \frac{1}{2}(\Gamma_e + \Gamma_o) = \frac{B-C}{A+B+C+D} = \Gamma = S_{33} \\ S_{12} &= \frac{1}{2}(T_e - T_o) = 0 = S_{43} \\ S_{32} &= \frac{1}{2}(T_e + T_o) = \frac{2}{A+B+C+D} = T = S_{23} \\ S_{42} &= \frac{1}{2}(\Gamma_e + \Gamma_o) = \frac{A-D}{A+B+C+D} = \frac{2(Y_2/Y_1)}{(A+B+C+D)} = -S_{13} \end{aligned}$$

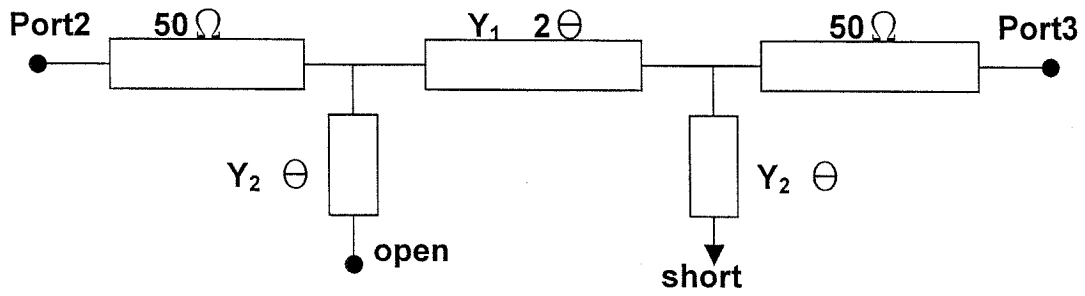


圖 8(a) 偶模等效電路

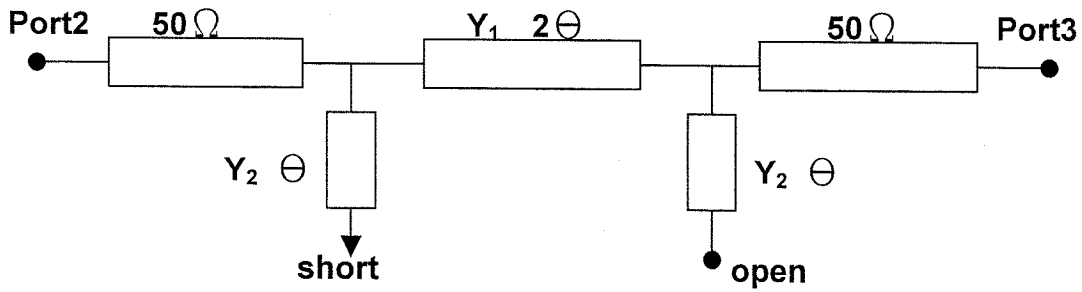


圖 8(b) 奇模等效電路

因此，功率分配比 R 為：

$$R = \frac{|S_{41}|^2}{|S_{31}|^2} = \frac{|S_{42}|^2}{|S_{32}|^2} = \left(\frac{Y_2}{Y_1} \right)^2$$

所以只要設計環上的電導相等($Y_1=Y_2$)，即可達到等功率分配(3dB 分配)。此外，由於能量守恆，若電路在匹配的情況下，可以得到以下的推導：

$$|S_{31}|^2 + |S_{41}|^2 = 1$$

$$|S_{32}|^2 + |S_{42}|^2 = 1$$

所以， $|T|^2 [(Y_2/Y_1)^2 + 1] = 1$

令一方程式為：

$$F = \frac{1(\Gamma_e + \Gamma_o)}{2|T|\sqrt{R+1}} = \frac{\Gamma}{|T|\sqrt{R+1}}$$

當等功率分配且能量守恆，則 $F = \Gamma$ ，所以電路的插入損耗可以表示為：

$$P_L = 1 - |F|^2 = 1 - \left\{ \frac{|B-C|}{2\sqrt{R+1}} \right\}^2 \quad (1)$$

而柴比雪夫響應的數學等效式為：

$$P_L = 1 + h^2 \left\{ \frac{(1 + \sqrt{1-x_c^2})T_n(x/x_c) - (1 - \sqrt{1-x_c^2})T_{n-2}(x/x_c)}{2\sqrt{1-x^2}} \right\}^2 \quad (2)$$

其中 $x = \cos\theta$ ， $x_c = \cos 2\theta_c$ ， h 為控制漣波高度的主要參數。

令(1) = (2)，可得：

$$h = (Y - \frac{1}{2Y}) / \sqrt{2}$$

$$x_c^2 = \frac{\sqrt{2}Yh + h^2}{(Y/\sqrt{2} + h)^2}$$

因此當我們設計 $Y_1 = Y_2 = Y = 55\Omega$ ，即可得到一個 15dB 反射損耗且為 90% 頻寬百分比的二階柴比雪夫響應的寬頻岔路環耦合器 [2]。

表三為 W 頻段超寬頻岔路環耦合器的實際尺寸列表，要注意的是有反相器在的那段 55Ω FCPW 線的長度要比其他三段線的長度短，這是因為到了高頻，線段翻轉的效應也將貢獻一些電子延遲 (electrical delay)，因此要縮短整段線的長度來保持 delta port 的 180 度相位差。

50Ω CPW 線中心線寬度(mil)	3
50Ω CPW 線槽寬度(mil)	1.1
55Ω CPW 線寬度(mil)	1.8
55Ω CPW 槽寬度(mil)	1
55Ω CPW 線長度(有翻轉) (mil)	14.1
55Ω CPW 線長度(沒翻轉) (mil)	17.4

表 3 超寬頻岔路環耦合器實際尺寸

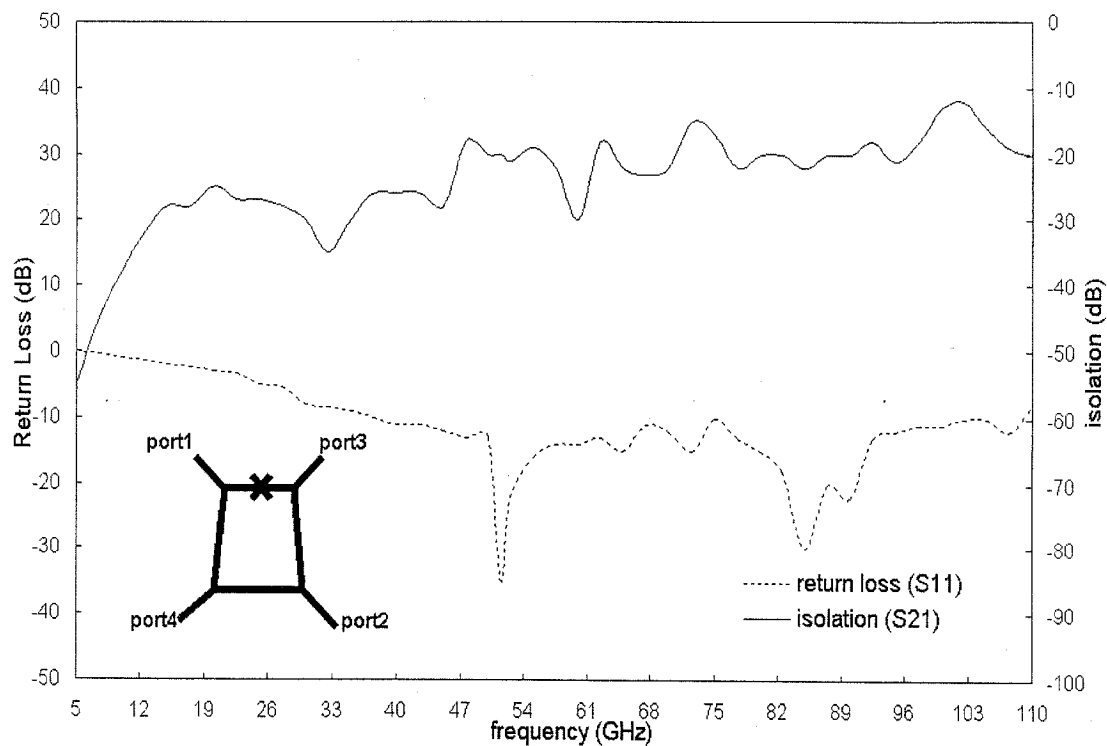


圖 9(a) 反射損耗與隔絕性

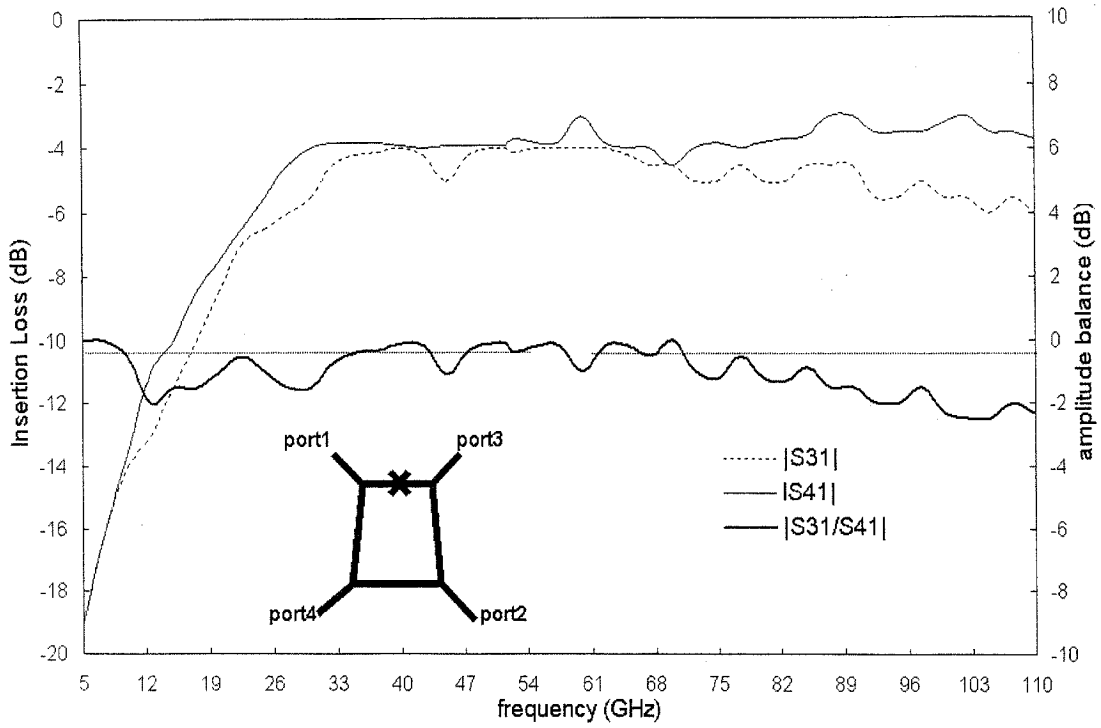


圖 9(b) 由 port1 輸入後的插入損耗

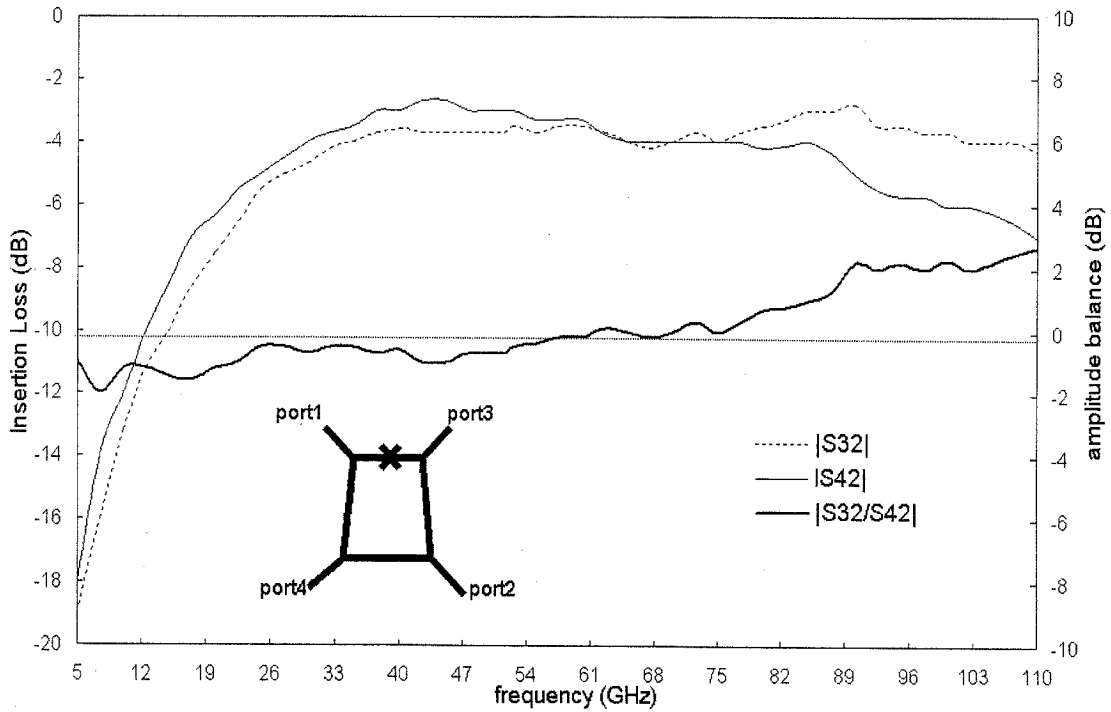


圖 9(c) 由 port2 輸入後的插入損耗

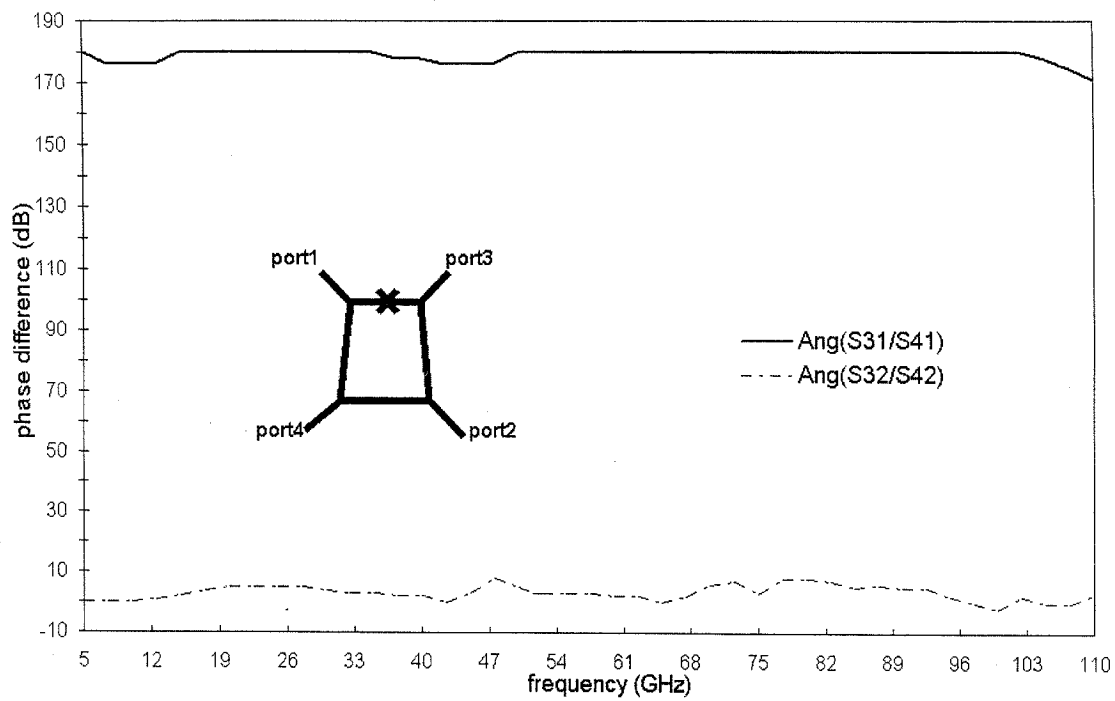


圖 9(d) port1 及 port2 輸入的相位差比較

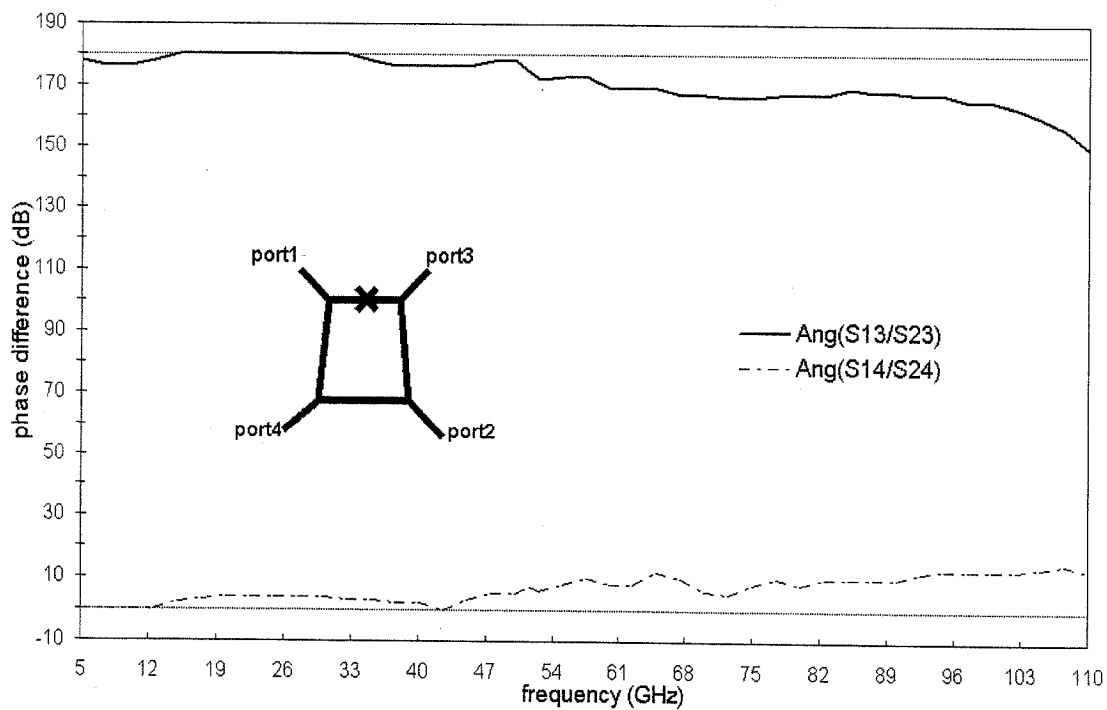


圖 9(e) port3 及 port4 輸入的相位差比較

圖九(a)則為此耦合器反射損耗以及隔絕度的量測結果，可以看到在 30 到 110GHz 之內，其反射損耗大於 10dB，隔絕度則大於 15dB；圖九(b)為訊號由 port1 輸入之後，port3 及 port4 輸出的插入損耗量測，可以看到輸出訊號並非理想的 3dB 等功率分配，而是大約為 4dB，原因應與前面的岔路環一樣，為電路中的不連續點所造成的輻射損耗所致，此外，當輸入訊號越高頻，則輸出訊號振幅的平衡度越差，推測應為電路中的四個一分二節點在高頻無法達到等功率分配所致，尤其是 port1 進入的節點，由於電路幾何結構上的需要，從圖七(a)我們可以看到，此節點的形狀十分不對稱，如此更造成功率分配上的不平衡，此一節點造成的影響，還可以在其它的量測結果中發現。圖九(b)中顯示，在 30GHz 到 95GHz 的頻率範圍內，輸出訊號的功率相差皆在 1dB 之間。另外，圖九(c)為訊號由 port2 輸入後，port3 與 port4 輸出的插入損耗，在 30GHz 到 95GHz 之間輸出訊號的功率相差也是小於 1dB。

圖九(d)為輸入訊號從 port1 或 port2 輸入後，在 port3 與 port4 輸出訊號相位差量測的結果，可以看到，30GHz 到 100GHz 之間 delta port 的輸出相位差皆保持在 180 度左右，誤差在 10 度內，sum port 的輸出訊號相位差也保持在 10 度內，不過圖九(e)所量到的相位差則沒有如此好的表現，當訊號由 port3 與 port4 這組輸入，則輸出的訊號僅在小於 50GHz 的頻率保持 180 度與 0 度相位差，當頻率越來越高相位的誤差也越來越大，這應該也是 port1 那個十分不對稱的節點所造成，因此在之後的混波器製作，我們便選擇 port1 與 port2 這組輸入當作射頻(RF)訊號與本地震盪(LO)訊號的輸入端。

2-3 單平衡式混波器電路製作

本節介紹一些利用前面提到的耦合器所製作的單平衡式混波電路，由於 W-band 本地訊號源的功率取得不易，再加上傳輸線損耗的影響，我們將所有的混波電路皆加上偏壓以降低推動混波器的功率，也因此射頻訊號與本地震盪訊號的輸入端須加上直流阻絕電路，在這裡我們使用 CPW 的串聯支線來作為直流阻絕，此一串聯支線電路的 S 參數量測也會在以下的章節列出。

2-3-1 直流阻絕電路 (DC-block)

圖 10(a)為 CPW 串聯支線的電路實體，在設計上， W_2 與 S_2 的比例須維持 2:1，以保持整個電路都能匹配在 50Ω 的狀態下， W_2 與 S_2 的比例則決定串聯支線的阻抗，進而影響整個電路反射損耗的高低，而 L 則決定電路運作的中心頻，通常 L 是設計在中心頻率的四分之一波長長度。

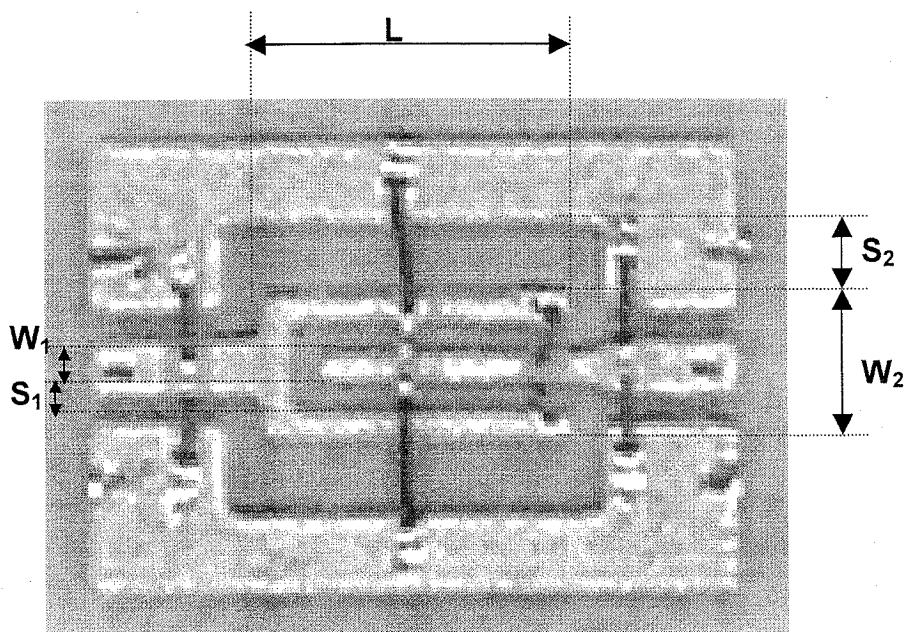


圖 10(a) 直流阻絕電路實體

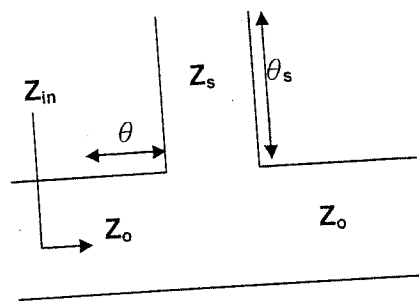


圖 10(b) 串聯支線等效電路

圖 10(b)為串聯支線的理想等效電路，由圖中可以推導整個電路的輸入阻抗以及電路的反射損耗為：

$$Z_{in} = Z_0 \frac{(Z_0 - jZ_s \cot\theta_s) + jZ_0 \tan\theta}{Z_0 + j(Z_0 - jZ_s \cot\theta_s) \tan\theta} ; \theta_s = \beta L$$

$$R.L. = 20 \log \left| \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \right|$$

從以上的式子我們可以知道，當 θ_s 為 90 度，則輸入阻抗是匹配到系統阻抗 Z_0 ，此時反射損耗最大，對頻寬內 RF 訊號而言為通路，但是對直流電源來說此電路為斷路；此外，當串聯支線的特性阻抗越小，則可計算出反射損耗越大，電路的表現越好，當 W_1 與 S_1 的比值越大，則串聯支線的特性阻抗越小，不過在製作時需要考慮到 S_1 的大小，如果太窄會達到電路製作的極限，若要增加 W_1 的值，勢必也將增加 W_2 的寬度，如此將造成電路不連續的狀態更嚴重而造成更多的插入損耗。

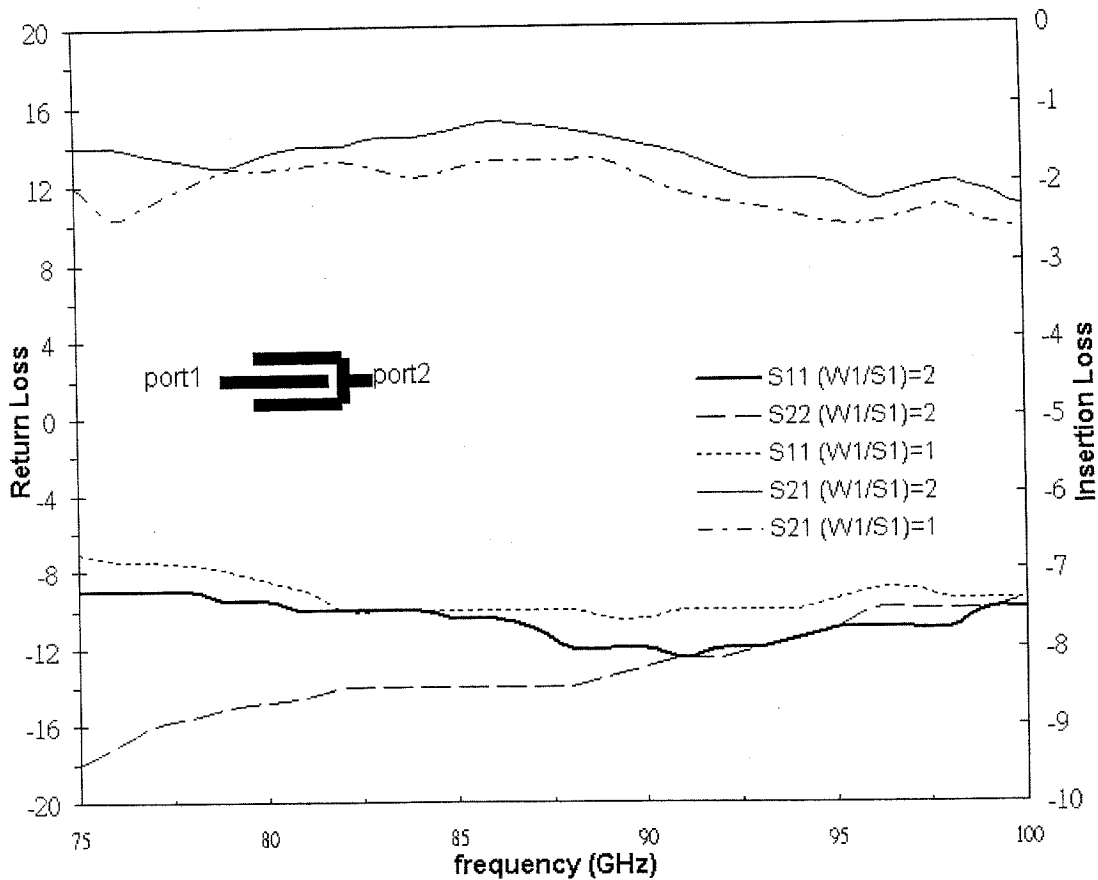


圖 11 不同尺寸之直流阻絕電路量測結果比較

圖 11 為製作兩個不同尺寸的 series stub 並比較其電路表現，一個電路為 $W_1=S_1=1.5$ mil ($W_1/S_1=1$)，另一電路為 $W_1=2$ mil ; $S_1=1$ mil ($W_1/S_1=2$)，可以發現比值為 2 的電路反射損耗在 77 到 99GHz 之間皆大於 10dB，插入損耗則介於 1 到 2dB 之間；兩者的表現都要比比值 1 的電路要好，下列為此次混頻器所採用的直流阻絕電路的尺寸。

$W_1=2$ mil ; $S_1=1$ mil ;

$W_2=7$ mil ; $S_2=3.5$ mil ;

$L=15.5$ mil

2-3-2 FCPW 岔路環 單平衡式混波器

圖 12 為使用岔路環製成的單平衡式混頻器電路照片，圖 13 則為詳細的電路示意圖， $b_1 \sim b_6$ 代表打線(bond wire)， C_1 、 C_2 、 C_p 代表電容；其中 b_4 、 C_p 、 b_5 構成一個偏壓電路，由圖中標示處加上正偏壓，而在另一端的二極體加一打線 b_3 作為直流接地，此一金線對射頻訊號而言為一電感，是高阻抗，因此射頻訊號視此接地路徑為開路而不受影響。此外，混波器所使用的兩個蕭基二極體型號為 M/A - com 的 40417。

b_1 、 C_1 、 b_2 則構成一個低通濾波器，用以取出中頻訊號並隔絕射頻與本地震盪訊號， C_2 則為中頻訊號的直流阻絕電容；我們可以改變打線 b_1 的長度來得到所要設計的低通濾波器所需要的電感值，設計公式如下式：

$$L_{nd} = 5.08 \times 10^{-3} \times L \times (\ln(L/d) + 0.386)$$

其中， L 為金線長度， d 則為線的直徑， L_{nd} 為電感值，計算出來後的單位為 nH ；我們將低通濾波器的截止頻率設計在 10GHz。

至於圖 13 所標示的 RF virtual short，是使用兩個並聯的並聯開路支線，來形成射頻訊號的虛接地，理論上其長度應為中心頻(85GHz)的四分之波長，但由於二極體末端接腳對 W-band 頻率訊號而言會有寄生效應，可視為一寄生電感，因此開路支線的長度經過多次嘗試之後僅只有 5.5mil，推測此時這組開路支線可視為一電容，剛好可補償二極體的寄生電感以達到射頻訊號的虛接地情況。

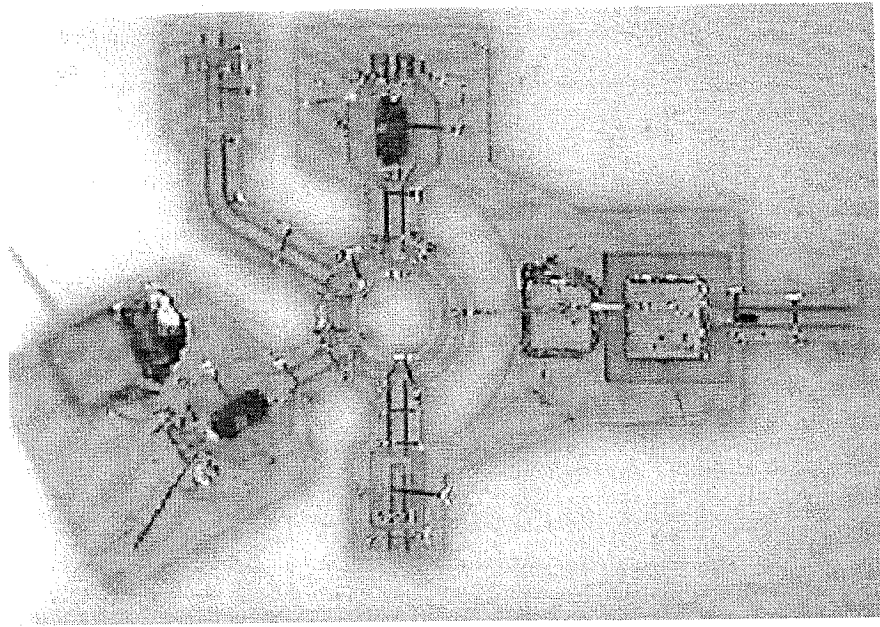


圖 12 FCPW 岔路環單平衡式混頻器電路照片

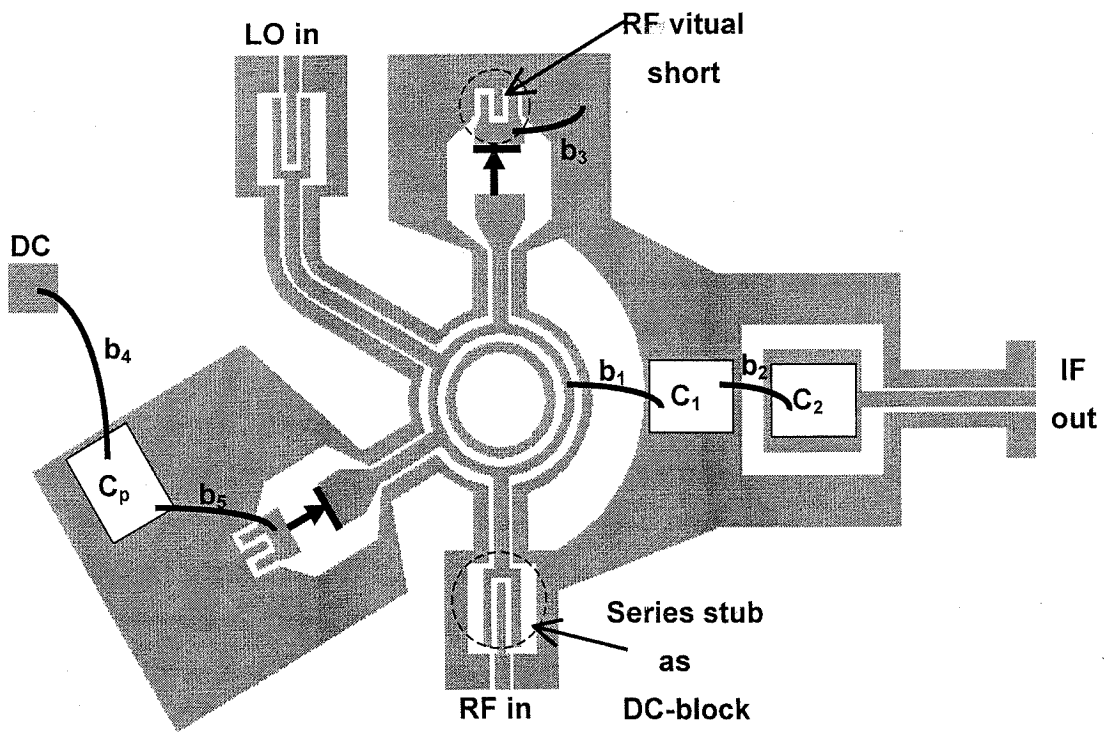


圖 13 單平衡式混頻器電路示意圖

圖 14(a)為改變射頻與本地震盪訊號的頻率，固定中頻為 1GHz，此混頻器轉頻損耗(conversion loss)的量測結果，可以看到射頻訊號從 75GHz 到 95GHz 之間，轉頻損耗介於 13 到 17dB 之間，在 85GHz 有最好的轉頻損耗，約為 13dB。

圖 14(b)為此混頻器轉頻損耗的中頻頻寬，其一為固定 LO 頻率為 87GHz 改變 RF 訊號頻率，且 RF 頻率大於 LO，另一種情況則剛好相反，固定 LO 在 85.4GHz 使 RF 訊號頻率小於 LO 訊號頻率；兩種情況所量到的結果可發現此種混頻器中頻訊號在 40MHz 到 3GHz 之間有 14 到 17dB 的轉頻損耗。

圖 14(c)顯示二極體上的電流與射頻訊號頻率之間的關係，可以看到二極體上的電流隨頻率的變化並不固定，推測應為本地震盪訊號對並聯開路支線作充電動作所致(之前提到此並聯支線可視為電容)。

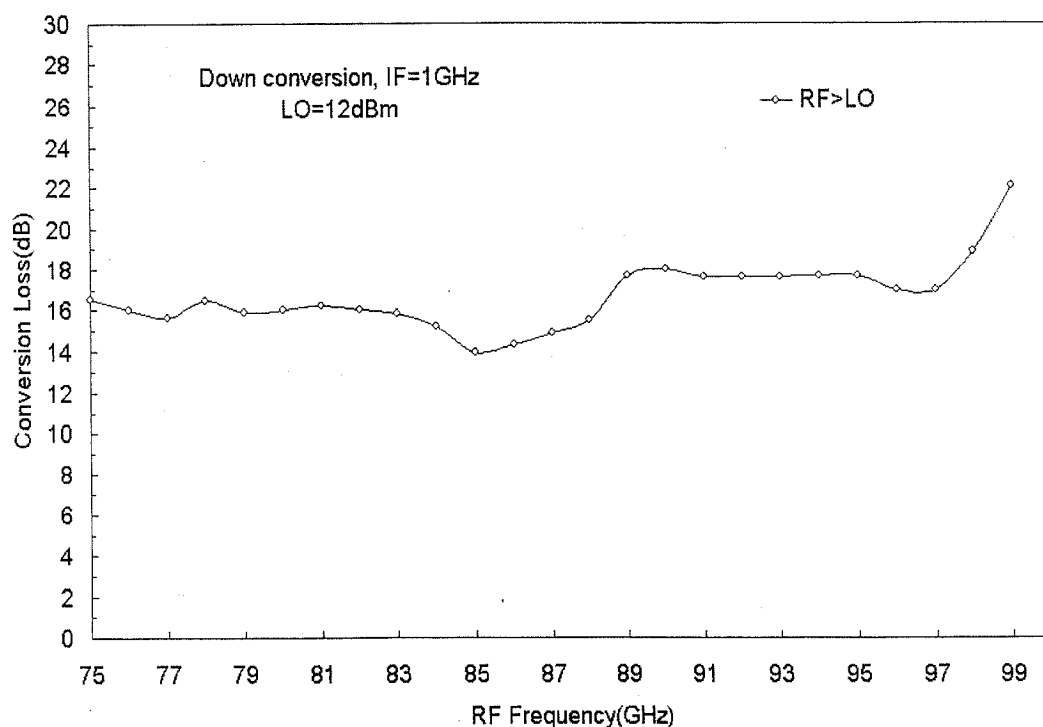


圖 14(a) FCPW 岔路環單平衡式混頻器 轉頻損耗 vs. RF 頻率 量測結果

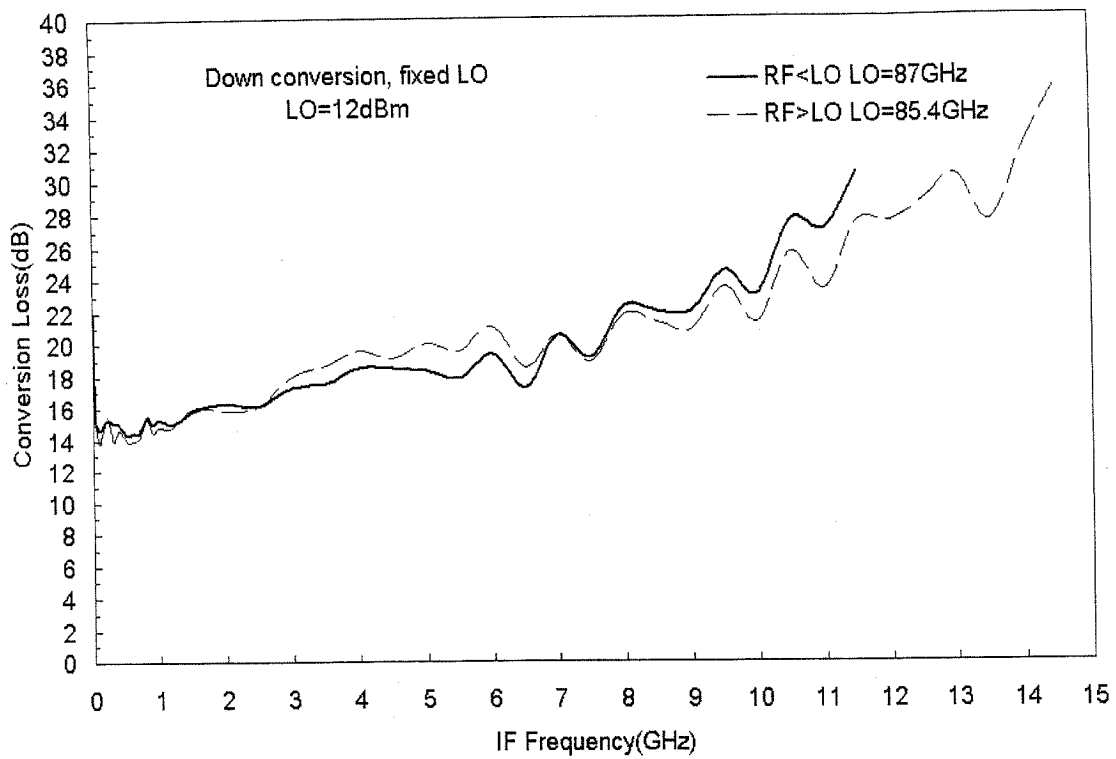


圖 14(b) FCPW 岔路環單平衡式混頻器 轉頻損耗 vs. IF 頻率 量測結果

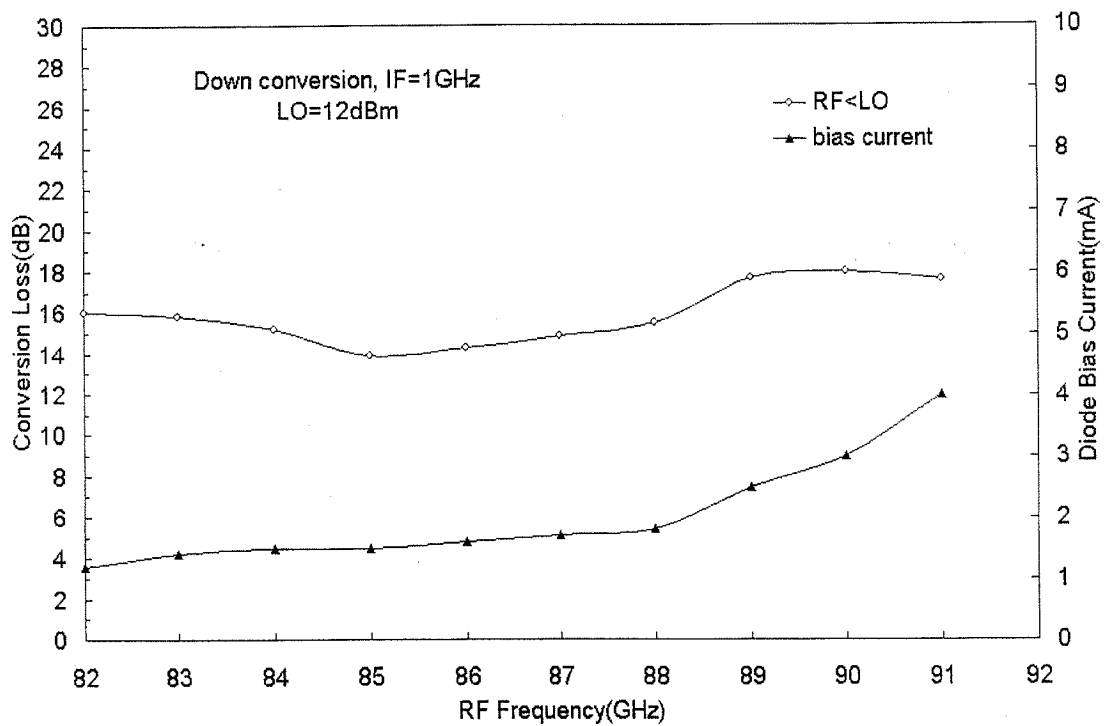


圖 14(c) FCPW 岔路環單平衡式混頻器二極體電流量測結果

2-3-3 FCPW-CPS 岔路環單平衡式混波器

圖 15 為 FCPW-CPS rat race ring 架構的單平衡式混波器電路照片，其電路示意圖與圖 13 一樣，只是中間的環結構改成共平面帶線 (CPS)，可以發現 76GHz 到 90GHz 之間有大約 14 到 17dB 的轉頻耗損，量測情況為：本地震盪源的功率約為 12dBm，中頻訊號頻率固定在 1GHz。

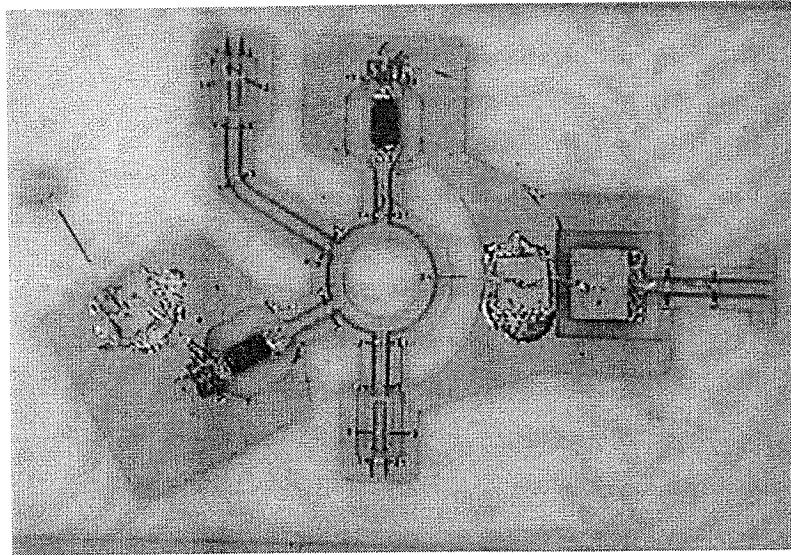


圖 15 FCPW-CPS 單平衡式混頻器電路照片

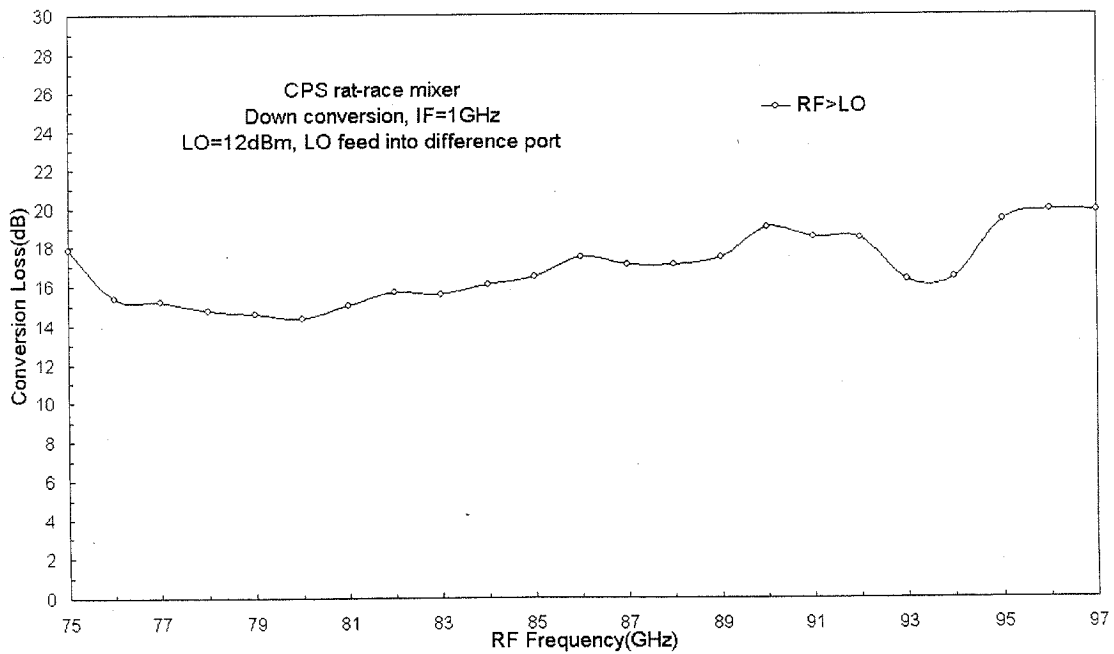


圖 16 FCPW-CPS 岔路環單平衡式混頻器 轉頻損耗 vs. RF 頻率

2-3-4 FCPW Magic-T 單平衡式混波器

圖 17 為使用前面提到的寬頻岔路環耦合器所製成的單平衡式混波器的電路照片，從照片上可以看到，由於反相器的結構為 CPW 的訊號線與地線使用打線交叉，所以在岔路環的環上面根本沒有中頻訊號，因此無法像之前的岔路環混頻器一樣直接在環上面取出中頻訊號，所以改從兩顆二極體的末端拉出兩條金線作為電感，接到一電容接地形成一個低通濾波器，藉以取出中頻訊號並隔絕射頻與本地震盪訊號，但由於兩顆二極體在電路上位置的關係，使得出來的兩條金線長度不同，且相差很大，因此會影響此一低通濾波器截止頻率的最大值，使得此混波器的中頻頻寬受到限制。

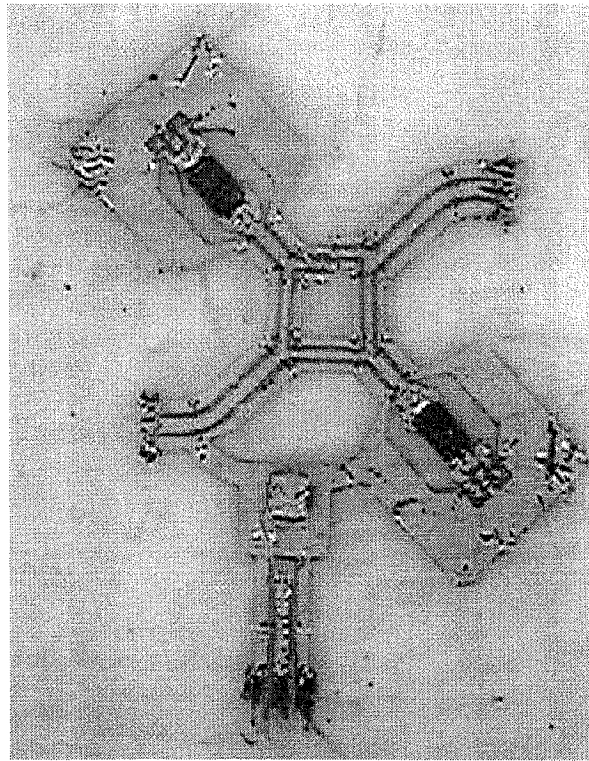


圖 17 寬頻 Magic-T 單平衡式混波器電路照片

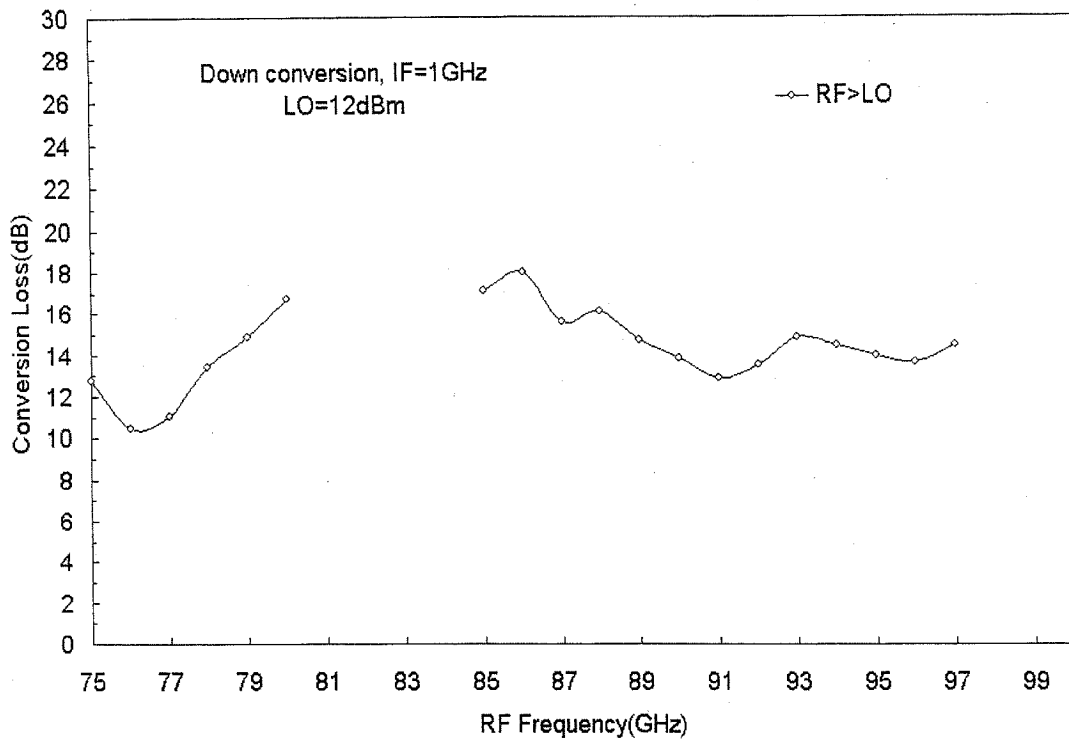


圖 18 寬頻岔路環單平衡式混波器轉頻損耗量測結果

圖 18 為混波器轉頻損耗頻率響應的量測結果，可以看到從 75 到 99 GHz 之間損耗平均大約在 14dB，最好可到 10dB，此時的本地震盪訊號功率約在 12dBm，中頻訊號則固定在 1GHz，從以上的量測結果發現在頻帶中的一些頻率點其損耗仍然很大，因此我們考慮再製作一二極體加偏壓的混波器，利用直流偏壓來幫助本地震盪訊號推動二極體。

圖 19 為加偏壓的混波器，它的偏壓電路較之前岔路環結構的偏壓電路複雜，其電路的示意圖如圖 20 所示，反相器上訊號線與地線的交叉對直流電而言為接地，因此必須要在兩個二極體的末端分別加上一正一負的雙偏壓；圖 20 中 L1、L2 與 C1、C2 形成偏壓電路，正偏壓與負偏壓因為 C3 與 C4 的關係可互相隔開；b3、b4 與 C3、C4 則形成一低通濾波器，以隔絕射頻與本地震盪訊號。

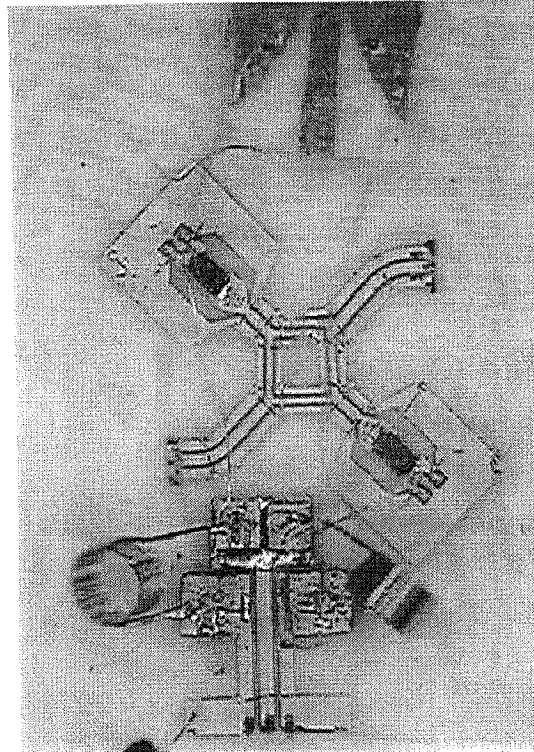


圖 19 寬頻 Magic-T 單平衡式混波器(有加偏壓)電路照片

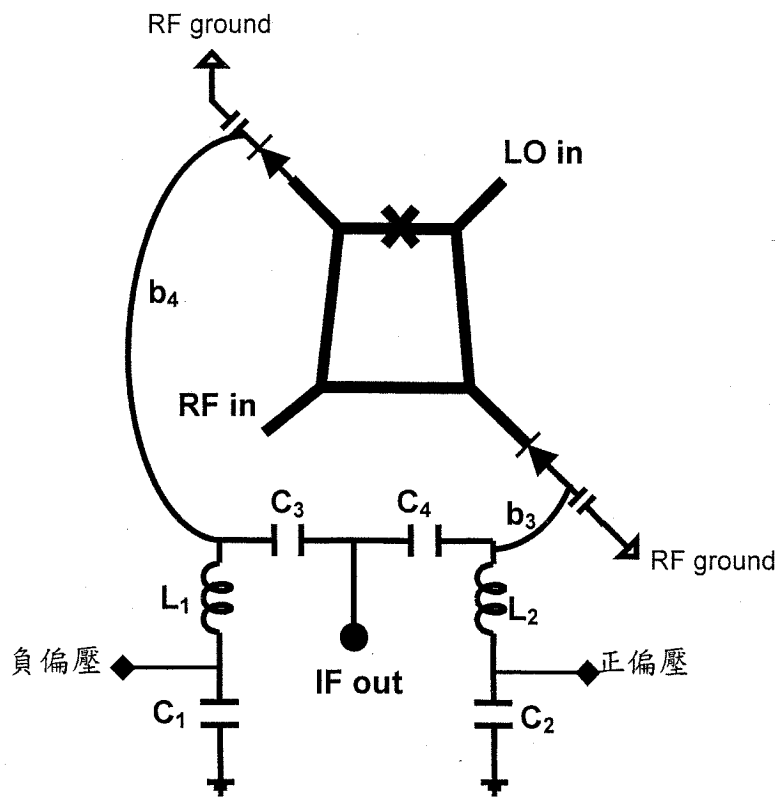


圖 20 加偏壓之 Magic-T 混波器電路示意圖

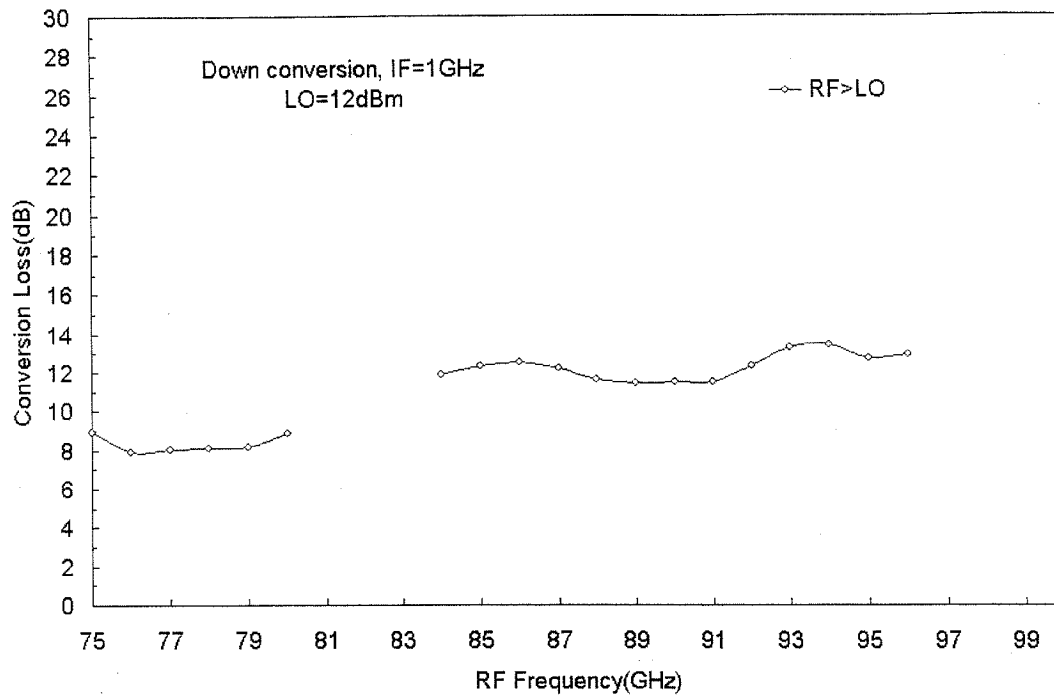


圖 21 加偏壓之 Magic-T 混波器轉頻損耗量測結果

圖 21 為加了偏壓之後的混頻器 W-band 之量測結果，可以看到轉頻損耗要比加偏壓之前改善許多，可以看到從 75GHz 到 99GHz 之間轉頻損耗平均約 12dB 左右，且最低可到 8dB，由於反相器的結構對直流電源而言為接地，因此射頻訊號與本地震盪訊號的輸入端並不需要再加上直流阻絕電路，如此一來也避免了一些額外的插入損耗，而且由於使用的耦合器為超寬頻的岔路環，所以可預期的是此混頻器的工作範圍可涵蓋 75GHz 以下大部分的頻率範圍，為一個十分寬頻的混波器。

第三章 二極體倍頻器

如前所述，二極體在適當的偏壓或者輸入適當功率的訊號後，將會工作在十分非線性的情況之下，若有兩個訊號源輸入，便會對兩訊號造成混頻效果，若是單一訊號源的輸入，則會產生此訊號頻率的各諧次項(harmonics)的輸出，二極體倍頻器即是利用後者這項工作原理來得到輸入訊號的二倍頻或更高倍頻的輸出，且將整個電路作適當的設計，即可在輸出端消除基頻訊號。

3-1 倍頻器電路架構與工作原理

圖 22 為此次製作的倍頻器電路架構，輸入訊號 V_g 進入兩個方向相反的二極體之後，只要輸入訊號功率夠大，即可產生許多基頻的諧次項輸出，利用一個寬頻的 balun，即可在輸出端得到二倍頻訊號，且消除基頻訊號，形成一寬頻的倍頻器，以下我們便使用之前分析混頻器的方法來解釋此一電路的工作方式。

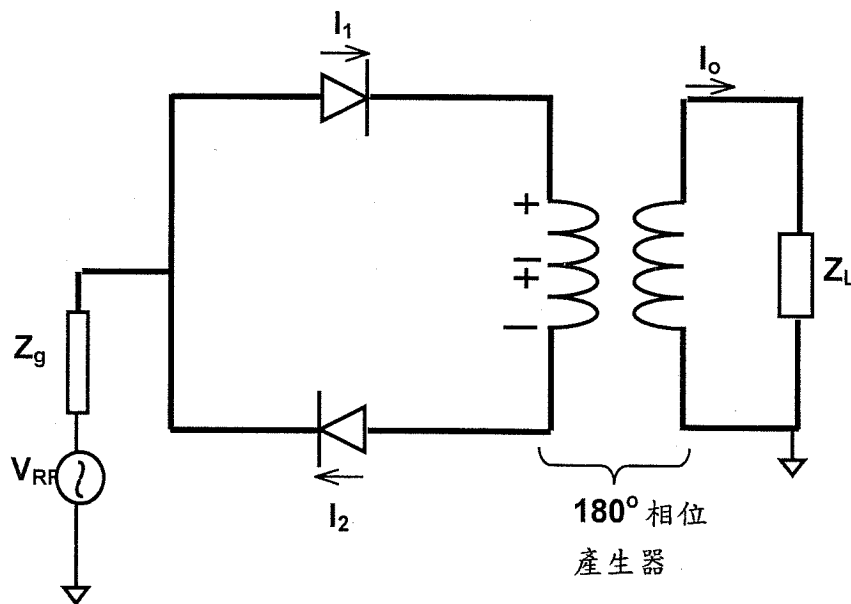


圖 22 二極體倍頻器電路基本架構

圖 23 為二極體上電流的示意圖，由圖中所示，可以將 i_1 表示為輸入訊號的 fourier 級數轉換式：

$$i_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n e^{jn \omega_{RF} t}$$

由於二極體方向所致，可發現 i_2 與 i_1 相位相差 180 度，可表示為：

$$i_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n e^{jn \omega_{RF} t + jn \omega_{RF} \left(\frac{T_{RF}}{2}\right)}$$

所以 i_2 與 i_1 相之間的關係為：

$$i_2 = (-1)^n i_1$$

所以當 $n=2$ ， $i_2 = i_1$ ，且電流方向相反，利用一個 180 度相位產生器 (balun) 即可在輸出端得到兩倍頻的訊號，而且當 $n=1$ 時， $i_2 = -i_1$ ，此時二極體上電流同相，透過輸出端的 balun 無法得到基頻訊號，可以達到在輸出端對基頻訊號十分良好的隔絕性。

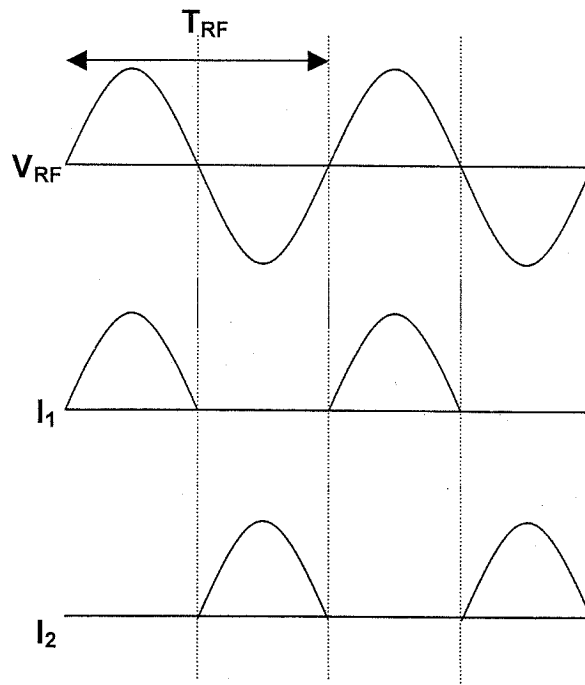


圖 23 二極體上電流示意圖

3-2 CPW-CPS 平衡製非平衡端轉換器(balun)

balun 的目的在作為非平衡輸入端與平衡式輸入端的轉換，非平衡式的輸入有明確的信號線與地線，而平衡端則有兩個訊號輸出，兩訊號相位相差 180 度，若廣義的來說，之前提到的岔路環也算是 balun 其中幾種，只是他們屬於四埠網路，每個輸入(輸出)端都有訊號線與對應的地線，因此可以直接在網路分析儀上測量出 S 參數的頻率響應，不過本節所要使用的 balun 結構為共平面波導轉換為共平面帶線的電路結構，其中共平面波導為非平衡端，共平面帶線為平衡端，共平面帶線上的兩個訊號相位相反，但由於共平面帶線並沒有真實的地線，因此無法使用儀器對其兩個端點作量測，所以此型的 balun 量測都是採用兩個相同的 balun 背對背(back to back)接合後作各項量測。

3-2-1 CPW-CPS balun 工作原理

CPW 轉換到 CPS 結構的 Marchand balun 在許多文獻中已有記載，圖 24 為 Marchand balun 的等效電路，可以看到是由 CPS 的四分之波長短路支線與 CPW 的四分之波長並聯開路支線組合而成。[4] 中提到許多種結構的 Marchand balun，適當設計 Z_{cpw} 、 Z_o 、 Z_{cps} 、 Z_s 即可得到反射損耗為四階柴比雪夫頻率響應的 Marchand balun (若 Z_{cpw} 與 Z_{cps} 設計為系統阻抗則為二階)[4]。

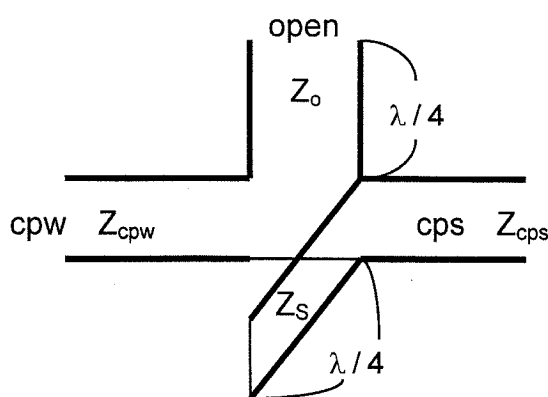


圖 24 四階 Marchand balun 等效電路

[5]中也提到使用 CPW 的串聯開路支線來達到同樣效果的 Marchand balun，其中提到當 CPW 支線的阻抗越小則 balun 的頻寬越大，但在電路製作上有其限制。

由於四分之波長的開路支線其輸入即為短路；而四分之波長的短路支線其輸入為開路，因此[6]提出了另一種 balun 的結構，即是將電路設計為 CPW 直接接地與 CPS 直接開路，省去原本的兩段支線，只要 CPW 與 CPS 都能設計在系統阻抗值(此處為 50 歐姆)，理論上可達無限寬頻。

3-2-2 CPW-CPS balun 電路結構

圖 25 為[6]中所提到的 balun 的背對背電路結構，由於在介電常數為 9.8，厚度 15mil 的氧化鋁基板上，CPS 要製作到 50 歐姆有實現上的困難，因此在 CPW 與 CPS 的接點上是設計成 55 歐姆，所以由 50 歐姆的共平面波導還須經過一段 taper match 到一 55 歐姆的不對稱共平面波導(asymmetric CPW)，以達到電路匹配來得到最少的反射。但是由於 taper match 有頻寬上的限制，所以還是將接點設計的越接近 50 歐姆越能得到寬頻結果。

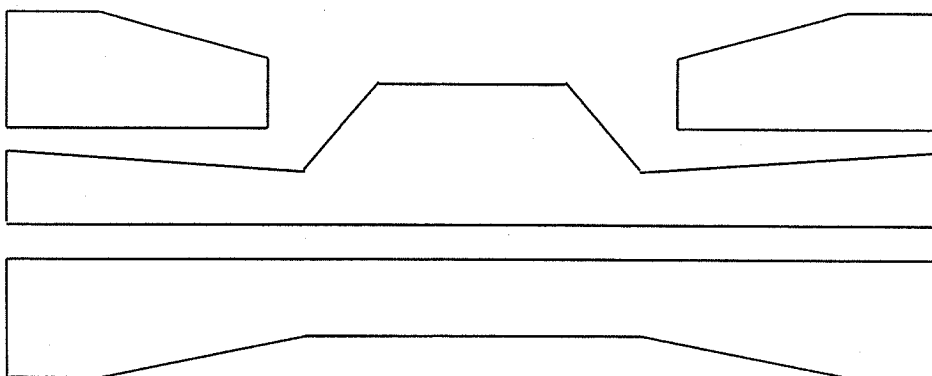


圖 25 背對背 marchand balun 電路結構

在[1]提到，若能知道一 taper line 上特性阻抗隨與線段位置的關係式，則利用下面這個積分式，可得此 taper line 的頻率響應：

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{2} \left(\int_{z=0}^L e^{-2j\beta z} \frac{d}{dz} \ln \left(\frac{Z_T}{Z_0} \right) dz \right)$$

其中 z 為 taper line 上的位置， Z_T 為 taper line 上的特性阻抗為 z 的函數， Z_0 為系統阻抗。利用 EM 模擬軟體，可模擬不同尺寸的 CPW 特性阻抗，將這些阻抗值比較後可發現圖 25 中 taper line 的特性阻抗隨著線位置的變化是線性的，也就是：

$$Z_T = 50 + az \quad 0 < z < L$$

斜率 a 視 taper line 的長度而定， L 即為 taper line 的長度，當 $z=L$ 時 $Z_T=55$ 。將 Z_T 的函數帶入上面的積分式，利用一些數學計算軟體 (如 MATLAB) 可得到下圖 26 的 $\Gamma(\theta)$ 關係圖：

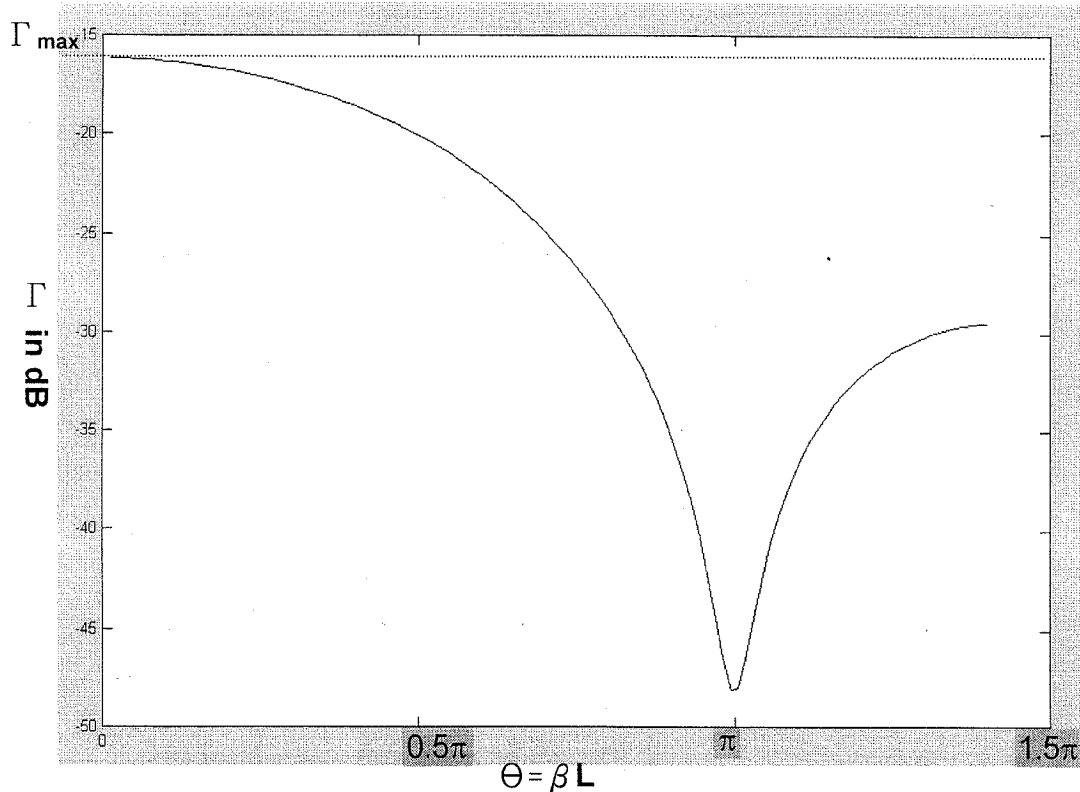


圖 26 taper line 的 $\Gamma(\theta)$ 關係圖

可以從圖 26 看到，此次電路使用的 taper line 其反射係數最小值是在 $\Theta = \pi$ 的時候，也就是說必須將 taper line 的長度設計在所需中心頻的二分之波長，而圖 26 中所標示的 Γ_{\max} 為頻帶內最大的反射係數值，當 taper line 最後匹配到的阻抗值越接近系統阻抗 Γ_{\max} 越小，則 taper line 頻寬越大，連帶著 balun 的頻寬也越大。

[6]將此 balun 設計在 0 到 50GHz 的頻率使用範圍內，taper line 的長度較長，[9]則將此 balun 應用在 Ka-band 倍頻器上，若要將此一電路設計在 W-band 頻帶的運用範圍，須縮短 taper line 的長度與 CPS 的長度，以減少傳輸線對 W-band 訊號所造成的插入損耗，圖 27 為將此 balun 尺寸做了一些修改之後背對背的電路照片，可以看到 CPW 經由一段 taper line 將阻抗轉換至 55 歐姆的不對稱 CPW，其較寬的槽寬度 $W=2.5$ mil，較窄的槽寬度與 CPS 槽寬度一樣 taper line 的長度為 12 mil，taper line 的起點與終點都需要一條金線來連接地面。背對背後 CPS 線的總長為 26 mil，CPS 線寬 W_s 為 10mil，槽寬 1mil。

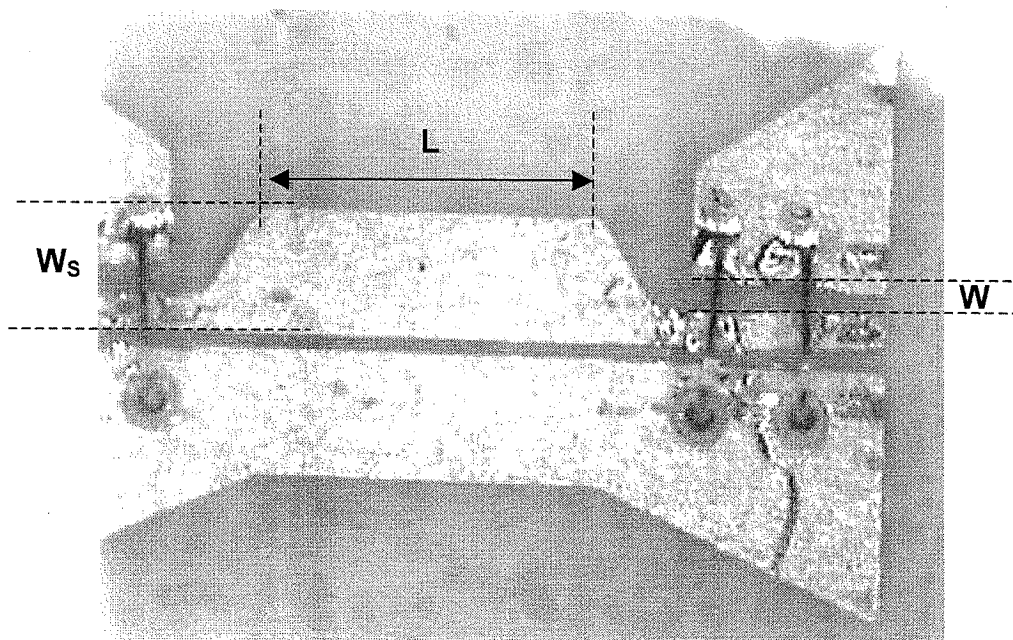


圖 27 背對背 balun 電路照片

圖 28 為背對背的 balun 量測結果，由於 taper match 以及匹配到的阻抗還很接近 50 歐姆的關係，可以看到從 50 GHz 到 110 GHz 其反射損耗皆大於 10 dB；而從 50 GHz 到 75 GHz 可以維持平均約 2 dB 的插入損耗，但是超過 75 GHz 之後插入損耗便開始變大，可見電路中的不連續點對高頻訊號輻射損耗的影響很大，在 85 GHz 之前插入損耗皆小於 4 dB。

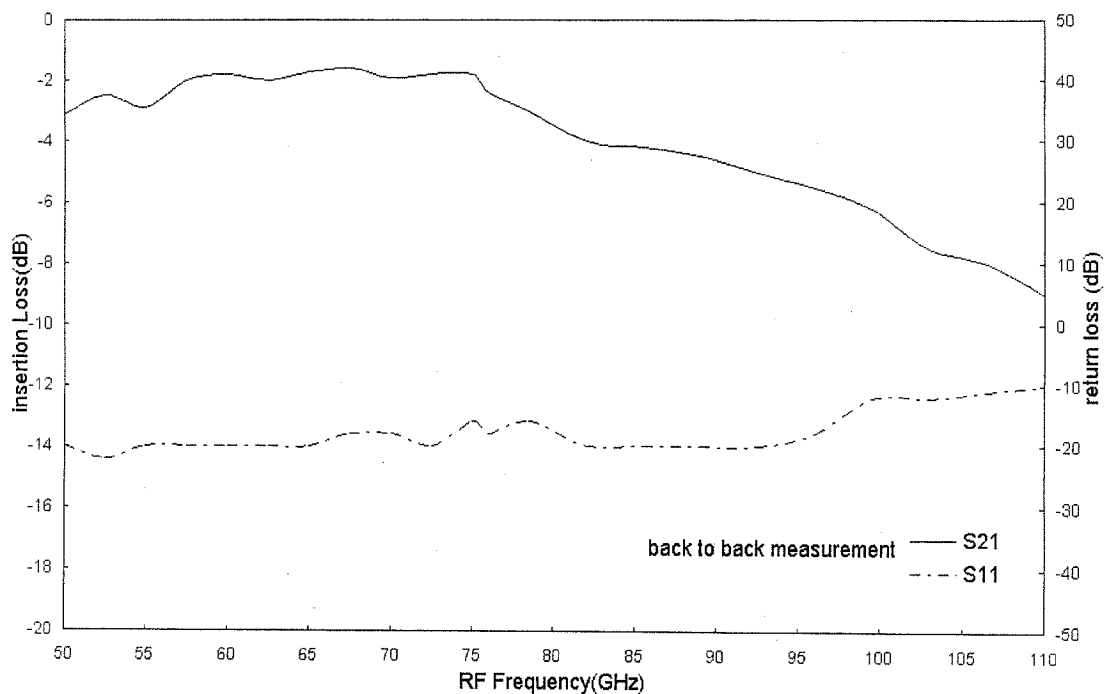


圖 28 balun 背對背量測結果

3-3 倍頻器電路

圖 29 為利用前面的 balun 組合二極體所形成的倍頻器，基頻訊號由 port1 進入，port2 可得到二倍頻的訊號並且消除基頻訊號。兩個二極體方向相反分別接在 CPS 的兩端，因此對 RF 輸入訊號而言為虛接地，輸入端的 CPW 線則打了兩條金線以保持地線的等電位。

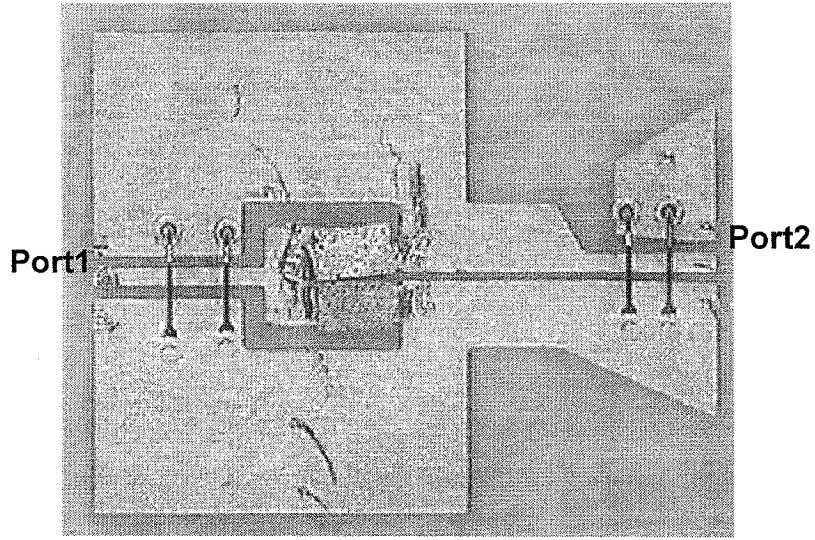


圖 29 W-band 倍頻器電路照片

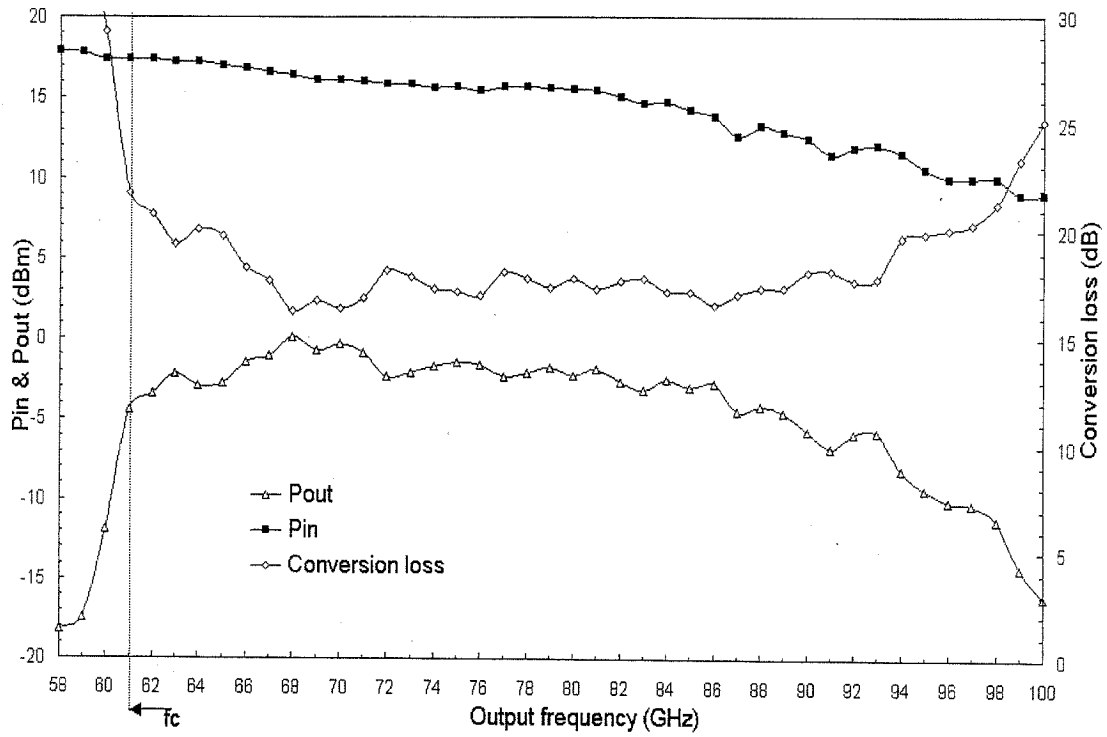


圖 30 倍頻器量測結果

圖 30 為倍頻器轉頻損耗的量測結果，可以看到 92GHz 以下頻率的輸出訊號約有平均 17dB 且十分平坦的轉頻損耗頻率響應，超過 92GHz 後損耗就開始變大，這應該是受到電路中的 balun 到高频後插入損耗變大(如圖 28 所示)所影響；而在低頻部分(小於 65 GHz)損耗變大是因為偵測輸出訊號所使用的導波管 power sensor 其 TE₁₀ mode 最低截止頻率，即圖 30 中標示的 f_c ，約為 60GHz，接近此一頻率的訊號由於受到此截止頻率的影響所以損耗很大，否則實際上此一倍頻器工作的頻率範圍可涵蓋到更低的頻率。

第四章 結論

本篇報告嘗試將包括混波器與倍頻器在內的一些已經在 Ka-band 實現的電路重新設計後，將其應用在 W-band 頻率範圍，其中使用在混頻器以及倍頻器中的 180 度耦合器以及 balun 在利用相同的設計方法之下，發現在 W-band 仍有不錯的反射損耗頻率響應，只是在 W-band 的頻率範圍內訊號由於電路的一些不連續點以及傳輸線造成的損耗，使設計出來的電路插入損耗比低頻的情況下大很多，如此也直接影響到混頻器以及倍頻器的工作表現，所製作的各種混頻器其轉頻耗損平均皆在 15dB 左右，而倍頻器轉頻損耗則在大約 17dB，比在 Ka-band 應用[9]中的耗損大，此外，由於工作在高頻，使得元件上的一些寄生效應無法再被忽略，例如此次使用的二極體其接腳上的寄生電感便無法忽略，進而在設計射頻訊號虛接地時，開路支線的長度需大幅縮短，否則將會造成混頻器中射頻訊號接地的不理想而造成工作失敗。

由以上所述可知道，W-band 訊號在傳統的電路中對於不連續點的輻射損耗以及傳輸線的損耗是無可避免的，因此在製作 W-band 應用的電路時便要盡量使電路簡單不複雜，而在 W-band 應用電路的量測上的精準度也會對最後量測的結果(尤其是相位的量測)造成影響，此外電路所需的元件在 W-band 的等效電路模型不足也增加了設計上的困難度，因此掌握元件的等效電路以及正確的寄生效應也是設計 W-band 電路的主要重點。

參考文獻

- [1] D. A. Pozar , "Microwave Engineering," Wiley.
- [2] Chi-Yang Chang, Chu-Chen Yang , " A novel broadband Chebyshev response rat-race ring coupler," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 47 , April 1999.
- [3] Chi-Yang Chang, Chu-Chen Yang and Dow-Chi Niu. "A Multi-Octave Bandwidth Rat-race Singly Balanced Mixer," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 9, No.1, January 1999.
- [4] Velimir Trifunovic and Branka Jokanovic, "Review of Printed Marchand and Double Y Baluns: Characteristics and Application," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 42 No.8 , August 1994.
- [5] K. Hettak, N. Dib, A. Sheta, Amjad A. Omar, Gilles-Y. Delesle, M. Stubbs, and S. Toutain, "New Miniature Broad-Band CPW-to-Slotline Transitions," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No.1, January 2000.
- [6] Hwann-Kaeo Chiou, Chi-Yang Chang and Hao-Hsiung Lin, "Balun Design for Uniplanar Broadband Double Balanced Mixer," Electronics Letters, Vol.31 No.24, P.2113, November 1995.
- [7] Rainee N. Simons, "Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems," Wiley 2000.
- [8] Stephen A. Maas, "Microwave Mixers," Artech House

[9] 陳明生，"單平面 Ka 頻段倍頻器，"交通大學電信所碩士論文 1998