

分配器於 PCB 板上的效應

陳智浩、吳培誠、葉真旭
第 E 組
中學大學物理系

摘要

這次研究，我們要驗證 Wilkinson divider 由一輸入埠輸入訊號時，可平均分配此輸入訊號至兩輸出埠，且相位差為零。我們以 APPcad 設計出匹配頻率 4GHz 的傳輸線長寬，畫出光罩並蝕刻 PCB 板得所需的圖形，焊上接頭和電阻得 divider 樣品後，使用 VNA 量得各埠的反射和透射率。最後我們得到輸入訊號由埠 1 輸入，於埠 2 與埠 3 的輸出訊號大小相同，可知此電路能將一訊號強度均分成相等強度的兩部分訊號輸出；由於輸出兩埠 50 歐姆傳輸線有約等於 1.75mm 的差，造成兩相位差為 15.3 度，但經過修正過後為 1.02 度，與理論上需同相大致吻合。

簡介

功率分配器在現代微波積體電路為一種不可缺的電路元件，用以分配功率或集合功率。早期，利用導波管(waveguide)做成的功率分配器有很多種類型。隨著平面傳輸線發明，如微帶線(microstrip)和帶狀線(stripline)，以及微波積體電路技術(Microwave Integrated Circuit, MIC)在通訊系統、雷達系統方面的應用快速成長，發展出新型平面功率分配器，像是威金森功分配器(Wilkinson divider)。

它已被廣泛的應用在通訊、雷達等方面，例如：在電視天線共用器系統中，使用功率分配器，將接收的電視信號，均勻且互不影響的分配到各家用戶，它具有均等的分配至各個輸出埠的特性，且分配器不但可被分為兩部分而且可被分成更多部分；相反的，可以由多個訊號合成一個訊號。

我們以 APPcad 設計出所需匹配的傳輸線長寬，畫出光罩並蝕刻 PCB 板得所需的圖形，焊上接頭和電阻得 divider 樣品後，使用 VNA 量得各埠的反射和透射率，由此驗證出我們所要探討的問題。研究的問題是在 4GHz 時，兩輸出訊號的波振幅(S21)與(S31)是否相等，還有兩者相位差是否為零。並且預期輸入 4GHz 的頻率，經由輸入固定頻率的訊號，證明兩端輸出功率大小相等，且為原輸入功率的一半，也可驗證兩個輸出訊號之間零相位差，最後我們能由量測驗證出分配器的特性。

原理

Wilkinson 功率分配器(power divider)具有三個端點，一端為輸入訊號，另外兩端為輸出訊號，由於此結構對稱的，因此任何進入埠 1 的功率會被平均

地分配在埠 2 和埠 3，且在兩個輸出訊號之間零相位差。此元件也可作為一個功率合併器(power combiner)使用，分別輸入訊號進入埠 2 與埠 3，兩訊號將在埠 1 合併輸出，且此訊號在兩個輸入埠之間會有良好的隔離。

S 參數推導⁽⁴⁾

首先假設信號由埠端 1 輸入，埠端 2 與 3 完全對稱，終端電阻節點的電位相等，故電阻 $2Z_o$ 無電流通過，可將其移開，不影響電路之分析結果，如圖(一)所示，此時從埠端 1 看進去的阻抗為

$$Z_{in} = \frac{Z_o^2}{Z_L} = \frac{(\sqrt{2}Z_o)^2}{2Z_o} = Z_o$$

故無反射發生，而埠端 2 及埠端 3 之節點電壓可由傳輸線之入射與反射電壓表示：

$$V(x) = V_o^+ (e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x})$$

其中反射係數 $\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+}$

此時信號源在左端，負載端在右端，習慣上負載端訂座標為零，而信號源 x 的位置為 $-\lambda/4$ ，各節點的電壓可得為

$$V_1(x = -\lambda/4) = jV_o^+ (1 - \Gamma)$$

$$V_2(x = 0) = V_o^+ (1 + \Gamma) = jV_1 \left(\frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1} \right),$$

$$V_2 = V_3$$

負載端的反射係數

$$\Gamma = \frac{Z_L - \sqrt{2}Z_o}{Z_L + \sqrt{2}Z_o} = \frac{Z_o - \sqrt{2}Z_o}{Z_o + \sqrt{2}Z_o} = \frac{1 - \sqrt{2}}{1 + \sqrt{2}}$$

即可求出 S 參數

$$V_2 = V_3 = -jV_1/\sqrt{2}$$

$$S_{21} = V_2/V_1 = -j/\sqrt{2}$$

$$S_{31} = V_3/V_1 = -j/\sqrt{2}$$

再以相同的方法計算其他 S 參數，以埠端 2 輸入，先將信號分解為如圖(二)。使電路具有奇對稱或偶對稱的特性，之後分別求解，再將結果相加，此為線性系統重疊原理。

偶對稱電路如圖(三)，電阻 Z_o 及埠端 1 末端為開路，從 2 端看進去之阻抗為

$$Z_{in} = \frac{(\sqrt{2}Z_o)^2}{2Z_o} = Z_o$$

埠端 2 或埠端 3 的反射為零，求得節點電壓的關係

$$V_2^e = jV_o^+ (1 - \Gamma) = \frac{V_g}{4}$$

$$V_1^e = V_o^+ (1 + \Gamma) = jV_2^e \frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1}$$

$$\text{反射係數 } \Gamma = \frac{2Z_o - \sqrt{2}Z_o}{2Z_o + \sqrt{2}Z_o} = \frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}}$$

$$\text{得 } V_1^e = -jV_2^e \sqrt{2} = -j \frac{\sqrt{2}}{4} V_g$$

對奇對稱電路一樣，如圖(四)，電阻 Z_0 及埠端 1 的末端為短路，由四分之一波長傳輸線看到的輸入阻抗為開路，使 2 與 3 埠端反射一樣為零，埠端電壓

$$V_2^o = \frac{V_g}{4}, V_1^o = 0, \text{ 得出 } S \text{ 參數}$$

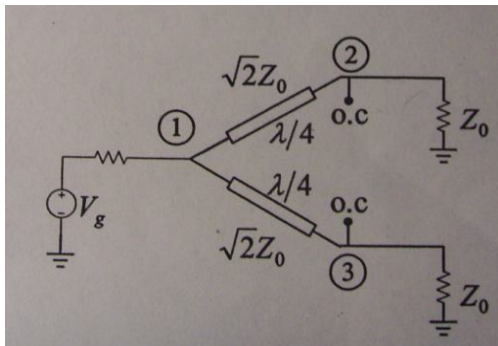
$$S_{12} = \frac{V_1^e + V_1^o}{V_2^e + V_2^o} = \frac{-j \frac{\sqrt{2}}{4} V_g + 0}{\frac{V_g}{4} + \frac{V_g}{4}} = -j/\sqrt{2}$$

同理 $S_{13} = -j/\sqrt{2}$ 。同時埠端 2 與 3 間為開路或短路，無信號送至埠端 3，故 S_{23} 為零。

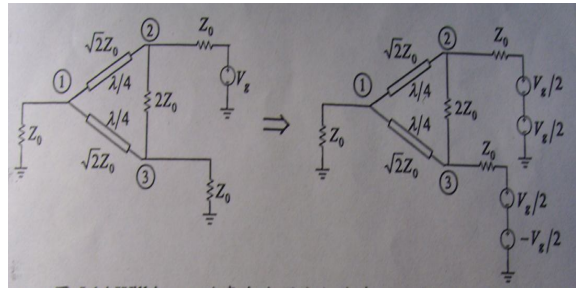
由於 Wilkinson 電路為互易網路，即 $S_{ij} = S_{ji}$ ，最後得出 S 參數矩陣

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

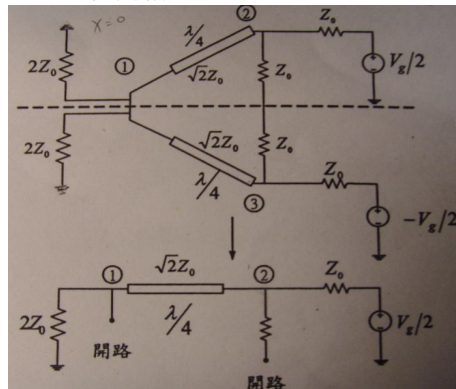
$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$ ，即表示埠端 1 輸入信號時，功率分配器完全無損失，平均分配送至輸出埠 2 與 3。



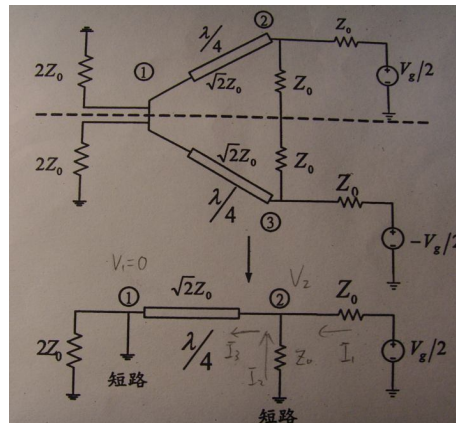
圖(一) Wilkinson power divider 埠端 1 輸入信號之等效電路



圖(二) Wilkinson power divider 分解成奇對稱與偶對稱



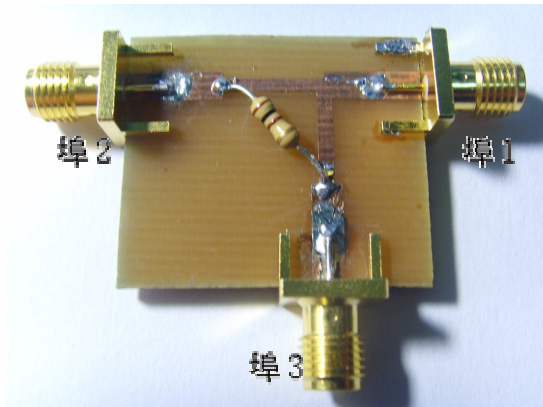
圖(三) 偶對稱電路分析



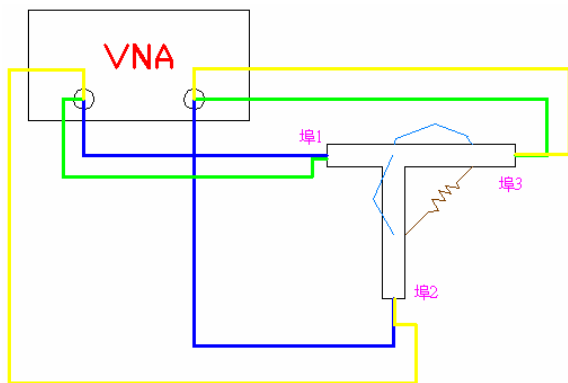
圖(四) 奇對稱電路分析

研究方法

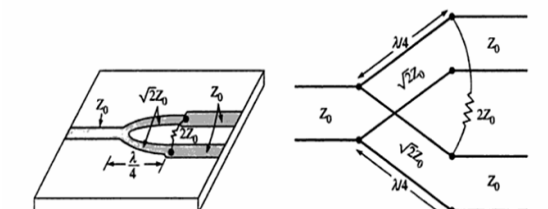
我們以 APPcad 設計出所需匹配的傳輸線長寬，畫出光罩並蝕刻 PCB 板得所需的圖形，焊上接頭和電阻得 divider 樣品後，使用 VNA 量得各埠的反射和透射率。



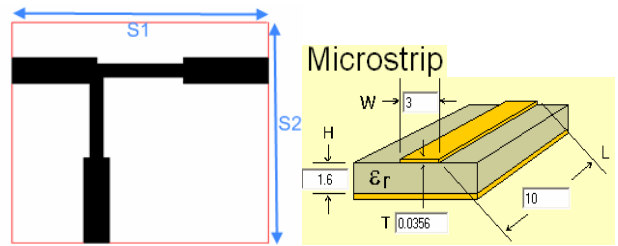
圖(五) 分配器組件完成圖



圖(六) 本實驗的測量架構圖，深藍線為VNA的port1接埠1，port2接埠2，而黃線與綠線同理，在未量測埠以一load連接，以VNA輸入一個微波，量測出各埠的反射與透射。



圖(七) 分配器示意圖



圖(八) 分配器光罩圖

圖(九) Microstrip 示意圖

System impedance $Z_0 : 50 \Omega$

Frequency of operation : 4GHz

電路板之介電質(G-10)、中間的 $2Z_0$ 焊上 100Ω

的電阻。微帶線設計(波長= 41.139mm)

50Ω 微帶線：長 $L=10\text{mm}$ 、寬 $W=3\text{mm}$

70.7Ω 微帶線：長 $L=10.2\text{mm}$ 、寬 $W=1.52\text{mm}$

電路板：長 $S1=30.60\text{mm}$ ，寬 $S2=25.85\text{mm}$

結果與討論

(1) 結果

(a)藉由 VNA 儀器，量測到之

$$\text{實驗}[S] (\text{dB}) = \begin{bmatrix} 0.170 & 0.623 & 0.668 \\ 0.621 & 0.278 & 0.310 \\ 0.667 & 0.310 & 0.068 \end{bmatrix}$$

(b)藉由 $S_{ij}(\text{dB}) = 20 \log(S_{ij})$ 得

$$\text{實驗}[S](\text{dB}) = \begin{bmatrix} -15.42 & -4.11 & -3.50 \\ -4.14 & -11.12 & -10.17 \\ -3.52 & -10.17 & -23.35 \end{bmatrix}$$

(c)

The return loss at the i th port of a network is defined as

$$\text{Return loss (dB)} = -20 \log |S_{ii}|$$

The insertion loss is measured between the input port

and the desired through port. For example, from port1 to port2 we have

$$\text{Insertion loss (dB)} = -20 \log(|S_{21}|)$$

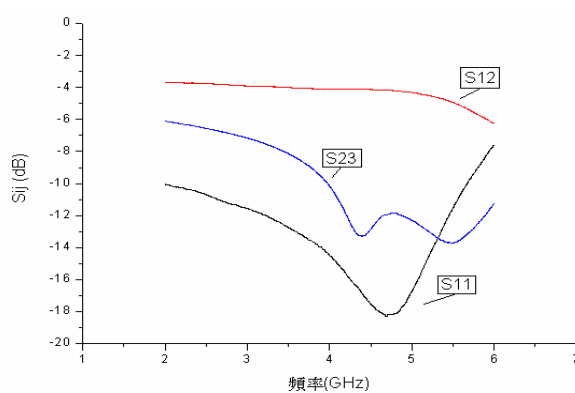
The isolation is a measure of the amount of signal that makes it to the wrong port, or

$$\text{Isolation (dB)} = -20 \log(|S_{31}|)$$

Return loss (dB)	Insertion loss (dB)	Isolation (dB)
$S_{11} = 15.42$	$S_{21} = 4.14$	$S_{23} = 10.17$
$S_{22} = 11.12$	$S_{12} = 4.11$	$S_{32} = 10.17$
$S_{33} = 23.35$	$S_{31} = 3.52$	
	$S_{13} = 3.50$	

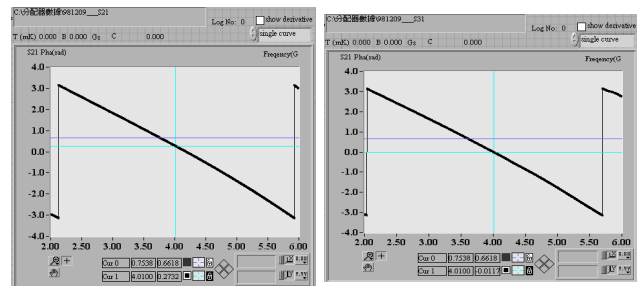
表(一) 分配器 Return loss、Insertion loss、Isolation⁽³⁾

(d)



圖(十) S_{12} 輸入損失、 S_{11} 回授損失、 S_{23} 隔離度對頻率圖

(e)



圖(十一) S_{21} 與 S_{31} 於 4GHz 時之相位圖，其中 S_{21} 為 15.65 度； S_{31} 為 -0.67 度為

(2) 討論

(a)

$$\text{理論}[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\text{實驗}[S] \text{ (dB)} = \begin{bmatrix} 0.170 & 0.623 & 0.668 \\ 0.621 & 0.278 & 0.310 \\ 0.667 & 0.310 & 0.068 \end{bmatrix}$$

由量測值所得的矩陣看到任一行的平方和皆小於 1，代表此系統為 not lossless；若忽略些微的誤差，得知此矩陣為幾乎為對稱矩陣，了解到此電路為 reciprocal network。

(b)

$$\text{理論}[S]^{(3)} \text{ (dB)} = \begin{bmatrix} -\infty & -3 & -3 \\ -3 & -\infty & -\infty \\ -3 & -\infty & -\infty \end{bmatrix},$$

$$\text{實驗}[S] \text{ (dB)} = \begin{bmatrix} -15.42 & -4.11 & -3.50 \\ -4.14 & -11.12 & -10.17 \\ -3.52 & -10.17 & -23.35 \end{bmatrix}$$

由上述發現 S_{12} 、 S_{21} 、 S_{13} 與 S_{31} 之實驗值比理論值多衰減了 0.5 到 1.15dB，而其它的 S 參數則不像

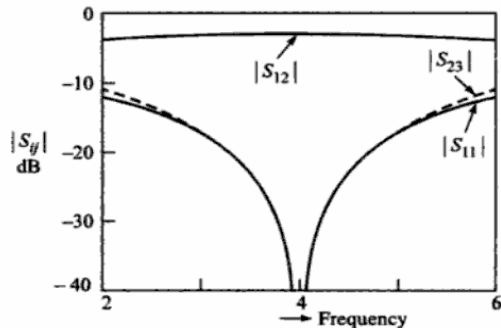
理論衰減到 ∞ ，而是有一極限值衰減到約 10 到 23.4dB 之間。

對於 divider，理論上有 3dB 的 insertion loss，而在我們的 divider 樣品有 4.14dB 的 insertion loss(IL21)。

接著由 $S_{12} : S_{21} : S_{13} : S_{31} \cong 1 : 1 : 1 : 1$ ，可知 $S_{21} = S_{31}$ ，看出當輸入訊號由埠 1 輸入，於埠 2 與埠 3 的輸出訊號大小相同，可知此電路能將一訊號強度均分成相等強度的兩部分訊號輸出。再由 $S_{23} = S_{32}$ ，可知兩埠對彼此的隔離程度相同。

(c)由表(一)，我們可知回授損失(Return loss)值介於 10 到 25 之間，表示阻抗匹配系統程度如何，如果阻抗匹配系統越好，則回授損失值越小，相反的，阻抗匹配系統越差，則回授損失值越大，由實驗得出，我們的阻抗匹配程度最差為 S_{33} ，最佳為 S_{22} 。介入損失(Insertion loss)越小表示訊號從埠傳送到另外一個埠能量損失越小，相反的，介入損失越大則能量損失越大，由實驗得出，能量損失較小的為 S_{21} 、 S_{12} 、 S_{31} 、 S_{13} 。隔離性(Isolation) 越大表隔離程度越好，即訊號不會由一埠傳至另一埠；由實驗所得 S_{23} 和 S_{32} 可知此樣品隔離性普通。

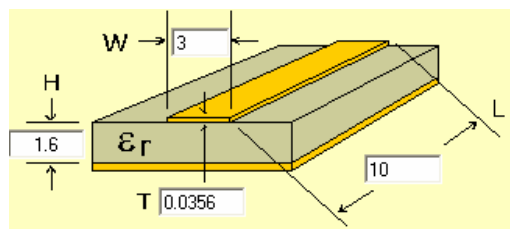
(d)



圖(十二) 理論所得強度(dB)對頻率圖

我們設計功率分配器的頻率為 4GHz，理論上 S_{11} 與 S_{23} 的 S 參數在 4GHz 時為負無窮大，如圖(十二)。但實驗上是不可能的，因為訊號不能可能完美匹配系統阻抗，所以會有反射訊號，另外，我們的頻率響應介於 4GHz 到 5GHz，表示在這個頻率範圍下，愈能表現出具有功率分配的特性。如圖(九)所示。

(e)



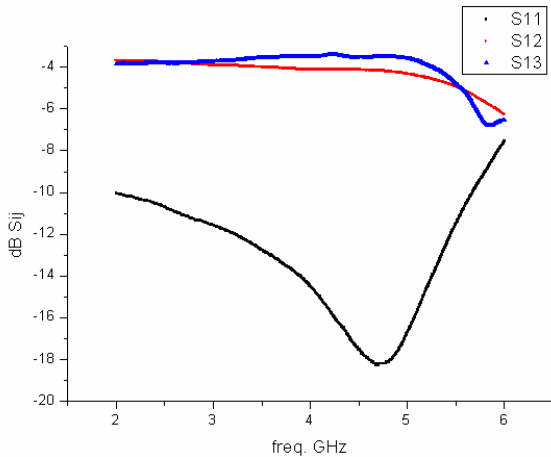
已知:50Ω 微帶線長 $L=10\text{mm}$ 、寬 $W=3\text{mm}$;70.7Ω 微帶線(波長=41.139mm)長 $L=10.2\text{mm}$ 、寬 $W=1.52\text{mm}$ 。再由圖(九)可看出 S_{21} 和 S_{31} 兩埠輸出訊號的相位差為 16.32 度，誤差原因如下：

埠 2 和埠 3 的 50 歐姆傳輸線的長度分別為 L_2 和 L_3 ，發現此 L_3-L_2 有約等於 1.75mm 的差，由相位平移： $\exp(-i\beta l)$ ，其中 $\beta = 2\pi/\lambda$ ， $l=50\Omega$ 的 T-line 長度(mm)。又知埠 2 的訊號相位平移 βL_2 ，而埠 3 的訊號相位平移 βL_3 ，此相位平移的差為

$\beta(L_3-L_2) = 2\pi(1.75\text{mm})/\lambda = 0.267\text{rad} = 15.3$ 度。由此修正後，兩輸出訊號埠的相位差變為 1.02 度，近於同相，所以與理論兩輸出訊號的相位須同相大致吻合。

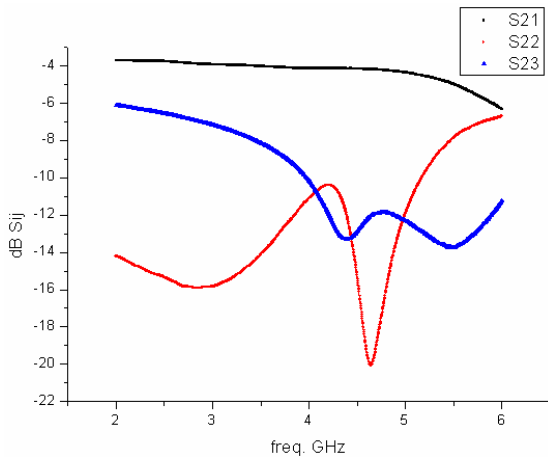
(f)

藉由表(一)，將 S_{ij} (dB), $i, j = 1, 2, 3$ 對頻率作圖：



圖(十三) $S_{ij}, j=1, 2, 3$

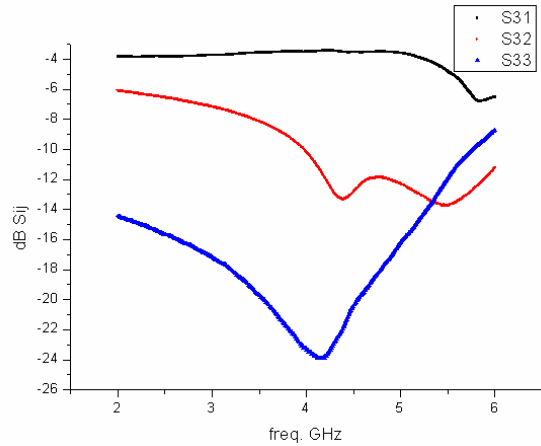
S_{11} (dB)=-15.42, S_{12} (dB)=-4.11, S_{13} (dB)=-3.50
 S_{11} (dB)=-15.42, 表示 Port1 match 的很好。
 S_{12} (dB)=-4.11 和 S_{13} (dB)=-3.50, 表示 power combining with half power loss。



圖(十四) $S_{2j}, j=1, 2, 3$

S_{21} (dB)=-4.14, S_{22} (dB)=-11.12, S_{23} (dB)=-10.17
 S_{22} (dB)=-11.12, 表示 Port2 match 的很好。
 S_{21} (dB)=-4.14, 表示從 Port1 進入的 power 有一半從 Port2 出來, 即 $P_2=1/2P_1$ 。

S_{23} (dB)=-10.17, 表示 Port2 和 Port3 隔離性 (isolation) 不好, 即會有訊號由 Port3 跑到 Port2。



圖(十五) $S_{3j}, j=1, 2, 3$

S_{31} (dB)=-3.52, S_{32} (dB)=-10.17, S_{33} (dB)=-20.35
 S_{33} (dB)=-20.35, 表示 Port3 match 的很好
 S_{31} (dB)=-3.52, 表示從 Port1 進入的 power 有一半從 Port3 出來, 及 $P_3=1/2P_1$
 S_{32} (dB)=-10.17, 表示 Port2 和 Port3 隔離性 (isolation) 不良, 即會有一部分訊號由 Port2 跑到 Port3

結論

由實驗結果得知：回授損失 (Return loss) 的阻抗匹配程度最差為 S_{33} (-23.35dB), 最佳為 S_{22} (-11.12dB)。介入損失 (Insertion loss), 在 S_{21} 、 S_{12} 、 S_{31} 、 S_{13} 的透射能量損失較小。且發現在 S_{23} 和 S_{32} 可知此樣品隔離性 (Isolation) 普通。接著再由 $S_{12} : S_{21} : S_{13} : S_{31} \cong 1 : 1 : 1 : 1$, 可知 $S_{21} = S_{31}$, 看出當輸入訊號由埠 1 輸入, 於埠 2 與埠 3 的輸出訊號大小相同, 可知此分配器設計能將一訊號強度均分成相等強度的兩部分訊號輸出; 兩輸出訊號埠的相位差經過修正後變為 1.02 度, 近於同相, 所以與理論兩輸出訊號的相位須同相大致吻合。

最後，由本文中之一分二($N=2$)的簡單元件出發，我們可以進一步推廣，將它分支更多($N>2$)。例如平面式多路(planar N-way)功率分配器可應用於許多被動和主動微波網路。像是固態元件為低功率元件，而且在許多應用上，所需的射頻訊號功率遠大於任一個固態元件所以能產生的功率。此時就要一個多路功率分配器來集合多個固態放大器產生的功率，以達到所需的總功率。

致謝

感謝老師設計這個 project，讓我們有機會能使用向量網路分析儀(VNA)，隨著做完這一系列的製程過程，讓我們對一般微波元件的製作流程有了大致的模型，並謝謝助教幫大家一起合購接頭省預算，且其細心的指導，讓我們學會如何使用 VNA 來量得我們所需要的數據資料。

參考文獻

[1]張秀琴，國立交通大學電信工程學系碩士論文：
W 頻段開關與 Ka 頻段功率分配器研製，p17-28

[2]陳俊宏，國立成功大學碩士論文：射頻微波通訊
電路設計，p1-24

[3]STUART M. WENTWORTH，Fundamental of
Electromagnetics with Engineering Applications，第十
章

[4]微波積體電路設計

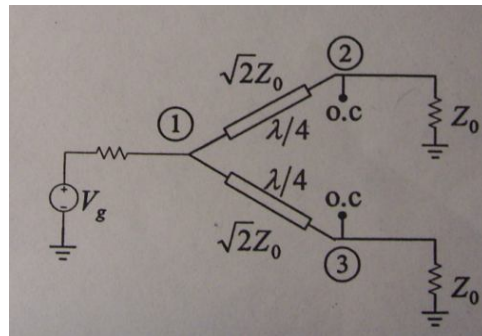
附錄

Author/ Paper Title：陳智浩、吳培誠、葉真旭/ 第 E 組 / 功率分配器於 PCB 板上的效應
 Name：中興大學物理系 Date：2010/01/01

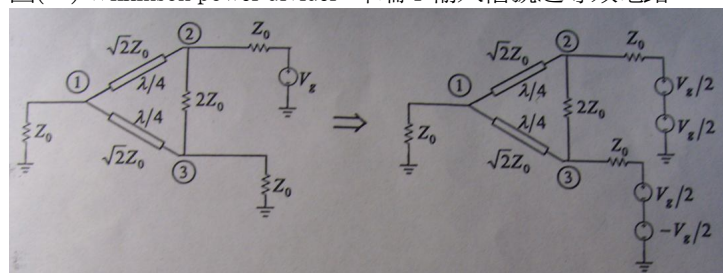
Introduction	Study Goal(s)	兩端為輸出訊號，由於此結構對稱的，因此任何進入埠 1 的功率會被平均地分配在埠 2 和埠 3，且在兩個輸出訊號之間零相位差。
	Research Question(s)	在 4GHz 時，輸入訊號的波振幅(S21)與輸出訊號波振幅(S31)是否相等，還有兩者相位差是否為零。
	Hypotheses & Specific Predictions	我們預期輸入 4GHz 的頻率，經由輸入固定頻率的訊號，證明兩端輸出功率大小相等，且為原輸入功率的一半，也可驗證兩個輸出訊號之間零相位差，最後我們能由量測驗證出分配器的特性。
M & M	The methods or techniques applied to solve the question?	以 APPcad 設計出所需匹配的傳輸線長寬，畫出光罩並蝕刻 PCB 板得所需的圖形，焊上接頭和電阻得 divider 樣品後，使用 VNA 量得各埠的反射和透射率，由此驗證出我們所要探討的問題。
Results	Brief Summary of Results	$S \text{ 散射矩陣} = \begin{bmatrix} 0.170 & 0.623 & 0.668 \\ 0.621 & 0.278 & 0.310 \\ 0.667 & 0.310 & 0.068 \end{bmatrix}$ <p>由 $S_{21} = S_{31}$，可看出當輸入訊號由埠 1 輸入，於埠 2 與埠 3 的輸出訊號大小相同，可知此電路能將一訊號強度均分成相等強度的兩部分訊號輸出。</p>

Figures

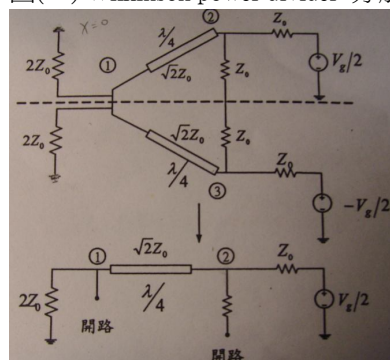
Explain the experimental setup/samples/results presented in each figure. You need to paste the figures in this sheet.



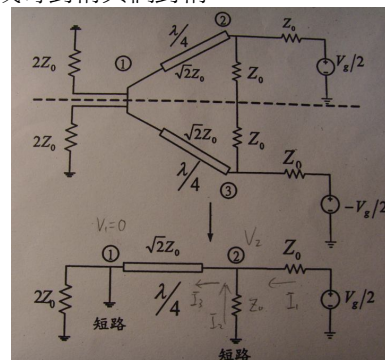
圖(一) Wilkinson power divider 埠端 1 輸入信號之等效電路



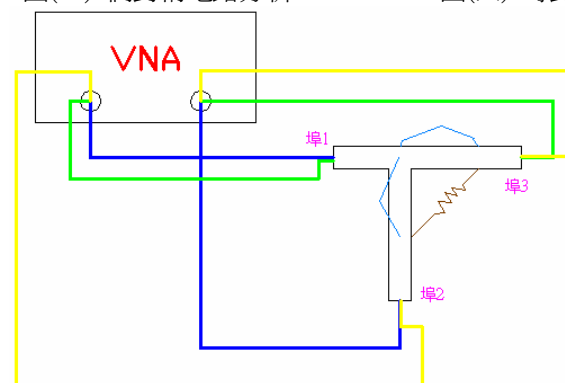
圖(二) Wilkinson power divider 分解成奇對稱與偶對稱



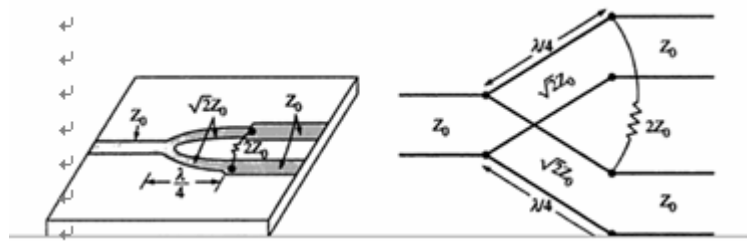
圖(三) 偶對稱電路分析



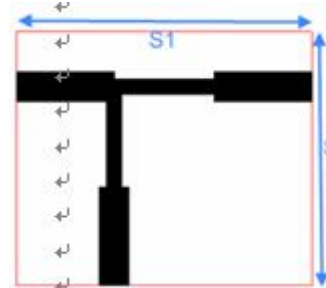
圖(四) 奇對稱電路分析



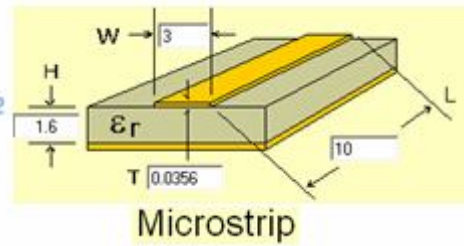
圖(六) 本實驗的測量架構圖，深藍線為VNA的 port1 接埠 1，port2 接埠 2，而黃線與綠線同理，在未量測埠以一 load 連接，以VNA輸入一個微波，量測出各埠的反射與透射。



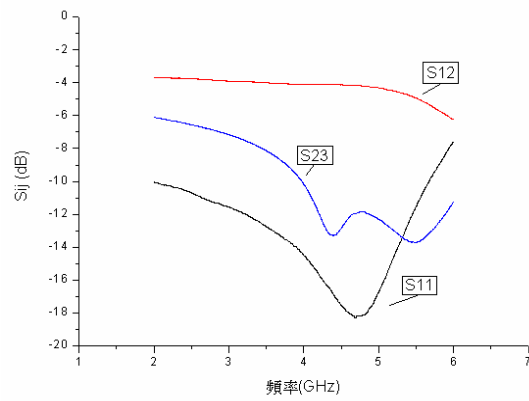
圖(七) 分配器示意圖



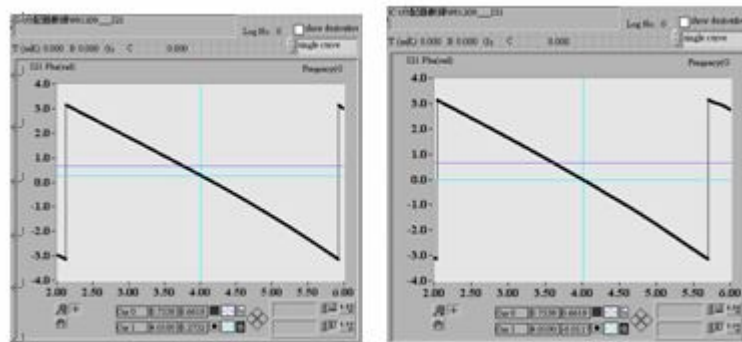
圖(八) 分配器光罩圖



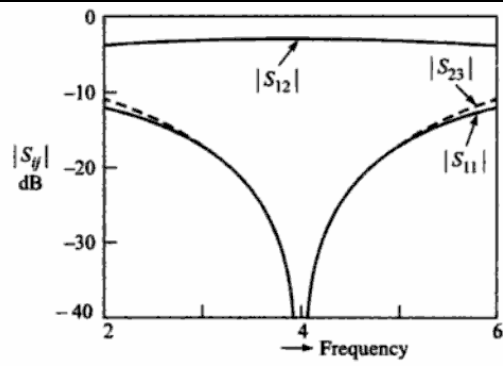
圖(九) Microstrip 示意圖



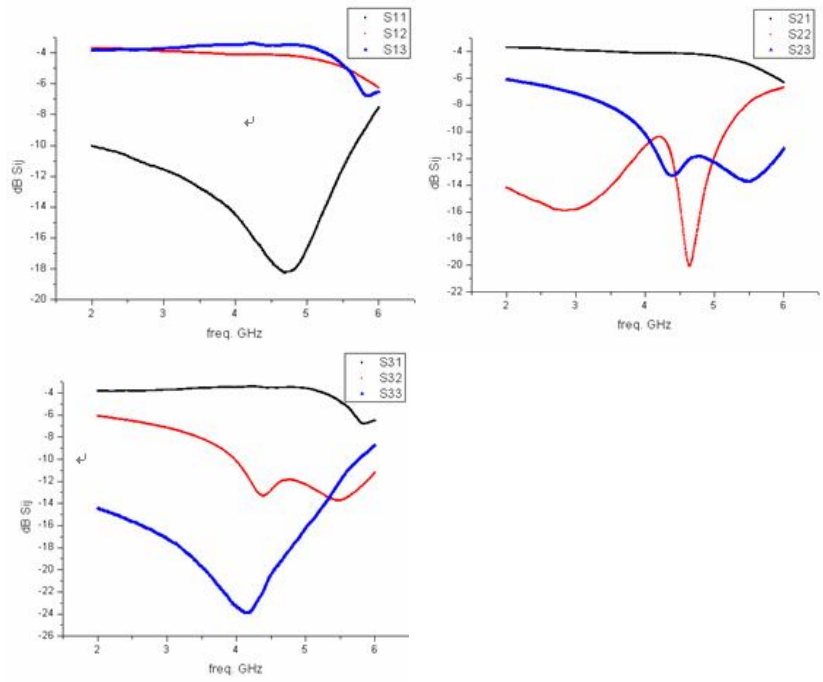
圖(十) S_{12} 輸入損失、 S_{11} 回授損失、 S_{23} 隔離度對頻率圖



圖(十一) S_{21} 與 S_{31} 於 4GHz 時之相位圖



圖(十二) 理論所得強度 dB 對頻率圖



圖(十三) S_{ij} (dB), $i, j = 1, 2, 3$ 對頻率作圖

Explain the major equations used/deduced in this paper and note the meanings of the variables. You need to paste the equations in this sheet.

S 參數推導

首先假設信號由埠端 1 輸入，埠端 2 與 3 完全對稱，終端電阻節點的電位相等，故電阻 $2Z_o$ 無電流通過，可將其移開，不影響電路之分析結果，如圖(一)所示，此時從埠端 1 看進去的阻抗為

$$Z_{in} = \frac{Z_o^2}{Z_L} = \frac{(\sqrt{2}Z_o)^2}{2Z_o} = Z_o$$

故無反射發生，而埠端 2 及埠端 3 之節點電壓可由傳輸線之入射與反射電壓表示：

$$V(x) = V_o^+ (e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x}) \quad \text{其中反射係數 } \Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+}$$

此時信號源在左端，負載端在右端，習慣上負載端訂座標為零，而信號源 x 的位置為 $-\lambda/4$ ，各節點的電壓可得為

$$V_1(x = -\lambda/4) = jV_o^+(1 - \Gamma)$$

$$V_2(x = 0) = V_o^+(1 + \Gamma) = jV_1 \left(\frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1} \right), \quad V_2 = V_3$$

$$\text{負載端的反射係數 } \Gamma = \frac{Z_L - \sqrt{2}Z_o}{Z_L + \sqrt{2}Z_o} = \frac{Z_o - \sqrt{2}Z_o}{Z_o + \sqrt{2}Z_o} = \frac{1 - \sqrt{2}}{1 + \sqrt{2}}$$

即可求出 S 參數

$$V_2 = V_3 = -jV_1/\sqrt{2}$$

$$S_{21} = V_2/V_1 = -j/\sqrt{2}$$

$$S_{31} = V_3/V_1 = -j/\sqrt{2}$$

在以相同的方法計算其他 S 參數，以埠端 2 輸入，先將信號分解為如圖(二)。使電路具有奇對稱或偶對稱的特性，之後分別求解，再將結果相加，此為線性系統重疊原理。

偶對稱電路如圖(三)，電阻 Z_o 及埠端 1 末端為開路，從 2 端看進去之阻抗為

$$Z_{in} = \frac{(\sqrt{2}Z_o)^2}{2Z_o} = Z_o$$

埠端 2 或埠端 3 的反射為零，求得節點電壓的關係

$$V_2^e = jV_o^+(1 - \Gamma) = \frac{V_g}{4}$$

$$V_1^e = V_o^+(1 + \Gamma) = jV_2^e \frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1}$$

		<p>反射係數 $\Gamma = \frac{2Z_0 - \sqrt{2}Z_0}{2Z_0 + \sqrt{2}Z_0} = \frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}}$</p> <p>得 $V_1^e = -jV_2^e\sqrt{2} = -j\frac{\sqrt{2}}{4}V_g$</p> <p>對奇對稱電路一樣，如圖(四)，電阻 Z_0 及埠端 1 的末端為短路，由四分之一波長傳輸線看到的輸入阻抗為開路，使 2 與 3 埠端反射一樣為零，埠端電壓</p> <p>$V_2^o = \frac{V_g}{4}$，$V_1^o = 0$，得出 S 參數</p> $S_{12} = \frac{V_1^e + V_1^o}{V_2^e + V_2^o} = \frac{-j\frac{\sqrt{2}}{4}V_g + 0}{\frac{V_g}{4} + \frac{V_g}{4}} = -j/\sqrt{2}$ <p>同理 $S_{13} = -j/\sqrt{2}$。同時埠端 2 與 3 間為開路或短路，無信號送至埠端 3，故 S_{23} 為零。</p> <p>由於 Wilkinson 電路為互易網路，即 $S_{ij} = S_{ji}$，最後得出 S 參數矩陣</p> $[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ <p>$S_{11} ^2 + S_{21} ^2 + S_{31} ^2 = 1$，即表示埠端 1 輸入信號時，功率分配器完全無損失，平均分配送至輸出端 2 與 3。</p>
Discussion	Do results support the hypotheses?	<p>由 $S_{12} : S_{21} : S_{13} : S_{31} \cong 1 : 1 : 1 : 1$，可知 $S_{21} = S_{31}$，看出當輸入訊號由埠 1 輸入，於埠 2 與埠 3 的輸出訊號大小相同，可知此分配器設計能將一訊號強度均分成相等強度的兩部分訊號輸出，且由圖(十一)發現兩輸出訊號經修正後近乎同相，所以我們的實驗結果吻合我們的假設。</p>

	Conclusions	<p>由實驗結果得知：回授損失(Return loss)的阻抗匹配程度最差為 S_{33} (-23.35dB)，最佳為 S_{22} (-11.12dB)。介入損失(Insertion loss)，在 S_{21}、S_{12}、S_{31}、S_{13} 的透射能量損失較小。且發現在 S_{23} 和 S_{32} 可知此樣品隔離性(Isolation)普通。接著再由 $S_{12} : S_{21} : S_{13} : S_{31} \cong 1 : 1 : 1 : 1$，可知 $S_{21} = S_{31}$，看出當輸入訊號由埠 1 輸入，於埠 2 與埠 3 的輸出訊號大小相同，可知此分配器設計能將一訊號強度均分成相等強度的兩部分訊號輸出；兩輸出訊號埠的相位差經過修正後變為 1.02 度，近於同相，所以與理論兩輸出訊號的相位須同相大致吻合。</p>
	Perspectives	<p>由本文中之一分二(N=2)的簡單元件出發，我們可以進一步推廣，將它分支更多(N>2)。例如平面式多路(planar N-way)功率分配器可應用於許多被動和主動微波網路。像是固態元件為低功率元件，而且在許多應用上，所需的射頻訊號功率遠大於任一個固態元件所以能產生的功率。此時就要一個多路功率分配器來集合多個固態放大器產生的功率，以達到所需的總功率。</p>

Note: Fill the worksheet and submit it as a supplement of your paper for peer review. It is recommended that the writer organize his/her paper using the answers in each field. The writing language is Chinese except for foreign writers, who may use English.