

# 逢甲大學學生報告 ePaper

## 報告題名：利用堆疊二維傳輸線之微小化方向耦合器 研究設計

作者：何紹安

系級：電機四甲

學號：D9323812

指導教授：陳志強 博士

課程名稱：專題研究(二)

開課系所：電機系

開課學年：九十六學年度 第一學期



## 中文摘要

隨著時代的進步，高效率、高性能等科技電子產品已經只是現代基本的需求，低成本及高整合性才是現今科技發展的趨勢。在微波行動通訊系統中，為了達到降低成本以及製造出「輕薄短小」等可攜式的產品，必須藉由微波通訊系統構成之電路模組縮小化開始做起。由於方向耦合器(Directional coupler)在微波電路中是相當重要的被動元件模組，它具有能量傳送分配及耦合監測的功能，因此本研究將執行方向耦合器之微小化設計，以減少方向耦合器元件的使用面積，以利於達到縮小整個產品系統體積及降低成本。

在本研究所設計的方向耦合器為垂直堆疊的方向耦合器(Broadside-Coupler)，而縮小的方式係採用新型合成傳輸線－互補傳導線帶(Complementary Conducting Strip, CCS)傳輸線結構取代傳統的線帶傳輸線(stripline)，藉由CCS線帶迂迴曲折(Meandering)佈局的方式，來達到保有其原本電器性能且縮小面積降低成本的目的。此方向耦合器，係使用PCB印刷電路板製程，介質板材為ROGERS RO4003<sup>TM</sup>( $\epsilon_r = 3.38$ , 板厚 =  $203.2 \mu\text{m} / 508 \mu\text{m}$ )，以全波三維電磁模擬分析軟體(Ansoft HFSS<sup>TM</sup>)之有線元素法(Finite-Element Method)來設計分析相關電路，其工作頻率為5.4 GHz。

分析結果顯示：CCS垂直堆疊方向耦合器與傳統線帶垂直堆疊方向耦合器電器性能相當的條件下，面積縮小達 49%，輸入反射損耗優於 23.3 dB，傳輸損耗在 0.3 dB 內，耦合量為  $17.6 \pm 1.3$  dB，而隔離度優於 22.3 dB，在2.6 GHz ~ 7.6 GHz 的頻率範圍間。

**關鍵字：**線帶、垂直堆疊方向耦合器、互補傳導線帶傳輸線

## 目 錄

中文摘要.....	1
目 錄.....	2
圖目錄.....	3
表目錄.....	5
第一章 緒論.....	6
1.1 研究動機與研究目的.....	6
1.2 方向耦合器原理.....	6
1.3 文獻回顧與探討.....	9
1.4 研究方法.....	10
第二章 互補傳導線帶傳輸線.....	11
2.1 基本設計結構.....	11
2.2 四分之一波長傳輸線.....	13
2.3 評估結果.....	14
2.4 收斂性分析.....	20
第三章 垂直耦合方向耦合器.....	21
3.1 設計尺寸.....	21
3.2 分析結果.....	23
3.3 討論與結論.....	26
第四章 垂直堆疊之二維 CCS 方向耦合器之設計.....	27
4.1 彎曲方向耦合器.....	27
4.2 二維佈局設計.....	32
4.3 與垂直堆疊典型線帶方向耦合器之比較.....	38
4.4 佈局分析.....	42
4.5 討論與結論.....	45
第五章 結論與未來努力的方向.....	46
參考文獻.....	47

## 圖 目 錄

圖 1-1	方向耦合器各功率流向.....	7
圖 1-2	微波網路分析結構.....	7
圖 1-3	枝節耦合器.....	8
圖 1-4	方向耦合器.....	8
圖 1-5	CCS TL 結構之傳輸線帶平面圖與截面圖.....	10
圖 2-1	CCS unit-cell 平面圖.....	11
圖 2-2a	CCS unit-cell 截面圖 A.....	12
圖 2-2b	CCS unit-cell 截面圖 B.....	12
圖 2-3	設計實際比例(參照圖 2-1).....	14
圖 2-4	傳輸線整體俯視透視圖(CCS unit-cell × 8 ).....	15
圖 2-5	傳輸線橫截面與場型圖.....	15
圖 2-6	S11 頻率分佈圖.....	16
圖 2-7	S21 頻率分佈圖.....	16
圖 2-8	設計實際比例(參照圖 2-1).....	17
圖 2-9	傳輸線整體俯視透視圖(CCS unit-cell × 16 ).....	18
圖 2-10	傳輸線橫截面與場型圖.....	18
圖 2-11	S11 頻率分佈圖.....	19
圖 2-12	S21 頻率分佈圖.....	19
圖 2-13	收斂性分析.....	20
圖 2-14	收斂性分析.....	20
圖 3-1	方向耦合器整體俯視圖.....	22
圖 3-2	方向耦合器部分俯視圖.....	22
圖 3-3	S11(反射量)頻率分佈曲線.....	23
圖 3-4	S21(穿透度)頻率分佈曲線.....	24
圖 3-5	S31(耦合量)頻率分佈曲線.....	24
圖 3-6	S41(隔離度)頻率分佈曲線.....	25
圖 3-7	方向耦合器橫截面與場型圖.....	25
圖 4-1	間隔距離 4P 的傳輸線(平面透視圖).....	27

圖 4-2	間隔距離 $3P$ 的傳輸線(平面透視圖).....	28
圖 4-3	間隔距離 $2P$ 的傳輸線(平面透視圖).....	28
圖 4-4	間隔距離 $P$ 的傳輸線(平面透視圖).....	28
圖 4-5	間隔距離 $0P$ 的傳輸線(平面透視圖).....	29
圖 4-6	彎曲間隔距離 $4P$ 之垂直耦合方向耦合器 $S$ 參數.....	29
圖 4-7	彎曲間隔距離 $3P$ 之垂直耦合方向耦合器 $S$ 參數.....	30
圖 4-8	彎曲間隔距離 $2P$ 之垂直耦合方向耦合器 $S$ 參數.....	30
圖 4-9	彎曲間隔距離 $P$ 之垂直耦合方向耦合器 $S$ 參數.....	31
圖 4-10	彎曲間隔距離 $0P$ 之垂直耦合方向耦合器 $S$ 參數.....	31
圖 4-11	彎曲間隔距離與耦合量關係.....	32
圖 4-12	緊密佈局方式.....	33
圖 4-13	由圖 4-12 的緊密佈局方式之單一傳輸線帶 $S$ 參數.....	33
圖 4-14	由圖 4-12 佈局方式垂直耦合建立的方向耦合器結果.....	34
圖 4-15	CCS 傳輸線佈局方式(平面透視).....	35
圖 4-16	由圖 4-15 CCS 傳輸線佈局方式垂直耦合分析之 $S$ 參數..	35
圖 4-17	CCS 傳輸線佈局方式(平面透視).....	36
圖 4-18	訊號線 1.....	37
圖 4-19	訊號線 2.....	37
圖 4-20	由圖 4-17 CCS 傳輸線佈局方式分析之 $S$ 參數結果.....	38
圖 4-21	典型傳輸線帶透視平面圖.....	38
圖 4-22	典型傳輸線帶剖視圖.....	39
圖 4-23	典型傳輸線帶 $S$ 參數.....	40
圖 4-24	典型垂直耦合方向耦合器.....	40
圖 4-25	典型垂直耦合方向耦合器 $S$ 參數.....	41
圖 4-27	由方向耦合器端埠外接到線帶.....	42
圖 4-28	由線帶到微帶線部分.....	43
圖 4-29	外接電路後整體透視圖.....	44
圖 4-30	外接電路後整體分析結果.....	44

## 表 目 錄

表 4-26 典型方向耦合器與 CCS 垂直耦合方向耦合器比較.....	41
--------------------------------------	----



## 第一章 緒論

### 1.1 研究動機與研究目的

現代的通訊系統逐漸趨於微小化，產品皆講究「輕薄短小」，如：雷達、手機等通訊設備都做為可攜式的改善，並且為了攜帶便利、使用方便，所以微小化是時勢所趨，然而通訊系統整體的縮小必須藉由各類電路模組元件的縮小開始做起，舉例來說，負責執行微波能量耦合監測的重要元件—方向耦合器，其電路往往佔用很大的面積。由於此分佈被動元件(distributed passive elements)之尺寸皆正比於工作頻率相對應之波長，因此往往縮裝不易，本研究擬運用一種新型傳輸線來設計縮小電路面積，以驗證縮小相關電路模組的可行性，期在電氣性能不變的情況下達成微小化方向耦合器的目標。

### 1.2 方向耦合器原理

方向耦合器在微波電路中為一個相當重要的元件，傳統的方向耦合器由兩條四分之一波長傳輸線組成的四端埠網路，且具有互易性、四個端埠輸入阻抗均匹配的特性。主要功能可將輸入之信號功率交連分歧(圖 1-1)，或者將輸出端所接之待測物反射回來的功率耦合分歧出來做分析，如：在做微波電路分析時，需要觀察輸入訊號與輸出訊號的變化，這時利用方向耦合器將輸入反射回來的訊號作耦合，因此就有因耦合得到的輸入訊號以供作觀察，另一方面輸出端也接上方向耦合器，將輸出的訊號耦合，其耦合出來得訊號作觀察(圖 1-2)。

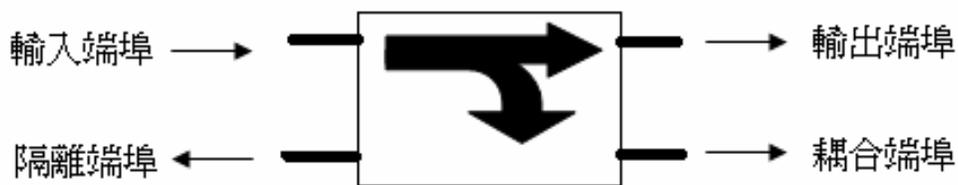


圖 1-1 方向耦合器各功率流向

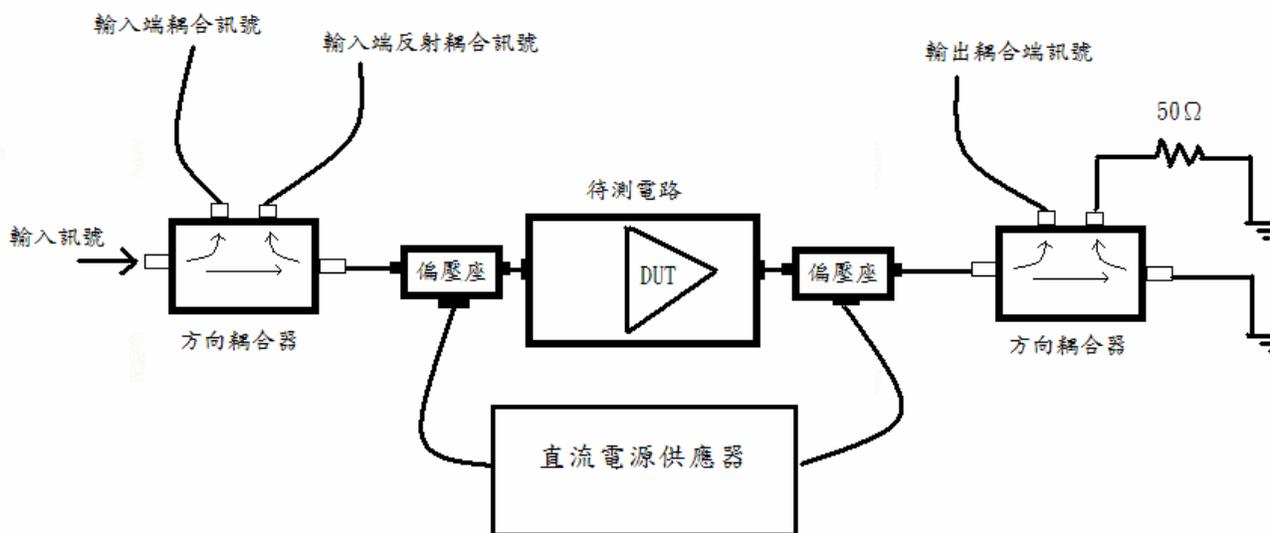


圖 1-2 微波網路分析結構

另外，方向耦合器也可以用來做濾波器及示波器的內部元件。然而雖然分波器和枝幹耦合器的功能，但分波器和多節耦合器因各個端埠有導線相接(圖 1-3)，每個端埠都會受到直流電的訊號影響，其功能還是在於相位調變，況且一般分波器對於反射的訊號也不能作耦合，但方向耦合器因為兩條訊號線沒接在一起(圖 1-4)，耦合端和隔離端就不受輸入端和輸出端的直流訊號影響。

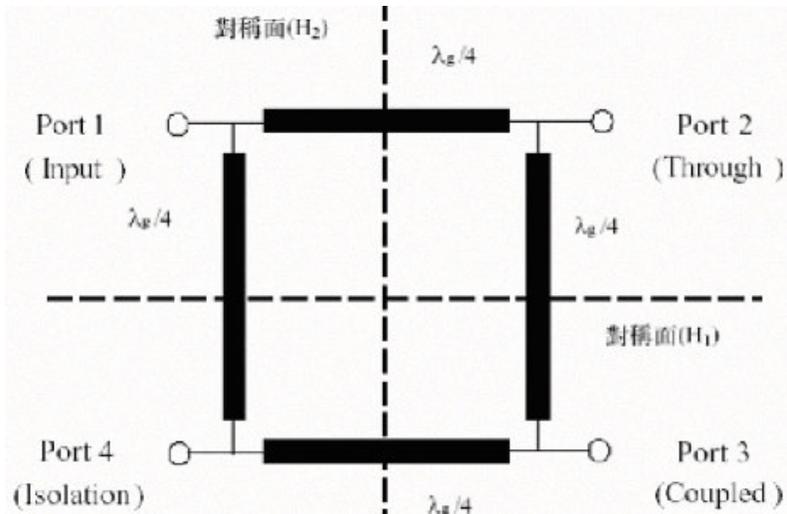


圖 1-3 枝節耦合器

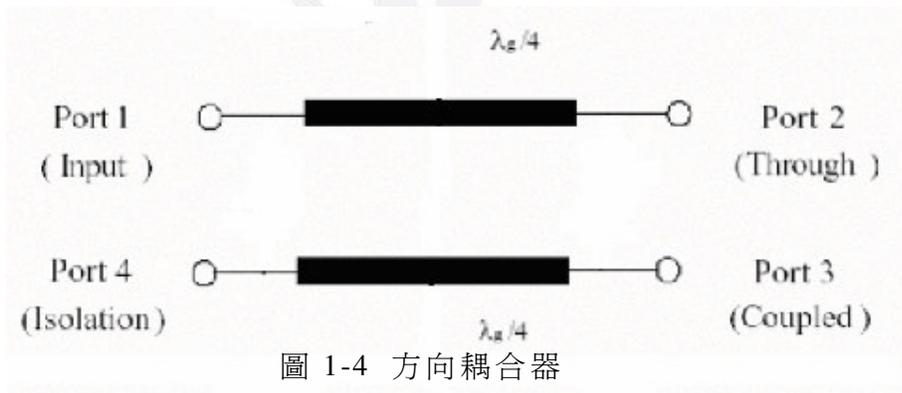


圖 1-4 方向耦合器

### 1.3 文獻回顧與探討

第一個方向耦合器是在1922年[1]開始被H. A. Affel研究發表，他最先提出用兩個四分之一波長平行金屬傳輸線做耦合，類似於一個環形天線，雖那時並未取名方向耦合器，但已有明顯的方向耦合器架構，而從1940 到1950 年代 [2][3]才開始有比較顯著的發展，最早的分析方法在1956年由J.REED 與G.J.WHEELER [4]提出，他們利用奇偶模態分析(odd & even mode analysis)方法，對四個埠的電路進行討論及設計。到了1960 和1970 年代有許多論文[5]-[11]描述平行耦合器的理論及應用。

之後陸陸續續皆有改善方向耦合器的性能及尺寸縮小佔用面積的研究。如今我們可以應用上下垂直耦合 (Broadside-Coupler)、共平面波導 (Co-Planar Waveguide, CPW)、曲折(Meander) [12]-[15]等架構來設計方向耦合器，不過在傳統微帶傳輸線做彎曲時，其可使用頻率以及摺疊的寬度等將受到限制。近年來，在微型化方向耦合器方面，有人用間隙耦合(slot-coupling)[18]，成功的縮小方向耦合器，並且達到良好的性能，它是以上下微帶線反向相接，以中間接地的間隙做耦合，不過因為上下的微帶線曝露在外面，所以難以作包裝。

另外，也有使用低溫共燒多層陶瓷 (Low-Temperature Cofired Ceramics,LTCC)的製程[19]來製作方向耦合器的例子，LTCC是以陶瓷作為電路基板材料，因為陶瓷與矽的材質極接近，因此適合與IC晶片連接，且具有省空間、降低成本的優點。所以用LTCC技術可使方向耦合器達到極小的使用面積，但是由於製程經費過於龐大，而且LTCC在將溫度控制在攝氏900度以內進行燒結時，有收縮程度不同的困難，且仍以堆疊方式製成，容易使電氣特性變數增加。

最近有一種互補傳導線帶傳輸線 (Complementary conducting strip transmission lines, CCS TL)的架構技術，以彎曲(Meander)訊號線來設計更微型化的被動元件卻仍能保有不錯地電器性能[16][17]，由於已經成功的應用在一百八

十度枝節耦合器及濾波器上面，希望能參考以CCS TL的縮裝技術來設計性能不錯地更微型化的方向耦合器應用在垂直耦合及曲折的架構上。

### 1.4 研究方法

本研究以方向耦合器利用上下垂直佈置(Broadside-Coupled)、摺疊(Meander)等方法，研究及探討上下耦合線平移設計對耦合等參數的影響，並利用互補傳導線帶傳輸線(Complementary conducting strip transmission lines, CCS TL)的架構做改良。

互補傳導線帶傳輸線為一種新型的傳輸線結構(圖 1-5)，該結構可改善因摺疊所造成效能變差的問題，且因其訊號線(signal)特殊的寬窄差，使電磁波行進過程中增大慢波因子(show-wave-factor, SWF)，有助於縮短傳輸線以減少使用面積。

本次的研究在於將使用電磁分析模擬軟體 ( Ansoft HFSS<sup>TM</sup> ) 做設計和模擬，同時也分析傳輸線的阻抗以及波長等各種參數。

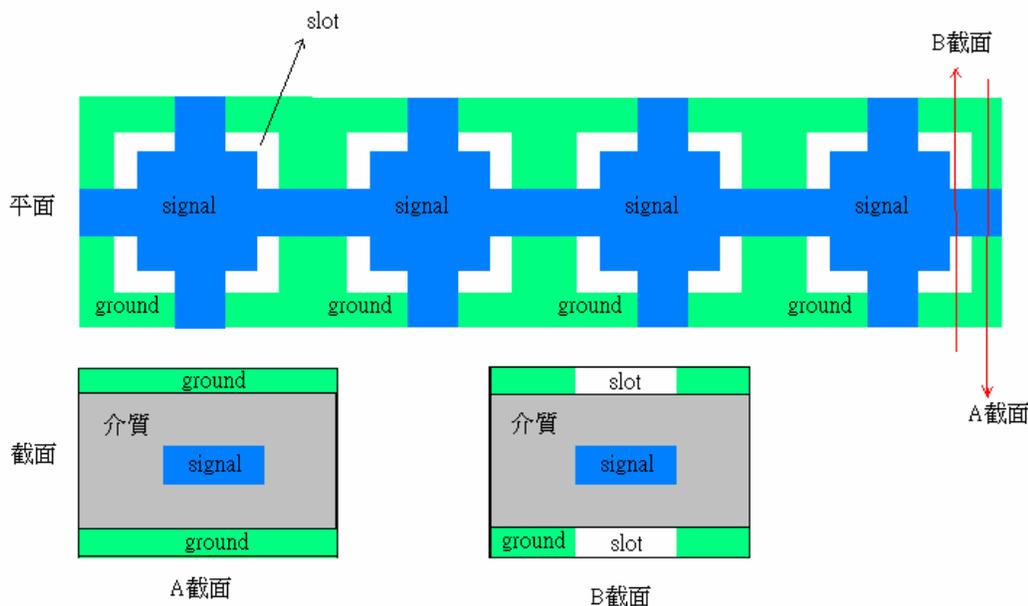


圖 1-5 CCS TL 結構之傳輸線帶平面圖與截面圖

## 第二章 互補傳導線帶傳輸線原理特性

### 2.1 基本設計結構

評估一條信號線長度為四分之一波長、操作頻率 5.4 GHz 的 CCS TL 在 strip line 結構中達到  $50 \Omega$ ，其所需要的相關尺寸(如圖 2-1，圖 2-2，圖 2-3)，使用 RO4003 ( $\epsilon_r = 3.38$ ,  $h = 8 \text{ mil}$ 、 $20 \text{ mil}$ ,  $h_s = 8 \text{ mil}$ ( $203.2 \mu\text{m}$ )、 $20 \text{ mil}$ ( $508 \mu\text{m}$ ),  $P = 450 \mu\text{m}$ 、 $900 \mu\text{m}$ )的介質基板，以及 0.5 OZ 的銅金屬導體厚度為  $17.5 \mu\text{m}$ 。

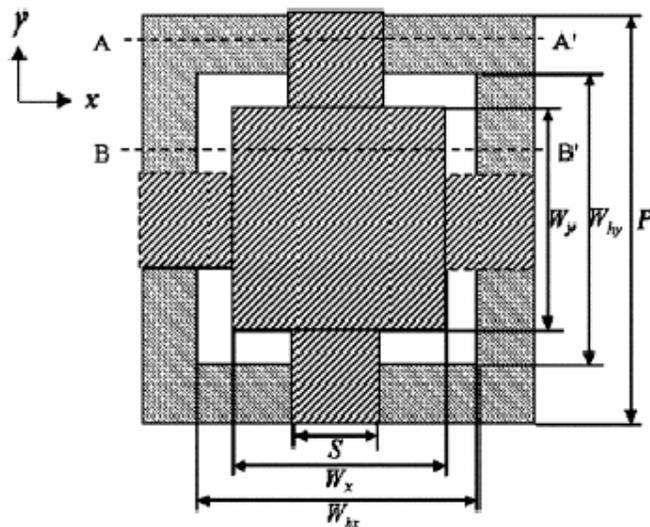


圖 2-1 CCS unit-cell 平面圖

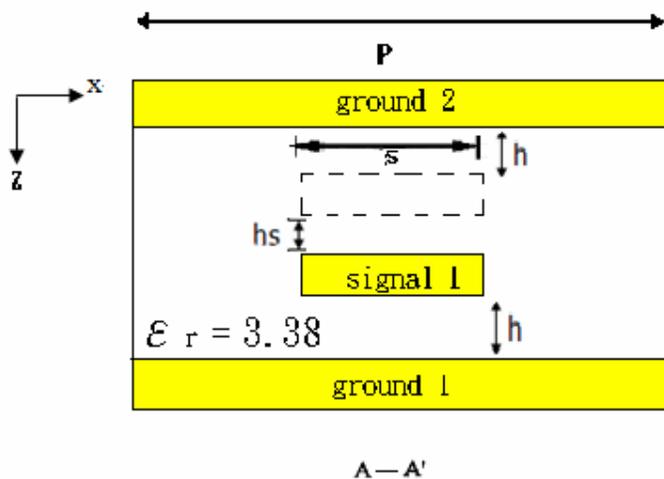


圖 2-2(a) CCS unit-cell 截面圖 A

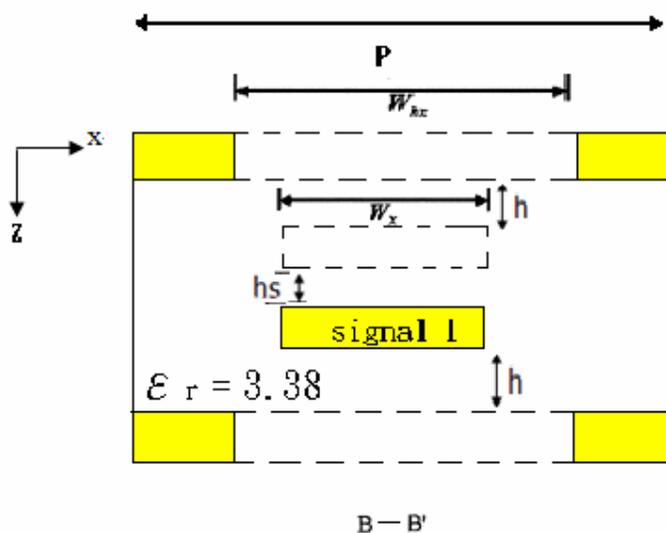


圖 2-2(b) CCS unit-cell 截面圖 B

## 2.2 四分之一波長傳輸線

操作頻率  $f = 5.4 \text{ GHz} = 5.4 \times 10^9 \text{ Hz}$

光速  $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$

波速  $V_g = c / (\mu_r \times \epsilon_r)^{1/2} = 3 \times 10^8 / (3.38)^{1/2} = 163178488 \text{ m/s}$

波長  $\lambda_g = V_g / f = 163178488 / 5.4 \times 10^9 \doteq 0.03 \text{ m} = 30 \text{ mm}$   
 $= 30000 \mu\text{m}$

四分之一波長  $\lambda/4 = 7500 \mu\text{m}$

以

(a)  $P = 900 \mu\text{m}$  ,  $h = h_s = 20 \text{ mil} = 508 \mu\text{m}$  ,

8 個 unit-cell 傳輸線全長  $8 \times 450 \mu\text{m} = 7200 \mu\text{m} = 7.2 \text{ mm}$

(b)  $P = 450 \mu\text{m}$  ,  $h = h_s = 8 \text{ mil} = 203 \mu\text{m}$

16 個 unit-cell 傳輸線全長  $16 \times 450 \mu\text{m} = 7200 \mu\text{m} = 7.2 \text{ mm}$

先用 HFSS 做設計並做分析，再將其設計結果做頻估，在模擬分析時，傳輸線兩端延伸的邊緣以完美導體(perfect conductor, PEC)對上下接地以確保等電位。

## 2.3 評估結果

爲了達到 50 歐姆的阻抗匹配，經過數次的調整與頻估之後，最後最能夠接近的尺寸與圖形(對照 圖 2-1、圖 2-2)，以及模擬分析結果如下：

(a)  $P = 900 \mu\text{m}$ ， $h = h_s = 20 \text{ mil}$

$$W_{hx} = W_{hy} = 250 \mu\text{m}$$

$$W_x = W_y = 750 \mu\text{m}$$

$$S = 650 \mu\text{m}$$

$$\text{阻抗 } Z = 51.1572 \Omega$$

$$\text{波長 } \lambda = 29.910325 \text{ mm}, \quad \lambda/4 = 7.4775815 \text{ mm}$$

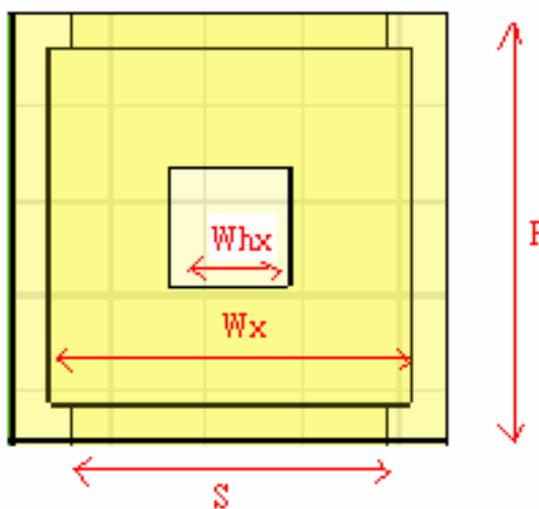


圖 2-3 設計實際比例(參照圖 2-1)

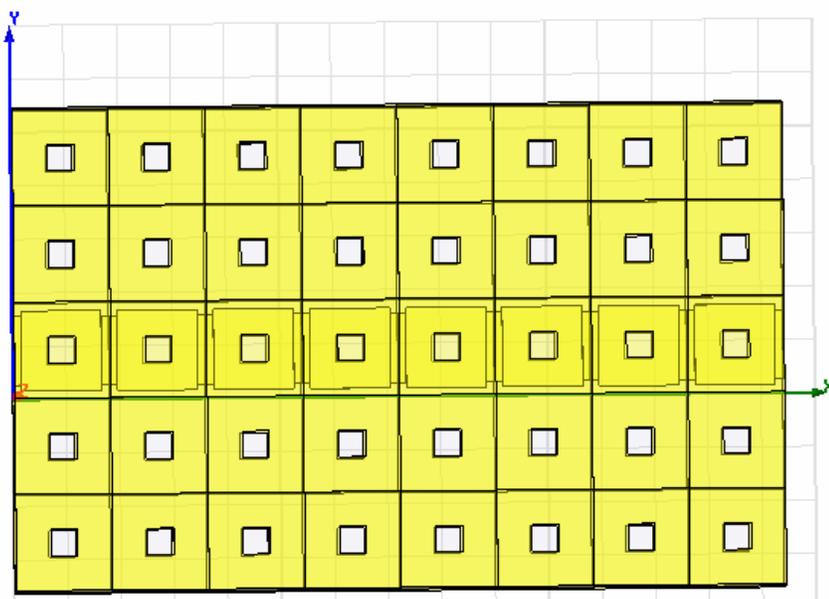


圖 2-4 傳輸線整體俯視透視圖(CCS unit-cell × 8)

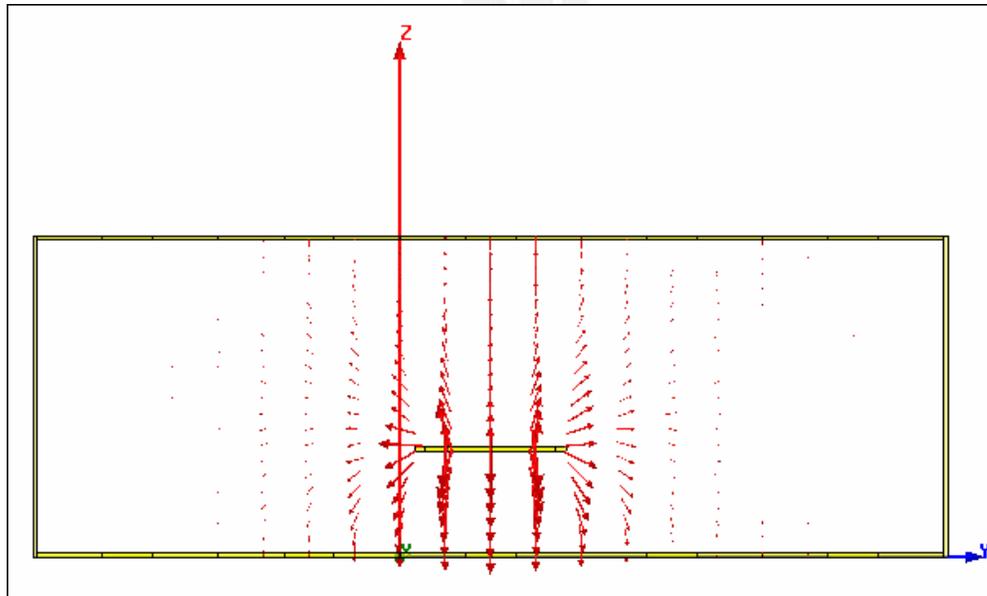


圖 2-5 傳輸線橫截面與場型圖(中間為訊號線，上下為接地，圖為電場由訊號向  
接地散射，左右的接面為理想導體，是爲了使上下接地面等電位)

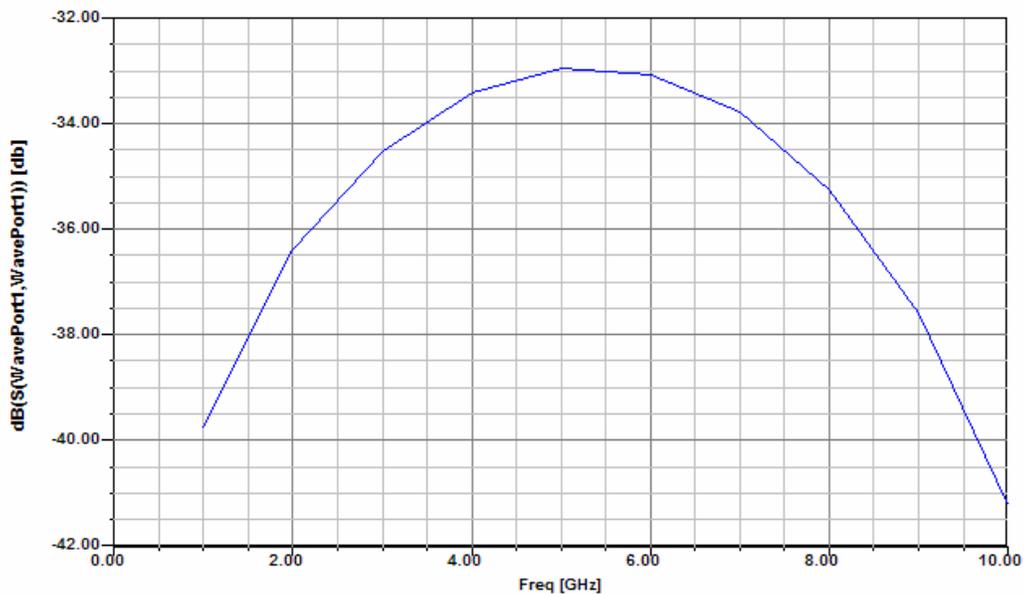


圖 2-6 S11 頻率分佈圖，其頻率在 0 ~ 10 GHz 之間，皆低於 -33 dB，達到良好的匹配。

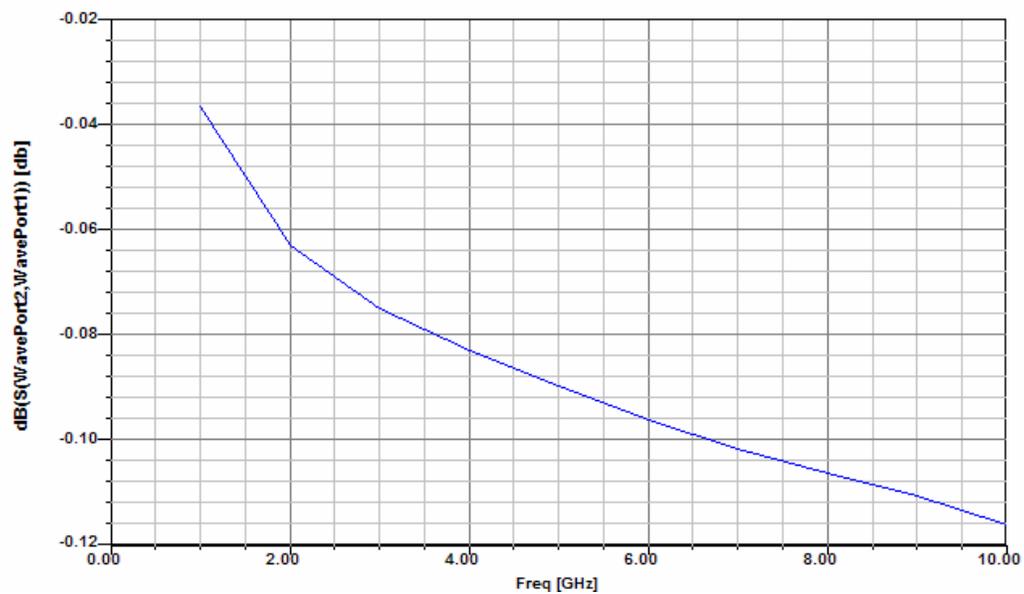


圖 2-7 S21 頻率分佈圖，其頻率在 0 ~ 10 GHz 之間，皆不低於 -0.12 dB，穿透係數相當良好。

(b)  $P = 450 \mu\text{m}$ ,  $h = h_s = 8 \text{ mil}$

$$W_{hx} = W_{hy} = 200 \mu\text{m}$$

$$W_x = W_y = 350 \mu\text{m}$$

$$S = 200 \mu\text{m}$$

$$\text{阻抗 } Z = 48.731572 \Omega$$

$$\text{波長 } \lambda = 28.803660 \text{ mm}, \quad \lambda/4 = 7.200915 \text{ mm}$$

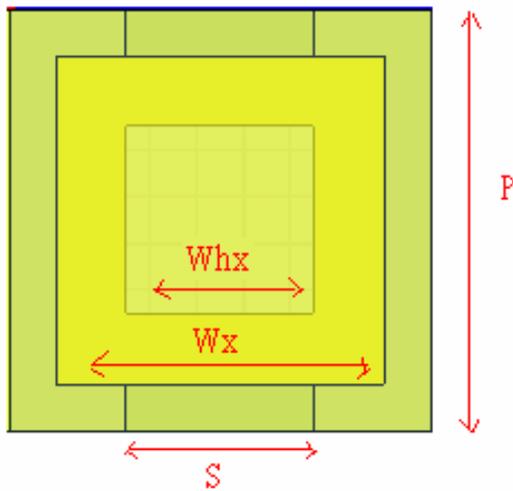


圖 2-8 設計實際比例(參照圖 2-1)

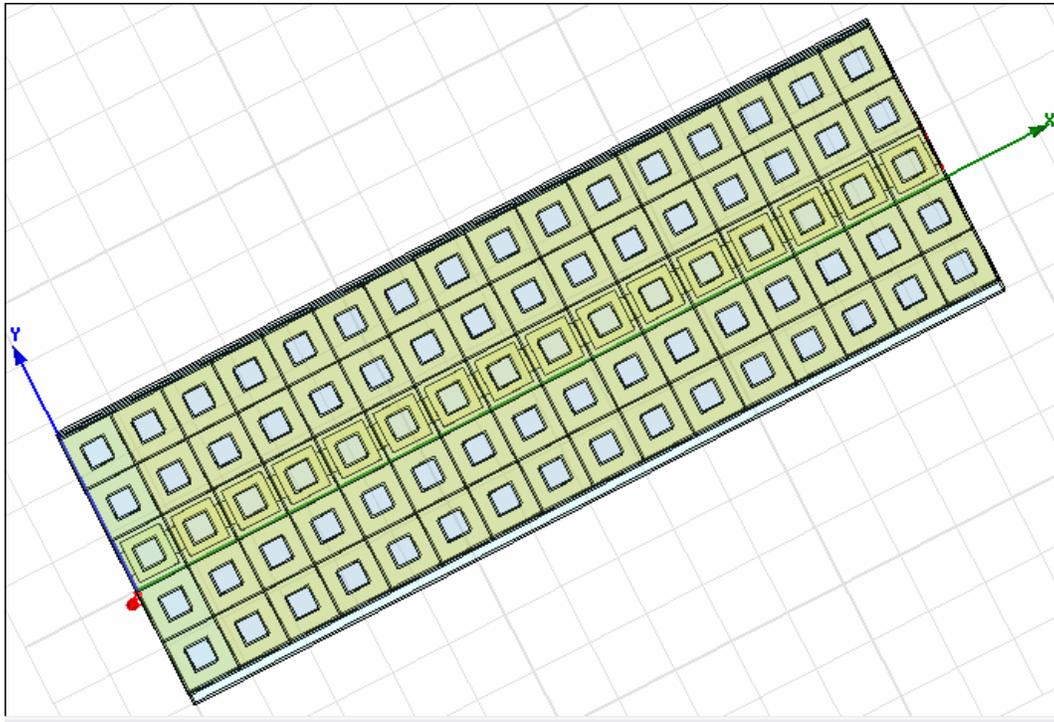


圖 2-9 傳輸線整體俯視圖(CCS unit-cell  $\times$  16)

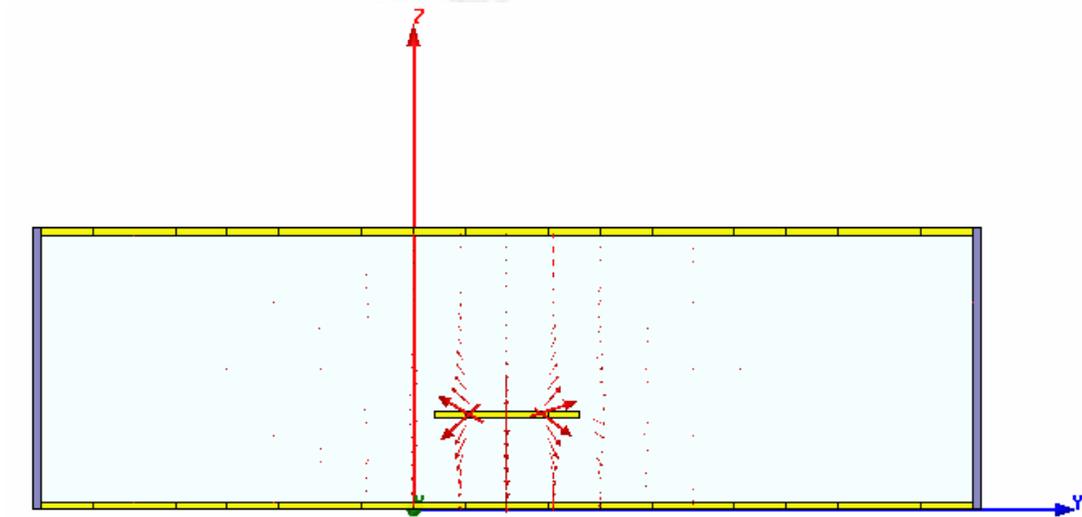


圖 2-10 傳輸線橫截面與場型圖

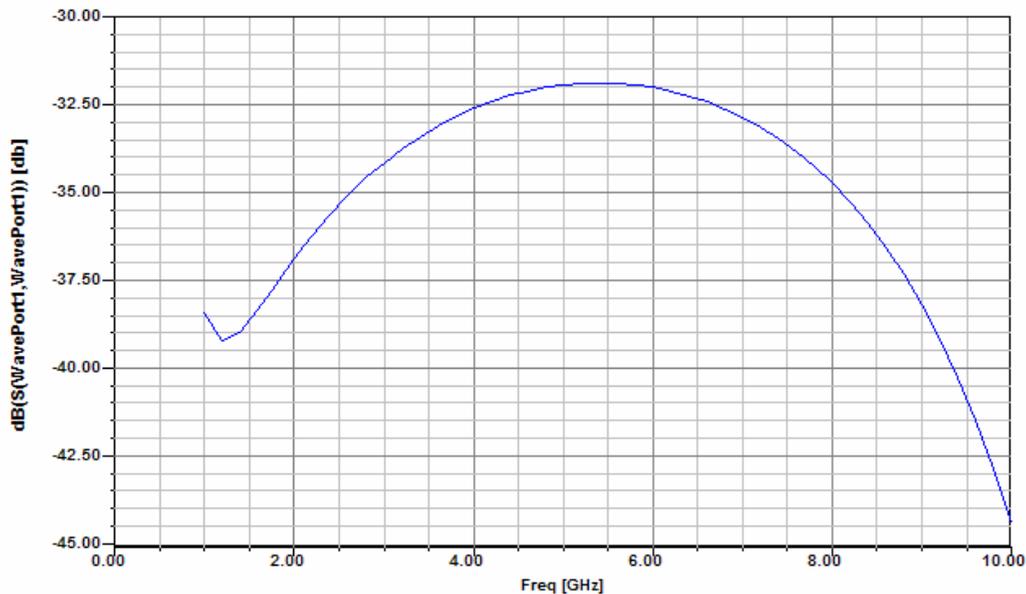


圖 2-11 S11 頻率分佈圖，其頻率在 0 ~ 10 GHz 之間，皆低於 -31.5 dB，達到良好的匹配

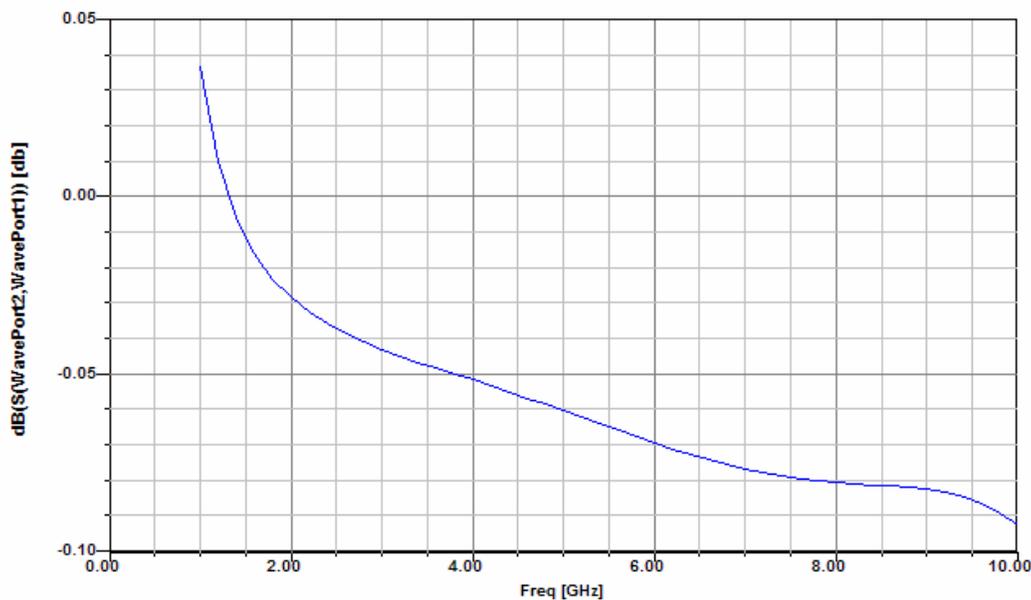


圖 2-12 S21 頻率分佈圖，其頻率在 0 ~ 10 GHz 之間，皆不低於 -0.10 dB，穿透係數相當良好。

## 2.4 收斂性分析

由上一節 2.3(b) 的尺寸 ( $P = 450 \mu\text{m}$ ,  $h = h_s = 8 \text{ mil}$ ) 作分析，

從 CCS unit-cell  $\times 1 \sim$  CCS unit-cell  $\times 16$ ，觀察其阻抗及波長的變化：

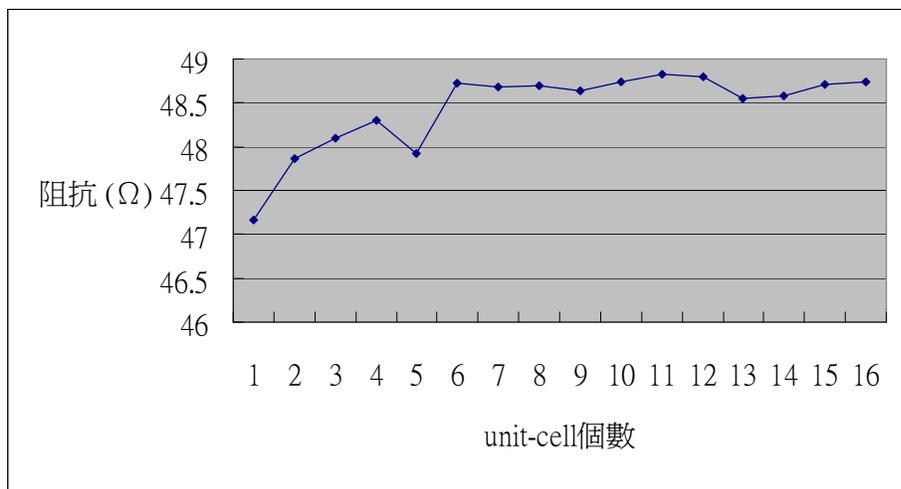


圖 2-13

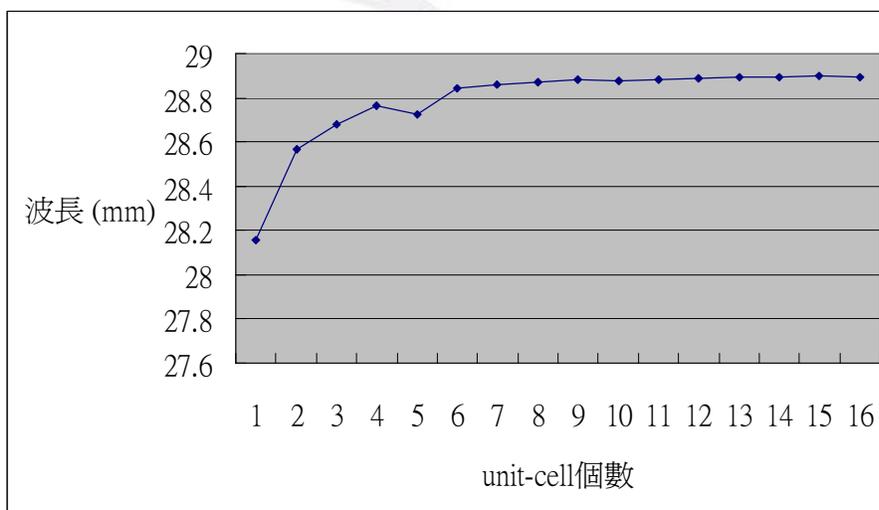


圖 2-14

### 第三章 垂直耦合方向耦合器

#### 3.1 設計尺寸

由上一章所調整達到 50 歐姆匹配的 CCS 傳輸線，用兩條做垂直耦合 (Broadside-Coupled)，在經過微調維持 50 歐姆的匹配，設計成方向耦合器 (Directional coupler)，其尺寸以 2.3(b) 為基準如下：

對照圖 2-1

$$P = 450 \mu\text{m}, h = h_s = 8 \text{ mil}$$

$$W_{hx} = W_{hy} = 250 \mu\text{m}$$

$$W_x = W_y = 350 \mu\text{m}$$

$$S = 200 \mu\text{m}$$

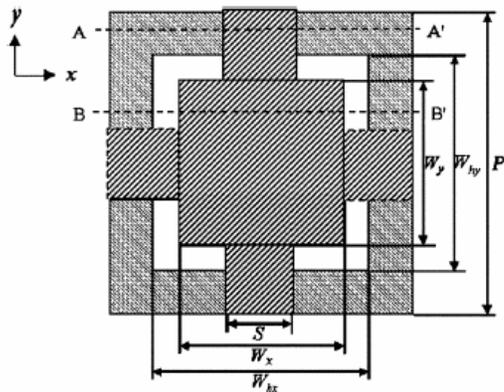


圖 2-1

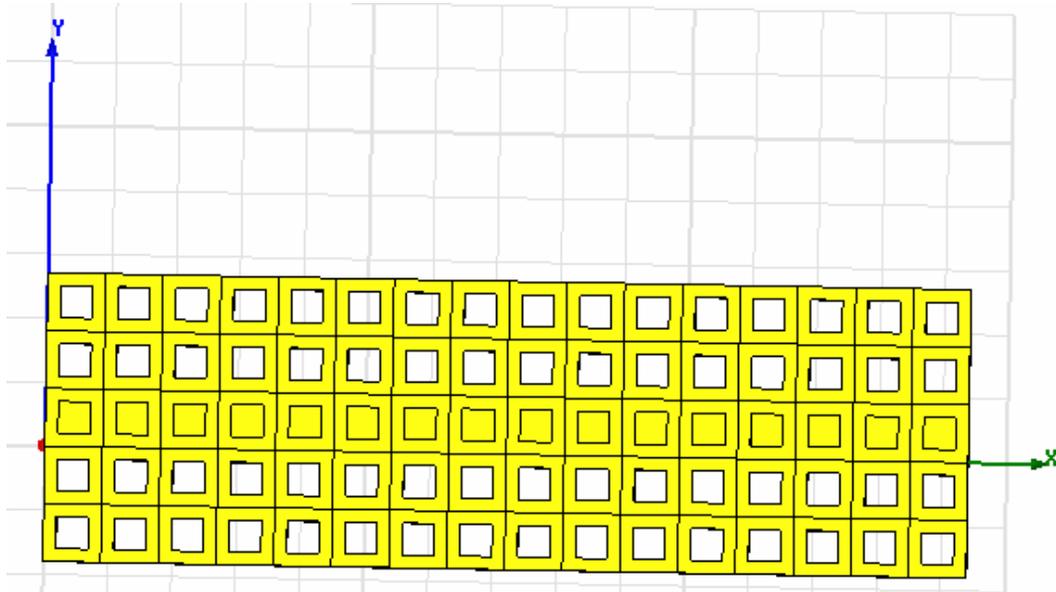


圖 3-1 方向耦合器整體俯視圖

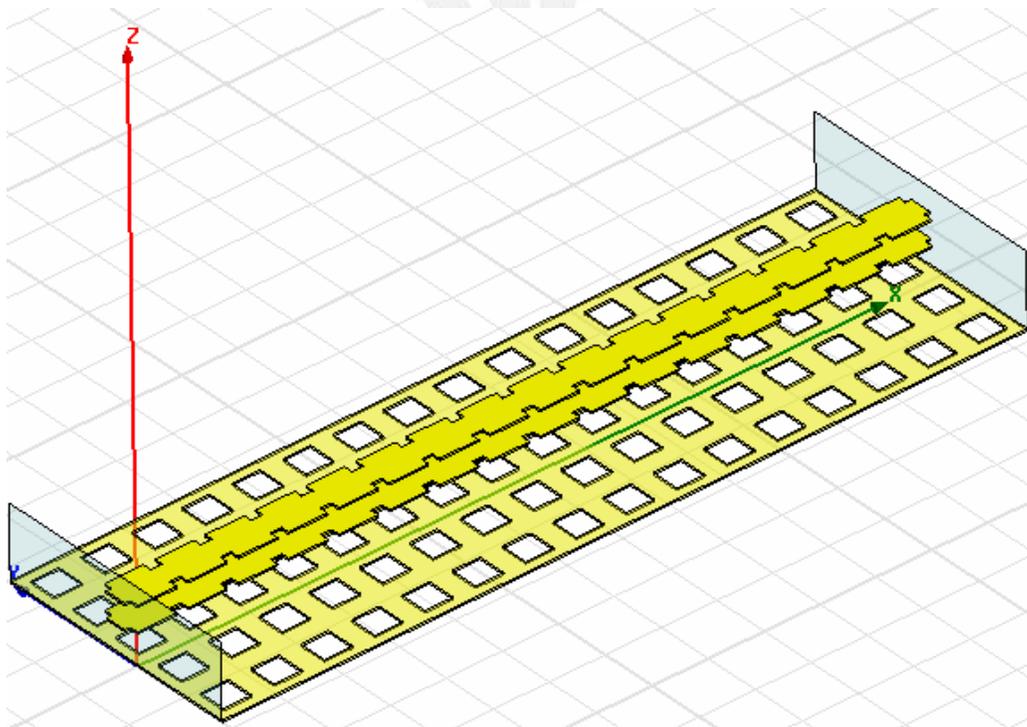


圖 3-2 方向耦合器部分俯視圖(去掉上面的接地面 ground 與介質)

### 3.2 分析結果

方向耦合器設計完成之後，在操作頻率 5.4 GHz 底下，所分析的 S 參數如下：

$$S_{11} = -19.6 \text{ dB} \quad , \quad S_{21} = -0.814 \text{ dB}$$

$$S_{31} = -8.69 \text{ dB} \quad , \quad S_{41} = -21.7 \text{ dB}$$

其矩陣

$$[S] = \begin{bmatrix} -19.6 & -0.814 & -8.69 & -21.7 \\ -0.814 & -19.6 & -21.7 & -8.69 \\ -8.69 & -21.7 & -19.6 & -0.814 \\ -21.7 & -8.69 & -0.814 & -19.6 \end{bmatrix}$$

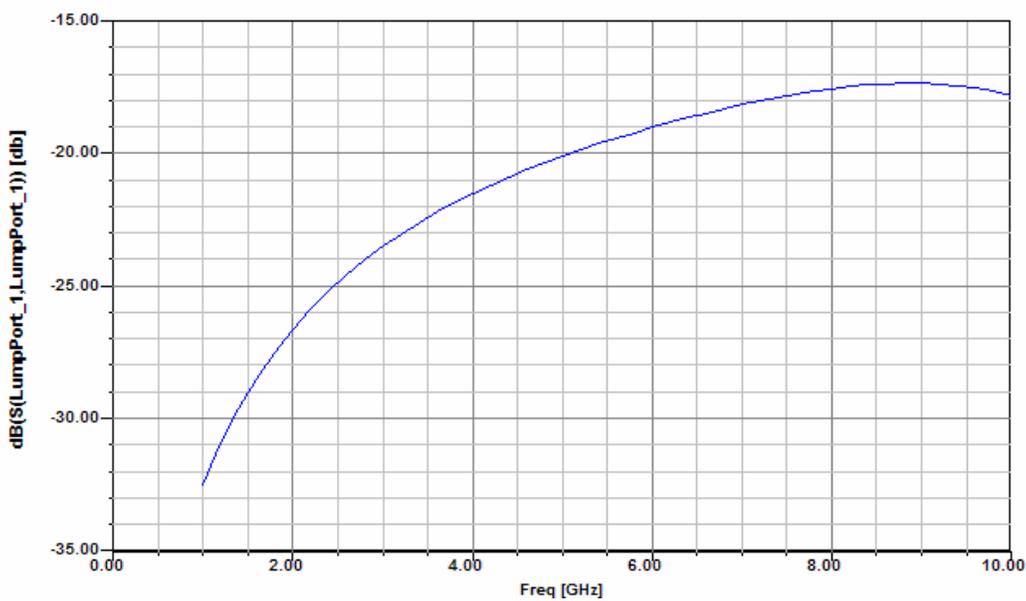


圖 3-3 S11(反射量)頻率分佈曲線

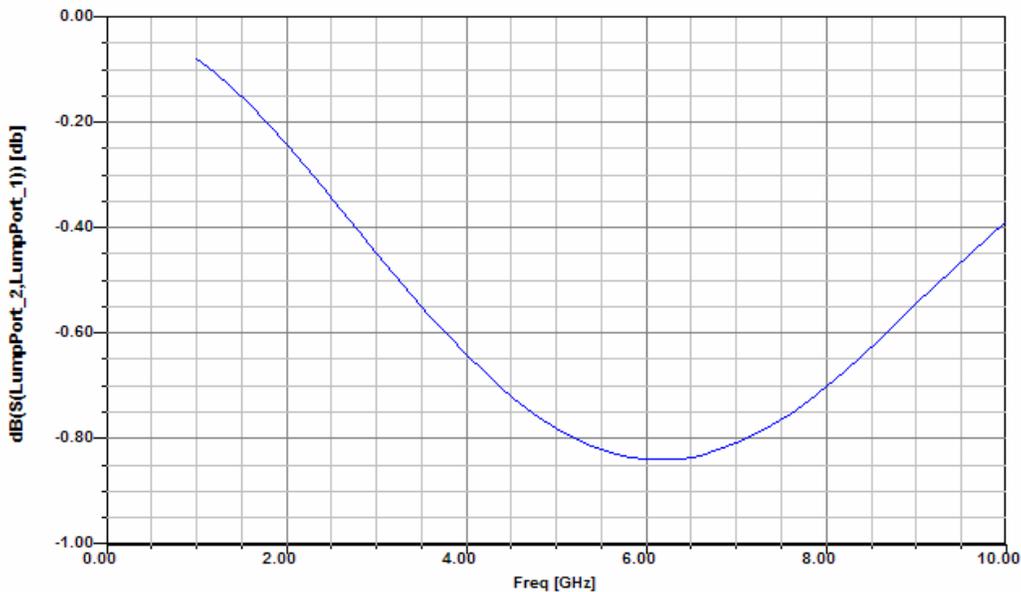


圖 3-4 S21(穿透度)頻率分佈曲線

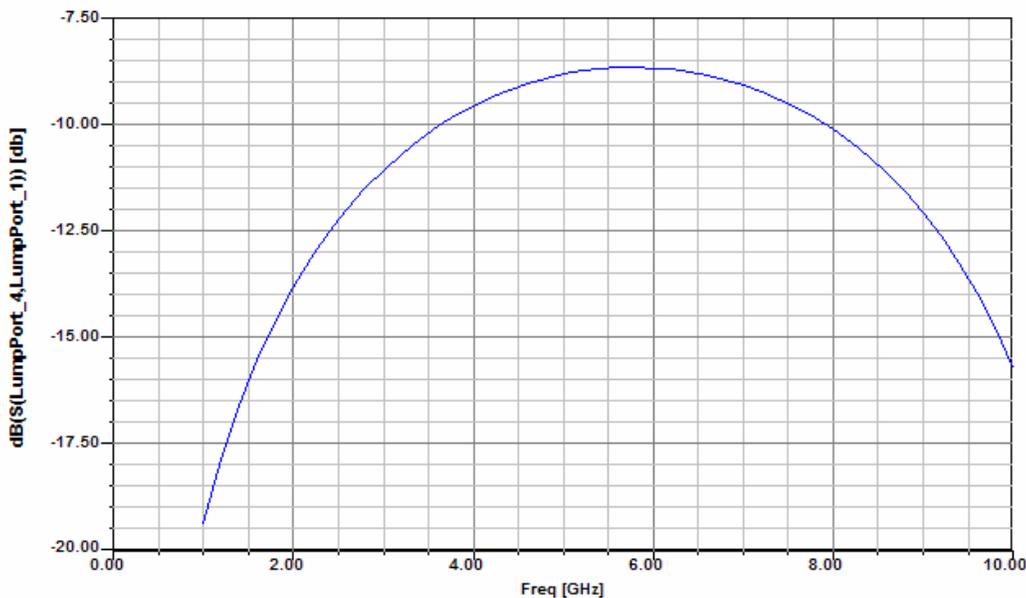


圖 3-5 S31(耦合量)頻率分佈曲線

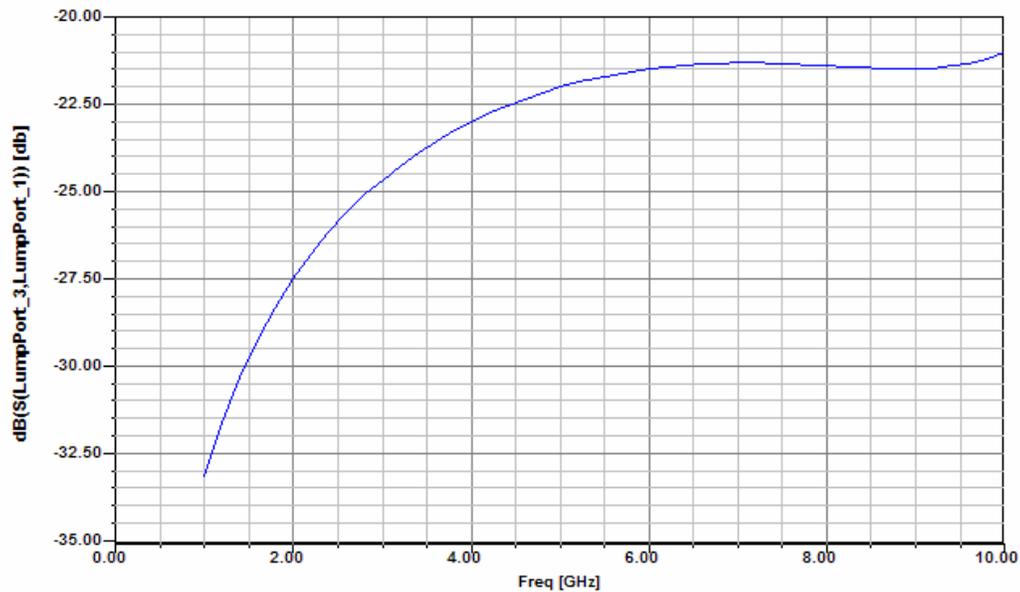


圖 3-6 S41(隔離性) 頻率分佈曲線

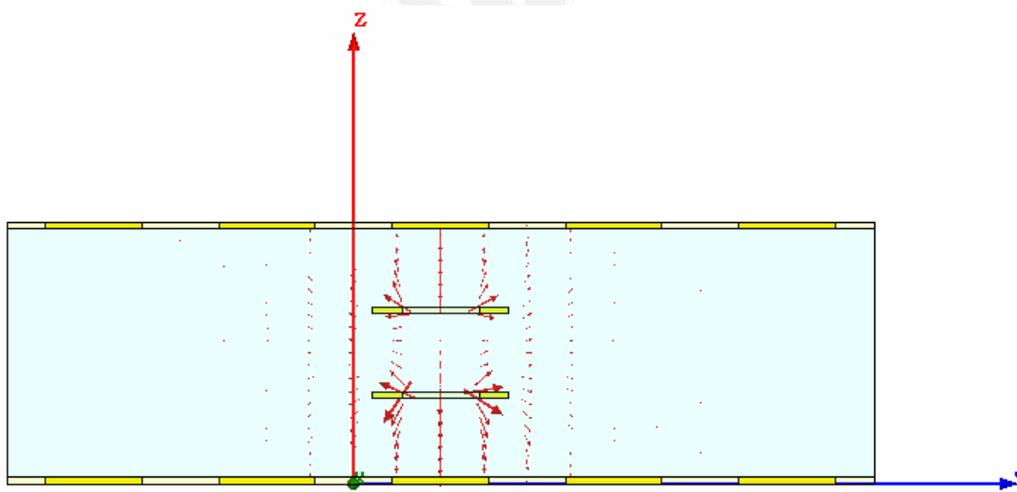


圖 3-7 方向耦合器橫截面與場型圖(中心兩個為耦合的訊號線，上下為接地。)

### 3.3 討論與結論

在評估傳輸線(第二章)過程中，(a)部分的尺寸因介質板材的單層厚度為 20 mil，以這種厚度，訊號線需要足夠的寬度才能使特性阻抗達到 50 歐姆，寬度  $S$  與  $W_x$  在 CCS unit-cell 中也相當的接近，爲了怕影響到鄰近的導線以及增加慢波效應，因此才選擇使用(b)部份的尺寸做爲設計方向耦合器的架構。而(b)的波長爲 28.8 mm，除以 4 爲 7.2 mm，剛好與傳輸線長度符合，達到四分之一波長的要求。精準度分析的部份觀察到特性阻抗與波長會因 CCS unit-cell 的個數而改變，由於單位細胞個數越少，埠(port)的距離也越接近，所以很可能會是因模擬軟體在分析過程中產生的誤差，準確度會受影響。



## 第四章 垂直堆疊之二維 CCS 方向耦合器之設計

### 4.1 彎曲方向耦合器

因為對傳輸線做彎曲(Meander)之後對傳輸線性能會有一定的影響，所以必須先了解傳輸線能夠承受彎曲的程度，因此本節研究對於互補傳導線帶傳輸線彎曲過後最小的間距，以便於了解之後二維佈局縮小的方式。本節以曲折兩段後間隔距離分別用 4P、3P、2P、P 以及 0P 的間距分別做分析(見 圖 4-1 ~ 圖 4-5)，其中 P 為 CCS 一個單位細胞的尺寸 450  $\mu\text{m}$ ，但由於彎曲之後對傳輸線的阻抗匹配會受到影響，因此將 CCS 單位細胞中各個尺寸參數作適當的調整改變，使此傳輸線回到五十歐姆的特性阻抗，而改變之後各尺寸參數分別為：

參照圖 2-1

$$P = 450 \mu\text{m}, h = h_s = 8 \text{ mil}$$

$$W_x = W_y = 250 \mu\text{m}$$

$$W_x = W_y = 300 \mu\text{m}$$

$$S = 200 \mu\text{m}$$

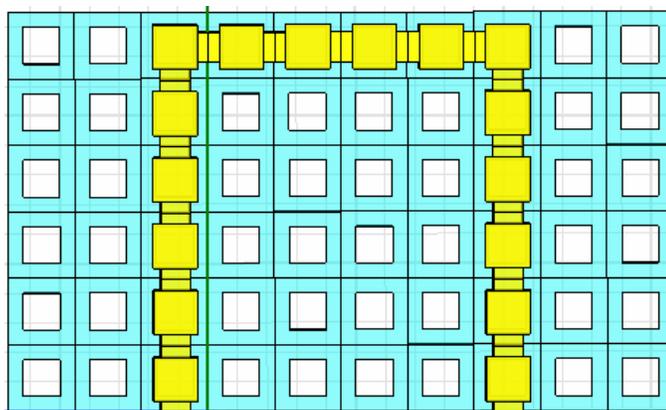


圖 4-1 間隔距離 4P 的傳輸線(平面透視圖)

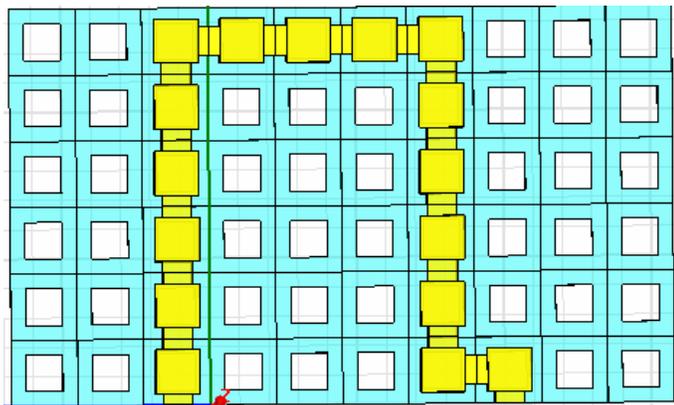


圖 4-2 間隔距離 3P 的傳輸線(平面透視圖)

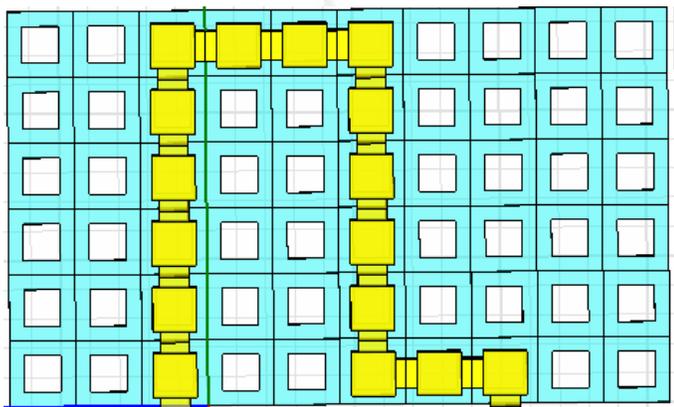


圖 4-3 間隔距離 2P 的傳輸線(平面透視圖)

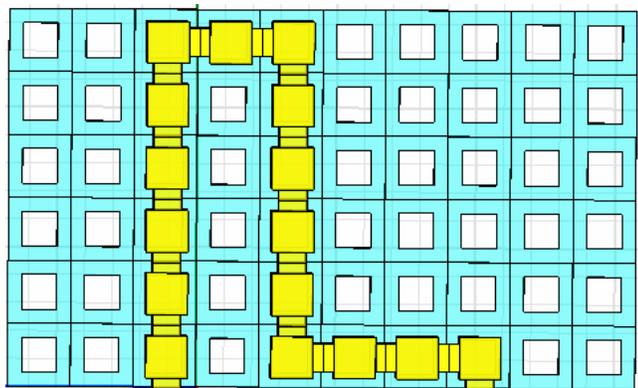


圖 4-4 間隔距離 P 的傳輸線(平面透視圖)

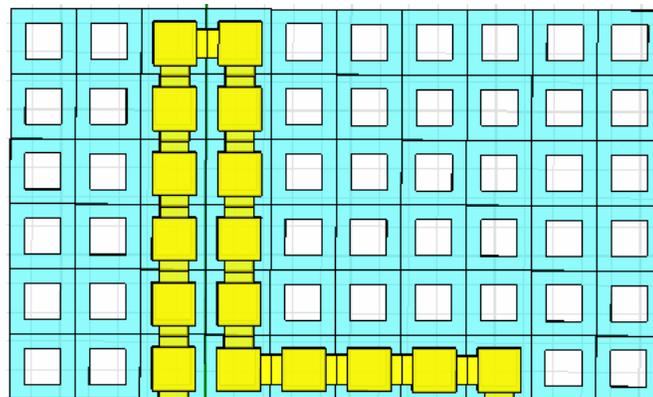


圖 4-5 間隔距離 0P 的傳輸線(平面透視圖)

將間隔距離 4P 到 0P 的 CCS 彎曲傳輸線帶用錢一張的方法垂直耦合之後，其分析結果之 S 參數如 圖 4-6 ~ 圖 4-10：

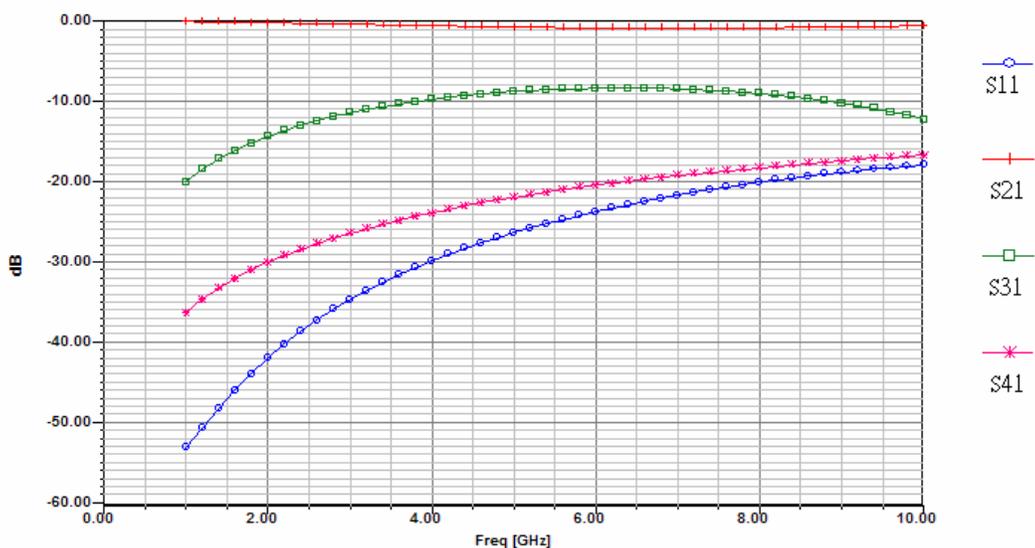


圖 4-6 彎曲間隔距離 4P 之垂直耦合方向耦合器 S 參數

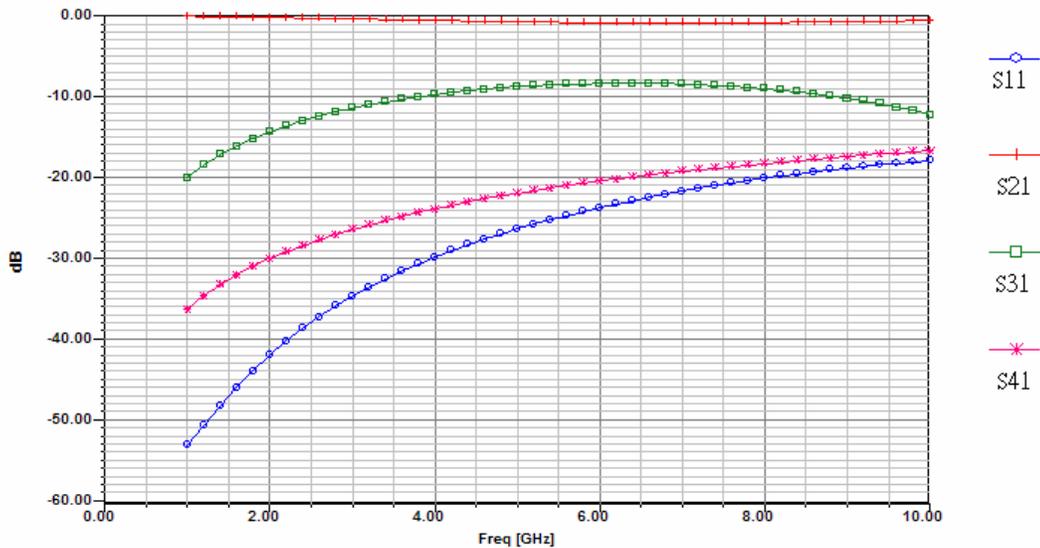


圖 4-7 彎曲間隔距離 3P 之垂直耦合方向耦合器 S 參數

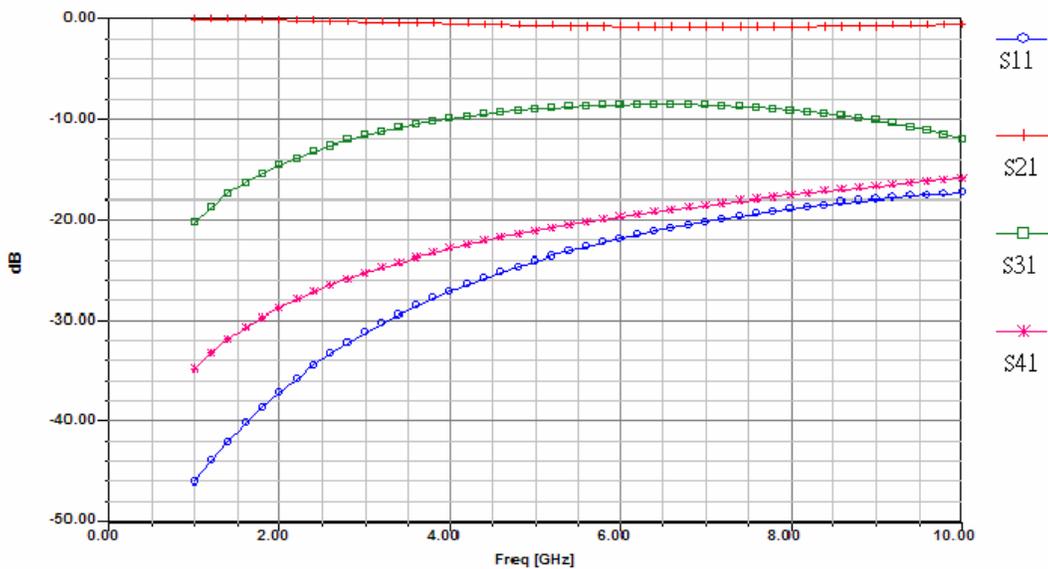


圖 4-8 彎曲間隔距離 2P 之垂直耦合方向耦合器 S 參數

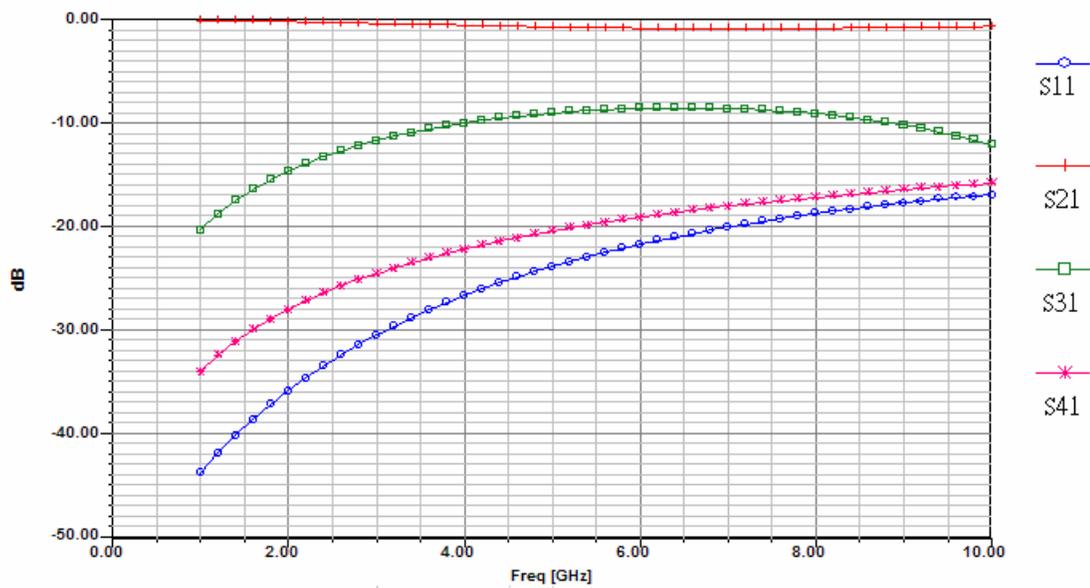


圖 4-9 彎曲間隔距離 P 之垂直耦合方向耦合器 S 參數

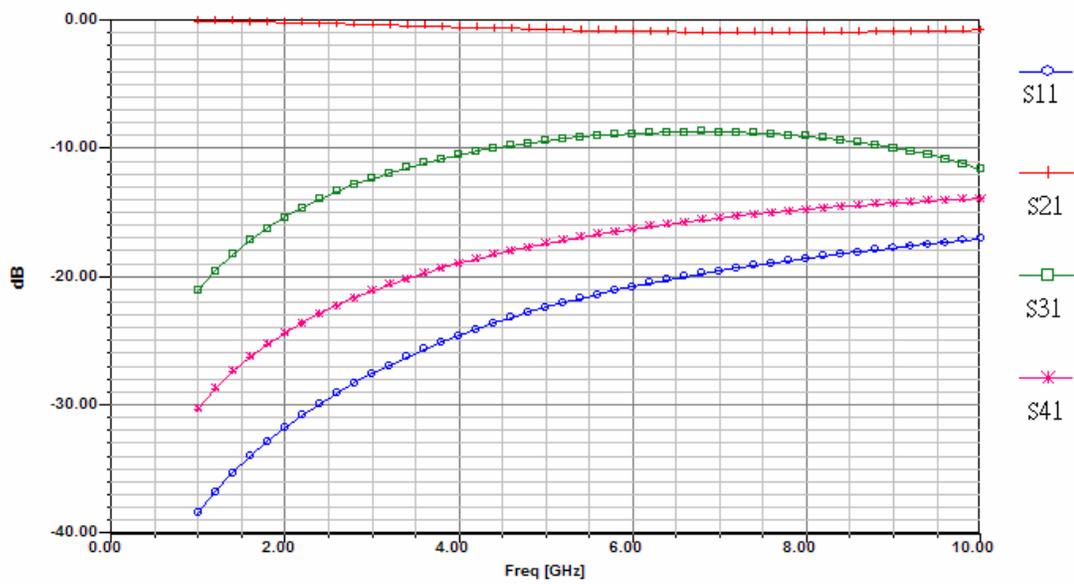


圖 4-10 彎曲間隔距離 OP 之垂直耦合方向耦合器 S 參數

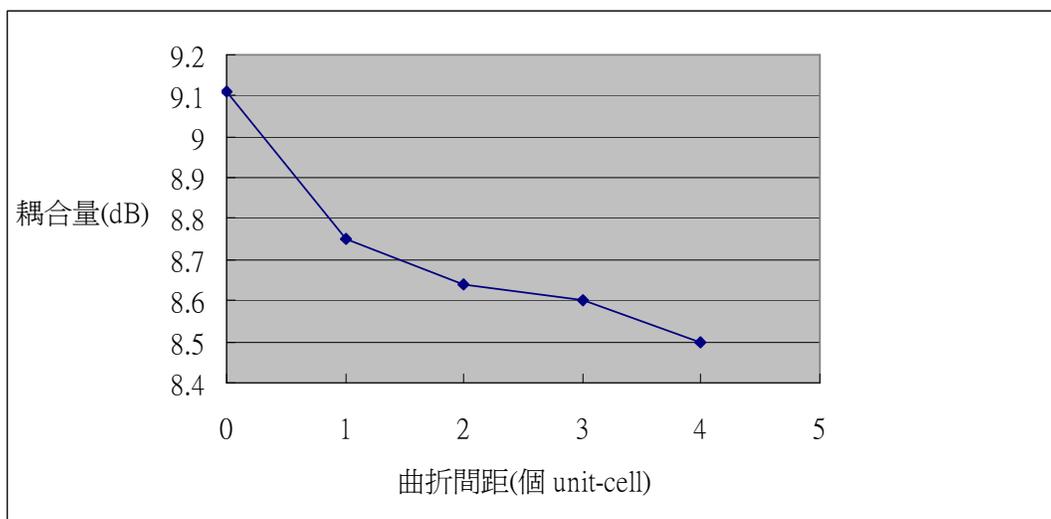


圖 4-11 彎曲間隔距離與耦合量關係

## 4.2 二維佈局設計

由圖 4-6 ~ 圖 4-11 可觀察出隨著彎曲後傳輸線距離變小， $S_{11}$  及  $S_{41}$  變大，代表著反射量的增高以及隔離端能量輸出變大，影響到方向耦合器的性能，不過佈局越緊密耦合量也越來越大，若定彎曲間隔距離  $0P$  的結果為可彎曲方向耦合器接受的影響範圍，我們可設計圖 4-12 的佈局方式作設計考量，其分析單一傳輸線帶  $S$  參數結果為圖 4-13，方向耦合器  $S$  參數結果為圖 4-14。

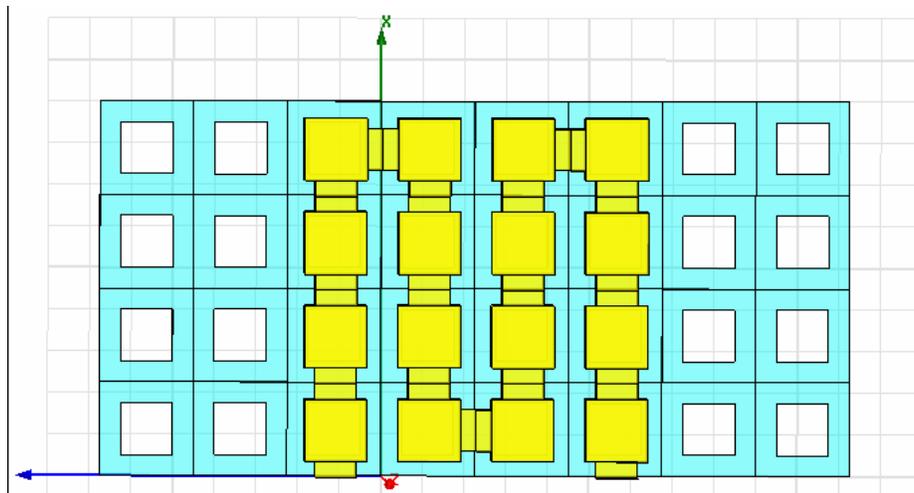


圖 4-12 緊密佈局方式

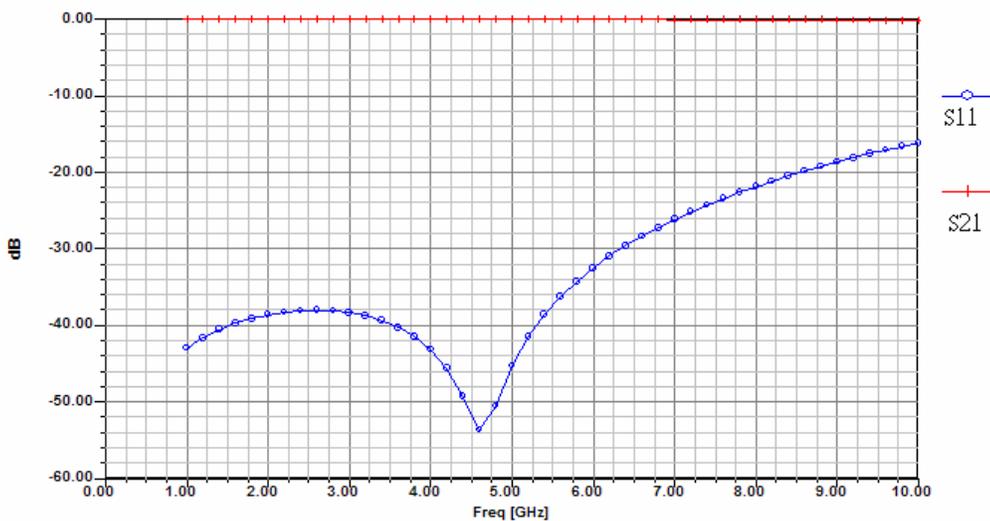


圖 4-13 由圖 4-12 的緊密佈局方式之單一傳輸線帶 S 參數

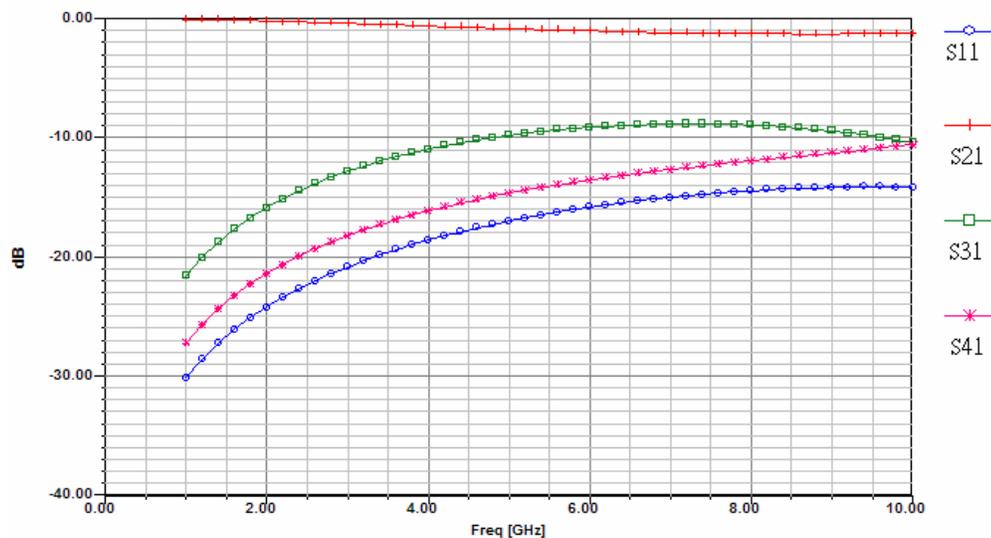


圖 4-14 由圖 4-12 佈局方式垂直耦合建立的方向耦合器結果

然而 圖 4-12 的佈局結果在中心頻率 5.4 GHz 情況下耦合量為 -9.45 dB，但 S11 也達到 -16.4 dB，隔離度更高達 14.1 dB，在這用 0P 距離的緊密佈局方式(圖 4-12)分析出其特性阻抗在中心頻率 5.4 GHz 為 49.3838 歐姆，波長為 35.5885 mm，比起之前未曲折過後的 CCS 傳輸線帶傳輸線波長 28.8 mm 多了 6.41 mm，由於波長所以必須增長傳輸線的長度至四分之一波長為 8.897 mm，所以將傳輸線多增加 4 個單位細胞(圖 4-15)的設計方式，經過分析結果為圖 4-16。

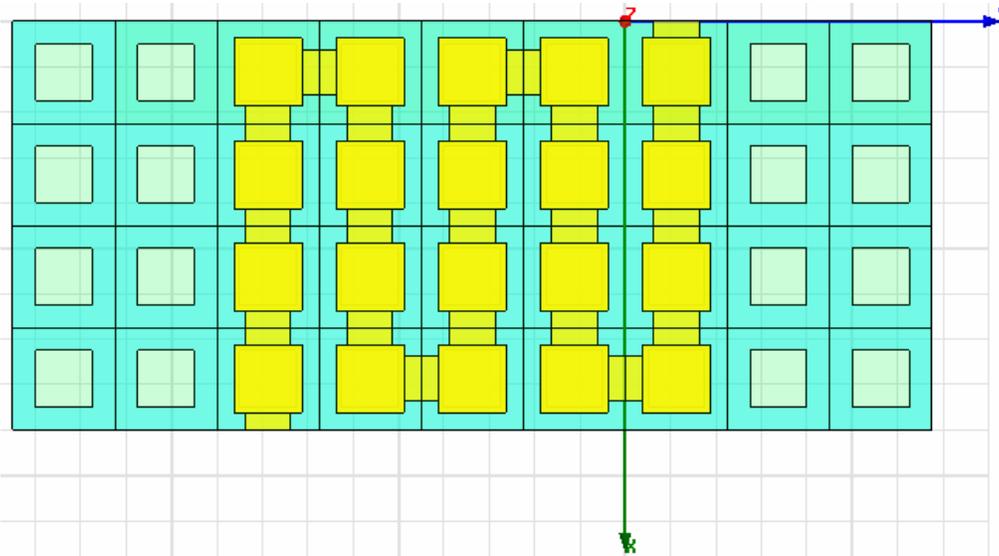


圖 4-15 CCS 傳輸線佈局方式(平面透視)

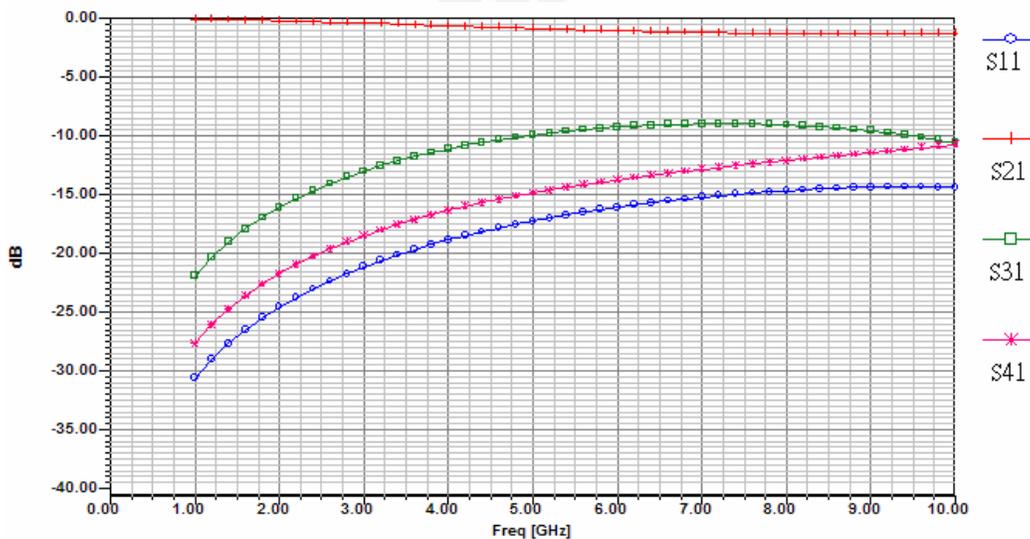


圖 4-16 由圖 4-15 CCS 傳輸線佈局方式垂直耦合分析之 S 參數

在頻率 5.4 GHz 下  $S_{11} = -16.4$  dB     $S_{21} = -0.921$  dB

$S_{31} = -9.45$  dB     $S_{41} = -14.1$  dB

由於反射量過有點高以及隔離度洩漏能量也太高，因此有可能是電路外部保留面積配置上的問題，因此在重新做配置之後設計如圖 4-17 所示，在電路外層保留一個單位細胞大小的面積為繞造在外層做分析，而只有在有電路佈局的地方上下的接地才有孔洞，保留面積的部份接地與一般的傳輸線帶一樣填滿，而上下由兩個訊號線組成(圖 4-18，圖 4-19)，分析最後的結果在圖 4-20，由結果可觀察到 S11 和 S41 皆低於 -20 dB，明顯改善許多，而在中心頻率 5.4 GHz，S11 = -25.7 dB，S21 = -0.264 dB，S31 = -16.3 dB S41 = -30.4 dB。

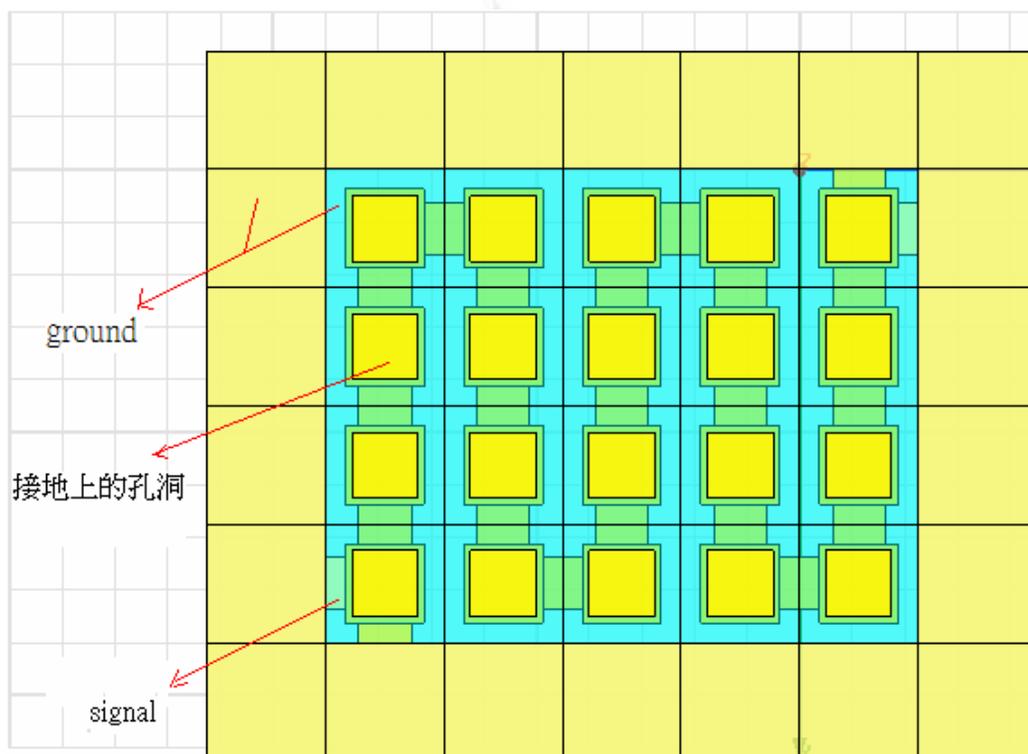


圖 4-17 CCS 傳輸線佈局方式(平面透視)

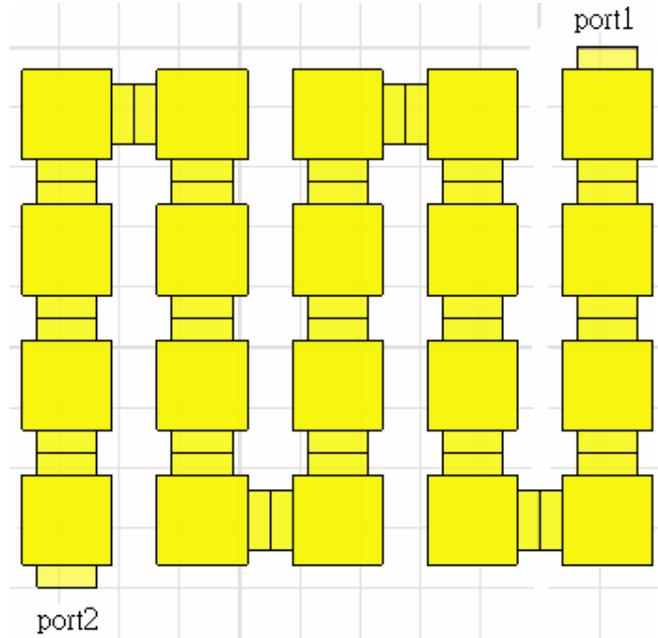


圖 4-18 訊號線 1

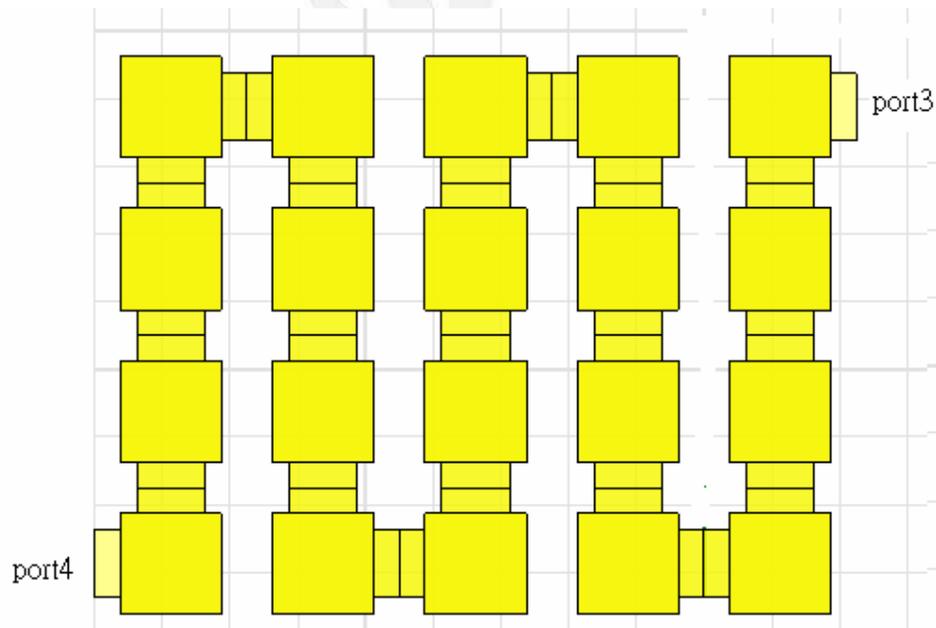


圖 4-19 訊號線 2

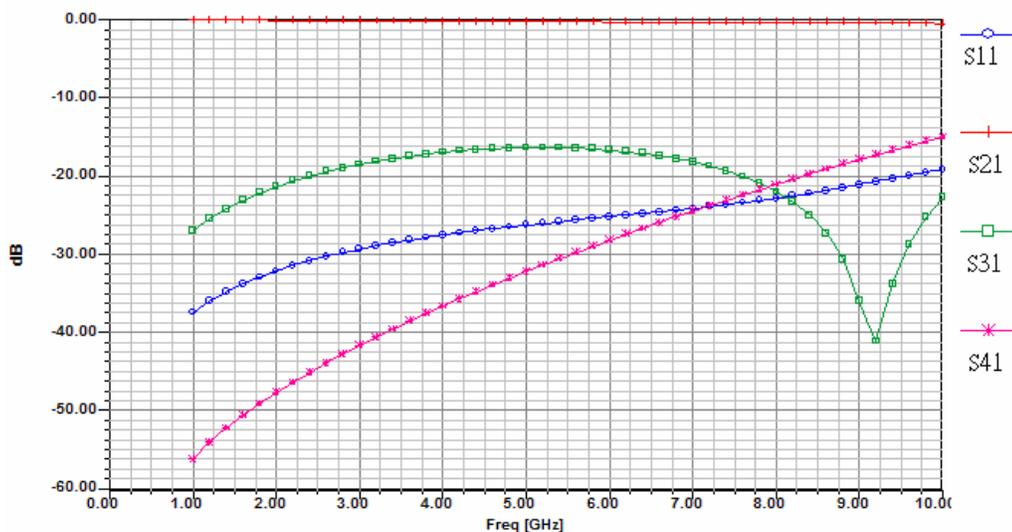


圖 4-20 由圖 4-17 CCS 傳輸線佈局方式分析之 S 參數結果

### 4.3 與典型垂直耦合方向耦合器之比較

在設計完 CCS TL 結構且經過二微佈局之後，再設計一個傳統典型的垂直耦合方向耦合器做分析比較。首先評估一條五十歐姆特性阻抗傳輸線帶，同（第 8 頁 圖 2-2(a)）的方式，之後再加上第二條傳輸線帶形成方向耦合器。



圖 4-21 典型傳輸線帶透視平面圖

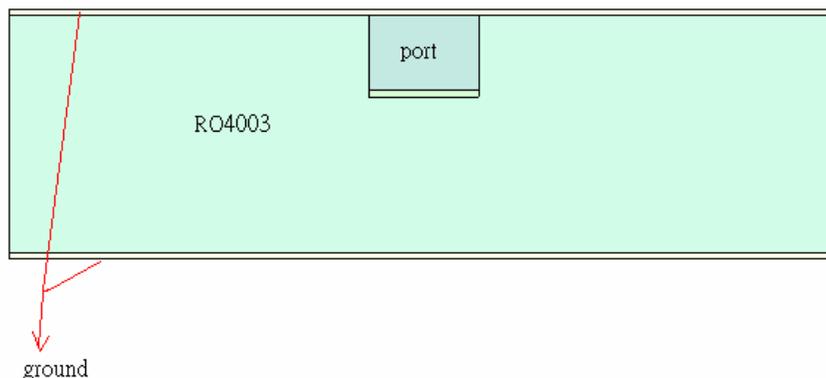


圖 4-22 典型傳輸線帶剖視圖

經過評估分析之後，在中心頻率 5.4 GHz 之下，線帶信號線的線寬  $300 \mu\text{m}$  可達到五十歐姆阻抗匹配，而波長分析結果為 29.606 mm，因此依據四分之一波長設計傳輸線長為 7.4 mm。而不論在做微帶線還是線帶時，都必需要在訊號線兩旁保留面積，才不會影響傳輸線的性能，通常都必需保留訊號線寬的三倍到五倍的距離，這次設計保留了  $1025 \mu\text{m}$  的距離，約為線寬的 3.43 倍，其分析 S 參數結果為圖 4-23。

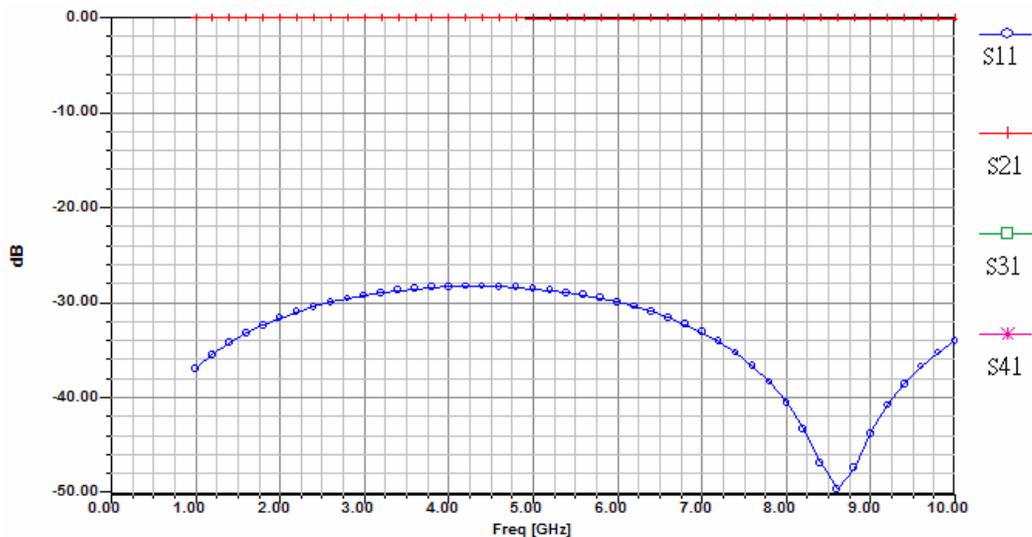


圖 4-23 典型傳輸線帶 S 參數，其能量都能從傳輸線穿透。

之後再將兩線帶傳輸線垂直耦合，如圖 4-24 所示，在做分析後與前一節所設計的 CCS 方向耦合器做比較，其 S 參數結果為圖 4-25。

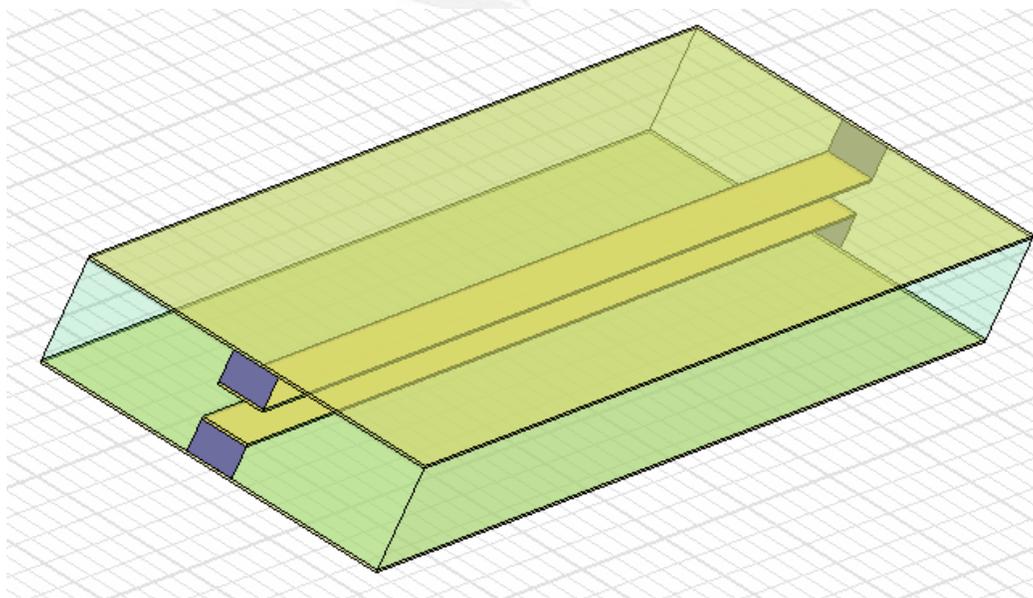


圖 4-24 典型垂直耦合方向耦合器

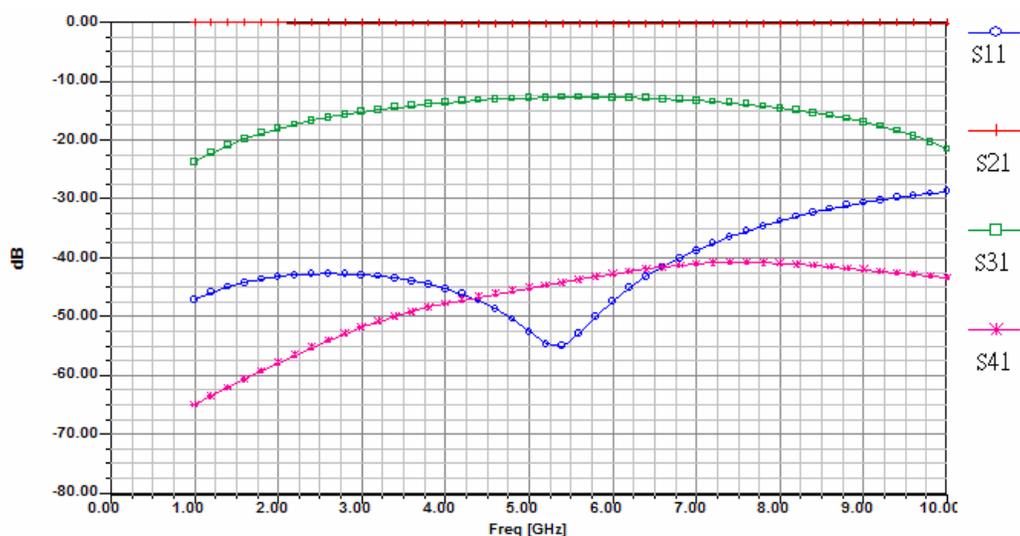


圖 4-25 典型垂直耦合方向耦合器 S 參數

由上面觀察結果可知，傳統典型的垂直耦合方向耦合器反射係數與隔離度皆低於 -40 dB，耦合量達到了 -12.7 dB，與 CCS 的方向耦合相較之下，CCS 的方向耦合器的性能差了一點，但是 CCS 的方向耦合器在經由二微佈局後大大減少了使用面積，以下表 4-25 為中心頻率 5.4 GHz 時作的比較。

	典型	CCS 一維佈局	CCS 二微佈局
反射係數	-54.7 dB	-19.6 dB	-25.7 dB
穿透係數	-0.323 dB	-0.814 dB	-0.264 dB
耦合量	-12.7 dB	-8.69 dB	-16.3 dB
隔離度	-44 dB	-21.7 dB	-30.4 dB
佔用面積	16.65 mm <sup>2</sup>	16.2 mm <sup>2</sup>	8.505 mm <sup>2</sup>

表 4-26 典型垂直耦合方向耦合器與 CCS 垂直耦合方向耦合器在操作頻率 5.4 GHz，的比較。

#### 4.4 佈局分析

由於在 PCB 印刷電路製程做量測時，要考慮測量時外加的電路(Feeding network)，因為必須外加電路才可方便做測量，通常可能外接微帶線、帶線，再經由 SMA 接到網路分析儀。所以現在要將前一節設計的方向耦合器外接線帶以及微帶線以便於焊接 SMA 作測量觀察。而設計的外接電路為在 CCS 方向耦合器端埠接上線寬  $350\ \mu\text{m}$  的線帶，而端埠接到線帶的方式如圖 4-26 所示，線寬由  $200\ \mu\text{m}$  漸漸變寬至  $350\ \mu\text{m}$ ，變化段長度為  $900\ \mu\text{m}$ ，然後的線帶長為  $4100\ \mu\text{m}$ ，最後再接上長  $6000\ \mu\text{m}$  的微帶線，從方向耦合器的端埠到最外總共增加了  $2\ \text{mm}$ 。

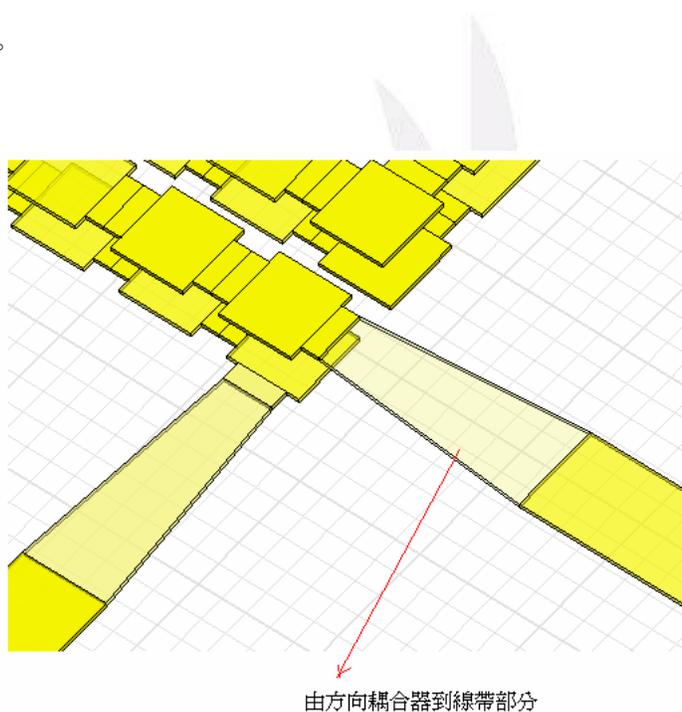


圖 4-27(a) 由方向耦合器到線帶部分

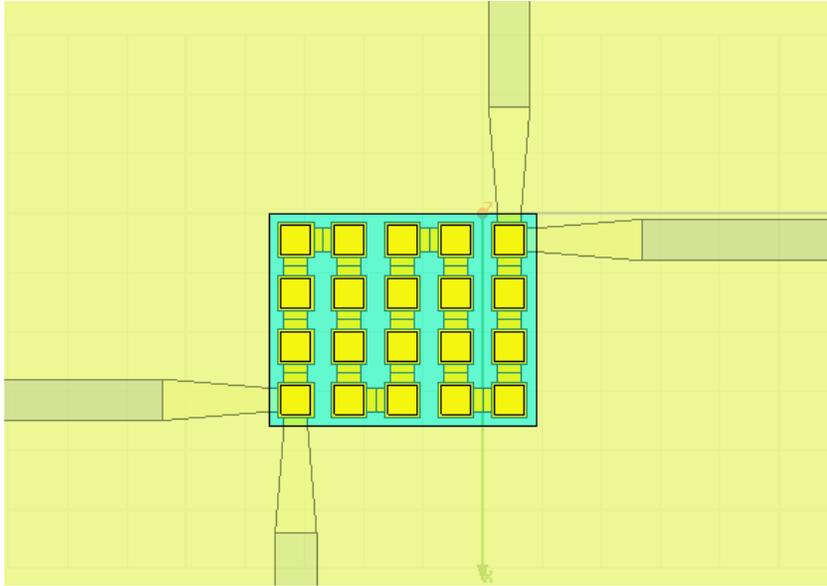


圖 4-27(b) 由方向耦合器端埠外接到線帶

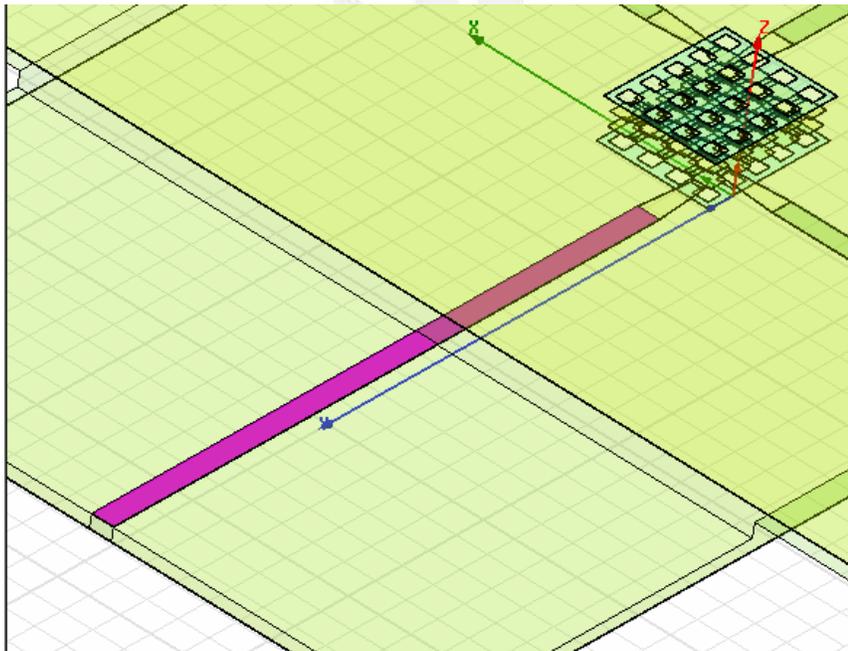


圖 4-28 由線帶到微帶線部分

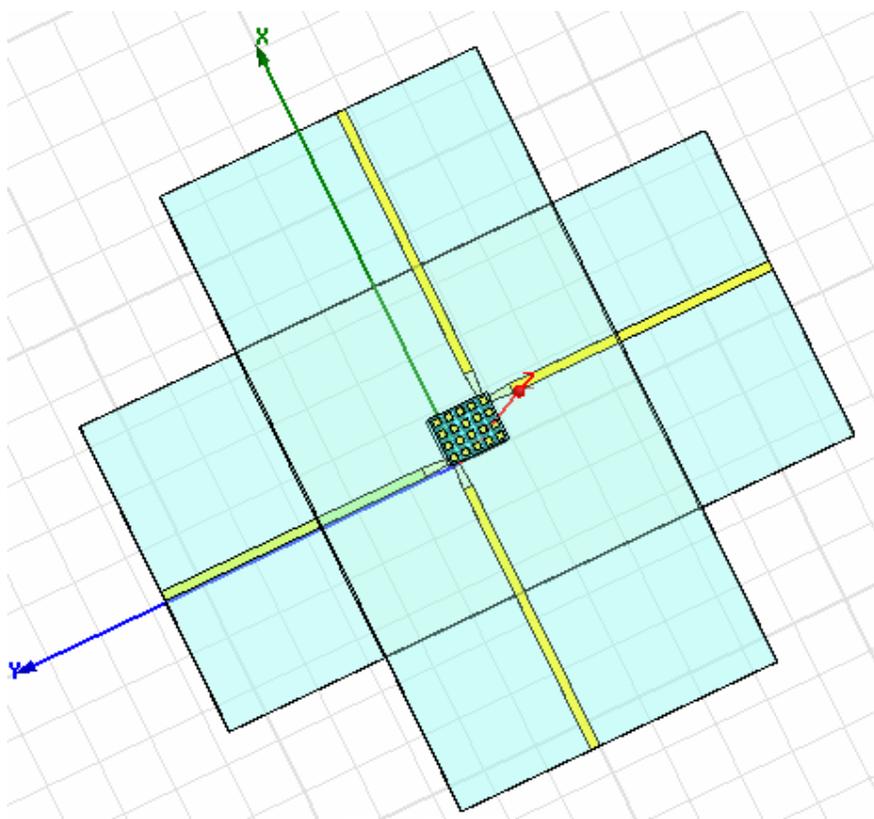


圖 4-29 外接電路後整體透視圖

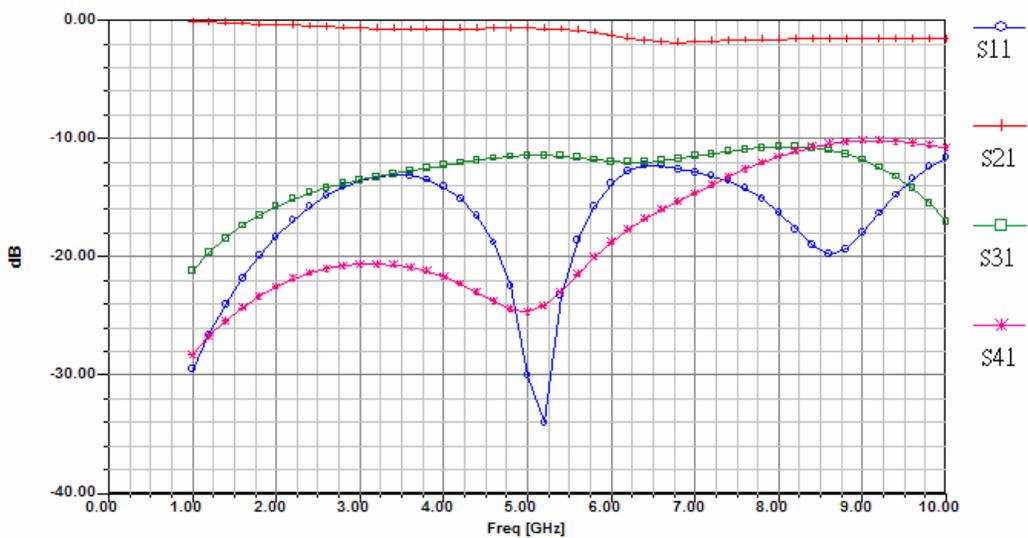


圖 4-30 外接電路後整體分析結果。在中心頻率 5.4 GHz 性能不錯，耦合量達到-11.4 dB，不過可用頻寬範圍變小許多。

#### 4.5 討論與結論

在 CCS 二維佈局時雖然對傳輸線的彎曲使性能稍微變差，不過影響不太大，且面積縮小至為原來的 51.08 %，此互補傳導線帶的二維佈局微小化，可以使方向耦合器與典型的方向耦合器達到差不多性能，又可將面積大大的縮小，因此可用於未來微波系統微小化設計一個不錯的考量。



## 第五章 結論與未來努力的方向

這次研究能將垂直堆疊的方向耦合器縮小近一半的使用面積，可用工作頻寬約 5 GHz，但美中不足的是缺乏實做來驗證分析的手法，而實做會在不久後陸續完成。另外，在二維佈局之後的方向耦合器也希望能夠再加強它的性能，盡量減少反射量和加強隔離度，並且增加耦合量，可能會用不同的佈局方式或者 CCS 的形狀變化做改進，若系統需積體電路製程，一樣也可將 CCS 應用於積體電路之設計上，並且對電路的縮小化亦能有所幫助。

在參考文獻[16]、[17]、[23]中，已經能使用 CCS 來微小化其他的微波被動元件，並且也有使用積體電路製程的方式製作，因此利用 CCS 二維佈局設計方向耦合器應該也能有縮小化的發展空間。我們可以使用 CCS 內線寬( $W_x$ 、 $W_y$ )，接地孔寬( $W_{hx}$ 、 $W_{hy}$ )及連接臂寬( $S$ )等參數(圖 2-1)，進一步下去調整達到需求的電氣性能，另外改變基板的厚度也能增加可變動參數的空間，比如說把基板厚度  $h$ (圖 2-2 中，信號線與接地面之距離)從 203.2  $\mu\text{m}$  增加至 508  $\mu\text{m}$  或者更高，那麼  $W_x$ 、 $W_x$ 、 $W_y$ 、 $W_{hx}$ 、 $W_{hy}$  及  $S$  等參數變動的空間便更大，同時也可增加其耦合量。最後，我們可基於耦合量的需求平移單一個訊號線，依據平移的距離大小來控制兩訊號線的耦合量，使每位使用者都能得到使用者需求的規格的方向耦合器。

## 參考文獻

- [1] S. B. Cohn and R. Levy, "History of microwave passive components with particular attention to directional couplers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-32, no. 9, pp. 1046–1054, Sep. 1984.
- [2] E. M. T. Hones and J. T. Bolljahn, "Coupled-strip-transmission-line filters and directional couplers," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-4, pp. 75–81, Apr. 1956.
- [3] S. B. Cohn, "Parallel-coupled transmission line resonators," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-6, pp. 223–231, Apr. 1958.
- [4] J. REED AND G. J. WHEELER, "A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Network" *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.4, pp.246-252, Oct.1956.
- [5] G. L. Matthaei, "Interdigital bandpass filters," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-10, pp. 479–491, Nov. 1962.
- [6] R. Levy, "General synthesis of asymmetric multi-element coupled transmission line directional couplers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-11, no. 7, pp. 227–231, Jul. 1963.
- [7] G. I. Zysman and A. K. Johnson, "Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-17, no. 10, pp. 753–759, Oct. 1969.

- [8] E. G. Cristal, "Coupled-transmission—Line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-14, no. 7, pp. 337–346, Jul. 1966.
- [9] J. P. Shelton, "Impedances of offset parallel-coupled strip transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-14, no. 1, pp. 7–15, Jan. 1966.
- [10] J. P. Shelton and J. A. Mosko, "Synthesis and design of wide-band equal-ripple TEM directional couplers and fixed phase shifters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-14, no. 10, pp. 462–473, Oct. 1966.
- [11] V. J. Tripathi, "Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-23, no. 0, pp. 734–739, Sep. 1975.
- [12] Kuo-Feng Steve Huang, *Student Member, IEEE*, and Ching-Kuang C. Tzuang, *Fellow, IEEE*, "Characteristics and Design of Broadside-Coupled Transmission Line at a Higher Order Leaky Mode," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, Feb. 2003.
- [13] Faton Tefiku, *Member, IEEE*, Eikichi Yamashita, *Fellow, IEEE*, and Jun Funada, "Novel Directional Couplers Using Broadside-Coupled Coplanar Waveguides for Double-Sided Printed Antennas," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 2, Feb. 1996.

- [14] Ki Mann Jee, Sung Wan Kim, and Dong Chul Park, "Quadrature Directional Couplers Using Multisection Coupled Lines," *IEEE Trans. Microw. Guide wave lett.* VOL. 10, no. 2, Feb. 2000.
- [15] Raghu K. Settaluri, *Member, IEEE*, A. Weisshaar, *Senior Member, IEEE*, C. Lim and Vijai K. Tripathi, *Fellow, IEEE*, "Design of Compact Multilevel Folded-Line RF Couplers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 12, Dec. 1999.
- [16] Chih-Chiang Chen, *Student Member, IEEE*, and Ching-Kuang C. Tzuang, *Fellow, IEEE*, "Synthetic Quasi-TEM Meandered Transmission Lines for Compacted Microwave Integrated Circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 6, Jun. 2004.
- [17] Hsien-Shun Wu, *Member, IEEE*, Houngh-Jay Yang, Ching-Juang Peng, and Ching-Kuang C. Tzuang, *Fellow, IEEE*, "Miniaturized Microwave Passive Filter Incorporating Multilayer Synthetic Quasi-TEM Transmission Line," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, Sep. 2005.
- [18] Amin M. Abbosh and Marek E. Bialkowski, *Fellow, IEEE*, "Design of Compact Directional Couplers for UWB Applications" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 2, Feb. 2007.
- [19] Mohamed M. Fahmi, Jorge A. Ruiz-Cruz, Kawthar A. Zaki and Andrew J. Piloto, "Multilayer Multi-Section Broadband LTCC Stripline Directional Couplers" *IEEE, Microw. Theory Tech.*, Jul. 2007.

[20] David M.Pozar, *Microwave Engineering 2nd ed.*, John Wiley & Sons,1998.

[21] David K.Cheng, *Field and Wave Electromagnetic*, Addison Wesley,1989.

[22] Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko, *RF Circuit Design*, Prentice Hall.,2000.

[23] 陳志強、王勝暉、秦振傑，” 微型化寬頻威爾京生功率分配器之研究” ，  
2007年海峽兩岸三地無線科技研討會，四頁，中國合肥、安徽大學，2007年8月  
23 - 27日。

