

第一章 導論(Introduction)

1.1 工程動機與目的

行動通訊的需求已由以往單純的語音邁向包含影像、數據等多媒體，各類先進的行動通訊系統，均紛紛被提出、研發。因此目前提出的通訊系統，都要求能工作在多頻段，而本論文設計的天線系統即是適用於多頻段系統。且現今無線通訊設備亦致力於以小型化為原則，因此在天線系統部份亦要隨之減小。而天線系統在設計時，必須考量到重點如下：第一、在天線縮小後，如何保持天線原先的特性(方向性、增益)，甚至增加其效能；第二、如何減小因天線系統在使用時所受到使用者的影響而減小原先的特性；第三、如何減小人體腦部受到天線輻射的影響。

目前幾乎所有內建於手機內部的天線系統，都將天線以外其他金屬導體視為天線系統的一部份，也就是天線在輻射的同時亦會對鄰近金屬導體激發出輻射電流，而人體在使用時，手部、頭部幾乎接觸到這些導體部份，因此天線系統的特性受到影響非常的大，如此的設計方式並無法解決上述設計時所需考量的三個重點。而本論文提出的平衡饋入印刷式迴路天線可有效的減小天線受使用者所影響的效應且減低人體腦部受天線輻射的影響。

為了實現平衡饋入印刷式迴路天線系統，首先利用在印刷電路板上設計出兩種類型的平衡轉非平衡轉換器，不但有寬頻的效果，且相位差差 180° ，誤差在 1% 以內。再來設計符合需求的迴路天線，例如印刷式矩行迴路天線在固定總長度下，調整不同的長寬比可得到天線不同的場型(pattern)，並且得到該迴路天線的輻射阻抗值。最後以平衡轉非平衡轉換器的平衡輸出端藉由共平面線(CPS)接上該迴路天線，其中共平面線的阻抗值設計與天線阻抗值在該頻率關係為共厄複數，以得到最佳的匹配效果，如此在同一印刷電路板上實現平衡式饋入迴路天線。

最後比較平衡饋入迴路天線和以共平面波導(CPW)饋入相同迴路天線，在天線週遭有鄰近導體的情形下，觀察比較導體上的電流分佈情形，與 S 參數受到的影響。證實平衡饋入印刷式迴路天線可有效的減小天線受使用者所影響的效應。

1.2 章節大綱

本論文共分五章，其中第二章主要是介紹設計平衡轉非平衡轉換器(Balun transformer)的基本原理，並且設計、製作出兩種型式的Balun轉換器，其中第一型的Balun轉換器，中心頻率在9GHz，頻寬範圍由5GHz~16GHz，為了使平衡輸出端(port2/port3)相位差更準確，設計第二型的Balun轉換器，其在有效頻段上平衡輸出端相位差差180°，誤差在1%以內，缺點為非頻寬，而改良式的第二型Balun轉換器頻寬範圍可由15% (3000MHz~3500MHz)增加到100% (2000MHz~5500MHz)，可有效的運用於雙頻天線(ISM頻段：中心頻2.4GHz與5.2GHz)。

第三章為介紹設計用第二章設計之Balun轉換器結合印刷式迴路天線用於所需要的頻段之技巧及其模擬與實作量測結果，基於單頻印刷式迴路天線的結構，在天線部份加上一對寄生金屬導體用來與迴路天線產生偶合的效應，以致產生雙頻的效果。

第四章為在天線系統週遭有鄰近導體的情況下，比較平衡饋入印刷式迴路天線與用共平面波導饋入相同的天線結構，在鄰近導體上的電流分佈大小，與S參數在有無鄰近導體的變化差異。得到結果顯示，本論文設計的平衡饋入印刷式天線可減小受使用者的影響而改變其原先特性。

第五章為結論。

第二章 設計寬頻平衡轉非平衡轉換器

(Design of Wide-band Balun transformer)

2.1 前言

印刷式微波平衡轉非平衡轉換器(printed balance/unbalance transformer)的發展起始於 1969[1]，第一次提出微帶線(microstrip)與槽線(slot line)之間的轉換關係。雖然陸續有關微帶線-槽線的論文提出，但幾乎有很長一段期間都只重視 Marchand 平衡轉非平衡轉換器，相對的印刷式平衡轉非平衡轉換器並沒有真正被提出。

直到最近幾年為了要發展 MMIC 的技術，平面印刷式結構的平衡轉非平衡轉換器陸續被提出，其中包含使用共平面波導(CPW)與共平面線(CPS)的結構，或使用共平面波導與槽線結構，來製作印刷式平衡轉非平衡轉換器。而本論文提出的兩種轉換器是微帶線與槽線的結構。

平衡轉非平衡轉換器之應用範圍廣泛。例如:用以連接天線(Antenna)，平衡式混波器(balanced-Mixer)和差動放大器(differential Amplifier)等。本章提出在印刷式電路板上藉由微帶線，槽線，功率分向器(power divider)的結構，來設計出兩種平面式的平衡轉非平衡轉換器，特點有寬頻的效果，可操作頻率範圍分別為 5GHz~14GHz 與 2GHz~5.5GHz，且模擬與量測數值顯示結果如下：

- (1). 平衡輸出端(port2/ port3)輸出功率大小相等且皆趨近二分之一(-3dB)，表示損耗很少。；
- (2). 第二型轉換器其平衡輸出端兩端的相位差差 180° (誤差在 1% 以內)，且不隨頻率改變。

2.2 第一種平衡轉非平衡轉換器

(First kind of Balun transformer)

在兩條微帶線間以一槽線使其連結在一起，其示意圖如 Fig. 2-1(a)，如此可在兩條微帶上(與槽線偶合處)產生電場相位差差 180° 的結果[2]，這可由考慮 Fig. 2-1(b)上電場在兩平行微帶線與槽線上的分佈情形看出。

這種結構在兩微帶線上產生的相差 180° 是和頻率無關的，因此可利用此結構用來做為設計寬頻的平衡轉非平衡轉換器的元件之一。

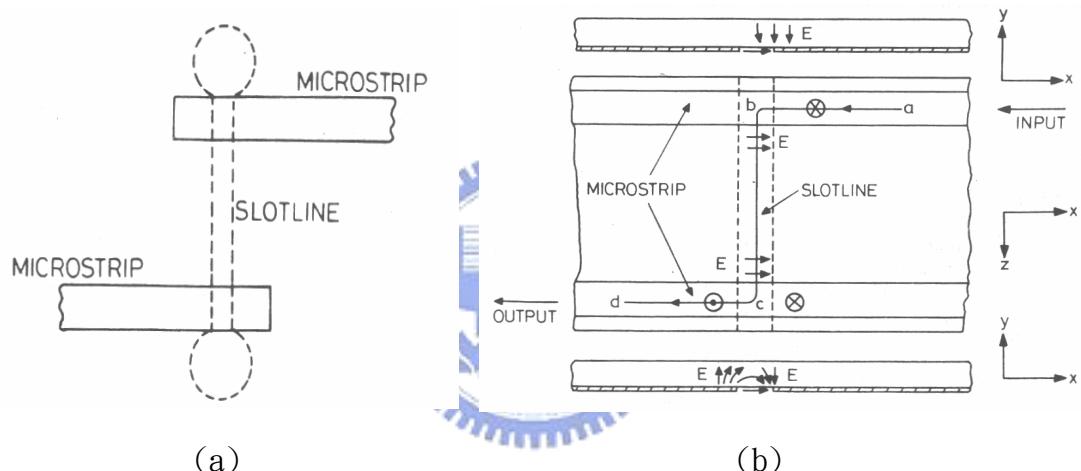


Fig. 2-1、兩平行微帶線藉由一槽線偶合(a)結構示意圖(b)電場分佈情形

為了使平衡輸出端(port2/port3)輸出訊號的能量能夠大小相同，因此使用 T-junction 型式的功率分向器[3]，如 Fig. 2-2(a)所示。設計此功率分向器在輸入端使用 50Ω 的微帶線，輸出端使用兩條 100Ω 的微帶線，其中在輸入微帶線與輸出微帶線交接處有不連續結構，此不連續會產生邊緣場(fringing fields)和高階模(high order modes)，導致有能量儲存效應。Fig. 2. 2(b)為此功率分向器等效電路圖，其中 $Z_0=50\Omega$ ， $Z_1 = Z_2=100\Omega$ ，用一電抗值 B 取代在交接處產生的能量儲存效應，在設計時藉由適當的調整交界處的幾何結構，使 B 值降至最低，讓此功率分波器無能量損耗，在輸出兩端上可得到大小趨近二分之一，相位

相同的結果。

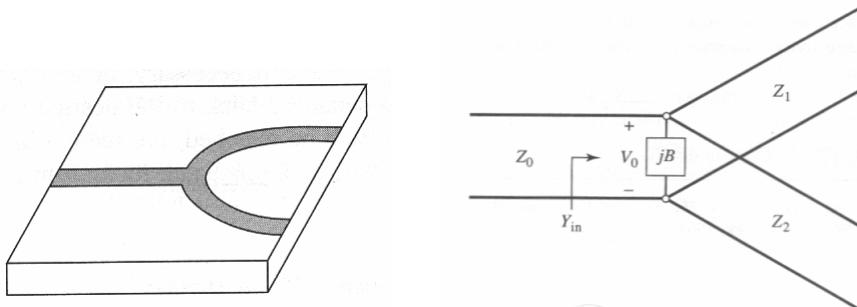


Fig. 2-2、T 型微帶線功率分向器(a)示意圖;(b)等效電路圖

結合上述兩種平面結構在同一印刷電路板上，設計出寬頻的平衡轉非平衡之轉換器，其中所使用的基板參數與幾何結構規格於表一所示。其幾何圖形如 Fig. 2-3 所示。

基版參數	FR4 基板 介電常數 : 4.7
	損耗正切(Loss tangent, $\tan \delta$) : 0.02
	導體金屬 : 銅(copper), 5.88×10^7 (S/m)
	基板厚度 : 0.8(mm)
	基板大小 : 35(mm) * 15(mm)
幾何規格	非平衡輸入端微帶線寬度 : 1.5(mm)
	平衡輸出端微帶線寬度 : port2 : 1.5(mm) ; port3 : 1.5(mm)
	功率分向器輸出端微帶線寬度 : port2 : 0.8(mm) ; port3 : 0.79(mm)
	槽線長度 : 5.5(mm) ; 寬度 : 0.4(mm)

表一、第一型平衡轉非平衡轉換器之基板參數與幾何結構規格

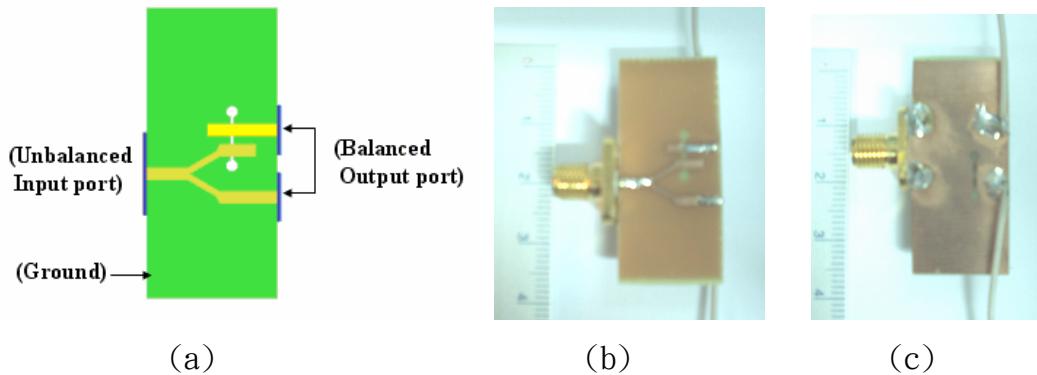


Fig. 2-3、第一種結構的 Balun 轉換器(a)非平衡輸入端與平衡輸出端示意圖；
(b)實體圖正面；(c)實體圖背面

在非平衡輸入端由 50Ω 微帶線藉由 T-junction 型式的功率分向器將能量分成兩部份，再由微帶線和槽線之間偶合的效應產生相位差 180° 的結構，可在平衡輸出端(port2/port3)得到大小相同，相位差 180° 的結果。Fig. 2-4 是此平衡轉非平衡轉換器在中心頻率 9 GHz 時電流分佈情形，由虛線放大處可看出微帶線與微帶線之間藉由槽線可產生相位相反的效果。在微帶線偶合至槽線，槽線再偶合至微帶線過程中，將有一部份能量由槽線輻射出去，這是設計時必須考量進去的，所以為了使輸出端能量大小相同，在功率分向器輸出端的設計上就不是 $1:1$ 的比率，而是需考慮槽線的輻射效應。

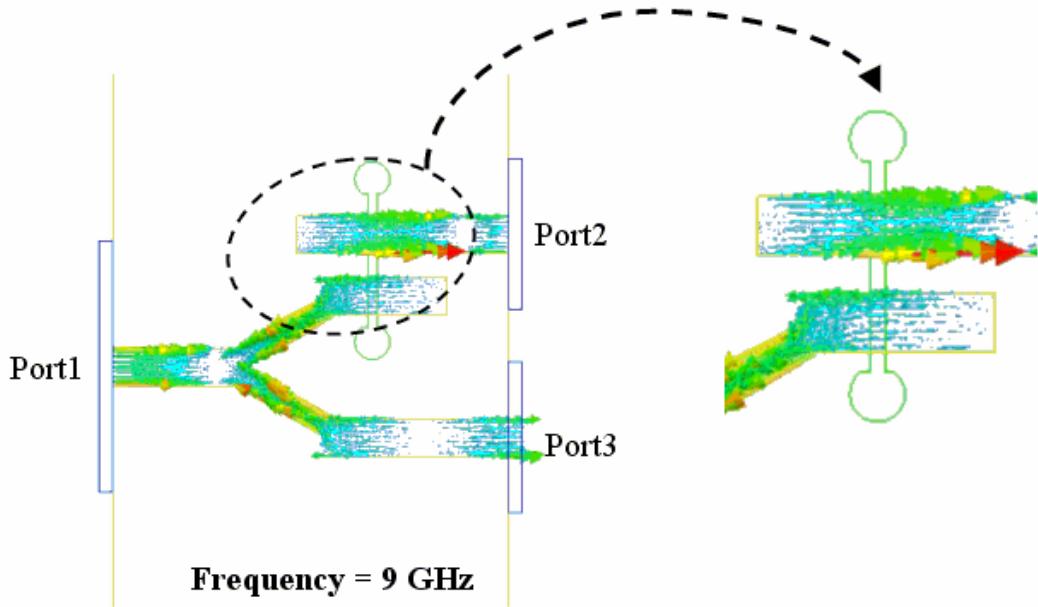


Fig. 2-4、第一種平衡轉非平衡轉換器金屬表面電流分佈圖



Fig2-5(a)是此第一種轉換器模擬的 S 參數數值，由此圖 S11 參數可知此平衡轉非平衡轉換器是一寬頻的 Balun，頻率範圍：5 ~ 16 GHz，且平衡輸出端 port2 / port3，其能量輸出大小可由 S21/S31 參數看出其在此頻段上幾乎都接近二分之一(-3dB)。平衡輸出端的相位差如 Fig2-5(b)所示，可觀察出其相位差在中心頻段處相差接近 180° ，其他頻率處相位差已經偏移掉，此為第一種轉換器的缺點。

Fig2-6(a)與 Fig2-6(b)是以 FR4 基版做出之轉換器，利用向量網路分析儀所做的量測數值。

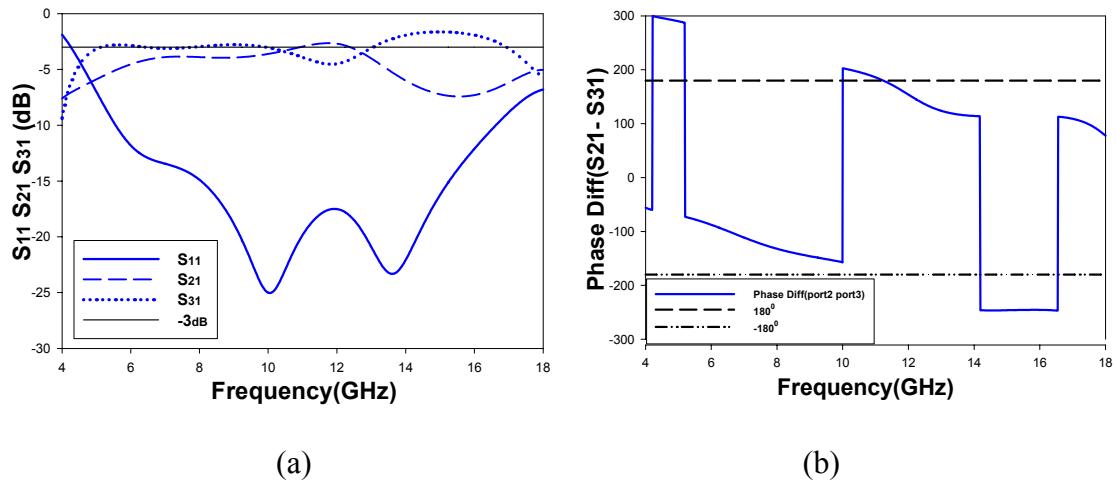


Fig. 2-5、第一種平衡轉非平衡轉換器(a)S 參數(S_{11} 、 S_{21} 、 S_{31})模擬數值;(b)相位差(port2、port3)模擬值

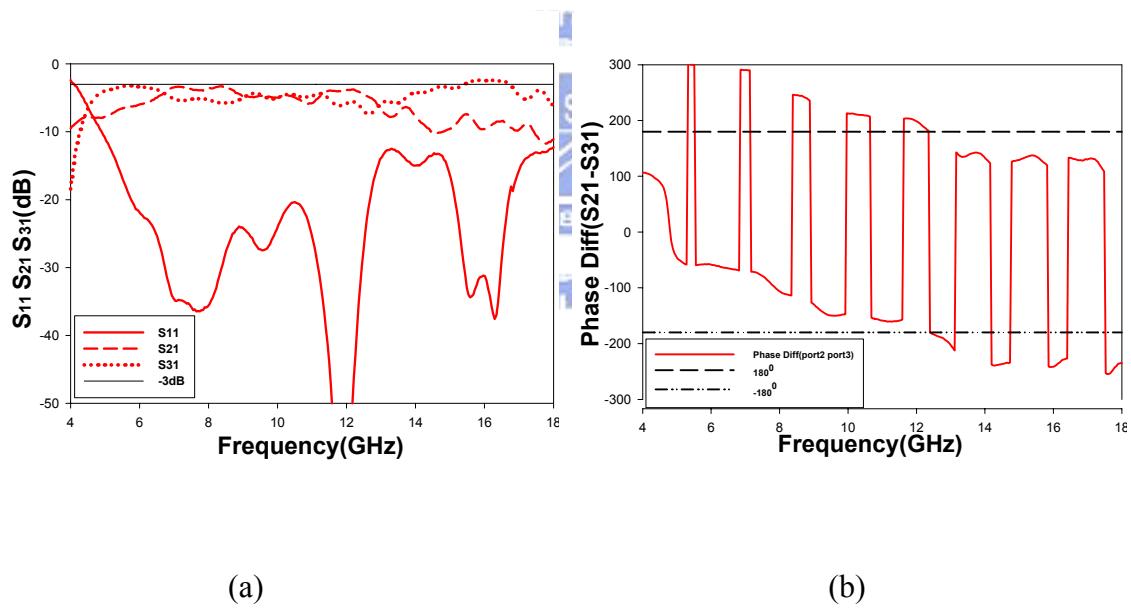


Fig. 2-6、第一種平衡轉非平衡轉換器(a)S 參數(S_{11} 、 S_{21} 、 S_{31})量測數值;(b)相位差(port2、port3)量測值

在同樣的架構下，基板由 FR4 改以使用微波基版(介電常數：3.38; 損耗正切 (Loss tangent, $\tan \delta$)：0.0027；導體金屬：銅(copper)， 5.88×10^7 (S/m)；板材厚度：0.508mm)，並適當的改變微帶線大小(以維持非平衡端和平衡端阻抗

值為 50Ω)、並調整槽線大小使達到最佳的匹配效果。此目的在於比較在相同頻率範圍內，使用不同基板觀察 S 參數數值是否有變化，結果顯示其幾乎沒有差異。

由第一種型式平衡轉非平衡轉換器模擬與實際量測值，可得到以下的結論，找出其缺點的原因並提出改進方式用來做為設計第二種型式平衡轉非平衡轉換器重點改進處。

結論：

S_{21} 與 S_{31} 大小會隨頻率而變化，表示微帶線偶合槽線這種結構，受頻率影響其能量傳輸大小。低頻與高頻各主要原因如下：

1. 在低頻時，限於結構大小無法在槽線端點處造成完全開路，和槽線本身有高通(high-pass)的性質[4]。
2. 在高頻時，槽線會有較嚴重的輻射效應。可由 S_{21} 於高頻時低於 S_{31} 比較得知。

改進方式：

1. 在槽線兩端處造成更趨近開路的結構(也就是設法使槽線兩端的開路圓槽加大)，且在固定微帶線寬度下(50Ω 阻抗)，調整槽線的寬度，使微帶線與槽線能量偶合能更完全，減少能量損耗。
2. 若要輸出端相位差固定在 180° ，且不隨頻率變化，輸出端一定要朝對稱性的物理結構方向去設計。下一型的平衡轉非平衡轉換器可驗證此觀點。

2.3 第二種平衡轉非平衡轉換器

(Second kind of Balun Transformer)

對於設計平衡轉非平衡轉換器，我們考量的重點，第一、是平衡輸出端 port2 和 port3 的能量大小是否相等，且都等於輸入端能量的 $1/2$ ，無能量損耗，第二、平衡輸出端相位差是否 180° ，並且不隨頻率而變化。由上節所設計的第一型寬頻平衡轉非平衡轉換器，實際量測的數值發現平衡輸出兩端能量大小都略低 -3dB ，主要的原因是受到槽線輻射效應而損耗掉少許的能量，但其影響還在可允許的範圍內。

在第一種設計的 Balun 雖然輸出端能量大小是可接受的，但相位差隨著頻率而變化，這是其最大的缺點。然而造成這種缺點最主要的原因就在於雖然微帶線偶合至槽線再偶合至微帶線這種結構，若只是端看這部份，那確實可以造成寬頻的 180° 相位差，但整個平衡轉非平衡轉換器在槽線、微帶線各自都會產生諧振頻率的共振，使的槽線-微帶線之相互偶合效應，只能在中心頻段附近讓平衡輸出兩端相差 180° ，其他頻段就偏移掉了。

第二種設計的平衡轉非平衡轉換器，可有效完全改進第一種轉換器在相位差上的缺陷。起始的構想為：在第一種轉換器上，平衡輸出端 port3 是由非平衡輸入端微帶線藉由功率分向器之後由微帶線接出，但平衡輸出端 port2 是經由非平衡輸入端微帶線經功率分向器後再由微帶線偶合至槽線最後偶合至微帶線，因此比較平衡輸出兩端的結構關係顯示，這是一非對稱的物理結構，因此想要在寬頻的範圍內，平衡兩端的相位差都符合 180° 不隨頻率而變化，是不大可能的。因此如何設計出在兩平衡輸出端其物理結構是擁有對稱性的為第一個構想。

使用基板為微波基版，其基板參數與幾何結構規格列於下表表二。Fig. 2-7、為設計一具有物理結構對稱性的印刷式平衡轉非平衡轉換器之示意圖與實體圖形。Fig. 2-8、為第二種平衡轉非平衡轉換器於中心頻率 3.2GHz 時的電流分佈圖。

基版參數	微波基板 介電常數 : 3.38
	損耗正切(Loss tangent, $\tan \delta$) : 0.0027
	導體金屬 : 銅(copper), 5.88×10^7 (S/m)
	基板厚度 : 0.508(mm)
	基板大小 : 32(mm) * 16(mm)
幾何規格	非平衡輸入端微帶線寬度 : 1.35(mm) ; 長度 : 9.5(mm)
	平衡輸出端微帶線寬度 : port2 : 1.35(mm) ; port3 : 1.35(mm)
	槽線長度 : 10.0(mm) ; 寬度 : 0.5(mm)
	槽線兩開路端扇型開口大小 : 半徑 : 1.5(mm) ; 角度 : 120°

表二、第二型平衡轉非平衡轉換器之基板參數與幾何結構規格

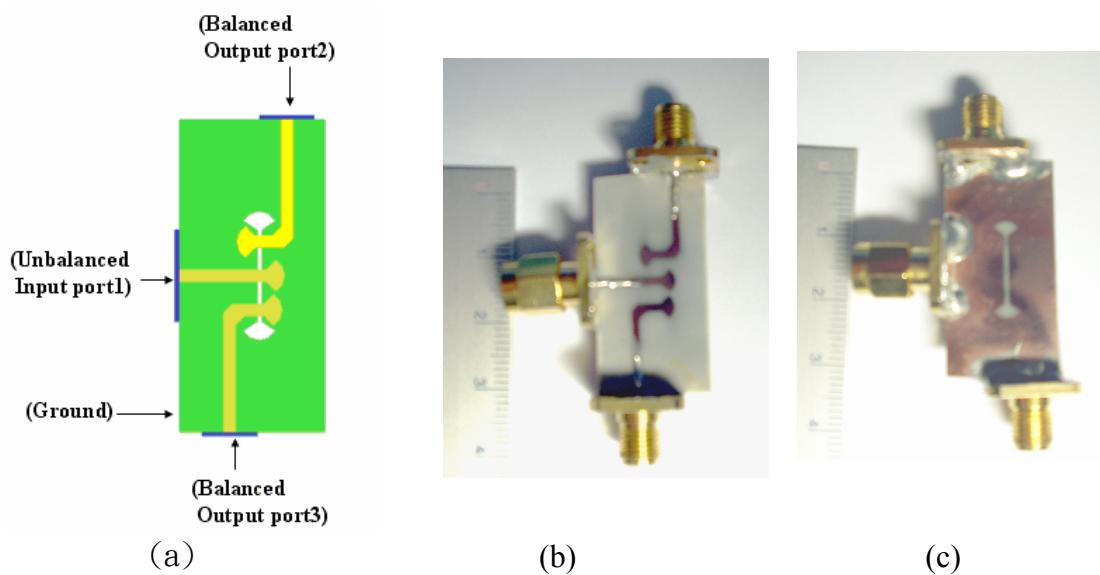


Fig. 2-7、第二種結構的 Balun 轉換器(a)非平衡輸入端與平衡輸出端示意圖；
(b)實體圖正面；(c)實體圖背面

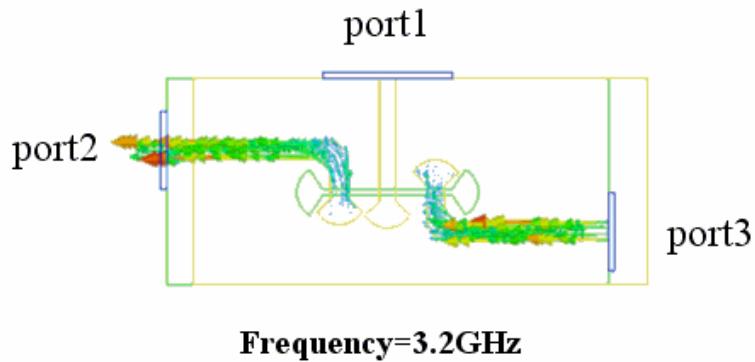


Fig. 2-8、第二種平衡轉非平衡轉換器於中心頻率 3.2GHz 時電流分佈圖

槽線的長度設定約中心頻率時的一半波長，調整在非平衡輸入端 50Ω 微帶線長度，使其能量能偶合至槽線再偶合至平衡輸出端，微帶線底端的扇型結構是為了造成低阻抗效應，使微帶線與槽線偶合更匹配。Fig. 2-9(a);Fig. 2-9(b)為模擬的 S 參數和平衡輸出端(port2/ port3)相位差數據圖。利用向量網路分析儀實際量測結果的數據顯示於 Fig. 2.10(a)；Fig. 2.10(b)。模擬與量測數值是一致的，且 port2/port3 的相差都很準確的差 180° (誤差在百分之一內)，符合原先設計時要求對平衡輸出兩端物理結構必須對稱的構想。且在平衡輸出兩端微帶線上電性長度取相等處，量測其數據，可得到相位差準確的差 180° ，但此結構的頻寬還有待改進，以符合多頻天線使用，下一章節設計的改良型平衡轉非平衡轉換器可有效的增加頻寬。

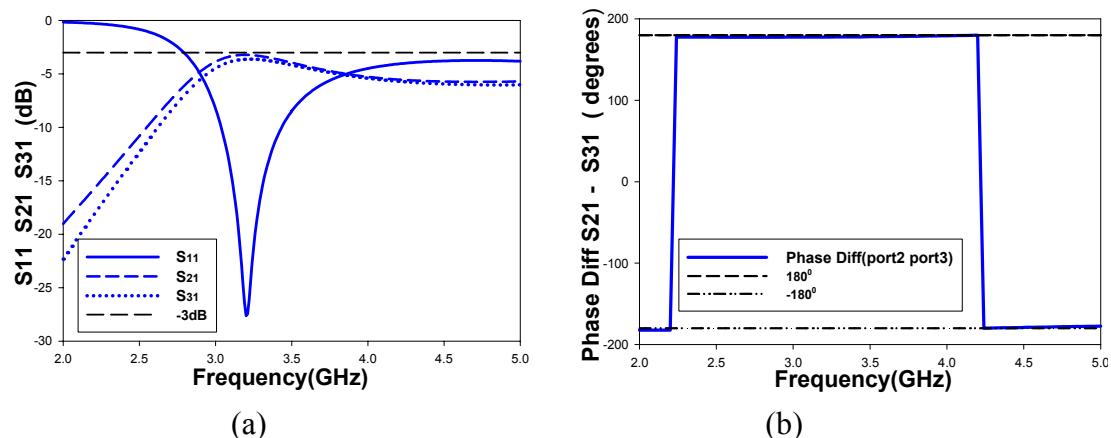


Fig. 2-9、第二種平衡轉非平衡轉換器(a)S 參數(S_{11} 、 S_{21} 、 S_{31})模擬數值;(b)相位差(port2、port3)模擬值

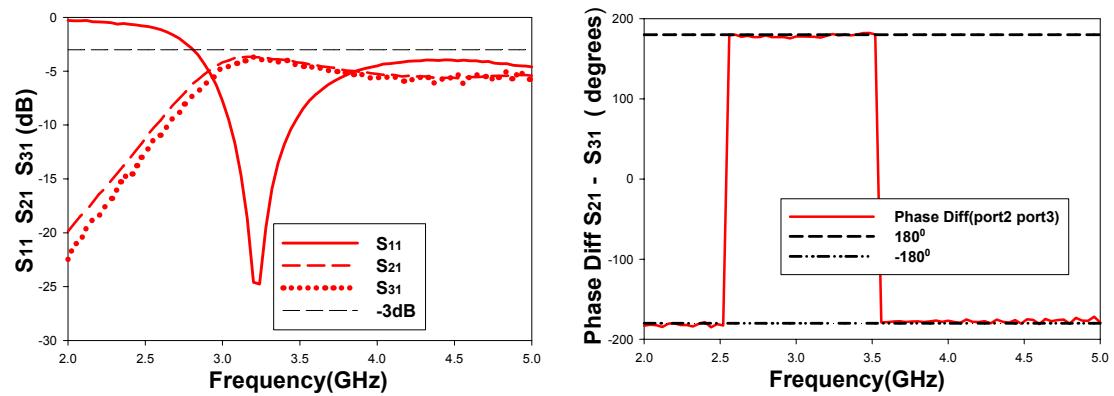


Fig. 2-10、第二種平衡轉非平衡轉換器(a)S 參數(S_{11} 、 S_{21} 、 S_{31})量測數值;(b) 相位差(port2、port3)量測值



2.4 改良式第二種平衡轉非平衡轉換器

(Advance second kind of Balun Transformer)

希望設計出的寬頻平衡轉非平衡轉換器頻寬能符合下一章節要設計的多頻印刷式迴路天線，其使用在ISM工作頻段(中心頻率為2.4GHz與5.2GHz)，因此設計改良型第二種轉換器，其中心頻率為3.2GHz，頻寬範圍可涵蓋2GHz~5.5GHz。藉由非平衡輸入端微帶線與平衡輸出端微帶線的偶合效應，來增加改良型第二種轉換器的頻寬。下表表三所示為使用的基板參數和幾何結構規格。Fig2-11為其幾何的結構。

基版參數	微波基板 介電常數 : 3.38
	損耗正切(Loss tangent, $\tan\delta$) : 0.0027
	導體金屬 : 銅(copper), 5.88×10^7 (S/m)
	基板厚度 : 0.508(mm)
	基板大小 : 40(mm) * 20(mm)
幾何規格	非平衡輸入端微帶線寬度 : 1.35(mm) ; 長度 : 15.8(mm)
	平衡輸出端微帶線寬度 : port2 : 1.35(mm) ; port3 : 1.35(mm)
	槽線長度 : 14.8(mm) ; 寬度 : 0.3(mm)
	槽線兩開路端圓型開口大小 : 半徑 : 1.0(mm)
	微帶線與微帶線相互偶合的間距 : 0.85(mm)

表三、改良後第二型平衡轉非平衡轉換器之基板參數與幾何結構規格

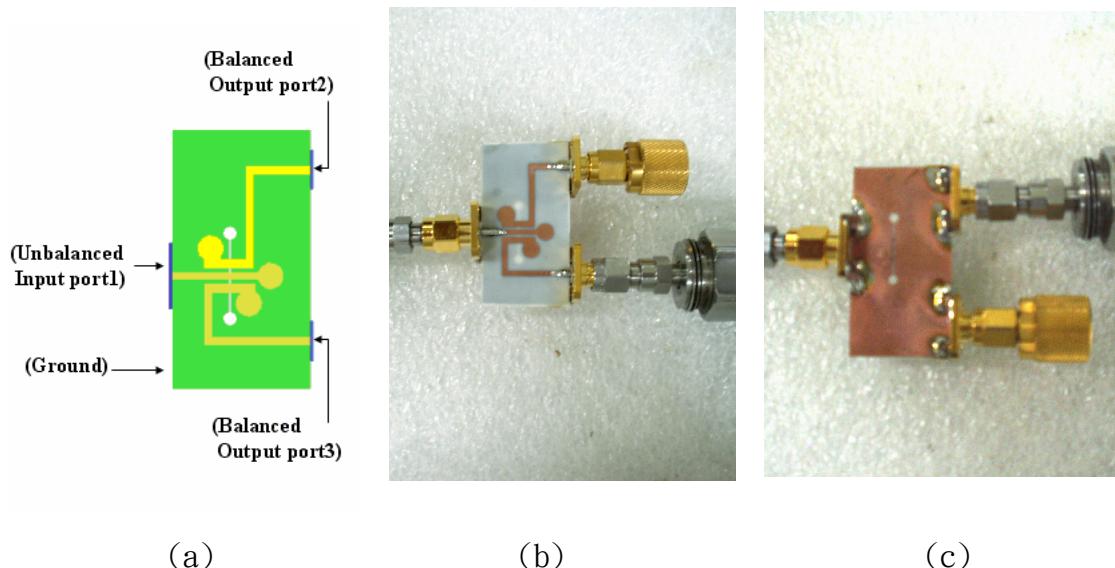


Fig. 2-11、改良後第二種結構的 Balun 轉換器(a)非平衡輸入端與平衡輸出端示意圖;(b)實體圖正面;(c)實體圖背面

改良後頻寬從 15%增加到 100%。可由 Fig. 2-12 模擬的 S 參數值與相位差,和 Fig. 2-13 量測得知。

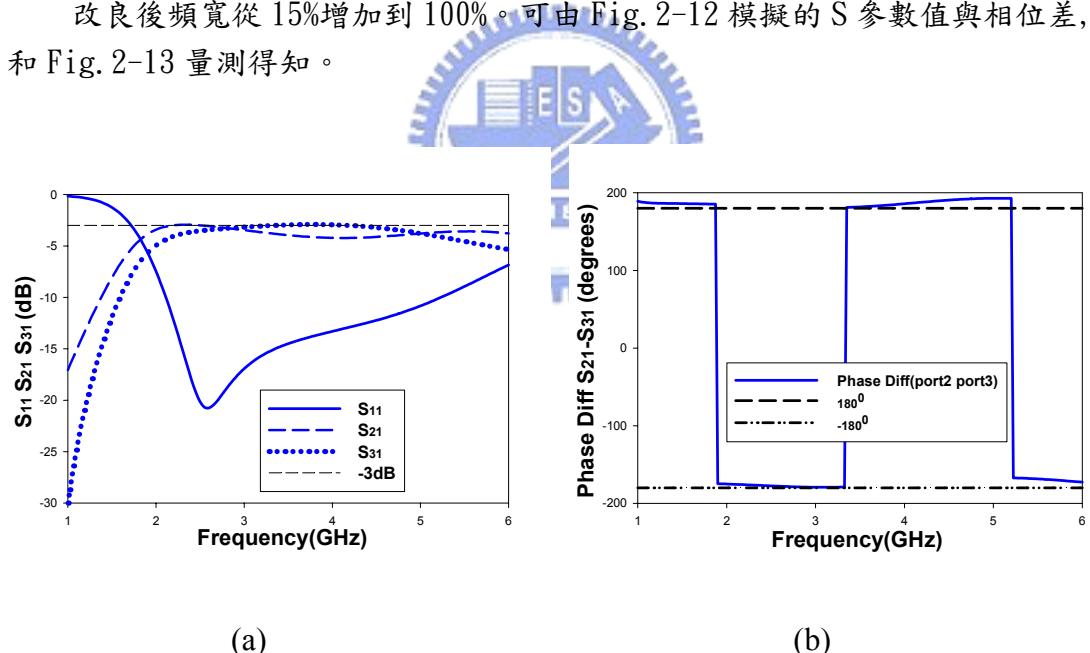


Fig. 2-12、改良後第二種非平衡轉平衡轉換器(a)S 參數(S₁₁、S₂₁、S₃₁)模擬數值;(b)相位差(port2、port3)模擬值

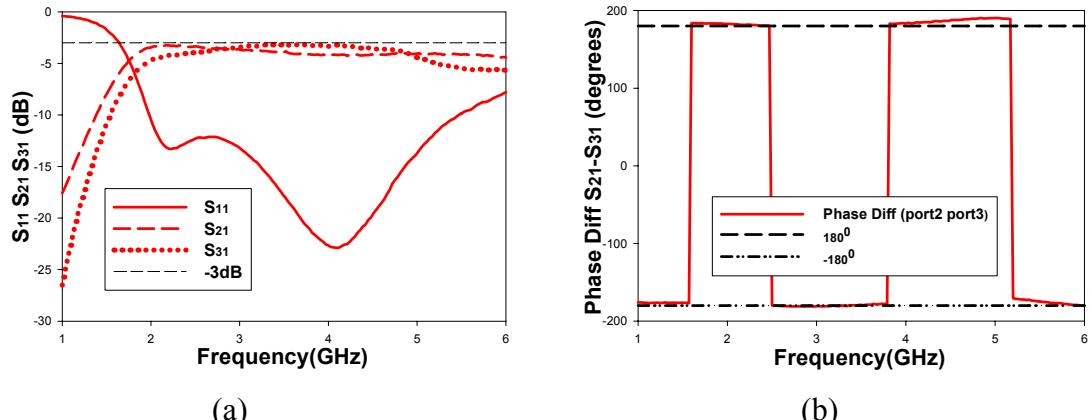


Fig. 2-13、改良後第二種非平衡轉平衡轉換器(a)S 參數(S_{11} 、 S_{21} 、 S_{31})量測數值;(b)相位差(port2、port3)量測值

平衡轉非平衡轉換器亦是一種阻抗轉換器，本章設計之轉換器在非平衡端阻抗為 50Ω 的微帶線用來接 50Ω SMA 接頭，而平衡輸出的兩端個別看 port2/ port3 也都用 50Ω 的微帶線去接 50Ω SMA 接頭，如此的目的是希望設計出的轉換器不只是看模擬的結果，並可以用來實際量測其數據，然而實際在運用時，如下一章節設計平衡式輸入的迴路天線時，轉換器非平衡輸入端為接 50Ω 的 SMA 接頭，平衡輸出端為接印刷式迴路天線。在計算出天線在該頻段的阻抗後，必須使平衡轉非平衡轉換器之平衡輸出端在該頻段輸出阻抗與天線匹配，也就是阻抗和天線阻抗的關係，是共厄複數的關係，因為在此條件下，才有最大的有效功率從天線接收，或從輸入端到天線發射。

第三章 平衡饋入印刷式多頻天線

(Printed Multi-band Antennas with Balanced Feeds)

3.1 前言

由先前製作出兩種平衡轉非平衡轉換器，於輸出端(port2;port3)接一迴路天線(Loop Antenna)，形成為平衡饋入印刷式迴路天線系統。

設計步驟如下：

第一、在固定迴路總長度為一波長或波長的整數倍下，適當調整長寬比與金屬線的寬度，找出適用在該頻段時的天線阻抗值。

第二、介於平衡轉非平衡轉換器與迴路天線間的共平面線(CPS)，設計用於匹配轉換器和迴路天線，因此在已知該天線的阻抗值後，設計共平面線的寬度和兩線間隔距離，使其與迴路天線匹配。最後為了使此平衡饋入印刷式迴路天線有多頻的效果，利用一對寄生金屬導體對迴路天線產生的偶合效應，來改變迴路天線的阻抗值，使其達到多頻的效果。



3.2 傳輸線與天線之匹配技巧

當要連接天線到傳輸線，最重要的是如何使在發射時，有效的功率從傳輸線傳到天線來發射；而在接收時使天線接收的能量傳到傳輸線上。此問題可在兩方面來解決，一為在天線和傳輸線間阻抗匹配的問題，一為激發在天線上電流分佈的問題。

首先考慮阻抗匹配上，Fig3.1，通常傳送或接收端的阻抗值會和傳輸線阻抗值(Z_0)是一致的，但天線阻抗(Z_A)是不同於 Z_0 ，若要有最大的功率傳輸此兩阻抗關係必須為共厄複數。因此當傳輸線直接連接天線，要使阻抗匹配就必須 $Z_A = Z_0 + j0$ ，若是無法找到符合這條件的天線，就需使用匹配網路[5][6]，最簡單的匹配網路為四分之一波長轉換器，當以已知天線輸入阻抗為 R_A ，此時四分之一波長轉換器，就是設計四分之一波長的傳輸線，而其阻抗值為 $(Z_0 * R_A)$ 的平方根，其缺點就是只適用於窄頻。若使用上章設計的 Balun 作為阻抗轉換器，使天線和傳輸線阻抗匹配，且有寬頻的效果。

為了匹配，另一方式為改變天線的輸入阻抗，有許多種方式，例如同一偶極天線，藉由原先的中心點對稱處輸入，向天線的端點處偏移來改變不同的輸入處，可增加阻抗值。而下一節在設計平衡式輸入迴路天線時，在設計迴路天線時，可改變其幾何結構來達成在該頻段要的阻抗值。

所以當 Balun 用在平衡式天線(例如偶極天線, 回路天線)，不但可當作平衡轉非平衡轉換器，亦可當成阻抗轉換器。

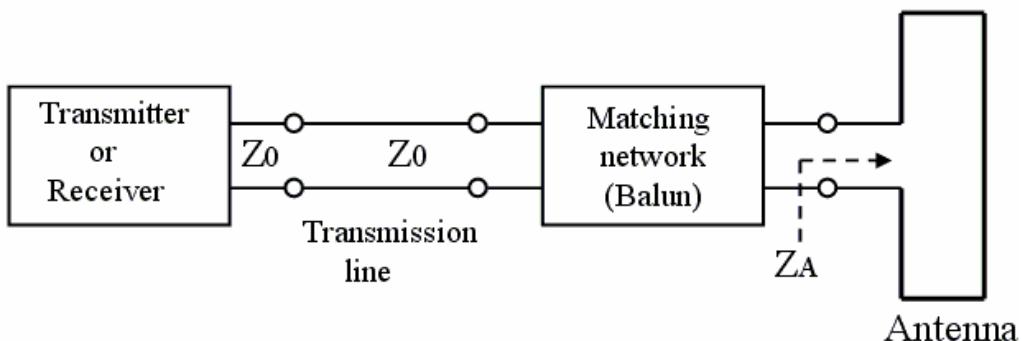


Fig. 3-1、無線通訊傳送/接收系統流程圖

3.3 設計利用第一型的平衡轉非平衡轉換器接上迴路天線

在設計 Balun 接迴路天線之前，必須先對迴路天線的特性有足夠的了解。迴路天線廣泛的使用在個人無線通訊上，因部份的無線通訊器材在使用時非常靠近身體，包含天線，因而人體對天線的影響是設計天線時一個最重要的一考量因數[7]。有些情況下迴路天線比偶極天線更適合使用在個人無線通訊上，原因如下：第一、使用迴路天線相較於偶極天線結構更能增進天線的方向性和增益，第二、當考慮身體效應時，迴路天線較偶極天線有比較好的性能[8]。在設計迴路天線時，研究人體影響效應和迴路的設計方向是重要的[9]。

本章介紹設計三種由上章所設計的 Balun 來接上迴路天線，且由原本單頻的效果，藉由寄生金屬導體來設計多頻的天線，下一章節將介紹鄰近導體對整體平衡式迴路天線的影響。

在利用第一型的 Balun 來接上迴路之前，先觀察第一型的 Balun 頻率範圍是由 5GHz~16GHz，但相位差在中心頻段 9GHz 附近比較接近 180° ，因此決定設計中心頻率等於 9GHz 的迴路天線。

使用基版：FR4 介電常數=4.7

損耗正切(Loss tangent, $\tan\delta$)：0.02

導體金屬：銅(copper), 5.88×10^7

板材厚度：0.8mm

在中心頻率 9GHz 下，設計迴路天線部份，並找出其輻射電阻值。為了能夠使用此迴路天線，設計時必須有此型天線的資料或是其基本推導的公式有關它的輻射電阻。因此有許多有關計算迴路天線之輻射電阻值的研究，其中有以相同電流大小去趨近在迴路上的電流，且迴路大小相對波長而言是小於四分之一波長才有效，來推導輻射電阻值[10]。所得結果如下：

$$R_s = 197 \times \left(\frac{l}{\lambda} \right)^4 \Omega$$

R_s ：輻射電阻值

l ：迴路天線的總長度

λ ：波長

上式表示的相對波長而言算小的迴路天線並不實際，因其電阻值太小，以致很困難來做匹配。因此實際應用都是採迴路為半波長以上的設計。利用數值分析將在迴路天線上的電流分佈以弦波分佈來計算輻射電阻[11]，可得到較精確的解。

以下第一步驟為利用數值分析來計算出在該頻段迴路天線的電阻值與電抗值，Fig. 3-2 為該天線的幾何示意圖，阻抗值對頻率的變化圖與史密斯圖。

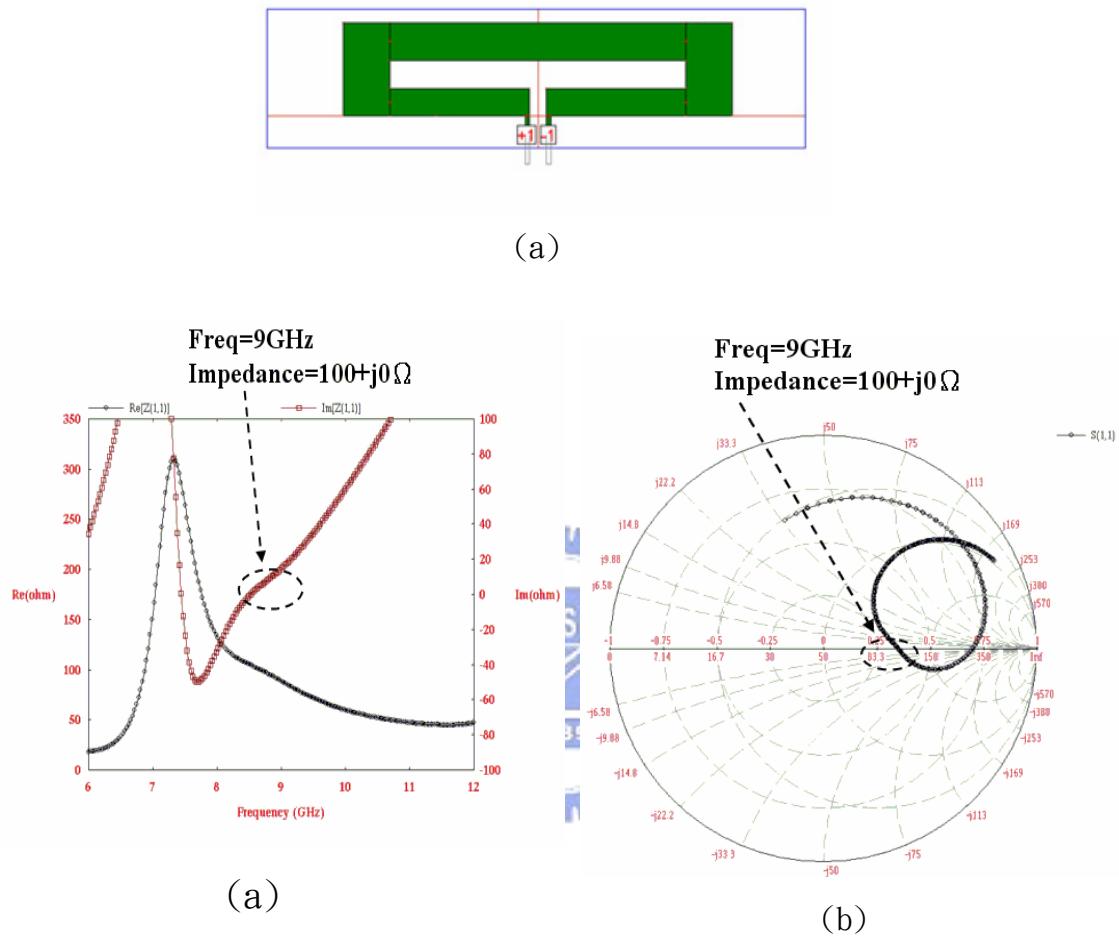
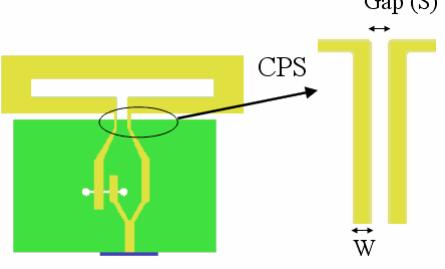


Fig. 3-2、迴路天線(a)幾何解構式意圖;(b)阻抗對頻率的變化圖;(c)史密斯圖

已知在頻率 9GHz 時的電阻值為 100Ω ，電抗為零。第二步驟為設計 CPS 本質阻抗趨近 100Ω 來與天線匹配。以下表三、為設計 CPS 的規格。

	FR4 基板 介電常數=4.7
	損耗正切=0.02
	基板高度=0.8 mm
	金屬材質(銅)導電常數= 5.88×10^7 S/m
	中心頻率=9GHz
	CPS 阻抗值= 100Ω
	金屬寬度(W)=0.5 mm
	金屬間的間隔(S)=1.8mm
表三、在得知天線阻抗= 100Ω , 所設計的 CPS 數據	

下圖為轉換器接 CPS 接迴路天線的結構圖。

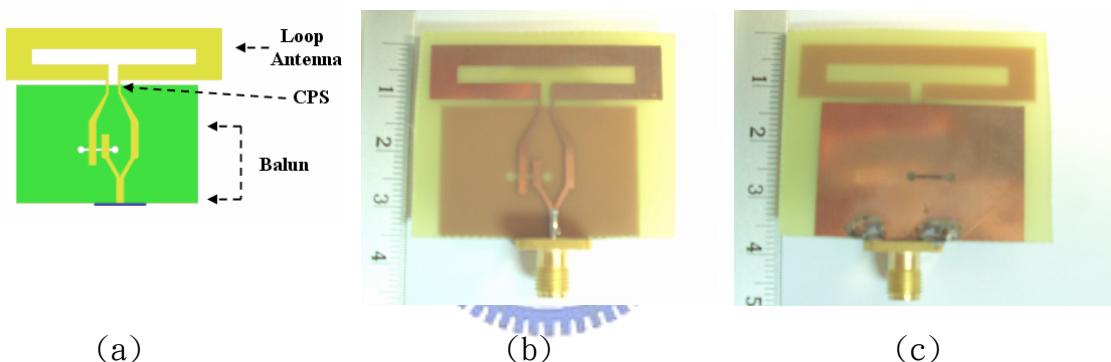


Fig. 3-3、第一種 Balun 轉換器接天線(Balun-CPS-Loop Antenna) (a)結構圖示意圖;(b)實體正面圖;(c)實體背面圖

由 50Ω 同軸線藉 SMA 連接 Balun 的非平衡端, 再由平衡輸出端以 CPS 與迴路天線連結, Fig. 3-4 為顯示此平衡式輸入迴路天線的 S11 參數的模擬與量測值。

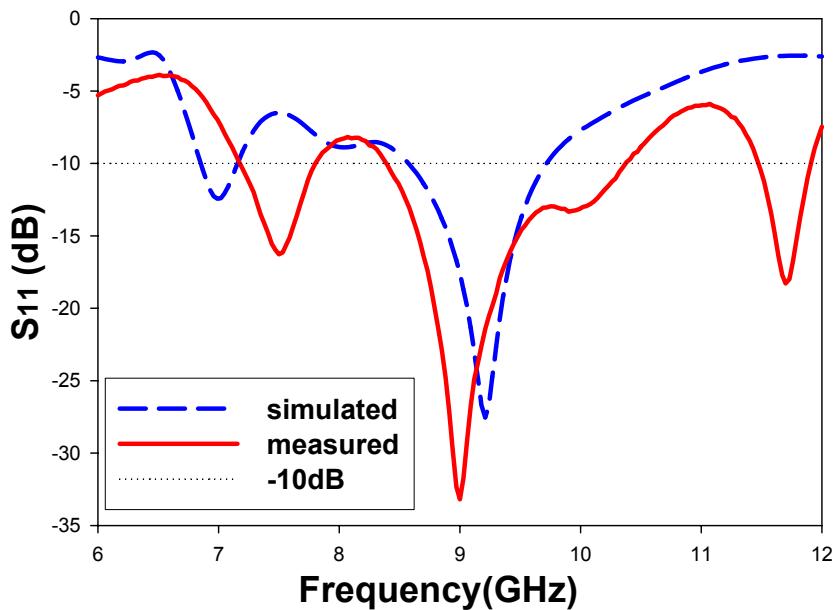


Fig. 3-4、S11 模擬與量測值比較(Freq:9GHz;BW:8.5~10.5GHz)

Fig. 3-5;3-6;3.7 分別顯示天線在 X-Y;X-Z;Y-Z 平面上於中心頻率 9GHz 時，
Ephi, Etheta 的模擬與量測場型。

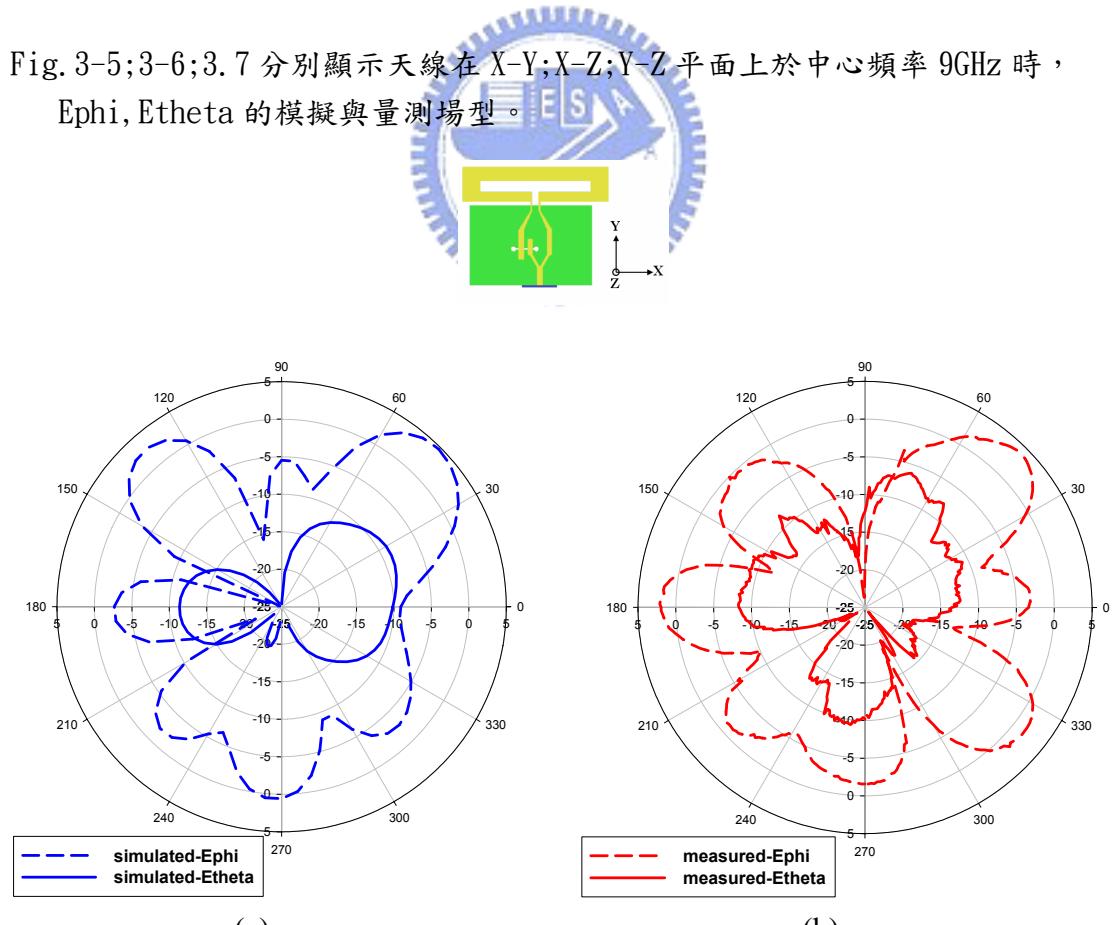


Fig. 3-5、X-Y 平面場型(a)模擬圖(Freq=9GHz; max gain=4.9dBi));
(b)量測圖(Freq=9GHz; max gain=4.75dBi)

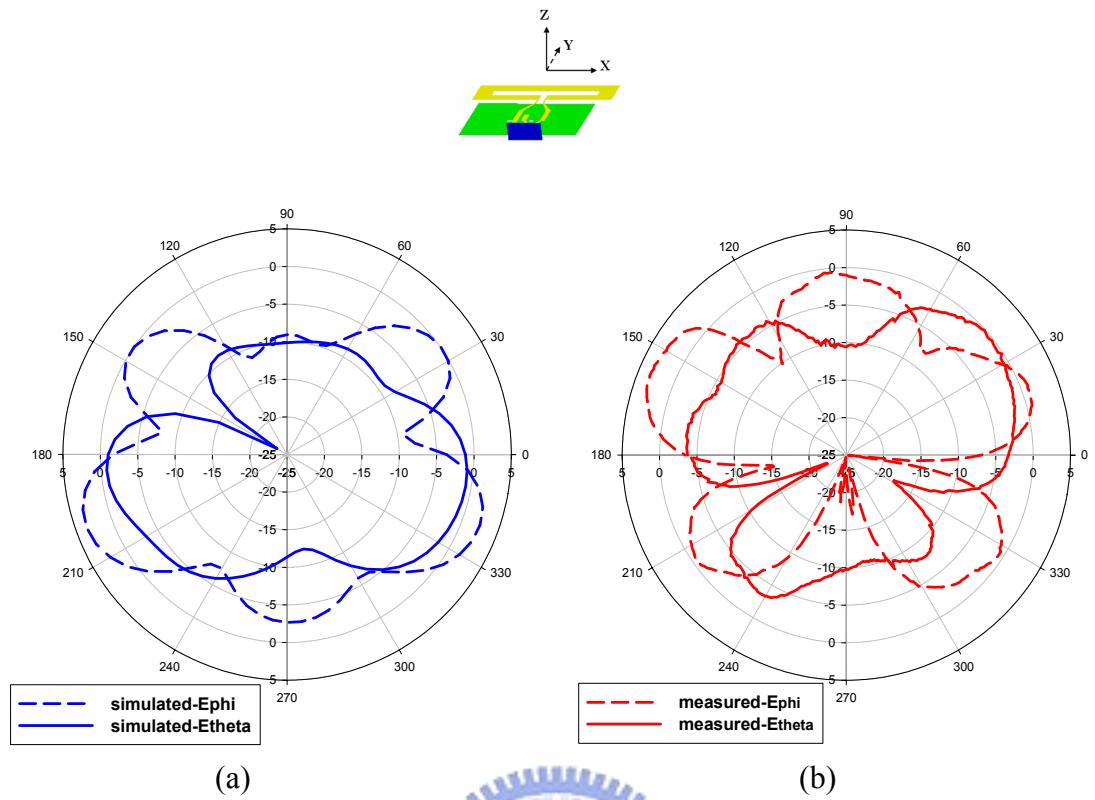


Fig. 3-6、X-Z 平面場型(a)模擬圖(Freq=9GHz; max gain=4. 5dBi));
(b)量測圖(Freq=9GHz; max gain=4. 45dBi)

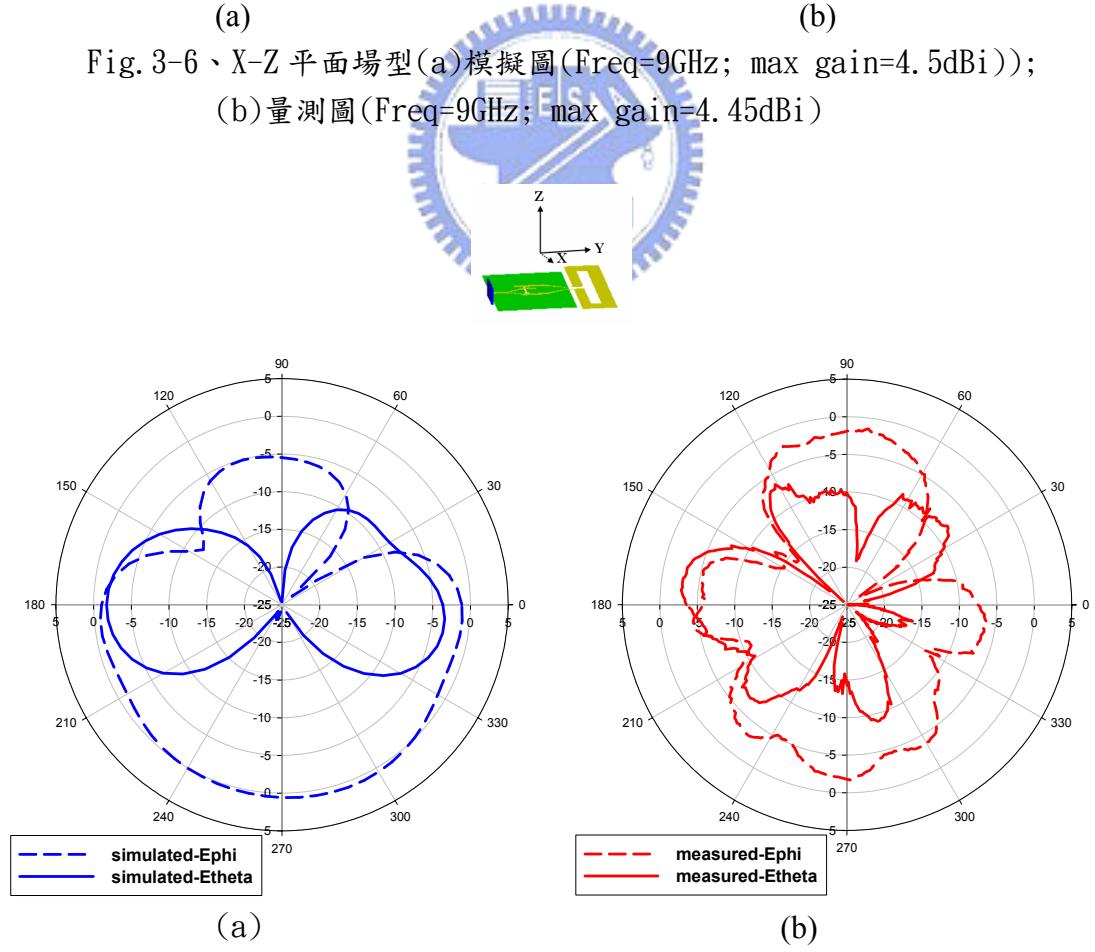


Fig. 3-7、Y-Z 平面場型(a)模擬圖(Freq=9GHz; max gain=0. 2dBi));
(b)量測圖 (Freq=9GHz; max gain=-0. 6dBi)

3.4 設計利用改良後的第二型平衡轉非平衡轉換器接上迴路天線

已知上一章設計的寬頻轉換器頻寬可由 2GHz 到 5.5GHz，因此要使用的 ISM 頻段 2400~2483.5MHz 在此範圍內。在此頻率下設計迴路天線的長度為一波長約 8cm(使用為波基板，參數如上章節所述)，利用調整天線金屬線的寬度，與迴路天線的 W/L 比，找到最適當的阻抗值。下圖為迴路天線的幾何結構，和在此結構下阻抗值與頻率的關係值，史密斯圖。

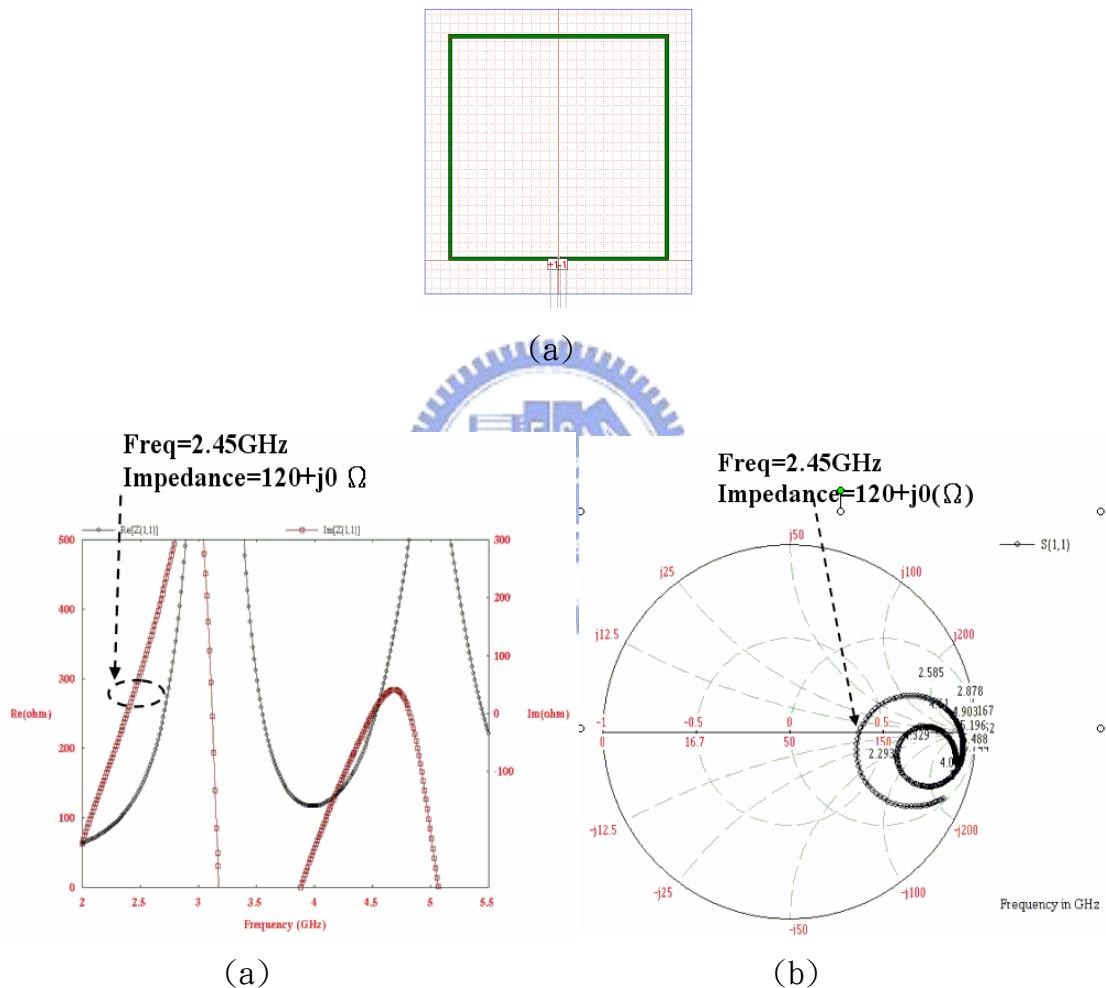
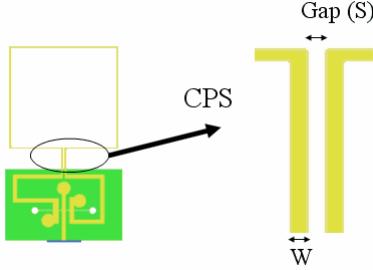


Fig. 3-8、迴路天線的(a)幾何解構式意圖;(b)阻抗對頻率的變化圖;(c)史密斯圖

知道迴路天線在 2.4GHz 的輸入阻抗後($Re=120\Omega$ $Im=0\Omega$)，利用此數據，設計在迴路天線前端的共平面微帶線(CPS)，使其阻抗與天線阻抗匹配設計，CPS 數據如表四所示。

	微波基板介電常數=3.38
	損耗正切=0.0027
	基板高度=0.508 mm
	金屬材質(銅)導電常數=5.88×10 ⁷ S/m
	頻率=2.45GHz
	CPS 阻抗值=120Ω
	金屬寬度(W)=0.5 mm
金屬間的間隔(S)=0.4mm	
表四、在得知天線阻抗=120Ω, 所設計的 CPS 數據	

下圖為轉換器接 CPS 接迴路天線的結構圖，與 S 參數，和場型。

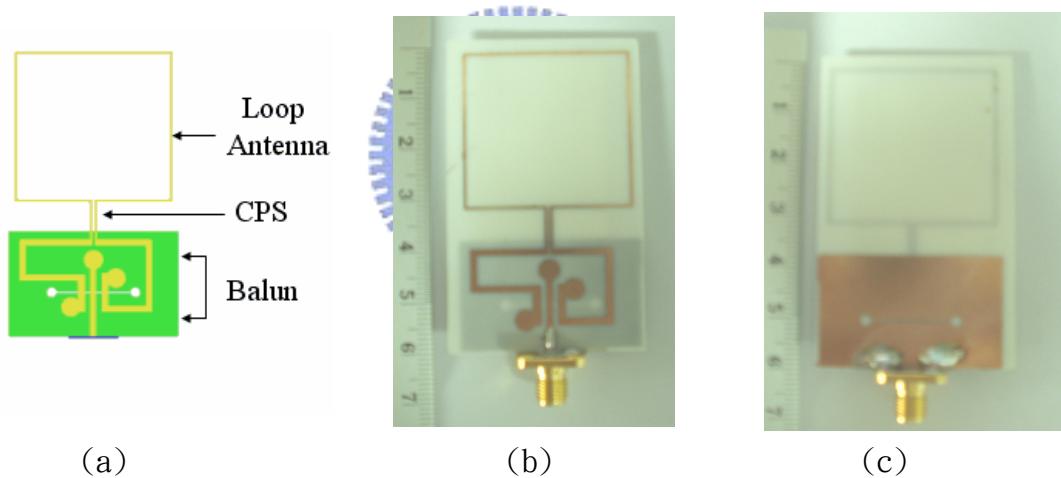


Fig. 3-9、第二種 Balun 轉換器接天線(Balun-CPS-Loop Antenna) (a)結構圖示意圖;(b)實體正面圖;(b)實體背面圖

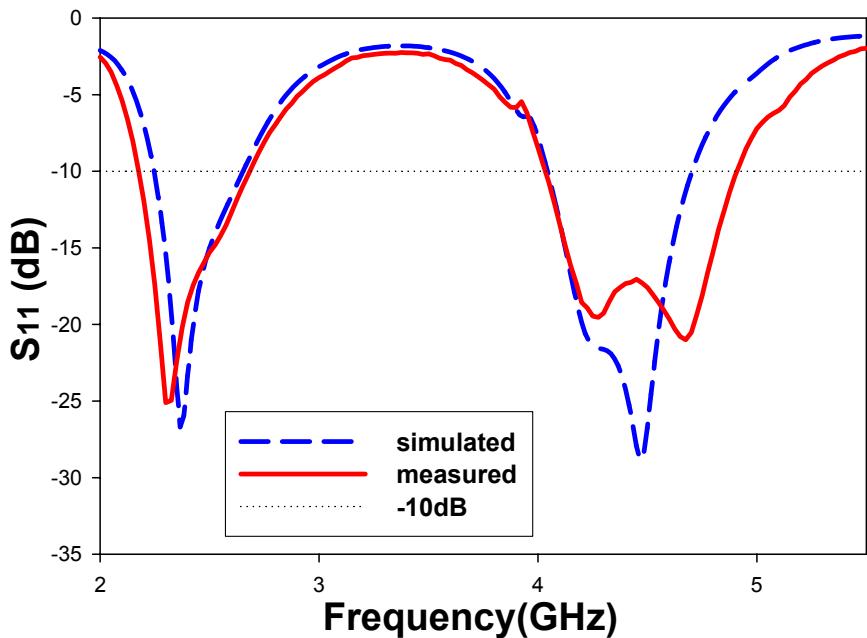


Fig. 3-10、S11 模擬與量測比較(Freq=2.45GHz; BW=2.2~2.65GHz)

Fig. 3-11 為頻率在 2.45GHz 時的電流分佈圖，由此天線電流分佈的關係可導出此天線輻射的場型，推導式子如下。

在一週長為一波長的方型迴路天線，每邊長度為 $\frac{1}{4}$ 波長。

電流分佈方式以弦波函數來趨近表示如(3-1)式。

$$\begin{aligned} I_1 &= I_2 = -\bar{x} I_0 \cos(\beta x') & |x'| &\leq \frac{\lambda}{8} \\ I_4 &= -I_3 = \bar{y} I_0 \sin(\beta y') & |y'| &\leq \frac{\lambda}{8} \end{aligned} \quad (3-1)$$

其中 $\beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$ 表示於空氣中平面波的相位常數

$$\text{向量位能 } \bar{A} = \mu \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \int_{\text{Loop}} I e^{j\beta \bar{r} \cdot r'} dl \quad (3-2)$$

直角座標(x, y, z) 以球座標來表示(r, θ, φ)

$$\begin{aligned} r'_1 &= x' \bar{x} - \frac{\lambda}{8} \bar{y} & r'_2 &= x' \bar{x} + \frac{\lambda}{8} \bar{y} \\ r'_3 &= -\frac{\lambda}{8} \bar{x} + y' \bar{y} & r'_4 &= \frac{\lambda}{8} \bar{x} + y' \bar{y} \end{aligned} \quad (3-3)$$

$$\text{and } \bar{r} = \bar{x} \sin \theta \cos \varphi + \bar{y} \sin \theta \sin \varphi + \bar{z} \cos \theta \quad (3-4)$$

(3-3), (3-4)代入(3-2)

可得向量位能函數的表示式，然後可得電場的表示式如下

$$\begin{aligned}
E_\theta &= \frac{jI_0\eta e^{-j\beta r}}{\sqrt{2\pi}r} \cos\theta \left\{ \frac{\sin\varphi \sin\left[\frac{\pi}{4}\sin\theta\cos\varphi\right]}{1-\sin^2\theta\sin^2\varphi} \times [\sin\theta\sin\varphi\cos(\frac{\pi}{4}\sin\theta\sin\varphi) \right. \\
&\quad \left. \times \sin\varphi) - \sin(\frac{\pi}{4}\sin\theta\sin\varphi)] - \frac{\cos\varphi\cos\left[\frac{\pi}{4}\sin\theta\cos\varphi\right]}{1-\sin^2\theta\cos^2\varphi} \times \sin\theta\cos\varphi \right. \\
&\quad \left. \sin(\frac{\pi}{4}\sin\theta\cos\varphi) - \cos((\frac{\pi}{4}\sin\theta\cos\varphi)] \right\} \\
E_\varphi &= \frac{jI_0\eta e^{-j\beta r}}{\sqrt{2\pi}r} \left\{ \frac{\cos\varphi\sin\left[\frac{\pi}{4}\sin\theta\cos\varphi\right]}{1-\sin^2\theta\sin^2\varphi} \times [\sin\theta\sin\varphi\cos(\frac{\pi}{4}\sin\theta\sin\varphi) \right. \\
&\quad \left. - \sin(\frac{\pi}{4}\sin\theta\sin\varphi)] + \frac{\sin\varphi\cos\left[\frac{\pi}{4}\sin\theta\sin\varphi\right]}{1-\sin^2\theta\cos^2\varphi} \times \sin\theta\cos\varphi \right. \\
&\quad \left. \sin(\frac{\pi}{4}\sin\theta\cos\varphi) - \cos((\frac{\pi}{4}\sin\theta\cos\varphi)] \right\}
\end{aligned}$$

在xy平面

$$E_\theta(\theta = \frac{\pi}{2}) = 0$$

$$E_\varphi(\theta = \frac{\pi}{2}) = \frac{jI_0\eta e^{-j\beta r}}{\sqrt{2\pi}r} \frac{\pi}{4} \left\{ \frac{\sin\left[\frac{\pi}{4}\cos\varphi\right]}{\frac{\pi}{4}\cos\varphi} [\sin\varphi\cos(\frac{\pi}{4}\sin\varphi) - \sin(\frac{\pi}{4}\sin\varphi)] + \frac{\cos\left[\frac{\pi}{4}\sin\varphi\right]}{\frac{\pi}{4}\sin\varphi} [\cos\varphi\sin(\frac{\pi}{4}\cos\varphi) - \cos(\frac{\pi}{4}\cos\varphi)] \right\}$$

在xz平面

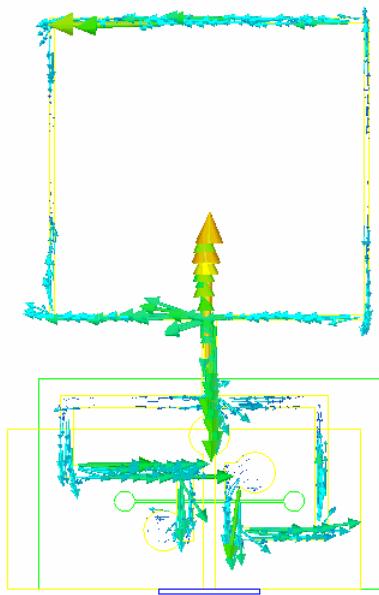
$$E_\theta(\varphi = 0) = \frac{jI_0\eta e^{-j\beta r}}{\sqrt{2\pi}r} \frac{\sin\theta\sin\left[\frac{\pi}{4}\sin\theta\right] - \cos\left[\frac{\pi}{4}\sin\theta\right]}{\cos\theta}$$

$$E_\varphi(\varphi = 0) = 0$$

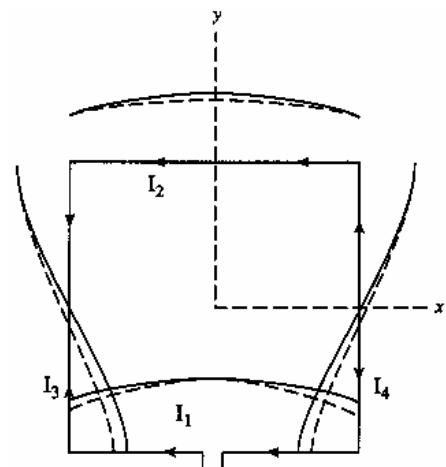
在yz平面

$$E_\theta(\varphi = \frac{\pi}{2}) = 0$$

$$E_\varphi(\varphi = \frac{\pi}{2}) = -\frac{jI_0\eta e^{-j\beta r}}{\sqrt{2\pi}r} \cos(\frac{\pi}{4}\sin\theta)$$



(a)



(b)

Fig. 3-11、頻率在 2.45GHz 迴路天線長度為一波長時(a)模擬電流分佈圖；
(b)以弦波方式等效電流分佈圖

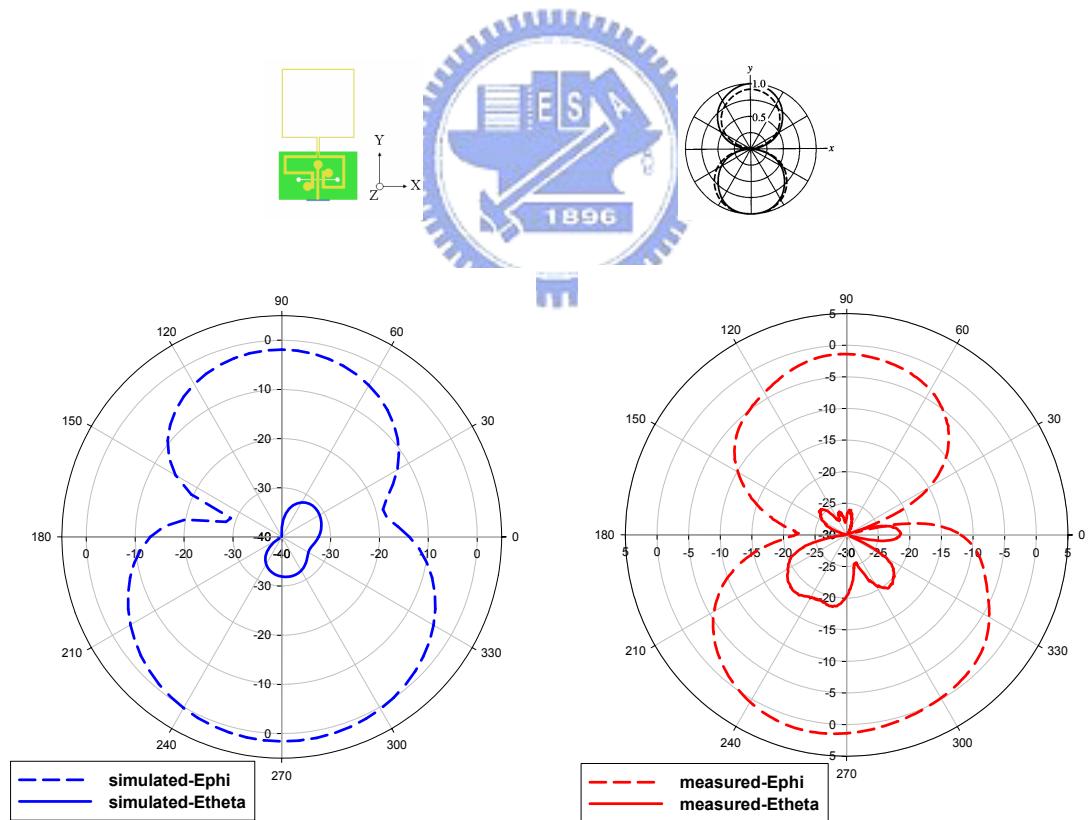


Fig. 3-12、X-Y 平面場型(a)模擬圖(Freq=2.45GHz; max gain=1.2dBi));
(b)量測圖 (Freq=2.45GHz; max gain=1.2dBi)

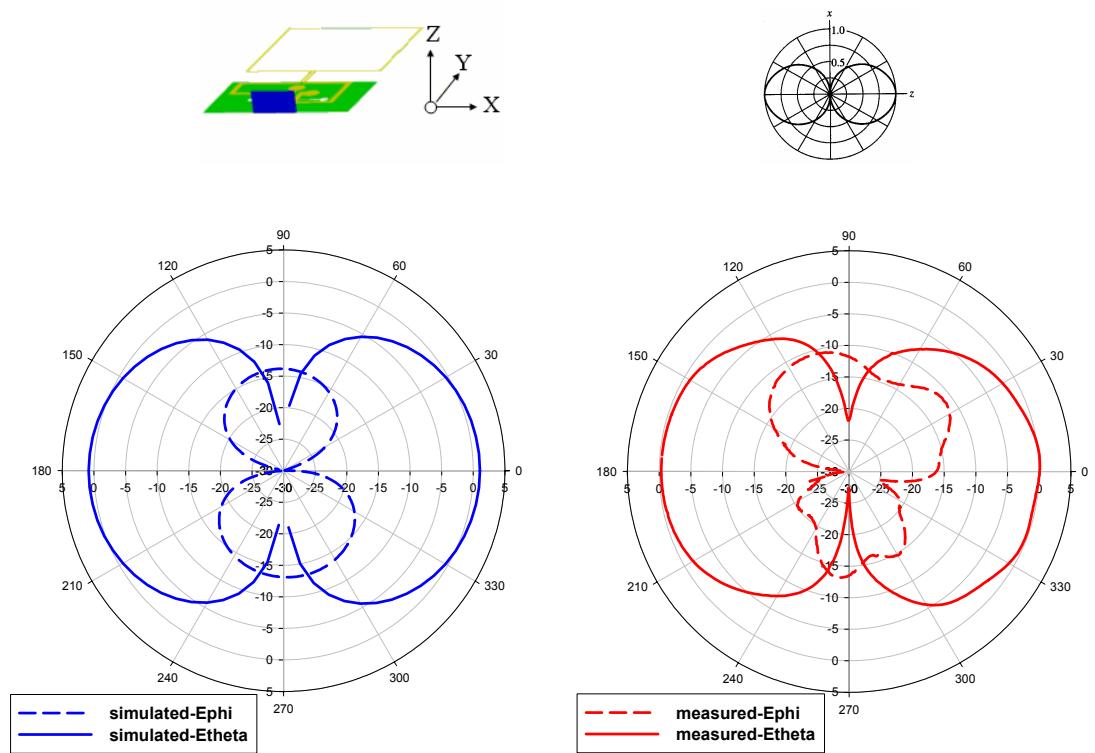


Fig. 3-13、X-Z 平面場型(a)模擬圖(Freq=2.45GHz; max gain=0.8dBi));
(b)量測圖 (Freq=2.45GHz; max gain=0.5dBi)

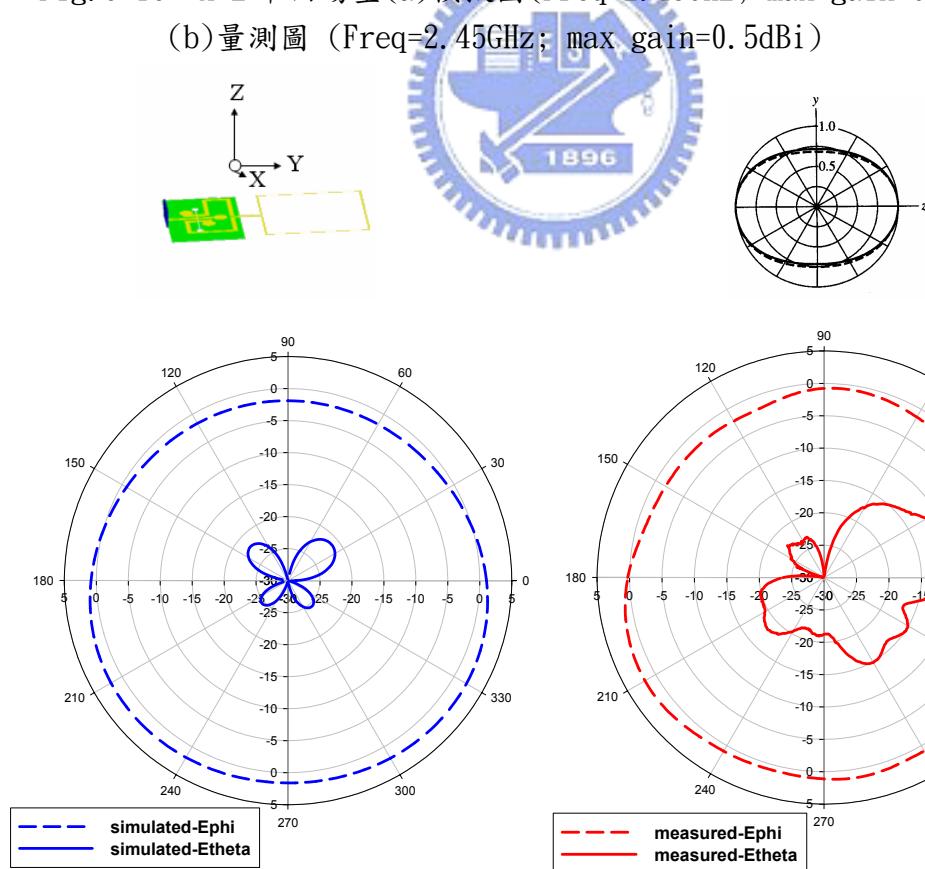


Fig. 3-14、Y-Z 平面場型(a)模擬圖(Freq=2.45GHz; max gain=2.0dBi));
(b)量測圖(Freq=2.45GHz; max gain=1.8dBi)

3.5 設計改良後的第二型平衡轉非平衡轉換器接上多頻迴路天線

由前一節所設計的迴路天線，藉由一對寄生的偶極天線，來產生所要的第二頻段中心頻率在 5.2GHz。首先第一步驟為設計藉有一對寄生的偶極天線與迴路天線之間產生的偶合效應，來改變天線在高頻時的阻抗值，由下圖在此結構的天線，其阻抗值和頻率的關係圖與史密斯圖可看出其在第一中心頻與第二中心頻時的阻抗值。第二步驟為設計適當 CPS 阻抗，來連接 Balun。

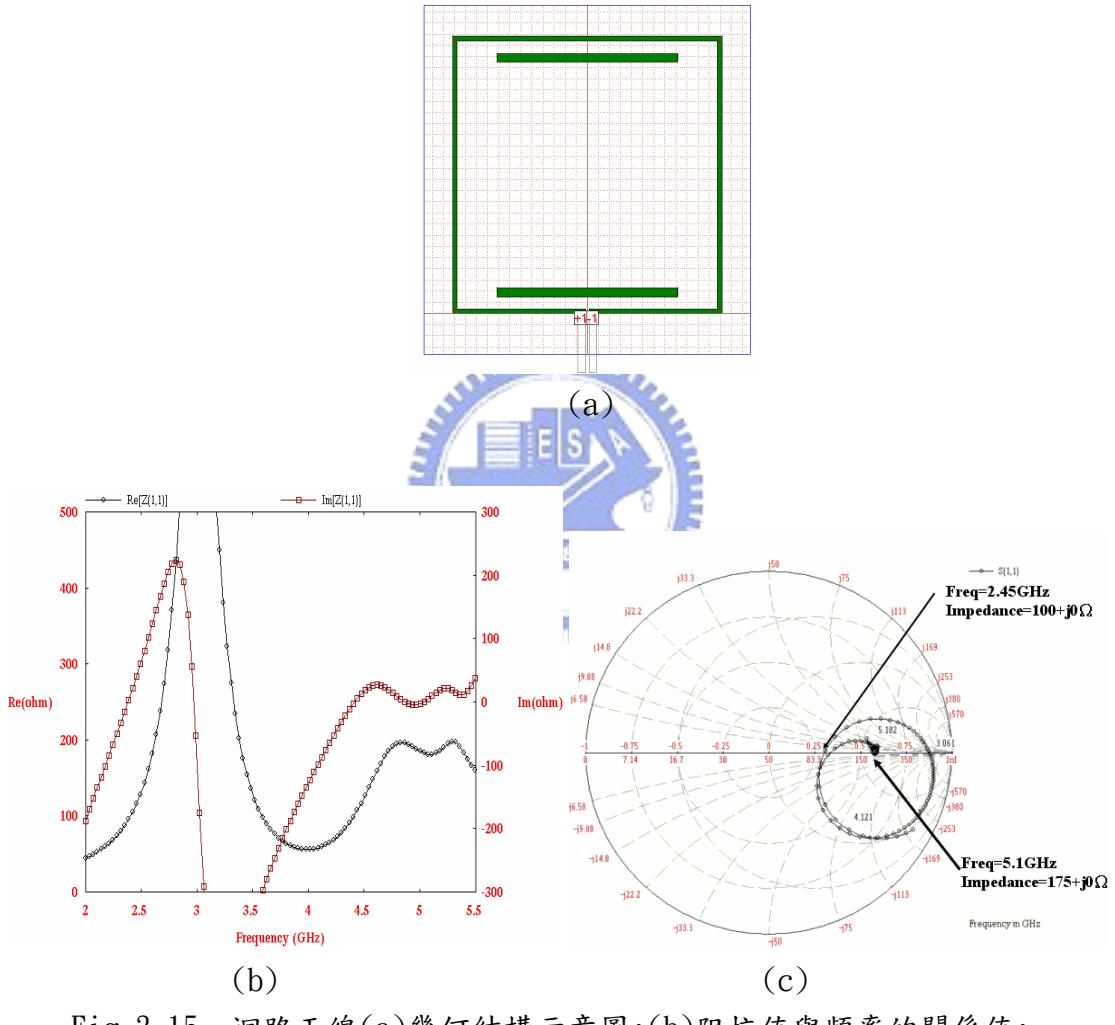


Fig. 3-15、迴路天線(a)幾何結構示意圖;(b)阻抗值與頻率的關係值;(c)史密斯圖

Fig. 3-16 為寬頻 Balun 藉由 CPS 來連接雙頻偶極寄生迴路天線的整體結構圖，Fig. 3-17 為 S 參數數值，及 Fig. 3-18, Fig. 3-19, Fig. 3-20 為各方向在 2.45 GHz 與 5.2GHz 的場型。

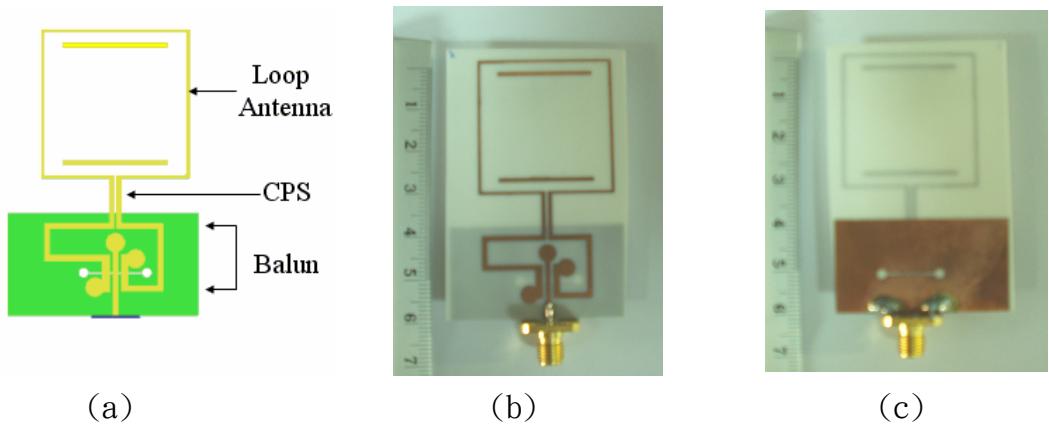


Fig. 3-16、第一種 Balun 轉換器接天線(Balun-CPS-Loop Antenna) (a)結構
圖示意圖;(b)實體正面圖;(c)實體背面圖

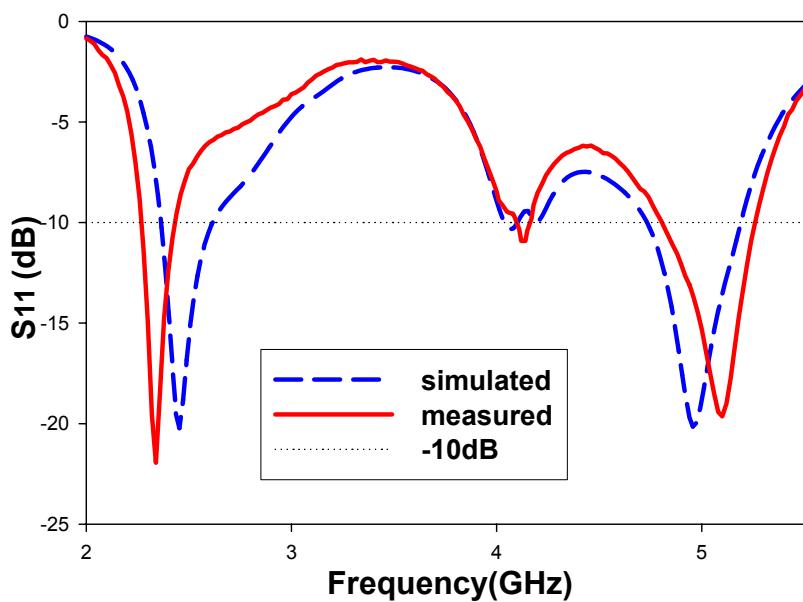


Fig. 3-17、S11 模擬與量測比較($f_1=2.4\text{GHz}$, $\text{BW}_1=2.3\sim2.5\text{GHz}$; $f_2=5.2\text{GHz}$, $\text{BW}_2=4.8\sim5.3\text{GHz}$)

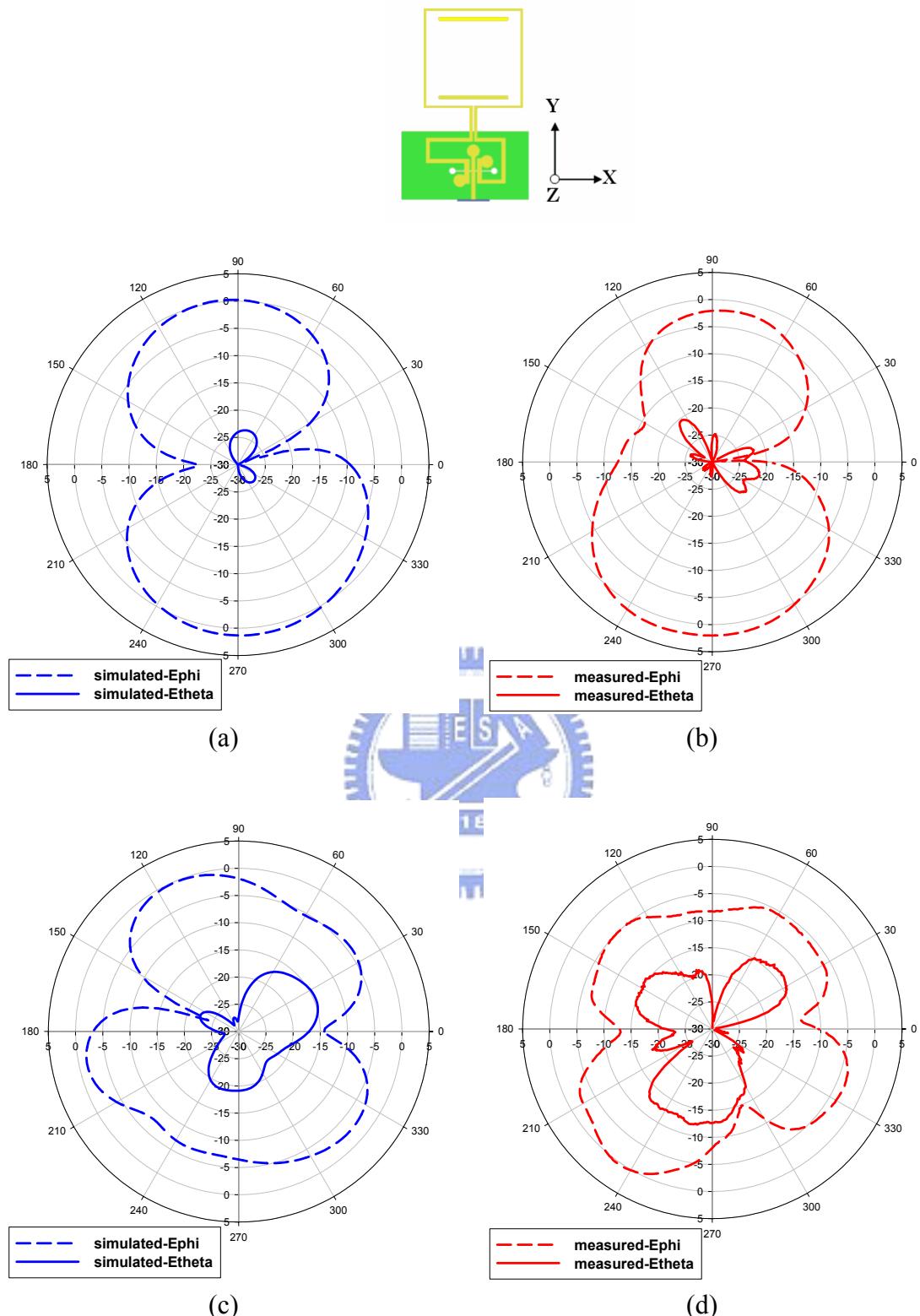


Fig. 3-18、X-Y 平面場型(a)模擬圖(Freq=2.4GHz;max gain=1.2dBi));
 (b)量測圖 (Freq=2.4GHz;max gain=1.3dBi);
 (c)模擬圖(Freq=5.2GHz;max gain=0dBi));
 (d)量測圖(Freq=5.2GHz;max gain=0dBi));

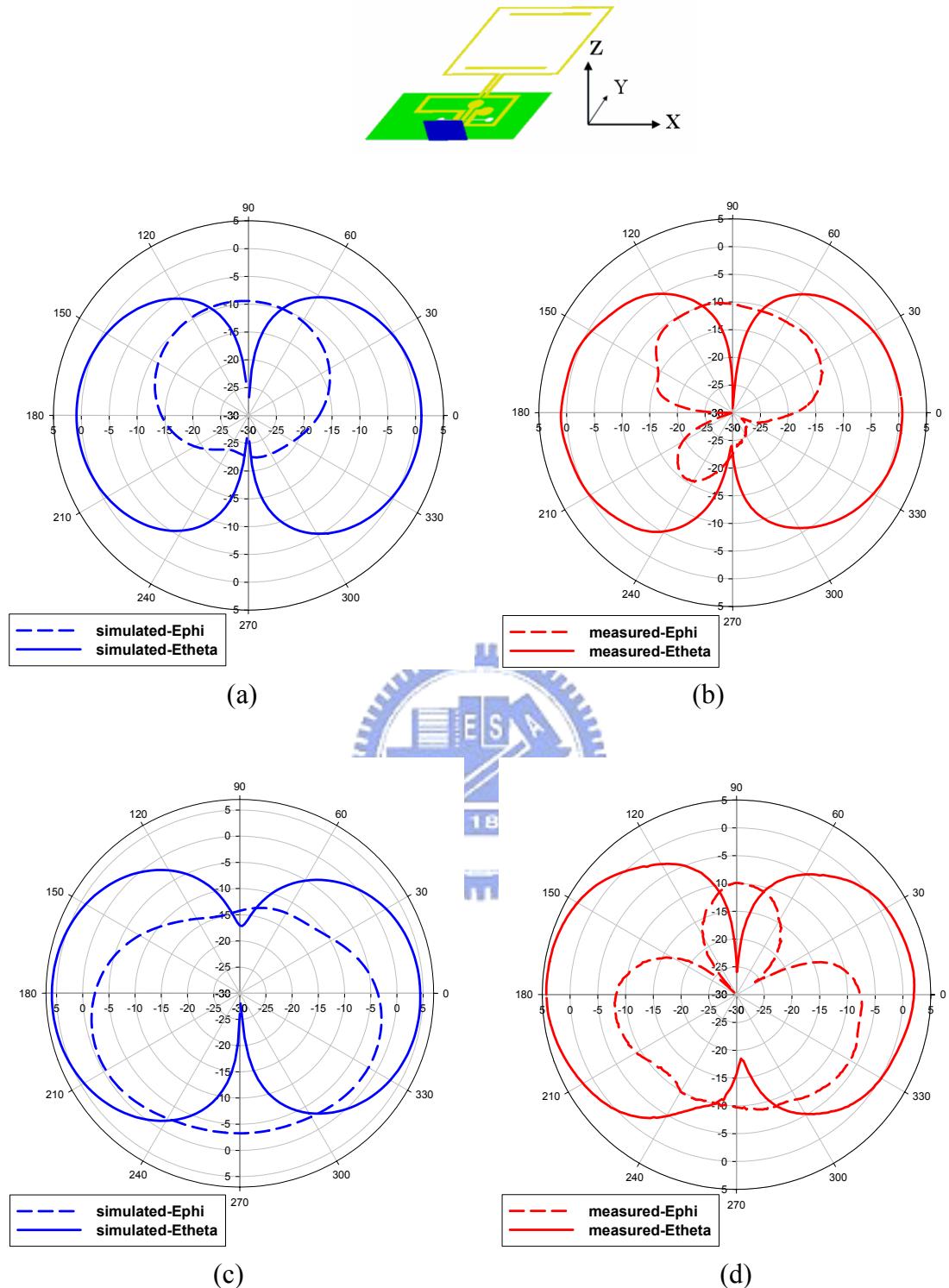


Fig. 3-19、X-Z 平面場型(a)模擬圖(Freq=2.4GHz;max gain=0.6dBi));
 (b)量測圖 (Freq=2.4GHz;max gain=0.5dBi);
 (c)模擬圖(Freq=5.2GHz;max gain=5.2dBi));
 (d)量測圖(Freq=5.2GHz;max gain=4.9dBi));

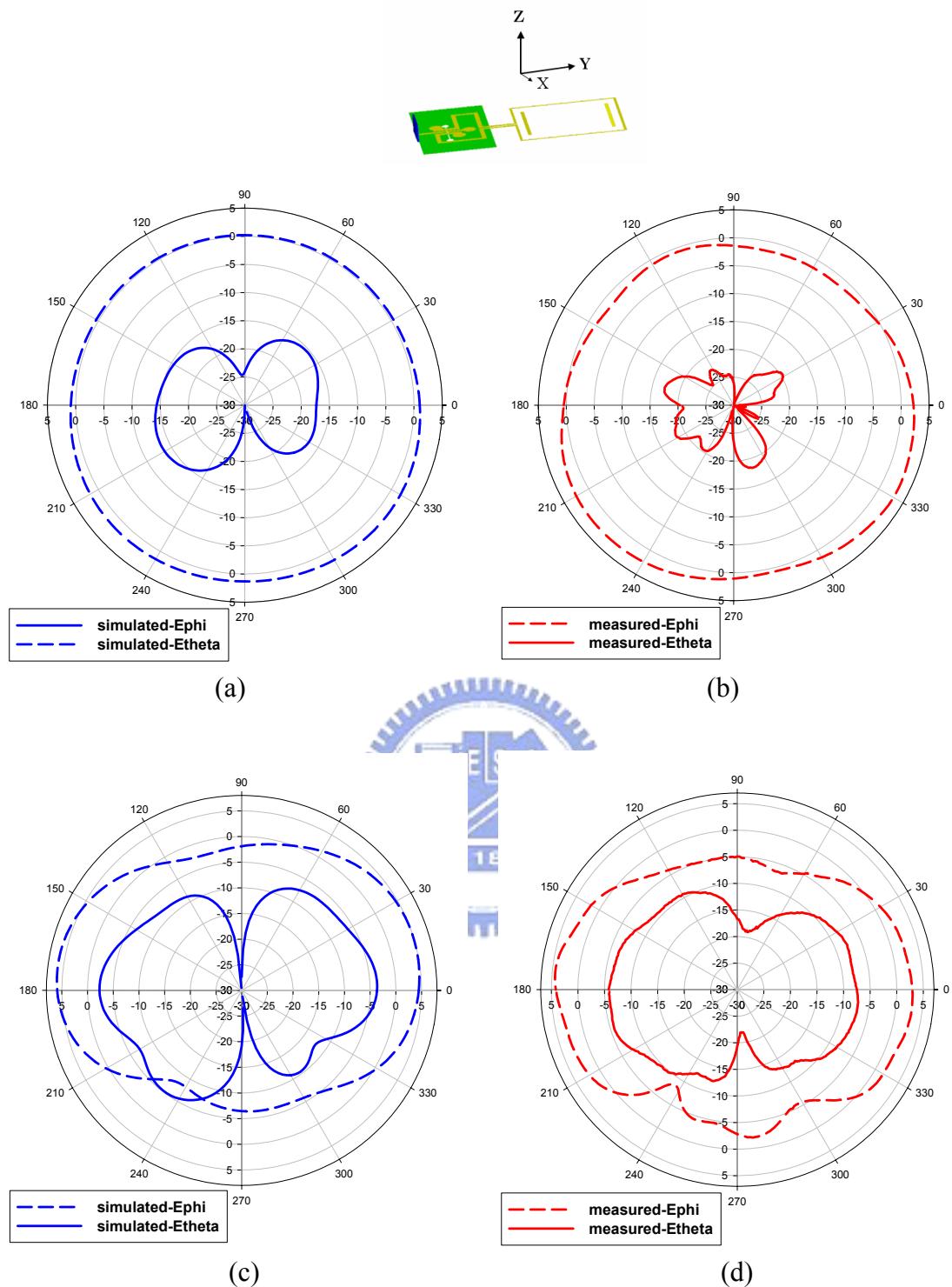


Fig. 3-20、Y-Z 平面場型(a)模擬圖(Freq=2.4GHz; max gain=1.5dBi));
 (b)量測圖 (Freq=2.4GHz; max gain=1.8dBi);
 (c)模擬圖(Freq=5.2GHz; max gain=5.5dBi));
 (d)量測圖(Freq=5.2GHz; max gain=5dBi));

第四章 比較鄰近導體對平衡式饋入迴路天線與共平面波導

饋入迴路天線的影響

(The Effects of Nearing Conductors for Balanced Feeds

Loop Antenna and CPW Feeds Loop Antenna)

4.1 前言

現今手機內建的天線幾乎都是以非平衡式傳輸線饋入，所以幾乎所有手機在天線部分的輻射電流都受到手機金屬導體部分的影響。因為金屬導體上的電流是受到使用者頭部和手部的影響，此將減低天線的效用，當手機在使用時。為了避免此缺點，減小手機金屬導體上的電流分佈是關鍵。

因此為了減小手機天線受使用者頭部和手部的影響，平衡式饋入的迴路天線在此章節將被使用與分析，其中在導體上電流分部是以電磁模擬軟體(HFSS)來分析，此目的是用來比較平衡式饋入與非平衡式饋入系統，近導體上電流分佈關係。將可觀察到電流分布在近導體上，平衡式饋入是比非平衡式饋入要小很多[12]。

其中平衡式饋入天線系統為前一章節所設計的平衡式饋入迴路天線，而非平衡式則使用共平面波導(CPW)來饋入，為了比較分析平衡與非平衡系統，天線部分是使用一樣的迴路天線，在同樣頻段上來比較。

比較本論文設計之平衡式饋入迴路天線與用共平面波導饋入相同的迴路天線，在迴路天線週遭有導體的情況下，得到的結果證實以平衡式饋入的天線系統較不受近導體的影響。也就等效於平衡式饋入天線系統用於手機天線時，可減小受使用者的影響。

4.2 比較平行鄰近導體對平衡式與共平面波導餌入迴路天線的影響

4.2.1 比較第一型平衡式餌入與 CPW 餌入印刷式迴路天線

Fig. 4-1 比較在相同的迴路天線下，不同的餌入方式(平衡式餌入/共平面波(CPW)導餌入)。且都在相同的平面上相同幾何大小與位置上放置金屬導體。比較在相同頻率下，金屬導體上電流分佈的大小，由電流分佈的情形可以觀察到當金屬導體以平行迴路天線的方式放置時，對平衡式餌入與 CPW 餌入影響的效果，兩者差異不大。

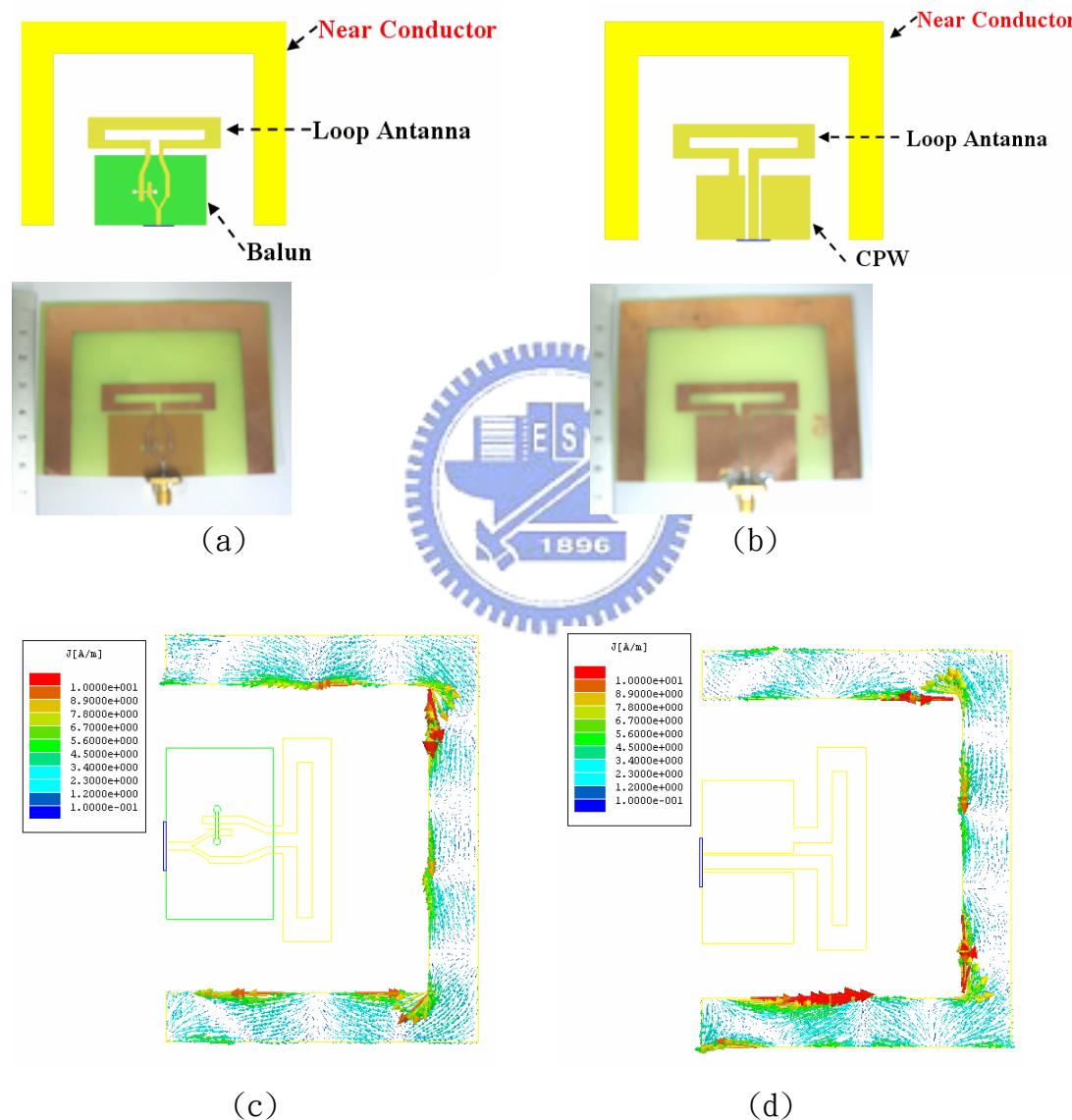


Fig. 4-1、(a)鄰近導體平行第一型平衡式餌入迴路天線示意圖及實體圖
 (b)鄰近導體平行 CPW 餌入迴路天線示意圖及實體圖
 (c)於(a)導體平面上電流分佈圖
 (d)於(b)導體平面上電流分佈圖

我們亦觀察比較 S11 在平衡式饋入與 CPW 饋入分別在在未加金屬導體與加入金屬導體後的變化情形, 如 Fig. 4-2 所示。比較後發現在相同天線都在 9GHz 處, 平衡式輸入與非平衡式輸入在未加平行金屬導體與加上金屬導體後, 其 S11 值變化並不大, 表示天線阻抗值在此變化條件下, 影響不大。

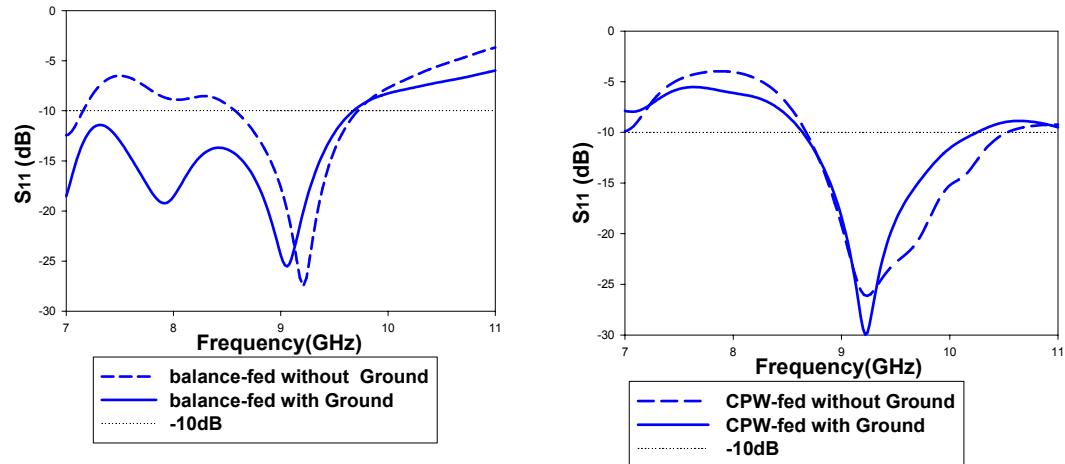


Fig. 4-2、比較無金屬導體與加入平行方向金屬導體後 S11 模擬值的變化

(a) 平衡式饋入; (b) CPW 饋入

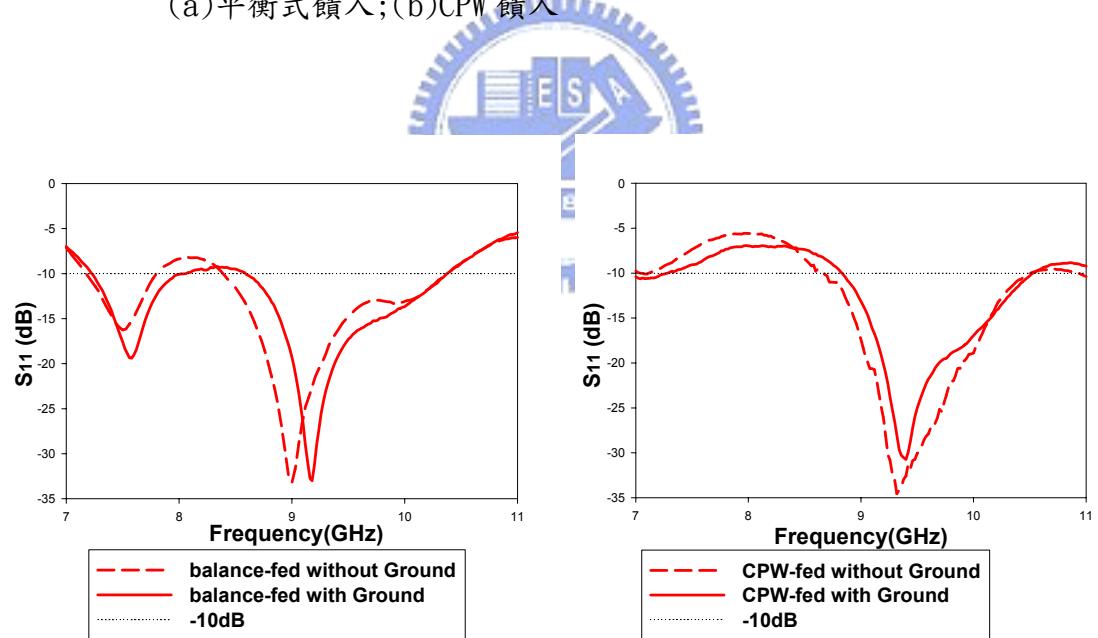


Fig. 4-3、比較無金屬導體與加入平行方向金屬導體後 S11 量測值的變化

(a) 平衡式饋入; (b) CPW 饋入

4.2.2 比較第二型平衡式饋入與CPW饋入印刷式多頻迴路天線

比較在相同的印刷式迴路天線下，不同的饋入方式(平衡式饋入/CPW導饋入)。且都在相同的平面上相同幾何大小與位置上放置金屬導體，在相同中心頻率下，觀察金屬導體上電流分佈的大小。由Fig. 4-4可以知當金屬導體以平行迴路天線的方式放置時，對平衡式饋入與CPW饋入影響的效果，兩者差異不大。

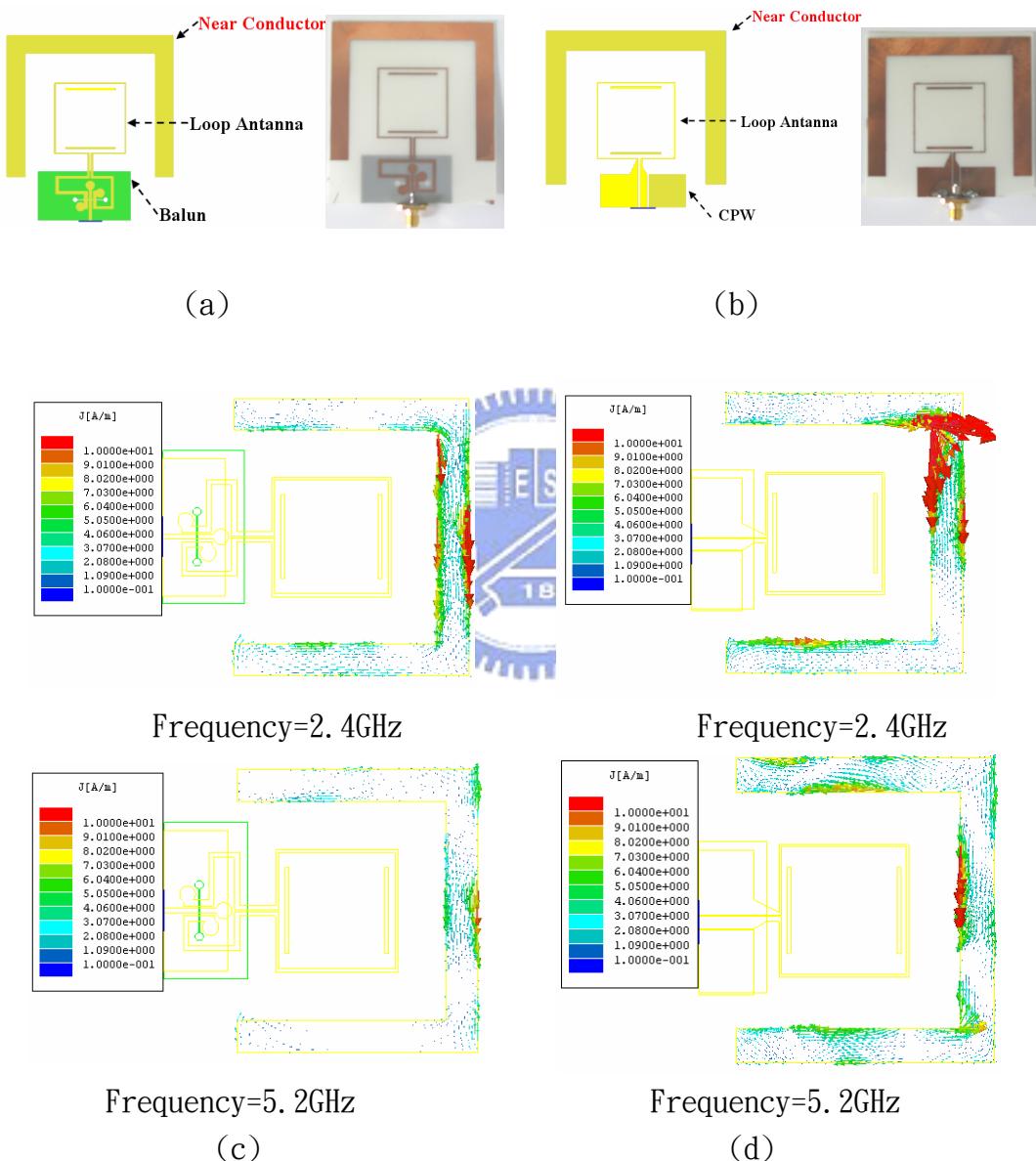


Fig. 4-4、(a)鄰近導體平行第二型平衡式饋入多頻迴路天線示意圖及實體圖
 (b)鄰近導體平行CPW饋入迴路天線示意圖及實體圖
 (c)於(a)導體平面上電流分佈圖($f_1=2.45\text{GHz}$; $f_2=5.2\text{GHz}$)
 (d)於(b)導體平面上電流分佈圖($f_1=2.45\text{GHz}$; $f_2=5.2\text{GHz}$)

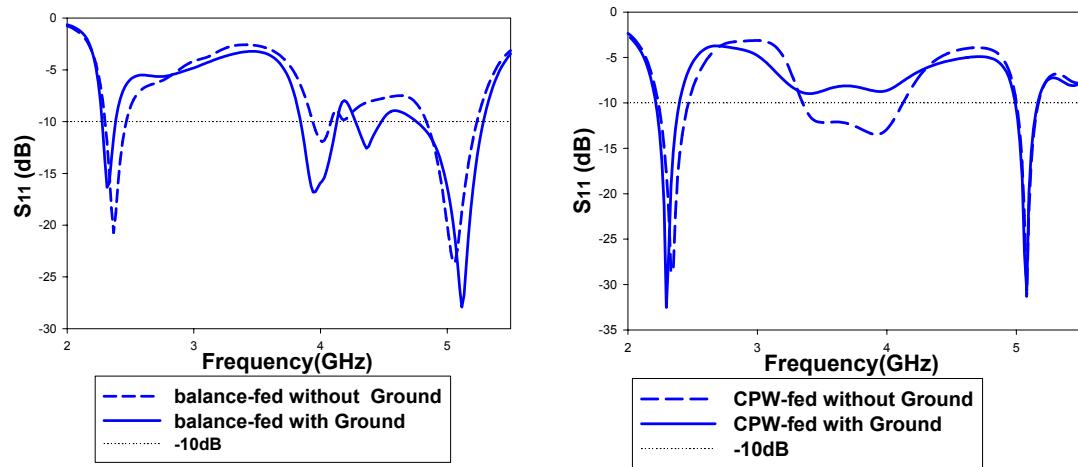


Fig. 4-5、比較無金屬導體與加入平行方向金屬導體後 S11 模擬值的變化
(a)平衡式饋入;(b)CPW 饋入

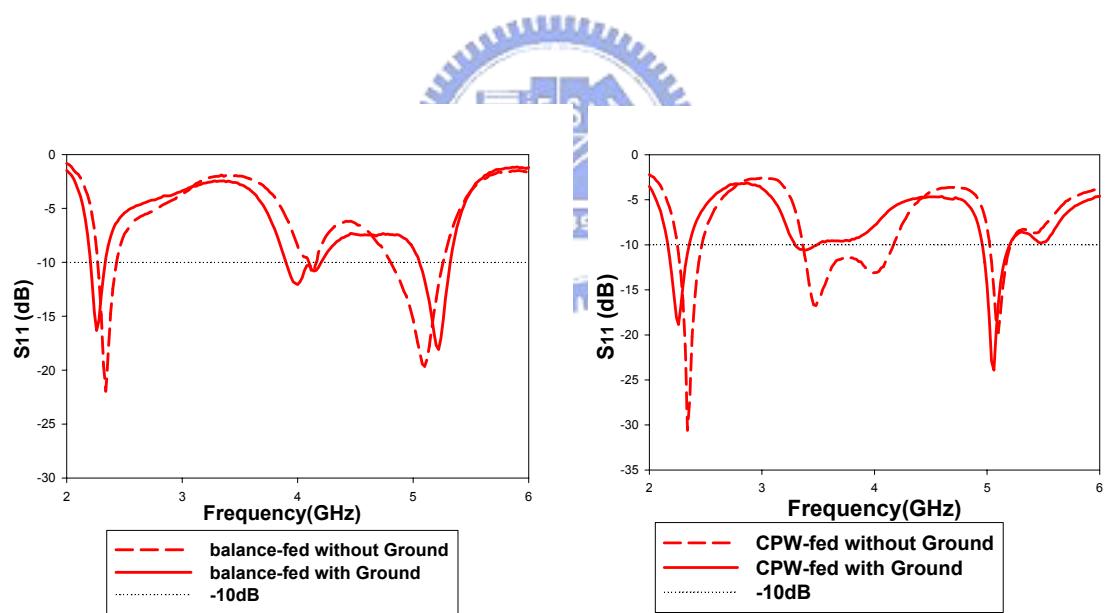


Fig. 4-6、比較無金屬導體與加入平行方向金屬導體後 S11 量測值的變化
(a)平衡式饋入;(b)CPW 饋入

4.3 比較垂直鄰近導體對平衡式與共平面波導餌入迴路天線的影響

4.3.1 比較第一型平衡式餌入與CPW餌入印刷式迴路天線

Fig. 4-7 比較在相同的迴路天線下，不同的餌入方式(平衡式餌入/CPW 餌入)。且都在垂直迴路天線的平面上相同幾何大小與位置上放置金屬導體。比較在相同頻率下，金屬導體上電流分佈的大小，由電流分佈的情形可以觀察到當金屬導體以垂直迴路天線的方式放置時，對平衡式餌入與非平衡式餌入影響的效果，兩者差異很大，很明顯的可以觀察到近導體垂直迴路天線方向上受到天線的影響 CPW 餌入比平衡式餌入要大很多[13]。

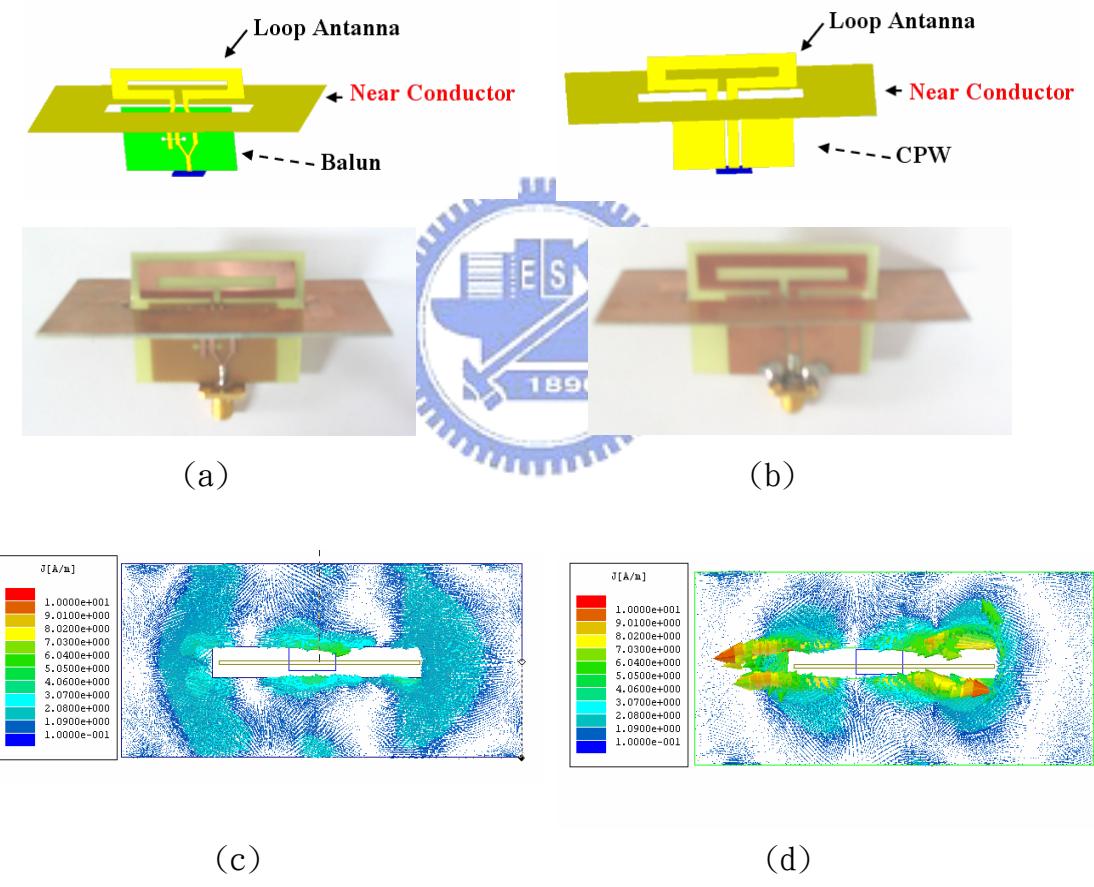


Fig. 4-7、(a)鄰近導體垂直第一型平衡式餌入迴路天線示意圖

(b)鄰近導體垂直CPW餌入迴路天線示意圖

(c)於(a)導體平面上電流分佈圖

(d)於(b)導體平面上電流分佈圖

比較 S_{11} 在平衡式饋入與 CPW 饋入分別在在未加金屬導體與加入垂直金屬導體後的變化情形, 如 Fig. 4-8, Fig. 4-9、所示。平衡式饋入的天線系統在受到垂直金屬導體的影響變化不大, 反之非平衡式饋入天線系統原本操作中心頻段 9GHz 處, 明顯的往低頻偏移, 且效果變差。

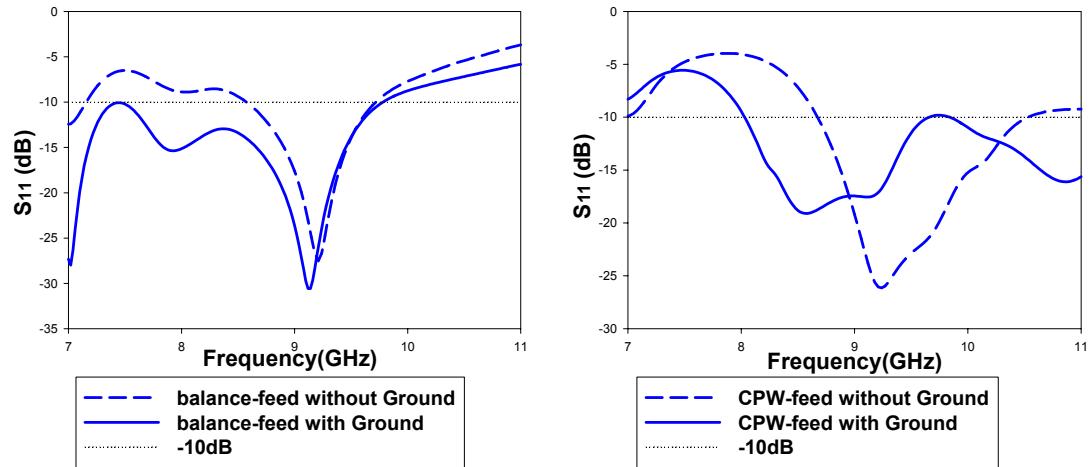


Fig. 4-8、比較無金屬導體與加入垂直方向金屬導體後 S_{11} 模擬值的變化
(a) 平衡式饋入;(b)CPW 饋入

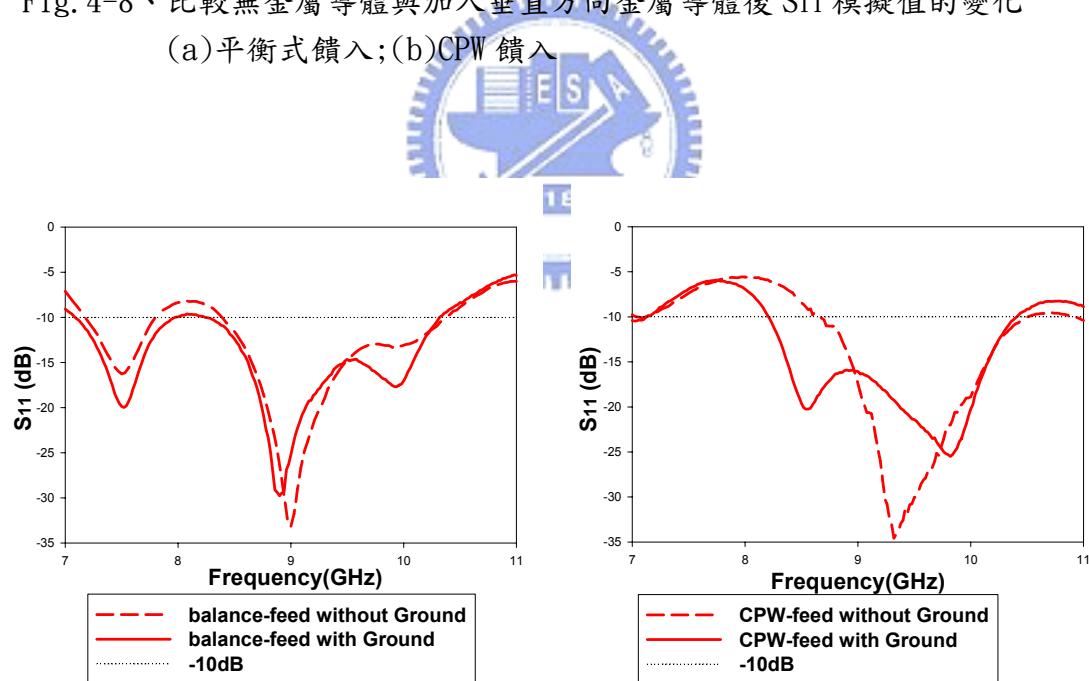


Fig. 4-9、比較無金屬導體與加入垂直方向金屬導體後 S_{11} 量測值的變化
(a) 平衡式饋入;(b)CPW 饋入

4.3.2 比較第二型平衡式饋入與CPW饋入印刷式多頻迴路天線

在同樣印刷式多頻迴路天線的架構下，分別以平衡饋入和CPW饋入方式，得到多頻天線系統，其中中心頻率為2.4GHz與5.2GHz。在上述兩種不同饋入方式的天線系統，周遭同樣位置處擺設相同大小且垂直於迴路天線金屬導體，其結構示意圖與實體圖如Fig. 4-10(a)、(b)所示。並比較兩種饋入方式在鄰近處放置的導體，其導體上的電流分佈大小，Fig. 4-10 (c)、(d)可觀察出平衡式饋入較不易影響鄰近的垂直導體。

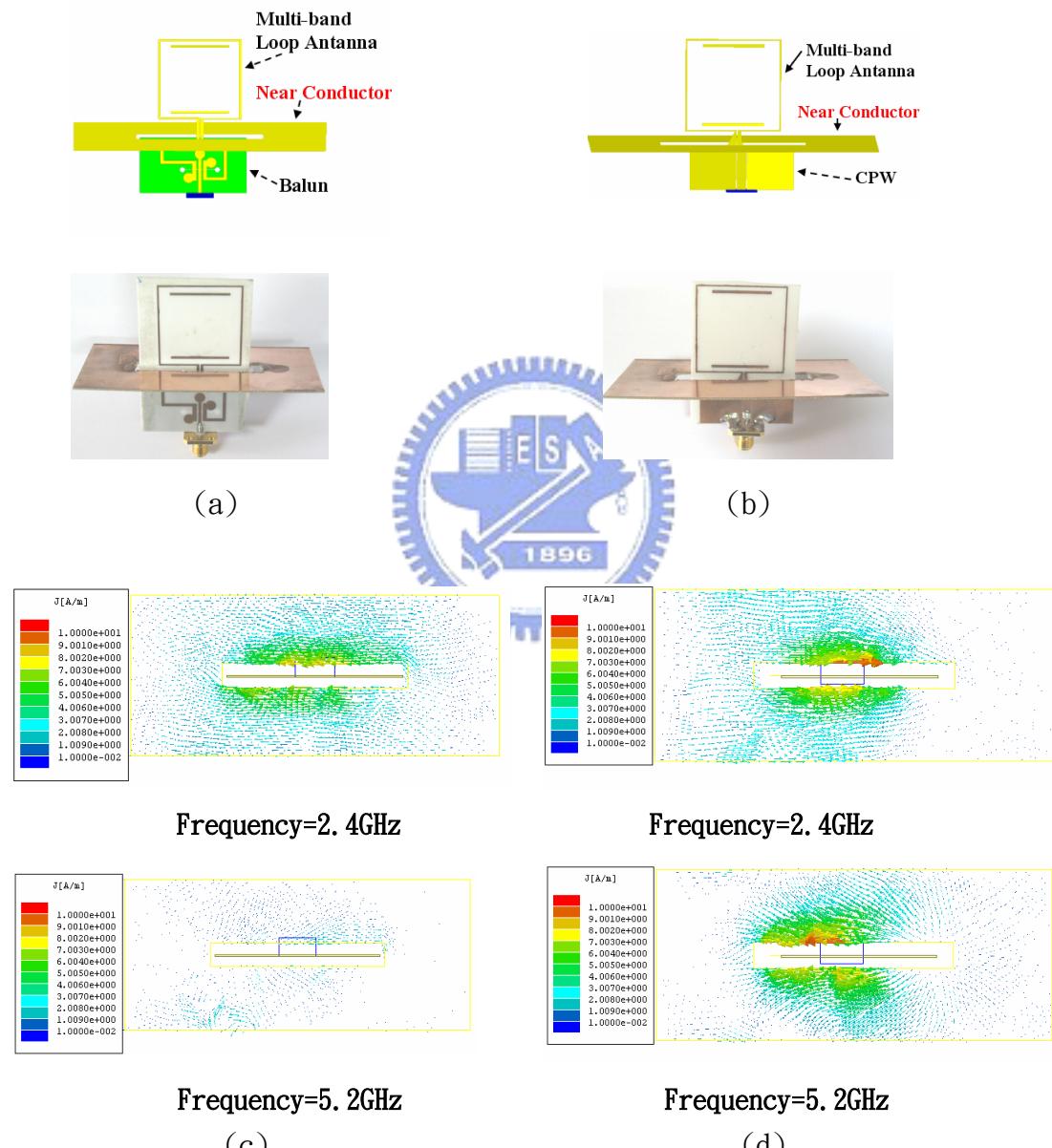


Fig. 4-10、(a)鄰近導體垂直第二型平衡式饋入多頻迴路天線示意圖

(b)鄰近導體垂直CPW饋入迴路天線示意圖

(c)於(a)導體平面上電流分佈圖($f_1=2.4\text{GHz}$; $f_2=5.2\text{GHz}$)

(d)於(b)導體平面上電流分佈圖($f_1=2.4\text{GHz}$; $f_2=5.2\text{GHz}$)

由 Fig. 4-11 與 Fig. 4-12，顯示不同饋入方式受到垂直導體影響，S 參數變化情形。其中平衡式饋入方式 S 參數，在無導體與加上鄰近垂直導體後變化程度相對於以 CPW 饋入方式小很多。

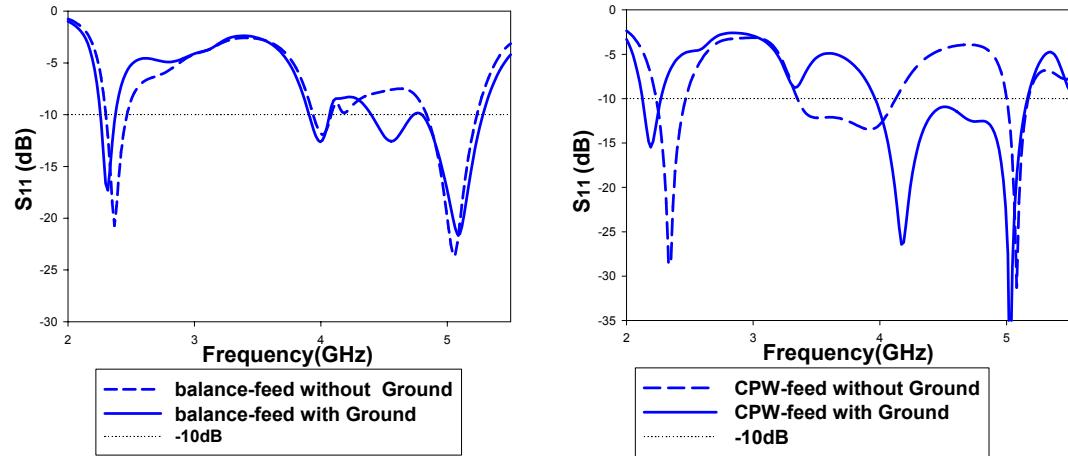


Fig. 4-11、比較無金屬導體與加入垂直方向金屬導體後 S11 模擬值的變化

(a) 平衡式饋入；(b) CPW 饋入

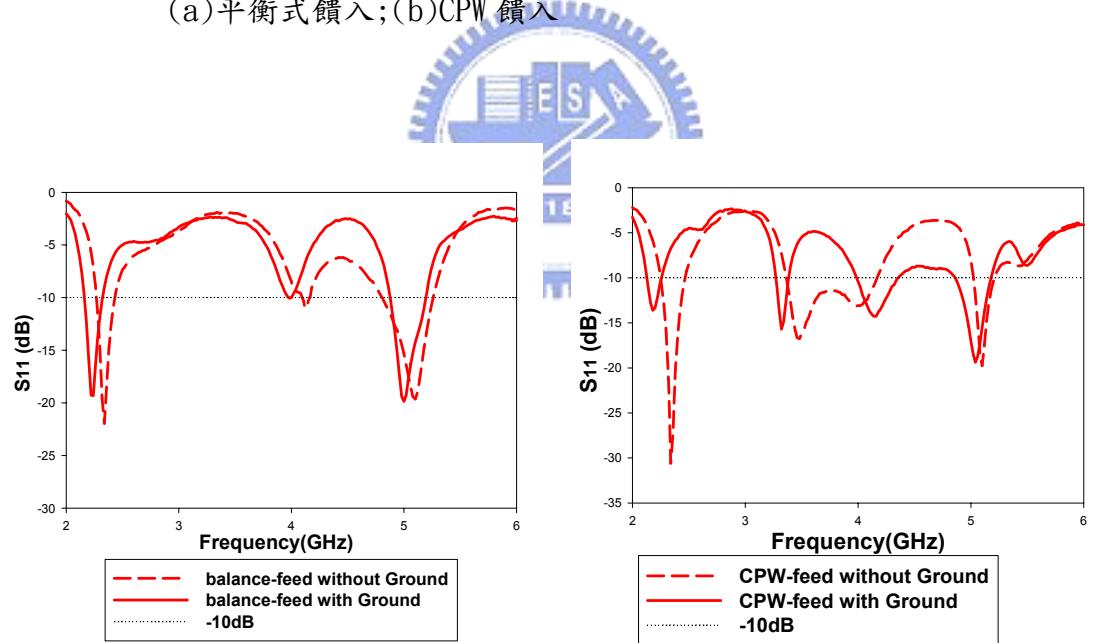


Fig. 4-12、比較無金屬導體與加入垂直方向金屬導體後 S11 量測值的變化

(a) 平衡式饋入；(b) CPW 饋入

此結果顯示出，藉由使用平衡式饋入手機天線系統可以有效的減小進金屬導體上的電流分布。也就是本論文設計的平衡式饋入的迴路天線使用在手機系統上時，可以有效的避免使用者頭部和手部對天線的影響。

第五章 結論(Conclusion)

大多手機內建的天線，易受環境的影響而改變其特性。其中地(ground)的小對所設計之天線影響更是嚴重。因此如何設計一種內建於手機內部不容易受到使用頭部和手部的天線系統，且該天線系統亦可操作於多頻系統。

一開始先設計兩型的平衡轉非平衡轉換器(Balun transformer)，探討其頻寬/輸出兩端能量大小是否相等/相位差是否能維持在差 180° ，進而設計出寬頻且相位差差 180° ，在有效頻段內誤差不超過 1%的平衡轉非平衡轉換器。

利用設計出的寬頻平衡轉非平衡轉換器，來饋入迴路天線，造成平衡式饋入的迴路天線。其中配合不同類型的轉換器在適用的頻段接上迴路天線，中心頻段分別可使用在 9GHz，與 2.45GHz。而多頻為現今與未來的趨勢，因此設計平衡式饋入的迴路天線，除了讓轉換器頻寬涵蓋 2.0GHz~5.5GHz，再利用一對寄生金屬導體來偶合迴路天線造成 2.45GHz 與 5.2GHz 的雙頻效果。

最後討論手機天線在使用時，使用者頭部與手部對天線的影響，可得到的結論為平衡式饋入天線系統受使用者影響要比非平衡式饋入天線系統小很多。所以本論文設計的天線系統不但是多頻式且較不受環境的影響。

参考文献

- [1] S. B. Chon, "Slot line on dielectric substrate," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. MTT-17, pp. 768–778, Oct. 1969.
- [2] K. C. Gupta, ramesh Garg, I. J. Bahl, "Microstrip lines and slotlines." Artech, 1979.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley, New York, Chap. 7, 1998.
- [4] B. SCHIEK and J. KOHLER, "An Improved Microstrip-to-Microslot Transition," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, April 1976.
- [5] R. C. Johnson, Ed "Antenna Engineering Handbook," McGraw Hill, New York, 1993, Chap. 43.
- [6] W. N. Caron, Antenna Impedance Matching ,American Radio Relay League, Newington, CT, 1989.
- [7] Wen-Tzu Chen and Huey-Ru Chuang "Numerical Computation of Human Interaction with Arbitrarily Oriented Superquadric Loop Antenna in Personal Communications" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, NO. 6, June 1998.
- [8] Fujimoto and J. R. James, "Mobil Antenna systemsHandbook," Norwood, MA:Artech House, 1994, ch4.
- [9] K. Ito, I. Ida, and M. shien Wu, "Body effect on characteristics of small loop antenna in pager systems," *IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig*, Chicago, IL, July 1992, vol. 2, pp. 1081–1084.
- [10] H. Meinke and F. W. Gundlach, *Tachenbuch der Hochfrequenztechnik*, 3. Auflage. Berlin/Heidelberg/New Tork:Springer–Verlag, 1968, p. 552.
- [11] Richtscheid, A. "Calculation of the radiation resistance of loop antennas with sinusoidal current distribution" *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* [legacy, pre – 1988], Volume: 24 , Issue: 6 , Nov 1976. Pages:889–891.
- [12] Morishita, H, KIM Sugita, K, Tanaka, Z, and Fujimoto, K "Small balance-fed helical dipole antenna system for handset" Proceeding of IEEE VT-C Conference, Tokyo, Japan, May 2000, pp. 1377–1380.
- [13] H. Morishita, H. Furuuchi and Fujimoto, "Performance of balance-fed antenna system for handset in the vicinity of a human head or hand" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 149, NO. 2, April 2002.