

利用電磁能隙共面波導架構實現不等量輸出功率之威金森功率分配器

張介斌、蘇俊吉、洪士涵、陳家豪、王永和*

國立成功大學電機資訊學院微電子工程研究所

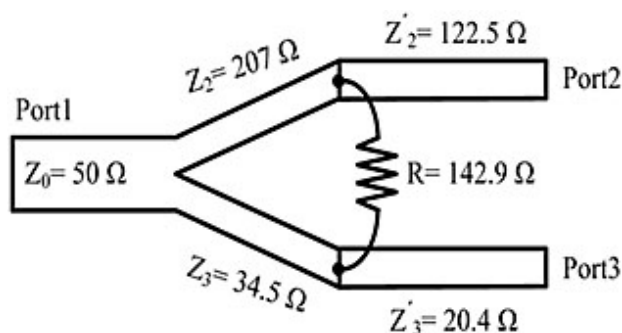
yhw@eembox.ncku.edu.tw

[Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 8, 151-159, 2009.](#)

功率分配器已廣泛被應用於高頻微波通訊中，標準型之威金森功率分配器為將輸入訊號等量地分配至各個輸出埠，假若所需求之輸出功率不相等，則需使用高特徵阻抗之微帶線，以達到所要的功率分配比。舉例來說，當輸出功率比值為6，威金森功率分配器所需之微帶線特徵阻抗為207歐姆，如圖一所示。為了達到高特徵阻抗之微帶線，需使用較窄之微帶線寬度，將導致微帶線功 承載的能 下降，並增加傳輸線的插入損失，此外，因印刷電路板製程的限制，將不易於印刷電路板上實現此高特徵阻抗之微帶線。目前有許多文獻提出改善之架構，如缺陷型接地架構和全積體化電磁能隙共面波導架構，缺陷型接地架構為利用缺陷接地結構圖形增加微帶線的等效電感值，於相同微帶線寬度下，可得到較高之微帶線特徵阻抗，然而，此架構之缺陷接地平面需設計於基板背面，同時其結構圖形必須遠離接地面的金屬導體，將會增加設計的複雜度與降低製程的良率，並且無法實現共平面的電路架構。為了避免這些缺點，全積體化電磁能隙共面波導架構被提出來實現共平面的電路架構，同時可有效增加傳輸線的特徵阻抗，但很可惜的是此設計架構需要額外的鉚線使其達到應有的共面波導模態，將導致製程的複雜度增加，並且需要較高的製造成本。



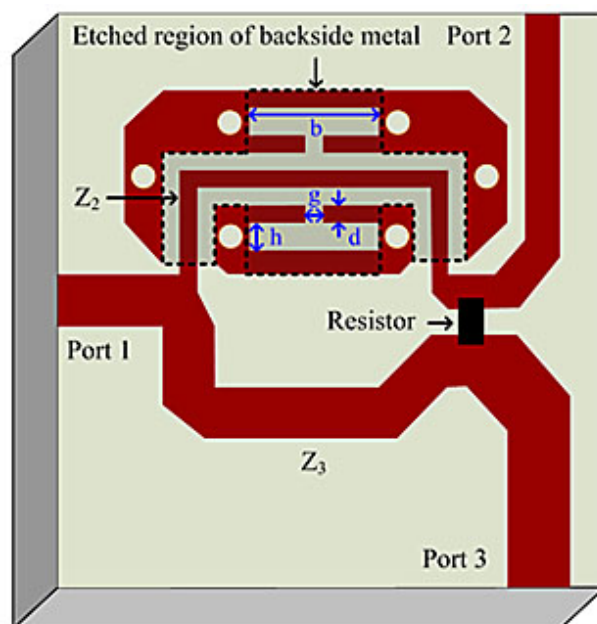
在本文中，吾人提出結合新式電磁能隙共面波導與微帶線之架構，實現高功率分配比之威金森功率分配器。所提出的新式電磁能隙共面波導架構，不需要額外的鉚線與背板圖形，則能有效地增加傳輸線寬度與其特徵阻抗值，並且降低其設計與製作時之困難度。



圖一 6比1功率分配比之不等量威金森功率分配器結構圖

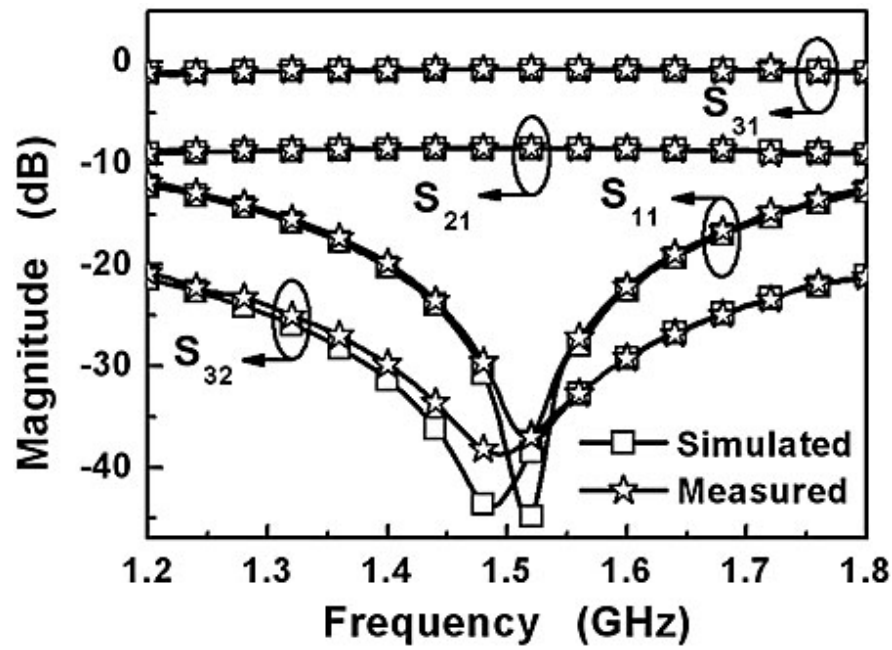
圖二為所提出之結合新式電磁能隙共面波導與微帶線架構之不等量威金森功率分配器電路圖，為了有效增加 Z_2 的殘段寬度與其特徵阻抗值，採用新式電磁能隙共面波導架構來取代傳統的傳輸線架構，並利用貫穿孔將接地面相互 結，使其達到應有的共面波導模態。新式電磁能隙共面波導架構所需的特徵阻抗值可經由調整以下的設計參數實現出來：(1)矩形區域大小(h 和 b)、(2)矩形區域與接地面邊緣之分隔距離(d)，其中

狹縫間距(g)為固定之參數，如欲增加 Z_2 的特徵阻抗值，藉由增加矩形區域大小和降低矩形區域與接地面邊緣之分隔距離即可達成，並經由公式計算電磁能隙共面波導的反射系數最大值，可定義出於207歐姆時之電磁能隙共面波導的尺寸。

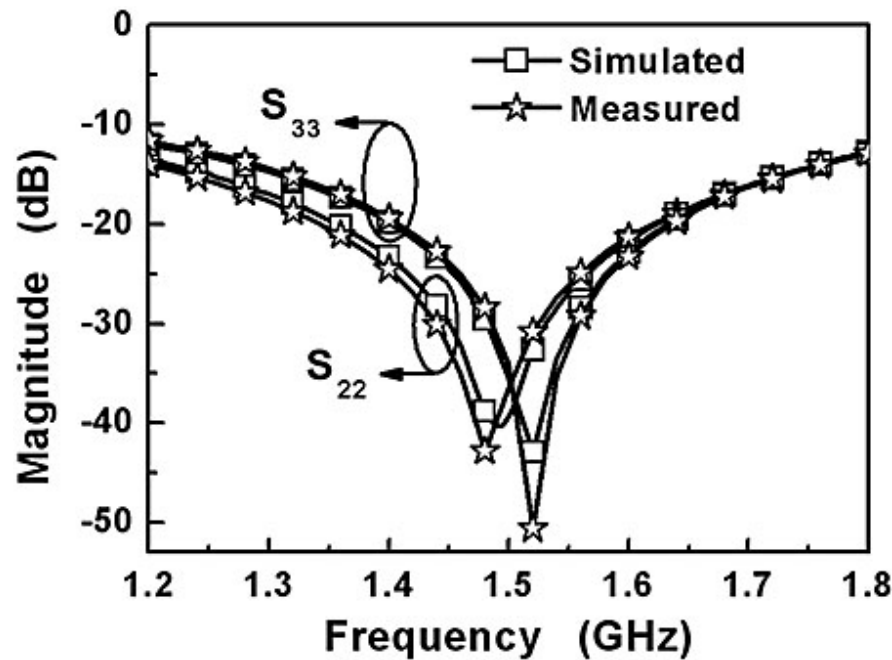


圖二 6比1功率分配比之不等量威金森功率分配器電路圖

為了證實所提出的電路架構，不等量威金森功率分配器的中心頻率設計在1.5 GHz，輸出功率比值為6，而所採用的基板為Rogers RT/Duroid 5880基板(其介電常數為2.2，基板厚度為31mil)，並藉由電磁模擬軟體模擬出精確的功率分配比，將可定義出電路所需的幾何參數值，如下所列: $g=0.3$ mm、 $d=0.8$ mm、 $b=13.7$ mm、 $h=5.4$ mm、 $G/W/G=2/0.55/2$ mm、 $length=38.4$ mm，以及隔離電阻等於150歐姆。此外，利用電磁模擬軟體模擬於207歐姆時之微帶線寬度，相較於傳統之傳輸線架構(0.085mm)與共面波導架構(0.28mm)，吾人所提出之新式電磁能隙共面波導架構之微帶線寬度可達0.55mm。圖三與圖四為所提出之不等量威金森功率分配器的S參數模擬和量測結果，在頻率為1.5 GHz時，插入損失(S_{21} 和 S_{31})分別為8.46 dB和0.7 dB，輸入反射損失(S_{11})與輸出反射損失(S_{22} 和 S_{33})大於34 dB，同時隔離度(S_{32})大於38.6 dB。



圖三 所提出之不等量威金森功率分配器的插入損失、隔離度和輸入反射損失模擬與量測圖



圖四 所提出之不等量威金森功率分配器的輸出反射損失模擬與量測圖

最後，吾人證實了所提出之新式電磁能隙共面波導架構，可有效地改善高功率分配比之不等量威金森功率分配器主要的設計與製作困難處(需要較窄之微帶線寬度)，並且不需要額外的鐳線與背板圖形即可實現於印刷電路板上，本電路架構適用於許多高頻微波電路中。