

具有頻率可重置之圓極化微帶天線

蔡佳甫*、涂耀文、羅鈞堯
國立彰化師範大學電機工程學系

摘要— 本論文提出頻率可重置之圓極化天線設計，天線結構主要由微帶天線、變容二極體與電容所組成，並利用電壓改變變容二極體的電容值即可使天線的操作頻率達成連續切換。從模擬分析的結果發現，圓極化的產生可以藉由激發輻射金屬片的兩個正交模態，並透過改變金屬片邊緣兩對電容值 C_1 、 C_2 使天線產生連續的兩個鄰近頻率達成。最後則根據分析結果，使用一對定電容取代 C_1 、 C_2 之間的差值，所以天線只需要使用一個電壓即可達到連續右旋圓極化頻率的切換，而所得可用頻寬有 24.8 %。

一、簡介

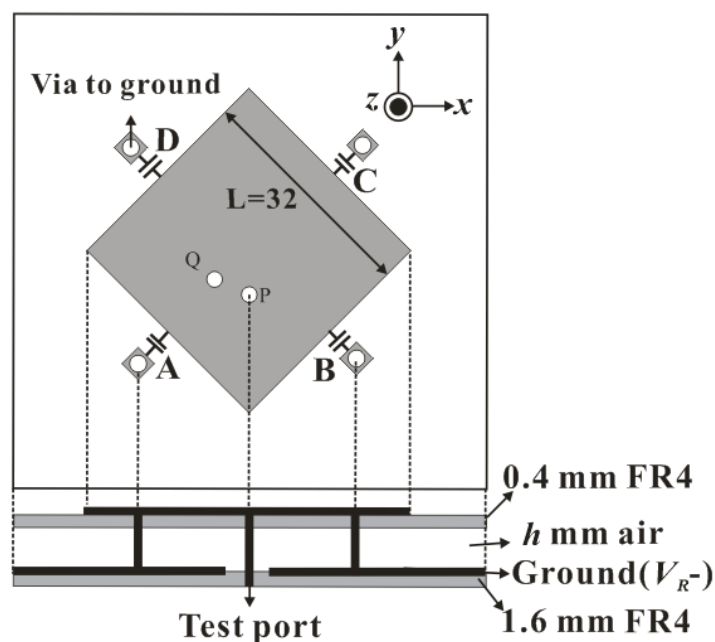
近年來，為了提升資訊傳輸的容量與速度，越來越多通訊系統需要兩個或是兩個以上的操作頻帶，因此能夠寬頻操作的天線發展甚受青睞。此外，由於圓極化天線能克服多重路徑干擾與免除極化校正等優點，現行的 RFID 與衛星通訊等應用皆是採用圓極化天線傳輸。因此，如何設計具有寬頻操作的圓極化天線亦是天線發展的重點之一。由於圓極化電波的產生需要兩個振幅大小相等且具有 90 度相位差的正交模態，因此最簡單的方式即是使用 Hybrid 電路產生兩個具有 90 度相位差的饋入至天線[1]；另外，在輻射金屬片上額外加入殘枝[2]或是窄槽縫[3]皆可擾動電流路徑產生兩個鄰近頻率的正交模態，這種方式則不需要使用外部電路。但是這些設計大多適用於單一操作頻帶，無法整合多個通訊系統。而使用寬頻 Hybrid 電路雖然能使天線達到寬頻圓極化並且能涵蓋多個通訊系統[3]，但是這種設計方式除了天線面積較大之外還需要額外的饋入網路，除此之外天線也容易接收到鄰近頻帶的訊號，因此頻率可重置天線則可以透過改變操作頻帶的方式解決這一問題。過去文獻所提出的頻率可重置圓極化天線主要的做法是在環型槽孔中以等 90 度的間隔對稱置入四個電容用來增加天線的電容性負載使天線操作頻率降低，再用 L 型饋入線激發兩個具有 90 度相位差的正交的模態[5]。但是由於 L 型饋入線的電子長度必須隨著天線頻率的改變而變化才能產生良好的圓極化，因此這種設計需要在 L 型饋入線上加上一個額外的變容二極體，所以這種設計雖然可以具有 80 % 的可用頻寬，但是需要兩個控制電壓。此外，同樣使用四個變容二極體改變天線操作頻率的 L 型饋入槽孔天線雖然只需要一個控制電壓，但由於 L 型饋入線的尺寸固定，因此天線只能在中心頻率附近產生 3 dB 以下的軸比[6]。

因此，本論文將提出一種頻率可重置的圓極化天線。本設計使用方形微帶天線，在方形金屬片的對角線饋入使天線可以激發兩個正交模態，並在方形金屬片的

四個邊緣中心則放入兩對不同的電容用來改變兩個正交模態的共振頻率進而產生圓極化，因此這種設計方式並不需要額外的饋入網路。因此本論文首先分析只有一對相同電容時天線共振頻率的變化，再分析對稱兩對不同電容值時產生圓極化的關係。最後再根據這兩對電容的差值選擇一定電容與其中一對電容並聯，並只用一個控制電壓即可改變圓極化頻率。

二、天線結構與模擬分析

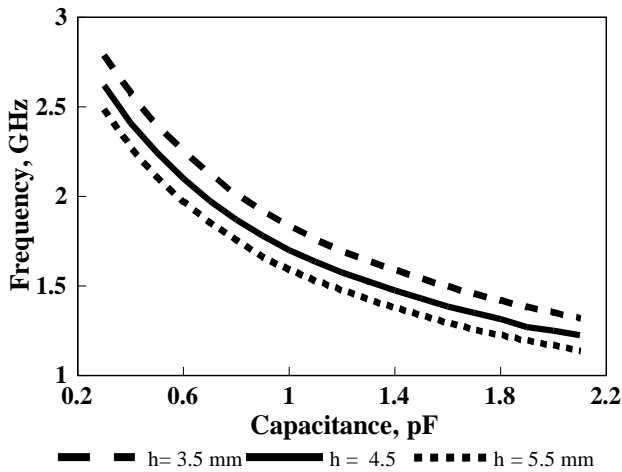
圖一為本論文所提出具有頻率可調之圓極化天線的結構圖。此天線由厚度為 1.6 mm 的 FR4 印刷電路板(介電係數 ϵ_r 為 4.4、正切損耗常數 $\tan\delta$ 為 0.02)，高度為 h mm 空氣層，與 0.4 mm FR4 組成。在最下層為模擬的饋入埠，接地面則在 1.6 mm FR4 的上層。而 0.4 mm FR4 的上層則是邊長為 32 mm 的方型輻射金屬片，並用一探針將金屬片與微帶線連接。而在金屬片四個邊緣中心 ABCD 處則為電容放置處，電容另一端則透過金屬針連接到接地面。



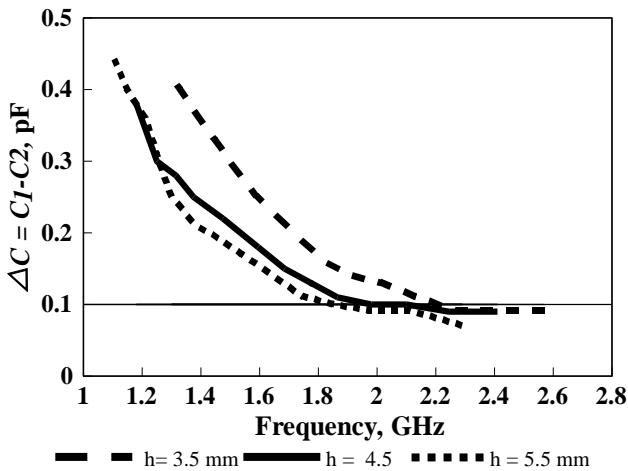
圖一：天線模擬結構圖

為了了解電容性負載與高度 h 對於天線共振頻率的影響，首先改變高度 h 並只在 A、C 兩處放入相同的電容 C_1 且在 Q 點饋入時使用 HFSS 模擬。由於此時天線只能激發 $\phi = 45$ 度方向的模態，因此天線為線極化，而圖二所示即為 C_1 對頻率的變化圖。圖中顯示，當電容固定為 0.3pF 時，天線的操作頻率會隨著高度 h 的提升而從 2.8

GHz 下降至 2.48 GHz；隨著電容的增加，不同高度的共振頻率也會跟著下降至 1.2 GHz 附近，因此在這個部分首先可以確定 45 度方向極化的頻率。而圓極化的產生則需要兩個鄰近且極化方向正交的頻率，所以當 A、C 兩處的電容 C_1 固定時，在 B、D 兩處放入相同的電容 C_2 且 $C_2 > C_1$ 並在 P 點饋入時則可調整適當的 C_2 電容值使天線分別產生 $\phi = 45$ 度與 135 度兩個正交的鄰近頻率進而產生右旋圓極化。反之，則為左旋圓極化。因此，圖三即以右旋圓極化為例，而 $\Delta C = C_2 - C_1$ 表示在不同高度下，當 C_1 固定從 0.3 增加到 2 pF 時，能產生 3 dB 以下軸比的 C_1 與 C_2 差值。



圖二：改變 C_1 與 h 之線極化頻率變化圖



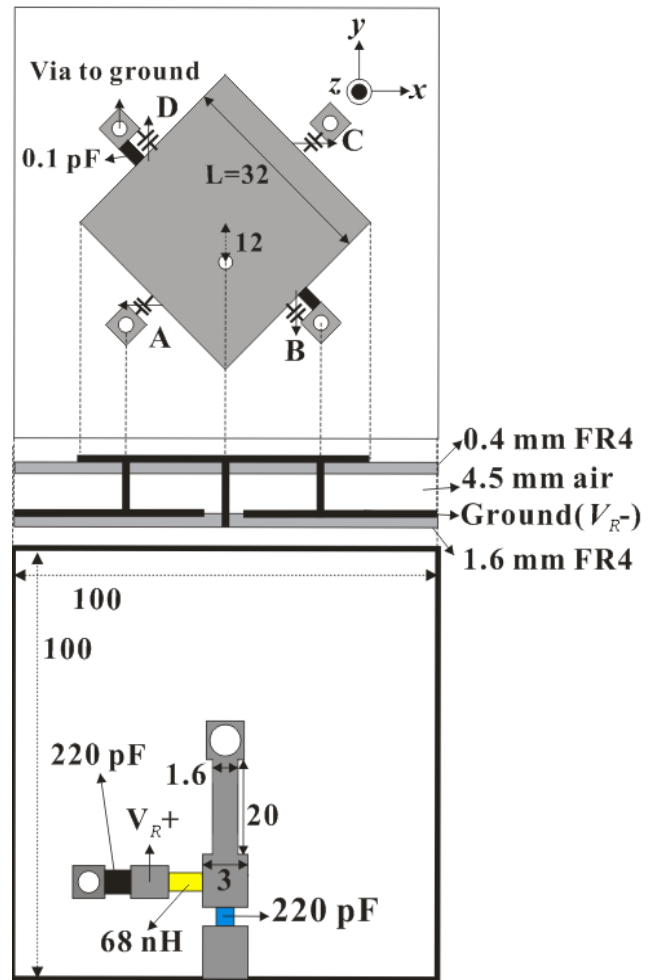
圖三：改變高度 h 之 ΔC 對圓極化頻率變化圖

從圖中可以觀察到，當 C_1 改變時，適當地調整 C_2 都能在各個頻率產生右旋圓極化。除此之外，當 C_1 增加時， ΔC 也會隨著頻率的降低而從 0.1 pF 增加至 0.45 pF 左右。因此，若能分別控制 C_1 與 C_2 將可在任何高度與可用頻寬內產生圓極化，但這樣的作法將會需要兩組控制電壓。此外，從模擬結果也能觀察到無論在任何高度時，在 2 到 2.6 GHz 之間所需要電容差值 ΔC 大約都在 0.1 pF 左右，其中當 $h = 4.5$ 時，差值 ΔC 為 0.1 pF 時所能涵蓋的頻率範

圍大約從 2 至 2.5 GHz。因此若以變容二極體取代 C_1 與 C_2 且令 $C_1 = C_2$ ，並將這個差值 ΔC 以一個 0.1 pF 的定電容與 C_2 並聯，即可產生與使用兩對不同電容同樣的效果，而且這樣的設計方式只需要使用一個電壓就能天線的圓極化頻率。

三、 實驗結果

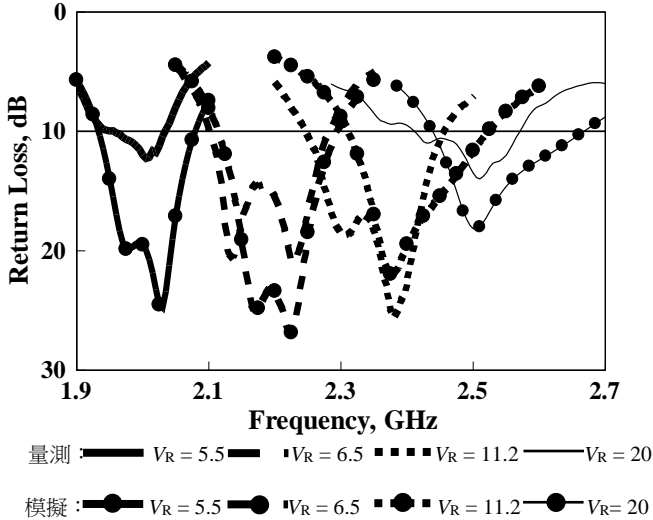
為了驗證模擬結果，最後選擇尺寸 $h = 4.5$ mm 並根據圖四結構製作了天線樣品，並在 ABCD 四處放入相同的變容二極體(SKYWORKS, SMV2019-079)，而 B、D 兩處則額外加上 0.1 pF 之定電容作量測，另外在 1.6 mm FR4 下層蝕刻一段長 20 mm、寬 1.6 mm 的微帶線作為阻抗匹配之用。為了改變天線操作頻率，在變容二極體兩端需要加上逆向偏壓 V_R ，因此將接地面作為直流電源的正端並在微帶線一側放入 68 nH 電感與 220 pF 電容組成低通濾波器，並將電容電感間的金屬片作為直流電源的正端。另一方面，為了避免直流電進入訊號源，因此在 50 Ω 微帶饋入線上則用一個 220 pF 的電容隔離，如此一來即可將直流電與 RF 訊號分離。



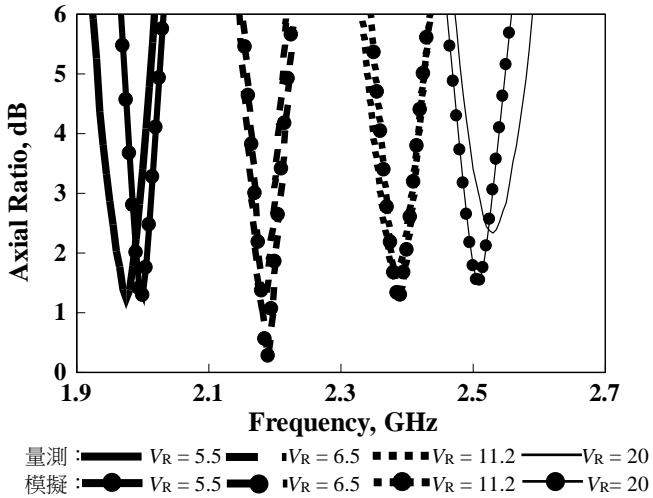
圖四：頻率可重置之圓極化天線圖

為了達到良好的阻抗匹配，因此阻抗匹配線設計在可用

頻寬的中心頻率點附近，而金屬針的位置則距離方形金屬片的中心 12 mm。圖五為模擬與量測的反射損失圖。圖中結果顯示當電壓 V_R 從 5.5 V 增加到 20 V 時，反射損失皆低於 10 dB。另外圖六則是模擬與量測的軸比，從圖中可知當 V_R 增加時，圓極化頻率可從 1.97 GHz 增加至 2.53 GHz，且軸比的變化皆低於 3 dB。除此之外，由於電壓越小時 C_1 越大，因此當操作頻率低於 2 GHz 時軸比有漸增的趨勢。

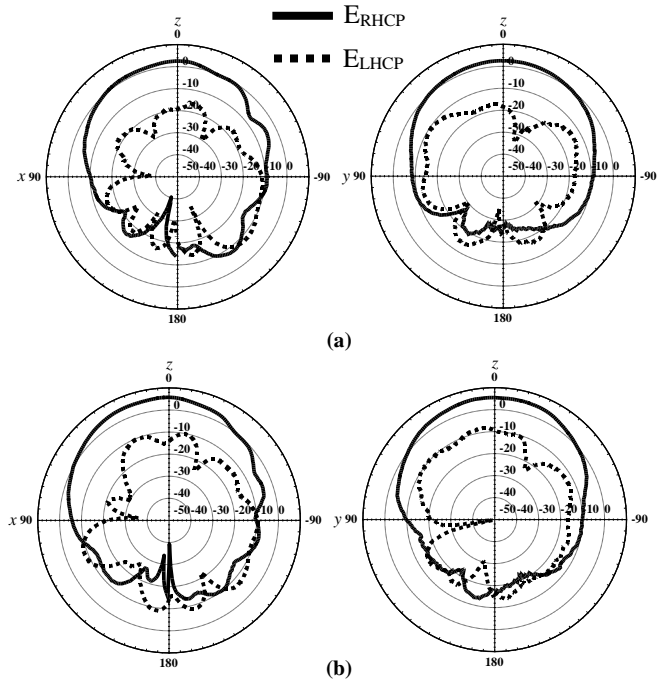


圖五：改變 V_R 之量測與模擬反射損失圖

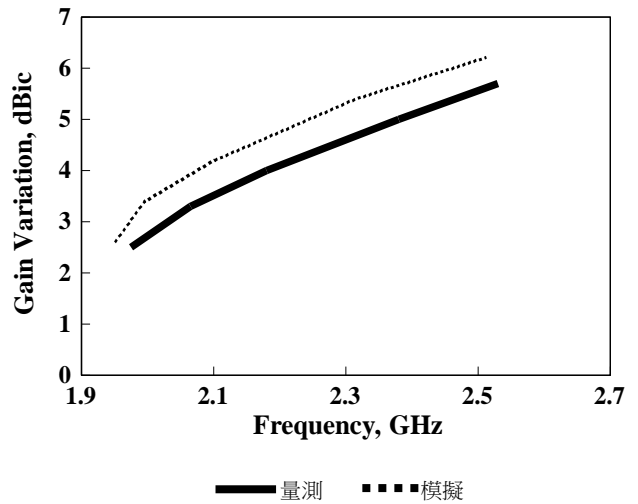


圖六：改變 V_R 之量測與模擬軸比圖

圖七則顯示當 $V_R = 5.5$ V 與 20 V 時所量測的輻射場型，此時天線的共振頻率分別為 1.97 GHz 與 2.53 GHz。量測結果顯示在可用頻寬內天線都具有穩定的正向輻射場型，而且主極化為右旋圓極化。除此之外，量測與模擬的增益變化則在圖八呈現。在可用頻寬內，量測得到的增益變化在 2.5 至 5.7 dBic，而模擬的增益平均則多 0.5 dB 左右，這部份的誤差可能是來自變容二極體內的電阻值為一頻率函數，無法準確模擬導致的誤差。



圖七：量測輻射場型(a) $V_R = 5.5$ V, $f = 1.97$ GHz (b) $V_R = 20$ V, $f = 2.53$ GHz



圖八：模擬與量測之增益變化

四、 結論

本論文首先分析在不同高度下一對電容 C_1 對方形微帶天線共振頻率的影響，再分析兩對不相等的電容 C_1 、 C_2 使方形微帶天線產生 3 dB 以下軸比與高度 h 的關係。最後將 $\Delta C = 0.1$ pF 以一個定電容取代並選擇高度 $h = 4.5$ mm 作量測，而天線中四個變容二極體則使用同一個偏壓 V_R 控制即可達成具有連續頻率切換之右旋圓極化天線，其中頻率可切換的範圍可從 1.97 GHz 增加至 2.53 GHz (24.8%)。另一方面在可用頻寬內，天線具有穩定的正向輻射場型，而天線增益約在 2.5 至 5.7 dBic 之間。

參考文獻

- [1] X.M. Qing and Y.W.M. Chia, "Circularly polarised circular ring slot antenna fed by stripline hybrid coupler," *Electron. Lett.*, Vol. 35, No. 25, December 1999
- [2] Kin-Lu Wong and Yi-Fang Lin, "Circularly Polarised Microstrip Antenna with a Tuning Stub," *Electron. Lett.*, Vol. 34, No. 9, April 1998
- [3] Kin-Lu Wong and Jian-Yi Wu, "Single-Feed Small Circularly Polarised Square Microstrip Antenna," *Electron. Lett.*, Vol. 33, No. 22, October 1997
- [4] Yong-Xin Guo, Lei Bian, and Xiang Quan Shi, "Broadband Circularly Polarized Annular-Ring Microstrip Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 57, No. 8, Aug 2009
- [5] Tsung-Yu Lee and Jeen-Sheen Row, "Frequency Reconfigurable Circularly Polarized Slot Antennas with Wide Tuning Range," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, Vol. 53, No. 7, July 2011.
- [6] Tsung-Hsun Hsieh and Jeen-Sheen Row, "A Reconfigurable Design for Bandwidth Enhancement of Circularly Polarized Slot Antennas," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, Vol. 52, No. 6, June 2010.