

The Design and Fabrication of a Millimeter Wave Dual Circularly Polarized LCP-based Antenna

Chia-Hsien Chao, Chu-Yu Chen*

Department of electrical Engineering, National University of Tainan, Tainan, 70005, Taiwan

M10982002@stumail.nutn.edu.tw cychen57@mail.nutn.edu.tw

Abstract

In this paper, a flexible substrate liquid crystal polymer (LCP) is used to realize both 27GHz and 38GHz millimeter wave dual circularly polarized antennas. The antenna based on the L-shaped monopole antenna and single-fed coplanar waveguide structure is proposed to generate two mutually perpendicular components of the electric field and exhibit circular polarization. The additional I-type Stub is attached on the left side of the ground to provide the balance between both horizontal and vertical current distributions. Two rectangular elements are added to improve impedance matching and enhance the circular polarization within two designed passbands. Besides, the dual-band mm-wave filter is integrated with the antenna to suppress the noise. The entire structure is implemented on the single layer LCP substrate. The simulation results show that the first and second operation bands from 26.45-27.74 GHz and 36.73-38.48 GHz have greater than 10-dB return loss. The Axial Ratio (AR) bandwidth of less than 3-dB for both operation bands are 26.89-27.38GHz and 36.26-42.42GHz respectively. It is expected to be applied in the fifth generation of mobile communication equipment in the future.

Keywords: Millimeter wave, liquid crystal polymer, dual-frequency circularly polarized antenna, dual-band pass filter

* Corresponding author: cychen57@mail.nutn.edu.tw

DOI : 10.53106/222344892022101202006

使用 LCP 軟性基板研製毫米波雙圓極化天線

趙家賢, 陳居毓*

國立臺南大學電機工程系

摘要

本論文使用液晶聚合物 Liquid-crystal polymer(LCP) 軟性基板研製毫米波雙圓極化天線，結構為 L 型的單極天線和單饋入共平面波導結構產生兩個互相垂直的電場分量並激發圓極化，並且在共平面波導左側地附加 I 型 Stub 提供平衡垂直和水平之間的電流分布，添加兩個長方形元件則改善阻抗匹配和增強雙頻帶內的圓極化，此外，將雙頻毫米波濾波器整合天線抑制雜訊，射頻前端電路在單層 LCP 基板上實現，仿真模擬結果顯示回波損耗大於 10-dB 的第一和第二的操作頻帶分別為 26.45-27.74GHz 和 36.73-38.48 GHz，小於 3-dB Axial Ratio 軸比的兩個操作頻帶分別為 26.89-27.38GHz 和 36.26-42.42GHz，可用於未來第五代行動通訊設備上。

關鍵詞：毫米波、液晶聚合物、雙頻圓極化天線、雙頻帶通濾波器

1. 緒論

第五代毫米波行動通訊的優點在高寬頻、高傳輸速率、低延遲特性。最近，應用於 27GHz 和 38GHz 尤其受到大眾的關注[1][2]。因在毫米波段，訊號容易衰減，近年來也不斷探討各種印刷電路板材對毫米波元件的特性影響，本論文使用液晶聚合物(LCP) 基板來製作通訊元件，此軟性基板具有可撓性、較好的耐熱性、吸水率低、較穩定的介電常數以及成本比起其他毫米波板材有較低的優勢[3][4]，因此毫米波被動元件之設計相當適合在 LCP 軟板實現。

圓極化天線的優點在於天線接收端及傳輸端之間沒有嚴格的方向性限制以及減少反射訊號的多路徑干擾及衰退[5]，也能夠減少法拉第旋轉的影響[6]，常用於衛星通訊和雷達。目前 5G 毫米波段所提出的單饋入雙圓極化槽孔天線[7]，雖然架構是簡單容易製作的槽孔天線，但不容易調整頻帶和激發圓極化波，此外大部分單饋入圓極化天線，例如陣列天線和貼片式天線，為單一頻帶之圓極化設計[8]-[10]，以及新穎 SIW 結構的天線，在兩側金屬通孔而形成金屬壁架構，雖然可避免電路之間耦合及輻射，但設計及製程上也比印刷式天線困難許多[11][12]，本論文提出單饋入共平面波導單極天線[13]結合長方形元件和 Stub 激發雙圓極化波，並整合濾波器抑制雜訊，結構如圖 1 所示。

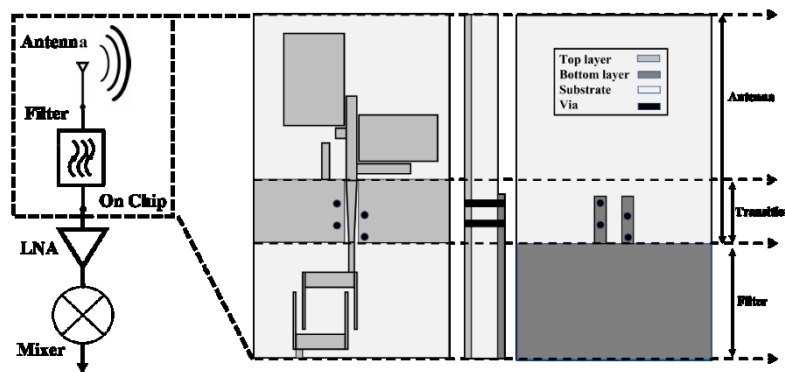


圖 1 射頻前端電路-天線整合濾波器

2. 毫米波天線和濾波器設計

2.1 天線設計和模擬響應

達到圓極化條件為天線遠場產生兩個互相正交振幅大小相等而且相位差 90 度的場量，表示如下

$$E_{\theta}(\theta, \varphi) = E_{\varphi}(\theta, \varphi)$$

$$\phi_1 - \phi_2 = \pm \frac{\pi}{2} \quad (1)$$

然而實際設計圓極化天線是很難達到完美的一個圓，通常定義位置與橢圓方程式的時間函數，a 和 b 分別為橢圓極化的主要軸和次要軸，a 和 b 的比值稱為 AR 軸比，如圖 2 所示[14]

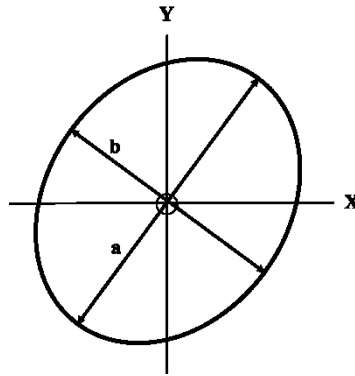


圖 2 橢圓極化示意圖

當 AR 軸比愈趨近於 1，圓極化波就愈明顯，AR 可以利用 Fabry-Perot 天線中所定義來計算[15]

$$AR(dB) = 10 \log \frac{\left| \overrightarrow{E}_\theta + j\overrightarrow{E}_\phi \right| + \left| \overrightarrow{E}_\theta - j\overrightarrow{E}_\phi \right|}{\left| \overrightarrow{E}_\theta + j\overrightarrow{E}_\phi \right| - \left| \overrightarrow{E}_\theta - j\overrightarrow{E}_\phi \right|} \quad (2)$$

共平面波導圓極化單極天線尺寸為 $1.01 \times 1.17 \lambda_g^2$ ，LCP 板材厚度 0.1mm、介電常數 $\epsilon_r = 3$ 、切線損耗 $\delta = 0.003$ 、參數 $L=4.9\text{mm}$ 、 $L1=1\text{mm}$ 、 $L2=3\text{mm}$ 、 $L3=1.6\text{mm}$ 、 $L4=2\text{mm}$ 、 $W=2.94\text{mm}$ 、 $W1=1.6$ 、 $W2=0.25\text{mm}$ 、 $W3=2.5$ 、 $W4=1.8$ ，如圖 3 所示，單極天線水平結構為共振頻率 28GHz 的四分之一波長，兩個長方形元件增加阻抗匹配，而共平面波導長度約為共振頻率 39GHz 的半波長，在左側適當的位置加上適當長度 stub，可以調整共平面波導兩側的電流分佈，同時提供垂直電流補償，進一步產生互相垂直且大小相同的電流，為激發兩個圓極化波之重要結構，模擬結果如圖 4 所示，回波損耗(S11)大於 10 -dB 的雙頻操作頻帶分別為 15.9-40.36GHz 和 46.75-49 GHz，3-dB AR 軸比頻寬分別為 3.52GHz 和 6.16GHz 涵蓋在操作頻帶 15.9-40.36GHz。

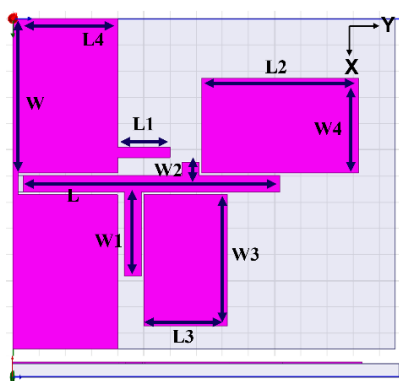


圖 3 天線結構

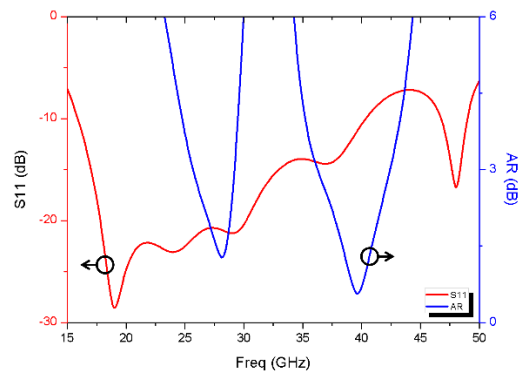


圖 4 天線模擬結果

藉由軟體工具 HFSS 輔助，操作頻率 28GHz 和 39GHz 之場型圖，如圖 5，將未加入濾波器之天線擺放於 XY 平面，當 $\phi = 0^\circ$ 和 90° 時，平面上分別測量 $E_\phi(\theta)$ ，可得到 XZ 和 YZ 平面的場形圖，天線的中心頻率為 28GHz 時，XZ 和 YZ 平面的實線右手極化波高於虛線左手極化波，表示為右手極化，如圖 5(a)所示，另一方面，中心頻率為 39GHz 時，XZ 和 YZ 平面的虛線左手極化波高於實線右手極化波即為左手圓極化，如圖 5(b)

所示。

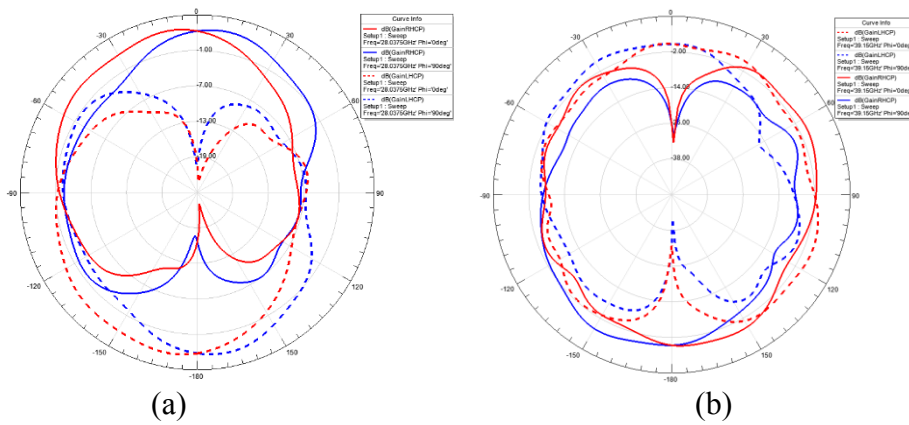


圖 5 極化場型圖(a)28GHz(b)39GHz

2.2 帶通濾波器設計和響應圖

兩段式步階式阻抗共振器等效電路圖如圖 6 所示， Z_1 與 Z_2 為特性阻抗， $k = \frac{Z_2}{Z_1}$ 為兩傳輸線之阻抗比， Y_1 與 Y_2 為導納，各別為從 Port1 和 Port2 看進去之導納，電器長度分別為 θ_1 與 θ_2 ， θ_T 為總電器長度，從輸入端看進去可得輸入阻抗為 Z_{in} ，此時可由傳輸線公式推導為[16]

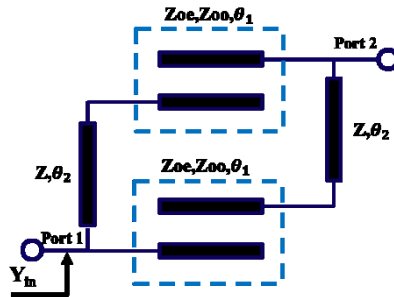


圖 6 濾波器等效電路圖

$$Y_{in} = jY_2 \frac{2(k \tan \theta_1 + \tan \theta_2)(k - \tan \theta_1 \tan \theta_2)}{k(1 - \tan^2 \theta_1)(1 - \tan^2 \theta_2) - 2(1 + k^2) \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (3)$$

若 $Y_{in} = 0$

$$0 = Z_2 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 \quad (4)$$

阻抗比 k 為

$$k = \tan \theta_1 \tan \theta_2 = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (5)$$

由阻抗比可推得總電性長度 θ_T 和 θ_1 關係為

$$\theta_T = \begin{cases} 2 \tan^{-1} \left[\frac{1}{1 - k} \left(\frac{k}{\tan \theta_1} + \tan \theta_1 \right) \right], & k \neq 1 \\ \pi, & k = 1 \end{cases}$$

上式中 $k = 1$ 時，為二分之一波長均勻阻抗共振器；當 $0 < k < 1$ 時， θ_T 小於二分之一波長

的電性長度;而當 $k > 1$ 時, θ_T 大於二分之一波長的電性長度, 由上式微分可得

$$\theta_1 = \tan^{-1} \sqrt{k}$$

當共振器為二次諧波共振且為偶模激發時, 可令傳輸線公式為無窮大, 並假設分母為零可改寫為

$$\cot \theta_1 \tan \theta_2 = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

為方便計算令 $\theta_1 = \theta_2 = \theta_{s1}$, θ_{s1} 為二次混附響應 f_{s1} 共振時之電器長度, 求出

$$\begin{aligned} \tan \theta_{s1} &= \infty \\ \theta_{s1} &= \frac{\pi}{2} \end{aligned}$$

由上式可知共振器在基頻 f_0 產生共振頻帶時, 在高頻帶產生二次諧波, 又稱混附響應 (Spurious Resonance Frequency), 共振頻率依序為 f_{s1} 、 f_{s2} 與 f_{s3} 時, 得到所對應之電性長度分別為 θ_{s1} 、 θ_{s2} 及 θ_{s3} 表示如下

$$\begin{aligned} \tan \theta_{s1} &= \infty \\ \tan^2 \theta_{s2} - k &= 0 \\ \tan \theta_{s3} &= 0 \end{aligned}$$

再由上式推算出 f_{s1} 、 f_{s2} 與 f_{s3} 的混附響應的共振頻帶依序在以下三個頻帶

$$\begin{aligned} \frac{f_{s1}}{f_0} &= \frac{\theta_{s1}}{\theta_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{k}} \\ \frac{f_{s2}}{f_0} &= \frac{\theta_{s2}}{\theta_0} = 2 \left(\frac{f_{s1}}{f_0} \right) - 1 \\ \frac{f_{s3}}{f_0} &= \frac{\theta_{s3}}{\theta_0} = 2 \left(\frac{f_{s1}}{f_0} \right) \end{aligned}$$

由上式可知, 以中心頻率設計不同阻抗的微帶線和電性長度, 可在低頻形成通帶, 並根據微帶線阻抗比的不同可移動混附響應, 當阻抗比 $K > 1$ 時, 二次諧波往低頻內縮, 當 $K < 1$ 時, 二次諧波往超過兩倍的低頻外移動, 使濾波器設計更有彈性。此外, 兩條平行耦合線結構設計可形成雙窄頻通帶, 可以利用奇偶模電路來分析, 證明帶通響應的中心頻率接近 $\theta = \pi/2$ 的耦合線長度, 兩個共振器的電耦合效應可以從J反轉子的等效電路轉換成四分之一波長阻抗轉換器, 並得到J反轉子的ABCD參數, 再由ABCD參數求得鏡像阻抗為[15]

$$z_i = \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\frac{JZo^2 \sin^2 \theta - (1/J) \cos^2 \theta}{(1/JZo^2) \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta}}$$

再將 $\theta = \pi/2$ 帶入式子簡化為

$$z_i = JZ_o^2$$

由 ABCD 參數求得傳播常數為

$$\cos \beta = A = \left(JZ_o + \frac{1}{JZ_o} \right) \sin \theta \cos \theta$$

令鏡像阻抗和傳播常數相等可得以下等式

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}(Z_{oe} - Z_{oo}) &= JZ_o^2 \\ \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} &= JZ_o + \frac{1}{JZ_o} \end{aligned}$$

假設 θ 接近 $\pi/2$ 時, $\sin \theta \approx 1$, 由上面兩式解出奇模偶模的特性阻抗為

$$\begin{aligned} Z_{oe} &= Z_o[1 + JZ_o + (JZ_o)^2] \\ Z_{oo} &= Z_o[1 - JZ_o + (JZ_o)^2] \end{aligned}$$

耦合係數 C 定義為

$$C = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}}$$

毫米波濾波器的設計方法為兩個兩段式步階阻抗共振器彎折且交錯排列形成環形 [18], 如圖 7 所示, 基板使用 LCP, 尺寸為 $0.48 \times 0.48 \lambda_g^2$, 參數為 $L=1.73\text{mm}$ 、 $L_1=0.5\text{mm}$ 、 $W=1.59\text{mm}$ 、 $W_1=0.06\text{mm}$, 優化和調整參數後模擬結果如圖 8 所示, 模擬結果顯示第一共振頻率為 27.5GHz, 插入損耗小於 1.66-dB 且回波損耗大於 20-dB, 第二共振頻率為 38.5GHz, 插入損耗小於 1.60-dB 和回波損耗大於 40-dB, 傳輸零點分別為 -59、-32、-49-dB。

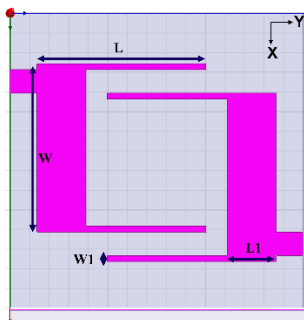


圖 7 步階式阻抗耦合共振器架構

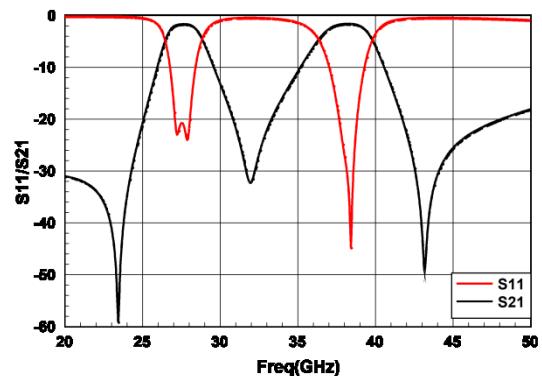


圖 8 濾波器模擬響應圖

3. 量測結果分析與探討

為了整合天線與濾波器, 設計共平面波導轉微帶線之阻抗轉換器 (CPW to microstrip transition) 連接兩元件是必要的。阻抗轉換器結構如圖 9 所示, 將共平面波導鑽孔與濾波器的地連接, 濾波器的地設計在底層和天線形成背導式共平面波導 (Conductor-Backed Coplanar Waveguide) 架構 [19][20], 銅柱也經過適當排列可以減少銅柱之間的耦合效應。

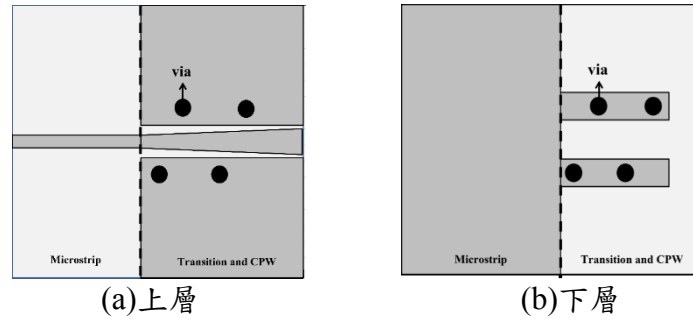


圖 9 改良共平面波導轉微帶線阻抗轉換器之結構

3.1 探討 LCP 實作之保膠誤差

元件模擬時，訊號是直接從微帶線與地之間饋入，而實作測量為了方便元件在探針台上量測，必須在輸入埠加入 Pad，實作成品和 Pad 結構如圖 10 所示，GSG 分別為探針量測點，上下銅層之間以數個銅柱(Via)連接形成等電位，訊號線再連接傳輸線傳遞訊號。

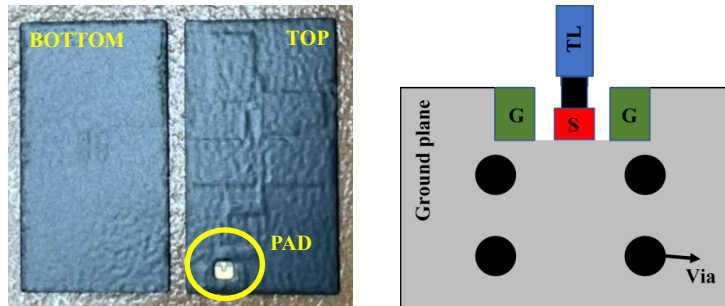


圖 10 實作成品和 Pad 結構

圖 11 為有無加入 Pad 之響應比較，模擬結果顯示加入 Pad 後整體頻帶往低頻移動約 1GHz，誤差的原因為銅柱和上下銅層之間在高頻會產生嚴重的寄生效應而影響阻抗匹配，導致頻帶飄移；元件上下層也必須包覆黑色保膠層，保膠類似一種樹脂材料，通常覆蓋在 LCP 基板上下層，其作用是避免銅線氧化及保護電路之作用，也有防潮、絕緣及防焊之功用，而保膠本身也是一種介電材料，也會影響元件的響應，圖 12 為有無加入保膠之響應比較，模擬結果顯示未加入表膠的共振頻帶分別為 29GHz 及 40GHz，加入保膠後的共振頻帶分別為 27GHz 及 38GHz，明顯看出加入保膠會使整體頻帶往低頻飄移約 2GHz，同時也影響阻抗匹配，實際設計也要將保膠納入考量。

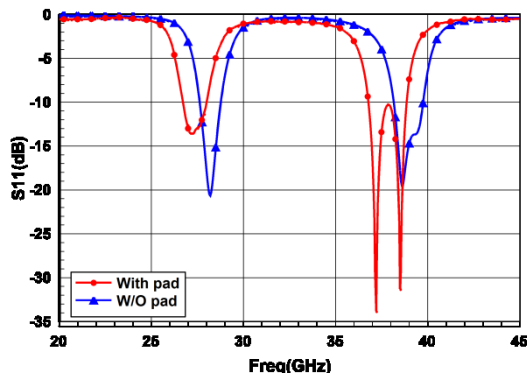


圖 11 有無加入 Pad 之響應比較

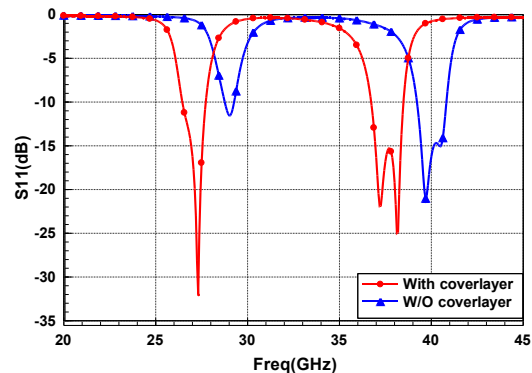


圖 12 有無加入保膠之響應比較

最後優化和調整後的模擬和量測響應結果如圖13所示，模擬結果顯示共振頻率分別為27GHz和38GHz，回波損耗大於-10-dB的操作頻帶為26.45-27.73GHz和36.73-38.48GHz，而量測結果顯示共振頻率為27.3GHz和37.9GHz，回波損耗大於-10-dB的操作頻帶為26.72-28.01GHz和36.78-38.87GHz，導致回波損耗誤差的原因為前述所探討 Pad 和保膠所造成的影響，實作成品因實際保膠厚度些微的差異和 Pad 銅柱之間產生的寄生效應而影響阻抗匹配，但依整體響應來說，模擬和量測結果的中心頻率和共振頻帶幾乎相同，說明實作和電磁模擬結果有良好的一致性，接下來觀察3dB AR 頻寬如圖14所示，AR 操作頻帶為26.48-27.26GHz和37.05-37.63GHz，頻寬分別為780MHz和580MHz。

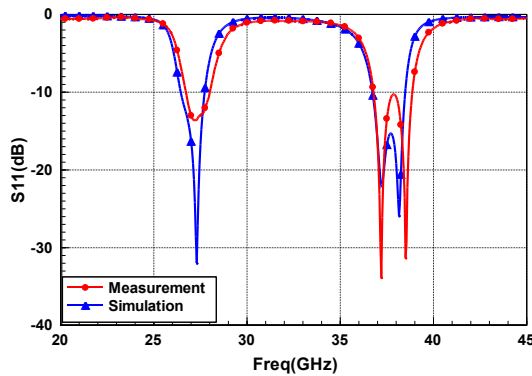


圖 13 模擬和量測響應圖

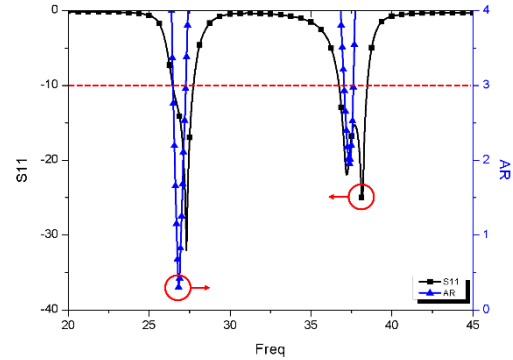


圖 14 S11 和 AR 響應圖

3.2 電流分布和極化場型

加入濾波器後，觀察中心頻率為 28GHz 時的相位電流分布，如圖 15(a)所示，電流集中在單極天線且電流流向為逆時針旋轉，此時的電場向量隨時間變化的軌跡為逆時針旋轉時，則定義此電磁波的極化狀態為右手圓極化；另一方面，觀察中心頻率為 39GHz 時的相位電流分布，如圖 15(b)所示，電流流向在共平面波導左下的金屬地也呈現逆時針旋轉，電場向量隨時間變化的軌跡呈現逆時針旋轉，極化狀態同樣為右手圓極化。

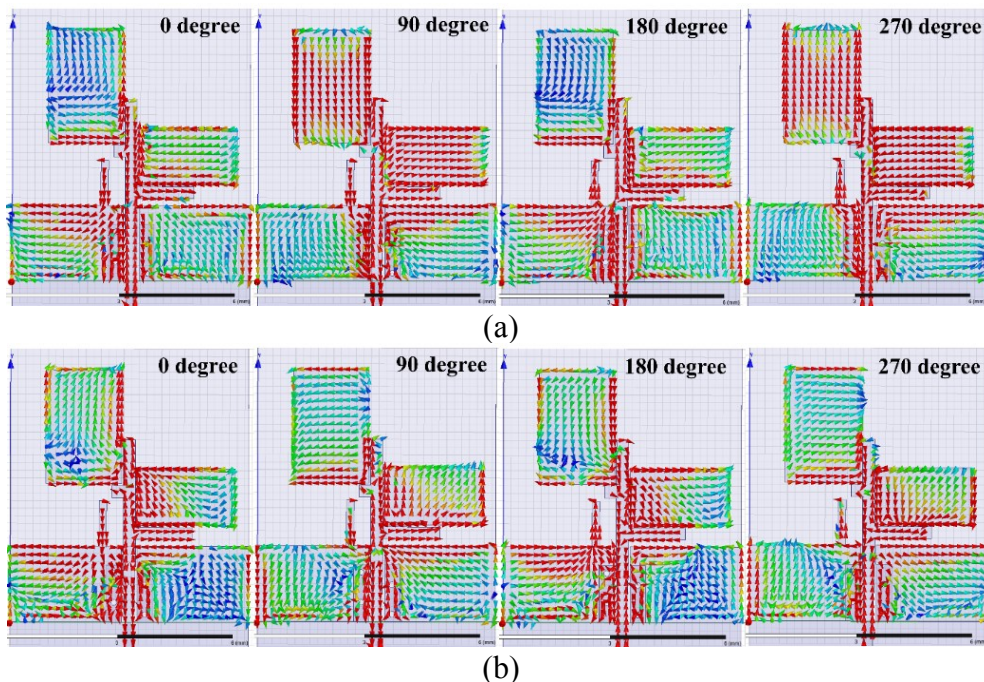


圖 15 電流分布圖(a)28GHz(b)39GHz

將天線整合濾波器之射頻電路擺放於 XZ 平面觀察極化場型圖，當 $\varphi = 0^\circ$ 和 90° 時，平面上分別測量 $E_\varphi(\theta)$ ，可得到 XZ 和 YZ 平面的場形圖如圖 16 所示，當 $\theta = 0^\circ$ 時可以明顯看出當天線的中心頻率為 28GHz 時，XZ 和 YZ 平面的實線右手極化波高於虛線左手極化波，表示為右手極化，另一方面，中心頻率為 39GHz 時，XZ 和 YZ 平面的實線右手極化波高於虛線左手極化波，整合濾波器過程中，因為在共平面波導加入銅柱而改變原來天線的極化分佈，從左手極化波改變為右手極化波，如圖 16(b)所示。

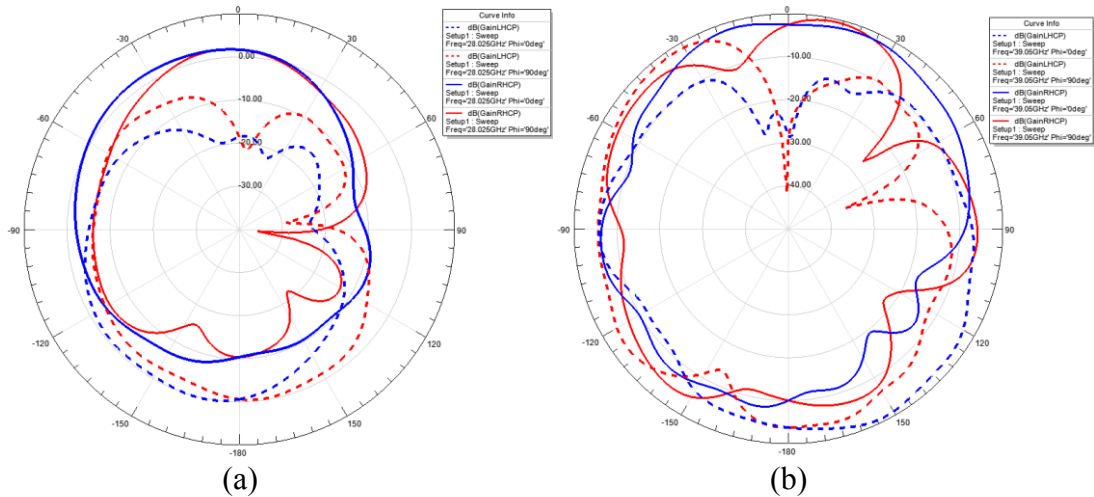


圖 16 極化場型(a)28GHz(b)39GHz

4. 結論

本論文已經實現平面印刷 LCP 軟板毫米波雙圓極化天線和濾波器，LCP 軟性基板在毫米波段有良好的響應，利用單饋入單層結構研製出雙圓極化天線，並藉由阻抗轉換器連接帶通濾波器抑制雜訊，實測結果顯示回波損耗大於 10-dB 的操作頻帶分別為 26.72-28.01GHz 和 26.78-38.87GHz，與模擬結果大致相同，AR 操作頻帶為 26.48-27.26GHz 和 37.05-37.63GHz，頻寬分別為 780MHz 和 580MHz，同時也符合雙圓極化之標準，可應用於未來第五代行動通訊。

參考文獻

- [1] Theodore S. Rappaport et al., "Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work," IEEE Access, Vol. 1, pp. 335 - 349, May 2013.
- [2] Ming Xiao et al., "Millimeter Wave Communications for Future Mobile Networks," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 35, No. 9, pp. 1909 – 1935, Sept. 2017.
- [3] B. Farrell, M. St Lawrence, "The Processing of Liquid Crystalline Polymer Printed Circuits," in Proc. 52nd Electronic Components and Technology Conference 2002, May 2002.
- [4] D.C. Thompson, O. Tantot, H. Jallageas, G.E. Ponchak, M.M. Tentzeris, J. Papapolymerou, "Characterization of Liquid Crystal Polymer (LCP) Material and Transmission Lines on LCP Substrates From 30 to 110 GHz," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, No. 4, pp. 1343 - 1352, April 2004.
- [5] C.C. Counselman, "Multipath-Rejecting GPS Antennas," Proceedings of the IEEE, Vol. 87, No. 1, pp. 86-91, Jan. 1999.

- [6] Eli Brookner, William M. Hall, Ruth Hampton Westlake, "Faraday Loss for L-Band Radar and Communications Systems," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-21, No. 4, pp. 459-469, July 1985.
- [7] Hanieh Aliakbari, Abdolali Abdipour, Rashid Mirzavand, Alessandra Costanzo, Pedram Mousavi, "A Single Feed Dual-band Circularly Polarized Millimeter-wave Antenna for 5G Communication," in *Proc. 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, April 2016.
- [8] Hongyu Zhou, Farshid Aryanfar, "A Ka-Band Patch Antenna Array with Improved Circular Polarization," in *Proc. 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, July 2013.
- [9] Niamat Hussain, Min-Joo Jeong, Jiwoong Park, Nam Kim, "A Broadband Circularly Polarized Fabry-Perot Resonant Antenna Using A Single-Layered PRS for 5G MIMO Applications," *IEEE Access*, Volume: 7, pp. 42897 - 42907 , April 2019.
- [10] Sotirios K. Goudos et al., "A Low Cost Wide Band and Circularly Polarized Modified Half E-shaped Patch Antenna for 5G Mobile Communications," in *Proc. 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, April 2018.
- [11] Khaled Al-Amoodi et al., "A Compact Substrate Integrated Waveguide Notched-Septum Polarizer for 5G Mobile Devices," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 19, No. 12, pp. 2517 - 2521, Dec. 2020.
- [12] Ke-Xin Li, Yi-Wen Wu, Zhang-Cheng Hao, "A 5G Millimeter-Wave Circularly Polarized Planar Antenna Array," in *Proc. 2020 9th Asia- Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, Aug. 2020.
- [13] Rohit Kumar Saini, Santanu Dwari, Mrinal Kanti Mandal, "CPW-Fed Dual-Band Dual-Sense Circularly Polarized Monopole Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 16, pp. 2497 - 2500, July 2017.
- [14] Steven (Shichang) Gao, Qi Luo and Fuguo Zhu, *CIRCULARLY POLARIZED ANTENNAS*. 1st ed. Chennai, India, 2014.
- [15] Mohammad Akbari et al., "Spatially Decoupling of CP Antennas Based on FSS for 30-GHz MIMO Systems," *IEEE Access*, Vol. 5, pp. 6527 – 6537, April 2017.
- [16] N. A. Wahab, Z. I. Khan, M. K. M. Salleh, M. N. Bakhtiar, N. E. A. Rashid, K. A. Othman, "Multilayer Dual-Mode Dual-Band Bandpass Filter," in *Proc. 2014 Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, Nov. 2014
- [17] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4nd ed. New York: Wiley, 2011.
- [18] M. Makimoto, S. Yamashita, "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 28 , No. 12, pp. 1413 - 1417, Dec. 1980.
- [19] Jackwang Yoon, Dongho Kim, Chongdae Park, "Implement of UWB Antenna with bandpass filter using microstrip-to-cpw transition matching," in *Proc. 2009 Asia Pacific Microwave Conference*, Dec. 2009.
- [20] Zhen Zhou, Kathleen L. Melde, "Development of a Broadband Coplanar Waveguide-to-Microstrip Transition With Vias ," *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, Vol. 31, No. 4, pp. 861 - 872, Nov. 2008.

