

行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

子計畫一：多頻道多標準天線系統(I)

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC93-2219-E-009-024-

執行期間：93年08月01日至94年07月31日

執行單位：國立交通大學電信工程研究所

計畫主持人：林育德

報告類型：完整報告

報告附件：出席國際會議研究心得報告及發表論文

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 95 年 6 月 16 日

行政院國家科學委員會補助專題研究計畫成果報告

多頻道多標準無線通訊系統關鍵射頻技術之研發(I)

子計劃一：多頻道多標準天線系統(I)

計劃編號：NSC 93-2219-E-009-024

執行期限：九十三年八月一日至九十四年七月三十一日

主持人：林育德 交通大學電信系 教授

計劃參與人員：吳旭昇

體積小，高選擇性，具有高整合度的元件。

一、中文摘要

通訊系統前端的射頻元件整合模組，通常只包括雙工器與兩個不同頻段的帶通濾波器，隨著前端射頻模組的高度整合化，雙頻天線與雙工器之整合設計在未來的研究與通訊產品設計中也將是一個無可避免的趨勢。在本論文中，以全波分析軟體作為設計工具，提出雙頻天線和雙工器的整合設計以應用於無線區域網路(Wireless Local Area Network, WLAN)系統。本文中所提出的雙頻天線結構，是將原本的四分之一波長單極天線($\lambda/4$ monopole antenna)加入袖型(sleeve)結構以達到雙頻與寬頻的效果。雙工器部份則是利用步階阻抗諧振腔帶通濾波器與四分之一波長平行耦合帶通濾波器疊加而成。sleeve 雙頻天線架構在 2.4 GHz 與 5 GHz WLAN 頻段分別具有 22.49% 和 32.58% 的阻抗頻寬。此雙頻天線和雙工器的整合架構將能夠滿足 2.4 GHz 和 5.2 GHz WLAN 系統的需要。此外我們選用合適帶通濾波器的集總元件電路模型，有效地利用低溫共燒陶瓷(Low Temperature Co-fired Ceramics, LTCC)製程設計出符合 WLAN 2.4GHz 帶通濾波器規格的帶通濾波器，以期達到

關鍵詞— 步階阻抗諧振腔帶通濾波器、雙工器、sleeve 雙頻天線、低溫共燒陶瓷(Low Temperature Co-fired Ceramics, LTCC)、三階交錯耦合濾波器

二、研究方法

a. sleeve 單極天線與雙工器之整合設計

(一) Sleeve 單極天線

(1) sleeve 單極天線原理

如圖 1(a) 中所示，sleeve 外部結構有如一個輻射元件，而其內部結構可視作同軸電纜傳輸線的外部導體。通常將 sleeve 的長度取為單極天線高度的 $1/3$ 或者 $1/2$ 。圖 1(b) 為一長度為 $L=\lambda_1/4$ 且共振頻率為 f_1 的單極天線，圖 1(c) 為一相同長度為 $L=\lambda_2/2$ 且共振頻率為 $f_2=2f_1$ 的單極天線，由圖 1(b)、1(c) 可知，如果單極天線沒有 sleeve 結構時，位於饋入點的電流大小，會在不同的共振頻率下(例如在 f_1 與 f_2 兩個頻率下)相差頗大，因此沒有 sleeve 結構的單極天線無法同時在 f_1 和 f_2 達到輸入阻抗的阻抗匹配。藉由額外增加 sleeve 的結構使得原本的四分之一波長單極天線饋入點由 A 改變到 B 的位置，此時 sleeve 單極天線饋入點的電流

大小與共振頻率為 f_1 與 f_2 接近相同，即天線能在 f_1 與 f_2 的達到良好的輸入阻抗匹配，所以sleeve單極天線可以達到寬頻的效果。

(2) sleeve 單極天線之設計

本報告中所使用的材質為 R04003 板，其規格如下：介電常數 (ϵ_r): 3.38 損耗正切 ($\tan \delta$): 0.0025 導體金屬：銅(copper)， 5.88×10^7 S/m 板材厚度：0.508mm

首先，設計一個採共平面波導饋入(coplanar waveguide fed, CPW-fed)方式且共振頻率為 2.4 GHz 的四分之一波長單極天線，其結構如圖 2。藉由模擬軟體可得到此單極天線於 1~7 GHz 輸入阻抗，由圖 3 中可明顯看出，我們可藉由改變單極天線的寬度，改變天線阻抗實部與虛部的大小，調整適當的寬度之後如圖表 4，可於令此單極天線在 5~6 GHz 的阻抗實部為 50 歐姆，虛部為-140~-80 歐姆左右。因此，考慮在不嚴重影響單極天線架構的情況下，在原本的單極天線結構中加入額外結構可以使 5~6 GHz 頻段的輸入阻抗虛部消失，即可達到雙頻的效果。本報告中嘗試利用 sleeve 結構既可增加單極天線低頻的阻抗頻寬，也可用於調整此天線於 5~6 GHz 的輸入阻抗進而達成阻抗匹配。

(3) 饋入結構

結構採用 CPW-fed 方式，低頻的共振頻率由圖 5 中的 L 所決定。sleeve 結構的總長度為 14 mm，調整 sleeve 與單極天線的距離於 1mm 時可使得此天線在 5~6GHz 達到良好的阻抗匹配，但此時低頻阻抗頻寬受到 sleeve 高度的影響過大，因此採用折彎形式的 sleeve 架構，總長度為 14mm 其高度為 7.5mm，藉以降低 sleeve 結構高

度對於低頻阻抗頻寬造成的影響。經由模擬結果發現，在不改變 sleeve 結構總長度下，適當調整折彎 sleeve 的高度以及位置可以在不影響低頻阻抗頻寬的情況之下改變高頻頻段的頻寬。在本報告所做的實驗中，文中設計的雙頻天線架構在 5GHz 與 2.4GHz WLAN 頻段分別具有 32.58 % 和 22.49 % 的阻抗頻寬。此天線架構將能夠滿足 2.4 GHz 和 5 GHz WLAN 系統的需要。

(4) 模擬結果與討論

此報告中，使用 Agilent E5071A 量測頻率響應、HP 8530A 量測天線的場型，共振頻率 2.44GHz 時頻寬為 2.17~2.74GHz，共振頻率 5.14GHz 時頻寬為 4.75~6.40GHz，其量測與模擬的頻率響應如圖 6 所示，量測的遠場場型，如圖 7、圖 8 所示。而量測到的數值於下面之表格 9。

(二) 天線與雙工器電路整合

(1) 天線與雙工器整合電路架構設計

因本報告的 sleeve 單極天線與雙工器分別採用共平面波導與微帶線當作傳輸線架構，所以在兩者之間作整合時，必須有微帶線轉 CPW 轉換器，如圖 10 所示。

(2) 模擬與量測結果

如圖 11 所示此雙工器在 2.4GHz 之 Return Loss 為-17dB，在 5.2GHz 時為-23dB，且 port2 與 port3 之間的 Isolation 在 WLAN 頻段中都在-30dB 以下如圖 12。其中量測之場型，如圖 13、圖 14 所示。

b. 低溫陶瓷共燒帶通濾波器

(1) 三階交錯耦合濾波器

傳統的交錯耦合型帶通濾波器 (cross-coupled bandpass filter) 如圖 15，可以藉由共振腔之間彼此的交錯耦合，使得在通帶的兩側，或其中一側產生出傳輸零點，讓截止頻帶附近的雜訊，得以被有效地被抑制、衰減，以提升電路本身的選擇度，本節中所討論的改良式三階梳型濾波器集總電路模型如圖 16，是將原本基本型的三階梳型濾波器集總電路模型如圖 17 中非相鄰的諧振腔疊加一交錯耦合電容，使訊號由原本的單一路徑傳送，改變為在多重路徑中傳送，並在共振頻率之左側截止帶中產生傳輸零點。

(2) 低溫陶瓷共燒帶通濾波器設計

LTCC 各項參數: $\epsilon_r=9.1$

$\text{loss tan}\delta=0.002$

metal thickness=12 μm

LTCC thickness=35 μm or 70 μm

在設計低溫共燒陶瓷帶通濾波器的過程中，先以集總元件電路模型方式設計出改良式梳型三階交錯耦合帶通濾波器。預定設計的中心頻率為 2.45 GHz，比例頻寬為 10%，並應規格要求希望設計傳輸零點在通帶外側的低頻 2.1GHz 處，以便在做為射頻前端應用時，抑制其餘電路所產生的諧波，或降低其餘通訊應用上的干擾。整體電路架構的集總元件等效電路如圖 18 所示。考慮下表格 19 的濾波器規格，計算出改良式梳型三階耦合濾波器集總電路模型中的電感與電容值，並利用高頻電路模擬軟體 Microwave Waveoffice 將效能最佳化可得到 $C_{10}=C_{30}=4.20$ pF， $C_{20}=3.95$ pF， $C_{12}=C_{23}=0.89$ pF， $C_{13}=0.315$ pF， $L_1=L_2=L_3=0.7388$ nH。其頻率響應圖如

圖 20。

(3) 電容設計

電容的設計，主要以兩金屬片間的距離與交錯的有效面積來決定所需的電容值大小。由於在 LTCC 結構中，為了要節省電部佈局的面積，上下層結構之間電路的佈線往往相當緊密，彼此間的寄生耦合效應相當嚴重，因此在電容設計時常採用 π 型電容的方式，如圖 21 所示。將電容內埋在兩接地金屬層之間，可以同時設計兩輸入、輸出端的對地電容，並隔絕外界電路的影響。

(4) 電感設計

電感的電路佈線如圖 22 所示。利用簡單的帶線 (stripline) 形式的傳輸線接地後可視為電感。此次設計的三個電感皆在同一層走線，以帶狀金屬線接地的方式，並藉由調整傳輸線的長度來達到所需的電感值。電感所處的帶狀金屬線層也與上下兩接地金屬面盡量遠離，間隔為兩厚層，藉由增加 LTCC 介質層數來提升電感的感值。

(5) 模擬結果與討論

結合前述的電容與電感設計，在 LTCC 製程實現帶通交錯耦合型濾波器，其整體電路佈局如圖 23 所示。電路結構中接地金屬面、輸入和輸出埠之間，皆在電路封裝後，以側面電極的方式連接，整個電路的大小約為 $2500\mu\text{m} \times 2000\mu\text{m} \times 784\mu\text{m}$ 。模擬結果如圖 24 所示。設計的中心頻率為 2.45 GHz，頻寬約為 400 MHz，通帶損耗約為 1dB，傳輸零點設計在 2.04 GHz 其衰減量約為 55dB，在 2.1GHz 的斥

拒比約為 35dB。

三、圖表

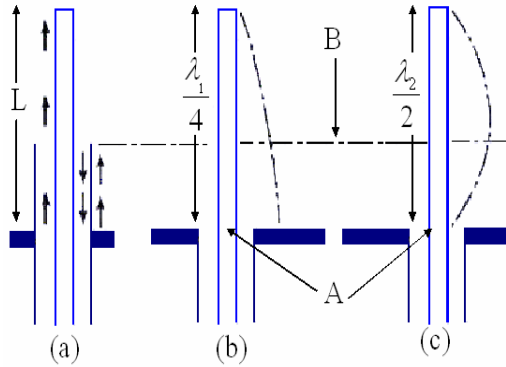


圖 1、長度為 L 的 sleeve 單極天線電流分佈

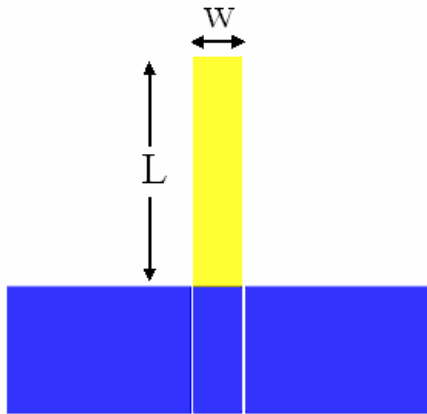


圖 2、CPW-fed 四分之一波長單極天線結構圖

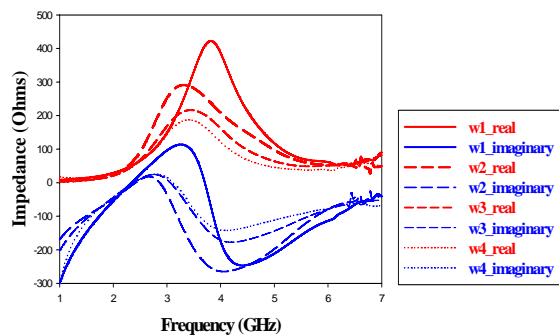
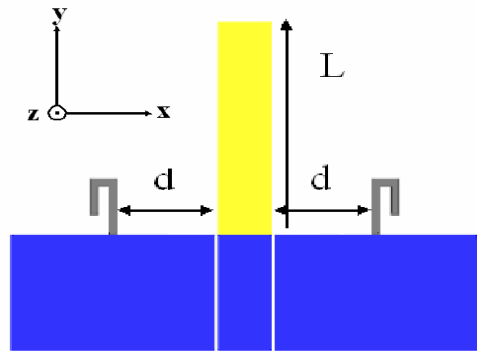


圖 3、四分之一波長單極天線阻抗的變化

W	real part(Ω)	imaginary part(Ω)
W1=4mm	120~60	-210~-100
W2=5mm	100~50	-200~-70
W3=6mm	57~50	-140~-80
W4=7mm	40~30	-110~-80

圖表 4、單極天線的阻抗變化



圖表 5、sleeve 單極天線結構圖

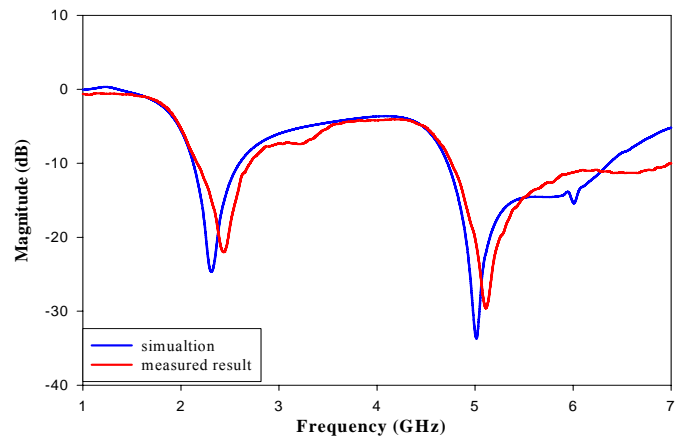


圖 6、雙頻天線 S 參數模擬與量測頻率響應圖

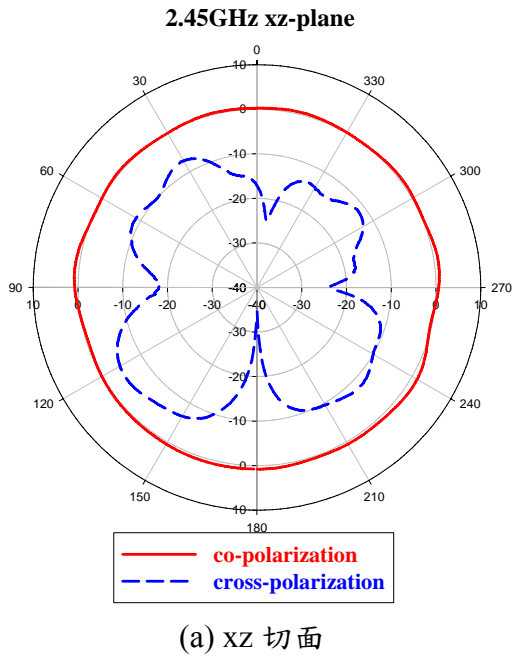


圖 7(a)、共振頻率為 2.45GHz 的天線量測場型

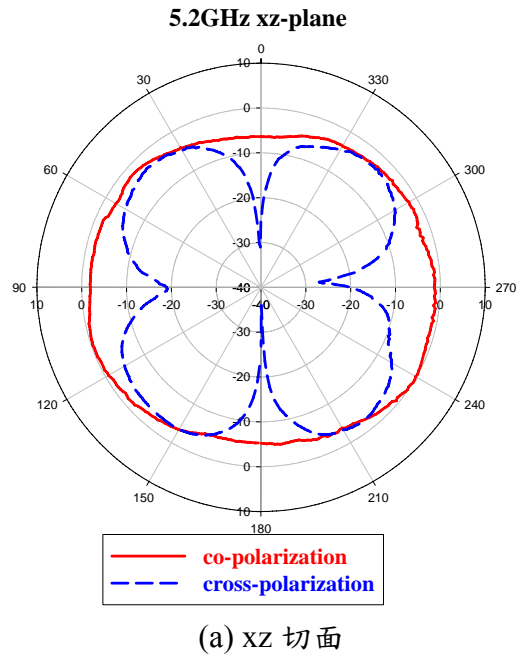


圖 8(a)、共振頻率為 5.2GHz 的天線量測場型

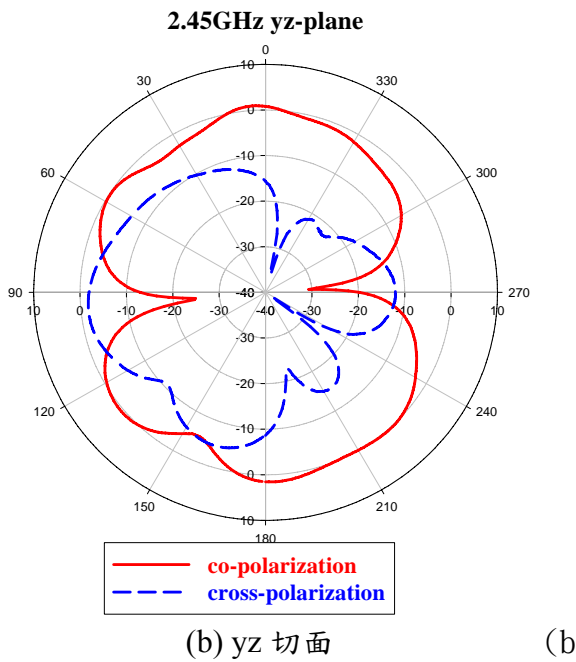


圖 7(b)、共振頻率為 2.45GHz 的天線量測場型

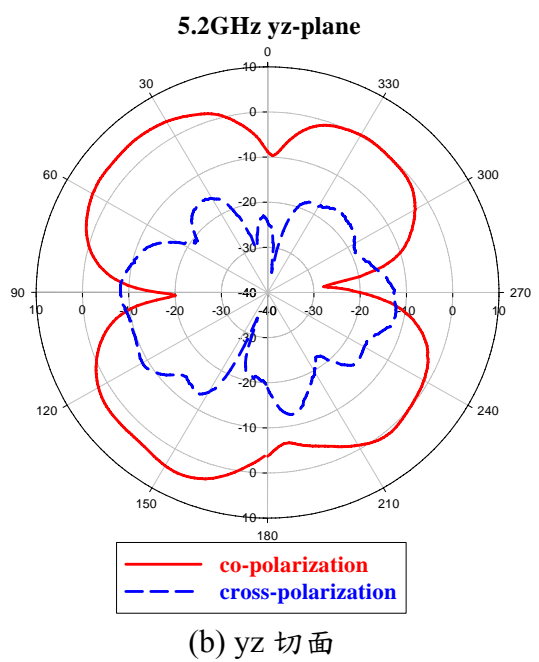


圖 8(b)、共振頻率為 5.2GHz 的天線量測場型

共振頻率 (GHz)	2.44	5.14
頻寬 (GHz)	2.17~2.74	4.75~6.40

表格 9、雙頻天線的量測頻寬

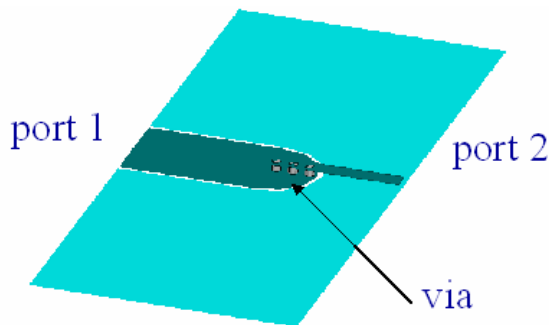


圖 10、微帶線輸入轉 CPW 輸入轉換器

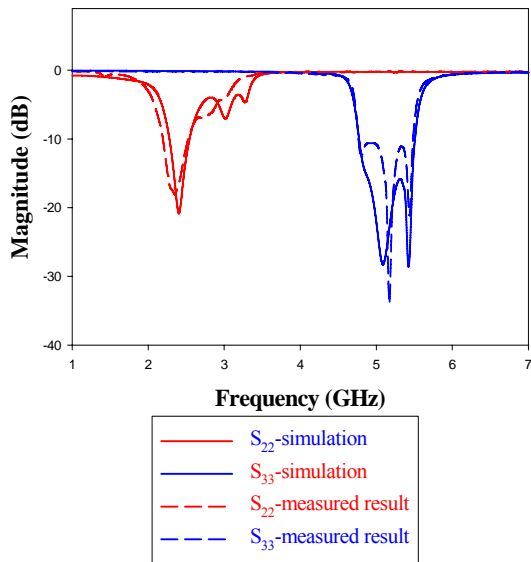


圖 11、天線與雙工器整合電路頻率響應模擬與量測

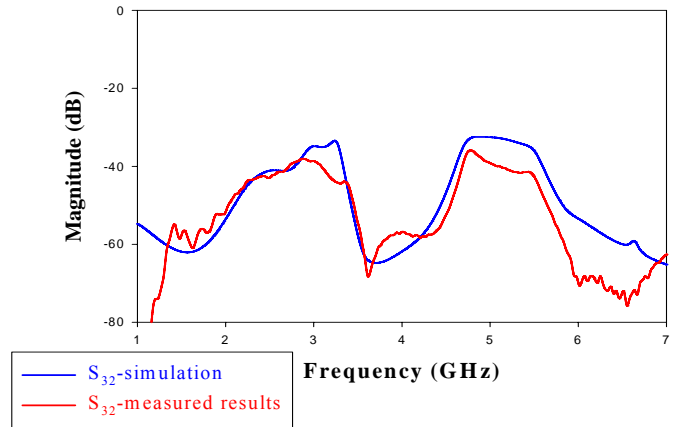
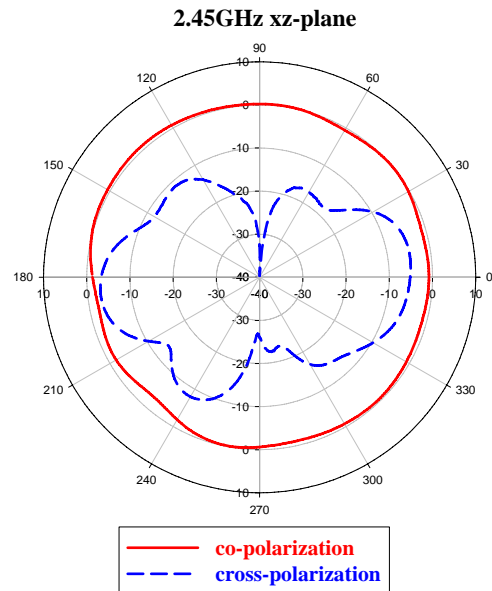
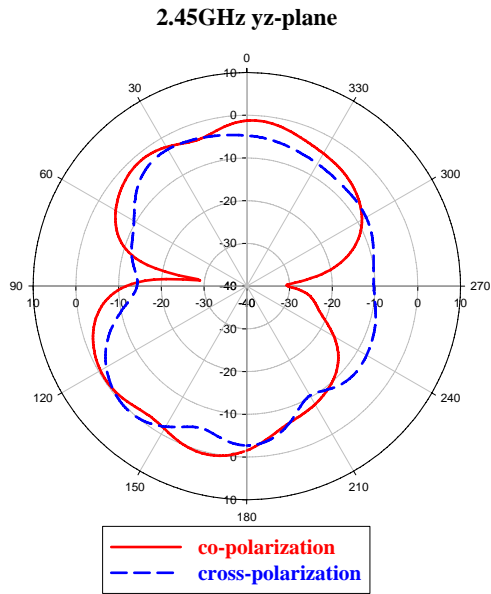


圖 12、天線與雙工器整合電路頻率響應圖



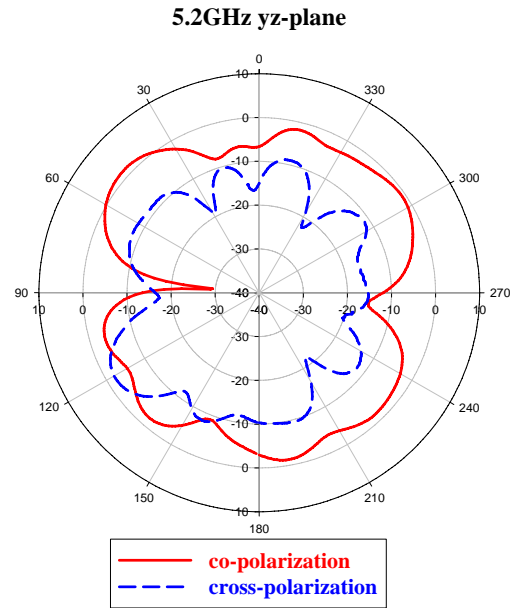
(b) yz 切面

圖 13、共振頻率為 2.45GHz 的天線量測場型



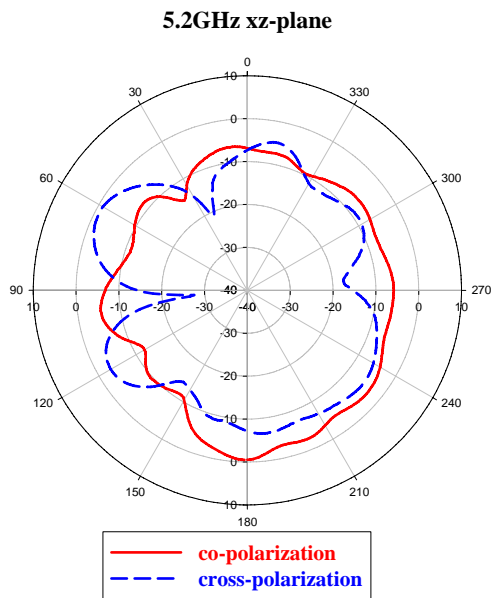
(b) yz 切面

圖 13、共振頻率為 2.45GHz 的天線量測場型



(b) yz 切面

圖 14、共振頻率為 5.2GHz 的天線量測場型



(a) xz 切面

圖 14、共振頻率為 5.2GHz 的天線量測場型

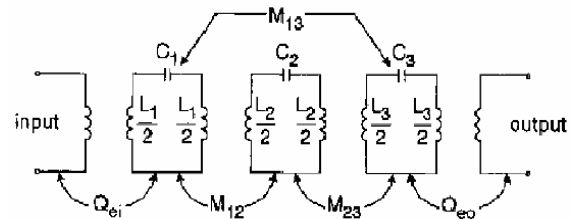


圖 15、三階交錯耦合帶通率濾波器集總電路原型

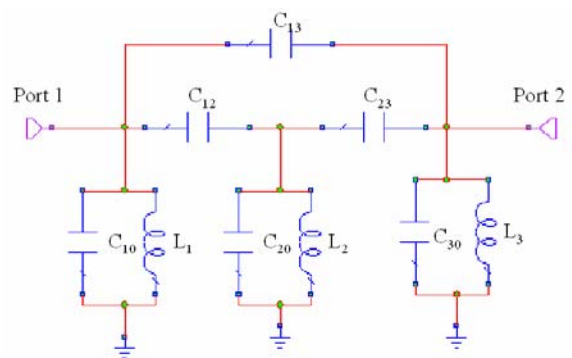


圖 16、改良型的三階梳型濾波器集總電路模型

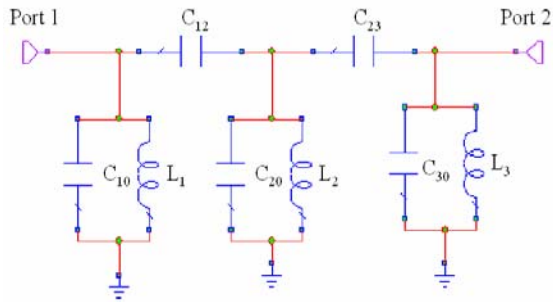


圖 17、基本式三階梳型濾波器集總
電路模型

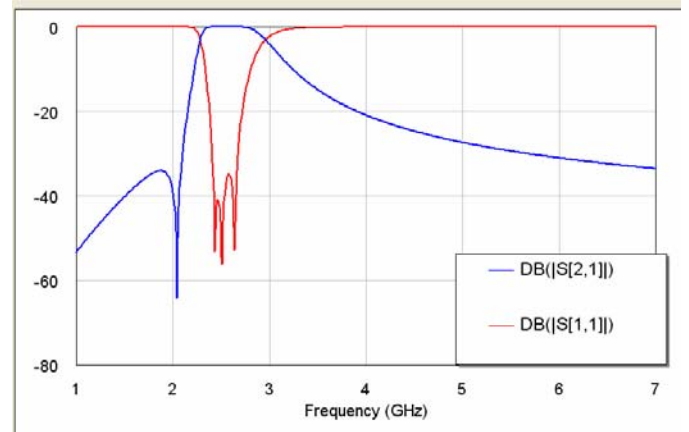


圖 20、帶通濾波器頻率響應

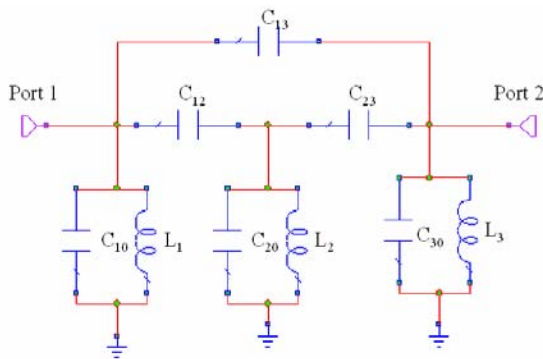


圖 18、改良式梳型三階交錯耦合低
通濾波器集總電路模型

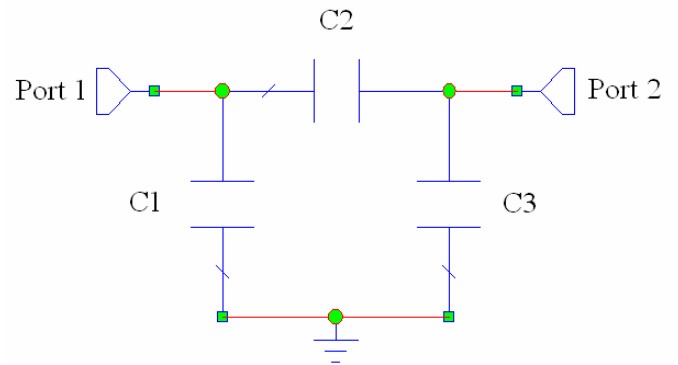


圖 21(a)、 π 型電容集總電路模
型

帶通濾波 器規格	2.4GHz band
操作頻段	2.4~2.5 GHz
輸入阻抗	50 歐姆
輸出阻抗	50 歐姆
帶通濾波 器拒斥比 (bandpass filter rejection)	30dBc @0.88GHz~1.785GHz
	35dBc @ 1.85GHz~1.91GHz
	30dBc @ 2.1G
	30dBc @ 4.8GHz~5GHz
	20dBc @ 7.2GHz~7.5GHz

表格19、濾波器規格

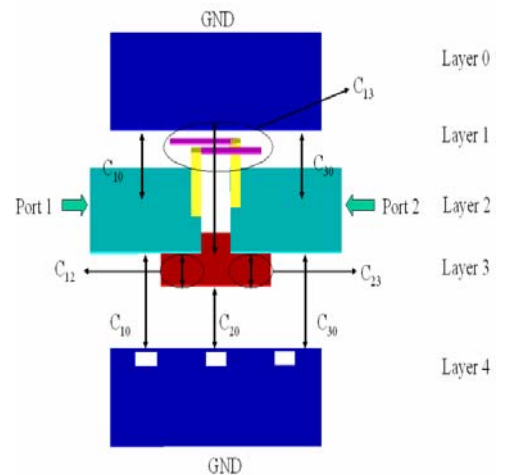


圖 21(b)、 π 型電容實體圖

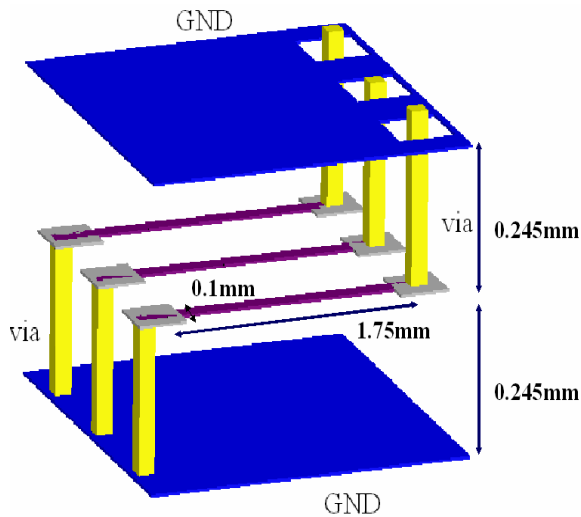


圖 22、電感佈局側視圖

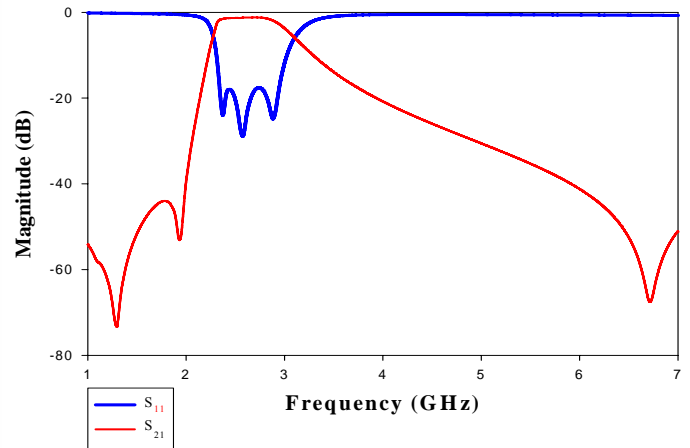


圖 24、LTCC 帶通濾波器頻率響應

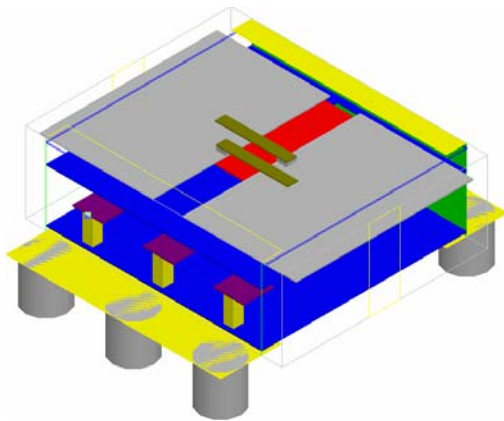


圖 23(a)、LTCC 電路佈局俯視圖

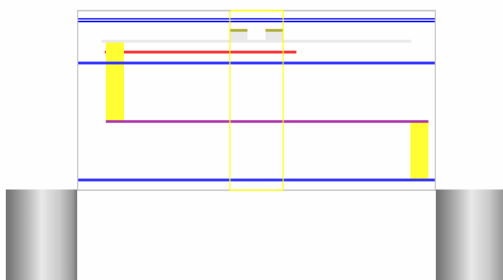


圖 23(b)、LTCC 電路佈局側視圖

四、參考文獻

- [1] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., John Wiley, New York, 1998.
- [2] Duixian Liu, "A multi-branch monopole antenna for dual-band cellular applications," in *IEEE AP-S Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1578-1581, Aug. 1999
- [3] E. Shih and J.-T. Kuo, "A new compact microstrip stacks-SIR bandpass filter with transmission zero," in *IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1616-1616, June 8-13, 2003.
- [4] C. Y. Chang and T. Itoh, "A modified parallel-coupled filter structure that improves the upper stopband rejection and response symmetry," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, pp. 310-314, Feb. 1991.
- [5] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley, New York, 1998.
- [6] J.-S. Hong, M.J. Lancaster,

- “Microstrip Filters for RF/Microwave Application,” 2001.
- [7] J.-S. Hong, M.J. Lancaster, “Microstrip cross-coupled trisection bandpass filters with asymmetric frequency characteristics,” *Microwaves, Antennas and Propagation*.
- [9] I. Awai, A.C. Kundu, T. Yamashita, “Equivalent-circuit representation and explanation of attenuation poles of a dual-mode dielectric-resonator bandpass filter,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 2159-2163, Dec. 1998.
- [10] C. W. Tang, Y. C. Lin and C. Y. Chang, “Realization of transmission zeros in combline filters using an auxiliary inductively coupled ground plane,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, Issue 10, pp. 2112-2118, Oct. 2003.
- [11] Levy, R.; Rhodes, J.D., “A Comb-Line Elliptic Filter,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Trans.*, vol. 19, Issue 1, pp.26-29, Jan. 1971.
- [12] Wenzel, R.J., “Synthesis of Combline and Capacitively Loaded Interdigital Bandpass Filters of Arbitrary Bandwidth,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 19, Issue 8, pp.678 - 686, Aug. 1971.
- [13] Cristal, E.G., “Tapped-Line Coupled Transmission Lines with Applications to Interdigital and Combline Filters,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 23, Issue 12, pp. 1007- 1012, Dec. 1975.