

CPW 雙螺旋與單螺旋天線置入仿體液中之特性比較

楊弘吉¹ 簡聰富¹ 李穎智¹ 江建華¹ 蔣富成² 鄭建民²

¹南台科技大學電機工程系

²南台科技大學電子工程系

e-mail: hugiyang@mail.syut.edu.tw

摘要

本研究主要目的為探討植入式 CoPlanar Waveguide feed (CPW-feed)雙螺旋結構天線與單螺旋結構天線之設計與置入仿體液中的特性比較。另外本研究之植入式天線操作頻帶需設計在美國聯邦通訊委員會(FCC)規定的植入式頻段 402 MHz ~ 405 MHz (MICS; Medical Implant Communication Services band), 且特性擁有全向性 (omni-directional) 場形的低頗面 CPW 雙螺旋植入式天線[1]。由於雙螺旋天線之兩彎折螺旋長度分別為 $1/4\lambda$ 路徑並可共振於 402 MHz, 理論上單邊螺旋結構也能共振出 402 MHz, 為了將植入式天線微小化, 本論文嘗試利用單邊螺旋的設計結構, 來達到天線微小化之目的, 雖然模擬結果得知單邊螺旋確實可以共振於 402 MHz, 並且面積縮小, 但是此結構增益明顯不足, 也因為單邊螺旋能量分配不均勻而產生非 $1/4\lambda$ 單極天線的理想場型。

關鍵詞: 共平面波導饋入、植入式天線、醫療植入性通訊服務頻段、單螺旋天線

1. 前言

人體植入式天線主要應用於熱治療、監測生理參數、調節身體功能, 或對組織進行控制[2, 3], 研究指出微波天線可以對腫瘤細胞加溫又可稱為無線射頻熱療法, 利用交流電造成組織細胞離子的擾動摩擦而產生熱, 進而使腫瘤細胞蛋白質產生變性缺水凝固的現象, 癌腫瘤細胞便被固定而壞死, 是安全有效的局部微創治療技術[2, 4, 5, 6, 7, 8], 另外主要還可應用在生理參數監測之遙測系統上[9, 10, 11, 12, 13, 14, 15], 生醫遙測系統主要是將量測到的生理參數轉成電訊號, 經由植入式天線將生理訊號傳輸到體外的接收端, 接收端再將訊號給單晶片做處理, 最後由螢幕顯示, 達到生理訊號遙測功能。利用無線的方式傳輸生醫訊號時, 傳輸的效率好壞, 完全歸功於天線之特性, 特性良好的天線系統, 可以提高無線通訊系統的工作效率, 所以增加天線的功能效率是很重要的。

2. 研究方法

本論文採用雙螺旋共平面波導饋入天線結構[1], 以陶瓷材料為基板(substrate), 其厚度為 1 mm, 並且為了降低 SAR 值和防止天線在仿體液中產生導電, 所以必須使用上板(superstrate)覆蓋於天線圖樣(pattern)上, 其厚度為 0.4 mm。設計天線結構之初, 必須先計算天線輸入阻抗, 匹配的阻抗能夠確保天線在操作頻率時能將

大部分能量輻射至空間中。通常設計天線的輸入阻抗常使用一般電路中的 50 歐姆饋線, 對於在空氣環境中傳輸的天線, 許多應用軟體可以直接計算得輸入阻抗, 但本研究的天線必須置入仿體液環境中量測, 加上天線為兩層基板的 CPW 結構, 目前並沒有適當的軟體和公式可計算求得, 故本論文參考相關文獻, 並將文獻公式修正至適合本研究環境的輸入阻抗計算公式並求得相關參數, 其公式如下所示[16][17][18]:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \quad (1)$$

本論文採用自製陶瓷材料當基板, 套入上述公式運算之後可以得知基板上 50Ω 的饋入線線寬(W_f)和接地面與饋入線之間格(G), 如表 1 所示:

表 1、自製基板的饋入線線寬和接地面與饋入線之間格。

基板材料	自製陶瓷 ($\epsilon_r=27.9$)
饋入線線寬(W_f)	1 mm
接地面與饋入線之間格(G)	0.5 mm

2.1 波長計算

本研究天線基板為自製陶瓷基板介電常數為 27.9, 上板為氧化鋁板介電常數為 9.8。置入介電常數為 46.7 的仿體液中, 由前文的修正公式可以計算得知天線在整個環境中的有效介電值(ϵ_{eff})為 9.4, 再採用波長公式計算及觀察電流分佈如圖 1 所示, 可得知兩邊螺旋各為 $1/4$ 波長且各能共振於 402 MHz。

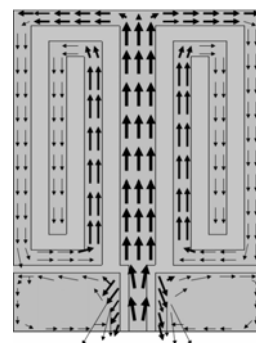


圖 1、天線電流分佈。

波長公式如下:

$$\lambda = \frac{V_p}{f} \tag{2}$$

其中

$$V_p = \frac{3 \times 10^{11} \text{ mm}}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \tag{3}$$

ϵ_{reff} 為有效介電。

如果將雙螺旋的長度演變成六個型態如下圖所示，型態 1 為典型之單極型態，型態 2 為 T 字型結構型態，型態 3 則為倒 E 字型的結構，型態 4 為從型態 3 結構尾部延伸長度直到型態 6。圖 3 為六個型態結構與雙螺旋結構之模擬 S11 結果，發現型態 1 和型態 2 的波長較短所以共振在比較高頻。型態 3 和型態 4 的 1/4 波長共振在 600 MHz 左右，而型態 5 和 6 因為天線長度的延伸，相對共振頻率就越接近 402 MHz。

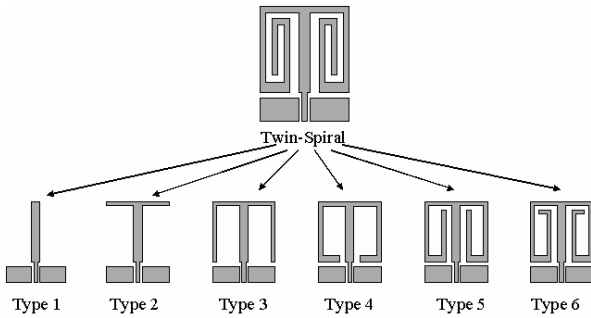


圖 2、天線分成六個型態圖。

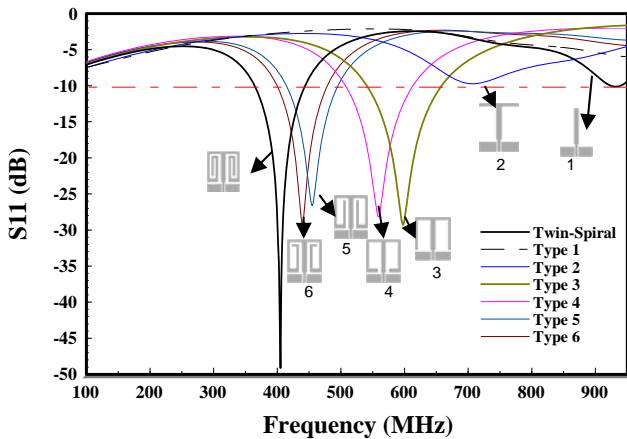


圖3、模擬六個型態之S11。

雖然本論文利用接地鏡像原理可將天線的長度縮短為四分之一波長，但對於402 MHz 頻率而言，天線之長度仍有約6公分之長，如果未彎折的時候，天線之面積會很大如圖4所示，圖5為模擬未彎折天線與雙螺旋天線之S11圖，可知未彎折天線也可共振於402 MHz，但面積較大，為了縮短天線之長度，將6公分長之天線金屬線採彎折螺旋式的方法，即形成對稱螺旋狀，可產

生電感效應。且主要利用饋入線的線寬和槽縫寬度可容易的達到阻抗匹配，是此結構的優點[19]。但在彎折螺旋線與線之間的距離也是必須考慮的重點，雖然距離愈小，天線之面積可以更微小化，但是因為線與線之間形會有寄生電容效應，會影響整體天線之效能，故利用此種方法微小化天線是必須注意的。

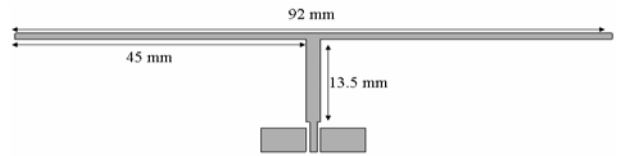


圖 4、未彎折之天線結構。

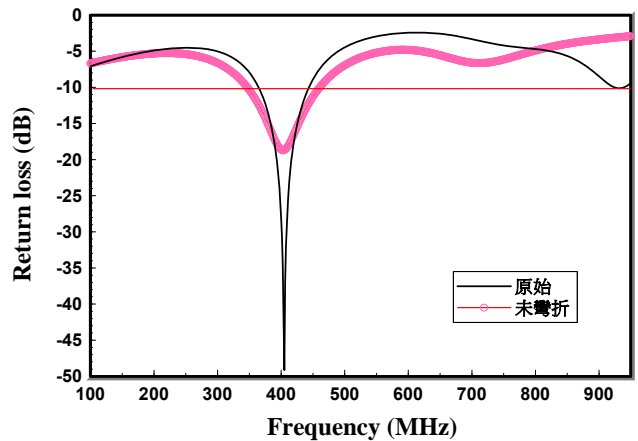


圖 5、模擬未彎折天線與彎折天線之 S11。

前文提到雙螺旋天線兩邊螺旋各為 1/4 波長，理論上只要一邊的螺旋就可以共振在 402 MHz。所以本研究又嘗試另一個結構，單螺旋結構如圖 6 所示，想藉此結構來達到縮小天線尺寸的目的。

圖 7 為對稱雙螺旋天線與單邊螺旋天線置入仿體液中的模擬 S11 比較圖，由圖可得知對稱雙螺旋天線中心頻率為 402 MHz，return loss 為-49 dB，單螺旋天線之中心頻率為 390 MHz，接近 402 MHz 的頻率，由此結果得知單邊螺旋確實可以共振於 402 MHz，頻率會有些許漂移是因為單邊螺旋負載結構與輸入阻抗沒有完全匹配，經過微調單邊螺旋之線寬後，中心頻率可達到 402 MHz，return loss 約為-40 dB，如圖 8 所示。



圖 6、單邊螺旋結構。

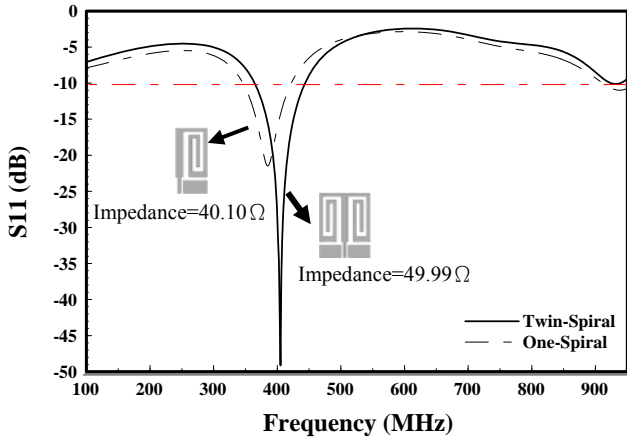


圖 7、模擬 CPW 饋入之對稱雙螺旋天線與單邊螺旋天線在組織中模擬的 return loss 反射值的變化圖。

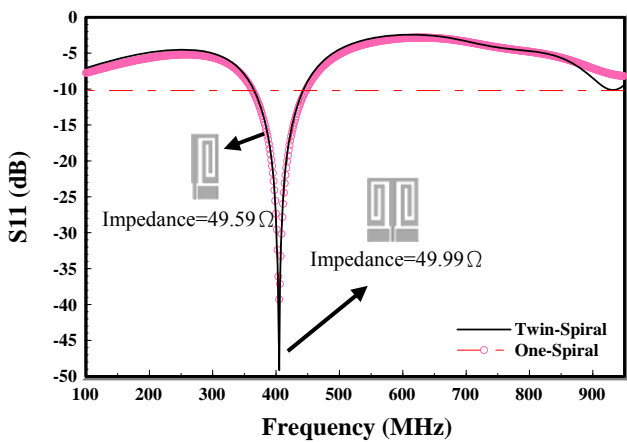


圖 8、模擬 CPW 饋入之對稱雙螺旋天線與調整單邊螺旋天線阻抗後，在組織中模擬的 return loss 反射值的變化圖。

3. 結果

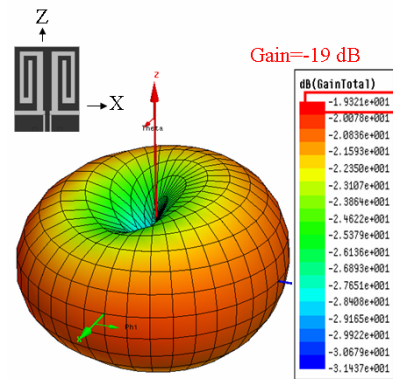
雖然單邊螺旋可以縮小天線的面積且可共振於 400 MHz，但是單邊螺旋天線結構的縮小增益明顯比雙螺旋天線不足，如圖 9(a)、(b)所示，也因為只有單邊螺旋結構上的不對稱導致能量分配不均勻而產生非 1/4 波長單極天線的理想場型如圖 10 所示，由圖中的輻射場型可以看出偏離 1/4 波長單極天線的輻射場型，x-y 平面場型為不對稱的蝴蝶形狀且 E_0 和 E_ϕ ，場型分佈相似為非理想場型。

由上述結果可知單螺旋結構雖然可以達到面積微小化並共振於 400 MHz，但也因為結構及面積的影響造成增益明顯不足及場型分佈不均勻等缺點，故本研究將採用雙螺旋結構天線加以討論。由前面敘述之天線尺寸設計，可得到詳細的天線結構尺寸設計值如圖 11 所示，將設計的天線結構尺寸實際以自製陶瓷基板來製作，其陶瓷基板厚度為 1 mm，且饋入為 50Ω 共平面波導饋入，線寬和線寬與接底面的間距分別為 1 mm 和 0.5 mm，而線寬和間距已透過公式求得。

天線植入人體必須符合 MICS Band: 402 ~ 405 MHz，天線浸入仿體液($\epsilon_r = 46.7$, $\sigma = 0.69$ S/m 在 402 MHz)實測以及使用模擬軟體計算的 return loss 如圖 12

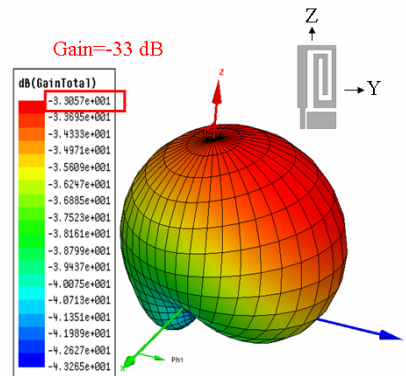
所示。植入式天線模擬的結果部分可由表 2 得知，天線在組織中之中心頻率為 402 MHz，頻寬可達到 77 MHz，符合了 MICS 頻帶寬，將模擬的天線參數實際製作在自制的陶瓷基板上，並蓋上上板然後置入自己調配好的仿體液中量測，可再由表 2 得知實測結果，其實測的中心頻率為 431 MHz，與模擬相差了約 30 MHz 有漂移的趨勢，實測頻寬約 100 MHz / 25%、return loss 為 -43 dB，優於模擬頻寬 BW(19%)、return loss 為 -49 dB，且也涵蓋所需要的 MICS 頻帶寬。

圖 13 為模擬植入式天線的遠場輻射 2D 場型圖，頻率操作在 402 MHz 的 xz 平面、yz 平面和 xy 平面上，每一個場型都有兩條曲線，分別為 E_0 和 E_ϕ ，當天線在 E plane(xz 平面、yz 平面)時可以看出主極化面(E_0)的輻射場型保有單極天線的特性，而 H plane(xy 平面)的主極化面(E_0)呈現圓形，則保有全向性的輻射天線場型特性，與理想之單極天線在 H plane 時的場型相似。圖 9(a)、14 分別為天線的 3D 增益圖和增益變化曲線圖，由兩圖可知在 402 MHz 頻帶的天線最大增益約為 -19.7 dB，頻率從 100 MHz ~ 1 GHz 最大增益與最低增益相差約 3dB，植入式天線的輻射效率與輻射功率分別為 0.067%和 0.67mW。圖 15 為植入式天線 Smith chart，由圖可知在操作頻率 402 MHz 所在點為史密斯圖的中心處，表示為阻抗匹配。



Radiation Efficiency : 0.067 %
Radiation power : 0.67 mW

(a)



Radiation Efficiency : 0.01 %
Radiation power : 0.09 mW

(b)

圖 9、模擬 402 MHz 頻帶立體增益圖(a)雙螺旋天線(b)單螺旋天線。

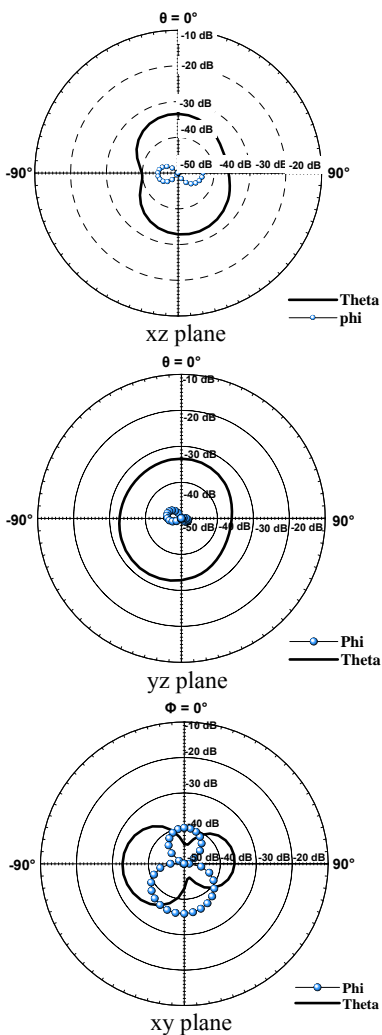


圖 10、模擬單邊螺旋操作頻率為 402 MHz 之輻射場型圖。

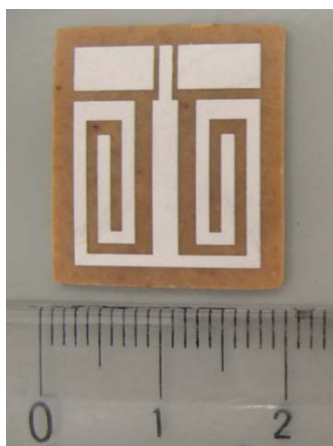


圖 11、以自製陶瓷為基板之植入式天線結構實作圖。

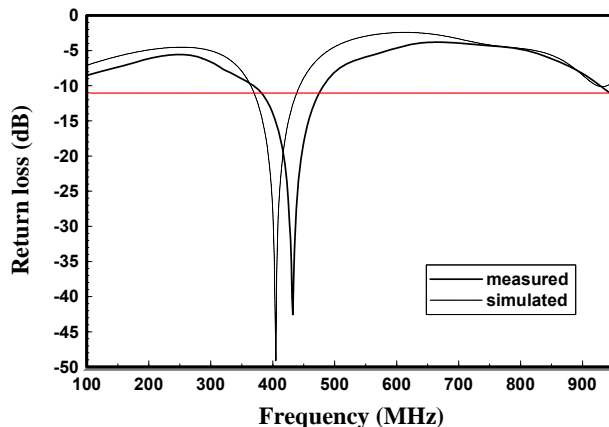


圖 12、CPW 饋入之對稱螺旋單極天線在組織中模擬和實測的 return loss 反射值的變化圖。

表 2、以自製陶瓷為基板之植入式天線模擬與實作結果比較表(MHz)。

	模擬結果	實測結果
中心頻率	402	431
10 dB-BW	77	101

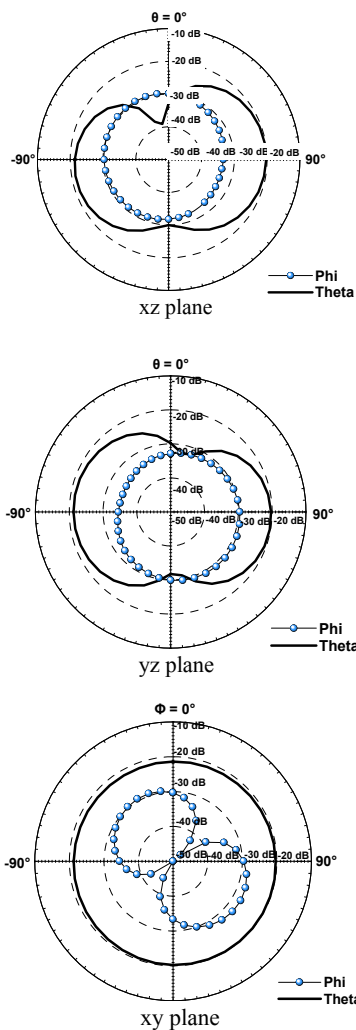


圖 13、模擬操作頻率為 402MHz 之輻射場型圖。

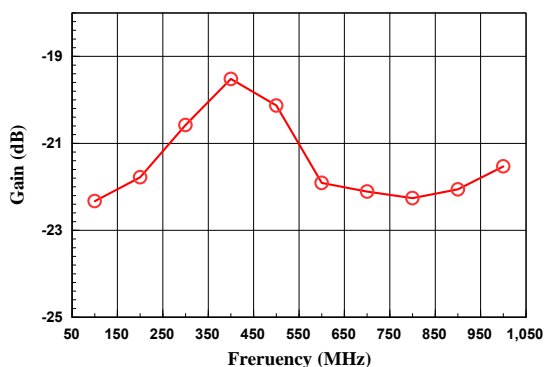


圖 14、模擬天線增益曲線。

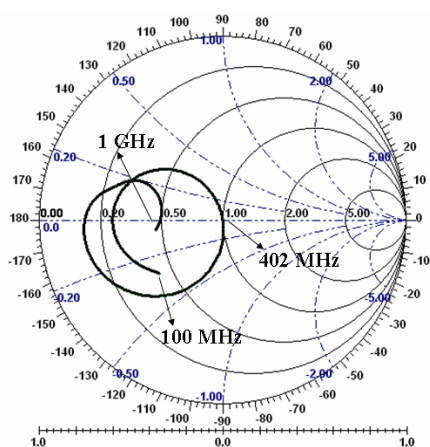


圖 15、植入式天線之史密斯圖，範圍為 100 MHz~1 GHz。

植入式天線在組織裡的 SAR 值如圖 16 所示，當輸入功率為 1 瓦特時組織所吸收的最大 SAR 值為 42 W/kg，但是 ANSI/IEEE 規定一公克的安全 SAR 值範圍為 1.6 W/kg，所以必須調整至輸入功率為 0.038 W，調整適當的功率後，將符合安全規定的 SAR 值範圍。

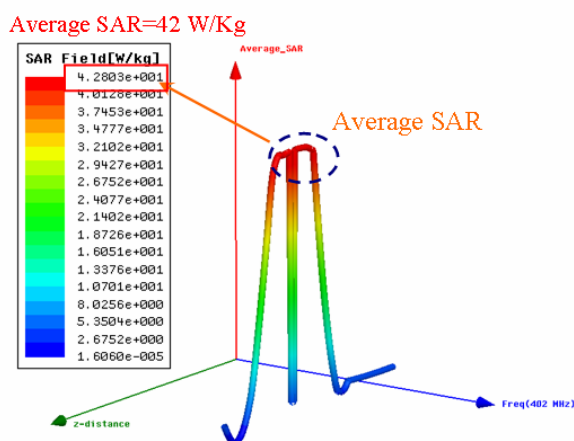


圖 16、模擬天線在軟組織裡的 SAR 值分佈曲線圖。

此天線因為需置入仿體液中進行量測，所以必須蓋上板一方面防止過多的 SAR 值分佈於組織中，另一方面要避免輻射導體直接接觸於仿體液而產生導電，而在實作時上板和基板間必須以黏膠緊密，由於設計天線模擬時未考慮基板和上板之間黏膠的影響，導致實測與模

擬中心頻率會有漂移的誤差產生，若將此因素加入重新模擬計算，發現與實測的頻率幾乎接近如圖 17 所示，由表 3 可知實測的中心頻率落在 431 MHz，重新模擬後的中心頻率為 428 MHz 與實測相近。另外一個影響因素是銀膠不容易焊接，也是影響頻率漂移的原因。

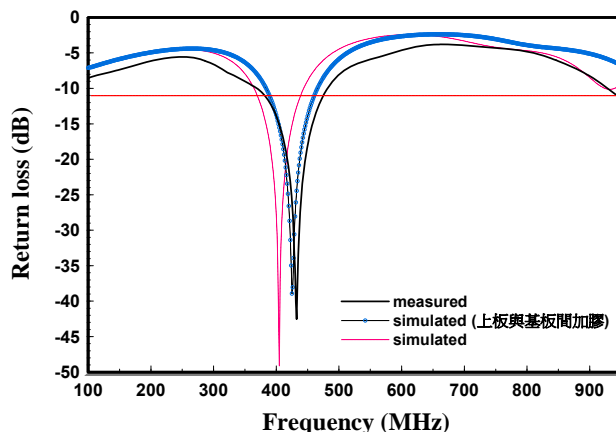


圖 17、模擬基板與上板間加入黏膠層(0.1 mm)和實測的 return loss 反射值的變化圖。

表 3、以自製陶瓷為基板之植入式天線模擬與實作結果比較表(MHz)。

	模擬結果	模擬結果 (加膠)	實測結果
中心頻率	402	428	431
10dB-BW	77	80	101

4. 結論

本研究之 CPW 饋入對稱螺旋單極天線成果如圖 12 之 return loss 所示，實測結果之頻寬為 100 MHz，比例頻寬達 25%，比較模擬的比例頻寬 19% 更為優異；以陶瓷基板製作植入式天線置入仿體液的中心頻率為 431 MHz 與模擬的中心頻率相差 30 MHz，使頻率漂移的原因是在製程中天線基板與上板之間必須採用黏膠緊密，而模擬並非有考慮這層黏膠，所以實測與模擬的中心頻率會產生些許的漂移誤差，雖然中心頻率沒有模擬的精準，但是此寬頻可以彌補頻率的飄移，符合 MICS 頻帶: 402~405 MHz，誤差值在容許範圍之內。天線增益約為 -19 dB，H、E 平面有著單極天線和全向性的輻射場型。組織中之最大 SAR 值經過適當的功率調整後，已達到符合安全 SAR 值範圍。

5. 參考文獻

- [1] Hung-Chi Yang, Jyun-Rong Jiang, Jian-Wei Jiang, Tsung-Fu Jeng, and Chien-Min Cheng, "BANDWIDTH ENHANCE CPW-FED MONOPOLE ANTENNA WITH TWIN-SPIRAL SHAPE IMPLANTABLE ANTENNA," 2007 Annual Symposium on Biomedical Engineering and Technology, pp. 2036-2039, 2007.
- [2] C. H. Durney and M. F. Iskander, "Antenna handbook," in Antennas for Medical Applications. New York: Van Nostrand, ch. 24, 1988.
- [3] A. Rosen, M. A. Stuchly, and A. V. Vorst,

- “Applications of RF/microwaves in medicine,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, pp. 963–974, Mar. 2002.
- [4] S. L. Dvorak, and D. J. Aziz, “Numerical Analysis of Printed Strip Dipole Hyperthermia Applicators,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 7, pp. 1502–1507, July 1995.
- [5] G. Schaller, J. Erb, and R. Engelbrecht, ‘Field Simulation of Dipole Antennas for Interstitial Microwave Hyperthermia,’ *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 6, pp. 887–895, Jun. 1996.
- [6] David W.-F. Su, and L. K. Wu, ‘Input Impedance Characteristics of Coaxial Slot Antennas for Interstitial Microwave Hyperthermia,’ *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 3, pp. 302–307, Mar. 1999.
- [7] Kazuyuki Saito, Hiroyuki Yoshimura, Koichi Ito, Yutaka Aoyagi, and Hirotochi Horita, ‘Clinical Trials of Interstitial Microwave Hyperthermia by Use of Coaxial-Slot Antenna With Two Slots,’ *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, Vol. 52, NO. 8, August 2004.
- [8] Kazuyuki Saito, Atsushi Hiroe, Satoru Kikuchi, Masaharu Takahashi, and Koichi Ito, ‘Estimation of Heating Performances of a Coaxial-Slot Antenna With Endoscope for Treatment of Bile Duct Carcinoma,’ *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, Vol. 54, no. 8, August 2006.
- [9] Jaehoon, K., and Rahmat-Samii, Y ‘Implanted Antennas Inside a Human Body: Simulations, Designs, and Characterizations,’ *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, Vol. 52, No. 8, pp. 1934-1943 August 2004.
- [10] Soontornpipit, P., Furse, C.M., and You, C.C. ‘Design of Implantable Microstrip Antenna for Communication with medical implants,’ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 8, pp. 1944-1951 August 2004.
- [11] C.-M. Lee, T.-C. Yo, C.-H. Luo, C.-H. Tu and Y.-Z. Juang ‘Compact Broadband Stacked Implantable Antenna for Biotelemetry with Medical Devices,’ *Electronics Letters* 7th Vol. 43 No. 12 June 2007.
- [12] I. J. Bahl, S. S. Stuchly, J. Lagendijk, and M. Stuchly, ‘Microstrip loop applicators for medical applications,’ *IEEE Trans. MTF*, pp. 1090–1093, Jul. 1982.
- [13] R. D. Nevels, D. Arndt, J. Carl, G. Raffoul, and A. Pacifico, ‘Microwave antenna design for myocardial tissue ablation applications,’ in *IEEE Antennas and Propagat. Soc. Symp., vol. 3, Newport Beach*, CA, pp.1572, Jun. 1995.
- [14] K. Gosalia, M.S. Humayun, and G.. Lazzi, ‘Impedance Matching and Implementation of Planar Space-Filling Dipoles as Intraocular Implanted Antennas in a Retinal Prosthesis,’ *IEEE Trans. Antennas Propaga.*, vol. 53, No.8, pp. 2365-2373, Aug 2005.
- [15] P. Soontornpipit, C.M. Furse, and C.C. You, ‘Miniaturized biocompatible microstrip antenna using genetic algorithm,’ *IEEE Trans. Antennas Propaga.*, vol. 53, No.6, June 2005, 53,(6), pp. 1939-1945.
- [16] J.M. Carroll, K.A. Tilley, and K. Chang, "Slot coupling of coplanar waveguide to patch antennas suitable for MMIC applications," *Electron Lett*, vol. 30, pp.1195-1196, 1994.
- [17] C.Veyres and V.F.Hanna, "Extension of the Application of Conformal Dimension," *Int.J.Electron*, Vol.48,No.1,pp.47-56,Jan.1980.
- [18] SShielded Multilayered CPW," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vol43,No.4, pp.772-779. April 1995.
- [19] Huan-Chang Liu, Tzyy-Sheng Homg, and Nicolaos G. Alexopoulos, ‘Radiation of Printed Antennas with a Coplanar Waveguide Feed,’ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 43, NO. 10, October 1995.