

Reduced Size T Type Branch-Line Design

縮小化 T 型枝幹耦合器設計

范聖巖

國立勤益科技大學電子工程系
fanglowworm@gmail.com

曾振東

國立勤益科技大學電子工程系
jdtseng@ncut.edu.tw

摘要

本文提出運用 T 型等效電路替代單一傳輸線設計方法，並應用於枝幹耦合器達到縮小化結構之目的。電路分析以傳輸線與 T 型電路之等效公式，求出 T 型電路特性阻抗與電容值。電路使用電磁模擬軟體 IE3D 進行，設計電路操作頻率為 0.925GHz，實際電路量測與模擬結果顯示，具有良好的一致性。與傳統枝幹耦合器電路比較，縮小為原有面積的 63.2~25.6%，可有效縮小電路尺寸。**關鍵詞**：T 型等效電路、傳輸線、枝幹耦合器、縮小化、特性阻抗。

1. 前言

近年來無線通訊產品不斷融入日常生活並達到運用的便利性，無線通訊產品的微型化已是未來發展趨勢，因此輕、薄、短、小、低成本及高效率的通訊元件成為無線通訊產品微型化的關鍵發展方向。由此可知，在未來發展趨勢，縮小化尺寸必然是重要的。

傳統的枝幹耦合器面積較大，近年來研究縮小化電路方法眾多：使用傳輸線等效 T 型電路[1]-[3]、 π 型電路[4]-[8]、鑿空接地結構(Defected Ground Structure)[9]-[10]等，藉以縮小電路尺寸。其中 Ching-Wen Tang 與 Ming-Guang Chen 於 2007 年提出，藉由改變 T 型電路的開路殘段結構，可改變其頻寬並達到縮小化效果[3]。Sung-Chan Jung 等人於 2009 年提出利用 π 型電路縮小電路面積，並將左右兩邊電容等效成開路殘段以方便電路製作[4]-[5]，Wei-Lun Chang 等人於 2007 年提出，將 π 型電路兩邊電容改為步階阻抗諧振器(Stepped Impedance Resonator, SIR)，並將低阻抗之結構以多段高阻抗線段替代[8]。

本文運用 T 型電路設計縮短傳統兩段式四分之一波長之枝幹耦合器，並利用 T 型等效傳輸線與傳輸矩陣(ABCD)公式，求出各阻抗值、電氣長度與電容關係式。在電路實際製作方面分成三種電路設計，因傳輸線不同，特性阻抗、電氣長度與電容也略有不同，因此在設計 T 型電路時以市面上可買

到的電容值，再推導出特性阻抗與電氣長度，達成縮小化電路的目的。

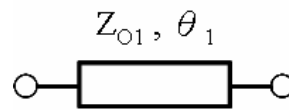


圖 1.(a) 單一傳輸線

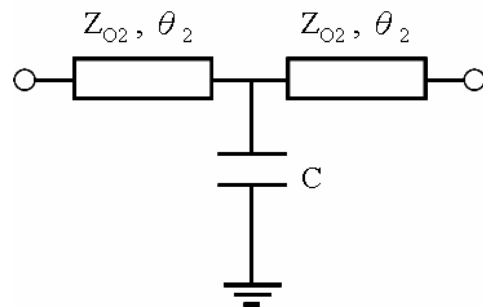


圖 1.(b) 縮小化 T 型傳輸線

2. 電路分析

如圖 1(a)，為單一傳輸線，以傳輸矩陣(ABCD)表示如式(1)，其中傳輸線特性阻抗為 Z_{01} ，特性導納為 Y_{01} ，電氣長度為 θ_1 。圖 1(b)為縮小化 T 型傳輸線，特性阻抗為 Z_{02} ，特性導納為 Y_{02} ， θ_2 為電氣長度，C 為電容，以傳輸矩陣(ABCD)表示如式(2)，經化簡後得式(3)。

$$\begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_{01} \sin \theta_1 \\ jY_{01} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_{02} \sin \theta_2 \\ jY_{02} \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \times \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_{02} \sin \theta_2 \\ jY_{02} \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos^2 \theta_2 - \sin^2 \theta_2 & 2jZ_{o2} \cos \theta_2 \sin \theta_2 \\ -\omega CZ_{o2} \cos \theta_2 \sin \theta_2 & -j\omega CZ_{o2}^2 \sin^2 \theta_2 \\ 2jY_{o2} \sin \theta_2 \cos \theta_2 & \cos^2 \theta_2 - \sin^2 \theta_2 \\ +j\omega C \cos^2 \theta_2 & -\omega CZ_{o2} \cos \theta_2 \sin \theta_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

將式(1)與式(3)兩式進行等效，移項後可得特性阻抗 Z_{o2} 與電容 C 之關係式，如式(4)和式(5)所示，觀察此二式可知，若給定單一傳輸線特性阻抗 Z_{o1} 、電氣長度 θ_1 與縮小化 T 型傳輸線之電氣長度 θ_2 和角頻率 ω ，即可求出縮小化 T 型傳輸線特性阻抗 Z_{o2} 與電容 C 。

$$Z_{O2} = \frac{Z_{O1} \sin \theta_1 \cot \theta_2}{1 + \cot \theta_1} \quad (4)$$

$$C = \frac{2 \cos^2 \theta_2 (1 + \cos \theta_1) - 1 - \cos \theta_1 (2 + \cos \theta_1)}{\omega \sin \theta_1 \cos^2 \theta_2 Z_{O1}} \quad (5)$$

3. 實作與量測

以上述等效電路運用於傳統的枝幹耦合器，如圖 2 所示，由圖 2 中，左右兩邊傳輸線假設為 A，上下傳輸線假設為 B，電路可設計成三種。

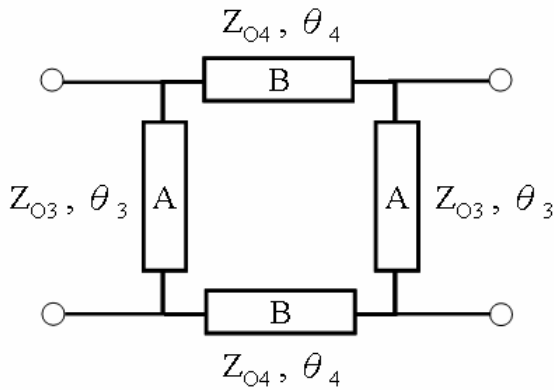


圖 2. 枝幹耦合器

電路一：將傳輸線 A 進行縮小化，電路二：將傳輸線 B 進行縮小化，電路三：將傳輸線 A 與傳輸線 B 進行縮小化。其中傳輸線 A 特性阻抗為 Z_{o3} ， θ_3 為電氣長度，傳輸線 B 特性阻抗為 Z_{o4} ， θ_4 為電氣長度。設計電路中心頻率為 0.925 GHz，實際電路製作以 FR-4 雙面板材進行，板材厚度為 1.6mm，相對介電常數 ϵ_r 為 4.3，輸入與輸出埠特性阻抗為 50Ω，並以電磁模擬軟體 IE3D 進行模擬。

電路一：傳輸線 A 等效 T 型，中心頻率為 0.925GHz。

如圖 3，將枝幹耦合器傳輸線 A 等效 T 型電路，首先給定傳輸線 $Z_{o3}=50\Omega$ 及電氣長度 $\theta_3=\theta_4=90^\circ$ ，中心頻率 0.925GHz 等條件代入式(3)及式(4)。為使電容方便取得，經多次計算後，當電氣長度 θ_{3A} 為 25° 時可計算出縮小化 T 型傳輸線特性阻抗 $Z_{o3A}=107.23 \text{ ohm}$ 與電容 $C_{3A}=2.7 \text{ pF}$ 。

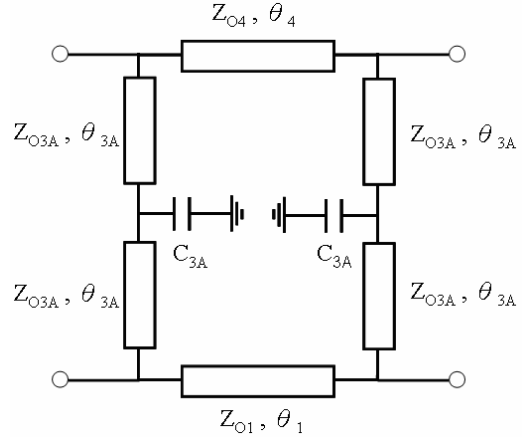


圖 3. T 型枝幹耦合器 (C=2.7pF)

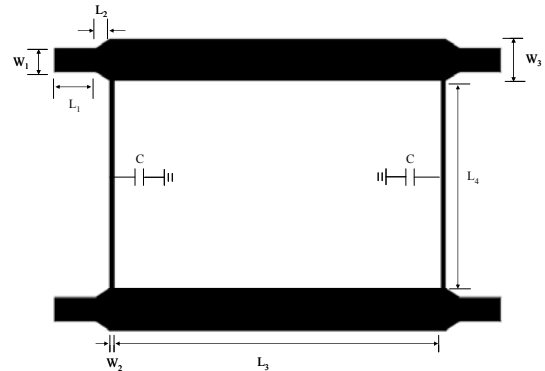


圖 4. T 型枝幹耦合器結構 (C=2.7pF)

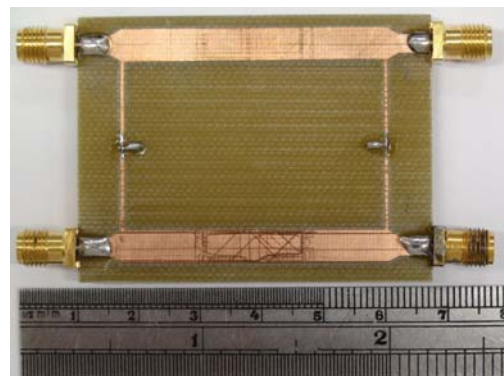


圖 5. 電路實體圖 42.82mm×37.46mm (C₁=2.7pF)

經上述公式證明，進行枝幹耦合器之設計與測量。圖 4 為枝幹耦合器之電路佈線圖，中心頻率為 0.925GHz，以電磁模擬軟體 IE3D 內含之 Line

Gauge 計算其傳輸線之長度與寬度，可得 $L_1=5.52\text{mm}$ 、 $L_2=1.72\text{mm}$ 、 $L_3=42.82\text{mm}$ 、 $L_4=26.86\text{mm}$ 、 $W_1=3.11\text{mm}$ 、 $W_2=0.59\text{mm}$ 、 $W_3=5.3\text{mm}$ 。實際電路如圖 5 所示，尺寸為 $56.82\text{mm}\times 37.46\text{mm}$ ，縮小比率為 63.2%。

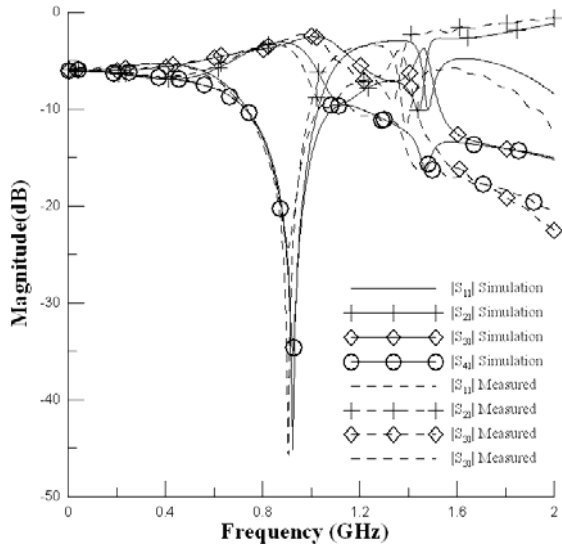


圖 6. 模擬與實測之 S 參數 ($C_1=2.7\text{pF}$)

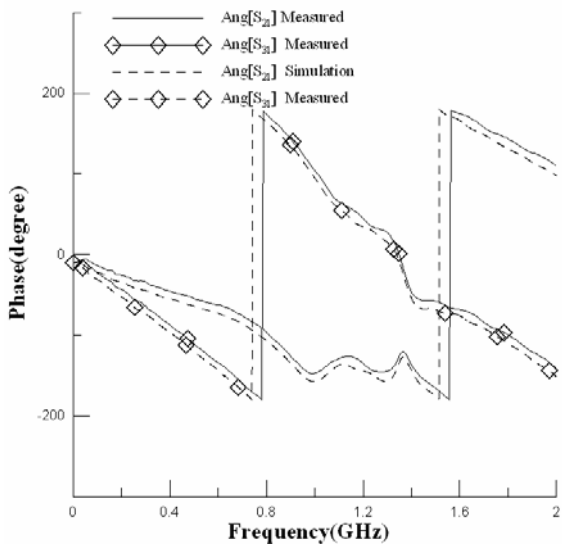


圖 7. 模擬與實測之相位參數 ($C_1=2.7\text{pF}$)

模擬與測量結果之頻率響應如圖 6 所示，實線表示實際測量結果，虛線表示 IE3D 模擬之結果，若 $|S_{11}|$ 以 -10dB 為參考，其量測值之頻率範圍為 $0.73\text{--}0.99\text{GHz}$ ， $|S_{41}|$ 以 -10dB 為參考，其量測值之頻率範圍為 $0.73\text{--}1.02\text{GHz}$ ，在中心頻率 0.925GHz 時， $|S_{11}|=-23.62\text{dB}$ ， $|S_{21}|=-4.13\text{dB}$ ， $|S_{31}|=-2.49\text{dB}$ ， $|S_{41}|=-21.33\text{dB}$ 。

圖 7 為模擬和實測的 $\angle S_{21}$ 和 $\angle S_{31}$ 相位圖，實線表示實際測量結果，虛線表示 IE3D 模擬之結果，在中心頻率 0.925GHz 其 $\angle S_{21}=-142.47^\circ$ ， $\angle S_{31}=125.69^\circ$ ，相位差為 91.84° 。

電路二：傳輸線 B 等效 T 型，中心頻率為 0.925GHz 。

如圖 8，枝幹耦合器傳輸線 B 等效 T 型電路，首先給定傳輸線 $Z_{O4}=35.35\Omega$ 及電氣長度 $\theta_3=90^\circ$ 、 $\theta_4=90^\circ$ ，中心頻率 0.925GHz 等條件代入式 (3) 及式 (4)。為使電容方便取得，經多次計算後，當電氣長度 $\theta_{2B}=19^\circ$ 時可計算出縮小化 T 型傳輸線特性阻抗 $Z_{O4B}=107.23\text{ohm}$ 與 $C_{4B}=4.3\text{pF}$ ，其結果頻率相差 0.1GHz ，為了改善頻率響應，將四條傳輸線都縮小 0.89% ，即可達到最佳化的結果。

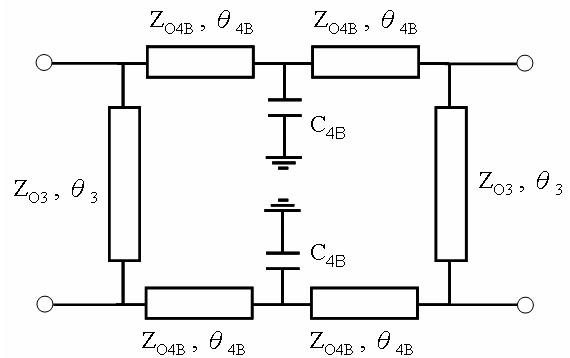


圖 8. T 型枝幹耦合器 ($C=4.3\text{pF}$)

經由上述公式證明，進行枝幹耦合器之設計與測量。以電磁模擬軟體 IE3D 進行模擬。圖 9 為枝幹耦合衰減器之電路佈線圖，中心頻率為 0.925GHz ，以電磁模擬軟體 IE3D 內含之 Line Gauge 計算其傳輸線之長度與寬度，可得 $L_1=4\text{mm}$ 、 $L_2=1.75\text{mm}$ 、 $L_3=24.28\text{mm}$ 、 $L_4=38.09\text{mm}$ 、 $W_1=3.11\text{mm}$ 、 $W_2=3.1\text{mm}$ 、 $W_3=0.67\text{mm}$ 。實際電路如圖 10 所示，其尺寸為 $35.78\text{mm}\times 41.87\text{mm}$ ，縮小比率為 37.7%。

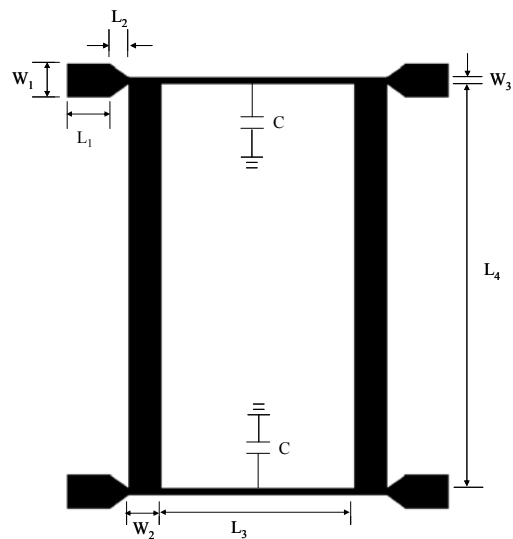


圖 9. T 型枝幹耦合器結構 ($C=4.3\text{pF}$)

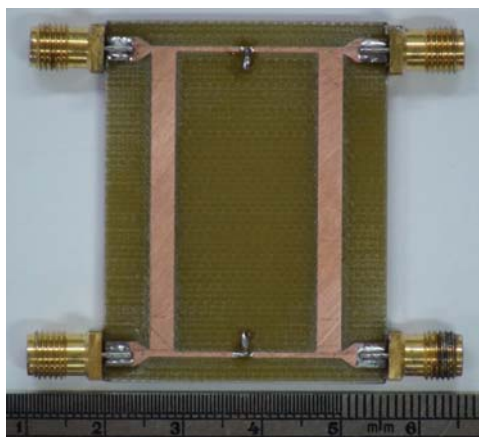


圖 10. 電路實體圖 24.28mm×39.43mm ($C_2=4.3\text{pF}$)

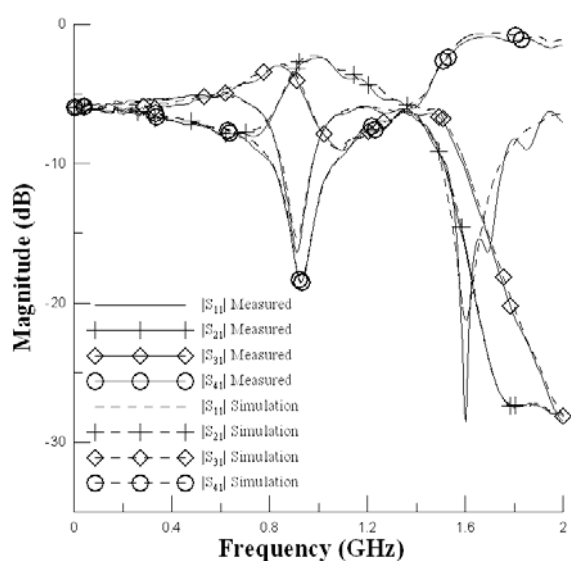


圖 11. 模擬與實測之 S 參數 ($C_1=4.3\text{pF}$)

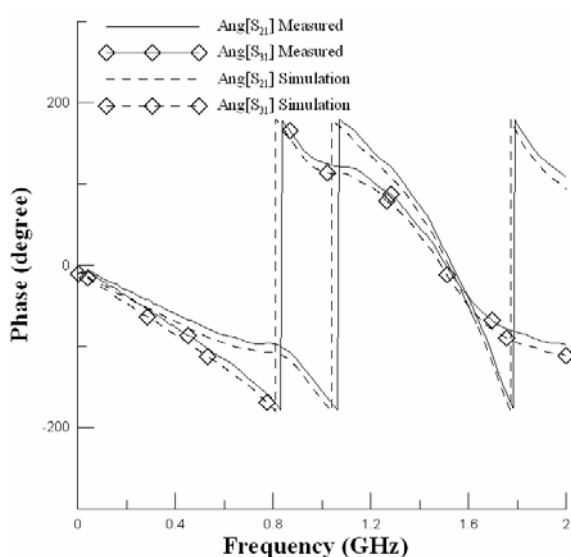


圖 12. 模擬與實測之相位參數 ($C_2=4.3\text{pF}$)

模擬與測量結果之頻率響應如圖 11 所示，實線表示實際測量結果，虛線表示 IE3D 模擬之結果，若 $|S_{11}|$ 以 -10dB 為參考，量測值之頻率範圍為 $0.85 \sim 0.97\text{GHz}$ ， $|S_{41}|$ 以 -10dB 為參考，量測值之頻率範圍為 $0.81 \sim 1.06\text{GHz}$ ，在中心頻率 0.925GHz 時， $|S_{11}| = -14.69\text{dB}$ ， $|S_{21}| = -2.61\text{dB}$ ， $|S_{31}| = -4.25\text{dB}$ ， $|S_{41}| = -18.45\text{dB}$ 。

圖 12 所示為模擬和實測的 $\angle S_{21}$ 和 $\angle S_{31}$ 相位圖，實線表示實際測量結果，虛線表示 IE3D 模擬之結果，在中心頻率 0.925GHz 其 $\angle S_{21} = -136.85^\circ$ ， $\angle S_{31} = 132.37^\circ$ ，相位差為 90.78° 。

電路三：傳輸線 A 與傳輸線 B 等效 T 型，中心頻率為 0.925GHz 。

如圖 13，枝幹耦合器傳輸線 A 與傳輸線 B 等效 T 型電路，首先給定傳輸線 $Z_{03}=50\Omega$ 、 $Z_{04}=35.35\Omega$ 及電氣長度 $\theta_3=\theta_4=90^\circ$ ，中心頻率 0.925GHz 等條件代入 (3)-(4) 式。為使電容方便取得，經多次計算後當電氣長度 $\theta_{3A}=25^\circ$ 、 $\theta_{4B}=19^\circ$ ，方可計算出 $Z_{03A}=107.23\text{ohm}$ 、 $Z_{04B}=102.66\text{ohm}$ 與 $C_{3A}=2.7\text{pF}$ 、 $C_{4B}=4.3\text{pF}$ 。

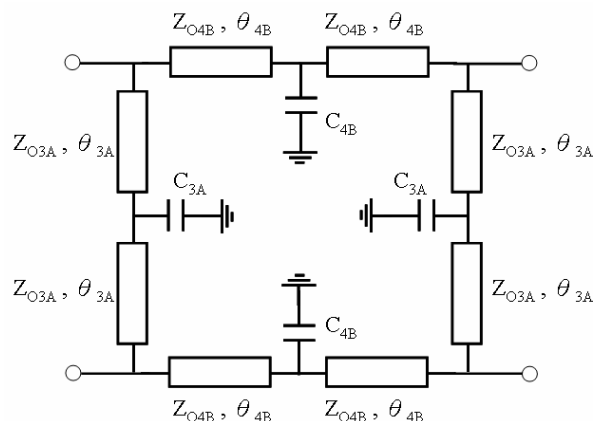


圖 13. T 型枝幹耦合器 ($C_1=2.7\text{pF}$ 、 $C_2=4.3\text{pF}$)

經由上述公式證明，進行枝幹耦合器之設計與測量。以電磁模擬軟體 IE3D 進行模擬。圖 14 為枝幹耦合衰減器之電路佈線圖，中心頻率為 0.925GHz ，以電磁模擬軟體 IE3D 內含之 Line Gauge 計算其傳輸線之長度與寬度，可得 $L_1=5.52\text{mm}$ 、 $L_2=1.75\text{mm}$ 、 $L_3=19.9\text{mm}$ 、 $L_4=31.26\text{mm}$ 、 $W_1=3.11\text{mm}$ 、 $W_2=0.67\text{mm}$ 、 $W_3=0.67\text{mm}$ 。實際電路如圖 15 所示，其尺寸為 $33.9\text{mm}\times 35.04\text{mm}$ ，縮小比率為 25.6% 。

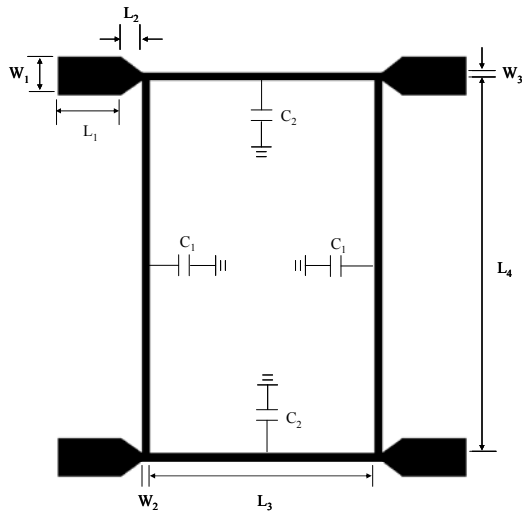


圖 14. T 型枝幹耦合器結構
($C_1=2.7\text{pF}$ 、 $C_2=4.3\text{pF}$)

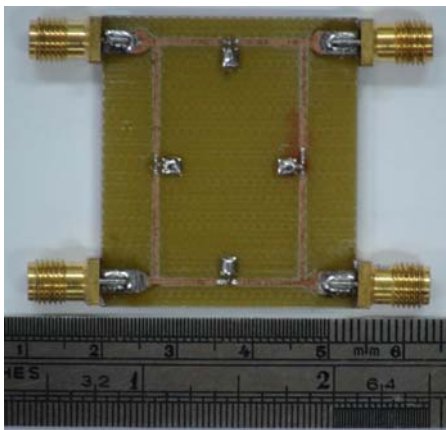


圖 15. 電路實體圖 $19.9\text{mm}\times 32.6\text{mm}$
($C_1=2.7\text{pF}$ 、 $C_2=4.3\text{pF}$)

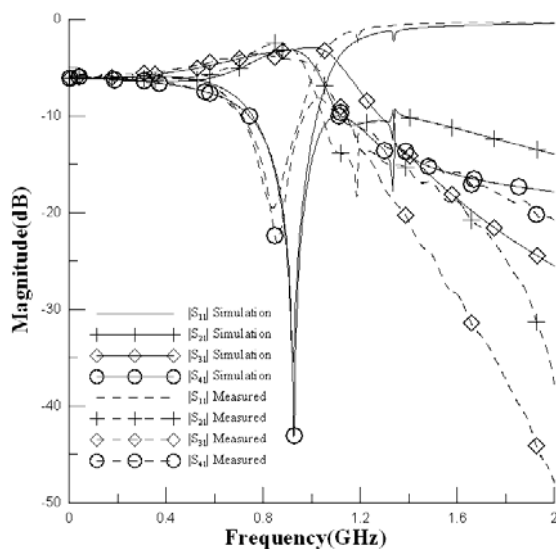


圖 16. 模擬與實測之 S 參數
($C_1=2.7\text{pF}$ 、 $C_2=4.3\text{pF}$)

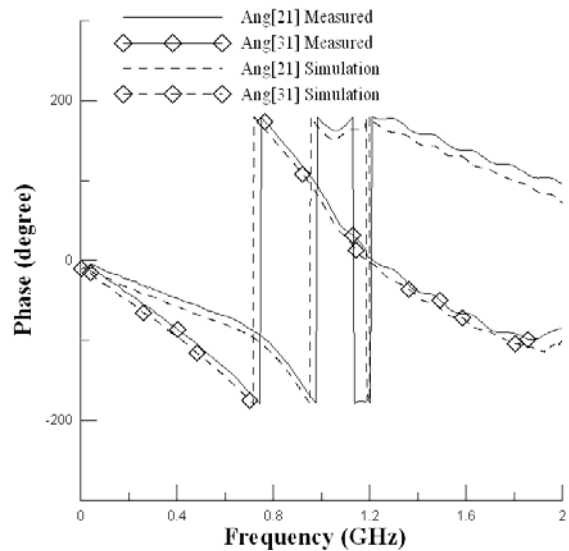


圖 17. 模擬與實測之相位參數
($C_1=2.7\text{pF}$ 、 $C_2=4.3\text{pF}$)

模擬與測量結果之頻率響應如圖 16 所示，實線表示實際測量結果，虛線表示 IE3D 模擬之結果，若 $|S_{11}|$ 以 -10dB 為參考點，其量測值之頻率範圍為 $0.71 \sim 0.95 \text{ GHz}$ ， $|S_{41}|$ 以 -10dB 為參考點，其量測值頻率範圍為 $0.72 \sim 0.96 \text{ GHz}$ ，在中心頻率 0.925GHz 時， $|S_{11}| = -12.23 \text{ dB}$ ， $|S_{21}| = -3.16\text{dB}$ ， $|S_{31}| = -4.17\text{dB}$ ， $|S_{41}| = -13.44\text{dB}$ 。

圖 17 所示為模擬和實測的 $\angle S_{21}$ 和 $\angle S_{31}$ 相位頻率響應圖，實線表示實際測量結果，虛線表示 IE3D 模擬之結果，在中心頻率 0.925GHz 其 $\angle S_{21} = -167.42^\circ$ ， $\angle S_{31} = 106.25^\circ$ ，相位差為 86.33° ，顯示模擬與測量結果相當一致性。實作以電磁模擬軟體 IE3D 進行，其結果與使用推導式所得之理論是一致。

4. 結論

本文提出傳統枝幹耦合器傳輸線等效 T 型電路結構，達成縮小化功能，並利用傳輸矩陣 (ABCD) 進行分析電路特性與設計，實作以電磁模擬軟體 IE3D 進行，由模擬與測量結果得知在中心頻率 0.925GHz 皆有一致性，模擬與測量結果也相當吻合。

參考文獻

- [1] Huaming Wang, Xueguang Liu, Wenfeng Cai, Hongfang Cao, "Design and realization of a new compact branch-line coupler using defected ground structure," *Solid-State and Integrated-Circuit Technology, 2008. ICSICT 2008. 9th International Conference on*, pp. 1376 – 1379, Feb.2008.
- [2] Myun-Joo Park, "Dual-Band, Unequal Length Branch-Line Coupler With Center-Tapped Stubs," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol.19, No. 10, pp. 617 – 619, Feb.2009.

- [3] Ching-Wen Tang, Ming-Guang Chen, "Synthesizing Microstrip Branch-Line Couplers With Predetermined Compact Size and Bandwidth," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.55, No. 9, pp. 1926 – 1934, Feb.2007.
- [4] Sung-Chan Jung, R. Negra, F.M.Ghannouchi, "A miniaturized double-stage 3dB broadband branch-line hybrid coupler using distributed capacitors," *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, pp. 1323 – 1326, Feb.2009.
- [5] Tae-Soon Yun, Ki-Byoung Kim, Jong-Chul Le, "Investigation on size reduction of a branch-line power divider using shunt-stub," *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, Vol.1, Feb.2005.
- [6] I. Haroun, J. Wight, C. Plett, A. Fathy, D.-C. Chang, "Experimental Analysis of a 60 GHz Compact EC-CPW Branch-Line Coupler for mm-Wave CMOS Radios," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol.20, No. 3, pp.1 – 1, Feb.2010.
- [7] Tsu-Wei Lin, Yi-Chyun Chiou, Jen-Tsai Kuo, "Distributed and lumped-element realizations of wideband branch-line hybrids with arbitrary power division," *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, pp. 2112 – 2115, Feb.2009.
- [8] Wei-Lun Chang, Ting-Yi Huang, Tze-Min Shen, Bo-Chun Chen, Ruey-Beei Wu, "Design of Compact Branch-Line Coupler with Coupled Resonators," *Asia-Pacific Microwave Conference, 2007*. pp. 1 – 4, Feb.2007.
- [9] Changjiang You, Xiaowei Zhu, "A novel planar dual-band branch line coupler using defect ground structure," *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, pp. 1227 – 1230, Feb.2008.
- [10] Huang Shenlei, Liu Xueguan, Cai Wenfeng, "A novel reflection-type phase shifter employing defected ground structure," *Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2009 3rd IEEE International Symposium on*, pp. 473 – 476, Feb.2009.