

# 行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

## 40-48 GHz 超寬頻無線模組及電路技術--子計畫七:毫米波 超寬頻量測技術(3/3) 研究成果報告(完整版)

計畫類別：整合型  
計畫編號：NSC 95-2219-E-002-010-  
執行期間：95年08月01日至96年07月31日  
執行單位：國立臺灣大學電子工程學研究所

計畫主持人：盧信嘉

計畫參與人員：碩士班研究生-兼任助理：周晏田、趙子威

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 96 年 10 月 31 日

# 行政院國家科學委員會補助專題研究計畫

## 成果報告

### 毫米波超寬頻量測技術

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC 93-95 2219-E -002 -020 -

執行期間：93 年 8 月 1 日至 96 年 7 月 31 日

計畫主持人：盧信嘉

共同主持人：

計畫參與人員：周晏田 趙子威

成果報告類型(依經費核定清單規定繳交)：完整報告

本成果報告包括以下應繳交之附件：

赴國外出差或研習心得報告一份

赴大陸地區出差或研習心得報告一份

出席國際學術會議心得報告及發表之論文各一份

國際合作研究計畫國外研究報告書一份

處理方式：除產學合作研究計畫、提升產業技術及人才培育研究計畫、列管計畫及下列情形者外，得立即公開查詢

涉及專利或其他智慧財產權， 一年  二年後可公開查詢

執行單位：台大電子所

中 華 民 國 96 年 10 月 26 日

## 中英文摘要

本研究發展毫米波超寬頻多埠網路散射矩陣量測校準方法、所需之校準器設計方法並發展不同傳輸線間毫米波超寬頻轉接特性量測方法，量測所得散射矩陣，可作為後續電路設計時使用，或驗證電磁模擬程式計算所得結果。並且發展出一種多層介質中的耦合電感結構，可以大幅降低多層介質製作時，層與層間不對準，而對耦合電感值所造成的影響，此結構已申請專利。

This investigation developed the calibration method for measurement of scattering matrix of multi-port networks in millimeter-wave UWB system, the design methods of associated calibrators and the characterization method for transitions between different transmission lines in millimeter-wave UWB system. The measured scattering matrices can be used in circuit design as black-box or to verify with the simulated results by electromagnetic simulators. We also developed a coupled inductor in multilayer dielectric substrate. The coupled inductor can reduce the effect of layer to layer misalignment on the inductance of coupled inductor.

## 目錄

1	前言與研究目的 .....	4
2	文獻探討 .....	5
3	結果與討論（含結論與建議） .....	9
4	計畫成果自評 .....	30
5	已發表論文列表 .....	31

# 報告內容

## 1 前言與研究目的

多埠網路如耦合器(coupler)、功率分配器(power divider)、循環器(circulator)等均廣泛使用於微波/毫米波電路之中。即使是在 MMIC 中，例如設計平衡放大器時就會使用到耦合器，而這些多埠網路散射矩陣的量測，對於電路的設計非常重要。目前一般的多部網路分析儀的校準仍延伸原本的二埠校準方法，需拆接多次的校準元件，使用上較不便。特別是晶片(on-wafer)上的校準時，由於沒有電子式的校準器可以使用，更需要多次的上下針進行校準，本研究將發展多部的校準方法，藉由多埠校準元件的使用而減少上下針進行校準量測的次數。

此外不同傳輸線由於其頻寬、損耗、是否為平面結構、與其他主動元件整合容易程度不同，在不同的應用時會選用不同的傳輸線，為了將不同傳輸線連接在一起組成一個系統，就需要合適的轉接(transition)將訊號從一個傳輸線轉到另一個傳輸線。轉接的兩端由於是不同的傳輸線結構，其散射矩陣並不容易直接量得，為了避開直接量測兩個不同傳輸線結構間散射矩陣的困難，一般研究轉接的研究人員，通常將兩個相同的轉接以背對背(back-to-back)的方式連接起來，用第一個轉接從一個傳輸線轉到另一個傳輸線後，再使用相同的轉接再轉回原本的傳輸線，如此就可以在兩個相同的傳輸線間量得二埠散射矩陣，但此方法並無法得到單一個轉接的特性。本研究將發展一個可以將單一邊轉接特性量出的方法。

使用低溫陶瓷共燒製程的多層結構來製做電感、電容及傳輸線給設計者提供了相當大的自由度。然而因著元件大小及自振頻率的限制，想要利用螺旋型或螺旋狀電感實現大於 5nH 的電感值並不是件容易的事情。耦合電感可以提供較大的等效電感值，但耦合電感需使用到兩條非常靠近的線段以提供合適的耦合量。但由於我們無法避免在低溫陶瓷共燒製程中的層層堆疊程序所帶來上下層間不對正的問題，這樣將會造成帶通濾波器的帶通頻率偏移。本研究將提出一種新的耦合電感結構，可以大幅減少因為製程誤差所造成對互感的影響。

## 2 文獻探討

### 一、毫米波超寬頻多埠網路散射矩陣量測校準方法

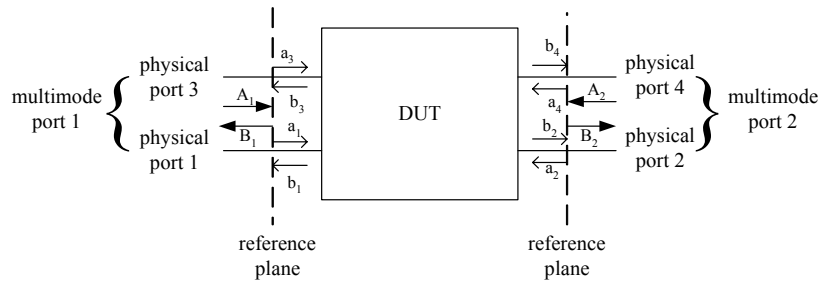
多埠網路散射矩陣量測方法基本上有兩種方式，第一種方式是直接使用多埠網路分析儀進行量測，此方式需要特別的多埠分析儀，如 Agilent E5071B 方能進行且需要適當的校準方法如[1-2]，但多埠分析儀在一般實驗室中並不普遍，且頻寬目前遠不如一般二埠網路分析儀。以 Agilent E5071B 為例，目前只到 8.5GHz，而一般二埠網路分析儀已經可以達到超過 300GHz 的量測頻率，但多埠網路分析儀的量測頻寬將會隨著新的機型的出現，而迅速提昇。第二種方式是使用標準二埠網路分析儀配合理想終端器(terminator)，但理想終端器不易實現，若終端器不理想，則由不理想終端器所造的反射將會使量到的散射矩陣不是真正多埠網路的散射矩陣。為了解決此一困境，我們發展了三種不同的埠數降低法(port reduction methods, PRMs)[3-4]。埠數降低法是藉由將多埠網路接上負載元件，使同時需量測之埠數降低，而由多組較低埠數網路散射參數矩陣來求得多埠網路散射參數矩陣的方法。由此可減少多埠網路量測儀器及校準方法之需求。當所需之量測埠數可降低至 2 時，多埠網路即可由一般之二埠向量網路分析儀來量測。此三種埠數降低法之實驗結果顯示此方法可得到良好之精確度。由於此三種埠數降低法只需使用標準二埠網路分析儀，及二埠的校準方法，故提供較使用多埠網路分析儀簡單之校準方法與儀器需求。

使用多埠網路分析儀時與使用標準二埠網路分析儀一樣需要適當的校準方法，最簡單的做法就是將多埠網路分析儀中每兩埠分別使用原有的二埠校準方法進行校準，此方法於理論上可行，但在實用上由於需要將多埠網路分析儀中每兩埠作一次二埠校準，接頭需要進行多次的拆接的動作，當埠數增多時，需進行拆接的次數更是迅速增加，為了解決此問題，Agilent E5071B 多埠網路分析儀，可以選用電子式的校準器 ECal N4431A，代替手工進行拆接的動作，但此方法若要應用到晶片上(on-wafer)量測，則因為不容易在所有的晶片上都另外製作出電子校準元件，故仍有相當的困難。

TRL (thru-reflection-line)校準方法及其衍生方法[5-6]已被廣泛的使用於二埠網路分析儀的校準上，幾乎所有市面上的二埠網路分析儀都已內建此校準方法。多模 TRL (multi-mode TRL)校準方法[7]，可用於處理具有互相耦合多導體傳輸線中具有多個傳輸模態的校準問題，此方法將多個傳輸模態視為多個埠，將原本的 TRL 校準方法加以推廣，而能處理多埠的校準問題。多模 TRL 校準方法可以用較簡潔的式子處理多埠網路的校準問題，而且由其推導的式子中，可以據以設計多埠校準元件。此外，總共只需分別接上三個不同的校準器就可以完成校準，不像使用二埠校準方法需要在多埠網路分析儀間多次拆接。

在一般的多埠微波網路中，我們可以結合數個埠，在數學上將其視為一個多模態(如下圖所示)，似乎就可以直接使用多模 TRL 校準方法來進行多埠網路的校準問題，但我們發現，互相耦合多導體傳輸線中所傳撥多個傳輸模態，其傳撥常數均不相同，但在一般的多埠微波網路中各埠通常使用相同的傳輸線結構且互相之間不會有耦合，此時所有的模態的傳撥常數都相同，由於多模 TRL 校準方法要求傳撥常數均不相同，故並不能直接使用於一

般的多埠微波網路的校準問題。



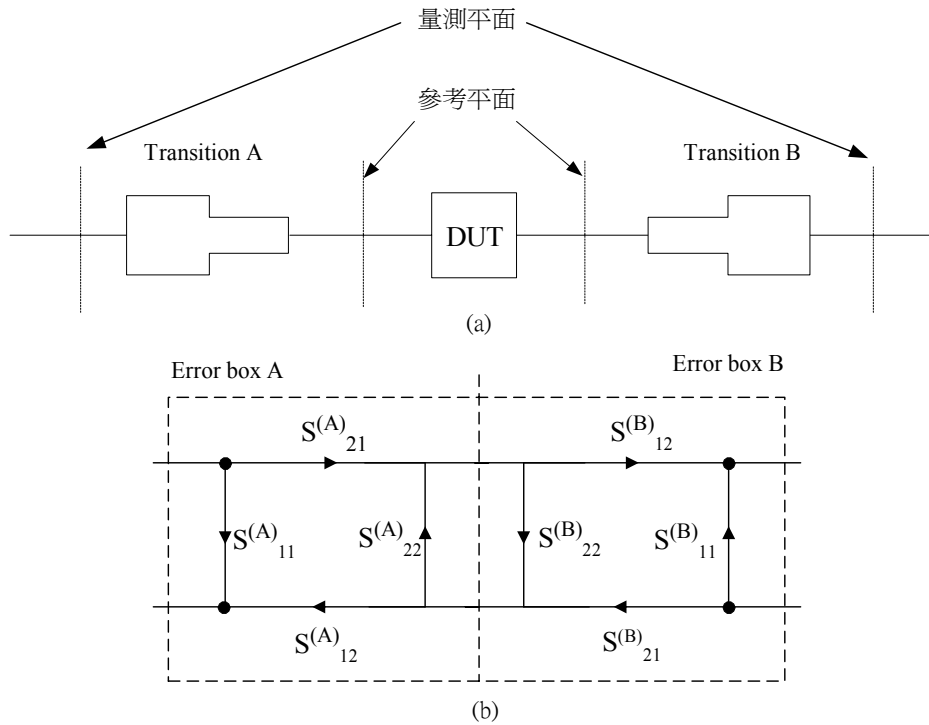
四個實體埠或兩個多模埠表示圖

此研究的目的是首先要推導適合一般多埠微波網路散射矩陣量測的校準方法，並據以設計適當的校準器，同時為了更進一步減少拆接的次數將使用多埠的校準元件。

## 二、毫米波超寬頻轉接特性量測

轉接的兩端由於是不同的傳輸線結構，其散射矩陣並不容易直接量得，為了避開直接量測兩個不同傳輸線結構間散射矩陣的困難，一般研究轉接的研究人員，通常將兩個相同的轉接以背對背(back-to-back)的方式連接起來[8-9]，用第一個轉接從一個傳輸線轉到另一個傳輸線後，再使用相同的轉接再轉回原本的傳輸線，如此就可以在兩個相同的傳輸線間量得二埠散射矩陣。只要轉接越好，背對背連接時特性自然會更好，但卻不能準確得到單一轉接的特性。其原因是：若轉接具有互易性(reciprocal)，則其二埠散射矩陣為對稱，故共有三個獨立變數，而由於背對背連接時是對稱的結構，所量的之  $S_{11}$  必定等於  $S_{22}$ ，故只量到兩個獨立的量，無法將單一轉接的二埠散射矩陣求出。轉接不具有互易性時，也有類似的結果。

TRL (thru-reflection-line)校準方法及其衍生方法[5-6]已被廣泛的使用於二埠網路分析儀的校準上，由於TRL校準方法可以把量測平面到參考平面間的左右兩個誤差矩陣分別求出，故可將量測平面間的二埠散射矩陣，向內推至參考平面間的二埠散射矩陣(參考下圖)。在一般使用校準方法時，誤差矩陣是大家想盡辦法要去除的東西，因為它使得量測所得的二埠散射矩陣與想要的待測元件二埠散射矩陣不同，但它卻提供了轉接的特性。



(a) TRL 校準方法基本設置，當待測元件(DUT)為穿透(thru)時就變成背對背(back-to-back)連接方式及其(b)訊號流圖(signal flow graph)。

本研究將使用 TRL 校準方法，來求出單一轉接的二埠散射矩陣。由於電磁模擬軟體可以直接求得不同傳輸線結構間散射矩陣，因此可以將量測所得單一轉接之二埠散射矩陣與電磁模擬軟體計算所得結果相比較，以作為驗證。此外由於誤差矩陣 A, B 可以不相同且可以同時求出，本研究也將嘗試將兩個不同的轉接的特性同時求出以比較兩個不同轉接的特性。

### 三、多層介質中的耦合電感結構

使用低溫陶瓷共燒製程的多層結構來製做電感、電容及傳輸線給設計者提供了相當大的自由度。然而因著元件大小及自振頻率的限制，想要利用螺旋型或螺旋狀電感實現大於 5nH 的電感值並不是件容易的事情。在參考文獻[11-12]中提出耦合電感的方式來獲得較大的等效電感值，並且利用其去實現中心頻率 2.5GHz 的帶通濾波器。參考文獻[12]使用在不同層中的兩條相距 100 微米之平行耦合線去實現他們的設計。但我們無法避免在低溫陶瓷共燒製程中的層層堆疊程序所帶來上下層間不對正的問題。一般而言，20 微米到 50 微米是上下層間不對正的偏移範圍。這樣將會造成 20%~50%的尺寸誤差並導致帶通濾波器的帶通頻率偏移。

專利證書號 US 6,873,221 B2 提供了一個減低上下層間不正對電路的影響，不過它使用的方法是將直的耦合線分成二段互相垂直的耦合線以減少上下層間不正對時的影響，雖然減少了互感值的變化，但是沒有讓兩邊的變化相互抵消。

對於使用兩層金屬夾介電值的電容之部分則有 EP 1,341,195 中所提出之結構可以減少不對正偏移對電容值的影響，其原理是讓兩層金屬大小不相同，上下層金屬尺寸的差量比

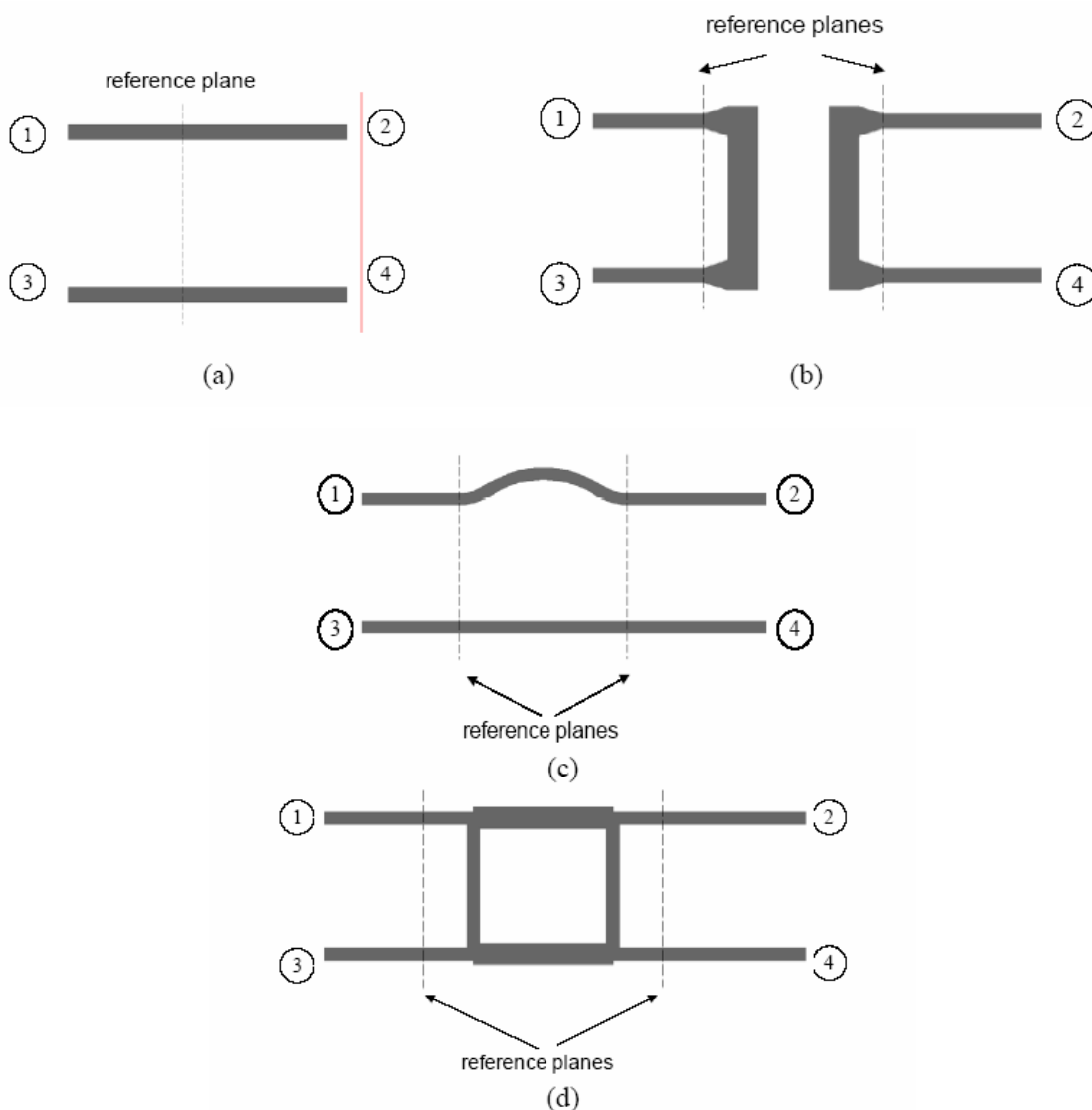


製程的差量更大，這樣就能使電容值不受偏移的影響。本研究將提出一種新的耦合電感結構，可以大幅減少因為製程誤差所造成對互感的影響。

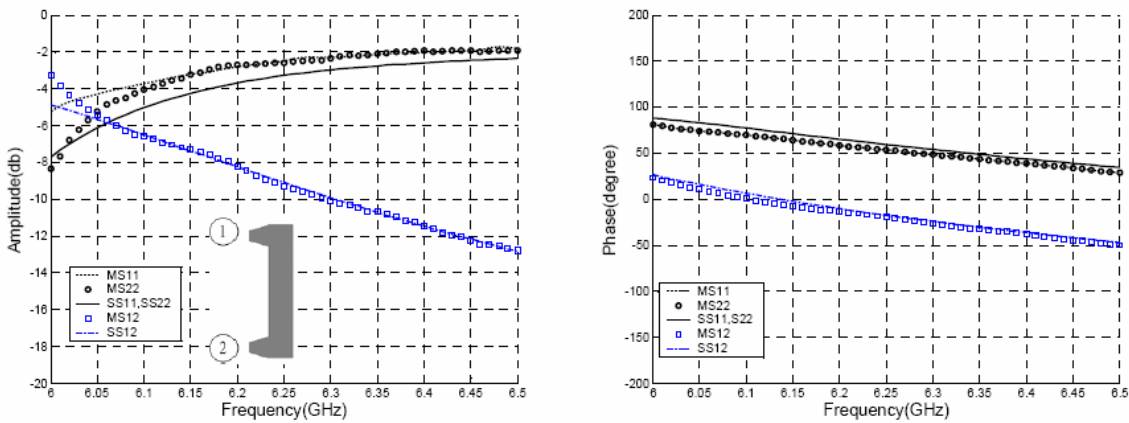
### 3 結果與討論（含結論與建議）

#### 一、 毫米波超寬頻多埠網路散射矩陣量測校準方法：TRuL 校準方法

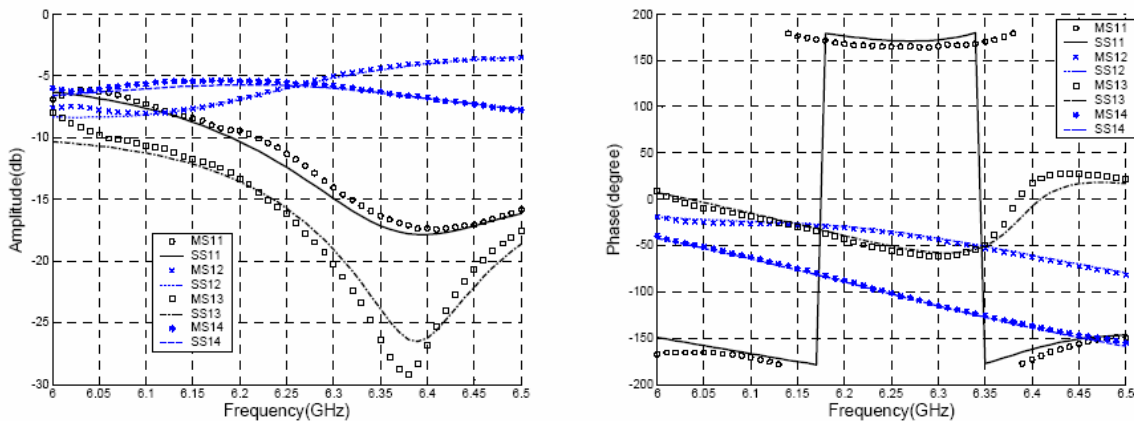
在[1]中所提之多模 TRL 校準方法由於假設多模傳輸線中各模態的傳播常數須不同，並不適合使用於一般使用相同傳輸線的多埠網路。針對使用相同傳輸線的多埠網路，在第一年我們發展了新的 TLS 校準方法可以處理具有相同傳播常數的狀況，此時由於傳播常數及線長均相等，因此必須處理相同特徵值 eigenvalues 及特徵向量 eigenvectors 時的矩陣計算，相當的複雜。由於特徵值為傳播常數及線長的乘積，因此若能使用不同長度的線段，即可使得特徵值不相同，而大幅簡化計算複雜度。下圖所示即為(a) thru (b) reflection (c) un-equal line 的三個校準元件。而(d)則為作為待測元件的耦合器。



經由我們的 TRuL 校準方法，可以先求出 reflection 校準器的散射矩陣，並與電磁模擬所得的結果相比較，如下圖所示，MS 為量測所得，而 SS 為電磁模擬所得之散射矩陣。

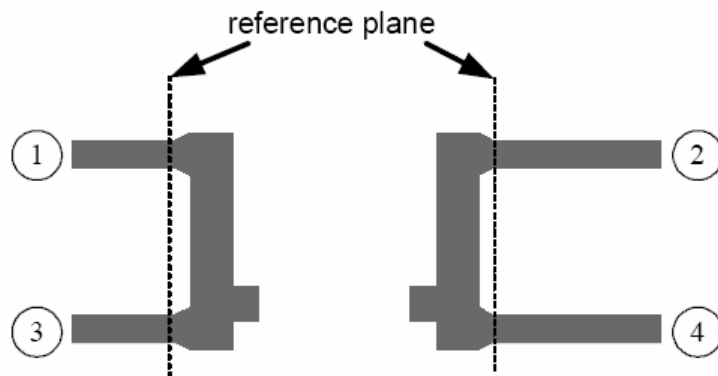


耦合器的量測結果與模擬結果則如下圖所示。模擬結果與量測結果非常接近，可以驗證我們的校準方法。



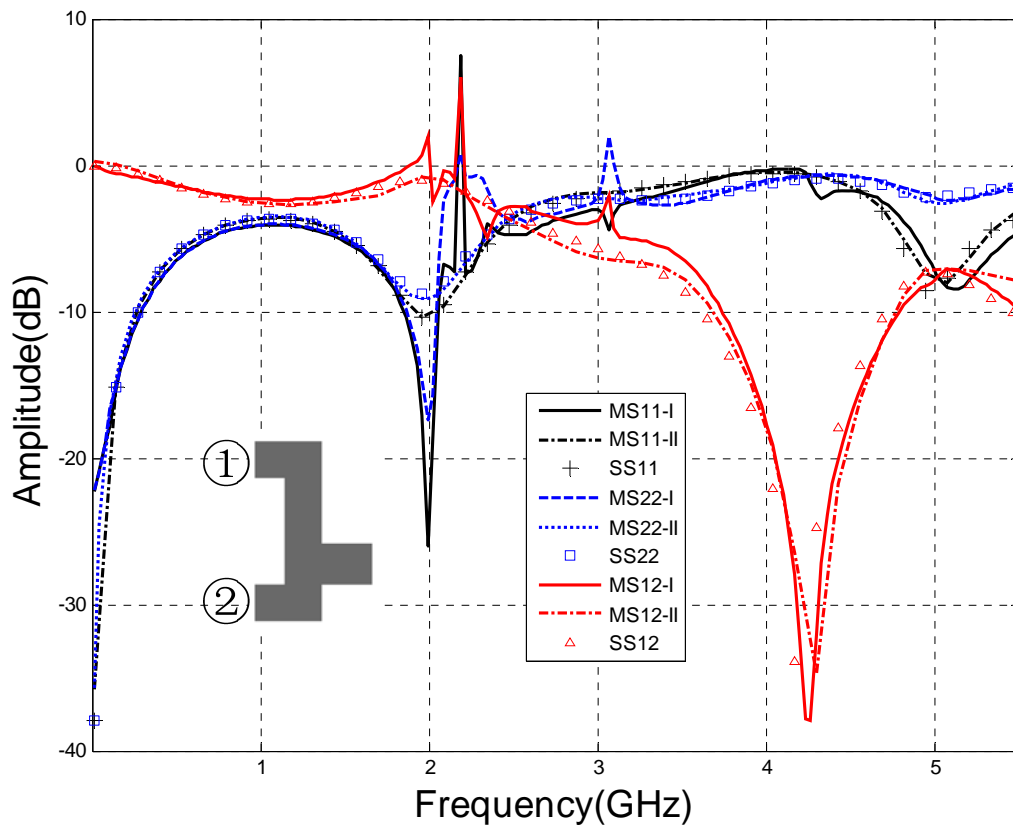
此結果已發表於 2005 APMC (Asia Pacific Microwave Conference): Hsin-chia Lu and Yien-Tien Chou, "The thru-reflection-unequal-line (TRuL) calibration method for scattering matrix measurement of multi-port networks," APMC (Asia-Pacific Microwave Conference) 2005, 3062-3065, Suzhou, China, Dec. 2005。

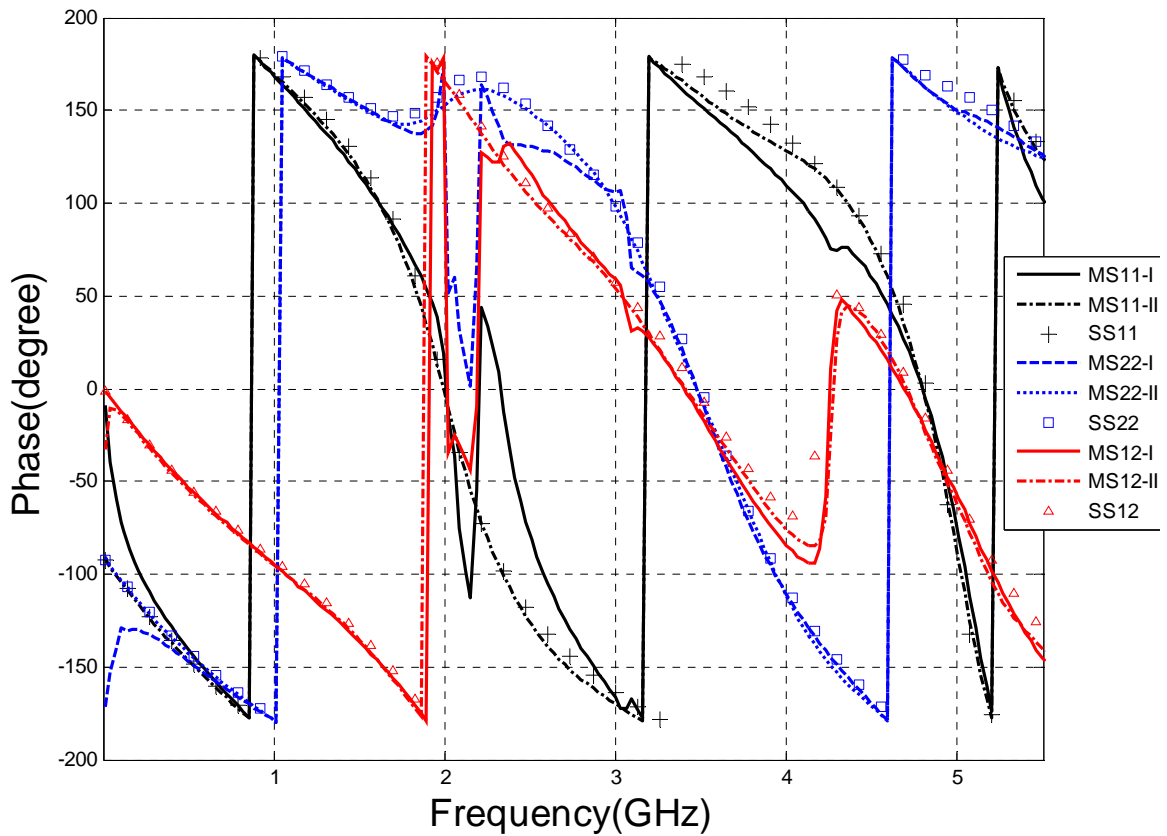
由於此時的 R 校準器對於 port 1 到 port 3 之間是對稱的，S11 及 S33 的相角相同，將會同時是零度或是 180 度，對於正負號的判斷較不方便，因此我們改使用如下圖所示不對稱的 R 校準器。



可以使得 S11 及 S33 的相角不會同時為零度或是 180 度，以方便正負號的判斷，此結果已發表於：Hsin-Chia Lu and Yien-Tien Chou, “The thru-reflection-unequal-line (TRuL) calibration method with asymmetric R calibrator for multi-port scattering matrix measurement,” 2006 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig.* pp.1971~1974, June 2006.

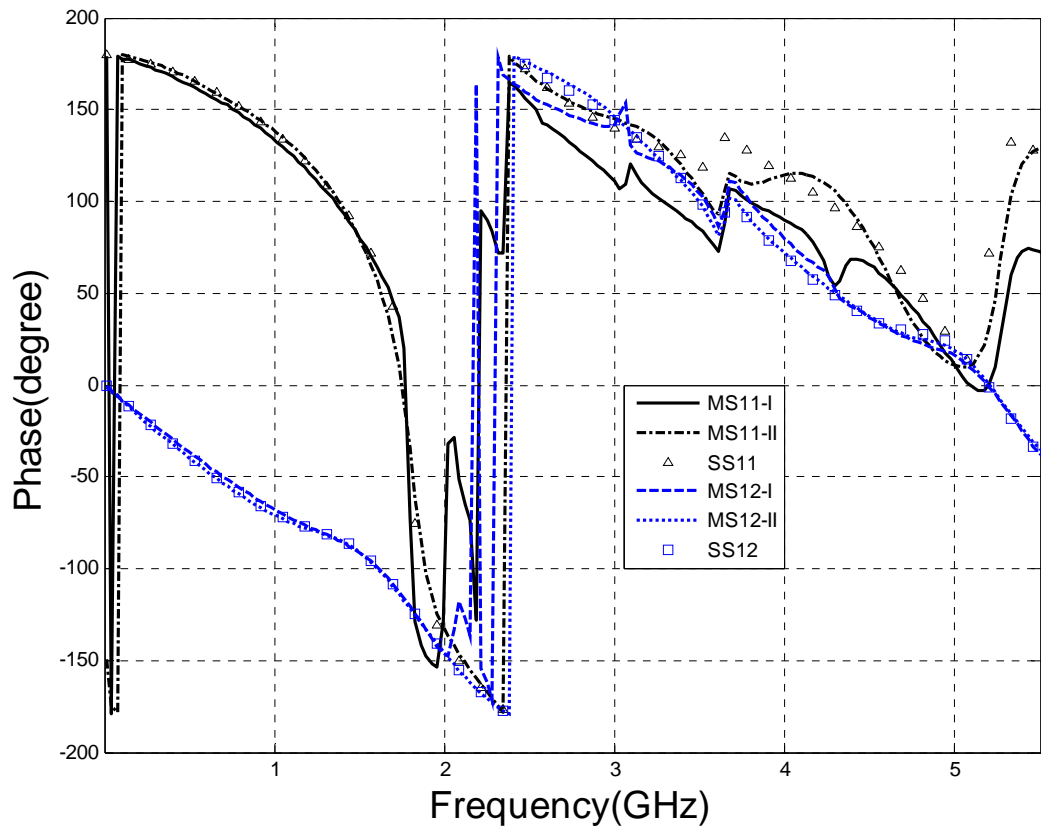
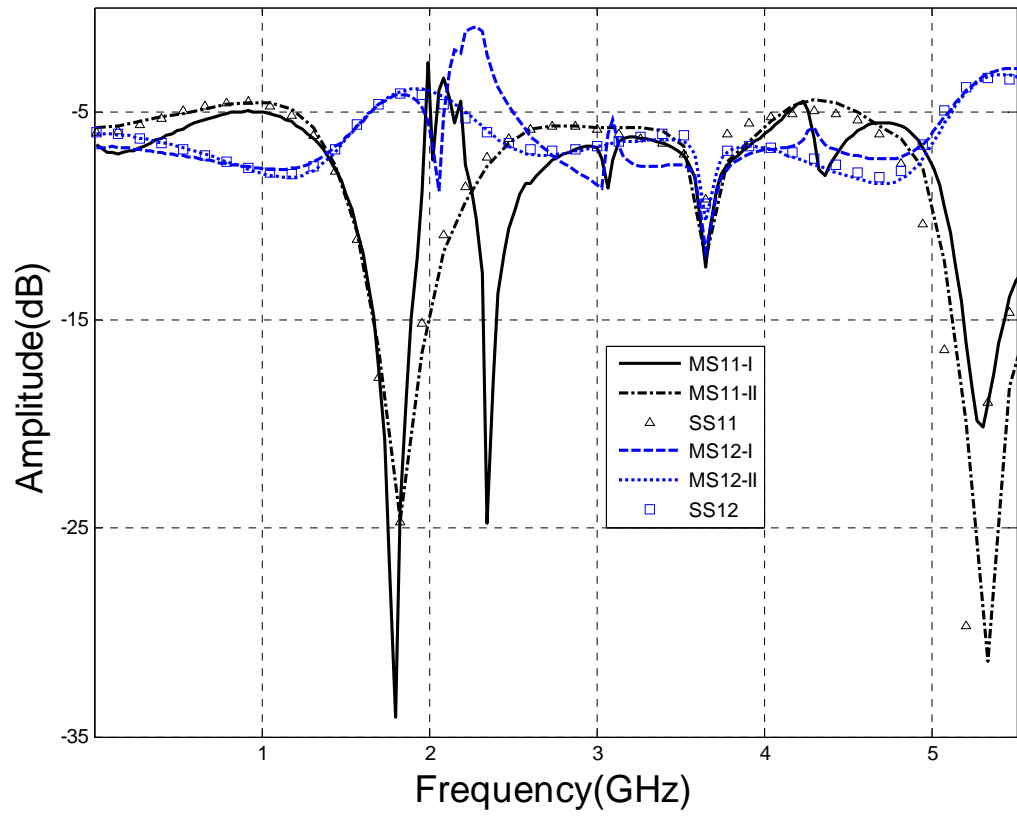
另外由於 uL 校準器的有彎曲的線段，可能會造成原本假設的輸入匹配的條件無法滿足，我們因此發展了可以修正當校準器的輸入有不匹配時的校準方法，下面兩張圖是應用我們的校準方法修正了 uL 的反射係數後先量測 R 校準器的散射矩陣，SS 為模擬結果，Sij-I 為使用傳統 TRuL 校準法所的結果，Sij-II 為使用新的校準法所的結果。可以看到 SSij 均與 Sij-II 較為接近，可以先看到新的方法可以到的到較準確的結果。





下面兩張圖是量測耦合器的的散射矩陣，SS 為模擬結果， $S_{ij-I}$  為使用傳統 TRuL 校準法所  
 的的結果， $S_{ij-II}$  為使用新的校準法所的結果。同樣可以看到 SS<sub>ij</sub> 均與  $S_{ij-II}$  較為接近，  
 再次看到新的方法可以到的較準確的結果。

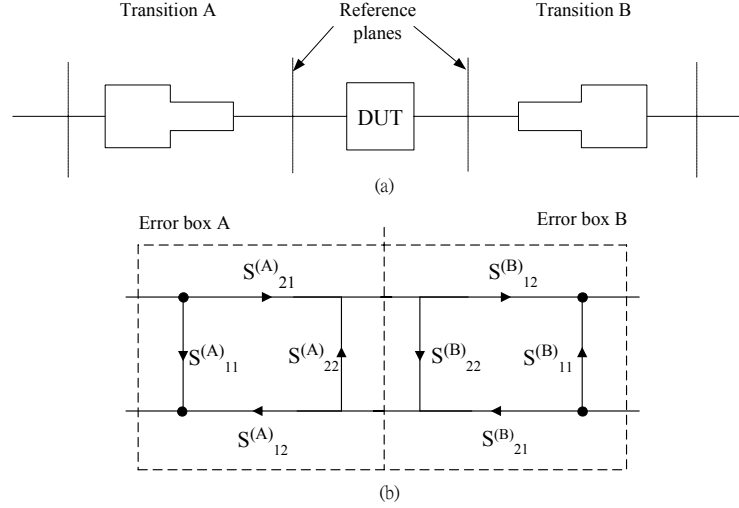
此項成果，已被 2007 Asia Pacific Microwave Conference 接受，將於 12 月於泰國發表。



## 二、毫米波超寬頻轉接特性量測

在 TRL 校準方法中，不同傳輸線的轉接可以使用下圖類似背對背的 error boxes

A 及 B 來表示：



分別量測 thru, line 及 reflection 校準元件後，由[1]的方法，可將 error boxes A 及 B 的 transfer function 求出，

求出如下

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_0 \mathbf{K}, \quad \mathbf{B} = \mathbf{B}_0 \mathbf{K}, \quad \text{其中 } \mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_2 \end{bmatrix}.$$

$\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$  及  $\mathbf{K}$  為  $2 \times 2$  矩陣且  $K_2 = \pm L_0 K_1$  而  $\mathbf{A}_0$ 、 $\mathbf{B}_0$  及  $L_0$  可由標準 TRL 校準方法求得。我們發現在圖中的 error box A 及 B，在一般的校準中將之視為造成誤差的來源，但若 error box A 及 B 實體上為一個轉接的話，A 及 B 矩陣可以用來求得轉接的散射矩陣，以 error box A 為例其關係如下：

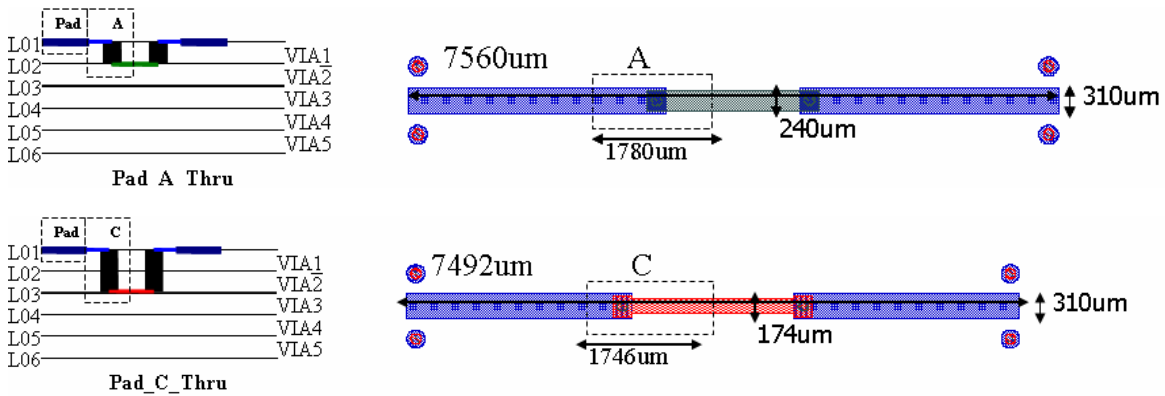
$$S_{11} = \frac{A_{0,12}}{A_{0,22}}, \quad S_{22} = -\frac{1}{L_0} \frac{A_{0,21}}{A_{0,22}},$$

$$S_{21} = \frac{1}{L_0 K_1 A_{0,22}}, \quad S_{12} = K_1 \left( A_{0,11} - \frac{A_{0,21} A_{0,12}}{A_{0,22}} \right),$$

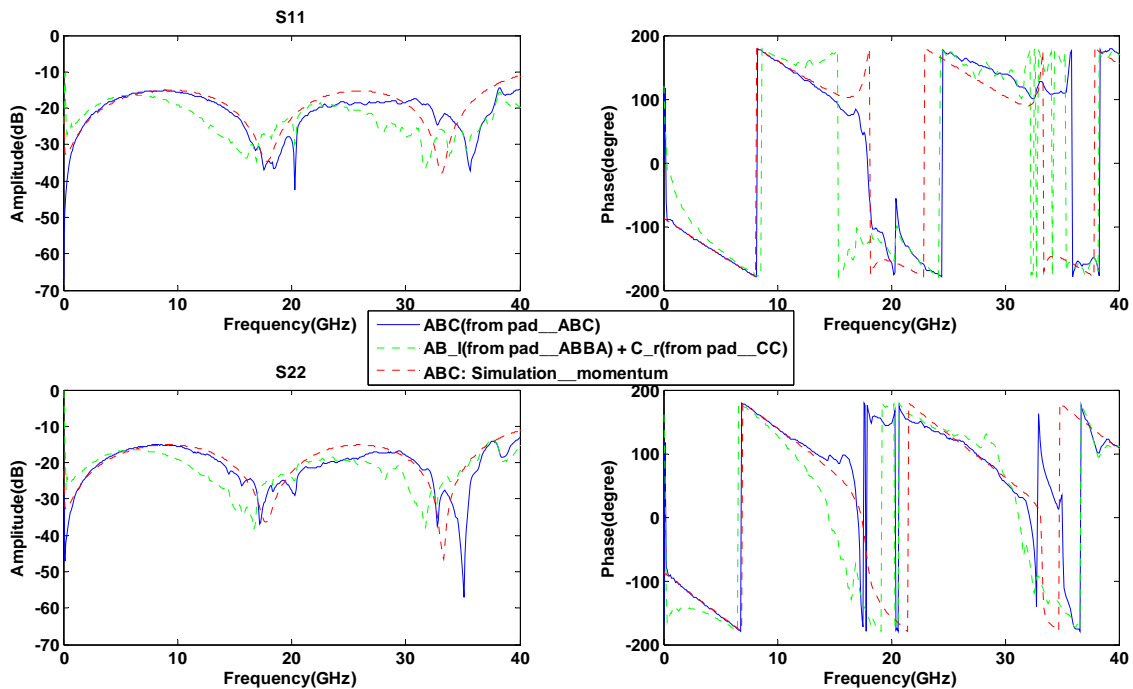
由於  $K_1$  無法由 TRL 校準方法求得， $S_{12}$  及  $S_{21}$  也無法直接求得，但是若轉接具有互易性(reciprocal)則  $S_{21}$  可由下式求得：

$$S_{21} = \pm \sqrt{\frac{1}{L_0 A_{0,22}} \left( A_{0,11} - \frac{A_{0,21} A_{0,12}}{A_{0,22}} \right)}.$$

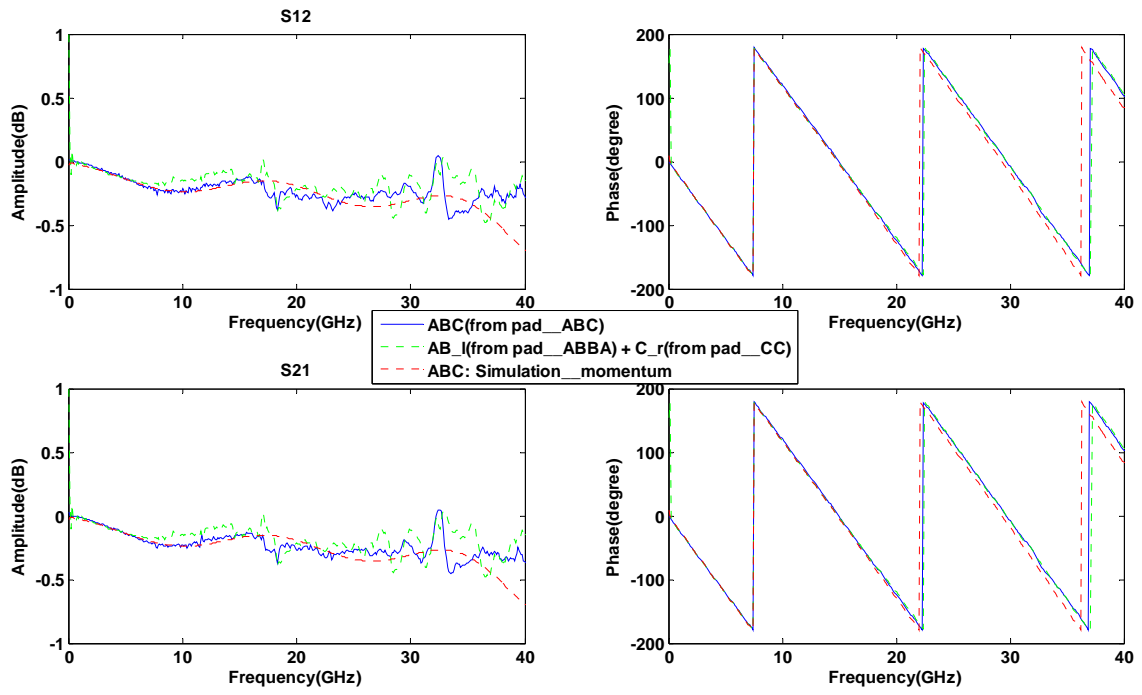
為了能夠充分的展現出本方法的優點，我們利用 LTCC 多層結構的特性，設計了如下圖的兩個轉接，其中的轉接 A 是表層到第二層的轉接，轉接 C 則是表層到第三層的轉接，另外一個轉接 B 則是第二層到第三層的轉接，並未畫出。經由我們的方法，可以分別求出轉接 A，轉接 A+B 及轉接 C 的特性，最後再與轉接 A+B 加上轉接 C 的量測結果相比較，就可以驗證我們的方法了。



下圖則是由三種不同的方法所到的 ABC 的轉接特性，圖中的藍色 ABC 為直接量測左邊為轉接 A+B 右邊為轉接 C 的特性，綠色為各自求出轉接 A+B 及轉接 C 的特性後，於電腦中組合的結果，紅色 ABC 則是直接使用 ADS Agilent Momentum 模擬左邊為轉接 A+B 右邊為轉接 C 的特性，可以看到大致三條線是吻合的。驗證我們的方法基本上是可行的。







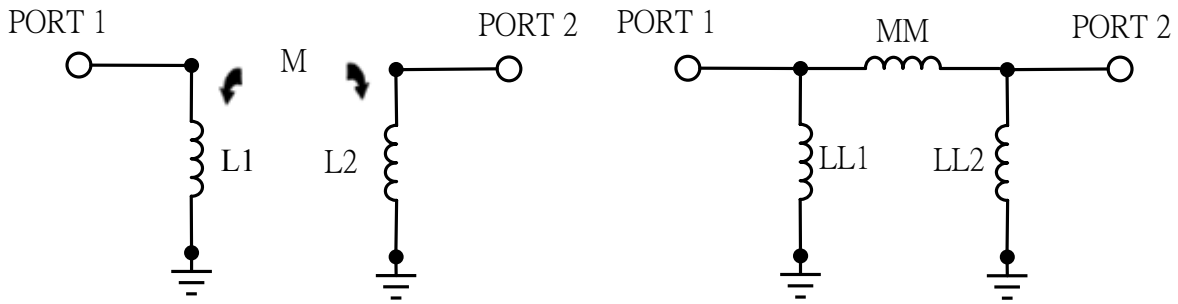
### 三、多層介質中的耦合電感結構

圖一為一般耦合電感的電路示意圖， $L_1$  和  $L_2$  表示兩分離電感沒有耦合時的自感值，當兩個分離的電感靠得很近會有磁場耦合情況發生，此時我們以  $M$  來代表兩分離電感間的互感值。圖一(a)可由下列公式轉換成圖一(b)的電路， $LL_1$ 、 $LL_2$  及  $MM$  分別代表了圖上的電感值。只要能夠準確的調整兩分離電感間的互感值  $M$ ，我們就可以得到想要且較大的等效電感值  $MM$ 。

$$LL_1 = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2 - M}$$

$$LL_2 = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 - M}$$

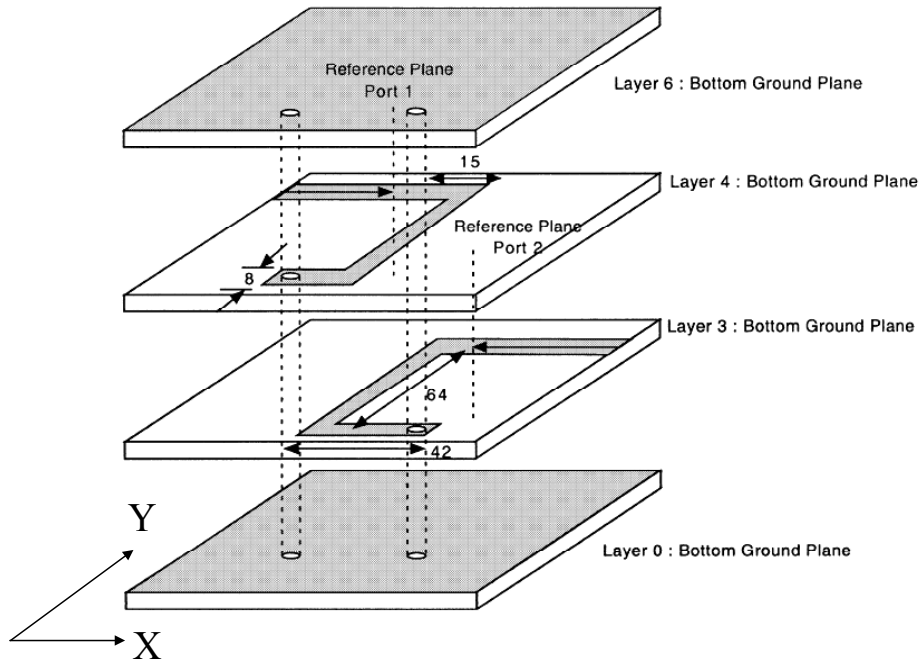
$$MM = \frac{L_1 L_2 - M^2}{M}$$



圖一(a)

圖一(b)

有非常多的方法可以實現上述的耦合電感，如圖二[11]就是一個可行的方法。一條在左一條在右的 J 型金屬線分別擁有自感值  $L_1$ 、 $L_2$ ，並且由於兩平行 Y-軸直線間的磁場耦合而產生互感值  $M$ 。將兩條平行的直線置於不同層可使設計者擁有較大的自由度去調控兩線間的距離。然而，由於上下層間的不對正將會改變線間的互感值接著影響等效電感值  $MM$ 。

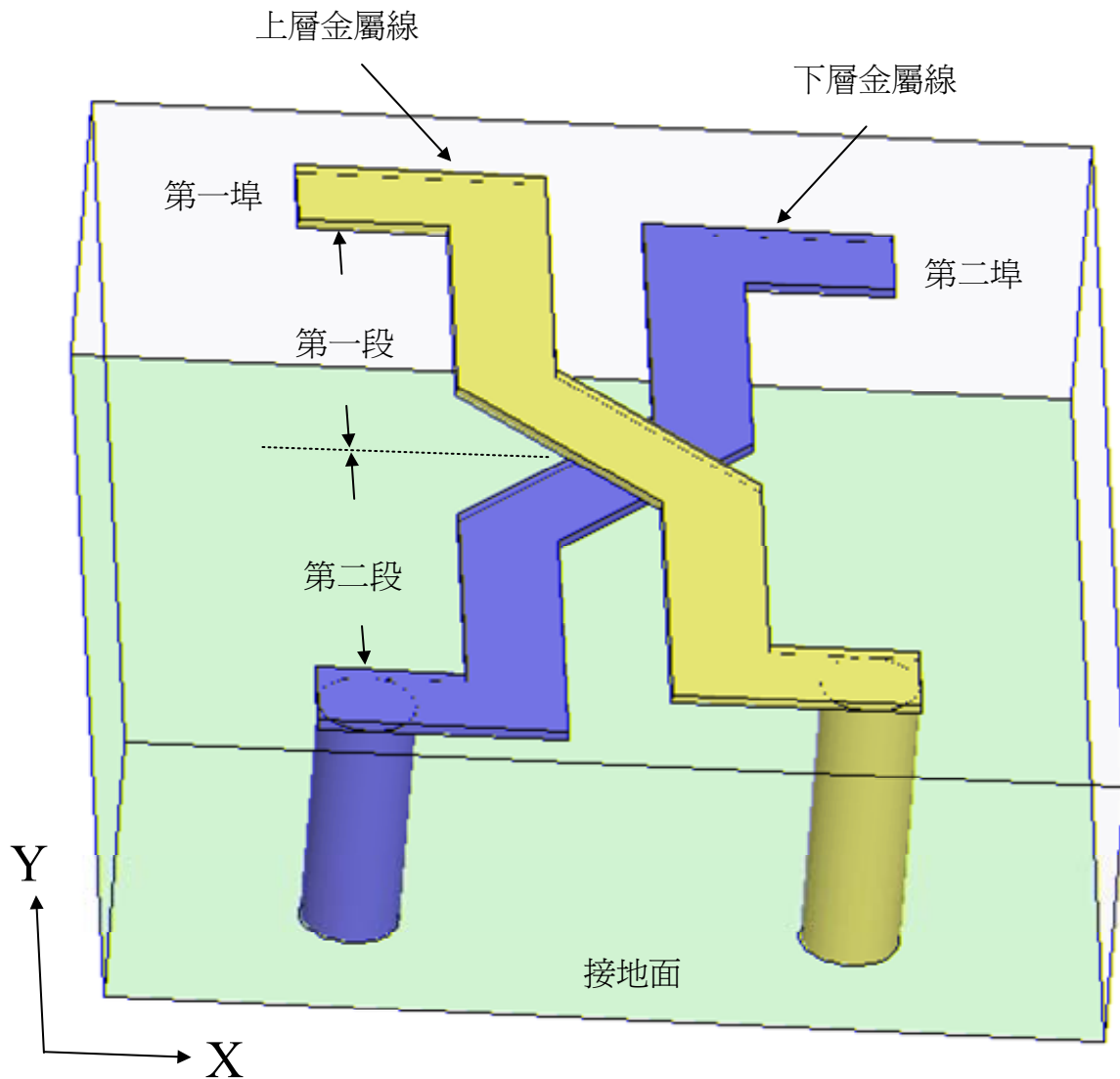


圖二

### 較高製程變異容忍度之耦合電感

一般直線耦合電感的 Y-軸方向的尺寸約為幾百微米並且遠大於其在 X-軸方向尺寸，因此 X-軸方向的上下層不對正對於耦合電感有較大的影響。於是我們設計了一種對於 X-軸方向的上下層不對正有較高容忍度之耦合電感。如果我們可以将直線耦合電感分成許多小段，且每一小段對於製程變異都有相反的效應，則因著製程變異而在每一小段所造成的影響將會彼此相消。結果我們就可以得到一組對於上下層不對正有較高容忍度的耦合電感。

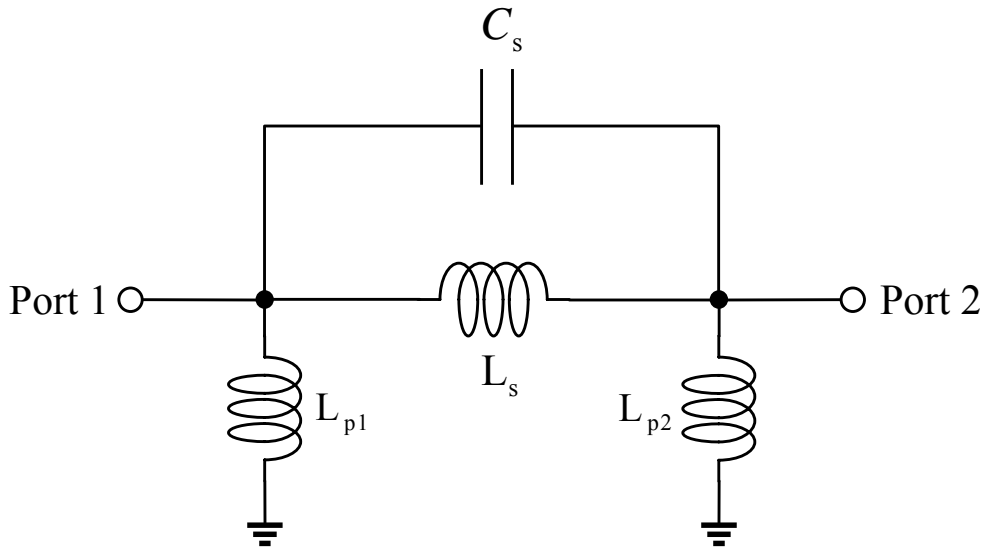
圖三為一可實現上述方法的電路，圖上的直線被分為二小段，實際使用時可以分成更多段，連接第一埠的金屬在上層，連接第二埠的金屬在下層。當上層介質向正 X-軸方向偏移的時候，於第一段兩線間的距離將會減少，而於第二段兩線間的距離卻會增加。兩線間在第一段所減少的距離將會造成互感值  $M$  的增加及等效電感值  $MM$  的減少。第一段距離變小造成等效電感值  $MM$  的減少量將會與第二段距離變大造成等效電感值  $MM$  的增加量相互抵消。最後我們將可以在上下層不對正的情況下，得到一個較穩定的等效電感值  $MM$ 。



圖三

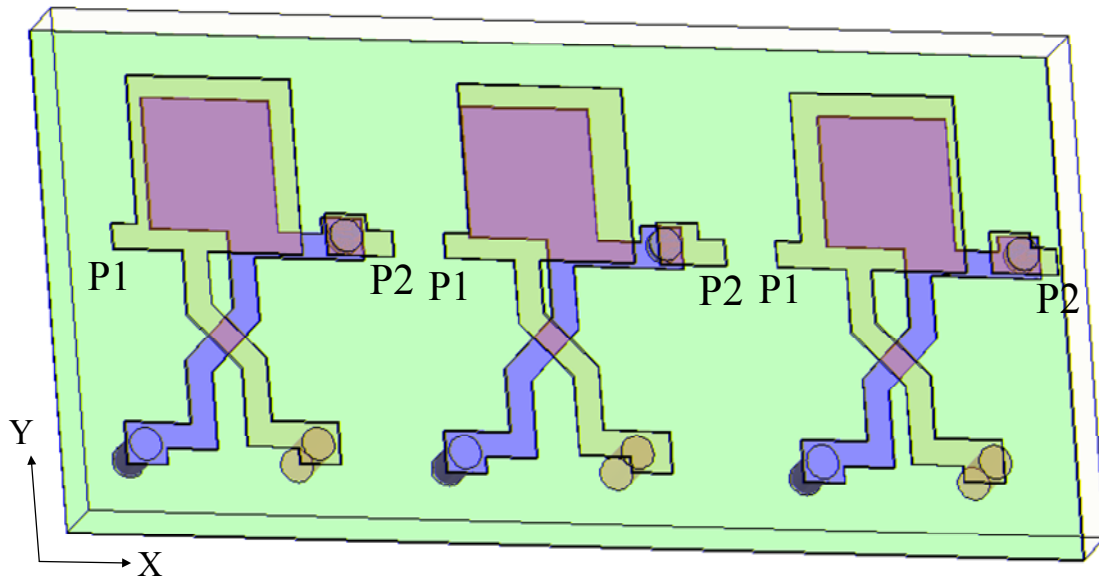
### 由較高製程變異容忍度之元件實現傳輸零點的電路

為了驗證我們所提出的耦合電感確實能在系統中發揮他們的效果，我們將其用來實現傳輸零點之電路如圖四的電路示意圖。電路中的  $L_s$ 、 $L_{p1}$  及  $L_{p2}$  由我們所提出的耦合電感來實現， $C_s$  則由類似 EP 1,341,195 的電容實現，本案中所使用的電容均為此種結構。由第一埠至第二埠的穿透係數所發生之零點將由  $C_s$  與  $L_s$  的共振來決定。任何  $C_s$  與  $L_s$  值的改變將會明顯得表現在傳輸零點的位置變化。



圖四

圖五顯示了此電路的空間結構圖。圖五(a)我們使用所提出的耦合電感與電容來實現此電路設計，為了檢驗上下層不對正時對此路的影响，我們將上層金屬電路偏移正 X-軸 50 微米及負 X-軸 50 微米如圖五(b)、(c)所示。

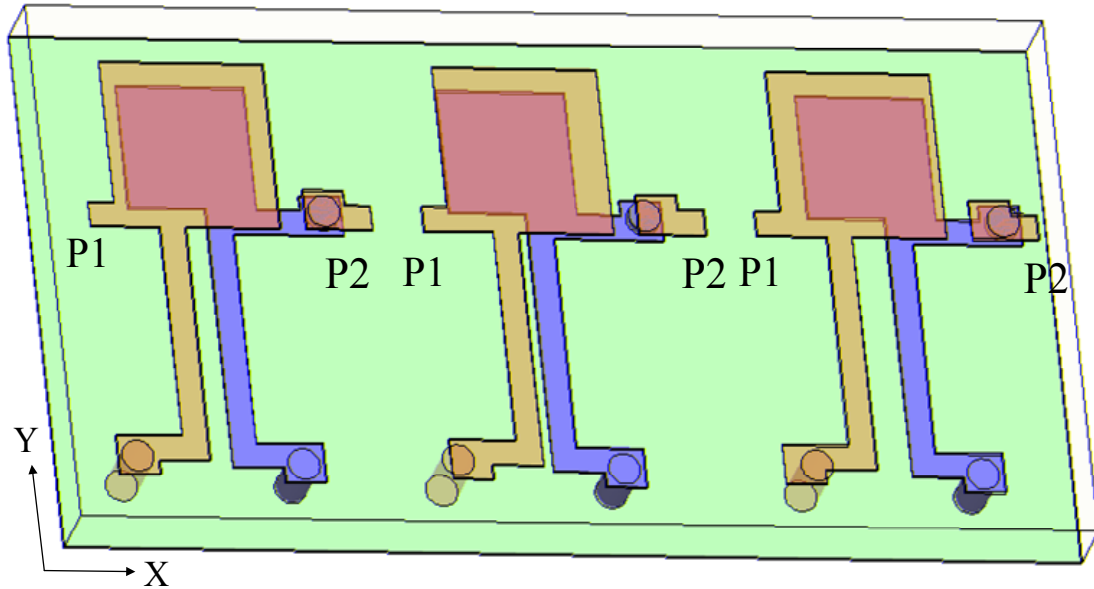


圖五(a)

圖五(b)

圖五(c)

圖五(d)顯示了由電容與直線耦合電感來實現傳輸零點之電路的空間結構圖。我們一樣將上層金屬電路偏移正 X-軸 50 微米及負 X-軸 50 微米如圖五(e)、(f)所示。

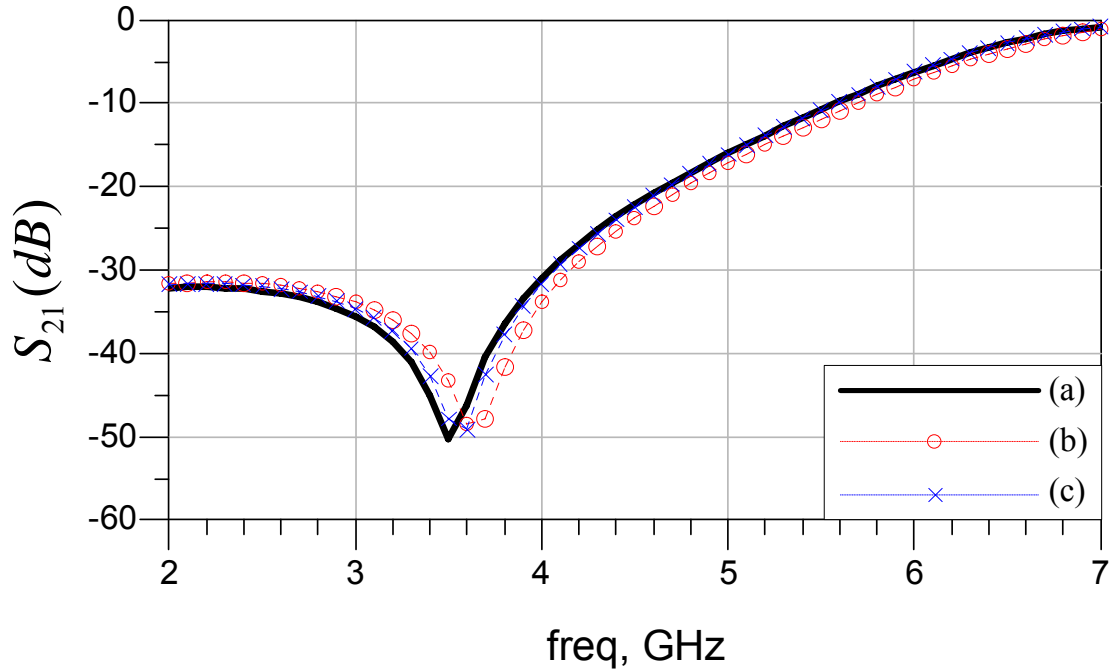


圖五(d)

圖五(e)

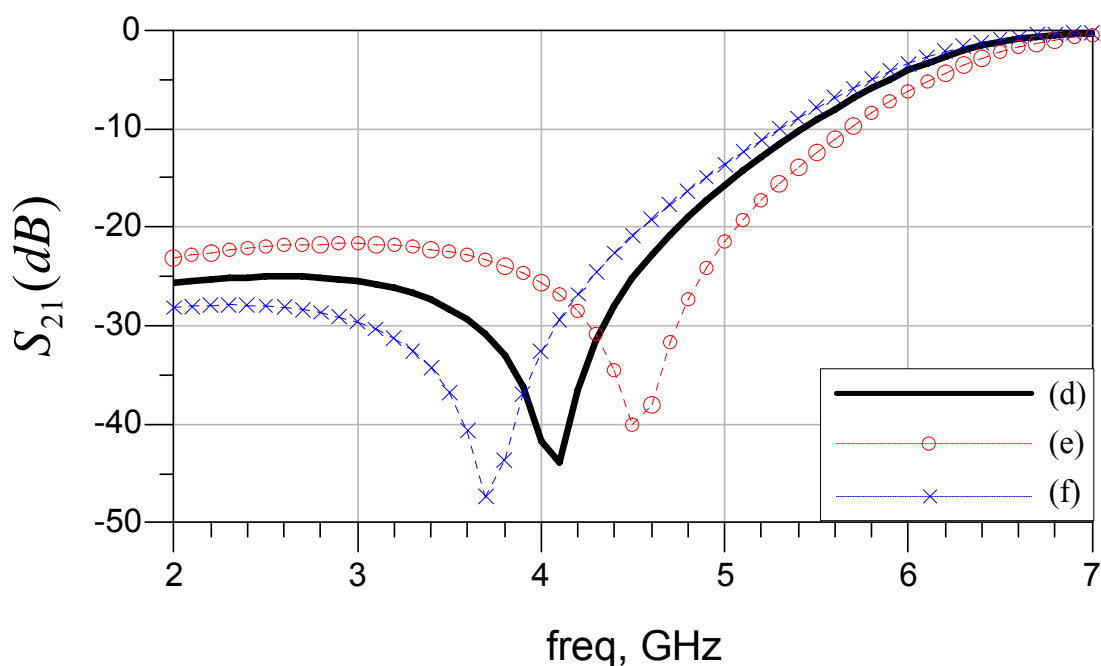
圖五(f)

我們將比較使用所提出之耦合電感與直線耦合電感來實現電路的效能差異。圖六示由模擬而獲得的穿透係數。圖六(a)顯示由電容與所提出耦合電感實現的傳輸零點電路與將其上層正、負 X-軸偏移 50 微米之穿透係數模擬結果。我們可以明顯地看出，在上下層不對正的情況下，傳輸零點的位置幾乎沒變，它只偏移了+2.8%至-1.4%之間。



圖六(a)

圖六(b)顯示由所提出電容與直線耦合電感實現的傳輸零點電路並將其上層金屬電路正、負 X-軸偏移 50 微米之穿透係數模擬結果。其傳輸零點的位置偏移了+11.5%至-8.6%之間。



圖六(b)

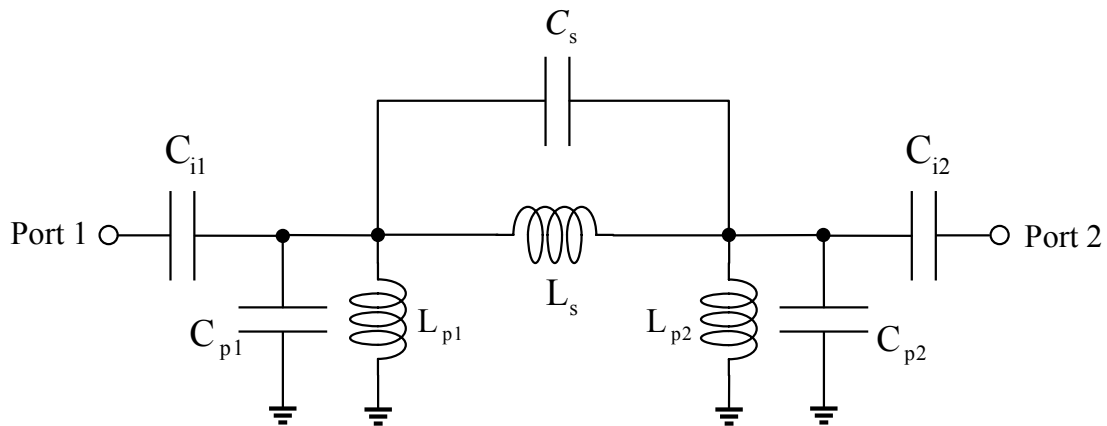
表一提供了兩種電路之效能比較結果。我們所提出的耦合電感比傳統的直線耦合感有較大的製程變異容忍度。

Straight-line inductors	M(nH) @4GHz	MM(nH) @4GHz	F <sub>zero</sub> (GHz)	proposed inductors	M(nH) @3.5GHz	MM(nH) @3.5GHz	F <sub>zero</sub> (GHz)
Top layer +x shift 50μm Fig. 6(e)	0.165	1.884	4.54 <b>+11.5%</b>	Top layer +x shift 50μm Fig. 6(b)	0.113	2.136	3.63 <b>+2.8%</b>
Nominal Fig. 6(d)	0.14	2.407	4.07 <b>0%</b>	Nominal Fig. 6(a)	0.101	2.351	3.53 <b>0%</b>
Top layer -x shift 50μm Fig. 6(f)	0.119	2.945	3.72 <b>-8.6%</b>	Top layer -x shift 50μm Fig. 6(c)	0.094	2.488	3.58 <b>-1.4%</b>

表一

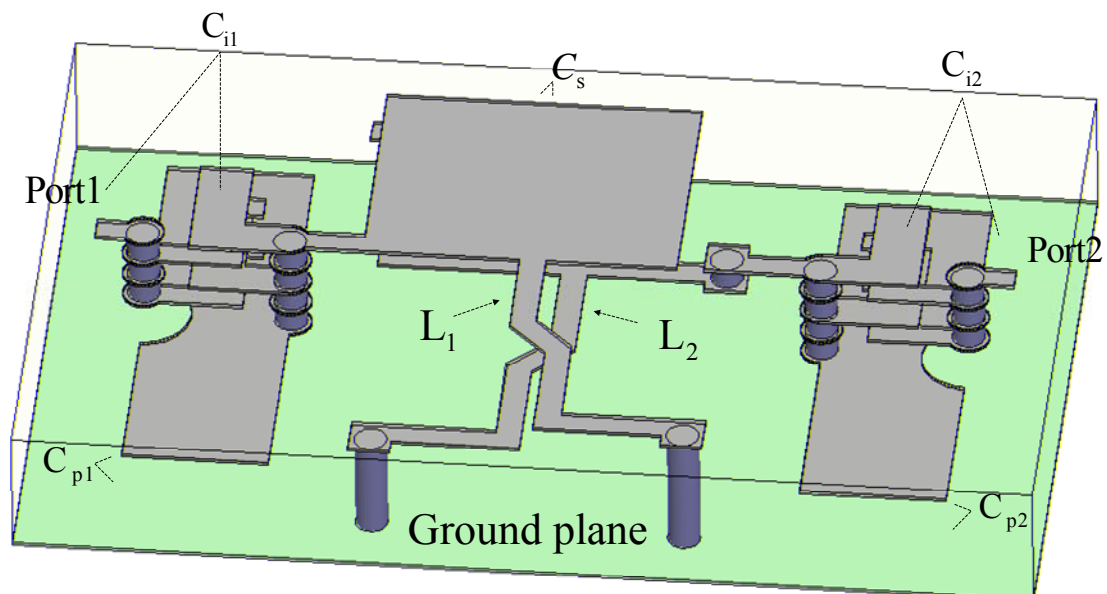
### 由較高製程變異容忍度之元件實現單頻帶帶通濾波器

經由傳輸零點電路的性能改善驗證了我們所提出的耦合電感確實有它的功用，我們將繼續用其來實現在 2.4GHz 的單頻帶帶通濾波器如圖七的電路示意圖。電路中的  $L_s$ 、 $L_{p1}$  及  $L_{p2}$  由我們提出的耦合電感來實現，而  $C_{i1}$ 、 $C_{i2}$ 、 $C_{p1}$ 、 $C_{p2}$  及  $C_s$  則由金屬-介質-金屬的電容來實現。由第一埠至第二埠的穿透係數所發生之零點位置將由  $C_s$  與  $L_s$  的共振頻率來決定，而帶通頻率也由  $L_{p1}$ 、 $L_{p2}$ 、 $C_{p1}$  及  $C_{p2}$  來決定。耦合電感間的互感值有任何變化都會影響到  $L_{p1}$  及  $L_{p2}$ ，特別是  $L_s$ 。進而在傳輸零點的位置、帶通頻率和其穿透係數的大小產生明顯的變化。



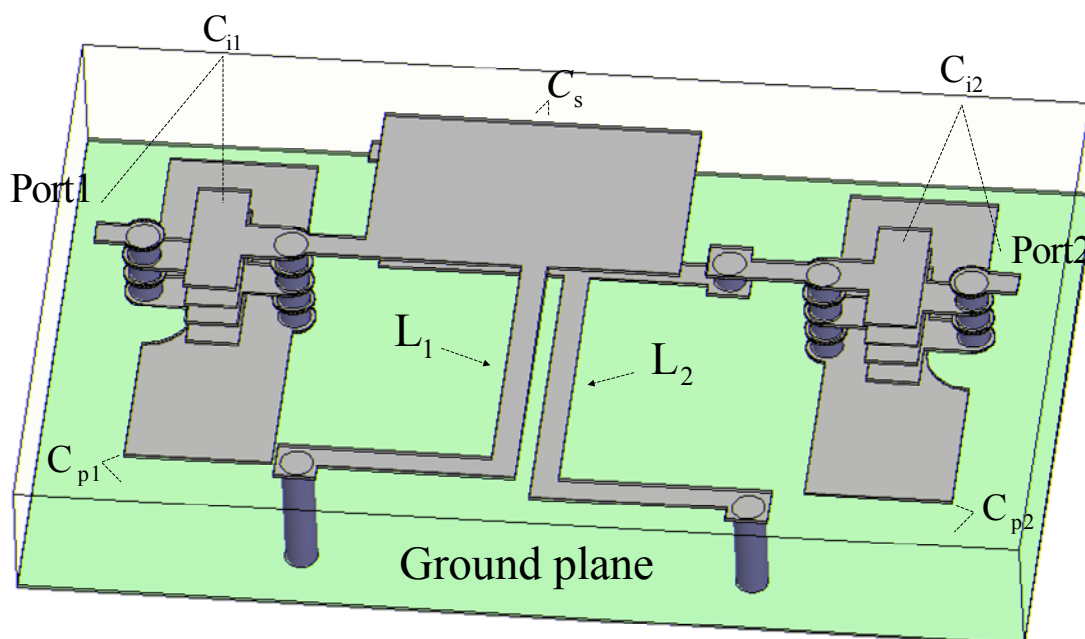
圖七

圖八顯示了此電路的設計圖。L1 及 L2 用到與圖一相同的概念來實現  $L_{p1}$ 、 $L_{p2}$  及  $L_s$ 。圖八(a)我們使用所提出的電容與所提出的耦合電感來實現此電路設計，為了研究上下層不對正時對此路的影響，我們亦將上層金屬電路偏移正 X-軸 50 微米及負 X-軸 50 微米來做相對應之比較。圖八(b)顯示了由所提出的電容與直線耦合電感來實現單頻帶帶通濾波器。我們一樣將上層金屬電路偏移正 X-軸 50 微米及負 X-軸 50 微米。我們將會比較用所提出之耦合電感與直線耦合電感來實現電路的效能差異。



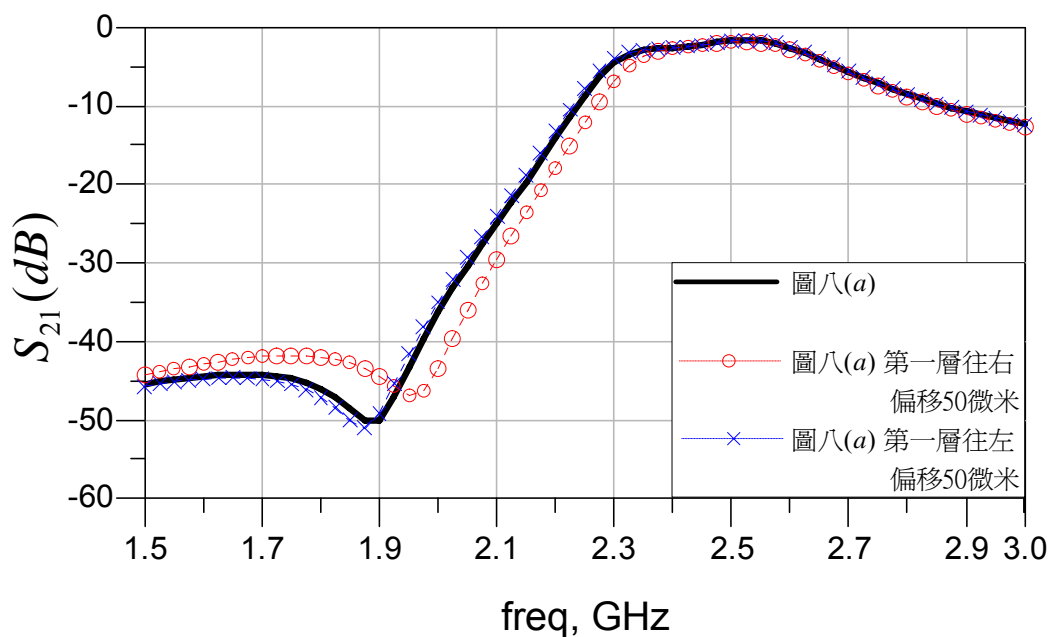


圖八(a)



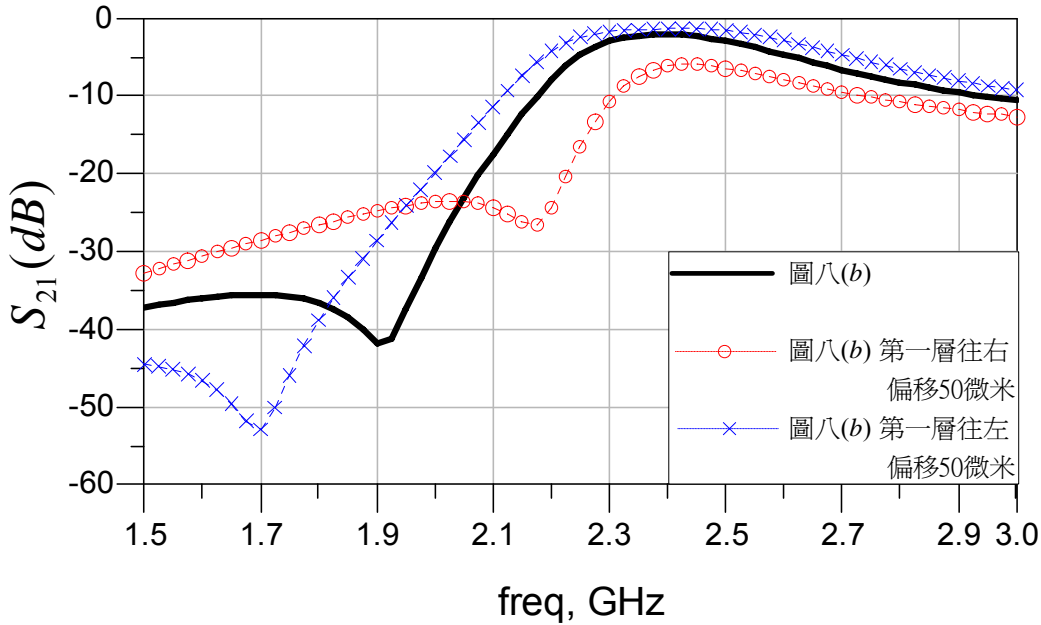
圖八(b)

圖九示由模擬而獲得的穿透係數。圖九(a)顯示由所提出電容與所提出耦合電感實現的單頻帶通濾波器並將其上層金屬電路正、負 X-軸偏移 50 微米之穿透係數模擬結果。我們可以明顯地看出，在上下層不對正的情況下，傳輸零點的位置及中心頻率的穿透係數幾乎沒變，它只們偏移了+2.8%至-1.4%及 0.089dB 至 0.138dB。



圖九(a)

圖九(b)顯示由所提出電容與直線耦合電感實現的單頻帶帶通濾波器與將其上層金屬電路正、負 X-軸偏移 50 微米之穿透係數模擬結果。由圖可看出其傳輸零點的位置偏移了 14.5% 至 -10.5%，而中心頻率的穿透係數則改變了 4.058dB 至負 0.737dB 之間。



圖九(b)

表二提供了兩種電路之效能比較結果。此處再次驗證我們所提出的耦合電感比傳統的直線耦合感有較大的製程變異容忍度。

Straight-line inductors	$F_{\text{zero}}$ (GHz)	$S_{21}$ (dB) (@2.4GHz)	proposed inductors	$F_{\text{zero}}$ (GHz)	$S_{21}$ (dB) (@2.4GHz)
Top layer +x shift 50 $\mu\text{m}$ Fig. 6(e)	2.175 <b>+14.5%</b>	-6.115 <b>-4.058dB</b>	Top layer +x shift 50 $\mu\text{m}$ Fig. 6(b)	1.95 <b>2.6%</b>	-2.683 <b>-0.138dB</b>
Nominal Fig. 6(d)	1.9 <b>0%</b>	-2.057 <b>0dB</b>	Nominal Fig. 6(a)	1.9 <b>0%</b>	-2.545 <b>0dB</b>
Top layer -x shift 50 $\mu\text{m}$ Fig. 6(f)	1.7 <b>-10.5%</b>	-1.32 <b>+0.737dB</b>	Top layer -x shift 50 $\mu\text{m}$ Fig. 6(c)	1.875 <b>-1.3%</b>	-2.634 <b>-0.089dB</b>

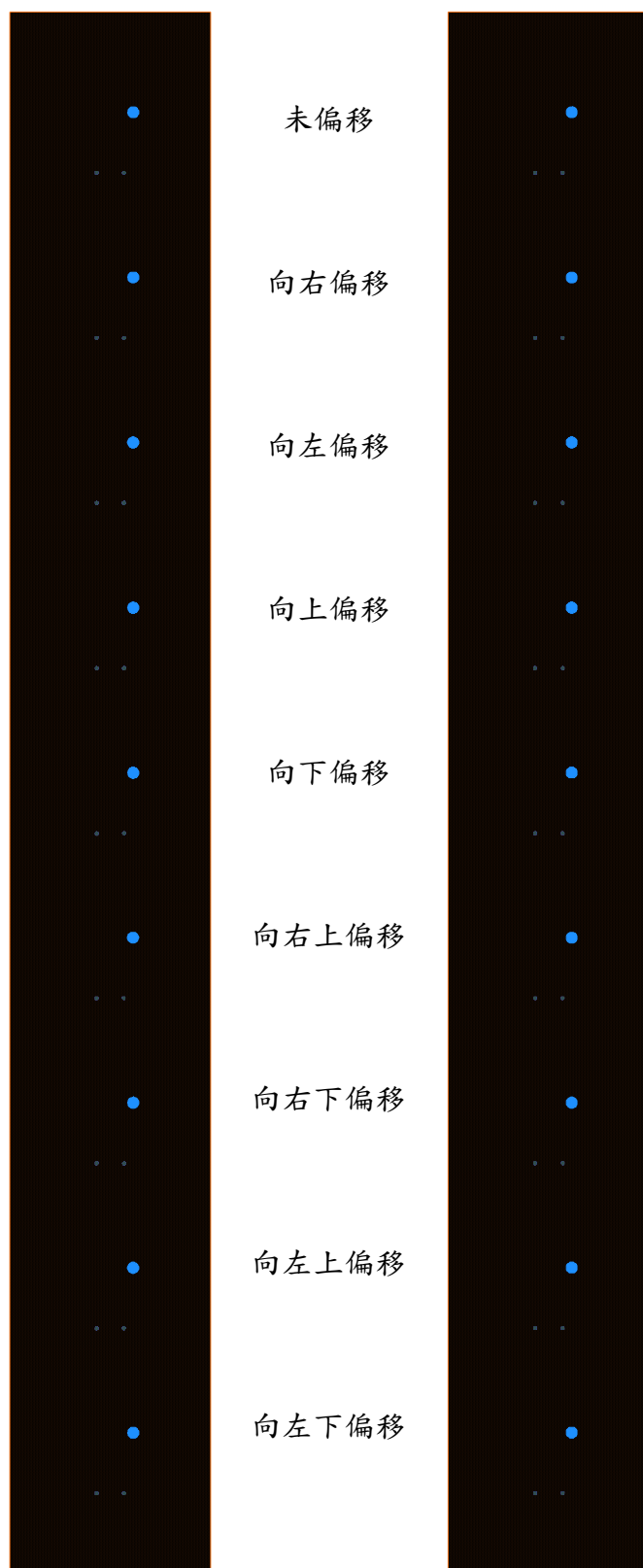
表二

### 傳輸零點電路之量測結果

圖十為傳輸零點電路於 FR4 材質之實體製作。圖十(a)為一組九個由提出之耦合電感與電容所實現的傳輸零點電路。圖十(b)為一組九個由直線耦合電感及電容所實現的傳輸零點

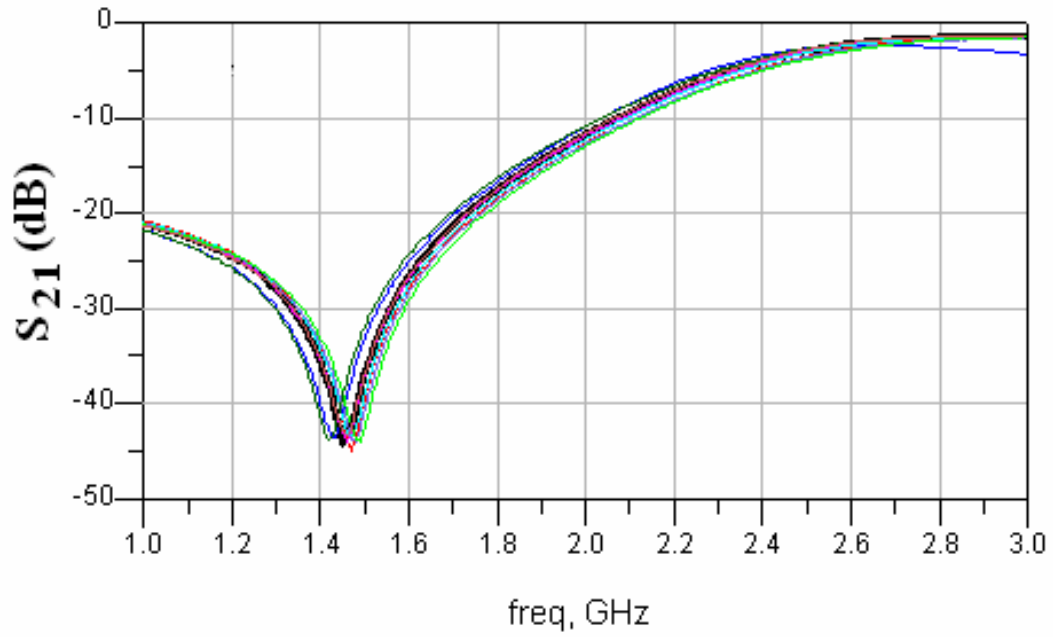
電路。各組中第一個電路為未偏移之電路，為驗證上下層不對正時對電路特性的影響，第二個到第九個電路則向右、左、上、下、右上、右下、左上及左下偏移內層金屬層 300 微米，再量測其的穿透係數。

量測結果於圖十一所示，圖十一(a)為由提出之耦合電感及電容所實現的傳輸零點電路之穿透係數，其顯示了傳輸零點位置集中即具有較大防上下層不對正的穩定度。圖十一(b)為由直線耦合電感及電容所實現的傳輸零點電路之穿透係數，其顯示了傳輸零點位置分散即電路特性易受上下層不對正而影響。上述驗證了我們所提出的耦合電感的確對於製程變異具有較大的容忍度。

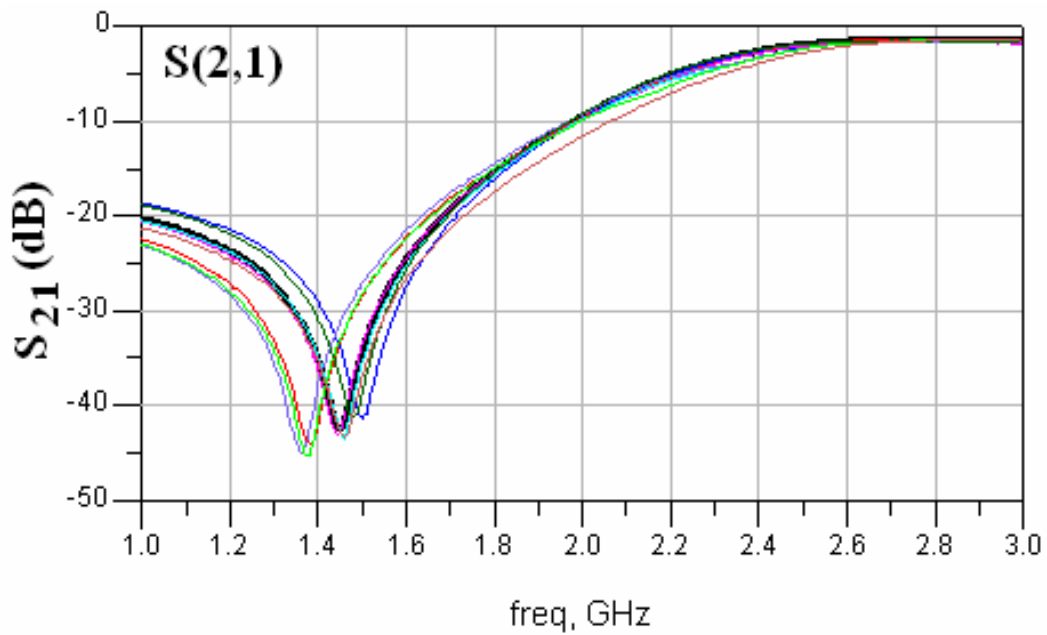


圖十(a)

圖十(b)



圖十一(a)



圖十一(b)

本研究提出了擁有高製程變異容忍度之耦合電感。為了驗證我們所提出的耦合電感確實能在系統中發揮他們的效果，我們將其用來實現傳輸零點與單頻帶帶通濾波器之電路。由圖六及圖表一的兩種比較圖可看出，用我們所提出的耦合電感來設計傳輸零點之電路時，即使有上下層不對正 50 微米的情況發生，傳輸零點的位置也幾乎沒變，只有 +2.8%

至-1.4%之間的變化。比起由傳統的耦合電感去實現電路時，傳輸零點位置劇烈變化從+11.5%至-8.6%的情況實在好了很多。

我們可由單頻帶帶通濾波器的實現得到相似的結果如圖九及表二。我們可以明顯地看出，在上下層不對正的情況下，由所提出的電容與所提出的耦合電感來實現單頻帶帶通濾波器時，其傳輸零點的位置及中心頻率的穿透係數幾乎沒變，它們偏移了+2.8%至-1.4%及 0.089dB 至 0.138dB。然而由直線耦合電感來實現此電路時，其傳輸零點的位置卻偏移了+14.5%至-10.5%，而中心頻率的傳輸係數則改變了+4.058dB 至-0.737dB。

電路實作量測結果於圖十一所示，圖十一(a)為由提出之耦合電感所實現的傳輸零點電路之傳輸係數，其顯示了傳輸零點位置集中即具有較大防上下層不對正的穩定度。圖十一(b)為由提出之電容及直線耦合電感所實現的傳輸零點電路之傳輸係數，其顯示了傳輸零點位置分散即電路特性易受上下層不對正而影響。上述驗證了我們所提出的耦合電感的確對於製程變異有很大的容忍度。

綜合上述結論，所提出的耦合電感確實比直線耦合電感擁有較大的製程變異容忍度，且使產品大量生產時可獲得較大的穩定度，進而改進良率降低成本。

此種電路可以實現於任何的多層介電質結構中，如 LTCC (low temperature cofired ceramics) 低溫共燒陶瓷、多層的 FR4 基板、IC 晶片內或是多層的軟性電路板中。特別是軟性電路板，即使製程本身沒有偏差，由於電路板的彎曲一樣會造成上下電路之間相對位置的改變，而造成電感值的變化。本案的結構一樣可以提供較穩定的電感值。

## 4 計畫成果自評

### 一、 毫米波超寬頻多埠網路散射矩陣量測校準方法

此部份校準方法已於高頻電路板中驗證，多個結果均已於國際會議中發表，我們將延伸此方法到晶片中的量測校準，並將整理這些結果投稿於國際期刊中。成果符合原本預期目標。

### 二、 毫米波超寬頻轉接特性量測

此部份量測方法已於 LTCC 中驗證，並已將此方法寫成程式，以利之後研究人員使用，並將整理這些結果投稿於國際期刊中。成果符合原本預期目標。

### 三、 多層介質中的耦合電感結構

此耦合電感結構已於電路板中驗證，我們將在 LTCC 製程中驗證，並將整理這些結果投稿於國際期刊中，同時也希望建立自動合成此結構的程式，以方便電路設計者能很快的到所需的感值的耦合電感。此結構已經申請專利，目前正在審查中。

## 5 已發表論文列表

Journal papers:

- [1] Hsi-Cheng Wang, Keang-Po Ho, Hau-Kai Chen and Hsin-Chia Lu, “Phase and amplitude responses of narrowband optical filter measured by microwave network analyzer,” *IEEE Journal of Light Technology*, vol. 24, no. 12, pp. 5075-5081, Dec. 2006. (SCI)

Conference papers:

- [1] Hsin-Chia Lu and Yien-Tien Chou, “The thru-reflection-unequal-line (TRuL) calibration method for scattering measurement of multi-port networks,” *2005 APMC (Asia-Pacific Microwave Conference)*, pp.3062~3065, Dec. 2005.
- [2] Hsin-Chia Lu and Yien-Tien Chou, “The thru-reflection-unequal-line (TRuL) calibration method with asymmetric R calibrator for multi-port scattering matrix measurement,” *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig.* pp.1971~1974, June 2006.
- [3] Hsin-Chia Lu and Tzu-Wei Chao, “Capacitor and coupled inductor with high process tolerance,” *2006 International Microsystems, Packaging, Assembly Conference Taiwan (IMPACT), Dig.* pp.47~50, Oct. 2006.
- [4] Yien-Tien Chou and Hsin-Chia Lu, “Unequal line (uL) calibrator input mismatch correction for TRuL calibration method.,” accepted by *2007 APMC (Asia-Pacific Microwave Conference)* Dec. 2007.

已申請專利：

盧信嘉 趙子威, “耦合電感結構” 申請日期：2007/3/20，案號：96109439。



## Reference

- [1] A. Ferrero and F. Sanpietro, "A simplified algorithm for leaky network analyzer calibration," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 5, no. 4, pp. 119-121, April 1995.
- [2] D. F. Williams and D. K. Walker, "In-line multiport calibration," *51<sup>st</sup> ARFTG Dig.*, pp. 88-90, June 1998.
- [3] H.-C. Lu and T.-H. Chu, "Port reduction methods for scattering matrix measurement of an N-port network," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-48, pp. 959-968, June 2000.
- [4] H.-C. Lu and T.-H. Chu, "Multi-port scattering matrix measurement using a reduced-port network analyzer," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-51, pp. 1525-1533, May 2003.
- [5] G. F. Engen and C. A. Hoer, "Thru-Reflect-Line": An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-27, pp. 987~993. Dec. 1979.
- [6] H. J. Eul and B. Schiek, "A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self calibration," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques.*, vol. 39, pp. 724-731, Apr. 1993.
- [7] C. Seguinot, P. Kennis, J.-F. Legier, F. Huret, E. Paleczny and L. Hayden, "Multimode TRL—A new concept in microwave measurements: theory and experimental verification," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-46, pp. 536~542, May 1998.
- [8] G. P. Gauthier, L. P. Katehi and G. M. Rebeiz, "W-band finite ground coplanar waveguide (FGCPW) to microstrip line transition," *1998 MTT-S Dig.*, pp. 107-109, 1998.
- [9] N. Kaneda, Y. Qian and T. Itoh, "A broad-band microstrip-to-waveguide transition using quasi-Yagi antenna," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques.*, vol. 47, pp. 2562-2567, Dec. 1999.
- [10] C. Seguinot, P. Kennis, J.-F. Legier, F. Huret, E. Paleczny and L. Hayden, "Multimode TRL—A new concept in microwave measurements: theory and experimental verification," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques.*, vol. 46, pp. 536-542, May 1998.
- [11] Albert Sutono, Joy Laskar and W. R. Smith, "Design of miniature multilayer on-package integrated image-reject filters," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-51 Part 1, pp. 156~162. Jan. 2003.
- [12] Lap Kun Yeung and Ke-Li Wu, "A Compact second-order LTCC bandpass filter with two finite transmission zeros," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-51 No. 2, pp. 337~341, Feb. 2003.

# 可供推廣之研發成果資料表

可申請專利

可技術移轉

日期：\_\_年\_\_月\_\_日

<b>國科會補助計畫</b>	計畫名稱：毫米波超寬頻量測技術 計畫主持人：盧信嘉 計畫編號：NSC 93-95 2219-E -002 -020 學門領域：電信
<b>技術/創作名稱</b>	層狀介電質中較高製程變異容忍度的耦合電感
<b>發明人/創作人</b>	盧信嘉，趙子威
<b>技術說明</b>	中文： 我們提出了對於上下層間不對正有較高容忍度的耦合電感。所提出的耦合電感將由許多小段組成。當上下層間不對正的情況發生時，各小段對耦合電感值提供互相抵消的效應，這使得我們可以得到較穩定的耦合電感值。模擬及量測結果也顯示我們所提出的耦合電感確實比傳統的雙直線耦合電感有較好的製程變異容忍度。  (100~500字)
	英文： A new structure of coupled multilayer inductor that can tolerate the misalignment between layers is proposed. The coupled inductor is split into several segments. Each segment is designed to have opposite effect on inductance when misalignment occurs. This will then result in a more stable inductance. Simulation and measurement results show that this type of coupled inductor has much better resistance to process misalignment than traditional straight line coupled inductors.
<b>可利用之產業及可開發之產品</b>	行動電話，無線區域網路，無線通信產品 高頻被動元件廠商，行動電話，無線區域網路廠商
<b>技術特點</b>	傳統耦合電感由平行線間之耦合產生互感，平行線間的距離控制互感量，當不同層間的平行線因層對層的不對正會使電感值產生變化。本案將耦合電感平行線分成多段，當上下兩層金屬不對正發生時，其效果可以互相抵銷，而使電感值變化縮小。
<b>推廣及運用的價值</b>	本案所提出電感結構，可應用於行動電話，無線區域網路等通信產品之濾波器與多工器中，由於本發明所提出之結構，對於製程之偏移有較大之容忍度，可以提高產品的良率，而降低成本。

## 出席國際學術會議心得報告

計畫編號	NSC 95 2219-E -002 -020 -
計畫名稱	毫米波超寬頻量測技術
出國人員姓名 服務機關及職稱	台大電子所 助理教授 盧信嘉
會議時間地點	96.6.4~96.6.8 美國夏威夷檀香山
會議名稱	2007 微波理論與技術學會國際微波會議 2007 International Microwave Symposium
發表論文題目	無

### 參加會議經過

本人於 96 年 6 月 3 日由台北出發前往美國夏威夷的檀香山 (Honolulu) 參加 2007 微波理論與技術學會國際微波會議, 2007 International Microwave Symposium, 會議的地點就在 Hawaii Convention Center。

整個會議包含 RFIC, MTT-S 及與量測較為相關 ARFTG (Automatic RF techniques group) conference。分別於週一到週五舉行, 由於今年並沒有投稿, 是以觀眾的身分來觀察去年大家在微波方面的進展, 並由其中希望能對未來技術的發展能有一些新的看法。

在週一我參加了”Emerging Packaging Technology and Applications at Millimeter-Wave Frequencies”的 short course, 在此 short course 中多位專家分享了他們在這方面的一些成果, 特別是在 60GHz 頻段的應用, 由於波長太短, 使用一般的 PCB 製程精確度不夠, 材料的損耗又太大, 所以許多人都

轉向 LTCC, low temperature cofired ceramic 低溫共燒陶瓷或是 LCP, liquid crystal polymer 液晶多分子等材料，希望經由這些材料配合一些封裝的技術，可以設計出 60GHz 所需的被動元件。

週二到週四的 MTT-S 中我主要看的是被動的部份，因為此部分與我目前正在進行的研究有較密切的關聯。由於 BCB 的線路的尺寸與 IC 製程非常的接近，要透過封裝的技術做主動與被動電路的整合在尺寸上有一些優點，今年看到幾篇使用 BCB (Benzocycobutene)設計電路的例子，可以作為未來研究的參考。另外是一些三維電感電路的設計，由於三維電感通常在相同的尺寸下有較高的 Q 值及較高的感值，雖然空間中的設計較為複雜，不過因為空間中的線路可以有較多的變化，也是一個研究的題目。

## 與會心得

此次與會時，除了參加一般的 technical sessions 之外特別利用此次機會分別與兩位老師進行一些討論。一位是 UC Berkeley 的 Prof. Ali Niknejad，另一位則是 Ohio State University 的 Prof. Ronald Reano。參加國際會議就是有這個好處，大家都到同一個會場，要約人見面就非常容易，假如沒有這個機會，我得要跑到加州及 Ohio 才能分別見到兩位。

與 Prof. Ali Nikenejad 主要是要討論 2008 年到 Berkeley 進行短期研究的事情，基本上他很歡迎我能到那邊去，因為他主要是作 IC 的設計，他希望能運用一些我目前正在做的 RF-SoP 的技術，應用到他們目前正在設計的一

些通信系統上。不過後來因為我的小孩還太小，可能不方便在國外太久的時間，所以會將短期研究的時間延到 2009 年。

與 Prof. Ronal Reano 的見面，主要是要討論使用 OSU 剛設立的 LTCC 的製程來設計電路，目前我們在國內所能使用到的 LTCC 製程多為 DuPont 951 系列的陶瓷材料，此種材料對於 10GHz 以下的應用特性相當良好，但是對於毫米波頻段的應用，材料本身的損耗可能就會太大，而 OSU 是使用 Ferro A6 的材料，在毫米波的損耗就可以減少許多。雖然此次的討論由於經費使用上的一些限制，可能沒有辦法可以馬上開始雙邊的合作，不過至少是開始一些機會，以後還是有合作的可能性。

由於會議的地點離 Waikiki beach 非常的近，只要走路約 10 分鐘就可以到達海灘，Waikiki beach 算是世界級的景點，整個海灘沿岸全部都是飯店，旅館及各種購物中心及精品店，街上的的氣氛就是非常輕鬆的度假區的氣氛，行人走路的速度相較於台北市區就緩慢了許多，氣溫也非常的舒服，有機會應該要帶家人一起來玩。

## 攜回資料名稱及內容

攜回資料計有 IMS 論文集 CD-ROM 一片。