

# 國立交通大學

電機資訊學院 電信學程

## 碩士論文

使用 LTCC 技術設計一個應用於 GSM 手機的  
三頻天線開關模組

Design of A Triple-band Antenna Switch Module for GSM  
Handset Application with LTCC Technology

研究生：張啟宇

指導教授：鍾世忠 教授

中華民國九十四年六月

使用 LTCC 技術設計一個應用於 GSM 手機的

三頻天線開關模組

Design of A Triple-band Antenna Switch Module for GSM

Handset Application with LTCC Technology

研究生：張啟宇

Student : Chi- Yu Chang

指導教授：鍾世忠

Advisor : S. J. Chung

國立交通大學

電機資訊學院 電信學程



Submitted to Degree Program of Electrical Engineering and Computer Science

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in

Communication Engineering

June 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年六月

使用 LTCC 技術設計一個應用於 GSM 手機的三頻天線開關模組

學生：張 啟 宇

指導教授：鍾 世 忠 教授

國立交通大學電機資訊學院 電信學程（研究所）碩士班

## 摘 要

本論文使用 LTCC 技術研製應用於 GSM 手機之三頻天線開關模組，不但可減少零件的使用數目，降低手機整體得重量與成本，還簡化了手機的組裝過程。

一較為細節研究的天線開關模組系統包含了分頻器和射頻開關電路和低通濾波器。分頻器提到它的設計方法，SPDT 和 SP3T 兩種射頻開關電路主要指出了其傳送迴路插入損失的影響因素，而省略型式的濾波器的被選擇是由於它的簡易電路結構。

在設計三頻天線開關模組的過程中，為了取得精確的模擬結果。我們使用了電磁模擬軟體，以得到精確的數據。並利用這些參數架構出整個模組系統；因而得到整個系統的參數特性。對傳送迴路，我們設計了最大 1.65 dB 的插入損失在 EGSM 和 DCS/PCS 傳輸頻段。至於接收迴路，我們設計了最大 1.5 dB 的插入損失在 EGSM 和 DCS 和 PCS 接收頻段。而一在諧波上至少 30 dB 的衰減程度亦在傳送迴路上獲得。另一至少 20 dB 的隔離度亦架構在傳送或接收模式中。

Design of A Triple-band Antenna Switch Module for GSM Handset  
Application with LTCC Technology

Student : Chi- Yu Chang

Advisor : S. J. Chung

Degree Program of Electrical Engineering Computer Science  
National Chiao Tung University

ABSTRACT

A procedure is design of an antenna switch module (ASM) with LTCC technology has been applied in GSM handset. By means of the design, the handset contributed not only to reduce the number of components, costs, and product's weight, but also simplify the system assembly.

A more detail research of antenna switch module (ASM) has been described the system is consists of diplexer, RF switches, and low pass filters. In the system, a simple's diplexer design method has been applied, the effect factors of the transmitter loop insertion loss in both the SPDT and SP3T RF switches had been described, while elliptic-type filter to be chosen is by a simpler circuit's structure.

Utilized the electromagnetic simulation software to got the accurate simulation results, and by means of it to construct a validation system to got the system characteristics. The module is develops for

EGSM/DCS/PCS triple band handset and achieved as maximum insertion loss of 1.65 dB in the transmitter loop for both EGSM and DCS/PCS transmitter band. As to the receiver loop, a maximum insertion loss of 1.5 dB had achieved for all the EGSM, DCS, and PCS receiver band. At least 30 dB high attenuation characteristics at harmonic in the transmitter loop were also obtained. An at least 20 dB isolation is achieved in both the transmitter or receiver mode.



## 誌 謝

首先，筆者要感謝交大 912 實驗室的同學在研究期間給予的各項協助。

其次，筆者要感謝同學幫忙從 muRata 台灣代理商取得被動元件。

另要感謝新加坡商安富利(股)公司台灣分公司林小姐提供英飛凌 PIN 二極體零件樣品；及美磊科技(股)公司提供 LTCC 製程，才得以完成此研究。

最後，也是最重要的，就是筆者要感謝指導教授鍾世忠博士，在研究期間提供了很好的研究環境及各項很有用的建議。



# 目 錄

中文摘要 .....	i
英文摘要 (Abstracts) .....	ii
誌 謝.....	iv
目 錄.....	v
表目錄 .....	vi
圖目錄 .....	vii
符號說明 .....	ix
一、緒 論.....	1
二、系統描述 .....	3
三、被動元件 .....	7
3.1 電容與電感.....	8
3.2 諧振效果.....	15
四、濾波器 .....	21
五、分頻器之設計方法.....	25
六、PIN 二極體射頻切換器.....	29
6.1 SPDT PIN 二極體射頻發射或接收切換器 .....	30
6.2 SP3T PIN 二極體射頻發射或接收切換器 .....	36
七、設計程序.....	41
7.1 系統架構 .....	42
7.2 天線開關模組方塊電路在 LTCC 材料上的佈局.....	43
7.3 天線開關模組元件在 LTCC 材料上的佈局.....	45
7.4 系統驗證 .....	46
7.5 模擬與量測結果 .....	47
7.5.1 GSM 發射模式 .....	49
7.5.2 GSM 接收模式 .....	53
7.5.3 DCS/PCS 發射模式 .....	57
7.5.4 DCS 接收模式 .....	62
7.5.5 PCS 接收模式 .....	66
八、結 論 .....	69
九、參考文獻 .....	71
十、簡 歷 .....	72

# 表 目 錄

表 2-1 天線開關模組頻率與頻道之安排.....	4
表 3-1 電容與電感元件等效電路與其方程式.....	8
表 3-2 圖 3-5 中電容與電感使用在諧振頻率 $f_0=1.8$ GHz上的 值與其品質因素 .....	18
表 6-1 SP3T 發射或接收迴路插入損失在共同介面之影響關 係 .....	38
表 7-1 較正板主要頻率插入損失量測結果.....	48
表 7-2 GSM 發射模式模擬與量測結果的紀錄.....	51
表 7-3 GSM 接收模式模擬與量測結果的紀錄.....	55
表 7-4 DCS/PCS 發射模式模擬與量測結果的紀錄.....	59
表 7-5 DCS 接收模式模擬與量測結果的紀錄.....	64
表 7-6 PCS 接收模式模擬與量測結果的紀錄.....	68





## 圖目錄

圖 2-1 天線開關模組應用於手機的相關位置圖.....	3
圖 2-2 天線開關模組頻譜分佈圖.....	4
圖 2-3 天線開關模組方塊圖.....	6
圖 3-1 比較 LTCC 中 1 pF 的電容在不同工作頻率的使用區域. (a) 1pF 在 1 GHz. (b) 1 pF 在 5 GHz. ....	10
圖 3-2 LTCC 中電容輸入端 C20 由於不同位置的定義其電容值 相差了近 2%，(a) 由 C20 輸入端得 1.40pF@1GHz； 0.95pF@5GHz 的電容值，(b) 由 C20 輸入端得 1.38pF@1GHz；0.99pF@5GHz 的電容值.....	12
圖 3-3 比較 LTCC 中在使用不同面積但相同層數而得之不同的 電感值，(a) 一 650 um * 750 um 的使用面積在大 約 1.75 GHz 有 4 nH 的電感值，(b) 一 1150 um * 750 um 的使用面積在大約 1.75 GHz 有 8 nH 的電感值	14
圖 3-4 比較(5nH + 5pF)在理想與實際元件的電感電容諧振頻 率圖. ....	16
圖 3-5 比較電感與電容對品質因素的增加影響.....	17
圖 3-6 在實際集總元件中的比較，(a) 在不同電容電感值組 合所得的分路能力，(b) 在不同電容電感值組合所得 的品質因素 .....	19
圖 3-7 LTCC 中兩種分路能力的比較，(a)使用了大電感與小 電容的組合其在 1.8 GHz 諧振頻率有 18.92 dB 的分 路能力. (b)使用了小電感與大電容的組合其在 1.8 GHz 諧振頻率有 38.77 dB 的分路能力.....	20
圖 4-1 低通濾波器的 (a)符號，與 (b)方塊圖.....	21
圖 4-2 高通濾波器的 (a)符號，與 (b)方塊圖.....	21
圖 4-3 使用在 (a)低通，與 (b)高通 的三階省略型濾波器	22
圖 4-4 設計於 LTCC 中的三階 Elliptic 型低通濾波器模擬結 果 .....	23
圖 4-5 比較分路能力在大約 1 GHz 轉角頻率的影響.....	24
圖 5-1 分頻器的 (a)符號，與 (b)方塊圖.....	25
圖 5-2 一用以描述分路連接型式輸入端導納影響的分頻器圖	26
圖 5-3 設計於 LTCC 中的分頻器模擬結果.....	28
圖 6-1 SPDT 的 (a)符號，與 (b)方塊圖.....	30
圖 6-2 SPDT 電路架構圖.....	30

圖 6-3 用以表示 SPDT 電路中的四分之一波長原理圖 .....	31
圖 6-4 SPDT 電路在共同接點的工作頻寬圖 .....	32
圖 6-5 發射迴路插入損失與高阻抗在共同接點的關係圖 .....	34
圖 6-6 SPDT 電路 .....	34
圖 6-7 SPDT 電路於 GSM 發射頻段之模擬與量測結果 .....	35
圖 6-8 SPDT 電路於 GSM 接收頻段之模擬與量測結果 .....	35
圖 6-9 一 SP3T 結合兩個 SPDT 的 (a)符號, 與 (b)方塊圖 .....	36
圖 6-10 SP3T 的 (a)符號, 與 (b)方塊圖 .....	36
圖 6-11 SP3T 電路架構圖 .....	37
圖 6-12 SP3T 電路 .....	38
圖 6-13 DCS 及 PCS 發射頻段模擬與量測結果 .....	39
圖 6-14 DCS 接收頻段模擬與量測結果 .....	39
圖 6-15 PCS 接收頻段模擬與量測結果 .....	40
圖 7-1 一簡單的天線開關模組系統圖 .....	42
圖 7-2 用於電磁模擬的天線開關模組電路方塊佈置圖 .....	43
圖 7-3 取自模擬軟體的天線開關模組元件佈置圖 .....	45
圖 7-4 天線開關模組系統驗證圖 .....	46
圖 7-5 測試板圖(左上方為放大的天線開關模組) .....	47
圖 7-6 用於測試板的較正板圖及其量測結果 .....	48
圖 7-7 GSM 發射模式相關訊號流程 .....	49
圖 7-8 GSM 發射模式插入損失、折返損失和諧波訊號衰減圖 .....	50
圖 7-9 GSM 發射模式的隔離度 .....	50
圖 7-10 GSM 接收模式相關訊號流程 .....	53
圖 7-11 GSM 接收模式插入損失與折返損失圖 .....	54
圖 7-12 GSM 接收模式的隔離度 .....	54
圖 7-13 DCS/PCS 發射模式相關訊號流程 .....	57
圖 7-14 DCS/PCS 發射模式插入損失、折返損失和諧波訊號衰減圖 .....	58
圖 7-15 DCS/PCS 發射模式的隔離度 .....	59
圖 7-16 說明發射迴路中低通濾波器上面的分路電路(工作於約 3.42GHz 頻段)之影響 .....	61
圖 7-17 DCS 接收模式相關訊號流程 .....	62
圖 7-18 DCS 接收模式插入損失與折返損失圖 .....	63
圖 7-19 DCS 接收模式的隔離度 .....	63
圖 7-20 PCS 接收模式相關訊號流程 .....	66
圖 7-21 PCS 接收模式插入損失與折返損失圖 .....	67
圖 7-22 PCS 接收模式的隔離度 .....	67

## 符號說明

- ASM: Antenna switch module, 天線開關模組  
DCS: digital cellular system, 數位蜂巢系統  
GSM: an global system for mobile communication, 全球行動通訊  
GaAs: Gallium arsenide, 砷化鎵  
HPF: high pass filter, 高通濾波器  
LPF: low pass filter, 低通濾波器  
LTCC: low temperature co-fired ceramic, 低溫共燒陶瓷  
MMIC: monolithic integrated circuits, 單晶片積體電路  
MMIM: multilayer-metal-insulator-metal, 多階－金屬層－絕緣層－金屬層  
PCS: personal communications system, 個人通訊系統  
SP3T: single-pole triple-throw, 單刀三擲  
SPDT: single-pole double-throw. 單刀雙擲



# 一、緒 論

為了減少零件的使用空間，並簡化系統的組裝。於是 GSM 手機上用了 LTCC 多層結構模組技術所設計的天線開關模組 (ASM, antenna switch module)。

天線開關模組 (ASM, antenna switch module) 的電路組合有分頻器、濾波器、和射頻切換器電路。我們將會從元件階層、電路階層、到系統階層描述或介紹這些電路。同時並使用 LTCC 多層結構模組技術，設計出一長 4.5 mm、寬 3.2 mm 其內含至少十六個被動元件的模組。而由此模組中取得元件或電路的參數；藉由這些參數的組合進而得到整個天線開關模組系統的性能。

下一個章節將會描述天線開關模組系統頻寬與頻道使用的安排、在手機系統的應用、模組系統方塊圖的功能、及其規格的基本需求。而理想與實際使用元件的不同特性和它們得分路能力；如何使用 Elliptic 型方式去設計出一高衰減量在阻止頻率的高通濾波器或低通濾波器；和分頻器的設計方法，將會個別介紹或描述在第三、第四、和第五章節中。第六章節討論了兩種 PIN 二極體射頻切換器設計的相關主題。

第七章節描述了天線開關模組 (ASM, antenna switch module) 的設計程序，其包括了系統架構、用於電磁模擬的電路方塊佈置、取自於模擬軟體的元件佈置、天線開關模組驗證系統的建立、和各種模式的模擬與量測結果。最後章節我們有一些結論討論。



## 二、系統描述

天線開關模組 (ASM, antenna switch module) 應用於手機的相關位置，是介於從發射給行動通訊系統基地台或接收來自基地台訊號的天線、用於放大來自射頻發射電路訊號的功率放大器、和過濾接收訊號給射頻接收電路的帶通濾波器之間。其在手機中的相關應用位置圖將顯示於圖 2-1。

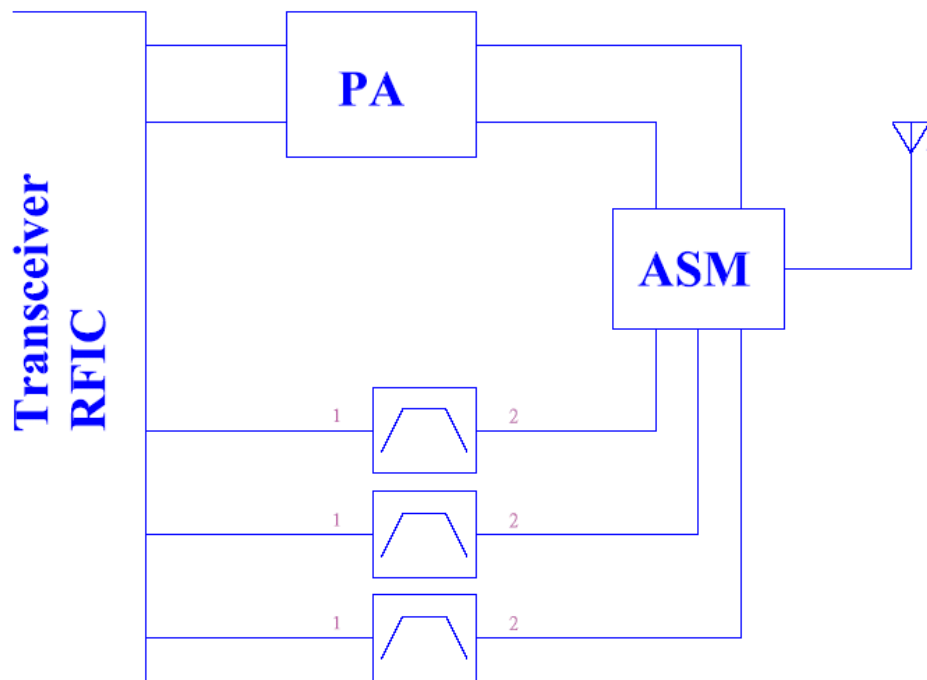


圖 2-1：天線開關模組應用於手機的相關位置圖

表 2-1：天線開關模組頻率與頻道之安排

模式\頻段	EGSM 900	DCS 1800	PCS 1900	備註
發射模式	880 - 915 MHz	1710 - 1785 MHz	1850 - 1910 MHz	手機發射， 基地台接收
接收模式	925 - 960 MHz	1805 - 1880 MHz	1930 - 1990 MHz	基地台發射， 手機接收

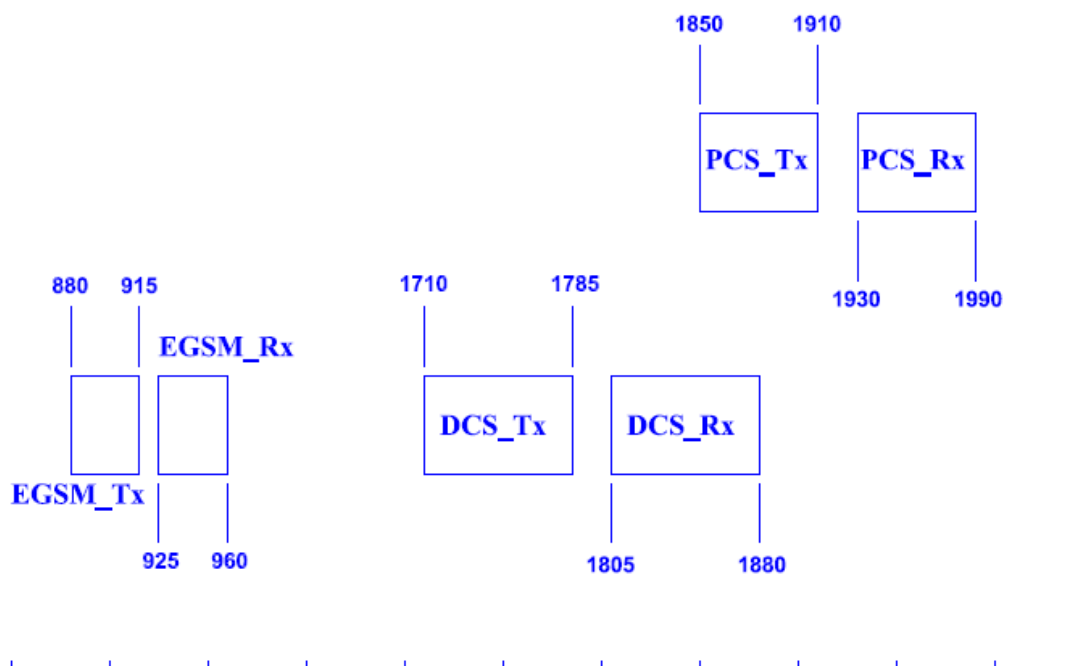


圖 2-2：天線開關模組頻譜分佈圖

表 2-1 列出了天線開關模組頻率與頻道之安排，圖 2-2 顯示了天線開關模組頻譜分佈圖。

由表 2-1 和圖 2-2，我們得知對於延展式 GSM 900 的頻道系統(其包含

了標準 GSM 900 的頻道)在發射模式時，是必須運作於 880 MHz 至 915 MHz 之間，其訊號是由手機端發射出去給行動通訊系統的基地台接收；而在接收模式時，是必須運作於 925 MHz 至 960 MHz 頻率之間，其訊號是由行動通訊系統的基地台發射給手機端接收。同樣地，對於 DCS 1800 的頻道系統而言，在發射模式時，是運作於 1710 MHz 至 1785 MHz 頻率之間，其訊號是由手機端發射出去給行動通訊系統的基地台接收；在接收模式時，是必須運作於 1805 MHz 至 1880 MHz 頻率之間，其訊號是由行動通訊系統的基地台發射給手機端接收。對於 PCS 1900 的頻道系統，發射模式是運作於 1850 MHz 至 1910 MHz 頻率之間，其訊號是由手機端發射出去給行動通訊系統的基地台接收；在接收模式時，是運作於 1930 MHz 至 1990 MHz 頻率之間，其訊號是由行動通訊系統的基地台發射給手機端接收。

天線開關模組電路系統包含了一個分頻器；其作用是在分離接收自天線的訊號為給 GSM 用的低頻段和給 DCS/PCS 用的高頻段，二個低通濾波器；其中一個用於 GSM 發射迴路中，另一個用於 DCS/PCS 發射迴路中，二個 PIN 二極體射頻切換器；其中一種 SPDT 型式是用於 GSM 頻段發射或接收迴路切換，另外一種 SP3T 型式是用於切換 DCS/PCS 發射迴路、DCS 接收迴路、和 PCS 接收迴路。有關整個天線開關模組系統方塊圖將顯示於圖 2-3。



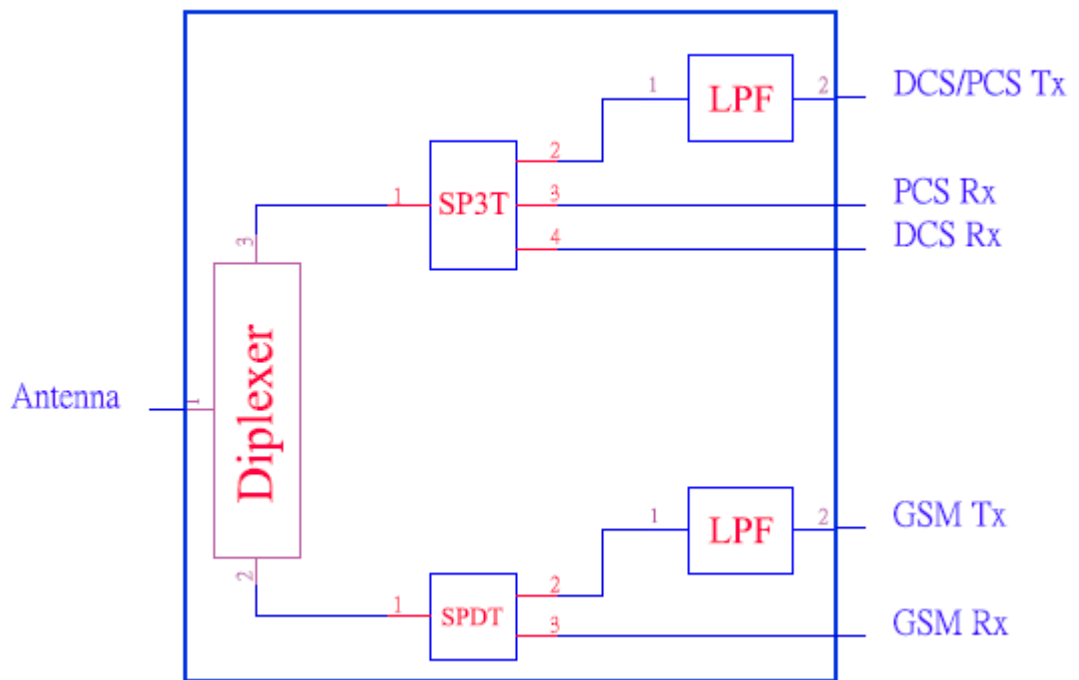


圖 2-3：天線開關模組方塊圖



對 GSM 手機的應用而言，於 GSM 或 DCS/PCS 發射模式中在諧波上獲得至少 30 dB 的衰減程度；在發射或接收模式中能得到至少 20 dB 的隔離度；和不不論其工作在發射或接收模式中可得到最少的插入損失的建立是基本要件。然而，由於 PIN 二極體射頻切換器中 PIN 二極體的選擇、射頻切換器的設計，濾波器的電路架構，和 LTCC 材料參數等因素，皆會影響整個天線開關模組電路系統的特性。因此，在設計過程中的取舍是必需的。

### 三、被動元件

一般而言，被動元件包含了電容器、電感器、和電阻器。然而，由於電阻器要有另外的特殊材料，因此我們僅針對如何設計電容器和電感器在三度空間的 LTCC 多層結構模組中作討論。

在此章節中，我們亦討論到電容和電感在元件設計過程中的一些設計要點與特性。例如，電容值和電感值可在獲得元件的參數後，經由方程式的計算得到。而我們亦描述了元件的品質因素，及其如何影響了濾波器的分路能力。


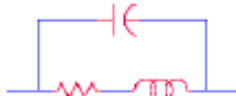




### 3.1 電容與電感

我們知道，為了理論上計算方便，對於理想的集總元件，不論其為電容或電感皆只考慮其單純的數值。然而在實際使用的集總元件，會有分散的損失；其是由於電場的消散發生在電介質的損失和電流在導體的損失所產生 [5]。

表 3-1 列出了理想與實際使用的電容電感元件等效電路與其相關的方程式。

表 3-1 電容與電感元件等效電路與其方程式

	Ideal		Practical	
	Equivalent Circuits	Z	Equivalent Circuits	Z
Inductor		$j\omega L$		$\frac{r + j\omega L}{1 - \omega^2 LC + j\omega Cr}$
Capacitor		$\frac{1}{j\omega C}$		$r + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$

然而，對於射頻或微波領域元件而言，不論其為電容或電感，皆有一些參數必須於使用時考慮；如：特性阻抗總是使用 50 歐姆、輸入端的反射係數、和從元件或電路輸入端得到的輸入阻抗。

此輸入阻抗包含了實部和虛部。其個別代表了元件或電路的純電

阻  $R$ ，和給電容器  $C$  或電感器  $L$  使用的導納  $X$ 。

應用於任何輸入端的輸入阻抗方程式可以下式表示 [2]：

$$Z_i = R + jX = R_o \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad (1)$$

其中

$Z_i$  代表任何輸入端的輸入阻抗，

$R$  是從輸入阻抗  $Z_i$  得到的純電阻，

$X$  是從輸入阻抗  $Z_i$  得到的導納，

$R_o$  是特性阻抗；其在射頻或微波領域總是使用 50 歐姆，

$\Gamma$  是從元件或電路輸入端得到的反射係數

因此，若我們想計算元件或電路的電容值或電感值，則可以下列方程式獲得

$$C = \frac{1}{2 * \pi * f_o * IM(R_o * \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma})} \quad (2)$$

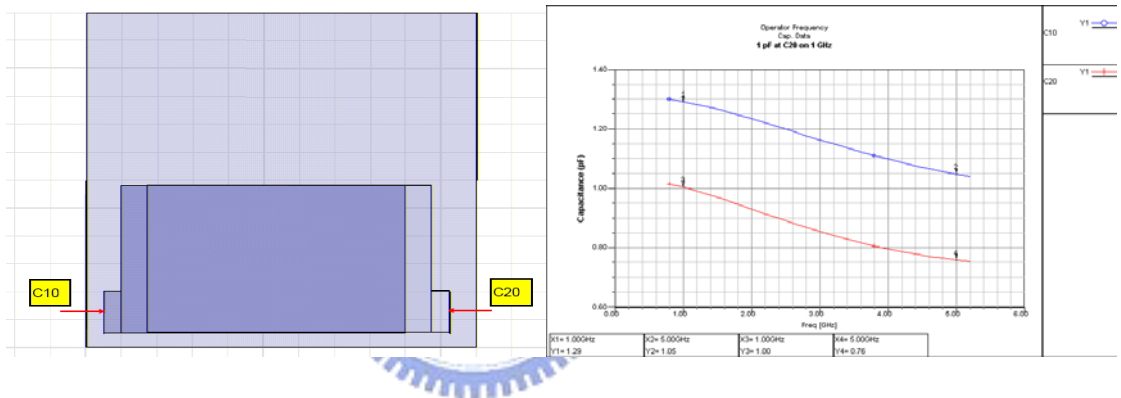
$$L = \frac{IM(R_o * \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma})}{2 * \pi * f_o} \quad (3)$$

其中  $IM( )$  是代表輸入阻抗  $Z_i$  的虛部。

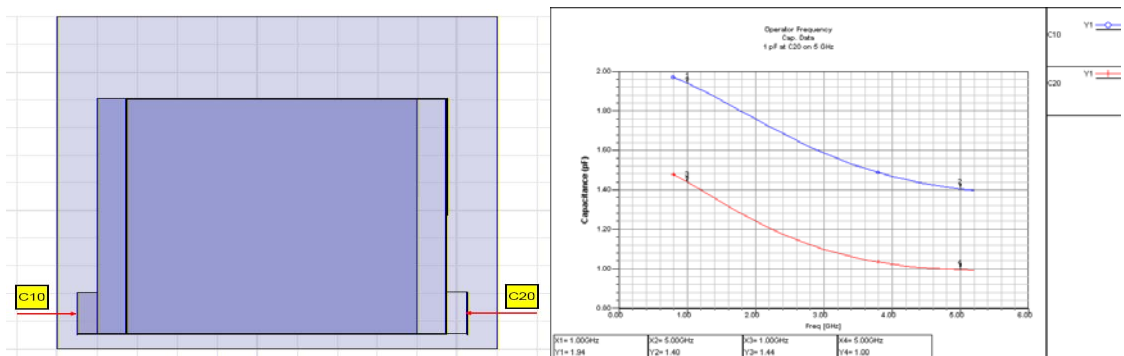
為了建構電容或電感在三度空間的 LTCC 結構中，我們必須考慮有關使用的層數、可被使用的區域、傳導金屬厚度、和介質參數。

以可被使用的區域為例，若我們欲取得 1pF 的電容值；其工作於 5 GHz 頻率所使用的區域將是數倍工作於 1 GHz 頻率。換言之，若設定電磁模擬軟體在相同頻寬下；且使用相同體積或面積的元件，則欲取得工作於 5 GHz 頻率的 1pF 電容值，其所需模擬時間將是數倍工作於 1 GHz 頻率。

圖 3-1 顯示比較於 LTCC 中，1 pF 的電容在不同工作頻率所需使用區域。



(a). 1 pF 在 1 GHz,



(b). 1 pF 在 5 GHz,

圖 3-1 比較 LTCC 中 1 pF 的電容在不同工作頻率的使用區域

通常電容的設計方式有兩種：指間相連型式 (interdigital) 和多階-金屬層-絕緣層-金屬層型式 (MMIM, multilayer-metal insulator-metal)。其中指間相連型式由於使用區域的限制僅使用於低的電容值；而多階-金屬層-絕緣層-金屬層型式雖然方便使用於高的電容值，但必須考慮使用低損失的介電常數材料，且其金屬平面的薄度要薄於三倍工作頻率的集膚深度，以得最小的傳導損失。

然而從方程式 (4) [2] 中，我們會發現，於金屬平板間用較小的距離或於每一層金屬平板用較大的面積皆可得高的電容值；但於同時增加了使用的層數、模組的厚度、和成本。

$$C = \varepsilon \frac{A}{d} \quad (4)$$

其中

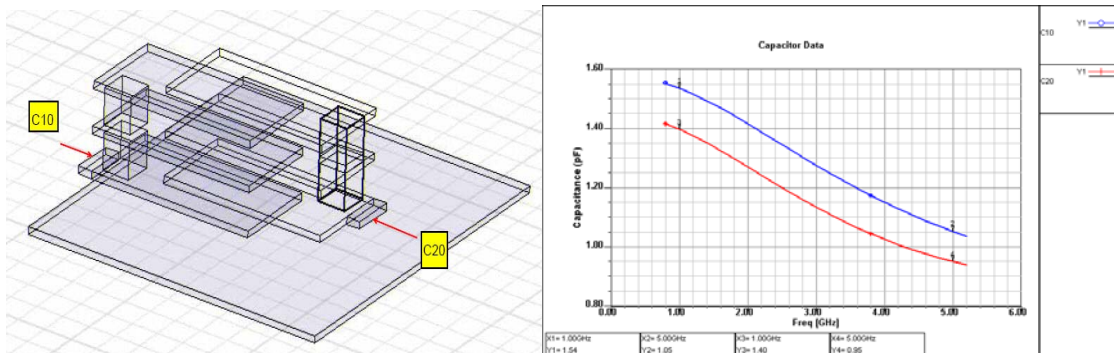
C 代表電容值，

A 代表電容的使用面積，

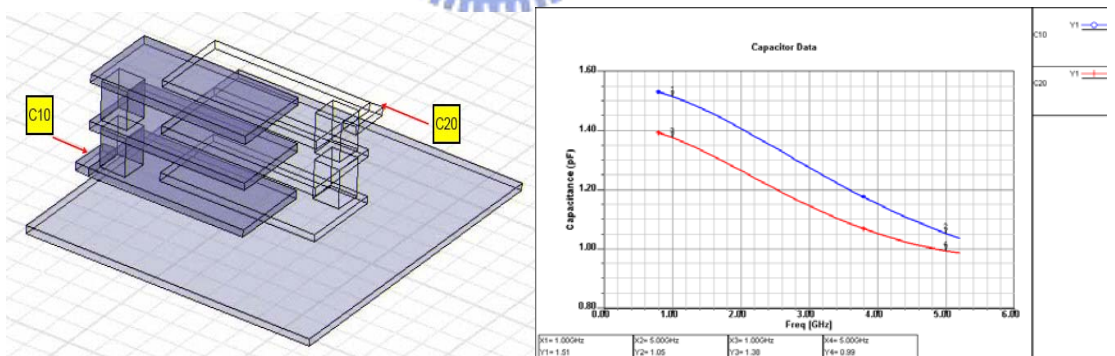
d 代表金屬平板間的距離，

$\varepsilon$  代表金屬平板間材質的介電常數。

另一個問題是我們如何定義端位置，指定端位置的意思是；介於訊號輸入或輸出端與接地平面的間距。不同的間距會有不同的 S 參數特性。此現象對於三度空間 LTCC 結構中設計電容，是必須考慮的重要問題。圖 3-2 顯示了 LTCC 中電容輸入端不同的位置，可得到不同的電容值。



(a) 由 C20 輸入端得 1.40pF@1GHz；0.95pF@5GHz 的電容值



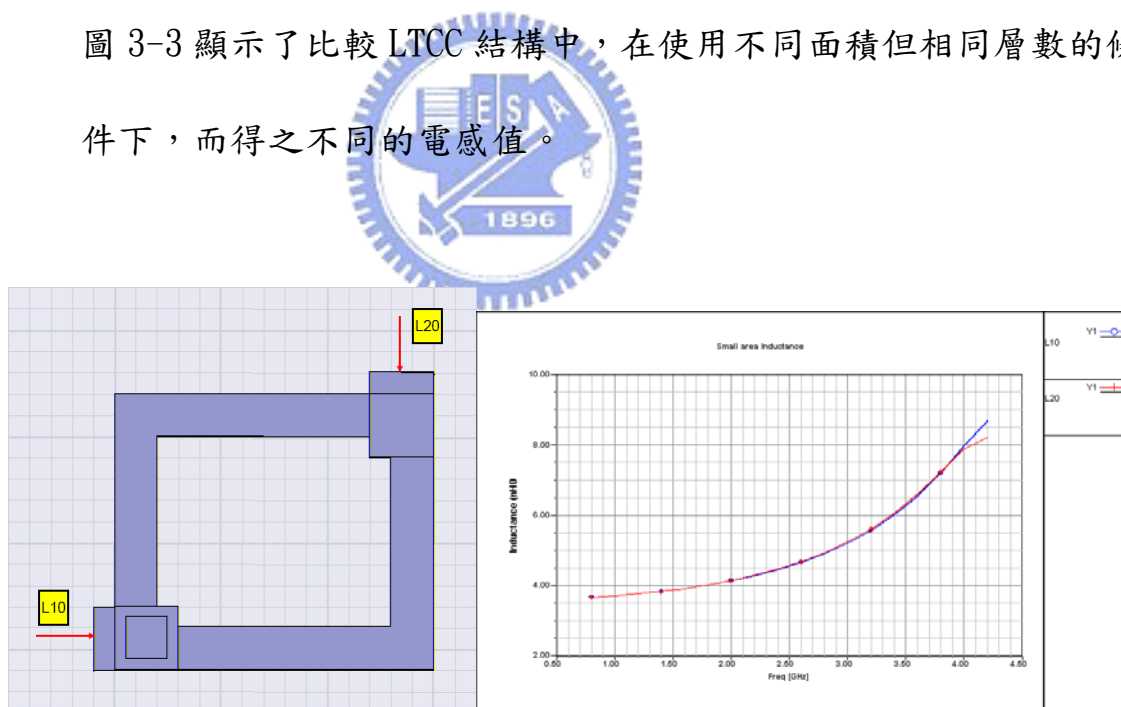
(b) 由 C20 輸入端得 1.38pF@1GHz；0.99pF@5GHz 的電容值

圖 3-2 LTCC 中電容輸入端 C20 由於不同位置的定義

其電容值相差了近 2%

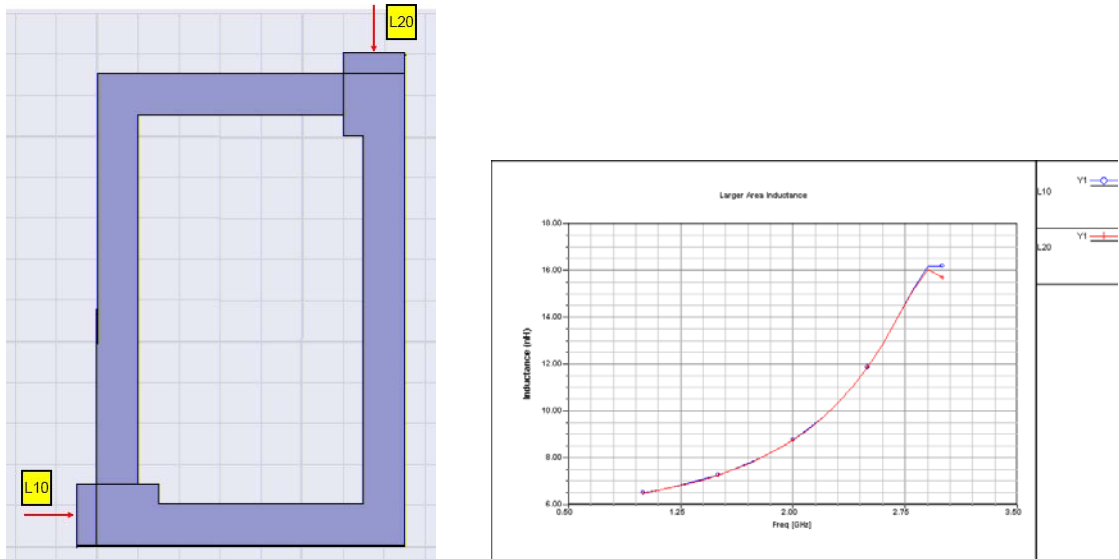
於三度空間 LTCC 結構中使用的電感設計方式，通常有迂迴曲折型式、平面螺旋形型式(不論其為圓形或方形)、與立體螺旋狀型式。雖然其中迂迴曲折型式有簡單的結構、平面螺旋形型式有較高的品質因素；不過二者皆需使用較大的區域。而立體螺旋狀型式有較佳的區域使用效率，但必須考慮多層的結構及較低的品質因素。是故實際使用時，立體螺旋狀型式通常較為常見；因其區域使用效率是決定成本的重要因素。

圖 3-3 顯示了比較 LTCC 結構中，在使用不同面積但相同層數的條件下，而得之不同的電感值。



(a). 一  $650 \text{ um} * 750 \text{ um}$  的使用面積在大約  $1.75 \text{ GHz}$  有  $4 \text{ nH}$  的電感值.





(b). 一  $1150 \text{ um} * 750 \text{ um}$  的使用面積在大約  $1.75 \text{ GHz}$

有  $8 \text{ nH}$  的電感值.

圖 3-3 比較 LTCC 中在使用不同面積但相同層數而得之不同的電感值



### 3.2 諧振效果

一般而言，對於電感電容諧振電路，諧振頻率方程式可表示為

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5)$$

其中電感 L 與電容 C 是電路中的諧振元件。

由方程式 (5) 得知，雖然諧振頻率可從理想元件中直接得到，但是對於實際的集總元件是有不同的結果。根據表 3-1，我們知道實際的電感或電容集總元件本身通常包含了電感、電容、和電阻效應。

而由於這些在電感或電容集總元件不純的部分；使得我們在實際使用時，會造成諧振頻率點偏移的現象。圖 3-4 顯示了理想與實際的集總元件，在使用了相同的電感值與電容值時，其所產生的諧振頻率。

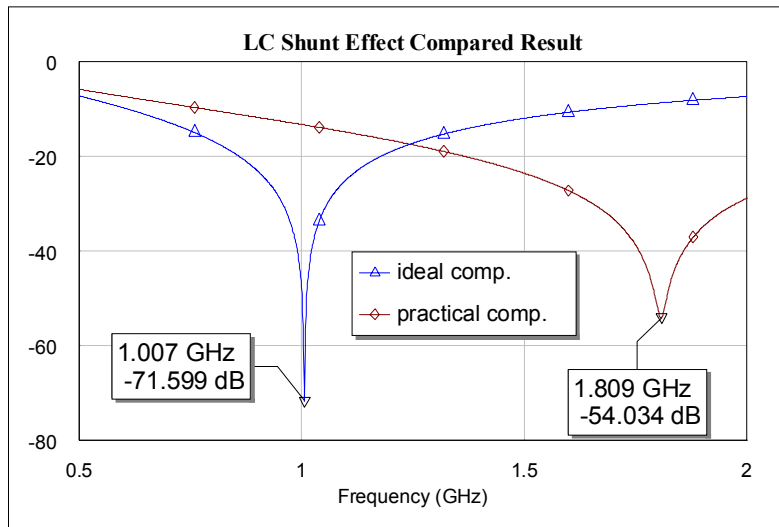


圖 3-4 比較(5nH + 5pF)在理想與實際元件的

### 電感電容諧振頻率圖

元件的品質因素  $Q$  是定義為儲存與消散能量的比值。而品質因素  $Q$  亦表示了電感電容分路的能力。理想上對於集總元件而言，若架構損失電阻並聯於導納；則其無負載品質因素  $Q$  可表示為 [5]

$$Q = \omega CR = \frac{R}{\omega L} \quad (6)$$

其中

$Q$  表示無負載品質因素，

$L$  表示集總元件等效電感，

$C$  表示集總元件等效電容，

$R$  表示集總元件等效損失電阻。

因此，若方程式(5)與(6)中電阻  $R$  與頻率固定不變，則我們會發現品質因素在電容增加的值會大於品質因素在電感增加的值。舉例而言，對於一諧振頻率  $f_0 = 1.8 \text{ GHz}$  可被產生於型式 I：電感值  $2 \text{ nH}$  的電感器  $L$  與電容值  $3.9 \text{ pF}$  的電容器  $C$  或型式 II：電感值  $5.6 \text{ nH}$  的電感器  $L$  與電容值  $1.4 \text{ pF}$  的電容器  $C$ ；然而我們會發現型式 II 所得的品質因素會比型式 I 好。所以若是在電路設計中，我們需要大的品質因素；也就是說較佳得分路能力，則使用大電容組合的諧振電路會比大電感的組合要好。圖 3-5 顯示了於使用實際的集總元件電感與電容組合諧振於頻率  $f_0 = 1.8 \text{ GHz}$  其對品質因素的增加影響。表 3-2 記錄了圖 3-5 中實際的電容與電感集總元件值；與其使用在諧振頻率  $1.8 \text{ GHz}$  上的品質因素。

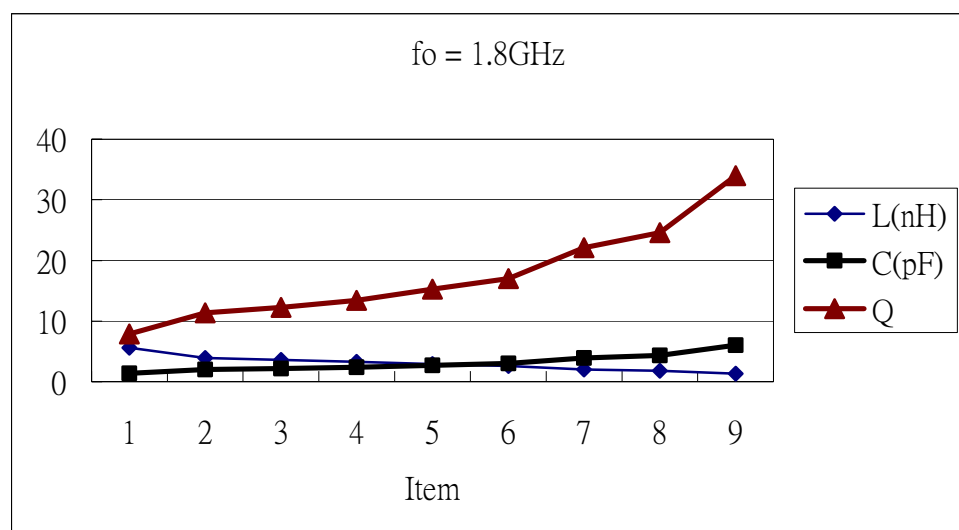


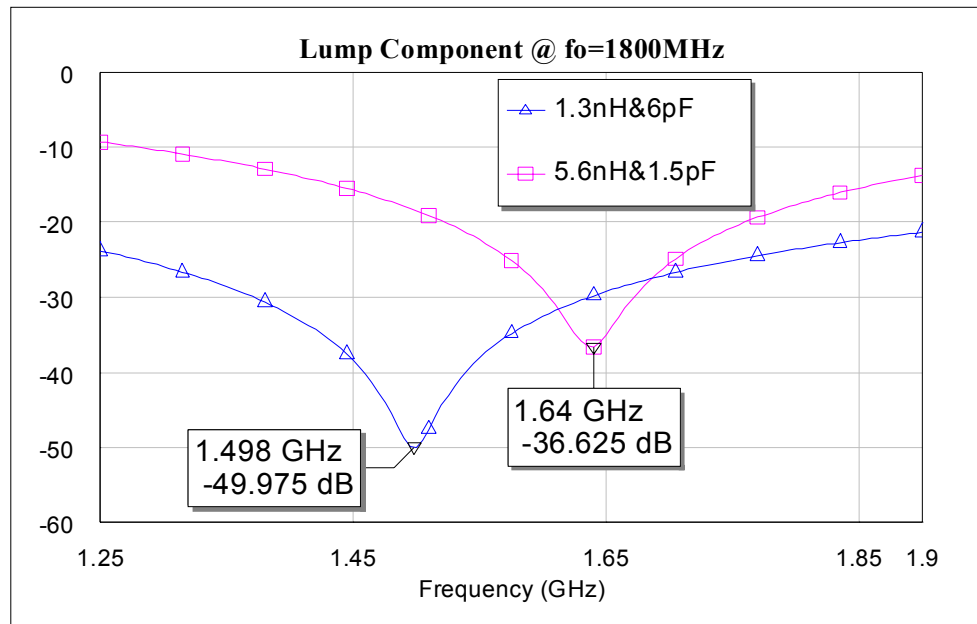
圖 3-5 比較電感與電容對品質因素的增加影響

表 3-2 圖 3-5 中電容與電感使用在諧振頻率  $f_0 = 1.8 \text{ GHz}$  上的值  
與其品質因素

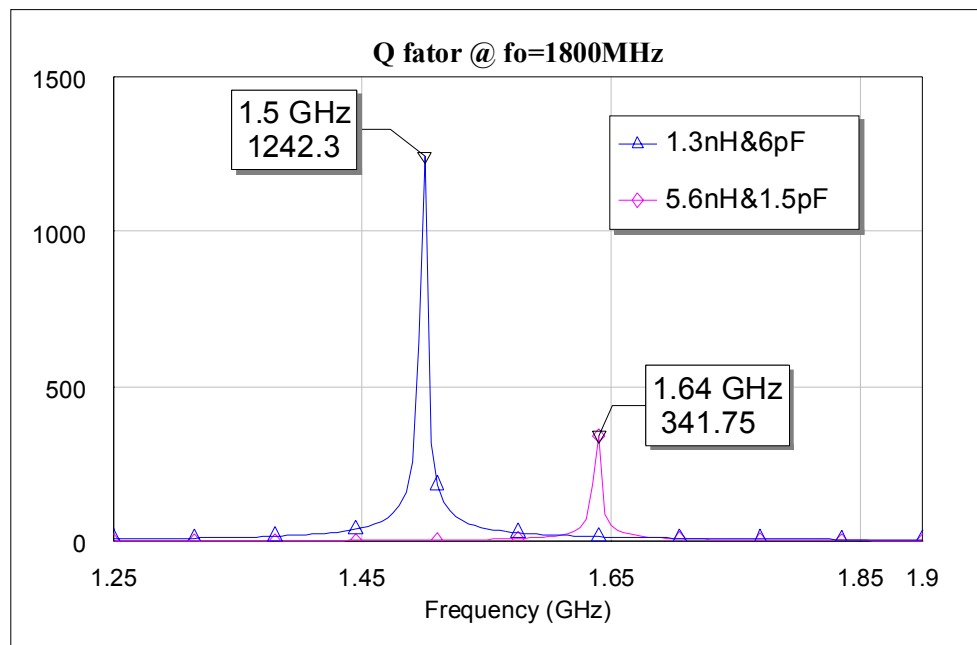
Item	L	C	Q
1	5.6	1.4	7.9
2	3.9	2.0	11.3
3	3.6	2.2	12.3
4	3.3	2.4	13.4
5	2.9	2.7	15.2
6	2.6	3.0	17.0
7	2	3.9	22.1
8	1.8	4.3	24.6
9	1.3	6.0	34.0

同樣的，於實際集總元件中或 LTCC 中架構在濾波器的諧振電路；其濾波器的諧振能力亦有相同的現象。它的意思是說濾波器的諧振電路，若要有大的分路能力；其諧振電路將是由大電容值與小電感值所組成。反之，若只要小的分路能力；其諧振電路將是由小電容值與大電感值所組成。圖 3-6 及圖 3-7 分別顯示說明了實

際集總元件中及 LTCC 中兩種分路能力的比較。

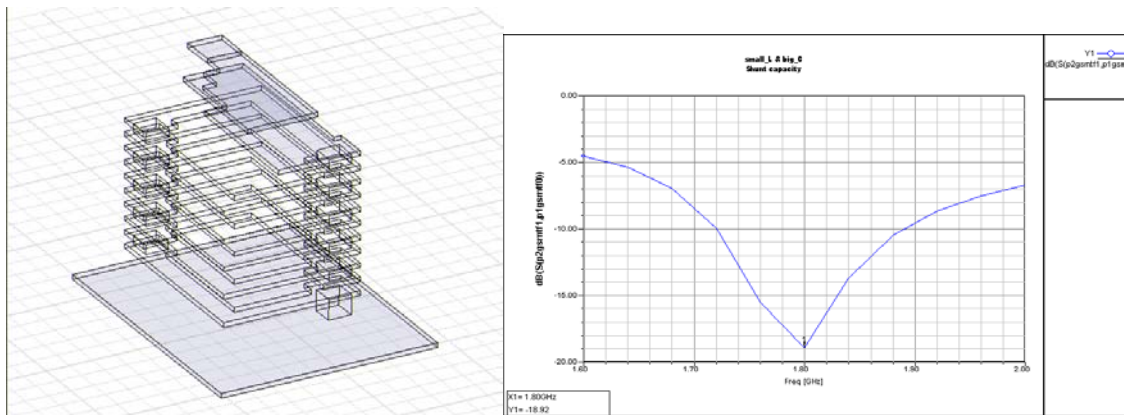


(a) 在不同電容電感值組合所得的分路能力

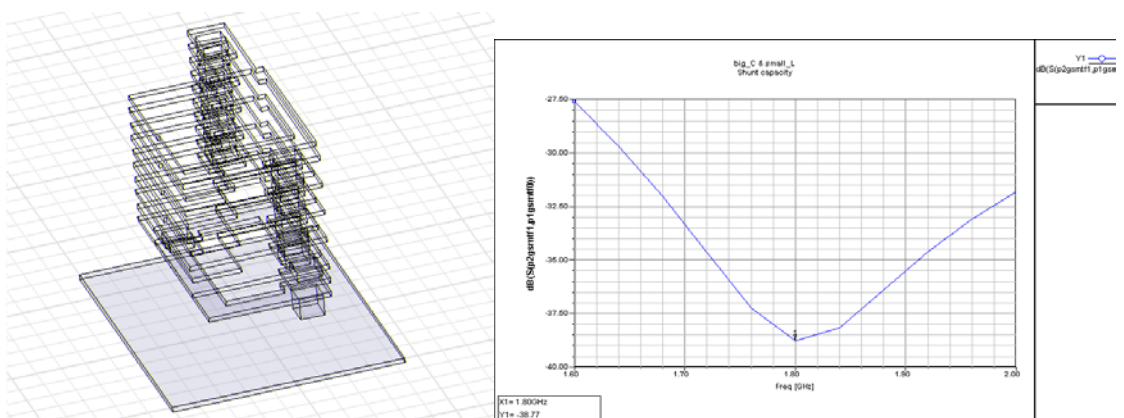


(b) 在不同電容電感值組合所得的品質因素

圖 3-6 在實際集總元件中的比較



(a) 使用了大電感與小電容的組合其在 1.8 GHz 諧振頻率有 18.92 dB 的分路能力。



(b) 使用了小電感與大電容的組合其在 1.8 GHz 諧振頻率有 38.77 dB 的分路能力。

圖 3-7 LTCC 中兩種分路能力的比較

## 四、濾波 器

直到最近，如巴特沃斯、契比雪夫、高斯等許多型式的濾波器已經應用於各式的射頻電路與系統。它們用於高通濾波器或低通濾波器的符號與方塊圖，將個別顯示於圖 4-1 與圖 4-2。

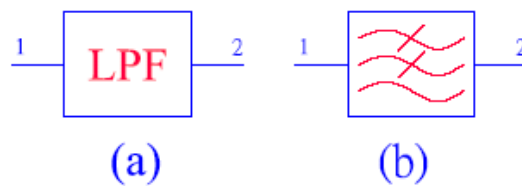


圖 4-1 低通濾波器的 (a)符號, 與 (b)方塊圖.

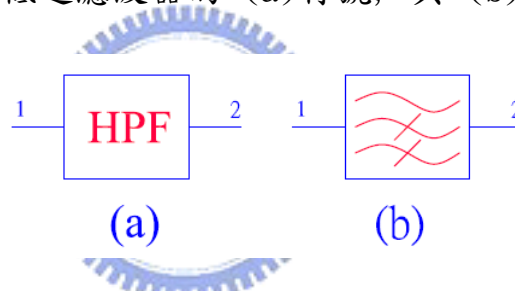


圖 4-2 高通濾波器的 (a)符號, 與 (b)方塊圖.

然而，實際上，設計一濾波器它的特性包含了高的衰減度於訊號阻止頻段、低的插入損失於訊號通過頻段、及簡單的電路架構（也就是說使用最少的零件與最小的使用空間）在三度空間的 LTCC 結構中。不論是低通濾波器應用於分頻器的 EGSM 頻段、EGSM 發射迴路濾波器、或 DCS/PCS 發射迴路濾波器，及高通濾波器應用於分頻器的 DCS/PCS 頻段。一 Elliptic 型濾波器已可設計出符合前述特性的濾波器。



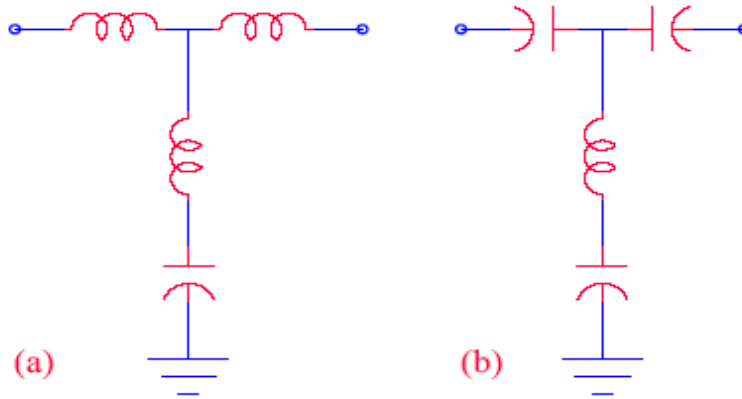


圖 4-3 使用在 (a)低通, 與 (b)高通 的三階 Elliptic 型濾波器

圖 4-3 顯示了一使用在低通濾波器與高通濾波器三階 Elliptic 型濾波器的電路。它的電路架構非常類似於契比雪夫型式的濾波器；但其使用了一串聯諧振電路在分路迴路上。此串聯諧振電路的功能在於建立一高的衰減度於訊號阻止頻段，就如同契比雪夫型式的濾波器藉由有限的傳輸零點在訊號阻止頻段形成衰減度一樣 [6]。

圖 4-4 顯示了一使用圖 4-3(a) 三階 Elliptic 型低通濾波器電路，設計於 LTCC 中；並利用高頻電磁模擬軟體模擬所得結果。

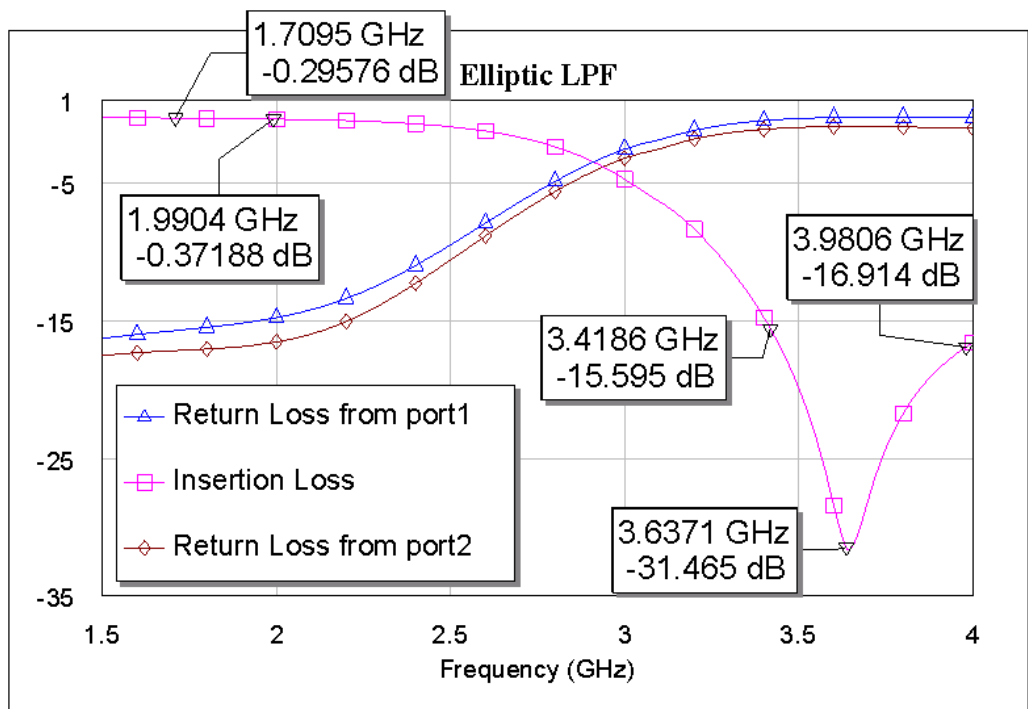


圖 4-4 設計於 LTCC 中的三階 Elliptic 型低通濾波器模擬結果



然而，為避免過多的插入損失影響在訊號通過頻段的轉角頻率；我們勢必要限制串聯諧振電路形成過高的衰減度。圖 4-4 顯示說明了分路能力的大小，在大約 1 GHz 轉角頻率的影響。

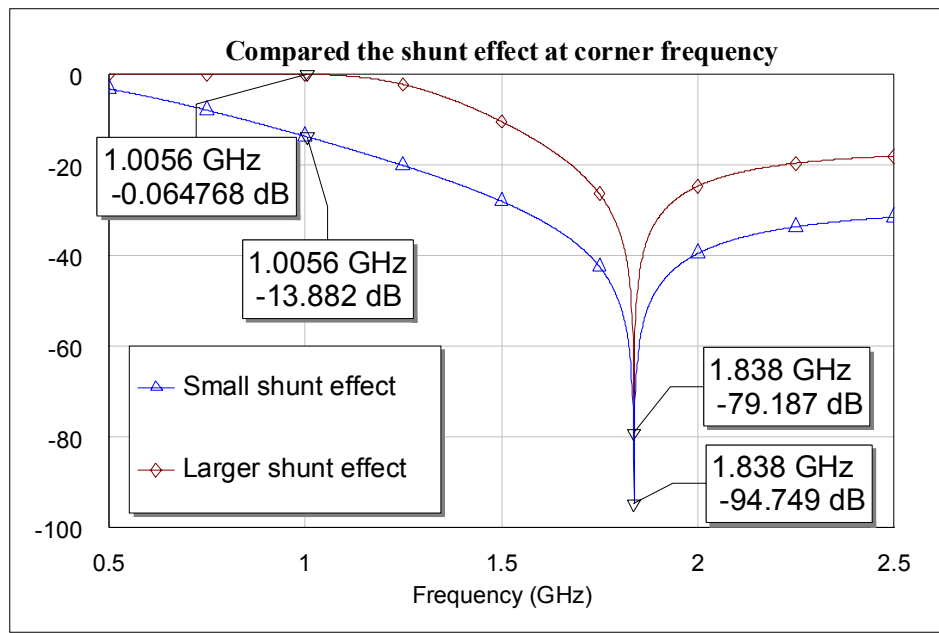


圖 4-5 比較分路能力在大約 1 GHz 轉角頻率的影響

由圖 4-5 我們可得知，過多的分路能力會造成過多的插入損失在訊號通過頻段的轉角頻率。就如同其於接近 1 GHz 轉角頻率顯示，不同分路能力所造成不同插入損失的結果。這在設計濾波器電路時是一個很重要的考慮因素。

雖然，Elliptic 型濾波器已經被研究過了一段時間，但其通常也只在理想的元件上作討論。然而，當我們實際應用與設計於 LTCC 結構中時；仍然要考慮到一些像是元件位置得擺放、訊號輸入輸出端的定義、元件與元件間互相的耦合程度、還有電路與電路間相互干擾的程度等因素。

## 五、分頻器之設計方法

分頻器是一個三端網路裝置，它的主要功能目的是分離一寬頻的輸入訊號給兩個頻段；高頻段與低頻段。圖 5-1 顯示了分頻器的符號與其方塊圖。由此方塊圖我們得知了分頻器是低通濾波器、高通濾波器、和一最佳化電路所組合而成。此圖亦顯示了天線端是定義在端 1，應用於 EGSM 低頻段輸入輸出端是定義在端 2，而應用於 DCS 及 PCS 的高頻段輸入輸出端是定義在端 3。

一般分頻器的設計方法有兩種，串聯連接型式與分路連接型式。然而由於訊號特性的關係，串聯連接型式所設計的分頻器；僅適用於導波管系統結構的電路。而分路連接型式所設計的分頻器；適用於 TEM 系統的電路 [7]。所以後者較為符合我們所需求。

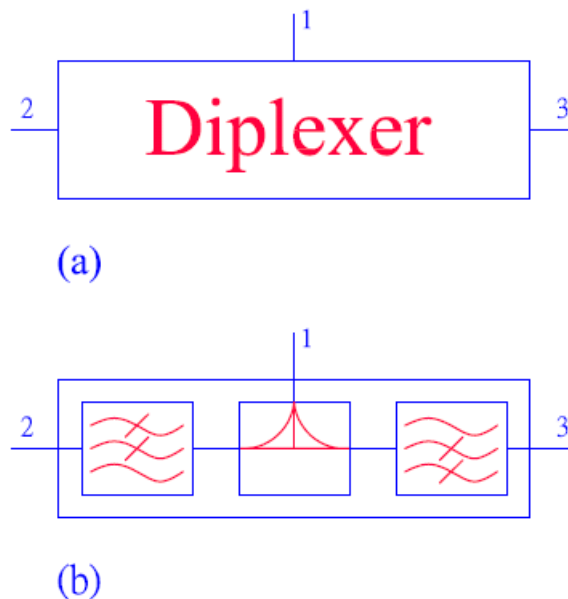


圖 5-1 分頻器的 (a)符號，與 (b)方塊圖

分路連接型式的分頻器是於分路連接輸入端，接至一最佳化電路，然後再各自串聯一個低通濾波器與一個高通濾波器，並確認其在兩個濾波器的訊號通過頻段皆有低的插入損失。換言之，分頻器輸入端在兩個濾波器的訊號通過頻段有很好的阻抗匹配。其意義是分頻器輸入端會達到  $Y_1 + Y_2 = Y_0$  阻抗匹配的效果；其中存在於共同介面的  $Y_1$  和  $Y_2$ ，各自代表了應用於 EGSM 低頻段  $f_1$  的輸入導納和應用於包含 DCS 和 PCS 的高頻段  $f_2$  的輸入導納。圖 5-2 顯示了一用以描述分路連接型式輸入端導納在分頻器的相關位置圖。

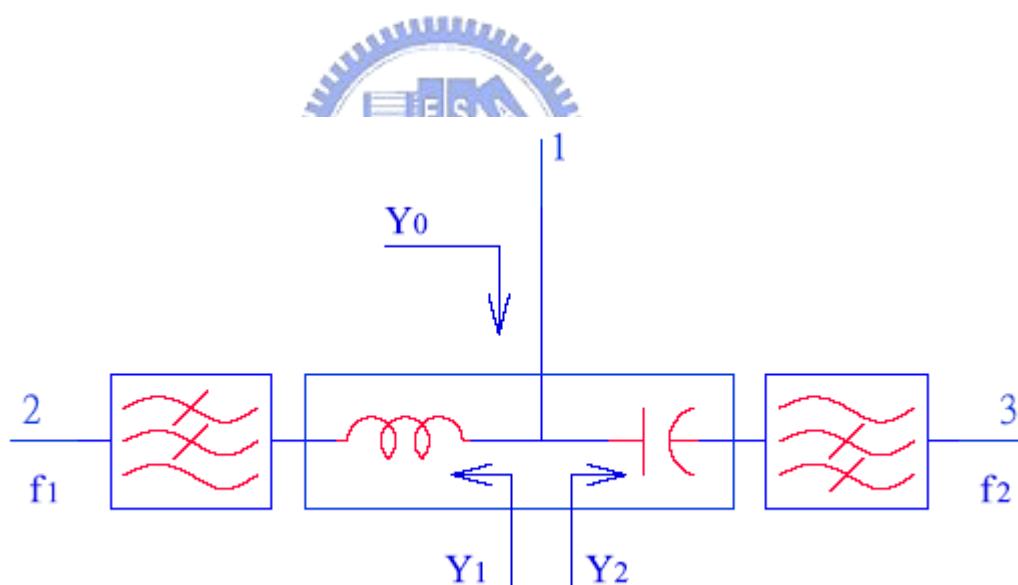


圖 5-2 一用以描述分路連接型式輸入端導納影響的分頻器圖

分路連接型式分頻器的最佳化電路是由電容器與電感器二元件所組成。此部份電路的功能，是將一串聯電感當作低通濾波器第一個元件的一部份，並用其微調使整個低通濾波器的輸入導納  $Y_1$  在其阻止頻段

得一最小值 [8]。同樣地，將一串聯電容當作高通濾波器第一個元件的一部份，並用其微調使整個高通濾波器的輸入導納  $Y_2$  在其阻止頻段得一最小值。

然而，通常實現分頻器的方式；是在其二訊號通過頻段有很好的阻抗匹配，並且在二訊號通過頻段間含有一間隔頻段。因此，由於特性導納  $Y_0$  是在分路連接型式分頻器的輸入端，而導納  $Y_1$  是依存於電感器  $L_1$ 、導納  $Y_2$  是依存於電容器  $C_1$ 。所以我們只要調整電感器  $L_1$  使得導納  $Y_1 = Y_0$  的關係在低頻段  $f_1$  成立；且調整電容器  $C_1$  使得導納  $Y_2 = Y_0$  的關係在高頻段  $f_2$  成立，於是在其二訊號通過頻段就會有很好的阻抗匹配；在其二訊號阻止頻段就會有很高的衰減度。

一用於設計分路連接型式分頻器的最佳化電路元件值的相關原理細節已陳述於前，而其簡化的調整程序會在之後敘述。我們只要遵循這方法；即可滿足在分頻器的輸入端有很好的阻抗匹配。

分路連接型式分頻器簡化的設計程序：

1. 在為頻段  $f_1$  設計低通濾波器及為頻段  $f_2$  設計高通濾波器之後，
2. 調整電感器  $L_1$  使得導納  $Y_1 = 0$  在高頻段  $f_2$  成立；
3. 調整電容器  $C_1$  使得導納  $Y_2 = 0$  在低頻段  $f_1$  成立。

一利用上述方法設計於 LTCC 中的分頻器；並利用高頻電磁模擬軟體模擬所得結果，顯示於圖 5-3。

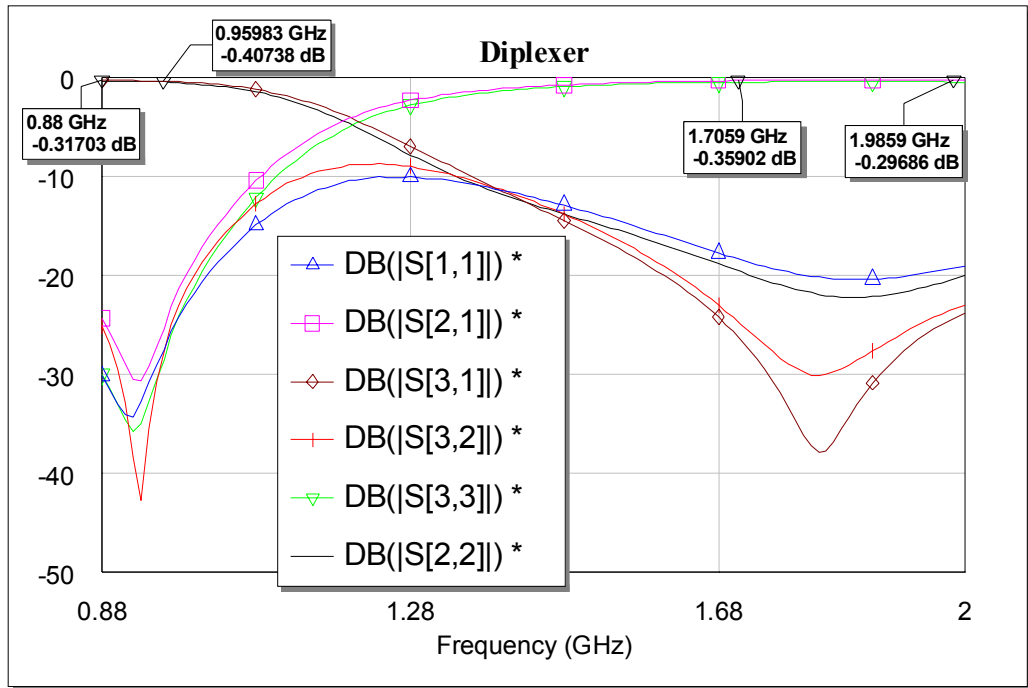


圖 5-3 設計於 LTCC 中的分頻器模擬結果

## 六、PIN 二極體射頻切換器

此章節將要討論射頻切換器的設計要點。到目前為止用來設計天線開關模組中的射頻切換器電路型式有兩種；PIN 二極體及砷化鎵 (GaAs, Gallium arsenide) 微波單晶積體電路 (MMIC, microwave monolithic integrated circuits)。

PIN 二極體射頻切換器一般用於低功率、高速率、和高可靠性的應用。而砷化鎵 (GaAs, Gallium arsenide) 微波單晶積體電路 (MMIC, microwave monolithic integrated circuits) 射頻切換器雖可用於一寬頻的工作頻率範圍，但其成本高於前者。不過與 PIN 二極體比較起來，砷化鎵 (GaAs, Gallium arsenide) 通常可用在更高的工作頻率範圍、更快的切換速率、和更低的消耗功率 [4]。

然而，由於 PIN 二極體切換器有較為簡單的電路結構，所以我們首先使用其在此設計。雖然 PIN 二極體切換器的電路已被研究過，但是我們仍然可以發現一些設計要點值得去注意。



## 6.1 SPDT PIN 二極體射頻發射或接收切換器

一 SPDT PIN 二極體切換器的符號與方塊圖顯示於圖 6-1。其為串聯一 PIN 二極體於發射端與天線端間、分路一 PIN 二極體於接收端與接地端間、並於天線端與接收端間連接一四分之一波長的傳輸線；即構成一完整的 SPDT PIN 二極體切換器。如圖 6-2 所示。

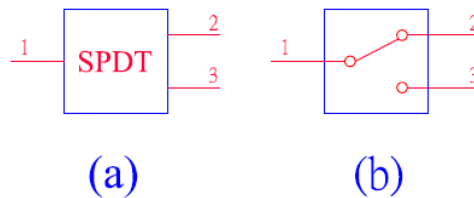


圖 6-1 SPDT 的 (a)符號, 與 (b)方塊圖

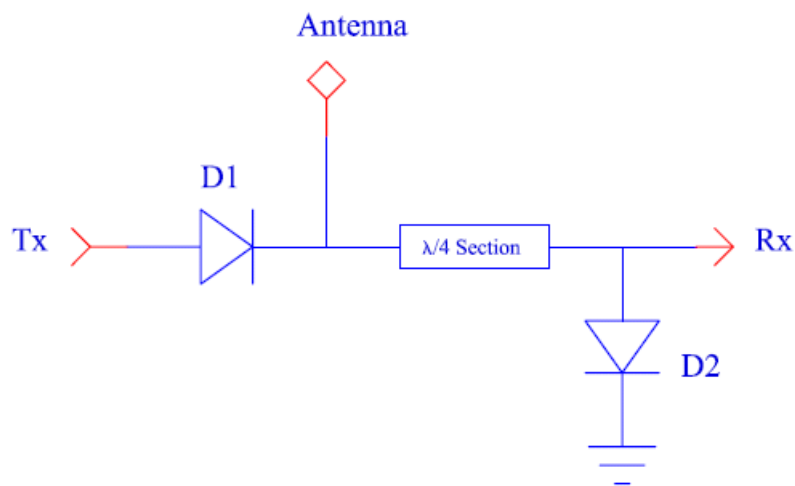


圖 6-2 SPDT 電路架構圖

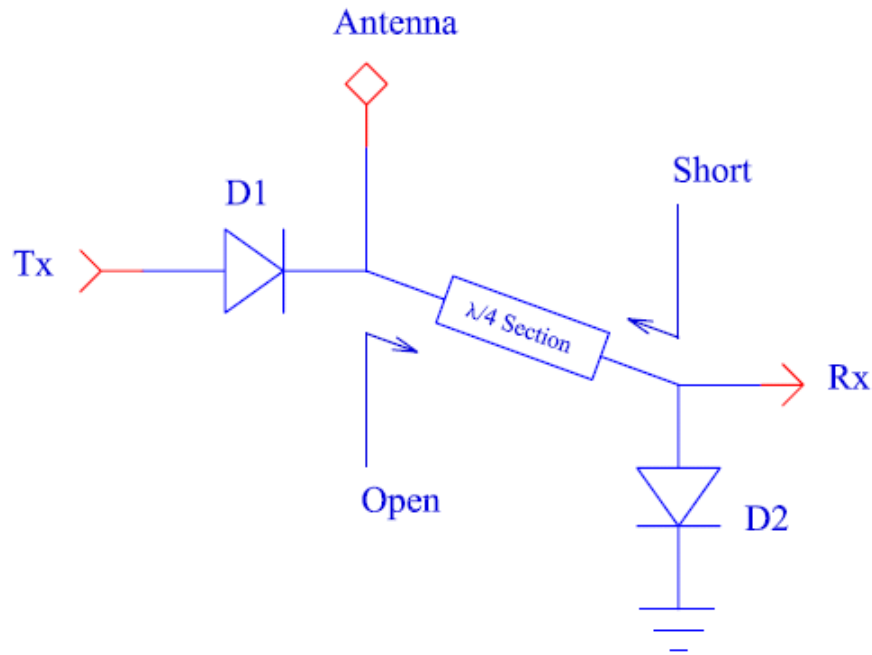


圖 6-3 用以表示 SPDT 電路中的四分之一波長傳輸線原理圖

圖 6-3 說明了當二 PIN 二極體皆導通時，訊號將會傳輸於天線端 (Antenna) 與發射端 (Tx) 之間。此時接收端 (Rx) 被一四分之一波長的傳輸線或射頻抑制電感 L 轉換成短路現象；並形成一分路二極體。而由天線端朝向接收端看，其在共同介面上形成開路現象；並產生一高輸入阻抗。

在設計射頻切換器電路時，我們會發現此開路現象將會只工作於一限制的頻寬；甚至在一受限的三度空間 LTCC 結構中設計，其可能只工作於一個頻率。其意思是說，當訊號由發射端 (Tx) 傳送至天線端 (Antenna) 時，會有部分的訊號功率洩漏到接收端

(Rx)。圖 6-4 顯示了 SPDT 電路在共同介面上的工作頻寬  $f_1$  至  $f_2$  與單一工作頻率  $f_0$  的示意圖。

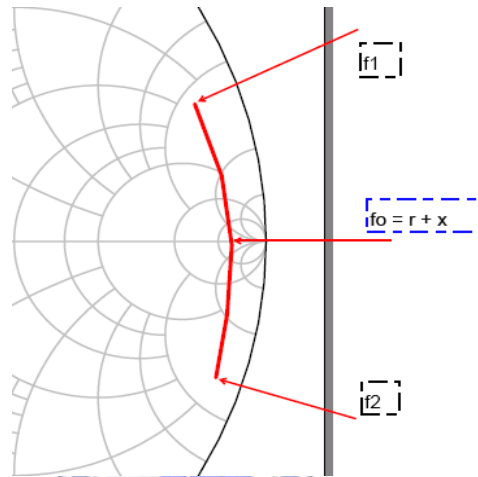


圖 6-4 SPDT 電路在共同介面的工作頻寬圖

影響 SPDT PIN 二極體切換器電路傳送路徑插入損失的因素有：

1. PIN 二極體插入損失，
2. 連接 PIN 二極體元件的焊墊，
3. 切換器輸入與輸出阻抗匹配電路，
4. 在共同介面上開路現象所產生的高阻抗。

以上因素，其中 PIN 二極體插入損失已固定於二極體被選擇後、連接 PIN 二極體元件的焊墊已固定於材質的被選定、而輸入與輸

出阻抗匹配電路有其能力限制；因此在共同介面上開路現象所產生的高阻抗將會是設計 PIN 二極體切換器的一個重要的因素。

由四分之一波長的傳輸線或射頻抑制電感  $L$  在訊號由發射端 (Tx) 傳送至天線端 (Antenna) 形成的發射迴路的共同介面上所產生的開路現象，其上的高阻抗只工作於一限制的頻寬；甚至在一受限的區域設計中，其只工作在一個單點頻率。若高阻抗的工作頻寬有其限制；則當訊號由發射端 (Tx) 傳送至天線端 (Antenna) 時，會有部分的訊號功率洩漏到接收端 (Rx)。此訊號功率的洩漏在工作頻寬之外尤其嚴重；換言之，工作頻寬之外在發射迴路上有較大的插入損失。

有兩種影響開路現象效果的因素，一為如同圖 6-4 顯示的，如前所述在一受限區域設計的 PIN 二極體切換器電路，在工作頻寬  $f_1$  至  $f_2$  間；其在單一工作頻率  $f_0$  的插入損失在發射迴路上會是最小的。另一影響因素是共同介面上的高阻抗，也就是說在此介面上所產生的阻抗越高其對發射迴路得影響越小；而在發射迴路上可得較低的插入損失。圖 6-5 顯示說明了發射迴路插入損失與高阻抗在共同介面上的關係圖。

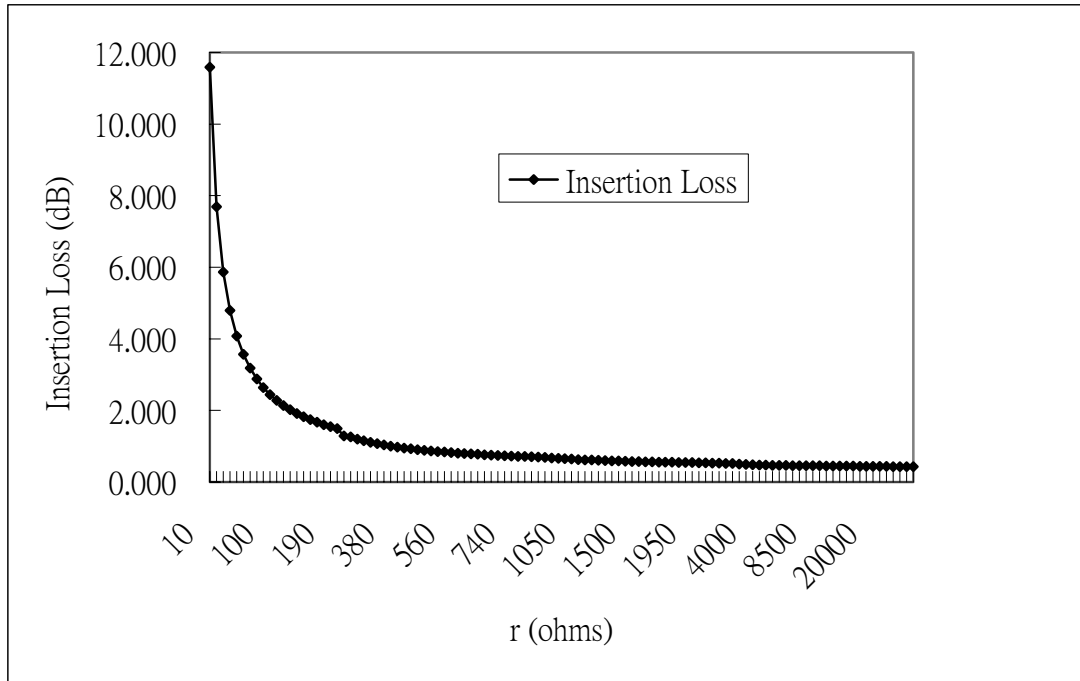


圖 6-5 發射迴路插入損失與高阻抗在共同介面的關係圖

一使用圖 6-2 SPDT 電路架構及 Infineon BAR50-02L PIN 二極體設計於 GSM 頻段的電路，其模擬與量測結果分別顯示於圖 6-6、圖 6-7、與圖 6-8。

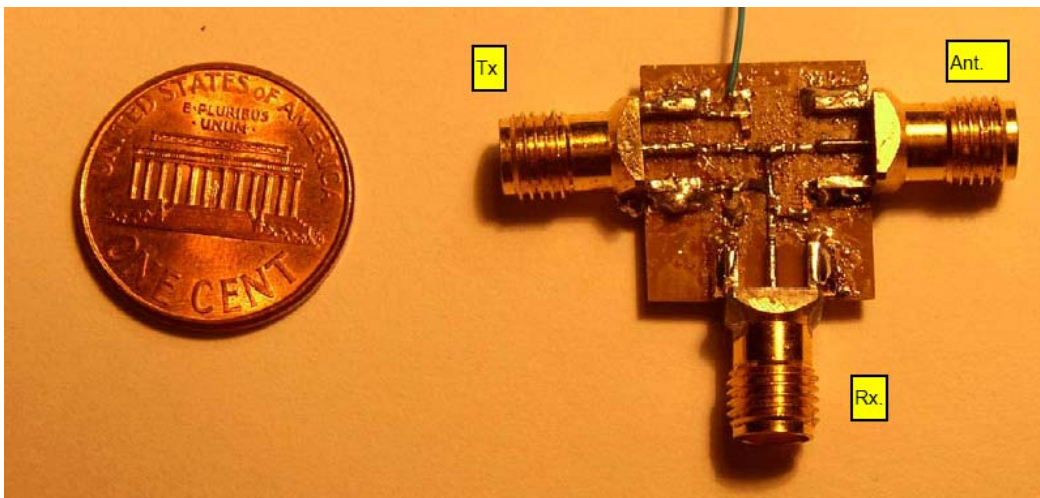


圖 6-6 SPDT 電路

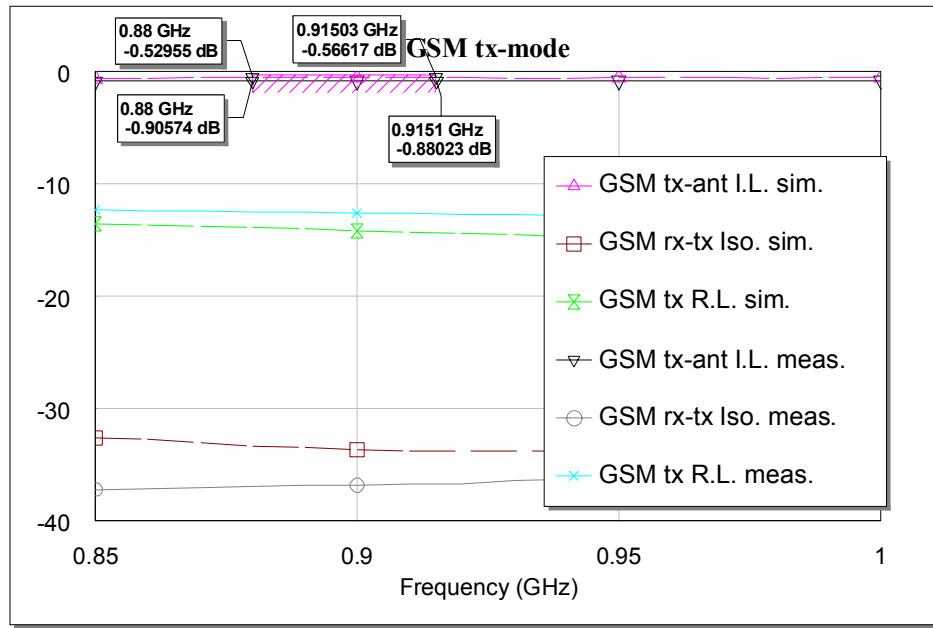


圖 6-7 SPDT 電路於 GSM 發射頻段之模擬與量測結果

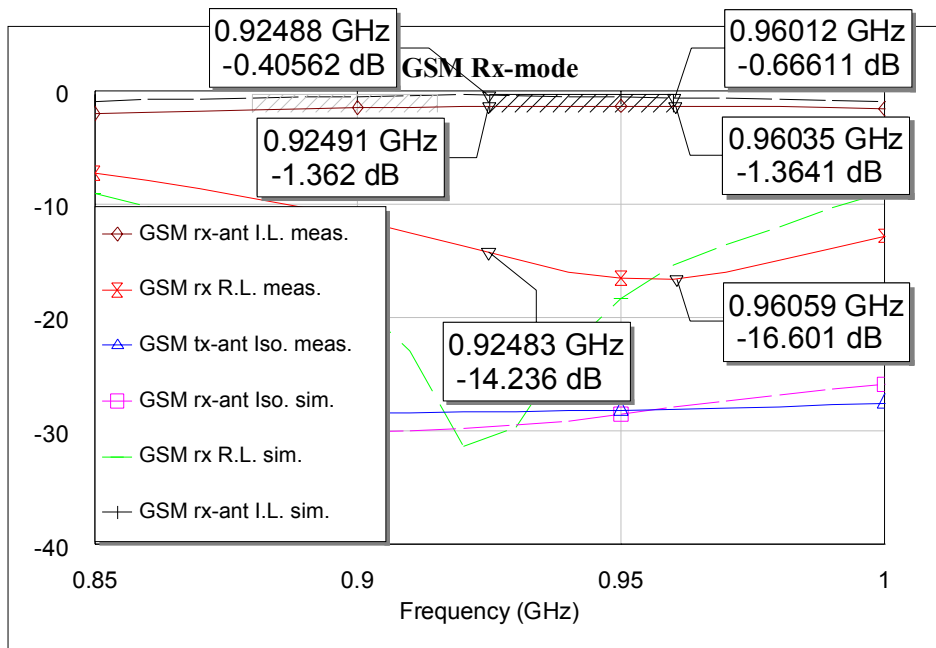


圖 6-8 SPDT 電路於 GSM 接收頻段之模擬與量測結果

## 6.2 SP3T PIN 二極體射頻發射或接收切換器

通常 SP3T PIN 二極體切換器可如同圖 6-6 所示串接兩個 SPDT PIN 二極體切換器的設計而成。但由於設計空間的限制，我們使用了如同圖 6-7 所示的單一輸入輸出端及三個輸入輸出端的電路型式去架構 SP3T PIN 二極體切換器電路。

由圖 6-8 所示的 SP3T PIN 二極體切換器電路結構圖。我們發現其不但簡化了電路、節省了設計空間、和元件使用的數量與成本。

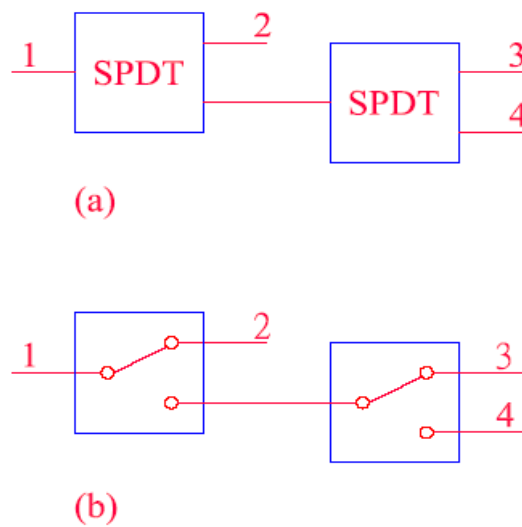


圖 6-9 一 SP3T 結合兩個 SPDT 的 (a)符號，與 (b)方塊圖

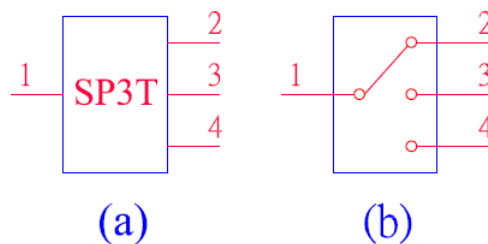


圖 6-10 SP3T 的 (a)符號，與 (b)方塊圖

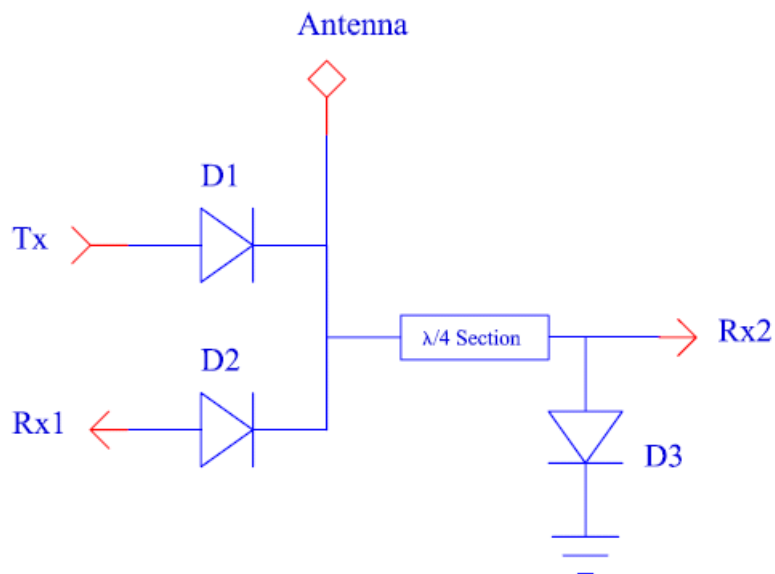


圖 6-11 SP3T 電路架構圖

然而，如同 SPDT PIN 二極體切換器一樣，其發射迴路的插入損失會被在共同介面的開路效果所影響。於 SP3T PIN 二極體切換器中，當發射或接收迴路從端至端形成後，其開路現象是由其它兩端至共同介面所產生的高阻抗所形成；換言之，其中一路徑是由四分之一波長的傳輸線或射頻抑制電感  $L$  所形成，而另一路徑是由 PIN 二極體的隔離度所形成。譬如如圖 6-8 中所示，若訊號傳輸迴路由發射端 (Tx) 至天線端 (Antenna) 形成後，其迴路上的插入損失會受到其它二端 (Rx1 和 Rx2) 在共同介面上所產生的開路現象所影響。表 6-1 顯示了 SP3T 發射或接收迴路插入損失在共同介面之影響關係。



表 6-1 SP3T 發射或接收迴路插入損失在共同介面之影響關係

情況	訊號發射或接收迴路	發射或接收迴路插入損失在共同介面 受到其它二端訊號迴路的影響
1	發射端 Tx 至天線端 Ant	接收端 Rx1 及接收端 Rx2
2	天線端 Ant 至接收端 Rx1	天線端 Tx 及接收端 Rx2
3	天線端 Ant 至接收端 Rx2	天線端 Tx 及接收端 Rx1

一使用圖 6-11 SP3T 電路架構及 Infineon BAR50-02L PIN 二極體設計於 DCS 及 PCS 頻段的電路及其模擬與量測結果分別顯示於圖

6-12、圖 6-13、與圖 6-14。

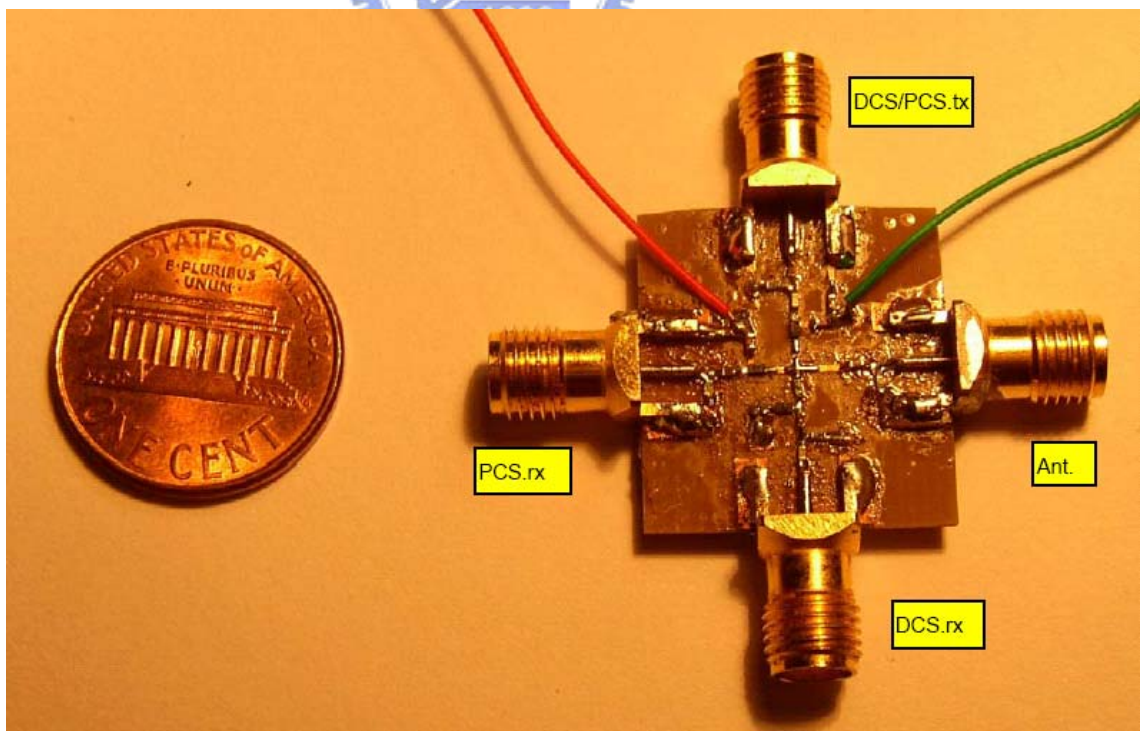


圖 6-12 SP3T 電路

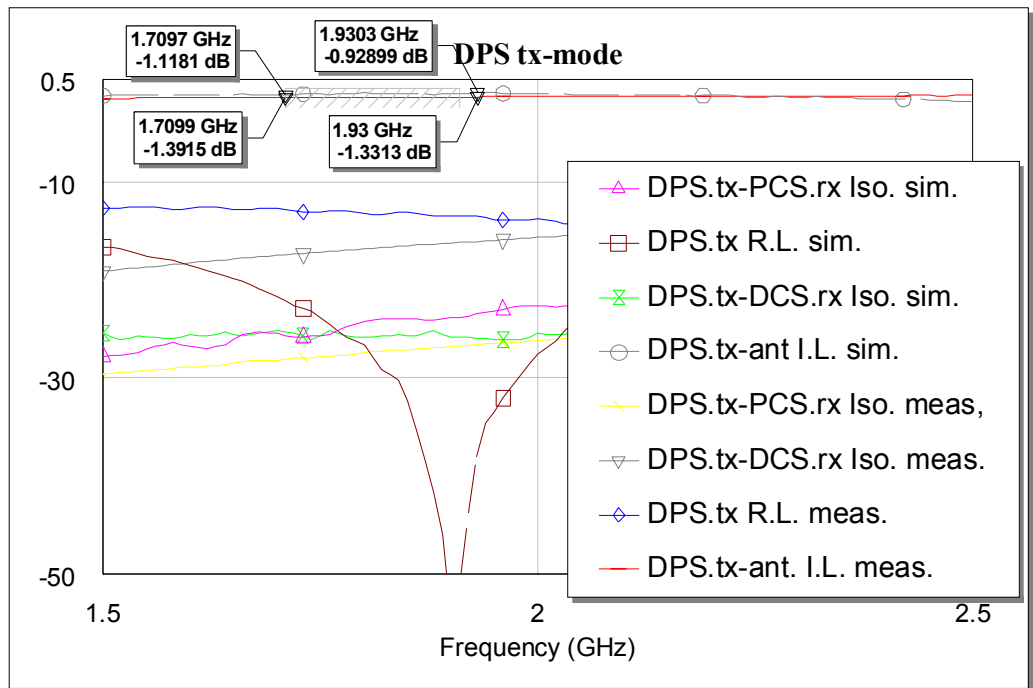


圖 6-13 DCS 及 PCS 發射頻段模擬與量測結果

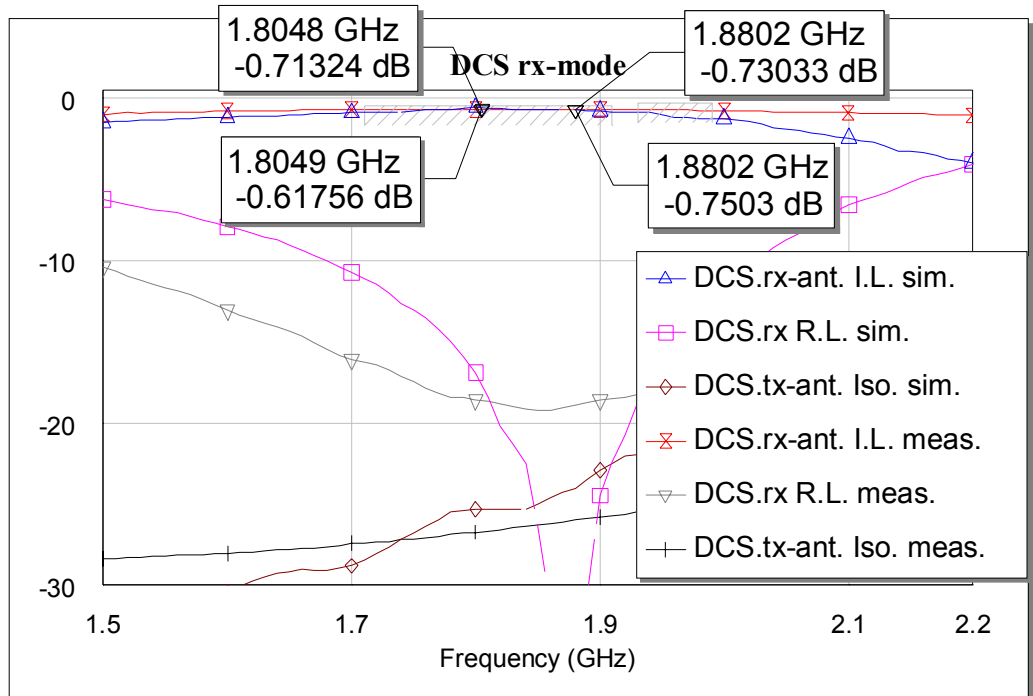


圖 6-14 DCS 接收頻段模擬與量測結果

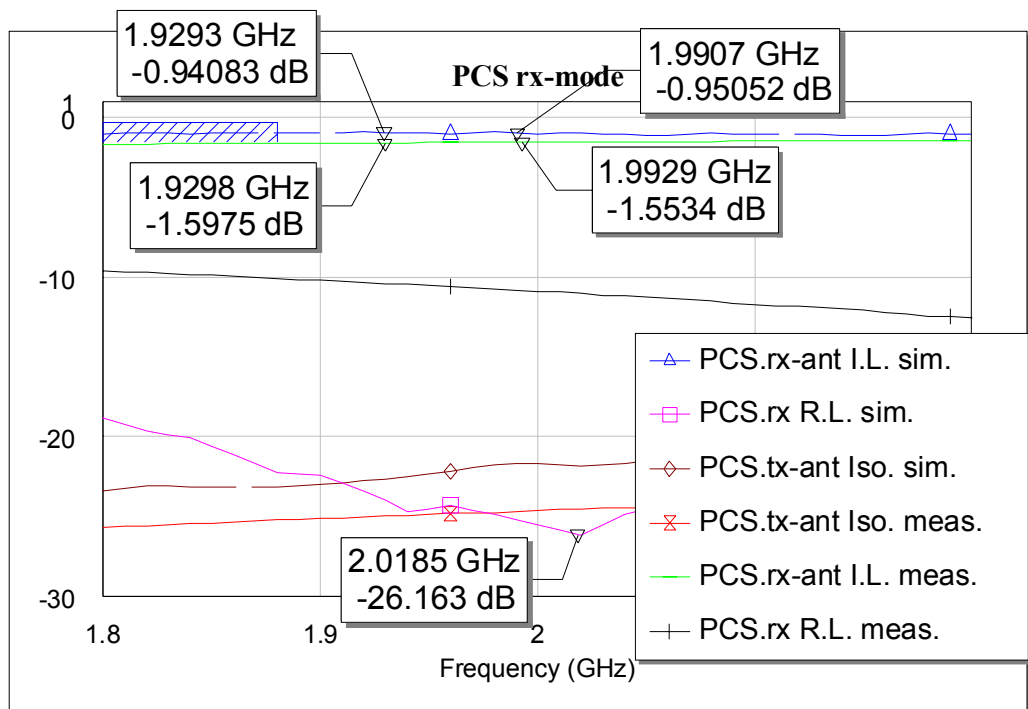


圖 6-15 PCS 接收頻段模擬與量測結果



## 七、設計程序

由設計流程，我們將會從天線開關模組的系統架構作介紹，其包含了系統的主要方塊圖、訊號輸入輸出端、和邏輯訊號控制端。接著我們會顯示說明了在 LTCC 結構中被動電路的佈置圖，再來顯示說明了取自模擬軟體的天線開關模組實際電路佈置圖。

而由電磁模擬軟體所得到的一些參數，我們架構了一個驗證系統；證明整個天線開關模組的特性。最後，我們將會比較此整個模組系統的量測與模擬結果。



## 7.1 系統架構

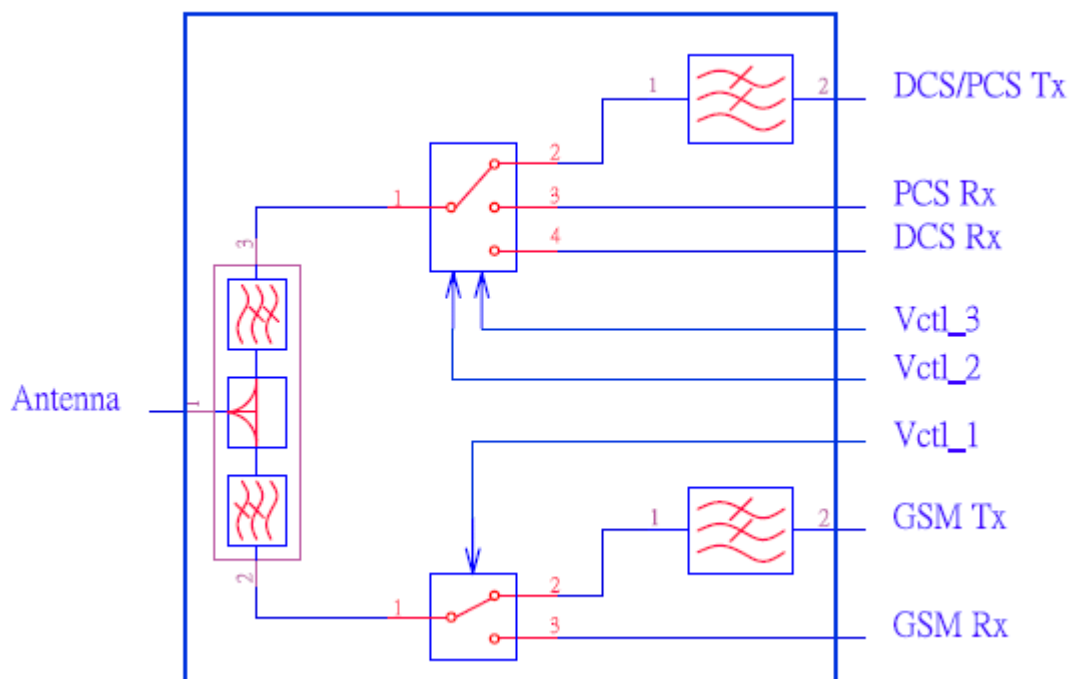


圖 7-1 一簡單的天線開關模組系統圖

一已經省略輸入輸出端阻抗匹配電路、及直流電源濾波電路之簡單的天線開關模組 (ASM, antenna switch module) 系統圖，如圖 7-1 所示。此圖包含了三個邏輯訊號控制輸入端 (Vctl\_1, Vctl\_2, Vctl\_3)；其為控制訊號發射或接收迴路的狀態，一天線訊號輸入輸出端適用於發射或接收訊號，兩個訊號發射端 (DCS/PCS Tx 及 GSM Tx) 其為發射來自功率放大器的訊號，和三個訊號接收端 (GSM Rx, DCS Rx, 及 PCS Rx ) 其為將接收訊號透過帶通濾波器送至射頻接收電路。

## 7.2 天線開關模組方塊電路在 LTCC 多層結構上的佈置

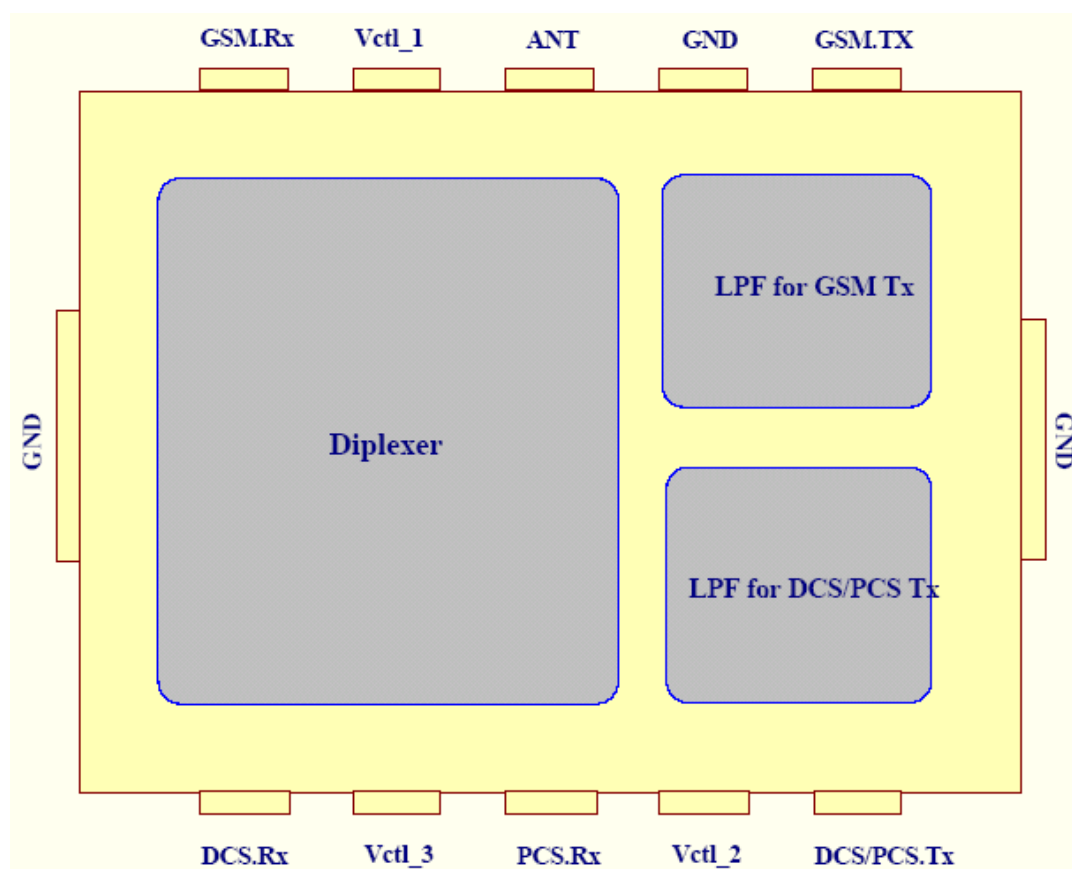


圖 7-2 用於電磁模擬的天線開關模組方塊佈置圖

圖 7-2 顯示說明了用於電磁模擬軟體的天線開關模組 (ASM, antenna switch module) 電路方塊佈置圖。整個模組是一長 4.5mm、寬 3.2mm，使用 Dupont951 材質的 LTCC 結構。

此圖中顯示包含了三個電路方塊；分頻器區分來自天線端的訊號為高頻段及低頻段、用於 GSM 發射迴路的低通濾波器、及用於 DCS/PCS 發射迴路的低通濾波器。有關的連接端亦定義於其外圍，

其三個邏輯訊號控制輸入端 (Vct1\_1, Vct1\_2, Vct1\_3) 為控制訊號發射或接收迴路的狀態，一天線訊號輸入輸出端適用於發射或接收訊號，兩個訊號發射端 (DCS/PCS Tx 及 GSM Tx) 其發射訊號由 DCS/PCS 及 GSM 發射模式所產生，和三個訊號接收端 (GSM Rx, DCS Rx, 及 PCS Rx ) 其接收訊號是由 GSM、DCS、及 PCS 接收模式所產生。兩個接地端是用於訊號接地。



### 7.3 天線開關模組元件在 LTCC 多層結構上的佈置

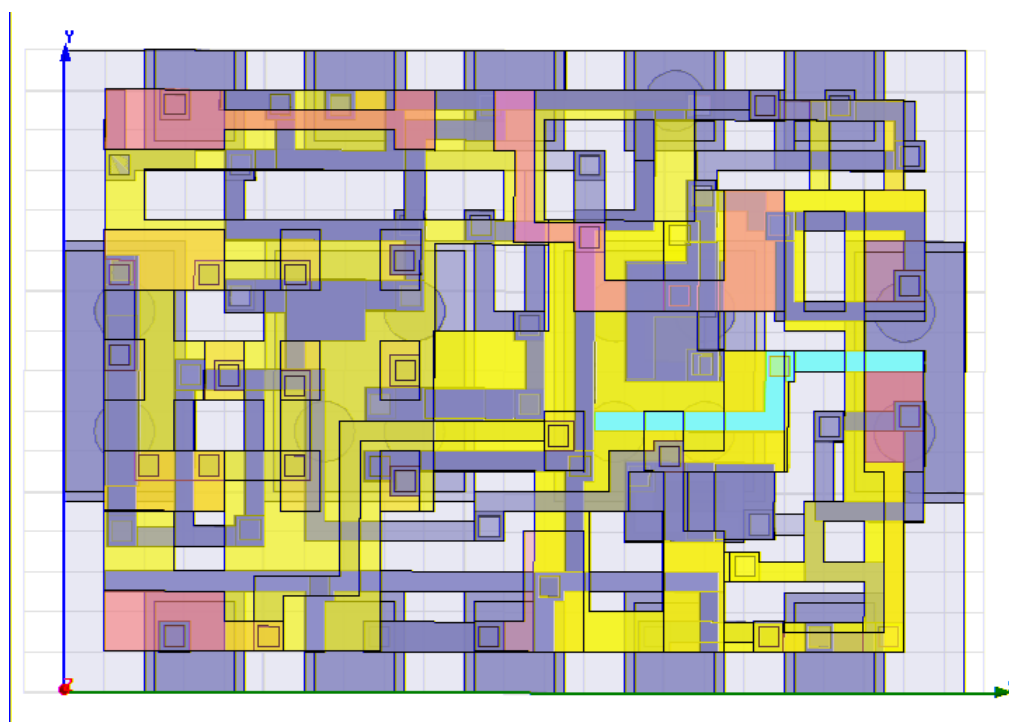


圖 7-3 取自模擬軟體的天線開關模組電路佈置圖

圖 7-3 顯示自模擬軟體的天線開關模組的被動電路佈置圖。此多層結構圖主要是用於架構出電容或電感的被動元件。

此圖中可相對應於圖 7-2 的三個電路方塊；分頻器位於其左半部區域、用於 GSM 發射迴路的低通濾波器位於右上方區域、而用於 DCS/PCS 發射迴路的低通濾波器位於其右下方區域。由圖中，我們亦可得知其建構了十六個電容或電感的被動元件。



## 7.4 系統驗證

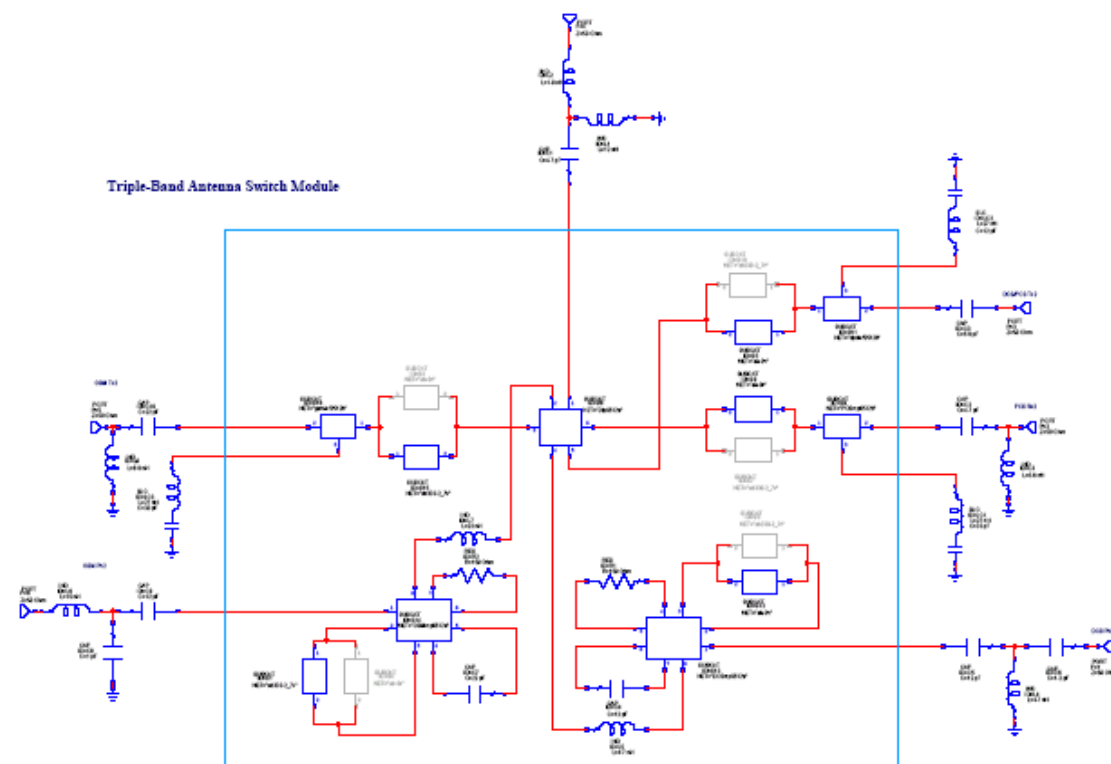


圖 7-4 天線開關模組系統驗證圖

在經過電磁模擬之後，我們可獲得一些 S 參數用以驗證整個系統的特性。圖 7-4 顯示了天線開關模組的系統驗證圖。由此圖中，我們可區分整個系統為方框內的 LTCC 模組；其包含了組裝於 LTCC 表層的四個 PIN 二極體和六個集總被動元件、以及建構於 LTCC 內的十六個電容或電感的被動元件。而方框外部是相關的微調阻抗匹配電路。

## 7.5 模擬與量測結果

由前述的天線開關模組 (ASM, antenna switch module) 驗證系統，我們可區分模擬與量測結果為 GSM 發射模式、GSM 接收模式、DCS/PCS 發射模式、DCS 接收模式、及 PCS 接收模式。

圖 7-5 將顯示用於天線開關模組的測試板圖。圖 7-6 將顯示用於測試板的較正板圖及其量測結果；其作為較正補償各模式量測值。

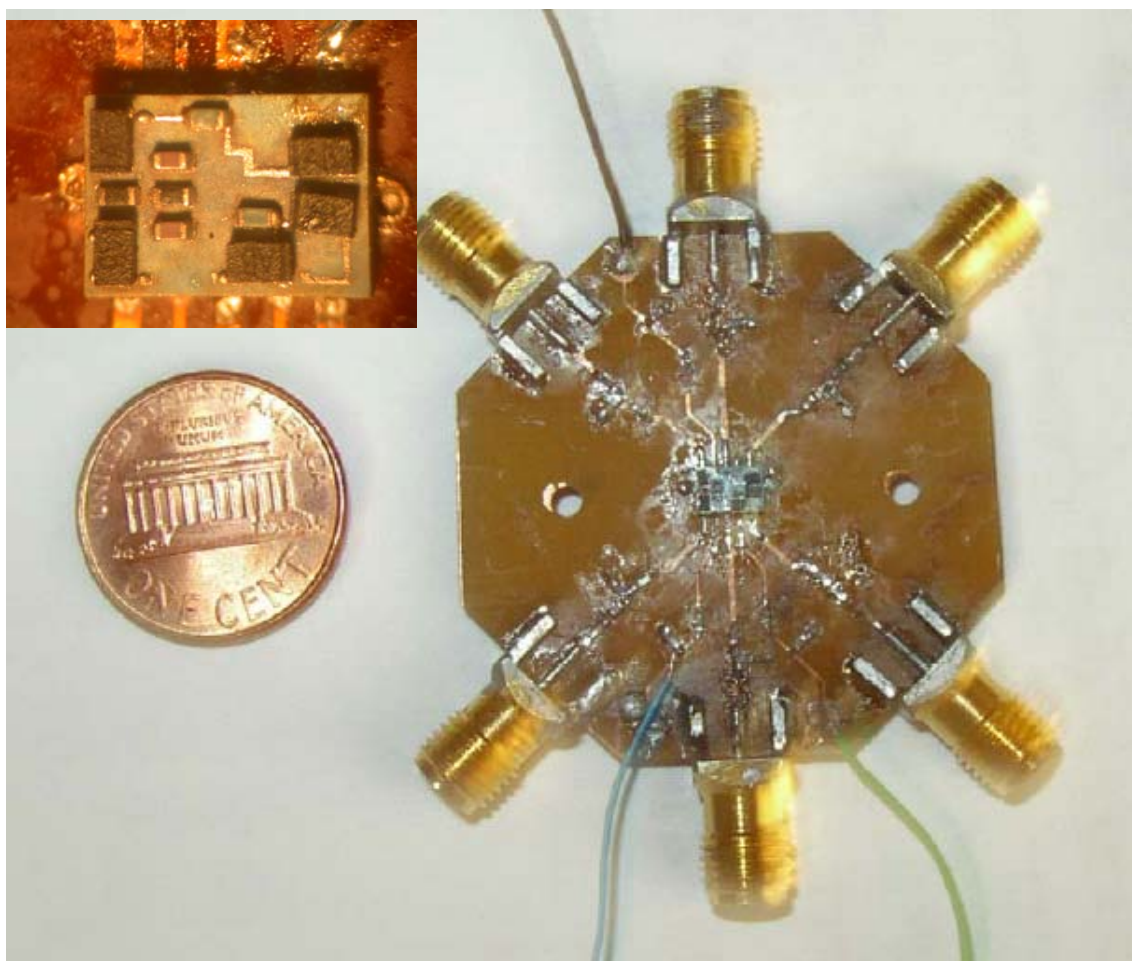


圖 7-5 測試板圖(左上方為放大的天線開關模組)

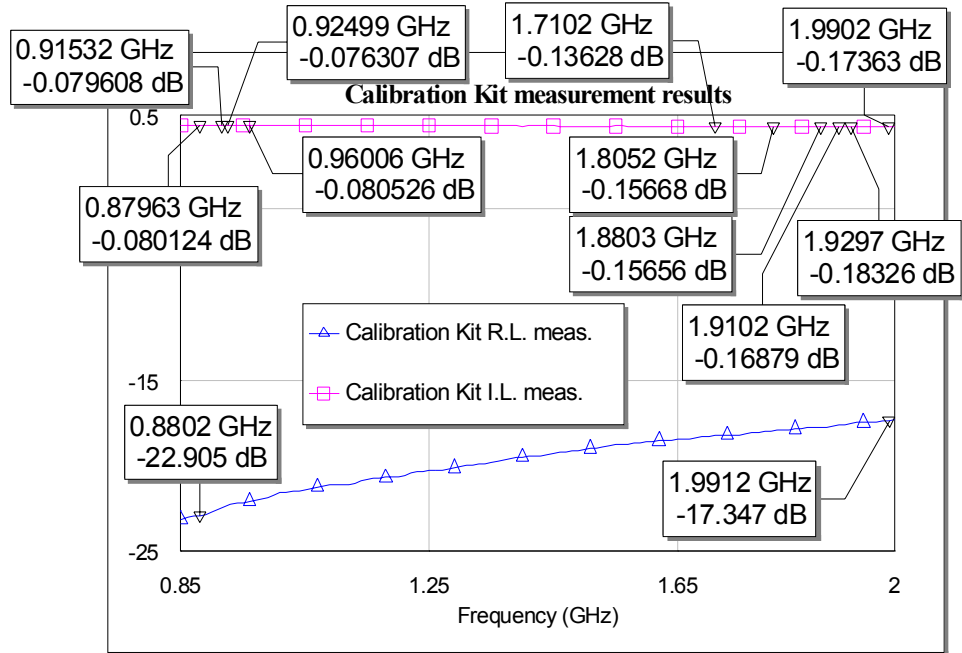
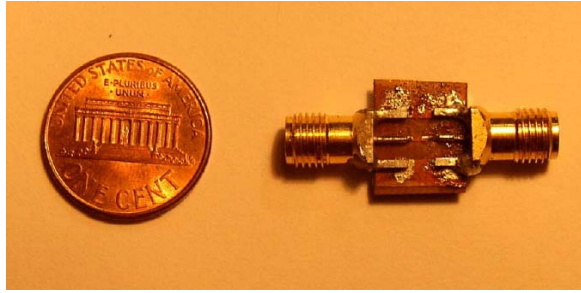


圖 7-6 用於測試板的較正板圖及其量測結果

表 7-1 較正板主要頻率插入損失量測結果

頻率(MHz)	插入損失(dB)	頻率(MHz)	插入損失(dB)
880	0.0801	1805	0.1567
915	0.0796	1880	0.1566
925	0.0763	1910	0.1688
960	0.0805	1930	0.1833
1710	0.1363	1990	0.1736

### 7.5.1 GSM 發射模式

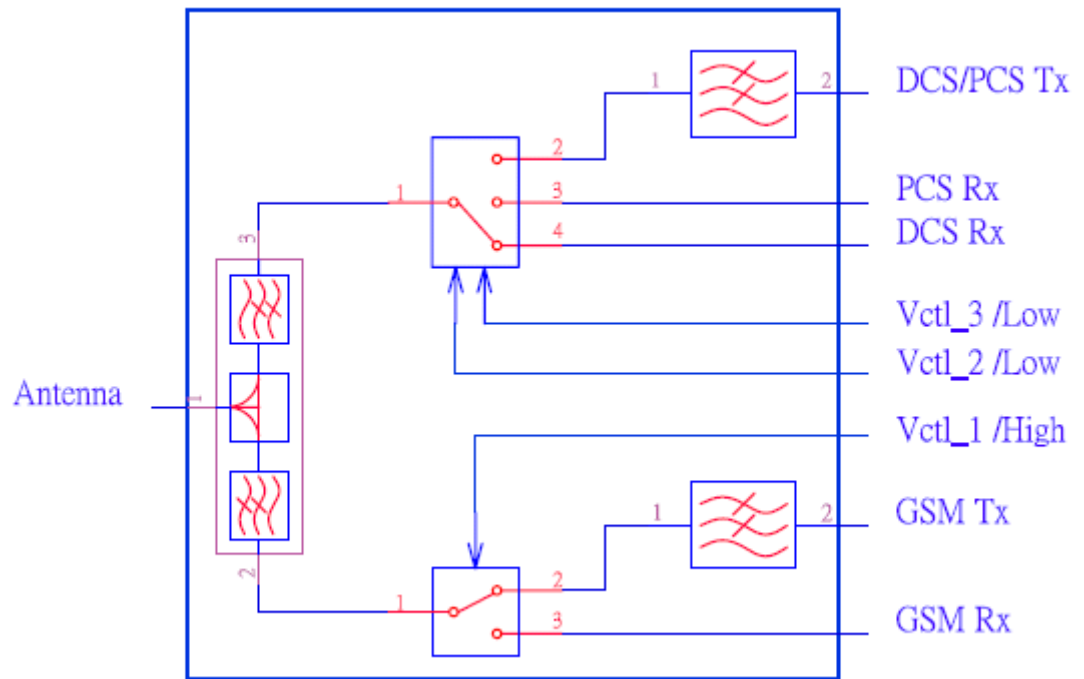


圖 7-7 GSM 發射模式相關訊號流程。

GSM 發射模式的規格包含了插入損失、折返損失、隔離度、和訊號諧波衰減度。由圖 7-7 得知系統在 GSM 發射模式時，訊號插入損失是從 GSM 發射端 (Tx) 經由一低通濾波器通過介於 880MHz 和 915MHz 之間的頻段訊號、一 SPDT PIN 二極體切換器、和分頻器至天線端得到。在此同時，訊號諧波衰減度特性是獲得自低通濾波器和分頻器二者的訊號阻止頻段。折返損失是記錄自 GSM 發射端。隔離度有三個訊號迴路部份要考慮；訊號從 GSM 接收端到 GSM 發射端、訊號從 DCS 接收端到 GSM 發射端、和訊號從 PCS 接收端到 GSM 發射端。此三個訊號迴路是檢查當 GSM 訊號傳送至天線時，如何避免被三個接收端訊號影響的能力。

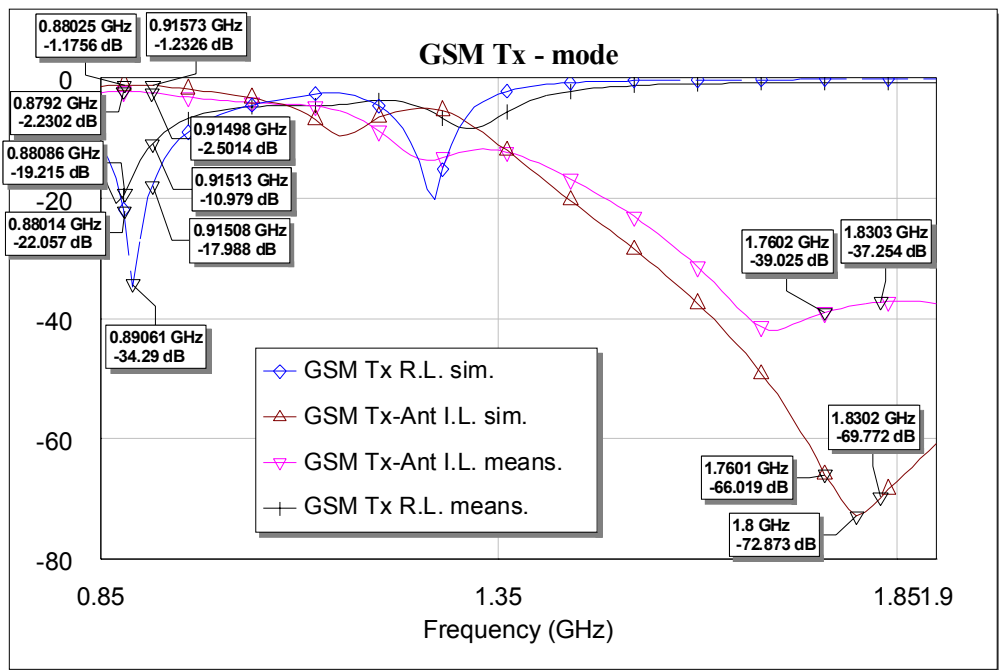


圖 7-8 GSM 發射模式插入損失、折返損失和訊號諧波衰減度圖

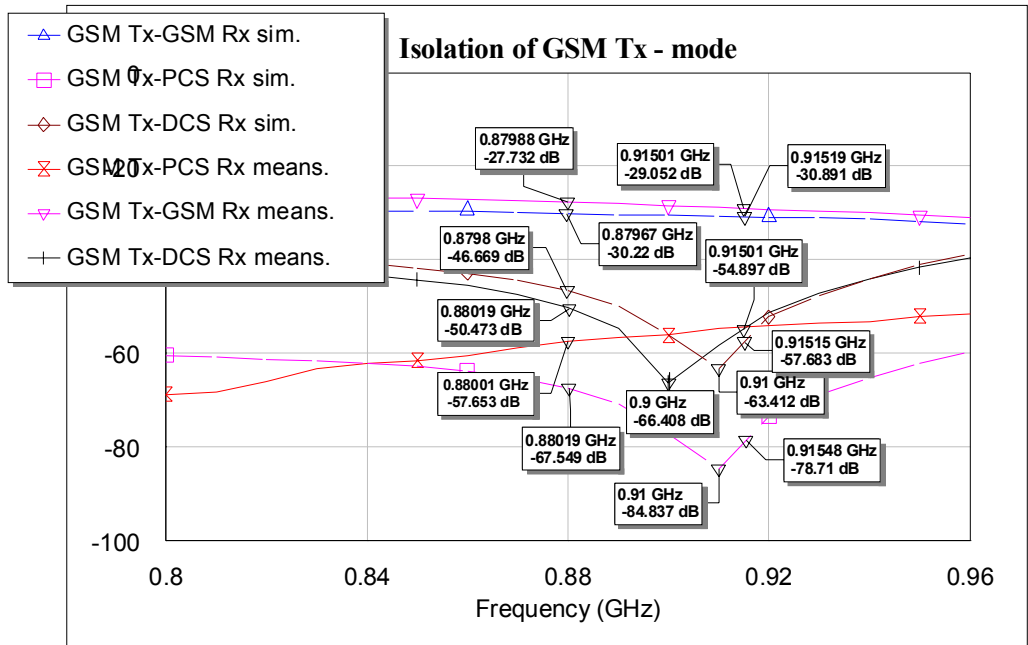


圖 7-9 GSM 發射模式的隔離度圖

表 7-2 GSM 發射模式模擬與量測結果的紀錄

量測迴路或端	模擬結果	量測結果
GSM Tx-Ant I. L.	1.17 ~ 1.23	2.23 ~ 2.5
Att on 2*fo	66.12 ~ 72.87	37.25 ~ 39.03
GSM Tx R. L.	18 ~ 34.3	10.98 ~ 19.22
Isolation GSM. Tx - GSM. Rx	30.22 ~ 30.89	27.73 ~ 29.05
Isolation GSM. Tx - DCS. Rx	46.52 ~ 58	50.41 ~ 66.47
Isolation GSM. Tx - PCS. Rx	67.33 ~ 80	54 ~ 57.65

由 GSM 發射模式模擬與量測結果，我們從圖 7-8 及表 7-1 得知：

1、插入損失在低頻點約 0.88 GHz 上實際量測與模擬值的差距加

上較正補償值為；

$$2.2302 - 1.1756 - 0.0801 = 0.9745 \text{ (dB).}$$

2、插入損失在高頻點約 0.915 GHz 上實際量測與模擬值的差距加

上較正補償值為；

$$2.5014 - 1.2326 - 0.0796 = 1.1892 \text{ (dB).}$$

其可能的原因在元件手工組裝上的偏移、或實際集總元件上的誤

差造成高低頻有不同的結果。而在訊號諧波衰減度 30 dB 的最低

需求雖已達到，但於傳送迴路中由於有一組分路電路特性的偏

移；使得實際量測值不如模擬值佳。不過最低 20 dB 的隔離度規格及折返損失 10 dB 的最低要求已獲得。



### 7.5.2 GSM 接收模式

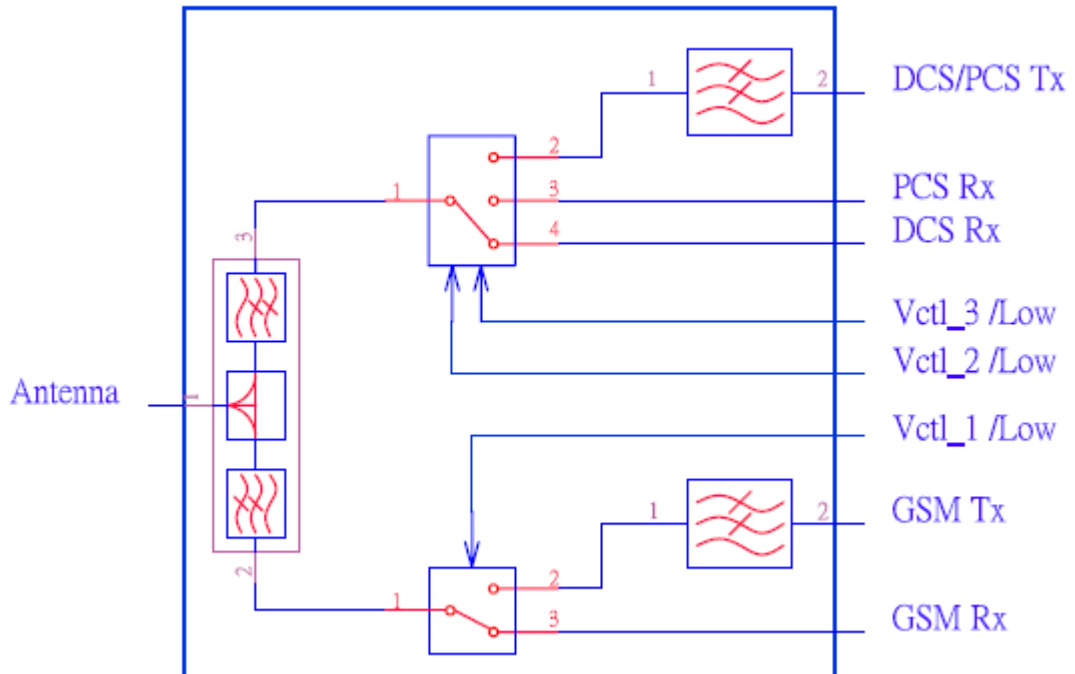


圖 7-10 GSM 接收模式相關訊號流程。

GSM 接收模式的規格包含了插入損失、折返損失、和隔離度。由圖 7-10 得知系統在 GSM 接收模式時，訊號插入損失是從天線端經由分頻器、一 SPDT PIN 二極體射頻切換器通過介於 925 MHz 和 960 MHz 之間的頻段訊號、至 GSM 接收端 (Rx) 得到。折返損失是記錄自 GSM 接收端。隔離度僅考慮訊號從 GSM 發射端到至天線端的迴路部份。此訊號迴路是檢查當 GSM 接收端接收自天線端訊號時；如何避免被 GSM 發射端訊號影響的能力。



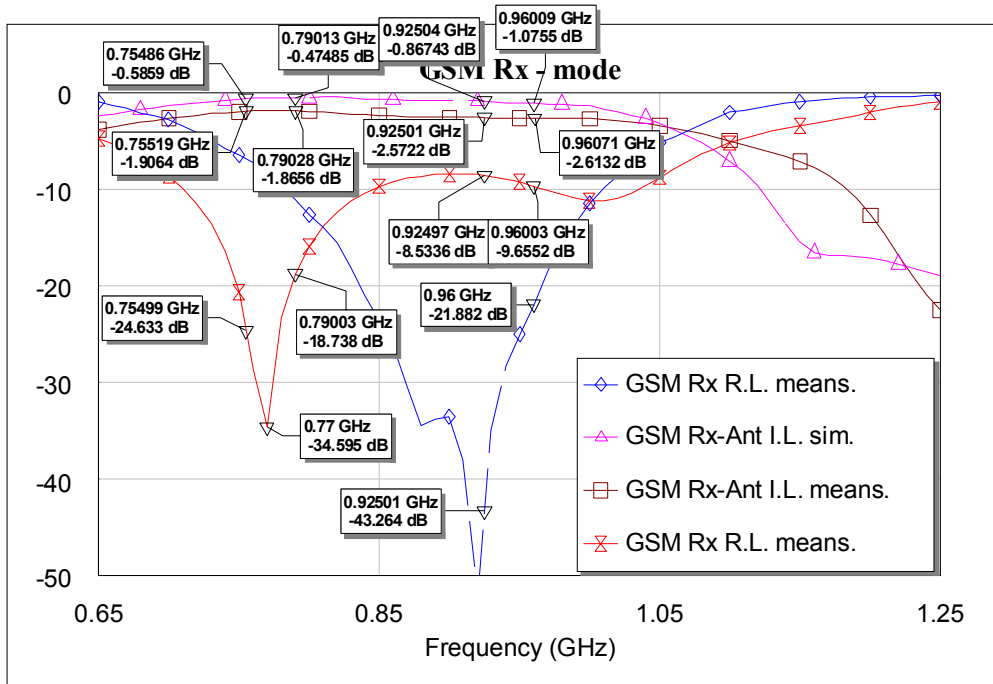


圖 7-11 GSM 接收模式插入損失與折返損失圖。

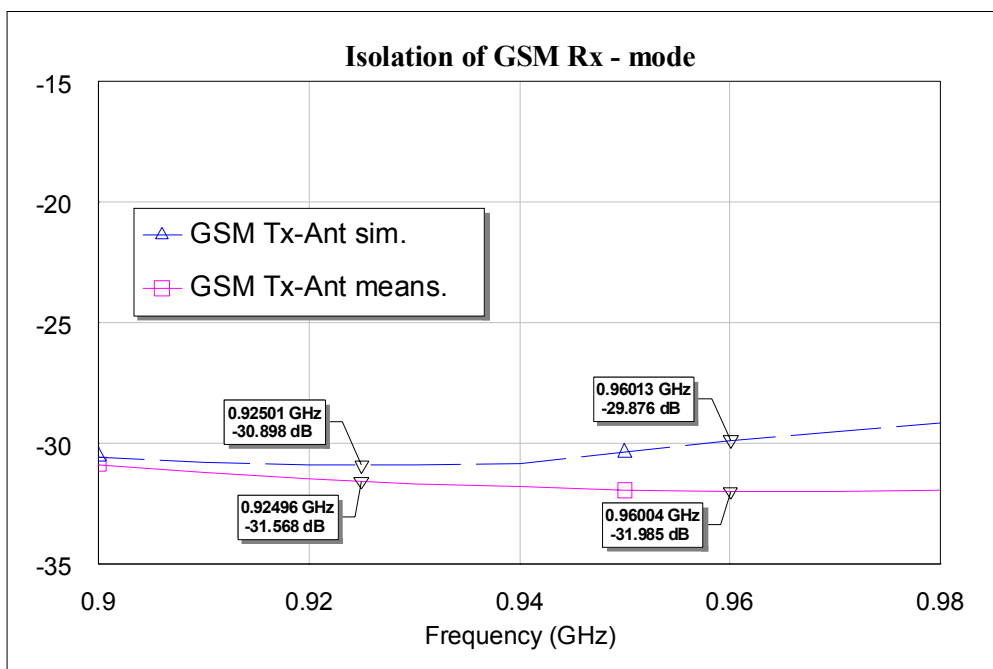


圖 7-12 GSM 接收模式的隔離度圖

表 7-3 GSM 接收模式模擬與量測結果的紀錄

量測迴路或端	模擬結果	量測結果
GSM Ant to Rx I. L.	0.937 ~ 1.063	2.59 ~ 2.61 (1.8656 ~ 1.9024)*
GSM Rx R. L.	17.68 ~ 22.91	8.53 ~ 9.67 (18.738 ~ 34.595)*
Isolation GSM. Tx - Ant	29.88 ~ 30.9	31.57 ~ 31.96

\*一偏移 170 MHz 的頻段測得之結果



由 GSM 接收模式模擬與量測結果，我們從圖 7-11 及表 7-1 得知：

1、插入損失在低頻點約 0.925 GHz 上實際量測與模擬值的差距加

上較正補償值為；

$$2.5722 - 0.8674 - 0.0763 = 1.6285 \text{ (dB).}$$

2、插入損失在高頻點約 0.96 GHz 上實際量測與模擬值的差距加

上較正補償值為；

$$2.6132 - 1.0755 - 0.0805 = 1.4572 \text{ (dB).}$$

其可能的原因在元件手工組裝上的偏移、或實際集總元件上的誤

差造成高低頻有不同的結果。而折返損失的過低（10 dB 是最低要

求) 亦影響了前項結果。不過最低 20 dB 的隔離度規格已達成。

在一偏移 170 MHz 的頻段我們測得之另一組結果：

1、插入損失在約 0.755 GHz 上實際量測與低頻點 0.925 GHz 模擬值的差距加上較正補償值為；

$$1.9064 - 1.3939 - 0.0763 = 0.4362 \text{ (dB)}.$$

2、插入損失在約 0.79 GHz 上實際量測與高頻點 0.96 GHz 模擬值的差距加上較正補償值為；

$$1.8656 - 1.0755 - 0.0805 = 0.7096 \text{ (dB)}.$$

其可能的原因為整體系統阻抗匹配的偏移（其來自實際集總元件或 LTCC 製程上的誤差）所造成。

### 7.5.3 DCS/PCS 發射模式

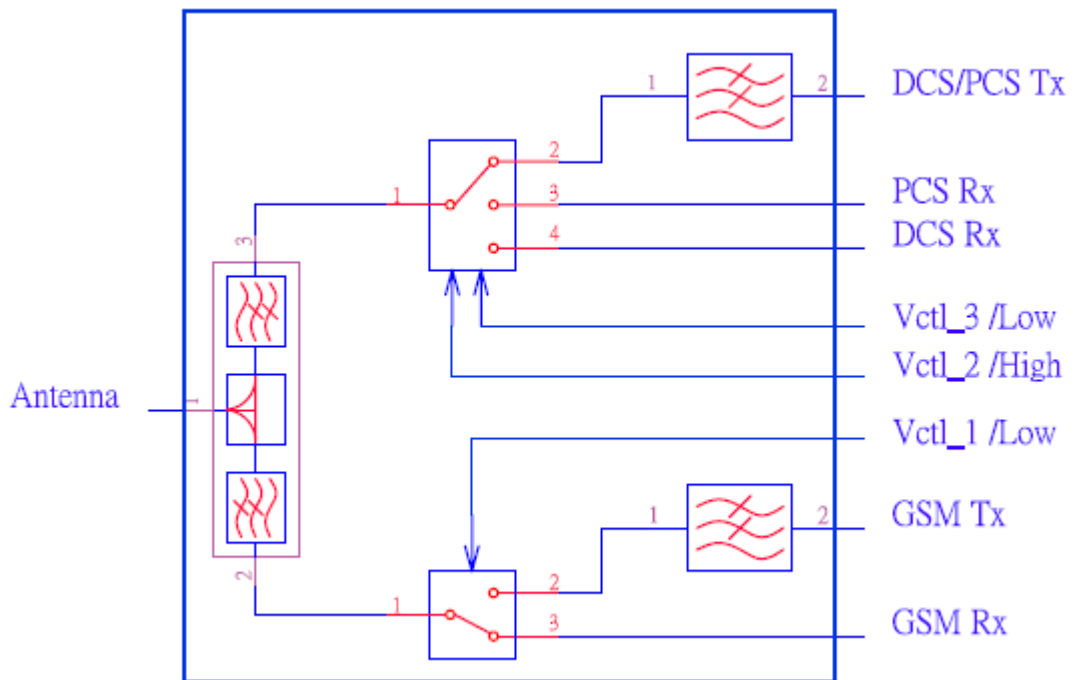


圖 7-13 DCS/PCS 發射模式相關訊號流程.

DCS/PCS 發射模式的規格包含了有插入損失、折返損失、隔離度、和訊號諧波衰減度。因為 DCS 或 PCS 系統並不會運作於同時間，是以我們可使用同一個傳送迴路。由圖 7-13 得知系統在 DCS/PCS 發射模式時，訊號插入損失是從 DCS/PCS 發射端 (Tx) 經由一低通濾波器通過介於 1710 MHz 和 1910 MHz 之間的頻段訊號、一 SP3T PIN 二極體切換器、和分頻器至天線端得到。在此同時，訊號諧波衰減度特性是獲得自低通濾波器和分頻器二者的訊號阻止頻段。折返損失是記錄自 DCS/PCS 發射端。隔離度有三個訊號迴路部份要考

慮；訊號從 GSM 接收端到 DCS/PCS 發射端、訊號從 DCS 接收端到 DCS/PCS 發射端、和訊號從 PCS 接收端到 DCS/PCS 發射端。此三個訊號迴路是檢查當 DCS/PCS 訊號傳送至天線時，如何避免被三個接收端訊號影響的能力。

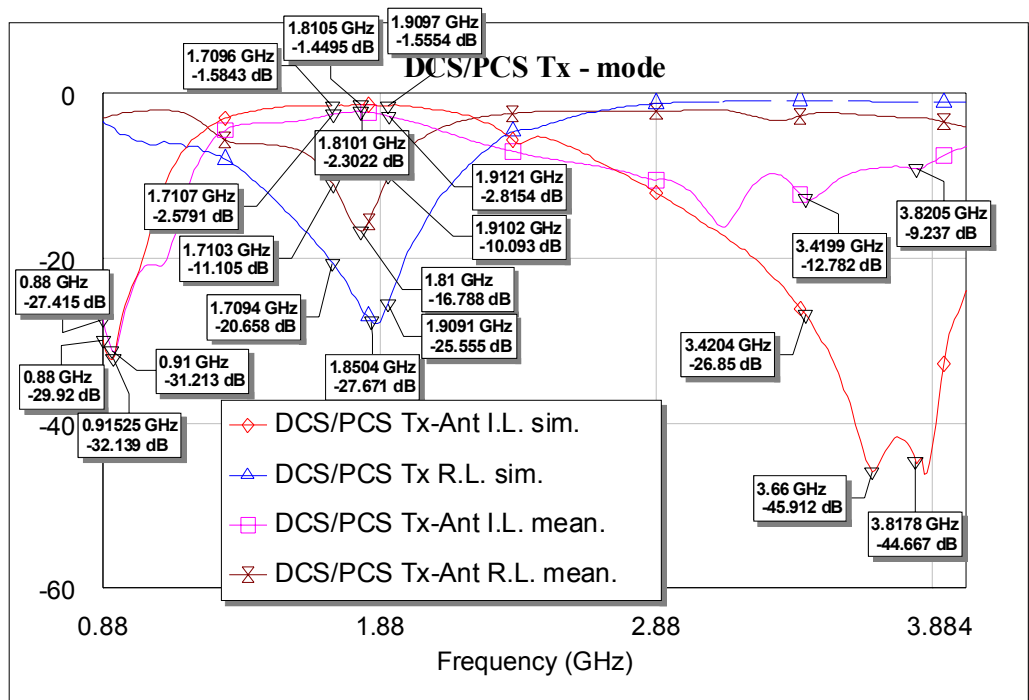


圖 7-14 DCS/PCS 發射模式插入損失、折返損失和訊號諧波衰減度圖

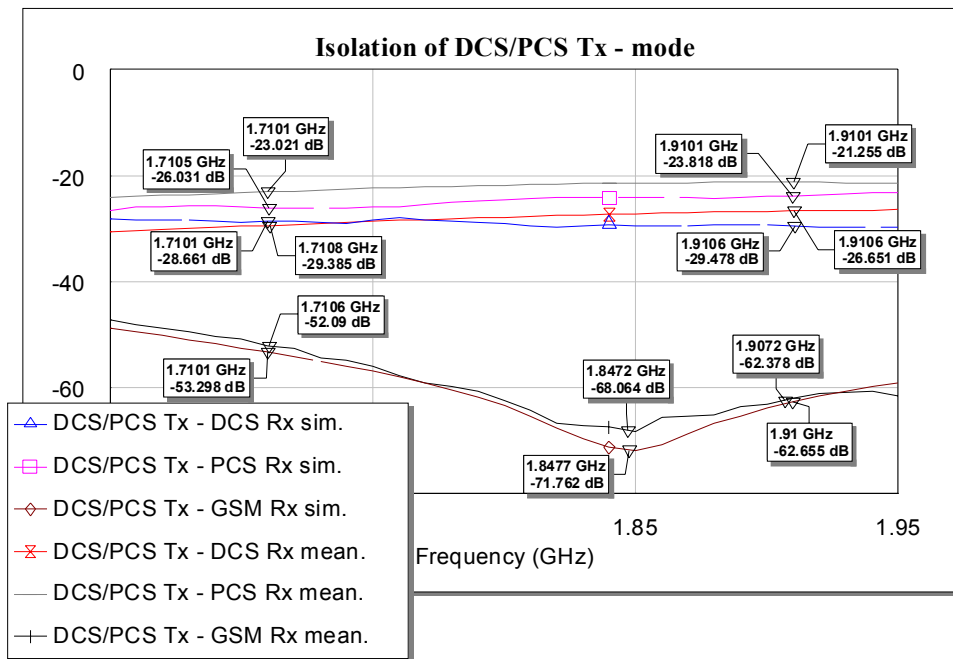


圖 7-15 DCS/PCS 發射模式的隔離度圖

表 7-4 DCS/PCS 發射模式模擬與量測結果的紀錄

量測迴路或端	模擬結果	量測結果
DCS/PCS Tx - Ant I. L.	1.55 ~ 1.57	2.3 ~ 2.82
Att on GSM tx	29.92 ~ 32.14	27.42 ~ 37.21
Att on 2*fo	26.85 ~ 44.67	9.24 ~ 12.78
DCS/PCS Tx port R. L.	20.66 ~ 27	10.1 ~ 12.79
Isolation DCS/PCS. Tx - GSM. Rx	53.3 ~ 71.76	52.09 ~ 68.06
Isolation DCS/PCS. Tx - DCS. Rx	28.66 ~ 29.48	26.65 ~ 29.39
Isolation DCS/PCS. Tx - PCS. Rx	23.82 ~ 26.03	21.26 ~ 23.02

由 DCS/PCS 發射模式模擬與量測結果，我們從圖 7-14 及表 7-1 得知：

1、插入損失在低頻點約 1.71 GHz 上實際量測與模擬值的差距加上較正補償值為；

$$2.5791 - 1.5843 - 0.1363 = 0.8585 \text{ (dB)}.$$

2、插入損失在高頻點約 1.91 GHz 上實際量測與模擬值的差距加上較正補償值為；

$$2.8154 - 1.5554 - 0.1688 = 1.0912 \text{ (dB)}.$$

3、插入損失在頻寬中約 1.81 GHz 上實際量測與模擬值的差距加上較正補償值（約 0.1567 dB）為；

$$2.3022 - 1.4495 - 0.1567 = 0.6960 \text{ (dB)}.$$

其可能的原因在元件手工組裝上的偏移、或實際集總元件上的誤差造成高低頻有不同的結果。另在訊號諧波衰減度 30 dB 的最低需求並未得到所要的數據，經與系統驗證電路比較推論得知；是發射迴路中的低通濾波器上面的分路電路未動作(如圖 7-15 所示)。而此由製程上造成的影響，亦使得插入損失有不確定的量測值。不過折返損失 10 dB 的最低要求及最低 20 dB 隔離度的規格已達成。

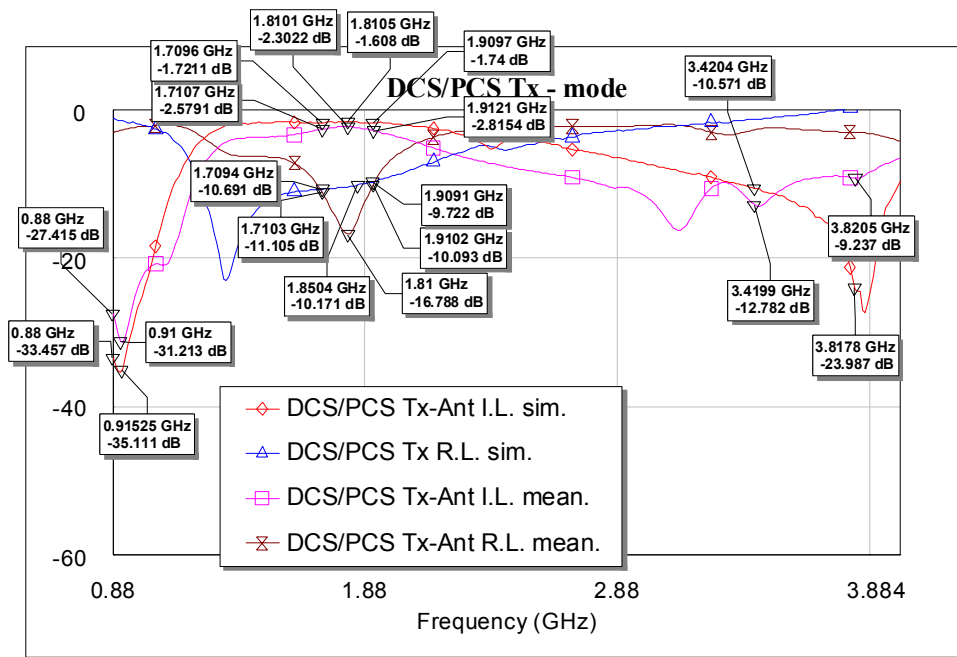


圖 7-16 說明發射迴路中低通濾波器上面的分路電路(工作於約 3.42GHz 頻段)之影響





#### 7.5.4 DCS 接收模式

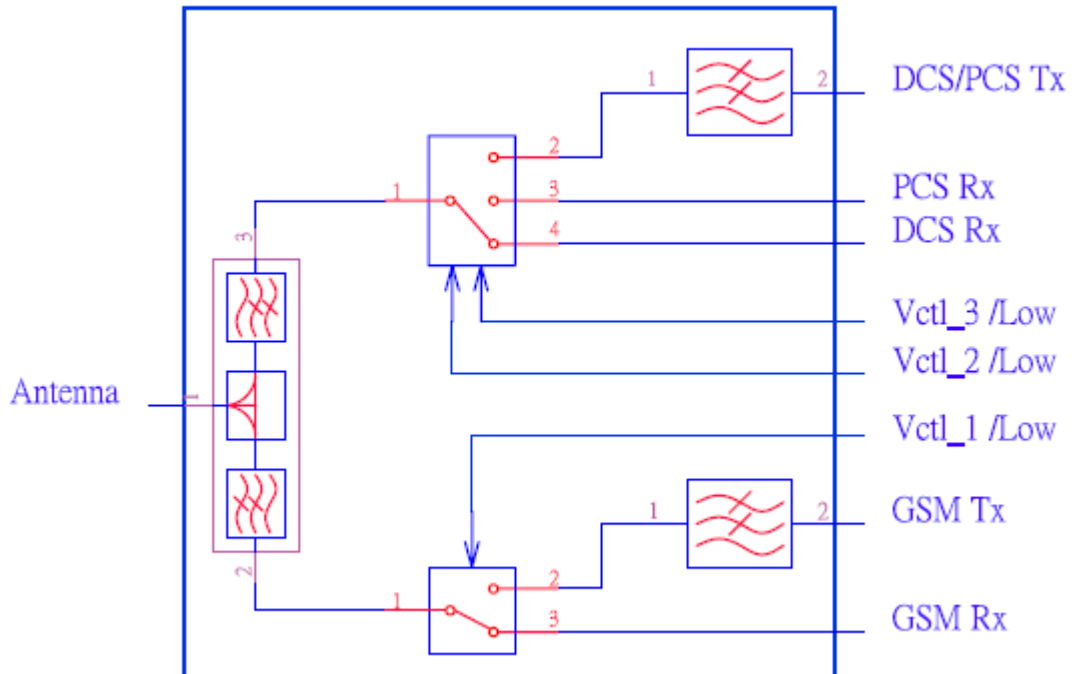


圖 7-17 DCS 接收模式相關訊號流程。

DCS 接收模式的規格包含了插入損失、折返損失、和隔離度。由圖 7-17 得知系統在 DCS 接收模式時，訊號插入損失是從天線端經由分頻器、一 SP3T PIN 二極體射頻切換器通過介於 1805 MHz 和 1880 MHz 之間的頻段訊號、至 DCS 接收端 (Rx) 得到。折返損失是記錄自 DCS 接收端。隔離度僅考慮訊號從 DCS/PCS 發射端到至天線端的迴路部份。此訊號迴路是檢查當 DCS 接收端接收自天線端訊號時；如何避免被 DCS/PCS 發射端訊號影響的能力。

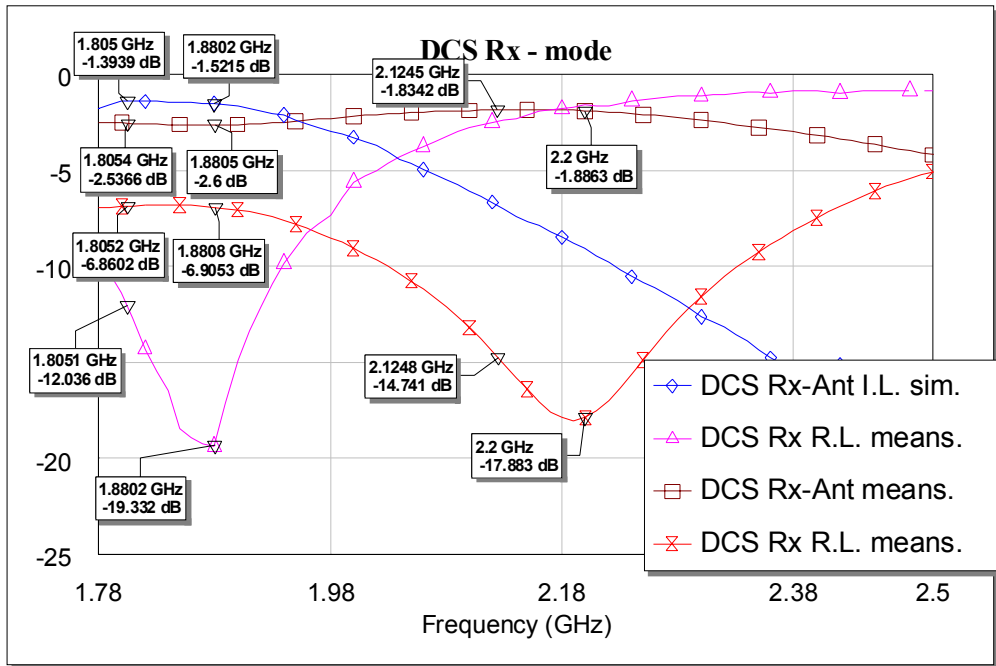


圖 7-18 DCS 接收模式插入損失與折返損失圖

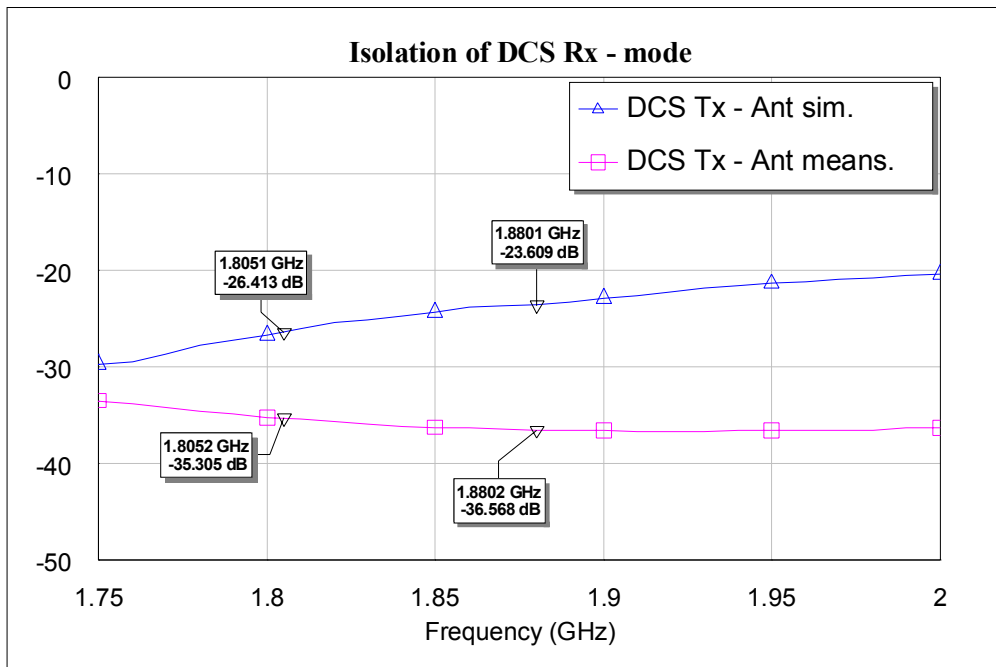


圖 7-19 DCS 接收模式的隔離度圖

表 7-5 DCS 接收模式模擬與量測結果的紀錄

量測迴路或端	模擬結果	量測結果
DCS Ant to Rx I.L.	1.39 ~ 1.52	2.54 ~ 2.6 (1.83 ~ 1.89)*
DCS Rx R.L.	12 ~ 19	6.86 ~ 6.91 (14.74 ~ 17.88)*
Isolation DCS/PCS. Tx - Ant	23.61 ~ 26.43	35.31 ~ 36.57

\* 由圖 7-18 中，在一偏移 320 MHz 的頻段測得之結果。



由 DCS 接收模式模擬與量測結果，我們從圖 7-18 及表 7-1 得知：

1、插入損失在低頻點 1.805 GHz 實際量測與模擬值的差距加上較

正補償值為；

$$2.5366 - 1.3939 - 0.1567 = 0.9860 \text{ (dB).}$$

2、插入損失在高頻點 1.88 GHz 實際量測與模擬值的差距加上較

正補償值為；

$$2.6 - 1.5215 - 0.1566 = 0.9219 \text{ (dB).}$$

其可能的原因在元件手工組裝上的偏移、或實際集總元件上的誤

差造成高低頻有不同的結果。而折返損失 10 dB 的最低要求未得

到亦會影響前項結果。不過最低 20 dB 隔離度的規格已達成。

但在一偏移 320 MHz 的頻段我們測得之另一組結果：

1、插入損失在約 2.125 GHz 上實際量測與低頻點 1.805 GHz 模擬值的差距加上較正補償值為；

$$1.8342 - 1.3939 - 0.1567 = 0.2836 \text{ (dB)}.$$

2、插入損失在約 2.2 GHz 上實際量測與高頻點 1.88 GHz 模擬值的差距加上較正補償值為；

$$1.8863 - 1.5215 - 0.1566 = 0.2082 \text{ (dB)}.$$

其可能的原因為整體系統阻抗匹配的偏移（其來自實際集總元件或 LTCC 製程上的誤差）所造成。

### 7.5.5 PCS 接收模式

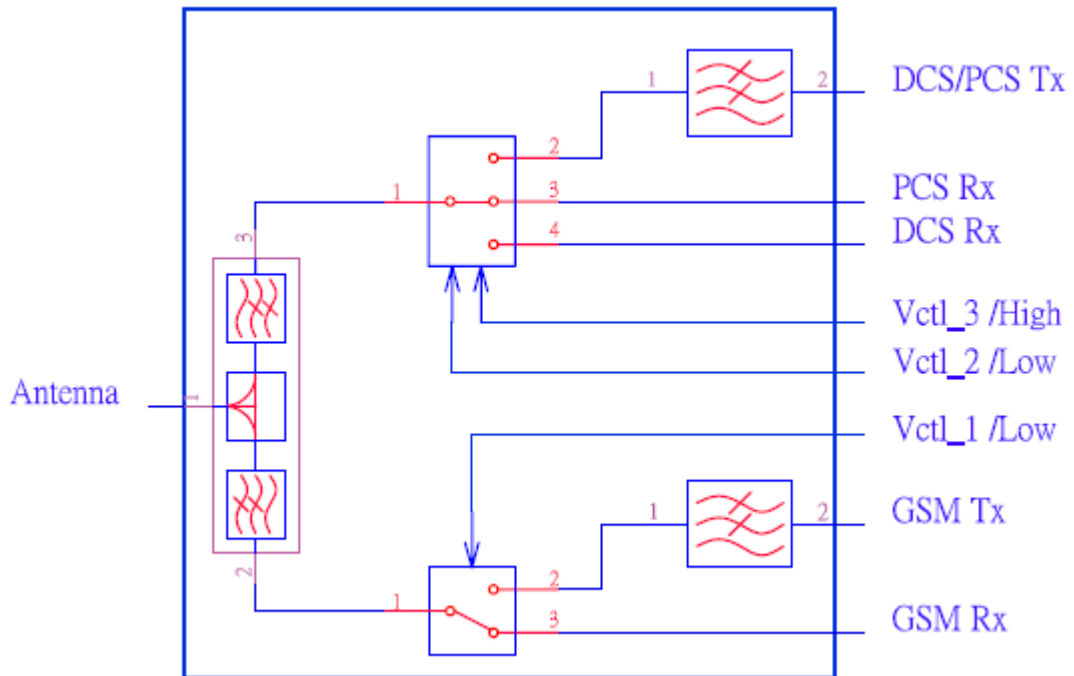


圖 7-20 PCS 接收模式相關訊號流程。

PCS 接收模式的規格包含了插入損失、折返損失、和隔離度。由圖 7-20 得知系統在 PCS 接收模式時，訊號插入損失是從天線端經由分頻器、一 SP3T PIN 二極體射頻切換器通過介於 1930 MHz 和 1990 MHz 之間的頻段訊號、至 PCS 接收端 (Rx) 得到。折返損失是記錄自 PCS 接收端。隔離度僅考慮訊號從 DCS/PCS 發射端到至天線端的迴路部份。此訊號迴路是檢查當 PCS 接收端接收自天線端訊號時；如何避免被 DCS/PCS 發射端訊號影響的能力。

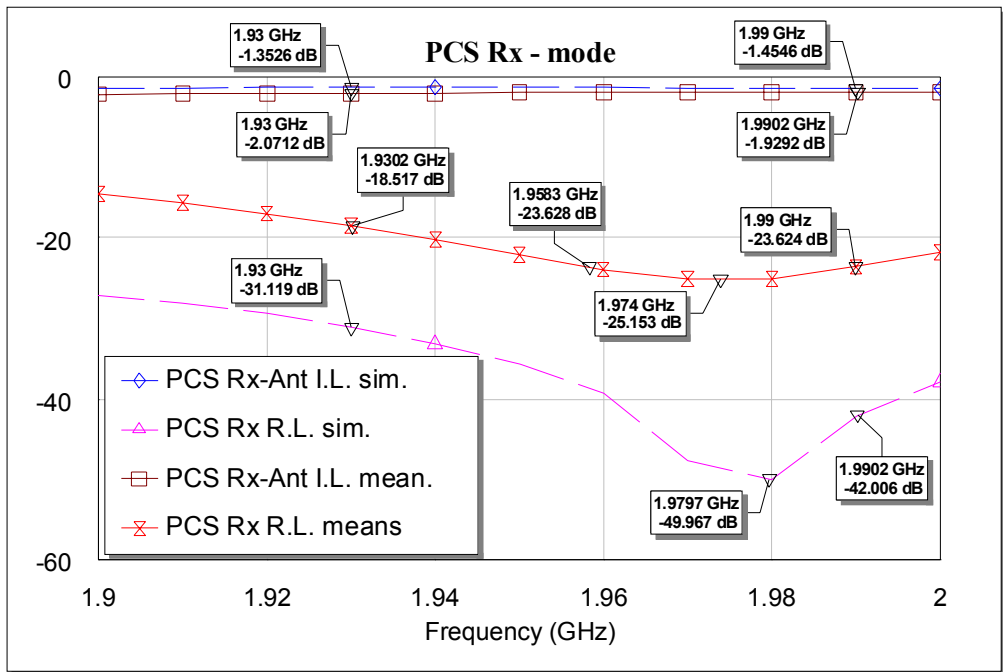


圖 7-21 PCS 接收模式插入損失與折返損失圖

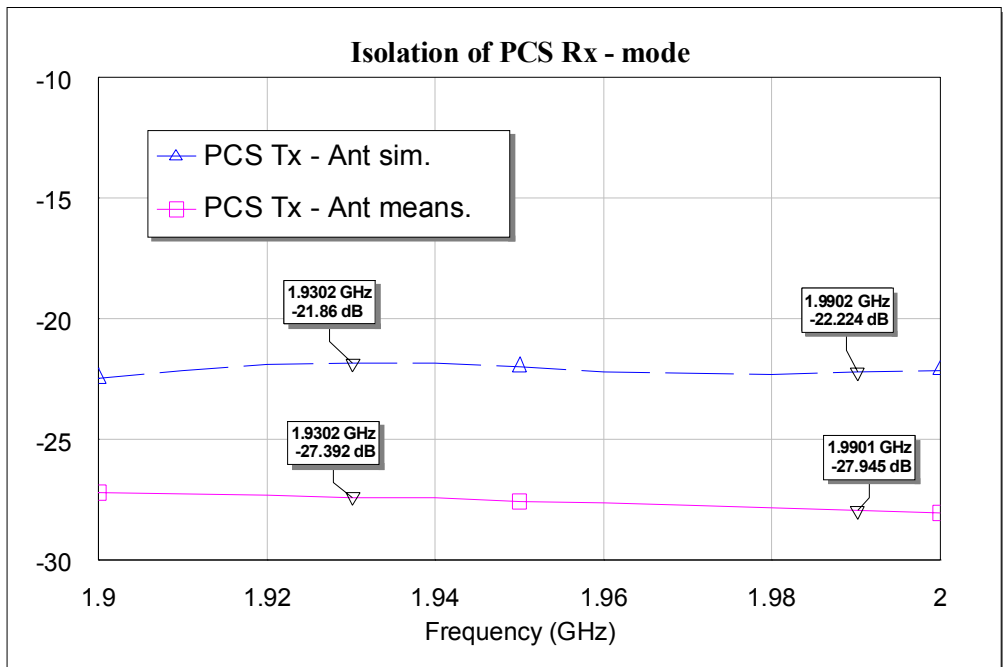


圖 7-22 PCS 接收模式的隔離度圖

表 7-6 PCS 接收模式模擬與量測結果的紀錄

量測迴路或端	模擬結果	量測結果
PCS Ant to Rx I.L.	1.35 ~ 1.45	1.93 ~ 2.07
PCS Rx R.L.	31 ~ 42	18.52 ~ 25.15
Isolation DCS/PCS. Tx - Ant	21.86 ~ 22.21	27.39 ~ 27.95

由 PCS 接收模式模擬與量測結果，我們從圖 7-21 及表 7-1 得知：

1、插入損失在低頻點 1.93 GHz 實際量測與模擬值的差距加上較

正補償值為；

$$2.0712 - 1.3526 - 0.1833 = 0.5353 \text{ (dB)}.$$

2、插入損失在高頻點 1.99 GHz 實際量測與模擬值的差距加上較

正補償值為；

$$1.9292 - 1.4546 - 0.1736 = 0.3010 \text{ (dB)}.$$

其低頻段比高頻段差距大；其可能的原因在系統整體元件手工組裝上的偏移、或實際集總元件上的誤差造成高低頻有不同的結果。

不過折返損失 10 dB 的最低要求及最低 20 dB 隔離度的規格已達成。

## 八、結 論

理想與實際使用的集總元件，有不同的等效電路特性；其所形成的諧振電路會有諧振頻率點偏移的現象。這在我們理論研讀與實際應用集總元件時必須注意。

在電路設計中，大的品質因素表示較佳得分路能力；使用大電容小電感組合的諧振電路會比小電容大電感的組合要易得較大的品質因素。此現象對實際使用的集總元件、甚至以 LTCC 架構所組成的諧振電路皆成立。

一省略型濾波器可設計出特性包含了低的插入損失於訊號通過頻段、高的衰減度於訊號阻止頻段、及簡單的電路架構在三度空間的 LTCC 結構中。但是我們要注意其分路能力的大小；以避免影響訊號通過頻段在轉角頻率的插入損失。

分路連接型式分頻器適用於 TEM 系統的電路。設計此種分頻器時，我們使用了一可視為由高低頻段濾波器的第一個元件的部份元件所組成的最佳化電路，去調整輸入端共同介面以得最佳阻抗匹配；即使兩個濾波器的訊號通過頻段，皆有低的插入損失。

設計 PIN 二極體射頻切換器時，我們了解影響傳送訊號迴路插入損失的因素；是其它非傳送訊號迴路在共同介面上所形成的開路效果。亦



即在共同介面上的高阻抗及其工作頻寬會增減傳送訊號迴路插入損失的大小。此現象皆成立於 SPDT 或 SP3T 型式的 PIN 二極體射頻切換器。經由這些研究，我們得知天線開關模組的設計要點；包含要了解被動元件的特性、濾波器電路型式的選擇、分頻器的設計方法、和射頻切換器的特性。當然，系統的規格與應用是首先要知道的部份。而且若要用電磁模擬軟體去取得 3D 結構的高頻參數（尤其結構中有同時要工作於高頻與低頻的元件或電路）；一計算功能強大的電腦系統是必要的。



## 九、參考文獻

- [1] 'ETSI standards: GSM phase 2+ Release 1999', ETSI 2000.
- [2] David K. Cheng, 'Field and Wave Electromagnetics, 2<sup>nd</sup> Edition ', Addison Wesley Publishing Company, Inc., 1989.
- [3] *Murata Chip S-parameter & Impedance Library ver. 3.5.0*, Murata Manufacturing Co., Ltd., Japan, Copyright 1998-2004.
- [4] Peter Vizmuller, 'RF Design Guide; Systems, Circuits, and Equations', Artech House, Inc., 1995.
- [5] Ishii, T.Koryu, 'Handbook of microwave technology: v.1: components and devices', Academic press, Inc. 1995.
- [6] Herman J. Blinchikoff and Anatol I. Zverev, 'Filtering in the Time and Frequency Domains', Wiley, 1976.
- [7] Peter A. Rizzi, 'Microwave Engineering, Passive Circuits', Prentice-Hall International, Inc. 1998.
- [8] Robert G. Veltrop, Robert B. Wilds, '*Modified Tables for the Design of Optimum Diplexers*', Microwave Journal, June 1964.
- [9] 'An SPDT PIN Diode T/R Switch for PCN Application', Application Note 1067, Hewlett-Packard Co. 1997.

## 十、簡 歷

作者於民國八十六年自國立台灣工業技術學院（現已改名為國立台灣科技大學）電子工程技術系取得學士學位。

同年加入位於新竹科學園區的漢威光電（股）公司，從事應用於MMDS及Addressable MMDS的射頻電路（如放大器、濾波器、混波器等）設計工作。同時間，量測了一些元件或電路的參數（如P1dB、Gain等）。

在公司後期，參與了一有關Wireless Local Loop通訊產品的代工計劃。

民國八十八年作者加入位於新竹市的致福（股）公司（現已被光寶科技（股）公司所合併），從事應用於GSM手機的射頻通訊系統電路設計工作。

自民國九十二年，作者專注於此研究到現在。

