

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

薄膜體聲波共振腔分析與高頻開關設計

Thin Film Bulk Acoustic Wave Resonator analysis
and high frequency Switch design



研究生：顏子閔

指導教授：張志揚 博士

中華民國 九十四 年 六 月

薄膜體聲波共振腔分析與高頻開關設計

Thin Film Bulk Acoustic Wave Resonator analysis
and high frequency Switch design

研究生：顏子閔

Student : Tzu-Min Yen

指導教授：張志揚 博士

Advisor : Dr. Chi-Yang Chang

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文



A Thesis Submitted to Institute of
Communication Engineering
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

薄膜體聲波共振腔分析與 高頻開關設計

研究生：顏子閔

指導教授：張志揚 博士

國立交通大學電信工程學系



本論文前半部分，藉由分析薄膜體聲波共振腔的架構，萃取出其等效模型，並利用電路模擬軟體，模擬共振腔等效電路的特性。另外，簡單介紹如何使用薄膜體聲波濾波器的共振頻率點，或是外加電感，以設計濾波器。最後，分析實作的共振腔特性，介紹萃取等效電路參數值的方法，及分析製程所造成的誤差。

本論文後半部分介紹了開關設計的基本原理及架構，並利用並聯型的架構，以 PHEMT 為電晶體，砷化鎵為基板，設計頻率工作在 60GHz 與 77GHz 的單刀雙擲開關。

Thin Film Bulk Acoustic Wave Resonator analysis and high frequency Switch design

Student: Tzu-Min Yen

Advisor: Dr. Chi-Yang Chang

Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University



In the first half of this thesis, we extract the equivalent circuit of thin film bulk acoustic wave resonator (FBAR) by analyzing its physical structure. Then, simulate the characteristic of the equivalent circuit by simulation tools. Besides, introduce how to use the resonance frequency of FBAR, or add external inductor to design filter. Finally, analyze the measurement result of FBAR, describe how to make the equivalent circuit fit the measured curves, and find the errors caused by the process.

In the second half of the thesis, the basic theory and structure of switch are described. The 60GHz and 77GHz single-pole double-throw switches are designed in shunt configuration with PHEMT on GaAs substrate.

誌謝

本論文得以完成，首先要感謝指導教授張志揚博士，在兩年的求學過程中，所給予的指導與鼓勵，藉由他的專業知識，使我在遇到困難與瓶頸時，能夠輕鬆的克服。也感謝口試委員周復芳老師、邱煥凱老師與楊正任老師，因為你們的指教，使本論文能更加完善。

另外要感謝實驗室的學長與同學秀琴、思嫻、俊賢、志偉，由於他們的陪伴與幫忙，使我在實驗室的生活，能夠過的充實與快樂。其次，感謝中山科學研究院對於本論文的幫忙與製作，使我在理論與實作上得以結合，並更加了解。

最後要感謝我的家人，因為他們的支持與鼓勵，使我的求學過程無後顧之憂，得以順利的完成學業，願他們身體健康、萬事如意。

目錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	v
圖目錄.....	vi
第一章 序論	1
第二章 FBAR 高頻等效電路模型.....	3
2.1 FBAR 架構.....	3
2.2 非壓電材料等效模型.....	3
2.3 壓電材料等效模型.....	8
2.4 BVD model.....	11
第三章 FBAR 電路設計與實測分析.....	16
3.1 FBAR 設計方法.....	16
3.2 FBAR 外加電感.....	19
3.3 FBAR 等效電路萃取方法.....	23
3.4 FBAR 實測結果分析.....	26
3.5 改善方法.....	28
第四章 高頻開關設計	30
4.1 開關的理論與工作原理.....	30
4.2 設計方法與模擬結果.....	32
4.3 實作結果.....	37
第五章 結論	40
參考文獻	42

表目錄

表(2.1)體聲波與電磁波參數等效.....	4
表(2.2)體聲波方程式與傳輸線方程式.....	4
表(3.1)FBAR 實作共振頻率點與 Q 值.....	26
表(3.2)FBAR 等效參數萃取表	27
表(3.3)量測與萃取參數 Q 值比較.....	27
表(4.1)77GHz 單刀雙擲開關各傳輸線之長寬	36



圖目錄

圖(2.1)FBAR 架構	3
圖(2.2)非壓電體平板	5
圖(2.3)非壓電材料 T 型等效電路	6
圖(2.4)傳輸線 T 型等效電路	7
圖(2.5)(a)壓電體平板與(b)壓電體平板簡化後圖形	8
圖(2.6)Mason Model	11
圖(2.7)FBAR 等效電路	12
圖(2.8)FBAR 等效電路簡化過程	12
圖(2.9)FBAR 虛部阻抗等性	13
圖(2.10)BVD model	13
圖(2.11)BVD model 等效 FBAR 虛部阻抗	15
圖(3.1)(a)二階 FBAR 濾波器(b)共振頻率點位置	16
圖(3.2)二階 FBAR 濾波器模擬結果	17
圖(3.3)三階 Chebyshev 帶通濾波器原型電路	17
圖(3.4)串聯 FBAR 的虛部阻抗	18
圖(3.5)並聯 FBAR 虛部導納	18
圖(3.6)FBAR 三階濾波器模擬結果	19
圖(3.7)FBAR 外加電感	20
圖(3.8)FBAR 串聯電感虛部阻抗變化	21
圖(3.9)FBAR 並聯電感	21
圖(3.10)FBAR 並聯電感虛部導納變化	22
圖(3.11)Modified BVD model	23
圖(3.12)(a)(b)FBAR 虛部與實部阻抗圖	24

圖(3.13)調整 C_0 值 fit 共振頻率點外曲線.....	25
圖(3.14)調整 R_m 與 R_0 fit 虛部阻抗.....	25
圖(3.15)調整 R_s fit 實部阻抗.....	25
圖(3.16)實作 FBAR 面積.....	26
圖(4.1)反射型單刀雙擲開關(a)串聯式(b)並聯式(c)串並式.....	31
圖(4.2)(a)反射型與(b)非反射型開關.....	32
圖(4.3)60GHz 單刀雙擲開關模擬電路.....	33
圖(4.4)輸入端電路.....	34
圖(4.5)電晶體部分.....	34
圖(4.6)輸出端電路.....	35
圖(4.7)介入損耗與隔離度模擬結果(60GHz).....	35
圖(4.8)反射損耗模擬結果(60GHz).....	36
圖(4.9)介入損耗與隔離度模擬結果(77GHz).....	37
圖(4.10)反射損耗模擬結果(77GHz).....	37
圖(4.11)60GHz 單刀雙擲開關 layout.....	38
圖(4.12)77GHz 單刀雙擲開關 layout.....	39
圖(5.1)面積與 S 參數關係.....	40

第一章 序論

近年來，無線通訊技術的蓬勃發展，深深影響人們的生活，手機、WLAN 等產品，已逐漸成為日常生活中不可或缺的部分，因此各個應用於無線通訊的元件也相形的重要。配合半導體製程技術的進步，將電路微小化、積體化，達成單一晶片化系統(system on chip)的目標，已成為發展的趨勢。薄膜體聲波諧振腔(thin Film Bulk Acoustic Resonator，簡稱 FBAR)即有上述的優點，相較於目前流行的表碯聲波濾波器(SAW)來說，FBAR 的濾波器擁有更小的體積，更高的 Q 值，因此能有更好的效能，此外，FBAR 也更具有積體化的可能性，若能配合現今的半導體 Si 製程，將來 FBAR 的製作將能與 IC 製程互相結合，以達到單一製程的目標。



本論文的第二、三章即以研究薄膜體聲波諧振腔(thin Film Bulk Acoustic Resonator，簡稱 FBAR)為主，首先將 FBAR 內體聲波傳播等效為電磁波的傳遞，建立 FBAR 的高頻模型，使原來陌生的結構，轉換成我們熟悉易懂的結構，方便我們能更快的了解其特性。接著，利用此模型，配合數學軟體 MATLAB 及電磁軟體 Microwave Office 等等，在設計以薄膜體聲波諧振腔為主的濾波器時，能更加簡便與快速。另外，探討外加電路對於 FBAR 頻率點的影響，以及在設計時，如何利用外加電路，來改善其效能，最後，配合中山科學院的製程，製作不同面積的諧振腔，配合理論分析，比較理論與實作的差異，並了解在製作時的困難所在。

論文的第四章則以高頻開關的設計為主。近年來由於微波電路技術愈來愈進步，使用高頻段為規格的應用也愈來愈多，例如區域多點資訊分送服務(local-multipoint-distribution-system)使用的 28GHz，無線區域網路(wireless

local-area-network)所使用的 60GHz，與汽車防撞電達系統(vehicle-collision-avoidance-radar system)所使用的 77GHz 等等。本文針對 60GHz 與 77GHz 這兩個頻段，配合穩懋半導體所提供的 PHEMT 製程，設計並聯型的單刀雙擲開關 (SPDT)。

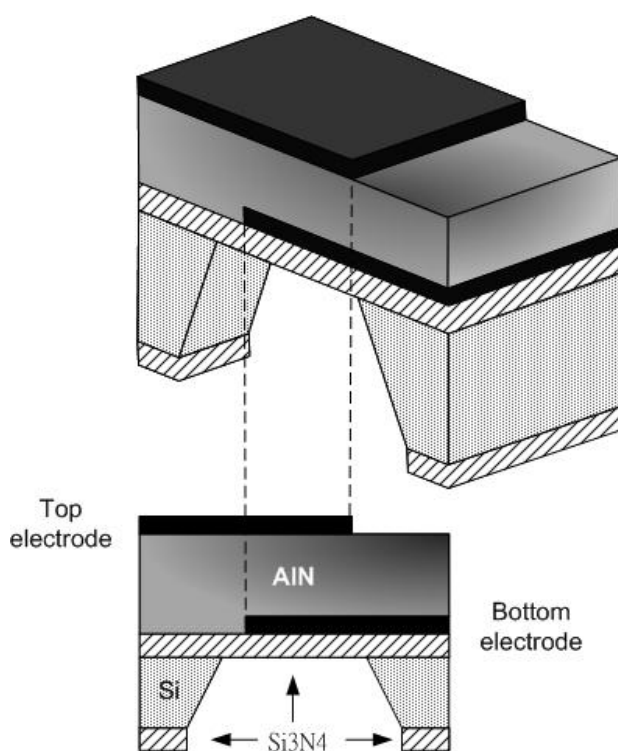
最後一章針對本論文所包括的內容做一總結。



第二章 FBAR 高頻等效電路模型

2.1 FBAR 架構

FBAR(thin Film Bulk Acoustic wave Resonator)的結構如圖(2.1)所示，由上而下依序是電極層(electrode's layer)、壓電層(piezoelectric layer)、電極層、底板(Si_3N_4)，利用此結構內體聲波的共振，來產生電能訊號。由於此物理結構無法用電磁理論直接分析，故必需建立它的等效模型，以方便之後的分析與設計。



圖(2.1)FBAR 架構

2.2 非壓電材料等效模型

一物理受到外力，其內部質點將會產生應力作用(stress)，使物體發生形變

(strain)。我們可經由虎克定律及牛頓定律推得體聲波傳遞方程式

$$\frac{\partial v}{\partial z} = \frac{1}{c} \frac{\partial T}{\partial t}, \quad \frac{\partial T}{\partial z} = \rho \frac{\partial v}{\partial t}$$

我們經由推導體聲波在介質之中傳播的特性，可發現它與電磁波在傳輸線中的傳導方式相當類似，只要將兩者參數互相對照，即可發現其等效的關係，表列如下：

體聲波在介質中參數	電磁波在傳輸線中參數
particle velocity v	電流 I
stress T	電壓 V
密度 ρ	單位長度電感 L
stiffness constant c	單位長度電容倒數 $1/C$

表(2.1)體聲波與電磁波參數等效

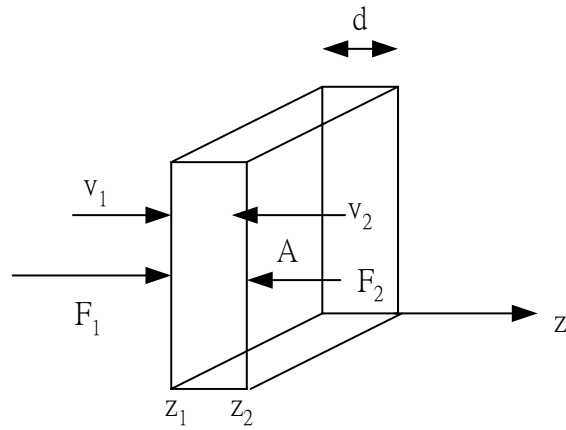
而方程式的對應則如下表所示：

體聲波方程式	傳輸線方程式
$\frac{\partial T}{\partial z} = \rho \frac{\partial v}{\partial t}$	$\frac{\partial V}{\partial z} = -L \frac{\partial I}{\partial t}$
$\frac{\partial v}{\partial z} = \frac{1}{c} \frac{\partial T}{\partial t}$	$\frac{\partial I}{\partial z} = -C \frac{\partial V}{\partial t}$
$v_a = \sqrt{\frac{c}{\rho}}$	$v_p = \sqrt{\frac{1}{LC}}$
$Z = \rho v_a$	$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$

其中 v_a : phase velocity of acoustic wave

表(2.2)體聲波方程式與傳輸線方程式

一非壓電材料受力後，其內部聲波傳播如圖(2.2)所示：



圖(2.2)非壓電體平板

由波的傳導方程式，我們可將內部體聲波 u 表示為：

$$u = ae^{-\gamma z} + be^{\gamma z}$$

利用兩個邊界條件可得：

$$v_1 = u'_1 = j\omega(ae^{-\gamma z_1} + be^{\gamma z_1}) \quad \text{at } z_1$$

$$v_2 = u'_2 = j\omega(ae^{-\gamma z_2} + be^{\gamma z_2}) \quad \text{at } z_2$$

則 $j\omega a e^{-\gamma z_1} e^{\gamma z_2} = v_1 e^{\gamma z_2} - j\omega b e^{\gamma z_1} e^{\gamma z_2}$ 又 $z_2 - z_1 = d$

$$\Rightarrow j\omega a \cdot e^{\gamma d} = v_1 e^{\gamma z_2} - j\omega b e^{\gamma z_2} e^{\gamma z_2}$$

$$\Rightarrow j\omega b = v_2 e^{-\gamma z_2} - j\omega a e^{-2\gamma z_2}$$

可得
$$j\omega a = \frac{v_1 e^{\gamma z_2} - v_2 e^{\gamma z_1}}{2 \cdot \sinh(\gamma d)}$$

$$j\omega b = \frac{v_2 e^{-\gamma z_1} - v_1 e^{-\gamma z_2}}{2 \cdot \sinh(\gamma d)}$$

在非壓電材料中，其外力可表示為

$$\begin{aligned}
 F &= T \cdot A = A \cdot c \frac{\partial u}{\partial z} \\
 &= -\gamma c A (ae^{-\gamma z} - be^{\gamma z}) \\
 &= Z(j\omega a e^{-\gamma z} - j\omega b e^{\gamma z}) \quad \text{where } Z = c\gamma A / \omega = Z_a \cdot A
 \end{aligned}$$

$$F_1 = Z \left(\frac{v_1}{\tanh(\gamma d)} - \frac{v_2}{\sinh(\gamma d)} \right)$$

$$F_2 = Z \left(\frac{v_1}{\sinh(\gamma d)} - \frac{v_2}{\tanh(\gamma d)} \right)$$

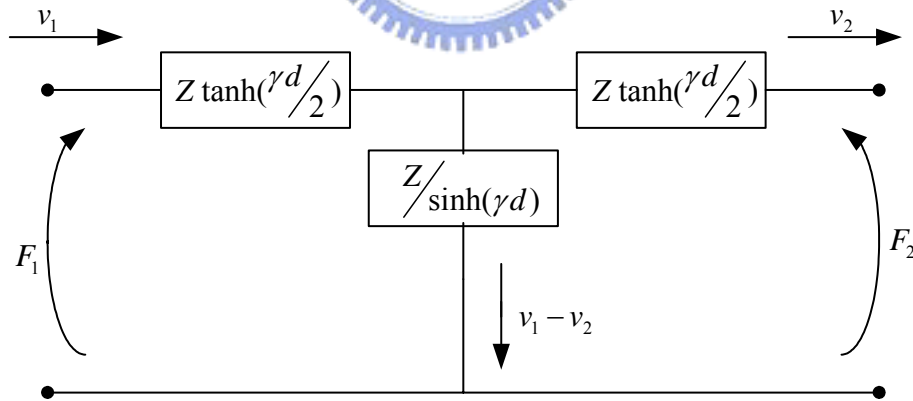
再由三角函數公式 $\frac{1}{\tan(\gamma d)} = \frac{1}{\sin(\gamma d)} + \tan\left(\frac{\gamma d}{2}\right)$

可得
$$F_1 = \frac{Z}{\sinh(\gamma d)}(v_1 - v_2) + Z \tanh\left(\frac{\gamma d}{2}\right)v_1 \quad (2.1)$$

$$F_2 = \frac{Z}{\sinh(\gamma d)}(v_1 - v_2) - Z \tanh\left(\frac{\gamma d}{2}\right)v_2 \quad (2.2)$$

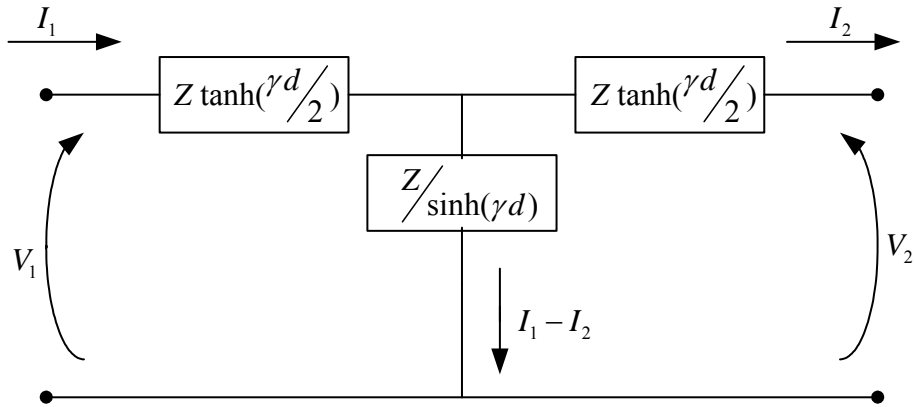
由以上公式，我們可得到非壓電材料內部體聲波傳播的 T 型等效電路模型如圖

(2.3)



圖(2.3)非電壓電材料 T 型等效電路

若是我們利用體聲波與電磁波的對應關係，將圖(2.3)轉換成傳輸線的 T 型電路，可把它修正為圖(2.4)



圖(2.4)傳輸線 T 型等效電路

經過簡單的計算，我們可得知 V 與 I 的關係如下：

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} \frac{1}{\sinh(\gamma d)} + \tanh\left(\frac{\gamma d}{2}\right) & \frac{1}{\sinh(\gamma d)} \\ \frac{1}{\sinh(\gamma d)} & \frac{1}{\sinh(\gamma d)} + \tanh\left(\frac{\gamma d}{2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

接著將 Z 矩陣轉換成 ABCD 矩陣如下

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma d) & Z \sinh(\gamma d) \\ \frac{\sinh(\gamma d)}{Z} & \cosh(\gamma d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

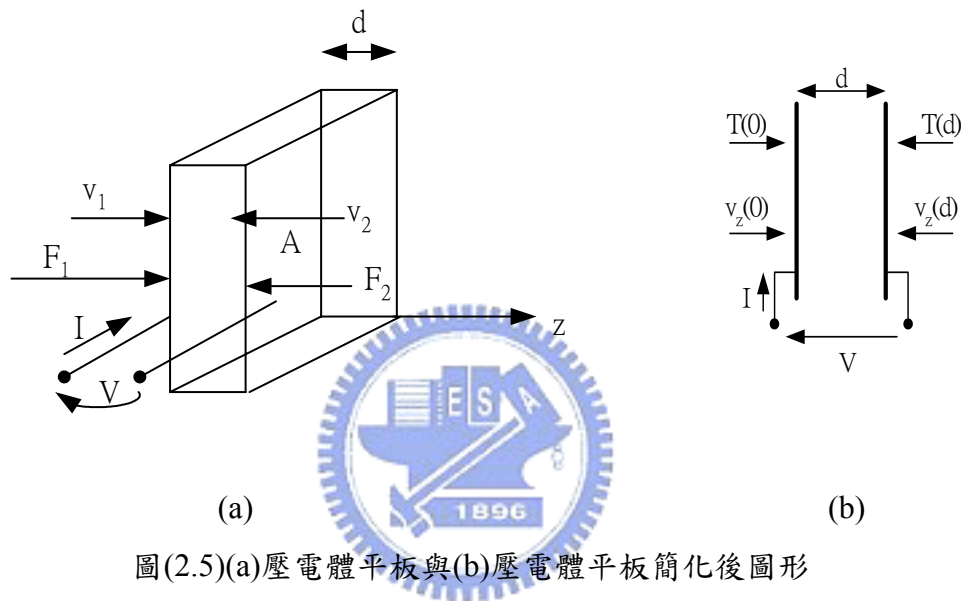
比較一段有損耗且特徵阻抗為 Z_0 ，長度為 l 的傳輸線，其 ABCD 矩陣如下

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_0 \sinh(\gamma l) \\ \frac{\sinh(\gamma l)}{Z_0} & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

經由比較，我們可以清楚的得知，非壓電材料的厚度 d ，等效為傳輸線的長度 l ，而非壓電材料的 $Z = c\gamma A / \omega = Z_a \cdot A$ ，即等效為傳輸線的特性阻抗，因此在往後分析非壓電材料時，就能以傳輸線模型來看待，簡化分析上的困難。

2.3 壓電材料等效模型

壓電材料與非壓電材料的不同，在於當其受到外加電場時，內部會產生電場來抵抗外加電場的作用。因此當受到時變電場作用時，內部會產生週期性的形變，因此我們將圖(2.2)修正成圖(2.5a)，然後簡化為圖(2.5b)，以表示壓電材料的特性。



圖(2.5)(a)壓電體平板與(b)壓電體平板簡化後圖形

由兩圖對照可得到 v 與 F 如下

$$v_z(0) = v_1 \quad \text{以及} \quad v_z(d) = v_2$$

$$F_1 = AT_1 = -AT(0) \quad F_2 = AT_2 = -AT(d) \quad (2.5)$$

其中 T 為 stress

$$\text{另外，壓電體中電流 } I = JA = j\omega D_z A \quad (2.6)$$

在一壓電體中，體聲波聲速可表為

$$v_z(z) = (j\omega C \cosh \gamma z + j\omega D \sinh \gamma z)$$

代入邊界條件得

$$v_1 = v_z(0) = j\omega C \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} v_2 = v_z(d) &= (j\omega C \cosh \gamma d + j\omega D \sinh \gamma d) \\ &= (v_1 \cosh \gamma d + j\omega D \sinh \gamma d) \end{aligned} \quad (2.8)$$

此即為壓電材料中體聲波的傳遞方程式，另外，在壓電材料內部，受力與電場的 Hook's law 為：

$$\begin{aligned} T &= c^E S - e E_z = c^E \frac{\partial v_z}{\partial z} - e E_z \\ D_z &= e S + \varepsilon^S E_z = e \frac{\partial v_z}{\partial z} + \varepsilon^S E_z \end{aligned}$$

整理如下

$$E_z = \frac{1}{\varepsilon^S} \left[D_z - \frac{e}{j\omega} \frac{\partial v_z}{\partial z} \right] \quad (2.9)$$

$$T(z) = -\frac{e}{\varepsilon^S} D_z + \frac{1}{j\omega} \frac{\partial v_z}{\partial z} \left[c^E + \frac{e^2}{\varepsilon^S} \right] \quad (2.10)$$

由 Eq (2.6)，令 $\frac{e}{\varepsilon^S} = h$ ， $c^E + \frac{e^2}{\varepsilon^S} = c^D$ ，可得知

$$T(z) = -\frac{hI}{j\omega A} + \frac{c^D}{j\omega} \frac{\partial v_z}{\partial z}$$

代入 $z=0, d$ 兩個邊界條件，

$$T(0) = -\frac{hI}{j\omega A} + \frac{c^D \gamma (j\omega D)}{j\omega}$$

$$T(d) = -\frac{hI}{j\omega A} + \frac{c^D \gamma (j\omega)}{j\omega} [-C \sinh(\gamma d) + D \cosh(\gamma d)]$$

由 Eq (2.7) 及 Eq (2.8) 代入體聲波方程式，可改寫成

$$T(0) = -\frac{hI}{j\omega A} - \frac{c^D \gamma}{j\omega} \left[v_1 \frac{1}{\tanh(\gamma d)} - v_2 \frac{1}{\sinh(\gamma d)} \right] \quad (2.11)$$

$$T(d) = -\frac{hI}{j\omega A} - \frac{c^D \gamma}{j\omega} \left[v_1 \frac{1}{\sinh(\gamma d)} - v_2 \frac{1}{\tanh(\gamma d)} \right] \quad (2.12)$$

而 E_z 可寫為

$$E_z(z) = \frac{1}{\epsilon^S} \left\{ \frac{1}{j\omega A} I - \frac{e\gamma j\omega}{j\omega} [-C \sinh(\gamma d) + D \cosh(\gamma d)] \right\}$$

至此，可得到外加電場所造成的影響

$$\begin{aligned} V &= \int_0^d E_z dz \\ &= \frac{1}{\epsilon^S} \left\{ \frac{d}{j\omega A} I - \frac{ej\omega}{j\omega} [C \cosh(\gamma d) + D \sinh(\gamma d) - C] \right\} \\ &= \frac{1}{j\omega C_0} I + \frac{e}{j\omega \epsilon^S} (v_1 - v_2) \end{aligned} \quad (2.13)$$

其中 $C_0 = \frac{\epsilon^S A}{d}$

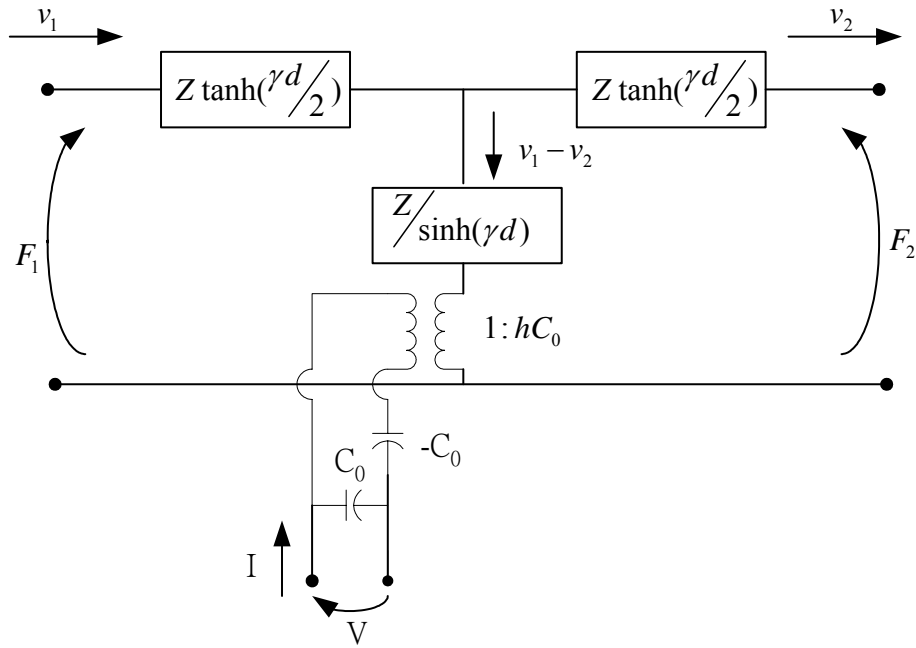
由Eq(2.11)、Eq(2.12)、Eq(2.13)，我們已得到 F_1 、 F_2 與 V

代入三角函數公式可得

$$\begin{aligned} F_1 &= \frac{Z}{\sinh(kd)} (v_1 - v_2) + Z \tanh\left(\frac{kd}{2}\right) v_1 + \frac{h}{j\omega} I \\ F_2 &= \frac{Z}{\sinh(kd)} (v_1 - v_2) - Z \tanh\left(\frac{kd}{2}\right) v_2 + \frac{h}{j\omega} I \\ V &= \frac{h}{j\omega} (v_1 - v_2) + \frac{1}{j\omega C_0} I \end{aligned}$$

因此，我們可以將壓電材料的性質，以圖(2.6)來表示，此電路模型即為Mason model，可發現它比非壓電材料多出一個transformer電路，這就是代表壓電材料受到外加電場時所造成的影響。在圖中參數 $h = \frac{e}{\epsilon^S}$ ， e 表示壓電材料單位面積的帶電量，一般量測壓電材料時，都會先量其electromechanical coupling constant k_t^2 ，然後轉換為electromechanical coupling factor K^2 ，然後求出 h ，其關係式如下：

$$K^2 = \frac{k_t^2}{1 - k_t^2}, \quad h = \sqrt{\frac{K^2 c^E}{\epsilon^S}}$$

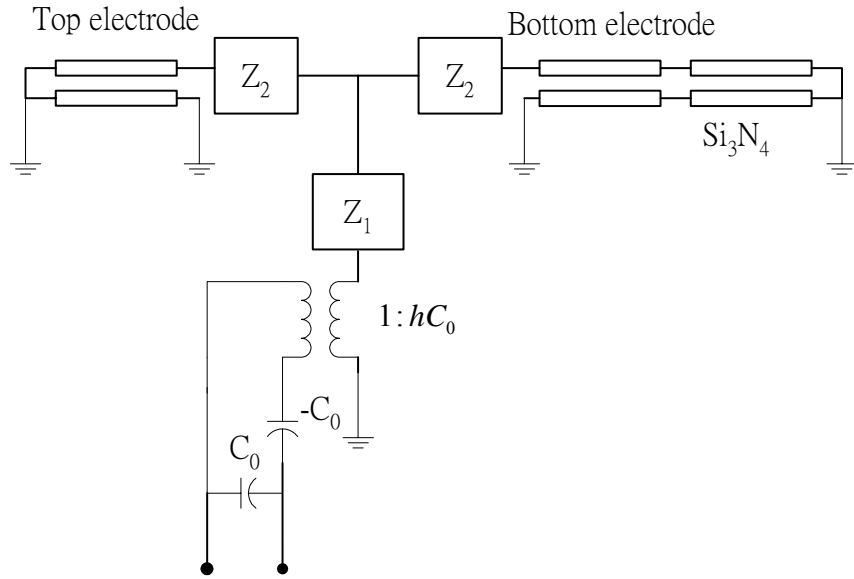


圖(2.6)Mason Model

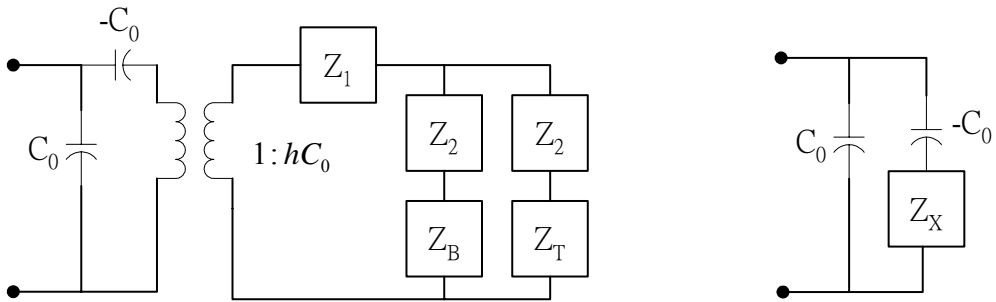
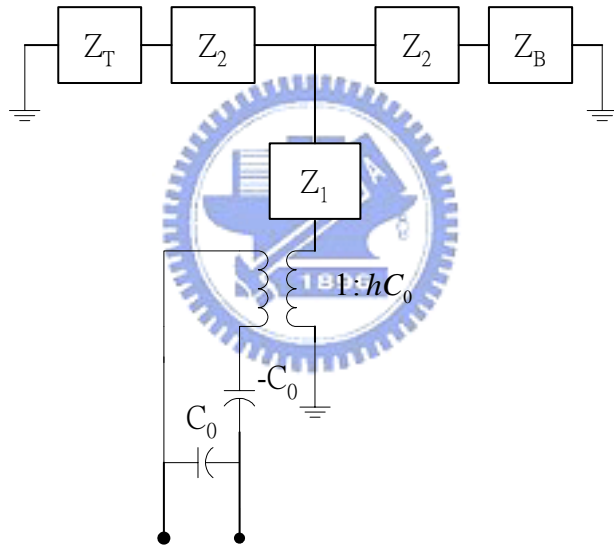
2.4 BVD model

由 2.2 與 2.3，我們能得知，一個 FBAR 的等效電路，如圖(2.7)所示，其中上下電極和基板，等效成三條傳輸線，中間的壓電材料，等效為一傳輸線加上一變壓器，藉由簡化此等效電路，我們能將 FBAR 以一個簡單的電路表示，其簡化步驟如下：

1. 將電極層與底板依照 2.2 節理論等效成傳輸線。
2. 利用傳輸線公式 $Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma \ell)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma \ell)}$ ，找出上電極的等效阻抗 Z_T ，下電極與底板等效阻抗 Z_B 。
3. 計算出右邊全部阻抗 $Z = Z_1 + (Z_2 + Z_B) // (Z_2 + Z_T)$
4. 由 $Z_X = (hC_0)^2 Z$ ，得到 FBAR 簡單的等效電路



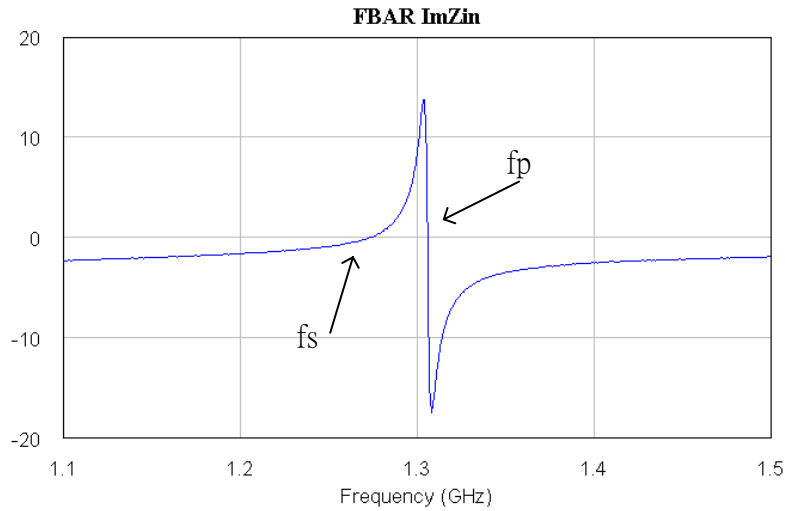
圖(2.7)FBAR 等效電路



圖(2.8)FBAR 等效電路簡化過程

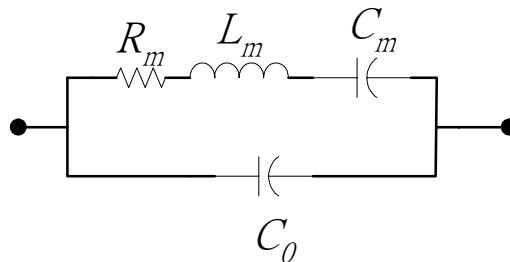
簡化為圖(2.8)後，其虛部阻抗在一次諧波附近，如圖(2.9)所示，有一串聯共

振頻率 f_s 和一並聯共振頻率 f_p ，在頻率為 f_s 時，虛部阻抗為零，頻率為 f_p 時，虛部阻抗近似為無窮大，此處 $f_s=1.273\text{GHz}$ ， $f_p=1.306\text{GHz}$ 。我們發現正好與 Butterworth-Van Dyke所提出的模型(簡稱為BVD model)相同，因此利用BVD model來表示單顆FBAR的特性。



圖(2.9)FBAR 虛部阻抗等性

BVD model如圖(2.10)，包括一並聯電容 C_0 ，與串聯電路 R_m 、 L_m 、 C_m ，各個參數值的求法，稱為兩頻率點近似法。



圖(2.10)BVD model

首先取得頻率點 f_s 與 f_p 的值，在 $f=f_s$ 時，串聯電路的實部阻抗即為 R_m ，而 C_0 即為 Mason model裡的電容值。接著計算BVD model的總阻抗 $Z(\omega)$ 和導納 $Y(\omega)$ ，可得

$$Z(\omega) = Z_{series} // Z_{C_0} = \left(R_m + j\omega L_m + \frac{1}{j\omega C_m} \right) // \left(\frac{1}{j\omega C_0} \right),$$

在 $f=f_p$ 時，其虛部導納應為零，且 $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}}$

$$Y_{series}(\omega_p) = \frac{1}{R_m + j\omega_p L_m + \frac{1}{j\omega_p C_m}} = \frac{1}{R_m + j \frac{\omega_p^2 L_m C_m - 1}{\omega_p C_m}} = \frac{1}{R_m + j \frac{(\omega_p / \omega_s)^2 - 1}{\omega_p C_m}}$$

令 $K = (\frac{\omega_p}{\omega_s})^2 - 1$ ，可得到 $Y_{series}(\omega_p) = \frac{1}{R_m + j \frac{K}{\omega_p C_m}} = \frac{R_m - j \frac{K}{\omega_p C_m}}{R_m^2 + (\frac{K}{\omega_p C_m})^2}$ ，

$$\text{Im}\{Y(\omega_p)\} = \omega_p C_0 - \frac{\frac{K}{\omega_p C_m}}{R_m^2 + (\frac{K}{\omega_p C_m})^2} = \omega_p C_0 - \frac{K \omega_p C_m}{\omega_p^2 C_m^2 R_m^2 + K^2} = 0$$

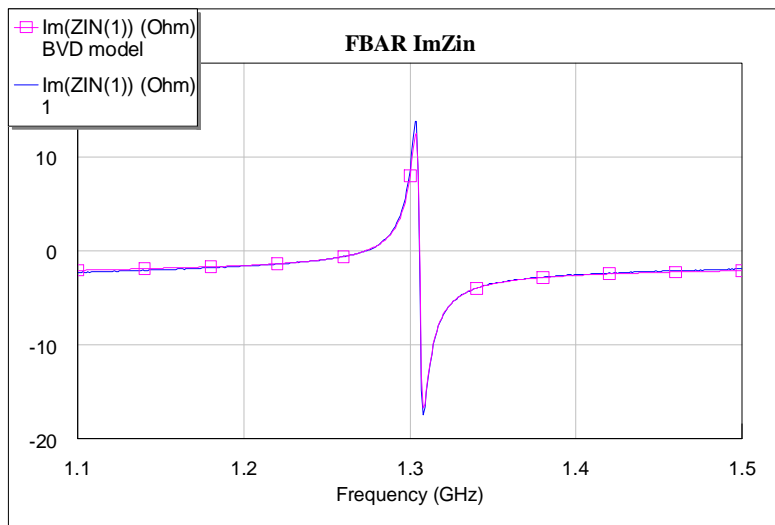
$$C_0 - \frac{K C_m}{\omega_p^2 C_m^2 R_m^2 + K^2} = 0, \quad (\omega_p \neq 0)$$

$$\Rightarrow \omega_p^2 R_m^2 \overset{0}{\cancel{C_0 C_m^2}} - K C_m + C_0 K^2 = 0$$

由於 R_m 值通常都很小，趨近於零，故我們將之忽略，得到 C_m 與 C_0 的關係為

$$C_m = C_0 \cdot K = C_0 \left[\left(\frac{\omega_p}{\omega_s} \right)^2 - 1 \right], \text{ 再由 } \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}}, \text{ 求得 } L_m, \text{ 由此求得BVD model}$$

的所有參數值，代入畫出其虛部阻抗，並與圖(2.9)比較如圖(2.11)，發現兩條件幾乎重合，因此在之後分析FBAR的性質時，只要知道各層的材料參數、結構厚度與面積，就能用數學軟體算出其等效電路，接著用BVD model代入電路軟體計算，就能用較簡便的方式設計電路。



圖(2.11)BVD model 等效 FBAR 虛部阻抗



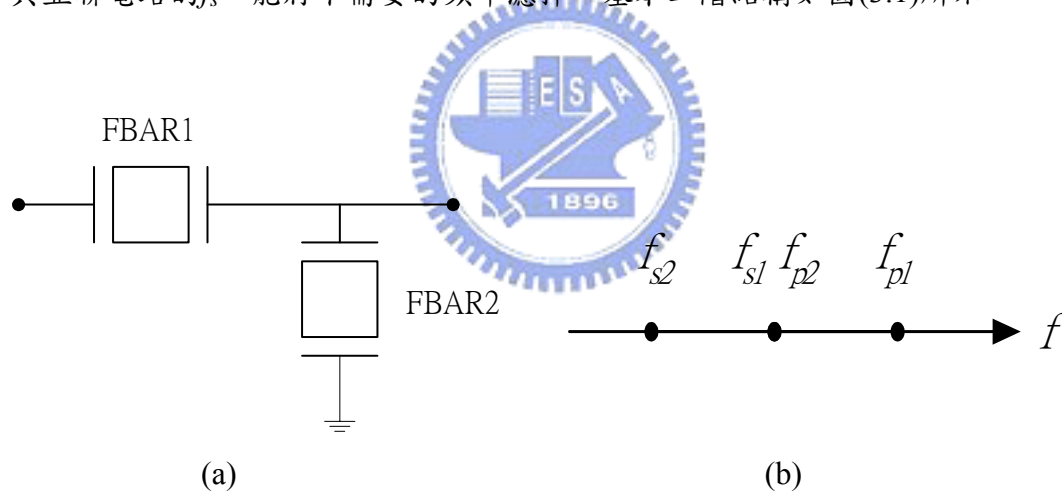
第三章FBAR 電路設計與實測分析

在前面章節提到，FBAR具有兩共振頻率點，其中在 f_s 時，其虛部阻抗為零，只剩一微小的實部阻抗值，故視為短路，而在在 f_p 時，虛部阻抗近似無限大，視為開路，因此我們能利用此特性，用FBAR來設計濾波器或其它的微波電路。

3.1 FBAR 設計方法

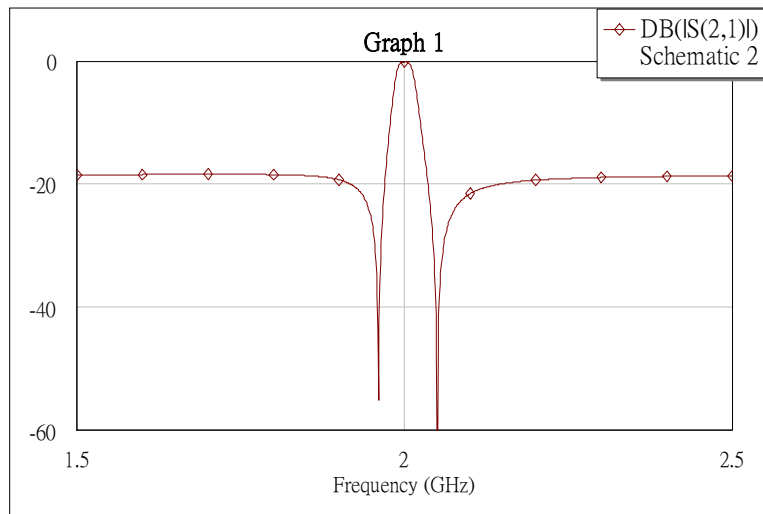
(一)共振頻率點

利用共振頻率點設計濾波器是一個很簡單且直接的方法，利用串聯電路的 f_p 與並聯電路的 f_s ，能將不需要的頻率濾掉，基本二階結構如圖(3.1)所示：



圖(3.1)(a)二階 FBAR 濾波器(b)共振頻率點位置

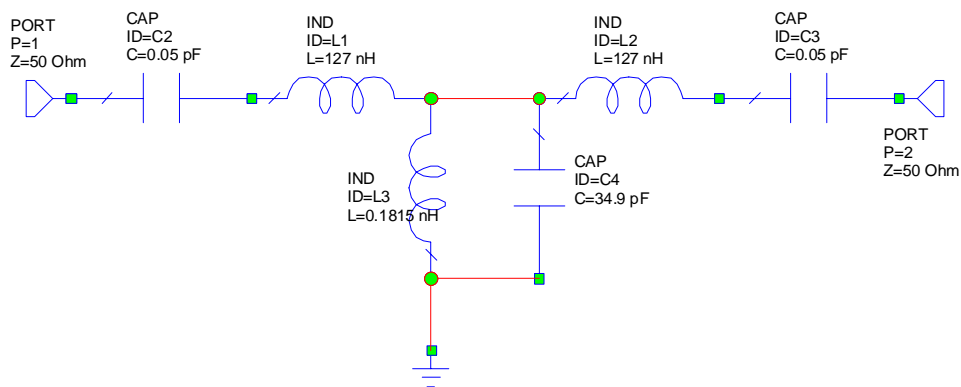
舉例來說，若要設計一中心頻率為 2GHz的帶通濾波器，我們需將FBAR1的 f_s 與FBAR2的 f_p 設計在 2GHz，選取好頻率點後，就能決定其厚度，最後再以面積做最佳化調整，得到其結果如圖(3.2)，此方法較適合用來設計二階的濾波器，當階數增加時，容易因為面積的參數過多，而難以調整，因此在下一節使用另一種方法。



圖(3.2)二階 FBAR 濾波器模擬結果

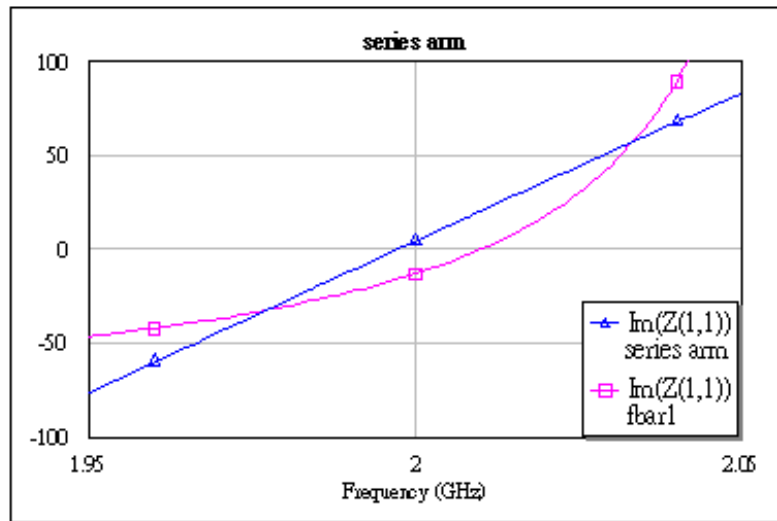
(二) FBAR 近似集總元件

此種設計方法較接近一般微波電路的設計方法，先決定濾波器的原型電路 (prototype)，求出每個集總元件(lumped element)的值，再以 FBAR 來等效其 LC 電路。以一中心頻率 2GHz、頻寬 5%的帶通濾波器來說，其串聯臂為 L 與 C 串聯，而並聯臂為 L 與 C 並聯，利用 equal ripple response，我們求得所有 LC 的值之後，得到如下電路圖(3.3)：



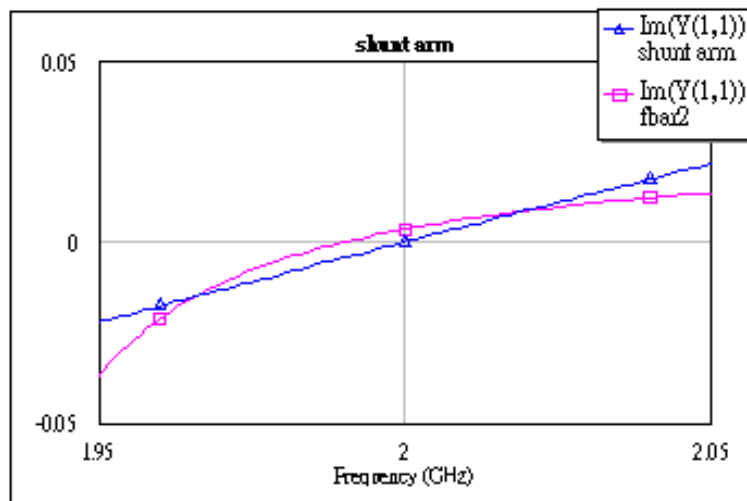
圖(3.3)三階 Chebyshev 帶通濾波器原型電路

我們發現電路的L值與C值很難實現，故利用FBAR來取代所有的LC電路。其中串聯臂選擇一 f_s 在 2.01GHz的FBAR，等效其中心頻附近的虛部阻抗，結果如圖(3.4)：



圖(3.4)串聯 FBAR 的虛部阻抗

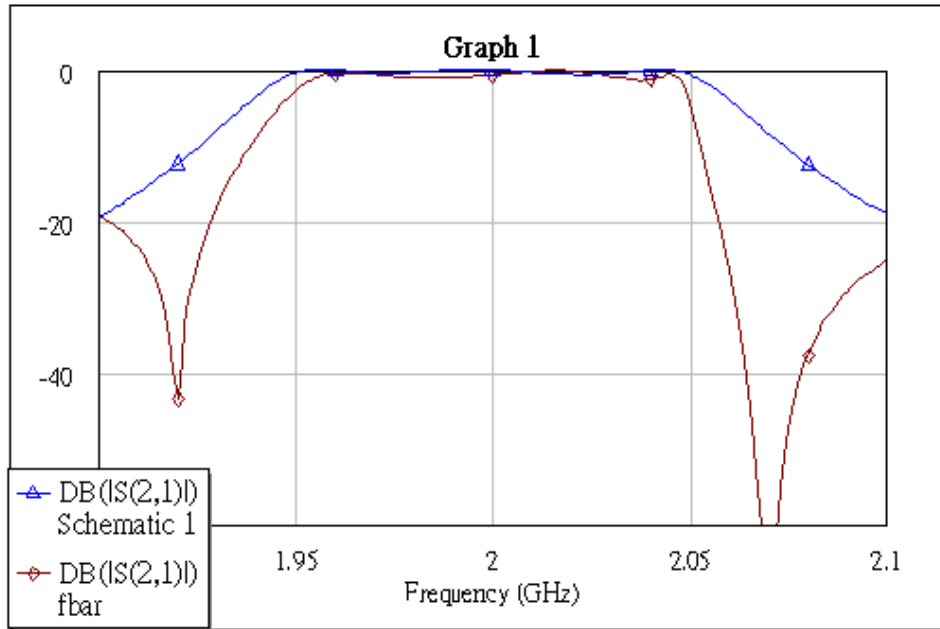
另外，用一 f_p 在 1.99GHz的FBAR等效其虛部導納如圖(3.5)



圖(3.5)並聯 FBAR 虛部導納

比較兩者的模擬結果如圖(3.6)，發現其在止帶(stop-band)的濾波效能比集總元件更佳，只是頻寬較小，不過由於 FBAR 原來就適合用來做窄頻濾波器的設

計，故此缺點的影響並不大，只需要在設計時再做微調，或是利用外加電感(下節將提到)調整即可。



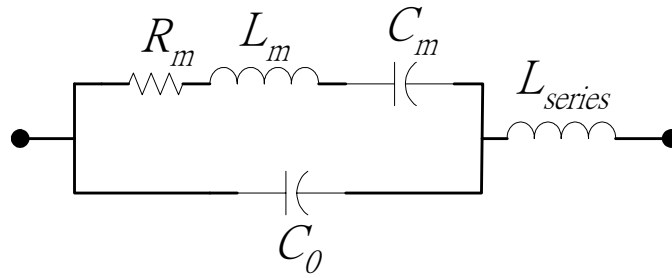
圖(3.6)FBAR 三階濾波器模擬結果

3.2 FBAR 外加電感

在設計 FBAR 電路時，我們可以藉由外加電感來調整其共振頻率點，利用此方法，若是製程上厚度有精密度的限制，能達到頻率點微調的效果。

(一) FBAR 串聯電感

FBAR 串聯電感能改變其串聯共振頻率，即 f_s ，加上外加電感後，FBAR 等效電路如圖(3.7)



圖(3.7)FBAR 外加電感

因 R_m 通常很小，所以將之忽略不計，則其阻抗為 Z_{FBAR} 與 L_{series} 串聯，其中FBAR的串聯臂阻抗

$$Z_{series}(\omega) = j\omega L_m + \frac{1}{j\omega C_m} = \frac{1 - \omega^2 L_m C_m}{j\omega C_m} = \frac{1 - (\frac{\omega}{\omega_s})^2}{j\omega C_m}$$

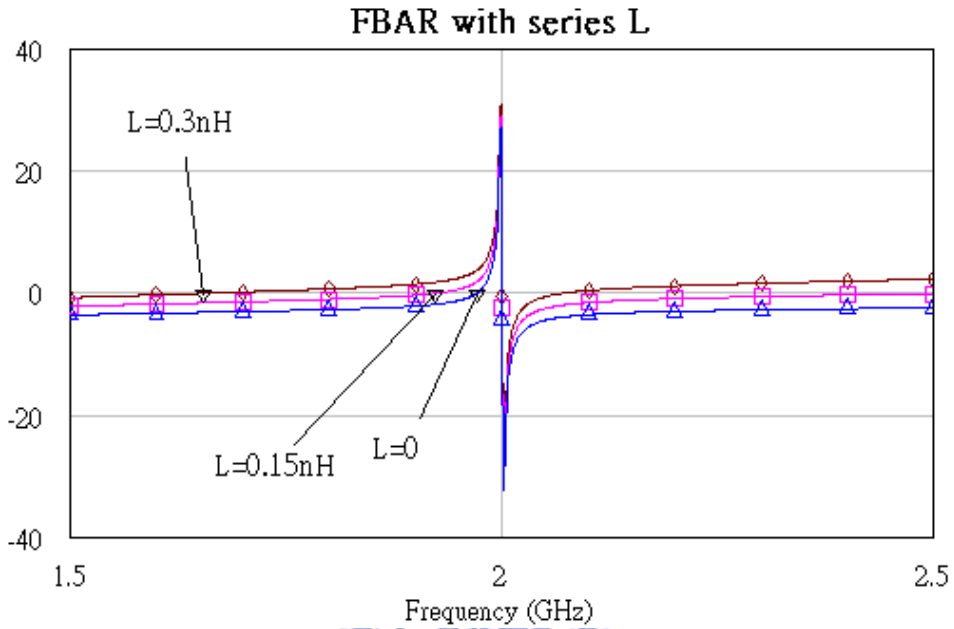
$$\Rightarrow Z_{FBAR}(\omega) = \frac{1}{j\omega C_0 + \frac{j\omega C_m}{1 - (\frac{\omega}{\omega_s})^2}} = \frac{1}{j\left[\omega C_0 + \frac{\omega C_m}{1 - (\frac{\omega}{\omega_s})^2}\right]}$$

$$Z_{total}(\omega) = j \left[\omega L_{series} - \frac{1}{\omega C_0 + \frac{\omega C_m}{1 - (\frac{\omega}{\omega_s})^2}} \right] \quad (3.1)$$

在串聯共振頻率時，FBAR的阻抗為零，所以能得知，若是要將頻率點由原先的 f_s 移到 f_x ，則令 Z_{total} 為零，則

$$L_{series} = \frac{1}{\omega_x^2 \left[C_0 + \frac{C_m}{1 - (\frac{\omega_x}{\omega_s})^2} \right]}, \text{ 此電感即為外加電感所需的值。}$$

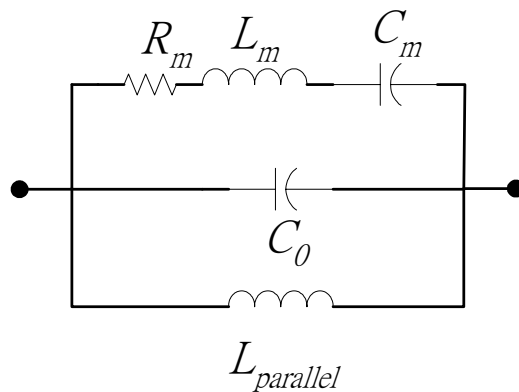
圖(3.8)為外加電感對於FBAR之虛部阻抗所造成的影響，我們發現 f_s 由原先的1.97GHz往左移，加上0.3nH的電感時， f_s 已經移動到1.653GHz附近。



圖(3.8)FBAR 串聯電感虛部阻抗變化

(二) FBAR 並聯電感

FBAR串聯電感能改變其並聯共振頻率，即 f_p ，其原理與串聯電感大同小異，加上並聯電感後等效電路如圖(3.9)，所看到的導納如(3.2)

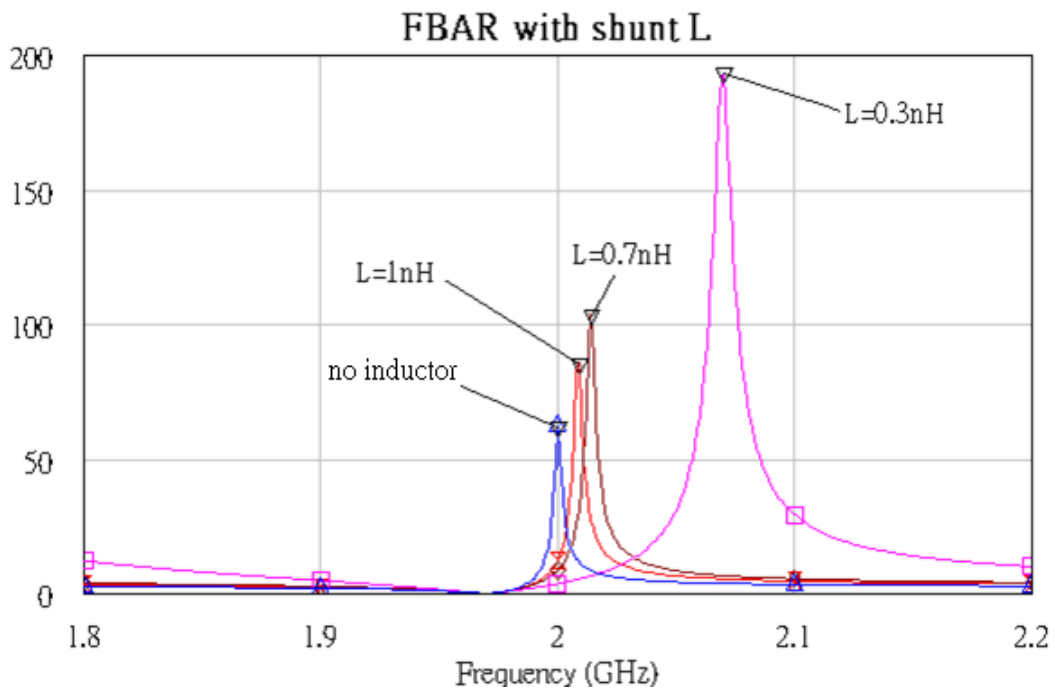


圖(3.9)FBAR 並聯電感

$$Y_{total}(\omega) = \frac{1}{j\omega L_{parallel}} + j \left[\omega C_0 + \frac{\omega C_m}{1 - (\frac{\omega}{\omega_s})^2} \right] = j \left[-\frac{1}{\omega L_{parallel}} + \omega C_0 + \frac{\omega C_m}{1 - (\frac{\omega}{\omega_s})^2} \right] \quad (3.2)$$

在並聯共振頻率點時，其導納為零，所以若是 f_p 要移動到 f_x ，則

$$L_{parallel} = \frac{1}{\omega_x^2 \left[C_0 + \frac{C_m}{1 - (\frac{\omega_x}{\omega_s})^2} \right]}, \text{ 即為外加的並聯電感值。}$$



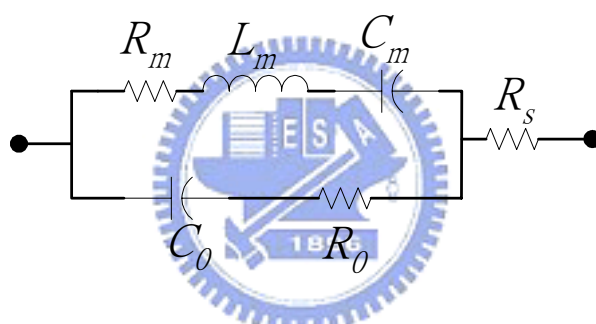
圖(3.10)FBAR 並聯電感虛部導納變化

FBAR外加電感能有效改變 f_s 與 f_p 的位置，使得在設計濾波器時，變得更加簡單，尤其是利用FBAR加上電感等效為LC電路，相較於一般直接的等效，更為容易且能等效的更好。若是頻寬不大，且厚度選擇得宜，有時甚至能只使用一組厚度，只需要調整面積，再加上外加電路，就能做出很好的濾波器。

3.3 FBAR 等效電路萃取方法

在前面章節中曾提到，分析 FBAR 時，我們常採用 BVD model 來做等效，在此節裡將介紹 BVD model 中各個參數的萃取方法，並考慮材料所造成的損耗，將 BVD model 加上幾個修正項，使 FBAR 電路能 fit 的更好。

在BVD model中，我們少考慮了一些電磁波傳遞的損耗，因此採用由Agilent公司發表的論文中所提出的模型，如圖(3.11)，來等效FBAR在實測上的情形。其中 R_s 是代表上下兩金屬所造成的電極損耗，而 R_o 代表介質所造成的損耗，加上這兩個修正項之後，由BVD model所fit的結果，就能與量測值相當的接近。



圖(3.11)Modified BVD model

在選定等效電路後，必須要對各個參數值的意義有相當程度的了解，才能給定初值，節省在 fit 時所花的時間。首先，由 BVD model 的特性可知

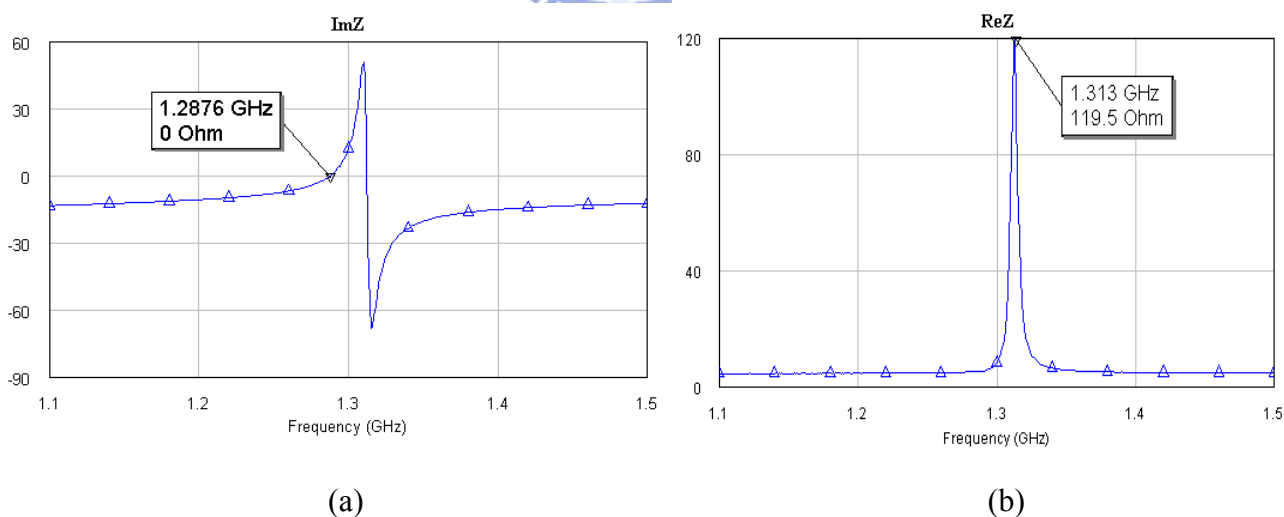
$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_m C_{eq}}} \quad \text{其中} \quad C_{eq} = \frac{C_m C_0}{C_0 + C_m}$$

利用上式能得到 C_0 與 C_m 的關係為 $C_m = C_0 \left[\left(\frac{\omega_p}{\omega_s} \right)^2 - 1 \right]$ ，再用 ω_s 與 C_m 的關係，

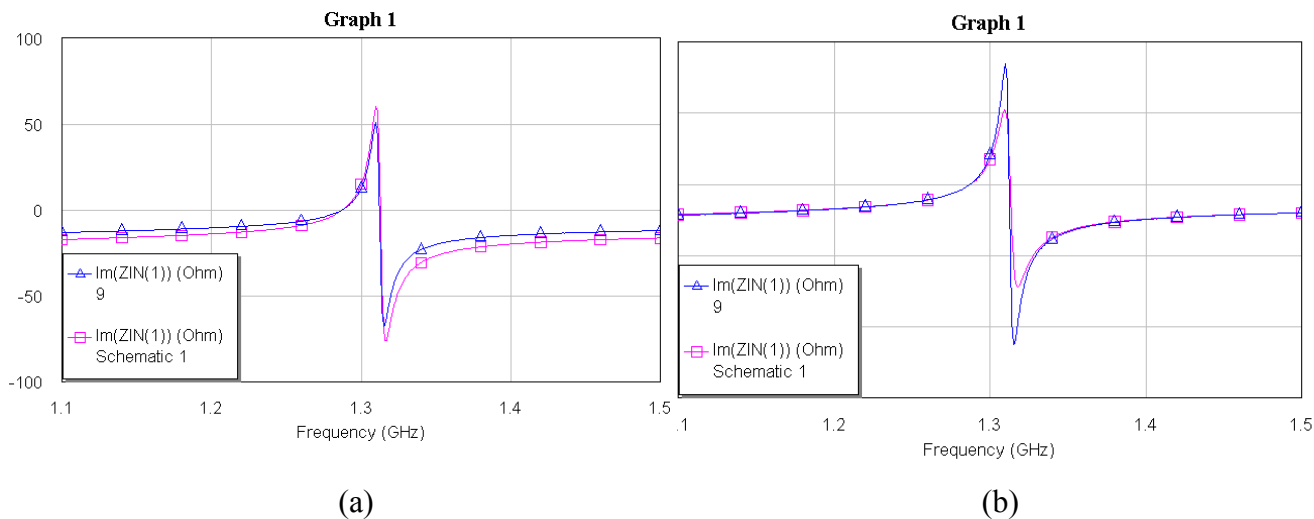
求出 L_m 。至此我們發現，其實 C_0 、 C_m 與 L_m 三個參數，只需固定其一，就能算出另外兩個值。由FBAR的物理結構來看， C_0 所代表的意義，就是上下兩層金屬夾

住壓電材料所造成的平板電容值，即 $C_0 = \frac{S}{\sigma d}$ ，所以我們只需知道壓電材料的參數、厚度和面積，就能得到 C_0 的初值。其餘 R_m 與 R_0 的值都很小，可將調整範圍設定在 $0 \sim 1 \Omega$ 之間， R_s 大小需視製程而定，大約在 $0 \sim 5 \Omega$ 之間。

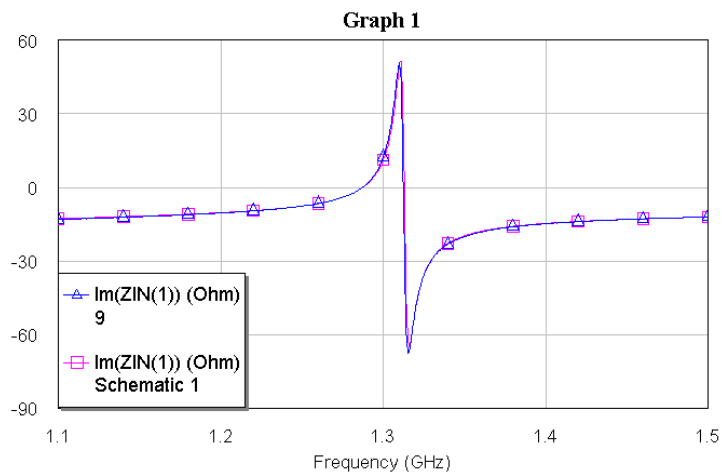
在決定好各個初值之後，接著要決定 fit 的頻段。由前面章節得知，FBAR 最常被使用的頻段，就是在兩共振頻率點 f_s 與 f_p 的地方，和兩頻率點之間，所以在 fit 時必須以這些地方為優先，再來才是其餘的頻段，不過若是以 FBAR 等效為 LC 電路，則需看所等效的頻率範圍而定。以下舉一簡單實測說明，圖(3.12)為量測到的虛部與實部阻抗，我們能讀出 f_s 在 1.2876GHz， f_p 在 1.313GHz，因此能推導出 C_0 、 C_m 與 L_m 的關係，另外利用平行板電容公式，得到初值為 7.32pF，我們先將所有 R 值都設定為 1Ω ，得到虛部阻抗如圖(3.13a)，由於在遠離共振頻率點的頻段，虛部阻抗值是由來 C_0 決定，故我們將 C_0 值調整到 9.9pF，fit 頻率點以外的曲線，如圖(3.13a)→(3.13b)，接著藉由調整 R_m 與 R_0 的值，將虛部阻抗 fit 到曲線(3.14)，最後調整 R_s ，如圖(3.15)，將其值由 1Ω 調整到實部阻抗的曲線即完成。



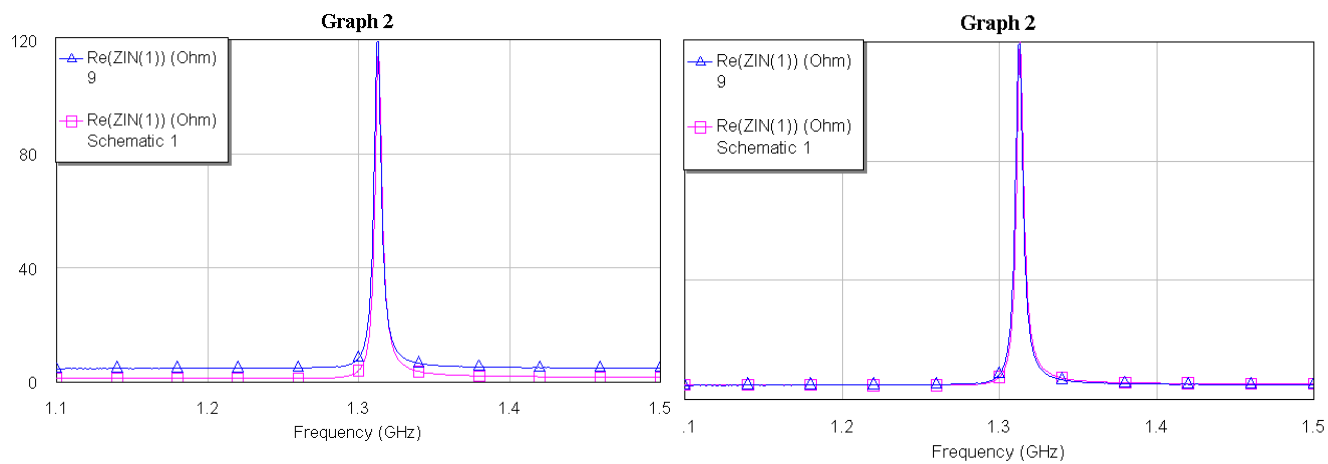
圖(3.12)(a)(b)FBAR 虛部與實部阻抗圖



圖(3.13)調整 C_0 值fit共振頻率點外曲線



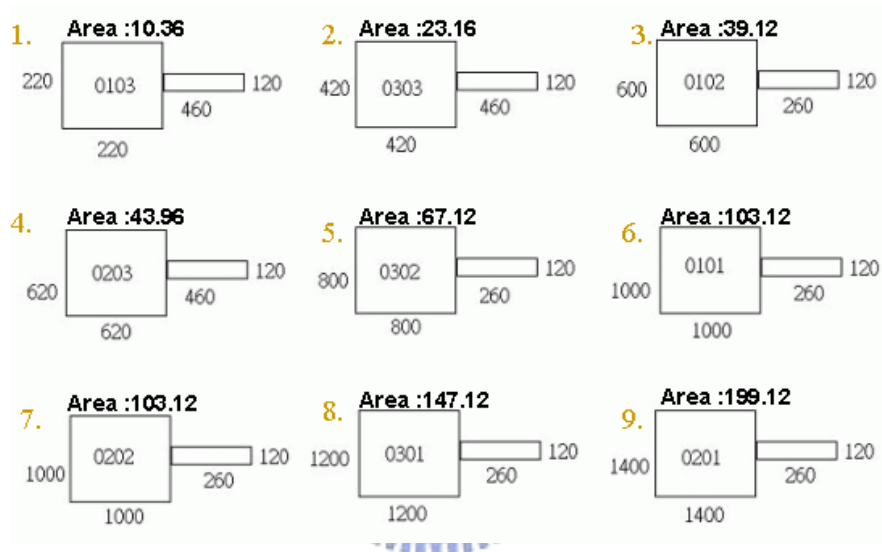
圖(3.14)調整 R_m 與 R_0 fit虛部阻抗



圖(3.15)調整 R_s fit實部阻抗

3.4 FBAR 實測結果分析

有了上述的萃取參數方法，配合中山科學研究院材料暨光電所的製程技術，就損分析在設計和製作上的誤差，並設法加以改進。以下為九組由中科院實際製作出來的FBAR電路，其面積如圖(3.16)，共振腔上號碼為編號，其餘數字為邊長，單位為 μm ，面積單位為 $10^4 \mu\text{m}^2$ 。厚度由上而下，分別是Al $0.23 \mu\text{m}$ ，AlN $1.3 \mu\text{m}$ ，Pt $0.2 \mu\text{m}$ 基板是 SiN_4 $0.3 \mu\text{m}$ 。



圖(3.16)實作 FBAR 面積

量測的數據如表(3.1)，包含面積($10^4 \mu\text{m}^2$)，共振頻率點(GHz)，和量測到的Q值，其中X的部分由於Q值過小，量測的頻率範圍不夠大，所以無法測量。

編號	面積	f_s	f_p	Q_s 量測	Q_p 量測
103	10.36	1.8612	1.888	156.47	248.42
303	23.16	1.8662	1.9	66.44	396.04
102	39.12	1.8383	1.883	X	299.04
203	43.96	1.8522	1.898	X	451.9
302	67.12	1.8619	1.892	X	498.16
101	103.12	1.8423	1.874	X	457.07
202	103.12	1.8606	1.887	X	589.68
301	147.12	1.847	1.884	X	672.86
201	199.12	1.8753	1.8788	X	221.05

表(3.1)FBAR 實作共振頻率點與 Q 值

由頻率點的數據得知，此次 FBAR 的製作，厚度仍然無法控制的很精確，因此造成相同的厚度，卻有不同共振頻率點的現象。若是用之前提到的理論，將這幾個共振腔加以分析，能得到表(3.2)裡各個 fit 之後的參數。

編號	C_0 理論值(pF)	C_0 (pF)	C_m (pF)	L_m (nH)	$R_s(\Omega)$	$R_m(\Omega)$	$R_o(\Omega)$
103	6.00	5.865	0.170	42.99	1.725	1.023	0.912
303	13.41	13.29	0.486	14.97	1.81	0.423	0.05
102	22.65	26.07	1.283	5.84	2.95	0.229	0.006
203	25.45	31.16	1.560	4.73	2.62	0.123	~0
302	38.86	30.98	1.010	7.24	2.65	0.1607	~0
101	59.70	49.5	1.718	4.34	3.8	0.108	~0
202	59.70	43.16	1.233	5.93	4.6	0.113	~0
301	85.17	77.56	3.1386	2.37	3.4	0.0455	~0
X201	115.27	11.78	0.0440	163.66	36.86	2.608	~0

表(3.2)FBAR 等效參數萃取表

由表(3.2)發現，編號 201 的共振腔可能是製作或是量測上產生錯誤，因此之後不列入分析。在表(3.3)中， C_0 理論值是由平板電容公式所求得，而 C_0 是實際 fit 後，所得到的參數值，這兩個數值相差並不大，能得知在此次FBAR的製作中，面積大小的控制還不錯。在有了上表的參數之後，能由公式求出各個共振腔的Q值。

編號	面積	Q_s	Q_s 量測	Q_p	Q_p 量測
103	10.36	182.928	156.47	263.5269	248.42
303	23.16	78.63722	66.44	378.1537	396.04
102	39.12	21.22404	X	294.0929	299.04
203	43.96	20.08122	X	458.9011	451.9
302	67.12	30.12012	X	535.3281	498.16
101	103.12	12.86696	X	473.6047	457.07
202	103.12	14.71507	X	622.4439	589.68
301	147.12	7.968843	X	615.5313	672.86
X201	199.12	48.85982	X	740.7969	221.05

表(3.3)量測與萃取參數 Q 值比較

在表中的 Q_s 與 Q_p 是由fit後所得的參數求得，其公式如下

$$Q_s = \frac{\omega_s L_m}{R_s + R_m}, \quad Q_p = \frac{\omega_p L_m}{R_0 + R_m}$$

在並聯共振頻率方面，由於 R_0 值很小，幾乎為零，故主要影響的為 R_m ， Q_p 大約都在 200~700 左右，與用BVD model fit後的參數求得的值很接近，因此可證明 Modified BVD model已經能將FBAR等效的很完全了。串聯共振頻率主要由 R_s 與 R_m 控制，由於此次所製作的共振腔 R_s 都很大，導致 Q_s 值很小，大約都在 10~200 之間，與 Q_p 相距很大。

3.5 改善方法

在 FBAR 的實作上，能否達到設計者的要求，所需要考慮的因素很多，但大部分都取決於製程的技術，與材料的選擇。以製程技術來說，在製作 FBAR 時所需要注意的就是共振腔的厚度與面積，其中以厚度最為難控制，在其它製程中，厚度不精密通常不會造成很大的影響，但由於電極層的厚度都常都很薄，通常在 $1 \mu\text{m}$ 以下，在下層金屬或壓電材料長成後，上層金屬的重量也會使下層材料的厚度有所改變，只要有些許差距，由厚度所控制的共振頻率點，就會因此偏移，對於 FBAR 最常被使用的窄頻帶通濾波器來說，頻率偏移所造成的影響是很嚴重的，所以提升製程的精密度，是很重要的改善方向。

另外，影響 FBAR 特性的就是材料的選擇，電極層金要需要考慮的材料參數為聲速 (V_a)、衰減係數 (α) 及電極密度 (ρ)。其中影響較大者為 α ，由常理可知， α 愈小，表示衰減量愈小，聲波在電極中損耗就愈小，共振腔的 Q 值就能提高，此外， V_a 愈高， ρ 愈小，也能使共振腔的 Q 值提高。

對於壓電材料而言，影響的參數除了上述幾項之外，又多了 k_t^2 與 ε 兩項，其中 k_t^2 會直接影響共振腔的頻寬， k_t^2 愈大， f_s 與 f_p 之間的距離會愈遠，頻寬就愈

大。其餘參數的影響，與電極材料相同，必須選擇衰減小的材料，使聲波在傳遞時，不致造成過多損耗，而降低整個共振腔的Q值。根據上述觀點，材料的選擇似乎不困難，但其實還有些因素，必須靠實作時才能印證，在*Q.X.Su*的paper[4]中曾提到，Al相較於Au，有較小的 ρ ，較大的 V_a ，與較小的 α ，這些都是一個好的電極材料所需要的條件，然而在經過實作後發現，當壓電材料使用ZnO時，使用Au為電極的共振腔卻有較高的Q值，其原因在於Al與ZnO在接面的地方無法成長(grow)的很完整，造成很大的損耗，大大降低了Q值，因此在考慮材料因素時，仍需多經過幾次的實驗，才能做出最適合的選擇。



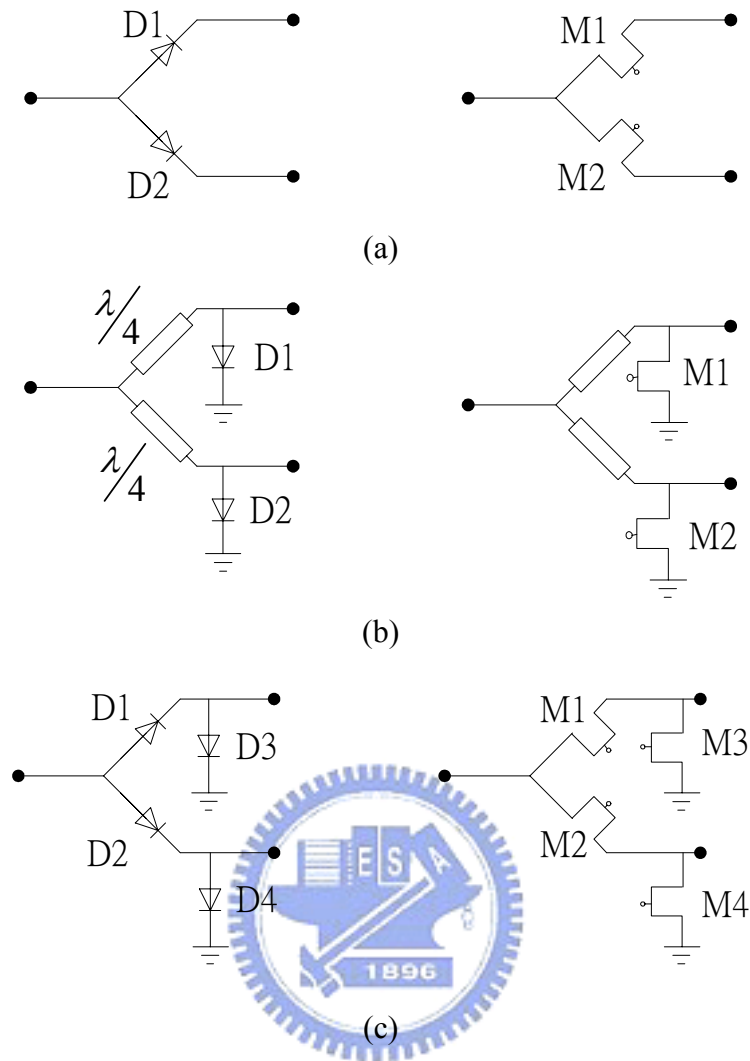
第四章 高頻開關設計

開關(switch)是用來控制訊號或是能量流向的元件，通常被使用在許多的微波電路中，例如天線、雷達或是量測儀器等等。在製作一開關時，所需要考慮的因素很多，包括其工作頻率、頻寬、工作電壓、功率承載力(power handling)、切換速度、功率消耗等等，而一個開關的特性好不好，除了上述需考慮的項目以外，還需要看其介入損耗(insertion loss)與隔離度(isolation)而定。

4.1 開關的理論與工作原理

開關的基本理論其實很簡單且直接，對理想的開關而言，當開關狀態為”ON”時，訊號便能流經開關，全部到達輸出端，同理，當狀態為”OFF”時，訊號不能流過開關，輸出端將不會接收到任何訊號。然而，理想的開關在高頻微波電路中，是不可能實現的，因此我們必需藉由介入損耗(insertion loss)和隔離度(isolation)，來判斷一個開關的優劣性。其中介入損耗代表當開關狀態”ON”時，傳送到輸出端的功率與輸入端原有功率的比值，通常以 dB 表示。隔離度表示當開關狀態為”OFF”時，傳送到輸出端的功率與輸入端原有功率的比值，也常用 dB 來表示。此外，反射損耗(return loss)也是需要注意的項目，其定義為輸入端接受到的反射功率與發射功率的比值。

在微波開關中常利用到的元件為二極體或是電晶體，藉由改變電晶體導通與否，控制訊號的流向，有分成串聯、並聯、串並聯三種型式，以一個單刀雙擲(single-pole single-throw)的開關為例，其示意圖如圖(4.1)，以串聯型式而言，當D1順偏時，D2逆偏，訊號流經D1，量測到的即為insertion loss，而D2臂量到

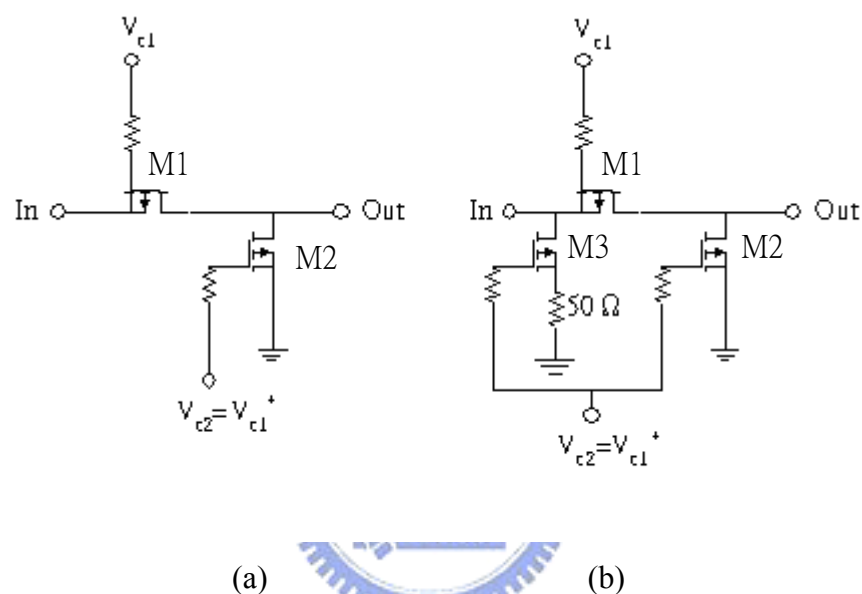


圖(4.1)反射型單刀雙擲開關(a)串聯式(b)並聯式(c)串並式

的即為 isolation，反之，以並聯型式而言，當 D1 導通時，訊號經 D1 流到地，為短路，經過 $\lambda/4$ 的傳輸線後，在輸入端為開路，訊號將不會通過，所以量測到 isolation，D2 臂量到 insertion loss，故並聯型式開關的頻寬，通常受限於 $\lambda/4$ 的傳輸線。串並聯型式結合了兩者，D1 與 D4 同時順偏或逆偏，這種型式通常隔離度較好，但介入損耗也會因此受影響。

此外，若是以反射為區分，開關又分為反射(reflective)與非反射(non-reflective)兩種型式，以一單刀單擲的開關(SPST, single-pole single-throw)為例，如圖(4.2)，當開關狀態為"ON"時， V_{c1} 電壓為"high"， $V_{c2}=V_{c1}^*$ 為"low"，訊號能通過開關到

達輸出端，但當狀態為”OFF”時， V_{c1} 電壓為”low”，電晶體不導通，反射型開關的輸入端，將會接收到反射訊號，很容易形成駐波的形式，使訊號源因此受到干擾，反之，非反射型的開關就不會有此問題，因為反射訊號會經由M3流到負載，故輸入端不會受反射訊號干擾。然而這開關也會有個缺點，就是在開關狀態為”ON”時，會有小部分的訊號經M3而漏到負載，造成不必要的功率損耗，使介入損耗變大。



圖(4.2)(a)反射型與(b)非反射型開關

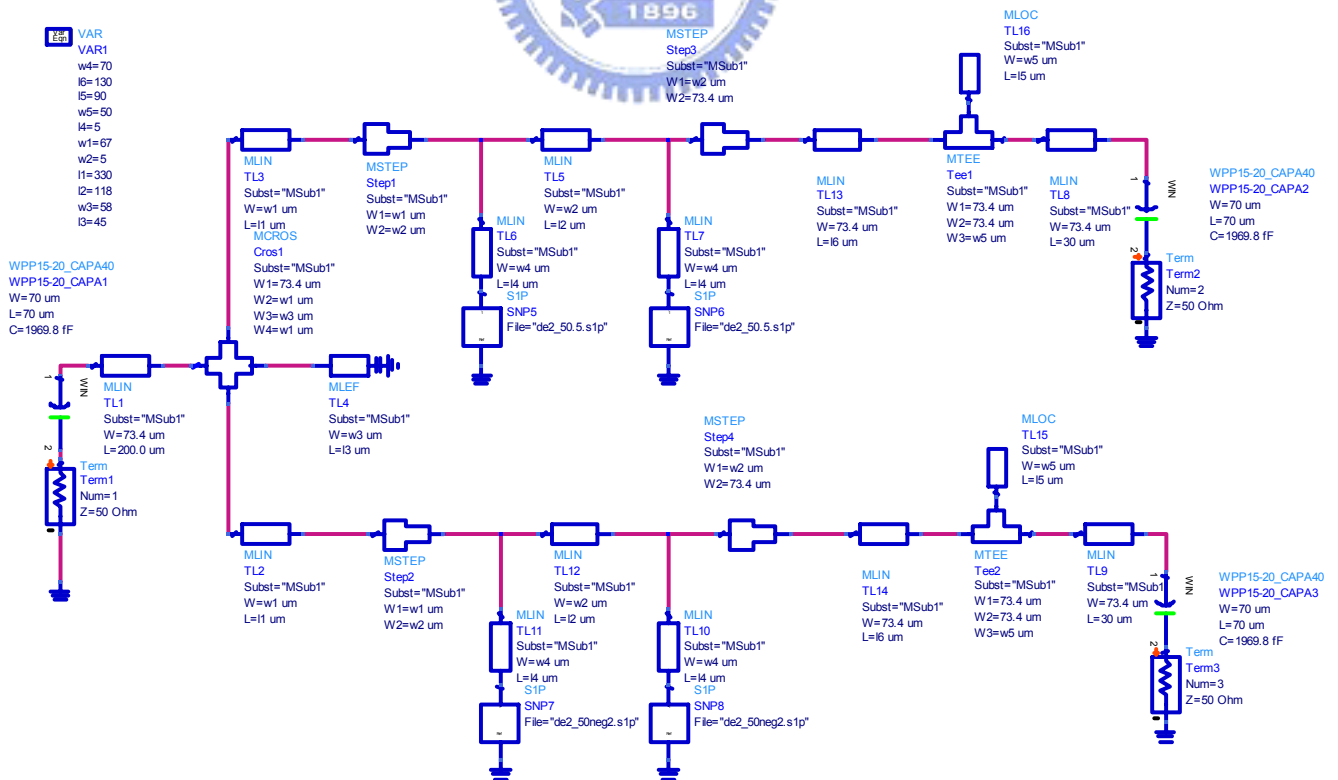
4.2 設計方法與模擬結果

在製作開關時，常用的二極體為PIN二極體，或是高頻時用的蕭基二極體，若是使用電晶體，MESFET、HBT、HEMT都是可選擇的元件。對PIN二極體來說，它有較低的介入損耗、高隔離度，且能工作在較高的功率下，而使用電晶體的優點在於較容易整合在MMIC製程中，價錢較低。至於電晶體的選擇與設計，則注重於電晶體導通時的 R_{on} ，還有電晶體未導通時的空乏電容 C_{off} 。其中 R_{on} 包括源極(source)和閘極(gate)間電阻，閘極和汲極(drain)間電阻，以及影響最大的通道電阻(channel resistance)。為了降低介入損耗，與增加隔離度，我們希望 R_{on} 與

C_{off} 都能愈小愈好，然而這兩項是無法同時達到的，以GaAs為基板的製程來說，若是要降低 R_{on} ，則選擇HEMT，反之，要降低 C_{off} 的話，則需選擇MESFET為電晶體。

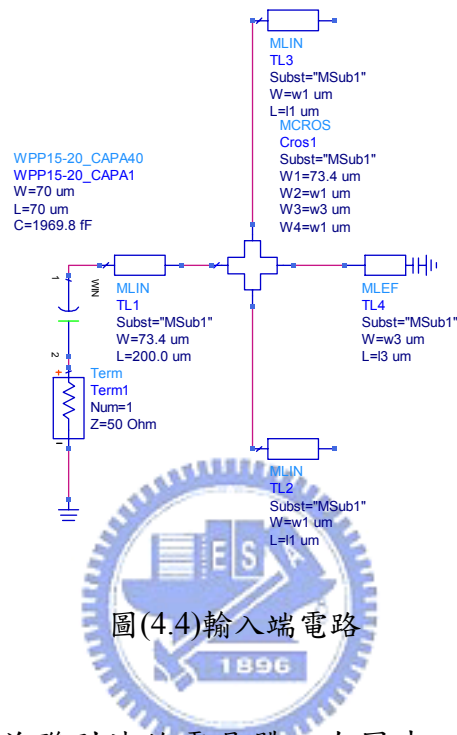
在此我們要設計應用在 60GHz 和 77GHz 的單刀雙擲開關，由於所使用的頻率相當高，故選用 PHEMT 來設計開關，主要借重於 PHEMT 良好的高頻特性。在參考書目中[8]曾提到，在低電壓下操作時，PHEMT 相較於一般的 FET，能有較高的線性度。因此使用 PHEMT 當電晶體，能節省許多功率的損耗，甚至可利用在其它電路所剩餘的功率。

在此次的設計中，利用 Win 所提供的 PHEMT 製程，其基板為 GaAs，介電常數為 12.8，選取 2 fingers，gate length 為 $50\mu m$ 的 PHEMT 為電晶體，做一工作在 60GHz 的反射型並聯開關。為了增加其隔離度，用兩顆電晶體串聯，故總共要四顆電晶體，設計電路如圖(4.3)。



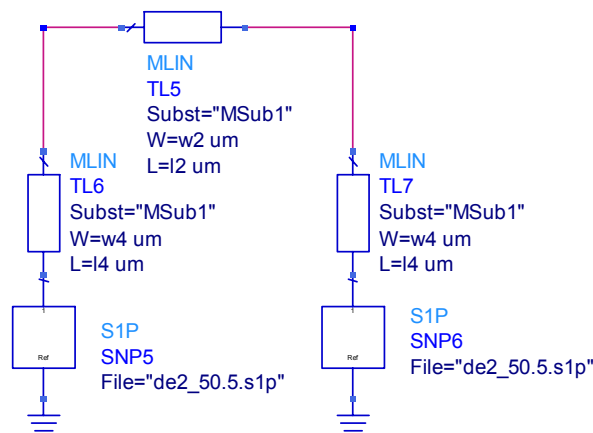
圖(4.3)60GHz 單刀雙擲開關模擬電路

我們將圖(4.3)簡單分為三部分來看，第一部分輸入端如圖，主要為一 50 歐姆線分為兩路，兩段線長都為 $\lambda/4$ ，另外加上一匹配電路，在此選用一段有考慮 end effect 的 open stub，以降低輸入級的反射損耗，電容的目的則是阻擋直流訊號。



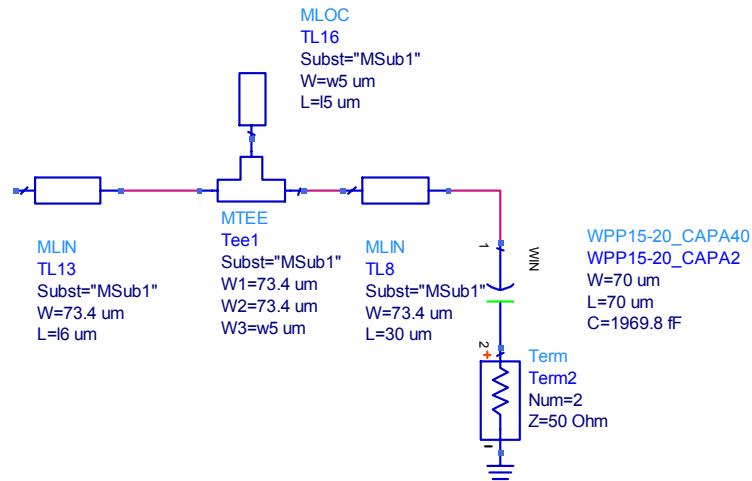
圖(4.4)輸入端電路

第二部分就是兩並聯到地的電晶體，在圖中，正方形元件為子電路 (sub-circuit)，我們將電晶體量測到的高頻 S 參數匯入，來觀察其特性。在此，我們將 port2 臂上的電晶體閘極端加上 0.5v 的偏壓，使電晶體導通，port3 臂的電晶體加上 -2v 的偏壓，故電晶體不導通(cold PHEMT)。



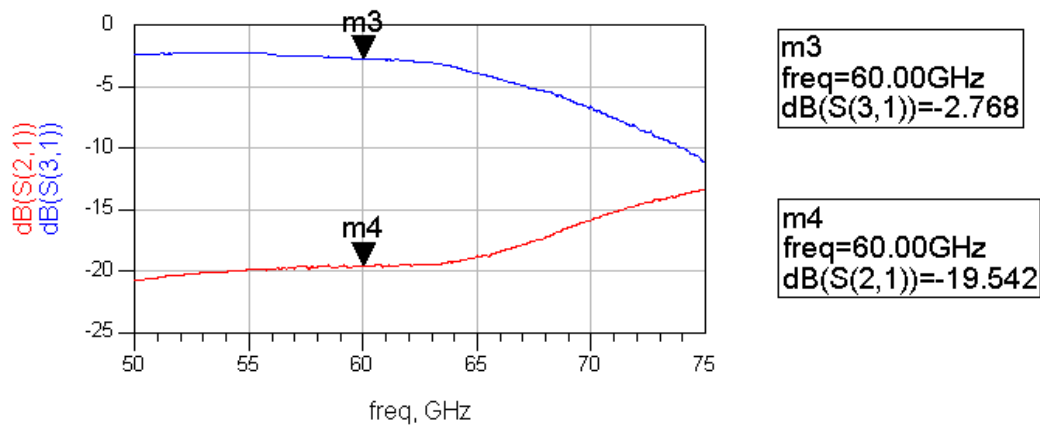
圖(4.5)電晶體部分

輸出端仍為 50 歐姆傳輸線，加上電容阻隔直流訊號，此外加上一 stub 做阻抗區配，減少輸出端的反射損耗，將三部分電路相接後，加上 step 模擬其界面效應，最後用軟體 ADS 進行最佳化後，調整各段線的長寬，設計即完成。

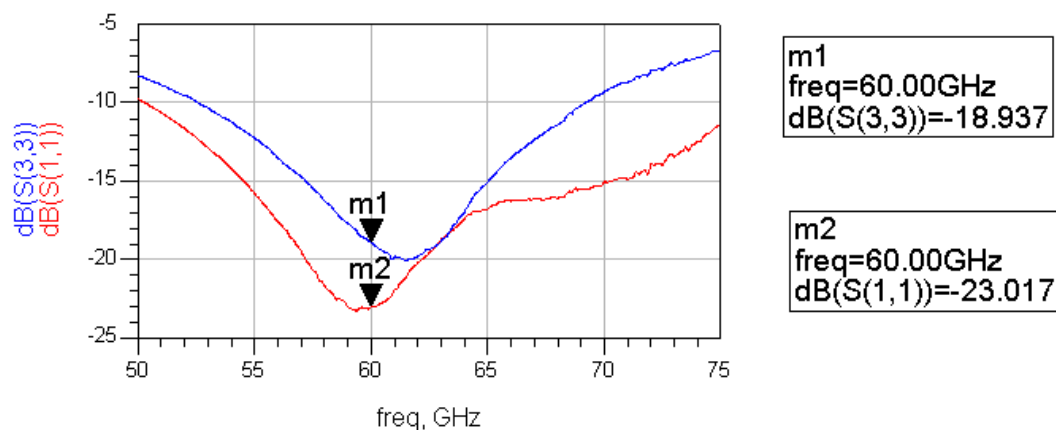


圖(4.6)輸出端電路

模擬結果如圖(4.7)(4.8)所示，假設我們要控制訊號由埠 1 進入，埠 3 輸出，需要考慮的 S 參數為 S_{11} (輸入端反射損耗)、 S_{21} (介入損耗)、 S_{31} (隔離度)與 S_{33} (輸出端反射損耗)。由模擬結果得知，其介入損耗大約為 2.8dB，隔離度約 -20dB，反射損耗也都在 20dB 左右。



圖(4.7)介入損耗與隔離度模擬結果(60GHz)



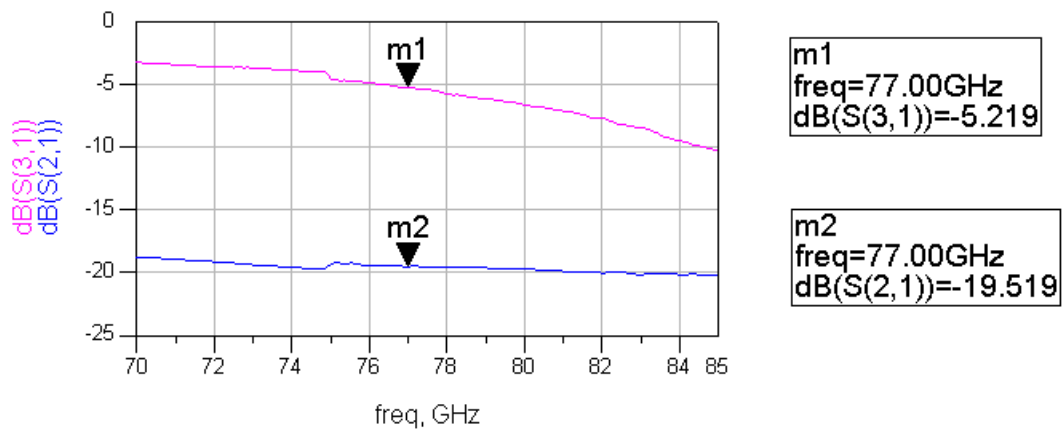
圖(4.8)反射損耗模擬結果(60GHz)

另外，設計一個工作在 77GHz 的單刀雙擲開關，一樣選用會反射的並聯型式，但我們發現，此顆電晶體的特性，在愈高頻時愈差，也就是說，當閘極給予 0.5v 的偏壓時，電晶體雖導通，但卻有許多高頻訊號沒有經由電晶體而流到地，短路效果不好，造成隔離度變差，此外，當閘極給予 -2v 的偏壓時，電晶體通道雖關閉，但有許多訊號依然經由電晶體而漏到地，開路效果不佳，而造成介入損耗增加。由於隔離度變差，根據模擬結果，兩顆電晶體所能提供的隔離度大約只有 13dB，所以為了增加隔離度，我們將並聯電晶體改為三顆，但可預期的是，介入損耗必定因此而受到影響。電路圖與 60GHz 的設計大同小異，參照圖(4.3)，其各段傳輸線最佳化後的長度與寬度如下表，單位皆為 μm 。

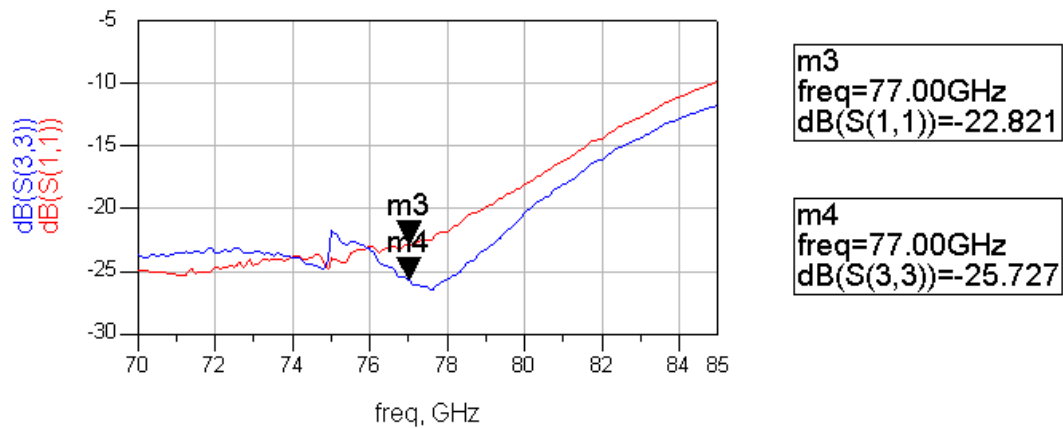
l1	w1	l2	w2	l3	w3	l4	w4	l5	w5	l6
108	6	50	20	132	124	5	60	162	180	91

表(4.1)77GHz 單刀雙擲開關各傳輸線之長寬

由上表的參數放入模擬，能得到結果如下：



圖(4.9)介入損耗與隔離度模擬結果(77GHz)



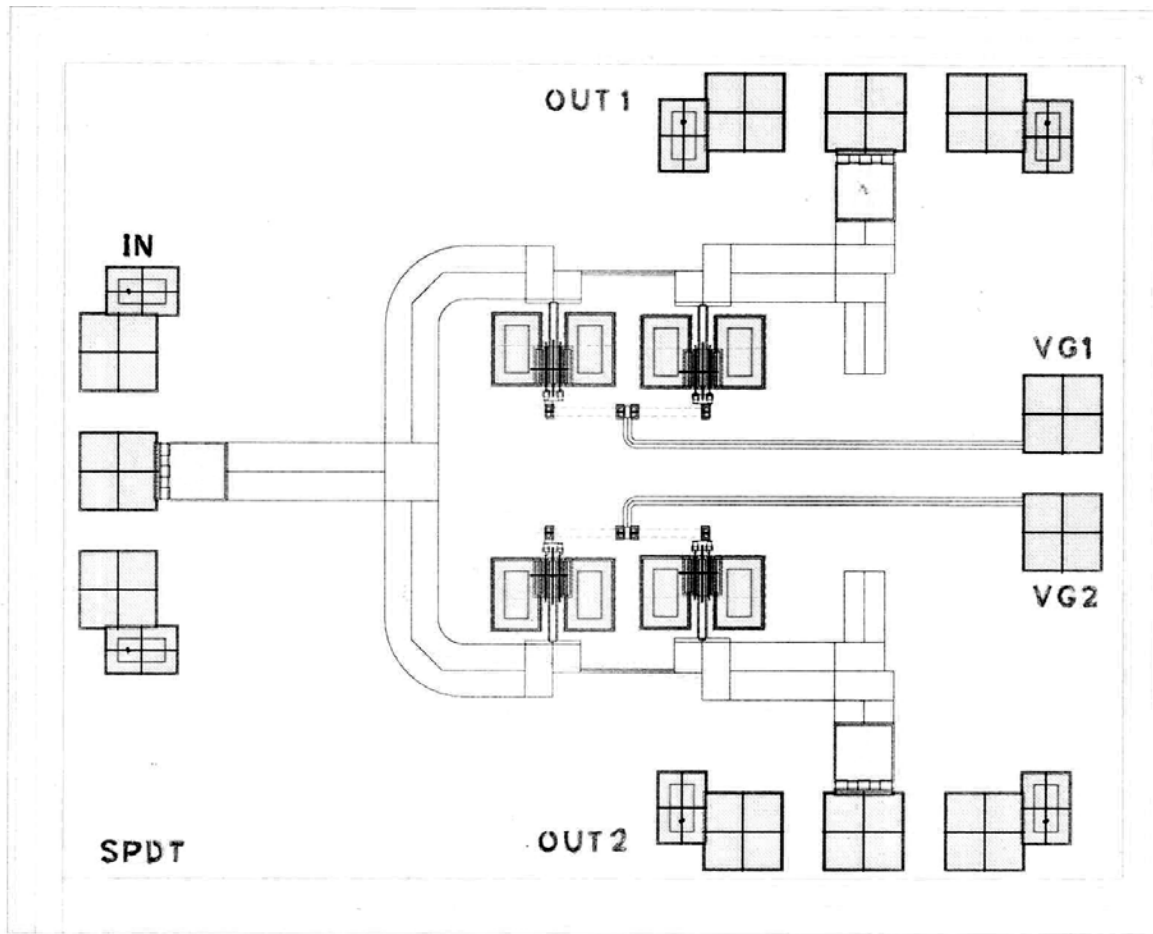
圖(4.10)反射損耗模擬結果(77GHz)

由上圖，隔離度為-19dB，反射損耗都在 22dB 以上，但如前段所預期，介入損耗有 5.2dB，算是較差的部分。

4.3 實作結果

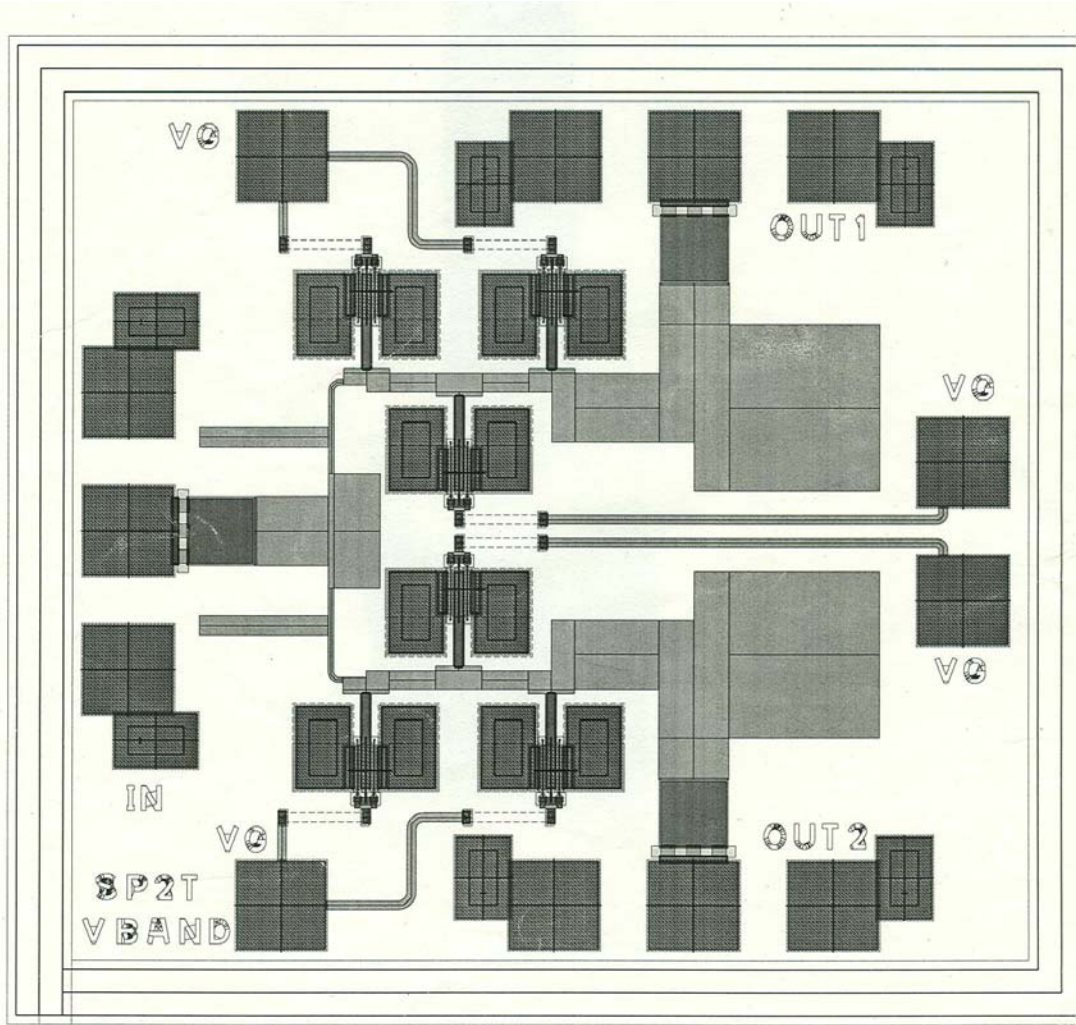
圖(4.11)為 60GHz 開關的 layout 圖，輸入端為左端標示 IN 的地方，由於需要使用 GSG(ground-signal-ground)探針測量，故兩端為接地的 pad，輸出端上下各一(OUT1 和 OUT2)，兩端也有接地的 pad，電晶體的閘極接到 pad VG 給予偏

壓，以控制開關。



圖(4.11)60GHz 單刀雙擲開關 layout

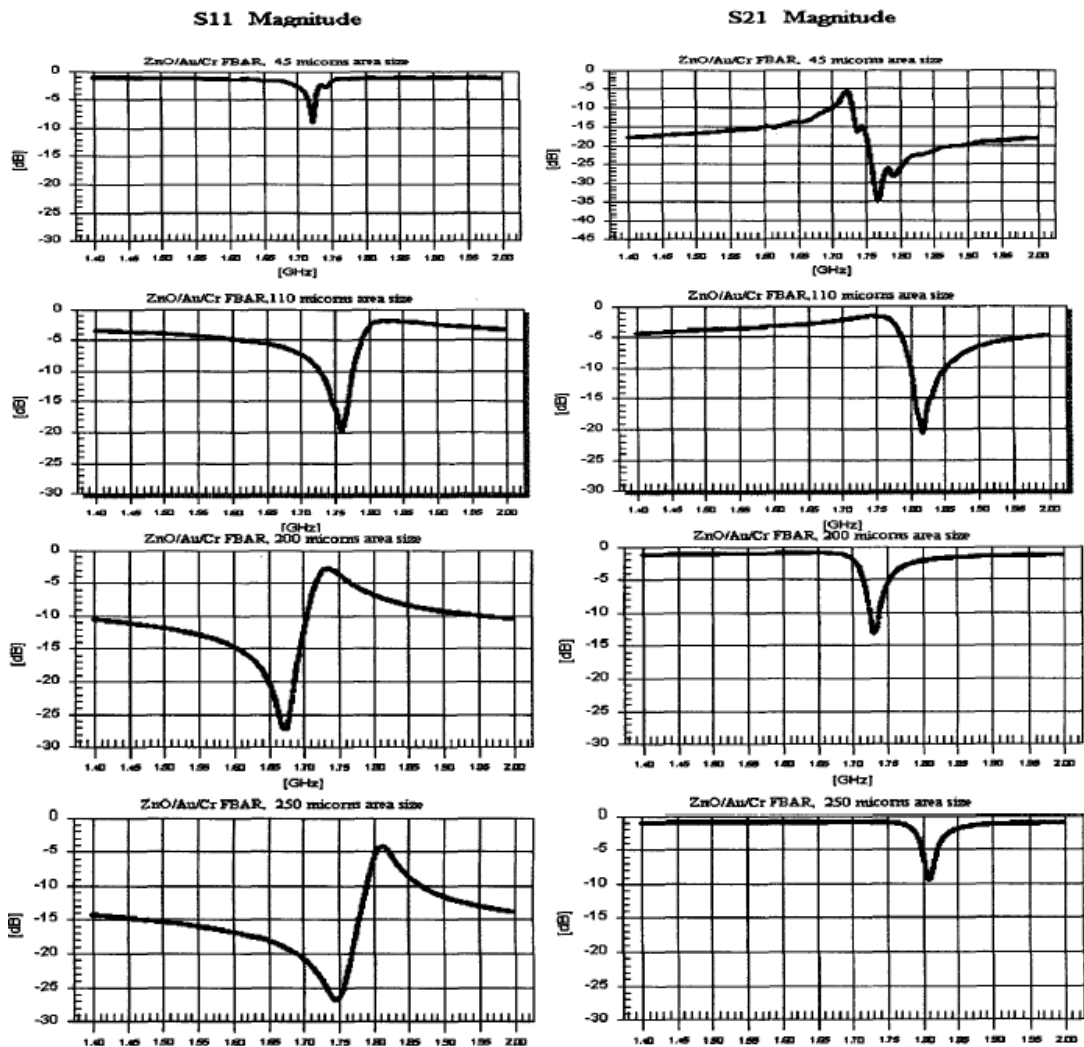
圖(4.12)為工作在 77GHz 的單刀雙擲開關，由於三顆電晶體並聯排列所佔的面積較大，且在 layout 上會重疊，故採交錯排列的方式，將其中一顆電晶體排在不同側，其餘部分與圖(4.11)大同小異。由於製作尚未完成，所以無量測結果。



圖(4.12)77GHz 單刀雙擲開關 layout

第五章 結論

首先，針對第二、三章所提到的FBAR架構，在設計時能控制的部分做討論。在中科院的實作中，由於厚度無法有效控制，使共振頻率點的位置無法確定，因此我們構想將FBAR切下，利用量測到的共振頻率點，外加電路將共振腔串接起來，製作濾波器。然而面積也是需要考慮的因素，面積雖不影響頻率點位置，但也決定許多特性。由於面積大小直接影響BVD model(參照圖(2.10))中並聯電容的值，因此會影響共振頻率點外其餘頻率的阻抗特性。在Q.X. Su的論文[1][4]中有附圖如圖(5.1)，此圖顯示共振腔面積大小與其S參數特性的關係，我們可以藉此圖清楚的看出 S_{11} 與 S_{21} 的變化。



圖(5.1)面積與 S 參數關係

在上圖中，其面積由上而下分別為 45、110、200、250 μm^2 ，我們可發現 S_{11} 由原先只有一個deep點，到後來有一阻抗高點與一低點，而 S_{21} 的變化與 S_{11} 正好相反。然而在中科院的實作中，面積最小的共振腔為 $10.36 \times 10^4 \mu\text{m}^2$ ，最大為 $199.12 \times 10^4 \mu\text{m}^2$ ，與論文中大小相距甚遠，故所有的共振腔S參數均如最後一個圖的型式，加上外加電路的電感值需要利用bond wire來等效，長度很難控制，Q值也不高，使模擬就已經不佳，而實作不能達到模擬所預期，故無法完成濾波器設計。

開關目前正等待下線之中，實測尚未完成，等製作完成，將比較模擬與實測量測的差距，並探討其誤差原因。



參考文獻

- [1] Q.X. Su, P.B. Kirby, E. Komuro, M. Imura, Q. Zhang, R.W. Whatmore, “Thin-film bulk acoustic resonators and filters using ZnO and lead-zirconium-titanate thin films,” in *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 49, No.4, pp.769-778, April 2001.
- [2] Jong-Soo Kim; Yong-Dae Kim; Myeong-Gweon Gu; Jong-Gwan Yook, “New modeling of TFBAR and on-wafer inductor effects on the TFBAR ladder filter performance,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.1, pp. 379 – 382, June 2004.
- [3] J.D. Larson III, P.D. Bradley, S. Wartenberg, R.C. Ruby, “Modified Butterworth-van dyke circuit for FBAR resonators and automated measurement system,” in *Proc. IEEE Ultrasonic Symposium.*, 2000, pp. 863-868.
- [4] Q.X. Su, P.B. Kirby, E. Komuro, R.W. Whatmore, “Edge supported ZnO thin film bulk acoustic wave resonators and filter design,” in *IEEE/EIA International Frequency Control Symposium and Exhibition*, pp.434-440.
- [5] K.M. Lakin, “Modeling of Thin Film Resonators and Filters,” *1992 IEEE MTT Symposium Digest*, vol. 1, pp 149-152, 1992.
- [6] D. Feld, K. Wang, P. Bradley, “A high performance 3.0mm x 3.0mm x 1.1mm FBAR full band Tx filter for U.S.PCS handsets,” in *Proc. IEEE Ultrasonic Symp.*, 2002, pp.913-918.
- [7] David Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, N. Y. 1998.
- [8] Kai Chang, Inder Bahl, Vijay Nair, “*RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless Systems*,” Chapter 7
- [9] Hideki Takasu, Fumio Sasaki, Hisao Kawasaki, “W-band SPST Transistor Switches,” in *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 6, pp 315-316, 1996.
- [10] Yu-Jiu Wang, Kun-You Lin, Dow-Chih Niu, Huei Wang, “A V-Band MMIC SPDT Passive HEMT Switch Using Impedance Transformation Networks,” in *IEEE MTT Symposium Digest*, pp. 253-256, 2001.
- [11] Tsukahara, Y., Katoh, T., Notani, Y., Ishida, T., Ishikawa, T., Komaru, M.,

- Matsuda, Y, "Millimeter-wave MMIC Switch with pHEMT Cells Reduced Parasitic Inductance," in *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, Vol .2, pp 1295 – 1298, 2003.
- [12] Junghyun Kim, Won Ko, Sung-Ho Kim, Jinho Jeong, Youngwoo Kwon," A high-performance 40-85 GHz MMIC SPDT switch using FET-integrated transmission line structure," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol .13, NO12, pp 505-507, Dec.2003.
- [13] Kun-You Lin, Yu-Jiu Wang, Dow-Chih Niu, Huei Wang,"Millimeter-Wave MMIC Single-Pole-Double-Throw Passive HEMT Switches Using Impedance-Transformation," in *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 51, No.4, pp.1076-1085, April 2003.

