

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

薄膜體聲波共振腔設計與分析

Designing and Analyzing Thin Film  
Bulk Acoustic Wave Resonator



研究生：胡湘竹

指導教授：張志揚 博士

中華民國 九十三年 六月

薄膜體聲波共振腔設計與分析

Designing and Analyzing Thin Film  
Bulk Acoustic Wave Resonator

研究生：胡湘竹

Student : Hsiang-Chu Hu

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 2004  
Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十三年 六月

# 薄膜體聲波共振腔設計與分析

研究生：胡湘竹

指導教授：張志揚 博士

國立交通大學電信工程學系

## 摘要

本論文利用薄膜體聲波共振腔設計出中心頻率在 1.88 GHz 接收端與 1.93 GHz 傳送端的頻率雙工器電路，同時配合共振腔製程上所遭遇的問題，設計出能立即實現的頻率雙工器電路。在設計過程中，本論文分析推導如何利用薄膜體聲波的物理特性，轉為可用軟體計算的等效共振腔模型，並利用電路模擬軟體進行薄膜體聲波共振腔的電路設計，減少製程上不必要的誤差，增加製程效率。

此外本論文中將說明如何設計薄膜體聲波共振腔的濾波電路，且利用可外加電感方式增進濾波器效能，並推導出所需外加的電感值，同時與電路模擬軟體一起最佳化，設計出薄膜體聲波共振腔的每層厚度與該層面積大小。

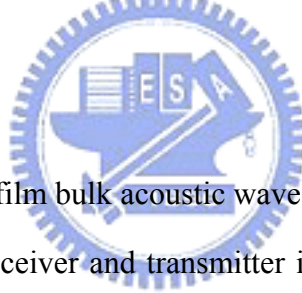
# Designing and Analyzing Thin Film Bulk Acoustic Wave Resonator

Student: Hsiang-Chu Hu

Advisor: Dr. Chi-Yang Chang

Institute of Communication Engineering  
National Chiao Tung University

## Abstract



In this project, the thin film bulk acoustic wave resonator, or FBAR, are used to design the duplexer that its receiver and transmitter is at center frequency 1.88 GHz and 1.96 GHz, and this project also design a duplexer structure that can avoid the problem during the process. In the designed procedure, the method that how to extract the FBAR equivalent circuit from its physical characteristic, would be analyzed and established in the simulation tool. This FBAR equivalent circuit can help us to design FBAR filter in the simulation tool, and improve the efficiency when it is fabricated.

The method that how to design the FBAR filter with external inductors would be introduced in this project, too. The external inductor can improve the performance when we are designing the filter, so how to figure out the external inductor values and simulate FBAR with inductor would also be analyzed.

## 誌謝

本論文之得以完成，首先得感謝指導教授張志揚博士，由於他的提攜我才能順利完成碩士兩年來薄膜體聲波濾波器的研究，並且在我研究遇到瓶頸時，給予我適時的指點，使本篇論文得以順利完成。

另外也要特別感謝實驗室李耀東學長，由於學長提供了很多體聲波濾波器的相關知識，使我在初入本論文研究時能減少時間去解決錯誤，並和我一起討論問題，找出分析問題的方法，一步步和我去解決研究上的瓶頸。

其次，還要感謝中山科學研究院-材料暨光電研究所裡與本研究有關的同仁，他們在薄膜體聲波製作上的幫忙讓我能印證濾波器的理論設計，在此致上由衷的感謝。除此之外還要感謝實驗室同屆的吳俊毅、徐澤民、紀鈞翔、謝牧榮同學，在課業上與論文研究上的協助，以及我兩年來在外地求學中生活上的幫忙。

最後，我要將本論文獻給我母親、我兩個姐姐以及已故的父親，因為有他們在背後實質上的支持與心裡上鼓勵，才能讓我無後顧之憂的順利完成碩士學位。祝他們永遠平安、身體健康、擁有幸福。

胡湘竹 謹識

中華民國九十三年六月于新竹

# 目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
致謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	vii
圖目錄.....	viii
第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 研究內容.....	1
1.3 文獻回顧.....	2
第二章 FBAR 高頻電路等效模型.....	4
2.1 FBAR 物理架構.....	4
2.2 一維非壓電體電路模型.....	5
2.3 一維壓電體電路模型.....	10
2.4 BVD circuit 的建立.....	15
2.4.1 $f_s$ 與 $f_p$ 兩頻率點的近似方法.....	20
第三章 FBAR 材料特性與頻率的關係.....	23
3.1 FBAR 非壓電體 $V_a$ 、 $\rho$ 、 $\alpha$ 參數的特性.....	23
3.2 FBAR 壓電體 $V_a$ 、 $\rho$ 、 $\alpha$ 、 $k_T^2$ 、 $\epsilon_r$ 參數的特性.....	25
3.3 上下電極與壓電厚度對 FBAR 頻寬的關係.....	28
第四章 FBAR 外加電感的特性.....	30
4.1 FBAR 外加電感.....	30
4.1.1 FBAR 外加串聯電感調整頻率 $f_s$ .....	30

4.1.2	FBAR 外加串聯電感調整頻率 $f_s$ .....	32
4.2	FBAR 設計電路的原理與方式.....	34
4.2.1	直接抓取頻率點.....	34
4.2.2	FBAR 近似集總電感電容的電路.....	35
第五章	實作量測分析.....	39
5.1	FBAR 第一次 FBAR 實作量測分析.....	39
5.1.1	FBAR 量測等效電路的選取.....	41
5.1.2	FBAR 量測等效電路的參數萃取.....	42
5.1.3	FBAR 量測等效電路的參數萃取方法.....	43
5.2	FBAR resonator 量測分析與改善方式.....	49
5.2.1	DC 電阻對 Q 值的影響.....	49
5.3	電極材料對 Q 值的影響.....	50
5.3.1	以 Au、Al、Mo 為上電極時 Q 值比較.....	50
5.4	上下電極三種材料參數的影響程度比較.....	51
5.5	比較以 Al 跟 Mo 當電極材料時的 Q 值.....	54
第六章	FBAR Duplexer 電路設計.....	57
6.1	設計構想.....	57
6.2	Duplexer 電路架構.....	58
6.3	Type (a) Duplexer 電路設計.....	59
6.3.1	Type (a) Tx 端濾波器設計.....	60
6.3.2	Type (a) Rx 端濾波器設計.....	61
6.3.3	Type (a) Duplexer 電路合成.....	61
6.4	Type (b) Duplexer 電路設計.....	63
6.4.1	下電極在一起的 FBAR 電路.....	63
6.4.2	Type (b) Rx 端濾波器設計.....	64
6.4.3	Type (b) Duplexer 電路合成.....	65

6.5 Type (c) Duplexer 電路設計.....	66
6.5.1 下電極在一起的 FBAR 電路.....	66
6.5.2 Type (c) Duplexer 電路合成.....	67
第七章 結論與未來展望.....	69
參考文獻 (reference) .....	70





## 表目錄

### 第五章 實作量測分析

#### 5.3 電極材料對 Q 值的影響

表 (5.4) 一般 FBAR 上下電極常使用的材料.....50

表 (5.5) Au、Al、Mo 為上電極時 Q 值比較.....51

#### 5.5 比較以 Al 跟 Mo 當電極材料時的 Q 值

表(5.7a)上電極 Au 在四種不同下電極時的 Q 值.....55

表(5.7b)上電極 Al 與 Mo 在四種不同下電極時的 Q 值.....56

### 第六章 FBAR Duplexer 電路設計

#### 6.1 設計構想

表 (6.1) Agilent Duplexer Specifications.....57

#### 6.2 Duplexer 電路架構

表(6.2)Duplexer 設計規格.....58

#### 6.3 Type (a) Duplexer 電路設計

表 (6.3a) Type (a) FBAR Duplexer Rx 厚度與面積.....61

表 (6.3b) Type (a) FBAR Duplexer Tx 厚度與面積.....62

#### 6.4 Type (b) Duplexer 電路設計

表 (6.4a) Type (b) FBAR Duplexer Rx 厚度與面積.....65

表 (6.4b) Type (b) FBAR Duplexer Tx 厚度與面積.....65

#### 6.5 Type (c) Duplexer 電路設計

表 (6.5a) Type (c) FBAR Duplexer Rx 厚度與面積.....67

表 (6.5b) Type (c) FBAR Duplexer Tx 厚度與面積.....68



## 圖目錄

### 第二章 FBAR 高頻電路等效模型

#### 2.1 FBAR 物理架構

圖(2.2)FBAR 結構圖.....4

#### 2.2 一維非壓電體電路模型

圖(2.2a)一維非壓電層平板.....5

圖(2.2b)一維非壓電體內部波的傳導.....5

圖(2.3)一維非壓電體電路模型.....7

圖(2.4)一維非壓電體等效電路壓降模型.....8

圖(2.5) T 型電路圖.....9

#### 2.3 一維壓電體電路模型

圖(2.6)一維壓電層平板.....10

圖(2.7)一維壓電層數學示意圖.....10

圖(2.8)一維壓電體電路模型.....14

#### 2.4 BVD circuit 的建立

圖(2.9)FBAR BVD 等效電路.....15

圖(2.10)FBAR 將電極等效為 T.L.....16

圖(2.11)上下電極等效阻抗.....17

圖(2.12)FBAR 等效電路模型.....18

圖(2.13a) FBAR 等效電路模型 a.....18

圖(2.13b) FBAR 等效電路模型 b.....19

圖(2.14)FBAR 等效電路模型看入的第一次諧波虛部阻抗.....20

圖(2.15)FBAR 等效模型與電路模擬軟體模擬出的虛部阻抗值比對.....22

### 第三章 FBAR 材料特性與頻率的關係

#### 3.1 FBAR 非壓電體 $V_a$ 、 $\rho$ 、 $\alpha$ 參數的特性

圖(3.1)電極材料參數  $V_a$  對共振頻率點的關係.....23

圖(3.2)電極材料參數  $\rho$  對共振頻率點的關係.....24

圖(3.3)電極材料參數  $\alpha$  對共振頻率點的關係.....24

#### 3.2 FBAR 壓電體 $V_a$ 、 $\rho$ 、 $\alpha$ 、 $k_T^2$ 、 $\epsilon_r$ 參數的特性

圖(3.4)壓電材料參數  $V_a$  對共振頻率點的關係.....25

圖(3.5)壓電材料參數  $\rho$  對共振頻率點的關係.....26

圖(3.6)壓電材料參數  $\alpha$  對共振頻率點的關係.....26

圖(3.7)壓電材料參數  $k_T^2$  對共振頻率點的關係.....27

圖(3.8)壓電材料參數  $\epsilon_r$  對共振頻率點的關係.....27

#### 3.3 上下電極與壓電厚度對 FBAR 頻寬的關係

圖(3.9)上電極與下電極厚度與頻寬(fa-fr)的關係.....29

圖(3.10)壓電層厚度與頻寬(fa-fr)的關係.....29

### 第五章 FBAR 外加電感的特性

#### 4.1 FBAR 外加電感

圖(4.1)可調整  $f_s$  的 FBAR 電路.....30

圖(4.2)外加  $L_{series}$  調整後的 FBAR  $Z_{in}$  大小.....32

圖(4.3)可調整  $f_p$  的 FBAR 電路.....32

圖(4.4)外加  $L_{parallel}$  調整後的 FBAR  $Y_{in}$  大小.....33

#### 4.2 FBAR 設計電路的原理與方式

圖(4.5) FBAR 二階濾波器.....34

圖(4.6a)二階濾波器四個頻率點分佈.....35

圖(4.6b)二階濾波器波形頻率點示意圖.....35

圖 (4.7) FBAR 元件近似分類.....	36
圖 (4.8) FBAR 近似串聯電感電容.....	36
圖 (4.9) FBAR 近似並聯電感電容.....	38
第五章 實作量測分析	
5.1 FBAR 第一次 FBAR 實作量測分析	
圖(5.1) 九組不同面積 FBAR.....	39
圖(5.2)FBAR 量測的 $f_s$ 與 $f_p$ 兩頻率點.....	40
圖(5.3)FBAR 量測的 $Q_s$ 與 $Q_p$ .....	40
圖(5.4)二種改良型的 BVD model.....	41
圖(5.5)Type A 與 Type B 等效電路 fit 量測數據.....	46
圖(5.6a)FBAR 串聯頻率時的等效 $Q_s$ .....	47
圖(5.6b)FBAR 並聯頻率時的等效 $Q_p$ .....	47
5.2 FBAR resonator 量測分析與改善方式	
圖(5.7)上電極量測時的等效 DC 電阻.....	49
5.4 上下電極三種材料參數的影響程度比較	
圖(5.8a)absorption 與 Q 值的對應圖 a.....	52
圖(5.8b)absorption 與 Q 值的對應圖 b.....	52
圖(5.9)材料聲速 $V_a$ 與 Q 值的對應.....	53
圖(5.10)材料密度與 Q 值的對應.....	53
第六章 FBAR Duplexer 電路設計	
6.2 設計構想	
圖(6.1)2 顆串接 FBAR 與欲等效 FBAR 的關係(厚度相同).....	58
6.2 Duplexer 電路架構	
圖(6.2)Duplexer 架構圖.....	58
6.3 Type (a) Duplexer 電路設計	
圖(6.3)Agilent Duplexer 架構.....	59

圖(6.4)Type (a) Duplexer Tx filter 原形電路架構.....	60
圖(6.5)Type (a) FBAR Duplexer Tx 電路架構.....	60
圖(6.6)Type (a) Duplexer Rx filter 原形電路架構.....	61
圖(6.7)Type (a) FBAR Duplexer Rx 電路架構.....	61
圖(6.8)Type (a) FBAR Duplexer insertion loss.....	62
圖(6.9)Type (a) FBAR Duplexer return loss.....	62
6.4 Type (b) Duplexer 電路設計	
圖(6.10)三個下電極接在一起的製程與電路.....	63
圖(6.11)Type (b) Duplexer Rx filter 原形電路架構.....	64
圖(6.12)Type (b) FBAR Duplexer Rx 電路架構.....	64
圖(6.13)Type (b) FBAR Duplexer insertion loss.....	65
圖(6.14)Type (b) FBAR Duplexer return loss.....	66
6.5 Type (c) Duplexer 電路設計	
圖(6.15)Type (b) FBAR Duplexer Rx 電路架構.....	66
圖(6.16)Type (c) FBAR Duplexer Rx 電路架構.....	67
圖(6.17)Type (c) FBAR Duplexer insertion loss.....	68
圖(6.18)Type (c) FBAR Duplexer return loss.....	68

## 1.1 研究動機

近幾年來，無線通訊因受到人類生活的需求而蓬勃發展，伴隨而來的是高科技產業技術的發達。而為了能夠使產品在生活上的應用更加方便及產品製造技術的成熟，各種電路的設計都朝向積體化的方向實現，並配合半導體製程技術及微機電系統的前進腳步，使電路設計能更加的微型化，產品則更加的輕薄短小。同時因為受限於可用頻寬的條件，在產品開發要求下，通訊元件是更加要求能工作在高 Q 值或更窄頻，且達到能夠將電路簡單化、效能提升，以及能夠與 IC 製程技術一同製作在一起，達到製程技術的成熟。

薄膜體聲波諧振腔 (Thin film bulk acoustic resonator, 簡稱 FBAR)，即擁用微型化、積體化的上述優點，同時也成為近幾年來相當熱門研究的電路元件。因為其高 Q 值的特性，所以目前大部份被設計成濾波器使用，且運用於通訊網路常使用的射頻頻帶。相較於目前行動通訊網路常使用的表面聲波濾波器 (SAW filter)，薄膜體聲波濾波器 (FBAR filter) 具有更小的電路面積，更佳的濾波器效能，更寬廣的頻率應用範圍，同時具有能夠積體化的潛力，所以在未來的行動通訊將會被逐漸採用。

本論文題目薄膜體聲波濾波器設計，即是配合目前微機電技術的開發，同時能夠配合目前半導體的 Si 製程技術，將來在實現產品上能利用現有半導體技術的成熟，與 CMOS 製程及 GaAs RFIC 共同生產。

## 1.2 研究內容

本論文主要目的是透過電路模擬軟體，事先能夠模擬薄膜體聲波濾波器的電路設計製造。由於薄膜體聲波濾波器與良好的製程技術有直接的關係，所以在製

作前希望能夠透過電腦輔助以及軟體 MATLAB，以理論計算出實際製作時所需要的物理參數，以增加製程時的效率。又因為薄膜體聲波濾波器是由 4 到 5 層的材料所組成，所以在 RF 頻段製作時常會有無法預測的電磁效應，所以如何將機械力轉換成可用 RF 電路模擬軟體來設計模擬，也是本論文的重點。最後本論文依目前 Agilent 所生產的 U.S PCS 頻帶頻率雙工器 (Duplexer) 架構，配合中科院製程上的技術，避開製程時技術的問題，設計出可實現的頻率雙工器電路。

### 1.3 文獻回顧

壓電原理電能與機械能互換現象是在 1880 年，由 Pierre Curie 和 Jacques Curie 所發現，之後許多壓電材料的應用就一直被開發出來。到了 1967 年 T.R. Sliker 和 D.A. Roberts 提出了可製造出薄膜 CdS-石英共振腔 (Thin-Film CdS-Quartz Composite Resonator) 的方法，使得薄膜共振腔的概念與各種不同的薄膜架構開始進入研發的階段。[ ]

接著 K.M. Lakin 和 J.S Wang 在 1981 年開發出利用體聲波傳導的共振腔，也使薄膜體聲波濾波器開始受到各學者的研究與注意。這之中陸續有不同的架構一直被提出，諸如 TFR (Thin film Resonator)、SBAR (semiconductor bulk acoustic resonators) 等等[ ]。1990 年 R.J.Weber 並提出了可以將半導體製程與壓電材料製作在一起的製程方法。

到了 1994 年 Agilent 的 R.C. Ruby 利用微機電方式，以 low stress  $\text{Si}_x\text{N}_y$  (silicon nitride) 材料當基底，成功製造出以 Al 為壓電材料的 FBAR，同時也將 FBAR 的 Q 值提升到 1000 以上，頻率範圍可從 1.5 GHz 到 7.5 GHz。[ ] 接著 1999 年 J.D. Larson III 與 Agilent 一同提出針對 CDMA PCS (Personal Communications Service) 頻段所使用的薄膜體聲波頻率雙工器 (FBAR based duplexer)，突破 SAW (Surface Acoustic Wave) 對功率承受的限制及受限於線寬大小的條件，達到 PCS 所要求的 insertion loss 與 rejection [ ]，Agilent 並且在 2002 年開始量產販售應用於 PCS

頻段的FBAR Duplexer，也正式宣告FBAR產品的問世。

近年來因為在通訊上規格的要求更加的窄頻、體積更加的縮小，許許多多FBAR的相關實作文獻不斷發表出來，雖針對理論原理的研究文獻仍是少數，不過也代表著FBAR在通訊應用方面仍有許多值得研究的地方。





## 2.1 FBAR 物理架構

FBAR (thin Film Bulk Acoustic wave Resonator) 是一個利用非壓電材料與壓電材料內部體聲波的共振來產生電能訊號的元件。如圖 (2.1) 即為一個 FBAR 的立體結構與剖面圖；其結構最上層是一個非壓電體材料所組成的非壓電層 (non-piezoelectric layer)，又稱電極層 (electrode's layer) 組成，第二層是由壓電材料所組成的壓電層 (piezoelectric layer)，第三層則由另一個非壓電材料所組成，最下一層則是由一個  $\text{Si}_3\text{N}_4$  當作製程底板。

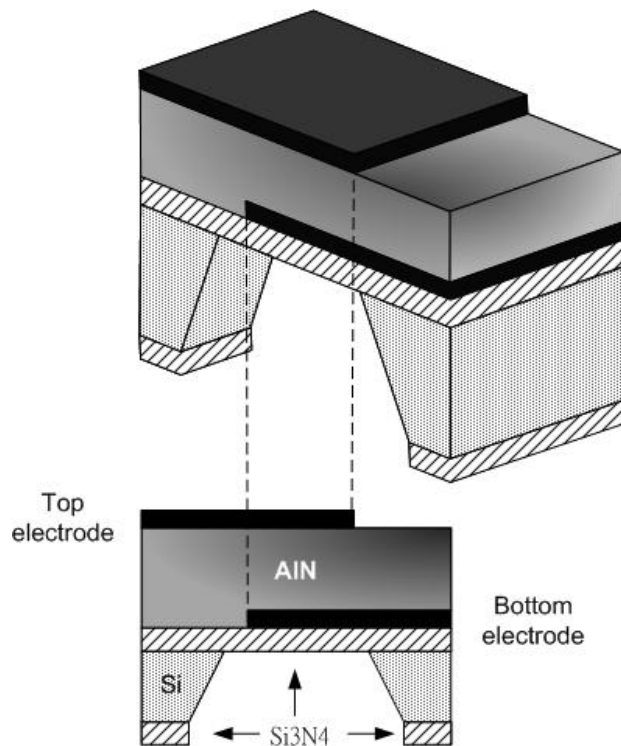


圖 (2.1) FBAR 結構圖

為了找出可利用數學軟體來計算出的等效 FBAR 模型，我們必需知道 FBAR 上下電極與中間壓電層的電路模型。底下的推導過程有許多材料係數及方程式，因與設計 FBAR 等效模型沒有直接關係，在此僅列出相關方程式來了解 FBAR

的電路模型。

## 2.2 一維非壓電體電路模型

一個聲波在非壓電體外部受力可如圖 (2.2a) 所示，其內部聲波則可如圖 (2.2b) 所示：

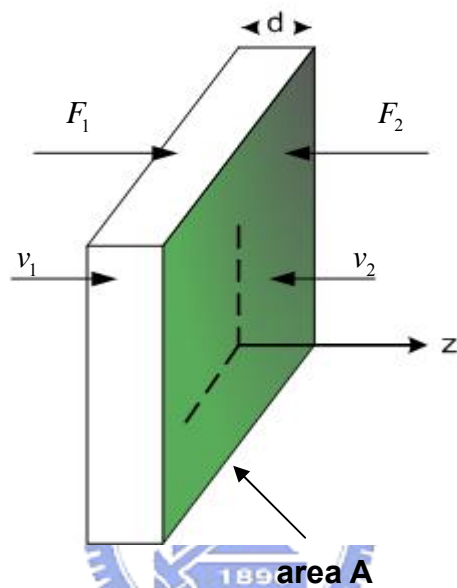


圖 (2.2a) 一維非壓電層平板

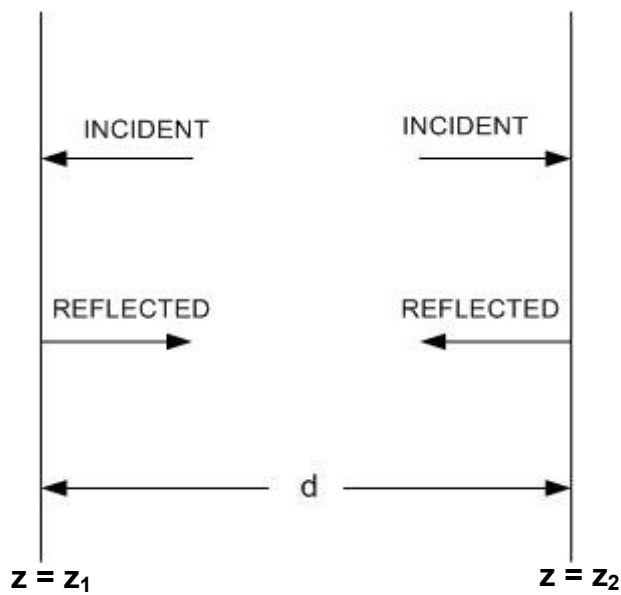


圖 (2.2b) 一維非壓電體內部波的傳導

由波的傳導方程式可知一個不考慮時變的入射與反射的波  $u$  為：

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

由此可知，左右兩個邊界，聲波粒子的速度為：

$$v_1 = u_1' = j\omega(ae^{-\gamma z_1} + be^{\gamma z_1}) \quad \text{at boundary } z_1$$

$$v_2 = u_2' = j\omega(ae^{-\gamma z_2} + be^{\gamma z_2}) \quad \text{at boundary } z_2$$

則 
$$j\omega ae^{-\gamma z_1} e^{\gamma z_2} = v_1 e^{\gamma z_2} - j\omega be^{\gamma z_1} e^{\gamma z_2}$$

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

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

得 
$$j\omega a \cdot e^{\gamma d} = v_1 e^{\gamma z_2} - v_2 e^{\gamma z_1} + j\omega a e^{-\gamma(d)}$$

由此可得：

$$j\omega a = \frac{v_1 e^{\gamma z_2} - v_2 e^{\gamma z_1}}{2 \cdot \sinh(\gamma d)} \quad (2.1)$$

同理可知：

$$j\omega b = \frac{v_2 e^{-\gamma z_1} - v_1 e^{-\gamma z_2}}{2 \cdot \sinh(\gamma d)} \quad (2.2)$$

而在一個非壓電的材料中，其外力可表示如下：

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

其中  $Z_a = c\gamma / j\omega$ ，由此可知：

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} \frac{1}{\tanh(\gamma d)} & -\frac{1}{\sinh(\gamma d)} \\ \frac{1}{\sinh(\gamma d)} & -\frac{1}{\tanh(\gamma d)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

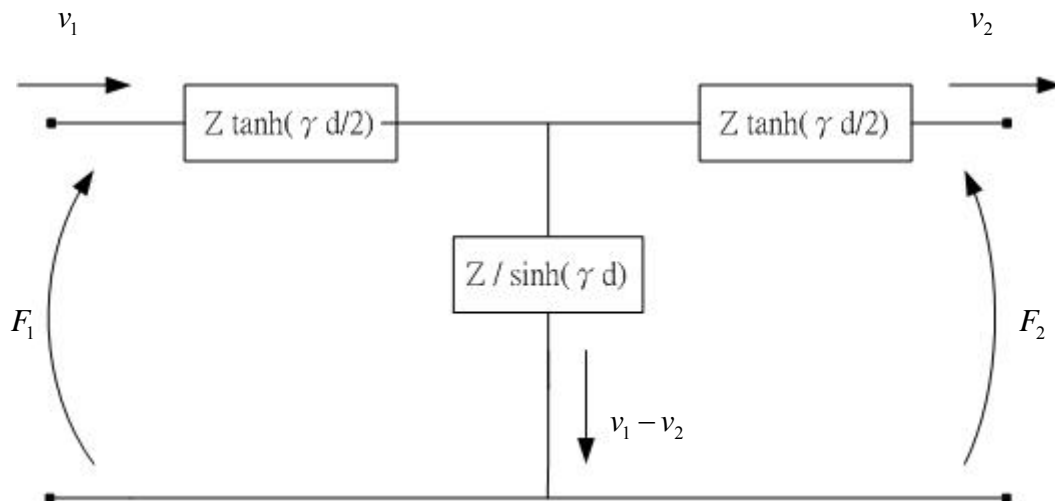
從三角函數定理可知  $\frac{1}{\tanh(\gamma d)} = \frac{1}{\sinh(\gamma d)} + \tanh\left(\frac{\gamma d}{2}\right)$

最後可得

$$F_1 = \frac{Z}{\sinh(\gamma d)}(v_1 - v_2) + Z \tanh\left(\frac{\gamma d}{2}\right)v_1 \quad (2.4)$$

$$F_2 = \frac{Z}{\sinh(\gamma d)}(v_1 - v_2) - Z \tanh\left(\frac{\gamma d}{2}\right)v_2 \quad (2.5)$$

如此以來我們可以得到非壓電材料在體聲波傳導時的電路模型如圖（2.3）



圖（2.3） 一維非壓電體電路模型

為了能夠找出體聲波與傳輸線的關係，我們可將 Eq (2.4) 等號左邊項視為電路的電壓源、等號右邊第一項與第二項分別為電路壓降來，其對應關係如下：

force  $\rightarrow$  voltage  
particle velocity  $\rightarrow$  current

如此圖 (2.3) 則可看成圖 (2.4) 的模型。

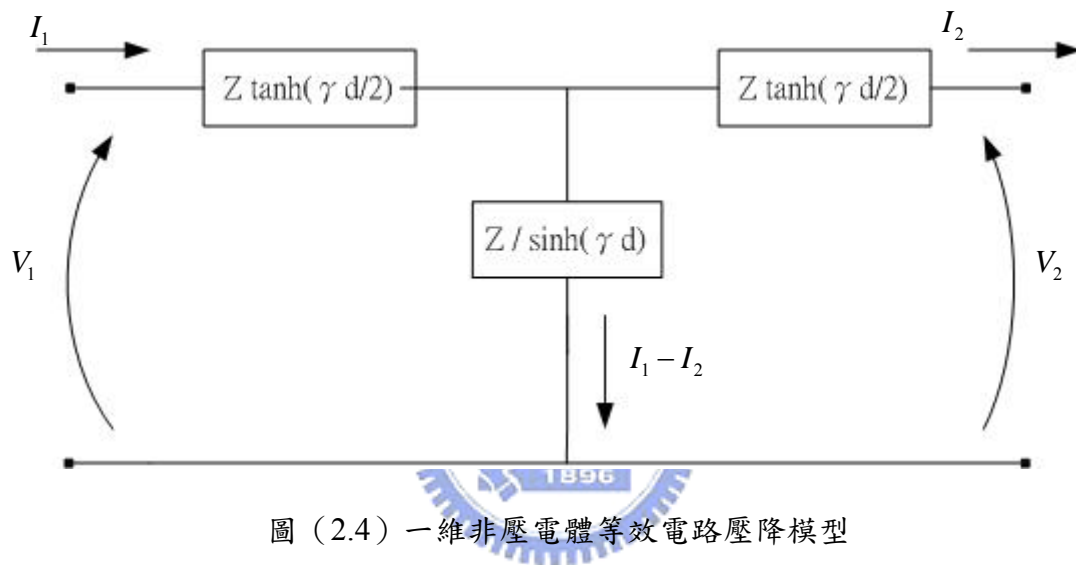


圖 (2.4) 一維非壓電體等效電路壓降模型

接著觀察圖 (2.4) 且由電路學 super position 原理可得：

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} \frac{1}{\sinh(\gamma d)} + \tanh\left(\frac{\gamma d}{2}\right) & \frac{1}{\sinh(\gamma d)} \\ \frac{1}{\sinh(\gamma d)} & \frac{1}{\sinh(\gamma d)} + \tanh\left(\frac{\gamma d}{2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

又一個 T 型電路如圖 (2.5) 可知，其 T 型電路的 ABCD 矩陣為：

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \\ \frac{1}{Z_3} & 1 + \frac{Z_1}{Z_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

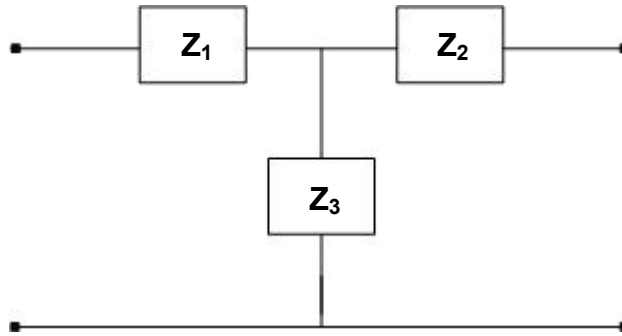


圖 (2.5) T 型電路圖

所以經由圖 (2.5) 轉 ABCD 矩陣的式子可知，圖 (2.4) 一維非壓電體的 ABCD 矩陣為：

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma d) & Z \sinh(\gamma d) \\ \frac{\sinh(\gamma d)}{Z} & \cos(\gamma d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

又一個傳輸線特性阻抗為  $Z_{0,TL}$ ，長度為  $l$  的 ABCD 矩陣為：

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma l) & Z_{0,TL} \sinh(\gamma l) \\ \frac{\sinh(\gamma l)}{Z_{0,TL}} & \cos(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

比較 (2.6) 與 Eq (2.7)，一個一維非壓電體內部體聲波的傳導，我們可視為一個等效的電磁學的傳輸線來看，其中厚度  $d$  為傳輸線公式的長度，非壓電體的「聲波特性阻抗」 $Z = Z_a \cdot A$ 。如此以來在利用數學軟體計算時，就能將 FBAR 非壓電層的材料參數以電磁波傳輸線模型來看待。

### 2.3 一維壓電體電路模型

一個壓電體可由外加電壓使內部產生應力，因此受外加電場作用的壓電體會產生週期性的形變。其外加電壓及受力如圖 (2.6) 所示，而為了方便數學表示，我們將圖 (2.6) 簡化成如圖 (2.7)。

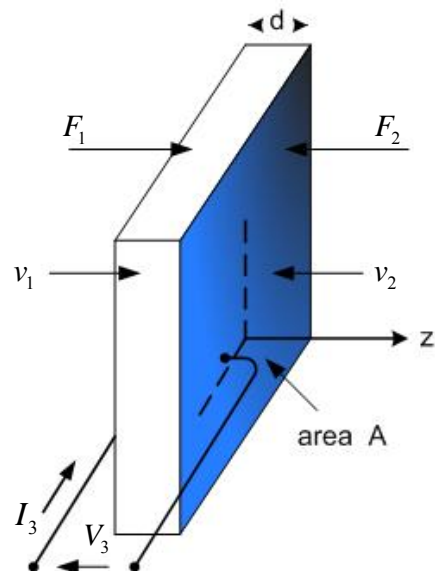


圖 (2.6) 一維壓電層平板

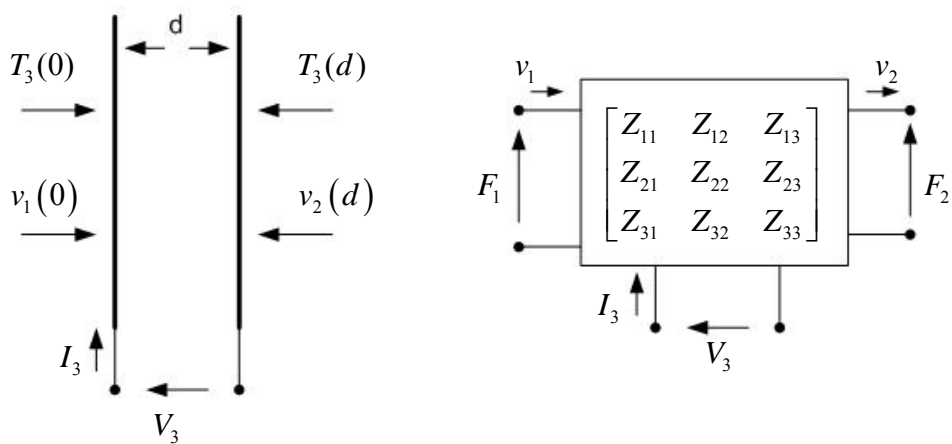


圖 (2.7) 一維壓電層數學示意圖

由圖 (2.7) 左右兩圖可知，其  $v$  和受力  $F$  為：

$$v_z(0) = v_1 \quad \text{以及} \quad v_z(d) = v_2 \quad (2.8)$$

期中  $T$  表示機械力學中的 stress，它與受力  $F$  有以下的關係：

$$F_1 = AT_1 = -AT_3(0) \quad \text{以及} \quad F_2 = AT_2 = -AT_3(d) \quad (2.9)$$

又在一個壓電體中電流  $I_3$  為單位電流密度與  $A$  的相乘積：

$$I_3 = JA = j\omega D_z A \quad \nabla \times D_z = 0 \quad (2.10)$$

Eq. (2.8) (2.9) (2.10) 即表示一個壓電體外部受力與外加電壓場的關係。  
而在一個壓電體內部的體聲波傳導行為可表示成：

$$v_z(z) = (j\omega A \cosh \gamma z + j\omega B \sinh \gamma z)$$

代入 Eq (2.8)，則可寫成：

$$v_1(0) = j\omega A \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} v_2(d) &= (j\omega A \cosh \gamma d + j\omega B \sinh \gamma d) \\ &= (v_1 \cosh \gamma d + j\omega B \sinh \gamma d) \end{aligned} \quad (2.12)$$

在表明了體聲波的傳遞方程式後，我們可以開始推導壓電體內部電壓與受力的關係；在一個壓電物質內部，其受力與電場的關係可由 Hook's law 知：



$$T_3 = c^E S - e E_z = c^E \frac{\partial v_z}{\partial z} - e E_z$$

$$D_z = e S + \epsilon^S E_z = e \frac{\partial v_z}{\partial z} + \epsilon^S E_z$$

由上面兩個式子可得 Eq (2.13) 與 Eq (2.14)

$$E_z = \frac{1}{\epsilon^S} \left[ D_z - \frac{e}{j\omega} \frac{\partial v_z}{\partial z} \right] \quad (2.13)$$

$$T_3(z) = -\frac{e}{\epsilon^S} D_z + \frac{1}{j\omega} \frac{\partial v_z}{\partial z} \left[ c^E + \frac{e^2}{\epsilon^S} \right] \quad (2.14)$$

再經由 Eq (2.10) 換算，且令  $\frac{e}{\epsilon^S} = h$  及  $c^E + \frac{e^2}{\epsilon^S} = c^D$

則 Eq (2.14) 可寫成

$$T_3(z) = -\frac{hI_3}{j\omega A} + \frac{c^D}{j\omega} \frac{\partial v_z}{\partial z} \quad (2.15)$$

如此以來，在  $z=0$  及  $z=d$  兩個邊界的  $T_3$  為

$$T_3(0) = -\frac{hI_3}{j\omega A} + \frac{c^D \gamma(j\omega B)}{j\omega}$$

$$T_3(d) = -\frac{hI_3}{j\omega A} + \frac{c^D \gamma(j\omega)}{j\omega} [-A \sinh(\gamma d) + B \cosh(\gamma d)]$$

由 Eq (2.11) 及 Eq (2.12) 換算，上式可改寫成

$$T_3(0) = -\frac{hI_3}{j\omega A} - \frac{c^D \gamma}{j\omega} \left[ v_1 \frac{1}{\sinh(\gamma d)} - v_2 \frac{1}{\sinh(\gamma d)} \right] \quad (2.16)$$

$$T_3(d) = -\frac{hI_3}{j\omega A} - \frac{c^D \gamma}{j\omega} \left[ v_1 \frac{1}{\sinh(\gamma d)} - v_2 \frac{1}{\sinh(\gamma d)} \right] \quad (2.17)$$

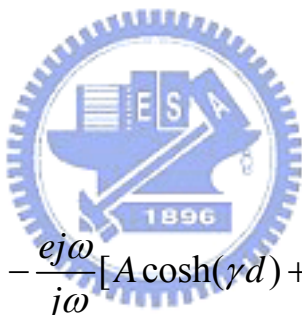
由 Eq (2.10) (2.13) 可寫成

$$E_z(z) = \frac{1}{\epsilon^s} \left\{ \frac{1}{j\omega A} I_3 - \frac{e\gamma j\omega}{j\omega} [-A \sinh(\gamma d) + B \cosh(\gamma d)] \right\}$$

而外加電壓  $V_3$  可由簡單的電場關係得到

$$V_3 = \int_0^d E_z dz$$

所以



$$V_3 = \frac{1}{\epsilon^s} \left\{ \frac{d}{j\omega A} I_3 - \frac{ej\omega}{j\omega} [A \cosh(\gamma d) + B \sinh(\gamma d) - A] \right\} \quad (2.18)$$

$$= \frac{1}{j\omega C_0} I_3 + \frac{e}{j\omega \epsilon^s} (v_1 - v_2) \quad , \quad C_0 = \frac{\epsilon^s A}{d}$$

將 Eq (2.16), (2.17) 代入 Eq (2.9), 連同上式 Eq (2.18), 則  $F_1$ 、 $F_2$ 、 $V_3$  可寫成：

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z}{\tanh(\gamma d)} & -\frac{Z}{\sinh(\gamma d)} & \frac{h}{j\omega} \\ \frac{Z}{\sinh(\gamma d)} & -\frac{Z}{\tanh(\gamma d)} & \frac{h}{j\omega} \\ \frac{h}{j\omega} & -\frac{h}{j\omega} & \frac{1}{j\omega C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

而從三角函數定理可知  $\frac{1}{\tanh(\gamma d)} = \frac{1}{\sinh(\gamma d)} + \tanh\left(\frac{\gamma d}{2}\right)$

最後可得

$$F_1 = \frac{Z}{\sinh(kd)}(v_1 - v_2) + Z \tanh\left(\frac{kd}{2}\right)v_1 + \frac{h}{j\omega} I_3 \quad (2.20)$$

$$F_2 = \frac{Z}{\sinh(kd)}(v_1 - v_2) - Z \tanh\left(\frac{kd}{2}\right)v_2 + \frac{h}{j\omega} I_3 \quad (2.21)$$

$$V_3 = \frac{h}{j\omega}(v_1 - v_2) + \frac{1}{j\omega C_0} I_3 \quad (2.22)$$

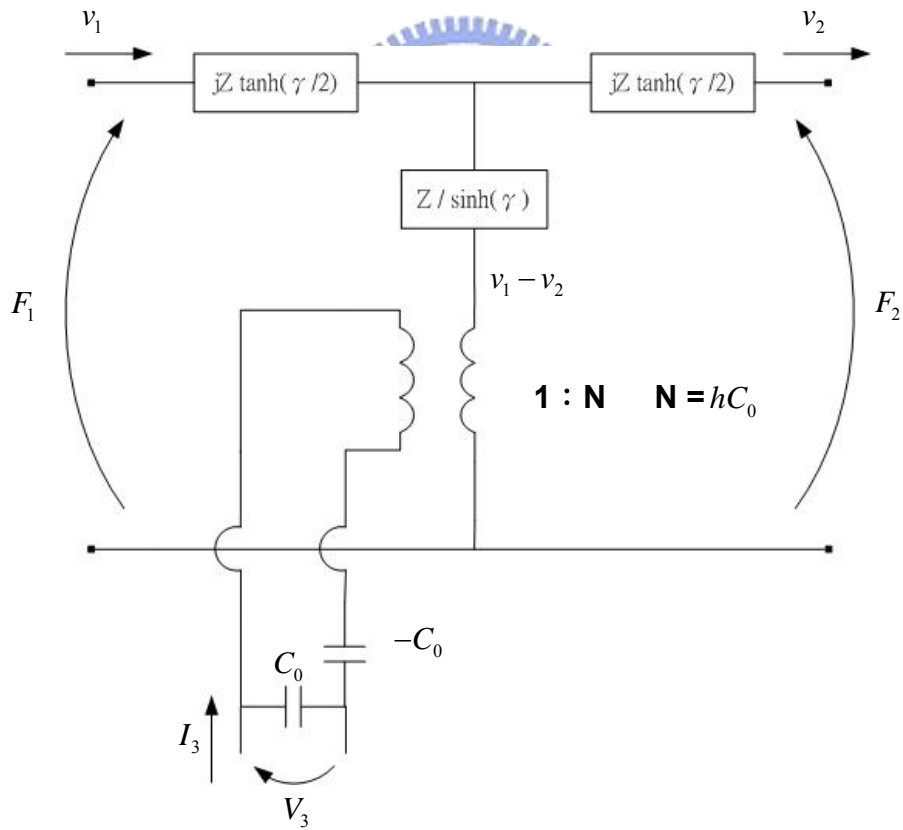


圖 (2.8) 一維壓電體電路模型

將上面所推導的結果綜合整理後，我們可以得到壓電材料在體聲波傳導時的電路模型如圖 (2.8) 所示。此電路模型即為 Mason model，圖中可看出壓電體的

電路模型多了一個 transformer 的電路，此即代表壓電體在外加電壓時訊號的等效電路。其所對應的參數  $h$  可以由壓電材料量測出的參數 electro-mechanical coupling constant,  $k_T$  來求出。其關係如下：

$$k_T^2 = \frac{K^2}{1+K^2} = \frac{e^2}{\epsilon^S c^D} \rightarrow K^2 = \frac{e^2}{\epsilon^S c^E} = \frac{h^2 \epsilon^S}{c^E}$$

$$h = \frac{e}{\epsilon^S} = \sqrt{\frac{K^2 c^E}{\epsilon^S}}$$

## 2.4 BVD circuit 的建立

為了能夠利用電路模擬軟體來設計 FBAR 的電路，我們需建立 FBAR 的等效電路 BVD circuit( Butterworth-Van Dyke circuit)，如圖(2.9)。等效的 BVD circuit 共有四個元件值，當 FBAR 在它的串聯共振頻率時，FBAR 等效電路只會看到  $R_m$ 、 $L_m$ 、 $C_m$  三個串聯電路；當 FBAR 在它的並聯共振頻率時，四個元件皆代表著共振現象。而我們的目的就是要利用前二節所建立的電路模型，來找出這四個元件的值，再帶入軟體中即可做模擬。

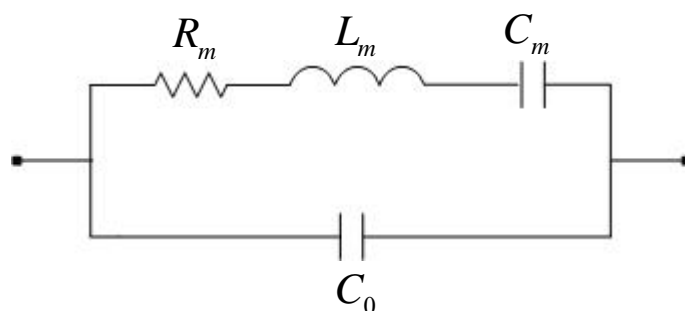


圖 (2.9) FBAR BVD 等效電路

經過前 (2.2) 節的 FBAR 非壓電層電路模型的建立，我們知道可以將一個 FBAR 的電極部份，以電磁學的傳輸線來看待。當電極部份等效成傳輸線時，FBAR 即可看成如圖 (2.10) 一樣的電路，其中上下最外層的部份由於不受任何

外力作用（空氣），即  $F=0$ ，對應傳輸線即形同接地。

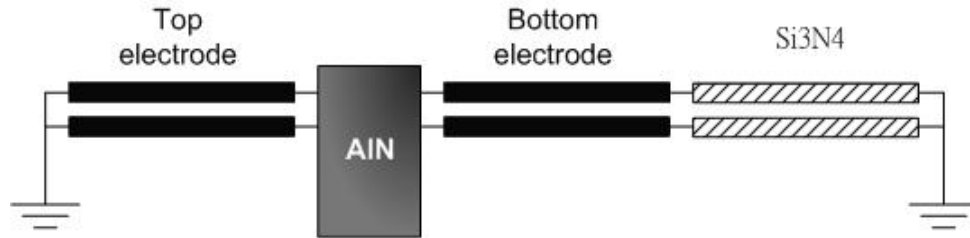


圖 (2.10) FBAR 將電極等效為 T.L

接下來我們只要知道電磁學傳輸線公式與非壓電層參數間的轉換關係後，就可以轉為用一般電磁學的傳輸線（transmission line, T.L）公式來計算非壓電層的等效阻值。在計算阻值前，我們要先知道非壓電體的三個材料參數： $V_a$ （phase velocity of acoustic wave）、 $\rho$ （Mass density）、 $\alpha(f)$ （attenuation of the frequency），這三個參數可以從一般討論非壓電材料的參考書目或文獻中找到。

知道非壓電體的材料參數後，我們就可以找出與傳輸線公式的對應關係：

$$\text{T.L input impedance : } Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma \ell)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma \ell)} \quad , \quad Z_L : \text{load resistance}$$

$$\text{T.L characteristic impedance : } Z_0 = Z_a \cdot A$$

$$Z_a = c\gamma / j\omega = \rho \cdot V_a \quad V_a : \text{the phase velocity of the acoustic wave (km/s)}$$

$$\rho : \text{density (kg/m}^3\text{)}$$

$$\text{T.L propagation constan : } \gamma = \alpha + j\beta$$

$$\beta = \frac{\omega}{V_a} c \quad , \quad \omega \text{ 為任一工作頻率}$$

$$\alpha(f) = \left(\frac{f}{f_0}\right)\alpha_0, \alpha_0 \text{ 為在 } f_0 \text{ 下量測到的 absorption, 單位為}$$

Np (若  $\alpha_0$  為 dB 值需除 8.686)

T.L length: 即為非壓電體的厚度  $d$  ( $\mu\text{m}$ )

如此以來如可以知道電極的輸入阻抗大小, 也就可以把上下層的電極看作是一個阻抗, 如圖 (2.11) 所示。

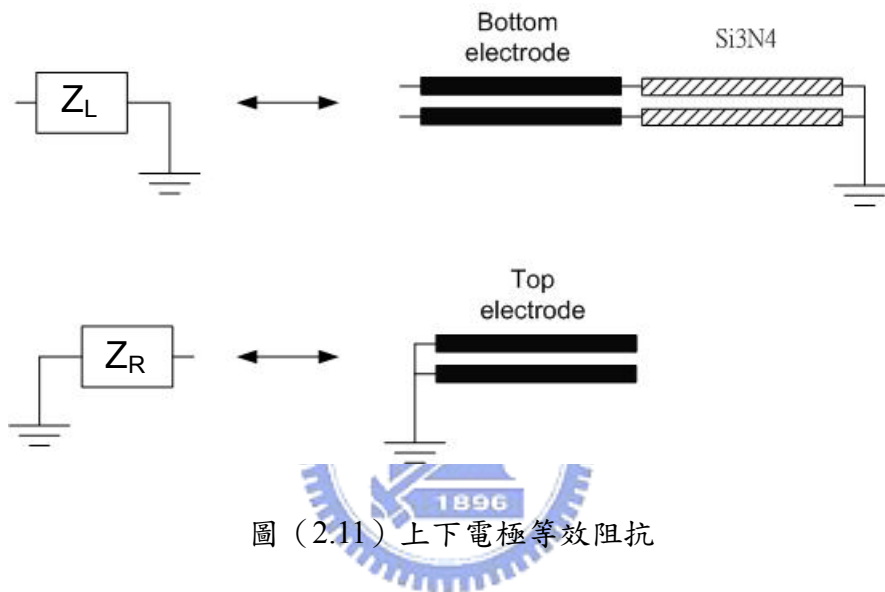


圖 (2.11) 上下電極等效阻抗

接下來利用前(2.3)節所推導的中間壓電層電路模型, 就可以串成如圖(2.12)的電路再利用一般電路學的方式, 就可以取出我們所要的FBAR等效電路如圖(2.13b)。因壓電體比非壓電體多了外加電壓的電場效應, 所以在壓電體部份除了與非壓電體的三個參數相同的:  $V_a$ 、 $\rho$ 、 $\alpha(f)$ , 我們仍需另二個參數為:  $k_T^2$  (electro-mechanical coupling constant)、 $\epsilon^S$  (piezoelectric dielectric constant)。所對應電路模型的關係如下:

$$C_0 = \frac{\epsilon^S A}{d}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \text{ (其計算方式同非壓電體)}$$

$$k_T^2 = \frac{K^2}{1+K^2} \rightarrow K^2 = \frac{k_T^2}{1-k_T^2}$$

$$h = \frac{e}{\epsilon^S} = \sqrt{\frac{K^2 c^E}{\epsilon^S}}$$

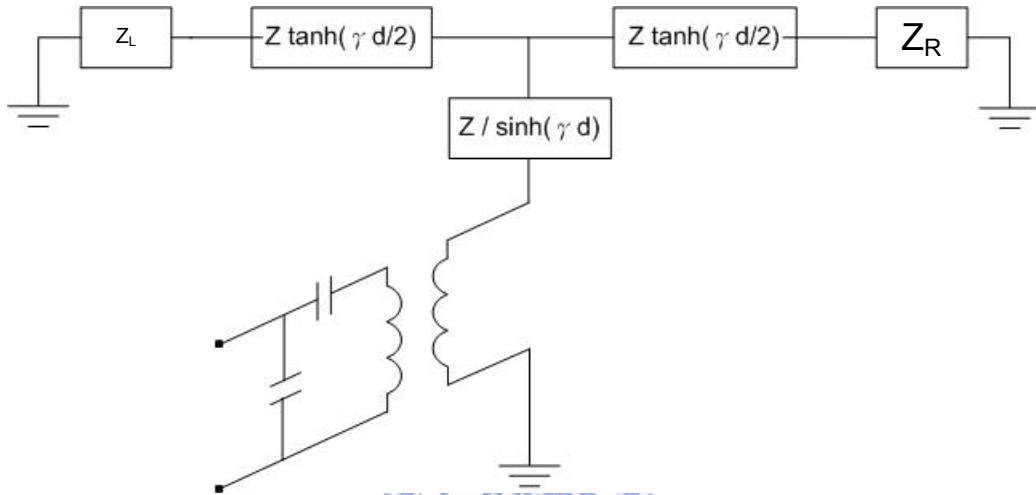


圖 (2.12) FBAR 等效電路模型

接著只要將圖 (2.12) 令  $Z_2 = \frac{Z}{\sinh(\gamma d)}$ 、 $Z_2 = Z \tanh(\gamma d/2)$  則圖 (2.12) 簡化為圖 (2.13a)

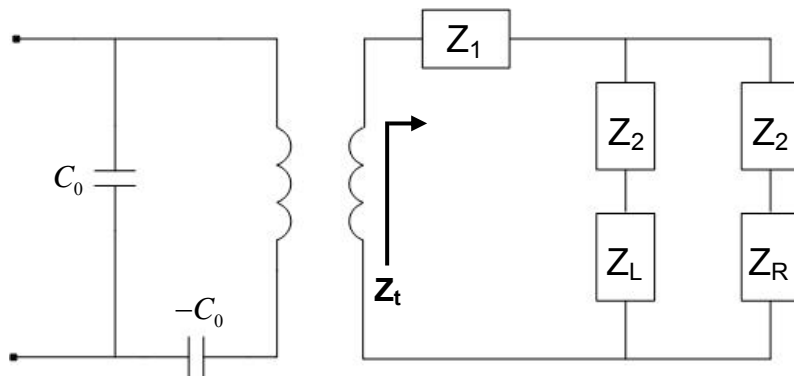


圖 (2.13a) FBAR 等效電路模型 a

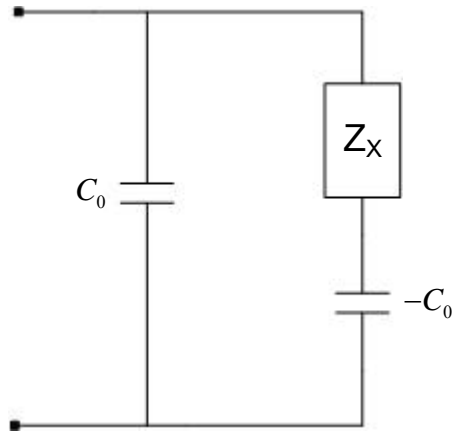


圖 (2.13b) FBAR 等效電路模型 b

圖 (2.13b) 即為一 FBAR 在任何頻率下的電路模型，此模型可以幫助我們計算出該頻率下的輸入阻抗。圖(2.14)所示則為任一厚度組合下，利用 MATLAB 軟體計算出圖 (2.13b) 的 FBAR 虛部總阻抗。其計算步驟大致如下：

Step1：利用材料參數  $V_a$ 、 $\rho$ 、 $\alpha$  及電極厚度計算出傳輸線  $Z_L$  與  $Z_R$ 。

Step2：計算  $Z_t = Z_1 + (Z_2 + Z_L) / (Z_2 + Z_R)$ 。

Step2：計算  $Z_X = (hC_0)^2 \cdot Z_t$ 。

圖 (2.14) 所列出為等效後 FBAR 看入的第一次諧波，圖中所示當虛部總阻抗為 0 時，此時的頻率即為 FBAR 的串聯共振頻率，稱為  $f_s$ ；當虛部總阻抗為正負無窮大時，此時即為並聯共振頻率，稱為  $f_p$ 。這兩個頻率的差值 ( $f_p - f_s$ ) 代表著一個 FBAR 的頻寬，其大小會直接影響電路設計的效能，這在後幾節將會做較詳細的討論。我們在此主要目的是要找出 BVD circuit 的四個元件值，以及如何從圖 (2.13b) 的等效電路模型計算出某組厚度下 FBAR 的  $f_s$  與  $f_p$ 。



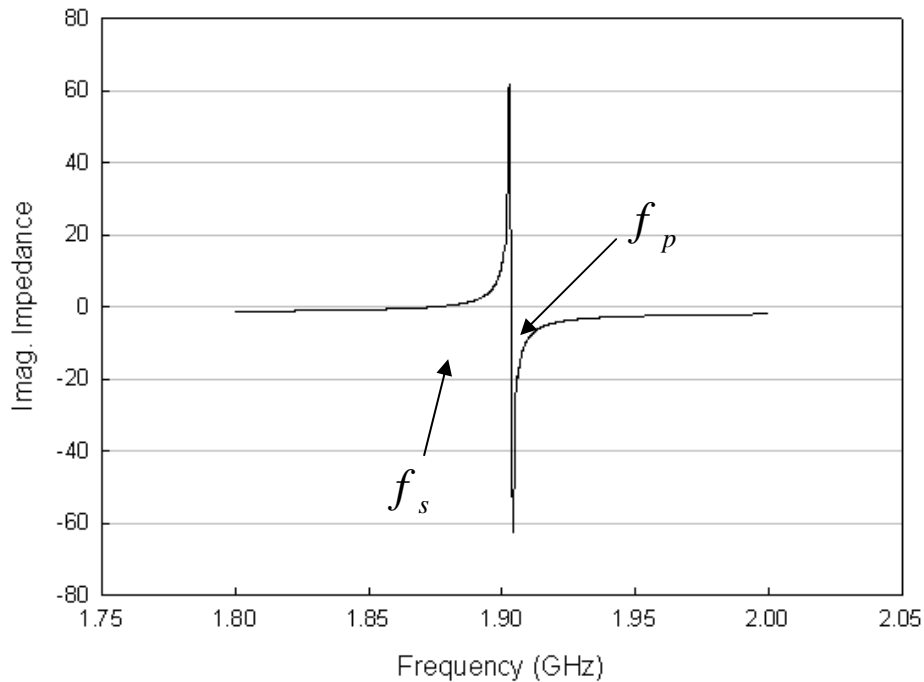


圖 (2.14) FBAR 等效電路模型看入的第一次諧波虛部阻抗

#### 2.4.1 $f_s$ 與 $f_p$ 兩頻率點的近似方法

從前面的等效電路模型我們可計算出輸入電路的總阻抗，而觀察虛部總阻抗時， $f_s$  是在虛部總阻抗為 0 時的工作頻率， $f_p$  是在虛部總阻抗為無窮大時的工作頻率，且 BVD circuit 中的  $R_m$  值通常理論上會很小，由此我們可推理出：

當  $f = f_s$  時，串聯部份  $Z_x + (-C_0)$  虛部阻抗應為 0。

當  $f = f_p$  時，電路的虛部總阻抗應為無窮大。

從串聯電路元件來看，當串聯共振時，共振頻率為  $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}}$ ，所以在求取等效電路上，求出  $C_m$  後即可反推  $L_m$ ；又我們知道並聯共振時，虛部總阻抗為無窮大，即虛部總導納應為 0，所以我們可依這兩個條件透過數學的推算，就可以找出  $C_m$ ，其推導如下：

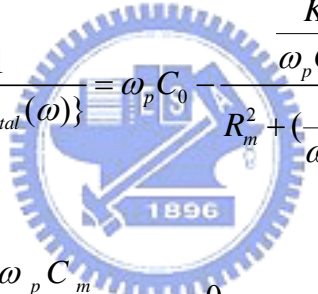
首先令 BVD circuit  $Z_{series}(\omega) = R_m + j\omega L_m + \frac{1}{j\omega C_m}$  ,  $Z_{total}(\omega) = \frac{1}{j\omega C_0} // Z_{series}$  。

則在並聯共振  $f_p$  時：

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

$$= \frac{1}{R_m + j \frac{(\omega_p / \omega_r)^2}{\omega_p C_m}} = \frac{R_m - j \frac{K}{\omega_p C_m}}{R_m + (\frac{K}{\omega_p C_m})^2} , K = (\frac{\omega_p}{\omega_s})^2 - 1$$

此時總電路的虛部導納應為：



$$\text{Im}\{Y_{total}(\omega)\} = \frac{1}{\text{Im}\{Z_{total}(\omega)\}} = \frac{\frac{K}{\omega_p C_m}}{R_m + (\frac{K}{\omega_p C_m})^2} = 0$$

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

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

$$\Rightarrow \omega_p^2 R_m^2 C_0 C_m^2 - K C_m + C_0 K^2 = 0$$

$$\Rightarrow C_m = \frac{K \pm K \sqrt{1 - 4\omega_p^2 R_m^2 C_0^2}}{2\omega_p^2 R_m^2 C_0^2} \quad (\text{應取負值})$$

接著令  $M = \omega_p^2 R_m^2 C_0^2$  , 則上式可寫為

$$C_m = \frac{K}{2M} (1 - \sqrt{1 - 4KC_0}) , C_0 = \frac{\epsilon^s A}{d}$$

經過以上的推導，我們可從圖 (2.13b) 中等效電路的串聯虛部阻抗為 0，及虛部總阻抗無窮大時的兩個點找出  $f_s$  與  $f_p$ ，再來就可以計算出  $C_m$  及反推  $L_m$ ，而  $R_m$  的求取方法，只要在頻率為  $f_s$  時，算出  $Z_{series}(\omega_s)$  的實部阻抗值即可。 $C_0$  則由平行板電容公即可求出來。如此以來 BVD circuit 四個元件值皆找出後，我們就可以帶到電路模擬軟體來看近似的結果。

圖 (2.15) 即為計算出的 BVD circuit 元件值代入電路模擬軟體後，與圖 (2.13b) 直接計算 FBAR 等效電路模型的兩個輸入虛部阻抗。從圖中可以發現，兩條線幾乎是重疊的，表示經由上面方式近似出的四個元件值與直接計算的 FBAR 特性是相同的，所以往後在設計電路時，我們只需擁用 FBAR 每層的各项物理厚度及材料參數，就可以經 MATLAB 軟體轉換帶入電路模擬軟體，來模擬設計 FBAR 的應用電路。

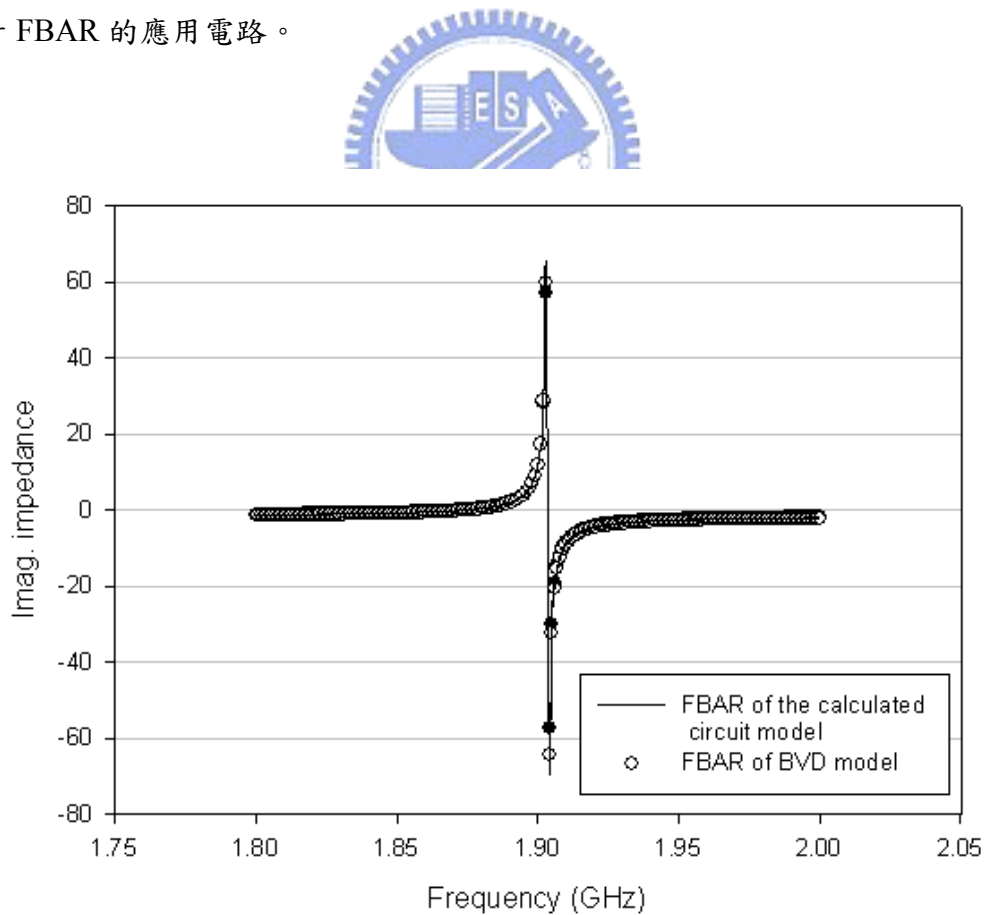


圖 (2.15) FBAR 等效模型與電路模擬軟體模擬出的虛部阻抗值比對

由第二章 2.4 節的 FBAR BVD equivalent circuit 的建立過程知道，FBAR 電極層的三個材料參數，與壓電層的五個材料參數，會對 FBAR 的串聯共振頻率  $f_s$  與並聯共振頻率  $f_p$  有所影響。當我們在製作 FBAR 電路時，所選擇的不同的電極或壓電材料將會影響效能，所以除了設計 FBAR 的電路架構之外，了解每個材料參數特性對 FBAR 兩共振頻率的影響，將能對電路的設計更加有所概念。

### 3.1 FBAR 非壓電體 $V_a$ 、 $\rho$ 、 $\alpha$ 參數的特性

從 2.2 節的非壓電體的電路等效中，我們知道 FBAR 電極層等效電路只與  $V_a$ 、 $\rho$ 、 $\alpha$  三個參數有所關係，底下圖 (3.1) 到圖 (3.3) 分別是使用 MATLAB 軟體計算  $V_a$ 、 $\rho$ 、 $\alpha$  三個材料參數單獨做為變數時，對兩共振頻率變化的關係圖，目的是要觀察出這三個材料的特性，對  $f_s$  與  $f_p$  的影響變化。

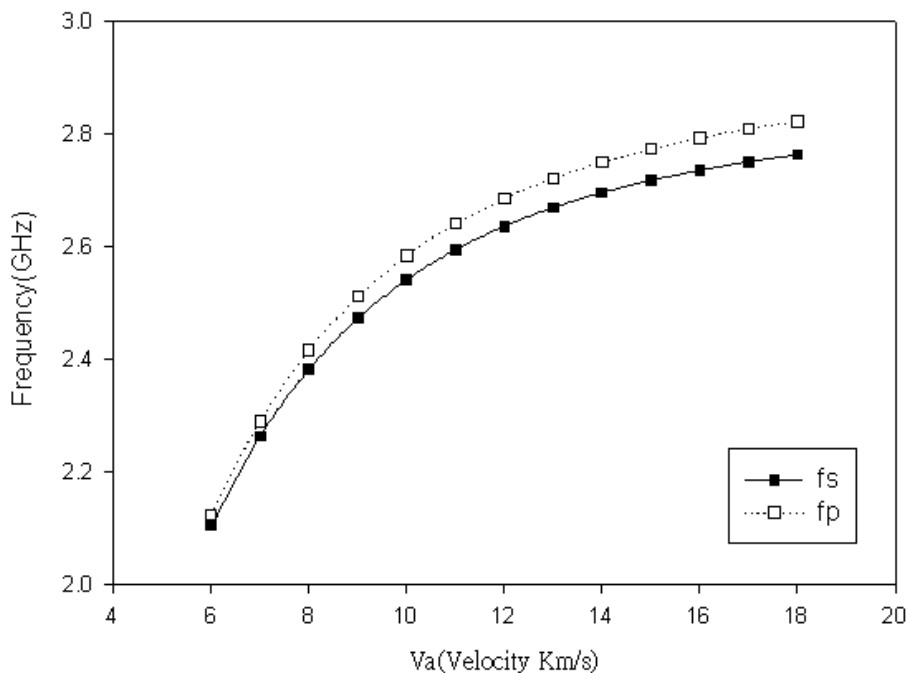


圖 (3.1) 電極材料參數  $V_a$  對共振頻率點的關係

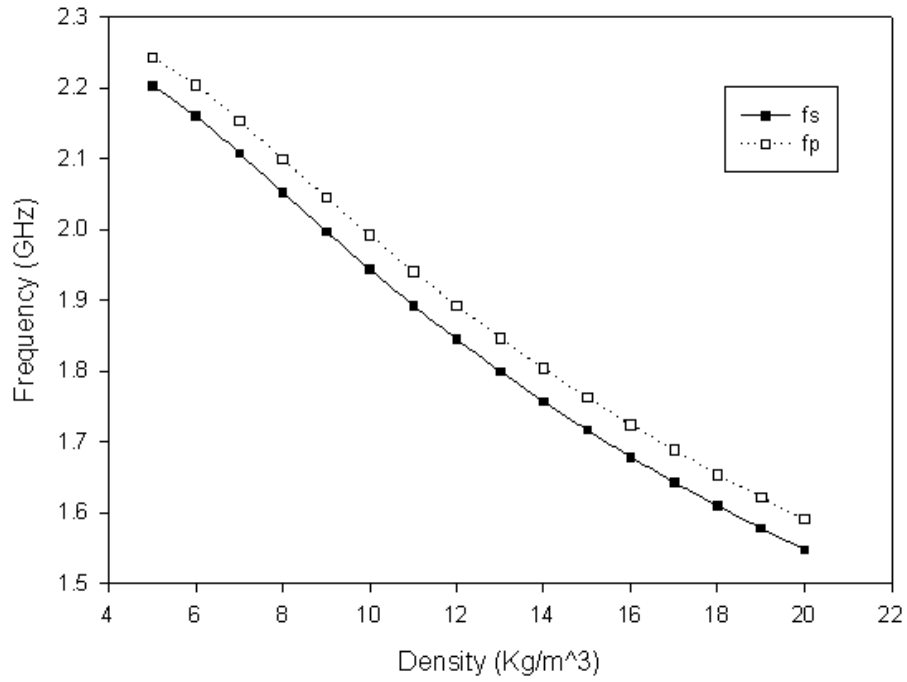


圖 (3.2) 電極材料參數  $\rho$  對共振頻率點的關係

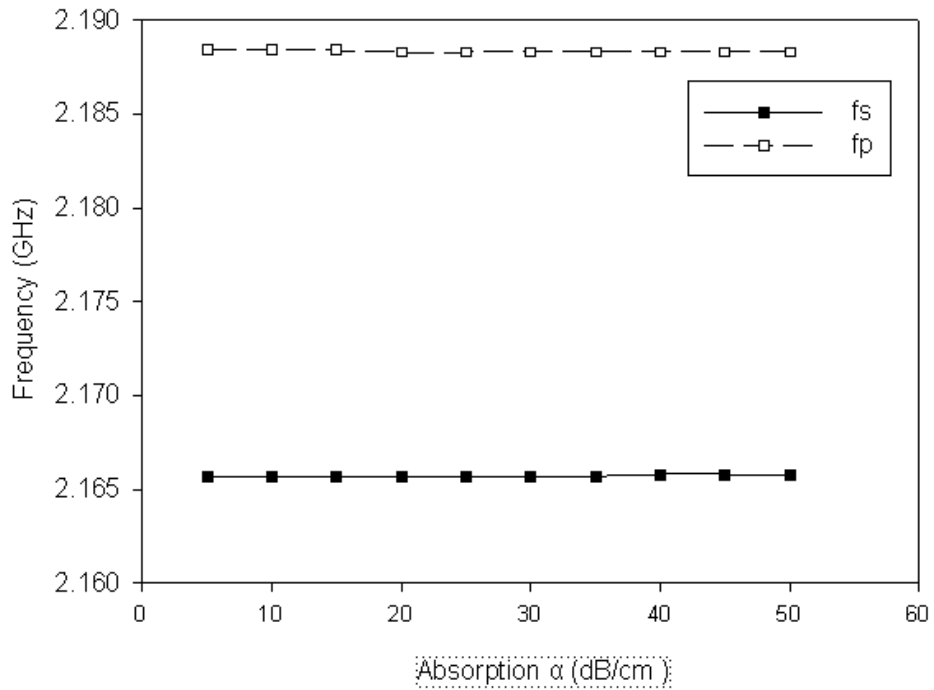


圖 (3.3) 電極材料參數  $\alpha$  對共振頻率點的關係

由圖 (3.3) 可觀察出，電極材料參數  $\alpha$  並不會對兩共振頻率點有所影響，所以  $\alpha$  的值只會影響 FBAR Q 值的大小。而其餘兩個材料參數  $V_a$  及  $\rho$  則分別會對  $f_s$  與  $f_p$  同時造成正比與反比的關係。其中從圖 (3.2) 可發現，電極材料參數  $\rho$  的變動，並不會影響 FBAR 的設計頻寬，而 acoustic velocity  $V_a$  則是愈大頻寬就愈大，在選擇 FBAR 電極材料時，我們可依上述的材料特性來做適當的擇取，以達到所需要設計的效能。

### 3.2 FBAR 壓電體 $V_a$ 、 $\rho$ 、 $\alpha$ 、 $k_T^2$ 、 $\epsilon_r$ 參數的特性

如同 2.4 節的討論，壓電體材料參數共有五項會影響兩共振頻率點。圖 (3.4) 到圖 (3.8) 是使用 MATLAB 軟體，來計算壓電材料參數  $V_a$ 、 $\rho$ 、 $\alpha$ 、 $k_T^2$ 、 $\epsilon_r$  對 FBAR 兩共振頻率變化的關係圖。

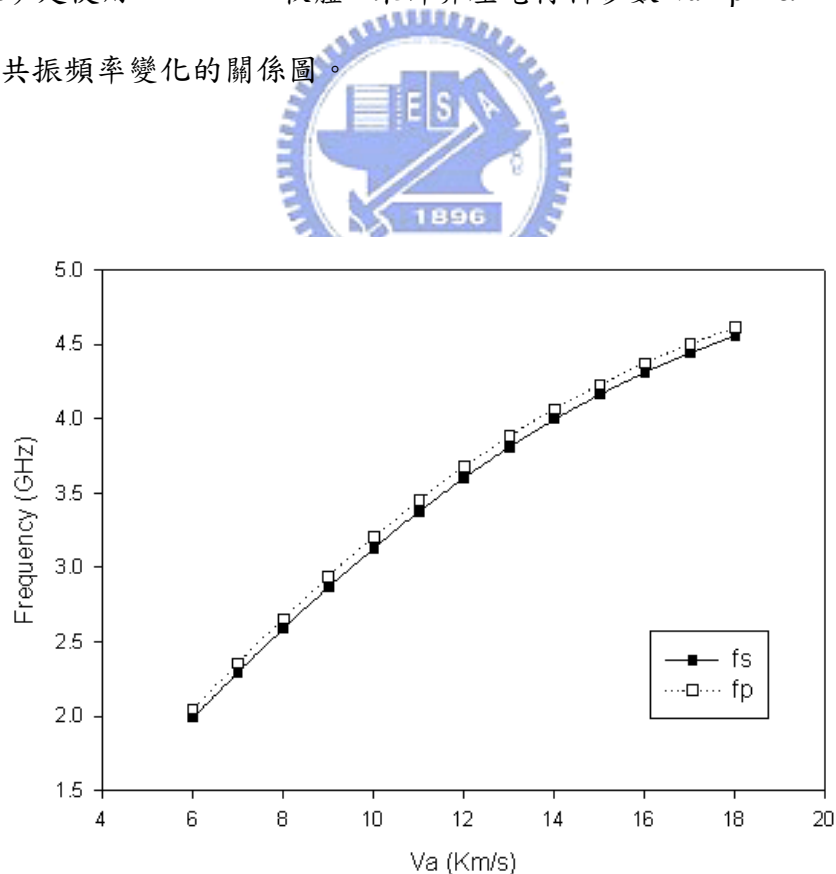


圖 (3.4) 壓電材料參數  $V_a$  對共振頻率點的關係

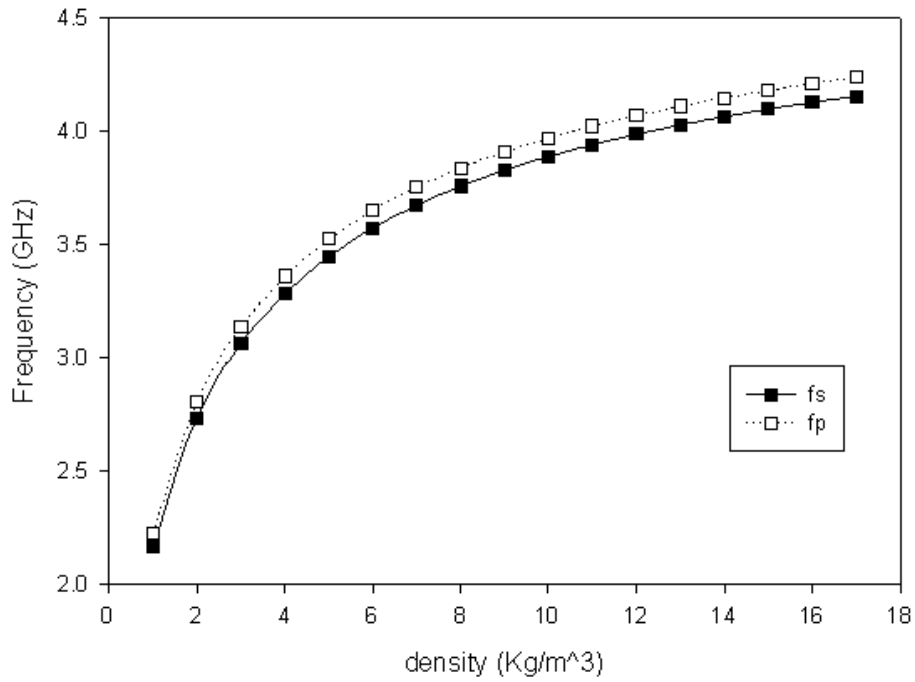


圖 (3.5) 壓電材料參數  $\rho$  對共振頻率點的關係

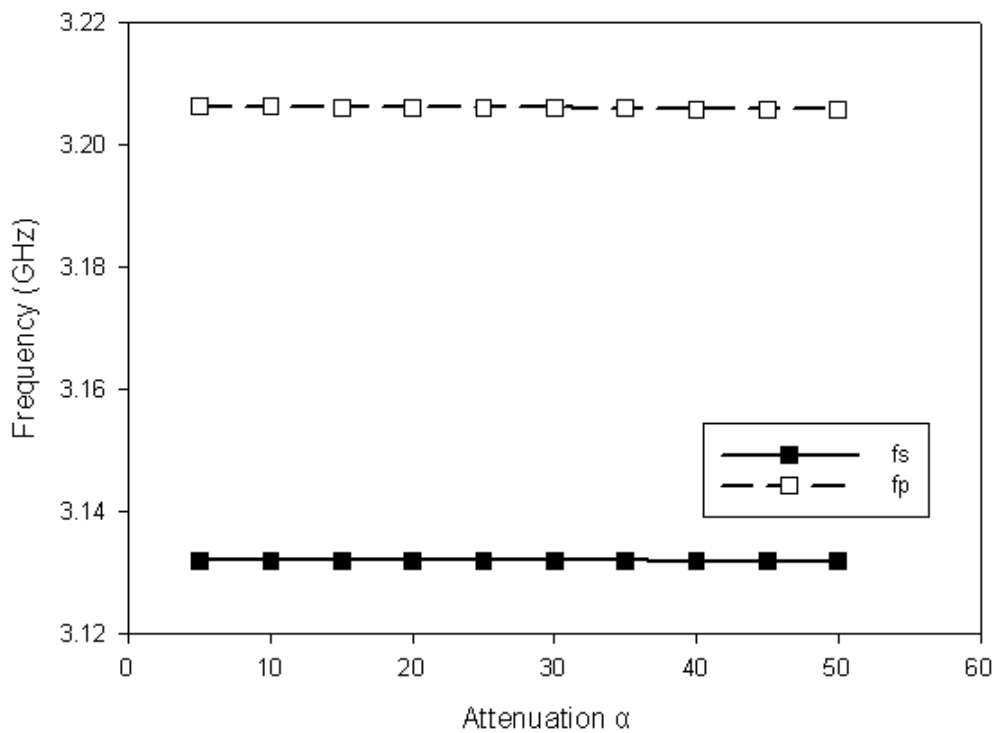


圖 (3.6) 壓電材料參數  $\alpha$  對共振頻率點的關係

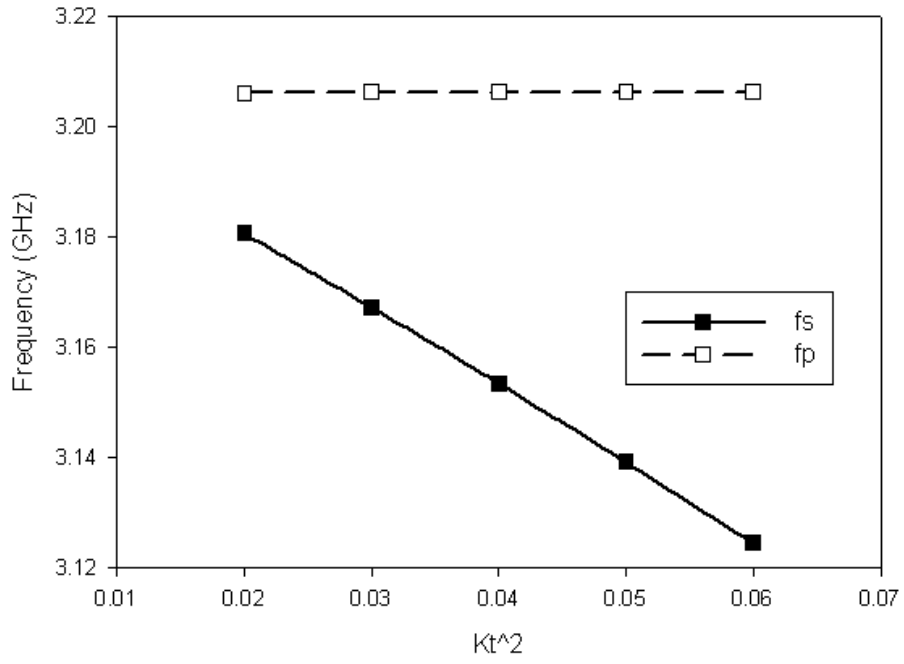


圖 (3.7) 壓電材料參數  $k_t^2$  對共振頻率點的關係

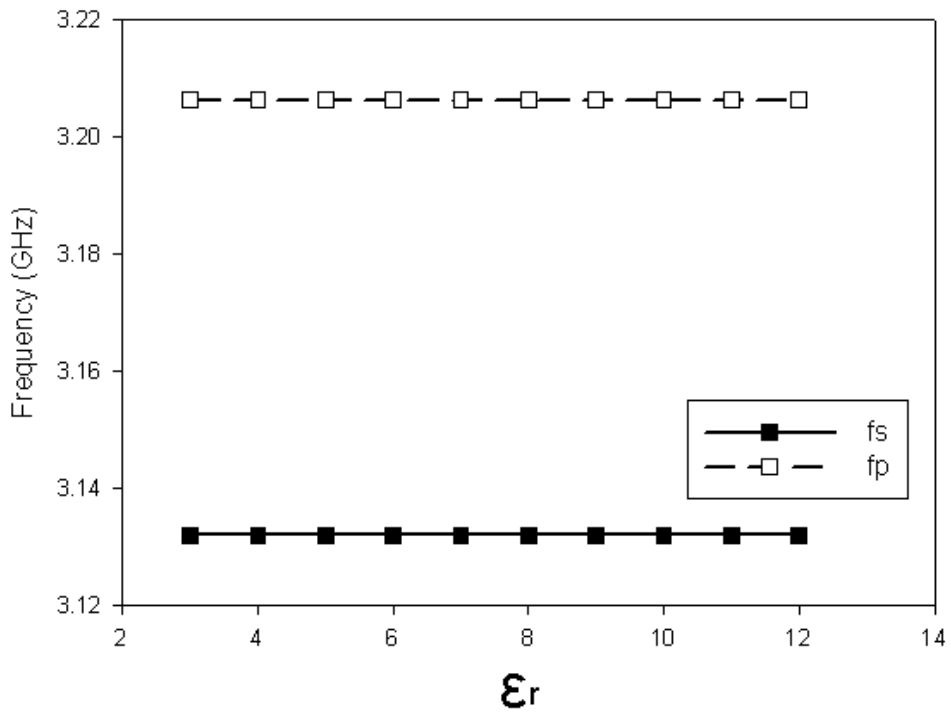


圖 (3.8) 壓電材料參數  $\epsilon_r$  對共振頻率點的關係



由圖 (3.6) 與圖 (3.8) 知，壓電材料參數  $\alpha$  與  $\epsilon_r$  皆不會對兩個共振頻率點有所影響。其餘三個參數  $V_a$  與  $\rho$  皆會使共振頻率同時上升，且由圖 (3.4) 可知道壓電體材料參數  $V_a$  的變化並不會對 FBAR 頻寬有所影響，由圖 (3.5) 則知  $\rho$  愈大頻寬則是愈大；而材料參數  $k_T^2$  的上升則是只對  $f_s$  有所下降， $f_p$  則不變，所以 FBAR 的頻寬會因材料參數  $k_T^2$  的上升而有所加大，在選擇 FBAR 壓電材料時，可透過上面材料特性的變化來掌握 FBAR 的特性。

### 3.3 上下電極與壓電厚度對 FBAR 頻寬的關係

單一 FBAR 串聯共振頻率  $f_s$  與並聯共振頻率  $f_p$  之間的頻寬會決定設計 FBAR 濾波電路時的效能。愈寬的頻寬在做設計濾波電路時能使電路較少的階數即能達成所需要的效能。底下圖 (3.9) 與圖 (3.10) 分別為上下電極及中間壓電層厚度與頻寬的對應圖。圖 (3.9) 黑色點所示為當下電極厚度為  $0.2\mu\text{m}$ ，中間壓電層為  $1\mu\text{m}$  時，上電極從  $0.1\mu\text{m}$  到  $0.5\mu\text{m}$  的頻寬變化；圖 (3.9) 白色點所示則為上電極厚度固定  $0.2\mu\text{m}$  時，下電極從  $0.1\mu\text{m}$  到  $0.5\mu\text{m}$  的頻寬變化。圖 (3.10) 所示為當上下電極皆為  $0.2\mu\text{m}$ ，中間壓電厚度從  $1\mu\text{m}$  到  $1.8\mu\text{m}$  對頻寬的變化。兩圖皆是在  $\text{Si}_3\text{N}_4$  厚度為  $0.4\mu\text{m}$  的邊界條件下所求出。

由圖 (3.9) 與圖 (3.10) 知，上電極與壓電層厚度與頻寬是成正比，不過上電極在某個厚度以上，就會使頻寬有所下降，而下電極厚度的上升則是與頻寬呈相反的走勢。又因為在實際設計 FBAR 時，為了使電路設計更加方便，設計者通常都是固定中間壓電層與下電極厚度，將上電極做調整設計，所以在做 FBAR 設計時，應在所需頻率的厚度組合中，選取所能得到的最大頻寬。

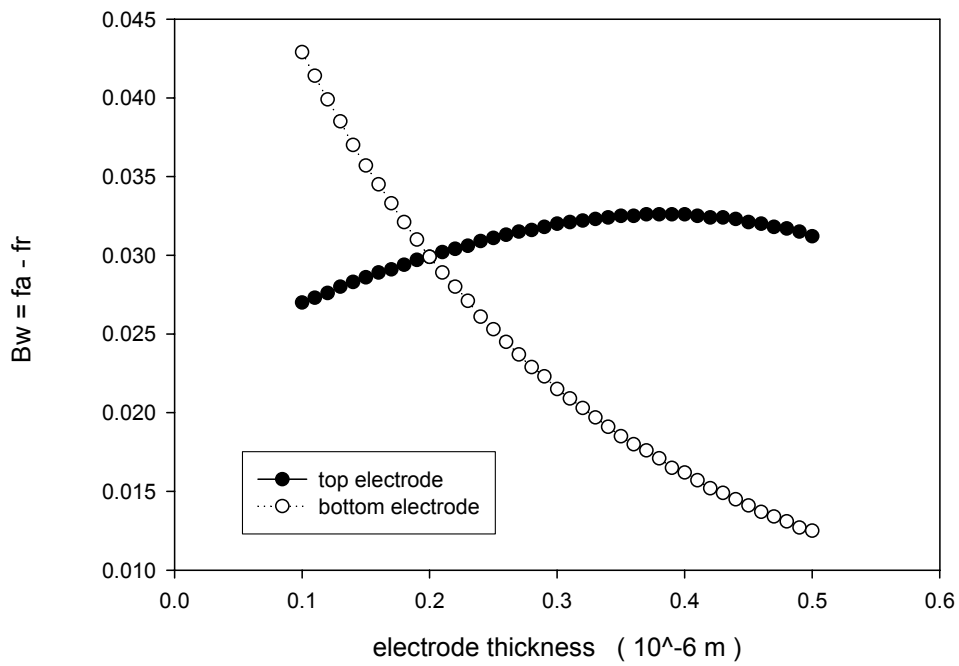


圖 (3.9) 上電極與下電極厚度與頻寬 (fa-fr) 的關係

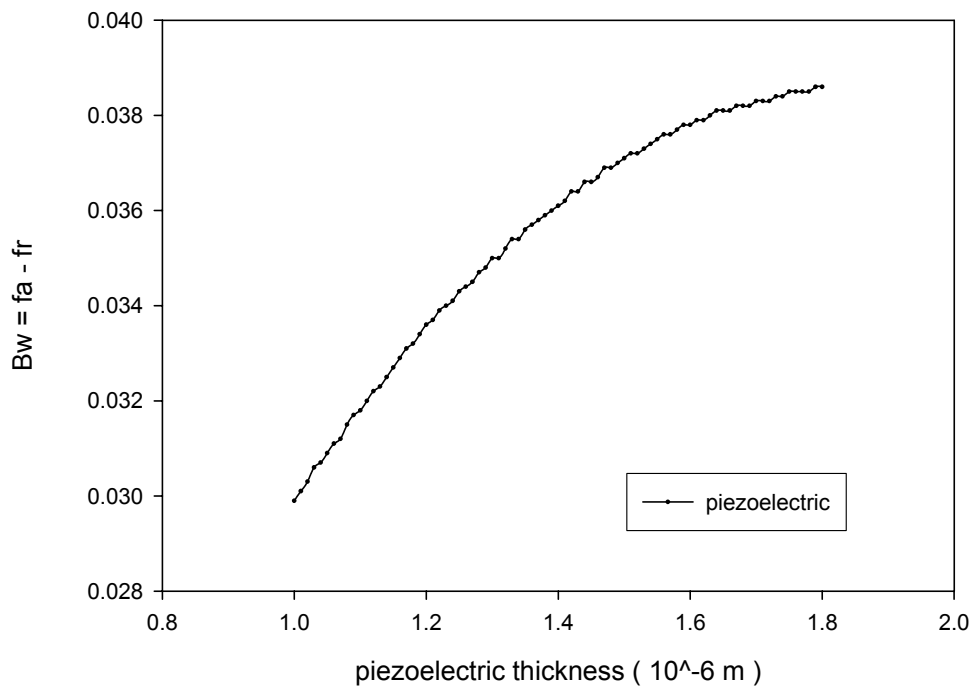


圖 (3.10) 壓電層厚度與頻寬 (fa-fr) 的關係

在設計 FBAR 電路時，我們可以利用外加串聯電感的方式來調整  $f_s$ 、利用外加並聯電感的方式來調整  $f_p$ ，如此以來可以設計出所要的 dip 點。底下將說明外加電感使 FBAR 濾波器 dip 點偏移的原理，以及推導方程式來說明如何計算調整後所需要的電感大小。

#### 4.1 FBAR 外加電感

##### 4.1.1 FBAR 外加串聯電感調整頻率 $f_s$

如圖 (4.1)，一個外加串聯電感的 FBAR，可視為一個等效的 BVD circuit 加一個串聯電感。

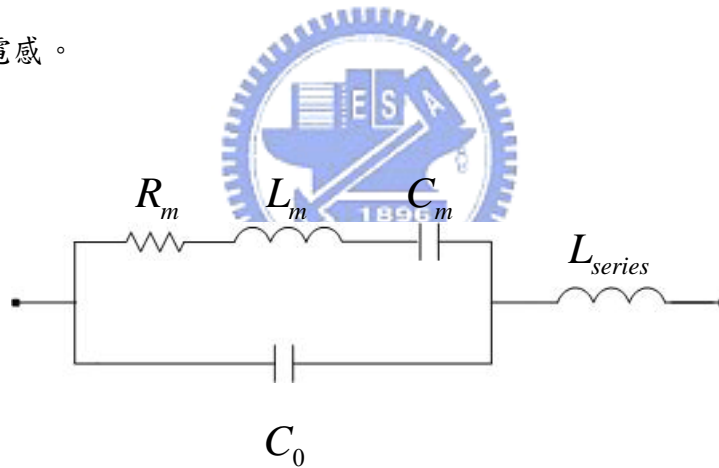


圖 (4.1) 可調整  $f_s$  的 FBAR 電路

為了方便說明，我們令圖 (4.1) 中  $R_m$ 、 $C_m$ 、 $L_m$  為  $Z_{series}(\omega)$  的部份項， $Z_{FBAR}(\omega)$  為 BVD circuit 部份，則依一般電路學可知：

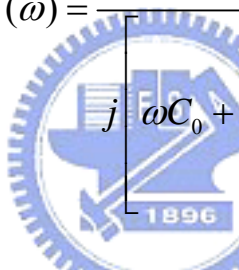
$$Z_{series}(\omega) = j\omega L_m + \frac{1}{j\omega C_m} = \frac{1 - \omega^2 L_m C_m}{j\omega C_m}$$

又  $Z_{series}$  項的電感  $L_m$  與  $C_m$  乘積與串聯共振頻率有以下關係

$$L_m C_m = \frac{1}{\omega_r^2} \Rightarrow Z_{series}(\omega) = \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2}{j\omega C_m}$$

所以此時 FBAR BVD 等效電路的導納應為

$$Y_{FBAR}(\omega) = j\omega C_0 + Y_{series}(\omega) = j\omega C_0 + \frac{j\omega C_m}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2}$$

$$Z_{FBAR}(\omega) = \frac{1}{\left[ j\omega C_0 + \frac{\omega C_m}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2} \right]} \quad (4.1)$$


由 Eq (4.1) 可得，FBAR 含外加串聯電感時的總阻抗  $Z_{with L}(\omega)$  為

$$Z_{with L}(\omega) = j \left[ \omega L_{series} - \frac{1}{\omega C_0 + \frac{\omega C_m}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2}} \right] \quad (4.2)$$

假設我們希望能控制  $f_s$  移到  $f_x$ ，也就是外加串聯電感在  $\omega = \omega_x$  時，能使  $Z_{with L} = 0$

(即含  $L_{series}$  時的總阻抗為 0)，最後可推得：

$$L_{series} = \frac{1}{\omega_x^2 \left[ C_0 + \frac{C_m}{1 - \left(\frac{\omega_x}{\omega_r}\right)^2} \right]}$$

，此即為我們所需外加的串聯電感值。

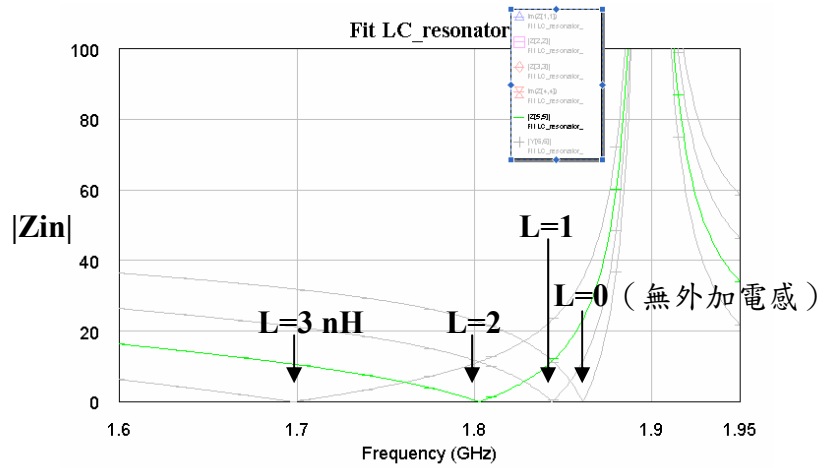


圖 (4.2) 外加  $L_{series}$  調整後的 FBAR  $Z_{in}$  大小

#### 4.1.2 FBAR 外加並聯電感調整頻率 $f_p$

圖 (4.3) 所示為一個外加並聯電感的 FBAR，目的是控制  $f_p$  的移動，其計算方式與串聯電感大致相同，只是最後應令外加電感後的總導納為 0。

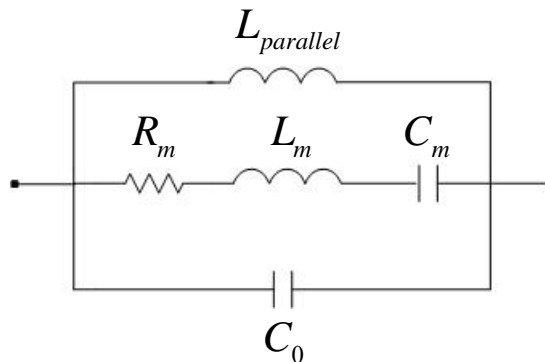


圖 (4.3) 可調整  $f_p$  的 FBAR 電路

依 4.1.1 節推導下來，當 FBAR 含外加並聯電感時的總導納  $Y_{with L}(\omega)$  應為

$$Y_{with L}(\omega) = \frac{1}{j\omega L_{parallel}} + Y_{FBAR} = \frac{1}{j\omega L_{parallel}} + j \left[ \omega C_0 + \frac{\omega C_m}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2} \right]$$

$$= j \left[ -\frac{1}{\omega L_{parallel}} + \omega C_0 + \frac{\omega C_m}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2} \right]$$

同理，假設希望能控制  $f_p$  移到  $f_x$ ，也就是希望外加並聯電感在  $\omega = \omega_x$  時，

$Y_{with L} = 0$ （即總阻抗為無窮大），所以可推得：

$$L_{parallel} = \frac{1}{\omega_x^2 \left[ C_0 + \frac{C_m}{1 - \left(\frac{\omega_x}{\omega_r}\right)^2} \right]}$$

，此即為我們所需外加的並聯電感值。

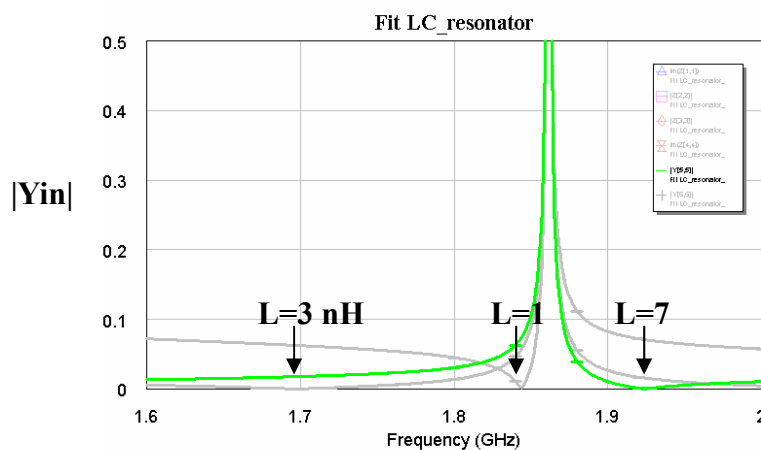


圖 (4.4) 外加  $L_{parallel}$  調整後的 FBAR  $Y_{in}$  大小

## 4.2 FBAR 設計電路的原理與方式

在 FBAR 電路設計上，我們可以用兩種方法來設計出我們所需要的濾波器及所對應的共振腔厚度與面積。一種為直接抓取頻率點，另一種則將共振腔去近似濾波器的原型電路。前者是直接推算所需要阻隔與通過的頻率點，再設計出對應的FBAR外觀；後者則是將濾波器的原型電路找出後，再利用軟體近似出FBAR所要的厚度與面積。

### 4.2.1 直接抓取頻率點

在設計FBAR濾波電路時，我們首先應了解FBAR兩個共振點  $f_s$  與  $f_p$  在濾波電路上所代表的通路與不通的原理，底下以一個簡單的二階FBAR帶通濾波器 (2<sup>nd</sup> order Band pass filter)，中心頻率在 1.98GHz來表示：如第二章所知，FBAR 在  $f_s$  頻率時如同通路， $f_p$  時如同開路；而一個二階濾波器同圖 (4.5) 所示，當頻率為  $f_{s2}$  (FBAR2 的串聯共振頻率) 時，FBAR2 可讓訊號通過，所以此時FBAR1 應開路阻檔訊號漏到接地，即此時頻率也應為FBAR1 的  $f_{p1}$ ；而當頻率為  $f_{p2}$  時，FBAR2 會阻檔訊號通過，此時會產生一個dip點，而當頻率為  $f_{s1}$  時，FBAR1 會使訊號接地，此時也會有個dip點。所以在設計上應讓 4 個頻率點順序如  $f_{s1}$ 、 $f_{p1}$  等於  $f_{s2}$ 、 $f_{p2}$  如圖 (4.6a) 所示來設計。

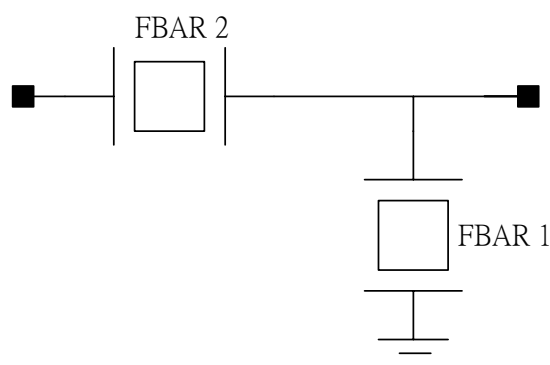


圖 (4.5) FBAR 二階濾波器

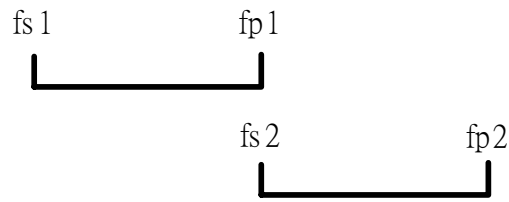


圖 (4.6a) 二階濾波器四個頻率點分佈

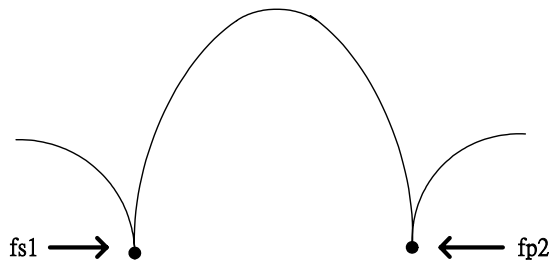


圖 (4.6b) 二階濾波器波形頻率點示意圖

由以上可知我們可用不同的兩種 FBAR 厚度組合，來設計出所需頻率的帶通濾波器。不過如果當我們要設計濾波器的階數較大時（比如四階），在找出四個 FBAR 所需最佳化厚度上會花費較多的時間。為了讓設計上更加方便同時使濾波器效能更佳，我們可以設計 FBAR 在所需頻率範圍內，近似一個帶通濾波器的集總電感與電容的電路（Lumped LC circuit），如此以來就可以經由較好的濾波器原形電路（prototypical circuit），轉成 FBAR 所需的厚度及其面積。以下將說明如何將 FBAR 去近似集總電感電容的共振腔。

#### 4.2.2 FBAR 近似集總電感電容的電路

在近似集總電感電容的電路上，我們可以分為兩大分類：一個為近似 FBAR 外加串聯電感電容，另一個則為 FBAR 外加並聯電感電容。而對於 FBAR 而言，我們因為可外加電感來調整  $f_s$  的頻率來控制我們所需的 dip 點，所以近似方法上又可分為如圖 (4.7) 共六種。



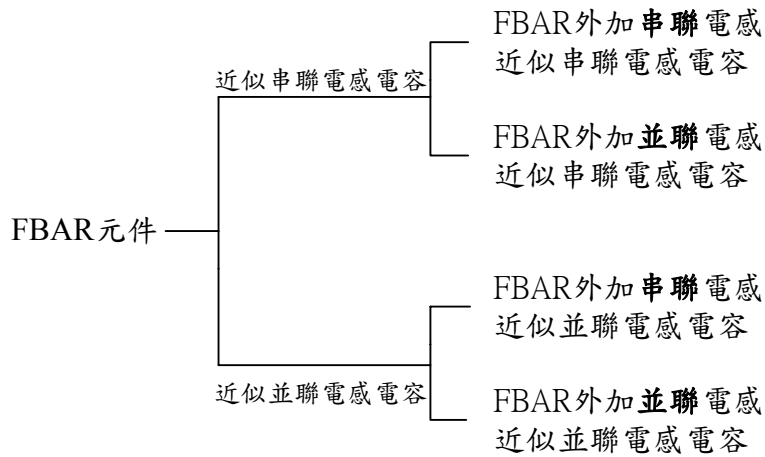


圖 (4.7) FBAR 元件近似分類

(a) FBAR 近似串聯電感電容：

因為電路是採近似的方式，所以我們需考慮誤差的大小選取方式來決定最佳的 FBAR 厚度。首先，可將近似的集總電感電容虛部阻抗值計算出，在將 FBAR 的虛部阻抗值比對，選取最近似的 FBAR 厚度與面積大小即可。

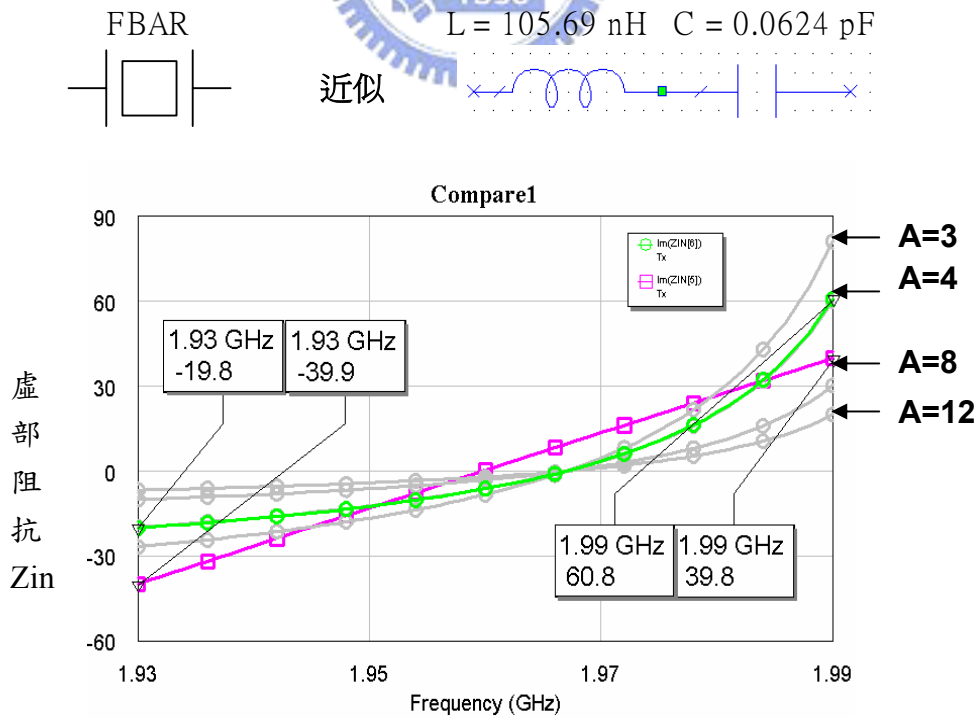


圖 (4.8) FBAR 近似串聯電感電容

圖 (4.8) 即為一集總電感電容阻抗值 (直線) 與 FBAR 的阻抗值 (曲線); 假設我們所要近似的頻率範圍在 1.93~1.99 GHz, 我們需先找出適當的 FBAR 共振頻率點 (即厚度組合), 使 FBAR 的曲線能夠在並聯共振頻率點  $f_p$  附近來近似電路, 之後再調整面積大小即可。而為了使近似出來的誤差能夠達到最小, 我們可將 FBAR 在 1.93 與 1.99 GHz 兩個頻率邊界上的阻值, 與集總元件兩個邊界上的阻值調整到最小即為最佳化的近似; 在調整面積大小時, 所需注意當近似的最大頻率點 (在此為 1.99 GHz) 小於 FBAR 的並聯共振點  $f_p$  時, 調小面積曲線是順時鐘的調整; 反之小於並聯共振點時, 調小面積會是逆時鐘的調整。如此一來, 我們就可以經由 MATLAB 軟體來計算 FBAR 最佳近似的厚度及面積組合, 最後就如圖中面積  $A=4$  的曲線, FBAR 阻抗曲線左右兩邊的值與所欲近似的電感電容差值 (絕對差值) 一樣, 即為達到最佳的 FBAR 近似面積。

(b) FBAR 近似並聯電感電容 :

FBAR 的原理跟近似串聯電感電容大致一樣, 不同的是此時需看入 FBAR 與並聯電感電容的虛部輸入導納, 將左右兩個頻率邊界的差值調整到一樣, 即為最佳化的面積。不過因為是看入導納, 所以當最大頻率邊界 (在此為 1.99 GHz) 小於 FBAR 的  $f_p$  時, 調小面積曲線會為逆時鐘; 反之當最大頻率邊界大於 FBAR 的  $f_p$  時, 調小面積為順時鐘。



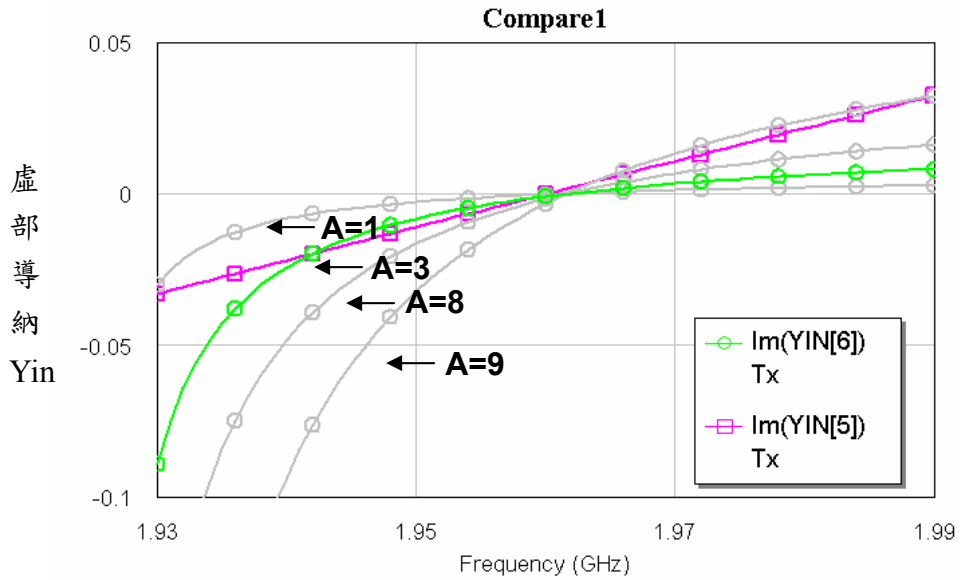


圖 (4.9) FBAR 近似並聯電感電容

圖 (4.9) 即為一個 FBAR 近似一個並聯集總電感電容的虛部導納圖，從圖中可看出，在找出適當的厚度組合後，面積  $A=8$  的曲線在左右兩邊頻率邊界與相要近似的集總元件的絕對值差值為相等，也即是選取的 FBAR 的最佳面積厚度組合。

(c) FBAR 外加電感近似集總電感電容：

4 種 FBAR 外加電感的近似電路方式，只要額外決定所需 dip 點的頻率位置，再由 4.1 節的外加電感推導公式並經由(a)與(b)的方法，即可找出該 FBAR 的厚度、面積組合以及所需外加的電感值。

前面的章節是研究 FBAR 的理論分析與設計方法，主要是能夠幫助在實際製作 FBAR 與其電路時，能夠較好掌握特性來製程；再經過理論的推導後，本研究與中央科學研究院材料暨光電所合作製作 FBAR 的計畫，希望以理論分析來幫助中科院實際製作 FBAR，以及 FBAR 的濾波電路。

### 5.1 FBAR 第一次 FBAR 實作量測分析

第一次中科院實作的 FBAR 量測數值共有九組，其編號及面積大小如圖 (5.1)。

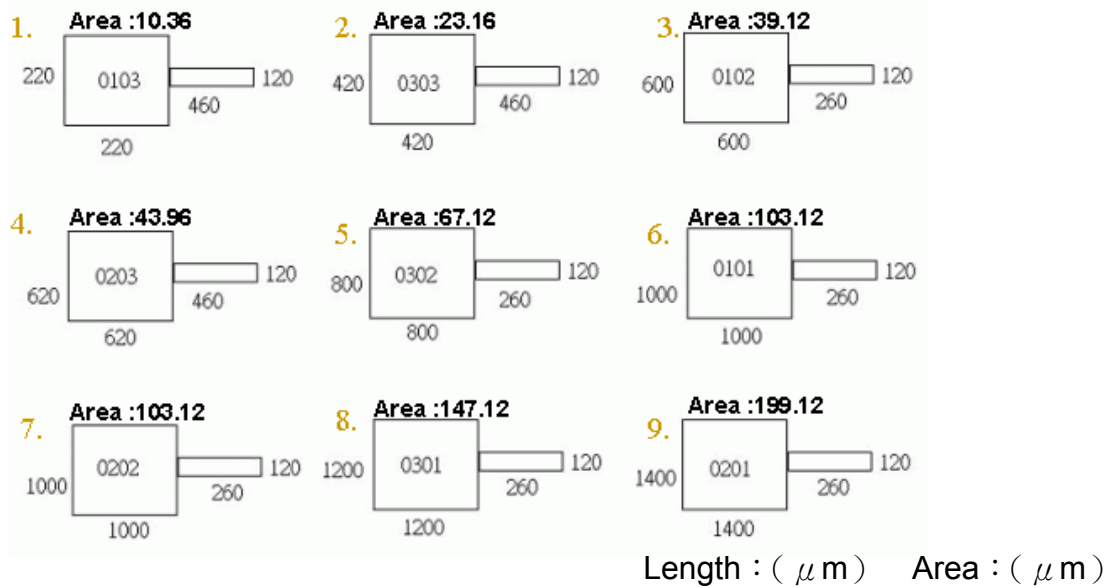


圖 (5.1) 九組不同面積 FBAR

為了能夠分析量測出來的 FBAR 特性，我們可以使用模擬軟體來找出 FBAR 的量測等效電路。第一步就是要先找出實作 FBAR 的  $f_s$  與  $f_p$  兩個頻率點如圖 (5.2)，再來就是利用 3dB 頻率點找出此兩點的 Q 值 ( $Q_s$  與  $Q_p$ ) 如圖 (5.3)，最後用 BVD model 來找出每組的等效電路作分析。表 5.1 即是每組量測出的  $f_s$  與  $f_p$  及 Q 值。

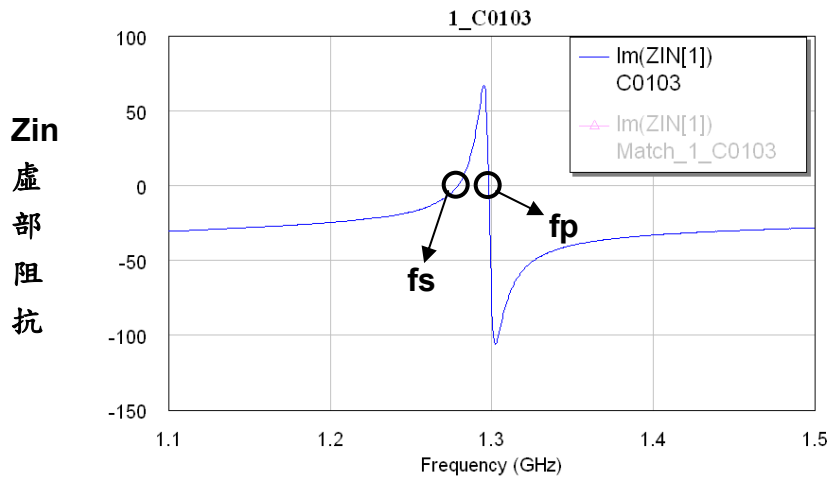


圖 (5.2) FBAR 量測的  $f_s$  與  $f_p$  兩頻率點

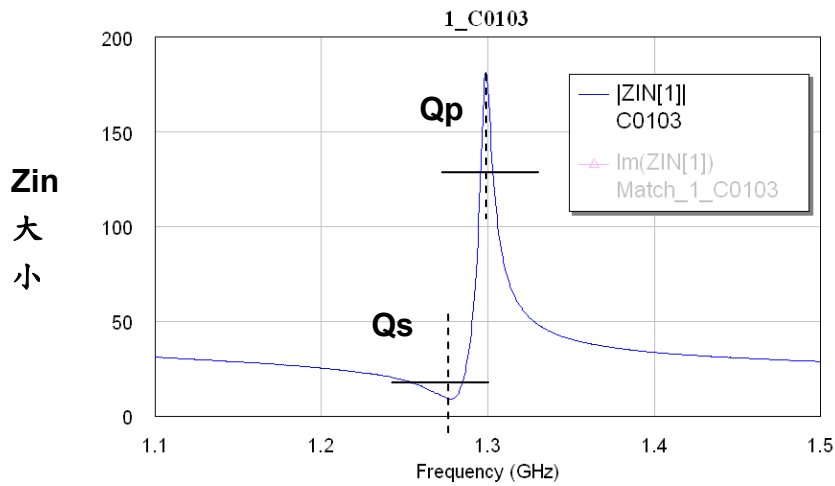


圖 (5.3) FBAR 量測的  $Q_s$  與  $Q_p$

表 (5.1) FBAR 量測的共振頻率與 Q 值

No		$f_s$	$Q_s$	$f_p$	$Q_p$
1	C0103	1.2775	79.8400	1.2990	173.2000
2	C0303	1.2875	45.1800	1.3125	218.7500
3	C0102	1.2850	10.5800	1.3100	238.1818
4	C0203	1.2870	10.6400	1.3120	238.5455
5	C0302	1.2905	x	1.3135	202.0769
6	C0101	1.2735	x	1.3060	261.2000
7	C0202	1.2885	x	1.3140	292.0000
8	C0301	1.2915	x	1.3160	263.2000
9	C0201	1.2885	x	1.3140	262.8000

註：x 表示量測 Q 值太小抓取不到

### 5.1.1 FBAR 量測等效電路的選取

由第二章可知，體聲波共振腔的等效電路可用 BVD model 四個元件來取代，但由於此共振腔是先利用電磁波來傳播，然後再透過壓電材料轉成體聲波，所以若只有考慮 BVD model 是不夠的，還必須考慮電磁波傳播過程中所造成的損耗。

由其結構可知，此電磁波的損耗包含了上下電極的損耗，以及介質的損耗。因此我們還必須在 BVD model 的四個元件外，另外再加上兩個電阻，代表了電磁波的損耗。所以我們採取圖 (5.4) 所示的三種等效電路，並且配合此次量測到的數據進行分析。其中 Type A 是除了 BVD model 四個元件外，再串聯一個  $R_s$  電阻。此電阻  $R_s$  可代表上下電極的電磁損耗。Type A 電路並沒有考慮電磁波的介質的損耗，所以只有五個元件。Type B 則是同時考慮了上下電極的電磁損耗與介質的損耗，所以是六個元件的模型。而二者的差別是 Type B 是 Agilent 公司所發表論文中所提出的模型，其介質的損耗電阻  $R_0$  採用串聯電阻的形式。

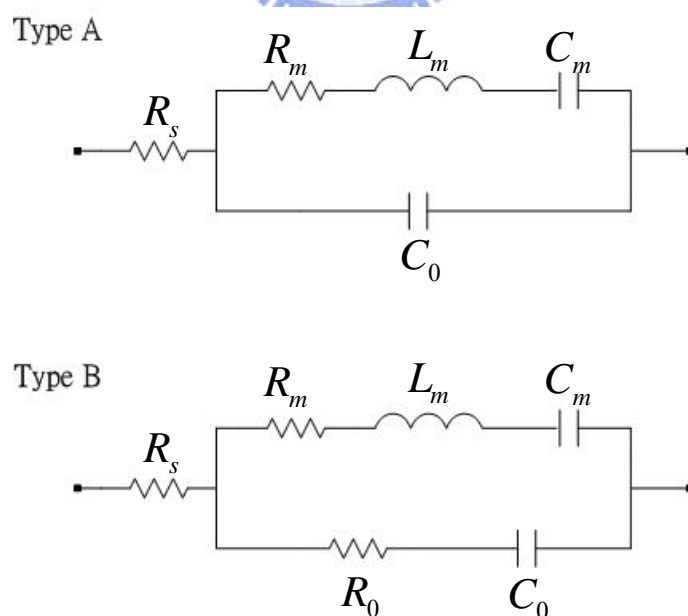


圖 (5.4) 二種改良型的 BVD model

### 5.1.2 FBAR 量測等效電路的參數萃取

由於 BVD model 僅是 FBAR 共振腔第一諧振頻率處的近似電路。所以我們在萃取其元件值時勢必要有所取捨，僅能選擇在某些頻率範圍內有良好的 Match，而無法每一點都近似的很理想。因此在考慮到它未來的用途可知，串聯共振頻率與並聯共振頻率這兩個頻率點最重要，其次是兩頻率之間的範圍，最後則是其它的頻率範圍。

等效電路參數的萃取，我們一般是利用電路模擬軟體，將量測數據與等效電路分別建成兩個子電路，然後利用軟體最佳化的功能調整等效電路的值，找出最合適的值。而在我們使用模擬軟體的最佳化功能時，必須先設定其最佳化的目標，作為軟體計算的依據。目標須遵守上述的原則，其優先順序原則為 (1) 兩個共振點須要 fit 到；(2) 兩個共振點附近數值；(3) 其它的頻率範圍的數值。

由以上結論可知最重要是兩個共振點一定要對好，但是一般軟體最佳化的功能均是應用在一段頻率範圍內，其效果較好，對於此種單一頻率點的 fit，效果較差。因此我們須分析其等效電路的結構，找出控制兩共振頻率點的關鍵。

首先我們知道  $C_0$  是平行板電容，其值為  $C_0 = \frac{\epsilon A}{d}$ ，但是這只是個理想值，實際上還有一些變數存在，因此此值在最佳化時，並不可以固定不動，不過到是一個不錯的初值，我們可以以此值為基準讓它在某一範圍內變動。再來我們可以由量測數據找出串聯共振頻率  $f_s$ ，與並聯共振頻率  $f_p$ ，而由於  $C_0$  與  $C_m$  與此兩頻

率有關，其關係為  $C_m = C_0 \left[ \left( \frac{f_a}{f_r} \right)^2 - 1 \right]$ ，因此在最佳化的過程中，我們變動  $C_0$  的值， $C_m$  也會跟著變動，而且在變動的過程中，其共振頻率是不會跟著移動的。

接下來再考慮  $L_m$ ，由於  $L_m$  與  $C_m$  可控制串聯共振頻率  $f_s$ ，其關係為  $L_m = \frac{1}{\omega_s^2 C_m}$  因此  $L_m$  也與  $C_0$  有關。

最後則是處理三個電阻， $R_s$ 、 $R_m$ 與 $R_0$ 。由於電阻並不影響共振頻率，所以我們無法像計算 $L_m$ 、 $C_m$ 般，推出與共振頻率有關的公式。此時我們只可以探討其物理的成因，大約估計其可能的大小。首先我們知道 $R_s$ 是上下電極的電磁損耗，因此其值通常不大，一般可設為 $10\Omega$ 以下的值。再來是 $R_m$ ，我們知道 $R_m$ 是聲波傳播時的熱損耗，此損耗極小，因為聲波傳播的Q值極大，所以此值一般也設為 $10\Omega$ 以下，甚至可以僅設為 $1\Omega$ 。最後則是處理 $R_0$ ，由於 $R_0$ 是電磁波的介質損耗，此損耗通常影響整個FBAR不會很大，但由於Type B是採串聯的形式，因此為了滿足損耗不會很大的原則，因此串聯的 $R_0$ 必須設定為較小的值，大概是幾歐姆左右。經由以上分析我們可歸納出：首先由平行板電容可得到 $C_0$ 的初值，然後由兩個共振頻率點可得到 $C_m$ 與 $L_m$ ，然後再依據先前的推論設定三個電阻值後，就可進行軟體的最佳化功能，此時可以變動的值是 $C_0$ 、 $R_s$ 、 $R_m$ 、與 $R_0$ ，而 $L_m$ 與 $C_m$ 是跟著 $C_0$ 變動的。



### 5.1.3 FBAR 量測等效電路的參數萃取方法

經過上一節所推理的每個 FBAR 元件在傳輸信號上所代表的角色後，我們可藉由量測訊號與 FBAR 在共振與不共振時的等效電路關係，如此一來在最佳化的過程中，將能得到更有效率且合理的元件值。首先，我們知道在串聯共振頻率時， $L_m$ 與 $C_m$ 和 $C_0$ 有以下關係：

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{C_m L_m}} \quad C_m = C_0 \left[ \left( \frac{\omega_p}{\omega_s} \right)^2 - 1 \right] \quad (5.1)$$

接著我們令  $\frac{1}{Q_s} = \omega_s R_m C_m$        $\frac{1}{Q_e} = \omega_s R_0 C_m$

$$\text{則 } \frac{1}{Q_{s0}} = \frac{1}{Q_s} \left( 1 + \frac{R_s}{R_m} \right) = \omega_s C_m (R_m + R_s), \quad \frac{1}{Q_{p0}} = (\omega_s C_m) \left( \frac{\omega_p}{\omega_s} \right) (R_l + R_0) \quad (5.2)$$

$Q_{s0}$ 與 $Q_{p0}$ 即是在 $f_s$ 與 $f_p$ 下量測到的Q值。



並聯電容  $C_0$  的找法：

在兩共振點外的任一頻率下，FBAR 的虛部阻抗會為  $X(\omega) = \frac{1}{j\omega C_0}$

所以我們只要任取共振點以外的 6 個點的  $X(\omega)$  平均值，即可以得到  $C_0$ 。

$$\text{即 } C_0 = \frac{1}{6} \sum_{i=1}^6 C_{0,i}$$

而共振點以外的 6 個點的 Real part 平均值即為  $(R_s + R_0)$ ，即  $(R_s + R_0) = \frac{1}{6} \sum_{i=1}^6 R_i$ ，

$R_i$  即為 6 個點的值。

Step1. 由測量數據找出  $\omega_s$ 、 $\omega_p$ 、 $Q_{s0}$ （串聯共振點的 Q 值）、 $Q_{p0}$ （並聯共振點的 Q 值）

Step2. 找出  $C_0$ ，再由 Eq (5.1) 推出  $C_m$  與  $L_m$ 。

Step3. 將 Eq (5.2) 的兩式相加則可得 Eq (5.3)。

$$\omega_s C_m \left[ R_1 \left( \frac{\omega_p}{\omega_s} + 1 \right) + R_s + R_0 \frac{\omega_p}{\omega_s} \right] = \frac{1}{Q_{s0}} + \frac{1}{Q_{p0}} \quad (5.3)$$

Step4. 找出  $(R_s + R_0)$  的值，推出  $R_s$  與  $R_0$  的關係後，代入 Eq (5.3) 式再與

Eq (5.2) 求聯立方程式解出  $R_s$ 、 $R_m$ 、與  $R_0$ 。

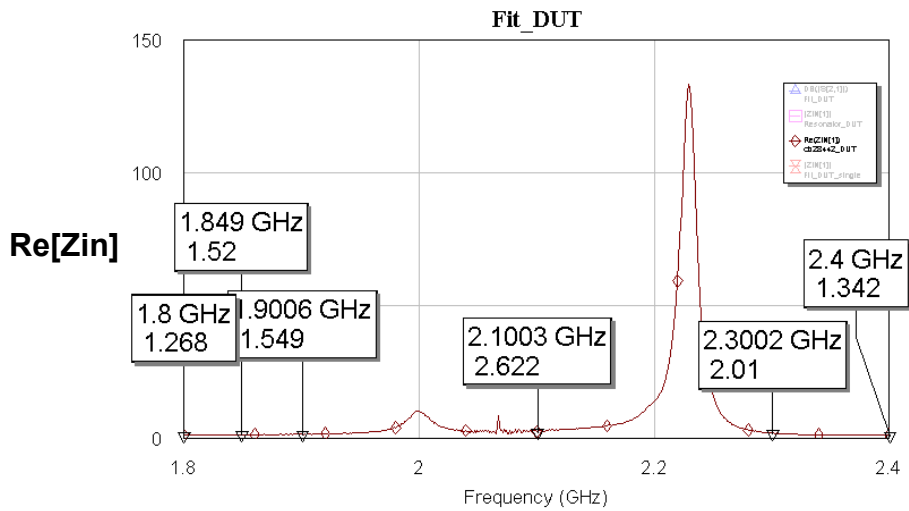
用 AWR MWO Optimize：

Step1. 因為  $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{C_m L_m}}$  且  $C_m = C_0 \left[ \left( \frac{\omega_p}{\omega_s} \right)^2 - 1 \right]$ ，所以將  $C_0$  當最佳化變數，

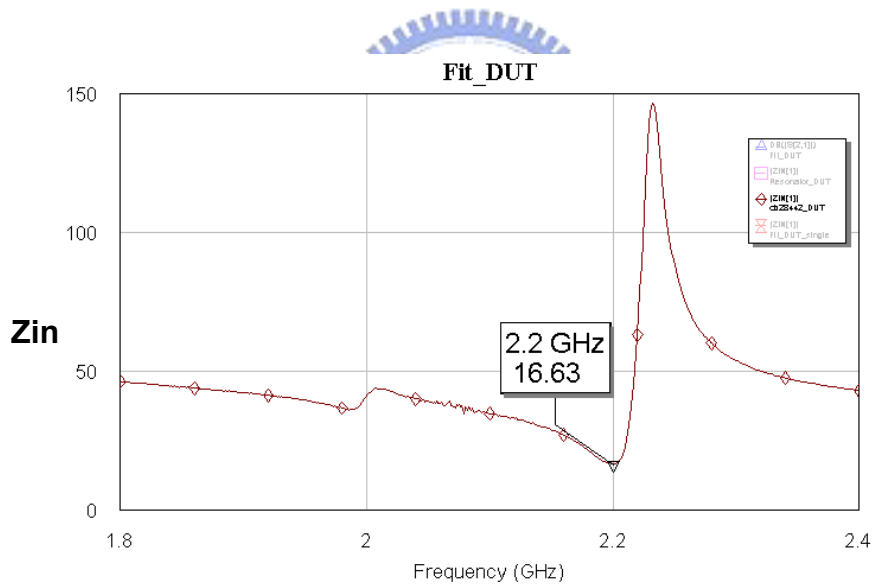
$C_m$ 、 $L_m$  則隨著變化。

Step2. 找出共振點以外的 6 個點的 Real part 平均值即為  $(R_s + R_0)$ ，即

$$(R_s + R_0) = \frac{1}{6} \sum_{i=1}^6 R_i, \quad R_i \text{ 即為 6 個點的值。}$$

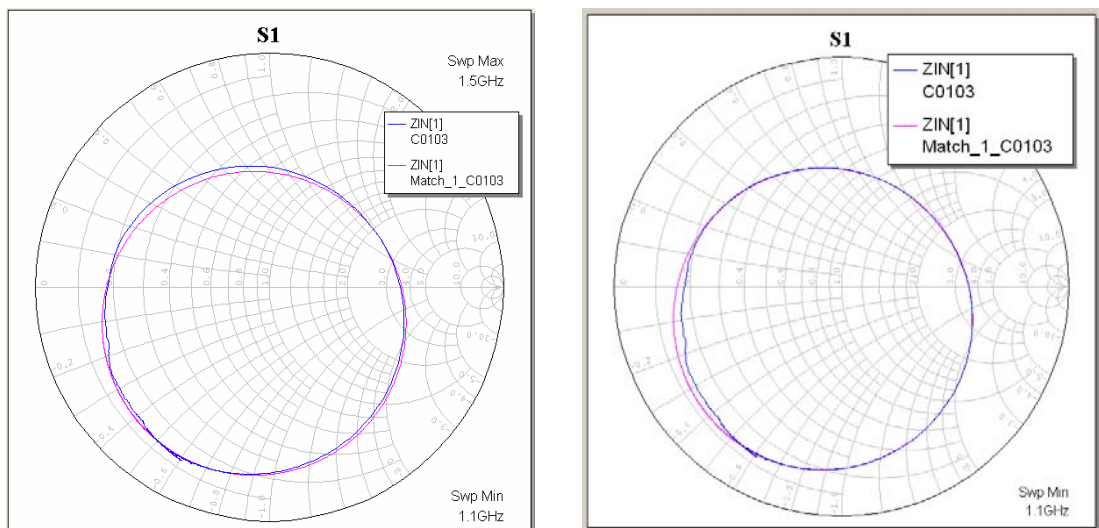


Step3. 串聯共振時所看到的電阻值即為  $R_s + R_m$ 。



Step4. 由 Step2 與 Step3 可找出  $R_m$ 、 $R_0$  與  $R_s$  的關係，所以我們可以將  $R_s$  當成變數來最佳化。

只要將每次的量測數據，依上面的方法即可找出等效的 BVD circuit 元件值；圖 (5.5) 則是最佳化後等效出來的電路 S 參數與量測數據的 S 參數比較。



Type A

Type B

圖 (5.5) Type A 與 Type B 等效電路 fit 量測數據

由圖 (5.5) 兩個圖可比較出，五個元件的改良型 BVD model (Type A) fit 的效果沒有比 Type B 的六個元件來的好。所以底下我們就以 Type B 的 BVD model 來做分析。表 (5.2) 將此次各個模型 fit 的元件值整理如下。

表 (5.2) FBAR 第一次量測的 BVD circuit 數據

編號	型號 (面積)	C0初值	C0(μF)	C0差值	Cm(μF)	Lm(nH)	Rs(Ω)	R0(Ω)
1	C0103(10.36)	3.27	4.06	0.79	0.1248	124.151	5.235	1.675
2	C0303(23.16)	7.32	9.795	2.475	0.3762	40.5957	4.8	0.372
3	C0102(39.12)	12.37	16.91	4.54	0.6784	22.6536	5.55	0.267
4	C0203(43.96)	13.89	20.82	6.93	0.9117	16.866	4.86	0.199
5	C0302(67.12)	21.22	32.62	11.4	1.4261	10.7482	4.47	0.127
6	C0101(103.12)	32.59	57.81	25.22	2.9697	5.2594	4.93	0.0288
7	C0202(103.12)	32.59	59.22	26.63	3.1189	4.9493	4.65	0.0428
8	C0301(147.12)	46.5	105	58.5	6.9153	2.255	4.58	0.0153
9	C0201(199.12)	62.94	198.2	135.26	17.9727	0.8906	5.7	0.0057

由表 ( 5.2 ) 得到的數據可發現此次量測的數結果與理論值有點差距，其中電容  $C_0$  並不是如同平行板電容所計算出來的值，其原因可能是在實際製作 FBAR 電路時，需考慮其電磁場帶來的影響才行。而從表 ( 5.1 ) 知此次的量測的  $Q$  值都過低，與一般論文發表 FBAR 高  $Q$  值的特性不同，為了找出原因，底下從近似出來的等效 FBAR 模型來分析  $Q$  值過小的可能性，但由於 Type A fit 的情形較差，因此不討論 Type A 這種模型。僅推導 Type B 這個模型  $Q$  值的計算。

在計算 FBAR 等效電路的  $Q$  值時，我們要先知道當 FBAR 在  $f_s$  與  $f_p$  兩個頻率時的電路型態，然後才能計算出相對應的  $Q_s$  與  $Q_p$ 。FBAR 在  $f_s$  頻率時， $C_0$  可視為開路，此時 FBAR 會如圖 ( 5.6a )，則  $Q_s = \frac{\omega_s L_m}{R_s + R_m}$ ；當 FBAR 在頻率  $f_p$  時，頻率共振的電路則只要考量並聯部份，如圖 ( 5.6b )，則其  $Q_p = \frac{\omega_p L_m}{R_0 + R_m}$ 。

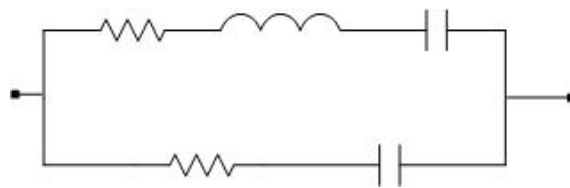


表 ( 5.3 ) 列出表 ( 5.2 ) 所計算出來的  $Q$  值以及實際量測的  $Q$  值，其中表 ( 5.3 a ) 的  $x$  符號代表著無法由量測數據推出  $Q$  值。從表 ( 5.3 a ) 可看出，計算出的  $Q_s$  在含  $R_s$  ( 上下電極損耗 ) 與不含  $R_s$  的值相差很大，顯示此次所採用的電極材料有可能必須做調整，才不會因電極的損耗過大而降低了  $Q_s$ 。而在  $Q_p$  方面，因

與  $R_s$  無關，所以相對  $Q_p$  值就大了許多，不過猶於這是第一次實際製作 FBAR，所以會有一些製程上的損耗，這必須依靠製程經驗來達到良好的改善。只是製作一次 FBAR，從作基底到製作出一個共振腔必須花費數個月的時間，所以我們必須經用理論上的分析幫助，來有效提升下一次製程的效能。下一節將說明改善方式。

表 (5.3 a) BVD model 計算的  $Q_s$  與實際量測  $Q_s$

	編號		Qs量測	Qs計算(含Rs)	與量測差值	Qs計算(不含Rs)	與量測差值
Qs	1	C0103	79.8	115.1	35.3	291.2	211.4
	2	C0303	45.2	57.6	12.4	364.9	319.7
	3	C0102	10.6	30.7	20.2	458.6	448.1
	4	C0203	10.6	26.5	15.8	462.6	452.0
	5	C0302	x	18.5		360.7	
	6	C0101	x	8.2		364.3	
	7	C0202	x	8.5		513.7	
	8	C0301	x	4.0		415.9	
	9	C0201	x	1.3		439.6	

表 (5.3 b) BVD model 計算的  $Q_p$  與實際量測  $Q_p$

	編號		Qp量測	TypeB_Qp計算(含R0)	與量測差值	Qp計算(不含R0)	與量測差值
Qp	1	C0103	173.2	199.0	25.77	291.21	118.01
	2	C0303	218.8	263.2	44.44	364.89	146.14
	3	C0102	238.1	280.1	41.94	458.63	220.51
	4	C0203	238.6	281.6	43.01	462.64	224.09
	5	C0302	202.1	240.7	38.58	360.73	158.65
	6	C0101	261.2	303.1	41.87	364.34	103.14
	7	C0202	292.0	338.3	46.26	513.70	221.70
	8	C0301	263.2	314.4	51.24	415.88	152.68
	9	C0201	262.8	332.7	69.90	439.63	176.83

## 5.2 FBAR resonator 量測分析與改善方式

此次製作的 FBAR 因為上下電極損耗 ( $R_s$ ) 過大的原因，所以 Q 值太小。而影響  $R_s$  的原因可以從它的厚度以及材料來做分析；因電極厚度方面所造成的微波電阻損耗可分為兩種：(1) Skin Depth 所造成電流僅能在導體表面流通，導致阻值增加。(2) 一般 DC 電流的損耗。而因為 FBAR 的上下電極厚度均小於  $1\mu\text{m}$ ，此次所製作更小於  $0.1\mu\text{m}$ ，所以其 Skin Depth 的影響可以忽略不計，只需探討在厚度方面影響的電阻 DC 損耗。

### 5.2.1 DC 電阻對 Q 值的影響

FBAR 上電極在量測時的等效 DC 電阻如圖 (5.7) 所示，可看為兩個電阻的串聯。而由一般電路學可知 DC 電阻的公式為  $R = \frac{\ell}{\sigma A}$ ，與面積和使用的材料導電係數成反比。而此次製作的 FBAR 厚度為  $0.1\mu\text{m}$ ，對於電流流入所看入的面積相對就很小，會導致此次的  $R_s$  電極損耗過大，與一般 FBAR 論文相比，其電極厚度都有在  $0.2\mu\text{m}$  以上有所不同，所以在下次製作新的 FBAR 時，應可考慮將上下電極厚度加大。除此之外，因量測所需而外加的 GSG (圖中  $120 \times 260$  段) 也增加了另一個電阻損耗，而使上下電極損耗所造成的  $R_s$  增加，不過這段量測線可藉由 De-embedding 方式給去除它的影響。

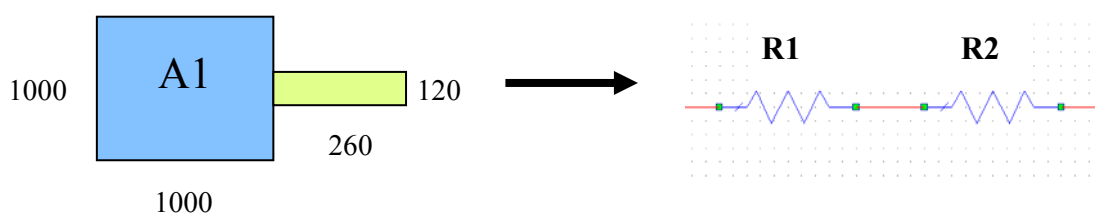


圖 (5.7) 上電極量測時的等效 DC 電阻

### 5.3 電極材料對 Q 值的影響

在製作一個 FBAR 時，除了電極損耗會降低 Q 值外，上下電極材料的選擇也會直接影響 FBAR 的 Q 值，其電極材料的直接影響參數從第三章可知有電極材料聲速 ( $V_a$ )、absorption ( $\alpha$ )、電極密度 ( $\rho$ )。而為了設計出相同的 FBAR 共振頻率，電極的厚度也是間接的影響參數。底下整理並分析出使用不同的材料當上下電極組合時，所產生的 Q 值大小不同。表 (5.4) 列出一般 FBAR 上下電極常使用的材料，我們以 Au (Gold) 與 Al (aluminum) 及 Mo (molybdenum) 來做分析討論，前者是因此次製作上電極是 Au，後兩者是目前一般 FBAR 製作常見的電極材料。

表 (5.4) 一般 FBAR 上下電極常使用的材料

材料名稱	$V_a(10^3 \text{ m/s})$	$\rho(10^3 \text{ kg/m}^3)$	$\alpha(\text{dB/cm}) @ 1\text{GHz}$
ALUMINUM	6.35	2.71	20.5
GOLD	3.4	19.29	167.12
GALLIUM PHOSPHIDE	6.5	5.23	13.03
Ag	3.44	10	225.84
In	2.5	7.2	260.58
Mo	6.43	10.2	16

#### 5.3.1 以 Au、Al、Mo 為上電極時 Q 值比較

表 (5.5) 是將上面所說的三個材料參數，代入 MATLAB 計算出等效 FBAR 在 2GHz 時的 Q 值。從表中觀察，雖然 Au 的密度及聲速都較 Al 及 Mo 來的理想，不過因為 Au 的衰減係數過高，會使整個 FBAR 的 Q 值衰減下來。再考慮實際採用 Al 或 Mo 為上電極前，經由模擬方式可先預測單一 FBAR 的 Q 值有多少改進空間。透過表 (5.5) 經由模擬及討論整理可知若上電極將 Au 換 Al 或 Mo 應可對 2GHz 的 Q 值做改善。

表 (5.5) Au、Al、Mo 為上電極時 Q 值比較

	上電極 Au	上電極 Al	上電極 Mo
下 電 極	<b>Qs = 870</b>	<b>Qs = 1627</b>	<b>Qs = 1806</b>
	fs = 2.007GHz	fs = 2.005GHz	fs = 2.007GHz
	fp = 2.052GHz	fp = 2.054GHz	fp = 2.059GHz
Al	0.28/1.3/0.2 μm	0.43/1.7/0.4 μm	0.37/1.4/0.3 μm
下 電 極	<b>Qs = 877</b>	<b>Qs = 1631</b>	<b>Qs = 1851</b>
	fs = 2.004GHz	fs = 2.006GHz	fs = 2.000GHz
	fp = 2.058GHz	fp = 2.055GHz	fp = 2.056GHz
Mo	0.2/1.1/0.2 μm	0.43/1.2/0.4 μm	0.26/1.3/0.2 μm

從表 (5.5) 可發現，在將下電極固定為 Al 時，上電極為 Au 時，FBAR 的 Q 值與上電極為 Al 或 Mo 時 FBAR 的 Q 值差了快兩倍之多 (Mo 又比 Al 好些)，而此種現象換成下電極為 Mo 時，Q 值也是差了兩倍多。所以可以推知，若採用 Al 或 Mo 當成上下電極時所帶來的損耗將比用 Au 來的改善許多。

#### 5.4 上下電極三種材料參數的影響程度比較

經由表 (5.5) 可知採用 Au 做非壓電材料會使 Q 值下降，且由第三章可知  $\alpha$  的參數會對 Q 值影響甚大；圖 (5.8) 到圖 (5.10) 是模擬下電極由 Au、Al 及 Mo 當底電極，上電極皆為 Al 電極，但 Al 電極其中一參數設定為變數 (如 Va 是指 Va 為變數，其餘兩個參數先不變)，並將厚度調整至頻率每點 FBAR 皆工作在 2GHz。圖 (5.8a) 為當 absorption  $\alpha$  變動時三個不同組合 Q 值的變化大小；如圖所示如果下電極採用 Au 的 Q 值，會與採用 Mo 或 Al 當做下電極時相差很



多，其值都差了 1000 以上，與表 (5.5) 中計算中來在 2GHz 時 Q 值相差類似。若只比較 Mo 與 Al，可看到兩者之間 Q 值都只差 200~300 之間。但是如果將  $\alpha$  範圍加大如圖 (5.8b)，可發現三者不同底電極的 Q 值都變的很小，所以材料的  $\alpha$  選擇上對 Q 值的影響很大。

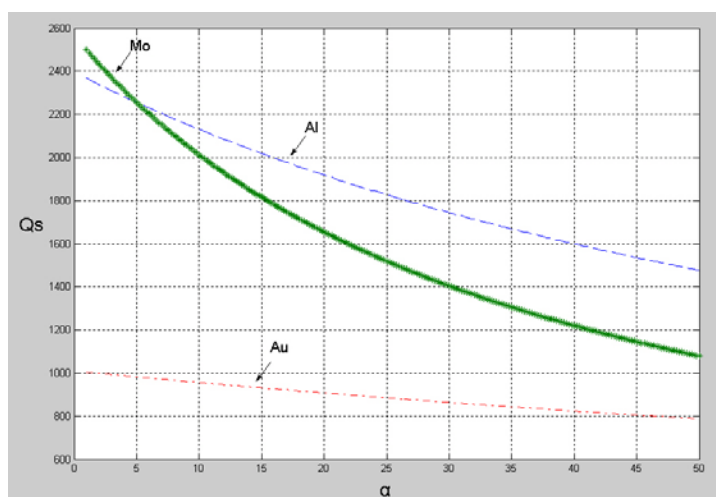


圖 (5.8a) absorption 與 Q 值的對應圖 a

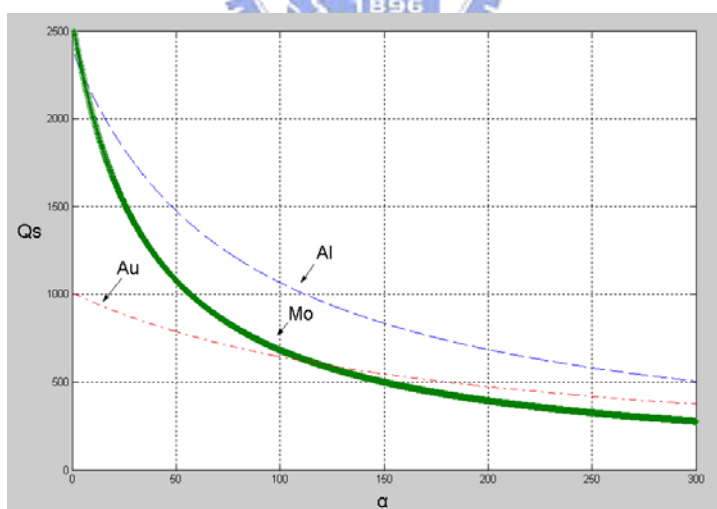


圖 (5.8b) absorption 與 Q 值的對應圖 b

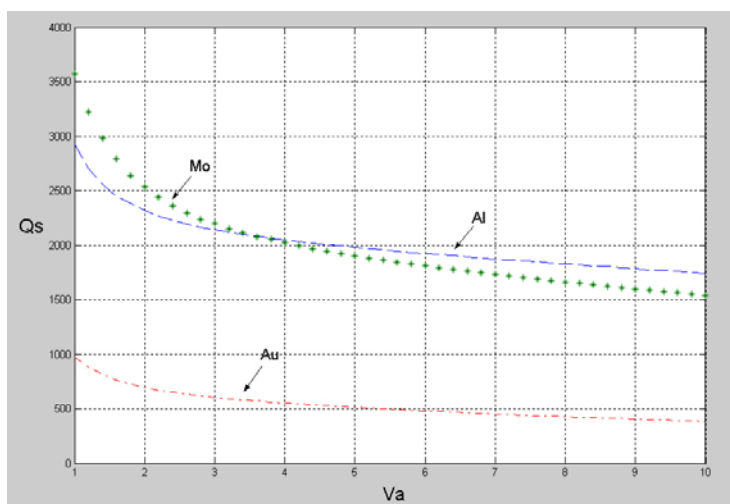


圖 (5.9) 材料聲速  $V_a$  與  $Q$  值的對應

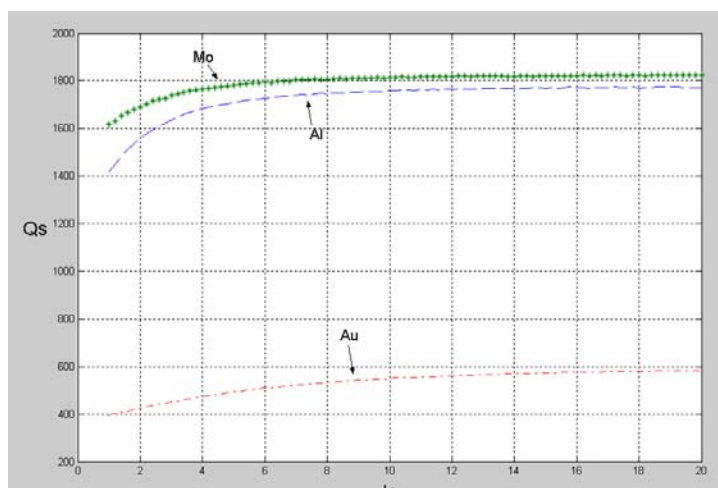


圖 (5.10) 材料密度與  $Q$  值的對應

除了  $\alpha$  外，由圖 (5.9) 與圖 (5.10) 可知，對同一種材料做下電極時，材料聲速與材料密度對 FBAR  $Q$  值的影響沒有如 absorption 係數影響大，所以在選擇上下電極當材料時，absorption 係數較小的材料相對於其它兩個參數的影響較能得到較大的  $Q$  值。

## 5.5 比較以 Al 跟 Mo 當電極材料時的 Q 值

因為 Au 的 Q 值太低，所以我們希望製作 FBAR 時，仍能以 Al 與 Mo 當做電極材料。在聲速方面，Al 跟 Mo 的聲速值接近（Al： $5.1e3\sim 6.4e3$ ，Mo： $5.8e3\sim 6.43e3$ ），我們可從圖（5.9）中知道用 Mo 與 Al 兩者 Q 值並不會差太多。在 absorption 係數方面，Al（ $\alpha: 20.5$ ）較 Mo（ $\alpha: 16$ ）當做電極時多出 200 多的 Q 值。而在密度方面，Mo（ $\rho: 10.2$ ）較 Al（ $\rho: 2.7$ ）當做電極時多出約 200 的 Q 值。

整體比較下來可以發現，Al 與 Mo 在當做電極時，彼此的 Q 值應該不會相差太大，不過因除了材料直接嚮了 Q 值外，不同的材料為了到達相同的頻率時，所需的厚度也會不一樣，也間接影響了 Q 值大小。表（5.7）列出了四種不同材料當作下電極時，上電極用 Au、Al、Mo 組成在 2G Hz 時的 Q 值範圍。此表是分別模擬四個不同材料的下電極，並將頻率控制在 2G Hz，且電極厚度最大為  $0.55\mu\text{m}$ ，最小為  $0.15\mu\text{m}$ ，壓電厚度最大為  $2\mu\text{m}$ ，最小為  $1\mu\text{m}$  的範圍下，調整出最小與最大的 Q 值。

經由以上模擬計算的分析，我們可從表（5.7）了解此次上下電極所採用的厚度及材料會將 FBAR 原有的 Q 值降低，在下次製作新的 FBAR 時，除了製程技術問題需要依靠經驗的累積外，應可依照上面所討論對 Q 值改善的方式，將電極厚度加厚，另外採 absorption 係數較低的材料 Al 或 Mo，應可得到較好的 Q 值。

表 (5.7a) 上電極 Au 在四種不同下電極時的 Q 值

上電極 Au			
下 電 極	Al	Qs,min = 748	Qs,max = 976
		fs = 1.993GHz fp = 2.028GHz	fs = 1.991GHz fp = 2.042GHz
		0.4/1/0.3 μm	0.18/1.6/0.15 μm
下 電 極	Mo	Qs,min = 842	Qs,min = 931
		fs = 2.008GHz fp = 2.058GHz	fs = 2.007GHz fp = 2.062GHz
		0.24/1/0.2 μm	0.17/1.3/0.15 μm
下 電 極	Ag	Qs,min = 399	Qs,min = 488
		fs = 2.003GHz fp = 2.050GHz	fs = 2.015GHz fp = 2.069GHz
		0.22/1/0.2 μm	0.16/1.3/0.15 μm
下 電 極	In	Qs,min = 392	Qs,min = 545
		fs = 2.010GHz fp = 2.051GHz	fs = 1.994GHz fp = 2.045GHz
		0.23/1/0.2 μm	0.16/1.4/0.15 μm

表 (5.7b) 上電極 Al 與 Mo 在四種不同下電極時的 Q 值

	上電極 Al		上電極 Mo	
下 電 極 Al	$Q_{s,min} = 1389$	$Q_{s,max} = 1908$	$Q_{s,min} = 1513$	$Q_{s,max} = 2075$
	$f_s = 2.004\text{GHz}$	$f_s = 2.006\text{GHz}$	$f_s = 2.005\text{GHz}$	$f_s = 1.997\text{GHz}$
	$f_p = 2.041\text{GHz}$	$f_p = 2.060\text{GHz}$	$f_p = 2.046\text{GHz}$	$f_p = 2.052\text{GHz}$
	$0.53/1.3/0.55\mu\text{m}$	$0.28/2/0.3\mu\text{m}$	$0.48/1/0.5\mu\text{m}$	$0.18/1.9/0.15\mu\text{m}$
下 電 極 Mo	$Q_{s,min} = 1461$	$Q_{s,min} = 2000$	$Q_{s,min} = 1756$	$Q_{s,min} = 1953$
	$f_s = 2.007\text{GHz}$	$f_s = 2.004\text{GHz}$	$f_s = 2.007\text{GHz}$	$f_s = 2.007\text{GHz}$
	$f_p = 2.047\text{GHz}$	$f_p = 2.059\text{GHz}$	$f_p = 2.060\text{GHz}$	$f_p = 2.065\text{GHz}$
	$0.55/1/0.4\mu\text{m}$	$0.2/1.8/0.2\mu\text{m}$	$0.32/1/0.3\mu\text{m}$	$0.17/1.6/0.15\mu\text{m}$
下 電 極 Ag	$Q_{s,min} = 478$	$Q_{s,min} = 732$	$Q_{s,min} = 421$	$Q_{s,min} = 690$
	$f_s = 2.002\text{GHz}$	$f_s = 2.001\text{GHz}$	$f_s = 1.996\text{GHz}$	$f_s = 1.997\text{GHz}$
	$f_p = 2.036\text{GHz}$	$f_p = 2.055\text{GHz}$	$f_p = 2.040\text{GHz}$	$f_p = 2.053\text{GHz}$
	$0.55/1/0.3\mu\text{m}$	$0.2/1.9/0.15\mu\text{m}$	$0.24/1/0.3\mu\text{m}$	$0.21/1.5/0.15\mu\text{m}$
下 電 極 In	$Q_{s,min} = 415$	$Q_{s,min} = 808$	$Q_{s,min} = 487$	$Q_{s,min} = 775$
	$f_s = 2.003\text{GHz}$	$f_s = 2.003\text{GHz}$	$f_s = 2.005\text{GHz}$	$f_s = 2.009\text{GHz}$
	$f_p = 2.024\text{GHz}$	$f_p = 2.056\text{GHz}$	$f_p = 2.047\text{GHz}$	$f_p = 2.063\text{GHz}$
	$0.37/1/0.3\mu\text{m}$	$0.17/2/0.15\mu\text{m}$	$0.45/1/0.2\mu\text{m}$	$0.15/1.7/0.15\mu\text{m}$

## 6.1 設計構想

目前市面上量產的 FBAR 電路，主要是由 Agilent 設計出的 Duplexer 電路為主；由第五章分析中科院量測的結果知道，使用白金 (Pt) 與金 (Au) 當做上下電極會增加過多的電阻損耗，在考量往後製程時的 FBAR 效能，電極材料希望能使用皆為 Al 製程，不過中科院的 Al 製程因有上下電極必需不能接觸到的製程限制，所以必需將一顆 FBAR 改為兩顆串接的方式製作，此方法可使上下電極在製程過程中不會接觸到，在設計上只需將 2 顆面積為 2 倍大的 FBAR 串聯在一起，如圖 (6.1)，即能在製程上只讓上電極裸漏出而不會碰到下電極。

不過由於使用兩顆串接在一起的方式設計電路，將會使 FBAR 電路面積加大，同時在製程上會增加不容易預知的電磁效應，而使效能降底。所以本章設計的電路將依 Agilent 設計 Duplexer for PCS U.S band 的規格如表 (6.1)，設計出適合中科院 Al 製程的 Duplexer，避開需兩顆 FBAR 串接在一起的設計方式，以減小電路面積與不必要的損耗。其設計共有三種不同型態的電路，Type (a) 為原 Agilent 設計的架構、Type (b) 是將 Rx 端電路改成只需使用一個如圖 (6.1) 串接的 FBAR，其它皆只需單顆 FBAR 即可、Type (c) 則是 Rx 端電改成皆只需一顆 FBAR 即可。

表 (6.1) Agilent Duplexer Specifications

	Center Frequency (MHz)	Band Width (MHz)	Insertion Loss (db)MAX	Ripple In BW (db)MAX	Return loss (db)MAX	Attenuation in out band (db)MAX
Tx Transmit	1880	$F_0 \pm 30$	3.0	1.5	8	40 (1930~1990)
Rx Receive	1960	$F_0 \pm 30$	3.5	2.0	8	50 (1850~1910)



圖 (6.1) 2 顆串接 FBAR 與欲等效 FBAR 的關係 (厚度相同)

## 6.2 Duplexer 電路架構

如圖 (6.2) Duplexer 是一個三埠可二路傳輸的電路，在 PCS U.S 規格的頻率範圍為傳送端從 1.85 GHz 到 1.91 GHz，接送端是從 1.93 GHz 到 1.99GHz。功能是希望電路訊號在傳送時能從 port1 傳送到 port2 而不會從 port3 流出；接送訊號時能從 port3 傳輸訊號到 port1 而不會影響到 port2。而為了考量實作時會增加的損耗，本章設計的 Duplexer 規格需如表 (6.2)，比原定的規格稍加嚴謹，以期在實際製作時能通過原定的規格。

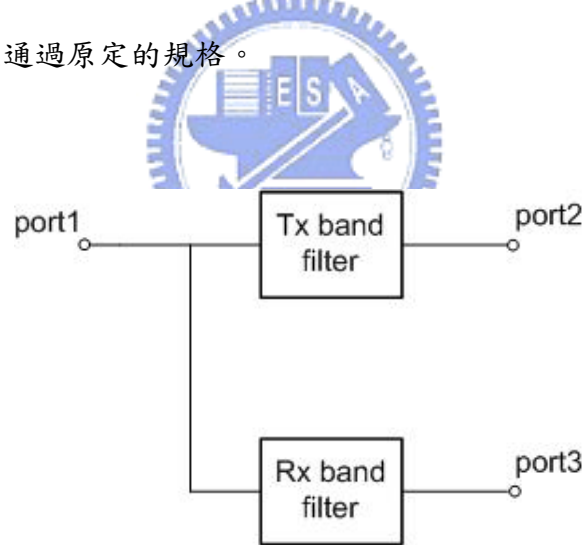


圖 (6.2) Duplexer 架構圖

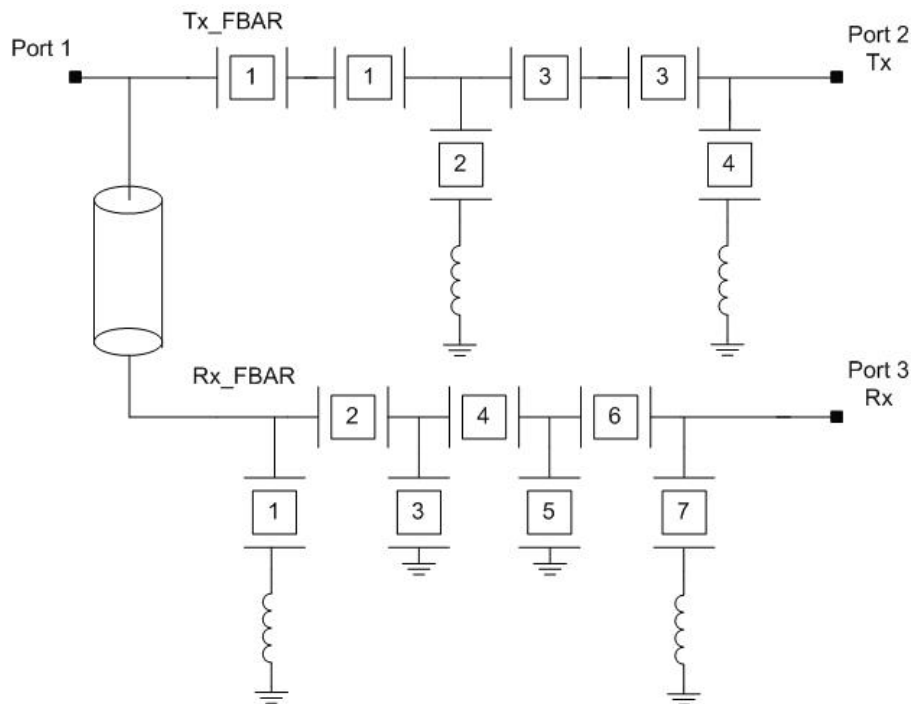
表 (6.2) Duplexer 設計規格

	Center Frequency (MHz)	Band Width (MHz)	Insertion Loss (db)MAX	Ripple In BW (db)MAX	Return loss (db)MAX	Attenuation in out band (db)MAX
Tx	1880	$F_0 \pm 30$	2	1	10	40
Rx	1960	$F_0 \pm 30$	2.5	1	10	50

在設計電路前，因考量 FBAR 製程時 MASK 的成本及準確度的要求，我們需將中間壓電層及下電極固定在某個厚度，然後在只變動上電極厚度的條件下來設計；其中一個厚度為濾波器串聯臂的共振腔，另一個為並聯臂的共振腔。

### 6.3 Type (a) Duplexer 電路設計

圖（6.3）是 Agilent 設計 Duplexer 的電路架構，其 Tx 端 filter series 部份因為需要承受較大的功率，所以必需要將單一的 FBAR 分成兩顆來做，以保能承受較大的功率。而在傳送端與接收端之間的  $1/4\lambda$  長度的傳輸線，是要隔絕傳送端與接收端之間訊號的互相干擾。



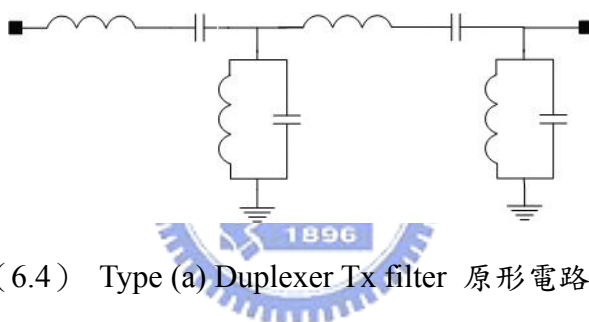
圖（6.3）Agilent Duplexer 架構

設計電路的方法已在第四章解析過，所以在組合起 Tx 與 Rx 電路前，我們需先找出能符合設計規格的 Tx filter 與 Rx filter 的原形電路，然後再利用第四章的方法找出每階的 FBAR 厚度。

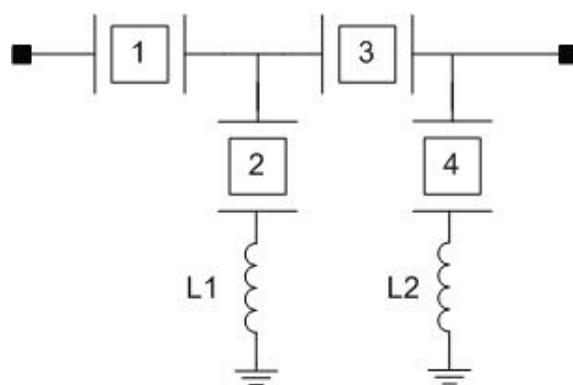


### 6.3.1 Type (a) Tx 端濾波器設計

圖(6.4)是我們要設計的 Tx filter 原形電路，圖(6.5)是我們欲設計的 FBAR Duplexer 架構。底下為了方便說明，Tx1 表示圖(6.5)中 Tx 濾波器編號 1 的 FBAR。在利用前章的設計方法後，我們可以設計出 FBAR Tx band pass filter 所需的厚度以及面積；由於 PCS for U.S 的規格要求 Tx 濾波在 Rx 的頻段必需有 40dB 的衰減量，如果只依一般的四階 FBAR 濾波是無法達到的，不過如圖(6.5)所示，濾波電路在並聯臂有兩個共振腔，依照第四章外加電感可控制  $f_s$  與  $f_p$  的原理，我們可利用這兩個共振腔的  $f_s$ ，使 Tx 濾波器在 Rx 頻段有兩個 dip 點，以達到規格的的要求。



圖(6.4) Type (a) Duplexer Tx filter 原形電路架構



圖(6.5) Type (a) FBAR Duplexer Tx 電路架構

### 6.3.2 Type (a) Rx 端濾波器設計

同 Tx 濾波器設計方法，先找出圖 (6.6) 原形電路，再依圖 (6.7) 架構設計出對應的厚度，而因為在 Tx 頻段要有 50dB 的衰減量，所以外加兩個串聯電感於並聯臂。為了方便說明，Rx1 表示圖 (6.7) 中 Rx 濾波器編號 1 的 FBAR。

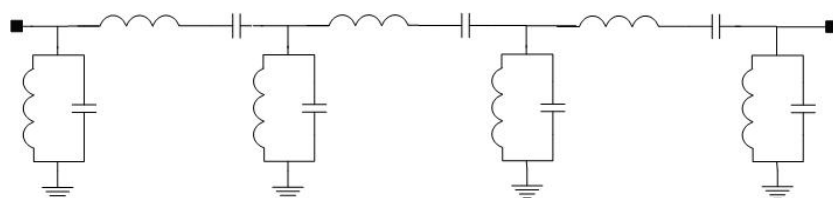


圖 (6.6) Type (a) Duplexer Rx filter 原形電路架構

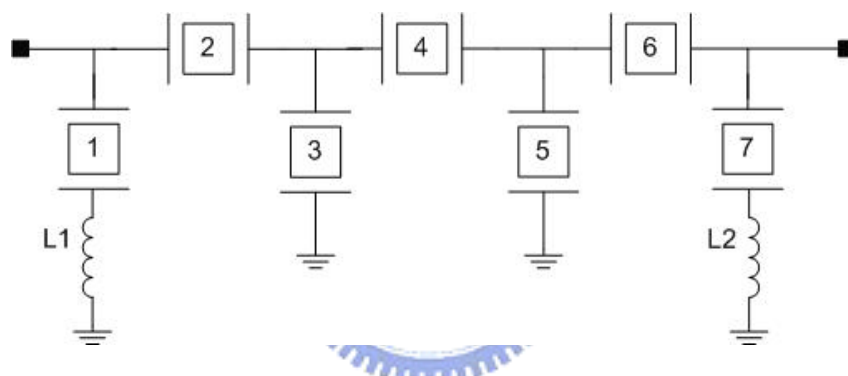


圖 (6.7) Type (a) FBAR Duplexer Rx 電路架構

### 6.3.3 Type (a) Duplexer 電路合成

表(6.3)列出 Type (a)壓電層所需的厚度與面積。圖(6.8)為合成後的 insertion loss，圖 (6.9) 為 return loss。

表 (6.3a) Type (a) FBAR Duplexer Rx 厚度與面積

	Rx1	Rx2	Rx3	Rx4	Rx5	Rx6	Rx7	L1	L2
Rx 面積	1.3	1.9	4.1	1.6	4.4	1.9	1.1	2	1.1
Rx 厚度	上電極：串聯臂=0.33 並聯臂=0.39，下電極：0.2，壓電層：1.5，Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub> ：0.4								

表 (6.3b) Type (a) FBAR Duplexer Tx 厚度與面積

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4	L1	L2
Tx 面積	3	7	2	4	4	17
Tx 厚度	上電極：串聯臂=0.43 並聯臂=0.47，下電極：0.2，壓電層：1.5，Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub> ：0.4					

單位：厚度(μm)、面積(10<sup>4</sup>(μm)<sup>2</sup>)、電感(nH)

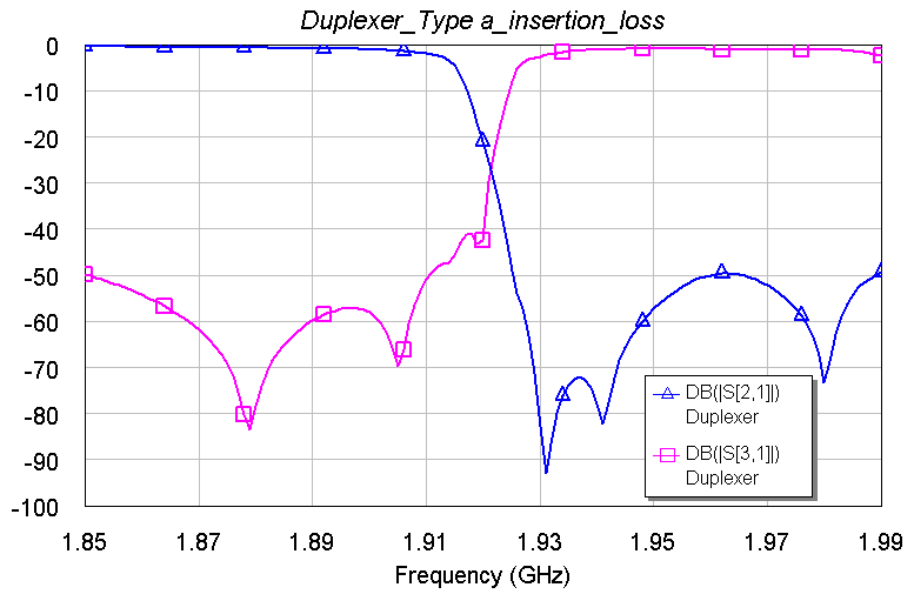


圖 (6.8) Type (a) FBAR Duplexer insertion loss

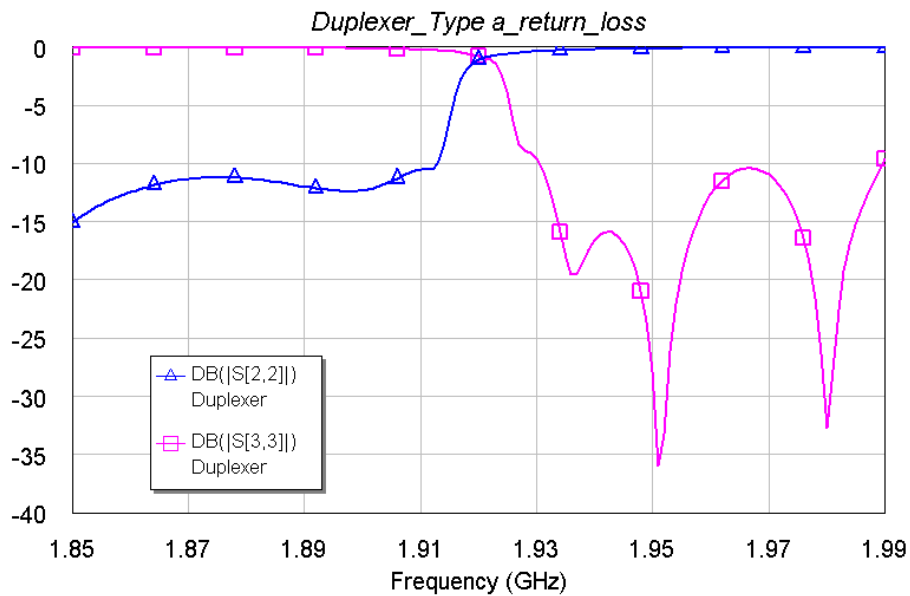


圖 (6.9) Type (a) FBAR Duplexer return loss

## 6.4 Type (b) Duplexer 電路設計

Type (b) Duplexer Tx 濾波器製作方法與 Type (a) 相同，所以在此就不加以說明 Tx 的製作方法，僅針對 Rx 濾波器與 Duplexer 合成後的結果做說明。

Type (a) Duplexer Rx 部份的架構在製程時，因必須將每顆的 FBAR 如同圖 (6.1) 般才能配合 Al 製程來製作；Type (b) 則將第一個共振腔並聯架構改成另一種串聯的架構，如此以來可以將三個電極做在一起當成一組，如此就可以較 Type (a) 的架構減少面積。底下 6.4.1 將說明如何將下電極做在一起的製程。

### 6.4.1 下電極在一起的 FBAR 電路

因為中科院 Al 製程的 FBAR，是將上電極與下電極完全分離製程，所以如果電路是做成串並串的電路如圖 (6.10)，我們就可以將三個單顆的 FBAR 串成一組電路。圖 (6.10) 在 FBAR 製程時，只要將 3 個下電極板做成同一個 MASK，然後再分別做出壓電層與上電極，如此以來上下電極就會被中間壓電層 AlN 給完全阻隔，也就避開製程上的問題。

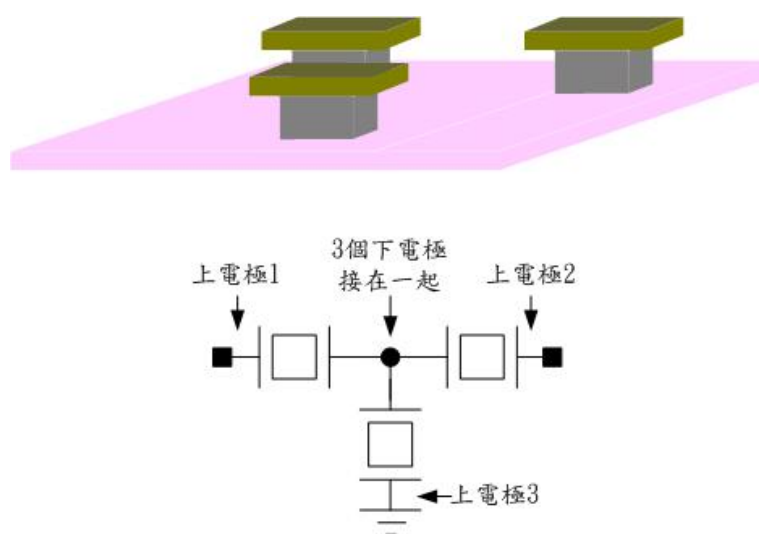


圖 (6.10) 三個下電極接在一起的製程與電路

### 6.4.2 Type (b) Rx 端濾波器設計

為了要能達到如圖 (6.10) 的製程，我們將 Rx 端的濾波器換成採用如圖 (6.11)，其 FBAR 架構如圖 (6.12)。

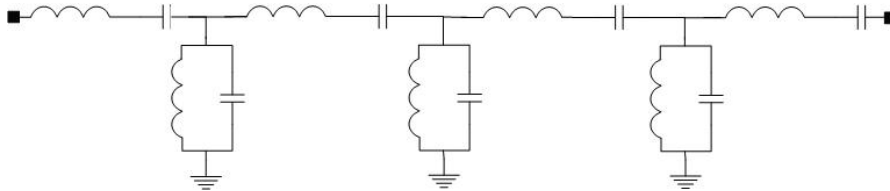


圖 (6.11) Type (b) Duplexer Rx filter 原形電路架構

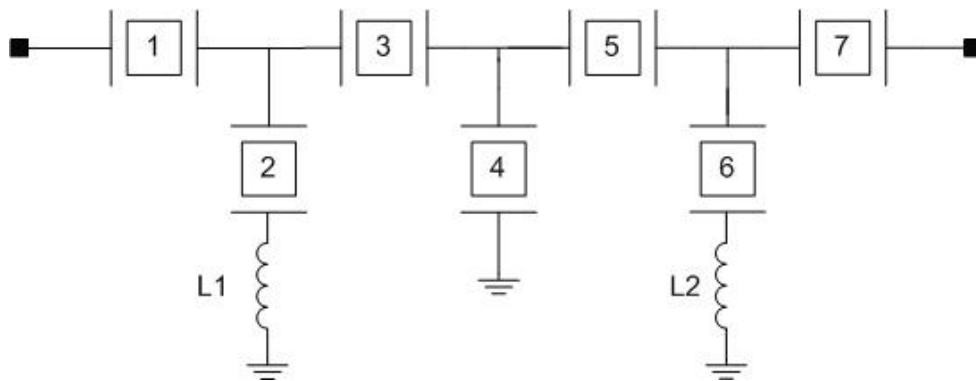


圖 (6.12) Type (b) FBAR Duplexer Rx 電路架構

如圖 (6.12)，Type (b) 的 Rx 架構，可將第 1、2、3 的 FBAR 做在一起，5、6、7 的 FBAR 做在一起，只要將 FBAR4 做成兩個串聯的形式即可，所以 Type (b) 架構將會較 Type (a) 架構的面積減少許多。

### 6.4.3 Type (b) Duplexer 電路合成

表 (6.4) 列出 Type (b) Tx 與 Rx 濾波器設計所需的厚度與面積；以及為了達到規格要求的衰減量所外加的兩個串聯電感。圖 (6.13) 與圖 (6.14) 則是最佳化後的 FBAR Duplexer 效能。

表 (6.4a) Type (b) FBAR Duplexer Rx 厚度與面積

	Rx1	Rx2	Rx3	Rx4	Rx5	Rx6	Rx7	L1	L2
Rx 面積	11.2	3.8	1.8	2.6	2.1	3.9	2.6	2	1.2
Rx 厚度	上電極：串聯臂=0.33 並聯臂=0.39，下電極：0.2，壓電層：1.5，Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub> ：0.4								

表 (6.4b) Type (b) FBAR Duplexer Tx 厚度與面積

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4	L1	L2
Tx 面積	3	7	2	4	4.9	6.6
Tx 厚度	上電極：串聯臂=0.43 並聯臂=0.47，下電極：0.2，壓電層：1.5，Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub> ：0.4					

單位：厚度(μm)、面積(10<sup>4</sup>(μm)<sup>2</sup>)、電感(nH)

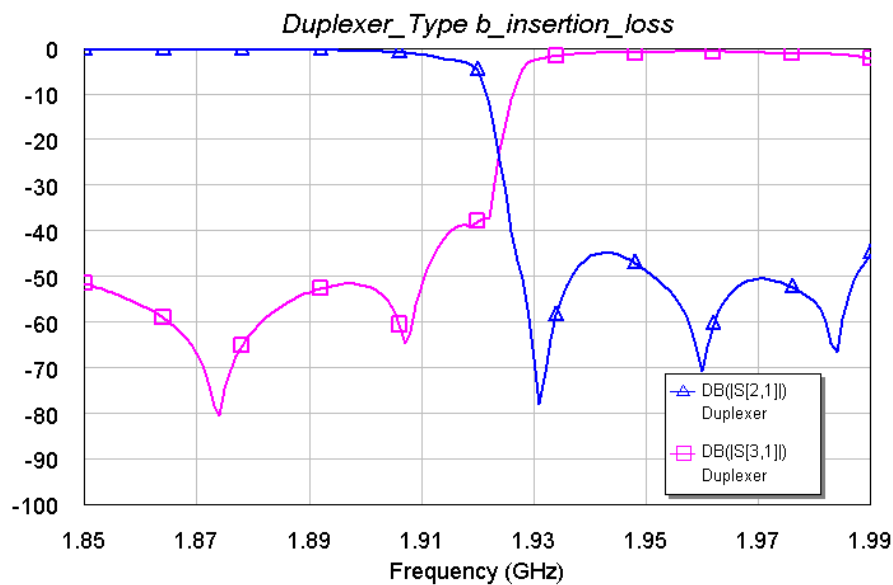


圖 (6.13) Type (b) FBAR Duplexer insertion loss

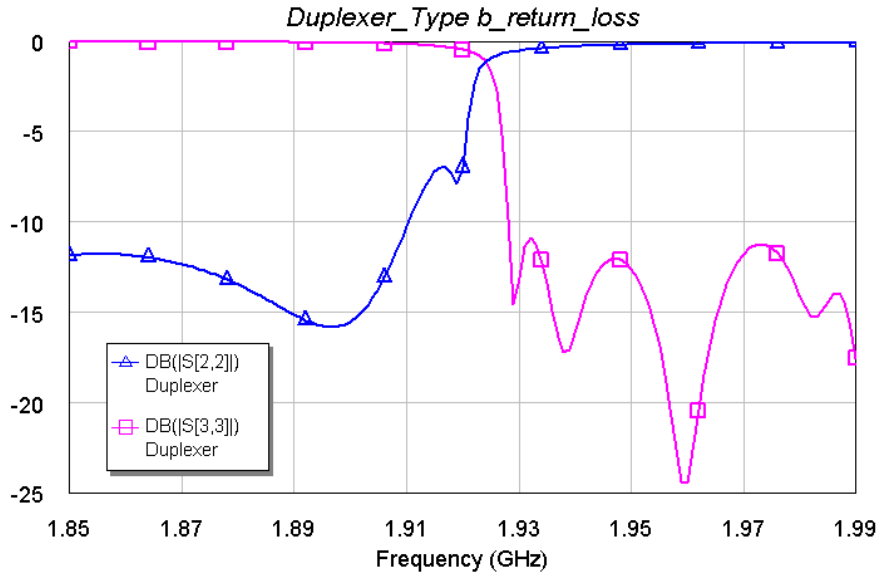


圖 (6.14) Type (b) FBAR Duplexer return loss

### 6.5 Type (c) Duplexer 電路設計

為了能夠使 Rx 端濾波器面積更小，我們希望能將每個 FBAR 的下電極板與上電極板在製程時都不會接觸。為了能夠達到上述的要求，我們可重新考慮 FBAR 的工作原理。FBAR 是藉由應力學轉電學的共振方式來轉輸信號，所以由電路學的角度來看並不是單純的 LC 共振電路，所以兩個不同的面積與厚度的 FBAR 並聯或串聯並不會完全等效成另一個 FBAR，如此一來我們在設計上只要控制好每個 FBAR 所提拱的串聯與並聯共振頻率，如同 4.3 節的設計原理，就能達到濾波器的效果。

#### 6.5.1 下電極在一起的 FBAR 電路

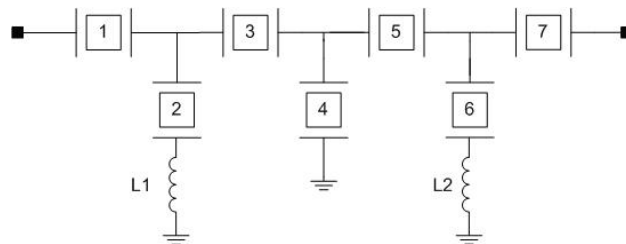


圖 (6.15) Type (b) FBAR Duplexer Rx 電路架構

圖 (6.15) 是原 Type (b) 設計的 Rx 濾波器電路架構，第 1、2、3 顆 FBAR 可將下電極做在一起，所以如果能將 4、5、6、7 的 FBAR 也採下電極可做在一起的架構排列，就可以將每個 FBAR 都做為單一的 FBAR 來實現。圖 (6.16) Type (c) 的 Rx 架構，就是將 Type (b) 的第 4 顆 FBAR 共振腔調整位置到第 6 顆共振腔的旁邊，這樣在製程時就能將後面 4 顆的 FBAR 也做成下電極在一起的架構。不過因為第 4 顆與第 6 顆 FBAR 是並聯在一起的方式，所以我們必須設計將 FBAR 4 設計成另一個厚度與面積，使這兩顆所提供的  $f_s$  與  $f_p$  可單獨有濾波的效果。

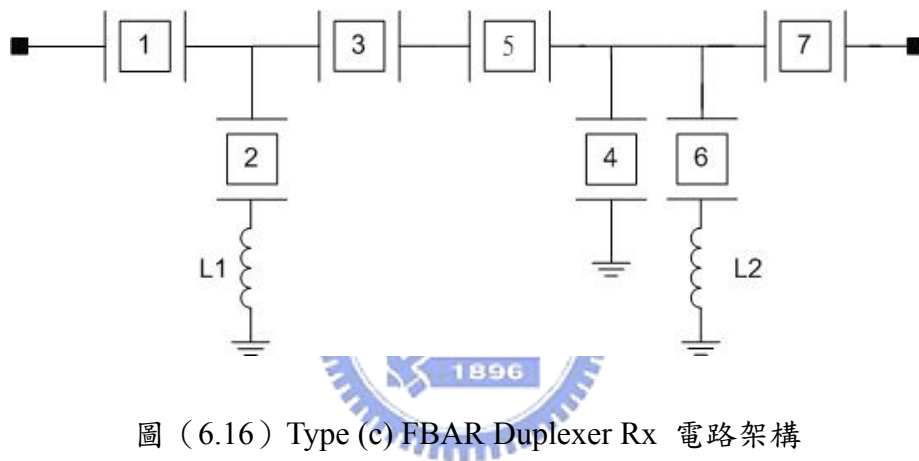


圖 (6.16) Type (c) FBAR Duplexer Rx 電路架構

### 6.5.2 Type (c) Duplexer 電路合成

在設計好第 4 顆的厚度後，我們只要再將每個 FBAR 的面積做最佳化調整就可以。表 (6.5) 列出在調整後所需的面積與每顆 FBAR 的厚度，圖 (6.17) 與圖 (6.18) 則是最佳化後的 FBAR Duplexer 效能。

表 (6.5a) Type (c) FBAR Duplexer Rx 厚度與面積

	Rx1	Rx2	Rx3	Rx4	Rx5	Rx6	Rx7	L1	L2
Rx 面積	2	5.3	1.8	1.3	3.4	3.1	2.2	1.7	1.5
Rx 厚度	上電極：串聯臂=0.33 並聯臂=0.39 (2、6 顆), 0.41 (4 顆) 下電極：0.2，壓電層：1.5，Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub> ：0.4								



表 (6.5b) Type (c) FBAR Duplexer Tx 厚度與面積

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4	L1	L2
Tx 面積	3	6	3	2	4	7.1
Tx 厚度	上電極：串聯臂=0.43 並聯臂=0.47，下電極：0.2，壓電層：1.5，Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub> ：0.4					

單位：厚度(μm)、面積(10<sup>4</sup>(μm)<sup>2</sup>)、電感(nH)

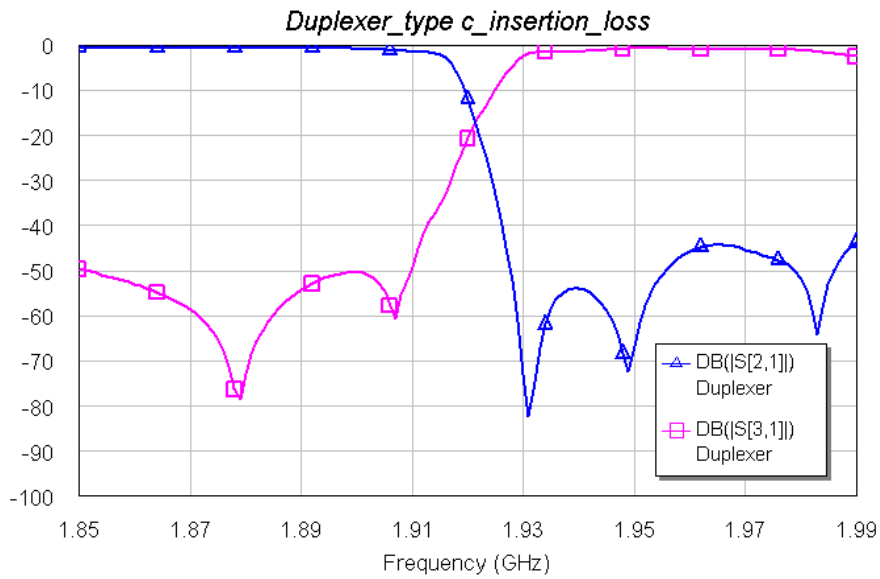


圖 (6.17) Type (c) FBAR Duplexer insertion loss

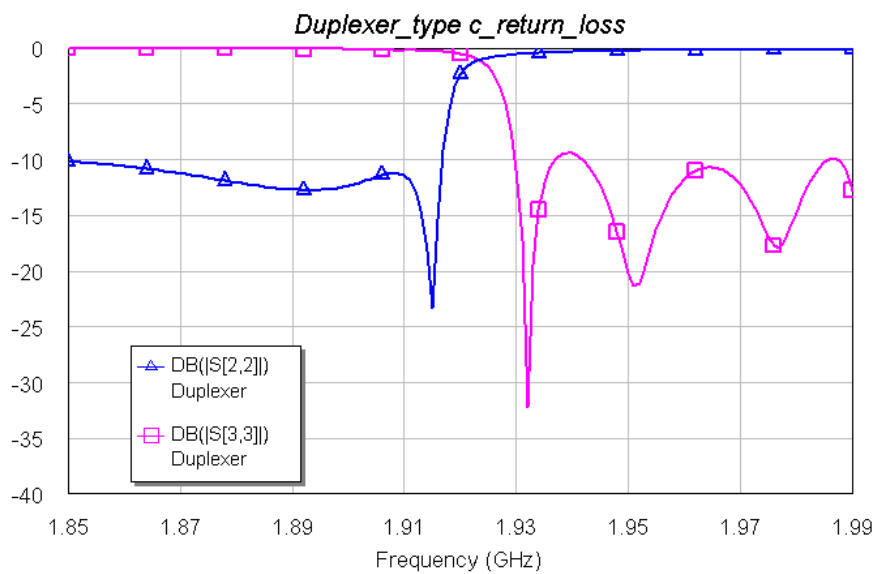


圖 (6.18) Type (c) FBAR Duplexer return loss

本論文依FBAR共振腔等效的原理理論，以電路學及電磁學的角度去分析，把實際製程時每層材料包括共振腔底板的 $\text{Si}_3\text{N}_4$ 都考量進去，將複雜的等效過程簡化，並透過軟體的幫助來減少實驗製程時不必要的誤差，增加製作FBAR時的效率。不過在等效的過程當中，雖然已考量每個FBAR在物理上的等效原理，但在實際製作FBAR時，仍會有許多目前無法掌握的電磁特性，如第五章實際量測回來的結果，就與原理論等效的結果有些差距，使得依原理等效出來的模型無法真正反應實際製程時所有的現象。雖然後來與中科院配合的製程材料已替換成損耗較小的aluminum電極，不過在掌握FBAR製作時的特性方面仍需要不斷的透過實驗與本論文提供的理論分析，以達到定性的目標來期待能製作出更理想的FBAR。

除此之外，因為目前關於FBAR的文獻並不多，在研究FBAR等效特性與外加電感的關係時，常因資訊的掌握度不足而增加了研究的時間，也有可能增加了等效模型時的不確定性。將來希望能夠朝向更簡化的電路設計方式或不同的設計架構，盡量剷除因外加元件或製程時所發生的不確定性。

最後，本論文依Agilent在市場上應用的Duplexer規格，設計出另二種不同架構的電路，此兩種規格是配合中科院製程所設計出來，可以立即採用目前中科院的製程，透過實驗的結果來了解設計電路時應該改善的地方。將來在實際製作出該設計電路時，我們就能透過更好的FBAR製程技術，研究更多不同的FBAR電路架構、改善電路效能，以期能夠藉由FBAR高Q值及可以積體化的優點，達到更多通訊元件上的運用。

## 参考文献

- [1] M.M. Driscoll, R.A. Moore, J.F. Rosenbaum, S.V. Krischnaswamy, J.R. Szedon, "Recent advances in monolithic film resonator technology," in *Proc. IEEE Ultrasonic Symp.*, 1986, pp. 365-369.
- [2] R.J. Weber, S.G. Bums, S.D. Braymen, "A semiconductor process for cointegration of baw thin-film piezoelectrics with microwave BJTs," in *Proc. IEEE Ultrasonic Symp.*, 1990, pp. 525-528.
- [3] R.C. Ruby, P. Merchant, "Micromachined thin film bulk acoustic resonators," in *Proc. IEEE International Frequency Control Symp.*, 1994, pp. 135-138.
- [4] J.D. Larson III, R.C. Ruby, P. Bradley, Y. Oshmyansky, "A baw antenna duplexer for the 1900 MHz PCS band," in *Proc. IEEE Ultrasonic Symp.*, 1999, pp. 887-889.
- [5] J.F. Rosenbaum, *Bulk acoustic wave theory and Devices*. Norwood, MA: Artech House, 1988.
- [6] 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 Symp. and Exhibition*, pp.434-440.
- [7] 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.
- [8] 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 Symp.*, 2000, pp. 863-868.
- [9] S.-H. Lee, J.-H. Kim, G.D. Mansfeld, K.H. Yoon, J.-K. Lee, "Influence of electrodes and bragg reflector on the quality of thin film bulk acoustic wave resonators," in *IEEE International Frequency control Symp. and PDA Exhibition*, 2002, pp.45-49.
- [10] J.D. Larson III, Y. Oshmyansky, "Measurement of Effective  $kt^2, Q, R_p, R_s$  vs. temperature for Mo/AlN FBAR resonators," in *Proc. IEEE Ultrasonic Symp.*, 2002, pp. 939-943.
- [11] H. Lakdawala, E.S. Kim, "Simple post-processing technique to tune resonant frequency of film bulk acoustic resonators and stacked crystal filters," in *IEEE International Frequency control Symp.*, 1998, pp.831-835.
- [12] R. Lanz, M.-A. Dubois, P. Muralt, "Solidly mounted BAW filters for the 6 to 8 GHz range based on AlN thin films," in *Proc. IEEE Ultrasonic Symp.*, 2001, pp.843-846.

- [13] J.-S. Kim, K.-W. Kim, M.-G. Gu, J.-G. Yook, H.-K. Park, "Performance of polygonal-shaped TFBARs and On-Wafer Tuning Inductors," in *IEEE MTT-S Digest*, 2003, pp.1759-1762.
- [14] C. Vale, J. Rosenbaum, S. Horwitz, S. Krishnaswamy, R. Moore, "FBAR filters at GHz frequency," in *IEEE Symp. on Frequency Control*, 1990, Vol.1, pp.332-336
- [15] J. Kaitila, M. Ylilammi, J. Molarius, "ZnO based thin film bulk acoustic wave filters for EGSM band," in *Proc. IEEE Ultrasonic Symp.*, 2001, pp.803-806.
- [16] J.Y. Park, H.M. Lee, H.C. Lee, K.H. Lee, Y.J. Ko, J.H. Shin, S.H. Moon, J.U. Bu, "Comparison of Micromachined FBAR band pass filters with different structural geometry," in *IEEE MTT-S Digest*, 2003, pp.2005-2008.
- [17] 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.
- [18] J.F. Rosenbaum, *Bulk Acoustic Wave Theory and Devices.*, Norwood, MA: Artech House, Inc. 1988

