

行政院國家科學委員會專題研究計畫期末報告

層狀表面聲波濾波器之分析與製造(III)

Analysis and Fabrication of Layered Surface-Acoustic-Wave Filter (III)

計畫編號：NSC 92-2212-E-002-001

執行期間：92年8月1日至93年7月31日

主持人：吳政忠 台灣大學應用力學研究所

一、中文摘要

表面聲波元件 (Surface Acoustic Wave Device, SAW device) 具有高性能、尺寸小、低成本，且與 IC 製程技術相容等優點，使其在電子工業與通訊系統上佔有很重要的地位。隨著行動通訊的日新月異及對於高資料傳輸速度的要求，傳統結構的表面聲波元件因受限於電極線寬與基底材料，已不敷使用，而層狀表面聲波元件能利用不同結構的搭配來提供多重的優點，以應付日益嚴苛的要求，因此本計畫以三年時間研製先進層狀表面聲波濾波器，並建立相關的設計、製程與量測技術。研究範疇包括壓電層狀介質波傳特性分析、建立聲波耦合模態理論、表面聲波元件參數量測、中頻表面聲波振盪器與先進層狀表面聲波振盪器之研製及薄膜材料性質之反算等。本計畫的研究內容均依原定進度順利完成，成果極具學術與應用價值，藉由本計畫之執行所建立的相關技術除有助於後續層狀寬頻表面聲波震盪器之研製外，對應用於射頻辨識系統(RFID)與生化感測器之表面聲波元件的發展亦極為重要。

關鍵詞：層狀表面聲波濾波器、有效介電常數、聲波耦合模態、薄膜反算

Abstract

With the development of communication technology, there has been a growing interest in the study of SAW filters based on layered structures. By including a high velocity layer between a piezoelectric layer and a substrate, the surface wave velocity can be increased significantly. This results in an increase of the SAW frequency without

decreasing the electrode spacing into the sub-micron region. This three-year project is to study the analysis and fabrication of layered SAW filters by both the theoretical and experimental approaches. In the first phase, an IF SAW filter was designed and fabricated. The coupling-of-modes (COM) mode was established to calculate its frequency response. Besides, we adopted the inversion algorithm to determine the practical COM parameters. In the second phase, dispersion relation and frequency response of a layered SAW device were analyzed and discussed based on effective permittivity. In addition, a method for measuring the properties of thin film in the sub-micron range has been developed based on the SAW sensor responses. Finally, a ZnO/sapphire layered SAW was fabricated and tested. The frequency responses of ZnO/sapphire SAW filters were calculated by adapting modified COM model. These calculated results provide useful guidelines for the design of a layered SAW device. The fruitful results of this project will contribute to not only a further study on the layered SAW resonator, but the development of SAW devices applied in RFID and biosensing system.

Keywords: layered SAW filter, effective permittivity, COM mode, film property inversion

二、計畫緣由與目的

1965年White和Votmer [1] 將交指叉轉能器(interdigital transducer, IDT)鍍在壓電基板表面，利用壓電特性將電磁波的輸入訊號轉換成機械能，藉此激發表面波，經壓

電基板傳遞至輸出端的交指叉轉能器，再將機械能轉換成電磁波訊號，以過濾不必要的訊號，提昇收訊品質，至此才使得表面聲波元件成為不可或缺的電子元件。由於表面聲波元件(如圖1所示)具有體積小、耗損低、過濾效果佳及可大量製造的特性，因此現在被廣泛應用在各種行動通訊系統及全球衛星定位系統上。

隨著行動通訊的日新月異及對於高資料傳輸速度的要求，高頻段的數位通訊系統日益凸顯其重要性，因此如何提昇表面聲波濾波器的性能，成為目前極為重要的問題。過去幾年，由於鋁合金電極製程的改善，使得表面聲波元件足以應付 1.5GHz 通訊系統之要求。但隨科技的進步，對通訊系統的要求日益嚴苛，傳統結構的表面聲波元件因受限於電極線寬與基底材料，已不敷使用，而層狀表面聲波元件能利用不同結構的搭配來提供多重的優點，因此層狀結構之表面聲波元件蘊育而生。本計畫旨在研製先進層狀表面聲波振盪器，並建立相關的設計、製程與量測技術。研究範疇包括壓電層狀介質波傳特性分析、建立聲波耦合模態理論、表面聲波元件參數量測、中頻表面聲波振盪器與先進層狀表面聲波振盪器之研製及薄膜材料性質之反算等。

三、研究方法與成果

本計畫旨在探討層狀表面聲波振盪器之設計理論並建立相關的量測技術，所發展的研究方法與成果簡述如下，詳細內容請參考文獻[2]-[7]。

(一) 壓電層狀介質波傳特性分析

1.1 壓電層狀介質波傳理論

傳統分析壓電層狀介質之表面波傳特性的方法，為了滿足界面連續及邊界條件，致使行列式的維度隨層數快速增加，造成數值計算上的困難。然而，Honein 與 Braga 等人利用 Stroh formulation 加上波阻的概念，將運動方程式及組成率結合為一階矩陣微分方程式，在每一層中，矩陣微分方程式的解形成一轉換矩陣，藉此將變數對

應至下一層，如此使得矩陣階數與層數無關，進而克服傳統研究方法之缺點，因此本計畫採用 Honein 等人所提出之理論來分析壓電層狀介質的波傳特性。

1.2 與有效介電常數

壓電層狀介質與真空介面處之電位勢須滿足連續條件，但電位移的垂直分量 $\hat{D}_n$ 則不一定相等，有效介電常數 ϵ_s 即代表此電位移不連續量與電位勢之關係，定義為

$$\epsilon_s = \frac{\hat{\sigma}|_{z=H}}{k_x \hat{\phi}|_{z=H}} = \frac{\hat{D}_n|_{z=H^+}}{k_x \hat{\phi}|_{z=H}} - \frac{\hat{D}_n|_{z=H^-}}{k_x \hat{\phi}|_{z=H}}, \quad k_x > 0 \quad (1)$$

其中 $\hat{\sigma}$ 為表面電荷密度(surface charge density)。從(1)式不難發現，當存在金屬電極於壓電介質與真空介面處時，有自由電荷在壓電介質表面累積，亦即 $\hat{D}_n|_{z=H^+}$ 與 $\hat{D}_n|_{z=H^-}$ 不等，因此有效介電常數 ϵ_s 在波速等於金屬化表面(metallized surface)的表面波相速 v_m 時會出現極點(pole)。當無金屬電極存在於層狀壓電介質表面時，表面電荷密 $\hat{\sigma}|_{z=H}$ 為 0，亦即 $\hat{D}_n|_{z=H^+} = \hat{D}_n|_{z=H^-}$ ，因此有效介電常數 ϵ_s 在波速等於自由表面(free surface)之表面波相速 v_0 時會出現零點(zero)。

1.3 表面聲波元件基底材料分析[2]-[4]

本計畫利用壓電層狀介質波傳理論配合有效介電常數，以分析表面聲波元件基底材料之波傳特性，其中包括石英(quartz)半無限域、Al/LiNbO₃ 與 ZnO/diamond 層狀壓電介質，並利用計算結果探討與歸納表面聲波元件基底材料之考量準則。另外，亦引入格林函數計算 ZnO/diamond 層狀表面聲波元件之頻率響應，初步探討層狀表面聲波元件之特性。

1.3.1 石英

石英為 Trigonal 32 對稱形式之單晶壓電材料，ST-cut 亦具有極佳之溫度特性，故 ST-cut Quartz 常被用作表面聲波元件基底

材料。圖 2 為 ST-Cut Quartz 之表面波速與虛擬表面波速對波傳角度之變化圖，實線代表真實表面波，虛線則為虛擬表面波。由此圖發現，虛擬表面波在各個的波傳方向均存在，且波速均大於真實表面波。圖 3 為虛擬表面波衰減隨波傳角度之變化圖，當波傳角度與[100]夾角為 86 至 94 度與 266 至 274 度時，波傳衰減趨近於零。若將表面聲波元件設計於這些角度時，不但可利用虛擬表面波的高速來提高表面聲波元件的中心頻率外，還可避開虛擬表面波之波傳衰減較大的缺點。

在非等向性的材料中，表面波之能量速度方向不一定會與波前垂直，此即所謂波束轉向(beam steering)。表面聲波元件之基底材料大多為非等向性壓電材料，是故選則一適當之波傳角度，使表面波之能量速度方向能與波前垂直，避免波速轉向效應發生，亦為設計表面聲波元件重要考量因素之一。圖 4 為 ST-cut quartz 真實表面波之波慢曲線圖，圖中發現當波傳角度與[100]夾角為 90° 時，真實表面波之能量速度方向與波前垂直，即指叉狀電極的位置不需做調整，即可有效率地量測到表面波傳訊號。

1.3.2 Al/LiNbO₃ 壓電層狀介質

虛擬表面波之能量不完全侷限於表面，有部分能量滲漏至試體內部，造成傳遞損失，故藉由波傳理論來尋找適合的材料與方向，讓虛擬表面波具有低波傳損失與高機電耦合係數，成為目前重點研究課題之一。過去，對於虛擬表面波材料與方向的研究，均僅針對自由表面與金屬化表面來探討，而忽略金屬薄膜材料與厚度的影響。因此本計畫亦針對虛擬表面波的頻散關係與波傳損失變化，來探討金屬薄膜對表面聲波元件之效應。

考慮一覆以零電位金屬薄膜之層狀壓電介質，基底材料為鈮酸鋰(LiNbO₃)，其上覆以厚度為 h 之鋁箔。當鈮酸鋰之尤拉角(Euler angles)為 $[0^\circ - 26^\circ 0']$ 時，表面波的頻散關係如圖5所示，其中實線為第一模態，點虛線為第二模態，而虛線則分別代表鈮酸鋰之慢速橫向微體波及快速橫向微體

波。結果顯示不論任何模態其波速隨 fh 之增大而減小，且第一模態的波速均小於慢速橫向微體波，故為正常表面波(GSAW)。然而當 $fh < 0.62 \text{ km/s}$ 時，第二模態的波速均大於慢速橫向微體波，故為虛擬表面波(PSAW)，而隨 fh 之增大與波速的減小，其漸漸退化為無波傳損失之正常表面波。另外，圖6為虛擬表面波傳遞損失對 fh 之變化，值得注意的是，當 $fh = 115 \text{ m/s}$ (速度 $v = 4392.4 \text{ m/s}$) 時，波傳損失出現一局部極小值，而當時鋁箔厚度對波長之比值 h/λ 僅約2.65%，仍相當薄。換言之，當選定基底之材料與方向後，仍可藉由金屬薄膜厚度 h 的決定，來選擇低傳遞損失的虛擬表面波模態。

1.3.3 ZnO/diamond 層狀表面聲波元件

考慮如圖 7 之 ZnO/diamond 層狀表面聲波元件，當切面法方向(z -axis)與晶格座標之 Z 軸平行，傳播方向(x -axis)與晶格座標之 X 軸平行時，有效介電常數隨表面波相速之變化關係如圖 8 所示，其中選擇波數-氧化鋅層厚度積為 1。圖中實線代表有效介電常數之實部，虛線則為有效介電常數之虛部。端視此圖發現有效介電常數之虛部為零，代表沒有機械能滲入材料內部。當相速在 5.9 km/s 附近，有效介電常數出現一極點與零點，此對應於第零表面波模態。另外，相速在 7 km/s 附近時，有效介電常數亦出現一極點與零點，此對應於第一表面波模態。零點代表自由表面邊界下之表面波相速，此為零電荷密度所致；至於極點則代表金屬化表面之表面波相速，此乃電位勢為零時，電荷密度不為零所致。

圖 9 為自由表面下，在傳播方向與晶格座標之 X 軸平行時之前兩表面波模態相速頻散關係，其中薄實線為第零表面波模態，厚實線為第一表面波模態，虛線則為擬橫向微體波(quasi-shear bulk wave)。端視此圖不難發現，若利用此層狀結構作為表面聲波元件之基底材料，可將表面波相速提高至約 12 km/s ，比平常之表面波速高出四倍之多。換言之，在原有的線寬限制下，可進一步將表面聲波元件之中心頻率

提高，延伸其應用頻率的上限。

ZnO與diamond均為非等向性材料，其波傳性質會隨著不同的切面角度與波傳角度而有所改變，故波傳方向為設計層狀表面聲波濾波器的重點之一。圖10為波數-氧化鋅層厚度積為1時之表面波波慢曲線，圖中發現當波傳角度與[100]夾角為45°的整數倍時，表面波之能量速度方向均與波前垂直，是故若設計聲波元件沿此角度傳遞時，交指叉轉能器的位置不需做調整，即可有效率地量測到表面波傳訊號。機電耦合係數定義為材料電性能量與力學能量之間的轉換比例，其直接影響到聲波元件的插入損失值與3dB頻寬，故機電耦合係數亦為選擇表面聲波元件基底材料之重要考量因素。圖11為機電耦合係數隨波傳角度之變化關係，圖中發現當波傳角度與[100]夾角為45°的奇數倍時，機電耦合係數較大，換言之，亦可藉由選擇波傳角度來獲得較大的機電耦合係數。

圖12為ZnO(0.9μm)/diamond層狀聲波元件無權重化交指叉電極之頻率響應，其中心頻率為900MHz，電極根數N為41(20對)，其中實線為格林函數模型之結果，點線與虛線則分別為修正前後脈衝函數模型之結果。利用格林函數模型分析層狀表面聲波元件之結果，與修正後脈衝函數模型之結果類似，即考慮頻散效應時，頻率響應之頻寬較小。值得注意的是，格林函數模型之結果發生中心頻率偏移，由設計的900 MHz 偏移到901.92 MHz。圖13亦為無權重化交指叉轉能器之頻率響應，其中實線與虛線分別為40對與20對電極之結果。圖中發現，40對電極之插入損失較小，頻寬亦較窄，此與脈衝函數模型之初估雷同。然而，利用格林函數法可求得插入損失之絕對值，如20對電極之插入損失為-48.96dB，40對電極之插入損失為-38.92dB。值得注意的是，40對電極之中心頻率為900.48 MHz，偏移量較小於20對。換言之，中心頻率之偏移量與電極對數相關，且對數越多，偏移量越小。

(二) 聲波耦合理論

2.1 理論架構

金屬電極的反射與衰減微擾使表面聲波元件的中心頻率產生偏移，這個現象對中心頻率穩定性要求較高的中頻濾波器影響甚鉅，因此本計劃採用將反射與衰減微擾加入聲波耦合方程式中的 Abbott 聲波耦合理論來分析表面聲波震盪器。

若忽略橫向的變化，表面波的傳遞會滿足一維的二階波傳微分方程式，即

$$\frac{d^2 y(x, t)}{dx^2} - \left(\frac{1}{v_R^2} \right) \frac{d^2 y(x, t)}{dt^2} = 0 \quad (2)$$

其中 v_R 為雷利波(Rayleigh wave)相速。

配合邊界條件與新定義的參數，將波傳耦合模態公式的解以[P]矩陣形式來表示

$$\begin{bmatrix} S(0, \omega) \\ R(L, \omega) \\ I(0, \omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}(\omega) & P_{12}(\omega) & P_{13}(\omega) \\ P_{21}(\omega) & P_{22}(\omega) & P_{23}(\omega) \\ P_{31}(\omega) & P_{32}(\omega) & P_{33}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_i(\omega) \\ S_i(\omega) \\ V_0(\omega) \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中

$$\begin{aligned} P_{11} &= \frac{jK_s \sin(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \\ P_{12} &= \frac{D}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} e^{-jk_0 L} \\ P_{13} &= +jL \left(\frac{\sin(DL/2)}{DL/2} \right) \left[\frac{\alpha_s D \cos(DL/2) + j(K_s \alpha_s + \Delta \alpha_s) \sin(DL/2)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \right] \\ P_{22} &= \frac{jK_R \sin(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} e^{-j2k_0 L} \\ P_{23} &= +jL \left(\frac{\sin(DL/2)}{DL/2} \right) \left[\frac{\alpha_R D \cos(DL/2) + j(K_R \alpha_s + \Delta \alpha_R) \sin(DL/2)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \right] e^{-jk_0 L} \\ P_{33} &= -j2 \left(\frac{K_s \alpha_R^2 + K_R \alpha_s^2 + 2\Delta \alpha_s \alpha_R}{D^3} \right) \left[DL - \frac{D \sin(DL) + j\Delta(1 - \cos(DL))}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \right] \\ &\quad - 2 \left(\frac{\Delta(K_s \alpha_R^2 + K_R \alpha_s^2) + 2K_R K_s \alpha_s \alpha_R}{D^3} \right) \left(\frac{1 - \cos(DL)}{D \cos(DL) + j\Delta \sin(DL)} \right) \\ &\quad + j \left(\frac{3\omega C_F L / \Lambda_T}{3 + j\omega R_F C_F} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

且 $P_{21} = P_{12}$ ， $P_{31} = -2P_{13}$ ， $P_{32} = -2P_{23}$ 。

2.2 電極幾何參數對頻率響應之影響

以二埠表面聲波震盪器為例，利用聲波耦合模態來探討電極幾何參數對頻率響應的影響。

2.2.1 交指叉電極對數與交叉長度

圖 14 為固定金屬柵欄個數及交指叉電極交叉長度下，電極對數對頻率響應的關係圖，圖中顯示電極對數越多，插入損失越低，但電極造成的反射將使中心頻率產生偏移。圖 15 是利用固定金屬柵欄個數及交指叉電極對數下，電極交叉長度對頻率響應之關係圖，圖中顯示交叉長度越長可降

低插入損失，但不會影響中心頻率值。此外，由計算結果可以發現，過多的電極對數或過長的交叉長度並無法有效地改善插入損失，只會徒增元件的尺寸。

2.2.2 金屬柵欄數目

藉由交指叉電極兩側之金屬柵欄將原本損耗的能量經由反射加以利用，形成共振產生駐波來降低插入損失。圖 16 為金屬柵欄數目對頻率響應之關係圖，圖中顯示增加金屬柵欄數目可降低中心頻率的插入損失，但過多的金屬柵欄無法有效改善插入損失，只會增大元件的尺寸。

2.2.3 延遲距離

利用金屬柵欄雖可將損耗的聲波反射回交指叉電極，但仍須藉調整延遲距離使反射波為建設性干涉，才能有效地降低插入損失。二埠表面聲波震盪器共有 D_2 、 D_4 及 D_6 三個延遲距離，其中 D_2 與 D_6 為金屬柵欄與 IDT 之間的延遲距離， D_4 則為兩 IDT 之間的延遲距離。圖 17 為相同的 D_2 與 D_6 情況下，延遲距離 D_4 對頻率響應的關係圖。圖 18 則為固定 D_4 下，延遲距離 D_2 與 D_6 對頻率響應的關係圖，圖中發現當延遲距離滿足

$$\begin{aligned} D_2 = D_6 &= \left(\frac{3}{8} + \frac{n}{2} \right) \lambda, \quad n = 0, 1, 2, \dots \\ D_4 &= \left(\frac{1}{2} + \frac{m}{2} \right) \lambda, \quad m = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (5)$$

可得到最佳的頻率響應。且不當的設計不但會使中心頻率發生偏移，更可能在原設計的中心頻率處造成破壞性干涉而大幅增加插入損失。

(三)中頻表面聲波震盪器之研製[5]

3.1 實際聲波耦合模型參數反算

利用 COM 理論所求得之 $[P]$ 矩陣，透過矩陣相乘的方式，即可輕易並成功的模擬出各種類型的表面聲波元件的頻率響應。但是在聲波耦合理論模型中，模擬元件頻率響應所需之參數包括：表面波波速、反射係數、衰減係數、電性轉換係數、等效電容值及等效電阻值。若所代入的聲波耦合

模型參數皆為理論值，而非實際製作出的元件之參數值，這將造成模擬與量測結果之差異。因此本計劃利用所推導出的單埠震盪器導納關係，實際設計單埠表面聲波震盪器，利用量測元件之電導值與電納值，並配合 Simplex 法則來反算實際元件的各項 COM 參數值。

本研究共有六個參數同時進行數值反算，且必須給予各參數初始猜測值，但不當的初始猜測值不僅會增加計算之時間，更可能使最後所計算出來的各參數值毫無意義，因此必須由電導與電納圖之各項特徵來各簡單的判斷待反算參數之初始猜測值範圍。首先是表面波波速，利用停滯帶的中心位置為頻率來計算表面波波速，並以停滯帶邊緣之頻率作為初始猜測值之範圍。在反射係數方面，可藉由調整反射係數之大小來改變停滯帶之寬度，反射係數越大則停滯帶寬度越大，用此方法來簡單判斷反射係數之初始猜測值。

此外，考慮交指叉電極本身金屬電容與電阻所造成的影響時，曾引入等效電容值與等效電阻值，嘗試調整這兩個參數，發現兩參數並非各自獨立，都會使電導值與電納值產生平移的現象，但不會改變停滯帶之位置及寬度，因此不會影響先前表面波波速與反射係數值之猜測值；在電阻值的初始猜測值上，首先令模型中之等效電阻值為零，並計算此情況下之震盪器阻抗，同時在單埠表面聲波震盪器外部串連一電阻，作為考慮金屬電極與 busbar 電阻之影響。

利用網路分析儀量測出同步單埠表面聲波震盪器之散射係數 (Scattering parameter)，並計算後轉換成元件之輸入阻抗。最後比較實際量測之輸入阻抗與令模型中等效電阻值為零時所計算出之震盪器阻抗，兩者在遠離停滯帶位置時，阻抗之實部之差值作為串連電阻之初始猜測值。至於其餘三個待反算參數電性轉換係數、衰減係數與等效電容值之初始猜測值，只需要與理論計算方式所求得之大小，為同一個等級之數值即可。

為了實際進行 COM 參數的反算工

作，本計劃亦設計一同步單埠表面聲波震盪器，選擇 ST-Quartz 為壓電基材，鋁為電極材料，電極週期 $p = 3.932 \mu\text{m}$ ，交指叉電極對數 $N_f = 50$ ，兩側金屬柵欄數目 $N_g = 300$ ，交叉長度 $W = 100 * 2p$ ，金屬厚度 $h = 1600 \text{ \AA}$ ，及金屬覆蓋比 $m/p = 0.5$ 。並利用微機電製程來製作，量測其頻率響應(量測裝置如圖 19 所示)，結果如圖 20 所示，並配合 Simplex 法則來反算 COM 參數，結果發現反算與量測之頻率響應曲線相當吻合，並且能正確、有效率地反算出之各項參數。

3.2 中頻表面聲波震盪器之製作與測試

本計劃亦以 Abbott 聲波耦合理論為基礎推導中心頻率為 400MHz 之二埠表面聲波震盪器的傳輸矩陣，並配合反算所得的 COM 參數，來計算中頻表面聲波震盪器之頻率響應。並與理論值參數之模擬結果比較，以驗證反算參數之正確性。

圖 21 為二埠表面聲波震盪器實驗量測及利用理論參數模擬之頻率響應，發現兩者有不錯的吻合度，但是元件的中心頻率與插入損失仍有部分誤差。圖 22 則為實驗量測與反算參數模擬之頻率響應，發現利用反算參數所得之模擬結果的確有效地改善理論參數模擬所造成中心頻率與插入損失的偏移現象，使模擬結果與實驗量測結果更為吻合。不論是中心頻率或插入損失，利用 Simplex 反算參數所得之結果的確較符合實驗量測結果，驗證了量測表面聲波單埠震盪器之電導與電納，並配合 Simplex 法則，確實能有效的求得符合元件實際尺寸下耦合模型之各參數值，將有利於模擬表面聲波元件之頻率響應。

(四)金屬薄膜引致之表面聲波頻散實驗探討與厚度反算、測定

若要最佳化設計表面聲波元件的話，須針對所利用的製程條件，求得實際鋁箔之材料常數，如此才能正確地決定尤拉角，以設計低傳遞損失的虛擬表面聲波元件。為了發展能與鍍膜設備相容的薄膜性質量測技術，本計畫利用表面聲波元件來作為薄

膜感測器，設計如圖23所示。其中，位於中間那一組交指叉轉能器用以激發聲波，兩端則作為接收用，並將所欲量測之薄膜鍍於收發電極之間。設計 L_1 等於 $L_2 + L_4$ 時，則所量測到的相位差僅為負載金屬薄膜之路徑所形成，如此可去除交指叉轉能器的效應。另外，為了加大實驗量測到的頻率區段，設計指叉狀轉能器僅具有3對電極，但電極對數減少時，訊號之插入損失就相對地較大。

金屬薄膜感測器所選用之基底壓電材料為ST-cut 石英晶片，厚度1mm，設計之傳播方向與晶格座標X軸垂直。繼之在石英晶片之拋光面鍍上交指叉轉能器及金屬薄膜，選用鋁作為材料。訊號量測方面，利用200MHz Pulser/ Receiver來激發聲波元件之波動訊號，同時亦輸出同步訊號觸發數位示波器LeCroy 9354CM來接收並顯示時域訊號。再藉由表面波頻譜分析法(SASW)將時間域之波傳訊號轉換至頻率域中，藉此計算薄膜所引致之頻散關係。本計畫亦引用Simplex法則來反算金屬薄膜厚度，反算結果收斂至 $0.93 \mu\text{m}$ ，進一步比對實驗結果與反算所得厚度之頻散關係，結果如圖24所示，圖中顯示反算結果與實驗十分一致，由此可知，Simplex反算法對於反算一組未知數的結果十分良好。

表面輪廓儀主要是用於量測試片之平整度，當然也可量測表面金屬薄膜之厚度，故本計畫利用表面輪廓儀的量測結果來驗證薄膜性質反算之準確度。將表面輪廓儀之掃描區域設定在金屬薄膜之邊緣，量測之結果如圖25所示。結果顯示，金屬薄膜的平整度佳，且平均厚度為 $0.996 \mu\text{m}$ 。此結果與反算之厚度 $0.93 \mu\text{m}$ 有一段差距，約有7%的誤差。但須注意的是，當初反算金屬薄膜厚度時，鋁箔之材料常數包括密度 ρ 與橫向模數 μ 均是引用壓製之鋁材的材料常數，故推斷可能是此因素造成如此的誤差。

(五)層狀表面聲波元件之研製[6], [7]

本計畫首度將壓電層狀介質表面波傳理論結合耦合模型理論，對層狀表面聲波元件進行模擬與設計，並實際進行ZnO/sapphire

層狀二埠表面聲波元件之製程與量測，最後亦將理論計算結果與實驗結果作比對及相互驗證。

5.1 層狀表面聲波元件之分析

本計畫已利用耦合模型理論成功地分析半無限域之表面聲波濾波器。層狀結構與半無限域主要差異在於，層狀結構的表面波波速與機電耦合係數等參數並非定值，而是隨頻率改變。利用耦合模型分析層狀表面聲波元件時，其相關參數也會有頻散關係發生，因此在計算相關參數時，必須將層狀結構之頻散現象納入考量，才能正確地分析層狀表面聲波元件，因此本計畫首度將頻散關係引入耦合模型理論中，以對層狀表面聲波元件進行模擬與設計。

氧化鋅(ZnO, zinc oxide)具有高機電耦合係數之優點，故廣泛地應用於表面聲波元件中；藍寶石(sapphire)基板具有高波速以及低傳輸損失之優點且藍寶石比鑽石價格便宜且易於取得。結合兩者之優點，使得ZnO/sapphire能成為優良的層狀表面聲波元件。本計畫針對如圖26所示之ZnO/sapphire層狀二埠表面聲波元件加以模擬。在設計參數為中心頻率576MHz、電極線寬 $2\mu\text{m}$ 、交指叉電極40對、無金屬柵欄、延遲距離為 30λ ，且交指叉電極交叉長度為 100λ 時，模擬之頻率響應，如圖27所示。數值模擬結果顯示，在考慮層狀結構之波傳頻散特性後，將Abbott之耦合模型理論中，與頻散關係相關之計算參數加以修正，即可模擬層狀二埠表面聲波元件之頻率響應。

5.2 ZnO/sapphire表面聲波元件之製作

ZnO/sapphire層狀表面聲波元件之設計參數如表1所示。實驗中，以純度99.99%之四吋氧化鋅為靶材，並採用射頻濺鍍法(rf sputtering)沈積氧化鋅薄膜於(0001)之藍寶石基板上。詳細之各項濺鍍參數請見表2。薄膜濺鍍完成後，以XRD(X-ray diffraction)對薄膜進行量測。圖28為XRD之繞射峰值及強度，圖中可見其峰值為 34.46° 。此外，再以掃描式電子顯微鏡(SEM)觀察薄膜之側面結構。結果如圖29所示，可看出氧化

鋅薄膜成柱狀生長並朝C軸取向生長。此兩種薄膜測定方法，顯示使用之濺鍍參數確實能成功沈積出良好(0002)取向之氧化鋅薄膜。氧化鋅薄膜濺鍍完成後，以蒸鍍法沈積鋁之金屬薄膜，並搭配舉離法(lift-off)便可製作交指叉狀電極於ZnO/sapphire層狀結構上。

5.3 ZnO/sapphire表面聲波元件之量測

首先，針對ZnO/sapphire層狀結構的波速與機電耦合係數頻散關係與理論值作一比對，結果分別如圖30與圖31所示。其中，量測表面波波速的方式為利用 $v = f_0\lambda$ ， f_0 為中心頻率， λ 為波長。機電耦合係數 K_s^2 之量測則採用

$$K_s^2 = \frac{\hat{G}_a}{8f_0C_TN^2} \quad (6)$$

其中， $\hat{G}_a$ 為輻射電導(radiation conductance)、 f_0 為中心頻率、 C_T 為交指叉電極之總電容值、 N 則為交指叉電極之對數。

衰減係數會使得聲波傳遞時振幅產生衰減，而使元件之插入損失提高，影響元件性能，尤其實驗中所濺鍍的氧化鋅薄膜為並非單晶，表面的粗糙度使得衰減係數不能忽略不計，因此本計畫亦對衰減係數(propagation loss)作一量測。衰減係數之量測方法為，利用輸入端與輸出端電極之間的傳遞距離(propagation length)的改變，量測各種傳遞距離之插入損失後，即可求得衰減係數。圖32為中心頻率約413MHz，IDT對數20對以及40對，其不同延遲距離所分別求出之衰減係數。

實驗量測之結果搭配耦合模型理論，便可將數值模擬與實驗量測結果作一比對。以表2為設計參數所製作之IDT/ZnO/C-sapphire層狀表面聲波元件，量測得平均氧化鋅厚度 $1.206\mu\text{m}$ 、金屬厚度 7.14nm ，中心頻率為413.25MHz。將所測得中心頻率之相速，以及元件之衰減係數代入耦合模型計算後，便可將數值模擬與實驗量測結果作一比對，如圖33所示。比較兩種頻率響應，可知整體表現極為相

似，表示在代入實際量測之參數後，經過修正之耦合模型理論能與實驗有非常良好的吻合度。本計畫成功製作出ZnO/sapphire層狀表面聲波元件，並建立先關量測技術，進而與數值模擬結果比對。本項研究成果驗證了耦合模型理論之適用性與量測之必要性，對於層狀表面聲波濾波器之設計與分析有實質之助益。

四、計畫成果自評

本計畫以三年時間研製層狀表面聲波濾波器，並建立相關的設計、製程與量測技術。在理論方面，利用壓電晶體八階矩陣理論加上有效介電係數分析壓電層狀介質波傳特性，並建立聲波耦合模態理論以設計中頻表面聲波振盪器與層狀表面聲波元件。在技術發展方面則包括表面聲波元件參數量測、中頻表面聲波振盪器與先進層狀表面聲波振盪器之研製及薄膜材料性質之反算等。本計畫的研究內容均依原定進度順利完成，成果極具學術與應用價值，除於國內外研討會發表外，亦投稿於國內外著名期刊[2]-[7]。藉由本計畫之執行所建立的相關技術除有助於後續層狀寬頻表面聲波震盪器之研製外，對應用於射頻辨識系統與生化感測器之表面聲波元件的發展亦極為重要。

五、參考文獻

- [1] R. M. White and F. W. Voltmer, "Direct Piezoelectric Coupling to Surface Elastic Waves," *Appl. Phys. Lett.*, **7**, 314-316, 1965.
- [2] Wu, T.-T. and Chen, Y.-Y., "Analysis of surface acoustic waves in layered piezoelectric media and its applications to the design of SAW devices," *The Chinese Journal of Mechanics : A*, **19**(1), 225-232, 2003.
- [3] Y. Y. Chen, T. T. Wu and T. T. Chou, "Analysis of the frequency response of a dispersive IDT/ZnO/sapphire SAW filter using effective permittivity and coupling of modes model," *Journal of physics D: Applied Physics*, **37**(1), 120-127, 2004.
- [4] Chen, Y.-Y., Hsu, J.-C. and Wu, T.-T., "Study on Electromechanical Coupling Coefficients of Surface Acoustic Waves in Layered Systems," *Journal of The Chinese Institute of Engineers*, **27**(6), 823-832, 2004.
- [5] Wu, T.-T., Wang, S.-M. and Chen, Y.-Y. et al., "Inverse determination of COM parameters of surface acoustic wave resonators," *Japanese Journal of Applied physics*, **41**, 6610-6615, 2002.
- [6] Wu, T.-T. and Chen, Y.-Y., "Exact Analysis of Dispersive SAW Devices on ZnO/Diamond/Si Layered Structures," *IEEE Trans. Ultras., Ferroel., Freq. Contr.*, **49**(1), 142-149, 2002.
- [7] Tsung-Tsong Wu and Wei-Shan Wang, "An experimental study on the ZnO/sapphire layered surface acoustic wave device," *Journal of Applied Physics*, **96**(9), 5249-5253, 2004.

六、圖表

表 1 ZnO/Sapphire 層狀表面聲波元件之設計參數

Wavelength	12 μm
Finger space	3 μm
Aperture	840 μm
IDT pairs	20, 40

表 2 氧化鋅之濺鍍參數

靶材	99.99% ZnO
靶材與基板間距	~13cm
氣體流量	Ar 50% + O ₂ 50%
基板溫度	220°C
濺鍍功率	200W
濺鍍時間	1hr ~ 3hrs

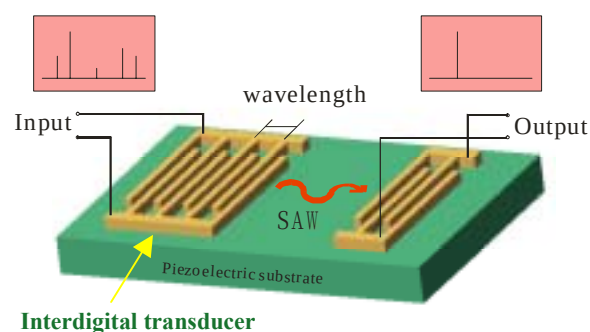


圖 1 表面聲波元件示意圖

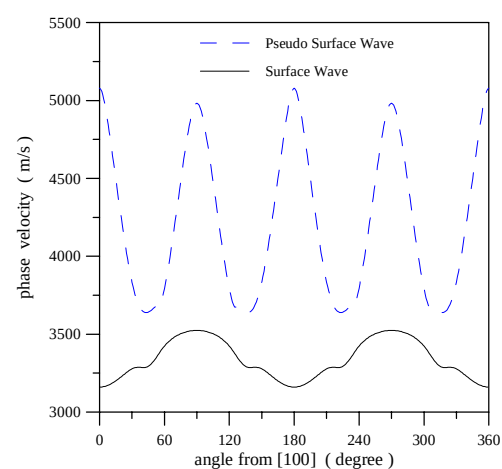


圖 2 表面波速與虛擬表面波速對波傳角度之變化圖

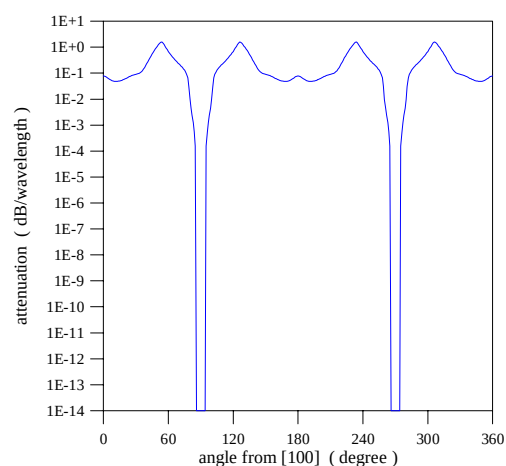


圖 3 虛擬表面波衰減隨波傳角度之變化圖

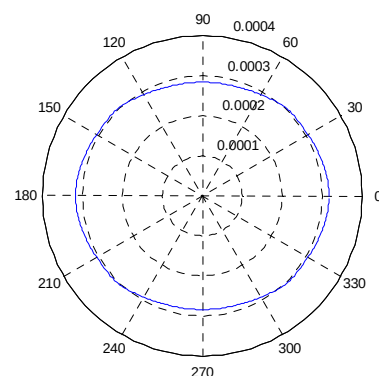


圖 4 ST-Cut Quartz 之真實表面波波慢曲線圖

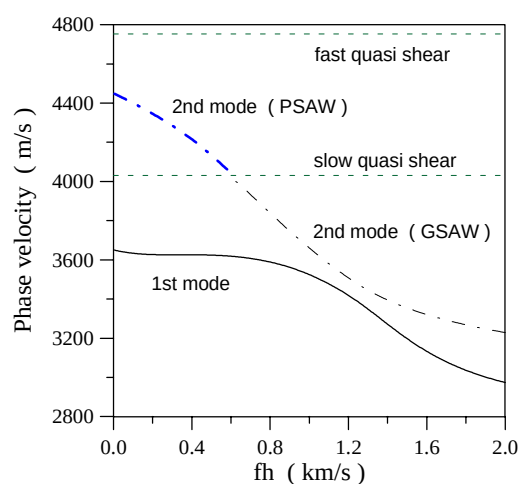


圖 5 覆以鋁箔的鈦酸鋰(尤拉角:[0°-26° 0°])之頻散關係

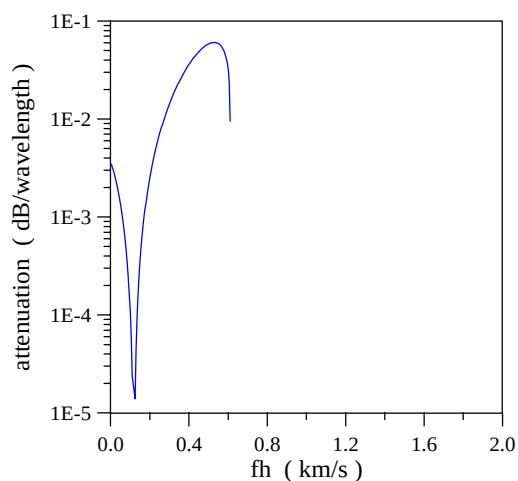


圖 6 覆以鋁箔的鈮酸鋰(尤拉角： $[0^\circ - 26^\circ$
 $0^\circ]$)之波傳損失

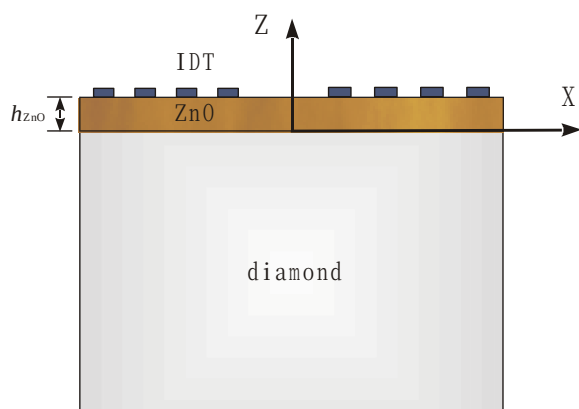


圖 7 ZnO/diamond 層狀結構示意圖

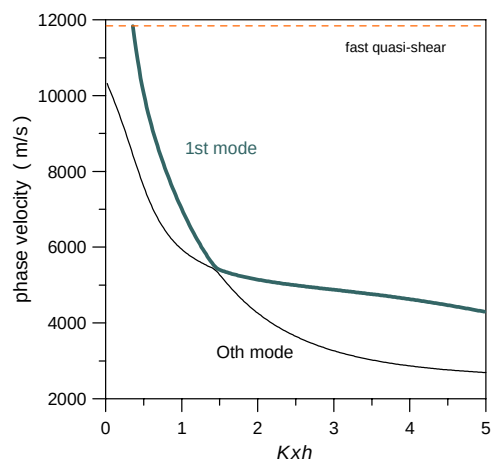


圖 9 ZnO/diamond 層狀結構之頻散關係

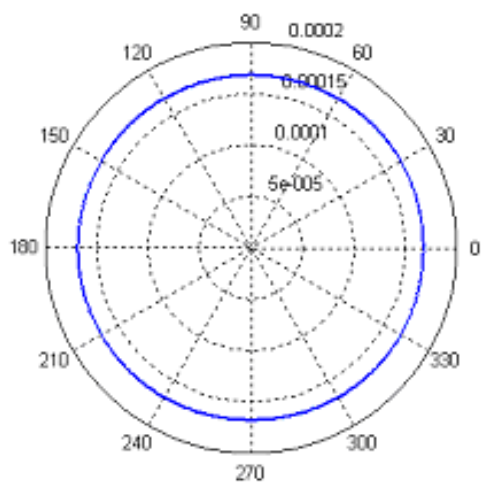


圖 10 表面波之波慢曲線圖

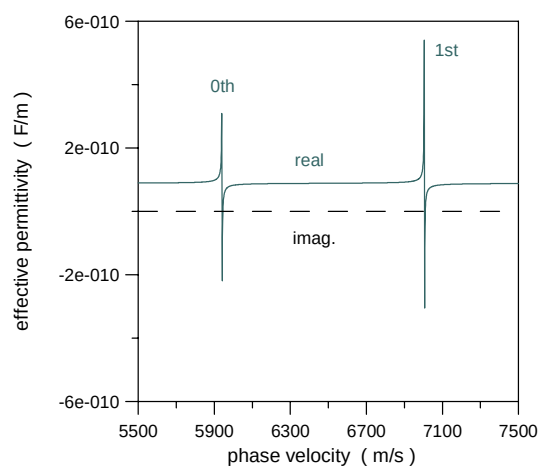


圖 8 有效介電常數隨波速之變化圖

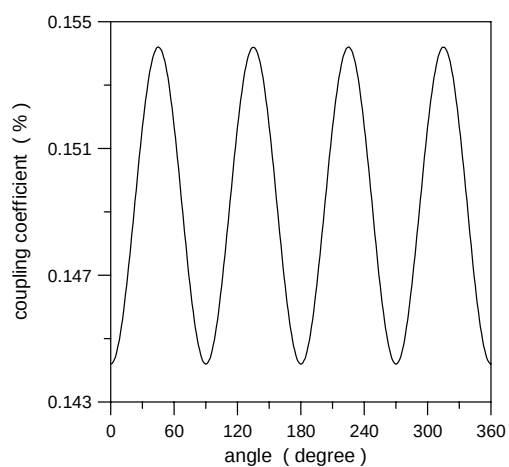


圖 11 波傳角度與機電耦合係數之關係圖

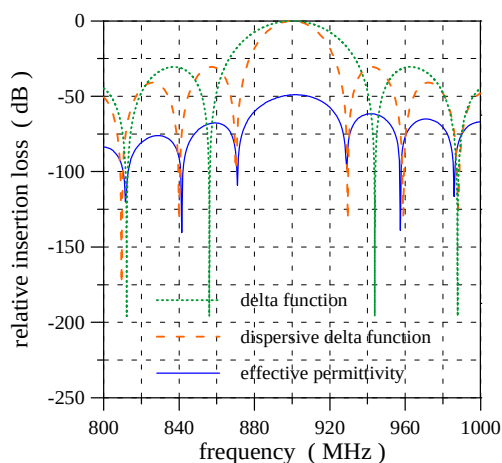


圖 12 ZnO/diamond/Si 層狀表面聲波元件之頻率響應(20 對電極)

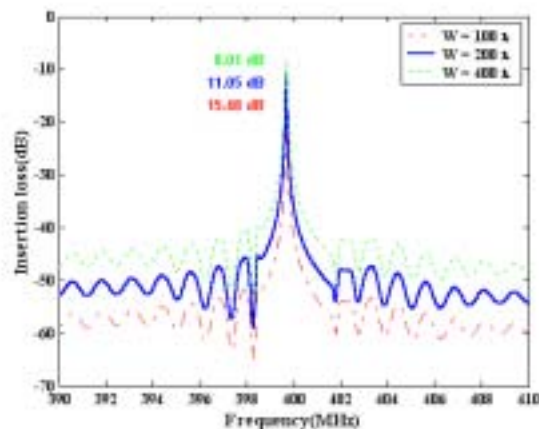


圖 15 交指叉電極交叉長度對頻率響應之影響

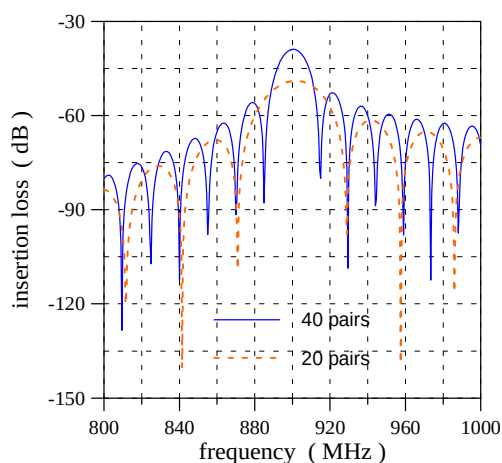


圖 13 ZnO/diamond/Si 層狀表面聲波元件之頻率響應

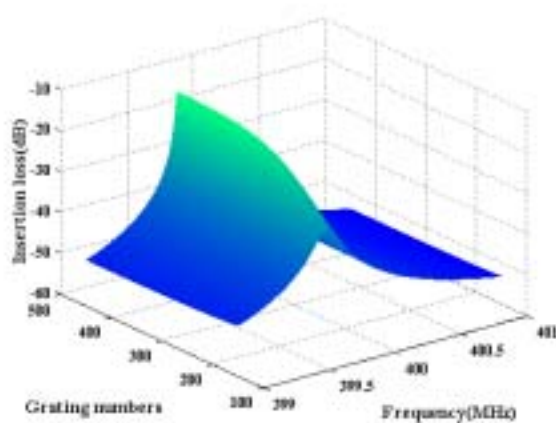


圖 16 金屬柵欄數目對頻率響應之影響

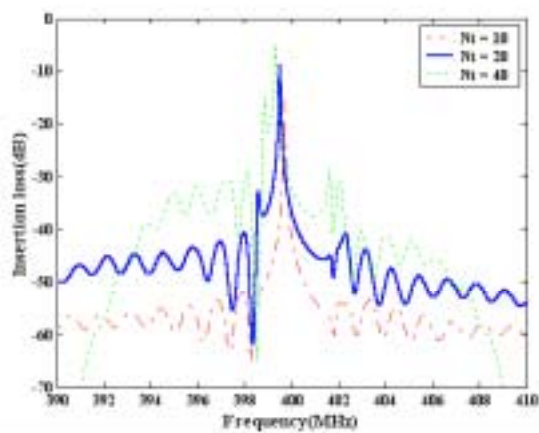


圖 14 交指叉電極數目對頻率響應之影響

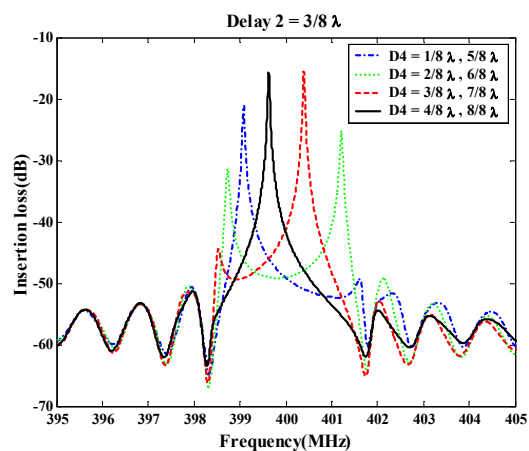


圖 17 延遲距離 D_4 對頻率響應之影響

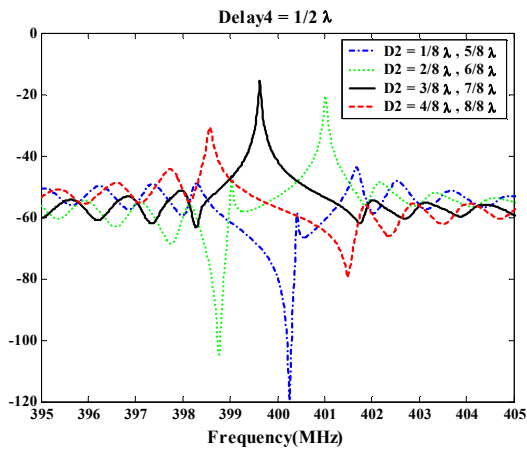


圖 18 延遲距離 D_2 對頻率響應之影響

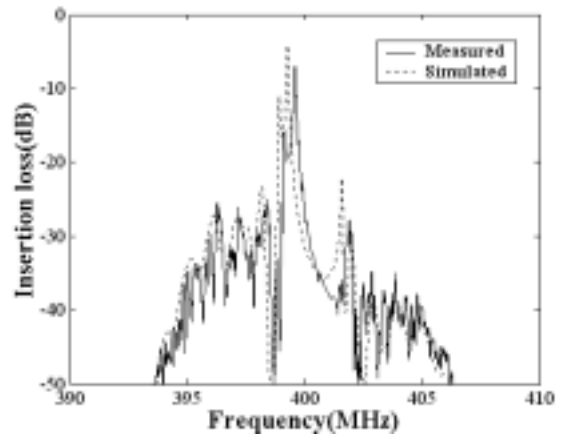


圖 21 二埠表面聲波震盪器實驗量測及理論參數模擬之頻率響應

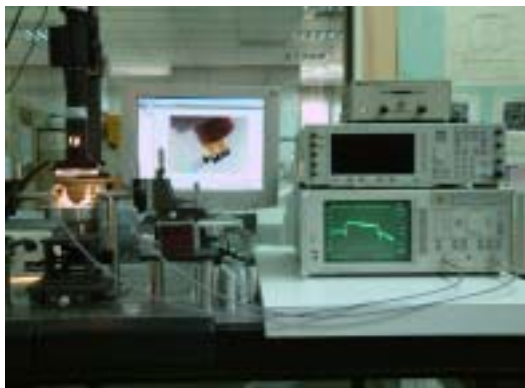


圖 19 量測裝置圖

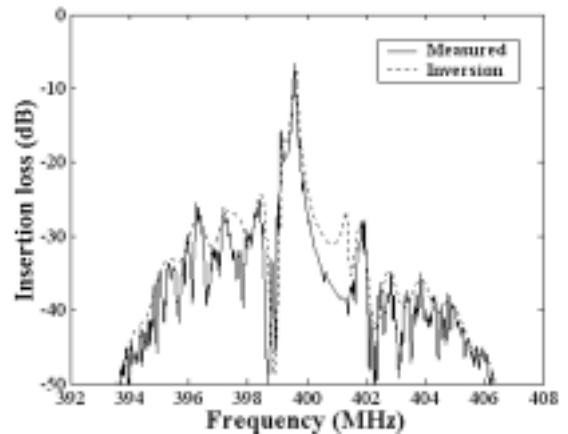


圖 22 二埠表面聲波震盪器實驗量測與反算參數模擬之頻率響應

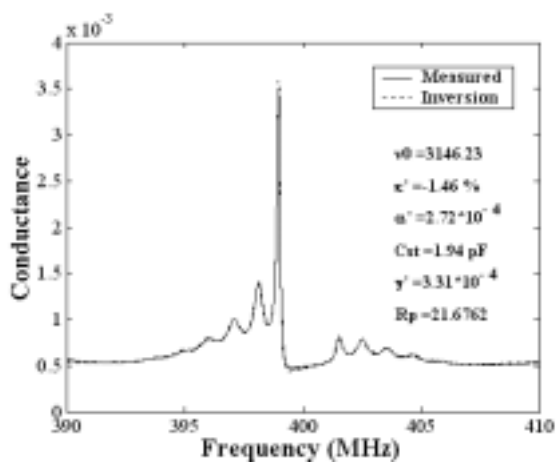


圖 20 單埠表面聲波震盪器之頻率響應與反算結果

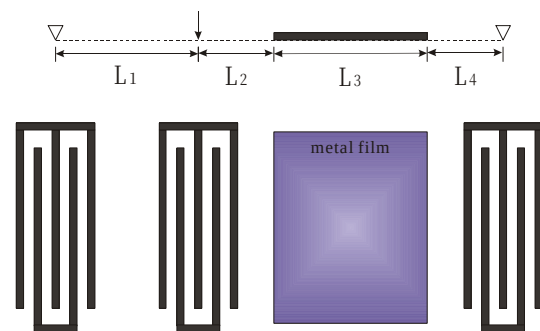


圖 23 薄膜感測器之示意圖

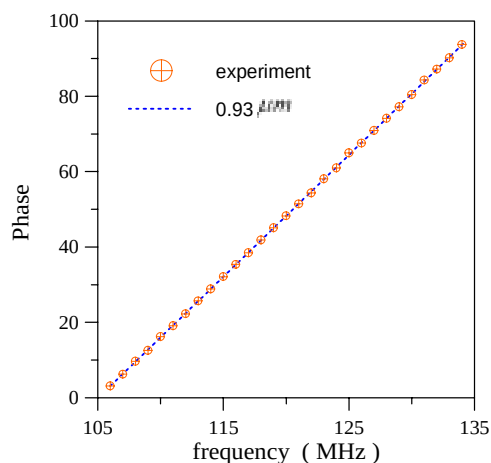


圖 24 實驗結果與反算厚度結果之比較

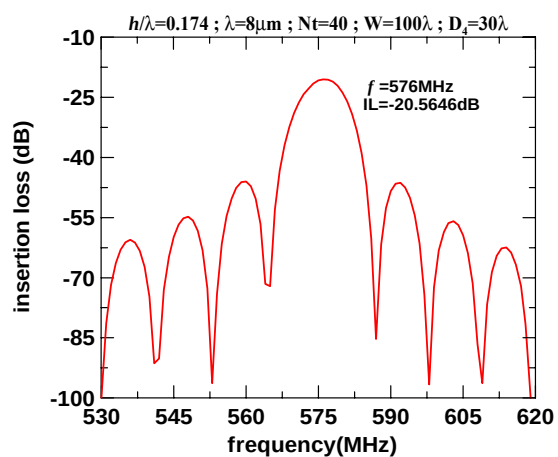


圖 27 ZnO/sapphire 層狀表面聲波元件之頻率響應模擬圖

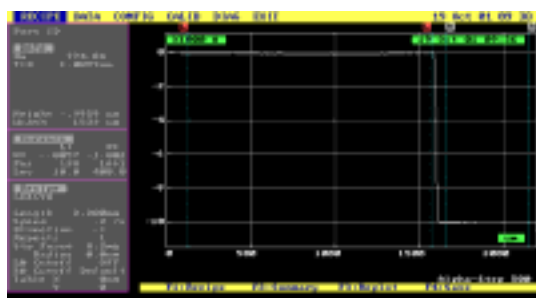


圖 25 表面輪廓儀之量測結果

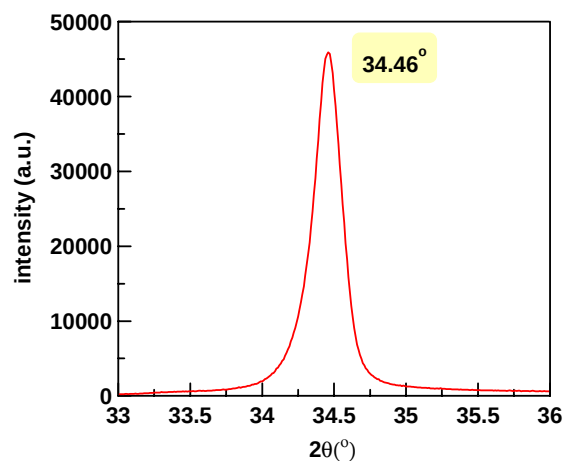


圖 28 氧化鋅薄膜之 XRD 分析

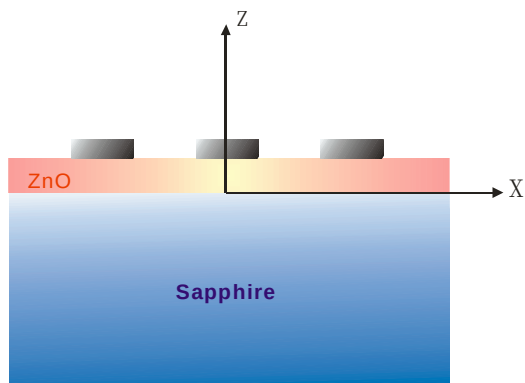


圖 26 ZnO/sapphire 表面聲波元件示意圖

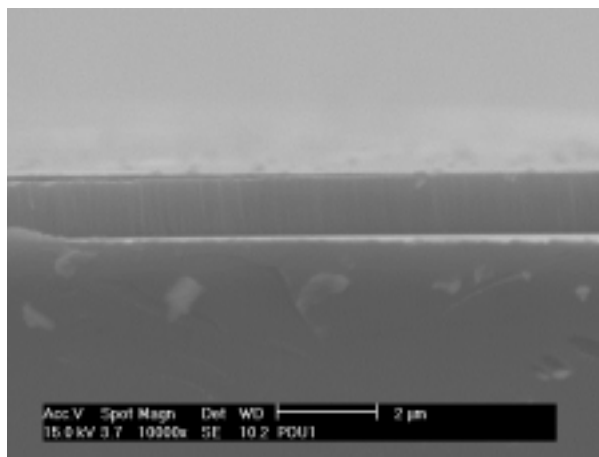


圖 29 氧化鋅薄膜之 SEM 側視圖

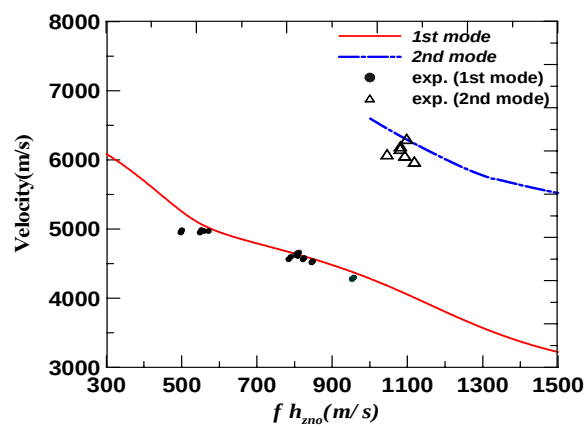


圖 30 ZnO/sapphire 頻散曲線圖

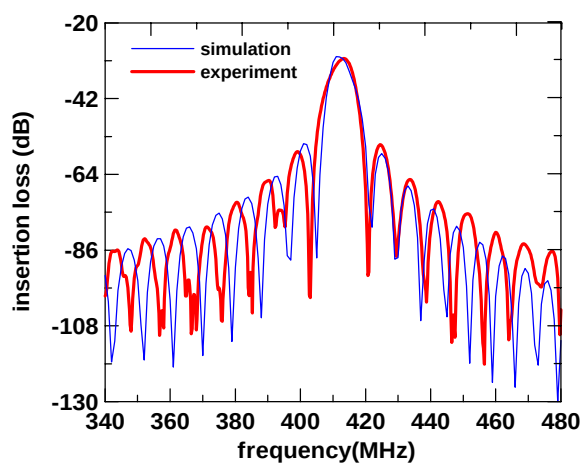


圖 33 頻率響應比較圖

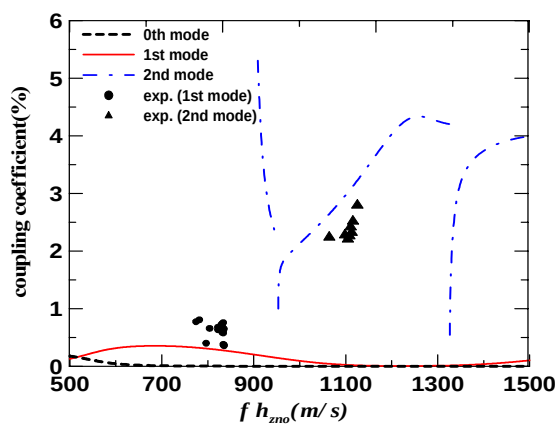


圖 31 ZnO/sapphire 機電耦合係數圖

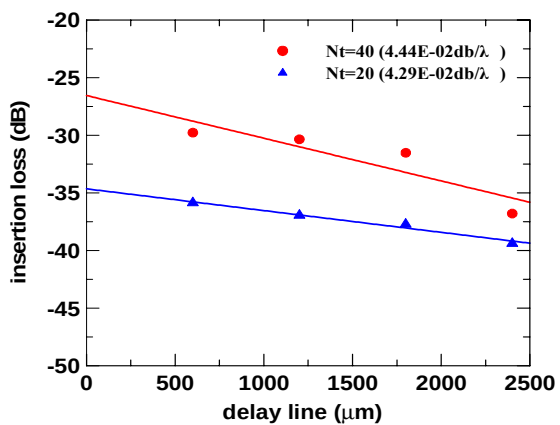


圖 32 衰減係數量測圖