

表面聲波濾波器(SAW Filter)理論分析與模擬 Theoretical analysis and numerical simulation of SAW filter

王昭男¹、賴奕勳²

摘要

表面聲波濾波器在通訊系統中，是一個重要的關鍵零組件。影響表面聲波濾波器表面之因素很多，所以要掌握表面聲波濾波器(SAW Filter)的品質，理論分析與數值模擬極為重要。本文利用 Abbott 提出的耦合模型(Coupling-of-Modes, COM)，作為分析表面聲波濾波器之理論依據，進而推導出二埠表面聲波濾波器之傳輸矩陣，模擬以 ST-Quartz 作為壓電基板材料、中心頻率 300MHz 的二埠表面聲波濾波器頻率響應，並討論各項設計參數，如：交指叉電極對數、交叉長度、金屬柵欄數目、延遲距離、及金屬厚度…等對中心頻率響應之影響。

關鍵字：表面聲波濾波器、耦合模型、ST-Quartz

Abstract

The SAW Filter is an important key element of telecommunication systems. There are many factor of the influence SAW filter, grasp the quality of SAW filter, theoretical analysis and numerical simulation are more importance. In this thesis, uses the coupling-of-mode (COM) model which is Abbott proposed to analysis the SAW filter. Then infers transfer matrix of two-port SAW filter, and simulation the frequency response of 300MHz center frequency of two-port SAW filter on the ST-Quartz substrate. Influences of key parameters, such as the number of pairs of IDT, the cross length of the IDT, the delay distance, the number of grating, and the metal thickness, etc., are discussed.

Keyword : SAW filter , COM model , ST-Quartz

¹ 王昭男，國立台灣大學工程科學及海洋工程系教授

² 賴奕勳，國立台灣大學工程科學及海洋工程系碩士班研究生

一、簡介

現今，通訊系統及產品的蓬勃發展，一部份要歸功於濾波器的微小化，而表面聲波(SAW)濾波器正是其中一個很關鍵的元件。目前全球主要的通訊濾波器包括 SAW 濾波器、陶瓷濾波器(Ceramic Filter)、石英濾波器(Crystal Filter)、介質濾波器(Dielectric Filter)、積層 LC 濾波器(Multilayer LC Filter)等五類，其中 SAW 濾波器佔有率最高，主要原因是 SAW 濾波器具有體積小、低耗損性、過濾雜訊效果佳、半導體量產技術成熟及價格合理等競爭優勢，所以能成為手機、WLAN、衛星定位等許多通訊產品重要零組件之一。表面聲波原理最早是 1885 由英國的 Lord Rayleigh 所發現，初期是應用在地震相關研究上，表面聲波是一種性質相當獨特的機械波，當表面聲波沿晶體表面行進時，在垂直晶體表面的方向，能量會以指數型式衰減，而當其由表面深入晶體超過一個波長深度時，能量密度則降為在表面的十分之一，因此表面聲波主要的優點就是在晶體表面行進時，能量集中於表面，使得表面聲波元件可以很容易的運用其所攜帶之能量。直到 1965 年美國的 Whiter 和 Voltmer[1]開發出鍍在壓電晶體基板上的「交指叉狀轉換器」(IDT)的電極，藉由一個訊號電壓外加到交指叉狀轉換器的正負極上時，每對交叉指狀電極之間就會建立電場，壓電晶體基板表面受到一電場的作用便因逆壓電效應產生同步的上下耦合振動，而激發出表面聲波訊號，使得 SAW 成為主要的電子零件。

表面聲波元件的性能受到交指叉電極特性的影響很大，經過多年的研究及發展，目前在交指叉電極的設計分析方面，有下列幾種分析模型，包括：1971 年由 Tancrell 與 Holland 提出的脈衝函數模型(delta function model)；之後 Hartmann 等人在 1973 年提出類似脈衝函數模型的方法，稱為脈衝模型(impulse model)，在分析交指叉狀電極上這兩種方法都做了很多簡化，但可以很方便的利用其結果來說明交指叉狀電極的基本特性。而耦合模型理論(Coupling-of-Modes)，早在 1954 年便由 Pierce[2]所提出，但是直到 1977 年 Cross 及 Schmidt[3]才將此理論應用於分析表面聲波元件。但是當為了降低插入損失，而增加交指叉電極的對數時，Cross 及 Schmidt 的耦合模型便無法有效的反應出交指叉電極本身的所造成表面聲波的反射與衰減。到了 1989 年，Abbott[4]與 Wright[5]等人針對原本的耦合模型做了許多修正，使其能有效的模擬出交指叉電極本身所造成的反射與衰減，也比較符合實際的波傳行為，使其在模擬上與實際結果更為貼近，因此而被廣泛的使用，成為設計表面聲波元件主要的工具之一。

本文分析及模擬的主要理論是採用 Abbott 所提出的耦合模型理論，進而模擬二埠表面聲波濾波器[6,7,8]，並作頻率響應的數值計算，探討各項表面聲波濾波器的參數對中心頻率及插入損失的影響。

二、理論分析

由 Abbott 所提出的耦合模型理論，一開始先探討聲波在無擾動介質中的波傳方程式，之後再將聲波在交指叉狀轉換器上傳遞過程中遇到擾動所造成地波傳特性改變逐項加入方程式當中，這些擾動的改變項包括 propagation loss、electrode reflections、electrical transduction、acoustic reception、thin film loss 及 distributed finger capacitance[1,4]。最後

得到頻域上的正向波 $R(x, \omega)$ 、反向波 $S(x, \omega)$ 的一階波傳耦合微分方程式及整個 IDT 的 bus bar current 一階微分方程式，用來分析單一形式均勻的 SAW 轉換器，如下列方程式及圖 1 所示[4,9]

$$\frac{dR(x, \omega)}{dx} = -jk_E R(x, \omega) + jK_R e^{-j2k_0 x} S(x, \omega) + j\alpha_R V_0(\omega) e^{-jk_0 x} \quad (1)$$

$$\frac{dS(x, \omega)}{dx} = -jk_E S(x, \omega) + jK_S e^{-j2k_0 x} R(x, \omega) - j\alpha_S V_0(\omega) e^{+jk_0 x} \quad (2)$$

$$\frac{dI(x, \omega)}{dx} = +j2\alpha_S R(x, \omega) e^{+jk_0 x} + j2\alpha_R S(x, \omega) e^{-jk_0 x} - j \left(\frac{3\omega C_F / \Lambda_T}{3 + j\omega R_F C_F} \right) V_0(\omega) \quad (3)$$

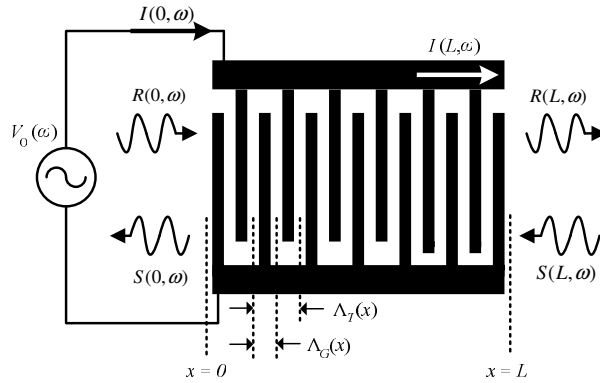


圖 1. 單一形式 IDT 示意圖

其中 Λ_T 為換能波長， $V_0(\omega)$ 為加在 IDT 兩端的電壓，同換能週期的波數 $k_0 = \frac{2\pi}{\Lambda_T}$ 及

$$k_E = +\frac{\omega}{v_R} - \left(\frac{2\alpha^2 \omega C_F R_F^2 \Lambda_T}{9 + (\omega R_F C_F)^2} \right) - j \left[\gamma + \left(\frac{6\alpha^2 R_F \Lambda_T}{9 + (\omega R_F C_F)^2} \right) \right], \quad \alpha_R = \frac{3\alpha e^{+j\phi_r}}{3 + j\omega R_F C_F},$$

$$\alpha_S = \frac{3\alpha e^{-j\phi_r}}{3 + j\omega R_F C_F}, \quad K_R = +K e^{+j\phi_b} + \frac{2j\alpha^2 R_F \Lambda_T e^{-j2\phi_r}}{3 + j\omega C_F R_F}, \quad K_S = +K e^{+j\phi_b} + \frac{2j\alpha^2 R_F \Lambda_T e^{+j2\phi_r}}{3 + j\omega C_F R_F},$$

v_R : 基板表面波波速， α : 電性轉換係數[4,10,11]， R_F : 等效電阻值 C_F : 等效電容值[7]， K : 反射係數[8,10,11]， γ : 衰減係數[7]， ϕ_b : 金屬柵欄之相位補償， ϕ_r : 電位能相位補償
令圖 1 單一形式 IDT 的邊界條件:

$$R(0, \omega) = R_I(\omega) \quad (4)$$

$$S(L, \omega) = S_I(\omega) \quad (5)$$

$$I(L, \omega) = 0 \quad (6)$$

將上述三條一階耦合模態方程式配合邊界條件，並將其解以[P]矩陣形式表示:

$$\begin{bmatrix} S(0, \omega) \\ R(L, \omega) \\ I(0, \omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}(\omega) & P_{12}(\omega) & P_{13}(\omega) \\ P_{21}(\omega) & P_{22}(\omega) & P_{23}(\omega) \\ P_{31}(\omega) & P_{32}(\omega) & P_{33}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_I(\omega) \\ S_I(\omega) \\ V_0(\omega) \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中

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

$$\text{及 } \Delta = k_E - k_0, \quad D = \sqrt{\Delta^2 - K_R K_S}$$

並符合下列之互異關係：

$$P_{21} = P_{12}, \quad P_{31} = -2P_{13}, \quad P_{32} = -2P_{23}$$

如此所求得的[P]矩陣，便可以用來分析最基本的單一形式 IDT。

二埠表面聲波濾波器，如圖 2 所示，由兩個單一形式的 IDT、兩個反射用金屬柵欄及延遲距離所組成，金屬柵欄在輸入及輸出 IDT 的左邊和右邊，主要是用以反射輸入 IDT 左邊及輸出 IDT 右邊所散失的表面聲波，配合相位補償使其反射聲波達到建設性干涉降低插入損失。首先將金屬柵欄看成一個單一形式的 IDT，並採用電極電性短路的方式 (short) 以增加其反射能力 [6,7,13]，而先前所求得的[P]矩陣為單一形式 IDT 之結果，包含了波傳與電性轉換的關係，所以要模擬金屬柵欄電性短路後的波傳行為，必須將(12)式中的電位差 $V_0(\omega) = 0$ 、金屬電極之等效電路 $R_F(x) = 0$ 及等效電容 $C_F(x) = 0$ ，才能求出金屬柵欄的反射係數 Γ ，因此

$$\text{令 } R_l(\omega) = 0 \Rightarrow \Gamma_A = P_{22} e^{-2jk_R D_2} \quad (8)$$

$$\text{令 } S_l(\omega) = 0 \Rightarrow \Gamma_B = P_{11} e^{-2jk_R D_2} \quad (9)$$

$$\text{其中, } k_R = \frac{\omega}{v_R}$$

之後將二埠表面聲波濾波器簡化成如圖 3 由 Section A 及 Section B 所組成的方塊圖 [6]，利用上述之反射係數與原本單一形式 IDT 的[P]矩陣結合，以 Section A 來說可以簡化成由發射的 b 波、接收的 a 波、電流 i 及電壓 u 為分析變數，新的 2×2 [P]矩陣，Section B

亦同理，表示如下

Section A:

$$\begin{bmatrix} b_1^A \\ i_2^A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}^A & P_{12}^A \\ P_{21}^A & P_{22}^A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^A \\ u_2^A \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中

$$P_{11}^A = P_{22} + \frac{\Gamma^A P_{12} P_{21}}{1 - \Gamma^A P_{11}}, \quad P_{12}^A = P_{23} + \frac{\Gamma^A P_{13} P_{21}}{1 - \Gamma^A P_{11}}$$

$$P_{21}^A = P_{32} + \frac{\Gamma^A P_{12} P_{31}}{1 - \Gamma^A P_{11}}, \quad P_{22}^A = P_{33} + \frac{\Gamma^A P_{13} P_{31}}{1 - \Gamma^A P_{11}}$$

Section B:

$$\begin{bmatrix} b_1^B \\ i_2^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}^B & P_{12}^B \\ P_{21}^B & P_{22}^B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^B \\ u_2^B \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中

$$P_{11}^B = P_{11} + \frac{\Gamma^B P_{12} P_{21}}{1 - \Gamma^B P_{22}}, \quad P_{12}^B = P_{13} + \frac{\Gamma^B P_{12} P_{23}}{1 - \Gamma^B P_{22}}$$

$$P_{21}^B = P_{31} + \frac{\Gamma^B P_{32} P_{21}}{1 - \Gamma^B P_{22}}, \quad P_{22}^B = P_{33} + \frac{\Gamma^B P_{32} P_{23}}{1 - \Gamma^B P_{22}}$$

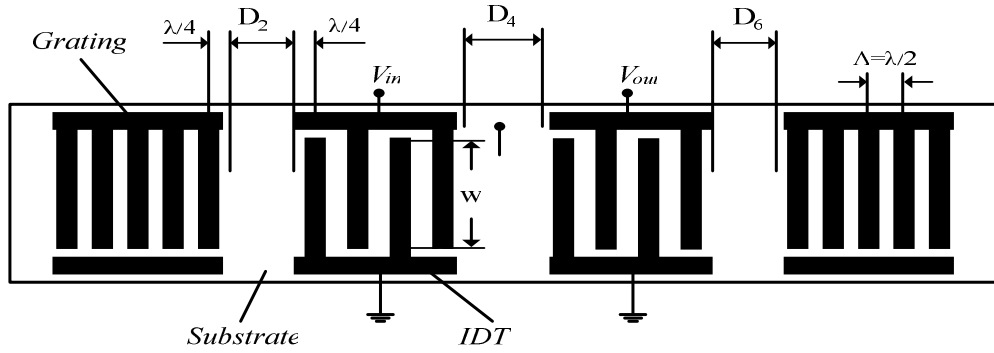


圖 2. 二埠表面聲波濾波器

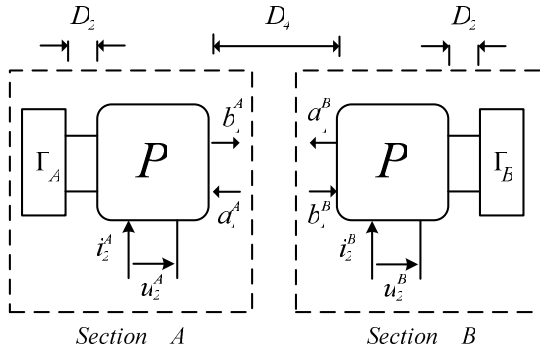


圖 3. 二埠表面聲波濾波器簡化方塊圖

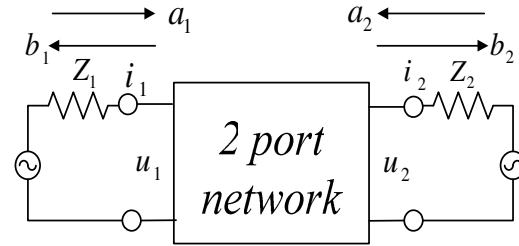


圖 4. 二埠網路結構[4]

接著，將 Section A 及 Section B 視為一整個二埠網路結構如圖 4，利用上述(21)及(26)式，整理可得以輸入端及輸出端之電流 I 與電壓 V 為分析變數的導納矩陣 $[Y]$

$$\begin{bmatrix} I_1(\omega) \\ I_2(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}(\omega) & Y_{12}(\omega) \\ Y_{21}(\omega) & Y_{22}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(\omega) \\ V_2(\omega) \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中

$$Y_{11} = P_{22}^A + P_{11}^B \left(\frac{P_{12}^A P_{21}^A}{1 - P_{11}^A P_{11}^B e^{-j2k_R D_4}} \right) e^{-j2k_R D_4}, \quad Y_{12} = \frac{P_{21}^A P_{12}^B}{1 - P_{11}^A P_{11}^B e^{-j2k_R D_4}} e^{-jk_R D_4},$$

$$Y_{21} = \frac{P_{12}^A P_{21}^B}{1 - P_{11}^A P_{11}^B e^{-j2k_R D_4}} e^{-jk_R D_4}, \quad Y_{22} = P_{22}^A + P_{11}^B \left(\frac{P_{12}^B P_{21}^A}{1 - P_{11}^A P_{11}^B e^{-j2k_R D_4}} \right) e^{-j2k_R D_4}$$

將二埠網路結構之輸入端與輸出端各匹配一阻抗 Z_1 及 Z_2 ，則可以得到埠一與埠二的入射信號 a_1 、 a_2 與反射信號 b_1 、 b_2 為變數的散射矩陣[S]

$$\begin{bmatrix} b_1(\omega) \\ b_2(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}(\omega) & S_{12}(\omega) \\ S_{21}(\omega) & S_{22}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(\omega) \\ a_2(\omega) \end{bmatrix} \quad (13)$$

則散射係數(Scattering parameter)

$$S_{11} = \frac{(1 - Z_1^* Y_{11})(1 + Z_2 Y_{22}) + Y_{12} Y_{21} Z_2 Z_2^*}{(1 + Z_1 Y_{11})(1 + Z_2 Y_{22}) - Y_{12} Y_{21} Z_1 Z_2}, \quad S_{12} = \frac{-2\sqrt{R_1 R_2} Y_{12}}{(1 + Z_1 Y_{11})(1 + Z_2 Y_{22}) - Y_{12} Y_{21} Z_1 Z_2},$$

$$S_{21} = \frac{-2\sqrt{R_1 R_2} Y_{21}}{(1 + Z_1 Y_{11})(1 + Z_2 Y_{22}) - Y_{12} Y_{21} Z_1 Z_2}, \quad S_{22} = \frac{(1 - Z_2^* Y_{22})(1 + Z_1 Y_{11}) + Y_{12} Y_{21} Z_1 Z_1^*}{(1 + Z_1 Y_{11})(1 + Z_2 Y_{22}) - Y_{12} Y_{21} Z_1 Z_2}$$

其中 $R_i = \text{real}[Z_i]$

最後即可利用散射矩陣[S]中的 S_{21} 或 S_{12} 來分析二埠表面聲波濾波器之頻率響應。

前面推導的耦合模型之各項參數， ν_R 是由壓電基板材料所決定。電性轉換係數

$$\alpha(\omega) = \frac{Q_F(\beta)}{\Lambda_T} \sqrt{\frac{\omega W \Gamma_s}{2}}, \quad \text{其中基本電荷密度 } Q_F(\beta) = \epsilon_s(\infty) \frac{2 \sin(\pi s)}{P_{-s}(-\cos(\pi \eta))} P_m(\cos(\pi \eta))$$

for $m \leq \frac{\beta p}{2\pi} \leq m+1$ ； W 為交指叉電極長度； Γ_s 為耦合係數； $s = (\beta p / 2\pi) - m$ ；

$P_m(\cos(\pi \eta))$ 為 Legendre 多項式； $P_{-s}(-\cos(\pi \eta))$ 為 Legendre 方程式； $\eta = \pi a / p$ ， p 為金屬柵欄週期[4,7,10,11]。等效電阻值 $R_f = 2\rho W / 3aN_p$ ，其中 a 為電極寬度； N_p 為交指叉

電極對數； ρ 為金屬的片電阻，當金屬鋁的厚度 H 介於 $0.05 \sim 0.3 \mu\text{m}$ 時，

$\rho \approx 0.04 / H$ (Ω/square) [7]。等效電容值 $C_f = WC_s$ ，當金屬覆蓋比率為 0.5 時，一波長範圍之單位長度等效電容 C_s 恰好等於 $\epsilon_s(\infty)$ [7,8]。反射係數

$$K = \left[R_k \left(\frac{k_e^2}{2} \right) + R_m \left(\frac{H}{\lambda} \right) \sin(\pi \eta) \right] \frac{1}{p}, \quad \text{而機電耦合係數 } k_e^2 = 2\Gamma_s \epsilon_s(\infty) [8,10]。衰減係數 γ 在$$

壓電基板為 ST-Quartz 時，可近似為 $\gamma \approx 0.47f + 2.62f^2$ (dB/ μs)，其中 f 的單位為 GHz[7]。

三、數值分析與討論

為了驗證理論之正確性，將上述理論分析作頻率響應的數值計算，並討論各項參數，如：交指又電極對數、交叉長度、金屬柵欄數目、延遲距離、及金屬厚度。文中所模擬的二埠表面聲波濾波器是以 ST-Quartz 為基板且中心頻率為 300MHz 的濾波器，採用石英做模擬是因為石英是最原始的壓電材料之一，另外壓電基板的機電耦合係數 k_c^2 、表面波波速 v_0 與溫度係數(Temperature coefficient of delay, TCD)都是影響壓電基板性能的重要參數，其中石英的機電耦合係數雖較其他壓電材料來的小，但其 TCD 趨近於零，溫度變化造成的影響可以忽略不計，所以可以不考慮溫度這個變數，分析其他參數的影響。表 1 是 ST-Quartz 的各項耦合參數[13]，由表中可知 ST-Quartz 的表面波波速 $v_R = 3157.99 \text{ m/s}$ ，一般來說表面波波速 v_R 、表面聲波濾波器中心頻率 f_0 及表面波波長 λ 的關係為 $v_R = f_0 \cdot \lambda$ ，所以本文設計的 300MHz 表面聲波濾波器的波長 $\lambda = 10.52663 \mu\text{m}$ ，而一個波長等於一對 IDT，則 IDT 金屬線寬 $d = 1/4 \cdot \lambda = 2.6317 \mu\text{m}$ ，鋁的金屬厚度設定為 1500 \AA ，二埠網路結構之匹配阻抗為 $Z_1 = Z_2 = 50 \Omega$ ， $\phi_B = \pi$ ， $\phi_T = \pi/2$ ，金屬覆蓋比為 0.5，另外本文若無特別強調，則交指又電極對數皆設定為 10 對，交指又電極交叉長度皆設定為 100λ ，金屬柵欄皆設定為 300 根。交指又電極是表面聲波與電性訊號間轉換的工具，電極對數及交叉長度會影響表面聲波濾波器輸入端或輸出端激發或接收表面聲波的能力，進而影響表面聲波濾波器的插入損失(Insertion loss)。圖 5 是忽略交指又電極本身所造成表面聲波的反射及衰減之交指又電極頻率響應圖，圖 6 是有包含反射及衰減之交指又電極頻率響應圖，可以看出當電極對數增加時，其中心頻率的插入損失越小，且電極對數與頻寬成反比，若要求頻寬要小則可以藉由增加電極對數來達到，但是相對的也會使元件加大，另外若交指又電極本身反射波之相位有達到建設性干涉時，可以降低其插入損失。圖 7 是固定金屬柵欄 300 根、電極對數 10 對，來比較不同的交叉長度所造成頻率響應的影響，交叉長度越長則可以明顯的看到插入損失下降，但是電極交叉長度太長則會有繞射(diffraction)現象產生，造成中心頻率會有所會的橫切模態(transverse mode)出現。圖 8 是固定金屬柵欄 300 根、電極交叉長度 100λ ，比較不同的 IDT 對數所造成頻率響應的影響，可以看出電極越多插入損失越小，如同前面的圖 5、圖 6，但是因電極較多伴隨產生的反射也使得中心頻率發生偏移現象，如圖中電極對數 50 對時，插入損失為 6.5dB 中心頻率為 299.6MHz，已經略為偏移原先所設計的 300MHz，且在低於中心頻率的位置上開始有另一個峰值的出現，而影響整個元件的表現。由圖 7 與圖 8 可以發現當電極對數或交叉長度達到一定數量長度時，對插入損失的影響越來越有限，所以若過度增加電極對數或交叉長度不但無法降低插入損失還會使元件大小增大。圖 9 是金屬柵欄的反射模擬圖，當電性訊號由輸入端 IDT 轉換成表面聲波時，聲波會向 IDT 的兩側傳遞，在輸出端將只會接收到 1/2 的能量，而其餘 1/2 能量將由另一側消散掉，所以造成約 3dB 的能量損失，因此藉由金屬柵欄將原本耗損的能量加以反射，形成共振來產生駐波達到建設性干涉降低插入損失，由圖中可以看到當金屬柵

Parameter	ST-Quartz
v_R (m/s)	3157.99
k_e^2 (%)	0.112
C_s (pF/m)	49.227
$\epsilon_s(\infty)$ (pF/m)	49.227
R_k	-0.7178
R_m	-0.5039

表 1. ST-Quartz 耦合模型參數表

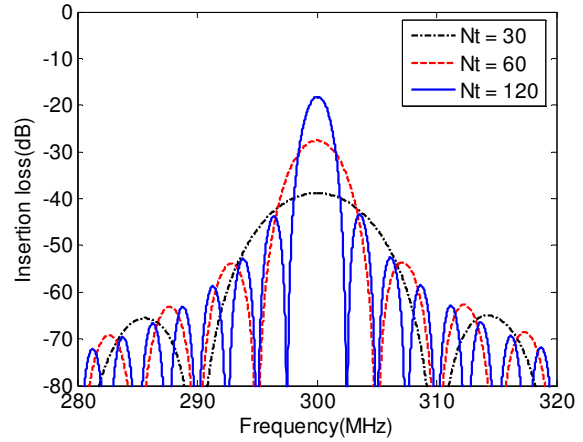


圖 5. 忽略反射與衰減影響之交指又電極頻率響應圖

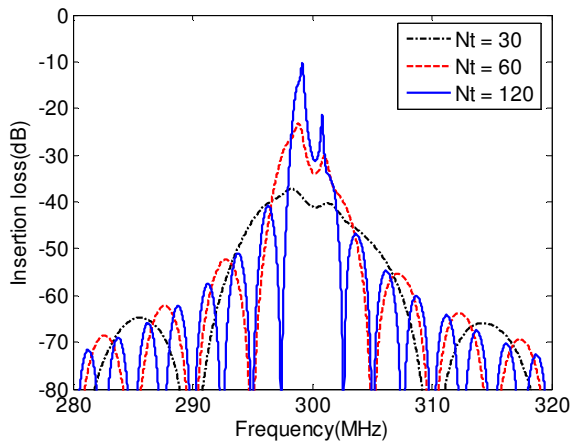


圖 6. 包含反射及衰減之交指又電極頻率響應圖

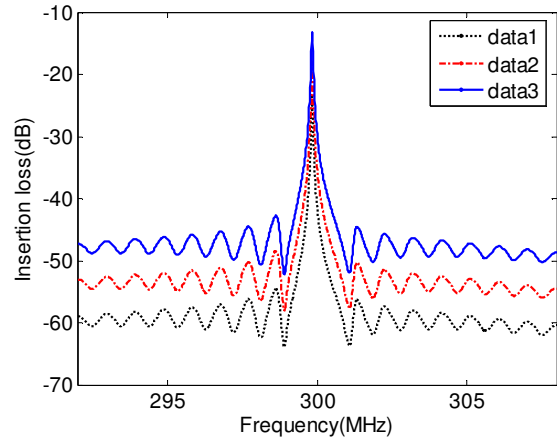


圖 7. 交指又電極交叉長度對頻率響應之影響

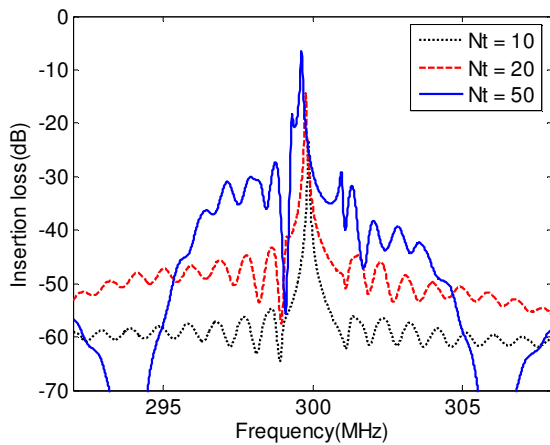


圖 8. 交指又電極數目對頻率響應之影響

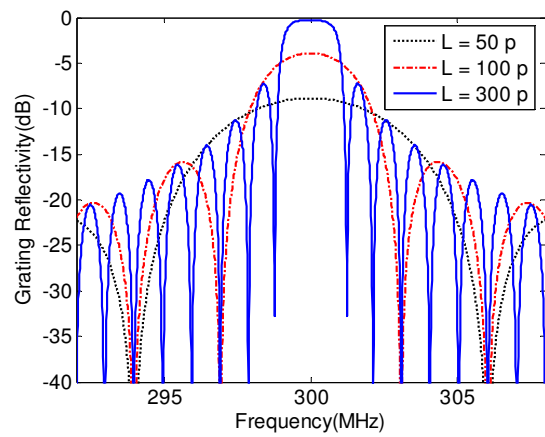


圖 9. 金屬柵欄反射頻率響應圖

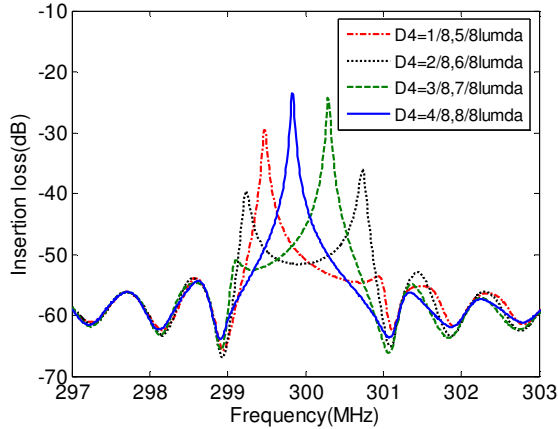


圖 10. 延遲距離 D_4 對頻率響應之影響

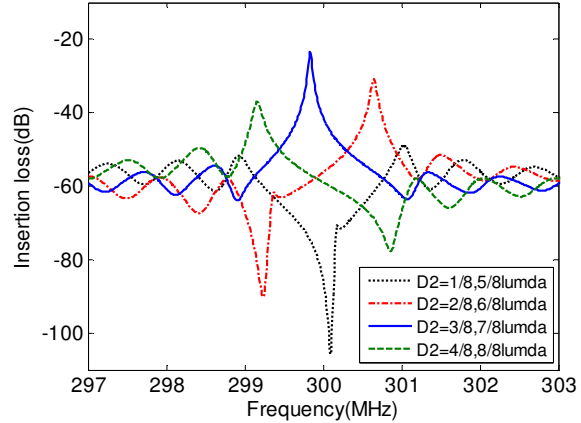


圖 11. 延遲距離 D_2 對頻率響應之影響

欄到達 300 根時，理論上幾乎可以完全反射散失的能量，而如同前面的電極對數及交叉長度一樣，當金屬柵欄到達一定數目時，其反射能力無法再有效的改善插入損失，反而只是增加元件的大小。二埠表面聲波濾波器一共有三個延遲距離 D_2 、 D_4 及 D_6 要決定，因為金屬柵欄雖然可以將聲波反射回交指又電極，但如果反射的聲波到原位置時並非同相位，反而會形成相消性干涉造成反效果，所以調整延遲距離就是為了使反射波成為建設性干涉。由於本文所設計的二埠表面聲波濾波器其輸入端與輸出端的 IDT 對數都相同且兩側的金屬柵欄數目也相同，所以延遲距離 D_2 與 D_6 可以視為同一變數，因其對整體頻率響應影響相同。圖 10 是比較相同 D_2 與 D_6 ($3\lambda/8$) 的情況下，不同的延遲距離 D_4 對頻率響應的影響，顯示 D_4 的影響會以 $\lambda/2$ 的週期重複產生，最好的延遲距離是 $\lambda/2$ 的倍數，不當的設計會造成中心頻率的偏移及另一峰值的產生。圖 11 是比較相同 D_4 ($\lambda/2$)，調整延遲距離 D_2 與 D_6 對頻率響應的影響，同樣發現 D_2 與 D_6 的影響會以 $\lambda/2$ 的週期重複產生，且不當設計如 $D_2 = D_6 = \lambda/8$ or $5\lambda/8$ ，會造成破壞性干涉大幅降低插入損失，而由圖中發現最好的 D_2 與 D_6 延遲距離為 $(3/8 + n/2)\lambda$, $n=0,1,2,\dots$ ，上述兩個最佳延遲距離是針對金屬柵欄為電性短路，且金屬柵欄與交指又電極之間的延遲距離 D_2 為非同步 (nonsynchronous) 之設計，這樣的設計可以使反射回來的能量得到最大的耦合效果，降低插入損失 [12,14,15]。在壓電基板上鍍上交指又狀的金屬電極即是 IDT，而金屬本身重量會產生負載效應，基板表面幾何形狀不連續，造成表面波的波速降低、表面波反射等現象。一般來說，金屬厚度 H 越厚，亦即 H/λ 比例增加這兩種效應越明顯。由於鋁具有密度較小的特性，可降低負載效應的影響，故鋁常用作交指又電極的金屬材料，另外降低 H/λ 的比例，則可降低幾何不連續的影響。

四、結論

本研究利用 Abbott 的耦合模型 (Coupling-of-Modes) 理論，作為分析二埠表面聲波濾波器之依據，並推導出二埠表面聲波濾波器的傳輸矩陣，成功的模擬其頻率響應。利用耦合模型來分析二埠表面聲波濾波器的參數，如：交指又電極對數、交指又電極交叉長度、金屬柵欄反射、延遲距離的影響、金屬厚度...等，對表面聲波濾波器之中心頻率、插入損失、頻寬等的頻率響應的影響，可作為日後設計、分析表面聲波濾波器之依據。

Reference

1. White, R.M. and Voltmer, F.W. (1965), "Direct Piezoelectric Coupling to Surface Elastic Waves," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 7, pp.314~316.
2. Pierce, J.R. (1954), "Coupling of Modes of Propagation," *J. App. Phys.*, vol. 25, pp.179~183.
3. Cross, P.S. and Schmidt, R.V. (1977), "Coupled Surface-Acoustic-Wave Resonators," *Bell Syst. Tech. Journal*, vol. 56, pp.1447~1482
4. Abbott, B.P. (1989), "A Coupling-of-Modes Model for SAW Transducers with Arbitrary Reflectivity Weighting," *Ph. D. dissertation, the Department of Electrical Engineering at the University of Central Florida Orlando, Florida.*
5. Wright, P.V. (1989), "New generalized modeling of SAW transducers and gratings" *Proceedings of the Annual Frequency Control Symposium*, v 43, p 596-605
6. Brown, R.B., Horine, B.H., Hines, J.H. (1989) "Practical implementation of coupling-of-modes theory for SAW device modeling" *Ultrasonics Symposium Proceedings*, v 1, p 153-158
7. Morgan, D.P. (1985), "Surface-Wave Devices for Signal Processing," *New York: Elsevier.*
8. Thorvaldsson, Thor (1989), "Analysis of the natural single phase unidirectional SAW transducer" *Ultrasonics Symposium Proceedings*, v 1, p 91-96
9. Wu T.-T., Wang S.-M., Chen Y.-Y., Wu T.-Y., Chang P.-Z., Huang L.-S., Wang C.-L., Wu C.-W., Lee C.-K., (2002), "Inverse determination of coupling of modes parameters of surface acoustic wave resonators" *Japanese Journal of Applied Physics, Part 1: Regular Papers and Short Notes and Review Papers*, v 41, n 11, p 6610-6615
10. Abbott, B.P., (1991), "A derivation of the coupling-of-modes parameters based on the scattering analysis of SAW transducers and gratings" *Ultrasonics Symposium, 1991. Proceedings., IEEE 1991*, pp. 5 - 10 vol.1
11. Abbott, B.P., Hartmann, Clinton S., Malocha, Donald C., (1992), "Transduction magnitude and phase for COM modeling of SAW devices" *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v 39, p 54-60
12. Cross, P.S. and Shreve, W.R. (1979), "Synchronous IDT SAW Resonators With Q Above 10000," *IEEE Ultrasonics Symp.*, pp. 824~829.
13. Thorvaldsson, T.; Abbott, B. P. (1990) "Low loss SAW filters utilizing the natural single phase unidirectional transducer (NSPUDT)" *Ultrasonics Symposium Proceedings*, v 1, p 43-48
14. Soluch, Waldemar, (1998), "Application of synchronous two-port resonators for measurement of SAW parameters in piezoelectric crystals" *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v 45, n 4, p 1113-1116
15. Campbell, C. K. , (1991), "Modelling the transverse-mode response of a two-port SAW resonator" *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v 38, n 3, p 237-242