

第二章 工作原理及表面聲波元件的製作分析

表面聲波馬達的驅動方式是在壓電材料表面上產生表面聲波(又稱為雷利波)，表面聲波的特性影響表面聲波馬達的運作。壓電材料具有電場及位移場耦合的特性，適用於表面聲波的激發及感測。表面聲波元件的製作係以壓電材料為基底，於壓電材料或鍍層表面沈積金屬電極，最常見的結構為一組由兩個梳狀電極交疊而成的交指又電極，稱為交指又換能器。施以適當頻率的交流電壓訊號於交指又電極，可激發表面聲波，朝正、負軸方向波傳。表面聲波經過 IDT，亦會產生電流，轉換成電壓訊號接收。

2.1 脈衝函數模型

IDT 的脈衝函數模型由 Tancrrell 與 Holland 於 1971 年所提出 [12-13]，可估算 IDT 的頻率響應，對於表面聲波元件之初步設計有相當大的幫助。此模型可以兩種方式視之，一是位於每個電極中央的電荷脈衝；另一是在電極之間的電場脈衝。本文以第二種方式進行說明，如圖 2.1 所示，假設電極間距 d 不是定值，即非週期性分佈的電極，每一個脈衝皆可視為波源，第 n 個波源所造成的振幅 A_n 正比於電極之間重疊的長度 w ，其正負號由電場的方向所決定。若 IDT 具有 N_s 個波源，則整體的脈衝響應為

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} s_n A_n \delta(t - t_n), \quad (2-1)$$

其中， s_n 代表電場方向的正負號，等於 $(-1)^n$ ，時間 t_n 是脈衝生成的位置至觀測點的波程時間。經由傅立葉轉換，可得到其頻率響應為

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{N_s} s_n A_n e^{-i\omega t_n}. \quad (2-2)$$

將已知 IDT 幾何尺寸，配合基材的材料性質(詳如表 1)代入(2-2)，即可利用此模型估算其頻率響應。

2.1.1 單相交指叉換能器

單相交指叉換能器，如圖 2.2 所示，僅考慮朝左方向波傳的表面聲波。若假設 IDT 的節距固定，即

$$d = d_e + d_b = \text{constant}, \quad (2-3)$$

將給定的鈮酸鋰 Y + 128° 切面的表面聲波相速度及 IDT 幾何尺寸代入以下公式，可以估算單相交指叉換能器的頻率響應，

$$s_n = (-1)^n, A_n = A_0 = \text{constant},$$

$$t_n = t_0 + n \frac{d}{V_R} = t_0 + \frac{n\pi}{\omega_0}, \quad (2-4)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \frac{V_R}{2d}, \quad (2-5)$$

$$H(\omega) = A_0 e^{-i\omega t_0} \sum_{n=0}^{N_S-1} (-1)^n e^{-in\pi\omega/\omega_0}, \quad (2-6)$$

$$H(\omega) = A_0 e^{i\omega t_0} \sum_{n=0}^{N_S-1} (e^{-2i\Delta\phi})^n, \quad \Delta\phi = \frac{\pi(\omega - \omega_0)}{2\omega_0}. \quad (2-7)$$

其中， V_R 為表面聲波相速度， ω_0 為工作角頻率(angular frequency)。利用上述模型，可模擬出不同電極數目之 IDT 所激發的表面聲波頻率響應，圖 2.3-5 所示，分別為電極數目 5, 5.5, 10, 10.5, 15, 15.5 對所對應的頻率響應圖。當外加交流電壓的驅動頻率與 IDT 本身的中心頻率(10MHz)相同時，可得到最大的頻率響應，中心頻率的響應大小與電極數目成比例關係，且側瓣(side lobes)的振幅大小亦隨之等比例增加。此外，由圖 2.6

可發現當驅動頻率為中心頻率的奇數倍，亦可得到較大的頻率響應。在實際應用時，x.5 對的 IDT 在壓電元件表面上產生偶數個電場脈衝，可激發成對的表面聲波波峰及波谷，因此較常被採用。

2.1.2 雙相交指叉換能器

在交指叉換能器的實際應用上，只要求單一方向傳遞的表面聲波，然而，單相 IDT 在操作時會激發出兩方向傳遞的表面聲波，其中一個方向傳遞的表面聲波非但不需要，在基板邊緣的反射波還可能干擾直接波傳的表面聲波訊號。在此功能需求下，發展出雙相交指叉換能器。如圖 2.7 所示，兩組具有不同驅動源的 IDT，若驅動電壓具有適當的時間延遲，兩組 IDT 間也留有適當的間距，可消除朝某方向傳遞的表面聲波，僅留下朝另一個方向傳遞的表面聲波。

令兩組 IDT 間隔一個波長(或整數倍波長)，參考圖 2.7，假設波傳方向向右，第 2 組 IDT 較第 1 組 IDT 落後 1/4 週期，則

$$h(t) = h_1(t) + h_2(t)$$

$$= \sum_{n=0}^{N_S-1} s_n A_0 e^{-i\omega t_{n1}} + \sum_{n=0}^{N_S-1} s_n A_0 e^{-i\omega t_{n2}}, \quad (2-8)$$

$$t_{n1} = t_0 + \frac{nd}{V_R} = t_0 + \frac{n\pi}{\omega},$$

$$t_{n2} = t_0 - \frac{T}{4} + \frac{\left(N + \frac{1}{4}\right)\lambda + nd}{V_R} = t_0 + \frac{2\pi N}{\omega} + \frac{n\pi}{\omega},$$

其中， t_{n1} 與 t_{n2} 的差值代表驅動電源之間的相位時間差。

利用脈衝函數模型模擬雙相交指叉換能器，每組 IDT 皆有 5.5 對的電極數，兩組間間隔為一個波長或為 $n\lambda$ ，其中， n 為大於零的正整數。

可得到如圖 2.8 的頻率響應圖，於 10MHz 左右時有較大的能量。此外，若與圖 2.4 所示之 10.5 對的單相交指叉換能器頻譜比較，可發現雙相交指叉換能器具有較大的側頻損失(side band loss)。

2.2 交指叉電極設計

製作交指叉換能器的方法係利用半導體製程，而光罩的製作決定了電極的形式。一般以石英玻璃為質板製作的的光罩精密度可以達到 3~4 μm 線寬，或是更高的水準。本研究之表面聲波馬達的交指叉換能器之線寬約為 100 μm ，利用製作電極的塑膠蒸鍍罩，不僅製作費用較廉，線寬可到達 15 μm 的精準度，若線寬太小，則不建議使用蒸鍍罩。

交指叉電極的光罩設計圖及設計參數示於圖 2.9 及表 2，電極數目為 $N=10.5$ 對，如圖 2.9 的上半部；圖 2.9 下半部則依 2.1.2 節敘述的方法設計，可減少邊緣反射所產生的影響，適用於無吸能器的表面聲波馬達設計。本研究選擇在 $Y+128^\circ\text{cut}$ 的鈮酸鋰表面設計表面聲波馬達，基材厚度為 1mm，交指叉電極寬度為 100 μm ，表面聲波的波長為 400 μm ，中心頻率約為 10 MHz。若採用較厚的鈮酸鋰材料，可製作中心頻率更低的交指叉電極，產生波長更長的表面聲波。

2.3 交指叉換能器測試

圖 2.10 所示為利用塑膠蒸鍍罩製作的交指叉換能器，將表面聲波元件固定於壓克力板上，兩邊 IDT 分別並聯一個 50 Ω 水泥匹配電阻，其效果可能不如光罩製作的方式精準，故須先評估實際效果。IDT 之設計，一般採用鈮酸鋰表面特定方向的波速來估算其操作頻率，實際上，此波速值會有誤差。實驗時必須考慮波傳損失、電極反射等效應所造成頻率平移。本研究採用的表面聲波元件之表面波相速度理論值為 3.906

mm/ μ s，對應的操作頻率為 9.765 MHz。

具交指又電極之表面聲波元件的輸出與輸入訊號之振幅比值定義為 $S_{21}(\omega)$ ，通常視為表面聲波元件的頻率響應。圖 2.11 所示為頻率響應實驗的示意圖，於交指又換能器的輸入及輸出端，各並聯一顆 50Ω 之高功率電阻，與函數波產生器輸出端的阻抗匹配。利用 LabVIEW 圖控程式，經由 GPIB 卡控制 HP33250A 函數波產生器，產生 8-12 MHz、 $V_{pp}=5$ volt 的弦波，每一組波群包含 40 個週期的弦波，每組波群的間隔為 10 ms。訊號輸至換能器的端點 1，電極數目 $N=10.5$ 對之交指又電極產生 20 個由正電極至負電極之交流電場，激發不同頻率之表面聲波，再由另一端具相同對數之換能器端點 2 接收，實驗採用 GaGe A/D 卡擷取訊號。端點 2 所擷取之聲波訊號包含暫態及穩態訊號，暫態訊號通常發生在上述波群的起始及結束時，穩態訊號則代表交指又電極驅動表面聲波的訊號，發生於波群的中段，其反映鋰酸鋁壓電材料的結構共振特性。表面聲波元件的頻率響應 $S_{21}(\omega)$ 係將輸出端的穩態訊號振幅除以輸入端訊號的振幅，圖 2.12 為模擬結果的 dB 圖，圖 2.13 所示為頻率範圍 8-12MHz 的理論模擬結果，圖 2.14 即為 $S_{21}(\omega)$ 量測結果之 dB 圖。圖 2.13 與圖 2.14 的差異來源來自於表面聲波元件材料特性、電極厚度及邊緣反射波等性質影響所致，圖 2.15 所示為量測訊號經小波轉換後，得到 S_{21} 的 dB 圖，為方便比較圖 2.14 及圖 2.15，將兩者合併於圖 2.16，在頻率 9.725MHz 量測得最大之訊號響應，理論模擬則在頻率 9.978MHz 會得到最大電壓。實驗採用之 GaGe A/D 卡的最大取樣頻率為 50MHz，直接用於接收波形將會稍有失真的現象。

2.4 小波轉換訊號分析

小波轉換是一種應用廣泛的時頻域分析方法，適合對於暫態 (transient) 連續函數的展開。母小波 (mother wavelet) 函數具有正交性，是構成小波轉換的核函數 (kernel function)，其與暫態訊號作廣義的交互相

關性運算(cross correlation)，可將訊號與母小波相似的成分萃取出來，並在不同頻率下有不同之解析度。連續小波轉換表示如下

$$CWT(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_0^{\infty} f(t) \Psi^* \left(\frac{t-b}{a} \right) dt \quad (2-9)$$

其中， $\Psi(t)$ 為母小波函數，在時間 t 為無限大時，函數值須為有限的，上標*表示取其共軛複數(complex conjugate)，參數 a 代表時間變數的尺度係數(scaling factor)，參數 b 表示時間延遲(time delay)。當 a 減少時，母小波之週期隨之縮小；反之，當 a 增加時，母小波之週期隨之放大，故 a 可當時間解析度與頻率解析度的交換(trade-off)參數。

在物理意義上，小波轉換將暫態訊號 $f(t)$ 映射至各頻率成分之小波轉換係數，其包絡線(envelop)峰值(peak)所對應之 b 值即為該頻率波群(wave packet)抵達接收點之波程時間。

常用之母小波函數有墨西哥帽函數、Daubechies 發展之離散母小波、高斯脈波及 Morlet 函數等。本分析所採用的是高斯脈波作為母小波函數，其數學型式如下：

$$\Psi(t) = e^{i\omega_0 t} e^{-t^2/2} \quad (2-10)$$

其中， $\omega_0 = 5.3 \times 10^6 \text{ rad/sec}$ ，為高斯脈波頻率，尺度係數 a 與小波轉換之頻率 f 的關係為 $f = \omega_0 / 2\pi a$ 。圖 2.17 為高斯脈波函數之包絡線、實部與虛部，由(2-10)式可知高斯脈波函數之絕對值為包絡線，為高斯分佈曲線。高斯脈波函數的實部與虛部都是振盪函數，不易辨識小波轉換係數的極值與時間延遲，因此以小波轉換係數的包絡線峰值對應之時間延遲作為計算暫態訊號波程時間差之標的。茲以頻率為 9.725MHz 及頻率為 9.0MHz 為例，將所接收訊號作小波轉換，分別如圖 2.18、圖 2.19 所示。當頻率為 9.0MHz，在開始接收及結束接收訊號時，會有暫態不穩定的訊號現象發生，選擇較穩定之訊號峰值作為計算 $S_{21}(\omega)$ 量測值的依據。