

## 第三章 表面聲波馬達的驅動及量測

### 3.1 表面聲波元件驅動方式

測試表面聲波馬達之儀器裝置如圖 3.1 所示，於 IDT 輸入端，並聯一顆  $50\Omega$  之高功率電阻，與函數產生器的輸出阻抗匹配，避免 IDT 承受所有的功率消耗。根據訊號的量測結果，若利用弦波電壓驅動，IDT 的輸出端在中心頻率處具有最大的振幅，此頻率略低於脈衝理論模型計算出的結果。另外，於表面聲波元件的邊緣塗佈牙膏作為聲波的吸能器，結果如圖 3.2、3.3，顯示吸收效果良好。

若函數產生器操作於叢發(burst)的模式，如圖 3.4，使滑座產生步進移動，調整弦波數目及施加的電壓大小，可改變表面聲波的振幅，改變步進位移量的大小。叢發週期時間必須大於弦波數目與弦波週期的乘積，否則會產生連續訊號，兩者也不能太過接近。此外，函數產生器無法直接設定叢發的次數，故利用 GPIB 卡連接函數產生器，撰寫 LabVIEW 程式控制硬體的設定。

### 3.2 預力施加的機構

表面聲波施於滑座上的切線力量大小，取決於表面聲波元件的基材與滑座之間的摩擦力及施加於滑座的預力大小。根據文獻[4]，此力量大小須維持於某一特定值，過大或過小皆會阻礙滑座的移動。為了施予精準的預壓力，利用 KYOWA 公司的荷重元(load cell) LTS-500GA 為感測器，在受力端製作轉接機構，連接滑座與荷重元。為使系統穩定，製作固定結構使荷重元與滑座緊密結合，其缺點是會造成滑座表面與元件的基材表面無法完全接合，因為滑座表面與基材表面非共平面。轉接構件的設計如圖 3.5 所示，藉著預壓力的施加，使滑座與轉接構件能緊密結

合，參考圖 3.6 所示。圖 3.7 的實體照片顯示荷重元安置於一線性移動平台上，調整平台位置施予滑座預力。力量施加後，荷重元內部的惠斯登電橋會將荷重元的電阻改變量轉換成電壓訊號，經儀控放大器(AD620)電路將訊號放大，以萬用電表或示波器讀值，轉換成實際的力量值。

讓表面聲波元件的基材與滑座產生相對移動，可採行兩種實驗架構，一為固定表面聲波元件而移動滑座，另一為固定滑座而移動表面聲波元件。第一種設計較接近理想的表面聲波馬達，但缺點是荷重元必須一同移動，需要設計複雜之結構，達成滑座之移動。第二種設計的優點在於不需要龐大的結構，減少滑座推動的重量，缺點是無法完整顯示滑座移動的行為，本實驗採用此方式。此處需要注意承載表面聲波元件之線性滑軌的靜摩擦力必須非常微小，若滑軌與承座之間的靜摩擦阻力太大，將會影響表面聲波馬達的驅動性能。此外，滑軌的位移精度亦為要素之一，表面聲波馬達驅動的位移步進僅數個奈米，不能選用低阻力但精度不夠的滑軌。本實驗採用 THK VRT-1035-A 交叉滾子工作台，其精度較高，可減小滑軌承座線性移動時產生的左右晃動。

### 3.3 滑座類型

本研究採用的滑座是以矽晶圓為基底，利用微機電製程製作而成，由工研院機械所提供，如圖 3.8、3.9 所示，可確保表面聲波元件之鈮酸鋰基材與滑座表面完全接觸。滑座表面具有許多圓型圖案，高度為  $5\mu\text{m}$ ，其大小、彼此間距及總數目不同，可以測試不同表面條件下的位移情形。

### 3.4 光纖式麥克森干涉儀

本實驗中，觀察次微米或奈米等級的移動採用干涉儀作為量測儀

器。本實驗的滑座單次位移量為奈米等級(小於 10 奈米)，欲量測滑座移動之暫態響應，可採用較麥克森干涉儀更為精準的外差式干涉儀或都卜勒干涉儀。實驗初期，利用光學顯微鏡的方式初步觀測滑座移動，且採用麥克森干涉儀量測其總位移。上述的兩種方法都無法準確得知表面聲波馬達微步進的情形，故採用光纖式麥克森干涉儀做為位移量測的工具。

光波傳遞具直線性，限制了量測系統架設的環境要求，增加光臂在調整的困難度，且雙光臂式干涉儀容易受到外界環境擾動(溫度、濕度、潔淨度變化等)的影響。光線於光纖中傳遞，能量的耗損相當微小，在不是很嚴苛的環境中，可利用光纖式干涉儀來進行微小位移的量測。但光纖式麥克森干涉儀較不適合進行長位移的量測。

光在光纖中傳遞時，是利用纖心(core)與纖衣(cladding)折射率的差異，使光線於纖心做全反射，達到光線於光纖中傳遞的目的，如圖 3.10 所示。光線通過兩種不同折射率物質的交界面，光線會產生部分折射及部分反射，且有一小部分沿界面前進。當入射光的角度大於臨界角，則發生全反射的現象，此時大部分能量被界面反射，部分能量沿界面前進。根據 Snell 定律，光線於纖心與纖衣界面間的折射，必需滿足下列關係式

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2, \quad (3.1)$$

$$\theta_c = \sin^{-1} \left( \frac{n_2}{n_1} \right), \quad (3.2)$$

其中， $n_1$  與  $n_2$  分別為纖心與纖衣的折射率， $\theta_1$  與  $\theta_2$  為光線由纖心進入纖衣時的入射角與反射角， $\theta_c$  為光線在光纖中全反射的臨界角。

光線自光纖式麥克森干涉儀的光纖端面射出時，因為入射角度的不同，產生不同的折射角，影響折射能量的大小。假設干涉儀於一般空氣中操作，參考圖 3.11 所示，在纖心與空氣界面間的反射與折射，可由以下關係式表示：

$$90 - \theta_c = \phi_c, \quad (3.3)$$

$$n_1 \sin \phi_c = \sin \phi, \quad (3.4)$$

$$\phi = \sin^{-1}(n_1 \sin \phi_c), \quad (3.5)$$

其中， $\phi_c$  為光穿透出光纖時的臨界角， $\phi$  為光穿透出光纖時的折射角。若  $\phi$  越大，表示從光纖末端陶瓷(ceramic)接頭所射出的光擴散角越大，因此光纖在轉接時的光能量散失就相對的變大。選擇光纖時，須考慮纖心與纖衣材質間的折射率，使  $\phi$  角越小越好。

光纖式麥克森干涉儀的基本原理如圖 3.12 所示，入射光源經過光纖的傳輸到達光纖端面 FC 接頭。光線經過陶瓷接頭時，將產生反射回光纖的反射光束(1)及穿透過界面的穿透光束(1)，穿透光束(1)若被反射面鏡反射，則產生反射光束(2)。於適當條件，其中最佳狀況為光纖端面與反射面鏡的法線平行，反射光束(2)將會反射至光纖端面，部分能量進入光纖內產生穿透光束(2)。然後，反射光束(1)與穿透光束(2)構成光纖式麥克森干涉儀的兩道干涉光，若這兩條光束的能量越強，干涉訊號則越明顯。在考慮光能量強度的同時，若光程差大於光源的同調長度，則不會產生干涉現象，所接收的訊號僅為兩道光重疊能量總和。光源的同調長度  $L_c$  可利用下式計算：

$$L_c = \frac{c}{\Delta f} \quad (3.6)$$

$$\Delta f = -c \frac{\Delta \lambda}{\lambda^2} \quad (3.7)$$

其中， $\Delta f$  為光譜幅寬， $c$  為光速， $\lambda$  為光源的波長， $\Delta \lambda$  為半帶寬。反射光束 (1) 的能量大小可利用下式計算：

$$I_r = \left( \frac{n_1 - n_0}{n_1 + n_0} \right)^2 I_i, \quad (3.8)$$

其中， $n_1$  為纖心的折射率， $n_0$  為空氣折射率， $I_i$  為當時光源的強度， $I_r$  為

經由陶瓷接頭所反射的光強度。光纖式麥克森干涉儀的干涉行為可以下式表示：

$$I_0 = I_r + I_s + 2\sqrt{I_r I_s} \cos(\Delta\Phi), \quad (3.10)$$

$$\Delta\Phi = \frac{4\pi n_0 \Delta x}{\lambda}, \quad (3.11)$$

其中， $I_s$  為由外部反射面鏡反射回光纖內的光強度， $\Delta x$  為反射面鏡移動距離， $\Delta\Phi$  為反射面鏡位移所造成的相位差。由干涉訊號的變化可計算出反射表鏡  $\Delta x$  的位移，簡單而言，干涉訊號一個週期的變動表示反射面鏡產生  $\lambda/2$  的移動。

本實驗光源採用波長為 1550 nm 的 DFB 雷射二極體，電流驅動器為 NewPort Laser Diode Drivers 500 series，溫度控制器為 NewPort Temperature Controllers 300 series，光接收器為 New Focus Model 1801 Photoreceiver。採用 FOCI 公司的光纖光阻隔器(isolator)，防止由量測系統反射回雷射二極體的光能，硬體架構如圖 3.13 所示。干涉儀連結方式分成熔接(能量損耗測試值需小於 0.03dB)與模組化的光纖 FC 接頭兩種。光源的半帶寬為 0.045nm，同調長度  $L_c$  為 0.5339 m，遠大於麥克森干涉儀量測範圍。依據(3.8)式， $I_r$  約為 4%  $I_i$ ，即大部分(96%)光能會透射出光纖，光線經由反射面鏡反射回光纖產生  $I_s$ 。

光偵測器操作於直流模式，配合反射面鏡移動的速度，以適合的取樣頻率擷取直流訊號描繪成圖，可得到如式(3.10)所呈現之干涉訊號圖。實際的光干涉訊號會有許多雜訊參雜其中，欲得到良好的干涉訊號，需注意陶瓷頭與反射面鏡的平行度，且距離越短越好。光偵測器接收光波波長為不可見光，若於燈光下進行實驗，雖影響不大，但仍需注意一般光源在光偵測器接收頻段產生的能量。實驗採用 16 位元的 NI DAQ 6036E 擷取光干涉訊號，最高擷取頻率為 200 kHz，適用於擷取本實驗表面聲波馬達步進位移產生的干涉訊號。

擷取一段相位差為  $2\pi$  (實際位移  $\lambda/2$ ) 的干涉訊號，如圖 3.14 所示，

若位移相當地微小，對應的相位變化也會很微小。若起始訊號落在 1/4 週期(quadrature point)相位點附近，干涉後的強度訊號於此點前後  $\pi/4$  相位以內的變化，與位移變化量接近線性關係。若反射面鏡作等速移動，此範圍內的相角與時間的變化亦接近線性。假如干涉訊號所含的雜訊很小，16 bit 的高解析度的 DAQ 擷取卡將可量測到微小的位移。

本實驗採用利用 PZT 推桿作為搜尋干涉儀 1/4 週期相位點的工具，如圖 3.15 所示，先驅動推桿產生等速移動，使干涉訊號的相位變化介於 0 至  $2\pi$  間，干涉訊號如圖 3.16 所示。找出干涉訊號的極值，計算極值對應之驅動電壓平均值，然後以此電壓驅動 PZT 推桿，使起始干涉訊號位於 1/4 週期相位點處。將圖 3.16 所示的干涉訊號正規化成最大值為 1、最小值為 -1 的餘弦函數圖形。在速度固定的條件下，干涉之強度訊號會接近餘弦函數，如圖 3.17 所示。利用式(3-10)進行位移解調，可得圖 3.18 所示的位移圖。干涉訊號極大值附近具有較大的雜訊，使得解調得到的位移於此點附近較不準確，解調流程如圖 3.19 所示。因 PZT 推桿的作用，表面聲波馬達步進位移的干涉訊號得以落在 1/4 週期相位點附近，將圖 3.16 正規化成圖 3.17，得到平移及比例常數。將表面聲波馬達的位移干涉訊號正規化成餘弦形式，經過相位解調後可得到實際位移。

PZT 推桿將干涉儀的初始相位定義於 1/4 週期附近，1/4 週期相位點的訊號正規化後為 0，因為數值程式中的主幅角限制， $\cos^{-1}0=1.5708$ ，以波長 1550 nm 的雷射光量測，該 0 點代表表面聲波馬達的位置為  $1.5708 \cdot \lambda/4\pi = 193.75$  nm，故反餘弦解調後的馬達位置都需減掉 193.75 nm，使初始位置落於 0 附近。

僅觀察干涉訊號無法決定位移的方向性，但可確定 PZT 推桿致動的方向。於 1/4 週期相位點附近，反射物體的位移會造成干涉訊號斜率的正負差異，斜率若為正值，即干涉的強度訊號遞增，代表反射面鏡接近光纖探頭，可判別待測物真正移動的方向。本實驗對訊號的處理採用後處理，PZT 推桿的作用不只尋求 1/4 週期相位點，往後決定位移方向，仍需要藉 PZT 推桿得到的干涉訊號，作為決定馬達朝正負向移動的依

據。

### 3.5 表面聲波馬達移動結果

表面聲波馬達的硬體架構如圖 3.20，撰寫 LabVIEW 6.0 圖控程式，配合 GPIB、DAQ 6036E 卡進行程序控制。控制系統如圖 3.21 所示，可區分成表面聲波馬達驅動及光纖式麥克森干涉儀位移量測兩個子系統，函數產生器操作於叢發模式，驅動表面聲波馬達產生步進位移。由圖 3.16-18 的結果得知，光纖式麥克森干涉儀所受到的雜訊顯著，首先取出未驅動表面聲波馬達的干涉訊號，如圖 3.22 所示，經過快速傅立葉轉換 (FFT) 獲得訊號的頻譜，如圖 3.23 所示，在 60、120、180 Hz 附近具較大之峰值。選擇 LabVIEW 6.0 內建的數位濾波器，以無限脈衝響應(IIR)形式的 Butterworth 濾波器，將 60、120、180 Hz 頻率附近及高頻雜訊濾除，圖 3.24、3.25、3.26、3.27 所示為去除上述頻率雜訊及 300 Hz 低通濾波後的結果，得到所要觀測的訊號。

數位濾波器依據濾波器的脈衝響應，可區分為有限脈衝響應(FIR)及無限脈衝響應(IIR)濾波器。FIR 濾波器的輸出只與現在及過去時間的輸入訊號有關，而 IIR 濾波器還與過去的輸出訊號有關，其方程式具有遞迴關係，在濾波效果上優於 FIR 濾波器。IIR 濾波器的通式可表示：

$$\begin{aligned} & a_0 y[i] + a_1 y[i-1] + a_2 y[i-2] + \cdots + a_{N_y-1} y[i-(N_y-1)] \\ & = b_0 x[i] + b_1 x[i-1] + b_2 x[i-2] + \cdots + b_{N_x-1} x[i-(N_x-1)] \\ & y[i] = \frac{1}{a_0} \left( - \sum_{j=1}^{N_y-1} a[j] y[i-j] + \sum_{k=0}^{N_x-1} b[k] x[i-k] \right), \end{aligned} \quad (3.12)$$

其中， $x[\cdots]$  表示輸入訊號， $y[\cdots]$  表示輸出訊號，輸出項  $y[i]$  包含現在輸入訊號  $x[i]$  與過去的輸入訊號  $x[i-k]$  之加權和，再加上過去輸出訊號  $y[i-j]$  的加權和。通常將  $N_x$  設定等於  $N_y$ ，此數值稱為濾波器的階數

(order)。考慮一個二階的濾波器作為解說之範例，令  $a_0$  等於 1，將 IIR 濾波方程式表示為

$$y[i] = -a_1 y[i-1] - a_2 y[i-2] + b_0 x[i] + b_1 x[i-1] + b_2 x[i-2]. \quad (3.13)$$

由(3.13)式可知，要計算現在濾波器輸出的第  $i$  項，必須要知道訊號第  $i-1$  及  $i-2$  項的輸入與輸出訊號和現在的  $i$  項輸入訊號。若剛開始使用濾波器，此時前兩項的輸入 ( $x[i-1]$  及  $x[i-2]$ ) 及輸出 ( $y[i-1]$  及  $y[i-2]$ ) 並不存在，因此內定值設為 0。當計算至第二筆資料時，雖然已經有  $x[i-1]$  及  $y[i-1]$ ，仍缺  $x[i-2]$  及  $y[i-2]$  項。計算至第三筆資料，才使(3.13)等式右邊各項不為零，IIR 形式濾波器必定要延遲一段時間才會得到準確值，延遲的時間長度與濾波器的階數及取樣時間有關。

為了確認 IIR 濾波器的工作能力，先給定如圖 3.28 所示的 5Hz 弦波訊號，加上人工雜訊後，如圖 3.29 所示，採用 50Hz 之 butterworth 低通濾波器進行訊號處理。圖 3.30、3.31 分別為 1 階及 10 階濾波器之數位訊號處理結果。1 階濾波器的效果較不理想，優點是初始延遲時間較短；10 階濾波器的濾波效果較好，但是初始延遲時間較長。選用 IIR 數位濾波器，必須選用適合階數。

圖 3.32 所示為驅動表面聲波馬達所量測到的干涉訊號，經過上述的解調程序得到圖 3.33 所示的真實位移，再使用 IIR 數位濾波器獲得圖 3.34 所示之濾波結果。由於濾波器會造成類似圖 3.31 所示的初始時間延遲，為觀察較好的位移資料，選擇大於初始延遲時間之後的訊號，得到表面聲波馬達的微步進響應，如圖 3.35 所示，但仍有一些不必要的雜訊存在。當一組叢發表面聲波通過滑座後，理論上會產生暫態形式的振盪，較理想的初始時間須選擇於叢發訊號開始之前，以得到接近靜態之行為。如圖 3.36 所示取出部分位移區段，除此區間操作的步數，可以得到單步位移量為 2.74 nm。

操作光纖式麥克森干涉儀的方式是先移動 PZT 推桿，得到一個週期的干涉訊號，將 1/4 週期相位點定義於干涉訊號最大值及最小值和的一

半處，對應的電壓負荷即為施予 PZT 推桿的電壓。觀察圖 3.33、3.34，PZT 推桿的控制方式不能精確地將量測起點定義於 1/4 週期相位點處，以致驅動表面聲波馬達的初始位移不為零。

圖 3.35 的結果顯示，步進位移會隨時間增加而越來越大，造成此現象的可能原因有二，即反餘弦函數數值計算的不準確，及表面聲波馬達驅動時間增加所造成的移動特性，前者是訊號後處理所產生，須討論此因素對位移解調的影響。

圖 3.36(a)中，編號 1 至 9 對應的正規化干涉訊號值為-0.2059、-0.0296，如圖 3.36(c)所示，將之線性回歸可得如圖 3.36(d)所示的直線，

$$Y = 0.992X - 4.676 \quad (3.14)$$

其中，Y 為正規化之干涉訊號大小，X 為相位角(單位為 rad)，其均方誤差為 $1.97071 \times 10^{-8}$ 。在圖 3.35 所討論的區間中，不管是利用反餘弦函數解調或是線性解調，仍造成步進位移非線性增加，位移解調結果的非線性現象肇因於無法穩定的將初始相位維持在 1/4 週期相位點上。

由實驗得知，若施予交指叉換能器的電壓振幅大小或驅動的弦波數目不足，則不足以使表面聲波馬達的滑座產生相對位移。測試的階段，利用連續弦波，在適當驅動電壓的條件下，進行初步測試，若無法觀測短時間的位移，可延長表面聲波馬達的驅動時間，如圖 3.37 所示。若機構的設計恰當，會得到穩定的位移訊號，再開始進行步進位移的測試。

驅動電壓、叢發週期數目可以 LabVIEW 圖控軟體設定，表面聲波馬達的自動化量測中，唯預壓力沒有無納入程式。程式將給定的叢發週期數目為外迴圈，施加電壓為內迴圈，擷取叢發週期數目與施加電壓為輸入變數的二維資料。

本實驗選擇陣列 53x53 及 23x23 的矽晶滑座，根據不同的預壓力，得到圖 3.38、3.39、3.40、3.41 及圖 3.42、3.43、3.44、3.45 所示的兩組步進位移結果，其中，橫座標為函數產生器的振幅輸出，經過功率放大器 ENI 325LA 的 50dB 增益，振幅放大 316 倍，叢發週期數目為 100k、

500k 及 900k，叢發歷時(duration)設定為 0.2s。若驅動電壓太小，表面聲波馬達移動的效果不佳，量測之干涉訊號多為外界擾動雜訊。反之，若增加驅動電壓，步進移量將明顯增加，故驅動電壓為最重要的致動因素。若叢發週期數目太少，將降低驅動電壓對於步進移動量的影響。當叢發週期數目為 100k 時，表面聲波馬達呈現較不規則的步進運動，較多的雜訊包含於其中。

圖 3.46 為 53×53 陣列之矽晶滑座承受預壓力作用的步進位移量與電壓負荷之實驗結果，圖 3.47 則為 23×23 陣列之矽晶滑座的實驗結果，本實驗可量測的預壓力範圍自 0 至 650 公克，在此範圍內，預壓力對於表面聲波馬達步進位移的影響有限。在 175 公克預壓力作用下，53×53 及 23×23 陣列的矽晶滑座步進位移量之比較表示於圖 3.48，圖 3.49 所示為矽晶滑座承受 590 公克預壓力，且叢發週期數目為 500k 的實驗結果，由圖中明顯得知，當電壓為 47.4 V<sub>pp</sub> 時，53×53 陣列的矽晶滑座步進位移約為 4-5 nm，而 23×23 陣列的矽晶滑座步進位移約為 6-7 nm，故推論 23×23 陣列之矽晶滑座的效能較好。