

基於調諧質量阻尼之微機械質量感測器

A Tuned Mass Damper Based Micromechanical Mass Sensor

杜文睿、劉嘉仁、陳庭毅、李尉彰

Wen-Ruei Du, Jia-Ren Liu, Ting-Yi Chen, Wei-Chang Li

透過微機械諧振器之諧振頻率隨著外在環境變化而偏移的效果作為感測器使用，是目前廣泛應用的感測機制之一，並已用於質量、力量與電壓計等感測應用。有別於傳統諧振式微機械感測元件如懸臂梁結構，本文使用基於調諧質量阻尼結構之多維度諧振器做為質量感測元件，以此來達成更高的感測靈敏度。本文將依序介紹調諧質量阻尼微機械感測器的物理模型、量測架設以及實驗結果。

Micromechanical resonators, of which their resonance frequencies change in response to environmental perturbations, could be used as sensors. To date, Resonant-type sensors are the most widely adopted sensing mechanism in numerous application fields, including mass sensors, force sensors, electrometers, etc. Compared to regular micromechanical sensing devices, i.e., cantilever beam resonators, this article uses a tuned-mass-damper-based resonator for mass sensing applications to achieve higher sensitivity. This article is organized as follows: (1) physical models, (2) measurement set-up, and (3) measurement results.

一、微機械諧振器作為感測器使用

1. 單維度諧振感測器系統

基本上，微機械諧振器隨著不同的設計，會有其特定的諧振頻率。圖 1 使用懸臂樑作為質量感測器來做為範例，在不考慮阻尼與外力的情況下，該結構可等效為一組彈簧與質量系統。當懸臂樑發生諧振時，系統的運動可用一單維度 (single degree-of-freedom, 1-DoF) 的微分方程式表示，寫作

$$m\ddot{x} + kx = 0 \quad (1)$$

其中 k 為諧振系統的等效剛性 (effective stiffness)、 m 為諧振系統的等效質量 (effective

mass)。而諧振頻率 f 可表示為

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (2)$$

當環境物理量改變時，用於感測的微機械結構諧振頻率會隨之產生變化。以質量感測為例，頻率隨著質量增減的公式可表示為⁽³⁾

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{\Delta m}{2m} \quad (3)$$

其中 Δf 為感測器系統在增加 Δm 的質量後所產生的頻率變化量。式 (3) 中的負號代表了當感測系統的質量增加時，其諧振頻率 f 將隨之下降。然而，單維度微機械諧振感測器系統已無法滿足今日對於質量感測靈敏度的需求。舉例來說，文獻⁽¹⁾ 所使用的微機械諧振器具有三種不同的設計，以其最高靈敏度的設計為例，每奈克 (nanogram, ng) 的質量增加將造成 -475 Hz 的頻率變化，相當於 -266.7 ppm/ng 的無因次變化量以及 115 皮克 (picogram, pg) 的解析度。然而，文獻⁽⁴⁾ 提及 PM_{2.5} 懸浮微粒之密度事實上介在 15.9 至 156.7 $\mu\text{g}/\text{m}^3$ 之間，若以一立方公分 (cm^3) 的單位體積而言，該體積內僅會有 15.9 pg 的質量。因此若欲感測如此小的質量變化，無論是對靈敏度或是解析度的要求，⁽³⁾ 的單維度微機械諧振式感測器已不敷使用。

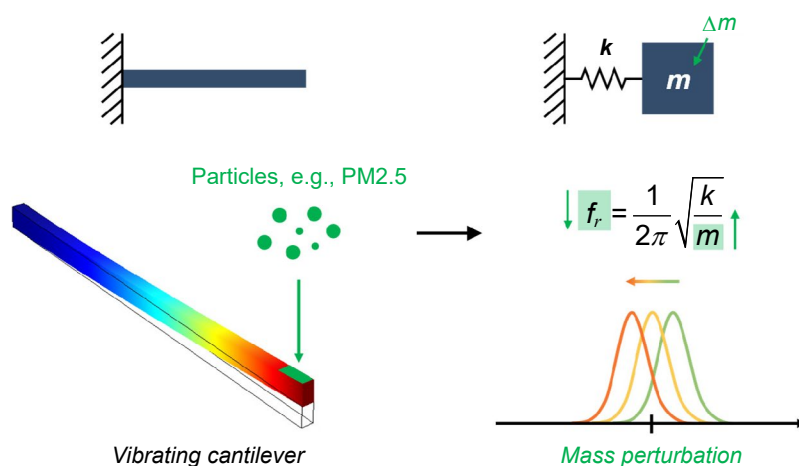


圖 1. 微機械諧振器用於質量感測應用。

2. 雙維度耦合諧振感測器系統

為了改善質量感測的靈敏度，近年來大多利用數個諧振器之間的耦合 (coupled) 效應來做為前端感測元件的感測機制，其中大多數文獻皆以對稱式雙維度 (two degree-of-freedom, 2-DoF) 耦合的微機械結構為大宗，如文獻^(5, 6)。其等效的物理模型，在不考慮阻尼與外力的情況下，如圖 2 所示，而系統的耦合運動方程式可表示為

$$[M] \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} + [K] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

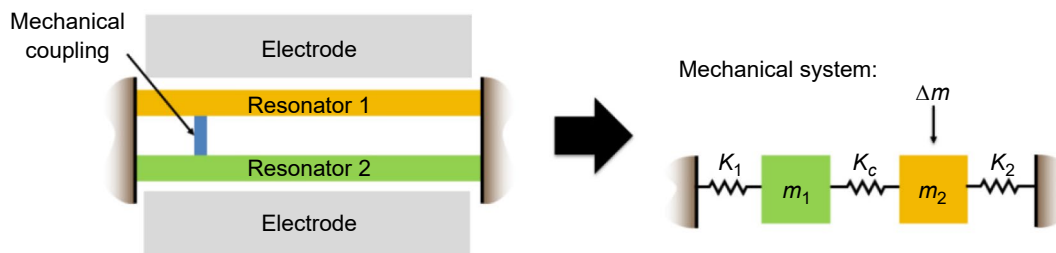


圖 2. 對稱式雙維度耦合諧振器之物理模型示意圖。

其中

$$[M] = \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix}, \quad [K] = \begin{bmatrix} k_1 + k_c & -k_c \\ -k_c & k_c + k_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

m_1 與 m_2 分別為耦合機械系統中兩不同質量塊的等效質量， k_1 、 k_2 與 k_c 分別為耦合系統中連結 m_1 與 m_2 的等效剛性，以及連結兩質量塊的連結剛性。將式 (4) 與 (5) 整理並移項，可得

$$\begin{bmatrix} \frac{k_1 + k_c}{m_1} & \frac{k_c}{m_1} \\ \frac{k_c}{m_2} & \frac{k_c + k_2}{m_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

再進行特徵值 (Eigenvalue) 與特徵向量 (Eigenvector) 的求解

$$|A + \omega^2 I| = 0 = \begin{vmatrix} \omega^2 - \frac{k_1 + k_c}{m_1} & \frac{k_c}{m_1} \\ \frac{k_c}{m_2} & \omega^2 - \frac{k_c + k_2}{m_2} \end{vmatrix} \quad (7)$$

即可得到特徵值

$$\omega_{1,2}^2 = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{k_1 + k_c}{m_1} + \frac{k_c + k_2}{m_2} \right) \mp \sqrt{\left(\frac{k_1 + k_c}{m_1} - \frac{k_c + k_2}{m_2} \right)^2 + 4 \frac{k_c^2}{m_1 m_2}} \right] \quad (8)$$

其中 $\omega_{1,2} = 2\pi f_{1,2}$ 的下標 1 與 2 分別代表雙維度諧振器系統中的同相位 (in-phase) 與反相位 (Out-of-phase) 運動的諧振頻率。至此，雙維度諧振感測器系統的靈敏度即可表示為

$$S = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_{1,2} - f_0}{f_0} \quad (9)$$

其中 f_0 為諧振器系統在不受質量擾動情況下的諧振頻率，而 $f_{1,2}$ 為受質量擾動下同相與反相運動的諧振頻率。

文獻⁽⁷⁾ 展示了耦合的微機械諧振器並用於質量感測應用，若是使用頻率對於質量變化的感測機制，該感測器具有 300 ppm/pg 的感測靈敏度。代表耦合諧振系統的感測表現將優於使用單維度的諧振感測器系統。

3. 雙維度調諧質量阻尼諧振感測器系統

為了更進一步增進感測器系統的靈敏度，本文基於前一節所提及的 2-DoF 諧振器，探討若是將其中一個質量塊更改為小質量塊，其靈敏度是否相較於 2-DoF 系統而言能夠進一步提升。考慮如圖 3 所示的物理模型，本文將原本在圖 2 中與 m_1 相同大小的 m_2 變為一較小的質量塊，此即構成一調諧質量阻尼 (tuned-mass-damper, TMD) 諧振器系統。此系統之特徵值與前述式 (8) 之形式類似，經推導後可得

$$\omega_{1,2}^2 = \frac{1}{2} \left[\frac{k_1 + k_2}{m_1} + \frac{k_2}{m_2} \mp \sqrt{\left(\frac{k_1 + k_c}{m_1} - \frac{k_2}{m_2} \right)^2 + 4 \frac{k_2^2}{m_1 m_2}} \right] \quad (10)$$

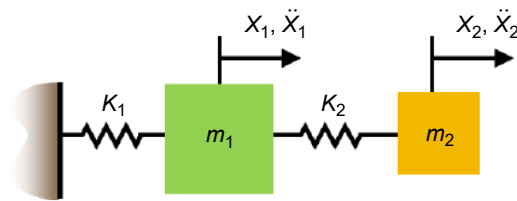


圖 3. 調諧質量阻尼諧振器之物理模型示意圖⁽¹⁾。

至此，便能夠比較對稱式雙維度系統與 TMD 系統之靈敏度差異。建構如圖 2 及圖 3 之物理模型，並使用如表 1 之參數，其針對環境質量變化所造成的頻率偏移量將如圖 4 所示。透過圖 4 之模擬結果可發現對稱式雙維度相比於 TMD 感測器系統，在相同質量變化，如 -16 pg 的情況下，後者具有約 0.13 的頻率偏移量，而前者僅約 0.018，應證了 TMD 感測器系統具有約 7× 的靈敏度表現提升。

表 1. 用於對稱式雙維度與雙維度調諧質量阻尼諧振系統靈敏度模擬之參數列表。

Param.	對稱式雙維度	雙維度調諧質量阻尼諧振
k_1 (N/m)	4374.9	4374.9
m_1 (ng)	3.728	3.728
f_0 (MHz)	5.452	5.452
k_2 (N/m)	4374.9	32.96
m_2 (ng)	3.728	28.21×10^{-3}
f_0 (MHz)	5.452	5.454
k_c (N/m)	$0.001 \times k_1$	—

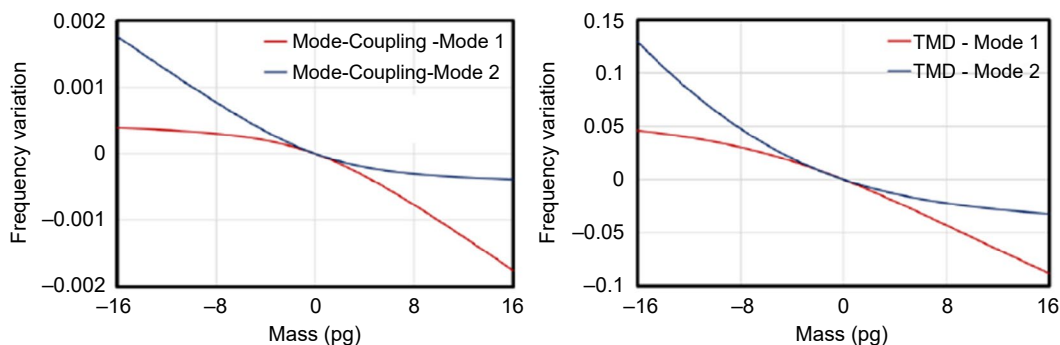


圖 4. 對稱式雙維度 (左) 與雙維度調諧質量阻尼諧振系統 (右) 之頻率變化對質量增減之靈敏度模擬結果⁽²⁾。

4. 三維度調諧質量阻尼感測器

基於上述 TMD 諧振器將具有較好感測靈敏度的發現，本文實際建構如圖 5 之感測元件，其中包含了一個主要的兩端固定樑 (clamped-clamped beam, CC-beam) 結構，以及其上方作為 TMD 的複式 (duplex) 樑型結構。由於支撐 TMD 的固定點 (anchor) 位在樑的正中心，有如一 T 字型，因此上方的樑結構被分割為兩個獨立的懸臂樑並共用同一固定點。基於此緣故，圖 5 的感測器元件⁽⁸⁾ 需使用如圖 6 的三維度物理模型加以分析。

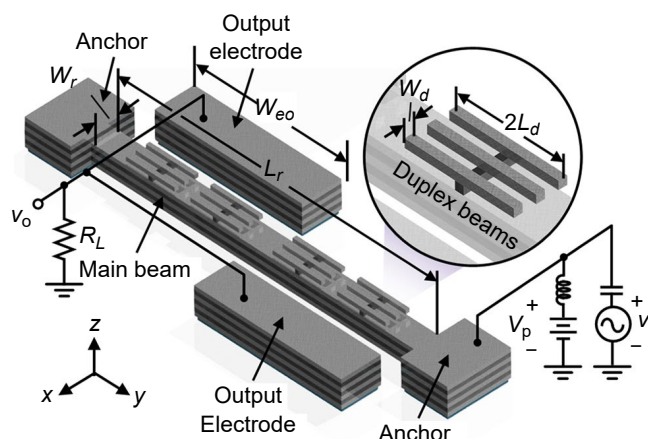


圖 5. 上方具複式懸臂樑結構之調諧質量阻尼諧振感測元件⁽⁸⁾。

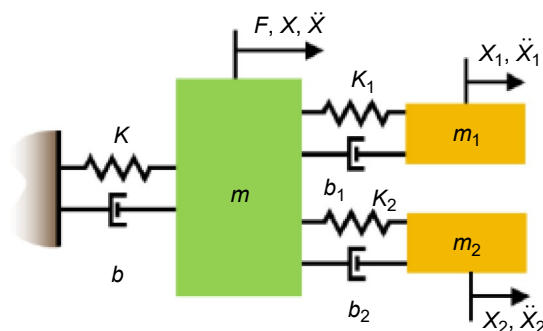


圖 6. 三維度 TMD 之等效物理模型示意圖⁽¹⁾。

由於三維度模型較為複雜，因此在模型分析上本文使用狀態空間分析法 (state-space analysis) 計算從外力驅動到微機械結構位移之間的轉移函數，並表達為三維度耦合運動方程式的解。圖 6 之運動方程式可表達為

$$\begin{cases} m\ddot{x} + b\dot{x} + kx + b_1(\dot{x} - \dot{x}_1) + k_1(x - x_1) + b_2(\dot{x} - \dot{x}_2) + k_2(x - x_2) = F \\ m_1\ddot{x}_1 + b_1(\dot{x}_1 - \dot{x}) + k_1(x_1 - x) = 0 \\ m_2\ddot{x}_2 + b_2(\dot{x}_2 - \dot{x}) + k_2(x_2 - x) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

將式 (11) 透過 $q_1 = x$, $q_2 = \dot{q}_1 = \dot{x}$, $q_3 = x_1$, $q_4 = \dot{q}_3 = \dot{x}_1$, $q_5 = x_2$, $q_6 = \dot{q}_5 = \dot{x}_2$ 的變數變換將二階微分方系統進行降階，並以矩陣形式表達可得

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (12)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} \frac{0}{m} & \frac{0}{m} & \frac{0}{m} & \frac{0}{m} & \frac{0}{m} & \frac{0}{m} \\ \frac{-k - k_1 - k_2}{m} & \frac{-b - b_1 - b_2}{m} & \frac{k_1}{m} & \frac{b_1}{m} & \frac{k_2}{m} & \frac{b_2}{m} \\ \frac{0}{m_1} & \frac{0}{m_1} & \frac{0}{m_1} & \frac{1}{m_1} & 0 & 0 \\ \frac{k_1}{m_1} & \frac{b_1}{m_1} & -\frac{k_1}{m_1} & -\frac{b_1}{m_1} & 0 & 0 \\ \frac{0}{m_2} & \frac{0}{m_2} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{m_2} \\ \frac{k_2}{m_2} & \frac{b_2}{m_2} & 0 & 0 & -\frac{k_2}{m_2} & -\frac{b_2}{m_2} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \frac{1}{m} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [010000], \quad D = 0$$

進一步將式 (13) 透過拉式轉換 (Laplace transform) 並移項後可得

$$\begin{cases} sX(s) = AX(s) + BU(s) \\ Y(s) = CX(s) + DU(s) \end{cases} \quad (14)$$

$$X(s) = (sI - A)^{-1}BU(s) = \Phi(s)BU(s) \quad (15)$$

$$Y(s) = CX(s) + DU(s) = C\Phi(s)BU(s) + DU(s) = (\Phi(s)B + D)U(s) \quad (16)$$

因此輸入外力與位移輸出的轉移函數即可表達為

$$T(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C\Phi(s)B + D = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (17)$$

圖 7 為利用數值分析工具 MATLAB 利用式 (17) 所繪製的波德圖 (Bode plot)，可觀察出針對此三維度系統與二維度系統類似，同樣具有同相與反相的運動。有了物理模型與其解之後，本文進一步透過改變上方懸臂樑的質量變化，觀察其對圖 8 中同相位 (如圖中 Mode 1 箭頭所指) 與反相 (如圖中 Mode 2 箭頭所指) 諧振頻率的影響。

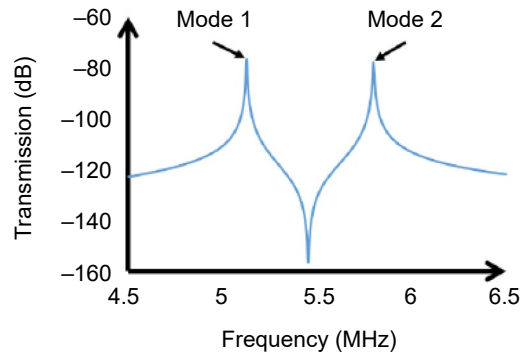


圖 7. 利用空間狀態分析方法所得到的三維度 TMD 頻譜響應模擬結果⁽¹⁾。

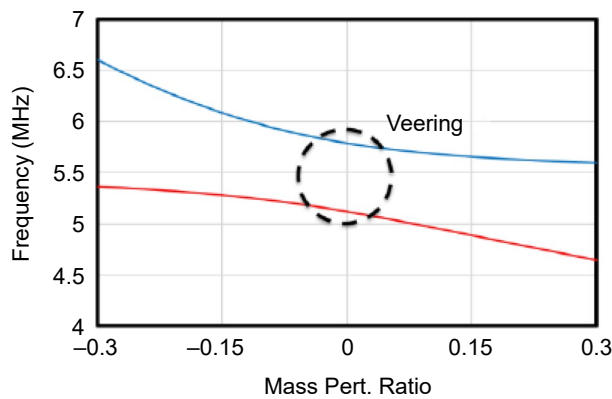


圖 8. 利用空間狀態分析方法針對質量擾動對諧振頻率偏移之模擬結果⁽¹⁾。

製程方面，本文透過國研院台灣半導體中心提供之 $0.35\text{-}\mu\text{m}$ CMOS-MEMS 製程平台，並取其多層結構的優勢來建構調諧質量阻尼諧振感測器。該元件的主結構包含了數層金屬層 METAL1 至 METAL3，而頂層的 METAL4 則用作調諧質量阻尼系統之小質量塊。在任兩層金屬層之間具有中介氧化層來連接上下兩層金屬，在氧化層外圍則包以由鎢金屬所構成的 VIA 外牆，防止濕蝕刻破壞主結構內部的結構連續性。圖 9 顯示了後製程步驟，僅需一道濕蝕刻即可完成元件釋放 (release)。

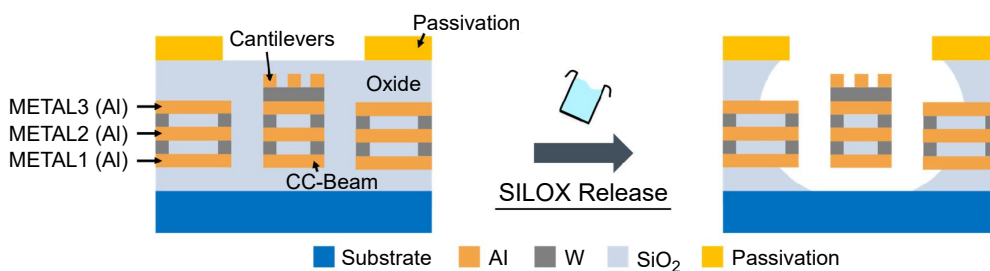


圖 9. 元件後製程濕蝕刻圖。

二、諧振感測器之實驗架設

圖 10 為三維度 TMD 諧振感測器之掃描式電子顯微鏡 (scanning electron microscope, SEM) 圖片⁽⁸⁾，可以明顯看到在主結構的兩端固定樑之上具有複式懸臂樑的結構。為了測試微機械結構的特性，本文使用靜電力驅動主結構⁽⁹⁾，當微機械結構開始運動時，兩端固定樑與訊號收取電極之間間隙改變形成位移電流 (motional current)，此一電流訊號與頻率相依，並且在通過轉阻放大器 (transimpedance amplifier, TIA)，將電流轉換為電壓訊號並放大後，即可用作量測感測器系統的頻譜響應。

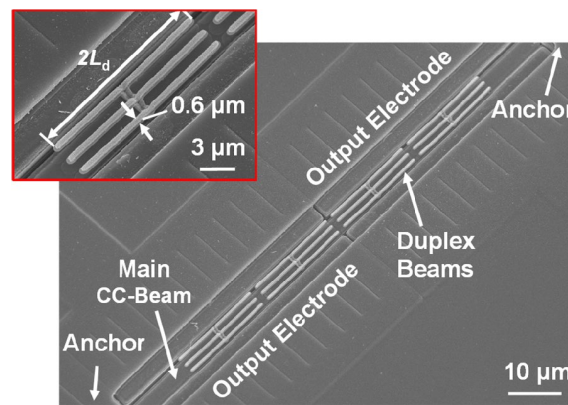


圖 10. 三維度 TMD 諧振感測器的掃描式電子顯微鏡照片，以及針對主結構上方複式懸臂樑的局部放大圖片。⁽⁸⁾

在元件設計時，為了驅動主結構的第二模態，因此電極鋪設的方式為對角線設計，並使用同一電訊號進行驅動。透過這樣的方式，電訊號將在斜對角兩側對主結構施力。圖 11 顯示了用於量測的實驗架設，其中用於驅動主結構的電訊號儀器包括產生極化電壓 (polarization voltage, V_p) 的電源供應器 (Keysight E3647A power supply) 以及產生交流電 (time-varying voltage, v_i) 訊號的網路分析儀 (Keysight E5080B vector network analyzer, VNA)，將 V_p 與 v_i 透過 Bias-Tee 耦合後即用作驅動主結構的靜電力。主結構運動所造成的輸出訊號在通過轉阻放大器 (HF2TA 50 MHz current amplifier) 後再回到網路分析儀中進行運算並繪製頻譜響應圖。實驗過程中，感測器元件本身皆放置於具有溫度恆定功能的真空探針台中進行量測。表 2 條列了用於量測的各項儀器參數。圖 12 為量測架設之實際照片，探針台包括了 E、S、W、N 四根探針，其中 S 與 N 分別用做驅動與訊號接收，而 E 與 W 則本文的各項實驗中皆無使用。

三、調諧質量阻尼諧振感測器之實驗結果

針對質量變化所造成的頻率改變，本文使用兩種方式來引入不同的懸臂樑質量，分別為在感測器晶片設計之初即設計不同的懸臂樑長度，並透過計算的方式換算成不同的質量大小，並利用諧振頻率的偏移量來得到本感測器的靈敏度。而另一種為透過線香點燃後在特定塑膠管中所造成的懸浮微粒，沉積在感測器懸臂樑上方所造成的質量改變後，比較沉積前後的頻譜響應變化，並以此演示更實務的質量感測應用。

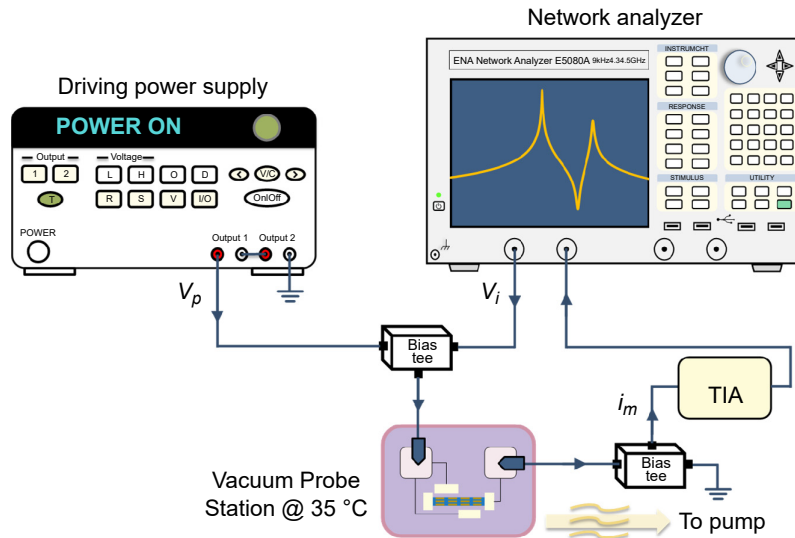


圖 11. TMD 諧振感測器元件的量測架設示意圖。

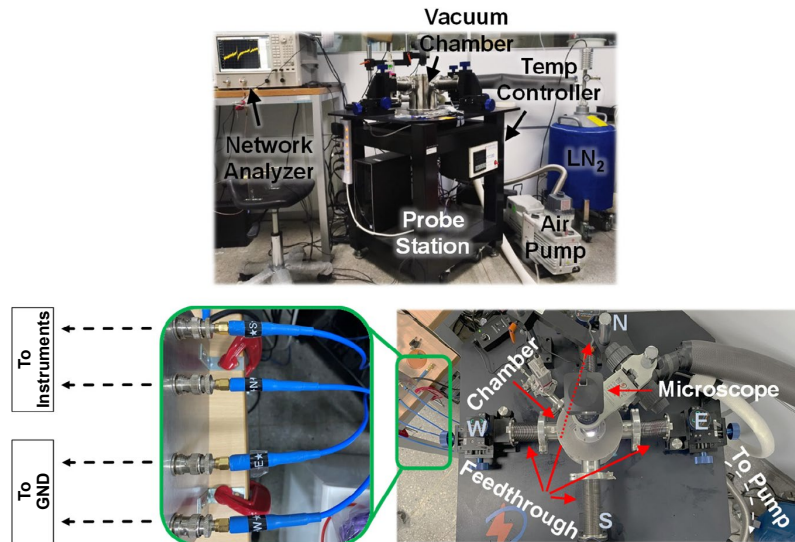


圖 12. TMD 諧振感測元件的量測架設實際照片⁽²⁾。

表 2. 量測所使用儀器的各項參數。

Keysight E3647A Power Supply	
VP	35 V
Keysight E5080B Vector Network Analyzer	
vi	0.056 V
IF Bandwidth	30 Hz
Measurement Point	1601
Transmission	S21
Custom-Built Vacuum Chamber	
Pressure	7.5×10^{-5} Torr
Temperature	35 °C

1. 設計不同懸臂樑長度

圖 13 顯示了調諧質量阻尼感測器在不同懸臂樑長度 $L_d = 8.525, 8.800, 9.350, 9.625 \mu\text{m}$ (即 $\Delta L_d = 0, 0.275, 0.825, 1.1 \mu\text{m}$) 下的頻譜響應結果⁽⁸⁾。在這張圖中，本文使用了去嵌入化 (de-embedding) 的技術來去掉背景訊號對實際待測訊號的影響。針對諧振頻率的變化量，且為了與其他基於不同技術的質量感測器進行比較，因此諧振頻率的變化量還會再除去不考慮質量變化的諧振頻率值，以達到無因次化的效果。圖 14 顯示了其對質量變化的量測結果，其中藍線為模擬值，而磚紅色的方塊為量測結果。從圖 14 我們觀察到感測元件具有 $0.14\%/\text{pg}$ (即 1400 ppm/pg) 的靈敏度⁽⁸⁾，較⁽⁷⁾之結果提升了約 $4\times$ 。事實上，模態局部化效應由於其模態轉向 (Mode veering) 的特性，使得質量感測器的頻率偏移對質量的關係是非線性的。然而由於模態局部化具有解析解，因此若是欲將此感測器進一步商業化，可透過查表的方式來實現質量感測的應用，且在模態局部化效應發生的範圍內，質量的感測並不會出現飽和的情況。

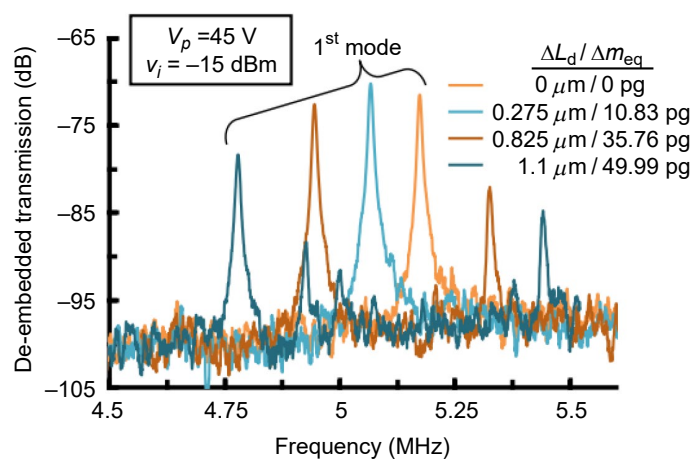


圖 13. 調諧質量阻尼感測器之諧振頻率在不同懸臂樑尺寸設計之下的頻譜響應結果⁽⁸⁾。

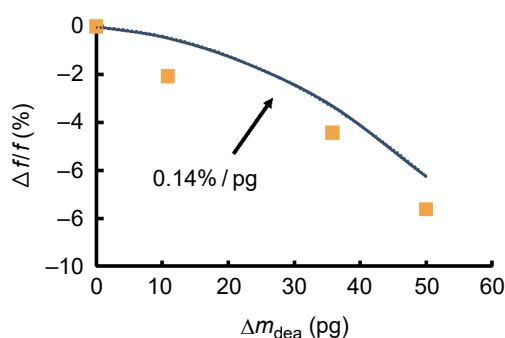


圖 14. 調諧質量阻尼無因次頻率變化量對質量改變的量測結果，顯示 $0.14\%/\text{pg}$ 的靈敏度⁽⁸⁾。

2. 透過點燃線香進行懸浮微粒沉積

針對更實務面的應用，本文進一步探討質量感測器對懸浮粒子附著後對輸出訊號的變化。我們選用點燃線香後的焚香灰作為附著於感測器的懸浮粒子，並設計了一個壓克力管，

用於引導焚香煙至諧振器表面，以完成粒子附著。圖 15 為壓克力管的設計圖，上蓋的導孔旨在引導焚香煙向上對流。由於孔洞較小，煙霧會集中在管內的上方，創造出一個充滿懸浮粒子的環境。在這樣的情況下，我們進一步將感測元件固定在上蓋的內側，使得整個實驗在密閉空間中進行，以檢測由線香燃燒所造成的懸浮粒子。30 秒後，可以看到煙灰布滿了壓克力管。我們分別在放置 1 分鐘和 2 分鐘後測量附著的香灰對諧振器頻率響應的變化，如圖 16 所示。從圖中觀察到，與實驗前的測量數據相比，放置 1 分鐘和 2 分鐘後，諧振頻率都呈現向左飄移的趨勢。實驗前後的光學式顯微鏡照片如圖 17 所示，可觀察到實驗前後晶片表面的顏色變化。

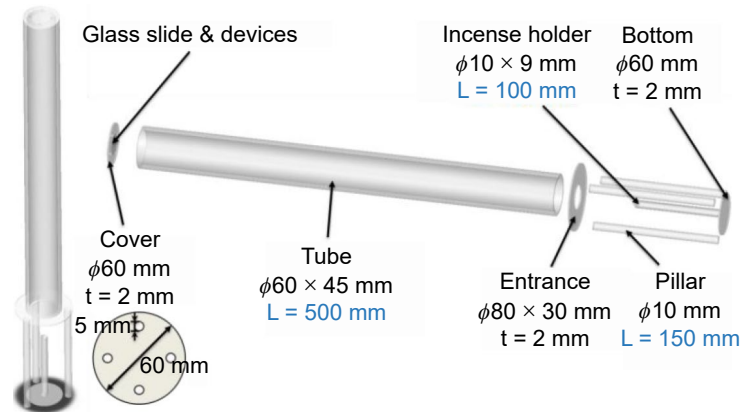


圖 15. 用於引導線香點燃後產生焚香灰的壓克力管⁽¹⁾。

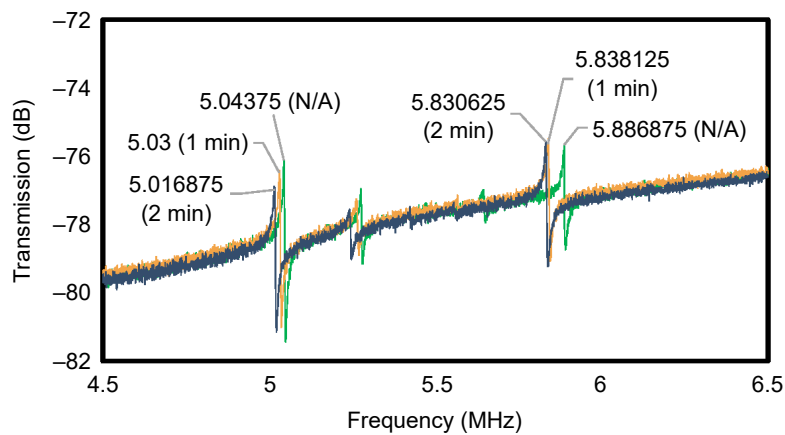


圖 16. 實驗前、點燃線香 1 分鐘與 2 分鐘後進行頻譜響應量測之結果⁽¹⁾。

為了進行對照，我們設置了一個控制組，使用了 CC-Beam 諧振器作為參考，同樣進行懸浮粒子附著的實驗。這旨在比較 CC-Beam 對微小質量擾動後諧振頻率的變化。從實驗結果 (圖 18) 中可以看出，CC-Beam 諧振器的頻率幾乎沒有明顯變化，顯示出 CC-Beam 的解析度不足以檢測微小質量的變化。然而，TMD 諧振器卻可以檢測到信號的變動。這一現象證實了對於 TMD 諧振器而言，頻率變化主要來自於耦合的懸臂樑感測對微小質量引起的頻率響應變化。

將測量數據與在相同條件下的理論預測結果進行比較，我們假設懸浮粒子均勻附著在懸臂樑的中央位置，可以視為在懸臂樑的中央施加了質量。通過能量法的計算，當懸臂樑在第一模態下施加質量於中央位置時，末端的等效質量約為中央施加質量的約 0.2357 倍。因

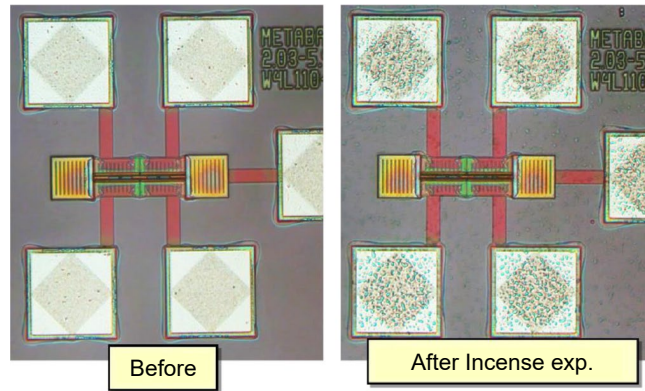


圖 17. 焚香實驗前後的光學顯微鏡拍攝圖⁽¹⁾。

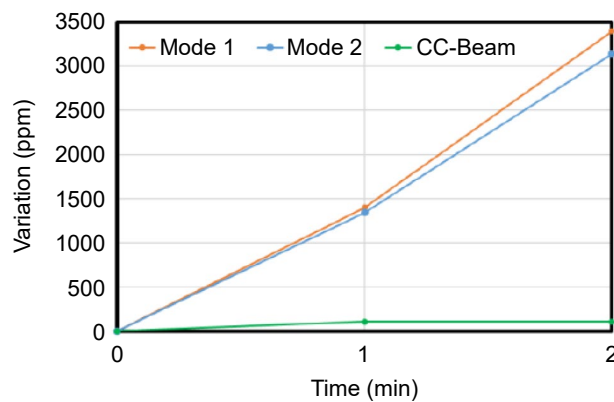


圖 18. 調諧質量阻尼質量感測器與一般兩端固定樑之性能比較⁽¹⁾。

此，我們可以根據頻率變化計算出附著在懸臂樑上的質量，計算結果如表 3 所示。儘管這種方法無法確定實際附加的質量大小，但它仍然能夠確認感測端表面對懸浮粒子的附著效果，以及這種質量感測器在懸浮粒子環境中測量質量。

四、結論

本文將調諧質量阻尼的概念實現於微機械製程中，在兩端固定樑上方建構調諧質量阻尼器，並應用於質量感測器。本文設計不同長度的懸臂樑，以此來觀察頻率響應對質量變化的效果。不論是透過狀態空間分析方法來模擬系統的響應變化，抑或是後續實驗驗證的結果，皆印證了調諧質量阻尼諧振感測元件確實能夠提高質量感測器的靈敏度。另一方面，透過焚香實驗測試，本文所提出的質量感測元件成功在懸浮粒子環境中偵測到微小質量的擾動，並反映在諧振頻率的變化上。然而事實上，空氣中溫溼度的變化也可能造成共振式質量感測器的共振頻率偏移。本研究所進行的質量感測實驗為在恆溫的真空測量腔體中進行，始能在不受溫溼度影響的情況下進行質量感測的探討。然而若是在溫度／濕度可能有所變異的情況下，則需要另外整合溫度／濕度感測器，並在測量微粒的同時透過一旁的溫度／濕度感測器來得之當下的溫溼度情況，才能補償由於外在環境變異造成的質量感測誤差。

針對未來進一步的商業化開發，可以透過後端電路來讀取頻率偏移的量，並以此反推沉積在感測器上的質量。由於本研究使用CMOS-MEMS製程，因此本身就能夠很容易地將

表 3. 實驗量測的頻率與計算之沉積質量變化表

Mode 1	Time	N/A	1 min	2 mins
	Frequency	5.009 MHz	5.002 MHz	4.992 MHz
	Calc. Depos. Mass	N/A	0.643 pg	1.506 pg
Mode 2	Time	N/A	1 min	2 mins
	Frequency	5.9593 MHz	5.9513 MHz	5.9406 MHz
	Calc. Depos. Mass	N/A	0.753 pg	1.775 pg

MEMS 感測元件與 CMOS 讀取電路進行單晶片整合。只需在外加電池與電源管理模組等商用 IC，即可將本研究所開發之質量感測器進一步整合成可攜式微粒偵測裝置。

本文章大部分理論推導及實驗結果源自杜文睿的碩士班研究成果⁽¹⁾。

參考文獻

1. 杜文睿, 適用於質量感測之基於調諧質量阻尼器結構 CMOS-MEMS 模態局部化共振器, 碩士論文, 國立臺灣大學 (2019).
2. 黃品淳, 基於調諧質量阻尼器之 CMOS-MEMS 模態局部化電壓感測器, 碩士論文, 國立臺灣大學 (2023).
3. A. Hajjam, J. C. Wilson, A. Rahafrooz, and S. Pourkamali, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, **20**, 125019 (2010).
4. X. Li, K. He, C. Li, F. Yang, Q. Zhao, Y. Ma, Y. Cheng, W. Ouyang, G. Chen, *Journal of Geophysical Research: Atmospheres*, **118** (12), 158 (2013).
5. Y. Hao, J. Liang, H. Kang, W. Yuan, and H. Chang, *IEEE Sensors Journal*, **21** (4), 4325 (2020).
6. M. Spletzer, A. Raman, A. Q. Wu, X. Xu, and R. Reifenberger, *Applied Physics Letters*, **88** (25), 254102 (2006).
7. T. Rabenimanana, V. Walter, N. Kacem, P. L. Moal, G. Bourbon, J. Lardiès, *Sensors and Actuators A: Physical*, **295**, 634 (2019).
8. J.-R. Liu, Y.-C. Lo, and W.-C. Li, "A Novel Micromechanical Mode-Localized Resonator Utilizing Anti-Resonating Structures," *Proc., 32nd IEEE Int. Conf. on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS'19)*, Seoul, South Korea, Jan. 27-31, 214 (2019).
9. F. D. Bannon, J. R. Clark and C. T.-C. Nguyen, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **35** (4), 512 (2000).

作者簡介

杜文睿先生為國立臺灣大學應用力學所碩士。

Wen-Ruei Du received his M.S. in the Institute of Applied Mechanics from National Taiwan University.

劉嘉仁先生為國立臺灣大學應用力學所碩士，現為創意電子股份有限公司工程師。

Jia-Ren Liu received his M.S. in the Institute of Applied Mechanics from National Taiwan University. He is currently an Engineer in GUC Co., Ltd..

陳庭毅先生現為國立臺灣大學應用力學所博士候選人。

Ting-Yi Chen is currently a Ph.D. candidate in the Institute of Applied Mechanics at National Taiwan University.

李尉彰先生為加州大學柏克萊分校電機工程博士，現為國立臺灣大學應用力學所副教授。

Wei-Chang Li received his Ph.D. in Electrical Engineering from the University of California, Berkeley. He is currently an Associate Professor in the Institute of Applied Mechanics at National Taiwan University.