

國立清華大學 電機工程學系

實作專題研究成果摘要

Interface Circuit Design for IoT Gas Sensor

IoT 感測器介面設計

專題領域：系統組

組 別：B142

指導教授：鄭桂忠 教授

組員姓名：林暄傑、宋珮綺、張雅玲

研究期間：110年 1月 29日至 110年 11月底止，計 10個月

摘要

由於人的鼻子對於氣體會嗅覺疲勞、無法處於有毒及氣味較為刺激的環境下，以及每個人對於氣味的標準不一等問題，使得近年來電子鼻變得更加普及，再加上體積小、成本低、功率消耗低、分析時間短、可量化嗅覺結果這些優點，使得電子鼻的重要性更加顯而易見 [4]。

電子鼻模仿人類嗅覺系統，氣體經過氣體感測器陣列改變其物理特性後，送至訊號擷取電路將物理特性轉為電訊號，最終送至資料辨識系統與資料庫進行分析與比較，經由特殊「指紋」對應其氣體種類即可得知其為何種氣體。電子鼻由感測器陣列、多通道適應介面電路、ADC 及微處理器組成。此專題使用的感測器為化學式電阻感測器中的導電聚合物氣體感測器(Conducting Polymer Gas Sensor, CP)，其感測機制為電阻值變化。此種感測器靈敏度高，訊號讀取電路較簡單，並且可操作在室溫下，因此很適用於可攜式裝置；然而，此種感測器的電阻值容易受到溫度、濕度與背景氣味而改變，且在感測器陣列中，每個感測器會塗佈不同的感測材料而有不同的電阻值。由於初始電阻值不固定，此介面電路的設計需求為能消除電阻基線飄移，並能讀取感測器感測到氣體後的電阻值變化。

為了達到上述設計需求，我們選擇設計不需要 ADC、線性度高且穩定度較高的數位式感測器適應介面電路 [1]。此專題使用的感測器在感測到氣體後，其電阻值變化的範圍為初始電阻值的 0.25~4 倍，每種氣體只會讓感測器電阻值變化為上升或下降其中一種。為了適應大範圍的電阻值變化而保持良好的解析度，此介面電路分為適應模式及感測模式。在適應模式可測得感測器的初始電阻值，而感測模式可得感測氣體後的電阻值。此電路由控制電路執行模式的切換，藉由分段取得電阻值以達到更精確的結果。

參考文獻[1]中所使用的感測器，其感測氣體後的電阻值最大變化範圍為初始電阻值的 2 倍，若電阻值變化範圍增大，解析度就會變差。此專題透過電路的改良，雖然面積與功耗增加，但在需求的電阻值變化範圍，初始電阻值的 0.25~4 倍中，其測得的感測器電阻誤差小於 5%，並透過三個通道的適應介面電路增加可感測的氣體種類。

簡介

一、原理及電路架構

此專題使用的感測器為導電聚合物感測器，與參考文獻[1]相同，主要量測其電阻值之變化。將可導電的碳黑(Carbon black)與絕緣的聚合物(Polymer)均勻混合後塗佈於兩電極之間，當感測器與氣體接觸時，聚合物會膨脹或收縮使得感測器的電阻值改變。此變化為可逆現象，當氣體移除後，聚合物會回復原始狀態而感測器回復到初始電阻值。不同氣體在塗佈同一種聚合物的感測器上會對應到不同的電阻變化比例；同一種氣體在塗佈不同聚合物的感測器上，其電阻變化比例也不相同。因此，在塗佈不同聚合物的感測器組成的感測器陣列中，每一種氣體會有一定的電阻變化量陣列，稱之為「指紋」，可在後續的資料分析中藉由這些電阻變化辨識氣體種類，此介面電路的目的為取得感測器的電阻值。

由於此感測器的其中一個特性為電阻基線漂移量大，漂移範圍大約為 1k 至 100k 歐姆，因此在每次感測氣體前必須先測量感測器的初始電阻值 R_0 ，之後再通入氣體，量測其變化後之電阻值 R_s 。最後送入資料辨識的物理量為 R_s/R_0 ，即感測器電阻變化量，此介面電路的規格為誤差小於 5%。

如圖 1，藉由迴圈將感測器的跨壓 V_s 維持在 reference voltage 0.7V，並量測流經感測器的電流，可計算出感測器的電阻值。其中測量電流的方法是使用計數器配合 DAC，將計數器的輸出 D_{out} 乘上 DAC 偏壓電流 I_b ，即可獲得流入或流出 DAC 的電流量，最後再將流入感測器的電流加總。基本原理為固定感測器電壓並測量流經感測器的電流，以計算感測器的電阻值。

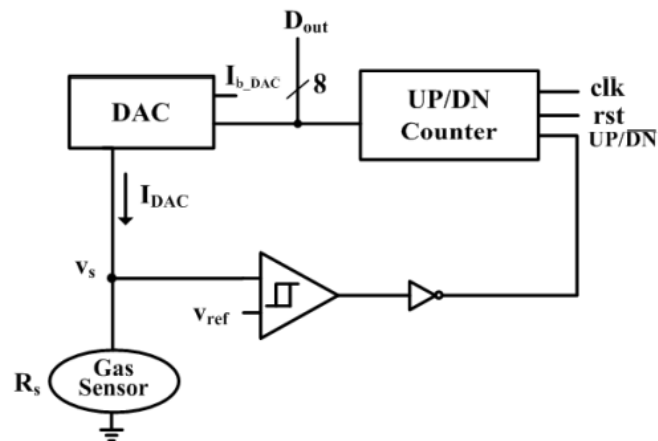


圖 1 單通道基本電路架構，擷取自[1]

參考文獻[1]中所使用的感測器，其電阻最大變化量為初始電阻值的兩倍，因此使用單一迴圈即可取得良好的解析度，而此專題中所使用的感測器變化範圍增加為初始電阻值之 0.25~4 倍。由於需要適應的電阻範圍增加，由 8-bit DAC 及 8-bit 計數器組成的單

一迴圈無法精細計算感測器的電阻值，最終誤差將會超過 20%。為了適應新的感測器電阻範圍，此介面電路分為兩個模式：適應模式及感測模式，並由控制電路執行模式的切換，介面電路之架構如圖 2。

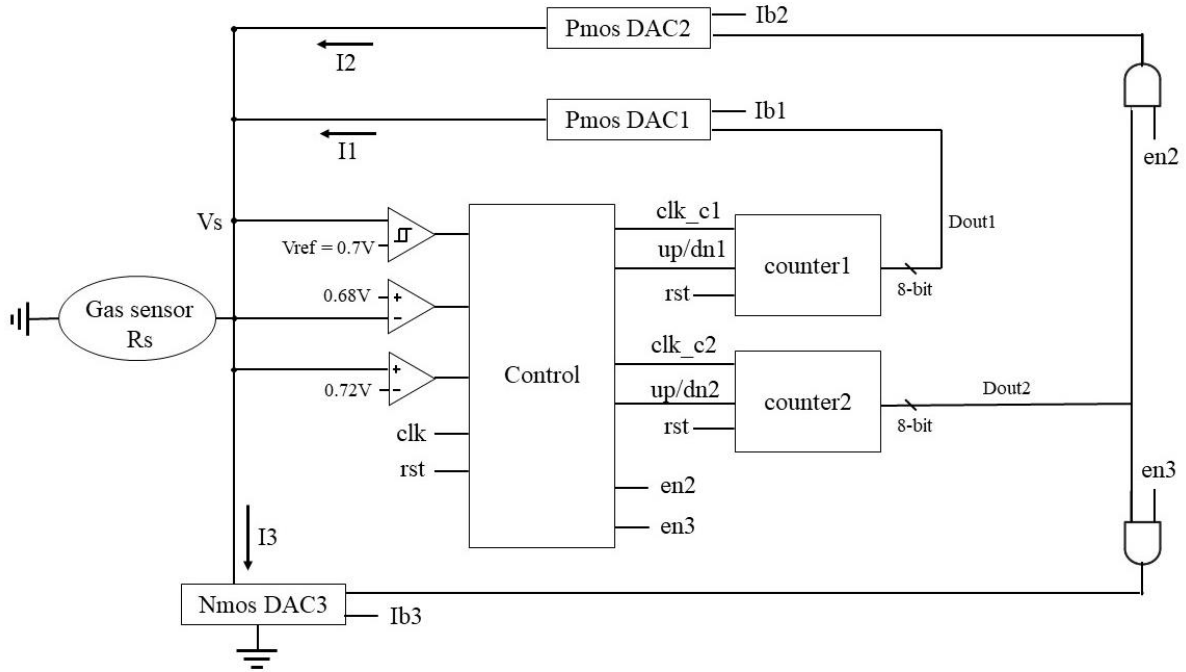


圖 2 單通道介面電路架構

首先將電路 reset 後，計數器輸出為零，此時電路為適應模式。控制電路會將輸入計數器 2 的時脈訊號(clk)關閉，使流經感測器的電流值為零，故 V_s 為零。由於此時 $V_s < 0.7V$ ，控制電路會讓計數器 1 上數，流出 DAC1 的電流量因而增加。當 V_s 上升到達 $0.7V$ 後，計數器 1 會停止，並且在下次 reset 之前都不會再變化。此時流經感測器的電流量為 $I_1 = D_{out1} * I_{b1}$ ，因此可計算出感測器的初始電阻值。

$$R_0 = \frac{0.7}{D_{out1} * I_{b1}}$$

通入氣體後，感測器電阻值可能根據氣體的不同而有上升或下降兩種變化，且感測一次氣體僅會有一種變化。此變化會交由與 $0.68V$ 及與 $0.72V$ 比較的兩個比較器做判斷，並經由控制電路將計數器 2 的時脈訊號打開，進入感測模式。以下將分為進入感測模式時，電阻上升及下降兩種狀況進行說明。

當電阻下降使 $V_s < 0.68V$ ，控制電路會開啟 en2，打開計數器 2 及 DAC2 之間的路，同時使計數器 2 上數。此時 DAC2 會流出電流 $I_2 = D_{out2} * I_{b2}$ ，讓流經感測器的電流為 $(I_1 + I_2)$ 。控制電路會根據 V_s 及 $0.7V$ 的比較結果控制計數器 2 進行上、下數，使 V_s 維持在 $0.7V$ 。在感測結果達穩定時，計數器 2 的輸出會使 $((I_1 + I_2) * R_s)$ 在 $0.7V$ 上下跳動，我們便可以根據兩個計數器的輸出計算得知在感測氣體後的感測器電阻值。

$$R_s = \frac{0.7}{D_{out1} * I_{b1} + D_{out2} * I_{b2}}$$

同理，若氣體讓感測器電阻值上升，使 $V_s > 0.72V$ ，控制電路便會開啟 en3，即計數器 2 及 DAC3 之間的通路，並根據 V_s 及 $0.7V$ 的比較結果控制計數器 2 的上、下數。此時計數器 2 的輸出乘上 DAC3 的偏壓電流即為 V_s 經 DAC3 流至 ground 的電流值，使流經感測器的電流為 $(I_1 - I_3)$ ，讓 V_s 維持在 $0.7V$ ，待穩定後再依據兩個計數器的輸出計算得知在感測氣體後的感測器電阻值。

$$R_s = \frac{0.7}{D_{out1} * I_{b1} - D_{out2} * I_{b3}}$$

最終將進行辨識分析的物理量為感測器電阻變化量 R_s/R_0 ，可根據上述原理計算。

$$\frac{R_s}{R_0} = \frac{D_{out1} * I_{b1}}{D_{out1} * I_{b1} + en_2 * D_{out2} * I_{b2} - en_3 * D_{out2} * I_{b3}}$$

在模擬時，初始電阻值及電阻變化值為自定義，因此 R_s/R_0 有準確數值。通過模擬氣體通入後的感測器電阻值變化，我們可在電路模擬中測得計數器輸出並計算 R_s/R_0 ，再依定義之 R_s/R_0 及模擬結果之 R_s/R_0 得兩者之誤差，電路規格為誤差小於 5%。

上方電路架構圖為單通道介面電路圖，為了能更精確辨識多種氣體，我們採用多通道的形式形成感測器陣列，在每個通道接上塗佈不同聚合物的感測器，利用每個感測器在感測氣體後產生的不同電阻變化量來判斷氣體種類。此專題共設有三個通道，最後再以 MUX 選擇通道並接上 i/o pad，因此功率消耗也會是單通道的三倍。

二、電路詳圖

圖 3 為此介面電路之單通道電路詳圖，其中計數器為 8-bit 上下數同步計數器，由 8 個 JK flip-flop 與邏輯電路串接，每個 JK flip-flop 都是由同一個時脈訊號所觸發。 $Q_0 \sim Q_7$ 為計數器的輸出， $Q_{0b} \sim Q_{7b}$ 為 $Q_0 \sim Q_7$ 之反相訊號。當 $UP/\overline{DN}$ 為 high 時，計數器上數，若上數到滿格 255，計數器將歸零並繼續上數；當 $UP/\overline{DN}$ 為 low 時，計數器下數，若下數至 0，計數器將回到 255 並繼續下數。

比較器則分為一般比較器(後文皆稱之為比較器)及遲滯比較器。在適應模式結束，感測器電壓 V_s 達 $0.7V$ 後，比較器可比較並判斷 V_s 是否大於 $0.72V$ 或小於 $0.68V$ ，分辨感測器電阻值是否因感測到氣體而上升或下降。其中 $\pm 20mV$ 是避免電路因雜訊而在尚未接觸到需感測之氣體前提早進入感測模式。

使用遲滯比較器比較 V_s 及 $0.7V$ 的原因為：電路進入感測模式後，迴圈不會斷路，計數器會持續上下數而不會停止，即使感測器電阻值不變，計數器仍會上下跳動。為避免外界雜訊造成比較器誤判而影響電路對感測器電阻值的判別，我們使用遲滯比較器抵抗雜訊。與上述的 $\pm 20mV$ 不同，由於此時電路已確認感測到氣體並進入感測模式，感測器電阻值可能因氣體而緩慢上升或下降，故使用遲滯比較器以更精確判別電阻值。遲滯現象需要電路的正回授能力大於負回授能力，此介面電路中設計之遲滯比較器，其 $\beta_b/\beta_a = \beta_c/\beta_d = 1.65/1.5 = 1.1$ ，符合正回授能力大於負回授能力。

遲滯比較器之遲滯窗口愈大，其抗雜訊能力愈好，但當遲滯窗口設計過大時，當感測器電阻值固定，計數器輸出的跳動範圍可能有上下多格的情形發生而非相鄰兩格上下跳動，此時的計數器輸出 D_{out} 可能使電阻值計算產生誤差，因此需在抗雜訊能力與 D_{out} 誤差容忍度之間取得平衡。此專題中我們設計遲滯窗口為 7mV 以容忍外界雜訊，並定義辨識系統判定的 D_{out} 為比較器輸出轉態兩次之區間內的平均 D_{out} ，若 D_{out} 出現上下多格跳動時也可讀取到跳動範圍內的平均 D_{out} 而得到較小的誤差。

DAC 則分為 PMOS 型及 NMOS 型，兩者皆為 8-bit 電流型輸出 DAC。其中 PMOS 型 DAC 的電流輸出與 V_s 相接，因此當計數器上數使 DAC 流通電流增加時，流入感測器的電流也會增加。相反地，NMOS 型 DAC 的電流輸入與 V_s 相接，因此當計數器上數使 DAC 流通電流增加時，由 V_s 經 NMOS DAC 流入 ground 的電流會增加，流入感測器的電流會減少。經由控制電路控制計數器之上、下數，並由 DAC 與計數器決定流入感測器之電流量，以此維持 V_s 為 0.7V，便能藉由前述公式計算感測器電阻值，並送入資料辨識系統辨識氣體。

由於此介面電路需適應的電阻值範圍很大，單純使用 current mirror 的 DAC 無法準確輸出需求的電流，讓電阻值的計算結果出現不小的誤差。即使電路使用兩種模式讓電阻判斷更準確，電阻放大率 R_s/R_0 之誤差還是會多達 10%。因此我們在 DAC 中加上負回授，使用運算放大器(operational amplifier)鎖住電壓，以增加解析度。

此介面電路中有許多需要處理開關、切換模式，及判斷電阻變化等的功能，圖 2 架構圖中之控制電路為多處具有控制功能的電路集合，詳圖繪製於圖 3：

每次重新進入適應模式測量前必須先 reset 以測得電阻初始值，讓計數器 1、2 歸零，使流入感測器的電流為零， V_s 為零，此時遲滯比較器後之 SR latch 輸出 Q_b 為 1。Reset 結束後，由於 V_s 小於 0.7V，SR latch 會維持 Q_b 為 1，持續開啟計數器 1 之時脈訊號並使其上數，讓流經感測器的電流增加，此時計數器 2 之時脈訊號關閉。當 V_s 達 0.7V 後，計數器 1 時脈訊號關閉，計數器 2 時脈訊號前的 transmission gate 開啟，此時電路結束適應模式，可計算感測器初始電阻值。待氣體通入感測器，電阻變化使 V_s 大於 0.72V 或小於 0.68V 後，控制電路會判斷其為上升或下降，將判斷結果存至 en2 及 en3，並將計數器 2 之時脈訊號開啟，如圖 3 中兩個比較器與計數器 2 時脈訊號中間之電路。

將需求的上下數功能整理成真值表後化為邏輯電路，即為計數器 2 之輸入訊號 up/dn2，使 V_s 能穩定在 0.7V。例如，當電阻變化為上升，此時 en3 為 1。若 V_s 大於 0.7V，則計數器 2 上數，此時計數器 2 之輸出會輸入 NMOS DAC 使流入感測器的電流減少；持續上數後，若 V_s 小於 0.7V，計數器 2 會下數，此時計數器 2 輸入至 NMOS DAC 的數值減少，使流入感測器的電流增加。待感測器電阻值穩定後，計數器 2 之輸出會使 V_s 在 0.7V 上下跳動；同理，當電阻變化為下降，此時 en2 為 1，計數器 2 之輸出會輸入 PMOS DAC，待感測器電阻值穩定後，計數器 2 之輸出會使電壓值在 0.7V 上下跳動。此時電路目的達成，可以此計算感測器變化後之電阻值。

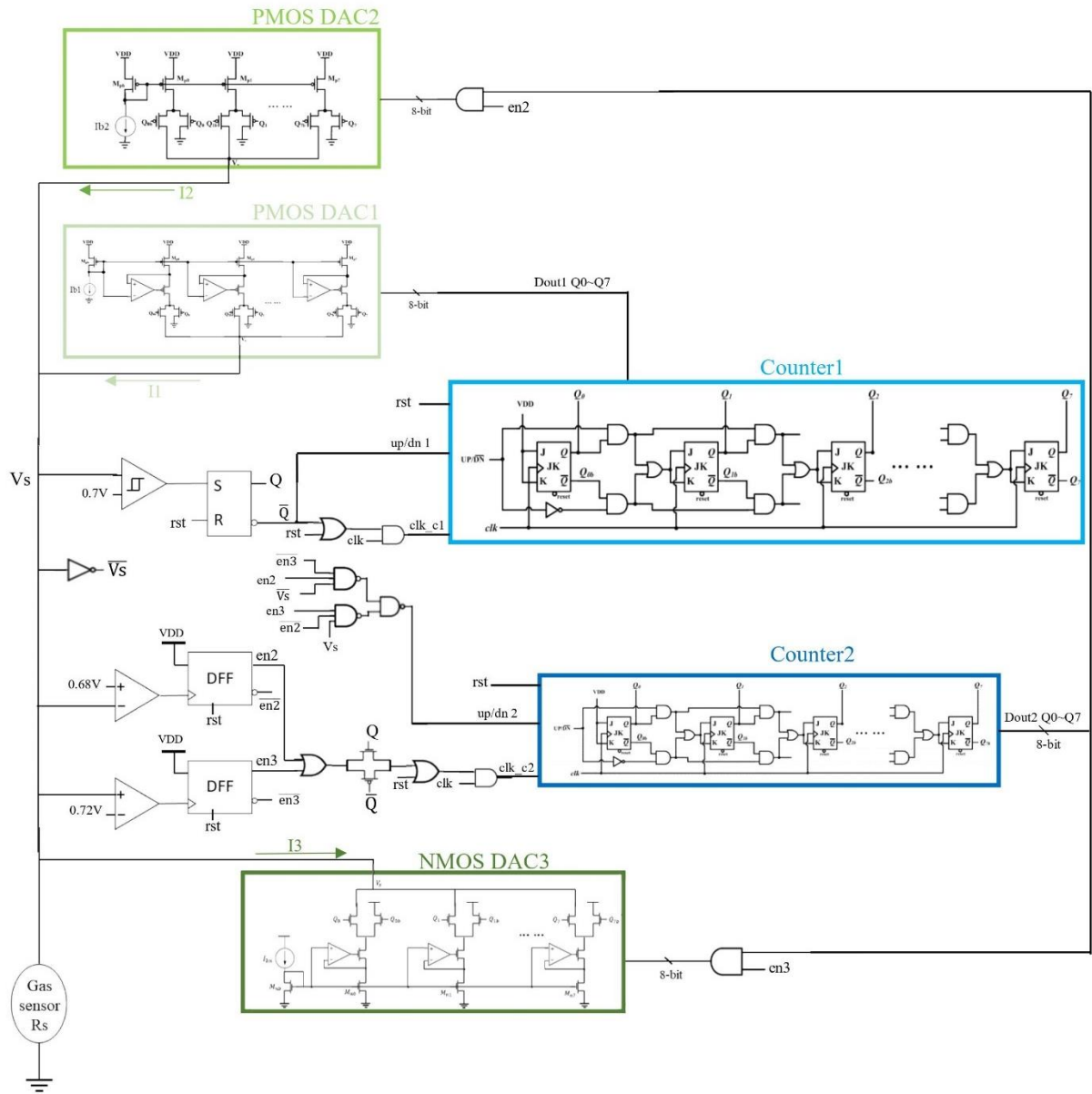


圖 3 單通道介面電路詳圖

三、模擬結果

表 1 為單通道介面電路規格表，其中功率消耗的兩個值分別為最大與最小功率消耗，最大功率消耗為當 $I_{b1} = 3.1\mu A$, $I_{b2} = 9\mu A$, $I_{b3} = 2.4\mu A$ ，最小功率消耗為當 $I_{b1} = 35nA$, $I_{b2} = 120nA$, $I_{b3} = 28nA$ ，功率消耗主要由各 DAC 之 I_b 決定。模擬結果之電阻值由前述公式計算，並與自定義之準確電阻值比較，pre-sim 及 post-sim 的 R_s/R_0 誤差值皆小於 5%。

表 1 單通道介面電路規格表

Specification	Spec	Pre-sim (TT)	Post-sim (TT)	Post-sim (FF)	Post-sim (SS)
Process	TSMC 0.18 μ m CMOS 1P6M				
Power Supply	1.2V	1.2V	1.2V	1.2V	1.2V
Power Dissipation (per channel)	< 5mW	0.1389mW 4.49mW	0.14mW 4.434mW	0.1047mW 4.314mW	0.1872mW 4.52mW
Adaptive Resistance Range	≥ 2 order (1k~100k Ω)	1k~100k Ω	1k~100k Ω	1k~100k Ω	1k~100k Ω
Adaptive Voltage Range	0.7V	0.7V	0.7V	0.7V	0.7V
R_s/R_0 error	< 5%	< 3%	< 5%	< 5%	< 5%
Chip size (per channel)	< 0.5*0.5mm ²	-	0.24*0.16mm ²		

圖 4 為三通道介面電路佈局圖，三個單通道電路分別位於 core circuit 的左上、右上及右下角。由於繞線考量，為了避免因接線太細造成訊號 drop 太大，此電路將左下角的空間用以保證各接線都有足夠的寬度，再加上 pad limit 的問題，因此此電路僅設置三個通道。

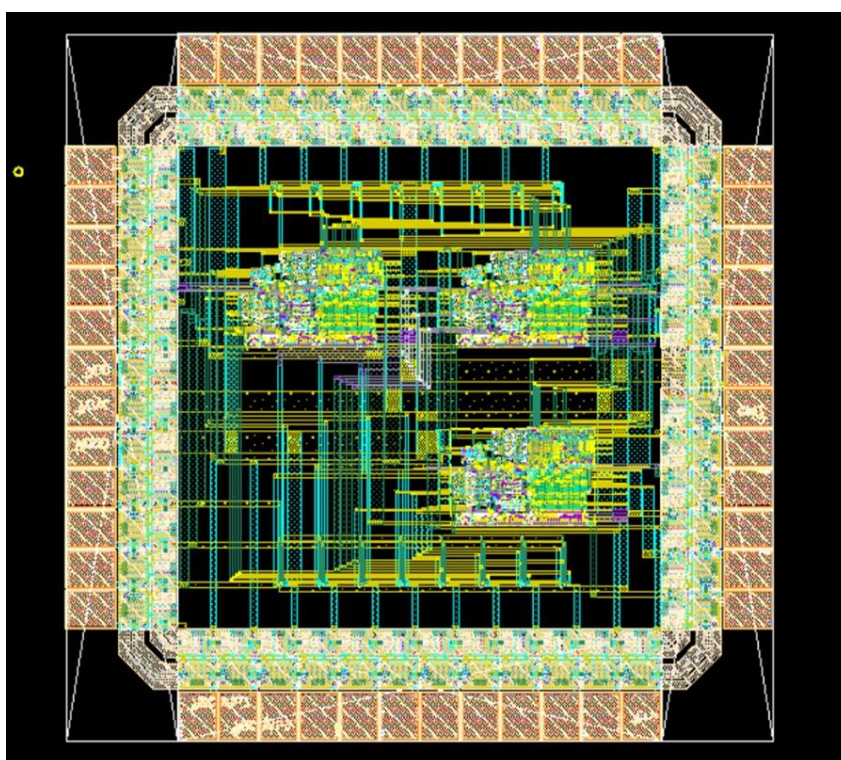


圖 4 三通道介面電路佈局圖

四、結論

此架構解決了電子鼻感測器中電阻飄移的問題，並讀取感測器之電阻變化以便進行氣體分析。改良後的電路雖然因增加 DAC 及計數器而使面積及功耗增加，但可在增加電阻可適應範圍的同時維持良好的解析度。加入控制電路除了可以自動判斷電阻變化為上升或下降，也可透過切換模式分段取得電阻值以達到更精確的結果。其中 0.72V 及 0.68V 的比較器是為了給入足夠的 noise margin 使得此電路不會因雜訊干擾而提早進入感測模式造成錯誤判斷。由於要容許的電阻值範圍增加許多，只使用 current mirror 會使 DAC 輸出電流出現嚴重誤差，因此我們加入 OPAMP 形成負回授提升準確度。

此介面電路最大的缺點在於 pad limit，由於每個 DAC 都需要不同偏壓電流，故需多個電流源。若能將電流源合併，在電路中加上分流的子電路，除了可以減少需要使用的 pad 數量，或許也可以將此介面電路改為四個通道，增加可辨識的氣體種類。

透過改良電路，可適應的感測器電阻值範圍由上升兩倍擴大為升降四倍，且可維持良好的解析度，使電阻值誤差小於 5%。雖然因面積及 pad 限制只能設計為三個通道，但仍可形成感測器陣列，透過多通道式介面電路增加可感測之氣體種類。

五、參考文獻

- [1] 張佳琳, “適用於電子鼻系統化學電阻式氣體感測器之適應介面電路”, 國立清華大學碩士學位論文, 民國102年
- [2] F. Conso, M. Grassi, C. De Berti, P. Malcovati, A. Baschiroto, “I²C System-on-Chip for Bi-Dimensional Gas-Sensor Arrays Providing Extended Dynamic-Range A/D Conversion and Row Temperature Regulation”, in International Conference on IC Design & Technology (ICICDT), 2013. DOI: 10.1109/ICICDT.2013.6563339.
- [3] Flammini A. and S. De Vito, Wireless Chemical Sensors, in Chemical Sensors Comprehensive Sensor Technologies: Volume 6 Chemical Sensors Applications edited by G. Korotchenkov, (2011), Momentum Press, ISBN: 9781606502396.
- [4] K. T. Tang, S. W. Chiu, M. F. Chang, C. C. Hsieh, and J. M. Shyu, "A wearable Electronic Nose SoC for healthier living," in Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS), 2011 IEEE, 2011, pp. 293-296.
- [5] T. J. Koickal, A. Hamilton, T. Su Lim, J. A. Covington, J. W. Gardner, and T. C. Pearce, "Analog VLSI Circuit Implementation of an Adaptive Neuromorphic Olfaction Chip," Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on, vol. 54, pp. 60-73, 2007.

心得感想

在 IoT 感測器介面設計的專題中，我們的流程如下：(1) 論文研讀 (2) 電路設計 (3) pre-sim 模擬 (4) 修改 pre-sim 問題 (5) layout 佈局 (6) 5 個 corner、電壓變動 $\pm 10\%$ 、溫度範圍之 post-sim 模擬 (7) 問題修改 (8) 加上 PAD 及 guard ring (9) 晶片下線並量測。整個過程中遇到滿多困難與需要改進的地方，其中解析度是最重要的課題。在學長的協助與組內的團隊合作中，我們經過多次架構改良及透過 feedback 機制，成功讓解析度大幅提升，post-sim 之誤差在 TT25 的模擬參數中大多在 1% 左右，worst case $< 5\%$ ，最後順利完成 layout 並下線。

此專題中遇到的問題主要可以分成以下部分：

- (1) 架構改良：為了達到更好的解析度，對電路架構做了很大的變動，從 1 個 loop 增加為 2 個 loop，以達到更好的解析度。
- (2) Control 電路設計：由於更改架構，將電路分為不同模式，我們需要一個控制電路來自動控制裡面某些訊號的 on/off，也要判斷電阻變化究竟是上升或下降，因此設計出 control 電路。
- (3) DAC 加上 feedback：更動架構後的理論解析度提升，但因為介面電路需適應的電阻範圍很大，僅使用 current mirror 的 DAC 無法輸出準確電流，故加上 OPAMP 形成 feedback 機制鎖住 current mirror 的電壓，讓 DAC 輸出更準確的電流值。
- (4) Counter 架構修改：原本的 JK counter 在 TT corner 下可正常運行，但在不同 corner 下會讓裡面的電路出現 logic racing 的情況而輸出錯誤，因此改用 master-slave 架構的 JK counter 解決問題。
- (5) Guard ring 添加：最後要進行 3 個 channel 加上 i/o pad 的 layout 佈局，但是因為添加了 i/o pad，雜訊干擾大，所以必須加上 guard ring，這是以往在課堂上沒有實作過的，我們也因此學習到許多相關知識與注意事項。

每次遇到問題時，經由大家一同合作討論，最後終能用很不錯的方法解決問題，也藉此培養我們遇到問題時如何解決的能力。這次的專題實作真的讓我們學到許多東西，不管是團隊合作、還是解決問題的能力，我相信這些寶貴的經驗都會在未來成為我們進步的助力。