

國立清華大學 電機工程學系

實作專題研究成果摘要

PWM CMOS Gas-Sensor Interface
Circuit

PWM 氣體感測器介面電路

專題領域：系統領域

組 別：B339

指導教授：鄭桂忠

組員姓名：陳誼、陳佳萱

研究期間：112年2月1日至112年1月底止，共12個月

摘要

在現代社會中，因為人類嗅覺存在限制，包括嗅覺疲勞、氣體濃度量化的低精確度，以及難以區分混合氣體成分等問題，因此氣體辨識技術的發展對於確保人類生活安全 and 提升生活品質具有重要意義。而電子鼻技術的應用有望克服這些問題，並在各個領域中發揮重要作用，透過電子鼻我們能夠區分和檢測有毒氣體的濃度，保護我們免受危險；同時電子鼻的應用也延伸至各行各業，例如在製造業中，電子鼻可以被應用於監測生產過程中釋放的氣體，幫助確保生產環境的安全性；而在醫療領域，電子鼻可以用於監測病人的呼吸氣，進行非侵入性的疾病檢測和健康監測。

在本次專題研究中，我們選擇了導電聚合物氣體感測器作為感測器的基礎，這種感測器容易受到環境因素的影響，例如溫度和濕度。為了克服這個挑戰，我們設計了一種介面電路，其主要目的是擴大電阻基線的飄移範圍，以確保電子鼻系統能夠正確辨識更大範圍的初始電阻值。我們將電阻轉換為方波訊號，同時在感測時保持電阻的變化在線性範圍內，從而增加單一種氣體的可分析範圍，並確保在不同環境條件下系統的穩定性、高精準度和可靠性。

一、背景和動機

在本次專題研究中，我們聚焦於導電聚合物氣體感測器的性能優化，旨在擴大感測器的電阻基線飄移範圍，以確保電子鼻系統能夠正確辨識更大範圍的初始電阻值。同時，我們追求增加電阻在感測時的線性度變化範圍，進一步擴展單一種氣體的可分析範圍。這個研究動機來自於傳統感測器在濃度變化和線性度方面的限制，以及電子鼻系統在應對不同氣體狀況時的需求。

二、研究目的

為實現以上目標，我們設計了一個 PWM 氣體感測器介面電路，旨在將感測器的電阻值轉換為週期的方波，使氣體感測器能夠透過氣體濃度對電阻值的變化進行判斷，進而準確反映氣體濃度的變化。我們的設計靈感主要來自於先前的研究，主要是"A 141-dB Dynamic Range CMOS Gas-Sensor Interface Circuit Without Calibration With 16-Bit Digital Output Word"這篇論文。然而，為了追求更高效能的設計，我們在參考論文的基礎上進行了一些微調，特別是針對比較器構造進行了調整。

在這次設計中，我們選擇了0.18um 製程，相較於參考論文的0.35um 製程，達到了更小的晶片面積和功耗。此外，我們考慮到晶片在不同工作條件下（TT/FF/SS/SF/FS）的性能變化，以確保介面電路在不同操作區間下能夠實現線性的轉換。

在表(一)中，我們對比了參考論文與本設計的規格，顯示我們在操作電壓、功耗和晶片面積方面均取得了一定程度的優化。不過，我們也注意到在電阻範圍的量測上略有縮小，可能與電阻範圍的選擇方式以及不同 corner 下性能變化的考量有關。

表(一)：參考論文與本設計規格比較表

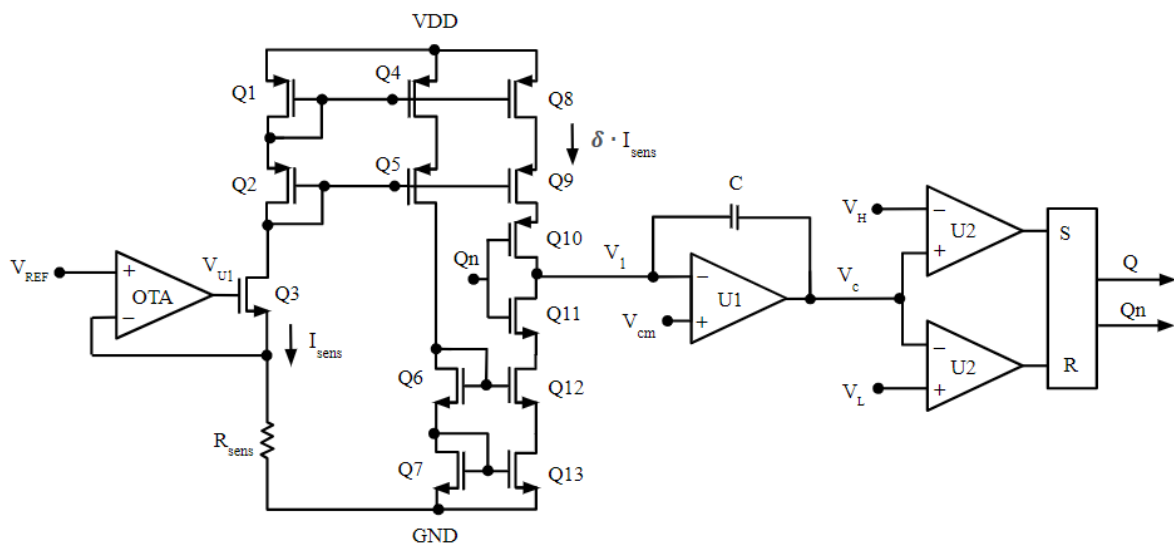
Parameter	參考論文	This work
Result	Measurement	Post-sim
Process	0.35um	0.18um
Power Supply (V)	3.3	1.8
Power Dissipation (TT, mW)	15(@1K)	5.82(@4K)
Resistance measurement range width (Ω)	1K – 100M	4K – 160M
Operating Corner	TT	TT/FF/SS/SF/FS
Core size (mm ²)	1.20 x 0.35	0.23 x 0.13

(Reference: M. Grassi, P. Malcovati and A. Baschiroto, "A 141-dB Dynamic Range CMOS Gas-Sensor Interface Circuit Without Calibration With 16-Bit Digital Output Word," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 42, no. 7, pp. 1543-1554, July 2007, doi:)

透過這次研究，我們期望為氣體感測器的性能提升和電子鼻技術的應用提供實質的貢獻。

三、研究方法

1. 系統架構設計



圖(一)：電路 Block Diagram

此架構包含電壓轉電流之電壓參考緩衝器(The Voltage Reference Buffer in V-To-I Configuration)、電流鏡(The Current Mirror)、米勒積分器(The Miller Integrator)，與增強型施密特觸發器電路(The Enhanced Schmitt Trigger Circuit)，其中增強型施密特觸發器電路由比較器(Continuous-Time Comparator)與 NOR 型態之非同步鎖存器(NOR Set-Reset asynchronous latch)組成。

我們希望此介面電路可以根據氣體濃度造成感測器電阻的變化來產生出週期的方波，便於氣體感測器判斷氣體濃度；因此首先我們透過電壓轉電流之電壓參考緩衝器來產生一個參考電壓並跨過感測器電阻，使之產生特定大小的感測電流，感測電流再通過電流鏡並依據電流鏡的倍率調整大小，作為米勒積分器(簡稱積分器)的輸入。其中電流鏡接到積分器之間有兩個由比較器輸出方波 Qn 控制的 MOS 開關，可以控制電流鏡對積分器上電容的充放電行為。

對積分器上電容充放電會使積分器的輸出產生三角波，接著此三角波輸出會同時接到兩個比較器，分別和上下限的電壓值做比較，當三角波的電壓來到上下限值，會造成比較器的輸出在接地電壓(GND)以及電源供應電壓(VDD)間做轉換，最後此輸出電壓會再接到 NOR 型態之非同步鎖存器(簡稱 SR-Latch)，SR-Latch 會產生方波輸出 Q 和 Qn，透過 Q 和 Qn 的週期可以回推感測器電阻值來得知氣體濃度並且用來控制上述提到的開關。

而根據積分器對電容線性充放電的原理，我們可以推得 Q 和 Qn 的週期 T_{osc} 與感測器電阻的關係如下：

$$T_{osc} = \frac{2C(V_H - V_L)R_{sens}}{\delta V_{ref}}$$

其中 C 為積分器上反饋電容， V_H 、 V_L 為比較器上下限的電壓值， R_{sens} 為感測器電阻， V_{ref} 為電壓轉電流之電壓參考緩衝器中我們設定的參考電壓， δ 為電流鏡的倍率大小。由此公式可得出 Q 和 Qn 的週期 T_{osc} 與感測器電阻 R_{sens} 會呈線性關係，因此我們會透過模擬值的線性回歸來得到理想值，最後再與模擬值比較求得誤差。

2. 電路內部架構

2.1 電壓轉電流之電壓參考緩衝器(The Voltage Reference Buffer in V-To-I Configuration)

在電壓轉電流之電壓參考緩衝器中，我們將參考電壓 V_{ref} 輸入至運算放大器的正端，並將運算放大器的輸出接到一個 NMOS 的 gate 端後，再將其 source 端接回運算放大器的負端並接至感測器電阻 R_{sens} ，構成 source follower 的架構，來達到電壓轉電流($I = \frac{V_{ref}}{R_{sens}}$)的功能；此外也因為此構造有較小的輸出阻抗，可以提高其線性度。

2.2 電流鏡(The Current Mirror)

電流鏡採用 cascode 架構，可以提高輸出阻抗，讓輸出電流更加穩定，且較不會因為不同負載條件而影響電流大小；此外在設計中，我們利用較大的電晶體尺寸來換取更高的線性度。而電流鏡在電路中會提供下一級電路——積分器的充放電電流，其中我們設計電流鏡的倍率 $\delta(\text{delta})$ 值為 0.1，讓電流縮小來降低對積分器充放電的電流，以避免過快的充放電速度而影響週期的判斷。

2.3 米勒積分器(The Miller Integrator)

積分器由電流鏡提供充放電電流來對反饋電容充放電，產生三角波的輸出電壓。這邊使用 two-stage 的架構可以增加增益，並透過 Miller 補償電容可以減少電容在 layout 面積並得到較大的對地電容值來增加 phase margin，提高電路穩定度。

2.4 增強型施密特觸發器電路(The Enhanced Schmitt Trigger Circuit)

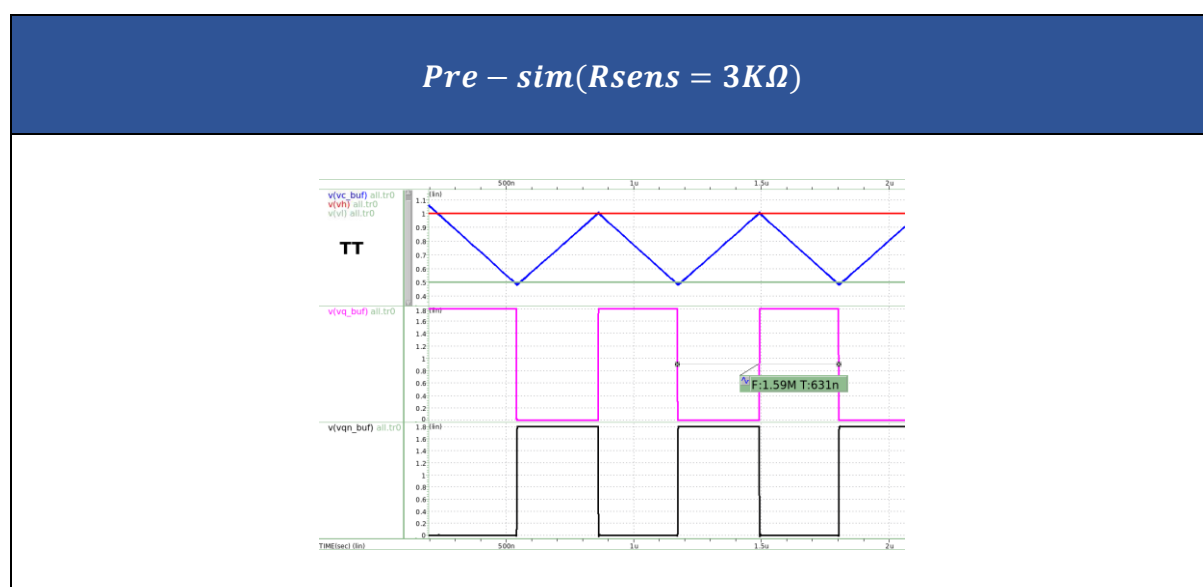
增強型施密特觸發器電路是由兩個連續時間的比較器和一個 NOR 型態之非同步鎖存器(SR-Latch)所構成，用來限制上一級積分器輸出電壓的上下限並輸出方波。

其中積分器輸出會接到兩個比較器的一端，而比較器的另一端會分別接到上限電壓(V_H)和下限電壓(V_L)，當積分器的輸出電壓達到上下限時，會使得比較器的輸出電壓在接地電壓(GND)以及電源供應電壓(VDD)間做轉換，而此輸出電壓會再接到 SR-Latch，得到方波輸出 Q 與 Q_n 。接著 SR-Latch 輸出的方波 Q_n 會用來控制電流鏡接到積分器的兩個 MOS 開關，藉此控制對積分器的充放電。例如假設當積分器處於充電狀態，使得積分器的輸出電壓不斷上升，直到達到 V_H 時，此時比較器的輸出電壓會轉態，也就是

讓 SR-Latch 的輸出方波翻轉，使得電流鏡接到積分器的兩個開關會相反，原本打開的開關便會關上，讓積分器進入放電狀態，反之亦然。

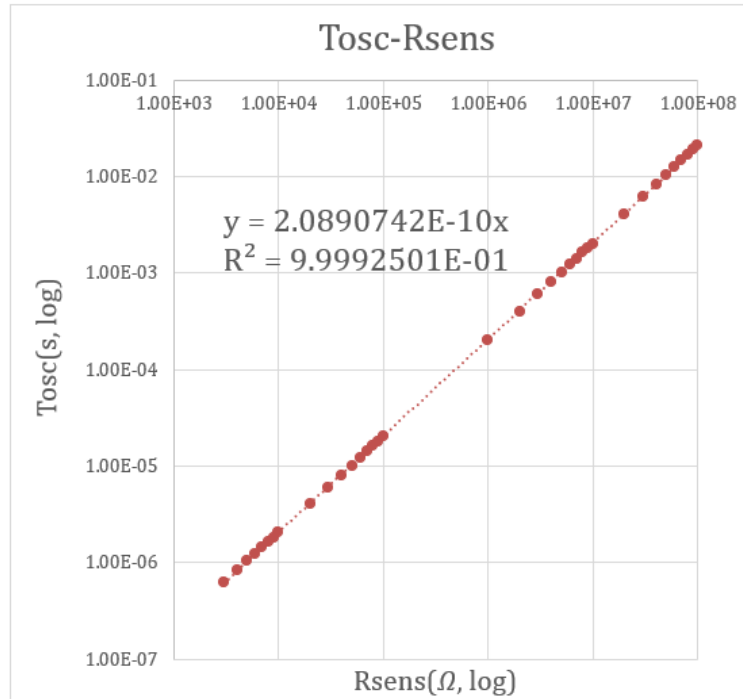
三、研究結果

1. Pre-Sim Corner Case



圖(二)：Pre-sim Transient result ($R_{sens} = 3K\Omega$)

圖(二)為 Pre-Sim 在 TT corner 下， $R_{sens} = 3K\Omega$ 時的波型圖，可以看到積分器的輸出電壓(Vc)會在達到上限電壓(VH)和下限電壓(VL)之間線性充放電，從而得到週期固定的方波輸出 Q 與 Qn，功能皆符合預期且正確。



圖(三)：Pre-sim Relationship between Period and Resistance (TT)

圖(三)為 pre-sim 在 TT corner 下各電阻對週期作圖，從圖中可以得到週期與電阻之間的線性關係式；接著將各電阻代入圖(三)中週期與電阻的線性迴歸式可求得不同電阻下的理想週期 T_{ideal} ，和五個 corner 跑出的數據進行比較後可得出誤差值，都可以在五個 corner 下得到誤差 $< 5\%$ 。

3. Comparison of Pre-Sim / Post-sim Corner Case

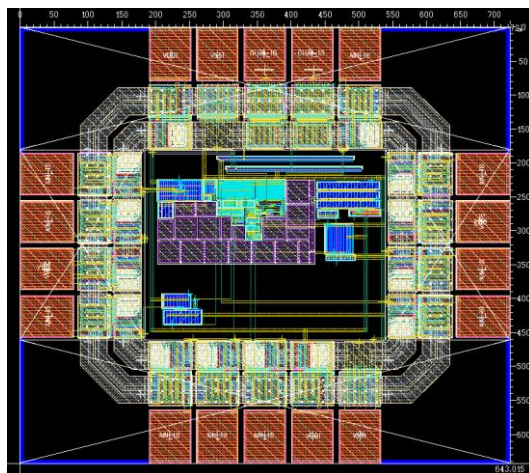
而 post-sim 也可得到類似的波行圖及線性關係圖，我們利用表(二)來做比較：

表(二)：預計規格比較表與 Pre-sim、Post-sim 結果

Specification	Spec.	Pre-sim (TT)	Post-sim (TT)	Post-sim (FF)	Post-sim (SS)	Post-sim (SF)	Post-sim (FS)
Process	TSMC 0.18um CMOS						
Power Supply(V)	1.8V	1.8V	1.8v	1.8V	1.8v	1.8V	1.8v
Power (mW)	< 7	6.536 (@3K)	5.983 (@4K)	8.216 (@4K)	4.529 (@4K)	6.354 (@4K)	5.395 (@4K)
Resistance Measurement range (dB)	>86 (5K Ω - 100M Ω)	92.04* (3K Ω - 120M Ω)	116.32 (2K Ω - 1.31G Ω)	111.13 (1K Ω - 360M Ω)	106.44 (4K Ω - 840M Ω)	99.08 (2K Ω - 180M Ω)	98.06 (2K Ω - 160M Ω)
Relative Error (%)	<5	4.99	4.90	4.75	4.95	4.99	4.90
Chip size(mm ²)	< 1.0 x 1.0	-	0.72 x 0.64				

* 表(二)中 Pre-sim 的 Resistance Measurement range 為5個 corner 下誤差皆< 5%的電阻範圍。

4. 佈局平面圖及打線圖



圖(四)：佈局圖(Chip Size : 723*643.015 μm^2)

四、總結

在此專題中，我們參考已設計過的電路，並加入晶片在不同工作條件下性能變化的考量，讓此介面電路在不同操作區間下也能達到線性的轉換。參考論文與本設計的規格比較表如下，我們透過縮小操作電壓來降低功耗，並在不同製程下以較小的面積來實現功能，而目前我們已進行下線，並在 post-simulation 的五個不同 corner 下都達到了 92.04dB 的電阻量測範圍，在 $4\text{K}\Omega \sim 160\text{M}\Omega$ 的電阻變化下可得到 5% 內的精確度。

表(三)：參考論文與本設計規格比較表

Parameter	參考論文	This work				
Result	Measurement (TT)	Post-sim (TT)	Post-sim (FF)	Post-sim (SS)	Post-sim (SF)	Post-sim (FS)
Process	0.35 μm	0.18 μm				
Power Supply (V)	3.3	1.8v				

Power	15	5.983	8.216	4.529	6.354	5.395
Dissipation (mW)	(@1K)	(@4K)	(@4K)	(@4K)	(@4K)	(@4K)
Resistance	100	116.32	111.13	106.44	99.08	98.06
measurement	(1K Ω –	(2K Ω -	(1K Ω -	(4K Ω -	(2K Ω -	(2K Ω -
range width (dB)	100M Ω)	1.31G Ω)	360M Ω)	840M Ω)	180M Ω)	160M Ω)
Core size (mm ²)	1.20 x 0.35	0.23 x 0.13				

(Reference: M. Grassi, P. Malcovati and A. Baschirotto, "A 141-dB Dynamic Range CMOS Gas-Sensor Interface Circuit Without Calibration With 16-Bit Digital Output Word," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 42, no. 7, pp. 1543-1554, July 2007, doi:)

五、參考文獻

[1] M. Grassi, P. Malcovati and A. Baschirotto, "A 141-dB Dynamic Range CMOS Gas-Sensor Interface Circuit Without Calibration With 16-Bit Digital Output Word," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 42, no. 7, pp. 1543-1554, July 2007, doi: 10.1109/JSSC.2007.899087.

六、心得

在專題研究中，我們最初嘗試了對架構的置換，希望透過不同的架構降低操作電壓，以達到較低的功耗。然而在實際實作的過程中，我們發現這種電路在不同操作區間下的特性受到極大影響，這不僅降低了感測的電阻值範圍，還使系統變得不穩定。考慮到這些挑戰，我們最終決定維持論文原有的構造，轉而利用不同製程進行模擬並下線。

觀察著電路從一開始的功能問題，經過一次次的修正直到最後達到更優異的規格，整個過程中的嘗試和修正使我們得以更全面地了解電路設計的複雜性，電路的規模雖然可能不算龐大，但其中的細節已經足夠複雜，稍有一點穩定度問題，例如相位邊際、寄生電容等，都足以影響整個電路的結果，這使我們逐漸培養了細心和耐心，同時深刻了解到電路中每個細節都需要謹慎處理。每一次與學長姐們的深入討論都讓我們吸收更多的想法和知識，即便最初的構造並未帶來更好的規格，我們相信嘗試本身在設計過程中的價值。在這個過程中，我們不僅讓我們熟悉了 EDA 工具的應用，也完整地進行了 Full-Custom 的下線流程，這對於我們來說是一個難得的學習機會。

在整個過程中，學長姐和組員的幫助及相互討論是我成長的重要推手。這次專題研究讓我們體會到，成功的背後是無數次的嘗試和不懈的努力。透過這樣的經歷，我們更確信自己在未來的學術和實務探索中，將能夠更自信地應對各種挑戰。