

國立清華大學 電機工程學系

實作專題研究成果摘要

Interface Circuit for IoT Sensors

IoT 感測器介面設計

專題領域：系統組

組 別：A218

指導教授：鄭桂忠

組員姓名：曹政雄、張愷峰、劉奕緯

研究期間：110 年 8 月 1 日至 111 年 4 月底止，計 9 個月

摘要

人類透過感官，可以辨識許多事物，然而卻無法像機器一樣時刻維持統一標準。如鼻子對於氣體會嗅覺疲勞、且無法處於有毒及氣味較為刺激的環境下等，鑒於以上種種因素以及每個人對於氣味的感受不一，使得近年來電子鼻變得更加普及，再加上其體積小、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明確。

電子鼻的操作原理是仿照人類的嗅覺，先經過氣體感測系統，使其產生物理特性上的變化，再將其傳入電路擷取電路以轉換成電訊號。接著用電訊號的方式將資訊送至資訊辨識系統進行分析，最後判斷出氣體種類。電子鼻由適應介面電路、ADC、微處理器組成，若要增加辨識精準性，可使用感測器陣列，並將適應介面電路改為多通道式。本專題使用的感測器種類為導電聚合物氣體感測器，其主要感測機制為電阻值變化，優點為靈敏度較高、訊號讀取簡易，且可以室溫下使用。

然而，此種感測器卻容易被溫溼度等因素影響，且不一樣的材料的測器會有不同電阻值，因此進行氣體感測前，感測器的初始電阻值並不是定值。本專題設計之介面電路主要目的為能適用於更廣的電阻基線飄移範圍，使更大範圍(10K~1000K)的初始電阻值可以被此電子鼻正確辨識。

我們選擇使用數位式介面電路，其優點為不須額外的ADC，可以降低複雜度及誤差值，此外其線性度亦較高。此外，對於感測氣體時感測器的電阻值變化幅度，本專題將設計可以適用於電阻變化範圍為0.5倍~2倍介面電路，不但可以適用於感測器因氣體而膨脹的情況，若因特性不同而使電阻反而縮小的情形亦可被此電路辨識。結合初始電阻值範圍及感測後電阻變化範圍，本設計可適用的電阻範圍為5K~2000K。為了適應此偌大範圍的電阻值範圍，並且保持一定解析度，額外加入了FSM與MUX並加入，以分段的方式以得到更精確結果。

透過改良參考文獻[1]中的電路，本專題可適應的感測器電阻值範圍從原本的上升2倍擴大至容許往上往下變化2倍，且不僅可以維持目標解析度以上之水準，亦能使感測器電阻值之誤差小於3%。

一、電子鼻簡介

電子鼻與人類的嗅覺有異曲同工之妙。如下圖 2-1，電子鼻的主要結構為氣體感測陣列及序號擷取電路、資料辨識系統，此三大結構又分別與人類的嗅覺細胞、嗅覺神經、大腦互相對應。

電子鼻(人類嗅覺)進行氣體感測時會經過以下流程：1.多個感測器組成的陣列與氣體發生反應而改變其電阻值(嗅覺神經元纖毛內的氣味受器與氣體反應)、2.透過訊號擷取電路將感測器的反應特性轉換成電訊號(透過嗅覺神經元的軸突進入嗅球)、3.電訊號經資料辨識系統做分析，並和以建立之資料庫比對後完成氣體辨識(氣味訊息經特定細胞傳送至大腦產生嗅覺，由大腦作分析)。然而，感測器對氣體並沒有專一性，因此可以將多個感測器做成陣列，透過多個感測器不同的感測結果來提升對某一特定氣體辨識的準確度，此設計就如同人體嗅覺，在人類鼻腔內有上千種受器，各受器與同樣氣體會不同反應，各種不同反應組成一獨一無二的圖紋。

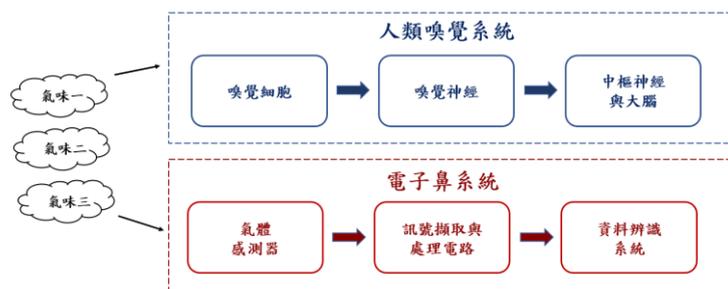


圖 2-1 電子鼻系統與人類嗅覺系統比較圖

二、數位式感測器介面電路

2.1 感測原理

本設計使用導電聚合物感測器(Conducting Polymer sensor, 簡稱 CP)，其主要原理為透過測量感測器電阻值之變化以進行氣體分析。導電聚合物感測器是由碳黑做為導電物置於兩極間，並加上絕緣的聚合物。當通入氣體時，感測器內的聚合物會因膨脹而驅使電阻值上升，而移除氣體後，聚合物將會回復原始狀態，包含電阻值也回降低至原本大小，故此過程為一可逆反應。因同一種聚合物對於不同氣體會有一樣的電阻值變化，因此可以用來辨識氣體。

一般的感測器介面電路只將感測器訊號轉為電訊號，然而我們使用的感測器 CP 與氣體反應後電阻值不一定會回復到氣體感測前的初始狀態，加上每一顆感測器的初始電阻值不一定會相同，而且感測器容易受溫度濕度飄移，因此我們需要電路消除感測器電阻值的基線飄移(baseline drift)。

數位式感測器基本上是由遲滯比較器(hysteretic comparator)、反相器(inverter)、八位元上下數計數器(8 bit UP/DOWN counter)與八位元數位類比轉換器(8-bit DAC)組成，如圖 3-1 所示。透過介面電路中各個子電路，將感測器的跨壓 V_s 往上適應並保持在適應電壓 $V_{ref} = 1V$ 。接著即可藉由量測 DAC 輸出之電流大小(亦即流經感測器電流)，以歐姆定律計算出感測器電阻值。量測方式需要使用到計數器輸出與 DAC 的輸入單位電流，將此二值相乘即可得出流出 DAC 的電流。故此數位式介面電路的基礎原理為固定感測器電壓，藉由電流得出感測器的電阻，並進一步計算其電阻變化量與後續氣體感測。

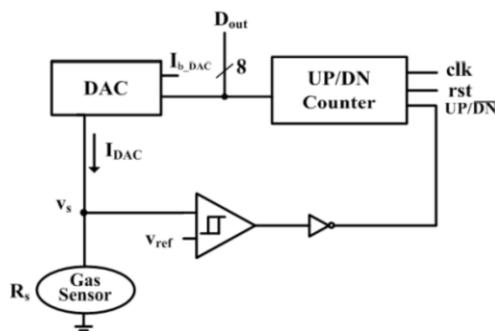


圖 1 數位式介面電路基礎方塊圖，擷取自[1]

2.2 整體電路架構

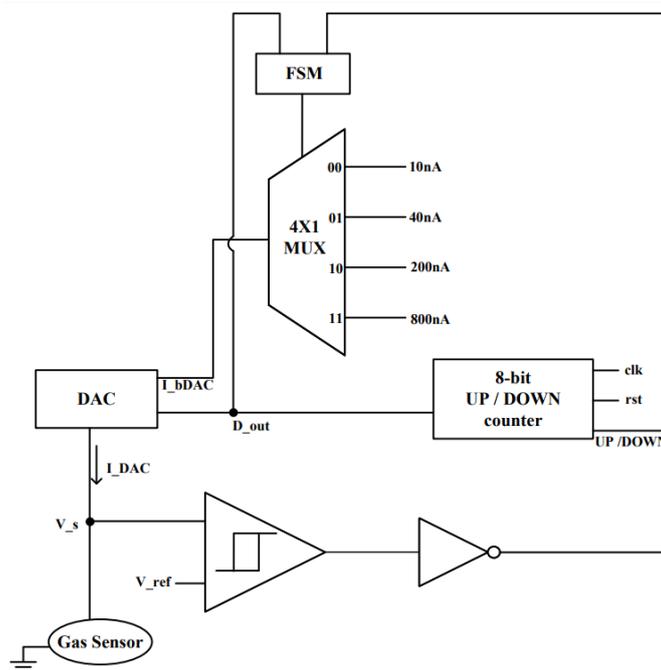


圖 2 數位適應介面電路

參考文獻[1]中所使用的感測器，其感測器電阻最大膨脹為初始電阻的 2 倍，並使用如圖 3-1 之基礎數位適應介面電路可達到良好的解析度以消除電阻的基線飄移

與感測時感測器電阻之變化；然而在此專題中，所使用的感測器電阻變化範圍從原本的「初始電阻值的 1~2 倍」擴大至「初始電阻值的 0.5 倍~2 倍」，亦即多考慮電阻縮小的可能性。由於需要適應與感測的電阻範圍增加，單由原本設計之 8-bit DAC 配合 8-bit 計數器組成的介面電路無法準確地回推感測器電阻值，將會使最終誤差超過 20%。

為了感測與適應新的感測器電阻值範圍，並確保結果之精準性，我們所設計的數位適應介面電路是基於基礎的數位適應介面電路上方加了 finite state machine 與 MUX，改良後之介面電路架構如圖 3-2。

此介面電路分成兩個模式：(a) 適應模式：進行氣體感測之初，將感測器適應在 V_{ref} 。(b) 感測模式：可開始進行氣體感測，並將感測器訊號轉為數位訊號。首先將電路重置(reset)之後，計數器輸出為 0 而使得 DAC 輸出電流為 0，遲滯比較器輸出為 low 而使得計數器得以上數，DAC 輸出電流慢慢隨計數器輸出增加而增加，使得 V_s 上升，此時電路便進入適應模式，當 V_s 的大小已上升到大於 V_{ref} 時，遲滯比較器輸出將會從 low 轉為 high，而使計數器得以下數，並讓 DAC 輸出電流降低， V_s 也隨之下降。當 V_s 之大小下降到小於 V_{ref} 時，遲滯比較器輸出將會再次從 high 轉為 low，而重新使計數器上數， V_s 隨之上升。上述過程即是代表，此電路透過負回授得以讓 V_s 維持在 V_{ref} 附近，並且電路之回授不會斷路，此時流經感測器的電流為： $I_D = D_{out} \times I_{b_DAC}$ ，因此可以透過以下公式計算出感測器的初始電阻值：

$$R_0 = \frac{V_{ref}}{D_{out} \times I_{b_DAC}} = \frac{1}{D_{out} \times I_{b_DAC}}$$

當 V_s 已順利適應並維持在 V_{ref} 附近後，便可通入氣體，使其與氣體感測器反應，此時適應介面電路即進入感測模式，感測器電阻值會因與氣體反應而改變，並且其變化量可能根據氣體的不同而有不同的上升或下降幅度。當感測器電阻因為膨脹或縮小而使得原先 DAC 之單位電流 I_{b_DAC} 無法達到我們目標之解析度(解析度將於以下 FSM 之小節說明)時，此電路就可以透過 finite state machine 控制 MUX，選擇該電阻範圍所相對應的單位電流來繼續維持解析度，透過以下方式我們能計算出在感測氣體後的感測器電阻值：

假設感測器適應後之計數器輸出為 D_{out1} ，DAC 之單位電流為 I_{b_DAC1} ，感測模式時計數器輸出為 D_{out2} ，DAC 之單位電流為 I_{b_DAC2} ，等到當 V_s 維持到 V_{ref} 附近後，便可由以下關係式得知在感測氣體後的感測器電阻值：

$$R_s = \frac{V_{ref}}{D_{out2} \times I_{b_DAC2}} = \frac{1}{D_{out2} \times I_{b_DAC2}}$$

在模擬時，透過 finite state machine 與 MUX 去做單位電流之調變，finite state machine 控制計數器之輸出範圍以維持一定程度之解析度，通過模擬氣體通入後的感測器變化，我們可以在電路模擬中測得計數器的輸出，並藉由量測當下的 DAC 之單位電流 I_{b_DAC} ，回推出 R_s 的模擬結果，將其與 R_s 之準確值比較後，計算出 R_s 誤差，電路規格為誤差小於 3%。以下各小節為圖 3-2 電路架構中各子電路的詳細說明。

2.3 電路詳圖

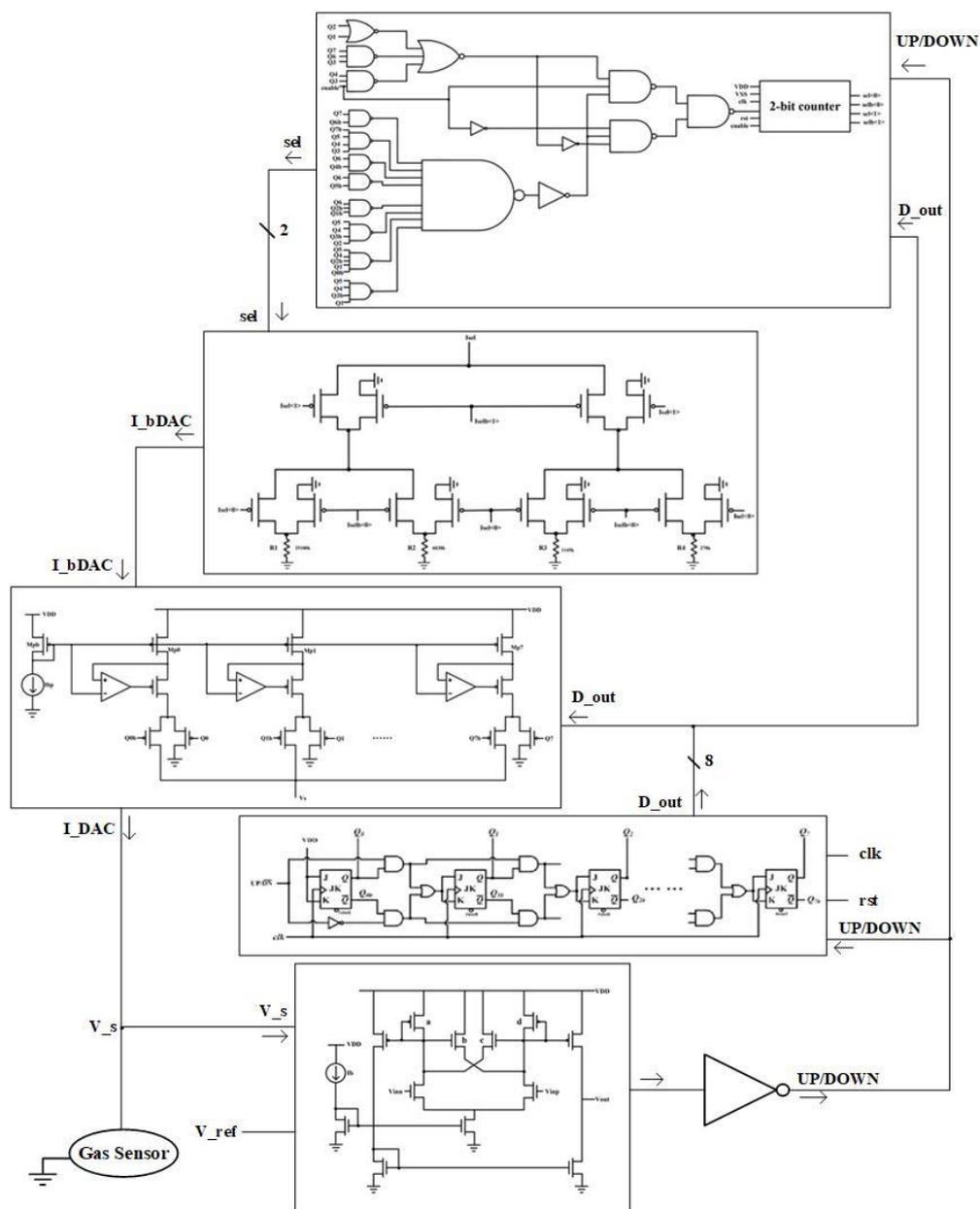


圖 3 總電路圖

三、實驗結果

表 4-1 為數位適應介面電路的規格表，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 $I_{DAC} = 20\mu A$ ，最小功率消耗為當 $I_{DAC} = 2.5\mu A$ ，功率消耗主要是由 DAC 之 I_{DAC} 決定。

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 (V)	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
Power Dissipation (mW)	< 5	0.1478 4.68	0.1542 4.536	0.1139 4.4127	0.1893 4.85
Adaptive resistance range ($k\Omega$)	> 2 order 10~1000	10~1000	10~1000	10~1000	10~1000
Adaptive voltage range (V)	1	1	1	1	1
R_s error	< 3%	< 1%	< 3%	< 3%	< 3%
Resolution	< 2%	< 2%	< 2%	< 2%	< 2%
Chip size	< 0.5*0.5 mm^2	-	0.3562*0.1008 mm^2		

(感測器可適應範圍大於 2 order：可適應"最大電阻值"除以"最小電阻值"大於 100 倍)

表 4-2 為電阻在各範圍之 post-sim 結果，回推電阻值由前述公式計算，並與準確電阻值做比較， R_s 誤差皆小於 1%。

表 2 電阻在各範圍之 post-sim 結果

Corner	Resistance range	R_s error
TT 25	5K ~ 25K	0.79%
	20K ~ 100K	0.39%
	100K ~ 500K	0.94%
	500K ~ 2000K	1.57%
FF 25	5K ~ 25K	2.86%
	20K ~ 100K	1.55%
	100K ~ 500K	2.22%
	500K ~ 2000K	2.96%
SS 25	5K ~ 25K	0.79%
	20K ~ 100K	0.34%
	100K ~ 500K	1.96%
	500K ~ 2000K	2.34%

以下圖 4-1 為數位適應介面電路之晶片佈局圖：

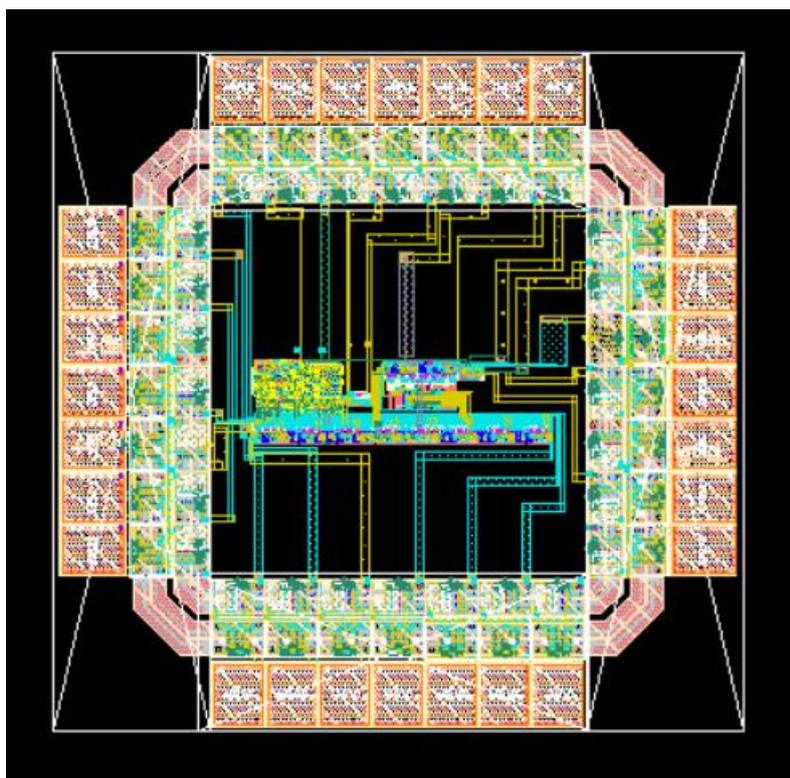


圖 4 介面電路佈局圖

四、結論

數位適應介面電路是利用上下數計數器的回授機制、DAC 與遲滯比較器將感測器電壓 V_s 適應在 V_{ref} ，在感測模式時，感測器之電阻會因與感測之氣體反應而使得電阻飄移，此電路機制就是利用負回授將 V_s 維持在 V_{ref} 以等效消除了感測器電阻的基線飄移與感測時之膨大縮小，並且透過計數器的輸出與 DAC 之單位電流 I_{b_DAC} 回推感測器的電阻值，此電路的優點在於其不須再透過 ADC 將類比訊號轉換為數位訊號，而是可以直接將感測器訊號轉換成數位訊號，讀取感測器電阻的變化以便於做氣體的分析，這可以降低電子鼻晶片之複雜度、成本、功率消耗與雜訊干擾，以達到可攜式電子鼻低成本、體積小之目的。

我們設計的主要宗旨是為了改良電路之解析度與增加電阻可適應之範圍，也就是期望在增加電阻可適應範圍的同時，依然能維持更好的解析度，因此我們所設計的數位適應介面電路就是基於基礎之數位適應介面電路之上加了 finite state machine 與 MUX 去做單位電流之調變，finite state machine 控制計數器之輸出範圍以維持一定以上之解析度，當感測器電阻因膨脹或縮小而使得原先 DAC 之單位電流 I_{b_DAC} 無法達到

我們目標之解析度時，此電路就可以透過 finite state machine 控制 MUX 去選擇適當電阻範圍相對應的單位電流來繼續維持解析度。然而，由於若要容許的電阻值範圍增加，在 DAC 中只使用 current mirror 的結構會因為 channel length modulation 而使得 DAC 所輸出的電流出現嚴重的誤差，因此我們在設計 DAC 的過程中為了解決此一情況而加入了 OPAMP 形成負回授以提升輸出電流之精準度。另外，由於原先的上下數計數器之結構因為會出現 logic racing 之緣故而使得其無法在 TT 以外的 corners 正常運作，因此我們改用 master-slave 之結構以解決此問題。

透過我們設計之改良電路，可適應的感測器電阻值範圍從原本的上升 2 倍擴大至容許升降 2 倍，不但可以維持優於我們目標解析度以上之水準，使回推感測器電阻值之誤差小於 3%，並且可以透過多通道之介面電路形成感測器陣列，以增加感測器可感測之氣體種類。

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, “I 2C 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.

六、心得感想

在本此專題進行過程中，主要分為四個部分，分別是研讀論文與原理分析、設計電路與跑模擬、文書等報告製作與呈現，最後是晶片下線相關作業。

暑假研讀論文過程中，由於我們對於其中某些子電路較為不熟悉，如遲滯比較器與 DAC，需要花上較多時間互相討論與查詢相關資訊，因此在理解原理架構的時間就用了一個多月。但在仔細理解後，發現其操作原理的竟能做出與人類嗅覺相近的功能非常有趣。

理解原理後便著手進行我們的電路改良設計。此流程花了較長時間。在思考並決定我們希望達到的期望結果後，依照基礎課程學習的公式與理論等進行改良，改良的除了基本子電路的規格外，也嘗試加入其他新的子電路。然而以公式計算出的結果雖然理想，但透過實驗室學長及教授的建議後才知道，原來實際製作品片時可能會礙於技術的問題，無法達到太過精細的數值，這也是我們在學習完基礎課程後，進行實做的過程中體驗到的一個重要經驗。

設計完成後進入模擬階段。模擬過程尤其是在畫 Layout 時會實際感受到，若佈局前沒有先思考過，使得佈局圖不夠對稱亦或是尺寸過大過小都會影響最後模擬的結果，且電路的結構越大，跑模擬所需要的時間就會更長，因此為了有效節省時間與提升效率，在佈局與模擬前都須經過審慎的思考與計算。

最後則是下線相關。由於下線需與 TSRI 配合，因此無論是時程或是畫 Layout、跑模擬等都需要透過他們指定的遠端操控介面操作，因此除了介面的熟悉外，也要在時間上做最完善的規劃，以避免錯過下線時程。

近一年的實作過程，最主要的收穫在於將基礎課程的知識實際應用，讓我們更加了解過去學習的內容。在這過程中，也非常謝謝教授與學長的辛苦與耐心教導，在我們有可能往錯誤方向的時候及時給予我們建議，引導我們設計出屬於我們的改良電路，此外在團隊合作上也讓我們深刻感受到，具有規模性的 project 若是光靠一個人會非常有難度，藉由團隊合作，可以提出不同想法互相切磋，對於成果無疑是很好的工作模式。