

國立成功大學
電機工程學系碩士班
碩士論文

應用於生醫頻帶之無線1-V低功率
基礎體溫生理監測系統

*Wireless 1-V Low-Power Basal-Body-Temperature
Monitoring System in Med-Radio Band*



研究 生：鄭國村 (Kuo-Tsun Cheng)

指 導 教 授：楊慶隆 (Chin-Lung Yang)

Department of Electrical Engineering
National Cheng Kung University
Thesis for Master of Science
June 2013

中華民國一〇二年六月

國立成功大學

碩士論文

應用於生醫頻帶之無線1-V低功率基礎體溫生理監測
系統

Wireless 1-V Low-Power Basal-Body-Temperature
Monitoring System in Med-Radio Band

研究生：鄭國村

本論文業經審查及口試合格特此證明

論文考試委員：
蔡宗亨

朱立人
楊慶隆

黃尊禕

指導教授：
楊慶隆

系(所)主管：
詹寶珠

中華民國 102 年 6 月 20 日

應用於生醫頻帶之無線1-V低功率基礎體溫生理監測系統

鄭國村* 楊慶隆**

國立成功大學電機工程研究所

摘要

本論文提出一應用於生醫頻帶之無線1-V低功率基礎體溫生理監測系統，並搭配一新穎低侵入式微型假牙天線來形成醫療雲端照護。其晶片內部電路包含：取樣放大電路、轉導式電容濾波器、具溫度補償振盪器及能隙參考電壓電路。本論文使用溫度電阻來感測基礎體溫生理訊號，取樣放大電路會把溫度電阻變化放大成電壓變化，並利用轉導式低通濾波器濾除雜訊，將乾淨的電壓訊號給予振盪器來作頻率調變，再使用低侵入式三維分形微型假牙天線將頻率訊號送出，來完成一無線溫度感測生醫裝置發射端。

本晶片使用TSMC 0.18 μ m CMOS 1P6M 來製作晶片並進行量測，總面積為0.9mm²。取樣放大電路功耗為10.7 μ W；轉導式低通濾波器，功耗消耗為300 μ W，截止頻率為4MHz；具有溫度補償之振盪器，輸出頻率401 MHz ~ 406 MHz，對溫度變化為10.1 ppm/ $^{\circ}$ C，功耗為661 μ W；能隙參考電壓輸出電壓為1 V，對電壓變化為0.52 %/V，對溫度變化為2 ppm/ $^{\circ}$ C，功耗為131.6 μ W；在基礎體溫方面，有線量測最大誤差範圍為 \pm 0.12%，，整個系統平均誤差 \pm 0.019 $^{\circ}$ C；無線量測最大誤差範圍為 \pm 0.15%，整個系統平均誤差 \pm 0.034 $^{\circ}$ C，達到基礎體溫解析度須達到0.1 $^{\circ}$ C以下的規格需求。

*作者 **指導教授

關鍵字：生醫頻帶、基礎體溫、低侵入式、微型假牙天線、轉導式電容濾波器、參考電壓電路、具溫度補償振盪器

1-V Low-Power Wireless Basal-Body-Temperature Monitoring System

Operating at Med-Radio Band

*Kuo-Tsun Cheng** *Chin-Lung Yang***

Department of Electrical Engineering,

National Cheng Kung University, Tainan, Taiwan (R.O.C.)

Abstract

This paper proposes a wireless 1-V low-power basal-body-temperature monitoring system in Med-Radio band using a novel low-implantable fractal dental antenna for cloud healthcare. The implantable integrated circuit includes a sampling amplifier, a Gm-C filter, a voltage control oscillator with temperature compensation and a low voltage bandgap reference. The paper uses a thermistor to sense basal body temperature (BBT) signals. The sampling amplifier enlarges the sensing signals and converts into voltage signals. The voltage signal will be filtered out the noise parts by the Gm-C filter, and it will be given to control the following oscillator for frequency modulation. Then, the radio wave can be further propagated through a low-invasive fractal dental antenna, to complete the transmission of a wireless biomedical temperature-sensing process.

The chip is fabricated in a standard TSMC 0.18- μm CMOS process in the chip area of 0.9 mm². The power consumption of the sampling amplifier is 10.7 μW . The power consumption of the Gm-C filter is 300 μW and has the cutoff frequency of 4 MHz. The VCO with temperature compensation ranges from 401 MHz to 406 MHz; the temperature variation coefficient is merely 10 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ and the power consumption is 661 μW . The output voltage of the bandgap reference circuit is 1 V, and the voltage variation coefficient is 0.52%/V; the temperature variation coefficient is 2 ppm/ $^{\circ}\text{C}$, and the power consumption is 131.6 μW . In the wireless basal body temperature measurement, the maximal BBT error is 0.057 degree, and the system average error is ± 0.034 degree, which was superior to the required specification of 0.1 degree.

Keywords : Med-Radio Band, Basal Body Temperature, Low Implantable, Fractal Dental Antenna,
Gm-C Filter, Voltage Control Oscillator with temperature compensation, Bandgap
Reference

*The Author **The Advisor



誌謝

我不是天才，只是個平凡人。在求學的路上，只能憑藉著自己的後天努力學習往上爬。我不後悔讀高職科大，這七年裡培養了我厚實的專業學習基礎，捨棄以往只會埋頭苦讀卻不會加以運用的模式，更加認真並懂得如何用思考來學習課業上的知識，使得我對電子領域感到更有興趣。然而到了成大，我才知道真正的精英也不是天才，都是要付出更多努力的人。因此開始意識到學海無涯的道理，這時才深深地體悟到還有太多的知識等著我去探索。如今，學生生涯就此告一段落，當踏入社會後，很有可能就此迷失或受挫而放棄了最初的夢想，但是一顆心，是絕對不會因為追求夢想而受傷的，成功永遠屬於努力奮鬥的人！

在此感謝指導教授楊慶隆老師，教導我做研究的態度、解決問題的方法和邏輯。感謝成功大學莊惠如教授及黃尊禧教授、中正大學蔡宗亨教授撥冗擔任我的口試委員，並對於論文內容所提供的寶貴建議及指導，使得本論文能更加完整。感謝一起上成大的朋友們，邱凱增、林良鴻、馬鵬傑，讓枯燥無味的碩士生活，充滿了樂趣；感謝高德宇、曾雅喬夫妻倆在美國對我日常起居的照顧有加；感謝實驗室奇霖學長、杰森學長平時的照顧與幫助。感謝紹萍、志宏、于哲、世杰一同在路上研究奮戰。感謝學弟妹們，景文、柏安、家華、仕恩、秋月，在口試時給予協助。

未來的道路，也許會很漫長而艱辛，不管前面是什麼，非常感謝我的家人及女朋友詩婷對我的支持、付出、關懷。對於您們不求回報的愛，我會懷著感恩的心，努力去築夢踏實，一步步踏出我自己的人生。在我這二十四年的求學生涯，有歡樂，有哀愁，感謝一路上所有關心我、幫助過我的人，並將此榮耀和喜悅與你們分享。

只要跟著興趣走，你就會找到自信！

國村 2013 年 夏

台南 府城

目錄

誌謝.....	iv
目錄.....	v
表目錄.....	ix
圖目錄.....	x
第一章 緒論.....	1
1.1 遠距離居家照護的研究背景與動機.....	1
1.2 低侵入式生醫裝置介紹.....	2
1.3 生醫裝置系統架構介紹.....	5
1.4 基礎體溫介紹.....	8
1.5 論文架構.....	9
第二章 生理訊號取樣放大電路與濾波電路.....	11
2.1 溫度取樣電路.....	11
2.1.1 人體生理訊號.....	12
2.1.2 電阻變化型感測器轉換電路.....	13
2.1.3 轉換電路與 MEMS 結合應用	15
2.1.4 運算放大器架構與分析.....	16
2.2 濾波器基本理論.....	18
2.2.1 濾波器的特性與規格.....	19
2.2.2 CMOS 濾波器架構種類.....	20
2.2.3 CMOS 濾波器性能比較與取捨.....	25
2.3 轉導式電容濾波器相關技術分析.....	25
2.3.1 OTA 之基本架構.....	25
2.3.2 降低轉導值方法與分析.....	26
2.3.3 低轉導值低功耗之 OTA 架構.....	28

2.3.4 二階 OTA-C 低通濾波器設計	29
2.3.5 極零點位置分析	31
2.4 雜訊分析與考量	32
2.4.1 热雜訊 (Thermal Noise)	32
2.4.2 閃爍雜訊 (Flicker Noise)	33
2.4.3 截波穩定技術 (Chopper Stabilization Technique)	34
2.4.4 總諧波失真 (Total Harmonic Distortion)	35
2.5 取樣放大器及轉導式濾波器模擬結果	36
2.5.1 二階運算放大器模擬結果	36
2.5.2 取樣放大電路模擬與規格	38
2.5.3 轉導放大器模擬與規格	39
2.5.4 轉導低通濾波器模擬與規格	40
2.6 結果與討論	43
第三章 參考電壓電路與壓控振盪器	44
3.1 參考電壓電路基本理論	44
3.1.1 參考電壓原理	45
3.1.2 正溫度係數	46
3.1.3 負溫度係數	46
3.2 能隙參考電壓電路設計與分析	47
3.2.1 典型能隙參考電壓電路	47
3.2.2 低電壓能隙參考電壓電路	50
3.2.3 偏壓電路與啟動電路	51
3.3 振盪器基本理論	52
3.3.1 振盪器振盪原理	52
3.3.2 電容電感諧振振盪器 (LC-Tank Oscillator)	53

3.3.3 環型振盪器 (Ring Oscillator)	55
3.3.4 振盪器優缺點比較.....	55
3.3.5 重要指標參數.....	56
3.4 具有溫度補償且應用於生醫頻率之壓控振盪器.....	60
3.4.1 生醫頻帶壓控振盪器取捨.....	60
3.4.2 溫度與壓控振盪器關係分析.....	61
3.4.3 CMOS 與溫度關係分析.....	63
3.4.4 溫度補償之電流源電路.....	64
3.5 參考電壓電路與具有溫度補償振盪器之模擬結果.....	66
3.5.1 低電壓能隙參考電壓電路模擬與規格.....	66
3.5.2 溫度補償之環形振盪器電路模擬與規格.....	67
3.6 結果與討論.....	70
第四章 基礎體溫生醫晶片量測結果.....	71
4.1 晶片佈局與量測考量.....	71
4.1.1 晶片技巧.....	71
4.1.2 晶片量測考量.....	74
4.2 晶片量測方法與架設.....	75
4.3 各電路區塊量測結果.....	76
4.3.1 取樣放大電路量測結果.....	76
4.3.2 轉導式低通濾波器量測結果.....	77
4.3.3 應用於生醫頻率之環形壓控振盪器量測結果.....	79
4.4 基礎體溫晶片系統量測.....	82
4.4.1 基礎體溫系統有線量測結果.....	83
4.4.2 基礎體溫系統無線量測結果.....	85
第五章 結論與未來發展.....	87

5.1 結論.....	87
5.2 未來發展.....	88
5.2.1 基礎體溫系統晶片改善.....	88
5.2.2 生醫植入量測與安全性.....	89
參考文獻.....	90



表目錄

表 1.1 侵入式、非侵入式、低侵入式生醫裝置比較表.....	4
表 2.1 常見生理訊號分類.....	12
表 2.2 放大器架構比較.....	17
表 2.3 SC Filter 與 Gm-C Filter 優缺點比較	25
表 2.4 運算放大器規格表.....	37
表 2.5 低轉導值運算放大器規格表.....	40
表 2.6 低通濾波器規格表.....	42
表 3.1 環形振盪器與 LC-Tank 振盪器振盪於 400 MHz 優缺點比較	56
表 3.2 低電壓能隙參考電壓電路模擬規格表.....	67
表 3.3 溫度補償之環形振盪器電路規格表.....	69
表 4.1 濾波器模擬規格表	79
表 4.2 應用於生醫頻帶之環形振盪器文獻比較.....	82
表 4.3 具有溫度補償之環形振盪器文獻比較.....	82

圖目錄

圖 1.1 人口老化趨勢圖 [1]	1
圖 1.2 應用於雲端照顧之低侵入式無線量測系統概念圖 [9]	5
圖 1.3 無線基礎溫度感測平台系統圖.....	6
圖 1.4 接收端系統方塊圖.....	6
圖 1.5 基礎體溫變化圖	8
圖 2.1 感測電路方塊圖	11
圖 2.2 基礎體溫變化範圍內 PTS0805 阻值對應的溫度量測圖	13
圖 2.3 有源電橋法	14
圖 2.4 機械式 MEMS 佈局示意圖	15
圖 2.5 MEMS 與運算放大器結合示意圖	16
圖 2.6 雙級運算放大器	17
圖 2.7 不同階數之低通濾波特性曲線	19
圖 2.8 巴特沃茲頻率響應示意圖	20
圖 2.9 柴比雪夫頻率響應示意圖	20
圖 2.10 Switched-Capacitor 濾波原理	21
圖 2.11 CMOS 開關	22
圖 2.12 轉導放大器元件符號圖及 Nullor 等效模型	22
圖 2.13 轉導放大器等效之接地電阻	23
圖 2.14 轉導放大器等效之浮接電阻	24
圖 2.15 轉導放大器應用電路	24
圖 2.16 轉導放大器內部電路圖	26
圖 2.17 電流分流技術	27
圖 2.18 電流消除技術	28
圖 2.19 OTA 之差動對相互交錯架構圖	29

圖 2.20 OTA-C 低通濾波器架構圖	30
圖 2.21 極點分布圖	31
圖 2.22 截波訊號示意圖	34
圖 2.23 截波調變流程圖	35
圖 2.24 運算放大器之增益與相位邊際模擬圖	37
圖 2.25 運算放大器之 CMRR 與 PSRR 模擬圖	37
圖 2.26 輸出電壓隨溫度電阻變化模擬波形圖	38
圖 2.27 輸出電壓隨溫度變化之波形圖	38
圖 2.28 調整 Z_1 阻值，對應不同的輸出範圍模擬波形	39
圖 2.29 低轉導運算放大器之頻率響應與相位圖	39
圖 2.30 低轉導運算放大器之轉導值波形圖	40
圖 2.31 低通濾波器之波德圖	41
圖 2.32 波德圖與溫度關係	41
圖 2.33 低通濾波器之暫態分析	42
圖 2.34 低通濾波器之 THD 和 SNR 波形圖	42
圖 3.1 SoC 的電源分配圖	44
圖 3.2 正負溫度係數電壓源互相抵銷溫度係數	45
圖 3.3 正溫度係數之示意電路	46
圖 3.4 典型 OP 能隙參考電壓電路	48
圖 3.5 改良型 OP 能隙參考電壓電路	49
圖 3.6 典型 CMOS 能隙參考電壓電路	49
圖 3.7 低電壓能隙參考電壓電路	51
圖 3.8 與供應電源無關之偏壓電路	51
圖 3.9 負迴授系統示意圖	53
圖 3.10 LC-Tank 振盪器電路	54

圖 3.11 環形振盪器電路架構.....	55
圖 3.12 相位雜訊示意圖	57
圖 3.13 理想壓控振盪器之 K_{vco} 特性曲線圖	58
圖 3.14 相位雜訊與振幅及偏壓電流大小關係圖	59
圖 3.15 環型振盪器架構圖.....	61
圖 3.16 未補償電流之振盪頻率與溫度關係圖	62
圖 3.17 穩定電流之振盪頻率與溫度關係圖	62
圖 3.18 頻率調整後偏移現象圖	63
圖 3.19 溫度與臨界電壓關係圖	64
圖 3.20 溫度補償電流系統示意圖	66
圖 3.21 輸出電壓與溫度關係圖	66
圖 3.22 輸出電壓與供給電壓關係圖	67
圖 3.23 具溫度補償電流與溫度關係圖	68
圖 3.24 振盪器輸出頻率與溫度關係圖(TT)	68
圖 3.25 控制電壓與輸出頻率波形圖	69
圖 4.1 保護環 (Guard Ring)	71
圖 4.2 Dummy Cell	72
圖 4.3 平面規劃佈局示意圖	73
圖 4.4 基礎體溫系統晶片微影圖	74
圖 4.5 量測環境設置圖	75
圖 4.6 運算放大器增益與頻寬圖	76
圖 4.7 輸出電壓隨溫度電阻變化量測圖	76
圖 4.8 轉導式低通濾波器量測圖	77
圖 4.9 轉導式低通濾波器之量測波德圖	78
圖 4.10 環形振盪器電路圖	80

圖 4.11 控制電壓與頻率關係圖	80
圖 4.12 控制電壓與輸出頻率量測波形圖	81
圖 4.13 輸出功率量測波形圖	81
圖 4.14 基礎體溫系統晶片實驗有線量測設置圖	83
圖 4.15 有線量測之真實溫度與溫度電阻溫度比較圖(未校正)	84
圖 4.16 有線量測之真實溫度與溫度電阻溫度比較圖(已校正)	84
圖 4.17 基礎體溫系統晶片實驗無線量測設置圖	85
圖 4.18 校正量測後的有線與無線之溫度頻率轉換曲線	86



第一章 緒論

1.1 遠距離居家照護的研究背景與動機

因社會型態及人口結構的改變使得老年人口的比例持續增加，根據聯合國世界衛生組織(World Health Organization, WHO)定義，當一個國家65歲以上老人人口超過全體人口比例7%時，稱之為高齡化社會(Ageing Society)；當比例超過14%時，則稱之為高齡社會(Aged Society)；當比例超過20%時，則稱之為超高齡社會(Super-aged Society)。

根據台灣內政部(2009)人口統計資料得知，台灣自1993年起邁入高齡化社會以來，65歲以上老人所占比例快速攀升。根據內政部統計至2008年年底台灣老化人口佔總人口比率高達10.43%，累創歷年新高，預估至2056年老化人口將達37.5%，圖1.1 人口老化趨勢圖 [1][2]。



圖 1.1 人口老化趨勢圖 [1]

快速老化社會中，老人因此患有慢性疾病人口比例相對增多，像是心臟病、糖尿病、高血壓...等疾病。這些病症必須要長期觀察監控、照護，也必須常常回診來了解病情，這將會大大增加了醫療照護成本。為了因應人口老化及長期照顧服務需求的不

斷增加，國內醫療產業服務型態也有了重大的改變，於是發展「遠距居家照顧(tele-home care, THC)」成為醫療主要的方向[3]。

隨著現今科技的快速進步，加上網際網路、無線網路和無線傳輸技術蓬勃發展，使得幫助慢性病患的照護系統得以實現，系統能實現生理參數的無線傳輸與監控，讓居家病患不受有線監控的束縛可自由的活動與不受空間的束縛。目前THC的服務功能包括：生理資訊的監測、定位與緊急通報救援、健康管理與人際互動的協助、照護服務的聯絡與協調。應用電話撥接、區域網路ISDN、光纖網路等，提供連結受照護者與系統端之照護服務功能。政府也已制定相關的發展計畫，鼓勵醫療機構、安養護中心與資訊科技廠商等合作，初步利用遠距服務建構機構式、社區型集中式照護及居家式照護系統，以提供受照護者一個舒適又便利的照護環境。

1.2 低侵入式生醫裝置介紹

人體中有許多生理訊號可透過醫用換能器(transducer)或感測器(sensor)來感測並轉換成電訊號，感應裝置植入於病患身上，利用測量皮膚上的電位差、溫度或是壓力，取得各種不同的生理訊號，再將生理訊號轉換成電壓訊號或是影像資訊，以方便醫生判斷病情。而生理訊號的量測技術有很多種，依據量測的方式可分成兩類：非侵入式(Non-invasive)與侵入式(Invasive)。

從字面意義就很清楚可以知道，非侵入性檢查之最大優點就是安全，如超音波檢查、X光、核磁顯影(MRI)等等，而侵入性檢查之優點就是高準確性，如羊膜穿刺術、胃鏡、大腸鏡等等。但是從現有的植入式系統，可以發現都需要開刀動手術，這不僅僅要花費很大的醫療成本，更會讓患者身體健康負擔加大，加上它有不易替換電池、裝置及更換設備等缺點[4]。

如果非侵入性檢查非常完美，那侵入性檢查自然就會消失不見，但這正是科學上魚與熊掌不可兼得之迷思，就因為非侵入性檢查仍有其極限，就像是侵入式量測到的

生理訊號會比非侵入式精確很多，加上侵入式裝置可以隨時都能帶在身上，不用擔心使用者的疏失忘記佩戴與忘記定時量測，但非侵入式裝置還是大多受患者所喜歡，所以在某些情形之下仍必須借重侵入性檢查，至於在何種情境下該如何選擇哪種檢測方式，這就必須依靠醫生的專業判斷了。因此侵入式的生理訊號監測裝置會是一個很有發展性的研究課題。

在美國食品藥物管理局Food & Drug Administration(FDA)負責醫療器材的單位Center for Devices and Radiological Health (CDRH) 預測未來十年十大主要技術趨勢如下：

- 電腦相關技術(Computer-related Technology)
- 分子藥學(Molecular Medicine)
- 機器人(Robotics)
- 低侵入技術(Minimally Invasive Technologies)
- 微機電/奈米科技 (MEMS/Nanotechnology)
- 人造器官與輔具(Organ Replacements and Assists)
- 無線系統(Wireless Systems)
- 分散式健康照護(Decentralized Healthcare)
- 複合給藥裝置產品(Combination Device/Drug Products)

其中低侵入式技術已在近年逐漸受到重視，其技術包括低侵入裝置(Minimally invasive devices)、醫學影像(Medical imaging)輔助醫療程序、微型化裝置(Microminiaturized devices)、雷射診斷與治療(Laser diagnosis and therapy)、機器人手術裝置(Robotic surgical devices)、非侵入式感測器輔助(Non-implanted sensory aids)、低侵入式心血管及神經外科導管(Minimally invasive cardiovascular and neurosurgery – cardiac catheters)、內視鏡(Endoscopy)等 [5]。

低侵入式意為醫師在不動刀或是微創手術的原則下，藉由影像診斷設備，如斷層描繪(CT)、X光機、超音波的輔助，以引導鋼絲或其他牽引技術，將導管循血管或神

經送至發病部位進行診療，加上侵入範圍和深度不大，可以大幅降低手術風險和開刀所時身體所承受的負擔。如此取得之生理訊號較間接測得之訊號強度、清晰度、信雜比(Signal-to-Noise Ratio)、穩定度皆較高，且破壞性較少，而有更好的可重覆性及安全性，有利長期的監控。

相較於侵入式與非侵入式生醫裝置，低侵入式裝置可以有較多的優點如表 1.1 所示。從表 1.1 中可以得知若生醫裝置搭配自動給藥功能時，非侵入式生醫裝置因為有皮膚的隔絕，所以對於藥物的吸收時間需要較長並且效果是比較低的；反觀侵入式生醫裝置，避開了皮膚的阻擋，可以發揮非常好的藥效。而低侵入式假牙天線裝置的概念已經在 2010 年 7 月由本實驗室學長 陳盛豪 所提出，並在加拿大 IEEE Antennas and Propagation Society Conference 正式提出與口頭發表[6]。

表 1.1 侵入式、非侵入式、低侵入式生醫裝置比較表

	Invasive	Non-Invasive	Low-Invasive
Drug Efficacy	Excellent	Bad	Excellent
Physical Signals	Clear	Weak	Middle
Space of System	Small (Restricted)	Unlimited	Restricted
Power Supply	Small (Restricted)	Battery Replacement	Battery Replacement
Drug of Replacement	Difficult	Easy	Easy
Circuitry Updating	Difficult	Easy	Easy
Attenuation of Signal Transmission	Large	Little	Little
Surgery	Need Surgery	Safe	Safe

1.3 生醫裝置系統架構介紹

晶片化的生醫植入裝置日漸發展，透過植入裝置，可長期觀察並監測病患的生理訊號，所以醫療照護部分已經成了不可忽視的問題，另外有些居民住在偏遠地帶，就醫診斷相當不便，而這些病症都是需要長時間去觀察、照護、生理監測，因此遠距居家照護(Home Care) 漸漸成為滿足受照護者需求的重要途徑，如圖 1.2 所示。可以將一些生醫感測晶片電路嵌入假牙其中，提供量測的功能。這些生醫整合裝置不僅可以幫助醫生進行一些非侵入式或是低侵入式檢測，更甚者還能進行給藥治療 [7]。

本文提出無線溫度感測平台的概念並結合假牙天線，如圖 1.3 系統方塊圖所示，成為一感測基礎體溫之低侵入式生醫裝置。本文選用的感測器為溫度電阻，基礎體溫的變化(ΔT)改變了溫度電阻的阻值(ΔR)，會透過一取樣放大器，將電阻的變化轉成電壓的變化(ΔV)，而此電壓會受到生理雜訊影響。故需透過一低通濾波器來濾除雜訊，而電壓的變化必須讓壓控振盪器操作在美國 FCC 組織所提出的生醫植入頻帶，頻率範圍為 401 MHz ~ 406 MHz (ΔF)，再利用低侵入式三維分形微型 MedRadio Band 假牙天線將頻率訊號送出，而整體系統晶片的電源，由一個穩定的能隙參考電壓源來提供，來完成一頻率調變(Frequency Modulation, FM)之無線溫度感測電路的發射端。

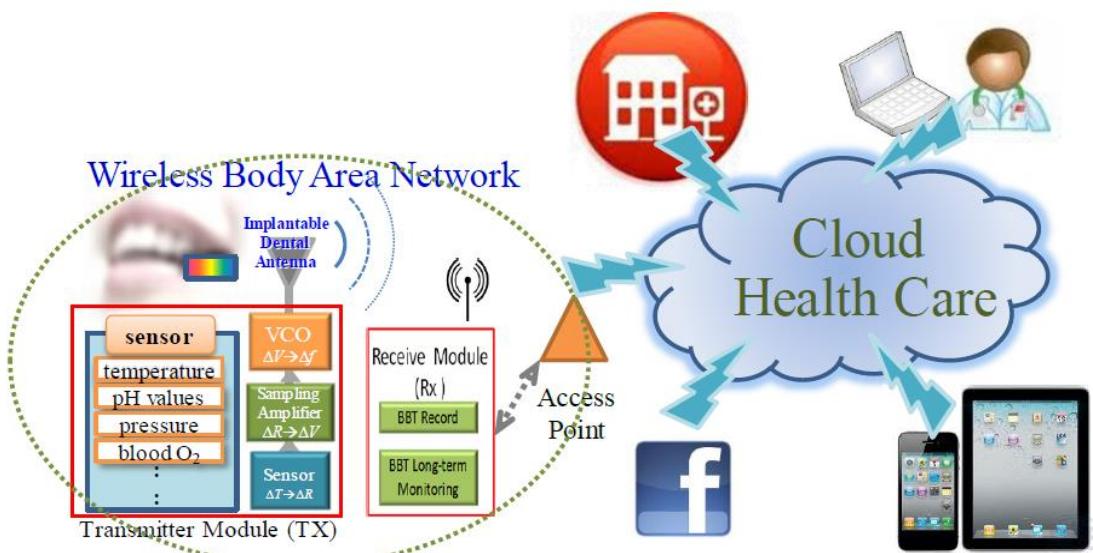


圖 1.2 應用於雲端照顧之低侵入式無線量測系統概念圖 [9]

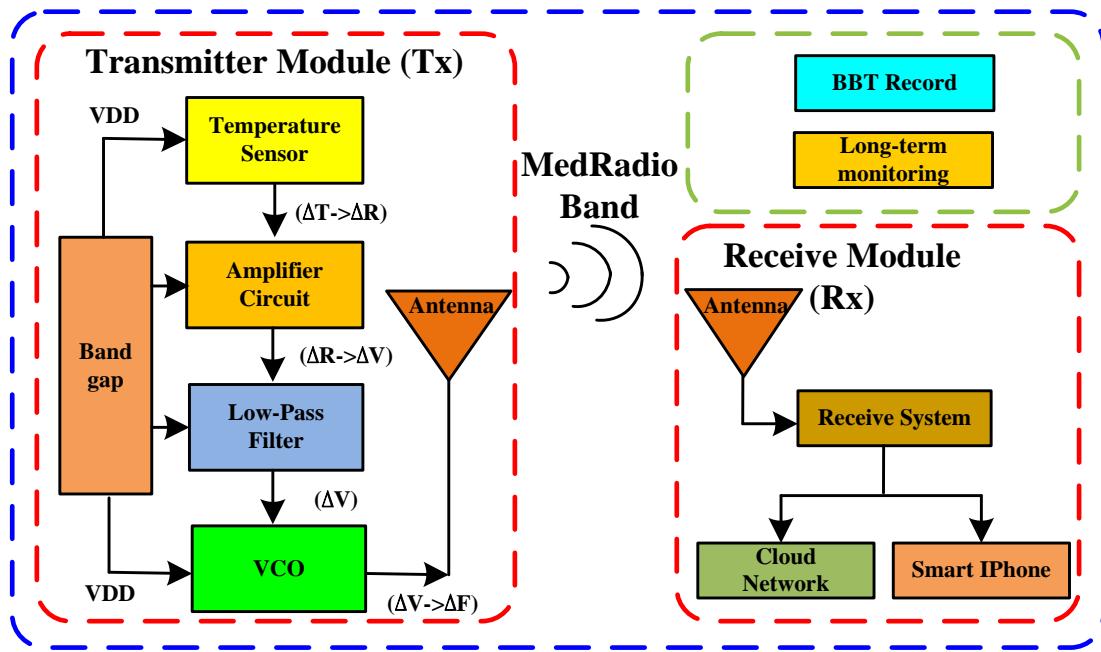


圖 1.3 無線基礎溫度感測平台系統圖

為了因應台灣老年化社會，本論文希望能透過此系統對生理訊號進行量測以及長期的監測，送出的生理信號透過外部接收器解調變取得生理信號，因此需製作出一個低成本，且能即時接收系統。其特點為穩定性、靈敏度及低耗能，用以取代昂貴的接收儀器。在此採用 Low-IF 架構，如圖 1.4 所示，其具備低成本、低耗能、靈敏度佳以及頻率穩定性高的特性，其接收機內部架構將會在附錄 A 做詳細介紹。

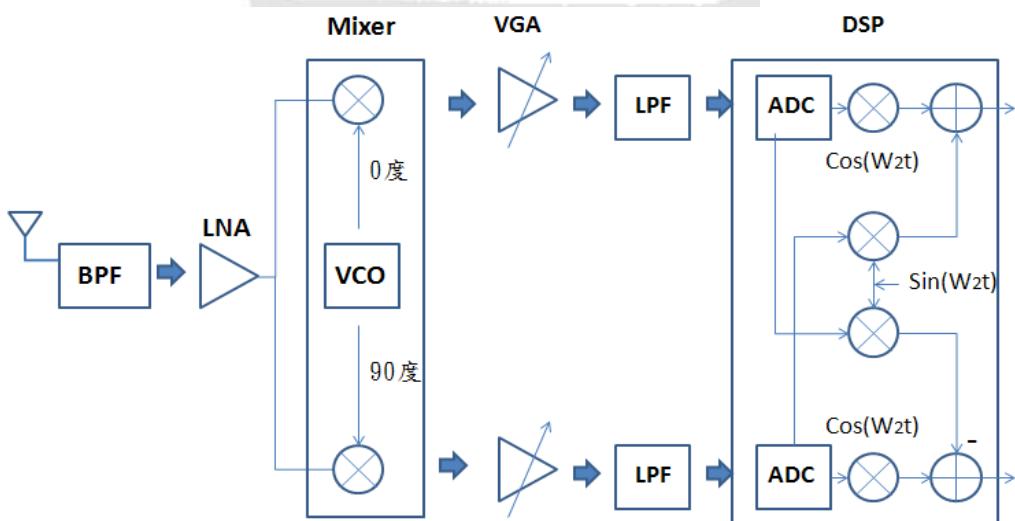


圖 1.4 接收端系統方塊圖

隨著無線通訊時代的來臨，現在進一步的希望把無線射頻技術應用在人體醫療器材上，如心律調整器、神經刺激器等。低功率消耗射頻積體電路(RFIC)技術是新型植入性設備和治療方法的關鍵，於是美國聯邦通信委員會 FCC (Federal Communications Commission) 在 1999 年十月十日把 402 ~ 405 MHz 頻帶規劃為醫療植入通訊系統 MICS (Medical Implant Communication Service) Band，這個頻帶頻寬為 3 MHz，劃分為 10 個通道，每個通道 300 kHz。而 FCC 又在 2009 年三月二十日提出將原本 MICS Band 更名為 MedRadio (Medical Device Radiocommunications Service) Band，其頻率由原本的 402 ~ 405 MHz 改變成 401 ~ 406 MHz。頻寬從原本的 3 MHz 擴充為 5 MHz [8]，此頻帶制定用來做無線植入式生醫裝置通訊專用的頻帶。

無線通訊系統中，天線做為收發機與傳播環境的媒介，具有轉換電壓電流、磁場訊號、改變電磁波在空間中分佈等功能。目前，無線通訊設備在醫療儀器系統的應用範圍越來越多，都能透過植入醫療設備來進行無線傳輸監控。例如：無線內視鏡膠囊。然而植入天線有許多的挑戰必須克服，如：人體介電係數、MedRadio Band 的限制、電磁波傳送損耗、電磁波應用於人體之安全規範、天線輻射理論及實際應用架構設計等。由於不同醫療設備中天線所需的效能有所不同，研究天線在人體內部或表面的效能差異、研製符合實際需求之天線，才可能在臨床使用上達到最佳實用性與最佳可靠度的要求。

本論文所採用的植入式天線，是由本實驗室 陳盛豪 學長所做出的「低侵入式三維分形微型 MedRadio Band 牙天線」來實現[9]，其植入天線是製作到假牙上，具有低侵入性、體積小及天線增益大等優點，因此使用假牙植入天線並搭配生理訊號監測系統，可在不干擾病患的日常生活下，長測監測病患的基礎體溫等生理訊號，只要在患者的身上配戴一些感測器，就可以在家裡做好醫療保健並且時常與醫療院方在生理資訊上有所聯繫，對於現代人來說是一大福音，不但節省了時間更減少浪費有限的醫療資源。

1.4 基礎體溫介紹

基礎體溫(Basal Body Temperature, BBT)對於女性朋友則代表著很重要的生理訊息，所謂的基礎體溫：是指清晨剛從睡夢中醒來，在床上未經任何運動、進食或受精神作用干擾所量出來的體溫，每天量體溫的時間，最好是在早上 6 點~ 8 點（太早量體溫低，太晚量則體溫較高）。基礎體溫可以協助女性知道排卵時間及卵巢功能，在西醫的不孕症診斷上，基礎體溫常拿來輔助使用。事實上從基礎體溫也可以看出本身的體質好壞，這樣不僅可以搭配中藥做不孕症的調養，還可以在一般的問診時，提供資訊給醫師做判斷，而一份記錄完整的基礎體溫曲線表，可看出三種意義：

1. 評估有無排卵及排卵日期。
2. 偵測婦女的黃體功能藉以評估卵巢功能（如：高溫期的時間若小於 10 天，代表黃體素不足，自然不利於胚胎著床）
3. 追蹤懷孕或流產（若高溫期持續 21 天以上，代表可能懷孕）

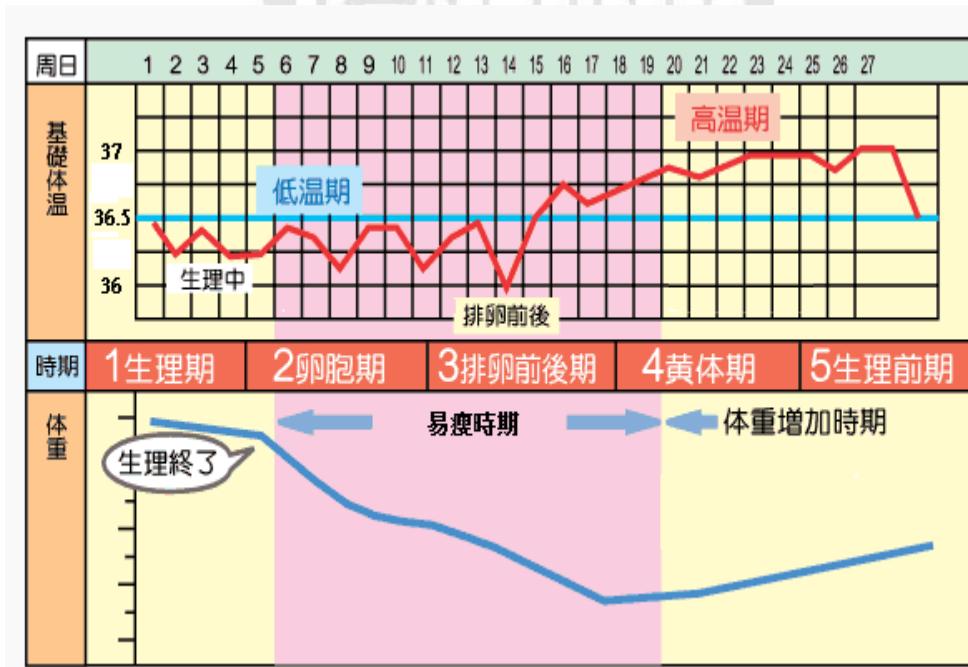


圖 1.5 基礎體溫變化圖

所以女生的基礎體溫呈現週期性變化跟月經週期一樣，如圖 1.5 所示。一個正常、有排卵月經的基礎體溫表，應包含低溫期及高溫期。在排卵期時，由最低溫爬升到高溫。高低溫會相差到 $0.3 \sim 0.5^{\circ}\text{C}$ 且由低溫爬升至高溫所花時間不能超過兩天。另外，高溫期要維持 $12 \sim 14$ 天。從圖中也可以得知體重隨著身體賀爾蒙的作用有所增減，若是在易瘦期配合適當的運動將可以使得減重效果更好並且又不傷害身體 [10]。

藉由基礎體溫能讓女性自己來判斷排卵是否發生，因為只有經過排卵，才會有黃體素升高、體溫上升的現象，因此在臨牀上可以藉由溫度變化來判斷有無排卵或是否黃體功能不足 [11]。然而基礎體溫的量測必須在睡眠沒有中斷且持續 6 至 8 小時的狀態下，清晨睡醒後尚未下床時所測量，基礎體溫量測建表更需要長期的堅持，對使用者來說並不是容易達成的事情。加上基礎體溫的變化非常微細，因此測量用之體溫計跟一般體溫計不同，刻度為每格 0.05°C ，其精準度要求更需要達到 0.1 度以下。在量測時間上，市售的基礎體溫計，量測時間需要 $3 \sim 5$ 分鐘，使用者必須剛睡醒就口含 5 分鐘的體溫計並且記錄下來，這對使用者來說無疑是一種痛苦與不便。因此本論文提出基礎溫度感測晶片，並嵌入在假牙當中，利用牙天線把資料傳送到接收端，如此一來使用者剛睡醒就迅速記錄下基礎體溫的資料省去中間的等待時間，甚至做到能夠感測到使用者已經起床自動儲存基礎體溫的資料，利用無線生理訊號裝置來幫忙紀錄將可避免使用者錯誤的量測與紀錄，藉以增加資料的可信度與使用者的便利性。

1.5 論文架構

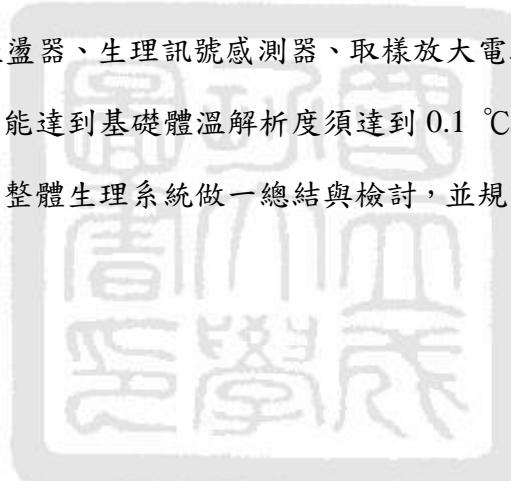
有鑑於現今元件裝置皆朝向積體化設計，因此把部分元件實現成積體化架構，本論文主要採用 TSMC CMOS $0.18\text{-}\mu\text{m}$ 製程，針對 Med-Radio Band 射頻發射器電路做研究，期望能將此電路的特性達到最好，以利未來無線收發機之整合。而此晶片包括利用低功耗轉導放大器來組成濾波器，低功率消耗低雜訊放大器，操作在 Med-Radio Band 之低功率壓控振盪器，以及提供穩定電壓源 1V 之低電壓能隙參考電壓電路。

在應用與實作上的考量整個無線低侵入植入式生理訊號監測系統大小，以及為了

能夠嵌入在假牙當中，以縮小整體系統體積為主，量測部分會採用覆晶技術來實現。然而植入裝置若要替換電池相當不方便，於是在設計上都會以低功耗為主要目標，以便植入裝置可以運作很長一段時間。

其論文內容共分為六個章節：

第一章為前言簡介以及論文架構，其主要敘述無線低侵入式生理訊號感測系統的需求與挑戰，說明製作此系統之動機目的與價值。第二章說明各種生理取樣放大電路架構與分析，及類比濾波器的種類與缺點，並探討如何設計濾波器，並提出一低轉導值運算放大器架構，以降低系統的功率消耗及濾波頻率。第三章說明各種能隙參考電路及振盪器的優缺點，並探討如何設計一穩定 $1V$ 電壓源及不受溫度影響且振盪於 MedRadio Band 的振盪器。第四章驗證基礎體溫監測系統晶片，並逐一來驗證系統內的能隙參考電路、壓控振盪器、生理訊號感測器、取樣放大電路及低通濾波器是否正常動作，並驗證系統是否能達到基礎體溫解析度須達到 $0.1\text{ }^{\circ}\text{C}$ 以下的規格需求。第五章為結論與未來展望，對整體生理系統做一總結與檢討，並規劃未來半年需改善的方向及完成的目標。



第二章 生理訊號取樣放大電路與濾波電路

生醫感測技術及發展是現今科學研究重點之一，其包含跨領域之研究與範疇相當廣泛的理論和基礎，生理訊號在人體不同部位有著不同的特性，而為了得到更清晰可辨視的溫度訊號，必須經由濾波器濾除生理及電路雜訊，包含從人體皮膚到感測器之間的雜訊，電路所產生的雜訊等，都必須藉由濾波器將之濾除。

因此本章節主要將偵測到微小溫度訊號，藉由取樣放大電路來放大給後端使用，其運算放大電路規格希望增益達到60 dB以上，共模拒斥比、電源電壓抑制比60 dB以上，功耗為 $10 \mu\text{W}$ ，以利於應用在生醫晶片電路。而生理頻率涵蓋很廣，為了符合植入式基礎體溫規格所需，設計截止頻率為10 Hz，其理論分析與設計過程將由以下探討。

2.1 溫度取樣電路

監測系統需要從感測器取得所要量測的物理訊號，如電阻、電壓、電流變化，然而這所偵測到的物理訊號，通常會利用轉換電路，將其訊號轉成系統可用的訊號。一般而言，最後的電壓輸出均相當小，因此通常需要再利用放大電路來加以放大訊號，然後才可以經由控制單元介面擷取至電腦中進行處理做各種自動化控制的應用，其完整感測電路應如圖 2.1 所示。當監測系統需要量測感測器上極微小的變化量時，需要取樣電路與多階的放大器，才能將感測器上極微小的變化量讀出並轉換到對應的輸出值。而本論文以量測基礎體溫為例，採用一種架構簡易的取樣放大電路，只需要一個放大器就可以提供足夠的靈敏度來偵測溫度電阻上微小的阻值變化，並且依據系統需求的規格將偵測到的阻值變化轉變成電壓值，而這電壓值會當作控制電壓來讓壓控振盪器操作在 Med-Radio Band。

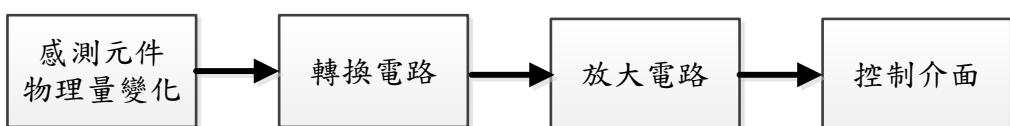


圖 2.1 感測電路方塊圖

2.1.1 人體生理訊號

人體的表面充滿了可量測的生理訊號，而這些訊號都是物理訊號，可以藉由一些電路來把訊號擷取出來。不同器官活動時，皆會產生的電子訊號或是聲音訊號，而這訊號絕大部分的能分析，如呼吸時肺部活動所產生的肺音訊號(Lung sound)、心臟跳動所產生心電圖(Electrocardiography, ECG)跟血壓、腦部細胞活動所產生變化的腦波圖(Electroencephalography, EEG)、運動時肌肉收縮而變化產生的稱為肌電圖(Electromyography, EMG)、眼球轉動而變化產生的稱為眼振圖(Electronystagmogram, ENG)等生理訊號，如表 2.1 所示。從表中可以看到臨床上常見的生理訊號的規格及量測方法，以下將會分別針對體溫訊號之量測方法與特性進行簡單的介紹 [12]。

表 2.1 常見生理訊號分類

	測量單位	取樣頻率	量測方式
體溫	μA	1 Hz	Skin Electrodes
血壓	24 ~ 400 mm Hg	~ 50 Hz	Pressure-Gage
心電圖	0.5 ~ 4 mV	0.01 ~ 250 Hz	Skin Electrodes
肌電圖	0.1 ~ 5 mV	~ 1000 Hz	Needle Electrodes
肺音	20 ~ 30 mV	20 ~ 1600 Hz	Surface Sound
眼振圖	0.5 ~ 3.5 mV	~ 50 Hz	Contact Electros

根據衛生署資料顯示，一般人由口腔測量的正常體溫為 37°C ，上下加減 1°C ；當體溫高於 38°C 以上，通常代表發燒，嚴重會引起熱衰竭或昏眩等狀況；若體溫低於 36°C ，則可能因失血、感染病毒或處於低溫環境所引起的原因；當體溫超過 42°C 以上或低於 27°C 以下時，則有可能造成致死的危險。

測量體溫不僅可以偵測到多數的病因，亦可用來評估初步治療的成效。特定疾病會導致體溫上升，這是人體體溫控制中樞自主性的變化，為的是要有效對抗疾病的侵害。如發燒，就是一種最常見的病理症侯。常見的體溫測量如下列幾種：

1. 肛溫：直腸口(肛門)最可靠的核心溫度，而且散佈範圍小($36.2^\circ\text{C} \sim 37^\circ\text{C}$)。
2. 口溫：分為口頰溫（臉頰）與舌下溫（舌下），這兩種測量低於肛溫 0.3°C

到0.8°C之間，而舌下溫較優於口頰溫。

3. 耳溫：鼓膜及周圍組織的溫度。鼓膜周遭血流與頸動脈血流相通，若人體核心溫度有變動，立即由鼓膜溫度表現出來。

4. 額溫：額頭的溫度，量測方式中最不具侵略性，最舒適的方式。在各類測量體溫的裝置中最簡便且兼具準確性的則是利用紅外線來測量溫度，任何物體在絕對零度以上就會放出熱輻射，其波長介於3μm到30μm，剛好落於紅外光區所以稱作紅外線或紅外線熱輻射測量。

2.1.2 電阻變化型感測器轉換電路

由上一節可得知，本論文主要偵測訊號為溫度訊號，因此採用的感測元件為電阻變化型感測器，此種形式之感測器會因物理量的變化，而造成電阻的變化，如白金感溫電阻、溫度電阻，一般其阻抗變化可表示為如式 2.1 所示。

$$R(T) = R(T_0) + \alpha T \quad (2.1)$$

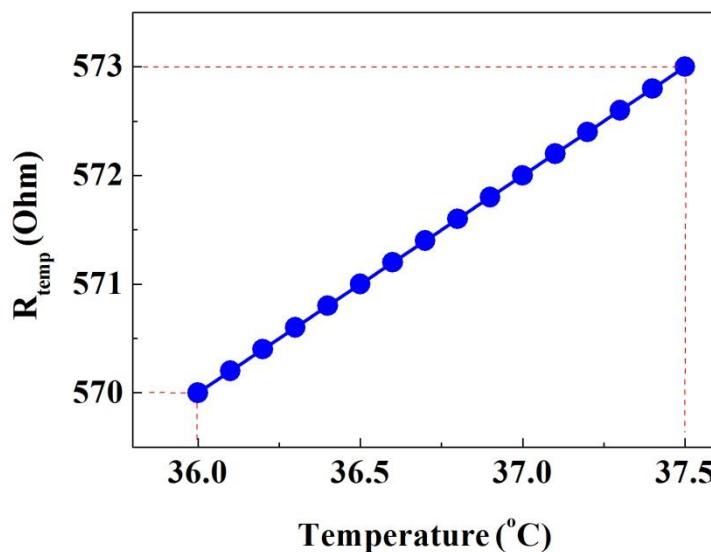


圖 2.2 基礎體溫變化範圍內 PTS0805 阻值對應的溫度量測圖

本實驗在元件體積的考量下挑選 Vishay 公司生產編號為 PTS0805 的溫度電阻，電阻的體積只有 $2 \times 1.25 \times 0.45 \text{ mm}^3$ ，該電阻阻值與溫度變化成正比，將溫度電阻於基

礎體溫的變化範圍內進行阻值量測，結果如圖 2.2 所示，電阻在基礎體溫的低溫 $36\text{ }^{\circ}\text{C}$ 時阻抗值為 570Ω ，電阻在基礎體溫的高溫 $37.5\text{ }^{\circ}\text{C}$ 對應到的阻抗值為 573Ω ，故 $1.5\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的溫差會對溫度電阻造成 3Ω 的阻值變化。所以必須把這微小的電阻變化，藉由放大器來放大其訊號並轉成電壓值，來供給後面電路作分析處理。而取樣放大電路需將 $570\Omega \sim 573\Omega$ 的阻抗變化轉變成 $0.2\text{ V} \sim 0.8\text{ V}$ 的電壓輸出，才能令輸出頻率符合 Med-Radio Band。

電阻變化轉換電路，其基本的轉換電路有分壓法、電阻電橋法、定電流負載接地法、定電流負載浮接法、有源電橋法、負電阻法等六種[13] [14]。在設計時，一開始以負電阻取樣電路為主，其電阻值的設計上須特別注意，必須讓負回授的回授量大於正回授的回授量，電路才能達到負電阻的功能，但在實驗時卻發現其架構之靈敏度過於靈敏，在控制上非常不好控制，於是改用有源電橋法來實現。雖然靈敏度沒有比負電阻電路來的靈敏，需額外較大的放大倍率來彌補靈敏度不足，但可以很穩定的來做控制。

如圖 2.3 所示為有源電橋法電路架構圖。此架構與定電流負載浮接法相比較，其差異在於 V_+ 並不是直接接地，因此可避免雜訊干擾。其電路輸出如式 2.2 所示，經由公式微分推倒之後，可以發現隨著不同的阻抗 Z_1 設計可調整電路的靈敏度，靈敏度會隨著提升，當 $Z_1 \approx R_T$ 時，此電路有最大靈敏度。由於 V_n 和 V_s 是定電壓，因此輸出電壓 V_{out} 與溫度 T 間為線性關係式， R_T 的微小變化量就會被放大倍率 R_2 / R_1 來被放大。

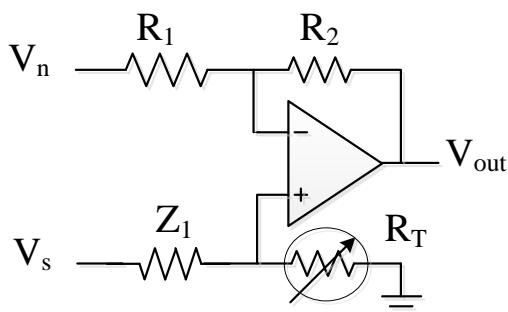


圖 2.3 有源電橋法

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \frac{R_T(T)}{Z_1 + R_T(T)} V_s - \frac{R_2}{R_1} V_n \quad (2.2)$$

$$\text{對 } R_T(T) \text{ 微分} \rightarrow V'_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \frac{Z_1}{(Z_1 + R_T(T))^2} V_s \quad (2.3)$$

$$\text{令 } Z_1 \approx R_T \rightarrow V'_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \frac{1}{4R_T(T)} V_s \quad (2.4)$$

2.1.3 轉換電路與 MEMS 結合應用

基本上，感測器對物理量的變化會變換成電阻、電流或電壓等形式之變化量，最後需以一轉換電路轉換成電壓輸出。一般而言，最後的電壓輸出都相當小，因此通常需要再利用放大電路來加以放大訊號，如：運算放大器、儀表放大器等電路。

這次很榮幸能與 The Institute for Microsystems Technology (IMTEK), University of Freiburg 的殷宗義博士來做合作，其研究專長是微機電系統 (Micro Electro Mechanical Systems, MEMS)，微機電系統定義為一個智慧型微小化的系統，包含感測、處理的功能，包含兩個或多個電子、機械、光學、化學、生物、磁學或其他性質整合到一個單一或多晶片上。如圖2.4所示，為殷博士所開發研究機械式MEMS[15]，它利用TSMC 2P4M 0.35μm來實現，主要目的是量測其微小電阻變化。然而其電阻變化過小不易量測，於是想結合運算放大器，放大其微小的電阻並轉成電壓方式來使用，如圖2.5所示。

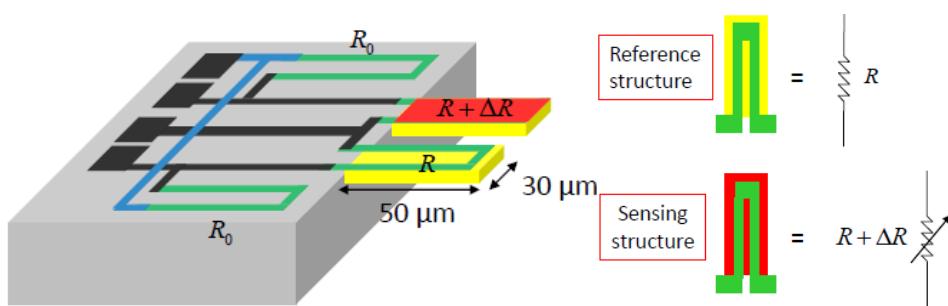


圖 2.4 機械式 MEMS 佈局示意圖

橋式放大器電路，其電路輸出如式 2.5 所示，隨著不同的電阻值 R_f 設計，可調整電路的放大倍率。

$$V_o = \left[1 + \frac{R_f}{R}\right] \cdot \left[1 + \frac{\Delta R}{2R + \Delta R}\right] V_{ref} \quad (2.5)$$

若當 $R \gg \Delta R$ ，則可把算式簡化成 2.6 式。

$$V_o = \left[1 + \frac{R_f}{R}\right] \cdot \left[1 + \frac{\Delta R}{2R}\right] V_{ref} \quad (2.6)$$

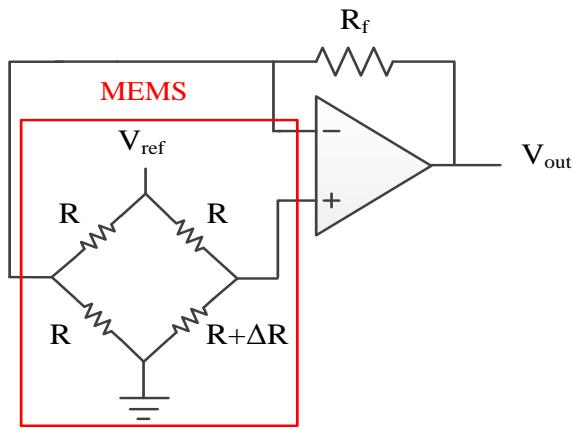


圖 2.5 MEMS 與運算放大器結合示意圖

2.1.4 運算放大器架構與分析

由前幾小節可以發現，取樣放大電路都使用到運算放大器(operational amplifier, op amp)。它是許多類比和混合訊號系統中不可或缺的元件，不同複雜度的運算放大器用來實現，從產生直流偏壓到高速放大或濾波的功能等等。運算放大電路有許多類型，各種架構各有其特色，如表2.2所示。在此採用了二階運算放大器做為本電路之放大電路基礎，並加以適當設計成適合本電路之電路。其主要原因是考量植入晶片面積不能太大，二級運算放大器在設計上能夠在低頻得到高增益特性，加上此晶片要去做生醫的長期監控，所以消耗的功率不能太大，雜訊不能太差 [15] 。

在低電壓的應用中，二級運算放大器是最簡單，也是最常使用的型式，主要原因為此運算放大器具有高增益及高輸出振幅之特點，如圖2.6所示，為雙級CMOS單端輸出運算放大器電路，此電路有不錯的開迴路增益、共模輸入範圍、低雜訊、以及輸出振幅。一般可分為三部分：第一級為差動輸入級單端輸出級，提供高增益。第二級為簡單共源極組態放大器，允許最大輸出振幅。第三級為電流源電路， V_{bias} 偏壓決定差動輸入端的電流源以及輸出級的主動負載電流大小。

表 2.2 放大器架構比較

	增益 (Gain)	速度 (Speed)	輸出振幅 (Output Swing)	功率消耗 (Power)	雜訊 (Noise)
Two-stage	高	低	最高	低	低
Telescopic	中	最高	中	低	低
Folded-Csacode	中	高	中	中	中
Gain boosted	高	中	中	高	低

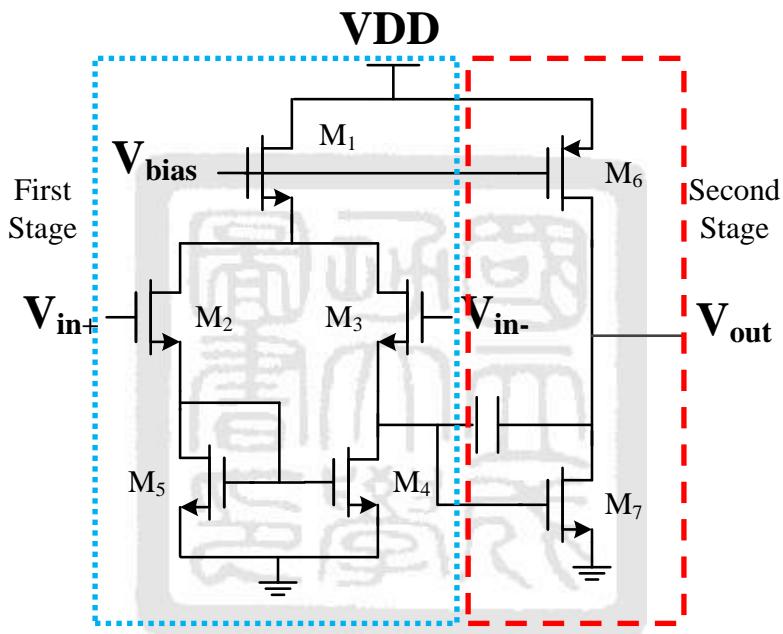


圖 2.6 雙級運算放大器

此電路架構主要由 M_2 、 M_3 提供一個高增益，為差動輸入端，提供高輸入阻抗特性，而放大和差動對之間的差值，會將訊號傳送到輸出級 M_6 ，輸出級主要是一個共源級放大器，主要是在推動輸出主動式電流源負載 M_7 ，並提供一個電壓增益。 M_6 、 M_7 為輸出級，作為低輸出阻抗以及電流輸出特性使得整體增益獲得提升， V_{bias} 偏壓決定差動輸入端的電流源 M_5 以及輸出級的主動負載 M_7 電流大小。

雙級運算放大器架構的增益與輸入差動對的轉導函數 gm 和元件內源極與汲極間的阻抗 r_{ds} 相關；在此將 g_{ds} 定義為 r_{ds} 的倒數，則雙級運算放大器的增益可由

gm 以及 g_{ds} 這兩項參數求得如下[16]：

第一級增益：

$$A_{V1} = -gm_2 \cdot (r_{ds3}/r_{ds4}) = \frac{-gm_3}{g_{ds3}+g_{ds4}} \quad (2.7)$$

第二級增益：

$$A_{V2} = -gm_6 \cdot (r_{ds6}/r_{ds7}) = \frac{-gm_6}{g_{ds6}+g_{ds7}} \quad (2.8)$$

運算放大器增益：

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = \frac{gm_3 \cdot gm_6}{(g_{ds3}+g_{ds4}) \cdot (g_{ds6}+g_{ds7})} \quad (2.9)$$

差動輸入端容易受到雜訊影響，為了避免雜訊干擾，在電路佈局方面，會獨立 P 型元件的 well，避開與其他元件共用基底時雜訊會互相耦合，也為了確保有對稱的電流方向，會使用對稱與對齊佈局技術；一個元件可以水準或垂直軸線為中心，兩個同樣大小的元件可成相互對稱，盡量縮小其面積與佈局精簡化。而在設計元件通道長度時，至少要為最小通道長度的兩倍以上，以避免過短的通道效應影響增益。在設計時應注意過大的增益會造成相位邊限縮小，降低運算放大器的穩定性，所以增益與相位邊際應取得平衡，求出各元件的適當尺寸。

2.2 濾波器基本理論

濾波器設計是應用範圍很廣的一個領域，如通訊系統、電力系統、自動控制及其他電子產品中。最常應用於訊號處理，濾波器它會讓訊號通過一特定頻帶，並衰減此頻帶以外的所有訊號，所以擷取感測元件輸出之類比訊號時，常需使用濾波器以擷取某特定頻率範圍之訊號，達到消除雜訊的目的。

濾波器依其功能可分低通濾波器(Low Pass Filter, LPF)、高通濾波器(High Pass Filter, HPF)、帶通濾波器(Band Pass Filter, BPF)、帶拒濾波器(Notch Filter, NF)、全通濾波器(All Pass Filter)等五種。再依不同的濾波效能及轉移函數的差別又可分為巴特沃斯(Butterworth)、柴比雪夫(Chebyshev)及橢圓函數(Elliptic)濾波器等等。由以上特性即可設計出數種不同的濾波器，以下將大略介紹濾波器的特性及效能[16]。

2.2.1 濾波器的特性與規格

訊號經由濾波器而衰減的程度，會因濾波器階數的不同而有所差別，圖 2.7 為幾種不同階數低通濾波特性曲線圖， n 代表階數，階數越高，衰減的程度越大，越接近理想濾波器，就一階濾波器而言，頻率在 10 倍截斷頻率的訊號會衰減約 20dB，同樣的訊號經過二階濾波器，頻率在 10 倍截斷頻率的訊號則會衰減約 40dB。

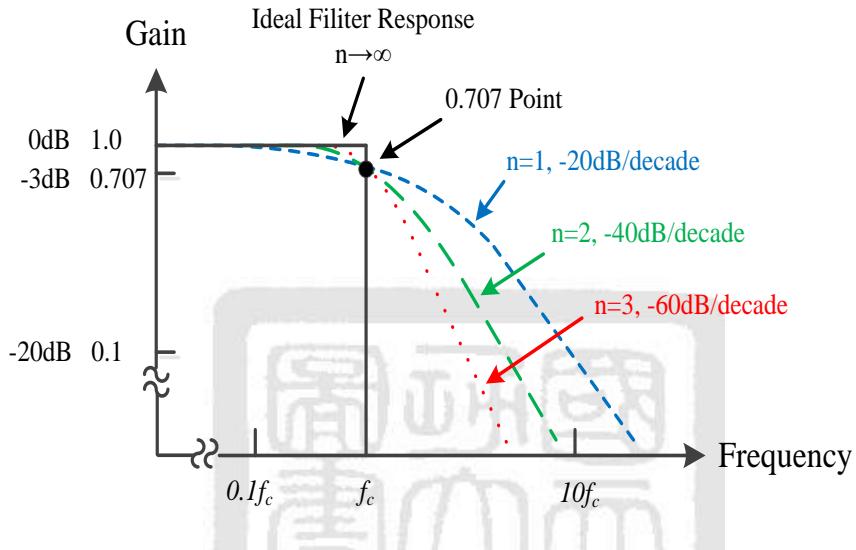


圖 2.7 不同階數之低通濾波特性曲線

在實際電路中，頻率響應特性亦會有些許的不同，若以低通濾波器來說，可分為巴特沃斯及柴比雪夫兩種，並利用轉換式求得帶通、高通、低通以及帶拒濾波器等各類型電路，而在工程上常用的為巴特沃斯與柴比雪夫型式 [17]。

I. 巴特沃茲：

主要在於通帶與截止頻帶之特性皆為平坦，可提供最為平坦的通帶響應。可觀察到巴特沃斯濾波器其特性為在通帶中有著最佳的平坦度，故其亦稱之為最佳平坦度 (Maximally Flat)濾波器，而其所用被動元件的數值，較符合實際值，加上品質因數Q值較低，且具有良好的振幅頻率響應，廣泛被大家所使用。不過它主要的缺點就是其衰減速度比其他形式的濾波器來得慢。

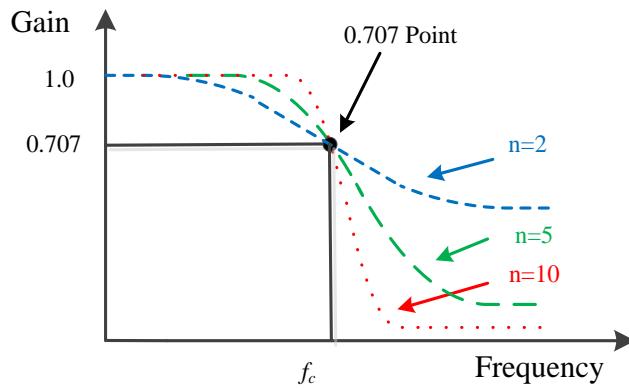


圖 2.8 巴特沃茲頻率響應示意圖

II. 柴比雪夫：

在通帶部分有著明顯的相同大小之漣波，故又稱為漣波濾波器。而通帶時會在裙邊產生較陡峭的特性，以相同的元件組成的電路，通帶內的漣波值不同，當漣波越大時，進入截止區的衰減斜率越大，反之越小，而損耗介於巴特沃茲與橢圓函數之間。但就設計要求，設定漣波峰值大小。漣波值愈大者，衰減率愈大，是為一高Q值較低的濾波電路，且其選擇性有較佳於巴特沃斯濾波器(Butterworth filter)。

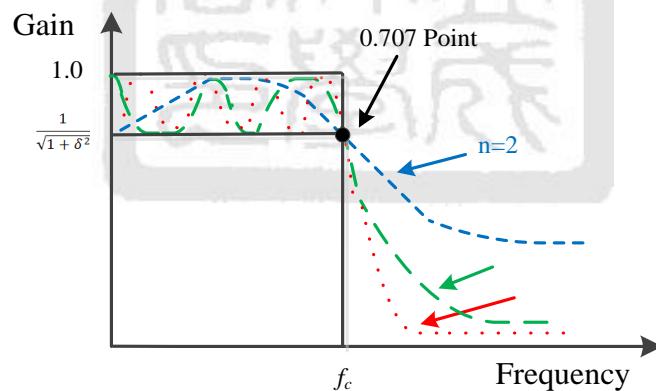


圖 2.9 柴比雪夫頻率響應示意圖

2.2.2 CMOS 濾波器架構種類

在低頻的主動式類比濾波器實現中，如今有許多文獻都提出電路架構來實現主動濾波器，較常見的方式有離散時間(Discrete-time)的交換式電容(Switched-Capacitor, SC)以及連續時間(Continuous-time)的轉導電容(Gm-C)兩種 [18][19]。

I. 交換式電容濾波器：

交換式電容電路(Switched-Capacitor Circuit)這個觀念，早在1972 年時就被引用[20]，其基本原理是以交換式電容電路代替電阻。可以用電容及電壓來求出精準的RC時間常數，而非過去的電阻來達成RC時間常數。因此可藉由兩端的電壓差和電荷的轉移方式等效於一顆電阻。

由圖2.10可以看出電容 C_R 連接兩點的電壓 V_{in} 和 V_{out} ，而連接 V_{in} 是在相位 φ_1 時被開啟，而 V_{out} 是在相位 φ_2 被開啟。當電容在 φ_1 時接至 V_{in} ，電容會儲存電荷量為 $Q_1 = C_R V_{in}$ ，當 φ_2 時電容被接到 V_{out} ，則電容會轉移電荷，可以整理得到電荷量差 $\Delta Q = C_R (V_{in} - V_{out})$ 。假設開關以時脈週期 T 的動作快速在左右兩端切換，時脈為 $f_c = 1/T$ ，將可發現在每一個時脈開關週期間隔內，兩節點都會有電荷轉移，定義如式(2.10)：

$$i \approx \frac{\Delta Q}{T} = \Delta Q \cdot f_c = f_c \cdot C_R (V_{in} - V_{out}) \quad (2.10)$$

而從數學式子中，可以推導出以交換式電容電路的等效電阻如式(2.11)：

$$R \approx \frac{V_{in} - V_{out}}{i} = \frac{1}{f_c \cdot C_R} \quad (2.11)$$

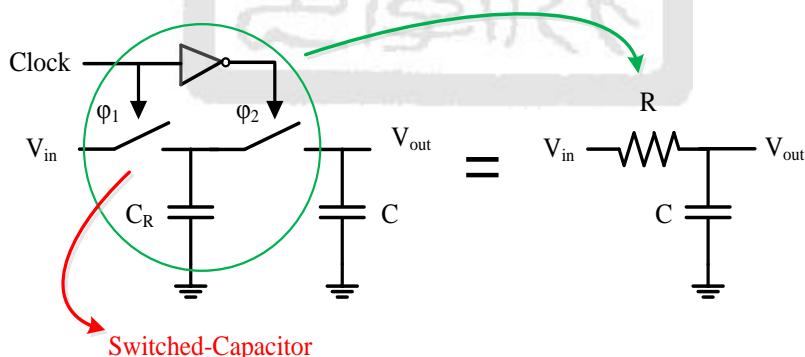


圖 2.10 Switched-Capacitor 濾波原理

而交換式電容電路的開關，由非重疊反相時脈來做控制，故需做出兩組非重疊反相時脈的開關。然而開關的非理想特性，如通道電荷注入、時脈饋入、導通電阻等，皆會嚴重影響此類電路的特性，所以理想上希望導通內阻小，關閉時時阻抗大。一般

可使用單顆 CMOS 來實現，如圖 2.11，但實際開關電路，其導通時內阻 $100\sim 5K\Omega$ ，而輸出電壓，會被限制在 $V_{out} < V_\phi - V_{th}$ ，是為其先天的缺點。

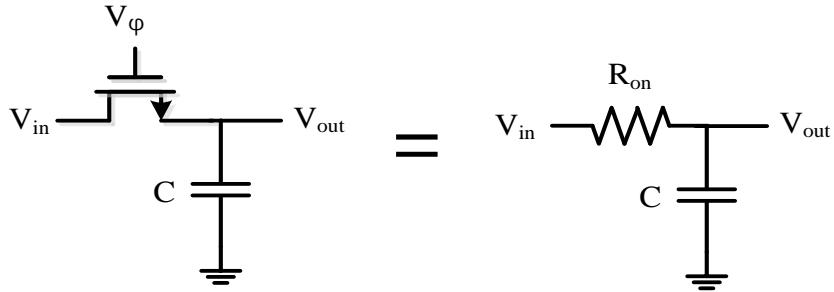


圖 2.11 CMOS 開關

II. 轉導式電容濾波器：

早期電路設計者，多致力於電壓式電路研究，但是由於電壓式電路先天上有增益頻寬的限制，所以在高頻部份表現並不理想。1971 年時，由兩位學者提出了電壓至電流的轉換器（Voltage to Current Converter）[21]，而這種轉換器就演變成現在所稱之的運算轉導放大器（Operational Transconductance Amplifier, OTA），或是稱作差動電壓控制電流源（DVCCS）。其運算轉導放大器元件符號如圖 2.12，為 OTA 元件符號與 Nullator-Norator 等效模型，可以計算出運算轉導放大器的數學式為：

$$G_m = \frac{I_o}{V_+ - V_-} = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.12)$$

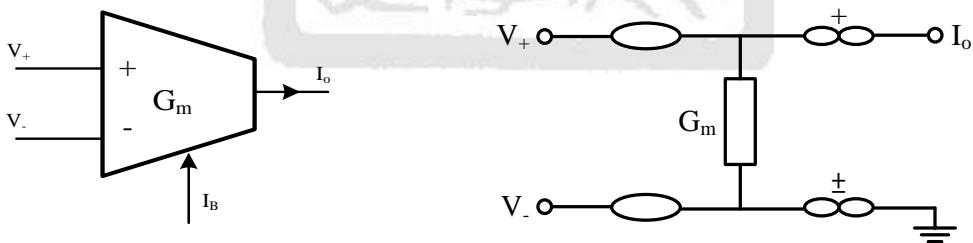


圖 2.12 轉導放大器元件符號圖及 Nullor 等效模型

G_m 為輸出電流 I_o 與差動電壓 $V_+ - V_-$ 的比值。 G_m 值可藉由偏壓電壓 V_{bias} 控制，使電路達到可調的特性， V_T 為熱電壓係數。而理想的 OTA 具有下列幾點特性：

1. 轉導值 G_m 可調：轉導值 G_m 可由偏壓電流 I_B 來做調整，適合電路積體化。
2. 頻寬較大：可設計出 100MHz 或更高頻率以上仍維持固定增益的電路。
3. 輸入阻抗大：輸入電流為零，容易與其它電路串接，電路容易設計。

4. 輸出阻抗大：沒有負載效應。
5. 可取代電阻器使用：由等效模型來看 OTA 內部電路就包含一個電阻器。

而轉導電容式濾波器就是利用第五點特性，並結合電容來實現濾波之效果。可藉由運算轉導放大器公式，推導出這些被動元件，如電阻、電感之等效值 [22]。

接地電阻：如圖2.13 所示，為使用轉導放大器模擬電阻的電路，稱做等效接地電阻(Grounded Resistor)，轉導放大器的反相輸出端回授到非反相輸入端，因為轉導放大器之理想輸入端為無窮大之輸入阻抗，故輸入電流 I_i 等於轉導輸出電流 I_o ，如式(2.13)表示。

$$I_i = I_o = G_m \cdot V_i \quad (2.13)$$

因此電阻會等效的電阻為：

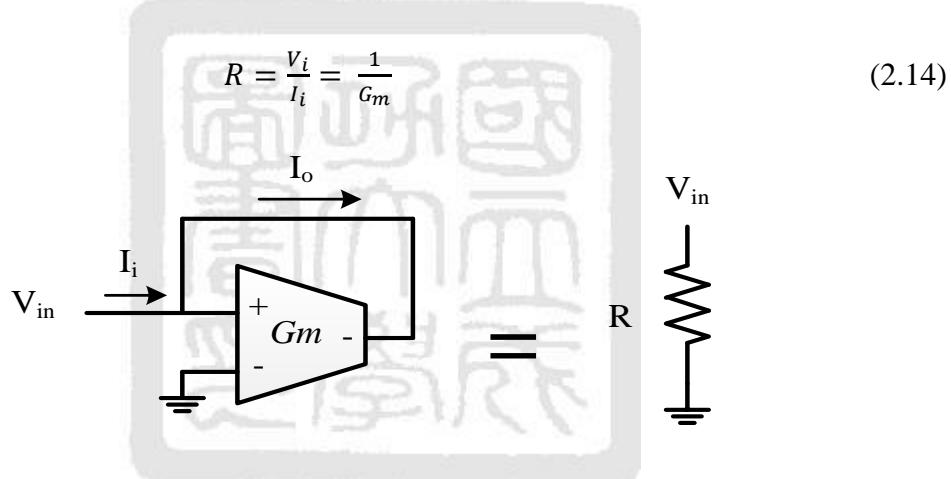


圖 2.13 轉導放大器等效之接地電阻

浮接電阻：如圖2.14 所示，為使用轉導放大器模擬電阻的電路，它與接地電阻不同地方在於，(1) 轉導放大器的正端輸入並非接地，而是變成輸入端。(2) 轉導放大器的非反相輸出端回授到反相輸入端，其等效電阻公式如式(2.15)表示。

$$I_o = G_m \cdot (V_{out} - V_i) \Rightarrow R = \frac{(V_{out} - V_i)}{I_o} = \frac{1}{G_m} \quad (2.15)$$

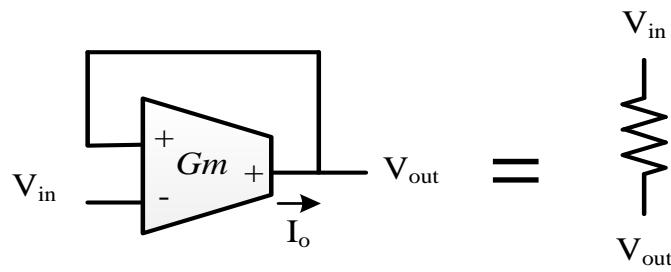
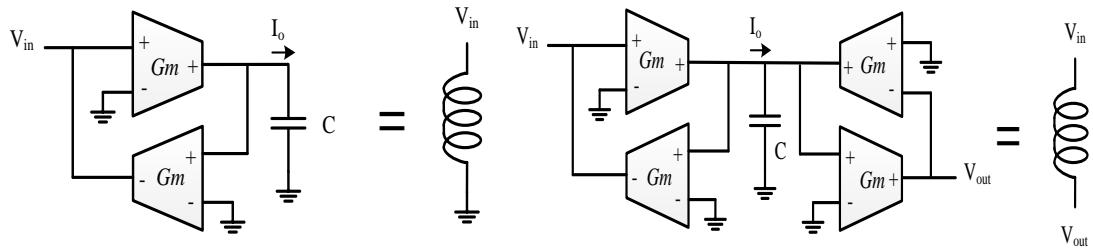
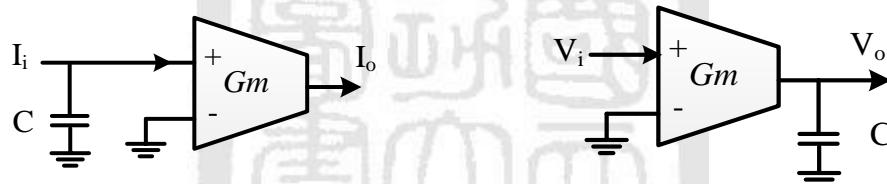


圖 2.14 轉導放大器等效之浮接電阻



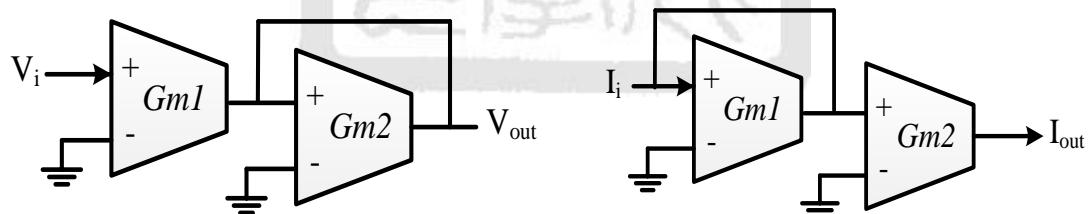
(a) 接地式電感

(b) 浮接式電感



(c) 電流積分器

(d) 電壓積分器



(e) 電壓放大器

(f) 電流放大器

圖 2.15 轉導放大器應用電路

用轉導運算放大器來設計各種被動元件及電路非常的普遍，如圖 2.15 所示。不只可以等效成電阻，還可以等效電感、電壓放大器、電流放大器、電壓積分器、電流積分器等應用電路，由於能介紹的種類太多，其原理分析在此一一解釋。

2.2.3 CMOS 濾波器性能比較與取捨

由性能規格比較表可以發現，其交換式電容濾波器需要時脈來控制，會夾雜著開關高速切換後造成的雜訊，以及訊號取樣後的失真，並產生亦會增加額外的電路功率消耗，加上溫度訊號為連續時間性的訊號，故並不適合應用在生醫裝置裡面。而其運算放大器規格也會受限於切換開關的脈衝頻率，因此需要比輸入訊號大很多的頻寬，此外為了降低增益誤差所需要的高增益，也會造成運算放大器更多的功率消耗。綜合上述原因。本論文決定使用轉導電容濾波器，將會下一章節詳細，如何利用轉導放大器進行元件替換，取代電阻這些被動元件。

表 2.3 SC Filter 與 Gm-C Filter 優缺點比較

	交換式電容電路(SC)	轉導電容電路(Gm-C)
操作方式	離散取樣訊號	連續訊號
操作訊號	電壓	電流
設計參數	電容比值	時間常數
優點	1. 高線性度 2. 良好頻寬切換性	1. 高截止頻率 2. 低雜訊
缺點	1. 較高的雜訊 2. 需額外控制訊號	1. 線性度差 2. 電容佈局面積大

2.3 轉導式電容濾波器相關技術分析

近幾年來，電流式主動元件受到學者和業界的愛戴，是因為電流式電路具有較大的頻寬和增益、較大的動態範圍、較精確的結果、較低的功率損耗和較小晶片面積的電路結構等優點。因此運算轉導放大器是構成轉導電容濾波器電路中最主要的區塊，根據國內外研究發表，已提出數種轉導放大器之架構。

2.3.1 OTA 之基本架構

如圖 2.16 所示，為 OTA 元件內部電路圖，可以發現它完全是由 CMOS 及電流鏡所組成，把輸入電壓差轉換成電流訊號，而轉換的比例受 V_{bias} 偏壓影響，而電流鏡

在於把差動電流訊號複製到輸出端，輸出端利用疊接方式提供高輸出阻抗。由於一個運算轉導放大器，想實現一個非常小的轉導值，需要非常小的電流，而本設計的困難在於如何設計出一個低轉導值低功耗的運算轉導放大器。降低轉導值之技巧將會在下一小節來做分析討論比較。

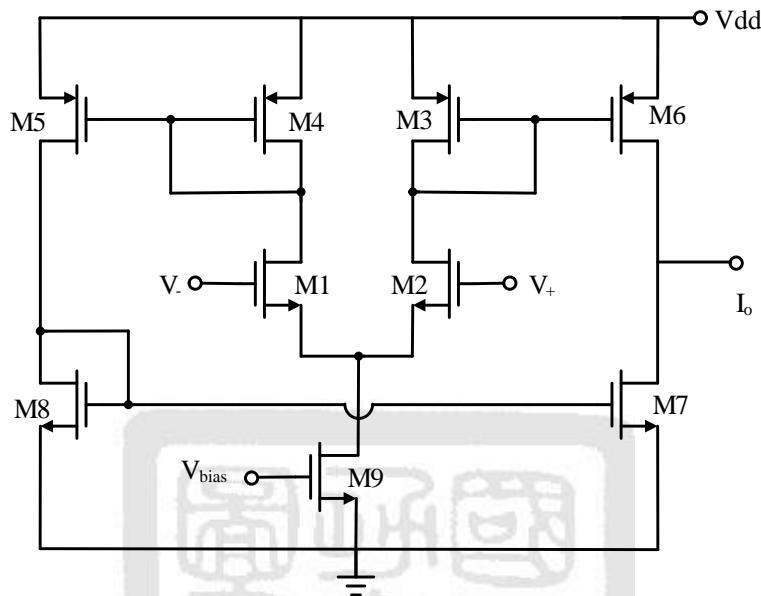


圖 2.16 轉導放大器內部電路圖

2.3.2 降低轉導值方法與分析

想實現一個非常小的轉導值，就需要非常小的電流，才能等效一個很大的電阻，達到濾除低頻的目的。因此，以下將針對幾種常見的降低電流的方式進行介紹：

I. 弱反轉區(Weak Inversion)：[23]

一般電路中都將 MOSFET 操作在強反轉區，即 $V_{GS} > V_{TH}$ ，而弱反轉區類型則是利用 CMOS 操作在 $V_{GS} \leq V_{TH}$ (即所謂弱反轉區)的一些特性來達到所想要的目的。因為在真實狀況下，因為載子的能量依循波茲曼分佈(Boltzmann distribution)而有高低差異，雖然在 $V_{GS} < V_{TH}$ 的狀況下，電晶體的通道沒有形成，但仍然有些具有較高能量的載子可以從半導體表面流至汲極。而MOSFET 在弱反轉區的特性如下：

$$I_D = S \cdot I_D \cdot e^{\frac{V_G}{nV_T}} \left(e^{\frac{V_S}{V_T}} - e^{-\frac{V_D}{V_T}} \right) \quad (2.16)$$

其中，

$$I_D \approx \mu \cdot C_{OX} \cdot e^{-\frac{V_{TH0}}{nV_T}}, \quad n \approx 1 + \frac{C_d}{C_{OX}}, \quad S = \frac{W}{L}$$

雖然 V_{GS} 小於 V_{TH} ，但電壓仍足夠建立空乏區的情況下，會產生一個稱為「弱反轉層」(Weak inversion layer)的區域在半導體表面出現，讓更多載子流過。透過弱反轉而從源極流至汲極的載子數量與 V_{GS} 的大小呈指數關係，這樣的電流又稱為次臨界電流(Subthreshold current)。由於操作於反轉區所以電流很小，在低功率應用上很有價值，但其製程控制及模擬用的模型也很難精準，所以只應用在一些特殊領域，一般工業界較少大量採用，故不普遍使用。

II. 電流分流(Current Division) : [24]

利用較大的電流鏡，所造成的除數因子 M (Division factor) 使得輸出電流降低，造成轉導值的下降。輸出電流從 M_1 及 M_2 取出，其等效轉導值如式(2.17)所示。

$$Gm \cong \frac{1}{M+1} \cdot g_{mc} \quad (2.17)$$

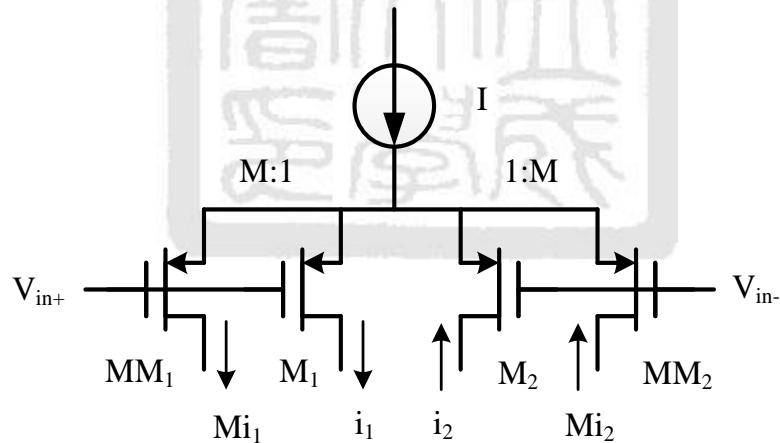


圖 2.17 電流分流技術

其中 g_{mc} 為分流前的等效轉導。雖然分流技巧可以將轉導值有效降低，但其缺點為需要較大的佈局面積，需要 M 倍的電晶體，加上因為電路使用到的電流，只有分流電流，所以使得整體電流使用效率降低。此外，使用過大的分流因子將會造成偏移電壓增加，也要考量佈局匹配問題。

III. 電流消除(Current Cancellation) : [25]

電流消除法也是一個有效降低轉導值的方式。它利用兩組差動對相互交錯(Cross-couple)達到小訊號電流相減的效果，其等效轉導值可以表示為：

$$Gm \cong (N - 1)g_{m1} \quad (2.18)$$

其中N代表M_N對M₁的轉導比例。當N趨近於1時，有極低的轉導值，儘管如此，N不可能為1，因為小訊號電流將會被完全消除掉，且電晶體對於不匹配的靈敏度將會提高。

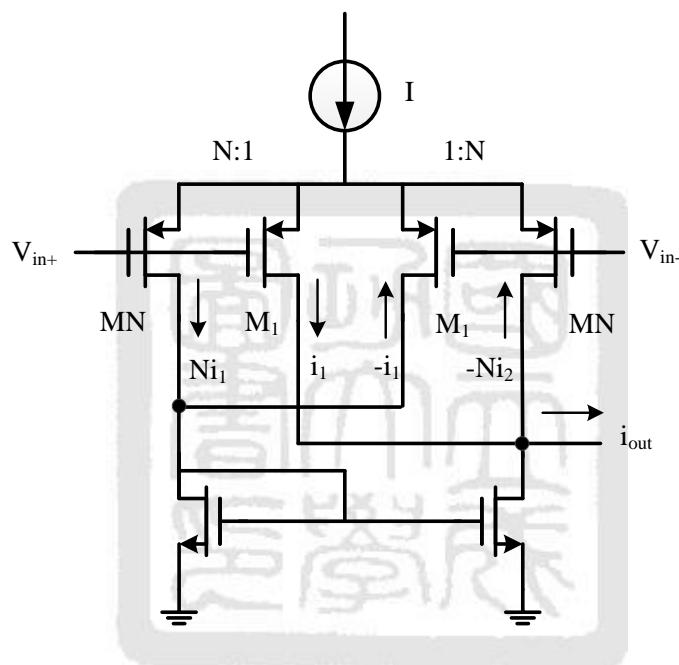


圖2.18 電流消除技術

2.3.3 低轉導值低功耗之 OTA 架構

本論文主要是對於基礎體溫來做檢測的應用，因此濾波器規格要符合基礎溫度的頻帶。由先前章節表2.1可以知道，其溫度訊號頻率為於1 Hz左右，而其訊號會受其他生理訊號所影響，如心跳、呼吸等，故設計一個截止頻率為10 Hz的低通濾波器，以濾除其他高頻雜訊及電路雜訊。本論文電路設計須注意功率消耗以及低轉導值，而電流抵銷可降低轉導值，並使CMOS操作在弱反轉區，來實現運算轉導放大器。如圖

2.19所示，為本次設計之低轉導低功耗運算放大器電路架構，它結合了降低轉導值之技巧，其設計重點有：

1. 輸入端會使用電流抵銷技術，把整體電流降低，使得轉導值上升。
2. 轉導值會受偏壓電流 I_B 影響，會把此電流設計很小，可以在不同變異時，減少其轉導值，更可以進一步使得消耗功率降低。

運算轉導放大器完全是由 CMOS 及電流鏡所組成，把輸入電壓差轉換為電流訊號，電流鏡會把差動電流訊號複製到輸出端，而轉換的比例受偏壓電流 I_B 的影響。其電路優點是結合了兩組差動對相互交錯架構，達到小訊號電流相減的效果，具有較佳之線性度，可降低運算轉導放大器的轉導值，亦有高增益頻寬、高輸入阻抗、好的高頻響應，且可以降低製程變異所帶來的影響。

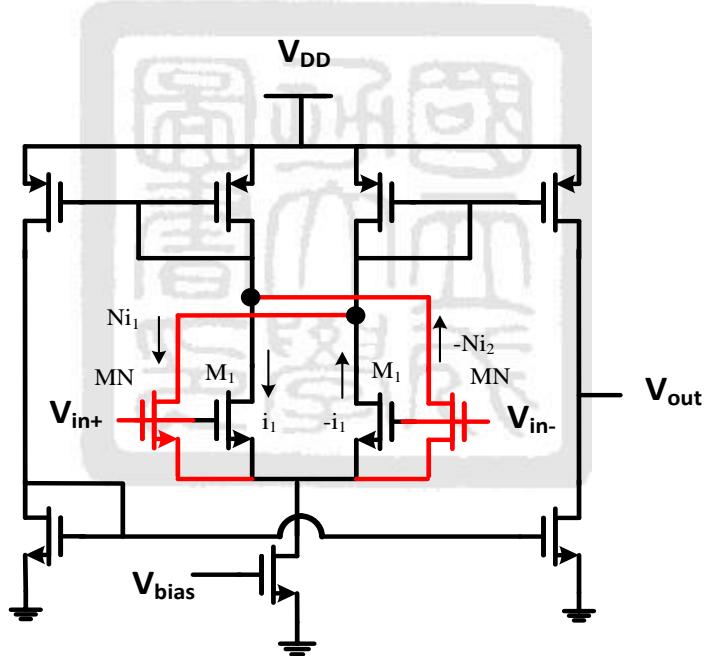


圖 2.19 OTA 之差動對相互交錯架構圖

2.3.4 二階 OTA-C 低通濾波器設計

先前有介紹到可利用轉導放大器加上電容，進行元件替換，取代電感、電阻這些被動元件，其功率消耗也較小，且總面積相對於交換式亦較小。基於上述原因，在此將以轉導電容式實現符合我們低侵入式基礎體溫監測系統所需規格的低功率低通濾

波器。而本設計是採用二階低通濾波器架構來實現，如圖 2.20 所示，是採用 2000 年由 TCAS-I 發表的 Universal filter paper，此電路只需要兩顆 OTA 即可達成本設計所需求 [26]。

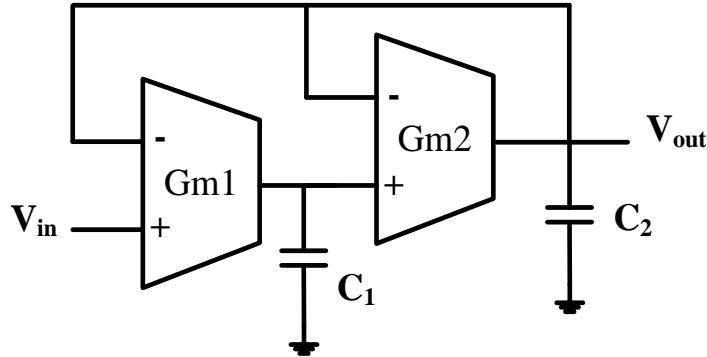


圖 2.20 OTA-C 低通濾波器架構圖

由於電容會佔據晶片大部分的面積，理想上越小越好，但在實際設計中還要考慮各元件寄生電阻電容及製程的誤差等因素影響，會使得電容有所誤差，所以在佈局前先經由H-spice 作實體電路的特性模擬。在此須先決定製程的最小單位電容，首先將電容大小定為 $25 \times 25\mu\text{m}$ ，並使用Metal 5和Metal 6層上下平行形成的電容，可減少面積誤差。根據製程參數，其電容每 μm^2 約為 1.5fF ， $625\mu\text{m}^2$ 約為 0.94pF ，定為單位電容大小。因此依照頻率正規化可得知：

$$f_C = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_{m1}G_{m2}}{C_1C_2}} , \frac{V_o}{V_i} = \frac{G_{m1}G_{m2}}{s^2C_1C_2 + sC_2G_{m1} + G_{m1}G_{m2}} \quad (2.19)$$

若本設計想要達到濾波 10Hz ，則在此假設電容值 $C_1 = C_2 = 5\text{pF}$ ，可得出 $R_1 = R_2 = 3.2\text{ G}\Omega$ 。然而這電阻值，若使用真正電阻實現，其面積會過大且會受寄生電阻電容及製程的誤差等因素影響，使得阻值有所偏差。因此在此使用先前所介紹的轉導放大器之電阻等效法，把其電阻值等效成轉導值，並可以推算出轉導值 G_m 至少必須要達到 0.31nA/V 。

2.3.5 極零點位置分析

極點(Pole)和零點(Zero)一般用於辨別電路的穩定性與收斂性，若設計不好會讓電路增益下降、電路不穩定等缺點，因此必須探討電路之極零點的存在。在每一個極點之處，增益衰減-3db，並移相-45 度。極點之後每十倍頻，增益下降 20db。零點與極點相反，在零點之處，增益增加 3db，並移相 45 度。零點之後，每十倍頻，增益增加 20db。

一般二階濾波器轉移函數可以表示成：

$$T(S) = \frac{n_2 S^2 + n_1 S + n_0}{S^2 + S(\omega_p/Q_p) + \omega_p^2} \quad (2.20)$$

分子係數 n_0, n_1, n_2 決定傳輸零點之位置，即濾波器之阻絕帶位置。 ω_p 與 Q_p 決定轉換函數之極點。解式(2.20)可得其極點為：

$$P_1, P_2 = -\frac{\omega_p}{2Q_p} \pm \omega_p \sqrt{(1/4Q_p^2) - 1} \quad (2.21)$$

由上述可發現，只要把 ω_p 與 Q_p 代入式 2.21，便可求出其極點位置，如圖 2.21 所示。而不同 Q_p ，則會有不同的情況：

(1) $Q_p < 0.5$ ，poles 在負實數軸上。(2) $Q_p = 0.5$ ，兩 poles 重合且為負實數。

(3) $Q_p > 0.5$ ，兩 poles 為共軛複數。(4) $Q_p = \infty$ ，poles 在虛軸($j\omega$ 軸)上。

由上述只要把 ω_p 與 Q_p 代入式 2.21，便可求出其極點位置，如圖 2.21 所示。

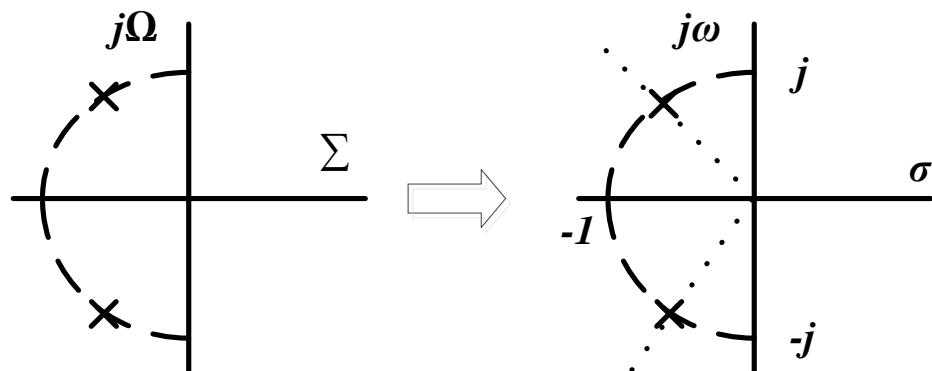


圖 2.21 極點分布圖

2.4 雜訊分析與考量

近年來隨著科技越來越進步，現今電子通訊產品大多將通訊系統電路中射頻模組和基頻模組整合至同一晶片當中，來減少分離式元件的數目，可有效的降低產品的成本及尺寸，提高電路的整合性。然而把所有電路都整合在同一晶片中，其雜訊就會增加並干擾電路正常動作，因此雜訊會限制電路所能處理的最小訊號位準，會造成訊號在辨識上有一定程度的困難。為了要處理雜訊在電路中所產生的上述疑慮，類比電路設計者也必須考量功率消耗、電壓擺幅、和線性度相關取捨。而在CMOS電路中，其訊號會被兩種不同的雜訊源所干擾。

1. 環境雜訊：基底、供給電源、接地線等雜訊互相耦合干擾。
2. 元件雜訊：熱雜訊、閃爍雜訊等低頻雜訊。

基底雜訊的影響可以採用保護環等技巧來解決，將於在第四章做詳細討論。而電晶體本質就會帶有雜訊，分別如以下幾種。熱雜訊(thermal noise)、閃爍雜訊(flicker noise)，其中熱雜訊又分為電阻熱雜訊、場效電晶體雜訊。

2.4.1 热雜訊 (Thermal Noise)

I. 電阻熱雜訊：

在一電阻R中，熱雜訊是由電子熱隨機移動所造成的，這是因為電子在導體中其電子漂移速度比電子熱移動速度還慢，故當溫度越高時，熱雜訊也越大。熱雜訊之單位頻寬下的平均雜訊功率和絕對溫度成正關係。而熱雜訊是由 J.B.Johnson 所發現的，因此又常稱為 Johnson noise，一般可由如下公式表示[27]：

$$V^2 = 4k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f \quad (2.22)$$

其中 $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K 為波茲曼常數(Boltzmann constant)，T 為絕對溫度，R 為電阻值， Δf 為雜訊單位頻寬，通常為 1 Hz 頻寬。

II. 場效電晶體雜訊：

場效電晶體也包含熱雜訊的現象，因它本質上就像是一個電壓控制的電阻，最顯著的雜訊源是來自於通道中，所產生的雜訊同等於一個等值電容所產生的雜訊值，所以電晶體的汲極雜訊電流可表示成：

$$\bar{i_n^2} = 4k \cdot T \cdot \gamma \cdot g_m \quad (2.23)$$

γ 為電晶體通道長度之係數，通常 $\gamma = 2/3$ ，當通道長度越短時， γ 則越大。

2.4.2 閃爍雜訊 (Flicker Noise)

在電晶體中，閘極氧化層與矽基版介面存在一個現象，在接面地方存在著許多不連續懸吊鍵結(dangling bonds)，當電荷載子於介面移動時，某些載子將會被隨機的捕捉到，然後再以此能階釋放，使得汲極電流產生閃爍雜訊。可是閃爍雜訊無法像熱雜訊一樣被輕易觀測出，這與氧化層與矽介面之清潔度有關，也隨著不同製程技術而有變化，其公式如下：

$$\bar{v_n^2} = \frac{K}{C_{ox} fWL} \quad (2.24)$$

其中 $K \approx 10^{-25} V^2 F$ 為製程相關常數，較大尺寸的電晶體，由於有較大的閘極電容，使載子的擾動相對較不明顯，所以有較低的閃爍雜訊，因此亦可發現當電晶體W和L乘積越大，其閃爍雜訊越小。由式2.22，可知閃爍雜訊的頻譜密度與頻率成反比，因此閃爍雜訊在低頻時更易為發生，所以閃爍雜訊又被稱為 $1/f$ 雜訊。一般而言閃爍雜訊在頻率 $500 \text{ KHz} \sim 1 \text{ MHz}$ 左右，超過 1 MHz 其貢獻將遠小於通道熱雜訊。而本電路用於量測生醫訊號，其範圍通常是數 Hz 到數百 Hz 之間，因此閃爍雜訊將成為主要的雜訊源，其消除方式可分為強制歸零技術(Zero-Forcing)與截波穩定技術 (Chopper Stabilization Technique)，如下文所介紹。

2.4.3 截波穩定技術 (Chopper Stabilization Technique)

截波穩定技術是利用調變的技巧來降低低頻雜訊和隨機偏移電壓，其原理為將低頻訊號移到高頻，且不會受到 $1/f$ 雜訊影響的位置，其低頻雜訊也會經由系統加入調變過的訊號內，而高頻訊號也會被轉到低頻訊號。然後再經過解調變的作用，將高頻的訊號經調變回到原本低頻訊號，低頻雜訊調變到原本高頻訊號，最後再經過一個低通濾波器把雜訊濾除，達到了所謂低雜訊和低偏移電壓的目的[28]。

想要實現截波穩定技術，其前提須符合奈奎斯取樣定理(Nyquist sampling theorem)，截波頻率大於輸入訊號至少2倍以上，才不會有交疊(aliasing)現象發生，造成訊號失真。因此截波穩定技術最主要的特色即是將低頻的非理想成份作一濾除，以提高訊號的解析度。圖2.22所示，表示訊號 $V_{in}(t)$ 經過 $m(t)$ 調變之後，會把 $V_{in}(t)$ 調變到閃爍雜訊不在的高頻區域去。

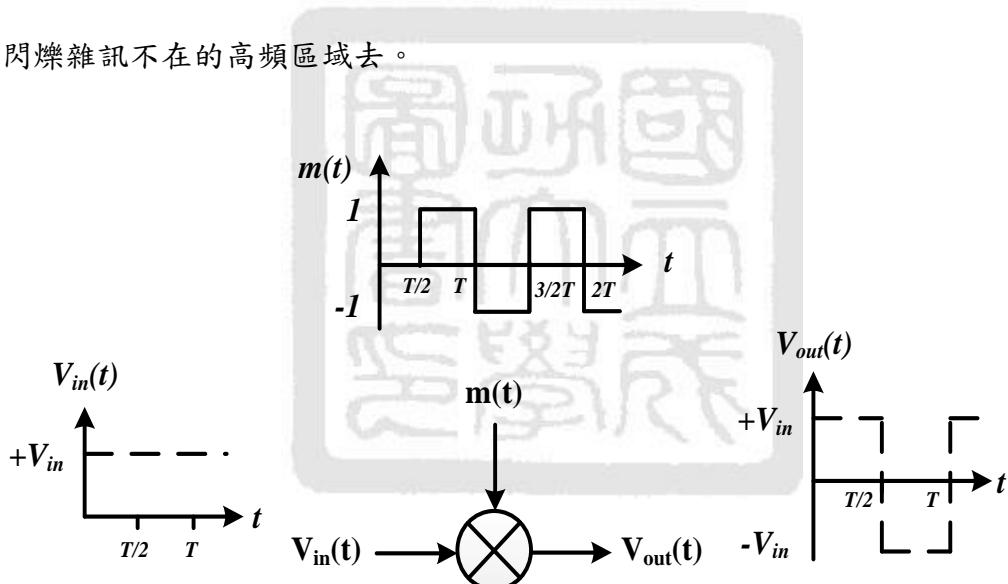


圖2.22 截波訊號示意圖

在頻譜分析上，如圖2.23所示，當輸入訊號經過第一個調變器後，調變到奇次截波頻率上，由特定的放大器將訊號放大，再經過第二個調變器將訊號解調回基頻上。而放大器本身的直流偏移電壓(V_{os})和雜訊成份(V_N)會經由第二個調變器將其調變到奇次截波頻率上，最後再透過一個低通濾波器濾除高次諧波與調變後的雜訊，便可得到低雜訊的訊號。這是截波穩定技術，利用調變機制將雜訊移到高頻並且透過低通濾波器濾除低頻非理想成份。

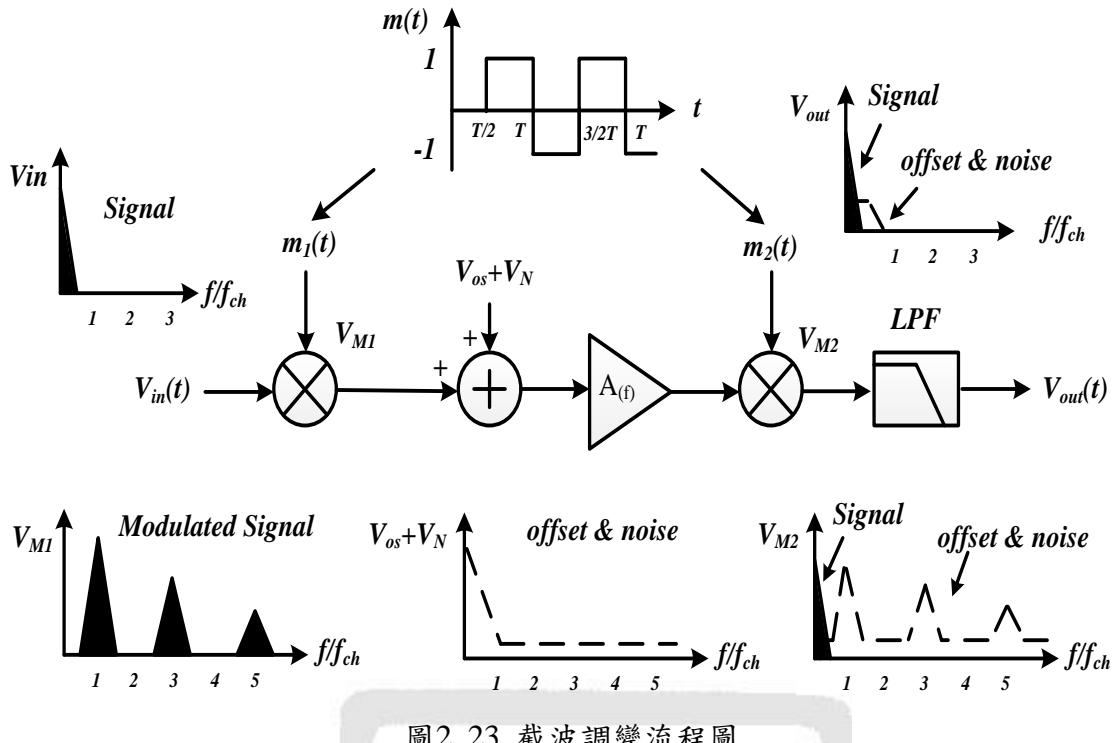


圖2.23 截波調變流程圖

2.4.4 總諧波失真 (Total Harmonic Distortion)

總諧波失真 (total harmonic distortion, THD) 是訊號諧波失真的一項指標，表達為所有諧波成分功率之和與基本頻率訊號功率的比值。諧波失真通常用來表示檢測非線性失真(Nonlinear Distortion)的結果，非線性失真的定義是輸入訊號經過處理後，輸出時所產生的錯誤部分，這個錯誤部分與原本的輸入訊號無關，通常會在輸入訊號以外的頻率產生其他錯誤訊號。總諧波失真則是用來測試每一個從原始訊號產生出來的新頻率，也就是剛才定義的非線性失真，這些屬於非線性失真的頻率就稱為諧波，而且這些諧波的產生位置是原始訊號頻率的整數倍位置。訊號之總諧波失真其定義為二次諧波，三次諧波，及更高次諧波之功率與基頻訊號功率之比值。總諧波失真如果輸入正弦曲線之波形於非線性系統，則輸出訊號將會有不同於輸入訊號之諧波產生，如果單位為分貝，總諎波失真可以下列方程式表示：

$$THD = 10 \log \left(\frac{V_{h2}^2 + V_{h3}^2 + V_{h4}^2 + \dots}{V_f^2} \right) \quad (2.25)$$

其中 V_f 為基頻訊號之振幅，且 V_{h2} 與 V_{h3} ，各別為二次諧波與三次諧波之振幅，總諧波失真會以百分比表示如下列方程式：

$$THD = \frac{\sqrt{V_{h2}^2 + V_{h3}^2 + V_{h4}^2 + \dots}}{V_f^2} \cdot 100\% \quad (2.26)$$

舉例來說，總諧波失真為 0.1 % 即表示基頻之振幅為其他諧波加總之振幅的一千倍，總諧波失真為 0.1 % 相等為 -60 dB 的總諧波失真，因此一般而言可由總諧波失真來判斷電路線性度的品質。較大的諧波失真會讓輸出波型失真、正負半周不對稱等影響，所以總諧波失真越小越好。

綜合上述討論，可知道電路包含許多雜訊，以整體系統來看，想完整地記錄生理訊號，其電路設計上必須朝向低雜訊特點邁進。然而為了要處理雜訊在電路中所產生的上述疑慮，在設計時也必須考量功率消耗、電壓擺幅、和線性度相關取捨，在這之間取一個平衡值。

2.5 取樣放大器及轉導式濾波器模擬結果

2.5.1 二階運算放大器模擬結果

首先來看運算放大器基本參數情況，並經由 Hspice 模擬，由表 2.4 看出其模擬參數有：增益 (DC gain)、相位邊際 (Phase Margin)、單位增益 (Unity gain)、頻寬 (Bandwidth)、迴轉率 (Slew Rate)、輸入共模範圍 (Input Common Mode Range, ICMR)、電源拒斥比 (Power Supply Rejection Ratio, PSRR)、穩定時間 (Settling Time)、輸入偏移電壓 (Input offset voltage)、共模拒斥比 (Common Mode Rejection Ratio, CMRR)、電源功率 (Power Consumption) 及總諧波失真等相關參數。

圖 2.24 所示，為頻率響應特性圖，其頻寬為 4.5MHz，3dB 頻率在 3.2kHz，放大倍率 Gain 為 64dB，而相位邊際為 65 度。圖 2.25 是模擬跟抗雜訊能力有關的 CMRR 及 PSRR，其增益都達到 60dB 以上，符合基本標準。表 2.4 為此運算放大器模擬的規格表。

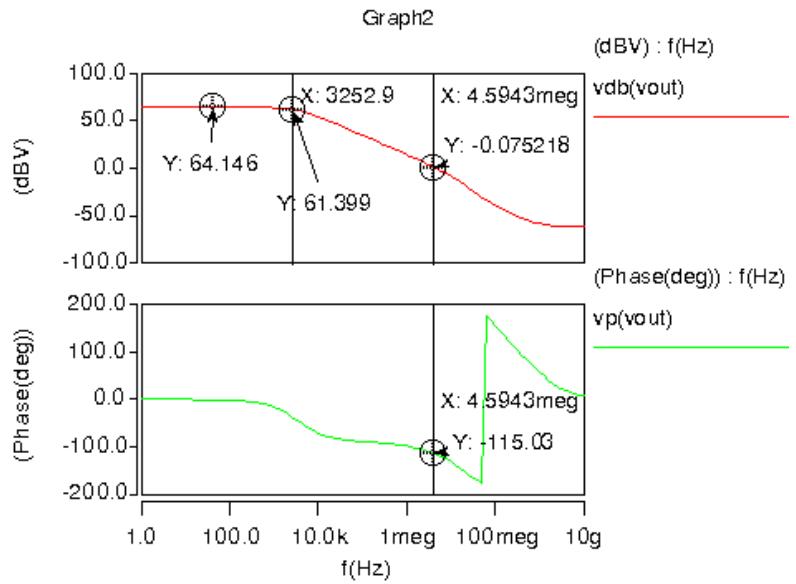


圖 2.24 運算放大器之增益與相位邊際模擬圖

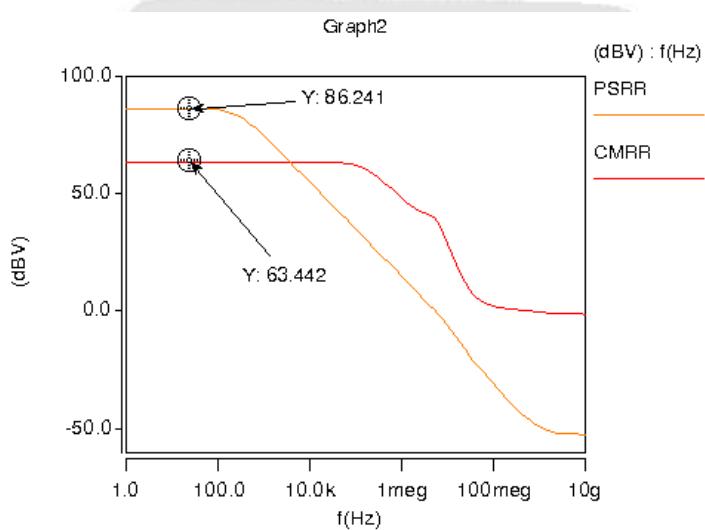


圖 2.25 運算放大器之 CMRR 與 PSRR 模擬圖

表 2.4 運算放大器規格表

參數	模擬規格	參數	模擬規格
Gain	64.1 dB	Input offset voltage	416 nV
Phase Margin	65.1 o	Output Swing	0.1~0.92 V
Unity-gain	4.5 MHz	Slew Rate	0.72 V/μs
CMRR	63.4 dB	Setting Time	240 ns
PSRR	87.1 dB	Power Consumption	10.7 μW
ICMR	0.05~0.97 V	THD	0.112323%

2.5.2 取樣放大電路模擬與規格

在先前小節有提到，其溫度電阻 R_{Temp} 的電阻變化只有 $3\ \Omega$ 。取樣放大電路採用有源電橋法。模擬時，讓其 R_{Temp} 變化為 $570\ \Omega \sim 573\ \Omega$ ， Z_1 電阻給予 $575\ \Omega$ ，放大倍率為 100 倍，則可以產生不同的輸出電壓，如圖 2.26 所示。由模擬圖可以發現當電阻變化 $3\ \Omega$ 時，有大量的電壓變化($0.8V \sim 0.2V$)，以便提供給後面的壓控振盪器來當控制電壓。

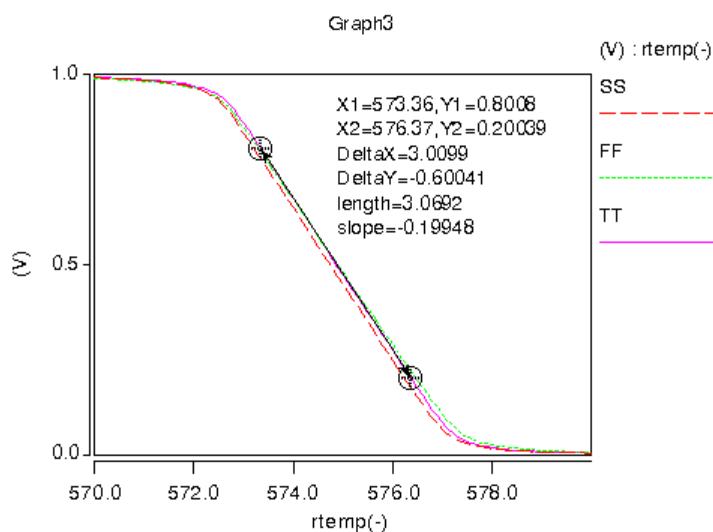


圖 2.26 輸出電壓隨溫度電阻變化模擬波形圖

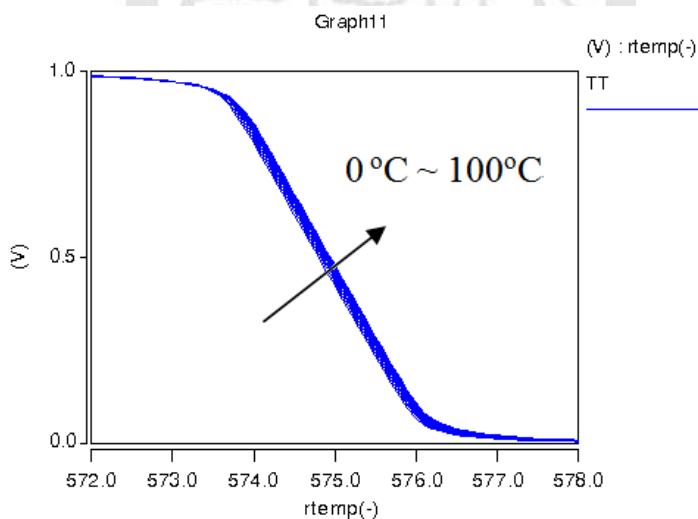


圖 2.27 輸出電壓隨溫度變化之波形圖

然而這電路需量測溫度，故必須做溫度對 OP 的影響，如圖 2.27 所示，可以看出其溫度變化，並未使得電壓有大幅變化。假使輸出電壓範圍真的有所偏差，則可以藉由 Z_1 阻值來調整，如圖 2.28 所示，當不同 Z_1 阻值時，可以調整其輸出電壓範圍。

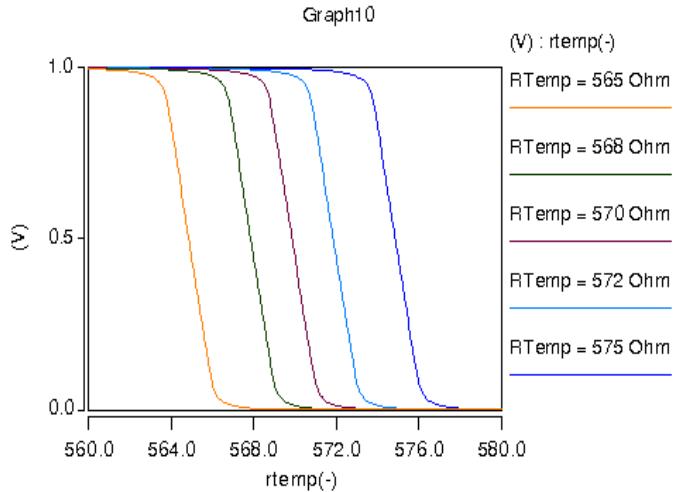


圖 2.28 調整 Z_1 阻值，對應不同的輸出範圍模擬波形

2.5.3 轉導放大器模擬與規格

運算轉導放大器經由 Hspice 來模擬，模擬情況如圖 2.29、圖 2.30 所示，為低轉導值運算轉導放大器之頻率響應、相位圖、轉導值。表 2.5 為低轉導值運算轉導放大器之規格列表。

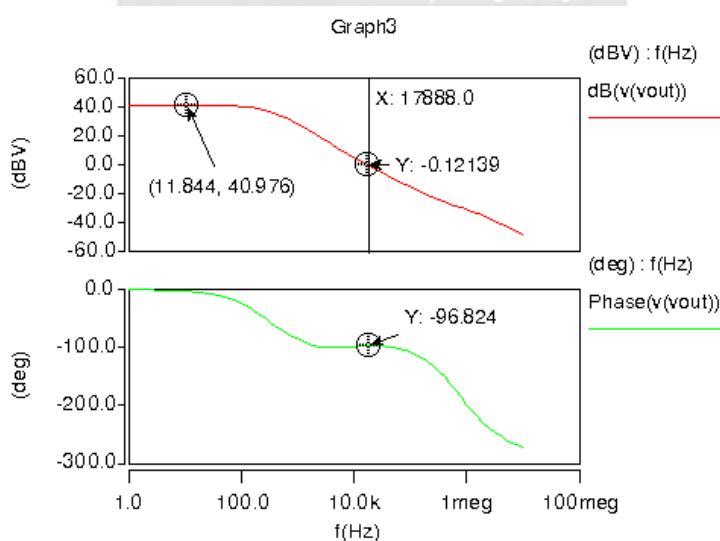


圖 2.29 低轉導運算放大器之頻率響應與相位圖

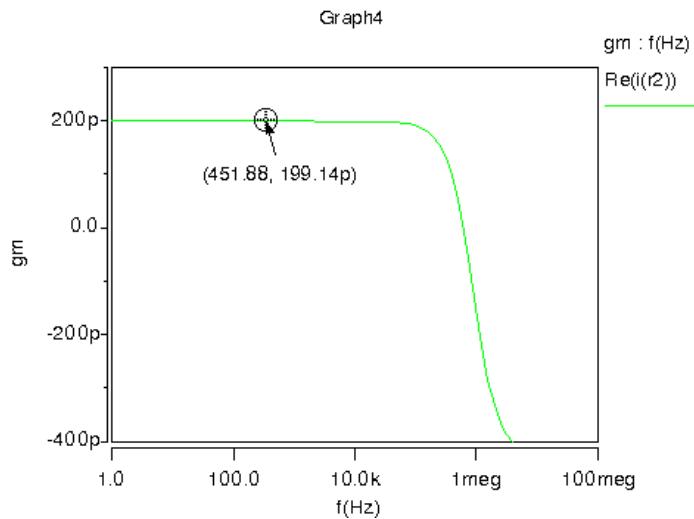


圖 2.30 低轉導運算放大器之轉導值波形圖

表 2.5 低轉導值運算放大器規格表

項次	參數	規格
1	Power Supply	1 V
2	gm	0.2 nA/V
3	gain	40.9 dB
4	Phase Margin	84 °
5	Bandwidth	17.8 kHz
6	Power Consumption	2.97 nW
7	Total Capacitance	10 pF

2.5.4 轉導低通濾波器模擬與規格

本論文所實現的低通濾波器，其主要目的是要把截止頻率點設計在10 Hz之內。

圖2.31為低功率二階低通轉導電容式濾波器之頻率響應，可以發現其截止頻率點在不同Corner狀況下，都有所飄移，但是都符合設計範圍之內。然而這電路需量測溫度，故必須做溫度對溫度的濾波器影響，如圖2.32所示，可以看出其溫度變化，並未使得截止頻率點有大幅變化。

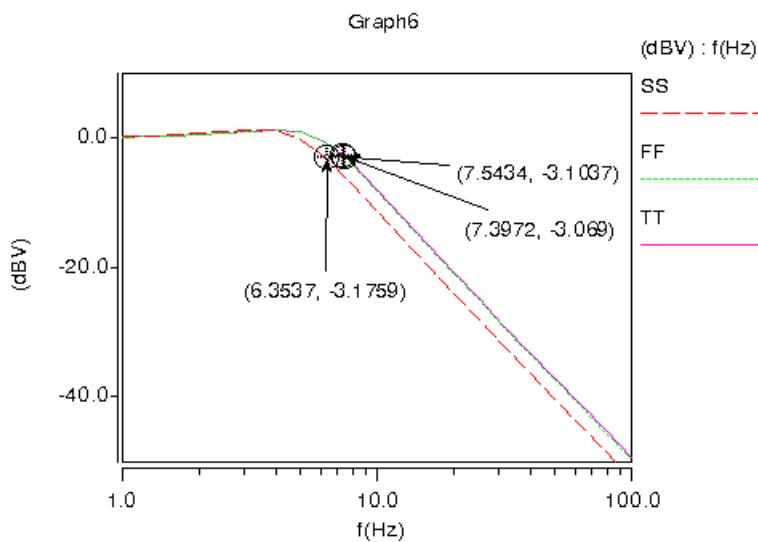


圖 2.31 低通濾波器之波德圖

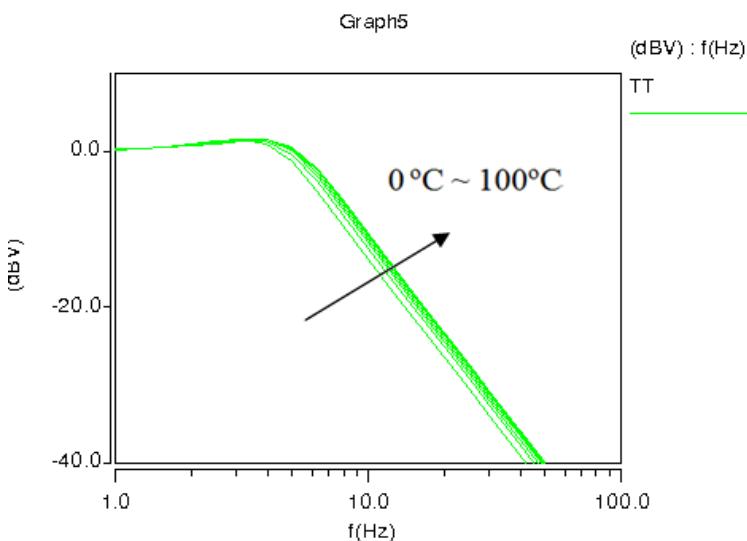


圖 2.32 波德圖與溫度關係

圖2.33為低通濾波器暫態分析，當輸入正弦波1 Hz，輸出之波形並未被濾除。而為當輸入正弦波30 Hz時，輸出波形幾乎都被抑制。由於運算轉導放大器會產生較大的諧波失真(Harmonic Distortion)，會影響整體電路效能，故在此模擬總諧波失真(THD)及訊號雜訊比(Signal-to-noise ratio, SNR)，來看整體電路效能是否良好，如圖2.34所示。表2.6為低通濾波器規格表。

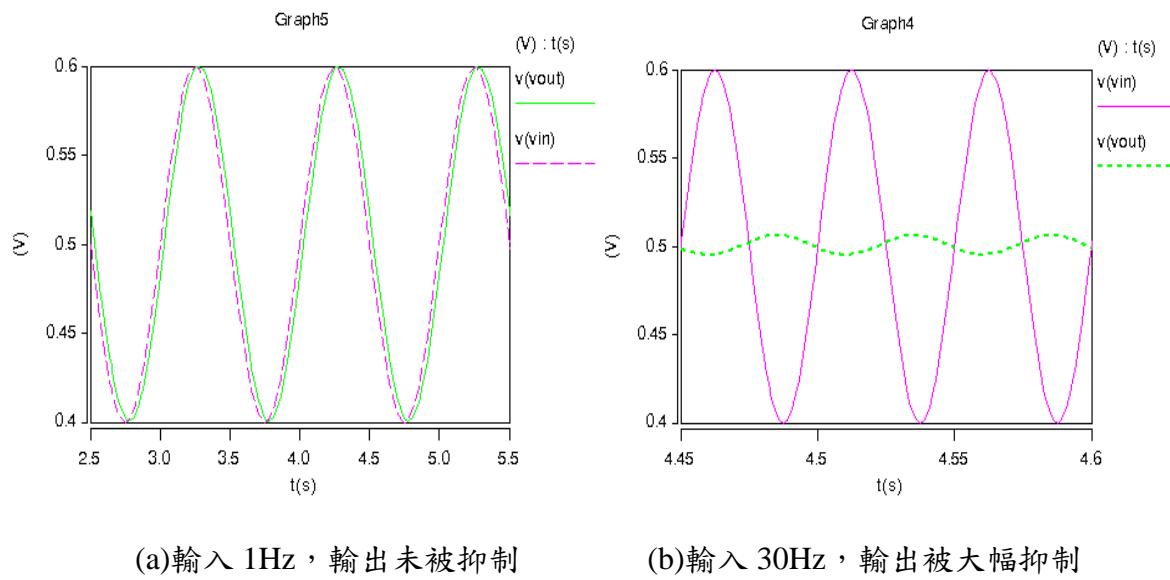


圖 2.33 低通濾波器之暫態分析

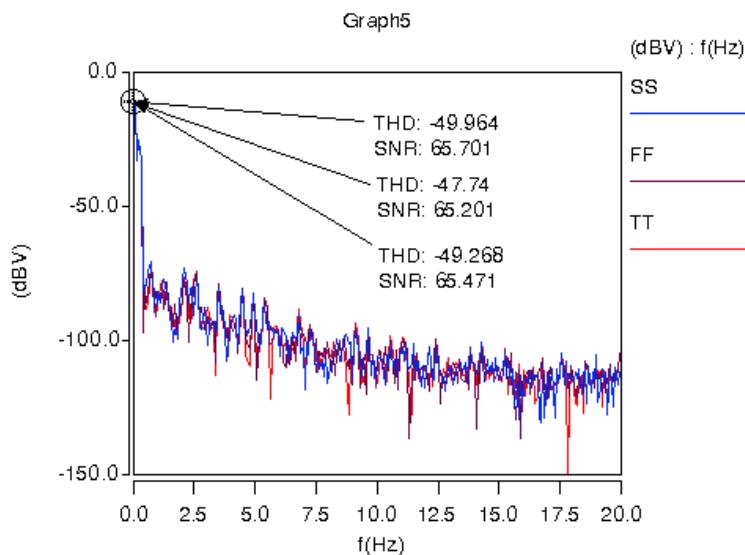


圖 2.34 低通濾波器之 THD 和 SNR 波形圖

表 2.6 低通濾波器規格表

VDD=1V Temp=25oC	TT Corner	FF Corner	SS Corner
Cutoff Frequency (Hz)	7.3	7.5	6.2
THD (dB)	-56.1	-56.1	-55.6
SNR (dB)	68	68	67.3
Power Consumption (nW)	11	37.2	4.5

2.6 結果與討論

在本章節首先探討了生理訊號的特性，可以發現通常由感測器所得到的生理訊號並不適合直接作為輸出使用，一方面是訊號太小，也許只有毫伏甚至微伏的範圍，這種強度難以被擷取到。另一方面，對於擷取到的訊號常常伴隨一些內在的干擾成分或外在的雜訊，因此這些干擾都需要做適當之處理，如濾波或訊號平均等，才能使得訊號容易辨識。

取樣放大電路部分，則探討運算放大器的結構與特性，並以達到高增益、抗干擾及低功耗等特性為主，在此須設計出Gain、CMRR、PSRR ≥ 60 dB等特性。經由Post之後的模擬結果，可發現當供給電壓為1 V，功率消耗為 $10.7 \mu\text{W}$ ，其Gain、CMRR、PSRR等特性皆有達到所需之要求，適合應用在植入晶片內。而當溫度電阻 3Ω 變化時，其取樣放大電路可以將訊號放大並轉成電壓值 $0.2\sim0.8$ V，以利於供給後端電路來使用。

轉導式濾波器部分，是利用轉導運算放大電路，等效成電阻、電感，並配合電容實現出截止頻率為10 Hz之低通濾波器。經由佈局之後的模擬結果，可發現當供給電壓為1 V，功率消耗為 2.97 nW ，轉導值 0.2 nA/V 等特性皆有達到所需之要求。低通濾波器方面，功率消耗為 11 nW ，截止頻率為7.3 Hz，總諧波失真為 56.1 dB 等規格，如此低功耗低截止頻率濾波器，非常適合應用在植入晶片內。

綜合上述所言，適當的將不必要的訊號來濾除，對於給予後端電路分析十分重要，然而不穩定的電壓源給予系統，則會造成系統的不穩定，因此在一張節將會介紹穩定電壓源，參考電壓電路的實現方法，並與振盪器來做結合，形成一不受溫度影響之發射端。

第三章 參考電壓電路與壓控振盪器

在現今的各種積體電路中，準確的參考電壓產生電路，扮演相當重要的角色，它能產生一穩定的參考電壓，不因供給電壓與溫度的變化而產生太大的變動，以提供系統作為比較或偏壓之用。因此使用參考電壓來產生一穩定電流，並結合環形振盪器來形成具溫度補償振盪器，本章中將介紹參考電壓電路與振盪器之基本原理，以及一些參數和典型架構。最後希望參考電壓電路輸出電壓能維持1 V，對電壓變化為1 %/V以下，對溫度變化為 $10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 以下。振盪器部分則是輸出頻率為401 MHz ~ 406 MHz，對溫度變化為 $100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 以下。

3.1 參考電壓電路基本理論

過去幾年，因為可攜式電子產品在消費性市場日益普及，大多數的類比電路，都需要參考電壓或電流。參考電壓電路它能產生一穩定的參考電壓，不會因供給電壓或溫度的變化而產生太大的變動，已確保供應系統電壓能穩定輸出。然而供電方式均為電池供應的情況下，沒有辦法有效的增加產品的使用時間。使用有效的電源管理，不僅可以增加使用的時間、保護電路還可以延長電池的壽命。此外 SoC[29]的設計方式，可以讓電路擁有更強大的功能，但是會造成不同類型的電路產生干擾(Cross-talk)的現象。經由同一個電源的輸出，傳遞錯誤的訊號至其他的電路中，透過參考電壓電路就可以有效的降低這樣的現象發生。

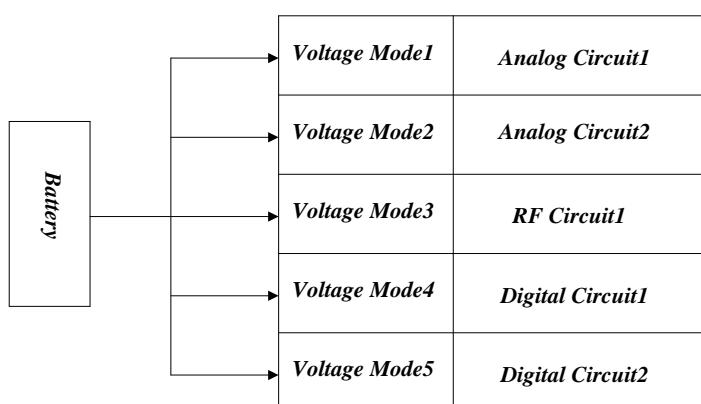


圖 3.1 SoC 的電源分配圖

3.1.1 參考電壓原理

能隙參考電路 (bandgap circuit) 於 1971 年，由 National Semiconductor 的 Robert Widlar 所發表，實際應用於該公司的產品 LM113，帶隙電壓成為重要的積體電路參考電壓的來源。它的理論基礎在於利用一個正溫度係數的電路元件，和另一個負溫度係數的元件組合，使其溫度效應相互抵消，得出不隨溫度變化的電壓，而電路架構主要由互補式金氧半場效電晶體(Complementary Metal-Oxide-Semiconductor, CMOS)、雙載子電晶體(Bipolar Junction Transistor, BJT)與電阻來組成。如圖 4.1 所示，以 P/N 接面順向導通的負溫度係數，結合 V_T 的正溫度係數，完成零溫度係數的電壓輸出特性。

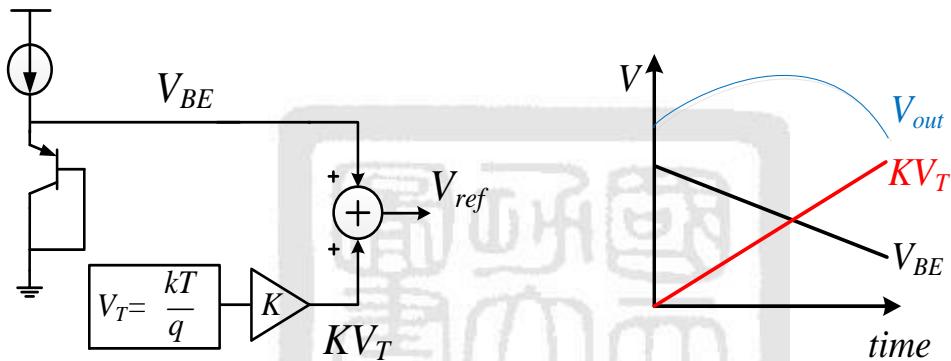


圖 3.2 正負溫度係數電壓源互相抵銷溫度係數

現今 CMOS 製程中，寄生的 P 型雙極性接面電晶體，在順向偏壓時的 V_{BE} 即為一負溫度係數，並利用熱電壓 V_T 作為所需的正溫度係數，再乘上一適當係數後，將二者相加以抵消對溫度之變化，其關係式可表示如下：

$$V_{ref} = V_{BE} + K \cdot V_T \quad (3.1)$$

而正溫度係數是透過熱電壓(thermal voltage) $V_T = kT/q$ 來獲得，BJT 的 pn 接面是一個由 V_T 所構成的函數， V_T 正比於絕對溫度，且在室溫下的溫度係數約為 $+0.087 \text{ mV/K}$ ，負溫度係數 V_{BE} 由 BJT 的 pn 接面產生得到約為 -1.5 mV/K ，所以可以知道利用 BJT 就可以同時獲得正負溫度係數，這也是 BJT 直到現在仍是能隙電路的重要元件 [30]。

由於希望參考電 V_{ref} 對溫度變化不會產生太大變動，因此其溫度係數(Temperature

Coefficient, TC)理想值為 0，可由式 3.1 得到所需之係數 K 值。然而實際的 V_{BE} 對溫度並非線性關係，而是一個高次曲線，而 V_T 對溫度則近似線性($V_T=kT/q$)，兩者間無法完全互補地消除。因此 V_T 與 K 的選擇，僅能在室溫附近與 V_{BE} 合成零溫度係數點。使得 V_{ref} 在較寬的溫度區間中，維持較小的變化。

3.1.2 正溫度係數

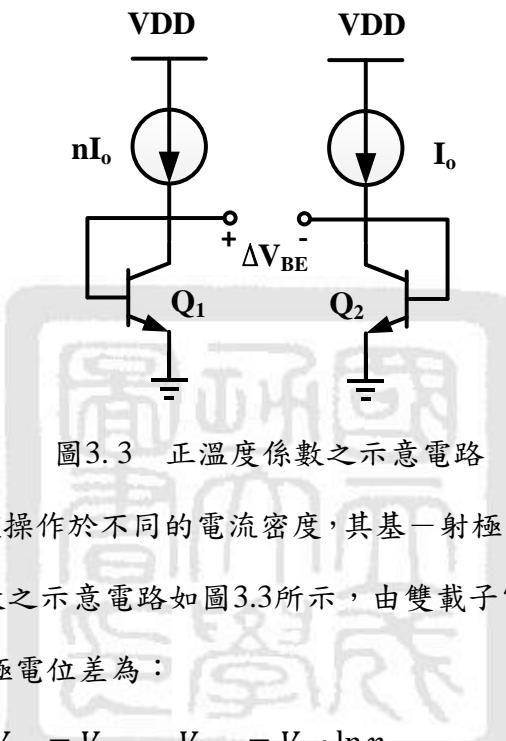


圖3.3 正溫度係數之示意電路

當兩個雙載子電晶體操作於不同的電流密度，其基一射極電壓差和絕對溫度成正比。通常產生正溫度係數之示意電路如圖3.3所示，由雙載子電晶體操作在不同電流密度下，兩者之基極-射極電位差為：

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \cdot \ln n \quad (3.2)$$

其中 n 為 BJT 集極電流比值，故 ΔV_{BE} 為一正溫度係數電壓，如式3.3所示。

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{k}{T} \ln n \quad (3.3)$$

3.1.3 負溫度係數

對一個雙載子接面電晶體元件來說，通過集極端的電流公式可以寫成

$I_c = I_s \times e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$ ，熱電壓 $V_T = kT/q$ ，而飽和電流 I_s 和 μkTn_i^2 成正比， μ 對 μ_0 溫度的關係式為：

$$\mu \propto \mu_0 T^m \quad (3.4)$$

其中 $m \approx -3/2$, $n_i^2 \propto T^{-\frac{3}{2}} e^{\frac{-E_g}{kT}}$, $E_g \approx 1.12eV$ 為矽能帶差，因此，

$$I_S = bT^{4+m} \times e^{\frac{-E_g}{kT}} \quad (3.5)$$

其中 b 為比例因子。 $V_{BE} = V_T \cdot \ln(I_C/I_S)$ ，可以計算出基—射極電壓之 TC 值，將 V_{BE} 對 T 微分可得出：

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{\partial V_T}{\partial T} \ln \frac{I_C}{I_S} - \frac{V_T}{I_S} \frac{\partial I_S}{\partial T} \quad (3.6)$$

再透過式 3.5，對它取溫度的偏微分得到：

$$\frac{\partial I_S}{\partial T} = b(4+m)T^{3+m}e^{\frac{-E_g}{kT}} + \frac{E_g}{kT^2}bT^{4+m}e^{\frac{-E_g}{kT}} \quad (3.7)$$

把乘上 V_T/I_S ：

$$\frac{V_T}{I_S} \frac{\partial I_S}{\partial T} = (4+m) \frac{V_T}{T} + \frac{E_g}{kT^2} V_T \quad (3.8)$$

最後再利用算式 3.6 和式 3.8，可以計算出下面這個方程式：

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{V_{BE} - (4+m)V_T - E_g/q}{T} \quad (3.9)$$

由式 3.1 和式 3.9 可以觀察到，當 $V_{BE}=750$ mV，溫度以室溫 27 °C (300K) 為標準，則 $\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \approx -1.5$ mV/K，加上 $\frac{\partial V_T}{\partial T} \approx +0.087$ mV/K，可得出 $K=17.2$ ，此 K 值為一個平衡正負溫度係數為零溫度係數之值。最後可得出當 $V_T=25$ mV，參考電壓 $V_{ref} = 1.25$ V，此電壓值就是典型能隙電壓值。

3.2 能隙參考電壓電路設計與分析

3.2.1 典型能隙參考電壓電路

第一種電路是在 1970 年代，當時常使用元件是 BJT 和電阻電容等，如圖 3.4 為一個早期被發展出來的能隙電路。操作原理是利用放大器之 V_X 與 V_Y 節點電壓值相等，使得 $V_{BE1} = V_{BE2} + IR_3$, $V_{ref} = V_Y + IR_2$, $V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \cdot \ln n$ ，則輸出電壓可表示成：

$$V_{ref} = V_{BE1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \cdot V_T \cdot \ln n \quad (3.10)$$

對零TC而言，必須得到 $(1+R_2/R_3) \times \ln n = 17.24$

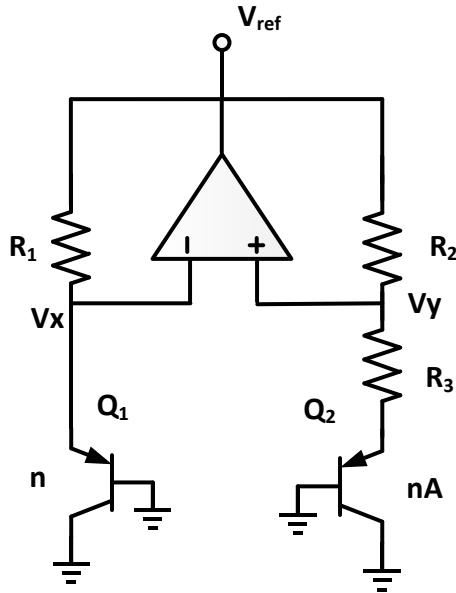


圖3.4 典型OP能隙參考電壓電路

第二種電路與前者類似，差別在於運算放大器的輸出端並非參考電壓輸出，如圖3.5所示。可看到它由運算放大器控制電晶體，能讓輸出電壓更穩定，以使流過兩邊電流相等，其中雙載子電晶體電流為：

$$I_c = I_s \cdot (e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1) \approx I_s \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (3.11)$$

$$V_{BE} = V_T \cdot \ln^{\frac{I_c}{I_s}} \quad (3.12)$$

若兩個二電晶體操作在不同電流密度下，可得到：

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \cdot \ln^{\frac{I_1}{I_{s1}}} - V_T \cdot \ln^{\frac{I_2}{I_{s2}}} \quad (3.13)$$

當 $V_X = V_Y$ ， $I = I_1 = I_2$ ，則：

$$I = \frac{\Delta V_{BE}}{R_1} \quad (3.14)$$

$$V_{ref} = V_{BE1} + \frac{R_2}{R_1} \Delta V_{BE} = V_{BE1} + (V_T \cdot \ln n) \frac{R_2}{R_1} \quad (3.15)$$

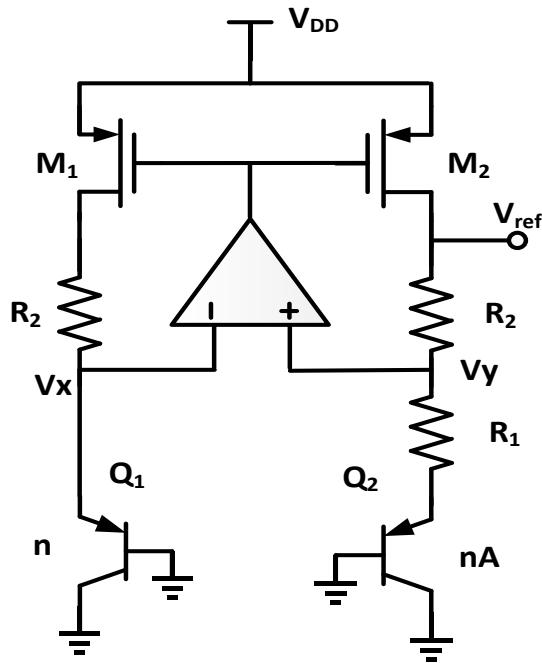


圖3.5 改良型OP能隙參考電壓電路

第三種電路為典型的CMOS帶隙參考電壓電路，如圖3.6所示。由電流鏡組 $M_1 \sim M_4$ 迫使 $I_1=I_2$ ， M_4 與 M_3 源極對地電壓相同，其推倒方式與先前方式一樣，可以將供應電壓的限制在約1.25 V附近。

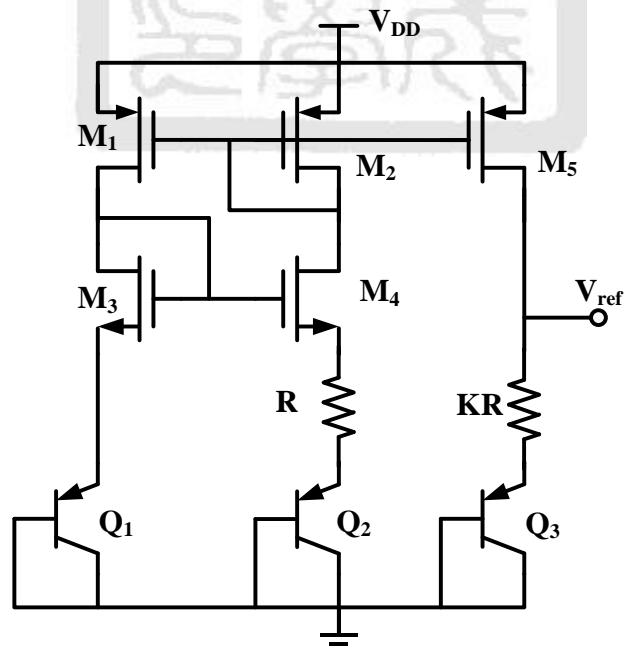


圖3.6 典型CMOS能隙參考電壓電路

3.2.2 低電壓能隙參考電壓電路

雙載子接面電晶體是一種半導體元件，它由三個摻雜半導體區域：基極、集極和射極所構成，而這三個摻雜區域之間剛好形成了兩個 p-n 結構。

近年來，輸出電壓為 1V 之能隙參考電壓論文陸續被提出，其原理是製作出零溫度係數的電流源，藉由電阻進行 I/V 轉換得到參考電壓。而採用的架構，大多衍生自 Hironori Banba 於 1999 年五月發表於 JSSC 的一篇論文[31]。這個架構與前面提到的架構相比，它不再受到 1.25 V 輸出的限制。這個架構如圖 3.7，其中雙載子電晶體 Q_1 和 Q_2 與 R_2 電阻，是用來產生絕對溫度成比例(portional to absolute temperature, PTAT)電流，而流經電阻 R_3 的電流，則是絕對溫度補償(complementary to absolute temperature, CTAT)電流。運算放大器使 V_N 和 V_P 相等，且 $R_1 = R_3$ ，則

$$I_{CTAT} = \frac{V_{BE1}}{R_3} \quad (3.16)$$

$$I_{PTAT} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_2} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_2} \quad (3.17)$$

再利用電流鏡原理和式 4.10 可得出：

$$I_o = I_{PTAT} + I_{CTAT} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_2} + \frac{V_{BE1}}{R_3} \quad (3.18)$$

$$V_{ref} = R_o \times I_o = R_o \times \left(\frac{\Delta V_{BE}}{R_2} + \frac{V_{BE1}}{R_3} \right) \quad (3.19)$$

$$V_{ref} = \frac{R_o}{R_3} \times V_{BG} \quad (3.20)$$

由式 3.16 可以發現此低電壓能隙參考電壓電路優於先前的電路，在於可利用 R_3 與 R_o 的比值來調整所需的電壓輸出。當此電路架構被發表之後，陸續有多篇論文探討這個需要工作於 1V 以下，共模輸入範圍於 0.7V 前後的運算放大器。論文中最常被探討是在較老舊製程，如何達到設計要求。然而 0.18 μm 等製程可以靠著先天較低 V_{th} ，直接實作該運算放大器。

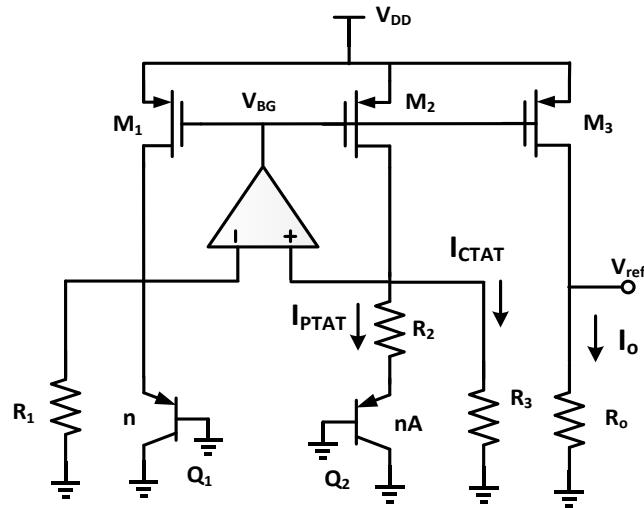


圖3.7 低電壓能隙參考電壓電路

3.2.3 偏壓電路與啟動電路

偏壓電路主要的作用在於一開始提供運算放大器一個偏壓電壓，以防止運算放大器在電路開始時無法正常工作。然而對於一個穩定的系統而言，一個穩定的參考電流源，是電路上不可或缺的要素，而退化點的存在是電流源的一個重要問題。當供應電源開啟時，如果所有電晶體電流為零，若電路持續這樣的情形，將導致整個電路失效。因此需要啟動電路以確保電路遠離此退化偏壓點，使電路正常工作。當電流源正常工作時，啟動電路可脫離電流源電路。如圖 3.8 所示，為與供應電源無關之偏壓電路。

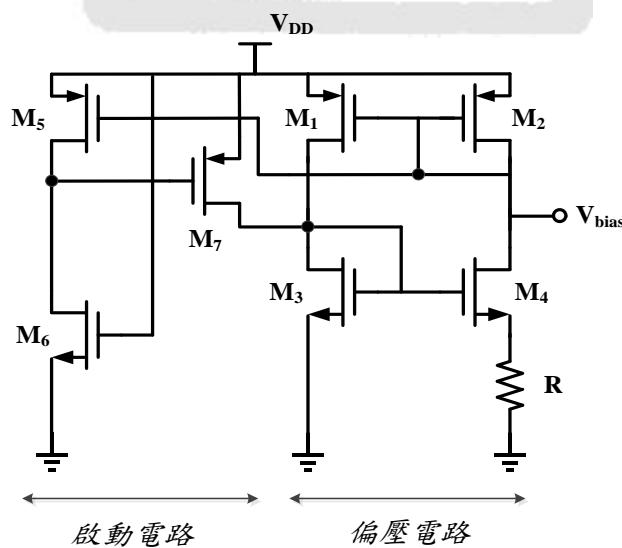


圖3.8 與供應電源無關之偏壓電路

3.3 振盪器基本理論

在無線射頻收發機中振盪器扮演非常重要的角色，振盪器顧名思義就是電路會振盪產生頻率，而這頻率通常都含有資訊，可以藉由接收端來接收並剖析資料。通常傳統振盪器會產生一固定頻率的正回授穩定訊號，並不會隨控制電壓而改變，但由於頻率固定無法攜帶多組資訊，為了解決這問題，科學家們就提出了壓控振盪器。壓控振盪器它是利用電壓來控制可變電容值或是電流值，使得輸出頻率會隨控制電壓來改變，並提供系統一個穩定的本地訊號源，以避免訊號傳送有失真現象。但在實際壓控振盪器中，訊號容易收到環境所影響產生偏移，因此振盪器本身相位雜訊的表現非常重要，加上振盪器必須打出訊號，故輸出能量不能太小，以免接收機無法接收到訊號。CMOS振盪器的最常見的形式可分為兩類，

1. 環型振盪器(Ring Oscillator)：

優點：較寬的可調頻寬範圍、多相位功能、面積小、容易積體化。

缺點：穩定性差、較高的相位雜訊、不易振盪出較高頻率(GHz)。

2. 電容電感諧振振盪器(LC-Tank Oscillator)：

優點：具有低相位雜訊、較易產生很高的振盪頻率(GHz)。

缺點：體積大、可調變範圍非常狹窄。

了解各種振盪器優缺點後，其壓控振盪器振盪原理及性能指標，本論文會在後面章節舉出幾個性能指標來做介紹與說明。

3.3.1 振盪器振盪原理

現今的振盪器，不論是LC-tank或環形振盪器，最主要的目的就是使電路振盪產生頻率，在此對振盪原理做一些基本討論。若要使振盪電路的振盪條件，就必須遵守巴克豪森準則。因此，一負回授電路具有一迴路增益須滿足式3.17兩個條件，其一是須為正回授型式，若是負回授形式，則輸出相位必須延遲到180度時，會形成正回授；其二是放大器開環路增益 $A_{close-loop}$ 與回授比例 β 之乘積須大於或等於1 [34] 。

起振條件：

$$|\beta A| \geq 1, \angle \beta A(\theta) = 180^\circ \quad (3.21)$$

如圖3.9所示為負回授電路系統方塊圖，一個簡單振盪器在輸出端產生一週期性輸出電壓訊號，且不需要任何的外部輸入訊號給此電路，可將此振盪器作為一負回授系統模型，則閉迴路轉移函數可寫成式3.18所示。

$$A_{close-loop} = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{H(s)}{1-\beta H(s)} \quad (3.22)$$

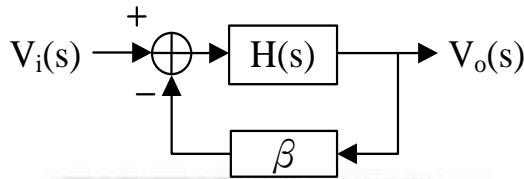


圖 3.9 負迴授系統示意圖

假設 β 為常數，如果 $s = j\omega_0$, $H(s) = -1$ ，則閉迴路方程式為無限大，儘管無訊號輸入情況下，在輸入端仍然可以有一微小雜訊，可將此雜訊視為 $V_{in}(s)$ 。在某特定頻率 ω_0 下，輸出端可得一無限大之輸出訊號，此訊號相位偏移為 180° ，此現象稱為振盪。若要使振盪產生，則 $A_{close-loop} \geq 1$ ，藉著環繞著許多圈之訊號，而如果 $\angle |H(j\omega)| = 180^\circ$ 可表示為：

$$V_{out} = V_o + |H(j\omega_0)| \cdot V_o + |H(j\omega_0)|^2 \cdot V_o + |H(j\omega_0)|^3 \cdot V_o + \dots \quad (3.23)$$

而如果 $|H(j\omega_0)| < 1$ 時，則此函數為收斂方程式，如式4.4，即可得到一穩定收斂的輸出。

$$V_{out} = \frac{V_o}{1-|H(j\omega_0)|} < \infty \quad (3.24)$$

3.3.2 電容電感諧振振盪器 (LC-Tank Oscillator)

在RFIC電路中，較廣泛應用的振盪器架構為LC-Tank振盪器，原因即為其相位雜訊較其它型式的振盪器還來得低，而它是利用電感電容兩種被動元件組成LC共振，

將此電容電感並聯的同時會在特定頻率下產生共振，而此現象特性作為振盪器的設計原理。理想狀態之振盪頻率：

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.25)$$

實際上，非理想狀況，電感會有寄生電阻產生，形成RLC電路，而寄生電阻R，會影響整體LC共振電路之Q值，使得訊號會慢慢的衰減至無法穩定振盪的情況，因此必須把寄生的串聯電阻改成並聯電阻 R_p ，如圖4.10(a)所示，並利用電路設計，產生一負電阻 $-R_p$ ，來抵銷並聯電阻 R_p ，來實現理想的的LC共振。

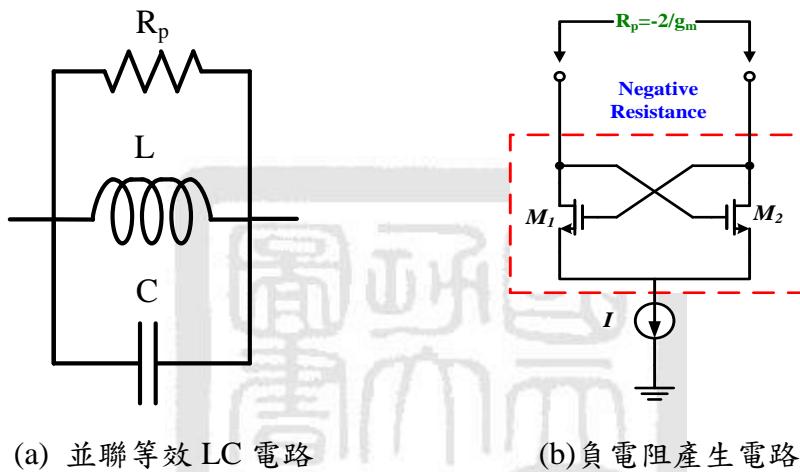


圖 3.10 LC-Tank 振盪器電路

由上述可以發現，LC 壓控振盪器基本操作原理利用主動電路產生阻抗，等效成負阻抗來抵銷被動元件所產生的寄生電阻，所以LC壓控振盪器可分為兩大部份，第一部份是主動元件等效的負電阻部份，第二部份則是被動元件所組成之共振埠，所以當等效負電阻大於或等於LC 共振腔內的正電阻時，振盪器便能持續穩定振盪。

負電阻一般採用電晶體交錯耦合(Cross-coupled transistor pairs)方式產生負阻抗值來實現，如圖3.10(b)所示，將兩顆完全匹配之N型電晶體反向交錯相接，並在尾端點接一電流源I，以量測其等效阻抗。經由公式推倒之後，可產生負電阻 $-R_p = -\frac{2}{g_m}$ ，其中 g_m 為M₁或M₂的轉導值。

3.3.3 環型振盪器 (Ring Oscillator)

在低頻類比電路中，較廣泛應用的振盪器架構為環形振盪器。一個環型振盪器是由許多增益組態在一個迴路中組成，無需使用被動元件，而是利用奇數個反相器（Inverter）將尾端拉回最前端的回授電路，利用延遲時間達到振盪條件。其訊號經過每一級放大器之時間延遲，會形成一正迴授迴路，當其增益大於1且相位差為 360° ，即符合巴克豪森準則，電路開始振盪，如圖3.11所示。其振盪的頻率是反比於上升時間(rise time, t_r)和下降時間(fall time, t_f)的總和，如式3.26所示。

$$f_{osc} = \frac{1}{n(t_r+t_f)} = \frac{1}{2n(t_d)} \quad (3.26)$$

其中 t_d 為反相器的延遲時間， n 是反向器的個數。理想上是希望上升時間等於下降時間，但或多或少都會有些延遲。因此在設計壓控振盪器時，利用電壓 V_{ctrl} 去控制反相器電流大小來改變延遲時間變換振盪頻率，使電路頻率可調，並將輸出拉回輸入形成正回授，使系統本身自我振盪。

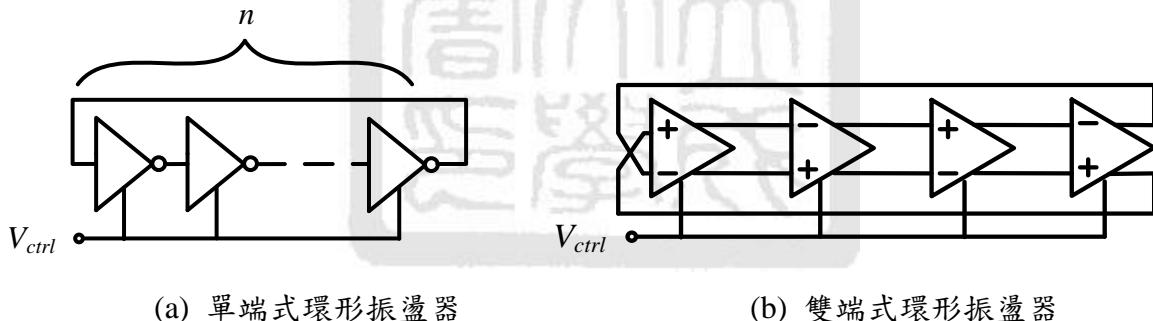


圖 3.11 環形振盪器電路架構

3.3.4 振盪器優缺點比較

由上述所介紹振盪器來看，可以發現環型振盪器最大優點在於無電感與電容等被動元件有效減少晶片面積，因此所需的面積會比LC-Tank振盪器來的小許多。然而環型振盪器缺點在於振盪的頻率較低，當高頻時，反相器的增益會比較低，當增益小於巴克豪森條件所說的值，便無法起振，加上環型振盪器因使用主動元件數較多，相對

迴路Q值差和雜訊源較多，在相位雜訊效能會比LC-Tank振盪器差。而LC-tank 振盪器之輸出頻率主要由被動元件所決定，其頻率調整範圍會比較窄，在積體化的過程中須考慮被動元件電感與電容之面積大小，而且積體化之電感品質因素Q通常不高，須列入設計考量。

表 3.1 環形振盪器與 LC-Tank 振盪器振盪於 400 MHz 優缺點比較

	Ring Oscillator	LC-Tank Oscillator
相位雜訊(Phase Noise)	差	好
調諧範圍(Tuning Range)	寬	窄
輸出頻率(Output Frequency)	低	高
品質因素(Quality Factor)	低	高
晶片面積(Chip of Area)	小	大
功率消耗(Power Consumption)	低	高

3.3.5 重要指標參數

在設計壓控振盪器時，會因不同的應用及系統規格需求，而有各自的考量層面。但是，總體來說，常有幾項重要指標參數在設計時都是會納入一起考量，如頻率可調範圍、電路消耗功率、相位雜訊與整體效能指標等，並在這些參數之間作取捨，以下將分別介紹這些重要考量參數。

I. 相位雜訊 (Phase Noise) :

相位雜訊對於壓控振盪器中是非常重要之參數，其直接反應接收機訊號頻率輸出的靈敏度與穩定度。由於雜訊造成訊號的相位變化，在頻域中可稱為相位雜訊(Phase Noise)，而在時域中稱之為相位抖動(Jitter)，通常較低頻的延遲鎖定迴路(Delay-locked Loop，DLL)會使用Jitter 值作為分析電路的品質參考，相位雜訊則是在頻率合成器(Phase Locked Loop, PLL)中較常使用之參數。

壓控振盪器中相位雜訊的主要來源由電晶體與電容電感所組成，這些元件本身以及供應電源都會產生各種不同的雜訊，包含有熱雜訊(Thermal Noise)、散彈雜訊(Shot Noise)、閃爍雜訊(Flicker Noise)等，這些雜訊結果會直接影響壓控振盪器在時脈電路

應用中的表現，而頻域上的訊號會因雜訊的影響造成振幅與訊號頻率的干擾。在設計上會希望相位雜訊愈小愈好，因為壓控振盪器的輸出波形並不是都會呈現完美的週期性。當溫度發生變化或是雜訊存在時，將使得振盪器輸出訊號在振幅、相位及頻率也發生改變，即所謂的AM、PM及FM雜訊。

通常，振盪器之輸出振幅受溫度及雜訊變化不大，且會於極短時間內趨於穩定，因此可忽略AM雜訊之影響。假設一振盪器輸出訊號 $A\cos(\omega_t + \theta)$ 由於溫度或雜訊使的訊號相位產生改變，如 $A\cos(\omega_t + \theta)$ 改變至 $A'\cos(\omega_t + \theta)$ 或其他訊號，如圖3.12(a)內之黑點所示。若輸出訊號有雜訊，則兩邊的頻率不為零，即所謂的相位雜訊(phase noise)。相位雜訊是指在距離振盪頻率1Hz頻寬處的功率與振盪頻率處的功率相差了多少dB，如圖3.12 (b)所示，而相位雜訊定義如下[32]：

$$L(\Delta f) = \frac{P_N(1\text{Hz} - \text{BW})}{P_{\text{out}}} = \frac{\Delta f \text{處於 } 1\text{Hz} \text{ 頻寬內之修正雜訊功率}}{\text{載波訊號功率}} \quad (3.27)$$

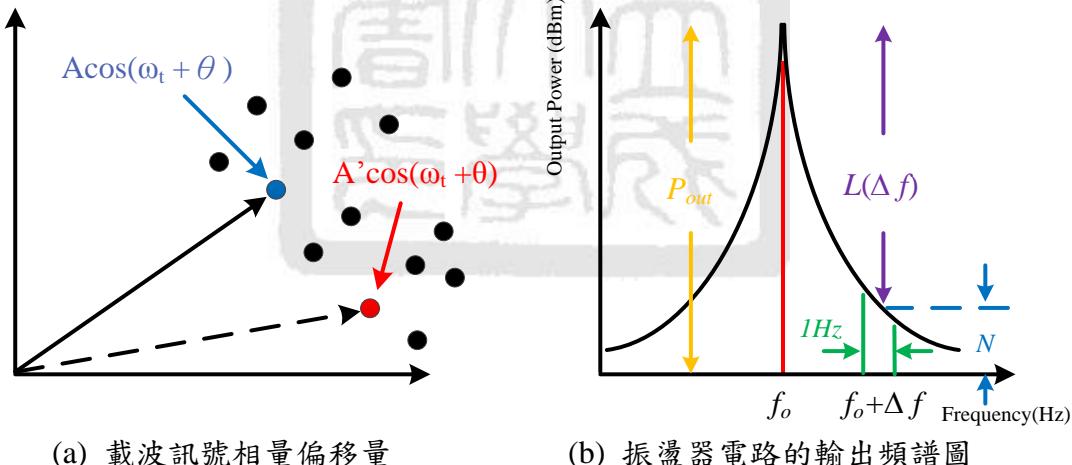


圖 3.12 相位雜訊示意圖

因為振盪器對雜訊相當靈敏，但設計一個對雜訊免疫的振盪器是困難的，雜訊可能會被耦合到壓控振盪器上。為了解決雜訊問題，通常壓控振盪器會採用差動輸入來抑制雜訊。

II. 頻率可調範圍 (Turning Range) :

在設計壓控振盪器中，控制電壓與輸出頻率最好是為線性的關係，若不是線性的關係將會導致鎖相迴路的安定特性變差，而控制電壓與輸出頻率的增益關係為 K_{vco} ， K_{vco} 是一個常數。當壓控振盪器的輸入電壓不斷的以線性增加時，所振盪出來的頻率也會呈現線性的增加，以數學式來表示，如式3.28所示。

$$\omega_{out} = \omega_0 + K_{vco} V_c \quad (3.28)$$

ω_{out} ：壓控振盪器之輸出頻率，單位為 rad/s。 ω_0 ：自由振盪頻率(Free-Runing frequency)，即當壓控振盪器的輸入電壓 $V_{ctrl} = 0$ 時，壓控振盪器所輸出振盪角頻率值，單位為rad/s。 K_{vco} ：壓控振盪器增益，單位為 rad · V/s。其式3.28為其中一種表示 K_{vco} 方式。還可以化簡成另一種簡易的表示方法，如式3.29和圖3.13所示。

$$K_{vco} = \frac{\omega_{out_max} - \omega_{out_min}}{V_{ctrl_max} - V_{ctrl_min}} \quad (3.29)$$

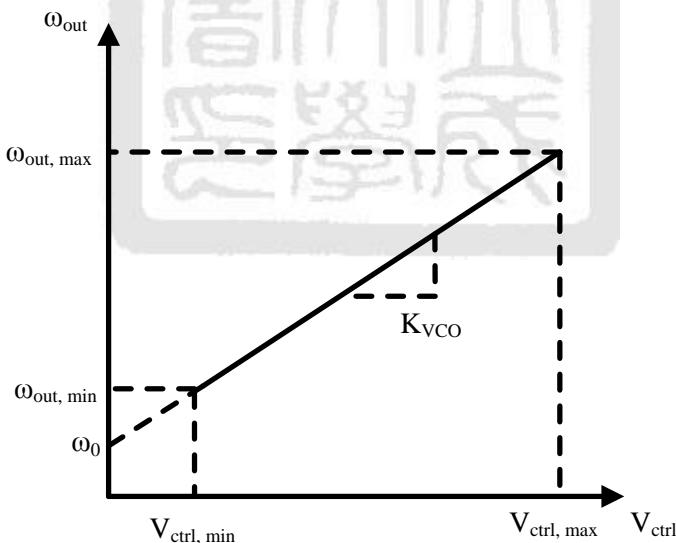


圖 3.13 理想壓控振盪器之 K_{vco} 特性曲線圖

用CMOS所做出來的振盪器，其振盪出來的頻率易受製程和溫度影響，而使產生的頻率變化很大，因此需要足夠頻寬的調諧範圍，以確保振盪器的輸出頻率是使用者所需，這也意味著 K_{vco} 會較大；但 K_{vco} 越大，表示電源或是環境耦合雜訊對輸

出振盪頻率影響較劇烈，因此在相位雜訊表現上會較差。所以在設計上， K_{vco} 能讓壓控振盪器線性度變高，則可調頻範圍越大，然而 K_{vco} 越大，壓控振盪器對於雜訊也就越敏感，造成相位雜訊的上升，因此調頻範圍跟相位雜訊之間便存在著效能的取捨。

III. 功率消耗 (Power Dissipation) :

依照 Leeson's model 可知，相位雜訊在 LC-tank 振盪器電路中可表示[33]：

$$L(\omega_m) \propto \frac{1}{V_0^2} \cdot \frac{kT}{C} \cdot \frac{\omega_0}{Q} \cdot \frac{1}{\omega_m^2} \quad (3.30)$$

其中， V_0 為輸出振幅、 ω_0 為振盪頻率、 ω_m 為偏移頻率、 Q 為 LC 共振電路的品質因數。由此方程式可知，LC-tank 的 $\frac{kT}{C}$ 雜訊與相位雜訊成正比且與輸出振幅平方成反比關係。同時根據圖 3.14 所示，電路中偏壓電流的提升可以造成輸出振幅加大，直到被工作電壓 V_{DD} 限制住，使得相位雜訊能夠有效地被改善。但是偏壓電流會貢獻一些雜訊因子，當過了一定程度後，紅色虛線區域內的相位雜訊不減反升，此時輸出振幅已被限制住，加大偏壓電流只是徒增加整體功率的電路消耗且相位雜訊變差。因此在電路設計上，須注意不要落入紅色區域範圍內，即可避免無謂的功率消耗。

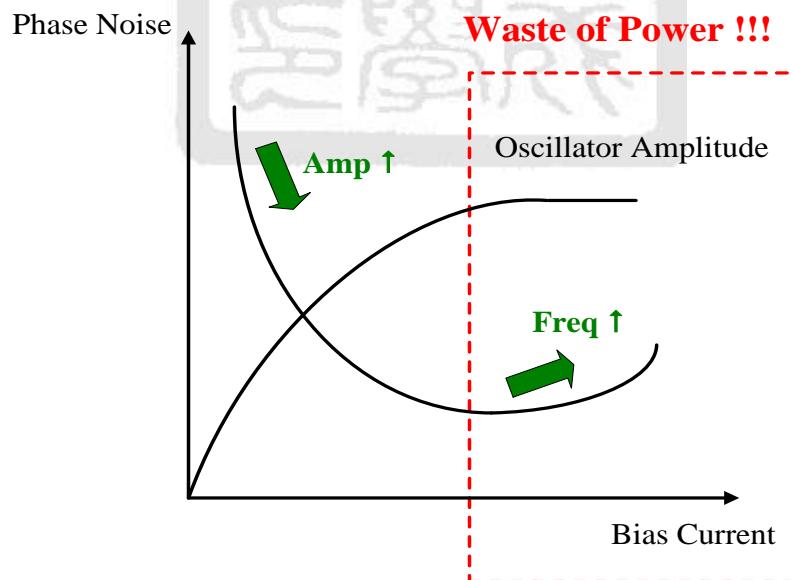


圖 3.14 相位雜訊與振幅及偏壓電流大小關係圖

3.4 具有溫度補償且應用於生醫頻率之壓控振盪器

3.4.1 生醫頻帶壓控振盪器取捨

先前所介紹的生醫植入頻帶範圍為 401 ~ 406 MHz，為了做出可對應到中心振盪頻率為 402 MHz 的壓控振盪器，同時也符合牙天線模擬的中心振盪頻率 402 MHz，加上調頻範圍要能夠大以避免一些製程上變異所造成的影響；且由於是植入式裝置，因此在功率消耗方面要小以避免對人體造成危害；同時也期望相位雜訊不可太差，實現面積不能過大。但是，要在這些條件皆達成的情形下，實現出來幾乎是很難的一件事，因此必須要有所取捨。透過最近幾年的文獻探討可得知，LC-tank 振盪器在低功率消耗條件下，同時維持著較佳的相位雜訊。然而，其仍有一些缺點，如：

1. 和環形振盪器相比，LC-tank 振盪器的可調頻範圍較小(約 10 % ~ 20 %)，而環形振盪器往往可以達到 50 % 或是更大範圍。因為 LC-tank 振盪器調頻範圍小，在製程變異大的情況下，其偏移預先設計之中心振盪頻率的可能性會較大。
2. 大部份 LC-tank 振盪器皆是應用在較高頻段，如 2.4 GHz、5 GHz 或是幾十 GHz 以上的頻帶範圍。因為在高頻帶之計算波長小，所選用的電感值可較小，較省面積。目前應用頻帶為中高頻 402 MHz，若採用 LC-tank 架構，屆時所計算出電感值可預期會較大，在面積及功耗考量層面會較無優勢可言。
3. 因為電感在晶片中佔據了大面積，因此增加了成本、良率和品質因數的考量。相反的，環形振盪器所實現面積相對小，可有效改善良率及成本上考量。

根據以上探討，加上此壓控振盪器最終目的是會與生醫植入式裝置系統來做整合，應用於植入式裝置最主要著重層面在於面積與電路功率消耗。但要在所有預設條件皆達成的情形下，實現出來幾乎是很難的一件事，經過多方考量，決定採用了 CMOS 組成的環形振盪器架構來實現。然而 CMOS 所做出來的環形振盪器，其振盪出來的頻率易受溫度影響，會使得頻率大幅變化，所以必須改善此問題，才能準確的量到基礎體溫變化。

3.4.2 溫度與壓控振盪器關係分析

此環形振盪器會用於量測體溫變化，然而其輸出頻率易受溫度影響，因此需了解是何種原因使得頻率隨溫度而變動。由式3.26可得知，環型振盪器頻率會延遲時間影響，而延遲時間受電流影響、輸出振幅及寄生電容影響。而由式3.31可以發現其電流會隨溫度而增加，導致頻率下降。

$$t \approx C_o \frac{\Delta V}{I} \rightarrow I = C_o \frac{dV}{dt} \quad (3.31)$$

其中 C_o 為輸出節點上所有的寄生電容， ΔV 為頻率輸出的振幅， I 為控制振盪器的電流。因此設計出具有不受溫度影響的電流源，便可改善振盪器特性受到溫度影響的問題。實驗以環形振盪器的架構，電路如圖 3.15 所示，分析製程及溫度偏差時對頻率變動的關係，電路以固定偏壓方式供給電壓，使用 TSMC COMS 0.18μm 1P6M 之製程參數所設計及模擬，如圖 3.16 所示，可看出當溫度升高時輸出的頻率上升，主要原因是電晶體對溫度相當敏感，由於晶格散射原理，使得載子遷移率及臨界電壓隨溫度降低，導致電晶體電流上升，整體頻率往上提升，詳細介紹將於下一小節來說明。因此如果假設正確，若使用不受溫度影響的電流當作 I_{ref} 供給振盪器來使用，則可以大幅降低頻率對溫度的影響，其模擬如圖 3.17 所示，與圖 3.16 相比，可發現提供不受溫度影響的電流源，可大幅降低溫度的依賴性。

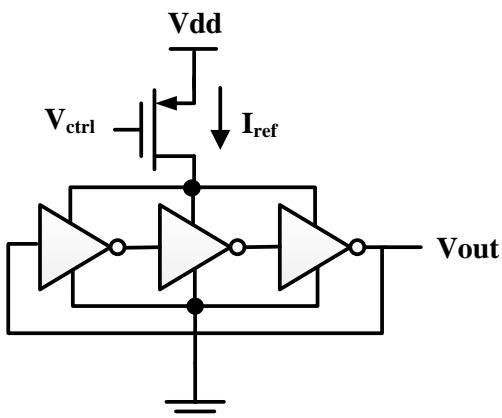


圖 3.15 環型振盪器架構圖

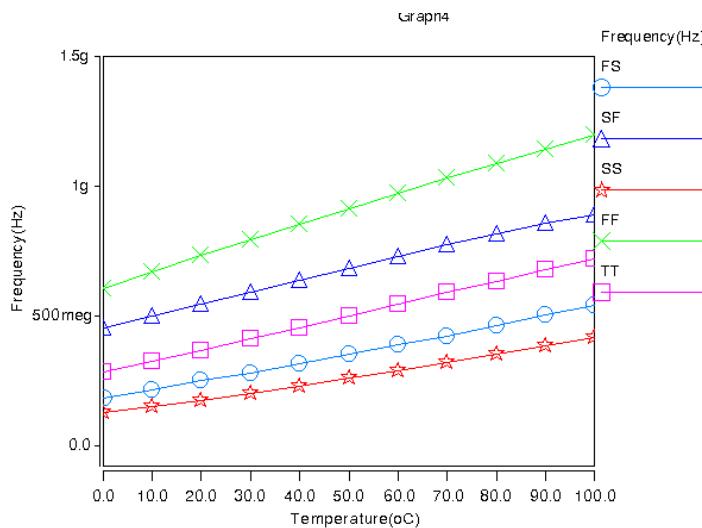


圖 3.16 未補償電流之振盪頻率與溫度關係圖

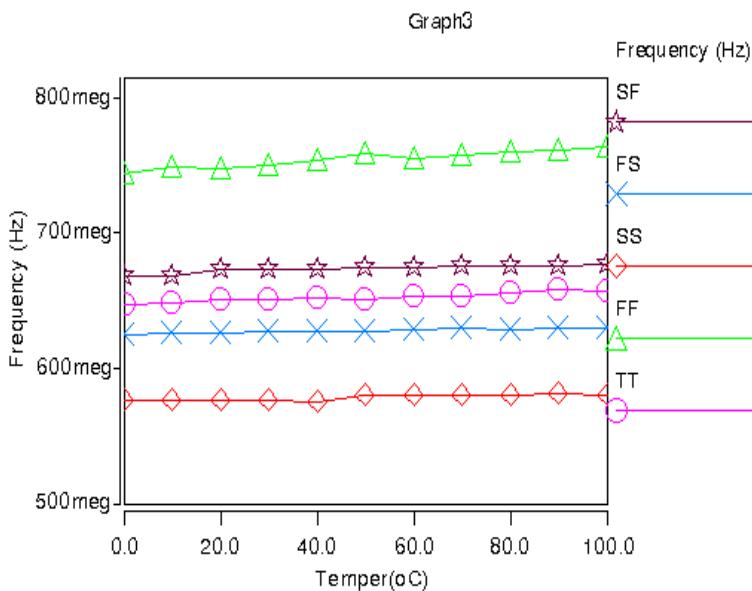


圖 3.17 穩定電流之振盪頻率與溫度關係圖

總結來說，溫度的變化亦有可能由電路本身所產生，當其振盪頻率變化時，電路內部小訊號的電流與電壓亦會隨之變動，甚至直流偏壓也會改變。一旦電流改變，則無論是電晶體、調整電壓的變容器、直流阻隔電容及諧振電路中的電感...等，各元件所消耗的熱能就會改變。故當頻率變動時，要經過一段時間才會達到穩定的頻率輸出，而此時間頻率的變化稱為短暫的調整後飄移(Short-Term Post Tuning Drift, Δf_s)。當電路達到穩定後，實際的輸出振盪頻率會與預期的振盪頻率有一些差距，則此時稱之為穩態的調整後飄移(Long-Term Post Tuning Drift, Δf_L)，如圖3.18所示[34]。

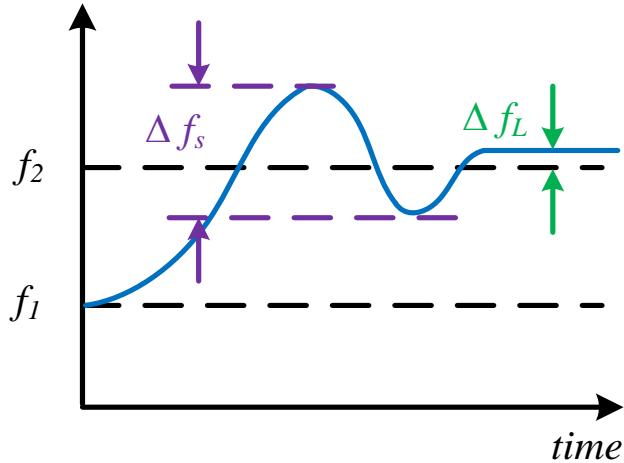


圖 3.18 頻率調整後偏移現象圖

3.4.3 CMOS 與溫度關係分析

在現今製程不斷進步下，很多參數逐漸受到重視，如MOS載子遷移率(Mobility, μ)與臨界電壓(Threshold Voltage, V_{th})皆會隨溫度變化參數，其中 V_{th} 和 μ 與溫度之關係式可分別，如式3.32和式3.33所示，可以利用式中各參數與溫度的關係，來知道彼此間的關係。

PMOS:

$$|V_{thp}| = |V_{thp}(T_0)| - K_{thp}(T - T_0) \quad (3.32)$$

$$\mu_p = \mu_p \cdot T_0 \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{-m}$$

NMOS:

$$V_{thn} = V_{thn}(T_0) - K_{thn}(T - T_0) \quad (3.33)$$

$$\mu_n = \mu_n \cdot T_0 \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{-m}$$

T_0 是參考溫度300 K， K_{th} 為MOS臨界電壓的溫度係數，約0.5~3 mV/K， m 是載子遷移率的溫度指數係數，約1.2 ~ 2。觀察公式可知，臨界電壓會隨著溫度的升高而線性下降，呈現負溫度係數特性，如圖3.19所示。

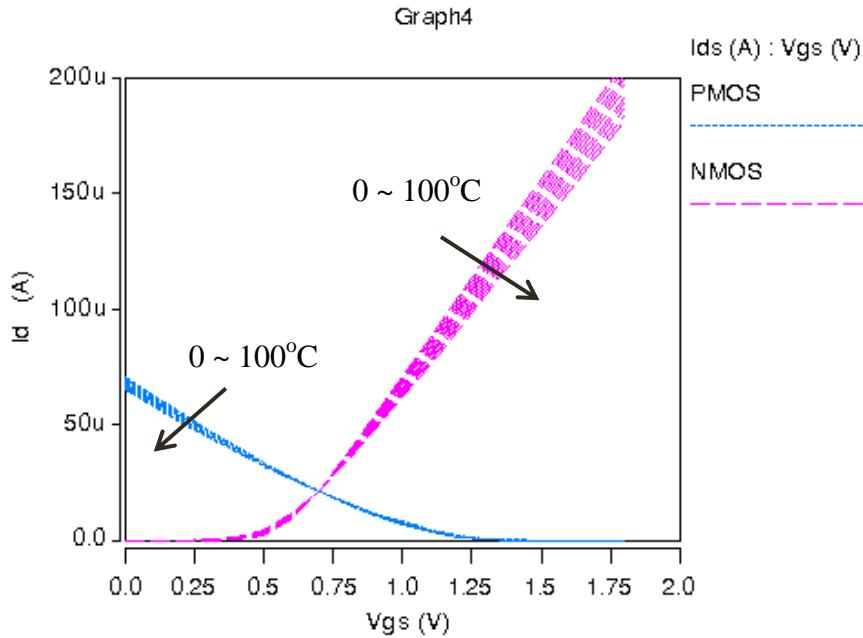


圖 3.19 溫度與臨界電壓關係圖

此外，汲極電流也會隨溫度而增加，進而影響電路特性，如式3.34所示，可以發現汲極電流正比於溫度的特性。而MOS載子遷移率，POMS會比NMOS大約 $\mu_p C_{ox} \approx 0.25 \mu_n C_{ox}$ 。

$$I_D \approx I_S \propto \frac{1}{2} \mu(T) C_{ox} \frac{W}{L} \cdot (V_{GS} - V_{th}(T))^2 \quad (3.34)$$

當瞭解溫度與CMOS各參數關係，及POMS和NMOS的電子電洞速率之後，即使可利用其關係來設計溫度補償電路，來實現各個區塊電路，使其不易受溫度影響的特性。

3.4.4 溫度補償之電流源電路

首先針對溫度變異係數(Temperature Variation Coefficient, T.C)作討論。在理想情形下，振盪器電路中，包括電流源與振盪器不隨著溫度改變而變異。但在實際電路中，電流源的輸出電流與振盪器的輸出頻率會隨著溫度變異而有所飄移。電流的變異量攸關著振盪器的輸出頻率的補償與否，電流溫度變異係數通常被定義如式3.35所示，單位一般為 (ppm/°C)：

$$T.C = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{ref}} \times \frac{1}{T_{max} - T_{min}} \quad (3.35)$$

Max：在溫度變化時所產生的輸出最大值。

Min：在溫度變化時所產生的輸出最小值。

Ref：在正常溫度下電路所要求之數值。

為了做出不受溫度影響之電流源電路，本論文使用能隙參考電壓源特性，並加以改良成不受溫度影響之電流源電路，其輸出的電流源會給予環形振盪器當作尾端電流源，以減少頻率受溫度影響，系統架構如圖3.20所示。此設計是採用典型能隙參考電壓電路，其輸出電壓公式如式3.15，並搭配M₃、M₄、R₃來鏡射電流I₄，其公式如3.36所示，

$$I_{R3} = I_4 = \frac{V_{ref}}{R_3} \quad (3.36)$$

由於壓控振盪器所振盪出的頻率受限於生醫植入頻帶，因此為了符合此工作頻率範圍，採用了微調機制，其操作機制主要分為二部份作說明：

1. 粗調系統：

利用 R₃ 電阻值調整輸出電流I₄的大小，藉由電流大小來控制反向器的切換速度，達到中心頻率 400 MHz。而尾端電流源會因製程變異而導致晶體大小有所偏差，所產生電流偏移，則所振盪頻率出的頻率會有大幅度的變化，甚至會超出生醫頻帶，因此在設計時要有所注意。

2. 微調系統：

在尾端電流源右方加入兩顆 PMOS M_{c1} 與 M_{c2} 來調節微量電流變化，之所以使用 PMOS 來做微調機制是因為 PMOS 的基底 (Body) 是在 N 型井 (N-well) 中對雜訊的防禦能力較高。控制電壓V_{ctrl}會來控制 M_{c1} 與 M_{c2} 產生微量電流，達到微量電流變化，並匯聚到尾端電流 I_{ref} 給予振盪器使用，以便調節電路所需的頻寬範圍 5 MHz (401MHz ~ 406MHz)。換言之，即可利用電壓的變化來微調改變環型振盪器的輸出頻率。

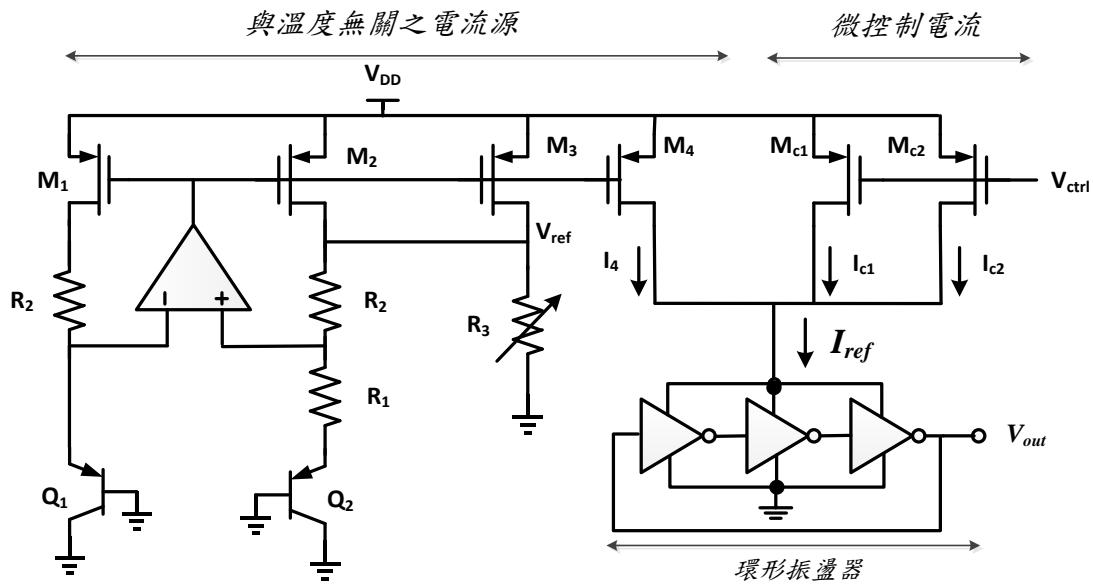


圖 3.20 溫度補償電流系統示意圖

3.5 參考電壓電路與具有溫度補償振盪器之模擬結果

3.5.1 低電壓能隙參考電壓電路模擬與規格

低電壓能隙參考電壓電路經由 Hspice 來模擬。當溫度從 0°C ~ 100°C ，其輸出電壓模擬情況如圖 3.21。當供給電壓從 1 V ~ 3.3 V ，其輸出電壓模擬情況如圖 3.22 所示。可以發現此電路在不同 Corner 及不同狀況下，其輸出電壓維持在 1 V 左右。表 3.2 為低電壓能隙參考電壓規格表。

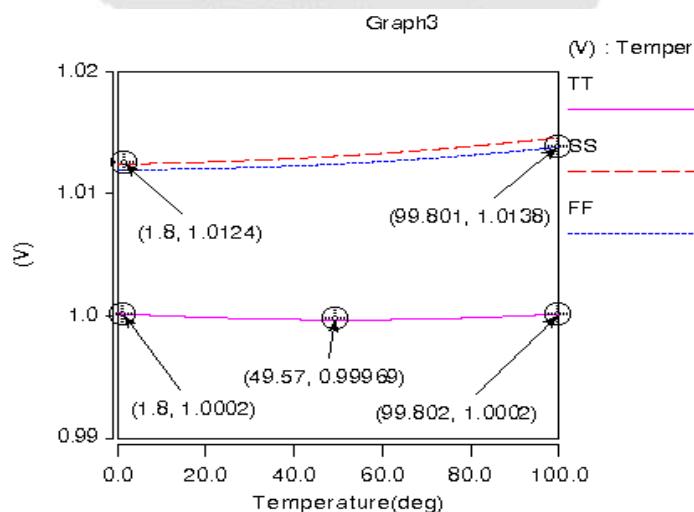


圖 3.21 輸出電壓與溫度關係圖

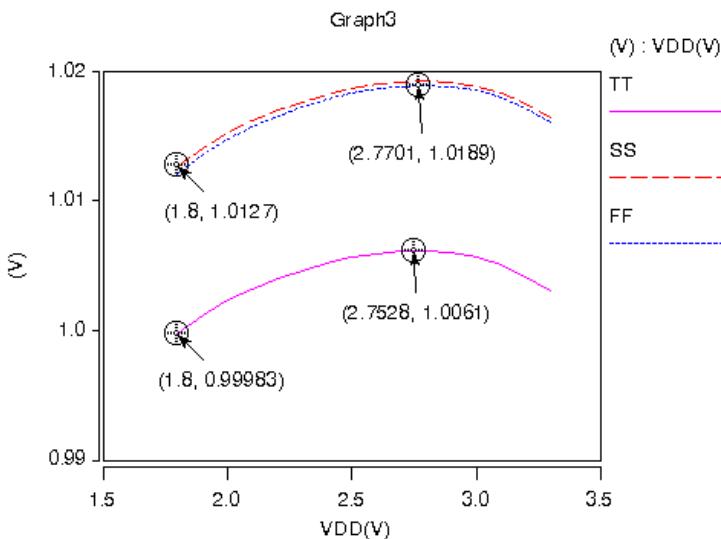


圖 3.22 輸出電壓與供給電壓關係圖

表 3.2 低電壓能隙參考電壓電路模擬規格表

VDD=1.8V	TT Corner	FF Corner	SS Corner
Output Voltage (V)	1	1.01	1.01
PSRR (dB)@100Hz/1kHz	-41.1/-41.1	-43.3/-43.3	-40.8/-40.8
V.C. (%/V)	0.52	0.407	0.408
T.C. (ppm/oC)	2	13.8	13.8
Power Consumption (μW)	131.6	131.3	132.3

3.5.2 溫度補償之環形振盪器電路模擬與規格

首先模擬電流源電路與溫度關係。當溫度從 $0^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ ，其輸出電流模擬情況如圖 3.23。經過溫度補償過後，其飄移量約 $0.02 \mu\text{A}$ 的飄移量，溫度變異係數 $11.8 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ 。而這穩定的電流源，將會給予環形振盪器當作尾端電流源。

當了解模擬電流源電路與溫度關係。將其穩定的電流電路與環形振盪器來做連接，在考量環形振盪器設計部份，由於電洞之移動率約為電子的 $1/3$ 之特性，去選擇合適的電晶體尺寸大小，即完成主要電路設計部份，並根據之後的模擬結果進行微調修正。

另外，由於為了輸出頻率能夠不被負載效應所影響，便在輸出級接上驅動級以便推動下級負載或 PAD，並於輸出緩衝級之後接上負載 $50\ \Omega$ ，以完成整體電路架構之模擬設置。

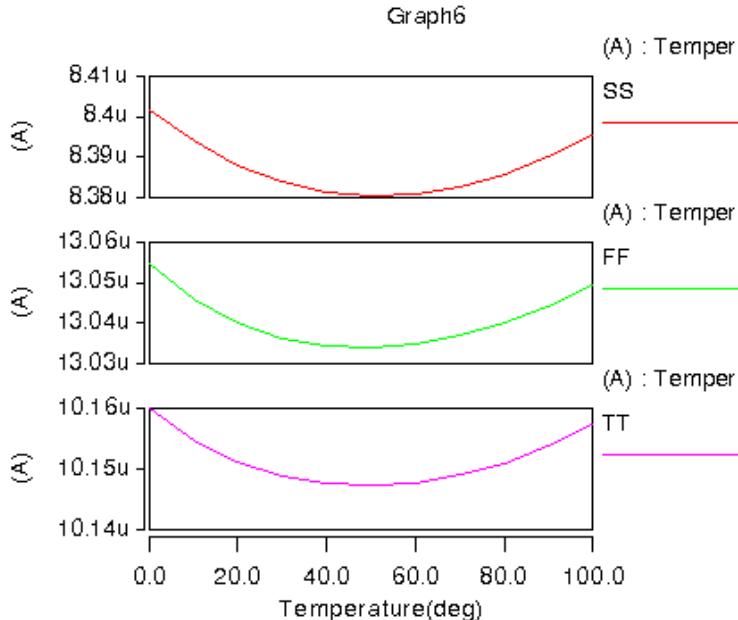


圖 3.23 具溫度補償電流與溫度關係圖

當溫度從 0°C ~ 100°C ，其輸出頻率模擬情況如圖 3.24，與圖 3.18 來比較，可看出其振盪頻率滿穩定，不會隨溫度改變而大幅變化，最大變化為 0.35MHz 。

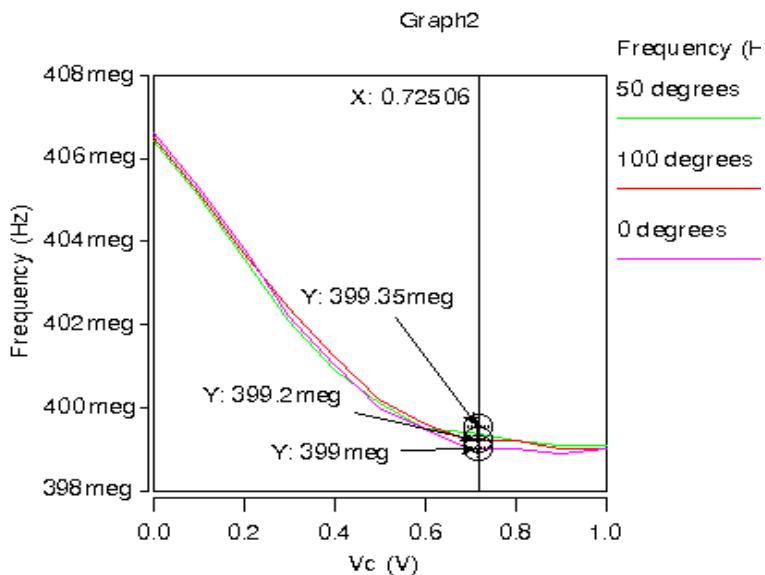


圖 3.24 振盪器輸出頻率與溫度關係圖(TT)

然而這振盪器頻率必須符合在 Med-Radio 頻帶，而控制電壓是由生理訊號轉成電壓值，並經由低通濾波器濾除雜訊得到的電壓值，此電壓範圍為 $0.8V \sim 0.2V$ 。在這電壓範圍內，產生 $401\text{ MHz} \sim 406\text{ MHz}$ ，所以會利用尾端電流源來把頻率調到 400 MHz ，使得中心頻率範圍可以達到生醫頻帶之內。接著再利用微調機制，使得頻率可以在生醫頻帶之內。如圖 3.25 所示，可以發現當 TT 狀況下，輸出頻率有符合生醫頻帶，但是其他狀況卻偏移了生醫頻帶，研判製成變異對電路影響嚴重，不過可以藉由調整外部(off-chip) R_3 大小，使得尾端電流源改變，來調整其頻帶。表 3.3 溫度補償之環形振盪器電路規格表。

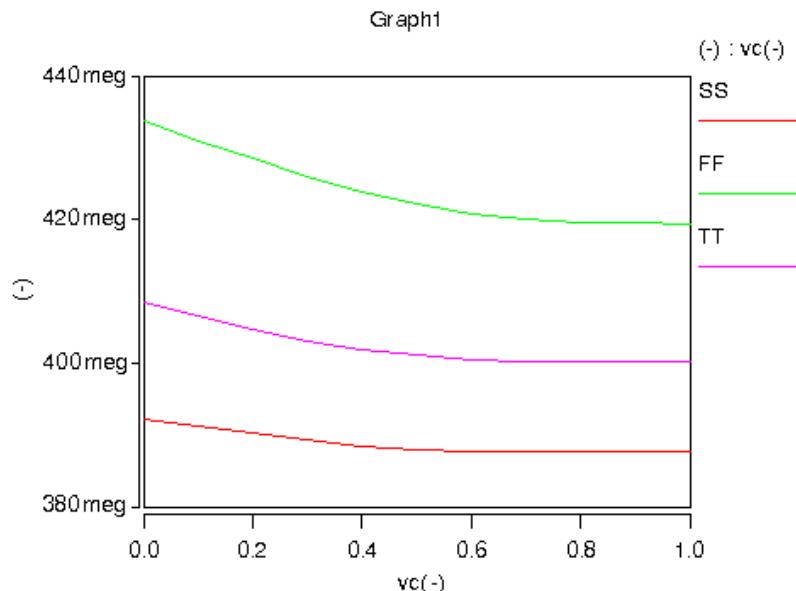


圖 3.25 控制電壓與輸出頻率波形圖

表 3.3 溫度補償之環形振盪器電路規格表

VDD=1V	TT Corner	FF Corner	SS Corner
Tuning Range (MHz)	3	5	4
T.C. (ppm/oC)	10.1	37.31	26.5
Power Consumption (μW)	661	686	643

3.6 結果與討論

在本章節介紹了幾種典型的能隙參考電壓電路，並說明其應用。可以發現不同形式的能隙參考電壓電路，都有不同使用的情況，然而現今科技追求的是低耗能、長久性使用，典型的能隙參考電壓電路輸出都被限制在1.25 V，已不適合使用。因此在此採取輸出為1 V之參考電壓電路，使其輸出穩定電壓源供給系統，讓系統更有完整性，更適合應用在生醫植入式電路裡面。

振盪器部分，則是探討了環形振盪器與LC-Tank振盪器，為了要使其頻率達到生醫頻帶、低功耗及小面積為主，因此採用了環形振盪器。然而環形振盪器易受溫度影響，故需實現成具溫度補償的振盪器。因此使用能隙參考電壓電路特性，並搭配環形振盪器使其實現成具溫度補償振盪器。

經由佈局之後的模擬結果，其參考電壓電路輸出電壓為1 V，對電壓變化為0.52 %/V，對溫度變化為 $2 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ ，功耗為 $131.6 \mu\text{W}$ 。具有溫度補償之振盪器，輸出頻率 $401 \text{ MHz} \sim 406 \text{ MHz}$ ，對溫度變化為 $10.1 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ ，功耗為 $661 \mu\text{W}$ 。

綜合以上章節所言，適當的將微小訊號放大，並將不必要的訊號來濾除，對於給予後端電路分析十分重要。穩定的電壓源對於系統也十分重要，它不僅可以使系統雜訊降低，更提供電路長時間所需的電源。振盪器則將所擷取到的資料，並搭配假牙天線，利用無線傳輸方式將資料傳出，來完成一無線生理系統。因此在下一張節將會介紹完整的無線低侵入式基礎體溫監測系統量測及晶片佈局考量。

第四章 基礎體溫生醫晶片量測結果

依照晶片的設計流程，在完成電路設計與整體電路模擬之後即要將所設計的電路予以佈局成真正的晶片，因此除了設計電路時必須審慎考慮之外，在佈局時更加要小心謹慎，以避免晶片不良而影響了原本設計時的效能，尤其是混合式類比高頻電路之間的佈局更是重要。因此在此章節中，將會介紹晶片佈局的考量以及所設計的無線基礎體溫電路之晶片佈局與模擬。

4.1 晶片佈局與量測考量

由於晶片包含很多電路在裡面，因此在晶片的佈局上更要注意，為了使晶片特性良好與減少不必要的寄生元件，因此在本節中，將介紹幾種佈局上常用的技巧。

4.1.1 晶片技巧

I. 抑制雜訊：

由於晶片上的元件全部製作在同一個基底（Substrate）上，為了減少元件彼此間雜訊的干擾，可以應用保護環（Guard Ring）的技巧來將敏感的元件加以保護。如圖 4.1 所示，用保護環將 MOS 圍住，以隔絕其他可能產生雜訊的元件對 MOS 的影響。而保護圈降亦可降低門鎖效應(Latch Up)的發生，每顆電晶體皆圍上防護圈，也可讓此電晶體每一部位的 V_{th} 值較接近。

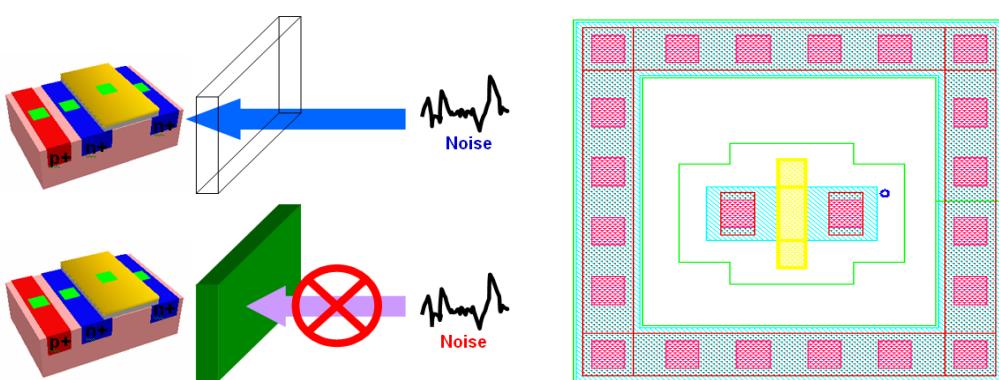


圖 4.1 保護環（Guard Ring）

II. 防止製成變異：

晶片在製作的過程中，必須經過一段化學蝕刻的程序，將不需要的部份以化學的方式來加以清除掉，而侵蝕的過程中，多多少少都會傷害到電路，因此稱作製程變異(Process Variation)。而為避免侵蝕的過程中傷害到 MOS 等電路元件，習慣上都會在電路元件佈局圖的左右兩側畫上數個不等的 Dummy Cell，使得侵蝕的過程中 Dummy Cell 可以保護佈局圖中的 MOS 電晶體不被傷害到，如圖 4.2 所示。例如本研究所設計之轉導式電容濾波器就非常注重匹配問題，其佈局設計就需使用到此方法。

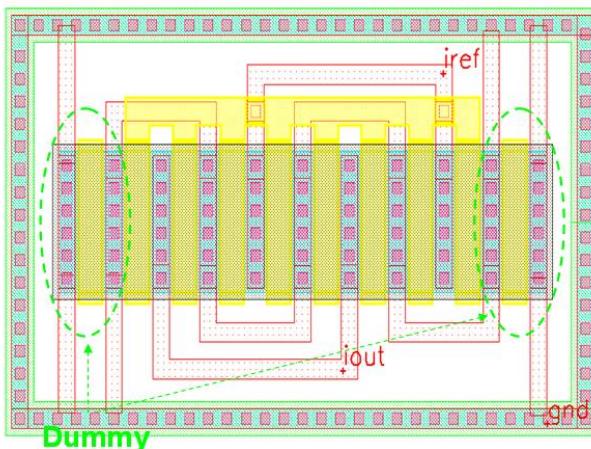


圖 4.2 Dummy Cell

製成變異容易使電晶體尺寸改變，可能造成電路無法動作，因此電路元件在佈局上都會採用對稱畫法。本論文因為要達到低功耗目的，將電晶體的長度設計的非常大、寬度設計的非常小，使得電晶體佈局也不容易匹配，因此要注意佈局問題。在電容的佈局上，可透過單位電容並聯的方式，採用同心圓方式的佈局，並於電容四周擺放虛擬電容(Dummy Capacitor)以有效降低製程變異所造成的誤差。

III. 走線佈局：

將類比電路電源與數位電路電源分別獨立供給，利用雙電源的方式來供應電源，可以避免高頻電路在電源端所產生的雜訊，透過電源線對類比電路產生干擾。除了將類比與高頻電路的電源分開之外，在佈局走線上，由於每層金屬走線之間會

有雜散電容的存在，當一對訊號線平行並列，如果只有其中一條導線有訊號通過，其所產生之電磁現象，就會干擾另一條導線，此即所謂受耦合電容之串音效應(Cross Talk)。因此在佈局上盡量避免任何訊號線跨過敏感線，以避免不必要的雜訊干擾。

IV. 使用 DNW：

由於晶片上的元件全部製作在同一個基底上，其電路一起動作時，很容易互相干擾，因此使用 Deep N-well(DNW)，DNW 可以用來隔離 Pwell 和基底的作用，能夠抑制部分 Pwell 的漏電和防止基底雜訊。DNW 的一個關鍵用處就是為元件提供獨立的基底，由於電路頻率較高時會對基底產生干擾，所以必須將高頻電路隔離，或者把敏感電路包在 DNW 中。

在佈局電路時，必須注意許多小細節，以避免產生不必要的寄生元件效應，影響電路的效能。將所有的電路元件加以模組化，再逐一將電路組合起來，方便做平面規劃（Floor plan）的工作，模組化的規劃除了使佈局方便外，也可以減少元件之間的差異性，將相同性質的電路模組放置在同一區域，將彼此的差異性降到最低。圖 4.3 為平面規劃佈局示意圖，標明了各電路之名稱，其中盡量避免敏感訊號線過長，刻意把訊號線縮短其距離，以製程所造成的誤差及雜散電容電阻所帶來影響。圖 4.4 為下線完成之基礎體溫系統晶片微影圖。

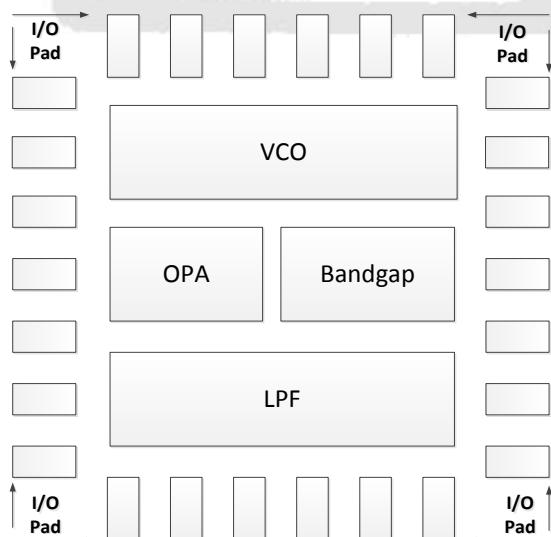


圖 4.3 平面規劃佈局示意圖

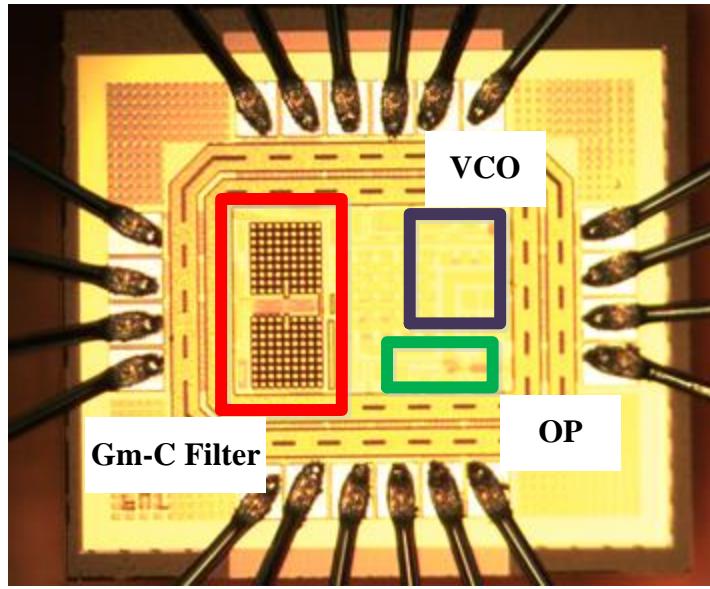


圖 4.4 基礎體溫系統晶片微影圖

4.1.2 晶片量測考量

由於此電路最終將植入到假牙內部來做生理量測，然而若使用普通的製程封裝，像是打線接合(Wire Bonding)，其棒線浮接會使得其晶片整體面積過大，雜訊較多，加上牙齒咬合有可能會使棒線其損毀，於是為了解決其問題，本設計改由覆晶技術(Flip-Chip)來實現。

覆晶技術(Flip-Chip)，也稱「倒晶封裝」或「倒晶封裝法」，是一種將IC與基板相互連接的先進封裝技術。在封裝的過程中，IC會被翻轉過來，讓IC與基板相互連接。相較於打線方式，覆晶技術具有以下優點：(1)可大幅度提高構裝密度；(2)可將雜訊的干擾作良好控制；(3)可提高元件的電性和散熱性能；(4)減小構裝體積等。而在實作覆晶技術時，卻發現其晶片彼此腳位距離過近，導致於無法實現覆晶，其腳位距離至少要 $100\text{ }\mu\text{m}$ 以上，腳位大小至少 $80\times80\text{ mm}^2$ ，以免在實作上錫球融化導致溢散，使得腳位彼此短路，讓電路無法正常運作。因此將在下次下線時來改善此問題。

4.2 晶片量測方法與架設

此次晶片下線量測方式為 On-board FR4 PCB 板材量測，使用到的儀器分別為訊號源分析儀(Agilent E5052A)、頻譜分析儀(Agilent EXA N9010A)、混合訊號示波器(TEKTRONIX MSO 2012)、六位半萬用數位電表(PICOTEST M3500A)、加熱盤(YS200S)與電源供應器(GWINSTEK GPS-4303)，整體量測示意圖如圖 4.5 所示，在量測考量方面，由於此次設計之有多組電路架構，於是分別接工作電壓、接地端，以防雜訊互相干擾；而偏壓電壓會將接至 LM317 所產生的穩定電壓去作控制，其中工作電壓之條件為 1V。由於輸出頻率有達到 400M Hz，考量到在量測電壓訊號轉成頻譜訊號分析，以及電路的相位雜訊上，因此，須要實現 50Ω 微帶線，並焊上 SMA 元件接頭以利量測。

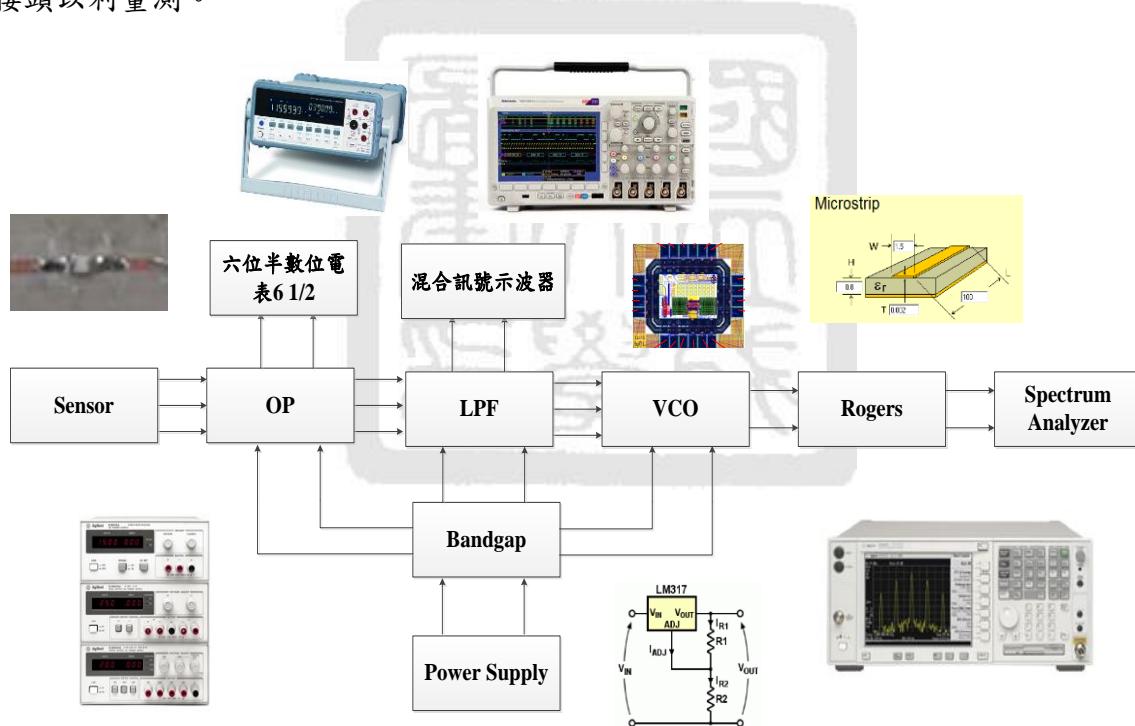


圖4.5 量測環境設置圖

4.3 各電路區塊量測結果

由於此完整基礎體溫電路晶片 CIC 尚在製作當中，因此在此量測結果皆為前一版設計晶片為主。前一版電路設計尚未包括低電壓能隙參考電路及溫度補償電流源，其系統完整性還不足，但仍可以量測基礎體溫。

4.3.1 取樣放大電路量測結果

圖 4.6 為運算放大電路增益圖，其增益達到 62.1dB，頻寬為 4.5MHz。

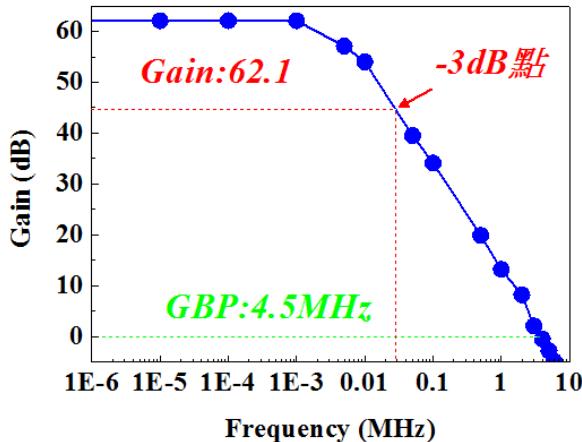


圖 4.6 運算放大器增益與頻寬圖

圖 4.7 為取樣放大電路取樣之結果，可發現輸出電壓會隨溫度電阻而有所變化，可以發現當 3Ω 的變化，對應到輸出電壓範圍達到 $0.2 \sim 0.8V$ ，可以供給振盪器當作控制電壓。

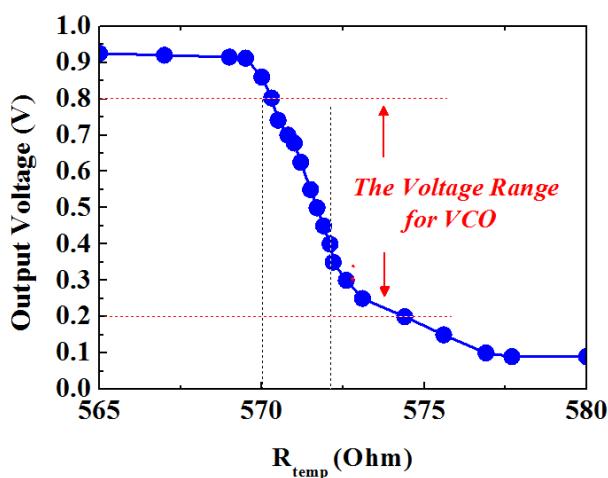


圖 4.7 輸出電壓隨溫度電阻變化量測圖

4.3.2 轉導式低通濾波器量測結果

取樣放大電路所產生的電壓，可能會受到生理雜訊影響，因此藉由轉導式低通濾波器把濾除雜訊濾除，再把乾淨的電壓值給予壓控振盪器。首先輸入弦波訊號，輸入直流位準在0.5V、振幅200mVpp之弦波，量測結果如圖5.8為轉導式低通濾波器測情形，當輸入正弦波1Hz、100kHz，所輸出之波形並未被濾除，其輸出波形約衰減-4dB。而為當輸入正弦波4MHz、10MHz時，輸出波形幾乎都被抑制。

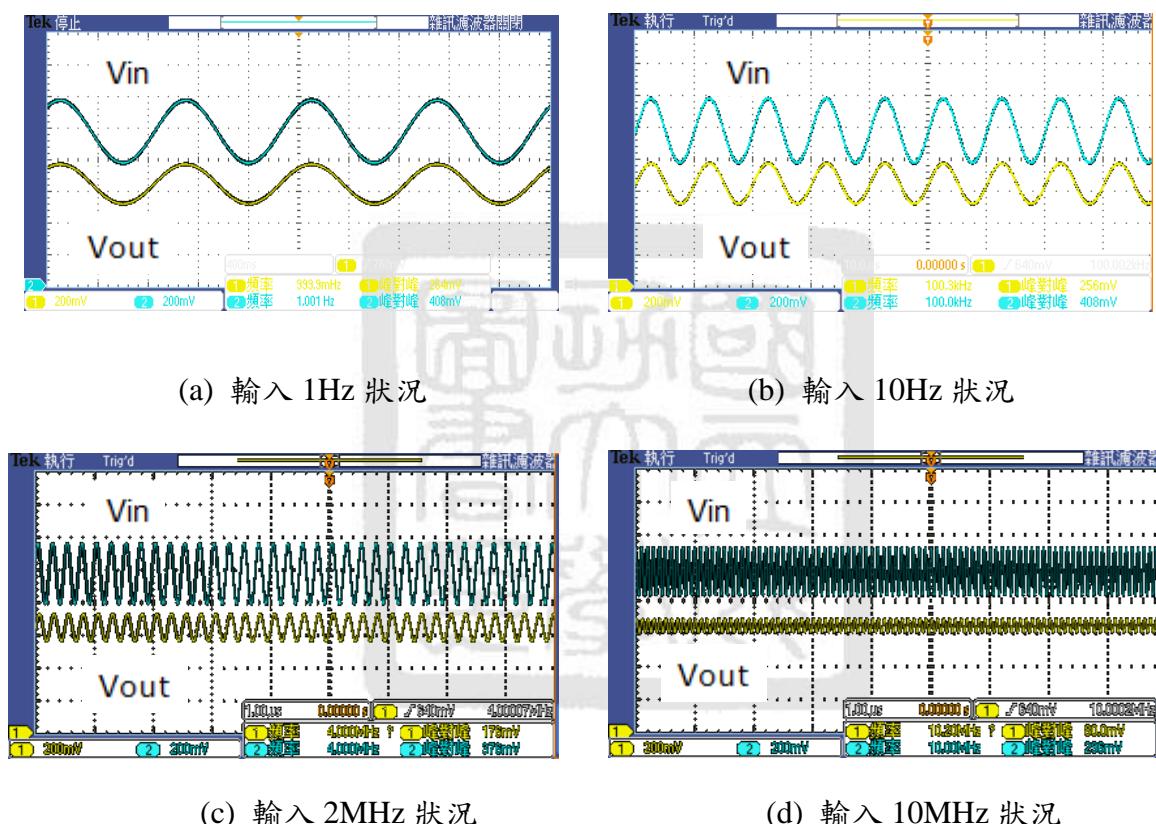


圖 4.8 轉導式低通濾波器量測圖

由圖 4.9 為轉導式低通濾波器波德圖，可以發現輸入振幅並沒有等於輸出振幅，振幅有稍微被衰減，其截止頻率點約在 4MHz，功率消耗達到 0.3mW，與模擬相差甚遠。推究原因，可能是：

1. 為了達到低截止頻率，MOS 的長度尺寸非常大，疊了很多層 MOS，加上供給電壓只有 1V，難以驅動整體電路，使得電路性能跑掉。

2. 轉導運算放大器並未操作在次臨界區，導致沒有等效成所預估的電阻值。
3. 製程誤差，導致電晶體彼此不匹配，使得電路性能跑掉。
4. 晶片中電容值與模擬值相差太多。

然而電容值誤差應該並不會讓截止頻率偏移到這麼大，應該是本身電路出了問題。因此改善了轉導運算放大器本身的尺寸與佈局方法，希望能實現一低功耗低通濾波器。

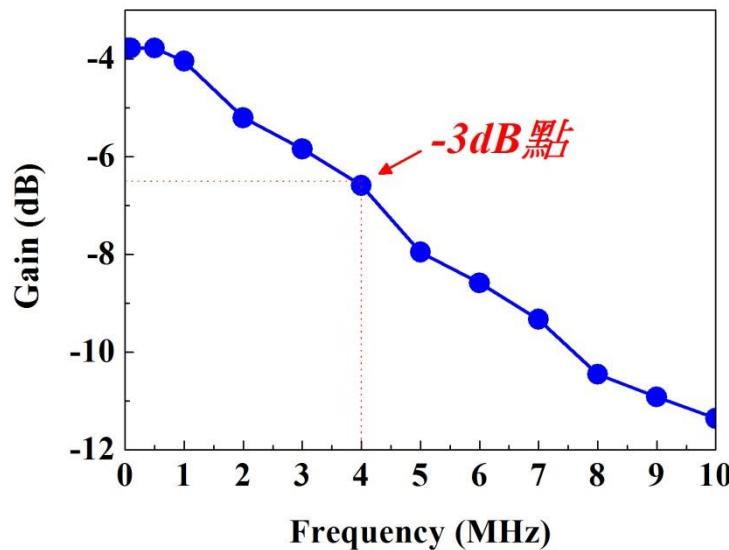


圖 4.9 轉導式低通濾波器之量測波德圖

表 4.1 為濾波器文獻規格表。可以看出此晶片與其他文獻相比較，擁有極低的功率消耗，所佔面積甚小，總諧波失真及訊號雜訊比則不分軒輊。缺點則是，它只有二階形式，頻寬不是很寬，這須注意的地方。不過此晶片能非常適合應用於植入式晶片裝置，來去做濾除雜訊的功能。

表 4.1 濾波器模擬規格表

	[35]'02	[36]'04	[37]'05	[38]'09	[39]'11 ^{*5}	[40]'11	Sim.	Meas.
V _{DD}	2.7V	1.25V	±1.5V	1V	1.5	1.5	1V	
Tech	CMOS 1.2μm	FGCMOS 0.8μm	CMOS 0.35μm	CMOS 0.18μm	CMOS 0.5μm	CMOS 0.35μm	CMOS 0.18μm	
V _{th}	0.9V	0.8V	0.6V	0.5V	0.8V	0.8V	0.5V	
Order	2(S)	2(S)	5(S)	5(D)	1(S)	3(S)	2(S)	
BW	0.3Hz	750Hz	37Hz	250Hz	8.65Hz	100Hz	6.52Hz	4MHz
THD	45dB(HD3)	48.5dB	49.7dB	48.6dB	-	-	49.3dB	-
SNR	70.5dB	78dB	57dB	50dB	-	62dB	66dB	-
Power	8.18μW	2.5μW	11μW	453nW	50nW	11.25nW	7.4nW	0.3mW
Area	0.06 mm ² (off-chip cap)	0.23 mm ²	0.25 mm ²	0.13 mm ²	0.005mm ²	0.744mm ²	0.032 mm²	
NP ^{*2}	8.4×10^{-7}	2.2×10^{-6}	7.5×10^{-7}	4.5×10^{-7}	2.4×10^{-8}	5.4×10^{-9}	7.4×10^{-9}	3×10^{-4}
NA ^{*3}	0.04	0.36	2.04	4.13	0.0192	6.073	0.987	0.987
FoM1 ^{*4}	6×10^{-9}	1.4×10^{-8}	2.7×10^{-9}	1.8×10^{-9}	-	2.9×10^{-11}	5.6×10^{-11}	-
FoM2 ^{*4}	7.3×10^{-10}	4.3×10^{-6}	2.9×10^{-6}	1.9×10^{-6}	-	3.67×10^{-8}	3.6×10^{-10}	-

*1 (S):Single,(D):Differential.

*2 Normalized Power: $NP = Power \times (0.5/(V_{DD}-V_{th})) \times (1/V_{DD})$

*3 Normalized Area: $NA = Area/Tech^2$

*4 $FoM1 = NP/(Order \times DR)$; $FoM2 = (Power \times BW \times NA)/(Order \times DR)$

*5 Simulation

4.3.3 應用於生醫頻率之環形壓控振盪器量測結果

由於轉導式低通濾波器無法動作，於是將取樣放大之電壓直接給予振盪器使用。

如圖 4.10 所示，為前一版壓控振盪器電路圖，其控制電壓會控制 P1 電晶體，使得電壓值 V_a 產生改變，進而影響電路電流大小，使得輸出頻率有所改變。

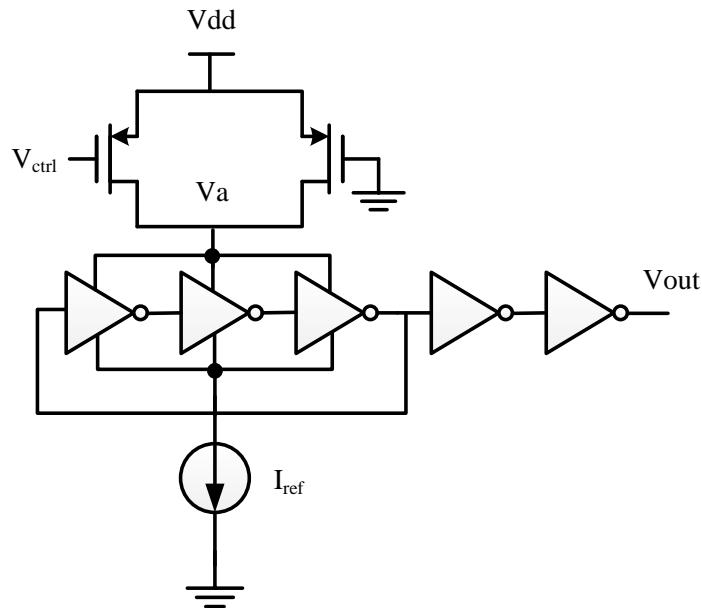


圖 4.10 環形振盪器電路圖

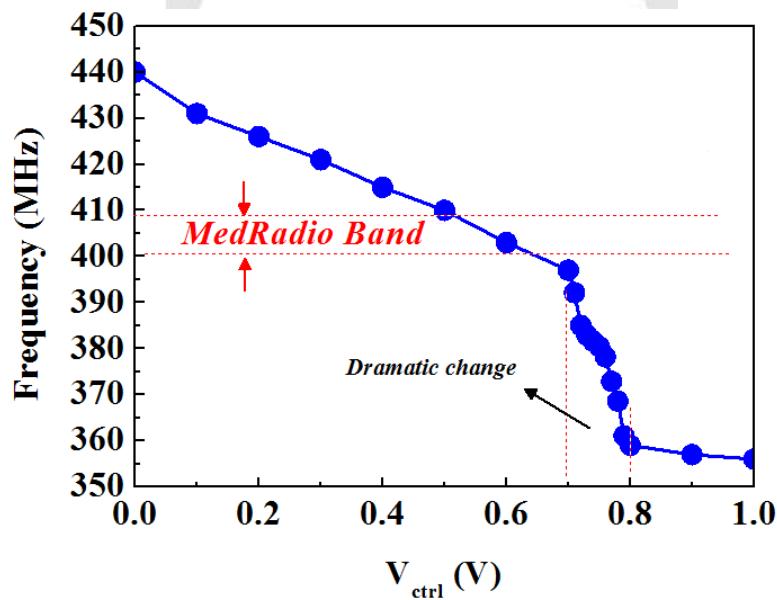


圖 4.11 控制電壓與頻率關係圖

圖 4.11 為控制電壓與輸出頻率關係圖，可以發現只有控制電壓在 0.5~0.6V，輸出頻率有符合生醫頻帶，其他狀況卻偏移了生醫頻帶。在量測時，有試著調整尾端電流源 I_{ref} 的大小來調整其頻帶，卻發現電流上升，頻率上升並不多，若電流持續上升，則會導致輸出無頻率。推測原因是，電流鏡之 MOS 不在飽和區，導致供給給反相器的電流減少，使得電路無法振盪。而當控制電壓在 0.7~0.8V 時，會有劇烈的變化，推測是微調機制的

PMOS，在此區域產生了不穩定，判斷應該是供給電源不夠穩定，所以使得電流不穩定。

因此將電源改成用電池方式供給之後，就可以解決，如圖 4.12 所示。

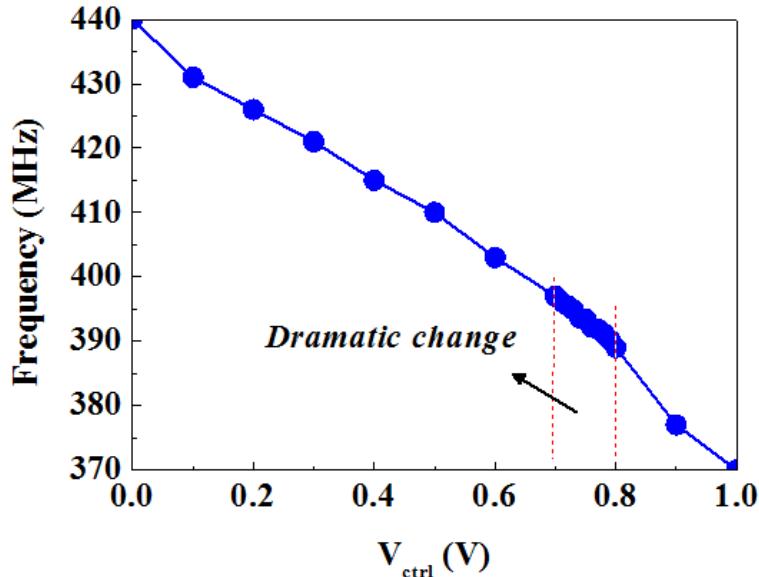


圖 4.12 控制電壓與輸出頻率量測波形圖

如圖 4.13 所示，當控制電壓操作在 0.6V，為輸出功率量測波形圖，其輸出功率達到 -3dBm。而當不同控制電壓時，其輸出功率都約 -2~ -3dBm 之間。整體功耗含緩衝級為 $726\mu\text{W}$ ，不含緩衝級為 $39.6\mu\text{W}$ ，功耗非常小，很適合應用於生醫裝置裡面來使用。表 4.2 為環形振盪器文獻比較。表 4.3 為具有溫度補償之環形振盪器比較表。

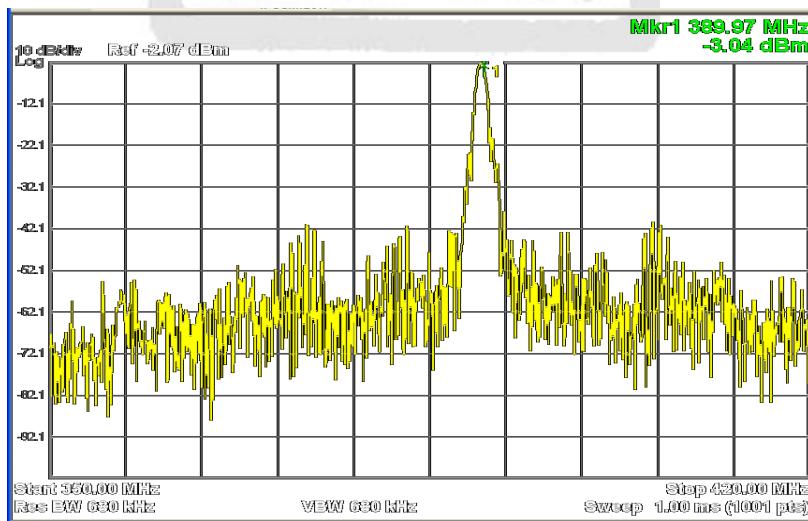


圖 4.13 輸出功率量測波形圖

表 4.2 應用於生醫頻帶之環形振盪器文獻比較

	[41]'02	[42]'08	[43]'07	[44]'11	[45]'07	Sim.	Meas.
Technology	0.18 μ	90n	90n	0.5 μ	90n	0.18μ	
Supply Voltage(V)	1.8	3.3	1	3.3	0.5	1	
Frequency(Hz)	2G	900M	1.8G	433M	400M	400M	410M
Power Consumption(W)	12m*	15m	54 μ	875 μ	1.8m	8.5μ 236μ*	39.6μ 726μ*

* 為包含緩衝級(Buffer)之功率消耗

表 4.3 具有溫度補償之環形振盪器文獻比較

	[49]'11	[46]'03	[47]'09	[48]'07	[49]'07	Sim.
Tech.	90n	0.25 μ	0.18 μ	0.35 μ	0.13 μ	0.18μ
Supply Voltage (V)	1	2.5	1.8	1	3.3	1
Oscillation Frequency (Hz)	1.8G	7M	625M	80K	1.25G	400M
Current Sensitivity (ppm/ $^{\circ}$ C)	429.9	N/A	N/A	934.6	N/A	195.3
Temperature Sensitivity (ppm/ $^{\circ}$ C)	85	110	683	842	340	10.1
Power Consumption (W)	87 μ	1.5m	595 μ	1.14 μ	11m	661μ*

* 為包含緩衝級(Buffer)之功率消耗

4.4 基礎體溫晶片系統量測

不同溫度造成溫度電阻變化，經由電路處理會產生不同頻率，再利用對照表來查看，即可知道量測到真實溫度是多少。而為了能夠更進一步了解口腔環境對整體系統晶片是否有影響及量測到正確溫度，因此需要取得合法的人體實驗許可才能實驗，本論文已向國立成功大學醫學院附設醫院人體試驗委員會 (Institutional Review Board, IRB National Cheng Kung University Hospital) 提出人體實驗申請，然而目前尚在審核中，因此只能在實驗桌上量測，尚未實際做人體實驗量測。

4.4.1 基礎體溫系統有線量測結果

基礎晶片整體量測架設如圖 4.14 所示，首先把溫度感測器與溫度碳棒一起放置於 YS200S 型號的加熱盤上方加熱及控溫，並利用保麗龍保護溫度不易受環境影響而改變。溫度碳棒會接至於 M3300A 六位半電表來進行溫度量測。溫度而改變的電阻值，會藉由取樣放大器轉換成電壓變化，但是低通濾波器量測不甚理想，於是先跳過濾波器，把電壓送與壓控振盪器當作控制電壓，並使用頻譜分析儀來觀察其頻率並紀錄。藉由量測的結果來反推其現在的溫度為多少，並與當時的溫度來做比較，以驗證系統是否達到基礎體溫解析度須達到 0.1°C 以下的規格需求。

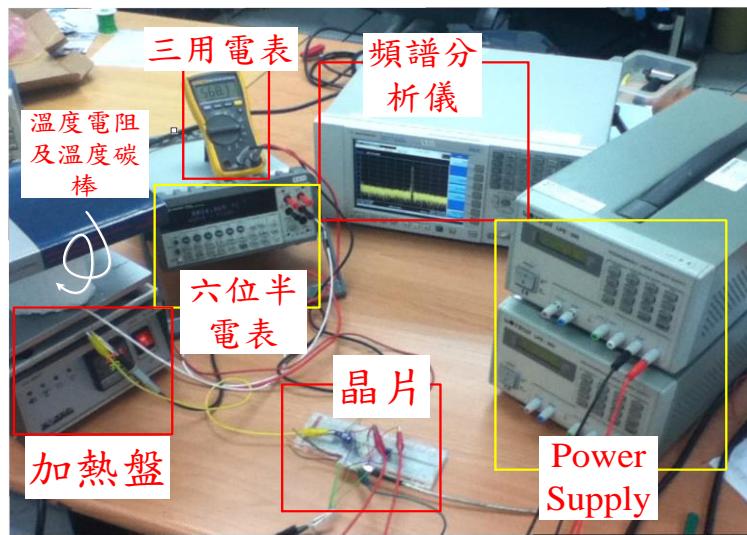


圖 4.14 基礎體溫系統晶片實驗有線量測設置圖

基礎體溫的溫度範圍 36°C 到 37.5°C ，首先須建立一個頻率與溫度的轉換表，再將量測到的頻率依照轉換表反推溫度，可以得到真實溫度與熱敏電阻上的溫度誤差圖。整個系統的有線量測如圖 4.15 所示，從圖中可以看到有線量測在不同溫度下所對應的輸出頻率。量測最大誤差在 36°C ，最大的溫度差為 0.18°C ，最大誤差範圍為 $\pm 0.5\%$ ，平均誤差為 $\pm 0.17\%$ ，而造成誤差的可能原因是六位半電表溫度量測部分尚未校正，量測到的溫度不一定是真實溫度。

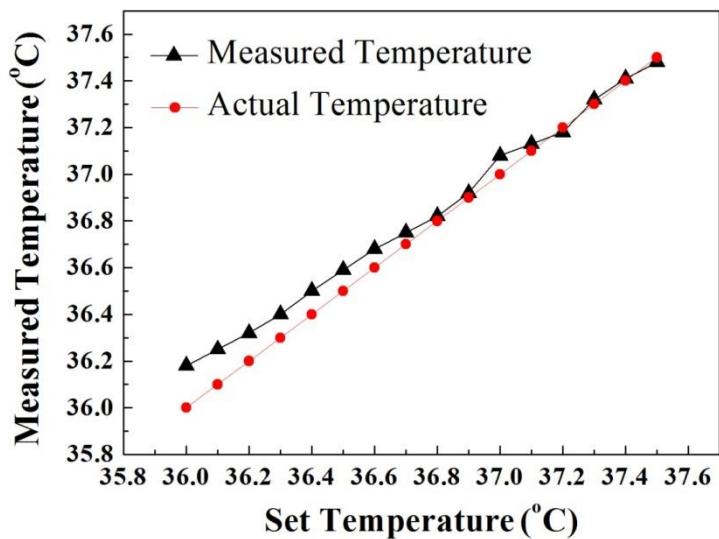


圖 4.15 有線量測之真實溫度與溫度電阻溫度比較圖(未校正)

而為了校正此溫度，在此採用了標準型溫度水銀溫度計來做檢驗校正，記錄其水銀溫度計及溫度電阻其溫度關係，並帶入做其校正。如圖 5.16 所示為校正完之結果。校正完後量測最大誤差在 37.5°C ，最大的溫度差為 0.045°C ，最大誤差範圍為 $\pm 0.12\%$ ，平均誤差為 $\pm 0.01\%$ 。從圖 4.14 與圖 4.15 相互比較之後，量測方式的校正，使解調變的溫度與實際溫度電阻上的溫度的平均誤差大幅縮小，整個系統平均誤差 $\pm 0.019^{\circ}\text{C}$ 。

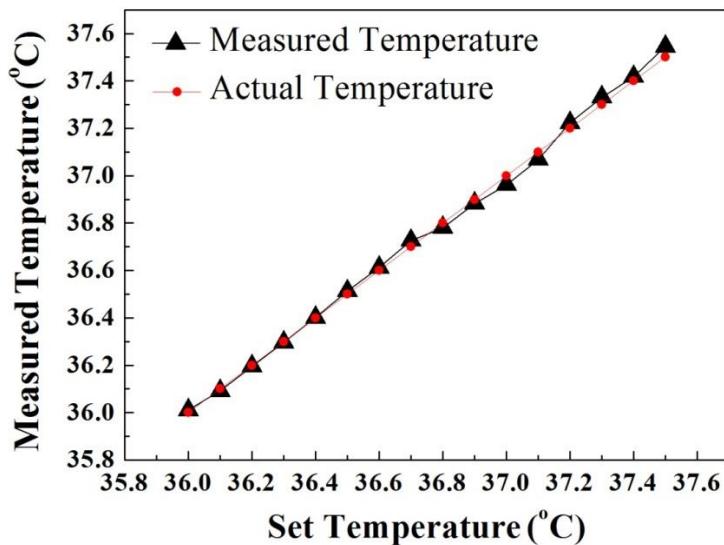


圖 4.16 有線量測之真實溫度與溫度電阻溫度比較圖(已校正)

4.4.2 基礎體溫系統無線量測結果

從上一節的量測結果當中，可以發現其有線量測滿精準的，但是實際應用上不可能使用有線方式來做溫度檢測，因此需要實驗當此系統使用無線量測是否精準。圖 4.17 為無線環境接收端設置圖，無線接收端使用頻譜分析儀來接收，可快速將收到的訊號轉到頻譜上顯示，從頻譜上可輕易讀出 VCO 所輸出的頻率，但無線量測的天線在不同頻率下增益會有所不同，因此在無線傳輸下接收端 FM 解調變的判讀上較容易出現誤差。因此使用分波器(Divider)把訊號分成兩個，同時進行有線與無線的量測。如此一來將可以解決兩個主要的量測誤差，由於是同一次溫度量測，因此前後兩次實驗溫度控制不良所造成的誤差將會被消除，同時量測有線與無線如此一來 VCO 輸出所對應的阻抗將會是一定值，量測的結果就不會受到 VCO 輸出阻抗的變動而造成電路特性改變使輸出頻率偏移。

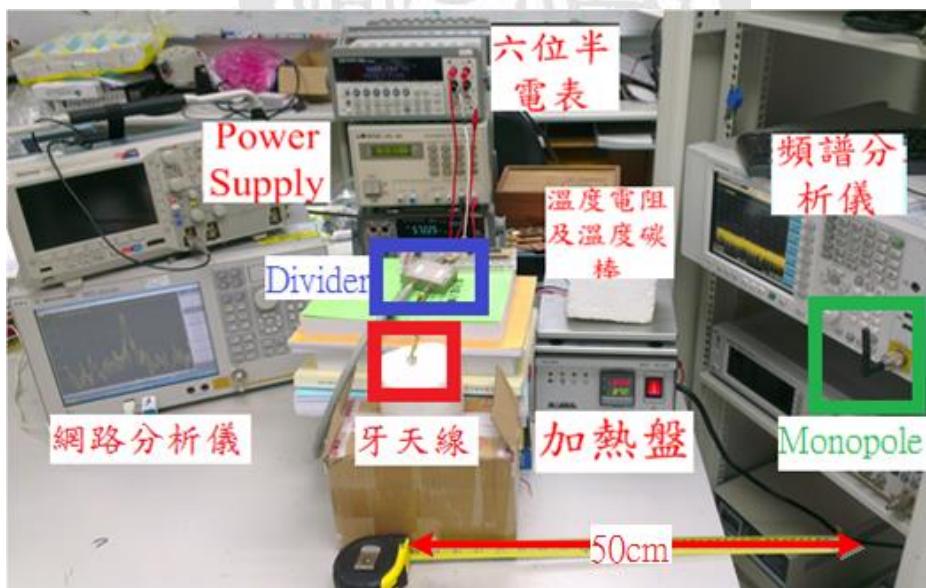


圖 4.17 基礎體溫系統晶片實驗無線量測設置圖

由於實驗室中只有一台頻譜分析儀，因此在有線的頻譜量測使用的是網路分析儀，在網路分析儀的 Port1 接上 50Ω ，將 VCO 的輸出接到 Port2，再從網路分析儀的 S_{21} 來判讀 VCO 所輸出的頻率，這種網路分析儀的使用方式可以知道 VCO 的輸出頻率，

但不能確切知道輸出的功率大小。而在實際量測時，由於假牙天線本身設計是應用於口腔環境，在空氣量測的效能並不好，使得接收端接收到功率只有-60dBm 不易監測。因此在此捨棄了牙天線，改用兩個相同的 400MHz Monopole 天線來做實驗。當取得 IRB 許可之時，將會採用假牙天線來當無線發射端。

校正後的量測結果如圖 4.18 所示，可以發現無線與有線的量測結果還算吻合，有些偏差較大的地方可能是來自無線環境中多重路徑的影響造成頻率有所偏移，或是天線在不同頻率下其天線增益會有所不同，因此在無線傳輸下接收端 FM 解調變的判讀上較容易出現誤差。量測最大誤差在 37.2°C ，最大的溫度差為 0.057°C ，最大誤差範圍為 $\pm 0.15\%$ ，平均誤差為 $\pm 0.05\%$ ，整個系統平均誤差 $\pm 0.034^{\circ}\text{C}$ ，達到基礎體溫解析度須達到 0.1°C 以下的規格需求。

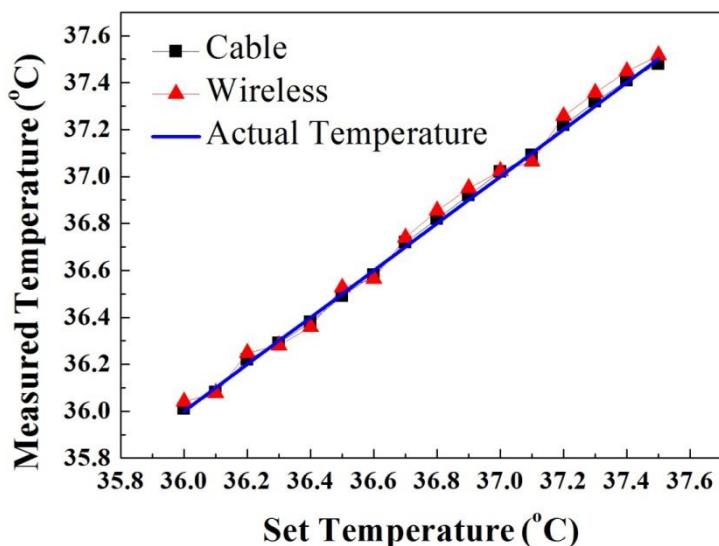


圖 4.18 校正量測後的有線與無線之溫度頻率轉換曲線

第五章 結論與未來發展

5.1 結論

本論文實現一個應用於生醫頻帶之無線1-V低功率基礎體溫生理監測系統，其中包含了由本實驗室所研發的假牙天線，並結合自行設計的生醫晶片來實現無線基礎體溫監測系統。而在植入裝置中對系統的體積和功耗有嚴格限制，為了節省系統體積與功耗，本論文首先對取樣電路進行探討與改良，從最常見的串聯電阻分壓開始分析，行探討與改良，從最常見的串聯電阻分壓開始分析，最後使用一顆放大器與溫度電阻組成高靈敏度的之有源電橋取樣放大電路；在濾波器方面，以運算轉導放大器以及電容來實現連續時間型濾波器，而應用於低頻濾波器的運算轉導放大器通常需要極低的轉導值，在此採用電流消除技術實現，並讓其功耗降低；在參考電壓電路方面，採用低電壓能隙參考電壓電路，目的為產生1V之電壓供給整體系統使用，其輸出電壓並不會隨溫度或電壓而有所改變；在振盪器方面，主要是利用參考電壓源特性來產生一個穩定的電流源，並和一環形振盪器形成具有溫度補償且控制在生醫頻帶的特性。

本晶片使用TSMC 0.18 μ m CMOS 1P6M 來製作晶片並進行量測，總面積為0.9mm² (含PAD)。晶片佈局採用覆晶技術方式，來減少雜訊及體積。量測方面，取樣放大電路放大倍率達到所需求，當溫度電阻3Ω變化可提供0.2V~0.8V給後端使用；低通濾波器實測結果與模擬上卻誤差很大，想要達到10Hz濾波器，卻變成4MHz濾波器，功耗也從3nW變成0.3mW；振盪器方面，只有控制電壓在0.5~ 0.6V，輸出頻率有符合生醫頻帶，其他狀況卻偏移了生醫頻帶，其輸出功率都約-3dBm。整體功耗含緩衝級為726 μ W，不含緩衝級為39.6 μ W；整體晶片模擬功耗789.8 μ W，量測為1.154mW。在量測基礎體溫方面，其無線最大誤差在37.2°C，最大的溫度差為0.057°C，最大誤差範圍為±0.15%，平均誤差為±0.05%，整個系統平均誤差±0.034°C，達到基礎體溫解析度須達到0.1 °C以下的規格需求。

5.2 未來發展

在整個無線低侵入式生理訊號監測系統的架構中，系統的發射端需要植入在人體當中，也因此受到了很多的限制例如電路體積、功率消耗限制與天線特性偏移等，就系統的角度來說應該將較難設計的部分，移至在外部較不受限制的接收端讓發射端的電路能夠更簡單、精簡。因此振盪頻帶是否需要設計剛好在MedRadio Band也是一個可以討論的議題，若整個無線低侵入式生理訊號監測系統能用很低的功耗，操作在非MedRadio Band的頻率範圍卻又不影響其他通訊產品與電子儀器且不違反法規的前提下，或許植入發射端的天線就可以減少設計的難度，將問題移到外部的接收端來做設計與克服，這或許是另一種解決植入無線系統的選項。

5.2.1 基礎體溫系統晶片改善

在生醫植入環境的裝置對功耗也有極大的限制，為了使整個系統能更省電與微小化，將溫度電阻或者其他感測器與振盪器結合，設計成溫控振盪器可節省取樣電路的功耗與面積，使系統架構更加精簡；故學生實現出了一個操作電壓於1V的無線生醫晶片系統發射端，這樣一來以利達到更低的功耗規格。但是實際晶片量測與模擬還差很多，很多地方必須改善。

濾波器：由於量測與模擬截止頻率相差甚遠，推測可能原因在於化學蝕刻製成變異之考量上有所出入，此OTA設計太極端導致只要尺寸稍有偏差，則就不能動作。使得所等效的電阻值產生大幅度變化，故須改善Layout技巧，外加Dummy等，或重新設計更好的尺寸以防止製成變異帶來之困惱。

振盪器：在輸出頻率、輸出能量與功率消耗皆有很好的表現。可惜的是輸出頻率並沒有完全符合在生醫頻帶之內，其推測原因是尾端電流源一開始太小，使得CMOS無法推動而開始振盪。當電路可以工作時，電流鏡MOS快要脫離飽和區，故電流在加大，只能是頻率稍微往上升，若供給電流在上升，則電流鏡MOS不飽和，導致電流變小，無法推動。而參考電壓電路與溫度補償振盪器，由於時間關係，晶片尚未回

來量測，無法讓此系統能更有完整性的量測結果。

量測基礎體溫時，結合了有線與無線量測方式，在不同溫度下，量測到的不同輸出頻率，並會對照其誤差值為多少。而探討頻率的偏移量與誤差無法直接對應到溫度量測上的誤差，因此並須根據有線的量測結果建立頻率與溫度的轉換表，再將無線量測到的頻率依照轉換表反推溫度，因此希望使用本系統量測確實能夠達到 0.1°C

除了發射端的改良之外，接收端也必須配合發射端重新設計，讓整個系統有更好的電子可靠度、更省電、更小的體積、更方便的配帶、更多的生理訊號監測與更完整的接收端資料分析、製圖、建表以提供更多有用的資訊給使用者。

綜合以上量測的結果，發現可能是學生於一些電路分析上仍不夠周詳，對於實做晶片下線這部分不夠熟悉了解。而這些探討都給予學生很多實質上有用之資訊，可幫助學生於下次的電路設計以及量測技巧上更加改進，所設計模擬和量測結果將更為漂亮。

5.2.2 生醫植入量測與安全性

無線低侵入生理訊號監測系統是為了協助使用者監測多種生理訊號以達到居家照護之目的。如果在未來無線低侵入生理訊號監測系統順利發展下去，希望此晶片能加入越多種的非侵入式生理訊號感測器將可大幅增加此系統的價值與實用性。

為了實現低侵入式無線生理訊號監測系統，本系統還需要更多的實際植入實驗，以便分析、優化系統在口腔操作的情況。未來將實際結合真實假牙在真人口腔中印證系統功能。由於系統所傳送的資料是個人的生理資訊關係到個人隱私，該如何提升資料的保密性與減少資料傳送錯誤的情況，提升電子系統的可信度亦是將來需要克服的問題；讓發射裝置在不增加消耗功率的前提下讓資料傳更遠以增加系統的應用性是無線系統設計的一大重點。

參考文獻

- [1] Available: http://www.moi.gov.tw/stat/news_content.aspx?sn=3779
- [2] Available: <http://www.cepd.gov.tw/dn.aspx?uid=11723>
- [3] The National Association for Home Care & Hospice, "Basic statistics about home care," Washington, 2008.
- [4] 郭文娟,「非侵入式生醫斷層影像簡介,物理雙月刊,2006年8月,廿八卷四期。」
- [5] Available: <http://www.fda.gov/default.htm>
- [6] S.H. Chen and C.L. Yang, "Implantable fractal dental antennas for low invasive biomedical devices," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE*, 2010, pp. 1-4.
- [7] J.-J. Luo, S.-J. Huang and C.-L. Yang, "Portable power-saving blood coagulation detection devices for remote health care systems", in *Biomedical Engineering Society Annual Symposium*. Dec. 2009.
- [8] Available: <http://www.delphiconsulting.com/FCC-06-103A1.pdf>
- [9] 陳盛豪, 藉 ESL 輔助設計之無線低侵入式植入生理信號監測系統, 碩士論文, 國立成功大學, 台南, 2011。
- [10] Available: <http://myhospital.pixnet.net/blog/post/26730972>
- [11] Available: <http://www.e-stork.com.tw/viewArticle.do?id=4317>
- [12] Available: <http://www.slideshare.net/daye591/ss-12747213>
- [13] 松井邦彥編著, *OP放大器應用技巧100例—最佳選擇與靈活應用*, 北京東方科技圖文有限公司, 北京, 2006。
- [14] P. E. Allen and D. R. Holberg, *CMOS Analog Circuit Design, 2nd edition*, Oxford University Press, 2002.
- [15] I. Voiculescu , M. E. Zaghloul , R. A. McGill , E. J. Houser and G. K. Fedder, "Electrostatically actuated resonant microcantilever beam in CMOS technology for the detection of chemical weapons", *IEEE Sens. J.*, vol. 5, no. 4, pp.641 -647, 2005.
- [16] Steve Winder, *Analog and Digital Filter Design*, 2nd Newnes, 2002.
- [17] J. S. Hong and M.J. Lancaster, *Microtrip Filter for RF/Microwave Application*, John Wiley, New York, 2001.
- [18] A. C. Carusone and D. A. Johns, "A 5th order Gm-C filter in 0.25um CMOS with digitally programmable poles and zeros," *IEEE Int. Circuits and Systems Symposium*, vol.4, pp.635-638, 2002.
- [19] J. Lee, K. Hayatleh, F.J. Lidgey and J. Drew, "Tunable linear transconductance cell for Gm-C filter applications," *Proc. IEEE ISCAS 2002*, IV 253-256, Phoenix, Arizona, USA, May 2002.
- [20] K. Hirano and S. Nishimura "Active RC filters containing periodically operated switches", *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-19, 1972.
- [21] M. Bialko and R.W. Newcomb, "Generation of all finite linear circuits using the integrated DVCCS," in *Proc. IEEE Trans on Circuit Theory*, Nov. 1971, pp. 733-736.
- [22] R. Schaumann, and M. E. Van Valkenburg, *Design of Analog Filter*. New York: Oxford, 2000.
- [23] E. Vittoz and J. Fellrath, "CMOS analog integrated circuits based on weak inversion

- operation,"*IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-12, pp.224-231, June 1977.
- [24] A. Veeravalli, E. S. Sinencio and J. S. Martinez, "Transconductance amplifier structure with very small transconductances: a comparative design approach" *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp.770-775, Jun. 2002.
- [25] S. Koziel and S. Szczepanski, "Design of highly linear tunable cmos ota for continuous-time filters," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 49,pp.110-122, Feb. 2002.
- [26] C.-M. Chang, and S.-K. Pai, "Universal current-mode ota-c biquad with the minimum components", *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 47, No. 8, 2000, pp. 1235-1238.
- [27] D. A. Johns and K. Martin, "Analog integrated circuit design," New York: John Wiley and Sons Inc., 1997.
- [28] C.C. ENZ and G.C. Temes, "Circuit techniques for reducing the effects of op-amp imperfections : autozeroing, correlated double sampling, and chopper stabilization," Proc. *IEEE*, vol. 84, no. 11, pp. 1584-1614, Nov. 1996.
- [29] J. J. Chen, F. C. Yang, C. M. Kung, B. P. Lai, and Y. S. Hwang, "A capacitor-free fast-transient-response LDO with dual-loop controlled paths," in *proc. Asian Solid-State Circuits Conference*, Nov. 2007, pp. 364-367.
- [30] Behzad Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuit*. McGraw-Hill, 2001.
- [31] H. Banba, H. Shiga, A. Umezawa, T. Miyaba, T. Tanzawa, S. Atsumi, and K. Sakui, "A CMOS bandgap reference circuit with sub-1-V operation", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, pp.670 -674, 1999.
- [32] J. J. Rael and A. A. Abidi, "Physical processes of phase noise in differential LC oscillators," in *Custom Integrated Circuits Conference, 2000. CICC. Proceedings of the IEEE 2000*, 2000, pp. 569-572.
- [33] E. Hegazi, H. Sjoland, and A. Abidi, "A filtering technique to lower oscillator phase noise," in *Solid-State Circuits Conference, 2001. Digest of Technical Papers. ISSCC. 2001 IEEE International*, 2001, pp. 364-365, 465.
- [34] Inder Bahl and Prakash Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, John Wiley & Sons, pp.465-466, 1998.
- [35] A. Veeravalli, E. Sánchez-Sinencio, and J. Silva-Martínez, "Transconductance amplifier structures with very small transconductances: A comparative design approach," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 6, pp. 770–775, Jun. 2002.
- [36] C. D. Salthouse and R. Sarpeshkar, "A practical micropower programmable bandpass filter for use in bionic ears," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 1, pp. 63–70, Jan. 2003.
- [37] E. Rodriguez-Villegas, A. Yúfera, and A. Rueda, "A 1.25-V micropower Gm-C filter based on FG莫斯 transistors operating in weak inversion,"*IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 1, pp. 100–111, Jan. 2004.
- [38] S. Y. Lee and C. J. Cheng, "Systematic design and modeling of a OTA-C filter for portable ECG detection," *IEEE Trans. Biomedical circuits and systems*, vol 3, pp.53-64, Feb.2009.
- [39] M. H. Maghami and A. M. Sodagar, "Fully-integrated, large-time-constant, low-pass, Gm-C filter based on current conveyors" in *the 18th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, pp. 281 - 284, Dec. 2011.
- [40] S. A. Hasan, S. Hall and J. S. Marsland. "A wide linear range OTA-C filter for bionic ears," in *the 3rd Computer Science and Electronic Engineering Conference*

(CEEC), pp. 19 - 22, July 2011.

- [41] R. Farjad-Rad, W. Dally, Ng Hiol-Tiaq, R. Senthinathan, M.-J.E. Lee, R. Rathi and J. Poulton, "A low-power multiplying DLL for low-jitter multigigahertz clock generation in highly integrated digital chips," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 12, pp. 1804–1812, Dec. 2002.
- [42] S. Gierkink, "An 800 MHz –122 dBc/Hz-at-200 kHz clock multiplier based on a combination of PLL and recirculating DLL," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers*, 2008, pp. 454–455.
- [43] Reid R. Harrison, Paul T. Watkins, Ryan J. Kier, Robert O. Lovejoy, Daniel J. Black, Bradley Greger, and Florian Solzbacher, "A low power integrated circuit for a wireless 100-electrode neural recording system", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 1, pp. 123- 133, January 2007.
- [44] X. Zhang and A. B. Apsel, "A low-power, process and temperature compensated ring oscillator with addition-based current source", *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 58, no. 5, pp.868 -878, 2011.
- [45] Reid R. Harrison, Paul T. Watkins, Ryan J. Kier, Robert O. Lovejoy, Daniel J. Black, Bradley Greger, and Florian Solzbacher, "A lowpower integrated circuit for a wireless 100-electrode neural recording system", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 1, pp. 123- 133, January 2007.
- [46] K. Sundaresan, K. C. Brouse, K. U-Yen, F. Ayazi, and P. E. Allen, "A 7-MHz process, temperature and supply compensated clock oscillator in 0.25 um CMOS," in *Proc. 2003 Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS'03)*, 2003, vol. 1, pp. I-693–I-696.
- [47] R. Vijayaraghavan, S. K. Islam, M. R. Haider, and L. Zuo, "Wideband injection-locked frequency divider based on a process and temperature compensated ring oscillator," *IET Circuits, Devices & Syst.*, vol. 3, pp. 259–267, 2009.
- [48] G. De Vita, F. Marraccini, and G. Iannaccone, "Low-voltage low-power CMOS oscillator with low temperature and process sensitivity," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS 2007)*, 2007, pp. 2152–2155.
- [49] K. R. Lakshmikumar, V. Mukundagiri, and S. L. J. Gierkink, "A process and temperature compensated two-stage ring oscillator," in *Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conf. (CICC'07)*, 2007, pp. 691–694.

附錄 A：

國科會專題報告 — 低侵入式無線生理訊號量測接收端系統研製

參與者：郭威志、陳丁源、周佑穎

● 研究動機

為了因應台灣老年化社會，本專題提出了低侵入式無線生理訊號量測系統，希望能透過本系統對生理訊號進行量測以及長期的監測，送出的生理信號透過外部接收器解調變取得生理信號。我們的重點在於嘗試製作一個低成本的即時接收系統可是卻不失其穩定性、靈敏度及低耗能的特點，用以取代昂貴的接收儀器，例如上百萬之頻譜分析儀。

● 接收機系統發展

接收端（External Processing Device）包括無線訊號接收，以及解調變直到最後取得有效數據。我們參考四種系統架構：Super Homodyne、Heterodyne(or Direct Conversion)、Wideband-IF、Low-IF。最後針對上述四種架構進行了研究及比較歸納成以下表1。

表1、接收架構比較表

	Advantages	Disadvantages
Super Homodyne	<ul style="list-style-type: none">• Minimum cost• No image problem	<ul style="list-style-type: none">• DC offset errors• Interference of same frequency
Heterodyne	<ul style="list-style-type: none">• Offers superior sensitivity, frequency stability and selectivity	<ul style="list-style-type: none">• Maximum cost• Meet image problem
Wideband-IF	<ul style="list-style-type: none">• Good for multi-frequency Receivers• Image frequencies are cancelled by IR mixer(BP Filter is not need).	<ul style="list-style-type: none">• IF increases• More complexity• High power consumption
Low-IF	<ul style="list-style-type: none">• Comprises the advantages of both heterodyne and homodyne receivers.	<ul style="list-style-type: none">• Higher demand on ADC dynamic range requirement

最後我們決定採用Low-IF架構（如圖1），由於其具備低成本、低耗能、靈敏度佳以及頻率穩定性高的特性。

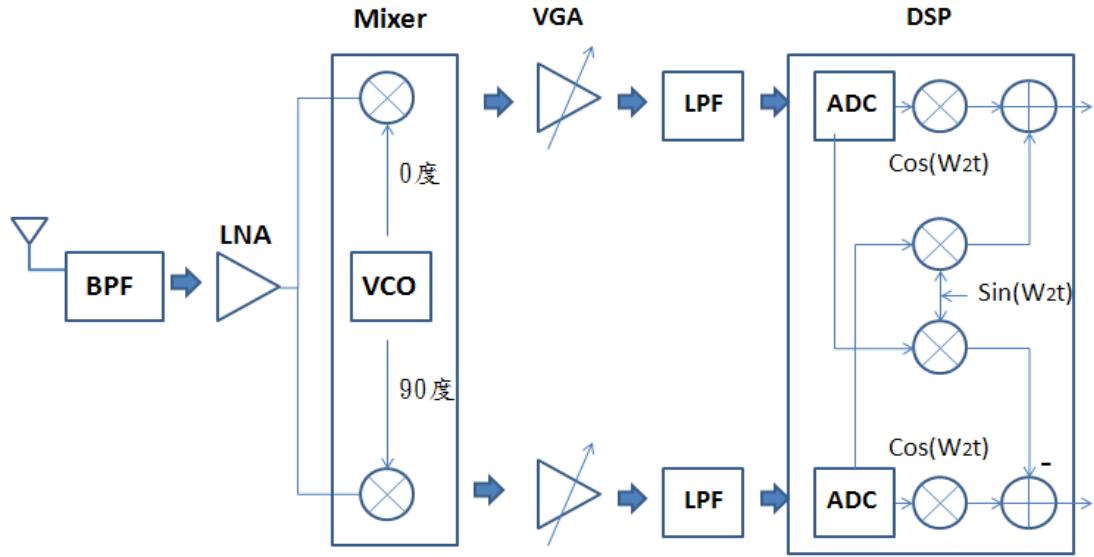


圖1、低中頻帶系統方塊圖

● 系統實現

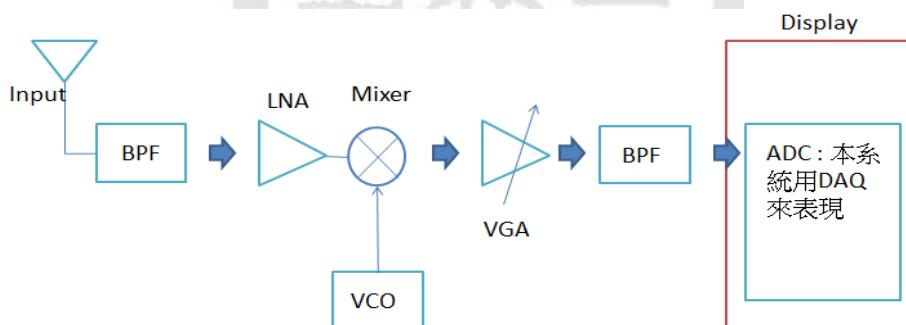


圖2、電路實作系統方塊圖

如圖2，為電路實作系統方塊圖，因為發射器輸出非正交訊號，所以本架構將系統再將正交部分做簡化。

1. Bandpass filter (採用 SXBP-404+)頻寬 398-410 MHz

此帶通濾波器包括了 Med-band 的範圍，目的是將在 Med-band 以外的雜訊濾除，可降低白高斯進而有效的訊號在接收端更容易從雜訊中分辨出來，大幅增加解調正確頻率的機會，或者是其他頻帶的訊號例如手機等等可大大降低往後處理的難處。

2. Low Noise Amplifier(採用 TAMP-72LN+)頻寬 400-700 MHz

目的是將訊號放大，並且也抑制 noise 對系統的影響。因為已經經過 Narrow Bandpass Filter，在此選擇較寬 range 的 LNA。它擁有高 OIP3 在 36 dBm 可線性放大 med-band 的訊號約 21 dB，希望可藉此解出更微弱的訊號，或者傳輸更遠的距離。在低 noise figure(NF)(小於 1.2dB)，和高的線性度更是降低後及電路的負擔。但是高耗能是它最大的缺陷，90mA 的工作電流。

3. Mixer(採用 SBL-1+) VCO(採用 CVCO33CL-0390-0410)

將訊號由 400~410 MHz 解頻至 100~600 kHz。為了符合 DAQ 取樣速率(1.25 MHz)，我們將輸出頻率上限訂為 600 kHz；為了達到解析度 0.1°C (依照輸出端約每 200 kHz 代表 0.1°C 的規格)需要控制 VCO 的漂移量小於 100 kHz。我們決定採 CVCO33CL-0390-0410 達到最佳化。

4. Lowpass filter (採用 PLP-5 晶片 + 低通 5 MHz)

為了提升SNR我們先選用PLP-5+濾波器將雜訊範圍縮小至5 MHz。再經過OP37 所組成的buffer和四階低通濾波器，為了濾去大於612.5 kHz的訊號(為了符合DAQ規格)。量測結果，可得知在350 kHz信號衰減約為1 dB，612.5 kHz約-10 dB達到將612.5 kHz以上的訊號濾除的功能。在數位方面有數位低通濾波器，目的是將低頻的Flicker Noise濾除並且相當容易調整，只要更改內部的參數就可達到當前的需求。

5. DAQ 卡 LabVIEW 介面

(1) 解頻機制：

因為所購買 DAQ 卡取樣頻率(最大 1.25 MHz)的限制，為了達到解頻範圍 400 MHz~406 MHz。我們將 400 MHz 到 406 MHz 以每 400 kHz 切割成數個小區塊，每次提升 VCO 的頻率 400 kHz 來搜尋接收到的訊號頻率，直到找到目標頻率。由於尋找頻率的機制是由輸入頻率的最低限制(400MHz)往輸入訊號搜索，因此可以不必考慮

image frequency，因此可以減少系統判斷的機制，藉由簡化複雜的 LabVIEW 程式提高在解頻方面的效能。在圖 3 中用一個例子表現此機制，假設輸入為 401.1 MHz 從最低限制頻率 400 MHz 開始搜尋，藉由兩次的頻率調控就會在 LabVIEW 顯示 300 kHz，再將 Vtune 電壓對應的頻率加上去，就可順利找出 401.1 MHz。

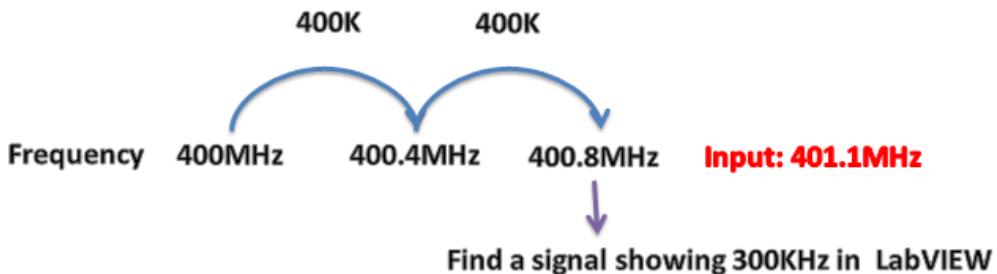


圖3、解頻示意圖

(2) LabView :

目的為達到即時解出接收頻率的需求，並藉由電腦透過公式運算出現在傳送端所量測到溫度，藉此完成一個低成本高效率並且具備無線功能的接收系統。如圖 4 所示為溫度感測之 LabView Block。

掃頻：在 LabVIEW 中設計迴圈從 2.8 每次增加 0.04，並藉著 DAQ 將數字轉換成真實的電壓輸出到 VCO 的 Vtune。藉此可快速的調變 VCO 輸出的頻率。藉著以上的調控，使得 receiver 具有快速掃頻的能力並大量減少在取得輸入頻率所消耗的時間，達到即時找到輸入頻率的目的。若是遇到輸入訊號大於預設範圍或是為了仔細觀察細部變化，也可以藉由手動調整電壓。如此輸入任一電壓值將頻率調變到希望的範圍可解決一些例外的事件或是藉此功能較準系統。因為 VCO 會隨著環境而稍微偏離原來的頻率，可利用此功能調整。

回報機制：在發現有明顯的 tone 值(可隨環境、距離的不同設定必須大於多少 dBm)時會自動暫停搜索頻率，並將輸入訊號的頻率藉由發射端量測數據所建立的公式轉換成所代表的溫度顯示在 Front Panel。

調控：因為 VCO 易受到外在環境的影響以致在不同時間、場地、環境測量時會有些微的偏差，所以設計 environment const. 來降低外在環境影響的效果。在系統裡也添加 High Pass filter，目的是為了減去因為 DC 或電源供應器所接的市電 60Hz 所造成影響，避免因為此而誤判頻率，增加系統的可靠度。也可以調控內部的數位濾波器將低頻的 Flicker Noise 濾除。

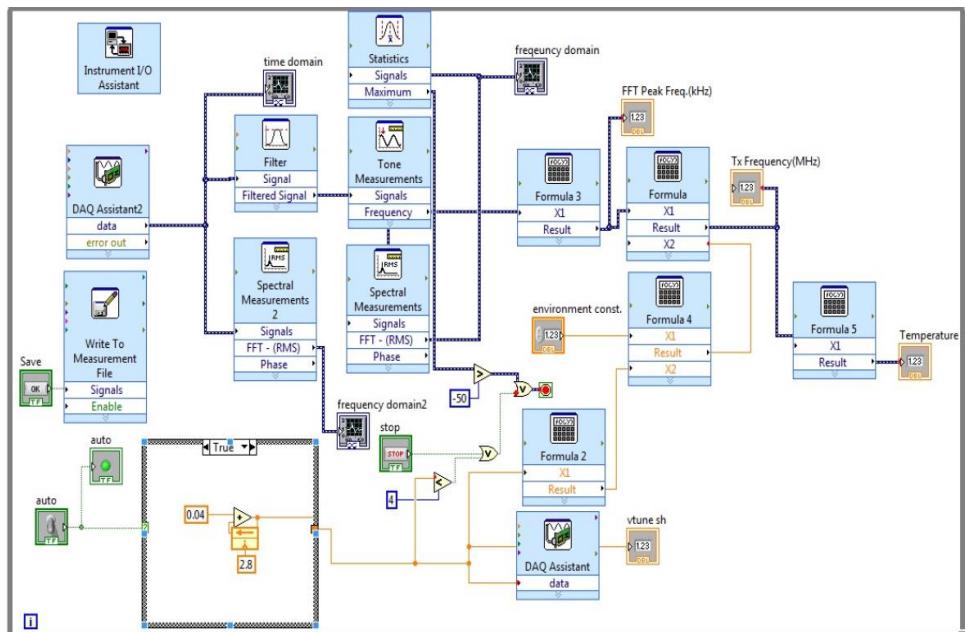


圖4、LabView Block Diagram for 溫度感應

● 實驗設置

1. 電路佈線圖以及實作

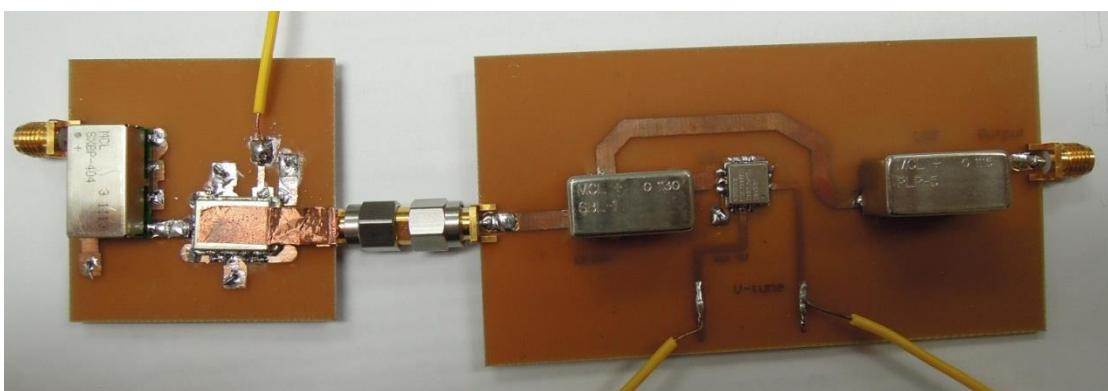


圖5、實作電路板

2. 傳送端以及接收端實際量測

為了驗證我們接收系統的準確性，我們所執行的實驗過程是透過 SG 當作 Transmitter 以-10 dBm 直接透過天線而省去了 cable 的損耗，距離 1m 發送穩定訊號，頻率的範圍則從 400 MHz-406 MHz 間隔為 0.2 MHz 增加，一方面為了實驗的嚴謹性並且可以增加我們整個實驗的精確度，另外，透過這樣小間隔的頻率差距，我們也可以一邊觀察、測試我們的系統所能解調的最小範圍。記錄了每一點我們所量測的頻率並且與 SG 所顯示之頻率比較，實驗結果平均誤差控制在 0.0044% 即平均誤差在 17.742 kHz，截至目前為止目標解析 200 kHz/0.1°C 變化是相當有機會的。

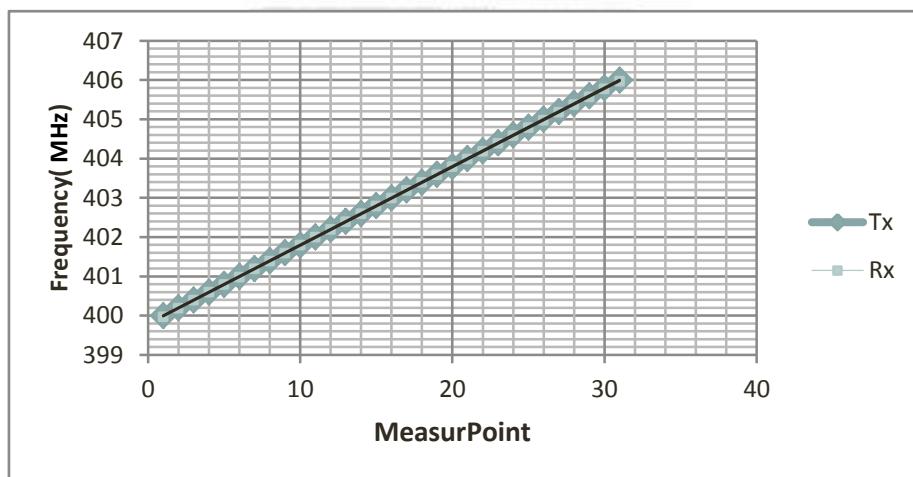


圖6、Tx & Rx Frequency

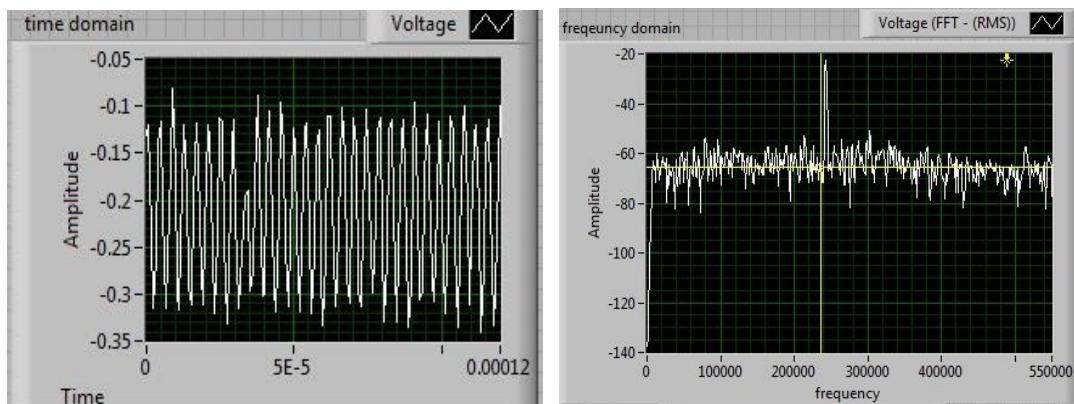


圖7、量測電腦監控圖(Time Domain & Frequency Domain)

3. 接收機距離測試

另外為了知道我們在傳送端為-10 dBm 的訊號強度下，我們能辨識頻率的有效距離範圍為何。我們同樣使用了 SG 為 Transmitter，為了提高準確度，我們採用傳送頻率的中間值 403 MHz 作為發送固定頻率，從 0.25m-5.75m 間隔為 0.25m 進行實驗並且記錄各點所接收顯示在電腦中的能量，實驗過程中比較困難的一點在於控制環境的變因，像是一些金屬的反射或其他物品的干擾，這些因素都是需要經過詳細的考量。而我們在 LabVIEW 的程式設定為偵測到-40 dBm Peak 值時鎖定頻譜畫面並運算回發送端的頻率，我們發現我們的有效距離將落在 3.25m，如要更為提升其效能的話，在抑制雜訊的部分還要多作努力才行。

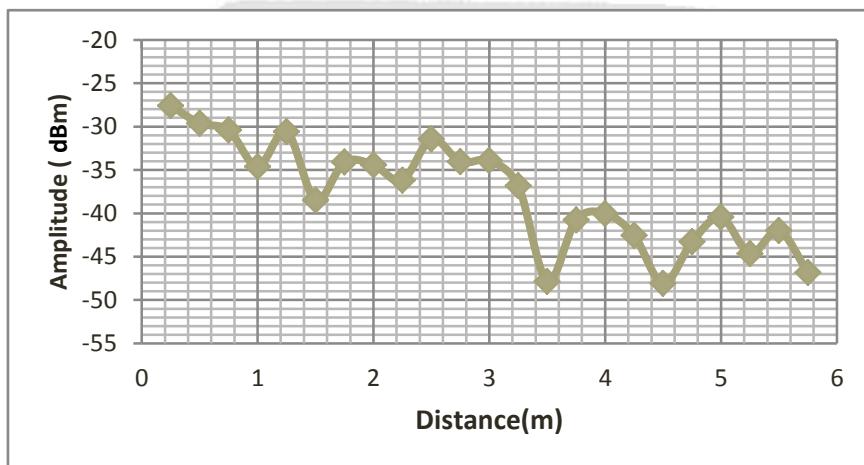


圖8、距離v.s.接收能量

4. 溫度模擬量測

- 利用 DAQ 輸出電壓至 VCO 的 Vtune，方便調控且電壓相當穩定
- 電腦自動運算出傳送端頻率及溫度
 - (1) 利用 LabVIEW 的 ToneMeasurement 得 IF 然後加上 DAQ 輸出之電壓所對應的 VCO 頻率即傳送端發送頻率之量測值並且和訊號產生器比較其誤差。
 - (2) 假設傳送端 BBT 的溫度和頻率關係相當線性，得出一趨勢線($Temperature = 0.381 \times VCO_Freq. - 117.17$)，然後將傳送端頻率和接收端頻率分別代入趨勢線中得溫度數值並比較其誤差。
- 隨機設定 SG 之發送頻率，約 2 秒內即可判斷出其頻率

表二、隨機設定發送頻率測試接收端準確度 (SG_Power : -10 dBm)@Distance=1 m)

SG_Freq	SG_Temp	Rx_Freq	Rx_Tem	Freq._Error	Temp_Error	SG_Temp
401.000 MHz	35.611 °C	401.008 MHz	35.614 °C	0.0020%	0.0084%	35.611 °C
403.423 MHz	36.534 °C	403.448 MHz	36.544 °C	0.0062%	0.0261%	36.534 °C
405.320 MHz	37.257 °C	405.321 MHz	37.257 °C	0.0002%	0.0010%	37.257 °C
403.680 MHz	36.632 °C	403.688 MHz	36.635 °C	0.0020%	0.0080%	36.632 °C
401.234 MHz	35.700 °C	401.237 MHz	35.701 °C	0.0007%	0.0035%	35.700 °C

LabVIEW Interface

Tx : 403.423 (MHz) Rx : 403.448 (MHz) 誤差 : 0.0062%

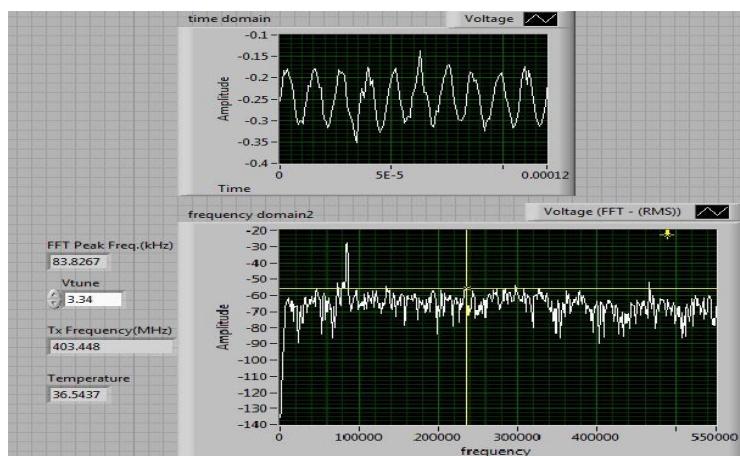


圖9、實際Front Panel 呈現

5. 溫度實際量測

經過溫度實際量測結果，和前面預期為正相關不一致，是因在設計發送端為了提升在每 0.1°C 變化大於 100 kHz 而有所更動，以致在實作上顯示為負相關。其中比較難控制的部分為 0.1°C 範圍的恆溫，由於環境的干擾以及溫度碳棒可能本身存在的誤差，所以在這方面其實是一項相當大的挑戰。

而我們能夠採用的方式也只是盡量多紀錄溫度以及頻率，累積實驗紀錄的數據，提升整個實驗的可信度以及準確率。

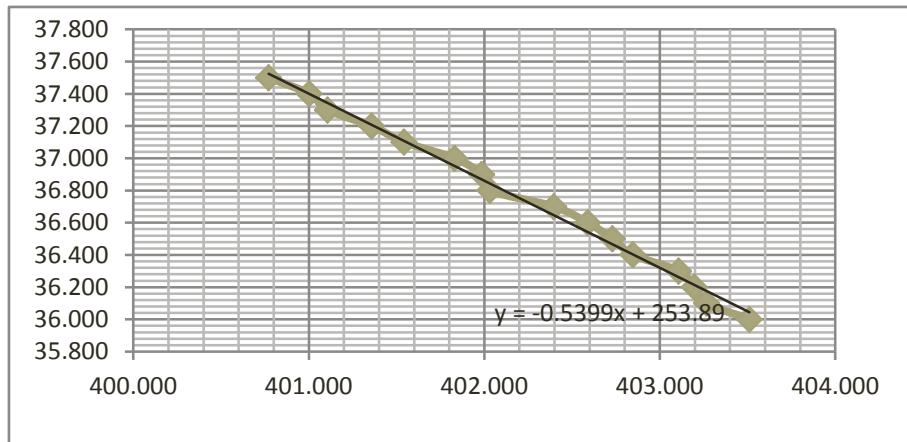


圖10、實際溫度相對接收機解出的頻率

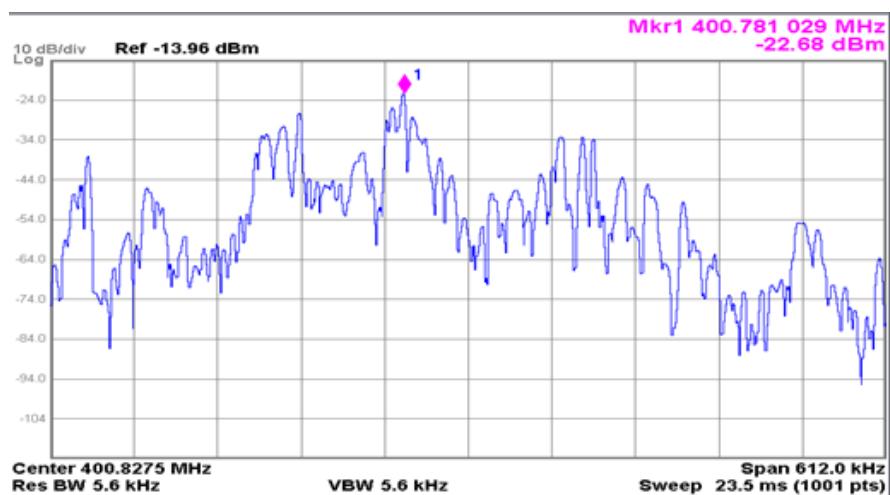


圖11、發送端的訊號藉由頻譜分析儀在612 kHz的範圍下顯示

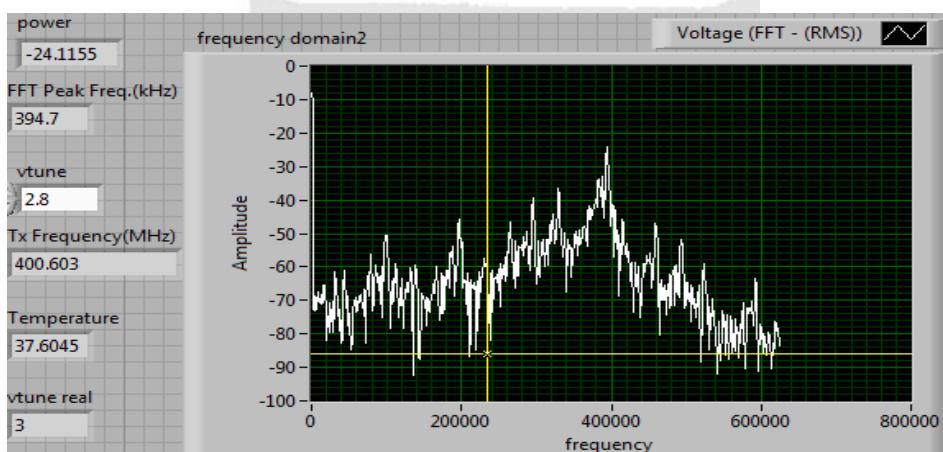


圖12、發送端的訊號藉由LabVIEW顯示

在發送端電路仍有許多干擾的因素造成接收機無法提供原本預估準確的結果。如圖 11 顯示發射訊號有許多 harmonic，是在原先測試用較大的範圍觀測不會注意到的。由圖 11、圖 12 中我們可以發現誤差落在 178 kHz，其中需要改進的可能是在頻譜分析儀的觀察，我們可以透過機器本身的平均功能降低 Noise Flow，再將圖表的資料輸出至 Excel 或是 Matlab 等程式再做一次 Curve Fitting 讓整個圖形的 Peak 值可以比較接近真實的頻率。另外藉此發現若是採用 DAQ 卡(取樣頻率較低)，會出現許多比較細微的困難需要克服；而溫度電阻本身產生的雜訊也可能因此產生極大的誤差。如此在發送端需要提供更穩的訊號或是藉由多次的量測取平均達到期望的結果。

● 結論

在參與頂石計畫我們提出一可用於低侵入式無線生理訊號量測系統之外部接收機。經由文獻的比較，採用 Low-IF 之接收機並以實作電路進行實際量測，相較於使用高規格之頻譜分析儀解調信號，本計畫所提出之接收機成本為其二十分之一以下，且確實達成了一個低成本的即時接收系統可是卻不失其穩定性、靈敏度及低耗能。檢測的頻率誤差在 0.007% 以下，整體系統溫度檢測最大誤差為 0.0261%，符合生醫檢測之需要。在面對溫度感測與血氧發射的訊號，都能夠判別出來，並加上數位化的優勢，可將此訊號利用現今的傳輸系統進行傳輸，將重要的生理訊號傳送給相關親人及照顧單位。但是系統仍有許多地方要加以改善，例如：天線可置換成 Patch Antenna 以達到接收更穩定的訊號；後端的電路整合在同一塊電路板降低訊號的損耗；另外，為了使 DAQ 在規格內順利運作所實現的低通濾波器可讓其斜率更陡峭，使系統表現在接近取樣頻率時亦可有出色的解析度。並且增加每次接收同樣溫度的取樣次數，藉由平均去除因為發送端電路不穩定的因素，得以持續輸出穩定且可靠的量測結果。以此未來的構想是將生裡訊號以每個週期可能半天或以個小時在短時間內數次的取樣，達到穩定並高精確度的量測結果。將此結果發射到接收端，希望利用手機或者隨身物品接收

並且連結到外部的通訊系統。達到低侵入式且低耗能的植入系統，但藉由外部的接收機將效能提升並現代化。期望藉由微小化且與更多的生理低侵入式系統合作，並將輸出端連結於手機、筆電、平板等常用通訊裝置。並將應用程式以App shop供人人銷售更改，相信會有更廣泛且實用的商品出現。在不久的將來，醫療就可更貼近使用者，也提升社會大眾對自己生理的健康認識與維護。

● 參考資料(Reference)

- [A1] American Telemedicine Association. Available online: <http://www.atmeda.org/>.
- [A2] P. Asbach and M. Nerlich, “A Telemedicine Guideline for the Practice of Teleconsultation,” *Studies in health technology and informatics*, vol., 2003, pp.1-14.
- [A3] E. Kyriacou, S. Voskarides, C.S. Pattichis 1, R. Istepanian, M.S. Pattichis, C.N. Schizas, “Wireless Telemedicine Systems: A Brief Overview,” *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, vol.44, no.2, pp 143-153, 2002
- [A4] Minimally Invasive Technologies. Available on line: <http://www.fda.gov/AboutFDA/CentersOffices/CDRH/CDRHReports/ucm126844.htm>
- [A5] A. Rafiq and R.C. Merrell, “Telemedicine for Access to Quality Care on Medical Practice and Continuing Medical Education in a Global Arena,” *Journal of Continuing Education in the Health Professions*, vol. 25, no. 1, 2005, pp. 34-42.
- [A6] Gunjan Sinha , “Virtual Healing,” *Popular Science*, Vol. 7, pp. 58-61, July 2000.
- [A7] F. Chastellain, C. Botteron, P. Farine, “Looking Inside Modern Receiver,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 12, Issue2, pp 87-97, April 2011.
- [A8] P-I. Mak, S-P U, and R.P Martins, “Transceiver Architecture Selection: Review, State-of-the-Art Survey and Case Study,” *IEEE Circuits and Systems Magazine*, v. 7, No. 2,pp. 6-25 2nd Quarter 2007
- [A9] S.-H. Chen and C.-L. Yang, “Implantable fractal dental antennas for low invasive biomedical devices,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APS/URSI)*, 2010 IEEE, 2010, pp. 1-4.
- [A10] 柳福源，“人體血液循環量測系統之研製”，國立中央大學碩士論文，2005

附錄 B :

IRB 許可相關文件-同意人體試驗證明書

文件編號：8800-4-07-001

Institutional Review Board
National Cheng Kung University Hospital
138 Sheng-Li Rd, Tainan 704, Taiwan R.O.C.
TEL: 886-6-2353535 ext.3635 FAX:886-6-2388190

國立成功大學醫學院附設醫院
第二人體試驗委員會
台灣.臺南市勝利路138號
E-mail:em73635@mail.hosp.ncku.edu.tw

同意人體研究證明書

計畫名稱：用於遠距離照護之低侵入式基礎體溫系統無線介面開發
計畫編號/本會編號：-- / B-BR-102-029-t

內容/版本：

1. 計畫書：版本：第一版，日期：2013 年 04 月 10 日
2. 人體研究說明及同意書：版本：第四版，日期：2013 年 06 月 27 日

下次繳交報告日期：民國 103 年 6 月 30 日

試驗機構：成功大學

計畫主持人：謝達斌 老師（口醫所）

共同主持人：楊慶隆 老師

此計畫已於民國 102 年 6 月 20 日經本院人體試驗委員會第 B019 次大會審核，並於民國 102 年 7 月 1 日修正通過，本會組織與執行皆遵照 ICH-GCP 規範，有效執行期限為民國 102 年 7 月 1 日至民國 103 年 6 月 30 日，特此證明。請於研究執行前取得行政院衛生署食品管理局同意。計畫主持人若未依規定於執行期限到期後三個月內繳交報告者，本會將保留審核權。若有任何不良反應亦須依藥品優良臨床試驗準則(GCP)通報；該計畫任何部份若欲更改，請於有效期限內向本會提出申請。

中 華 民 國 102 年 7 月 2 日

Human Study Approval

Date: Jul. 2, 2013

Title: Development of Wireless Interface on Low Invasive Biological Monitoring Systems for Remote Health Care

Protocol No/ IRB No: -- / B-BR-102-029-t

Content/Version:

1. Protocol: Version: 1, Date: Apr. 10, 2013
2. Informed Consent Form: Version: 4, Date: Jun. 27, 2013

Next Hand-in Report Date: Jun. 30, 2014

Institute : National Cheng Kung University

Investigator: Prof. Dar-Bin Shieh (Institute of Oral Medicine and Department of Stomatology)

Co-Investigator: Assistant Prof. Chin-Lung Yang

This is a certification to show that the protocol has been approved by Institutional Review Board (IRB) on Jul. 1, 2013, and the valid execution date is from Jul. 1, 2013 to Jun. 30, 2014. A document of agreement from Food and Drug Administration, Department of Health, Executive Yuan must to obtained before the starting of this research. The Institutional Review Board of National Cheng Kung University Hospital (NCKUH) is organized and operated according to the laws and regulations of ICH-GCP. For those principal investigators who are 3 months late in submitting the final reports, the NCKUH IRB will retain the review rights. If any Adverse Event occurs, the IRB should be notified as required by GCP. If any part of the protocol needs to be altered, please submit the application to NCKUH IRB within the valid execution date.

Your sincerely,
Thy-Sheng Lin M.D.
Vice-Chairman

林志勝 Thy-Sheng Lin

Institutional Review Board
National Cheng Kung University Hospital

本會主任委員暫代院長職務
，因此不參與審查業務，
由副主任委員代為決行

經第 A006 次大會通過版

IRB 許可相關文件-人體研究說明及同意書

文件編號：8800-4-03-001
表單編號：表單 12

國立成功大學 人體研究說明及同意書



適用範圍：非醫療法第 8 條所規範之人體研究、問卷、訪談及檢體採集等
(本同意書應由計畫主持人親自向受試者說明詳細內容，並請受試者經過慎重考慮後方得簽名)
您被邀請參與此研究，本說明及同意書提供您有關本研究之相關資訊，研究主持人將會為您說明研究內容並回答您的任何疑問。

計畫名稱：用於遠距離照護之低侵入式基礎體溫系統無線介面開發

執行單位：國立成功大學電機所

委託單位/贊助廠商：國立成功大學電機所-無線整合與生醫應用實驗室

委託單位/贊助廠商住址：臺南市東區大學路 1 號自強校區電機系館 92475

贊助者聯絡方式：06-2757575 轉 62422

研究經費來源：國立成功大學電機所-無線整合與生醫應用實驗室

主要主持人：謝達斌 職稱：特聘教授兼所長 聯絡電話：06-2757575 轉 75377

共同主持人：楊慶隆 職稱：助理教授 聯絡電話：06-2757575 轉 62422

受試者姓名：

性別：出生日期：

通訊住址：

聯絡電話：

一、 研究簡介：

近年來，因社會型態及人口結構的改變使得老年人口的比例持續增加，在快速老化社會中，老人因此患有慢性疾病人口比例相對增多，而慢性病症必須要長期觀察監控、照護，也必須常常回診來了解病情，這將會大大增加了醫療照護成本。為了因應人口老化及長期照顧服務需求的不斷增加，國內醫療產業服務型態也有了重大的改變，於是發展「遠距居家照顧（tele-home care, THC）」成為醫療主要的方向。

隨著全球醫學的進步，科學家逐漸發現人體中有許多生理訊號可透過醫用感測器(sensor)來感測並轉換成電訊號，感應裝置植入於病患身上，利用測量皮膚上的電位差、溫度或是壓力，取得各種不同的生理訊號，再將生理訊號轉換成電壓訊號或是影像資訊，以方便醫生判斷病情。基於跨領域結合生物醫學與電機電子的想法，本實驗室提出了碎形假牙天線架構，並配合基礎體溫晶片，形成一低侵入式無線基礎體溫系統晶片。藉由此裝置可以形成全民行動照護網，使個人健康資訊可有效整合於台灣的醫療與健保體係，並利用寬頻無線網路的高速傳輸，在需要服務的任何時地，提供即時資訊讓醫療資源可以打破現有的服務地理疆界限制，為台灣打造一個醫療服務網，為所有醫療資源供應鏈上的所有參與者提供一個有效、即時、與無疆界限制的行動醫療環境。

二、研究目的：

現有的植入式系統因為有其限制與缺點，依據量測的方式可分成兩類：(非侵入式)與侵入式。非侵入性檢查之最大優點就是安全，如超音波檢查、X 光、核磁顯影(MRI)等，而侵入性檢查之優點就是高準確性，如羊膜穿刺術、胃鏡、大腸鏡等。但是從現有的植入式系統，可以發現都需要開刀動手術，加上它有不易替換電池、裝置及更換設備等缺點。而侵入式量測最大優點，便是生醫裝置隨時配帶在身上，不用擔心使用者忘記佩戴與定時量測，更可以在緊急狀況給予緊急處理。

現今科技越來越進步，也使得跨領域整合逐漸展現其優勢，利用電子電機設備結合一些醫療檢測技術，構成了生醫整合應用裝置。在此提出了新型概念的低侵入式無線量測基礎體溫系統晶片，講求輕鬆植入易更換的特性，也避免了以往開刀所帶來的高風險。它的概念很新穎，可以是一顆假牙生醫裝置，並將一些晶片電路嵌入假牙其中，提供量測的功能。在此本晶片感測器主要是用來檢測人體的基礎體溫，如果此晶片量測實驗成功，就可以藉由不同感測器，如 pH 值檢測、血壓、唾液等，便可偵測到不同的生理疾病。這些生醫整合裝置不僅可以幫助醫生進行一些非侵入式或是低侵入式檢測，更甚者還能進行給藥治療。

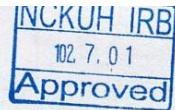
三、研究預計執行期間、受試者數目：

執行期間 2013 年 4 月 ~ 2014 年 6 月，受試者數目：2 位

四、研究之主要納入與排除條件：

該無線量測研究成果純屬研究用途、體溫量測發射所打出的功率為一般手機通話的 1/100 倍因此安全無疑。牙天線材質為一般植牙所常用的材質之一。在試驗過程，因需要增加隔離及衛生，會將晶片與牙天線使用保鮮膜包覆住，可避免口水碰觸到生醫裝置，而發生觸電等危險。（本實驗所使用之保鮮膜為 PE 材質，完全不添加塑化劑，故並無塑化劑溶出之危險）

在量測進行中，生醫裝置會拉出 2、3 條線測試線並接於使用儀器。在實驗時，生醫裝置會有同軸纜線連接至外部量測儀器，並固定其同軸信號線來量測生醫訊號，在此會請受試者口腔向下來量測，其目的是嚴防生醫裝置單獨置入口腔內，以降低被誤吞食的風險。在實驗過程中，您可自由決定是否參加本計畫，並於過程中可隨時撤銷同意及退出計畫參與，不須任何理由且不會引起任何不愉快或影響，而受試者(您)的個人資料會受到完整的保密及保護，並有隨時撤回同意之權利。



文件編號：8800-4-03-001
表單編號：表單 12

五、研究方法、程序及受試者應配合事項：

實驗進行前將先請受試者(您)含著一小團保鮮膜一段時間(保鮮膜有一段延伸在外頭避免誤吞食)，讓受試者(您)先知道此保鮮膜材質置於口腔內之塑膠質感以及略習慣相關的味覺及觸覺，以減少正式試驗時，而引發之不適、不良的心理作用。受試者(您)需要打開口腔，讓研究人員將包覆著保鮮膜的假牙天線與晶片放置於口腔當中，保持開口姿勢約3~5分鐘待量測結束，會把生醫裝置從口腔移出即可閉口。

在假牙部分，其大小上選擇體積與面積最大的臼齒 $8 \times 11.5 \times 8 \text{ mm}^3$ 為亞洲人之大臼齒平均值，而在一般製作假牙的材質有分成金屬牙冠、瓷牙冠與全瓷化牙冠三大類，若假牙的材質中含有金屬物質天線在輻射的時候會被假牙材料的金屬物質阻擋。因此只有全瓷化牙冠合成的材料中不含任何金屬，所以在假牙的材質選擇上將從全瓷化牙冠中挑選，其中最主要的兩種材料分別為氧化鋁(Al_2O_3)與二氧化鎔(ZrO_2)，因此本論文在牙材的選擇上挑選具有較高介電系數、高生物相容性的 ZrO_2 作為假牙的材質。

本實驗主要量測是口腔溫度，並觀察人體口腔組織是否會影響晶片與天線特性，在實驗過程中，會等到3~5分鐘，等到接收端接收到資料便將生醫裝置移出口腔。而安排較長之時間主要是為了合適地放置並多次紀錄量測值等，並不需要長時間的紀錄或維持同一動作。在量測過程中，可視受試者(您)之需要取出後再放回量測，如：進行口水吞嚥，已盡量減少受試者之不適感。

量測進行中，請受試者(您)配合開口向下量測，(實際使用時將不需要，人體可以依正常姿勢直立)。於量測過程中受試者(您)的舌頭或牙齒可能會碰觸到保鮮膜，保鮮膜是為了保持口腔衛生與避免絕緣天線上可能存在微弱的電流影響到生體組織。本生醫裝置在進行人體試驗時，會放置於牙邊的位置，而非舌頭上，其舌頭和臉頰對此天線的相對位置影響天線的效能，包括操作頻率，反射係數，天線增益等。因此會選盡量接近牙齒邊緣的位置，以檢驗模擬設計之結果。由於口腔內實為一相較室內空間複雜的無線通訊環境，其變因相當多，多種的生物組織、複雜而多變的腔體結構，造成不可預測之多重路徑反射與干擾，為避免此類無法預期的隨機效應，擬請每位受試者進行量測3次，以量測到完整的結果。

六、研究資料之保存期限及運用規劃：

本研究將對於您的測試的資料，將會發表於學術研究期刊，會將其資料保存到 2015 年 7 月。而本研究必嚴加保密其隱私，個人資料，如須公開資料（發表結果），會以無從辨識檢體或資料提供者個人資料之方式處理。受試者其個人資料，除另經同意或政府機關及其他依法令應提供之情形者外，絕不會洩漏受試者之個人資料予第三人。本研究結束後，會將受試者使用之保鮮膜，將由計畫主持人依程序銷毀丟棄。

七、剩餘資料之保存與使用：(如適用)

- 我同意提供資料供此次研究使用，若未來有任何的研究需使用我的資料，我都完全同意。
我同意提供資料供此次研究使用，若未來有任何的研究需使用我的資料，每次皆應徵求我的同意；除非資料已經編碼且與我個人資料永久去連結。
我不同意剩餘資料保存及提供其他研究使用，本次研究結束後請將資料銷毀。

如您同意，我們將收集您的 體溫資料 並保存於 國立成功大學電機系之無線生醫系統及應用實驗室 直至西元 2015 年，未來將使用於 醫療電機電子學術 方面之研究，保存期滿屆時若尚未使用完畢，會銷毀其相關資料。有關您的資料未來是否提供、讓與或授權機構外之他人使用，未來則將由成大醫院人體試驗委員會審查其適當性，以保障您的權益。

成功大學研究者若要使用您的資料進行醫學研究，必須先提出研究計畫書，並經由成大醫院人體試驗委員會審核及決定是否需要再次取得您的同意。您可以自由決定是否願意提供資料以供未來醫學研究。

簽名：_____ 日期：_____ 西元年 _____ 月 _____ 日

您有權隨時撤除該資料的使用權及授權同意，任何決定都將不會造成任何不愉快或影響日後我們對您的醫療照顧。如果有任何疑問或撤除該資料使用權之需求，您可以隨時與研究人員聯絡。
(聯絡人：楊慶隆；電話：06-2757575 轉 62422；單位：國立成功大學電機系)。

八、可預見之風險及造成損害時之補救措施：

在實驗過程中，您可自由決定是否參加本計畫，並於過程中可隨時撤銷同意及退出計畫參與，而受試者(您)的個人資料會受到完整的保密及保護。因參與本研究可能會引發噁心、嘔吐、刮傷口腔黏膜、牙齒磨損等情況。若不幸發生危險，將會緊急送醫處理，並由無線整合與生醫應用實驗室來負擔醫療費用及後續相關事宜。若您不願意接受這樣的風險，請勿參加研究。

九、研究預期效益：

執行本計畫目的在協助國內學術研究、促進醫學發展，此研究成果若直接或間接衍生出具商業價值之產物之權益屬於國立成功大學及合作單位，不屬於個別研究對象，故無法提供您其它的附加價值或權益，敬請諒解。

十、損害補償與保險：

- (一) 如依本研究所訂臨床研究計畫，因而發生不良反應或傷害，由 國立成功大學 負責損害補償責任。但本受試者同意書上所記載之可預期不良反應，不予補償。
- (二) 如依本研究進行因而發生不良反應或傷害，國立成功大學願意提供必要的協助。
- (三) 除前二項補償及醫療照顧外，本研究不提供其他形式之補償。若您不願意接受這樣的風險，請勿參加研究。
- (四) 您不會因為簽署本同意書，而喪失在法律上的任何權利。

十一、受試者權利及個人資料保護機制，至少需包含下列項目：

(一) 參加研究之補助

會依受試者往返之地點，給予車馬補助費，其車馬補助費以台灣鐵路火車票價為主。

(二) 保護隱私

研究所得資料可能發表於學術雜誌，但不會公佈您的姓名且對受試者個人資料之隱私絕對保密，同時計畫主持人將謹慎維護您的隱私權。衛生署主管機關、研究委託者與本院研究倫理委員會在不危害您的隱私情況下，依法有權檢視您的資料。

- (三) 研究過程中如有新資訊可能影響您繼續參與研究意願的任何重大發現，都將即時提供給您。
- (四) 如果你(妳)在研究過程中對研究工作性質產生疑問，對身為患者之權利有意見或懷疑因參與研究而受害時，可與本院之人體試驗委員會聯絡請求諮詢，其電話號碼為：06-2353535 轉 3635 或 e-mail : em73635@mail.hosp.ncku.edu.tw 或郵寄至 704 台南市北區勝利路 138 號門診大樓 4 樓人體試驗委員會。

本同意書一式兩份，您已確實收到同意書副本，並已完整說明本研究之性質與目的。

_____ 主持人已回答您有關研究相關問題。

十二、研究可能衍生之商業利益及其應用之約定：

此研究成果若直接或間接衍生出具商業價值之產物之權益屬於國立成功大學及合作單位，不屬於個別研究對象，故無法提供您其它的附加價值或權益，敬請諒解。

十三、研究之退出與中止：

受試者(您)可自由決定是否參加本研究；研究過程中也可隨時撤銷同意，退出研究，不需任何理由，且不受到處罰或損及其應得之利益，更不會引起任何不愉快或影響。若您退出研究後，其之前被收集的資料，將需要保留分析，但不再繼續收集其資料，若需繼續收集您的資料，須徵詢其同意才會繼續收集資料，並會維護您的隱私及個人資料的機密性。而研究主持人或贊助廠商亦可能於必要時中止該研究之進行。

十四、簽名欄：

- (一) 受試者已詳細瞭解上述研究方法及其所可能產生的危險與利益，有關本試驗計畫的疑問

，業經計畫主持人詳細予以解釋。本人同意接受為臨床試驗計畫的自願受試者。

1. 受試者為無行為能力(未滿 7 歲之兒童或受監護宣告之人)，應得其法定代理人或監護人之同意。
2. 限制行為能力人(滿 7 歲以上至未滿 20 歲或受輔助宣告之人)，應得其本人及法定代理人或輔助人共同同意並簽署同意書。(7~11 歲請檢附兒童版同意書)
3. 受試者雖非無行為能力或限制行為能力者，但無法自行簽署同意書時，應由有同意權人為之。(同意順序依相關法律規定辦理)

受試者簽名：_____

日期：_____ 年 _____ 月 _____ 日

法定代理人/監護人/輔助人/有同意權人簽名(如適用)：_____

與受試者關係：_____

日期：_____ 年 _____ 月 _____ 日

(二) 見證人使用時機：

1. 受試者、法定代理人或有同意權之人皆無法閱讀時，應由見證人在場參與所有有關受試者同意書之討論。見證人應閱讀受試者同意書及提供受試者之任何其他書面資料，以見證研究主持人或其指定之人員已經確切地將其內容向受試者、法定代理人或有同意權之人解釋，並確定其充分了解所有資料之內容。
2. 受試者、法定代理人或有同意權之人，仍應於受試者同意書親筆簽名並載明日期。但得以指印代替簽名。
3. 見證人於完成口述說明，並確定受試者、法定代理人或有同意權之人之同意完全出於其自由意願後，應於受試者同意書簽名並載明日期。
4. 研究相關人員不得為見證人。

見證人簽名：_____

日期：_____ 年 _____ 月 _____ 日

(三) 主持人或研究人員已詳細解釋有關本研究計畫中上述研究方法的性質與目的，及可能產生的危險與利益。

主要主持人/共同主持人/研究人員簽名：_____

日期：_____ 年 _____ 月 _____ 日