

國立臺灣大學工程科學及海洋工程學系暨研究所

碩士論文

Department of Engineering Science and Ocean Engineering

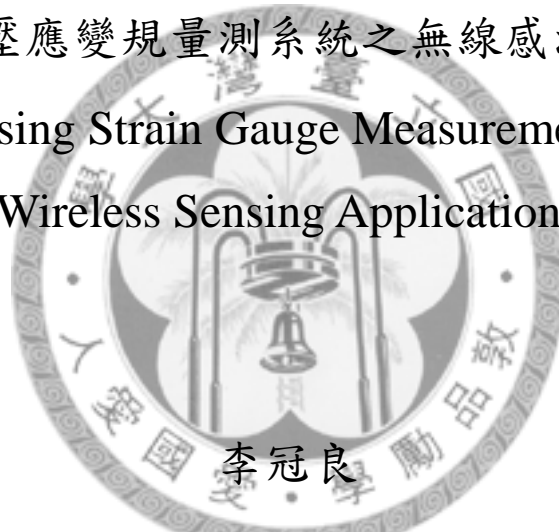
College of Engineering

National Taiwan University

Master Thesis

脈衝偏壓應變規量測系統之無線感測器應用

A Pulsed-Biasing Strain Gauge Measurement System for
Wireless Sensing Applications



李冠良

Guan-Liang Lee

指導教授：陳昭宏 博士

Advisor : Jau-Horng Chen, Ph.D.

中華民國 101 年 7 月

July 2012

誌謝

一轉眼，連同在台大大學部的時間，在台大這塊土地已有五年的時間，經歷各式各樣的事情，揮霍了時光，揮霍了汗水，有時也揮霍了能睡覺的夜晚，回首都是值得收藏的美好回憶，特此利用誌謝來感謝所有在這段時光陪伴我的人。

能完成這篇論文，我要特別感謝我的指導教授陳昭宏老師，從大三指導我的專題研究到大學畢業，讓我在碩士做實驗時具備一定的解決能力，並且在碩士這年費心地提點如何論文發表，本篇論文才能順利地如期完成；更難能可貴的，老師能和學生保持亦師亦友的關係，不只是關心研究領域的問題，也能和學生討論日常生活相關的議題，感謝能有這樣機會，和老師相處的三年多中，學習到相當多的智慧，祝福老師身體健康，研究順心，外出平安。

感謝李貫銘老師、丁肇隆老師、李坤彥老師參加論文口試，對於論文的指正以及建議，使的本論文更加完善，也讓我獲益良多。

感謝高效率實驗室的每一位學長姐對我的支持與鼓勵，后鍾學長、立言學長、明賢學長、俊偉學長、俊淵學長、林杰學長還有玉翎學姊，雖然實驗方向不盡相同，但還是能夠給我課業上、研究方向上的協助，讓每次的困難都能夠克服。感謝結構實驗室的昱傑學長、正有學長、政彰同學、原譯同學和金汎同學的協助，讓我順利量測完成。感謝人豪學長、偉庭學長、鴻洲同學、皓元同學在實驗室的陪伴，讓實驗室生活更多色彩。也感謝豪舜學長、凱宇學長、立偉學長、昀芝學姊的指點與協助。

也感謝一路陪伴的高中同學、航空社朋友、天文社朋友、攝影社朋友、森多團還有大學同學們，是你們讓我在困境中有所依靠，這些有歡笑有淚水的一路打鬧，都像是在台大生活中鮮艷的正沖負。

也感謝家人對我有時早出晚歸，又有時宅在家的作息有所包容，無論何時都能夠和我討論、支持我的決定，謝謝你們，願你們永遠健康平安。

我現在能夠完成此論文，以後能夠對社會有一點點貢獻都應該感謝各位，僅將此文獻給所有關心我的人。

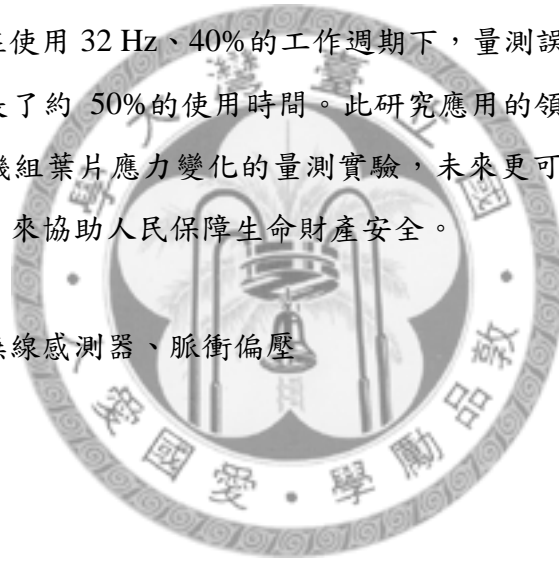
李冠良 2012年7月

中文摘要

應變規廣泛使用在許多精密測量系統，這類應用被部署後不希望更動，所以應變感測器需要有很長的電池壽命。最近，這些感測器可用於監測旋轉設備，例如風車和車輪，提供災難性故障的預警，避免危害公共安全。因為無法使用傳統有線的感測器，無線應變感測器就變成相當的重要。

利用脈衝偏壓的方式在電力資源極少的無線感測器上，達到節省能源、拉長使用時間的效果。此外沒有使用恆定的電流，除了可以減少功率消耗，還可以減少應變計的溫度測量誤差。我們利用此技術實際做出無線感測應變規，並且在此架構中進行驗證，在使用 32 Hz、40%的工作週期下，量測誤差可視為可忽略，在此條件下有效的延長了約 50%的使用時間。此研究應用的領域相當的廣泛，目前已經協助風力發電機組葉片應力變化的量測實驗，未來更可以使用在眾多需要監控應力變化的地方，來協助人民保障生命財產安全。

關鍵字：應變規、無線感測器、脈衝偏壓



英文摘要

This paper presents a pulsed-biasing strain gauge measurement system for wireless sensing applications. The use of pulsed-biasing on the strain gauge can reduce the power consumption of the sensor, which is crucial for low-power wireless sensors. Moreover, without using a constant bias current, power dissipated on the resistive bridge that includes the strain gauge can be reduced. Such reduction can also reduce measurement errors from an increased strain gauge temperature. A strain gauge wireless sensor was constructed using commercially available components. Measurement results show that the pulsed-biasing technique can be implemented with a duty cycle down to around 40% with negligible measurement error at a data rate of 32 Hz. The power saved is equivalent to an increased operation time of 50%.

Keywords: strain gauge, wireless sensor, pulsed-biasing

目錄

口試委員會審定書	#
誌謝	i
中文摘要	ii
英文摘要	iii
目錄	iv
圖目錄	vii
表目錄	x
第 1 章 緒論	1
1.1 研究動機	1
1.2 文獻探討	2
1.2.1 電阻式應變規	2
1.2.2 惠斯登電橋	3
1.2.3 脈衝偏壓	4
1.2.4 無線感測器	6
1.3 論文架構	7
第 2 章 系統元件介紹	9
2.1 電阻式應變規	9
2.1.1 應變係數 (Gauge Factor, G.F.)	9
2.1.2 溫度膨脹係數 (Linear Expansion Coefficient, α)	10
2.1.3 配合惠斯登電橋的量測方式	11

2.2	類比數位轉換器	15
2.2.1	逐次逼近類比數位轉換器	16
2.2.2	管道模擬類比數位轉換器	16
2.2.3	$\Sigma\Delta$ 類比數位轉換器	17
2.3	可編程輯閘陣列	20
2.4	脈衝偏壓	21
第 3 章	系統架構	23
3.1	應變規與惠斯登電橋配置	24
3.2	電力架構	24
3.3	類比數位轉換器	25
3.4	控制單元	26
3.5	無線收發模組	27
3.6	脈衝偏壓架構的實現	29
3.7	訊號處理	30
3.8	電路板設計	30
第 4 章	量測與量測結果	33
4.1	量測架構	33
4.2	校正	34
4.3	效率與精準度分析	38
4.4	電力分析	44
4.5	熱分析	45
第 5 章	結論與未來展望	47

5.1	結論	47
5.2	未來展望	47
5.2.1	增加傳輸距離	48
5.2.2	減少或是修正熱效應	48
5.2.3	組成量測系統	48
5.2.4	應用在非電阻式感測器	48
	參考文獻	50
	論文著作	52



圖目錄

Fig. 1.1	箔型應變規	3
Fig. 1.2	惠斯登電橋架構圖	4
Fig. 1.3	脈衝響應函數圖	5
Fig. 1.4	步階函數近似圖	5
Fig. 1.5	脈衝偏壓示意圖	6
Fig. 2.1	電阻材料示意圖	9
Fig. 2.2	Karma-type 電阻示應變規溫度補償圖	11
Fig. 2.3	四分之一電橋應變規量測圖	12
Fig. 2.4	二分之一電橋應變規量測圖 (一)	13
Fig. 2.5	二分之一電橋應變規量測圖 (二)	14
Fig. 2.6	全橋應變規量測圖	14
Fig. 2.7	逐次逼近類比數位轉換器架構圖	16
Fig. 2.8	管道模擬類比數位轉換器架構程序圖	17
Fig. 2.9	管道模擬類比數位轉換器單一單元架構圖	17
Fig. 2.10	白雜訊在兩種類比數位轉換器的分析圖	18
Fig. 2.11	一階 $\Sigma\Delta$ 類比數位轉換器頻域模型	19
Fig. 2.12	$\Delta\Sigma$ 類比數位轉換器架構圖	20
Fig. 2.13	可編程輯開陣列 (FPGA) 架構圖	21
Fig. 3.1	系統架構整體配置圖	23
Fig. 3.2	實驗中使用的應變規資料	24

Fig. 3.3	電力架構圖	25
Fig. 3.4	ADC 工作圖	26
Fig. 3.5	FPGA 控制元件功能圖	27
Fig. 3.6	Maxim 的 MAX1472 接收板	28
Fig. 3.7	Maxim 的 MAX1472 接收板成品	28
Fig. 3.8	脈衝偏壓時序圖	29
Fig. 3.9	單一信號無線傳輸編碼圖	30
Fig. 3.10	無線量測發射板電路板	31
Fig. 3.11	無線量測發射板成品	31
Fig. 3.12	電路詳細元件分布圖	32
Fig. 4.1	JIS K 7054, B 型拉伸試片 LT800	33
Fig. 4.2	實驗量測架構圖	34
Fig. 4.3	Material Testing System, MTS	35
Fig. 4.4	未校正 100% duty cycle 量測資料	36
Fig. 4.5	零點校正 100% duty cycle 量測資料	37
Fig. 4.6	100% duty cycle 量測資料	38
Fig. 4.7	70% duty cycle 量測資料	39
Fig. 4.8	60% duty cycle 量測資料	39
Fig. 4.9	50% duty cycle 量測資料	40
Fig. 4.10	40% duty cycle 量測資料	40
Fig. 4.11	30% duty cycle 量測資料	41
Fig. 4.12	20% duty cycle 量測資料	41

Fig. 4.13 各脈衝值比較圖42



表目錄

Table 2.1	應變係數對應材料表	10
Table 4.1	最小平方差值比較表	43
Table 4.2	原始架構電力消耗比例表	44
Table 4.3	40%脈衝偏壓電力消耗比較表	45



第1章 緒論

1.1 研究動機

目前應變規 (Strain gauge) 可以相當廣泛的應用在各個量測或是監控領域。像是建築物健康監測系統 (structural health monitoring systems) [1]、植牙應力監測 [2]、骨科植入應力監測[3]還有流體感測器[4]的應用。在這些眾多的感測應用下，越來越多的感測需求是需要使用無線的方式來傳遞量測資訊，其中旋轉子的應力多半無法利用傳統有線的感測器來進行資料的即時擷取，主要原因是傳統解決方案為將連接處改為碳刷的方式代替導線，但因碳刷的接點非固定點，在旋轉過程中本身電阻值就會改變，導致量測的精準度下降，所以才需要無線的感測器來取代。

例如目前發展快速的風力發電機之中的葉片應力量測；或是感測器需要佈署在不方便抵達的地方，例如橋墩，高塔這些可能需要長時間監控卻又不方便維護，可以使用無線應變規的架構來實現這樣的量測，可以減少因為結構老舊導致的公共危險，避免災難的發生。


在無線感測器中，唯一的電力來源就是電池，電力系統便是使用上一大的課題，因為佈署無線感測器的原因便是希望能夠避免到達感測位置，但若因為電力用盡而需要時常更換電池反而就沒有任何意義。而應變規的無線量測主要問題便是在於需要持續供電給電橋使用，造成固定的電流消耗，在固定偏壓下越低的電橋電阻就會造成越高的電流消耗，這可能占了全部的系統的一大部分。

所以本篇文章將會探討如何利用脈衝偏壓的技術來節省電力的消耗，並且在

不損失量測精度的情況下實現，此技術可以廣泛的應用在各類的電阻性感測器，讓感測器的效率提高。利用此技術還因為降低了電橋上的功率消耗，也可以減少電阻因為本身發熱所導致的應變[5]，進而改善量測結果的熱效應精確度。若電流消耗可以持續降低的話，未來可以採用感測器自己供電的方式來提供電力[6]，例如使用太陽能發電板安裝在戶外的感測器來獲得永恆的電力，達到真正不須維護的感測網路。本實驗的量測將會使用目前商業上容易取得的應變規，並且比較有無脈衝偏壓技術對量測結果的影響。

1.2 文獻探討

1.2.1 電阻式應變規



電阻式應變規是在 1856 年由 Lord Kelvin 所發明的，他發現金屬的電阻值會因為受到外力而產生機械應變而改變。在 1908 德國的 St. Lindeck 博士做出應變規壓力傳感計，利用極細的漆包線纏繞在薄黃銅容器中，當對此容器中充壓時，便可以發現壓力和這些漆包線的電阻值成線性關係。而 1938 年由美國的 Arthur C. Ruge 開發出金屬線的應變計，使用 1 μm 的金屬線所組成，在將上面塗上環氧樹脂，但是即使用很細的金屬，但電阻的改變量還是不足以精準的顯示相對應的應變。到了 1950 年代才有箔型應變計 (foil-type gauge) 的設計，此類的設計多半為微型金屬合金的柵狀結構，此種結構再軸向利用多條金屬細線加強應變規的箔片數，並且在非軸向處加寬，可以降低剪應力 (shear strain) 和浦松應變 (poisson strain) 對量測所造成的非軸向應變影響[7]。

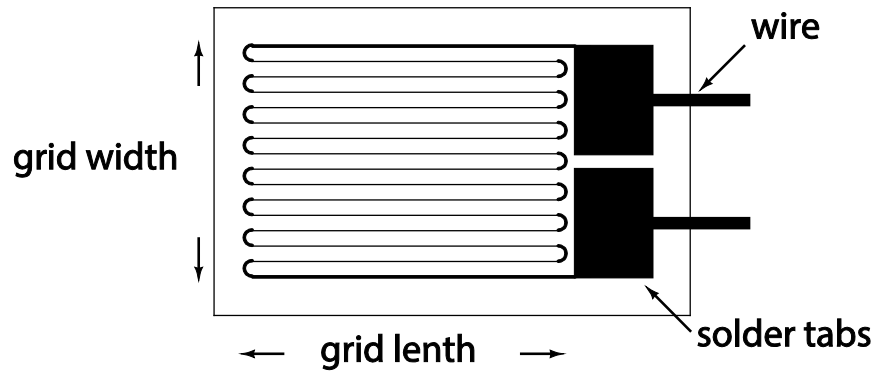


Fig. 1.1 箔型應變規

在此年代半導體應變規也開始展露頭角，這些矽和鍺的電阻對於應變和溫度的特性雖為非線性，但半導體相對於金屬有著超過 100 倍的靈敏度以及更加好的彈性，所以很快的在極小應變的量測中變得相當的重要，在 1970 年的一個 P 型半導體應變計也成功的應用在汽車工業中。目前應變規相當廣泛的在各領域進行不同的量測，不光只有應變的感測，對於壓力、溫度等也有相關的應用發展。

1.2.2 惠斯登電橋

惠斯登電橋(Wheatstone bridge)為 1833 年由英國科學家 Samuel Hunter Christie 所發明，Christie 是一位地磁學家，原始用此方法來量測不同的厚度金屬的磁電特性，但並未廣泛受到使人重視；直到 1843 年英國科學家 Charles Wheatstone 在英國皇家學會發表另一篇文章，文章中量測未知電阻值的方式正是現在廣為大家應用的惠斯登電橋。

量測原理是比較電橋兩端的電阻比，若電阻比值稍有不同則可以在中央量測到電壓差，因為在零點附近的微小變化量測可以相當的精確，所以可以相當精確的確定兩端點的電阻值比例，進而推得未知電阻的阻值。

假設 R_x 為未知電阻，而 R_1 、 R_2 、 R_3 皆為已知，當電壓值為零時，則可以得到：

$$R_x = \frac{R_2 \times R_3}{R_1} \quad (1.1)$$

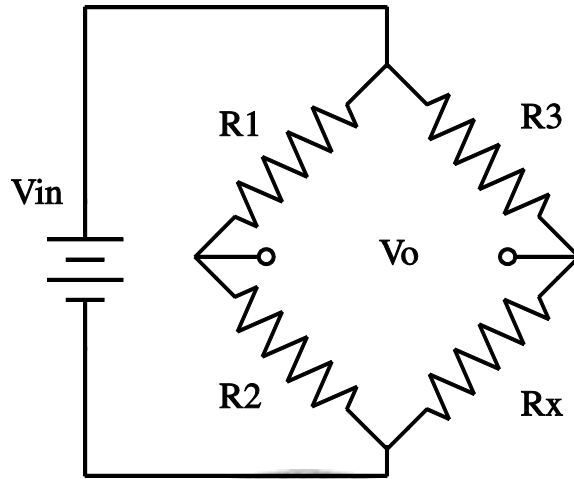


Fig. 1.2 惠斯登電橋架構圖

當 $\frac{R_1}{R_2} \neq \frac{R_3}{R_x}$ 時，則 $V_o \neq 0$ ，在兩端會產生電壓差，若是接上電流計，則會有電流產生，因為電流計可以相當精準的量測到 μA 等級的電流，故可以相當精準的量測出電橋是否平衡。

1.2.3 脈衝偏壓

脈衝原本是數學上描述一個在原點有值但是在其他處為零的函數，脈衝函數 (Dirac Delta function, $\delta(x)$) 數學上的定義如下：

$$\begin{cases} \delta(x-c) = 0 & , \text{ when } x \neq c \\ \int_a^b \delta(x-c) dx = 1 & , a < c < b \end{cases} \quad (1.2)$$

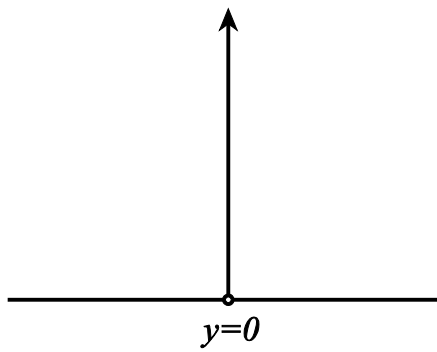


Fig. 1.3 脈衝響應函數圖

但物理世界中常常無法真正達到脈衝函數的定義，只能夠趨近他，在電路上常化簡成使用兩個步階函數，其中步階函數（Step function, $u(x)$ ）數學上簡單的用法為：

$$\begin{cases} u(x) = 0 & , x < 0 \\ u(x) = 1 & , x \geq 0 \end{cases} \quad (1.3)$$

使用兩個步階函數相減來逼近脈衝函數，當 a 越小時則越接近脈衝函數，如

Fig. 1.4 :

$$\delta(x) = \lim_{a \rightarrow 0} \frac{1}{a} [u(x + \frac{a}{2}) - u(x - \frac{a}{2})] \quad (1.4)$$

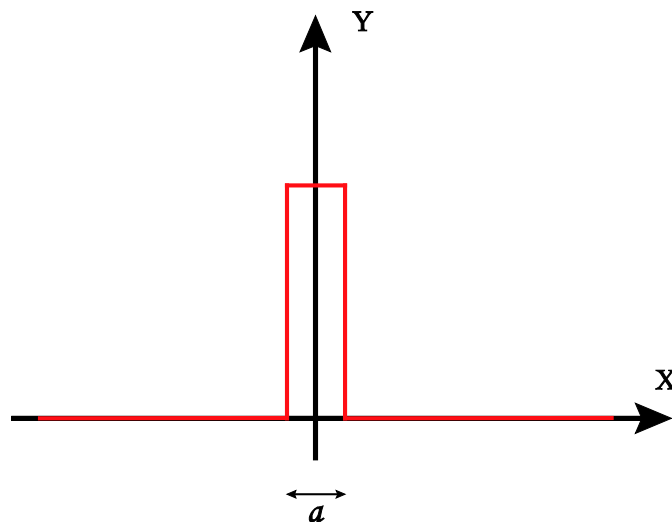


Fig. 1.4 步階函數近似圖

而電路中的脈衝偏壓技術便是類似於此，主要差異是脈衝的能量總和並不是定值，而是脈衝高度為定值，其中 c 為脈衝時間 T_{on} 。

$$f(x) = u(x) - u(x - c) \quad (1.5)$$

1960 年代其概念被衍生為脈衝寬度調變 (Pulse-width modulation, PWM) 的形式，使得馬達的控制更加有效率，脈衝寬度調變比起一般的脈衝偏壓多了周期的參數(Fig. 1.5)，而脈衝時間和周期的比例就是工作周期 (Duty Cycle)，利用改變工作周期達到控制的目的，目前已廣泛的應用於控制 LED 燈亮度、家用電器音量等，研究領域中也有混信號積體電路的實際設計[8]。

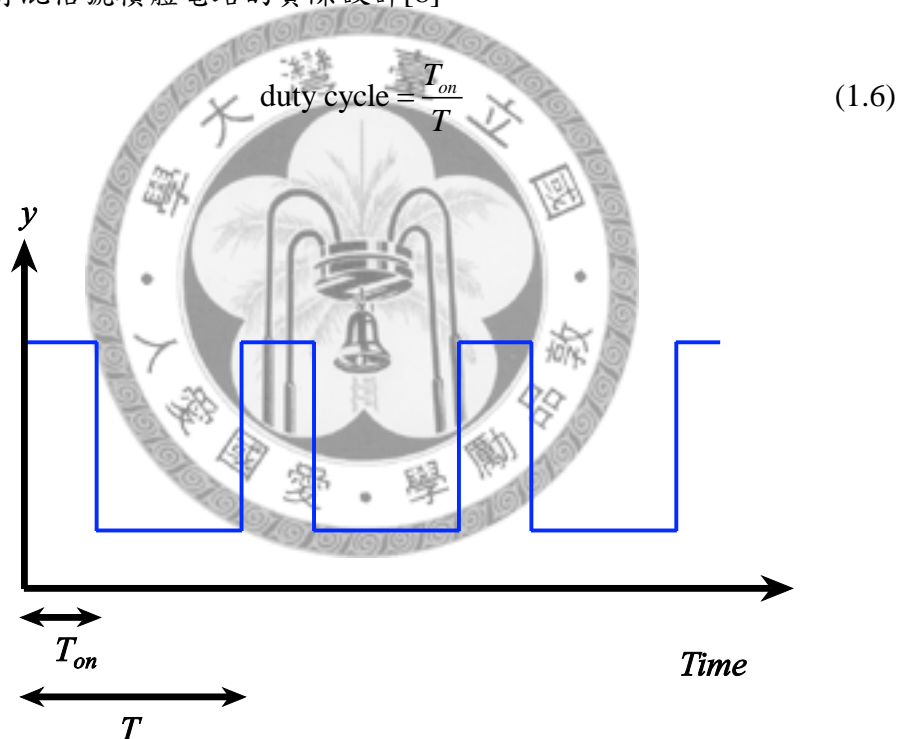


Fig. 1.5 脈衝偏壓示意圖

1.2.4 無線感測器

傳統上的感測監控系統架構為：至少一組感測器，利用導線將訊號傳回，經過處理控制後取得最後所需要的資料，或是做出相對應的回應。而隨著電力儲存

裝置以及無線通訊技術的進步，越來越多感測器可以使用無線的架構來傳遞資料，解決傳統需要佈線於感測地點與接收地點之間的問題，除了可以減少施工、可以安裝在不便取得的地方外，因為無線傳輸時常常會轉成數位的訊號格式，而數位的訊號可以利用的不同的調變方式或通訊技術來抵抗傳輸的干擾，這有助於提升訊號的品質，使得監控感測資料更精準。

甚至隨著積體電路的技術精進，有很多的感測器上帶有微處理器，可以即時的處理取得的訊號，可以更快速的做出反應。近年來也利用此微控器來組成無線感測網路，此網路主要包含感應、通訊以及計算，取代了傳統統一集中控制管理的訊號處理方式，這種分算散式計算的方式主要利用每一個感測器節點上的微處理器以及互相通訊的能力，為感測網路做最好的控制以及回應。

無線感測器通常具有耗電量低以及體積小的特性，使感測器很適合嵌入任何固定的建築物或是移動中的車子等地方，本論文便是利用此特性來量測風力發電機上的葉片應變量。近幾年來，無線感測器的應用成為熱門的研究之一，如建築物的結構監測、環境氣候監控等。

1.3 論文架構

本論文總共分為五個章節，除本章節的研究動機和文獻探討外，其他章節的內容簡介如下：

第二章會針對本篇文章所使用的元件架構介紹，包含應變規、脈衝偏壓、無線傳輸技術和 ADC 的分析與討論。

第三章會說明主要無線應變規的系統架構，並且說明其中理論以及討論實際上實現的困難以及解決方法。

第四章介紹脈衝偏壓應用在無線感測器的實驗方式以及其實驗數據，並且在此章節探討分析其數據。

第五章將會對於本論文所提出的架構做出最後的總結，最後會說明未來的展望發展方向。



第2章 系統元件介紹

本章節將會對於實驗系統架構中重要的元件、技術做簡單的分析以及各種不同應用的介紹。

2.1 電阻式應變規

電阻式應變規 (resistance-type strain gauge) 是一個電阻性的感測元件，於西元 1856 年由 Lord Kelvin 發明，其原理便是因為導電材料的伸長及縮短，會影響材料的電阻值，藉由電阻值的改變進而推算目前元件的伸長比例[9]。

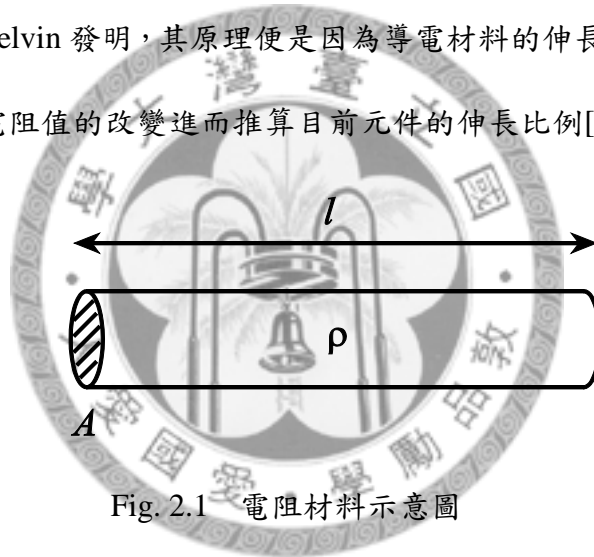


Fig. 2.1 電阻材料示意圖

根據電阻值計算公式：

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (2.1)$$

其中 R 為電阻值、 ρ 為材料導電係數、 l 為導體長度、 A 為導體截面積。當應變規隨量測物質伸長時便會改變 R 值，所以稱為電阻性應變規。

2.1.1 應變係數 (Gauge Factor, G.F.)

實際上一般使用時會利用應變規製造商提供的應變係數 (Gauge Factor, G.F.) 來進行量測，此應變係數表示單位應變所造成的電阻值變化，也可以視為應變規

的靈敏度[10]。

$$\frac{\Delta R}{R} = S_g \times \varepsilon \quad (2.2)$$

其中 ΔR 為電阻的變化值、 R 應變規電阻值、 S_g 為應變係數。不同的應變材料會有不同的電阻值，市面上多為 120 Ω 或是 350 Ω 居多；另外不同的應變規材料也會有不同的應變係數，可以應用在不同的材料量測上，詳細可見下表，最常使用的是 Constantan 和 Karma-type 兩種材料。

常見材料	成分	G. F.
Constantan (copper-nickel alloy)	Ni 45%, Cu 55%	2.1
Nichrome V (nickel-chrome alloy)	Ni 80%, Cr 20%	2.1
Platinum alloys (usually tungsten)	Pt 92%, W 8%	4.0
Isoelastic (nickel-iron alloy)	Fe 55.5%, Ni 36% Cr 8%, Mn 0.5%	3.6
Karma-type alloy wires (nickel-chrome alloy)	Ni 74%, Cr 20%, Al 3%, Fe 3%	2.0

Table 2.1 應變係數對應材料表[11]

2.1.2 溫度膨脹係數 (Linear Expansion Coefficient, α)

對於不同的應用會有不同的應變規，也有不同的應變係數，另一個相當重要的係數為溫度膨脹係數 (Linear Expansion Coefficient, α)，不同種材料製造的應變規都有不同的溫度膨脹係數，這會導致應變規在不同溫度下即使沒有應力產生也會有應變，所以當此效應太過明顯時需要做校正的動作[12]。

目前市面上的應變規使用不同的合金來達到自我溫度補償功能，可以在一定

的溫度內降低因為溫度所導致的誤差，下圖為 Karma-type 所使用的應變規溫度補償的使用範圍。

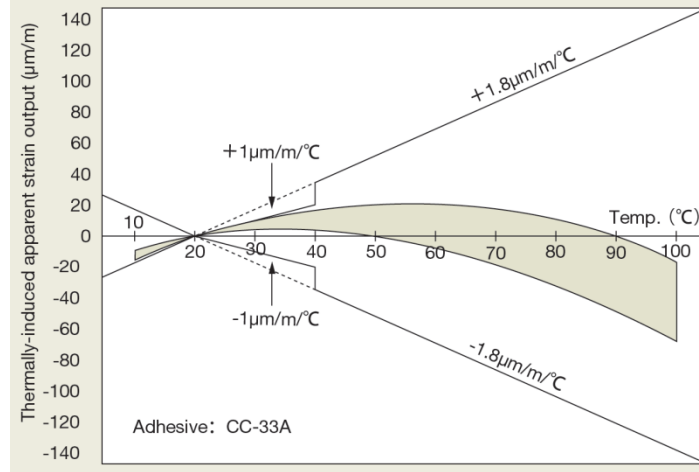


Fig. 2.2 Karma-type 電阻示應變規溫度補償圖[13]

2.1.3 配合惠斯登電橋的量測方式

因為實驗中大部分的應變大多落在 $10^{-6} \sim 10^{-5}$ 附近，並且 G.F. 為 2 左右時，由 Eq.(2.2) 得知應變規電阻在 120Ω ，電阻的變化量大約為 $10^{-4} \sim 10^{-3} \Omega$ 之間，對於一般直接對電阻值做量測的方式是無法精確量測的，所以必須藉著使用惠斯登電橋來轉化為電壓差的變化，好進行量測。

惠斯登電橋基本架構為四個互相匹配的電阻以及一個固定的電壓源，根據電路學柯西赫夫原理，依照圖 Fig. 1.2 我們可以列出以下算式：

$$V_{R1} + V_{R3} = V_{R2} + V_{R4} = V_{ref} \quad (2.3)$$

$$V_o = \left(\frac{R3}{R1 + R3} - \frac{R4}{R2 + R4} \right) \times V_{ref} \quad (2.4)$$

若其中 $R3$ 為電阻性應變規，而改變量為 ΔR ，可得：

$$V_o + \Delta V = \left(\frac{R3 + \Delta R}{R1 + R3 + \Delta R} - \frac{R4}{R2 + R4} \right) \times V_{ref} \quad (2.5)$$

$$\Delta V = \left(\frac{R3 + \Delta R}{R1 + R3 + \Delta R} - \frac{R4}{R2 + R4} \right) \times V_{ref} - \left(\frac{R3}{R1 + R3} - \frac{R4}{R2 + R4} \right) \times V_{ref}$$

$$\Delta V = \frac{R1 \times \Delta R}{(R1 + R3 + \Delta R) \times (R1 + R3)} \times V_{ref} \quad (2.6)$$

當 $\Delta R \ll R$ 時， $\left(\frac{\Delta R}{R} < 1\% \right)$ ，且電橋上所有原始電阻值皆相同的狀況下，

$(R1 = R2 = R3 = R4 = R)$ ，電橋會操作在平衡的條件下，則 ΔV 可化簡為：

$$\Delta V \approx \frac{\Delta R}{4R} \times V_{ref} \quad (2.7)$$

由此可以看出， ΔV 和 V_{ref} 成正比，所以若輸出的訊號非常微小，則可以利用

提高 V_{ref} 來達到進一步放大的效果。下面將針對不同安裝方式做個別的介紹：

四分之一電橋量測

最經濟簡單的方式便是四分之一電橋的量測方式 Fig. 2.3，取代四個惠斯登電橋的其中一個電阻為應變規即可，其算式為：

$$\Delta V = V_{ref} \times \frac{R_g \times R}{(R_g + R)^2} \times \frac{\Delta R_g}{R_g} \quad (2.8)$$

缺點是沒有任何校正的功能。

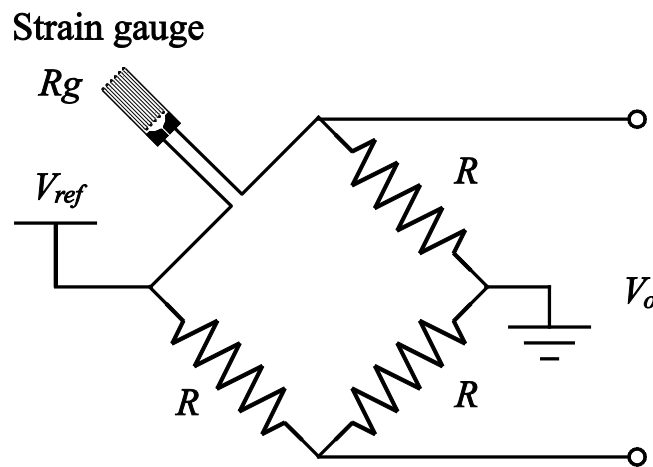


Fig. 2.3 四分之一電橋應變規量測圖

二分之一電橋量測

在電橋一側處皆換置成應變規即可 Fig. 2.4，其中一個沿量測軸向貼齊，另一則相差九十度，則此時軸向的應變應只會對的一個應變規作用，但溫度的變化將會對兩個應變規都產生作用，此時即可透過此方法改善四分之一電橋沒有校正溫度變化的缺點。因應變還是只和的一個應變規有關，故算式和四分之一電橋相同，但對於溫度的誤差可以降低。

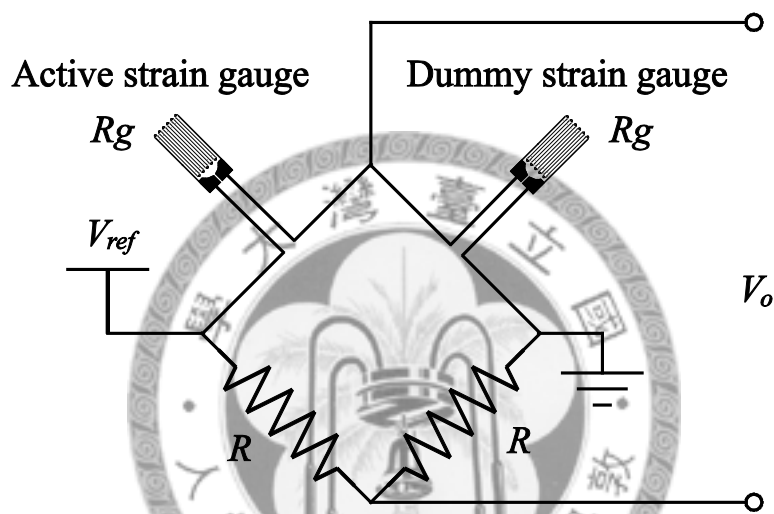


Fig. 2.4 二分之一電橋應變規量測圖（一）

另一種二分之一電橋的應用是兩個同軸向的應變規 Fig. 2.5，這可以使電壓差增大，達到兩倍於四分之一電橋的放大倍率，對於量測微小的應變有效，但相同的沒有對於溫度做任何的補償。其算式將變為：

$$\Delta V = V_{ref} \times \frac{R_g \times R}{(R_g + R)^2} \times \frac{2 \times \Delta R_g}{R_g} \quad (2.9)$$

Active strain gauge

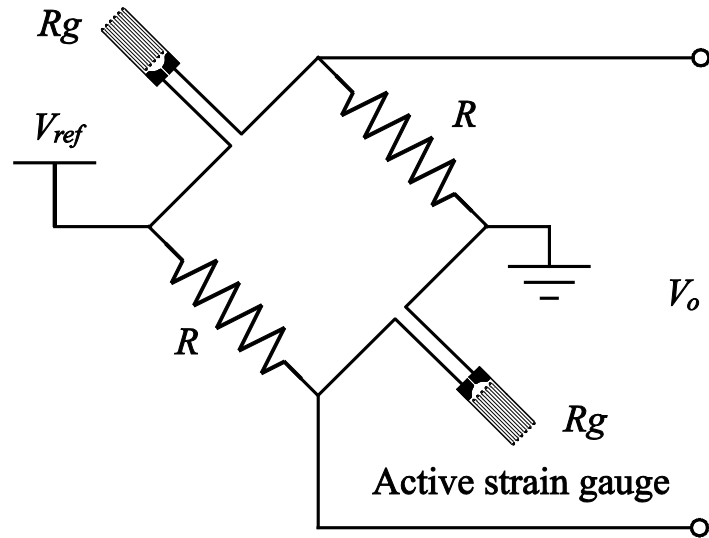


Fig. 2.5 二分之一電橋應變規量測圖 (二)

全橋量測

此處為電橋上所有電阻皆換置成應變規 Fig. 2.6，可以達到兩倍於四分之一電橋的放大倍率，並且可以同時對於溫度做校正，唯一的缺點就是使用四個應變規會使量測成本上升。

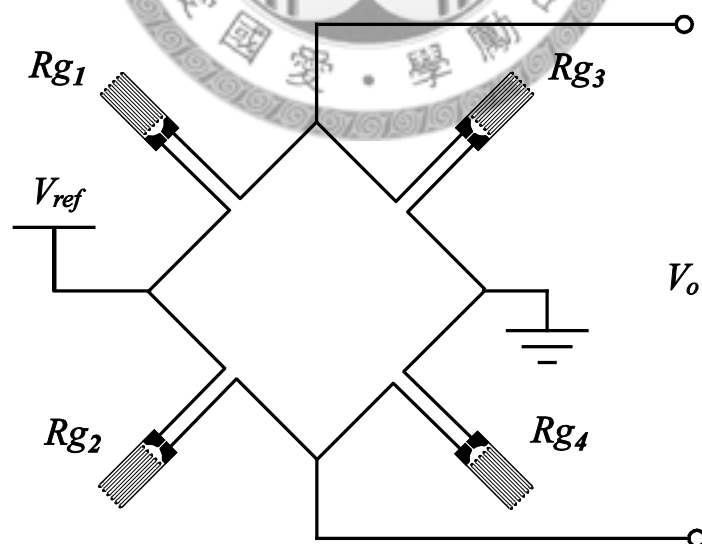


Fig. 2.6 全橋應變規量測圖

2.2 類比數位轉換器

類比數位轉換器（Analog-to-digital converter, ADC）是一個能夠把類比的電壓轉換成數位訊號的一種積體電路，實際現實生活中的所有訊號皆可以看成連續的類比的訊號，但是目前類比訊號處理式微，取而代之的是發展迅速的數位處理，為了要把類比世界的資訊轉換到容易處理的數位訊號世界便是需要類比數位轉換器，相對於此的便是數位類比轉換器，可以將數位處理後的離散訊號轉回成類比訊號。

類比數位轉換器最主要的參數有兩個，取樣頻率（sampling frequency）以及解析度，取樣頻率為轉換器在對於類比信號每秒取樣的次數，其中取樣頻率受限於取樣定理（Nyquist-Shannon sampling theorem）會限制轉換後的數位訊號的響應頻率，若需要取得的類比訊號為 f ，則取樣頻率需要大於 $2f$ 才足夠，在轉換成數位的訊號時，頻率低於 f 的訊號才會被保留。而解析度是在一定的類比訊號範圍內，轉換器能夠把多細微的電壓差轉換得到不同的數位訊號，例如一個八位元的轉換器表示他能夠區分 $2^8 = 256$ 種不同的類比電壓訊號，越高的位元數表示能夠區別的電壓越小也越精確，但在此也需要考慮到系統雜訊，否則量測出來的位元數並不一定代表輸入訊號，也有可能系統訊包含在內，所以在增加位元數的同時也需要改善取樣、轉換的架構，讓得到的資料有實際上的意義。

轉換的方式有相當的多種，但因為連續時間的類比訊號對於離散時間的數位訊號來說資訊量為無限大，所以會使用不同種趨近取樣的方式來重現類比訊號。以下簡單介紹三種常見的類比數位轉換器類別[14]：

2.2.1 逐次逼近類比數位轉換器

逐次逼近類比數位轉換器 (Successive approximation ADC, SAR ADC) 主要使用的想法是二元搜尋法 (binary search)，其架構 Fig. 2.7 主要是一個比較器，一端接上取樣保持電路 (sample and hold, S/H)，來維持輸入電位的恆定直到取樣結束，另一端是接上 N 位元的數位類比轉換器，之後便是採用二元搜尋來猜測，比較輸入訊號以及數位類比轉換器當前輸出的電位高低，來決定下一個位元是 0 或是 1，所以若為 N 位元的轉換器，則需要 N 個循環最後轉換出 N bits 為輸出。

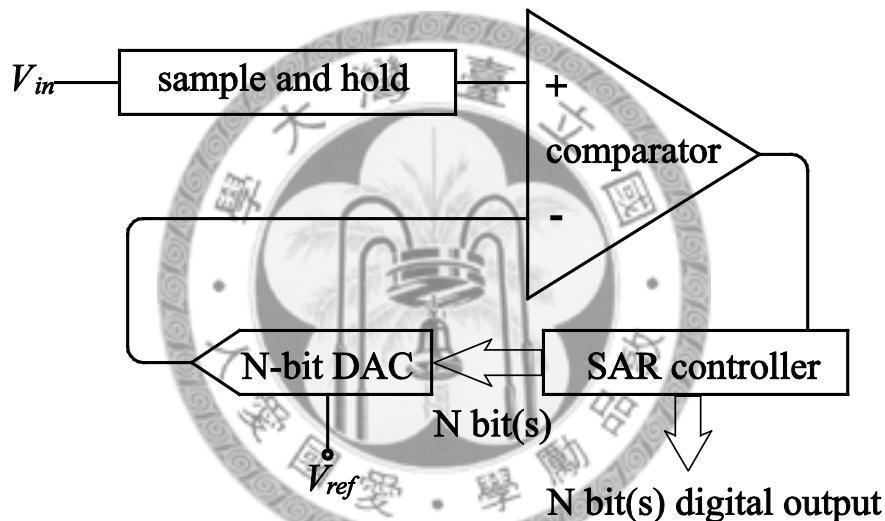


Fig. 2.7 逐次逼近類比數位轉換器架構圖

2.2.2 管道模擬類比數位轉換器

管道模擬類比數位轉換器 (Pipeline ADC)，此類型的類比數位轉換器和一般電腦 CPU 中使用的 Pipeline 方式是一樣的，把所有的轉換程序切成 N 等分，每一個小單元 (stage) 只需要做簡單的轉換，可以大大簡化電路的複雜性，並且可以連續推進，使得速度可以達到 1 MHz 以上，但因為每一單元的取樣保持電路以及放大電路的誤差會被一級一級的放大，進而影響最後輸出的結果，所以其精準度並不高。

程序圖如 Fig. 2.8、2.9，首先每一個單元需要一個取樣保持電路，把輸入訊號維持在一定範圍內，在此單元中只需要轉換出 x bits 即可，再利用 x bits 數位類比轉換器轉換成類比訊號，對一開始的保持電位做相加減，接著放大 2^x 倍，就可以送給下一個程序，等所有程序都結束後就可以得到 $N \times x$ bits 的數位訊號。

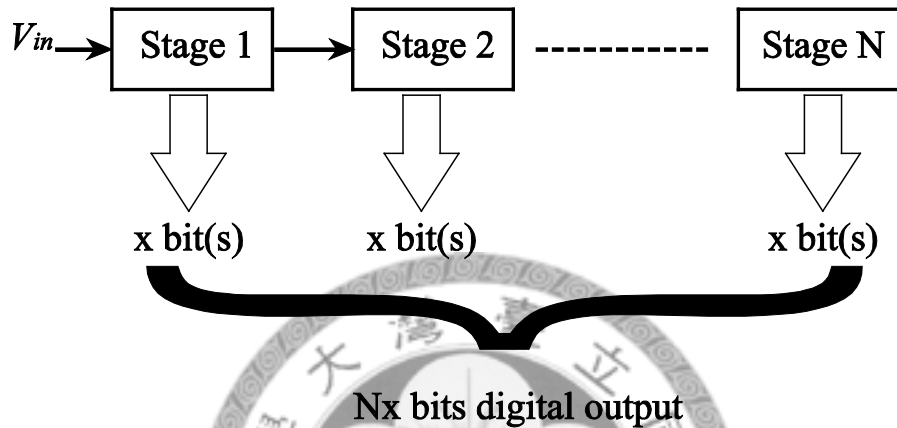


Fig. 2.8 管道模擬類比數位轉換器架構程序圖

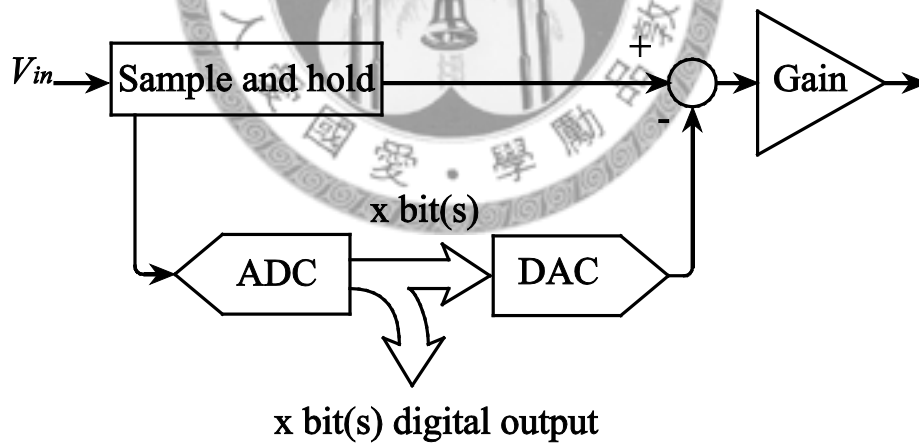


Fig. 2.9 管道模擬類比數位轉換器單一單元架構圖

2.2.3 $\Sigma\Delta$ 類比數位轉換器

$\Sigma\Delta$ 類比數位轉換器 (Sigma-Delta ADC) 又稱三角積分調變，屬於過採樣 (oversampling) 的 ADC。一般 ADC 可以依照取樣頻率分為兩種，第一種就是依

照耐奎斯頻率 (Nyquist frequency) 對輸入訊號做採樣的動作，也就是取樣頻率高於信號頻率兩倍，上述兩種 ADC 即為此種；此小節 $\Sigma\Delta$ 類比數位轉換器便是另一種稱為過取樣的類比數位轉換器，取樣頻率遠高於採樣頻率，利用此技術來取樣，精準度可以大幅的提升，主要原因就是在 ADC 量化時受限於元件製造時的精準度，會有量化誤差，其誤差特性為一白雜訊 (white noise) 的關係，由於白雜訊的總能量是不變的，所以當取樣頻率越高，則輸入信號和白雜訊的比例 (signal noise ratio, SNR) 就可以大幅提高，使得類比數位轉換的精確度提高，如 Fig. 2.10 所示，若是非過取樣的架構，往往將會只取到信號的耐奎斯頻率為止，這會造成底下的白雜訊能量全部集中在中央，導致訊號和雜訊較無法分辨的情況。

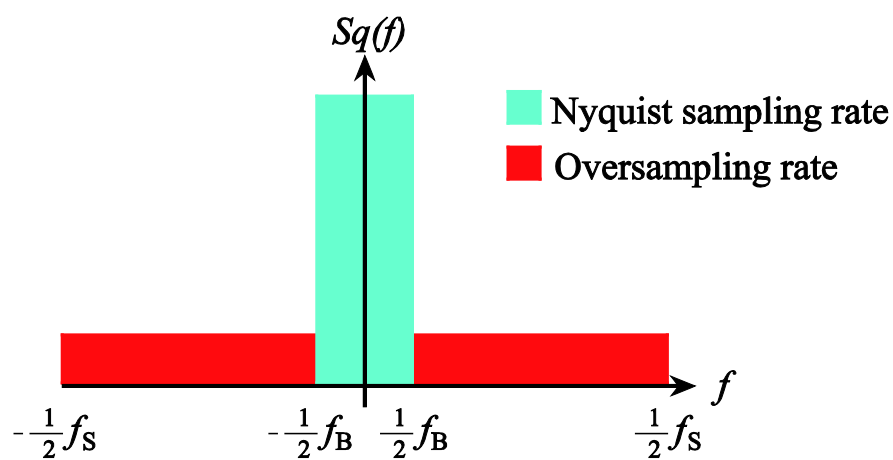


Fig. 2.10 白雜訊在兩種類比數位轉換器的分析圖

但光靠過取樣的技術還無法滿足高精度的需求，還會衍生出雜訊移頻 (noise shaping) 的技術，利用高低頻濾波器和回授的機制來轉移低頻的雜訊到高频，而因為輸入訊號的頻率為低頻，則可以加提高訊雜比，而高频的訊號則會經過低階濾波器濾掉。參考 Fig. 2.11 來解釋此項技術，其中 $Q_c(S)$ 表示一簡單的 ADC 雜訊源，積分器則是用 $1/s$ 取代，而 DAC 還是維持原本的理想元件，所以回授部分並

無雜訊進入。

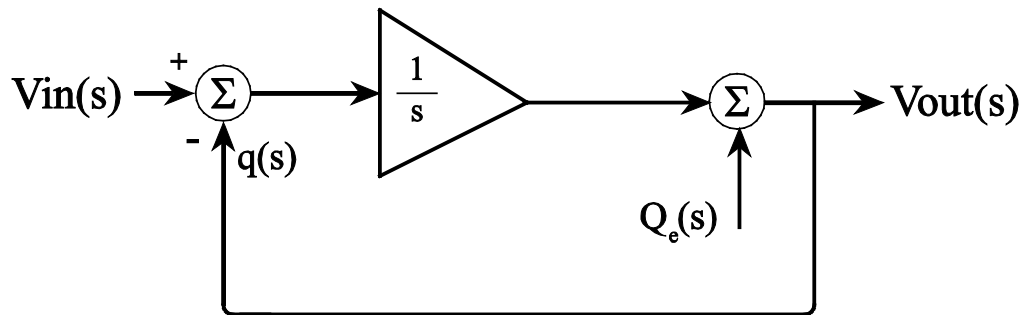


Fig. 2.11 一階 $\Sigma\Delta$ 類比數位轉換器頻域模型

根據一階的架構下使用頻域的分析，我們可以得到下列算式：

$$Vo(s) = Q(s) + \frac{1}{s}[Vin(s) - Vo(s)] \quad (2.10)$$

$$Vo(s) = Q(s) \frac{s}{s+1} + Vin(s) \frac{1}{s+1} \quad (2.11)$$

可以看出輸入電壓對輸出的函數可以看成一階低通濾波器，而對於對於雜訊卻是一階高通濾波器，這就是雜訊移頻技術使得雜訊和真實輸入訊號可以分開。當我們需要更高的精密度時，我們可以使用更高階的 $\Delta\Sigma$ 架構，越高階越可以得到更多的有效位數，但如同一般回授架構，在提高回授階數時同時需要考慮穩定度的問題。

$\Delta\Sigma$ 類比數位轉換器就是使用了上述兩項技術的架構，其一階的架構圖如 Fig. 2.12。單回授的架構下，先經過一個積分器，再每次都對信號訊號取 1bit，之後利用回授的 DAC 轉換回去做相減的動作，並且進行下一次轉換，直到達到設定的位元數。

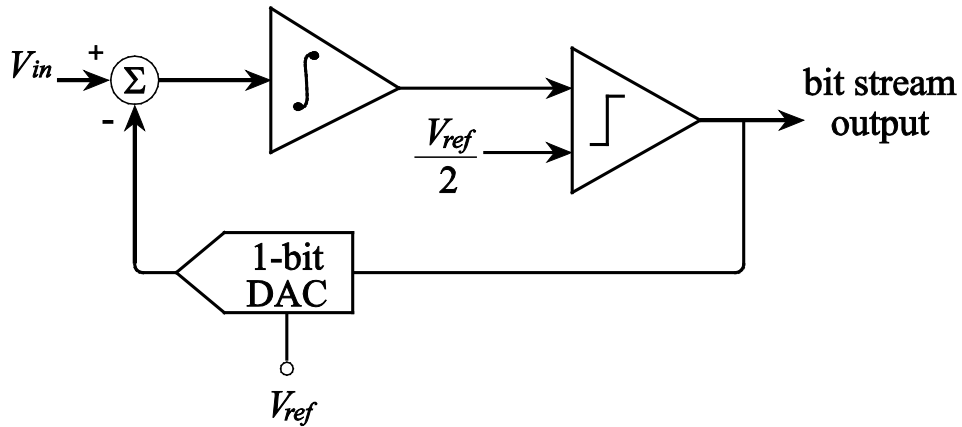


Fig. 2.12 $\Delta\Sigma$ 類比數位轉換器架構圖

2.3 可編程輯閘陣列

可編程輯閘陣列 (field-programmable gate array, FPGA) 是一個可以利用程式軟體更改內部電路的一種積體電路，可利用硬體描述程式例如：Verilog 或是 VHDL 來實現數位電路中的 AND、OR、NOT 等邏輯電路。雖然比起一般的數位積體電路，有著體積大、耗電流多以及速度較慢等問題；但其驗證快速且可以重複修改燒錄的特性使得開發、維護相對容易；目前主要用在新產品開發上。

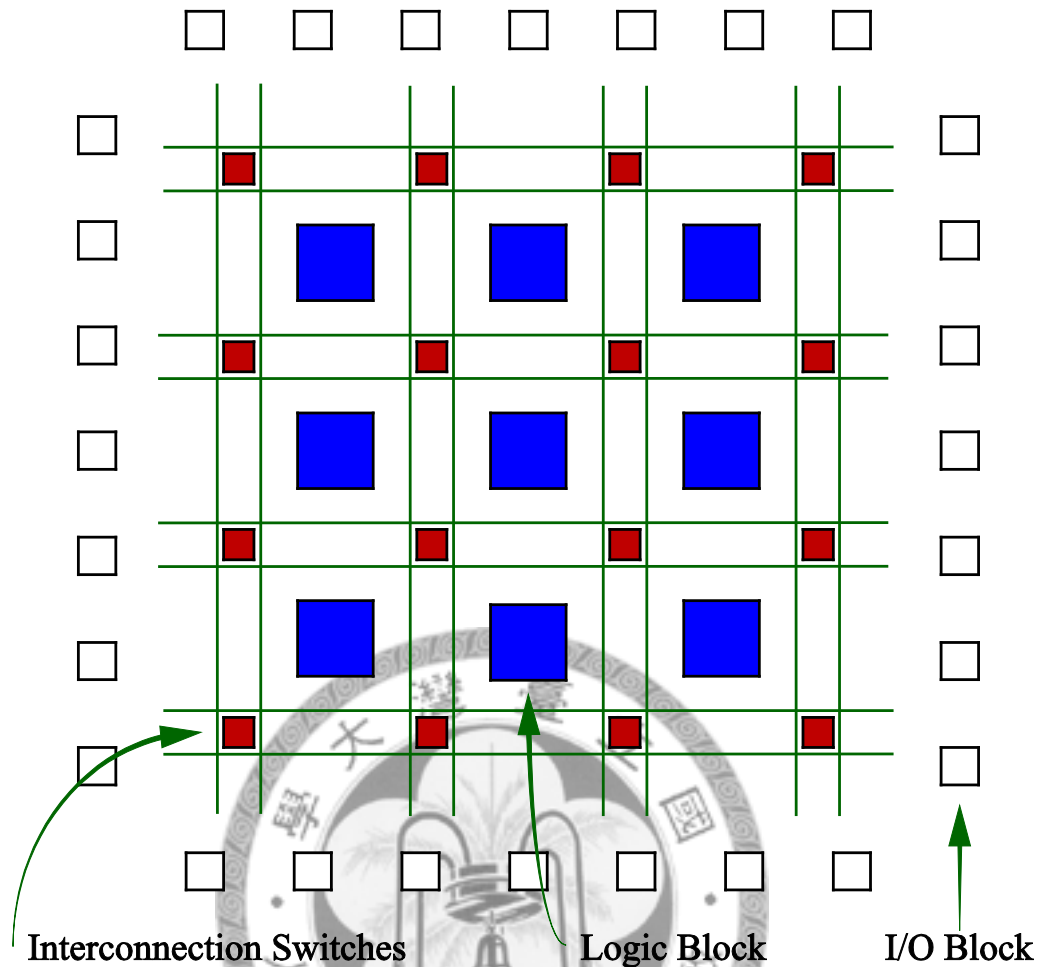


Fig. 2.13 可編程邏輯陣列 (FPGA) 架構圖

其他類似的驗證模擬可程式化晶片有可程式邏輯控制器 (Programmable Logic Controller, PLC) 和 8051、MSP430 等微控制器 (Micro-controller Unit, MCU)，其中 PLC 多半體積太大，需要供給大量的電力，原本是設計可以直接驅動電磁開關的，在微電力的感測器上並不適用；而 8051 和 MSP430 這類的微控制器是可以做到類似的功能，但開發維護上會較 FPGA 來的困難一些。

2.4 脈衝偏壓

脈衝偏壓 (Pulsed Biasing) 主要概念是相對於一般惠斯登電橋的持續供電 (Continuous Biasing)，一般來說使用惠斯登電橋在進行應變規的量測時參考電壓

是持續供電的，若之後是接上類比數位轉換器（Analog-to-digital converter, ADC）便可得到數位資料，但實際上 ADC 並不是隨時監測電橋的電壓值，相反的，是一個周期內有一個取樣時間(Sampling time)，其他時間的電壓值並不會被轉換出來，所以脈衝偏壓就是在這段時間關閉電橋的參考電壓關閉，讓 ADC 沒有擷取訊號時可以節省惠斯登電橋所消耗的電力。此架構鮮少有人使用在應變規的量測上，主要原因是傳統量測上並不需要在無線的狀態下量取應變，所以沒有電力消耗上的問題；而脈衝偏壓這個架構是建立在需要省電、並且不影響量測結果下的設計，對於無線的量測有顯著的幫助。

需要注意的是此架構雖然省電，但是會有充放電的問題，若是電容性的感測器，有可能會需要很長的起始時間才會使電路達到穩定態，所以並非所有的感測器都適合，但這實驗的架構是實現在電阻性的應變規上，所以這個問題對於惠斯登電橋上的所有元件皆不會構成太大的影響。



第3章 系統架構

本章節將會針對無線應變規應用在風力發電葉片的應力量測，訂製出相關的系統規格，並且詳細討論所需的量測理論，最後將會把脈衝偏壓的技術應用在此系統架構上。系統架構整體配置圖如 Fig. 3.1，底下各節將對系統中的架構作詳細的個別介紹。

在量測風力發電葉片應力時，量測的葉片約為 60 cm 的壓克力或是玻璃纖維實驗材料，葉片轉速為 30 rpm ~ 120 rpm，主要目的為量測其旋轉時受到塔柱搖動時葉片的應力改變，最快的 120 rpm 為每秒轉兩周，又每轉一周需要至少 12 個量測點，所以取樣的頻率至少需要 24 Hz 才足夠實驗分析使用。另一方面此應變的範圍會落在約 10^{-4} 左右，但為了描繪搖擺波形圖，期望能夠達到 10^{-5} 解析度才夠本實驗使用。

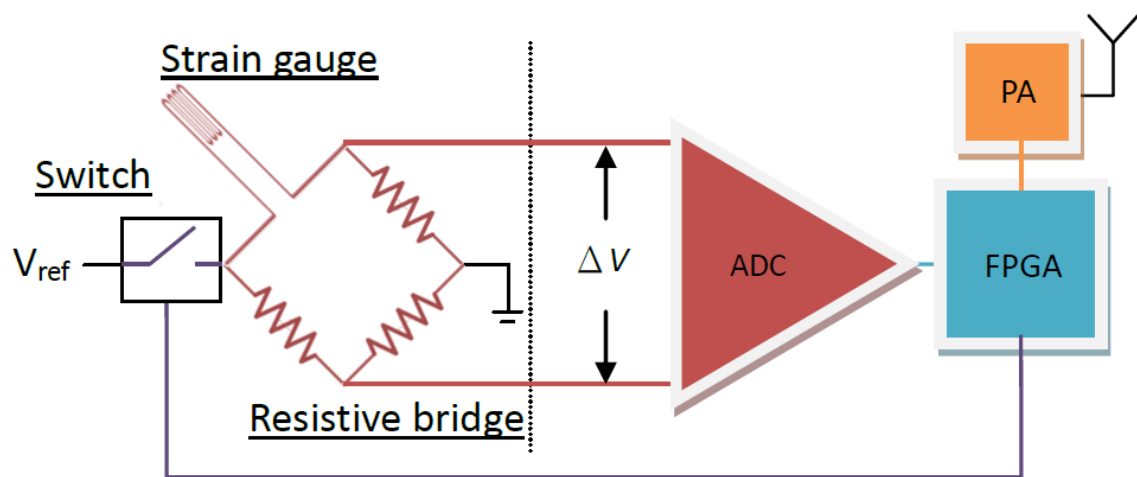


Fig. 3.1 系統架構整體配置圖

3.1 應變規與惠斯登電橋配置

應變規的挑選原則是通用和適用，最後選擇 Kyowa 的 KFRP-2-120-C1 見 Fig. 3.2，此為適用於一般複合材料、塑料的無內建溫度補償單軸應變規，在 24°C 下，應變規阻值為 $120\ \Omega \pm 0.8\ \Omega$ ，G.F. 標示為 $1.94 \pm 1.0\%$ [15]。

KYOWA		MADE IN JAPAN	
TYPE KFRP-2-120-C1-9L5M2R			
GAGE FACTOR (24°C, 50%RH)	1.94 ± 1.0%	LOT No.	Y159 BATCH 016A P04
GAGE LENGTH	2 mm	TEMPERATURE COEFFICIENT OF GAGE FACTOR	-0.015 %/°C
GAGE RESISTANCE(24°C, 50%RH)	120.0 ± 0.8 Ω	APPLICABLE GAGE CEMENT	EP-34B, CC-33A
ADOPTABLE THERMAL EXPANSION	9.0 PPM/°C	QUANTITY	10

KYOWA STRAIN GAGES

Fig. 3.2 實驗中使用的應變規資料

本系統使用最簡單的四分之一電橋架構，電橋上其他電阻配置相同阻值的高精度貼片式電阻 0402、1/16 W， $120\ \Omega \pm 1\%$ 。

3.2 電力架構

電力架構一樣使用容易取得的一般市售碳鋅/鹼性電池作為電源，為了滿足後端控制晶片、量測晶片以及電橋所需電壓，選用三顆四號電池 1.5 V 串聯為 4.5 V，再使用低壓降線性整流晶片 (Low Drop Out linear regulator, LDO) 使後端達到穩定的 3.3 V，本實驗挑選德州儀器 (Texas Instruments) 的 TPS72730；在此特別把數位訊號以及類比訊號的電流源做分離的動作，使高度精密的類比訊號量測有更好的訊號源，而不會受到數位訊號開關切換的影響產生雜訊 Fig. 3.3。

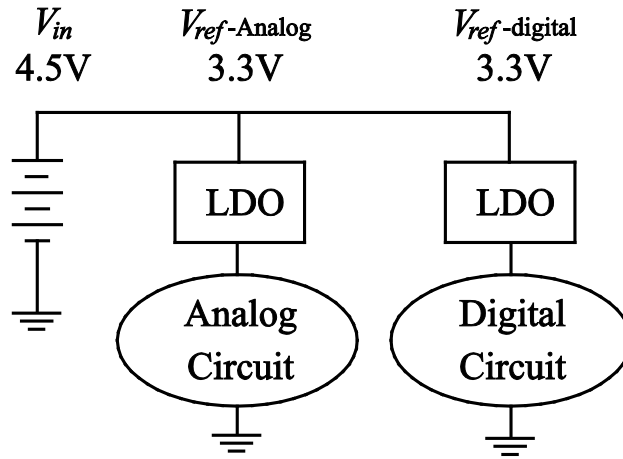


Fig. 3.3 電力架構圖

3.3 類比數位轉換器

本系統架構選用 Analog Device 的 AD7797 高精度類比數位轉換器來達到微小應變的量測，在高於 24 Hz 情況下選用 32 Hz 來作為操作的取樣頻率，在此頻率下的有效位數為 15 bits，根據 AD7797 提供的資料[16]，以及之前決定的參數，可以得到 AD7797 最小可以量得的電壓差：

$$\Delta V_{\min} = \frac{V_{ref}}{128 \times 2^{bits-1}} = 1.574 \times 10^{-6} V \quad (3.1)$$

$$\varepsilon_{\min} = \frac{\Delta V_{\min}}{V_{ref}} \times \frac{1}{S_g} \times \frac{(R_g + R)^2}{R_g \times R} = 0.983 \mu \quad (3.2)$$

此類比數位轉換器有內建 128 倍的放大器，主要用途便是量測微小的電壓變化，此理論精確度已經超過實驗需求 (10^{-5})，可以相當精準的量測出微小的應變。

因為之後會需要使用脈衝偏壓的技術，所以會需要能夠將 ADC 操作在可以控制起始取樣的狀態，根據 AD7797 本身的資料可以得知，若操作在此狀態每次需要 1 ms 的啟動時間，ADC 的工作圖應如 Fig. 3.4 所示：

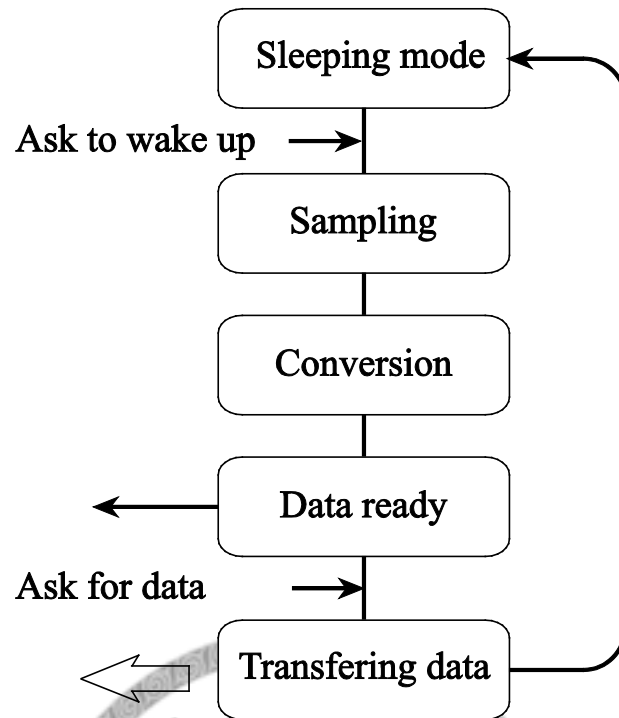


Fig. 3.4 ADC 工作圖

3.4 控制單元

本控制單元主要功能是需要和類比數位轉換器溝通，控制轉換器的操作模式，再擷取類比數位轉換器得到的數位內容，加上一些無線辨識碼再傳給功率放大器，並且在會需要同步控制脈衝偏壓的開關時間。

在此我們選擇 Altera 的 FPGA(EPM3064AT44)[17]，操作在 3.3 V、19.2 MHz，控制元件功能圖如 Fig. 3.5：

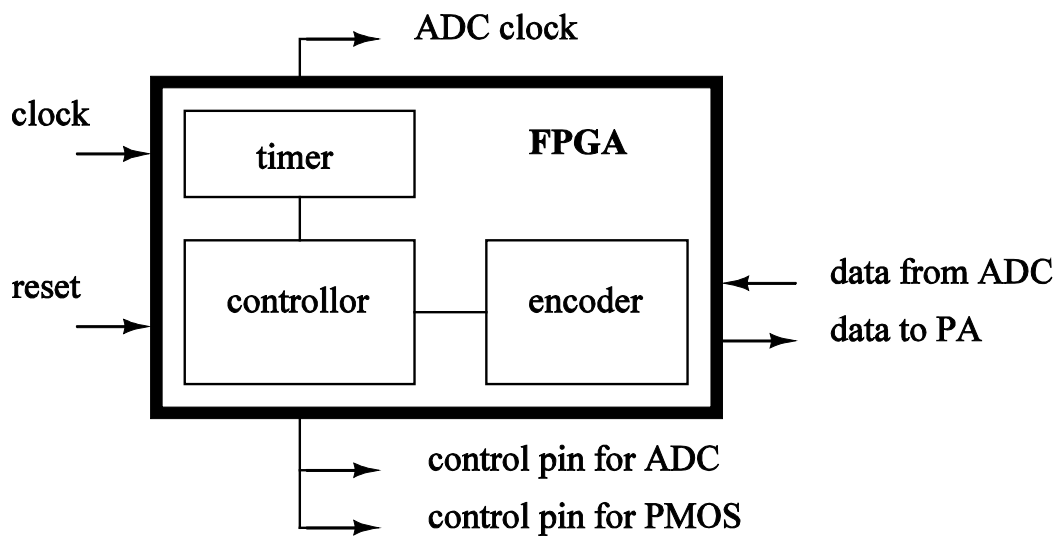


Fig. 3.5 FPGA 控制元件功能圖

編碼上主要用於識別訊號起始以及結束，接收到 ADC 的 24-bits 訊號後，在頭尾接加上 101 作為識別碼，所以最後會得到 30-bits 的訊號，再傳輸到功率放大器 (Power Amplify, PA) 將訊號傳送出去。

3.5 無線收發模組

經過多方嘗試後決定以 433 MHz 當作無線傳輸的基頻，主要原因為此範圍的干擾源不多，可以減少數位訊號處理的難度，以及減少輸出的功率。所以挑選 Maxim 的 MAX1472[18]作為無線應變規量測系統中的功率放大器，同時選用作為接收板 (Fig. 3.6、Fig. 3.7)，將無線訊號解碼成原始的數位訊號，以供後端做數據分析。

此架構下功率放大器消耗功率為 5 mW、無線量測的距離在使用電路板天線的情況下可達 5 m，這樣的規格以符合本實驗的要求。若未來需要更遠的傳輸距離或是更低的傳輸功率則需要另外選擇通訊元件。

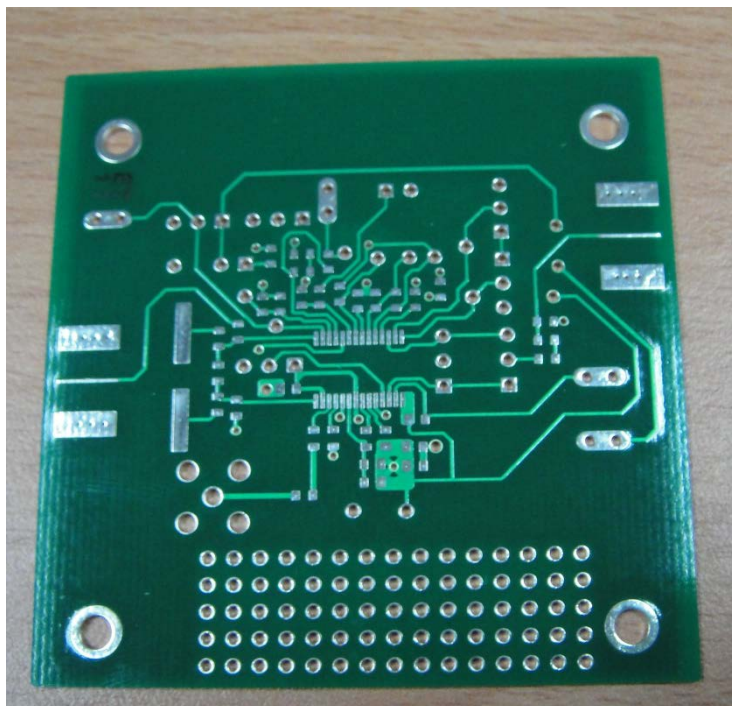


Fig. 3.6 Maxim 的 MAX1472 接收板



Fig. 3.7 Maxim 的 MAX1472 接收板成品

3.6 脈衝偏壓架構的實現

脈衝偏壓架構的優劣取決於開關的速度，最大電流以及壓降。在此選用 TOSHIBA 出產的 SSM3J01T 電源開關[19]，此 P 型金屬氧化物半導體場效電晶體 (P type metal oxide semiconductor field effect transistor, PMOSFET) 可以提供約 40ns 的啟動時間，以及 $0.6\ \Omega$ 的導通電阻。在後端電橋電阻皆為 $120\ \Omega$ 的情況下，開關的 $0.6\ \Omega$ 和電橋電阻的比值為 5×10^{-3} ，因為此開關造成的壓降比例低於 1% 電阻本身所照成的誤差，所以電橋壓降差可以忽略，實際量測上也未有任何影響。

ADC 操作在 32 Hz 的頻率，約 31 ms 一個循環，所以 FPGA 會需要用同樣的頻率控制這顆 PMOS 來開關電橋，又因為 ADC 在 FPGA 給啟動訊號後並非馬上開始對電橋取樣，這時候便會經過一延遲時間 (T_{delay}) 再開啟 PMOS 開關讓 ADC 取樣，而當取樣結束後，ADC 會把類比訊號開始轉換成數位訊號，並且儲存在 ADC 內部的暫存器中等待 FPGA 存取，此時因為 ADC 已經不再對電橋取樣，所以 FPGA 將會對此 PMOS 下達關閉電橋的命令，從開起到關閉這段時間我們稱之為脈衝時間 (T_{on})。一個周期的時序如 Fig. 3.8 所示：

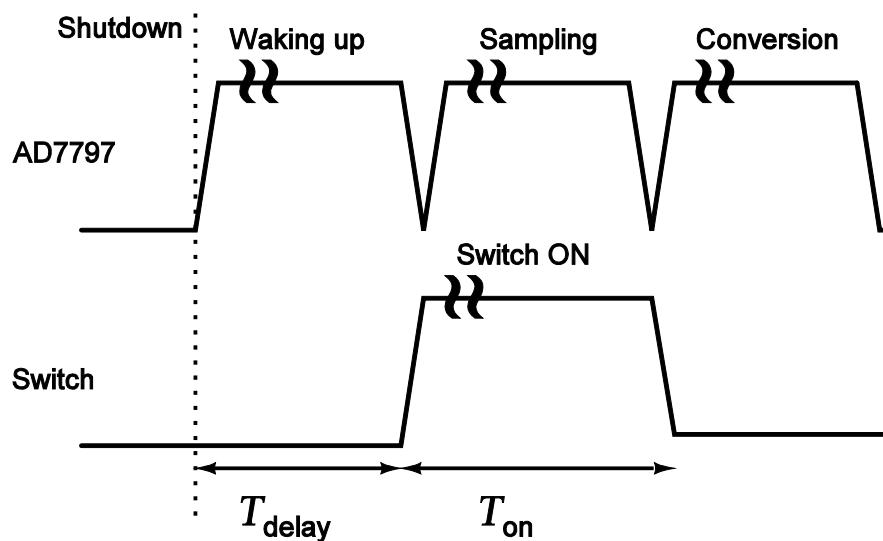


Fig. 3.8 脈衝偏壓時序圖

3.7 訊號處理

在 ADC 中原始輸出訊號為 24 bits 的格式，到了 FPGA 中加了前後各 3 bits 的辨識碼，變成 30 bits 的編碼給功率放大器，經過天線轉換成電磁波再被接收版接收，但實際上真正有效位數只有 15 bits，所以經過數據轉換後，除了去掉前後各三位的辨識碼，還需要去掉後面 9 bits 的雜訊位元，再將其從二進位轉換成十進位的格式，最後便是由電壓差轉換成應變來分析計算。

轉換算式下所示：

$$24bits = a_1a_2...a_{24} \Rightarrow 15bits = a_1a_2...a_{15} \quad (3.3)$$

$$voltage\ difference\ in\ Decimal = a_1 \times 2^{14} + a_2 \times 2^{13} + \dots + a_{15} \times 2^0 = \Delta V \quad (3.4)$$

$$strain (\mu) = \Delta V \times \frac{1}{V_{ref} \times S_g} \times \frac{(120+120)^2}{120 \times 120} = \Delta V \times \frac{4}{3.3 \times 1.94} \quad (3.5)$$

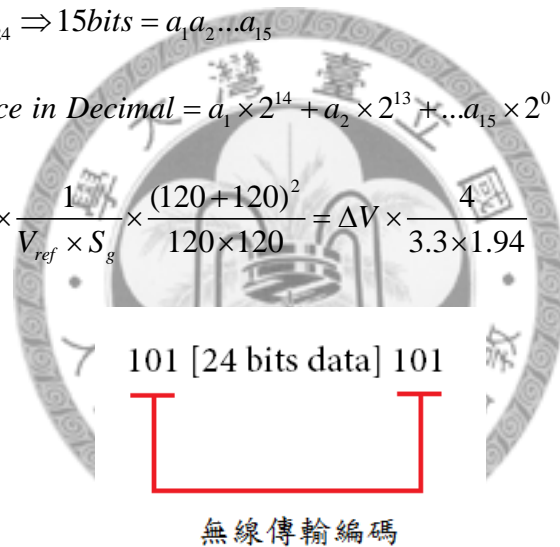


Fig. 3.9 單一信號無線傳輸編碼圖

3.8 電路板設計

Fig. 3.10、3.11 為最後所設計的量測板，使用雙層金屬，1mm FR4 基板，天線為 PCB 繞線，除上述說明的主要元件外，還設有緩啟動電路、重置開關電路、電源指示燈等其他電路，最後成品尺寸為：52mm × 70mm。

Fig. 3.12 為設計 layout 時的完成圖，其中標示電路詳細的元件分布，其中圖形

左側的金屬排針為電源輸入以及應變規的輸入接口；右側則是燒錄 FPGA 所需要的輸入口，在實際量測時並不會使用到。

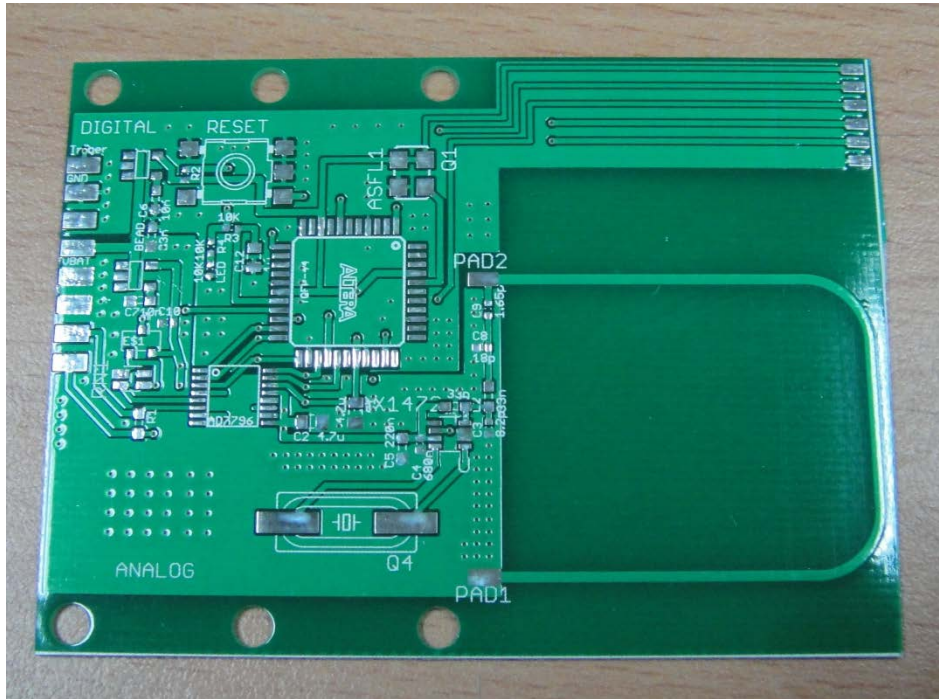


Fig. 3.10 無線量測發射板電路板

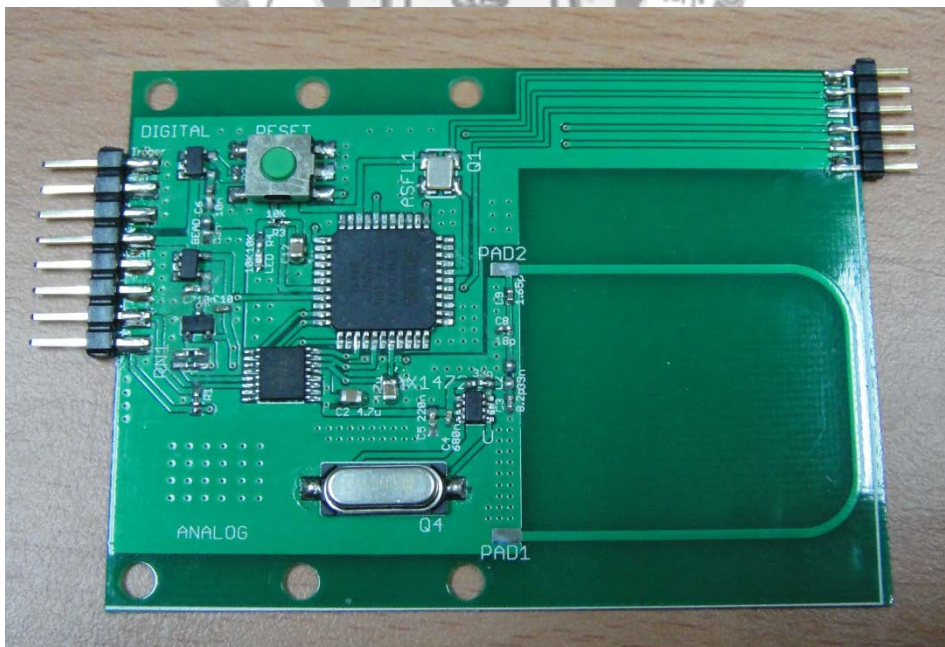


Fig. 3.11 無線量測發射板成品

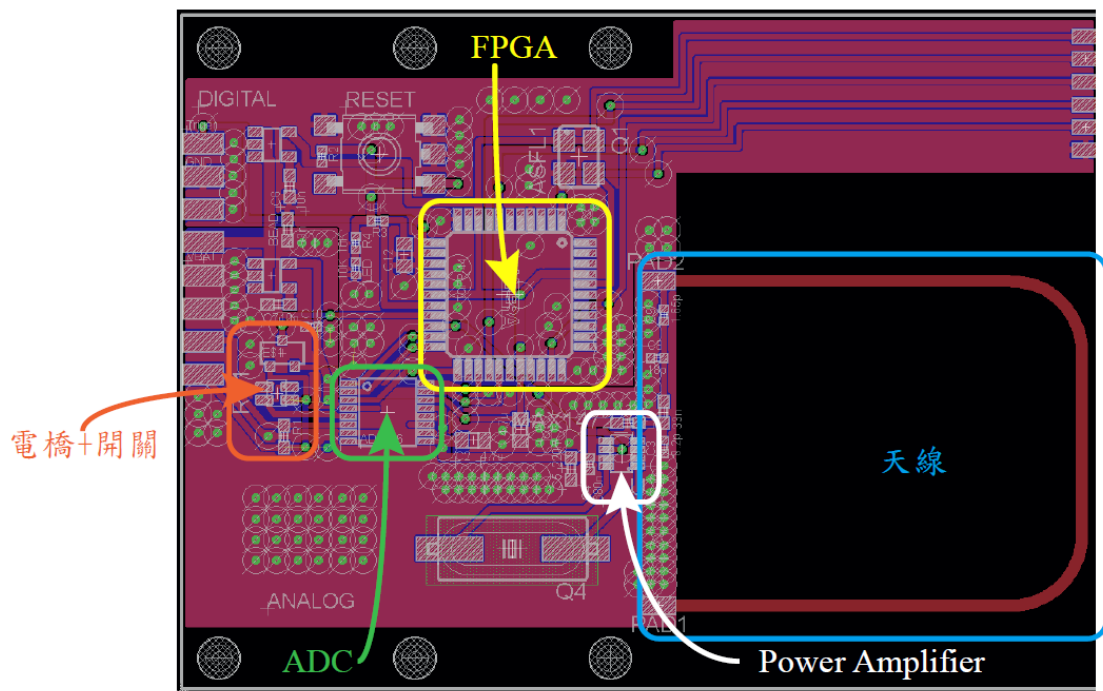


Fig. 3.12 電路詳細元件分布圖



第4章 量測與量測結果

4.1 量測架構

量測上本實驗將依照日本 JIS K 7054 拉伸式驗的規範製作 B 型拉伸式驗片 [20]Fig. 4.1，材質選用和實際量測上相似的玻璃纖維(fiber-reinforced plastic, FRP)，六層的 LT800 當作測式片，並且在兩側相對位置貼上相同的應變規，一端接上標準量測儀器為對照組，另一端則做為實驗組 Fig. 4.2。

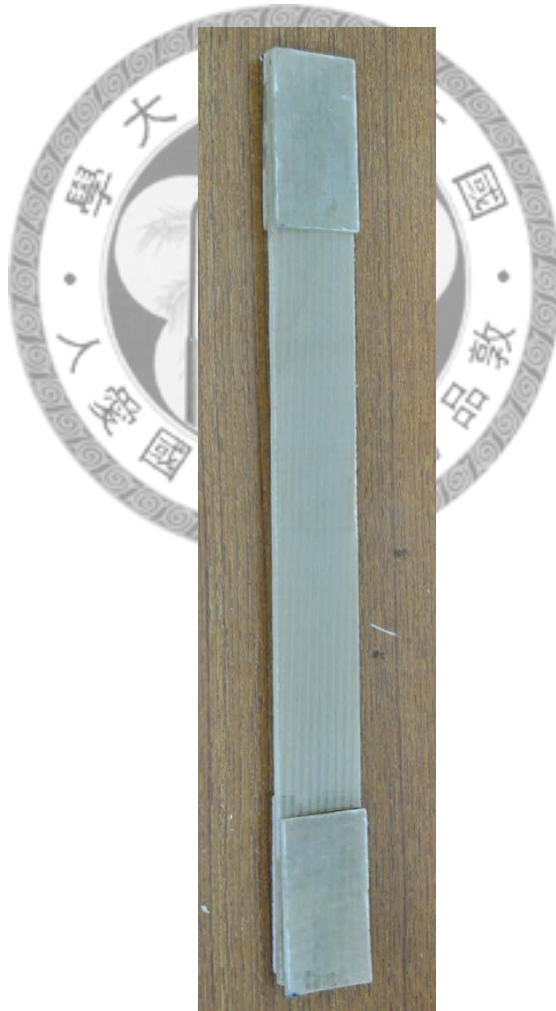


Fig. 4.1 JIS K 7054，B 型拉伸試片 LT800

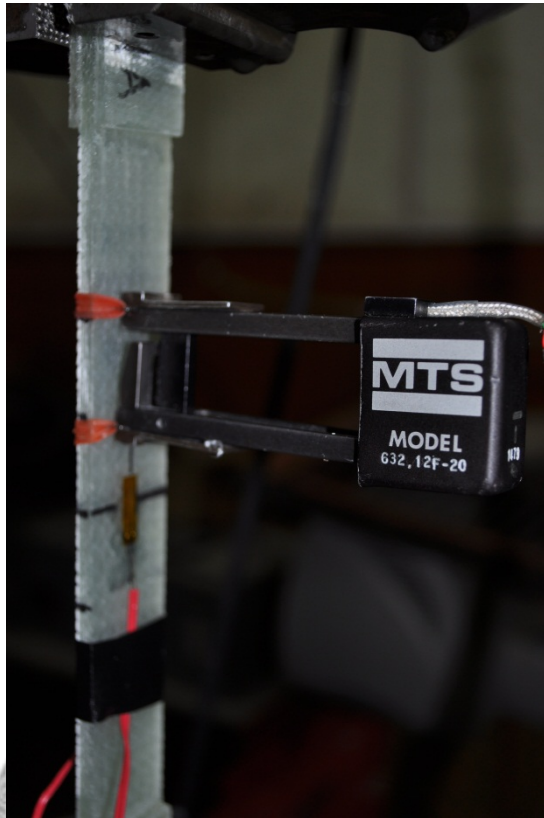


Fig. 4.2 實驗量測架構圖

4.2 校正

對於新的量測架構來說，校正是非常重要的步驟，否則無法了解其特性以及其適用範圍。此處將會利用上述的量測架構做靜態拉伸試驗，並使用拉伸試驗機（Material Testing System, MTS）搭配伸長計為標準。如圖 Fig. 4.2 試驗片一端將會使用脈衝偏壓開關的電橋量測架構，讓開關持續保持開啟電橋的情況下做成量測，另一端將會使用一般持續供電的電橋來進行比較。

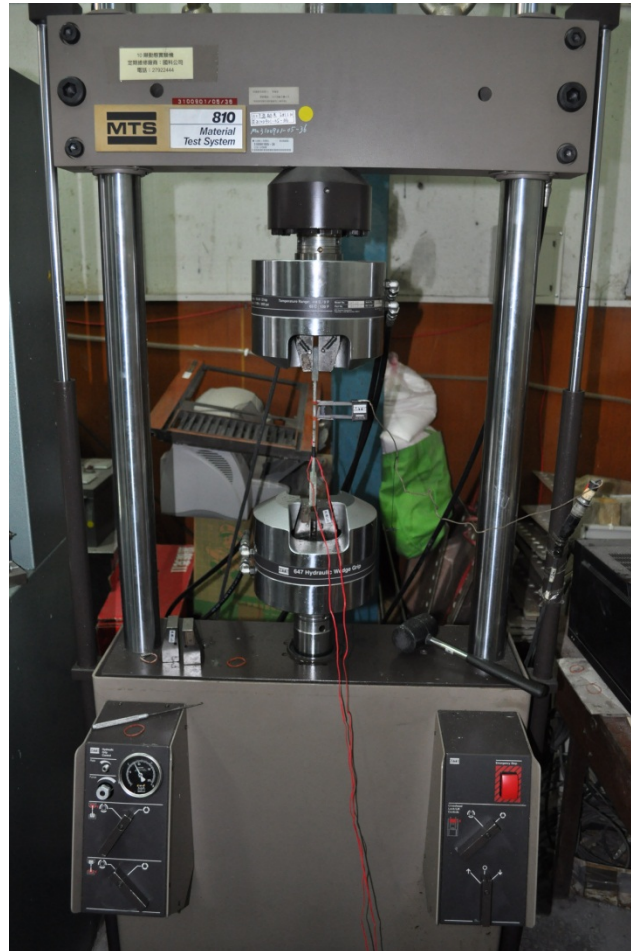


Fig. 4.3 Material Testing System, MTS

校正測試提供八點靜力點：第一點為無上夾無應力點，第二點為上夾後的預應力點，第三點為拉伸試驗機顯示的 0 N，之後的五個點分別是 500 N、1000 N、1500 N、2000 N、2500 N，對於本試片相對應的應變約為 1000 μ 。

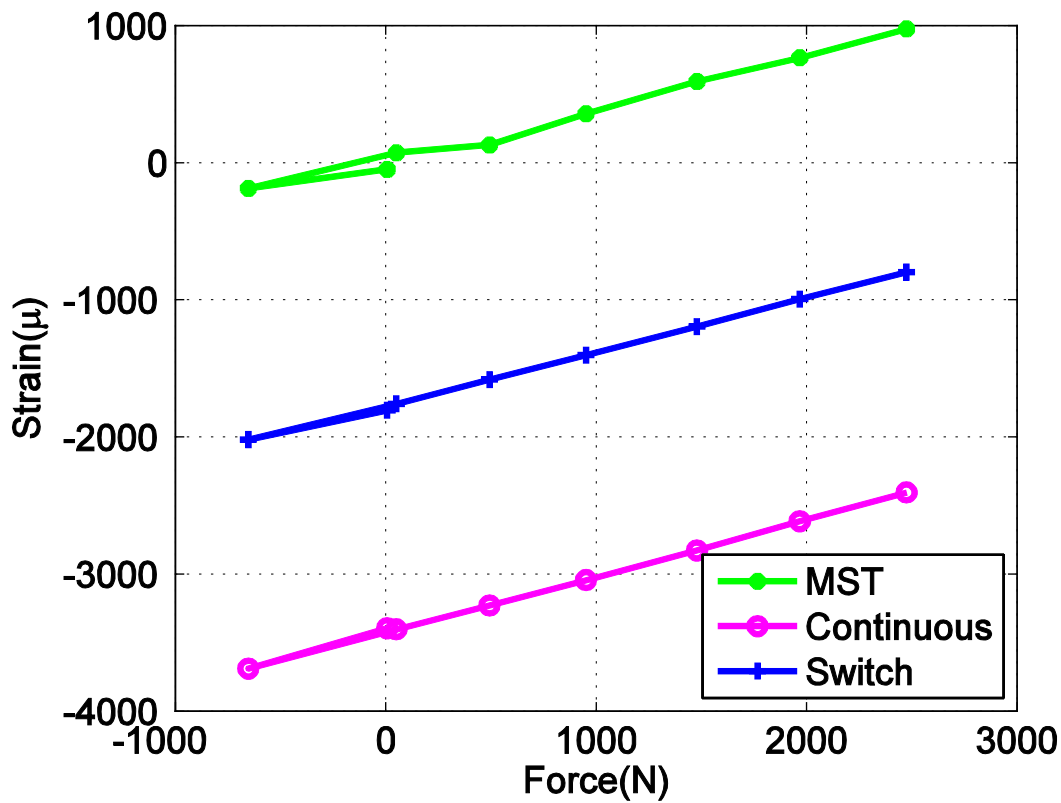


Fig. 4.4 未校正 100% duty cycle 量測資料

在一般的拉伸試驗機都可以使用零點校正的功能，來去除電橋上原始的電壓不匹配問題，在上圖 Fig. 4.4 的情況下可以看見未校正的量測會有相當顯著的位移，因為 MTS 在量測時有做零點校正，沒有位移電壓，而無線感測的架構並無設計零點校正的功能，所以一開始未施力時的電壓及轉換的應變，皆因不同的電阻誤差有不同的電壓位移，根據 Eq. (2.4) 的電橋電壓差分析，在使用電阻最大誤差為 1%，並且應變規阻值最大差值為 0.8 Ω 的情況下，我們可以得到最大的不平衡電壓如下所示：

$$\begin{aligned}
 & 3.3 \times \left(\frac{120 \times 1.01}{120 \times 1.01 + 120 \times 0.99} - \frac{120 \times 0.99}{120 \times 0.99 + 120 + 0.8} \right) \\
 & = 1.6665 - 1.6362 \\
 & \approx 30.3 \text{mV} \tag{4.1}
 \end{aligned}$$

Eq.(4.1)可得此時電橋的最大電壓差約為 30.3 mV，若經過 Eq.(3.2)的轉換，會得到的應變值讀數應為約 19m 的應變，也就是在更換精度更高的電阻之前，本系統的架構會出現最大 19m 應變的位移，而本實驗量測偏壓的誤差約為 3.5m 屬於合理範圍。此位移應變量為固定的定值，所以並不會影響到我們的量測，固本系統架構並無在電路上導正此偏差，而是到最後量測完才用數位的方式進行歸零的校正。

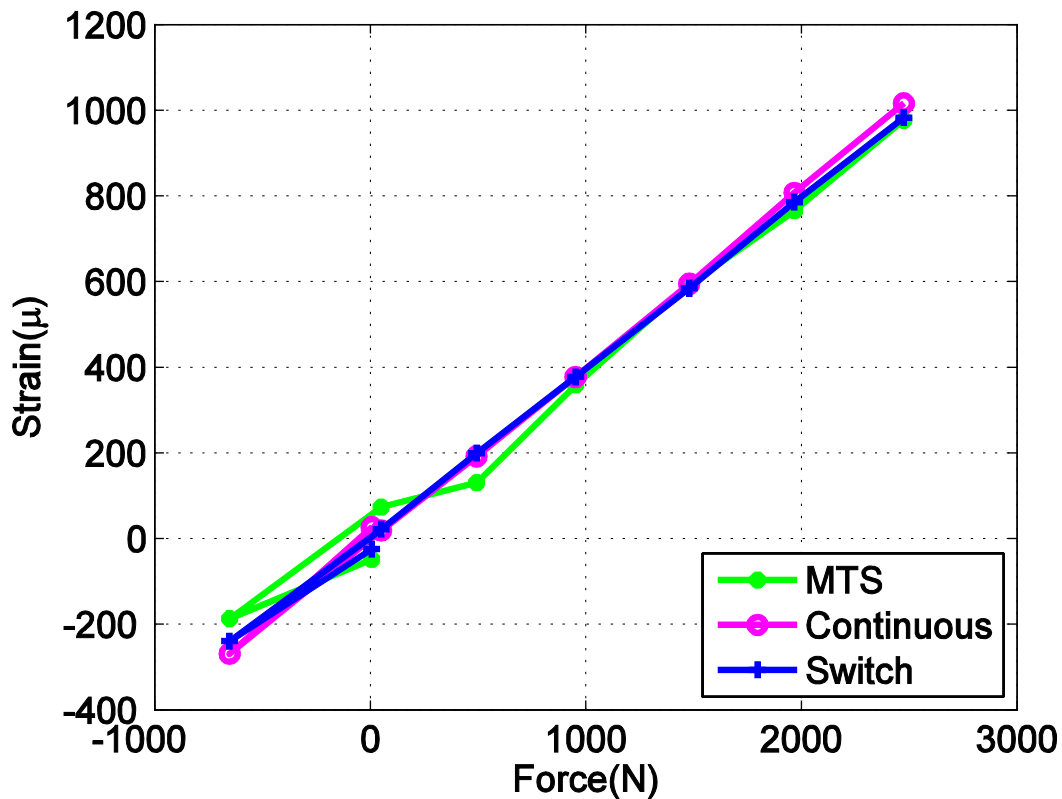


Fig. 4.5 零點校正 100% duty cycle 量測資料

而只要經過簡單的數據位移可以得到相當準確的量測結果，根據此實驗我們可以確定：在我們無線感測的量測架構下是可以取代有現的 MTS 來進行同等精密的量測；並且有無加上脈衝偏壓開關都無關量測結果。

4.3 效率與精準度分析

為了驗證脈衝偏壓的技術能夠實現，並且測試能夠利用此技術省去多少電力，依此調整不同的脈衝時間 (T_{on}) 來實現，從 100%、70%、60%...20% 為止，到 20% 為止的原因是 20% 的情況下，已無法出現任何規律的數據。

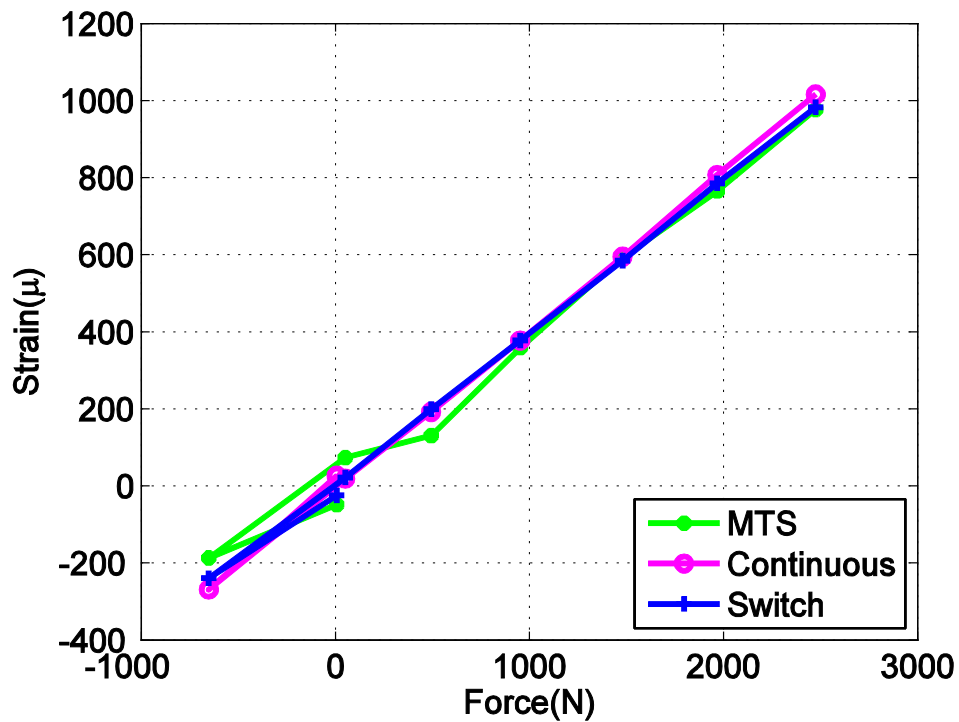


Fig. 4.6 100% duty cycle 量測資料

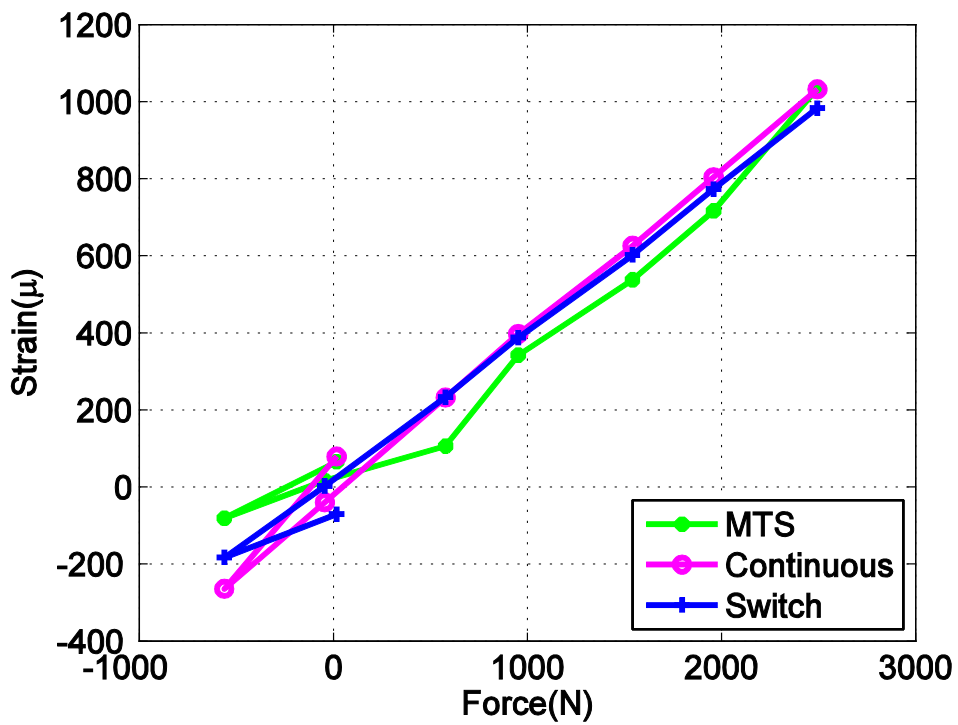


Fig. 4.7 70% duty cycle 量測資料

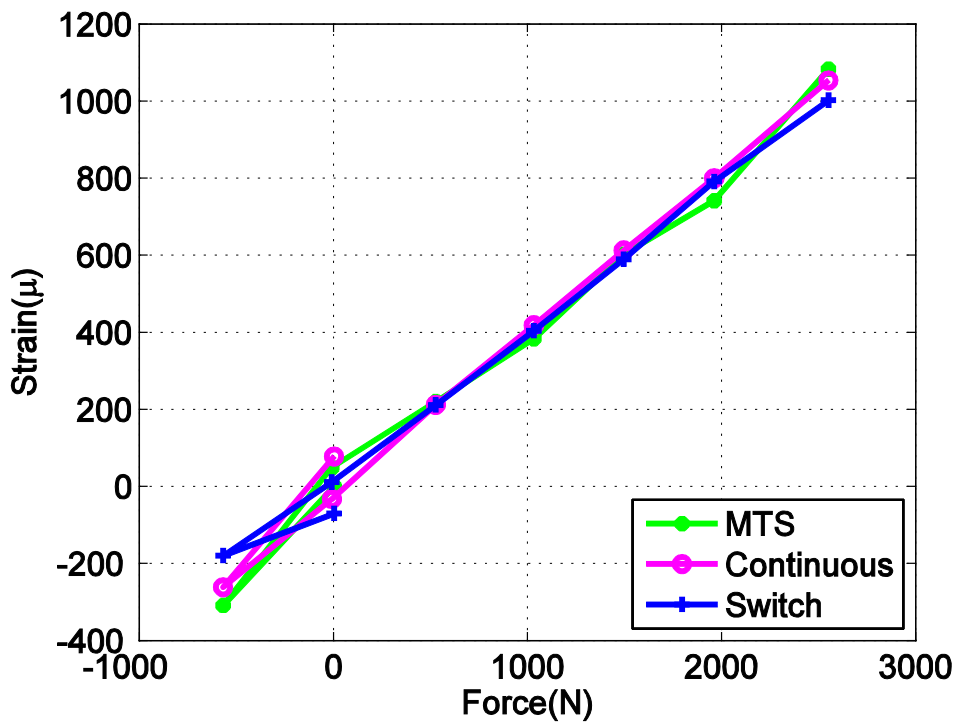


Fig. 4.8 60% duty cycle 量測資料

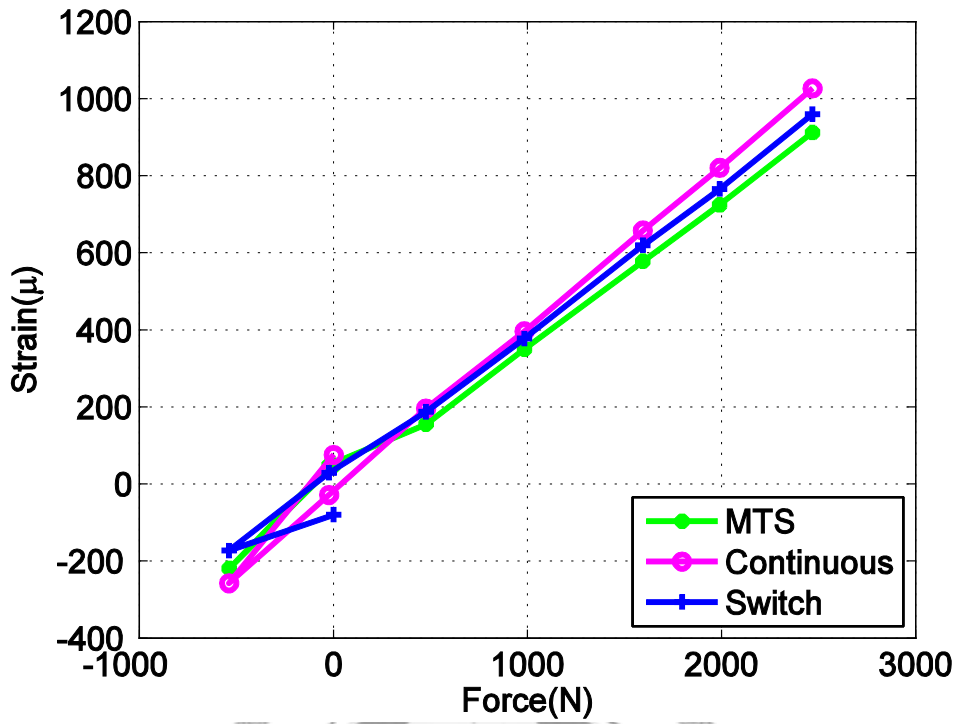


Fig. 4.9 50% duty cycle 量測資料

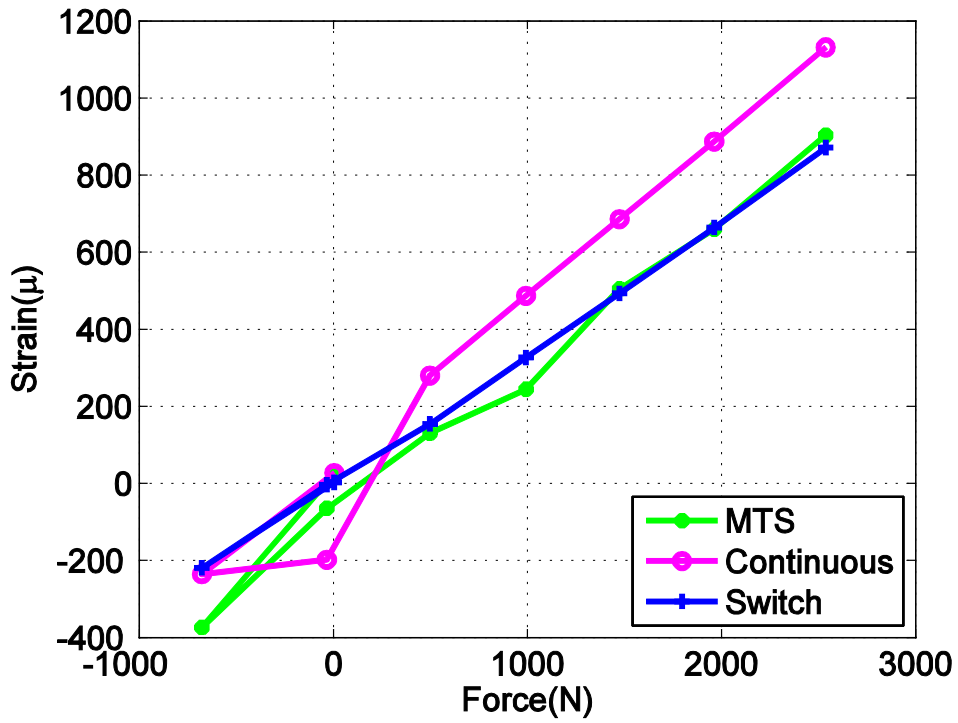


Fig. 4.10 40% duty cycle 量測資料

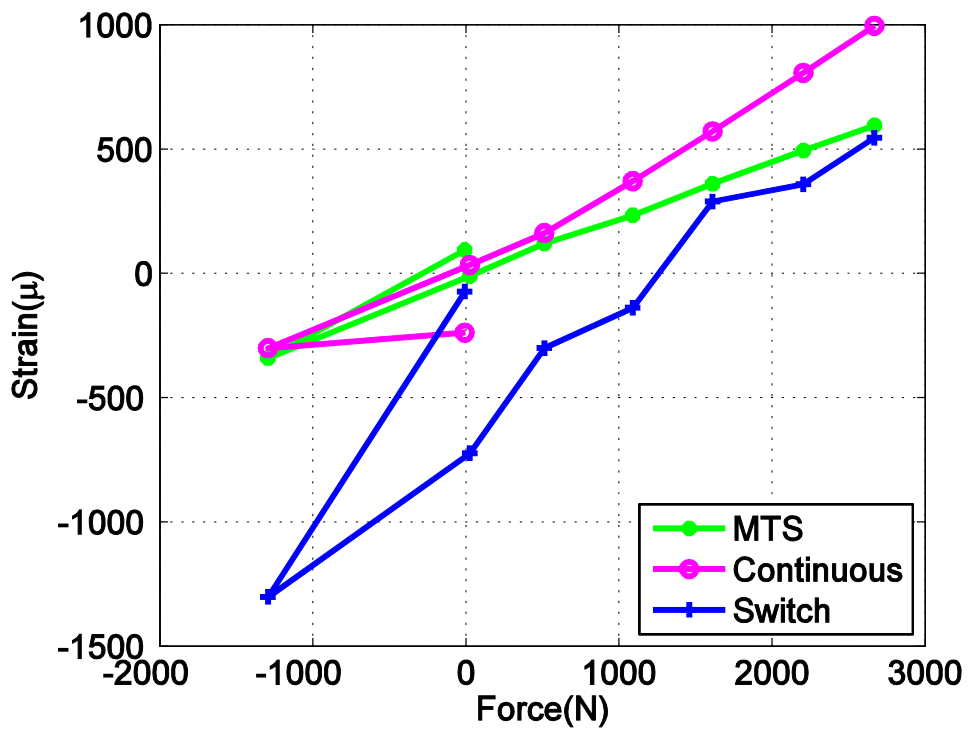


Fig. 4.11 30% duty cycle 量測資料

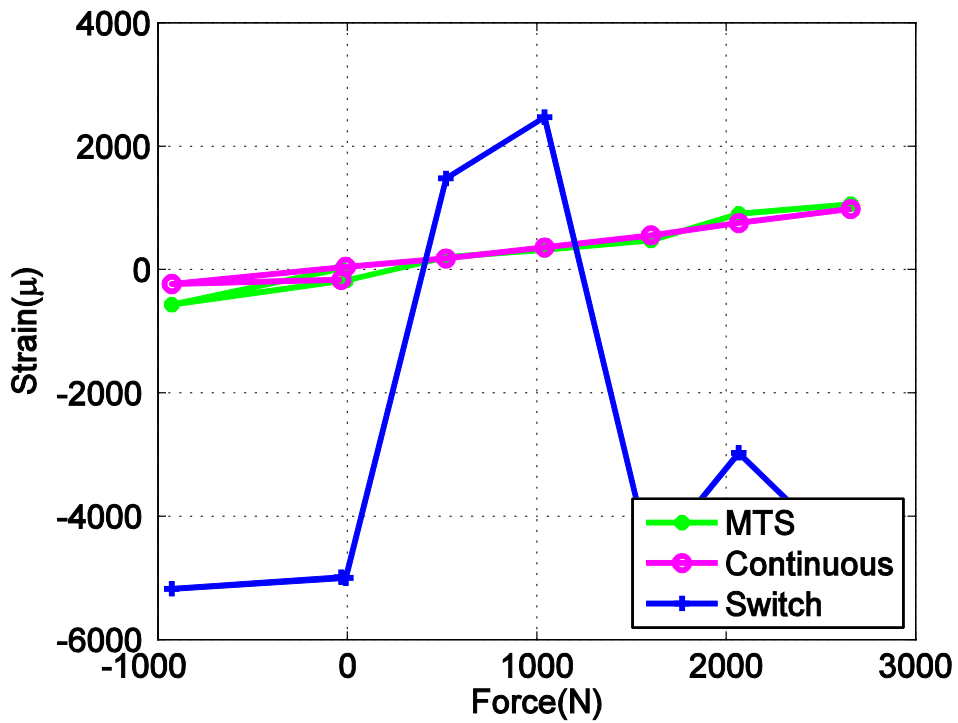


Fig. 4.12 20% duty cycle 量測資料

由上述各圖表中可以得知，無法從脈衝時間 50% 以上的圖形辨識出 MTS、一般持續供電 (Continuous) 以及利用脈衝偏壓 (Switch) 後三者的差異，脈衝時間小於 40% 後誤差開始變得比較明顯，到了 20% 時可以明顯觀察到數值已經不是一線性的分部，並且在不同次的量測中，量測的數值變異太大，所以判定已經呈現不可使用的狀態。

將上述圖表整理，分別選取 100%、60%、40% 以及 30% 的脈衝時間，當作可用代表進行近一步的誤差分析。

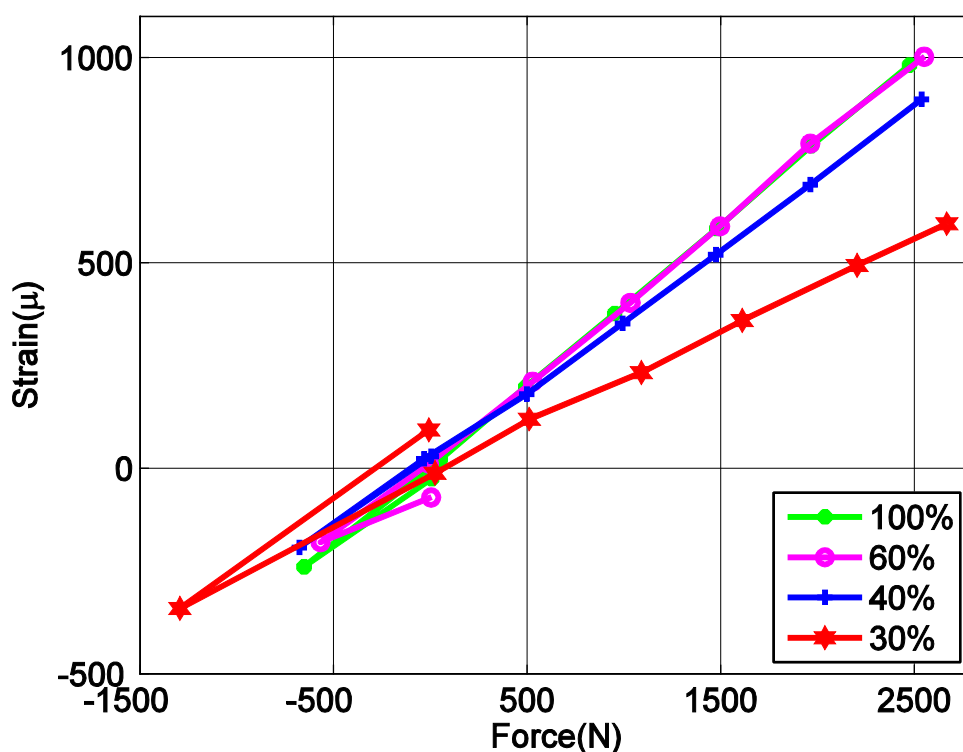


Fig. 4.13 各脈衝值比較圖

從上圖中可以發現 100%~40% 的圖形幾乎是重疊的，所以脈衝偏壓在節省 60% 電橋電力的情況下，是可以不需要作進一步校正即可使用，到了 30% 便產生較為嚴重的斜率誤差，但其線性度依然良好，需要經過線性轉換來校正，其原因應該為脈衝偏壓的技術所導致，當開關打開後電橋需要一段時間來達到穩定的電壓，

時間長短取決於電橋上電阻與寄生電容的 RC 充電時間，若 ADC 取樣點在尚未穩定前，便會造成電壓都有一定比例的降低，所以雖然脈衝時間 30% 的斜率不相同，但還是保持良好的線性度，可以透過程上某一固定基數來做還原，但這時候量測的精確度也將被壓縮，所以使用者必須在電力可以降低 70% 以及精確度上的降低自行斟酌考慮。

為了證實此技術對於量測的精準性，我們使用最小平方差來分析量測出來的數值是否線性，不同脈衝時間的 R^2 值如下表。可以看到 R^2 值在 30% 實還有在 0.98 但是到了 20% 便急遽的掉到近乎 0，這很明顯的表示 20% 是無法依靠後續的修正來正常使用的。這也表示脈衝偏壓技術在低脈衝時間時會產生極大的誤差，數據結果變得相當的不穩定。

Duty cycle	R^2 value of each duty cycle
100%	0.9991
60%	0.9940
50%	0.9925
40%	0.9871
30%	0.9808
20%	0.0091

Table 4.1 最小平方差值比較表

4.4 電力分析

回到本論文主要探討的電力問題，下表列出無線應變規原始架構的電力消耗

比例：

Components	Power Consumption	Percentage
Resistive bridge	90.8 mW	54.6%
FPGA	67.3 mW	40.4%
Power amplifier	5.0 mW	3%
ADC and Others	3.3 mW	2%

Table 4.2 原始架構電力消耗比例表

Table 4.2 中，電橋的耗電量，FPGA 得耗電量為量測值，功率放大器得耗電量為參考資料的數值，總體量測得耗電量扣掉以上耗電量，便是最後一項，其中「其他」這項包含指示用的 LED 燈。由 Table 4.2 可以看出整體原始架構下，最耗電的部分即為量測電橋，當脈衝偏壓的脈衝時間調整到 40% 時，理論上可以減少電橋消耗 60% 的電力，經量測後可得令一版本的功率消耗表 Table 4.3，結果也證實電橋部分（包含 PMOS 開關）的耗電量約為原始耗電量的 40%，而其他元件也並無因此而改變其原始得耗電量，則整體耗電量將改為：

$$54.6\% \times 0.4 + 40.4\% + 3\% + 2\% = 67.24\% \quad (4.2)$$

$$\frac{1}{0.6724} = 1.487 \quad (4.3)$$

Components	Power consumption without pulsed-biasing	Power consumption with 40% pulsed-biasing
Resistive bridge	90.8 mW	36.3 mW
FPGA	67.3 mW	67.3 mW
Power amplifier	5.0 mW	5.0 mW
ADC and others	3.3 mW	3.3 mW
Total power	166.4 mW	111.92 mW

Table 4.3 40%脈衝偏壓電力消耗比較表

功率消耗變為原本的 67.24% 的情況下，電力的整體使用時間可以增加為原本的 48.7%。實驗中使用的為三顆四號電池，輸出電壓為 4.5 V，電池容量約為 900 mAH，總耗電功率從原本的 166.4 mW 變為 111.9 mW；使用時數也就從原本的 24.3 小時增加到 36.2 小時。若未來使用不同種類的電池也有可能獲得更長的使用壽命。

4.5 熱分析

應變規的大小規格為 $2 \text{ mm} \times 1.5 \text{ mm} = 3 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ ，黏貼在六層的 LT800 試片上，試片厚度為 5 mm，並且應變規線膨脹係數為 $\alpha = 9 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ ，當 $V_{ref} = 3.3 \text{ V}$ 的情況。以下將分析此電流產生的熱導致應變規的量測誤差，以及脈衝偏壓後的影響：

根據上述條件可得單一應變規消耗功率為 22.7 mW，因為應變規為電阻性感

測器，所有輸入的功率都會轉為熱能消耗在感測器上。

$$p = \frac{V^2}{R} = \frac{(3.3/2)^2}{120} = 22.7mW \quad (4.4)$$

使用一維的熱傳導做散熱分析，其中 FRP 試條的導熱係數約為 1。

$$\dot{Q} = K \times A \times \frac{\Delta T}{L} \quad (4.5)$$

$$22.7mW = 1 \times 3 \times 10^{-6} \times \frac{\Delta T}{0.005} ; \Delta T = 37.8^\circ C \quad (4.6)$$

則因為溫度差所導致的應變大小 ε_{th} 為：

$$\varepsilon_{th} = \alpha \times \Delta T = 37.8 \times 9 \times 10^{-6} = 340.5 \mu \quad (4.7)$$

若使用脈衝偏壓技術，操作在不需校正的 40% 脈衝時間下，電橋的總體消耗功率降低到原本的 40%，則上升的溫度也將會是原本的 40%，這時因為溫度差所導致的應變大小 $\varepsilon_{th_40\%}$ 可表示為：

$$\varepsilon_{th_40\%} = \alpha \times \Delta T = 37.8 \times 0.4 \times 9 \times 10^{-6} = 136.2 \mu \quad (4.8)$$

也就是當溫度隨時間上升時，原本將會有大約 340.5 μ 的誤差，但隨著脈衝時間的降低，也會降低了功率在電橋上的消耗，進而減少溫度的上升，使得溫度的誤差更接近可以忽略的數值範圍。

第5章 結論與未來展望

5.1 結論

經過實驗證實，脈衝偏壓技術可以應用在無線應變規量測上，在 32 Hz 的取樣頻率下，可以利用此技術將操作的工作週期降到 40% 而不會產生任何影響量測的失真。若量測上需要增加取樣頻率，或是使工作週期降到 40%~20%，則使用者必須自行量測出一個線性的校正值，當每次量測時皆需要做線性轉換，但在此工作週期下可能會喪失一些解析能力，需要視需求而做取捨。若是將工作週期操作在 20% 以下將會無法使用。

無線感測器的工作週期降低表示其感測器的操作時間可以延長，在使用工作週期 40% 的情況下，本無線應變規可以延長將近一半的操作時間，減少維修更換電池的次數。除了上述節能的優點外，降低電橋上的電流也有助於減少電阻以及應變規的功率消耗，進而減少溫度上升對量測所造成的誤差，這可使我們減少使用即時溫度校正的需求，有助於減少應變規的數量。

5.2 未來展望

在量測上，本架構已被證實可以取代一般的應變規量測架構，但此架構仍有一些可以改進的部分，在未來的研究中可以朝這些方向深入探討與改善，以下將說明這些問題以及其可能改善的方法：

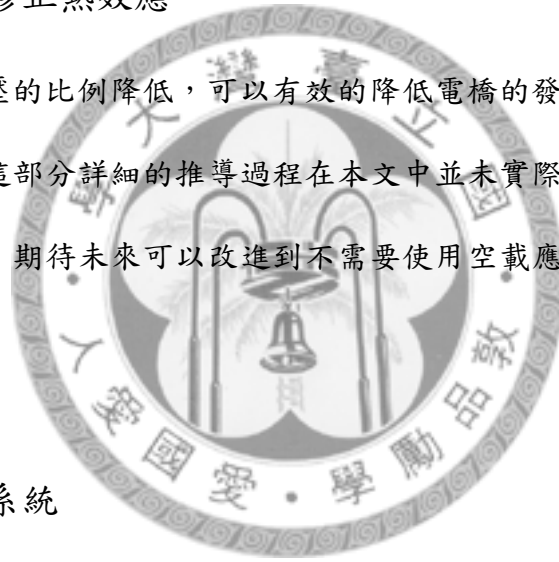
5.2.1 增加傳輸距離

目前因為還在實驗量測階段，所以不需要太長的傳輸距離，但未來若需要應用在真實的風力發電機組上，或是其他遠距離的應用上，則必須要增加其訊號傳輸的距離。

這方面可能需要視實際需求而定，可朝向更改傳輸基頻、增加傳輸功率，亦或是改善天線效率等解決方式來思考。

5.2.2 減少或是修正熱效應

將若將脈衝偏壓的比例降低，可以有效的降低電橋的發熱量，也將會更準確的得到應變值，但這部分詳細的推導過程在本文中並未實際測試，可在未來的實驗架構上多做考慮，期待未來可以改進到不需要使用空載應變規做校正來達到無熱誤差的效果。



5.2.3 組成量測系統

目前的量測架構僅供單一應變點，且接收端也只能接收單一的應變數據，若未來需要使用的監控點眾多時可以在感測器中加裝記憶模組和溝通模組，使無線感測器可以和其他感測器做溝通，也可能可以在無接收器時記錄下量測的資料，當需要資料時再去向單一的感測器做存取，對於量測者將會更加便利。

5.2.4 應用在非電阻式感測器

目前脈衝偏壓的無線感測器只用於電阻式的應變規，未來可以考慮使用更多不同種的感測器來搭配使用，基本上任何電阻式的感測器皆可利用惠斯登電橋的

架構做精確的量測；若想要使用在電容的架構上則可能會有充電放電時間過長的問題，進而影響量測的準確度，所以也許可以改進電容式的感測器的量測電路，使其也能適用於此技術。



參考文獻

- [1] H. Choi, S. Choi, and H.J. Cha, "Structural Health Monitoring System based on Strain Gauge Enabled Wireless Sensor Nodes," Proceedings of the Fifth International Conference on Networked Sensing Systems, p. 211-214, 2008.
- [2] J. van Ham, I.E. Naert, and R. Puers, "Design and packaging of a fully autonomous medical monitoring system for dental applications," IEEE Transactions on Circuits and Systems I-Regular Papers, vol. 54, no. 1, p. 200-208, 2007.
- [3] G. Bergmann, F. Graichen, A. Rohlmann, P. Villesferhoff, B. Heinlein, A. Bender and R. Ehrig, "Design and calibration of load sensing orthopaedic implants," Biomechanical Engineering-Transactions of the Asme, vol 130, no. 2, 2008.
- [4] S. Ćerimović, F. Keplinger, S. Dalola, V. Ferrari, D. Marioli, F. Kohl, and T. Sauter, "Smart Flow Sensor with Combined Frequency, Duty-Cycle, and Amplitude Output," IEEE Sensors Journal, pp. 580-584, 2010.
- [5] A.A.S. Mohammed, W.A. Moussa, and E. Lou, "Development and experimental evaluation of a novel piezoresistive MEMS strain sensor," IEEE Sensors Journal, vol. 11, no. 10, pp. 2220-2232, 2011.
- [6] X.F. Jiang, J. Polastre and D. Culler, "Perpetual environmentally powered sensor networks," International Symposium on Information Processing in Sensor Networks, pp. 463-468 2005.
- [7] R.L. Hannah, S.E. Reed, and Society for Experimental Mechanics (U.S.), "Strain gage users' handbook," London, New York and Bethel, CT, USA, Elsevier Applied Science and Society for Experimental Mechanics Press, 1992.
- [8] J. Chen and B. Shi, "Pulsed activation: saving power for mixed-signal circuits," IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 407-410, 2001.
- [9] J.W. Dally and W.F. Riley, "Experimental stress analysis 3rd Edition," New York, McGraw-Hill. Press, 1991.
- [10] J.S. Shor, L. Bemis, and A.D. Kurtz, "Characterization of monolithic n-type 6H-SiC piezoresistive sensing elements," IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 41, no. 5, pp. 661-665, 1994.
- [11] eFunda Inc., "Sensitivity of Strain Gage Wire Materials," 2012,

http://www.efunda.com/designstandards/sensors/strain_gages/strain_gage_sensitivity.cfm.

- [12] J.W. Dally, W.F. Riley and K.G. McConnell, "Instrumentation for engineering measurements 2nd Edition," New York, Wiley Press, 1993.
- [13] Kyowa Electronic Instruments Co., "Self-Temperature-Compensation Gages," http://www.kyowa-ei.co.jp/eng/support/technical/technical_info/strain_gages/gages/selcom_gages.html.
- [14] M. Gustavsson, W.J. Jacob and N. Tan, "CMOS data converters for communications," Boston, Kluwer Academic Press, 2000.
- [15] "KFRP-5-120-C1 strain gauge" Kyowa Electronic Instruments Co., Ltd., Shinjuku City, Tokyo, 2010.
- [16] "AD7797, 16-/24-Bit Sigma-Delta ADC," Analog Devices Inc., Cambridge, Massachusetts, 2002.
- [17] "MAX 3000A Programmable Logic Device Family Data Sheet," ALTERA, 2002.
- [18] "300MHz-to-450MHz Low-Power,Crystal-Based ASK Transmitter," Maxim, 2010.
- [19] "SSM3J01T Power Management Switch," Toshiba Inc., Minato-ku, Tokyo, 2007.
- [20] 日本工業規格, "Testing method for tensile properties of glass fiber reinforced plastics", Japan, JIS K7054, 1995.

論文著作

會議論文

1. **Guan-Liang Lee**, Jau-Horng Chen and Kuan-Ming Li, “A Pulsed-Biasing Strain Gauge Measurement System for Wireless Sensing Applications,” International Symposium on Flexible Automation in ASME, 2012.

