

國立交通大學

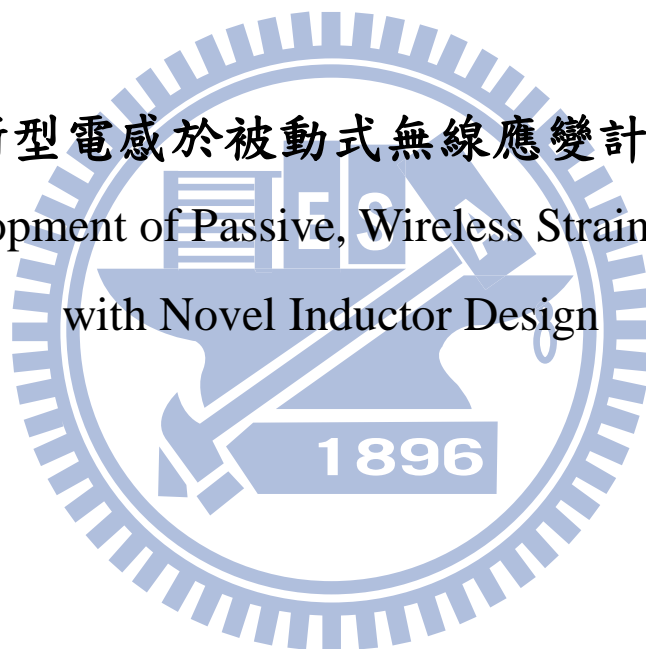
機械工程學系

碩士論文

應用新型電感於被動式無線應變計的研發

Development of Passive, Wireless Strain Sensor

with Novel Inductor Design



研究生：吳松岳

指導教授：徐文祥 教授

中華民國 九十九年 六月

應用新型電感於被動式無線應變計的研發

Development of Passive, Wireless Strain Sensor
with Novel Inductor Design

研究生：吳松岳

Student : Sung-Yueh Wu

指導教授：徐文祥

Advisor : Wensyang Hsu



A Thesis

Submitted Department of Mechanical Engineering
College of Engineering
National Chiao Tung University
in partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master
in
Mechanical Engineering
June 2010
Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年六月

應用新型電感於被動式無線應變計的研發

研究生：吳松岳

指導教授：徐文祥

國立交通大學機械工程學系 碩士班

摘要

本論文研究重點在於研發被動式無線應變計，其操作原理為透過 LC 共振頻率的感測來間接量測應變計所受之應變，主要目標為增加被動式無線應變計的靈敏度。

設計了一新型被動式無線應變計，主要採取包覆式鋸齒狀螺旋電感設計，搭配電容器形成一 LC 迴路。施加應變時，會對螺旋電感的分佈長度產生變化，進而造成電感值 L 的變化；除此之外，由於應變施加於包覆材料上，亦會對包覆材料的截面積造成變化，進而影響螺旋線圈的截面積，這亦會對電感值造成變化。若施以一拉伸應變，便會造成其分佈長度增加，同時包覆材料的截面積亦會縮小而造成螺旋線圈的截面積縮小，兩者皆會造成電感值的減小。而包覆式之概念需搭配鋸齒狀螺旋電感之設計方能有效實現之，主要是因為鋸齒狀螺旋電感擁有較低之徑向剛性，靈敏度經量測可達 $121.9\text{kHz}/0.01\ \varepsilon$ 。

另外一設計，是將包覆式鋸齒狀螺旋電感搭配薄膜梳狀電容使用。施加應變時，除了會對電感分佈長度與結面積造成變化之外，亦未對薄膜梳狀電容產生幾何變形，影響其梳狀間距進而改變電容值，藉此來達到同時利用電感變化與電容變化以增加靈敏度。經模擬估計靈敏度可達 $167.6\text{kHz}/0.01\ \varepsilon$ 。

Development of Passive, Wireless Strain Sensor with Novel Inductor Design

Student : Sung-Yueh Wu

Advisor : Wensyang Hsu

Department of Mechanical Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

This study, we present a passive strain sensor which employing LC circuit resonant frequency measuring to measure the strain. Our objective is to enhance the sensitivity.

One of our designs to enhance the sensitivity is embedded solenoidal inductor. It works with a capacitor to become a parallel-connect LC tank circuit. When applying a strain to the embedded solenoidal inductor, not only the length of the inductor changed, but also affected the cross-section area of the inductor due to the poisson's ratio of the embedding material. Then the length and cross-section area made the inductance vary. The embedded solenoidal inductor should work with saw-shaped solenoidal inductor because of the low radial rigidity. The sensitivity of the embedded saw-shaped solenoidal inductor is $121.9\text{kHz}/0.01\varepsilon$ measured by Agilent Network Analyzer 4395A.

Another design to enhance the sensitivity is the embedded saw-shaped solenoidal inductor with a thin-film comb capacitor added on. When applying a strain to the embedded solenoidal inductor with a thin-film comb capacitor added on, the length and cross-section area of the inductor and the gap of the thin-film comb capacitor all changed. Which made more changes to the LC resonant frequency then enhancing the sensitivity. With our model, we predict the sensitivity of the embedded saw-shaped solenoidal inductor with a thin-film comb capacitor added on will be $167.6\text{kHz}/0.01\varepsilon$.

誌謝

想當初大三升大四的暑假才剛進到實驗室，臨時被老師命令來個自我介紹，害我一時不知所措，只好胡亂湊數瞎掰了一段，而如今卻已在撰寫論文裡的誌謝，回頭想起，許多感觸，歷歷在目，就來一一說起吧。

首先要感謝的當然是家人，父親的細心與數理能力讓我有好的遺傳基因來打下良好的基礎，母親做事的幹勁與勤奮更是我所崇拜與景仰，你們的支持與疼愛更是我背後強大的動力，沒有你們，松岳不會走到這，謝謝！哥的鼓勵與提點更是時常出現在 msn 對話視窗，雖然我們話不多，但你懂的！同時也感謝爸媽年輕時便開始信仰的宗教，雖然看不到、聞不到、聽不到、嗅不到，但我感覺得到你們一直照顧著松岳，讓我平安健康的長大之外，智慧亦有所增長，謝謝你們！親愛的家人們，有你們真好！

其次要感謝的是我的「老闆」—徐文祥老師，從大三上課時就感受到老師明確且有條理的邏輯與那良好的溝通能力，這是吸引我跟隨的主因之一，而老師這兩年的提攜與教導更是讓我受益良多，相信在老師這兩年訓練下所學到的能力將讓我一輩子受用無窮，知識與能力的學習很容易，邏輯的訓練與加強才是最難的，感謝老師！有您真好！

再來要感謝實驗室的夥伴們！張駿偉博士、黃家聖博士和博班的毅家、冏夫、一哥、斌哥，實驗室有你們真好！無時無刻是行動書櫃，無論是製程、實驗、儀器、原理、分析、修課或是麻將，或者是做研究應有的態度、壓力調適、人生觀，我學到好多很寶貴的東西！已畢業的 HD、拉可、頭博、胖虎、TERU、小熊、小高等諸位學長，也帶領我們度過歡樂的時光，我永遠不會忘記 HD XP 和 HD 疲勞實驗、拉可的小拉拉、頭博的聰明才智、胖虎的搞笑白吃、TERU 的製程功夫和率性而行、小熊的痛風和隨性、小高的嘴砲和裝帥，有你們真好！碩二的學長姊們，小江、小鐘、謝大哥、法師，一起奮鬥的感覺真棒！我會記得小江的太陽球衣與自摸和走在路上好多正妹打招呼、小鐘的暴躁幼稚愛吃生魚片與強大的模擬學習能力和高效率、謝大哥的天天沒有極限只怕老婆來電、法師那來念

機械所太浪費的藝術天賦與三天一大包的網拍購物！有你們真好！還有溫大哥，多虧有您幫忙管理廠務並時常無私地提供很多建議與構思，有您真好！歐，好像還有個該該同學，不過看來我們相處的日子還有很多，那就先跳過吧，你懂的，有你真好！還有碩一的阿豆、馬彬、小潘潘，實驗室的未來就靠你們了，加油，努力學習吧！

還要感謝各位在世界各地繼續打拼的大學同學與高中、國中同學們！有你們真好！三不五時的聚餐、包子、麻將、網咖、打球，是舒壓的好物！BBS 和臉書上的來來往往讓我知道你們過得好不好，無論甚麼時候，想吃個飯聊個天，歡迎來電～！

親愛的家人、師長、朋友們還有莉莉，有你們真好！謝謝你們！

松岳 2010 初夏 風城



目次

中文摘要	I
英文摘要	II
誌謝	III
目次	V
表目錄	VII
圖目錄	VIII
第一章 緒論	1
1.1 研究動機	1
1.2 文獻回顧	2
1.2.1 表面聲波	2
1.2.2 腔體共振頻率	3
1.2.3 液體介面移動	4
1.2.4 RFID 搭配一般應變計	5
1.2.5 電感電容閉迴路共振頻率	7
1.3 研究目標	12
第二章 LC 共振頻率感應方式	13
2.1 運作原理	13
第三章 包覆式螺旋狀電感應變計	16
3.1 概念設計	16
3.2 細部設計與分析	18
3.3 製程設計	21
3.4 量測	22
3.4.1 應變施加系統	22
3.4.2 有線量測機台	23
3.4.3 未包覆之螺旋電感量測	24
3.4.4 包覆式螺旋電感量測	28
3.4.5 角度較傾斜之包覆式螺旋電感	31
3.4.6 較細線徑之包覆式螺旋電感	33
3.4.7 包覆式鋸齒狀螺旋電感	34
3.4.8 有限元素法模擬包覆式電感	38
第四章 包覆式電感與薄膜電容	42
4.1 概念設計	42
4.2 細部設計與分析	43
4.3 製程設計	47
第五章 無線量測	48
5.1 量測結果與討論	48

第六章	結論.....	51
6.1	總結.....	51
6.1.1	設計.....	51
6.1.2	製程.....	51
6.1.3	量測.....	52
6.2	未來工作.....	52
參考文獻	53



圖表目錄

表目錄

表 1.1 相關文獻之規格與特性整理.....	11
表 1.2 相關文獻之運作原理整理.....	11
表 3.1 包覆式螺旋電感模擬值徑向拉伸方式[6]模擬值比較.....	21
表 3.2 包覆式螺旋電感量測數據表.....	31
表 3.3 較為傾斜之包覆式螺旋電感量測數據表.....	33
表 3.4 較細線徑之包覆式螺旋電感量測數據表.....	34
表 3.5 較細線徑之包覆式螺旋電感量測數據表.....	38
表 3.6 有限元素法模擬包覆式電感之結果.....	38
表 3.7 有限元素法模擬包覆式電感正視於剖面之結果.....	39
表 4.1 Rui 等人於 2004 所提出的計算薄膜式梳狀電容的公式統整[8].....	45
表 4.2 包覆式鋸齒狀螺旋電感與薄膜梳狀電容搭配之靈敏度.....	46



圖目錄

圖 1.1 Varadanet 等人提出之被動式無線應變量測系統[1].....	2
圖 1.2 Varadanet 等人提出之被動式無線應變量測系統的量測結果[1].....	3
圖 1.3 Chuang 等人提出之被動式無線應變量測系統[2].....	3
圖 1.4 Chuang 等人提出之感測端—腔體[2]	4
圖 1.5 Wendlandt 等人所提出之感測端—微腔體與微流道[3].....	4
圖 1.6 Wendlandt 等人所提出之感測端—微腔體與微流道[3].....	5
圖 1.7 Ikemoto 等人提出之被動式無線應變量測系統之原理示意圖[4].....	6
圖 1.8 Ikemoto 等人提出之被動式無線應變量測系統架設示意圖[4].....	6
圖 1.9 Ikemoto 提出之搭配惠式電橋與彎延式應變計之感測端[4].....	6
圖 1.10 Jia 等人提出平面電感搭配梳狀電容使用的被動式無線應變計[5].....	7
圖 1.11 Jia 等人提出之被動式無線應變計實照[5].....	8
圖 1.12 Jia 等人提出之被動式無線應變計量測結果[5].....	8
圖 1.13 John 等人提出之被動式無線應變計感測端之螺旋電感[6].....	9
圖 1.14 John 等人提出之螺旋電感受應變而改變截面積之示意圖[6].....	9
圖 1.15 等人提出之被動式無線應變量測系統[6].....	10
圖 1.16 John 等人提出之被動式無線應變量測系統之量測結果[6].....	10
圖 2.1 讀取端對感測端透過磁場感應傳遞能量之等效電路圖[5].....	13
圖 2.2 感測端對讀取端感應之等效電路圖[5].....	14
圖 3.1 新型電感—包覆式螺旋電感示意圖.....	16
圖 3.2 新型電感與文獻比較.....	17
圖 3.3 包覆式螺旋電感等角視圖.....	18
圖 3.4 包覆式螺旋電感三視圖.....	18
圖 3.5 螺旋電感尺寸命名標示圖.....	19
圖 3.6 不同蒲松比之包覆式螺旋電感模擬值與徑向拉伸[6]模擬值比較圖.....	21
圖 3.7 包覆式螺旋電感的製程示意圖.....	22
圖 3.8 應變施加機台實照.....	23
圖 3.9 Agilent 4395A(國家晶片系統中心).....	23
圖 3.10 量測結果示意圖.....	24
圖 3.11 未包覆之螺旋電感拉伸試驗圖.....	25
圖 3.12 未包覆之螺旋電感拉伸試驗量測結果圖.....	25
圖 3.13 未包覆之螺旋電感拉伸試驗量測結果與模擬值之誤差圖.....	26
圖 3.14 螺旋電感尺寸參數命名示意圖.....	27
圖 3.15 未包覆之螺旋電感拉伸試驗量測結果含修正理論值之圖.....	27
圖 3.16 未包覆螺旋電感之拉伸試驗量測結果與修正理論值之誤差比較圖.....	28
圖 3.17 PDMS 成型用模具實照.....	29

圖 3.18 包覆式螺旋電感試片實照.....	30
圖 3.19 包覆式螺旋電感與未包覆螺旋電感量測結果.....	31
圖 3.20 螺旋電感傾斜角示意圖.....	32
圖 3.21 較為傾斜之包覆式螺旋電感.....	32
圖 3.22 較為傾斜之包覆式螺旋電感量測結果.....	32
圖 3.23 較為傾斜之包覆式螺旋電感.....	33
圖 3.24 較細線徑之包覆式螺旋電感量測結果.....	34
圖 3.25 一般螺旋狀包覆式電感製造方式.....	35
圖 3.26 鋸齒狀包覆式螺旋電感製造方式.....	35
圖 3.27 製造鋸齒線之簡易系統之連續供線設計.....	35
圖 3.28 製造鋸齒線之簡易系統之驅動馬達.....	36
圖 3.29 製造鋸齒線之簡易系統之嚙合齒輪.....	36
圖 3.30 鋸齒線成品實照.....	36
圖 3.31 鋸齒狀包覆式螺旋電感實照.....	37
圖 3.32 鋸齒狀包覆式螺旋電感放大圖.....	37
圖 3.33 較細線徑之包覆式螺旋電感量測結果.....	37
圖 3.34 包覆式電感中的電感截面積變化比較.....	39
圖 3.35 包覆式電感中的電感截面積變化比較.....	40
圖 4.1 同時利用電容變化與電感變化.....	42
圖 4.2 包覆式螺旋電感搭配薄膜式梳狀電容立體彩色視圖.....	43
圖 4.3 薄膜式梳狀電容相關尺寸標示圖.....	44
圖 4.4 Rui 等人於 2004 所提出的計算薄膜式梳狀電容的方法[8].....	44
圖 4.5 包覆式鋸齒狀螺旋電感與薄膜梳狀電容搭配之模擬結果.....	46
圖 4.6 薄膜式梳狀電容搭配包覆式螺旋電感的製程示意圖.....	47
圖 5.1 無線量測 LC 共振頻率示意圖.....	48
圖 5.2 無線量測實照.....	48
圖 5.3 有線量測與無線量測之結果.....	49
圖 5.4 有線量測與無線量測之誤差.....	49

第一章 緒論

1.1 研究動機

無線(wireless)是感測器近年來的趨勢之一，Sensors Magazine 於 2004 年的報告中指出，工程應用上的有線感測器的安裝，其接線上的耗費每一公尺高達 130~650 美金，若採用無線技術將可省下其中的 20~80%。無線感測不僅只省掉了線材的成本與配線工資，由於沒有線材裸露的狀況，可運用於惡劣環境的監控，如高溫、強酸、強鹼；此外，沒有線材的牽絆，使用上更為靈活，提高了感測器的機動性，無線感測器可進一步裝設於不易接線的物體上，如：人體內部、旋轉物件、精密結構...等。

被動式(passive)的感測器的特色在於其能量來源是來自於外部或讀取端，而非是內部或感測端。此特色帶來三個相當大的優點，一是裝設於外部或讀取端之能量來源的維持與維修會較為容易，如：電池更換、功率監控；第二個優點是可在需要量測時，方從外部或讀取端提供能量，這代表著被動式感測器有相當大的節能潛力，正是當今社會所迫切需要的；第三個優點是可運用於不易或不適合裝設電池的環境，如：人體內部、橋梁。

應變計(strain sensor)不僅長久以來被大量的使用於結構應變的量測與監控，更可以用來間接量測其他物理量，如溫度的量測便可透過量測物體的膨脹或收縮來得知，因此是應用範圍較為廣泛且市場亦較大的感測器。

綜合以上諸多特點，產生了對被動式無線應變計領域進一步探索與研發的動機。

1.2 文獻回顧

無線、被動式與應變計皆是相當具有規模的領域，對於這三個領域的交集中我們找到了幾篇文獻，分別有利用表面聲波[1]、腔體共振頻率[2]、液體介面移動[3]、RFID[4]、電感電容迴路共振頻率[5] [6]等原理來達到被動式無線應變量測的效果。

1.2.1 表面聲波

Varadanet 等人於 1997 年所提出的被動式無線應變量測系統是利用表面聲波(Surface Acoustic Wave, SAW) [1]，利用表面聲波行走距離隨應變而改變的方式，透過量測反射波的相位角變化來間接量測應變量。如圖 1.1，上方顯示著一梳狀電容(IDT, interdigital capacitor)位於一壓電材料上，透過外部傳遞能量與訊號至感測端的天線，進而傳遞至梳狀電容，便會在壓電材料上產生表面聲波，此一表面聲波經過一距離傳達至左方的反射器(Reflectors)後會反射回右方的梳狀電容，再藉由感測端的天線傳遞至讀取端的天線，如此一來，一但表面聲波的傳遞距離因為應變而有所變化時，便可藉由觀察入射波與反射波的相位差之變化來間接得知其應變。圖 1.2 顯現著相位差與應變之間的關係。

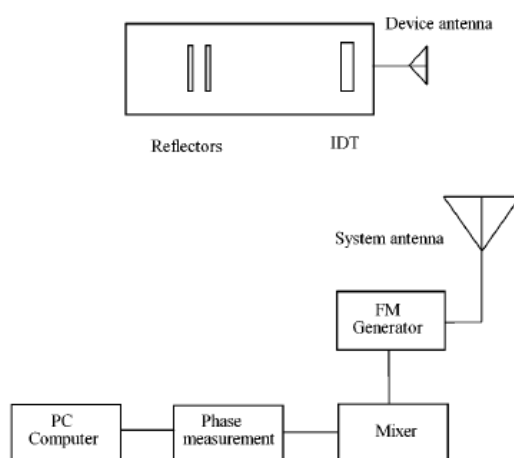


圖 1.1 Varadanet 等人提出之被動式無線應變量測系統[1]

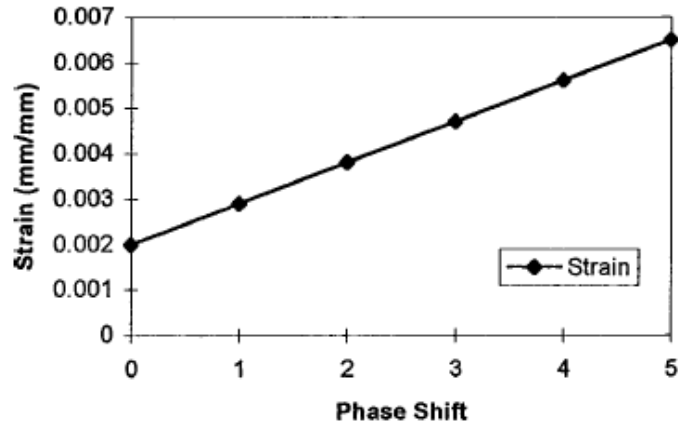


圖 1.2 Varadanet 等人提出之被動式無線應變量測系統的量測結果[1]

1.2.2 腔體共振頻率

Chuang 等人於 2005 提出之設計是利用一密閉腔體中之共振頻率會隨著腔體大小變化而改變的被動式無線應變量測系統[2]。圖 1.3 的左方為讀取端，右方為感測端，透過天線來傳遞雙方的訊號與能量，讀取端帶有掃頻與共振頻率偵測之功能。

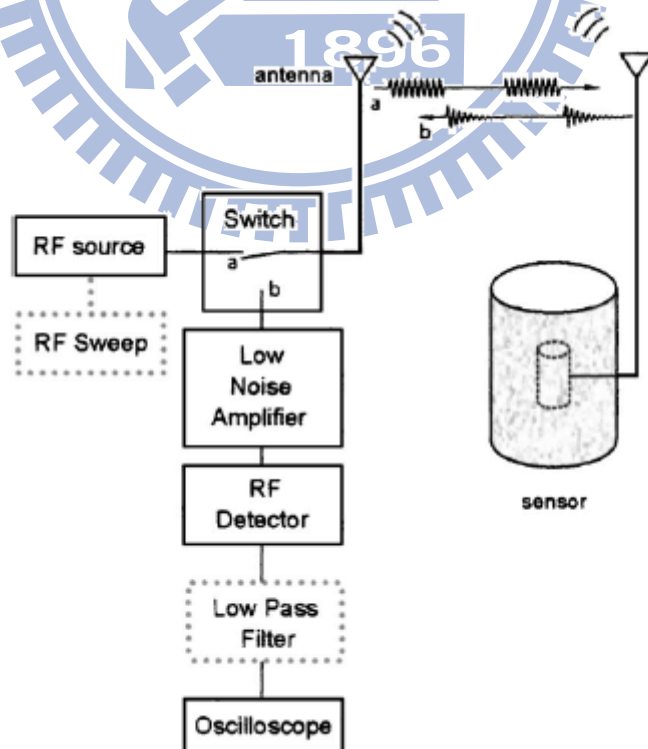


圖 1.3 Chuang 等人提出之被動式無線應變量測系統[2]

而如圖 1.4 所示之感測端腔體，其受一壓縮力量產生負應變後，腔體長度隨之縮短，會進而影響其腔體之共振頻率，如式 1.1 所示。因此透過量測其共振頻率之變化便可間接得知其應變。

$$f_{strained} = \frac{c}{2(l+\Delta l)} = \frac{c}{2l} \left(\frac{1}{1+\varepsilon} \right) \approx f_{unstrained} (1-\varepsilon) \quad (1.1)$$

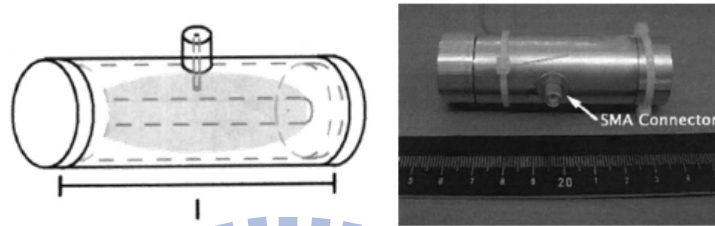


圖 1.4 Chuang 等人提出之感測端—腔體[2]

1.2.3 液體介面移動

Wendlandt 等人 2007 年中所提出的利用微流體的被動式無線應變量測方式[3]，是利用一充滿流體的微腔體，受一壓縮後會將內部的流體透過開口處擠出至銜接的流道，因此流體於流道中流動至何處便會與微腔體的體積變化有關，透過超音波無線地偵測流道中流體與氣體的介面位置，便可間接得到微腔體所受之變形或應變。圖 1.5 為其感測端之示意圖，液體與氣體之間的界面會隨著壓縮微腔體而移動；圖 1.6 為其感測端之設計實照圖，利用環狀迴旋配置流道加上腔體與流道重疊配置來結省空間。

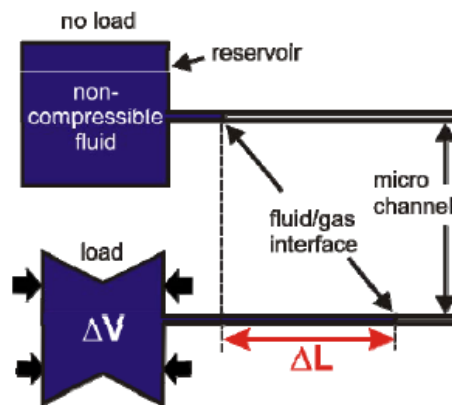


圖 1.5 Wendlandt 等人所提出之感測端—微腔體與微流道[3]

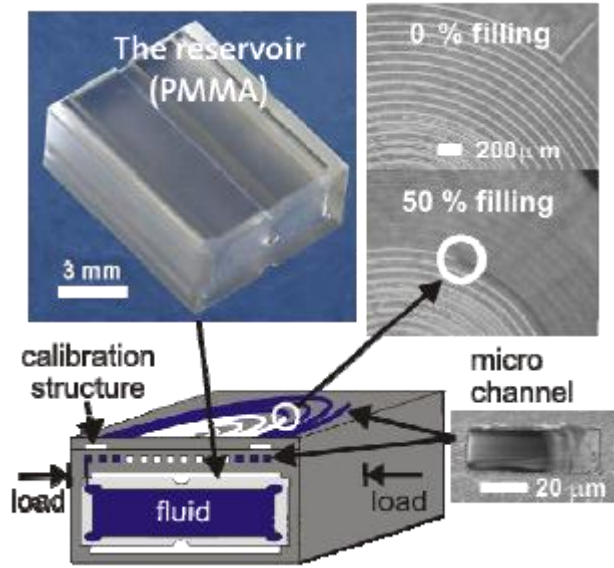


圖 1.6 Wendlandt 等人所提出之感測端—微腔體與微流道[3]

1.2.4 RFID 搭配一般應變計

Ikemoto 等人於 2009 年提出之運用了 RFID 與一般蜿蜒式應變計搭配使用之被動式無線應變量測系統[4]，於感測端透過一獨立的 RFID 標籤來接受讀取端所傳遞的能量，並藉由惠氏電橋搭配蜿蜒式應變計來產生包含應變值的訊號，再利用另一 RFID 標籤將訊號傳遞至讀取端，其概念如圖 1.7 所示，其另有一獨特之處在於利用兩組 RFID 系統，一組為專門提供能量傳入至感測端，另一組為負責訊號之傳出至讀取端用，兩組 RFID 系統皆透過通用序列匯排流(USB)與個人電腦連接。

而圖 1.8 顯示著其量測架設概況，是將應變計裝設於懸臂梁上，再接線連結至 RFID 感測器模組，透過 RFID 讀取器/寫入器來讀取訊號，其 RFID 讀取器/寫入器裝設於可調整高度之機構上，可方便觀察無線量測距離對讀取能力之影響。

其應變計是採用一般蜿蜒式阻抗應變計，其電阻值會隨應變改變而變化，因此可透過惠氏電橋(Wheatstone bridge)來將電阻變化之情形傳出，如圖 1.9 所示。

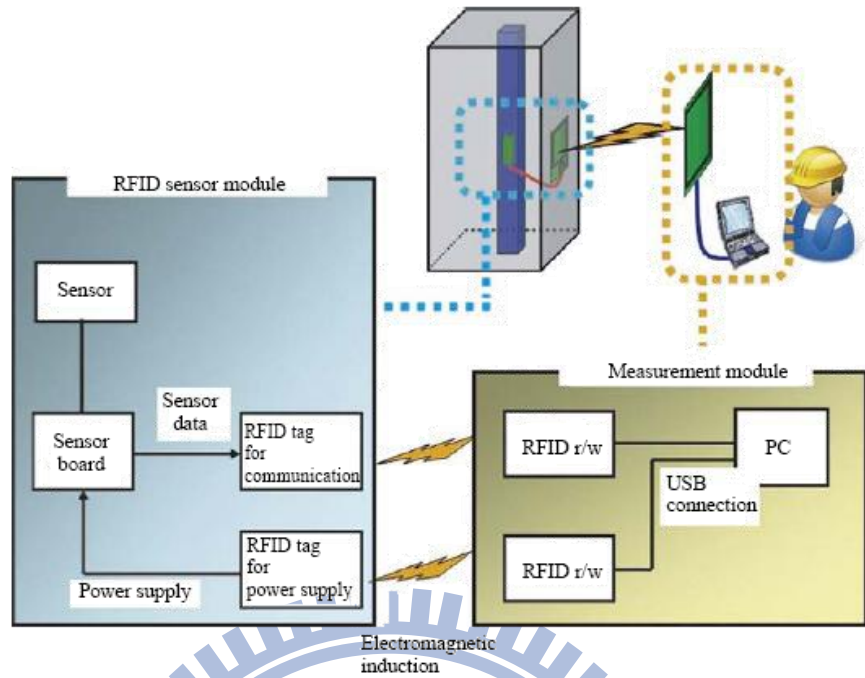


圖 1.7 Ikemoto 等人提出之被動式無線應變量測系統之原理示意圖[4]

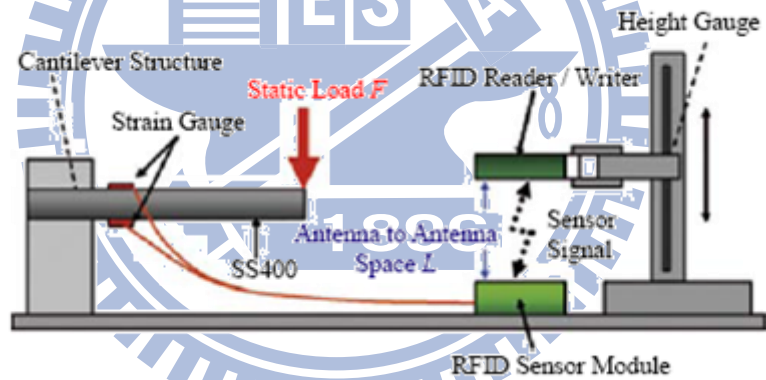


圖 1.8 Ikemoto 等人提出之被動式無線應變量測系統架設示意圖[4]

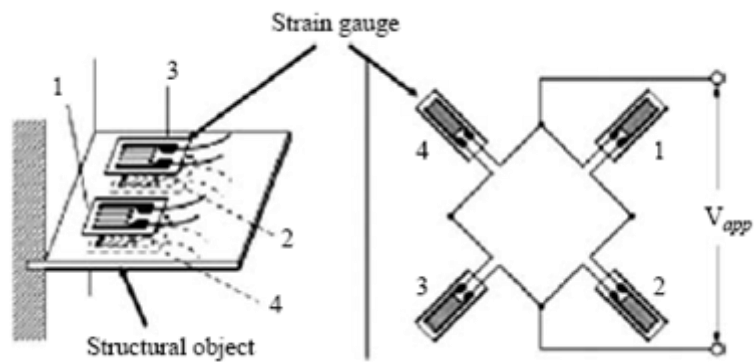


圖 1.9 Ikemoto 提出之搭配惠式電橋與彎延式應變計之感測端[4]

1.2.5 電感電容閉迴路共振頻率

Jia 等人於 2006 年提出一平面迴旋電感搭配梳狀電容使用的被動式無線應變計[5]，其概念設計如圖 1.10 所示，而實照與量測概況如圖 1.11 所示，主要是利用透過 DuPont™ Polyimide-Cu 薄膜搭配黃光微影製程所製作，在加上一條導線跨越式地連接平面迴旋電感最外圍的端點與內部的梳狀電容，便形成了一 LC 閉迴路，貼於一受彎曲變形時表面會提供均勻應變之特殊懸臂梁。

如式 1.2 所示，電感連接電容所形成之閉迴路的共振頻率會與其電感值與電容值有關，梳狀電容的梳狀結構彼此間間距會因為下方的薄膜受一應變而變化，此現象改變了其電容值，進而改變電感與電容所形成的 LC 閉迴路之共振頻率，透過讀取端的天線與感測端的電感互相感應，可對其進行掃頻的動作，進而觀察其讀取端的阻抗在不同操作頻率下的反應來得知其感測端的共振頻率，便可間接得知其感測端所受之應變。

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (1.2)$$

而圖 1.12 顯示著其所製造之被動式無線應變計受一拉伸應變時的量測結果，其所受應變是透過一市售應變計黏貼於懸臂梁上來加以確認。

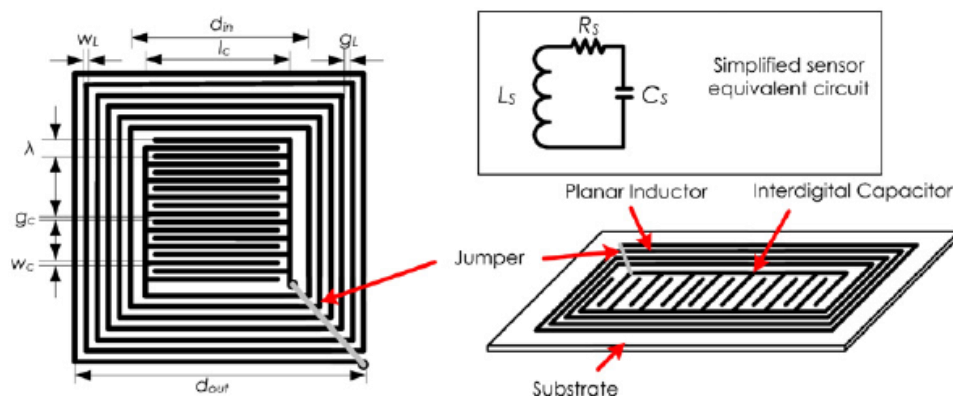


圖 1.10 Jia 等人提出平面電感搭配梳狀電容使用的被動式無線應變計[5]

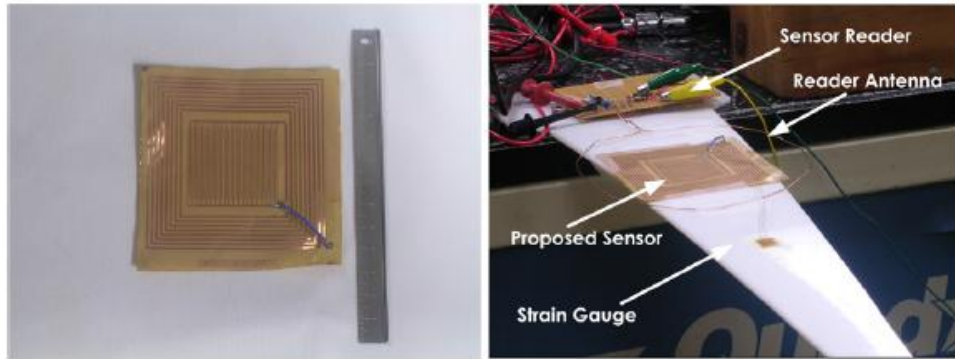


圖 1.11 Jia 等人提出之被動式無線應變計實照[5]

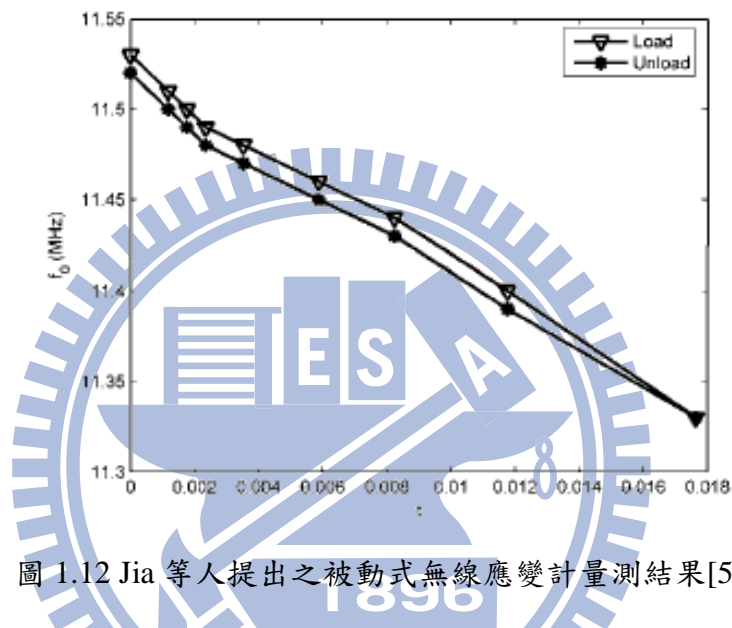


圖 1.12 Jia 等人提出之被動式無線應變計量測結果[5]

而 John 等人於 2002 提出同為感應 LC 電路共振頻率原理的設計[6]，不同之處在於 John 等人是利用一螺旋電感於徑向受一應變後會改變其螺旋電感截面積，進而影響其電感值而使共振頻率產生變化，如圖 1.13 與圖 1.14 所示，搭配使用的電容是一市售之固定電容器，LC 電路的共振頻率會隨電感值的改變而變化，因此透過量測其共振頻率便可間接得知其應變。而圖 1.15 是其量測概況示意圖，主要亦是透過一掃頻與能源提供系統所組成。

電感值與螺旋電感的幾何形狀之關係如式 1.3 所示， k 為 Nagaoka 係數（在某一定幾何比例下為一常數）， μ_r 為包覆材料的相對導磁率， μ_0 為真空中的導磁係數， N 為螺旋線圈的圈數， A 為螺旋線圈環繞所構成的截面積， l 為螺旋線圈的分佈常度。而螺旋線圈所環繞之截面積和共振頻率變化量的

關係可由式 1.4 觀察到，當截面積變小時會使共振頻率增加，反之若截面積變大會使得共振頻率降低。一般操作狀態線圈長度固定，而在截面為正圓形時會使其包圍最大的面積，當受一拉伸應變時會使其面積減小，若受一壓縮應變時亦會使其截面積減小，因此此設計有一缺點便是無法確認其所受應變為壓縮或拉伸，應用上便只侷限於單一趨勢的應變量測。

量測結果可由圖 1.16 觀察到，其實驗值包含了空心的螺旋電感與包覆著一材料之電感，基本上趨勢都與理論值相當接近。

$$L = k \frac{\mu N^2 A}{l_0} \quad (1.3)$$

$$\Delta f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{l_0}{CkN^2 \mu \sqrt{A}}} \quad (1.4)$$

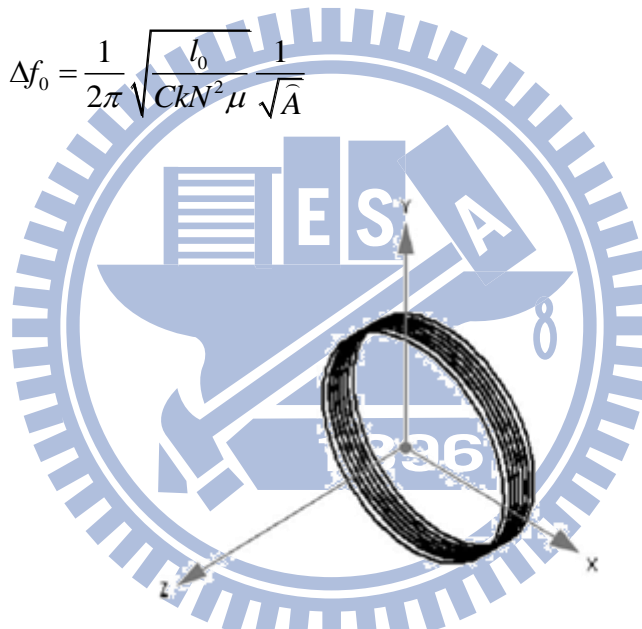


圖 1.13 John 等人提出之被動式無線應變計感測端之螺旋電感[6]

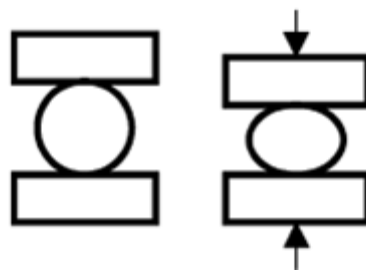


圖 1.14 John 等人提出之螺旋電感受應變而改變截面積之示意圖[6]

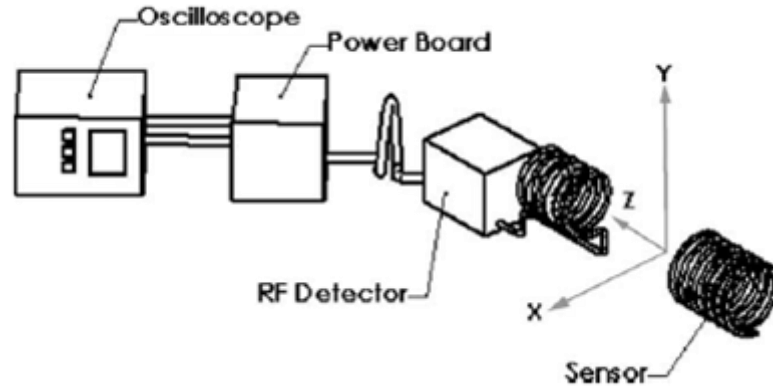


圖 1.15 等人提出之被動式無線應變量測系統[6]

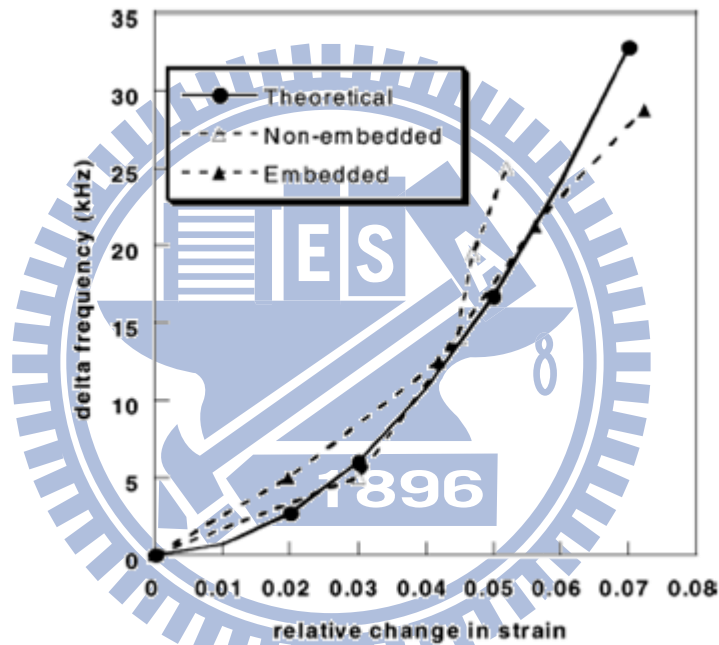


圖 1.16 John 等人提出之被動式無線應變量測系統之量測結果[6]

表 1.1 是將上述六篇文獻作個性能整理，可發現同樣是利用 LC 共振頻率來量測應變的文獻[5]與文獻[6]，利用電感的文獻[6]的靈敏度相較於文獻[5]是相當低的，因此我們的研究目標之一在於研究一新型電感來提供更高的靈敏度。

表 1.2 是將上述六篇文獻的運作原理做一整理，可從裡面觀察到文獻[5]是利用電容來提供 LC 共振頻率的變化，文獻[6]是利用電感來提供 LC 共振頻率的變化，目前還沒有任何文獻所提出的設計可以同時利用這兩個物理量

來影響 LC 共振頻率，因此我們的另一研究目標是研究一設計，特色在於可以利用電容與電感的同時變化來造成 LC 共振頻率的變化，而目的亦是增加靈敏度。

表 1.1 相關文獻之規格與特性整理

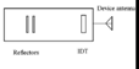
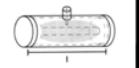
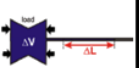
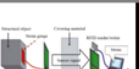


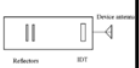
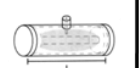
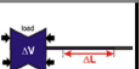
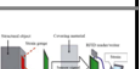


編號	圖示	量測範圍	靈敏度	作者	年份
1		$-0.0165\epsilon \sim 0.019 \epsilon$	$1.111 \text{ }^\circ/0.01\epsilon$	Varadan et al.	1997
2		$0\epsilon \sim 0.00015 \epsilon$	$24200 \text{ kHz}/0.01\epsilon$	Chuang et al.	2005
3		$-0.001\epsilon \sim 0.001 \epsilon$	$666.7 \text{ mm}/0.01\epsilon$	Wendlandt et al.	2007
4		unknown	unknown	Ikemoto et al.	2009
5		$0\epsilon \sim 0.018 \epsilon$	$-108.33 \text{ kHz}/0.01\epsilon$	Jia et al.	2006
6		$-0.07\epsilon \sim 0 \epsilon$	$4.67 \text{ kHz}/0.01\epsilon$	John et al.	2002

表 1.2 相關文獻之運作原理整理

編號	圖示	運作原理
1		τ (應變) \rightarrow ΔL (表面聲波傳遞長度變化) \rightarrow $\Delta \phi$ (反射波相位變化)
2		τ (應變) \rightarrow ΔL (腔體長度變化) \rightarrow $\Delta f_{0-cavity}$ (腔體共振頻率變化)
3		τ (應變) \rightarrow ΔV (腔體體積變化) \rightarrow ΔL (流體長度變化) \rightarrow ΔE_r (超音波反射能量變化)
4		τ (應變) \rightarrow ΔR (電阻值變化) \rightarrow ΔV (以電壓訊號傳出)
5		τ (應變) \rightarrow Δg_c (梳狀電容間距變化) \rightarrow ΔC (電容值變化) \rightarrow Δf_{0-LC} (LC 電路共振頻率變化)
6		τ (應變) \rightarrow ΔA (電感截面積變化) \rightarrow ΔL (電感值變化) \rightarrow Δf_{0-LC} (LC 電路共振頻率變化)

1.3 研究目標

本論文的研究目標主要是要設計一新型的被動式無線應變計，將採用 LC 電路共振頻率隨應變而變化的原理，使用包覆式螺旋電感，利用包覆式的設計概念來加強電感在受應變時的截面積變化量，即從電感長度與電感截面積的同時變化增加其靈敏度。

另一目標是將包覆式螺旋電感加以延伸，搭配一薄膜電容形成另一新型被動式無線應變計，在受一應變時，不僅電感值會產生變化，電容值亦會變化，利用電感與電容同時變化增加其靈敏度。



第二章 LC 共振頻率感應方式

2.1 運作原理

利用 LC 共振頻率(即電感電容閉迴路之共振頻率)進行被動式無線量測的原理，將在此作一簡單介紹[5]。

如圖 2.1 所示，左側的讀取端(reader)透過電感對右側的感測端(sensor)進行能量的傳遞。

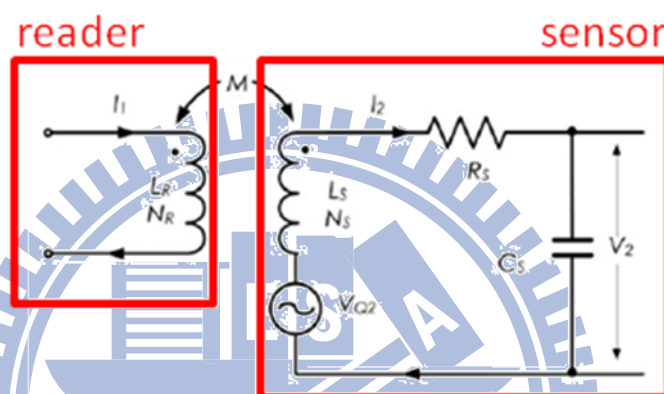


圖 2.1 讀取端對感測端透過磁場感應傳遞能量之等效電路圖[5]

I_1 是一隨時間而有頻率變化的電流，因此會在線圈週圍產生一磁場，利用法拉第定律(Faraday's law of induction)，若一電壓 V_{Q2} 因感應而產生於感測端的電路上，那麼於電容上的電壓 V_2 便可透過下方所列式子推導得知

$$V_{Q2} = j\omega M I_1 \quad (2.1)$$

$$V_2 = V_{Q2} - j\omega L_S I_2 - R_S I_2 \quad (2.2)$$

$$I_2 = j\omega C_S V_2 \quad (2.3)$$

M 是感測端電感與讀取端電感之間的互感係數， I_2 是感測端電路上的電流， C_S 是感測端上與電感 L_S 串連的電容之電容值， R_S 則是感測端的自阻抗(self resistance)，因此透過式 2.1、式 2.2 與式 2.3 可求得電容的跨壓 V_2 為

$$V_2 = \frac{V_{Q2}}{1 + (j\omega L_S + R_S) \cdot j\omega C_S} \quad (2.4)$$

假設一均勻的正弦磁場產生於感應線圈的中間，那麼式 2.1 可寫成

$$V_{Q2} = j\omega\mu_0 A_S N_L \cdot H_{eff} \quad (2.5)$$

$$V_2 = \frac{j\omega\mu_0 A_S N_L \cdot H_{eff}}{1 + (j\omega L_S + R_S) \cdot j\omega C_S} \quad (2.6)$$

$$A_s = d_{avg}^2 \quad (2.7)$$

$$H = \frac{I_1 \cdot N_R \cdot d_R^2}{8 \sqrt{\left(\frac{d_R^2}{4+x^2}\right)^3}} \quad (2.8)$$

將式 2.8 與式 2.7 代入式 2.6，可得到

$$V_2 = \frac{j\omega\mu_0 d_{avg}^2 N_L}{1 + (j\omega L_S + R_S) \cdot j\omega C_S} \cdot \frac{I_1 \cdot N_R \cdot d_R^2}{8 \sqrt{\left(\frac{d_R^2}{4+x^2}\right)^3}} \quad (2.9)$$

當感測端的電感將此一隨時間而變化的磁場感應至讀取端時，會在讀取端的電路產生一電壓 V_0 ，將透過讀取端的阻抗來更了解 V_0 的變化，其等效電路如圖 2.2 所示。

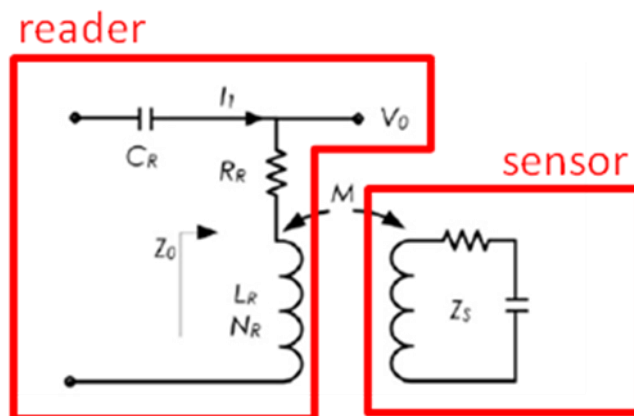


圖 2.2 感測端對讀取端感應之等效電路圖[5]

整個等效電路的阻抗可以寫成

$$Z_0 = Z_R + Z_S' \quad (2.10)$$

$$Z_R = j\omega L_R + R_R \quad (2.11)$$

$$Z_S' = \frac{(j\omega M)^2}{j\omega L_s + R_s + \frac{1}{j\omega C_s}} = -\frac{\omega^2 k^2 L_R L_S}{j\omega L_s + R_s + \frac{1}{j\omega C_s}} \quad (2.12)$$

Z_R 是讀取端固有的阻抗， Z_S' 是感測端的反射阻抗， R_R 則是讀取端的自阻抗， C_R 是與天線串聯的電容用來最大化通過讀取端天線的電流，而 k 是感應系數(coupling coefficient)，因此可得到整個讀取端的阻抗為

$$Z_0 = j\omega L_R + R_R + \frac{\omega^2 k^2 L_R L_S}{j\omega L_s + R_s + \frac{1}{j\omega C_s}} \quad (2.13)$$

將 $L_S C_S = 1/(4\pi^2 f_0^2)$ 與 $R_S = 2\pi f_0 L_S / Q$ 代入式 2.13，可得整個阻抗為

$$Z_0 = R_R + 2\pi f L_R \left[1 + k^2 \frac{\left(\frac{f}{f_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + \frac{j}{Q} \frac{f}{f_0}} \right] \quad (2.14)$$

透過對其掃頻，觀察阻抗的頻率響應便可得知其共振頻率，而因為共振頻率為

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_S C_S}} \quad (2.15)$$

故若感測端的電感值 L_S 或電容值 C_S 會隨應變而有所變化，那麼便可以透過量測共振頻率的變化來得之其應變。

第三章 包覆式螺旋狀電感應變計

3.1 概念設計

我們採用的被動式無線應變計的運作原理是利用 LC 共振頻率的改變與偵測，而其共振頻率的改變可以有兩個來源，一為電感 L ，一為電容 C ，在此要提出一新設計—新型電感。

此新型電感是由一螺旋型線圈構成，且週遭由一材料所完全包覆，在此稱之為包覆式螺旋電感，如圖 3.1 所示。此外，在包覆材料之外圍會搭配一固定電容與螺旋電感形成一閉迴路。

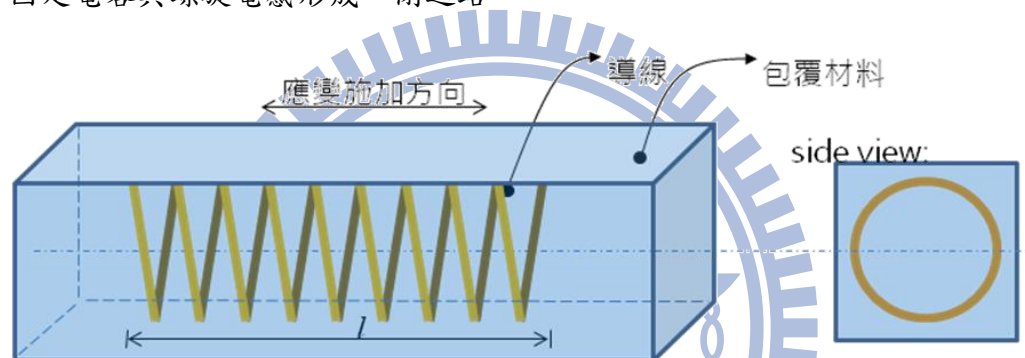


圖 3.1 新型電感—包覆式螺旋電感示意圖

沿著圖 3.1 中應變施加方向去施加應變，會對螺旋電感的分佈長度 l 產生變化，進而造成電感值 L 的變化；除此之外，由於應變施加於包覆材料上，亦會對包覆材料的截面積造成變化，進而影響螺旋線圈的截面積，這亦會對電感值 L 造成變化。電感值與螺旋電感的幾何形狀之關係如式 3.1 所示

$$L = k \frac{\mu_r \mu_0 N^2 A}{l} \quad (3.1)$$

k 為 Nagaoka 係數(在某一定幾何比例下為一常數)， μ_r 為包覆材料的相對導磁率， μ_0 為真空中的導磁係數， N 為螺旋線圈的圈數， A 為螺旋線圈環繞所構成的截面積， l 為螺旋線圈的分佈長度。

若此一電感沿其應變施加方向施以一拉伸應變，便會造成其分佈長度 l 的增加，同時包覆材料的截面積亦會縮小而造成螺旋線圈的截面積 A 縮小，

l 的增加與 A 的縮小皆會造成電感值 L 的減小。

反之，若此電感受一壓縮應變，便會造成其分佈長度 l 的減小，同時包覆材料的截面積亦會增加而造成螺旋線圈截面積 A 的擴大， l 的減小與 A 的擴大皆會造成電感值 L 的增加。

如圖 3.2 所示，包覆式螺旋電感的螺旋線圈結構與 John 等人於 2002 提出的螺旋電感的結構是一樣的，但不同之處在於兩者的應變施加方向，和包覆式螺旋電感多了一材料包覆著螺旋電感。



(b) John 等人於 2002 提出的螺旋電感[6]

圖 3.2 新型電感與文獻比較

由於包覆式螺旋電感不只是有長度上的變化，若能適當選用蒲松比 (Poisson's ratio) 較高的包覆材料，更可有效利用其截面積的變化來造成電感的變化(詳見 3.2 節)，因此相信包覆式螺旋電感具有較高靈敏度的潛力。

此外，John 等人於 2002 提出的螺旋電感沿應變方向所受到的應變，無論是拉伸應變或壓縮應變，所造成的皆是截面積的減小，因此其應用於應變

計時只能適用於單一趨勢的應變；而包覆式螺旋電感沿應變方向受到拉伸應變時，會造成電感的減小，受到壓縮應變時，會造成電感的增加，因此無論是拉伸或是壓縮皆可以量測。

3.2 細部設計與分析

因為包覆材料具有提供螺旋線圈截面積變化的變形能力，因此包覆材料必須能完整包覆住整個螺旋線圈；且包覆材料的蒲松比越高越好，可以有效的將應變施加方向的應變趨勢轉換到截面積方向上，進而協助螺旋線圈截面積的變化；為了方便進行實驗，包覆材料的兩端夾持端須要避免應力集中。

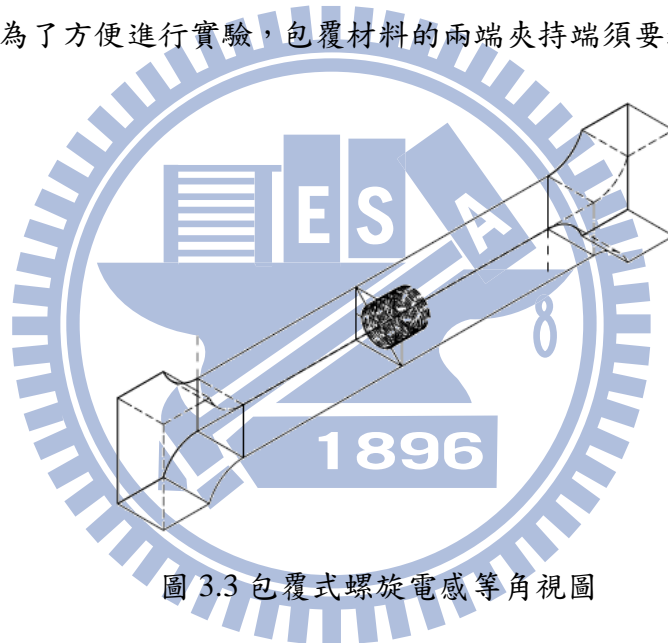


圖 3.3 包覆式螺旋電感等角視圖

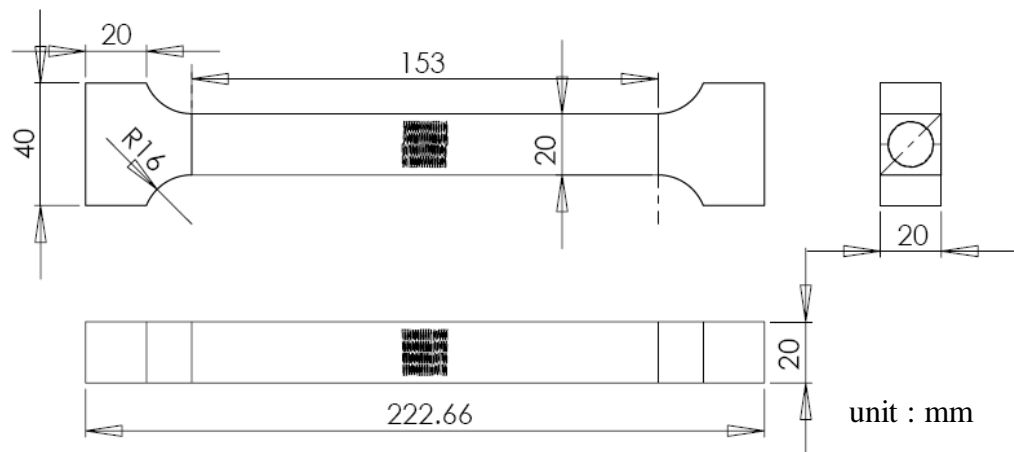


圖 3.4 包覆式螺旋電感三視圖

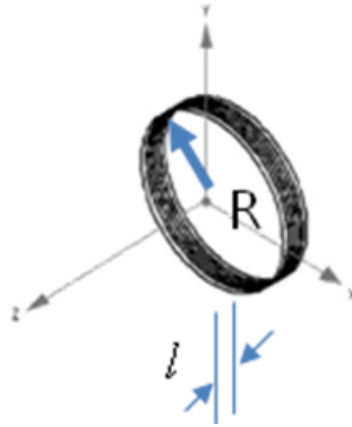


圖 3.5 螺旋電感尺寸命名標示圖

包覆式螺旋電感之等角視圖與相關尺寸如圖 3.3 與圖 3.4 所示，整體長約為 222.66mm，中間包覆住螺旋電感的部分之截面積為邊長 20mm 的正方形。螺旋電感的尺寸代號命名如圖 3.5 所示。

螺旋電感的公式如式 3.1 所表示，在此再次地列出方便對照

$$L = k \frac{\mu_r \mu_0 N^2 A}{l} \quad (3.2)$$

而一塊狀物體受一小應變 ε 下，其體積變化率可寫成式 3.3，而包覆式螺旋電感的體積變化率便可以利用式 3.4 來表示

$$\frac{\Delta V}{V} = (1 - 2\nu) \frac{\Delta l}{l} = (1 - 2\nu) \varepsilon \quad (3.3)$$

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{l' A' - l_0 A_0}{l_0 A_0} = (1 - 2\nu) \varepsilon \quad (3.4)$$

透過式 3.3 可以推導出變形前與變形後的截面積關係式如式 3.5 與式 3.6

$$l' A' = l_0 A_0 + l_0 A_0 (1 - 2\nu) \varepsilon = l_0 A_0 [1 + (1 - 2\nu) \varepsilon] \quad (3.5)$$

$$\frac{A'}{A_0} = \frac{l_0}{l'} [1 + \varepsilon - 2\nu \varepsilon] = \frac{1 + \varepsilon - 2\nu \varepsilon}{1 + \varepsilon} \quad (3.6)$$

因此可以推導出受一應變後之電感值

$$L' = k \frac{\mu_r \mu_0 N^2 A'}{l'} = k \frac{\mu_r \mu_0 N^2 A_0}{l_0} \times \frac{1 + \varepsilon - 2\nu \varepsilon}{(1 + \varepsilon)^2} = L_0 \times \frac{1 + \varepsilon - 2\nu \varepsilon}{(1 + \varepsilon)^2} \quad (3.7)$$

而變形前的共振頻率為

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (3.8)$$

因此共振頻率的變化量為

$$\begin{aligned} \Delta f_0 = f' - f_0 &= \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\sqrt{L' C_0}} - \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \right) \\ &= \frac{1}{2\pi \sqrt{C_0}} \left(\frac{\sqrt{L_0} - \sqrt{L'}}{\sqrt{L_0 L'}} \right) = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_0}} \frac{\left(1 - \sqrt{\frac{1+\varepsilon-2\nu\varepsilon}{(1+\varepsilon)^2}} \right)}{\sqrt{L_0^2} \sqrt{\frac{1+\varepsilon-2\nu\varepsilon}{(1+\varepsilon)^2}}} \\ &= \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}} \frac{(1+\varepsilon) - \sqrt{1+\varepsilon-2\nu\varepsilon}}{\sqrt{1+\varepsilon-2\nu\varepsilon}} = f_0 \frac{(1+\varepsilon) - \sqrt{1+\varepsilon-2\nu\varepsilon}}{\sqrt{1+\varepsilon-2\nu\varepsilon}} \quad (3.9) \end{aligned}$$

若選用聚雙甲基矽氧烷(PDMS, Poly(dimethylsiloxane))做為包覆材料，其蒲松比 $\nu=0.5$ [7]，共振頻率的變化量便會變成

$$\Delta f_0 = f_0 \varepsilon \quad (3.10)$$

利用式 3.8 便可推算出，在變形前的共振頻率為 20MHz 時，不同蒲松比的包覆式螺旋電感搭配固定電容所形成的無線應變計其共振頻率隨應變而變化的情形，如圖 3.6 所示。

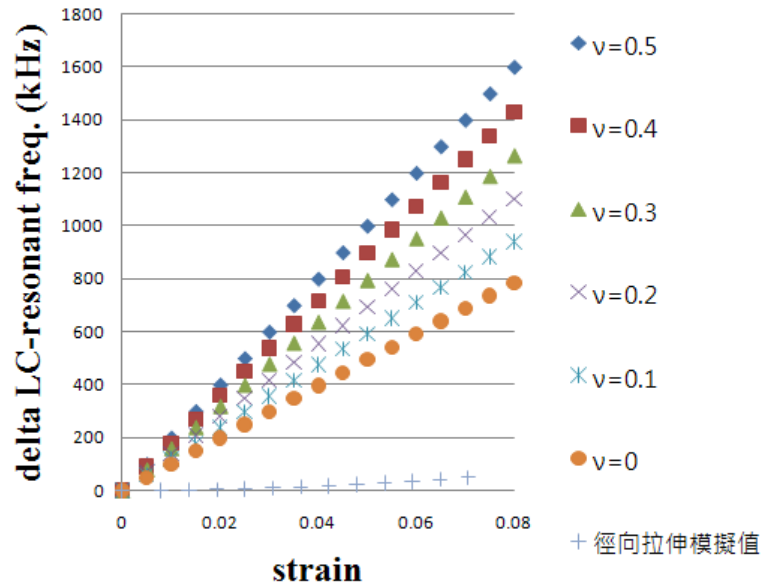


圖 3.6 不同蒲松比之包覆式螺旋電感模擬值與徑向拉伸[6]模擬值比較圖

表 3.1 包覆式螺旋電感模擬值徑向拉伸方式[6]模擬值比較

	靈敏度
包覆式螺旋電感($\nu=0.5$) 模擬	200.00 kHz/0.01 ϵ
徑向拉伸方式[6]模擬	6.97 kHz/0.01 ϵ

從圖 3.6 與表 3.1 可以得知蒲松比為 0.5 之包覆式螺旋電感模擬值靈敏度為徑向拉伸[6]模擬值之 28.7 倍。

3.3 製程設計

包覆式螺旋電感的製程將利用模具來規範出包覆材料的幾何形狀，另外會將螺旋電感的兩端預留一定長度的導線至包覆材料的外面方便連接電容，詳細製程如圖 3.7 所示。

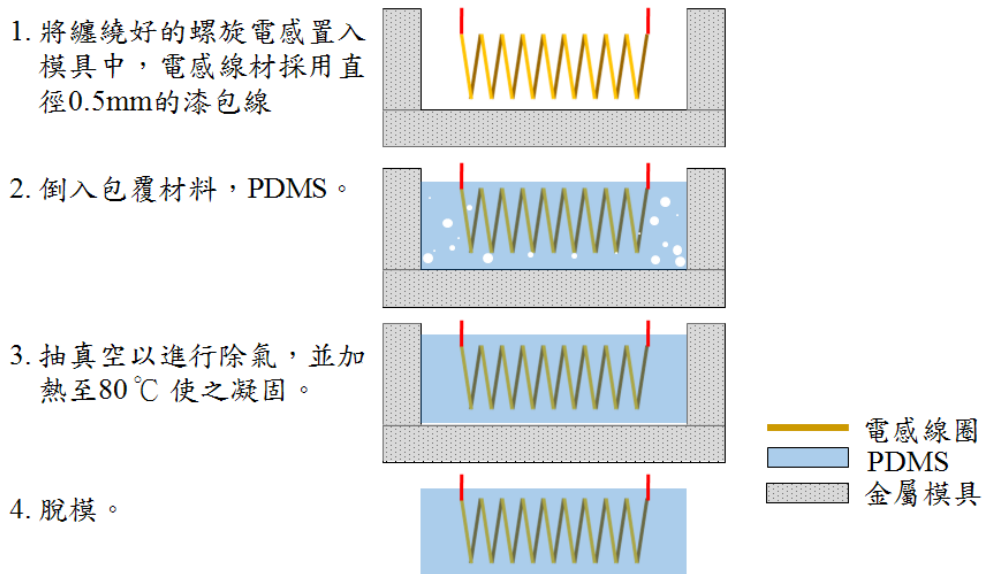


圖 3.7 包覆式螺旋電感的製程示意圖

3.4 量測

3.4.1 應變施加系統

對應我們所設計的包覆式螺旋電感之幾何結構及其剛性，我們額外設計了一應變施加系統，如圖 3.8 所示之應變施加機台，左方為一固定夾持端，右端之夾持短由於採用市售之移動平台，故可以透過右方移動平台的移動來對試片施加應變，而試片的夾持方式則是透過上下板利用螺絲加壓，機台底座會利用雙層板件來增強其剛性，底座右方銜接一把手，使之方便攜帶，整體尺寸為 50cm×25cm×11cm。實際施於試片上的應變我們透過原始長度與移動平台刻度來求得，亦可黏貼一般應變計於試片上以進行確認或較準之。

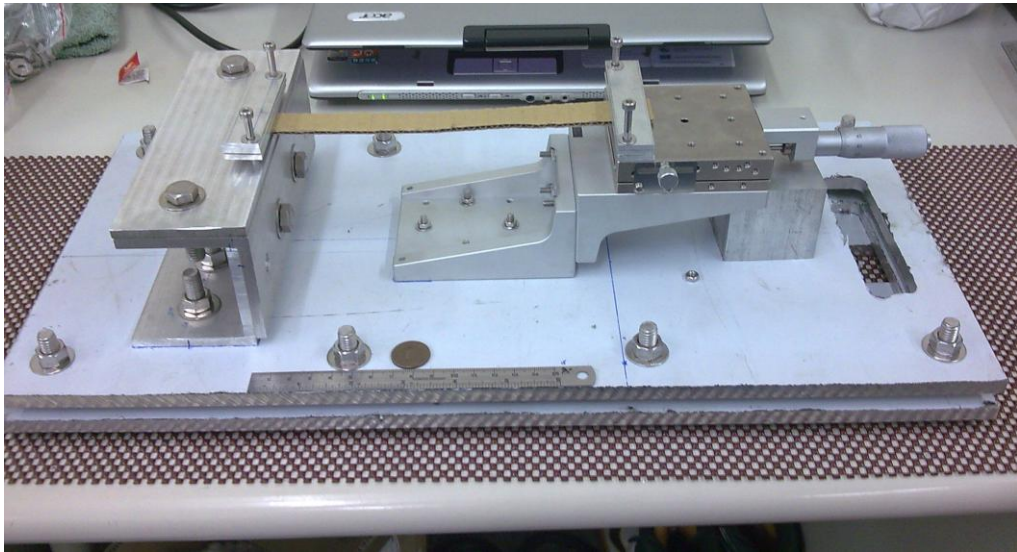


圖 3.8 應變施加機台實照

3.4.2 有線量測機台

針對試片之 LC 共振頻率的量測，可利用網路分析儀(Network Analyzer)先透過接線的方式進行量測，這是一種將三種分析儀的功能整合於一台功能強大的儀器：包括向量網路分析儀、頻譜分析儀，以及阻抗分析儀。國家晶片系統中心的網路分析儀 Agilent 4395A 掃頻範圍：10 Hz 到 500 MHz 之間，是一台功能相當強大的儀器，圖 3.9 為其實照，而圖 3.10 為量測結果示意圖。



圖 3.9 Agilent 4395A(國家晶片系統中心)

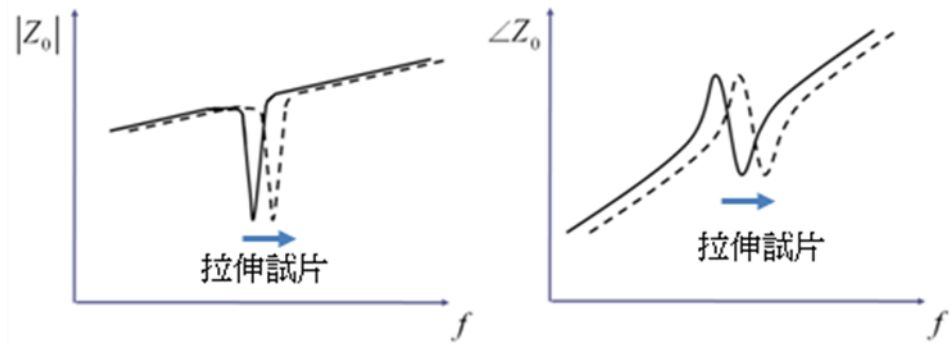


圖 3.10 量測結果示意圖

3.4.3 未包覆之螺旋電感量測

我們對未包覆之螺旋電感進行拉伸測試，欲觀察其 LC 共振頻率隨電感長度變化而改變之趨勢是否與理論值所推演的結果相同。我們採用磷銅線彎製而成的扭力彈簧來做為螺旋電感，線徑為 0.5mm，纏繞直徑為 12mm，圈數為 39.5 圈，螺旋電感軸向兩端預留了 15cm 長的直電線以備與電容連結用，如圖 3.11 所示，而拉伸的機構是利用塑膠製的游標尺加以改裝而成，將螺旋電感軸向的兩端固定於游標尺的兩端後，與 15pF 的電容形成並聯，接線至網路分析儀以量測其共振頻率，並觀察共振頻率隨電感長度變化之改變，如圖 3.12 所示，其模擬值是透過 3-1 式與 3-7 式計算而得的，圖 3.13 則代表了理論值與量測值之間的誤差隨電感長度不同的變化之情形。

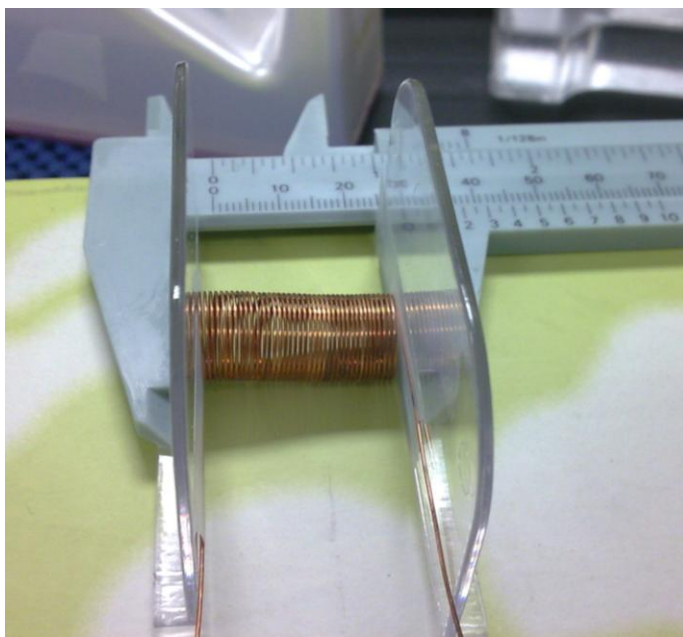


圖 3.11 未包覆之螺旋電感拉伸試驗圖

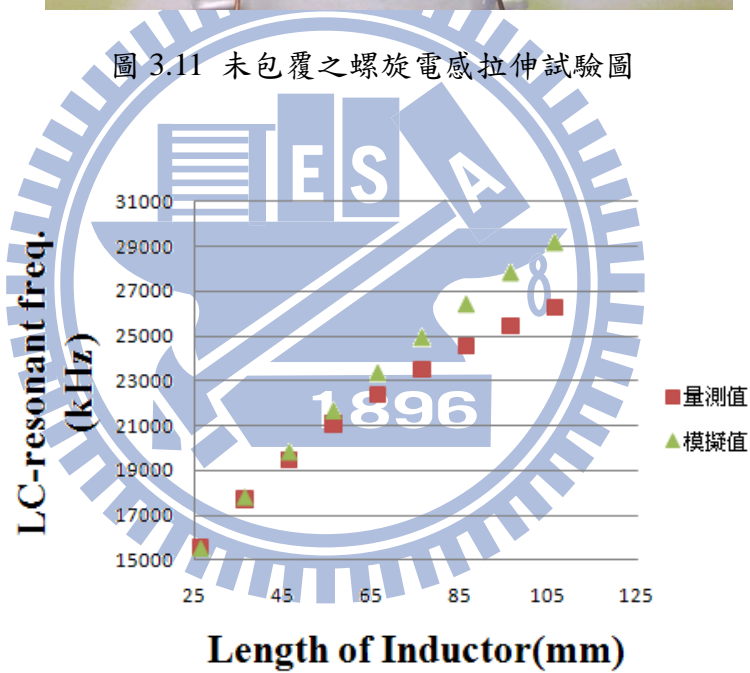


圖 3.12 未包覆之螺旋電感拉伸試驗量測結果圖

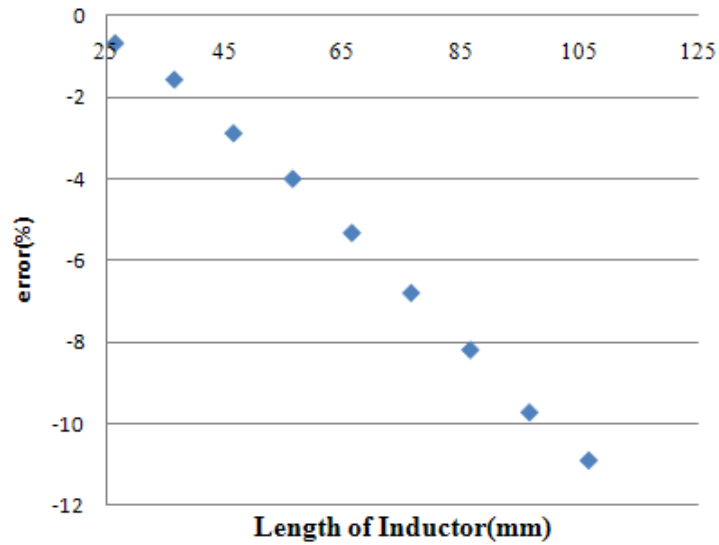


圖 3.13 未包覆之螺旋電感拉伸試驗量測結果與模擬值之誤差圖

從圖 3.13 可觀察到，隨著電感長度被拉長，模擬值與實驗值之間的誤差逐漸增大，最大可達 11%。針對此現象，我們推測誤差來源為模擬值的計算，(3-1)式代表的是一螺旋電感裡的圈與圈之間的距離為相當密集時所呈現的整體的自感值，而我們的螺旋電感在長度為 5cm 以內時整體形狀尚算密集，但是當長度越拉越長後，整體形狀也漸趨疏鬆，圈與圈之間的空間逐漸增大，螺旋電感的傾斜角亦逐漸增大，以致(3-1)式所計算出來的電感值進一步計算而得的共振頻率與量測值的誤差越來越大。因此我們需要對螺旋電感的理論值進行修正。

V.G. Welsby 於 1960 年的著作[9]中提到，若傾斜角過大時，整體電感值需再多利用一個係數來修正之，如式 3.10、式 3.11、式 3.12 所示，相關尺寸與符號之間的對應參照圖 3.14。利用此係數修正後，加以計算的結果由圖 3.15 與圖 3.16 可觀察之。

$$K_s = 1 - L(A + B) / (\pi R N K_n) \quad (3.10)$$

$$A = 2.3 \log_{10}(1.73D/P) \quad (3.11)$$

$$B = 0.336(1 - 2.5/N + 3.8/N^2) \quad (3.12)$$

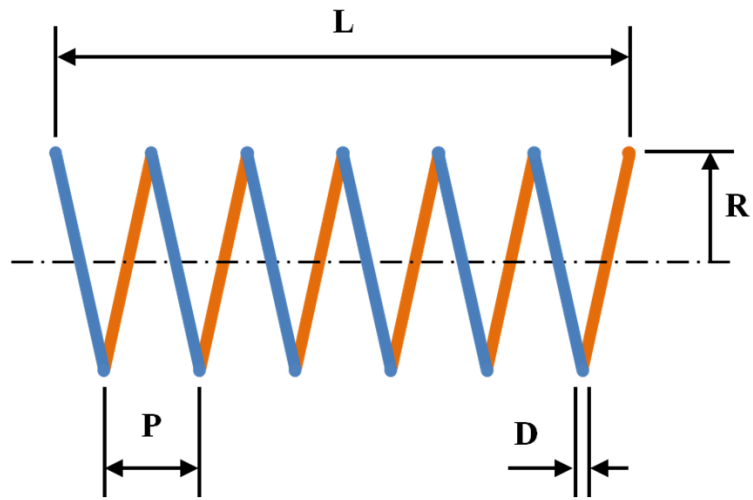


圖 3.14 螺旋電感尺寸參數命名示意圖

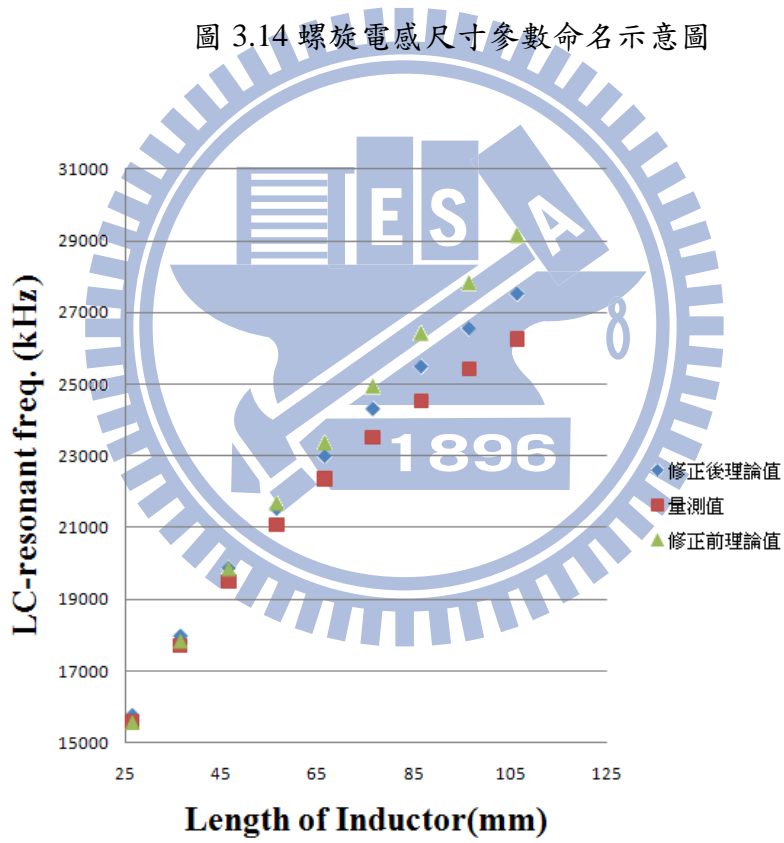


圖 3.15 未包覆之螺旋電感拉伸試驗量測結果含修正理論值之圖

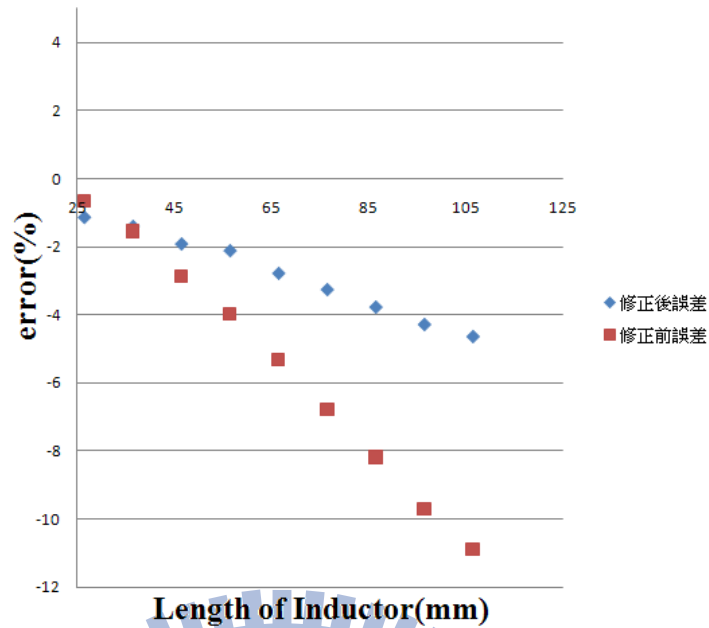


圖 3.16 未包覆螺旋電感之拉伸試驗量測結果與修正理論值之誤差比較圖

如圖 3.16 所示，修正前之誤差最大值達 11%，修正後之誤差皆小於 5% 可見此修正法可更精確地估計螺旋電感於較疏鬆分布之電感值。

3.4.4 包覆式螺旋電感量測

由於包覆式螺旋電感不只是有長度上的變化，若能適當選用蒲松比 ν (Poisson's ratio) 較高的包覆材料，更可有效利用其截面積的變化來造成電感的變化，因此相信包覆式螺旋電感具有較高靈敏度的潛力。而透過螺旋電感公式的推導，若螺旋電感的徑向剛性相較於包覆式材料的徑向剛性可被忽略，意即螺旋電感的截面積變化完全由包覆式材料的截面積變化所主導，則初步估計我們所設計出的包覆式螺旋電感之靈敏度為 John 等人於 2002 提出的徑向拉伸方式[6]的 28 倍。

此外，John 等人於 2002 提出的螺旋電感[6]沿應變方向所受到的應變，無論是拉伸應變或壓縮應變，所造成的皆是截面積的減小，因此其應用於應變計時只能適用於單一趨勢的應變；而包覆式螺旋電感沿應變方向受到拉伸

應變時，會造成電感的減小，受到壓縮應變時，會造成電感的增加，因此無論是拉伸或是壓縮皆可以量測。

我們先採用磷銅線彎製而成的扭力彈簧來做為螺旋電感，線徑為 0.5mm，纏繞直徑為 12mm，圈數為 39.5 圈，電感原長為 43.9mm，螺旋電感軸向兩端預留了 15cm 長的直電線以備與電容連結用。

試片的製程如圖 3.7 所示，將螺旋電感放入模具中，如圖 3.17 所示，倒入 PDMS 後抽氣至低氣壓以進行氣泡去除，之後再將其加熱至 80°C 並持續 150 分鐘，便可脫模，再將裸露於 PDMS 外的兩段直電線與電容(15pF)焊接形成一閉迴路，便完成試片，如圖 3.18。

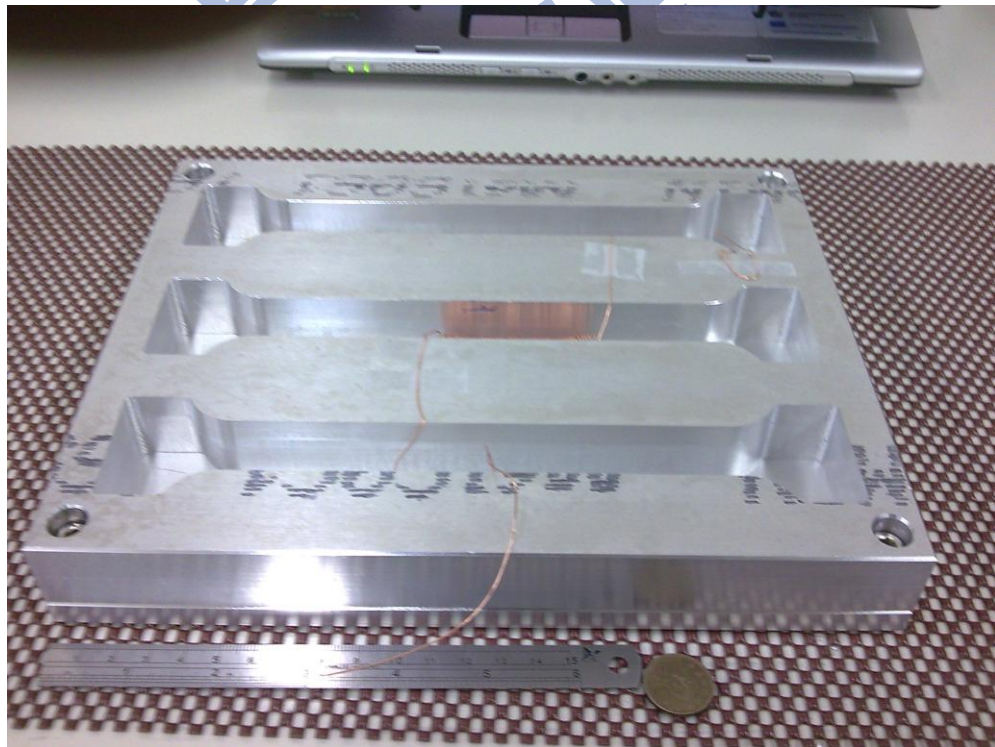


圖 3.17 PDMS 成型用模具實照

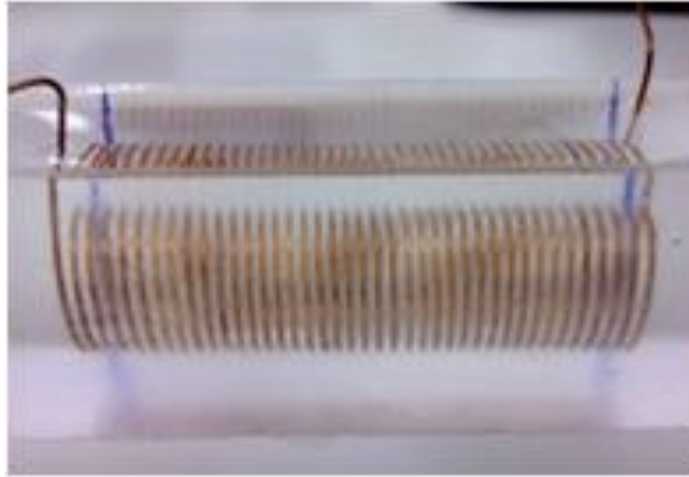


圖 3.18 包覆式螺旋電感試片實照

如圖 3.19 與表 3.2 所示，包覆式與未包覆之螺旋電感之靈敏度分別為徑向拉伸之 7.37 倍與 7.66 倍，與徑向拉伸相比較之下已大幅提升靈敏度，但是尚無法凸顯包覆材料於螺旋電感周圍有助於提升靈敏度之效果，意即包覆式與未包覆之間的差距並不大，此現象應可歸咎於我們所採用的螺旋電感其徑向剛性太強。包覆式與未包覆之差別在於包覆式電感之設計欲利用包覆之 PDMS 受拉伸應變而縮小截面積，進而影響螺旋電感截面積之縮小，但若螺旋電感之徑向剛性太大，當包覆住的 PDMS 受拉伸而欲縮小截面積時，受到螺旋電感徑向剛性之抵抗而無法將螺旋電感之截面積縮小，便會導致有包覆與沒包覆所量到的共振頻率幾乎相同之結果。

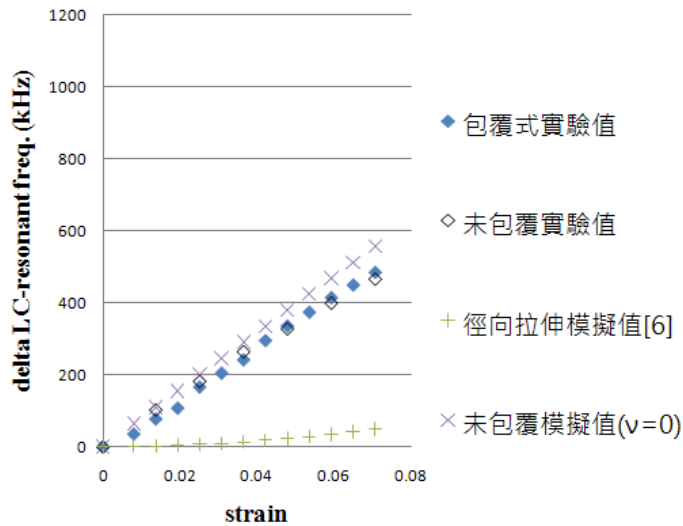


圖 3.19 包覆式螺旋電感與未包覆螺旋電感量測結果

表 3.2 包覆式螺旋電感量測數據表

	靈敏度
包覆式螺旋電感	71.50 kHz/0.01 ϵ
未包覆螺旋電感	65.80 kHz/0.01 ϵ
John et al.所提出之徑相拉伸設計	7.00 kHz/0.01 ϵ

因此，相信若採用徑向剛性較低之螺旋電感設計，應可有效突顯包覆材料對於整體靈敏度之貢獻。

我們透過三種方式的設計修正，來達到降低徑向剛性，以增加電感截面積隨著應變而變化的程度。分別是採用角度較傾斜、較細線徑、鋸齒狀設計等三種方式。這三種方式彼此不互相衝突，可同時採用之。

3.4.5 角度較傾斜之包覆式螺旋電感

針對角度較微傾斜之設計，採用磷銅線彎製而成的扭力彈簧來做為螺旋電感，線徑為 0.5mm，纏繞直徑為 12mm，圈數為 39.5 圈，電感原長由原先的 43.9mm 增長至 95.4mm，同樣地螺旋電感軸向兩端預留了 15cm 長的直

電線以備與電容連結用，電容則仍使用原先之電容器。試片實照如圖 3.21 所示。傾斜角 θ 的定義如圖 3.20 所標示，傾斜角經計算從原先的 1.68° 增加至 3.66° 。

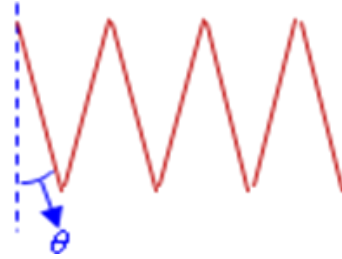


圖 3.20 螺旋電感傾斜角示意圖

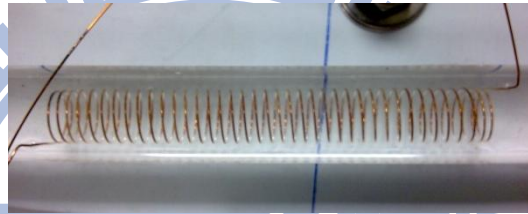


圖 3.21 較為傾斜之包覆式螺旋電感

從圖 3.22 與表 3.3 觀察到，加大傾斜角 1.68° 至 3.66° ，尚仍無法看出包覆式螺旋電感與未包覆之差別。因此將進一步採用較細線徑之設計。

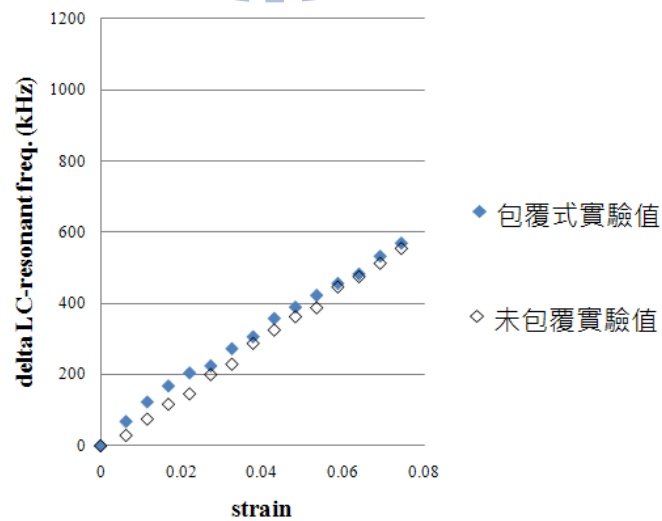


圖 3.22 較為傾斜之包覆式螺旋電感量測結果

表 3.3 較為傾斜之包覆式螺旋電感量測數據表

	靈敏度
包覆式螺旋電感	73.29 kHz/0.01 ϵ
未包覆螺旋電感	76.20 kHz/0.01 ϵ

3.4.6 較細線徑之包覆式螺旋電感

針對較細線徑之設計，採用漆包線手工彎製做為螺旋電感，線徑為 0.1mm，纏繞直徑為 11.5mm，圈數為 37.5 圈，電感原長 80.8mm，同樣地螺旋電感軸向兩端預留了 15cm 長的直電線以備與電容連結用，電容則仍使用原先之電容器。試片實照如圖 3.23 所示。傾斜角 θ 經計算約為 3.41°。



圖 3.23 較為傾斜之包覆式螺旋電感

從圖 3.24 與表 3.4 觀察到，線徑從 0.5mm 降為 0.1mm，尚仍無法看出包覆式螺旋電感與未包覆之差別。因此將進一步採用鋸齒狀之設計。

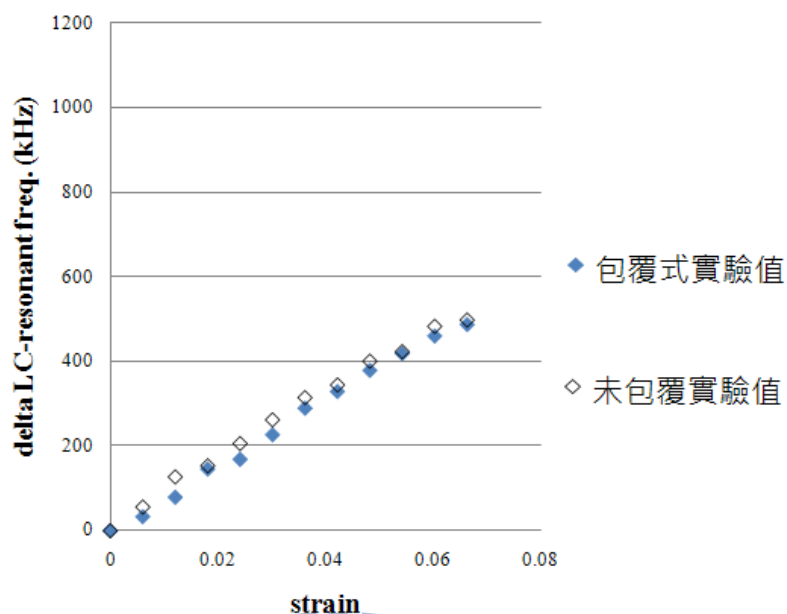


圖 3.24 較細線徑之包覆式螺旋電感量測結果

表 3.4 較細線徑之包覆式螺旋電感量測數據表

	靈敏度
包覆式螺旋電感	77.10 kHz/0.01 ϵ
未包覆螺旋電感	76.09 kHz/0.01 ϵ

3.4.7 包覆式鋸齒狀螺旋電感

包覆式鋸齒狀螺旋電感，其與包覆式一般螺旋電感之差別可由圖 3.25 與圖 3.26 來說明之，包覆式一般螺旋電感是將一直導線纏繞於圓柱上形成螺旋狀後，再拿出來進行包覆材料之製程，而包覆式鋸齒狀螺旋電感則是改採一鋸齒狀之導線，纏繞於圓柱上形成螺旋狀後，再拿出來進行包覆材料之製程。

線材是採用線徑為 0.1mm 之漆包線，利用一製造鋸齒線之系統將其加工快速彎製程鋸齒狀，再加以纏繞出螺旋形狀。纏繞直徑為 11.0mm，圈數為 36.5 圈，電感原長 83.0mm，同樣地螺旋電感軸向兩端預留了 15cm 長的直電線以備與電容連結用，電容則仍使用原先之電容器。傾斜角 θ 經計算約

為 3.76° 。

製造鋸齒線之系統如圖 3.27、圖 3.28、圖 3.29 所示，是利用一馬達驅動，透過減速齒輪比降低轉速來增加扭力，傳遞至一對嚙合之齒輪組，利用此對齒輪的捲動將漆包線連續捲入，捲出時自然形成鋸齒狀。此外搭配一成捲之漆包線固定組可形成連續供線之裝置。鋸齒狀之成品實照如圖 3.30、圖 3.31 與圖 3.33 所示。

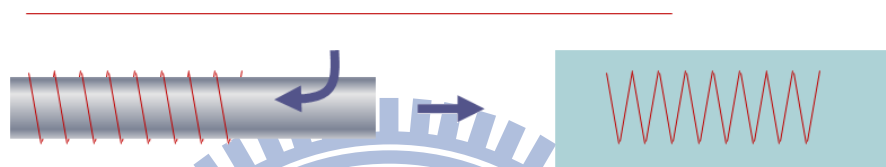


圖 3.25 一般螺旋狀包覆式電感製造方式

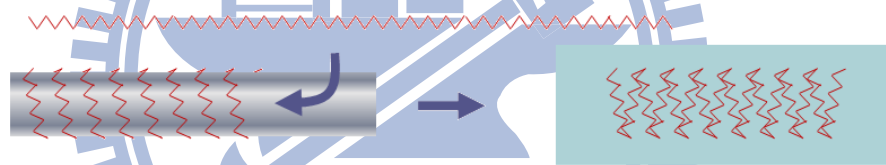


圖 3.26 鋸齒狀包覆式螺旋電感製造方式

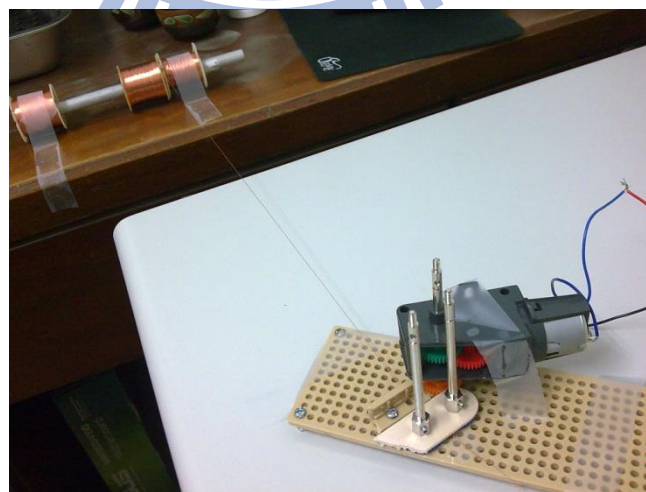


圖 3.27 製造鋸齒線之簡易系統之連續供線設計

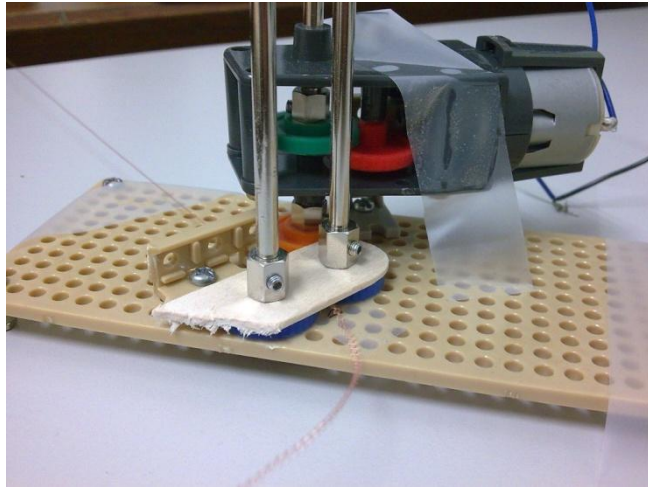


圖 3.28 製造鋸齒線之簡易系統之驅動馬達

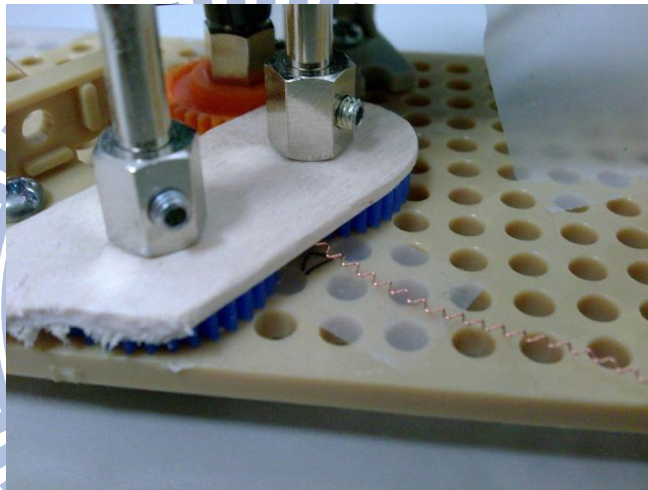


圖 3.29 製造鋸齒線之簡易系統之嚙合齒輪

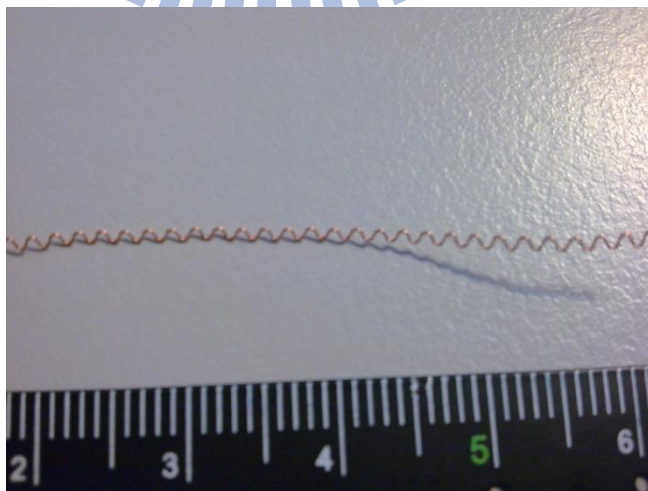


圖 3.30 鋸齒線成品實照

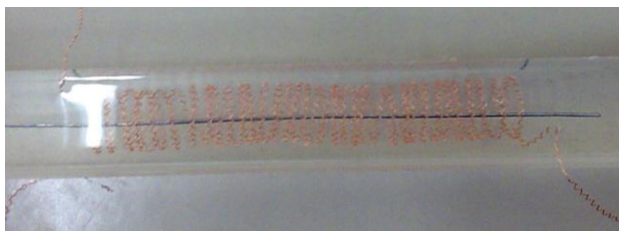


圖 3.31 鋸齒狀包覆式螺旋電感實照

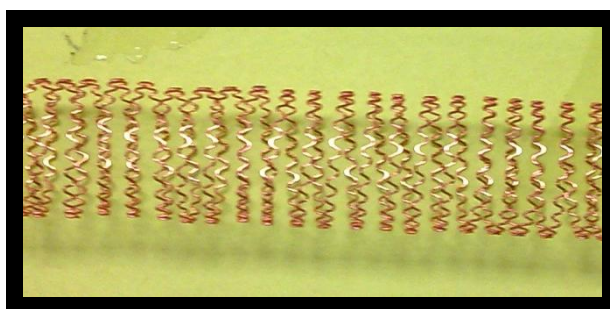


圖 3.32 鋸齒狀包覆式螺旋電感放大圖

從圖 3.33 與表 3.5 觀察到，鋸齒狀包覆式螺旋電感之靈敏度為鋸齒狀未包覆螺旋電感之 1.9 倍，證實了包覆式概念之效果；此外也觀察到，包覆式概念搭配一般螺旋並無明顯之靈敏度提升，相較之下包覆式概念須搭配鋸齒狀設計方有效提升靈敏度。

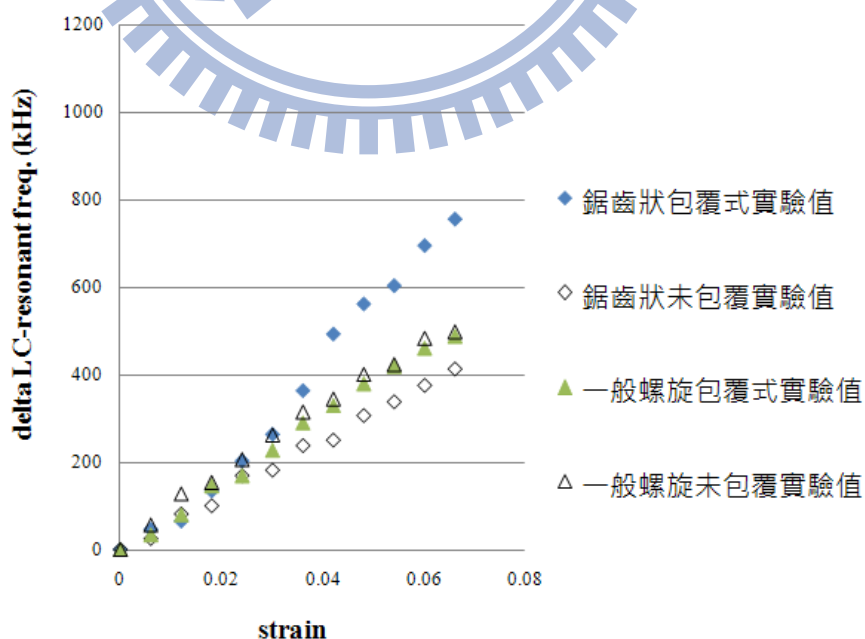


圖 3.33 較細線徑之包覆式螺旋電感量測結果

表 3.5 較細線徑之包覆式螺旋電感量測數據表

	靈敏度
鋸齒狀包覆式螺旋電感	121.91 kHz/0.01 ϵ
鋸齒狀未包覆螺旋電感	62.72 kHz/0.01 ϵ
一般螺旋包覆式電感	77.09 kHz/0.01 ϵ
一般螺旋未包覆電感	76.11 kHz/0.01 ϵ

3.4.8 有限元素法模擬包覆式電感

利用 SolidWorks 建模，代入 Ansys Workbench 中進行靜態結構模擬，分別對一般螺旋包覆式電感與鋸齒狀包覆式電感進行計算與探討，對包覆式電感一端固定，另一端施加拉力，其結果整理成表 3.6、表 3.7 與圖 3.34。

表 3.6 有限元素法模擬包覆式電感之結果

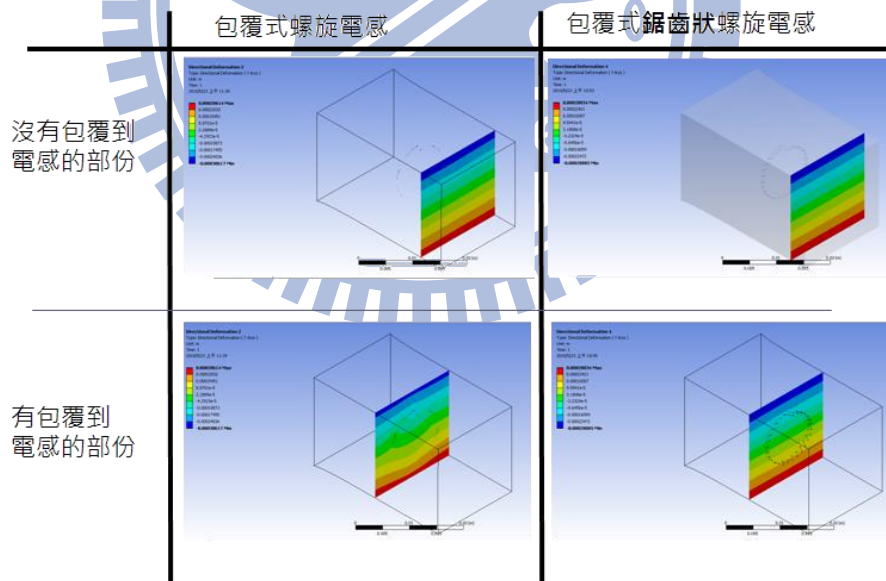
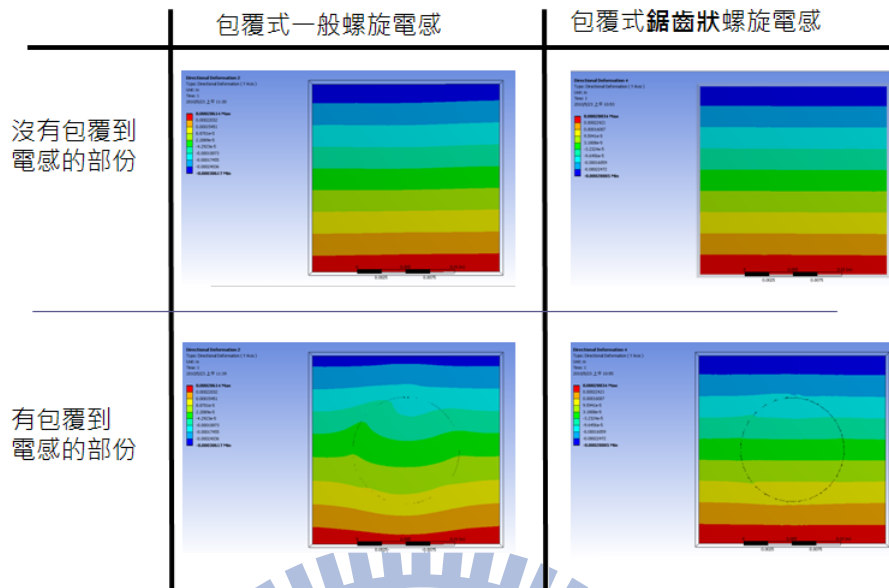


表 3.7 有限元素法模擬包覆式電感正視於剖面之結果



從表 3.7 中可觀察到，一般螺旋之電感會影響周圍之 PDMS 包覆材料的變形，但鋸齒狀螺旋電感卻幾乎不會影響周圍之 PDMS 包覆材料的變形，亦即鋸齒狀螺旋電感之徑向剛性較低，可順利被包覆材料所壓縮。

而從圖 3.34 亦可觀察到，鋸齒狀螺旋電感截面積變化遠大於一般螺旋，其面積變化率分別為 $-0.943\text{mm}^2/0.01\varepsilon$ 與 $-0.137\text{mm}^2/0.01\varepsilon$ ，鋸齒狀螺旋為一般螺旋的 6.9 倍，證實了鋸齒狀更適合搭配包覆式概念設計。並透過圖 3.34 之數據間接求得鋸齒狀包覆式螺旋電感其電感之蒲松比為 0.49。將此蒲松比代入先前提及的模擬公式，並與量測值做比較，整理成圖 3.35。

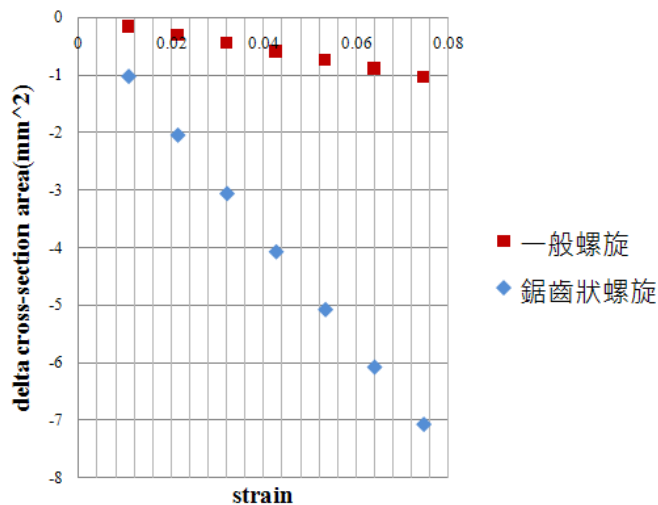


圖 3.34 包覆式電感中的電感截面積變化比較

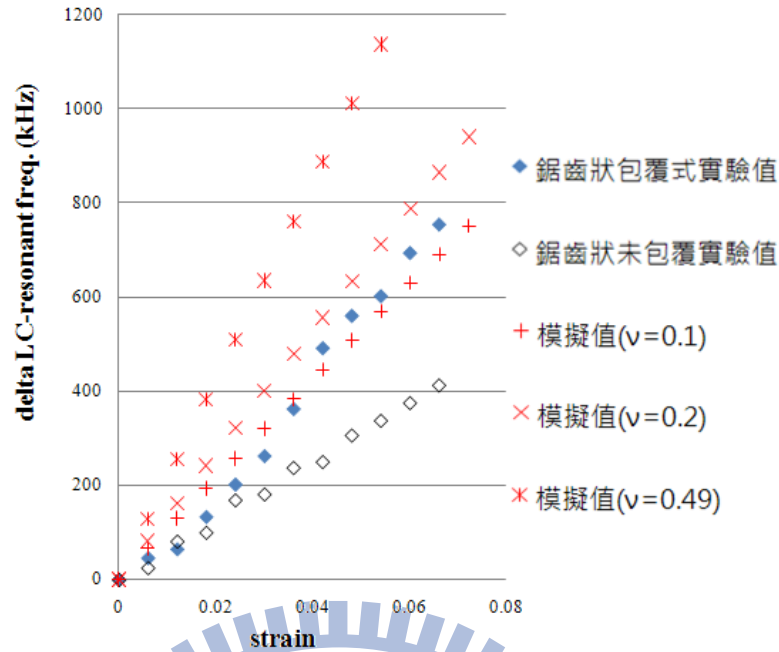


圖 3.35 包覆式電感中的電感截面積變化比較

從圖 3.35 可觀察到，鋸齒狀包覆式實驗值和模擬值($\nu=0.49$)相差不小，反而鋸齒狀包覆式實驗值介於模擬值($\nu=0.1$)和模擬值($\nu=0.2$)之間，這現象有幾個可能因素：

- (a) 鋸齒狀螺旋電感之電感值模擬,不能等同於一般螺旋電感
- (b) 鋸齒狀螺旋電感本身帶有的自身電容(self capacitance)不能忽略
- (c) 所製作的包覆材料 PDMS 之蒲松比並非如文獻上提及的 $\nu=0.5$
- (d) Ansys Workbench 模擬條件設定之誤差
- (e) 電容器本身誤差

而主要是由哪個因素所造成則還需要進一步研究與討論之。鋸齒狀螺旋電感的電感值模擬，應可透過有限元素法來加以計算與比較之；而自身電容的部分，是有可能因為鋸齒狀的反覆蜿蜒使得導線彼此靠得更近且接觸面積更大而使得自身電容增加，但其對於誤差的影響需進一步搜尋文獻與模擬計算方能得知；我們對所製造的包覆材料 PDMS 進行了蒲松比的簡易量測，透過游標齒與螺旋測微器去量測其長度與寬度之間的關係，但由於 PDMS

的外表相當柔軟，不易進行游標齒與螺旋測微器的直接接觸量測，會有施加過多外力導致 PDMS 變形的狀況，日後可改採其他方法來量測蒲松比，例如排水法；Ansys Workbench 的模擬操作設定則亦有可能是誤差來源之一，設定上與實際上比較有可能有落差的部分應該在於材料參數與模擬之邊界條件的設定上，這部分還需要多次嘗試與觀察；電容器的選擇上，我們所挑選的皆是規格誤差小於 5% 的電容器，希望藉此減少電容器本身的誤差，經過估算即使電容器誤差達 5% 亦不足以造成太大影響。



第四章 包覆式電感與薄膜電容

4.1 概念設計

我們採用的被動式無線應變計的運作原理是利用 LC 共振頻率的改變與偵測，而其共振頻率的改變可以有兩個來源，一為電感 L ，一為電容 C ，在此要提出一新設計，同時運用電感 L 與電容 C 來造成共振頻率的變化。

此一新設計的電感 L 部分是我們的新型電感—包覆式螺旋電感，電容 C 部分是採用薄膜式梳狀電容，如圖 4.1 所示。

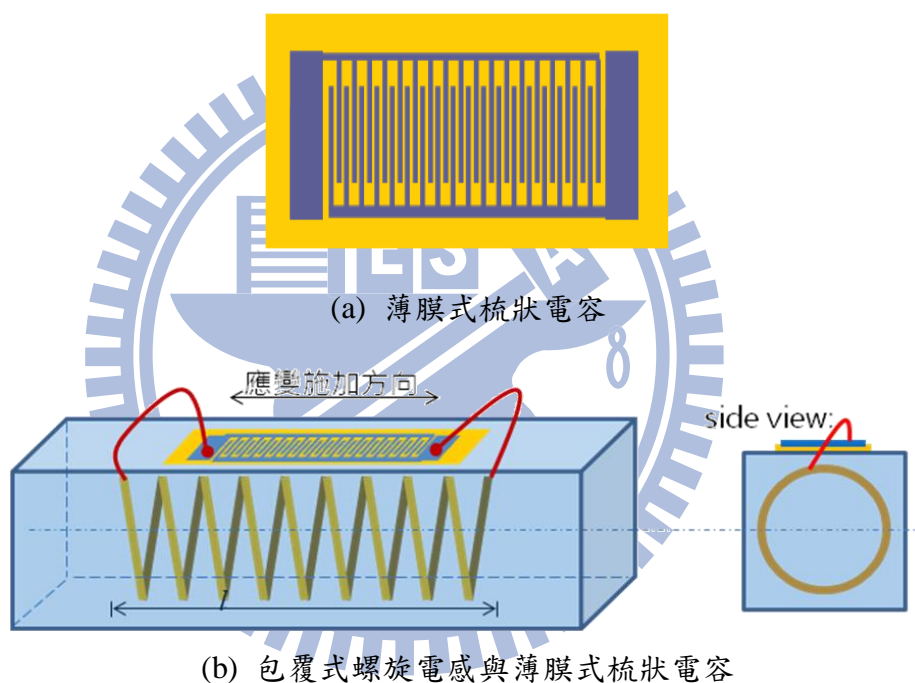


圖 4.1 同時利用電容變化與電感變化

若此一電感沿其應變施加方向施以一拉伸應變，便會造成其分佈長度 l 的增加，同時包覆材料的截面積亦會縮小而造成螺旋線圈的截面積 A 縮小， l 的增加與 A 的縮小皆會造成電感值 L 的減小。同時，拉伸應變會造成薄膜式梳狀電容的梳狀結構的每個間距都被拉大，因此會造成電容值 C 的減小。電感值 L 的減小與電容值 C 的減小都有助於共振頻率 f_0 的增加。

反之，若此電感受一壓縮應變，便會造成其分佈長度 l 的減小，同時包

覆材料的截面積亦會增加而造成螺旋線圈截面積 A 的擴大， l 的減小與 A 的擴大皆會造成電感值 L 的增加。同時，壓縮應變會造成薄膜式梳狀電容的梳狀結構的每個間距都被壓小，因此會造成電容值 C 的增加。電感值 L 的增加與電容值 C 的增加都有助於共振頻率 f_0 的增加。

同時利用電容變化與電感變化，即同時使用包覆式螺旋電感與薄膜式梳狀電容，相信會比單純使用包覆式螺旋電感搭配固定電容擁有更高的靈敏度。

此外，在包覆式螺旋電感加上薄膜式梳狀電容後，仍保持其無論是拉伸或是壓縮皆可以量測的優點。

4.2 細部設計與分析

包覆式螺旋電感搭配薄膜式梳狀電容的搭配情形如圖 4.2 與圖 4.3 所示，將薄膜式梳狀電容貼於包覆式螺旋電感的上方，包覆式螺旋電感將採用與 3.1.1 中所提到的設計相同，而薄膜式梳狀電容的幾何設計如圖 4.3 所示。

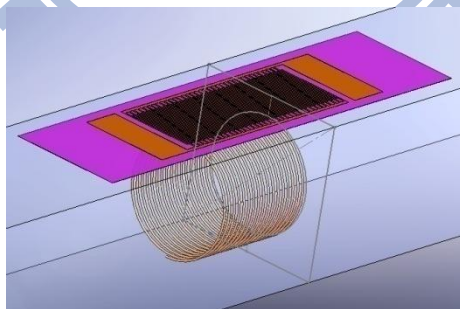
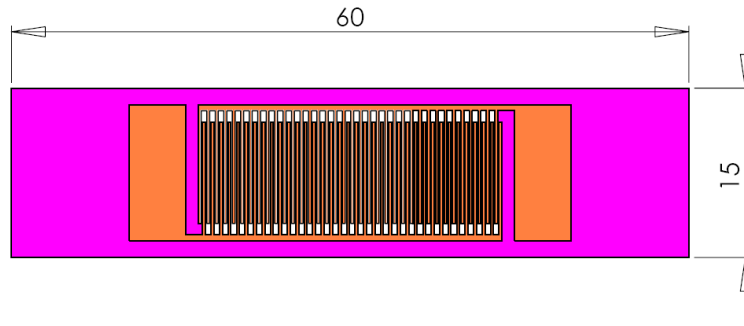
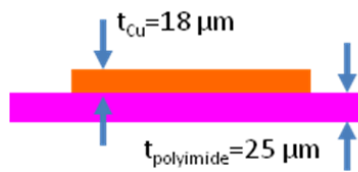


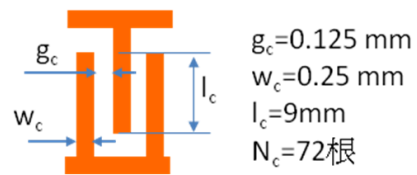
圖 4.2 包覆式螺旋電感搭配薄膜式梳狀電容立體彩色視圖



(a) 上視圖



(b) 側視圖



(c) 梳狀結構尺寸標示

圖 4.3 薄膜式梳狀電容相關尺寸標示圖

應變施加於包覆式螺旋電感，進而對於 LC 共振頻率之改變的貢獻效果已在上一章節中做過討論，在此將要進行應變施加於薄膜式梳狀電容的特性，進而對於 LC 共振頻率之改變的貢獻效果。

計算薄膜式梳狀電容的方法將採用 Rui 等人於 2004 所提出的方法，如圖 4.4 所示，梳狀電容可透過梳狀結構之間的電容值分別計算後，最後在整個電容的計算上再來統整各個梳狀結構間即可，如式 4.1。

$$C = (N-3) \frac{C_I}{2} + 2 \frac{C_I C_E}{C_I + C_E}, \quad N > 3 \quad (4.1)$$

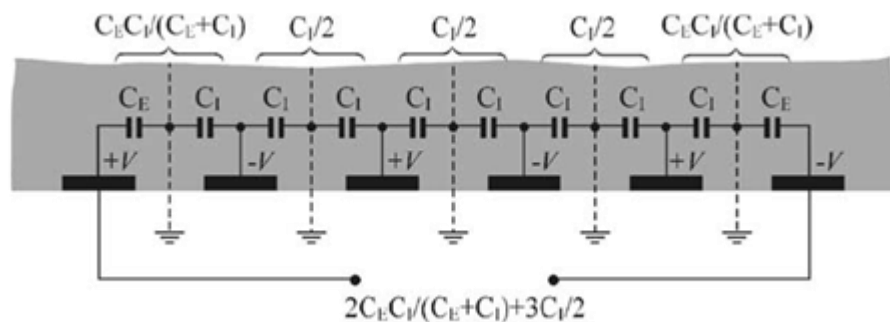


圖 4.4 Rui 等人於 2004 所提出的計算薄膜式梳狀電容的方法[8]

而相關公式如表 4.1 所列，其中的 $\eta = \frac{w_c}{w_c + g_c}$ ， w_c 為梳狀電容的梳狀結構寬度， g_c 為梳狀結構的間距， $\lambda = 2(g_c + w_c)$ ， $\gamma = \frac{h}{\lambda}$ ， h 即為梳狀結構的厚度。因此薄膜式梳狀電容的電容值與 η 、 γ 、每層結構的介電係數 ε_r 、美層結構的厚度 h_r 、梳狀結構的長度 l_c 、梳狀結構的數目 N_c 有關，透過 Rui 等人於 2004 所提出的計算薄膜式梳狀電容的方法，便可以計算薄膜式梳狀電容在施加應變前與施加應變後的電容值。

$$C = C(\eta, \gamma, \varepsilon_r, h_r, l_c, N_c) \quad (4.2)$$

表 4.1 Rui 等人於 2004 所提出的計算薄膜式梳狀電容的公式統整[8]

	Interior electrodes	Exterior electrodes
Finite layer	$C_I = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{K(k_I)}{K(k'_I)}$ $k'_I = \sqrt{1 - k_I^2}$ $k_I = t_2 \sqrt{\frac{t_4^2 - 1}{t_4^2 - t_2^2}}$ $t_2 = \text{sn}(K(k)\eta, k)$ $t_4 = \frac{1}{k}$	$C_E = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{K(k_E)}{K(k'_E)}$ $k'_E = \sqrt{1 - k_E^2}$ $k_E = \frac{1}{t_3} \sqrt{\frac{t_4^2 - t_3^2}{t_4^2 - 1}}$ $t_3 = \cos h \left(\frac{\pi(1 - \eta)}{8r} \right)$ $t_4 = \cos h \left(\frac{\pi(\eta + 1)}{8r} \right)$
	$k = \left(\frac{v_2(0, q)}{v_3(0, q)} \right)^2$ $q = \exp(-4\pi r)$	
Infinite layer	$C_I = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{K(k_{I\infty})}{K(k'_{I\infty})}$ $k_{I\infty} = \sin \left(\frac{\pi}{2} \eta \right)$	$C_E = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{K(k_{E\infty})}{K(k'_{E\infty})}$ $k_{E\infty} = \frac{2\sqrt{\eta}}{1 + \eta}$

利用上一章中所提到鋸齒狀包覆式螺旋電感量測值搭配 Rui 等人於 2004 所提出的計算薄膜式梳狀電容的方法，可模擬包覆式螺旋電感搭配薄膜式梳狀電容所形成的無線應變計其共振頻率隨應變而變化的情形，如圖

4.5 所示。

從圖 4.5 與表 4.2 可以得知，包覆式鋸齒狀螺旋電感若搭配薄膜電容應可擁有更高的靈敏度，靈敏度經模擬計算為徑向拉伸方式的 17.5 倍。

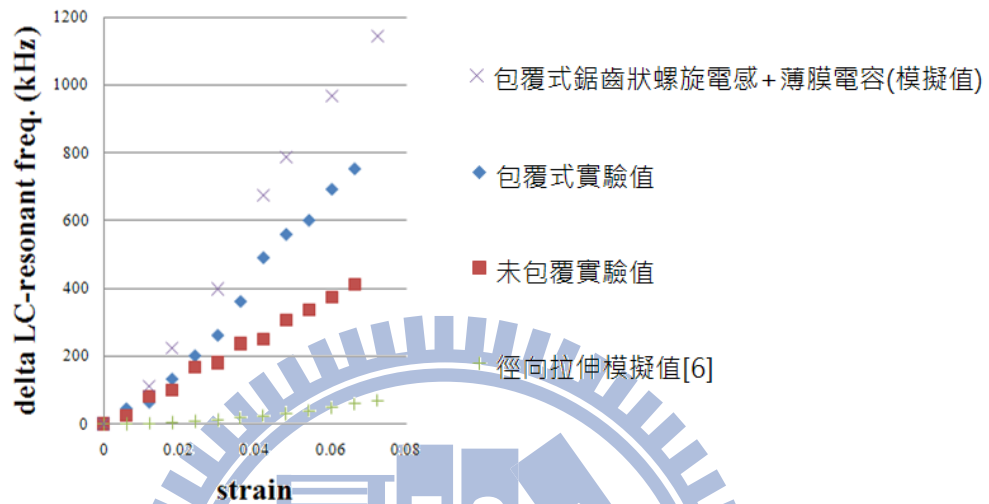


圖 4.5 包覆式鋸齒狀螺旋電感與薄膜梳狀電容搭配之模擬結果

表 4.2 包覆式鋸齒狀螺旋電感與薄膜梳狀電容搭配之靈敏度

	靈敏度
包覆式鋸齒狀螺旋電感+薄膜梳狀電容模擬值	167.61 kHz/0.01 ϵ
包覆式實驗值(使用固定電容)	121.90 kHz/0.01 ϵ
徑向拉伸方式模擬值[6]	9.59 kHz/0.01 ϵ

4.3 製程設計

薄膜式梳狀電容的設計將採用 Jia 等人於 2006 年提出的製法[5]，主要是利用 DuPont™ Polyimide-Cu 薄膜貼於矽晶片上，再利用黃光微影製程進行型狀的定義，完成的薄膜自晶片上撕下後再黏貼於包覆式螺旋電感上，並接線之，詳細製程如圖 4.6 所示。

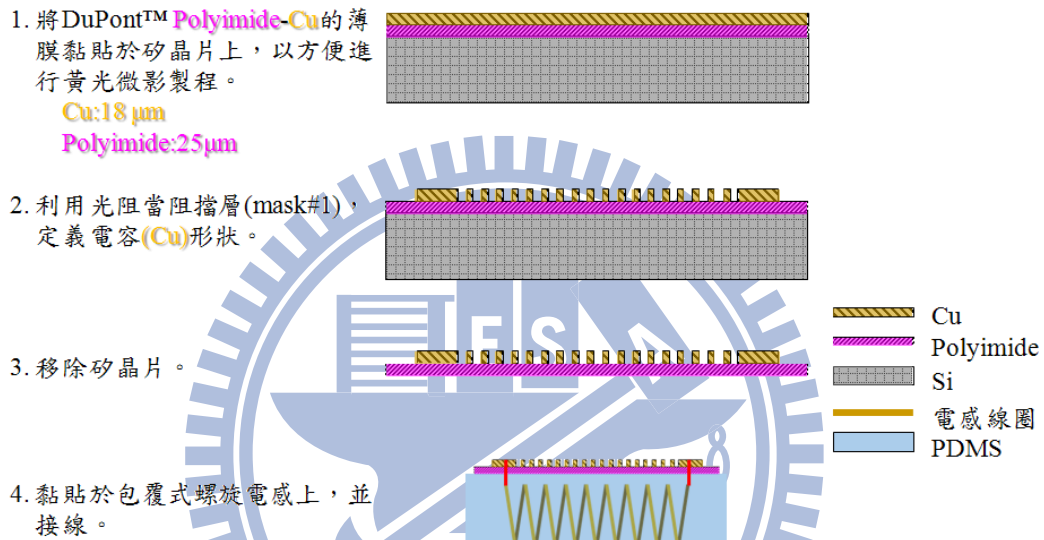


圖 4.6 薄膜式梳狀電容搭配包覆式螺旋電感的製程示意圖

第五章 無線量測

5.1 量測結果與討論

透過無線來量測 LC 共振頻率的原理在第二章中已介紹過，在此將初步簡易量測所得的資訊加以整理並討論之。

我們先對未包覆之一般螺旋電感進行量測，分別進行有線量測與無線量測，無線量測概況如圖 5.1 所示，感測器端的電感線徑為 0.5mm，電感長 43.9mm，纏繞直徑為 12mm，圈數為 39.5 圈；無線量測之讀取端的電感與感測器端的電感尺寸相同，無線量測距離為 0.3cm，如圖 5.2 所示。

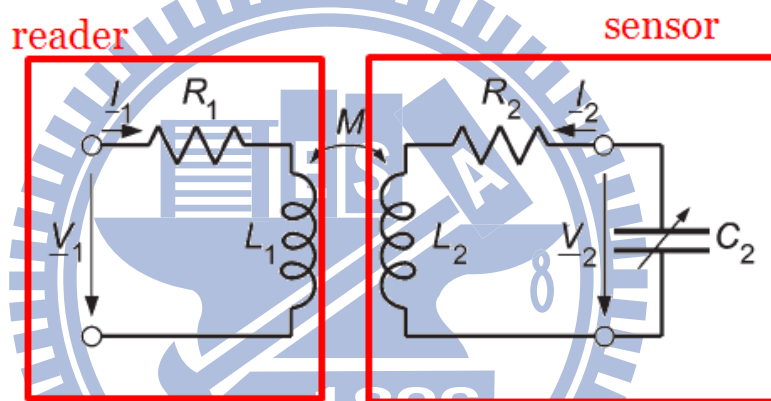


圖 5.1 無線量測 LC 共振頻率示意圖



圖 5.2 無線量測實照

量測結果如圖 5.3 與圖 5.4 所示，有線量測與無線量測之間有著約 4%

的誤差。此誤差的來源在 Reinhard 等人於 2009 年的著作[10]中有詳細的說明，如式 5.1 所表示， Z_1 為讀取端所量測到的阻抗，會與感測器端的共振頻率 f_2 有關，因此可以藉此來無線量測共振頻率，但透過觀察讀取端的頻率對阻抗做圖所觀察到的峰值所在頻率卻是 f_{\max} ， f_{\max} 與 f_2 的關係可透過式 5.2 了解之，因此 Q_2 會是影響無線量測之誤差的因素之一。

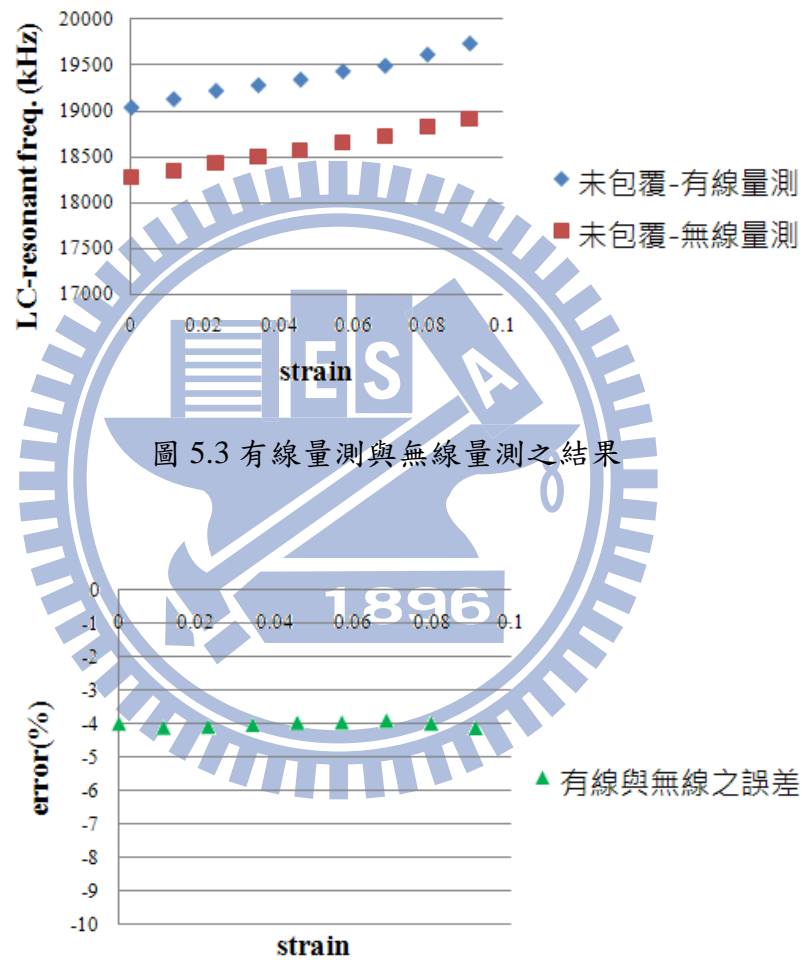


圖 5.3 有線量測與無線量測之結果

圖 5.4 有線量測與無線量測之誤差

$$Z_1 = R_1 + j2\pi fL_1 \left(1 + \frac{k^2 \left(\frac{f}{f_2} \right)^2}{1 + j \frac{1}{Q_2} \frac{f}{f_2} - \left(\frac{f}{f_2} \right)^2} \right) \quad (5.1)$$

$$f_{\max} = \frac{2Q_2}{\sqrt{4Q_2^2 - 2}} f_2 \quad (5-2)$$

$$Q_2 = \frac{1}{R_2} \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} \quad (5-3)$$

感測器端的 Q 值盡量越高越好，會使得無線量測到的 f_{\max} 與 f_2 更為接近，而若要擁有較高的 Q 值，則電容的設計要使其電容值較小，電感的設計目標要使其電感值較大。

但尚無法確定我們所量測到的誤差來源及是感測器端的 Q 值，這部分尚需進一步實驗與討論方能確定之。



第六章 結論

6.1 總結

成功實現一利用 LC 共振頻率量測應變之被動式應變計，透過包覆式概念與鋸齒狀設計達到靈敏度之提升，此外亦透過包覆式鋸齒狀螺旋電感與薄薄電容的搭配來進一步提升靈敏度。以下會由設計、製程、量測三個部份的結果來總結之。

6.1.1 設計

我們設計了一包覆式的概念，目的在於增加螺旋電感結面積的變化以增加被動式應變計的靈敏度，在多次嘗試後，發現包覆式概念需搭配鋸齒狀螺旋電感方能有效實現靈敏度之提升，從實驗數據與模擬結果都可以證實之，靈敏度經量測可達 $121.91\text{kHz}/0.01\epsilon$ ，是 John 等人提出之徑向拉伸方式[6]的 12.7 倍。

包覆式鋸齒狀螺旋電感若在加上薄膜電容，亦即同時利用電感變化與電容變化來增加靈敏度，經模擬估計靈敏度可達 $167.0\text{kHz}/0.01\epsilon$ ，是是 John 等人提出之徑向拉伸方式[6]的 17.5 倍。

我們亦設計了一適用於我們的試片之簡易拉伸平台，操作簡單而且攜帶方便，這讓我們於前往國家晶片系統設計中心進行量測時便利許多。

鋸齒線的製造，我們設計了一簡易製造系統，成本低廉而且製造迅速。

6.1.2 製程

利用模造成形之技術，搭配真空烘箱使用，可於三小時內製造出包覆式螺旋電感。

鋸齒線製造系統，透過一馬達帶動一對齒輪嚙合可連續且迅速地將直導

線反覆彎製成鋸齒狀，製造速率可透過改變齒輪比加以調整之。

6.1.3 量測

量測 LC 共振頻率主要仰賴國家晶片系統設計中心的網路分析儀，其透過觀察各頻率下的輸出與輸入阻抗比可得知 LC 電路之共振頻率，無論是有線量測或無線量測皆可透過網路分析儀來進行之。

6.2 未來工作

關於包覆式鋸齒狀螺旋電感，雖然已能透過量測數據與模擬來證實其包覆式概念設計確有其效果，但模擬值與量測值之間仍有誤差，可進一步實驗與討論來修正之。

無線量測與有線量測的數據有些許落差，目前已找出可能原因，應可透過調整感測器端的 Q 值來縮小誤差，這尚需實驗證實之。

目前所設計之電感尺寸與包覆材料大小，皆是為了方便操作而設之，尚未進行最佳化之分析與探討，因此性能最佳化與尺寸微小化亦是日後可進行的工作。

量測大多仰賴網路分析儀，這是略為昂貴且笨重之儀器，對於日後實際應用於工程上稍嫌浪費，因此如何將量測系統簡化或重新開發亦是研究之課題。

包覆式鋸齒狀螺旋電感搭配薄膜梳狀電容的部分，目前已完成設計分析與製程設計，尚未進行實際製做與量測，這還需要許多人力、腦力與時間與來完成之。

参考文献

- [1] Vasundara V Varadan, Vijay K Varadan, Xiaoqi Bao, Srinivasan Ramanathan and Daniel Piscotty, "Wireless passive IDT strain microsensors," *Smart Materials and Structures*, Vol. 6, pp. 745-751, 1997.
- [2] J. Chuang, D. J. Thomson and G. E. Bridges, "Embeddable wireless strain sensor based on resonant rf cavities," *Review of Scientific Instruments*, Vol. 76, Issue: 9, 2005.
- [3] Michael Wendlandt, Florian Umbrecht, Christofer Hierold, F. Gattiker, J. Neuenschwander and U. Sennhauser, "A Wireless Implantable Passive Strain Sensor," *European Symposium Technical Aids for Rehabilitation*, Technical University of Berlin– TAR 2007 January 25 to 26, 2007.
- [4] Yusuke Ikemoto, Shingo Suzuki, Hiroyuki Okamoto, Hiroki Murakami, Hajime Asama, Soichiro Morishita, Taketoshi Mishima, Xin Lin and Hideo Itoh, "Force Sensor System for Structural Health Monitoring Using Passive RFID Tags," *Sensor Review*, Vol. 29, No.2, pp. 127-136, 2009.
- [5] Yi Jia, Ke Sun, Fredrick Just Agosto and Manuel Toledo Quinones, "Design and Characterization of a Passive Wireless Strain Sensor," *Measurement Science and Technology*, Vol. 17, pp. 2869-2876, 2006.
- [6] John C. Butler, Anthony J. Vigliotti, Fred W. Verdi and Shawn M. Walsh, "Wireless, Passive, Resonant-circuit, Inductively Coupled, Inductive Strain Sensor," *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 102, pp. 61-66, 2002.
- [7] *Polymer Data Handbook*, Oxford University Press, Inc. 1999.
- [8] Rui Igreja and C.J. Dias, "Analytical Evaluation of the Interdigital Electrodes Capacitance for a Multi-layered Structure," *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 112, pp. 291-301, 2004.
- [9] V.G. Welsby, *The Theory and Design of Inductance*, MacDonald & Co., London, 1960.
- [10] Reinhard Nopper, Remigius Niekrawietz and Leonhard Reindl, "Wireless Readout of Passive LC Sensors," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Volume: PP, Issue: 99, 2009.