

國立臺灣大學工學院應用力學研究所

碩士論文

Graduate Institute of Applied Mechanics

College of Engineering

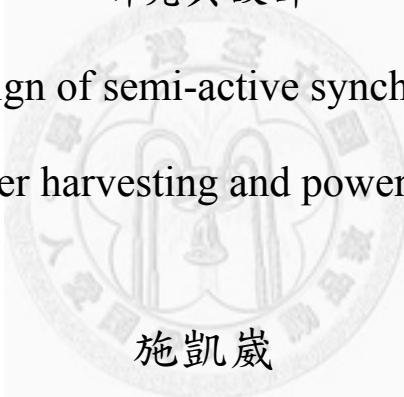
National Taiwan University

Master Thesis

同步切換半主動式功率開關電路於能量汲取與功率損耗之

研究與設計

Research and design of semi-active synchronized switch on
power harvesting and power loss



施凱歲

Kai-Wei Shi

指導教授：李世光 博士

Advisor: C. K. Lee, Ph.D.

中華民國 99 年 9 月

September, 2010

致謝

兩年的時間過去了，在學校恐怕是在我一生之中難以忘懷的回憶，苦多於甜，但一切都苦盡甘來，當甜美的果實出現在我手上，我心裡流淚了，成功真的得來不易，各種知識文化的衝擊，使得我成長如此迅速，謝謝。

首先要感謝我的指導教授李世光老師，老師深厚的學識，在我徬徨時給我於正確的方向與鼓勵，老師就像黑暗中的一輪明月。

另外超級感謝吳文中老師，老師身上許多專業知識與氣度，真讓我佩服，一再的給予我在物理及電力電子觀念加強，適時的推我一把，讓我不管在何時，都會想起老師的臉龐，那冷酷的表情使我印象深刻，讓我一直勇往直前。

由衷感謝寰辰科技謝志文博士供應各種神奇的壓電材料與壓電片供應學生研究，謝博士在壓電上的專業知識以及論文上的指點，讓我受益良多，使我在研究上更加的順利。

劉元平學長對我就像大哥一樣，給予我專業知識上指導與鼓勵，客觀及冷靜的看待每一件我所提出的疑問，再和我互相討論，從一切的基礎開始說起，再逐步的說明，學長在機械、控制、電力電子之間找到了交集，學長有一句名言：「只要你通了，任何事情都是一樣的」，這句話說的真好，簡潔有力，沒有半點贅詞。他不只告訴我學問上的道理，還在人生經驗上給了我很多觀念以及想法，最讓我印象深刻的一句話：「你做了任何決定都會後悔，而你是以什麼角度看待每次的決定」，一生之中會跟我談人生觀，除了母親之外，就是元平學長，謝謝元平學長無私的教導，讓身為陌生人的我感到無比溫暖。

陳昱因學長對我就嚴父一樣，對我在做實驗以及做事上嚴格的指導，對一切事物都要斤斤計較，小心仔細不緊張慢慢的想，把所想到的記錄下來，在紙上全盤推演一番，才可減少造成在實驗上不必要的失誤以及迷失方向，這使我在未來做事上將會有極大的幫助。

陳冠廷學長對我就像慈母一樣，不時關心以及鼓勵我，在情況危急時對我說：「人生有時候，就是那麼的 Crazy, just do it!」，這讓我在當下有了勇氣面對困難，面對未來不可預測的危機，我將用這句話克服困難。

呂英毅學長給缺乏自信的我無比信心，在尋找研究題目上給了很多建議以及方向，學長對每件事熱心奉獻是在時代少見的。

游育諺學長對整個研究團隊奉獻自己的時間，對一切有關實驗室的事務是招攬在身上，不要求任何回報，學長對我也是以相同的態度，當我有問題時，學長都會立刻馬上為我找出解答，這對常有疑問的我，猶如天降甘霖一般。

陳昱吉在我瀕臨絕望時，給我適時的鼓勵，給了我充滿感人的一句話：「失敗過的人，才有資格得到成功」，真的是雪中送炭，讓我能成功撐過來。

蘇玉豪學長適時提醒我，與我討論問題點，把他知道的都講出來，常常使我恍然大悟，找出問題的真相，學長就算自己忙的不可開支，也願意抽空跟我商討問題，跟我一起想解決的辦法，我真的很感謝。

聯益慶學長在專業知識上下了許多的功夫，馬上找資料為我解惑，使得我遇到問題都可以迎刃而解。

德薰學長謝謝你的支持與照顧，對我的事情非常在乎，體諒我為我說話，謝謝學長，同時恭喜德薰學長也順利畢業。

宜沐謝謝你在這二年的照顧，讓我知道這世界上會有這麼完美的人，心地善良、功課第一、無私的心、為人著想、對人真誠不假、對大家無怨無悔的付出，把幫助大家當作自己的娛樂，能與你認識當同學真的是我三輩子所修到的福分，我相信我如果沒有認識你，這兩年我真的不知道該怎麼過，在競爭的台大裡，大家拼的你死我活，唯獨宜沐你不斷的給予幫助，使得我不至於全身遍體鱗傷的，宜沐有你真好。

八哥謝謝你對我那麼好，常常有好康的時候，都會與我分享，我相信在我研究的過程中，絕對是少不了你，我今天的成功真少不了你。

Dr. Paul 你對每件事情的認真程度，真讓我不敢相信，看到你認真的樣子，真讓我感到羞愧，世界上有人讀書會讀到病倒的人就非你莫屬，你是值得我學習的好榜樣。

旭明謝謝你提供你寶貴的資訊，使得大家在這壓力極大的校園，找到了解脫，你把妹技術真的很厲害，我好想拜你為師唷。

肇庭感謝你告訴我每一件事，讓我深刻體會整個社會的生態，使我從依靠、依賴、軟弱、幼稚變成獨立、自治、勇敢、成熟，從你身上我真的學到了很多，也許你的出現，是上天所安排給我的課程，謝謝你以及對不起。

信節、宇宏、育偉、怡宏、品延謝謝你們伴我這兩年時光，你們的出現讓我知道各個名校的能力，讓我佩服不已、驚嘆萬分，有了你們增添在我生命旅途中許多色彩。

阿寬不只是我的女友更是我的好友，在我研究所兩年給予我支持以及鼓勵，當我遇到困難感到挫折時，給我意見以及為我打氣，在我人生的生涯之中給我不一樣的資訊，使我看到不一樣的世界，讓我不再是孤陋寡聞，謝謝妳。

最後我要感謝我的家人媽媽、妹妹、弟弟、阿公、阿嬤，在家裡經濟如此不好情況下，還是支持我念書，將學業完成，讓我在讀書時，不用煩惱家裡的開銷，使得我順利完成學業，謝謝你們，我愛你們。

從無憂無慮小學到國中，考試失利進入了高職，使得我奮發向上考上北科大，再經過大學四年的薰陶與努力，進入了全台灣第一高學府「台大」，在高職時，覺得遙不可及的夢想大學，我竟然踏入了，而且與高知識份子一起讀書以及生活，我真覺得老天爺待我不薄，感謝老天爺為我安排了課程，我很喜歡，也很驕傲。人生如戲，我人生中的第一齣連續劇已經完美的畫下句點了，準備好我下一齣連續劇的開拍，我要加油。

施凱崑

摘要

本論文以壓電薄板與懸臂樑結合成為壓電發電機，將壓電發電機應用於能量汲取技術(Power harvesting)上，利用壓電材料之正壓電性質，將機械能轉換成電能，再以電力電路的技術將電能儲存至儲能元件之中。為了提升輸出功率，將壓電發電機與切換電路結合，切換電路最基本有兩大類，分別是同步開關切換汲取電路-串聯式(SSHI-S)、同步開關切換汲取電路-並聯式(SSHI-P)，功率開關導通時機為懸臂樑位移最大時，其餘時間都為截止，當開關導通時電路上電感會與壓電薄板內之靜態電容，產生了 LC 諧振，使得電壓波形與電流波形為同相位，使得實功率上升，降地虛功率，大幅的提升了輸出功率，提升了標準型電路 4 至 9 倍。但一切的事物都會有正反兩面，壓電發電機卻產生了高頻訊號，原因是為了使壓電薄板產生之電壓與電流同相位，使得壓電電壓波形瞬間極性翻轉，極性翻轉此現象作用於壓電發電機之上，如同是對壓電發電機掃頻，而產生了高頻模態訊號，高頻訊號無法被同步切換電路所吸收，則將能量轉換成聲能擴散至空氣之中，使得在汲取能量過程中，壓電發電機會產生高頻訊號，為了降低高頻訊號，挑選較大的電感值，電感值大會使得開關時間拉長，使得極性翻轉此現象較為和緩，也降低了壓電發電機被激發出的高頻模態能量。同時地，切換電路上電子元件損耗也提升，MOSFET 功率開關損耗消耗最多，降低元件損耗的方式是挑選品質因數較高的電感，品質因數高的電感使得電路輸出功率提高，也有較少的電路損耗。

關鍵字：能量汲取電路、懸臂樑、壓電材料、同步切換電路、能量損耗

Abstract

Piezoelectric generator is a combination of cantilever beam and piezoelectric thin slip. The property of piezoelectric material has two basic characteristics, which are Direct Piezoelectric Effect and Converse Piezoelectric Effect. Direct piezoelectric effect turns mechanical energy into electric energy. Direct piezoelectric effect is being applied in Power Harvesting technology. Combined with piezoelectric generator, semi-active power harvesting circuitry is adopted to raise the output power harvested. There are two basic circuitry configurations adopted in semi-active power harvesting technology. One is SSHI-P (Synchronized Switch Harvesting on Inductor-Parallel) and another is SSHI-S (Synchronized Switch Harvesting on Inductor-Series). The above-mentioned circuitry configuration gets 4~9 times the power gains than the standard passive power harvesting circuit on average. Piezoelectric generator produces high frequency signal which happens while the switch is turned on during the harvesting process. As the voltage of piezoelectric produces inversion when switch turns on, piezoelectric generator is excited by voltage inversion that produces high frequency signal. Choosing high-value inductor reduces high frequency signal, but power dissipated on the electrical element of circuitry actually increases. Choosing inductor with high quality factor not only rises output power but also reduces the power dissipated on the electrical elements.

Keywords: Power harvesting, Cantilever beam, piezoelectric material, SSHI,

Power dissipated

目錄

致謝.....	i
摘要.....	iv
Abstract.....	v
目錄.....	vi
圖目錄.....	vii
表目錄.....	ix
第一章 序論.....	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 研究背景.....	1
1.3 論文架構.....	3
第二章 智慧型結構基本原理.....	4
2.1 壓電性質.....	4
2.2 壓電材料之組成律.....	7
2.3 機電耦合因數.....	15
2.4 壓電材料於結構上之低頻分析.....	17
第三章 智慧型結構與切換電路結合之理論.....	20
3.1 機電理論模型.....	20
3.2 壓電薄板與機械結構於頻率域上之行為.....	23
3.3 機械與電路之結合.....	25
3.3.1 標準型介面電路.....	27
3.4 同步式切換電路.....	30
3.4.1 <i>SSHI-P (Synchronized Switch Harvesting on Inductor-Parallel)</i>	30
3.4.2 <i>SSHI-S (Synchronized Switch Harvesting on Inductor-series)</i>	35
3.5 功率消耗.....	39
第四章 實驗結果.....	41
4.1 實驗架構.....	41
4.2 壓電薄板與懸臂樑之參數量測.....	42
4.3 高頻能量之量測.....	49
4.4 電路損耗之量測.....	60
第五章 實驗討論與未來展望.....	72
5.1 實驗結果與討論.....	72
5.2 未來展望.....	73
參考文獻.....	74

圖目錄

圖 1-1、壓電薄板之等效模型	1
圖 1-2、2001~2010 年石油走勢圖	2
圖 2-1、正壓電效應示意圖(a)受壓縮時電場極性(b)受到拉伸時電場極性	4
圖 2-2、逆壓電效應示意圖(a)壓電材料受外加正向電壓產生壓縮現象 (b)壓電材料受到外加逆向電壓產生拉伸現象	5
圖 2-3、未極化壓電材料	5
圖 2-4、極化後壓電材料	5
圖 2-5、電磁變壓器之磁滯曲線示意圖	7
圖 2-6、壓電材料之遲滯曲線示意圖	7
圖 2-7、物理間之關係圖	13
圖 2-8、壓電薄板材料	16
圖 2-9、壓電材料於低頻時之等效電路	19
圖 3-1、振動結構包含壓電薄板之等效模型	20
圖 3-2、汲取電路之示意圖	25
圖 3-3、標準型介面電路	27
圖 3-4、標準型電路之波形	28
圖 3-5、並聯式同步切換開關電路(SSHI-P)	31
圖 3-6-1、功率開關 S 截止時之電流 I 流動方向	31
圖 3-7、等效質量塊位移與壓電電壓之波形圖	33
圖 3-8、串聯式同步切換開關電路	35
圖 3-9-1、功率開關以及橋式整流器截止時之電流 I 流動方向	35
圖 3-9-2、功率開關導通時之電流 I 流動方向	36
圖 3-10、等效質量塊位移與壓電電壓之波形圖	37
圖 4-1、擷取能量實驗架構	41
圖 4-2、壓電薄板之靜態電容	42
圖 4-3、開迴路之共振頻率	43
圖 4-4、閉迴路之共振頻率	44
圖 4-5、SSHI-S 之電壓波形	45
圖 4-6、SSHI-S 之電壓波形(時間尺度放大)	45
圖 4-7、壓電波形與控制功率開關之波形	46
圖 4-8、SSHI-P 之電壓波形	46
圖 4-9、SSHI-S 輸出功率與阻抗圖	47
圖 4-10、SSHI-P 輸出功率與阻抗圖	48
圖 4-11、高頻能量量測之實驗架構圖	49
圖 4-12、訊號分析流程圖	50

圖 4-13、高頻訊號之頻率響應圖	50
圖 4-14、懸臂樑之頻率響應圖	51
圖 4-15、懸臂樑與噪音之頻率響應圖比較	52
圖 4-16、壓電薄板電壓之頻率響應圖	53
圖 4-17、改變不同電感之壓電電壓頻率響應圖	54
圖 4-18、不同電感值下之噪音頻率響應圖	55
圖 4-19、壓電波形極性翻轉圖	55
圖 4-20、電路對懸臂樑施加 Delta function	56
圖 4-21、切換式開關電路之波形	57
圖 4-22、電流變化示意圖	58
圖 4-23、改變不同電感值所量測到的高頻訊號	59
圖 4-24、SSHI-S 之功率開關截止	60
圖 4-25、SSHI-S 之功率開關導通	61
圖 4-26、機械端與電路端之分佈	62
圖 4-27、量測輸入功率之示意圖	62
圖 4-28、量測輸出功率之示意圖	63
圖 4-29、二極體之 I_D-V_D 曲線圖	64
圖 4-30、量測橋式整流器消耗功率之示意圖	64
圖 4-32、MOSFET 之寄生電容	66
圖 4-33、量測功率開關 MOSFET 功率消耗之示意圖	67
圖 4-34、能量損失之分佈圖	67
圖 4-35-1、電感值 10mH 及 68mH 之功率分佈圖	68
圖 4-35-2、電感值 100mH 及 200mH 之功率分佈圖	69
圖 4-36、輸出功率與品質因數之分佈圖	70
圖 4-37、總損失與品質因數之分佈圖	70

表目錄

表 2-1、IEEE compact matrix notation 之表示式	10
表 2-2、不同狀態下壓電常數之定義	14
表 2-3 組成律之適用狀態	14
表 3-1、壓電參數之定義	21
表 3-2、能量之定義	23
表 4-1、元件之尺寸	42
表 4-2、系統參數	43



第一章 序論

1.1 研究動機

能量汲取(Power Harvesting)已經發展了一段時間[1, 2], 能量汲取技術是利用壓電材料之壓電效應, 將機械能轉換成電能, 再透過電力電子的概念, 將電能儲存至儲能元件之中, 使得電能可再加以使用。隨著科技進步能量不斷的被使用, 近年來, 能源枯竭的問題已浮出檯面, 改善及研究能源短缺成了現在最重要的課題之一, 本研究利用能量汲取代替電源供應器供應電路, 設法解決能源短缺之問題。

1.2 研究背景

人類對自然界能源的充分利用, 使得科技突飛猛進的發展, 為人類帶來許多便利, 自然界常見的物理量, 大致上可分為四大類, 分別為機械能、電能、磁能、熱能, 以上物理能量互相轉換, 現在最常見能量轉換裝置是將電能轉換成磁能再轉換成電能的電磁變壓器, 利用變壓器中之一次側以及二次側之匝數比, 來達成升壓或是降壓的功能。相同地, 能量汲取所使用壓電片也有同樣的等效模型, 將機械力施加在壓電片上方, 壓電片表面產生出電荷再供應給負載, 其示意圖如圖 1-1 所示:

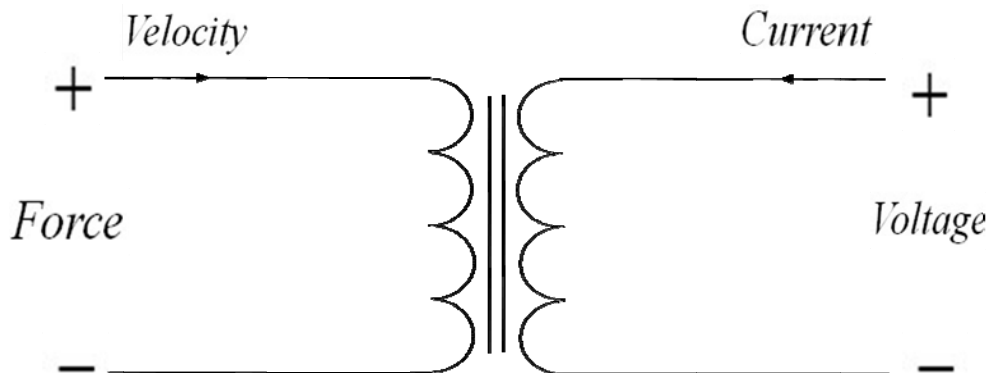


圖 1-1、壓電薄板之等效模型

圖 1-1 中 α 為力電耦合係數代表力與電轉換之比值，類似變壓器一次側匝數與二次側匝數之比值。因此壓電材料具有將機械能轉為電能之特性，也使得它在工業上有許多的應用。

近年來，地球資源不斷被開發，人類最重要的資源石油出現了嚴重的短缺，石油從 2001 年每桶 26 美金，則在 2008 年 6 月飆升至每桶 144 美金，使得全世界開始恐慌，圖 1-2 為 2001 至 2010 年石油價格走勢圖：



圖 1-2、2001~2010 年石油走勢圖[27]

石油危機伴隨著能源的枯竭，使得能源如何更有效率使用，成了現在重要的議題之一，找尋替代能源也是現在主要目標之一，受到石油危機的刺激，發展出許多替代能源方案，例如：太陽能、生質能、風能...等，壓電材料具有將機械能轉換成電能的特性也成了替代能源發展方向之一。

因此，本論文利用壓電特性與電力電子結合，研究如何提升輸出功率，並且再進一步探討提升輸出功率後造成的能量耗損。

1.3 論文架構

本研究論文包含五個章節：

第一章 序論：

首先介紹為何將壓電材料應用在功率汲取技術之上，接著說明在能源危機下壓電材料在未來之發展以及所扮演的角色。

第二章 智慧型結構基本原理：

其中包含了壓電材料之基本性質，描述壓電材料特性之組成律以及壓電材料在低頻下之表現。

第三章 智慧型結構與切換電路結合之理論

介紹壓電發電機之等效模型，改變外接之介面電路提高輸出功率，將壓電發電機與兩種不同切換電路結合以及電路上功率損耗之理論推倒與說明。

第四章 實驗結果

實驗結果分為三大部分，首先實現壓電發電機與切換電路之結合，實驗結果與理論比較，實驗結果確實有提高輸出功率，但壓電發電機釋放出高頻能量，因此第二部分針對高頻訊號之量測與看法，相對的有利就有弊，提高輸出功率中也伴隨著損耗的提升，第三部分則是對電路損失量測，改變不同元件後得到的量測結果，提出降低元件損耗的方法。

第五章 結論與未來展望

第二章 智慧型結構基本原理

2.1 壓電性質

壓電性質(piezoelectric)是將機械能與電能交互轉變之物理現象，此一物理性質是在西元 1880 年由居禮兄弟研究焦電現象與晶體對稱之間關係時所發現物理現象，若施力於電氣石上，電氣石表面會出現電荷，因此稱電氣石就有壓電性。應變轉換成電能又將此物理現象稱正壓電效應，換句話說，將電能轉換成應變此物理現象稱為逆壓電效應，此有趣之現象被運用到許多產品上[22-25]。

壓電材料會因受到不同方向的應力，而產生不同方向的電場，如圖 2-1 所示；相反地，若將不同方向的電場施加上壓電材料，會造成壓電材料產生不同方向的應變，如圖 2-2 所示：

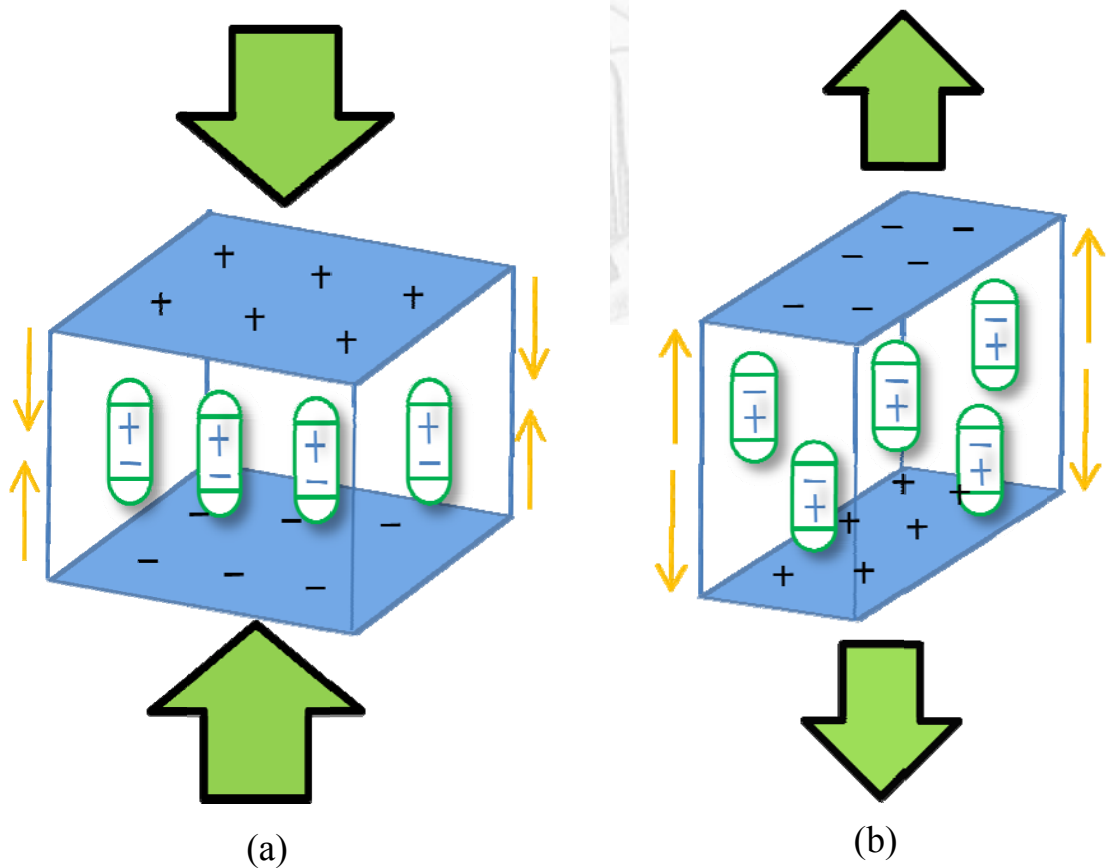


圖 2-1、正壓電效應示意圖(a)受壓縮時電場極性(b)受到拉伸時電場極性

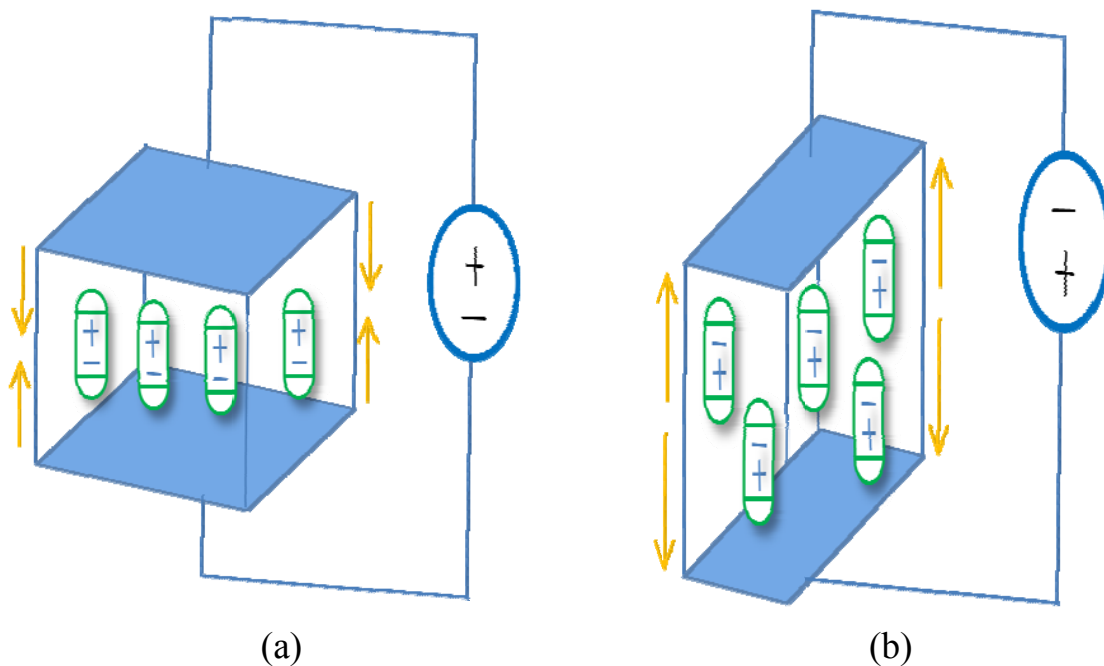


圖 2-2、逆壓電效應示意圖(a)壓電材料受外加正向電壓產生壓縮現象

(b)壓電材料受到外加逆向電壓產生拉伸現象

壓電材料天生內部的電偶極是不規則排列，因此電場會相互抵消，造成沒有理想壓電性如圖 2-3 所示，所以在使用壓電材料前須經過極化，使得壓電材料內不規則的電偶極，經過極化後會使所有電偶極朝同一方向，能有理想的壓電性，如圖 2-4 所示：

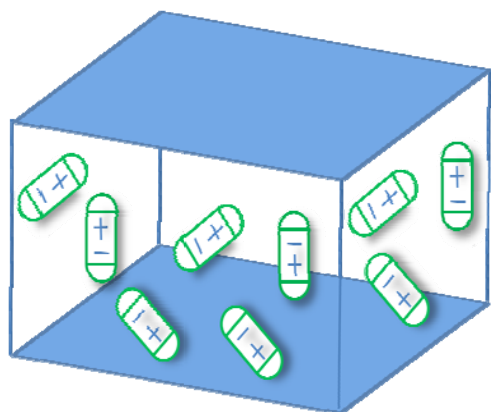


圖 2-3、未極化壓電材料

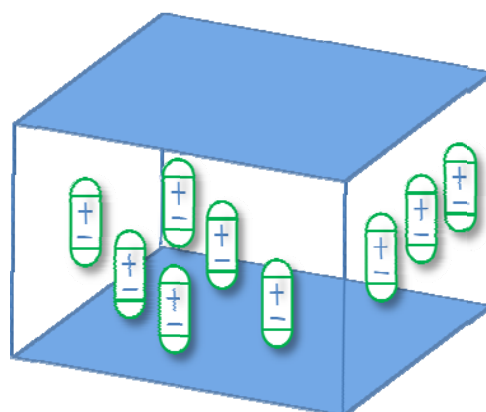


圖 2-4、極化後壓電材料

具有壓電性質之材料大致上可分五大類：

- (1) 單晶系：石英等。
- (2) 薄膜：氧化鋅等。
- (3) 聚合物：聚偏氟乙烯(PVDF)等。
- (4) 陶瓷材料：銦鈦酸鉛、鈦酸鋇等。
- (5) 複合材料：PVDF~PZT 等。

每種壓電材料各具有優點與缺點，因此將以上材料特性加以分類：

優點：

- (1) 單晶系：擁有相當高的品質因數 Q 與溫度穩定性，經常當作振盪器使用。
- (2) 聚合物：材料本身較為柔軟，生產容易，經常當作感應子使用。
- (3) 陶瓷材料：生產容易，材料在極化時，極化電場不需太高，天生壓電應變常數較高，耐酸鹼，可製作成各種形狀，經常當作致動器使用。

缺點：

- (1) 單晶系：生產困難，需要晶體成長技術，特性受切面影響。
- (2) 薄膜：需要利用真空技術生產，相對生產費用高，不同真空狀態會產生不同薄膜特性。
- (3) 聚合物：壓電應變常數低，材料極化需要使用較高的極化電場。
- (4) 陶瓷材料：容易受到溫度影響。

壓電材料依據能量轉換的方式，應用在許多產品上：

機電轉換型：感應子、點火器、聲波接收器...等。

電機轉換型：制動器、蜂鳴器、揚聲器、超聲波產生器、超聲波馬達...等。

電機電轉換型：壓電變壓器...等。

綜合以上優缺點，可以發現陶瓷材料以及聚合物具有良好特性以及商業上成本製造，所以壓電材料主要是以感應子和制動器為主流，近年來相當熱門微機電將壓電材料應用在此領域之上，因此壓電材料去有相當高的發展潛力。

2.2 壓電材料之組成律

壓電材料是力學與電學之間相互耦合的性質，如需要了解壓電材料則需從壓電材料之組成律(constitutive equation)下手，陶瓷壓電材料具有非線性的遲滯效應(hysteresis effect)，這現象與一般所使用電磁變壓器之磁滯曲線相似，但所對應的物理特性不同，電磁變壓器是電流增加導致電磁變壓器之線圈所產生之磁通量線性上升，當電流增加到某一定量，則線圈磁通量變化不再隨著電流上升而上升，會達到呈現飽和狀態，如圖 2-5 所示，相同地，壓電材料是將電場施加在壓電材料之上，使得壓電材料會產生應變，隨著電場增加造成應變增加，當電場增加到某一定量，則應變將不會增加呈現飽和狀態，當電場減少應變不會沿著原始的路徑下降，這就是壓電材料的遲滯效應，如圖 2-6 所示。

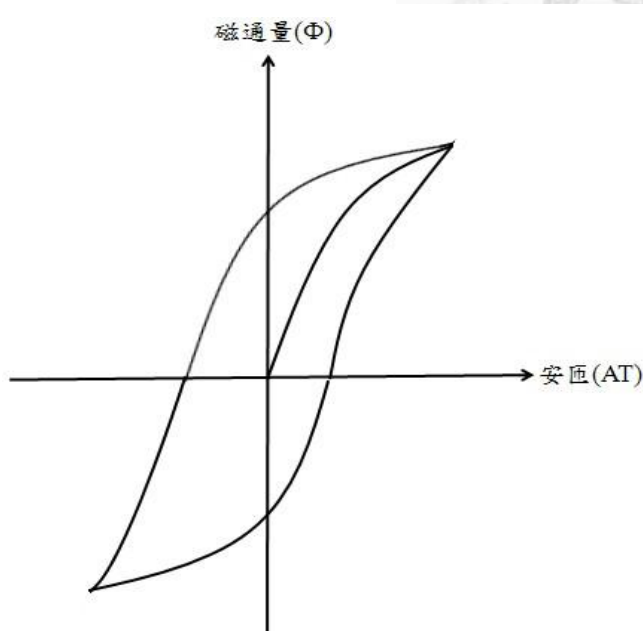


圖 2-5、電磁變壓器之磁滯曲線示意圖

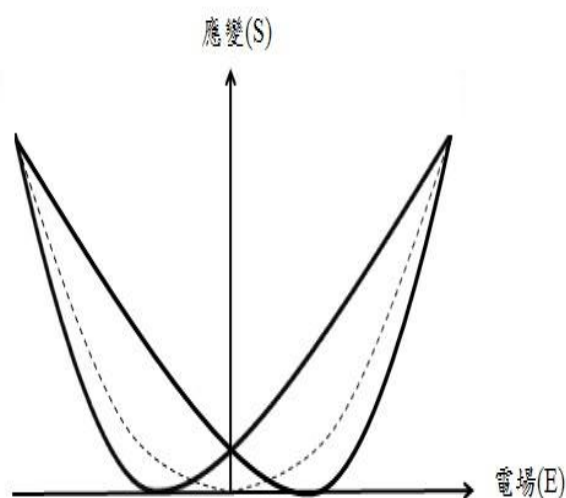


圖 2-6、壓電材料之遲滯曲線示意圖

在使用組成律時，假設壓電材料為線性，線性之假設不會與實際情況差別太大，以及將施加在壓電材料上之電場操作在與應變有線性關係之區域，壓電材料

之遲滯效應將不明顯。

根據熱力學第一定律(The First Law of Thermodynamics)，即能量守恆定律可得到方程式(2-1)：

$$\dot{U} = T_{ij}\dot{S}_{ij} + E_i\dot{D}_i \quad (2-1)$$

上式中， U 、 T_{ij} 、 S_{ij} 、 E_i 、 D_i 分別為壓電材料之能量密度(energy density of piezoelectric material)，應力(stress)、應變(strain)、電場(electric field)、電位移(electric displacement)， \dot{U} 、 \dot{S}_{ij} 、 \dot{D}_i 均為對時間微分。

建立壓電材料之能量密度 U 、電場 E_i 及電位移 D_i 之間關係式，電焓密度 H 之概念被提出，表示電焓密度 H 之方程式如(2-2)所示：


$$H = U - E_i D_i \quad (2.2)$$

若將(2-2)式對時間微分，可以得到方程式(2-3)：

$$\dot{H} = \dot{U} - \dot{E}_i D_i - E_i \dot{D}_i \quad (2-3)$$

再將方程式(2-1)代入(2-3)，因此可以得到(2-4)式：

$$\dot{H} = T_{ij}\dot{S}_{ij} - D_i\dot{E}_i \quad (2-4)$$

由上式可知電焓密度 H 為應變 S 與電場 E 之函數，表示電焓密度之數學式為 $H = H(S_{ij}, E_i)$ ，將電焓密度做全微分，可以得到(2-5)式：

$$\dot{H} = \frac{\partial H}{\partial S_{ij}} \dot{S}_{ij} + \frac{\partial H}{\partial E_i} \dot{E}_i \quad (2-5)$$

從(2-5)與(2-4)比較，可以得到應力 T_{ij} 、電焓密度 H 和應變 S_{ij} 之間的關係式，如(2-6)所示，以及電位移 D_i 、電焓密度 H 和電場 E_i 之間的關係式，如(2-7)所示：

$$T_{ij} = \frac{\partial H}{\partial S_{ij}} \quad (2-6)$$

$$D_i = - \frac{\partial H}{\partial E_i} \quad (2-7)$$

使用二次型(quadratic form)表示電焓密度，如(2-8)式所示：

$$H = \frac{1}{2} c_{ijkl}^E S_{ij} S_{kl} - e_{kij} E_k S_{ij} - \frac{1}{2} \varepsilon_{ij}^S E_i E_j \quad (2-8)$$

上式之 c_{ijkl}^E 、 e_{kij} 、 ε_{ij}^S 分別為伸縮剛性常數(elastic stiffness constant)、壓電常數、介電常數(dielectric constant)，而伸縮剛性常數 c_{ijkl}^E 、應力 T_{ij} 及應變 S_{kl} 之間的關係式，如(2-9)所示，壓電電壓-應力轉換常數 e_{kij} 、電位移 D_k 及應變 S_{ij}^E 之間的關係式，如(2-10)所示，介電常數 ε_{ij}^S 、電位移 D_i 及電場 E_j 之間的關係式，如(2-11)所示：

$$c_{ijkl}^E = \frac{\partial T_{ij}}{\partial S_{kl}} \quad (2-9)$$

$$e_{kij} = \frac{\partial D_k}{\partial S_{ij}^E} \quad (2-10)$$

$$\varepsilon_{ij}^S = \frac{\partial D_i}{\partial E_j} \quad (2-11)$$

將(2-8)式代入(2-6)、(2-7)式，可以得到第一組壓電組成律，如方程式(2-12-a, b)所示：

$$\begin{cases} T_{ij} = c_{ijkl}^E S_{kl} - e_{kij} E_k \\ D_i = e_{ikl} S_{kl} + \varepsilon_{ij}^S E_j \end{cases} \quad (2-12 \text{ a, b})$$

為了使方程式簡化，則根據 IEEE compact matrix notation 之定義，上標代表該物理量為常數，下標 $i, j, k = 1 \sim 3, p, q = 1 \sim 6$ ，兩下標系統可相互轉換，其關係示如表 2-1 所示：

表 2-1、IEEE compact matrix notation 之表示式	
ij or kl	p or q
11	1
22	2
33	3
23 or 32	4
13 or 31	5
12 or 21	6

因此根據表 2-1 可將(2-9) ~ (2-12 a, b)式簡化為(2-13) ~ (2-15 a, b)：

$$c_{pq}^E = \frac{\partial T_p}{\partial S_q} \quad (2-13)$$

$$e_{kp} = \frac{\partial D_k}{\partial S_p^E} \quad (2-14)$$

$$e_{iq} = \frac{\partial T_i}{\partial E_q^S} \quad (2-15)$$

$$\varepsilon_{ik}^S = \frac{\partial D_i}{\partial E_k} \quad (2-16)$$

$$e - form \Rightarrow \begin{cases} T_p = c_{pq}^E S_q - e_{kp} E_k \\ D_i = e_{iq} S_q + \varepsilon_{ik}^S E_k \end{cases} \quad (2-17 a, b)$$

由方程式(2-17 a, b)可知主要是以應變 S_q 與電場 E_k 為自變數，應力 T_p 與電位移 D_i 為應變數，若將應力與電場為自變數，將可以得到第二組組成律之方程式，如(2-18 a, b)所示：

$$d - form \Rightarrow \begin{cases} S_p = s_{pq}^E T_q + d_{kp} E_k \\ D_i = d_{iq} T_q + \varepsilon_{ik}^T E_k \end{cases} \quad (2-18 a, b)$$

上式中 s_{pq}^E 、 d_{kp} 、 d_{iq} 、 ε_{ik}^T 分別為伸縮柔度常數(elastic compliance constant)、壓電電壓-應變轉換常數、介電常數，伸縮柔度常數 s_{pq}^E 、應變 S_p 與應力 T_q 之間的關係式，如(2-19)式，壓電電壓-應變轉換常數 d_{kp} 、電位移 D_k 與應力 T_q^E 之間的關係式，如(2-20)式，壓電電壓-應變轉換常數 d_{iq} 、應變 S_i 與電場 E_q^T 之間的關係式，

如(2-21)式，介電常數 ε_{ik}^T 、電位移 D_i 與電場 E_j 之間的關係式，如(2-22)式：

$$s_{pq}^E = \frac{\partial S_p}{\partial T_q} \quad (2-19)$$

$$d_{kp} = \frac{\partial D_k}{\partial T_q^E} \quad (2-20)$$

$$d_{iq} = \frac{\partial S_i}{\partial E_q^T} \quad (2-21)$$

$$\varepsilon_{ik}^T = \frac{\partial D_i}{\partial E_j} \quad (2-22)$$

因此若以應變與電位移為自變數，以及應力與電位移為自變數，將可以得到第三、四組組成律方程式，如(2-23 a, b)、(2-24 a, b)所示：

$$h - form \Rightarrow \begin{cases} T_p = c_{pq}^D S_q + h_{kp} D_k \\ E_i = -h_{iq} S_q + \beta_{ik}^S D_k \end{cases} \quad (2-23 \text{ a, b})$$

$$g - form \Rightarrow \begin{cases} S_p = s_{pq}^D T_q + g_{kp} D_k \\ E_i = -g_{iq} T_q + \beta_{ik}^T D_k \end{cases} \quad (2-24 \text{ a, b})$$

上兩式中 c_{pq}^D 、 h_{kp} 、 h_{iq} 、 β_{ik}^S 、 β_{ik}^T 、 s_{pq}^D 、 g_{kp} 、 g_{iq} 分別為伸縮剛性常數、壓電電荷-應力轉換常數、反介電常數、伸縮柔度常數、壓電電荷-應變轉換常數，伸縮剛性常數 c_{pq}^D 、應力 T_p 與應變 S_q 之間的關係式，如(2-25)式，壓電電荷-應力轉換常數 h_{kp} 、電場 E_k 與應變 S_k^D 之間的關係式，如(2-26)式，壓電電荷-應力轉換常數 h_{iq} 、應力 T_i 與電位移 D_q^S 之間的關係式，如(2-27)式，反介電常數 β_{ik}^S 、電場 E_i 與電位移 D_k 之間的關係式，如(2-28)式，伸縮柔度常數 s_{pq}^D 、應變 S_p 與應力 T_q 之間的關係式，如(2-29)式，壓電電荷-應變轉換常數 g_{kp} 、電場 E_k 以及應力 T_p^D 之間的關係式，如(2-30)式，壓電電荷-應變轉換常數 g_{iq} 、應變 S_k 以及電位移 D_p^T 之間的關係式，如(2-31)式：

$$c_{pq}^D = \frac{\partial T_p}{\partial s_q} \quad (2-25)$$

$$h_{kp} = \frac{\partial E_k}{\partial s_k^D} \quad (2-26)$$

$$h_{iq} = \frac{\partial T_i}{\partial D_q^S} \quad (2-27)$$

$$\beta_{ik}^S = \frac{\partial E_i}{\partial D_k} \quad (2-28)$$

$$s_{pq}^D = \frac{\partial s_p}{\partial T_q} \quad (2-29)$$

$$g_{kp} = \frac{\partial E_k}{\partial T_p^D} \quad (2-30)$$

$$g_{iq} = \frac{\partial s_k}{\partial D_p^T} \quad (2-31)$$

圖 2-7 為各常數與其物理量相連可得物理量間之關係圖，從圖 2-7 可將零星的常數定義清楚了解，從圖中可以知道經由不同路徑得到各常數之間的交互關係。

從左右兩側可以發現，伸縮剛性常數 c_{pq}^D 與伸縮柔度常數 s_{pq} 、反介電常數 β_k 與介電常數彼此之間有倒數關係，如(2-32)~(2-36)所示：

$$[s_{pq}^D] = [c_{pq}^D]^{-1} \quad (2-32)$$

$$[s_{pq}^E] = [c_{pq}^E]^{-1} \quad (2-33)$$

$$[\varepsilon_{ik}^T] = [\beta_{ik}^T]^{-1} \quad (2-34)$$

$$[\varepsilon_{ik}^S] = [\beta_{ik}^S]^{-1} \quad (2-35)$$

將以上凌亂的壓電常數，針對不同狀態下輸出定義，整理於表 2-2：

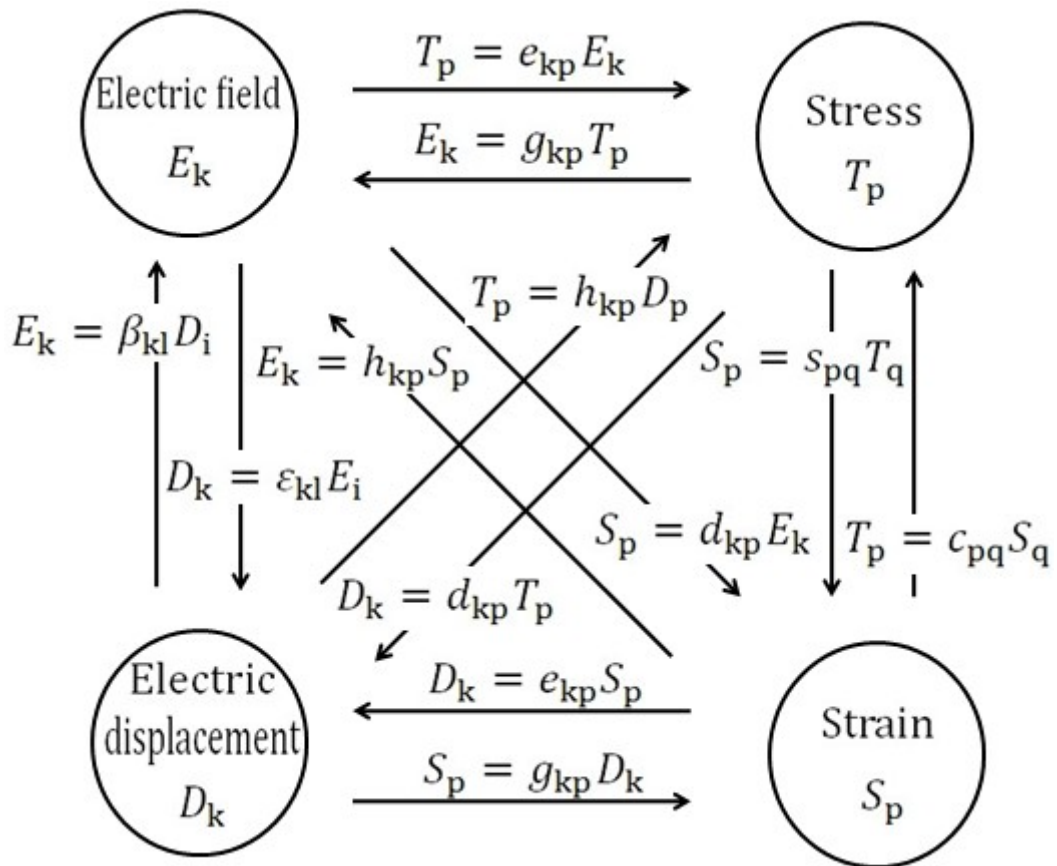


圖 2-7、物理間之關係圖

上

可以獨自用來描述壓電材料之行為，其中每組方程式 a、b 分別代表壓電材料中力平衡、電平衡，方程式右側代表輸入之物理量，左側代表輸出之物理量，選用壓電方程式根據力學與電學邊界條件所決定。時常假設力學條件為平面應變 (plain strain) 以及平面應力 (plain stress)，當力學條件為平面應變時，所選用的方程式為 *e-form* 以及 *h-form*，其餘兩組則適用於平面應力時。當考慮電學邊界條件，可以壓電方程式可分類為致動器 (actuator) 與感測器 (sensor)，因此為電壓源驅動 (voltage source driving) 壓電材料之等效電路近似於電容，因此壓電材料跟頻率息息相關，*h-form* 與 *g-form* 中方程式 a 當作致動器來使用，其阻抗值相較於驅動電路低。

壓電常數	力學	電學
h_{kp}	壓電應力常數	壓電電壓常數
g_{kp}	壓電應變常數	壓電電壓常數
d_{kp}	壓電應變常數	壓電電荷常數
e_{kp}	壓電應力常數	壓電電荷常數

因此為電壓源驅動(voltage source driving)壓電材料之等效電路近似於電容,因此壓電材料跟頻率息息相關, h -form 與 g -form 中方程式 a 當作致動器來使用,其阻抗值相較於驅動電路低,因此為電流源驅動(current source driving)。 e -form 與 d -form 中方程式 b 當作感測器來使用,其阻抗值相較於驅動電路低,與電流源概念類似, h -form 與 g -form 中方程式 b 當作感測器來使用,其阻抗值相較於驅動電路高,類似電壓源,將以上所描述在力學或電學狀態下適用的壓電方程式,整理於表 2-3。

壓電組成律	力學	電學
$\begin{cases} T_p = c_{pq}^E S_q - e_{kp} E_k \\ D_i = e_{iq} S_q + \epsilon_{ik}^S E_k \end{cases}$	平面應變	致動器：被電壓源驅動
		感測器：電流源
$\begin{cases} S_p = s_{pq}^E T_q + d_{kp} E_k \\ D_i = d_{iq} T_q + \epsilon_{ik}^T E_k \end{cases}$	平面應力	致動器：被電壓源驅動
		感測器：電流源
$\begin{cases} T_p = c_{pq}^D S_q + h_{kp} D_k \\ E_i = -h_{iq} S_q + \beta_{ik}^S D_k \end{cases}$	平面應變	致動器：被電壓源驅動
		感測器：電壓源
$\begin{cases} S_p = s_{pq}^D T_q + g_{kp} D_k \\ E_i = -g_{iq} T_q + \beta_{ik}^T D_k \end{cases}$	平面應力	致動器：被電流源驅動
		感測器：電壓源

2.3 機電耦合因數

機電耦合因數(electro - mechanical coupling coefficient)在壓電特性中是一個重要參數，其意義為機械能與電能相互轉換之能力，為了了解儲存在壓電材料的能量，須從內能開始探討，忽略熱能以及磁能下，表示內能 U 之方程式如(2-36)所示：

$$U = \frac{1}{2}(S_p T_p + D_i E_i) \quad (2-36)$$

將壓電材料組成律之 d -form 代入(2-36)式，因此可以得到(2-37)式：

$$\begin{aligned} U &= \frac{1}{2} T_p S_{pq}^E T_q + \frac{1}{2} T_p d_{kp} E_k + \frac{1}{2} E_k d_{kp} T_q + \frac{1}{2} E_k \epsilon_{ki}^T E_i \quad (2-37) \\ &= U_e + 2U_m + U_d \end{aligned}$$

而上式中， U_e 為彈性能(elastic energy)，如方程式(2-38)， U_m 為共通能(mutual energy)，如方程式(2-39)， U_d 為介電能(dielectric energy)，如方程式(2-40)所示：

$$U_e = \frac{1}{2} T_p S_{pq}^E T_q \quad (2-38)$$

$$2U_m = \frac{1}{2} T_p d_{kp} E_k + \frac{1}{2} E_k d_{kp} T_q \quad (3-39)$$

$$U_d = \frac{1}{2} E_k \epsilon_{ki}^T E_i \quad (2-40)$$

在此定義機電耦合係數 k 之平方為輸入能量與能量轉換過程中被儲存的能量之比值，比如輸入機械能轉換變為電能之百分比，如方程式(2-41)所示：

$$k = \frac{U_m}{\sqrt{U_e U_d}} \quad (2-41)$$

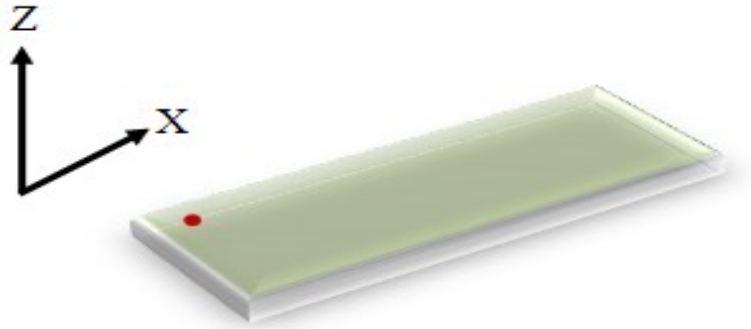


圖 2-8、壓電薄板材料

本論文所使用的壓電材料為板形結構，如圖 2-8，其電極與 Z 軸垂直，應力是在 X 軸方向加入，使此一板狀結構自由伸張。其邊界條件(boundary condition)如(2-42)所示：

$$\begin{aligned}
 &T_1 \neq 0, T_2 = T_3 = 0 \\
 &E_1 = E_2 = 0, E_3 \neq 0 \\
 &S_1 \neq 0, S_2 \neq 0, S_3 \neq 0
 \end{aligned} \tag{2-42}$$

將邊界條件(2-42)代入(2-37)，可得到(2-43)式：

$$U = \frac{1}{2} T_1^2 s_{11}^E + E_3 T_1 d_{31} + \frac{1}{2} \varepsilon_{33}^T E_3^2 \tag{2-44}$$

因此將(2-44)與(2-38)~(2-40)比較，可以得到(2-45)~(2-47)式：

$$U_e = \frac{1}{2} T_1^2 s_{11}^E \tag{2-45}$$

$$U_m = \frac{1}{2} E_3 T_1 d_{31} \tag{2-46}$$

$$U_d = \frac{1}{2} \varepsilon_{33}^T E_3^2 \tag{2-47}$$

將(2-45)~(2-47)代入(2-41)式，因此可以得到 Z 與 X 軸之間的機電能量轉換，

機電耦合係數 k_{31} 可表示成方程式(2-48)：

$$k_{31} = \frac{\frac{1}{2} E_3 T_1 d_{31}}{\left[\left(\frac{1}{2} T_1^2 s_{11}^E \right) \left(\frac{1}{2} E_3^2 \epsilon_{33}^T \right) \right]^{1/2}}$$

$$= \frac{d_{31}}{(s_{11}^E \epsilon_{33}^T)^{1/2}} \quad (2-48)$$

但是(2-48)式是根據能量的形式求得機電耦合係數 k ，相當的難以計算。後來發展許多計算機電耦合係數的方法，其中最常使用的方法為 Manson 公式：

$$k^2 = \frac{f_0^2 - f_s^2}{f_0^2} \quad (2-49)$$

其中 f_0 為壓電材料在開迴路時所量測到之共振頻率， f_s 為壓電材料在閉迴路時所量測到之共振頻率。x

2.4 壓電材料於結構上之低頻分析

天生壓電材料之共振頻率高，能量汲取技術是將系統控制在低頻下，因此與壓電本身的共振頻率相當遠，所以在此對壓電材料遠離本身共振頻時做了以下之分析。本論文利用壓電薄板則適用於平面應變之假設，所以選擇本構方程式之 e-form(2-17 a, b)，若以矩陣表示，如方程式(2-50)，下標 $()_t$ 為矩陣轉置[3]：

$$\begin{bmatrix} D \\ T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e & \epsilon^s \\ c^E & -e_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S \\ E \end{bmatrix} \quad (2-50)$$

(2-50)式分別是以電位移 D 與電場 E 來描述此方程式，通常最容易量測到的物理量為電壓與電流訊號，所以為了方便運算，可將電場本身之物理意義用電壓來描述，如方程式(2-51)，相同地，可利用電位移本身之物理意義用電流來描述，

如方程式(2-52)所示：

$$V(t) = \int_0^L E \cdot dx \quad (2-51)$$

$$I(t) = \int_A \dot{D} \cdot da \quad (2-52)$$

V 、 I 分別為壓電材料所產生之電壓與電流訊號，為了將方程式更進一步的化簡，則假設壓電材料內之電場以及壓電材料表面之電位移為均勻分佈，一般使用壓電材料，也是將它操作在線性區，因此假設是可以被接受的，利用此線性關係，可將(2-53)以及(2-54)轉換至拉普拉斯域(Laplace domain)，如方程式(2-55)與(2-56)所示：

$$V(s) = L \cdot E(s) \quad (2-55)$$

$$I(s) = sA \cdot D(s) \quad (2-56)$$

上式中 L 為壓電材料之三個方向長度的對角矩陣， A 為壓電材料之三個方向的對角矩陣， s 為拉普拉斯變數。將(2-55)與(2-56)代入(2-50)式，因此可以得到方程式(2-57)。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I \\ T \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} sAe & sA\varepsilon^s L^{-1} \\ c^E & -e_t L^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S \\ V \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} sAe & sC^T \\ c^E & -e_t L^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S \\ V \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} sAe & Y^D(s) \\ c^E & -e_t L^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S \\ V \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-57)$$

(2-57)表示當外加應變施加於壓電材料時所產生之電流訊號，其中 C^T 為板形壓電材料之靜態電容值，則 Y^D 為壓電材料在開迴路時之電納值。當壓電材料沒有外接電路時，壓電材料因受到應變而表面產生出電壓，電壓再產生電流會直接流通過壓電材料，而電阻抗特性像是一個電容，因此壓電材料之等效電路，如圖

2-9 所示：

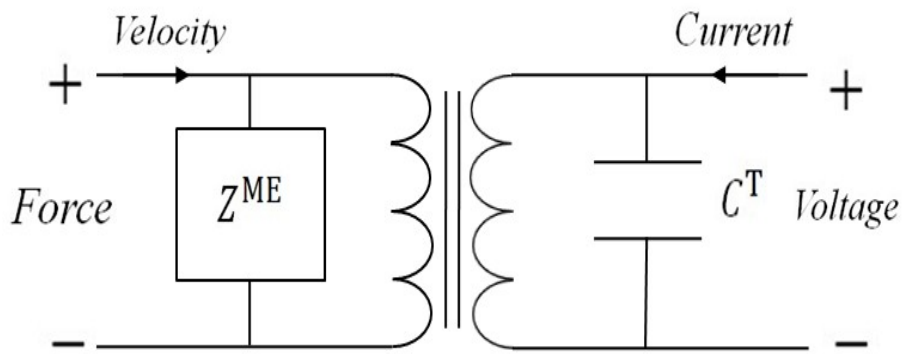


圖 2-9、壓電材料於低頻時之等效電路

其中 Z^{ME} 為機械結構之阻抗值，在此沒有考慮壓電材料之機械阻尼大小，因為壓電材料之機械阻尼可在壓電的等效電容串聯小電阻或是並聯大電阻來表示之。



第三章 智慧型結構與切換電路結合之理論

3.1 機電理論模型

由機械結構與壓電元件組成的振動機電式功率發電機，將壓電薄板貼附在懸臂樑的末端，主要原因是懸臂樑之第一彎曲模態之最大應變發生在其末端，所以利用壓電材料之正壓電效應，將機械能轉為電能，使得壓電薄板表面產生出最多電荷，為了要得到更多的電荷，使功率發電機操作在第一共振頻率下，懸臂樑在第一彎曲模態下擁有最大的變形，使得壓電薄板表面產生更多的電荷，將功率發電機操作在第一共振頻下擁有另外的好處，是可以將整體振動形式從三維簡化為一維，為單一上下振動，使得在分析上可以較為簡易，假設貼著壓電薄板之懸臂樑的振動保持線性小位移，將可以使整個系統簡化成質量塊+彈簧+阻尼+壓電元件之模型[4-8]如圖 3-1 所示：

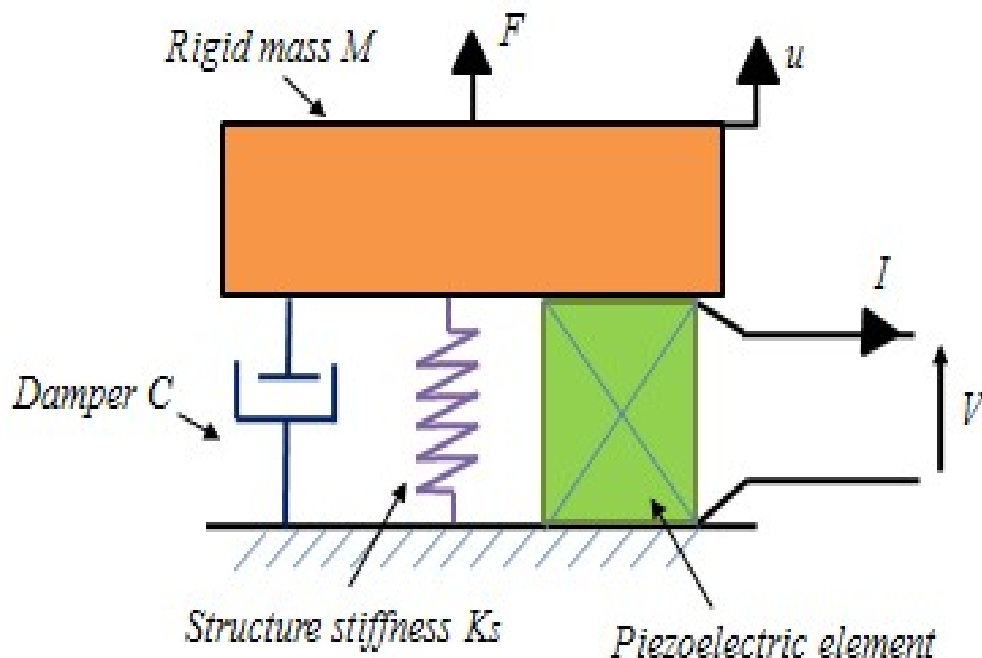


圖 3-1、振動結構包含壓電薄板之等效模型

整體結構可以看作等效質量塊 M 在最上方，底下由等效機械結構之剛性 K 和代表等效機械結構之損失阻尼 C 以及貼附在機械結構上的等效壓電薄板組成，作用在等效質量塊上 M 的力可分成兩種形式，第一種是驅動結構的外力 F ，第二種是有壓電元件以及結構之剛性所產生的收縮力和結構之阻尼所產生的黏滯力組成 F_R ，圖中的 u 、 I 、 V 分別代表等效質量塊之位移，壓電元件輸出之電流及電壓。

壓電方程式可以將機械變數(u, F_R)與電子變數(V, I)連結，再根據 KCL (克希和夫電流定律)，推導出彼此之間的關係，如方程式(3-1)、(3-2)所示：

$$F_R = K_{PE}u + \alpha V \quad (3-1)$$

$$I = \alpha \dot{u} - C_0 \dot{V} \quad (3-2)$$

上式中之 K_{PE} 、 α 、 C_0 分別為壓電元件在閉迴路路之剛性、力電耦合係數、壓電元件之靜態電容，其中壓電參數、面積 A 、厚度 L 與以上三個參數互有關係，如方程式(3-3)所示，將壓電參數之定義整理於表 3-1。

$$K_{PE} = \frac{c_{33}^E A}{L}, \quad C_0 = \frac{\epsilon_{33}^S A}{L}, \quad \alpha = \frac{e_{33}^E A}{L} \quad (3-3)$$

表 3-1、壓電參數之定義

c_{33}^E	壓電元件閉迴路時之伸縮剛性
c_{33}^D	壓電元件開回路時之伸縮剛性
ϵ_{33}^S	壓電元件之介電常數
ϵ_{33}^T	在定應力下壓電元件之介電常數
e_{33}	壓電係數

$$k_t^2 = \frac{e_{33}^2}{\epsilon_{33}^T c_{33}^E} = \frac{\alpha^2}{C_0 K_{PE} + \alpha^2} \quad (3-4)$$

$$K_{PD} = \frac{K_{PE}}{1 - k_t^2} \quad (3-5)$$

式(3-4)為壓電元件之機電耦合係數的平方，式(3-5)為在開迴路時壓電元件之剛性。

$$K_E = K_{PE} + K_S \quad (3-6)$$

$$K_D = K_{PD} + K_S \quad (3-7)$$

式(3-6)及(3-7)中 K_E 為整體系統結構上之壓電元件為閉迴路時之剛性， K_D 整體系統結構上之壓電元件為開迴路時之剛性， k^2 為整體系統結構之機電耦合的平方。

將系統操作在低頻下，波長遠大於壓電元件之厚度 L ，整體系統之動態方程式為(3-8)所示：

$$M\ddot{u} = F - K_E u - \alpha V - C\dot{u} \quad (3-8)$$

如要得到能量方程式，將方程式(3-8)等號兩側乘上速度 \dot{u} ，再對時間做積分，將得到(3-9)式，由(3-9)可得知輸入機械能分別為動能、彈性能、機械損失、轉換能量，而機械能轉換成電能如(10)式：

$$\int F\dot{u}dt = \frac{1}{2}M\dot{u}^2 + \frac{1}{2}K_E u^2 + \int C\dot{u}^2dt + \int \alpha V\dot{u}dt \quad (3-9)$$

$$\int \alpha V\dot{u}dt = \frac{1}{2}C_0 V^2 + \int VI dt \quad (3-10)$$

由(3-10)可得知轉換能量是由電荷儲存在靜態電容 C_0 之能量和釋放到電路上之能量總和，將(3-11)式中每項能量定義整理於表 3-2：

表 3-2、能量之定義

$\int F \dot{u} dt$	輸入之機械能
$\frac{1}{2} M \dot{u}^2$	動能
$\frac{1}{2} K_E u^2$	彈性能
$\int C \dot{u}^2 dt$	機械阻尼損失
$\int \alpha V \dot{u} dt$	轉換能量

3.2 壓電薄板與機械結構於頻率域上之行為

從文中可以知道壓電薄板是放置在機械系統上，利用機械振動轉換成電能，將電能儲存至儲能裝置，如要得到壓電薄板與機械結構整體行為，最直接的方式是將壓電薄板與機械結構看作為一個系統。因為壓電薄板之重量比機械結構之重量輕了許多，所以將兩個結構看作一個系統，壓電薄板不會在整體系統之質量上有所貢獻，壓電薄板主要貢獻的是勁度，壓電之勁度會隨著頻率改變而變化，在 1991 年 Hagood 使用一維自由度之系統(1-DOF system)來描述整個系統，如圖 3-1 所示。一般常利用轉移函數描述一個複雜系統在頻率域上之行為，但是整體結構必須為線性系統。

實際上結構都為非線性系統，必須由偏微分方程(Partial Differential Equation)描述系統，因此無法直接得到轉移函數，所以必須將非線性系統化簡成線性系統，使用微分方程(Ordinary Differential Equation)描述整體系統，才可快速的得到轉移函數。而一維自由度系統就是線性系統。將(3-2)式經過拉普拉斯轉換(Laplace transform)，從時域轉換成拉普拉斯域(Laplace domain)，可得到(3-11)式，假設整體系統有外接阻抗 Z ，因此壓電元件所產生之電壓 V ，如(3-12)式所示：

$$I = s\alpha u - sC_0 V \quad (3-11)$$

$$V = -ZI = -Z(\alpha u - sC_0V) \quad (3-12)$$

將(3-12)經過整理後可以到(3-13)式：

$$V = -\frac{Z\alpha u}{1+ZsC_0} \quad (3-13)$$

相同地，也將(3-8)式經過拉普拉斯轉換後可以得到(3-14)式：

$$(Ms^2 + Cs + K_E)u = F + \alpha V \quad (3-14)$$

再將(3-13)與(3-14)結合後，可以得到(3-15)式：

$$\left[Ms^2 + \left(C + \frac{Z\alpha^2 u}{1+ZsC_0} \right) s + K_E \right] u = F \quad (3-15)$$

為了更進一步得到位移之轉移函數(displacement transfer function)將(3-15)左右兩側除上 K_E ，最後可得到(3-16)式：

$$\left[\frac{M}{K_E} s^2 + \frac{C}{K_E} s + \frac{\alpha^2}{C_0 K_E} \frac{Zus}{1+ZsC_0} + 1 \right] u = \frac{F}{K_E} \quad (3-16)$$

將以上之參數再加以定義：

$$\omega^E = \sqrt{\frac{M}{K_E}}, \quad \gamma = \frac{s}{\omega^E}, \quad \frac{C}{K_E} s = 2\zeta\gamma, \quad \hat{Z} = ZsC_0, \quad K_{ip}^2 = \frac{\alpha^2}{C_0 K_E}, \quad u_{ST} = \frac{F}{K_E} \quad (3-17)$$

上式 ω^E 、 γ 、 K_{ip} 分別為壓電材料為閉迴路時整體系統之共振頻率、無因次化之頻率、廣義機電耦合係數(generalized electromechanical coupling factor)。最後(3-16)經過整理後會得到(3-18)式：

$$\frac{u}{u_{ST}} = \frac{1+\hat{Z}}{(1+\hat{Z})(\gamma^2+2\zeta\gamma+1)+K_{ip}^2\hat{Z}} \quad (3-18)$$

3.3 機械與電路之結合

本實驗利用振動器去驅動懸臂樑上的壓電片，懸臂樑產生彎曲形變，使得貼附在懸臂樑上的壓電片受到應變，壓電片本身具有正壓電效應，而壓電片表面產生了電荷，再接上汲取電路，將能量儲存至儲能元件內，如圖 3-2 所示：

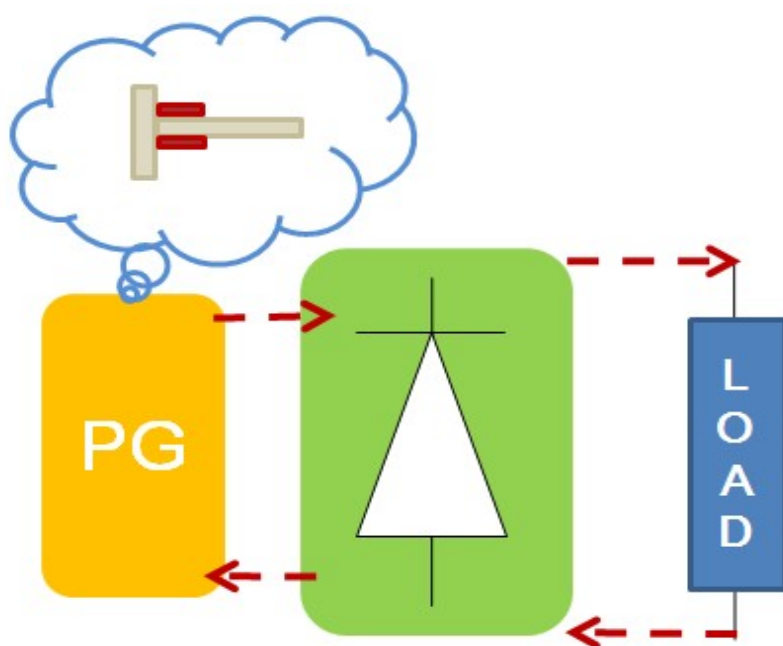


圖 3-2、汲取電路之示意圖

圖 3-2 中 PG 為壓電發電機(Piezoelectric Generation)，中間為整流電路，LOAD 為電路所接之負載。

為了直接將機電系統轉換成方便於電路分析，可將壓電發電機轉換成一個電流源 I 並聯一個電容 C_p [9]，而假設懸臂樑的振動為餘弦振動，位移量為 u_0 以及自然頻率 ω ，所以壓電發電機之等效電流源[7, 10-12]，如式(3-19)所示；

$$I = \alpha \dot{u} = \alpha u_0 \omega \sin(\omega t) = i \sin(\omega t) \quad (3-19)$$

假設壓電等效電路為開迴路情況下，流出壓電片之電流為零，所以式(3-2)

可以化簡為式(3-20)以及式(3-21)，再對式(3-22)時間函數積分，可以得到開迴路電壓與位移之間的關係式，如式(3-14)所示：

$$0 = \alpha \dot{u} - C_0 \dot{V} \quad (3-20)$$

$$\dot{V}_{oc} = \frac{\alpha}{C_0} \dot{u} \quad (3-21)$$

$$V_{oc}(t) = \frac{\alpha}{C_0} u(t) \quad (3-22)$$

懸臂樑之上下擺動為餘弦振動，因此將餘弦式子代入式(3-19)中 $u(t)$ ，可以得到如式(3-23)所示：

$$V_{oc}(t) = \frac{\alpha u_0}{C_0} \cos(\omega t) = v_{oc} \cos(\omega t) \quad (3-23)$$

式(3-23)中 u_0 為懸臂樑上下擺動最大位移， v_{oc} 為壓電等效電路在開路時，所量測到之電壓振幅， C_0 、 u_0 、 v_{oc} 實驗上可以量測，因此可以反推力電耦合係數 α ，在此最重要假設有二，其一是在整體系統中，機械與電子之間是互相不會影響，換言之，在每個周期下等效壓電發電機所得到的電能遠小於懸臂樑上下振動的能量，另外，在整個能量汲取過程中，懸臂樑上下擺動的振幅為定值。

3.3.1 標準型介面電路

一般來說，不管是家用電器或是電腦週邊商品，幾乎都是需要直流電源來提供它們電力，但是從等效壓電發電機所產生的是餘弦波，是交流電能，若想將能量提供給家用電器或電腦週邊商品，勢必要將交流電源轉換成直流電源，所以需要整流電路，整流電路可分半波整流器、全波整流器以及橋式整流在此所使用的整流電路為橋式整流電路，其優點是不像前兩者需要中心抽頭，缺點是需要四顆二極體，但是二極體價格便宜，所以整體價格來看，較優於前面兩者，但是弦波經過橋式整流器後，並非完整直流，是只有正半週的餘弦波，為了使餘弦波轉換成直流，所以還需要濾波器，所以在橋式整流器後方並聯一個電容，其後方便接上負載，其等效電路如圖 3-3 所示：

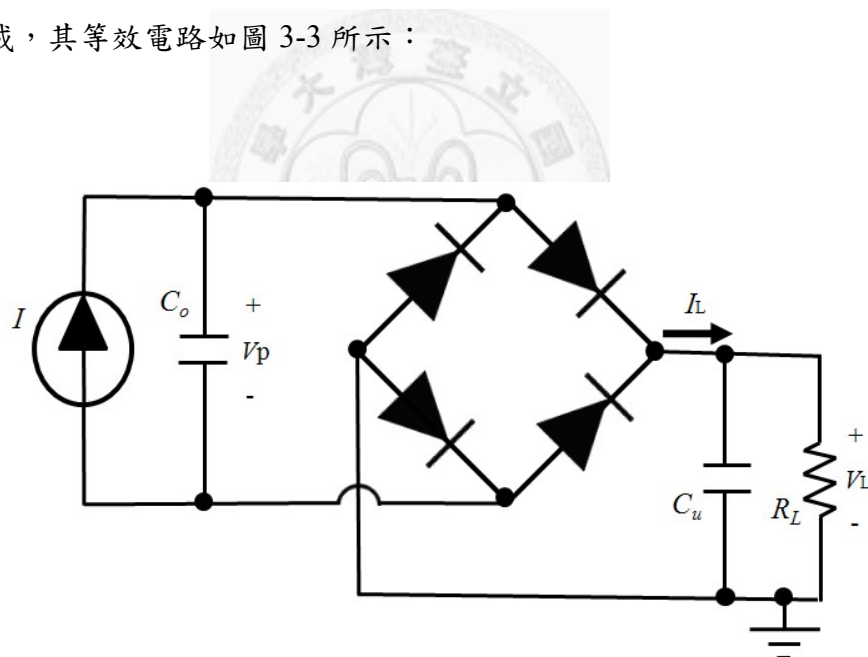


圖 3-3、標準型介面電路

為了在電路上分析方便，將等效壓電發電機化簡為一個電流源 I 並聯一個靜態電容 C_o ，而橋式整流器後方之濾波電容 C_u ，選擇較大的電容值其理由是使 RC

充放電時間增加，會使得輸出直流電壓 V_L ，趨近於理想直流，降低漣波效應。

其動作原理為當壓電發電機開始產生電流，電流會分別流過壓電之靜態電容與橋式整流器，再對電容 C_u 與負載 R_L 釋放能量，當電容 C_u 所儲存之電壓 V_L 等於壓電靜態電容之電壓 V_p ，則橋式整流器沒有足夠的順向壓降，二極體將會不導通，使得橋式整流瞬間開路，此後電容 C_u 之能量向負載 R_L 釋放能量，當電容之電壓 V_L 小於靜態電容之電壓 V_p ，當兩個電容之電壓差達到兩倍二極體的順向電壓降，此時，橋式整流器再次導通，其波形如圖 3-4 所示。

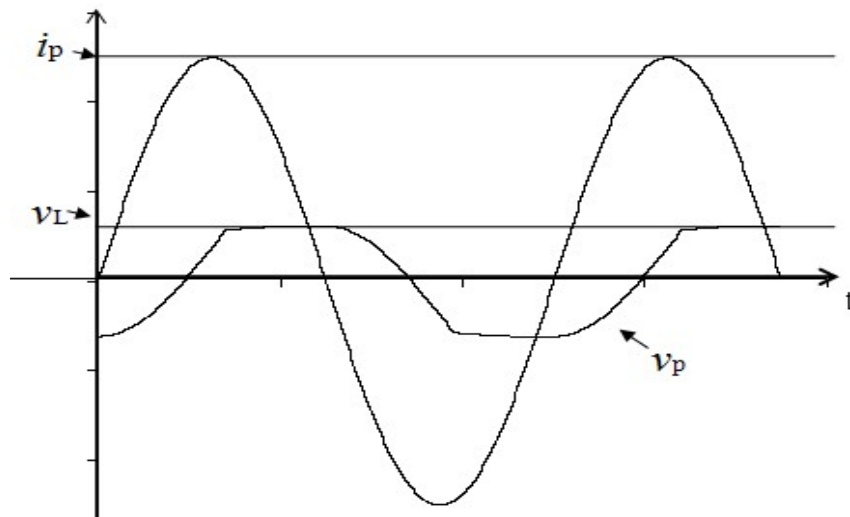


圖 3-4、標準型電路之波形

在穩定狀態下之平均流入電容值 C_u 之電流值為零，因此平均電流 I_L 為 V_L/R_L ，方程式(3-2)可以化簡為方程式(3-24)：

$$\frac{V_L}{R_L} = \alpha \frac{du}{dt} - C_o \frac{dV}{dt} \quad (3-24)$$

再將(3-24)式對半個週期積分，其中 V_L/R_L 、 α 、 C_o 都為常數，可以將這些常數移項至積分外部，可以得到方程式(3-25)，而積分後可以得到式(3-26)：

$$\frac{V_L}{R_L} \int_0^{T/2} dt = \alpha \int_0^{T/2} \frac{du}{dt} dt - C_o \int_0^{T/2} \frac{dV}{dt} dt \quad (3-25)$$

$$\frac{V_L}{R_L} \left(\frac{\pi}{\omega} \right) = 2\alpha u_o - 2C_o V_L \quad (3-26)$$

將式(3-26)整理後，可以得到負載電阻 R_L 之端電壓 V_L ，如式(3-27)所示，因此壓電發電機所輸出的功率為式(3-28)：

$$V_L = \frac{\alpha \omega u_o}{(C_o R_L \omega + \frac{\pi}{2})} R_L \quad (3-27)$$

$$P = \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{(\alpha \omega u_o)^2}{(C_o R_L \omega + \frac{\pi}{2})^2} R_L \quad (3-28)$$

若要得到最佳負載下之最大輸出功率，對式(3-28)之 R_L 微分，如(3-29)所示：

$$\frac{dP}{dR_L} = 0 \quad (3-29)$$

因此可以得到最佳負載以及最大輸出功率[13](3-30)、(3-31)：

$$R_{L,max} = \frac{\pi}{2\omega C_o} \quad (3-30)$$

$$P_{max} = \frac{(\alpha u_o)^2 \omega}{2\pi C_o} \quad (3-31)$$

3.4 同步式切換電路

3.4.1 SSHI-P (Synchronized Switch Harvesting on Inductor-Parallel)

並聯式 SSHI 電路主要是由功率開關 MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect transistor) S 與電感 L 串聯再與壓電等效電流源以及橋式整流器並聯，從電流源產生交流電 I 流經過橋式整流器後，再儲存至電容 C_u 與負載 R_L 中如圖 3-5 所示，假設電容值 C_u 極大，假設電容 C_u 與負載 R_L 之時間常數遠大於振動週期，因此使得輸出電壓 V_L 與電容值 C_u 之大小無關。

SSHI-P 電路之動作原理為當壓電靜態電容 C_0 之電壓大於輸出電壓 V_L 時，壓電發電機所產生之交流電會流經過橋式整流器之後，釋放至電容 C_u 以及負載電阻 R_L 如圖 3-6-1 所示，而當輸出電壓 V_L 大於或等於壓電靜態電容 C_0 之電壓，橋式整流器將會截止不導通如圖 3-6-2，而功率開關 S 導通時間是在當等效質量塊 M 位移量達至最大(U)或最小($-U$)時，其餘的時間功率開關都不導通，當開關導通時會產生了 LC 諧振，壓電電壓會瞬間極性翻轉，從最大電壓馬上降至最小電壓，電路動作原理圖如 3-6-3 所示，在此翻轉過程，不是非常完美，因為有 LC 諧振的關係，導致翻轉不是線性而是非線性，因此這暗示了會產生些許的損失，功率開關 S 導通時間被靜態電容 C_0 與電感 L 所決定，其關係式為(3-32)式，在此為了將極性翻轉所造成的能量損失量化，因此定義出 γ 與 Q_1 ，而 γ 為翻轉係數，其定義為(3-33)式， Q_1 為電路之品質因數[14-17]，如式(3-34)其質量塊位移與壓電靜態電容 C_0 波形如圖 3-7：

$$\Delta t = \pi\sqrt{LC_0} \quad (3-32)$$

$$\gamma = e^{-\pi/2Q_1} \quad (3-33)$$

$$Q_1 = \frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (3-34)$$

(3-34)式所示， r 為電感之等效串聯電阻。

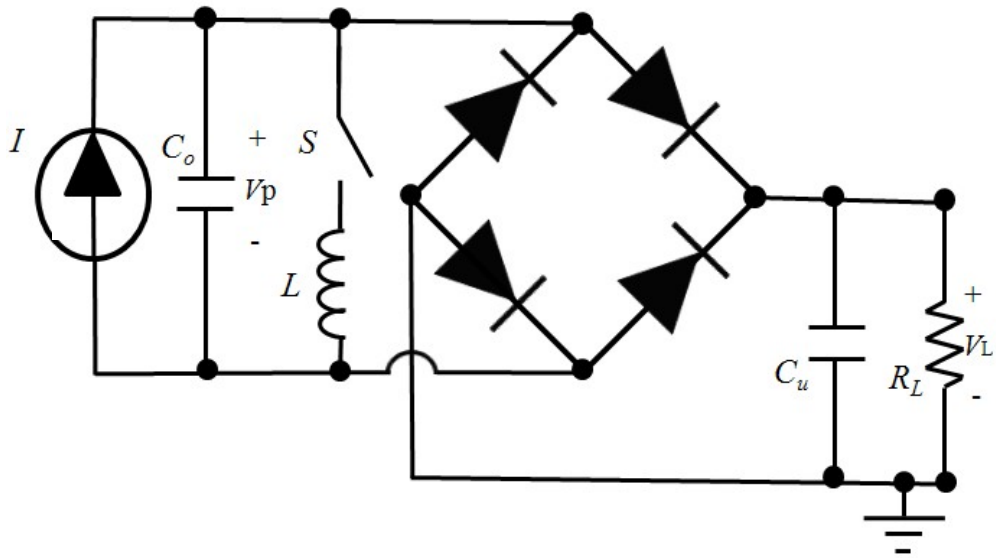


圖 3-5、並聯式同步切換開關電路(SSHI-P)

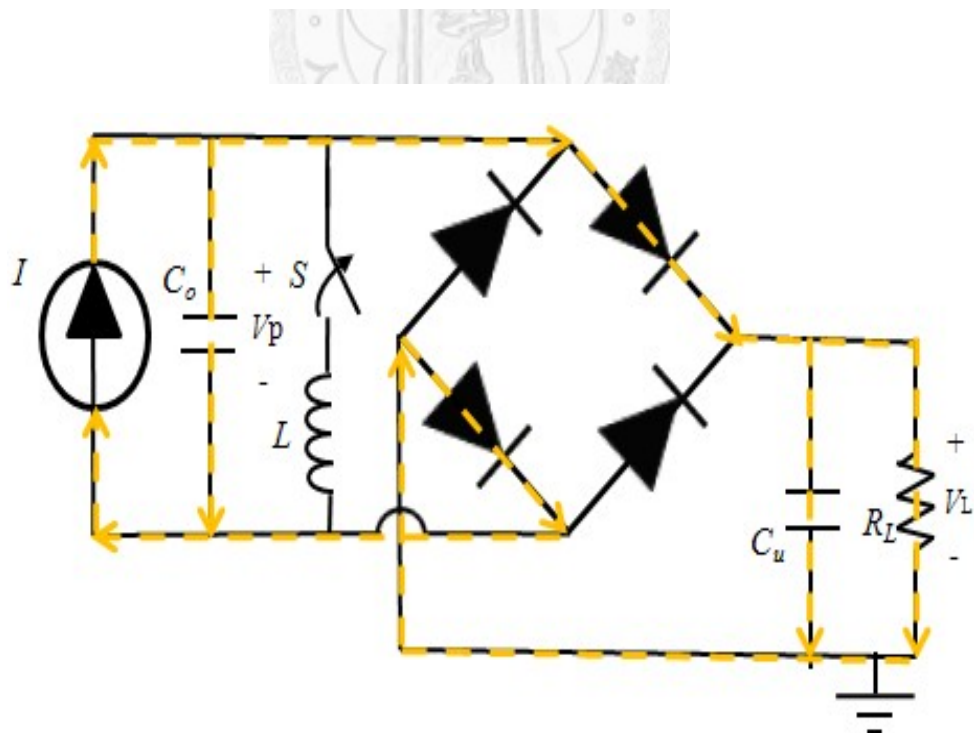


圖 3-6-1、功率開關 S 截止時之電流 I 流動方向

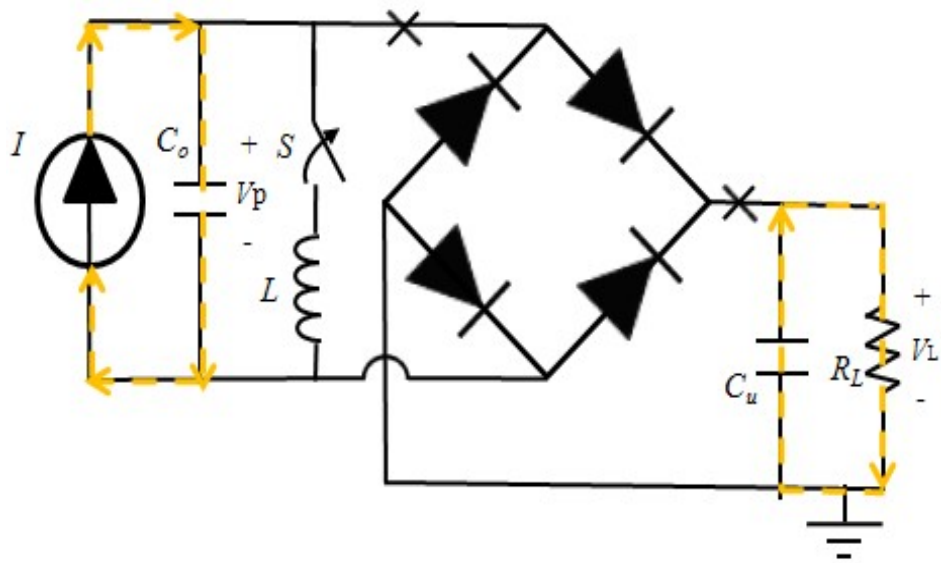


圖 3-6-2、橋式整流器截止時電路之動作

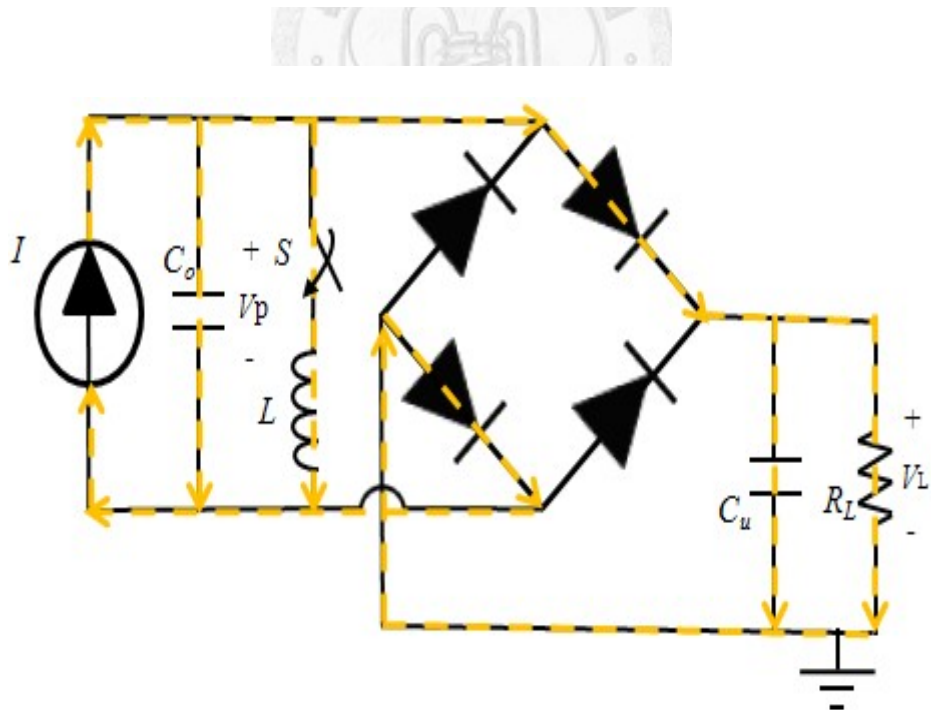


圖 3-6-3、功率開關 S 導通時之電流 I 流動方向

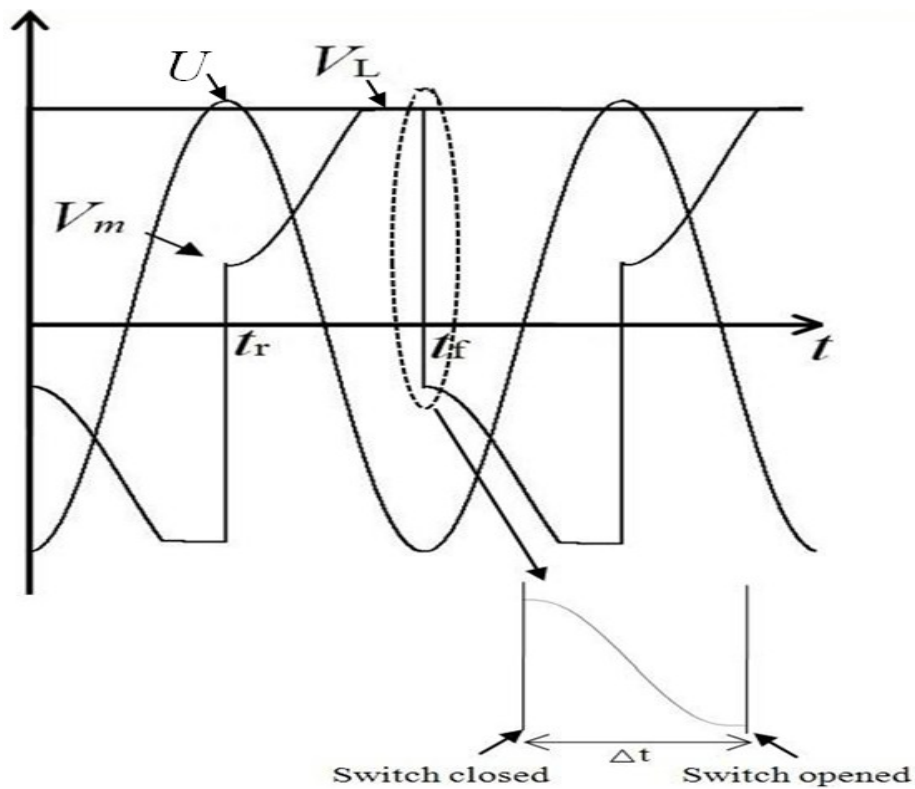


圖 3-7、等效質量塊位移與壓電電壓之波形圖

利用 Q_1 來描述 V_L 與 V_m 之間的關係，方程式(3-35)說明了在開關瞬間，壓電電壓極性翻轉之特性，再次將(3-2)式對時間 $t_r^+ \sim t_f$ 積分，假設流進電容值 C_u 之平均電流為零，將(3-35)設定為初始條件[18]，因此可以得到(3-36)式：

$$V_m = -V_L e^{-\pi/2Q_i} = -\gamma V_L \quad (3-35)$$

$$\frac{V_L}{R_L} \int_{t_r^+}^{t_f} dt = \alpha \int_{t_r^+}^{t_f} du - C_o \int_{t_r^+}^{t_f} dV \quad (3-36)$$

因此可以得到輸出電壓 V_L 與最大位移振幅 U 之間關係式，如方程式(3-37)所示，平均輸出功率 P 如(3-38)所示：

$$V_L = \frac{2\alpha\omega UR_L}{\pi + (1 - e^{-\pi/2Q_i})\omega R_L C_o} \quad (3-37)$$

$$P = \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{4(\alpha U\omega)^2 R_L}{(\pi + C_o R_L \omega (1 - e^{-\pi/2Q_i}))^2} \quad (3-38)$$

將方程式(3-38)對負載 R_L 微分，得到最佳負載(3-39)所示，再將(3-39)代回(3-38)式，可以得到最大輸出功率如(3-40)式所示：

$$R_{L,max} = \frac{\pi}{\omega C_o (1 - e^{-\pi/2Q_i})} \quad (3-39)$$

$$P_{max} = \frac{\omega(\alpha U)^2}{\pi C_o (1 - e^{-\pi/2Q_i})} \quad (3-40)$$

從(3-33)以及(3-34)式可以知道都與電路之品質因素 Q_i 有關，假如 Q_i 遠大於 $\pi/2$ ，最大輸出功率 P_{max} 將會與品質因素 Q_i 成比例，因此根據(3-40)只要品質因素 Q_i 愈大輸出最大功率 P_{max} 將會愈大。但實際上品質因素 Q_i 是被電感的銅損與鐵損所限制，因此品質因素 Q_i 不可能無限大，所以若要使品質因素 Q_i 大相對的在電感上的損失就要小，在挑選電感時需要注意。

3.4.2 SSHI-S (Synchronized Switch Harvesting on Inductor-series)

串聯式 SSHI 電路與並聯式 SSHI 電路與動作原理非常相似，兩者不同的是現在是將功率開關 S 與電感串聯再和壓電等效電流源 I 串聯如圖 3-8 所示，而功率開關 S 在大部分的時間都是截止造成電路呈現開迴路，當輸出電壓 V_L 大於或等於壓電靜態電容之電壓 V_p ，也會造成電路呈現開迴路，如圖 3-9-1 所示：

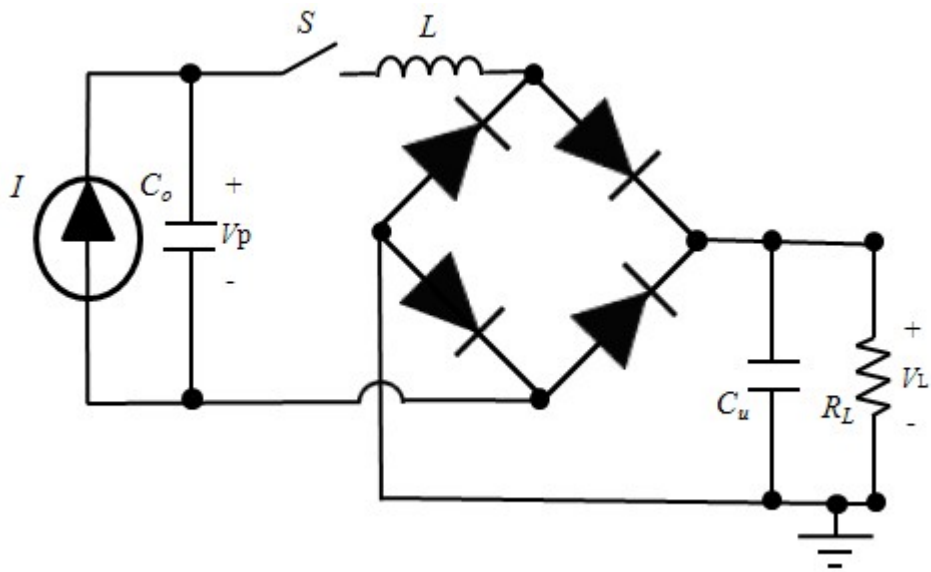


圖 3-8、串聯式同步切換開關電路

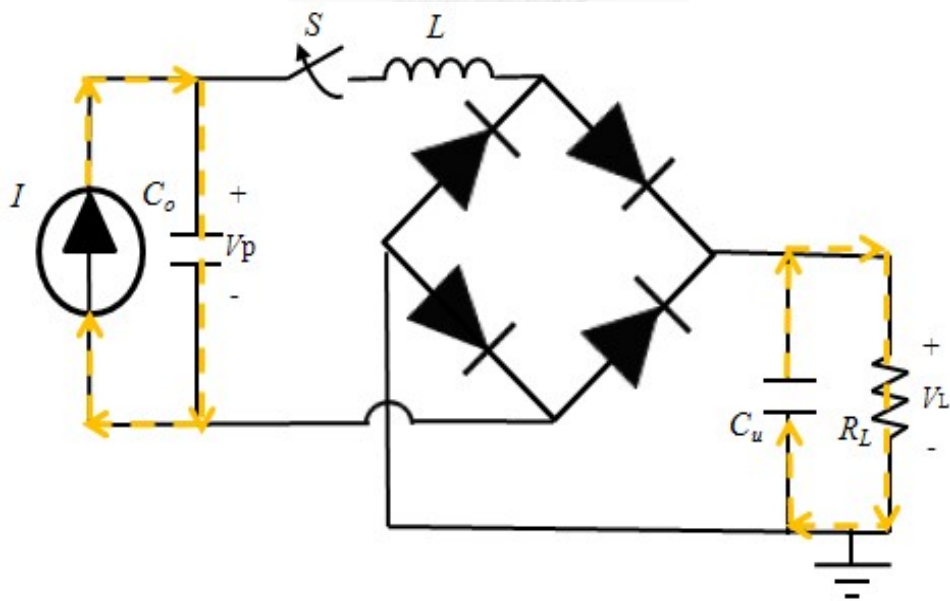


圖 3-9-1、功率開關以及橋式整流器截止時之電流 I 流動方向

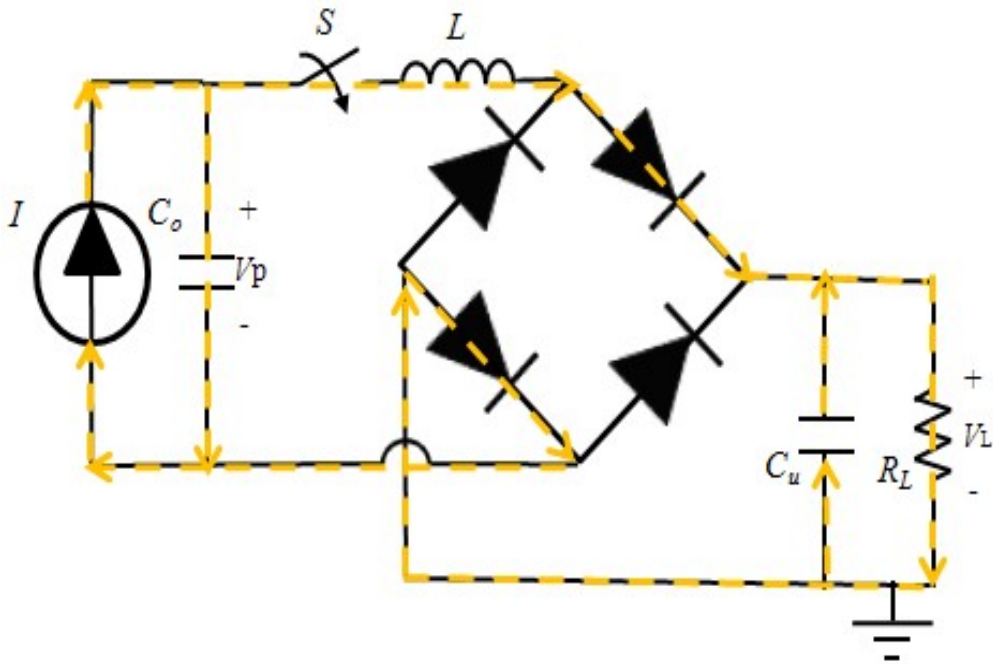


圖 3-9-2、功率開關導通時之電流 I 流動方向

當功率開關 S 導通時刻，是在等效質量塊之位移在最大(U)或最小($-U$)，此刻形成 LC 諧振等效電流源 I 將流過橋式整流器再流向電容 C_u 與負載 R_L 如圖 3-9-2，電路等效質量塊之位移與壓電靜態電容之電壓 V_p 波形如圖 3-10 所示，為了描述壓電電壓 V_p 在極性翻轉前後，再次將品質因數 Q_1 導入，將可以得到方程式(3-41)，將方程式(3-2)半個週期 $t_i^+ \sim t_f$ 時間做積分，因此可以得到方程式(3-42)，此處需要注意半個週期 $t_i^+ \sim t_f$ ，功率開關 S 是截止，因此沒有電流流過橋式整流器，(3-42) 又可以簡化成(3-43)式，最後可以得到壓電電壓波形極性翻轉前後之電壓 V_M 、 V_m 與輸出電壓 V_L 之間的關係式[10]，如式(3-44)所示：

$$V_m + V_L = e^{\frac{-\pi}{2Q_1}}(V_M - V_L) = \gamma(V_M - V_L) \quad (3-41)$$

$$\int_{t_i^+}^{t_f} I dt = \alpha \int_{t_i^+}^{t_f} du - C_o \int_{t_i^+}^{t_f} dV \quad (3-42)$$

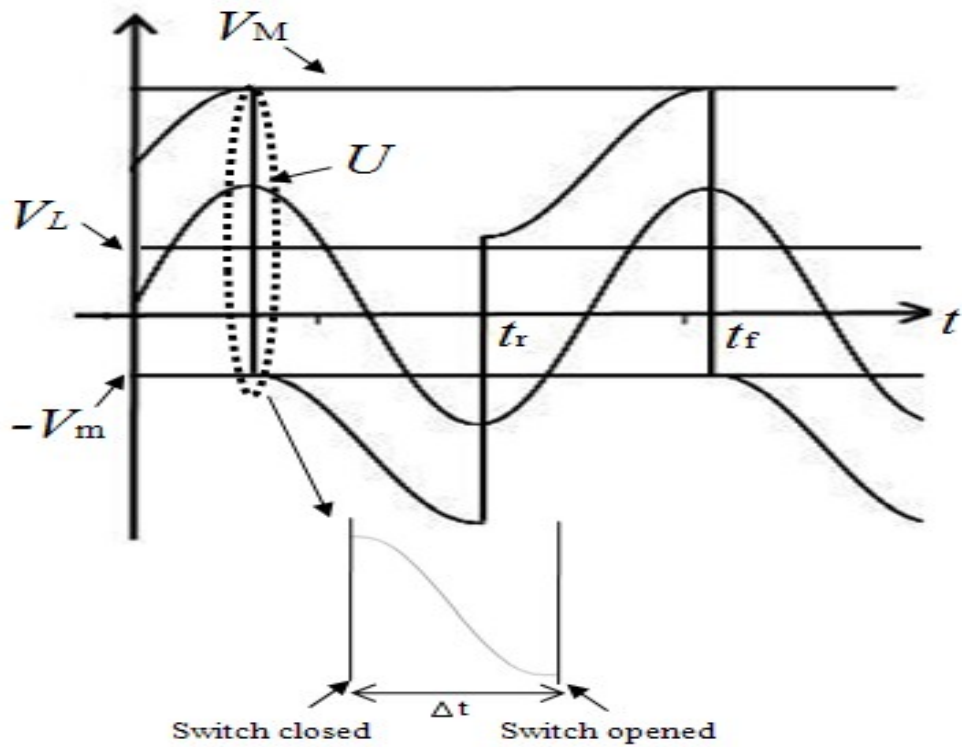


圖 3-10、等效質量塊位移與壓電電壓之波形圖

$$\alpha \int_{t_r}^{t_f} du = C_o \int_{t_r}^{t_f} dV \quad (3-43)$$

$$V_M - V_m = \frac{2\alpha}{C_o} U \quad (3-44)$$

若要利用(3-43)式和(3-44)式得到輸出電壓 V_L 與位移之間關係式，還需要一個方程式，利用壓電靜態電容在功率開關 S 導通時，壓電電壓在翻轉前後電壓 V_M 、 V_m 與輸出電壓 V_L 之間的關係，如方程式(3-45)所示：

$$V_L \int_{t_r}^{t_f} I dt = C_o V_L (V_M + V_m) = \frac{\pi}{\omega R_L} V_L^2 \quad (3-45)$$

將(3-43)、(3-44)、(3-45)進行聯立方程式，最終可得輸出電壓 V_L 與位移之間關係式，如方程式(3-46)，而輸出功率為(3-47)式：

$$V_L = \frac{2\alpha\omega(1+e^{-\pi/2Q_i})UR_L}{\pi(1-e^{-\pi/2Q_i})+2\omega C_o R_L(1+e^{-\pi/2Q_i})} \quad (3-46)$$

$$P = \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{(2\alpha\omega(1+e^{-\pi/2Q_i})U)^2}{(\pi(1-e^{-\pi/2Q_i})+2\omega C_o R_L(1+e^{-\pi/2Q_i}))^2} R_L \quad (3-47)$$

若要得到最大輸出功率，對(3-47)負載 R_L 微分，因此可以得到最佳負載(3-48)，將(3-48)式代回(3-47)式，可以得到最大輸出功率(3-49)式：

$$R_{L,max} = \frac{\pi(1-e^{-\pi/2Q_i})}{2\omega R_L(1+e^{-\pi/2Q_i})} \quad (3-48)$$

$$P_{max} = \frac{\omega(\alpha U)^2 (1+e^{-\pi/2Q_i})}{2\pi C_o (1-e^{-\pi/2Q_i})} \quad (3-49)$$

3.5 功率消耗

在能量傳輸過程中，需要注意的是壓電發電機將振動機械能轉換成電能並非完全地轉換。為了方便計算將將機械中物理量類比成電學中物理量，將機械所產生的力(force)類比為電學中的電壓(voltage)，而機械在運動中單位時間所變動的位移量(velocity)類比為電學中的電流(current)，所以機械在振動時，所產生之功率為單位時間力與速度之乘積取積分，其方程式如(3-50)所示：

$$P_{\text{mech}} = -\frac{1}{T} \int F \dot{x} dt \quad (3-50)$$

上式中 P_{mech} 為機械所產生之功率， T 代表一週期之時間， F 代表機械所產生之力， \dot{x} 代表機械之速度。

根據能量守恆定律可知輸入功率會等於電子元件功率損耗與輸出功率，其等效方程式如(3-51)所示：

$$P_{\text{in}} = P_{\text{Loss}} + P_{\text{o}} \quad (3-51)$$

其中 P_{in} 為輸入功率， P_{Loss} 為電子元件之功率損耗， P_{o} 為輸出功率。

電子元件之功率損耗可細分為功率開關之損耗 P_{switch} 、電感損耗 P_{ind} 、二極體損耗 P_{diod} ，如方程式(3-52)所示：

$$P_{\text{Loss}} = P_{\text{switch}} + P_{\text{ind}} + P_{\text{diod}} \quad (3-52)$$

功率開關損耗為在單位時間流過功率開關之電流的平方與順向導通電阻乘積取積分，如方程式(3-53)，電感損耗為在單位時間流過電感之電流的平方與內電阻乘積取積分，如方程式(3-54)，二極體損耗為在單位時間流過負載電容以及負載之電流和與二極體之順向電壓乘積取積分，如方程式(3-55)所示：

$$P_{\text{switch}} = \frac{1}{T} \int R_{\text{DS}} I^2(t) dt \quad (3-53)$$

$$P_{\text{ind}} = \frac{1}{T} \int R_x I^2(t) dt \quad (3-54)$$

$$P_{\text{diod}} = \frac{1}{T} \int V_F \left[C_u \dot{V}_L(t) + \frac{V_L(t)}{R_L} \right] dt \quad (3-55)$$

其中 R_{DS} 為功率開關順向導通電阻、 R_x 為電感之內電阻、 V_F 為二極體之順向導通電壓。

輸出功率 P_o 為單位時間負載端電壓之平方除以負載電阻取積分[19]，如方程式(3-56)所示：

$$P_o = \frac{1}{T} \int \frac{V_L^2(t)}{R_L} dt \quad (3-56)$$



第四章 實驗結果

4.1 實驗架構

本論文所談及能量汲取技術是將振動機械能轉換成電能儲存至儲能裝置中，主要以懸臂樑擺動為振動機械能，再透過放置在懸臂樑上的壓電薄板，壓電薄板放置於懸臂樑之末端，利用壓電材料之正壓電效應將振動機械能轉換成電能，在利用電力電子方式將能量儲存至儲能元件，而實驗架構如圖 4-1 所示：

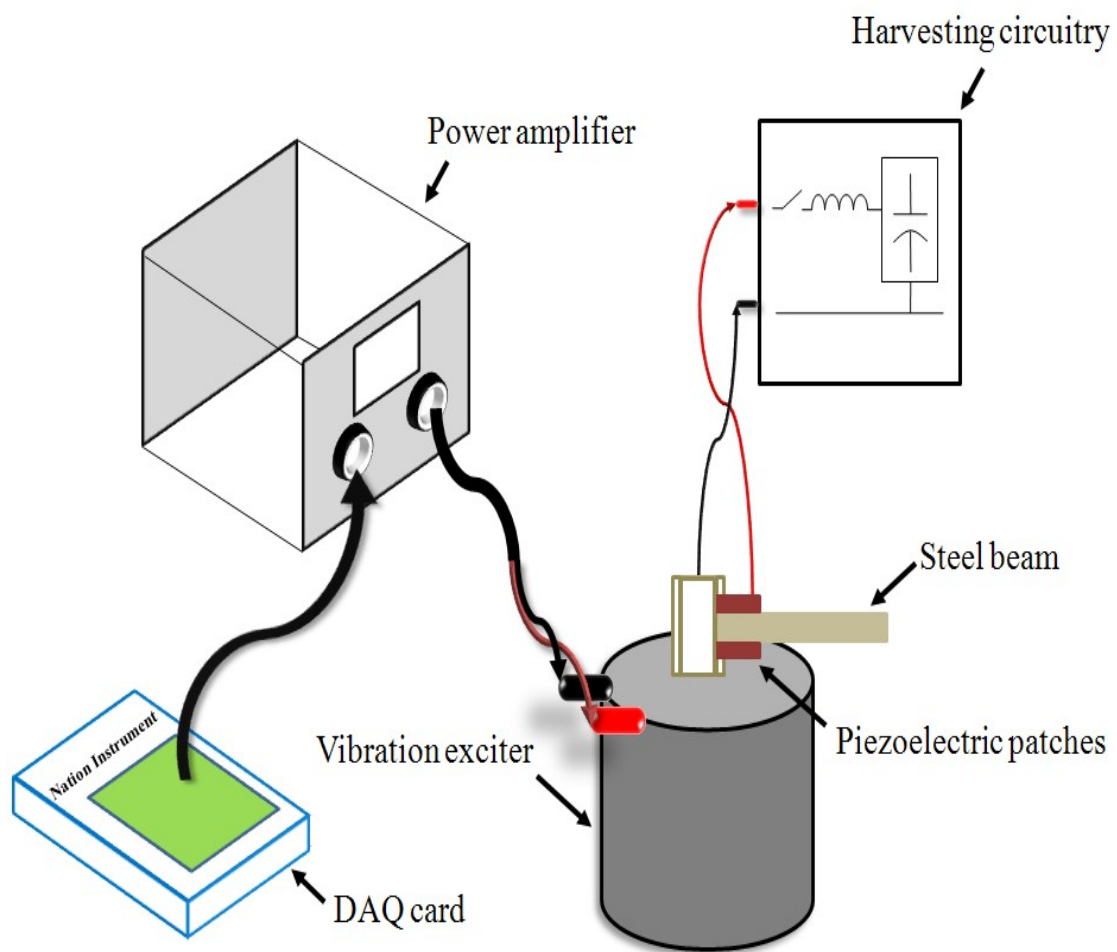


圖 4-1、汲取能量實驗架構

4.2 壓電薄板與懸臂樑之參數量測

壓電材料天生之阻抗特性與電容相似，欲測量測壓電材料之靜態電容，必須利用阻抗分析儀量測之，本實驗使用的阻抗分析儀為 Agilent 4294A Precision Impedance Analyzer，而壓電薄板以及懸臂樑之尺寸，如表 4-1 所示，實驗結果如圖 4-2 所示：

	懸臂樑	壓電薄板
材料	Cold-rolled annealed 1095 spring steel	PSI-5A4E
尺寸	182mm × 95mm × 1.8525mm	15mm × 5mm × 0.508mm
數量	1	2

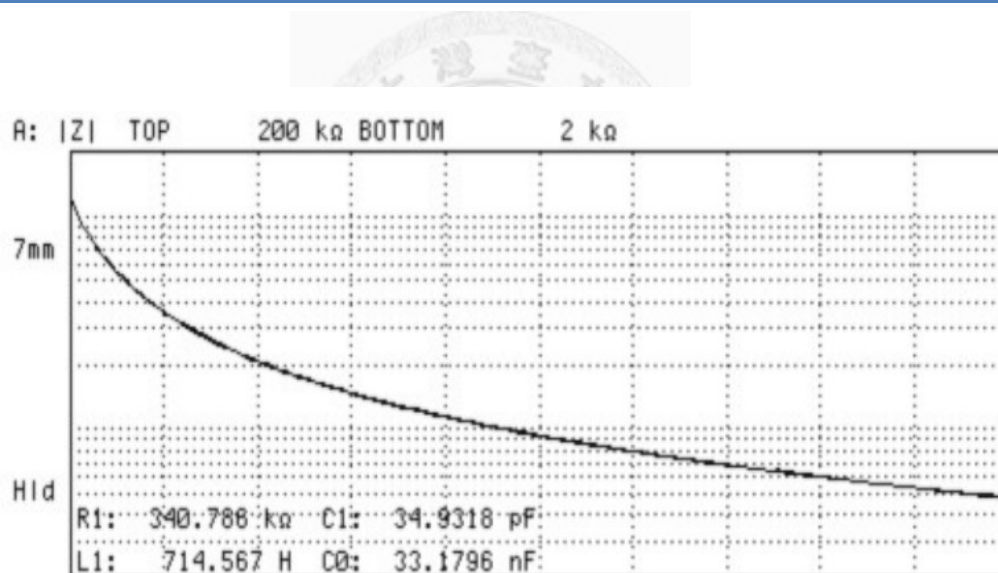


圖 4-2、壓電薄板之靜態電容

整體系統之各項參數整理於表 4-2，表中， f_{open} 為壓電開迴路時之共振頻率，如圖 4-3 所示， f_{short} 為壓電閉迴路時之共振頻率，如圖 4-4 所示， ξ 為壓電開迴路時之阻尼係數， C_0 為壓電之靜態電容， γ 為壓電開迴路時之電壓與位移比值， k^2 為機電耦合係數之平方， α 為機電比例， K 為等效系統之勁度， M 為等效系統之

質量， D 為等效系統之阻尼。

表 4-2、系統參數				
f_{short}	f_{open}	ξ	C_o	γ
43.3Hz	43.1Hz	0.28225	33nF	326666.6Vm ⁻¹
k^2	α	K	M	D
0.001337	0.01078NV ⁻¹	263385.6Nm ⁻¹	3.59g	Nm ⁻¹ s ⁻¹

圖 4-3 以及 4-4 分別為整體系統上之壓電片為開與閉迴路下之頻率響應圖，開迴路之共振頻率必定大於閉迴路之共振頻率，原因是壓電片在閉迴路時，靜態電容會被短路掉，根據電路學定義，時間常數為 $1/2\pi\sqrt{LC}$ ，因此電容值愈小，會使得時間常數愈小，相反的頻率會愈大，因此壓電之開迴路頻率必定大於壓電之閉迴路頻率。

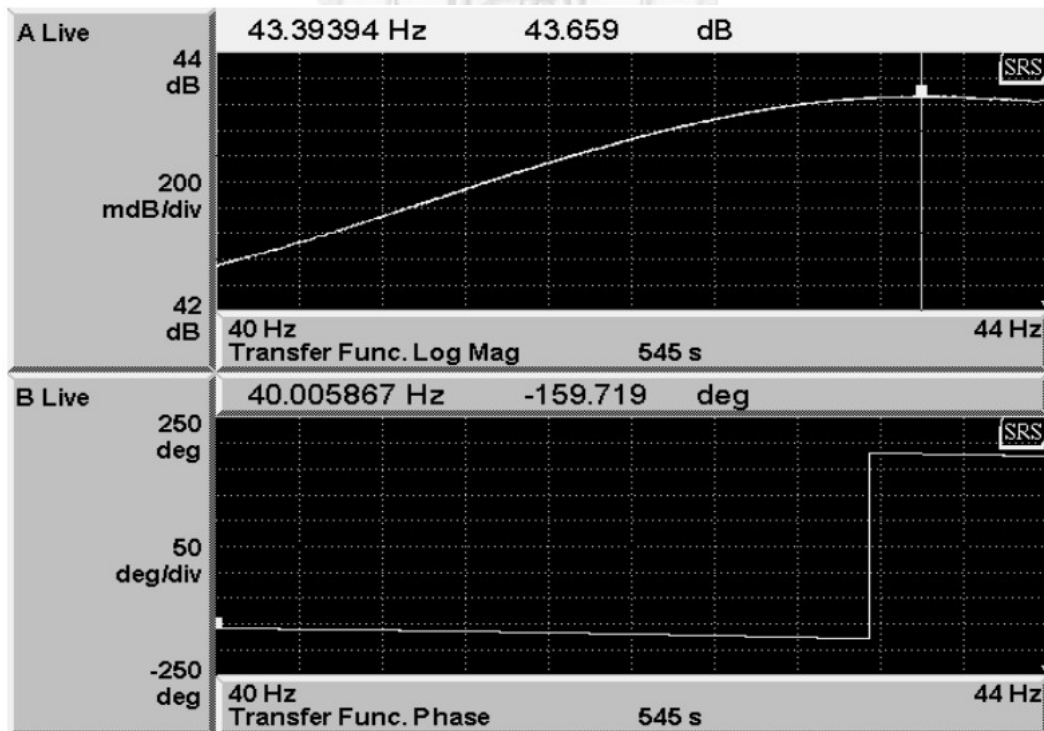


圖 4-3、開迴路之共振頻率

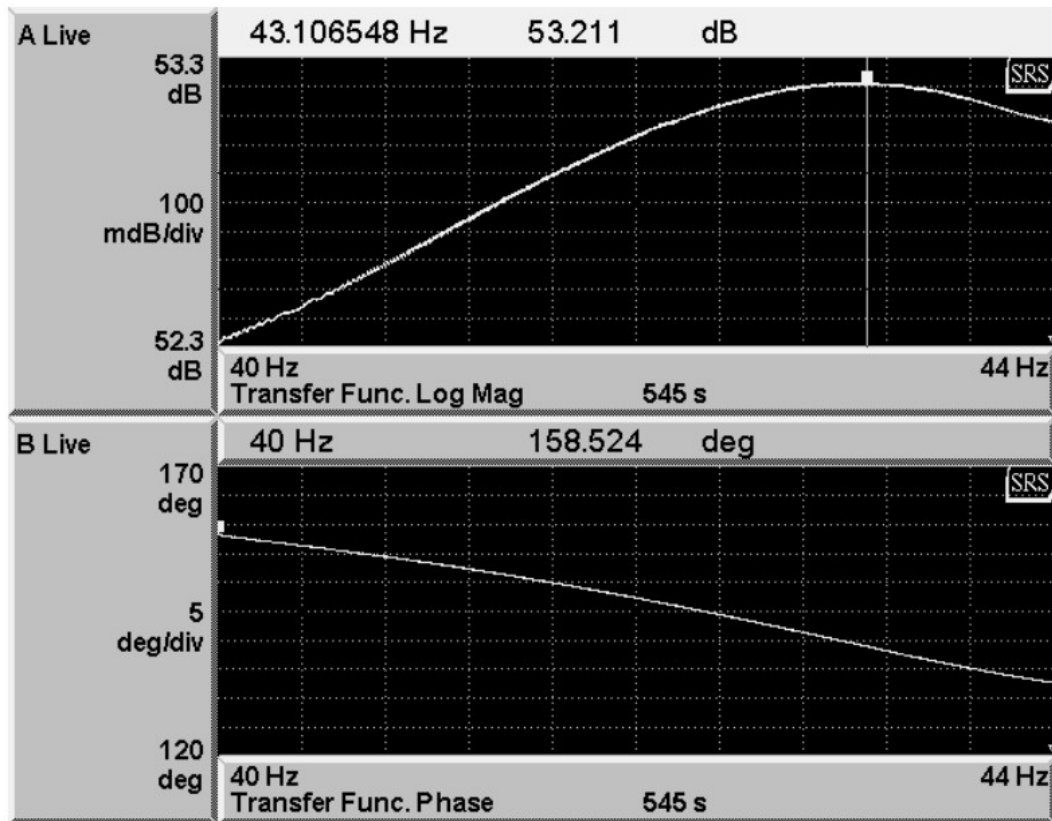


圖 4-4、閉迴路之共振頻率

經過校正後，可以知道整體系統之第一共振頻率在 43Hz，因此將系統操作在 43Hz 下，使得壓電薄板受到懸臂樑之最大應變而使壓電表面產生最多電荷，也使得汲取到最多能量。

半主動式開關切換電路最重要的操作因子，是如何決定電路上功率開關之開關時間，開關時間決定於壓電薄板之靜態電容與電路上之電感值大小。實驗結果 SSHI-S 之各電壓波形，如圖 4-5 所示：

其中黃色波形(ch1)為負載電容上之電壓，因為 RC 充放電特性，會使得輸出直流電壓上出現漣波(ripple)，藍色波形(ch2)為壓電靜態電容之波形，紫色(ch3)為輸入電流波形，當時間尺度(time scale)放大，如圖 4-6 所示：

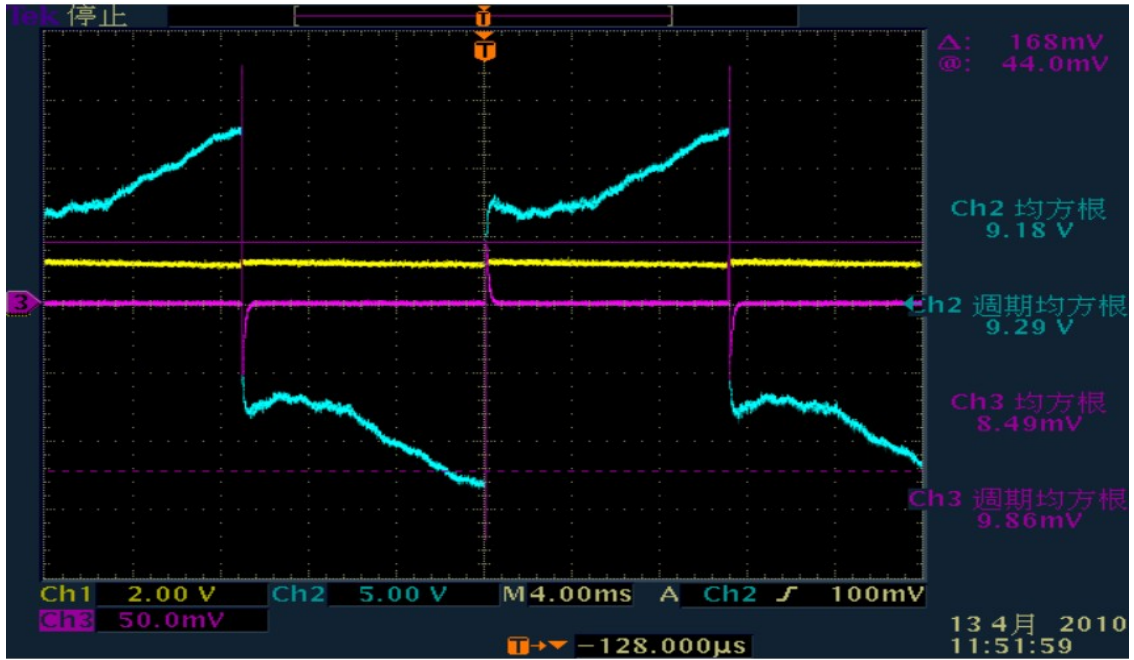


圖 4-5、SSHI-S 之電壓波形

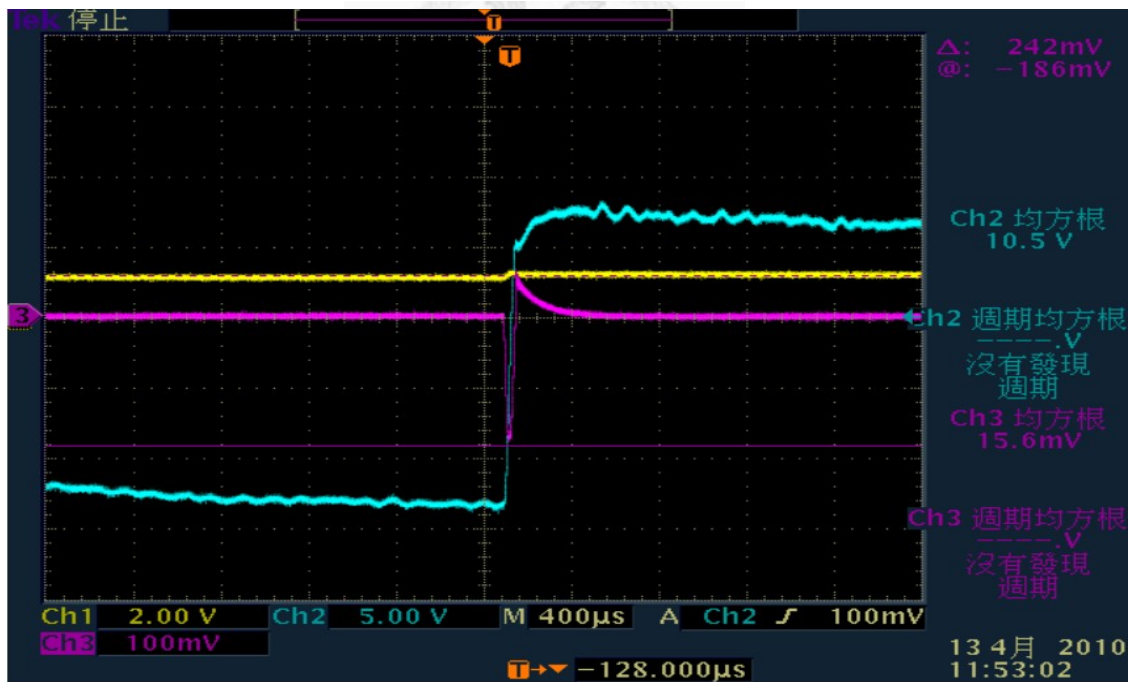


圖 4-6、SSHI-S 之電壓波形(時間尺度放大)

可以看到電流在功率開關截止時，沒有完全降為零，原因是二極體在瞬間截止時會需要逆向恢復時間(reverse recover time)，因此電流會逆向回流而在此造成損失。也可清楚看到壓電電壓波形並非在開關導通瞬間產生極性翻轉，而是需要經過一個 LC 諧振時間才會完成此現象。文中所提到功率開關時間與壓電電壓波

形之比較，如圖 4-7 所示，綠色波形為控制功率開關之脈衝訊號，時間為半個週期之諧振頻率所決定，為 $\pi\sqrt{LC_0}$ 。



圖 4-7、壓電波形與控制功率開關之波形

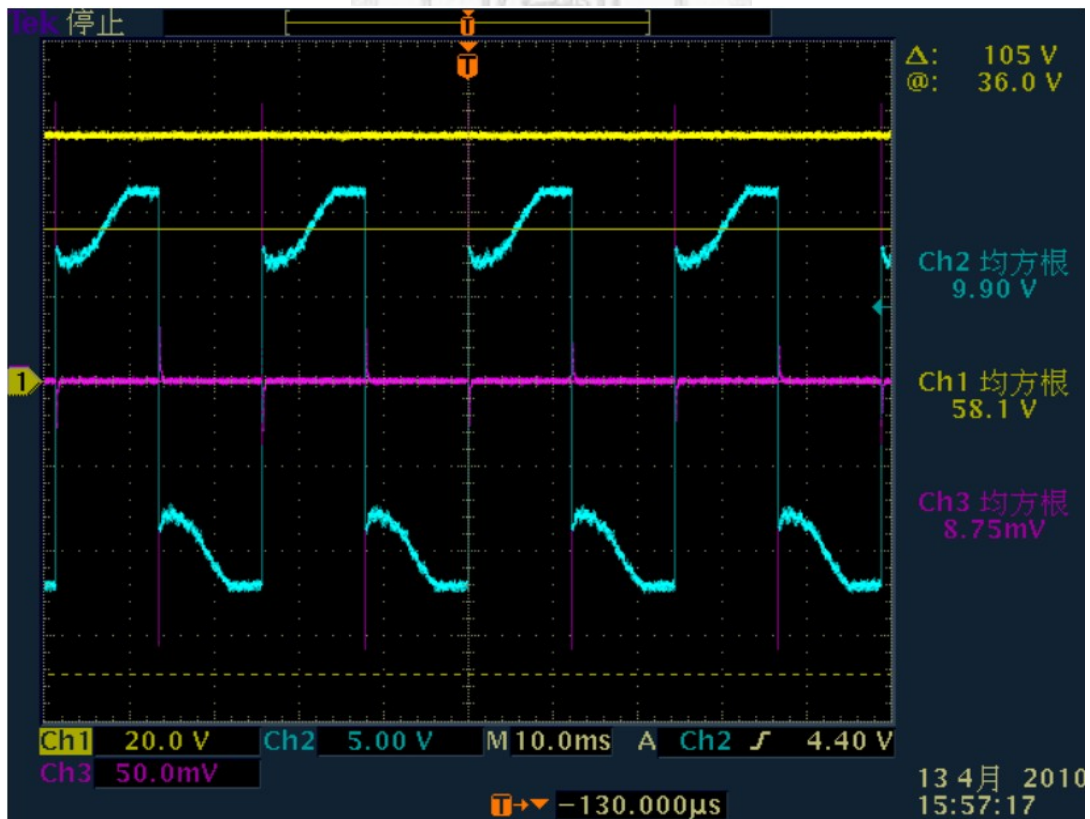


圖 4-8、SSHI-P 之電壓波形

黃色(ch1)、藍色(ch2)、紫色(ch3)波形分別負載電容電壓、壓電電壓、輸入電流，與 SSHI-S 之電壓波形比較，首先可看到 SSHI-P 負載電容電壓比 SSHI-S 負載電容電壓高出許多，此原因為並聯諧振電路具有升壓之效果，再比較兩電路之壓電電壓波形，可看到 SSHI-P 之壓電電壓波形以指數型式達到最高峰或最低峰所需要的時間較為短，理想壓電電壓波形類似方波訊號，實際上，都會有功率損耗在電路上，此損耗會表現在壓電電壓波形上，以指數形式達到負載電容電壓值，所以此過程之時間越短，代表電路之損耗也較小。

圖 4-9 為 SSHI-S 為輸出功率與阻抗圖，圖 4-10 為 SSHI-P 為輸出功率與阻抗圖。

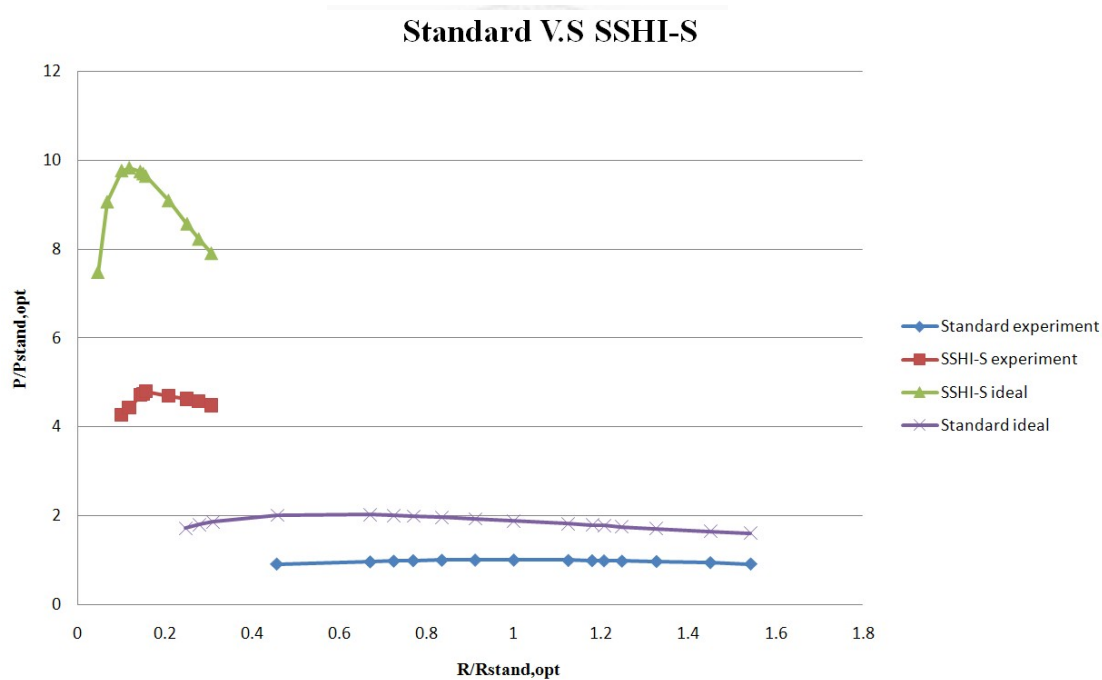


圖 4-9、SSHI-S 輸出功率與阻抗圖

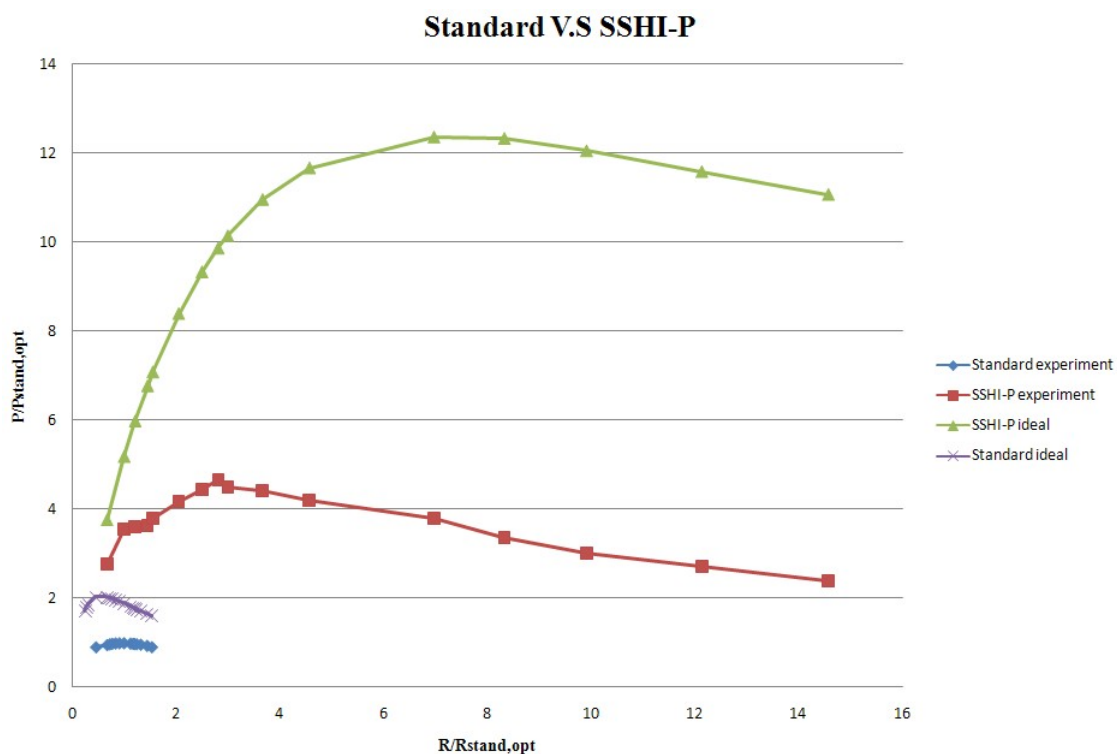


圖 4-10、SSHI-P 輸出功率與阻抗圖

由以上實驗可得知，切換電路提升了輸出功率，但是切換電路之實驗值卻與理論值有差距，因此推測切換電路的損失大幅提升，使得理論值與實驗值有了差距，本章節最後一部分將會對損失進一步的探討。

4.3 高頻能量之量測

在汲取能量過程中，整體結構會產生出相當大的噪音，聲音是能量一種表現方式，在實驗過程中會認為系統部分能量會散發至空氣之中[20]。而量測高頻能量之實驗架構圖，如圖 4-11 所示，訊號分析流程圖，如圖 4-12 所示：

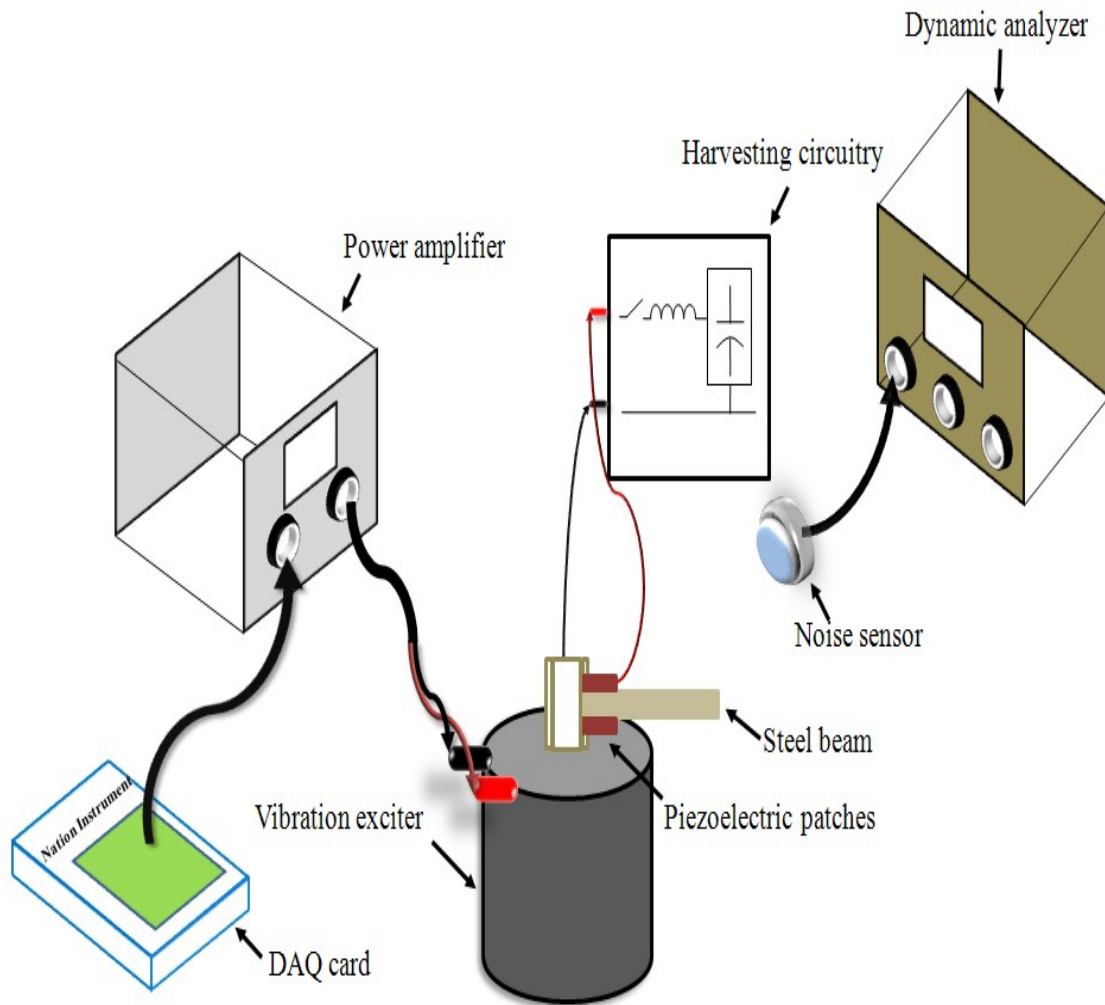


圖 4-11、高頻能量量測之實驗架構圖

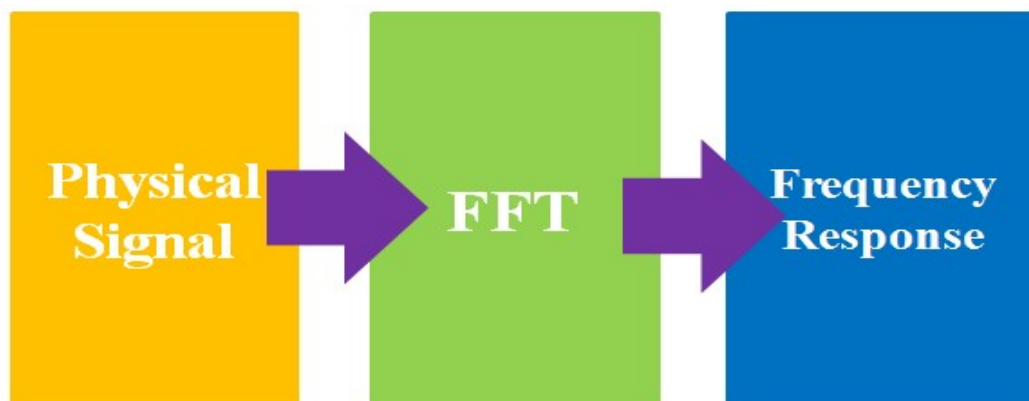


圖 4-12、訊號分析流程圖

在面對一未知的訊號，從時間域上是看不出任何端謎，必須從頻率域上找出問題點，因此使其透過噪音感測器再將訊號傳送至動態分析儀上，而得到訊號之頻率響應，如圖 4-13 所示：

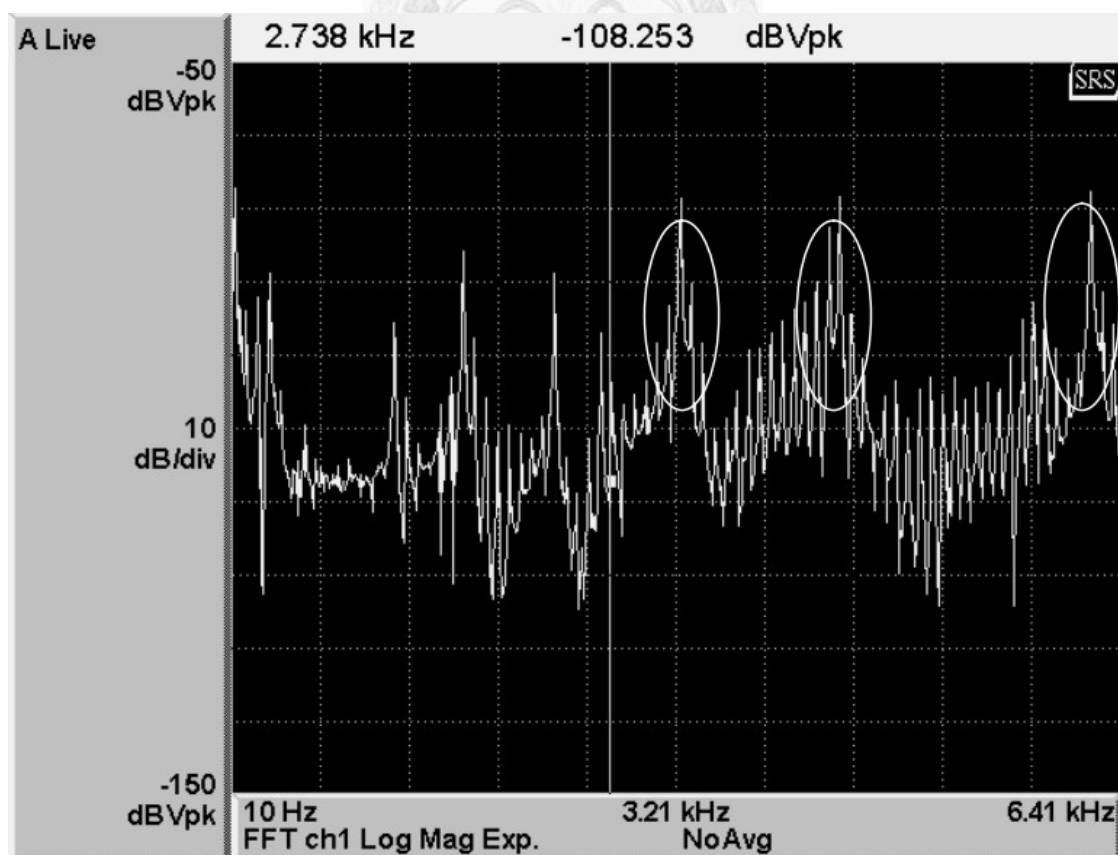


圖 4-13、高頻訊號之頻率響應圖

從上圖可以看到在頻率 3.2k、4.3k、6.2kHz 出現相對高的能量，因此認為高頻訊號是由懸臂樑所產生出來的，那要如何證明高頻訊號是由懸臂樑所產生，相同地，利用動態分析儀量測懸臂樑之頻率響應，如圖 4-14 所示：

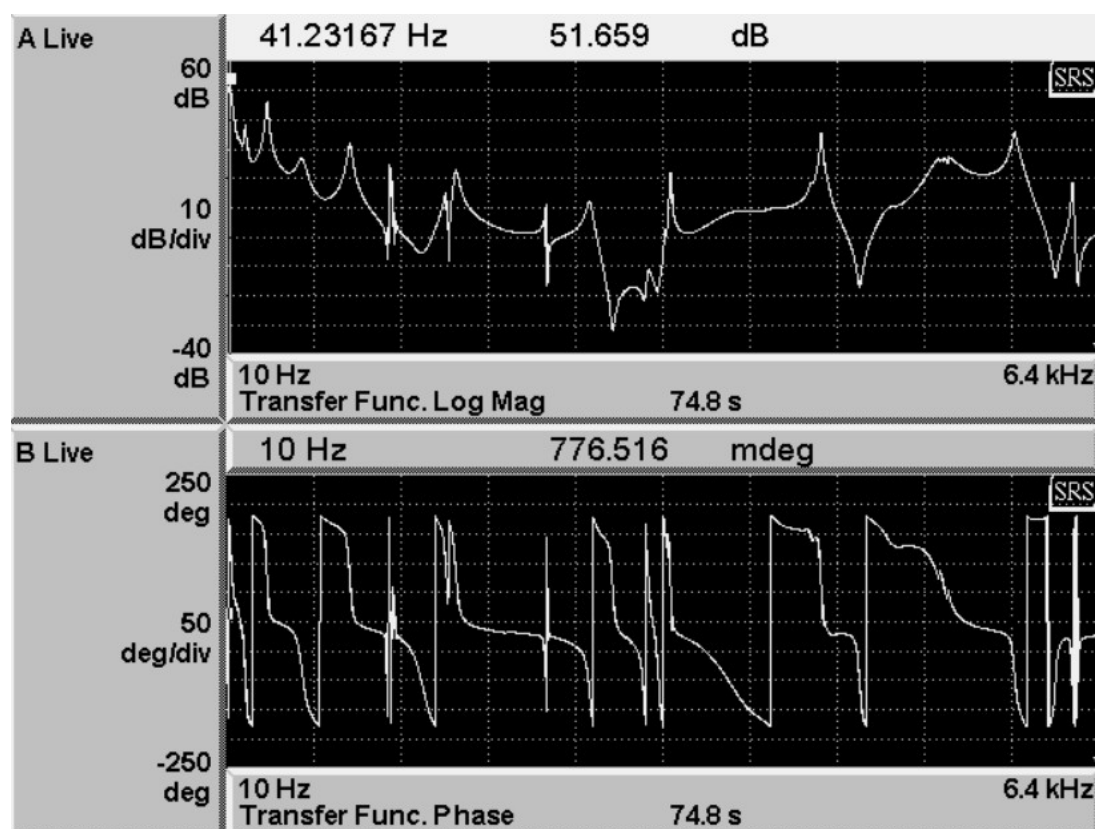


圖 4-14、懸臂樑之頻率響應圖

圖 4-14 上半部為懸臂樑之增益頻率響應圖，下半部為懸臂樑之相位頻率響應圖，從懸臂樑增益響應圖可以知道在每個峰值都代表懸臂樑之極點，而極點則代表懸臂樑之共振頻率，在相位頻率響應圖所呈現的是每次遇到極點，相位都會下降 90 度，因為受限於動態分析儀之視窗尺寸大小，而相位下降到某一特定相位，儀器將會使數據流向將往上移動，往上移動至某一特定相位，數據將往下移動。為了證明高頻能量為懸臂樑所產生，所以將懸臂樑之增益頻率響應圖與噪音之頻譜圖互相重疊，如圖 4-15 所示，縱軸為無因次化大小值，橫軸為頻率。

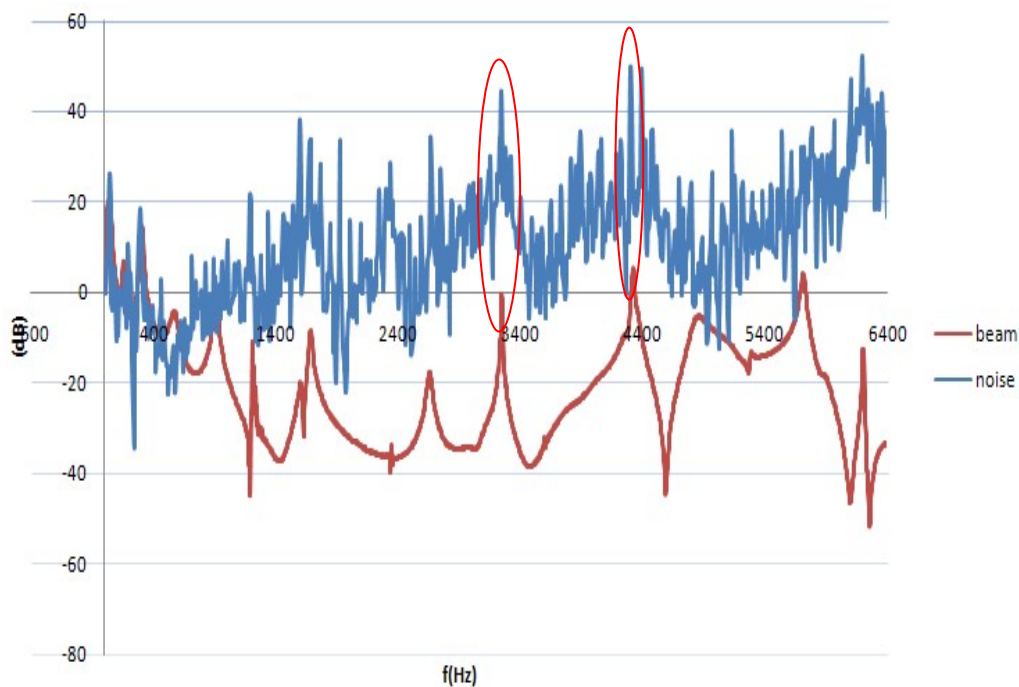


圖 4-15、懸臂樑與噪音之頻率響應圖比較

由此圖可發現懸臂樑之高頻模態與噪音之部分高頻量能有重疊，上文所提到三筆高頻能量之頻率，其中 3.2k、4.3kHz 有重疊到，推斷 6.2kHz 為 3.2kHz 之二次諧波。由此可知高頻能量是由懸臂樑之高頻模態所產生分別為 3.2k、4.3kHz。

了解高頻能量是由懸臂樑所產生，因此在進一步探討懸臂樑是如何產生出高頻模態。則以壓電電壓進行探討，因為壓電薄板與懸臂樑是相互結合在一起，最可能直接影響到懸臂樑，將壓電電壓波形進行複利葉轉換，可以得到電壓在不同頻率下之分佈，如圖 4-16 所示，量測壓電薄板電壓之頻譜是為了了解電壓在以上提及到之頻率是否會有貢獻，以來證明高頻能量是否與壓電薄板電壓有關聯。

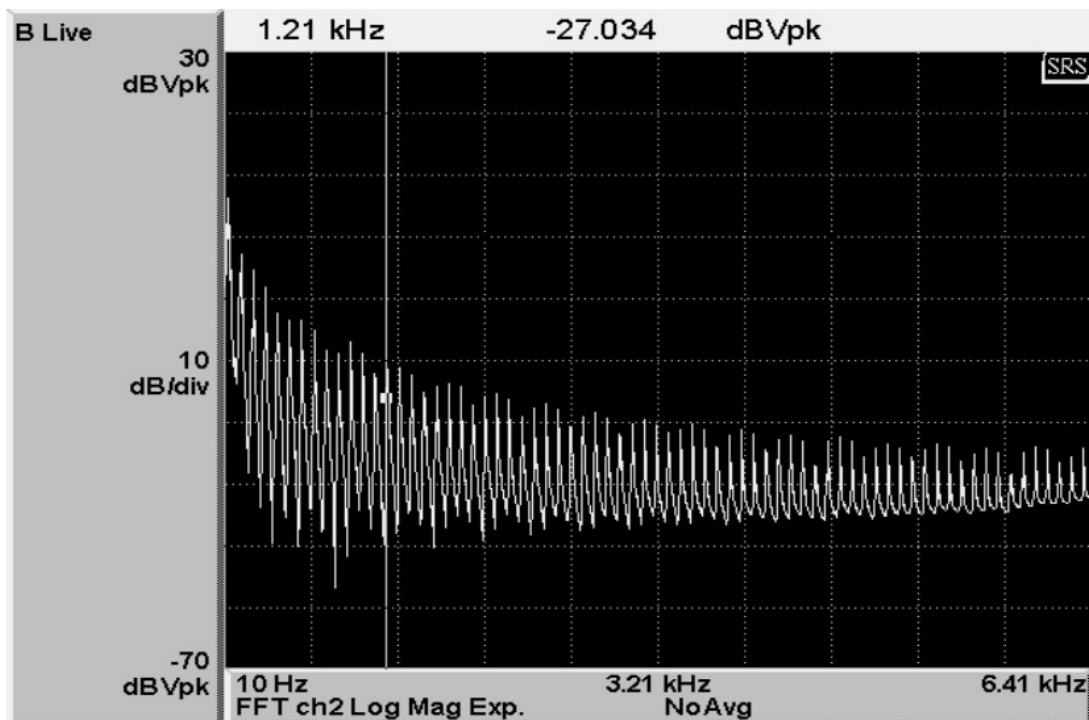


圖 4-16、壓電薄板電壓之頻率響應圖

從圖 4-16 看到當頻率愈高，則壓電薄板之能量會愈小，因此可以知道壓電薄板電壓在高頻處將不會貢獻能量，壓電薄板電壓能量會隨著頻率增加而下降，原因是電感本身有損失，損失可分為鐵損與銅損，鐵損可分成磁滯損失與渦流損失，磁滯損失為本身材料反覆磁化一週期所消耗的功，與磁通密度以及磁通強度有關，而另外渦流損失則與頻率平方關係，因此當頻率愈高所產生渦流損失也愈高，造成壓電薄板能量會在高頻處消耗非常嚴重，電感是由銅線所繞成，當電流流過銅線會造成損失，因而兩種損失都會使壓電薄板能量下降，根據以上之論點，可推測電感值愈大，使得壓電薄板能量下降的更加嚴重，圖 4-17 為改變電感值大小，所量測到壓電薄板電壓之頻率響應圖。

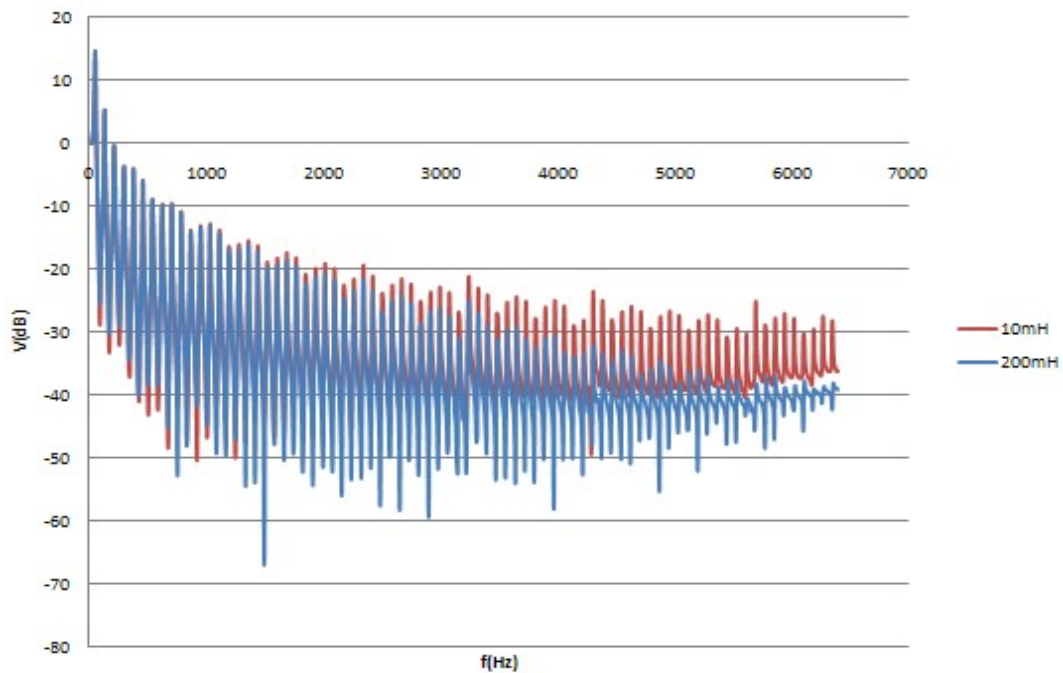


圖 4-17、改變不同電感之壓電電壓頻率響應圖

由圖 4-17 可看到當電感值為 200mH 時，壓電薄板之能量到頻率為 3kHz 左右已經有明顯下降，理由是在相同頻率下渦流損假設相同，而電感值愈大代表另一意義為線圈就會多，線圈有內阻代表電流流過線圈會產生功率損耗，因此會在相同頻率下 200mH 會比 10mH 所量測到的能量還要小，從上圖可清楚看到當頻率 6kHz，電壓能量已經被消耗殆盡。

但在此實驗過程中，發現高頻噪音能量明顯下降，因此會認為噪音能量與電路上外加電感有關，根據以上之推論，則量測在不同電感值下噪音能量，如圖 4-18 所示：

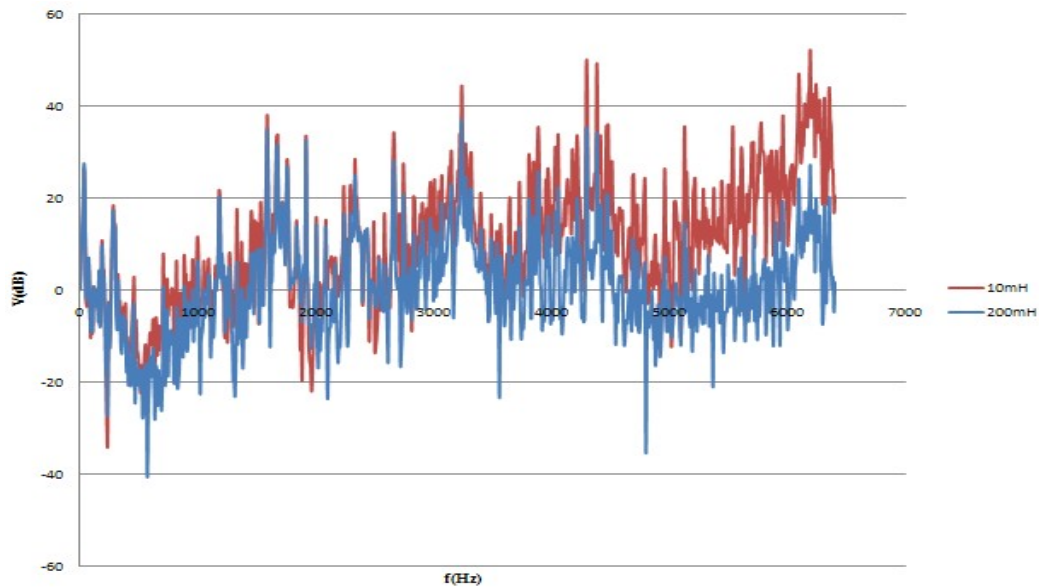


圖 4-18、不同電感值下之噪音頻率響應圖

由圖 4-18 可知 3kHz 附近 10mH 與 200mH 就會出現明顯的差異，從此現象可以知道電感值愈大使得懸臂樑所產生的噪音也會變小，因此電感為產生噪音其中一因素。就半主動式切換電路而言，電感控制的是功率開關之導通時間，在開關導通期間壓電薄板所產生之電壓會瞬間的極性翻轉，簡而言之，在極短時間內(大約 20kHz 左右)電壓波形之極性由正變為負或由負變為正，如圖 4-19 所示：



圖 4-19、壓電波形極性翻轉圖

上圖中所圈選位址為壓電波形極性翻轉現象，此現象類似物理上的 $\delta(t)$ (Delta function)， $\delta(t)$ 的物理意義在頻率域上如同掃頻，因此電路在汲取電能過程中，電路順勢產生 $\delta(t)$ 激發系統之懸臂樑，使得懸臂樑產生高頻訊號，如圖4-20所示：

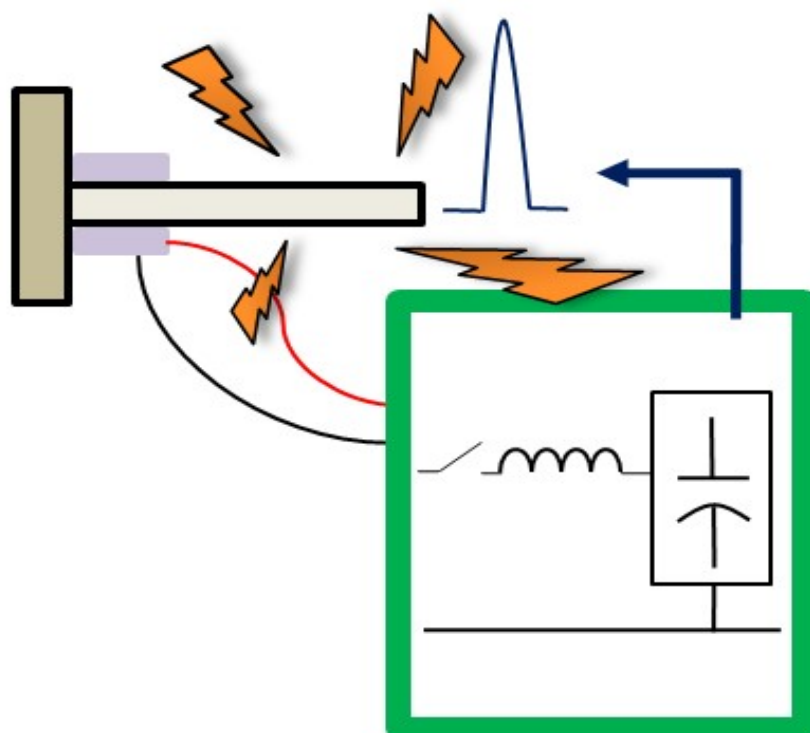


圖 4-20、電路對懸臂樑施加 Delta function

而為何電感值愈大所造成的高頻訊號就愈小，原因是當功率開關在導通期間其實是產生了 LC 諧振，LC 使得 $\delta(t)$ 並非理想，被電感 L 與電容 C 所決定，而靜態電容 C_0 為定值，因此電感 L 決定了開關導通時間以及 LC 諧振，當電感值愈大功率開關導通時間也會拉長，因此極性翻轉現象並非瞬間完成，而是在開關截止的同時完成，所以 L 愈大造成 $\delta(t)$ 愈不理想，懸臂樑所被激發的高頻訊號也愈弱，以致造成高頻噪音訊號變小了。以上是從力學角度來說明此現象。

以下是利用電學角度來說明此現象，切換式開關電路之開關路徑導通時機，

只有在位移到達最大或最小時導通，大部份的時間都為截止，當開關導通時會造成 LC 共振，使得壓電波形極性翻轉瞬間，電流會流過開關路徑，開關路徑上有電感元件，根據電感物理特性，電感兩端電壓 V_L 等於電感 L 與流經電感電流隨時間變化之乘積，如方程式 4-1 所示：

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (4-1)$$

假設電感兩側電壓固定，電感值愈小使得電流瞬間變化會很大，因此會出現極大的電流突波(spike)，如圖 4-21 所示：

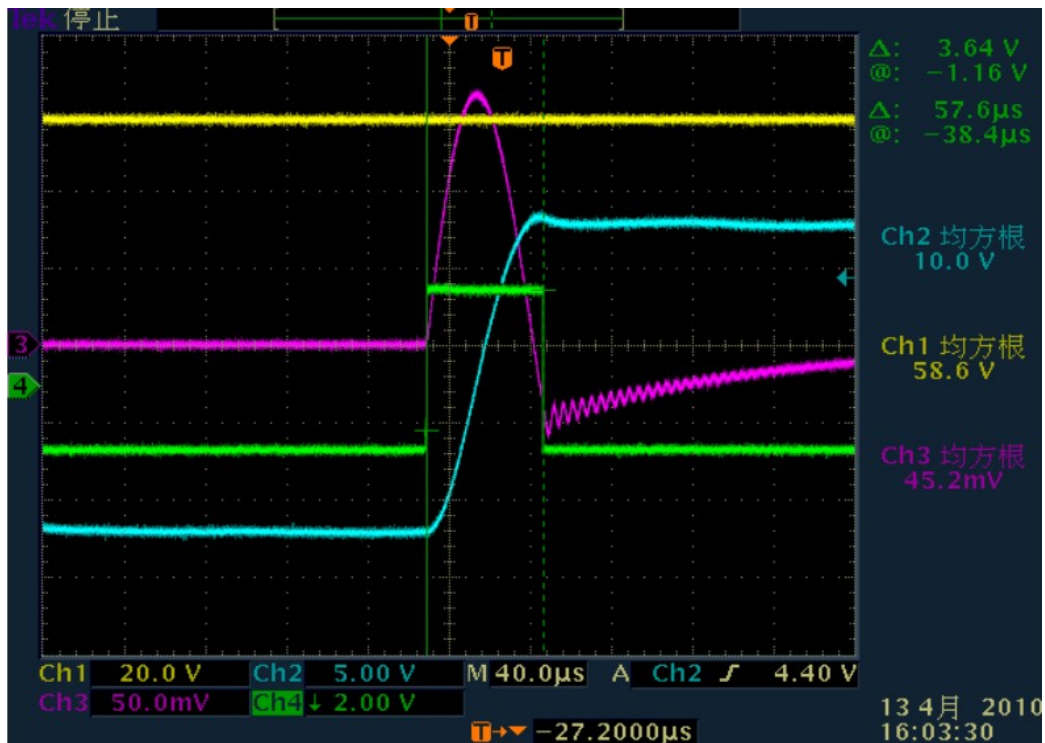


圖 4-21、切換式開關電路之波形

黃色線(ch1)為負載電容輸出之電壓，藍色線(ch2)為壓電薄板輸出之電壓，紫色線(ch3)為流經開關電路之電流，綠色線(ch4)為控制功率開關之脈波訊號。

圖中紫色線(ch3)電流波形在開關導通期間有極大的突波，當開關截止後電

流並非完全降為零，會出現漏電流，此現象文中曾有敘述過，因此開關電路上的電感值愈小，電流會有極大的瞬間變化；電感值愈大，電流的變化就會下降，其示意圖，如圖 4-22 所示：

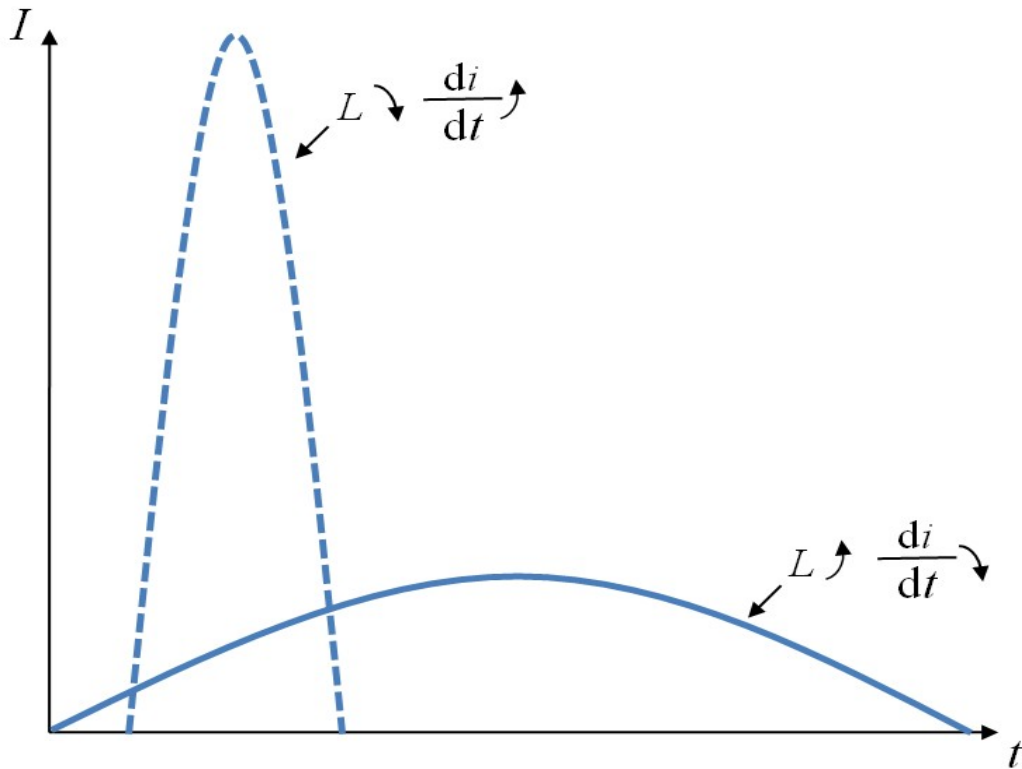


圖 4-22、電流變化示意圖

以小電感來說，電路在開關導通瞬間，有極大的突波電流流進電路中，相對來說，壓電薄板卻產生了如此大的突波電流給電路，以能量守恆的觀點，壓電薄板失去了極大的突波電流，自身會產生相同反向的突波電流，才能使能量平衡，而壓電薄板又與懸臂樑耦合在一起，所以突波訊號會施加在懸臂樑上，因懸臂樑受到突波訊號激發了高頻模態，若電感愈大，電路開關導通時間也愈大，電流變化也愈平順，施加在懸臂樑上突波也愈小，懸臂樑被激發的高頻模態也愈弱，使得高頻噪音較小。

圖 4-23 為改變不同電感值，懸臂樑所被激發出的高頻能量。

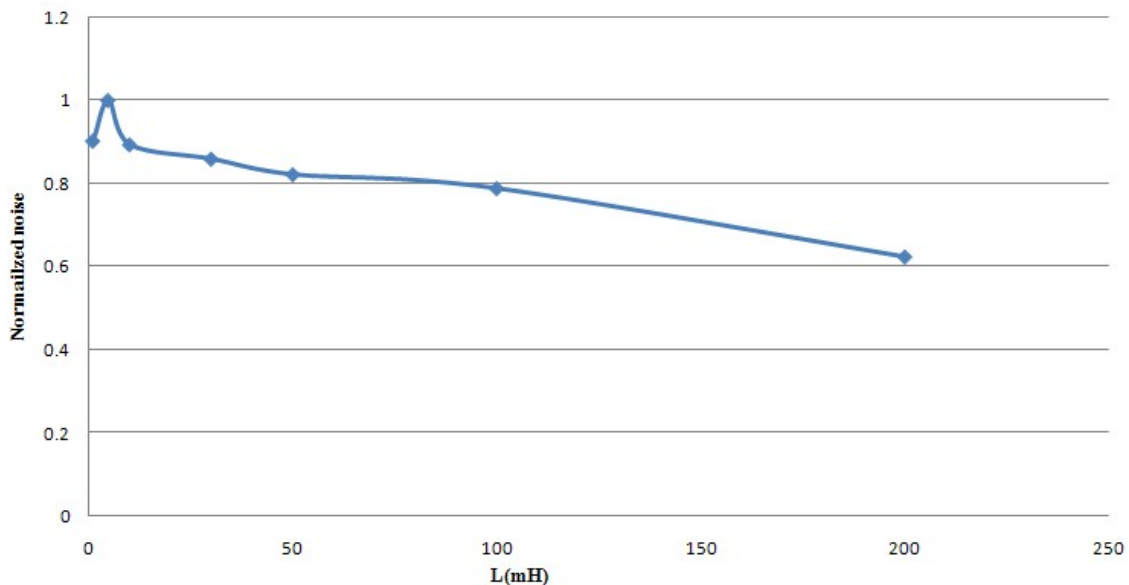


圖 4-23、改變不同電感值所量測到的高頻訊號

結論是當半主動式切換開關電路在開關導通瞬間，會產生極大突波訊號類似物理上 $\delta(t)$ 訊號，相對地，使得壓電薄板施加在懸臂樑上，突波在頻率域上的表現，猶如掃頻般對懸臂樑掃頻，因而被激發出高頻模態，而所產生高頻模態能量無法被切換開關電路收集，因此能量則以聲音的形式散播至空氣之中，使得在利用切換開關電路汲取電能時，會出現高頻的聲音能量。事實上，當功率開關導通瞬間電路上的表現為 LC 共振，會經過半週期 LC 諧振時間，因此不會立即完成波形極性翻轉，而電容值大小由壓電薄板之靜態電容所決定，其容值大小為定值，所以電感值大小控制了諧振時間的長短，電感值愈大所造成諧振時間愈長，上述所提到在功率開關導通瞬間所產生類似 $\delta(t)$ 訊號就會愈不理想，使得相對施加在懸臂樑上 $\delta(t)$ 較曲緩，所被激發出的高頻訊號也會相較微弱，而這些相較微弱高頻能量，則透過聲音的形式散播至空氣之中，噪音也會相對微弱。

從以上結論了解在使用切換式開關電路確實提升了輸出功率，但因為根據能量守恆定律，電路相對會產生極大的突波訊號給電源端，本文是將懸臂樑以及壓電薄板視為一電流源，而因壓電發電機受到極大的突波訊號，間接產生了高頻模

態能量，散發至空氣之中。

就一般情況而言，大部分與電路連接所使用的電源是電源供應器，而綜合以上之觀點，可知電路產生極大的突波訊號會對電源供應器造成極大的破壞，所以在設計電路時不只需要考慮輸出功率之規格，也需要將電源供應器之規格也納入考量之中。

4.4 電路損耗之量測

不管設計多好的電路都會有損耗，直觀來看，電路上元件愈少，所造成的功率損耗也會愈小，本文章所使用的半主動式同步切換開關電路最大的優點是使用了一個電感、兩顆功率開關電晶體(Mosfet)以及一組橋式整流器(四顆二極體)，使用少許的元件提高輸出功率。

為了了解電路損耗與輸出功率之間關係，因此以下實驗則個別量測出電子元件之損耗，以便了解電路損耗、輸出功率各占據輸入功率比重為多少。

以同步功率開關電路-串聯式為例，當功率開關截止時，等效電流源只會流向只會流向靜態電容之中，如圖 4-24 所示：

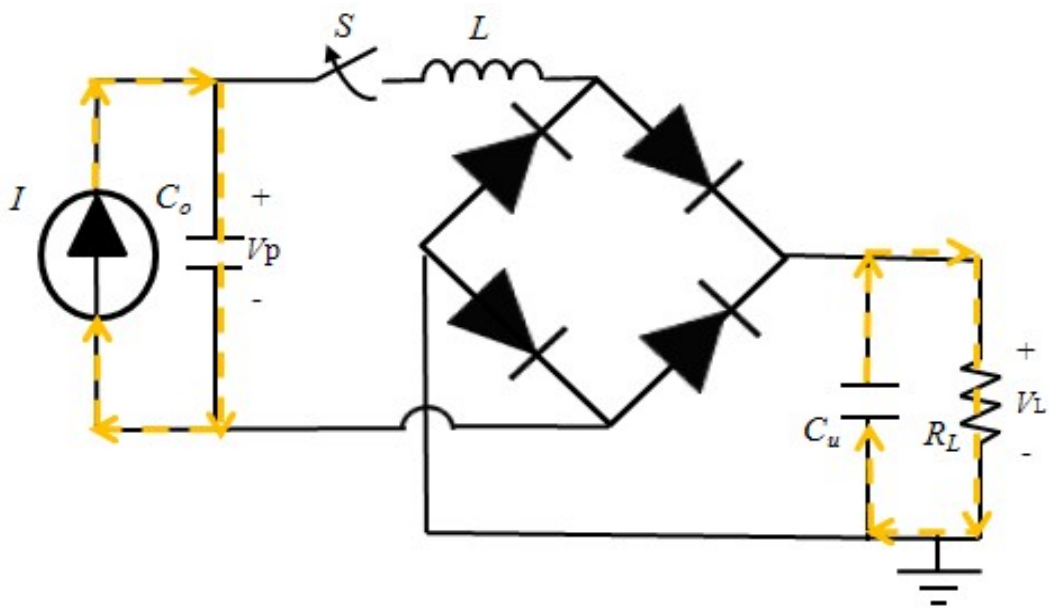


圖 4-24、SSHI-S 之功率開關截止

當功率開關導通後，電流流動之路徑，如圖 4-25 所示：

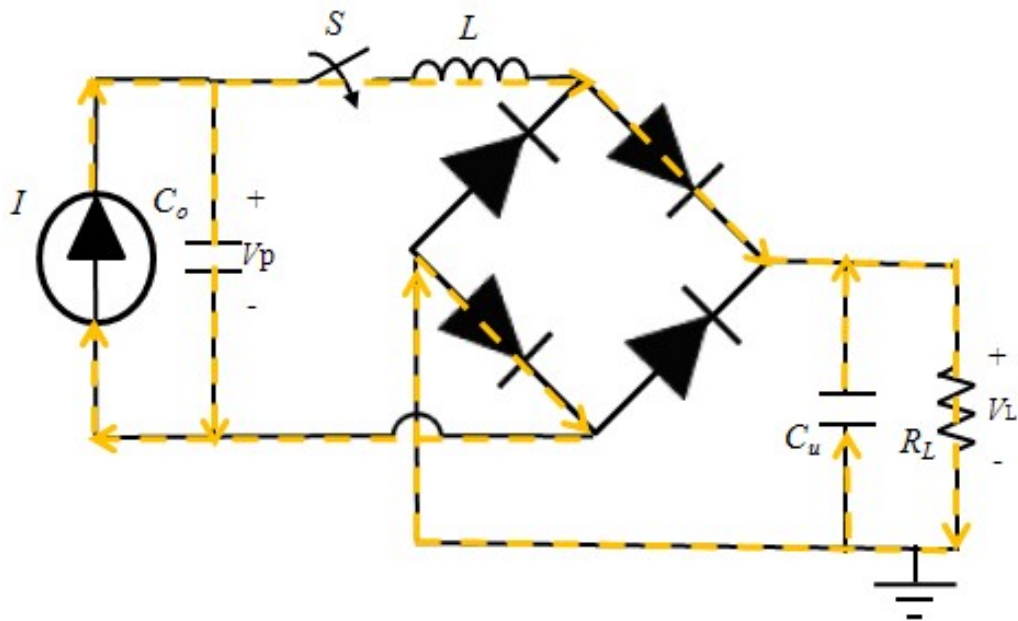


圖 4-25、SSHI-S 之功率開關導通

由圖 4-25 知道電流在功率開關導通後，會流經功率開關、電感以及二極體，以上所提到之電子元件，功率開關在導通時會有順向導通電阻(R_{DS})，電感是由線圈所繞成而線圈內有電阻，二極體導通時會有動態電阻，當電流流過電子元件之內阻，將會產生功率損耗。

在量測電路損耗之前，需先了解壓電發電機之機械端與電路端分佈，如圖 4-26 所示，首先需要量測壓電發電機所能提供給電路多少的功率，接著量測負載端之輸出功率，根據(3-51)式得到輸入與輸出功率後，便能得到電路上的損耗 P_{Loss} ，輸出功率之量測方法，所使用示波器是 LeCroy ws484，因為壓電發電機與市電的地並非同樣的地，因此利用差動探棒(differential probe)量測靜態電容兩端之電壓，則利用交流探棒量測流入電路之電流，其示意圖如圖 4-27 所示：

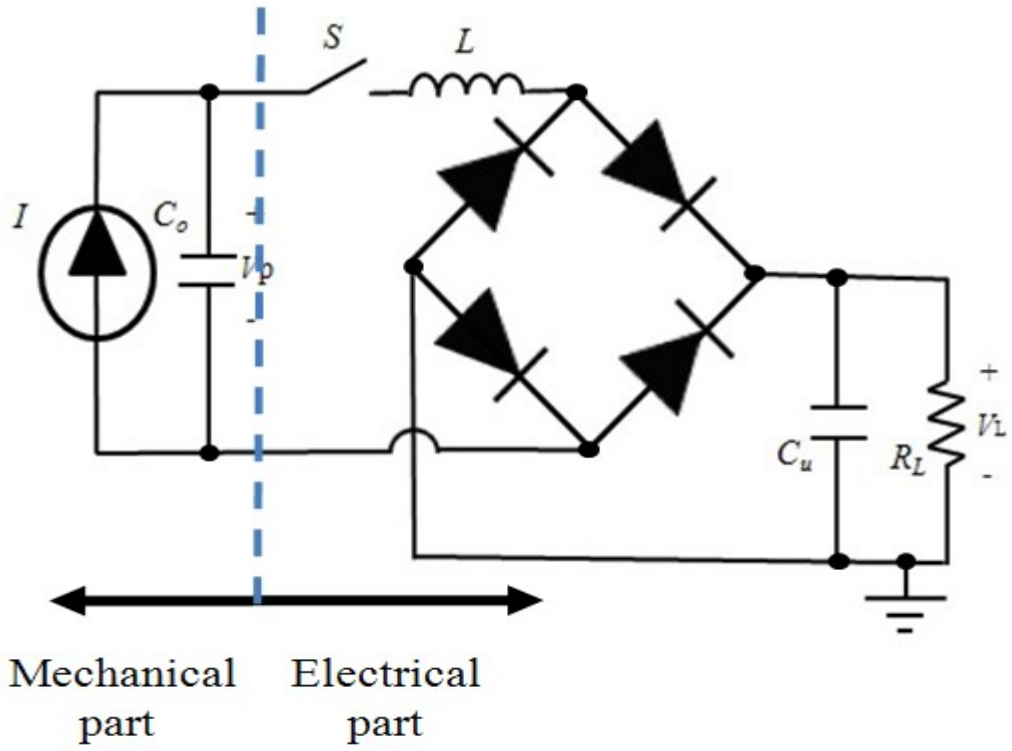


圖 4-26、機械端與電路端之分佈

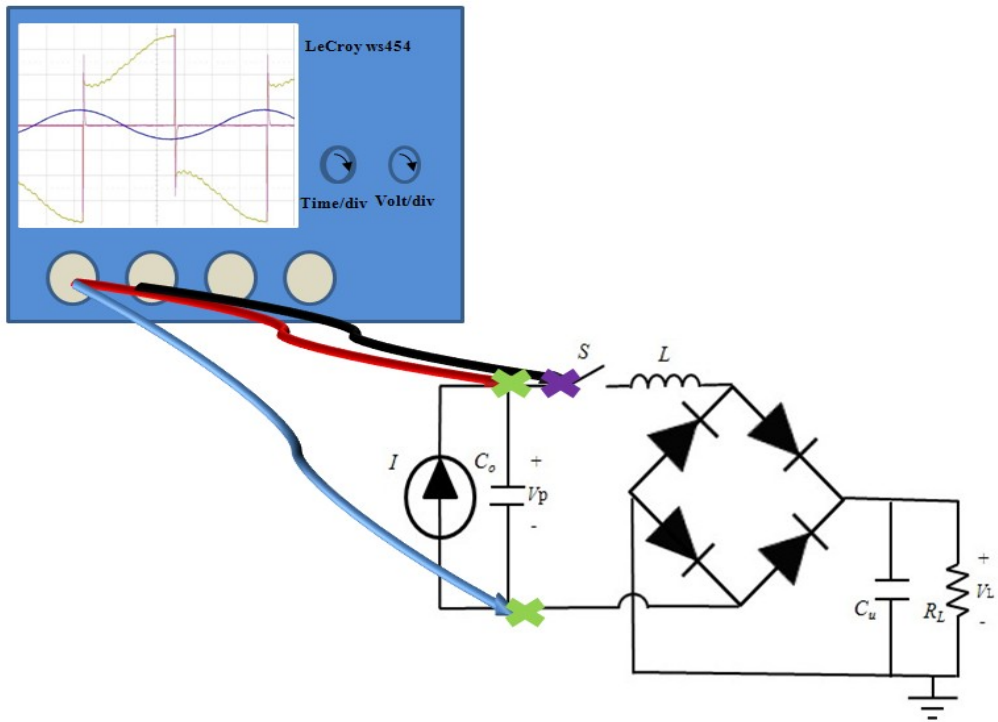


圖 4-27、量測輸入功率之示意圖

其中紅色與藍色線分別為差動探棒之正、負極，綠色打叉處為量測電壓處，黑色線為交流探棒，紫色打叉處為量測電流處。此時不管得到之電壓與電流波形，均不是弦波是已經變形的波形，不能利用均方根來計算輸入功率(input power)，而是將兩波形相乘再取平均值得到輸入功率。輸出功率量測方式是量測負載端兩側之電壓差，在利用(3-56)式計算輸出功率，其量測輸出功率之示意圖如圖 4-28 所示：

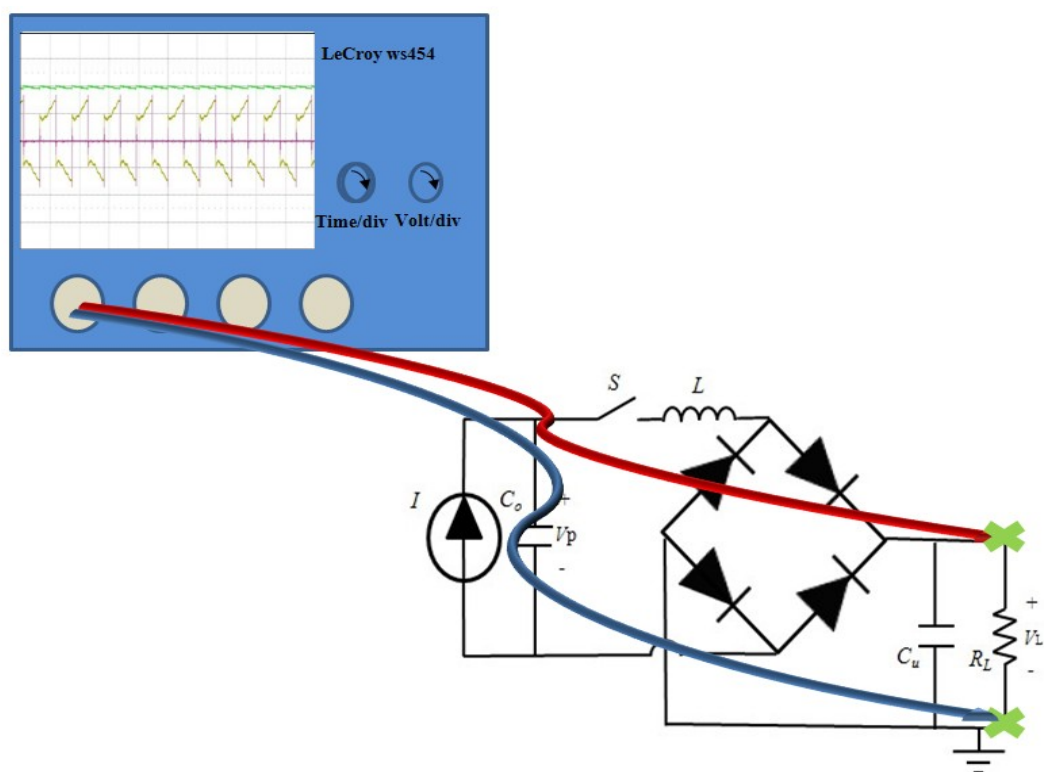


圖 4-28、量測輸出功率之示意圖

此時已得到輸入與輸出功率，便開始量測電子元件之功率消耗，量測整體橋式整流器之中二極體當下所消耗之功率，其困難之處有三：(1)個別量測單顆二極體所得到之功率乘以兩倍，並不等於當下橋式整流器之功率，(2)無法使用信號產生器去輸出當時電路所產生變形之電流波形，輸入給單顆二極體，計算功率消耗，(3)當下電路所輸入之電流並非直流，電流會隨著時間而改變，再根據二極體之

I_D - V_D 曲線圖，如圖 4-29 所示：

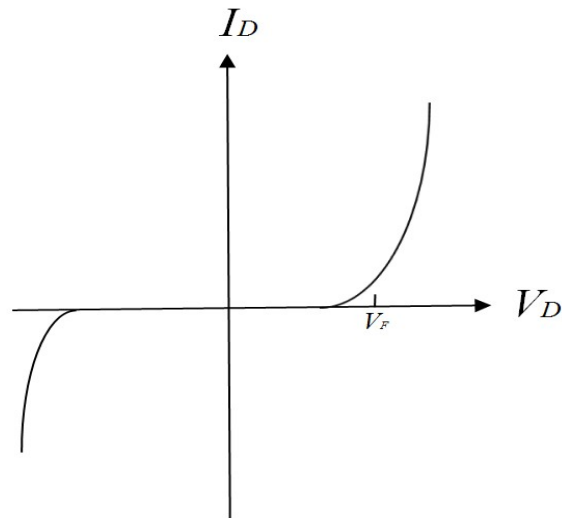


圖 4-29、二極體之 I_D - V_D 曲線圖

電流不斷改變，也造成二極體之順向電壓也不斷的再改變，因此無法正確計算出二極體之內電阻，使得計算出當下電路裡橋式整流器所消耗之功率，(4)當開關截止後，二極體不會瞬間截止，會有逆向回復電流，使得電流流向並不是單一方向，因此使得增加量測二極體功率消耗困難度；。

因此根據能量守恆定理，在孤立系統裡之中總能量等於系統內個別能量之總和，如要量測出橋式整流器所消耗之能量，必須先量測橋式整流器之前所消耗之總能量，再減去輸出功率後所得的值，便是橋式整流器在一個週期內所消耗之功率，其示意圖如圖 4-30 所示：

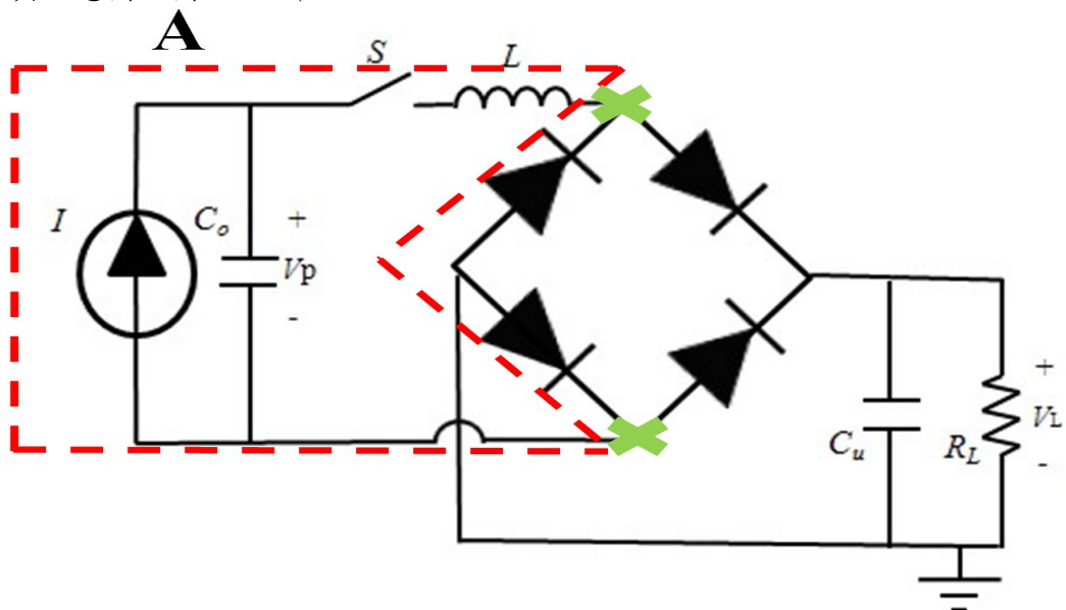


圖 4-30、量測橋式整流器消耗功率之示意圖

利用紅色虛線所需圈選部分視為一個系統 A，系統 A 所產生之功率為橋式整流器上消耗之功率與負載輸出功率之總和，因此量測系統 A 所產生之功率，則將差動探棒量測橋式整流器兩端之電壓(圖 4-30 中綠色所打叉的位置)，在量測流過橋式整流器之電流，將此兩波形相乘再取平均值，便是系統 A 所產生之功率，再減去輸出功率，便能得到橋式整流器所消耗之功率。有許多消耗是我們沒有所能想到，但都必須遵守能量守恆定律，因此利用這方法便能順利的量測出，所有橋式整流器在一週期內所消耗之功率。

理想電感是不消耗功率的，但實際上電感是有功率消耗的，本章節第二部份量測高頻訊號有提及到，電感實際上有鐵損與銅損，鐵損又細分為渦流損與磁滯損，渦流損與磁滯損量測上的困難是必須知道電感之中鐵芯之材質，假如鐵芯之材料特性無法得知，那渦流損與磁滯損將無法量測，無法適用於每一種電感，再加上量測渦流損與磁滯損是需要花費相當多的時間，無法快速得知電感所消耗之功率，相同地，電感之全部消耗不是只有上述所說明的，一定還有其餘不可預測的，因此為了安全起見，利用量測橋式整流器之功率消耗之方法，套用至量測在當下電感之消耗，其示意圖如圖 4-31 所示：

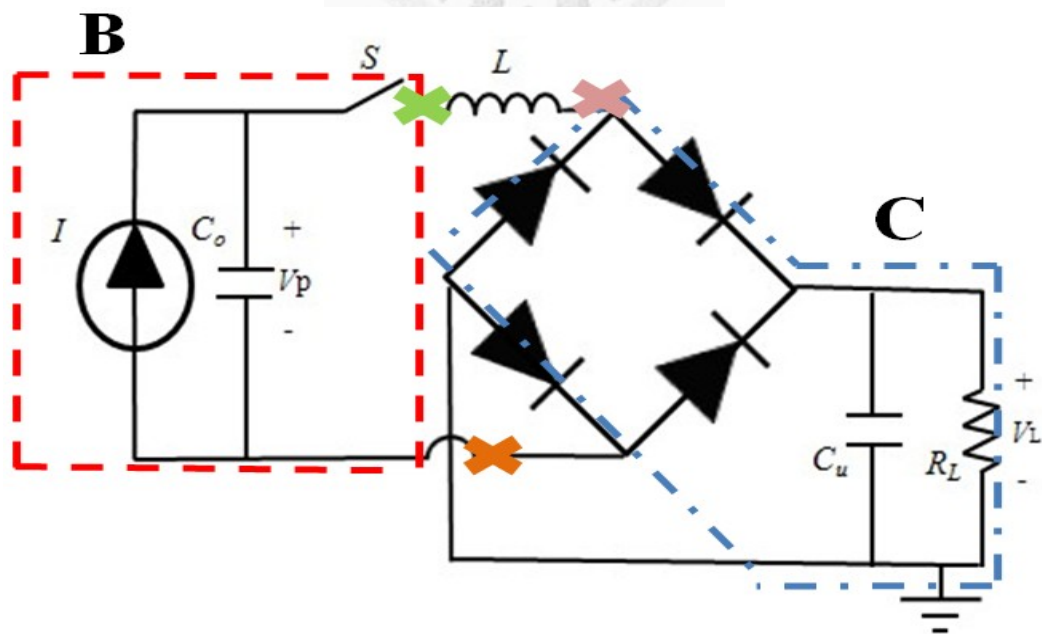


圖 4-31、量測電感功率消耗之示意圖

量測圖中所標示的 B 與 C 系統，將兩系統所得到的功率相減，所得到的功率為電感在當下電路所消耗之功率，量測系統 B 的方式，是將差動探棒正端夾圖中綠色打叉處，而負端夾圖中橘色打叉處，所量測到的電壓與電流波形相乘再取平均值，量測系統 C 的方式，將差動探棒正端夾圖中紫色打叉處，而負端夾圖中橘色打叉處，所量測的電壓與電流波形相乘再取平均值。

電路上所使用功率開關(MOSFET)須顧慮到的是電力電子所使用功率開關之結構並不是跟電子學所教的結構一樣，功率開關天生之物理結構的關係附著了一顆隱形的二極體(body Diode)，此二極體雖特性不好，但此二極體也會以上所提極之損耗，這顆二極體是無法與 MOSFET 分離；MOSFET 使用在小訊號下，不管是閘極(Gate)、汲極(Drain)、源極(Source)，兩極之間都會產生出寄生電容，如圖 4-32 所示：

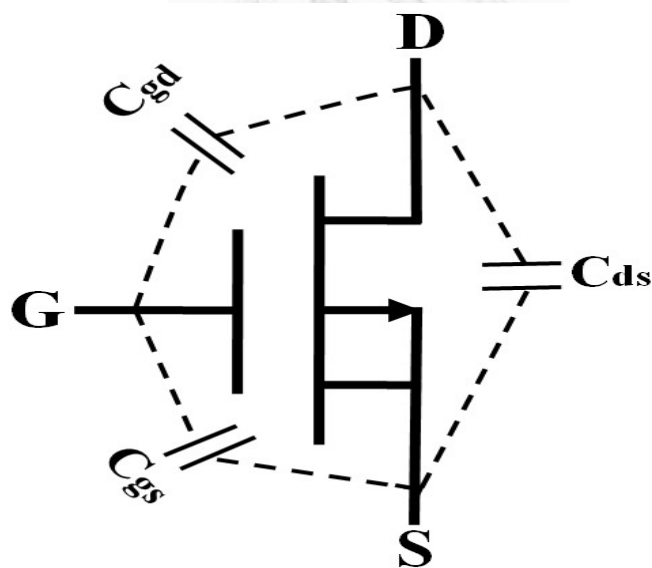


圖 4-32、MOSFET 之寄生電容

電容操作在小訊號之下，理想電容是不消耗功率，事實上，電容之等效電路內有電阻，電流流過也會產生消耗，這些寄生電容的消耗是無法個別量測得到，因此不能只單憑 MOSFET 之 Datasheet 上所提供的順向導通電阻(R_{DS})代表 MOSFET 全部的損耗，所以利用相同概念根據能量守恆的概念，量測功率開關 MOSFET

之損耗。將開關前後部分分為 D、E 兩大部分，如圖 4-33 所示：

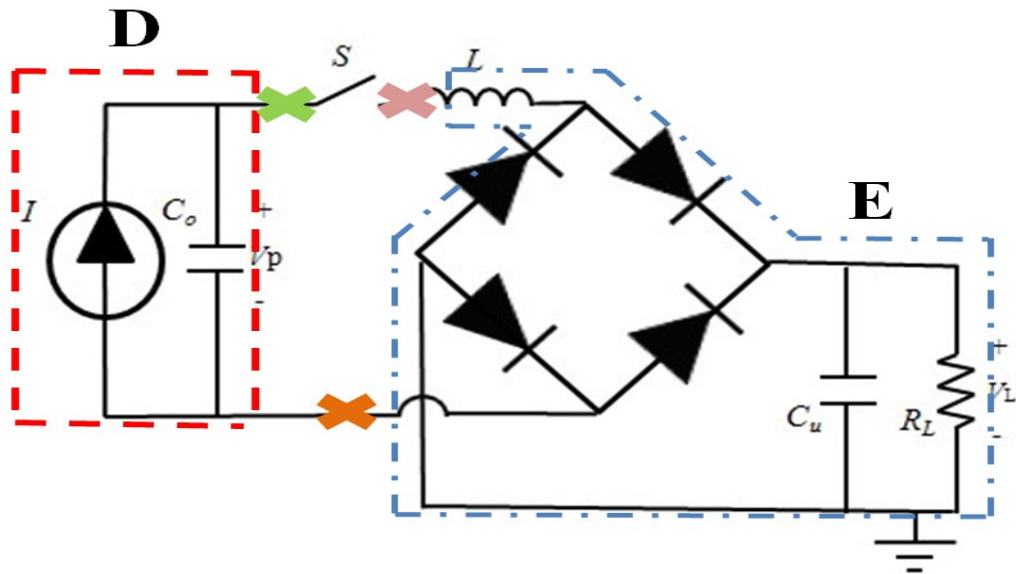


圖 4-33、量測功率開關 MOSFET 功率消耗之示意圖

量測出系統 D 與 E 所產生之功率，將此兩功率相減後所剩下的功率便是功率開關當下所消耗之功率，量測系統 D 的方法，將差動探棒正端夾於圖中綠色打叉處，而負端夾於圖中橘色打叉處，將得到的電壓波形乘上電流波形再取平均值，便是系統 D 所產生的功率，事實上，系統 D 就等於輸入功率；量測系統 E 的方法，將差動探棒正端夾於圖中紫色打叉處，而負端夾於橘色打叉處，所得道之電壓波形乘上電流波形再取平均值，所得到的功率值為系統 E 所產生之功率。由此次實驗可以知道各個能量損失之分佈，為了能清楚了解損失與所汲取能量的分部，畫出了功率分佈圖，如圖 4-34 所示：

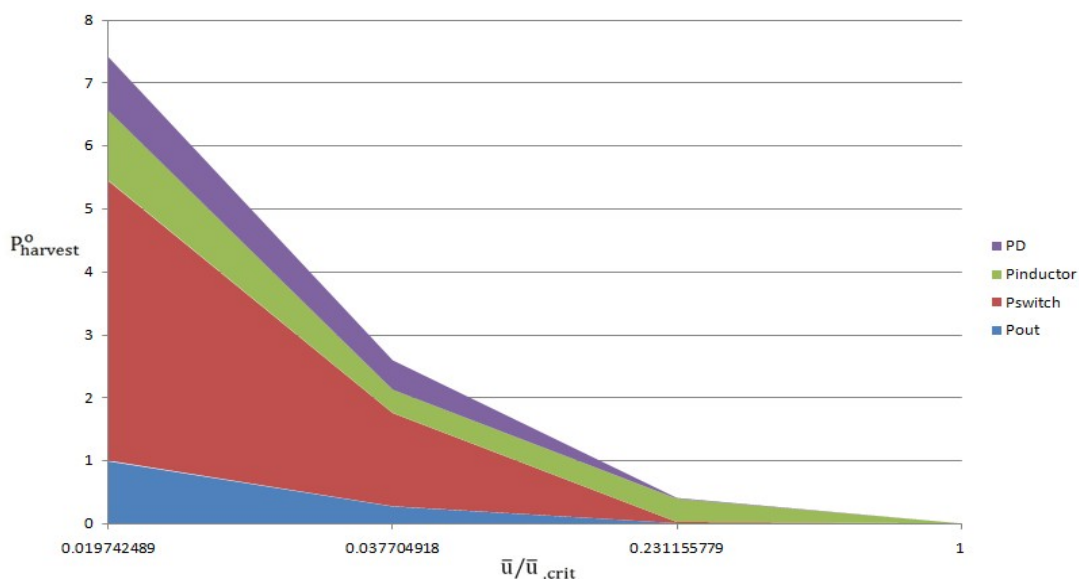


圖 4-34、能量損失之分佈圖

上圖中 P_D 代表二極體之功率消耗， $P_{inductor}$ 為電感之功率消耗， P_{switch} 為 Mosfet 功率開關之功率消耗， P_{out} 為電路所能汲取之輸出功率， \bar{u} 為二極體之順向電壓與壓電開迴路電壓之比值，其方程式如(4-1)所示， \bar{u}_{crit} 最大二極體之順向電壓與壓電開迴路電壓之比值， $P_{harvest}^o$ 為功率消耗或汲取功率與最大汲取輸出功率之比值，其方程式如(4-2)所示：

$$\bar{u} = \frac{u_g}{V_{oc}} \quad (4-1)$$

$$P_{harvest}^o = \frac{P}{P_{harvest,max}} \quad (4-2)$$

其中 u_g 為二極體之順向壓降， V_{oc} 為壓電開迴路之電壓， $P_{harvest,max}$ 最大汲取輸出功率。壓電發電機為了提高輸出功率，將壓電發電機與切換電路結合，但同時也提升電子元件的消耗，主要消耗在功率開關之上。因此為了更能了解改變電路上之參數，會造成電路上的損失會有何影響，所以改變了不同的電感值大小，選擇改變電感大小的原因是電感本身包含內阻，內阻會隨著電感值變大而變大，就直觀來講，在電路之中電感大小最直接地影響到功率消耗，實驗結果如圖 4-35-1、4-35-2 所示：

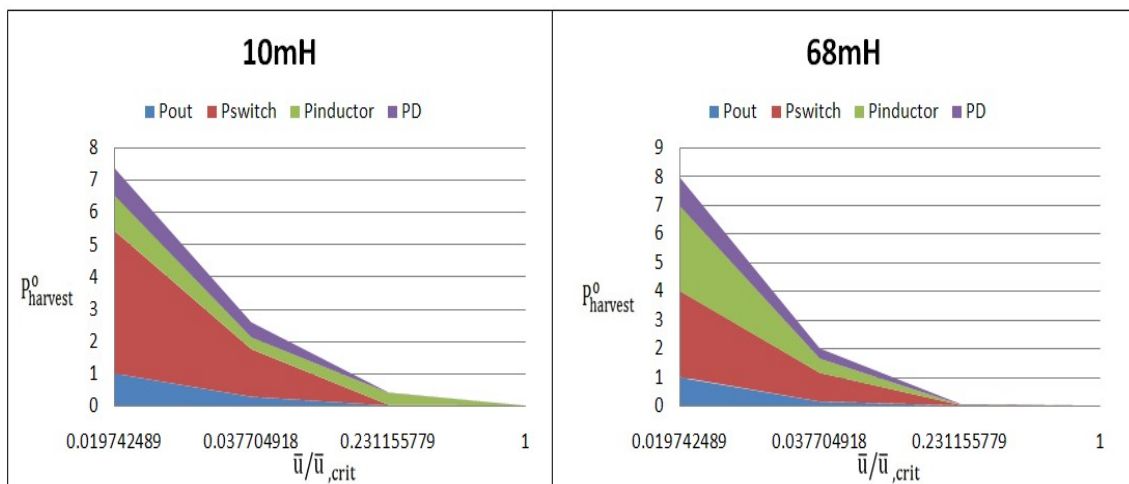


圖 4-35-1、電感值 10mH 及 68mH 之功率分佈圖

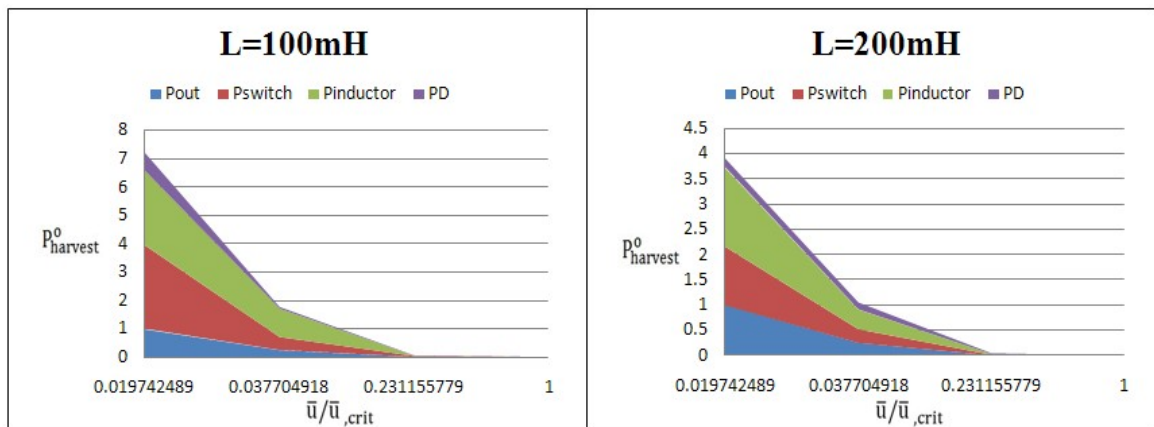


圖 4-35-2、電感值 100mH 及 200mH 之功率分佈圖

由以上四張圖可以明顯的看到 MOSFET 功率開關會隨著電感值增大而降低，原因式電感值的大小決定了 MOSFET 功率開關的時間，MOSFET 功率開關之導通時間小相當於電感值小，電流會產生極大的變化，電流瞬間有極大的能量，根據電功率的定義 $P = I^2R$ ，MOSFET 功率開關順向導通電阻為定值，電流變化決定的功率消耗，因此電感值愈小使得電流變化極大會讓 MOSFET 功率開關消耗變大；從上圖也可清楚的看到電感值愈大，電感本身之消耗功率也愈大，原因是電感由銅線所繞成，銅線本身就有電阻，電流流過電阻就會產生出功率消耗，電感值愈大線圈愈多，因此電感內阻就會增加，電感之功率消耗就會增加；電感大小決定了電流變化大小，上文所提到二極體的 I_D-V_D 曲線圖，當極大變化的電流流入二極體，電流決定了順向電壓的大小，大電流對應大順向電壓，使得二極體消耗增加，從電感值為 200mH 圖可以看到二極體功率消耗下降。事實上，很多相同電感值會有不同的品質因數 Q ，品質因數其定義為儲存在電路中能量與電路在每個週期下所消耗能量之比值，其方程式如(4-3)所示：

$$Q = 2\pi \times \frac{\text{Energy Stored}}{\text{Energy dissipated per cycle}} \quad (4-3)$$

由上式可知決定電路上的輸出功率大小是由品質因數來決定，而不是根據電感值的大小決定輸出功率，因此做出了輸出功率與品質因數分佈圖以及電路損失與品質因數，如圖 4-36、4-37 所示：

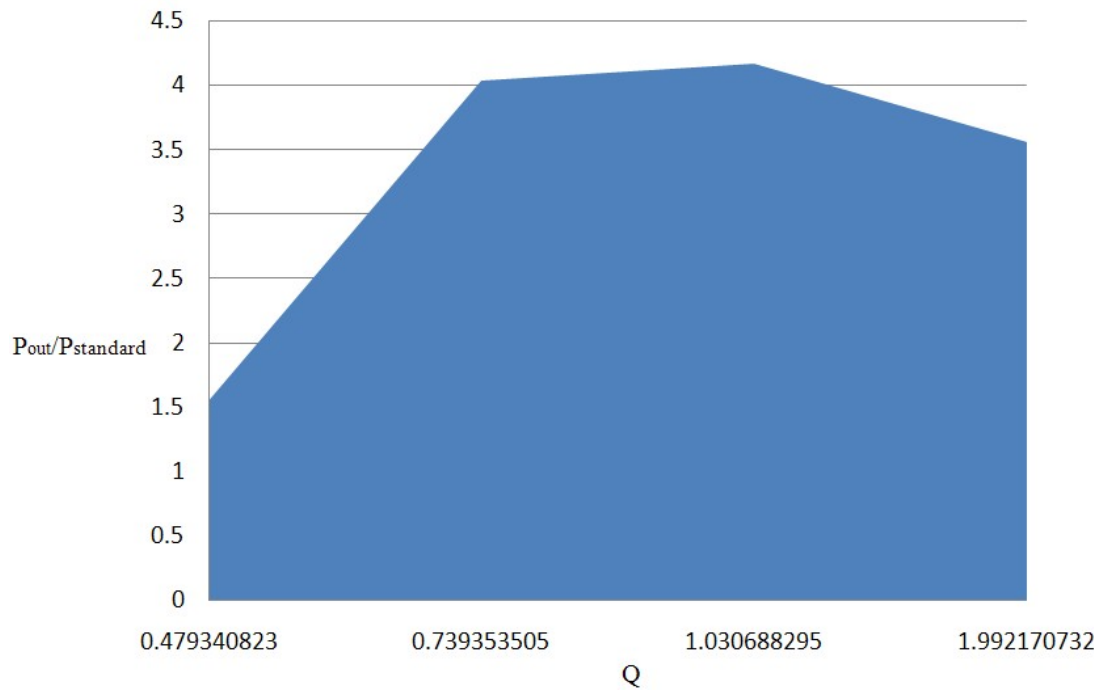


圖 4-36、輸出功率與品質因數之分佈圖

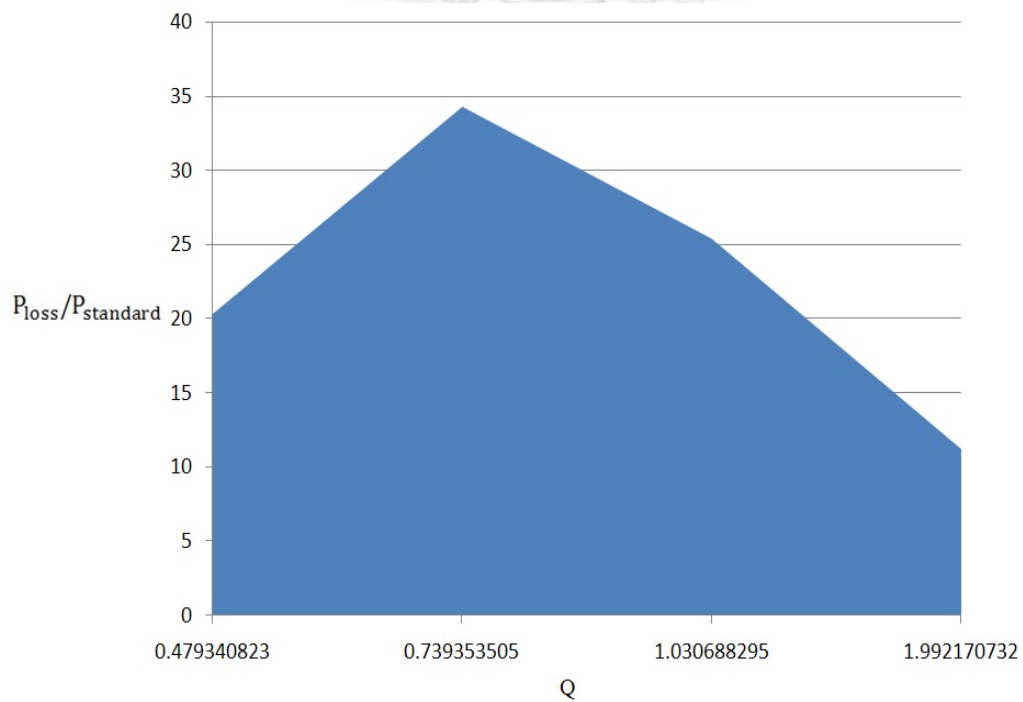


圖 4-37、總損失與品質因數之分佈圖

其中 $P_{out}/P_{standard}$ 為切換式電路輸出功率與標準型電路輸出功率之比值， $P_{loss}/P_{standard}$ 為切換式電路上的損失與標準型電路輸出功率之比值。就理論品質因數定義來說，品質因數愈大輸出功率也愈大，但從圖 4-26 可知品質因數愈大，輸出功率並非最大，可以清楚的從圖 4-37 看到，電路上的損失在品質因數最大時最小，理由是品質因數是儲存的能量與電路上損失之比值，因此綜合以上觀點，品質因素愈大電路特性愈好。

綜合以上實驗可知同步切換電路雖然提升了電路上電子元件之損耗，但提高了比標準型電路之輸出功率 4 至 5 倍之多，而使元件損耗降低的方法，是根據實驗圖 4-36、4-37 所得到的結論，挑選 Q 值大的電感，品質因數大的電感不只具備了較高的輸出功率，元件的損耗也會較低。



第五章 實驗討論與未來展望

5.1 實驗結果與討論

本研究首先驗證切換型電路提升了比原本標準型電路之輸出功率大約 4 倍之多，同時地，伴隨著負面的效應，壓電發電機本身產生出高頻訊號以及電子元件之功率損耗大幅提升。因此緊接著針對壓電發電機之高頻訊號做了進一步探討，產生出高頻訊號的主要原因是壓電薄板所產生之電壓在功率開關導通瞬間使電壓突然極性翻轉，此現象類似於一個脈衝訊號，脈衝訊號在頻率域上，其物理意義為掃頻，作用於壓電發電機之上，使得壓電發電機之高頻模態被激發，而切換電路又無法將此高頻模態能量吸收，因而高頻能量找尋其他傳輸路徑，以致高頻能量經由空氣以聲音的形式，散發至空氣之中，使得在汲取能量過程中會產生出高頻訊號。另外的說法是，切換式電路在懸臂樑之位移達至最高峰時功率開關將會導通，而其餘時間功率開關都為截止，由於此種開關模式使得電流會產生出瞬間極大的變化，根據能量守恆定律，壓電發電機供應電路類似脈衝電流訊號，本身也會產生了反向脈衝電流訊號，因而壓電發電機被激發出高頻模態，而此變化又與電感值大小有關，電感值愈大功率開關導通時間愈長，使得電流變化變小，壓電發電機被激發出的高頻模態就會變小，因此為了降地壓電發電機產生之高頻能量，則選擇愈高電感值愈好。第三部分探討電路上之損耗，了解電感值愈大造成 MOSFET 功率開關損失變小，但卻增加了電感本身損耗，由此結論可知並非電感愈大就愈好，因此以品質因數來表示電路性能，品質因數愈高電路的損失愈低，電路性能愈好，所以在挑選電感時，需要挑選品質因素高的電感。

綜合以上結論可知同步切換電路使得電子元件上的損失提升，但是提高了 4 至 5 倍之輸出功率，為了減少元件上之損耗，則挑選 Q 值高的電感。

5.2 未來展望

同步切換電路提升了輸出功率，但也伴隨電子元件能量損耗，而主要電子元件的損耗在於 MOSFET 功率開關的損耗，而如何能降低功率開關的損耗，將功率開關損耗能轉移至汲取能量，成為了未來的理想與目標。



參考文獻

1. Anton, S.R. and H.A. Sodano, *A review of power harvesting using piezoelectric materials (2003-2006)*. Smart Materials & Structures, 2007. **16**(3): p. R1-R21.
2. Shenck, N.S. and J.A. Paradiso, *Energy scavenging with shoe-mounted piezoelectrics*. Ieee Micro, 2001. **21**(3): p. 30-42.
3. Hagood, N.W. and A. von Flotow, *Damping of structural vibrations with piezoelectric materials and passive electrical networks*. Journal of Sound and Vibration, 1991. **146**(2): p. 243-268.
4. Lefeuvre, E., et al., *A comparison between several approaches of piezoelectric energy harvesting*. Journal De Physique Iv, 2005. **128**: p. 177-186.
5. Guyomar, D., et al., *Toward Heat Energy Harvesting using Pyroelectric Material*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2009. **20**(3): p. 265-271.
6. Lefeuvre, E., et al., *Piezoelectric energy harvesting device optimization by synchronous electric charge extraction*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2005. **16**(10): p. 865-876.
7. Badel, A., et al., *Piezoelectric energy harvesting using a synchronized switch technique*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2006. **17**(8-9): p. 831-839.
8. Shu, Y.C. and I.C. Lien, *Analysis of power output for piezoelectric energy harvesting systems*. Smart Materials and Structures, 2006. **15**(6): p. 1499.
9. Ottman, G.K., et al., *Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply*. Ieee Transactions on Power Electronics, 2002. **17**(5): p. 669-676.
10. Shu, Y.C., et al. *Comparisons between parallel- and series-SSHI interfaces adopted by piezoelectric energy harvesting systems*. 2009: SPIE.
11. Wu, W.J., et al., *Modeling and experimental verification of synchronized discharging techniques for boosting power harvesting from piezoelectric transducers*. Smart Materials & Structures, 2009. **18**(5): p. 14.
12. Liang, J.R. and W.H. Liao, *Piezoelectric Energy Harvesting and Dissipation on Structural Damping*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2009. **20**(5): p. 515-527.
13. Shu, Y.C. and I.C. Lien, *Efficiency of energy conversion for a piezoelectric power harvesting system*. Journal of Micromechanics and Microengineering, 2006. **16**(11): p. 2429.

14. Lallart, M. and D. Guyomar, *An optimized self-powered switching circuit for non-linear energy harvesting with low voltage output*. Smart Materials and Structures, 2008. **17**(3): p. 035030.
15. Guyomar, D., et al., *Energy Harvesting from Ambient Vibrations and Heat*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2009. **20**(5): p. 609-624.
16. Lefeuvre, E., et al. *High-performance piezoelectric vibration energy reclamation*. 2004: SPIE.
17. Lefeuvre, E., et al., *Semi-passive piezoelectric structural damping by synchronized switching on voltage sources*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2006. **17**(8-9): p. 653-660.
18. Guyomar, D. and et al., *Power capability enhancement of a piezoelectric transformer*. Smart Materials and Structures, 2006. **15**(2): p. 571.
19. Neubauer, M., M. Krack, and J. Wallaschek, *Parametric studies on the harvested energy of piezoelectric switching techniques*. Smart Materials & Structures. **19**(2): p. 10.
20. Guyomar, D. and C. Richard, *Non-linear and hysteretic processing of piezoelement: Application to vibration control, wave control and energy harvesting*. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2005. **21**(3-4): p. 193-207.
21. Makihara, K. and et al., *Low energy dissipation electric circuit for energy harvesting*. Smart Materials and Structures, 2006. **15**(5): p. 1493.
22. 蕭文欣，創新壓電變壓/換能器之理論與實驗：擬模態致動及波傳設計理念之應用，國立台灣大學應用力學研究所博士論文，2000年7月。
23. 林致廷，全新點式壓電感應子之設計架構：分佈式壓電感應子之互動，國立台灣大學應用力學研究所博士論文，1998年6月。
24. 陳昱元，零電壓切換中央驅動雙輸出壓電變壓器用換流器的理論與實驗，國立台灣大學應用力學研究所碩士論文，2007年7月。
25. 何忠駿，高功率零電壓切換壓電變壓器與均流架構設計，國立台灣大學應用力學研究所碩士論文，2009年7月。
26. 劉元平，太空智能結構計畫，國立台灣大學應用力學研究所與工科科學與海洋工程學系，2006年11月。
27. 經濟部能源局，<http://www.moeaboe.gov.tw/oil102/>。