

國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文

旋轉敲擊式壓電發電機之阻抗匹配轉換器之設計與實現

Design and Implementation of Impedance Matching Converter for
Piezoelectric Generator in Rotating Tapping Mode



研究生：陳威志

指導教授：林錫寬 博士

中華民國九十九年六月

旋轉敲擊式壓電發電機之阻抗匹配轉換器之設計與實現

Design and Implementation of Impedance Matching Converter for
Piezoelectric Generator in Rotating Tapping Mode

研究生：陳威志

Student: Wei-Chih Chen

指導教授：林錫寬 博士

Advisor: Dr. Shir-Kuan Lin

國立交通大學

電控工程研究所

碩士論文



Submitted to Institute of Electrical Control Engineering

National Chiao Tung University In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of

Master of Engineering

in

Electrical and Control Engineering

June 2009

Hsinchu, Taiwan

中華民國九十九年六月

旋轉敲擊式壓電發電機之阻抗匹配轉換器之設計與實現

研究生:陳威志

指導教授:林錫寬博士

國立交通大學電控工程研究所

摘要

本論文為設計一個旋轉敲擊模式的壓電發電機，並結合阻抗匹配轉換器來達到輸出功率的最佳化，旋轉敲擊模式的概念是利用轉動的機構帶動齒輪敲擊懸臂樑式壓電片來發電，例如：腳踏車，電風扇……等，本研究使用步進馬達來取代轉動的機構，步進馬達的控制器有數種操作模式，操作方便。壓電材料的最佳輸出功率與負載有很大的關係，阻抗匹配轉換器可視為一個等效負載，因此透過調整轉換器的阻抗值可以達成輸出功率的最佳化，阻抗匹配轉換器為升降壓型轉換器，升降壓型轉換器為直流對直流轉換器的一種，轉換器在設計上必須操作於不連續導通模式才能有阻抗匹配的功能，本文設計了一個低功率的脈波寬度調整 (pulse-width modulation, PWM) 產生器，此電路可以改變脈寬的責任周期來達到不同操作模式下的阻抗匹配。

本文設計了兩種實驗範例來驗證阻抗匹配轉換器的功能，實驗顯示脈寬調變產生電路耗電量極低，改變脈寬的責任周期的確可改變等效負載的阻抗值，轉換器可產生 16.18K~39.2K 廣泛的阻抗匹配，轉換器效率在 600(pulses per second) pps 和 400pps 操作模式下都有 77.9%以上，等效負載輸出功率的效率 600pps 和 400pps 操作模式下都有 75.3%以上，壓電發電機在操作模式 600pps 下輸出功率可達 391uW，應用方面可以儲存於 2.4V 充電電池中或 LED 閃爍燈。

Design and Implementation of Impedance Matching Converter for Piezoelectric Generator in Rotating Tapping Mode

Student: Wei-Chih Chen

Advisor: Dr. Shir-Kuan Lin

Submitted to Institute of Electrical Control Engineering

National Chiao Tung University

ABSTRACT

The thesis presents a piezoelectric generator operated in rotating tapping mode and combined with impedance matching converter to achieve optimal power output. The concept of rotating tapping mode is the use of rotating bodies let gear to tap cantilever-type piezoelectric film to generate power. Such as: bicycle, electric fan ... and so on. The thesis used stepper motor to replace the rotation of the body. The stepper motor controller has several operating mode, and it's convenient to operate. The optimal power output of piezoelectric materials has a great relationship with the load. Impedance matching converters can be regarded as an equivalent load and by adjusting the impedance of the converter can achieve optimal power output. Impedance converter is a buck-boost converter and it's one kind of the DC/DC converter. In order to have impedance matching function, the converter must operate in discontinuous conduction mode. The thesis design of a low-power (pulse width modulation, PWM) generator. This circuit can modulate the width of the duty cycle to achieve impedance matching in different operation modes.

The thesis design two experimental examples to verify the impedance matching function of the converter. Experimental result shows the power consumption of pulse width modulation circuit is extremely low. Changes in pulse duty cycle can indeed change the equivalent load impedance. The converter can produce 16.18 K ~ 39.2K wide range of impedance matching. The efficiency of converter in 600(pulses per second)pps and 400pps operating mode has more than 77.9%. The output power efficiency of equivalent load in 600pps and 400pps operating mode has more than 75.3%. The output power of piezoelectric generator in 600pps is 391 μ W, applications can be stored in 2.4V rechargeable battery or LED flashing lights.

誌 謝

非常感謝我的指導教授林錫寬老師，在兩年的研究所生活中，給予我許多的意見與指導，讓我在這兩年中，不管是在知識的累積還是為人處事的態度都有所成長，也感謝老師提供完善的實驗室資源，使本研究可以順利完成。其次非常感謝趙昌博教授，林法正教授，王明賢教授，能在百忙之中來幫我進行論文口試，也感謝各位老師對本論文的建議與指正，以及對我個人的勉勵。

感謝九鼎金屬的王世杰博士，在研究上也給予了我很多建議，感謝和勇科技邵志良老闆，協助我設計與製造實驗機構，感謝博士班林資程學長、吳建鋒學長，同學元亨、宗德、千綏、家振，學弟俊逢、富順，以及交大電控系足的夥伴們，因為有了你們，使得我的研究生活不無聊，更加的多采多姿。

感謝我的爸爸媽媽，在這段期間內給我的鼓勵與關懷，以及給我很好的學習環境，讓我可以專心在研究上，另外也感謝我的女友秋貞的陪伴與支持。在此僅以本文獻給我的家人、女友、朋友與其他幫助我的各位師長，特別是在天國的奶奶，願將我這份喜悅與你們分享。

陳威志 謹識

99年6月29號

目 錄

書頁名	i
中文摘要	ii
英文摘要	iii
誌謝	iv
目錄	v
表目錄	viii
圖目錄	ix
第一章 緒論	1
1.1 研究動機與目的	1
1.2 壓電發電系統文獻回顧與整理	2
1.3 壓電發電儲能系統簡介	9
1.4 本文貢獻	11
1.5 本文架構	12
第二章 壓電原理與壓電等效模型	13
2.1 壓電材料	13
2.1.1 壓電陶瓷材料	14
2.1.2 壓電效應	16
2.2 壓電方程式	18
2.2.1 機電耦合因數	23
2.2.2 壓電材料常見的操作模式	23
2.3 壓電等效模型	25
第三章 非隔離式直流對直流轉換器的操作原理	29

3.1	降壓型轉換器(Buck Converter)	29
3.1.1	Buck Converter 連續導通模式	31
3.1.2	Buck Converter 不連續導通模式	32
3.1.3	Buck Converter CCM 與 DCM 邊界條件	33
3.2	升壓型轉換器(Boost Converter)	34
3.2.1	Boost Converter 連續導通模式	35
3.2.2	Boost Converter 不連續導通模式	36
3.2.3	Boost Converter CCM 與 DCM 邊界條件	37
3.3	升降壓型轉換器(Buck-Boost Converter)	38
3.3.1	Buck-Boost Converter 連續導通模式	39
3.3.2	Buck-Boost Converter 不連續導通模式	40
3.3.3	Buck-Boost Converter CCM 與 DCM 邊界條件	41
第四章	實驗機構和阻抗匹配轉換器設計概念	42
4.1	實驗機構	42
4.1.1	固定座	43
4.1.2	滑軌	43
4.1.3	馬達	43
4.1.4	齒輪	44
4.1.5	雙層壓電片	45
4.2	旋轉敲擊模式	47
4.3	阻抗匹配與最大功率傳輸概念	51
4.4	壓電片的最大功率輸出測試	53
4.5	阻抗匹配轉換器的設計概念	57
4.5.1	阻抗匹配轉換器基本架構	59
第五章	硬體電路架構與實驗	61

5.1	硬體電路架構與元件選擇原則	61
5.1.1	全橋整流電路	62
5.1.2	PWM 產生器	63
5.1.3	阻抗匹配轉換器	64
5.2	實驗目的與實驗範例規劃	66
5.2.1	實驗目的	67
5.2.2	實驗範例規劃	67
5.2.3	參數設定	69
5.3	實驗結果	70
5.4	實驗結果討論	72
5.5	LED 閃爍器應用電路	78
5.6	實驗電路板實現	80
第六章	結論與建議	82
6.1	結論	82
6.2	建議	83
	參考文獻	84

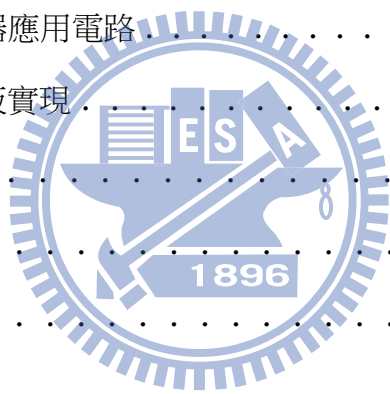


表 目 錄

1.1	各種環境中能量擷取大小比較表[1]	2
1.2	壓電式、電磁式、靜電式，三種發電能量密度比較表[2]	3
2.1	壓電材料分類表	13
2.2	正逆壓電效應	16
2.3	壓電方程式四種型態	19
2.4	八個受到邊界條件限制的機械與介電參數	20
4.1	馬達單圈的步階數與步進角[21]	44
4.2	雙層壓電片規格	45
4.3	各種 PZT 在 31-mode 下的機電耦合因數	46
4.4	PZT-5X 的材料參數[23]	46
5.1	實驗範例一(600pps)	68
5.2	實驗範例二(400pps)	68
5.3	實驗範例一實驗結果	70
5.4	實驗範例二實驗結果	71

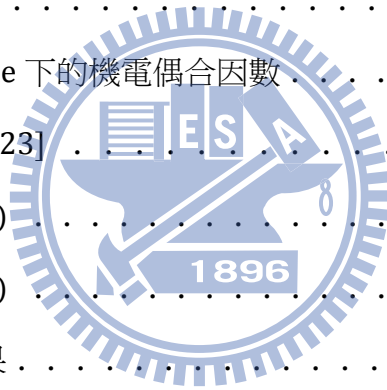


圖 目 錄

1.1	MIT Joe Paradiso 的研究團隊設計的壓電鞋[3]	4
1.2	利用球來衝擊壓電片示意圖[4]	4
1.3	圓筒型衝擊式壓電能源轉換機構圖[4]	5
1.4	圓筒型衝擊式壓電能源轉換器電路圖[4]	5
1.5	以 RFID 來實現網路伺服小孩上下學安全控管概念圖[4]	6
1.6	以 RFID 來實現網路伺服小孩上下學安全控管介面[4]	6
1.7	雙層懸臂樑壓電換能器[2]	7
1.8	壓電換能器受力示意圖[2]	7
1.9	以微機電技術製成的壓電懸臂樑換能器[8]	7
1.10	利用微機電製程技術來改變質量塊的形狀[9]	8
1.11	不同振動模式下的壓電共振頻率域圖[10]	8
1.12	壓電發電儲能系統概念圖	9
1.13	利用微分器作為斜率感測的同步擷取電路系統[12]	10
1.14	結合隔離式 flyback 轉換器的壓電換能器[12]	10
1.15	Buck-Boost Converter[13]	10
2.1	高於居禮溫度 PZT 晶體[15]	14
2.2	低於居禮溫度 PZT 晶體[15]	14
2.3	壓電陶瓷透過高壓電場(1)極化前 (2)極化中 (3)極化後[15]	15
2.4	壓電效應[11]	17
2.5	壓電關係六個方向表示法	21
2.6	壓電材料的三種操作模式	24
2.7	壓電等效機電模型[17]	25
2.8	壓電等效電路模型 [18]	27

3.1	降壓型轉換器	29
3.2	(1) M_p : on, D_1 : off , 電感電流上升	30
3.2	(2) M_p : off, D_1 : on , 電感電流下降	30
3.2	(3) M_p : off, D_1 : off , 電感電流下降到零開關尚未導通	30
3.4	降壓型轉換器在 CCM 的電感電壓與電流	31
3.5	降壓型轉換器在 CCM 的伏秒平衡法則	31
3.6	降壓型轉換器在 DCM 的電感電壓與電流	32
3.7	降壓型轉換器在 DCM 的伏秒平衡法則	32
3.8	降壓型轉換器在 CCM 與 DCM 邊界的電感電壓與電流	33
3.9	升壓型轉換器	34
3.10	(1) M_p : on, D_2 : off , 電感電流上升	34
3.10	(2) M_p : off, D_2 : on , 電感電流下降	35
3.10	(3) M_p : on, D_1 : off , 電感電流下降到零開關尚未導通	35
3.11	升壓型轉換器在 CCM 的電感電壓與電流	35
3.12	升壓型轉換器在 CCM 的伏秒平衡法則	35
3.13	升壓型轉換器操作於 DCM 的電感電壓和電流	36
3.14	升壓型轉換器在 CCM 與 DCM 邊界的電感電壓與電流	37
3.15	升降壓型轉換器	38
3.16	(1) M_p : on, D_3 : off , 電感電流上升	38
3.16	(2) M_p : off, D_3 : on , 電感電流下降	39
3.16	(3) M_p : on, D_3 : off , 電感電流下降到零開關尚未導通	39
3.17	升降壓型轉換器在 CCM 的電感電壓與電流	39
3.18	升降壓型轉換器在 CCM 的伏秒平衡法則	39
3.19	升降壓型轉換器在 DCM 的電感電壓和電流	40
3.20	升降壓型轉換器在 CCM 與 DCM 邊界的電感電壓與電流	41

4.1	壓電發電機實驗機構	42
4.2	壓電發電機實驗機構簡略尺寸圖	43
4.3	NPM 步進馬達[21]	44
4.4	馬達控制器[20]	44
4.5	齒輪	44
4.6	齒輪規格圖	44
4.7	雙層壓電片	45
4.8	F 施力於壓電片的最末端	47
4.9	齒輪	47
4.10	旋轉敲擊模式簡化示意圖	48
4.11	單齒可敲擊壓電片的最大角度示意圖	48
4.12	200pps 操作模式下的壓電電壓訊號上升時間	51
4.13	400pps 操作模式下的壓電電壓訊號上升時間	51
4.14	600pps 操作模式下的壓電電壓訊號上升時間	51
4.15	壓電等效電流源加上負載電路圖[13]	52
4.16	壓電發電功率相對於負載和在共振頻率上的機電參數關係圖[13]	53
4.17 (a)	在模式 600pps 不同負載下的輸出功率	54
4.17 (b)	在模式 600pps 不同負載的負載電壓	54
4.18 (a)	在模式 400pps 不同負載下的輸出功率	55
4.18 (b)	在模式 400pps 不同負載的負載電壓	55
4.19 (a)	在模式 200pps 不同負載下的輸出功率	56
4.19 (b)	在模式 200pps 不同負載的負載電壓	56
4.20	利用 Buck-Boost Converter 作為阻抗匹配轉換器[13]	57
4.21	DCM 模式下電感的電壓和電流特性圖[13]	58
4.22	開關驅動電路示意圖	60

4.23 PWM 產生電路示意圖	60
5.1 本研究硬體電路圖	61
5.2 全橋整流電路圖	62
5.3 PWM 產生器	63
5.4 石英晶體震盪器輸出波形圖	64
5.5 升降壓型轉換器	65
5.6 (a)負載 R	66
5.6 (b)等效負載 R_{eq}	66
5.7 等效輸入阻抗量測值與理論值比較圖	73
5.8 理想負載的輸出功率與等效負載的輸出功率比較圖	74
5.9 阻抗匹配轉換器輸出功率與輸入功率比較圖	75
5.10 轉換器功率轉換效率比較圖	76
5.11 理想負載的輸出功率與等效負載的輸出功率效率圖	77
5.12 LED 閃爍器應用電路	78
5.13 400pps duty=0.3 電容電壓 V_{C2} 波形圖	79
5.14 600pps duty=0.4 電容電壓 V_{C2} 波形圖	79
5.15 實驗電路板 PCB 電路圖	80
5.16 硬體電路板實現	80
5.17 本研究實驗設備	81

第一章 緒論

1.1 研究動機與目的

對於現今的人類來說，能源已經與生活有著密不可分的關係，目前全世界的能源供應，來自於煤、石油、天然氣、...等石化燃料根據專家估測，石化原料在四十年之內將面臨枯竭，能源危機正步步逼近，而且也因為人類對石化能源的依賴，造成地球暖化程度逐年加劇，人類將面臨生存的危機。

因此為了減少地球上能源的消耗及所帶來的汙染，再生能源的概念在世界各國正極力的推廣，日本目前宣布投入 75 兆日圓加速實現低碳社會與開發，美國投入了 320 億美元於全球最大的能源發展規劃，台灣更是在政策上例如節能減碳的相關獎勵及輔導措施，獎勵購置節能產品及提高再生能源設置補助，由此可知，再生能源的開發是現今很重要的議題。

再生能源有別於傳統的發電機產能方式，其目的在於收集環境中未利用到的能源，再藉由各種設備轉換成電能加以利用，例如水力發電是藉由水力的衝擊發電機發電，風力發電是利用風力帶動發電機轉換成電力，太陽能發電則是利用太陽能板將光能轉換成電能，壓電發電為運用一種特殊的介電材料來發電，當壓電材料產生變形時就會有電能的產生，此種現象也被應用於生活中振動的發電，例如人們走路的晃動及踩踏、手臂的揮動及搖擺、車行走因為路不平的振動等，生活中的振動其實隨處可見，壓電發電的研究近年來有相當多的篇幅，然而在前端壓電發電的機構設計上和後端儲能電路的轉換效率探討上，仍有許多值得研究的空間。

一般壓電發電機是用懸臂樑結構，在懸臂樑的前端結合一質量塊，利用生活中垂直的振動，此時質量塊的慣性力會帶動壓電結構達到發電的效果，如果要達到較佳的發電量，必需要使壓電材料操作在共振頻率上，或是要有一定程度的加速度且穩定的振動，要在生活中要找到高頻或是穩定大加速度的振動源並不容易，然而除了垂直的振動外，生活中的轉動也處處可見，家裡的電風扇、腳踏車、摩托車的輪子，這些轉動較為穩定且有較大的加速度，本文目的是利用旋轉敲擊模式來發電，此種方式運用轉動來帶動齒形機構敲擊壓電片來達到發電的目的，並且結合阻抗匹配轉換器來達到發電量的最佳化，最後可對電池做儲能的應用，或是與 LED 燈閃爍器結合應用。

1.2 壓電發電系統文獻回顧與整理

由於能源議題越來越受到重視，加上無線網路通訊設備在日常生活中的使用更加廣泛，無線射頻識別系統(radio frequency identification, RFID)，從圖書館借書、搭乘捷運、繳停車費、識別證...等等更是無所不在，如何供給能源給這些龐大的電子設備，同時又要降低對地球造成的汙染，如何收集環境中的能量並且有效率的轉換成電能便是一個很重要的議題，近來年半導體製程技術和類比 IC 設計技術日益精進，低功率的類比電路技術日漸成熟，因此利用智慧型材料來擷取環境中的能源，並且提供足夠的供電給這些微電子設備的概念不再遙不可及。

表 1.1 各種環境中能量擷取大小比較表[1]

Energy Source	Challenge	Estimated Power (in 1 cm ³ or 1 cm ²)
Light	Conform to small surface area	10 μW – 15 mW (Outdoors: 0.15 – 15 mW) (Indoors: <10 μW)
Vibrations	Variability of vibration	1 – 200 μW (Piezoelectric: ~ 200 μW) (Electrostatic: 50 – 100 μW) (Electromagnetic: < 1μW)
Thermal	Small thermal gradients	15 μW (10 °C gradient)

在地球上的每一個地方都存在著各種形式的能量，例如：太陽能、風力能、水力能、熱能、動能等。表 1.1[1]為各種環境中能量的比較。

其中，振動能量的來源對於外在環境因素的影響較小，因此吸收外部振動能量並轉化為電能等相關議題，最近受到廣泛地重視，並被諸多國際實驗室設定為重點研究領域。目前有幾種機制可以將動能轉換成電能，例如：壓電式發電、電磁式發電、靜電式發電，如表 1.2[2]，壓電式發電有最佳的能量密度，因此以壓電材料為轉換媒介之壓電式發電機，已經得到不少國際團隊的重視，對於壓電發電系統，以下將為大家做個簡單的介紹。

表 1.2 壓電式、電磁式、靜電式，三種發電能量密度比較表[2]

Type	Energy density (mJ cm ⁻³)	Equation	Assumptions
Piezoelectric	35.4	$(1/2)\sigma_y^2/k^2/2c$	PZT 5 H
Electromagnetic	24.8	$(1/2)B^2/\mu_0$	0.25 T
Electrostatic	4	$(1/2)\epsilon_0 E^2$	3×10^7 V m ⁻¹

1998 年 MIT Joe Paradiso 的研究團隊，設計出一款鞋子可以透過走路來發電，把壓電材料結合在運動鞋的可拆卸鞋墊裡面，如圖 1.1[3]，可見在腳跟的地方，有一背對背的雙層壓電晶片所組成的結構，在腳趾的地方有一彎曲的木板，兩邊各由八層 polyvinylidene fluoride(PVDF) 的壓電薄膜所組成，走路時，由於有腳跟往下踩與腳趾往前踏的兩種力量，透過這兩種力量使得壓電材料產生形變藉而達到發電的目的，在一般人走路的步伐情形下，腳跟可以收集到 8.3 mW 功率，腳趾可以收集到 1.3mW 功率，每隻鞋子都有足夠的發電量供給傳輸 12 - bit ID code 的無線通訊板。

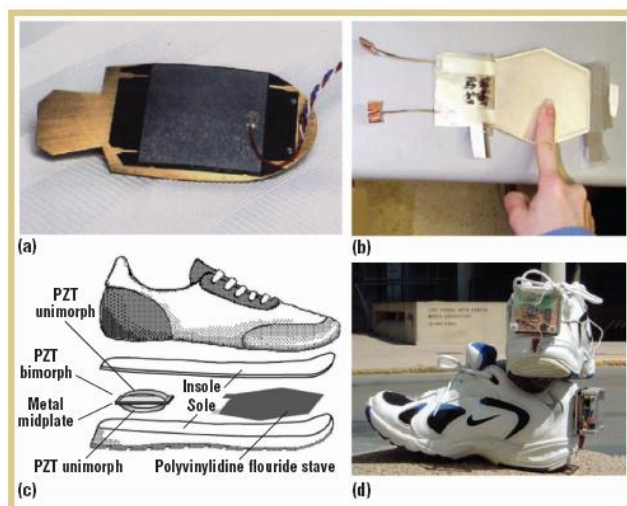


圖 1.1 MIT Joe Paradiso 的研究團隊設計的壓電鞋[3]

2007年東京玉川大學工程學院的 M.Takeuchi, S.Matsuzawa, K. Tairaku and C. Takatsu 在(IEEE International Ultrasonics Symposium) 超音波研討會上發表了一篇論文，文中提到的概念是把衝擊或撞擊的能量轉換成電能，最後再把電能提供給 RFID tag 做其他的應用。

如圖 1.2[4]，一顆球由於受到重力的吸引而產生往下的衝擊力，當此顆球撞擊底部的壓電盤，壓電盤因為受力而變形產生電能。

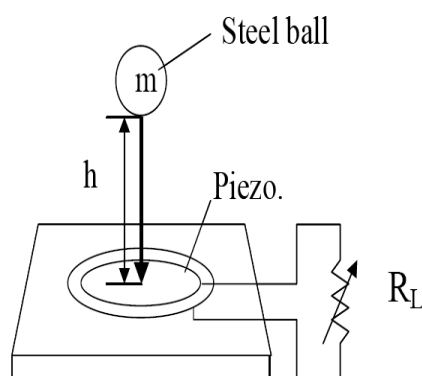


圖 1.2 利用球來衝擊壓電片示意圖[4]

如圖 1.3[4]，圖片右側為一透明圓筒，裡頭放入一顆玻璃珠，在透明圓筒的上下兩端各放入兩片壓電盤，左側 PCB 板為整流電路，如圖 1.4[4]，由於有四個壓電盤所以需要透過四組橋式整流，整流後儲存進電容裡再供電給 RFID tag。

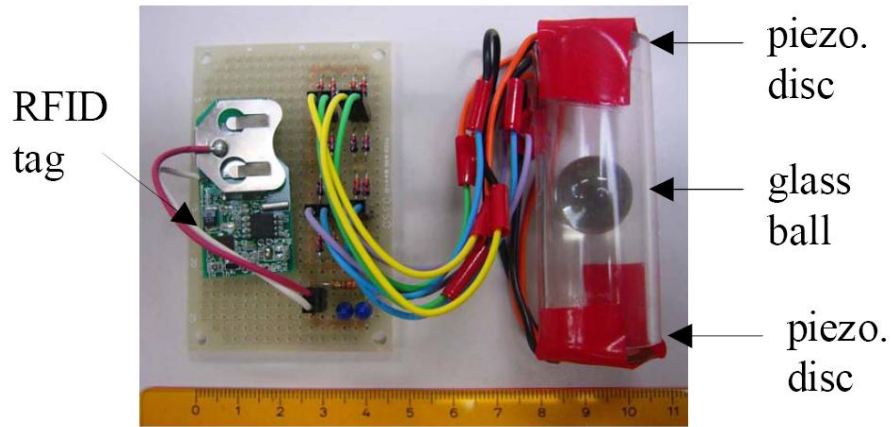


圖 1.3 圓筒型衝擊式壓電能源轉換機構圖[4]

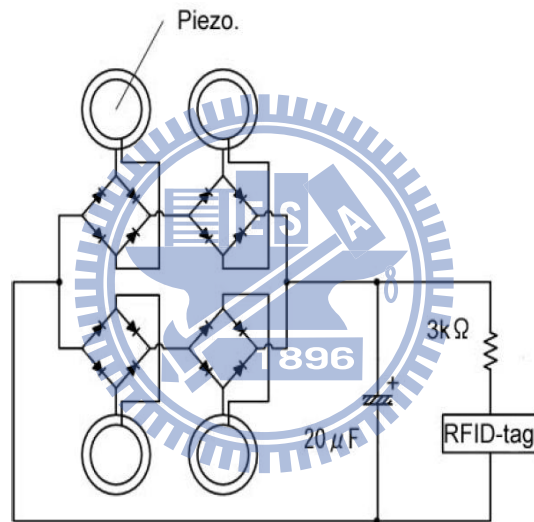


圖 1.4 圓筒型衝擊式壓電能源轉換器電路圖[4]

文中同時提出一個非常有趣的想法，如果把圖 1.3[4]的裝置裝進小學生的書包裡頭，當小學生走路上學時，透過走路時所產生的振動發電，再結合 RFID reader 與 PC 設備即可隨時監控小孩的上下學情形，概念如圖 1.5，如此一來，家長與學校兩方面都可以透過此系統，了解到小孩是否有去上學，並且確實的掌握小孩的上下學時間，如圖 1.6[4]。

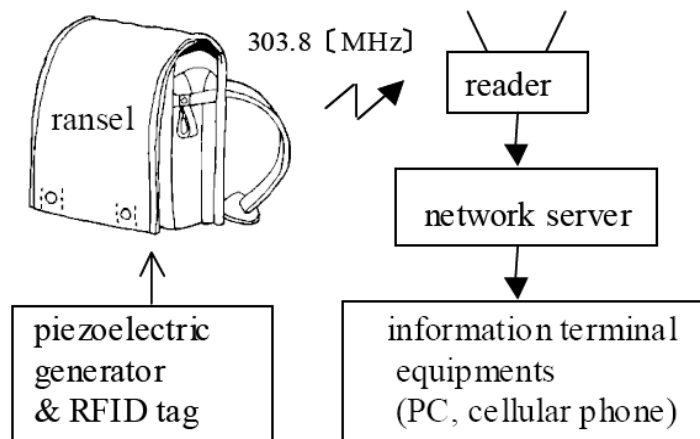


圖 1.5 以 RFID 來實現網路伺服器小孩上下學安全控管概念圖[4]



圖 1.6 以 RFID 來實現網路伺服器小孩上下學安全控管介面[4]

現今藉由壓電材料收集振動能的文章，在前端的結構設計大多採用懸臂樑加一質量塊的結構，圖 1.7[2]為 S. Roundy and P. K. Wright 的實驗機構，此結構採用雙層(bimorph)壓電片，圖如 1.8[2]，當質量塊受重力向下施力，上層受到拉伸的應變，下層受到壓縮的應變， V 為壓電片應變產生的電壓，此篇的應用為無線的電子產品。

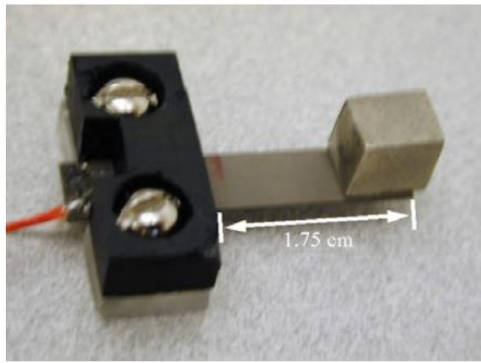


圖 1.7 雙層懸臂樑壓電換能器[2]

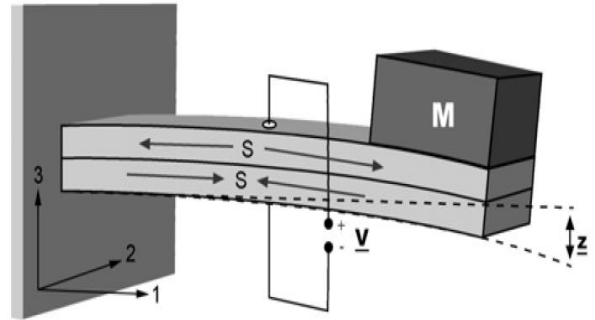


圖 1.8 壓電換能器受力示意圖[2]

[5]是對雙層懸臂樑結構做模組化的分析，推導出機械能轉成電能的關係式，[6]是分析並設計操作在較低頻率(4Hz)壓電發電機，利用手搖來發電，並且應用於無線訊號傳輸設備，[7]是以放射性同位素為動力的壓電發電機，利用異性電荷相吸，異性電荷相斥來使壓電片產生震動。

隨著半導體製程技術的成熟，微機電(MEMS)的概念越來越受到重視，[8]是利用半導體製程技術設計的微型懸臂樑壓電發電機，如圖 1.9[8]，操作頻率介於 20Hz 到 40Hz 之間，發電量約為 1 μ W，[9]也是利用半導體製程技術設計的微發電機，並且使用不同的蝕刻技巧來最佳化質量塊的結構，使得懸臂樑在最小的力量下有最大的形變量，此結構的共振頻率操作在 300Hz 到 800Hz 之間，最大發電量可到達約 1 mW，如圖 1.10[9]。

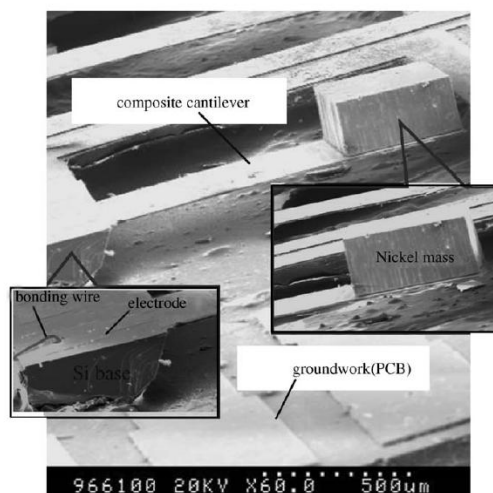


圖 1.9 以微機電技術製成的壓電懸臂樑換能器[8]

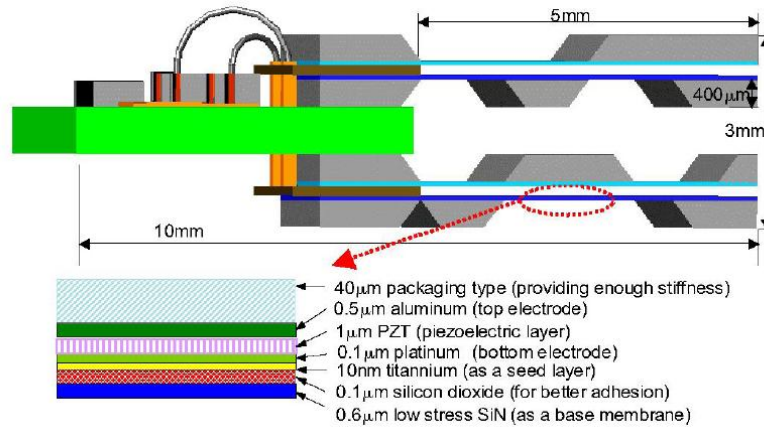


圖 1.10 利用微機電製程技術來改變質量塊的形狀[9]

圖 1.11[10]為壓電材料在不同振動模式下的共振頻率域圖，由於旋臂量結構振動的方式屬於(Flexure Vibration)，相較其他振動模式是屬於低頻的應用，由於日常生活中的振動大部分為低頻，因此懸臂樑結構的確是首選，本論文也採用懸臂樑結構為設計首要。

Vibration Mode	Frequency (Hz)	Application							
		1K	10K	100K	1M	10M	100M	1G	
Flexure Vibration									Piezo Buzzer
Lengthwise Vibration									KHz Filter
Area Vibration									KHz Resonator
Radius Vibration									
Thickness Shear Vibration									MHz Filter
Thickness Trapped Vibration									MHz Resonator
Surface Acoustic Wave									SAW Filter SAW Resonator
BGS Wave									SH Trap SH Resonator SH Filter

圖 1.11 不同振動模式下的壓電共振頻率域圖[10]

1.3 壓電發電儲能系統簡介

一般而言，壓電材料的發電電壓是與單位時間的形變量成正比，如果只是單純壓著發電材料並不會有任何電壓產生，壓電發電機的輸出電壓波形為交流弦波，所以必須經過 AC to DC 的處理，如圖 1.12 圖中前端部分為壓電片的等效電流源模式，電容為壓電片的等效內部電容，利用橋式整流器整流，後端可利用 DC to DC converter 做升壓降壓的功用，最後再把轉換之後的電能儲存到儲能元件中，DC to DC converter 分成非隔離式與隔離式兩大類，其中這兩大類都有三種類型，降壓型、升壓型、升降壓型，儲能元件的選擇，一般而言使用電容或是充電電池。

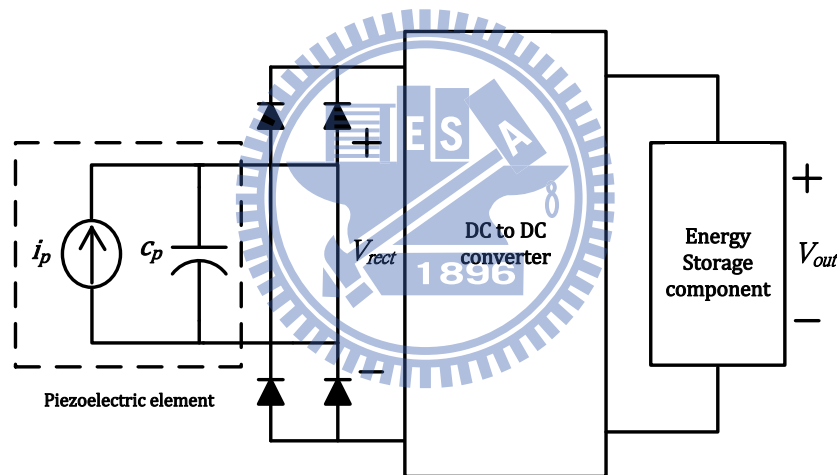


圖 1.12 壓電發電儲能系統概念圖

除了操作在共振頻率上有最大發電量，在電路的設計更是有許多種方法來達成，[12]設計了一同步擷取電路圖 1.13[12]，此電路的巧思為當壓電片達到最大的變形量的同時，剛好是交流電弦波的頂點，利用一微分器來感測斜率由正轉負的瞬間，把壓電內部電容的電量放掉，下一周期即可充到兩倍的電壓，達到發電量大大的提升，由於此電路使用了 flyback 轉換器圖 1.14[12]，為隔離式的 DC to DC converter，可以不受負載效應的影響，但耦合電感需自行製作較為複雜，而且如果壓電發電機的交流波形不是很完美的弦波，在斜率的感測上會有難度。

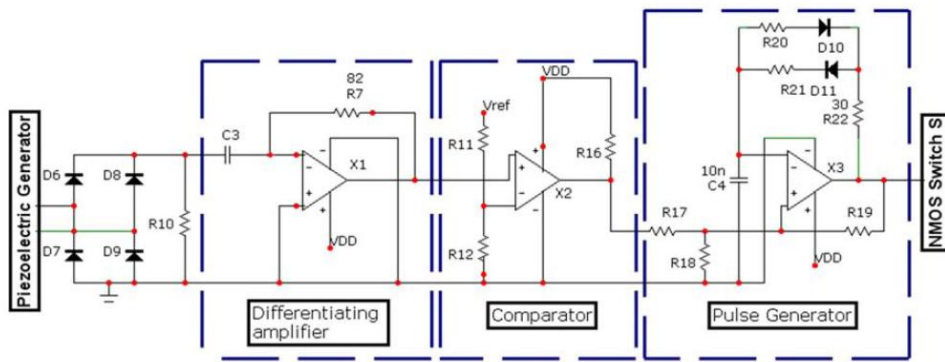


圖 1.13 利用微分器作為斜率感測的同步擷取電路系統[12]

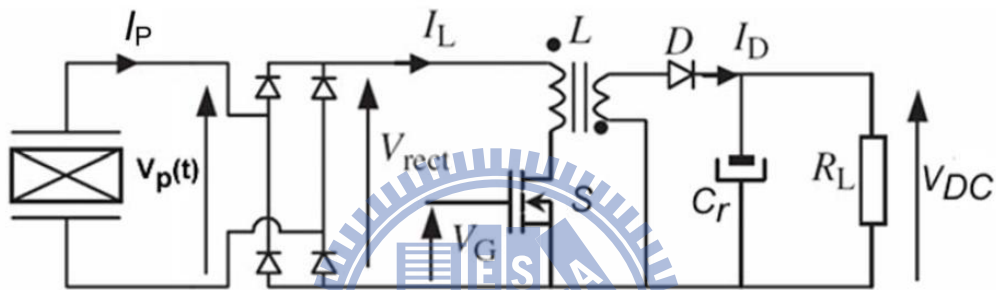


圖 1.14 結合隔離式 flyback 轉換器的壓電換能器[12]

[13]利用 Buck-Boost Converter 如圖 1.15 來達到所謂的阻抗匹配的功用，由於壓電發電機的最大發電量受後端負載所影響，為了求得最大的發電量，此論文利用操作在不連續導通模式中的升降壓型轉換器，透過責任周期與電感值的設計，可得到一等效輸入阻抗，再透過轉換器輸出儲存在充電電池中。

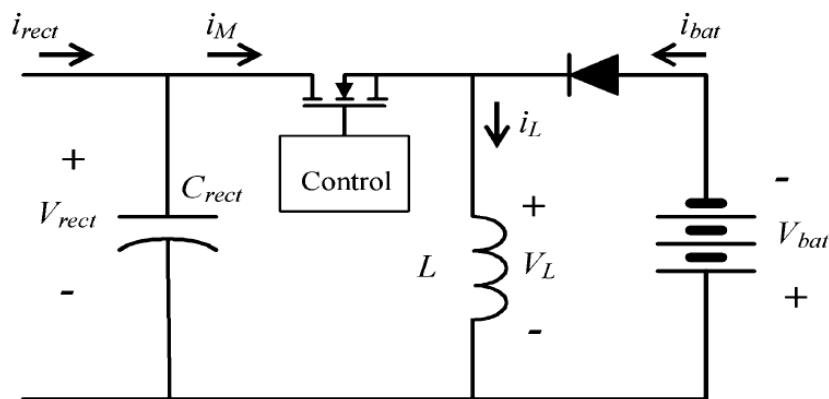



圖 1.15 Buck-Boost Converter[13]

近年的研究中不乏是針對如何達成最佳發電量的電路設計，壓電發電機的發電量是屬於微功率型發電機，發電量在低頻操作下一般不超過 1mW，因此在控制電路中使用的感測元件，例如：比較器、運算放大器、PWM generator 等，如果感測元件的消耗功率太大或是設計不良，很容易造成電路的功率消耗大於壓電發電機本身的發電量，如果使用外部電源來提供電路所需的功率消耗便失去了設計壓電發電機的意義，因此本論文除了在前端利用旋轉敲擊模式來發電外，後端著重在使用阻抗匹配轉換器來提升發電量，轉換器的功率消耗極低，對發電量的影響甚小，本論文在後端的設計上除了使用充電電池作為儲能元件外，也設計了一個低功率的 LED 閃爍器作為後端的應用。

1.4 本文貢獻



在阻抗匹配轉換器的開關驅動電路上，本研究設計了一個低功率的脈波寬度調變(pulse width modulation, PWM)產生器，包含了鋸齒波產生電路與比較電路兩部分，鋸齒波產生電路利用一個石英晶體震盪器串連一個電阻組成，PWM 產生器消耗功率極低，所以在控制電路的電源供應部分，不用外接電源，由壓電發電機直接供電，PWM 產生器可以透過改變分壓電阻值的不同，來改變脈波的責任周期，所以可以調整脈波的責任周期來配合所需的阻抗匹配值，所以改善了過去的開關責任周期只能為定值，所以當需要較大的阻抗匹配值時，需要用到很大的電感值。

1.5 本文架構

第一章:緒論

敘述研究動機與目的，對於壓電發電的特色及現今研究概況簡介，其中對於壓電發電系統和壓電儲能系統做個簡單的介紹與整理。

第二章:壓電原理及壓電等效模型

介紹壓電材料的壓電效應及壓電方程式，利用壓電等效模型來說明壓電發電機的基本原理。

第三章：非隔離式直流對直流轉換器操作原理

介紹非隔離式 DC to DC 轉換器，降壓型、升壓型、升降壓型，探討如何操作在連續導通模式及不連續導通模式的條件。

第四章：實驗機構和阻抗匹配轉換器設計概念

介紹本研究的實驗機構，壓電材料的規格，旋轉敲擊模式的設計概念，阻抗匹配與最大功率輸出的概念和阻抗匹配轉換器的設計概念。

第五章：硬體電路架構與實驗

介紹本研究硬體電路架構，電路中各元件的選擇原則，並且根據實驗的目的規劃實驗範例，量測各種電性，利用圖片和表格整理出實驗結果並討論實驗結果。

第六章：結論與建議

對本論文做個總結，提出未來可以改進的方向與建議。

第二章 壓電原理與壓電等效模型

壓電材料為一智慧型材料，可有多種大小與形狀的變化，壓電材料有許多種類，而現今最廣泛應用的是壓電陶瓷材料，本章將簡介壓電材料的種類以及壓電陶瓷(PZT)，何謂正逆壓電效應，並且為了解釋壓電材料的機電耦合效應，利用壓電方程式及壓電等效電路模型來加以說明。

2.1 壓電材料

壓電材料對於環境敏感度較低，製造容易可製成多樣形狀，例如：單層、多層、管狀、環狀、圓柱形等各種壓電晶片，壓電材料反應時間快速，因此很適合用於機械能轉換成動能的應用，壓電材料一開始並不是人工製造出來的，原本在地球上就有壓電礦石的存在，隨著材料科學的發展，至今已經可以藉由人工製造，一般壓電發電材料可分成四種種類，如表 2.1，單晶類(Single Crystal)，薄膜類(Thin Film)，聚合物(Polymer)，陶瓷(Ceramic)，複合材料(Composite Materials)。

表 2.1 壓電材料分類表[17]

種類	材料
單晶	石英（水晶）、電氣石、羅德鹽、鉍酸鹽、鉍酸鹽等
薄膜	氧化鋅(ZnO)、氮化鋁(AlN)等
聚合物	聚偏二氟乙烯(PVDF)等
陶瓷	鈦酸鋇、銻鈦酸鉛(PZT)等
複合材料	PVDF-PZT 等

2.1.1 壓電陶瓷材料

壓電陶瓷是一種可以使電能和機械能相互轉換的特殊陶瓷材料。它主要是藉由燒結而形成的一種多晶材料，與普通的單晶壓電材料相比，有相當多的優點，例如價格較低廉、容易加工成各種不同形狀的元件、能大量生產等，因此可以針對各種不同的應用做客製化的製作。

壓電陶瓷是由許多粒徑在幾個微米左右的小晶粒所組成，主要成分是鉛、鈦和鋇的氧化物，其優點為可使用不同比例的搭配來改變其壓電特性，雖然壓電陶瓷的種類很多，但其中以鋇鈦酸鉛 (PZT) 因為具有良好的壓的活性，耐酸鹼，可製成任何形狀，本論文也採用 PZT 作為實驗的材料，通常在壓電陶瓷的實際使用上，會搭配軟性金屬材料作為基板，或是使用於雙層壓電晶片中間的夾層，軟性金屬可緩衝陶瓷材料容易在使用中因為勁度過大產生碎裂。

下圖為 PZT 的晶體結構，其晶格為四方結構，分子式 $\text{Pb}(\text{Zr}, \text{Ti})\text{O}_3$ ，四邊頂點為各八分之一的氧(負二價)離子，在各面的面心處共有六顆二分之一的鉛(正二價)離子，而中心點為一顆鈦離子或鋇離子。

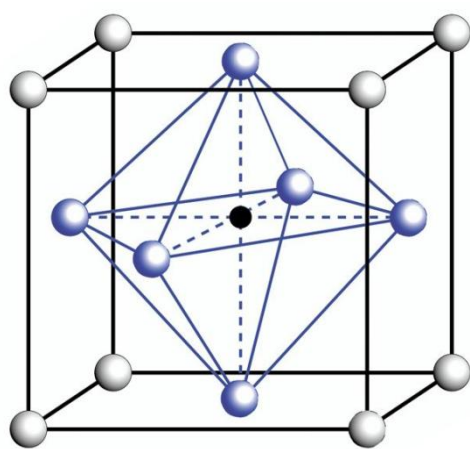


圖 2.1 高於居禮溫度 PZT 晶體[15]

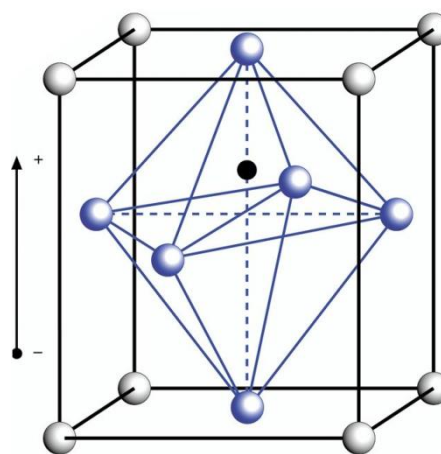


圖 2.2 低於居禮溫度 PZT 晶體[15]

正式的分子式應該包含壓電材料鈦離子跟鉛離子兩者之間的比例，例如 $\text{Pb}[\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x}]\text{O}_3$ $0 < x < 1$ ，表示， x 為鉛離子占的百分比， $1-x$ 為鈦離子占的百分比，圖 2.1[15]為在高於居禮溫度的 PZT 晶格，此時的離子晶格是對稱的，圖 2.2[15]為在低於居禮溫度的 PZT 晶格，此時離子晶格呈現不對稱結構，使得正電荷中心與負電荷中心位於不同位置上，而產生電性偶極矩。

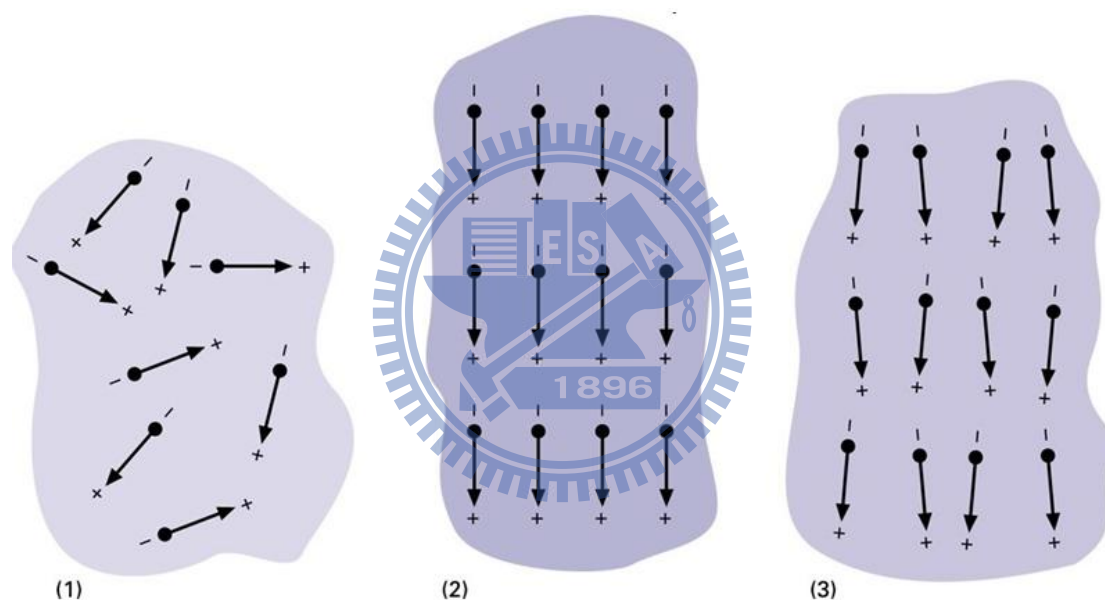


圖 2.3 壓電陶瓷透過高壓電場(1)極化前 (2)極化中 (3)極化後[15]

壓電材料燒結出來後，如圖 2.3[15]各 PZT 晶格都具有電偶極矩，但是方向呈現不規則排列，此時並沒有壓電特性的存在，需再經過高壓電場的处理，即所謂的極化處理(poling)，經過極化處理的壓電材料，其晶格都具有相同方向的電偶極矩，才有所謂的壓電特性。

2.1.2 壓電效應

壓電效應(Piezoelectricity)，此現象最早是 1880 年由皮埃爾·居禮(Pierre Curie)和雅各·居禮(Jacques Curie)兩兄弟發現，居禮兄弟發現對與某些晶體施加壓力時，它們會在材料表面產生電壓訊號，又若將這些晶體置於電場當中，它們會壓縮而變形，而壓電材料會有壓電效應，壓電材料會有壓電效應是因晶格內原子間特殊排列方式，使得材料有應力場與電場耦合的效應。

如上一小節所示，具有壓電性的材料其首要條件是晶體結構中存在非對稱中心(non-centrosymmetry)，也就是說，其正電荷中心和負電荷中心並非位於同一個位置上，使得正負電荷無法表現出中和的特性，就會有電偶極矩的存在。電荷及應變間相互的因果關係，使得晶體在結構上存在一個可受外力作用而產生電荷移動的帶電體，此帶電體稱為電偶極矩(electric dipole moment)。只要物體之結晶構造存在可受外力而移動之電偶極矩，就會產生機電能量彼此轉換的現象，此即壓電現象的根源，壓電效應分成正逆兩種，以下表格說明。

表 2.2 正逆壓電效應

正壓電效應 (機械能轉電能)

當對壓電材料施以物理壓力時，材料體內之電偶極矩會因壓縮而變短，此時壓電材料為抵抗這變化會在材料表面產生正負電荷，以保持原狀。

逆壓電效應 (電能轉機械能)

當在壓電材料表面施加電場（電壓），因電場作用時電偶極矩會被拉長，壓電材料為抵抗變化，會沿電場方向伸長。

壓電效應可由圖 2.4 來解釋：

(a)為材料的電偶極矩方向，由負電荷中心到正電荷中心。

(b)(c)為正壓電效應。

(d)(e)為逆壓電效應。

(f)壓電片上下周期性的變形就會產生交流弦波電壓訊號。

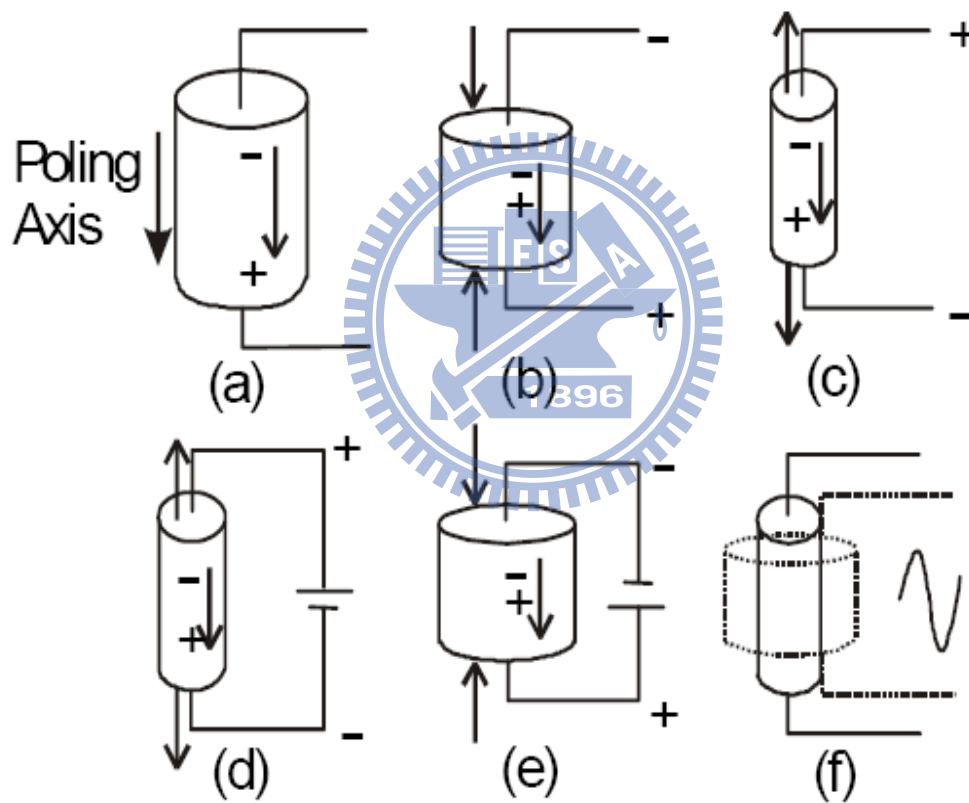


圖 2.4 壓電效應[11]

2.2 壓電方程式

壓電現象為機械能與電能之間的轉換，對於一般的沒有壓電特性的材料而言，施加多少機械應力 T 會產生多少機械應變 S ，存在著相對應的比例關係[17]：

$$S = sT \quad (2-1)$$

或

$$T = cS \quad (2-2)$$

其中 T :應力(stress)

S :應變(strain)

s : 彈性韌性(elastic compliance)

c : 彈性剛性(elastic stiffness)



若在非壓電性材料的兩端加入一電場 E ，即材料內部會產生電位移 D ，兩者間的關係為[17]：

$$D = \epsilon E \quad (2-3)$$

或

$$E = \beta D \quad (2-4)$$

其中 E :電場(electric field)

D :電位移(electric displacement)

ϵ :介電常數(permeability)

β :反介電常數(impermeability)

對壓電材料而言，機械特性與電性之間彼此會互相影響，而使其關係並不如上述 (2-1) 至 (2-4) 式那麼簡單，同常會包含機械項及介電項兩部分，對一壓電效應而言，所涉及的變數有四種，兩個為機械彈性量，即應力 T 及應變 S ，而另兩個為介電量，及電場 E 及電位移或電位移 D ，因此所選擇的自變數及應變數之不同，壓電方程式有 d, g, e, h 四種不同的形態[17]，如表 2.3 所示。

表 2.3: 壓電方程式四種型態

d 形態	$S = s^E T + dE$ $D = dT + \epsilon^T E$
g 形態	$S = s^D T + gE$ $E = -gT + \beta^T D$
e 形態	$T = c^E S + eE$ $D = eS + \epsilon^S E$
h 形態	$T = c^D S - hD$ $E = -hS + \beta^S E$

其中 d, g, e, h 稱為壓電參數 (piezoelectric parameters)，其他參數定義如表 2.4[17] 所示。

表 2.4 :八個受到邊界條件限制的機械與介電參數[17]

s^E	表示當電場為定值時所量測到的韌性常數
s^D	表示當電位為定值時所量測到的韌性常數
c^E	表示當電場為定值時所量測到的剛性常數
c^D	表示當電位為定值時所量測到的剛性常數
ε^T	表示當應力為定值時所量測到的介電常數
ε^S	表示當應變為定值時所量測到的介電常數
β^T	表示當應力為定值時所量測到的反介電常數
β^S	表示當應變為定值時所量測到的反介電常數

上述各參數並非獨立，通常可由其中兩個值來求得另外一個值，關係為[17]：

$$d = \varepsilon^T g = e s^E \quad (2-5)$$

$$g = \beta^T d = h s^D \quad (2-6)$$

$$e = \varepsilon^S h = d c^E \quad (2-7)$$

$$h = \beta^S e = g c^D \quad (2-8)$$

壓電材料並非等向性材料，所以壓電方程式的各參數關係間並非單純之純數學關係，而為一個有方向性的向量(vector)或張量(tensor)關係，因此在考慮壓電關係時必需了解其方向性，一般來說，機械量(應力)擁有六個方向，三個縱向及三個剪向，而介電量只有三個縱向關係，由圖 2.5 可知 1,2,3 表示直角坐標的 x,y,z 的方向而 4,5,6 表示 xz,zx,yz 的剪力方向。

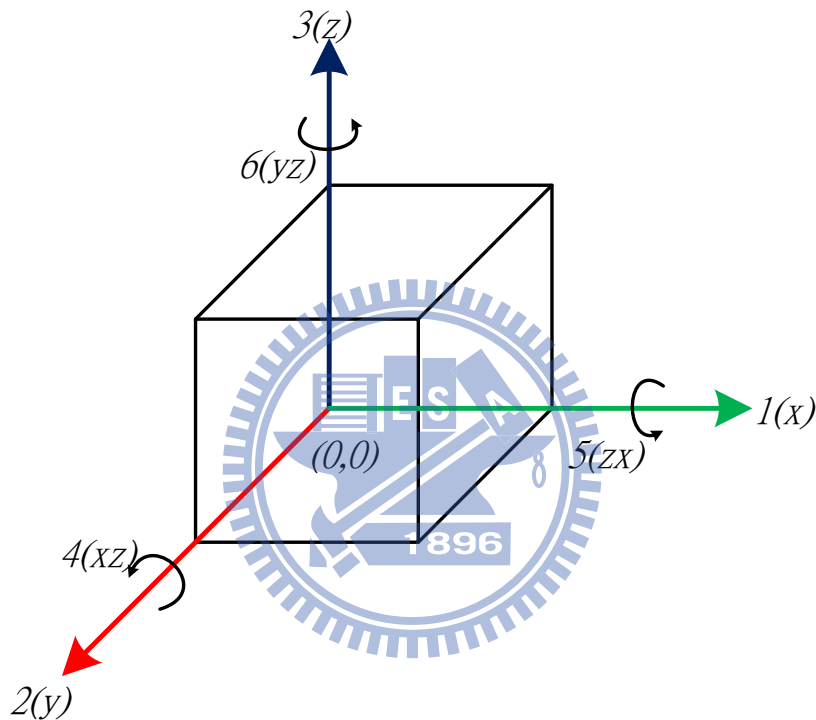


圖 2.5 壓電關係六個方向表示法

所以完整的壓電方程式必須有方向的表示，以 d 型態的壓電方程式為例，必需改寫成[17]。

$$S_m = s_{mn}^E T_n + d_{mi} E_i \quad (2-9)$$

$$D_i = d_{im} T_m + \varepsilon_{ij}^T E_j \quad (2-10)$$

$$m, n = 1 \sim 6$$

$$i, j = 1 \sim 3$$

若寫成矩陣型態則

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \\ D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^E & S_{12}^E & S_{13}^E & S_{14}^E & S_{15}^E & S_{16}^E & d_{11} & d_{21} & d_{31} \\ S_{21}^E & S_{22}^E & S_{23}^E & S_{24}^E & S_{25}^E & S_{26}^E & d_{12} & d_{22} & d_{32} \\ S_{31}^E & S_{32}^E & S_{33}^E & S_{34}^E & S_{35}^E & S_{36}^E & d_{13} & d_{23} & d_{33} \\ S_{41}^E & S_{42}^E & S_{43}^E & S_{44}^E & S_{45}^E & S_{46}^E & d_{14} & d_{24} & d_{34} \\ S_{51}^E & S_{52}^E & S_{53}^E & S_{54}^E & S_{55}^E & S_{56}^E & d_{15} & d_{25} & d_{35} \\ S_{61}^E & S_{62}^E & S_{63}^E & S_{64}^E & S_{65}^E & S_{66}^E & d_{16} & d_{26} & d_{36} \\ d_{11} & d_{12} & d_{13} & d_{14} & d_{15} & d_{16} & \varepsilon_{11}^T & \varepsilon_{12}^T & \varepsilon_{13}^T \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} & d_{24} & d_{25} & d_{26} & \varepsilon_{21}^T & \varepsilon_{22}^T & \varepsilon_{23}^T \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & d_{34} & d_{35} & d_{36} & \varepsilon_{31}^T & \varepsilon_{32}^T & \varepsilon_{33}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \\ E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

其參數矩陣可分為四個小矩陣，其中左上角為一(6×6)對角對稱的彈性係數矩陣，有 21 個獨立的參數，即

$$[S_{mn}^E] = \begin{bmatrix} S_{11}^E & S_{12}^E & S_{13}^E & S_{14}^E & S_{15}^E & S_{16}^E \\ S_{21}^E & S_{22}^E & S_{23}^E & S_{24}^E & S_{25}^E & S_{26}^E \\ S_{31}^E & S_{32}^E & S_{33}^E & S_{34}^E & S_{35}^E & S_{36}^E \\ S_{41}^E & S_{42}^E & S_{43}^E & S_{44}^E & S_{45}^E & S_{46}^E \\ S_{51}^E & S_{52}^E & S_{53}^E & S_{54}^E & S_{55}^E & S_{56}^E \\ S_{61}^E & S_{62}^E & S_{63}^E & S_{64}^E & S_{65}^E & S_{66}^E \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

右下角為一(3×3)對角對稱的介電參數矩陣，有 6 個獨立的參數，即

$$[\varepsilon_{ij}^T] = \begin{bmatrix} \varepsilon_{11}^T & \varepsilon_{12}^T & \varepsilon_{13}^T \\ \varepsilon_{21}^T & \varepsilon_{22}^T & \varepsilon_{23}^T \\ \varepsilon_{31}^T & \varepsilon_{32}^T & \varepsilon_{33}^T \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

下方與右方的壓電參數矩陣為非對稱，有 18 個獨立的參數，即

$$[d_{mi}] = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & d_{14} & d_{15} & d_{16} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} & d_{24} & d_{25} & d_{26} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & d_{34} & d_{35} & d_{36} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

由此可知，要熟悉壓電材料的特性，所要知道的參數共有 45 個之多，21 個彈性參數，6 個介電參數和 18 個壓電參數，但實際上，隨著應用種類及操作模式的不同和晶體對稱關係使多數參數不存在，所以會簡化很多，在 2.2.2 會有更詳細的說明。

2.2.1 機電耦合因數

在研究材料的壓電特性時，除了上述的各種參數之外，還有一相當重要的特性參數，此一參數代表機械能(彈性能)與介電能之間的互換能力，它稱為機電耦合因數(electromechanical coupling factor)，以 k 來表示。此一耦合因數的定義為機電耦合能量密度與機械能及介電能密度幾何平均之比，存儲的機械能(電能)與外加電能(機械能)比值之平方根，亦即

$$k = \left(\frac{\text{儲存機械能}}{\text{外加電能}} \right)^{1/2} \quad (2-15)$$

$$= \left(\frac{\text{儲存電能}}{\text{外加機械能}} \right)^{1/2} \quad (2-16)$$

$$= \frac{\text{機電耦合能量密度}}{[(\text{機械能密度})(\text{電能密度})]^{1/2}} \quad (2-17)$$

2.2.2 壓電材料常見的操作模式

在壓電材料的操作模式上，依動作原理的不同可分成三種模式，**33 模式**，**31 模式**，**15 模式**，以壓電發電機的應用而言，如圖 2.5 所提到的六個方向，這兩個數字的第一個字，其代表的意思是電場產生的方向，而第二個數字代表的是壓電材料的機械結構變形方向，因此 **33 模式** 代表的是，如果一壓電材料的結構

變形方向為 3(Z)方向，則電場也會在 3(z)方向產生，亦即電場與應變方向相同，**31 模式**代表的是，如果依壓電材料的結構變形方向為 1(x)方向，則電場會在 3(z)方向產生，是電場與應變方向互相垂直，而 **15 模式**代表壓電材料的結構變形方向為 5(zx)，通常是受到剪應力才會有剪方向的應變，而電場產生方向為 1(x)，本文採用的懸臂樑發電模式即是 **31 模式**，圖 2.6 說明此三種操作模式。

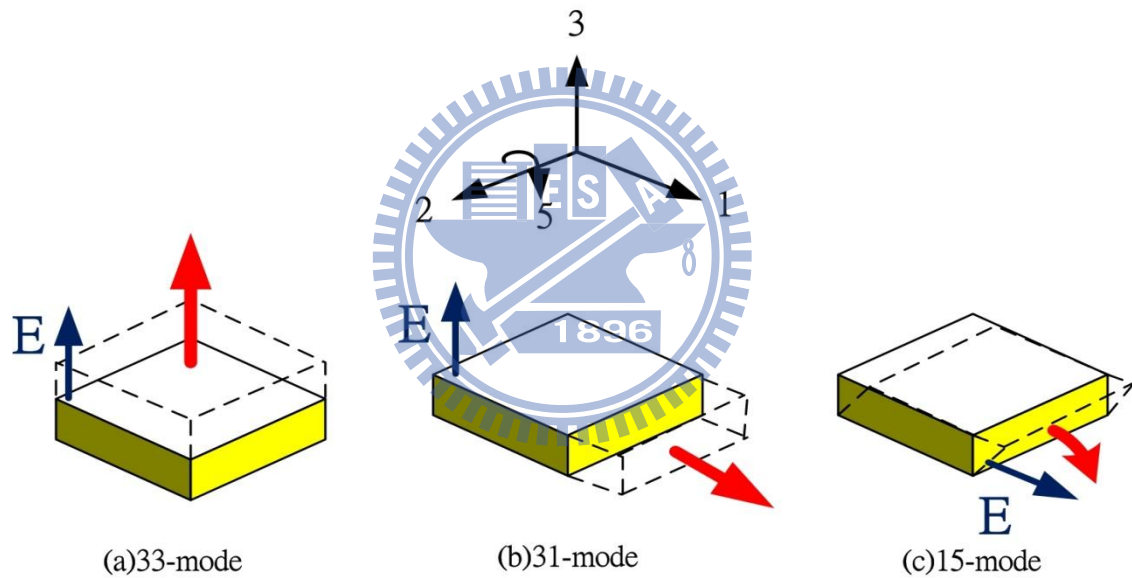


圖 2.6 壓電材料的三種操作模式

2.3 壓電等效模型

由於壓電材料是利用機械能轉換成電能，所以牽涉到機械能方程式與電性方程式兩種理論的結合，其動態特性非常複雜，因此有多篇研究建立了簡單的壓電等效模型以方便分析壓電換能器的特性，本節對壓電等效模型做個簡介。

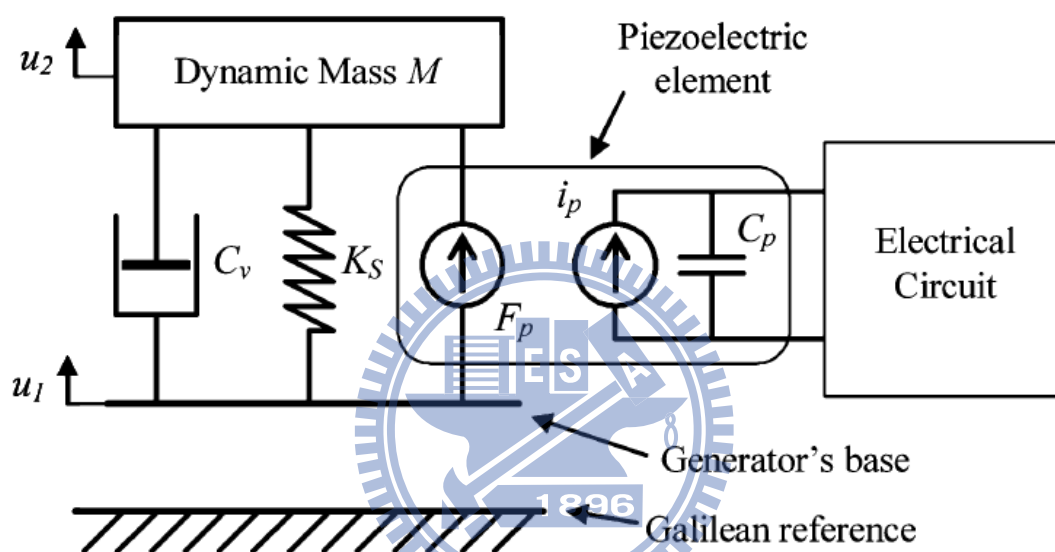


圖 2.7 壓電等效機電模型[17]

圖 2.7 為壓電等效機電模型，其中各項參數定義如下：

- F_p : 施加於壓電材料上的力 (N)
- K_s : 壓電材料本身的機械剛性 (N/m)
- C_v : 壓電發電系統的等效阻尼 (N/v)
- i_p : 壓電發電系統的等效電流源 (A)
- C_p : 壓電材料的等效電容 (C/V)

圖 2.7 的等效電路模型可由以下三式來解釋，由於壓電材料有機電兩特性的耦合效應，式子(2-18)代表正向力不只是與位移量有(K_{PE} 楊氏系數)比例關係，與電壓 V_p 也存在著 α 的比例關係， α 為壓電材料的機電耦合係數。壓電等效電流源的電流大小與位移量的微分呈 α 倍的關係，亦即與位移量的速度有關係，如式子(2-19)，系統的力量平衡方程式， $F = Ma + Cv + Kx$ 如式子(2-20)所示。

$$F_p = K_{PE}(u_2 - u_1) + \alpha V_p \quad (2-18)$$

$$i_p = \alpha \frac{d(u_2 - u_1)}{dt} \quad (2-19)$$

$$M \frac{d^2 u_2}{dt^2} + C_v \frac{d(u_2 - u_1)}{dt} + K_S(u_2 - u_1) - F_p = 0 \quad (2-20)$$

其中式(2-20)中可分成三種力

$$\text{慣性力 } (F=Ma) \quad (2-21)$$

$$\text{阻尼力 } (F=Bv) \quad (2-22)$$

$$\text{彈簧力 } (F=Kx) \quad (2-23)$$

把這三種利用速度的拉式轉換來表示分別為

$$\text{慣性力 } F=sMv \quad (2-24)$$

$$\text{阻尼力 } F=Bv \quad (2-25)$$

$$\text{彈簧力 } F=(Kv)/s \quad (2-26)$$

因此式子(2-20)可以改寫成力量與速度的關係式

$$F = \left(sM + B + \frac{K}{S} \right) v \quad (2-27)$$



此式子可以對應到一般的 RLC 電路電壓與電流的關係

$$V = \left(sL + R + \frac{1}{sC} \right) i \quad (2-28)$$

因此圖 2.7 的壓電等效模型可用圖 2.8 來表示，即為壓電等效電路模型

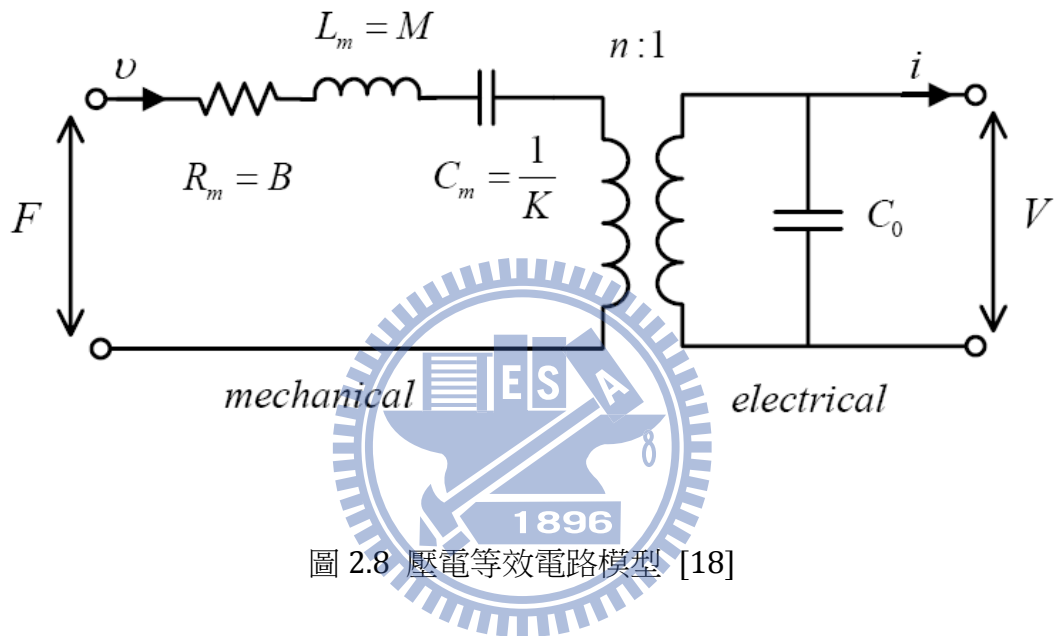


圖 2.8 壓電等效電路模型 [18]

其中電阻就等於系統中的阻尼，電感就等於系統中的質量，電容就等於系統剛性的倒數，力、速度與電壓、電流的關係式可用一個 2×2 的矩陣來表示，如下：

$$\begin{bmatrix} F \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sM + B + \frac{K}{S} & n \\ n & -sC_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ V \end{bmatrix} \quad (2-29)$$

此為最常見的壓電等效電路模型。

如果在 $i=0$ (開路)的情況下，其開路電壓可以表示成式(2.30)，其中

$K_{op} = K + \frac{n^2}{C_0}$ 為開路下之機械剛性。

$$V_{op} = \frac{\frac{n}{C_0} \cdot F}{M \cdot s^2 + B \cdot s + \left(K + \frac{n^2}{C_0}\right)} = \frac{\frac{n}{C_0} \cdot F}{M \cdot s^2 + B \cdot s + K_{op}} \quad (2-30)$$

如果考慮壓電元件受週期性外力作用下，儲存於壓電元件中的內部電容所得到的開路電能大小為

$$E = \frac{1}{2} C_0 \cdot |V_{op}|^2 = \frac{\frac{n^2}{2C_0} F^2}{M^2(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + B^2\omega^2} \quad (2-31)$$

ω_n 為結構中的自然共振頻率，其中 $\omega_n = \sqrt{K_{op}/M}$ 根據式子(2.31)若 $\omega = \omega_n$ 則會有最大的開路電能。

由於壓電材料操作在共振頻率上會有最大的電能輸出，所以現今大多研究都著重於探討在共振頻下的發電量，共振頻帶為一個很窄的頻域，而且共振頻率大多在數百到數K之間，要在日常生活中找到如此高頻的震動並不容易，本論文討論的頻率屬於低頻，因此將不對壓電材料在共振頻率上的特性多做分析。

第三章

非隔離式直流對直流轉換器操作原理

直流對直流轉換器(DC to DC converter)是用得最多也最廣，也是結構變化最豐富與最多樣的一類轉換器，各式電子產品、電源供應器、充電器等，都需要直流對直流轉換器，直流對直流轉換器的特點在於輸入與輸出必需是直流形式，其電流都是從輸入端流向輸出負載端，因此所用之開關元件均屬於單方向性。從輸入端與輸出端是否共地的方式可分為兩種類型，隔離型與非隔離型，本章將介紹非隔離型三種常見的轉換器，降壓型、升壓型、升降壓型[19]。

3.1 降壓型轉換器(Buck Converter)

Buck 轉換器是屬於降壓型轉換器，如圖 3.1 所示，發源於二十世紀初，目前文獻上不可考，也是直流對直流轉換器中最早發展出來的，它的轉換原理最直接也最容易理解，當主動開關 M_p 導通(on)時，能量就由輸入端直接傳輸至輸出端，當開關截止(off)時，只依靠電感和電容所儲存的能量繼續供給負載所需。若發覺輸出電壓下降太多，可以調整開關的導通時間，輸出功率的調整機制很直接也很容易了解。

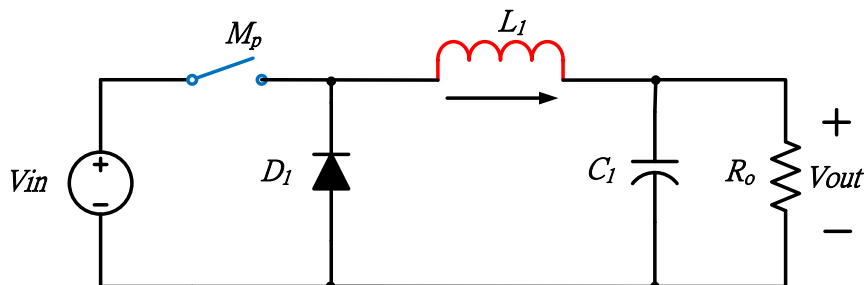


圖 3.1 降壓型轉換器

其操作原理可分成三個部分

當開關 M_p 導通時，二極體 D_1 為截止，此時 $V_{L1} = V_{in} - V_{out} = L_1 \frac{di}{dt}$ 電感電流上升，如圖 3.2(1)。

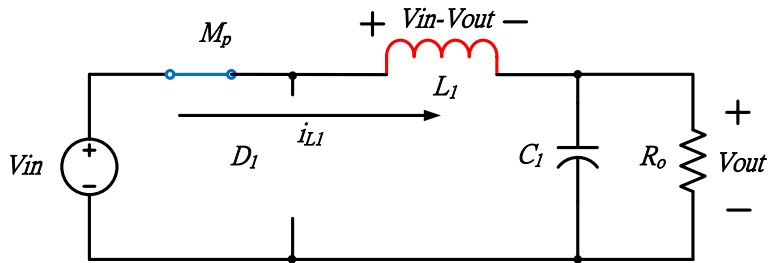


圖 3.2(1) M_p : on, D_1 : off，電感電流上升

當開關 M_p 截止時，二極體 D_1 因為電感電流需有流通路徑而導通，此時 $V_{L1} = -V_{out} = L_1 \frac{di}{dt}$ 電感電流下降，如圖 3.2(2)。

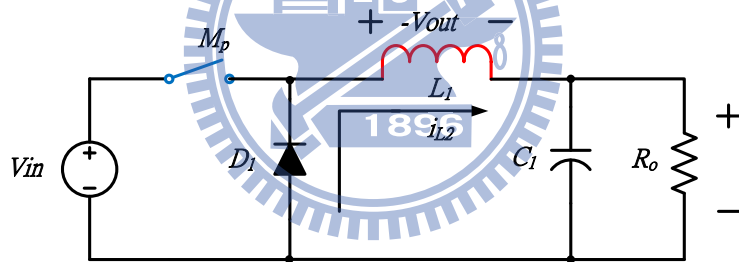


圖 3.2(2) M_p : off, D_1 : on，電感電流下降

當電感電流放電到零，開關尚未導通，如圖 3.2(3)。

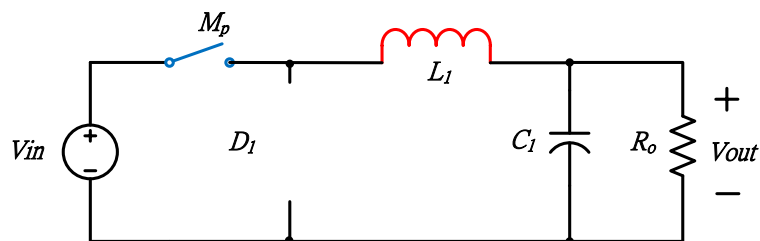


圖 3.2(3) M_p : off, D_1 : off，電感電流下降到零開關尚未導通

3.1.1 Buck Converter 連續導通模式

由圖 3.4 所示，當開關 on 時電感電流上升，開關 off 時電感電流下降，電感電流下降到零之前又繼續充電，此種導通模式稱為連續導通模式 (Continuous Conduction Mode, CCM)

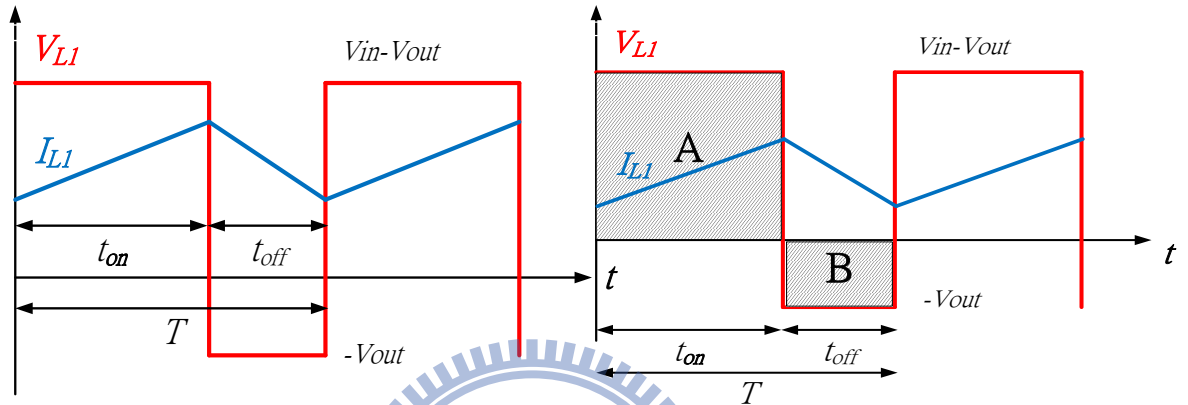


圖 3.4 降壓型轉換器在 CCM 的電感電壓與電流

圖 3.5 降壓型轉換器在 CCM 的伏秒平衡法則

電感電流以 CCM 方式導通，當達到穩態的時候，電感電流在一個周期 T 中電感電流充電與放電達到一個平衡的狀態，因此電感上升的電流值會相等於下降的電流值，如式(3-1)

$$\Delta I = \frac{\int_0^{t_{on}} (vin - vout) dt}{L_1} = \frac{\int_{t_{on}}^{T_s} (vout) dt}{L_1} \quad (3-1)$$

定義責任周期(duty ratio)

$$D = \frac{t_{on}}{T_s}, t_{on} = DT_s, t_{off} = (1 - D)T_s \quad (3-2)$$

化簡(3-1)

$$(vin - vout)DT_s = Vout(1 - D)T_s \quad (3-3)$$

式子(3-3)可看成是 V_{L1} 波形對時間的積分總和為零，如圖 3.5 也就是說 A 的面積等於 B 的面積，亦即伏秒平衡法則(Volt-Second Balance Principle)。

最後由(3-3)得到 V_{in} 與 V_{out} 之間的關係。

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D \quad (3-4)$$

此關係式的前提是所有電路特性都在理想的情況下，且假設輸出電壓 V_{out} 的漣波遠小於 V_{out} 的平均值，大約在 5%以內才成立。

3.1.2 Buck Converter 不連續導通模式

由圖 3.6 所示，當開關 on 時電感電流上升，開關 off 時電感電流下降，在下次開關 on 之前，電感電流已經放到零，此種導通模式稱為不連續導通模式 (Discontinuous Conduction Mode, DCM)。

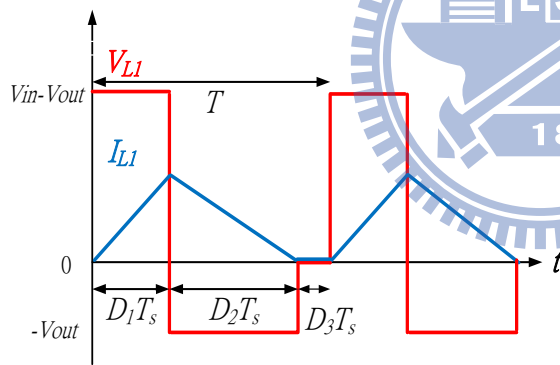


圖 3.6 降壓型轉換器在 DCM 的電感電壓與電流

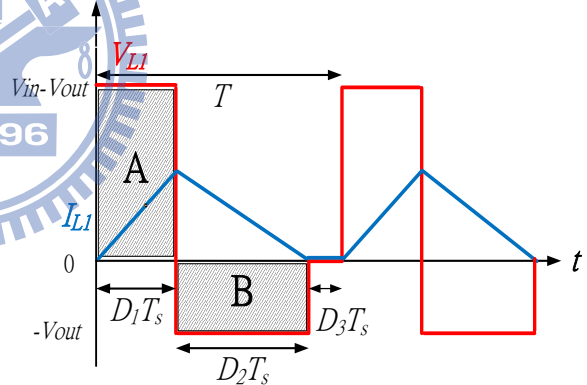


圖 3.7 降壓型轉換器在 DCM 的伏秒平衡法則

如圖 3.7 在不連續導通模式操作且在穩態時，利用伏秒平衡法則，可得下式

$$(V_{in} - V_{out})D_1T_s + (-V_{out})D_2 + 0 \cdot D_3T_s = 0 \quad (3-5)$$

經整理後可得到輸入對輸出的電壓轉換比

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D_1}{D_1 + D_2} \quad (3-6)$$

3.1.3 Buck Converter CCM 與 DCM 的邊界條件

Buck Converter 究竟在什麼條件下會維持在 CCM，亦或是什麼條件下會轉到 DCM 我們可以藉由 CCM 與 DCM 的邊界條件來了解，圖 3.8 所示，當在邊界情況下，可得電流最大值：

$$I_{L1(peak)} = (V_{in} - V_{out}) \cdot \frac{D_1 T_s}{L} \quad (3-7)$$

且此時的電感平均輸出電流：

$$I_{L1(average\ boundary\ condition)} = \frac{I_{L1(peak)}}{2} \quad (3-8)$$

$$I_{L1(average\ boundary\ condition)} = (V_{in} - V_{out}) \frac{D_1 T_s}{2L_1} \quad (3-9)$$

如果電感電流大於此邊界條件則 Buck Converter 操作在連續導通模式(CCM)，反之 Buck Converter 操作在不連續導通模式(DCM)。

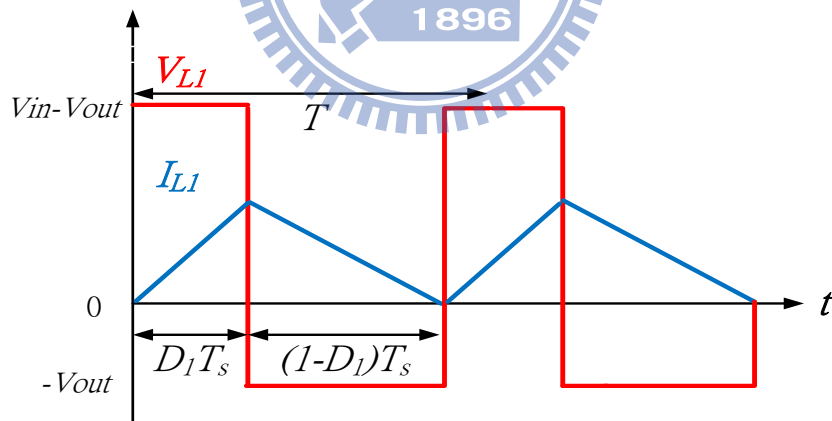


圖 3.8 降壓型轉換器在 CCM 與 DCM 邊界的電感電壓與電流

從輸入電壓與輸出電壓的角度來看可得

$$\text{如果在 CCM 中則 } V_{in} = \frac{1}{D} V_{out} \quad (3-10)$$

$$\text{如果在 DCM 中則 } V_{in} < \frac{1}{D} V_{out} \quad (3-11)$$

3.2 升壓型轉換器(Boost Converter)

Boost 轉換器是屬於升壓型轉換器，它是 Buck 轉換器的對偶型，最早在文獻上所能找到的，是在二次世界大戰時期(1939~1945)。Boost 轉換器是用來提升輸入電壓，以便無線電訊號之發射，當然那時候還是用真空管而在非電晶體。Boost 的操作模式與 Buck 相同，也可以分為連續導通模式和不連續導通模式，事實上這也是所有非隔離式轉換器(Dc to Dc Converter)所共通的特性之一，如圖 3.9 為升壓型轉換器(Boost Converter)。

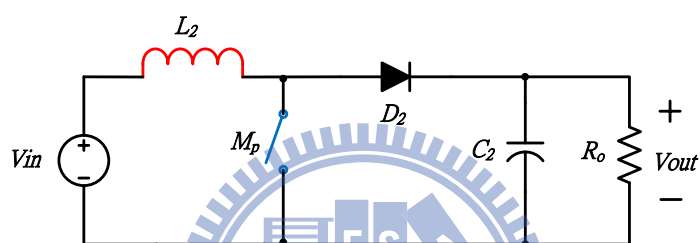


圖 3.9 升壓型轉換器

其中操作原理可分為三個部分，第一個部分，如圖 3.10(1)，當開關 M_p 導通時，二極體 D_2 會截止，輸入電壓會直接跨於電感 L_2 上， $V_{L_2} = V_{in} = L_2 \frac{di}{dt}$ ，電感電流會直線上升。

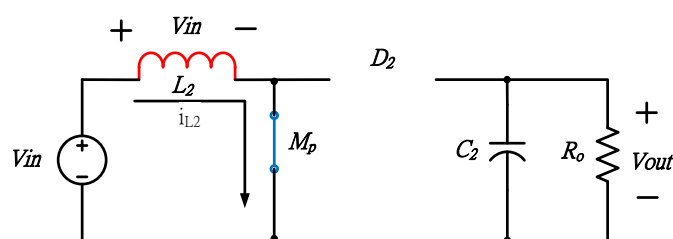


圖 3.10(1) M_p : on, D_2 : off，電感電流上升

第二個部分如圖 3.10(2)，當開關 M_p 截止時，電感需要一個導通路徑，因此二極體 D_2 會導通，儲存在電感上之能量將釋放至輸出端給電容 C_2 ，即電感電流開始下降， $V_{L_2} = -(V_{in} - V_{out}) = L_2 \frac{di}{dt}$ ，電容 C_2 再提供能量給負載。

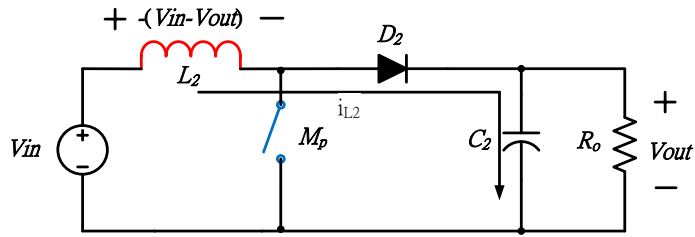


圖 3.10(2) M_p : off, D_2 : on , 電感電流下降

假若電感電流放完後開關 M_p 未即時導通，此時 M_p 與 D_2 均進入截止狀態，如圖 3.10(3)。

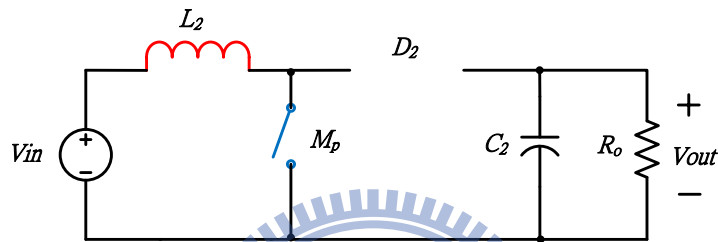


圖 3.10(3) M_p : on, D_1 : off , 電感電流下降到零開關尚未導通

3.2.1 Boost Converter 連續導通模式

圖 3.11 為升壓型轉換器在連續導通模式(CCM)下電感的電壓與電流特性圖，開關導通時候，輸入電壓 V_{in} 跨在電感上面，電感電流上升，開關截止時候，電感對後端電容放電，電感電流下降。

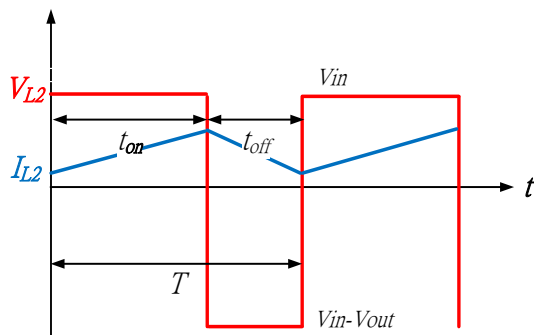


圖 3.11 升壓型轉換器在 CCM 的電感電壓與電流

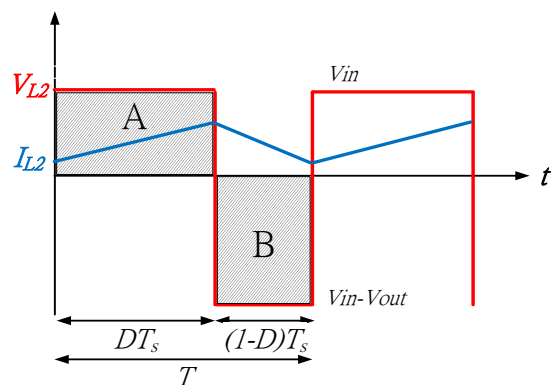


圖 3.12 升壓型轉換器在 CCM 的伏秒平衡法則

從伏秒平衡法則來推導輸入對輸出電壓的轉換比率，從圖 3.12 來看 V_{L2} 波形對時間的積分總和為零，就是 A 的面積等於 B 的面積，可得下式

$$V_{in}DT_s + (V_{in} - V_{out})(1 - D)T_s = 0 \quad (3-12)$$

整理後可得

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (3-13)$$

從上式可知，當工作比率 $D=0$ 時， $V_{out}=V_{in}$ ；當 $D=1$ 時， $V_{out} = \infty$ ，只要 $D>0$ 都有昇壓，但是就實際電路而言，由於元件會存在有等效電阻，因此升壓比率不可能太高，一般而言，最高大概五倍左右。

3.2.2 Boost Converter 不連續導通模式

假若 Boost 操作在不連續導通模式時，電感電壓及電流波形如圖 3.13 可求得以下關係式

$$(V_{in})D_1T_s + (V_{in} - V_{out})D_2T_s + 0 \cdot D_3T_s = 0 \quad (3-14)$$

$$\text{整理可得 } \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D_1 + D_2}{D_2} \quad (3-15)$$

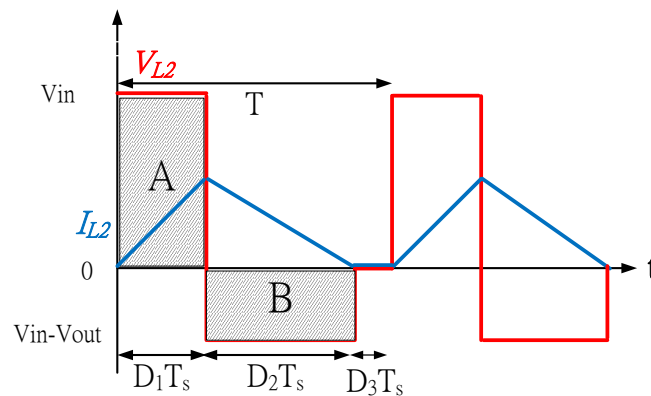


圖 3.13 升壓型轉換器操作於 DCM 的電感電壓和電流

3.2.3 Boost Converter CCM 與 DCM 的邊界條件

Boost Converter 究竟在什麼條件下會維持在 CCM，亦或是什麼條件下會轉到 DCM 我們可以藉由 CCM 與 DCM 的邊界條件來了解，圖 3.14 所示，當在邊界情況下，可得電流最大值

$$I_{L2(peak)} = (Vin) \cdot \frac{D_2 T_s}{L_2} \quad (3-16)$$

且此時的電感平均輸出電流

$$I_{L2(average\ boundary\ condition)} = \frac{I_{L2(peak)}}{2} \quad (3-17)$$

$$I_{L2(average\ boundary\ condition)} = (Vin) \cdot \frac{D_2 T_s}{2L_2} \quad (3-18)$$

如果電感電流大於此邊界條件則 Boost converter 操作在連續導通模式(CCM)，反之 Boost converter 操作在不連續導通模式(DCM)。

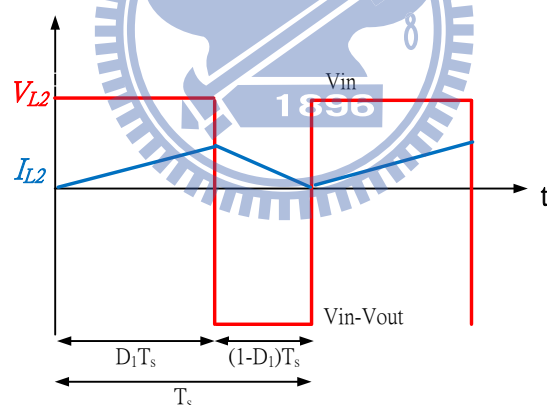


圖 3.14 升壓型轉換器在 CCM 與 DCM 邊界的電感電壓與電流

從輸入電壓與輸出電壓的角度來看

$$\text{如果在 CCM 中，則 } Vin = (1 - D)Vout \quad (3-19)$$

$$\text{如果在 DCM 中，則 } Vin < (1 - D)Vout \quad (3-20)$$

3.3 升降壓型轉換器(Buck-Boost Converter)

Buck-Boost 轉換器顧名思義就是可做升壓與降壓的轉換，事實上它也是由 Buck 和 Boost 串接組合而成，Buck-Boost 轉換器大約是在 1970 年代備發展來，其結構如圖 3.15 所示，其所用的元件個數與 Buck 和 Boost 相同，但是卻可以做雙重的功能，不過缺點是開關必須承受 $V_{in}+V_{out}$ 較大的電壓應力，還有輸入電源與輸出電壓不共地訊號。

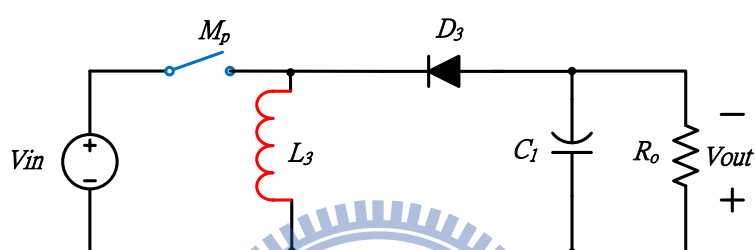


圖 3.15 升降壓型轉換器

其中操作原理可分為三個部分，第一個部分，如圖 3.16(1)，當開關 M_p 導通時，二極體 D_3 會截止，此時輸入電壓會直接跨於電感 L_3 上， $V_{L3} = V_{in} = L_3 \frac{di}{dt}$ ，電感電流會直線上升。

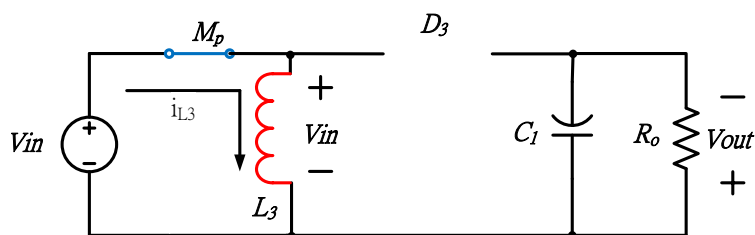


圖 3.16(1) M_p : on , D_3 : off ，電感電流上升

第二個部分如圖 3.16(2)，當開關 M_p 截止時，電感需要一個導通路徑，因此二極體 D_3 會導通，儲存在電感上之能量將釋放至輸出端給電容 C_3 ，即電感電流開始下降， $V_{L2} = -(V_{out}) = L_3 \frac{di}{dt}$ ，電容 C_3 再提供能量給負載。

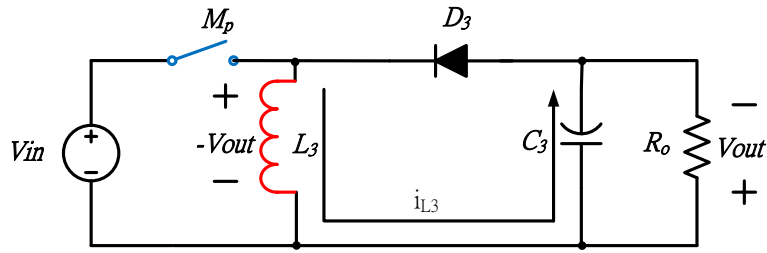


圖 3.16(2) M_p : off, D_3 : on , 電感電流下降

假若電感電流放完後開關 M_p 未即時導通，此時 M_p 與 D_3 均進入截止狀態，
如圖 3.16(3)。

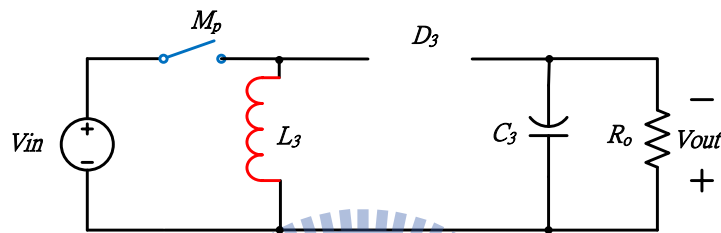


圖 3.16(3) M_p : on, D_3 : off , 電感電流下降到零開關尚未導通

3.3.1 Buck-Boost Converter 連續導通模式

圖 3.17 為升降壓型轉換器在連續導通模式(CCM)下電感的電壓與電流特性圖，開關導通時候，輸入電壓 V_{in} 跨在電感上面，電感電流上升，開關截止時候，電感對後端電容放電，電感電流下降。

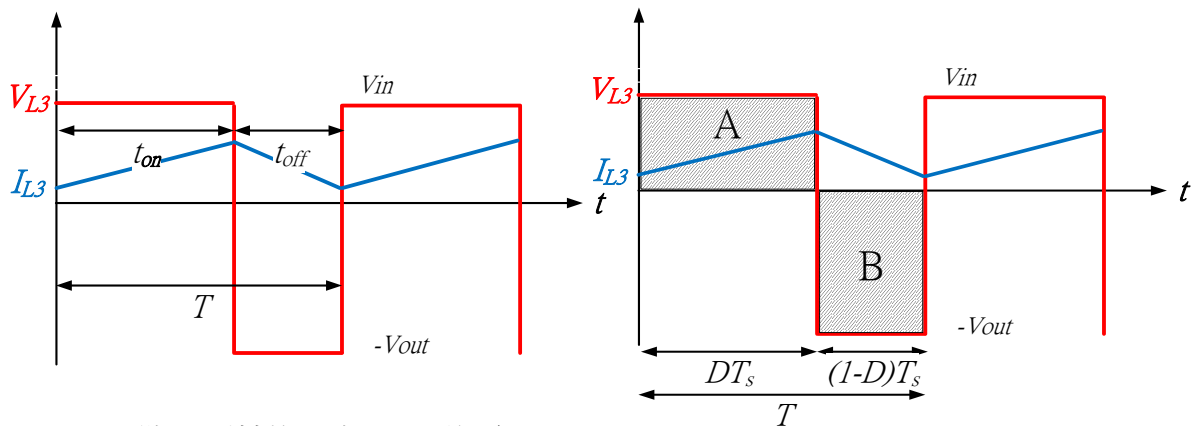


圖 3.17 升降壓型轉換器在 CCM 的電感電壓與電流

圖 3.18 升降壓型轉換器在 CCM 的伏秒平衡法則

從伏秒平衡法則來推導輸入對輸出電壓的轉換比率，從圖 3.18 來看 V_{L3} 波形對時間的積分總和為零，就是 A 的面積等於 B 的面積，可得下式

$$V_{in}DT_s + (-V_{out})(1 - D)T_s = 0 \quad (3 - 21)$$

整理後可得

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} \quad (3 - 22)$$

從上式可知，當工作比率 $D < 0.5$ 時，轉換器為降壓轉換，當工作比率 $D > 0.5$ 時，轉換器為升壓轉換，而 $D = 0.5$ 時 $V_{out} = V_{in}$ 。

3.3.2 Buck-Boost Converter 不連續導通模式

假若 Buck-Boost converter 操作在不連續導通模式時，電感電壓及電流波形如圖 3.19 可得以下關係式

$$(V_{in})D_1T_s + (-V_{out})D_2T_s + 0 \cdot D_3T_s = 0 \quad (3 - 23)$$

整理可得
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D_1}{D_2} \quad (3 - 24)$$

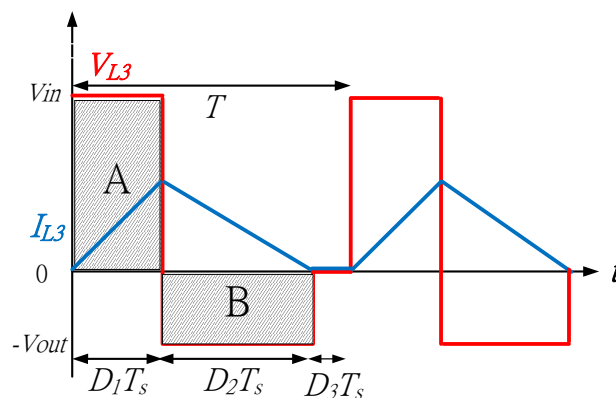


圖 3.19 升降壓型轉換器在 DCM 的電感電壓和電流

3.3.3 Boost Converter CCM 與 DCM 的邊界條件

Buck-Boost Converter 究竟在什麼條件下會維持在 CCM，亦或是什麼條件下會轉到 DCM 我們可以藉由 CCM 與 DCM 的邊界條件來了解，圖 3.20 所示，當在邊界情況下，可得電流最大值

$$I_{L3(peak)} = (Vin) \cdot \frac{D_1 T_s}{L_3} \quad (3-25)$$

且此時的電感平均輸出電流

$$I_{L3(average\ boundary\ condition)} = \frac{I_{L3(peak)}}{2} \quad (3-26)$$

$$I_{L3(average\ boundary\ condition)} = (Vin) \cdot \frac{D_3 T_s}{2L_3} \quad (3-27)$$

如果電感電流大於此邊界條件則 Buck-Boost converter 操作在(CCM)，反之操作在(DCM)。

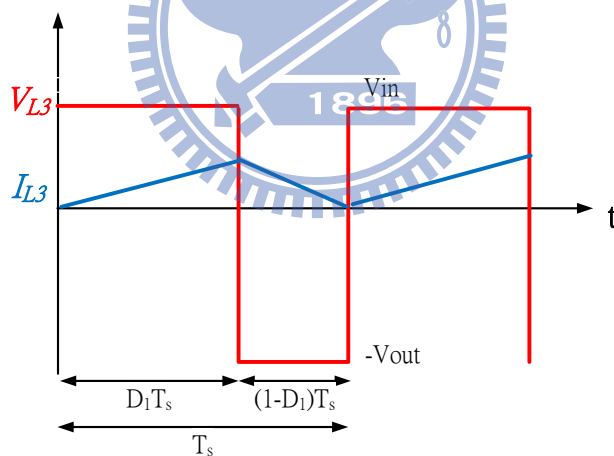


圖 3.20 升降壓型轉換器在 CCM 與 DCM 邊界的電感電壓與電流

從輸入電壓與輸出電壓的角度來看可得

$$\text{如果在 CCM 中，則 } Vin = \frac{(1-D)}{D} Vout \quad (3-28)$$

$$\text{如果在 DCM 中，則 } Vin < \frac{(1-D)}{D} Vout \quad (3-29)$$

第四章

實驗機構和阻抗匹配轉換器設計概念

本章節將介紹本研究的實驗機構，壓電材料的規格，旋轉敲擊模式的設計概念，阻抗匹配與最大功率輸出的概念和阻抗匹配轉換器的設計概念。

4.1 實驗機構

本研究的概念是利用轉動的機構帶動齒輪來敲擊壓電片，所以使用步進馬達取代轉動的機構，例如：電風扇、腳踏車之類的機構，圖 4.1 為本研究設計的實驗機構圖，包含馬達固定座，滑軌，壓電片，齒輪，以下會有詳細的介紹。

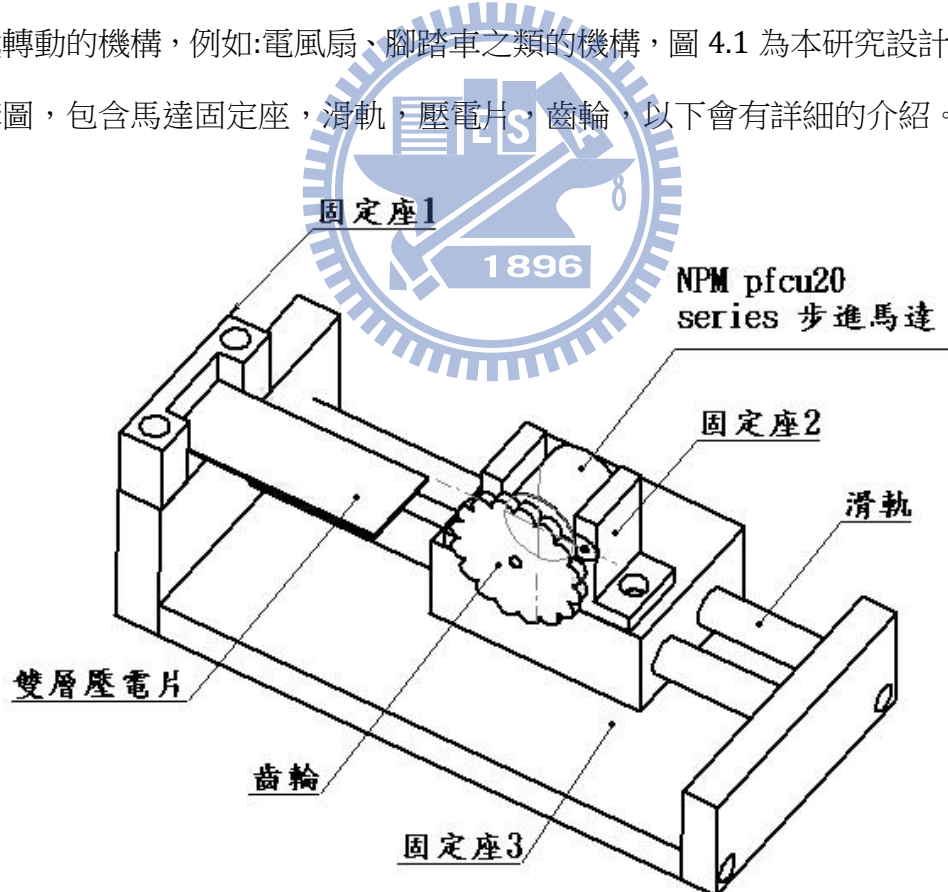


圖 4.1 壓電發電機實驗機構

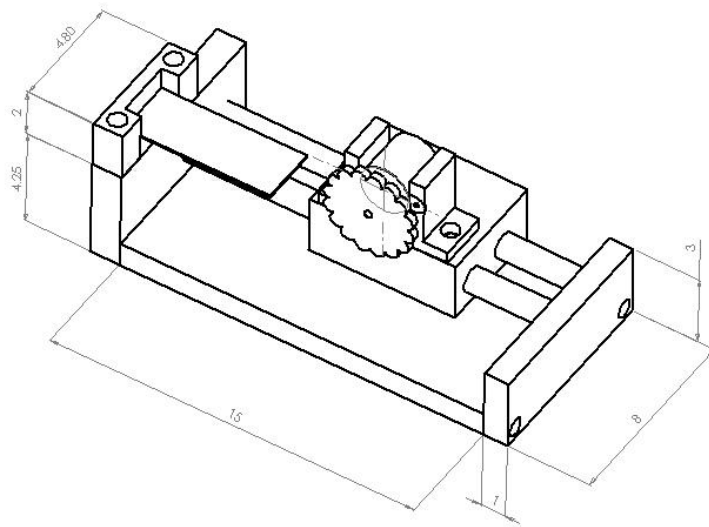


圖 4.2 壓電發電機實驗機構簡略尺寸圖

4.1.1 固定座：

如圖 4.1 所示，本機構有三個固定座，第一個做為固定壓電片所用，第二個做為固定線性馬達，第三個做為固定滑軌且為整個機構的基座。

4.1.2 滑軌：

為兩根長型圓柱體，做為調整步進馬達座與壓電片的距離。

4.1.3 馬達：

本研究使用 NPM pfcu20 series 步進馬達，如圖 4.3，其用來取代轉動的機構，馬達的每一圈有 400 step 所以每一個 step angle=0.9 度，NPM pfcu20 series 步進馬達，如表 4.1，搭配了一個控制器 NPM，如圖 4.4，可控制順時針轉(CW)和逆時針轉(CCW)，有四種速度上的選擇。

a.800pps (pulses per second) 換算成轉速=120rpm

b.600pps (pulses per second) 轉速=90rpm

c.400pps (pulses per second) 轉速=60rpm

d.200pps (pulses per second) 轉速=30rpm

NPM

2-phase stepper motor
with compact reduction gear
PFCU20 series

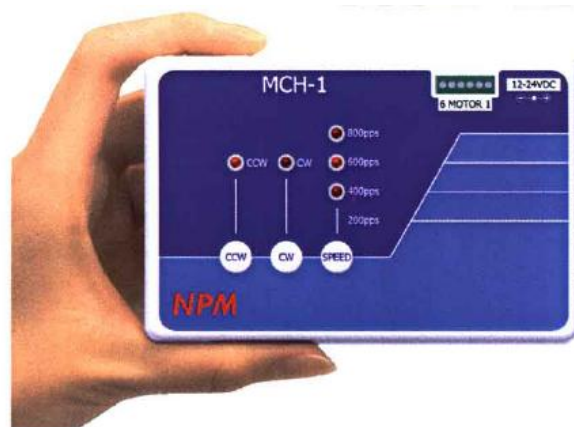


圖 4.3 NPM 步進馬達[21]

圖 4.4 馬達控制器[20]

表 4.1 馬達單圈的步階數與步進角[21]

8	Step angle	0.9°
9	Number of steps per revolution	400

4.1.4 齒輪：

如圖 4.5 為齒輪，齒底圓直徑為 32mm 再加上齒型，其中齒型的設計是直徑 3.1mm 的圓弧，一圈有 16 個齒，齒型為圓弧的特點在於當齒輪在旋轉敲擊壓電片時的施力點，可以保持在壓電片的最邊緣，使壓電片在同樣的力量下有最大的彎矩(Bending Moment)，詳細齒輪尺寸如圖 4.6。

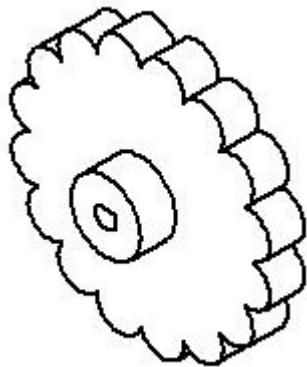


圖 4.5 齒輪

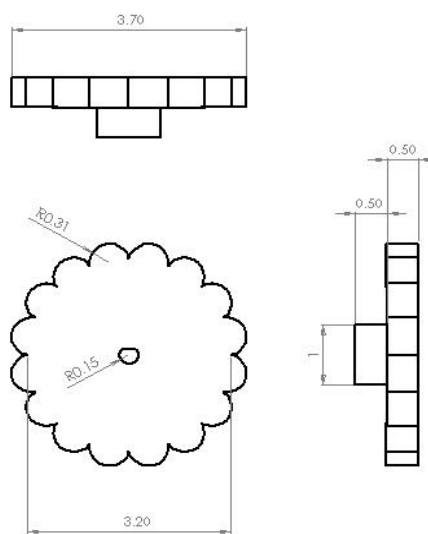


圖 4.6 齒輪規格圖

4.1.5 雙層壓電片：

壓電材料有各式各樣的形狀，由於本研究的機構使用懸臂樑的架設方式，在壓電片形狀的選擇上就必須採用壓電片，雙層(Bimorph)壓電片比起單層(Unimorph)壓電片有更大的輸出電量，如圖 4.7，上下兩層為壓電陶瓷材料(PZT-5X)，由於壓電陶瓷為一種易碎材料，為了能讓壓電片承受更大的力量同時也保護它，所以中間鑲上了一層黃銅，圖中線交叉區塊為銀極，可用來焊上電線。詳細壓電片規格表列於表 4.2。

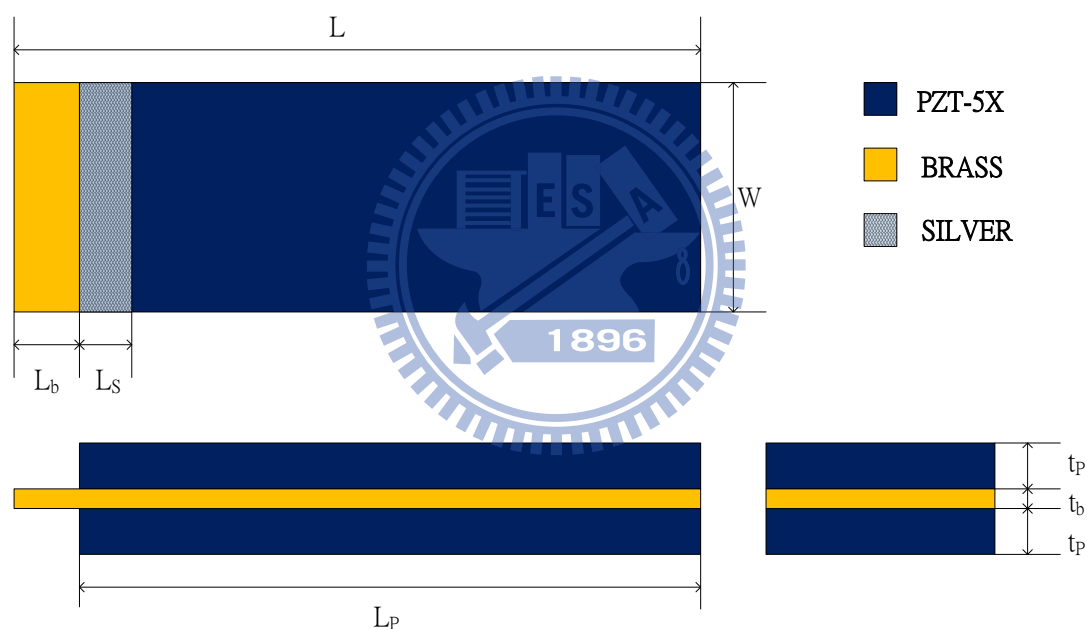


圖 4.7 雙層壓電片

表 4.2 雙層壓電片規格

名稱	單位(mm)	名稱	單位(mm)
L	60	W	20
L _P	56	t _p	0.3
L _b	4	t _b	0.1
L _s	3		

在 2.2.1 我們也提到機電耦合因數，此一參數代表機械能(彈性能)與介電能之間的互換能力，表 4.3 可看出 (PZT-5X) 相較於其他種類的陶瓷材料有最佳的轉換能力。

表 4.3 各種 PZT 在 31-mode 下的機電耦合因數

	PZT-4	PZT-5A	PZT-5H	PZT-7A	PZT-5X
k_{31}	0.33	0.34	0.38	0.3	0.4

其他壓電片詳細參數列於表 4.4。

表 4.4 PZT-5X 的材料參數[23]

Model	PZT-5X	
Material No.	5X45	
Coupling factors	k_p	0.72
	k_{33}	0.78
	k_{31}	0.40
Piezo charge constants (pC/N)	d_{33}	750
	d_{31}	-320
Piezoelectric voltage constants (10^{-3} Vm/N)	g_{33}	19
	g_{31}	-8.20
Dielectric constants	$\epsilon^T_{33}/\epsilon^0$	4500
Dissipation factor (%)	$\tan \delta$	2.00
Frequency constants (Hz·m)	Nt	2200
	Nd	1960
	N1	1430
Youngs modulus (10^{10} N/m)	Y^{E11}	6.1
	Y^{E33}	4.3
Mechanical Q	Q_m	65
Poisson's ratio	σ	0.35
Curie point (°C)	T_c	180
Density (10^3 kg/m ³)	ρ	7.4

4.2 旋轉敲擊模式

本研究的主要概念是利用轉動來產生震動的效果，其方法是在一轉動的機構上面，在轉軸上掛上一個齒輪，再利用齒輪旋轉敲擊壓電片，來達到發電的目的，即是旋轉敲擊發電模式。

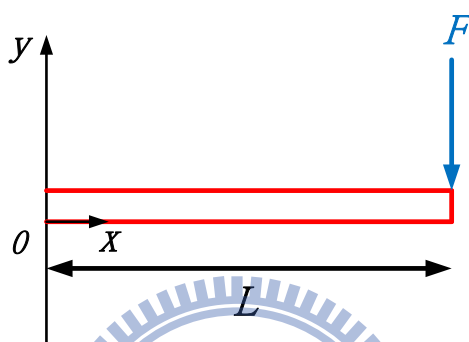


圖 4.8 F 施力於壓電片的最末端

齒形的設計上，為了使齒在敲擊壓電片時，其施力點都維持在壓電片的最末端，因為此時的彎矩最大， $M=F \times L$ ，如圖 4.8 相對之下壓電片可產生較大的變形量，而有較大的發電量，所以在齒形的設計上採用半徑為 r 的圓弧。

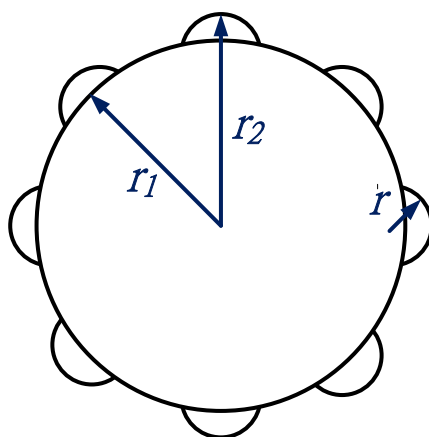


圖 4.9 齒輪

綜觀整個齒輪，可以看成是一個圓上長了許多個圓弧齒形，其中 r_1 代表著齒輪內圓的半徑， r_2 代表齒形加上齒內圓的半徑，如圖 4.9。

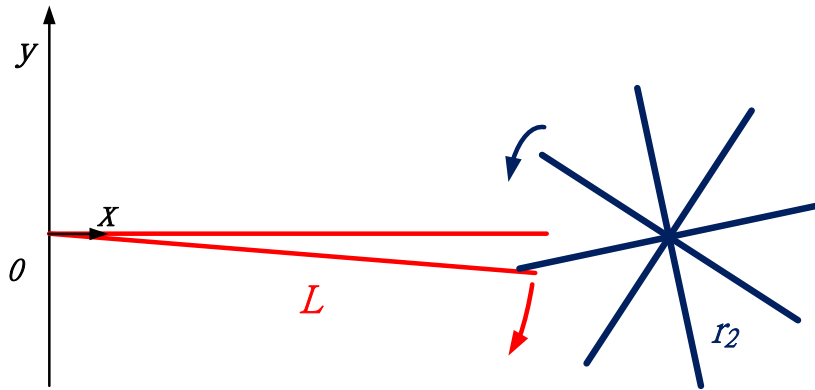


圖 4.10 旋轉敲擊模式簡化示意圖

接下來為了使分析上更為容易，我們可以把每一個齒都想像成半徑為 r_2 的棒子，假設壓電片為長度為 L 且撓度曲線為直線的棒子，如圖 4.10 所示，所以原本的齒輪可以看成很多根棒子在逆時針旋轉敲打著壓電片，當棒子轉動時，原本是呈現水平狀態的壓電片受棒子的敲打帶動而往下，當齒移動到與長度 L 的壓電片形成一個三角形時，如圖 4.11，此時 θ_1 表示齒輪上的齒可以敲擊壓電片的最大角度，當齒在往下轉動時，壓電片即會往上彈繼續受到下一齒的旋轉敲擊。

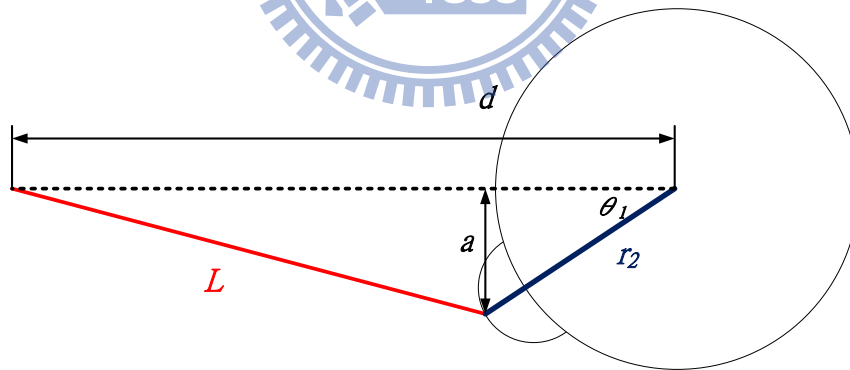


圖 4.11 單齒可敲擊壓電片的最大角度示意圖

如圖 4.11 的三角形，透過餘弦定理可以求得單齒的最大接觸旋轉角 θ_1

$$L^2 = d^2 + r_2^2 - 2dr_2 \cos\theta_1 \quad (4-1)$$

$$\cos\theta_1 = \frac{d^2 + r_2^2 - L^2}{2dr_2} \quad (4-2)$$

$$\theta_1 = \cos^{-1}\left(\frac{d^2 + r_2^2 - L^2}{2dr_2}\right) \quad (4-3)$$

帶入本研究實驗機構的實際量測相關的參數

$$d = 55.5\text{mm} , r_2 = 19\text{mm} , L = 37\text{mm}$$

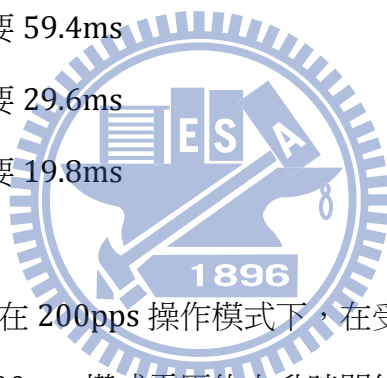
由(4-3)式可求得 θ_1 約為 10.7 (度)

如果是在(A)pps 的操作模式下齒輪每秒轉 $(A/400) \times 360$ 度，轉動 10.7 度等於需要 $10.7 / ((A/400) \times 360)$ s，表示壓電片在此段時間內會受到齒輪的敲擊，電壓會快速上升，之後壓電片會往上彈在繼續受到下一齒的敲擊，因此帶入步進馬達的三種模式，可得到轉動 10.7 度所需要的時間。

200pps：轉動 10.7 度需要 59.4ms

400pps：轉動 10.7 度需要 29.6ms

600pps：轉動 10.7 度需要 19.8ms



因此可以預測壓電片在 200pps 操作模式下，在受到敲擊的 59.4ms 時間內電壓會快速上升，因此 400pps 模式電壓的上升時間約為 29.6ms，600pps 模式約為 19.8ms，圖 14.12-14，為壓電片在三種操作模式下的電壓訊號圖，為一個類弦波的交流電壓訊號，在齒輪敲擊壓電片的時間內，電壓快速上升，當齒輪過了最大接觸旋轉角後，壓電片往上彈，電壓迅速往下掉，除了壓電片的自由震動之外，在這期間內也受到下一齒的敲擊，所以此時電壓訊號呈現較高頻的震動。

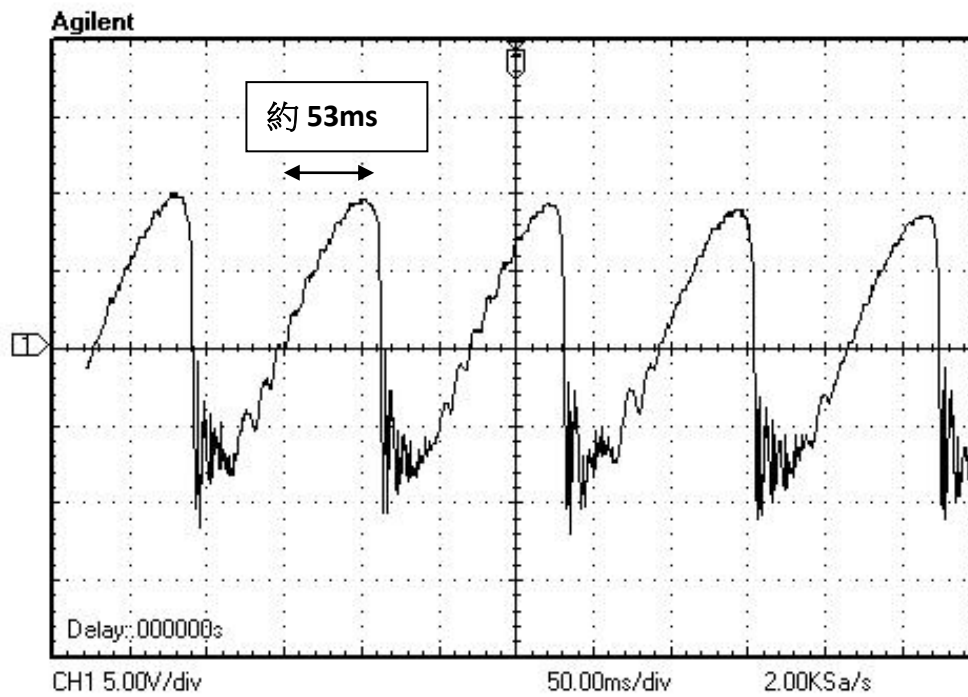


圖 4.12 200pps 操作模式下的壓電電壓訊號上升時間

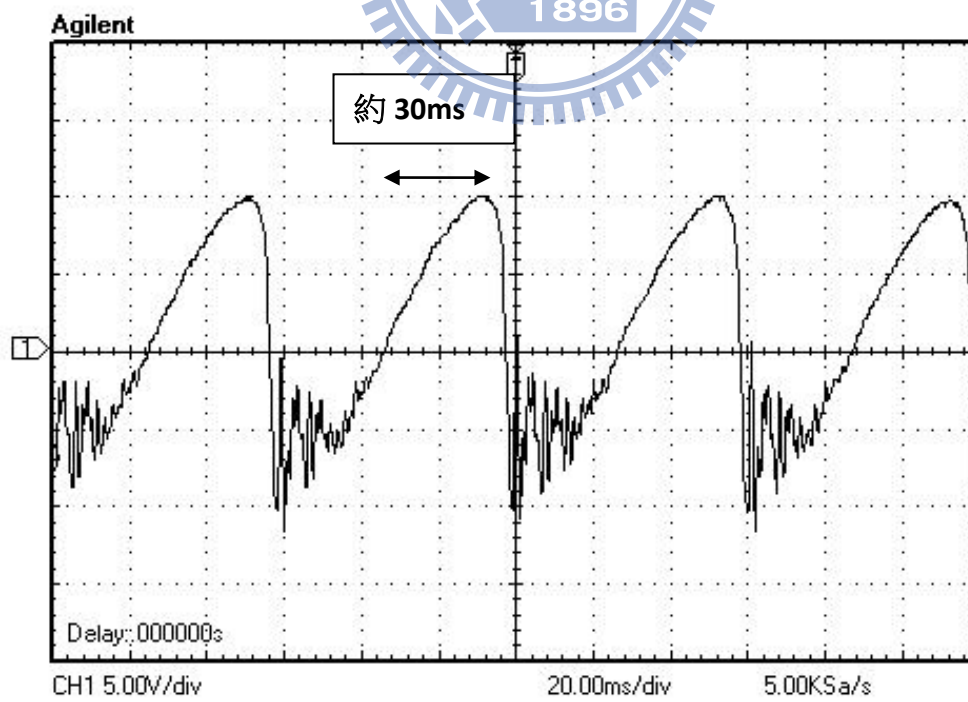


圖 4.13 400pps 操作模式下的壓電電壓訊號上升時間

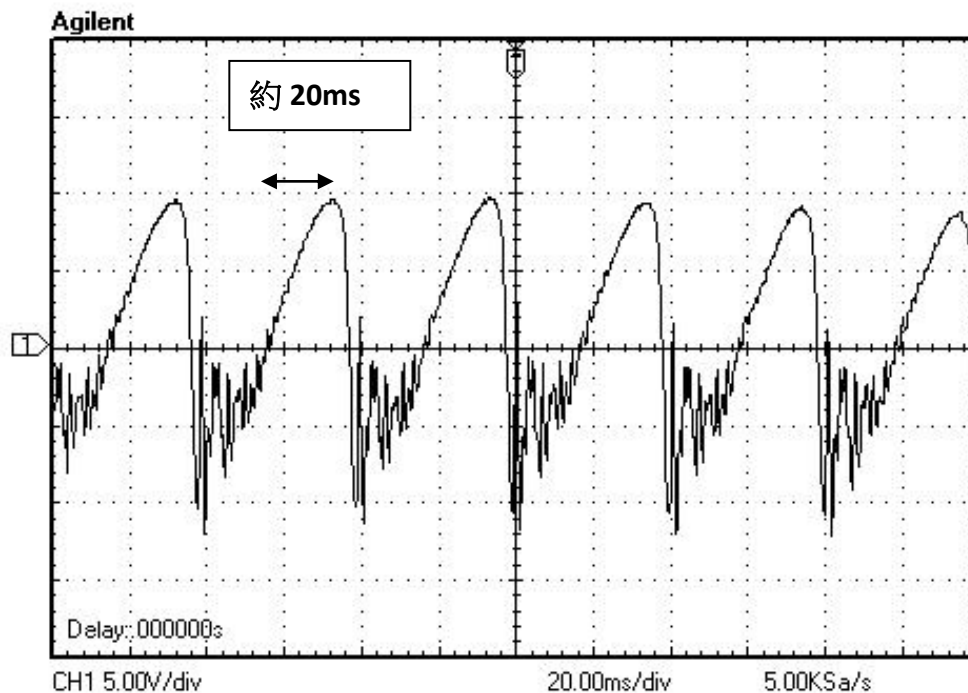


圖 4.14 600pps 操作模式下的壓電電壓訊號上升時間

4.3 阻抗匹配與最大功率傳輸概念

阻抗就是電阻、電容抗及電感抗在向量上的和。在直流電的世界中，物體對電流阻礙的作用叫做電阻。但是在交流電的領域中則除了電阻會阻礙電流以外，電容及電感也會阻礙電流的流動，這種作用就稱之為電抗。他們的計量單位與電阻一樣是歐姆，而其值的大小則和交流電的頻率有關係，頻率愈高則容抗愈小感抗愈大，頻率愈低則容抗愈大而感抗愈小。此外電容抗和電感抗還有相位角度的問題，具有向量上的關係式，因此阻抗是電阻與電抗在向量上的和。

阻抗匹配是指負載阻抗與訊號源內部阻抗互相匹配，得到最大功率輸出的一種工作狀態。對於不同特性的電路，匹配條件是不一樣的。在純電阻電路中，當負載電阻等於訊號源內阻時，則輸出功率為最大，這種工作狀態稱為匹配。

當訊號源內阻抗和負載阻抗含有電抗成份時，為使負載得到最大功率，負載阻抗與內阻必須滿足共軛關係，即電阻成份相等，電抗成份絕對值相等而符號相反。這種匹配條件稱為共軛匹配。

同樣的壓電材料如果要有最大功率的輸出，仍需要做阻抗匹配的動作，如圖 4.15 為壓電等效電流源，其電流源為交流電流源，經由橋式整流器整流後，接上穩壓電容作穩壓的動作，後端在掛上負載，除了壓電片本身的規格參數與外界環境震動的條件影響之外，例如：壓電片的伸長量(壓縮量)，壓電片的操作頻率，壓電片的內部電容，壓電片的大小...等，壓電材料的最大功率輸出與負載仍存在著一定的關係，如式子(4-4)[13]。

$$P = \frac{R\alpha^2}{(RC_p\omega_r + (\pi/2))^2} \frac{M^2\omega_r^2 U_{1M}^2}{\left(C_v + \left(2R\alpha^2 / (RC_p\omega_r + (\pi/2))^2\right)\right)^2} \quad (4-4)$$

其中 C_p 為壓電片內部電容， α 為微機電耦合係數， U_{1M}^2 為在共振頻率下的位移量， ω_r 為共振頻率， R 為負載， M 為質量塊質量。

圖 4.16 為根據式(4-4)所解出來的關係圖，其中 X 與 Y 軸分別是正規化後的負載電阻值和發電功率，從圖可看出在 $R=Rm1$ 和 $R=Rm2$ 這兩條負載曲線下都有相同的最大功率，表示可能有數個阻值可以使輸出功率的最佳化。

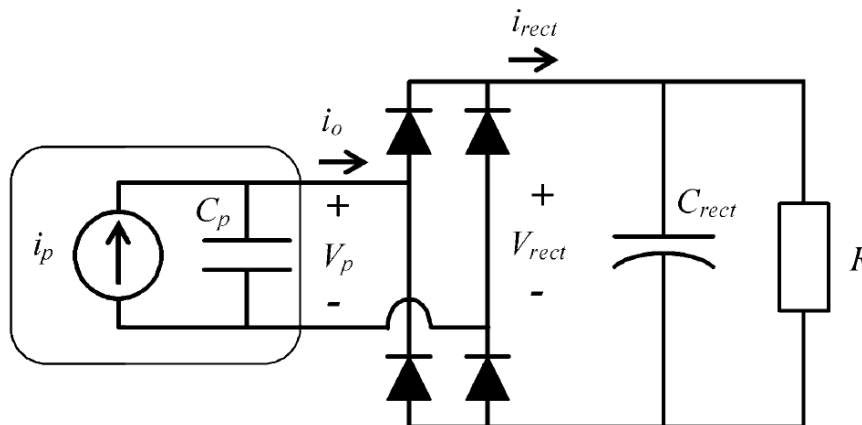


圖 4.15 壓電等效電流源加上負載電路圖[13]

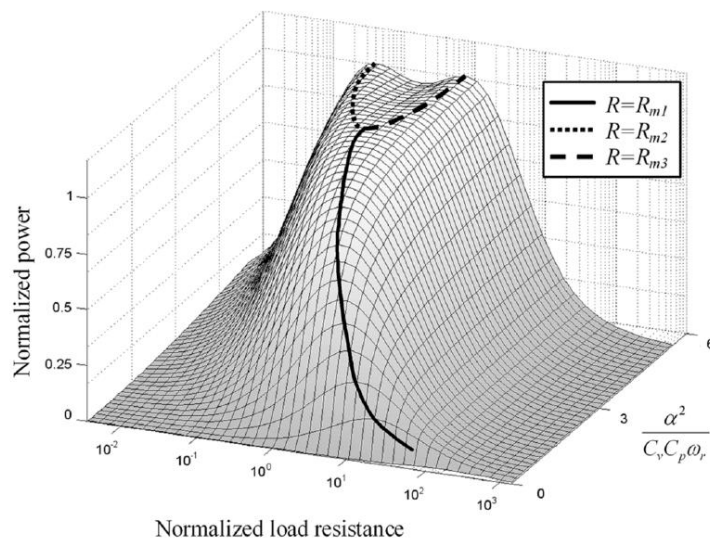


圖 4.16 壓電發電功率相對於負載和在共振頻率上的機電參數關係圖[13]

4.4 壓電片的最大功率輸出測試

本研究採用旋轉敲擊的發電模式，與傳統懸臂樑掛質量塊的發電模式不同之處，在於後者的振動發電型態為交流弦波，而本研究的發電型態，在齒敲擊壓電片的時候，此時的電壓波形為弦波，當齒敲擊不到壓電片時，壓電片往上彈，再次受到下一齒的敲擊，此時的電壓波形頻率較快且上下快速的擺幅，隨著齒的往下轉動擺幅越小，也因為震動的模式較為複雜，所以最佳化功率的分析上較為困難，本研究採用直接對壓電片作負載與輸出功率的測試，如圖 4.17-19(a)(b)，利用可變電阻調整各種不同阻值的負載，整理出在三種不同操作模式下 600pps、400pps、200pps，在不同負載的輸出功率關係圖，以及不同負載的負載電壓，600pps 模式的最高輸出功率相對應到的負載值約為 20K，400pps 模式的最高輸出功率相對應到的負載值約為 30K，200pps 模式的最高輸出功率相對應到的負載值約為 70K。

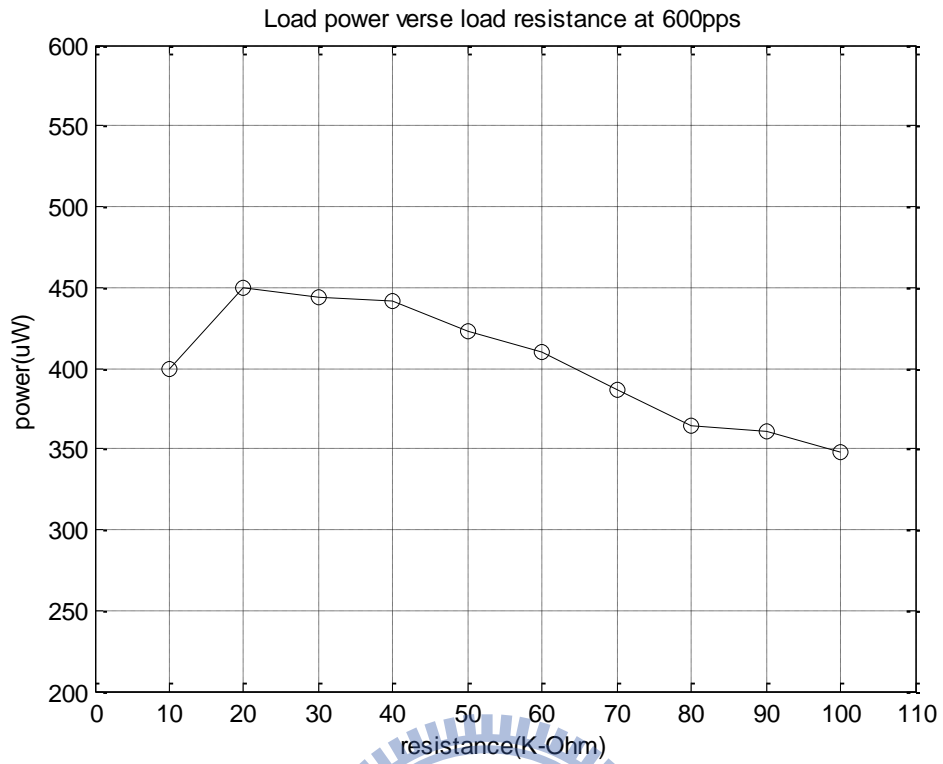


圖 4.17(a)在模式 600pps 不同負載下的輸出功率

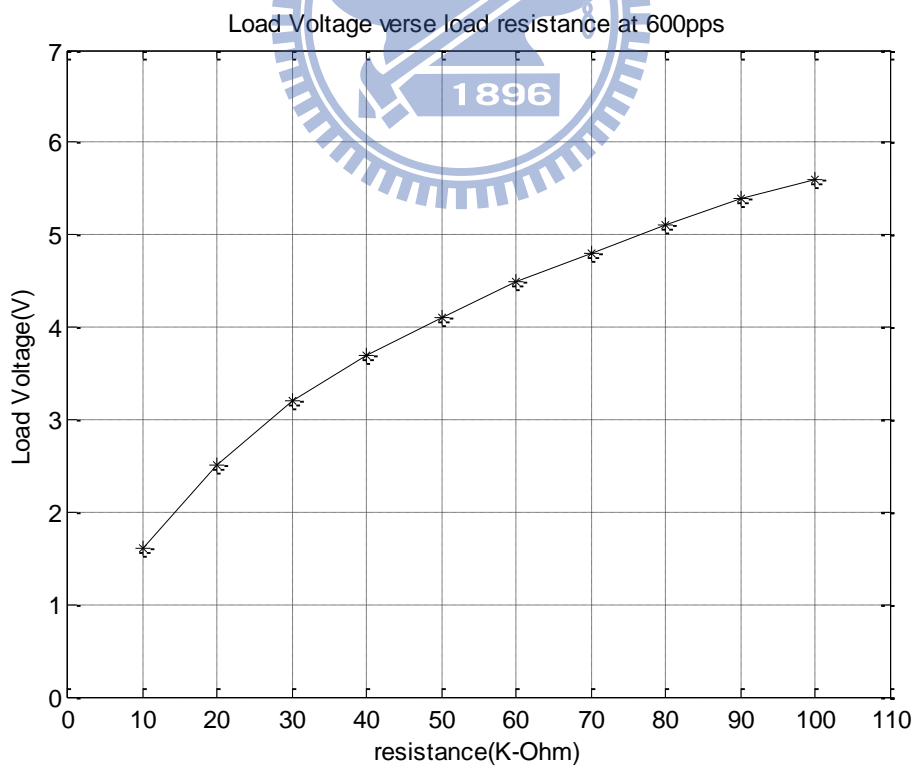


圖 4.17(b)在模式 600pps 不同負載的負載電壓

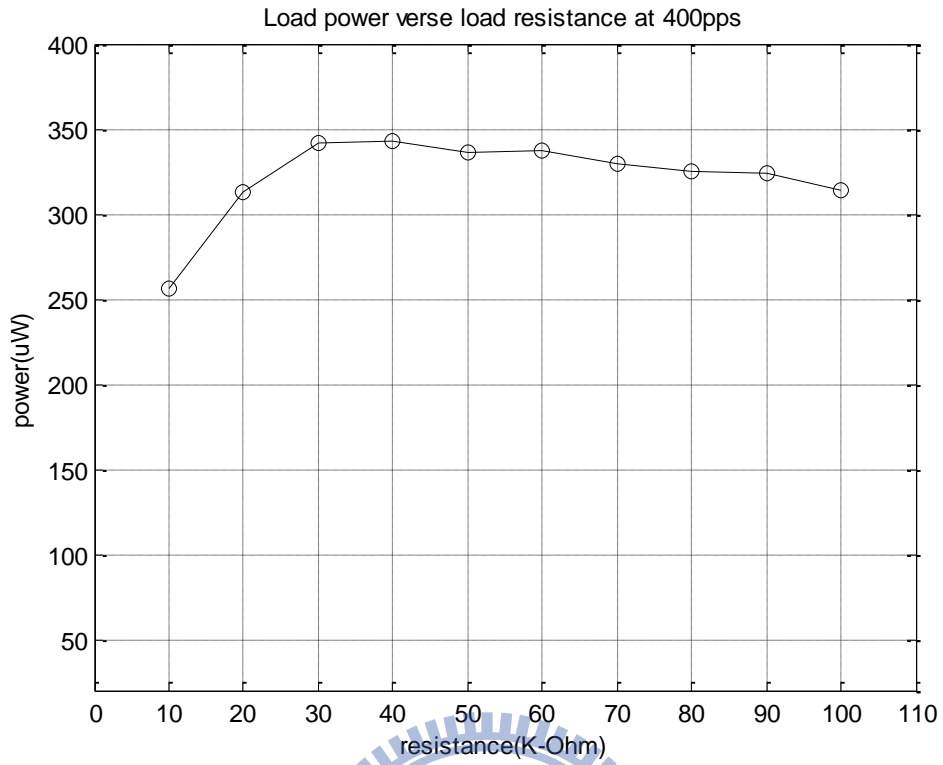


圖 4.18(a)在模式 400pps 不同負載下的輸出功率

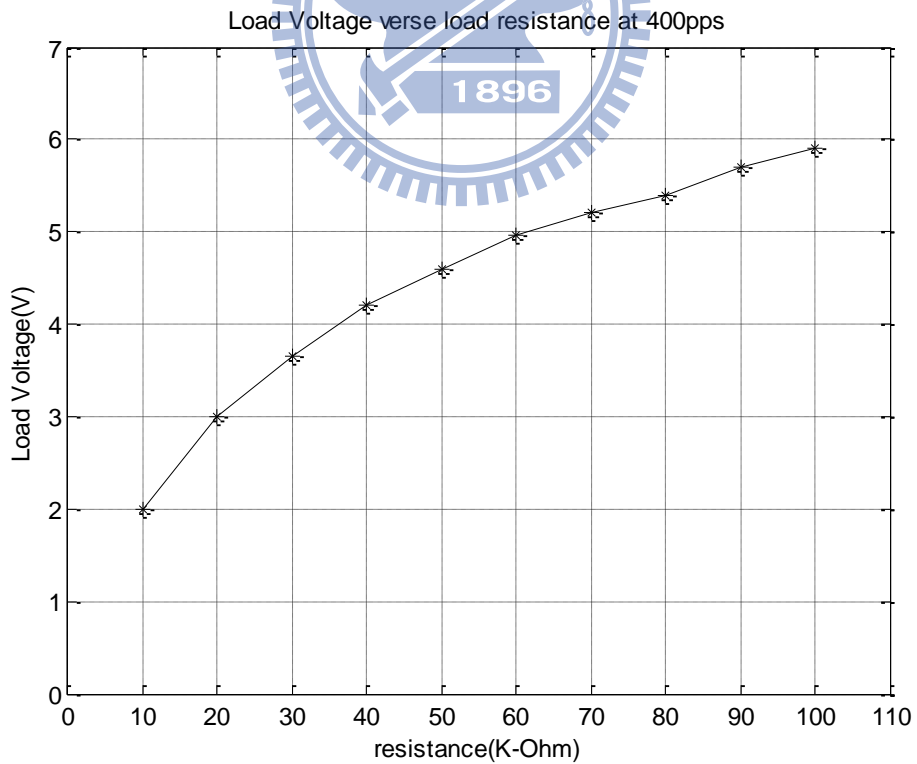


圖 4.18(b)在模式 400pps 不同負載的負載電壓

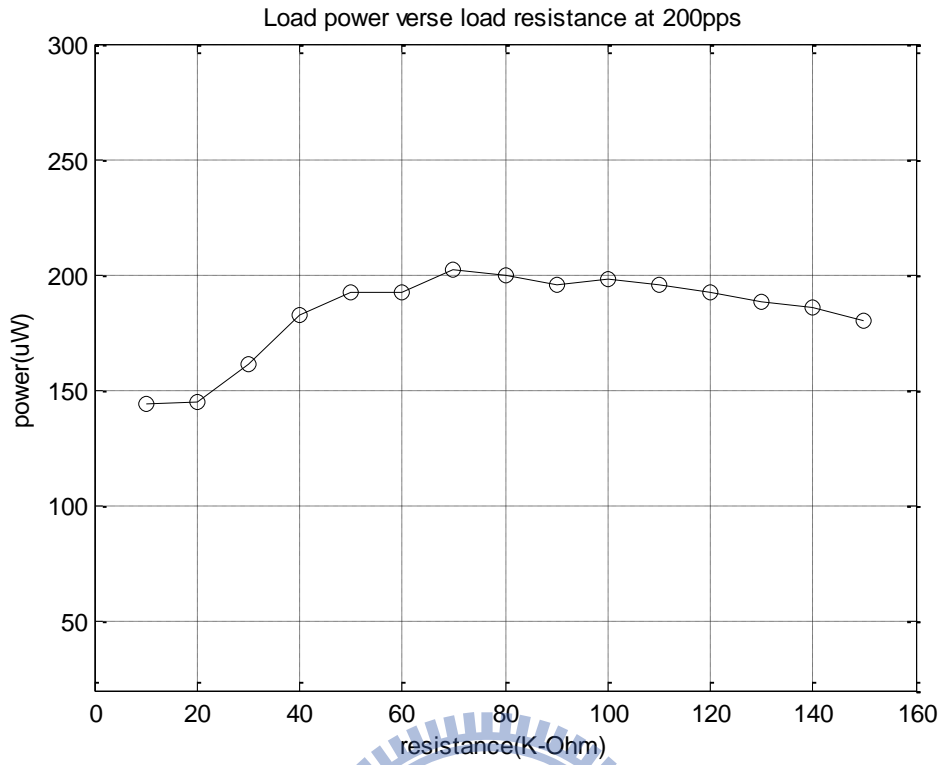


圖 4.19(a) 在模式 200pps 不同負載下的輸出功率

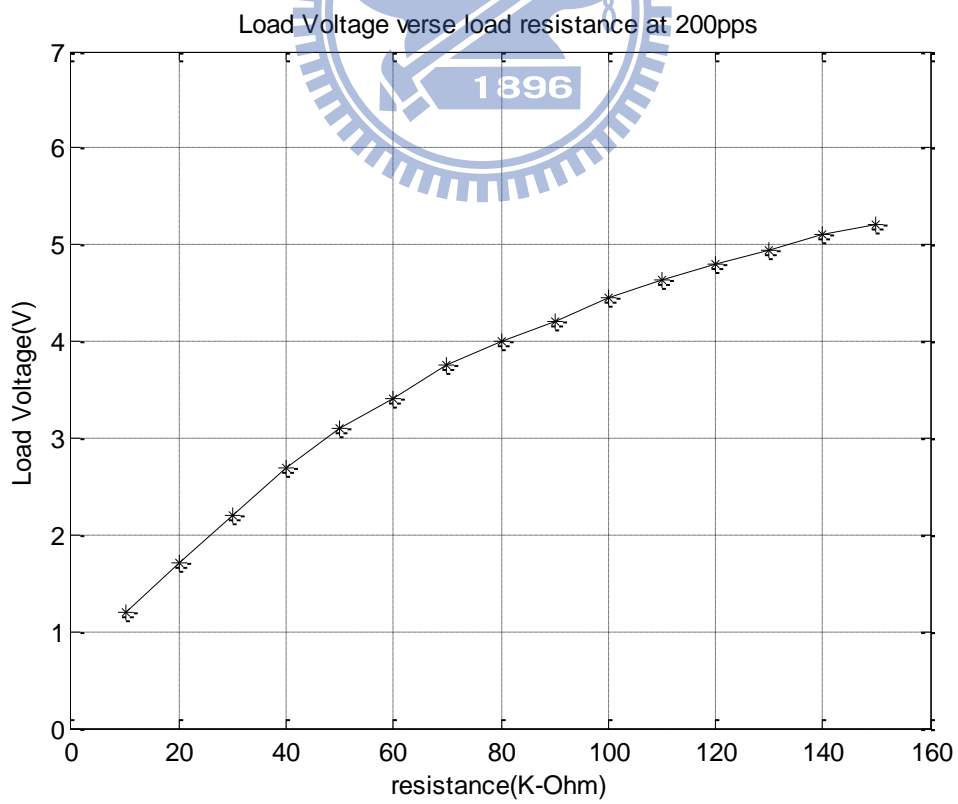


圖 4.19(b)在模式 200pps 不同負載的負載電壓

4.5 阻抗匹配轉換器設計概念

一般而言為了配合負載的操作電壓，或是為了把輸出電量穩定的存進儲能元件中，壓電片發出交流電壓經過整流後，會接上 DC to DC converter，因為直流對直流轉換器可以提供升降壓的功用，還有如果只是單純的經過整流後對電容充電，其電壓只能充到其交流電壓的最大峰值，也因為其轉換器是透過電感來做電流充放電的動作，所以可以一直很穩定的對儲能元件作定電流充電的動作。

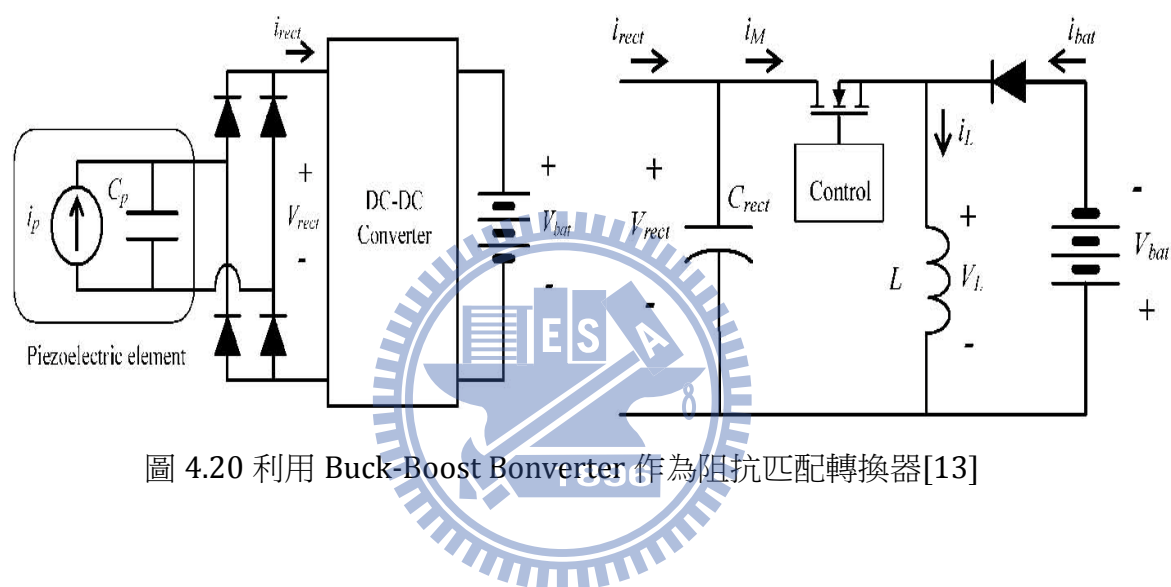


圖 4.20 利用 Buck-Boost Converter 作為阻抗匹配轉換器[13]

再者，如同上一小節提到壓電材料的最大輸出功率與阻抗匹配的關係，因此文獻[13]提出了利用直流對直流轉換器作為阻抗匹配的功用，如圖 4.20 是利用升降壓型轉換器作為阻抗匹配的功用，從圖 4.21 的特性圖中，我們根據電感電壓與電流的關係，式(4-5)，我們可以把 i_M 看成式轉換器的輸入電流，由於輸入電壓 V_{rect} 為定值，所以在開關導通期間內，電感電流呈現線性增加，開關截止後 i_M 為零，所以我們把在單一開關周期 T_{sw} 內的電流 i_M 做積分的動作， i_{Mav} 即是輸入平均電流，式(4-6)，輸入電壓 V_{rect} 平均輸入電流 i_{Mav} 的比值即是平均輸入阻抗，式(4-7)，因此我們可以把平均輸入阻抗看成是直流對直流轉換器的等效負載，如此一來只要調配好電感值的大小、開關頻率、責任周期，符合相對應的阻抗匹配值，即可達成最大功率的最佳化。

$$V_{rect} = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{di_M}{dt} \quad (4-5)$$

$$i_{M\ av} = i_{rect\ av} = \frac{1}{T_{sw}} \int_{t_0}^{t_0+T_{sw}} i_M dt = \frac{D^2}{2Lf_{sw}} V_{rect} \quad (4-6)$$

$$R_{in} = \frac{2Lf_{sw}}{D^2} \quad (4-7)$$

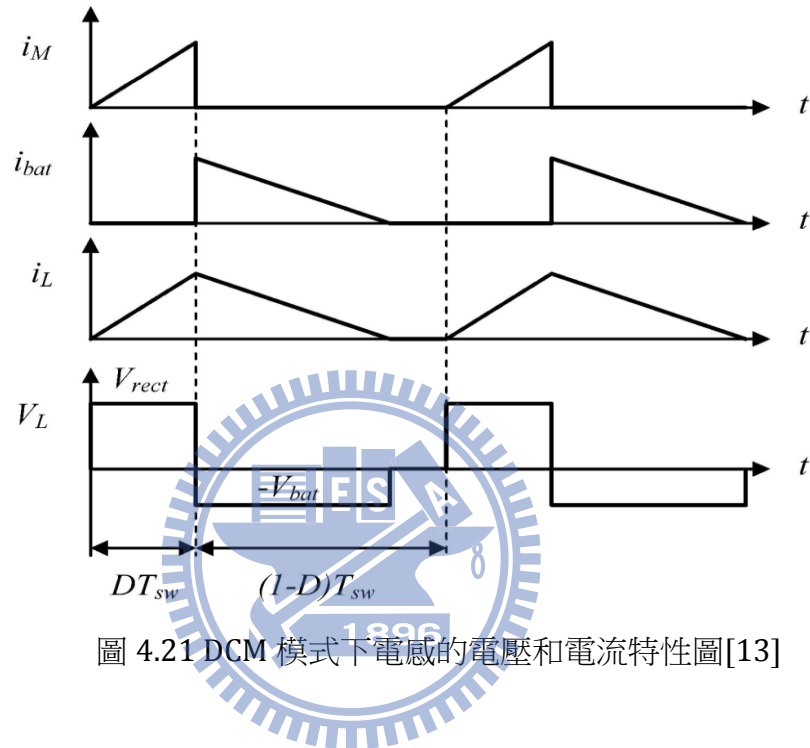


圖 4.21 DCM 模式下電感的電壓和電流特性圖[13]

如果是操作在連續導通模式中，輸入電壓和輸出電壓的關係式為(4-8)

$$V_{rect} = \frac{1-D}{D} V_{bat} \quad (4-8)$$

假設沒有功率耗損，輸入功率相等於輸出功率(4-9)，代入(4-8)可得(4-10)

$$V_{rect} \cdot i_{rect\ av} = V_{bat} \cdot i_{bat\ av} \quad (4-9)$$

由(4-10)可看出平均輸入阻抗的式子與輸出電壓和輸出電流有關，所以隨著輸出電壓的不同，需要另外的感測器來調整責任周期。

$$\frac{V_{rect}}{i_{rect\ av}} = \left(\frac{1-D}{D}\right)^2 \frac{V_{bat}}{i_{bat\ av}} \quad (4-10)$$

4.5.1 阻抗匹配轉換器基本架構

圖 4.22 為阻抗匹配轉換器的基本架構，壓電發電機透過橋式整流器整流後，接上後端的升降壓型轉換器，最後在儲存在電池中。阻抗匹配轉換器需要開關驅動電路來驅動開關， V_{cc} 為驅動電路的操作電壓， V_G 為開關驅動訊號，一般 PWM 產生器的功率消耗都遠大於壓電發電機的發電功率，或是需要很高的操作電壓，不適用於壓電發電系統，所以此開關驅動電路的設計概念在於超低的功率耗損，文獻[13]利用低功率的石英晶體震盪器來達成這個目標，其消耗功率極低，頻率為 32.768KHz，可用來直接驅動開關，驅動訊號的責任周期約為 0.5，根據式子(4-7)，如果使用 50mH 的電感值，可以產生 13.17K 的等效負載，但是本研究在發電功率的最佳化至少需要 20K 以上的等效負載，所以必須使用 100mH 以上的大電感，一般市面上最大的電感只到 100mH，且有低電流的使用限制，越大的電感的其電感值的選擇越少。

式子(4-7)中，開關的責任周期(D)為分母項而且是一個平方項，表示說如果可以改變開關的責任周期，只要降低些微的責任周期就可以大大提升等效負載的阻值，所以在驅動電路的設計上本文設計了一脈波寬度調變產生(pulse-width modulation, PWM)電路，如圖 4.23，包含了鋸齒波產生電路和比較電路兩部分，利用鋸齒波產生鋸齒波，輸入給比較電路，與比較電壓(V_{ref})相比較後輸出 PWM 訊號驅動開關，藉由調整比較電壓的大小即可改變開關的責任周期，來達成更全面的阻抗匹配轉換器。

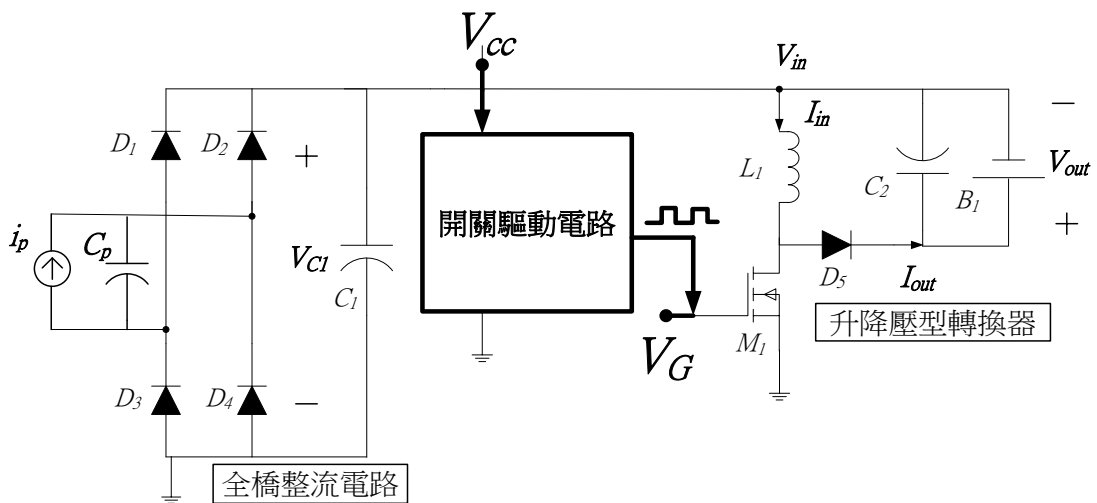


圖 4.22 開關驅動電路示意圖

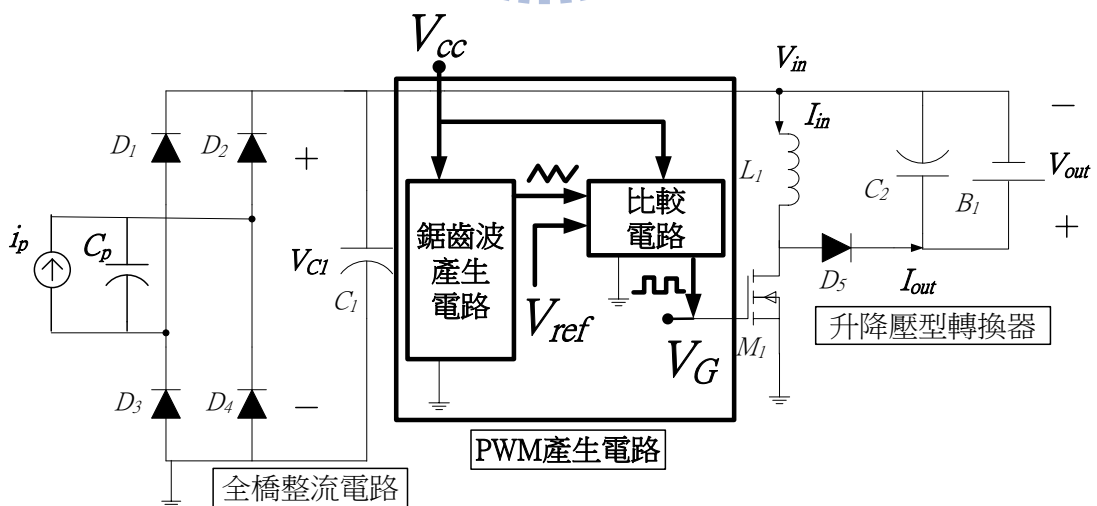


圖 4.23 PWM 產生電路示意圖

第五章

硬體電路架構與實驗

本章節將介紹硬體電路架構，電路中各元件的選擇原則，並且根據實驗的目的規劃實驗範例，量測各種電性，利用圖片和表格整理出實驗結果，最後介紹 LED 閃爍器應用電路。

5.1 硬體電路架構與元件選擇原則

本研究硬體電路可分為三個部分，全橋整流電路，PWM 產生器，升降壓型轉換器，如圖 5.1 所示。

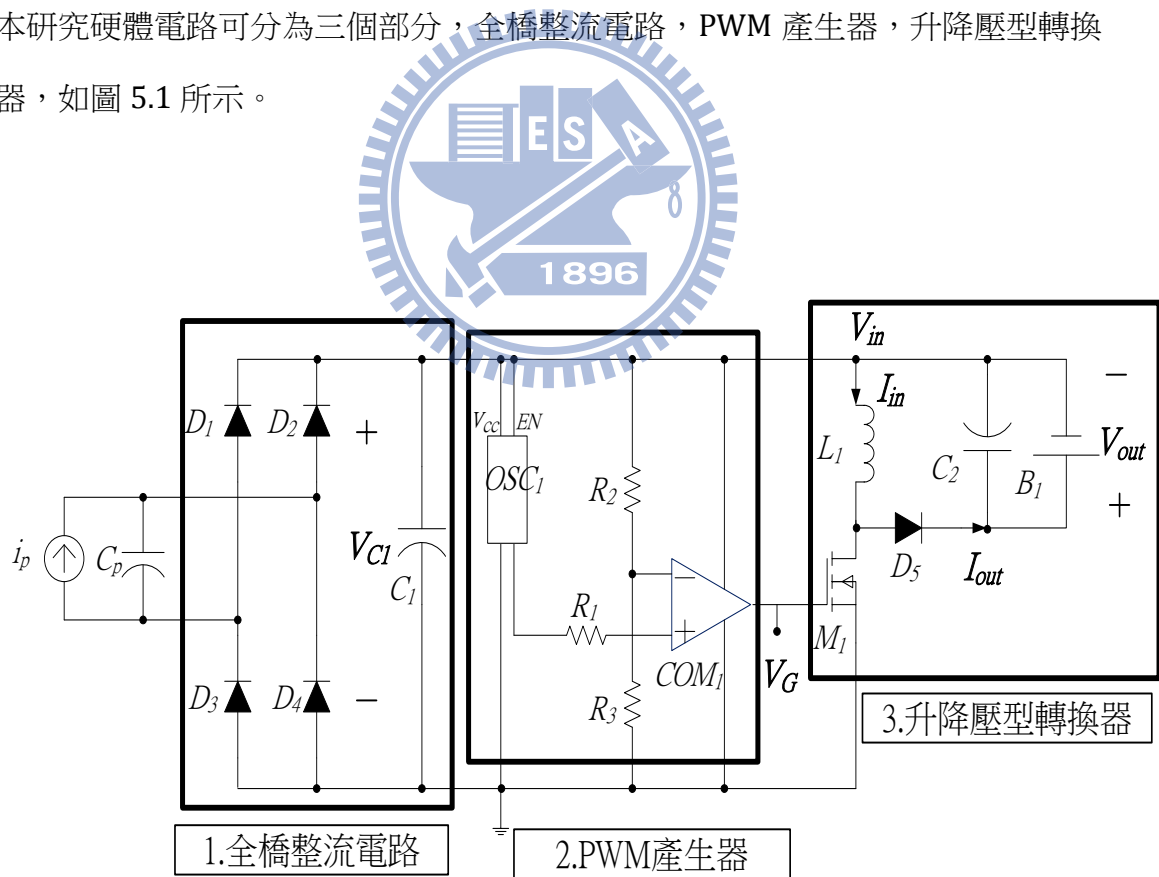


圖 5.1 本研究硬體電路圖

5.1.1 全橋整流電路

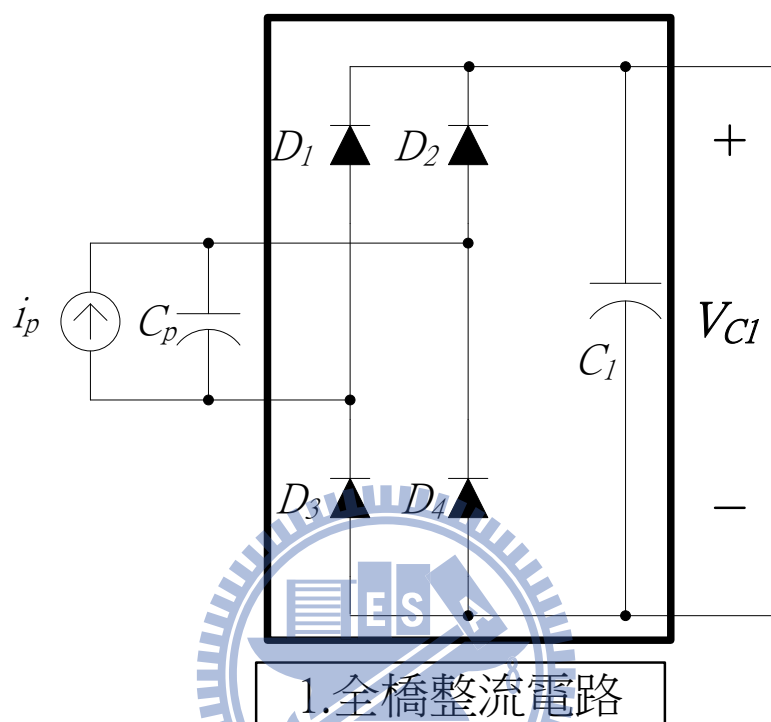


圖 5.2 全橋整流電路圖

V_p 為壓電發電等效電壓源，二極體 $D_1 \sim D_4$ 為整流二極體，由於壓電發電的功率很微小，所以在元件的選擇上希望以低耗電功率為原則，在整流二極體方面採用低順向電壓的蕭特基二極體(schottky diode)，蕭特基二極體是利用金屬-半導體界面，以產生整流的結果，和一般二極體中由半導體-半導體界面產生的P-N界面不同。此界面的特性使得肖特基二極體的導通電壓降較低，一般的二極體在電流流過時，會產生約 0.7-1.7 伏特的電壓降，不過肖特基二極體的電壓降只有 0.15-0.45 伏特，因此可以提昇系統的效率，本研究採用(Philips BAT85 Schottky Barrier Diode)，在順向導通電流等於0.1mA時，順向導通電壓為0.24V， C_1 為濾波電容，電容值為47uf， V_{C1} 為濾波電容的跨壓。

5.1.2 PWM 產生器

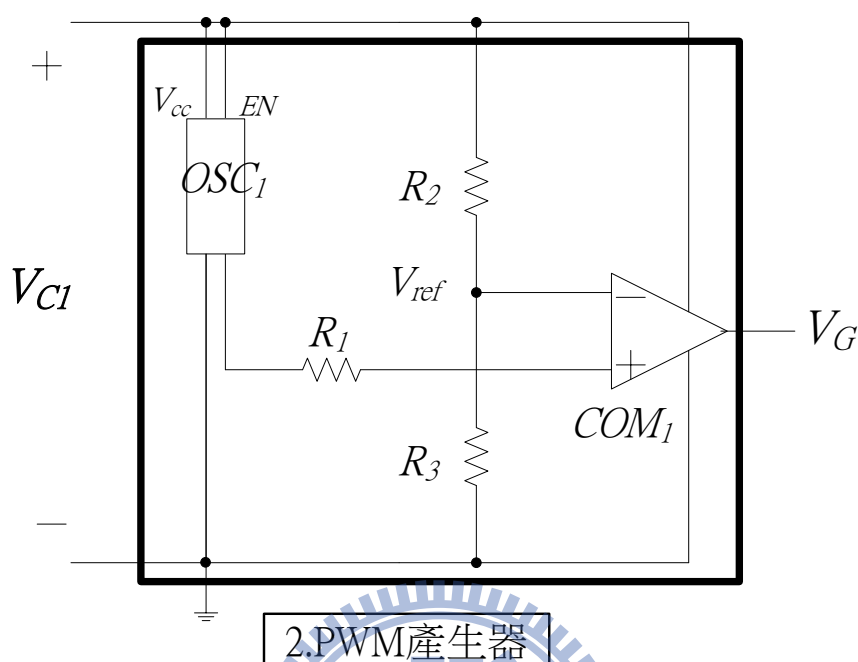


圖 5.3 PWM 產生器

此 PWM 產生電路又可以說是開關驅動電路，運作模式為透過石英晶體震盪器($OSC1$)串上一電阻 R_1 產生鋸齒波，與 V_{C1} 經過 R_2, R_3 的分壓(V_{ref})作比較，石英震盪器的訊號輸入給比較器($COM1$)的正端，分壓訊號給比較器($COM1$)的負端，比較後輸出脈波驅動後端開關，其中 V_{C1} 是全橋整流後濾波電容的電壓，供電給石英晶體震盪器，比較器及分壓電路，在元件的選擇上必須遵照兩大原則。

1. 元件的消耗功率必需遠小於壓電片的發電量。
2. 元件的供應電壓範圍，必須配合壓電片的整流後 V_{C1} 的電壓，由圖 4.19,20,21 可看出在最大發電功率的相對阻值下的負載電壓約為 2V-5V，因此所選元件操作電壓需可符合這電壓值。

OSC_1 (OV-7604-c7, MICRO CRYSTAL) 為低功率石英晶體震盪器，頻率 32.768KHz，操作電壓在 1.2V-5.5V 之間，電流耗損典型 0.3uA/最大 0.5uA，方波 duty 約為 50%，在石英晶體震盪器的輸出端上串上一電阻可以使脈波充放電速度變慢，改變成接近鋸齒波的波形，此電路與傳統鋸齒波產生器的優點在於低功率消耗和使用元件個數少，只需一個石英震盪器串一個電阻即可，圖 5.4 為石英晶體震盪器輸出波形圖。

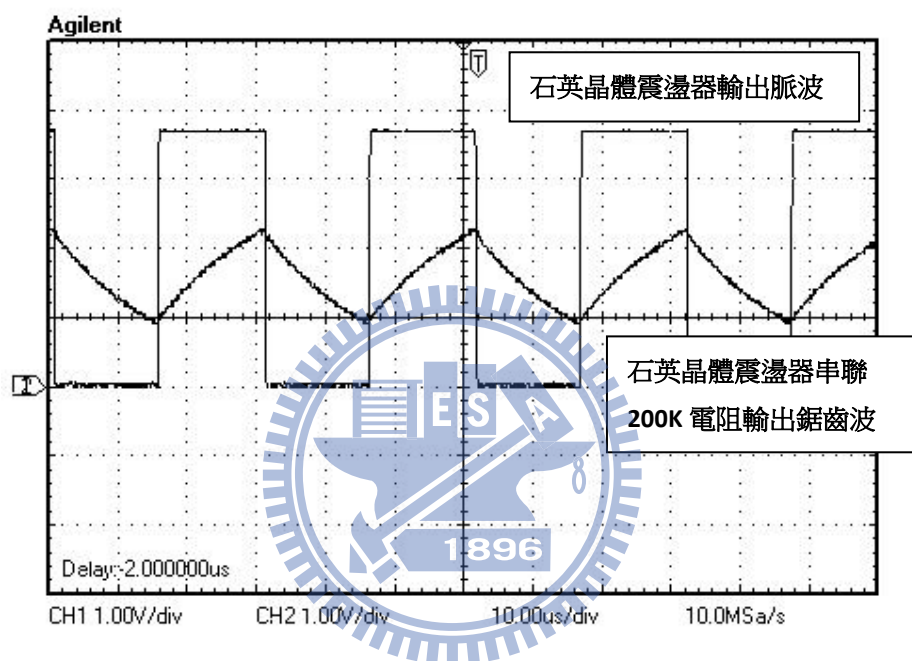


圖 5.4 石英晶體震盪器輸出波形圖

COM_1 (TLV3492, Texas Instrument) 為奈米級功率消耗推挽式輸出比較器 (Nanopower Push-Pull Output Comparator)，其操作電壓在 1.8V 到 5.5V 之間，典型的消耗電流為 0.8uA。

R_2, R_3 為分壓電阻，其中比較器負端出入電壓 (V_{ref}) 為 $V_{C1} \times (R_3 / (R_2 + R_3))$ ，為了使電阻分壓時消耗在電阻上的功率不影響電路運作， R_2, R_3 的阻值都在百 K 歐姆以上其中 $R_2=100K$ ， R_3 為了配合不同的最佳阻抗設計而需要有不同責任周期的脈波，所以有不同的阻抗值相配對， R_3 為 500K 可變電阻。

5.1.3 阻抗匹配轉換器

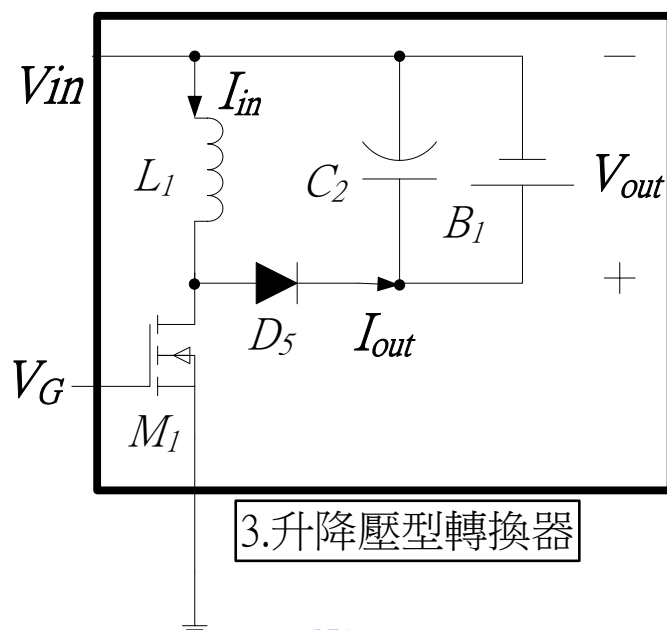


圖 5.5 升降壓型轉換器

如圖 5.5 為升降壓型轉換器，其轉換器的功用是用來達成阻抗匹配的目的，當開關導通時，電感充電電感電流上升，開關關閉時，電感存儲的電流透過二極體放電給電容及充電電池，此轉換器的最重要目的在於阻抗匹配轉換器的等效負載，式子(4-28)，其概念在 4.4 節有詳細的介紹。

L_1 為直立式型低電流繞線式電感 50mH , $I_{DC}(\text{max})=15\text{mA}$ ，因為阻抗匹配需要用到大電感，一般市面上此種電感才有這麼大的電感值，壓電發電電壓雖高，但是電流屬於 μA 等級，所以適用於此種電感。 C_2 為濾波電容 $100\mu\text{F}$ ， M_1 (VN10LP) 為 NMOS。 D_5 為蕭特基二極體同於全橋整流二極體。 B_1 (2.4/V 150H Ni-MH Rechargeable Battery) 為鎳錳充電電池，選擇儲能元件為充電電池而非電容或是超級電容的關鍵，在於轉換器為了操作在 DCM 中，必需滿足式子(4-8)，所以使用充電電池的用意在於一開始就提供一個跨壓在輸出端，使轉換器操作在不連續導通模式中(DCM)，此時轉換器才有阻抗匹配的功用。

5.2 實驗目的與實驗範例規劃

本實驗的目的在於研究阻抗匹配轉換器的概念，如圖 5.6，掛上一負載與掛上阻抗匹配轉換器所代表的等效負載相比較，是否同樣能達到功率的最佳化設計，以及量測阻抗匹配轉換器的等效負載在不同責任周期(D)下是否符合理論值，量測阻抗匹配轉換器的輸入電壓(V_{in})與輸入電流(I_{in})，輸出電壓(V_{out})與輸出電流(I_{out})，取輸入電壓與電流的比值(V_{in}/I_{in})可計算出等效負載，利用 P (功率) $=I$ (電流) $\times V$ (電壓)，計算出負載 R 的功率 P_R 和轉換器的輸入功率(P_{in})與輸出功率(P_{out})，轉換器的功率轉換效率為輸出功率與輸入功率的比值 $\eta_0 = (P_{out} / P_{in})$ ，等效負載與實際負載所能產生的功率比為 η_s ，將量測數據利用表格作整理，最後再將數據作成圖表加以討論。



5.2.1 實驗目的

本實驗目的在於驗證

- (1) 阻抗匹配轉換器的等效負載 R_{eq} 在不同責任周期(D)下是否如同理論值。
- (2) 壓電發電機接上等效負載 R_{eq} 是否如同接上負載 R 有相對的發電功率。

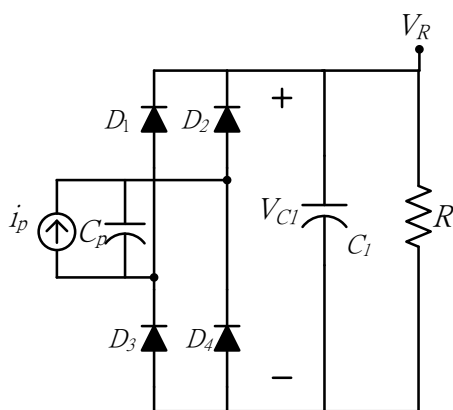


圖 5.6(a)負載 R

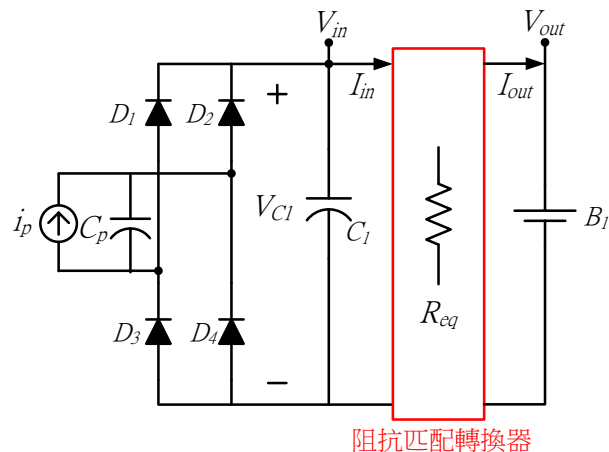


圖 5.6(b)等效負載 R_{eq}

5.2.2 實驗範例規劃

根據本實驗目的，規劃兩個實驗範例，一個針對 600pps 的模式，一個針對 400pps 的模式，根據第四章的圖 4.19，壓電發電機在不同負載下的發電功率關係圖，對於 600pps 的操作模式中，負載約介於 15K~30K 之間有最大的發電量，對照等效負載的公式 $R_{eq} = \frac{2Lf_{sw}}{D^2}$ ， $L = 50\text{mH}$ ， $f_{sw} = 32.768\text{KHz}$ ，所以相對的 D 值約介於 0.45~0.30 之間，因此在 600pps 模式下設計 $D=0.45$ 、 0.40 、 0.35 、 0.30 ，四種不同的責任周期探討等效負載是否有隨著 D 值的不同而改變，以及是否能達到相對應的最佳發電功率。圖 4.20 在模式 400pps 下，負載介於 20K~50K 之間有最大的發電量，因此在 400pps 模式下設計 $D=0.40$ 、 0.35 、 0.30 、 0.25 ，四個不同的責任周期來加以探討。

設計值： D (開關責任周期)

待測值：輸入電壓(V_{in}) 輸入電流(I_{in}) 輸出電壓(V_{out}) 輸出電流(I_{out})。

(量測方法)

輸入電壓：轉換器的輸入電壓就是濾波電容的端電壓。

輸入電流：由於電感電流很小量測不易，所以在電感端並聯 100 歐姆電阻量測電壓值再做轉換，由於消耗在電阻上的功率極小，所以可忽略，量測所得電感充電時的平均電流即是輸入電流

輸出電壓：轉換器的輸出電壓就是電池的端電壓。

輸出電流：同輸入電流量測方法，在輸出端並聯電阻量測再轉換。

表 5-1 實驗範例一(600pps)

實驗範例 1(600pps)				
電感	$L=50\text{mH}$			
石英晶體震盪器	$f_{sw} = 32.768\text{KHz}$			
分壓電阻 R3	R3=92K	R3=119K	R3=155K	R3=194K
責任週期	D=0.45	D=0.40	D3=0.35	D4=0.30
等效電阻(理論值)	16.18K	20.48K	27.75K	36.40

表 5-2 實驗範例二(400pps)

實驗範例 2(400pps)				
電感	$L=50\text{mH}$			
石英晶體震盪器	$f_{sw} = 32.768\text{KHz}$			
分壓電阻 R3	R3=127K	R3=166K	R3=225K	R3=278K
責任週期	D=0.40	D3=0.35	D4=0.30	D4=0.25
等效電阻(理論值)	20.48K	27.75K	36.40	52.416

5.2.3 參數設定

參考圖 5.1

$$f_{sw} = 32.768\text{KHz}$$

$$V_{C1} = \text{濾波電容的跨壓}$$

$$V_R = \text{負載 } R \text{ 的電壓} = V_{C1}$$

$$R_3 = 500\text{K 可變電阻}$$

$$D = \text{開關 } duty = \text{開關導通時間} / \text{開關週期}$$

$$V_{in} = \text{阻抗匹配轉換器的輸入電壓} = V_{C1}$$

$$V_{out} = \text{阻抗匹配轉換器的輸出電壓}$$

$$I_{in} = \text{阻抗匹配轉換器的輸入電流}$$

$$I_{out} = \text{阻抗匹配轉換器的輸出電流}$$

$$R_{eq e} = V_{in} / I_{in} = \text{等效負載的實驗值}$$

$$R_{eq s} = \frac{2Lf_{sw}}{D^2} = \text{等效負載的理論值}$$

$$P_{in} = \text{阻抗匹配轉換器的輸入功率} = I_{in} \times V_{in}$$

$$P_{out} = \text{阻抗匹配轉換器的輸出功率} = I_{out} \times V_{out}$$

$$P_r = \text{理想負載 } R \text{ 的輸出功率} = V_R^2 / R$$

$$\eta_0 = \text{阻抗匹配轉換器的轉換效率} = P_{out} / P_{in}$$

$$\eta_s = \text{等效負載與實際負載所能產生的功率比} = P_{out} / P_r$$

5-3 實驗結果

表 5-3 範例一實驗結果(600pps)

操作模式-600pps				
	1	2	3	4
R_3	110K	158K	203K	254K
D	0.45	0.40	0.35	0.30
V_{in}	2.8V	3V	3.1V	3.4V
V_{out}	2.4V	2.4V	2.4V	2.4V
I_{in}	151.6uA	141.6uA	133uA	116.7uA
I_{out}	147uA	162.9uA	151.1uA	143uA
R_{eqe}	18.5K	21.2K	23.3K	29.1K
R_{eqs}	16.18K	20.48K	27.75K	36.40K
P_{in}	424.5uW	425uW	412.3uW	396.8uW
P_{out}	352.8uW	391uW	362.6uW	343.2uW
P_r	450uW	460uW	455uW	403uW
η_o	83.1%	92%	87.9%	86.5%
η_s	78.4%	85%	79.7%	85.2%

表 5-4 範例二實驗結果(400pps)

操作模式-400pps				
	1	2	3	4
R_3	127K	170K	226K	291K
D	0.40	0.35	0.30	0.25
V_{in}	2V	2.5V	3.1V	3.7V
V_{out}	2.4V	2.4V	2.4V	2.4V
I_{in}	121.2uA	110.2uA	110.6uA	94.4uA
I_{out}	96.4uA	97.3uA	112.6uA	113.3uA
R_{eqe}	16.5K	22.7K	28K	39.2K
R_{eqs}	20.48K	27.75K	36.40K	52.4K
P_{in}	242.4uW	275uW	343uW	249.3uW
P_{out}	231uW	233.5uW	270uW	272uW
P_R	280uW	310uW	340uW	340uW
η_o	95.5%	85%	78.7%	77.9%
η_s	82.6%	75.3%	79.4%	80%

5-4 實驗結果討論

由圖 5.7 的 $duty$ 與阻值比較曲線來看，當 $duty$ 值越低的時候，等效負載越大，等效負載的實驗值 Req_e 大多略低於理論值 Req_s ，在 $duty$ 越低的時候與理論值的差距變大，400pps 操作模式下的差距大於 600pps 操作模式下的差距。

由圖 5.8 的理想負載輸出功率 P_r 與等效負載的輸出功率 P_{out} 比較圖來看，等效負載的輸出功率都低於理想負載的輸出功率，相差 60uW 到 100uW 左右，由於阻抗匹配轉換器的石英震盪器，比較器，分壓電阻，都會損耗電量，加上阻抗匹配轉換器的轉換效率不是百分之百，所以實際的輸出功率會低於理想的輸出功率，等效負載的輸出功率曲線趨勢相符於理想負載的輸出功率曲線。

圖 5.9 為轉換器的輸入功率 P_{in} 與輸出功率 P_{out} 比較圖，在 600pps 和 400pps 操作模式下輸出功率都低於輸入功率，差距在 10uW 至 50uW 之間。

圖 5.10 為轉換器的功率轉換效率 η_o ，在 600pps 模式下時都有 83% 以上，在 400pps 模式下時也有 77.9% 以上。

圖 5.11 為理想負載的輸出功率與等效負載的輸出功率效率 η_s 圖，600pps 操作模式下的效率都有 78.4% 以上，400pps 操作模式下也都有 75.3% 以上。

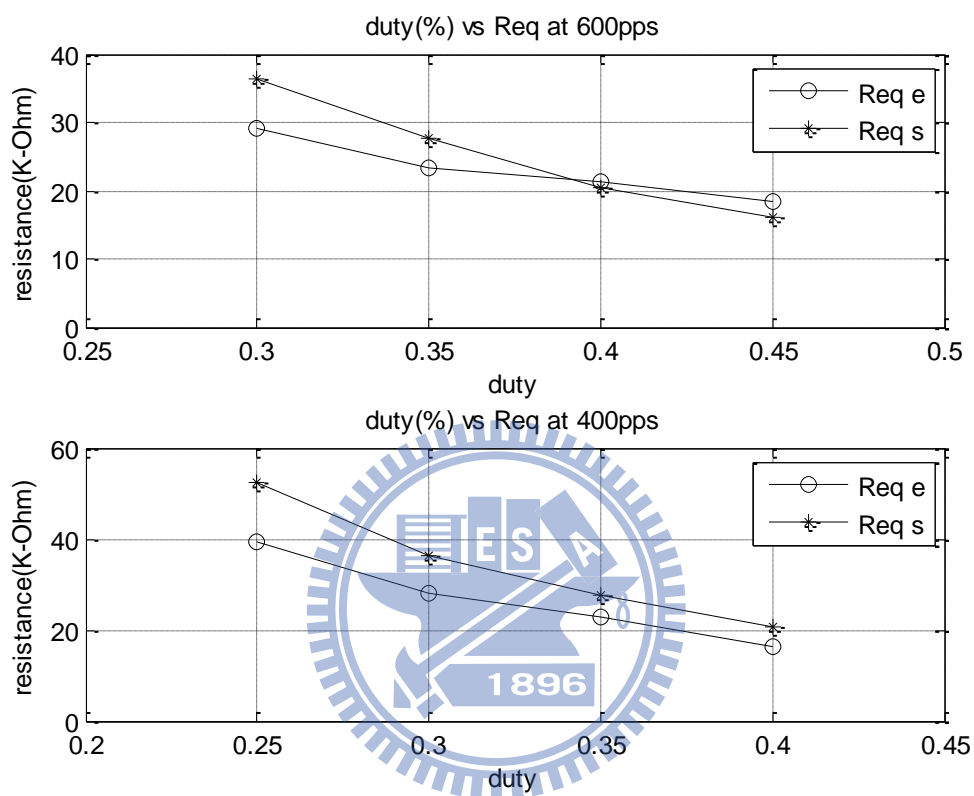


圖 5.7 等效輸入阻抗量測值與理論值比較圖

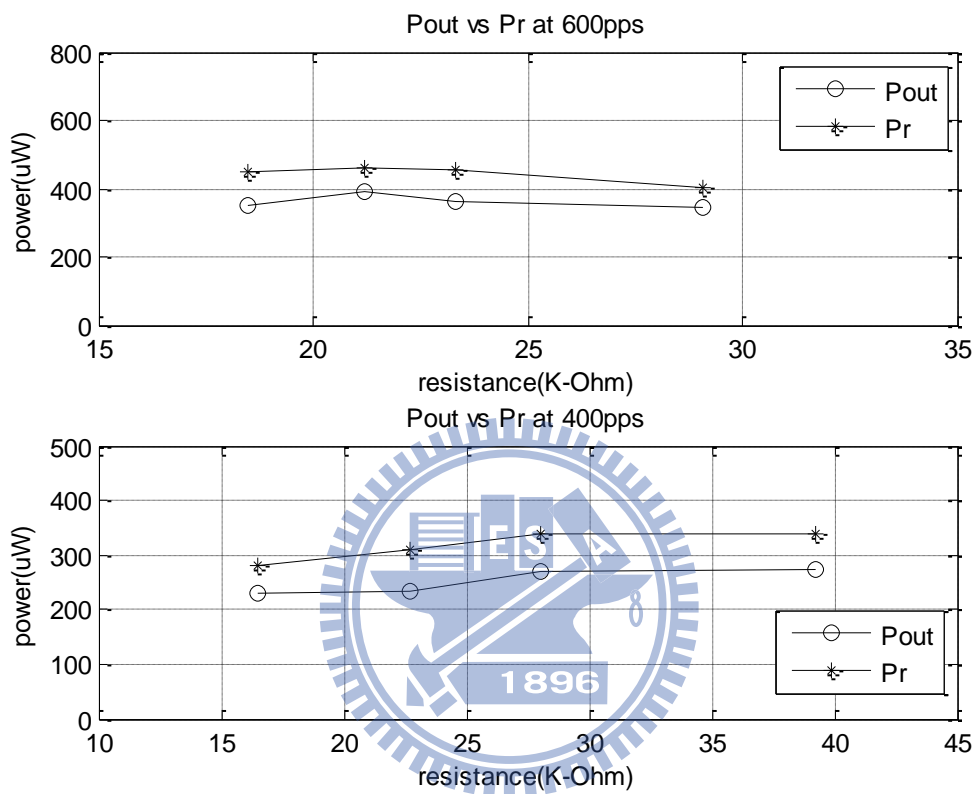


圖 5.8 理想負載的輸出功率與等效負載的輸出功率比較圖

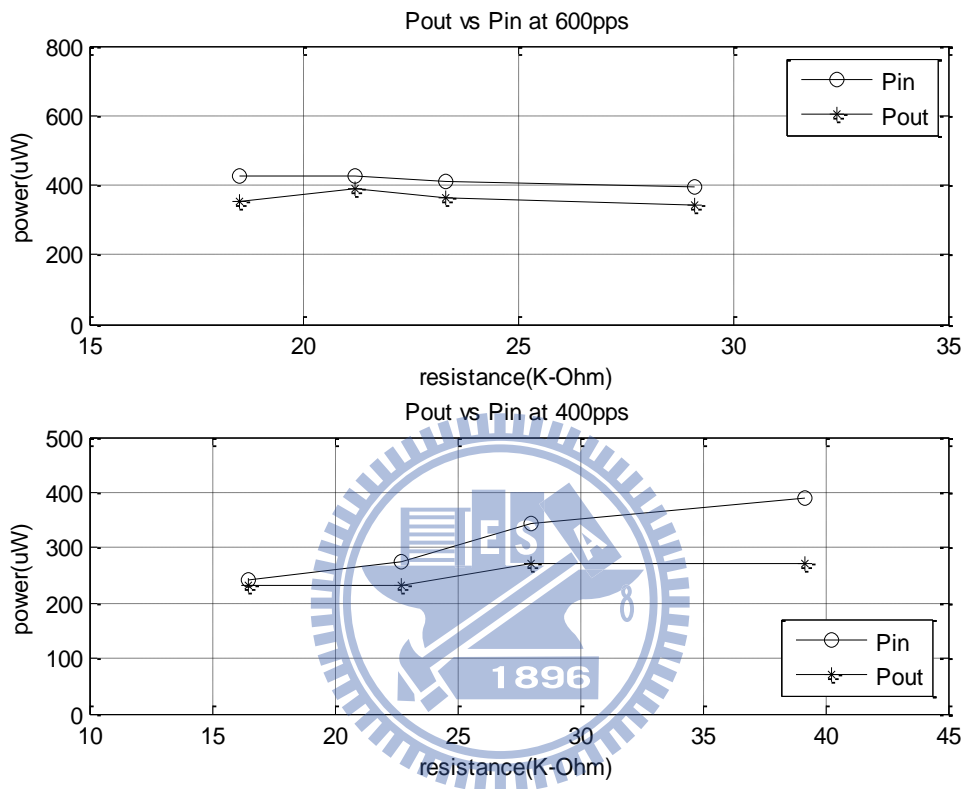


圖 5.9 阻抗匹配轉換器輸出功率與輸入功率比較圖

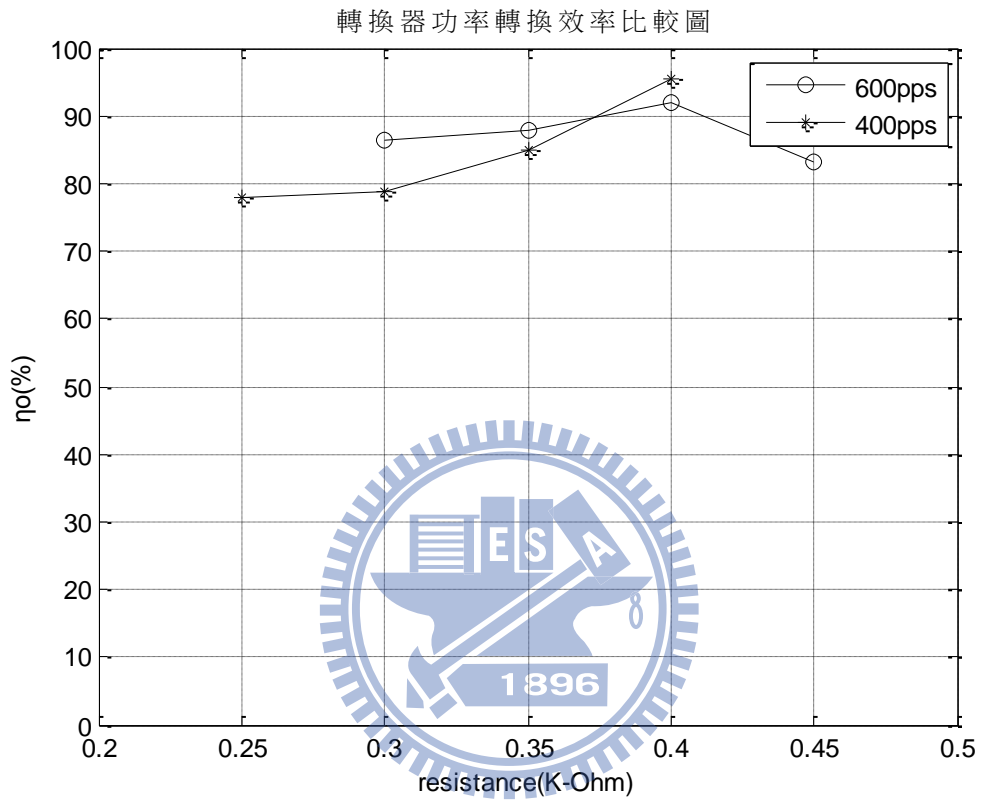


圖 5.10 轉換器功率轉換效率比較圖

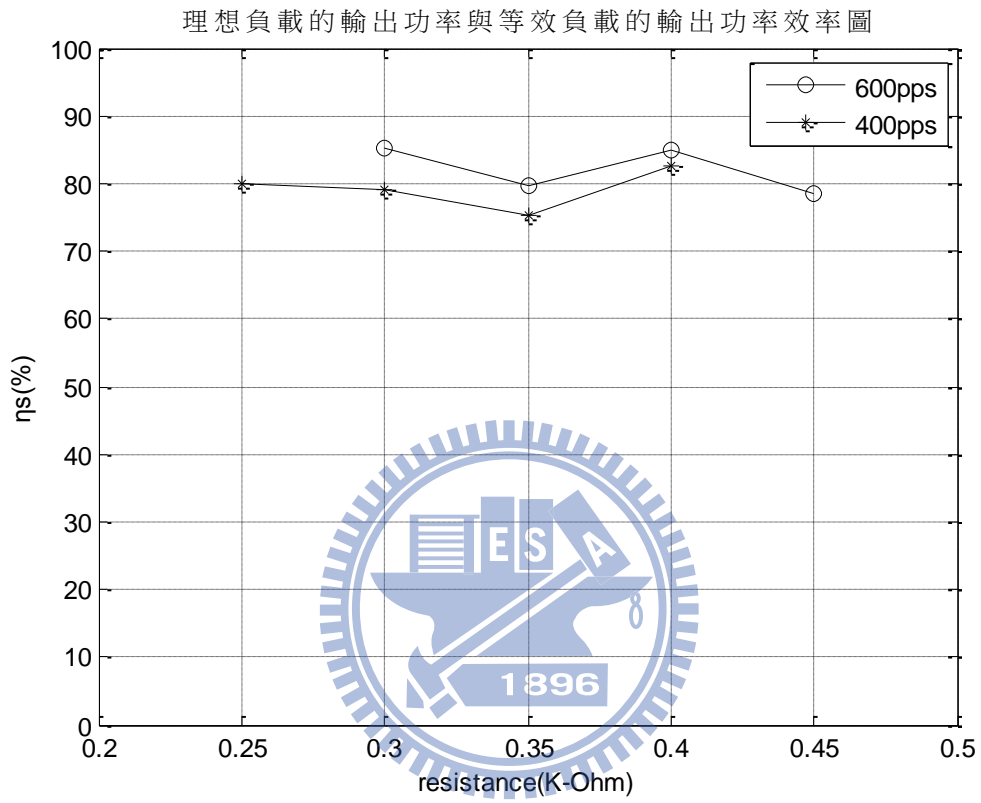


圖 5.11 理想負載的輸出功率與等效負載的輸出功率效率圖

5.5 LED 閃爍器應用電路

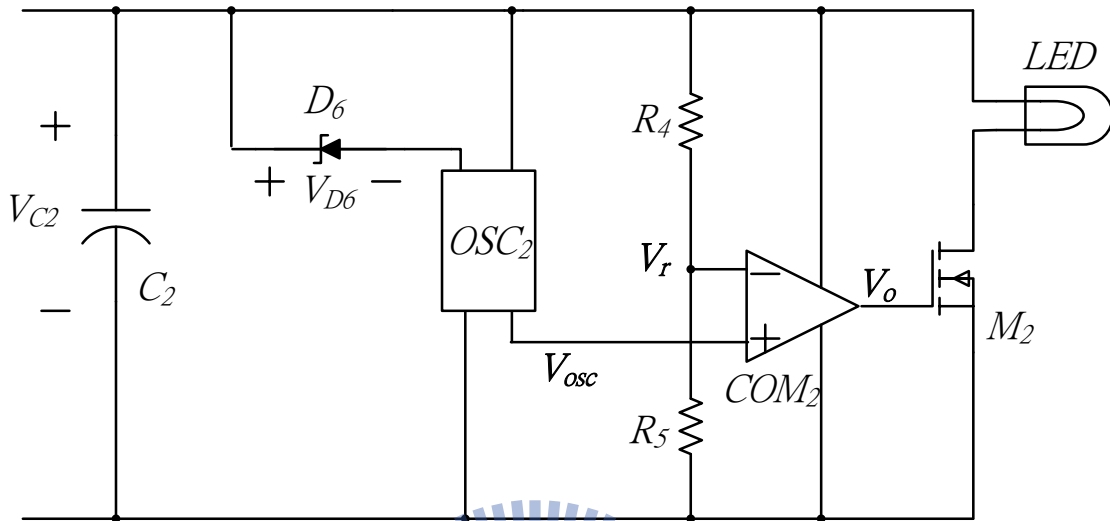


圖 5.12 LED 閃爍器應用電路

除了把壓電發電的能量儲存在電池中，本研究特別設計了一個LED閃爍器的應用電路，原本希望壓電發電的能量可以持續提供給LED燈，但是本研究的壓電最大的發電功率為391uW，而一般的LED消耗功率都在數mW以上，因此興起了一個概念，先把能量儲存起來，儲存一定能量再供給LED燈，所以設計了如圖5.12的應用電路。

其中 C_2 等同於圖5.5中升降壓轉換器的輸出電容為100uF，由於沒有並聯電池，所以電感對電容 C_2 持續的充電造成 V_{C2} 一值上升，而石英晶體震盪器OSC2的最低操作電壓約為0.8V， V_{D6} 為齊納二極體的崩潰電壓約1.5V所以當 V_{C2} 上升到 $V_{D6} + 0.8 = 2.3V$ 時，石英震盪器就有訊號的產生，因此當 V_{C2} 超過2.3V時，石英震盪器的電壓訊號 V_{osc} 會跟著 V_{C2} 一起上升。 $R_4 = 100K, R_5 = 140K$ ， V_r 為 V_{C2} 經由 R_4, R_5 的分壓，當 V_{C2} 大於2.3V後 V_{osc} 上升速度會比 V_r 上升速度來的快，當 V_{osc} 大於 V_r 的瞬間，也就是比較器的正端訊號大於負端訊號，此時比較器產生訊號 V_o

驅動開關，開關導通後，*LED* 與地端構成回路，此時電容的電量會瞬間傳送給 *LED*燈， V_{C2} 會瞬間降到的2.3V後，此時石英震盪器關閉，*LED* 迴路關閉，電容電壓不在繼續往下降，電容繼續受到電感的定電流充電，如此一來造成電容不斷的充電、放電，*LED* 燈會一閃一閃的閃爍。

圖5.13為操作於400pps模式 *duty*=0.3時電容電壓 V_{C2} 波形圖，當電容充電到4V時，震盪器的電壓訊號 V_{osc} 追上分壓 V_r ，所以開關導通，電容電量放給 *LED*，電壓瞬間往下掉到2.3伏即停止，然後再繼續充電，充放電周期約三秒。圖5.14 為作於600pps模式 *duty*=0.4時電容電壓 V_{C2} 波形圖，由於發電量比較大所以充放電時間較為縮短，充放電周期約兩秒。

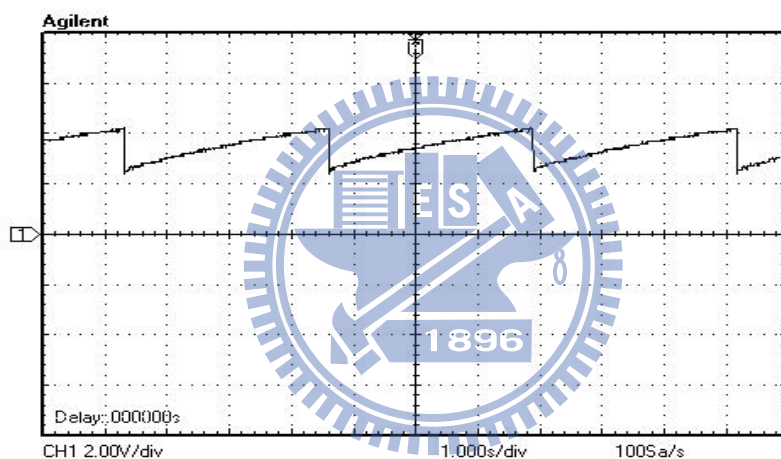


圖 5.13 400pps *duty*=0.3 電容電壓 V_{C2} 波形圖

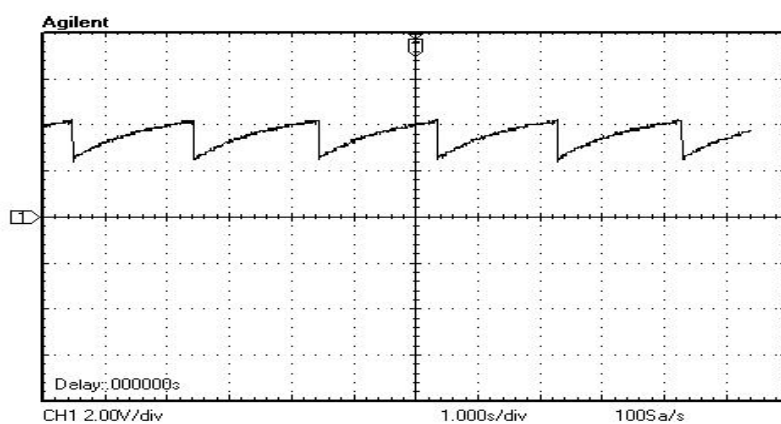


圖 5.14 600pps *duty*=0.4 電容電壓 V_{C2} 波形圖

5-6 實驗電路板實現

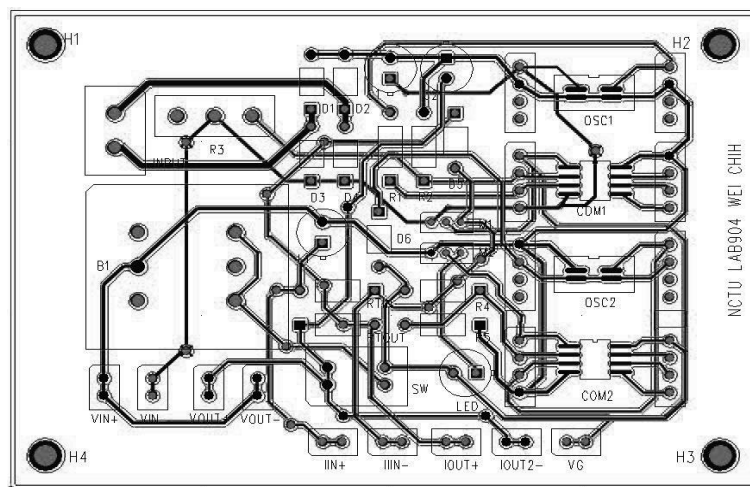


圖 5.15 實驗電路板 PCB 電路圖

圖 5.15 為本研究使用 POWER PCB 畫出來的電路圖，此電路圖結合了圖 5.1 和圖 5.12 兩種電路，中間接上一個開關可供轉換，當開關 1(ON)時，為圖 5.1 的電路，對電池直接充電，當開關 2 (ON)時，為圖 5.12 的電路，LED 閃爍器，圖中下方為各電壓電流的測試區。

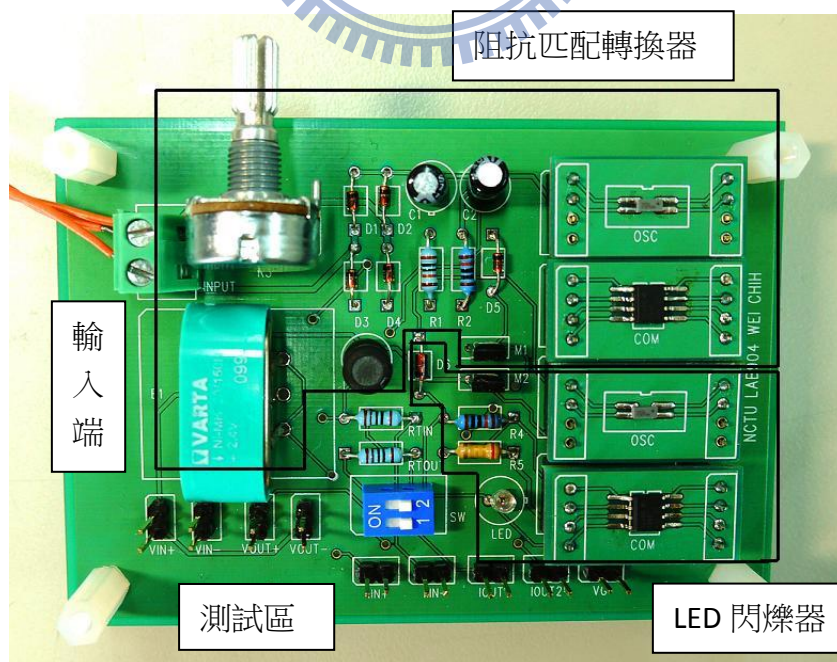


圖 5.16 硬體電路板實現

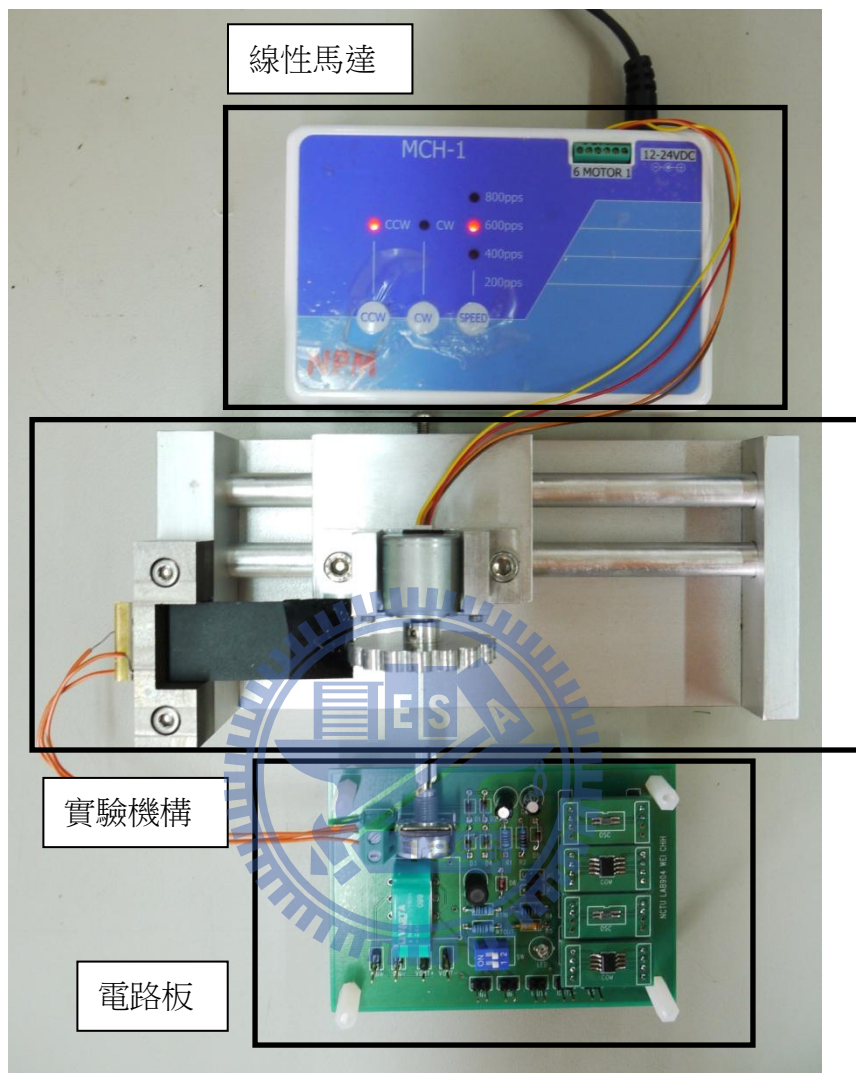


圖 5.17 本研究實驗設備

第六章

結論與建議

6.1 結論

本研究實驗成果如下

- 由實驗結果可驗證等效負載 $R_{eq e}$ 在不同責任周期($duty$)是趨近於理論值。所以降低開關的 $duty$ 的確可以增加等效負載 $R_{eq e}$ 的阻抗值，但是實驗結果也可以看出在開關的 $duty$ 越小的情況下，等效負載實驗值與理論值的差距會變大。
- 在 600pps 操作模式下的理想負載的發電功率測試，如圖 4.19 最佳發電功率的阻抗值約為 20K，而實驗結果在 $duty=0.4$ ， $R_{eq e} = 21.2K$ 的阻抗匹配下有最佳的發電功率 391uW，符合測試結果。
- 在 400pps 操作模式下的理想負載的發電功率測試，如圖 4.20 最佳發電功率的阻抗值約為 30K~40K，而實驗結果在 $duty=0.3$ ， $R_{eq e} = 36.4K$ 的阻抗匹配下有最佳的發電功率 270uW，符合測試結果。
- 本研究阻抗匹配轉換器，在開關驅動電路方面耗電量極小，不需要額外提供電源，完全由壓電發電機供應電源。

6.2 建議

- 本研究的發電量仍屬於微功率等級，所以要應用到低功率的電子 3C 產品必需儲存很長的一段時間，電量才足夠供給電子產品，可以讓壓電發電機操作在更高的頻率上或是共振頻率上，會有更大的發電量，或是可以使用更多的壓電材料來收集電能。
- 本研究在阻抗匹配的功率最佳化方面，只能在固定轉速下手動調整 **duty** 值來達到阻抗匹配，若是可以根據不同頻率的壓電發電源的輸入，自動調整不同的 **duty** 值會有更大的應用價值。
- 本研究的電感電流會有諧振的情況發生，若可以改善這情形，會讓阻抗匹配轉換器的轉換效率更佳。



參考文獻

- [1] E.O. Torresl and G.A. Rincon-Mora, “Long-Lasting, Self-Sustaining, And Energy-Harvesting System-in-Package (SIP) Wireless Mirco-sensor Solution,” International Conference on energy, Environment and Disasters (INCEED 2005), Charlotte, North Carolina, USA, 2005.
- [2] S. Roundy and P. K. Wright , “ A Piezoelectric Vibration based Generator for Wireless Electronics”, Institute of Physics Publishing, Smart Materials and Structures, Vol.13, pp. 1311-1142, 2004.
- [3] C. K. J. Kymissis, J. Paradiso, and N. Gershenfeld, “Parasitic Power Harvesting in Shoes,” in Proc. of the Second IEEE International Conference on Wearable Computing, 1998.
- [4] M.Takeuchi, S.Matsuzawa, K. Tairaku and C. Takatsu “Piezoelectric Generator as Power Supply for RFID-Tags and Applications”, IEEE Ultrasonic Symposium, 2007.
- [5] J. Ajitsaria, S. Y. Choe, D. Shen, and D. J. Kim, “Modeling and Analysis of a Bimorph Piezoelectric Cantilever Beam for Voltage Generation”, IOP Publishing , Smart Materials & Structures, vol. 16, pp. 447-454, Apr 2007.
- [6] W. S. Liao, S. H. Wang, W. S. Yao, and M. C. Tsai, “Analysis and Design of Electric Power Generation with PZT Ceramics on Low-Frequency”, (IEEE ICIT) IEEE International Conference on Industrial Technology, 2008.
- [7] A. Lal, R. Duggirala, and H. Li, “Pervasive power: a Radioisotope-powered Piezoelectric Generator,” IEEE Pervasive Computing, Vol. 4, pp. 53 – 61,2005.

- [8] Hua-Bin Fang, Jing-Quan Liu, Zheng-Yi Xu, Lu Dong, Li Wang, Di Chen, Bing-Chu Cai, Yue Liu, "Fabrication and Performance of MEMS-based Piezoelectric Power Generator for Vibration Energy Harvesting", *Microelectronics Journal*, vol.37, pp.1280–1284, 2006.
- [9] Guo-Hua Feng and Jin-Chao Hung, "Optimal FOM Designed Microgenerator With Energy Harvesting in a Wide Vibration Bandwidth", *IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, January 16-19, 2007, Bangkok, Thailand.
- [11] <http://www.aurelienr.com/electronique/piezo/piezo.pdf>
- [12] Y.K. Tan J.Y. Lee, and S.K. Panda, "Maximize Piezoelectric Energy Harvesting using Synchronous Charge Extraction Technique for Powering Autonomous Wire-less Transmitter", *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, pp. 1123 – 1128, Nov. 2008.
- [13] Elie Lefeuvre, David Audigier, Claude Richard, and Daniel Guyomar, "Buck-Boost Converter for Sensorless Power Optimization of Piezoelectric Energy Harvester", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.22 NO.5, pp . 2018-2025, SEPTEMBER 2007.
- [14] <http://web1.nsc.gov.tw/ct.aspx?xItem=10990&ctNode=40&mp=1>
行政院國家科學委員會。
- [15] <http://www.physikinstrumente.com/en/products/prdetail.php?sortnr=400600.00>
- [16] <http://zh.wikipedia.org/zh-tw/%E5%A3%93%E9%9B%BB%E6%95%88%E6%87%89>. 微基百科
- [17] 吳朗，電子陶瓷－壓電，全欣圖書資訊，1994。
- [18] 廖偉翔，壓電換能器於低頻發電應用之設計與分析，成大機械，2007。

- [19] EPARC 研究團隊，電力電子學綜論，全華科技，2007。
- [20] <http://www.npm.co.jp/pdf/MCH-1.pdf>.
- [21] http://www.micromech.co.uk/dir_products/pdf/nippon/pfcu20.pdf.
- [22] 溫焯亮,吳黎民,王派祥,張振泰，材料力學，新文京開發，2007。
- [23] Strip Info.pdf APC 產品規格檔。
- [24] <http://baike.baidu.com/view/94641.htm> 百度百科

