

國立交通大學
機械工程研究所

博士論文

圓柱楔形超音波馬達之研發

Development of Circular Cylindrical
Wedge Wave Ultrasonic Motors

研究生：游泰和

指導教授：尹慶中 博士

中華民國一〇一年八月



圓柱楔形超音波馬達之研發

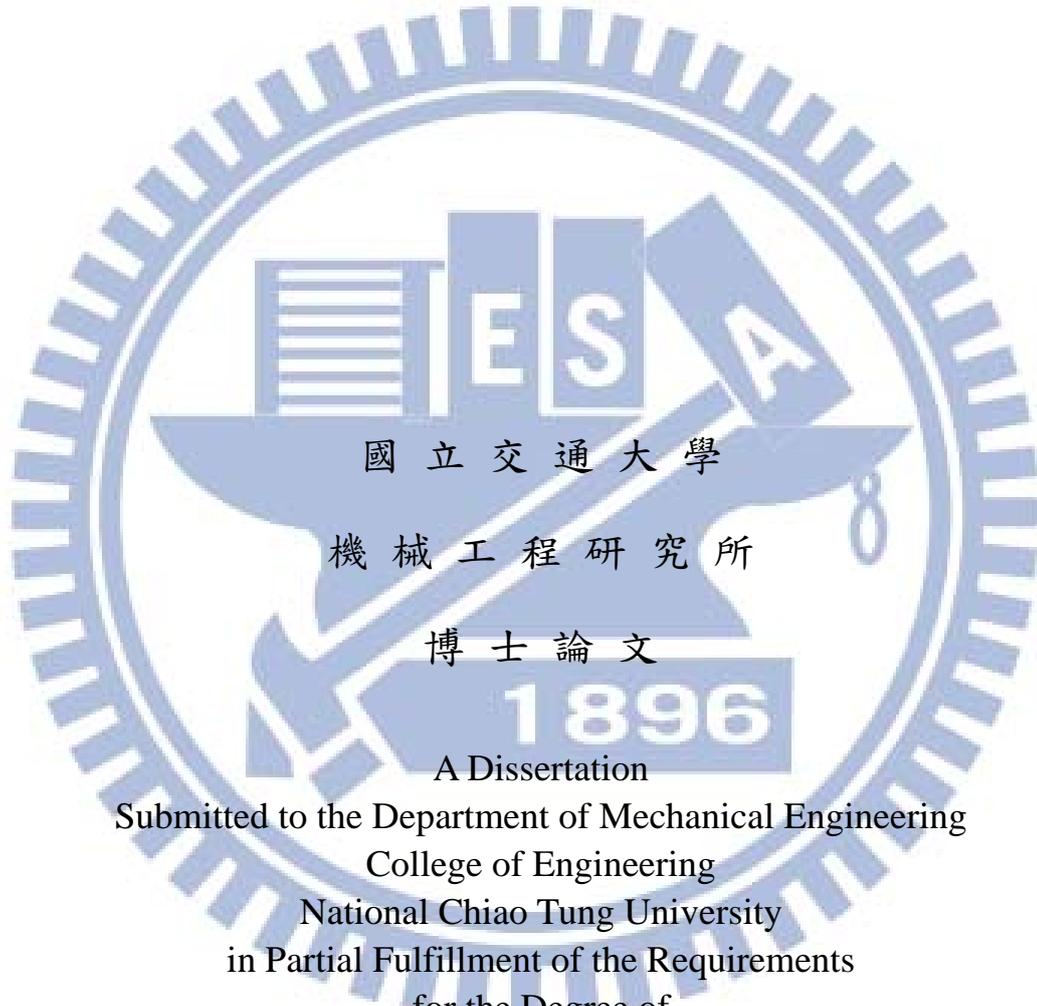
Development of Circular Cylindrical Wedge Wave Ultrasonic Motors

研究生：游泰和

Student : Tai-Ho Yu

指導教授：尹慶中 博士

Advisor : Ching-Chung Yin



國立交通大學

機械工程研究所

博士論文

1896

A Dissertation

Submitted to the Department of Mechanical Engineering

College of Engineering

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Doctor of Philosophy

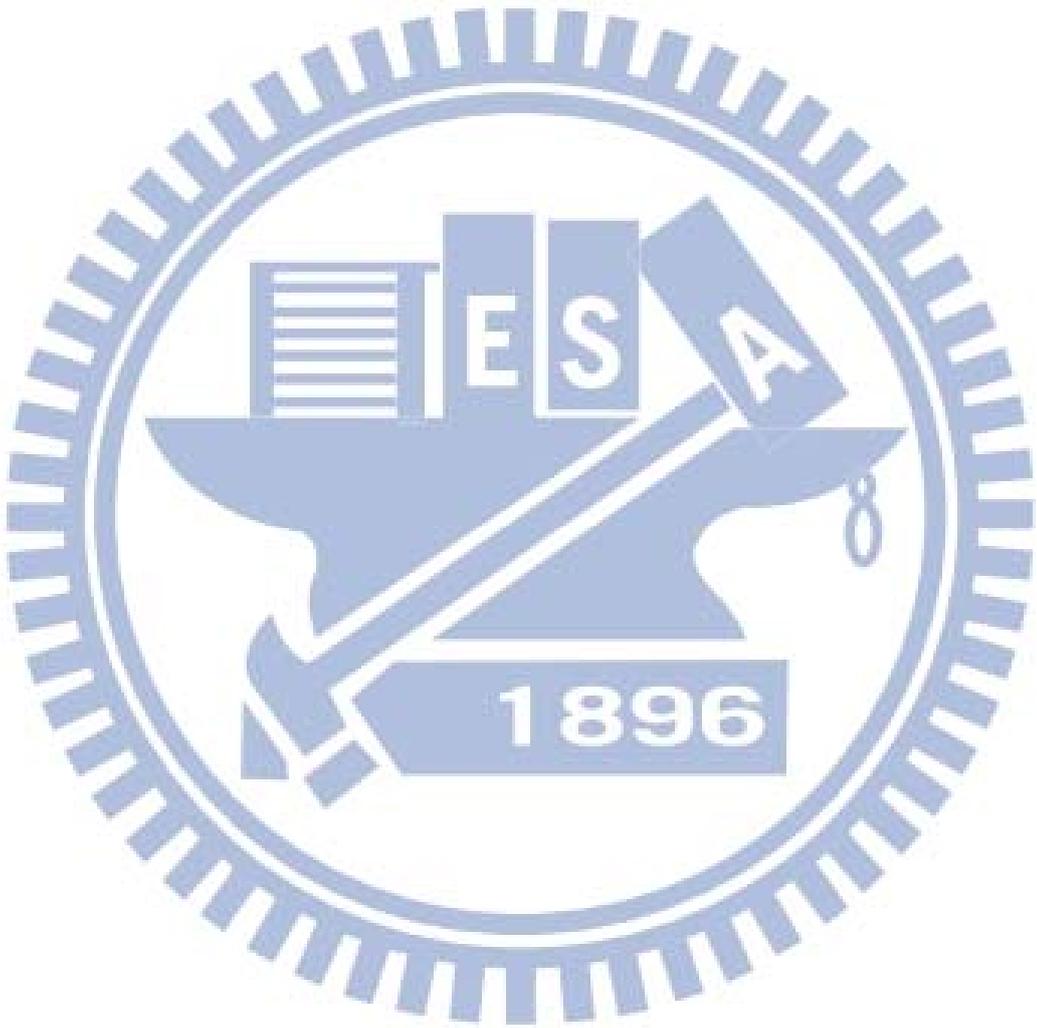
in

Mechanical Engineering

August 2012

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一〇一年八月



圓柱楔形超音波馬達之研發

研究生：游泰和

指導教授：尹慶中 博士

國立交通大學機械工程研究所

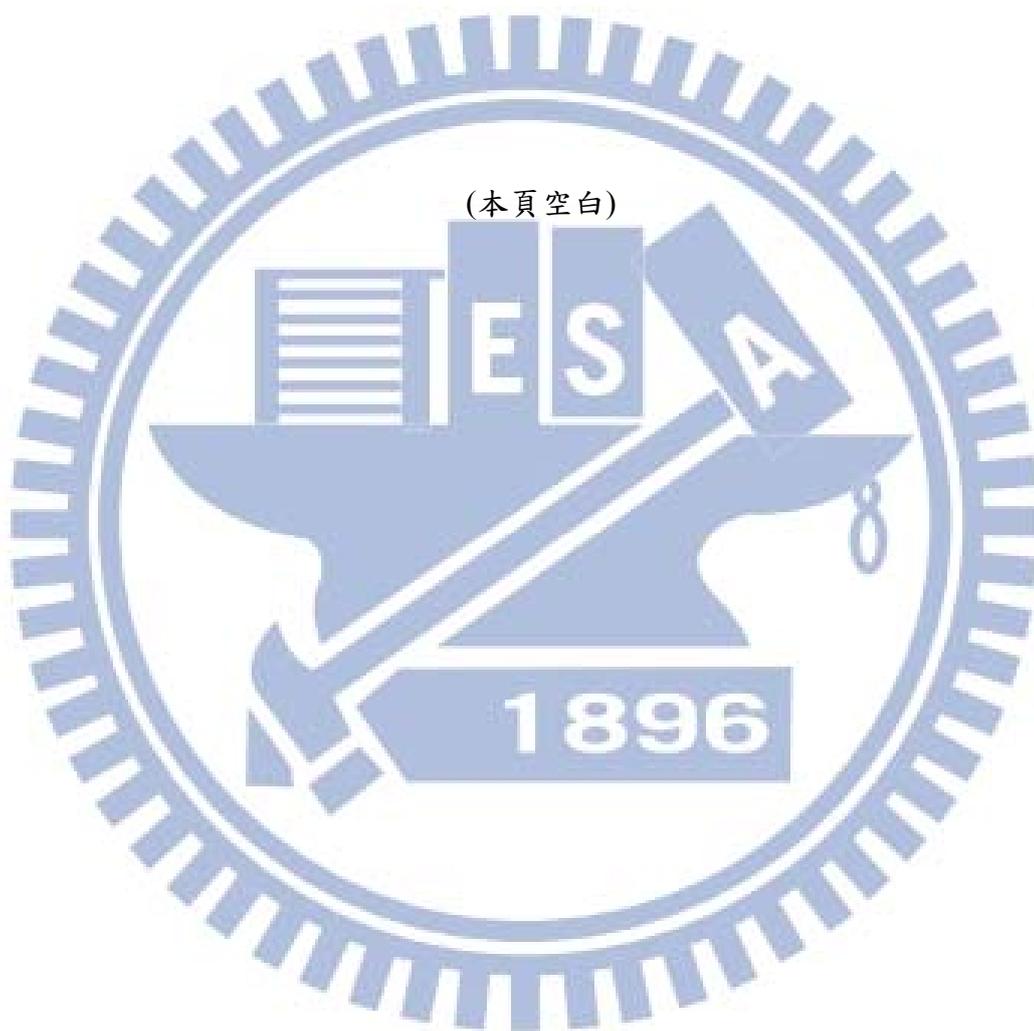
摘要

本文發展出一個以壓電圓管楔形撓性波驅動的新型轉動式超音波馬達，採用高階的周向模態，增加馬達定子與轉子接觸點，改善傳統圓柱形超音波馬達採用的梁模態驅動方式，造成轉子晃動、扭矩小的缺點。馬達定子由一徑向極化之壓電陶瓷圓管、不鏽鋼基座與 15 度楔角之圓柱楔形體黏結而成，以網版印刷在壓電圓管外側佈置兩組電極，兩組電極的間距為四分之一波長，以相位差 90 度之兩組等強度弦波激發兩組周向匝數為整數的駐波。兩駐波建設性干涉成一行進波，藉著定子與轉子間的摩擦力，驅動轉子順時針或逆時針方向轉動。本文應用數值雙維有限元素分析法，計算馬達定子楔形撓性波的頻散曲線及共振模態，並以 ANSYS 套裝軟體的模態分析、時諧分析與暫態分析，模擬雙相致動之馬達定子的行進波響應。由馬達定子基座高度的調整，有效達成良好的模態隔離設計，經都卜勒干涉儀(LDV)及模態感測器量測阻抗實驗，驗證其確實可行。

超音波馬達性能測試結果顯示，圓柱楔形超音波馬達的機械輸出具有彈性。只要改變轉子與定子接觸點的位置就可以改變輸出的轉速與扭矩，並不需要改變馬達的本體架構。在驅動頻率 36.605 kHz、驅動電壓 400 Vpp 與預負載 0.98 N 的條件之下，最快轉速可達 225 rpm，最大輸出扭矩為 15.735 mN-m，最大機電轉換效率為 16.22%。

關鍵詞：行波型超音波馬達、圓管楔形波、模態隔離、模態感測器

(本頁空白)



Development of Circular Cylindrical Wedge Wave Ultrasonic Motors

Student : Tai-Ho Yu

Advisor : Ching-Chung Yin

Department of Mechanical Engineering

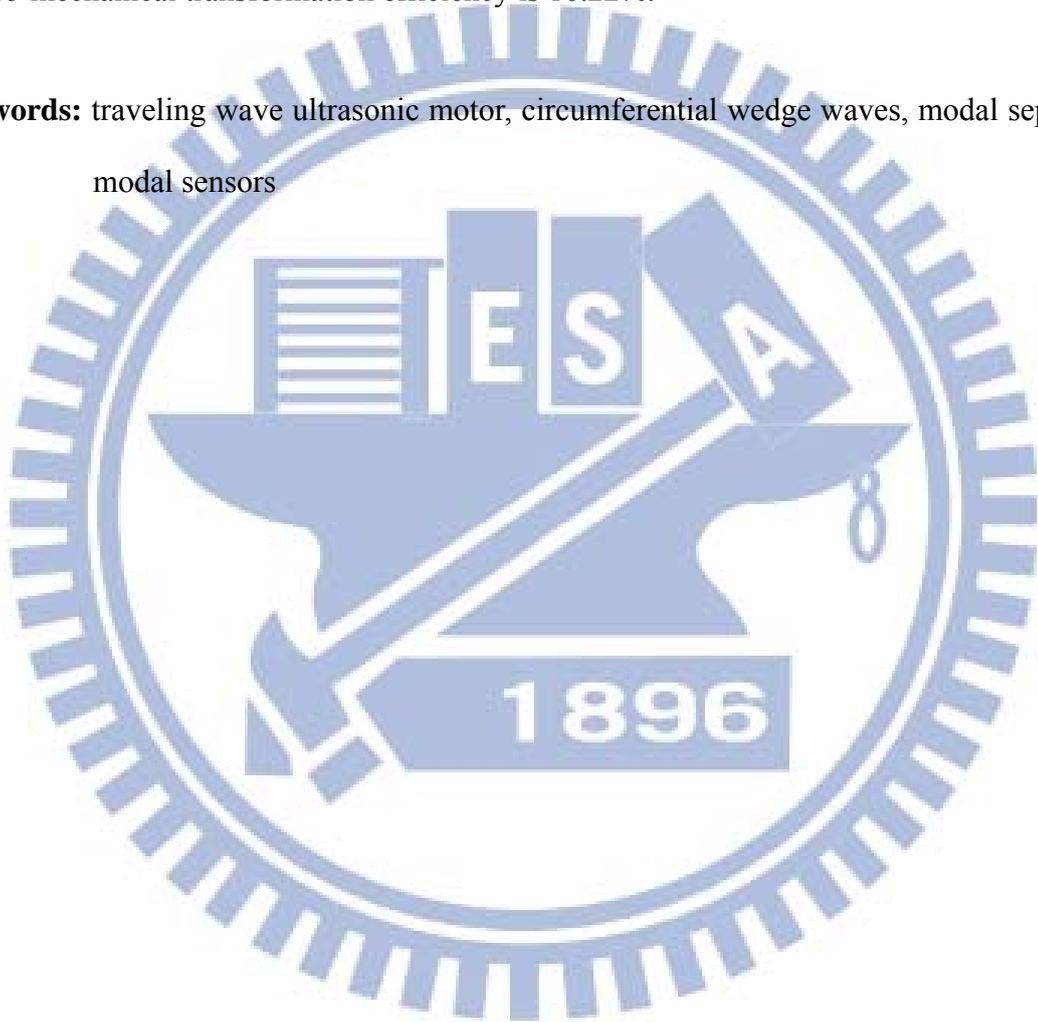
National Chiao Tung University

Abstract

This thesis develops a novel rotary ultrasonic motor (USM) driven by circumferential wedge waves around a piezoelectric tube which is polarized in radial direction. The proposed motor utilizes higher order circumferential modes to increase the number of contact points between motor stator and rotor. The wobble motion and poor torque output that frequently happen at those USM's driven by the so-called beam mode are prevented and improved. The traveling wedge wave is generated by constructive interference of two equal-intensity standing waves of integer number circumferential modes induced by two sets of transducers. Both are located on the wall of the piezoelectric tube with an interval $1/4$ wavelength apart and excited by two sinusoidal signals in 90° phase difference. A bi-dimensional finite element method is used to determine the dispersion curves and resonant mode shapes of circumferential wedge waves. Dual-phase driving response of traveling wave around the stator is simulated by using modal analysis, harmonic analysis and transient analysis of the commercial finite element code ANSYS. The change of the height of stator base has significant influence on the modal separation. Very good modal separation was achieved and verified by using laser Doppler vibrometer (LDV) and impedance measurement by modal sensors on the outer border of stator with impedance analyzer. The proposed motors have a

flexible mechanical output. Varying the contact position of the rotor on the inclined surface of the stator can change the output torque and angular speed without changing the entire structure. The proposed wedge wave ultrasonic motor has a driving voltage of 400 V_{pp}, a driving frequency of 36.605 kHz, and a static preload of 0.98 N. The maximum angular speed is 225 rpm and the maximum output torque is 15.735 mN-m. The maximum electro-mechanical transformation efficiency is 16.22%.

Keywords: traveling wave ultrasonic motor, circumferential wedge waves, modal separation, modal sensors

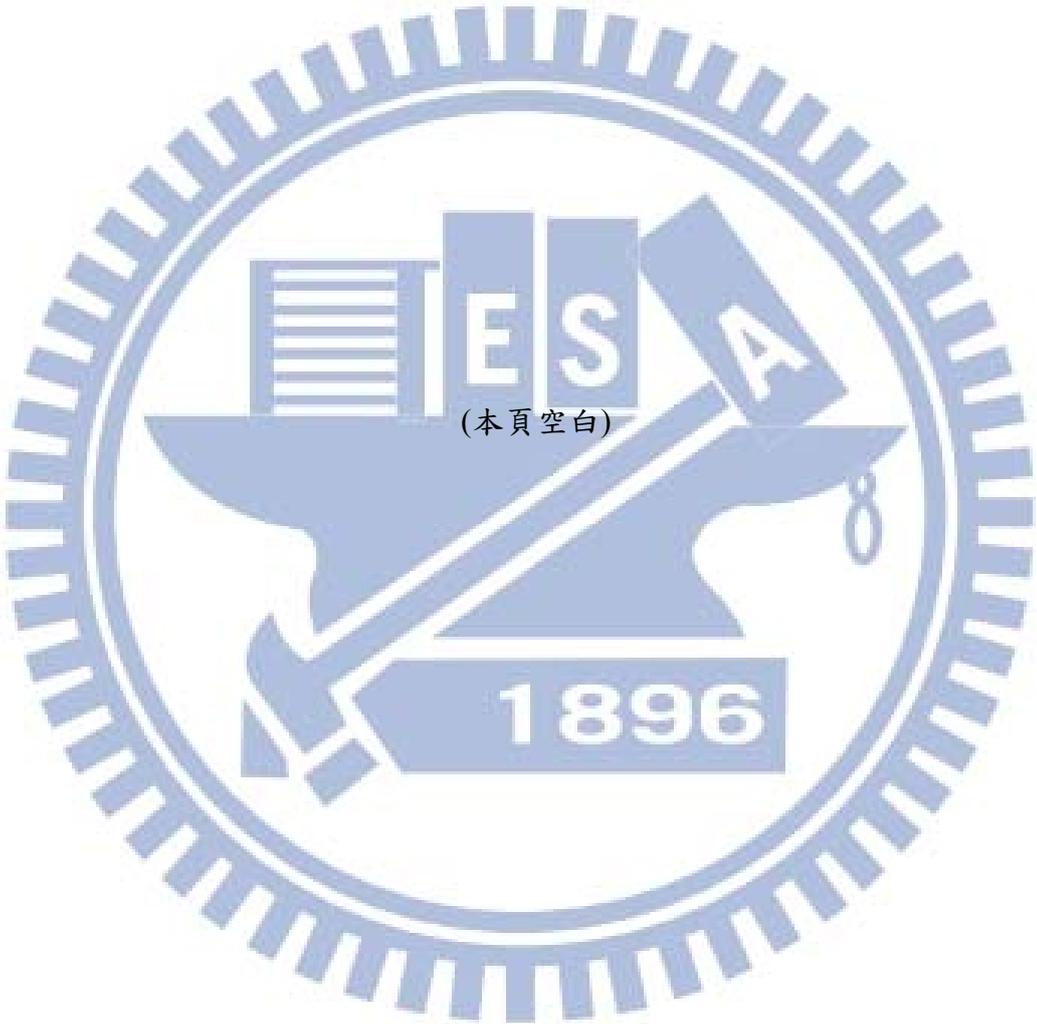


目 錄

中文摘要	i
英文摘要	iii
目 錄	v
表目錄	ix
圖目錄	xi
符號說明	xvii
誌謝	xxi
一、緒論	1
1.1 研究背景	1
1.2 文獻回顧	3
1.2.1 超音波馬達	3
1.2.1.1 駐波型超音波馬達	3
1.2.1.2 行波型超音波馬達	6
1.2.2 楔形聲波導	10
1.3 研究動機與目標	12
1.4 論文內容簡述	13
二、理論分析	45
2.1 壓電效應與壓電材料	45
2.2 壓電材料的本構方程式	46
2.3 壓電結構的動態方程式	48
2.4 雙維有限元素分析	49

2.5	有限元素暫態分析	53
2.6	雙相行進波驅動原理	54
2.7	等效電路分析	56
2.7.1	ON 暫態響應分析	57
2.7.2	穩態響應分析	58
2.7.3	OFF 暫態響應分析	58
2.7.4	完全響應與參數估算	59
2.8	模態感測器方程式	60
2.9	討論	60
三、	數值模擬分析與結果	71
3.1	馬達結構設計	71
3.2	雙維有限元素分析	72
3.2.1	模態分析	72
3.2.2	模態隔離設計	73
3.3	3D 有限元素分析	74
3.3.1	模態分析	74
3.3.2	雙相電極與模態感測器佈置	75
3.3.3	模態隔離設計	75
3.3.4	時諧分析	76
3.3.5	暫態響應分析	77
3.4	討論	78
四、	實驗與量測結果	105
4.1	馬達結構設計與製作	105
4.1.1	馬達定子設計與製作	105

4.1.2 馬達轉子設計與製作	105
4.2 振動位移頻譜量測	106
4.3 阻抗曲線量測	106
4.4 超音波馬達驅動系統設計	107
4.5 馬達性能量測	107
4.5.1 模態感測器量測	107
4.5.2 轉速量測	108
4.5.3 轉矩量測	108
4.6 暫態響應量測	109
4.7 討論	111
五、結論與展望	143
5.1 結論	143
5.2 未來工作	144
參考文獻	147
研究成果	155



(本頁空白)

表 目 錄

表 2.1	HP4195A 量得之等效電路參數	62
表 3.1	不鏽鋼(stainless steel)材料參數	81
表 3.2	海軍黃銅(Navel brass) 材料參數	81
表 3.3	壓電圓管 PZT-4 材料參數	81
表 3.4	Bid-FEM $h_b=12.5\text{mm}$ 各個模態共振頻率比較表(小括號內為 $h_b=0$)	82
表 3.5	ANSYS $h_b=12.5\text{mm}$ 各個模態共振頻率比較表(小括號內為 $h_b=0$)	83
表 3.6	圓柱楔形超音波馬達定子原生振動模態(0 ~ 60 kHz)	84
表 4.1	轉子規格表	113
表 4.2	提供定子預壓力彈簧規格表	113
表 5.1	各種超音波馬達性能比較	146



圖目錄

圖 1.1	駐波式超音波馬達驅動原理與構造[4]	15
圖 1.2	H.V.Barth [1]之壓電馬達原始結構	15
圖 1.3	Sashida[3]提出之駐波式楔形超音波馬達。(a)動作示意圖，(b)馬達結構剖面圖	16
圖 1.4	Kumada [9]提出的一種駐波型旋轉超音波馬達	16
圖 1.5	He <i>et al</i> [10]提出之駐波線性超音波馬達	17
圖 1.6	Nakamura <i>et al</i> [18]提出的一種超音波馬達	18
圖 1.7	Toyoda 與 Murano [19]提出之超音波馬達	18
圖 1.8	Aoyagi <i>et al</i> [20, 21]提出之耦合模態形超音波馬達	19
圖 1.9	Li and Zhao [22]提出的線性超音波馬達	19
圖 1.10	Hemsel 與 Wallaschek [23]提出的線性超音波馬達	20
圖 1.11	Wen <i>et al</i> [24, 25]提出之側推式碟形超音波馬達	20
圖 1.12	Wen <i>et al</i> [26]提出之軸推式碟形超音波馬達	21
圖 1.13	Vyshnevskyy <i>et al</i> [27, 28]提出之耦合模態型超音波馬達	21
圖 1.14	Yi <i>et al</i> [29]提出之耦合模態型超音波馬達	22
圖 1.15	Lim <i>et al</i> [27]提出之耦合模態碟型超音波馬達	22
圖 1.16	蔡慶芳[28]提出之雙模態耦合驅動的超音波馬達	23
圖 1.17	行進波式超音波馬達驅動原理與構造[5]。(a)整體結構圖，(b)雙相驅動產生行進波示意圖	23
圖 1.18	Petit <i>et al</i> [37, 38]提出之超音波馬達	24
圖 1.19	Carotenuto <i>et al</i> [39, 40]提出之碟形超音波馬達	25
圖 1.20	Morita <i>et al</i> [41]提出之圓柱微型超音波馬達	25
圖 1.21	Koc <i>et al</i> [42]提出之圓柱型超音波馬達	26

圖 1.22	Tominaga et al [43]提出之脊緣波線性超音波馬達.....	26
圖 1.23	Yang et al [44]提出之非接觸式碟形超音波馬達.....	27
圖 1.24	Chong et al [45]提出之十字形超音波馬達.....	27
圖 1.25	Hao 與 Chen [46]提出圓盤環形的超音波馬達 (a) 轉子與定子照片， (b) 結構剖面圖	28
圖 1.26	Iula 與 Pappalardo [47,48]提出之圓管超音波馬達.....	29
圖 1.27	Yoon et al [49]提出之捲曲磨軋型(windmill-type)超音波馬達。(a)剖面圖，(b)照片，(c)動作順序示意圖	30
圖 1.28	Kuhn et al [50]認為壓電碟片厚度影響很大	31
圖 1.29	Smithmairie et al [51]提出之圓弧拱門型超音波馬達	31
圖 1.30	李振良[52]提出之圓柱脊緣波超音波馬達	32
圖 1.31	Li et al [53]提出三維圓柱型超音波馬達	32
圖 1.32	Oh et al [54]提出雙面且有 48 齒狀之超音波馬達	33
圖 1.33	鍾重光[55]提出之周向傳遞脊緣波超音波馬達	33
圖 1.34	Chen et al [56]提出環形具 64 齒狀凹槽之超音波馬達.....	34
圖 1.35	Liu et al [57]提出以 Langeven 驅動之圓管超音波馬達	34
圖 1.36	Liu et al [58]提出以三明治式複合材料驅動之圓管超音波馬達.....	35
圖 1.37	Takahashi et al [59]提出指叉電極表面聲波馬達	35
圖 1.38	Helin et al [60, 61]提出之表面聲波馬達.....	36
圖 1.39	Shigematsu et al [62, 63]提出之表面聲波馬達	36
圖 1.40	Cheng et al [64]提出之表面聲波馬達	37
圖 1.41	Ting et al [66, 67]提出之線性超音波馬達.....	37
圖 1.42	Sun et al [73]提出之圓管線性超音波馬達.....	38
圖 1.43	Lagasse [8]提出線性楔形體聲波導示意圖.....	38
圖 1.44	Lagasse et al [75, 76]提出楔形體截面之有限元素分析.....	39
圖 1.45	Mckenna et al [77]提出楔形體楔角寬度的影響.....	39

圖 1.46	Jia 與 de Billy [78, 79]量測之頻散曲線 (a)楔角 30 度之楔形體頻散曲線， (b)楔角 60 度之楔形體頻散曲	40
圖 1.47	Krylov [80]提出之類似紅魚的水翼船	40
圖 1.48	Hladky-hennion [81]提出之線性與圓柱楔形體聲波導有限元素 分析。(a)線性楔形體，(b)圓柱楔形體	41
圖 1.49	Yang 與 Liaw [83, 84]提出之雷射超音波量測架構	41
圖 1.50	Yang 與 Tsen [85]提出之雙線性楔形體	42
圖 1.51	陳俊男[86]提出之線性與圓錐楔形體雙維有限元素分析。 (a)線性楔形體網格，(b)圓柱楔形體網格	43
圖 1.52	Krylov 與 Prichard [88, 89]建造的水翼船。(a)照片，(b)剖面圖	44
圖 2.1	壓電效應示意圖 (a)正壓電效應之輸出電場方向 (b)逆壓電效應造成應變的方 向	63
圖 2.2	楔形有限元素分析與座標	64
圖 2.3	雙相驅動電極佈置 (a)+ θ 方向電極佈置 (b) - θ 方向電極佈置	64
圖 2.4	雙相驅動之單方向合成波示意圖	65
圖 2.5	壓電共振器的等效電路模型 (a)最簡模型 (b)ON 暫態模型 (c)共振時穩態模型 (d) OFF 暫態模型	67
圖 2.6	以 HP4195 量得馬達定子之阻抗曲線(符號 F 代表撓性模態，L 代表縱向模 態)	68
圖 2.7	PSpice 模擬之馬達定子等效電路(t_d 為驅動時間，NC Switch 為常關式電子開 關)	68
圖 2.8	PSpice 模擬結果 (a)驅動信號(b) 第三分支輸出響應 $v_{R3}(t)$	69
圖 3.1	楔形聲波導示意圖。(a)線性楔形聲波導，(b)圓柱楔形聲波導	87
圖 3.2	圓柱楔形 3D 結構	88
圖 3.3	楔形體尖端截角寬度照片(ZEISS Axioskop 40 光學顯微鏡放大 200 倍)	88
圖 3.4	馬達定子剖面及網格圖。(a)剖面與頂端放大圖，(b)Bi-d FEM 網格圖	89

圖 3.5 圓柱楔形馬達定子及轉子的結構 3D 示意圖	90
圖 3.6 馬達定子之導波頻散曲線 (a) c-k 之頻散曲線(b) f-k 之頻散曲線	91
圖 3.7 周向匝數 n 變化(固定 $m=1$)楔形體斜邊的位移曲線	92
圖 3.8 模態數 m 變化(固定 $n=4$)楔形體斜邊的位移曲線	92
圖 3.9 圓柱楔形馬達定子的 3D 結構圖。(a) $h_b = 0$, (b) $h_b = 12.5$ mm	93
圖 3.10 模態隔離後之頻散曲線分析(Bi-d FEM 模擬與 ANSYS 資料)	93
圖 3.11 修正後之馬達定子剖面圖	94
圖 3.12 修正後之馬達定子網格圖	95
圖 3.13 $h_b = 0$ 之 ANSYS F(1, 4)模態圖	96
圖 3.14 修正後 $h_b = 12.5$ mm 之馬達定子 F(1, 4)模態圖	96
圖 3.15 雙相驅動電極與模態感測器佈置	97
圖 3.16 底座高度 h_b 與各個模態的分佈圖(ANSYS)	98
圖 3.17 楔形體斜邊之周向位移 U_θ 曲線	99
圖 3.18 楔形體內側斜坡沿周向之振幅與相位分佈	100
圖 3.19 楔形馬達定子剖面以及定子與轉子 6 個接觸點位置圖 (圖中也顯示各接觸點的最大轉矩與最快轉速)	101
圖 3.20 ANSYS 模擬的暫態響應 (a) 相 A 的驅動信號 (b) 在 #1 接觸點之徑向位移 U_r (c) 從模態感測器上擷取到的信號	102
圖 3.21 ANSYS 模擬雙相驅動訊號與模態感測器在穩態響應時之訊號	103
圖 3.22 圖 3.20(c)之暫態訊號頻譜	103
圖 3.23 圓柱楔形超音波馬達定子原生本質特性頻譜 (其中 2-3 代表 F($m=2$, $n=3$)撓性模態, L2 代表第二縱向模態, T2 代表第二扭曲模態)	104
圖 4.1 馬達定子與轉子的立體分解圖	114
圖 4.2 馬達定子結構剖面圖	115
圖 4.3 馬達定子基座設計圖	116
圖 4.4 電極網版設計圖	117

圖 4.5 網版照片 mode(1, 4)	117
圖 4.6 PZT-4 壓電圓管(自左依序為清洗電極前、後及佈好設計之電極)	117
圖 4.7 圓柱楔形體設計圖	118
圖 4.8 馬達定子組合實體照片	119
圖 4.9 馬達轉子設計圖	120
圖 4.10 馬達轉子照片(大、中、小排列)	121
圖 4.11 轉子邊緣齒狀壓花光學顯微鏡照片	121
圖 4.12 測試平台照片	122
圖 4.13 雷射干涉儀 LDV 頻譜量測架構	123
圖 4.14 馬達定子之頻譜曲線圖	123
圖 4.15 阻抗曲線量測架構示意圖	124
圖 4.16 馬達定子之阻抗曲線圖	124
圖 4.17 雙相驅動電路與特性量測架構圖	125
圖 4.18 由四個模態感測器所偵測到的波形(實線為適合的信號，虛線為不適當的信號)	126
圖 4.19 模態感測器所量測到的響應波形	127
圖 4.20 轉速與驅動電壓之關係曲線(preload 為 0.98 N)	127
圖 4.21 馬達轉速之暫態響應(preload 0.98 N，只記錄#1、#3、#6 三接觸點)	128
圖 4.22 預壓力彈簧照片(小、中、大排列)	128
圖 4.23 預負載與轉矩關係曲線(法碼為 0.196 N)	129
圖 4.24 馬達轉速與轉矩之關係曲線(只記錄#1、#3、#6 三接觸點)	129
圖 4.25 馬達輸出機械功率與轉矩之關係曲線	130
圖 4.26 馬達最大轉矩與最快轉速之關係曲線	130
圖 4.27 振動位移暫態響應量測架構	131
圖 4.28 振動位移暫態響應	132

圖 4.29	模態感測器訊號暫態響應	132
圖 4.30	圖 4.29 模態感測器量測訊號之頻譜	133
圖 4.31	將馬達置放於旋轉平台上量測楔形體尖端徑向速度訊號照片	133
圖 4.32	楔形體尖端徑向速度第一筆(0 度時)暫態響應曲線(未加轉子)	134
圖 4.33	楔形體尖端徑向速度 $V_r(\text{mm/s})$ 之灰階圖(未加轉子)	134
圖 4.34	180 度時之 10 個周期波形(代表圖 4.33 上綠色橫線)	135
圖 4.35	10.10 ms 時在楔形體尖端圓周上的波形(代表圖 4.33 上紅色直線)	135
圖 4.36	楔形體尖端徑向速度第一筆(0 度時)暫態響應曲線(預負載 0.98 N)	136
圖 4.37	楔形體尖端徑向速度 $V_r(\text{mm/s})$ 之灰階圖(預負載 0.98 N)	136
圖 4.38	180 度時之 10 個周期波形(代表圖 4.37 上綠色橫線)	137
圖 4.39	10.10 ms 時在楔形體尖端圓周上的波形(代表圖 4.37 上紅色直線)	137
圖 4.40	楔形體尖端徑向速度第一筆(0 度時)暫態響應曲線(第二次量測, 未加轉子)	138
圖 4.41	楔形體尖端徑向速度 $V_r(\text{mm/s})$ 之灰階圖(第二次量測, 未加轉子)	138
圖 4.42	180 度時之 10 個周期波形(第二次量測, 代表圖 4.41 上綠色橫線)	139
圖 4.43	10.10 ms 時在楔形體尖端圓周上的波形(第二次量測, 代表圖 4.41 上紅色直線)	139
圖 4.44	楔形體尖端徑向速度第一筆(0 度時)暫態響應曲線(第二次量測, 預負載 0.98 N)	140
圖 4.45	楔形體尖端徑向速度 $V_r(\text{mm/s})$ 之灰階圖(第二次量測, 預負載 0.98 N)	140
圖 4.46	180 度時之 10 個周期波形(第二次量測, 代表圖 4.45 上綠色橫線)	141
圖 4.47	10.10 ms 時在楔形體尖端圓周上的波形(第二次量測, 代表圖 4.45 上紅色直線)	141

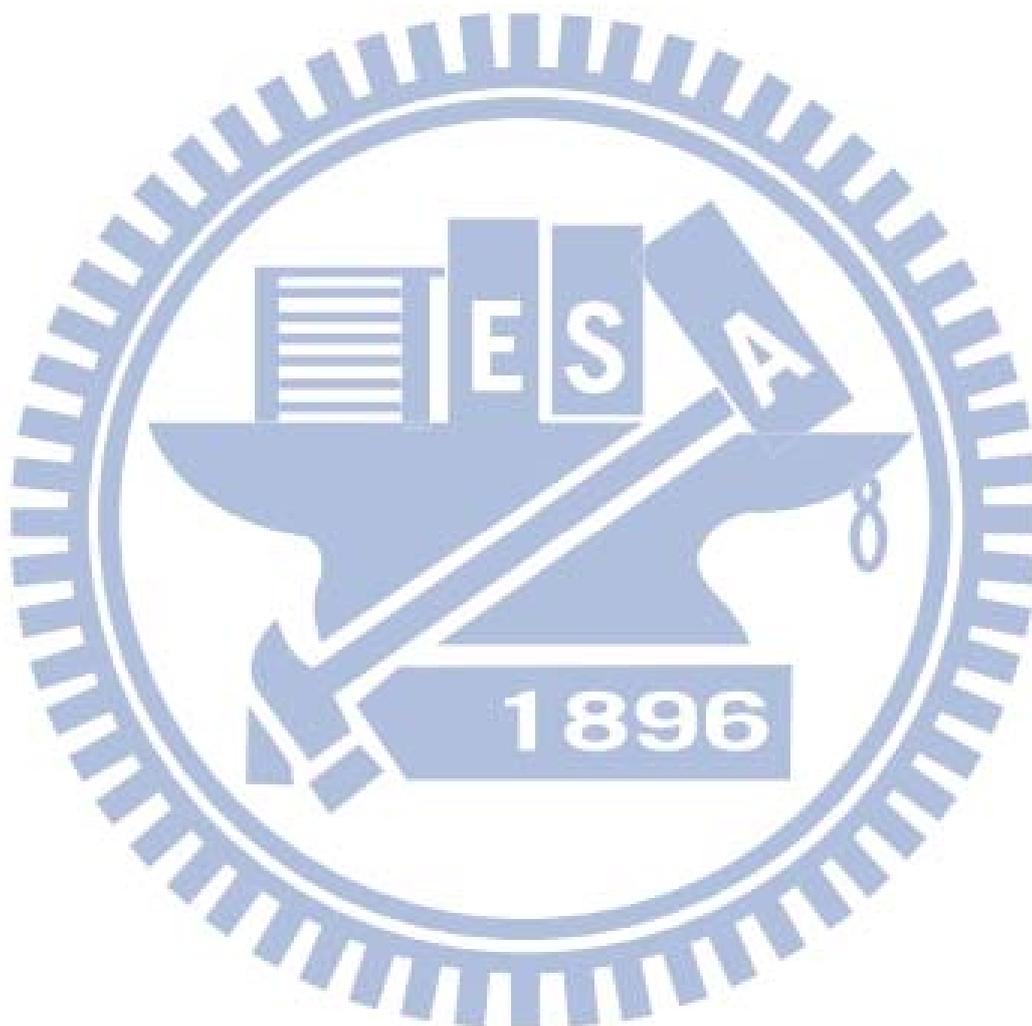
符號說明

(按照出現順序排列)

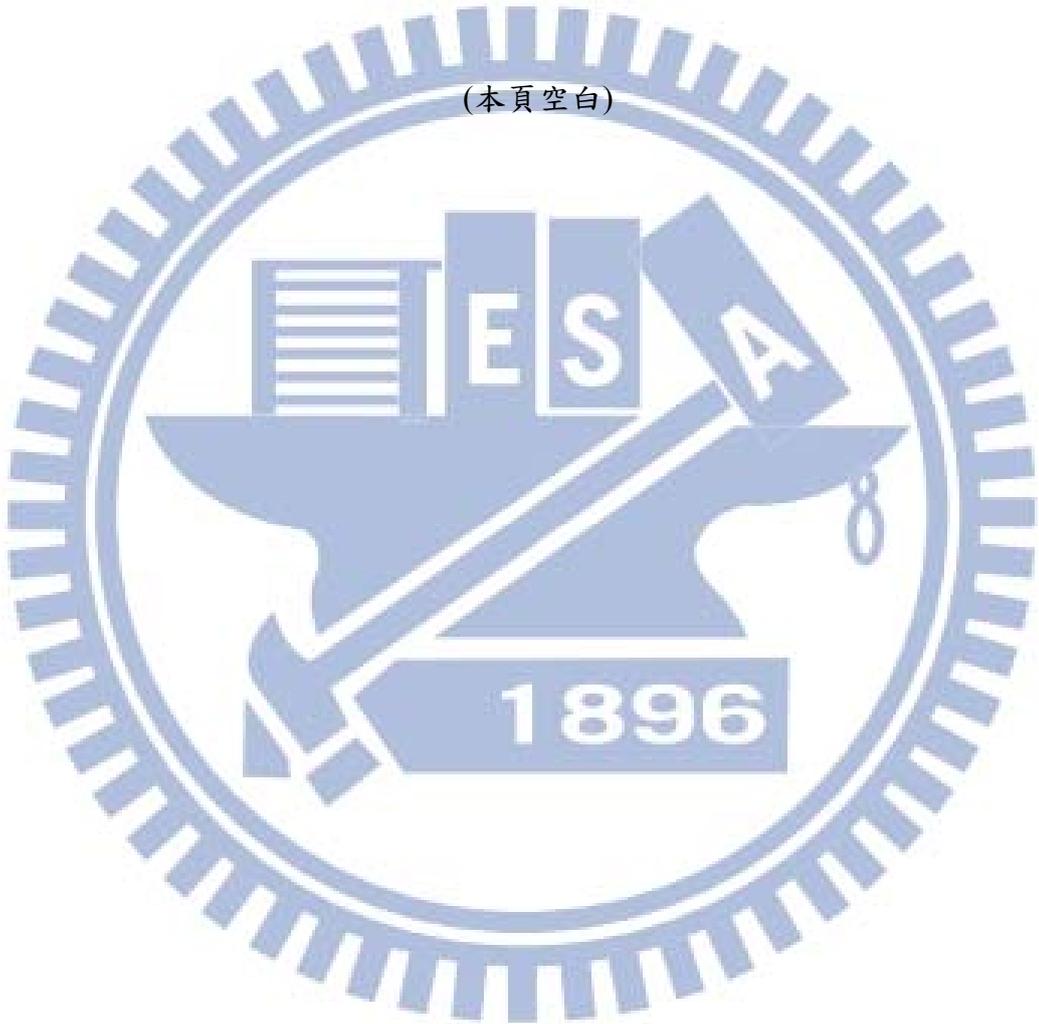
m	軸向模態數
n	周向模態數
下標 m, n	= 1~6 為應力與應變之自由度
下標 i, j	= 1~3 為電位移之自由度
T_m	第 m 個自由度之應力
S_n	第 n 個自由度之應變
E_j	第 j 個自由度之電場
D_i	第 i 個自由度之電位移
c_{mn}	6x6 彈性勁度常數
ε_{ij}	3x3 介電常數
e_{in}	3x6 壓電應力常數
\mathbf{T}	應力矩陣
\mathbf{c}^E	在固定電場下之彈性勁度矩陣
\mathbf{S}	應變矩陣
\mathbf{E}	電場強度
\mathbf{e}	壓電常數矩陣
\mathbf{e}^T	壓電常數矩陣的轉置
ε^S	在固定應變下之介電常數矩陣
\mathbf{D}	電位移矩陣
T	彈性體總動能
U	應變能
H	焓(enthalpy)
W	外力所作的功
δW	虛功
\mathbf{P}_b	微體力
\mathbf{P}_c	集中力
\mathbf{P}_s	表面曳力
σ	表面電荷
\mathbf{d}	節點位移向量
\mathbf{N}_u	節點位移之內插函數
\mathbf{N}_φ	節點電位之內插函數
\mathbf{u}	元素內的位移向量
φ	元素內的電位

Φ	節點電位向量
k	波數
k_p	忽略曲率下之波數
R	圓柱楔形體的半徑
ρ	材料密度
Ω	體積
\mathbf{M}	總質量矩陣
\mathbf{K}_{uu}	總彈性勁度矩陣
$\mathbf{K}_{u\phi}$	總彈性-壓電矩陣
$\mathbf{K}_{\phi\phi}$	總壓電勁度矩陣
\mathbf{F}	總外力向量
\mathbf{Q}	總電荷向量
Q_r	徑向電荷
Γ_1	表面曳力的作用面
Γ_2	電荷的作用面
α, δ	紐馬克積分參數
V_R	芮利波速
c	導波相速度
c_p	薄板對稱之板波波速
$c_0^{(m)}$	楔形體第 m 模態在忽略曲率下之相速度
Θ	楔形角徑度量
Δt	時間增量
\bar{k}	機電耦合因數(%)
Q_m	機電品質因素
η	機電轉換效率(%)
f_r	無阻尼自然頻率
f_d	驅動頻率
ξ	兩組換能器位置差
τ	兩組換能器驅動之相位差
\bar{T}	周期(頻率的倒數)
ω_r	$= 2\pi f_r$ 為共振角頻率
ω_d	$= 2\pi f_d$ 為驅動角頻率
λ	波長
θ_λ	角波長
ζ	阻尼係數
$\bar{\alpha}, \bar{\beta}$	比例阻尼(proportional damping)常數
A	面積

R_m	等效電路之機械損失或內阻
L_m	等效電路之等效電感
C_m	等效電路之等效電容
C_b	等效電路之局限電容或阻尼電容
C	阻尼矩陣
K	剛性矩陣
$\bar{\theta}, \bar{\omega}, \bar{A}, \bar{M}, \bar{\phi}, \gamma, \psi$	公式推導之虛擬變數



(本頁空白)



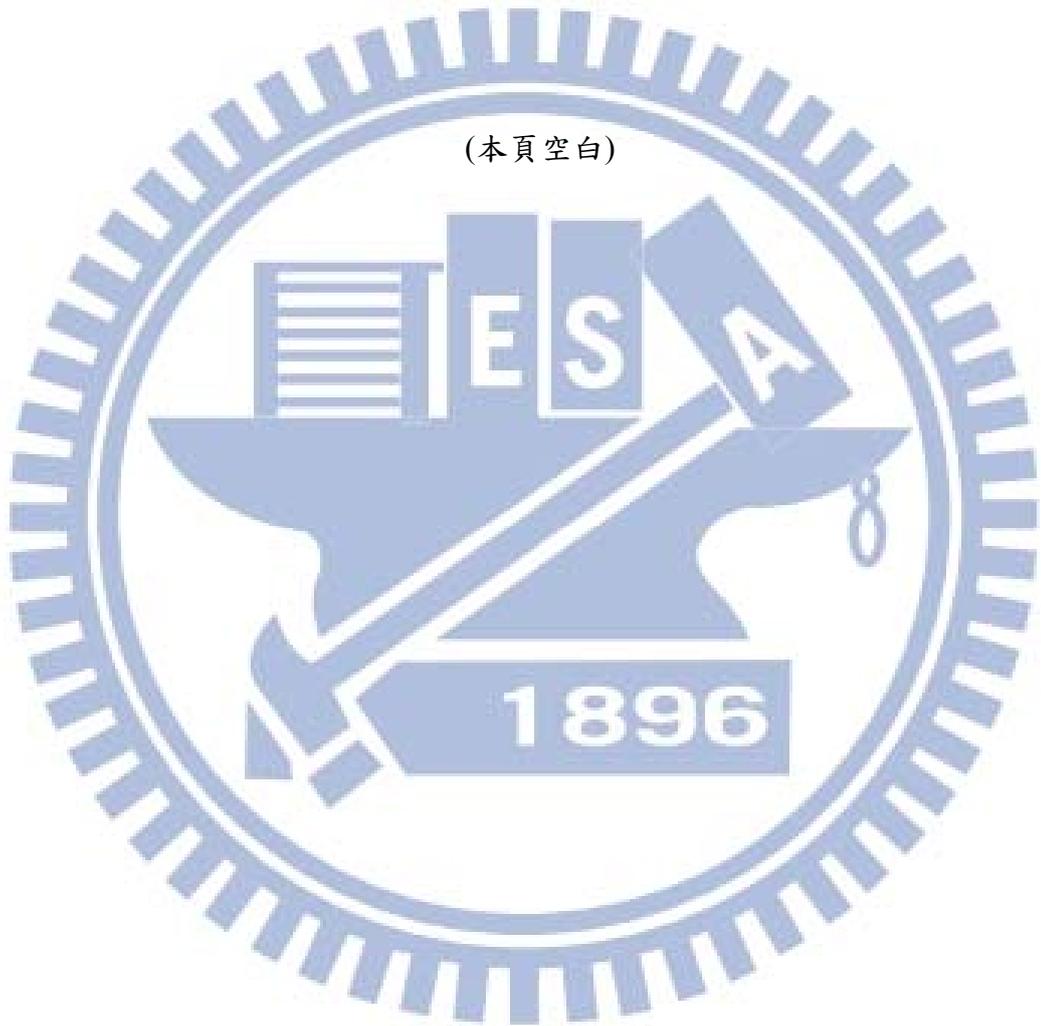
誌謝

就讀研究所博士班期間，感謝指導教授 尹慶中博士的嚴謹與細心指導，使得學生不僅在學業、生活以及待人處事上均獲益良多，並於本論文定稿期間逐字斧正，論文始臻完成，在此對老師的教導與照顧致上最誠摯的謝意。感謝李安謙教授、鄭泗東教授、王國禎教授與丁鏞主任撥冗擔任口試委員，為本文提出寶貴的意見，使學生在專業知識及觀念上更明確，論文也更加完備，對此深表感謝。在校期間，感謝博士班學弟王多聞、許世明、溫子達與劉育翔提供研究學習及待人處事上的寶貴經驗，讓泰和的視野更加廣闊。感謝碩士班學弟陳俊男、孫繼增、許家豪、黃國彰、張桓真、楊炘岳、李政良、潘權文、鐘重光、鄭博毅、蔡慶芳、陳勁希以及學妹張逸涵、劬心慧在泰和心情低落時，給予大力的幫助與鼓勵，泰和亦將永遠銘記在心裡，謝謝你們過去多年來的陪伴，讓泰和的研究所生涯增色許多，也祝福你們畢業後順利朝向人生目標大步邁進。

泰和最感謝的是父母親五十多年來的養育栽培之恩，以及家人在就讀期間的支持與鼓勵，使我能毫無後顧之憂的順利完成學業。最後，僅以此論獻給父母和家人，以及所有曾經教導我、關心我並鼓勵我的師長及朋友們。

游泰和 謹誌
中華民國 101 年 8 月

(本頁空白)



一、緒論

1.1 研究背景

隨著科技產業技術的發展，機電整合已成為國家產業與學術教育發展重點之一，馬達是最典型的機電整合實例，無論在工業、民生、醫療、電腦資訊或軍事航空等領域，皆是不可或缺之裝置，馬達使用情況也反映出國家對科技產業發展的投入。傳統電磁馬達(electromagnetic motor)發展至今已有一百多年的歷史，電磁馬達仍然存在許多難以克服的問題，例如：外在磁場干擾、體積微型化後效率偏低、低轉速導致無法達到高轉矩及噪音等缺點。而超音波馬達(ultrasonic motor)能改善電磁馬達這些缺點。

人的耳朵能感知的聲音頻率約在 20 Hz ~ 20 kHz 之間，稱為音頻(audio frequency, AF)，而頻率在 20 kHz 以上的音波或振盪就稱為超音波(ultrasound)。目前較常用的超音波致動器，主要是由鈦酸鋇(BaTiO_3)與鉛鈦酸鉛($\text{PbTiO}_3 \sim \text{PbZrO}_3$ ，簡稱 PZT)材料構成的壓電陶瓷。壓電陶瓷受電壓作用，陶瓷本身及其貼附的彈性體會有伸縮變形現象發生，其能量的傳遞以波動形式向外傳遞，依所施加之電壓頻率可令其在音頻或超音波頻率下工作，其振動幅度約在幾個微米(μm , 10^{-6} m)範圍。壓電材料之振動幅度可由輸入電壓的振幅來控制，因此很適合當作精密機構或微小系統之驅動裝置。

超音波馬達(ultrasonic motor, USM)又稱為壓電馬達(piezoelectric motor)，利用超音波頻率範圍之機械振動為驅動源，藉馬達定子與轉子間的摩擦力轉動或移動轉子，是受各界廣為研究的新型馬達之一。與傳統電磁馬達相比較，具有非常優越的性能[1-3]，例如：

- 結構簡單
- 快速響應
- 低噪音
- 在低轉速之下有高轉矩密度與高保持扭力
- 沒有電磁干擾的問題

— 優越的控制能力

結構簡單的優點已經應用在單眼照相機的自動對焦結構上；低速、高轉矩、高保持扭力、低噪音對於需要保持安靜的場所有很大的幫助；響應快的特點可應用於製作 X-Y 工作平台的驅動；不受電磁場干擾則被運用在磁浮電車上，也可應用於生醫科技，例如核磁共振成像(nuclear magnetic resonance imaging，簡稱 NMRI)。因此在各種小型馬達中，超音波馬達具有實用性的前景。

曾被研製過的超音波馬達種類有很多，大致上可區分為駐波型(standing wave)與行進波型(traveling wave)兩大類。無論是那一種型式，基本上都是由三個部份所組成：

1. 一個由壓電陶瓷體及彈性物質所組成的馬達定子(stator)，
2. 一個帶動轉軸作旋轉工作的轉子(rotor)，
3. 一層使定子與轉子間增加摩擦力的耐磨耗性材料。

第一個可實際應用的超音波馬達誕生在 1960 年代，分別由 Barth [1]於 IBM Watson Laboratory 及 Lavrinenko [2]等前蘇聯學者為了發展太空科技競賽所發展出來。之後，日本學者在超音波馬達的發展上付出最多的心力，漸漸超越其他國家的成果。在 1980 年代初期，超音波馬達出現具革命性的發展，Toshiiku 與 Sashida [3-7]等日本學者提出行波型超音波馬達(traveling-wave ultrasonic motor)，此設計概念為日後的超音波馬達設計，提供了更好的選擇。目前已有各式各樣的共振器(resonators)用來驅動超音波馬達，例如圓碟型、圓環型與中空圓柱型等。大部份圓柱型超音波馬達皆以共振器的梁模態 (beam mode)驅動[41, 42]，截面維持圓形不變且圓柱變動類似一支彈性梁，共振器與轉子沿著周向的接觸摩擦表面只有一個點，造成不均勻(uneven)的轉動與應力集中的結果通常會發生在此種型態之超音波馬達上。

楔形體(wedge)聲波導的波傳行為探討始於 1970 年，Lagasse [8]利用數值方法探討楔形體上的反對稱撓性波(anti-symmetric flexural)，發現不論楔形體是線型或圓管型聲波導(acoustic wave guides)，其撓性波振動能量被局限於楔形尖端約一個波長範圍內的特性。許多學者利用實驗量測、近似理論、數值分析探討直線與圓柱楔形體上波傳的現象，相關楔形體的波傳分析僅有經驗公式、數值解與幾何聲學近似解，解析解則尚付之闕如。

使用聲波導(acoustic waveguides)設計馬達定子是發展新型超音波馬達的一種趨勢 [11-17]，因為在每一個彈性導波截面的質點皆為共振式的振動，所以聲波導可以傳遞很遠的距離而沒有能量消散。應用壓電元件產生的波動及摩擦力驅動是一種相當特殊型式的能量轉換致動器，目前其數學模式尚未確立，為一值得研究開發的電力電子產品。驅動狀態如溫度升高或負載轉矩改變時，超音波馬達有非常嚴重的非線性問題，故若要求過去已發展的超音波馬達使其具有精密的轉速或位置控制是相當困難的，通常需要搭配設計一個複雜的控制器。

1.2 文獻回顧

1.2.1 超音波馬達

超音波馬達發展至今已有五十多年的歷史，許多超音波馬達被陸續發表提出，根據轉子與定子的接觸形式或驅動波被激發的形式，可區分為駐波型與行進波型兩大類，分別說明如下各節。

1.2.1.1 駐波型超音波馬達

駐波型式超音波馬達的定子以反覆方式振動，定子與轉子作間歇式的接觸，接觸點為一橢圓運動軌跡，以推動轉子移動。參考圖 1.1 所示之圓柱型定子，在階段(1)時，扭轉速度向右，縱向振動位移為最大正值，使定子膨脹伸長接觸到轉子，並將切線方向振動傳至轉子使其旋轉。在階段(2)時，縱向振動位移為零，轉子與定子分開，此時切線方向振動為最大值，速度為零。在階段(3)時，定子軸向長度縮短，縱向振動位移為最大負值，切線方向振動位移為零，扭轉速度向左，並開始返回到原點。在階段(4)時，縱向振動位移為零，切線方向振動位移為最大負值，速度為零，此時圓柱體定子保持原來大小，未與轉子接觸。如此週而復始，便能帶動馬達作單一方向旋轉運動。一般而言，駐波式超音波馬達的成本低(只需一個振動源)、高效率(理論上可達 90%)，但方向不易控制。

在 1973 年，Barth[1]提出一種壓電馬達，利用壓電的高能量密度(理論上可達 100

W/cm^2)作振動子，以驅動轉子。左右兩邊的振動子分別控制順時針(CW)方向與逆時針(CCW)方向的旋轉，如圖 1.2 所示。此致動機制受限於磨耗(wear)、撕裂(tear)及溫度上升後難以維持穩定運轉等缺點，沒有付諸實際應用。

Sashida[4]於 1982 年，提出一種駐波式超音波馬達，如圖 1.3(a)與(b)所示，振動片的前端與轉子面有一 6 度的傾斜角，當振動片伸長時，前端有向上的分量，隨轉子的轉動，發生橫向擺動的共振，故其運動軌跡是橢圓形。振動片呈小角度的傾斜，利用楔子效應，當伸長時其斜面與轉子平行接觸，以消除滑動的可能性。Langevin 振動子由壓電陶瓷產生波動，經由喇叭放大，再轉換至振動片，振動片作 X 軸方向的伸長與收縮。其前端是楔形，伸長時與轉子面接觸，故前端作上下方向運動，整個運動軌跡是橢圓形。喇叭為放大作用，將 Langevin 振動子微小振幅加以放大。振動片的前端與轉子平面之法線呈 6 度傾斜，但因振動片與轉子面衝撞，壽命不長，且溫度太高，進而發展成行進波式超音波馬達。

1985 年，Kumada[9]設計一特殊結構之扭轉耦合子(torsional coupler)，如圖 1.4 所示，利用藍杰文振盪動子為振動源，當振動子上下振動時，同時激發結構體的彎曲模態與扭轉模態，使得耦合子的端面產生橢圓形軌跡運動，推動轉子沿單一方向轉動。經最佳化設計後馬達效率可達 80%，增進超音波馬達的實用性。

He *et al* [10]於 1998 年，黏貼壓電片於金屬薄板(有 3 個齒狀突出物)以單相驅動產生駐波來推動滑塊之超音波線性馬達，如圖 1.5 所示。最快速度 200 mm/s，最大輸出力 150gf，步幅解析度小於 0.1 μ m。

1991 年，為了使轉子具有正反向旋轉的能力，Nakamura *et al* [18]設計一扭轉型藍杰文轉換器(torsional Langevin transducer)，如圖 1.6 所示。以扭轉致動器(torsional actuator)結合縱向致動器(longitudinal actuator)，在定子接觸點處產生縱向與橫向位移，結合成橢圓形運動軌跡。馬達的驅動方式如圖 1.1 四個致動階段，扭轉致動器與縱向致動器的輸入電壓相位差為 90 度，控制相位的領先與落後決定轉子的旋轉方向，此驅動方式為典型的耦合型振動子。

1991 年，Toyoda 與 Murano[19]設計如圖 1.7 所示的超音波馬達，在一個兩端固定的梁下方黏貼壓電材料，激振梁的彎曲模態，使得梁的兩隻延伸腳做垂直方向的運動。

兩腳間有一積層式壓電材料(multilayer piezoelectric material)控制兩腳作水平方向的振動。當垂直方向與水平方向之振動相位差為 90 度時，兩腳尖端呈橢圓形軌跡運動。

Aoyagi *et al* [20, 21]於 1992 年，使用縱向(longitudinal)加上彎曲(bending)雙模態產生模態耦合(mode coupling)振動，並以單相驅動方式讓四方形板振動器推動轉子轉動之超音波旋轉馬達，如圖 1.8 所示。

1998 年，Li 與 Zhao[22]提出如圖 1.9 所示的超音波馬達，以相同的共振頻率及相位差 90 度的電壓激振兩組壓電片，結合縱向模態與第三彎曲模態在振動子端點作橢圓形軌跡運動，並藉相位的領先與落後控制滑動平台的運動方向。

2000 年，德國帕德柏恩大學(University of Paderborn)的 Hemsel 與 Wallaschek [23]設計一線性超音波馬達，如圖 1.10 所示，將板結構之縱向振動與彎曲振動的模態耦合，使接觸端點作橢圓形軌跡運動。支撐點與振動子的節點重合及雙向輸出的設計，提高馬達的推力與效率，減少預壓力所造成的影響。由於振動子的運動方式類似划槳(rowing)，因此命名為帕德柏恩划槳馬達(Paderborn rowing motor)。

Wen *et al* [24-26]於 2003 年，在蜂鳴片上釘三根釘子改變共振模態，成功開發側推式與軸推式兩種簡便型超音波馬達，如圖 1.11 與圖 1.12 所示。以單相電源驅動並變換不同頻率方式改變轉向，結構簡單易於控制，只是輸出功率與機電轉換效率不高。

Vyshnevskyy *et al* [27, 28]於 2005 年，以 3 相驅動方式在壓電中空圓柱上產生切線方向與軸向(tangential-axial)共振模態耦合驅動的超音波旋轉馬達，如圖 1.13 所示。有兩種不同尺寸，外徑 20 mm、內徑 15 mm、長 20 mm 的定子在驅動電壓 15 Vrms、驅動頻率 95.6 kHz 之下產生 400 rpm 的轉速與 0.04 Nm 的轉矩。外徑 3 mm、內徑 2 mm、長 3 mm 的定子在驅動電壓 3.5 Vrms、驅動頻率 685 kHz 之下產生 2000 rpm 的轉速與 4 μ N-m 的轉矩。

Yi *et al* [29]於 2005 年，以雙相驅動方式激振出縱向模態(longitudinal mode)與扭曲模態(torsional mode)組合之雙定子超音波旋轉馬達，如圖 1.14 所示，轉速最快 92 rpm。

Lim *et al* [30]於 2006 年，使用徑向模態(radial mode)加上彎曲模態(bending mode)以雙相驅動方式，研發環形(ring-type)線性超音波馬達，如圖 1.15 所示。應用在 X-Y 平台上，最快速度為 100 mm/s。

蔡慶芳[31]於 2011 年，提出一種雙模態耦合驅動的超音波馬達，三角形定子的側邊或角端處之水平開槽可減弱定子的縱向剛性，使得縱向與扭轉共振頻率重合，如圖 1.16 所示。原型機的定子採用鋁合金，轉子為不鏽鋼，最大轉速為 142 rpm，最大扭矩 3.17 N-cm。

1.2.1.2 行波型超音波馬達

行波(traveling wave)型超音波馬達因為外觀與驅動波產生方式不同，有許多不同的馬達架構。

環形或碟形(ring-type or disk-type)超音波馬達是最具代表性的產品，其中，Sashida 與 Kenjo [5]於 1982 年在日本電氣學會雜誌發表實用的環形(ring-type)超音波旋轉馬達模型，如圖 1.17 所示。在壓電體上設置兩組電極，電極產生的電場與壓電體的極化方向相同或反向，構成兩組換能器，驅動兩組換能器的正弦波訊號頻率與振幅相等，兩組訊號之間的相位差為 90 度，兩組換能器激振出的共振模態干涉成為一行進波。定子與轉子保持接觸，接觸點的運動軌跡呈現橢圓形運動，藉著摩擦作用驅動轉子旋轉。與駐波馬達不同之處在於其轉子與定子接觸點非固定，轉子的運動方向與行進波傳遞方向相反。行進波無駐波的節點，轉子的固定點比較遠離接觸面。行波型超音波馬達的轉向容易控制，體積、重量、外型結構設計上較具有彈性，近年來，行波式超音波馬達逐漸受到重視，目前已有環型行波型的商品化超音波旋轉馬達。

Hagedorn *et al* [32, 33]於 1992 年，針對碟型(disk-type)之行波型超音波旋轉馬達的工作原理作一完整說明。其作動原理是利用鍍在定子(stator)表面的極化壓電陶瓷，施加交流電壓激振出時諧(time harmonic)的行進波，定子表面以橢圓軌跡朝後運動，藉著定子與轉子間的接觸力帶動轉子轉動，轉子的旋轉方向與行波波傳方向相反，超音波馬達的機械運轉主要受到定子的行波模態所支配。該研究的分析方法係根據 Mindlin 和 Reissner 的板理論，推導定子振動之運動方程式，並求其特徵值與特徵向量。

Hagood *et al* [34]於 1995 年，針對商品化的環型超音波馬達建立了一套模擬的基礎框架，包括定子、轉子的模擬、定子與轉子介面的模擬、馬達整體輸出表現的模擬四大

部分。由定子與轉子介面的模擬，清楚顯示接觸力對馬達性能的表現(如：轉矩、轉速、效率)有決定性的影響。

Schmidt *et al* [35]於 1996 年，利用簡化的線性馬達數學模型，假設定子為 Bernoulli-Euler 梁，轉子為剛體，接觸層為黏彈材料(visco-elastic material)，分析行波型超音波馬達之定子與轉子間非線性的接觸行為，並進一步估算接觸力對能量所造成的損失。

Lamberti *et al* [36]於 1998 年，提出一種利用壓電雙膜片(bimorph membrane)圓形薄片產生撓性波驅動的超音波馬達。特別是壓電材料很便宜，但只能單相驅動，因此並未成為研究焦點。

Petit *et al* [37, 38]於 1998 年，利用 12 支 PZT 圓柱排列於彈性圓環上，以雙相驅動(每支皆為 longitudinal mode)產生行進波之超音波旋轉馬達，如圖 1.18 示。最快轉速 120 rpm，最大轉矩 0.8 N-m，最大輸出機械功率 4 W。

Carotenuto *et al* [39, 40]於 1998 年，利用切割蜂鳴片電極成 4 片並以雙相 4 極(+A、+B、-A、-B)驅動產生行進波集中於中心軸之超音波旋轉馬達，如圖 1.19 示。驅動電壓 18 V_{p-p}，驅動頻率 81.5 kHz，最快轉速可達 3500 rpm，但最大轉矩只有 0.18 μN-m。

Morita *et al* [41]於 1998 年，以單程序水熱法 (single process hydrothermal method)將 PZT 薄膜鍍在鈦金屬圓外測，再以雙相 4 極驅動產生彎矩模態(bending mode)的超音波旋轉微型馬達，如圖 1.20 所示。直徑 2.4 mm、長 10 mm，驅動電壓 15 V_{p-p}，最快轉速可達 880 rpm，最大轉矩只有 7 μN-m。

Koc *et al* [42]於 2002 年，提出以兩互相垂直的壓電梁緊貼於中空圓柱上產生彎矩(bending)驅動的超音波旋轉微型馬達，如圖 1.21 所示。直徑 2.4 mm、長 10 mm，驅動電壓 120 V_{p-p}，驅動頻率 69.5 kHz，最快轉速可達 60 rad/s，最大轉矩 1.8 mN-m，輸出功率 60 mW，機電轉換效率 25 %。

Tominaga *et al* [43]於 2005 年，以兩支蘭杰文換能器(Langevin transducer) 激振出脊緣模態(ridge mode)行進波之超音波線性馬達，如圖 1.22 所示，速度最快 46.8 mm/s。

Yang *et al* [44]於 2006 年，將蜂鳴片切割電極成 8 等分，並以雙相 4 極驅動方式激振出 B₂₂ 共振模態以推動轉子，成功研發碟型非接觸式超音波旋轉馬達，如圖 1.23 所示。

驅動電壓 $20 V_{p-p}$ ，驅動頻率 45.6 kHz ，最快轉速 3569 rpm 。

Chong *et al* [45]於 2006 年，以雙相驅動方式研發十字形(cross type)超音波旋轉馬達，如圖 1.24 所示。最高驅動電壓 $60 V_{rms}$ ，最快轉速 500 rpm ，最大轉矩 $80 \text{ mN}\cdot\text{m}$ 。

Hao [46]於 2006 年，提出一環狀行進波式超音波馬達，如圖 1.25 所示。馬達定子類似薄圓盤，其圓盤上分佈 70 個高度為 2 mm 的梳齒結構，藉以放大振動位移。以有限元素軟體進行模態分析後，選擇撓曲模態 $F(1, 6)$ 作為激振模態，並實際製作超音波馬達原型機，在轉子表面鍍上一層耐磨材料-鐵氟龍。實驗結果顯示，最大扭矩可達 $0.26 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，轉速最快 88 rpm 。

Iula *et al* [47, 48]於 2006 年，使用兩支蘭杰文換能器(Langevin transducers)以雙相 2 極驅動方式，在不鏽鋼圓環上激振出 5 個波長之行進波超音波馬達，如圖 1.26 所示。轉子有齒狀設計，最高驅動電壓 60 V ，最快轉速 300 rpm ，最大轉矩 $0.8 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。其後改用 4 支蘭杰文換能器，驅動電壓增加至 200 V ，以雙相 4 極驅動方式重新進行實驗，在轉子沒有齒狀設計下最大輸出機械功率為 1.7 W 。

Yoon *et al* [49]於 2007 年，以熱塑加工程序(thermoplastic green machining process)製作捲曲磨軋型(windmill-type)微形超音波馬達，如圖 1.27 所示。直徑 5.2 mm 厚度 0.6 mm ，轉矩只有 $22 \mu\text{N}\cdot\text{m}$ ，轉速 16.4 rad/s ，機電轉換效率 12% 。

Kuhn *et al* [50]於 2007 年的研究發現，壓電圓盤在厚度 $0.1\sim 1\text{mm}$ 之間，撓曲模態 $F(3, 6)$ 的最大應變分佈範圍會隨著厚度的增加，由內徑轉移到外徑圓周上，並在厚度 0.9 mm 時，有最大應變值，如圖 1.28 所示。並建議在設計碟型馬達初期，應考量到壓電圓盤厚度的影響。

Smithmaitrie *et al* [51]於 2007 年，以 PZT 壓電片上下交叉黏貼在 $1/4$ 圓弧圈上，再以雙相驅動方式激振出行進波之圓弧形超音波馬達，如圖 1.29 所示。

李政良[52]於 2007 年，研發一種以圓管脊緣撓性波周向驅動之超音波馬達，如圖 1.30 所示。最大轉速為 334 rpm 且最大轉矩為 $22.6 \text{ mN}\cdot\text{m}$ ，但是卻以壓電陶瓷直接驅動轉子轉動，陶瓷磨耗大且易碎，因此實用性不高。

Li *et al* [53]於 2007 年，提出研發細長圓柱形三個自由度超音波馬達之 8 個關鍵議

題，如圖 1.31 所示。這些關鍵議題包括振動模態的選擇、模態頻率的一貫性，壓電陶瓷元件與支撐平面的佈置、預壓力與定子-轉子接觸角的設定、干涉模態的影響。

Oh *et al* [54]於 2009 年，提出類似 Sashida 於 1982 年所設計的馬達定子結構，相異之處在於將定子上的梳齒狀結構分割成 48 個，且製作成雙側式上下對稱、直徑為 48mm 的金屬圓碟，以壓電圓環黏貼於金屬圓碟的上下側，能增加振動變形量，如圖 1.32 所示。超音波馬達原型機採用撓曲模態 $F(1, 6)$ 當作激振模態。實驗量測顯示最大扭矩高達 1.8 N-m，具有高扭矩低轉速的能力，在無負載作用下的轉速可達到 140 rpm，優於 Sashida 所設計的馬達。

鍾重光[55]於 2009 年，開發一種以周向傳遞之脊緣波致動的超音波馬達，碟形定子的外側圓周上設一脊緣以強化定子的扭轉剛性，如圖 1.33 所示。表面鍍一層鐵氟龍耐磨材料之不鏽鋼轉子的最大轉速達 101.6 rpm，最大扭矩為 8.16 mN-m，具有高扭矩、低轉速、輸出穩定及靜音的特性。

Chen *et al* [56]於 2010 年，提出結構比較複雜的馬達定子結構，將定子上的梳齒狀結構分割成上下皆 64 個，梳齒狀凹槽皆置入 64 個 PZT 疊片(stack)與 64 個彈簧塊(block spring)，並以雙相電源驅動如圖 1.34 所示。在無負載下轉速只有 15 rpm 但最大輸出轉矩高達 7.96 N-m，是目前超音波馬達輸出轉矩最大的。

Liu *et al* [57]於 2010 年，提出一圓管狀定子並以一支類似蘭杰文振盪子產生縱向波(longitudinal wave)與撓曲波(bending wave)耦合的行進波超音波馬達，如圖 1.35 所示。在驅動電壓 200 Vrms 下，無負載時之轉速為 281 rpm 且最大轉矩 1.2 N-m。

Liu *et al* [58]於 2011 年，再提出將 Langeven 振盪子改為複合三明治型換能器(composite sandwich type transducer)產生縱向波與彎曲波耦合的行進波超音波馬達，如圖 1.36 所示。在驅動電壓 200 Vrms 以驅動彎曲波與 70 Vrms 以驅動縱向波之下，無負載時之轉速為 156 rpm 且最大轉矩 0.75 N-m。

Takahashi *et al* [59]於 1995 年，以半導體製程方式將指叉換能器(Interdigital transducer，簡稱 IDT)佈置在鈮酸鋰(LiNbO_3)基材上，製造出滑塊(slides)步幅只有 10 nm 之表面聲波(SAW)超音波線性馬達，如圖 1.37 所示，驅動電壓為 40 V_{p-p}。

Helin *et al* [60, 61]於 1997 年，將 4 對指叉換能器佈置在鈮酸鋰基材上，製造出滑塊 (slider)可直線運動又可旋轉運動之表面聲波超音波馬達，如圖 1.38 所示。在驅動電壓 $90 V_{p-p}$ 與驅動時間 0.05 ms(相當於 450 個週期)之下，滑塊最小位移量為 40 nm。

Shigematsu *et al* [62, 63]於 2002 年，以 Takahashi *et al* [59]相同製程製造出滑塊 (slider)步幅只有 2 nm 之表面聲波超音波線性馬達，如圖 1.39 所示，驅動電壓 $100 V_{p-p}$ 。

Cheng *et al* [64]於 2003 年，將 2 對指叉換能器佈置在鈮酸鋰基材上，製造出固定滑塊 (slider)旋轉之表面聲波超音波旋轉馬達，如圖 1.40 所示。

Ko *et al* [65]於 2006 年，使用徑向模態(radial mode)振動並單相驅動方式，研發環形 (ring-type)超音波線性馬達。可動環上下移動，最快速度為 8 mm/s。

Ting *et al* [66, 67]於 2007 年，以雙膜片(bimorph)致動器組合成彎曲線形(meander-line)結構，再以雙相驅動方式激振出行進波之線形超音波馬達，如圖 1.41 所示。最快速度 40.38 mm/s。

Shigematsu 與 Kurosawa[68-72]於 2008 年，針對已發展的線性表面聲波超音波馬達，提出摩擦驅動時的摩擦原理、摩擦模型、摩擦力的量測與分析、接觸力的物理現象以及摩擦驅動的設計準則，皆有很深入的探討。

Sun *et al* [73]於 2010 年，提出一種新型的線性圓柱超音波馬達，如圖 1.42 所示。前後有兩個壓電圓管(PZT tube)中間以濺鍍法鍍上一層薄膜金屬玻璃(thin film metallic glass)薄圓管(pipe)，前後壓電圓管分別以雙相電源在 600 kHz 時激振出軸向模態，使得中間薄膜金屬玻璃薄圓管產生單方向傳遞之軸向波以推動滑塊。在 $50 V_{p-p}$ 之下最快速度 40 mm/s，在 $70 V_{p-p}$ 之下最大輸出力量 6 mN。

1.2.2 楔形聲波導

楔形聲波導的研究始於 1970 年代，Lagasse[8]於 1972 年發現楔形體尖端的導波行為後，楔形體的導波波傳研究逐漸受到重視，如圖 1.43 所示。在許多的研究中發現，沿著楔形體頂端波傳的反對稱撓性波(anti-symmetrical flexural wave，簡稱 ASF 模態)，波的大部分能量完全局限在楔形體的頂端，其波傳速度比材料的芮利波(Rayleigh waves)

的波速還小，具有非頻散(dispersion free)的特性。

為了描述楔形體導波波傳的物理行為，許多的研究已建立了與實驗結果相符的數學模型，但由於楔形體導波的波傳行為涉及複雜的幾何形狀與邊界條件問題，至目前為止尚未有確切解(exact solution)，只能以數值分析方式求其近似解。

Lagasse *et al* [74]於 1973 年，分別利用數值計算方式，證實楔形體頂角在一定範圍的角度內具波導(waveguide)的效應，反對稱導波沿著楔形體頂端波傳，波的能量大部分局限在距離楔形體頂角約一個波長範圍內，該導波在楔形體頂角無截斷的情形下不具有頻散現象。

Lagasse [75, 76]於 1973 與 1974 年，歸納出理想楔形體導波波傳速度之近似經驗公式，並應用有限元素法的理論，以二階內插函數之三角元素分割不同截面形狀之聲波導，探討無限長的線型聲波導之波傳行為，觀察不同幾何截面之導波頻散現象，如圖 1.44 所示。該研究結合變分原理(variational principle)和有限元素的分析，對於聲波導的波傳研究，提供了一個有力的分析方法。

Mckenna [77]等人於 1976 年，將頂角角度很小的無限長楔形體近似為薄板，如圖 1.45 所示，應用板殼理論，針對無截角與有截角的楔形體，推導導波之相速度與波數之近似關係式。

Jia *et al* [78, 79]於 1992 年，利用雷射光學系統(圖 1.46)量測線性楔形體(straight wedge)的頻散關係曲線，證實楔形體導波相速度不具頻散特性。

Krylov[80]於 1994 年，以幾何聲學(geometrical acoustics)理論計算水中線形類似楔形體(wedge-like)之導波波傳速度，其分析結果發現，導波受到水的耦合效應，其波速比在真空中慢，而且波速的減少與楔形體頂角角度呈非線性的關係。該研究中亦建議，可利用此低速之楔形導波，發展出類似水下魷魚運動模式的推進器，如圖 1.47 所示。

Hladky-Hennion[81]於 1996 年，以雙維(bi-dimensional)有限元素法的數值分析方法，分析圖 1.48(a)與(b)所示之線型和圓柱型楔形體導波波傳行為，並且探討曲率半徑、頂角角度、頂角截斷與否，對楔形體導波相速度的影響。

Krylov[82]於 1999 年，繼續以幾何聲學理論為基礎，推導出更簡單、更快捷的近似

解析解，用此公式來描述圓錐楔形體和類似圓柱楔形體導波的波傳行為，並與 Hladky-Hennion 的有限元素分析結果相互比較，兩者間具有很好的一致性。

Yang *et al* [83, 84]於 2000 年，以雷射超音波技術對於線性(linear)楔形體之尖端反對稱撓性波傳進行頻散曲線量測，如圖 1.49 所示。Yang *et al* [85]於 2006 年，更進一步以雷射超音波技術對於雙線性(bilinear)楔形體之尖端反對稱撓性波傳進行頻散曲線量測，如圖 1.50 所示。

陳俊男[86]於 2002 年，參考 Hladky-Hennion 的雙維有限元素法推導，以 FORTRAN 程式分析線型和圓柱型楔形體導波之波傳行為，並且探討頂角截斷與否等邊界條件對楔形體導波相速度的影響，如圖 1.51 所示。

楊焯岳[87]於 2007 年，探討壓電圓管脊緣撓性波的頻散特性與共振模態，以分離變數法將圓柱體截面的位移表示成截面座標的函數與周向波傳因子的乘積，以雙維有限元素法與漢彌頓原理推導脊緣撓性波的頻散方程式，數值解析行進波的頻散曲線及駐波的共振頻率，應用於超音波馬達的最佳化設計及相鄰共振頻率之模態隔離。實驗方面以網路分析儀量測兩端自由之壓電圓管的阻抗曲線，將共振頻率量測值與脊緣撓性波的頻散曲線比較，驗證數值解析的正確性。最後以簡單體法反算壓電圓管的幾何參數與彈性係數，策略性的先反算前者，在據以反算後者，有效地提高彈性係數反算的準確性。

Krylov *et al* [88, 89]於 2007 年，利用 1994 年與 1999 年所推導之理論基礎，設計一具以撓性導波推進的雙身膠筏水翼船(rubber catamaran)，速度可達 36 cm/s，優點是相當安靜且對環境與人類很友善，如圖 1.52 所示。

1.3 研究動機與目標

圓柱楔形結構之振動包括縱向(longitudinal)、扭曲(torsional)與撓性(flexural)三種模態，其中縱向模態僅具有軸向(axial)與徑向(radial)位移分量，扭曲模態為單獨的周向(circumferential)運動，撓性模態則具有前述三種位移分量。下端固定而上端未受拘束的圓柱楔形結構可以用整數對(m, n)來描述其共振撓性振動模態，第一個整數 m 為軸向模

數(axial mode number)，代表沿著圓管軸向長度具有 m 個位移為 0 之節點(nodes)，第二個整數 n 為周向模數(circumferential mode number)，代表沿著圓管周向具有 n 個駐波(standing wave)之波長數。模態 $m = 1$ 稱為基本模態(fundamental mode)，模態 $n = 1$ 特別稱為梁模態(beam mode)，其餘之撓性模態統稱為周向模態(circumferential modes)。

截至目前為止，全世界有關超音波馬達的發明與專利大約有 1000 多項，其中圓柱旋轉型超音波馬達大多以梁模態驅動，接觸點只有一個點，而且容易造成搖晃(wobble)的現象。Sashida[4]的環型超音波馬達是具有代表性的商品化產品，雖然在輸出功率與轉矩上有很高的額定值，但是機電轉換效率最高僅有 30%，在使用極短時間之後有顯著的溫昇現象，不但馬達的效率降低而且壓電材料易變質，造成馬達的特性改變與數學模型無法確定的結果。

本研究的研究動機緣於以下三點：

1. 傳統的旋轉式行波型超音波馬達採用梁模態驅動，轉子與定子作單點接觸，容易造成轉子晃動。高階周向模態可以增加轉子與定子的接觸點，使馬達轉動比較平穩。
2. 楔形導波沿著楔形體頂端波傳，在截面上維持共振，可以傳遞很遠而能量衰減很小。
3. 楔形聲波導能將導波所攜帶的機械能與變形能量集中於尖端的特性，能量較少消耗在其他地方，超音波馬達將比較不會發熱，可以延長馬達使用壽命。

本研究的研究目標在於開發一種新型式的超音波馬達，將楔形聲波導的特性應用在馬達定子上，希望能增進超音波馬達的性能。

1.4 論文內容簡述

本文分為數值模擬與實驗量測兩部份，第一部份首先設計圓柱楔形體馬達的定子結構，探討聲波導的波傳特性。在圓柱座標系統下，應用漢彌頓原理與有限元素法，以雙維有限元素法推導圓柱楔形體聲波導的頻散方程式。雙維有限元素分析可以獲得楔形

體自然模態及自然頻率對應之導波相速度頻散曲線。並以商用軟體 ANSYS 進行模態分析、時諧分析與暫態分析來互相驗證，選擇適當的自然頻率與自然模態當作馬達的驅動頻率與模態。為了避免激振出其他的自然模態，本研究採用模態隔離(modal separation)設計，以墊高第二段基座高度的方式，使得設計運轉模態與其他模態的自然頻率相差至少 3.7 kHz 以上，完成圓柱楔形超音波馬達的數值模擬。

第二部份根據所建立的數值模擬結果，將楔形聲波導應用在圓柱楔形超音波馬達定子上，嘗試設計楔形角度 15 度的馬達定子及多種驅動電極型式的壓電致動器結構。其中增加模態感測器(modal sensors)的設計，一方面可以即時監測驅動之行進波形，另一方面將來可設計內迴路(inner loop)之頻率或相位補償控制器，將圓柱楔形體超音波旋轉馬達原形機(prototype)製造完成。最後以雷射都卜勒干涉儀(LDV)頻率響應量測系統、阻抗曲線量測系統、暫態響應量測系統與馬達性能量測系統以進行各項測試，包括：振動位移、阻抗曲線、頻譜曲線、轉速、轉矩、輸出機械功率、機電轉換效率、剎車性能、耐久性以及暫態響應等等。

行波型超音波馬達藉壓電元件產生的波動，透過摩擦力推動轉子是一種型式特殊的能量轉換致動器(actuator)，在各種小型馬達中，超音波馬達具有實用性的前景，因此各企業、大學研究所都相繼投入研究，新型的超音波馬達不斷推陳出新。雖然其數學解析解尚未確立，超音波馬達仍為一值得研究開發的電力電子產品。

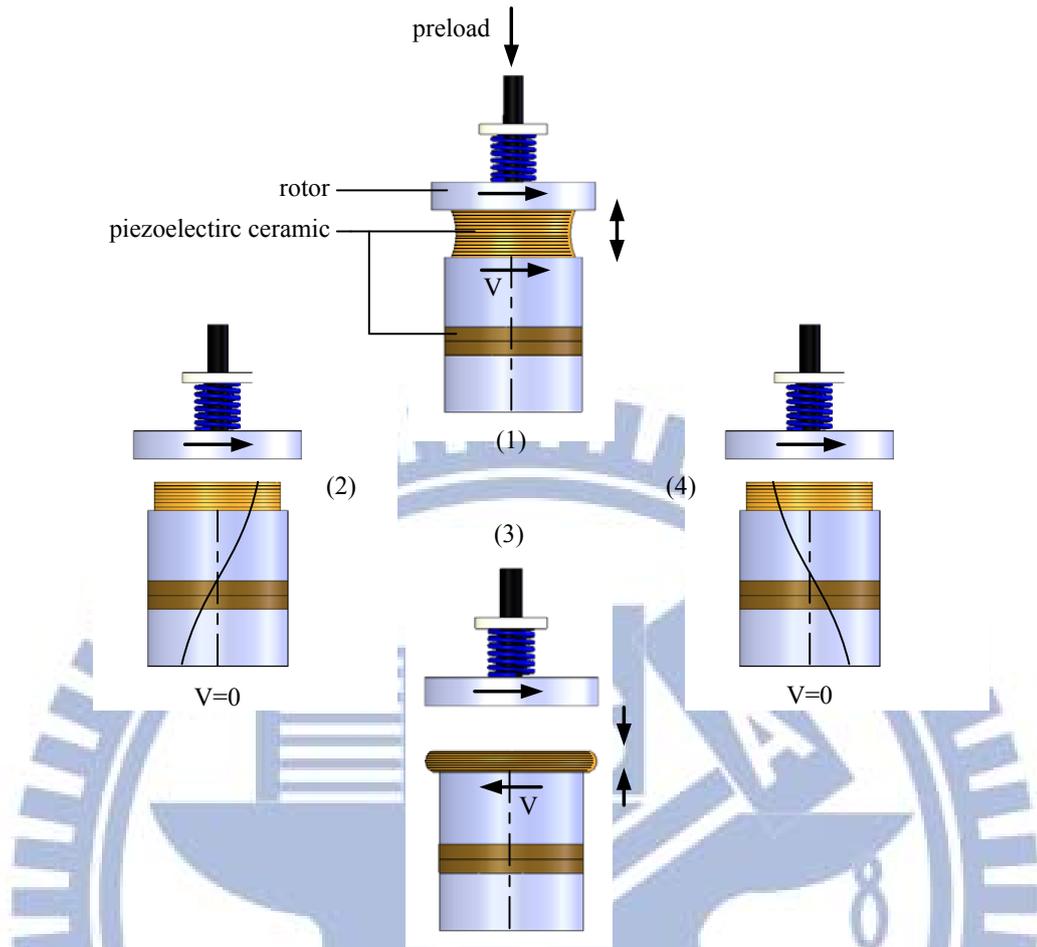


圖 1.1 駐波式超音波馬達驅動原理與構造[4]

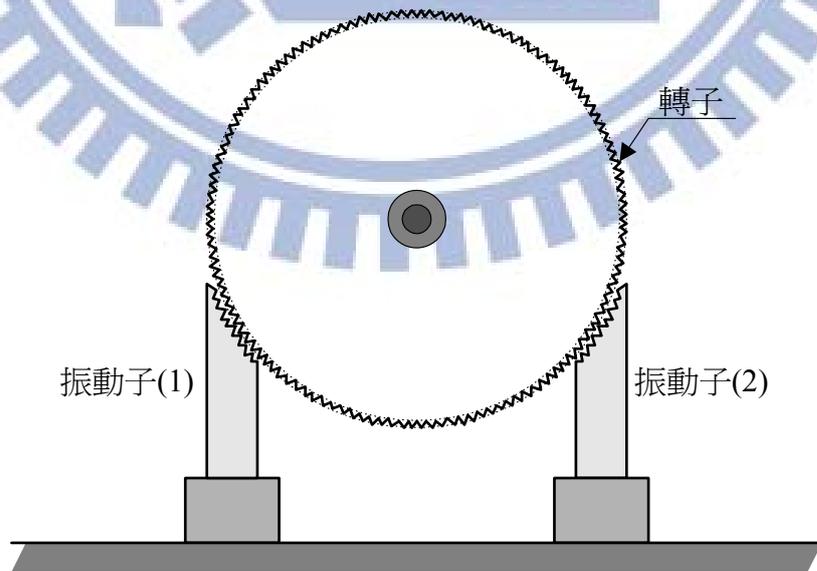
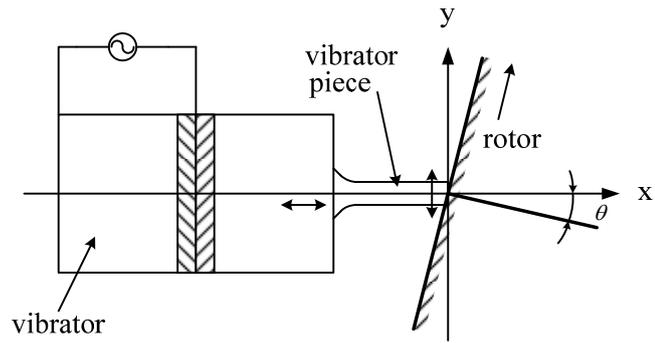
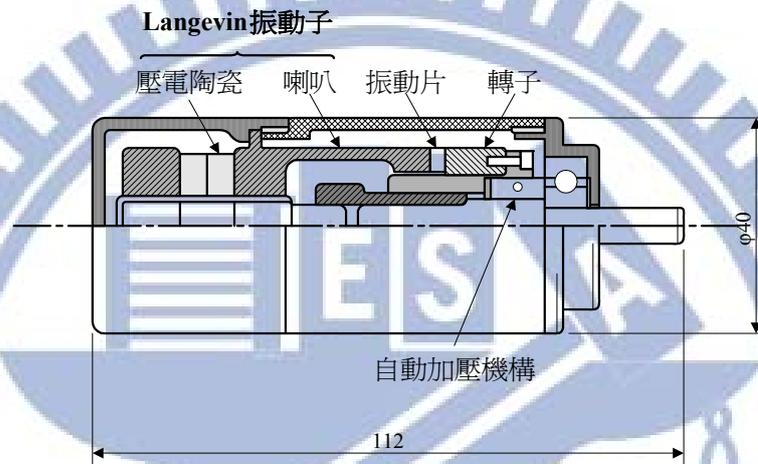


圖 1.2 Barth [1]之壓電馬達原始結構



(a) 動作示意圖



(b) 馬達結構剖面圖

圖 1.3 Sashida [3]提出之駐波式楔形超音波馬達

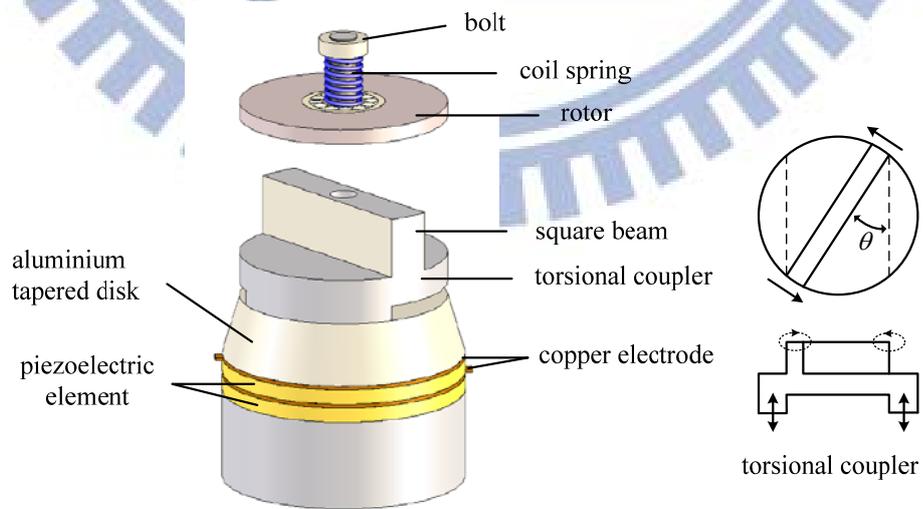


圖 1.4 Kumada [9]提出的駐波型旋轉超音波馬達

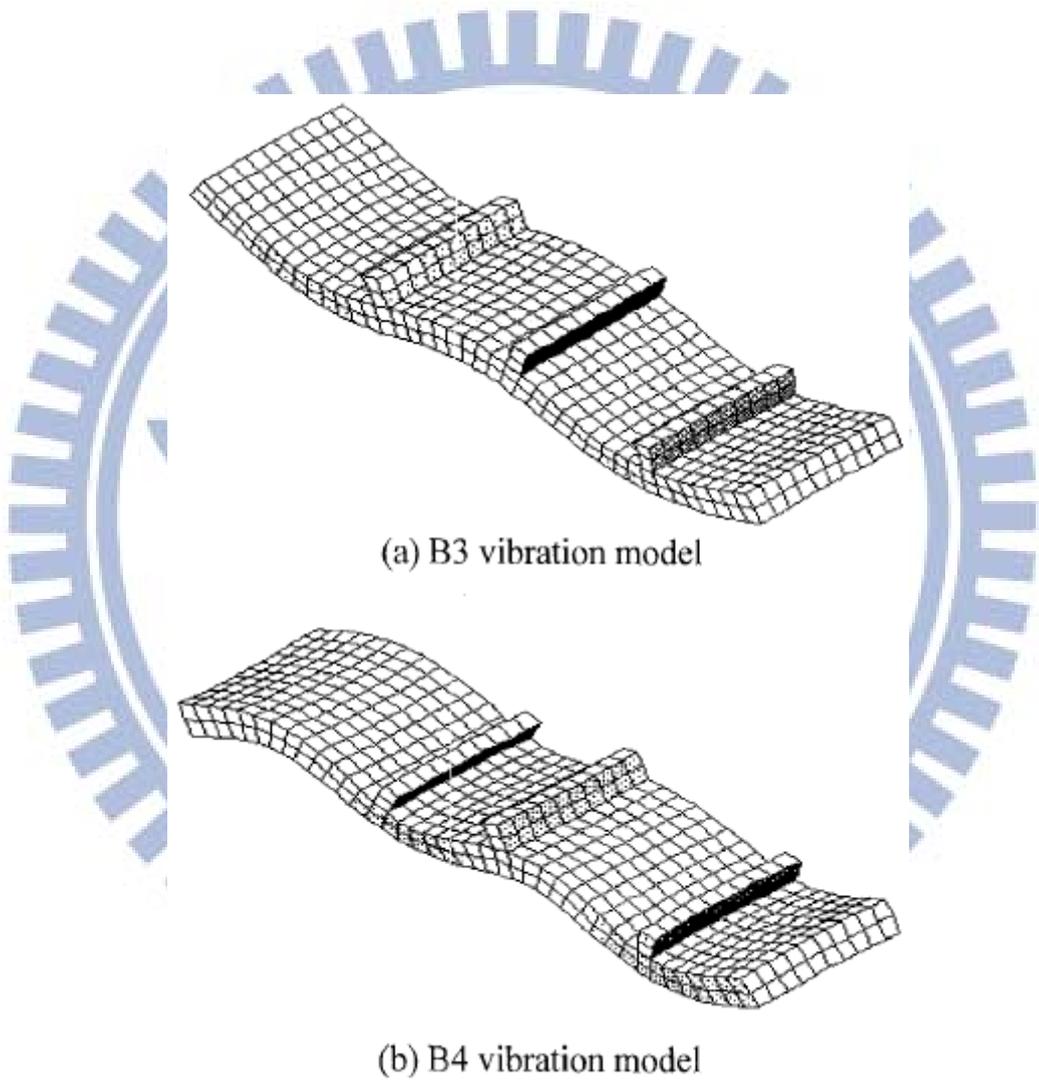


圖 1.5 He *et al* [10]提出之駐波線性超音波馬達

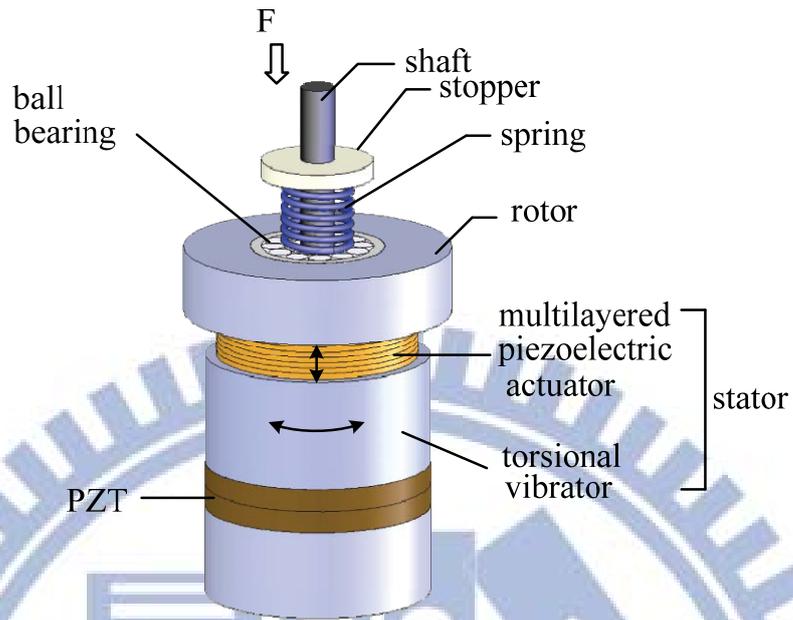


圖 1.6 Nakamura *et al* [18]提出的駐波型超音波馬達

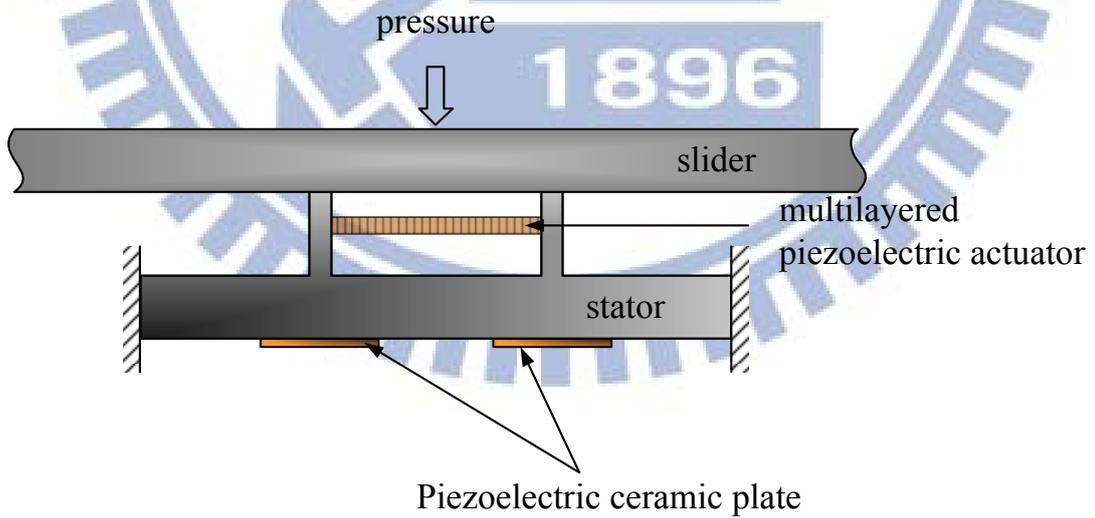
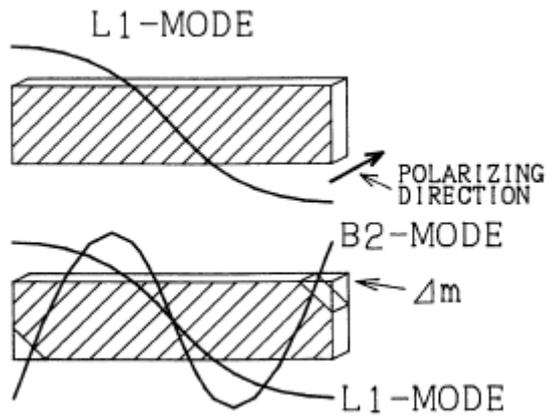
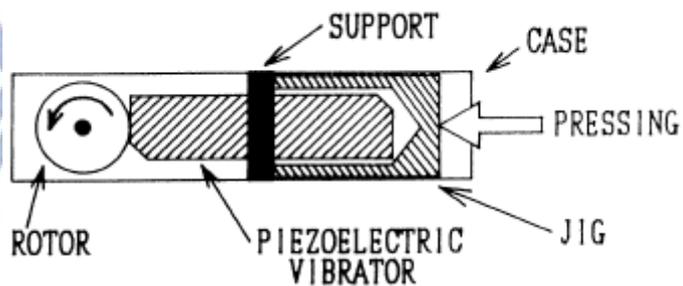


圖 1.7 Toyoda 與 Murano [19]提出之駐波型超音波馬達



(a) 單獨模態(B2與L1)



(b) 馬達剖面圖

圖 1.8 Aoyagi *et al* [20, 21]提出耦合模態之駐波型超音波馬達

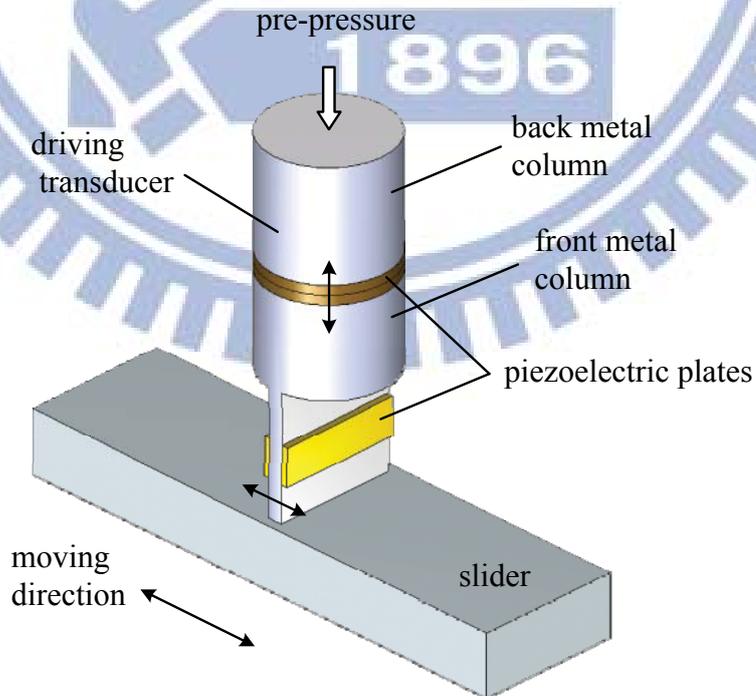


圖 1.9 Li 與 Zhao [22]提出的線性駐波型超音波馬達

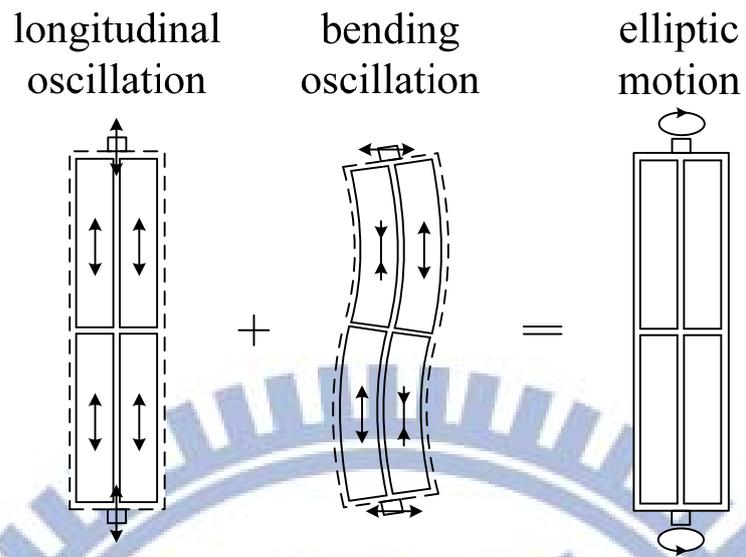


圖 1.10 Hemsel 與 Wallaschek [23]提出的駐波型線性超音波馬達

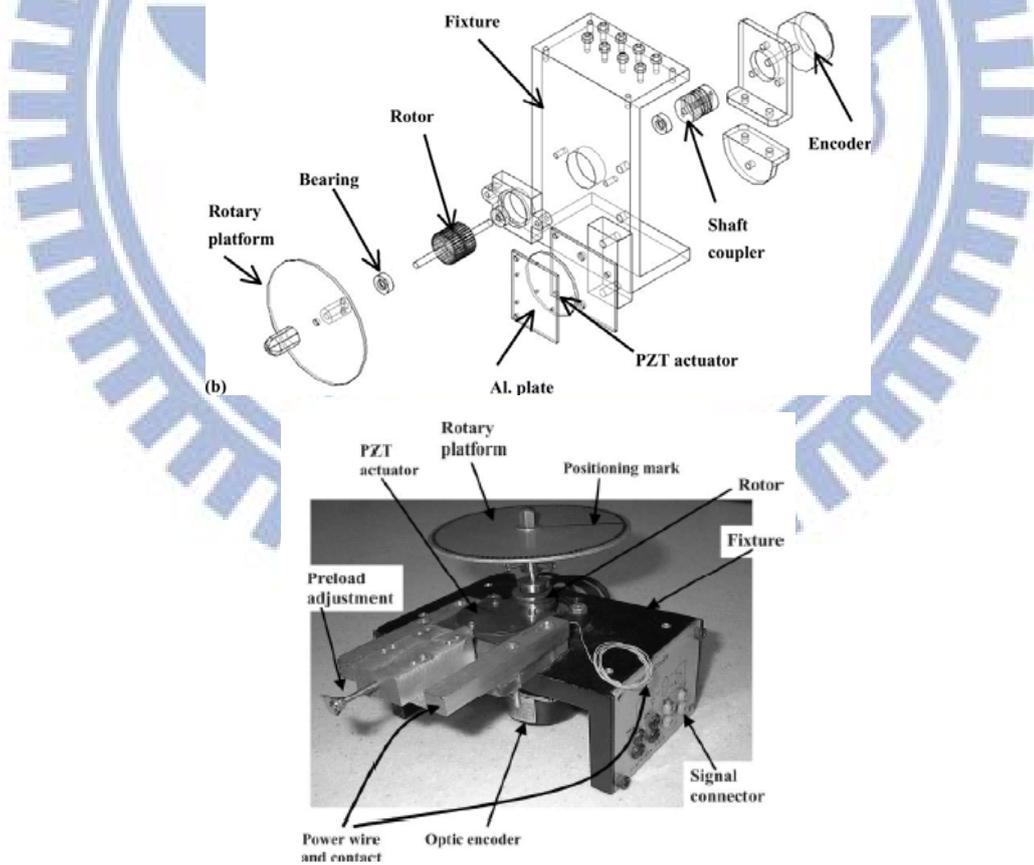


圖 1.11 Wen *et al* [24, 25]提出之側推式碟形超音波馬達

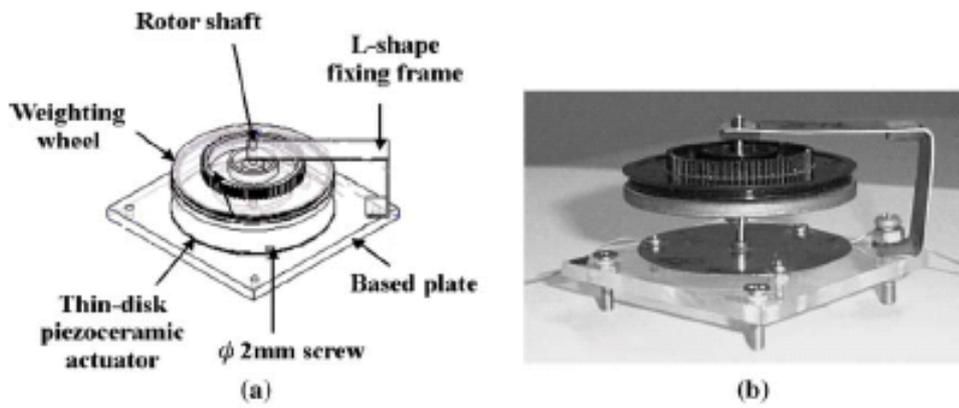


圖 1.12 Wen *et al* [26]提出之軸推式碟形超音波馬達

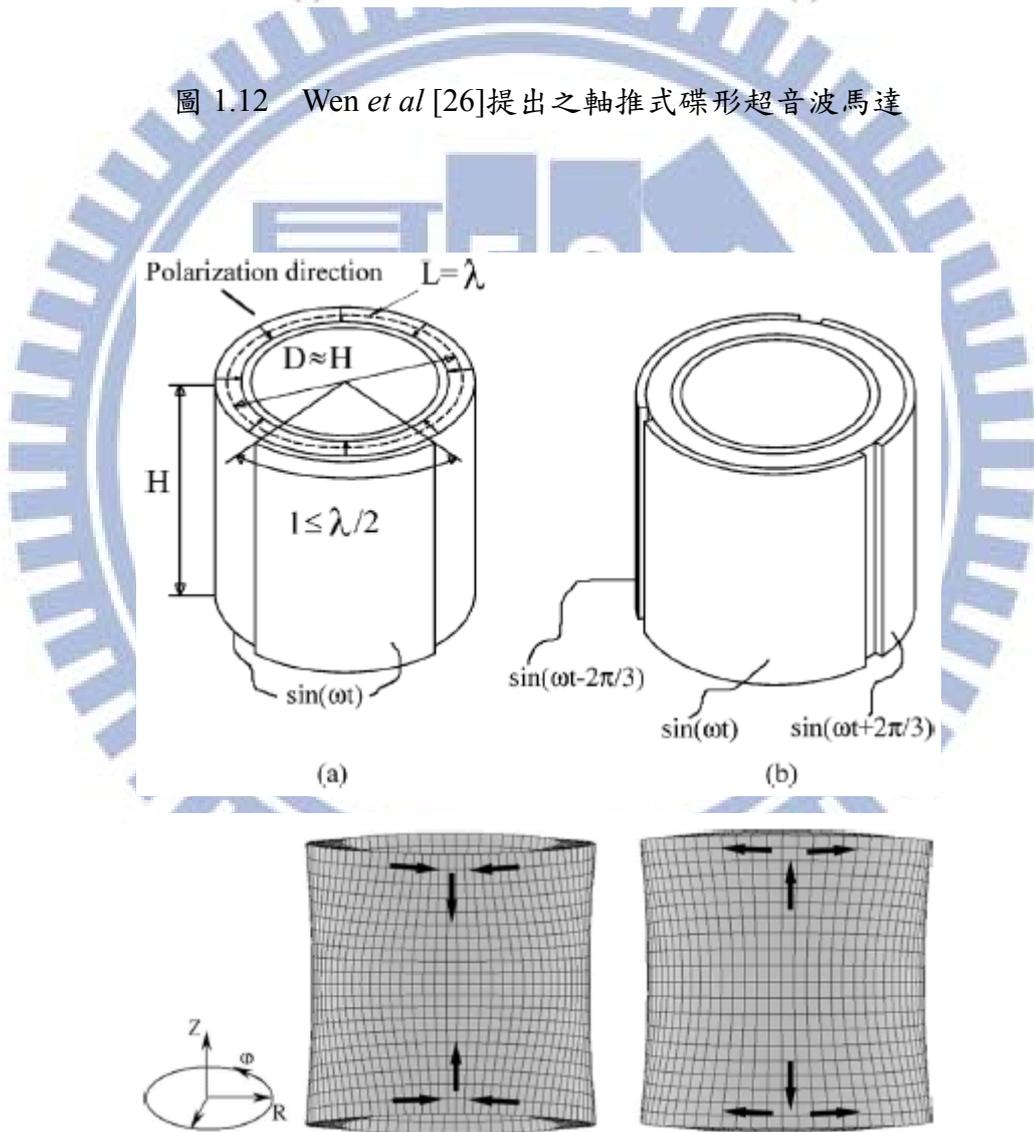


圖 1.13 Vyshnevskyy *et al* [27, 28]提出之耦合模態型超音波馬達

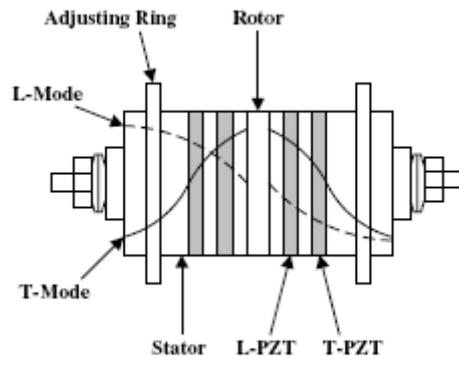


圖 1.14 Yi *et al* [29]提出之耦合模態型超音波馬達

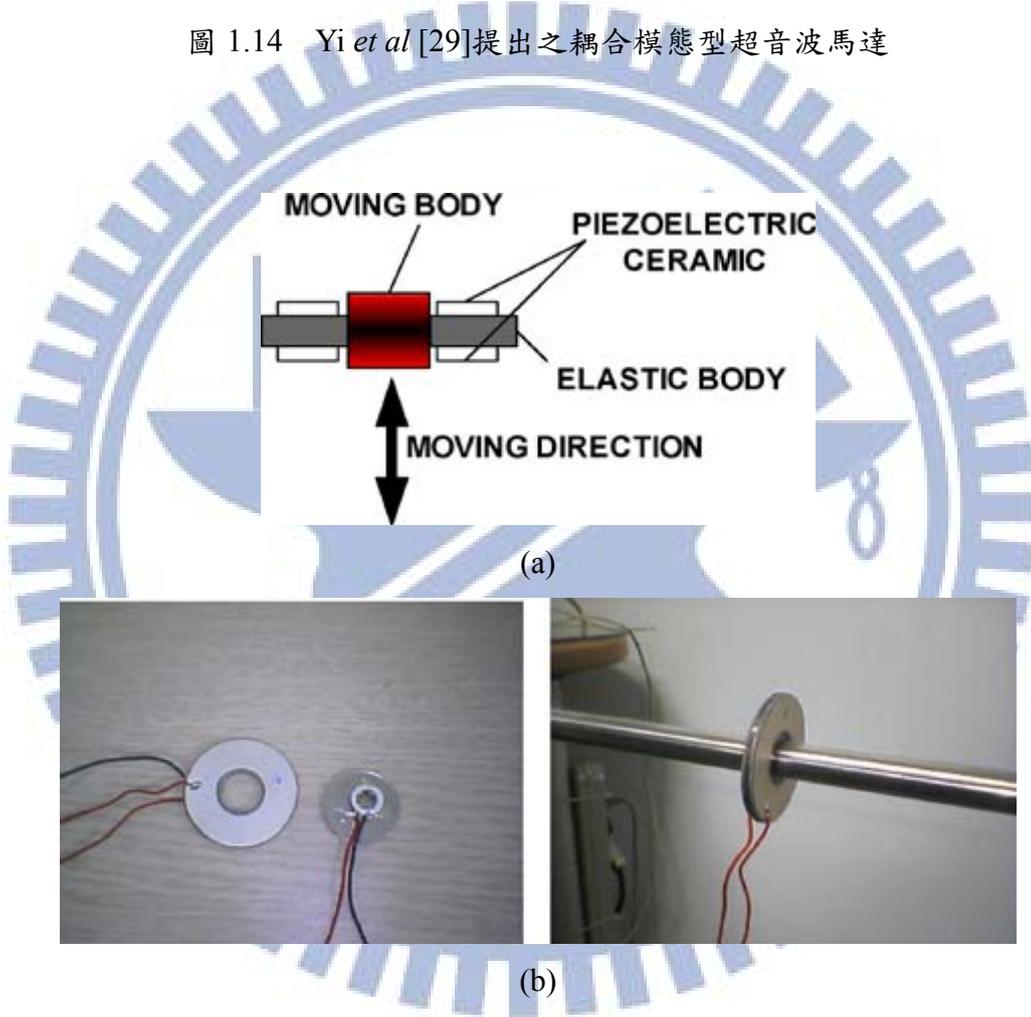


圖 1.15 Lim *et al* [30]提出之耦合模態碟型超音波馬達

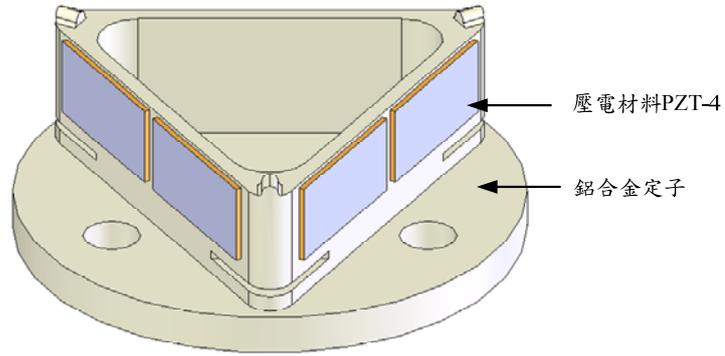


圖 1.16 蔡慶芳[31]提出之雙模態耦合驅動的超音波馬達

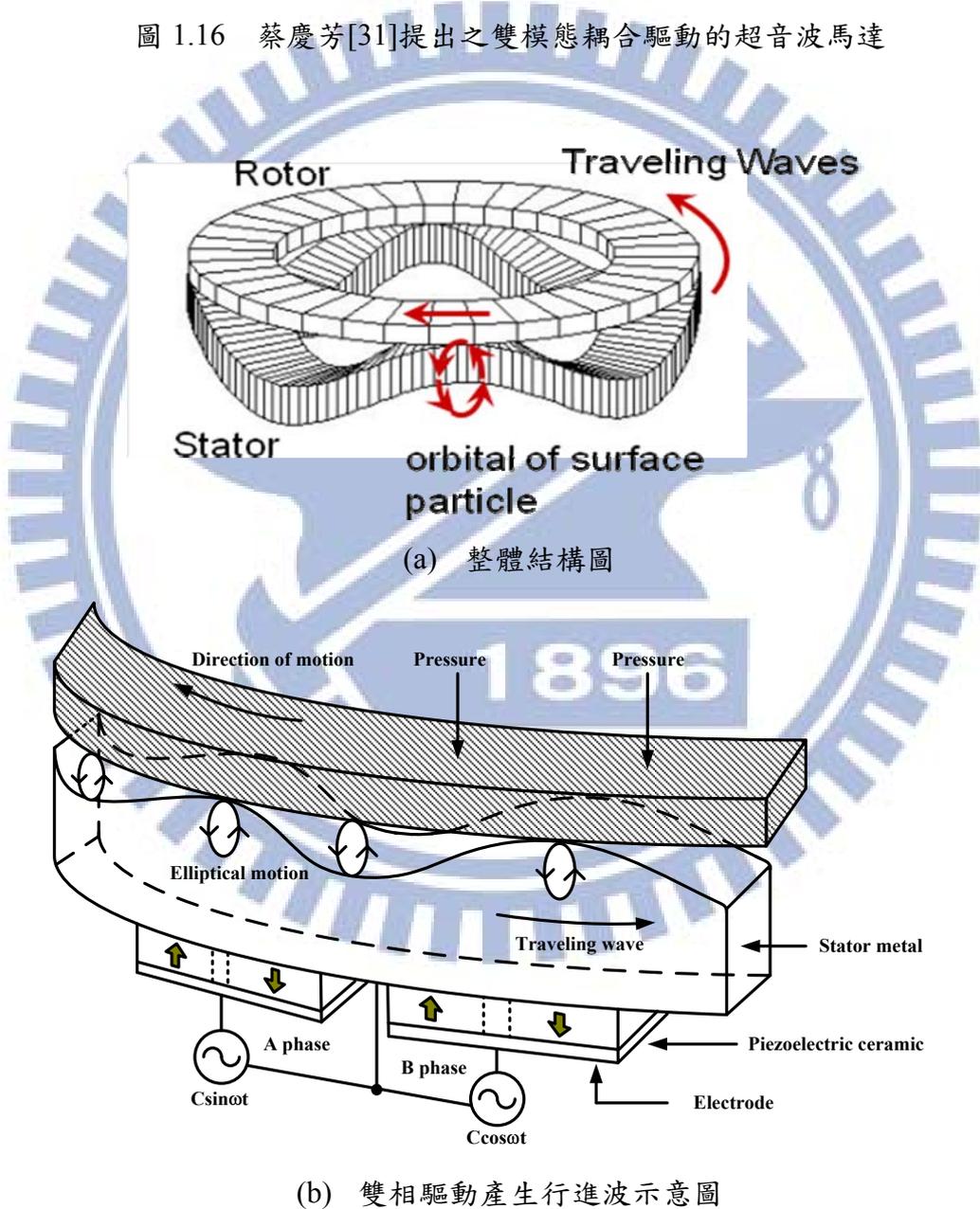


圖 1.17 行波型超音波馬達驅動原理與構造[5]

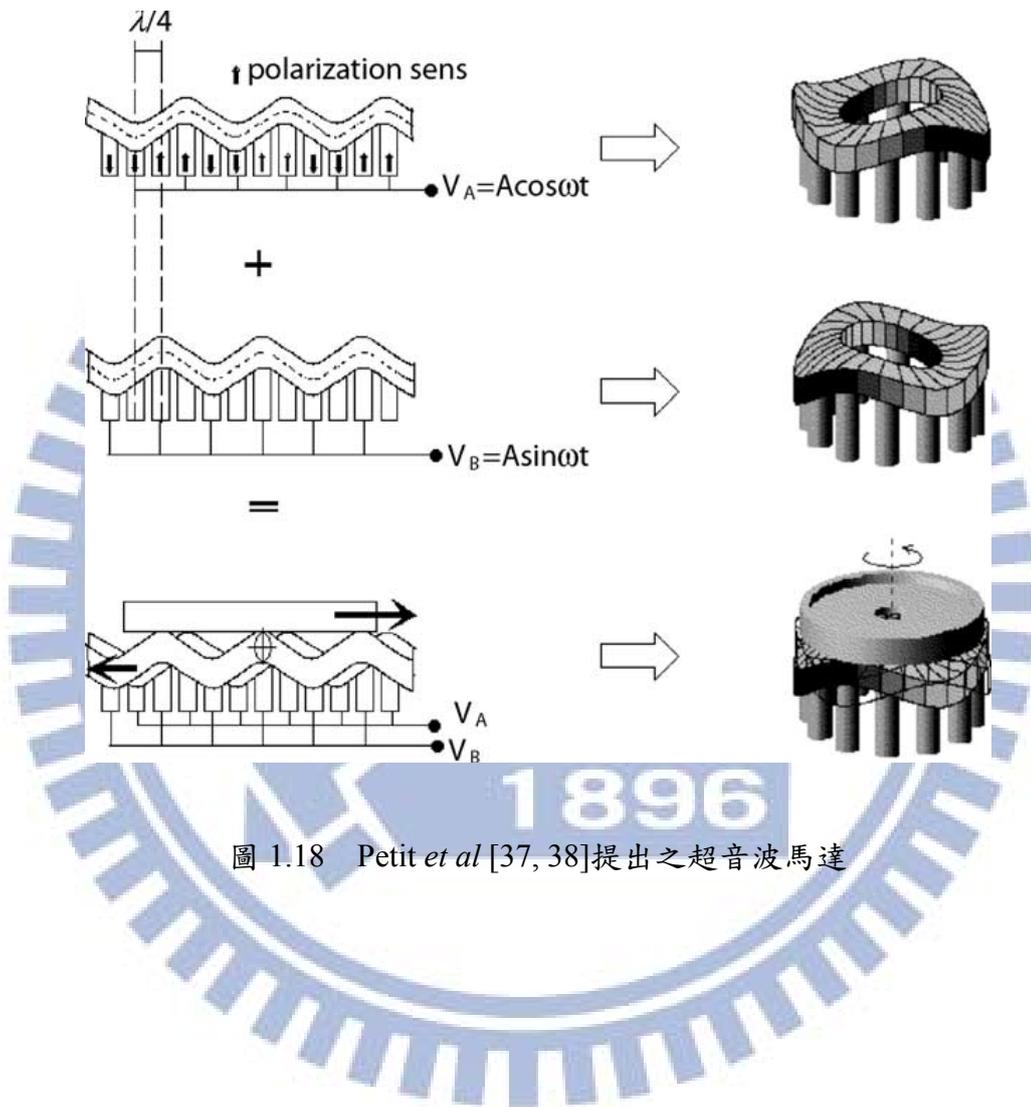


圖 1.18 Petit *et al* [37, 38]提出之超音波馬達

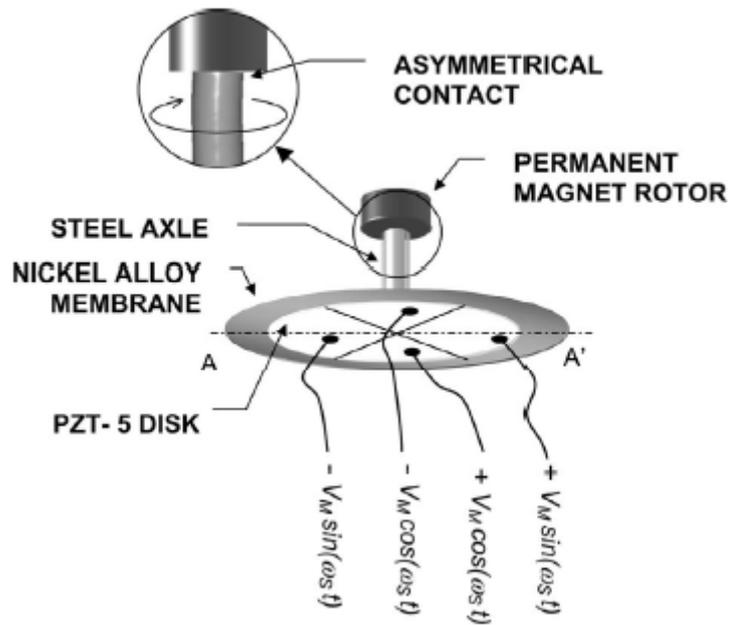


圖 1.19 Carotenuto *et al* [39, 40]提出之碟形超音波馬達

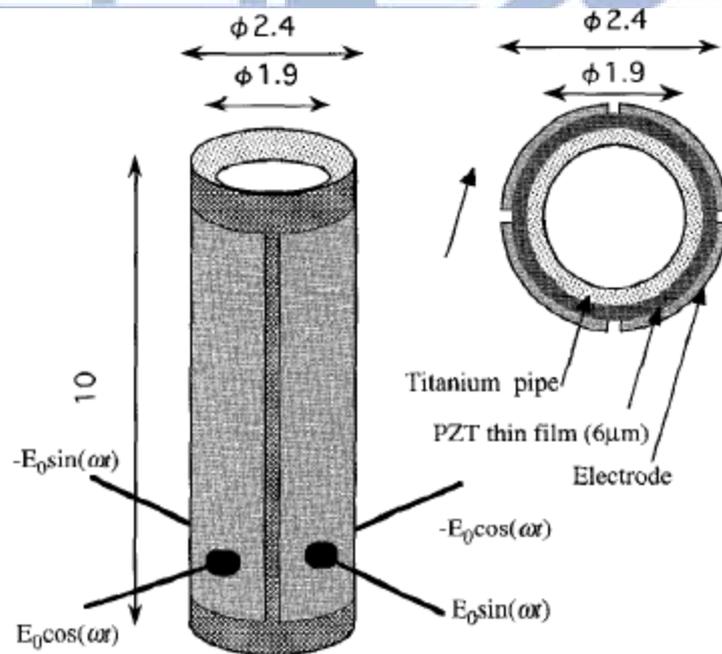


圖 1.20 Morita *et al* [41]提出之圓柱微型超音波馬達

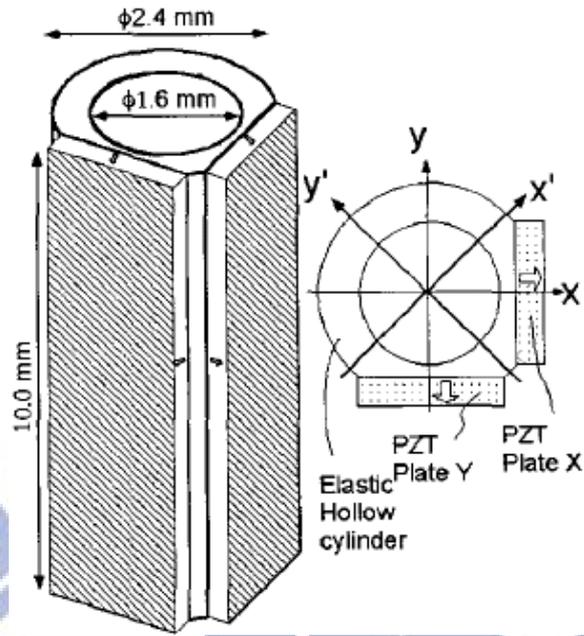


圖 1.21 Koc *et al* [42]提出之圓柱型超音波馬達

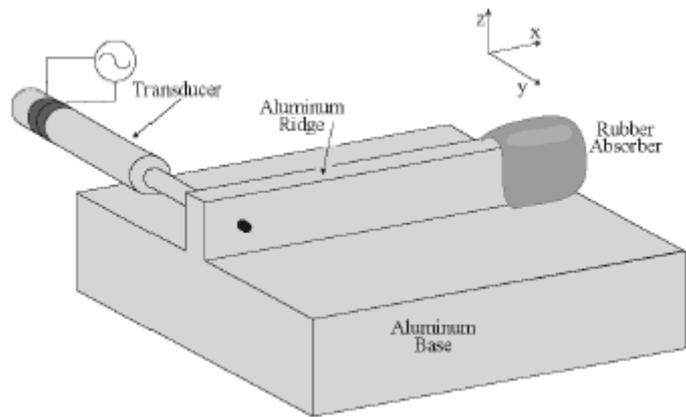


圖 1.22 Tominaga *et al* [43]提出之脊緣波線性超音波馬達

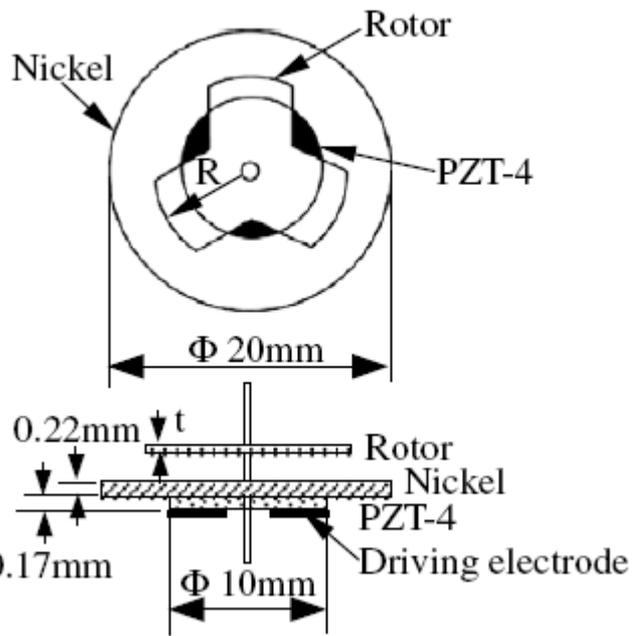


圖 1.23 Yang *et al* [44]提出之非接觸式碟形超音波馬達

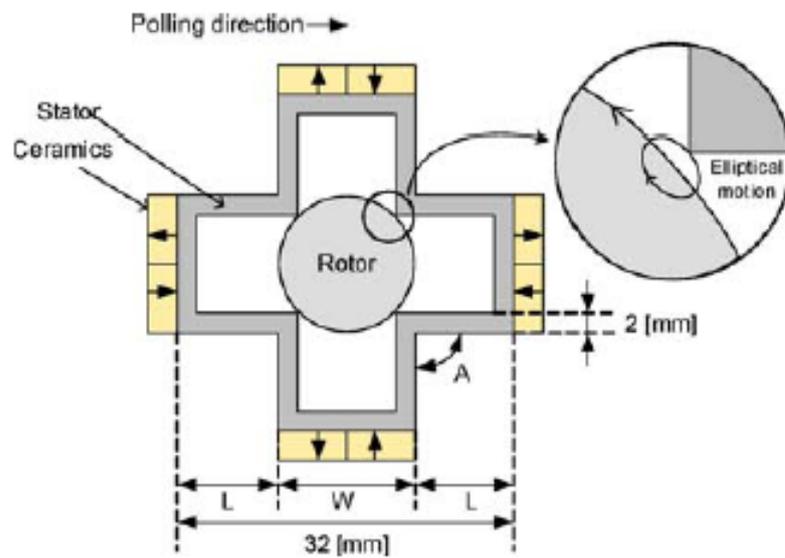
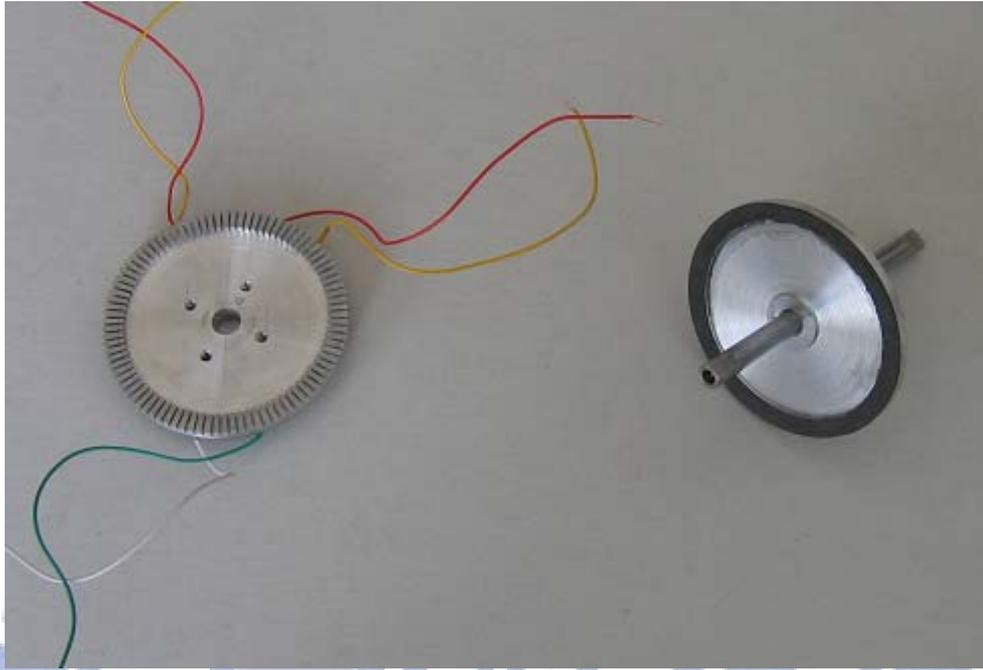
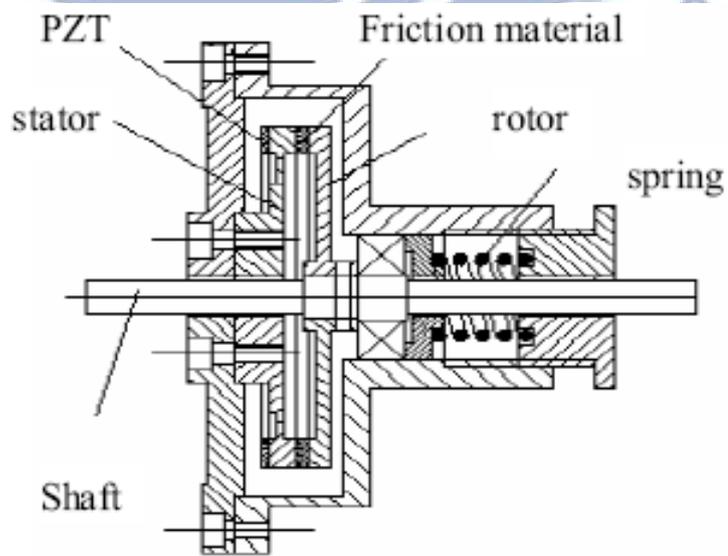


圖 1.24 Chong *et al* [45]提出之十字形超音波馬達

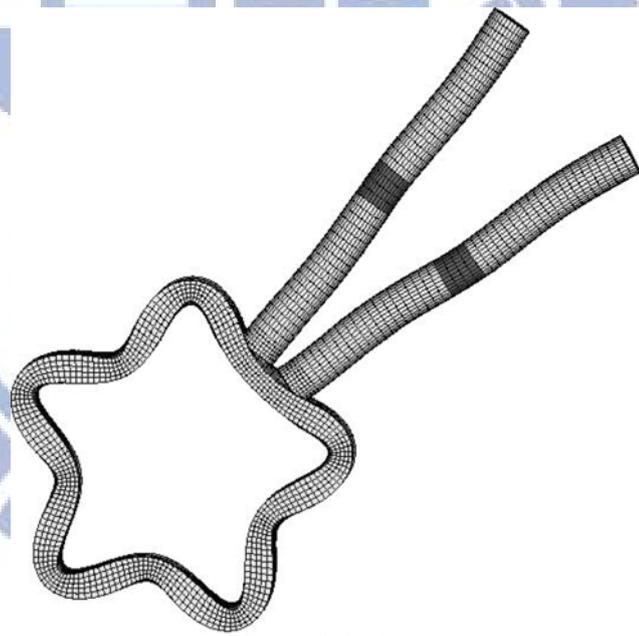
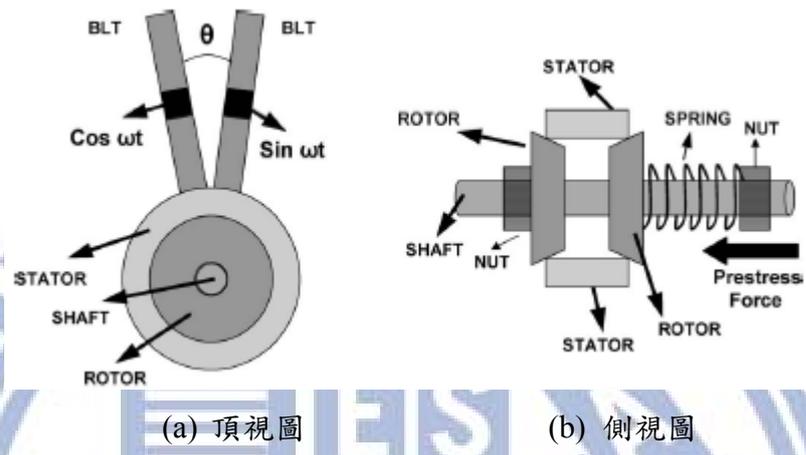


(a) 定子與轉子照片



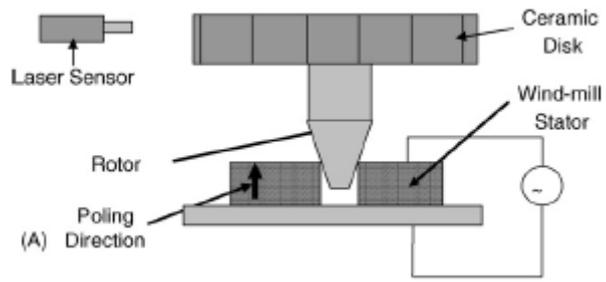
(b) 結構剖面圖

圖 1.25 Hao 與 Chen [46]提出圓盤環形的超音波馬達

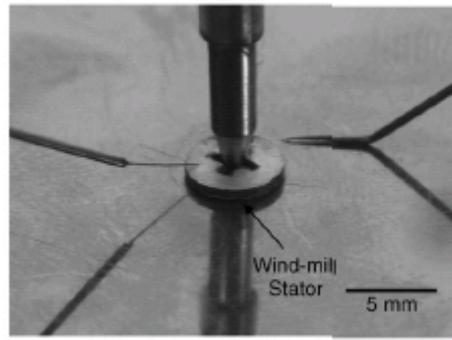


(c) 模擬與網格圖

圖 1.26 Iula 與 Pappalardo [47, 48]提出之圓管超音波馬達

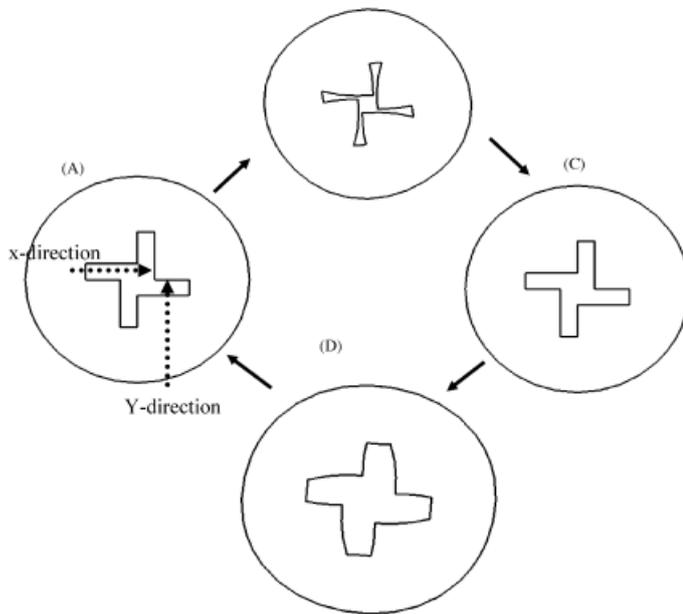


(a) 剖面圖



(B)

(b) 照片



(c) 動作順序示意圖

圖 1.27 Yoon *et al* [49]提出之捲曲磨軋型超音波馬達

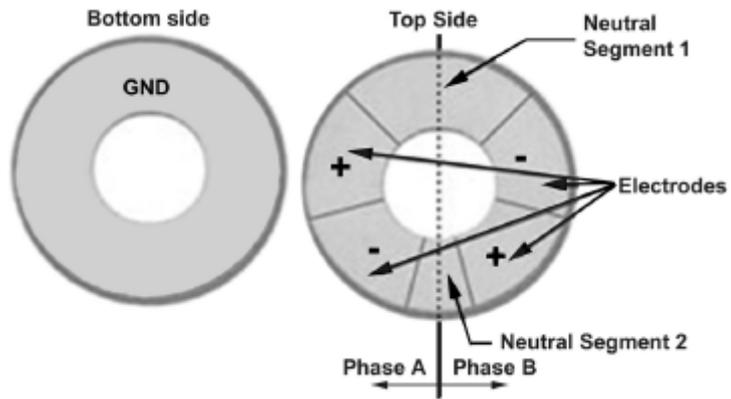


圖 1.28 Kuhn *et al* [50]認為壓電碟片厚度對超音波馬達影響很大

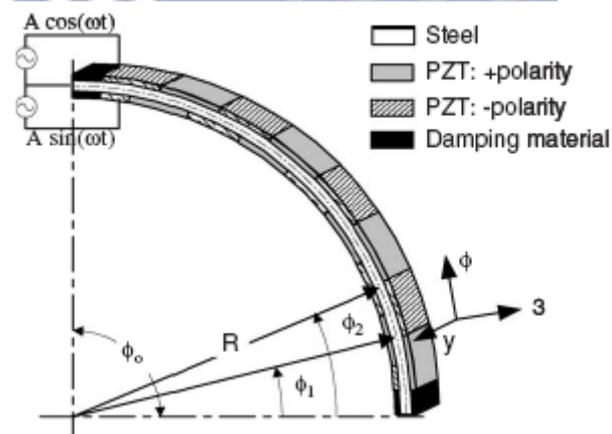


圖 1.29 Smithmaitrie *et al* [51]提出之圓弧拱門型超音波馬達

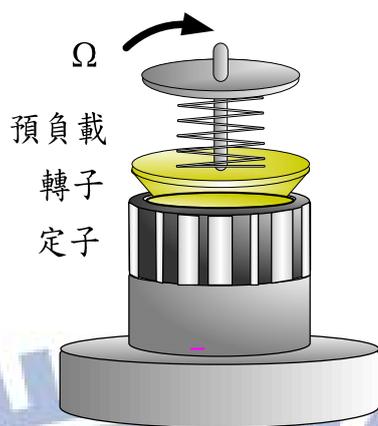


圖 1.30 李政良[52]提出之圓柱脊緣波超音波馬達

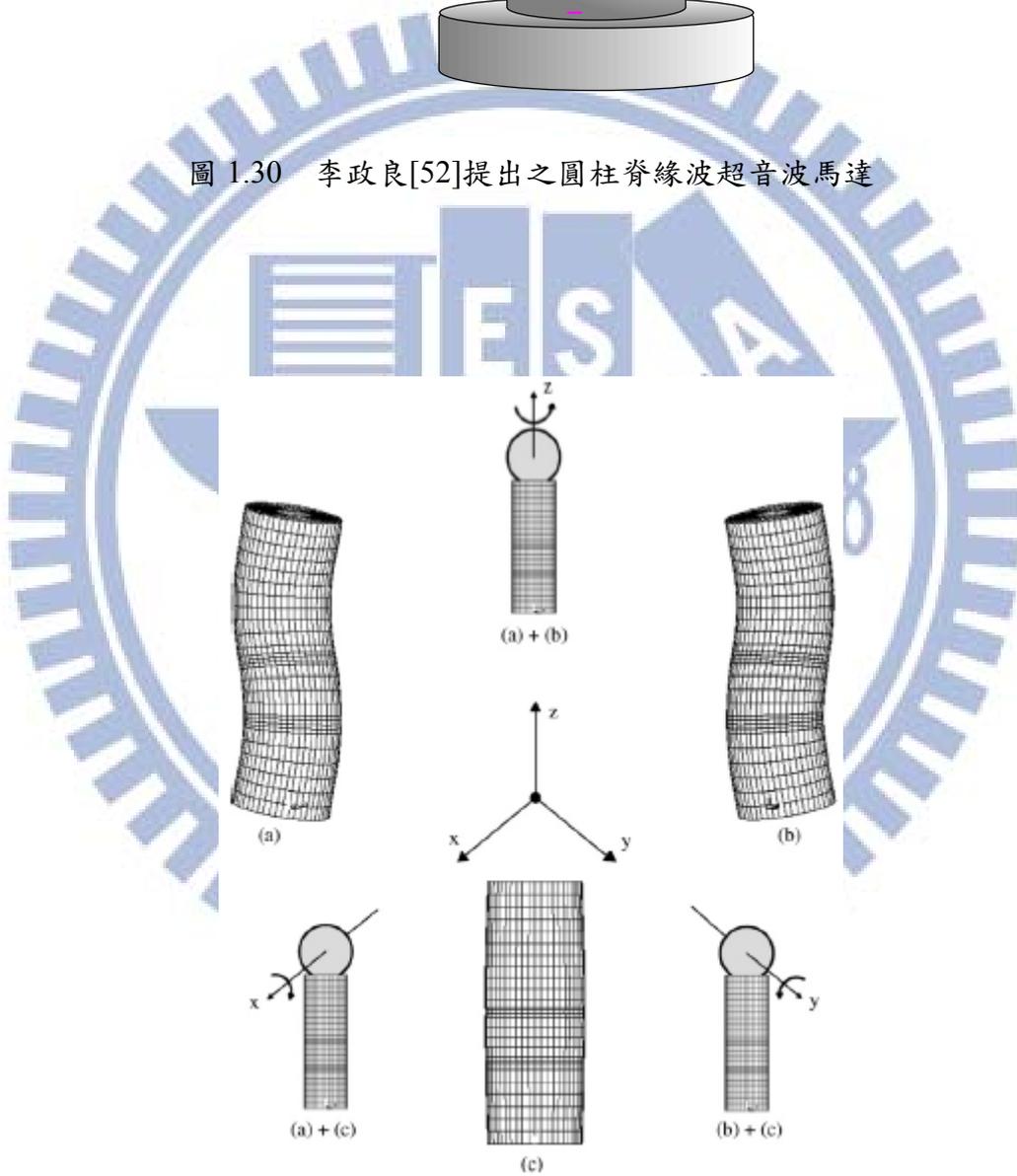


圖 1.31 Li *et al* [53]提出三維圓柱型超音波馬達

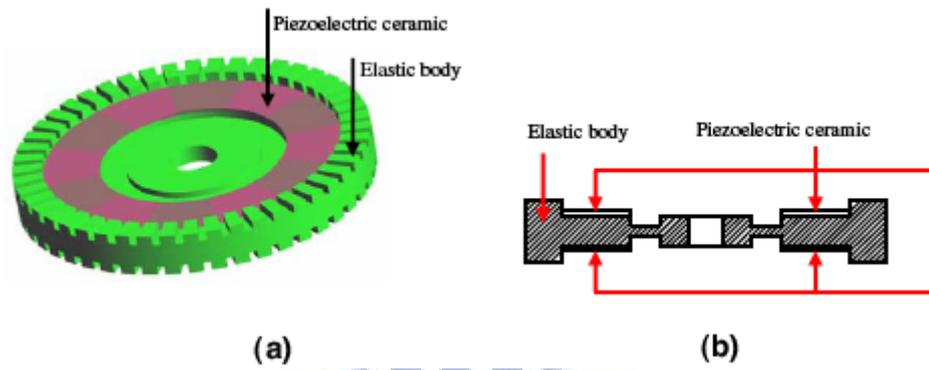


圖 1.32 Oh *et al* [54]提出雙面且有 48 齒狀結構之超音波馬達

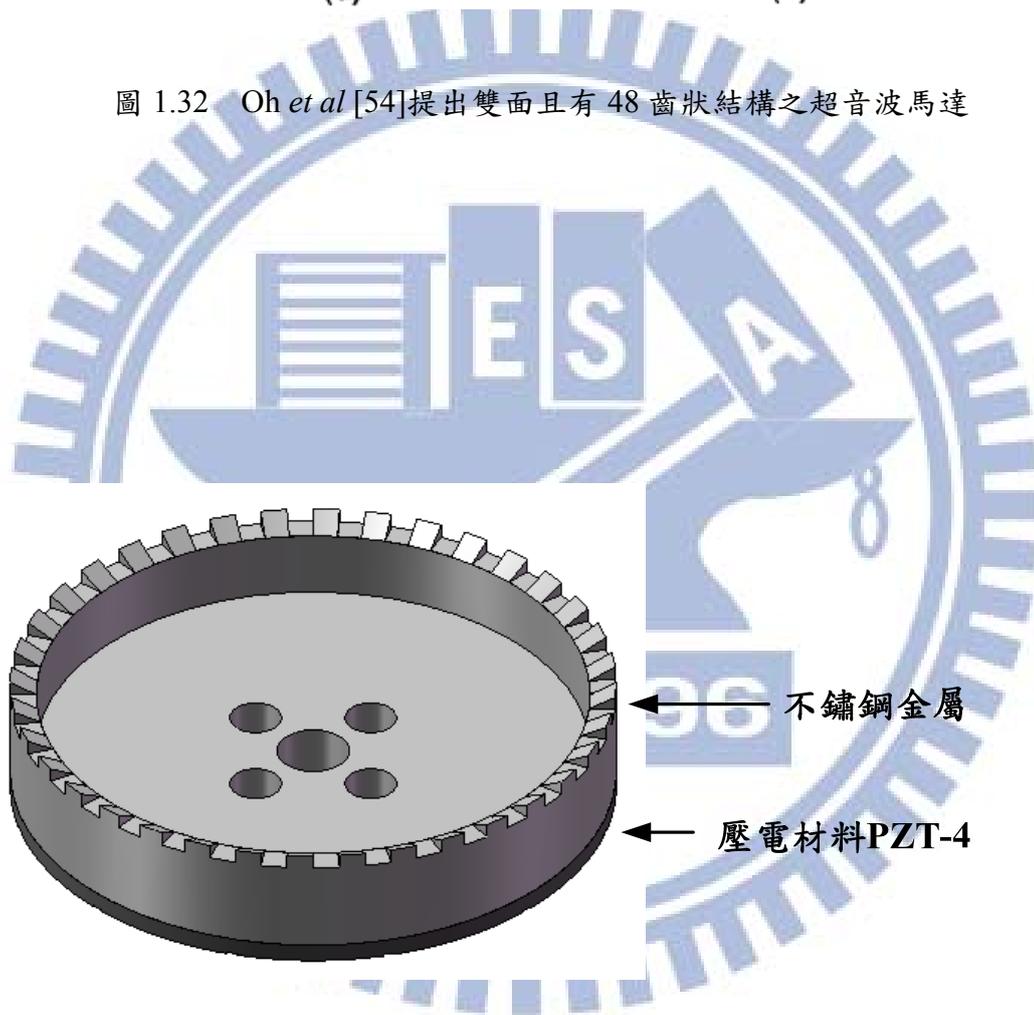


圖 1.33 鍾重光[55]提出之周向傳遞脊緣波超音波馬達

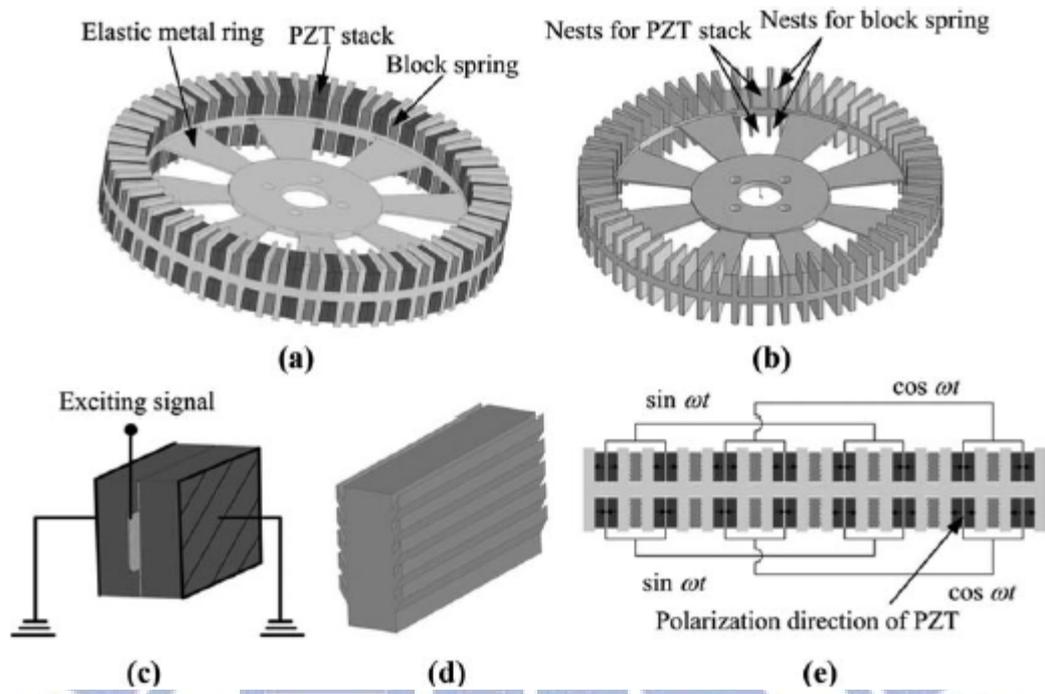


圖 1.34 Chen *et al* [56]提出環形具 64 齒狀凹槽之超音波馬達

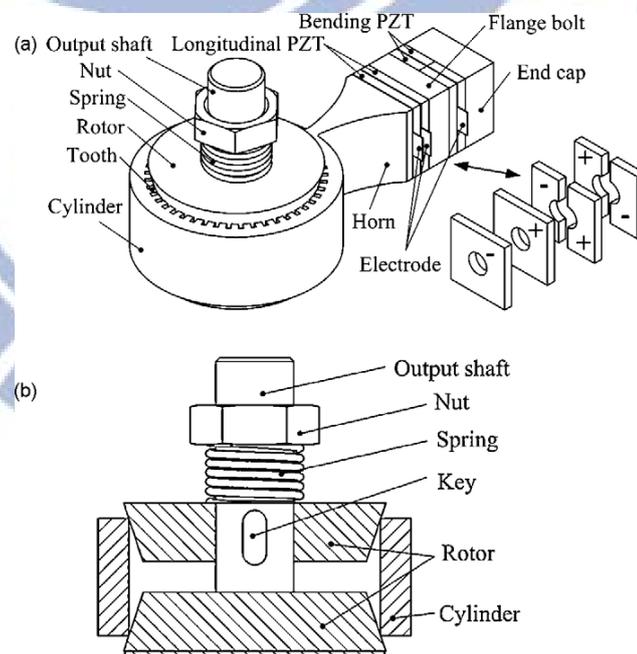
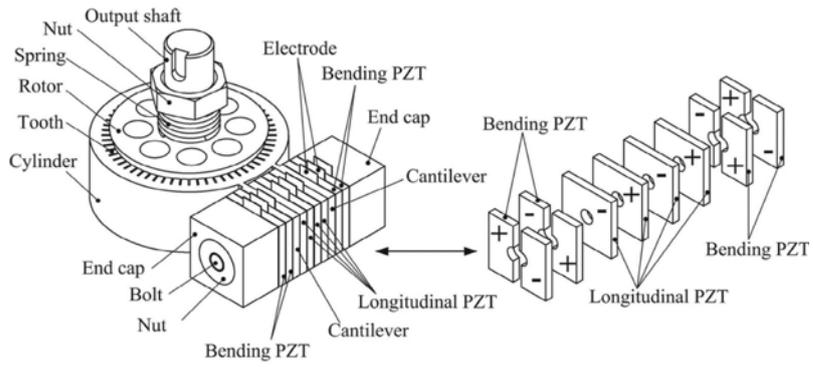
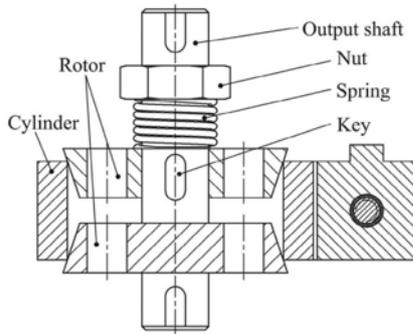


圖 1.35 Liu *et al* [57]提出以 Langeven 驅動之圓管超音波馬達



(a)



(b)

圖 1.36 Liu *et al* [58]提出以三明治式複合材料驅動之圓管超音波馬達

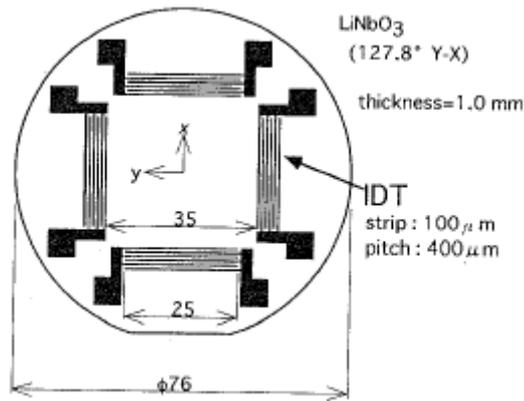


圖 1.37 Takahashi *et al* [59]提出指叉電極表面聲波馬達

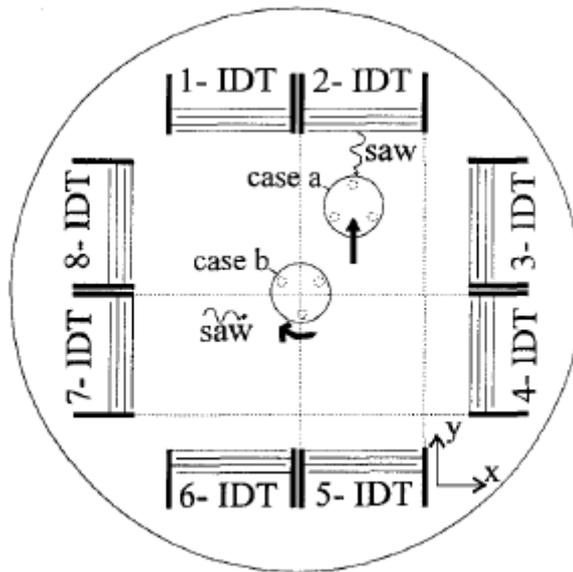


圖 1.38 Helin *et al* [60, 61]提出之表面聲波馬達

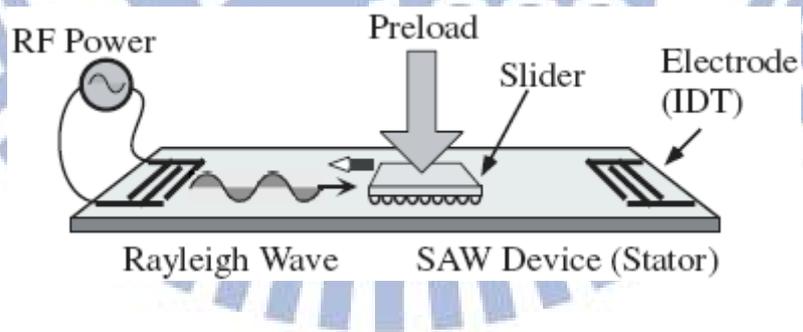


圖 1.39 Shigematsu *et al* [62, 63]提出之表面聲波馬達

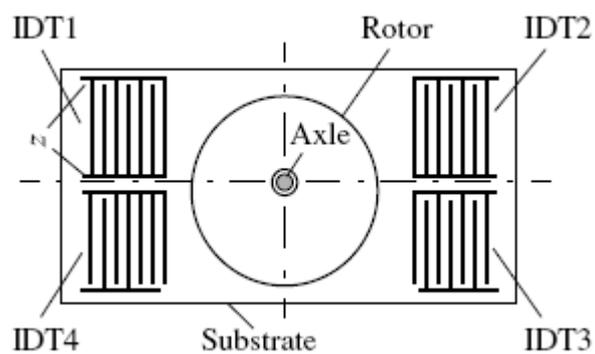


圖 1.40 Cheng *et al* [64]提出之表面聲波馬達

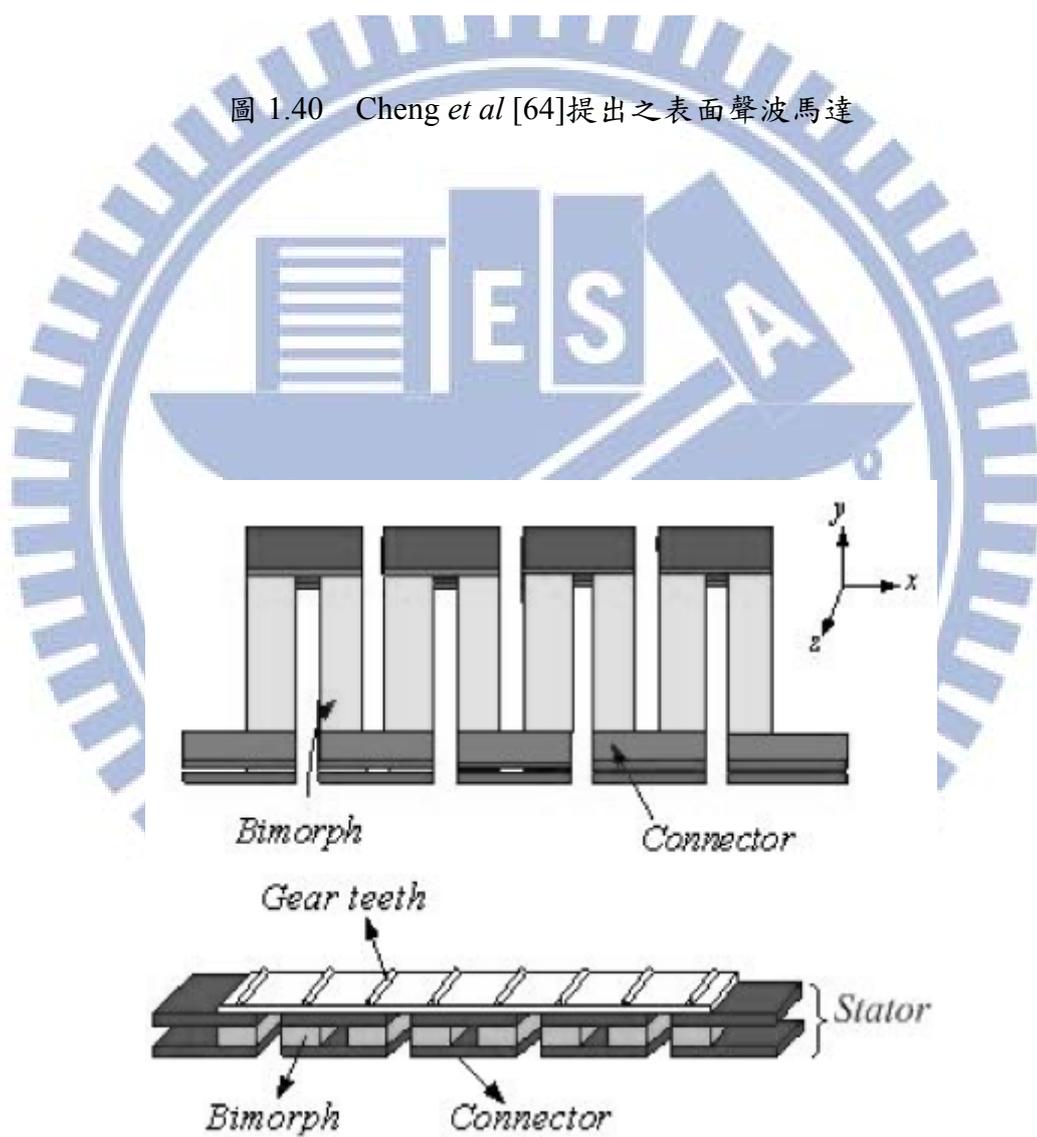


圖 1.41 Ting *et al* [66, 67]提出之線性超音波馬達

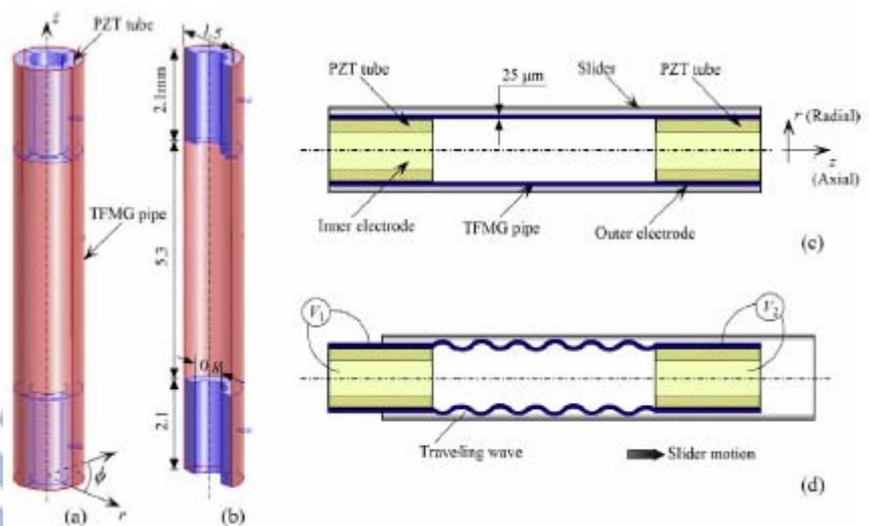


圖 1.42 Sun *et al* [73]提出之圓管線性超音波馬達

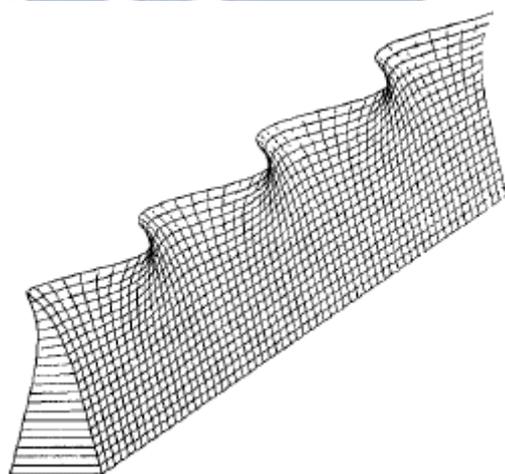


圖 1.43 Lagasse [8]提出線性楔形體聲波導示意圖

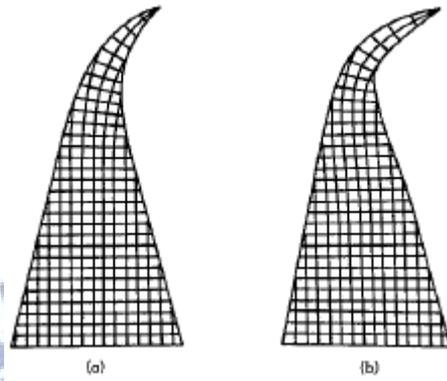


圖 1.44 Lagasse *et al* [75, 76] 提出楔形體截面之有限元素分析結果

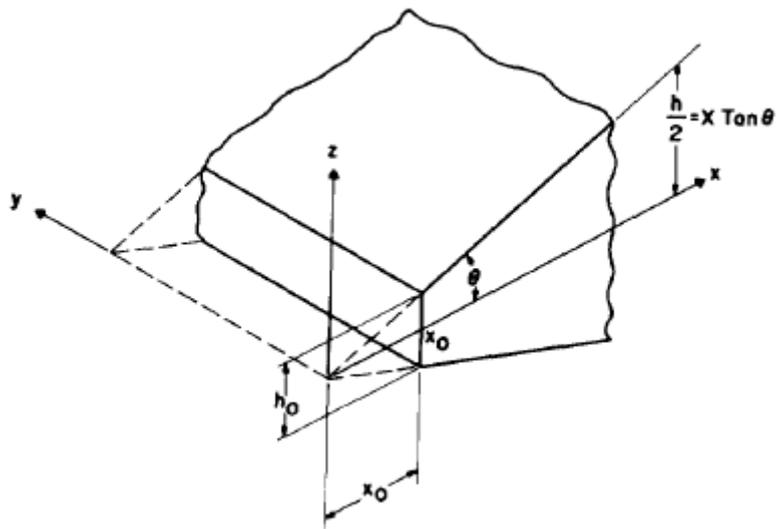
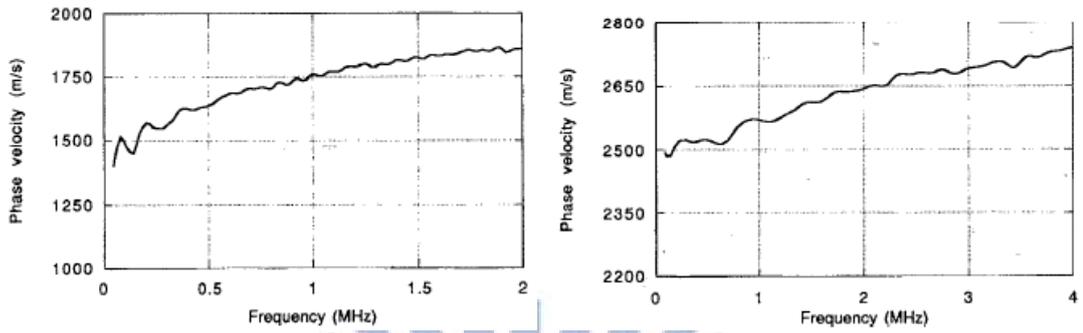


圖 1.45 Mckenna *et al* [77] 提出楔形體楔角寬度的影響



(a) 楔角 30 度之楔形體頻散曲線 (b) 楔角 60 度之楔形體頻散曲線

圖 1.46 Jia 與 de Billy [78, 79]量測之頻散曲線

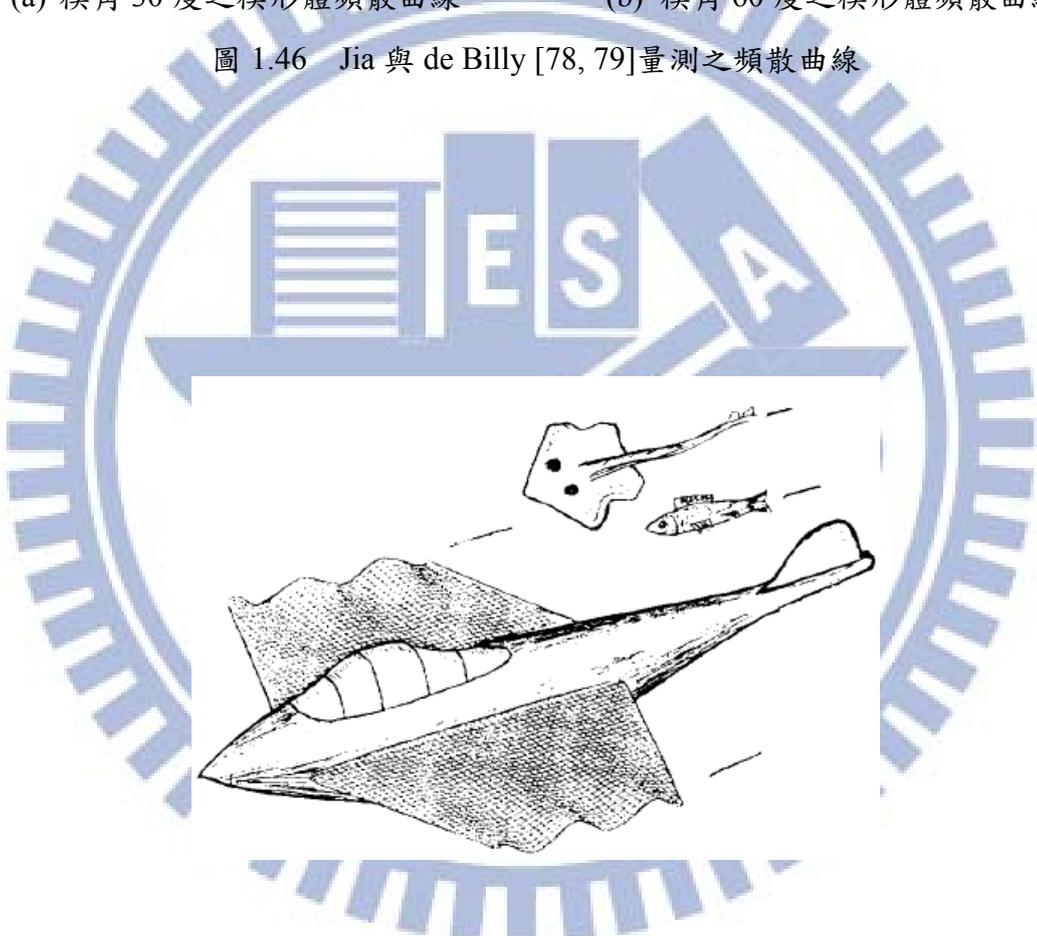
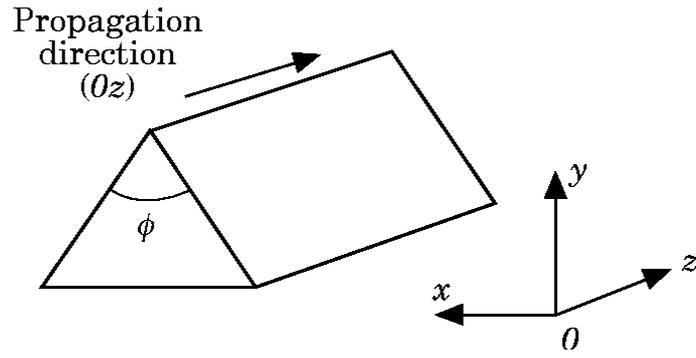
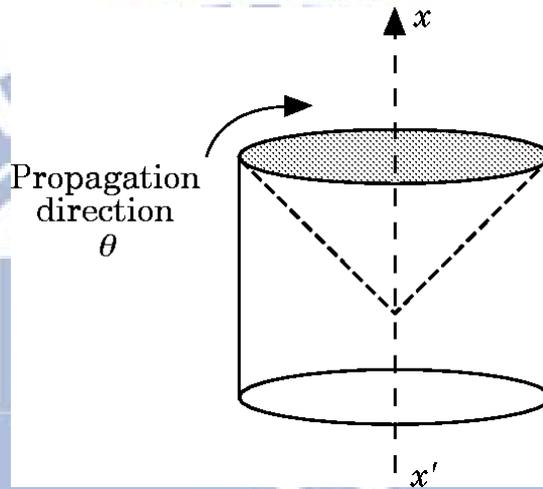


圖 1.47 Krylov [80]提出之類似魴魚的水翼船



(a) Linear waveguide



(b) Circular waveguide

圖 1.48 Hladky-Hennion [81]提出之線性與圓柱楔形體聲波導有限元素分析

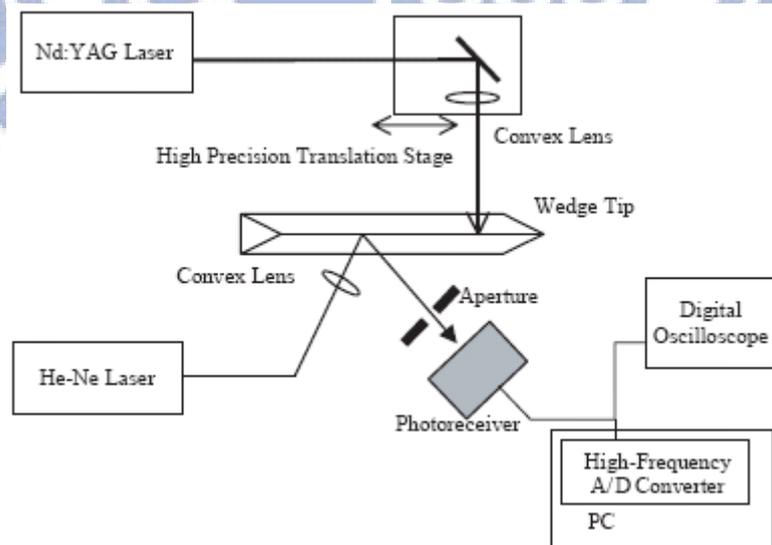


圖 1.49 Yang 與 Liaw [83, 84]提出之雷射超音波量測架構

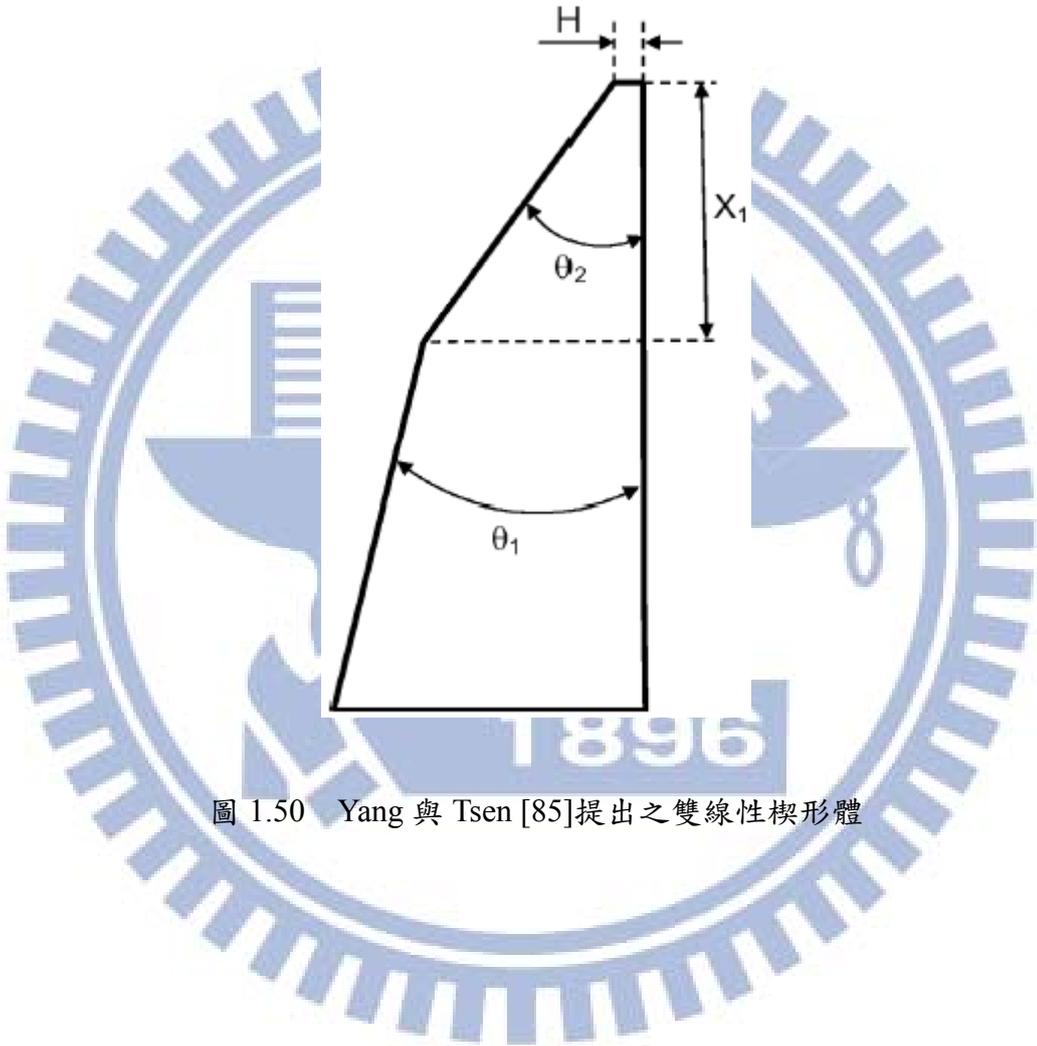


圖 1.50 Yang 與 Tsen [85]提出之雙線性楔形體

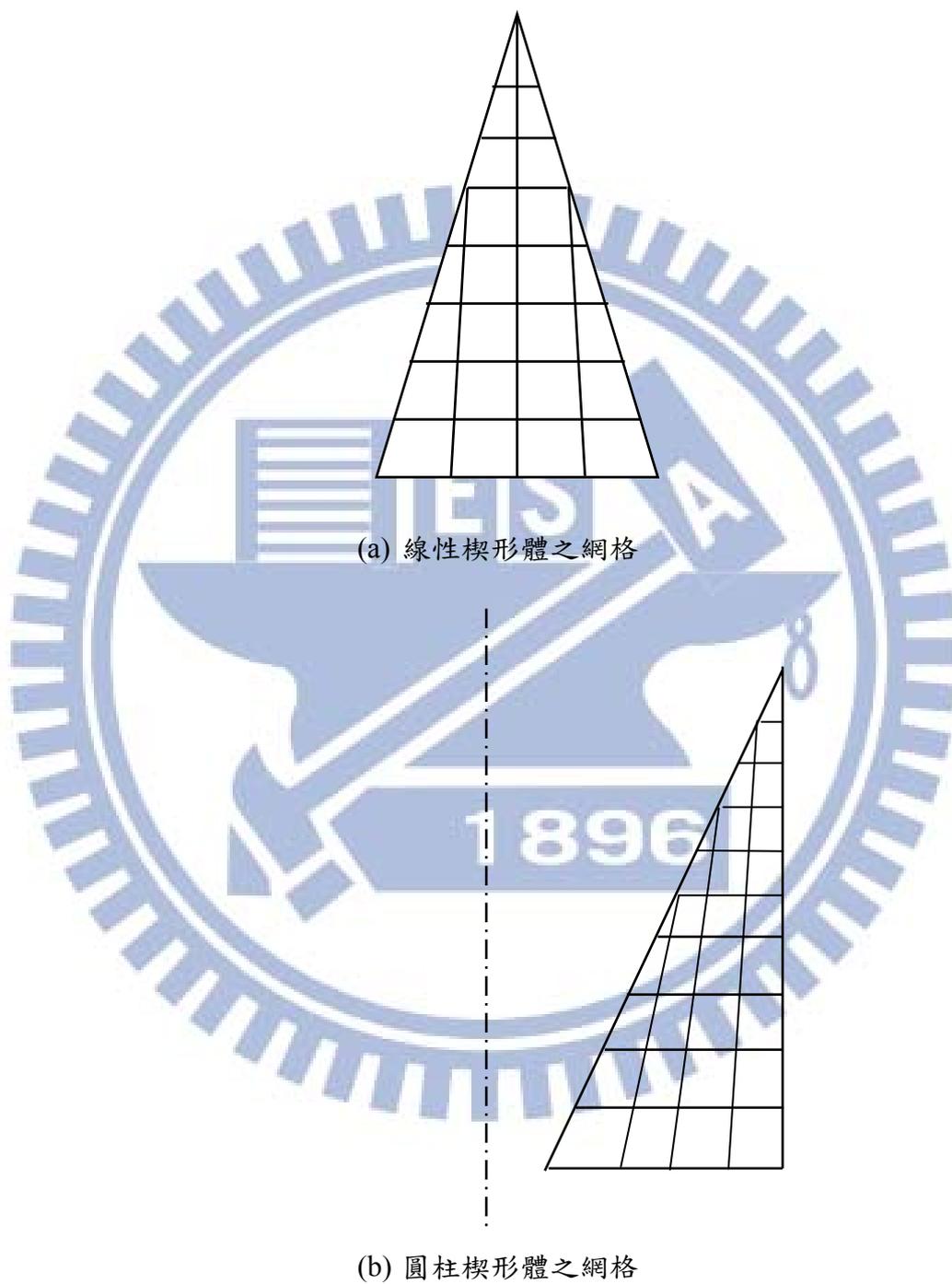
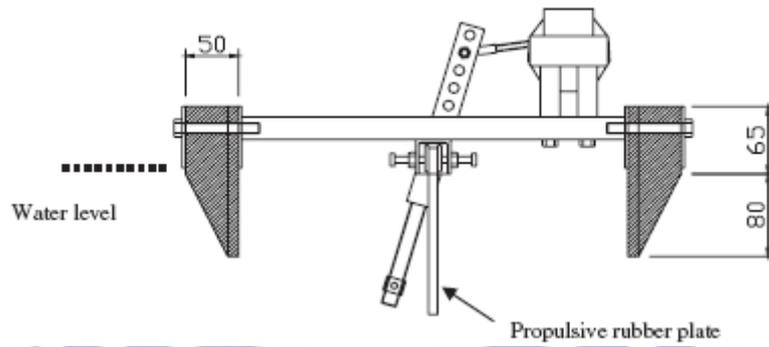


圖 1.51 陳俊男[86]以雙維有限元素分析線性與圓錐楔形體的導波



(a) 照片

Rear Elevation View



(b) 剖面圖

圖 1.52 Krylov 與 Rrichard [88,89]建造的雙體水翼船

二、理論分析

2.1 壓電效應與壓電材料

西元 1880 年間，居里兄弟皮爾(P. Curie)與傑克斯(J. Curie)在石英晶體上發現壓電效應(piezoelectric effect)，材料具有機械能與電能互換的現象[95]。壓電效應的產生是因為晶格內原子間的特殊排列方式，使材料的應力場與電場互相耦合的影響所造成。

壓電效應包含正壓電效應(direct piezoelectric effect)與逆壓電效應(converse piezoelectric effect)兩種。當壓電材料承受正向壓力時，為抵抗電耦極矩受到壓縮而變短之趨勢，產生電壓抗衡以維持原狀。參考圖 2.1(a)所示，當一機械應力作用於壓電材料時，材料體兩端產生一組與應力大小成正比例的電荷量，當應力的方向相反時，電壓的極性也隨之相反，稱為機械能轉換為電能的正壓電效應，大多應用於感測器上，如加速規及壓力感測器等等。如圖 2.1(b)所示，施加直流電場於壓電材料極化方向的兩端時，材料的變形會隨著電場的大小而改變，當電場的方向相反時，壓電材料的變形方向亦隨之反向；若改以施加交流電壓，材料的變形會隨著輸入電壓的頻率產生週期性振盪，此即電能轉換為機械能的逆壓電效應，市場上許多壓電致動器(piezoelectric actuator)利用此種效應製成，如壓電蜂鳴器及超音波馬達等等。

具有壓電效應的材料大致上可分為五大類，第一類為單晶類(single crystalline)、第二類為薄膜類(thin film)、第三類為高分子聚合物(polymer)、第四類為陶瓷(ceramics)、第五類為複合材料(composite materials)。各種壓電材料都有優缺點，例如單晶類有良好的溫度特性，但製造困難，需仰賴特殊的晶體成長(crystal growth)技術，特性受切面影響，且容易受到空氣的濕度而潮解，因此失去壓電性，例如：電氣石、羅德鹽等。薄膜類壓電材料的製造需要真空技術，不同真空條件會產生不同的材料特性。高分子類性質柔軟，可以做成非常薄的元件，但壓電參數小，需甚高的極化電場，例如：PVDF 在室溫時之極化電場需高達 4MV/mm。陶瓷類壓電材料活性(piezoelectric activity)安定，耐酸鹼，可製成任何形狀，居里溫度高，與高分子聚合物、複合材料一樣，在製造過程中需

要高壓極化處理，但是極化電場強度較高分子聚合物與壓電複合材料低甚多，例如：PZT 的極化電場只有 3kV/mm 左右。

壓電陶瓷具有耐工作溫度高、機械強度大、易於加工且成本低廉等優點，是目前工業應用最廣泛且實用性最高的壓電材料。銦鈦酸鉛 PZT 為壓電陶瓷的代表，具有優異的介電常數及機電耦合常數，化學性質穩定，操作溫度範圍大且製造容易，並可製成任何形狀，因此成為壓電材料應用的首選。本文即採用壓電陶瓷材料 PZT-4 作為超音波馬達致動器。

2.2 壓電材料的本構方程式

壓電效應為一種機械能與電能之間相互轉換的現象，對壓電材料施加應力時，會使得表面產生電荷而造成電位差，此效應稱之為正壓電效應，感測器(sensor)就是應用此效應感測輸出電壓，以推算其所受力。相反的，對壓電材料外加一電場而導致其形變，此效應稱為逆壓電效應，一般壓電致動器(actuator)即利用此效應當驅動源。其正壓電效應輸出電場的方向和逆壓電效應造成應變的方向，已示於圖 2.1。

壓電特性在工作頻率遠低於電磁波的頻率及溫度在室溫的操作情況之下，磁場與溫度的效應可以忽略，可利用以下之 e 型式壓電方程式(e-type piezoelectric equation)來表示：

$$\begin{aligned} T_m &= \sum_{n=1}^6 c_{mn}^E S_n - \sum_{j=1}^3 e_{jm} E_j \\ D_i &= \sum_{n=1}^6 e_{in} S_n + \sum_{j=1}^3 \varepsilon_{ij}^S E_j \end{aligned} \quad (2.1)$$

其中 $m = 1\sim 6$ 為應力(stress)與應變(strain)之自由度， $i = 1\sim 3$ 為電位移(electric displacement)之自由度， S_n 為第 n 個自由度之應變， T_m 為第 m 個自由度之應力， E_j 為第 j 個自由度之電場(electric field)， D_i 為第 i 個自由度之電位移， c_{mn} 為 6×6 彈性勁度常數(elastic stiffness constants)矩陣， ε_{ij} 為 3×3 介電常數(dielectric constants)矩陣， e_{in} 為 3×6

壓電應力常數(piezoelectric stress constants)矩陣， d_{im} 為壓電參數(piezoelectric parameters)， s_{mn} 為彈力柔性常數(elastic compliance constants)，壓電材料的機電特性需要以 9×9 矩陣表示。

將下標簡化之後的 e-type 壓電方程式可改寫為

$$\begin{aligned} \mathbf{T} &= \mathbf{c}^E \mathbf{S} - \mathbf{e}^T \mathbf{E} \\ \mathbf{D} &= \mathbf{e} \mathbf{S} + \boldsymbol{\varepsilon}^S \mathbf{E} \end{aligned} \quad (2.2)$$

依據 IEEE Standard on Piezoelectricity[91]文獻所述，壓電材料受電場或機械力作用的本構方程式表示如下：

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \\ D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} & C_{15} & C_{16} & -e_{11} & -e_{21} & -e_{31} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} & C_{25} & C_{26} & -e_{12} & -e_{22} & -e_{32} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} & C_{35} & C_{36} & -e_{13} & -e_{23} & -e_{33} \\ C_{41} & C_{42} & C_{43} & C_{44} & C_{45} & C_{46} & -e_{14} & -e_{24} & -e_{34} \\ C_{51} & C_{52} & C_{53} & C_{54} & C_{55} & C_{56} & -e_{15} & -e_{25} & -e_{35} \\ C_{61} & C_{62} & C_{63} & C_{64} & C_{65} & C_{66} & -e_{16} & -e_{26} & -e_{36} \\ e_{11} & e_{12} & e_{13} & e_{14} & e_{15} & e_{16} & \varepsilon_{11} & \varepsilon_{12} & \varepsilon_{13} \\ e_{21} & e_{22} & e_{23} & e_{24} & e_{25} & e_{26} & \varepsilon_{21} & \varepsilon_{22} & \varepsilon_{23} \\ e_{31} & e_{32} & e_{33} & e_{34} & e_{35} & e_{36} & \varepsilon_{31} & \varepsilon_{32} & \varepsilon_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \\ E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

本研究數值分析採用的壓電陶瓷材料為 PZT-4，屬於六方(hexagonal crystal)晶系，具有橫向等向性(例如 PZT-4 之 $c_{31}=c_{32}$)的壓電陶瓷材料，若其極化方向平行於 $z(x_3)$ 軸，則壓電陶瓷材料的彈性剛度矩陣為

$$\mathbf{c}^E = \begin{bmatrix} c_{11}^E & c_{12}^E & c_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ c_{12}^E & c_{11}^E & c_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ c_{13}^E & c_{13}^E & c_{33}^E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44}^E & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44}^E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_{66}^E \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

壓電應力常數矩陣為

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 & 0 \\ e_{31} & e_{31} & e_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

介電常數矩陣為

$$\boldsymbol{\varepsilon}^S = \begin{bmatrix} \varepsilon_{11}^S & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11}^S & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33}^S \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

綜合上述，PZT-4 的本構方程式可表示如下

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \\ D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -e_{31} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -e_{31} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -e_{33} \\ 0 & 0 & 0 & C_{44} & 0 & 0 & 0 & -e_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{44} & 0 & -e_{15} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{66} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 & \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_{11} & 0 \\ e_{31} & e_{31} & e_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \\ E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

2.3 壓電結構的動態方程式

漢彌頓原理(Hamilton's Principle)為彈性體受外力作用而達到動能平衡時，其總勢能的一次變分滿足下式：

$$\delta \int_{t_1}^{t_2} (T - H) dt + \int_{t_1}^{t_2} \delta W dt = 0 \quad (2.8)$$

而且在起始與結束時間 t_1 及 t_2 時，所有場變數的變分為 0，其中 T 、 H 為彈性體的總動能及焓(enthalpy)， W 為外力及表面電荷所做的功。假設壓電材料受微體力 P_b (body force)、表面曳力 P_s (surface traction)、集中力 P_c (point force)、表面電荷 σ (surface charge) 的作用，機械力及表面電荷所作的虛功分別表示如下：

$$\delta W = \int_{\Omega} \delta \mathbf{d}^T \mathbf{P}_b d\Omega + \int_{\Gamma_1} \delta \mathbf{d}^T \mathbf{P}_S d\Gamma_1 + \delta \mathbf{d}^T \mathbf{P}_C - \int_{\Gamma_2} \boldsymbol{\sigma} \delta \varphi d\Gamma_2 \quad (2.9)$$

此處 φ 為電位， Γ_1 為表面曳力的作用面， Γ_2 為電荷的作用面，而材料內部的動能及應變能表示如下：

$$T = \int_{\Omega} \frac{1}{2} \rho \dot{\mathbf{d}}^T \dot{\mathbf{d}} d\Omega \quad (2.10)$$

$$U = \int_{\Omega} \left\{ \frac{1}{2} \mathbf{S}^T \mathbf{T} + \frac{1}{2} \mathbf{E}^T \mathbf{D} \right\} d\Omega \quad (2.11)$$

此處， ρ 為材料密度， Ω 表示體積。材料內部因機電效應所產生的焓定義為應變能與電勢能的差，表示如下

$$H = U - \int_{\Omega} \mathbf{E}^T \mathbf{D} d\Omega = \int_{\Omega} \frac{1}{2} (\mathbf{S}^T \mathbf{T} - \mathbf{E}^T \mathbf{D}) d\Omega \quad (2.12)$$

將(2.9)式至(2.12)式代入(2.8)式中，經過整理得到如下

$$\begin{aligned} & \int_{t_1}^{t_2} \delta \left\{ \int_{\Omega} \left[\frac{1}{2} \rho \dot{\mathbf{d}}^T \dot{\mathbf{d}} - \frac{1}{2} (\mathbf{S}^T \mathbf{cS} - \mathbf{S}^T \mathbf{e}^T \mathbf{E} - \mathbf{E}^T \mathbf{eS} - \mathbf{E}^T \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{E}) \right] d\Omega \right\} dt \\ & + \int_{t_1}^{t_2} \left\{ \int_{\Omega} \delta \mathbf{d}^T \mathbf{P}_b d\Omega + \int_{\Gamma_1} \delta \mathbf{d}^T \mathbf{P}_S d\Gamma_1 + \delta \mathbf{d}^T \mathbf{P}_C - \int_{\Gamma_2} \boldsymbol{\sigma} \delta \varphi d\Gamma_2 \right\} dt = 0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

將(2.13)式以分部積分(integration by parts)處理，並考慮場變數在 t_1 與 t_2 時間之變分為零的限制，可得

$$\begin{aligned} & \int_{t_1}^{t_2} \left\{ \int_{\Omega} \left(-\rho \delta \mathbf{d}^T \ddot{\mathbf{d}} - \delta \mathbf{S}^T \mathbf{cS} + \delta \mathbf{E}^T \mathbf{eS} + \delta \mathbf{S}^T \mathbf{e}^T \mathbf{E} + \delta \mathbf{E}^T \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{E} + \delta \mathbf{d}^T \mathbf{P}_b \right) d\Omega \right. \\ & \left. + \int_{\Gamma_1} \delta \mathbf{d}^T \mathbf{P}_S d\Gamma_1 - \int_{\Gamma_2} \boldsymbol{\sigma} \delta \varphi d\Gamma_2 + \delta \mathbf{d}^T \mathbf{P}_C \right\} dt = 0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

2.4 雙維有限元素分析

將所有考慮的彈性體或壓電材料之空間雜散成許多連續的小元素如圖 2.2 所示，每個元素內部任一點的位移及電位可以表示成形狀函數(shape function)或內插函數(interpolation function)及元素節點位移與電位的乘積，不同的元素具有不同的內插函

數。各個元素內的位移向量 \mathbf{u} 和電位 φ ，可經由內插函數矩陣 N_u 和 N_ϕ 表示如下

$$\begin{aligned}\mathbf{u} &= \mathbf{N}_u \mathbf{d} \\ \varphi &= \mathbf{N}_\phi \Phi\end{aligned}\quad (2.15)$$

此處 \mathbf{d} 為節點的位移向量， Φ 為節點的電位向量。考慮圓柱型聲波導之導波沿著圓周方向波傳，波動在與周向垂直之截面維持共振型態。在圓柱座標系統下，將位移分量與電位合併成一向量，定義如下：

$$\begin{Bmatrix} \mathbf{u} \\ \varphi \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} u_r(r, z) \\ u_x(r, z) \\ u_\theta(r, z) \\ \varphi(r, z) \end{Bmatrix} e^{jn\theta}\quad (2.16)$$

其中， $2\pi R = n\lambda = n(2\pi/k)$ ，且 $n = kR$ ，波傳因子 $e^{jn\theta}$ 中的 n 代表沿著圓周方向波傳的周向波數， k 為空間頻率(spatial frequency)。

本文所使用的元素為二維的四節點等參單元(iso-parametric element)Q4，在各個離散元素內的位移向量與電位向量以內插函數近似如下：

$$\begin{aligned}u_r &= (N_1 u_r^1 + N_2 u_r^2 + N_3 u_r^3 + N_4 u_r^4) e^{jn\theta} \\ u_z &= (N_1 u_z^1 + N_2 u_z^2 + N_3 u_z^3 + N_4 u_z^4) e^{jn\theta}\end{aligned}\quad (2.17)$$

$$\begin{aligned}u_\theta &= j(N_1 u_\theta^1 + N_2 u_\theta^2 + N_3 u_\theta^3 + N_4 u_\theta^4) e^{jn\theta} \\ \varphi &= (N_1 \varphi_1 + N_2 \varphi_2 + N_3 \varphi_3 + N_4 \varphi_4) e^{jn\theta}\end{aligned}\quad (2.18)$$

此處位移 u_θ 引入複數 j 是為了滿足頻率域下之平衡方程式。其中各個向量定義如下

$$\begin{aligned}
\mathbf{u} &= [u_r \quad u_z \quad u_\theta]^T \\
\Phi &= [\varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \varphi_3 \quad \varphi_4]^T \\
\mathbf{N}_u &= [N_{u1} \quad N_{u2} \quad N_{u3} \quad N_{u4}] \\
\mathbf{N}_{ui} &= \begin{bmatrix} N_i & 0 & 0 \\ 0 & N_i & 0 \\ 0 & 0 & jN_i \end{bmatrix} e^{jn\theta} \\
\mathbf{N}_\phi &= [N_1 \quad N_2 \quad N_3 \quad N_4] \\
N_i &= \frac{1}{4}(1 + \xi\xi_i)(1 + \eta\eta_i) \\
\mathbf{d} &= [\mathbf{d}_1 \quad \mathbf{d}_2 \quad \mathbf{d}_3 \quad \mathbf{d}_4] \\
\mathbf{d}_i &= [u_r^i \quad u_z^i \quad u_\theta^i]
\end{aligned} \tag{2.19}$$

應變 \mathbf{S} 與位移 \mathbf{d} 的關係及電場 \mathbf{E} 與電位 Φ 的關係分別表示為

$$\begin{aligned}
\mathbf{S} &= \mathbf{B}_u \mathbf{d} \\
\mathbf{E} &= -\mathbf{B}_\phi \Phi
\end{aligned} \tag{2.20}$$

其中

$$\begin{aligned}
\mathbf{B}_u &= [\mathbf{B}_{u1} \quad \mathbf{B}_{u2} \quad \mathbf{B}_{u3} \quad \mathbf{B}_{u4}] \\
\mathbf{B}_{ui} &= \begin{bmatrix} \partial N_i / \partial z & 0 & 0 \\ 0 & \partial N_i / \partial r & 0 \\ 0 & N_i / r & -n(\partial N_i / \partial r) \\ 0 & jn(N_i / r) & j(\partial N_i / \partial r - (N_i / r)) \\ jn(\partial N_i / \partial r) & 0 & j(\partial N_i / \partial z) \\ \partial N_i / \partial r & \partial N_i / \partial z & 0 \end{bmatrix} e^{jn\theta}
\end{aligned} \tag{2.21}$$

$$\mathbf{B}_\phi = [-\partial N_i / \partial r \quad -\partial N_i / \partial z \quad 0] e^{jn\theta}$$

將位移向量、電位、應變、電場強度，表示成形狀函數及元素節點的位移與電位的

乘積，整理如下

$$\begin{cases} \mathbf{u} = \mathbf{N}_u \mathbf{d} \\ \varphi = \mathbf{N}_\phi \Phi \\ \mathbf{S} = \mathbf{B}_u \mathbf{d} \\ \mathbf{E} = -\mathbf{B}_\phi \Phi \end{cases} \tag{2.22}$$

其一次變分式為

$$\begin{cases} \delta \mathbf{u} = \mathbf{N}_u \delta \mathbf{d} \\ \delta \phi = \mathbf{N}_\phi \delta \Phi \\ \delta \mathbf{S} = \mathbf{B}_u \delta \mathbf{d} \\ \delta \mathbf{E} = -\mathbf{B}_\phi \delta \Phi \end{cases} \quad (2.23)$$

將(2.22)式與(2.23)式代入(2.14)式，整理 $\delta \mathbf{d}$ 項，可得一組平衡方程式

$$\begin{aligned} & \int_{\Omega} \rho \mathbf{N}_u^T \mathbf{N}_u d\Omega \ddot{\mathbf{d}} + \int_{\Omega} \mathbf{B}_u^T \mathbf{c} \mathbf{B}_u d\Omega \mathbf{d} + \int_{\Omega} \mathbf{B}_u^T \mathbf{e} \mathbf{B}_\phi d\Omega \Phi \\ & = \int_{\Omega} \mathbf{N}_u^T \mathbf{P}_b d\Omega + \int_{\Gamma_1} \mathbf{N}_u^T \mathbf{P}_s d\Gamma_1 + \mathbf{N}_u^T \mathbf{P}_c \end{aligned} \quad (2.24)$$

再整理 $\delta \Phi$ 項，可得另一組與(2.24)式線性獨立的平衡方程式

$$\int_{\Omega} \mathbf{B}_\phi^T \mathbf{e} \mathbf{B}_u d\Omega \mathbf{d} - \int_{\Omega} \mathbf{B}_\phi^T \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{B}_\phi d\Omega \Phi = - \int_{\Gamma_2} \mathbf{N}_\phi \boldsymbol{\sigma} d\Gamma_2 \quad (2.25)$$

整理(2.24)式與(2.25)式可得到動力平衡方程式如下

$$\begin{bmatrix} \mathbf{M} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{\mathbf{d}} \\ \ddot{\Phi} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{uu} & \mathbf{K}_{u\phi} \\ \mathbf{K}_{\phi u} & \mathbf{K}_{\phi\phi} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \mathbf{d} \\ \Phi \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{Q} \end{Bmatrix} \quad (2.26)$$

其中

$$\mathbf{M} = \int_{\Omega} \rho \mathbf{N}_u^T \mathbf{N}_u d\Omega \quad (2.27)$$

$$\mathbf{K}_{uu} = \int_{\Omega} \mathbf{B}_u^T \mathbf{c} \mathbf{B}_u d\Omega \quad (2.28)$$

$$\mathbf{K}_{u\phi} = \int_{\Omega} \mathbf{B}_u^T \mathbf{e} \mathbf{B}_\phi d\Omega \quad (2.29)$$

$$\mathbf{K}_{\phi u} = \int_{\Omega} \mathbf{B}_\phi^T \mathbf{e} \mathbf{B}_u d\Omega \quad (2.30)$$

$$\mathbf{K}_{\phi\phi} = - \int_{\Omega} \mathbf{B}_\phi^T \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{B}_\phi d\Omega \quad (2.31)$$

$$\mathbf{F} = \int_{\Omega} \mathbf{N}_u^T \mathbf{P}_b d\Omega + \int_{\Gamma_1} \mathbf{N}_u^T \mathbf{P}_s d\Gamma_1 + \mathbf{N}_u^T \mathbf{P}_c \quad (2.32)$$

$$\mathbf{Q} = - \int_{\Gamma_2} \mathbf{N}_\phi \boldsymbol{\sigma} d\Gamma_2 \quad (2.33)$$

參考以上推導，聲波導在未受外力作用下之運動方程式為

$$\begin{bmatrix} \mathbf{M} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \ddot{\mathbf{D}}_T + \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{uu} & \mathbf{K}_{u\phi} \\ \mathbf{K}_{\phi u} & \mathbf{K}_{\phi\phi} \end{bmatrix} \mathbf{D}_T = 0 \quad (2.34)$$

其中， $\mathbf{D}_T = [\mathbf{d} \quad \Phi]^T$ 。

考慮節點位移與電位皆具有時諧因子 $e^{-j\omega t}$ ，即 $\mathbf{D}_T = \bar{\mathbf{D}}_T e^{-j\omega t}$ ，所以

$\ddot{\mathbf{D}}_T = -\omega^2 \bar{\mathbf{D}}_T e^{-j\omega t}$ 代入(2.34)式可以建立波數 k 與角頻率 ω 關係之頻散方程式

$$\left(\begin{bmatrix} \mathbf{K}_{uu} & \mathbf{K}_{u\phi} \\ \mathbf{K}_{\phi u} & \mathbf{K}_{\phi\phi} \end{bmatrix} - \omega^2 \begin{bmatrix} \mathbf{M} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right) \bar{\mathbf{D}}_T = 0 \quad (2.35)$$

上式(2.35)為特徵值與特徵向量問題，此方程組具有非零解的條件是全域矩陣的行列式為零，

$$\det \left(\begin{bmatrix} \mathbf{K}_{uu} & \mathbf{K}_{u\phi} \\ \mathbf{K}_{\phi u} & \mathbf{K}_{\phi\phi} \end{bmatrix} - \omega^2 \begin{bmatrix} \mathbf{M} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right) = 0 \quad (2.36)$$

2.5 有限元素暫態分析

本文採用 ANSYS 套裝軟體計算結構的動態響應，分析定子突起點的運動軌跡，並探討定子突起點與轉子的接觸行為。ANSYS 套裝軟體之暫態分析採用紐馬克積分法 [96]，以下介紹其理論。

考慮一離散化的多自由度系統，其運動方程式表示如下

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{u}} + \mathbf{C}\dot{\mathbf{u}} + \mathbf{K}\mathbf{u} = \mathbf{F} \quad (2.37)$$

其中 \mathbf{M} 、 \mathbf{C} 、 \mathbf{K} 分別為系統之質量、阻尼及剛性矩陣， \mathbf{u} 為表位移向量， \mathbf{F} 則代表作用在系統的外力向量。

紐馬克積分法之數值分析為將時間離散成數個積分步驟，將前一步驟的解設為初始條件，代入下一步驟，逐次積分後，求得最後的暫態響應。其關係式如下：

$$\dot{\mathbf{u}}_{n+1} = \dot{\mathbf{u}}_n + [(1-\delta)\ddot{\mathbf{u}}_n + \delta\ddot{\mathbf{u}}_{n+1}]\Delta t \quad (2.38)$$

$$\mathbf{u}_{n+1} = \mathbf{u}_n + \dot{\mathbf{u}}_n \Delta t + \left[\left(\frac{1}{2} - \alpha \right) \ddot{\mathbf{u}}_n + \alpha \ddot{\mathbf{u}}_{n+1} \right] \Delta t^2 \quad (2.39)$$

其中 \mathbf{u}_n 代表在時間 t_n 的節點位移向量，時間增量 $\Delta t = t_{n+1} - t_n$ ， α 與 δ 是紐馬克積分的參數，根據積分精度及穩定性由決定 $\alpha = 0.25$ ， $\delta = 0.5$ [92]。在本研究的分析中，採用線性加速度法進行計算。由(2.39)式得

$$\ddot{\mathbf{u}}_{n+1} = \frac{1}{\alpha \Delta t^2} (\mathbf{u}_{n+1} - \mathbf{u}_n) - \frac{1}{\alpha \Delta t} \dot{\mathbf{u}}_n - \left(\frac{1}{2\alpha} - 1 \right) \ddot{\mathbf{u}}_n \quad (2.40)$$

考慮時間 t_{n+1} ，結構的動態平衡方程式為

$$\mathbf{M} \ddot{\mathbf{u}}_{n+1} + \mathbf{C} \dot{\mathbf{u}}_{n+1} + \mathbf{K} \mathbf{u}_{n+1} = \mathbf{F}_{n+1} \quad (2.41)$$

將(2.40)式代入(2.38)式獲得 $\dot{\mathbf{u}}_{n+1}$ 的結果，再與(2.40)式之 $\ddot{\mathbf{u}}_{n+1}$ 代入(2.41)式，得

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{n+1} = & \frac{\mathbf{F}_{n+1}}{\bar{\mathbf{K}}} + \frac{\mathbf{M}}{\bar{\mathbf{K}}} \left[\frac{1}{\alpha \Delta t^2} \mathbf{u}_n + \frac{1}{\alpha \Delta t} \dot{\mathbf{u}}_n + \left(\frac{1}{2\alpha} - 1 \right) \ddot{\mathbf{u}}_n \right] \\ & + \frac{\mathbf{C}}{\bar{\mathbf{K}}} \left[\frac{\delta}{\alpha \Delta t} \mathbf{u}_n + \left(\frac{\delta}{\alpha} - 1 \right) \dot{\mathbf{u}}_n + \left(\frac{\delta}{2\alpha} - 1 \right) \Delta t \ddot{\mathbf{u}}_n \right] \end{aligned} \quad (2.42)$$

其中， $\bar{\mathbf{K}} = \mathbf{K} + \frac{1}{\alpha \Delta t^2} \mathbf{M} + \frac{\delta}{\alpha \Delta t} \mathbf{C}$ ，根據(2.42)式，可利用時間點 t 的結果求取 \mathbf{u}_{n+1} 的位移。紐馬克時間積分法屬於無條件穩定(unconditionally stable)，可取較大的時間增量 Δt ，但 Δt 須足夠小，才能收斂至更精確的結果。

2.6 行進波之雙相驅動原理

為了簡單說明，以下將雙相(dual-phase)梳狀致動器分為 A 相與 B 相致動器，其電極配置如圖 2.3 所示，假設 A 相與 B 相致動器激振之周向位移分別為

$$u_A = e^{i(n\theta - \omega t)} + e^{i(n\theta + \omega t)} \quad (2.43)$$

$$u_B = e^{i[n(\theta - \xi) - \omega(t - \tau)]} + e^{i[n(\theta - \xi) + \omega(t - \tau)]} \quad (2.44)$$

其中， τ 為相 A 與相 B 之時間延遲(time delay，即相差)， ξ 為相 B 相對於相 A 的位置角座標， n 為周向匝數(circumference number)，如果撓性波繞一圈回來之後仍維持同相位，

則 n 保持整數。兩相產生之位移相加得

$$u_A + u_B = e^{i(n\theta - \omega t)} \left\{ 1 + e^{-i(n\xi - \omega\tau)} \right\} + e^{i(n\theta + \omega t)} \left\{ 1 + e^{-i(n\xi + \omega\tau)} \right\} \quad (2.45)$$

假設

$$e^{-i(n\xi - \omega\tau)} = 1, \quad e^{-i(n\xi + \omega\tau)} = -1 \quad (2.46)$$

則會產生沿著 $+\theta$ 方向傳遞的建設性合成波，

$$u_A + u_B = 2e^{i(n\theta - \omega t)} \quad (2.47)$$

符合(2.46)式之條件為

$$n\xi - \omega\tau = 2l\pi, \quad n\xi + \omega\tau = (2l+1)\pi \quad (2.48)$$

其中， l 為 ≥ 0 之正整數， ω 為角頻率。再整理之，得

$$n\xi = \left(2l + \frac{1}{2}\right)\pi, \quad \omega\tau = \frac{\pi}{2} \quad (2.49)$$

符合上面兩個條件則必須

$$\xi = \left(l + \frac{1}{4}\right)\theta_\lambda, \quad \tau = \frac{\bar{T}}{4} \quad (2.50)$$

其中 \bar{T} 為週期， $\theta_\lambda = 2\pi/n$ 為角波長。

如果想得到朝 $-\theta$ 方向傳遞之建設性合成波，但在 $+\theta$ 方向卻產生消波的效果，則假設

$$\xi = \left(l + \frac{1}{4}\right)\theta_\lambda, \quad \tau = -\frac{\bar{T}}{4} \quad (2.51)$$

綜合(2.50)與(2.51)二式的條件可知，雙相電極配置之 A 相至 B 相固定距離為波長整數倍加四分之一波長，只需要改變相 A 比相 B 領前或落後四分之一週期即可，要產生朝 $+\theta$ 方向或 $-\theta$ 方向傳遞的建設性合成波，硬體設計上可以設置一個開關做選擇切換。

圖 2.4 為雙相驅動單方向合成行進波之模擬結果。當相 A 領前(lead)相 B，使得 $+\theta$ 方向有建設性合成波，而 $-\theta$ 方向為消除波。當相 A 落後(lag)相 B，使得 $-\theta$ 方向有建設性合成波，而 $+\theta$ 方向為消除波。

2.7 等效電路分析

壓電振動器(piezoelectric vibrator)的電氣特性是與其彈力係數(elastic)、壓電係數(piezoelectric)以及介電係數(dielectric)此三種材料特性息息相關的，最簡單的等效電路顯示於圖 2.5(a)。其中符號 R_m 、 L_m 及 C_m 分別代表機械損失(mechanical loss)或內阻(internal resistance)、等效電感(equivalent inductance)及等效電容(equivalent capacitance)。有包括 R_m 、 L_m 與 C_m 的分支又稱為作動分支(motional branch)，作動阻抗(motional impedance)可以以複數形式表示為 $R_m + j\omega L_m + 1/(j\omega C_m)$ 。符號 C_b 為代表材料介電特性的局限電容(blocking capacitance)或者稱為阻尼電容(damped capacitance)。壓電振動器的無阻尼共振頻率(undamped resonant frequency) f_r 為

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_m}} \quad (2.52)$$

在研究壓電材料的特性時，有兩個相當重要的特性參數指標。第一個是機電耦合因數(electromechanical coupling factor) \bar{k} ，定義為機電耦合能量密度與彈性能及介電能密度幾何平均(geometric mean)之比，也可定義為儲存的機械能與外加電能比值的平方根，意即 \bar{k} 代表彈性機械能與介電能之間的轉換能力。對於同一個壓電材料而言 \bar{k} 的值有很多種，通常是隨著所選擇的振動模態(vibration mode)來變，可以用下列公式求得預估 \bar{k} 值

$$\bar{k} (\%) = \left(\sqrt{\frac{C_m}{C_b + C_m}} \right) \% \quad (2.53)$$

第二個重要參數為壓電振動器的品質因素(quality factor) Q_m 如下

$$Q_m = \frac{\omega_r L_m}{R_m} = \frac{1}{\omega_r R_m C_m} = \frac{1}{R_m} \sqrt{\frac{L_m}{C_m}} \quad (2.54)$$

其中 $\omega_r = 2\pi f_r$ 代表共振角頻率。

通常機電耦合因數 \bar{k} (%) 與品質因素 Q_m 這兩個數值越高就代表壓電材料的機電轉換效率 η 越高[95]。

2.7.1 ON 暫態響應分析

假設加入等效電路之交流驅動電壓(AC driving voltage) $v_d(t)$ 為

$$v_d(t) = V_d \cos(\omega_d t), \quad t > 0 \quad (2.55)$$

其中 $\omega_d = 2\pi f_d$ 表示驅動角頻率，此為零態響應(zero-state response)的問題示於圖 2.5(b)，且假設所有初始條件皆為 0。等效電路輸入阻抗 Z_{in} 表示為

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega_d C_b} // \left(R_m + j\omega_d L_m + \frac{1}{j\omega_d C_m} \right) \quad (2.56)$$

其中//代表並聯。假設電容器 C_m 的電壓為 $v_{cm}(t)$ ，通過電感器 L_m 的電流為 $i_m(t)$ 。從圖 2.5(b)可得節點-電壓方程式(node-voltage equation)為

$$R_m i_m(t) + L_m \frac{di_m(t)}{dt} + v_{cm}(t) = v_d(t), \quad t > 0 \quad (2.57)$$

上式除以 L_m 並且以下列關係式取代後微分一次

$$i_m(t) = C_m \frac{dv_{cm}(t)}{dt} \quad (2.58)$$

可獲得內阻 R_m 的電壓 $v_{Rm}(t)$ 為

$$v_{Rm}(t) = R_m i_m(t) = R_m I_m \cos(\omega_d t + \bar{\theta}) + R_m \bar{A} e^{-\gamma t} \cos(\bar{\omega} t + \psi), \quad t > 0 \quad (2.59)$$

其中前一項為特解(particular solution)，後一項為齊次解(homogeneous solution)。各個常數分別代表

$$I_m = \frac{V_d}{\sqrt{R_m^2 + \left\{ \omega_d L_m - 1/(\omega_d C_m) \right\}^2}} \quad (2.60)$$

$$\bar{\theta} = -\tan^{-1} \left(\frac{\omega_d L_m - 1/(\omega_d C_m)}{R_m} \right) \quad (2.61)$$

$$\gamma = R_m / (2L_m) \quad (2.62)$$

$$\bar{\omega} = \sqrt{\frac{1}{L_m C_m} - \left(\frac{R_m}{2L_m} \right)^2} \quad (2.63)$$

$$\bar{A} = -\frac{I_m \cos \bar{\theta}}{\cos \psi} \quad (2.64)$$

$$\psi = \tan^{-1} \left\{ \frac{1}{\bar{\omega}} \left(\omega_d \tan \bar{\theta} - \frac{R_m}{2L_m} \right) \right\} \quad (2.65)$$

2.7.2 穩態分析(Steady state analysis)

式(2.59)代表 $v_{R_m}(t)$ 全解，前一項表示在輸入信號數個週期之內的響應，接下來等效電路即工作於弦波穩態響應(sinusoidal steady state)之下，響應最大振幅在平均振幅的1%範圍內即達穩定態。

等效電路產生共振(resonance)現象時，此時 $f_d = f_r$ 而且相位差 $\theta = 0$ 。此時輸入阻抗成為區域最低值(local minimum) $Z_{in} = R_m$ 。串聯共振 RLC 電路之電感器與電容器反應能量大小相等但相位差 180 度，意即能量互相抵消，此時 $V_{C_m} = V_{L_m} = (V_d / R_m) \sqrt{L_m / C_m}$ 。

在共振條件下的阻抗振幅是諧振電路應用的重要特性指標之一，阻抗的最小值取決於 R_m 值而且代表電路的品質因素 Q_m 。共振時穩態等效電路為一純電阻之系統如圖 2.5(c)所示。

2.7.3 OFF 暫態響應分析

一旦交流驅動電壓 $v_d(t)$ 停止動作，等效電路會以停止瞬間的條件繼續運作下去如圖 2.5(d)所示，這是一種零輸入響應(zero-input response)或者自由響應(free vibration)的問題。此時 V_b 、 V_{C_m} 與 I_{L_m} 分別為拘限電容 C_b 的瞬間常數電壓、等效電容 C_m 的瞬間常數電壓以及等效電感 L_m 的瞬間常數電流。一般而言， C_b 非常大於 C_m 值，因此 V_b 也非常大於 V_{C_m} 值。此時 V_b 可當成作動分支的強迫函數(force function)，意即拘限電容 C_b 可等效成為一個具有電壓為 V_b 的直流電池，等效電路變成一個串聯諧振電路。根據克希荷夫電壓定律(Kirchhoff voltage law, KVL)，可得迴路方程式如下：

$$R_m i_m(t) + L_m \frac{di_m(t)}{dt} + v_{cm}(t) = V_b \quad (2.66)$$

可解得會隨時間指數衰減的電阻電壓 $v_{Rm}(t)$ ，

$$v_{Rm}(t) = R_m i_m = R_m M e^{-\gamma t} \cos(\omega t + \phi) \quad (2.67)$$

其中

$$M = I_{Lm} / \cos \phi \quad (2.68)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{R_m}{2\omega L_m} + \frac{(V_{cm} - V_b)}{\omega L_m I_{Lm}} \right) \quad (2.69)$$

$$\text{如果 } \left(\frac{R_m}{2L_m} \right)^2 < \frac{1}{L_m C_m} \quad (2.70)$$

條件成立，則等效電路為一個無阻尼系統(underdamped system)。

2.7.4 完全響應與參數估算

本研究使用阻抗分析儀 HP4195A (Agilent Technologies, Santa Clara, CA, USA) 來量測壓電共振器之阻抗曲線與等效電路參數。圖 2.6 顯示圓柱楔形超音波馬達定子 20 到 60 kHz 頻率範圍的阻抗曲線。有四組相對共振頻率的等效電路(由相 A 電極量得)參數列於表 2.1。此四組相對共振頻率的參數可組成四個等效電路的分支，以 PSpice V9.2 套裝軟體繪於圖 2.7。

單相驅動交流信號如圖 2.8(a)所示，弦波頻率 f_d 為 36.057 kHz 且振幅為 ± 200 V。電子開關在驅動信號執行 600 個周期之後立即打開，因此其驅動時間為 $t_d \doteq 16.64$ ms。從第 j 支分支上的等效電阻量測到的暫態響應信號以 $v_{Rj}(t)$ 為名，圖 2.8(b)所示為 $v_{R3}(t)$ 之暫態響應。

依據(2.53)公式，以表 2.1 的等效電路參數，可以估算壓電材料的機電耦合因數 k' 為 12.1 %。依據(2.54)公式，可以估算壓電材料的品質因素(quality factor) Q_m 為 19.624。式(2.53)與(2.54)為近似公式，代表壓電材料的電性行為，不包括金屬材質的圓柱楔形

體，因此機電耦合因數與品質因素都偏低。

2.8 模態感測器方程式

本研究使用之壓電陶瓷 PZT4 屬於六方晶系，是具有橫向等向性(例如 $c_{31}=c_{32}$)的壓電陶瓷材料，其極化方向平行於 z (x_3) 軸。本文採用之壓電圓管(tube)的極化方向為徑向(radial direction)，其壓電常數 e_{31} 在周向與軸向上皆假設為等值。因此涵蓋整體壓電圓管外表面所激發出來的電量為其形變(deformation)的函數，模態感測器方程式代表壓電圓管機械形變與輸出電量的耦合情形[96]如下：

$$Q_r = \int_A \left\{ \epsilon_{33}^S E_r + e_{33} S_r + e_{31} (S_\theta + S_z) \right\} dA \quad (4.71)$$

其中 e_{33} 與 e_{31} 為材料之壓電常數， ϵ_{33}^S 為介電常數， Q_r 與 E_r 為被應用在徑向方向的電量與電場。表面積 A 涵蓋被塗佈在壓電圓管上的所有模態感測器電極面積， S_θ 與 S_z 代表周向與軸向量測之正向應變。

2.9 討論

本研究首先以雙維有限元素分析法推導包含壓電特性的圓柱楔形體撓性波之頻散方程式數值解，以選擇適合使用的模態振型，亦即軸向模態數 m 與周向模態數 n 之模態。然後推導壓電共振器的暫態響應方程式與三個時段的等效電路，最後再以 PSpice 套裝軟體模擬此等效電路的暫態響應。

直線形與圓柱形楔形體的導波頻散方程式仍然沒有解析解，目前只有經驗公式、幾何近似解與數值解被推導出來，而且均不含壓電特性。本文利用原先的數值解推導方式，擴展成包含壓電材料特性的頻散方程式，讓圓柱楔形體的導波頻散方程式數值解更加完整，尤其是在圓柱楔形超音波馬達的分析上。但是最好仍然是嘗試推導圓柱楔形體的運動方程式解析解，可以徹底定義運動方程式。

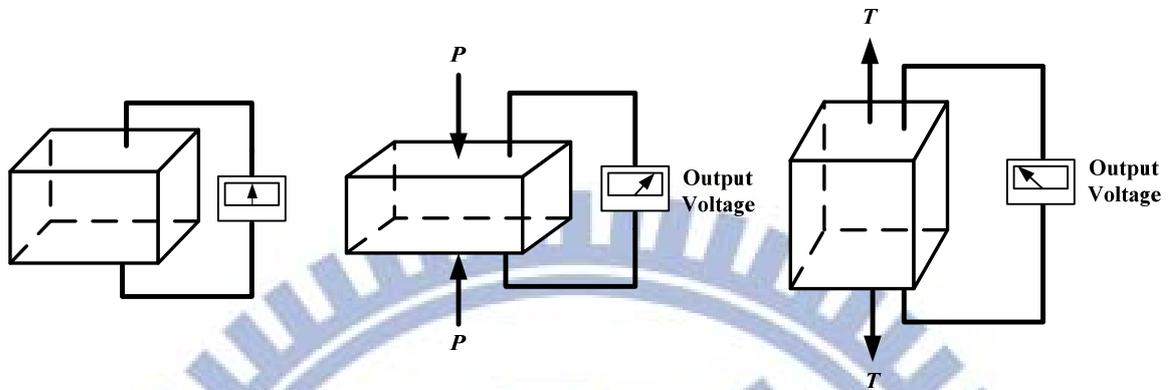
依據(2.50)與(2.51)二式的條件可知，雙相電極配置之 A 相至 B 相固定距離為波長

整數倍再加四分之一波長，再改變相 A 比相 B 領前或落後四分之一週期即可控制行進波的波傳方向。圓柱楔形超音波馬達的等效電路模型是以 HP4195A 阻抗分析儀量得，等效電路參數皆以單相驅動測試取得，然後我們再以 PSpice 套裝軟體來模擬。PSpice 只能模擬雙相驅動電源的相位差 90 度，卻無法模擬 A 相至 B 相電極固定距離為波長整數倍再加四分之一波長的效果，只能以單相驅動的方式模擬等效電阻反應電壓 $v_{R3}(t)$ 的暫態響應。

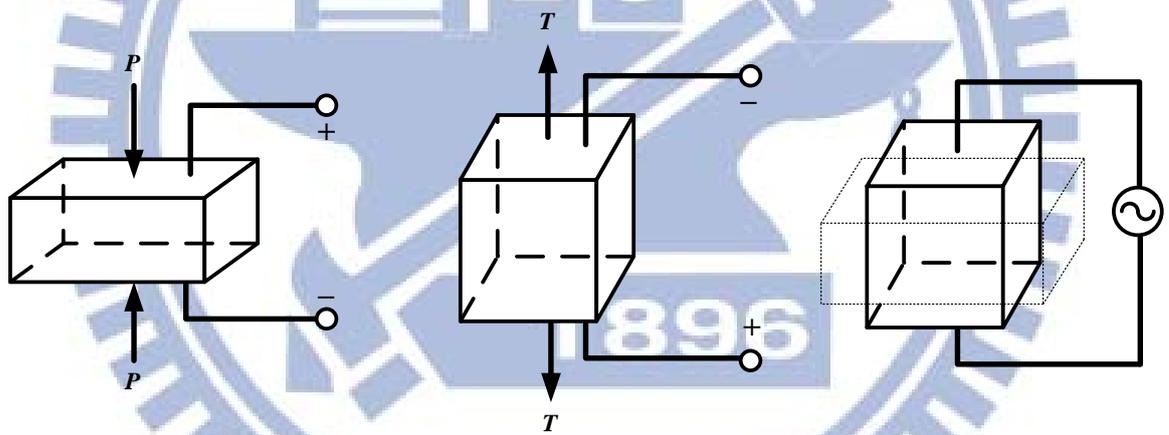


表 2.1 HP4195A 量得之等效電路參數

Mode (m, n)	Resonant frequency f_r (kHz)	R_m (Ω)	L_m (mH)	C_m (pF)	C_b (nF)
F(2, 3)	28.293	467.152	204.114	160.102	133.449
L(1, 0)	32.379	556.962	47.8249	492.612	137.093
F(1, 4)	36.057	121.076	10.0192	1951.93	132.516
L(2, 0)	48.559	156.478	3.62083	2832.40	129.325



(a) 正壓電效應之輸出電場方向



(b) 逆壓電效應造成應變的方向

圖 2.1 壓電效應示意圖

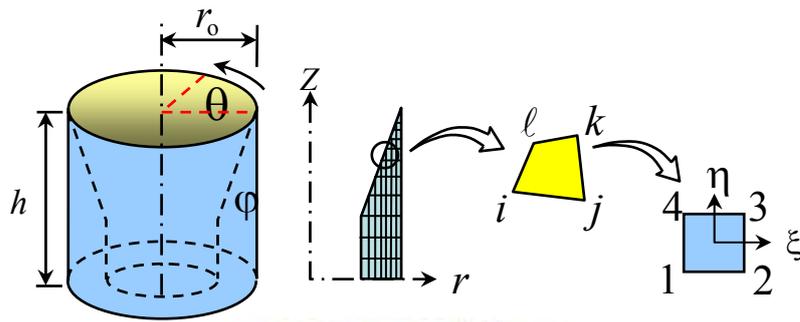


圖 2.2 楔形有限元素分析與座標

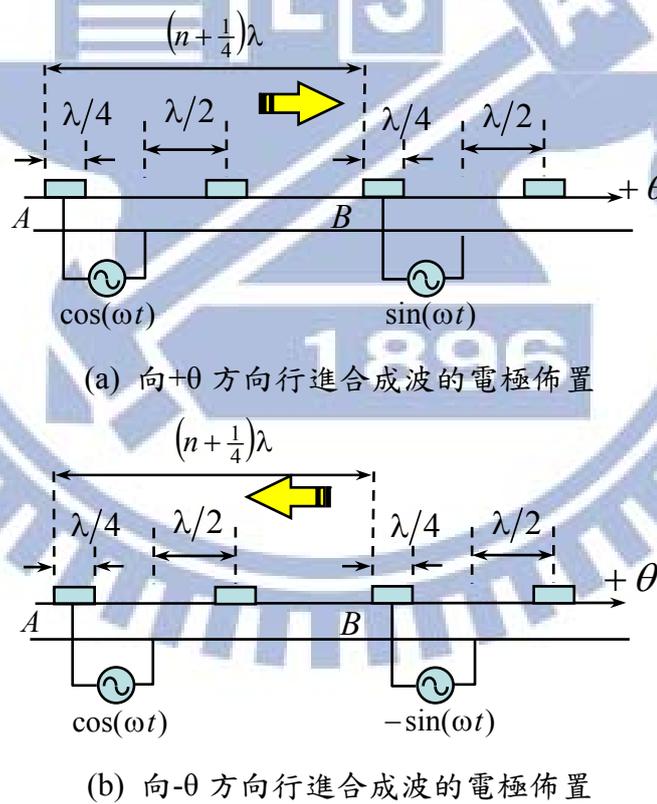


圖 2.3 雙相驅動電極佈置

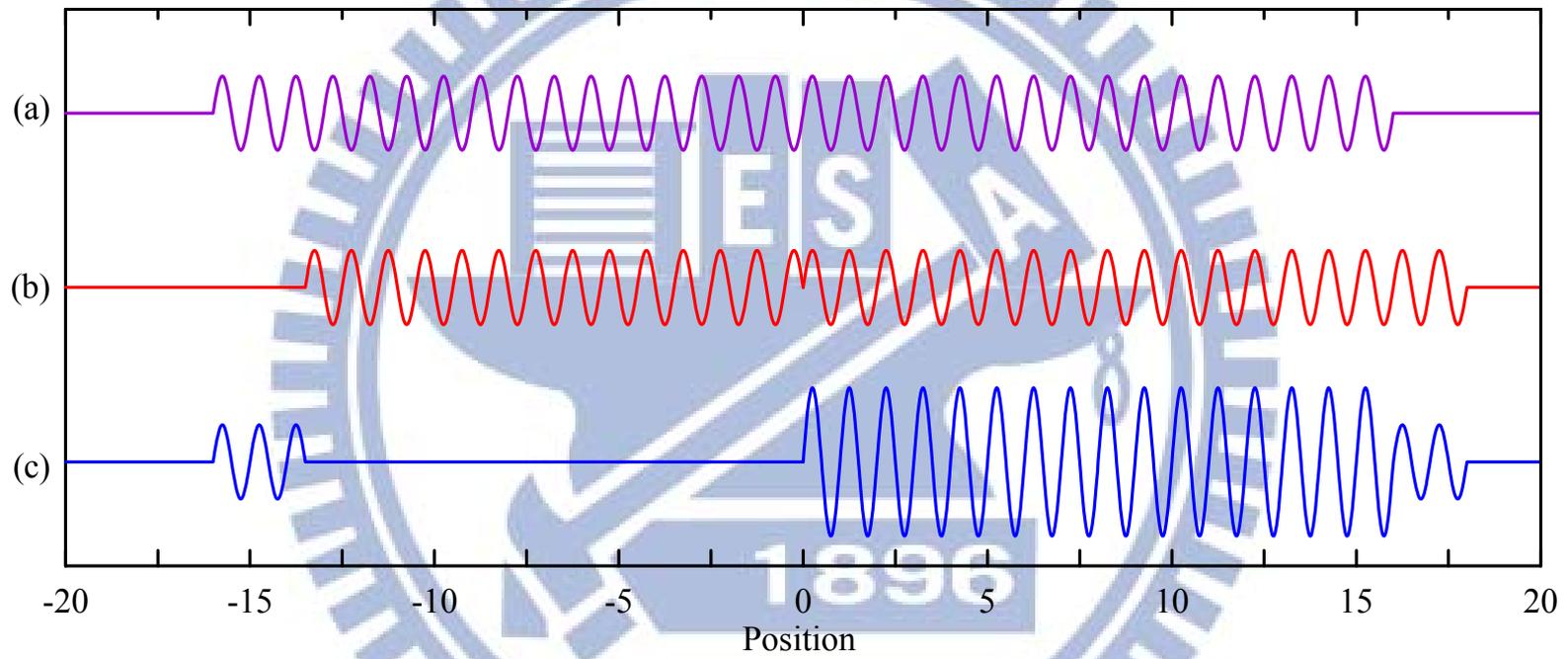
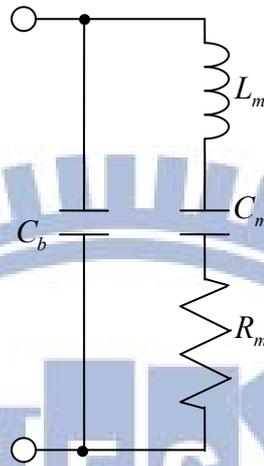
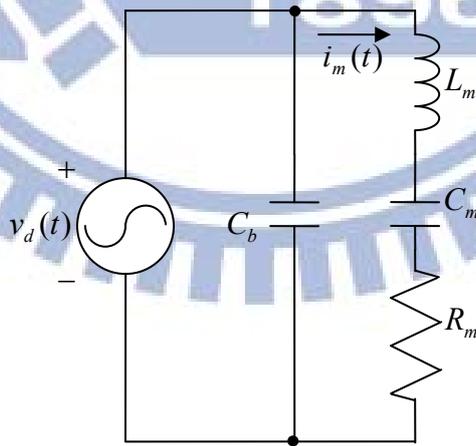


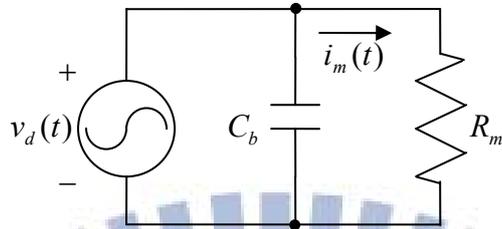
圖 2.4 雙相驅動之單方向合成波示意圖



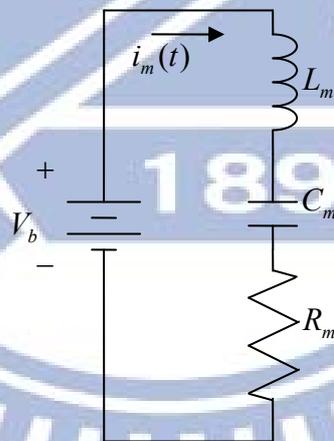
(a) 最簡模型



(b) ON 暫態模型



(c) 共振時穩態模型



(d) OFF 暫態模型

圖 2.5 壓電共振器的等效電路模型

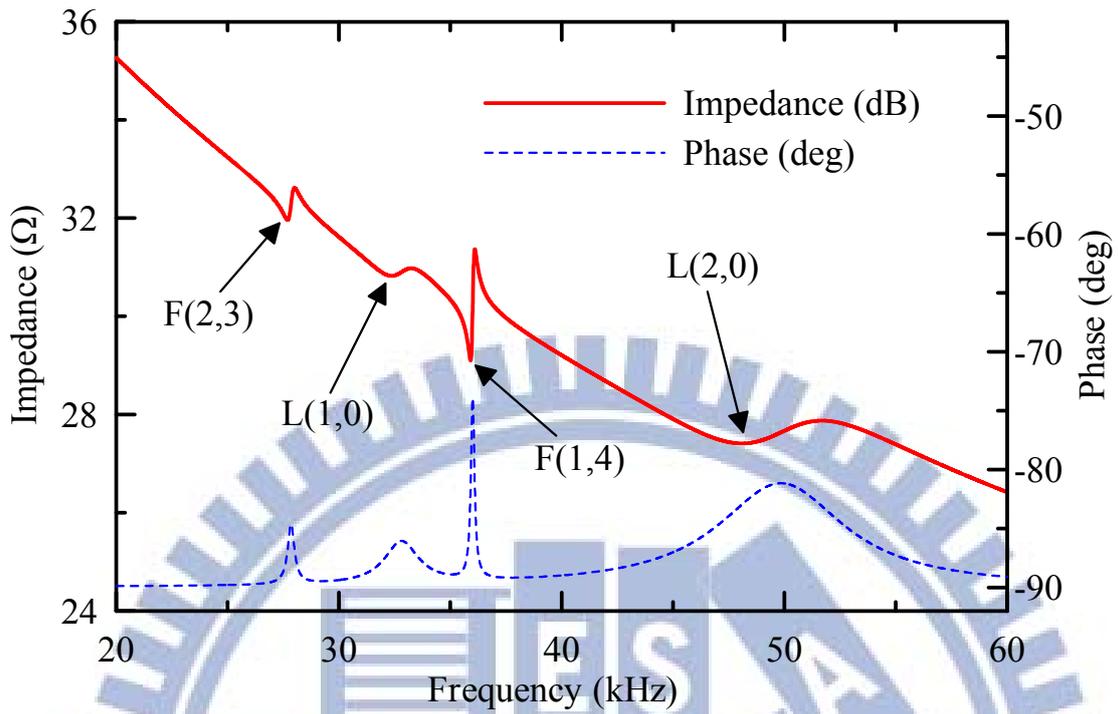


圖 2.6 以 HP4195 量得馬達定子之阻抗曲線(符號 F 代表撓性模態，L 代表縱向模態)

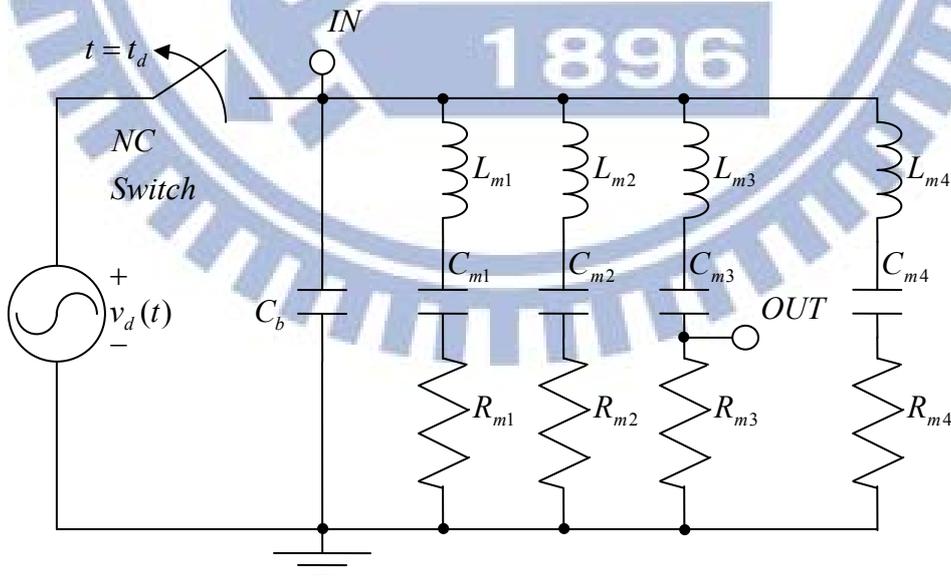
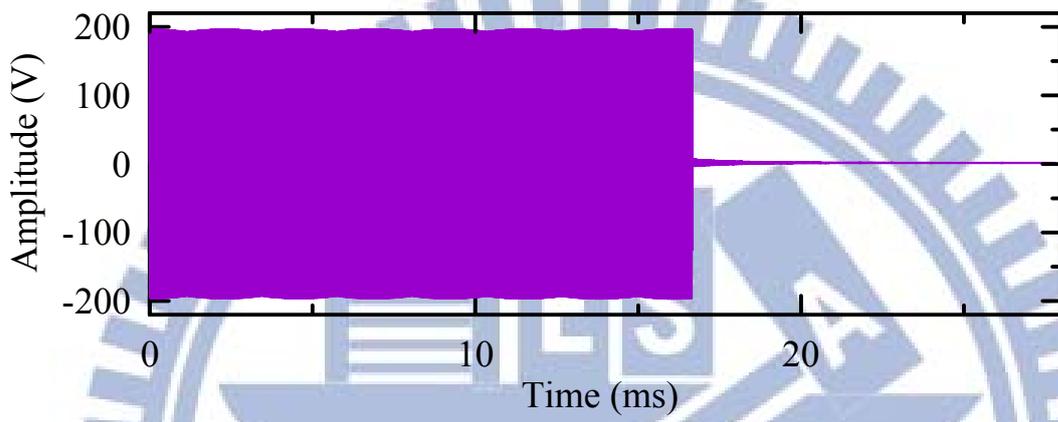
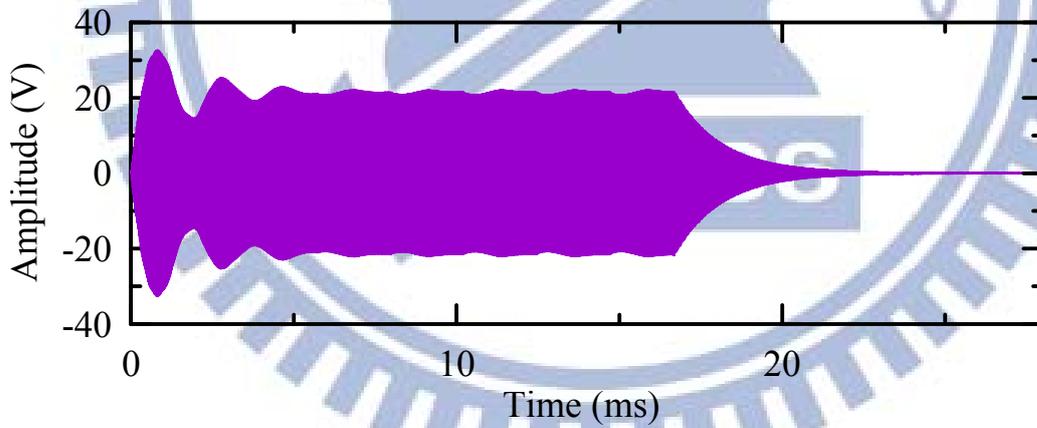


圖 2.7 PSpice 模擬之馬達定子等效電路(t_d 為驅動時間，NC Switch 為常關式電子開關)



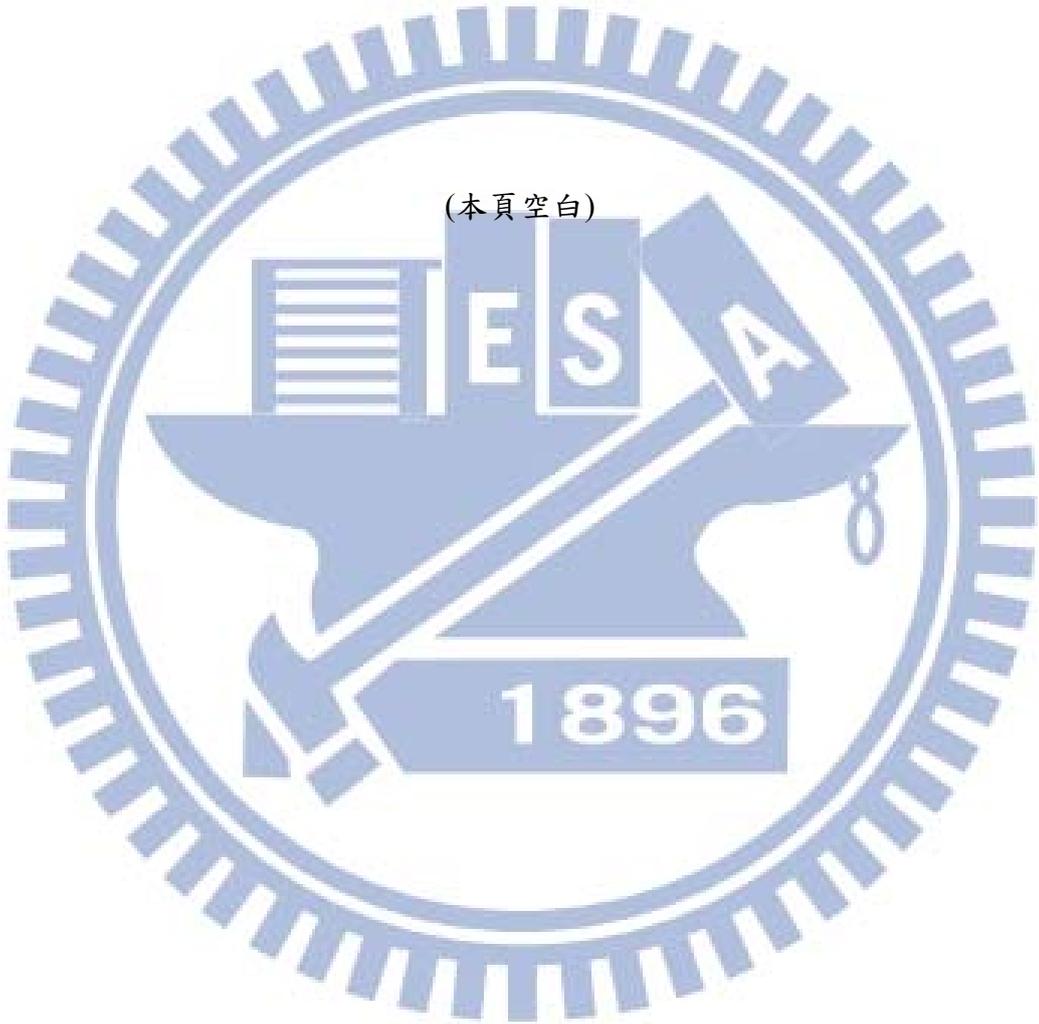
(a) 驅動信號



(b) 第三分支輸出響應 $v_{R3}(t)$

圖 2.8 PSpice 模擬結果

(本頁空白)



三、數值模擬分析與結果

超音波馬達發展至今已有 50 多年歷史，各式各樣不同形態的超音波馬達約有上百種，依照所推動的物體運動形態區分大致可分為直線式(linear type)與旋轉式(rotary type)兩大類，本文研發之馬達為圓柱楔形超音波旋轉式馬達。

3.1 超音波馬達結構設計

楔形體亦可區分為直線形(straight)與圓柱形(circular)兩種楔形體，如圖 3.1(a)與(b)所示。本文之楔形體為圓柱形的楔形體，楔形角度(wedge angle)為 15 度。為了配合購買的壓電材料壓電圓管(PZT tube)之尺寸與實驗方便，圓柱楔形體外半徑固定為 12.95 mm，底部固定為 2.5 mm 寬，如圖 3.2 所示為圓柱楔形結構。使用材料為不鏽鋼(stainless steel)，直接車削加工製作楔形角為 15 度的圓柱楔形體。因為加工精度的限制，楔形體尖端(tip)皆有一截角寬度(truncation)存在，所以在第四章圓柱楔形體加工完成之後以光學顯微鏡量測其截角寬度如圖 3.3 所示照片，量得截角寬度平均大約為 40 μm ，以此作為雙維有限元素分析(bi-d FEM)與 3D ANSYS 分析之依據。

本文原先設計的圓柱楔形馬達定子的剖面形狀及 Bi-d FEM 網格(mesh)如圖 3.4(a)與(b)所示，考慮楔角 θ_w 為 15° 的楔形體，斷面長寬比 $W/H = \tan(\theta_w)$ 且半徑 $R=12.95\text{mm}$ 之圓柱楔形體，材料為不鏽鋼金屬(stainless steel)，材料參數如表 3.1 所示。

原先設計的圓柱楔形超音波旋轉馬達之結構如圖 3.5 所示。不鏽鋼楔形體緊密黏貼在 PZT-4 壓電圓管(Eleceram Inc., Taiwan)上面，壓電圓管又緊密黏貼在不鏽鋼基座(base)上，海軍黃銅(Navy brass)製的轉子以預力彈簧加壓與楔形體斜面緊密接觸，轉子材料參數參考值如表 3.2 所示。PZT-4 壓電圓管之極化(poling)方向為徑向(radial direction)且內側管壁已經均勻塗佈電極，為了產生 4 波長的行進波以推動轉子，兩組梳狀電極 A、B 相與一組模態感測器(modal sensor)被以網版印刷(screen print)方式塗佈於壓電圓管之外側管壁上。PZT-4 壓電材料參數參考值如表 3.3 所示。

3.2 雙維有限元素分析

本文以雙維有限元素法分析導波(guided wave)的波動行為，以分離變數法(variable separation method)將時諧波傳因子與截面振動分離，並由斷面的共振模態分析來描述導波波傳及運動。雙維有限元素分析法可將三維的立體結構振動問題降低為二維的平面模型來模擬，不但可大量減少元素數目以節省計算時間，運算速度變快且其模擬結果又包含有三維的模擬資料，因此適合擴大頻率分析的範圍至高頻。

3.2.1 模態分析(modal analysis)

在尋找頻散方程式之特徵值的計算中，先固定波數 k (wave number = n/R ， R 為外徑， n 為周向匝數)，以二分逼近法(half interval method)搜尋符合頻散方程式容許誤差的導波相速度(phase velocity) c ，然後描繪出以波數 k 為橫座標、相速度 c 或自然頻率 f (natural frequency)為縱座標的頻散曲線。自然模態(natural modes)的計算則是依據頻散曲線的走向，固定波數值，依序找出不同相速度所對應的自然模態位移，此計算程式以 FORTRAN 語言撰寫。

Lagasse[75]於 1973 年歸納出經驗公式，理想楔形體導波波傳速度可近似為

$$V(\theta) = V_R \sin(m\theta), \quad m\theta \leq 90^\circ \quad (3.1)$$

其中 V_R 為芮利波(Rayleigh wave)波速， m 為軸向模態數(axial mode number)， $m = 1, 2, \dots$ 之正整數)。

Krylov[82]於 1999 年，以幾何聲學理論為基礎，推導出更簡單、更快捷的幾何近似解，公式如下：

$$c = c_0^{(m)} \left(1 + \frac{3 m^2}{2 k R}\right) \quad (3.2)$$

其中 $c_0^{(m)} = c_p m \Theta / \sqrt{3}$ 為楔形體第 m 模態在忽略曲率下之相速度，

$k = \sqrt{3} k_p / \Theta = \sqrt{3} \omega / c_p \Theta$ 為波數， k_p 為在忽略曲率下之波數， c_p 為薄板對稱板波的速度(plate wave velocity)， Θ 表楔形角徑度量， R 為半徑， ω 為角頻率。

圓柱楔形馬達定子截面分割成 1,900 個元素、節點數目共 2,081 點，並假設基座底

部 26 個節點的自由度設為零。後來我們也嘗試增加整個截面的元素及節點數再作分析，發現各節點的位移會隨著離開頂角的距離而呈現指數式衰減，因此必須在頂角處作更緊密的元素網格(mesh)。圖 3.6(a)為其導波的相速度 c 相對波數 k 之頻散曲線。依據 Lagasse 經驗公式(3.1)可知，頂角 15° 之楔形體在芮利波波速以下共有五個可能的模態出現，在波數 k 較小時，各模態之相速度頻散曲線受到底部邊界條件的影響而急速拉高。在波數 k 較大的範圍，導波受到圓柱曲率的影響可以忽略，各模態之相速度頻散曲線近乎一水平線，與 Lagasse 經驗公式比較很接近。圖 3.6(b)為其導波的共振頻率 f 相對波數 k 之頻散曲線。

圖 3.7 為在不同空間頻率 $k(=n/R)$ 之下楔形體斜邊的共振模態位移圖，隨著空間頻率 k 的增加，各頻散曲線對應的共振模態變形愈加集中於楔角頂端。圖 3.8 為在固定空間頻率 k (固定 n) 的各個共振模態圖，隨著軸向模態數 m 的增加，各頻散曲線對應的共振模態變形會有愈不集中於楔角頂端現象出現，這些現象將提供未來應用設計的選擇依據。因此依據雙維有限元素法分析的結果，選擇軸向模態數 m 越小越好，周向模態數 n 越大越好的撓性模態，使得楔形波能量會集中在楔形體尖端以推動轉子轉動，最後選擇 $m=1$ 與 $n=4$ 的撓性模態當做定子的激振模態，並且設計激振電極與模態感測器電極。

3.2.2 模態隔離設計

大多數廠商提供商用壓電產品之基本共振頻率表單已經足夠我們參考，但是針對旋轉式楔形波馬達而言，驅動頻率附近的共振模態卻無法很清楚的被區隔開來，這一點無法滿足我們的設計需求，更何況共振頻率的順序並非依照共振模態的出現而單調遞增。因此，在共振頻率之間的模態隔離(modal separation)成為設計這類型馬達的關鍵議題。基座高度 h_b 的改變對於模態隔離有很明顯的影響，本文提出一種全新的設計理念，使用撓性波的頻散曲線方式取代頻率響應函數來進行模態隔離。

雙維有限元素分析之結果列於表 4.3，代表各個模態與其相對之自然頻率，其中括號內之值為未修正前之資料。在未修正前，撓性模態 $F(1, 4)$ 共振頻率為 36.099 kHz，而 $F(2, 2)$ 模態共振頻率為 35.742 kHz，僅有 357 Hz 的頻率差距，頻率太接近，很容易造成兩模態之互相干擾，因此我們嘗試增加底座第二區段高度 h_b 來隔離此兩模態，再跑一次

頻散曲線程式。如圖 3.9(a)所示為 $h_b = 0$ 的馬達定子，圖 3.9(b)所示為 $h_b = 12.5$ mm 的馬達定子。圖 3.10 所示為 $h_b = 0$ 與 $h_b = 12.5$ mm 的頻散曲線比較圖，其中也包含。在 $h_b = 12.5$ mm 時，雙維有限元素分析之馬達定子截面分割成 2,050 個元素、節點數目共 2,241 點，並假設基座底部 26 個節點的自由度設為零。可很明顯看出 F(1, 4)模態(如圖中雙圈圓圈處，代表波數 $k = n/R = 4/12.95 = 0.309$)之共振頻率只有微幅調降，但 F(2, 2)模態之共振頻率卻大幅調降(如圖中箭頭處)，在 $h_b = 12.5$ mm 時 F(1, 4)模態與其他模態皆有 3.7 kHz 以上的頻率差距，因此接下來比較 $h_b = 0$ 與 $h_b = 12.5$ mm 之底座設計。3D ANSYS 模態分析之各個模態與相對共振頻率也標示於圖 3.10 中。

由表 3.4 所列與圖 3.10 所示，當 $h_b = 0$ 提高至 $h_b = 12.5$ mm 時 F(1, 4)模態共振頻率由 36.099 kHz 稍微降低至 36.008 kHz，但是 F(2, 2)模態共振頻率則由 35.742 kHz 降至 24.142 kHz，降差約 11.6 kHz，與其他 F(2, 1)模態或 F(3, 2)模態之共振頻率也有至少 3.7 kHz 以上的差異，可以很明顯的完成最佳的模態隔離，所以我們接下來選擇 $h_b = 12.5$ mm 之基座設計馬達定子。如圖 3.11 所示為修正後之馬達定子剖面圖與 Bi-d FEM 網格式圖，如圖 3.12 所示為修正後之馬達定子 F(1, 4)模態圖。

3.3 3D 有限元素分析

3.3.1 模態分析

本節以 ANSYS 套裝軟體之模擬來與雙維有限元素分析互相驗證。修正前 $h_b = 0$ 圓柱楔形馬達定子 3D ANSYS 網格式圖分割成 60,440 個元素、節點數目共 73,200 點，並假設基座四個螺栓固定底部 1,244 個節點的自由度設為零，如圖 3.13 為 ANSYS 模態分析(modal analysis)之後所呈現的 F(1, 4)3D 模態圖。修正後 $h_b = 12.5$ mm 圓柱楔形馬達定子 3D ANSYS 網格式圖分割成 80,440 個元素、節點數目共 89,200 點，並假設基座四個螺栓固定底部 1,244 個節點的自由度設為零，如圖 3.14 為 ANSYS 模態分析之後所呈現的 F(1, 4)3D 模態圖。經過雙維有限元素分析與 3D ANSYS 之模態分析之後，選擇 F(1, 4)之撓性波共振模態(resonant mode shape)其相對共振頻率為 36.617 kHz 當作激振的目標模

態，因此在 PZT 圓管外側必須塗佈能激振出 4 波長之行進波的電極(electrodes)，意即佈置 A、B 雙相電極與 4 支模態感測器。

3.3.2 雙相電極與模態感測器佈置

駐波(standing wave)其質點運動的振幅僅是周向位置的函數，本文的兩個駐波是由位於壓電圓管相對稱邊之兩組梳狀換能器(comb transducer)所激振出來的。由兩個振幅相同而相位差 90° 的駐波干涉組成單方向行進波(traveling wave)，兩個梳狀電極線寬皆為 $\lambda/4$ ，其中 λ 代表波長(wavelength)。除了相差以外，兩組梳狀換能器之間的角度空間 ξ 必須滿足下列關係式

$$\xi = \frac{2\pi}{n} \left(p + \frac{1}{4} \right) \quad (3.3)$$

其中 p 與 n 為正整數。行進波的行進方向可由兩組梳狀換能器之間的 90° 相位差為落後(lag)或領前(lead)來控制。兩組梳狀換能器與模態感測器之配置如圖 3.15 所示。

3.3.3 模態隔離設計

針對旋轉式楔形波馬達而言，驅動頻率附近的共振模態卻無法很清楚的被區隔開來，這一點無法滿足我們的設計需求。因此，在共振頻率之間的模態隔離(modal separation)成為設計這類型馬達的關鍵議題，尤其是基座高度 h_b 的改變對於模態隔離有很明顯的影響。如圖 3.16 所示為底座高度 h_b 由 0 遞增至 20 mm(每 2.5 mm 為一間隔)各個模態的共振頻率分佈圖。

從圖 3.16 之 3D ANSYS 分析可知，當 $h_b = 0$ 時 F(1, 4)模態共振頻率為 36.950 kHz，而 F(2, 2)模態共振頻率為 36.627 kHz，僅有 323 Hz 的頻率差距，如雙圈圓圈顯示。頻率太接近，很容易造成兩模態之互相干擾，因此我們嘗試增加底座第二區段高度 h_b 來隔離此兩模態。可很明顯看出當 $h_b = 12.5$ mm 時 F(1, 4)模態之共振頻率只有微幅調降，但 F(2, 2)模態之共振頻率卻大幅調降，在 $h_b = 12.5$ mm 時 F(1, 4)模態與其他模態皆有 5 kHz 以上的頻率差距，所以我們接下來選擇 $h_b = 12.5$ mm 之基座設計馬達定子。

表 3.5 所示為 ANSYS 各模態共振頻率相對值，當 $h_b=0$ 提高至 $h_b=12.5$ mm 時 F(1, 4)模態共振頻率由 36.950 kHz 稍微降低至 36.617 kHz，但是 F(2, 2)模態共振頻率則由 36.627 kHz 降至 23.815 kHz，降差約 12.8 kHz，與其他 F(2, 1)模態或 F(3, 2)模態之共振頻率也有至少 5 kHz 以上的頻率間隔差異，可以很明顯的完成最佳的模態隔離。

3.3.4 時諧分析

從結構的觀點來看，楔形體定子具有隨著軸向位置 Z 單調遞增扭曲角(twist angle)函數，代表楔形體內側斜坡之轉矩為常數，也表示接觸點越接近楔形體尖端則轉子之轉速越快。但是，楔形體尖端卻因為太柔軟(flexible)，以致於沒有足夠的摩擦力來推動轉子，意即超音波馬達在高轉速運動時通常有低轉矩輸出，反之亦然。如此一來，我們可以改變轉子與楔形體內側斜坡的接觸點位置來獲得一個適當的交易(trade-off)。

考慮兩組換能器 A 與 B 分別被 $\sin(\omega t)$ 與 $\cos(\omega t)$ 弦波函數激振，馬達定子的阻尼因子(damping factor) 設為 $\zeta=0.2\%$ 。在 15 度楔形角之下，以 400 V_{p-p} 交流電壓施於兩組換能器，數值模擬使用 ANSYS 的時諧分析(harmonic analysis)進行計算。由於有阻尼存在，每一截面的質點運動皆有相位(phase)的變化。除此之外，沿著周向的質點運動也會隨著梳狀換能器的位置，產生振幅(amplitude)的變化。

圖 3.17 所示為雙相驅動產生 F(1, 4)模態之行進波於楔形體斜邊的周向位移(circumferential displacement) U_θ 振幅分佈。由圖中可看出，最大周向位移振幅發生在楔頂下方 $h_0=1.26$ mm 之位置。

圖 3.18 所示為雙相驅動楔形波在楔形體內側斜邊各個位置(#1~#6)，周向位移之振幅與相位分佈。其中，相位幾乎是線性且與軸向位置無關，代表行進波相速度固定而且沿著定子的周向作反時鐘運行，可大幅度減少搖晃(wobble)的現象，振幅的平均偏差(average deviation)小於 0.145%。

選擇馬達定子與轉子的接觸點來設計轉子結構如圖 3.19 所示，以 15 度楔角定子為例，最上接觸點為楔形尖端下方 $h_0=1.26$ mm 處，最低接觸點為楔形尖端下方 $h_0=8.18$

mm 處，轉子的接觸面採取壓花(emboss)設計以增加推力與摩擦力。

3.3.5 暫態響應分析

本節針對馬達定子楔形體的行進波進行暫態響應分析，考慮當電壓隨時間改變，壓電致動器藉由兩相位差 90 度的弦波電壓輸入 A 相與 B 相電極後，激振整體定子結構，觀察啟動瞬間與抵達穩態的位移變化量。

本文採用直接積分隱式法中的 Newmark 法，邊界條件考慮電壓為 $400V_{p-p}$ ，以交流電的型態施加於定子的 8 個分佈電極，再根據模態分析所得到的 F(1, 4) 自然頻率 $f_r = 36.950$ kHz 作為施加交流電壓的驅動頻率，如圖 3.20(a) 所示為 A 相驅動交流電壓。根據 Bathe[90] 指出，想要求得準確的暫態解，時間增量(time step) Δt 須滿足 $\Delta t/\bar{T} < 0.01$ ，其中 \bar{T} 為驅動周期。所以考慮將驅動週期分成十六等份的負荷增量，時間增量則細分 10 段，而定子上各點的初始位移與速度均假設為零。

此外，施加 Rayleigh 阻尼於整體結構，根據第二章推導的運動方程式(2.34)式，阻尼矩陣 $\mathbf{C} = \bar{\alpha}\mathbf{M} + \bar{\beta}\mathbf{K}$ ，分別代表結構阻尼以及庫倫摩擦阻尼，假設整個結構阻尼比不隨振動頻率改變，阻尼係數 $\zeta = 0.2\%$ ，以 F(1, 4) 之自然頻率與其下一個自然頻率來決定比例阻尼(proportional damping)之 $\bar{\alpha}$ 與 $\bar{\beta}$ 值，根據公式

$$\bar{\alpha} + \bar{\beta}\omega_i^2 = 2\omega_i\zeta_i \quad (3.4)$$

可求得 $\bar{\alpha} = 485$ rad/s， $\bar{\beta} = 4.1 \times 10^{-8}$ s/rad。

根據上述條件模擬馬達定子的暫態響應，以楔形的尖端下方 1.26 mm 之節點當作代表，徑向的位移變化量如圖 3.20(b) 所示，徑向位移以線性遞增直到第 37 周期(約 1.03 ms) 有最大值，隨後以不穩定的狀態增加與減少，最後在 8.887 ms，也就是 320 周期以後，輸出振幅的變化在穩態平均值的 1% 之內，此時楔形定子的波動位移達到穩態。接著，考慮在 600 周期，時間 16.663 ms，將驅動電壓設定為零，馬達定子振動位移立即以指數方式衰減，約莫在時間 27.772 ms 時，馬達定子達到了靜止狀態，說明了超音波馬達在關掉電源後的 11.11 ms 內(約 400 個周期)即沒有任何波動能量在楔形體尖端上傳遞。

圖 3.20(c) 所示為從模態感測器擷取到的行進波反應電壓訊號，可看出 ON 狀態時段為 0 ~ 8.837 ms、穩態時段 8.837 ms ~ 16.677 ms 以及 OFF 狀態時段為 16.677 ms ~ 27.787

ms，大致上與徑向位移曲線一致。ANSYS 模擬雙相驅動訊號與模態感測器在穩態時段之響應訊號如圖 3.21 所示。此三個時段訊號分別取快速傅利葉轉換(fast fourier transform, FFT)可獲得三個時段的頻譜曲線如圖 3.22 所示。從圖中可看出在 ON 狀態時段仍然有其他兩個模態(包括第一縱向模態 $L(1, 0)$ 與第二縱向模態 $L(1, 0)$)會被激振出現，在穩態時段則僅有驅動模態 $F(1, 4)$ 被激振出來，而在 OFF 狀態時段不但振幅降低、能量減少還有許多附近的模態皆出現了，這代表在沒有驅動電壓之後，會回歸馬達定子的本質特性(intrinsic property)，意即所有模態都會被激振出現。

3.4 討論

本文應用雙維有限元素法分析壓電圓管楔形撓性波的頻散曲線及共振模態，該方法適合分析圓管狀馬達定子楔形尖端的行進波及駐波。有效運用模態隔離的概念設計馬達的結構尺寸，數值結果顯示第二段基座高度 $h_b = 12.5$ mm 時，周向模態 $F(1, 4)$ 與鄰近模態的共振頻率間隔達 3.7 kHz 以上。若基座高度越矮，楔形撓性波受到底部的拘束條件限制，位移量易降低，故本文以第二段基座高度為 12.5 mm 的超音波馬達製作原型機，進行各項性能試驗。

本文也應用 ANSYS 套裝軟體對於軸對稱電極佈置的馬達定子進行模態分析、時諧分析、暫態分析與接觸分析。模態隔離的效果可以從模態分析結果充分的顯示出來。時諧分析模擬結果顯示，軸對稱分佈電極生成的行進波沿馬達定子的楔形尖端傳遞，其相速度與位移振幅均勻分佈，幾乎為一個定值，表示軸對稱分佈電極產生的行進波穩定。若以不同的周向模態驅動超音波馬達，周向匝數 n 越小，位移振幅越大，但是在不同周向位置的行進波位移振幅跳動。暫態響應模擬區分為三個時段：ON 暫態、穩態與 OFF 暫態，三個時段各代表三個不同的等效電路，可同時觀察楔形尖端的位移變化與模態感測器的反應暫態電壓訊號，後者又可以經 FFT 轉換觀察三個時段的頻譜。證明數值模擬結果與理論分析的結果是一致的。

雙維有限元素分析法可以分析導波相速度、自然頻率與空間頻率 k 之間的關係，

計算頻散曲線與自然模態，也可以清楚的說明軸向模態數 m 與周向模態數 n 之間的關係。其中周向模態數 n 為整數時代表駐波， n 非整數時則代表行進波，不論 n 為整數或非整數皆可以用雙維有限元素分析法計算自然模態，ANSYS 則僅能模擬 n 為整數的模態，但是雙維有限元素分析法無法加入阻尼(damping)效應，ANSYS 卻可以，兩者恰好可以互補。

ANSYS 模態分析可將各個模態與共振頻率顯示出來，更可以用模擬動畫來判斷是屬於縱向模態、扭曲模態或者撓性模態的那一種。通常撓性模態會成對出現，意即在相同共振頻率會有兩個模態且相差四分之一波長，縱向模態與扭曲模態則僅出現一個模態。ANSYS 時諧分析可以模擬馬達定子的阻抗曲線，也可用雙相合成的方式計算楔形尖端的質點位移橢圓形軌跡以及接觸點行進波的速度與方向。

ANSYS 暫態分析則可以模擬歷時曲線圖，我們區分成三個時段來模擬：ON 暫態時段、穩態時段以及 OFF 暫態時段。一方面量得楔形尖端的質點位移暫態響應，另一方面從模態感測器取得行進波的反應電壓訊號，再依三個時段分別取快速傅利葉轉換 FFT 可獲得頻譜圖。在 OFF 暫態時段，由於沒有任何外加電場的驅動運作，馬達會緩慢的回歸原生本質的特性，所以每個模態都有可能會出現。如圖 3.23 所示為馬達定子 20 kHz ~ 60 kHz 的原生本質頻譜特性曲線，各個相對的共振模態列於表 3.6 所示。

因為馬達在運轉時段的特性是最重要的課題，所以必須針對 ON 暫態時段與穩態時段的特性加以分析。其中穩態時段的頻率響應只有驅動頻率一個模態出現，這是最佳的馬達性能驅動情況。但是在 ON 暫態時段，除了驅動頻率的模態出現以外，尚有兩個明顯的其他模態出現，一個是第一縱向模態 $L(1, 0)$ 另外一個是第二縱向模態 $L(2, 0)$ ，雖然其相對共振頻率與驅動模態的頻率差距分別為 6 kHz 與 12 kHz，並未影響驅動模態。但是在馬達啟動瞬間會造成很大的干擾，我們從變形響應動畫可以很清楚看到啟動瞬間 4 個周期內，第一縱向模態與第二縱向模態主導整個馬達的運作，直到第 4 週期之後才由驅動模態主導，因此如何進行模態壓抑(modal suppression)讓其他不期望的模態影響力降低是接下來的重要議題。

在超音波馬達的設計階段，設計者通常以頻率響應曲線 FRF 來判斷那一個共振頻

率相對於那一個模態，有時候結構的微調將造成某一特定模態相對共振頻率的極大改變，甚至於出現兩個模態交錯的現象，以致於無法區分鄰近的共振頻率屬於那一個模態。本文使用二維曲線(圖 3.10)以及圖 3.16 所示的頻散曲線分析圖，可以很清楚的區別各個共振頻率與模態，此點比一維的頻率響應曲線 FRF(frequency response function)要強。我們可以依此很容易的尋找期望的模態與共振頻率，並且也可觀察結構在適度修改之後的影響，這是本文能夠增進馬達效能的重大發現。

當馬達定子基座第二段高度 h_b 增加時，不論是縱向模態、扭曲模態或者撓性模態，其共振頻率皆隨之大幅度的降低。然而軸向模態數 $m=1$ 的撓性模態卻僅有微幅降低，這可以證明當 $m=1$ 時基本的撓性模態其能量集中於楔形尖端，當 $m=2$ 或更高時其他模態的能量反而很容易會往下方發散。往下方發散的能量很容易會以熱能的方式表現出來而使得壓電圓管破裂或毀損，這是本研究選擇基本撓性模態 F(1, 4) 來驅動圓柱楔形超音波馬達的最重要考慮因素。

表 3.1 不鏽鋼(stainless steel)材料參數

密度 ρ (g/cm^3)	楊氏係數 E (GPa)	蒲松比 ν
7.82	201.25	0.29

表 3.2 海軍黃銅(Naval brass) 材料參數

密度 ρ (g/cm^3)	楊氏係數 E (GPa)	蒲松比 ν
8.47	105.46	0.34

表 3.3 壓電圓管 PZT-4 材料參數

彈性係數(GPa)				
C_{11}	C_{12}	C_{13}	C_{33}	C_{44}
139	77.8	74.3	115	25.6
壓電係數(Coulomb/m ²)			介電係數	
e_{15}	e_{31}	e_{33}	ϵ_{11}/ϵ_0	ϵ_{33}/ϵ_0
12.7	-5.6	15.1	730	635

※ $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ farads/m

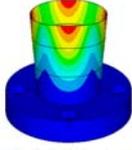
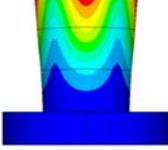
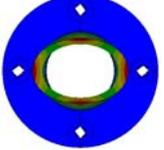
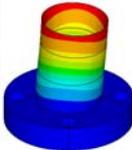
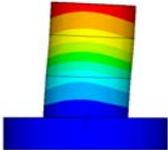
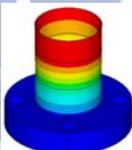
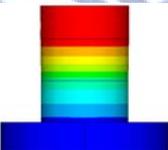
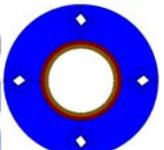
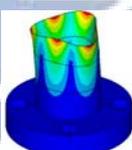
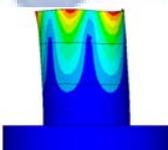
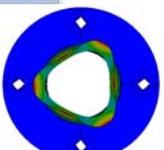
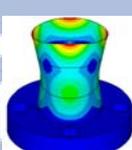
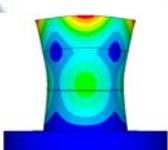
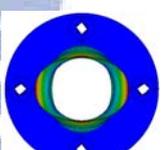
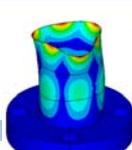
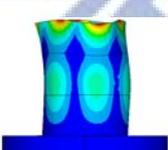
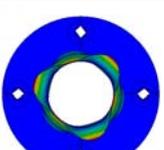
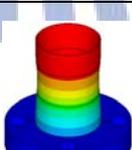
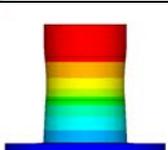
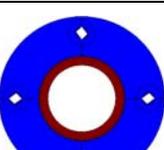
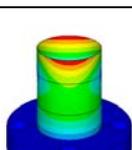
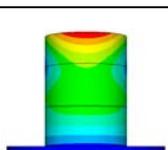
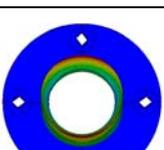
表 3.4 Bi-d FEM 分析 $h_b=12.5\text{mm}$ 各個模態共振頻率比較表(小括號內為 $h_b=0$)

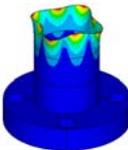
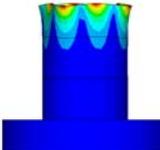
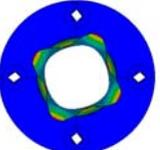
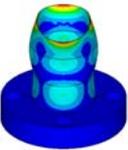
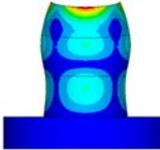
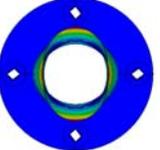
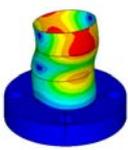
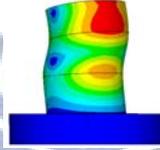
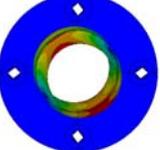
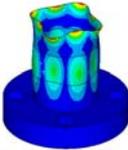
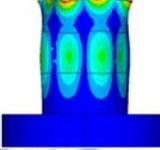
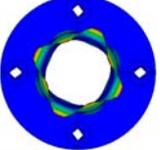
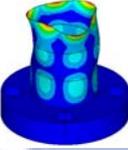
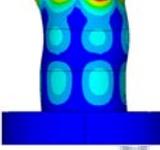
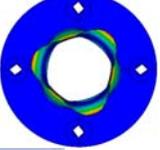
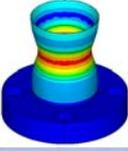
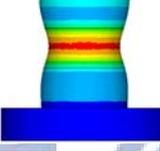
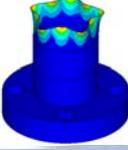
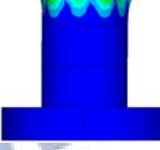
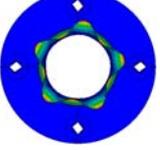
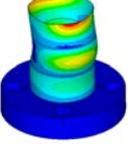
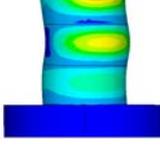
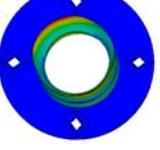
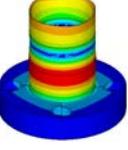
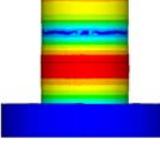
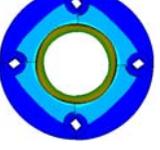
n	Resonant frequency (kHz)		
	$m = 1$	$m = 2$	$m = 3$
1	11.138	32.308	51.940
	(17.146)	(43.118)	(66.441)
2	9.849	24.142	41.813
	(13.492)	(35.742)	(62.234)
3	21.448	29.140	45.174
	(22.780)	(39.139)	(66.711)
4	36.008	43.084	58.193
	(36.099)	(50.617)	(75.798)
5	48.559	62.442	78.227
	(49.169)	(68.442)	(90.492)

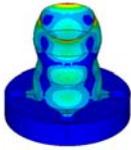
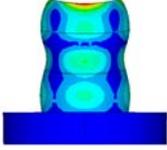
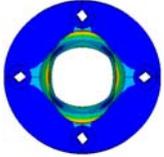
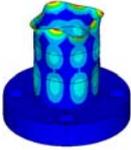
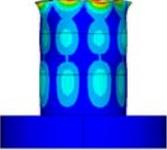
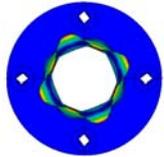
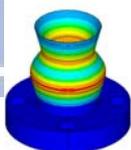
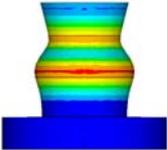
表 3.5 ANSYS 分析 $h_b=12.5\text{mm}$ 各個模態共振頻率比較表(小括號內為 $h_b=0$)

n	Resonant frequency (kHz)		
	$m = 1$	$m = 2$	$m = 3$
1	11.063 (16.676)	31.544 (42.665)	41.792 (52.100)
2	9.859 (13.252)	23.815 (36.627)	41.358 (61.964)
3	21.679 (22.770)	29.207 (38.383)	45.127 (65.867)
4	36.617 (36.950)	43.726 (52.149)	58.811 (74.954)
5	49.667 (50.066)	64.006 (68.873)	79.979 (90.683)

表 3.6 圓柱楔形超音波馬達定子原生振動模態(0 Hz ~ 60 kHz)

模態 順序	模態振形	自然頻率 (kHz)	立體圖	側視圖	俯視圖
1	F(1, 2)	9.859			
2	F(1, 1)	11.063			
3	T1	19.411			
4	F(1, 3)	21.679			
5	F(2, 2)	23.815			
6	F(2, 3)	29.207			
7	L1	30.263			
8	F(2, 1)	31.544			

9	F(1, 4)	36.617			
10	F(3, 2)	41.358			
11	F(3, 1)	41.792			
12	F(2, 4)	43.726			
13	F(3, 3)	45.127			
14	L2	47.671			
15	F(1, 5)	49.667			
16	F(4, 1)	50.563			
17	T2	52.977			

18	F(4, 2)	55.069			
19	F(3, 4)	58.811			
20	L3	59.988			

- F(m, n)代表撓性波模態，m 為軸向模態數，n 為周向模態數，T 代表扭曲模態，L 代表縱向模態。

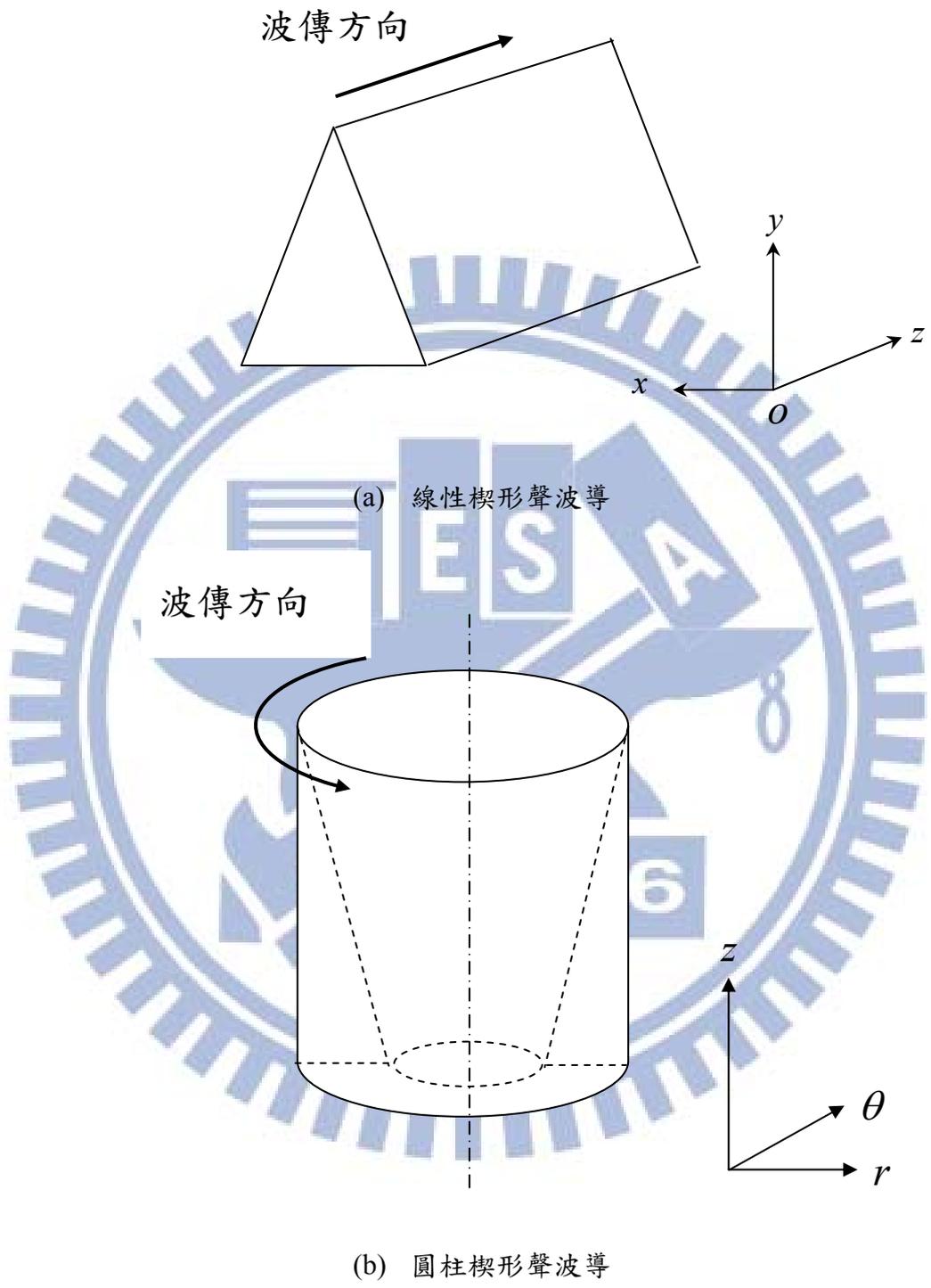
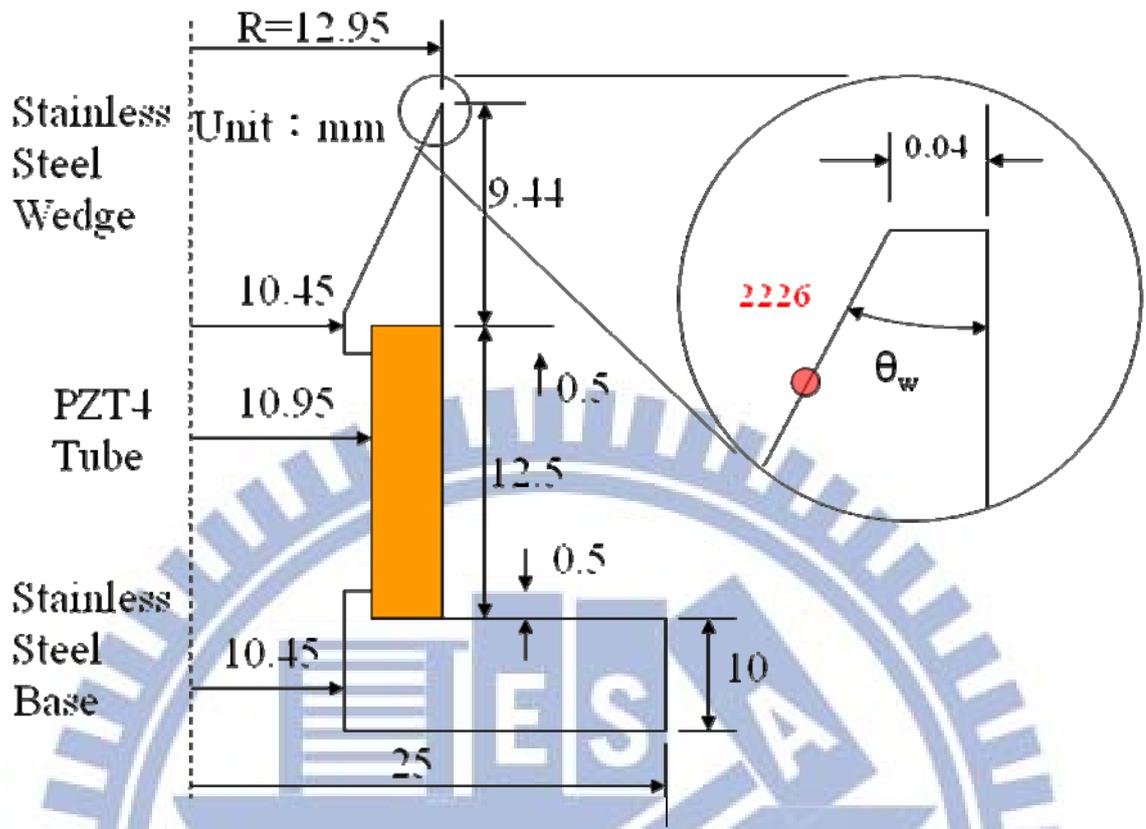


圖 3.1 楔形聲波導示意圖

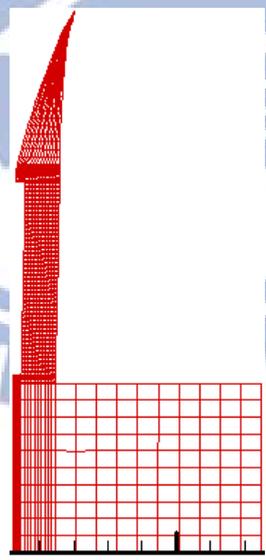


圖 3.2 圓柱楔形 3D 結構

圖 3.3 楔形體尖端截角寬度照片(ZEISS Axioskop 40 光學顯微鏡放大 200 倍)



(a) 剖面與頂端放大圖

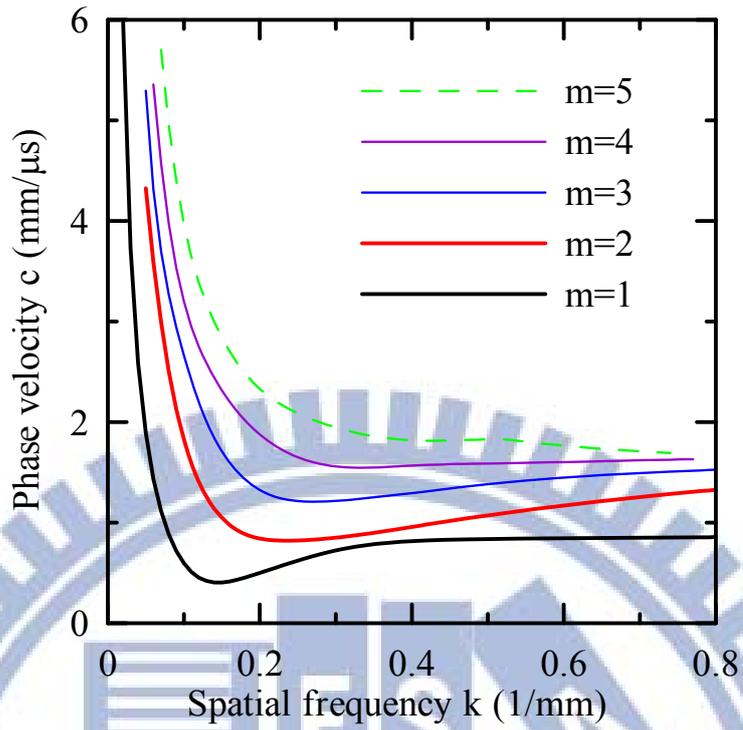


(b) Bi-d FEM 網格式圖

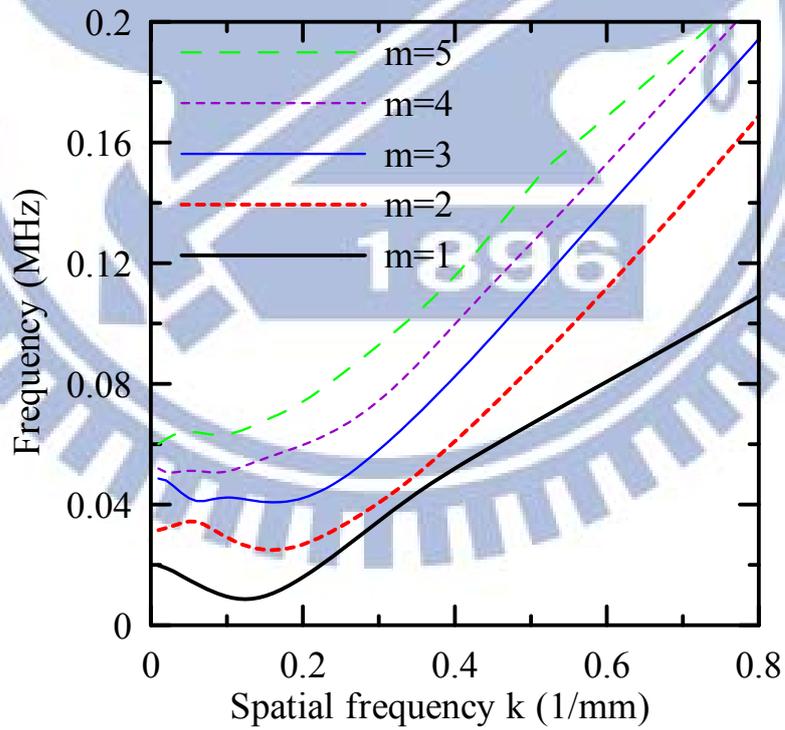
圖 3.4 馬達定子剖面及網格式圖



圖 3.5 圓柱楔形馬達定子及轉子的結構 3D 示意圖



(a) 相速度-空間頻率之頻散曲線



(b) 共振頻率-空間頻率之頻散曲線

圖 3.6 馬達定子之導波頻散曲線

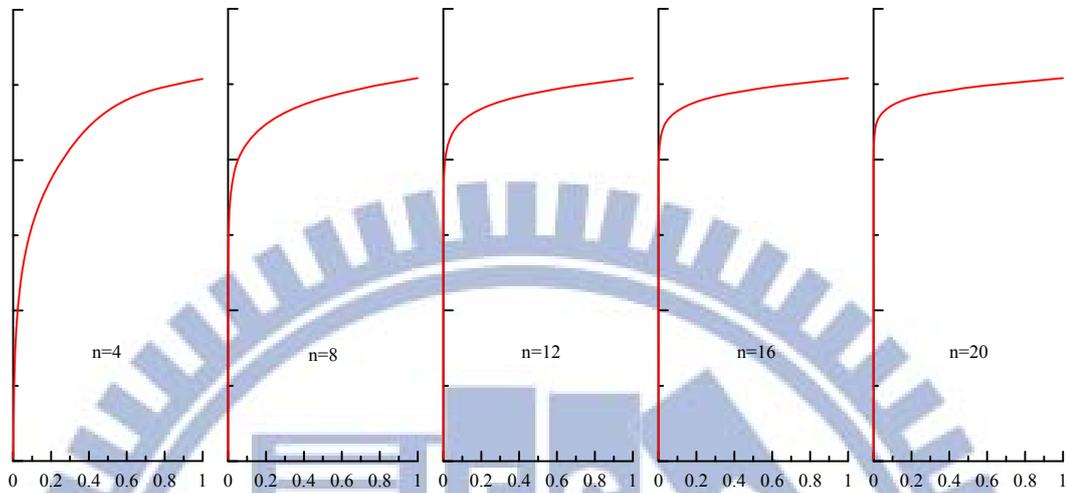


圖 3.7 周向匣數 n 變化(固定 $m = 1$)楔形體斜邊的位移曲線

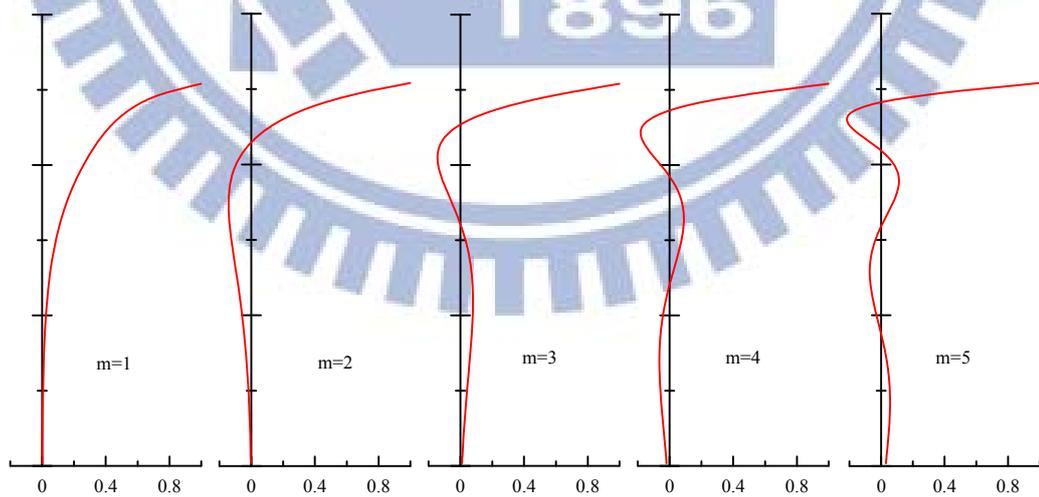


圖 3.8 模態數 m 變化(固定 $n = 4$)楔形體斜邊的位移曲線

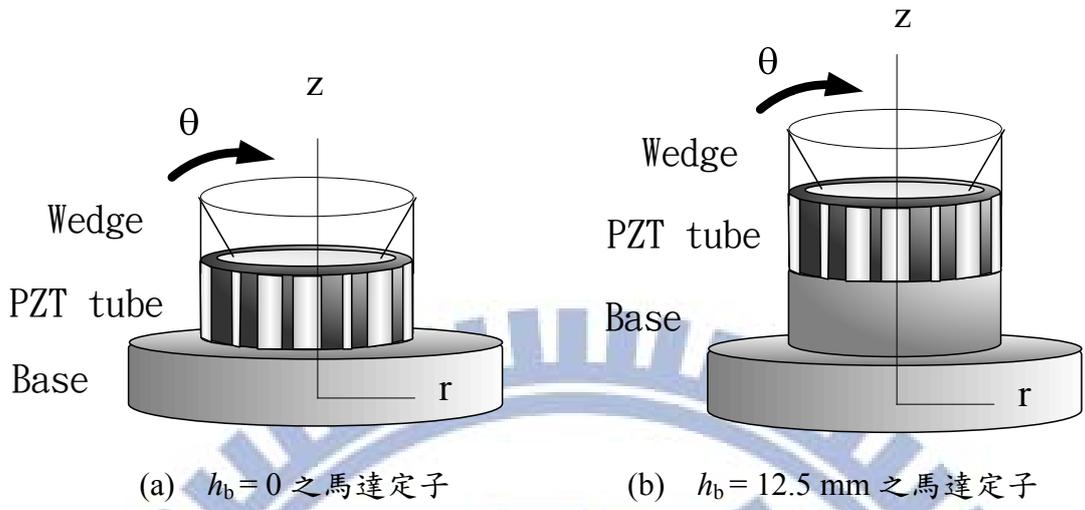


圖 3.9 超音波馬達定子 3D 結構圖

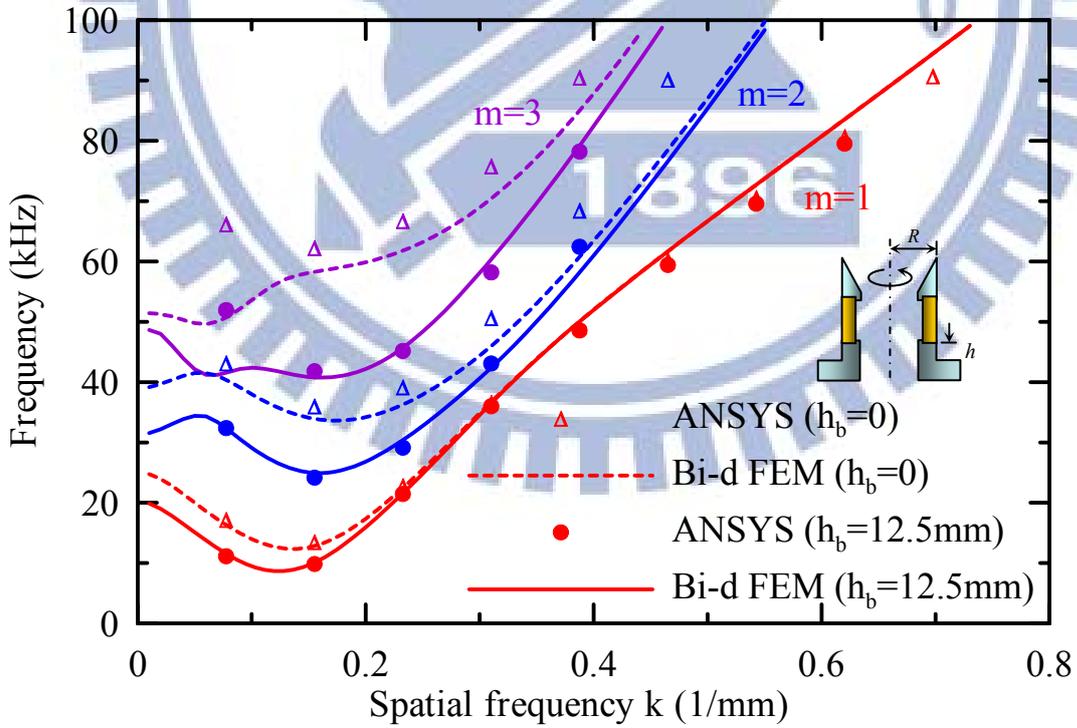


圖 3.10 模態隔離後之頻散曲線分析(Bi-d FEM 模擬與 ANSYS 資料)

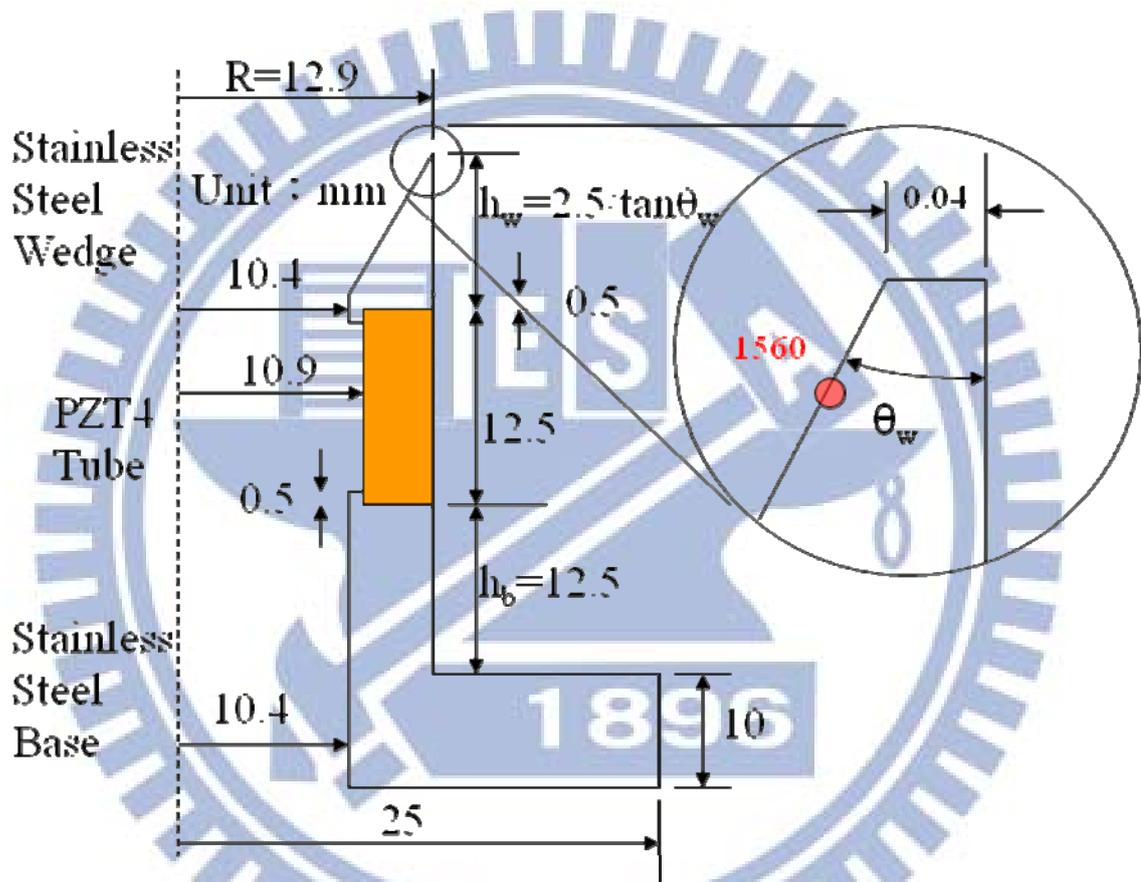


圖 3.11 修正後之馬達定子剖面圖

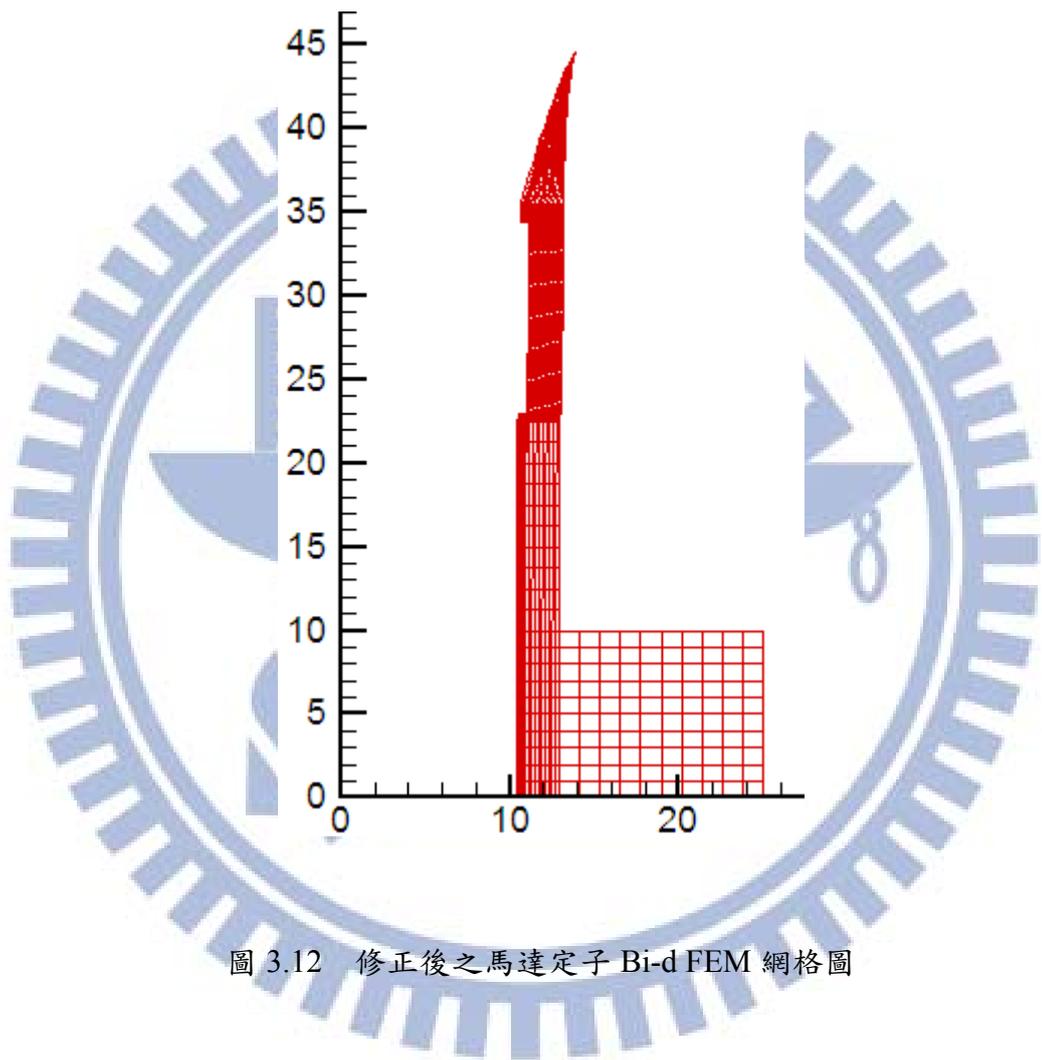


圖 3.12 修正後之馬達定子 Bi-d FEM 網格圖

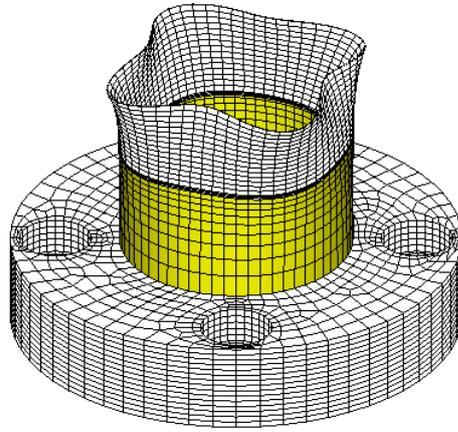


圖 3.13 $h_b = 0$ 之 ANSYS F(1, 4) 模態圖

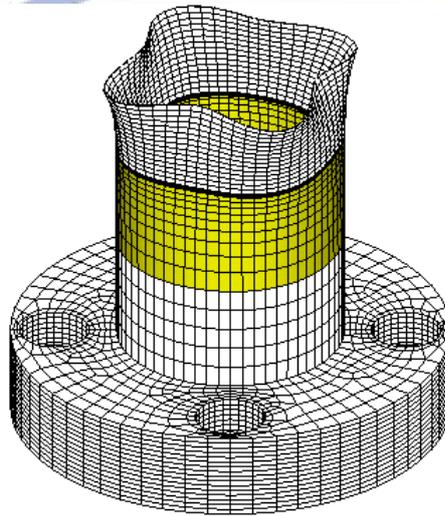


圖 3.14 修正後 $h_b = 12.5 \text{ mm}$ 之馬達定子 F(1, 4) 模態圖

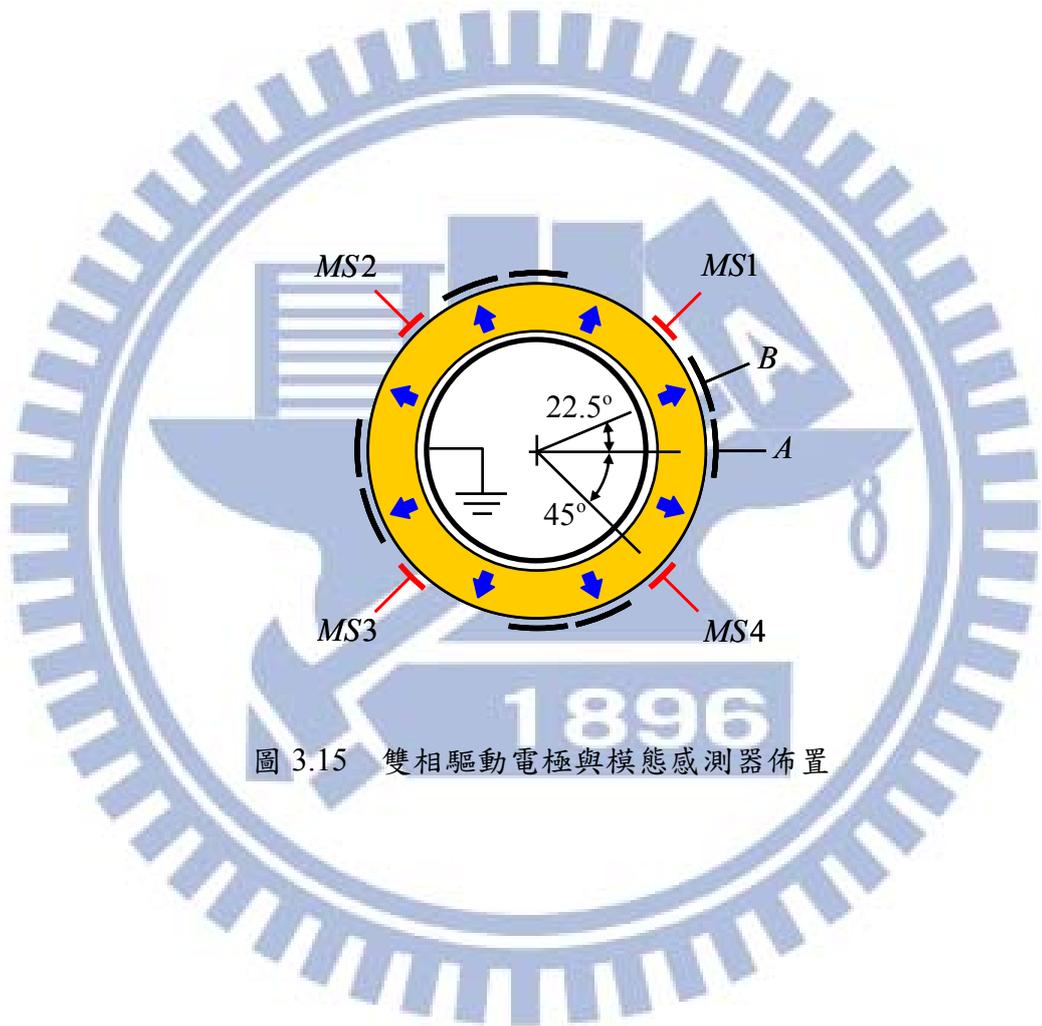


圖 3.15 雙相驅動電極與模態感測器佈置

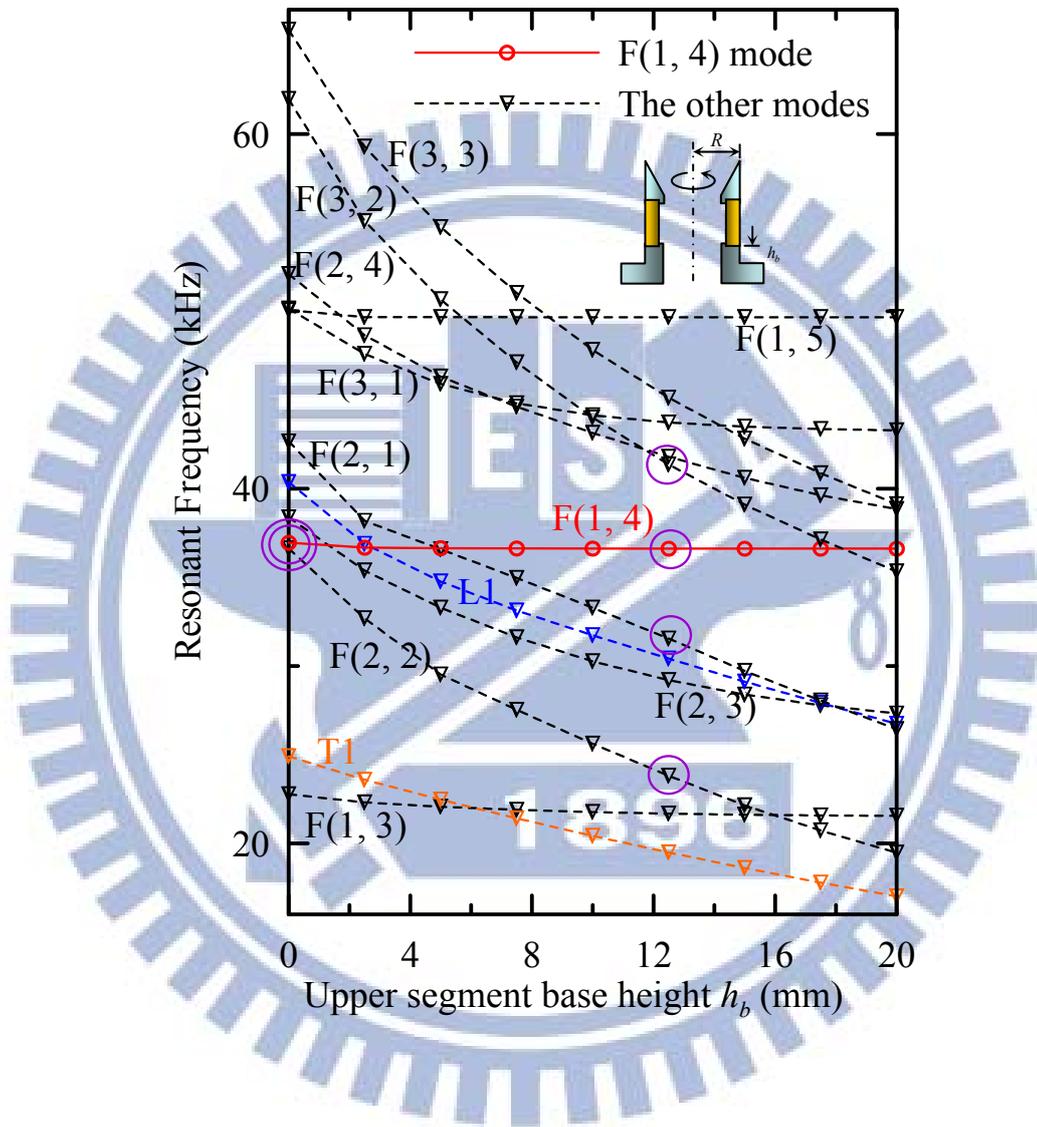


圖 3.16 底座高度 h_b 與各個模態的分佈圖(ANSYS 模擬)

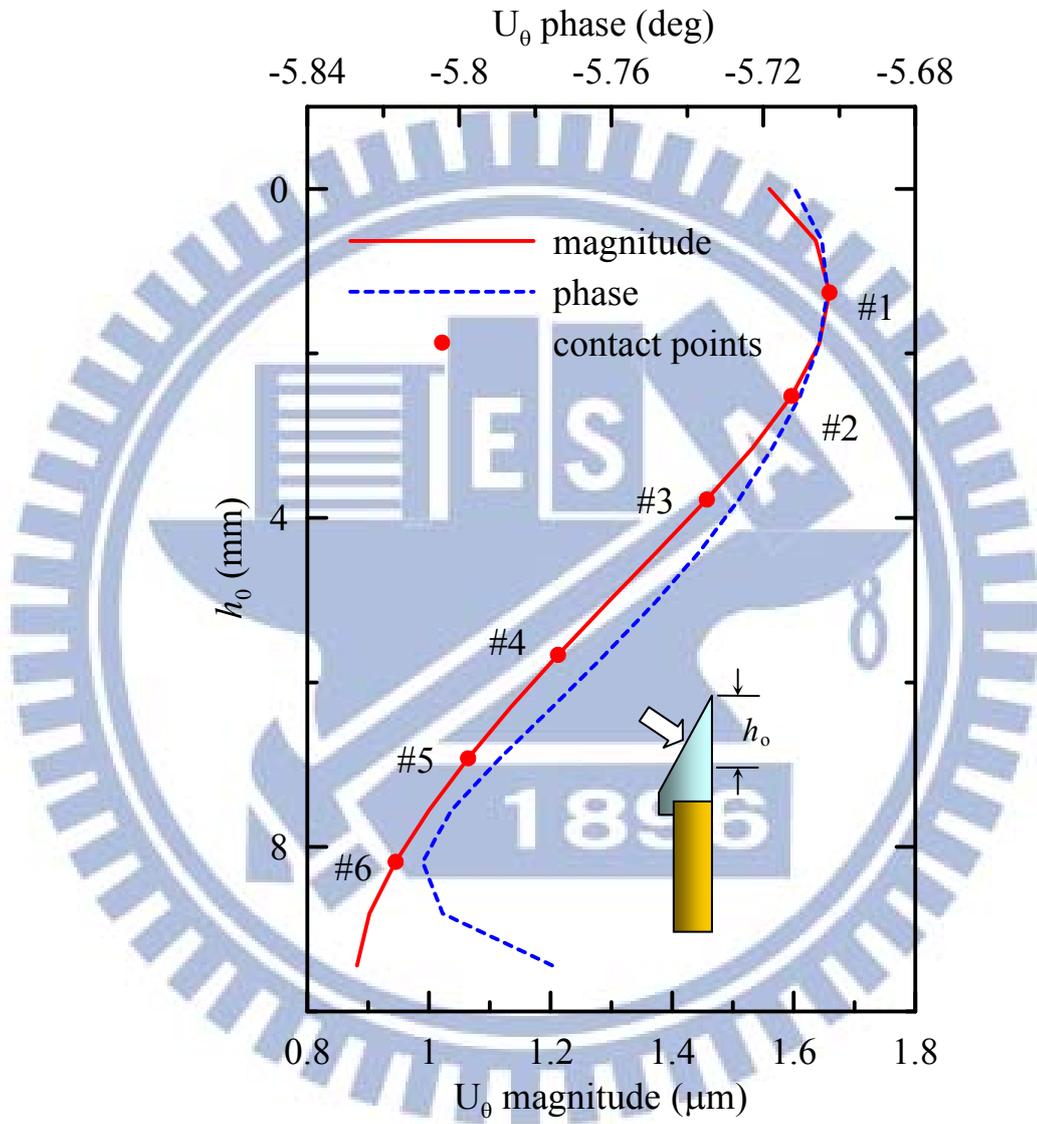


圖 3.17 楔形體斜邊之周向位移 U_0 曲線

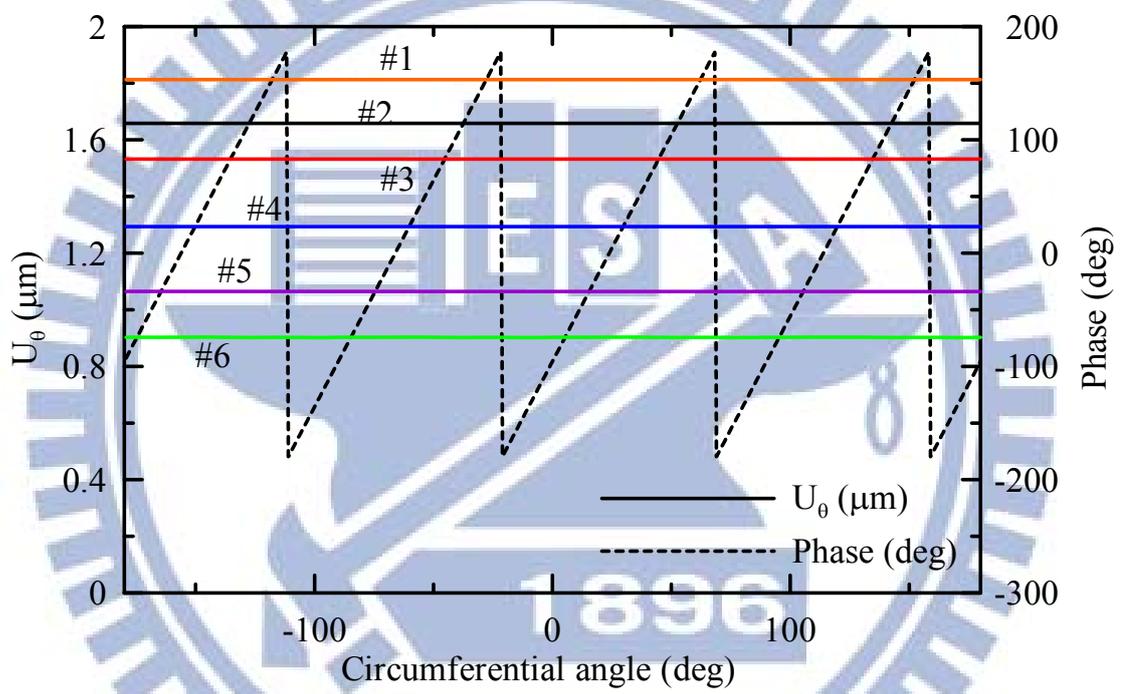


圖 3.18 楔形體內側斜邊的周向位移振幅與相位分佈。

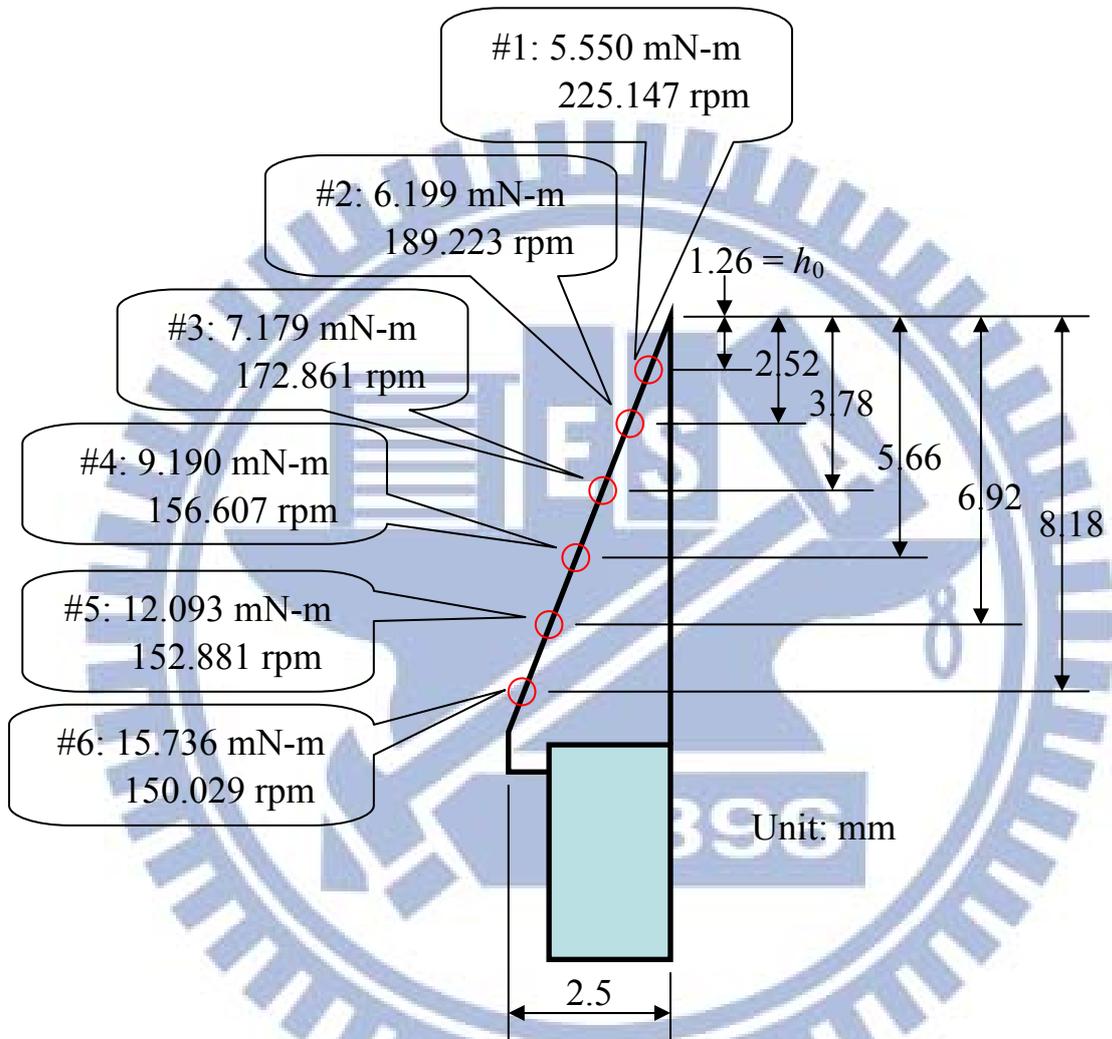
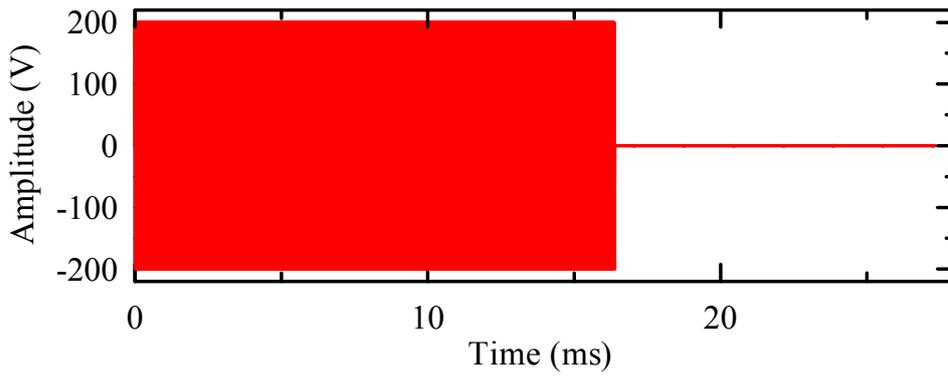
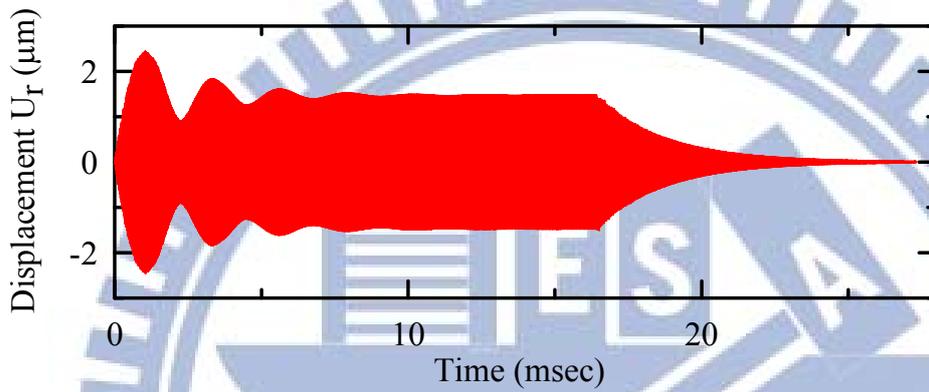


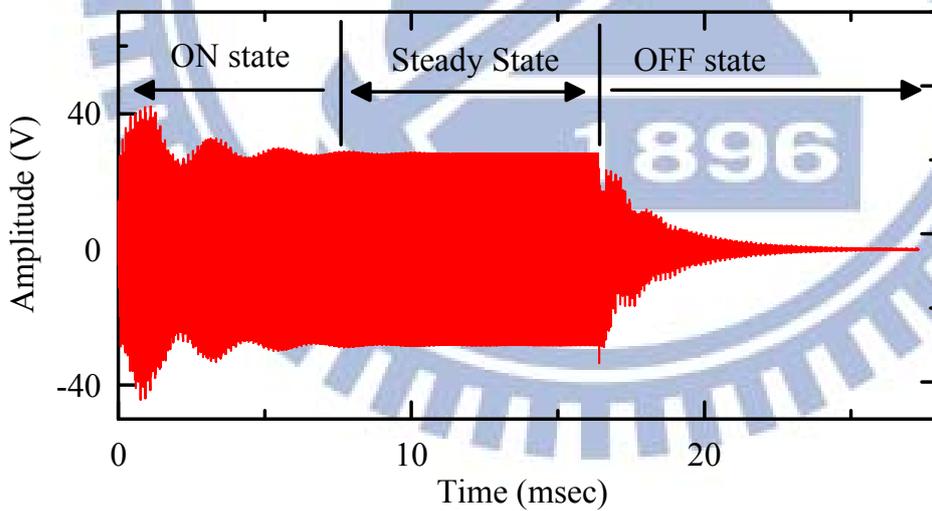
圖 3.19 楔形馬達定子剖面圖，預力 0.98 N 定子與轉子 6 個接觸點對應之馬達最大轉矩與最快轉速



(a) 相 A 的驅動交流信號



(b) 在#1 接觸點之徑向位移 U_r



(c) 從模態感測器上擷取到的信號

圖 3.20 ANSYS 模擬的暫態響應

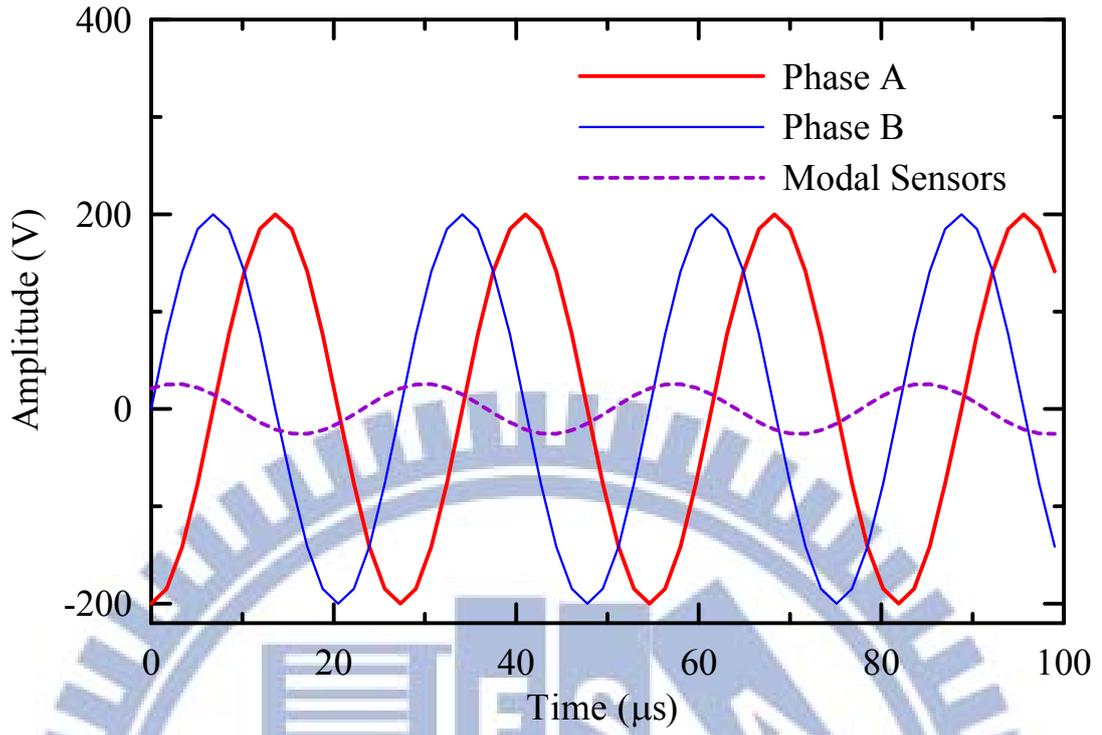


圖 3.21 ANSYS 模擬雙相驅動訊號與模態感測器在穩態響應時之訊號

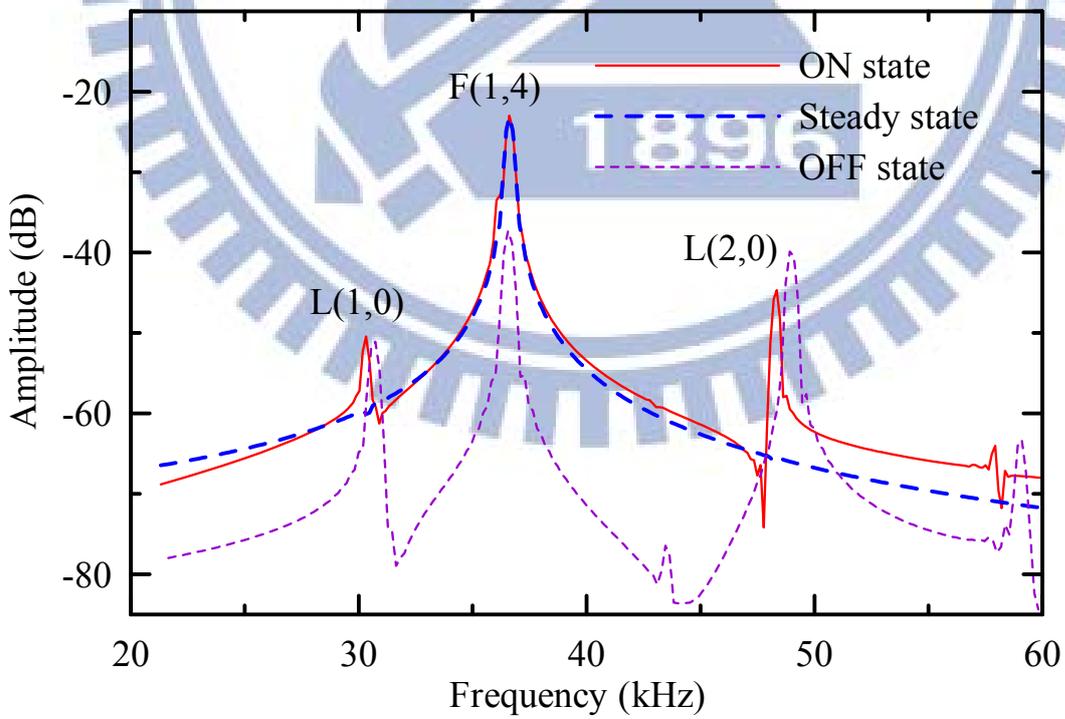


圖 3.22 圖 3.20(c)之暫態訊號頻譜

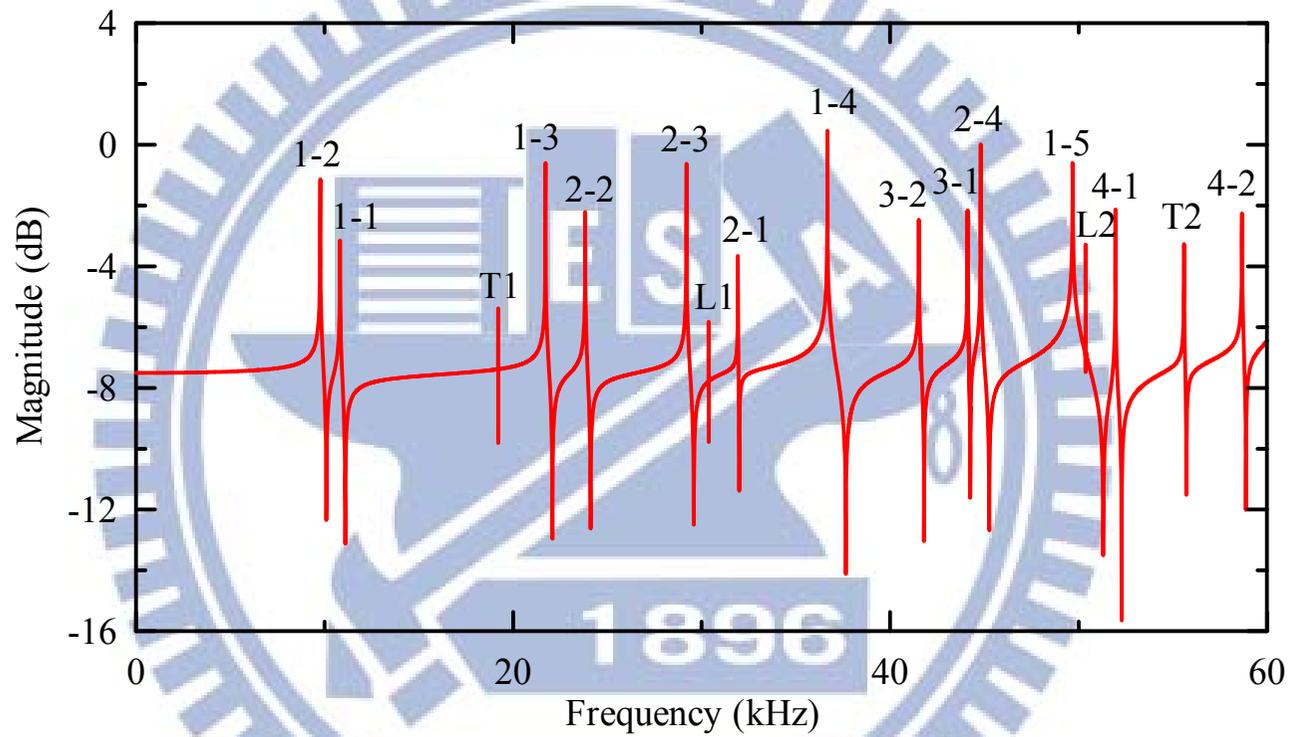


圖 3.23 圓柱楔形超音波馬達定子原生本質特性頻譜 (其中 2-3 代表 $F(m=2, n=3)$ 撓性模態，L2 代表第二縱向模態，T2 代表第二扭曲模態)

四、實驗與量測結果

4.1 馬達結構設計與製作

本文研發之圓柱楔形波超音波馬達在結構上可區分為定子與轉子兩大區塊來設計，結構的爆炸圖如圖 4.1 所示。

4.1.1 馬達定子結構設計與製作

馬達定子結構設計又可區分為三個部份，分別為基座、致動器與圓柱楔形體，定子結構剖面圖與尺寸如圖 4.2 所示，三者以 AB 膠緊密黏貼而成。基座是馬達與測試平台的固定底盤，因此必須厚重且堅實，本研究使用不鏽鋼(stainless steel)材料加工製成，底盤厚度為 10 mm。另外為了使正確模態能與其他模態隔離(modal separation)清楚，將底座墊高 $h_b = 12.5$ mm，基座設計圖以 AutoCAD 套裝軟體繪製如圖 4.3 所示，質量 132.51 g。致動器以壓電圓管來製作，材料為 PZT-4，由國內寰辰科技公司製造，外徑 12.95 mm、內徑 10.95 mm、高 12.5 mm，極化(poling)方向為徑向(向外)，質量 13.81 g。採購圓管成品之內外徑管壁皆已均勻塗佈電極，先以硝酸(nitric acid)將外管壁電極洗淨，並使用網版印刷方式將選定的電極樣式以導電銀膠(silver paint)塗佈於壓電圓管外管壁上，如圖 4.4 所示為 mode(1,4)網版設計圖，如圖 4.5 為網版成品照片。最後再以烤箱在攝氏 120 度溫度之下烘烤 10 分鐘，如圖 4.6 為壓電圓管致動器製作成果照片，從左至右依序為清洗電極前、清洗後及佈好電極之壓電圓管。圓柱楔形體直接以車床加工方式製作，材料為不鏽鋼，依照楔形角度 15 度、外徑 12.95 mm、內徑 10.45 mm、高度約為 9.44 mm 切削加工成形，質量 8.59 g。考慮加工精度問題，楔形尖端之截面長度(truncation length)平均約為 40 μm ，圖 4.7 所示為圓柱楔形體設計圖，圖 4.8 所示為馬達定子組合完成照片。

4.1.2 馬達轉子結構設計與製作

由前一章的雙維有限元素分析與 ANSYS 分析結果可知，雖然在楔形體尖端有最大徑向位移(radial displacement) U_r ，但是周向位移(circumferential displacement) U_θ 卻並非是最大，若是選擇楔形體尖端為馬達定子與轉子的接觸點，則會產生高轉速低轉矩的現象，因此選擇接觸點位於楔形體尖端下方之斜坡上，分別設計三顆轉子以量測 6 個接觸點

的性能，6 個接觸點的位置已標示於圖 3.19。除了第一個接觸點為楔形尖端下方 $h_0 = 1.26$ mm 為 ANSYS 模擬 U_θ 最大值處之外，其他接觸點則任意選取，轉子設計圖如圖 4.9 所示，所製作之三顆馬達轉子如圖 4.10 所示照片，由左至右分別為大、中、小三顆轉子，其尺寸規格如表 4.1 所示。馬達轉子材料為海軍黃銅，接觸點具有齒狀壓花(embossing)設計可增加定子與轉子的摩擦力，齒狀壓花經光學顯微鏡放大 200 倍後可估算平均齒深(depth)約 170 μm ，平均齒間距(pitch)約 450 μm ，如圖 4.11 所示為齒狀壓花光學顯微鏡照片。

4.2 振動位移頻譜量測

我們使用雷射都卜勒干涉儀(Laser Doppler vibrometer, LDV)配合頻譜分析儀(spectrum analyzer)來量測圓柱楔形體尖端振動面外位移(out-of-plane)之頻譜(spectrum)曲線，如圖 4.12 所示為馬達性能測試平台照片，量測架構如圖 4.13 所示。其中雷射干涉儀 ONO SOKKI LV-1720A (Ono Sokki Corporation, Tokyo, Japan)量測位移精密度可達 0.1266 nm。首先頻譜分析儀 NF-FRA5087 (NF Corporation, Yokohama, Japan)輸出端送出 1 V_{rms} 弦波之掃頻波 (sweep wave)測試信號，頻率由 30 kHz 至 40 kHz，經過功率放大器 NF HSA-4051 (NF Corporation, Yokohama, Japan)放大 20 倍後激振 A 相電極使馬達定子振動，干涉儀之雷射光量測點為楔形尖端位於激振電極上方，量得之位移信號由雷射干涉儀之類比輸出(analog output)送出至頻譜分析儀之接收端，完成整個量測流程。如圖 4.14 所示為馬達定子之頻譜曲線圖，F(1, 4)模態其相對共振頻率為 36.056 kHz，與模擬結果之誤差皆在 60 Hz 以內。

4.3 阻抗曲線量測

相對於頻率的阻抗與相位曲線可用網路分析儀 HP 8751A 來量測，量測架構如圖 4.15 所示。圖 4.16 為量得之阻抗曲線圖(impedance curve)，頻率由 25 kHz 至 40 kHz。在沒有加上負載時，模態 F(1, 4)之共振頻率為 36.065 kHz，與模擬結果之誤差皆在 60 Hz 以內，一旦加上負載之後其 F(1, 4)模態的共振頻率會往高頻移動至 36.605 kHz 處，與其他模態之共振頻率間隔相差 3 kHz 以上，表示模態隔離很成功。此結果也可與上一節振動位移頻譜量測 LDV 之量測結果互相驗證。

4.4 超音波馬達驅動系統設計

本研究使用雙相電源驅動方式產生行進波，電極的佈置如前一章所述，馬達驅動系統與特性量測方塊圖如圖 4.17 所示。首先由任意波形產生器 HP 33250A (Agilent Technologies, Santa Clara, CA, USA) 送出單一頻率之弦波，一端經功率放大器 A-303 (A. Lab. System, USA) 放大 20 倍後，輸出為相 A 驅動訊號。另一端則先經過相移器(phase shifter)產生相差 90 度的弦波之後，以一個指撥開關(toggle switch)選擇切換是否通過反相器(inverter)。其中未通過反相器的訊號直接放大 20 倍後，輸出的相 B 驅動訊號落後相 A 訊號 90 度；若選擇通過反相器，則訊號放大後輸出的相 B 驅動訊號領先相 A 訊號 90 度，用此一開關來控制行進波的行進方向以及馬達轉子的正反轉，如此就可以波形產生器送出單頻弦波之振幅控制馬達轉子的轉速。本文研發之超音波馬達最大驅動電壓為 $400 V_{p-p}$ ，驅動頻率為 36.605 kHz。

4.5 馬達性能量測

4.5.1 模態感測器量測

針對小型與微型結構而言，頻率響應曲線(frequency response function, FRF)通常使用非接觸式的光學量測儀器例如雷射干涉儀 LDV 來量測，共振頻率就是由共振結構的頻率響應曲線 FRF 圖來決定。如前所述，共振頻率會以交錯的順序出現，想要區別各個共振頻率與相對共振模態的關係是很困難的，因此，我們設計模態感測器(modal sensors)來量測共振頻率與馬達定子在運轉時的動態響應。

本研究在壓電圓管外側，以等角空間塗佈 4 組模態感測器，監測致動器的共振響應。因為電極覆蓋面積所帶電荷量正比於定子沿周向傳遞楔形波所產生的應變(strain)，所以在壓電感測器上會產生時變(time-varying)的電壓信號。為了獲得 F(1, 4)模態的最大響應，這些感測器可佈置於最大動態應變振幅產生之處。其他模態的共振響應也可以用此方式偵測，但儘可能遠離 F(1, 4)模態。

壓電陶瓷具有異向性燒結的特性，不容易燒結成為真圓，再加上電極塗佈之網版印刷皆為手工製作，難免會有製造不良與瑕疵出現，因此超音波馬達定子製作完成之後，在驅動條件下以 LeCroy WS42Xs 示波器同時觀察 4 支模態感測器(MS1~MS4)的響應訊號(圖 4.18)。若是壓電圓管品質良好且電極塗佈之網版印刷精準，則 4 支模態感測器的響應訊號應該在振幅、頻率與相位上皆一致才對，代表電極佈置適當(proper)。若是像圖

4.18 中 MS1 的振幅特別大，而 MS3 的振幅又特別小，這代表超音波馬達定子有瑕疵或電極佈置不適當(improper)。製造不良或有瑕疵的馬達定子會先以導電銀膠作補塗電極的措施，然後再量測一次，若是仍然無法使 4 組模態感測器的振幅相近，則將定子泡在丙酮溶液中，溶解電極銀膠，重新製作。

因為溫昇效應與定子固定條件不同，共振頻率的量測值與理論參考值通常有所偏差，因此，模態感測器可以幫助我們在馬達運轉時進行驅動頻率的微調(tuning)與回授(feedback)，增加運轉的穩定性。除此之外，它們還可以監測在定子上產生波傳之結構，若波形越接近弦波表示行進波正常產生，如果驅動頻率與期望的馬達定子共振頻率有很大差異，則行進波將有許多的諧波或者其他的雜訊產生。雖然每一個模態感測器量測的振幅皆不相同，但是其相位是完全相等的。如果以模態 F(1, 4) 之共振頻率來產生行進波是最佳的時諧(time-harmonic)信號，一旦發現驅動頻率與期望的共振頻率不同時，則行進波訊號會明顯的振幅減小且相位改變。當轉子施加接觸力於定子，意即增加動態應變於定子上，則行進波的振幅也會減小。

如圖 4.19 所示為未加負載與加上負載(preload 為 0.98 N)之後由模態感測器所量測得之行進波訊號。在未加負載時以 36.065 kHz 驅動，加上負載之後其振幅會減小，所以必須調整驅動頻率以及相位至最大振幅處，此時即為最佳驅動頻率 36.605 kHz 且兩相驅動訊號相位差保持 90 度。

4.5.2 轉速量測

以光學編碼器 HTR-3A (Hontko Co., Taiwan, ROC, 1000 p/r) 來即時量測馬達轉速(rotary speed)，透過 NI-PXI-6251 DAQ 訊號擷取卡 (National Instruments Corporation, Austin, Texas, USA) 之 Counter A 與 B 可將編碼器解析度(resolution)增加至 4000 p/r，不但可量測馬達即時轉速，亦可量得馬達之暫態響應(transient response)。如圖 4.20 所示為馬達轉速與驅動電壓之關係曲線，圖 4.21 所示為馬達轉速之暫態響應圖。

在驅動頻率 36.605 kHz、驅動電壓 $400V_{p-p}$ 與預負載 0.98 N 條件下，所測得最快轉速為 225 rpm，位於楔形尖端下方 1.26 mm 之斜坡處，即定子與轉子接觸點的#1 點，但是轉矩只有 5.55 mN-m。

4.5.3 轉矩量測

預壓力(preload)的施加使用線性彈簧如圖 4.22 所示，由左至右為小、中、大三型，

特性參數如表 4.2 所示，皆為壓簧。本文利用虎克定律 $F = kx$ 來定義預壓力的值，其中 k 為彈性常數， x 為壓縮位移量。

以荷重元件 LSM400 (FUTEK Advanced Sensor Technology, INC. California, USA) 來即時量測馬達轉矩(torque)，先以運轉中之馬達轉子帶動鋼繩，鋼繩另外一端綁一顆 0.196 N(20 g)之平衡砝碼(weight)，再以荷重元件感測量得之電壓訊號經 VISHAY 2210B 信號放大器 (VISHAY Micro-Measurement, INC. Munich, Germany)放大與濾波之後轉換為拉力(單位：N)，透過 NI-PXI-6251 DAQ 訊號擷取卡之 Analog Input (AI0)將拉力量得，再乘以轉子半徑(單位：m)轉換成轉矩(單位：N-m)，整個轉速與轉矩量測系統以 NI-LabVIEW V8.5 軟體程式進行資料擷取及計算。

圖 4.23 所示為預負載與轉矩關係曲線，馬達轉速與轉矩之關係曲線則如圖 4.24 所示。在驅動頻率 36.605 kHz、驅動電壓 $400 V_{p-p}$ 與預負載 0.98 N 條件下，所測得最大轉矩為 15.736 mN-m，轉子與定子的接觸點位於楔形尖端下方 8.18 mm 之斜坡處，即定子與轉子的#6 接觸點，但是轉速降至 150.029 rpm。實驗所測得最大轉速為 225.147 rpm，接觸點位於楔形尖端下方 1.26 mm 之斜坡處，即定子與轉子的#1 接觸點，此時的轉矩為 5.550 mN-m。

圖 4.25 所示為馬達機械輸出功率與轉矩之關係曲線。本研究以功率 $P_m = T\omega$ = 轉矩 \times 轉速的公式，直接算得馬達最大機械輸出功率 P_m 為 119.645 mW。在量測馬達的輸出轉速與轉矩的同時，本研究以 Agilent 34401A 數位萬用表同步量測馬達驅動之輸入電流值，最大交流電流為 $2.608 mA_{rms}$ ，因為使用雙相驅動，因此總輸入電流有效值為 $5.216 mA_{rms}$ 。輸入電壓固定為 $400 V_{p-p}$ ，有效值為 $141.421 V_{rms}$ ，因此總輸入電功率 $P_e = I_{rms} V_{rms} = 737.652 mW$ 。估算馬達的機電轉換效率 $\eta = P_m / P_e = 16.22\%$ 。

圖 4.26 所示為 6 個接觸點之最大轉矩與最快轉速圖，可因此改變接觸點以適應各種不同的應用的場合。

4.6 暫態響應量測

圖 4.27 所示為暫態響應量測架構圖。驅動架構與原先的系統相同，產生的弦波頻率與振幅也與先前相同，但是本節使用函數波產生器 HP33250A 的叢集觸發(burst trigger)功能，產生 600 個周期的弦波之後就將輸出功能關閉。可同時量測兩個量，一個是使用雷射都卜勒干涉儀 LDV(ONO SOKKI Laser Vibrometer LV-1720A, Japan)量測圓柱楔形體的尖端徑向位移，將代表位移量的電壓訊號以數位儲存式示波器 LeCroy WS42Xs

(LeCroy Corp., New York, USA)取樣量測儲存，取樣率(sampling rate)為 10 MS/s，取樣點數為 500 kS，LDV 量測精度為 500 nm/V。另一個直接以數位儲存式示波器量測模態感測器的行進波反應訊號，取樣率與取樣點數皆相同。圖 4.28 所示為圓柱楔形體的尖端徑向位移暫態響應，圖 4.29 所示為模態感測器的行進波訊號暫態響應，圖 4.30 所示為頻譜曲線圖。從頻譜圖中可發現，在 ON 暫態時段除了撓性模態 $F(1, 4)$ 被激振出來之外，很明顯地尚有另一個模態被激振出來，那就是第二縱向模態 $L(2, 0)$ ，反而第一縱向模態 $L(1, 0)$ 並不明顯。在穩態階段只有驅動模態 $F(1, 4)$ 被激振出來。在 OFF 暫態時段則每一模態都有可能出現，而且能量被摩擦損耗掉，因此 OFF 暫態會呈現指數衰減方式，讓振幅減小而沒有振盪產生，最後回歸馬達定子的本質特性，這一點與前一章模擬結果一致。超音波馬達的驅動特性是最重要的，因此如何在 ON 狀態時段進行模態壓抑(modal suppression)是很重要的課題。

本研究進一步借用工業技術研究院量測中心的雷射都卜勒干涉儀 LDV(Polytec OFV-5000 Vibrometer, Germany)量測圓柱楔形體的尖端徑向速度訊號，並將馬達測試平台置放於旋轉平台上，如圖 4.31 所示照片，可以觀察 WW-USM 在運轉過程當中驅動模態是否有改變。由於原先製作的馬達定子電極是以導電銀膠塗佈再以烤箱烘烤而成，經過長期使用後已經產生變質的現象，導電性已經大幅衰退，必須重新製作馬達定子。重製的馬達定子不用銀膠塗佈方式，因為購置的壓電圓管內外徑表面已佈好電極，我們採用砂紙刮除方式仔細的將不用的部份電極磨除，只留下雙相驅動電極與 4 支模態感測器電極，佈置方式仍然依照圖 3.15 所示。

先以 HP8751A 量測在預負載 0.98 N 下的共振頻率 36.919 kHz 當作驅動頻率，使用函數波產生器 HP33250A 的叢集觸發功能，產生 600 個周期的弦波，並以 LDV 觀察楔形行進波在楔形尖端圓周上的傳遞，將代表速度量的電壓訊號以數位儲存示波器 LeCroy WS42Xs 取樣量測儲存，取樣率為 10 MSa/s，取樣點數為 500 kSa，LDV 量測精度為 1 m/s/V。每 5 度量測一次，旋轉一圈 360 度共儲存 72 筆資料。

圖 4.32 所示為沒有加轉子之楔形體尖端徑向速度第一筆(0 度時)暫態響應曲線，在 ON 暫態時並沒有振盪現象發生，代表馬達定子的阻尼增大了，這是因為馬達定子製作方式改變所致。圖 4.33 所示為穩態時(時間由 10.00 ms 至 10.26 ms)之 72 筆資料組合成的灰階圖，可清楚的觀察到行進波是以逆時針方向穩定傳遞。圖 4.34 所示為量測至 180 度時，時間由 10.00 ms 至 10.26 ms 之 10 個周期波形，代表圖 4.33 的綠色橫線之行進波形。圖 4.35 所示為固定時間 10.10 ms 時，在楔形體尖端一圈 360 度圓周上的波形，代

表圖 4.33 的紅色直線之行進波形，可顯示在楔形體尖端確實為 4 波長的模態被激振出來。

在轉子與彈簧預負載總共 0.98 N 下，楔形體尖端徑向速度的第一筆(0 度時)暫態響應曲線如圖 4.36 所示。圖 4.37 所示為穩態時(在時間由 10.00 ms 至 10.26 ms)之 72 筆資料組合成的灰階圖，可觀察到行進波仍然以逆時針方向傳遞。圖 4.38 所示為量測至 180 度時，時間由 10.00 ms 至 10.26 ms 之 10 個周期波形，代表圖 4.37 上綠色橫線之行進波形。圖 4.39 所示為固定時間 10.10 ms 時，在楔形體尖端一圈 360 度圓周上的波形，代表圖 4.37 上紅色直線之行進波形，可顯示在楔形體尖端主要為 4 波長的模態被激振出來，但是有其他雜訊包含在其中，值得進一步深入探討。

在相同驅動條件下第二次再以另一數位儲存式示波器 Agilent DSO7054A 取樣量測儲存，取樣率為 2.5 MSa/s，取樣點數為 50 kSa。圖 4.40 至圖 4.43 為沒有轉子之 LDV 量測結果，圖 4.44 至圖 4.47 為加上預負載 0.98 N 之 LDV 量測結果。量測結果反而不如第一次量測的結果，推究其原因可能有三：一是定子或轉子磨耗。二是軸心晃動，代表轉子軸心沒有對好。三是沒有加足夠的預力，造成接觸點懸空使得定子變形不均勻所致。

4.7 討論

馬達定子的測試結果發現，模態感測器的設置位置會影響所量得的頻率響應。若模態感測器分佈在共振模態位移最大的位置，該模態的共振頻率的響應最為明顯。致動器的電極佈置也會影響共振頻率響應的大小，以軸對稱分佈電極量測的頻率響應之對比最為明顯。高階周向模態的共振頻率量測值與數值模擬結果的誤差較低階模態大，可能肇因於壓電圓管的異向性燒結特性，致使成品的管壁厚度不均勻所致。本文以高階周向模態之楔形撓性波驅動超音波馬達，數值模擬與試驗結果的一致性高。

在超音波馬達原型機的性能測試試驗中，預負載愈大，扭矩及轉速隨之增大，漸而減少。軸對稱分佈電極驅動的馬達扭矩及轉速較兩側配置電極驅動者大。若以軸對稱分佈電極驅動不同周向模態，高階周向模態者的性能較低階周向模態者優。低階周向模態者生成的行進波位移振幅較不穩定，與定子的接觸點較少，導致轉速不穩定，影響馬達性能。

超音波馬達性能測試結果顯示，圓柱楔形超音波馬達的機械輸出在設計上具有很大的彈性。只要改變轉子與定子接觸點的位置就可以改變輸出的轉速與扭距，並不需要改變馬達的本體架構。在驅動頻率 36.605 kHz、驅動電壓 400Vpp 與預負載 0.98 N 的條件

之下，最快轉速可達 225 rpm，最大輸出扭矩為 15.736 mN-m，最大機電轉換效率為 16.22 %。

圓柱楔形超音波馬達是一種以定子與轉子之間的行進波與摩擦力接觸推動的致動器，因此激振模態與相對共振頻率的確認是最重要的課題，而改變圓柱楔形超音波馬達結構讓驅動頻率與其他鄰近的共振頻率能清楚分開是模態隔離的基本概念，這也可以保證其他模態不會產生或干擾我們的行進波的品質。本文所研發的圓柱楔形超音波馬達定子是採用不鏽鋼楔形體、壓電圓管與不鏽鋼基座三者緊密黏貼而成。其中壓電圓管是以粉末壓鑄燒結製成，並不適合後處理再加工以改變結構，而且壓電材料製造商也不可能特別製作適合我們的壓電圓管，因此調整不鏽鋼基座高度是達成模態隔離效果的最佳選擇。

本研究採用的壓電圓管是以粉末冶金的成型技術製作，壓電圓管的幾何尺寸較難控制在一定的公差，也較難利用工具機改善馬達定子結構的同心度及精度。未來可考慮利用以車床加工的元件作為定子的主要結構，減少馬達轉子無法與定子結構對準中心的問題。數值分析的部份已經進一步模擬超音波馬達的暫態響應(transient response)，且將來會以接觸力學模型來分析馬達定子與轉子之間的接觸摩擦問題。

本研究在製作完成馬達原型機之後，先以阻抗分析儀量得馬達定子的阻抗曲線，以決定欲激振模態的共振頻率，同時也可量得等效電路的各項參數。為了驗證共振頻率與模態的關係，再以雷射都卜勒共振儀 LDV 量測馬達定子上楔形尖端的振動位移頻譜。但是實際馬達在運作時是有加預負載(preload)的，在加上預負載之後其共振頻率會往高頻移動，因此真正的最佳驅動頻率往往必須經過多次調整才能決定。本文以模態感測器的設置來做即時監控，一方面可以監督合成行進波的品質，另一方面可以調整驅動頻率求得最佳的馬達性能，將來更可以做內迴路的控制微調，功能非常多元且顯著。只是目前模態感測器的設置與驅動電極形狀相同皆為長條狀，將來可以考慮配合模態形狀調整，如此更能讓模態感測器與模態致動器的電極功效發揮得淋漓盡致。

表 4.1 轉子規格表

轉子 編號	質量(g)	直徑(mm)	接觸點編號	接觸點位置 h_0 (mm, 楔形 體尖端以下)
大	46.090	(上) 25.23	#1	1.26
		(下) 24.18	#2	2.52
中	39.845	(上) 23.44	#3	3.78
		(下) 21.96	#5	6.92
小	40.880	(上) 22.71	#4	5.66
		(下) 21.12	#6	8.18

表 4.2 提供定子預壓力彈簧規格表

彈簧 編號	材料	線徑 (mm)	外徑 (mm)	自由長度 (mm)	圈數	彈性常數 k (kg/mm)
小	鋼(白鐵)壓簧	0.6	24	55	9.5	0.0014
中	鋼(白鐵)壓簧	0.8	24	55	9.5	0.0052
大	鋼(白鐵)壓簧	1.2	24	34	5.5	0.1262

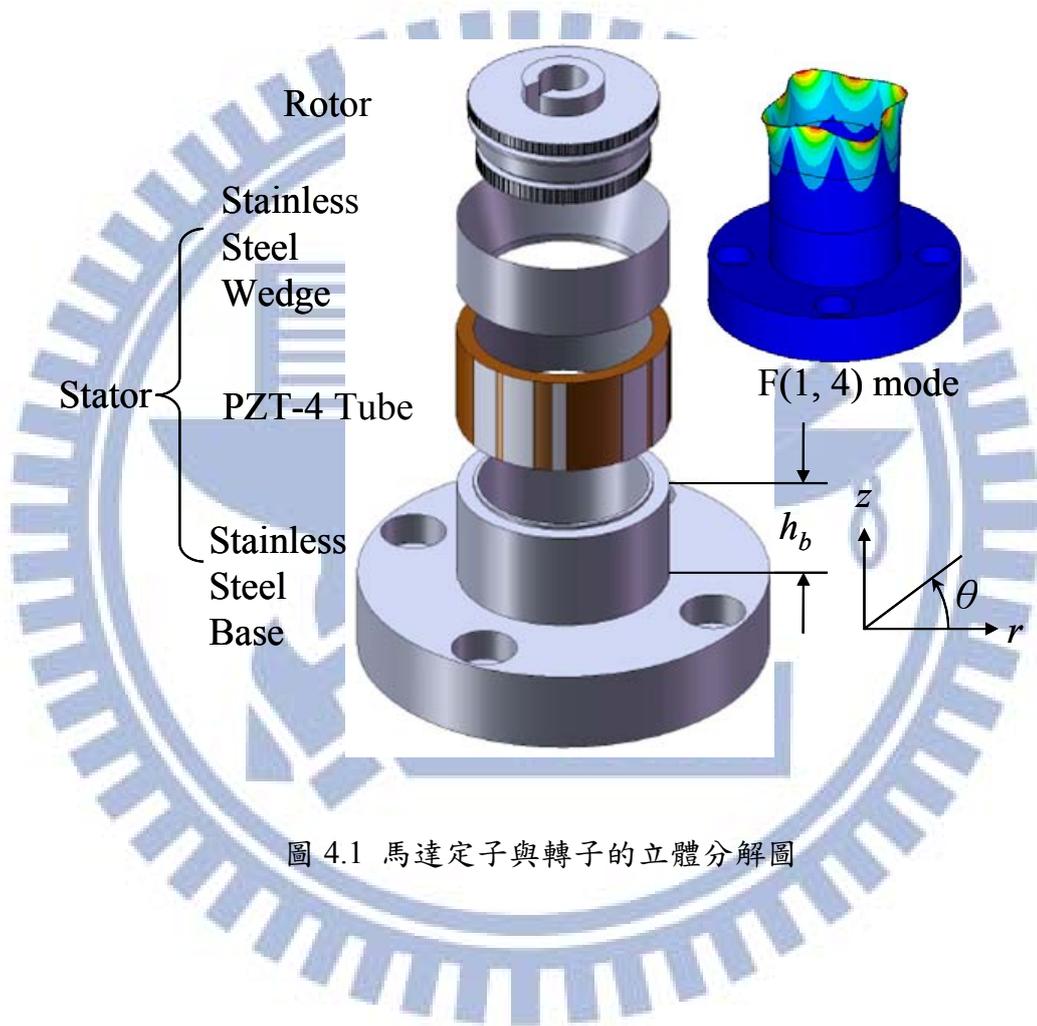


圖 4.1 馬達定子與轉子的立體分解圖

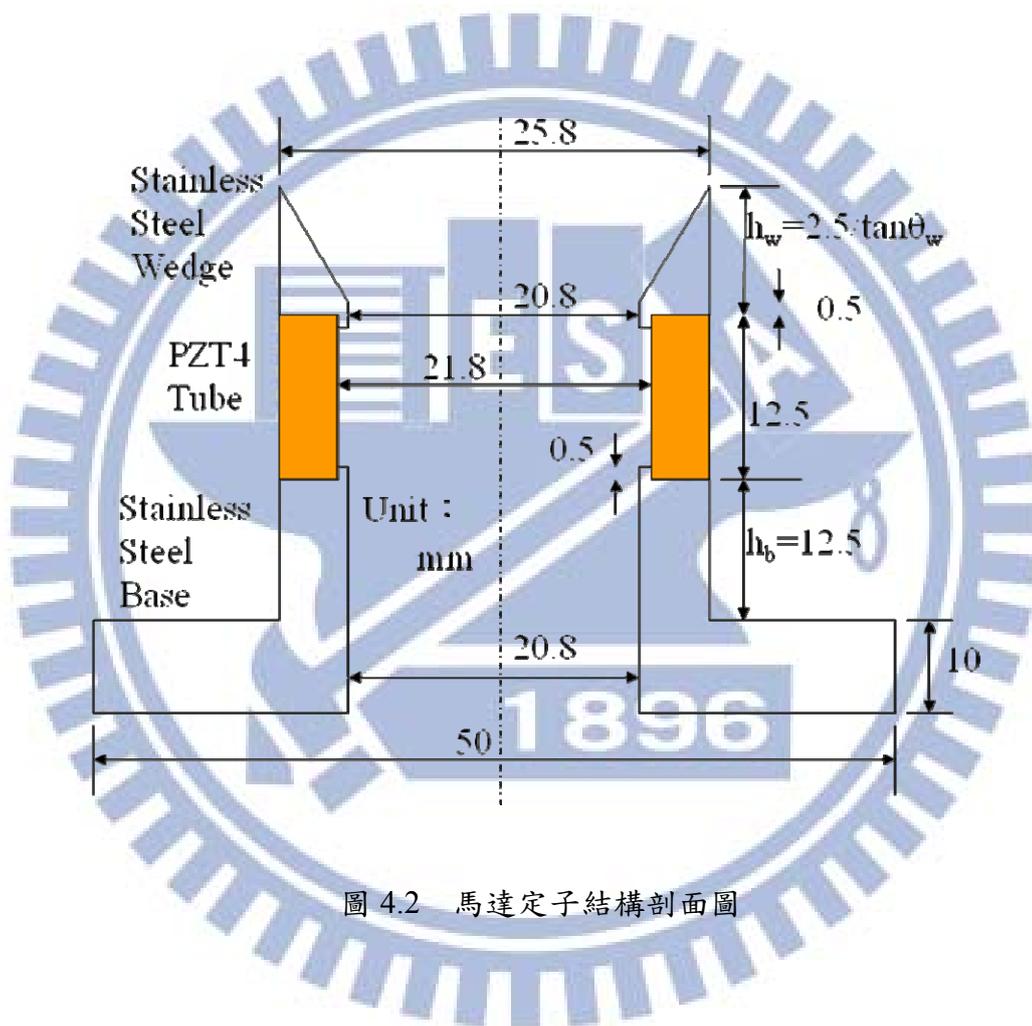


圖 4.2 馬達定子結構剖面圖

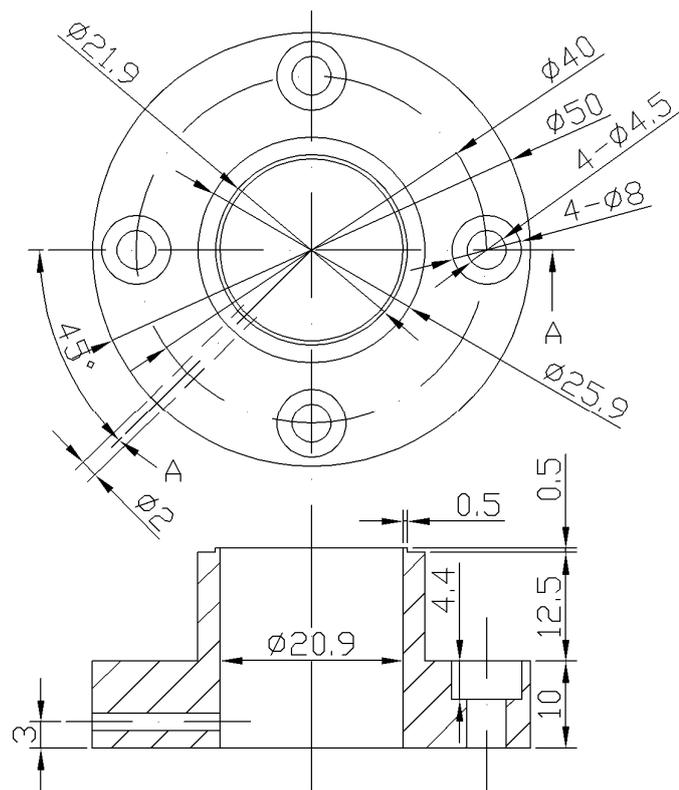


圖 4.3 馬達定子基座設計圖

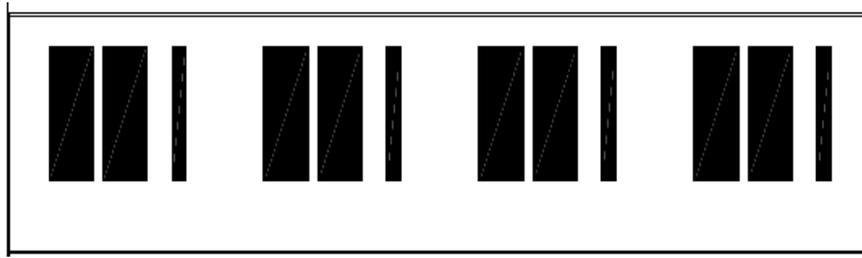


圖 4.4 電極網版設計圖

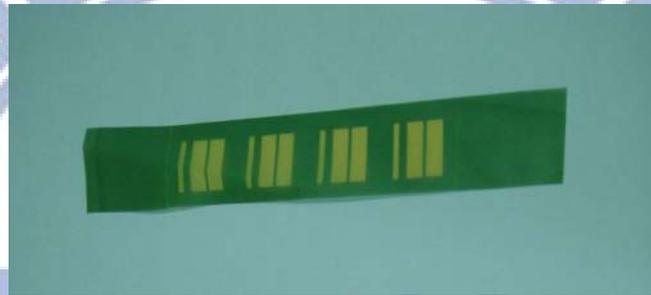


圖 4.5 網版照片 mode (1,4)



圖 4.6 PZT-4 壓電圓管(從左至右依序為清洗電極前、後及佈好設計之電極)

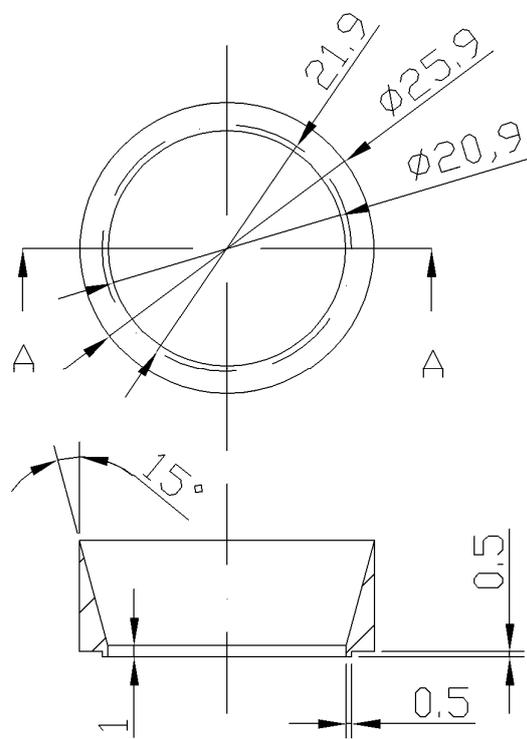


圖 4.7 圓柱楔形體設計圖



圖 4.8 馬達定子組合實體照片

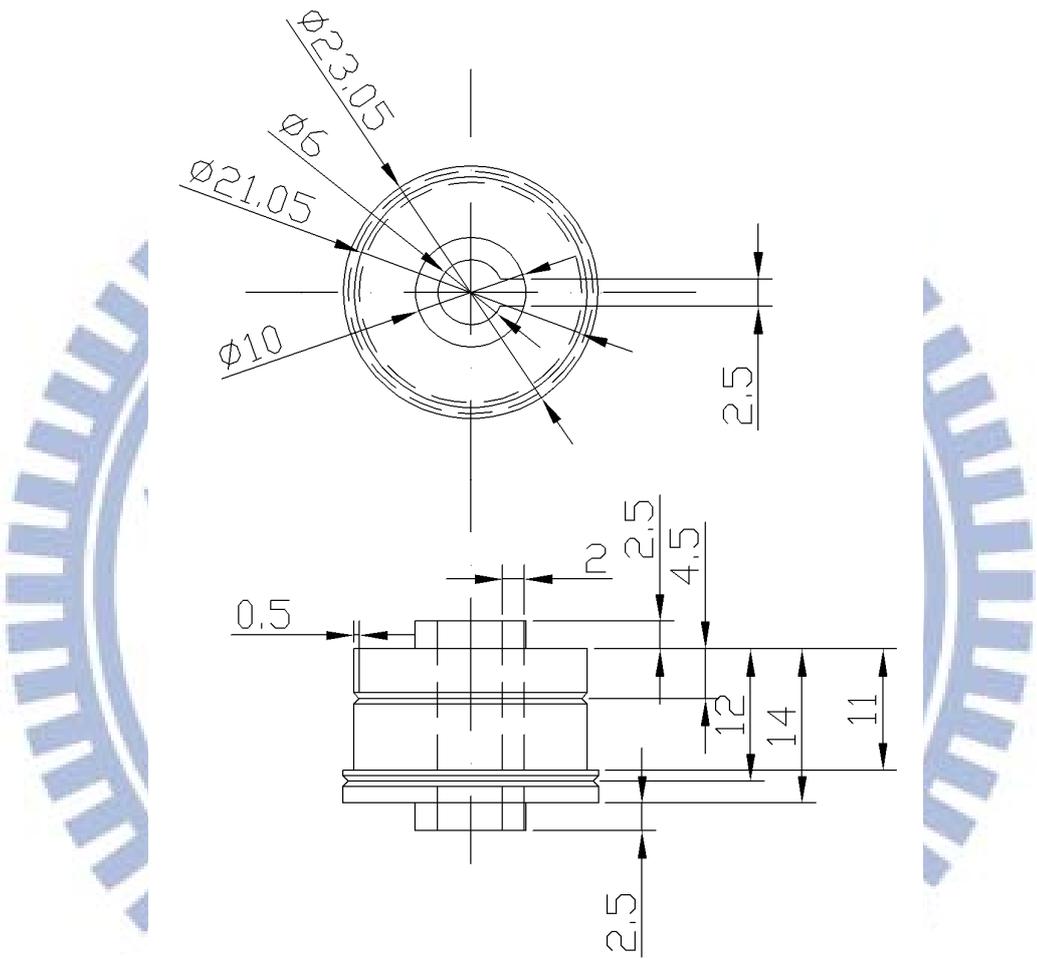


圖 4.9 馬達轉子設計圖



圖 4.10 馬達轉子照片(大、中、小排列)

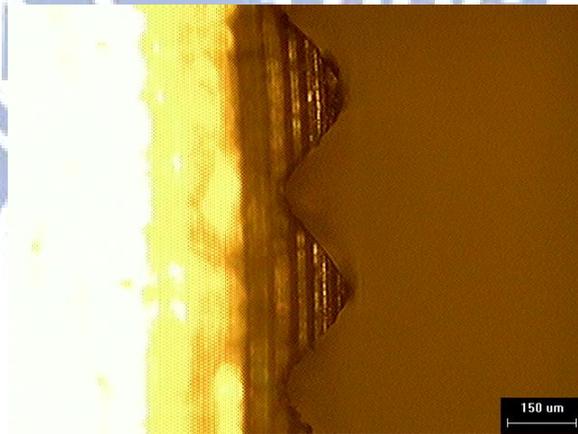


圖 4.11 轉子邊緣齒狀壓花之光學顯微鏡照片

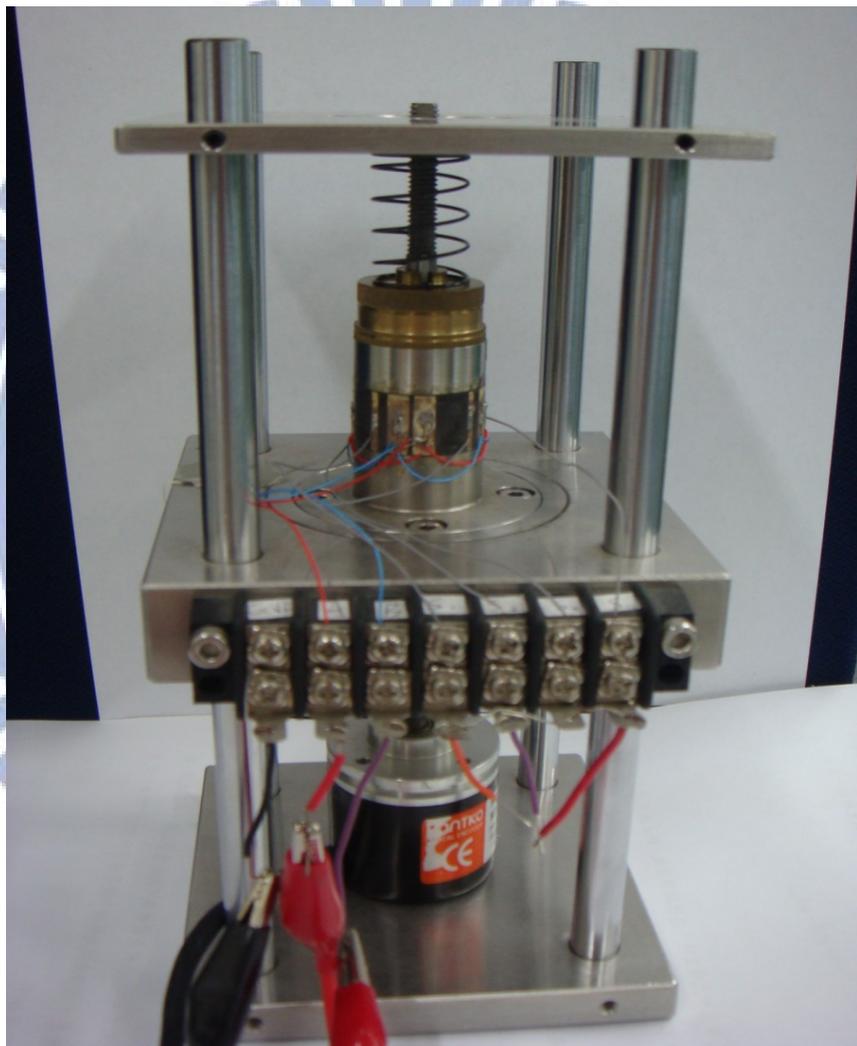


圖 4.12 測試平台照片

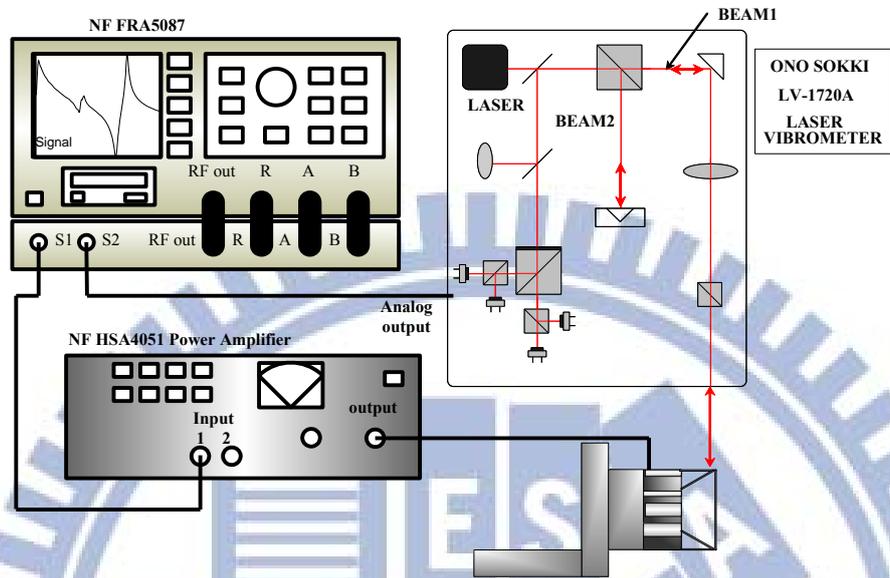


圖 4.13 雷射干涉儀 LDV 頻譜量測架構

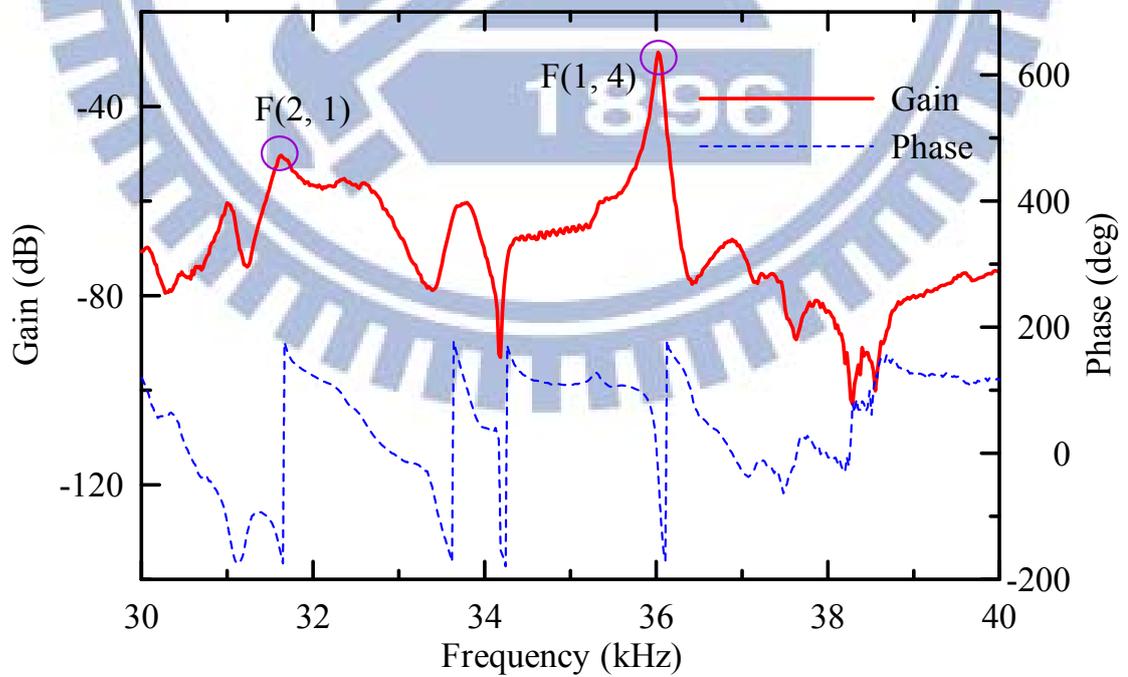


圖 4.14 馬達定子振動之頻率響應曲線

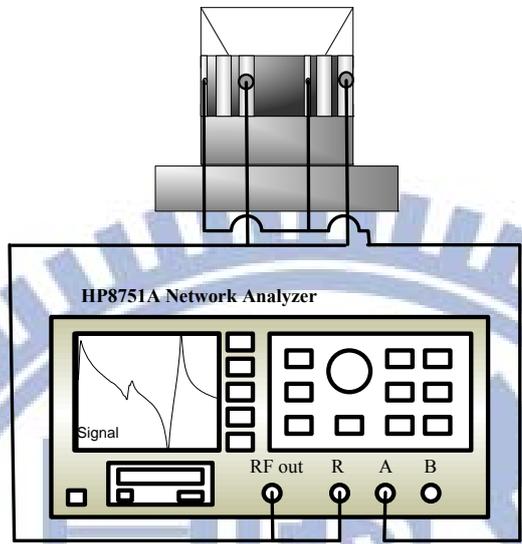


圖 4.15 阻抗曲線量測架構

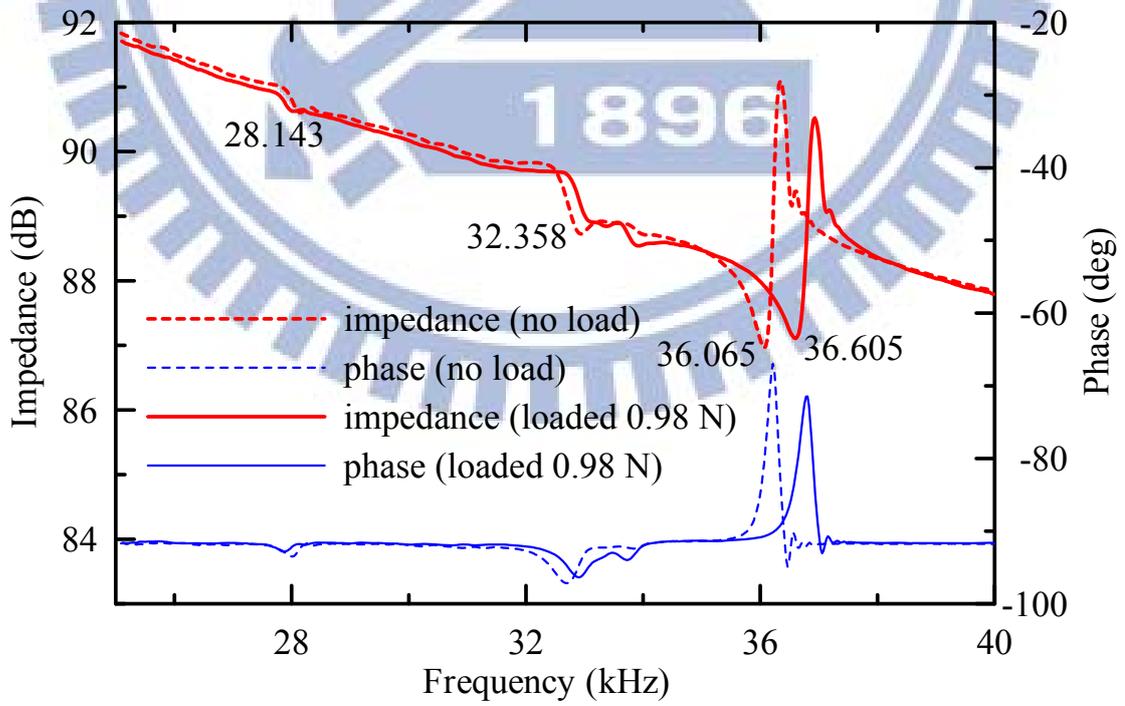


圖 4.16 馬達定子之阻抗曲線圖

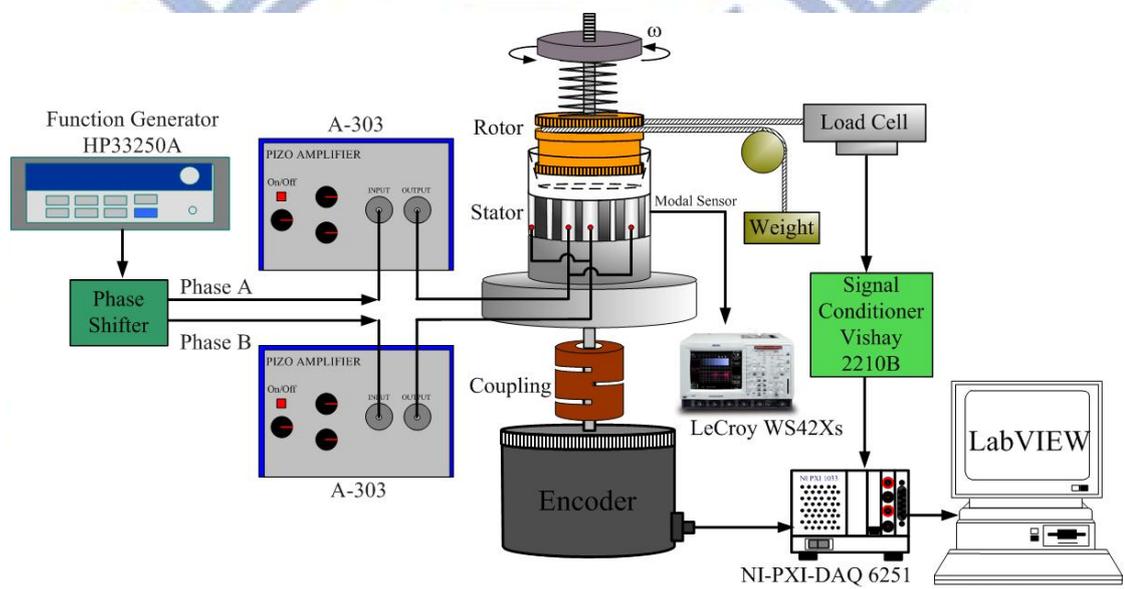


圖 4.17 雙相驅動電路與特性量測架構

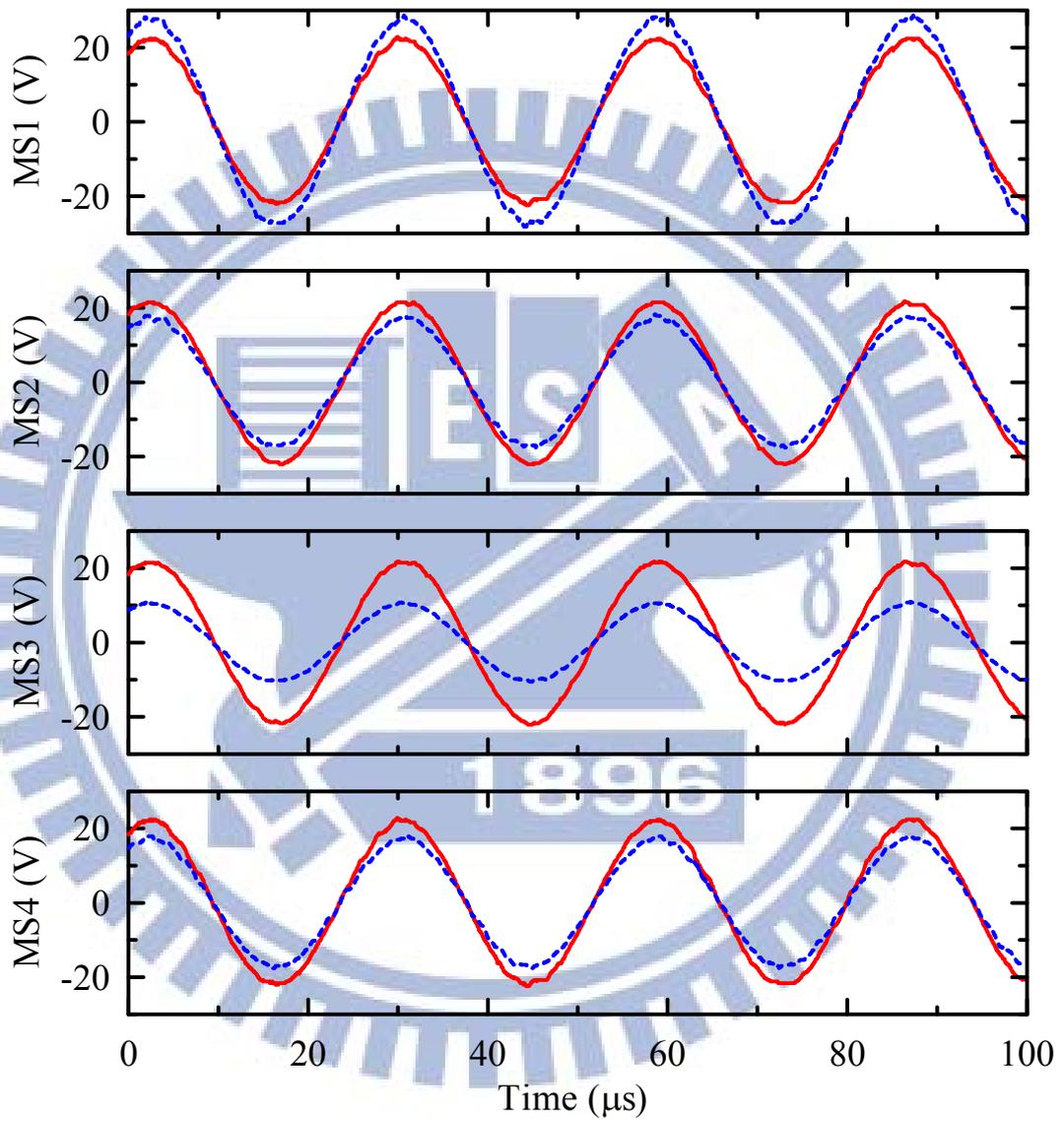


圖 4.18 由四個模態感測器所偵測到的波形(實線為適合的信號，虛線為不適當的信號)

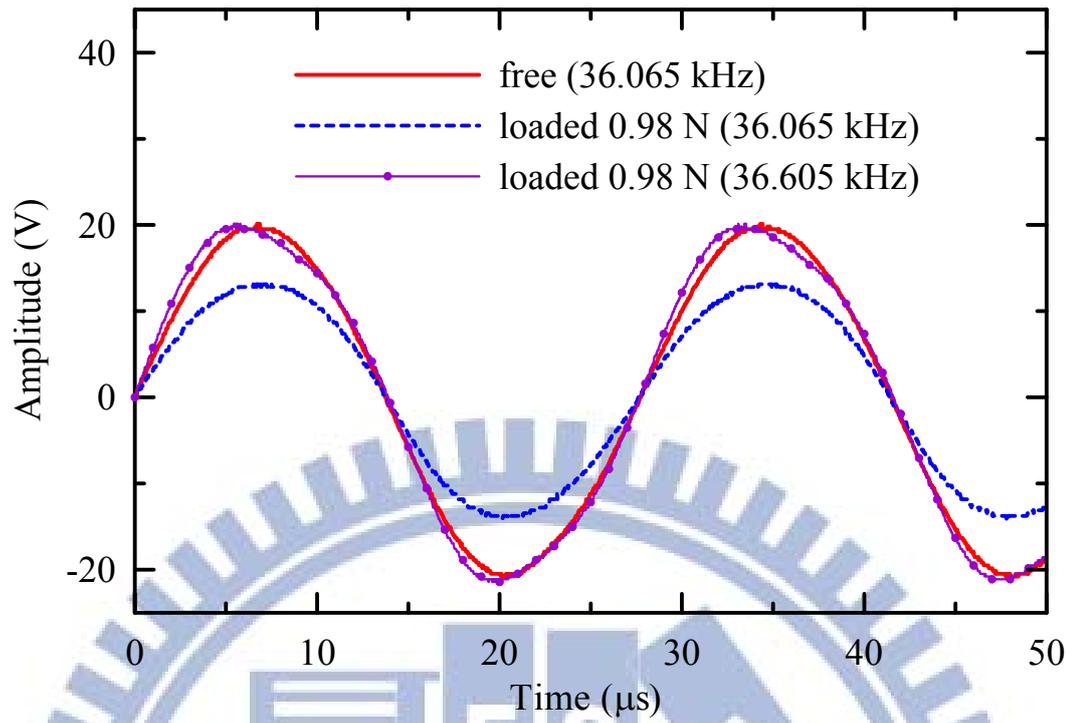


圖 4.19 模態感測器所量測到的響應波形

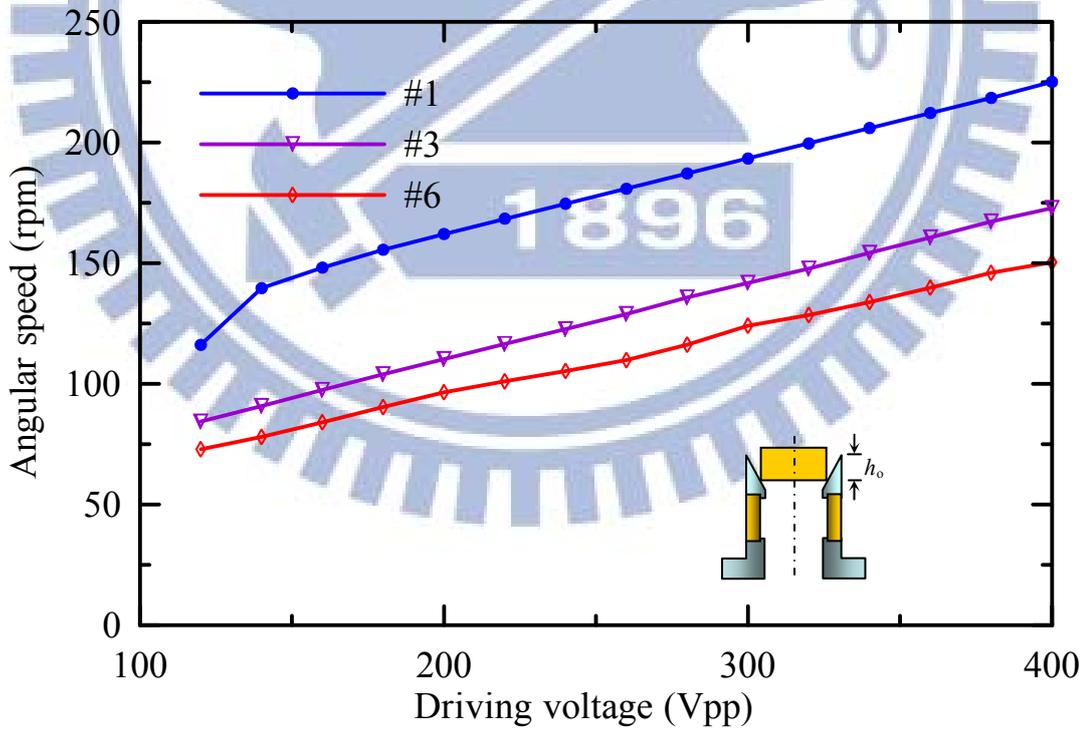


圖 4.20 轉速與驅動電壓之關係曲線(preload 為 0.98 N)

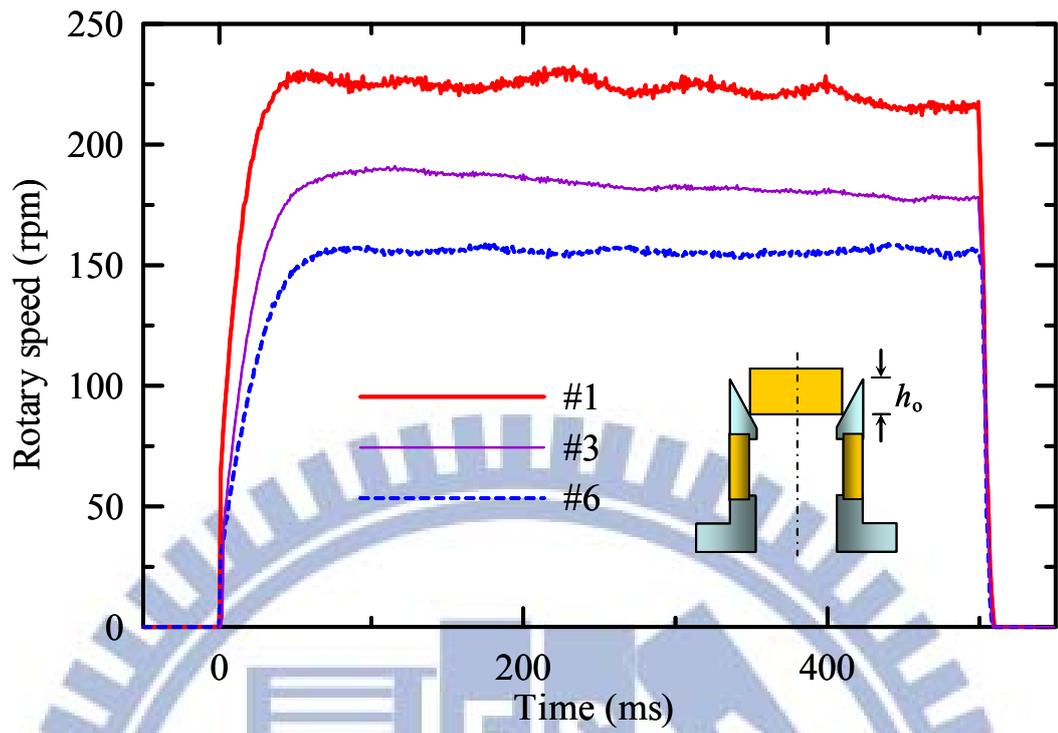


圖 4.21 馬達轉速之暫態響應(preload 0.98 N, 只記錄#1、#3、#6 三接觸點)



圖 4.22 預壓力彈簧照片(小、中、大排列)

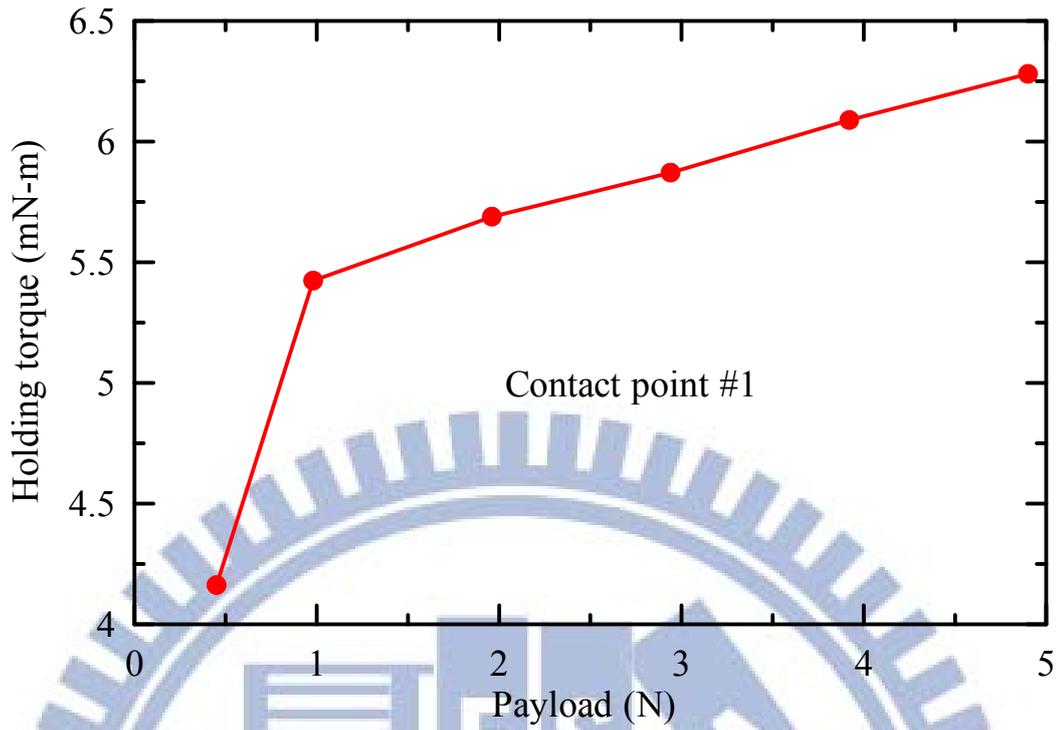


圖 4.23 預負載與轉矩關係曲線(法碼為 0.196 N)

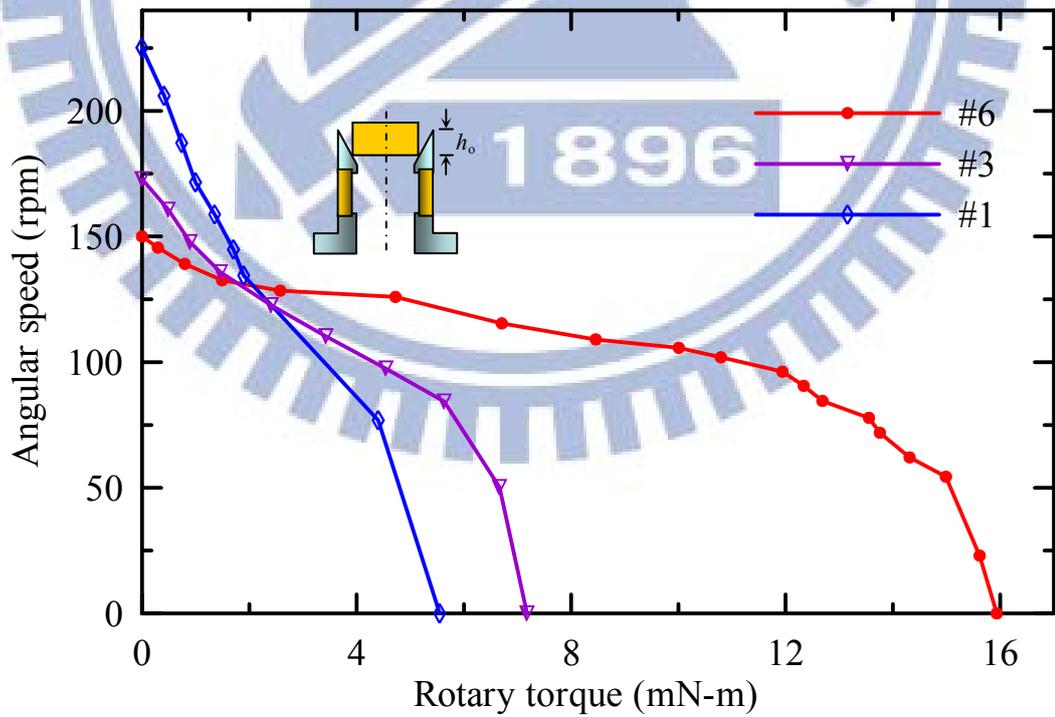


圖 4.24 馬達轉速與轉矩之關係曲線(只記錄#1、#3、#6 三接觸點)

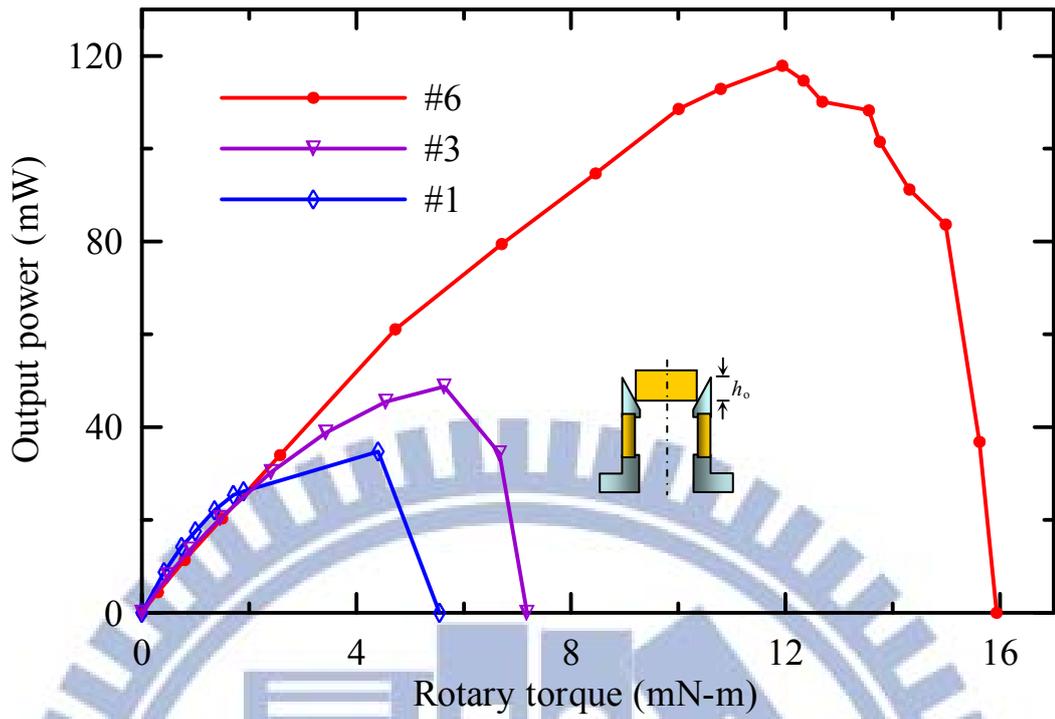


圖 4.25 馬達輸出機械功率與轉矩之關係曲線(只記錄#1、#3、#6 三接觸點)

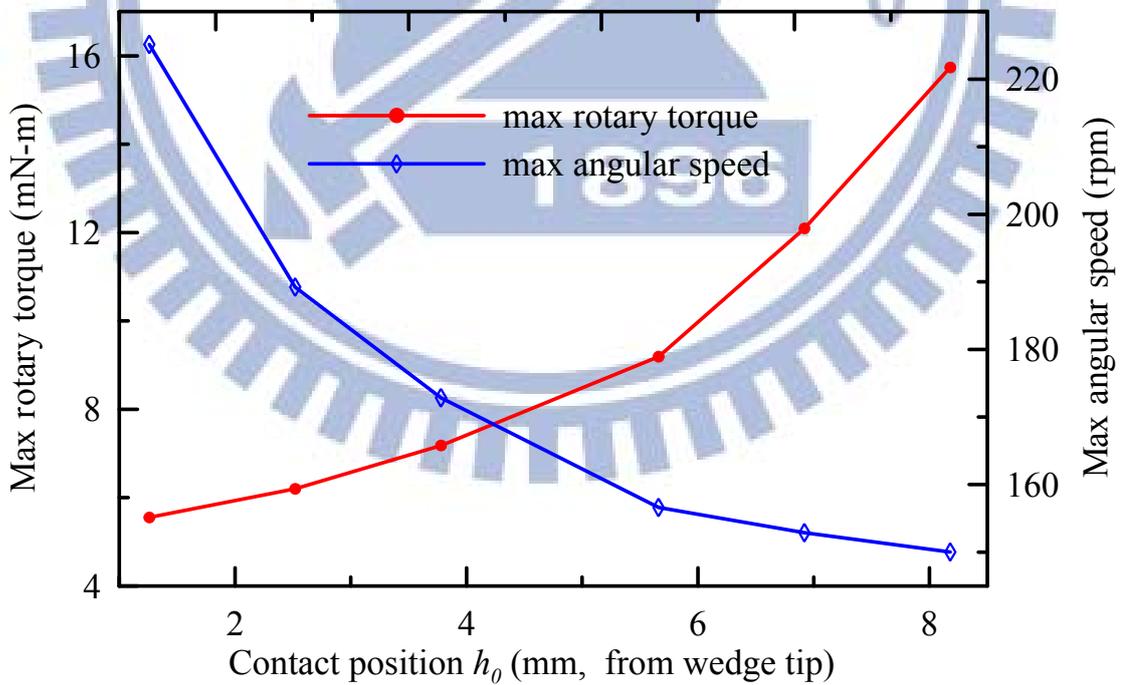


圖 4.26 馬達最大轉矩與最快轉速相對接觸點位置之關係曲線

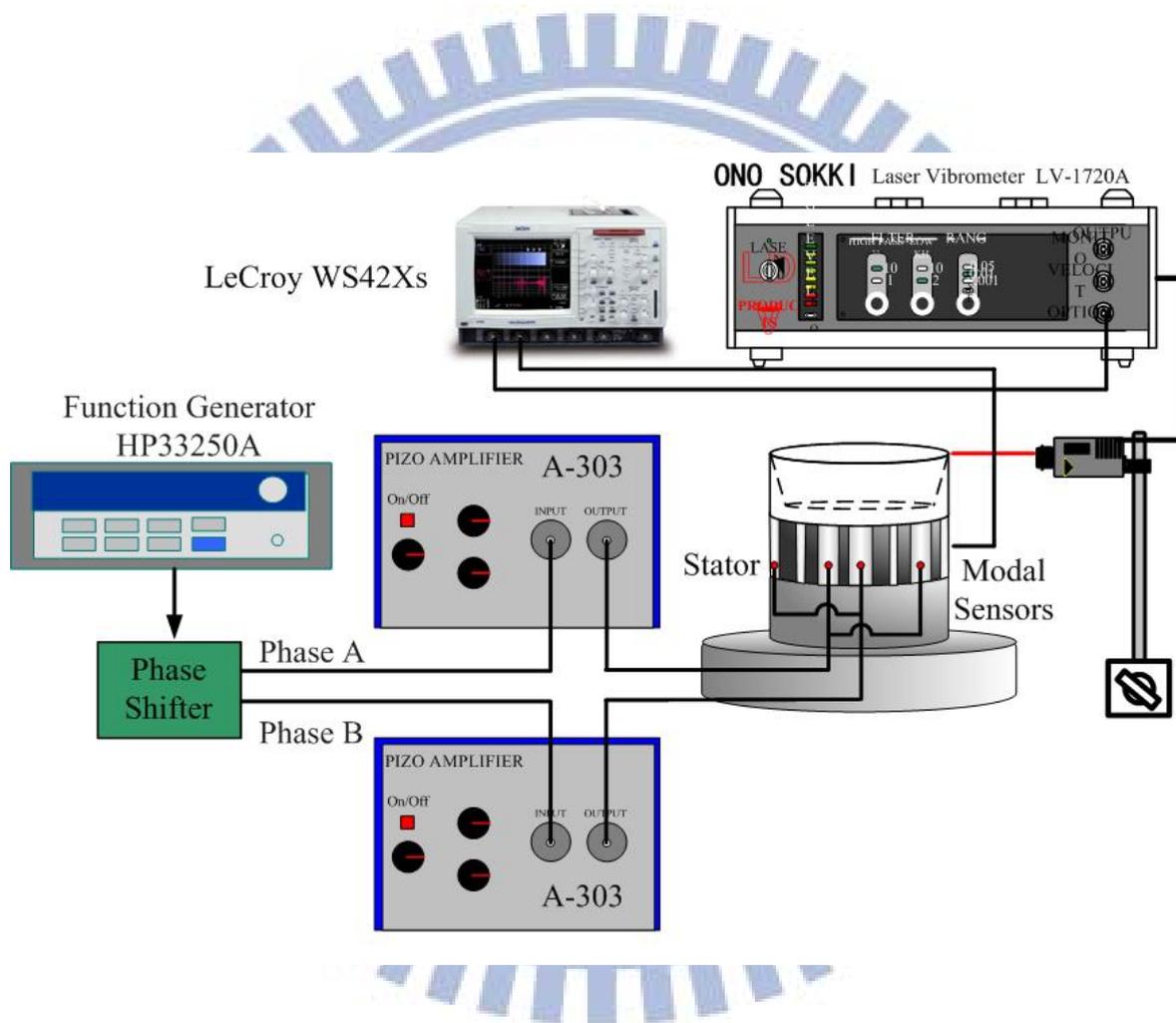


圖 4.27 振動位移暫態響應量測架構

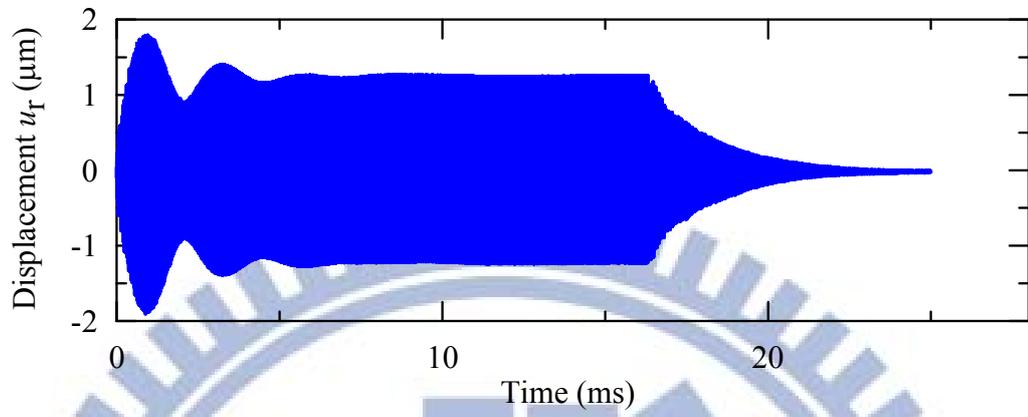


圖 4.28 振動位移暫態響應

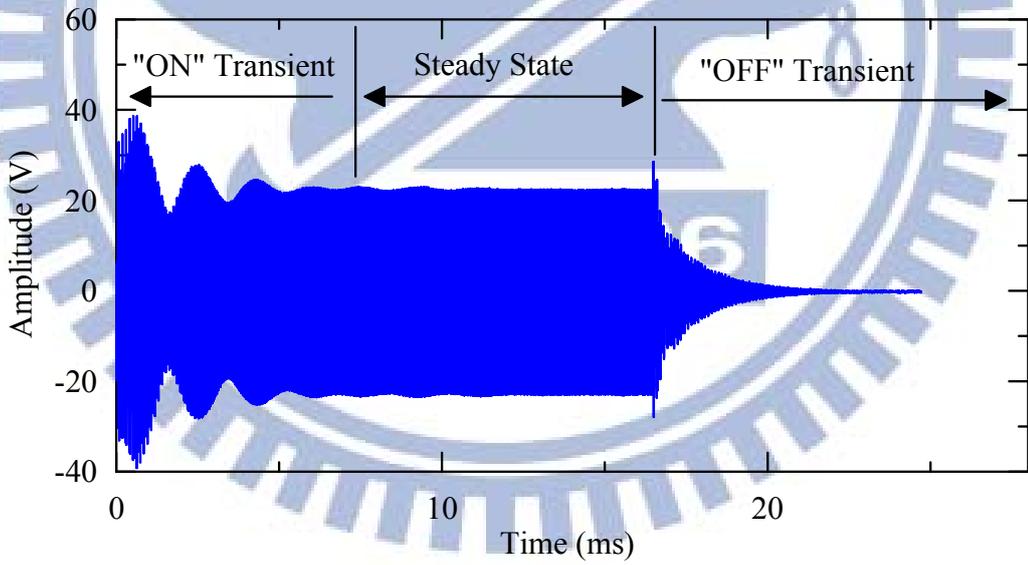


圖 4.29 模態感測器訊號暫態響應

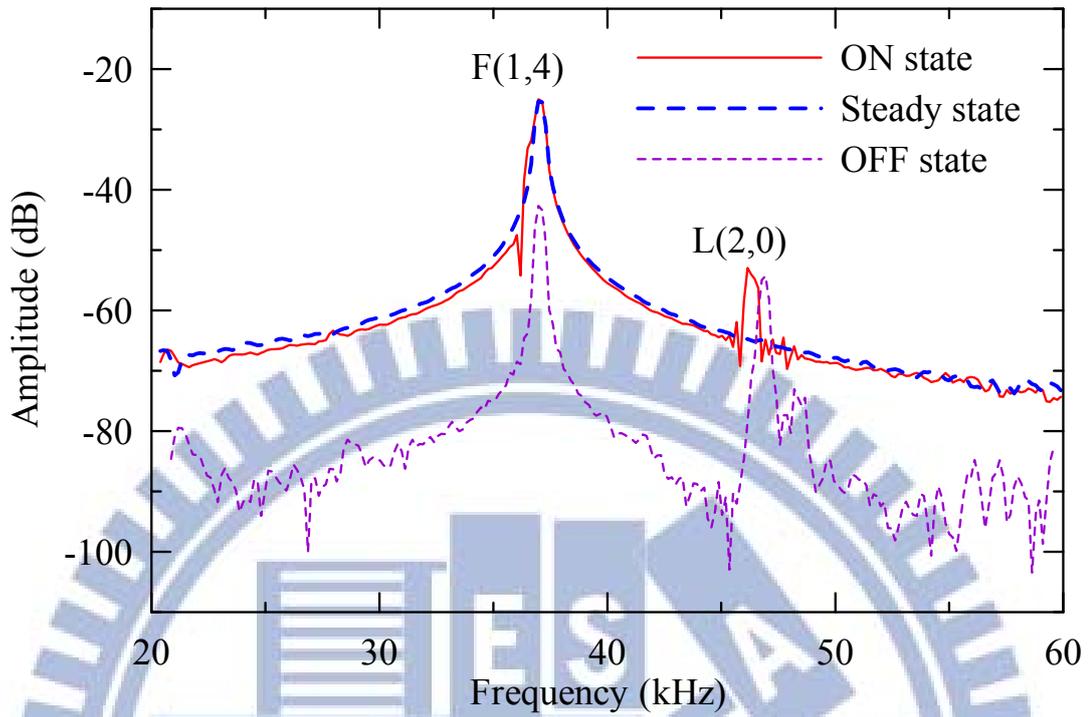


圖 4.30 圖 4.29 模態感測器反應訊號之頻譜

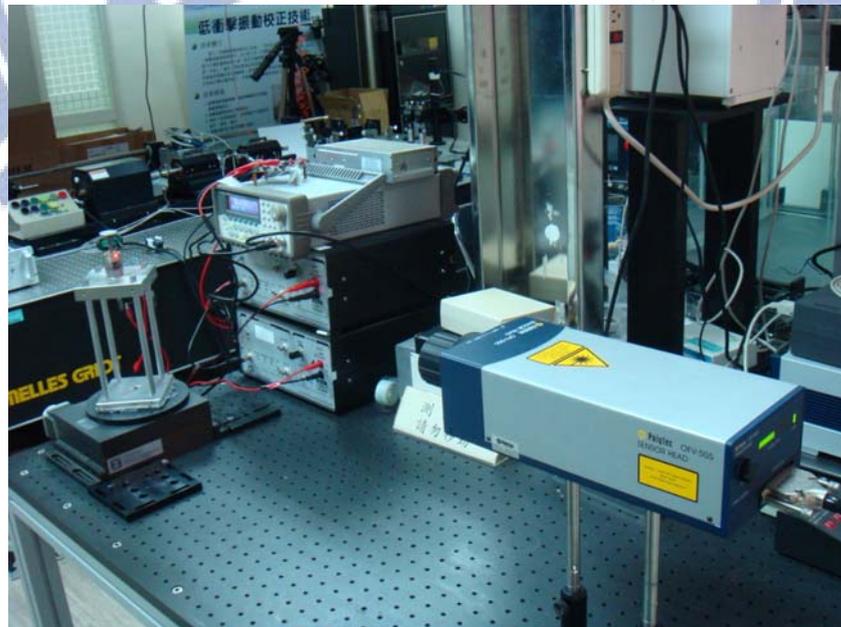


圖 4.31 將馬達置放於旋轉平台上量測楔形體尖端徑向速度響應照片

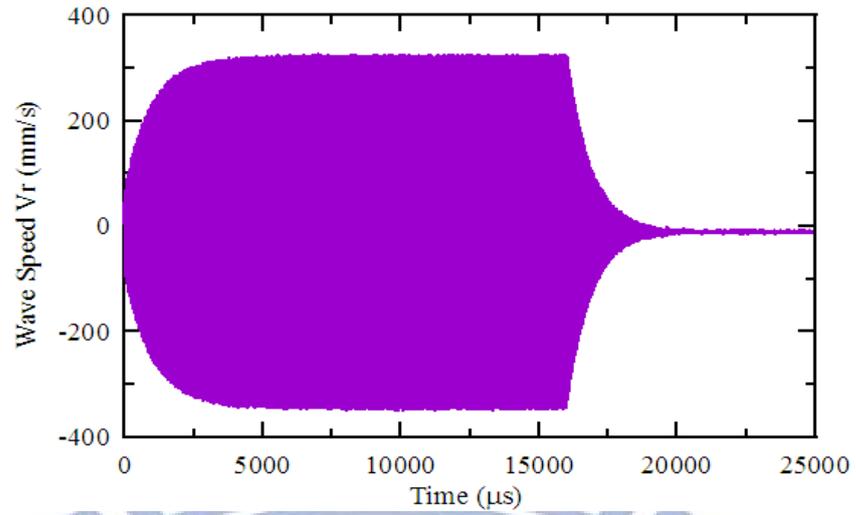


圖 4.32 楔形體尖端徑向速度第一筆(0 度時)暫態響應曲線(未加轉子)

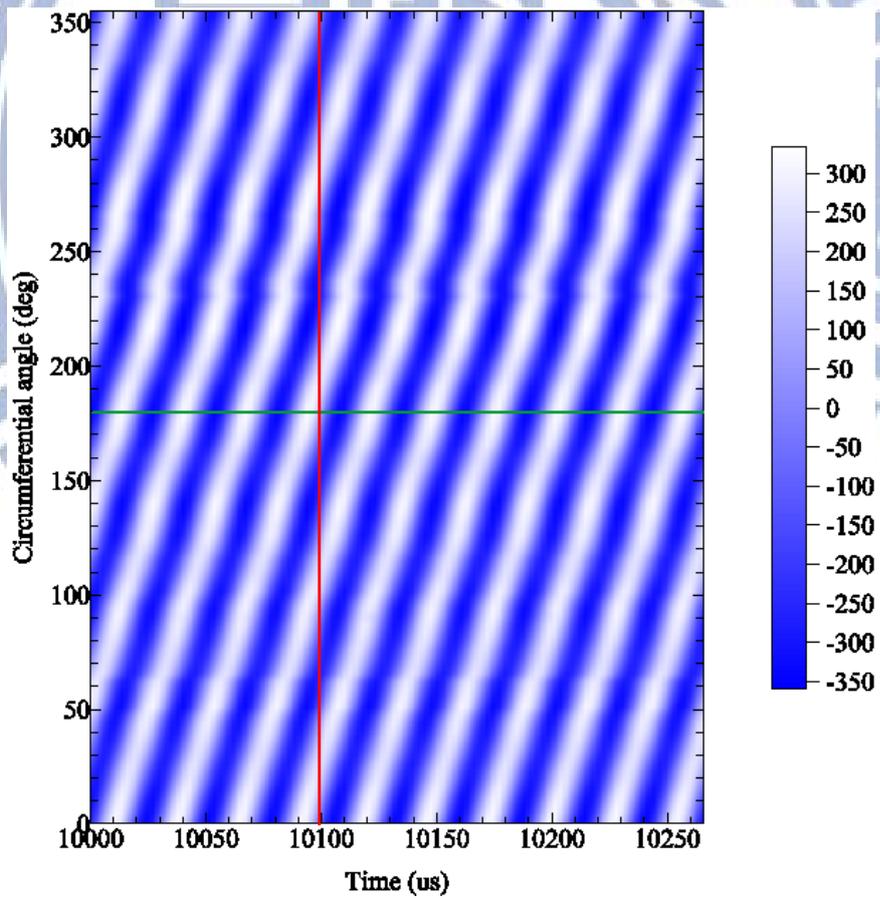


圖 4.33 楔形體尖端徑向速度 V_r (mm/s)之灰階圖(未加轉子)

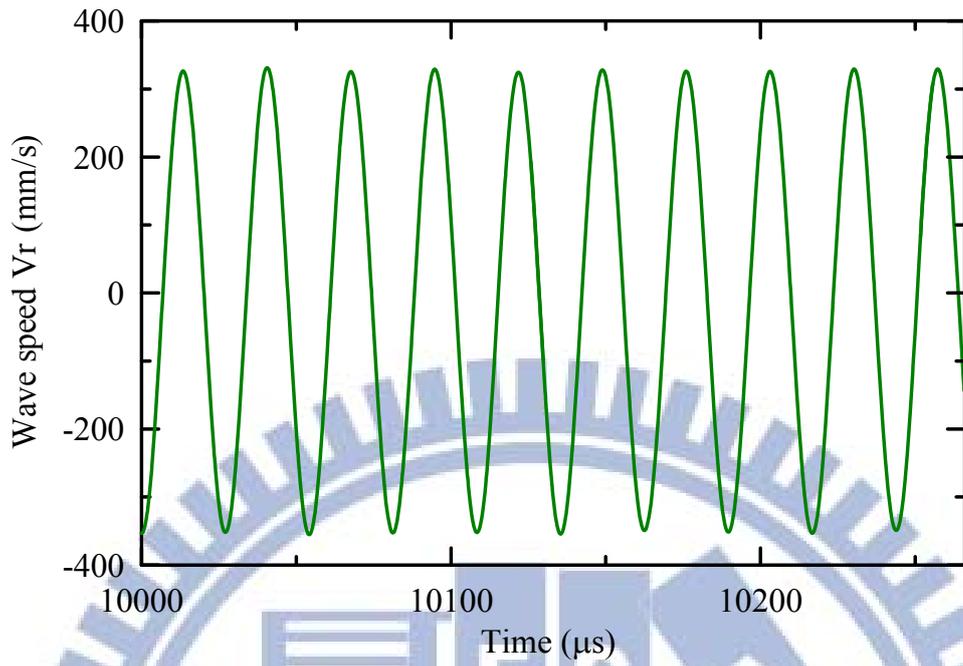


圖 4.34 180 度時之 10 個周期波形(代表圖 4.33 上綠色橫線)

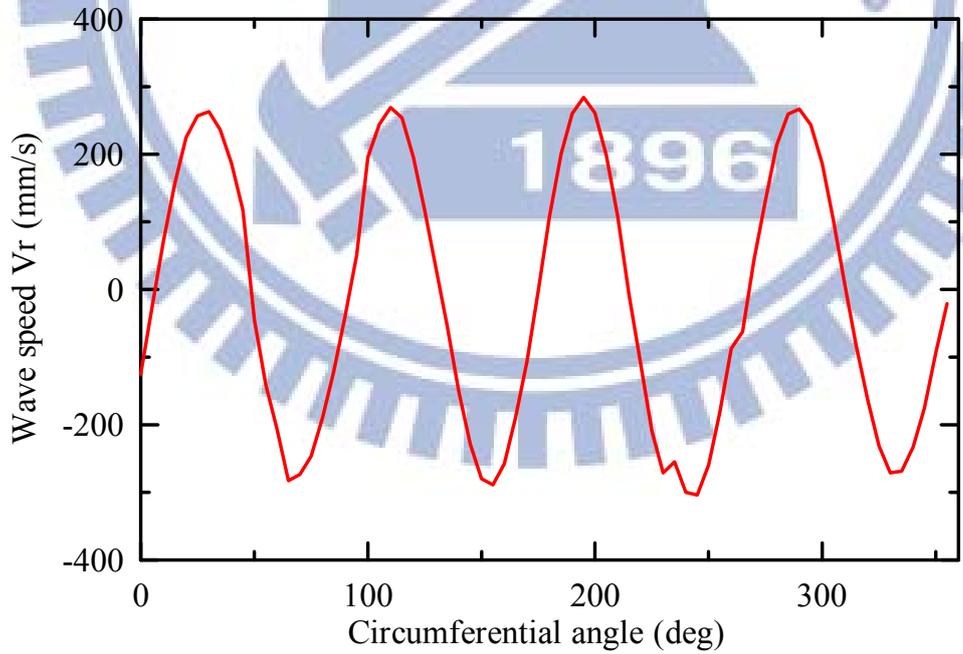


圖 4.35 10.10 ms 時在楔形體尖端圓周上的波形(代表圖 4.33 上紅色直線)

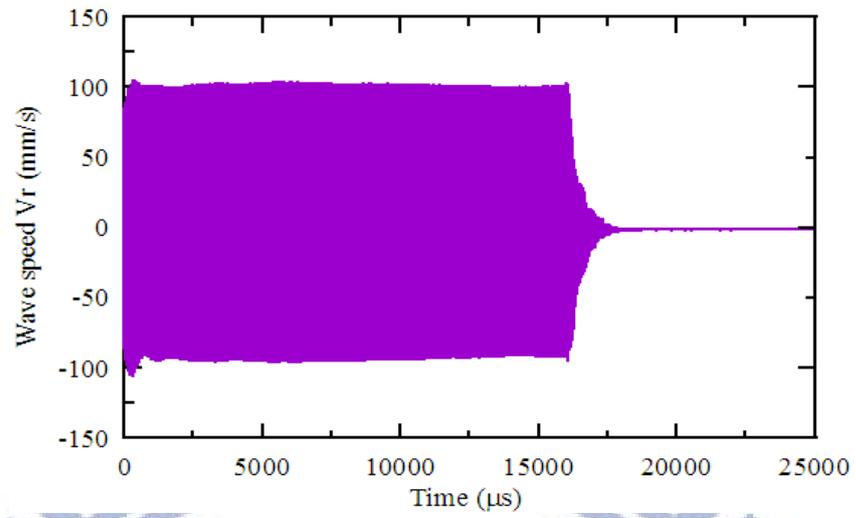


圖 4.36 楔形體尖端徑向速度第一筆(0 度時)暫態響應曲線(預負載 0.98 N)

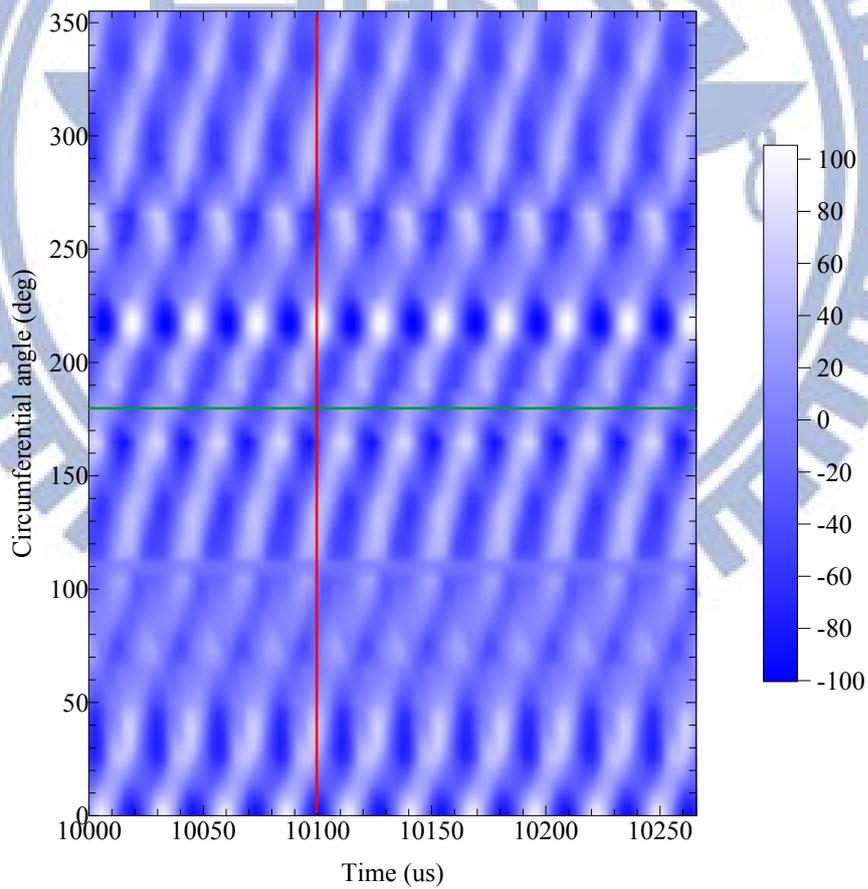


圖 4.37 楔形體尖端徑向速度 $V_r(\text{mm/s})$ 之灰階圖(預負載 0.98 N)

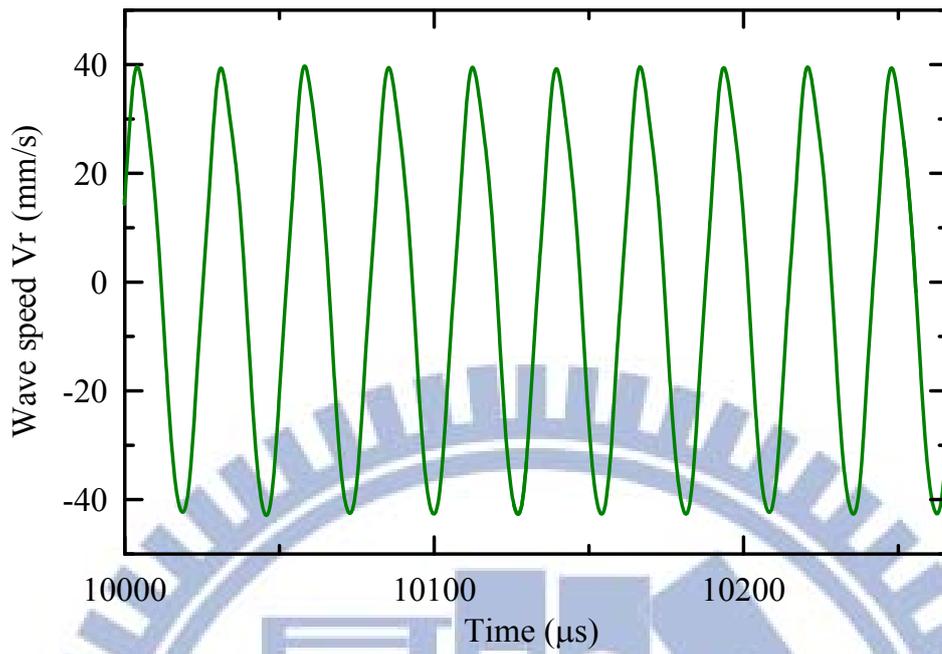


圖 4.38 180 度時之 10 個周期波形(代表圖 4.37 上綠色橫線)

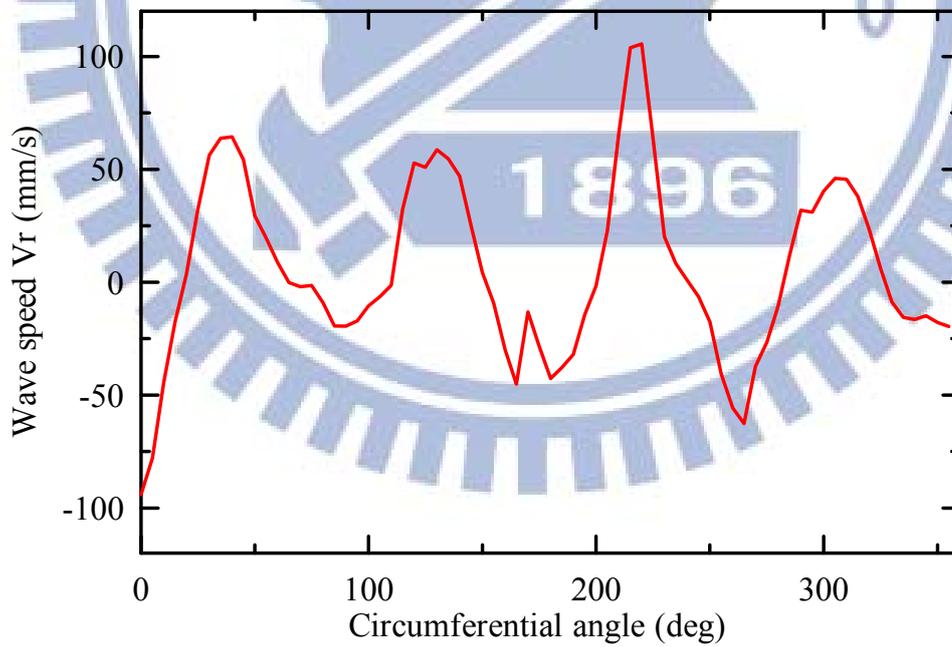


圖 4.39 10.10 ms 時在楔形體尖端圓周上的波形(代表圖 4.37 上紅色直線)

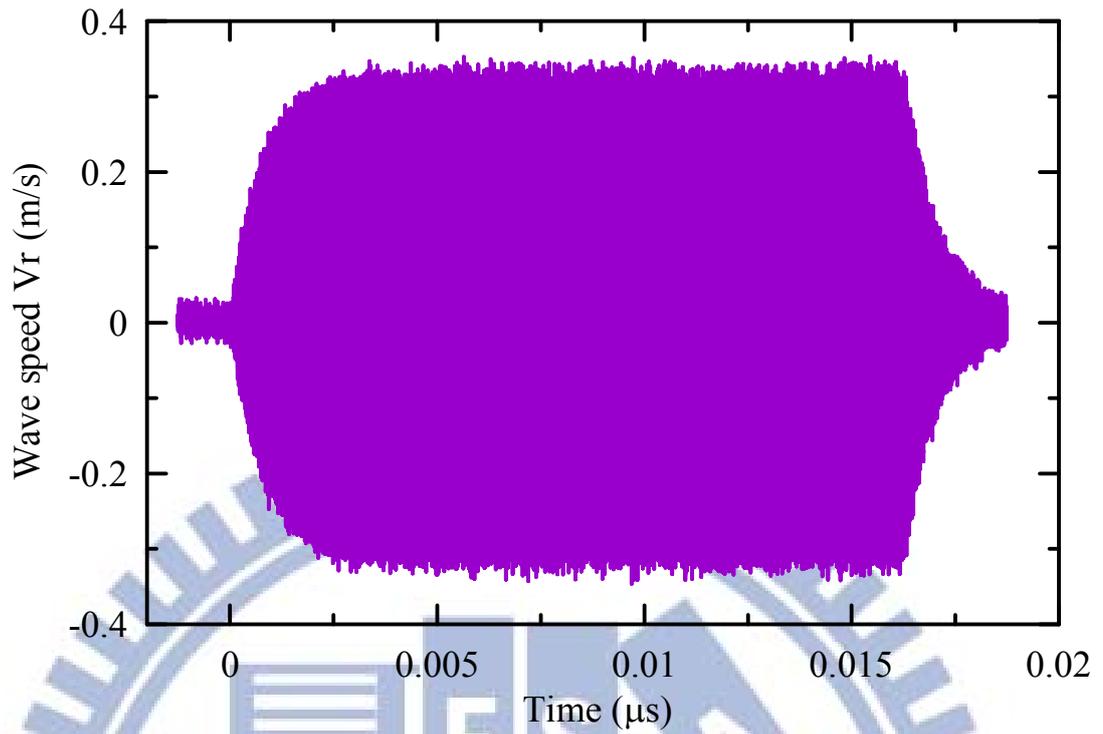


圖 4.40 楔形體尖端徑向速度第一筆(0 度時)暫態響應曲線(第二次量測, 未加轉子)

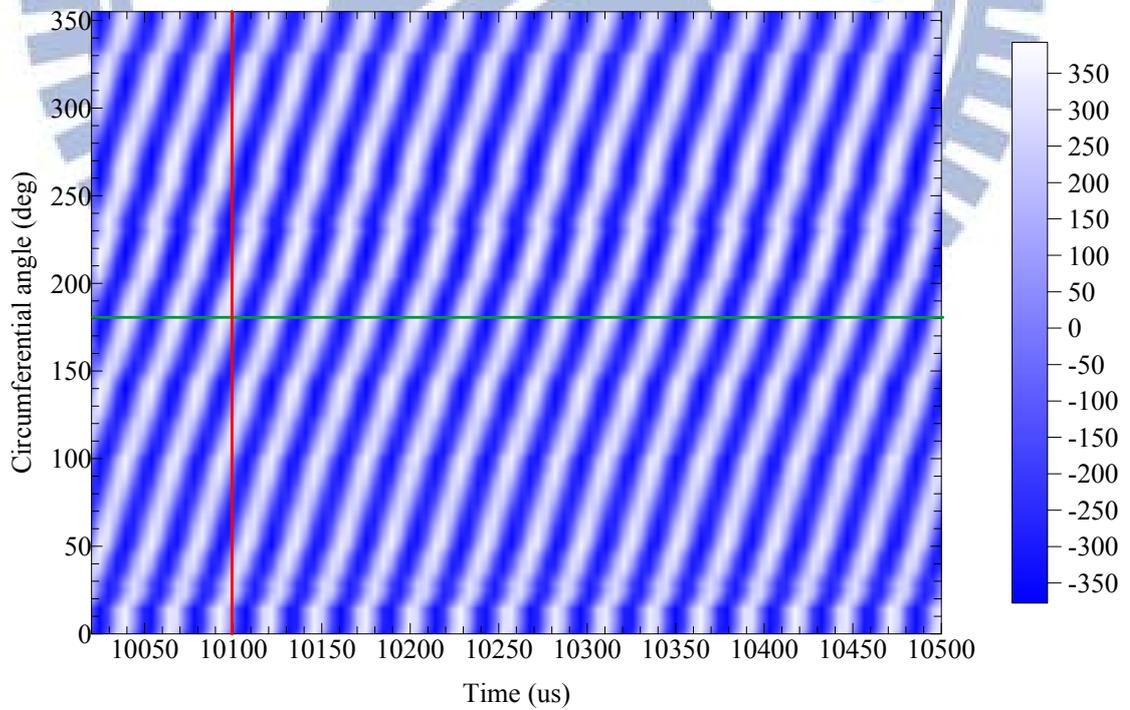


圖 4.41 楔形體尖端徑向速度 $V_r(\text{mm/s})$ 之灰階圖(第二次量測, 未加轉子)

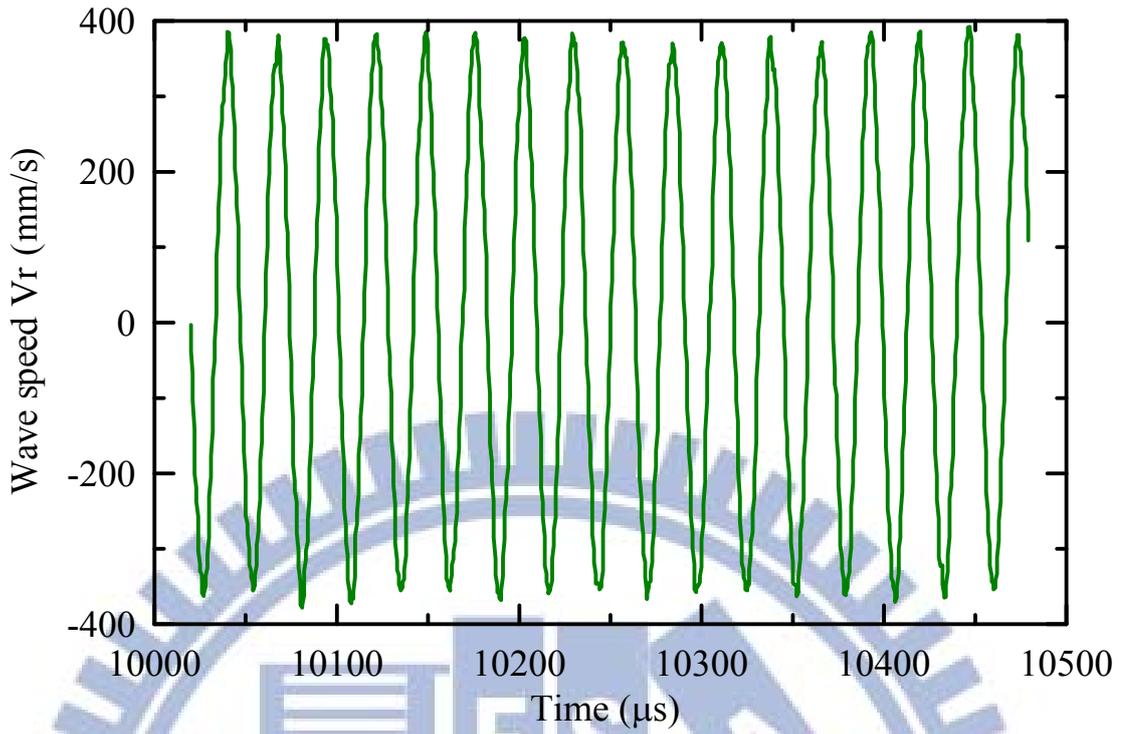


圖 4.42 180 度時之 10 個周期波形(第二次量測，代表圖 4.41 上綠色橫線)

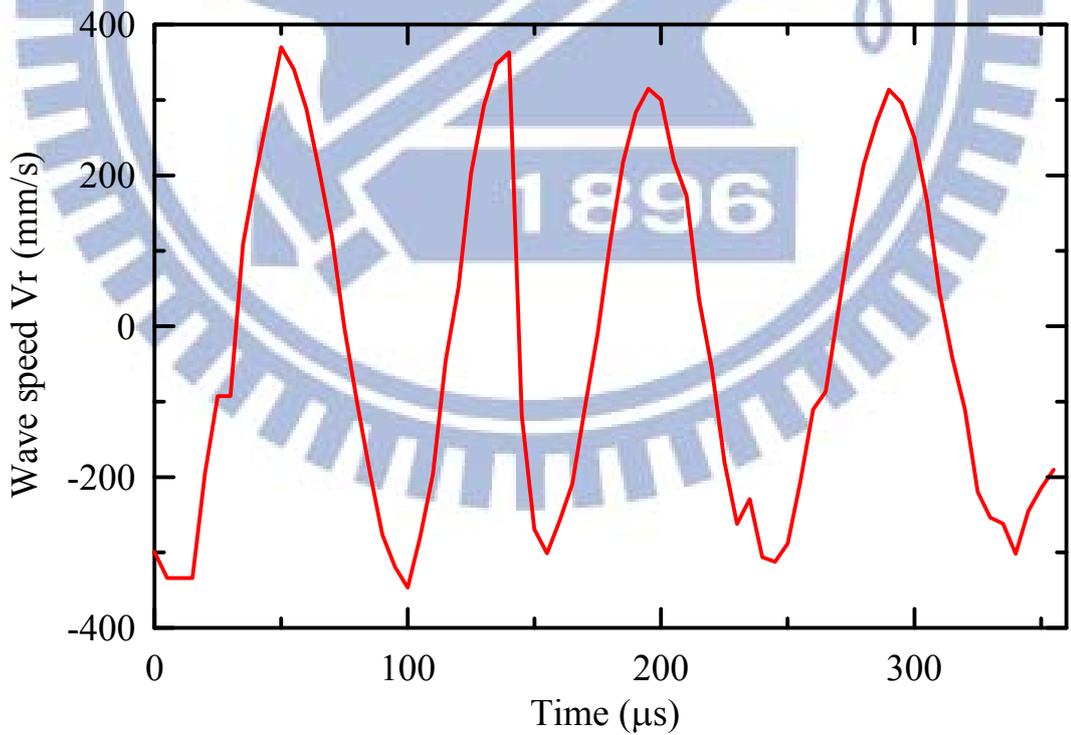


圖 4.43 10.10 ms 時在楔形體尖端圓周上的波形(第二次量測，代表圖 4.41 上紅色直線)

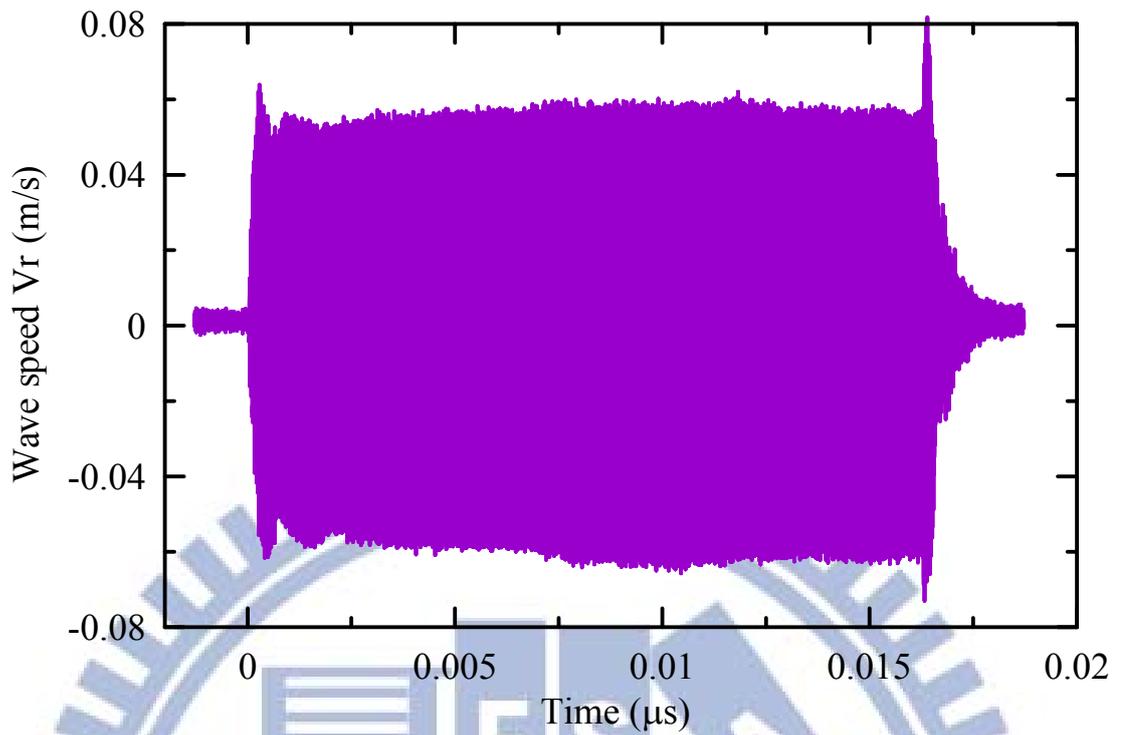


圖 4.44 楔形體尖端徑向速度第一筆(0 度時)暫態響應曲線(第二次量測，預負載 0.98 N)

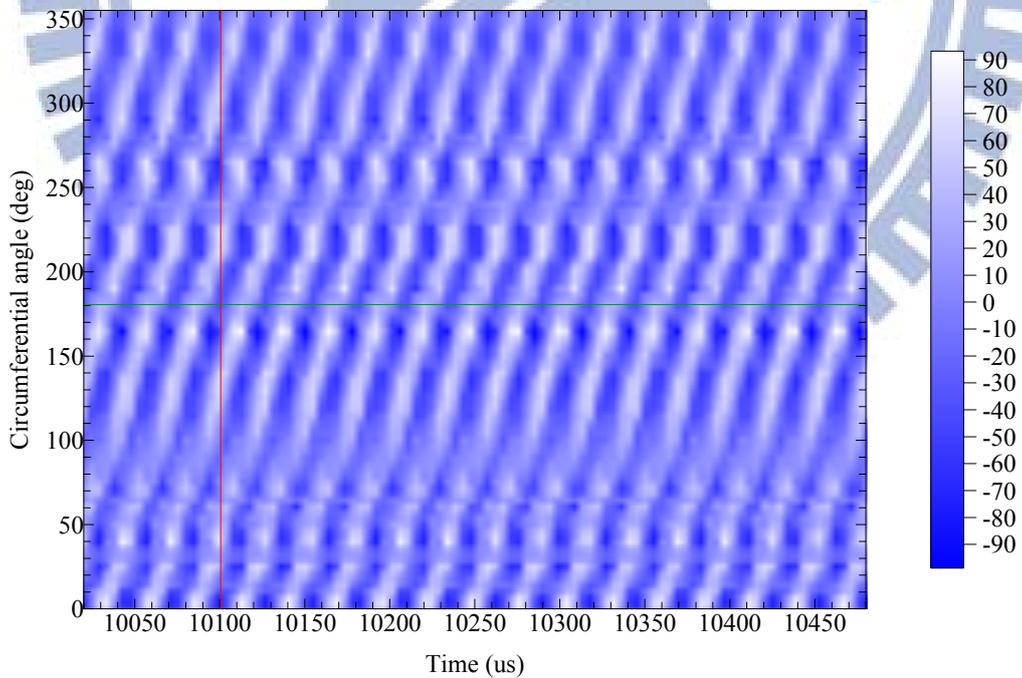


圖 4.45 楔形體尖端徑向速度 V_r (mm/s)之灰階圖(第二次量測，預負載 0.98 N)

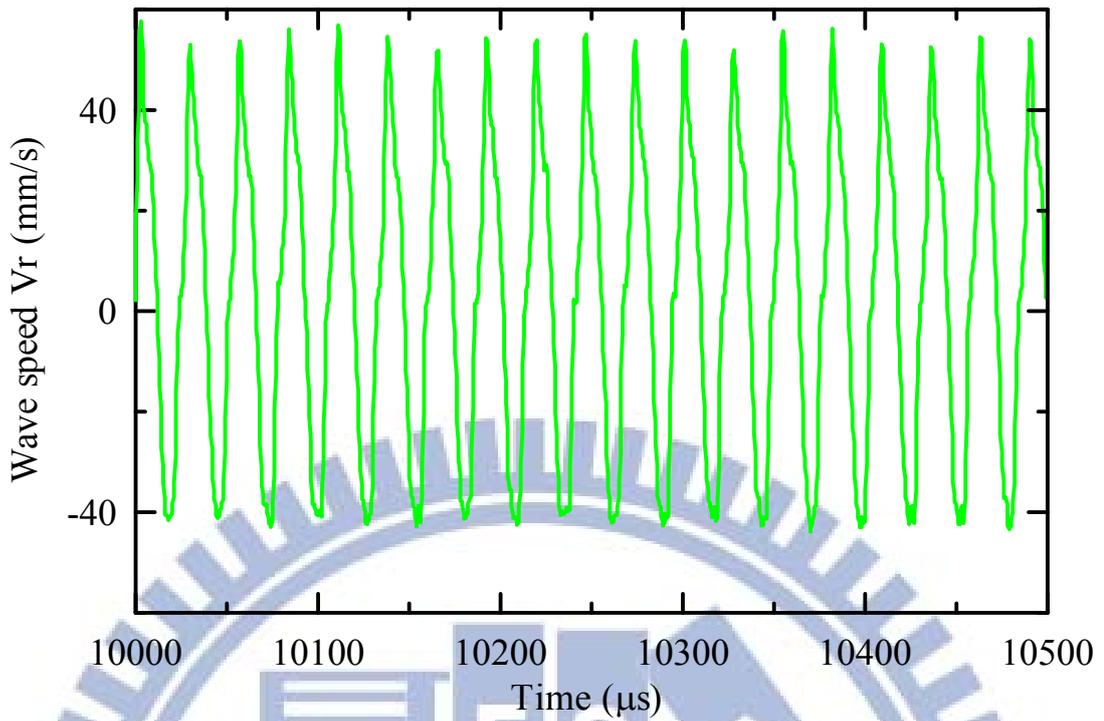


圖 4.46 180 度時之 10 個周期波形(第二次量測，代表圖 4.45 上綠色橫線)

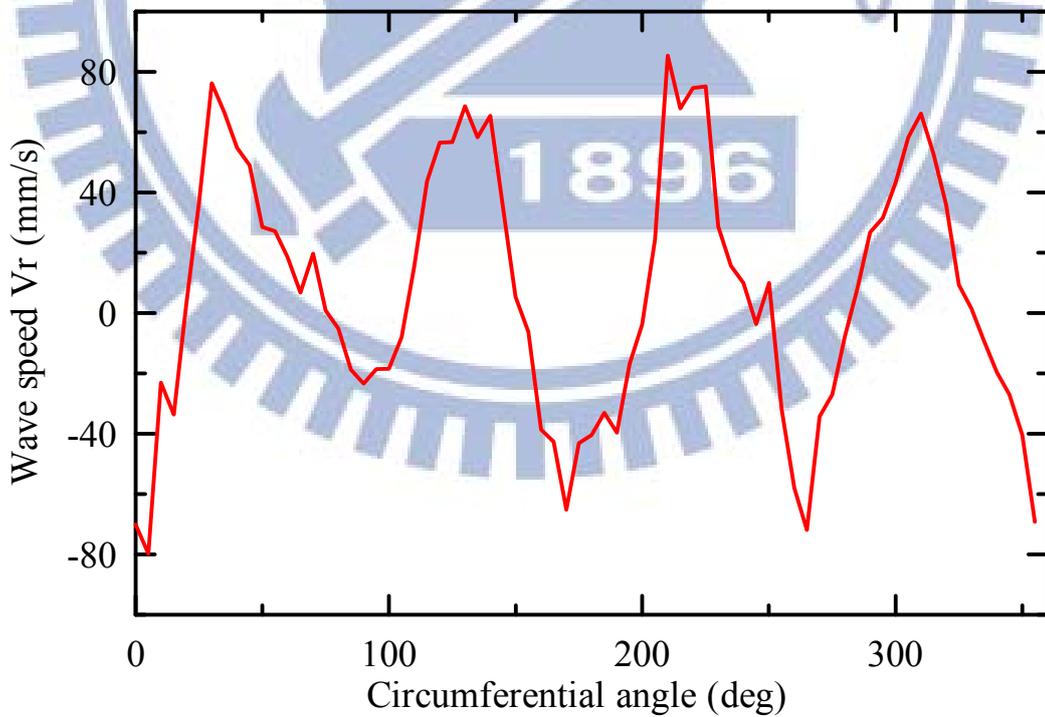
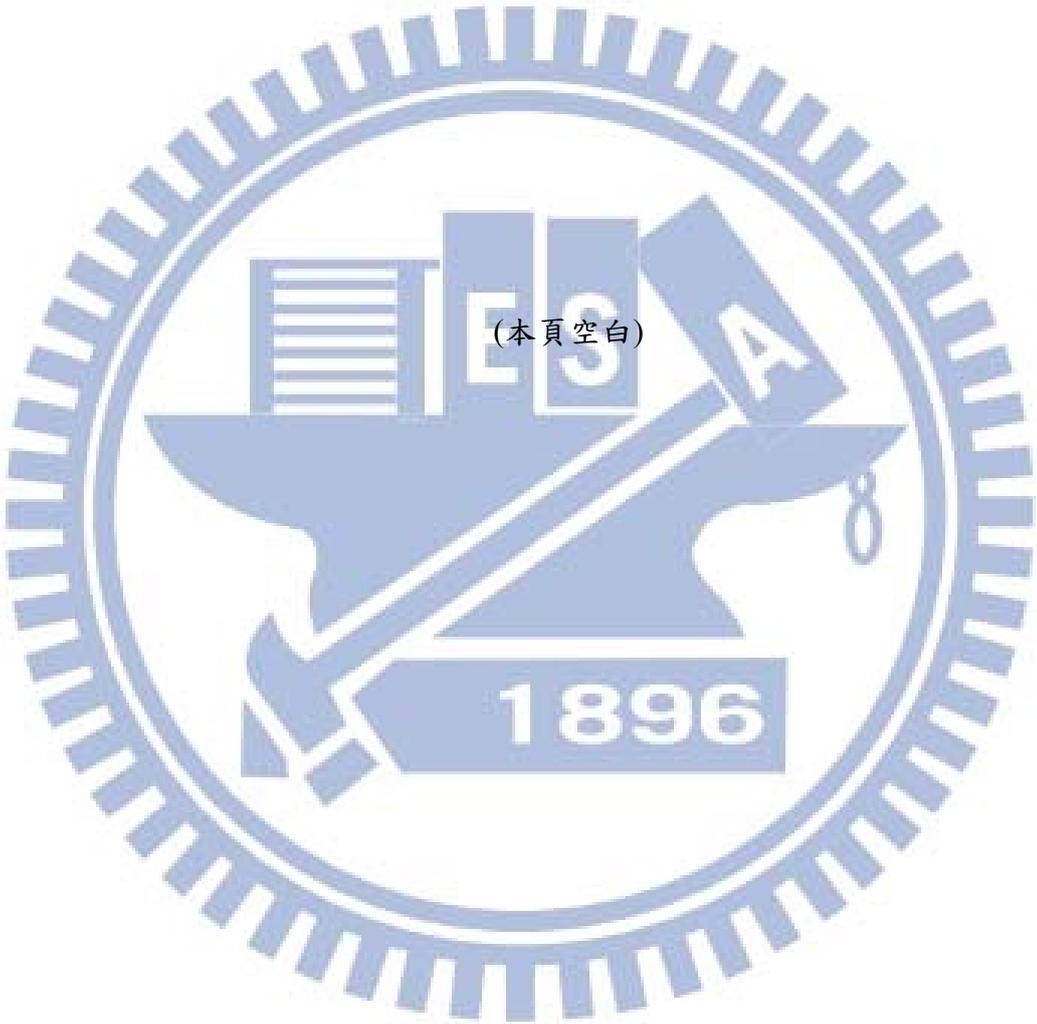


圖 4.47 10.10 ms 時在楔形體尖端圓周上的波形(第二次量測，代表圖 4.45 上紅色直線)



(本頁空白)

五、結論與展望

5.1 結論

本研究成功地研發出一種新形式超音波馬達，以圓柱楔形體的撓性導波驅動，稱為 wedge-wave ultrasonic motor，簡稱 WW-USM。結合數值模擬及實驗實作探討電極佈置對於超音波馬達性能的影響、模態隔離的效果及模態感測器的應用。馬達的各項性能一如預期，本研究獲致以下結論：

本研究證實楔形聲波導確實可以成功的應用在超音波馬達驅動上，改善了大多數圓柱旋轉型超音波馬達的搖晃及單點接觸的現象，馬達運作時安靜的特性及沒有溫昇現象也符合本研究的預期目標。

本研究首先使用雙維有限元素分析數值模擬馬達定子的周向撓性波頻散曲線 (dispersion curve) 與二維的振動模態，不僅減少模擬元素的數目還可加快計算時間，依據二維的振動模態變形圖來選擇適合本研究的激振模態。建議選擇軸向模態數 m 較小與周向模態數 n 較大的模態，可使得圓柱楔形體之波傳能量大部份集中在尖端，因此本研究選擇撓性模態 $F(1, 4)$ 當做激振模態。選擇撓性 $F(1, 4)$ 模態的原因一方面是為了符合波傳能量大部份集中在楔形體尖端的基本條件，另外一方面是因為本研究的 WW-USM 為手工製作，電極的線寬設計與模態感測器的網版佈置也較方便，驅動頻率也在 20 kHz 至 50 kHz 之間，較適合實驗室目前的設備需求。

使用 ANSYS 套裝軟體對於馬達定子進行三維有限元素法數值模擬，包括模態分析、頻譜分析、時諧分析與暫態分析，可以更深入的探討 WW-USM 的動態行為，只是模擬元素數目增加並增加計算時間。本研究以時諧分析模擬楔形體斜坡的變形量，發現楔形體尖端並非最大位移發生點，會造成轉子速度很快但轉矩卻很小的現象。因此本研究以時諧分析模擬楔形體斜邊變形量的最大點(位於楔形體尖端下方 1.26 mm 處)為接觸基點，再選擇斜坡其他地方總共 6 點當作馬達定子與轉子的接觸點來設計 3 顆轉子，馬達性能測試一如預期。

同時以雙維有限元素分析與 ANSYS 套裝軟體分析做模態隔離，可以互相驗證。本研究以一種最簡單的方式調整馬達基座高度達成隔離，使其他模態不會干擾驅動模態的產生，至少頻率相隔 3.7 kHz 以上，效果良好。

以兩組相差 90 度的 AC 雙相電源分別激振出 $F(1, 4)$ 模態駐波干涉合成行進波驅動

轉子反方向旋轉，另外增加一個指撥開關(toggle switch)來決定雙相電源之相位領前(phase lead)或相位落後(phase lag)，可控制轉子的正反轉，模擬與實驗結果皆達預期效果。本研究使用相移器(phase shifter)電路來產生兩組相差 90 度的 AC 雙相電源，採取負回授積分式設計，可以隨時調整驅動頻率與振幅大小，以產生較穩定且相差固定維持在 90 度的相移波形，如此則雙相驅動合成行進波的品質就能維持。

驅動電極與感測電極同時塗佈在壓電圓管外側，意即超音波馬達定子是致動器也是感測器，可充分利用壓電材料的正、逆壓電特性。本研究使用模態感測器即時監測合成行進波之品質，包括波形、頻率、相位與振幅。並可作出即時調整驅動參數(包括振幅、頻率與相位差)的措施，讓馬達運轉能發揮最大效能(包括位置、轉速、轉距之控制)。模態感測器也可用於即時檢測馬達的驅動頻率是否因轉子磨耗而改變的現象，為一種創新的設計，減少外接感測器的線路，增加馬達的實用性。以雷射都卜勒干涉儀量測楔形體尖端位移與速度響應，確認轉子與定子的結合不會改變行進波的模態。

馬達轉速與轉矩之間具有一種交易(trade-off)模式，可因接觸點的不同，獲得不同的轉換與轉矩配對，以適應不同需求的應用場合，並不需要修改整體結構。例如我們可以犧牲轉矩獲得較高轉速，則選擇接觸點為#1(位於楔形體尖端以下 1.26 mm 處)，使用大顆轉子。我們可以犧牲轉速獲得較大轉矩，則選擇接觸點為#6(位於楔形體尖端以下 8.18 mm 處)，使用小顆轉子。本型式超音波馬達適合微小化與更精緻化，尤其馬達穩定的性能與簡單的結構更能提供產業界在應用上的需求。

5.2 未來工作

雖然馬達的各項性能一如預期，跟已發表的超音波馬達相關文獻之性能比較(如表 5.1 所列)，發現仍然有很多改善空間。

依據(2.53)公式，可以估算壓電材料的機電耦合因數 k' 為 12.1%，實際量測得到的機電轉換效率是 16.22%。依據(2.54)公式，可以估算壓電材料的品質因素(quality factor) Q_m 為 19.624。由於(2.53)與(2.54)公式是近似公式，僅代表壓電材料的電性行為，故機電耦合因數與品質因素都偏低，應該以實際量測的值為主。為了提昇機電耦合因數與品質因素的值，建議未來可以使用厚度較厚的壓電圓管來改善 k' 與 Q_m 值。

數值模擬部份缺少接觸力學暫態模擬，原先使用 ANSYS 模擬接觸響應結果無法產生 4 波長行進波，代表所設定的接觸對參數是錯誤的，因此必須深入探討接觸力學的暫態模擬。將接觸現象與摩擦分析模組化，再加上預負載的靈敏度探討，將可以強化馬達

模型化與性能估算的準確度。將來可針對耐磨層、摩擦層材料及相關的接觸參數做更進一步研究，並以扭矩與轉速為目標函數，結合結構最佳化設計決定定子的幾何參數，提高馬達的性能與效率。

以雷射都卜勒干涉儀量測楔形體尖端位移與速度訊號，在沒有加上轉子與彈簧預負載之下，量測到非常標準的4波長行進波之傳遞。不過一旦加上轉子與彈簧預負載總共100 g時，雖然仍然可以看出是4波長行進波，不過卻產生其他頻率且複雜的波形夾雜在其中，我們研判是因為轉子加上時沒有對到正中圓心所致，必須補充雷射都卜勒干涉儀量測的資料，以證實在有預負載下仍然激振出4波長行進波推動轉子轉動。

馬達轉子材料為海軍黃銅，接觸點具有齒狀壓花(embossing)設計可增加定子與轉子的摩擦力，但是齒狀壓花易有磨耗產生，長期運轉使用會讓馬達特性改變，增加驅動上的困擾。更何況倘若壓花不均衡的話會造成原本面接觸變成點接觸，反而效果會變差。建議不要在轉子表面上壓花，研究使用接觸摩擦層的設計，同樣有增加定子與轉子的摩擦力的效果，但必須慎選接觸摩擦層的材料。另外，增加定子與轉子接觸的表面粗糙度也是增加摩擦力的方法。

目前實驗的扭矩量測架構是以鋼絲纏繞轉子，當鋼絲的另一端懸掛砝碼時，易使轉子的預壓力不足或不均勻而造成許多接觸點懸空，影響定子與轉子的摩擦行為，降低馬達的輸出性能，未來可使用電磁馬達或扭矩感測器以軸對軸的連結方式改善扭矩量測系統，或是直接使用動力計(dynamometer)同時量測轉速、轉矩與功率值。

專注探討馬達轉矩與預負載之間的關係，使圓柱楔形超音波馬達的性能更提昇為最佳狀態。於馬達正反轉之間或啟動與停止之間的暫態響應，能測試更多資料以確保馬達運轉的對稱性，可由模態感測器擷取資料觀察。

表 5.1 各種 USM 規格比較表

種類 項目	WW-USM	Morita <i>et al</i> [41] cylindrical-type USM	Koc <i>et al</i> [42] cylindrical-type USM	Sashida [3, 4] ring-type USM	Petit <i>et al</i> [37, 38] disk-type USM	Chen <i>et al</i> [56] ring-type USM	Liu <i>et al</i> [57, 58] tube-type USM	Iula and Pappalardo [47, 48] tube-type USM
驅動頻率	36 kHz	100 kHz	69.5 kHz	40 kHz	70 kHz	21.68 kHz	23.5 kHz	23.6 kHz
驅動電壓	400 Vp-p	15 Vp-p	120 Vp-p	100 Vrms	200 Vrms	350 Vp-p	200 Vrms	60 V
額定轉矩	12 mN-m	NA	NA	2 kg-cm	75 mN-m	NA	1.2 N-m	NA
額定輸出	120 mW	NA	60 mW	1.6 W	1.3 W	4 W	12 W	NA
額定轉速	225 rpm	880 rpm	60 rad/s	80 rpm	165 rpm	15 rpm	281 rpm	300 rpm
保持轉矩	16 mN-m	7 μ N-m	1.8 mN-m	3.2 kg-cm	110 mN-m	7.96 N-m	0.75 N-m	0.8 N-m
機電轉換效率	16.22 %	NA	25 %	30 %	15 %	16 %	NA	NA
Dimension	25.6mmD, 44.9mmH	2.4 mmD, 10 mmL	2.4 mmD, 10 mmL	54 mmD, 25 mmH	20mmD, 50mmH	157mmD, 26mmH	70mmD, 30mmH	61.7mmD, 7mmH
Mass	153.905 g	2.976 g	NA	240 g	40 g	NA	1.47 kg	NA

● NA = Not Available.

參 考 文 獻

- [1] H. V. Barth (1973), "Ultrasonic driven motor," *IBM Tech. Disclosure Bull.*, **16**(7), 2263.
- [2] V. V. Lavrinenko, V. S. Vishnevski, I. A. Kartashev (1976), "Equivalent circuits of piezoelectric motor," *Bulletin of Kiev Polytechnical Institute Series, Radio-Electrics*, **13**, 57-61.
- [3] T. Sashida (1982), "Trial construction of an ultrasonic vibration driven motor," *Oyo Butsuri*, **51**(6), 713-720.
- [4] T. Sashida, T. Kenjo (1993), *An Introduction to Ultrasonic Motors*, CLARENDON PRESS · OXFORD ·
- [5] S. Ueha, Y. Tomikawa, M. Kurosawa, and N. Nakamura (1993), *Ultrasonic Motors - Theory and Applications*, CLARENDON PRESS · OXFORD ·
- [6] K. Uchino (1997), *Piezoelectric Actuators and Ultrasonic Motors*, Kluwer Academic Publishers ·
- [7] V. Snitka, V. Mizariene, D. Zukauskas (1996), "The status of ultrasonic motors in the former Soviet Union," *Ultrasonics*, **34**(2), 247-250
- [8] P. E. Lagasse (1972), "Analysis of a dispersion free for elastic waves," *Electronics Letters*, **8**(15), 372-373.
- [9] A. Kumada (1985), "A piezoelectric ultrasonic motor," *Japanese Journal of Applied Physics*, **24**, 739-741.
- [10] S. He, W. Chen, X. Tao and Z. Chen (1998), "Standing wave bi-directional linearly moving ultrasonic motor," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, **45**(5), 1133-1139.
- [11] Yin, C.-C., and Yu, T.-H. (2006), "An Ultrasonic Motor Driven by Traveling Cylindrical Wedge Waves", *2006 IEEE International Ultrasonic Symposium*, pp.156-159.
- [12] Yu, T.-H., Yang, S.-Y., Lee, C.-L., and Yin, C.-C. (2007), "Development of rotary wedge wave ultrasonic motors", *2007 International Congress on Ultrasonics*.
- [13] Yu, T.-H., and Yin, C.-C. (2008), "A self-sensing wedge-wave ultrasonic motor using modal sensors," *Advances in Science and Technology*, **56**, pp.52-56.
- [14] Yu, T.-H., and Yin, C.-C. (2010), "Modal separation of the circular cylindrical wedge wave ultrasonic motors," *SICE 2010 Annual Conference*, pp.1257-1260
- [15] Yu, T.-H., and Yin, C.-C. (2010), "Transient response of the rotary wedge wave

- Ultrasonic Motors,” *The 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp.634-639.
- [16] Yu, T.-H., Yang, S.-Y., Lee, C.-L., and Yin, C.-C. (2011), “Modal separation of circular cylindrical WW-USM,” *Finite Elements in Analysis and Design*, **47**(7), pp.635-642.
- [17] Yu, T.-H., and Yin, C.-C. (2012), “A modal sensor integrated circular cylindrical wedge wave ultrasonic motor,” *Sensors and Actuators A: Physical*, **174**, pp.144-154.
- [18] K. Nakamura, M. Kurosawa, S. Ueha (1991), “Characteristics of a hybrid transducer-type ultrasonic motor,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, **38**(3), 188-193.
- [19] J. Toyada and K. Murano (1991), “A small-size ultrasonic linear motor,” *Japanese Journal of Applied Physics*, **30**, 2274-2276.
- [20] M. Aoyagi, Y. Tomikawa and T. Takano (1992), “Ultrasonic Motors using Longitudinal and bending Multimode Vibrators with Mode Coupling by Externally Additional Asymmetry or Internal Nonlinearity,” *Jpn. J. Appl. Phys.* **31**, 3077-3080
- [21] M. Aoyagi, Y. Tomikawa (1995), “Simplified equivalent circuit of ultrasonic motor and its application to estimation of motor characteristics,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, **34**, 2752-2755.
- [22] C. Li and C. Zhao (1998), “A large thrust linear ultrasonic motor using longitudinal and flexural modes of rod-shaped transducer,” *IEEE Ultrasonic Symposium*, **1**, 691-694.
- [23] T. Hensel and J. Wallachek (2000), “Survey of the present state of the art piezoelectric linear motors,” *Ultrasonics*, **38**, 37-40.
- [24] F.-L. Wen, C.-Y. Yen, and M.S. Ouyang (2003), “Thin-disk piezoceramic ultrasonic motor Part I: design and performance evaluation,” *Ultrasonics*, **41**, 437-450.
- [25] C.-Y. Yen, F.-L. Wen and M.S. Ouyang (2003), “Thin-disk piezoceramic ultrasonic motor Part II: system construction and control,” *Ultrasonics*, **41**, 451-463.
- [26] F.-L. Wen, S.-C. Mou and M.S. Ouyang (2004), “Design and construction of shaft-driving type piezoceramic ultrasonic motor,” *Ultrasonics*, **43**, 35-47
- [27] O. Vyshnevskyy, S. Kovalev and J. Mehner (2005), “Coupled tangential-axial resonant modes of piezoelectric hollow cylinders and their application in ultrasonic motors,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, **52**(1), 31-36.
- [28] O. Vyshnevskyy, S. Kovalev and W. Wischnewskiy (2005), “A novel single mode piezoceramic plate actuator for ultrasonic linear motors,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, **52**(11), 2047-2053.

- [29] Y. Yi, W. Seemann, R. Gausmann and J. Zhong (2005), "Development and analysis of a longitudinal and torsional type ultrasonic motor with two stators," *Ultrasonics*, **43**(8), 629-634.
- [30] K.J. Lim, J. S. Lee, S. H. Kang (2006), "The design and characteristics of ring type linear ultrasonic motor for X-Y stage," *Journal of Electroceram.*, **17**, 557-560.
- [31] 蔡慶芳，雙模態耦合的三角形超音波馬達，國立交通大學，碩士論文，民國 100 年。
- [32] P. Hagedorn and J. Wallaschek (1992), "Traveling wave ultrasonic motor, Part I : Working principle and mathematical modeling of stator," *J. of Sound and Vibration*, **155**(1), 31-46.
- [33] P. Hagedorn and J. Wallaschek (1993), "Traveling wave ultrasonic motor, Part II : A numerical method for the flexural vibrations of the stator," *J. of Sound and Vibration*, **168**(1), 115-122.
- [34] N. W. Hagood IV and A. J. Mcfarland (1995), "Modeling of a piezoelectric rotary ultrasonic motor," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.*, **42**(3), 210-224.
- [35] P. Schmidt, P. Hagedorn and M. Binqi (1996), "A note on the contact problem in an ultrasonic travelling wave motor," *Int. J. Non-Linear Mechanics*, **31**(6), 915-924.
- [36] C. N. Lamberti, A. Iula, M. Pappalardo (1995), "A piezoelectric bimorph static pressure sensor," *Sensors and Actuators A:physical*, **46**, 176-178.
- [37] L. Petit, R. Briot, L. Lebrun and P. Gonnard (1998), "A piezomotor using longitudinal actuators," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, **45**(2), 277-284.
- [38] L. Petit, and P. Gonnard (2005), "Industrial design of a centimetric "TWILA" ultrasonic motor," *Sensors and Actuators A:physical*, **120**, 211-224.
- [39] R. Carotenuto, N. Lamberti, A. Iula and M. Pappalardo (1998), "A New Low Voltage Piezoelectric Micromotor Based on Stator Precessional Motion," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, **45**(5), 1427-1435.
- [40] R. Carotenuto, G. Caliano, A. Caronti, A. Savoia and M. Pappalardo (2005), "Fast Scanning Probe for Ophthalmic Echography using an Ultrasound Motor," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, **52**(11), 2039-2046.
- [41] T. Morita, M. K. Kurosawa, T. Higuchi (1998), "A Cylindrical Micro Ultrasonic Motor using PZT Thin Film Deposited by Single Process Hydrothermal Method," *IEEE*

- Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, **45**(5), 1178-1187.
- [42] B. Koc, S. Cagatay, K. Uchino (2002), "A piezoelectric motor using two orthogonal bending modes of a hollow cylinder," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, **49**(4), 495-500.
- [43] M. Tominaga, R. Kaminaga, J. R. Friend, K. Nakamura and S. Ueha (2005), "An ultrasonic linear motor using ridge-mode traveling waves," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, **52**(10), 1735-1742.
- [44] B. Yang, J. Liu, D. Chen and B. Cai (2006), "Theoretical and experimental research on a disk-type non-contact ultrasonic motor," *Ultrasonics*, **44**, 238-243.
- [45] H. Chong, T. Park, M. Kim (2006), "A study on driving characteristics of the cross type ultrasonic rotary motor," *Journal of Electroceram.*, **17**, 561-564.
- [46] M. Hao and W. Chen (2006), "Analysis and design of a ring-type traveling wave ultrasonic motor," *IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, 1806-1810.
- [47] A. Iula, M. Pappalardo (2006), "A high-power traveling wave ultrasonic motor," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, **53**(7), 1344-1351.
- [48] A. Iula, A. Corbo, M. Pappalardo, and N. Lamberti (2006), "Influence of the number of driving transducers on the performance of a high power traveling wave ultrasonic motor," *IEEE Ultrasonics Symposium*, 160-163, Vancouver Canada.
- [49] C. B. Yoon, S. M. Lee, H. E. Kim and K. W. Lee (2007), "Windmill-type ultrasonic micromotor fabricated by thermoplastic green machining process," *Sensors and Actuators A:physical*, **134**(2), 519-524.
- [50] G. G. Kuhn, C. R. Rodrigues, R. S. Pippi (2007), "Analysis of PZT layer thickness in traveling wave ultrasonic motor performance," *Proceedings of 2007 IEEE Ultrasonics Symposium*, 2551-2553.
- [51] P. Smithmaitrie, J. G. DeHaven, K. Higuchi, H. S. Tzou (2007), "Vibration response and harmonic wave propagation of ultrasonic arc drivers," *Mechanical Systems and Signal Processing*, **21**(2), 1174-1187.
- [52] 李政良，一種以圓管脊緣撓性波周向驅動之超音波馬達，國立交通大學，碩士論文，民國 96 年。
- [53] Z. Li, C. Zhao, W. Huang, Z. L. Li (2007), "Several key issues in developing of

- cylinder type 3-DOF ultrasonic motor,” *Sensors and Actuators A:physical*, **136**, 704-709.
- [54] J. H. Oh, H. E. Jung, J. S. Lee, K. J. Lim, H. H. Kim, B. H. Ryu, and D. H. Park (2009), “Design and performances of high torque ultrasonic motor for application of automobile,” *J. Electroceram*, **23**, 150-155.
- [55] 鐘重光，一種以周向傳遞之脊緣波致動的超音波馬達，國立交通大學，碩士論文，民國 98 年。
- [56] Weishan Chen, shengjun shi, yingxiang liu, and Pei li (2010), “A New Traveling Wave Ultrasonic Motor Using Thick Ring Stator with Nested PZT Excitation,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*, **57**(5), 1160-1168.
- [57] Yingxiang Liu, Weishan Chen, Junkao Liu, Shengjun Shi (2010), “A cylindrical traveling wave ultrasonic motor using longitudinal and bending composite transducer,” *Sensors and Actuators A: Physical*, **161**, 158-163.
- [58] Yingxiang Liu, Junkao Liu, and Weishan Chen (2011), “A cylindrical traveling wave ultrasonic motor using a circumferential composite transducer,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*, **58**(11), 2397-2404.
- [59] M. Takahashi, M. Kurosawa and T. Higuchi (1995), “Direct frictional driven surface acoustic wave motor,” The 8th International Conference on Solid-State Sensors and Actuator, 401-404.
- [60] P. Helin, V. Sadaune and C. Druon (1997), “Angular and linear microvibromotor,” *International Conference on Solid-State Sensors and Actuators*, 61-62.
- [61] P. Helin, V. Sadaune, C. Druon, and J.-B. Tritsch (1998), “A Mechanical Model for Energy Transfer in Linear Ultrasonic Micromotors Using Lamb and Rayleigh Waves,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, **3**(1), 3-8.
- [62] T. Shigematsu, M. K. Kurosawa and K. Asai (2002), “Stepping motion analysis of surface acoustic wave motor toward nanometer resolution positioning system,” *IEEE Ultrasonics Symposium*, 653-656.
- [63] T. Shigematsu, M. K. Kurosawa and K. Asai (2003), “Nanometer stepping drives of surface acoustic wave motor,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, **50**(4), 376-385.
- [64] L. P. Cheng, G. M. Zhang, S. Y. Zhang, Z. N. Zhang and X. J. Shui (2003), “Theoretical simulation of a rotary motor driven by surface acoustic waves,” *Acoustical Physics*,

- 49(2), 158-162.
- [65] H. P. Ko, C. Y. Kang, J. S. Kim, S. N. Borodin, S. Kim, S. J. Yoon (2006),
“Constructions and characteristics of a tiny piezoelectric linear motor using radial
mode vibrations,” *Journal of Electroceram.*, **17**, 603-608.
- [66] Yung Ting, Liang-Chiang Chen, Chun-Chung Li, and Jeng-Lin Huang (2007),
“Traveling-wave piezoelectric linear motor Part I : The Stator Design,” *IEEE
Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 54(4), 847-853.
- [67] Yung Ting, Liang-Chiang Chen, Chun-Chung Li, and Jeng-Lin Huang (2007),
“Traveling-wave piezoelectric linear motor Part II : Experiment and Performance
Evaluation,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency
Control*, 54(4), 854-860.
- [68] T. Shigematsu and M. K. Kurosawa (2008), “Friction Drive of an SAW Motor. Part I:
Measurements,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency
Control*, **55**(9), 2005-2015.
- [69] T. Shigematsu and M. K. Kurosawa (2008), “Friction Drive of an SAW Motor. Part II:
Analyses,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*,
55(9), 2016-2024.
- [70] T. Shigematsu and M. K. Kurosawa (2008), “Friction Drive of an SAW Motor. Part III:
Modeling,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*,
55(9), 2266-2276.
- [71] T. Shigematsu and M. K. Kurosawa (2008), “Friction Drive of an SAW Motor. Part IV:
Physics of Contact,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and
Frequency Control*, **55**(9), 2277-2287.
- [72] T. Shigematsu and M. K. Kurosawa (2008), “Friction Drive of an SAW Motor. Part V:
Design Criteria,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency
Control*, **55**(9), 2288-2297
- [73] D. Sun, S. Wang, J. Sakurai, K. B. Choi, A. Shimokohbe, and S. Hata (2010), “A
piezoelectric linear ultrasonic motor with the structure of a circular cylindrical stator
and slider,” *Smart Mater. Struct.*, **19**(4) (doi:10.1088/0964-1726/19/4/045008)
- [74] P. E. Lagasse, I. M. Mason and E.A. Ash (1973), “Acoustic surface waveguides
analysis and assessment,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*,
MTT-21, 225-236.
- [75] P. E. Lagasse (1973), “Higher-order finite element analysis of topographic guides

- supporting elastic waves.” *Journal of Acoustical Society of America*, **53**, 1116-1122.
- [76] P. E. Lagasse (1974), “The influence of truncation on dispersion wedge guides.” *Proceeding of IEEE International Ultrasonics Symposium*, 121-124
- [77] J. Mckenna, G. D. Boyd and R. N. Thurston (1974), “Plate theory solution for guide flexural acoustic waves along the tip of a wedge,” *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, **SU-21**(3), 178-186.
- [78] X. Jia and M. de Billy (1992), “Observation of the dispersion behavior of surface acoustic wave in a wedge waveguide by laser-ultrasonics,” *Applied Physics Letters*, **61**(25), 2970-2972.
- [79] X. Jia and D. Auribault and M. de Billy and G. Quentin (1993), “Laser generated flexural acoustic wave traveling along the tip of a wedge,” *IEEE Ultrasonics Symposium*, 637-640.
- [80] V. V. Krylov (1994), “Propagation of wedge acoustic waves along wedges imbedded in water,” *IEEE Ultrasonics Symposium*, 793-796.
- [81] A. C. Hladky-Hennion (1996), “Finite analysis of the propagation of acoustic wave in waveguides,” *Journal of Sound and Vibration*, **194**(2), 119-136.
- [82] V. V. Krylov (1999), “Localized vibration modes propagation along edges of cylindrical and conical wedge-like structures,” *Journal of Sound and Vibration*, **227**(1), 215-221.
- [83] C. H. Yang and J. S. Liaw (1998), “Measurements and finite element simulations of guided waves propagation along linear and circular wedges,” *IEEE Ultrasonics Symposium*, 1139-1142.
- [84] C. H. Yang and J. S. Liaw (2000), “Observation of dispersion behavior of acoustic wedge waves propagating along the tip of a circular wedge with laser ultrasonics,” *Jpn. J. Appl. Phys.* **39**, 2741-2743.
- [85] C. H. Yang and C. Z. Tsen (2006), “Laser ultrasound measurement and finite-element simulation on the dispersion behaviors of acoustic waves propagating along wedges with bilinear cross sections,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, **53**(4), 754-760.
- [86] 陳俊男，線型與圓柱型聲波導的雙維有限元素分析，國立交通大學，碩士論文，民國 91 年。
- [87] 楊焯岳，壓電圓管脊緣撓性波的周向波傳，國立交通大學，碩士論文，民國 96 年。
- [88] V. V. Krylov and G. V. Pritchard (2007), “Experimental confirmation of the propulsion

- of marine vessels employing guided flexural waves in attached elastic fins,” *Journal of Fluids and Structures*, **23**(2), 297-307
- [89] V. V. Krylov and G. V. Rrichard (2007), “Experimental investigation of the aquatic propulsion caused by localized flexural wave propagation in immersed wedge and plates,” *Applied Acoustics*, **68**(1), 97-113
- [90] K. J. Bathe (1996), *Finite Element Procedures*, Prentice-Hall, New Jersey, USA.
- [91] ANSI/IEEE Standard, Piezoelectricity, IEEE, New York, 1987.
- [92] ANSYS, Inc., *Release 10.0 Documentation for ANSYS: Structural Analysis Guide, Transient Dynamic Analysis*, SAS IP, Inc., USA, 2007.
- [93] ANSYS, Inc., *Release 10.0 Documentation for ANSYS: Contact Technology Guide, Surface-to-Surface Contact*, SAS IP, Inc., USA, 2007.
- [94] K.-J. Bathe and E.L. Wilson, *Numerical Methods in Finite Element Analysis*, Chap.8, 308-344, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1976.
- [95] 吳朗，壓電陶瓷，pp. 29-31，全新資訊圖書，台北市，民國八十三年。
- [96] J. Callaham and H. Baruh (1999), “Modal sensing of circular cylindrical shells using segmented piezoelectric elements,” *Smart Mater. Struct.*, **8**, 125-135.

研究成果

*國際期刊論文：

- [1] Yu, T.-H., and Yin, C.-C., 2012, “A modal sensor integrated circular cylindrical wedge wave ultrasonic motor,” *Sensors and Actuators A: Physical*, **174**, pp.144-154. (SCI, IF of Y2010: 1.941)
- [2] Yu, T.-H., Yang, S.-Y., Lee, C.-L., and Yin, C.-C., 2011, “Modal separation of circular cylindrical WW-USM,” *Finite Elements in Analysis and Design*, **47**(7), pp.635-642. (SCI, IF of Y2010: 1.030)
- [3] Yu, T.-H., and Yin, C.-C., 2008, “A self-sensing wedge-wave ultrasonic motor using modal sensors,” *Advances in Science and Technology*, **56**, pp.52-56. (EI)

*國際研討會論文：

- [1] Yu, T.-H., and Yin, C.-C., “Modal Separation of the Circular Cylindrical Wedge Wave Ultrasonic Motors,” *SICE 2010 Annual Conference*, pp.1257-1260, Taipei, Taiwan, August 18-21, 2010.
- [2] Yu, T.-H., and Yin, C.-C., “Transient response of the Rotary Wedge Wave Ultrasonic Motors,” *The 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp.634-639, Taichung, Taiwan, June 15-17, 2010.
- [3] Yu, T.-H., Yang, S.-Y., Lee, C.-L., and Yin, C.-C., “Development of Rotary Wedge Wave Ultrasonic Motors”, *2007 International Congress on Ultrasonics*, Vienna Australia, April 9-12, 2007.
- [4] Yin, C.-C., and Yu, T.-H., “An Ultrasonic Motor Driven by Traveling Cylindrical Wedge Waves”, *2006 IEEE International Ultrasonic Symposium*, pp.156-159, Vancouver Canada, October 3-6, 2006.

*國內期刊論文：

- [1] 尹慶中、游泰和、潘權文，”超音波馬達的致動”，機械月刊第 34 卷第四期，pp.60-67，2008 年 4 月。

*國內研討會論文：

- [1] 游泰和、尹慶中，”圓柱楔形超音波馬達之動態分析”，第 13 屆非破壞檢測技術研討會，pp.55-60，桃園 台灣(石門水庫)，2006 年 4 月 29~30 日。
- [2] 游泰和、尹慶中，”圓柱楔形行進聲波壓電馬達之研製”，中國機械工程學會第 22 屆全國學術研討會，中壢 台灣(中央大學)，2005 年 11 月 10~11 日。
- [3] 游泰和、劉育翔、尹慶中，”楔形圓柱聲波導橈性波的頻散分析與量測”，第 12 屆非破壞檢測技術研討會，南投 台灣(日月潭), pp.553-560，2004 年 4 月 30 日至 5 月 1 日。

*國內比賽：

- [1] 參加教育部顧問室「產業設備系統設計人才培育計劃」教學資源中心之全國「監控軟體及系統整合」專題競賽，獲得第二名。(民國 96 年 12 月 13 日於台北科技大學)

