

國立臺灣大學工學院機械工程學研究所

碩士論文



Department of Mechanical Engineering

College of Engineering

National Taiwan University

Master's Thesis

機器人輔助的呼吸運動下超聲波探頭力控制

Robot-Assisted Ultrasound Probe Force Control Under
Respiration-Induced Motion

袁楷翔

Kai-Shiang Yuan

指導教授: 李宇修 博士

Advisor: Yu-Hsiu Lee Ph.D.

中華民國 113 年 7 月

July, 2024



摘要

在肝臟射頻消融手術中，外科醫生面臨著同時操作針頭和超聲探頭的挑戰。本作提出了一機器人輔助的超音波探頭力控制系統，為超音波導引的腹部介入性治療提供穩定的超音波成像。

該系統包含六自由度機械手臂、六自由度力與力矩感測器和一個超音波探頭模型，其具有實時補償呼吸擾動的特點。按照既有的手術流程，提出了兩種運行模式。初始註冊模式基於導納控制，透過人機互動的方式迅速定位機器手臂末端的超音波探頭模型，以實現高效的註冊。呼吸擾動消除模式採用自適應控制(Adaptive control)和內部模型原理(Internal model principle)控制，確保在呼吸運動下保持穩定的接觸，從而增強手術的適應性和有效性。自適應控制器通過擾動的頻率成分遞迴最小化其影響，而內部模型控制器則消除擾動的主要頻率成分。

本系統透過一海綿腹部模型的模擬和實驗驗證了該控制結構的有效性，結果顯示相比於基礎導納控制結構，系統性能有了顯著的改善。

關鍵字：協作機器人、超音波導引介入式治療、力控制、適應性逆控制、內部模型原理、人機互動





Abstract

In liver radiofrequency ablation, the surgeon faces the challenge of manipulating the needle and the ultrasound probe simultaneously. To address this, a robot-assisted force control system for stable ultrasound imaging has been developed for ultrasound-guided abdominal intervention. This system integrates a 6-DoF robot arm, a 6-DoF force/torque sensor, and an ultrasound probe model, featuring real-time compensation for respiratory disturbances.

Following the procedural workflow, the system operates in two modes. The initial registration mode, rooted in admittance control, swiftly positions the robot-held ultrasound for efficient registration by physical human-robot interaction. The respiratory disturbance rejection mode employs adaptive control and internal model principle control, ensuring stable contact despite respiratory motion, thereby enhancing procedural resilience and effectiveness. The adaptive controller recursively minimizes disturbance effects by their frequency components, while the internal model controller eliminates the primary frequency component of the disturbance.

The efficacy of this control structure has been verified through simulations and experiments with a sponge abdomen phantom, demonstrating significant improvements compared to the baseline admittance control structure.

Keywords: Co-robotic, ultrasound-guided intervention, force control, adaptive inverse control, internal model principle, human-robot interaction





目次

	Page
摘要	i
Abstract	iii
目次	v
圖次	ix
表次	xi
符號列表	xiii
第一章 介紹	1
1.1 背景	1
1.1.1 肝癌	1
1.1.2 射頻燒灼術	2
1.1.3 超音波成像	3
1.1.4 輔助超音波成像的機器人系統	4
1.2 動機	6
1.3 方法	7
第二章 系統配置與分析	9
2.1 RFA 流程與要求	9
2.2 系統組成	10



2.3	初始註冊模式	12
2.3.1	機器人運動學	13
2.3.2	末端執行器 (End-effector) 重力補償	17
2.3.3	力感測器讀值座標轉換	22
2.3.4	導納控制	23
第三章 呼吸擾動消除模式		27
3.1	適應性控制架構	29
3.2	內部模型控制架構	32
3.2.1	擾動觀測器	33
3.2.2	頻率估測	34
3.2.3	適應性 IMP 控制器	35
3.3	適應性控制 + 內部模型控制架構	38
第四章 實驗結果		41
4.1	硬體配置	41
4.2	動態系統識別	42
4.3	接觸力定力控制與呼吸擾動消除	45
4.3.1	呼吸擾動設定	46
4.3.2	軟體在環 (Software-in-the-loop)	46
4.3.3	硬體在環 (Hardware-in-the-loop) 與實驗	57
第五章 結論與未來展望		63
5.1	結論	63
5.2	未來展望	63



參考文獻

附錄 A — 系統技術規格

A.1	Meca500 R3 六維機器手臂	65
A.2	ATI-Mini40-E 六軸力/力矩感測器	71
A.3	L12-P 線性制動器	71





圖次

1.1	臺灣十大死因死亡率 [1]	2
1.2	RFA 手術原理示意圖 [2]	3
1.3	接觸力對 US 影像的影響 [3]	4
1.4	已開發輔助 US 成像的機器人系統示意圖 [3–9]	7
1.5	RFA 操作示意圖	8
2.1	RFA 手術進程及兩種控制模式的搭配	10
2.2	硬體配置架構圖	11
2.3	系統座標定義	14
2.4	力感測器讀值座標轉換示意圖	22
2.5	導納控制閉迴路系統方塊圖	24
3.1	受控體示意圖	28
3.2	ADP 控制架構方塊圖	29
3.3	ADP 控制器方塊圖	30
3.4	IMP 控制方塊圖	33
3.5	擾動觀測器方塊圖	33
3.6	用於頻率估測的適應性凹陷濾波器方塊圖	34
3.7	適應性內部模型控制方塊圖	36
3.8	FIR 相位補償器 Φ 之波德圖	37
3.9	ADP+IMP 控制架構方塊圖	38
4.1	硬體配置示意圖	42
4.2	受控體的步階響應與單位脈衝響應	43
4.3	兩呼吸擾動的時域訊號與功率譜密度	47



4.4	C_{adp} 濾波器長度 L 與適應性誤差 ϵ 之 2-範數關係折線圖	48
4.5	RLS 演算法遺忘因子 λ 與模擬誤差 e 關係圖	49
4.6	頻率估測遺忘因子 λ_{notch} 與頻率估測結果關係圖	49
4.7	不同凹陷濾波器頻寬 BW 與頻率估測誤差 $\hat{\omega} - \omega$ 之比較圖	50
4.8	不同凹陷濾波器頻寬 BW 之頻率響應	50
4.9	自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 SIL 中的追蹤性能 y 與頻率估測結果 $\hat{\omega}_0$	52
4.10	自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 SIL 中 $35 \leq t < 70$ sec 時，最大誤差、平均誤差與方均根誤差之長條圖	52
4.11	自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 SIL 中 $35 \leq t < 70$ sec 時誤差之 PSD	53
4.12	自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 SIL 中控制訊號 u_{imp} 和 u_{adp} 的貢獻	53
4.13	實際呼吸擾動 d_{true} 在 SIL 中的追蹤性能 y 與頻率估測結果 $\hat{\omega}_0$	55
4.14	實際呼吸擾動 d_{true} 在 SIL 中 $35 \leq t < 70$ sec 時，最大誤差、平均誤差與方均根誤差之長條圖	55
4.15	實際呼吸擾動 d_{true} 在 SIL 中 $35 \leq t < 70$ sec 時誤差之 PSD	56
4.16	HIL 及 EXP 配置	57
4.17	自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 HIL 中的追蹤性能 y 與頻率估測結果 $\hat{\omega}_0$	58
4.18	自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 HIL 中 $35 \leq t < 70$ sec 時，最大誤差、平均誤差與方均根誤差之長條圖	59
4.19	自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 HIL 中 $35 \leq t < 70$ sec 時誤差之 PSD	59
4.20	自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 HIL 中 $t = 70$ sec 時 G_{yd} 之波德圖	60
4.21	實際呼吸擾動 d_{true} 在 EXP 中的追蹤性能 y 與頻率估測結果 $\hat{\omega}_0$	61
4.22	實際呼吸擾動 d_{true} 在 EXP 中 $35 \leq t < 70$ sec 時，最大誤差、平均誤差與方均根誤差之長條圖	61
4.23	實際呼吸擾動 d_{true} 在 EXP 中 $35 \leq t < 70$ sec 時誤差之 PSD	62



表次

2.1 Meca500 R3 移動命令比較表	12
2.2 機器手臂 DH 參數表	13
3.1 三控制架構下之 G_{yd} 與 G_{yr} 列表	39
4.1 SIL 與 HIL 所使用之控制器參數表	48
4.2 在 SIL、HIL 與 EXP 中，針對兩種呼吸擾動波型 (d_{cust} 與 d_{true}) 於 三種誤差 (最大誤差、均值誤差與方均根誤差) 之評判依據下表現最 佳的控制架構列表	62
A.1 Meca500 R3 六軸機器手臂系統技術規格表	72
A.2 Mini40-E 六軸力感測器系統技術規格表	73
A.3 L12-P 線性制動器系統技術規格表	74





符號列表

HCC	肝細胞癌 (Hepatocellular carcinoma)
US	超音波 (Ultrasound)
RFA	射頻燒灼術 (Radiofrequency ablation)
CT	電腦斷層掃描 (Computed Tomography)
MR	核磁共振 (Magnetic Resonance)
α_{i-1} 、 a_{i-1}	DH 參數 (Denavit–Hartenberg parameters)。以座標系 $i - 1$ 之 x 軸方向看， z 軸間的角度與距離關係。
θ_i 、 d_i	DH 參數 (Denavit–Hartenberg parameters)。以座標系 i 之 z 軸方向看， x 軸間的角度與距離關係。
${}^{i-1}_i \mathbf{T}$	從座標系 i 至座標系 $i - 1$ 的轉移矩陣 (Transformation matrix)、
${}^{i-1}_i \mathbf{R}$	從座標系 i 至座標系 $i - 1$ 的旋轉矩陣 (Rotation matrix)
${}^{i-1} \mathbf{p}_i$	從座標系 $i - 1$ 觀察座標系 i 原點的位置向量
x	姿態向量 $x = \begin{bmatrix} \mathbf{p}^T & \boldsymbol{\theta}^T \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} p_x & p_y & p_z & \theta_x & \theta_y & \theta_z \end{bmatrix}^T$



\dot{x}	速度與角速度向量 $\dot{x} = [v^T \quad \omega^T]^T = [v_x \quad v_y \quad v_z \quad \omega_x \quad \omega_y \quad \omega_z]^T$
Θ	機器手臂關節角度向量 $\Theta = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3 \quad \theta_4 \quad \theta_5 \quad \theta_6]^T$
$J(\Theta)$	雅可比矩陣 (Jacobian matrix)
f, τ	力感測器之實際力與力矩讀值
f_0, τ_0	初始誤差力與力矩讀值
f_g, τ_g	末端執行器重力造成之力與力矩讀值
f_e, τ_e	施加外力與外力矩讀值
r, g	末端執行器質心位置向量、末端執行器重量向量
m, G, F	初始力讀值 f_0 與末端執行器重量擴增向量、手臂移動姿態堆積矩陣、力感測器力讀值堆積向量
τ, A, T	質心位置擴增向量、力感測器力讀值與外積運算子堆積向量、力感測器力矩讀值堆積向量
ξ	力與力矩向量 $\xi = [f^T \quad \tau^T]^T = [f_x \quad f_y \quad f_z \quad \tau_x \quad \tau_y \quad \tau_z]^T$
$C_{\text{adm}}(z)$	六自由度導納控制器 $C_{\text{adm}}(z) = \text{diag}(C_{\text{adm},x}(z), C_{\text{adm},y}(z), C_{\text{adm},z}(z), C_{\text{adm},\theta_x}(z), C_{\text{adm},\theta_y}(z), C_{\text{adm},\theta_z}(z))$
$\dot{X}(s), \Xi(s)$	\dot{x} 向量元素與 ξ 向量元素的拉普拉斯轉換 (Laplace transform)
T_s	取樣時間
M, B, K	虛擬動態之質量、阻尼、彈簧係數矩陣 $M = \text{diag}(m_x, m_y, m_z, m_{\theta_x}, m_{\theta_y}, m_{\theta_z})$



$B = \text{diag}(b_x, b_y, b_z, b_{\theta_x}, b_{\theta_y}, b_{\theta_z})$	
$K = \text{diag}(k_x, k_y, k_z, k_{\theta_x}, k_{\theta_y}, k_{\theta_z})$	
P	受控體，定義為 z 軸方向之導納控制閉迴路系統
r, u, y, e	參考訊號、受控體之輸入、輸出訊號、誤差訊號
ADP	適應性 (Adaptive)
IMP	內部模型原則 (Internal model principle)
$d, \hat{d}, \hat{d}_{\text{filt}}$	呼吸擾動訊號、ADP 架構下擾動觀測器觀測之擾動訊號、IMP 架構下擾動觀測器觀測之擾動訊號
$u_{\text{ff}}, u_{\text{adp}}, u_{\text{imp}}$	前饋、ADP、IMP 控制訊號
$C_{\text{ff}}, C_{\text{imp}}$	前饋與 IMP 控制器
$C_{\text{adp}}, C_{\text{adp,copy}}$	ADP 與複製權重之 ADP 控制器
FIR	有限脈衝響應 (Finite impulse response)
ZPETC	零相位誤差追蹤控制 (Zero phase error tracking control)
\hat{P}, F_P	受控體模型、經因果反演獲得之受控體模型逆動態
Δ_P	受控體與其模型的建模誤差 (Modeling error)
G_{yr}, G_{yd}	參考訊號 r 至輸出訊號 y 、呼吸擾動 d 至輸出訊號 y 之轉移函數
RLS	遞迴最小平方 (Recursive least squares)
$s[n]$	RLS 演算法中的期望響應



$u[n]$	RLS 演算法中的輸入向量
$\hat{w}[n]$	RLS 演算法中的估計權重向量
$\Phi^{-1}[n]$	RLS 演算法中輸入向量 $u[n]$ 的逆共變異數矩陣 (Inverse covariance matrix)
$k[n]$	RLS 演算法中的增益向量
$\epsilon[n]$	RLS 演算法中的先驗 (<i>a priori</i>) 估計誤差
λ 、 λ_{notch}	RLS 演算法與頻率估測中的遺忘因子 (Forgetting factor)
δ	RLS 演算法中初始化 $\Phi^{-1}[n]$ 的正規化參數
N	RLS 演算法中 $\hat{w}[n]$ 的訊號長度，即 FIR 階數
ω 、 $\hat{\omega}$	呼吸擾動之主要頻率、頻率估測之輸出頻率
Q	擾動觀測器中的低通濾波器
$A(z)$	全通式濾波器
$x_1[n]$ 、 $x_2[n]$	頻率估測中與估測頻率 $\hat{\omega}_0$ 和頻寬 BW 有關的格柵狀態訊號
$\varepsilon[n]$	頻率估測的誤差訊號
θ_1 、 θ_2	頻率估測中與估測頻率 $\hat{\omega}_0$ 和頻寬 BW 有關的參數
BW	頻率估測中適應性凹陷濾波器之頻寬
μ	頻率估測中適應性演算法之學習增益
L	隨頻率估測器輸出改變的峰值濾波器



Φ	相位補償器
z^{-m}	建立因果逆動態所產生之額外延遲
b_i	FIR 相位補償器 Φ 的第 i 位係數
IIR	無限脈衝響應 (Infinite impulse response)
OE	輸出-誤差 (Output-error) 模型
$B(z)、A(z)$	OE 模型中，輸入與輸出轉移函數的分子與分母多項式。分別以 b_i 與 a_i 表示其的 i 項的係數
$N_b、N_a、N_k、N_s$	模型分子、分母階數、輸入訊號延遲步數與輸入輸出訊號長度
PEM	預測誤差方法 (Prediction error methods)
θ	PEM 中的遞迴因子 (Regressor)
$\phi[n]$	PEM 中，模型係數組成的擴增向量
$\hat{y}[n n - 1; \theta]$	PEM 中，依據過去輸入輸出資訊與 θ 所估測的輸出訊號
$V(\theta, N_s)$	PEM 中，進行最小化的成本函數
SIL、PIL、HIL	軟體在環 (Software-in-the-loop)、處理器在環 (Processor-in-the-loop)、硬體在環 (Hardware-in-the-loop)
$d_{\text{cust}}、d_{\text{true}}$	自定義呼吸擾動訊號、肝臟受呼吸運動所產生之 SI 方向之位移訊號
$T_{\text{on}}、T_{\text{ramp}}$	$RampIn$ 函數待機時長、 $RampIn$ 函數從 0 至 1 所需時長

RMSE 方均根誤差 (Root mean square error)

PSD 功率譜密度 (Power spectral density)





第一章 介紹

1.1 背景

1.1.1 肝癌

肝細胞癌 (Hepatocellular carcinoma, HCC)，又稱肝癌，作為全球第六大常見的癌症 [10]，其發病率隨著 B 型和 C 型肝炎病毒感染的擴散而在全球範圍內不斷增加。根據臺灣衛生福利部的統計，肝癌已連續 43 年排名國人癌症死因的第 2 位 (圖 1.1)，約佔所有癌症死亡人數的 15.5%[1]。縱使醫療技術的進步，使得肝癌從幾乎無法治癒變為可以預防，並能在早期發現時進行有效的治療 [11]，但肝癌相較其他常見癌症仍具有較低的存活率。

據美國臨床腫瘤醫學會 (American Society of Clinical Oncology, ASCO) 的統計資料，對於 43% 早期診斷出肝癌的患者，其五年內相對存活率 (5-year relative survival rate) 僅有 36%。若癌細胞擴散至周遭的組織或器官，則五年內相對存活率下降至 3~13%[12]。

巴賽隆納臨床肝癌分期 (Barcelona Clinic Liver Cancer classification, BCLC) 為目前國際間最廣泛使用的 HCC 分期系統與選擇治療方式的依據。對 HCC 早期的患者，若其身體狀況許可會建議病患進行治癒性療法 (Curative treatment)，以達到



Figure 1.1: 臺灣十大死因死亡率 [1]。民國 111 年，每十萬人口中便有 33.4 人死於肝癌。圖中綠字表相較 101 年順位下降者，紅字表順位上身者。

完全清除腫瘤的目標 [13]。治癒性療法主要由外科手術切除 (Surgical resection)、肝移植 (Liver transplantation) 和射頻燒灼術 (Radiofrequency ablation, RFA) 所組成 [11]。其中，外科手術切除雖然能達到 60% 至 70% 的五年內存活率，但只限於肝功能良好且單個腫瘤的患者，在 HCC 患者中只有不到 5% 達到此標準。對於結直腸癌的肝轉移能達到 40% 至 58% 的五年內存活率，其他原發性腫瘤的肝轉移亦能通過外科手術切除得到有效的治療，但受限於疾病的位置和範圍或其他病發的醫療條件，只有 10% 至 25% 的肝轉移患者適合切除；肝移植則是受限於捐贈者的短缺 [14]。因此，對於無法進行外科手術切除或肝移植的早期肝癌患者，射頻燒灼術則成為其最佳的治療手段之一。

1.1.2 射頻燒灼術

射頻燒灼術 (Radiofrequency ablation, RFA) 是現今被廣泛使用於腫瘤治療的微創手術。其目標為透過電磁能量產生的熱能在不傷害周圍組織的條件下，完全摧毀目標腫瘤。標準的 RFA 配置中包含射頻發射器、針狀電極與接地電極，如圖 1.2 所示。射頻發射器會在組織內部創建交替的電場，由於組織的電阻相對高於

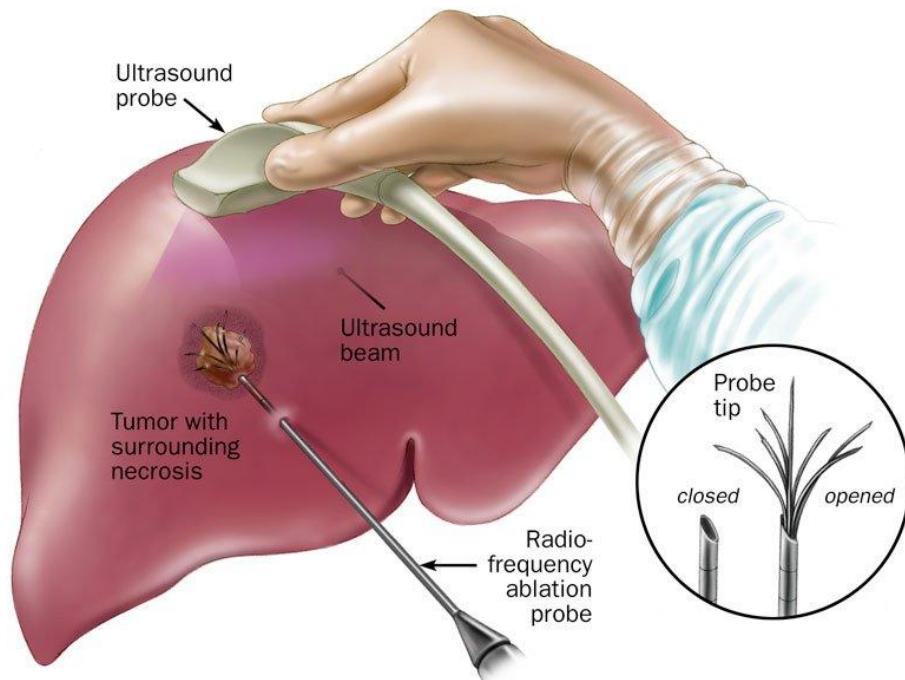


Figure 1.2: RFA 手術原理示意圖 [2]。醫師透過醫學影像定位目標病灶後，將針狀電極插入患部。確認電極末端已經準確插入腫瘤後，便可伸出電極內部的多根倒鉤，開始進行燒灼。

金屬電極，因此電極周圍的組織內離子會受到明顯的擾動並產生摩擦熱。另外，由於針狀電極有較小的表面積，所產生的熱會集中在其周圍，而接地電極則將能量分散在較大的區域，因此可以針對目標腫瘤進行燒灼，同時避免周圍組織的燒傷。[14]、[15]。

臨牀上可以使用超音波、電腦斷層或核磁共振等醫學影像進行病灶的定位[15]。而超音波因為其實時、低成本、無輻射等因素被廣泛使用於 RFA 療程中[16]、[17]，而具有較高解析度的電腦斷層或核磁共振則常作為療程評估或術後的長期追蹤[18]。

1.1.3 超音波成像

超音波 (Ultrasound, US) 成像是一種接觸式的成像技術，通過向人體發射高頻聲波並檢測其反射波創建內部結構的實時影像。因為其相對電腦斷層 (Computed



tomography, CT)、核磁共振 (Magnetic resonance, MR) 等醫學影像有高可用性、低成本等優勢，因此被廣泛應用於各項手術及檢查當中。然而，US 影像的弊端在於其有較低的解析度，且影像的重複性及可用性取決於操作者的技術與經驗。在 RFA 手術中，US 影像的品質至關重要。其作為手術進程中醫師與病灶間唯一的監控，是辨別 HCC 位置與衡量燒灼效果的重要依據。低品質的 US 影像容易導致醫師忽略體積較小的 HCC，從而造成未完全去除病灶並提升疾病復發的風險。在獲取 US 影像的過程中，探頭與病患之間的接觸力是影響影像品質和病患舒適度的關鍵因素。過大的接觸力會造成組織變形 (如：圖 1.3)，甚至可能會傷及患者；反之，過小的接觸力則容易降低聲學耦合，導致影像不穩定，無法清晰辨識目標病灶。

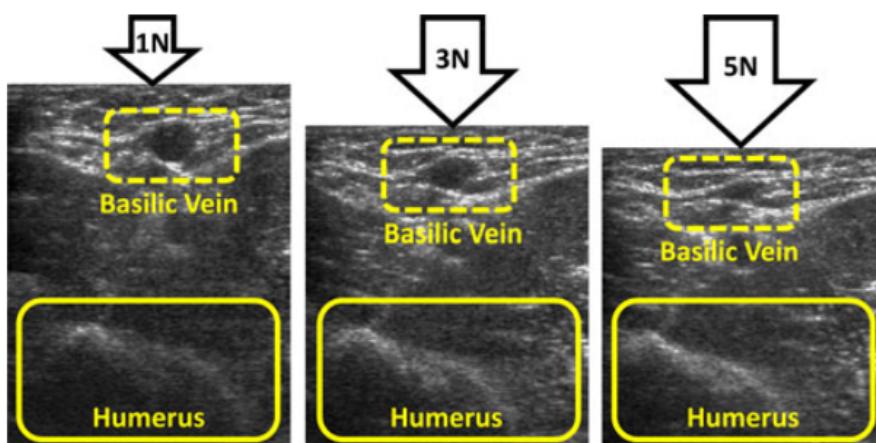


Figure 1.3: 接觸力對 US 影像的影響 [3]。上圖為貫要靜脈在三種不同接觸力作用下的 US 影像變化，隨著施加的接觸力愈大、組織受到擠壓，愈難辨認血管的截面且可能造成患者不適。圖中 N 表牛頓。

1.1.4 輔助超音波成像的機器人系統

隨著機器人科技的準確性、靈活性、機動性和感知能力的進步，現在能夠更精確地控制超音波探頭的力量和位置。這種進步有望產生更穩定的 US 影像結果，從而減輕醫師的工作負擔。因此，工程師們開發了許多輔助 US 成像的機器人系



統 [19–21]。根據綜述型論文 [19]，在輔助 US 成像系統的領域中，主要的研究方向可以分為：掃描路徑追蹤、接觸力控制與影像最佳化三者。其中，力控制在輔助 RFA 中尤為重要。維持穩定的接觸力不僅能提升影像的實用性及診斷能力，還有助於減少醫師因為操作 US 儀器所造成的肌肉骨骼不適 [3]。

以下將針對已開發之輔助 US 成像的機器人系統進行說明 (圖 1.4)：為了實現接觸力控制，Gilbertson 等人 [3] 設計了一手持式 US 探頭系統，旨在消除 US 檢查師的手部震顫。該系統整合了伺服馬達、加速規、荷重元與 US 探頭，用於主動補償一維的軸向運動。然而手持式的機器輔助系統，仍需醫師進行操作並考驗其手眼協調能力，對輔助 RFA 等 US 導引的介入性治療而言，沒有太大的幫助。為了更具焦於輔助 US 導引的介入性治療，Ding 等人 [4] 開發了一六自由度的力控制並聯式機器人。雖然其避免了醫師實際操作系統獲得 US 影像的必要性，但較大的體積與設置方式限制了其活動範圍於腹部側面，可能會增加執行手術的不便性。Fang 等人 [5] 提出了一力輔助的協作型機器人 US 系統，其整合了一六自由度的機器手臂、兩個力感應器 (一六軸力感應器與一單軸荷重元) 與傳統的 US 探頭，旨在降低 US 檢查師所需施加的力道並提供更加穩定的接觸。相較於 [4]，整合機器手臂的 US 系統擁有更加靈活的註冊能力，但獲取 US 影像的過程中，仍需醫師實際操作機器人 US 系統，無法有效降低執行 RFA 等 US 導引的介入性治療時，同時操縱電擊針與 US 探頭的困難。對於較完整之輔助介入性治療的 US 機器人系統，其大多均透過整合 RGB-D 影像伺服進行 US 影像獲取系統的位置校正。Christoph Hennersperger 等人 [6] 提出一透過術前的 CT 影像能自主進行 3D 立體 US 影像獲取的機器人系統，並透過實驗驗證其準確性足以滿足臨床需求，但未進行接觸力恆定相關之實驗；Risto Kojcev 等人 [7] 提出了一雙機械臂的機器人系統分別執行 US 影像獲取及穿刺並在凝膠仿體 (Gel-phantom) 的實驗下達到 1 mm 的精度，但對於病患可能產生的擾動並未加以考慮；Dongrui Li 等人 [8] 整合機器手

臂、US 成像系統、電磁定位追蹤系統及燒融系統提出了一套具有完整工作流程的 RFA 手術系統，並在兔子肝癌模型 (Rabbit cancer VX2 liver tumor model) 的實驗中提升了穿刺與燒融的精準度、降低經驗醫師的依賴性，但對於呼吸擾動的補償僅止於被動的路徑追蹤。考量病患移動可能造成的影響，Jian Zhan 等人 [9] 提出了一透過視覺伺服實時補償自主形式 (Free-form) 組織運動的自動組織掃描架構，並在達文西研究套件 (da Vinci Research Kit, dVRK) 與肝臟仿體的實驗中，有效提升了 US 影像的穩定性。然而，接觸力對於 US 影像變形的影響是其尚未考慮周全的。

1.2 動機

綜合上一節 (1.1.4 節) 提及的諸多文獻，已證明通過引入機器人技術可以有效提升 US 影像質量、減輕操作者工作負擔並保證其安全性。然而，上述系統均未針對腹部的動態特性進行控制器設計或是系統的修正。執行 RFA 手術時，醫師不僅必須依據患部適當控制 US 探頭的角度及施加力道以得到較佳的 US 影像，同時亦必須操控探針對於目標腫瘤進行治療 (圖 1.5)。這無疑對醫師的技術及經驗提出了很高的要求。再者肝臟位於橫隔膜下方，相較其他組織更容易受到呼吸運動的影響。標準的力控制器在這種場域下可能無法滿足臨床需求，使接觸力的控制更具挑戰性。為此，想要設計一輔助 RFA 並實時消除呼吸擾動的 US 探頭力控制機器人系統，配合手術的進程輔助醫師於穿刺與燒灼等階段無須分神操作 US 探頭。

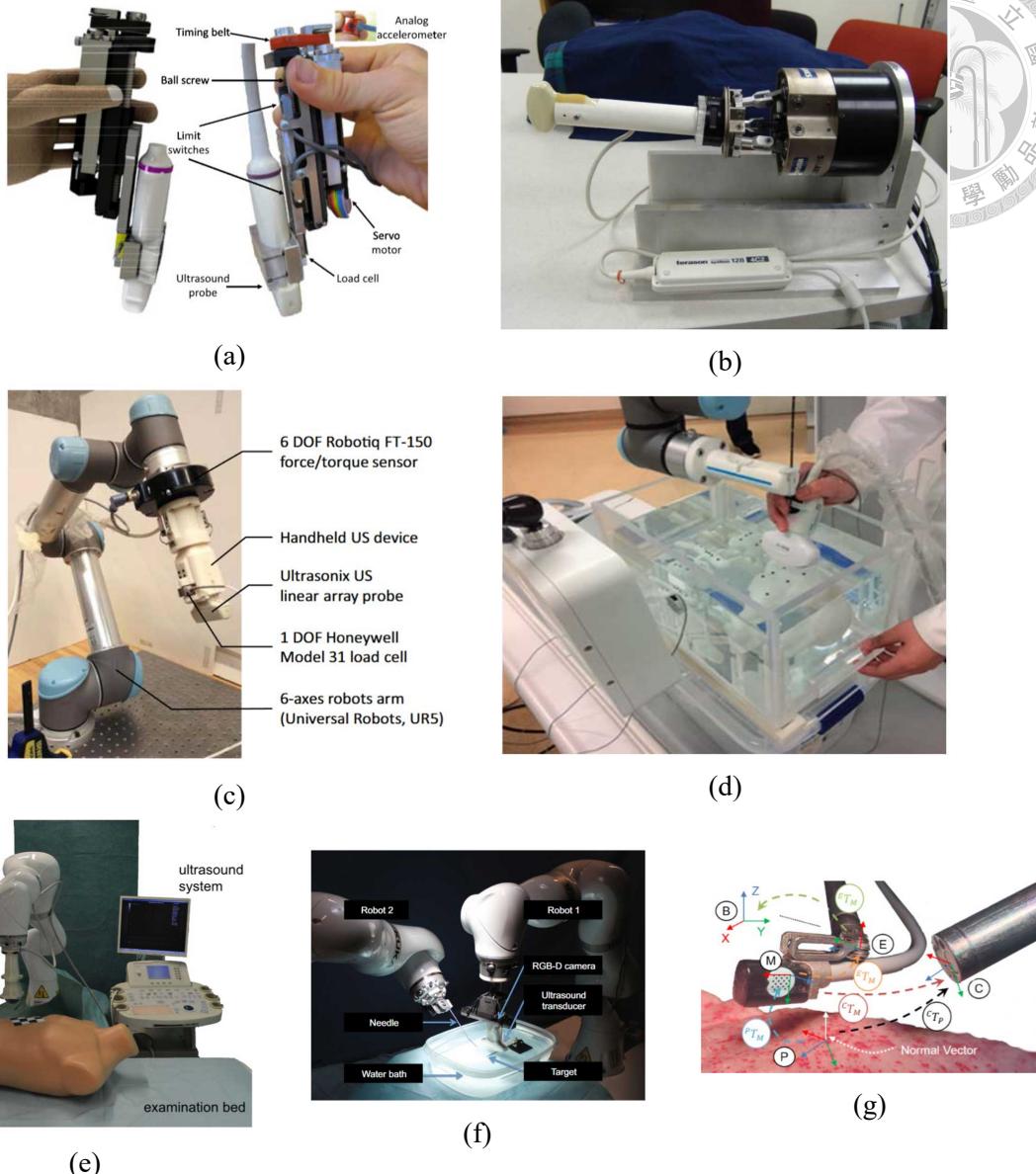
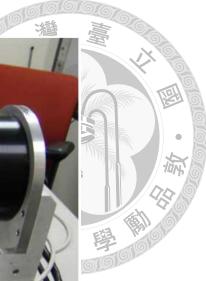


Figure 1.4: 已開發輔助 US 成像的機器人系統示意圖。其中，(a) 手持式 US 探頭系統 [3]，(b) 六自由度的力控制並聯式 US 機器人 [4]，(c) 力輔助的協作型機器人 US 系統 [5]，(d) 3D 立體 US 影像獲取的機器人系統 [6]，(e) 雙機械臂的 US 導引介入式治療機器人系統 [7]，(f) RFA 機器人系統 [8]，(g) 視覺伺服補償組織運動的掃描架構 [9]。

1.3 方法

為了達成上述目標 (1.2 節)，本作整合了六軸機器手臂、六軸力/力矩感測器與 US 探頭模型。配合手術的流程設計了兩種模式：初始註冊模式與呼吸擾動消除模式。初始註冊模式引入導納控制達成順從運動 (compliant motion)，使機器人

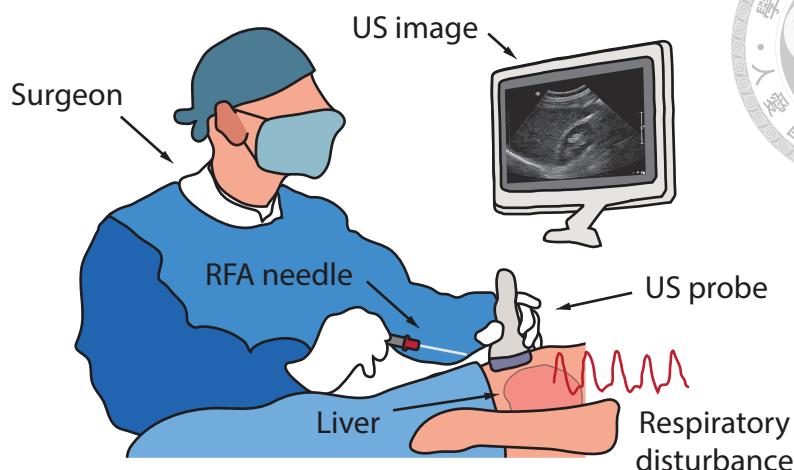


Figure 1.5: RFA 操作示意圖。醫師必須在手術過程中同時操控 US 探頭與針狀電極，並隨著病患呼吸起伏調整施加的力道，好得到穩定、高品質的 US 影像。這在目標腫瘤或組織較小時尤為困難。

系統在與醫師互動時，能依據醫師施力的方向移動；在未與醫師接觸時又能透過驅動器維持原先姿態，使醫師能直接透過雙手拖拉 US 探頭的方式，直觀的進行機器人系統與工作區域（即腹部）的註冊，並建立了系統的基本力控制。呼吸擾動消除模式則根據呼吸運動時變與類周期性的特性，引入適應性控制與內部模型控制，針對呼吸擾動頻域成分的特徵進行實時的消除。

本作將依以下架構依序進行介紹：首先，會在第 2 章簡單介紹手術流程與系統配置，並討論機器手臂的運動學、末端執行器重力補償與導納控制器的設計；第 3 章將會針對消除呼吸擾動的適應性控制器與內部模型控制器進行詳盡的介紹；第 4 章將會針對實驗環境的架構、系統識別的方式與呼吸擾動消除的模擬與實驗結果進行分析與說明；最後，第 5 章將會總結本作的成果及貢獻並針對過程產生的問題提出具體可以改進的項目與可能的研究方向。



第二章 系統配置與分析

為依據手術需求建置相關的輔助系統，首先會於 2.1 節簡述 RFA 的手術流程，再提出適配術中註冊與穿刺階段的兩種運行模式：初始註冊模式與呼吸擾動模式。接著 2.2 節將簡述系統的組成與移動命令的選擇並在 2.3 節介紹為達成初始註冊模式即順從運動所需使用之機器人動力學、末端執行器重力補償、導納控制器設計等技術。

2.1 RFA 流程與要求

RFA 的進程和與之相呼應的系統運作模式如圖 2.1 所示。手術流程大致可以分為：術前影像、註冊、穿刺、燒灼及術後評估五個階段。首先，術前通常會透過 MR 或 CT 影像進行病況評估或穿刺路徑規劃。在註冊階段會建立 US 探頭與病患之間的關係。執刀醫師會操縱 US 探頭與病患接觸，並確認感興趣區域 (Region of Interest, ROI) 即病灶位置的 US 影像品質足夠清晰，以便執行術前規劃之穿刺路徑。接著，在穿刺與燒灼階段，醫師持續使用 US 探頭實時監控腫瘤位置，同時操縱針狀電擊依照術前規劃的路徑移動，精準指向目標病灶。當針狀電極尖端對準目標病灶後，電極內部的多根倒鉤會伸出並包覆腫瘤進行燒灼。過程中，US 影像依舊是術中衡量燒灼完成度的重要指標。燒灼結束後，術後評估會依賴高階分析的 MR 或 CT 影像來判斷病灶是否被完全移除。

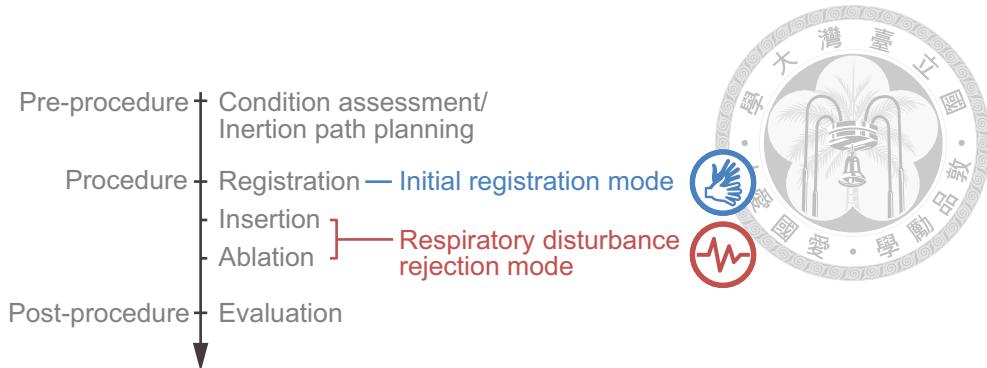


Figure 2.1: RFA 手術進程及兩種控制模式的搭配。初始註冊模式透過導納控制（2.3.4 節）來實現系統的順從運動，使醫師能直觀的透過手直接操作機器手臂末端的 US 探頭。呼吸擾動消除模式透過實踐適應性控制器（3.1 節）與內部模型控制器（3.2 節），使系統能自主的在穿刺與燒灼階段實時的補償呼吸擾動、進行定力控制。

依據上述手術進程，本作規劃了兩種運行模式：初始註冊模式與呼吸擾動補償模式。在初始註冊模式下，醫師會直接操控系統末端的 US 探頭並依據己身的經驗初步獲取品質較佳的 US 影像。此時系統會開啟六個方向的自由度，使醫師可以自由的決定 US 探頭的姿態。此模式給予醫師一直觀的註冊方式，而不需要在病患身上設置標的並依靠影像處理的方式定位兩者。待確認 US 探頭的姿態與影像的可靠性後，便能進入呼吸擾動消除模式。在此模式下，醫師不再需要操控 US 探頭且系統僅會開啟垂直患部的自由度。此時經由適應性控制器與內部模型控制器的呼吸擾動補償訊號將會加入系統的輸入訊號中，提升定力控制的性能表現。此模式使醫師可以更加專注地執行穿刺、減輕醫師執刀的壓力、增加手術的效率及精準度。

2.2 系統組成

本作提出的機器人輔助 US 探頭力控制系統主要由三個部件所構成：機器手臂、力感測器與 US 探頭模型，如圖 2.2。機器手臂選用 Mecademic 的工業六軸機器手臂 Meca500 R3，旨在提供獲取 US 影像時所需的活動空間。該機器手臂具有



0.005 mm 的重複性與 0.5 kg 的負載重量。雖然相較其他 US 影像系統，Meca500 R3 的活動空間較小，但小體積和輕重量的優勢使其可以配合場域倒置或側向安裝。力感測器選用 ATI 的六軸力與力矩感測器 Mini40-E，用於測量實際施加於病患的接觸力進行回授控制，並提供人機互動所需的物理量測。其透過一額外加工的轉接器連接於機器手臂法蘭 (Flange) 端。力的解析度為： x 、 y 軸方向 0.005 N、 z 軸方向 0.01 N、力矩三軸方向的解析度均為 0.000125 N·m。其他關於 Meca500 與 Mini40-E 更詳細的規格介紹請參考附錄 A 表 A.1 與 A.2。US 探頭模型則是為了簡化系統、初步進行控制器驗證所設計，連接於力感測器之後。其頂面採用弧形曲面以確保與其接觸之物體均勻受力。

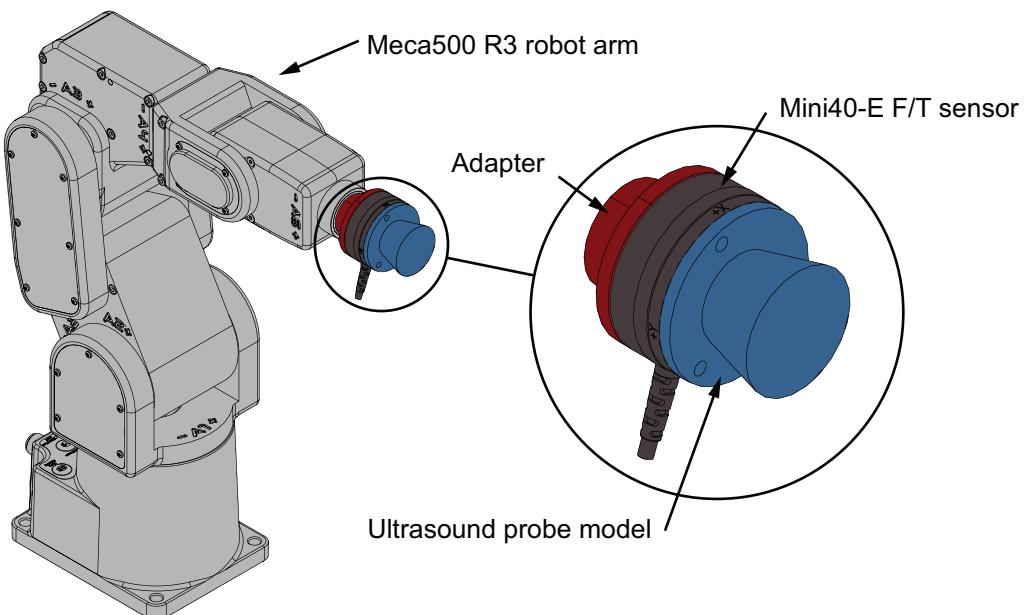


Figure 2.2: 硬體配置架構圖。系統由機器手臂 (淺灰色)、力感應器 (深灰色) 與 US 探頭模型 (藍色) 所組成。其中力感測器透過一轉接器 (紅色) 與機器手臂的法蘭端連接，US 探頭則直接鎖附於力感測器上。

鑑於 Meca500 R3 為現成之工業機器手臂，已有許多內建的移動命令可以使。依照命令輸入之參數空間與輸出之物理量的不同，可以分為：關節空間 (Joint space) 或卡氏空間 (Cartesian space)、位置模式 (Position mode) 和速度模式 (Velocity mode) 共四種類型之移動命令，如表 2.1。



	Joint space	Cartesian space
Position mode	$\text{MoveJoints}(\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5, \theta_6)$ $\text{MovePos}(x, y, z, \alpha, \beta, \gamma)$	$\text{MoveLin}(x, y, z, \alpha, \beta, \gamma)$ $\text{MoveLinRelTRF}(x, y, z, \alpha, \beta, \gamma)$ $\text{MoveLinRelWRF}(x, y, z, \alpha, \beta, \gamma)$
Velocity mode	$\text{MoveJointVel}(\dot{\theta}_1, \dot{\theta}_2, \dot{\theta}_3, \dot{\theta}_4, \dot{\theta}_5, \dot{\theta}_6)$	$\text{MoveLinVelTRF}(\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}, \omega_x, \omega_y, \omega_z)$ $\text{MoveLinVelWRF}(\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}, \omega_x, \omega_y, \omega_z)$

Table 2.1: Meca500 R3 移動命令比較表。 θ_i 、 $\dot{\theta}_i$ 表機器手臂第 i 個關節之轉角、角速度、 x 、 y 和 z 表位置座標、 α 、 β 和 γ 表尤拉角、 \dot{x} 、 \dot{y} 和 \dot{z} 表瞬時的線性速度、 ω_x 、 ω_y 和 ω_z 表瞬時的角速度。

雖然卡氏空間的命令較為直觀、容易實行且可以設定其移動軌跡，但當機械手臂行經奇異點 (Singularity) 附近時，部分關節可能會移動的異常快速。再者，當手臂行經奇異點時，卡氏空間的命令無法繼續讓機器手臂進行移動、脫離奇異點。此種非穩定性因素將使操作者與接觸環境暴露於危險之中，不宜出現於與醫師或病患互動的機器人系統中。最後，考慮人機互動時，相較於機器手臂的位置精度，動態響應速度更為重要，因此本作選用關節空間的速度移動命令。

2.3 初始註冊模式

本節將介紹實踐順從運動所用之技術，其包含機器人運動學、力感測器讀值座標轉換、力感測器重力補償與導納控制器的設計。此部分受惠於國立臺灣大學電機系次世代手術自動化系統實驗室陳政維老師、鄭皓方學長與李易禪學長的幫助，在系統建置與順從運動的實踐上不留餘力的傾囊相授，本作於此節僅依其於根管治療輔助機器人 Dentibot [22] 上開發之力導引架構進行修正，使系統能滿足本場域之需求。



2.3.1 機器人運動學

正向運動學

表 2.2 為機器手臂之 DH 參數 (Denavit–Hartenberg parameters)。依照 DH 參數

i [連桿編號]	α_{i-1} [deg]	a_{i-1} [mm]	θ_i [deg]	d_i [mm]
1	0	0	θ_1	135
2	-90	0	$\theta_2 - 90$	0
3	0	135	θ_3	0
4	-90	38	θ_4	0
5	90	0	θ_5	120
6	-90	0	$\theta_6 + 180$	70

Table 2.2: 機器手臂 DH 參數表

能夠計算出機器手臂各坐標系之間的空間關係，如圖 2.3。

各座標系間的空間轉換關係依據 Craig 表達法建置，如以下公式：

$$\begin{aligned}
 {}_i^{i-1}\mathbf{T} &= \begin{bmatrix} {}_i^{i-1}\mathbf{R} & {}_i^{i-1}\mathbf{p}_i \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} c\theta_i & -s\theta_i & 0 & a_{i-1} \\ s\theta_i c\alpha_{i-1} & c\theta_i c\alpha_{i-1} & -s\alpha_{i-1} & -d_i s\alpha_{i-1} \\ s\theta_i s\alpha_{i-1} & c\theta_i s\alpha_{i-1} & c\alpha_{i-1} & d_i c\alpha_{i-1} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.1)
 \end{aligned}$$

其中， ${}_i^{i-1}\mathbf{T}$ 表從 $\{i\}$ 坐標系至 $\{i-1\}$ 坐標系的轉移矩陣 (Transformation matrix)、

${}_i^{i-1}\mathbf{R}$ 表從 $\{i\}$ 坐標系至 $\{i-1\}$ 坐標系的旋轉矩陣 (Rotation matrix)、 ${}_i^{i-1}\mathbf{p}_i$ 表從

$\{i-1\}$ 坐標系觀察的 $\{i\}$ 坐標系原點的位置向量、 c 和 s 分別表餘弦和正弦計算。

若考慮從法蘭座標系 $\{6\}$ 至世界坐標系 $\{W\}$ 之轉移矩陣 ${}_6^W\mathbf{T}$ ，則可透過連成轉移

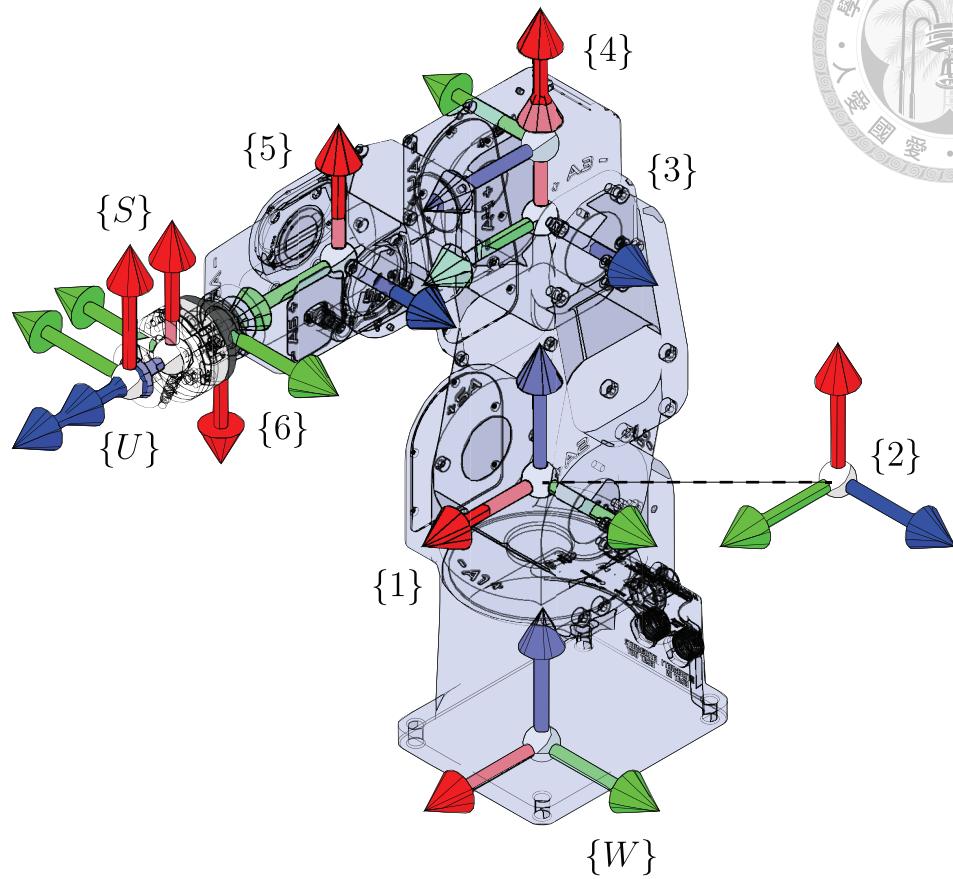


Figure 2.3: 系統座標定義。 $\{W\}$ 表世界坐標系、 $\{1\}$ 至 $\{6\}$ 分別表各手臂連桿之座標系、 $\{S\}$ 表力感測器座標系、 $\{U\}$ 表 US 探頭座標系。

矩陣的方式達成：

$${}^W_6 \mathbf{T} = {}^W_1 \mathbf{T} \times {}^1_2 \mathbf{T} \times {}^2_3 \mathbf{T} \times {}^3_4 \mathbf{T} \times {}^4_5 \mathbf{T} \times {}^5_6 \mathbf{T} \quad (2.2)$$

從 US 探頭模型座標系 $\{U\}$ 至 $\{6\}$ 的轉移矩陣 ${}^6_U \mathbf{T}$ 則依據機器手臂內建的 SetTRF 命令達成。透過預先對末端執行器 (End-effector) 幾何形狀的了解，設定



$\{U\}$ 座標原點在 $\{6\}$ 下的位置座標 (x, y, z) 與尤拉角 (α, β, γ) ，即可獲得：

$$\begin{aligned}
 {}_U^6 T &= \begin{bmatrix} & & & x \\ \mathbf{R}_x(\alpha) \cdot \mathbf{R}_y(\beta) \cdot \mathbf{R}_z(\gamma) & & & y \\ & & & z \\ 0_{(1 \times 3)} & & & 1 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} c\beta c\gamma & -c\gamma s\gamma & s\beta & x \\ cas\gamma + sas\beta c\gamma & cac\gamma - sas\beta s\gamma & -sac\beta & y \\ sas\gamma - cas\beta c\gamma & sac\gamma + cas\beta s\gamma & cac\beta & z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.3}
 \end{aligned}$$

其中， c 和 s 同樣表餘弦和正弦計算、 $\mathbf{R}_{(.)}$ 表繞著下標座標軸旋轉之旋轉矩陣。最後便可透過連乘得到 ${}_U^W T = {}_U^6 T \times {}_6^W T$ 。除此之外，亦能使用內建的 GetPose 命令，獲取 $\{U\}$ 於 $\{W\}$ 之 $(x, y, z, \alpha, \beta, \gamma)$ 關係，再依據式 2.3，建構 ${}_U^W T$ 。

雅可比矩陣 (Jacobian matrix)

為了實踐角度控制命令的使用，使用雅可比矩陣描述速度和角速度向量 ${}^W \dot{x} = \begin{bmatrix} {}^W v^T & {}^W \omega^T \end{bmatrix}^T$ 與機器手臂各關節角速度 $\dot{\Theta} = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 & \dot{\theta}_2 & \dot{\theta}_3 & \dot{\theta}_4 & \dot{\theta}_5 & \dot{\theta}_6 \end{bmatrix}^T$ 之關係。將線性運動與轉動所代表之雅可比矩陣分開討論，即 ${}^W J(\Theta) = \begin{bmatrix} {}^W J_v^T(\Theta) & {}^W J_\omega^T(\Theta) \end{bmatrix}^T$ 。則機器手臂位置 ${}^W p$ 與 Θ 的關係，如下：

$${}^W p = \begin{bmatrix} {}^W p_x \\ {}^W p_y \\ {}^W p_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {}^W p_x(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_6) \\ {}^W p_y(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_6) \\ {}^W p_z(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_6) \end{bmatrix} \tag{2.4}$$



透過對式 2.4 偏微可得：

$${}^W \mathbf{J}_v(\Theta) = \begin{bmatrix} \frac{\partial {}^W p_x}{\partial \theta_1} & \frac{\partial {}^W p_x}{\partial \theta_2} & \cdots & \frac{\partial {}^W p_x}{\partial \theta_6} \\ \frac{\partial {}^W p_y}{\partial \theta_1} & \frac{\partial {}^W p_y}{\partial \theta_2} & \cdots & \frac{\partial {}^W p_y}{\partial \theta_6} \\ \frac{\partial {}^W p_z}{\partial \theta_1} & \frac{\partial {}^W p_z}{\partial \theta_2} & \cdots & \frac{\partial {}^W p_z}{\partial \theta_6} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

其滿足：

$${}^W \dot{\mathbf{p}} = {}^W \mathbf{v} = {}^W \mathbf{J}_v(\Theta) \cdot \dot{\Theta} \quad (2.6)$$

角速度 ${}^W \boldsymbol{\omega}$ 與 Θ 間的關係可以透過下式表示：

$${}^W \boldsymbol{\omega} = \begin{bmatrix} {}^W \omega_x \\ {}^W \omega_y \\ {}^W \omega_z \end{bmatrix} = {}^W \mathbf{R} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \theta_1 \end{bmatrix} + {}^W \mathbf{R} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \theta_2 \end{bmatrix} + {}^W \mathbf{R} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \theta_3 \end{bmatrix} + {}^W \mathbf{R} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \theta_4 \end{bmatrix} + {}^W \mathbf{R} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \theta_5 \end{bmatrix} + {}^W \mathbf{R} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \theta_6 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

整理式 2.7 可得：

$${}^W \boldsymbol{\omega} = {}^W \mathbf{J}_\omega(\Theta) \cdot \dot{\Theta} \quad (2.8)$$

最後，綜合式 2.6 與 2.8 可得 ${}^W \mathbf{J}(\Theta) = \begin{bmatrix} {}^W \mathbf{J}_v(\Theta) \\ {}^W \mathbf{J}_\omega(\Theta) \end{bmatrix}$ ，其滿足以下關係式：

$${}^W \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} {}^W \mathbf{v} \\ {}^W \boldsymbol{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {}^W \mathbf{J}_v(\Theta) \\ {}^W \mathbf{J}_\omega(\Theta) \end{bmatrix} \cdot \dot{\Theta} = {}^W \mathbf{J}(\Theta) \cdot \dot{\Theta} \quad (2.9)$$

除此之外，由於 ${}^W \mathbf{J}(\Theta)$ 的建構是基於 $\{W\}$ ，而實際所關注的 US 探頭速度與角速度是基於 $\{U\}$ ，因此必須對雅可比矩陣進行座標轉換 [23]。由於不同座標系之



(2.10)

間 v 與 ω 的關係可以用下式表示：

$$\begin{bmatrix} {}^U v \\ {}^U \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {}^U_W R & 0 \\ 0 & {}^U_W R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^W v \\ {}^W \omega \end{bmatrix}$$

將式 2.9 代入式 2.10，即可獲得雅可比矩陣之座標轉換關係式：

$${}^U J(\Theta) = \begin{bmatrix} {}^U_W R & 0 \\ 0 & {}^U_W R \end{bmatrix} \cdot {}^W J(\Theta) \quad (2.11)$$

以上，便建立了 US 探頭速度與角速度向量 ${}^U \dot{x}$ 至機器手臂各關節角速度 $\dot{\Theta}$ 之間的關係式：

$$\begin{aligned} {}^U \dot{x} &= {}^U J(\Theta) \cdot \dot{\Theta} \\ \dot{\Theta} &= {}^U J(\Theta)^{-1} \cdot {}^U \dot{x} \end{aligned} \quad (2.12)$$

2.3.2 末端執行器 (End-effector) 重力補償

鑑於 US 探頭連接於力感測器末端，隨著 US 探頭姿態的不同，力感測器亦受其重力影響量測到不同的讀值。除此之外，尚未重啟的力感測器亦會有讀值上的偏差，即使其內建初始化的功能，但在 US 探頭的重量與質心位置均為未知的情況下，仍無法透過其獲得精準的外力讀值。為此，本作引用了 [24] 的方法，透過記錄多個姿態下力感測器的讀值計算出初始誤差讀值、末端執行器的重量與質心位置並進行補償。以下將會針對其算法進行簡要的介紹，其核心主要是依據以下四條動力學關係：

$${}^S f = {}^S f_0 + {}^S f_g + {}^S f_e \quad (2.13)$$

$${}^S \tau = {}^S \tau_0 + {}^S \tau_g + {}^S \tau_e \quad (2.14)$$

$${}^S f_g = {}^S_W R \cdot {}^W g$$

(2.15)

$${}^S \tau_g = {}^S r \times {}^S f_g$$

(2.16)

其中， ${}^S f$ 與 ${}^S \tau$ 分別表實際力感測器之力與力矩讀值、 ${}^S f_0$ 與 ${}^S \tau_0$ 分別表初始誤差之力與力矩讀值、 ${}^S f_g$ 與 ${}^S \tau_g$ 分別表末端執行器重力所造成之力與力矩讀值、 ${}^S f_e$ 與 ${}^S \tau_e$ 分別表施加外力與外力矩讀值、 ${}^S r$ 表在 $\{S\}$ 下末端執行器質心的位置向量、 ${}^W g$ 表在 $\{W\}$ 下末端執行器的重量。

在未接觸末端執行器，即 ${}^S f_e = 0$ 和 ${}^S \tau_e = 0$ 時，整理式 2.13 與式 2.15 成矩陣型式，如：

$$\begin{aligned} {}^S f &= {}^S f_0 + {}^S_W R \cdot {}^W g \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} {}^S f_x \\ {}^S f_y \\ {}^S f_z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} {}^S f_{0,x} \\ {}^S f_{0,y} \\ {}^S f_{0,z} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -{}^W g \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} {}^S f_x \\ {}^S f_y \\ {}^S f_z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -r_{13} \\ 0 & 1 & 0 & -r_{23} \\ 0 & 0 & 1 & -r_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} {}^S f_{0,x} \\ {}^S f_{0,y} \\ {}^S f_{0,z} \\ {}^W g \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.17)$$

根據上式的結果，若將 n 個不同姿態下量測到的 ${}^S f$ 、 $-r_{13}$ 、 $-r_{23}$ 和 $-r_{33}$ 堆



疊成以下型式

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} {}^S f_x^1 \\ {}^S f_y^1 \\ {}^S f_z^1 \\ {}^S f_x^2 \\ {}^S f_y^2 \\ {}^S f_z^2 \\ \vdots \\ {}^S f_x^n \\ {}^S f_y^n \\ {}^S f_z^n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -r_{13}^1 \\ 0 & 1 & 0 & -r_{23}^1 \\ 0 & 0 & 1 & -r_{33}^1 \\ 1 & 0 & 0 & -r_{13}^2 \\ 0 & 1 & 0 & -r_{23}^2 \\ 0 & 0 & 1 & -r_{33}^2 \\ \vdots & & & \vdots \\ 1 & 0 & 0 & -r_{13}^n \\ 0 & 1 & 0 & -r_{23}^n \\ 0 & 0 & 1 & -r_{33}^n \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

並定義其為

$$\mathbf{F}_{(3n \times 1)} = \mathbf{G}_{(3n \times 4)} \cdot \mathbf{m}_{(4 \times 1)} \quad (2.19)$$

其中 $\mathbf{m} = \begin{bmatrix} {}^S f_{0,x} & {}^S f_{0,y} & {}^S f_{0,z} & W_g \end{bmatrix}^T$ ，上標數字表紀錄的姿態編號。則可透過建構摩爾-彭若斯廣義逆 (Moore-Penrose inverse) 求得 \mathbf{m} ：

$$\begin{aligned} \mathbf{m} &= \mathbf{G}^\dagger \mathbf{F} \\ &= (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \cdot \mathbf{F} \end{aligned} \quad (2.20)$$



同理，整理式 2.14 與式 2.16 成矩陣型式：

$$\begin{aligned}
 {}^S\boldsymbol{\tau} &= {}^S\boldsymbol{\tau}_0 + {}^S\boldsymbol{r} \times ({}^S\boldsymbol{f} - {}^S\boldsymbol{f}_0) \\
 \Rightarrow \begin{bmatrix} {}^S\tau_x \\ {}^S\tau_y \\ {}^S\tau_z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} {}^S\tau_{0,x} \\ {}^S\tau_{0,y} \\ {}^S\tau_{0,z} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} {}^Sr_x \\ {}^Sr_y \\ {}^Sr_z \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} {}^Sf_x - {}^Sf_{0,x} \\ {}^Sf_y - {}^Sf_{0,y} \\ {}^Sf_z - {}^Sf_{0,z} \end{bmatrix} \\
 \Rightarrow \begin{bmatrix} {}^S\tau_x \\ {}^S\tau_y \\ {}^S\tau_z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & {}^Sf_z & -{}^Sf_y & 1 & 0 & 0 \\ -{}^Sf_z & 0 & {}^Sf_x & 0 & 1 & 0 \\ {}^Sf_y & -{}^Sf_x & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} {}^Sr_x \\ {}^Sr_y \\ {}^Sr_z \\ k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} \quad (2.21)
 \end{aligned}$$

其中，

$$\begin{cases} k_1 = {}^S\tau_{0,x} - {}^Sr_y {}^Sf_{0,z} + {}^Sr_z {}^Sf_{0,y} \\ k_2 = {}^S\tau_{0,y} - {}^Sr_z {}^Sf_{0,x} + {}^Sr_x {}^Sf_{0,z} \\ k_3 = {}^S\tau_{0,z} - {}^Sr_x {}^Sf_{0,y} + {}^Sr_y {}^Sf_{0,x} \end{cases} \quad (2.22)$$

上式的 k_1 、 k_2 和 k_3 僅為了簡化算式，未具有特別的物理含義。

依據式 2.21 再透過堆疊 n 個不同姿態下的 ${}^S f$ 與 ${}^S \tau$ 成以下型式

$$T = \begin{bmatrix} {}^S \tau_x^1 \\ {}^S \tau_y^1 \\ {}^S \tau_z^1 \\ {}^S \tau_x^2 \\ {}^S \tau_y^2 \\ {}^S \tau_z^2 \\ \vdots \\ {}^S \tau_x^n \\ {}^S \tau_y^n \\ {}^S \tau_z^n \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & {}^S f_z^1 & -{}^S f_y^1 & 1 & 0 & 0 \\ -{}^S f_z^1 & 0 & {}^S f_x^1 & 0 & 1 & 0 \\ {}^S f_y^1 & -{}^S f_x^1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & {}^S f_z^2 & -{}^S f_y^2 & 1 & 0 & 0 \\ -{}^S f_z^2 & 0 & {}^S f_x^2 & 0 & 1 & 0 \\ {}^S f_y^2 & -{}^S f_x^2 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \vdots & & \vdots & & & \\ 0 & {}^S f_z^n & -{}^S f_y^n & 1 & 0 & 0 \\ -{}^S f_z^n & 0 & {}^S f_x^n & 0 & 1 & 0 \\ {}^S f_y^n & -{}^S f_x^n & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

並定義

$$T_{(3n \times 1)} = A_{(3n \times 6)} \cdot \zeta_{(6 \times 1)} \quad (2.24)$$

其中 $\zeta = \begin{bmatrix} {}^S r_x & {}^S r_y & {}^S r_z & k_1 & k_2 & k_3 \end{bmatrix}^T$ 亦可透過建構摩爾-彭若斯廣義逆求得：

$$\begin{aligned} \zeta &= A^\dagger T \\ &= (A^T A)^{-1} A^T \cdot T \end{aligned} \quad (2.25)$$

結合式 2.20、2.22 與 2.25，可求得 ${}^S f_0$ 、 ${}^S \tau_0$ 、 ${}^S r$ 與 ${}^W g$ ，再將 ${}^S r$ 與 ${}^W g$ 代入式 2.15 與 2.16，可得 ${}^S f_g$ 與 ${}^S \tau_g$ 。最後，對末端執行器所施加的力 ${}^S f_e$ 與力矩 ${}^S \tau_e$ 便可透過以下公式計算：

$$\begin{aligned} {}^S f_e &= {}^S f - {}^S f_0 - {}^S f_g \\ {}^S \tau_e &= {}^S \tau - {}^S \tau_0 - {}^S \tau_g \end{aligned} \quad (2.26)$$



2.3.3 力感測器讀值座標轉換

由於 US 探頭連接於力感測器之後， $\{U\}$ 和 $\{S\}$ 座標系之間可能存在旋轉關係，進而影響力方向上的讀值，且會受兩座標系位置向量的影響，產生額外的力矩讀值。因此必須將力感測器讀值轉換為在 $\{U\}$ 下 US 探頭的力與力矩讀值。以下將介紹如何透過座標轉換實現力感測器讀值的校正 [23]、[25]。

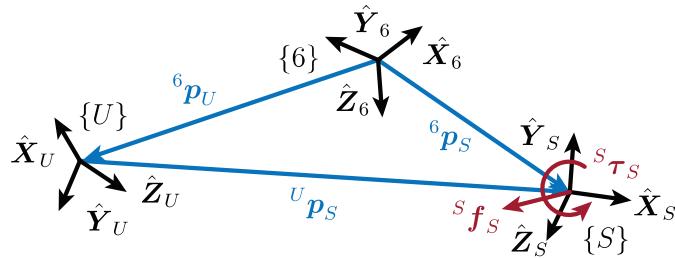


Figure 2.4: 力感測器讀值座標轉換示意圖。

如圖 2.4，考慮兩座標系 $\{U\}$ 和 $\{S\}$ 且在 $\{S\}$ 下感受點 S 所受之力與力矩分別為： ${}^S f_S$ 與 ${}^S \tau_S$ 。若移動觀測座標至 $\{U\}$ ，則力與力矩的關係可以分別以旋轉矩陣 ${}_S^U \mathbf{R}$ 表示，即：

$$\begin{cases} {}^U f_S = {}_S^U \mathbf{R} \cdot {}^S f_S \\ {}^U \tau_S = {}_S^U \mathbf{R} \cdot {}^S \tau_S \end{cases} \quad (2.27)$$

若同在座標系 $\{U\}$ 下，分別觀察點 S 與點 U 所受之力與力矩，則兩座標圓點位置向量 ${}^U \mathbf{p}_S$ 便會對在點 U 觀察的力矩 ${}^U \tau_U$ 產生額外的力矩，其關係可以表示為：

$$\begin{cases} {}^U f_U = {}^U f_S \\ {}^U \tau_U = {}^U \tau_S + {}^U \mathbf{p}_S \times {}^U f_S \end{cases} \quad (2.28)$$



將式 2.27 代入式 2.28 中，可得：

$$\begin{cases} {}^U f_U = {}_S^U R \cdot {}^S f_S \\ {}^U \tau_U = {}_S^U R \cdot {}^S \tau_S + {}^U p_S \times {}_S^U R \cdot {}^S f_S \end{cases} \quad (2.29)$$

整理成矩陣型式，則：

$$\begin{bmatrix} {}^U f_U \\ {}^U \tau_U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {}_S^U R & 0 \\ {}^U p_S \times {}_S^U R & {}_S^U R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^S f_S \\ {}^S \tau_S \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

至此，便完成力感測器讀值的座標轉換。實務上，透過 ${}^U p_S = {}^6 p_S - {}^6 p_U$ 的方式實踐式 2.30。其中， ${}^6 p_S$ 可預先透過力感測器與轉接器 (連接機器手臂法蘭與力感測器) 的 CAD 圖檔獲得。 ${}^6 p_U$ 則可透過 SetTRF 命令獲得預先輸入的工具位置向量。

2.3.4 導納控制

為了使系統的操作更為直觀且提供機器手臂一基礎的力控制器，本作使用了導納控制 (Admittance control)，其為討論人機互動 (Physical human-robot interaction, pHRI) 時被廣泛使用的方法 [26]。不同於阻抗控制 (Impedance control)，導納控制與其根本的不同在於導納控制量測力、控制位置或速度，而阻抗控制則是量測位置控制力。鑑於兩者於物理量相對的特性，阻抗控制在與較堅硬的環境 (Stiff environment) 互動時會有較穩定的動態表現，而在未與環境有交互作用 (Free-space) 時則會因為摩擦力與未建模動態而有較差的精準度。相對於前者，導納控制則在未與環境接觸時或與不堅硬 (Non-stiff) 的環境互動時有良好的精準度，但可能會在與堅硬環境互動時有不穩定的表現 [27]。由於本作的目標為實現接觸力的定力控制且與系統交互的腹部與醫師均為較不堅硬的環境，故採用導納控



制。

實際進行力控制的系統架構如圖 2.5 所示。其中， ξ_r 表參考輸入力與力矩向量。

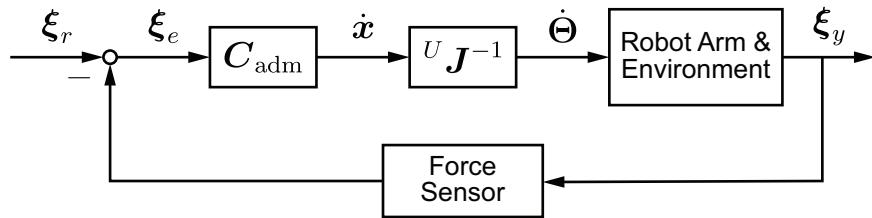


Figure 2.5: 導納控制閉迴路系統方塊圖。

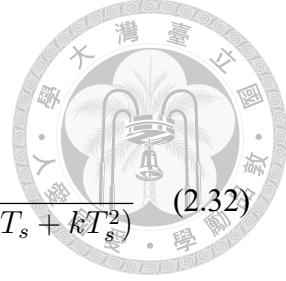
向量，在初始註冊模式下，設定為 $\xi_r = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$ 。 ξ_y 表機器手臂與環境交互所產生之力與力矩向量，透過力感測器回授以獲得力與力矩誤差向量 $\xi_e = \xi_r - \xi_y$ 作為六自由度導納控制器 C_{adm} 的輸入訊號。 \dot{x} 為導納控制器輸出的速度命令，透過雅可比矩陣 $U J^{-1}$ 將其轉換為機器手臂各關節角速度命令 $\dot{\Theta}$ 。需注意除了 $\dot{\Theta}$ 外，其餘物理量均為 $\{U\}$ 下的讀值。

一自由度的導納控制器基本架構表示為：

$$C_{\text{adm}}(s) = \frac{\dot{X}(s)}{\Xi(s)} = \frac{1}{ms + b + k(1/s)} \quad (2.31)$$

其中， $\dot{X}(s)$ 與 $\Xi(s)$ 可以分別表直線速度 v 與力 f 或是角速度 ω 與力矩 τ 的拉普拉斯轉換 (Laplace transform) 以描述直線運動和轉動各自的關係，而 m 、 b 和 k 分別表 C_{adm} 所想要讓系統呈現的動態 (Virtual dynamics) 之質量、阻尼與彈簧係數 [28]，其數值可以依據應用的場域或設計者的喜好調整。將式 2.31 透過雙線性變

換 (Bilinear transform) 進行數位化，即代入 $s = \frac{2(z-1)}{T_s(z+1)}$ ，其中 T_s 表取樣時間。



可得：

$$C_{\text{adm}}(z) = \frac{2T_s(z^2 - 1)}{(4m + 2bT_s + kT_s^2)z^2 + (-8m + 2kT_s^2)z + (4m - 2bT_s + kT_s^2)} \quad (2.32)$$

由於實踐順從運動需要控制 US 探頭六個方向的自由度，因此，透過將式 2.32 排列為對角方陣，再回授力感測器讀值 ξ_y 與 ξ_r 相減，便能實踐六自由度的順從運動，如下式：

$$\dot{\mathbf{x}}[n] = \begin{bmatrix} v_x[n] \\ v_y[n] \\ v_z[n] \\ \omega_x[n] \\ \omega_y[n] \\ \omega_z[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{\text{adm},x}(z) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & C_{\text{adm},y}(z) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & C_{\text{adm},\theta_z}(z) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{e,x}[n] \\ f_{e,y}[n] \\ f_{e,z}[n] \\ \tau_{e,x}[n] \\ \tau_{e,y}[n] \\ \tau_{e,z}[n] \end{bmatrix} = C_{\text{adm}}(z) \cdot \xi_e[n] \quad (2.33)$$

其中，下標 $\theta_{(.)}$ 表示依據弧內座標軸旋轉之自由度。每個對角元素 $C_{\text{adm},(.)}$ 均依式 2.32 的形式表示各自由度之導納控制器，並可以獨立設計 m 、 b 和 k 之數值。透過堆積六自由度的 m 、 b 和 k 數值，可以得到建置六自由度導納控制器的質量矩陣 M 、阻尼矩陣 B 和彈簧矩陣 K ，分別表示為：

$$M = \text{diag}(m_x, m_y, m_z, m_{\theta_x}, m_{\theta_y}, m_{\theta_z})$$

$$B = \text{diag}(b_x, b_y, b_z, b_{\theta_x}, b_{\theta_y}, b_{\theta_z}) \quad (2.34)$$

$$K = \text{diag}(k_x, k_y, k_z, k_{\theta_x}, k_{\theta_y}, k_{\theta_z})$$





第三章 呼吸擾動消除模式

由於導納控制在呼吸擾動的影響下，可能無法有良好的定力控制表現且呼吸擾動又有時變性。因此，本作引入適應性逆控制 (Adaptive inverse control) 與內部模型控制 (Internal model principle) 的技巧，在維持穩定性的前提下，設法消除呼吸擾動。其中，適應性控制旨在透過觀測到的擾動訊號組成成分進行實時的逆動態建置，內部模型控制則是透過觀測擾動訊號的主要組成頻率並針對該成份進行實時的消除。本章將會於 3.1 節與 3.2 節分別介紹適應性控制架構與內部模型控制架構。最後，於 3.3 節提出結合兩控制器的適應性控制 + 內部模型控制架構。

由於本作之主要貢獻為實踐本節之控制架構以消除呼吸擾動，故於此針對機器手臂的力控制架構進行文獻回顧。根據綜述型論文 [29]，基本的力控制架構可以依據位置與施加力或是速度與施加力間的關係粗略分為勁度控制 (Stiffness control) 以及阻抗控制與導納控制。依據回授訊號的物理量與欲追蹤物理量的異同，又可分為明確 (Explicit) 與隱晦 (Implicit) 的控制架構。同時直接透過施加力與位置訊號進行回授又稱為混和位置/力控制 (Hybrid position/force control)。為了解決機器手臂模型的不確定性、非結構性環境及未知擾動對其性能的影響，提出了許多基於上述基本力控制的進階控制方法，其中又可將其分為兩大類：適應性控制和強韌控制方法 [30]。適應性控制方法旨在設計一能根據系統動態變化持續調整其參數的控制器 [31]；強韌控制方法則專門處理不確定性 [32, 33]。不同於以上文獻，本作提出的控制架構將導納控制閉迴路系統 (圖 2.5) 視作基本的力控制，



並於其外擴增專門消除擾動的回授控制器。

在正式介紹提出的三種控制架構前，要先定義控制架構的受控體 (Plant)。將 2.3.4 節所介紹之導納控制閉迴路系統視為基本的力控制系統 P ，並限制其僅能於 z 軸方向 (即垂直患者腹部方向) 移動，進行一維的定力控制，如圖 3.1 所示。也就

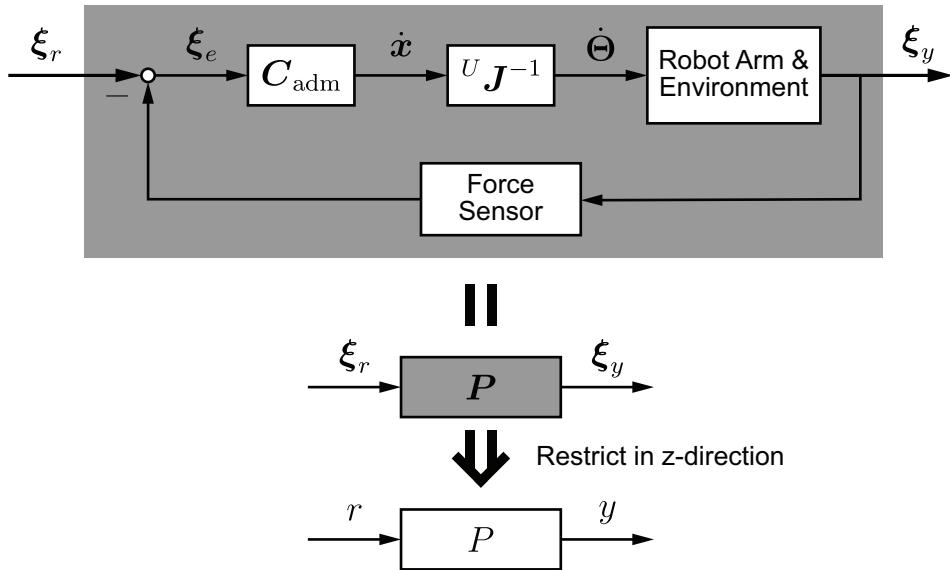


Figure 3.1: 受控體示意圖。定義僅有 z 軸方向自由度之導納控制閉迴路系統為受控體。

是說，上圖中的 ξ_r 、 ξ_y 和 C_{adm} 分別為以下形式：

$$\begin{aligned}\xi_r &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & r & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \\ \xi_y &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & y & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T\end{aligned}\quad (3.1)$$

$$C_{\text{adm}} = \text{diag}(0, 0, C_{\text{adm},z}, 0, 0, 0) \quad (3.2)$$

其中式 3.2 即表示限制機器人系統 z 軸方向的自由度，式 3.1 表示輸入輸出的型式僅考慮 z 軸方向。為了簡化及方便表示，本章將會以 P 表示 z 軸方向之導納控制閉迴路系統，並分別以 r 和 y 描述系統的參考輸入與輸出訊號。



3.1 適應性控制架構

在處理未知或時變系統時，適應性逆控制因為其控制器參數可以隨著[®]系統的變化進行更新或調整，因此比起固定參數的系統更具有優勢 [34]。有別於模型參考適應性控制 (Model reference adaptive control) 或自調整適應性控制 (Self-tuning adaptive control)，針對系統本身的時變特性更新其控制器參數。本作所用之適應性 (Adaptive, ADP) 控制假設了對系統動態本身的了解，進而最小化未知外部擾動訊號對於輸出訊號的影響。在模型足夠接近真實動態的前提下，其系統的穩定性是有保證的 [35]。

本作之 ADP 控制架構如圖 3.2 所示。其中， r 表參考訊號、 u 表輸入訊號、 y

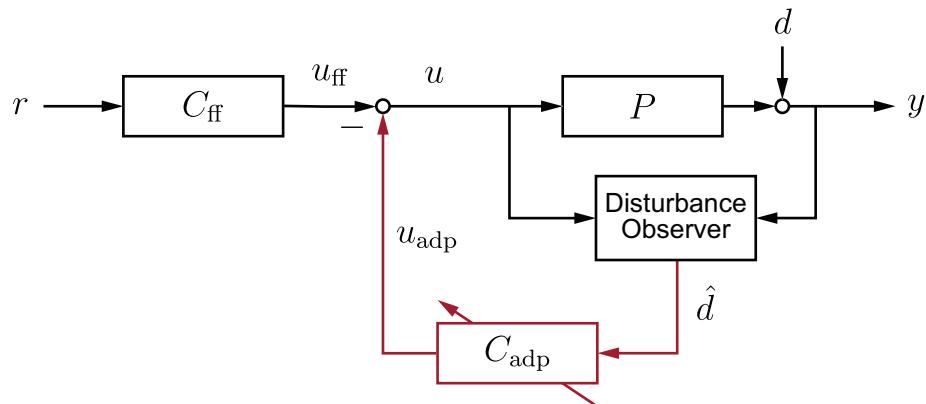


Figure 3.2: ADP 控制架構方塊圖。紅線表 ADP 控制器所提供之消除擾動 d 的控制迴路。

表輸出訊號、 d 表呼吸運動所造成之外部擾動、 u_{ff} 和 u_{adp} 分別為前饋控制器與 ADP 控制器產生的輸入訊號。透過擾動觀測器 (Disturbance observer) 所觀測之呼



吸擾動訊號

$$\begin{aligned}
 \hat{d} &= y - \hat{P}u \\
 &= (Pu + d) - \hat{P}u \\
 &= (P - \hat{P})u + d = \Delta_P \cdot u + d
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

其中， \hat{P} 表透過系統識別所獲得之受控體模型， Δ_P 表系統與模型間的不確定性。

在模型足夠準確的前提下 $\Delta_P = 0$ ，便可獲得與呼吸訊號相似的擾動訊號 $\hat{d} = d$ 。

前饋控制器 C_{ff} 旨在提升參考訊號 r 至輸出訊號 y 的追蹤性能，其轉移函數

$$G_{yr} = \frac{PC_{\text{ff}}}{1 + C_{\text{adp}}(P - \hat{P})} \tag{3.4}$$

可發現當 $P = \hat{P}$ 時， $C_{\text{ff}} = \hat{P}^{-1}$ 會有完美的追蹤性能 $G_{yr} = 1$ 。故透過零相位誤差追蹤控制 (Zero phase error tracking control, ZPETC) 設計 C_{ff} 為 \hat{P} 的逆動態 F_P 。

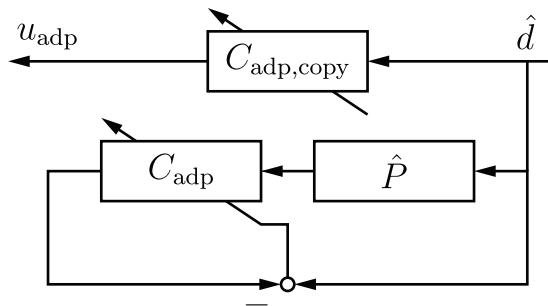


Figure 3.3: ADP 控制器方塊圖。

ADP 回授控制器 C_{adp} 目標為消除 d 對 y 之影響，兩訊號的轉移函數關係

$$G_{yd} = \frac{(1 - C_{\text{adp}}\hat{P})}{1 + C_{\text{adp}}(P - \hat{P})} \tag{3.5}$$

可見當 $(1 - C_{\text{adp}}\hat{P})$ 越接近零，則 d 對 y 的影響就越小。因此， C_{adp} 透過有線脈衝

響應 (Finite impulse response, FIR) 的形式，遞迴最小化以下成本函數：

$$\min_{C_{\text{adp}}} \left\| (1 - C_{\text{adp}} \hat{P}) \hat{d} \right\|_2 \quad (3.6)$$



根據式 3.6，ADP 演算法會根據 \hat{d} 的組成成分建構適配的逆動態控制器 C_{adp} [36]。

有別於 ZPETC 建構之 \hat{P} 的逆動態 F_P 。ADP 控制器的強大之處在於能依據訊號的組成建構 C_{adp} ，而非如 ZPETC 等因果逆運算 (Causal inversion) 為規避非最小相位零點 (Nonminimum-phase zero) 所產生之不穩定或非因果 (Non-causal) 逆系統，而必須引入額外延遲 z^{-m} 使逆系統穩定 $\hat{P}F_P = z^{-m}$ 。

ADP 演算法選用遞迴最小平方法 (Recursive least square, RLS) 以實現快速收斂 [37]。其算法如算法 1 所示，其中 $s[n]$ 表期望響應、 $\mathbf{u}[n]$ 為輸入向量、 $\hat{\mathbf{w}}[n]$ 為估計權重向量、 $\Phi^{-1}[n]$ 為 $\mathbf{u}[n]$ 的逆共變異數矩陣 (Inverse covariance matrix)、 δ 為根據信噪比 (Signal-to-noise ratio, SNR) 調節的正規化參數、 λ 為遺忘因子、 $k[n]$ 為增益向量、 $\epsilon[n]$ 為先驗 (*a priori*) 估計誤差、上標星號表共軛、上標大寫 T 表轉置。

Algorithm 1: Recursive least square, RLS

Input: Desire response $s[n]$, tap-input vector $\mathbf{u}[n]$.

Output: Estimate tap-weight vector $\hat{\mathbf{w}}[n]$.

1 Initialize the algorithm by setting

2 $\hat{\mathbf{w}}[0] = \mathbf{0}$,

3 $\Phi^{-1}[0] = \delta^{-1} \mathbf{I}$,

4 where $\delta = \begin{cases} \text{small positive constant, for high SNR} \\ \text{large positive constant, for small SNR} \end{cases}$

5 For each instant of $n = 1, 2, 3, \dots$, compute

6 $\mathbf{k}[n] = \frac{\lambda^{-1} \Phi^{-1}[n-1] \mathbf{u}[n]}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{u}^T[n] \Phi^{-1}[n-1] \mathbf{u}[n]}$,

7 $\epsilon[n] = s[n] - \hat{\mathbf{w}}^T[n-1] \mathbf{u}[n]$,

8 $\hat{\mathbf{w}}[n] = \hat{\mathbf{w}}[n-1] + \mathbf{k}[n] \epsilon^*[n]$,

9 where $\Phi^{-1}[n] = \lambda^{-1} \Phi^{-1}[n-1] - \lambda^{-1} \mathbf{k}[n] \mathbf{u}^T[n] \Phi^{-1}[n-1]$.

根據圖 3.3，輸入向量 $\mathbf{u}[n] = \begin{bmatrix} \hat{Pd}[n] & \hat{Pd}[n-1] & \dots & \hat{Pd}[n-N+1] \end{bmatrix}^T$ ，其中 N 表 C_{adm} 之 FIR 階數、期望響應 $s[n] = \hat{d}[n]$ 、遺忘因子 λ 為一指數加權的參數，其值落於 $0 < \lambda \leq 1$ ，用於降低過去輸入/輸出訊號的重要性。當呼吸擾動的主要頻率發生緩慢變動時，其提供了適應的能力。

3.2 內部模型控制架構

當對於追蹤軌跡或擾動的成分有預先了解時，透過設計內部模型 (Internal model principle, IMP) 控制器將其轉移函數寫入控制器中，便可達到期望的輸出結果或是抑制擾動訊號對於系統輸出的影響 [38]。特別是對於窄頻訊號，將相應頻率之峰值濾波器 (Peak filter) 加入控制器中，便能達成軌跡追蹤或是擾動消除的目標。鑑於呼吸擾動為時變訊號，無法預先得知其主要頻率成分進行 IMP 控制器的設計，故本作引用 [39] 建構 IMP 控制器的方式，透過結合擾動觀測器、頻率估測 (Frequency estimation) 及適應性 IMP 控制器 (Adaptive IMP controller)，實時估測呼吸擾動的主要頻率並進行消除。

本作之 IMP 控制架構如圖 3.4 所示。其中， e 表誤差訊號、 u_{ff} 和 u_{imp} 分別表前饋控制器與 IMP 控制器產生之輸入訊號、 \hat{d}_{filt} 表擾動觀測器透過低通濾波器 Q 所觀測之呼吸擾動訊號、 $\hat{\omega}_0$ 表頻率估測計算出之 \hat{d}_{filt} 主要頻率。前饋控制器 C_{ff} 透過 $G_{yr} = \frac{P(C_{ff} + C_{imp})}{(1 + PC_{imp})}$ 設計為 F_P 。接著，將針對 [39] 提出之適應性 IMP 控制器架構進行簡要的回顧。

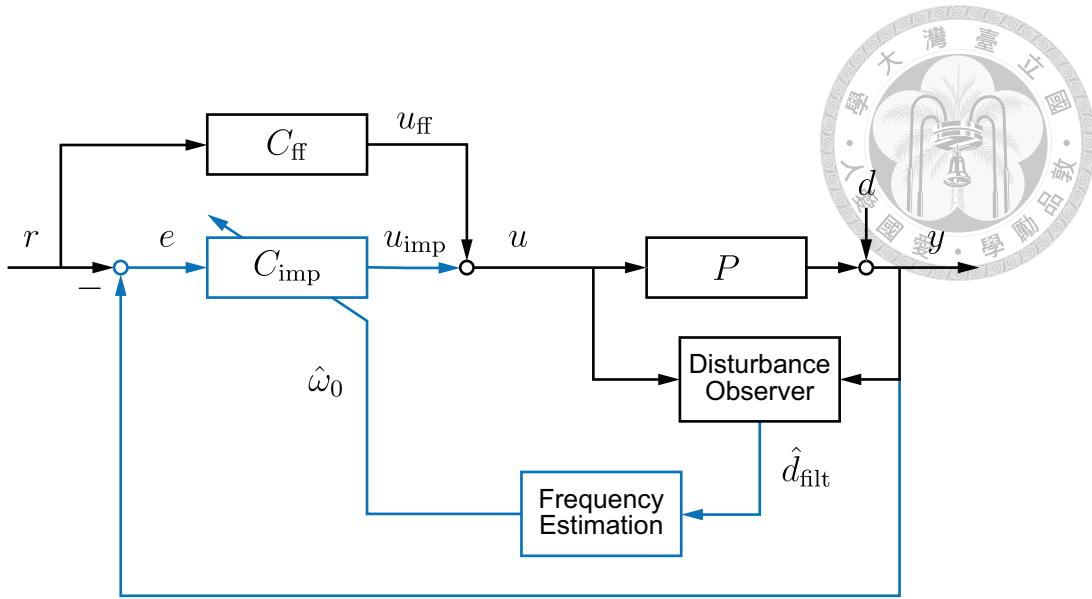


Figure 3.4: IMP 控制方塊圖。藍線表 IMP 控制器所提供之消除擾動 d 的控制迴路。

3.2.1 擾動觀測器

架構與式 3.3 類似，但為了更好的捕捉呼吸擾動的主要頻率 ω_0 ，額外加上一低通濾波器 Q ，即 $\hat{d}_{\text{filt}} = Q\hat{d}$ ，以阻擋感測器可能產生之高頻雜訊(圖 3.5)。

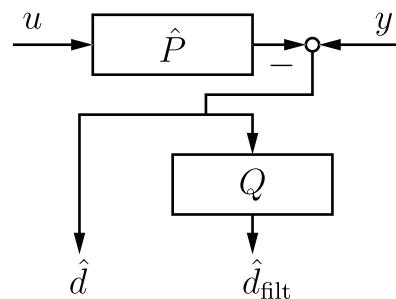


Figure 3.5: 擾動觀測器方塊圖。ADP 架構下使用 \hat{d} 、IMP 架構下使用 \hat{d}_{filt} 、ADP+IMP 架構下同時使用兩者。



3.2.2 頻率估測

頻率估測引用 [40] 中建構格柵基礎適應性無限脈衝響應 (Infinite impulse response, IIR) 凹陷濾波器的方法。根據圖 3.6 所示，適應性凹陷濾波器採用了正規化格柵形式 (Normalized lattice form) 的全通濾波器 (All-pass filter) 架構。透過使用基於平面旋轉 (Planar rotation) 的格柵形式，可以享有在時變環境中理論上穩定與數值表現良好的優勢。

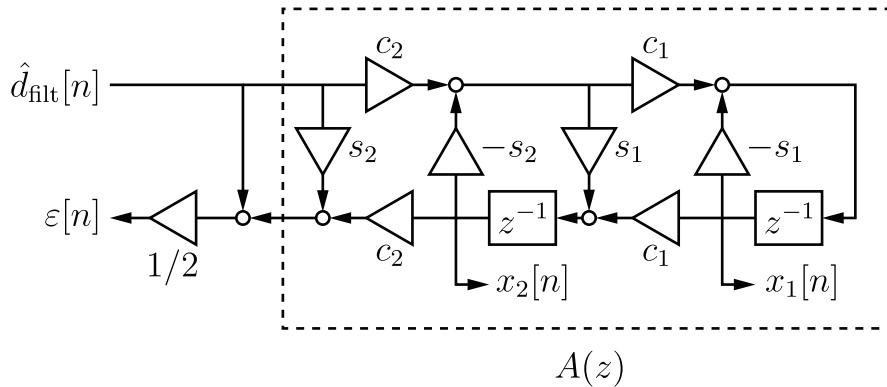


Figure 3.6: 用於頻率估測的適應性凹陷濾波器方塊圖。

其中，虛線方框為全通式濾波器 $A(z)$ 、 $\hat{d}_{\text{filt}}[n]$ 為擾動觀測器的輸入訊號、 $\varepsilon[n]$ 則是頻率估測的誤差訊號、 $x_1[n]$ 與 $x_2[n]$ 分別表與估測頻率 $\hat{\omega}_0$ 和頻寬 BW 有關的格柵狀態訊號、 θ_1 為與估測頻率 $\hat{\omega}_0$ 位置相關的正規化參數、 θ_2 則是跟-3dB 頻寬 BW 有關的正規化參數，兩者與 $\hat{\omega}_0$ 和 BW 之關係由式 3.7 表示。 $c_{(.)}$ 和 $s_{(.)}$ 分別表 $\cos \theta_{(.)}$ 與 $\sin \theta_{(.)}$ 運算。

$$\begin{cases} \theta_1 = \hat{\omega}_0 - \pi/2 \\ \theta_2 = \sin^{-1}\left(\frac{1 - \tan(BW/2)}{1 + \tan(BW/2)}\right) \end{cases} \quad (3.7)$$

為了進行頻率估測，與 $\hat{\omega}_0$ 有關的參數 θ_1 遵守以下更新律：

$$\theta_1[n+1] = \theta_1[n] - \mu[n]\varepsilon[n]x_1[n] \quad (3.8)$$



其中 $x_1[n]$ 為與 $\hat{\omega}_0$ 有關的格柵狀態訊號、 $\varepsilon[n]$ 為頻率估測的誤差訊號、 $\mu[n]$ 表適應性演算法的學習增益 (Learning gain)：

$$\mu[n] = \frac{1}{\sum_{i=0}^k \lambda_{\text{notch}}^{k-i} x_1^2[n]} \quad (3.9)$$

式中的 λ_{notch} 為頻率估測中的遺忘因子，角色與 3.1 節中的 λ 類似。通常，較小的 λ_{notch} 表較不在乎過去的資料，擁有較快的收斂速度，但相對的會有較差的性能表現。實務上，通常會給予較接近 1 的數值。而與 BW 相關的 θ_2 在數值較小時，表示對頻寬 BW 的要求較為寬鬆，演算法相對會收斂得較為快速，但輸出的結果在頻域上會有較差的解析度。

3.2.3 適應性 IMP 控制器

選用 [40] 作為本作頻率估測器的理由除了其良好的收斂性、數值強健性等好處外 [41]，其基於 $A(z)$ 的架構亦使建構時變內部模型變得容易。 $A(z)$ 擁有對於各個頻率的幅值響應 (Magnitude response) 均為 1，僅影響相位響應 (Phase response) 的特性。其頻率響應可表示為 $A(e^{j\omega}) = e^{j\theta_A(\omega)}$ ，其中 $\theta_A(\omega)$ 表 $A(z)$ 之相位響應。若設計一峰值濾波器

$$L(z) = (1 - A(z))/2 \quad (3.10)$$

則其便會在相位響應為 π 的奇數倍時，有大小為 1 的幅值響應，即可以透過設計 $A(z)$ 的相位響應進行 $L(z)$ 峰值頻率位置的調整。



適應性 IMP 控制器之架構如圖 3.7 所示，其包含：隨頻率估測器輸出改變的峰值濾波器 L 、因果且穩定的受控體逆動態 F_P 、因果逆運算所產生之額外延遲 z^{-m} 與調整 IMP 訊號於正確時間輸出的相位補償器 Φ 。

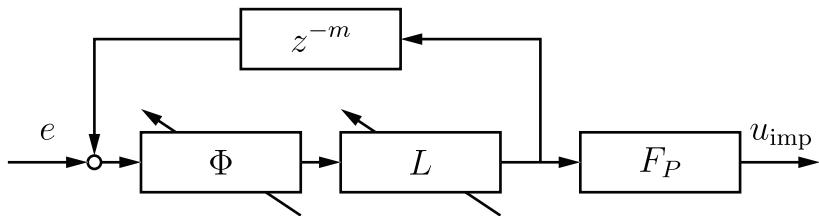


Figure 3.7: 適應性內部模型控制方塊圖。

峰值濾波器 L 可藉由複製 $A(z)$ 的架構與頻率估測參數 θ_1 建構，即式 3.10。若只考慮圖 3.7 中輸入輸出於 $\hat{\omega}_0$ 處的轉移函數，由於相位補償器 Φ 與因果逆運算所產生之延遲 z^{-m} ，均於 $\hat{\omega}_0$ 處有大小為 1 的幅值響應且兩者的相位響應互補，故可簡化為 $L(e^{j\hat{\omega}_0})/(1 - L(e^{j\hat{\omega}_0}))$ ，這將在 $\hat{\omega}_0$ 處產生無限大的增益。代入圖 3.4 中擾動對輸出的轉移函數

$$G_{yd} = \frac{1}{1 + PC_{imp}} \quad (3.11)$$

即可達到擾動抑制的目的 $G_{yd} \approx 0$ 。

另外，由於建置因果逆系統會產生延遲 z^{-m} ，故需要一相位補償器 Φ 以修正控制訊號 u_{imp} 的相位。由於實務上無法實踐 z^m ，故 Φ 透過式 3.12 建構，其中 b_i



表 FIR 相位補償器第 i 位的係數、 $\text{Re}\{\cdot\}$ 與 $\text{Im}\{\cdot\}$ 分別表複數之實部與虛部。

$$\begin{aligned}
 b_0 + b_1 e^{-j\hat{\omega}_0} &= e^{mj\hat{\omega}_0} \\
 \Rightarrow b_0 + \text{Re}\{b_1 e^{-j\hat{\omega}_0}\} + \text{Im}\{b_1 e^{-j\hat{\omega}_0}\} &= \text{Re}\{e^{jm\hat{\omega}_0}\} + \text{Im}\{e^{jm\hat{\omega}_0}\} \\
 \Rightarrow b_0 + b_1 \cos(\hat{\omega}_0) - jb_1 \sin(\hat{\omega}_0) &= \cos(m\hat{\omega}_0) + j \sin(m\hat{\omega}_0) \tag{3.12} \\
 \Rightarrow \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & \cos \hat{\omega}_0 \\ 0 & -\sin \hat{\omega}_0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \cos(m\hat{\omega}_0) \\ \sin(m\hat{\omega}_0) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

如此建樹方式可規避以全通濾波器建構 IIR 相位補償器可能會產生的不穩定問題，然而 $\hat{\omega}_0$ 以外的頻率範圍可能會有極高的增益（圖 3.8）。幸運的是，由於 L 在諧波間（Inter-harmonic）出色的抑制效果，因此能夠緩解、抑制其餘頻域的高增益所帶來的不良影響。

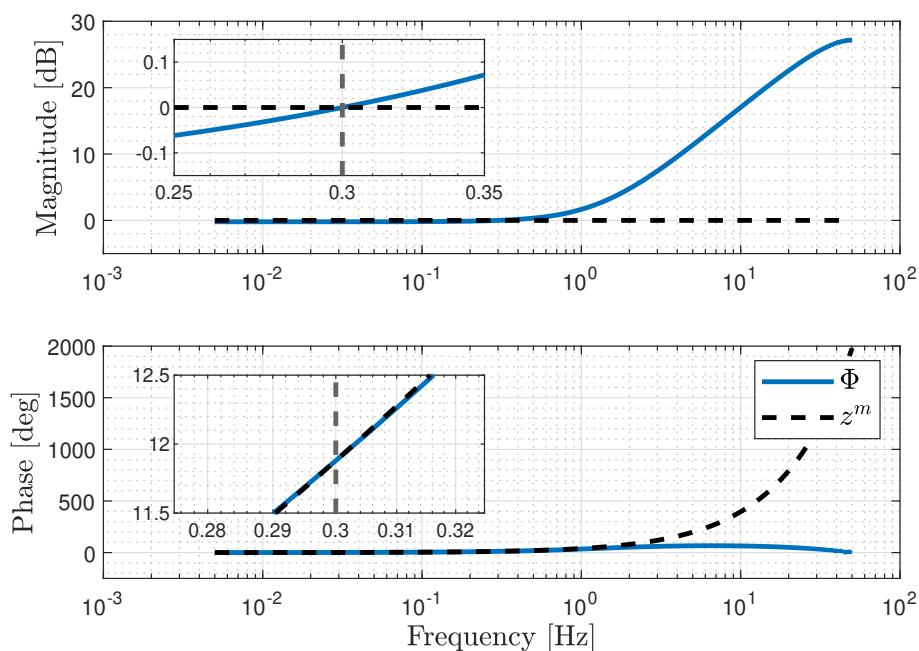


Figure 3.8: FIR 相位補償器 Φ 之波德圖 (Bode plot)。



3.3 適應性控制 + 內部模型控制架構

適應性控制 + 內部模型 (ADP+IMP) 控制架構如圖 3.9 所示，透過同時回授 ADP 與 IMP 控制訊號，分別針對擾動的組成成分與主要頻率進行消除，進一步提升效能。

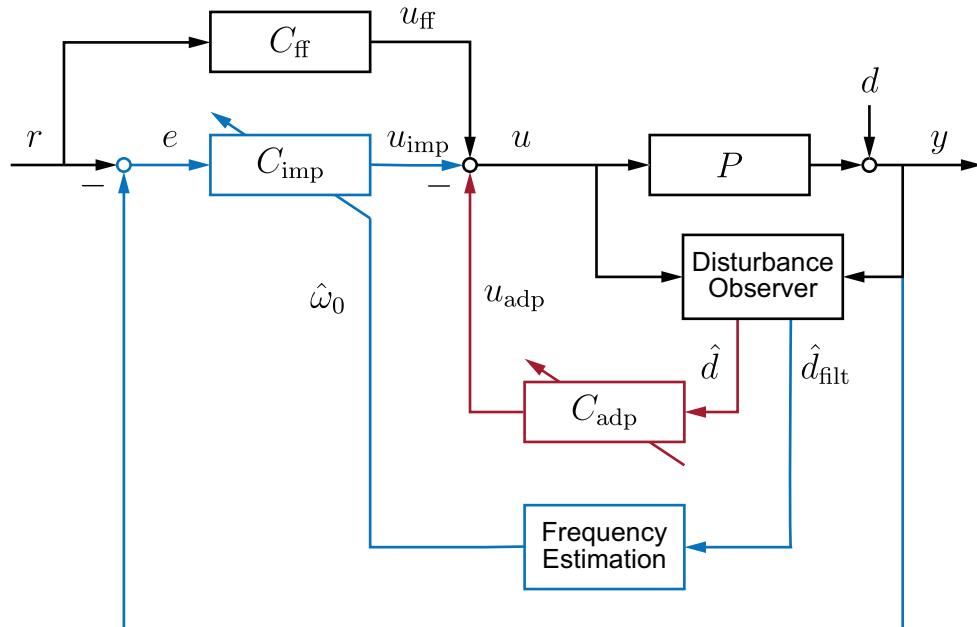
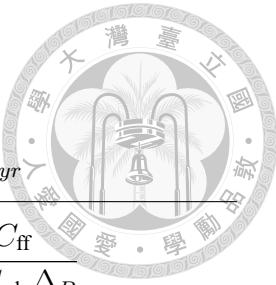


Figure 3.9: ADP+IMP 控制架構方塊圖。紅線與藍線分別表 ADP 回授控制與 IMP 控制。

其擾動對輸出與輸入對輸出的轉移函數分別表示於式 3.13 和 3.14。同樣的，在系統模型足夠準確的前提下，設計 $C_{\text{ff}} = F_P$ 。表 3.1 整理三控制架構下之 G_{yd} 與 G_{yr} 轉移函數。

$$G_{yd} = \frac{1 - C_{\text{adp}}\hat{P}}{1 + PC_{\text{imp}} + C_{\text{adp}}(P - \hat{P})} \quad (3.13)$$

$$G_{yr} = \frac{P(C_{\text{ff}} + C_{\text{imp}})}{1 + PC_{\text{imp}} + C_{\text{adp}}(P - \hat{P})} \quad (3.14)$$



	G_{yd}	G_{yr}
ADP	$\frac{(1 - C_{\text{adp}}\hat{P})}{1 + C_{\text{adp}}\Delta_P}$	$\frac{PC_{\text{ff}}}{1 + C_{\text{adp}}\Delta_P}$
IMP	$\frac{1}{1 + PC_{\text{imp}}}$	$\frac{P(C_{\text{ff}} + C_{\text{imp}})}{(1 + PC_{\text{imp}})}$
ADP+IMP	$\frac{1 - C_{\text{adp}}\hat{P}}{1 + PC_{\text{imp}} + C_{\text{adp}}\Delta_P}$	$\frac{P(C_{\text{ff}} + C_{\text{imp}})}{1 + PC_{\text{imp}} + C_{\text{adp}}\Delta_P}$

Table 3.1: 三控制架構下之 G_{yd} 與 G_{yr} 列表。





第四章 實驗結果

本章將實踐與模擬第 2 章之機器人運動學、力控制與第 3 章之三種控制架構。

首先，4.1 節會先簡介實驗的硬體配置，接著 4.2 節會介紹系統識別的方法與操作流程，最後會在 4.3 節討論呼吸擾動的設定及模擬與實驗的結果。

4.1 硬體配置

硬體配置如圖 4.1 所示。上方藍色方塊為提出之輔助 US 導引的機器人力控制系統、下方紅色方塊為腹部仿體模擬系統。其中，主機 (Host PC) 操控兩系統之人機介面的程式，其開發環境為 LabVIEW 2018。輔助 US 導引的機器人系統透過 NI LabVIEW Real-Time Target，即目標處理器 (Target PC)，在 EtherCAT 傳輸協定下串聯機器手臂與力感測器。其處理器為 Intel Core i7-4790，導納控制、ADP 與 IMP 控制器均以 100 Hz 的取樣頻率運行。腹部仿體模擬系統透過 myRIO 控制線性制動器的位置以模擬呼吸擾動，其取樣頻率為 100 Hz。線性制動器採用 Actuonix 的 L12-P，其具有 50 mm 的行程與 42 N 的最大負載，其餘詳細規格介紹請參考附錄 A 表 A.3。線性制動器末端之腹部仿體則採用海綿以模擬人體腹部的動態。

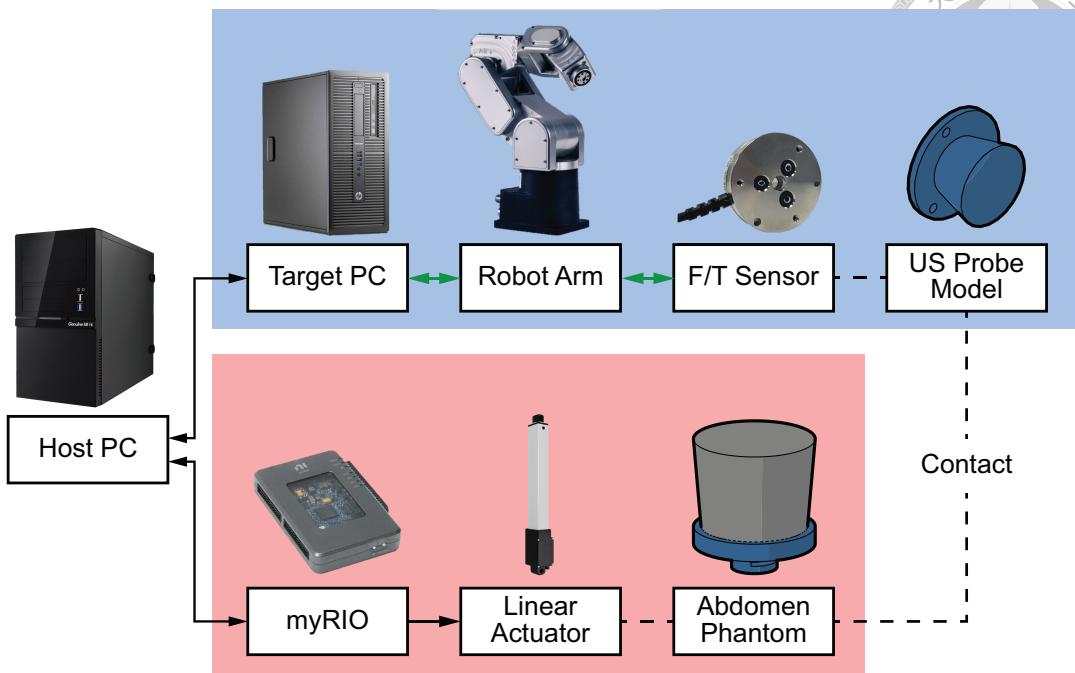
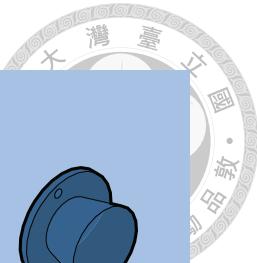
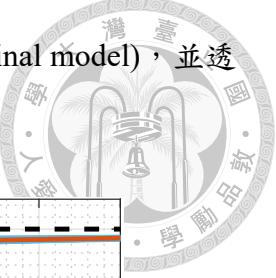


Figure 4.1: 硬體配置示意圖。上方藍色方塊為提出之輔助 US 導引的機器人力控制系統、下方紅色方塊為腹部仿體模擬系統。實線表資料傳輸方向、綠色實線表 EtherCAT 通訊、虛線表物理上連接或接觸。

4.2 動態系統識別

為了實踐第 3 章所提及的三種控制架構，首先需要的便是系統與腹部動態的模型。在進行系統識別的實驗前，會先透過 2.3.2 節介紹的方法補償力感測器之初始誤差讀值與 US 探頭模型重力所造成的偏差。接著，透過導納控制器建立的初始註冊模式（2.3.4 節）將 US 探頭模型透過徒手拖動的方式，拖曳至腹部仿體的位置並與之接觸。由於受控體 P 建立在機器人系統與腹部交互的動態下，即兩者必須保持接觸，故設定系統與腹部仿體保持 1 N 的預壓力。隨後會向機器人發送步階函數（Step function）的命令，以獲得機器人與腹部仿體系統的步階響應（Step response）。本作系統識別的方式為透過將有一步延遲的兩步階響應相減，以獲得系統的單位脈衝響應（Unit-impulse response）。此外，為了更大的訊噪比，調節步階命令的大小至 4 N。考量不同患者腹部組成的多樣性會影響到受控體的動態，本



作透過多次實驗取時域上的平均以獲得標稱的受控體模型 (Nominal model)，並透過 FIR 的形式建構，如圖 4.2。

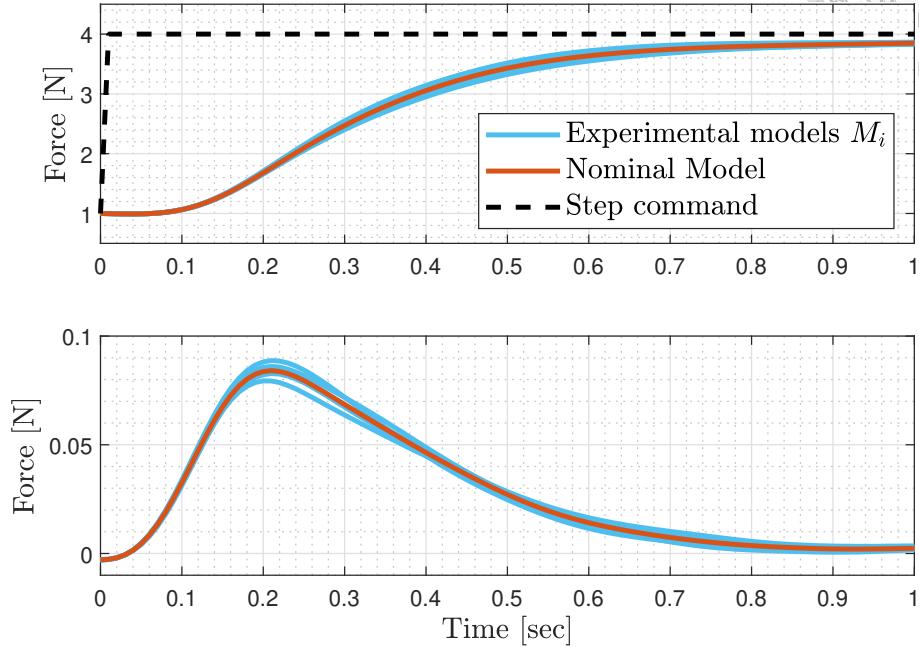


Figure 4.2: 受控體的步階響應與單位脈衝響應。其中橘線表於時域上輸入輸出平均所獲得之標稱模型。

然而，FIR 架構的模型動態 \hat{P} 將會使得經由 ZPETC 等因果反演演算法所建置的逆動態 F_P 有很大的階數，再加上受控體本身的延遲與非最小相位零點，將會使用不合成本之記憶體空間建構 F_P ，從而造成實踐前饋控制器 C_{ff} 與內部模型控制器 C_{imp} 的困難。為專注於受控體的輸入輸出動態關係，本作選用輸出-誤差 (Output-error, OE) 模型的轉移函數型式建構一 IIR 的受控體模型以利逆動態的建置，其型式如下：

$$y[n] = \frac{B(z)}{A(z)} u[n - N_k] + e[n] \quad (4.1)$$

其中

$$\begin{cases} B(z) = b_1 z^{-1} + \cdots + b_{N_b} z^{-N_b} \\ A(z) = 1 + a_1 z^{-1} + \cdots + a_{N_a} z^{-N_a} \end{cases} \quad (4.2)$$

N_a 、 N_b 與 N_k 分別表模型分母、分子之階數與延遲步數。



由於式 4.1 中 $B(z)$ 與 $A(z)$ 的係數均為未知，透過預測誤差方法 (Prediction error methods, PEM)，藉輸入、輸出資料 $u[n]$ 、 $y[n]$ 建構預測輸出訊號，並透過最小平方法及可求得兩者，以下將簡述其過程 [42]。首先，忽略外部擾動 $e[n]$ 的影響，則輸入輸出的關係可以以下差分方程 (Difference equation) 表示：

$$y[n] + a_1 y[n-1] + \cdots + a_{N_a} y[n-N_a] = b_1 u[n-N_k-1] + \cdots + b_{N_b} u[n-N_k-N_b] \quad (4.3)$$

透過移項可將下次的輸出 $y[n]$ 以過去的資料表示為：

$$y[n] = -a_1 y[n-1] - \cdots - a_{N_a} y[n-N_a] + b_1 u[n-N_k-1] + \cdots + b_{N_b} u[n-N_k-N_b] \quad (4.4)$$

為化簡式 4.4 引入兩變數：

$$\begin{aligned} \theta &= \begin{bmatrix} -y[n-1] & \cdots & -y[n-N_a] & u[n-N_k-1] & u[n-N_k-N_b] \end{bmatrix}^T \\ \phi[n] &= \begin{bmatrix} a_1 & \cdots & a_{N_a} & b_1 & \cdots & b_{N_b} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (4.5)$$

為強調 $y[n]$ 為透過過去的輸入輸出資料與 θ 決定，將式 4.4 修改為：

$$\hat{y}[n|n-1; \theta] = \phi^T[n]\theta \quad (4.6)$$

接著，為了使估測的輸出訊號 $\hat{y}[n|n-1; \theta]$ 接近實際輸出訊號 y ，引入以下成本函數：

$$V(\theta, N_s) = \frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} (y[n] - \hat{y}[n|n-1; \theta])^2 = \frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} (y[n] - \phi^T[n]\theta)^2 \quad (4.7)$$

其中 N_s 表 u 與 y 之訊號長度。由於 V 為 θ 的二次函數，可以直接透過設定其微



分為零找到最小值：

$$0 = \frac{d}{d\theta} V(\theta, N_s) = \frac{2}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} \phi[n](y[n] - \phi^T[n]\theta) \quad (4.8)$$

即

$$\sum_{n=1}^{N_s} \phi[n]y[n] = \sum_{n=1}^{N_s} \phi[n]\phi^T[n]\theta \quad (4.9)$$

也就是說經由成本函數 $V(\theta, N_s)$ 最小化得出的 θ ，即 $\hat{\theta}$ ，可以依據式 4.10 表示。

$$\hat{\theta} = (\sum_{n=1}^{N_s} \phi[n]\phi^T[n])^{-1} \sum_{n=1}^{N_s} \phi[n]y[n] \quad (4.10)$$

本作設定 $N_a = 2$ 、 $N_b = 2$ 與 $N_k = 10$ ，得以下 IIR 型式之受控體模型 \hat{P} 與其經由 ZPETC 運算所得之逆系統 F ：

$$\begin{aligned} \hat{P} &= \frac{0.005918z^{-11} - 0.0009567z^{-12}}{1 - 1.85z^{-1} + 0.8549z^{-2}} \\ F &= \frac{169 - 312.5z^{-1} + 144.4z^{-2}}{1 - 0.1617z^{-1}} \end{aligned} \quad (4.11)$$

4.3 接觸力定力控制與呼吸擾動消除

本節將會實作第 3 章所介紹的三種控制架構，並依據軟體在環 (Software-in-the-loop, SIL)、處理器在環 (Processor-in-the-loop, PIL) 和硬體在環 (Hardware-in-the-loop, HIL) 的順序，逐步驗證其效果。SIL 透過 4.2 節獲得之模型於 Matlab/Simulink 初步驗證控制器的性能表現，接著 PIL 將設計好的控制器於目標處理器與 LabVIEW 平台上實作，確認處理器的執行效果，最後，HIL 將受控體更換為實際硬體以完成控制架構的性能檢驗。透過三階段的實驗流程，不僅能逐步確認控制器、處理器與硬體的可行性，亦有助於排查與解決問題，同時也有減少測試成



本、保護硬體之好處。

4.3.1 呼吸擾動設定

由於大多數文獻探討的均為呼吸擾動所造成之位移變化，鮮少有關於接觸力變化的資料，且使用頻域特徵較不明顯的擾動訊號，可能無法清楚表現 ADP 與 IMP 控制器的效果，故本作設計了兩種類型的呼吸擾動訊號：自定義呼吸擾動訊號 d_{cust} 及實際呼吸擾動訊號 d_{true} 。

d_{cust} 旨在於模擬環境驗證 ADP 與 IMP 控制器表現所設計，其物理量設置為力。其由一單一頻率的正弦擾動與一有限帶寬的隨機訊號所組成（圖 4.3a）。單一頻率的正弦擾動旨在模擬呼吸的主要頻率，其頻率依據 [43] 設置為 0.3 Hz（約 18 次/分鐘）。有限帶寬的隨機訊號則是為了使整體訊號更接近真實呼吸擾動訊號，其頻寬設置為 0.6 ~ 0.8 Hz。HIL 時會關閉腹部仿體模擬器之移動，並於軟體端加上一虛擬的擾動訊號進行驗證。

d_{true} 則是為了使系統驗證更具實用性，使用文獻 [44] 中透過 4D CT 量測到的人體肝臟移動軌跡，作為腹部仿體模擬器的命令。其物理量為位置，若要於 SIL 驗證控制器對於該波型的消除效果，則必須經過物理量的轉換。然而，位置至接觸力間的轉換關係牽扯到機器人系統與病患腹部的動態，故本作直接透過正規化使其最大值同 d_{cust} 不超過 1 N。這忽視了機器人系統與病患腹部動態對於該訊號的影響，減少了與 HIL 結果的相關性。

4.3.2 軟體在環 (Software-in-the-loop)

以下將討論 d_{cust} 與 d_{true} 兩擾動之 SIL 結果。為了能更加客觀的討論兩者間的差異，各控制架構之參數均依以下列表設定（表 4.1）。其中，為提升導納控制與

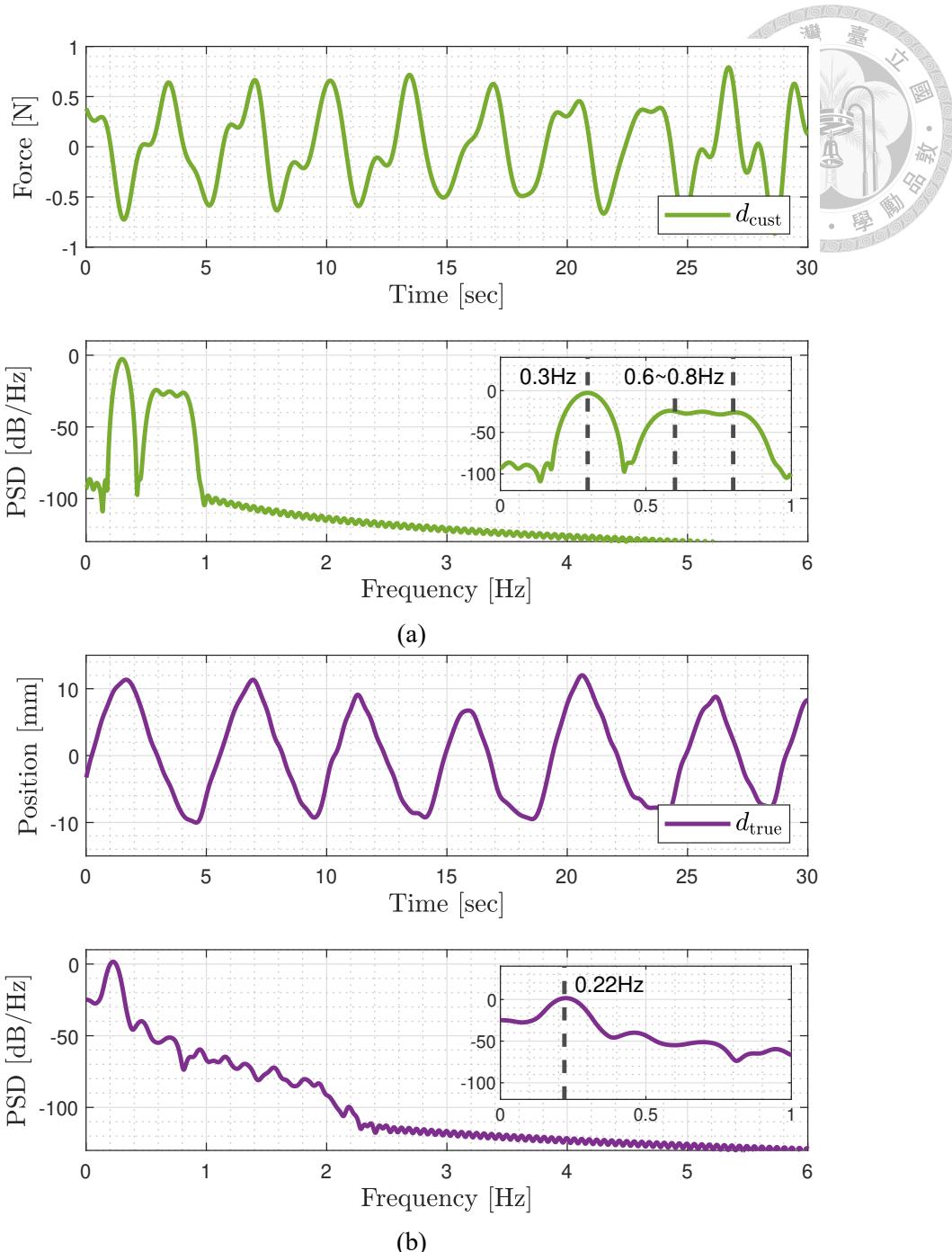


Figure 4.3: 兩呼吸擾動的時域訊號與功率譜密度 (Power spectral density, PSD)。(a) 為自定義呼吸擾動訊號 d_{cust} 。(b) 為實際呼吸擾動訊號 d_{true} ，在 SIL 時其最大值會被正規化為 1 N。

環境互動的穩定性，本作僅使用了阻尼矩陣 B ，質量矩陣 M 與彈簧矩陣 K 均設為零。其數值藉由反覆試錯 (Trial and error) 的方式慢慢從大調整到小，直至能輕易地拖動 US 探頭模型並維持人機互動的穩定性。此外，為保護病患與防止控制器產生過大的移動速度，於導納控制器輸出訊號 \dot{x} 後加上了飽和上限 100 mm/sec



Category	Parameter	Value
Admittance Control	M	$\text{diag}(0, 0, 0, 0, 0, 0)$
	B	$\text{diag}(160, 160, 160, 1.28, 1.28, 1.28)$
	K	$\text{diag}(0, 0, 0, 0, 0, 0)$
ADP	λ	0.9999
	L	128
IMP	Q	Bandwidth: 1.49 [Hz]
	λ_{notch}	0.9999
	BW	0.1 [Hz]
Others	T_{on}	10 [sec]
	T_{ramp}	25 [sec]

Table 4.1: SIL 與 HIL 所使用之控制器參數表

◦

C_{adp} 濾波器長度 L 則依據其與適應性誤差 ϵ 之 2-範數 (Two-norm) 模擬結果 (圖 4.4)，並透過觀察 SIL 之表現權衡記憶體空間與其表現。最後令 L 之階數為 128。

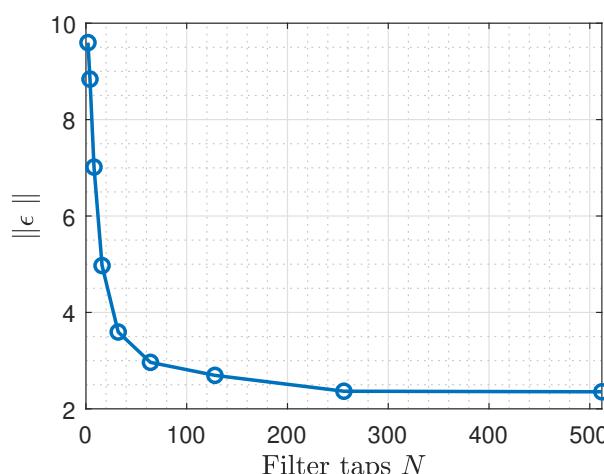


Figure 4.4: C_{adp} 濾波器長度 L 與適應性誤差 ϵ 之 2-範數關係折線圖。



遺忘因子 λ 與 λ_{notch} 則分別依據追蹤誤差 $e = r - y$ 與頻率追蹤之模擬結果調整，其結果如圖 4.5 與 4.6 所示。考量各參數下之穩態誤差，最終設定 $\lambda = 0.9999$ 、 $\lambda_{\text{notch}} = 0.9999$ 。

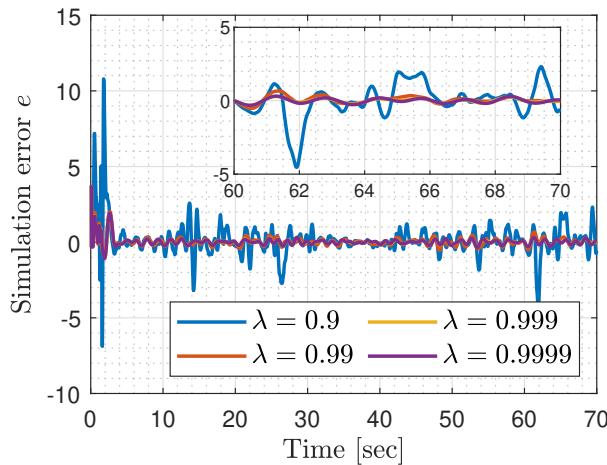


Figure 4.5: RLS 演算法遺忘因子與模擬誤差 e 關係圖。

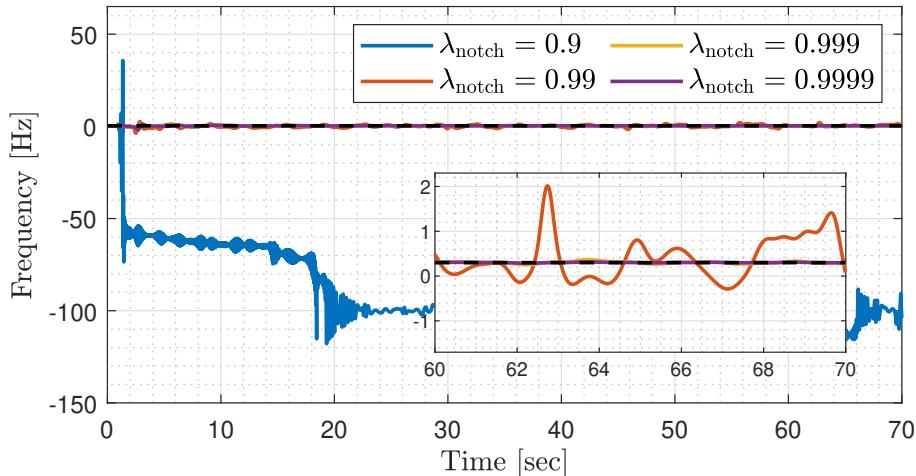
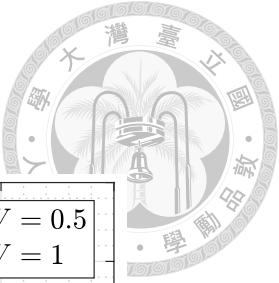


Figure 4.6: 頻率估測遺忘因子 λ_{notch} 與頻率估測結果關係圖。

擾動觀測器中為更容易的捕捉呼吸主要頻率的低通濾波器 Q ，則依據人類正常呼吸頻率的範圍 ($0.2 \sim 0.3$ Hz，即 $12 \sim 18$ 每分鐘) 設定其至 0.5 Hz 均維持 0 dB 之增益，頻寬為 1.49 Hz。頻率估測器中，凹陷濾波器的頻寬 BW 大小會同時影響算法之收斂速度與穩態時的解析度，如圖 4.7 與 4.8 所示。考量已透過 Q 限制輸入至頻率估測的擾動訊號 \hat{d}_{filt} ，且凹陷濾波器之頻寬 BW 大小亦會影響到鄰近頻域成份的相位變化，因此比起頻率追蹤的收斂速度，本作更重視其收斂時的解



析度，故設定 $BW = 0.1 \text{ Hz}$ 。

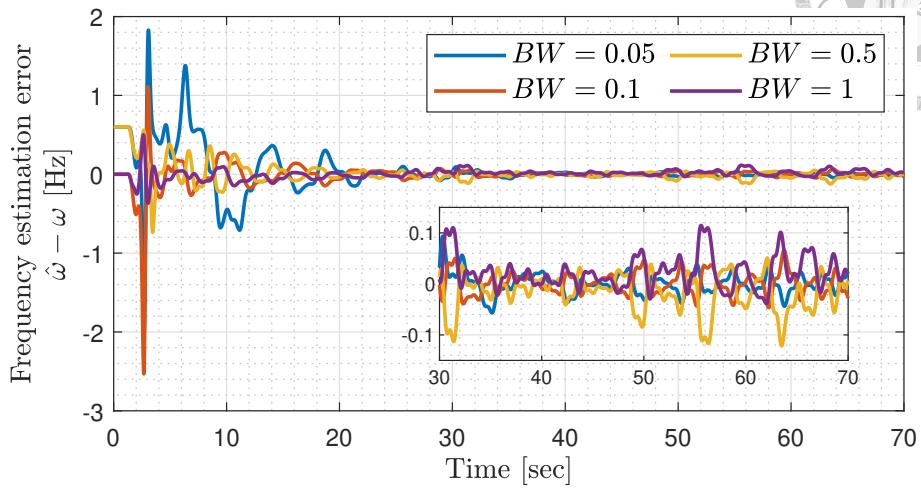


Figure 4.7: 不同凹陷濾波器頻寬 BW 與頻率估測誤差 $\hat{\omega} - \omega$ 之比較圖。

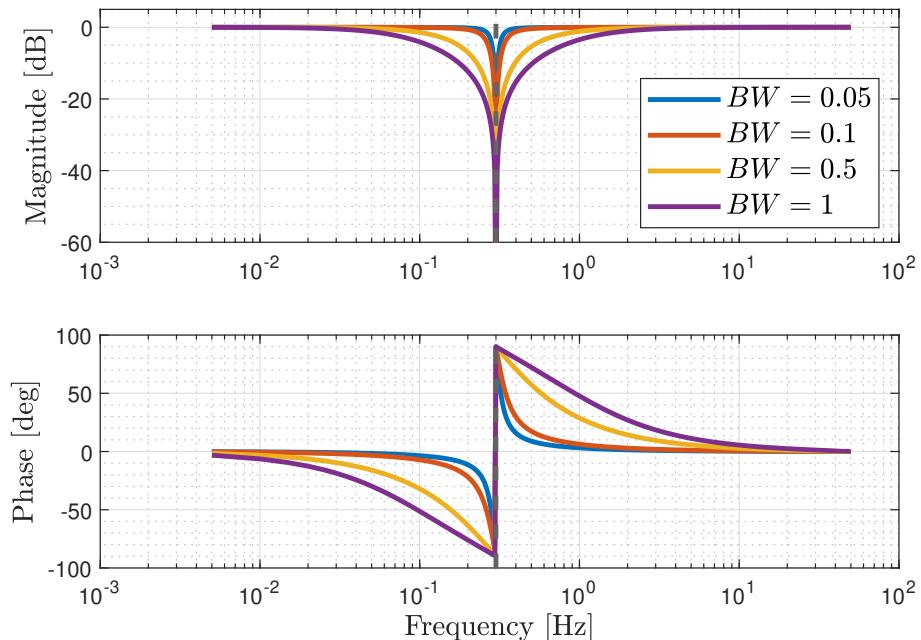
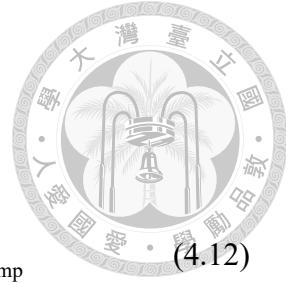


Figure 4.8: 不同凹陷濾波器頻寬 BW 之頻率響應。此處固定與頻率相關的正規化參數 θ_1 以使 BW 對於凹陷濾波器的影響更為明顯，否則因為追蹤頻率的穩態誤差，四者的頻率位置可能有些微不同。

此外，ADP 與 IMP 控制器於回授的控制訊號前與一斜坡函數 $RampIn[n]$ 相



乘， $RampIn[n]$ 表示如下：

$$RampIn[n] = \begin{cases} 0, & 0 \leq n < T_{on} \\ (1/T_{ramp}) \cdot n, & T_{on} \leq n < T_{on} + T_{ramp} \\ 1, & T_{on} + T_{ramp} \leq n \end{cases} \quad (4.12)$$

其中， T_{on} 表函數待機時長、 T_{ramp} 表函數從 0 上升至 1 所需時長。透過慢慢的增加控制訊號的比例，以規避 ADP 和 IMP 控制器初期產生的過大控制訊號傷及病患或機器人系統，並提供頻率估測器額外的時間計算訊號的主要組成頻率。

為方便辨明、討論各控制架構之優劣與特色，以下將會以顏色標明各控制架構於該圖表所示之物理量。其中，灰色標示僅有基礎導納控制器的閉迴路架構 (ADM)，即圖 2.5、紅色標示 ADP 控制架構、藍色標示 IMP 控制架構、黃色標示 ADP+IMP 控制架構。

自定義呼吸擾動訊號 (d_{cust})

根據圖 4.9，可見提出之三種控制架構下，均能有效提升 ADM 架構定力追蹤的表現。頻率追蹤也在 $RampIn$ 完全打開控制訊號前，收斂至目標頻率 ω_0 。其中 10 sec 和 35 sec 處的縱線分別表示受 $RampIn$ 影響，控制訊號開始加入受控體及控制訊號完全打開的時間。

為了能更客觀的評斷三者間的優劣，透過分析 $RampIn$ 函數完全打開至實驗結束 (即 $35 \leq t < 70$ sec) 間的最大誤差 (Max error)、平均誤差大小 (Mean error) 及方均根誤差 (Root mean square error, RMSE) 作為依據，如圖 4.10。可見 ADP+IMP 在三項指標中均是三者中表現最好的。

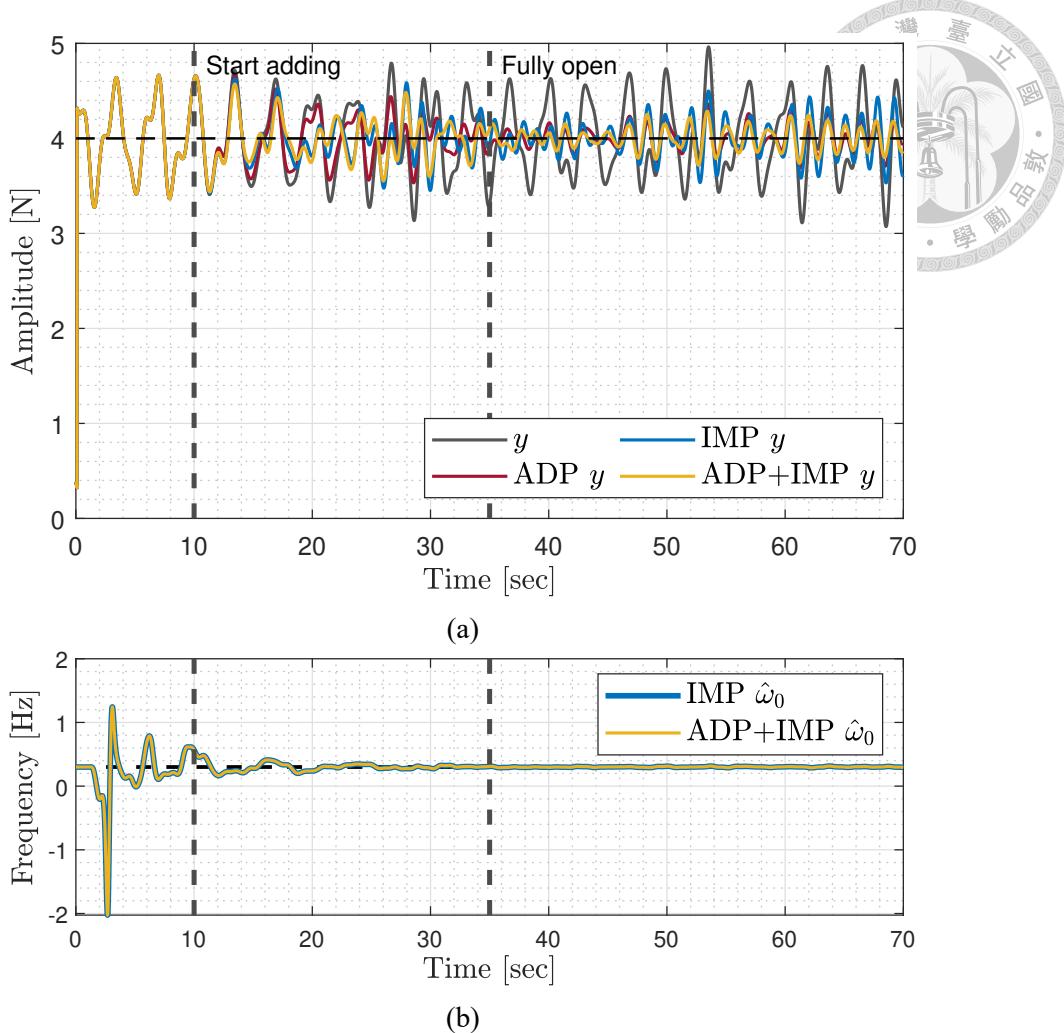


Figure 4.9: 自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 SIL 中的 (a) 追蹤性能 y 與 (b) 頻率估測結果 $\hat{\omega}_0$ 。

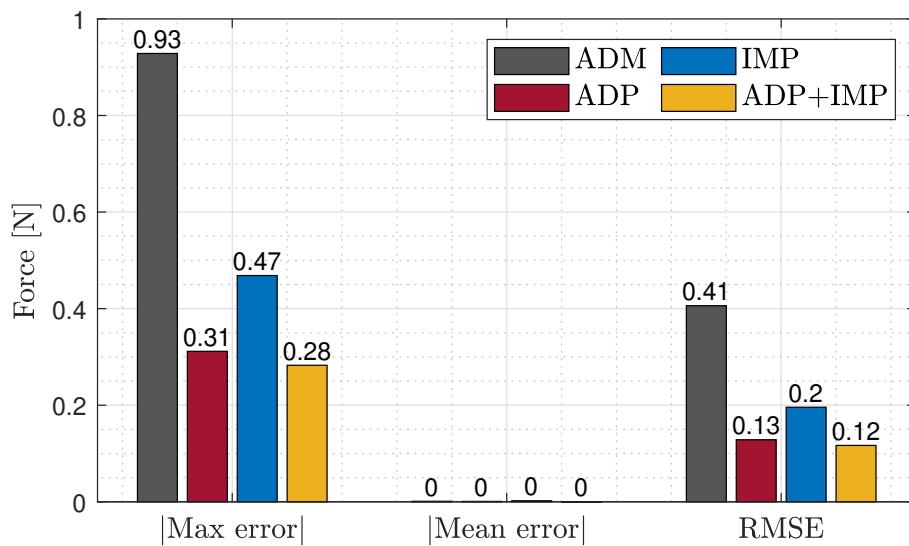


Figure 4.10: 自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 SIL 中 $35 \leq t < 70$ sec 時，最大誤差、平均誤差與方均根誤差之長條圖。為了圖表呈現的一致性，長條圖上方之數值均取小數點後兩位，實際上 ADM、ADP、IMP 與 ADP+IMP 的平均誤差為 1.05×10^{-3} N、 0.78×10^{-3} N、 2.12×10^{-3} N 與 0.05×10^{-3} N。

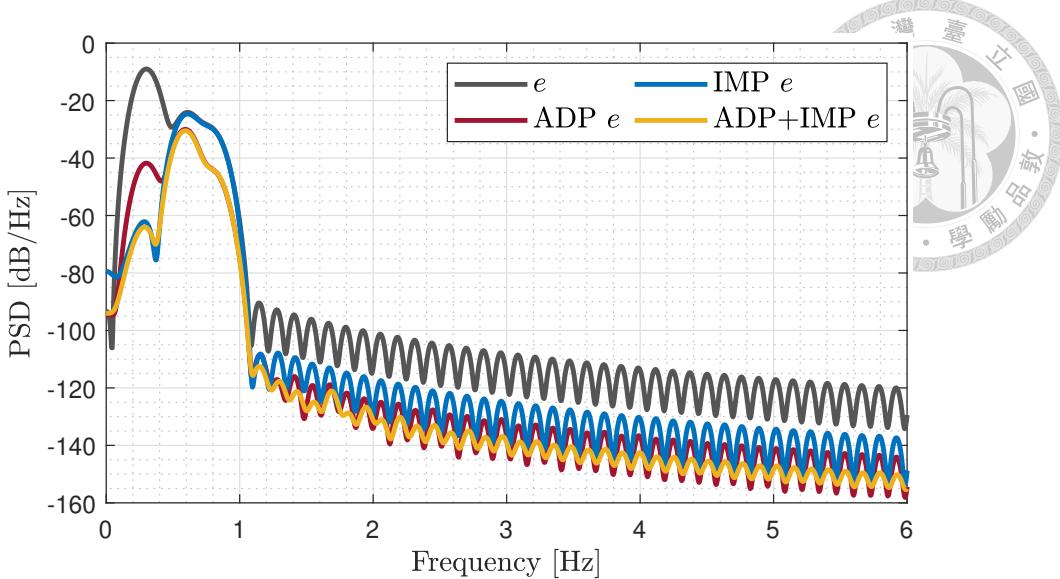


Figure 4.11: 自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 SIL 中 $35 \leq t < 70$ sec 時誤差之 PSD。

為了確認各控制架構之表現，繪製控制訊號完全打開後 ($35 \leq t < 70$ sec) 誤差訊號 e 之功率譜密度 (Power spectral density, PSD)，如圖 4.11 所示。其中可以看出 ADP 控制器對擾動的頻域組成成分一視同仁的消除，除了擾動的主要頻率 (0.3 Hz) 外，其在寬頻雜訊的部分 (0.6 ~ 0.8 Hz) 與其他頻域範圍均表現的比 IMP 架構更為出色。IMP 控制器針對擾動的主要頻率消除，其僅在 0.3 Hz 的部分優於 ADP 架構。結合兩者的 ADP+IMP 架構則綜合了兩控制器的優勢，不僅能透過 IMP 對擾動的主要組成頻率消除，亦能藉由 ADP 更進一步的提升性能。

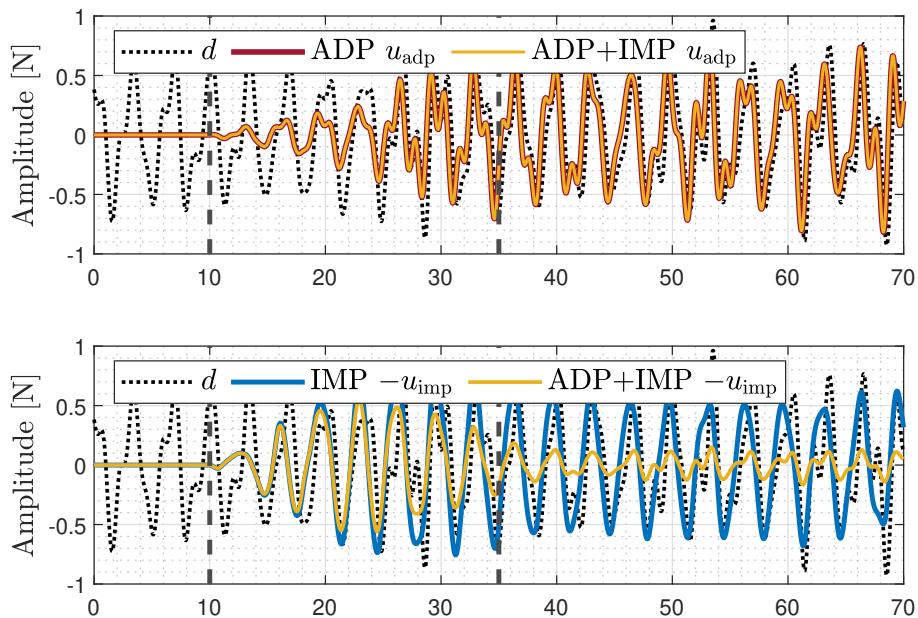


Figure 4.12: 自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 SIL 中控制訊號 u_{imp} 和 u_{adp} 的貢獻。



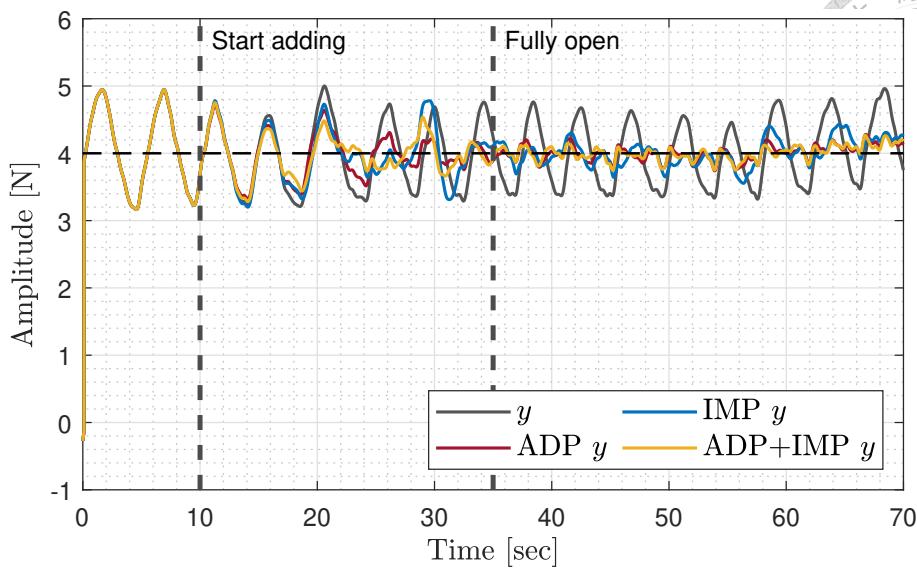
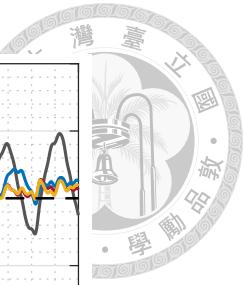
除此之外，圖 4.12 為控制訊號 u_{imp} 和 u_{adp} 貢獻的比較圖。比較 IMP 架構與 ADP+IMP 架構可以發現 u_{imp} 在 ADP 控制器的加入後，數值就變小許多。可能是因為 ADP 控制器同時捕捉到主要頻率的特徵，導致 IMP 控制器不需再針對訊號的主要頻率提供受控體過大的控制訊號。也就是因為如此，才能使主要頻率的 PSD 在 ADP+IMP 架構下能表現的如此出色。相形之下， u_{adp} 於 ADP 架構與 ADP+IMP 架構中的差異則不大。

實際呼吸擾動 (d_{true})

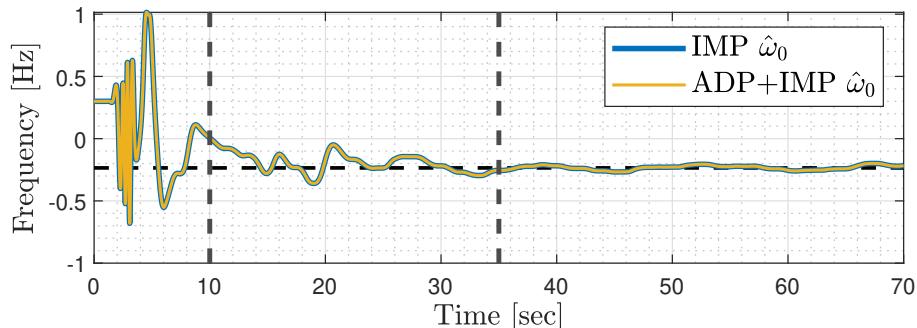
由於 d_{true} 的物理量為位置且物理量的轉換牽涉到機器人系統與病患腹部動態的關係，故本部分僅透過正規化其最大值為 1 N，驗證控制架構對於此頻域組成的性能表現。

根據圖 4.13 與 4.14 所示，在 d_{true} 的頻域組成下，三者均能提升 ADM 架構定力追蹤的表現，又以 ADP+IMP 為其中之最。惟頻率追蹤 (圖 4.13b) 相較 d_{cust} 不僅收斂的較慢且在穩態 (Steady-state) 時也有較明顯的抖動。這可能是因為 d_{true} 的主要頻率成分不如 d_{cust} 顯著所致 (見圖 4.3)。

從圖 4.15 可見，IMP 未如圖 4.11 一般，在主要頻率的部分表現得比 ADP 出色。其可能是因為呼吸擾動為非平穩 (non-stationary) 訊號，使得 IMP 的效果有限。



(a)



(b)

Figure 4.13: 實際呼吸擾動 d_{true} 在 SIL 中的 (a) 追蹤性能 y 與 (b) 頻率估測結果 $\hat{\omega}_0$ 。須注意此處之 d_{true} 的物理量為力，其最大值被正規化為 1 N。

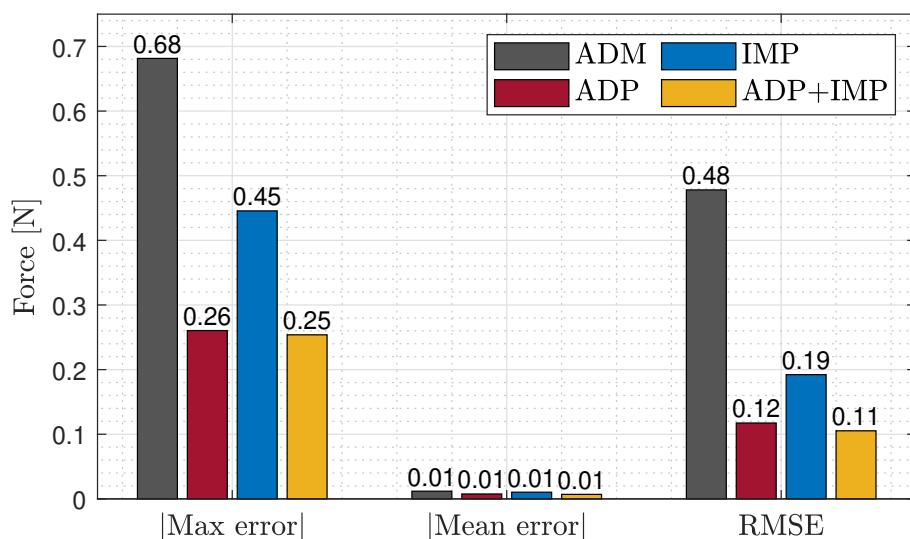


Figure 4.14: 實際呼吸擾動 d_{true} 在 SIL 中 $35 \leq t < 70$ sec 時，最大誤差、平均誤差與方均根誤差之長條圖。為了圖表呈現的一致性，長條圖上方之數值均取小數點後兩位，實際上 ADM、ADP、IMP 與 ADP+IMP 的平均誤差為 0.0118 N、0.00755 N、0.0102 N 與 0.00694 N。

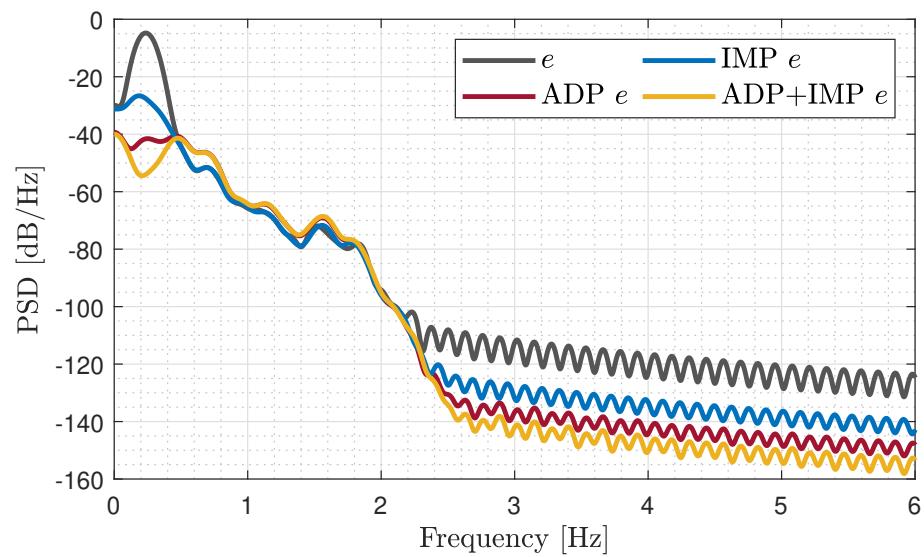


Figure 4.15: 實際呼吸擾動 d_{true} 在 SIL 中 $35 \leq t < 70$ sec 時誤差之 PSD。



4.3.3 硬體在環 (Hardware-in-the-loop) 與實驗

HIL 及實驗 (EXP) 的操作流程大致與系統識別 (4.2 節) 相同 (圖 4.16)。進行實驗之前會先補償力感測器的初始誤差與 US 探頭重力所造成的偏差，再透過初步註冊模式將 US 探頭拖曳至腹部仿體之位置並與之以 1 N 的預壓力接觸。接著，向機器人系統發送步階命令的同時，亦開啟呼吸擾動及 ADP 與 IMP 的控制訊號，驗證不同控制架構對於呼吸擾動的補償效果。須注意於 HIL 驗證時，呼吸擾動於軟體端加入，使機器人系統感覺受到一虛擬的擾動並對其進行補償，此時不會向線性制動器發送呼吸擾動的位置命令。EXP 時，則是會實際控制線性制動器依據呼吸擾動的波型上下移動，以模擬病患腹部隨呼吸上下起伏之運動。本節所用之控制器參數同上節，如表 4.1 所列。同樣的亦會利用飽和上限、*RampIn* 等保護措施維護操作者與病患的安全，同時提升機器人系統之穩定性。

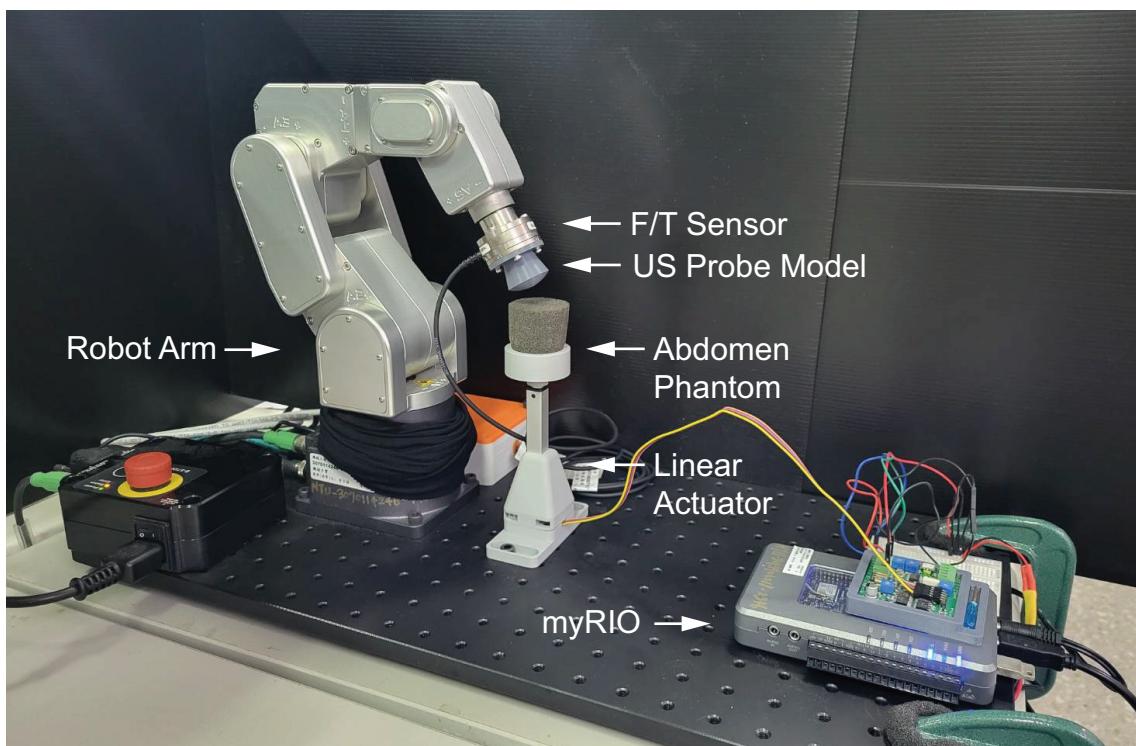


Figure 4.16: HIL 及 EXP 配置。

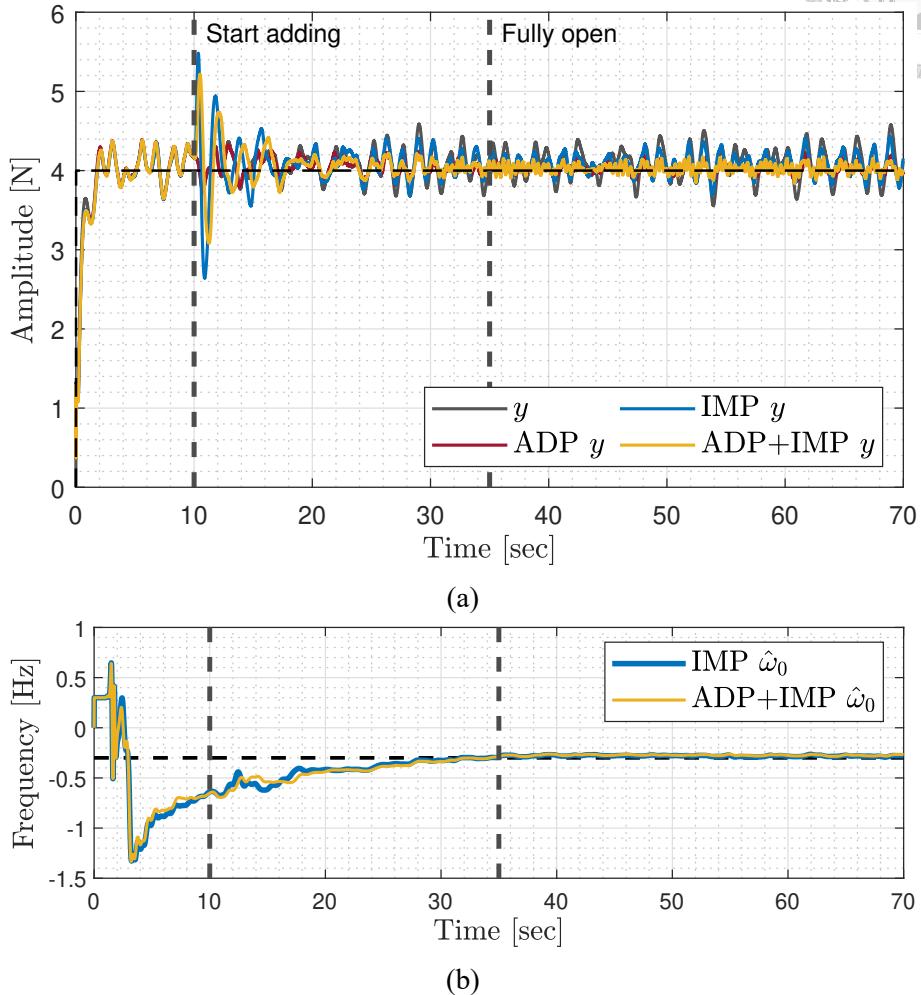
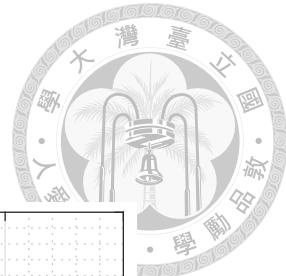


Figure 4.17: 自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 HIL 中的 (a) 追蹤性能 y 與 (b) 頻率估測結果 $\hat{\omega}_0$ 。

d_{cust} 透過 HIL 的方式驗證，將訊號加入軟體端，而非透過腹部仿體系統之線性制動器移動。其追蹤結果如圖 4.17 與圖 4.18 所示。頻率追蹤的結果相較 SIL 收斂的較慢，因此於 10 sec 後，訊號剛加入受控體時，與 IMP 控制相關之控制架構均有過衝的現象。好在有 *RampIn* 函數對於控制訊號的限制，方能抑制更加劇烈的輸出訊號危及患者安全。比較誤差訊號於 $35 \leq t < 70$ sec 間的最大誤差、平均誤差大小及方均根誤差，可見 ADP 與 ADP+IMP 架構表現得較為出色。

從圖 4.19 中可見，誤差訊號於 $35 \leq t < 70$ sec 時的 PSD 在 $0.3 \sim 1$ Hz 內有類

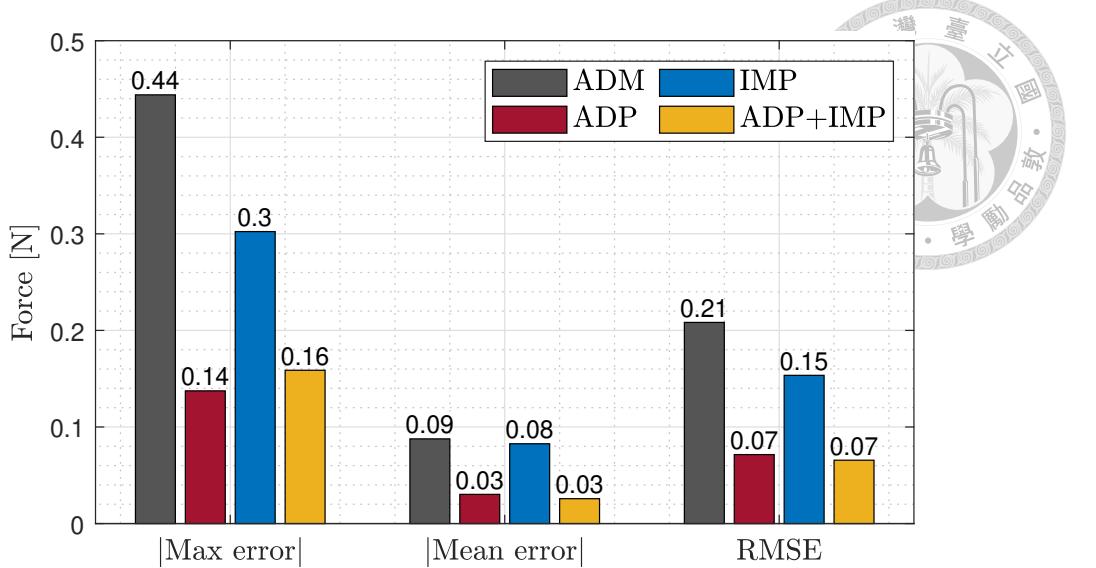


Figure 4.18: 自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 HIL 中 $35 \leq t < 70$ sec 時，最大誤差、平均誤差與方均根誤差之長條圖。為了圖表呈現的一致性，長條圖上方之數值均取小數點後兩位，實際上 ADP 與 ADP+IMP 的平均誤差與方均根誤差為 0.0302 N 與 0.0257 N、0.0714 N 與 0.0655 N。

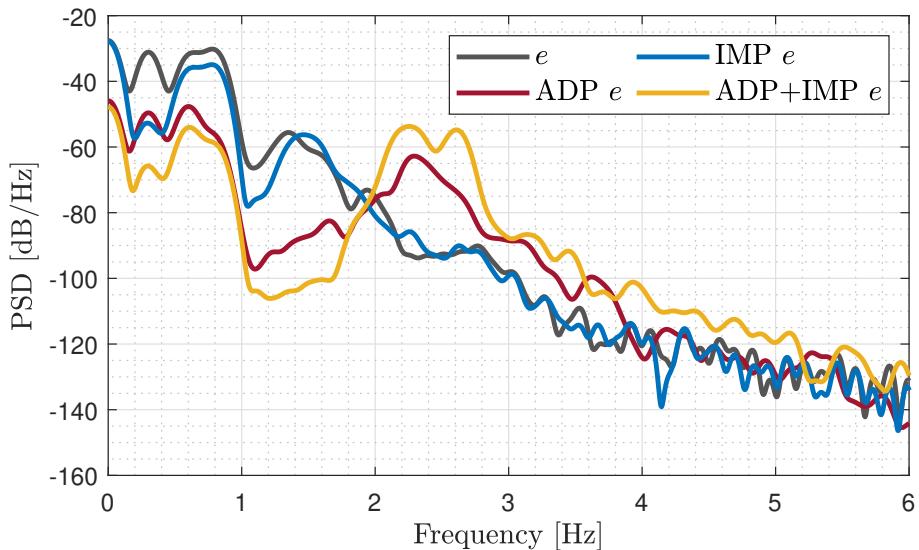


Figure 4.19: 自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 HIL 中 $35 \leq t < 70$ sec 時誤差之 PSD。

似 SIL 的效果，在主要頻率的部分 IMP 優於 ADP，而剩餘部分 ADP 優於 IMP，ADP+IMP 則集合兩者優勢。然而，在 $2 \sim 3$ Hz 的部分卻發現與 ADP 控制器有關架構之誤差 PSD 相較於 ADM 而言嚴重上升，其可能為水床效應 (Waterbed effect) 所造成之結果。且根據 ADM 的結果可見得 d_{cust} 在受到導納控制的回授訊號後，主要頻率變得沒有那麼明顯，可能使頻率追蹤的收斂速度因此變慢。

圖 4.20 為系統在 $t = 70$ sec 時 G_{yd} 的波德圖。由於式中 C_{imp} 與 C_{adp} 均為時變

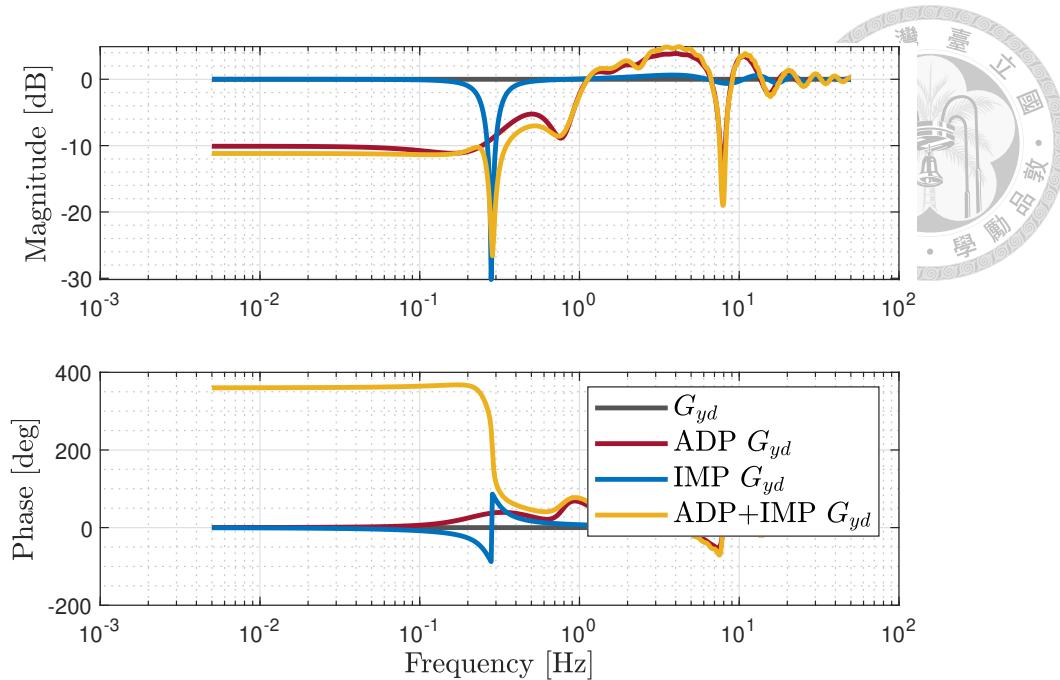


Figure 4.20: 自定義呼吸擾動 d_{cust} 在 HIL 中 $t = 70$ sec 時 G_{yd} 之波德圖。

的控制器，因此無法透過其與圖 4.19 中的振幅變化驗證兩者。但藉由此圖仍能發現 ADP 與 ADP+IMP 的 G_{yd} 均於 1 Hz 之後有上浮的表現。

實際呼吸擾動 (d_{true})

d_{true} 透過對腹部仿體模擬系統輸入位置命令，以模擬真實肝臟於人體內隨呼吸上下起伏之運動。其追蹤結果如圖 4.21 和 4.22 所示，三種控制架構均能有效的提升基 ADM 的性能，其中又以 ADP 與 ADP+IMP 的效果最為顯著。

誤差於 $35 \leq t < 70$ sec 時之 PSD(圖 4.23)，亦可觀察到如 SIL 結果之趨勢(圖 4.15)，即 ADP 相較於 IMP 在消除 d_{true} 時具有更大的優勢，但加入 ADP 控制器的同時亦會產生相較於 ADM 更大的高頻擾動(約 $1 \sim 6$ Hz)。

綜上所述，若呼吸擾動的頻域組成有明顯的主要頻率，如 d_{cust} ，則 ADP 與 IMP 架構能在誤差 PSD 上表現出各自的特色。主要頻域部分 IMP 優於 ADP，其餘部分 ADP 優於 IMP，而 ADP+IMP 能綜合兩者之益處進一步提升性能表現。

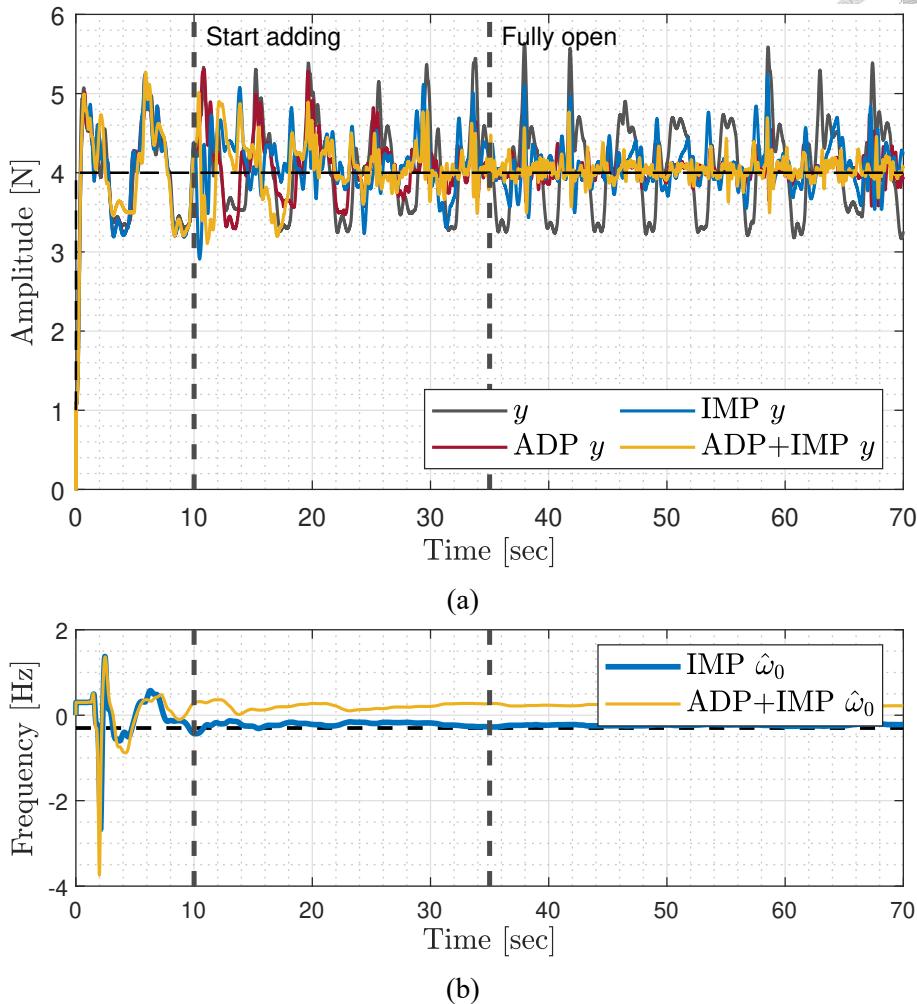
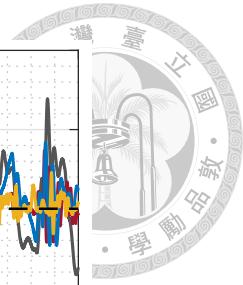


Figure 4.21: 實際呼吸擾動 d_{true} 在 EXP 中的 (a) 追蹤性能 y 與 (b) 頻率估測結果 $\hat{\omega}_0$ 。

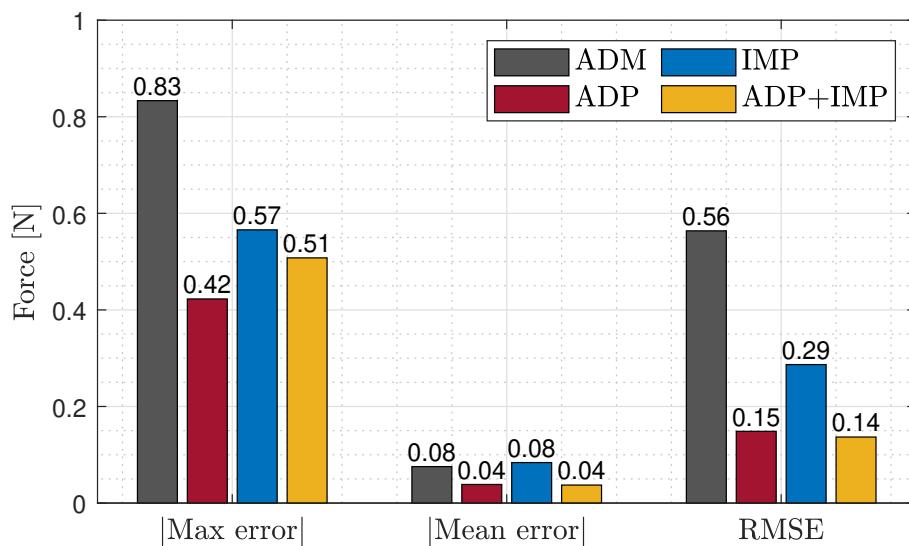


Figure 4.22: 實際呼吸擾動 d_{true} 在 EXP 中 $35 \leq t < 70 \text{ sec}$ 時，最大誤差、平均誤差與方均根誤差之長條圖。為了圖表呈現的一致性，長條圖上方之數值均取小數點後兩位，實際上 ADP 與 ADP+IMP 的平均誤差為 0.0385 N 與 0.0373 N 。

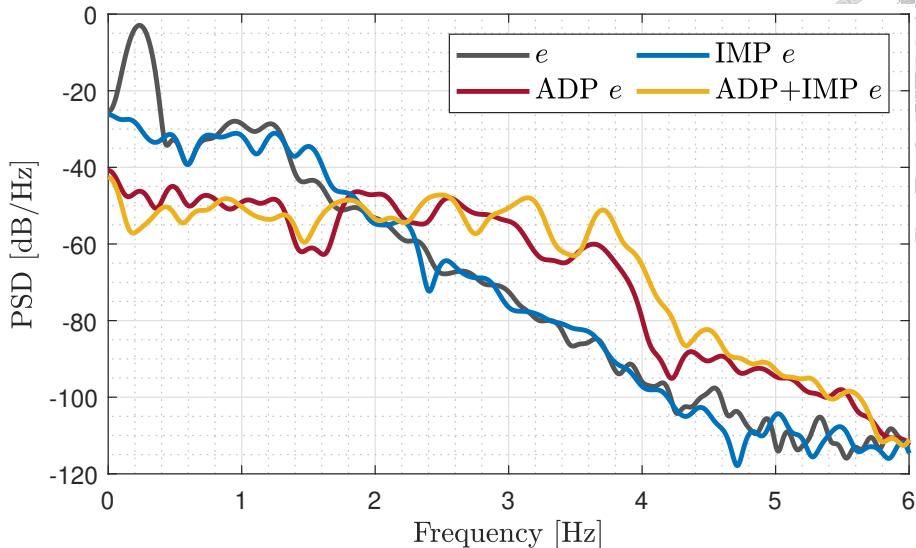
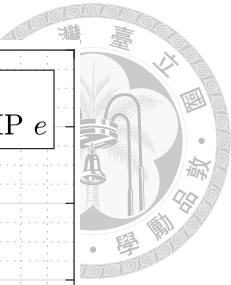


Figure 4.23: 實際呼吸擾動 d_{true} 在 EXP 中 $35 \leq t < 70$ sec 時誤差之 PSD。

若呼吸擾動的主要頻率沒有那麼明顯且其主要頻率可能會隨時間改變，如 d_{true} ，則與 ADP 控制相關架構的 ADP 與 ADP+IMP 會有較好的效果。除此之外，即使 ADP 於兩種擾動波型的驗證中均表現得比 IMP 架構出色，但須注意其可能會在高頻部分 ($1 \sim 6$ Hz) 產生擾動增強的效果。表 4.2 總結上述四項 SIL、HIL 與 EXP 之結果。

Disturbance type	Physical quantity	Validation type	Max error [N]	Mean error [N]	RMSE [N]
d_{cust}	Force	SIL	ADP+IMP (0.283)	ADP+IMP (0.0573×10^{-3})	ADP+IMP (0.117)
	Force	HIL	ADP (0.137)	ADP+IMP (0.0257)	ADP+IMP (0.0655)
d_{true}	Force (Normalized)	SIL	ADP+IMP (0.254)	ADP+IMP (0.00695)	ADP+IMP (0.105)
	Displacement	EXP	ADP (0.423)	ADP+IMP (0.0373)	ADP+IMP (0.137)

Table 4.2: 在 SIL、HIL 與 EXP 中，針對兩種呼吸擾動波型 (d_{cust} 與 d_{true}) 於三種誤差 (最大誤差、均值誤差與方均根誤差) 之評判依據下表現最佳的控制架構列表。



第五章 結論與未來展望

5.1 結論

本作提出了一整合六自由度機器手臂、六自由度力與力矩感應器和 US 探頭模型之機器人輔助 US 探頭力控制系統，其旨在輔助 RFA 等 US 導引的介入性手術，在穿刺與燒灼階段實現 US 影像的自動獲取以減輕醫師的負擔。此系統具有結合既有 RFA 流程設計控制模式與主動消除呼吸擾動進行定力控制的特色。依據 RFA 手術進程，本作設計初始註冊模式與呼吸擾動消除模式以滿足不同階段之需求。初始註冊模式透過導納控制達成順從運動，使醫師能依據其經驗直觀的透過拖動機器人系統末端的 US 探頭進行機器人系統與病患腹部的註冊。呼吸擾動模式透過引入 ADP 控制與 IMP 控制針對呼吸擾動的組成進行消除，使基本的導納控制閉迴路系統的性能表現有所提升。提出的 ADP+IMP 架構透過 SIL、HIL 與海綿腹部仿體加上線性制動器的實驗驗證了其在消除具有一主要頻率的擾動類型時的優勢，且兩控制器可以獨立設計。

5.2 未來展望

本作作為此機器人輔助 US 探頭力控制系統的第一代成品，除了實踐上述技術外，其作為醫療機器人系統仍有許多面向不夠成熟。依據發展的方向可以粗略

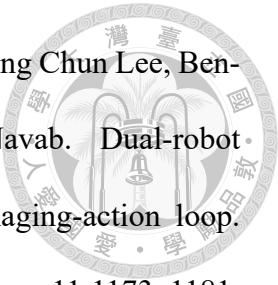


的分為：實務上、控制領域上及機器人系統上的提升。實務上，為了提升系統的實用性，可將末端執行器更換為實際 US 探頭，並設計適配的夾具，並依據 US 成像品質的優劣進行評判。仿體動態可更換為吉利丁仿體，以更適配真實人體腹部動態的表現，且方便設計于仿體內部設計標的以進行 US 影像的評斷。控制領域上，則要加強 ADP 控制器的強韌性，降低水床效應對 $1 \sim 2$ Hz 的影響。IMP 控制器可試著透過訊號處理提升頻率估測的收斂速度。導納控制與環境接觸的穩定性亦需要提升以確保與病患接觸時的安全性。機器人系統可搭配視覺伺服進行位置控制以追蹤肝臟上下方向 (Anterior to posterior, AP) 及左右 (Left to right, LR) 方向的位移。腹部仿體的線性制動器可加入編碼器 (Encoder) 以確保其運動的軌跡。



參考文獻

- [1] 衛生福利部. 8 成肝癌與 b、c 肝炎有關 筛檢及治療！守護您的肝!, 2021.
- [2] openPR. Tumor ablation market worldwide major players to witness huge expansion throughout forecast period during 2022 to 2028, 2022.
- [3] Matthew W Gilbertson and Brian W Anthony. Force and position control system for freehand ultrasound. IEEE Transactions on Robotics, 31(4):835–849, 2015.
- [4] Jienan Ding, Dan Swerdlow, Shuxin Wang, Emmanuel Wilson, Jonathan Tang, and Kevin Cleary. Robotically assisted ultrasound interventions. In Medical Imaging 2008: Visualization, Image-Guided Procedures, and Modeling, volume 6918, pages 746–753. SPIE, 2008.
- [5] Ting-Yun Fang, Haichong K Zhang, Rodolfo Finocchi, Russell H Taylor, and Emad M Boctor. Force-assisted ultrasound imaging system through dual force sensing and admittance robot control. International journal of computer assisted radiology and surgery, 12:983–991, 2017.
- [6] Christoph Hennersperger, Bernhard Fuerst, Salvatore Virga, Oliver Zettinig, Benjamin Frisch, Thomas Neff, and Nassir Navab. Towards mri-based autonomous robotic us acquisitions: a first feasibility study. IEEE transactions on medical imaging, 36(2):538–548, 2016.



- [7] Risto Kojcev, Bernhard Fuerst, Oliver Zettinig, Javad Fotouhi, Sing Chun Lee, Benjamin Frisch, Russell Taylor, Edoardo Sinibaldi, and Nassir Navab. Dual-robot-ultrasound-guided needle placement: closing the planning-imaging-action loop. *International journal of computer assisted radiology and surgery*, 11:1173–1181, 2016.
- [8] Dongrui Li, Zhigang Cheng, Gang Chen, Fangyi Liu, Wenbo Wu, Jie Yu, Ying Gu, Fengyong Liu, Chao Ren, and Ping Liang. A multimodality imaging-compatible insertion robot with a respiratory motion calibration module designed for ablation of liver tumors: a preclinical study. *International Journal of Hyperthermia*, 34(8):1194–1201, 2018.
- [9] Jian Zhan, Joao Cartucho, and Stamatia Giannarou. Autonomous tissue scanning under free-form motion for intraoperative tissue characterisation. In *2020 IEEE international conference on robotics and automation (ICRA)*, pages 11147–11154. IEEE, 2020.
- [10] WCRF International. Worldwide cancer data, 2020.
- [11] Jordi Bruix and Morris Sherman. Management of hepatocellular carcinoma: an update. *Hepatology (Baltimore, Md.)*, 53(3):1020, 2011.
- [12] Cancer.net. Liver cancer: Statistics, 2023.
- [13] 周宜群 and 許景盛. 肝癌診斷與治療的新進展. *Taiwan Medical Journal*, 66(7):367–372, 2023.
- [14] Riccardo Lencioni and Laura Crocetti. Radiofrequency ablation of liver cancer. *Techniques in vascular and interventional radiology*, 10(1):38–46, 2007.

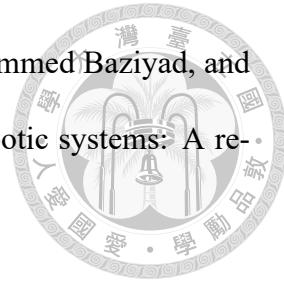


- [15] Shaunagh McDermott and Debra A Gervais. Radiofrequency ablation of liver tumors. In Seminars in interventional radiology, volume 30, pages 049–055. Thieme Medical Publishers, 2013.
- [16] Young Jun Kim, Min Woo Lee, and Hee Sun Park. Small hepatocellular carcinomas: ultrasonography guided percutaneous radiofrequency ablation. Abdominal imaging, 38:98–111, 2013.
- [17] Jin Woong Kim, Sang Soo Shin, Suk Hee Heo, Jun Hyung Hong, Hyo Soon Lim, Hyun Ju Seon, Young Hoe Hur, Chang Hwan Park, Yong Yeon Jeong, and Heoung Keun Kang. Ultrasound-guided percutaneous radiofrequency ablation of liver tumors: how we do it safely and completely. Korean journal of radiology, 16(6):1226–1239, 2015.
- [18] Maria Franca Meloni, Tito Livraghi, Carlo Filice, Sergio Lazzaroni, Fabrizio Calliada, and Leonardo Perretti. Radiofrequency ablation of liver tumors: the role of microbubble ultrasound contrast agents. Ultrasound quarterly, 22(1):41–47, 2006.
- [19] Keyu Li, Yangxin Xu, and Max Q-H Meng. An overview of systems and techniques for autonomous robotic ultrasound acquisitions. IEEE Transactions on Medical Robotics and Bionics, 3(2):510–524, 2021.
- [20] Alan M Priester, Shyam Natarajan, and Martin O Culjat. Robotic ultrasound systems in medicine. IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, 60(3):507–523, 2013.
- [21] Daniel R Swerdlow, Kevin Cleary, Emmanuel Wilson, Bamshad Azizi-Koutenaei, and Reza Monfaredi. Robotic arm–assisted sonography: Review of technical devel-

opments and potential clinical applications. *American Journal of Roentgenology*, 208(4):733–738, 2017.



- [22] Hao-Fang Cheng, Yi-Ching Ho, and Cheng-Wei Chen. Dentibot: System design and 6-dof hybrid position/force control for robot-assisted endodontic treatment. *arXiv preprint arXiv:2310.09691*, 2023.
- [23] John J Craig. Introduction to robotics. 2005.
- [24] STAVROS Vougioukas. Bias estimation and gravity compensation for force-torque sensors. In *Proceedings of International Conference on Mathematical Methods and Computational Techniques in Electrical Engineering*, pages 82–85. Citeseer, 2001.
- [25] Can Erdogan, Munzir Zafar, and Mike Stilman. Gravity and drift in force/torque measurements. 2014.
- [26] Fotios Dimeas and Nikos Aspragathos. Online stability in human-robot cooperation with admittance control. *IEEE transactions on haptics*, 9(2):267–278, 2016.
- [27] Christian Ott, Ranjan Mukherjee, and Yoshihiko Nakamura. A hybrid system framework for unified impedance and admittance control. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, 78:359–375, 2015.
- [28] Arvid QL Keemink, Herman van der Kooij, and Arno HA Stienen. Admittance control for physical human–robot interaction. *The International Journal of Robotics Research*, 37(11):1421–1444, 2018.
- [29] Ganwen Zeng and Ahmad Hemami. An overview of robot force control. *Robotica*, 15(5):473–482, 1997.



- [30] Raouf Fareh, Sofiane Khadraoui, Mahmoud Y Abdallah, Mohammed Baziyan, and Maamar Bettayeb. Active disturbance rejection control for robotic systems: A review. *Mechatronics*, 80:102671, 2021.
- [31] Homayoun Seraji. Adaptive admittance control: An approach to explicit force control in compliant motion. In *Proceedings of the 1994 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pages 2705–2712. IEEE, 1994.
- [32] Mohammad A Khosravi and Hamid D Taghirad. Robust pid control of fully-constrained cable driven parallel robots. *Mechatronics*, 24(2):87–97, 2014.
- [33] Alireza Izadbakhsh and Saeed Khorashadizadeh. Robust task-space control of robot manipulators using differential equations for uncertainty estimation. *Robotica*, 35(9):1923–1938, 2017.
- [34] Bernard Widrow and Eugene Walach. Adaptive inverse control: A signal processing approach, reissue ed, 2008.
- [35] Paweł Konrad Orzechowski, Neil Yinan Chen, James Steven Gibson, and Tsu-Chin Tsao. Optimal suppression of laser beam jitter by high-order rls adaptive control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 16(2):255–267, 2008.
- [36] Yu-Hsiu Lee, Xinzhou Li, James Simonelli, David Lu, Holden H Wu, and Tsu-Chin Tsao. Adaptive tracking control of one-dimensional respiration induced moving targets by real-time magnetic resonance imaging feedback. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 25(4):1894–1903, 2020.
- [37] Simon Haykin. Adaptive filter theory. prentice hall google schola, 2:286–292, 2002.



- [38] Bruce A Francis and Walter Murray Wonham. The internal model principle of control theory. *Automatica*, 12(5):457–465, 1976.
- [39] Yu-Hsiu Lee and Shih-Mei Su. An all-pass based internal model principle controller for galvanometer mirror steering. *Control Engineering Practice*, 141:105696, 2023.
- [40] Phillip A Regalia. An improved lattice-based adaptive iir notch filter. *IEEE transactions on signal processing*, 39(9):2124–2128, 1991.
- [41] Phillip A Regalia, Sanjit K Mitra, and PP Vaidyanathan. The digital all-pass filter: A versatile signal processing building block. *Proceedings of the IEEE*, 76(1):19–37, 1988.
- [42] Ljung Lennart. System identification: theory for the user. *PTR Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ*, 28:540, 1999.
- [43] Kim Mathiassen, Jørgen Enger Fjellin, Kyrre Glette, Per Kristian Hol, and Ole Jakob Elle. An ultrasound robotic system using the commercial robot ur5. *Frontiers in Robotics and AI*, 3:1, 2016.
- [44] Edward D Brandner, Andrew Wu, Hungcheng Chen, Dwight Heron, Shalom Kalnicki, Krishna Komanduri, Kristina Gerszten, Steve Burton, Irfan Ahmed, and Zhenyu Shou. Abdominal organ motion measured using 4d ct. *International Journal of Radiation Oncology* Biology* Physics*, 65(2):554–560, 2006.



附錄 A — 系統技術規格

A.1 Meca500 R3 六維機器手臂

A.2 ATI-Mini40-E 六軸力/力矩感測器

A.3 L12-P 線性制動器



Payload	0.5 [kg]
Repeatability	0.005 [mm]
Reach (at wrist center)	260 [mm]
Total weight	4.5 [kg]
Range of joint 1~6	Joint 1: $-175^\circ \sim 175^\circ$ Joint 2: $-70^\circ \sim 90^\circ$ Joint 3: $-135^\circ \sim 70^\circ$ Joint 4: $-170^\circ \sim 170^\circ$ Joint 5: $-115^\circ \sim 115^\circ$ Joint 6: ± 110 revolutions
Speed of joints 1~6	$\{150, 150, 180, 300, 300, 500\} [\text{°}/\text{s}]$
Brakes	On joint 1, 2 and 3
Robot mounting	Any orientation
Safety module	Category 3, PL d
Power supply	90-240 VAC, 50-60 Hz (in)/24 VDC (out)
Communication	Ethernet TCP Socket, EtherCAT
Controller	Embedded in robot base
Protection rating	IP 40

Table A.1: Meca500 R3 六軸機器手臂系統技術規格表



Weight	0.0499 [kg]
Diameter	40 [mm]
Height	14 [mm]
Single-Axis overload	$F_x, F_y = \pm 810$ [N] $F_z = \pm 2400$ [N] $\tau_x, \tau_y = \pm 19$ [Nm] $\tau_z = \pm 20$ [Nm]
Stiffness (Calculated)	X-axis & Y-axis force (K_x, K_y) $= 1.1 \times 10^7$ [N/m] Z-axis force (K_z) $= 2.0 \times 10^7$ [N/m] X-axis & Y-axis torque (K_{tx}, K_{ty}) $= 2.8 \times 10^3$ [Nm/rad] Z-axis torque (K_{tz}) $= 4.0 \times 10^3$ [Nm/rad]
Resonant Frequency	$F_x, F_y, T_z = 3200$ [Hz] $F_z, T_x, T_y = 4900$ [Hz]
Sensing Ranges	$F_x, F_y = 20$ [N] $F_z = 60$ [N] $\tau_x, \tau_y = 1$ [Nm] $\tau_z = 1$ [Nm]
Resolution	$F_x, F_y = 1/200$ [N] $F_z = 1/100$ [N] $\tau_x, \tau_y = 1/8000$ [Nm] $\tau_z = 1/8000$ [Nm]

Table A.2: Mini40-E 六軸力感測器系統技術規格表



Gearing Option	100:1
Peak Power Point	31 [N] @ 7 [mm/sec]
Peak Efficiency Point	17 [N] @ [10 mm/sec]
Max Speed (no load)	13 [mm/sec]
Max Force (lifted)	42 [N]
Back Drive Force (static)	22 [N]
Stroke Option	50 [mm]
Mass	40 [g]
Repeatability	± 0.3 [mm]
Max Side Load (extended)	30 [N]
Closed Length (hole to hole)	102 [mm]

Table A.3: L12-P 線性制動器系統技術規格表