

國立成功大學
機械工程研究所
碩士論文

馬達內藏式高速主軸銑削加工
之系統動態分析

Dynamic Analysis of Milling System with High Speed
Bulit-In-Motor Spindle

研究生：許木清
指導教授：王俊志

中華民國九十二年七月

國立成功大學

碩士論文

馬達內藏式高速主軸銑削加工
之系統動態分析

研究生：許木清

本論文業經審查及口試合格特此證明
論文考試委員

碩俊 蔡清元 李明禮

指導教授：碩俊

系(所)主管：李偉賢

中華民國 九十二年 七月 二十一日

摘要

本文主要在分析馬達內藏式高速主軸銑削加工之系統動態特性，藉由變頻器電壓、切削負載等資訊來探討主軸之輸出扭力、馬達之運動狀態及電流特性的影響。文中可分成模式建立、參數識別及實驗驗證與預測三部份。

首先將系統區分為兩個子結構，一為感應馬達之電機與轉子、刀具之機械子結構，另一為銑削製程之機械子結構。藉由感應馬達等效電路與端銑刀的銑削力模式，建立馬達內藏式主軸之機電整合模式架構。進而對系統參數進行識別，以變頻器之電壓、電流及馬達轉子速度之信號搭配最小平方法來估測系統最佳參數。最後並以數值模擬與實驗來驗證模式的正確性。

關鍵字：高速主軸，銑削製程

Abstract

This thesis investigates the dynamic electrical-mechanical characteristics of the integrated high speed spindle with a built-in motor and the milling process. The system model consists of two subsystems; the first is the electro-mechanical system modeling the electrical circuit for the three-phase induction motor and the mechanical system for the motor rotor, spindle, the cutting tool and tool holder, as well as the system damping effect. The second subsystem is the milling process model composed of various cutting parameters including the tool geometry, depths of cut and cutting configuration. Various experiments are designed and carried out to identify all the system electrical and mechanical parameters. The identified system is verified through both numerical simulation and cutting experiments. It is shown that, based on the measured line voltages, currents, and spindle speeds, the dynamic cutting torque can be estimated without the force measurements by the dynamometer. The result of this research has provided a new approach to the online monitoring of the dynamic milling process.

Keyword : high speed spindle, milling process

誌謝

本文承蒙恩師 王俊志博士的殷切指導，並逐字斧正，始臻於成。在學期間，在求學方法及待人處事之道，深受恩師之陶冶與啟發，在此致上最誠摯之敬意與謝忱。

衷心感謝口試委員 蔡教授明祺、蔡教授清元於觀念及文字上的指正，使本文更加充實完整，在此致上最深忱之謝意。此外，感謝嘉敏、志雄、忠賢、博雄、煌權、朝鈺學長及同學俊文、凱晉，學弟浩寧、啟宗、祐任，在課業上的砥礪以及生活上的關照，使得本文得以順利完成，在此致上萬分謝意。

最後更要感謝父母多年來的養育與栽培，以及家人的支持、鼓勵及諒解，僅以此文表達我衷心的感激。

總目錄

中文摘要.....	
英文摘要.....	
誌謝.....	
總目錄.....	
圖目錄.....	
表目錄.....	
符號說明.....	
第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機與目的.....	1
1.2 文獻回顧.....	2
1.2.1 關於加工系統監控.....	2
1.2.2 關於加工系統模式.....	4
1.3 研究範疇及論文架構.....	5
第二章 馬達內藏式主軸及銑削製程之系統架構.....	6
2.1 前言.....	6
2.2 感應電動機基本工作原理.....	6
2.2.1 感應電動機等效電路.....	7
2.2.2 感應電機功率消耗及所提供的轉矩.....	8

2.2.3 變頻器基本工作原理.....	11
2.2.4 感應馬達轉子、刀具之機械結構.....	15
2.3 銑削加工製程之解析模式.....	16
2.3.1 切削扭矩與功率.....	16
2.3.2 側邊局部力之積分.....	19
2.3.3 屑寬密度函數.....	19
2.3.4 刀刃序列函數.....	20
2.3.5 切線方向總銑削力.....	21
2.3.6 驗證方法.....	22
2.4 整體系統方塊流程圖.....	22
第三章 馬達機電參數量測實驗及結果.....	24
3.1 前言.....	24
3.2 感應馬達參數量測.....	24
3.2.1 直流測試.....	25
3.2.2 單相交流測試.....	26
3.2.3 無載測試.....	28
3.3 機械參數量測.....	31
3.4 最小平方法之系統識別.....	32
3.5 實驗流程及結果.....	36

3.5.1 直流試驗結果.....	36
3.5.2 單相交流試驗流試驗.....	36
3.5.3 無載試驗實驗結果.....	38
3.5.4 機械參數量測結果.....	40
第四章 數值模擬與切削加工實驗.....	47
4.1 前言.....	47
4.2 實驗設備.....	47
4.3 端銑刀切削實驗.....	49
4.4 實驗刀具及加工材料.....	51
4.5 切削加工實驗結果.....	54
第五章 結論與建議.....	62
5.1 結論.....	62
5.2 建議.....	63
附錄	
參考文獻.....	64
自述.....	67

圖目錄

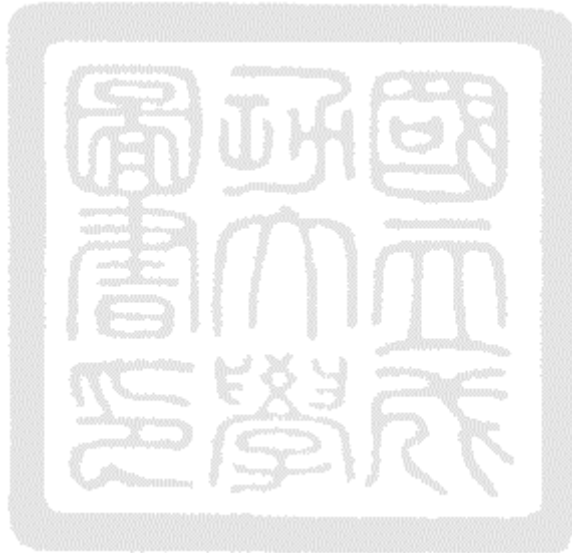
圖 2.1 感應馬達等效電路.....	7
圖 2.2 感應馬達二次側合併為一次側之等效電路圖.....	8
圖 2.3 感應電機功率消耗流程圖.....	8
圖 2.4 感應馬達電路參數簡化圖.....	9
圖 2.5 從變頻器至馬達端整體系統與電路示意圖.....	13
圖 2.6 電壓型正旋波脈寬調變圖.....	14
圖 2.7 轉子結構轉移函數.....	15
圖 2.8 工件切削示意圖.....	16
圖 2.9 端銑刀圓柱座標與軸向幾何.....	17
圖 2.10 端銑刀徑向幾何.....	18
圖 2.11 軸向切深與屑寬密度函數的關係.....	20
圖 2.12 刀具序列函數.....	21
圖 2.13 內藏式主軸切削之系統方塊圖.....	23
圖 3.1 感應馬達之 T 模型單相等效電路圖.....	25
圖 3.2 感應馬達直流測試量測等效電路圖.....	26
圖 3.3 直流試驗簡化電路圖.....	26
圖 3.4 馬達參數量測之堵轉測試等效電路.....	27

圖 3.5 感應馬達無載試驗簡化電路圖.....	28
圖 3.6(A)無載試驗線電流、相電流示意圖 (B)功因角示意圖.....	29
圖 3.7 三相馬達電壓電流向量圖.....	30
圖 3.8 轉動慣量與黏滯係數實驗自由體圖.....	32
圖 3.9 一階系統響應圖.....	32
圖 3.10 連續函數轉差分方程.....	34
圖 3.11 不同轉速下量測的轉子等效電阻.....	37
圖 3.12 不同轉速下量測定子漏電感.....	37
圖 3.13 不同轉速下量測電壓值.....	38
圖 3.14 不同轉速下量測電流值.....	39
圖 3.15 不同轉速下量測功因角.....	39
圖 3.16 不同轉速下量測定子電感.....	40
圖 3.17 光遮斷器作動原理.....	41
圖 3.18 參數識別程式流程圖.....	42
圖 3.19 實驗一曲線密合圖.....	43
圖 3.20 實驗二曲線密合圖.....	43
圖 3.21 實驗三曲線密合圖.....	44
圖 3.22 實驗四曲線密合圖.....	44
圖 3.23 實驗五曲線密合圖.....	45

圖 3.24 從功率轉換出黏滯係數.....	46
圖 4.1 實驗儀器配置圖.....	48
圖 4.2 程式模擬流程圖.....	49
圖 4.3 實驗驗證流程圖.....	51
圖 4.4 端銑刀實驗刀具.....	52
圖 4.5 高速主軸設備及切削裝置.....	52
圖 4.6 銑削力模式驗證圖(槽銑、7200rpm、 $d_a=2\text{mm}$ 、 $t_x=0.05\text{mm}$).....	53
圖 4.7 銑削力模式驗證圖(槽銑、9000rpm、 $d_a=3\text{mm}$ 、 $t_x=0.05\text{mm}$).....	54
圖 4.8 銑削條件 150Hz、 $d_a=3.5\text{mm}$ 、 $t_x=0.05\text{mm}$ 數值模擬圖.....	56
圖 4.9 轉速 150Hz、 $d_a=3.5\text{mm}$ 、槽銑條件下銑削力及電流圖.....	56
圖 4.10 轉速 150Hz 啟始電流模擬與實驗比較圖.....	57
圖 4.11 轉速 150Hz 啟動轉速模擬與實驗比較圖.....	57
圖 4.12 切削編號 4 切削時電流模擬與實驗值.....	58
圖 4.13 切削編號 4 (a)切削時轉速模擬與實驗值 (b)切削時電動機轉矩與 負載模擬圖.....	58
圖 4.14 銑削條件 150Hz、 $d_a=3.5\text{mm}$ 、 $t_x=0.05\text{mm}$ 銑削力切線方向模式驗 證及其與電流比較圖.....	59
圖 4.15 由切削轉速逆推銑削力.....	60

表目錄

表 3.1 不同負載下轉動慣量與黏滯係數變化情形.....	46
表 4.1 鋁材 2024-T4 切削條件實驗規劃表.....	51
表 4.2 感應馬達參數模擬條件.....	55



符號說明

α_0	角加速度
α	刀具螺旋角
β 、 R 、 h	切削點在銑刀圓柱座標系統的三個方向
β_a	切削高度為 d_a 時，刀具圓柱座標系統的 β 值
β_p	刀刃之間的角度差
B	黏滯係數
B_1 、 B_2	定子磁場、轉子磁場
C	工件偏置量
cwd	屑寬密度函數
D	刀具直徑
d_a	軸向切深
d_r	徑向切深
df_t 、 df_r	局部切向、徑向銑削力
θ	工件座標上之切削角度
LS	最小平方識別參數
VI	功因角
ϕ	刀具旋轉角
f	輸入電源頻率

F_t 、 F_r	切線方向、徑向方向切削力
F_x 、 F_y	x 方向、y 方向銑削力
\vec{F}	切削總力
$F(N)$	最小平方法輸入輸出轉換矩陣
h	切削點的軸向高度
I_s	定子電流
I_r	轉子電流
J	轉動慣量
$J(\theta)$	誤差平方和函數
k_t	剪切力比切削常數
k_T	轉矩常數
L_{ls}	定子測漏電感
L_{lr}	轉子測漏電感
L_m	互感、磁化電感
m	負載質量
N	刀具刃數
n_s	感應馬達同步轉速
n_r	感應馬達轉子速率
P_{in}	輸入功率

P_{scl}	定子銅損功率
P_{il}	定子鐵損功率
P_{ag}	氣隙功率
P_{rcl}	轉子銅損功率
P_{wfl}	摩擦消耗功率
P_{out}	輸出功率
P	剪切力之基本切削函數
p	感應馬達極數
r	相關係數
R	刀具半徑
R_r	等效轉子電阻
R_s	定子電阻
S_p	轉差率
\bar{t}_c	平均切削厚度
t_x	每刃進給
tS	刀具序列函數
T_e	電磁力提供轉矩
T_{em}	最大電磁轉矩、脫出轉矩
T_L	負載、干擾轉矩

	機械時間常數
$w(\theta)$	切削窗函數
V_m	氣隙感應電壓
x, y	工件上卡氏座標系統的二個方向
Z_1	定子電抗
Z_2	磁化電抗
Z_3	轉子電抗
Z_4	磁化電抗與轉子電抗並聯
Z_{total}	單向交流試驗量測電抗
Z_{NL}	無載試驗量測的電抗

第一章 緒論

1.1 研究動機與目的

隨著 CNC 機械與切削加工機的普及，工業不斷升級，搭配電腦蓬勃發展，為了節省生產成本，減少人力資源，於是增加許多製程上的監測設備，線上即時監測加工品質良窳，因此為了達到準確的估測，常常需要藉由不同感測器對一些加工物理量的擷取，並配合加工參數的設定與信號處理的技術等，來研判加工狀態。

雖然如此，在使用感測設備時卻有一個不易克服的缺點，以致於感測元件無法成為工業用加工機之標準配件。此一缺點即是感測器與刀具或工件於空間上之干涉問題，但由於工具機之控制器不位於加工空間內，因此直接由控制器端擷取電壓、電流之感測信號，間接研判加工的相關物理量，將是一個十分理想的監測方法。

馬達在日常生活中應用不勝枚舉，在工業界更是佔有一席之地，幾乎是生產界動力來源，帶動機械負載。在銑削加工上，若能對主軸輸出電流或其運動狀態來判認刀具磨耗、加工精度及軸承磨損或潤滑不足甚至辨別出切削工件組織晶粒不同等，必能對加工品質有所裨益。然而交流馬達是非線性、耦合時變系統，在分析上頗為複雜，因此要徹底了解高速主軸之銑削動態特性，不僅需對感應馬達有所了解，還需結合一套精準的銑削模式來建構整體切削系統流程，以期能掌握加工特性。

1.2 文獻回顧

本文相關的文獻回顧可分為兩部分，一為加工系統監控，二為加工系統模式。

1.2.1 關於加工系統監控

近年來高速銑削盛行，不論模具鋼加工或航太葉片加工，趨勢都呈現高速、精密，而高速切削正符合以上特性，且高速主軸加工具有傳統切削方式所沒有的優點，如高切削率、高進給率、低切削力、良好之加工表面、低切削熱等，若能搭配各式夾、治具及定位台，可加工出複雜的曲面；加工完成後的工件有較佳的加工幾何精度、表面粗度，以及減少加工時間，若能掌握加工過程各種變化因素，必能提高其附加價值，因此許多線上監測相關研究也因此因應而生。其研究主題包含線上檢測刀具磨耗、刀刃崩裂、切削顫振以及切削負載[1-3]及切削幾何之適應性控制[4,5]。

工具機之控制器主要提供工具機之進給馬達及主軸馬達之驅動電壓或電流，目前已有許多文獻提出以此電氣信號進行工具機的監測及控制之相關研究。Matsushima 等人[6]利用主軸馬達之電流偵測銑削製程之加工轉矩，但其實驗結果此偵測系統的頻寬約為 5Hz。Stein 等人[7]也針對車床進給、主軸馬達之電流與切削轉矩之間的關係進行測式，車

床進給馬達電流迴路系統之頻寬為 80Hz，而主軸馬達電流迴路系統之頻寬僅有 2Hz 左右。由於早期之主軸馬達包含傳輸機構及變速齒輪等，增加了轉動的慣量，而大大降低了馬達的頻寬及響應速度，因此早期多以頻寬較高之進給馬達的電流信號進行加工製程之監測。然而近年來高速主軸的製造技術日趨成熟，為提高主軸之響應速度，高速主軸多為低轉動慣量之結構，且去除皮帶、變速箱等傳輸機構，而採用直接驅動之內藏式主軸之設計，而使得以主軸馬達的電流信號進行加工製程之監測的能力大為提昇。

Tsai 等人透過控制架構發展出直流馬達負載估測器[8,9]，對馬達負載扭力進行預測，預估負載變動情形。

Tarng 等人利用感應馬達之電流偵測鑽頭[10]與銑刀[11]的破損情形。其文中求得馬達轉矩與轉子電流的平方成正比，利用這個簡單的代數關係式可由電流的信號大小預測馬達轉矩。由於刀刃破損後刀具各切刃之切削量不平均，切削轉矩呈不規則變化的趨勢，此變動信號將反應在馬達電流量上，因此可透過觀測主軸電流之變化情形預測刀具之損壞狀況。[12,13]將主軸馬達所量到電流經由整流及濾波處理，得到電流平方函數的低頻信號，並以信號為監測指標，觀測此信號是否有異常增大之情形，藉此偵測鑽頭、銑刀是否破損。由於刀具偏擺(runout)與刀具破損都將導致各切刃之切削量不平均，其切削力變化的趨勢十分相似，

Kim 及 Chu [14]引進 tool fracture index (TFI)來區分此兩種切削異常狀況，並將此項判斷法則應用在銑削製程上，他們以銑床之主軸電流為觀測信號，根據 TFI 之判斷法則偵測銑刀的破損情形。King[15]等人用相同的原理，從功率監測來判別鑽孔模耗的情形，利用功率變化掌握加工製程。

1.2.2 關於加工系統模式

Martelloti[16] 對銑削過程做過運動幾何分析，建立銑刀運動路徑表示式，如 1.1 式，說明銑削時路徑為餘擺線(trochoidal)。

$$t_c(\theta) = R + t_x \sin \theta - (R^2 - t_x^2 \cos^2 \theta)^{0.5} \quad (1.1)$$

t_x 為每刃進給量， R 為刀具半徑

Koenigsberger 及 Sabberwal[17]曾提出一個切向力的經驗模式(1.2)，說明隨著轉速、進給、螺旋角、刀具直徑、刀刃數目、軸向及徑向切深之不同，成週期性的變化。

$$f_t = c_t (\bar{t}_c)^p t_x \sin \theta = k_t t_x \sin \theta, \quad k_t = c_t (\bar{t}_c)^p \quad (1.2)$$

\bar{t}_c 為平均切削厚度， k_t 為切向切削壓力常數

Wang 及 Zheng [18]結合了動力學、控制系統以及信號分析的觀念，以捲積的方法來求得解析的總銑削力，如此一來可以很容易對銑削力進行頻譜分析，對於求得銑削力常數及預測銑削力都相當簡易。

1.3 研究範疇及論文架構

本文以感應電動機等效電路結合銑削力解析模式為基礎，將高速主軸銑削過程利用控制系統方塊圖做一概略的介紹，並進行電氣參數與機械參數的量測工作，搭配系統識別最小平方法來推求模式中各個參數，最後藉由實驗的結果來探討模式的準確度與正確性。

本論文共分五章，內容如下

第一章 緒論

相關文獻的回顧及研究動機和目的。

第二章 馬達內藏式主軸及銑削製程之系統架構

感應馬達等效電路原理與端銑刀切線方向銑削力模式。

第三章 感應馬達參數量測實驗及其結果

主軸電氣參數及機械參數的識別方法及其結果。

第四章 數值模擬與銑削加工實驗

將實際切削情形以電腦程式進行模擬，並根據實驗來探討參數的正確性。

第五章 結論與建議

針對以上研究之結果做出結論，並對未來發展方向提出建議。

第二章 馬達內藏式主軸及銑削製程之系統架構

2.1 前言

本章主要在建立高速主軸銑削加工製程系統，藉由感應馬達電路方程式[19-22]並結合 Wang 及 Zheng 等人[18]的一套銑削加工解析式，探討加工製程中系統電流、力量以及轉速彼此間的關係。

2.2 感應電動機基本工作原理

三相感應馬達最主要包含兩個部分：一為定子，另一個則為轉子部分。感應電動機磁場是由三相平衡電源加在三相平衡繞組而產生，轉子繞組與定子繞組磁場因相對運動變化而產生感應電動勢，若轉子接線短路，將有電流產生，轉子的感應電動勢與電流的頻率由其相對運動而決定。當轉子靜止時，其頻率與外加旋轉磁場相同；當轉子以同步速率旋轉則相對靜止，沒有感應電動勢產生，沒有電流通過，因此電動機亦無提供轉矩。所以除了同步外，轉子速率與同步速率之間均有相對速度。

當外加電源頻率 f ，感應馬達每相 p 極，則同步速率為

$$n_s = \frac{60f}{p/2} = \frac{120f}{p} \text{ r.p.m} \quad (2.1)$$

若轉子穩定速率為 n_r ，相對於同步速率為 n_{sr} 。則可定義轉差率

$$s_p = \frac{n_s - n_r}{n_s} = \frac{n_{sr}}{n_s} \quad (2.2)$$

因此，轉子以 ω_r 帶著角頻率 ω_{sr} 於旋轉磁場中旋轉。於固定空間座標視之，

即 $\omega_r + \omega_{sr} = \omega_s$ 。

2.2.1 感應電動機等效電路

感應電機可以看成一個旋轉的變壓器，其穩態特性可以從等效電路來加以分析。

圖 2.1 所示為平衡三相電機等效電路模型，以一相表示其特性。

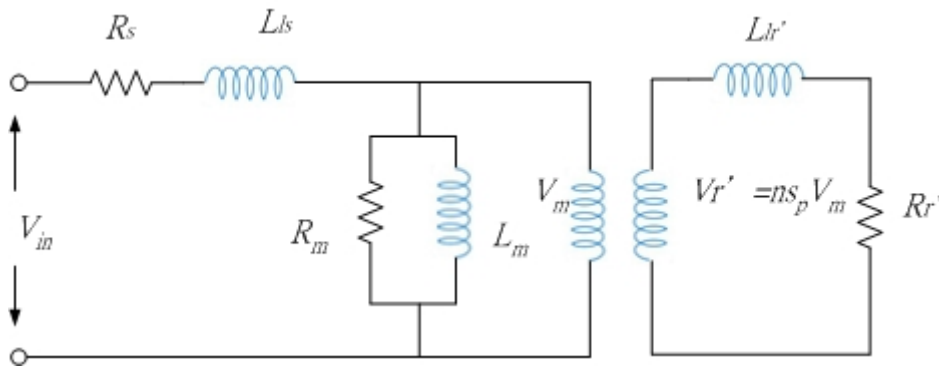


圖 2.1 感應機等效電路

V_m 是定子切割氣隙旋轉磁場的感應電壓，轉子感應電壓大小和轉差成正比，且和匝數比成正比，假使定子與轉子有效圈數比為 n ，則轉子感應電壓為 $V_r = n s_p V_m$ 。一般轉子電路有繞線電阻 R_r 以及漏電感 L_{lr} ，轉子電路頻率 $s\omega_s$ ，將二次側電路轉換為一次側，電流 I_r' 乘上 n 倍轉換至定子側，且將轉子頻率轉為電源頻率，轉子電流可以寫成：

$$I_r = n I_r' = \frac{n^2 s_p V_m}{R_r' + j s_p \omega_s L_{lr}'} = \frac{V_m}{\frac{R_r'}{n^2 s_p} + \frac{j \omega_s L_{lr}'}{n^2}} = \frac{V_m}{\frac{R_r}{s_p} + j \omega_s L_{lr}} \quad (2.3)$$

(2.3)式分別將轉子電阻及電感經圈數比轉換至一次側，且將轉子頻率轉

換成電源頻率，因此從 (2.3) 式可將等效電路簡化成圖 2.2 所示，整個感應機電流、轉速將可從此電路獲得完整的描述。

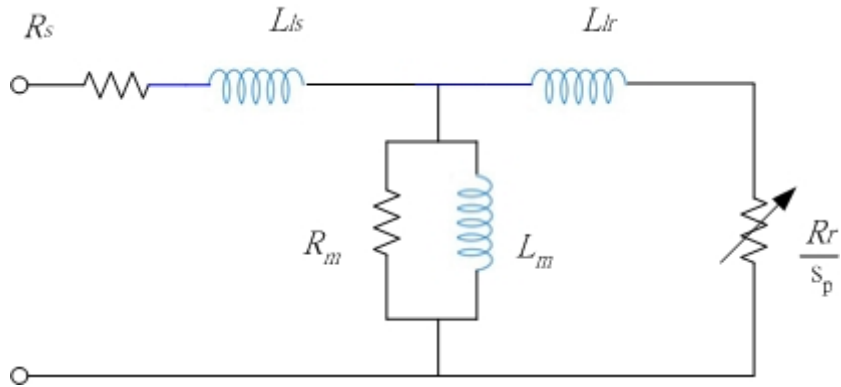


圖 2.2 感應馬達二次側合併為一次側之等效電路圖

2.2.2 感應電機功率消耗及所提供的轉矩

將等效電路加以分析，感應機功率消耗變化情形如圖 2.3

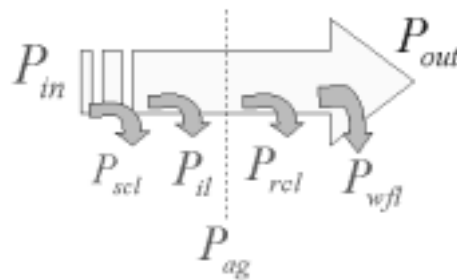


圖 2.3 感應電機功率消耗流程圖

從馬達輸入功率轉換至輸出扭力，中間必經過些許功率損失。

定子輸入功率 $P_{in} = 3V_{\phi}I_{\phi} \cos \theta_{V1}$ ，扣除定子銅損 $P_{scl} = 3I_1^2 R_s$ 與鐵損、渦電流損

失 $P_{il} = 3 \frac{V_m^2}{R_m}$ ，使得傳到氣隙功率等於 P_{ag} ，再轉換至轉子部分。轉子亦會消耗功率轉為熱能，稱為轉子銅損 $P_{rcl} = 3I_2^2 R_r$ ，最後才轉換成有效的機械功率 P_m 。由於實際上輸出時將會遭遇摩擦及風阻的功率損失 P_{wfl} ，故最後輸出功率 P_{out} 仍須將其扣除。

$$P_{out} = P_g - P_{rcl} = 3I_r^2 \left(\frac{1-s_p}{s_p} \right) R_r \quad (2.4)$$

機械功率在轉子端轉成電磁轉矩

$$T_e = \frac{P_{out}}{\omega_m} = \frac{P_{out}}{2\pi n_r / 60} = \frac{30(1-s)P_{ag}}{\pi(1-s)n_s} = \frac{30P_{ag}}{\pi n_s} \quad (2.5)$$

對於固定電壓、固定頻率的電源，只要求出氣隙功率，即可求出電磁轉矩，從等效電路中更可進一步從定子電流及轉差決定氣隙功率，於是對任意轉差皆可算出轉矩，因此只要將 I_r 求出即可求出轉矩 T_e ，但實際上在感應馬達很難直接量測出 I_r ，從等效電路上轉子電流可從定子電流中求出：

$$Z_4 = \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3}$$

$$i_2 = \frac{Z_4}{Z_3} i_1$$

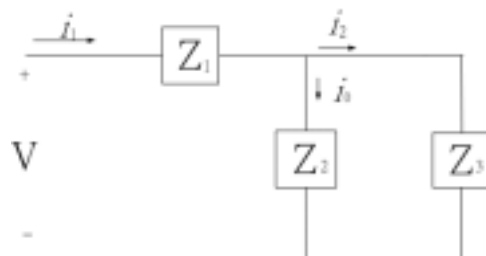


圖 2.4 感應馬達電路參數簡化圖

其中

$$Z_1 = R_s + j\omega L_{ls}$$

$$Z_2 = R_m + j\omega L_m$$

$$Z_3 = R_r/s_p + j\omega L_{lr}$$

只要知悉馬達各個參數，即可將馬達扭矩求出。

然而由於磁化電路分支的阻抗很大，為方便計算可將等效電路由 T 型化簡成 L 型所求得近似解(2.6)、(2.7)可逼近原解而不至於有過大的誤差。

$$I_r = \frac{V_s}{\sqrt{\left(R_s + \frac{R_r}{s_p}\right)^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}} \quad (2.6)$$

$$T_e = \frac{3pR_r}{2s_p\omega_e} \frac{V_s^2}{\left(R_s + \frac{R_r}{s_p}\right)^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} \quad (2.7)$$

一般感應機在不加任何控制下，正常運作的區間在同步轉速與脫出轉矩間，當轉速差有變化，如加入負載干擾，電動機所提供的電流勢必增大，連鎖反應帶動轉矩增大，利用此一特性可以進一步用來監測及掌握加工環節。

最大轉矩與啟動轉矩

將(2.7)式微分可以得到最大轉矩(脫出轉矩)

$$s_{pm} = \pm \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}} \quad (2.8)$$

(2.8)式取正值為電動機，負值則發生在發電機，將最大轉速差帶入(2.7)

式，得最大轉矩為

$$T_{em} = \frac{3p}{4\omega_e} \frac{V_s^2}{\sqrt{R_s^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} + R_s} \quad (2.9)$$

啟動轉矩為 $s_p=1$ ，帶入方程式(2.7)後即可求出啟動轉矩如下式所示

$$T_e = \frac{3pR_r}{2\omega_e} \frac{V_s^2}{(R_s + R_r)^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} \quad (2.10)$$

從另一個角度，電機的電磁轉矩是定子磁場 B_1 與轉子磁場 B_2 的交互作用力，

$$T_e = K_1 \vec{B}_1 \times \vec{B}_2 \quad (2.11)$$

忽略鐵損且將轉子電流以定子電流來表示

$$T_e = K_2 I_m I_s \quad (2.12)$$

K_1 、 K_2 為常數，和電動機幾何結構有關。將此式類比於直流馬達產生轉矩的方式， I_m 相當於磁場電流， I_s 相當於電樞電流，為感應馬達向量控制的基本理論[23]。

2.2.3 變頻器基本工作原理

感應電動機的變頻控制為電動機作可變速控制，狹義的變頻器定義為直流得交流的電力逆變換裝置。實驗中所使用的變頻器為電壓型、正弦波脈寬調變變頻器。

正旋波脈寬調變原理

一個標準的轉換式電源供應器利用脈波寬度調變 (Pulse Width Modulation) 來調整輸入功率的大小，以供應適當的負載所需，脈波寬度調變器控制切換開關 (通常利用 Power MOSFET 來達成) 將 DC 輸入電壓切成一串電壓脈波，隨後利用變壓器和快速二極體將其轉成平滑的 DC 電壓輸出，這個輸出電壓隨即與一個參考電壓 (這個電壓是電源供應器應該輸出的標準電壓值) 做比較，所產生的電壓差回授至 PWM 的控制器，利用這誤差電壓訊號來改變脈波寬度的大小，如果輸出電壓過高，脈波寬度會減小，進而減小電源供應，使得輸出電壓回復至正常輸出值。

在固定切換頻率下，控制開關的信號可由控制電壓 V_C 和連續性的鋸齒波 V_{st} 經由比較器而產生，控制電壓 V_C 為誤差放大器的輸出，其值可由參考電壓 V_{ref} 和實際輸出電壓 V_o 比較後的差值來控制。連續性鋸齒波電壓為一固定切換頻率之波形，在一般的脈衝寬度調變切換控制下，其切換頻率為 10KHz ~ 200KHz。當誤差放大器的控制電壓 V_C 大於連續性鋸齒波 V_{st} 時，控制開關訊號為高電位，使功率電晶體呈導通狀態。反之，當誤差放大器的控制電壓 V_C 小於連續性鋸齒波 V_{st} 時，控制開關訊號為低電位，使功率電晶體呈截止狀態，圖 2.5 為從變頻器至馬達端整體系統與電路示意圖，圖 2.6 為脈波寬度調變切換之實際輸出波形。

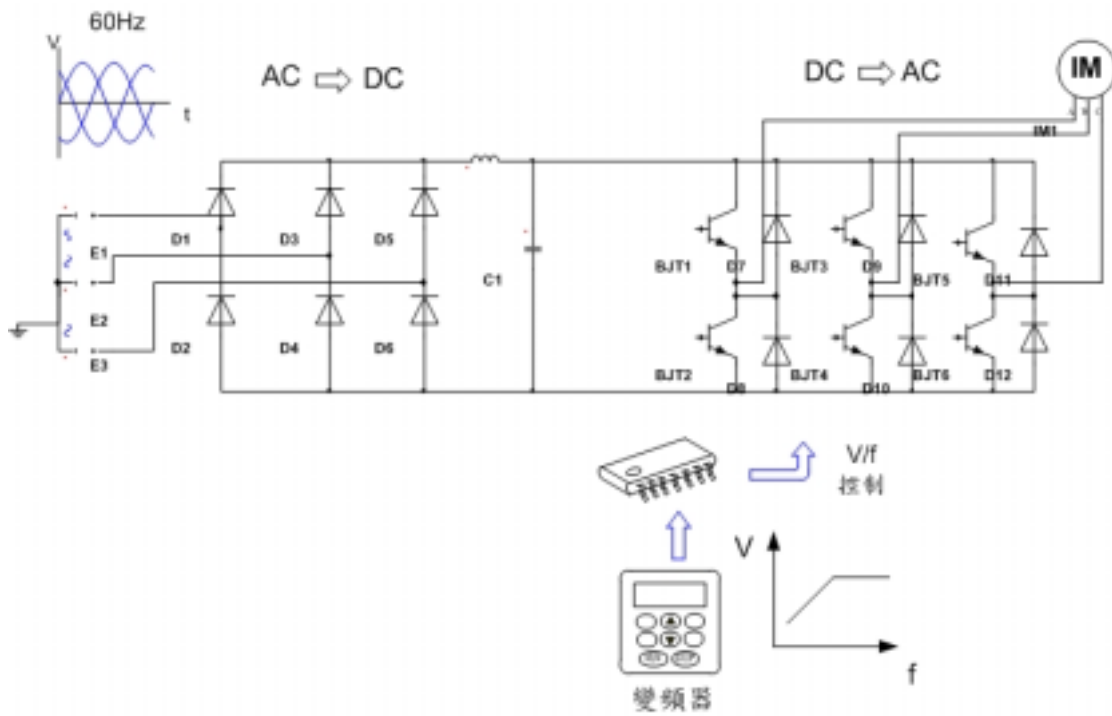


圖 2.5 從變頻器至馬達端整體系統與電路示意圖

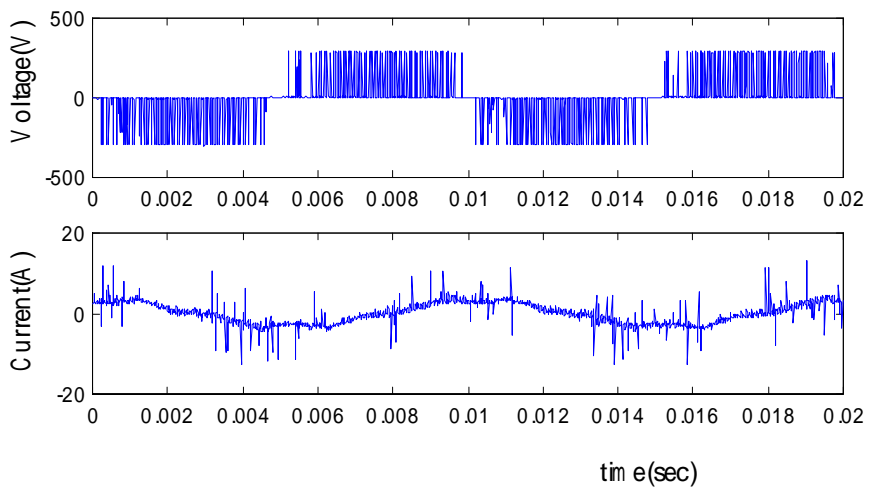


圖 2.6 電壓型正旋波脈寬調變圖

變頻器造成的缺失

1、場磁磁極感測器

場磁鐵的磁極感測器的輸出脈波，和馬達之感應電動勢的相位不一致時，扭力會成比例降低。

2、高轉速時的扭力降低

採用 PWM 信號動 AC 伺服控制控制器的功率轉換器，因 PWM 載波頻率等電環具有頻率特性。因而馬達高速時，因感應電動勢、電感之電抗壓降的影響，電流衰減，相位偏差，以致扭力減少。

3、轉速漣波

電流控制系統有偏置(Offset)或死帶時，會產生扭力脈動，造成轉動脈動。

2.2.4 感應馬達轉子、刀具之機械結構

電動機從電壓輸入到轉速輸出，主要經過兩個系統的響應，分別為電流及機械響應，由於電流迴路時間常數遠小於機械時間常數，故對轉速迴路而言，電流響應延遲時間可忽略不計。

綜合以上所述，馬達的電機機械方程式可以表示如下：

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B \omega \dots\dots\dots(2.13)$$

J ：包含馬達轉子與刀具等結構之轉動慣量

B ：黏滯係數

T_e ：主軸所輸出電磁轉矩

T_L ：切削負載，將於下節中有詳盡說明

圖 2.7 為感應馬達轉子及刀具轉移函數，輸入扭矩為(2.7)式，扣除負載後可得系統速度響應，經過積分求得刀具位置。

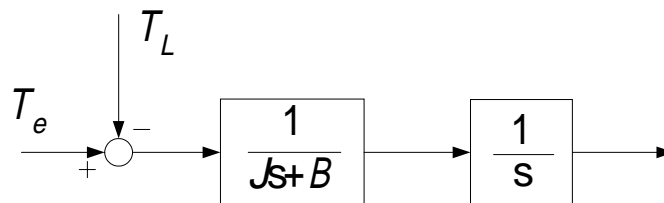


圖 2.7 轉子結構轉移函數

2.3 銑削製程扭力之解析模式

2.3.1 切削扭矩與功率

銑削加工時，刀具本身作旋轉運動，因此刀具上 β 角的原點座標會隨著刀具轉動而改變，如圖 2.8 所示。因此為了更完整地描述座標系統，在此加入刀具座標和工件座標的觀念。 β 屬於以刀具原點為基準的刀具座標系統， θ 屬於以工件為基準的絕對工件系統，兩者之間的關係如圖 2.9，其中 ϕ 為刀具上 β 原點在絕對座標 θ 上的座標值，而 $\theta = \beta - \phi$ 。

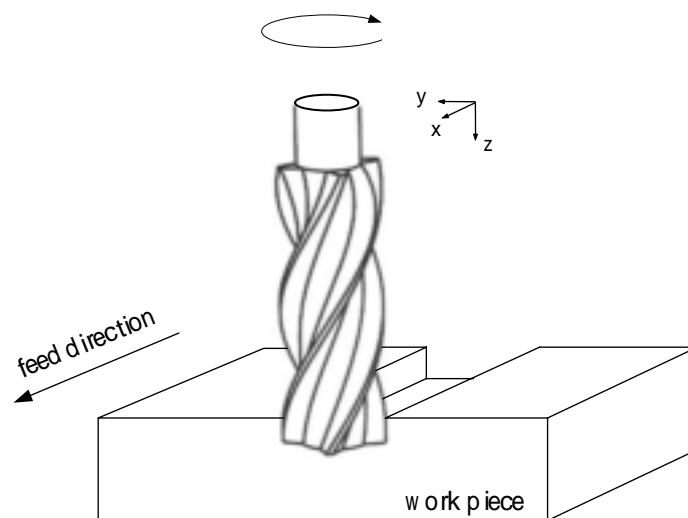


圖 2.8 工件切削示意圖

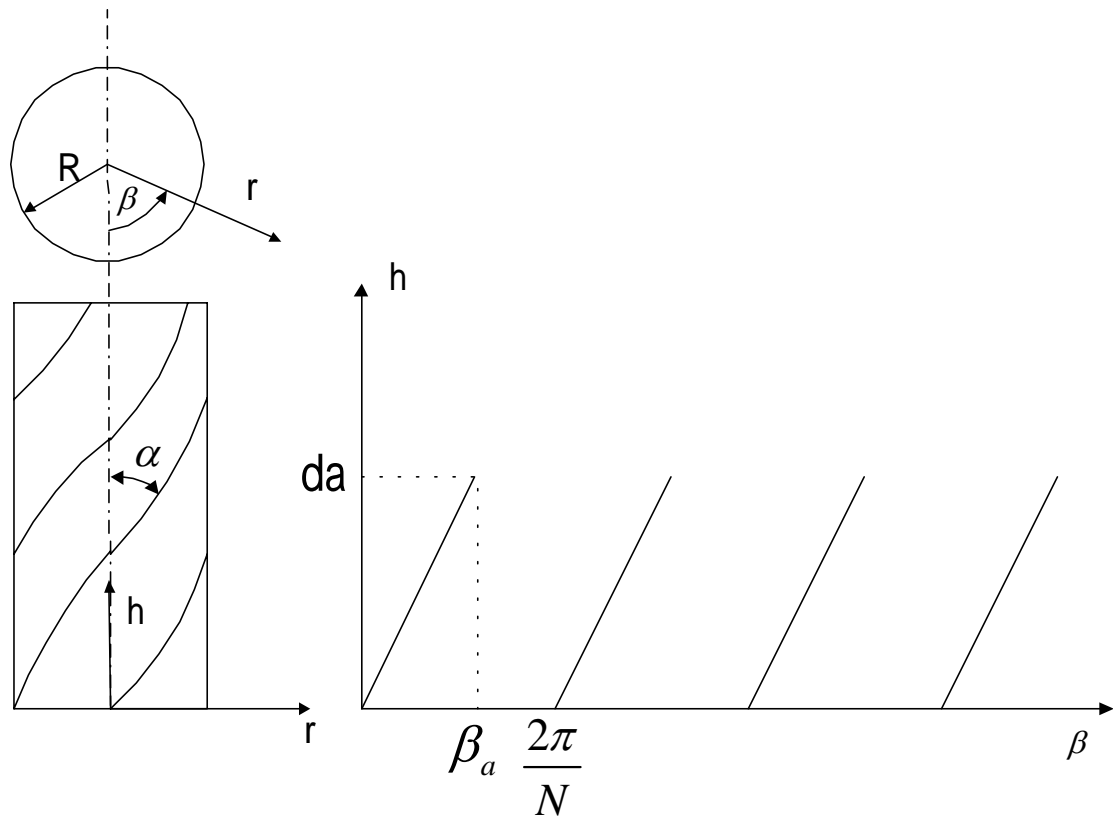


圖 2.9 端銑刀圓柱座標與軸向幾何

此外為了說明 X-Y-Z 三方向刀銑削力，我們也在工件座標上定義一個卡式座標系統，其原點座標位於刀具底部球形的尖端，X 軸的正方向為刀具進刀方向，Y 軸的正方向為 $\theta=$ 的方向，Z 軸的正方向為旋轉軸向下的方向。

Koenigsberger 及 Sabberwal[17]曾提出一個切向切削力的經驗模式 $df_t = k_t t_c dh$ ，其中 k_t 為切向比切削力常數、 t_c 是未變形切屑厚度， dh 單位切寬度。Martellotti[16]由銑削過程中的幾何分析的結果，建立了銑刀的刀刃運動軌跡的參數式，並證明刀刃的

銑削運動路徑為餘擺線(trochoidal)的一部份。在一般加工過程中，刀具半徑通常遠大於每刃進給，因此為了簡化分析的結果，其未變形的切屑厚度 t_c 表示為 $t_c = t_x \sin \theta$ ，式中 t_c 為未變形切屑厚度、 t_x 為每刃進給。

切削過程中銑刀之切刃僅在 θ 之特定角度範圍內 ($\theta_1 < \theta < \theta_2$) 產生切屑，在銑削的過程中，徑向切深 dr 與偏置量 C 影響始進角 θ_1 與終切角 θ_2 ，如圖 2.10 所示。

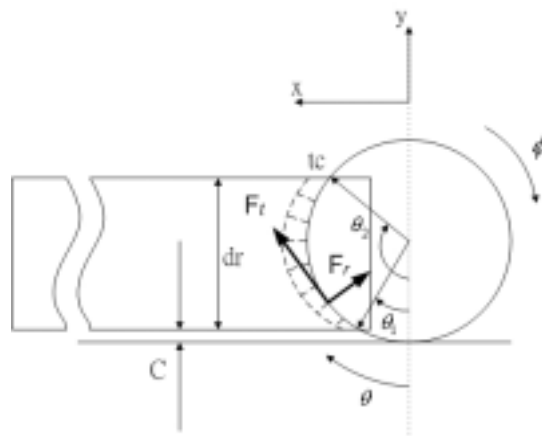


圖 2.10 端銑刀徑向幾何

其與 dr 及 C 的關係為：

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \cos^{-1}\left(\frac{R-C}{R}\right) \\ \theta_2 &= \cos^{-1}\left(1 - \frac{C+dr}{R}\right) \end{aligned} \quad (2.14)$$

當刀具切削工件時，採用槽銑的銑削方式時 $\theta_1=0$ ， $\theta_2=\pi$ 因此還需定義一切削窗函數 $w(\theta)$ ，當 θ 於範圍內時，切削窗才有值。

$$w(\theta) = \begin{cases} 1 & \text{when } \theta_1 < \theta < \theta_2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.15)$$

整理上述關係式，將切削力改寫成

$$f_t = k_t t_x \sin \theta \cdot w(\theta) dh \quad (2.16)$$

2.3.2 側邊局部力之積分

總銑削力為局部切削力所積分的結果，在此引入捲積的定義，將積分式表示為捲積的形式，在此先介紹兩個在總銑削力積分時所用到的函數，分別為屑寬密度函數與刀具序列函數。

2.3.3 屑寬密度函數

$cwd(\beta)$ 稱為屑寬密度函數，是指當銑刀旋轉一個單角度時，一刀刃所產生的切屑寬度，當在對局部切削力做積分時，就必須考慮這一項，其函數定義如下：

$$cwd(\beta) = \frac{dh}{d\beta} \quad (2.17)$$

圖 2.11(A) 顯示任一刀刃 $h(\beta)$ 的關係，而圖 2.11(B) 為屑寬密度函數的圖形，可以表示如下：

$$c wd(\beta) = \begin{cases} \frac{R}{\tan \alpha} & , 0 \leq \beta \leq \beta_a \\ 0 & , otherwise \end{cases} \quad (2.18)$$

(2.18)式可視為一矩形脈衝函數，這個長方形的面積等於軸向切深 da ，當螺旋角為零時，便退化成一個面積為 da 的脈衝函數。

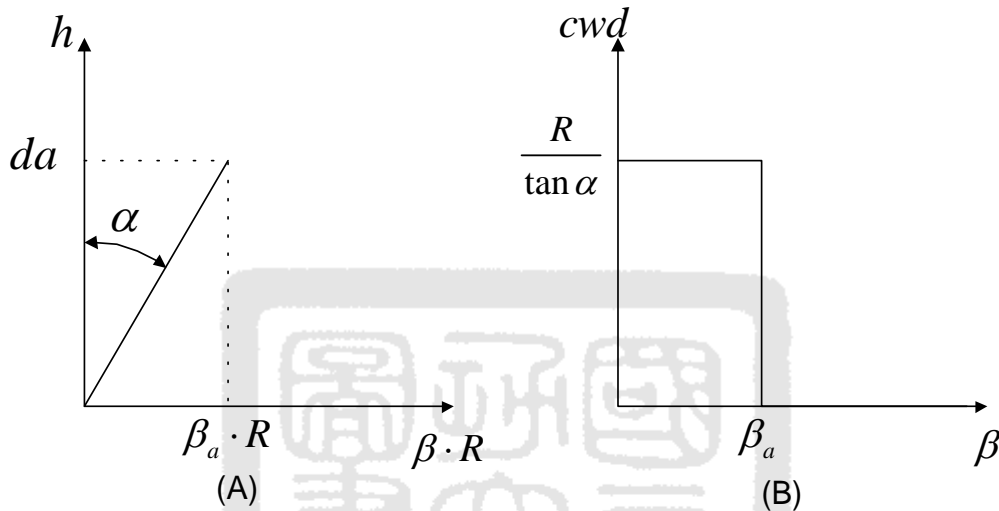


圖 2.11 軸向切深與屑寬密度函數的關係

2.3.4 刀刃序列函數

在銑削的過程當中，將銑刀的刀刃展開來，代表刀刃與工件材料接觸的順序，稱為刀刃序列函數，可以表示成下式：

$$ts(\phi) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\phi - (k-1)\beta_p) \quad (2.18)$$

其中， β_p 為相鄰兩齒間的角度，而式(2.19)可用圖 2.12 表示，第 k 刃對銑削過程的作用，會在 $\phi = (k-1)\beta_p$ 處顯現出來。

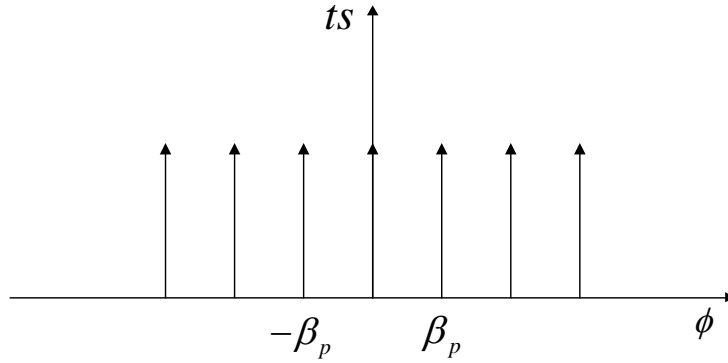


圖 2.12 刀具序列函數

2.3.5 切線方向總銑削力

(2.16)式為單位切屑寬度之局部銑削力，若要預估某切刃產生的銑削力，僅需將局部銑削力函數隨著切削高度做積分，積分範圍由刀具底端 $h=0$ 位置一直到 $h=d_a$ 為止， d_a 為切削深度，單刃銑削力模式可表示為

$$\begin{aligned} f_{t1}(\phi) &= \int_0^{d_a} df_t = \int_0^{d_a} k_t t_x \sin(\theta) w(\theta) dh = \int_0^{\beta_a} k_t t_x \sin(\theta) w(\theta) c w d(\beta) d\beta \\ &= \int_0^{\beta_a} k_t t_x \sin(\phi - \beta) w(\phi - \beta) c w d(\beta) d\beta = k_t t_x p(\phi) * c w d(\phi) \end{aligned}$$

其中 $\beta_a = d_a \tan \alpha / R$ 、 $P(\theta) = \sin \theta w(\theta)$ (2.20)

要從單刃銑削力模式擴展至多刃週期性銑削力，需將(2.20)式單刃銑削力再與刀刃序列函數 $ts(\phi)$ 捲積，讓刀具的旋轉角 ϕ 每隔 $2\pi/N$ 就複製一次單刃銑削力，所以切向銑削力模式為

$$F_t(\phi) = ts(\phi) * f_{t1}(\phi) = k_t t_x ts(\phi) * p(\phi) * c w d(\phi) \quad (2.21)$$

在端刀方面切削扭矩為刀具半徑 R 乘上切向力 F_t

$$T_L(\phi) = F_t(\phi) \cdot R \quad (2.22)$$

2.3.6 驗證方法

從動力計中，可以截取出工件座標力量 F_x 及 F_y ，經過圖 2.10 座標轉換置換成刀具座標力量 F_t 及 F_r ，即可求出切削扭力。由於實際上 F_r 並不做功，故只考慮切向力。

$$\begin{bmatrix} F_t \\ F_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ \sin \phi & -\cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

切削所消耗的功率為 $P_{cutting} = T_c \omega_m = F_t(\phi) v_m$

其中 v_m 為切線速度。

2.4 整體系統方塊流程圖

將前兩節加以整理，包含主軸所提供電磁力及切削負載切線扭力，可以進一步整理成如圖 2.13，以期能更明確了解複雜的切削系統。

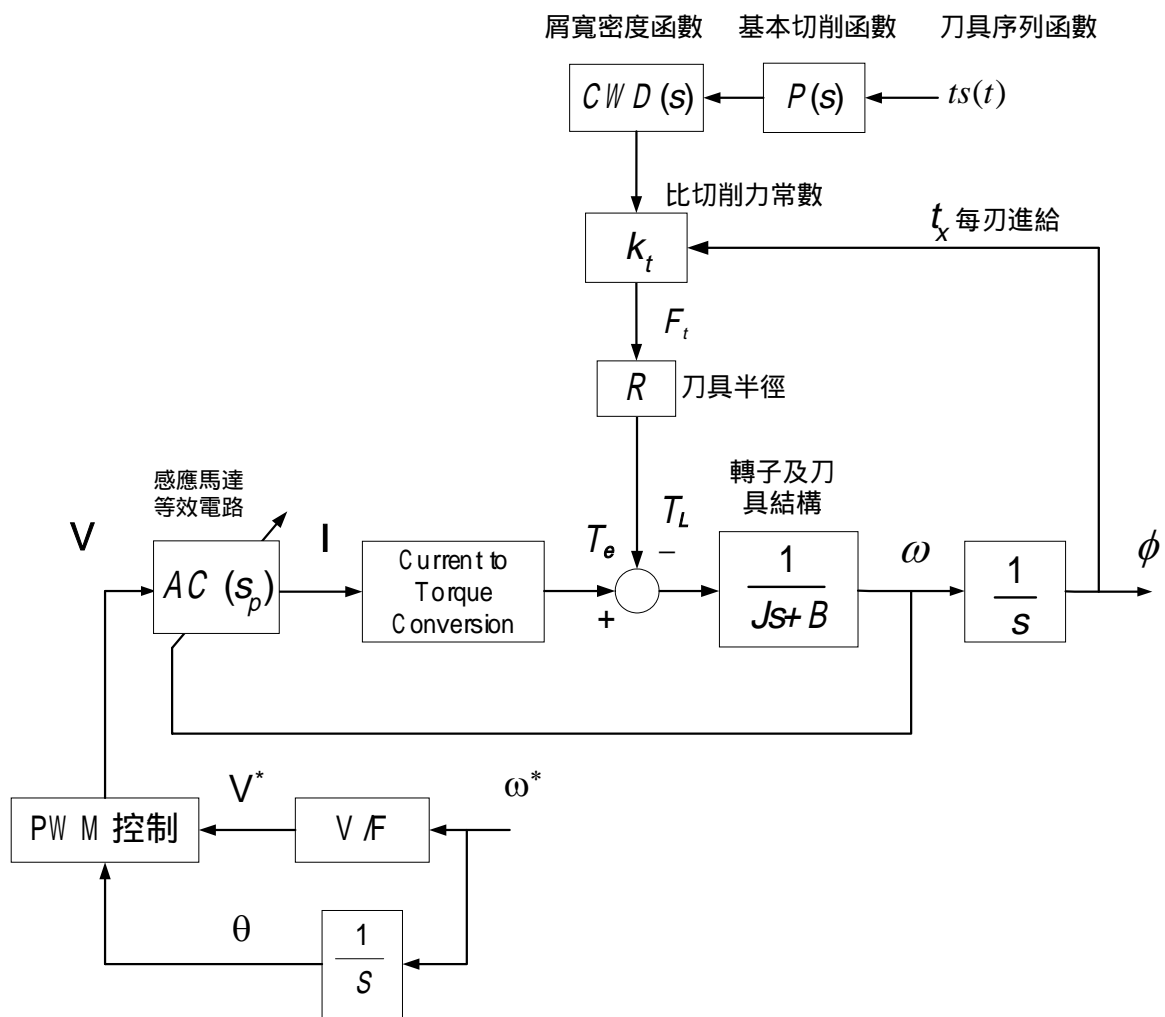


圖 2.13 馬達內藏式主軸切削之系統方塊圖

第三章 感應馬達機電參數量測實驗及結果

3.1 前言

在上一個章節中曾提出感應馬達一些相關參數，若要利用電腦來事先模擬實際感應馬達的作動情形，勢必要先了解其參數，才能進一步利用這些參數模擬出實際加工的結果。對於需使用系統參數的控制法則，如向量控制或無量測控制器等，精確的電氣參數更是必須，因其關係到所估測的磁通、滑差以及系統響應的穩定度。

本章主要包含兩個部分，第一個部分將介紹關於感應馬達參數量測的方法，包含定子與轉子電阻及電感的量測以及轉動慣量、黏滯係數的量測方法，第二個部分為測量結果。

3.2 感應馬達參數量測

一般傳統感應馬達參數量測方法可分為直流測試、堵轉測試及無載試驗三種[23,24]，由於堵轉試驗需要利用外力使電動機無法運轉，就使用上相當不便，因此以單向交流試驗取代堵轉試驗。藉由直流、無載及單相交流測試，擷取電壓、電流值以及其相位差，然後再利用電動機等效電路，分別計算出電動機的各项參數。

直流測試用於量測定子電阻，單相交流試驗用於量測定子電阻與轉子電阻之和及定子漏電感與轉子漏電感之和，而無載試驗則用於檢驗定

子電感，藉由以上三種方法可以計算出感應馬達等效電路中的電氣參數。

考慮感應馬達以三角形接法，且由於馬達內藏水冷裝置，溫度可以控制在一定值範圍內，因此不考慮溫昇影響，感應馬達參數量測原理如下所述。

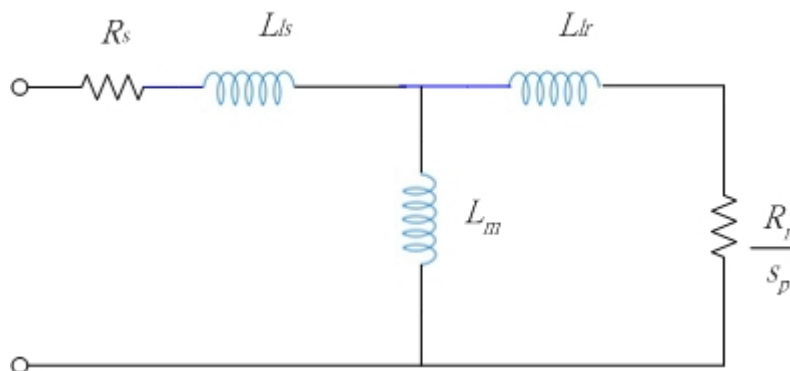


圖 3.1 感應馬達之 T 模型單相等效電路圖

3.2.1 直流測試(DC test)

直流試驗的接線圖如圖 3.2 所示，接上電源供應器提供一直流電壓至感應馬達定子側，量測輸入主軸電流。由於輸入為直流電，所以電感不會產生感應電壓，因此轉子內並無電流，根據外加電壓及量測得到的電流便可計算定子電阻。調整電阻大小，使通過定子繞組的電流等於馬達額定電流值，接上電流計及伏特計，可以測出馬達定子電阻。

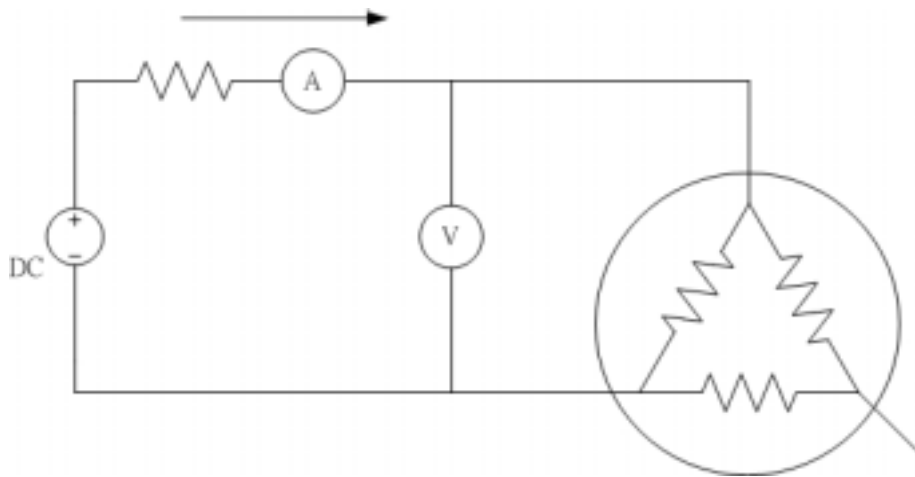


圖 3.2 感應馬達直流測試量測等效電路圖

從圖 3.2 得知，在三角形接法下，電流會流過兩相電阻，其等效電路如圖 3.3 所示。

由 (3.1) 式，計算出在常溫下單相定子電阻 R_s

$$R_s = \frac{3V_{ab}}{2I_a} \quad (3.1)$$

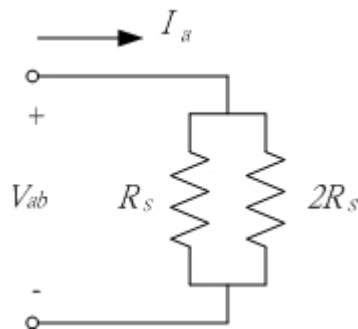


圖 3.3 直流試驗簡化電路圖

3.2.2 單相交流測試 (Single Phase AC Test)

由於感應馬達 3 相平衡，只輸入單相電壓，無法使感應馬達啟動運

轉，故其測試方法和堵轉方式雷同，因此以單向交流測試取代堵轉測試。

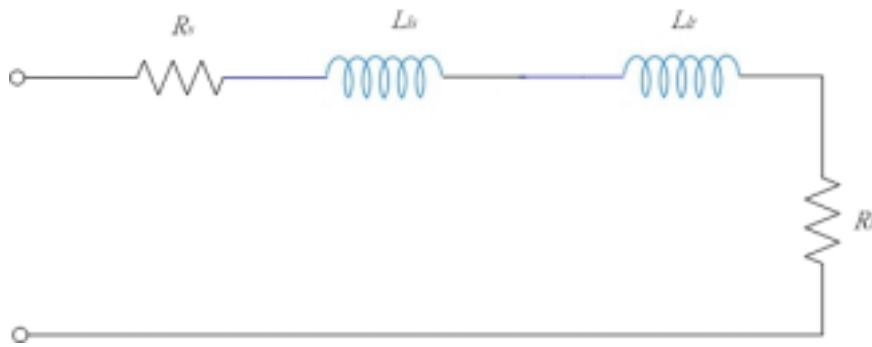


圖 3.4 馬達參數量測之堵轉測試等效電路

單相交流試驗主要在於量測定子與轉子電阻之和 (R_s+R_r) 以及定子與轉子漏電感之和 ($L_{ls}+L_{lr}$)，和變壓器短路測試類似。試驗方法是使用一電源供應器輸入交流電壓訊號，接著量測電流響應，紀錄電壓及電流波形，進一步從頻譜分析計算其大小與相位。接著改變供應器不同頻率進行測試。

由於轉子並無轉動，轉速差 $s_p=1$ ，由於轉子電阻及轉子漏電抗在此情形下均遠小於互感電抗，在並聯後 L_m 可忽略不計，堵轉試驗等效電路圖可將之簡化成如圖 3.4 所示。其接線方式亦和圖 3.2 相同，因此在計算分析上還需和其他兩相並聯。

$$\text{總組抗 } Z_{NL} = R_{NL} + j\omega L_{NL}$$

假設單相交流試驗組抗為 Z ， $Z \angle \theta_{v-i} = \frac{V \angle \theta_v}{I \angle \theta_i}$ 可求出功率因數角，再將實部

以及虛部分離

$$R = R_s + R_r = Z_{sp} \cos \theta$$

$$L = L_{ls} + L_{lr} = Z_{sp} \sin \theta \quad (3.2)$$

接著從並聯電路分離出單相交流試驗電阻、漏電感

$$\frac{1}{Z_{sp}} = \frac{1}{R + j\omega L} + \frac{1}{2(R + j\omega L)}$$

$$Z = \frac{3}{2} Z_{sp} \quad (3.3)$$

其中 Z_{sp} 為量測單相交流總組抗。

假設定子與轉子漏電感相同 ($L_{ls} = L_{lr}$)，從直流試驗求出 R_s ，則由式(3.3)

可估算出 R_r 、 L_{ls} 及 L_{lr} 。

3.2.3 無載測試 (No-Load Test)

馬達於無載時，轉速差趨近於零，二次側阻抗極大，流至轉子電流非常小，因此將電路簡化為圖 3.5 所示。

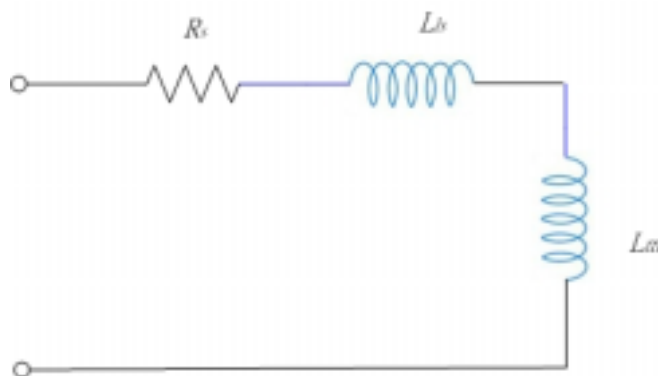


圖 3.5 感應馬達無載試驗簡化電路圖

無載試驗主要量測馬達定子電感 (L_s)，利用變頻器供應三相旋波電壓，從電壓探棒與電流計量測其波形，實際接線圖如 3.6(A)所示。由於電流計只能量測出線電流，因此還需透過圖 3.7 轉換至相對應的相電流。假設定子電感和轉子電感相同 $L_s=L_r$ 由(3.4)式可求出

$$L_m = L_s - L_{ls} \quad (3.4)$$

在 接法、三相平衡馬達中，由克希荷夫電流定律得知 $I_\phi = \frac{I_L}{\sqrt{3}}$ ，且 $V_\phi = V_L$ ，總消耗功率為 $P_{in} = 3V_\phi I_\phi \cos \theta_{vi} = \sqrt{3}V_L I_L \cos \theta_{vi}$ 。

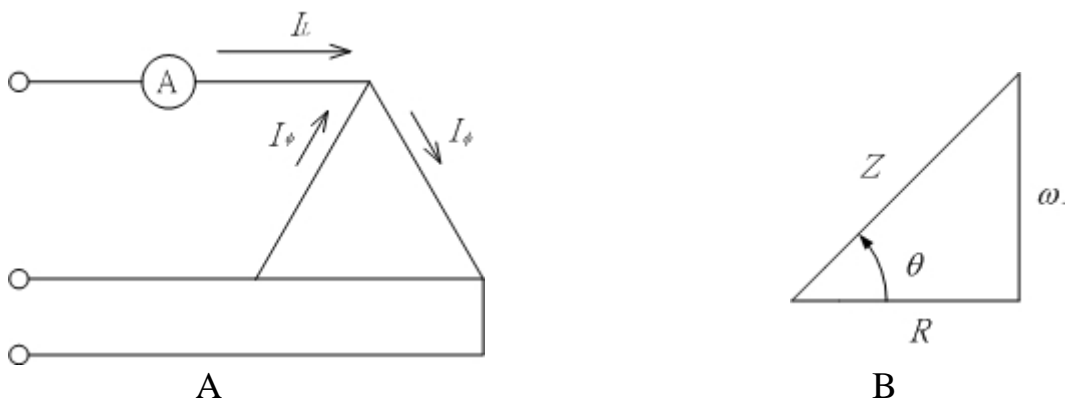


圖 3.6(A)無載試驗線電流、相電流示意圖

(B)功因角示意圖

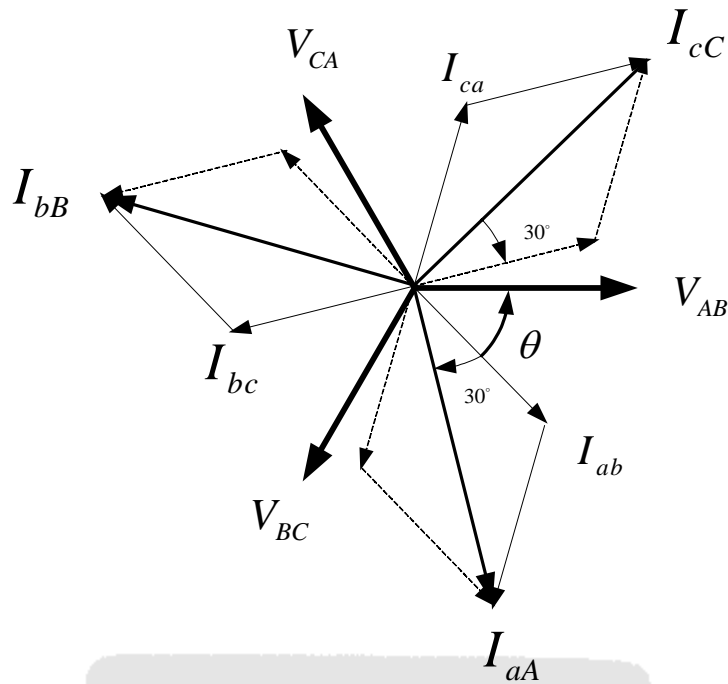


圖 3.7 三相馬達電壓電流向量圖

感應馬達線圈主要由電阻與電感組成，量測出電壓訊號領先電流訊號，線電流轉換成相電流 $I_\phi \angle \theta_\phi = \frac{I_l}{\sqrt{3}} \angle \theta_l + 30^\circ$ ，從相電壓及相電流所對應角度可以決定所包含的電阻與電抗

$$\text{總組抗 } Z_{NL} = R_{NL} + j\omega L_{NL} \quad (3.5)$$

$$\text{無載電感 } L_{NL} = \frac{Z_{NL} \sin \theta}{2\pi f_{NL}} \quad (3.6)$$

(3.6)式推算出定子電感，依據單相交流試驗所得到的結果，帶入(3.4)式推算出互感 L_{m0} 。

3.3 機械參數量測

機械參數量測包含轉動慣量(J)及黏滯係數(B)，這兩個參數皆和轉子結構相關，影響動態響應的快慢，而黏滯係數和軸承的潤滑程度有關，由於感應馬達機械方程式中包含轉矩，因此將設計一組實驗，搭配系統識別的方法來推敲 J 與 B 。

馬達的轉矩方程式表示如下

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B \omega$$

如圖 3.8 所示，在主軸轉子端懸掛一負載，利用此定負載來量測馬達轉子結構轉動慣量，包含馬達本身轉子結構及刀具等，其方程式表示為：

$T_L = J \dot{\omega} + B \omega$ 。將負載自由釋放，利用光遮斷器來推求時間與位置關係。

假使不考慮繩子摩擦力，從牛頓第二運動定律

$$T = m (g - a_{cc}) r$$

$$T = J \alpha + B \omega \tag{3.7}$$

$$a_{cc} = r \alpha$$

將位移微分兩次，可以得到系統整體的加速度，因此外加扭力可以從加速度中計算出來，而系統輸出 (ω) 亦可從位移微分一次，再輔以曲線揉合的方法(curve fitting)，便可將輸入及輸出找出，進行系統識別的動作。

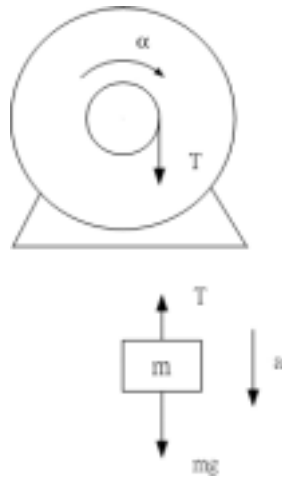


圖 3.8 轉動慣量與黏滯係數實驗自由體圖

J/B 可視為 Time constant , 系統轉移函數為 :

$$\frac{\omega(s)}{T(s)} = \frac{1}{Js + B}$$

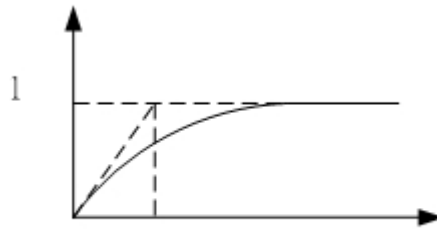


圖 3.9 一階系統響應圖

3.4 最小平方法之系統識別

假設系統轉移函數可以表示為

$$\frac{Y(Z)}{U(Z)} = G(Z) = \frac{b_1 z^{n-1} + b_2 z^{n-2} + \dots + b_n}{z^n - a_1 z^{n-1} - \dots - a_n} \quad (3.8)$$

$U(Z)$ 、 $Y(Z)$ 分別代表系統輸入及輸出 , 將其進一步表示成離散差分方程

$$y(k) = a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) + \dots + a_n y(k-n) + b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) + \dots + b_n u(k-n)$$

若以 ARMA (autoregressive moving-average) 為模型 , 將參數改寫成向量型

態：

$$\theta_{LS} = (a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_n \quad b_1 \quad b_2 \quad \dots \quad b_n)^T$$

由量測到的系統輸入、輸出數據來決定 θ_{LS}

$$y(k) = a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) + \dots + a_n y(k-n) + b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) + \dots + b_n u(k-n)$$

若量測(N+1)組實驗數據， $N \geq n$ ，

$$\{u(0), y(0)\}, \{u(1), y(1)\}, \dots, \{u(N), y(N)\}$$

定義 $f(k)$ 矩陣

$$f^T(k) = [y(k-1) \quad y(k-2) \quad \dots \quad y(k-n) \quad u(k-1) \quad \dots \quad u(k-n)]$$

$$y(n) = f^T(n)\theta + e(n)$$

其中 $e(n)$ 表示為模型與真實數據間的誤差， n 代表模型所採用的階數

$$y(n+1) = f^T(n+1)\theta + e(n+1)$$

.

.

$$y(N) = f^T(N)\theta + e(N)$$

可以將方程組表示成矩陣的型態，如下所示

$$Y(N) = F(N)\theta_{LS} + E(N)$$

$$Y(N) = \begin{bmatrix} y(n) \\ y(n+1) \\ \cdot \\ \cdot \\ y(N) \end{bmatrix} \quad F(N) = \begin{bmatrix} f^T(n) \\ f^T(n+1) \\ \cdot \\ \cdot \\ f^T(N) \end{bmatrix} \quad e(N) = \begin{bmatrix} e(n) \\ e(n+1) \\ \cdot \\ \cdot \\ e(N) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

接著定義誤差平方和函數 cost function 為 $J(\theta)$

$$J(\theta) = \sum_{k=n}^N E^2(k) = E^T(N)E(N)$$

$J(\theta) = [y - F\theta]^T [y - F\theta] = Y^T Y - 2\theta^T F^T Y + \theta^T F^T F \theta$ ，欲尋找最小誤差值，可對此

函數對 θ 微分：

$$\frac{\partial J(\theta)}{\partial \theta} = -2F^T y + 2F^T F \theta = 0$$

因此目標函數可由(3.10)式求出。

$$\hat{\theta} = [F^T(N)F(N)]^{-1} F^T(N)Y(N) \quad (3.10)$$

根據這個方法方法，將其應用在本實驗中分析。 $G(s) = \frac{\omega(s)}{T(s)} = \frac{1}{Js + B}$ 利

用電腦作數值解析，需將連續系統轉換成離散系統，分析流程如圖 3.10 所示。

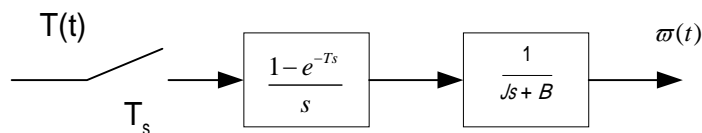


圖 3.10 連續函數轉差分方程

$$G(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s(Js + B)}$$

T_s ：取樣時間

從[26]中，利用殘值定理或從查表方式，可找出拉普拉斯相對應的 Z 轉

換，因此轉移函數可表示成

$$\begin{aligned} G(z) &= Z \left[\frac{1/J}{s(s + B/J)} \right] \cdot \frac{z-1}{z} \\ &= \frac{b}{a} \frac{(1 - e^{-aT})z}{(z-1)(z - e^{-aT})} \cdot \frac{z-1}{z} = \frac{b}{a} \cdot \frac{1 - e^{-aT}}{z - e^{-aT}} \end{aligned} \quad (3.11)$$

其中 $a = B/J$

$$b = 1/J$$

最後在將(3.12)式簡化成

$$\frac{\omega(k)}{T(k)} = \frac{A1}{z - B1} \quad (3.12)$$

$$\text{其中 } A1 = \frac{b}{a}(1 - e^{-aT})$$

$$B1 = e^{-aT}$$

將式子交叉相乘展開後可化成差分方程形式

$$\begin{aligned} \omega(k) &= B1 \cdot \omega(k-1) + A1 \cdot T(k-1) \\ &= [\omega(k-1) \quad T(k-1)] \begin{bmatrix} B1 \\ A1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.13)$$

從上一章節中，欲求的參數 $\theta = \begin{bmatrix} B1 \\ A1 \end{bmatrix}$ 、

$$F(N) = \begin{bmatrix} \omega(0) & T(0) \\ \omega(1) & T(1) \\ \vdots & \vdots \\ \omega(N-1) & T(N-1) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

輸入為轉矩 $u(k) = T(k)$ ，輸出為轉速 $y(k) = \omega(k)$ ，帶入(3.11)式可以求出整

體系統最佳參數 $\hat{\theta}_{LS}$ 。

3.5 實驗流程及結果

接下來為實驗結果，包含實驗設備及所得到數據。

實驗設備：

直流電源供應器：LPS 305

電流計：Agilent Technologies 1146A Current Probe

電壓探棒：Agilent Technologies 10076A High-Voltage Probe

示波器：Agilent Technologies 54621A

高速主軸：EIM-1028

水冷系統與變頻器：VFD037A23A

轉速計

三用電表

3.5.1 直流試驗結果

分別量測 U、V、W 任意兩端，由(3.1)式換算出感應馬達定子電阻

$$R_s=3$$

3.5.2 單向交流試驗流試驗

圖 3.11 為等效電路的轉子電阻值，圖 3.12 為漏電感，測試範圍均在 500Hz 以內。

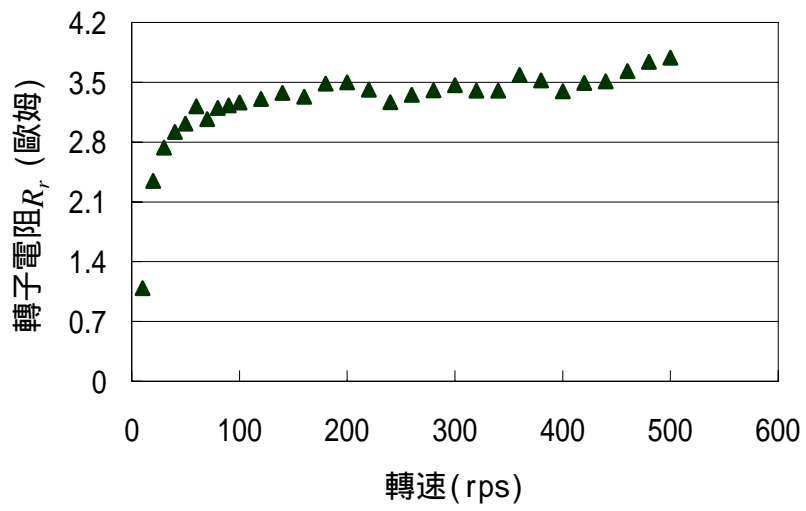


圖 3.11 不同轉速下量測的轉子等效電阻

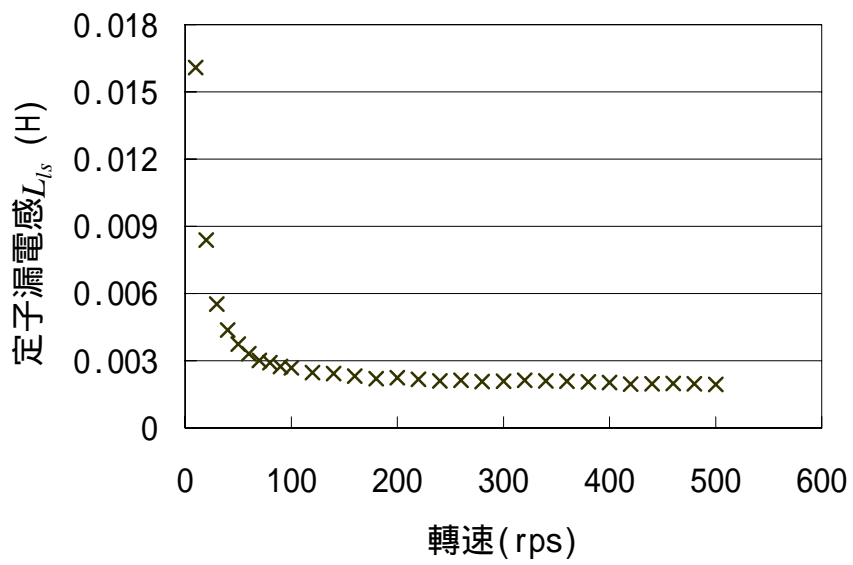


圖 3.12 不同轉速下量測定子漏電感

3.5.3 無載試驗實驗結果

將變頻器輸出電壓、電流訊號分別做快速傅立葉轉換，利用頻譜分析找出相對應的大小以及相位。圖 3.13 為量測電壓經過 FFT 處理訊號，是一 V/f 控制的線段，圖 3.14 為線電流量測值。

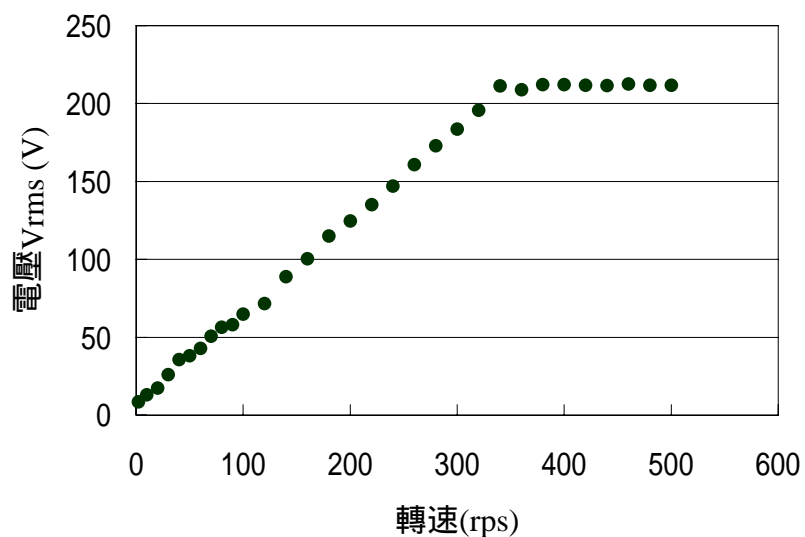


圖 3.13 不同轉速下量測電壓值

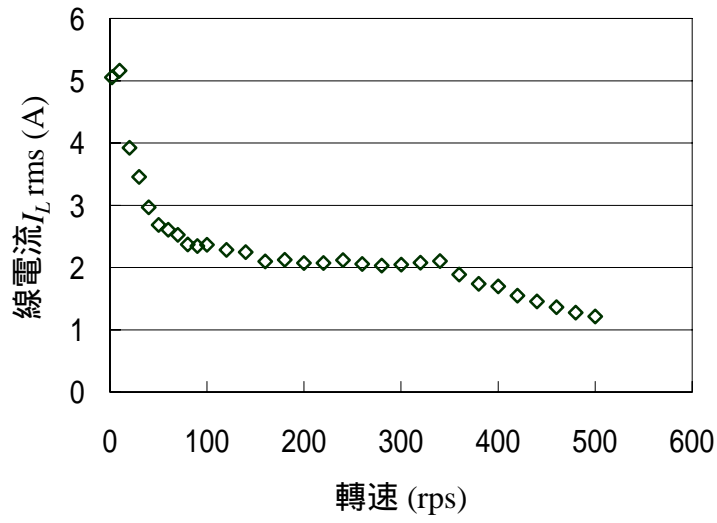


圖 3.14 不同轉速下量測線電流值

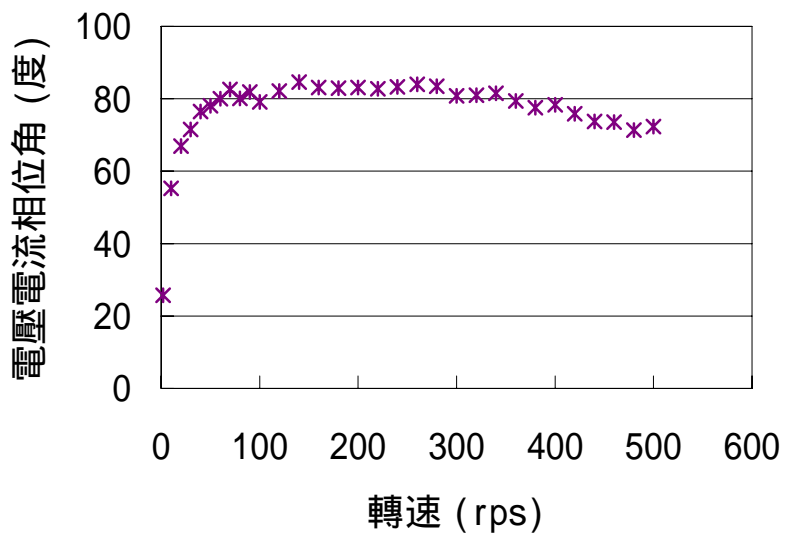


圖 3.15 不同轉速下量測功因角

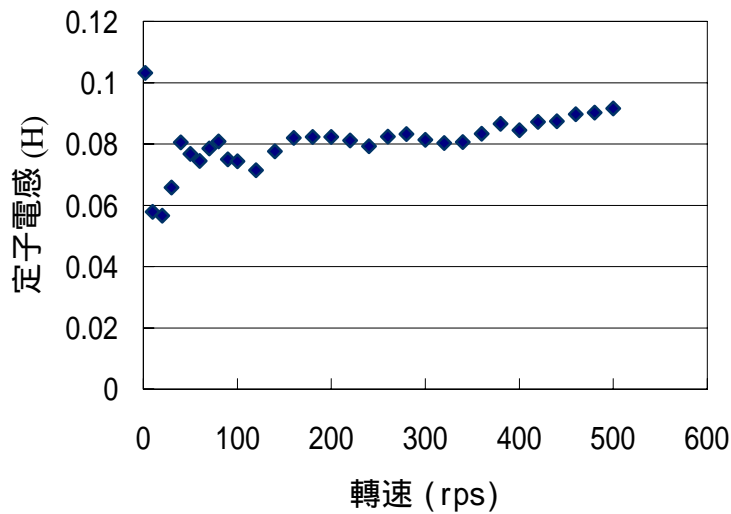


圖 3.16 不同轉速下量測定子電感

圖 3.15 是換算的功因角，圖 3.16 則為定子電感，扣除漏電感可計算出互感 L_m 。

3.5.4 機械參數量測結果

這一小節首先介紹轉速量測的方法，接著再對實驗數據進行分析。

轉速量測是利用光遮斷器製作而成。在主軸刀具端製作一光柵圓盤，並將光遮斷器架設在圓盤兩側，和光學尺一般可對位置進行編碼的動作，如圖 3.17 所示。

光柵圓板有透光窗口，當光柵由馬達帶動旋轉時，會造成光通過光遮斷的動作，相當於光電晶體進行 ON-OFF 的結果。因此計算出脈波數即可求出馬達轉速。

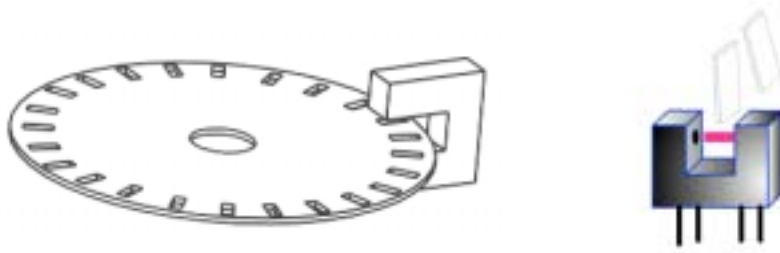


圖 3.17 轉速量測方法

以下為實驗一至實驗五所量測轉速，圖 3.18 為程式分析流程，再結合曲線密合的方法[27]，表示成此子系統的輸出信號。輸入信號則由所加重的負載而決定，實驗數據如表 3.1 所示。圖表中模型的相關係數（correlation coefficient） r ， $r^2 = 1$ ，表示揉合的曲線能百分百解釋變化的情形。

有了以上這些電氣參數與機械參數，便可將其代入電腦進行模擬，在不同切削負載下觀察電流、轉速以及扭力的變化情形，並於實際加工中驗證參數的正確性。

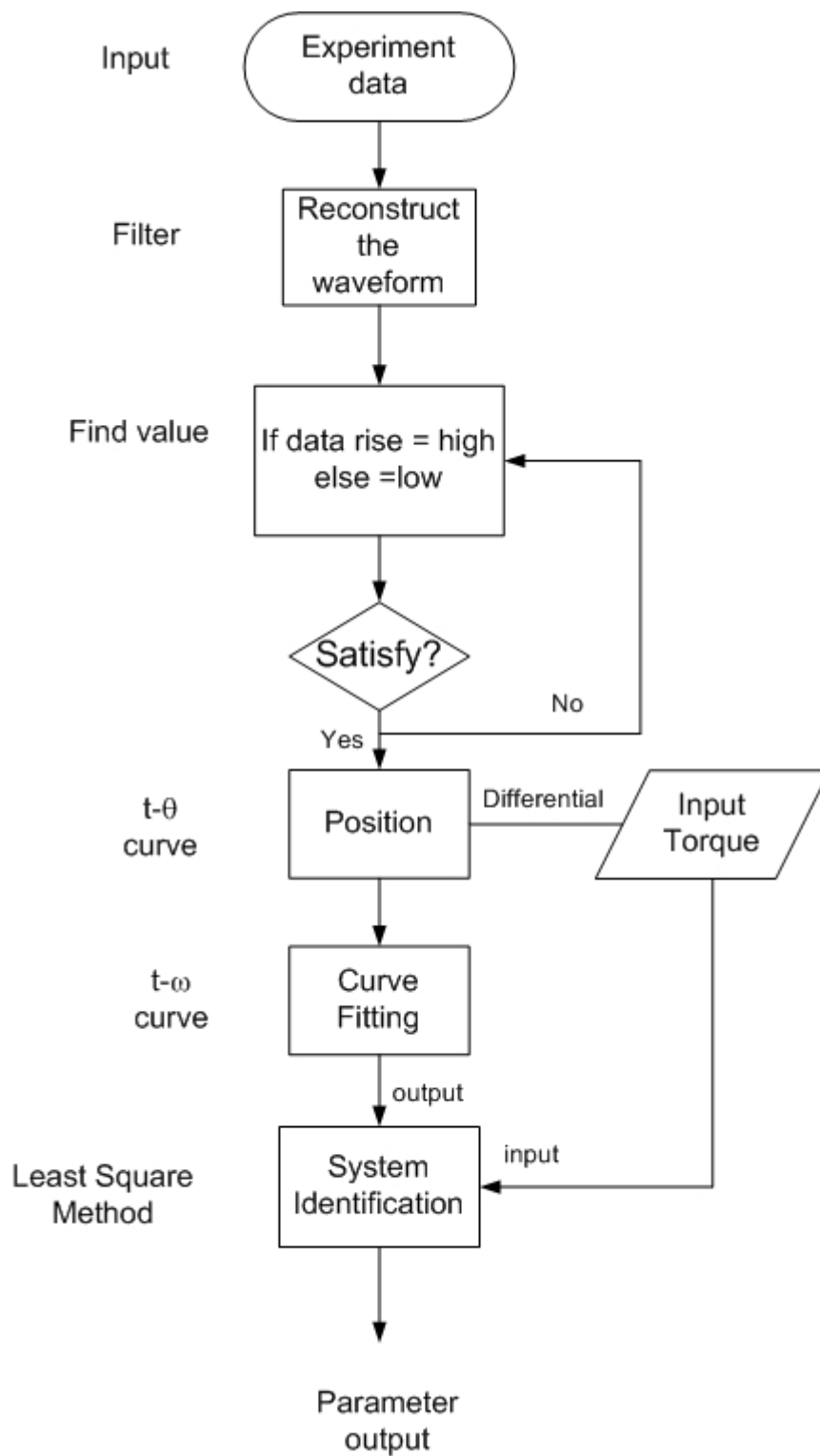


圖 3.18 參數識別程式流程圖

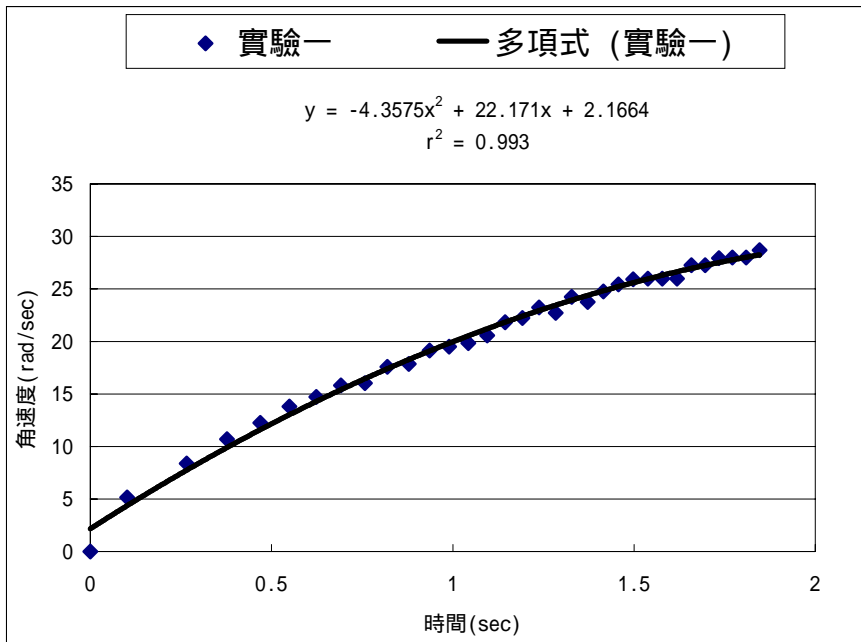


圖 3.19 機械參數實驗一曲線密合圖

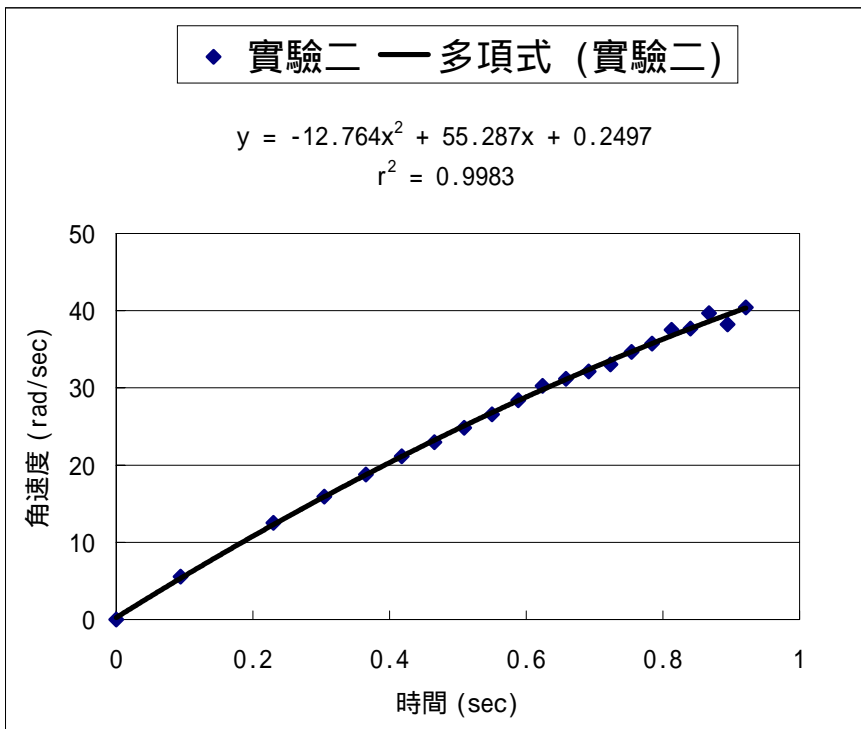


圖 3.20 機械參數實驗二曲線密合圖

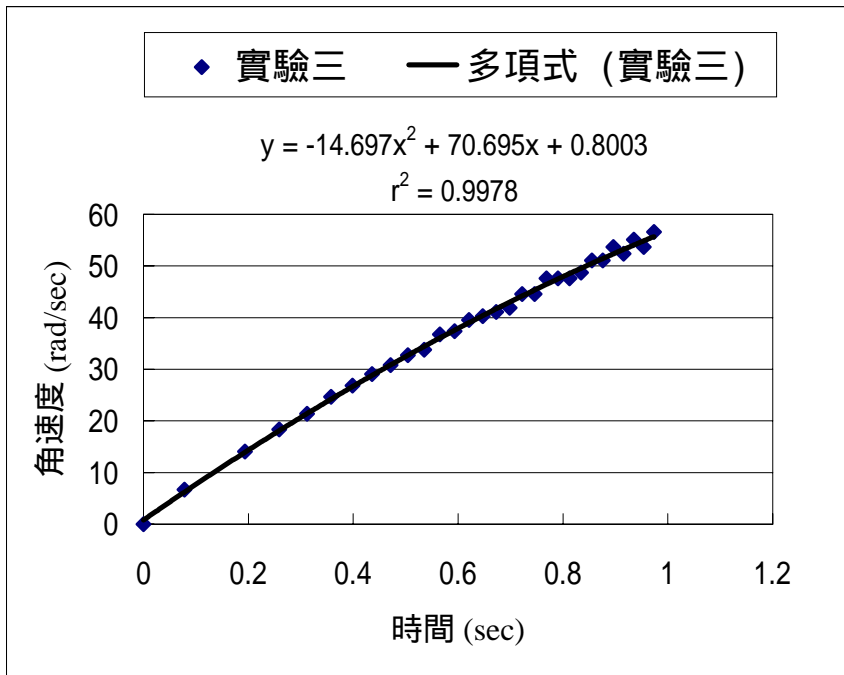


圖 3.21 機械參數實驗三曲線密合圖

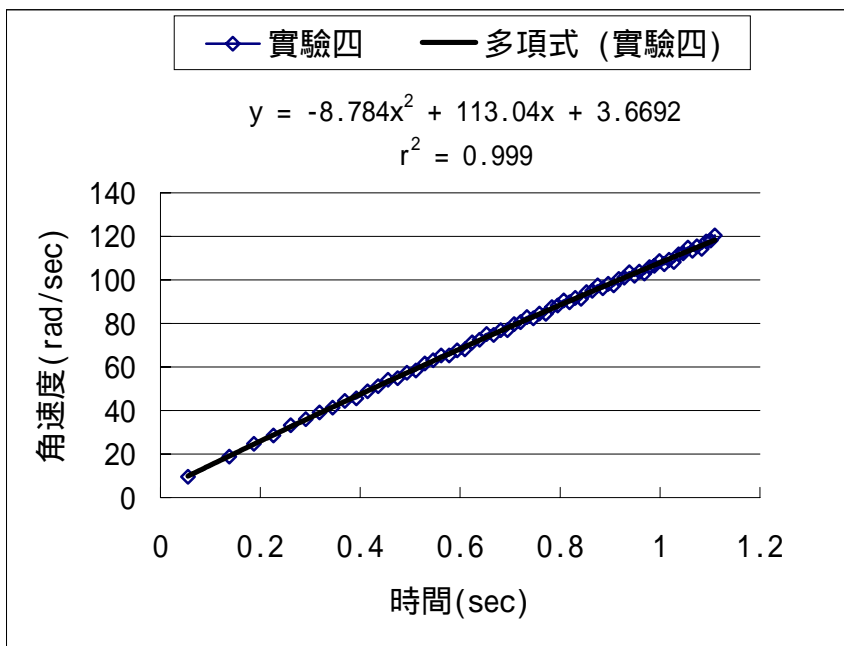


圖 3.22 機械參數實驗四曲線密合圖

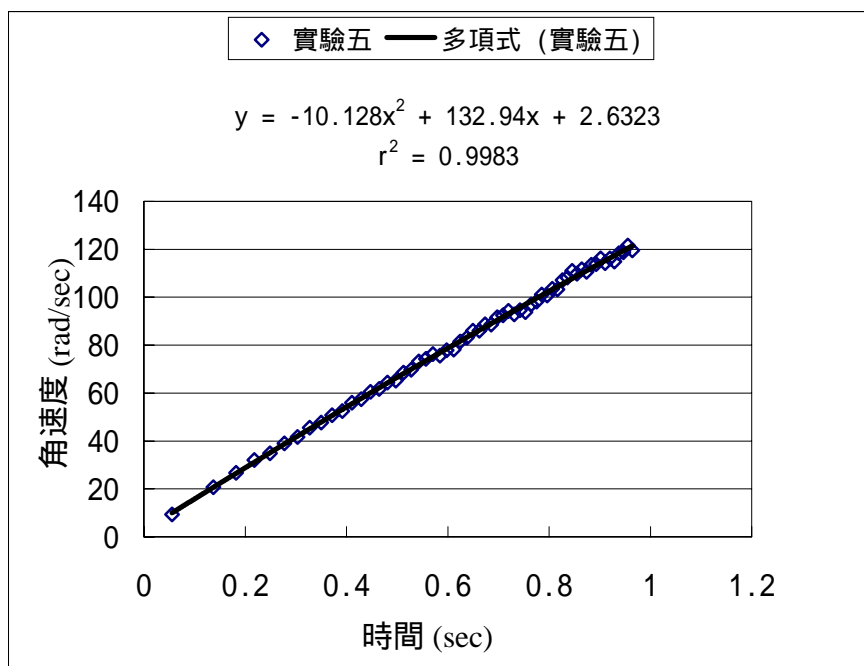


圖 3.23 機械參數實驗五曲線密合圖

實驗編號	$m(\text{Kg})$	$J(\text{Nm-sec}^2/\text{rad})$	$B(\text{Nm-sec}/\text{rad})$
1	0.09683	3.20E-04	3.40E-04
2	0.1929	3.44E-04	2.62E-04
3	0.2706	3.64E-04	2.56E-04
4	0.48	3.55E-04	1.58E-04
5	0.565	3.93E-04	9.45E-05

表 3.1 不同負載下轉動慣量與黏滯係數變化情形

從以上實驗可以約略估計轉動慣量大約在 $0.00036 \text{ Nm-sec}^2/\text{rad}$ 左右，但是黏滯係數似乎尚未到達穩定狀態，由於本實驗是由靜止釋放，剛開始必須克服靜摩擦力的影響，然而馬達在穩定狀態下，所提供電動扭矩應等於機械消耗，因此另一個方法可從功率進行換算。電動機在穩定狀態時所消耗的功率，除了銅損、磁滯損失外，主要與黏滯係數有關，

$$T_e = B\omega$$

$$B = \frac{T_e}{\omega} = \frac{P_{out}}{\omega^2} = \frac{P_{in} - P_{lost}}{\omega^2}$$

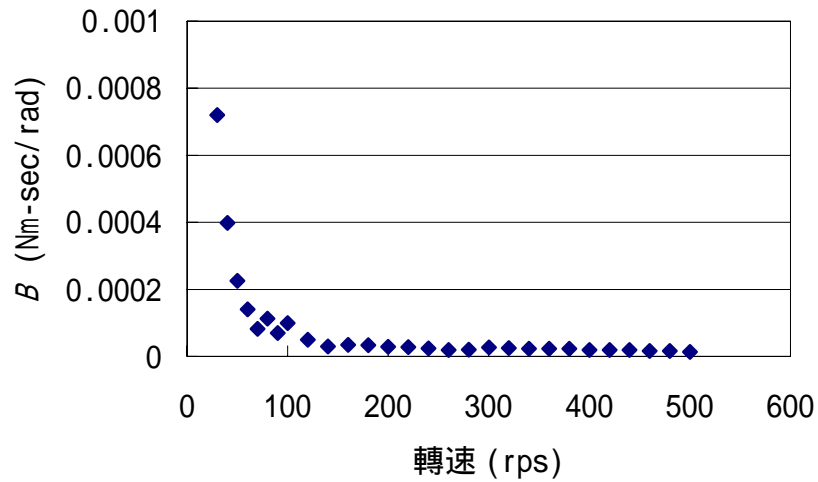


圖 3.24 從功率轉換出黏滯係數

以上這些參數將帶入電腦進行模擬銑削加工情形，並藉由下一章實驗來確認參數的準確性，在模擬時假設系統為線性，參數在該轉速下不隨著變化，若模擬出來結果相差甚遠，也許需利用非線性如基因演算類神經或模糊方法等進行識別，應可獲得可準確的參數值。

第四章 數值模擬與切削加工實驗

4.1 前言

由前面兩個章節中，大致上可以掌握工具機銑削過程，本章節主要是利用切削實驗來驗證參數及模式的正確性。先將端銑刀的銑削力模式帶入程式中作電腦模擬，探討電流、轉速及力量變化情形，再從實驗觀察與理論值做驗證。

另一方面藉由加工中主軸輸出的轉矩及電流、轉速之相關變化，來驗證參數的正確性，進一步希望從轉速及電流的變化來推算切線方向的切削力。

4.2 實驗設備

- 1.麗偉三軸立式綜合加工機：(MCV-610Ap)
- 2.銑床動力計：KISTLER，Type-9255b
- 3.電荷放大器：KISTLER，Type-5007
- 4.示波器：TeKtronix，Type-2212
- 6.放大濾波器：KISTLER，Type-5134
- 7.頻譜分析儀：HP35655A，0.2-12.8KHZ
- 8.高速主軸：EIM-1028
- 9.電壓探棒：Agilent Technologies 10076A High-Voltage Probe

10.電流計：Agilent Technologies 1146A Current Probe

11.變頻裝置及水冷系統：VFD037A23A

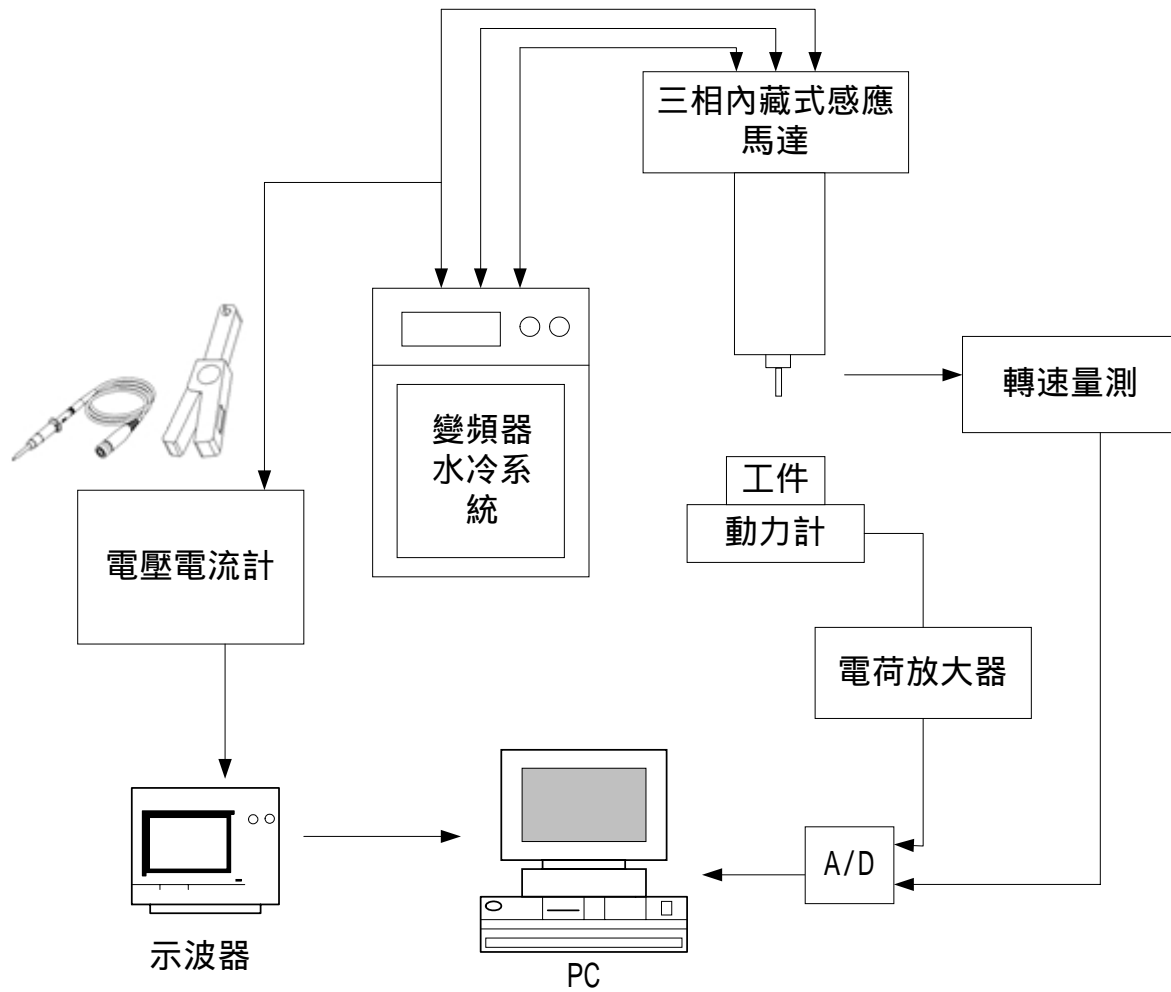


圖 4.1 實驗儀器配置圖

4.3 端銑刀切削實驗

使用兩刃端銑刀，為避免主軸偏心，因此加工時將其磨成單刃。加工鋁材2024-T4，以動力計量得銑削力，端銑刀切削工件的銑削力經第二章所提之方法，再將其代入負載模擬，並將之與實驗的力量、轉速比較。其程式流程及實驗流程如圖4.2、4.3所示。

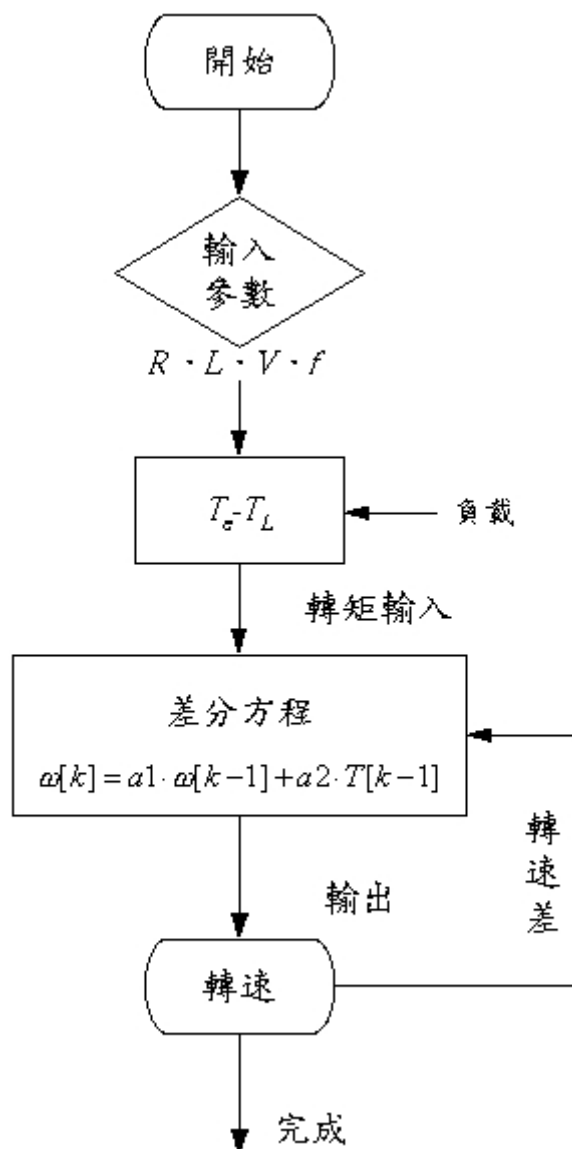


圖 4.2 程式模擬流程圖

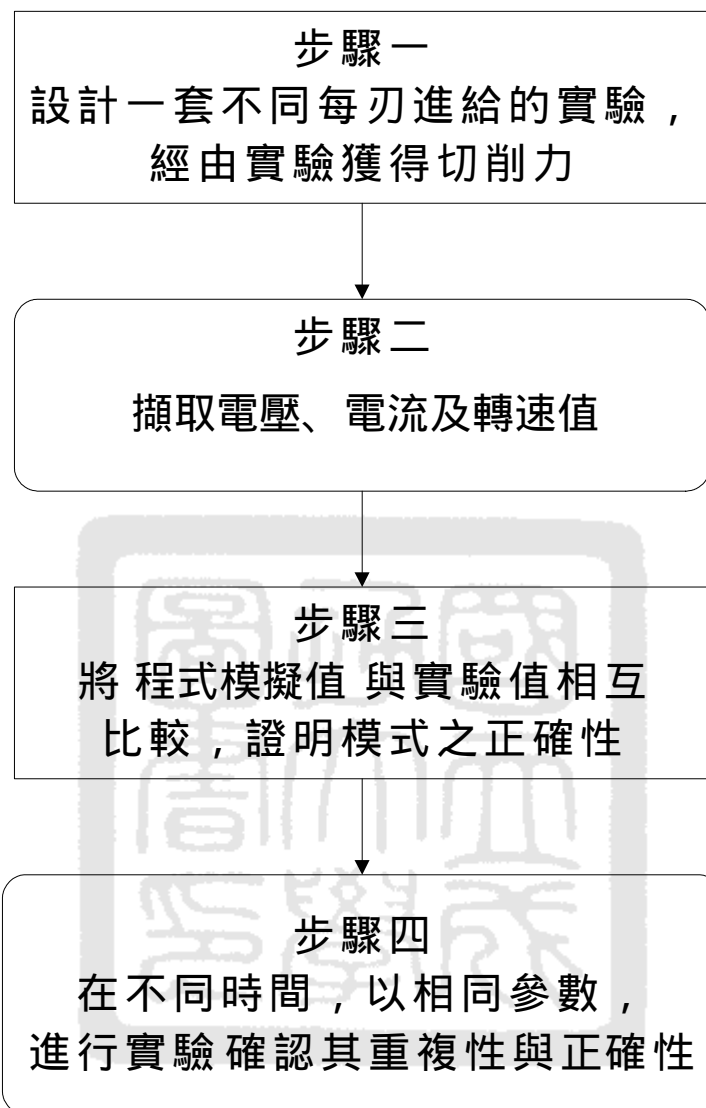


圖 4.3 實驗驗證流程圖

4.4 實驗刀具及加工材料

刀具：刀柄直徑6mm，兩刃（為避免runout將刀具用砂輪磨成單刃）

螺旋角 30°



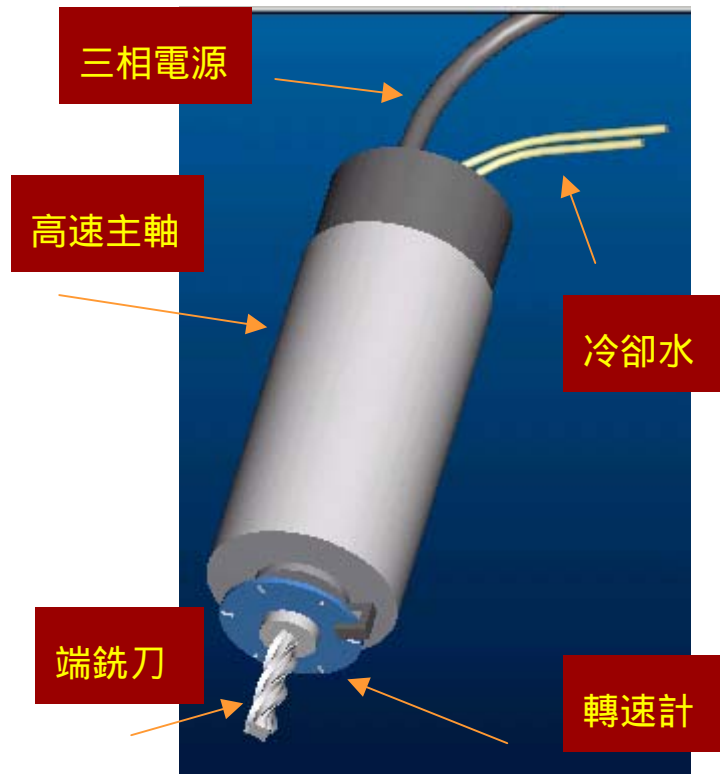
圖 4.4 端銑刀實驗刀具

表 4.1 為實驗規劃表，變動參數分別為轉速、切深，使用刀具為雙刃（6）端銑刀，刀具外形如圖 4.4。圖 4.5 為內藏式高速主軸實驗設備，及其相關接線說明。

實驗編號	轉速 RPM	每刃進給 $t_x(mm)$	軸向切深 $d_a(mm)$	徑向切深 $d_r(mm)$	刀具 刃數	工件材料
1	9000	0.05	2	6	1	鋁 2024-T4
2	9000	0.05	2.5	6	1	鋁 2024-T4
3	9000	0.05	3	6	1	鋁 2024-T4
4	9000	0.05	3.5	6	1	鋁 2024-T4
5	4800	0.05	2	6	1	鋁 2024-T4
6	6000	0.05	2	6	1	鋁 2024-T4
7	7200	0.05	2	6	1	鋁 2024-T4
8	9600	0.05	2	6	1	鋁 2024-T4

表 4.1 鋁材 2024-T4 切削條件實驗規劃表

(a)



(b)

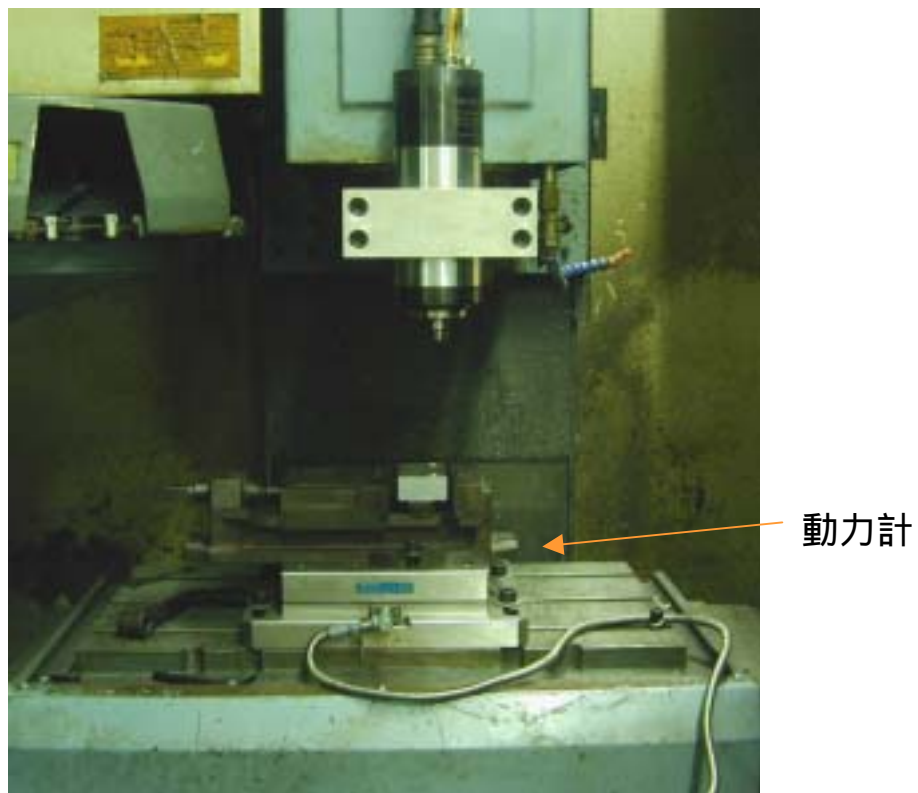


圖 4.5(a)高速主軸設備相關設備示意圖 (b)切削裝置

4.5 切削加工實驗結果

這一節主要為驗證銑削加工實驗結果，包含銑削力、轉速及電流驗證。首先先將動力計量測訊號和銑削力作比較，由圖 4.6 及圖 4.7 將銑削力模式轉換至工件座標，吻合情形良好，且從[18]等文獻證實此銑削模式的精確性，因此接著將銑削力模式當成輸入負載，馬達提供電磁轉矩則由等效電路供給，觀察整體系統的響應，藉此和實驗值做比較，最後期望能從轉速與電流推算出切削扭力，當成負載估測器。

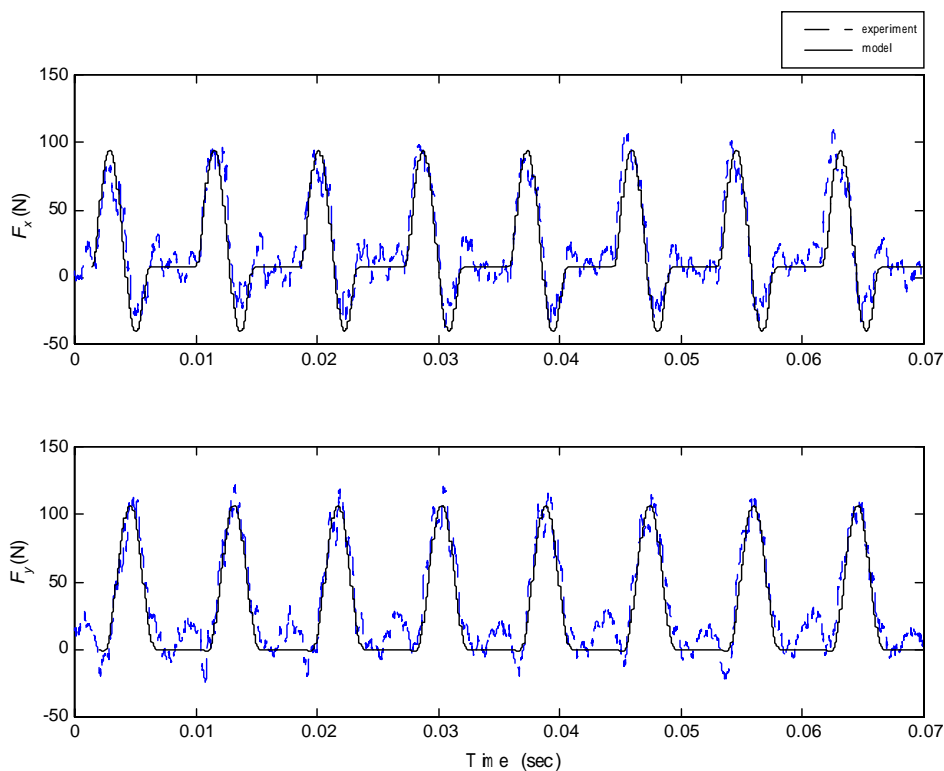


圖 4.6 銑削力模式驗證圖(槽銑、7200rpm、 $d_a=2\text{mm}$ 、 $t_x=0.05\text{mm}$)

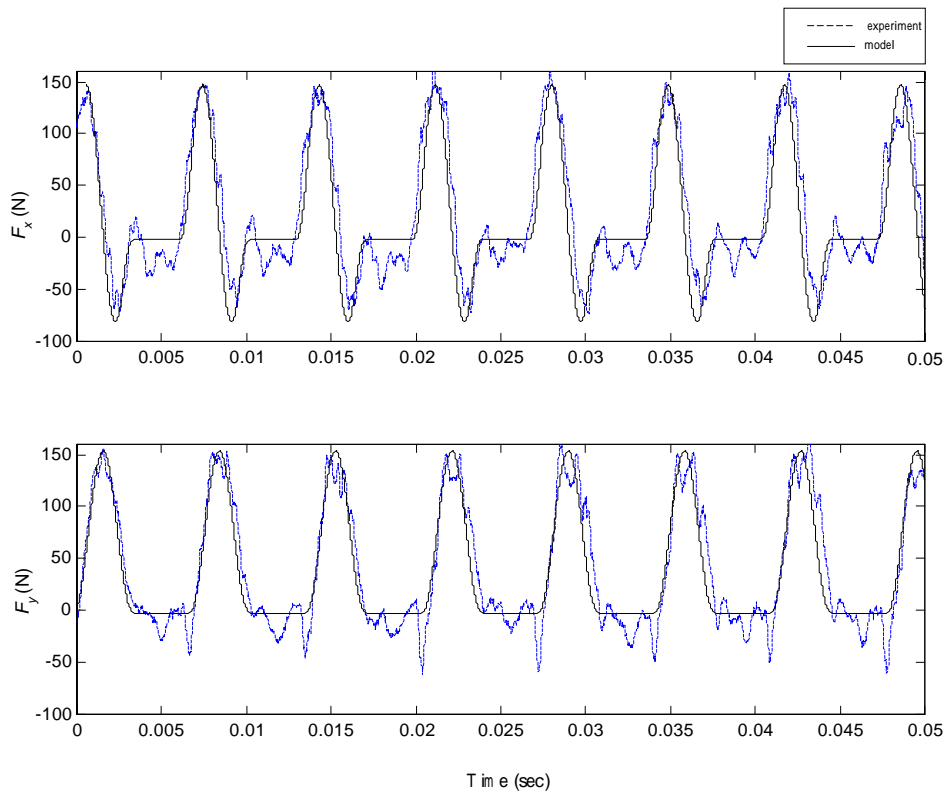


圖 4.7 銑削力模式驗證圖(槽銑、9000rpm、 $d_a=3\text{mm}$ 、 $t_x=0.05\text{mm}$)

另一部份將針對電流及轉速來驗證，包含主軸啟動時觀察電流的暫態反應、無載時電流值以及切削時電流變化。由於變頻器在出廠時便設有保護裝置，依照特定的加速下輸入電壓，而電壓和其頻率亦有一特定的曲線，因此馬達於瞬間啟動時，輸入的電壓以及頻率並非固定，所以在做數值模擬時還需將此點考慮進來。藉由電流的響應來探討參數的正確性。

為了進一步說明實驗結果，將舉出一個切削條件來驗證模式的正確性。切削條件為主軸轉速 150Hz、切深 3.5mm、每刃進給 0.05mm。其數值程式參數條件則如表 4.2 所示，假設為定值。

圖 4.8 為數值模擬結果，圖 4.9 為實驗結果，切削時經由 Labview 介面透過數據擷取卡，擷取不同切削條件下，力量、電流及轉速的變化情形。將圖 4.8 再詳細區分成啟動、無載及切削三個區域分別與實驗值作比較。圖 4.10 為主軸啟動時瞬間電流，圖 4.12 為無載電流及切削電流，藉此與模擬值做比較，由於模擬時求出的值是電流大小，還原成旋波時還需考慮 V/f 曲線。圖 4.11 為啟動時轉速模擬與實驗比較圖，啟動時由於參數具有較大的變動性，如轉子電阻較小、漏電感較大等問題，導致在預測上與實驗結果有點出入。但在趨勢上有不錯的一致性。圖 4.13(a)為切削時轉速與實驗比較結果，圖 4.13(b)為負載與電磁轉矩模擬情形，藉由圖上可以簡單預測馬達所提供的扭力。

很明顯可以看出當力量變大時，電流亦跟隨變大，若此時刀具磨耗或崩裂，切削力會隨之增大，便可藉此利用電流當成感測器，來預估刀具損壞程度。

感應馬達為 2 極、額定電壓 220V、額定電流 11.7A，30000rpm

轉速 (Hz)	R_s ()	R_r ()	$L_{ls}=L_{lr}$ (H)	L_m (H)	J (Nmsec ² /rad)	B (Nmsec/rad)
150	3	3.5	0.00247	0.077	0.00036	0.00005

表 4.2 感應馬達參數模擬條件

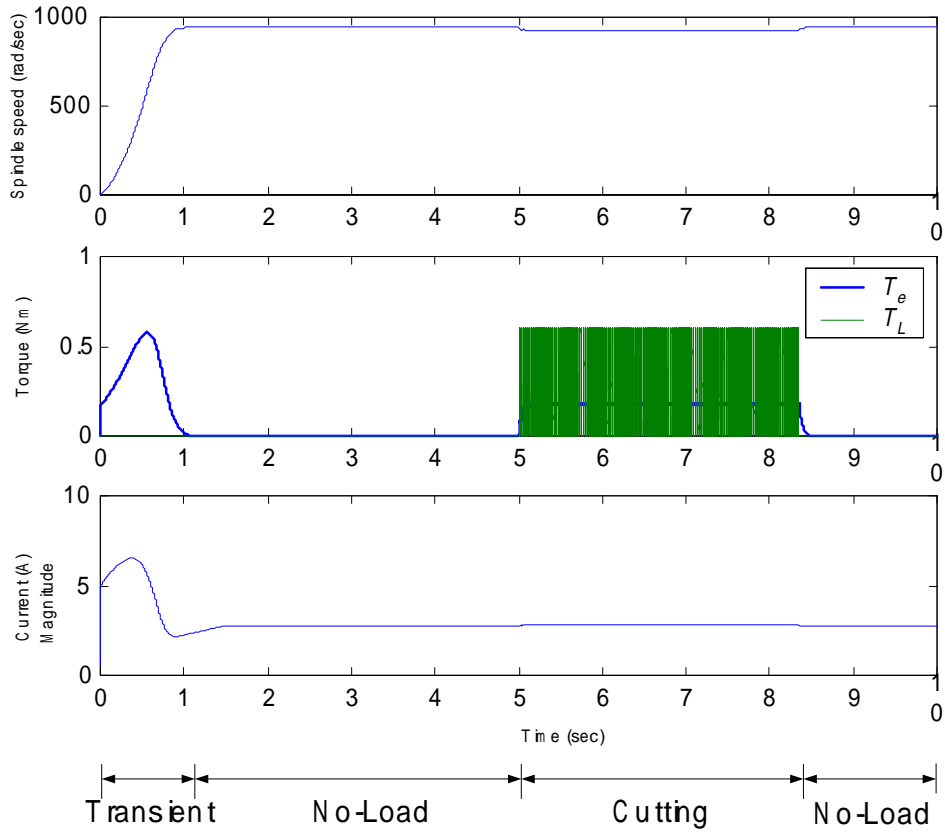


圖 4.8 銑削條件 150Hz、 $d_a=3.5\text{mm}$ 、 $t_x=0.05\text{mm}$ 數值模擬圖

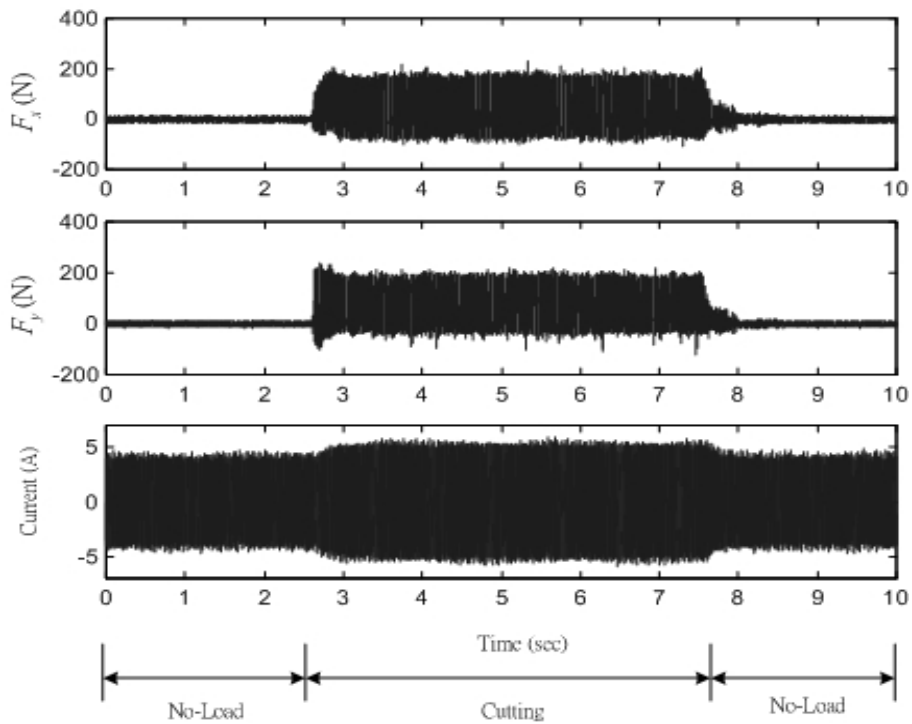


圖 4.9 轉速 150Hz、 $d_a=3.5\text{mm}$ 、槽銑條件下銑削力及電流圖

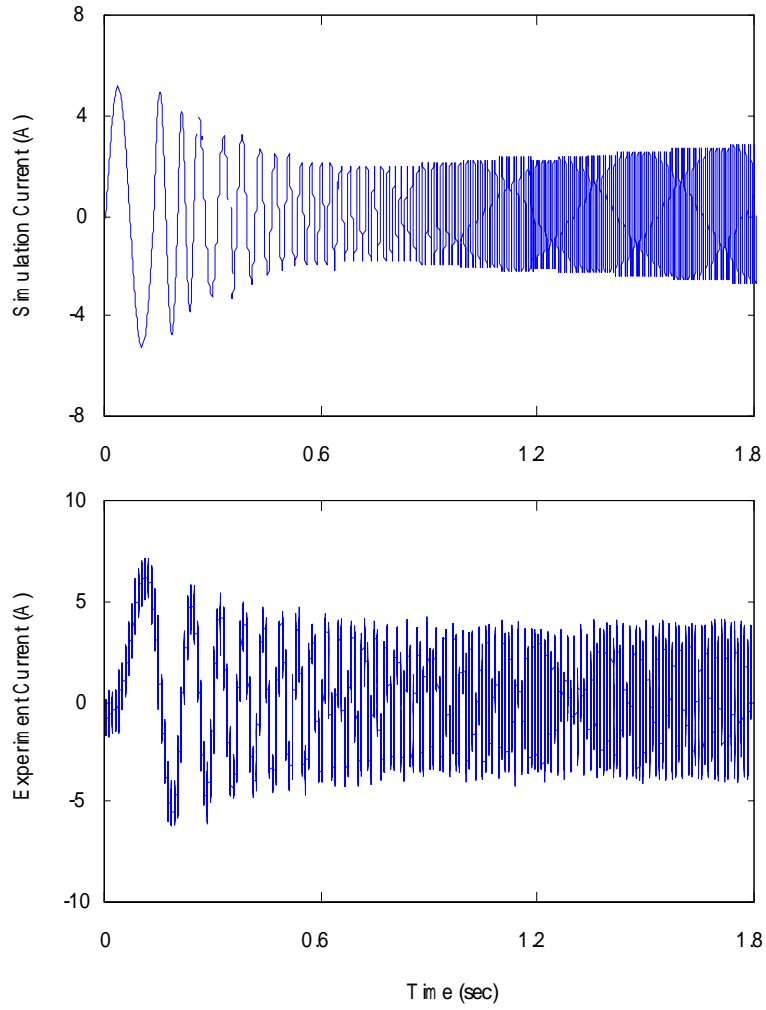


圖 4.10 轉速 150Hz 啟始電流模擬與實驗比較圖

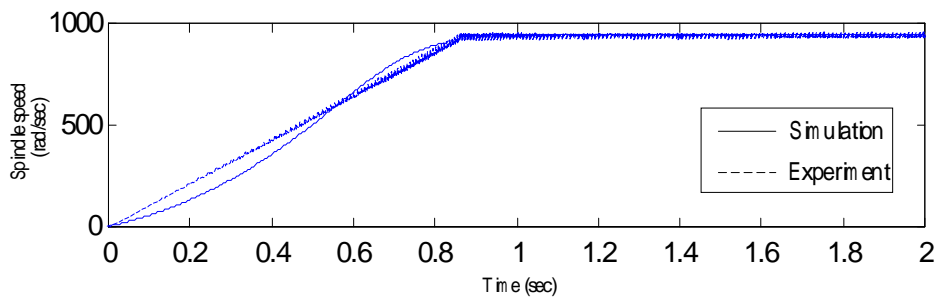


圖 4.11 轉速 150Hz 啟動轉速模擬與實驗比較圖

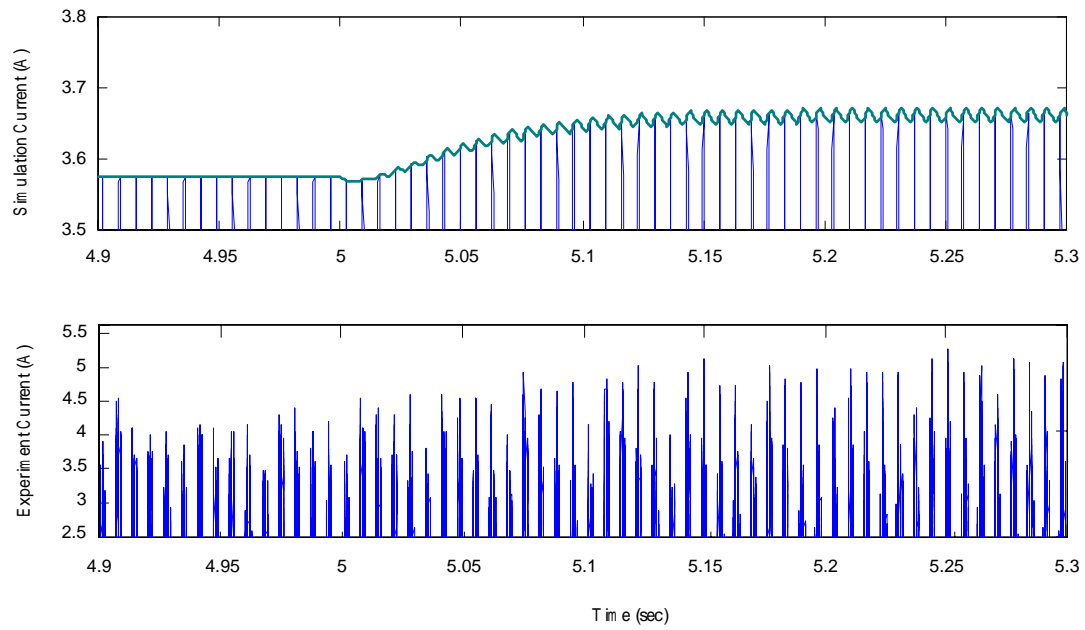


圖 4.12 切削編號 4 切削時電流模擬與實驗值

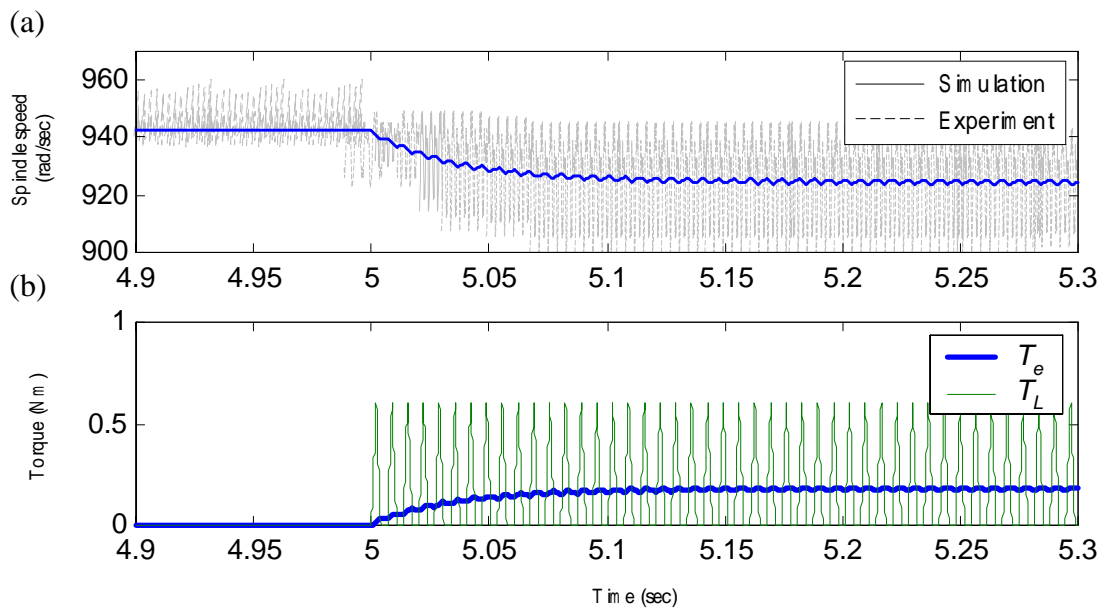


圖 4.13 切削編號 4 (a)切削時轉速模擬與實驗值 (b)切削時電動機轉矩與
負載模擬圖

將數值模擬和圖 4.9 及啟始電流比較，發現趨勢相當接近，不過真實上由於切削負載並不如解析式般理想，高速切削常引發振動問題，從實際加工切線方向銑削力圖，單刃切削完 180° 後理論上應無切削力，但座標轉換後側邊仍有些許力量，如圖 4.14。另外從實驗圖和模擬值比較，轉速訊號和模擬平均相近但跳動範圍頗大，主要原因可能為取樣點不夠多，雖然在實際加工時取樣點設在 100Ksample/sec，但是轉盤光罩有 24 個柵孔，以 150Hz 換算起來每個柵孔只有 27.7 取樣點，相差幾點轉速即以巨大幅度改變，是轉速跳動較大的原因之一，另外由於裝設轉盤時，在製作上也許就有偏心的存在，每個孔距皆不完全相同，導致誤差。

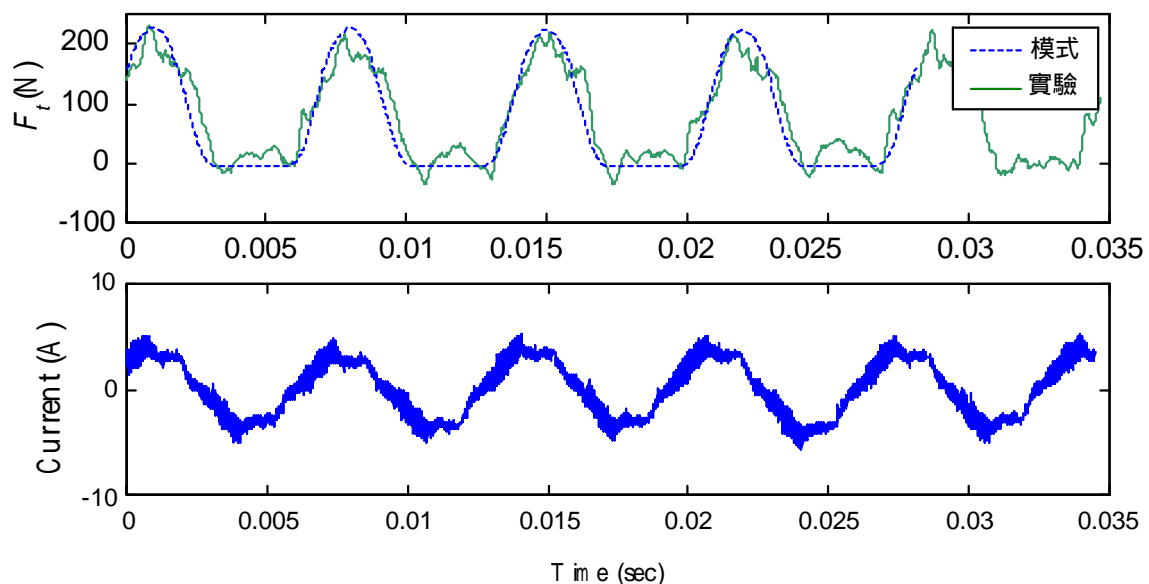


圖 4.14 銑削條件 150Hz、 $d_a=3.5\text{mm}$ 、 $t_x=0.05\text{mm}$ 銑削力切線方向模式驗證及其與電流比較圖

圖 4.14 為銑削力切線方向驗證，將動力計所量得力量透過座標轉換，將 x 及 y 方向銑削力轉為切線方向銑削力，而其下圖為切削時電流變化圖。經由感應馬達電氣參數(R_s , R_r , L_{ls} , L_{lr} , L_m)與轉子結構機械參數(J , B)量測結果，找出系統環節中各個參數，並將其應用於數值程式，模擬系統變化，取樣時間為 0.0001 秒。從實驗值可以看出趨勢頗為符合，在預測上方便操作人員提供參考，且具有不錯的一致性，證實了此方法的可行性。

另外在逆推銑削力部分，可分別從轉速或電流著手。雖然轉速訊號必須由位置與時間加以轉換，程式執行時間冗長，但轉速變動直接且明顯，經由模式便可轉換出銑削力。若能提昇轉速解析度，應可辨識出更完整的銑削力。

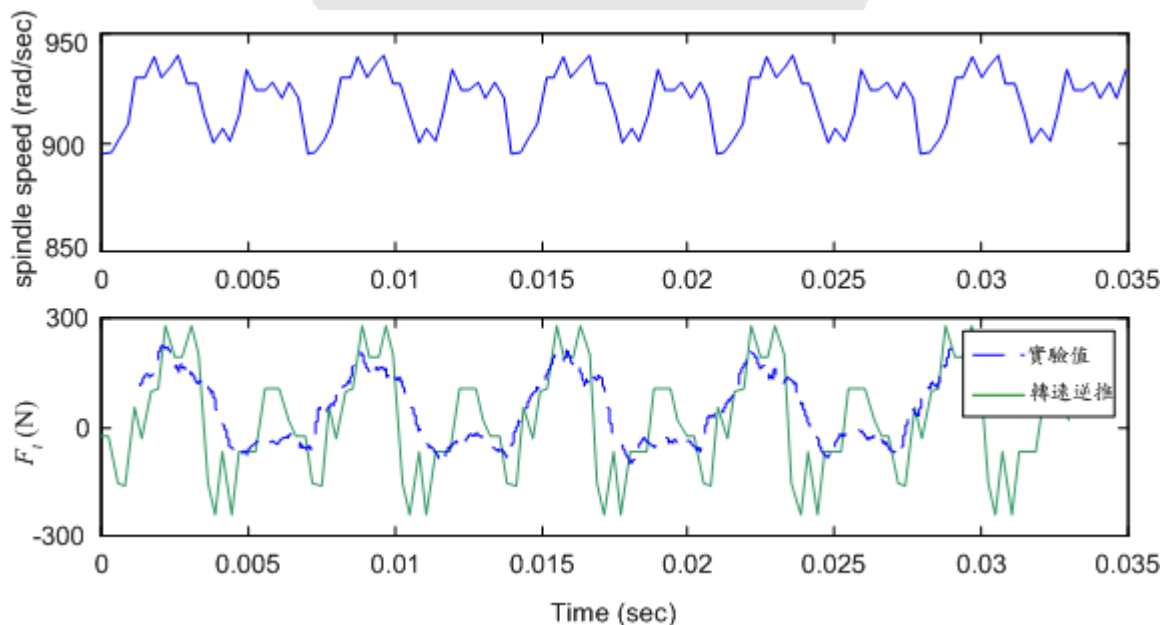


圖 4.15 由切削轉速逆推銑削力

至於電流訊號方面，由於實際電流是由旋波組成，較難如模擬般直接便可找出每個時刻電流大小，經由變頻器輸出電流亦是經過調變後所得的響應，並不是很平滑的旋波，這對動態銑削力而言很難找出其變化關係。以往文獻中以電流來預測銑削力時，多以鑽孔為多，由於切削力量大，電流變化明顯，故可從中推敲，但是高速銑削切速快、切削力小是其主要特色，因此電流變化並不明顯。另一方面，以往實驗大多以單刃銑削力與電流一起比較，辨識效果似乎不錯，但如果以多刃進行辨識，效果必然大打折扣。因此在電流預測銑削力方面，目前至多可從電流振幅比例來推測平均銑削力，至於動態力方面，若能掌握如模擬切削時動態漣漪這個關鍵，以電流來監測銑削扭力應可實現。

第五章 結論與建議

5.1 結論

本文主要在研究馬達內藏式高速主軸銑削加工之系統動態特性，由主軸電磁轉矩及銑削力來探討不同切削時刻下，主軸輸出情形，包含轉速、扭力及電流的變化。其結果可以整理成下述幾點：

1. 本文建立一套馬達內藏式高速主軸銑削加工之系統動態分析模式。將感應馬達等效電路與銑削力模式結合成馬達內藏式主軸製程之系統架構，並經由最小平方之參數識別的方法，辨識出感應馬達之電機與轉子、刀具之機械結構參數。藉由輸入電壓及頻率指令來推求每個時刻下銑削加工電流、轉速以及馬達提供銑削力的動態變化情形。
2. 在參數驗證方面，分別經由切削實驗與數值模擬來比較啟動與切削狀態電流與轉速變化，其結果與趨勢具一致性。至於由轉速推測銑削力方面，將量測轉速訊號經由差分方程式帶入數值模擬亦能獲得近似的動態銑削扭力波形，表示此模式在正向與逆向都具有不錯的預測。

5.2 建議

本研究尚有許多地方待需改進，列出以下幾點，並針對未來發展提出些許建議：

1. 感應馬達參數為非線性且時變，溫度變化更會對參數造成影響，在進行模擬時若能結合類神經等理論，模擬效果應可提高其精確度。
2. 未來可以研究同時包含機械與電氣兩個時間常數，及變頻器的切換效應對主軸與切削時的影響。並進一步擴展至負載估測器。
3. 運用電流逆推銑削力方面，利用電流振幅比例大致上可以預估平均切削力，而動態力部分由於電流突增訊號不易掌握，需藉助頻譜分析或訊號處理的方法，若能將模擬切削時動態漣漪這個關鍵萃取出來，也許以電流逆推銑削力便可完全實現。
4. 近年來空間向量理論發展趨於成熟，衍生出許多轉速、扭矩等無感測估測器，若能結合此控制器，分別將轉矩電流與磁通電流獨立，不僅有助於直接線上參數量測，經由向量控制理論更能精確找出電流、轉矩磁通的暫態變化，對預估銑削力更有助益。

參考文獻

1. Altintas, Y., "Prediction of Cutting Forces and Tool Breakage in Milling from Feed Drive Current Measurements," Transactions of ASME Engineering for Industry, Vol. 114, pp. 386-392, 1992.
2. Matsushima, K., Bertok, K., and Sata, T., "In process detection of tool breakage by monitoring the spindle current of a machine tool," ASME J. Meas. Contr. Batch Manuf., pp. 145-154, 1982.
3. Xiaoli Li, "Detection of Tool Flute Breakage in End Milling Using Feed-Motor Current Signatures" IEEE/ASME transactions on mechatronics, vol. 6, No. 4, pp. 491-498, 2001.
4. Kim, T. Y. and Kim, J., "Adaptive Cutting Force Control for a Machining Center by Using Indirect Cutting Force," International Journal of Machine Tools and Manufacture, Vol. 36(8), pp. 925-937, 1996.
5. Furness, J. R, Tsao Tsu-Chin, "Torque Control for a Form Tool Drilling Operation," IEEE Transactions of Control Systems Technology, Vol. 7(1), pp. 22-30, 1999.
6. Matsushima, K., Bertok, K., and Sata, T., "In process detection of tool breakage by monitoring the spindle current of a machine tool," ASME J. Meas. Contr. Batch Manuf., pp. 145-154, 1982.
7. J. L. Stein and C. H. Wang, "Analysis of power monitoring on AC induction drive systems", ASME J. Dyn. Systems, Measurement Control, Vol. 112, 239-248, 1990.
8. M.C.Tsai, E.C.Tseng and M.Y.Cheng, "Design of a torque observer for detecting abnormal load", IFAC Control Engineering Practice, Vol.8, pp.259-269, 2000.
9. C.L. Chu., M.C. Tsai and H.Y. Chen, "Torque Control of Brushless DC Motors Applied to Electric Vehicles," International Electric Machines and Drives Conference 2001, MIT, Boston, 2001.
10. Liu, H. S., Lee, B. Y. and Tarn, Y. S., "Monitoring of Drill Fracture From the Current Measurement of a Three-Phase Induction Motor," International Journal of Machine Tools and Manufacture, Vol. 36(6), pp. 729-738, 1996.
11. Lee, B. Y., Liu, H. S. and Tarn, Y. S., "Monitoring of Tool Fracture in End Milling using Induction Motor Current," Journal of Materials Processing Technology, Vol. 70, pp. 279-284, 1997.
12. B. Liang, B.S. Payne, A.D. Ball, S.D. Iwnicki, "Simulation and fault detection of three-phase induction motors" Mathematics and Computers in

- Simulation, Vol. 61, pp. 1-15, 2002.
13. Jeong, Y. H. and Cho, D. W., "Estimating Cutting Force from Rotating and Stationary Feed Motor Currents on a Milling Machine," *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, Vol. 42, pp. 1559-1566, 2002.
 14. Gi D. Kim and Chong N. Chu, "Indirect Cutting Force Measurement Considering Frictional Behaviour in a Machining Centre Using Feed Motor Current," *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, Vol. 15, pp. 478-484, 1999.
 15. King, H. Y., Ahn, J. H. "Real-time drill wear estimation based on spindle motor power" *Journal of Materials Processing Technology*, Vol. 124, pp. 267-273 , 2002.
 16. Martellotti M. E., "An Analysis of the Milling Process," *Transaction of ASME*, Vol. 63, pp.677-700, 1941.
 17. Koenigsberger, F. and Sabberwal, A. J. P., "An Investigation into the Cutting Force Pulsations During Milling Operations," *International Journal of Machine Tool Design and Research*, Vol. 1, pp. 15-33, 1961.
 18. Wang, J. J. and Zheng, C. M., "An analytical force model with shearing and ploughing mechanisms for end milling," *International Journal of Machine Tools & Manufacture*, Vol. 42, pp. 761-771, 2002.
 19. A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, Jr and S. D. Umans, *Electric Machinery*, McGraw-Hill, New York , 1983.
 20. T. Wildi, *Electrical Machines, Drives, and Power Systems*., Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
 21. A. F. Kip, *Fundamentals of Electricity and Magnetism*. McGraw-Hall, New York , 1969.
 22. B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1987.
 23. Blaschke, F., "The principle of field orientation as applied to the new trans vector closed loop control system for field machines," *Siemens Review*, Vol. 34, pp.217-220, 1972.
 24. Schierling, H., "Self-commissioning-A Novel Feature of Modern Inverter-Fed Induction Motor Drives," *Conf. IEE Power Electronics and Variable Speed Drives*, pp.287-290 , 1988.
 25. Schierling, H., "Fast and Reliable Commissioning of AC Variable Speed Drives by Self-Commissioning." *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Vol. 1, pp.489-492 , 1988.
 26. Charles L. Phillips, H. Troy Nagle, *Digital control system analysis and*

- design, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey , 1984.
27. Steven C. Chapra, Raymond P. Canale., Numerical methods for engineers with personal computer applications, McGraw-Hill, New York , 1985.
 28. Faa-Jeng Lin, Rong J. Wai., “A comparative study of sliding mode and model reference adaptive speed observers for induction motor drive” Electric Power Systems Research, Vol. 44, pp. 163-174, 1998.
 29. Hong, K., and K. Nam, “A load torque compensation scheme under the speed measurement delay,” IEEE trans. Industrial Electronics, Vol. 45, no. 2, pp.283-290, 1998.