

工業伺服馬達磁鐵健康度評估（使用馬達磁通估測法）

A Magnet Health Evaluation Method for Industrial Permanent Magnetic Synchronous Machine (with Flux Estimator)

易承霖¹、劉家榮^{2*}、Paul Santiago Tumbaco Casa³、陳俊佑⁴、楊士進⁵、陸品丞³

¹ 國立台灣大學 機械工程學系 碩士生

² 工研院機械所 控制核心技術組 機電控制整合部 研發經理

³ 工研院機械所 控制核心技術組 機電控制整合部 副研究員

⁴ 國立台灣大學 機械工程學系 博士生

⁵ 國立台灣大學 機械工程學系 副教授

摘要：永磁同步電機 (PMSM) 擁有較高的功率密度及工作效率，在運轉時啟動力矩大且噪音小等優點，近年來快速發展在無人機，風力發電及電動車等需高可靠度等應用上。然而，PMSM 所普遍使用的鈷鐵硼磁鐵，卻會受到溫度、震動及外加磁場等影響，導致磁石破裂或磁力退化等無法回復的傷害。因此本文提出以量測電壓電流訊號的方式進行磁通狀態估測，以期達到非侵入式，即時健康度診斷的效果。

Abstract : Permanent Magnetic Synchronous Motor (PMSM) is a highly applicable machine in electric vehicles or wind generators, which features high power density, good efficiency and reliability. However, the performance of NdFeB Magnet in PMSM can be damaged due to environment factor such as heat, vibration and external magnetic field. The magnet thus may suffer from rupture or irreversible demagnetization. In this paper, we purpose a new detecting method based on non-invasive measurement of voltage and current signal to establish a flux estimator, which can work for real time rotor health evaluation.

關鍵詞：永磁電機、電機故障、退磁、即時偵測

Keywords : Permanent magnet synchronous machines, Electrical fault, Demagnetization, Real time detection

前言

永久磁鐵為永磁同步馬達的關鍵零件之一，馬達的性能往往與永久磁鐵狀況呈直接相關。一旦永久磁鐵因風化腐蝕、撞擊破裂或短路電流磁化等因素造成磁力被破壞，導致磁場下降，為了達到額定輸出，將會使電流命令增加，造成內部電流的產生，縮減機器的使用壽命或造成更加嚴重的損壞例如裂開、短路。因此，現今有許多文獻提出不同的馬達健康檢測方法，可應用在不同的檢測條件下。在 [1,2] 中提出使用高頻訊號進行

注入，觀測馬達在飽和狀況下響應的方式，根據電流波形變化來檢測不同轉子故障。亦有方法是透過電流頻譜分析 [3,4] 抓取錯誤特徵諧波作為退磁判斷依據，相似的方法也可樣應用於反電動勢分析上 [5]，或是兩者結合 [6] 可應用在除退磁以外的馬達故障上。若是想得到更高靈敏度、可靠度的偵測方法，則可使用侵入式偵測裝置如線圈 [7] 或霍爾感應元件 [8] 進行量測，能有效區隔出細微且不同形式的故障訊號。除此之外隨著近年電腦對資訊運算能力的加強，也逐漸出現以數據

表 1 馬達規格

極數 (poles)	8 極 (round)
繞線方式	集中式
定子線圈	並聯
額定電流	9A
額定電壓	48V
額定功率	250W

建立錯誤模型，或使用特殊演算法進行馬達健康診斷的相關研究，在非穩態運轉時依然能有效判斷出故障訊號 [9,10]。

然而實務上受到控制器本身效能的影響，使用快速傅立葉變換等頻譜分析工具會占用掉許多運算資源。另外前述許多偵測方法多須將馬達安裝在固定的測試平台上進行電訊號量測，沒辦法達到即時監測的目的。又或是使用侵入式裝置，無法用在已出廠的馬達上，安裝成本也相對較高。本文為此提出一套有主 / 被動兩種，可用在磁場健康度診斷之電壓電流分析方法，並以客製的 12 槽 8 極馬達進行實驗驗證，表 1 為馬達之相關規格。

退磁訊號分析

一般而言，馬達的退磁狀況分有兩種，分別為區域和均勻退磁。此外根據應用場合的不同，又可再分為離線與在線診斷方式。因此下文分區塊做說明，依序為離線退磁診斷及在線退磁診斷。

1. 均勻靜態退磁診斷

在前言中提到，使用高頻弦波注入的方式 [1]，可以根據馬達飽和程度的不同，擷取出退磁

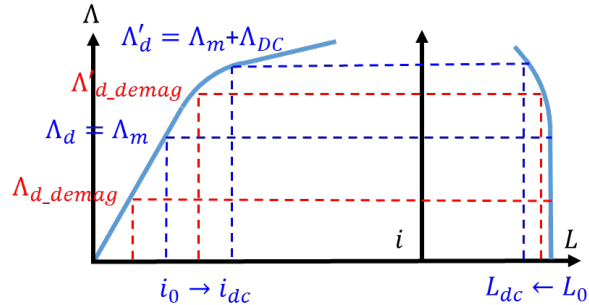


圖 1 馬達磁滯曲線

故障訊號。然而其所選擇的注入方法為高頻方波，且數據處理上必須擷取區域極值進行計算，增加訊號分析的複雜度。本文對此注入方式進行部分改動，改為注入帶有直流成分 V_{dc} 之高頻弦波：

$$\begin{aligned} V_a^* &= V_m \cos(\omega_c t) + V_{dc} \\ V_b^* &= V_m \cos\left(\omega_c t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ V_c^* &= V_m \cos\left(\omega_c t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (1)$$

圖 1 是一典型的馬達永磁之磁滯取線，當靜止狀態下電流向量與永磁 N 極 (d 軸) 同向時，鐵心內部永磁與電流通疊加導致磁飽和現象發生，使電感大小發生變化。可以從圖 2 中得到電流方向與轉子 N 極位置之關係。

另外在圖 1 中亦可以見到，若在定子軸加入一直流向量電壓所產生之直流電流，將該方向磁飽和操作點進行移動；調整到電感變化幅度較大之位置，能增加偵測訊號的變化量與可讀性，可

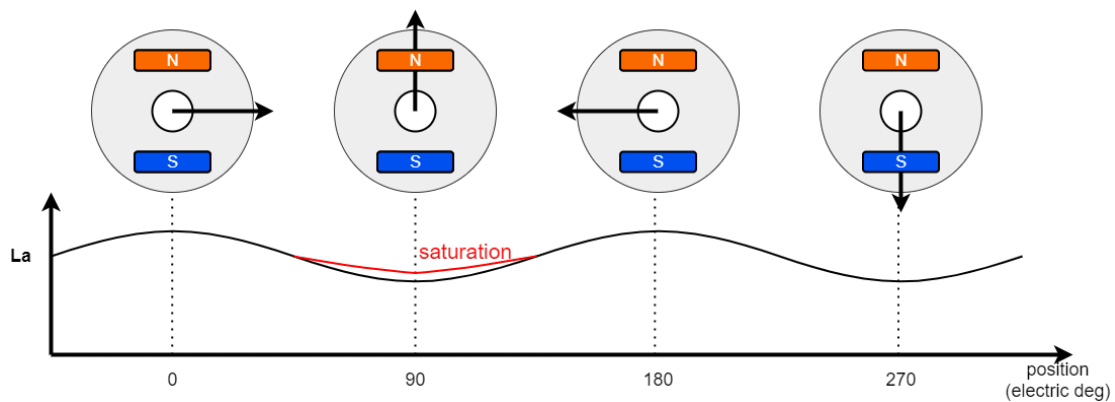


圖 2 電流向量與電感關係

藉此找出不同馬達適合的偵測點。除此之外，此直流電流同時能吸住轉子並使其位置固定，有效避免轉子位置不同所造成的電感變化影響。

式 (2) 是高頻弦波注入所產生的電流形式 [11]，其總共會由 ±1 和 ±2 四個倍頻所組成，其中 ±1 倍頻為我們所關注的，與電感變化相關的電流訊號，而 ±2 倍頻為電感飽和所造成的諧波。另外直流電壓所產生的電流也會在此出現，會在三相電流中產生偏差，為進行訊號處理時需注意之處。

$$i_{dq}^s = \frac{V_m}{j\omega_c} \left\{ \left(\frac{1}{L_d} + \frac{1}{L_q} \right) e^{j\omega_c t} + \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) e^{-j(\omega_c t - 2\theta_r)} \right\} + \frac{V_c^2}{2\omega_c^2} \frac{d^2 i_d^r}{d\lambda_d^2} (\Lambda_m) \sin^2(\omega_c t - \theta_r) e^{j\theta_r} + i_{dc}$$

其中上標 s 表示定子座標， L_d, L_q 為 dq 軸電感， ω_c 為注入訊號頻率而 θ_r 是轉子位置。由於飽和現象會使得 L_d, L_q 電感值發生改變，因此 ±1 倍頻幅值皆可作為退磁指標，本文中使用了 -1 倍頻作為退磁訊號，因其變化程度與退磁狀況相近，較易於量化退磁程度。

2. 靜態區域退磁

雖在 [1] 中提到，透過觀察不同角度注入之電流響應，可以觀察到區域退磁造成的飽和電流歪曲現象。然而實際上此飽和狀況會因馬達線圈拓樸結構產生中和現象，導致該波形與均勻退磁相似度高。且在馬達靜止狀態時其電壓電流數學模型中的反電動勢項消失，無法透過電訊號取得磁場資訊，靜態退磁偵測在實行上仍有困難，因此本文不多做討論。

3. 磁通估測器與均勻退磁

為了要能夠取得馬達整體磁通資訊，本文建立一磁通估測器 [12]，利用已知電阻值建立出馬達電壓模型，其定子軸電壓方程可表示為

$$V_{dq}^s = r_s \cdot i_{dq}^s - \frac{d}{dt} \lambda_{dq}^s \quad (3)$$

通過對其進行積分可獲取馬達整體磁通訊號

$$\lambda_{dq}^s = \int (V_{dq}^s - r_s \cdot i_{dq}^s) dt = \int e_{dq}^s dt \quad (4)$$

實、虛軸表示為

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^s &= \int (V_{ds}^s - r_s \cdot i_{ds}^s) dt \\ \lambda_{qs}^s &= \int (V_{qs}^s - r_s \cdot i_{qs}^s) dt \end{aligned} \quad (5)$$

由於磁鐵導磁率與空氣相近，當轉子中只有磁鐵故障出現時馬達的電感型態與健康狀況極為近似，不會對電流訊號造成多餘的影響。當轉子位置資訊足夠時，便可將積分出的總體磁通投影到轉子軸上，此時其磁通方程式會如同式 (6)，可根據已知電感參數解耦出永磁磁通項。

$$\begin{aligned} \lambda_{m,d} &= \lambda_{ds}^r - L_{ds} i_{ds}^r \\ \lambda_{m,q} &= \lambda_{qs}^r - L_{qs} i_{qs}^r \end{aligned} \quad (6)$$

其中 λ_m 為估計出的永磁磁通量，一般情況下當此模型足夠準確時 $\lambda_{(m,d)}$ 即可表示永磁狀況。但實際上可能有馬達幾何所造成的其他諧波存在，除此之外區域退磁也會影響 q 軸磁通，必須納入考量。

4. 區域退磁諧波分析

當轉子內部磁鐵磁場不均勻狀況發生時，同相中的不同線圈會產生不同的感應電壓，造成反電動勢諧波的出現。圖 3 是同相不同線圈的反電動勢波形 (已做平移處理)，圖 4 則是線圈並聯時不平衡電壓所可能造成的內電流。

為探討單槽磁鐵被破壞時對反電動勢波形所造成的影響，我們使用一缺陷方程 (fault function) 來

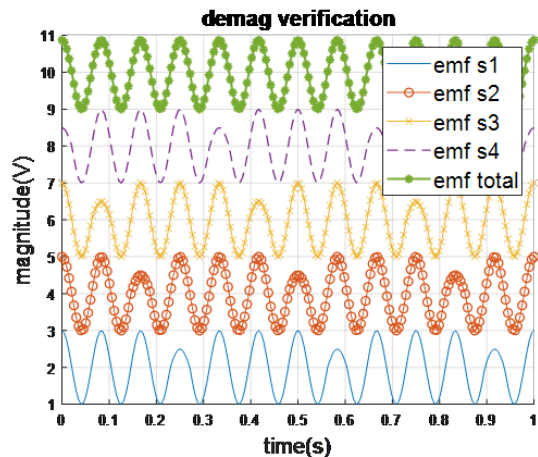


圖 3 單槽反電動勢 (12s10p machine)

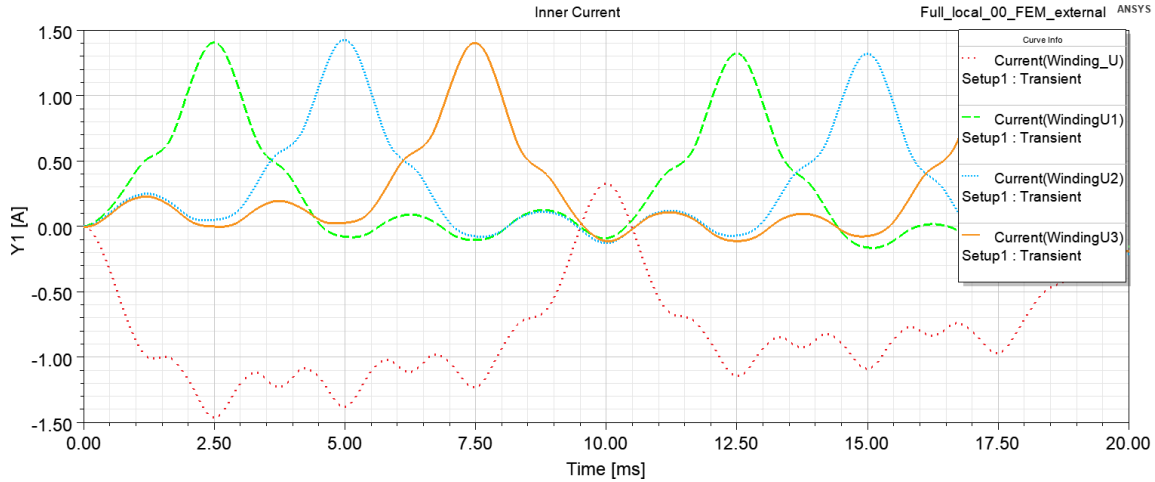


圖 4 並聯電路內電流

描述故障發生時產生的波形。首先假設健康轉子的反電動勢為純弦波：

$$e_{a1} = V_e \cos\left(\frac{p}{2}\theta_r\right) \quad (7)$$

而缺陷方程為：

$$f(\theta_r) = \begin{cases} 0 < \theta_r < \frac{\pi}{p}, 1(p.u.) \\ 0 \end{cases} \quad (8)$$

其中 V_e 為反電動勢峰值， p 為極數，可將此週期函數以傅立葉級數表示

$$F(\theta_r) = \frac{1}{p} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{p}\right) \cos(k\theta_r) \quad (9)$$

而磁鐵缺陷所損失的磁通可以此缺陷方程與健康磁通波形的乘積表示，透過前述級數表達此波形，可得到缺陷磁通的完整波形。

$$e_{fault}(\theta_r) = V_e \cos\theta_r \left(\frac{1}{p} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{p}\right) \cos(k\theta_r) \right) \quad (10)$$

然而實際上因在保守系統中磁通進出量必須守恒，真正的反電動勢其週期電壓含蓋範圍應等於零，因此需再加上一修正項

$$e_{fault}(\theta_r) = V_e \cos\left(\frac{p}{2}\theta_r\right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{p}\right) \cos(k\theta_r) + V_e \cos\left(\frac{p}{2}\theta_r\right) \frac{1}{p} - \frac{2}{p\pi} \quad (11)$$

再將原先的反電動勢減去剛算得之缺陷項，可得出區域退磁時單槽所得之反電動勢

$$e'_{a1} = e_{a1} - k_i e_{fault}(\theta_r) = V_e \left[\cos\left(\frac{p}{2}\theta_r\right) \left(1 - k_i \frac{1}{p}\right) + \frac{2}{p\pi} + \cos\left(\frac{p}{2}\theta_r\right) \left(\sum_{k=1}^{\infty} \frac{2k_i}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{p}\right) \cos(k\theta_r) \right) \right] \quad (12)$$

$$= V_e \left[\cos\left(\frac{p}{2}\theta_r\right) \left(1 - k_i \frac{1}{p}\right) + \frac{2}{p\pi} + \left(\sum_{k=1}^{\infty} \frac{k_i}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{p}\right) \cos\left(\left(k \pm \frac{p}{2}\right)\theta_r\right) \right) \right]$$

此形式即為部分文獻中 [3] 所提及的退磁反電動勢諧波由來 ($f_{id} = f_s \left(k \pm \frac{p}{2}\right)$)，其中 k_i 是一介於 0 至 1 的數，用來表示單槽中磁力減損的程度。最後再加總同相中所有線圈之感應電壓，便可得單相反電動勢波形

$$e'_a = \sum_{s=1}^s e_{as} = \sum_{sa=1}^{sa=n} V_e \left[\cos\left(\frac{p}{2}\theta_r\right) \left(1 - k_i \frac{1}{p}\right) + \frac{2}{p\pi} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{k_i}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{p}\right) \cos\left(\left(k \pm \frac{p}{2}\right)(\theta_r - \theta_{sa})\right) \right] \quad (13)$$

其中 s 表示單相中 n 個線圈的第 s 槽， θ_s 是該線圈所指相的機械角度，與馬達的繞線方式有關。由於三相對稱的緣故，另外兩相之反電動勢可表示為

表 2 不同馬達之區域退磁倍頻

TABLE III
NORMALIZED PRODUCT OF COIL FACTOR AND MAGNET COEFFICIENT FOR DIFFERENT NUMBERS OF POLES AND SLOTS

N_s	P	$ k_{mn}k_{san} $							
		$1/(P/2)$	$2/(P/2)$	$3/(P/2)$	$4/(P/2)$	$5/(P/2)$	$6/(P/2)$	$7/(P/2)$	$8/(P/2)$
9	6	0	0	1	0	0	0	0	0
9	8	0.02603	0.03193	0.09785	1	0.1409	0.09785	0.03193	0.02603
12	8	0	0	0	1	0	0	0	0.1429
12	10	0.02976	0	0.0813	0	1	0	0.1111	0
15	8	0.01609	0.02196	0.0951	1	0.02939	0.03633	0.01502	0.01502
24	8	0	0	0	1	0	0	0	0
48	8	0	0	0	1	0	0	0	0

$$e'_b = \sum_{sb=1}^{sb=n} V_e \left[\sum_{k=1}^{\infty} \frac{k_i}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{p}\right) \cos\left(\left(k \pm \frac{p}{2}\right)(\theta_r - \theta_{sb})\right) \right] \quad (14)$$

$$e'_c = \sum_{sc=1}^{sc=n} V_e \left[\sum_{k=1}^{\infty} \frac{k_i}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{p}\right) \cos\left(\left(k \pm \frac{p}{2}\right)(\theta_r - \theta_{sc})\right) \right]$$

也可以更精簡的以複數平面表示 [6]

$$e_a = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} E_n e^{jn\theta_m} \left(\sum_{z=1}^{N_{coil}} (-1)^{z-1} e^{jn\theta_{cz}} \right) \times \left(\sum_{i=1}^p (-1)^{i-1} k_i e^{jm(i-1)\frac{360}{p}} \right) \quad (15)$$

其中 z 表示線圈順序， θ_{cz} 為前述線圈方向。此外還需要注意，當每一互線圈相加總時，相反電動勢諧波可能與單線圈表現不同。以本文為例，實驗中所使用 12 槽 8 極馬達的單相反電勢之倍頻會互相抵銷，其諧波會到二倍頻才開始出現，如表 2 [6] 中列出常見的槽及配對與退磁諧波波形。

藉此我們可根據反電動勢的數學模型及馬達的幾何特性，總結出區域退磁會造成的諧波特徵：

1. 磁槽順序不會造成退磁訊號相位變化。
2. 多組磁石缺陷會影響倍頻大小，馬達幾何對稱時不影響頻譜分布。
3. 相對應的 N 極與 S 極區域退磁時相位相反，同時發生則相互抵銷。

4. 因馬達健康時不會有該訊號出現，因此區域退磁故障訊號較均勻退磁容易偵測。

最後再配合前面所建立的磁通估測架構分析該磁通訊號的波形，並擷取出永磁故障之特徵频段，便可以用於判斷轉子是否有不均勻磁場發生。

模擬與訊號擷取

本文使用 Ansys Maxwell 2D 電磁場有限元素模擬軟體分析，對段落 2 之退磁馬達數學模型進行驗證。模擬中以減少磁鐵體積來近似於真實的退磁退化情形，[6,13] 等文獻中亦提到，不同形式的磁鐵破壞所造成的故障訊號諧波相同，而採用此方法也較易於量化磁鐵健康程度。

1. 靜態均勻退磁

在此模擬中分別對三相進行式 (1) 形式的直、交流混和高頻電壓注入，再對其電流訊號進行分析。因式 (2) 中非直流部份的電流訊號才是我們所需分析的部分，因此在開始處理訊號前會先加入一高通濾波器除去 i_{dc} 項。圖 5 是該電流訊號濾波後在定子軸上的頻譜分部，其 ± 1 和 ± 2 倍頻皆有出現，與理論相互呼應，而其中 ± 1 倍頻與電感值相關，可在其後處理成直流訊號作為退磁參考指標，流程如圖 6。

2. 動態區域退磁

因均勻退磁所造成的動態反電動勢幅值下降是可預見的，因此模擬部分只討論區域退磁情形。

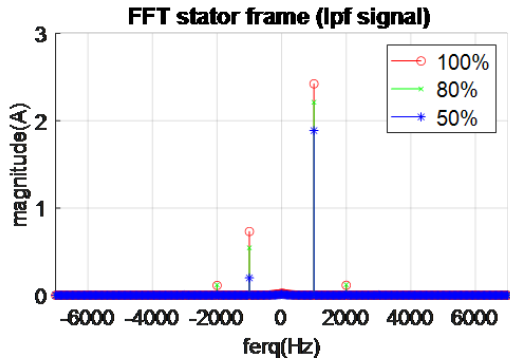


圖 5 定子軸電流頻譜 (已濾波)

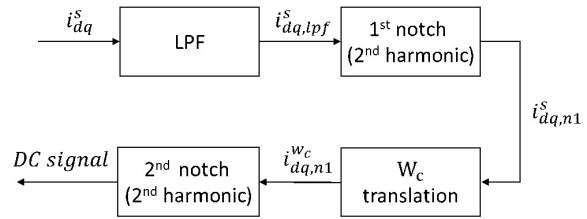


圖 6 訊號擷取流程

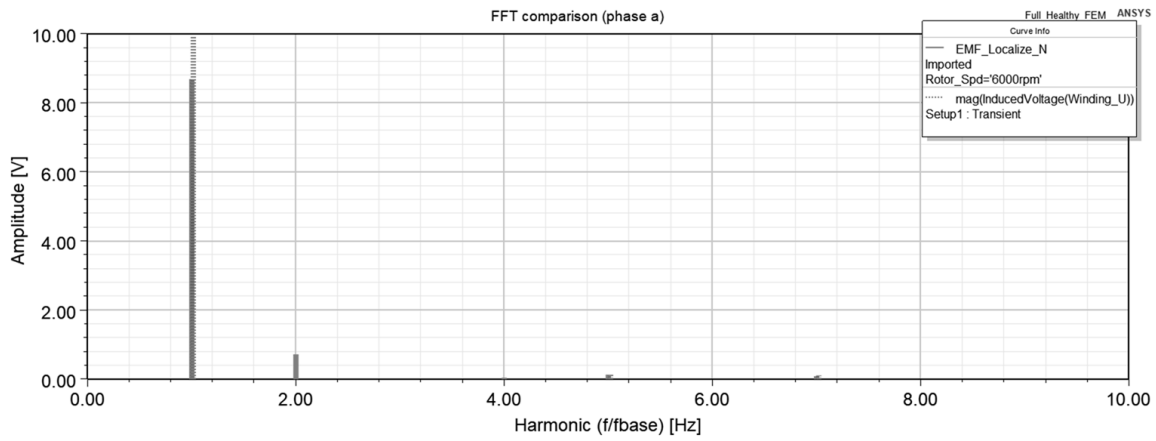
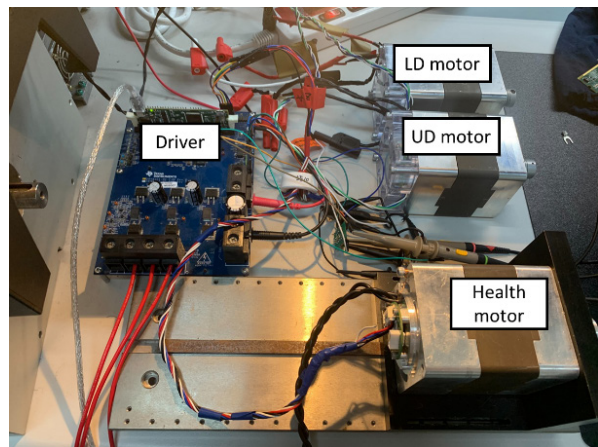
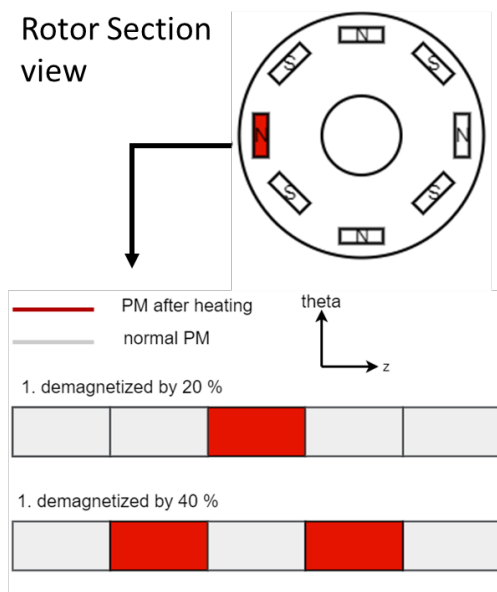


圖 7 區域退磁反電動勢頻譜



(a) (b) 圖 8 實驗設備處理 (a) 磁鐵安裝方式 (b) 實驗平台

圖 7 是 12 槽 10 極馬達 N 極退磁時的反電動勢波形與頻譜，可見到當磁場不平均狀況發生時，非基頻諧波便會顯現，圖中可見到退磁諧波位置落在 2 倍頻上，與前小結論相呼應。

實驗結果

1. 轉子退磁處理

圖 8(a) 是本次實驗中所使用馬達的永磁轉子，其總共有八個磁槽且每一槽內最多可裝入五顆磁鐵。為了在破壞磁場的同時不改變轉子本身的動平衡特性，本實驗採用非物理破壞的方式對磁鐵進行加熱。使用烤盤將磁鐵加熱到居禮溫度以上並維持一段時間來完全破壞磁鐵磁性。透過將轉子內不同區域的健康磁鐵與退磁磁鐵進行抽換，

可達到改變磁場分布的效果。經過處理後分別得到均勻退磁 (UD)40% 與單一槽完全退磁 (LD) 之馬達各一顆。在本實驗中將會與健康馬達狀況進行對照。

2. 靜態均勻退磁偵測

本文章使用的實驗平台如圖 8(b)，使用一驅動器對馬達進行高頻電壓注入及運轉控制，再使用控制器內部之電壓電流資訊進行處理，取得各項馬達健康狀況指標。其中該變頻器之切頻率為 10 kHz，因此為使得數位濾波器有好的效果，本小節實驗使用 500 Hz 弦波電壓作為注入載波。後透過適當調節直流電壓幅值，可改變馬達鐵芯飽和操作區段。圖 9(a)(b) 分別是注入直流電壓前後之電流響應訊號，可以看到當電流增加時磁飽和

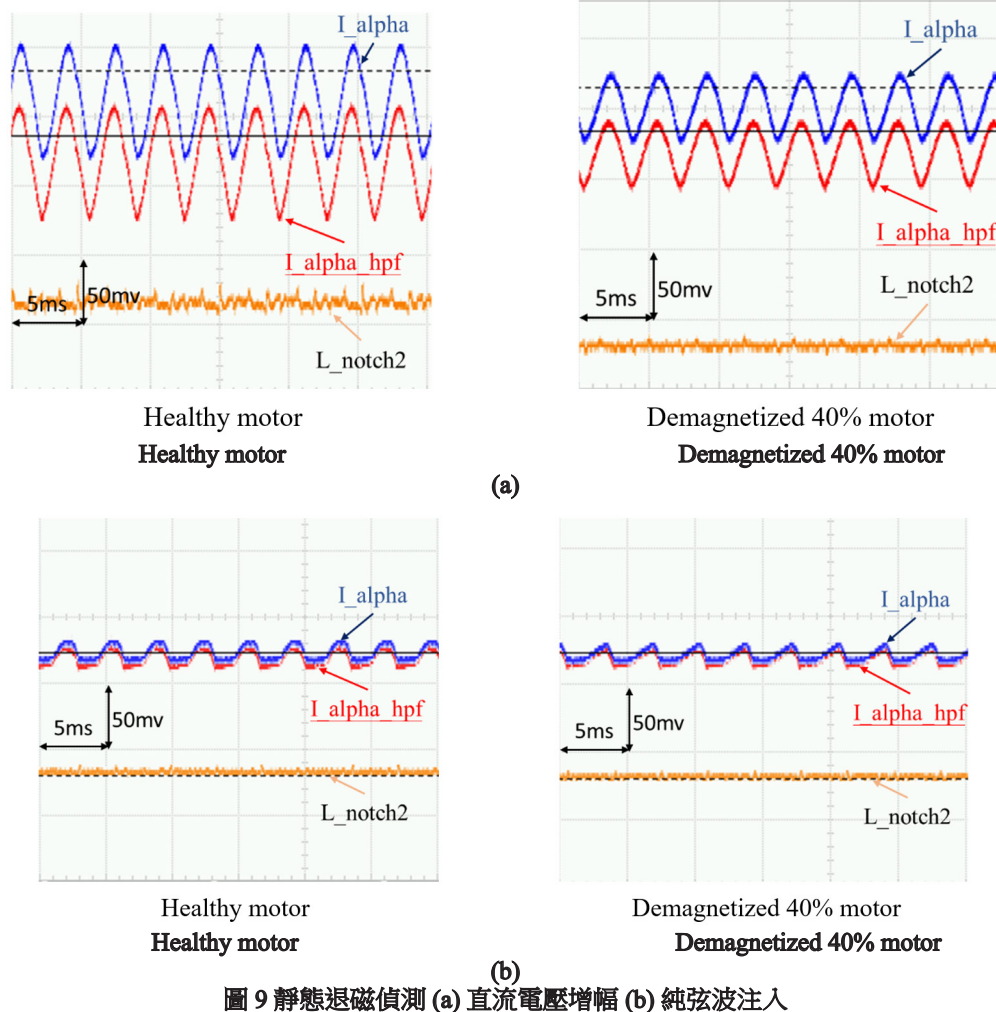


圖 9 靜態退磁偵測 (a) 直流電壓增幅 (b) 純弦波注入

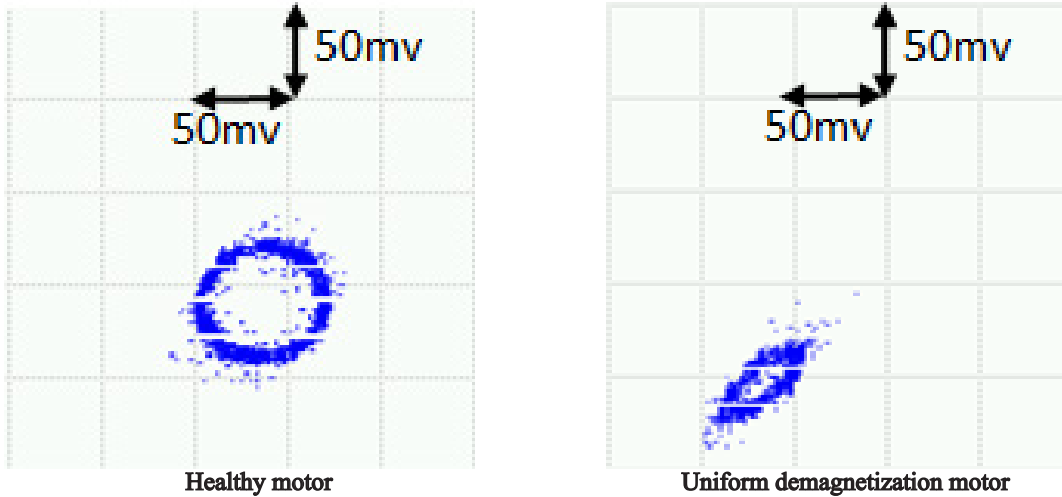


圖 10 磁通 XY 圖, 3000 rpm

操作點改變，不同退磁程度差異顯現。

3. 均勻退磁動態偵測

如磁通估測器與均勻退磁段落所言，使用估測器所估測出之整體磁通可用於分離永磁磁通項，其理想狀態應為一定值。然而實際上式 (6) 為理想馬達數學模型，部分參數在投影至轉子座標後仍有諧波存在，因此本實驗中另外使用一低通濾波器來降低諧波干擾。圖 10 是使用電壓命令估測之定子座標總體磁通與永磁磁通幅值，可看到當均勻退磁發生時會有變小情況。另由於退磁狀況嚴重導致反電動勢波形有變化，造成偏移。

4. 區域退磁動態偵測

根據區域退磁諧波分析段落推論，本次實驗馬達所估測的總磁通波形會與前述之反電動勢相關，其差異只在諧波的角速度微分項，因此透過磁通估測器仍能觀察出其退磁諧波。圖 11 是估測磁通在定子軸座標上的頻譜分部並與局部放大對照，當轉速與電壓命令同步時會如同式 (2)，會出現 ± 1 倍頻，而當區域退磁故障發生時則會出現 -2 倍頻，可以從圖 11 中放大的部分中看到此倍頻幅值與健康狀態差異當明顯。圖 12 則是此訊號經過不同處理的波形，(a) 投影在 XY 座標，可看到當區域退磁發生時會有稍微歪斜的現象出現，且幅

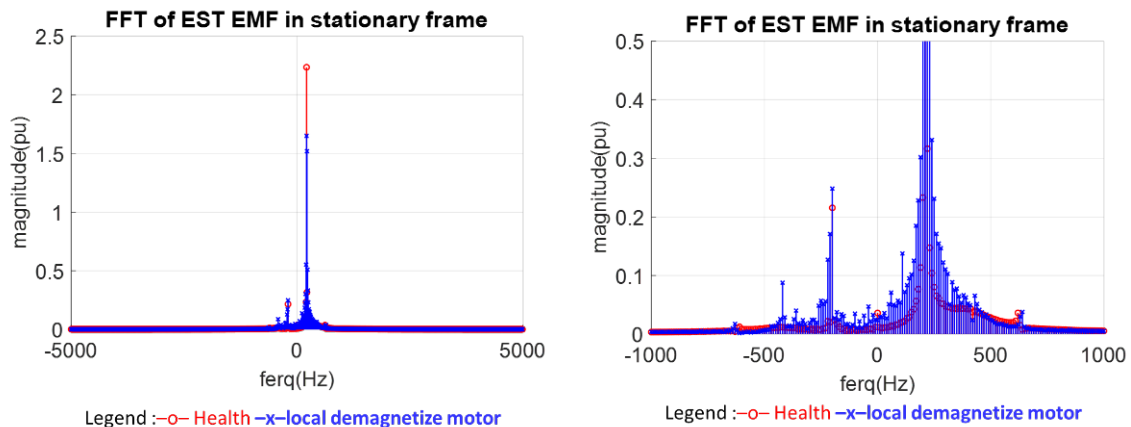


圖 11 估測磁通頻譜分佈

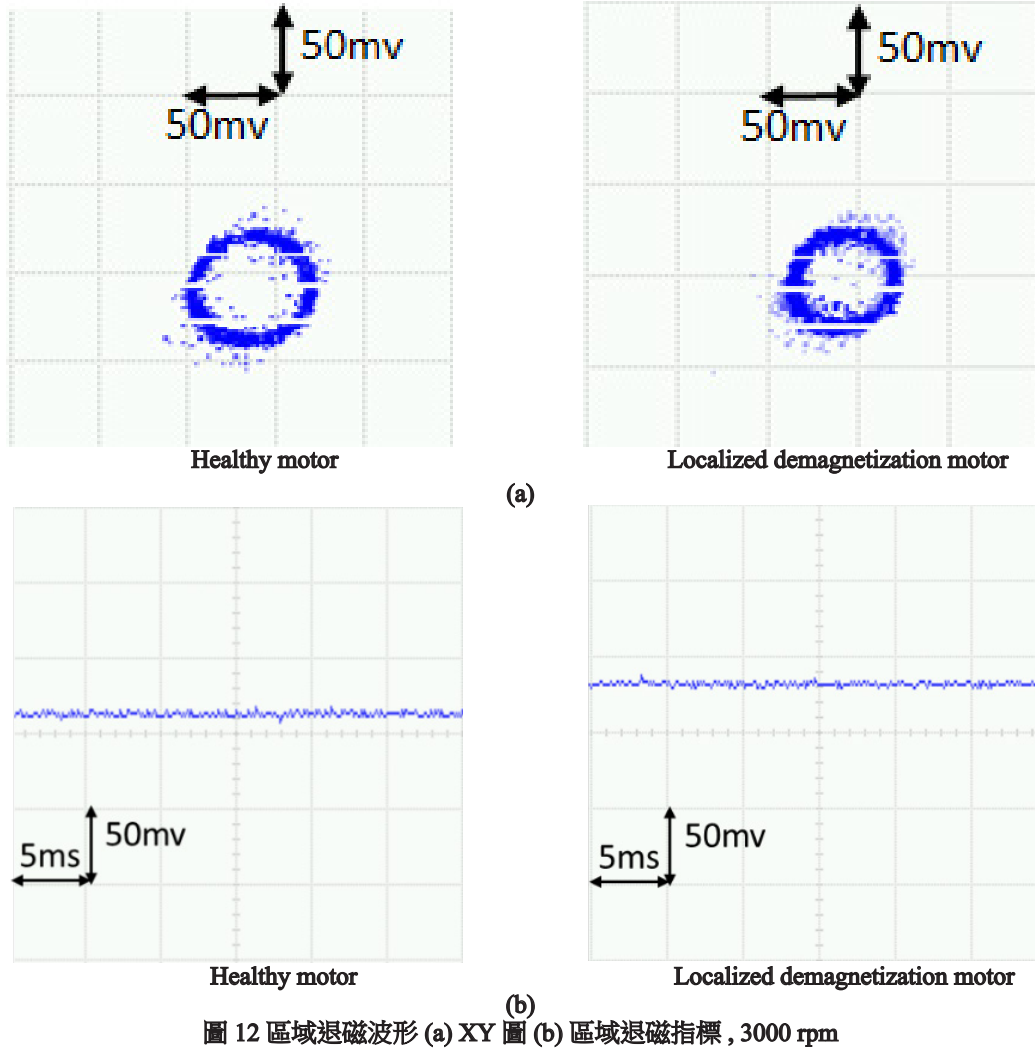


圖 12 區域退磁波形 (a) XY 圖 (b) 區域退磁指標, 3000 rpm

值也相對應減少。(b) 則是將此訊號進行處理後所得之 -2 倍頻指標，可看到在區域退磁發生時會有明顯的上升，反應出區域退磁的程度。

結論

- 透過直流電壓輸入可確實改變馬達磁飽和操作區間，增加靜態偵測靈敏度。
- 動態磁通偵測準確度受到參數影響，估測需先知道電感和電阻參數。
- 區域退磁偵測頻譜會受馬達繞線影響，無法直接透過計算取得 (查表)。
- 可透過估測磁通幅值作為退磁程度參考，但退

磁程度嚴重時無法做出區別。

誌謝

感謝經濟部技術處高值金屬成型機械智慧機電整合技術開發計畫 (L353C70000) 的支持，使本計畫得以順利進行，特此致上感謝之意。

參考文獻

- [1] J. Hong, D. Hyun, S. B. Lee, J. Yoo and K. Lee, "Automated Monitoring of Magnet Quality for Permanent-Magnet Synchronous Motors at Standstill," in *IEEE Transactions on Industry*

- Applications*, Vol. 46, no. 4, pp. 1397-1405, July-Aug. 2010.
- [2] J. Hong et al., "Detection and Classification of Rotor Demagnetization and Eccentricity Faults for PM Synchronous Motors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 48, no. 3, pp. 923-932, May-June 2012.
- [3] J. A. Rosero, J. Cusido, A. Garcia, J. A. Ortega and L. Romeral, "Study on the Permanent Magnet Demagnetization Fault in Permanent Magnet Synchronous Machines," IECON 2006 - 32nd Annual Conference on *IEEE Industrial Electronics*, Paris, France, 2006, pp. 879-884.
- [4] T. Goktas, M. Zafarani and B. Akin, "Discernment of Broken Magnet and Static Eccentricity Faults in Permanent Magnet Synchronous Motors," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 31, no. 2, pp. 578-587, June 2016.
- [5] W. le Roux, R. G. Harley and T. G. Habetler, "Detecting Rotor Faults in Low Power Permanent Magnet Synchronous Machines," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, no. 1, pp. 322-328, Jan. 2007
- [6] M. Zafarani, T. Goktas and B. Akin, "A Comprehensive Magnet Defect Fault Analysis of Permanent-Magnet Synchronous Motors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 52, no. 2, pp. 1331-1339, March-April 2016.
- [7] Y. Da, X. Shi and M. Krishnamurthy, "A New Approach to Fault Diagnostics for Permanent Magnet Synchronous Machines Using Electromagnetic Signature Analysis," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, no. 8, pp. 4104-4112, Aug. 2013.
- [8] Y. Park et al., "Online Detection of Rotor Eccentricity and Demagnetization Faults in PMSMs Based on Hall-Effect Field Sensor Measurements," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 55, no. 3, pp. 2499-2509, May-June 2019.
- [9] B. M. Ebrahimi, J. Faiz and M. J. Roshtkhari, "Static-, Dynamic-, and Mixed-Eccentricity Fault Diagnoses in Permanent-Magnet Synchronous Motors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, no. 11, pp. 4727-4739, Nov. 2009.
- [10] J. Rosero, A. Garcia, J. Cusido, L. Romeral and J. A. Ortega, "Fault detection by means of Hilbert Huang Transform of the stator current in a PMSM with demagnetization," *2007 IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing*, Alcalá de Henares, Spain, 2007, pp. 1-6.
- [11] Yu-seok Jeong, R. D. Lorenz, T. M. Jahns and Seung-Ki Sul, "Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, no. 1, pp. 38-45, Jan.-Feb. 2005.
- [12] M. Koteich, "Flux estimation algorithms for electric drives: A comparative study," *2016 3rd International Conference on Renewable Energies for Developing Countries (REDEC)*, Zouk Mosbeh, Lebanon, 2016, pp. 1-6.
- [13] M. Krichen, E. Elbouchikhi, N. Benhadj, M. Chaieb, M. Benbouzid and R. Neji, "Motor Current Signature Analysis-Based Permanent Magnet Synchronous Motor Demagnetization Characterization and Detection. [Online]. *Machines* 2020, 8(3), 35. <https://doi.org/10.3390/machines8030035>