

內置式永磁同步馬達(IPMSM)電感分析

編撰： 勢流科技 陳桂村

摘要

基於內置式永磁同步馬達(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)的電感，對於分析轉子凸極(Saliency)特性的重要性，以及在推導 PMSM 的統御方程式以建立電機模型之前，必須先取得相關的磁性參數(Magnetic Parameters) —— L_d , L_q ，本研習內容就一個 IPM 馬達，以需要採取弱磁(Flux Weakening)控制達到推進增速的目的，探討磁性參數的非線性電感特性，除了運用 MATLAB/Simulink 模型具體闡釋線性/非線性電感的差異，也採用有限元素(FEM)的數值工具 —— JMAG-Designer，依實驗量測的條件設定進行電磁模擬，而求算馬達電感的方法。

(A) 介紹

1980 年代後期出現高磁通密度(Flux Density)以及高矯頑磁力(Coercivity)的稀土永久磁鐵材料之後，PMSM 便成為高效能變速驅動器應用的潛在方案。而 IPMSM 因幾何構形的凸極，如 Fig.(1) 所示，在 d/q 軸之間存在電抗差；因此，除了勵磁轉矩(Excitation Torque)之外，即使轉子上的永久磁鐵的磁極方向與定子線圈上的旋轉磁場，並未相互垂直，IPM 馬達還具有額外的磁阻轉矩(Reluctance Torque)的優勢。後者在諸如電動車(Electric Vehicle, EV)的應用中，被用來增進輸出的功率密度(Power Density)；具體來說，就是在 IPMSM 需要採取弱磁(Flux Weakening, FW)控制以達到推進增速的目的中，只要適當選擇電流相位，即可能使馬達在較寬廣的轉速範圍驅動、操作。其中，與電流相關並且經過同步旋轉座標系轉換後的 d/q 軸電感，通常被用來做為評估馬達特徵的指標參數；另一方面，在電路控制模擬環境(如：MATLAB/Simulink)，對以流程模塊方式組構而成的馬達數學模型，為了在分析中能夠重現電機的物理現象，其不僅必須在磁路中有精確的電感值來建構分析模型，而且需要將材料的非線性特徵一起考慮。

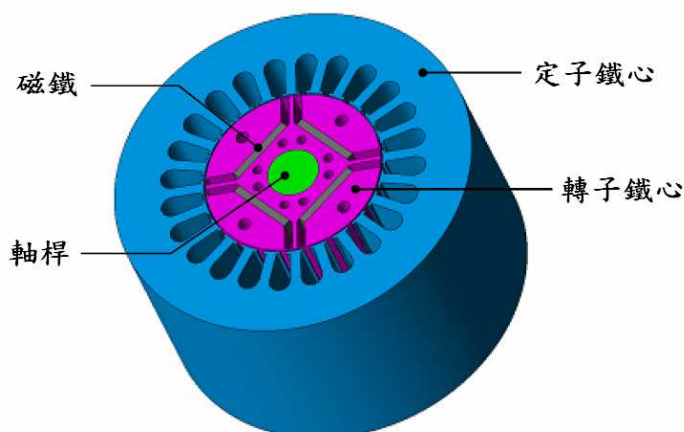


Fig.(1) 本研習中的 IPMSM 構成

本研習是一系列關於交流馬達驅動控制動態模擬分析的開場，有鑑於馬達通常在高磁通密度的情況下運作，故磁飽和現象是明顯而常見的。PMSM 的磁性參數與磁飽和(Saturation)的程度相關，其受到包含電流相位、幾何構造、及材料導磁特徵等非線性的本質所影響。因

此，本研習藉由參考文獻、MATLAB/Simulink 模型、JMAG 範例，來探討磁性參數的非線性電磁特性，以及求算馬達電感的方法。首先，在 (B) 節中簡明列述理想的數學 PMSM 模型，及其相關的假設。在第 (C) 節中，包括以 Simulink 模型闡明非線性電感的示例，以及進一步探討磁性參數的失調或偏移情形。第 (D) 節中，PMSM d/q 軸電感參數對弱磁控制的影響，做為後續 IPMSM 模型實施全速度(MTPA 和 FW)區間的控制模擬的基本。在第 (E) 節中，依據參考文獻[1]，瞭解典型實驗量測 PMSM 的 d/q 軸電感的方法。最後，在第 (F) 節中，以 JSOL 的 JAC017 和 JAC122 範例的內容為藍本，對照實驗量測方法，具體介紹有限元素(FEM)的數值工具求算馬達電感的方法。

(B) PMSM 模型

PMSM 通常是在轉子參考座標系(即 Park 的 d/q 模型)建立數學模型，可以得到非時變的物理變量。在這個同步旋轉的參考系統中，若不具有緩衝繞組(Damping Cage)的構成組件，其一般可依下列方程組描述：

Table(1) PMSM 的統御方程組

統御方程組	說明
<p>電壓方程式：</p> $u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (1)$ $u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \lambda_{pm}) \quad (2)$	<p>其中：</p> <p>ω_e : 電磁角速度</p> <p>ω_m : 馬達轉子機械轉速</p> <p>λ_{pm} : 永久磁鐵的磁鏈</p> <p>PP : 馬達磁極對</p> <p>T_L : 負載轉矩</p> <p>B : 摩擦係數</p> <p>J : 馬達轉子和與其相連結負載之間的綜合極慣性矩</p>
<p>電磁轉矩方程式：</p> $T_e = \frac{3}{2} \cdot PP \cdot [\lambda_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$	
<p>電機機械方程式：</p> $T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m \quad (4)$	$\omega_e = PP \cdot \omega_m \quad (5)$

推導 PMSM 的統御方程以建立電機模型之前，一個重要的步驟是獲得電機在靜止參考座標系下的相關參數。並且，藉由下列理想化的假設，PMSM 模型得以簡化而迅速完成：

- 忽略 PMSM 磁通路徑上的非線性(幾何、材料)，以及省略定子漏磁，可以得到定值的電感(L_d, L_q)值。
- 忽略定子線圈電阻隨溫升變化，可以室溫下採取 DC 電流所測量的相電阻 R_s 。
- 忽略馬達的損耗(銅、鐵損)，然後經由電磁輸入功率等於機械輸出功率，推算電磁轉矩。

(C) 磁性參數的非線性電磁特性

電機線圈是進行電、磁交互作用最簡單的應用元件，其能夠以磁的形式儲存能量而

具有緩衝的效果。線圈大部份是與鐵心導磁材料組合運用，因為這樣能夠增加電感，或者說是可以減少尺寸而降低材料的使用成本；然而，這也隨之抑低最大磁場強度，以及增加非線性。這是因為鐵心材料的最大磁通密度是有限度的，一旦超越飽和磁通密度，則鐵心的導磁率會下降，並且隨著飽和程度上升，其導磁效果將趨近如空氣。

(C-1) 線性/非線性電感闡明與示例

以一個螺旋線圈與一個柱狀鐵心繞結的基本組件，如 Fig.(2) 所示，線圈裡的磁通鏈和電流之間的關係，可以 (6) 式表示，而這也是一般電動機線圈的基本構成；並且導入增量磁鏈(Incremental Flux-Linkage)的概念，如 (7) 式所示；然後，依據法拉第定律，可以推得磁通鏈隨時間的變化，亦即以磁場形式作動的物質——磁通在磁路徑裡的動態行為，其在電路中對應著感生電壓(Induced Voltage)，如 (8) 式所示：

$$L = \frac{\Psi}{i} \quad (6)$$

$$\Delta i = \frac{\Delta \Psi}{L} \quad (7)$$

$$v_L = \frac{d\Psi}{dt} \quad (8)$$

$$u = Ri + \frac{d\Psi}{dt} \quad (9)$$

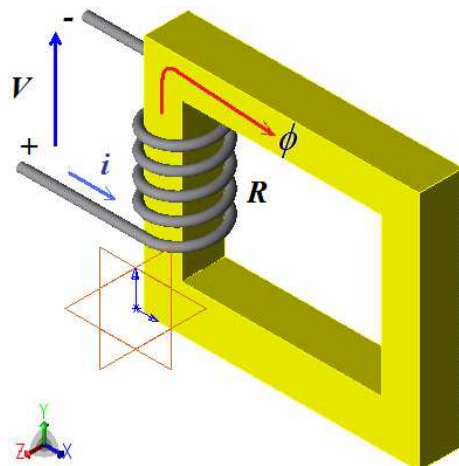


Fig.(2) 具有線圈電阻的線性電感模型

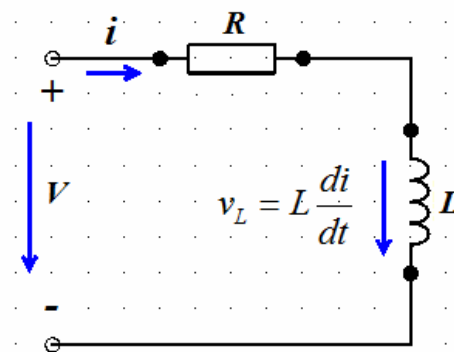


Fig.(3) 單一線圈等效電路模型

將線圈的電阻壓降串聯感應的電磁感應壓降之後，如 Fig.(2) 所示，端電壓如 (9) 式所示。這與 (1), (2) 式所示電動機的電壓方程式很類似，除了磁路裡增加氣隙，以及因轉子旋轉速度(ω_m)所導致的反電動勢。而且，如果依照“輸入-輸出”而獲致較佳動力效能的觀點，則上述的電壓方程式就是電機驅動控制的基礎。

本研習即依照 Fig.(2) 所示的單一線圈模型，以一弦波電壓源來勵磁線圈，從電、磁交互作用的過程，闡釋鐵心作為磁路的磁飽和效應。其按 (9) 式的等效電路如 Fig.(3) 所示。採用 MATLAB/Simulink 建構動態分析模型[2]，如 Fig.(4) 所示。相關的模型參

數列如 Table (2)。其中，以表徵磁通鏈與電流之間關係的電感，來代表鐵心的導磁材料特性，如 Fig.(5) 紅色曲線所示；並且，這個特性曲線是以“Look Up Table(LUT)” 模組方塊構成。可以看出，模擬過程已經包含導磁材料非線性的磁飽和情況。

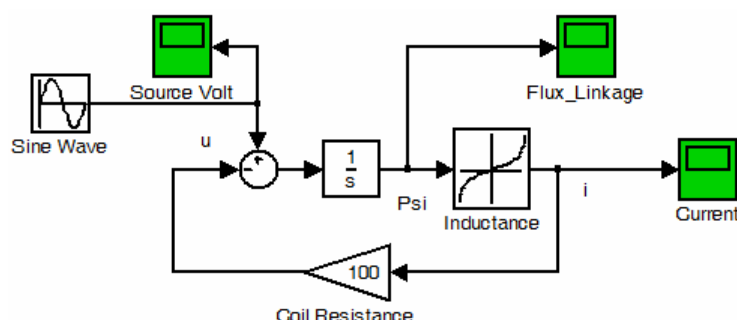


Fig.(4) 以弦波電壓驅動及具有非線性電感的 Simulink 一線圈模型

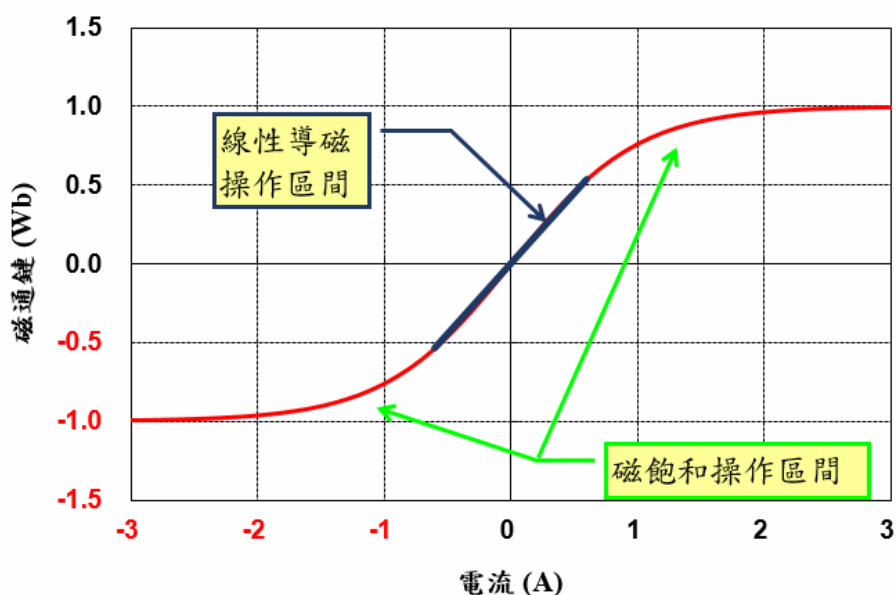


Fig.(5) 代表鐵心導磁特性的磁通鏈與電流之間的關係

Table(2) 單一線圈模型的模擬條件

模擬條件		參數值
驅動電源 弦波電壓	幅值	75 (V _{rms}), 150 (V _{rms})
	頻率	50 Hz
線圈電阻		100 (Ω)
鐵心導磁特性		參 Fig.(5)

模擬分別在電壓源有效值 75 和 150 (V) 的結果之間比較，其相關的磁通鏈、電流波形如 Fig.(6) 所示。明顯地，線圈模型在電壓源 150 (V) 時的磁通鏈為電壓在 75 (V) 的兩倍，而有磁飽和的情形發生，其具體的現象是電流波形呈現畸變。這主要是因為：電壓的提升，增加了磁通鏈的數量，進而導致電感操作在非線性的區間，如 Fig.(5) 所示。

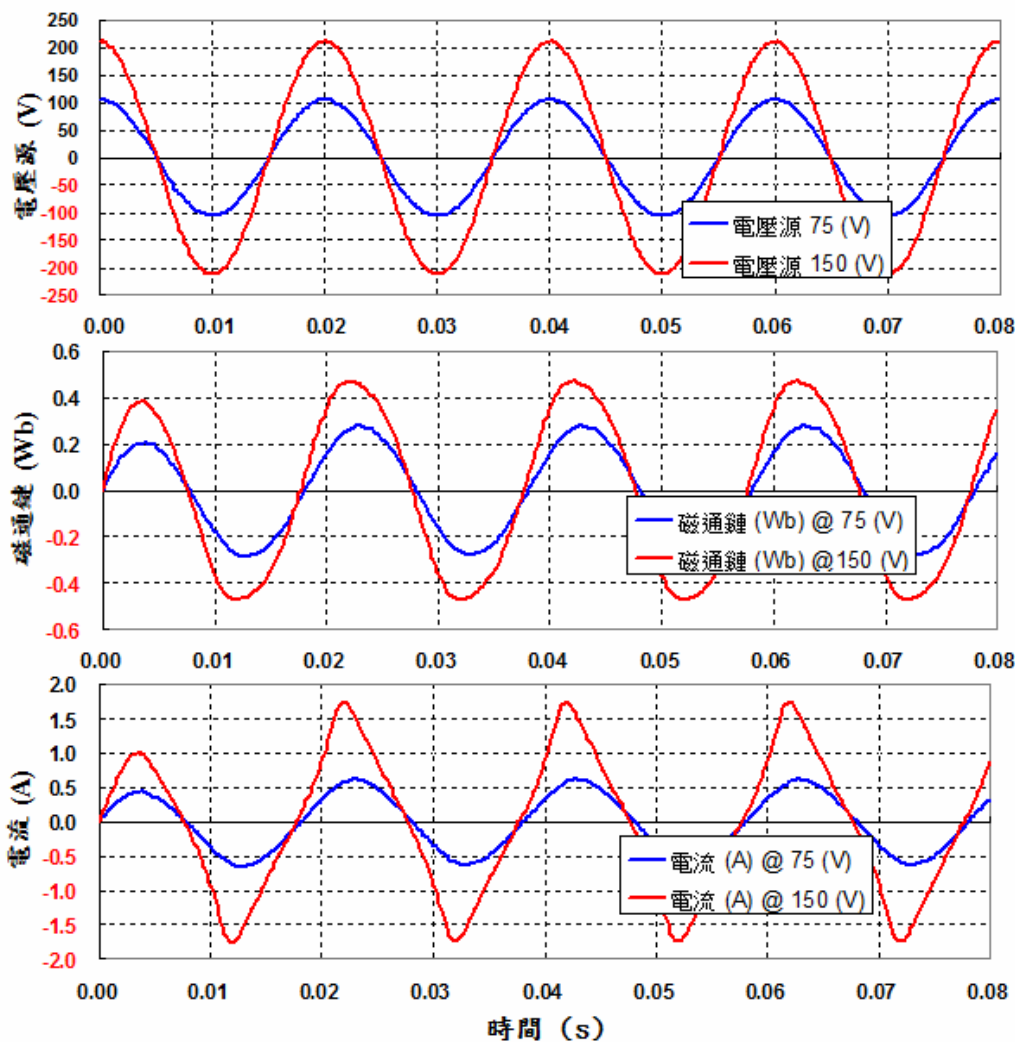


Fig.(6) 單一線圈電感 Simulink 模擬結果：電壓、磁通鏈與電流的波形

此外，值得提出的是，由於上述為獨立的線圈模型，雖然已涵括鐵心的導磁效應，但並未如一般馬達具有轉、定子各自的磁場空間的構成；因此，就三相的 PMSM 而言，探討定子線圈上的動態磁通鏈，除了線圈自身感應，還有線圈之間(轉、定子)諸如：在不同電流相位，相互耦合感應的情形，以及在不同轉子旋轉位置，相互合成、抵消(增、減磁)的情形。由於，馬達通常在高磁通密度的情況下運作，故磁飽和現象是明顯而常見的。因此，馬達設計中，或者實施馬達動態效能的模擬裡，考慮磁飽和的發生機制，才能獲致詳細而趨於實際的分析結果。

(C-2) 磁性參數的失調或偏移

PMSM 的磁性參數與磁飽和(Saturation)的程度相關，其受到包含電流相位、幾何構造、及材料導磁特徵等非線性的本質所影響。此外，若要對 PMSM 有較佳的控制，還需要認識到：電機在動態運作過程中，其相關參數會有失調(Detuning)或偏移(Variation)的變化情形。例如：

- 對於 IPMSM，其所有磁性參數(L_d , L_q , λ_{pm})隨負載電流增加而會有大的偏移情形；而且，由於 d/q 軸的磁鏈共用同一磁通路徑，即使分別勵磁，其最終的合成磁通密度，將基於共同磁路徑飽和情況導致交互耦合(Cross-Coupling)，而不是 d/q 軸

各自磁通密度的向量加總[3]。

- 另外，在不同的電流值下，馬達的線圈溫度會因為不同程度的鐵損而有所差別；同時，溫度的變化則是造成線圈平均電阻值漂移的主要因素。更重要地，電機的線圈電阻是用來估測定子磁鏈的主要參數[3]。

上述問題主要體現在：如果沒有精確追蹤電機參數偏移與變化的機制，則在高速(如弱磁區間)運行時，電機易於超越電壓極限，而導致電流控制失效。另外，值得注意的是，電流響應受到反電動勢諧波分量而扭曲的程度，隨著 IPMSM 速度增加而愈趨明顯，進而也增進電機參數呈現非線性的程度。上述有關電機磁路動態情形，受到相關非線性的本質所影響的探討，終究歸結於對電感變化特性的詳細觀察。線性或參數集成(Lumped Parameters)的理想化模型與實際電機之間效能比較的差異，即在於 PMSM 數學模型的參數(機械、電磁)，是否包含相關非線性特徵所對應產生的失調或偏移的變化情形。

(D) PMSM d/q 軸電感參數對弱磁控制的影響

對於電動車所需的拖動或推力的應用而言，PMSM 的驅動系統一般需要寬廣的定功率轉速區間(Constant Power Speed Range, CPSR)。然而，實際的電力逆變器無法在高速運行中驅動 PMSM；因為，從 (1), (2) 式的電壓方程組可知：反電動勢(Back EMF = $\omega_m \lambda$)與馬達轉速及氣隙磁鏈的乘積成正比，故轉速越高將導致過高的反電動勢。當反電動勢大於驅動器的最大輸出電壓(V_{s_max})，PMSM 便無法再供應電流，進而輸出轉矩。換言之，當反電動勢達到驅動器電壓的門檻值(Threshold)，除非將氣隙磁鏈予以減弱，否則馬達的轉子速度便無法再提升。因此，弱磁控制的實質是指：若要延續增進 PMSM 轉子速度，可藉由定子繞組所產生的磁動勢(Magnetomotive Force, MMF)，來間接地抑低由永久磁鐵所產生的轉子磁動勢。

如 Fig.(7) 所示，在定轉矩區間運行過程，馬達轉子都是以最大轉矩加速，並且在驅動器電壓門檻值的拘限下，其轉速最高只能達到基速(ω_{base})的極限值；換言之，PMSM 的啟動過程採取每電流最大轉矩(Maximum Torque per Ampere, MTPA)控制模式操作，其最高的轉速即為基速，也是弱磁運行的起始轉速。

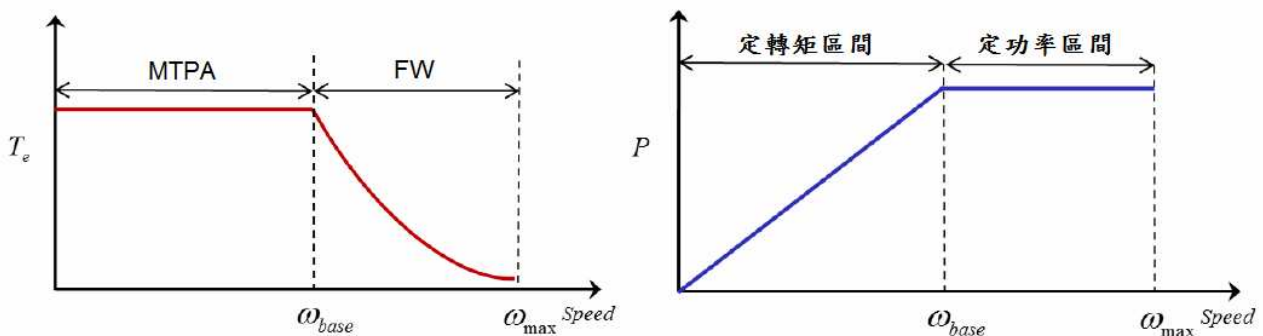


Fig.(7) PMSM 典型的轉矩特性(左)、功率特性(右)

從 (3) 式的轉矩方程包含有勵磁與磁阻轉矩分量，即可看出 d/q 軸電感參數對弱磁控制的影響：SPMSM 因為 $L_d \approx L_q$ ，其不具備明顯的磁阻轉矩分量；相對地，由於

PMSM 的磁阻與空氣相當，而 IPMSM 幾何的凸極特性，使得 q-軸有比 d-軸較小的磁阻 —— $(L_d - L_q) \neq 0$ ；因此，當 $i_d < 0$ 時，磁阻轉矩具有正分量。IPMSM 就是基於將 i_d 電流持續朝向負 d-軸增加，而在以弱磁模式操作的高速區間，當勵磁轉矩分量與轉速呈反比而逐漸下降之際，其能夠藉助磁阻轉矩而達到增速的目的。

(E) PMSM d/q 軸電感參數實測的方法

在 IPMSM 中，評估沿 d/q 軸的電感特性，對於分析轉子凸極特徵是重要的；因為，如 (C-1) 節的討論，依據法拉第感應定律，電感是表徵電(電流)、磁之間轉換過程(快速、難易程度)的參數。因而在弱磁操作模式，藉由磁阻來增進輸出功率的做法，其在轉子鐵心裡流轉的磁鏈便是關鍵；除了磁性參數受到磁飽和程度的影響，所有現象都與轉子的幾何外形，以及與永久磁鐵和線圈所產生的磁場息息相關。這些都讓藉助電感參數來重現電機的物理現象更顯得複雜。已有許多依照不同電流(即不同磁飽和程度)來量測 PMSM 的 d/q 軸電感的方法：(a) 靜態測試(Static Test)，及(b)負載測試(Load Test)。

典型的靜態測試法如文獻[1, 5, 6]記載，對一款 PMSM，若無法量測實際運作中的馬達數據，可採用一般的電感橋(LCR Meter)，在靜止轉子內的不同位置，直接量測兩相線圈的端點，得到呈弦波變化的相電感值。再經過傅利葉轉換，並且取其中的常定值和第一諧波分量，來構成 L_d 和 L_q ，如 (10), (11) 式：

$$L_d = L_\sigma + \frac{3}{2}(L'_0 - L_2) \quad (10)$$

$$L_q = L_\sigma + \frac{3}{2}(L'_0 + L_2) \quad (11)$$

由於，漏電感無法從實驗中單獨確定，故 d/q 軸電感可以 (12), (13) 式近似表示，其理論上的誤差只是一半漏電感的數量級。

$$L'_d = \frac{3}{2}(L'_0 - L_2) \quad (12)$$

$$L'_q = \frac{3}{2}(L'_0 + L_2) \quad (13)$$

負載測試的實施步驟的原始構想[1]，是所有必須用來重建相量圖(如 Fig.(8) 所示)的數據，都是從一或二個時間週期記錄得到的電壓、電流波形、轉子位置以及負載角(δ)，並且依據基波電壓、電流來計算求得電感值。其具體操作：在馬達實際運轉中，從三相供應電源量測線圈電壓與電流，或者量測無載的磁鏈[4]。然後，在最終結果裡採取曲線擬合(Curve Fitting)方法，來估計磁飽和對參數的影響。

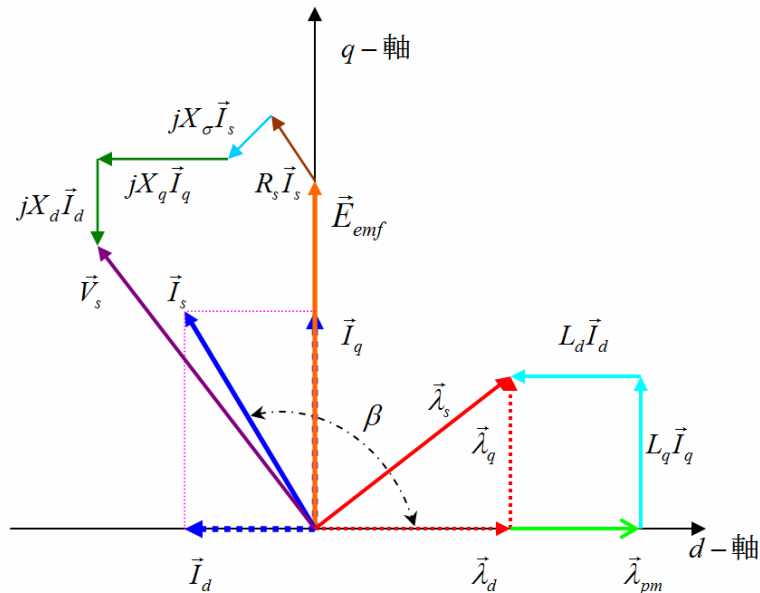


Fig.(8) PMSM 在 d/q 軸參考座標系的相量圖

文獻[1]對於上述兩種實驗的結果也都與對應的數值方法的數據相互比較，其相關結論歸納如下：

- 靜態測試法只提供電感值的大小，而不能用來建構精確的馬達模型。
- 一般而言，量測數據經由數值重新整理的電感值，比採取磁鏈方法的數值計算來得高，這是因為後者未考慮線圈端部的漏磁通所引起。
- 理論上，各電流值的 L_d 和 L_q 之間的差值應該一致，然而量測數據經由數值重新整理的 L_d 和 L_q ，因為包含鐵損而顯示出差異。
- 從 IPMSM 實驗量測的數據分析知：當馬達線圈供應電流未達磁飽和情形，d/q 軸電感呈固定的常定值；然而，d/q 軸電流增加並造成磁飽和時， L_q 下降並且嚴重影響馬達輸出效能以及驅動控制的效果。

(F) JMAG 數值方法的 d/q 軸電感參數

明顯地，前述關於電機磁路動態情形的探討，可以歸結於對電感變化特性的觀測；其中包含電流相位、幾何構造、及材料導磁特徵等非線性的本質。因此，在 IPMSM 的設計中，或者藉助流程模塊來構成馬達數學模型以實施動態驅控模擬，若對磁路方法或電機統御方程的分析，採取線性特徵的假設，則對於馬達的電磁運轉模式，難以獲致精確的預測，進而達成精準的驅動與控制。因此，其有必要運用有限元素的數值方法，來進行磁場的模擬、分析。

此外，如前 (E) 節有關 PMSM 電感參數實測的兩種方法，負載測試的三相與靜態測試的兩相之間，其電流條件各不相同，故 PMSM 在實際驅動運轉期間，將呈現不同的特性，特別是在磁飽和嚴重的情況。因此，當以實驗結果為比較標的時，FEM 的電磁模型須依據實驗的配置方式，而設定模擬的相關條件。

本研習介紹運用 FEM 數值工具 —— JMAG-Designer 進行 d/q 軸電感參數分

析，在負載測試的應用方面，係依 JSOL 的 JAC017 範例的內容為藍本；在靜態測試方面，則是參照 JSOL 的 JAC122 範例。兩者範例共同以如 Fig.(1) 所示的 IPMSM 為對象，其中包括以 JMAG 的 CAD 模組建構的幾何外形，以及採用材料庫裡的各種材料數據；相關的規格資料與數據，已整理並列於附件(一)提供參考。各別 JMAG 電路模型的內容，則依照其相應的實驗方法配佈的不同，而有三相線圈(如 JAC017 的負載測試)與兩相線圈(如 JAC122 的靜態測試)的差別，參 Fig.(9) 所示。。

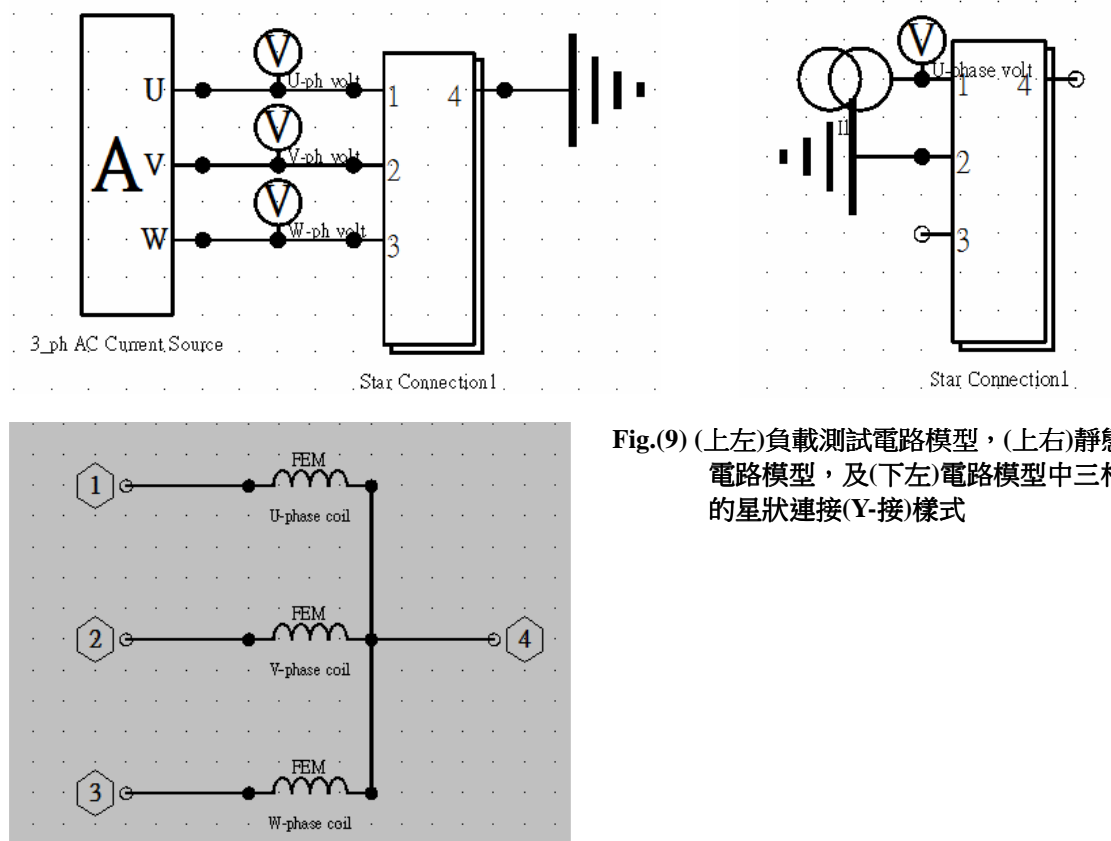


Fig.(9) (上左)負載測試電路模型，(上右)靜態測試電路模型，及(下左)電路模型中三相線圈的星狀連接(Y-接)樣式

(F-1) JMAG 負載測試的 d/q 軸電感

依據前述負載測試的實施構想，當馬達運轉中，運用分析模型來獲致 d/q 軸電感，其係執行以三相 AC 等效電流來驅動轉子，然後從電壓和電流之間的關係，而計算得到電感值。其物理現象與分析模型之間的關係，如 Fig.(10) 所示。

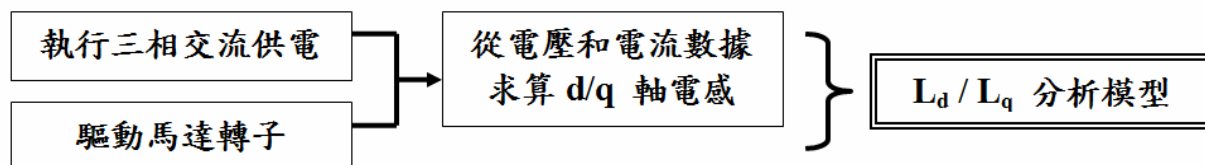


Fig.(10) PMSM 負載測試方法的物理現象與分析模型的關係

並且，從有限元氣分析 (Finite Element Analysis, FEA) 建模到獲得模擬結果的具體流程步驟，如 Fig.(11) 所列。

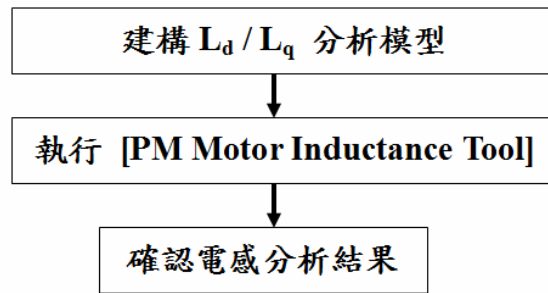


Fig.(11) PMSM 負載測試方法獲致電感結果的步驟

JMAG 依 FEA 電磁建模的標準程序後，如 Fig. (11) 所示，藉由 [Calculate Motor Inductance] 工具模組計算，其以 5 (A) 的有效三相電流供應來驅動轉子，然後輸出一組包含 d/q 軸分量的電流(I_d , I_q)和電感(L_d , L_q)數據，如 Table(3) 所列。據此，除了可以繪出 L_d / L_q 對電流相位角的關係，如 Fig.(12) 所示；還可以依 (3) 式繪製轉矩對電流相位角的關係，如 Fig.(13) 所示。

Table(3) IPMSM 依負載測試計算的 d/q 軸電流和電感

相位角(e_deg)	I_d (A)	I_q (A)	L_d (H)	L_q (H)
10	-1.06337	6.03069	0.00939	0.02426
20	-2.09444	5.75442	0.00976	0.02461
30	-3.06186	5.30330	0.01011	0.02509
40	-3.93625	4.69105	0.01027	0.02569
50	-4.69105	3.93625	0.01034	0.02635
60	-5.30330	3.06186	0.01056	0.02706
70	-5.75442	2.09444	0.01067	0.02784
80	-6.03069	1.06337	0.01069	0.02853

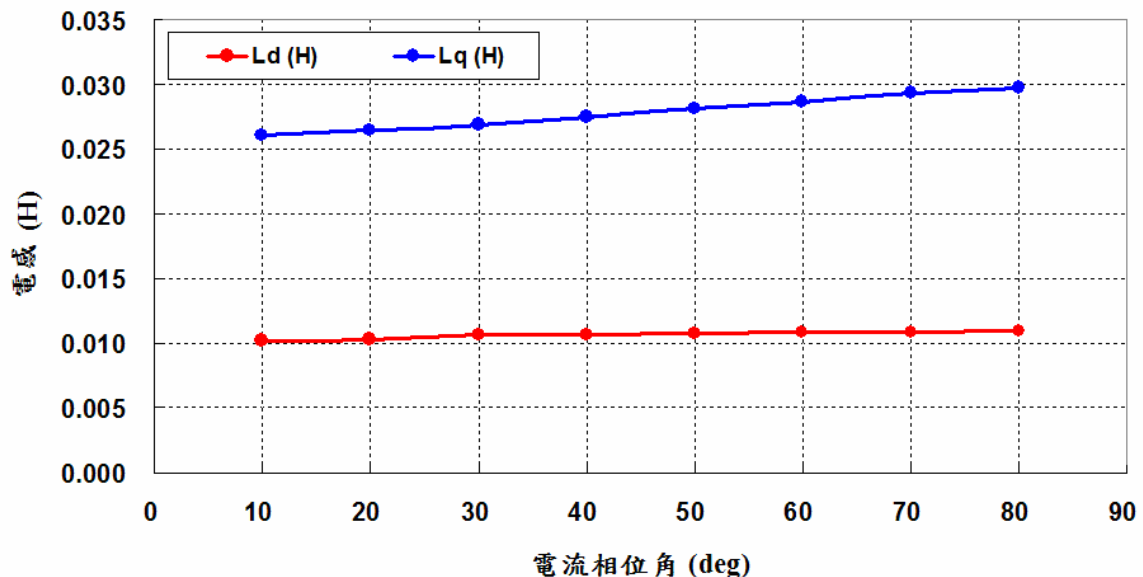


Fig.(12) L_d / L_q 對電流相位角的關係

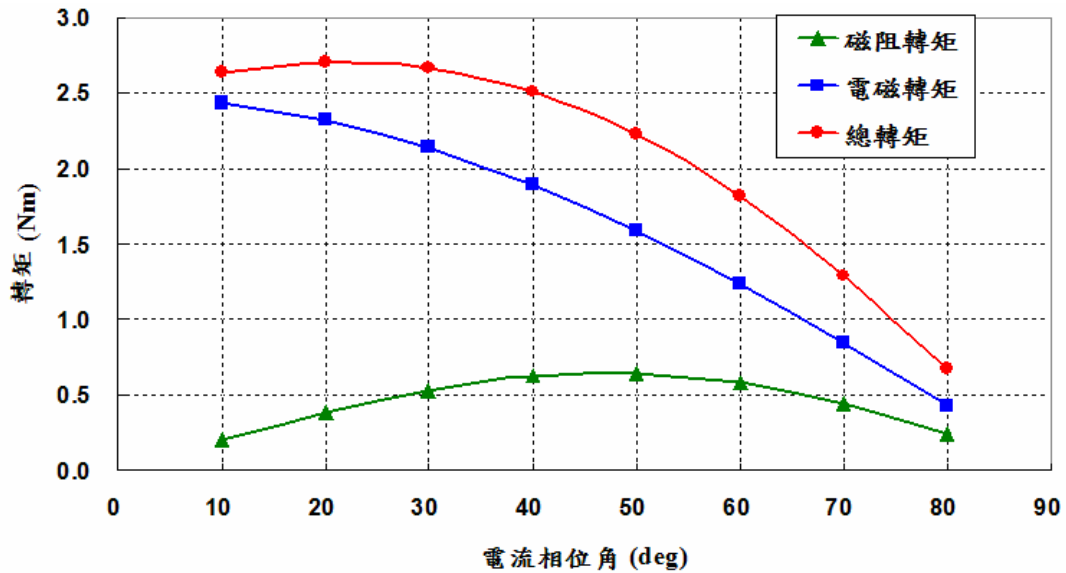


Fig.(13) 轉矩對電流相位角的關係

有關馬達電感值負載測試方法的計算結果，由 Fig.(12) 知：d-軸的電感值較小，這是因為磁通必須經過導磁率(Permeability)較小的磁鐵之故；亦即，磁鐵有著較大的磁阻，d-軸的磁路相對地較不受到磁飽和的影響。相反地，由於 q-軸磁阻相對小許多，而較容易受到磁飽和的影響。由 Fig.(13) 知：就本研習的 IPM 馬達而言，最大轉矩發生在電流相位角為 20° 的驅動條件。

從 Fig.(12) 還可以發現，d-軸電感幾乎不隨著電流相位角而有所變化，其原因主要在於：通過永久磁鐵的 d-軸磁鏈具有低的導磁率，因為磁鐵磁阻的這一貢獻，使得 d-軸上的磁路徑比較不會受到磁飽和的影響；另一方面，來自 q-軸的磁鏈係流向轉子鐵心，故與 d-軸相比而有比較大的導磁率；這也是 q-軸具有比較大的電感值的原因。同時，隨著電流相位的推移，當磁通鏈較弱的時候，磁飽和的情形也隨之緩解，而這也是 q-軸電感值增大的原因。

(F-2) JMAG 靜態測試的 d/q 軸電感

如果，無法測量實際運轉中的馬達數據，一般可改以電感錶在靜止的轉子內，對馬達其中的兩個線圈供應一電流，然後進行兩相的測量；並且，從不同位置所得到的電壓與電流之間的關係，計算不同靜態位置的電感值。如此，即可獲致凸極特性而導致馬達電感，隨不同位置而變化的情形。其物理現象與分析模型之間的關係，如 Fig.(14) 所示。並且，其獲得分析結果的具體步驟，如 Fig.(15) 所列。

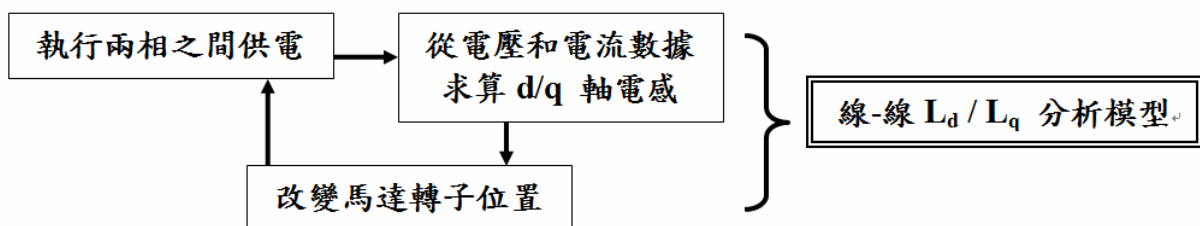


Fig.(14) PMSM 靜態測試方法的物理現象與分析模型的關係

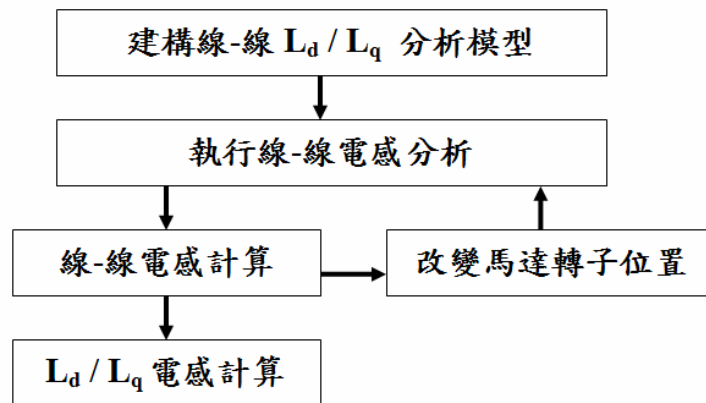


Fig.(15) PMSM 靜態測試方法獲致電感結果的步驟

同樣地，建立 JMAG 電磁模型之後，並完成線間電感分析模型的模擬，如 Fig. (15) 所示，在轉子靜止的情況，其以 10 (mA) 的有效電流供應定子的兩相線圈，經過連續時間在不同的轉子位置，取得線間的端電壓以及流過兩相線圈的電流；而後，對各別轉子位置的電壓和電流數據，取其一個完整時間週期的快速傅利葉轉換(FFT)；然後，就基頻的幅值與相位，計算各別基頻電壓、電流的實、虛部分量，並依據下列公式計算得到電感值：

$$L_a = \frac{V_{\text{Im}} \cdot I_{\text{Re}} - V_{\text{Re}} \cdot I_{\text{Im}}}{2\pi f |I_{\text{Re}}^2 + I_{\text{Im}}^2|} \quad (14)$$

$$L_d = \frac{L_{a_min}}{2} \quad (15)$$

$$L_q = \frac{L_{a_max}}{2} \quad (16)$$

其中：

L_a : 線間(Line-to-Line)電感

V_{Re} : 電壓基頻的實部分量

V_{Im} : 電壓基頻的虛部分量

I_{Re} : 電流基頻的實部分量

I_{Im} : 電流基頻的虛部分量

f : 兩相線圈供應有效電流的頻率

按上述步驟所獲得的 JMAG 輸出數據(含 FFT 處理後的電壓、電流的實、虛部分量)，已整理並列於附件(二)提供參考。隨轉子位置變化的線間電感(L_a)，如 Fig.(16) 所示，而相關的 d/q 軸電感則計算列於 Table(4)。

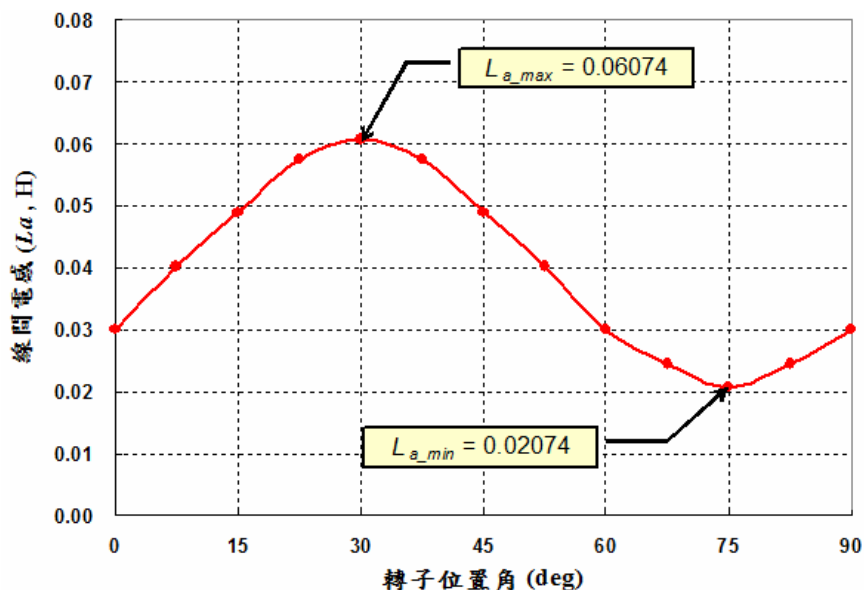


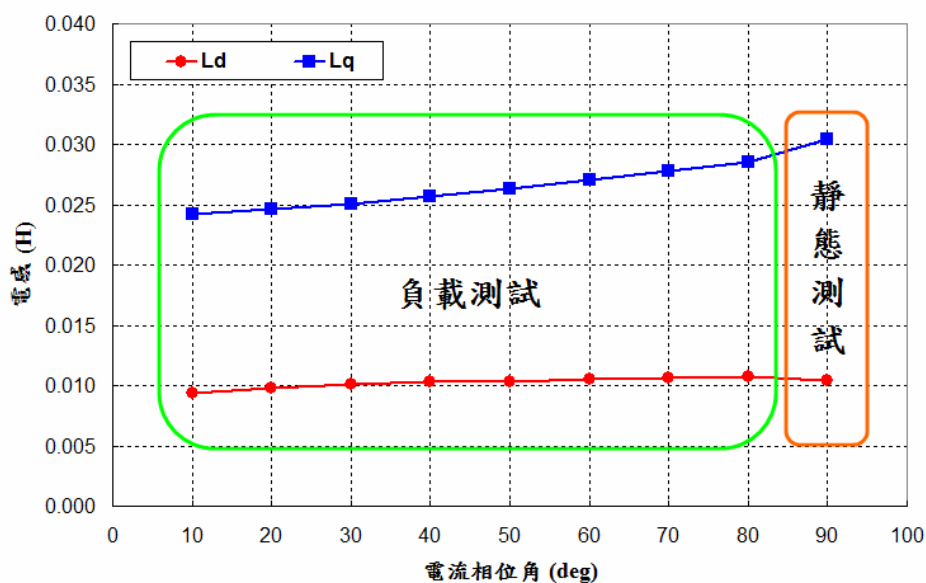
Fig.(16) JMAG 靜態測試的線間電感(L_a)隨轉子位置變化的情形

Table(4) JMAG 靜態測試 d/q 軸電感

d/q 軸分量	電感值 (H)
L_d	0.01037
L_q	0.03037

由於負載測試方法採取三相線圈，而不像靜態測試的兩相線圈，是藉由在轉子的不同位置計算線間(Line-Line)電感，故無法隨電流相位角獲致呈弦波變化的 d/q 軸電感。此外，由於三相線圈採 5 (A-AC) 電流(如 JAC017 的負載測試)與兩相線圈採 10 (mA-AC) 電流(如 JAC122 的靜態測試)的差別，兩者的鐵心飽和情形各不一樣，以至於 q-軸電感通常會有高估的結果。這個情況與前述 d-軸電感因為有磁鐵磁阻的貢獻相互抵銷，於是負載、靜態測試兩種方法所得到的電感數據，其間的差別就沒有很明顯。

另外，由於JMAG 依負載測試方法所得到在 90° 電流相位的 L_q 為零值，因此，將 JMAG 依照兩種測量方法所得到的 L_d, L_q 數據結合在同一圖表，如 Fig.(17) 所示；其中，把靜態測試方法所得到的單一 L_d / L_q 組值，設置在 Fig.(12) 電流相位角為 90° 的位置[5]。這一數據組合除了建立一完整電流相位週期對稱變化的 d/q 軸電感；並且，從兩者之間電感數量級匹配的情況，也印證負載與靜態測試方法所得到的 L_d / L_q 值的一致性。

Fig.(17) JMAG 結合負載與靜態測試的 L_d / L_q 對電流相位角的關係

(F-3) JMAG 靜態測試的 d/q 軸電感

以上對於採取 JMAG 的 FEM 數值方法分析 d/q 軸電感，無論是依照負載與靜態測試方法所得到的 L_d / L_q 值，其中關於馬達的驅動電流，僅以單一 5 (A-AC) 值為操作條件。然而，對於在不同電流情況下，探討電感的變化趨勢，有助於瞭解電機操作中，產生磁飽和發生的情形。這只需按 (F-1) 節的 JMAG 負載測試方法實施流程，而在 [Calculate Motor Inductance] 工具模組計算中，同時輸入多個供應電流值，即可在一次計算過程後，輸出多個相應的 d/q 軸分量的電流(I_d, I_q)和電感(L_d, L_q)數據組。然後，藉由 Excel 試算表來呈現電感隨不同電流值的變化，如 Fig.(18) 所示。

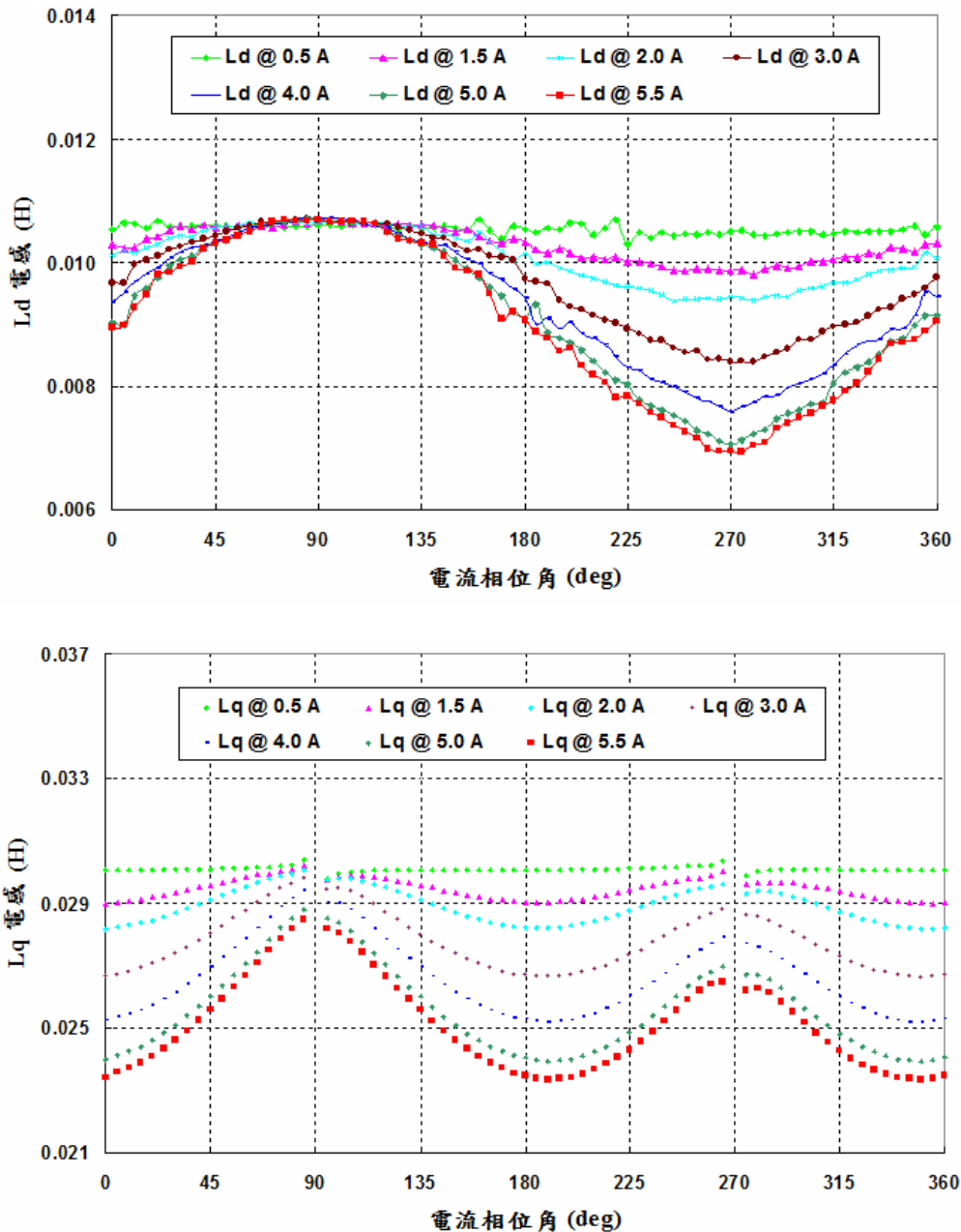


Fig.(18) JMAG 多個供應電流的負載測試的 L_d (上), L_q (下) 對電流相位角的關係

從 Fig.(18) 可以發現，在 0.5 ~ 5.5 (A-AC) 的電流操作範圍，供應電流為 0.5 (A) 時，其電感幾乎為常定值 L_{d0} , L_{q0} ；隨著供應電流增加，電感偏離 L_{d0} , L_{q0} 的程度也隨之加大；亦即，馬達磁路徑的飽和情形，正隨著電流增加而逐漸明顯。電流在 5.0 和 5.5 (A-AC) 時，其各別的電感數據相差極微；而且，即使施加更大的電流，相關電感對電流相位會趨近一固定值(L_{d_sat} , L_{q_sat})。這代表電機在此一電流操作範圍已達到磁飽和。與文獻[1]結論一致者，當電流增加並造成磁飽和時， L_q 下降的程度($L_{q0} - L_{q_sat} \approx 0.00662$ H)較 L_d 的($L_{d0} - L_{d_sat} \approx 0.00354$ H)降幅大。

(G) 結果討論

明顯地，前述關於電機磁路動態情形的探討，可以歸結於對電感變化特性的觀測；在 (F-1) 節中，嘗試以 MATLAB/Simulink 線圈-鐵心的基本模型，探討導磁材料發生磁飽和的原因；其中，代表鐵心導磁材料的磁通鏈與電流之間的特性曲線，是以“Look Up Table(LUT)”模組方塊構成。然而，就三相的 PMSM 磁路分析而言，除了線圈自身感應，還有(轉、定子)線圈之間諸如：在不同電流相位，磁通鏈相互耦合感應的情形，以及在不同轉子旋轉位置，相互合成、抵消(增、減磁)的情形。因此，探討磁通路徑關於空間幾何上的動態磁通鏈，是非常繁瑣複雜的。其有必要運用有限元素的數值方法，來進行磁場的模擬、分析。

由於，馬達通常在高磁通密度的情況下運作，故磁飽和現象是明顯而常見的。PMSM 的磁性參數與磁飽和(Saturation)的程度相關，其受到包含電流相位、幾何構造、及材料導磁特徵等非線性的本質所影響。因此，馬達設計中，或者實施馬達動態效能的模擬裡，考慮磁飽和的發生機制，才能獲致詳細而趨於實際的分析結果。此外，若要對 PMSM 有較佳的控制，還需要認識到：電機在動態運作過程中，其相關參數會有失調(Detuning)或偏移(Variation)的變化情形。

有關 PMSM 電感參數實測的兩種方法，如 (E) 節所論述，負載測試的三相與靜態測試的兩相之間，其電流條件各不相同，故 PMSM 在實際驅動運轉期間，將呈現不同的特性，特別是在磁飽和嚴重的情況。因此，當以實驗結果為比較標的時，FEM 的電磁模型須依據實驗的配置方式，而設定模擬的相關條件。並且，文獻[1]對於兩種實驗的結果與對應的數值方法的數據相互比較，有這樣的結論歸納：靜態測試法只提供電感值的大小，而不能用來建構精確的馬達模型。然而，在 (F-2) 節中，JMAG 的負載與靜態測試的 d/q 軸電感數據組合，如 Fig.(17) 所示，除了建立一完整電流相位週期對稱變化的 d/q 軸電感；而且，從兩者之間電感數量級匹配的情況，印證負載與靜態測試方法所得到的 L_d / L_q 值的一致性。

(H) 參考文獻

- [1] S. Van Haute, G. Terorde, K. Hameyer, R. Belmans, “Modeling and Implementation of A Permanent Magnet Motor Drive Using A DSP Development Environment”, Katholieke Universities Leuven, Belgium
- [2] Andre Veltman, Duco W.J. Pulle and Rik W.De Doncker, “Fundamentals of Electrical Drives - Power Systems”, Springer, 2007.
- [3] Dakai Hu, “Improvement of Torque and Speed Control of PMSM in the Flux-Weakening Region”, Dissertation, Electrical and Computer Engineering of Ohio State University, 2014.
- [4] JMAG Support Team, JSOL Corporation, “Inductance Analysis of An IPM Motor”, JMAG Application Note – JAC017, 2013.
- [5] JMAG Support Team, JSOL Corporation, “Inductance Analysis of An IPM Motor – d/q-axis Inductance Obtained by Actual Measurement”, JMAG Application Note – JAC122, 2009.
- [6] JMAG Support Team, JSOL Corporation, “Inductance Analysis of An IPM Motor – d/q-axis Inductance Obtained by Actual Measurement”, JMAG Application Note – JAC122, 2012.