

單相直流無刷風扇馬達考量磁場非線性的動態模擬分析

編撰： 勢流科技 陳桂村

摘要

本研習接續先前 FT025 實施例的工作，並且緣用其中單相雙線(Bifilar Single Phase)散熱風扇的直流無刷馬達(Brushless Direct Current Motor, BLDCM)，運用 FEM 數值方法，從 JMAG-Designer 輸出材料、幾何非線性的參數數據，然後在 MATLAB/Simulink 環境建模、模擬。其中，非線性數據包括：線圈電感(L_a)、反電動勢常數(K_e , K_v)。除了比較理想化(電機參數為常定)模型與非線性(考量磁化材料和幾何特徵)模型之間輸出結果的差異，並且因應環境溫度變化的假想條件，結合開迴路(Open-Loop)電壓控制及無傳感器位置偵測(Encoderless Position Sensing)的換相(Commutation)方法，以及採用比例積分(Proposition-Integration, PI)控制器來進行閉迴路(Close-Loop)的電流和轉速調節，以達成風扇變溫調速的散熱冷卻的目標。

關鍵字： Bifilar Single Phase BLDCM, Cooling Fan, FEM, Open-Loop / Close-Loop, Encoderless Position Sensing, Commutation, PI Controller.

(A) 介紹

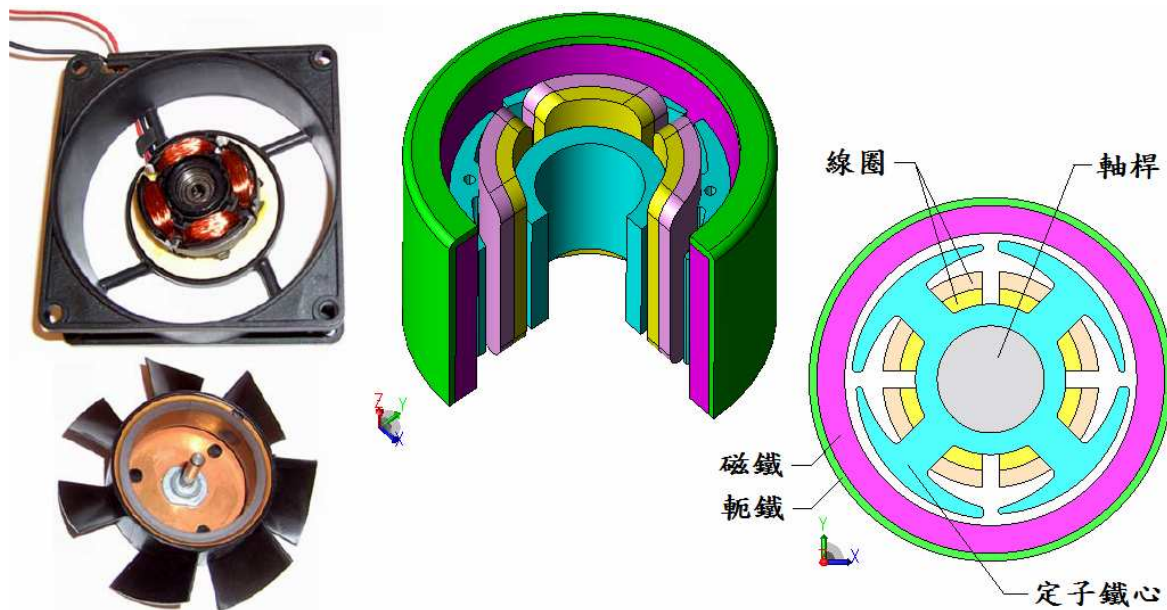


Fig.(1) 本研習 BLDCM 兩相半波驅動風扇馬達：(左)典型實品外觀，(右) FEM 模擬 3D/2D 模型

在有刷直流電機中，換相功能由等同位置感測的換相器和類似開關切換的電刷來執行，而且機械換相器具有速度限制、噪聲和磨損等一些缺點；因此，克服這些缺點一直是永磁(Permanent Magnet, PM)無刷電機發展的主要動力。顧名思義，PM-BLDC 電機不使用電刷進行換相，而是藉由電子訊號達到的。BLDC 電機與有刷直流電機相較，具有下列的優點：(1) 更好的轉矩特性，(2) 高的動態響應，(3) 高效率，(4) 使用壽命長，(5) 噪音低，以及(6) 更高的速度範圍。以下就研習永磁電機的基本諸元及操作技術相關的要點歸納簡介：

PM 電機分類

第一個稱為無刷直流(BLDC)電動機，具有反電動勢呈梯形並且由方波形相電壓驅動。第二個稱為永磁同步電機(PMSM)，其具有正弦反電動勢並且由正弦波相電壓驅動。梯形和正弦波驅動的電機都可以用相同的等效電路表示，如 Fig.(2) 所示。其中，源電壓(V_{DC})將電流(i)提供給由串聯電阻(R_a)、電感(L_a)和反電動勢(BEMF, E_b)組成的相電路。反電動勢是由永磁轉子的運動引起的，其不僅依賴於轉子位置，並且與轉子旋轉速度成比例。確定反電動勢形狀的兩個因素是氣隙中的轉子磁通分佈和定子繞組的配置。

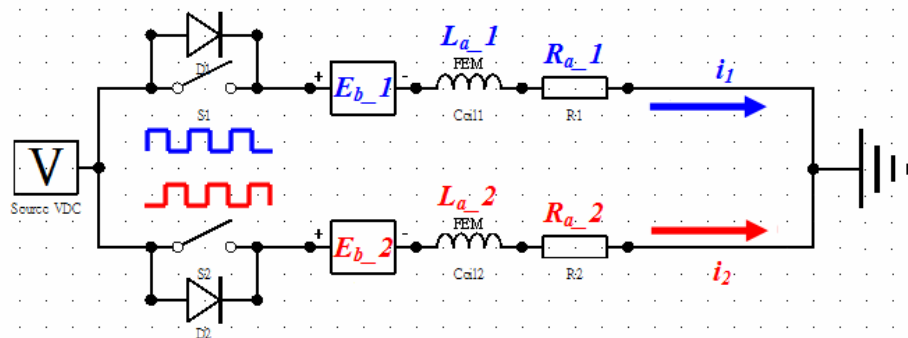


Fig.(2) 本研習雙線雙脈波逆變器的單相 BLDC 風扇馬達等效/驅動電路示意圖

另外，BLDC 風扇電機的相繞組可以分為單相或三相(多相)，磁通分佈可以是正弦曲線或梯形。三相 BLDC 風扇電機具有轉矩/重量比高，噪音低，響應快，效率高，維護方便等特點。然而，三相電機的變頻器需要更多的半導體電力電子器件，例如：六個晶體管開關和三個霍爾傳感器的要求，這是一個涉及精密和昂貴的製造過程。對於單相 BLDC 風扇電機的簡單結構和要求，很容易適用於消費電子產品輕薄形式的特點。而且，由於應用範圍寬，體積小，易控制，使用壽命長，單相 BLDC 風扇馬達是現在電腦設備中散熱冷卻的主要選擇。大致而論，BLDC 電機主要用於低成本、低功耗的實施應用，而 PMSM 則適用於大功率的情況。

永磁機配置

永磁電機的電感和反電動勢的位置變化取決於磁場結構。永磁電動機的特徵在於具有由轉子上的永磁體和定子上的電樞繞組交互作用產生的磁場。電動機可以是內轉子或外轉子。根據應用的情況，內轉子的結構由於轉子慣性較小而適合高速運轉；相對地，外轉子的配置則適於在恆速運行的應用，因為較大的轉子慣性可以減少轉矩漣波所引起的速度波動。

對於徑向磁場的內轉子電機，大致依 Fig.(3) 所示的表面磁鐵(SPM)和內置式磁鐵(IPM)轉子結構來說明。表面安裝的永磁體佈置製造容易，但是永磁體必須粘合到轉子體上，因此除非使用碳纖維套筒，這種配置對於高速應用來說不太適用。現代稀土永久磁鐵材料的相對磁導率(μ_r)趨近於“1”(即與空氣一致)，這種結構的有效氣隙等於轉子和定子之間的實際氣隙加上磁鐵深度的總和。因此，電樞導體中的大的等效氣隙僅產生小的磁通分量，因此相繞組的電感小。而且，就 Fig. (3) 左圖所示幾乎均勻的表面磁鐵配置，其繞組電感不會隨轉子位置而有顯著變化。

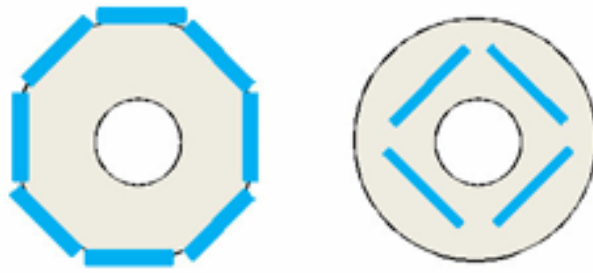


Fig.(3) 永磁徑向磁場內轉子電機的配置：[左] SPM，[右] IPM

第二種類型是埋入式(Imbedded)磁鐵或集中磁通的轉子結構，這種配置具有較複雜的機械和磁路設計。永久磁鐵位於圓周方向的磁軸上，從而轉子極弧上的磁通量由兩個獨立的磁體構成。這種配置顯示出繞組電感隨轉子位置而有顯著變化。並且，在磁極之間實際氣隙處的區域中設置軟磁材料，也會引起繞組電感的變化，其中最大電感出現在磁極弧與繞組軸線未對準的轉子位置處。嵌入式磁鐵配置所呈現電感變化的特性，即稱為“凸極(Saliency)”。

位置傳感要求

BLDCM 換相的訊號是藉由轉子位置感測器以及透過功率電子逆變器，而輸出到驅動電路並達成電流換相。由於電機的輸出轉矩在很大程度上取決於電樞勵磁電流和反電動勢，因而藉助可靠的轉子位置感測裝置以獲致兩者波形之間精確的相位關係是必需的。換言之，在相位超前控制(Phase Advance Control)中，無刷直流電動機必須包括檢測轉子極位置的方法，以便定子電流換相以產生與轉子磁動勢(Magneto-Motive Force, MMF)同步的 MMF[1]。電力電子逆變器即為繞組提供與轉速匹配的電壓和電流。對於梯形反電動勢的 BLDC 電機，其位置反饋不是連續的，而是在固定轉子位置獲得：通常，在三相電機中為每 60° (電氣角)，在單相電機中則是 180° (電氣角)。

BLDC 電機驅動器比 PMSM 驅動器便宜，因為 BLDC 驅動器只需要離散訊號的轉子位置反饋。相對地，PMSM 驅動器則需要連續的轉子位置反饋來控制電機中的正弦電壓和電流。一般而論，轉子位置感測可以利用霍爾傳感器達到低成本的應用，這種屬於低分辨率的傳感器足供單相 BLDCM 產生換相所需的訊號；相對地，正弦電流換相的 PMSM 電機所需的連續定位反饋訊號，則必需採取解析器和光學編碼器來實現高性能的應用。另外，如果控制器對位置訊號的分辨率不良，將導致電流波形呈離散步進變化，進而造成機器輸出含高頻分量的轉矩漣波[2]。

此外，由於安裝這些位置感測器引發成本增加，以及電機運作中的可靠性問題，於是已有許多無傳感器技術提出，可以為 BLDCM 開發可靠和低成本的控制策略。一般分為兩類[1, 2]：

- **第一種是基於反電動勢檢測：**依照 Faraday 感應定律，BLDCM 旋轉的永磁轉子會引發變動的磁場，進而對定子的電樞線圈造成感應電壓，稱為反電動勢 (Back Electro-Motive Force, BEMF)或運動電動勢(Motional EMF)。反電動勢電壓波形是與轉子位置相關的，因而可藉由數學推導而獲得轉子位置的訊息。

- **第二種是電感變化無傳感器方法**：這是藉由偵測定子勵磁線圈電感隨轉子位置變化的方法；其中，電感變化是基於電機凸極的特性。

本研習內容即運用上述方法，並藉由 JMAG-Designer 而輸出與轉子位置相關的反電動勢常數(K_e)和線圈電感(L_a)的數據，參 (B-2) 節。

單相 BLDCM 的驅動器

單相 BLDCM 的電流換相訊號是藉由功率電子逆變器產生，其大致有如 Table(1) 所列三種形式：

Table(1) 單相 BLDCM 的驅動器形式[1]

驅動器形式	拓撲結構 / 特點
單相單脈衝 (單向電流)	(1) 定子具有單相繞組，如 Fig.(3) [上] 圖所示。線圈每一電氣循環通過晶體管勵磁一次；並且，通過轉子的慣性或藉輔助磁阻轉矩來實現未勵磁區域(即剩餘的 180° 電弧)的旋轉。 (2) 這種電機的主要優點是只需要一個電源開關。然而，相對於相同匝數的繞組，這種驅動器形式具有相對較低的利用率，並導致較低的輸出功率。
單相雙脈衝	(1) 驅動器可以是半橋或全橋逆變器，如 Fig.(3) [中] 圖所示。定子線圈每一電氣循環通過兩個脈衝。因此，產生比通過一個脈衝的電機驅動器更高的轉矩。但是，輸出電磁轉矩不平滑，並且有明顯零轉矩的死點，可藉額外/輔助的轉矩消除。 (2) 這種電機拓撲結構的優點是其簡單的設計，繞組有高的利用率(100%)，簡單的繞組結構以及較少的功率轉換器組件。
雙相雙脈衝	(1) 也稱為“兩相電動機”，其定子具有兩個相反的線圈，並且由兩個電流脈衝交替勵磁，因此產生的轉矩基本上與單相雙脈衝電動機相同，如 Fig.(3) [下] 圖所示。 (2) 該電機的優點是只需要一半的電源開關。與全橋相比，這種繞組佈置是有利的。並且繞線利用率只有 50%。類似地，電磁轉矩中的零點必須通過適當的輔助轉矩消除。

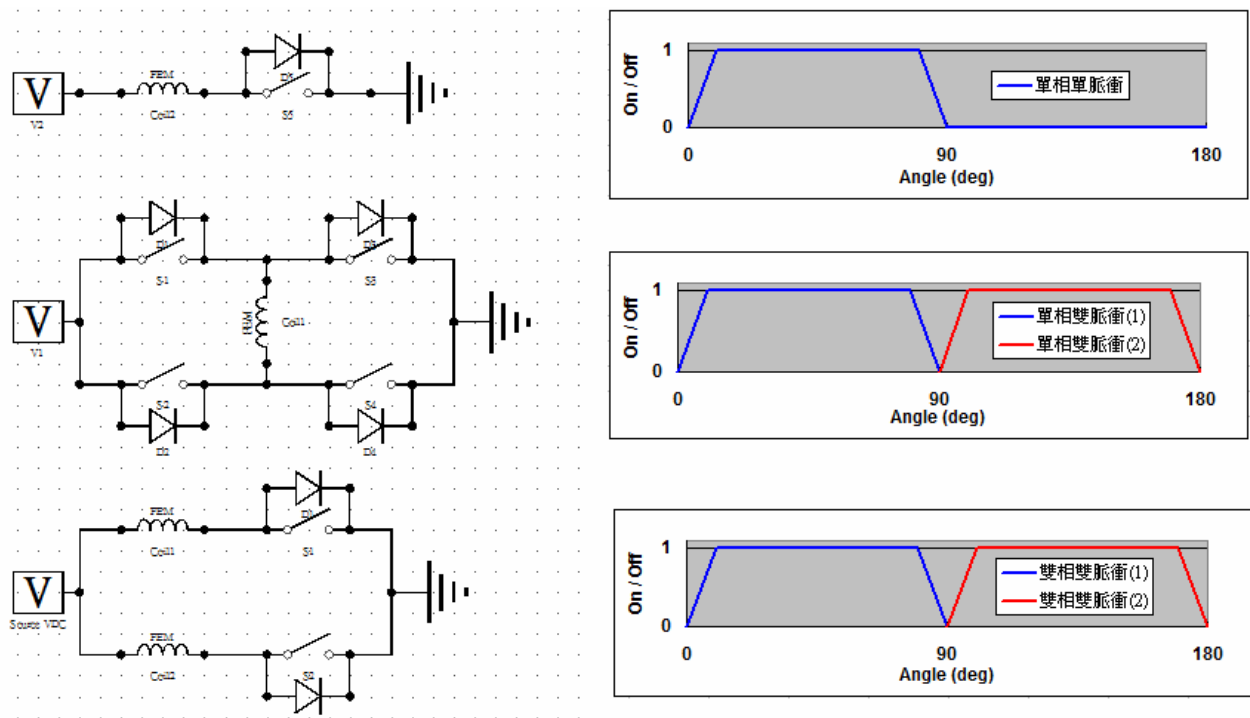


Fig.(4) 單相BLDCM 的驅動器形式：[上] 單相單脈衝，[中] 單相雙脈衝，[下] 雙相雙脈衝

瞭解前述有關單相直流無刷散熱風扇馬達的基本特性及技術要點，本研習以先前

FT025 實施例[3]內容為基礎，進一步運用 FEM 數值方法，從 JMAG-Designer 輸出材料、幾何非線性的參數數據，然後在 MATLAB/Simulink 環境建模、模擬。在 (B) 節中簡要推導 BLDCM 的數學模型，除了列出理想化的電機參數，並且闡釋馬達電機參數隨轉子位置變化的非線性特性。在 (C) 節中採取 MATLAB/Simulink 分別建構 BLDCM 的理想化以及非線性動態模型。在 (D) 節中，除了比較理想化模型與非線性模型之間輸出結果的差異，並且因應環境溫度變化的假想條件，結合開迴路電壓控制及無傳感器位置偵測的換相方法，以及採用 PI 控制器來進行閉環的電流和轉速調節，達成風扇散熱冷卻變溫調速的動態模擬。

(B) BLDCM 的數學模型

(B-1) 單相 BLDCM 的數學模型

雙線雙脈波逆變器和單相 BLDC 風扇馬達的等效電路建模示意圖，如 Fig.(2) 所示。其中，定子繞組可以電樞電感(L_a)、電樞電阻(R_a)和反電動勢電壓(E_b)串聯而建模；並且，電壓方程式可用來描述單相 BLDC 風扇馬達的動態特性：

$$v = L_a \frac{di}{dt} + iR_a + E_b \quad (1)$$

其中 v 和 i 分別是相電壓和相電流。

另一方面，將能量從電氣系統變換到機械系統可以表示為：

$$T_e = K_t \cdot i \quad (2)$$

其中 K_t 是轉矩常數，按照國際單位制(SI)，其值與反電動勢常數 K_e 相同。並且，由於非線性磁通分佈，使得 K_t 和 K_e 是轉子位置的函數，參 (B-2) 節。因此，對於單相 BLDCM 機的模型，只用理想化/單一值的等效模型參數，是不足獲致準確的電機特性與模擬結果。

對於機械系統，發展的電磁轉矩必須克服慣性加速度轉矩、摩擦轉矩和負載轉矩。此外，源自單相 BLDC 風扇馬達本身的開路(Open Circuit)轉矩(T_c)，其量級常足以造成死點(Dead-Point)而不容忽略，參 (B-2) 節。因此轉矩-速度特性可以運動方程式表示：

$$T_e = J_m \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r + T_L + T_c \quad (3)$$

其中，慣性加速度轉矩由慣性矩(J_m)和角加速度 $d\omega_r/dt$ 的乘積表示。摩擦轉矩是轉子速度和粘滯摩擦係數(B_m)的乘積。電機軸和風扇葉片受到風阻的負載轉矩(T_L)，並為風阻係數(α)與馬達轉速(ω_r)平方的乘積，如 (4) 式所示：

$$T_L = \alpha \cdot \omega_r^2 \quad (4)$$

(B-2) 單相 BLDC 風扇馬達的電機參數

本研習電腦散熱風扇的單相雙線的四極永磁直流無刷馬達，如 Fig. (1) 所示，其相關規格數據列表，整理如 Table(2)。

Table(2) 本研習單相雙線的四極永磁直流無刷風扇馬達等效電路參數

參數 / 名稱	數值	說明	
J_m	轉動慣量	1.04083e-5 [Kgm ²]	已知規格。
B_m	摩擦係數	2e-7 [Nm/s/rad]	估計值。
α	風阻係數	1.6e-9 [Nm/(s/rad) ²]	估計值。
R_a	電樞電阻	0.9 [Ohm]	已知規格。
L_a	電樞電感	1.333342e-3 [H]	實施 JMAG-Designer 的 [Calculate Motor Inductance] 工具以求出電樞線圈電感。
K_t	轉矩常數	0.0105006 [Nm/A]	實施 JMAG-Designer 的有載電磁分析，求不同轉速的輸出轉矩(T_e)與電樞電流(I_a)，算出 T-I 曲線的斜率。
K_e	反電動勢常數	0.0105006 [V/rad/s]	實施 JMAG-Designer 的無載電磁分析，求不同轉速(ω_r)與反電動勢(E_b)，算出 E-N 曲線的斜率。

Table(2) 的馬達規格數據中，轉矩常數(K_t)/反電動勢常數(K_e)是藉穩態的 T-I(有載)和 N- E_b (無載)特性曲線推算出[3]；另外，電樞線圈的電阻(R_a)和電感(L_a)通常運用 R-L-C 錶測量，或利用線圈電流對輸入步階電壓的響應時間常數而估算。明顯地，這些參數都是理想化的單一值數據，其多用於電機線性伺服控制器參數的設計。

由於，電機中磁化材料(如：磁滯特性)以及幾何形狀(如：氣隙周邊齒槽)，其依 Faraday 感應定律以及 Lenz 定律，而導致磁場在時、空上的非線性磁路；換言之，就本研習的 BLDCM 而言，從定子繞組必須與轉子磁場同步的運作過程，其磁場產生的磁通分佈取決於磁場結構與時間的變化，而且不是常定的。具體的特徵包括電樞線圈的電感(L_a)和反電動勢常數(K_e / K_t)以及非對稱空氣間隙的開路轉矩(T_c)，並列如 Table(3)。

● 反電動勢常數(K_e / K_t)

由於 E_b 是由轉子磁通變化所引起並且反電動勢電壓值正比於電機轉速，按電壓方程式 (1)：

$$E_b = \frac{d\phi_f}{dt} = \frac{d\phi_f}{d\theta_e} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} = K_e \cdot \omega_r \quad (5)$$

其中 ω_r 是轉子速度和 K_e 是反電動勢常數，其與 BLDCM 的非線性磁通分佈的形式相關聯。因此，反電動勢電壓波形與轉子位置相關的，且其值隨轉子位置 θ_e 變化，如 Fig.(5) 所示。

● 電樞電感(L_a)

如前所述，定子勵磁線圈電感隨轉子位置變化，按電壓方程式 (1)，由定子磁通變化所引起的感應電壓也可因應轉子位置 θ_e 變化而解析為：

$$\frac{d\psi_a}{dt} = \frac{d(L_a i)}{dt} = \left(L_a \cdot \frac{di}{d\theta_e} + i \cdot \frac{dL_a}{d\theta_e} \right) \frac{d\theta}{dt} = \left(L_a \cdot \frac{di}{d\theta_e} + i \cdot \frac{dL_a}{d\theta_e} \right) \omega_r \quad (6)$$

從 (6) 式可看出：定子電樞電流以及電感(L_a)不僅隨轉子位置 θ_e 變化，而且與電機轉速(ω_r)成正比，如 Fig.(6) 所示。

● 開路轉矩(T_c)

開路轉矩也稱為定位(Detent)轉矩，它是由馬達的物理和磁場結構所產生的，諸如單相 BLDC 風扇馬達氣隙幾何的顯著特徵：徑向厚度不等的轉子極靴以及定子齒部之間非對稱空氣間隙。因此，開路轉矩包含磁阻轉矩(Reluctance Torque)和頓動轉矩(Cogging Torque)[1]。在靜態過程中，這將導致基於轉子磁極在若干具有最小磁阻的穩定位置，傾向與定子磁極對準定位；亦即，這是與轉子位置相關的。另外，在單相無刷直流電機運轉過程，其也可能產生轉矩值是零的死點，而使電動機停止在死點或者無法啟動。而在動態過程中，非對稱空氣間隙會造成氣隙磁導(Permanence)的變化，並且可以藉以消除死點[2]。

除非存在飽和情形，開路轉矩(T_c)通常與定子勵磁電流無關。對於開路轉矩的精確計算，其必須考慮在定子齒槽和轉子磁通屏障的磁飽和，儘管已有解析法可求解這種非線性物理量，但皆不如 FEM 數值方式具有較好的精確度與便利性，如 Fig.(7) 所示。

Table(3) 單相永磁直流無刷風扇馬達的非線性特徵

參數	非線性特徵	運用 JMAG-Designer 擷取數據
反電動勢常數(K_r)	隨轉子位置及轉速而變化。	參 Fig.(5)
電樞電感(L_a)		參 Fig.(6)
齒槽轉矩(T_c)	隨轉子位置而變化。	參 Fig.(7)

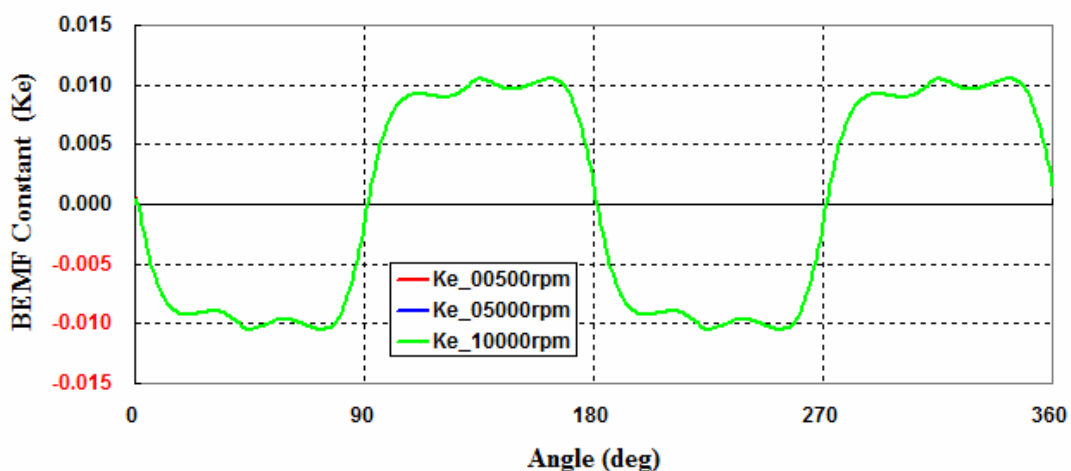


Fig.(5) 本研習單相 BLDC 風扇馬達反電動勢常數(K_e)參數

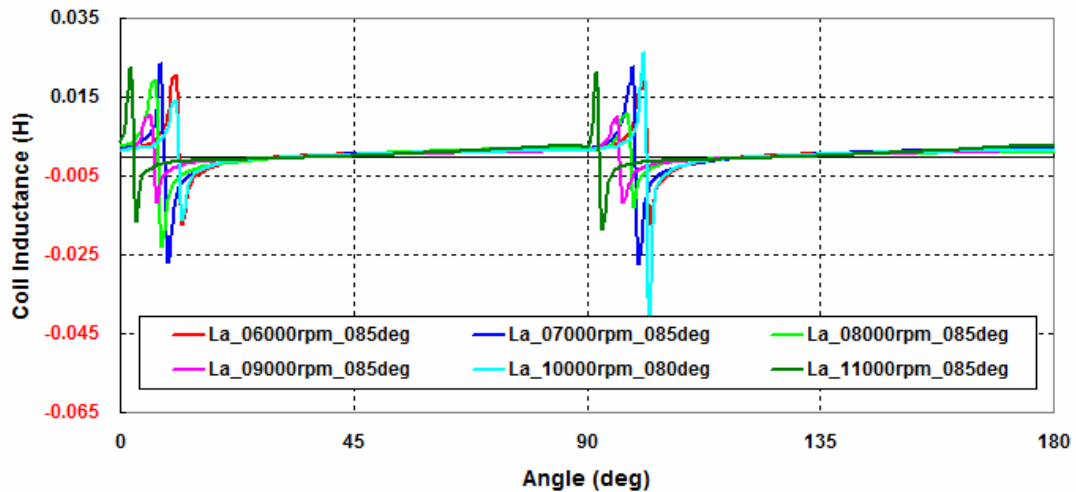


Fig.(6) 本研習單相 BLDC 風扇馬達電樞電感(L_a)參數

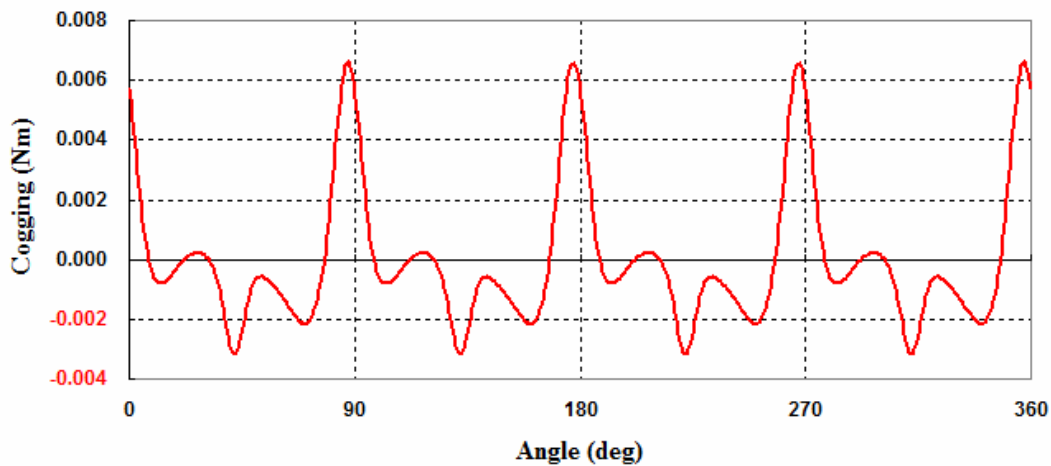


Fig.(7) 本研習單相 BLDC 風扇馬達開路轉矩(T_c)參數

(C) BLDCM MATLAB/Simulink 建模

本研習按照 (B-1) 節列述的統御方程組以及 (B-2) 節考量電機中非線性的特徵，其藉由 MATLAB/Simulink 所建構的電機動態模型如 Fig.(8) 所示。

(C-1) 單相 BLDC 風扇馬達的動態模型

Fig.(8) 所示的是包含功率驅動器(如“(4) Power Drive”模塊)和閉迴路伺服調節(如“(3) Control System”模塊)的閉迴路電機動態模型；並且，除了表示電壓方程式“(6) Voltage Eq”模塊，如 Fig.(9) 所示)，運動方程式“(8) Non_Linear Motor”模塊，如 Fig.(10) 所示)以及電流換相“(5) Coil PWM”模塊)，並且在相關的部位也建置了展現非線性特徵的參數模塊：

- **反電動勢常數(K_e / K_t)**：在 Fig.(8) 中，用於與線圈電流(i_a)相乘以產生電磁轉矩的“(7) Kt/Ke”模塊，如 Fig.(11) 所示。
- **電樞電感(L_a)**：在 Fig.(9) 中，用於與線圈相電壓(V_a)相除以產生電流時變率的“La LUT”模塊。

- 開路轉矩(T_c)：在 Fig.(10) 中，用於與其他轉矩分量結合以產生慣性加速度的“Cogging LUT” 模塊。

明顯地，上述三者非線性的參數模塊皆前置一個“Position Sensing” 模塊，用來實現無傳感器位置檢測的方法，其藉由數學推導而獲得轉子位置的訊息；並且，其在模擬過程中不僅實時(Real-Time)傳遞電樞電感(L_a)和開路轉矩(T_c)，而且達成如 Fig.(12) 所示的電流換相功能。在電流換相驅動中，採取 80% 導通週期(Duty Cycle)雙脈衝訊號分別驅動兩相線圈，參考 Fig.(4) [下] 圖式所展示的方法。

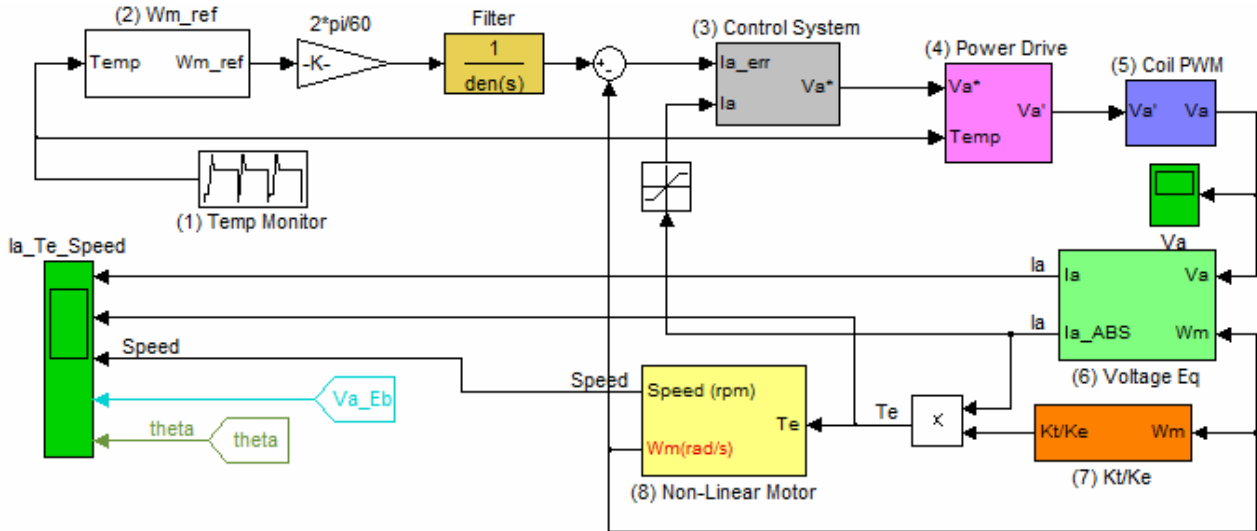


Fig.(8) 本研習單相 BLDCM 運用 Simulink 建構的動態模型

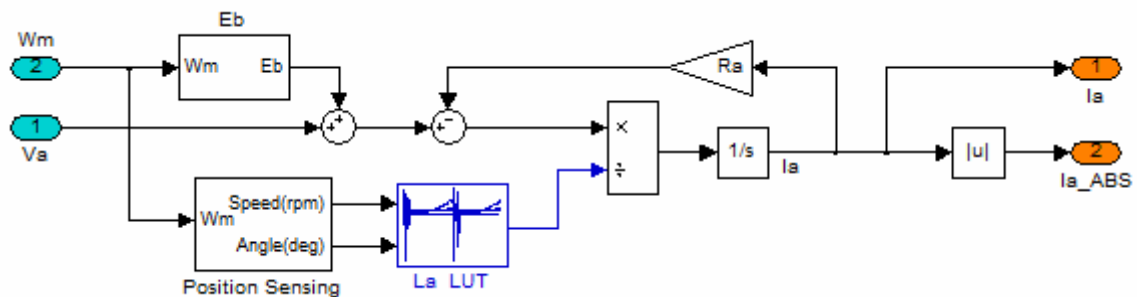


Fig.(9) 單相 BLDCM 的電壓方程式模塊，含電樞電感(L_a)數據查表

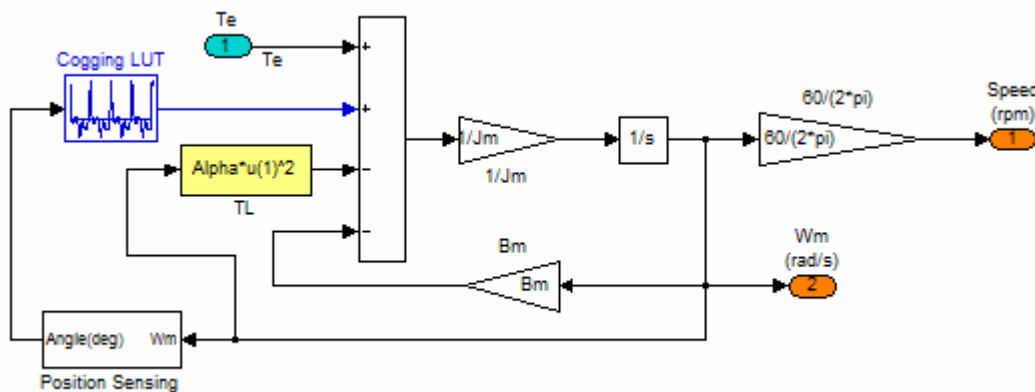


Fig.(10) 單相 BLDCM 的運動方程式模塊，含開路轉矩(T_c)數據查表

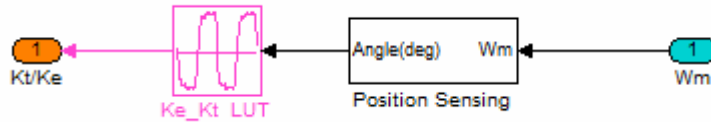


Fig.(11) 單相 BLDCM 的反電動勢常數(K_t, K_e) 模塊及數據查表

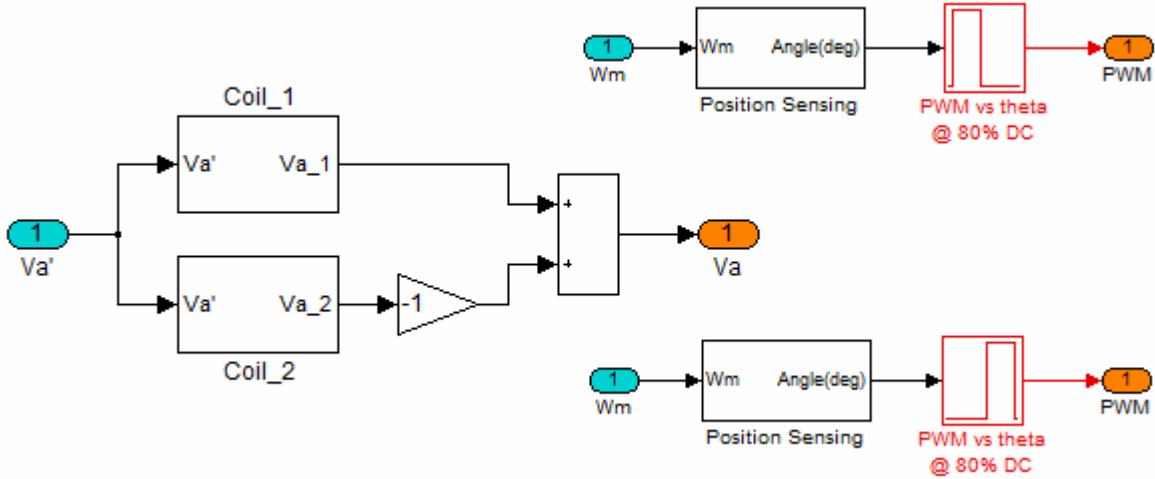


Fig.(12) 單相雙線 BLDCM 無傳感器位置偵測換相模塊，PWM 訊號數據查表

(C-2) 單相 BLDCM 的電機控制單元

本研習關於控制器的設計，參考文獻[4]提出對受控廠的調節目標：(1) 電流環達成理想控制，及(2) 轉速環的閉迴路轉移函數形成標準的二階系統；並且，依照文獻[5]的實施步驟而得出相關控制器的調制規律：

- 電流控制器的參數可依下列調制規律設定：

$$K_{P_ACR} = L_a \omega_c \quad (8)$$

$$K_{I_ACR} = R_a \omega_c \quad (9)$$

- 轉速控制器參數的調制規律：

$$K_{P_ASR} = J_m \left(2\omega_n \zeta - \frac{1}{\tau_M} \right) \quad (10)$$

$$K_{I_ASR} = J_m \omega_n^2 \quad (11)$$

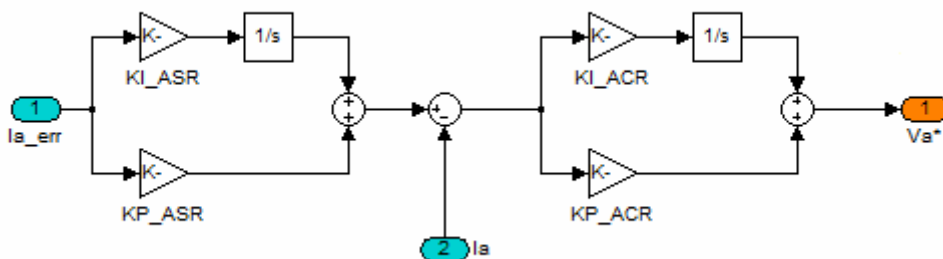


Fig.(13) 本研習 BLDCM 閉環控制的電流、速度調節器

Fig.(8) 中的“(3) Control System”模塊所包含控制系統內部細節的組成，如 Fig.(13) 所示。本研習單相 BLDC 馬達的操作規格如 Table(4) 所列，而相關的系統規格參數和控制器參數，如 Table(5) 所列。

Table(4) 本研習單相 BLDC 馬達的操作規格

項目	參數值
極數(P) / 極對數(PP)	4 / 2
槽數	4
額定電壓(U_d)	12 (VDC)
額定轉速	10000 (rpm)

Table(5) 單相 BLDC 馬達的系統規格和控制器參數

參數項目	參數 / 名稱		數值	說明
系統規格參數	ω_n	無阻尼自然頻率	可調	代表馬達調速範圍內的轉速，可依參考轉速(ω_{ref})變換。
	ζ	阻尼比	可調	在轉速環節用做調節轉速的響應規格，採以臨界阻尼條件($\zeta = 1$)輸入。
	ω_c	電源驅動模組特徵頻率	可調	亦稱為‘電流環節頻寬’，其代表馬達電源驅動的頻率。
控制器參數	K_{P_ACR}	ACR 比例係數	依 (8) 公式	
	K_{L_ACR}	ACR 積分係數	依 (9) 公式	
	K_{P_ASR}	ASR 比例係數	依 (10) 公式	
	K_{L_ASR}	ASR 積分係數	依 (11) 公式	
衍生參數	τ_M	機械時間常數	固定	$\tau_M = \frac{J_m}{B_m}$
	τ_E	電氣時間常數	固定	$\tau_E = \frac{L_a}{R_a}$

(D) 模擬與分析結果

(D-1) BLDCM 起動過程

基於反電動勢檢測的無傳感器控制方法可在中、高速正常運行。然而，在電機處於靜止或低速時，則會因為檢測的訊號太小而無法進行精確的位置估計。因此，對於沒有霍爾傳感器的單相 BLDC 風扇馬達，一般採用三段步驟控制[2]：

- (1) **對準**：確保轉子在預定方向上旋轉。
- (2) **啟動**：以逐漸加強的開路增量電壓對電樞繞組勵磁，將電機從靜止起動旋轉，一直加速到反電動勢足夠準確而可轉換為無傳感器演算模式。
- (3) **無傳感器位置檢測控制模式**。

Fig.(14) [左] 圖式以 Simulink 模型展示本研習單相 BLDC 風扇馬達起動控制的不同模式，其中分三個階段而逐步達成無傳感器位置偵測的運作過程；[右] 圖式則顯示馬達相關起動過程的電流波形及速度響應。

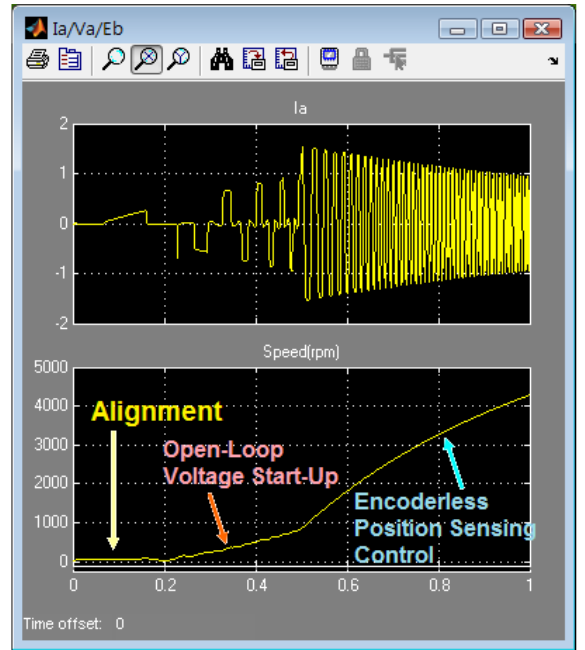
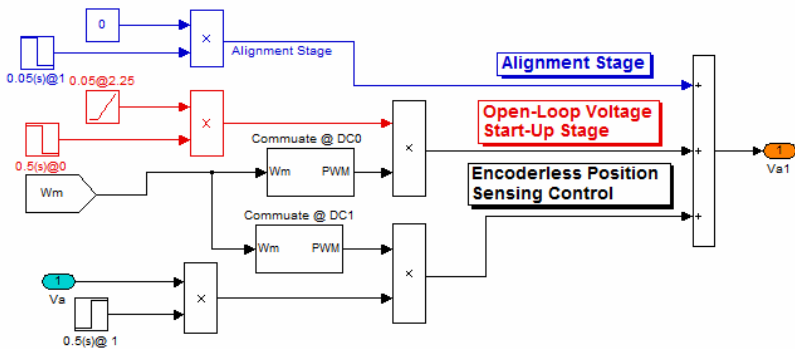


Fig.(14) [左]馬達起動過程分三個階段達成無傳感器位置偵測控制，[右] BLDC 馬達起動過程速度響應及電流波形

(D-2) BLDCM 理想化與非線性模型比較

如前所述，非線性與理想化模型之間的主要差別在於：前者參數如 Fig.(5) 和 (6) 所示隨轉子位置而跨越“0”值呈正負振盪；後者則多以“正”而恆定的 L_a 和 K_t/K_e 值表徵電磁場的變化，促使兩線圈皆採“正”電流換相，而與本研習雙相雙脈衝 BLDC 馬達實際的電流方向不一致，進而給兩者模擬結果造成大的差異。依照 Fig.(8) 的非線性動態模型，Fig.(15) 則是把理想化模型一併建置進來；同時，為利於展現兩者模型輸出數據波形的差異與比較，除了略去電力驅動器及控制系統模塊而以開環形式簡化模型，且把非線性模型所有輸出物理量取絕對值，並共同以 8 [VDC] 輸入電壓驅動。

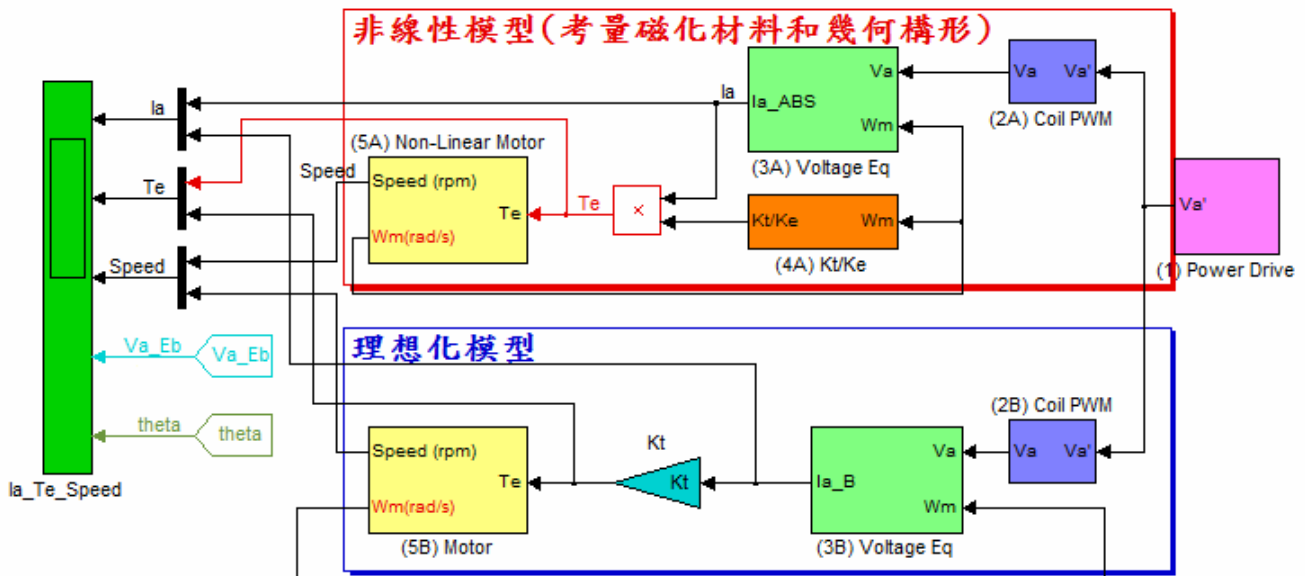


Fig.(15) 本研習 BLDCM (理想 vs. 非線性)模型

理想化與非線性模型之間隨轉子位置的轉矩、轉速、電樞電流、電壓、反電動勢波形比較，分別如 Fig.(16) 和 (17) 所示。在初始的暫態過程，兩者模型皆依相同的三個階段起動，且所有相關物理量的波形有著類似的暫態響應；但是，達到穩態之後，理想模型的轉速約 6000 [rpm]，非線性模型則達到11500 [rpm]。另外，非線性模型在同步相位超前控制下，能克服死點而皆呈現正向轉矩；相對地，理想模型不但顯現規則的鋸齒狀轉矩波形，但是其中有大的負轉矩，因而反應出相對低的轉速，如 Fig.(16) 右側上方圖式所示。此外，從 Fig.(17) 可看出：雖然兩者模型的反電動勢發展趨勢相同，然而非線性模型能具體展現同步相位超前控制的電流換相，而趨近實際測量結果；相對地，在同樣的相位超前控制下，理想化模型的反電動勢波形只顯示單一而平滑的曲線。

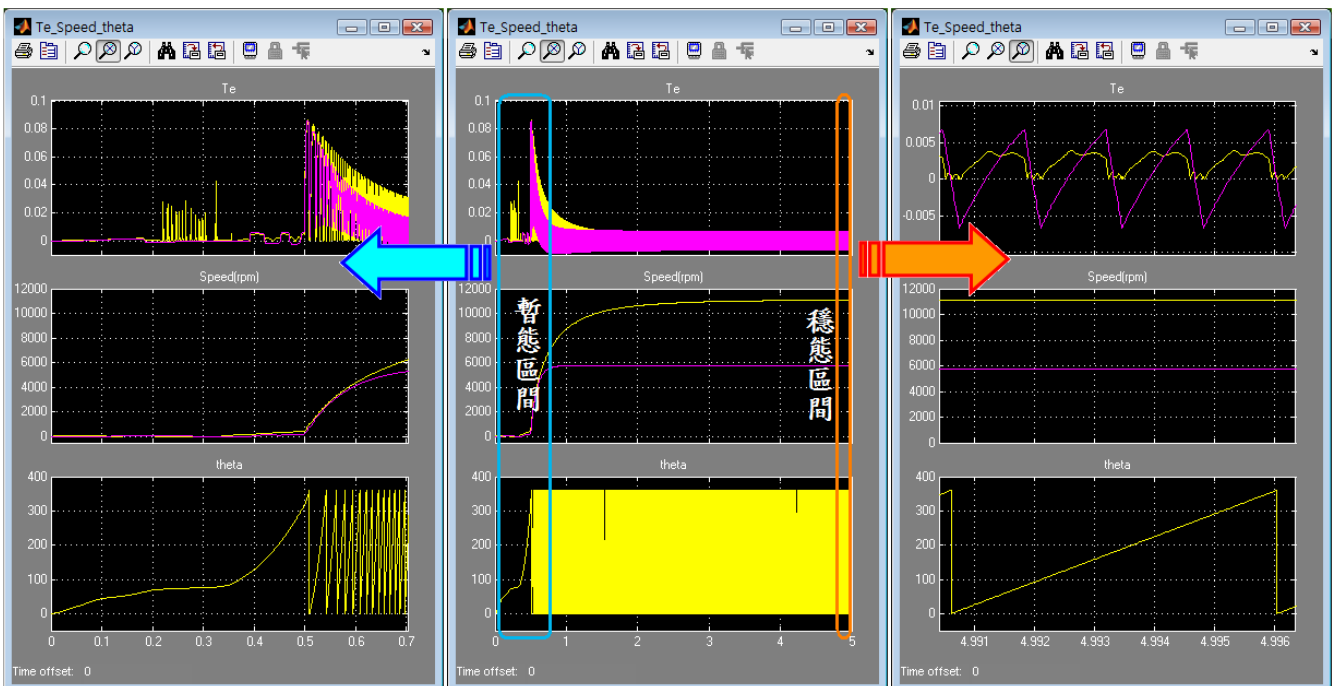


Fig.(16) (理想 vs. 非線性)模型轉矩、轉速波形隨轉子位置比較

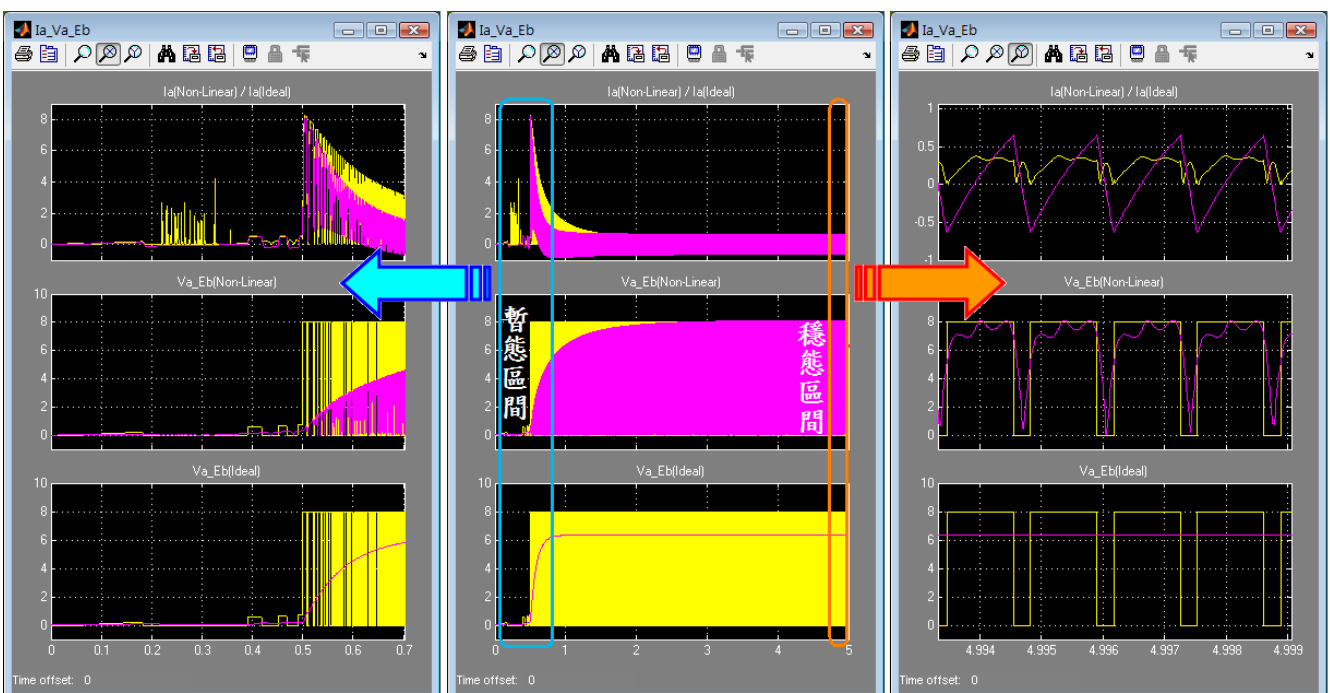


Fig.(17) (理想 vs. 非線性)模型電樞電流、電壓、反電動勢波形比較

(D-3) BLDCM 閉迴路變溫調速

依照如 Fig.(15) 中 BLDCM 非線性的模型，藉由變化直流供應電壓而驅動並且記錄馬達對應的穩態轉速(如 Fig.(18) 所示)，可獲致如 Fig.(19) 所示穩態電壓-轉速的特性，並顯示出：在額定條件下，本研習 BLDCM 的轉速可在供應電壓 0.5 ~ 10 [VDC] 所對應的 6000 ~ 11500 [rpm] 轉速區間進行調節。Table(6) 第三欄則是賦予 BLDC 風扇馬達在各別電壓操作區間變溫調速的控制條件，相關的控制方式如 Fig.(20) 所示。本研習按穩態電壓-轉速的特性並且依據如 Table(7) 所列的假定環境溫度，而實施 BLDCM 變溫調速的動態模擬，相關結果如 Fig.(21) 所示。

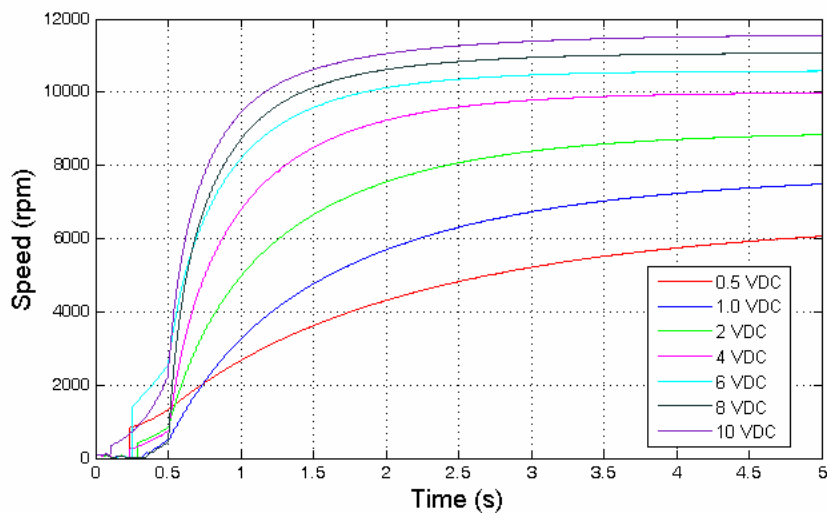


Fig.(18) BLDCM 開路電壓與穩態轉速

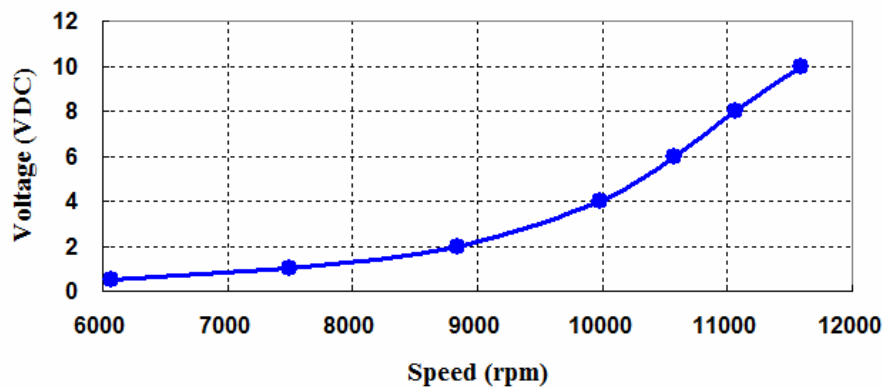


Fig.(19) BLDCM 穩態電壓-轉速的特性曲線

Table(6) BLDCM 開路電壓對應的穩態轉速及模擬控制條件

供應電壓 (VDC)	穩態轉速 (rpm)	變溫調速控制條件
0.5	6064	50 °C < Temp
1.0	7490	50 ~ 75 °C
2.0	8837	--
4.0	9978	--
6.0	10578	75 ~ 1005 °C
8.0	11067	--
10.0	11584	Temp > 100 °C

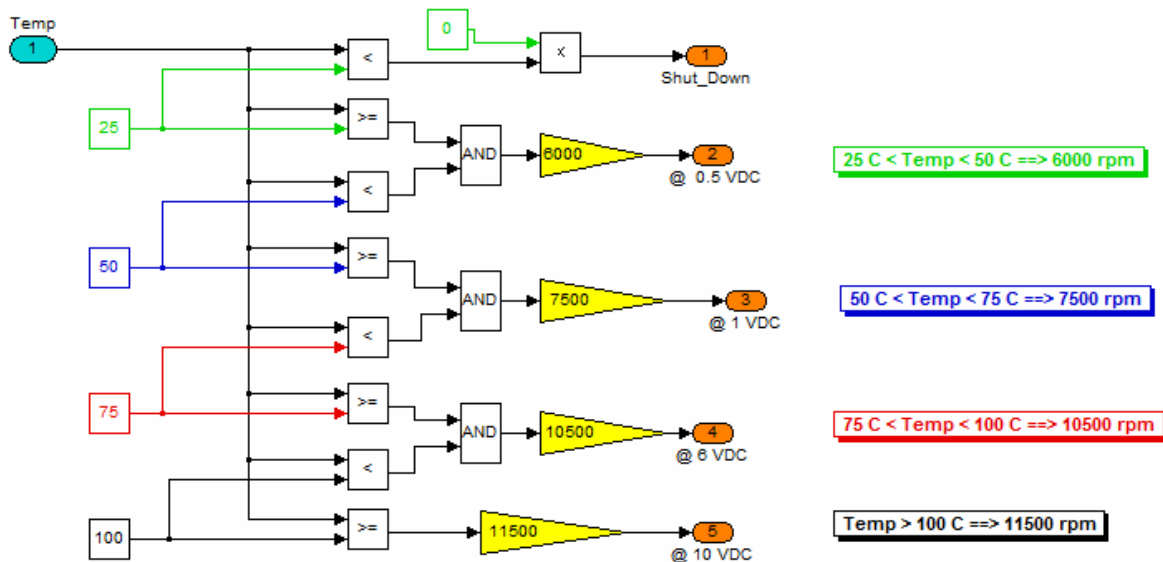


Fig.(20) 本研習按穩態電壓-轉速的特性而實施變溫調速的控制

Table(7) 本研習 BLDCM 變溫調速動態模擬的假定環境溫度條件

溫度(°C)	20	30	55	85	65
時間(sec)	0 ~ 0.5	0.5 ~ 5	5 ~ 10	10 ~ 15	15~ 20

[Note:] 相關變溫調速的參考曲線，參 Fig.(21) [左]圖式的速度波形中紫紅色線所示。

從 Fig.(21) 的電樞電流波形隨轉子位置變動的情形可看出：本研習 Fig.(8) 建構 BLDCM 的 Simulink 動態模型，係按實際的電流方向而進行雙相雙脈衝驅動，因此輸出為週期性全波形；並且，依照機電系統能量變換公式 (2)，電磁轉矩與線圈電流呈正比，因而在同步相位超前控制下，電磁轉矩波形與電流波形相似，而且能克服死點而皆呈現正向轉矩。

另外，Fig.(21) 所示暫態至穩態運用 PI 控制器的閉迴路轉速調節過程裡，包含如 [右一] 圖式的 6250 (rpm)、[右二] 圖式的 7680 (rpm) 及 [右三] 圖式的 10560 (rpm) 等局部穩態速度區間，並且分別與 Table(7) 所設定環溫控制的轉速目標符合；同時，每一個調速過程中，皆經歷一個明顯的上升時間和延滯時間，且沒有超越量。

此外，Fig.(21) 也展示各時段供應電壓以及相應調速階段內不同反電動勢電壓幅值的週期性全波形。這是在馬達運轉中按照同步相位超前控制法，協同永久磁鐵磁極位置和雙線電樞電流方向的結果；亦即，線圈端電壓(V_a)與反電動勢電壓(E_b)波形在跨零點交叉，導致電樞電流(i_a)隨同換相而同步，促使線圈端電壓和電樞電流之間的功因角為零，而有最大的輸出功率。

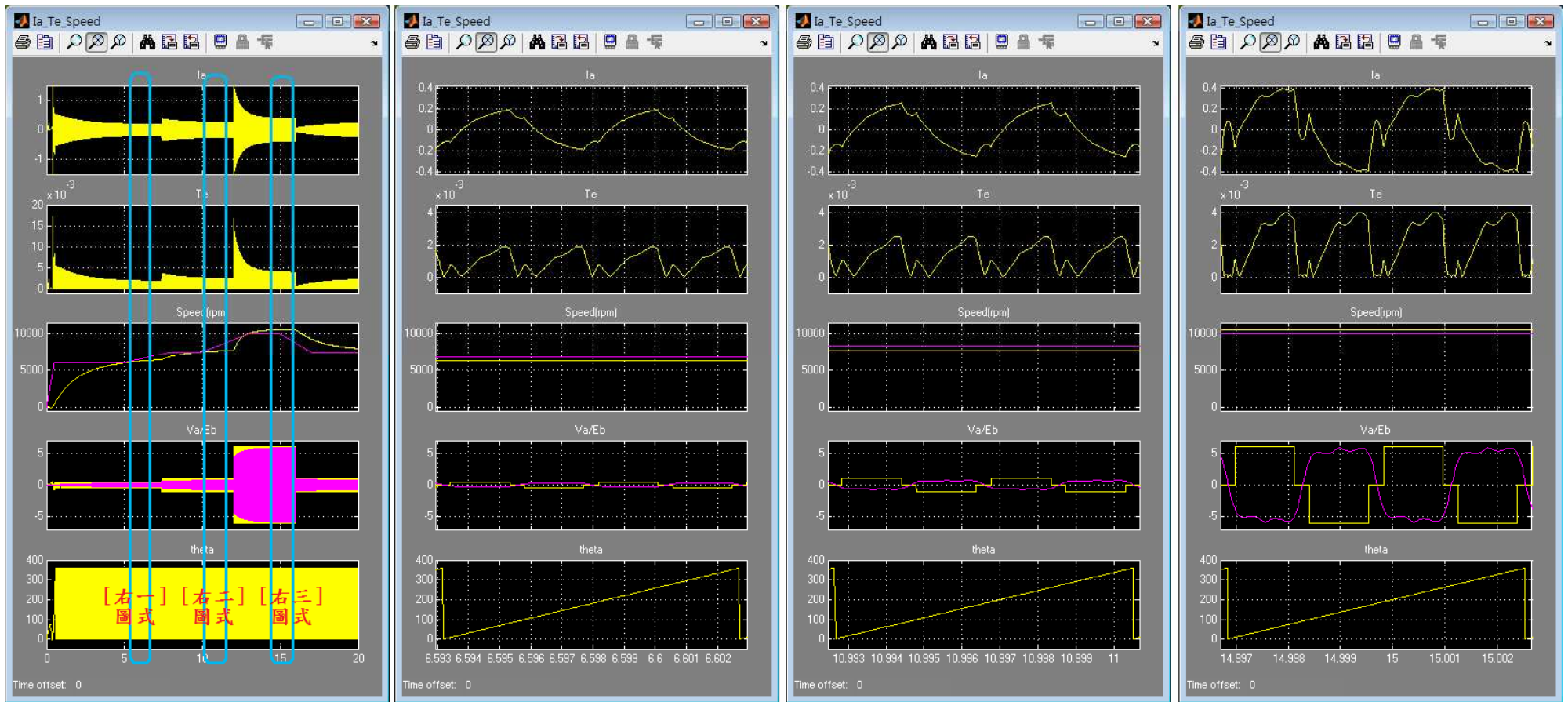


Fig.(21) 本研習 BLDCM 變溫調速各穩態速度區間的輸出結果：[左] 暫態至穩態全程, [右一] 6250 (rpm), [右二] 7680 (rpm) 及 [右三] 10560 (rpm)

(E) 結果討論

一般而論，欲建構複雜的電機動態系統的數學模型，可以辨識系統參數做為基礎。例如，感應馬達驅動器的系統模擬，其皆採用以等效電路為基本的電機集總參數模型。這種方法是假設驅動器在整個操作期間，馬達的參數是常定的。執行這些模型只需要其詳細完整模型的一小部份時間，並且從分析以及系統整合的觀點，這是最佳的做法。但是，這樣的模型在許多情況也有其不足之處。其中一個例子是磁交叉耦合(Magnetic Cross-Coupling)，以及基於磁飽和、集膚效應及操作溫度，這些參數在馬達運轉過程會有大的變化而影響馬達的輸出，進而導致驅動器效能的劣化。以三相籠型感應電機為例，電機動態的 $d-q$ 模型是基於弦波氣隙磁通和反電動勢的假定，並且假設互感為平衡、對稱及呈弦波變化，參 FT021 先前文獻[6]。如果這些假設不成立，則 $d-q$ 模型在數學上便不正確。因為，就真實電機中磁極的形狀、存在的齒槽和材料磁飽和的磁化特性而論， $d-q$ 模型是理想化的。此外，可飽和元件(Saturable Components)的詳細建模對於暫態模擬中精準展現相關非線性物理現象通常是必要的，諸如衝擊電流、諧波發生與傳播等。

相對地，FEM 電磁暫態模型考慮了如上所述的非線性以及磁交叉耦合因素，而聯合電機的磁場、電路及機械運動的分析，因此能夠趨實地展現電機氣隙的磁通分佈。基於這一特點，本研習中的雙線雙脈衝四極風扇馬達為已存在的實際電機，而為了取得如本文 (B-2) 節所述造成電機磁場非線性的影響因素(諸如：反電動勢常數(K_e)/轉矩常數(K_t)、電樞電感(L_a)及開路轉矩(T_c))，以獲致趨於實際的電機動態模擬結果，其做法與實踐是採取“逆向工程(Reverse Engineering)”的手法，藉由 JMAG-Designer 進行磁場模擬分析，而輸出上列相關參數的數據。

此外，傳統上，轉換器和電機的設計是分開進行的，但是在低成本以及增進效率與效能的需求下，製造商對於相關產品的開發逐漸朝向一個整合的設計流程，並且促使電機和轉換器都必須個別量身訂做而且能夠有效聯合運作。除了可以按 FT034 先前文獻[7]所提出，運用 BLDC 馬達的磁場模型與驅動器的外部電路模型而實施間接耦合模擬，但是這方法需要較高的電腦硬體規格以及較長的運算時間；因此，本文所提供的這問題的解決方法是：藉由 JMAG-Designer 輸出能反應非線性磁場的參數，替代集總參數模型，則各種操作條件對馬達參數的影響，皆可動態地被考慮。重要的是：模擬所需的電腦硬體要求可降低，並且運算時間得以有效縮短。

(F) 參考文獻

- [1] Saeed Ahmed, “Investigations into the Improvement of A Single Phase Permanent Magnet Brushless DC Motor”, Doctorate Thesis, University of Leicester, 2011.
- [2] Wei-Chao Chen, “Efficiency Optimization Control for Single-Phase Brushless DC Fan Motors with or without Hall Sensor”, Thesis, National Chiao Tung University, 2009.
- [3] Kuei-Tsun Chen, “FT025-Influence of Magnetization Pattern on Electromagnetic Characteristics of Single Phase BLDC Fan Motor”, Flotrend Co., 10/21/2016.
- [4] 詹前茂 著, “電機驅動控制理論與實驗”, 新文京開發出版股份有限公司, 2003.

- [5] Kuei-Tsun Chen, “FT014-Dynamic Simulation of PMDC Motor Speed Control with Power Electric Drive Using JMAG-Designer and MATLAB-Simulink”, Flotrend Co., 12/31/2015.
- [6] Kuei-Tsun Chen, “FT021- Dynamic Simulation of Vector Control of A Three-Phase Caged Induction Motor”, Flotrend Co., 12/12/2016.
- [7] Kuei-Tsun Chen, “FT034- Dynamic Simulation Coupling Electromagnetic FEM Model and Power Electronic Drive System of Cage-Type Induction Motor”, Flotrend Co., 05/19/2017.