

感應電機耦合電磁有限元和驅控電路的系統模擬

編撰： 勢流科技 陳桂村

摘要

本研習探討一種耦合場域有限元求解器與功率電子電路(Power Electronic Circuit)模擬器的方法。其中，前者的電磁暫態模型考慮了電機幾何(Geometry)結構的細節，以及材料性質的磁飽和效應(Saturation Effect)；後者的電機動態模型則涵括了 PWM 電力電子驅動電路，以及伺服作動(Servo Operation)的控制系統(Control System)。在這種整合的模擬環境裡，能夠藉由掌握電機電磁現象與控制系統之間的交互作用，而各別建置相關模型、設定模型間耦合模擬的連結以及進行分析。本文中，按共同運作的三相籠型感應馬達模型(JMAG-JAC161)，結合電磁 FEM 分析軟體 JMAG-Designer 以及系統模擬軟體 MATLAB/Simulink，採取輸出電流法(Current Output Approach)的間接耦合(Indirect Coupling)方式，實施馬達向量控制(Vector Control)的動態效能模擬與分析。

關鍵字： Field Domain, Power Electronic Circuit, Geometry, Saturation Effect, Servo Operation, Control System, Indirect Coupling, Current Output Approach, Dynamics.

(A) 介紹

在本研習籠型感應馬達的電、磁轉換系統中，參 FT033 先前文獻[10]，每一相線圈的繞組皆與一電壓源連結，並且具有一組串聯的電阻和電感。其中，繞組和鼠籠桿的實心導體可藉由具有一歐姆(Ohm)電壓降的反電動勢共同表示。對線圈的繞組而言，把歐姆電壓降的效應集成為一個外部電阻會更方便。如此，一方面，與電壓源結合的電性元件便構成一個電機電壓方程式，而形成與模型電磁部份相關的內部電路，並由感應反電動勢連結磁場區域與電路區域。如 Fig.(1) 所示。另一方面，現今大部份的電磁裝置都是由切換式電子轉換器(Converters)所構成的電源驅動器提供電壓源，而形成電機的一個外部電路(External Circuit)，並且相關的切換動作皆採諸如脈寬調制(Pulse-Width Modulation, PWM)技術控制。如 Fig.(2) 所示。進一步地，控制系統可藉由與電機內部的電路所形成的回授機制(Feedback Mechanism)，使得電源驅動器與暫態‘場-路’模型集總成一個封閉的迴路(Close-Loop)系統，控制的策略是在每一時步(Time Step)之後，按電機轉子速度和位置所決定的電磁操作條件，而對內調制功率電子轉換器的切換(Switching)，並且對外達成電機伺服或智能控制的作動要求。這些分析的工作多以兩種數值工具來擔任：前者是以產生電機相關的電磁暫態‘場-路’模型(Transient Field-Circuit Model)的場域求解器(Field Solver, 如：JMAG-Designer)；後者則是產生電機動態模型(Dynamic Model)的電路-系統模擬器(Circuit Simulator, 如：MATLAB/Simulink)。

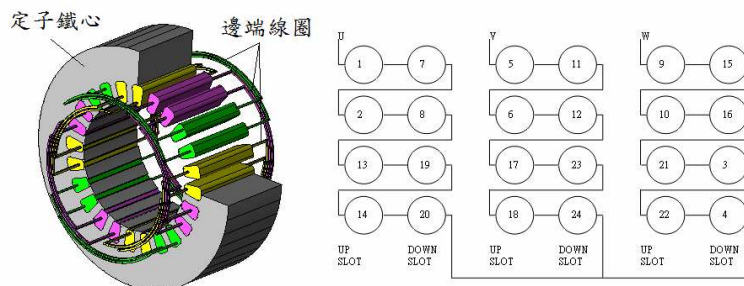


Fig.(1) 籠型感應馬達的內部電路

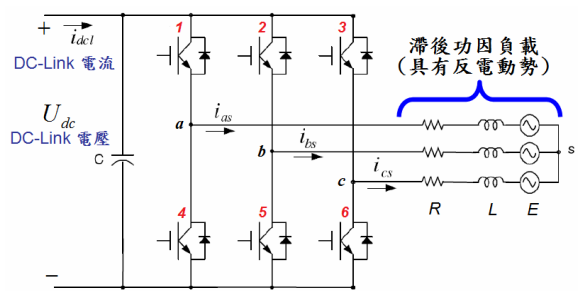


Fig.(2) 籠型感應馬達外部電路的功率電子轉換器

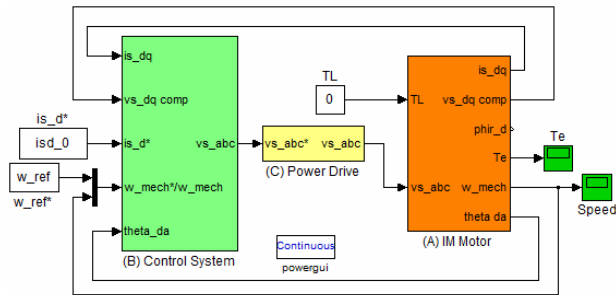


Fig.(3) 籠型感應馬達結合功率電子轉換器、控制系統

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[8]。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)[5]，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。而且，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[9]。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[1, 10]。而且，現今的場域求解器更發展為可模擬渦電流、材料非等方性(Anisotropic)以及磁滯現象等。但是，FEM 電磁暫態模擬分析的考量在於相對高的計算時間，以及場域求解器並不提供全面模擬所需的各種功率系統元件、控制系統。就後者來說，對電機與轉換器之間實際交互作用建模，仍然需要半導體的模型；以二極體模擬的情況，時步必須與開關瞬間調適一致，以避免過衝(Overshoot)的情形。另一方面，把控制系統的回授迴路結合電磁暫態‘場-路’的分析，其中的基本做法是使時步與控制系統同步，以便於決定轉換器的開關狀態[3]。對於高頻的開關切換特性(Switches Feature)，其開路/短路(Opening/Closing)切換的時間常數受到諸如 (1) 和 (2) 式中電容及電感參數(C_{loop} , L_{cutset})的影響，其與電機內部電路的時間常數之間的差異，可達到 2~3 個數量級[7]。這個物理現象可從 PWM 調制的載波頻率(數千 Hz 或更高)與電機運轉的工作頻率(50、60 Hz)之間的差別而具體顯現，並且其中的關鍵因素是：外部電路的時步大小通常是內部電路的百、千倍！由於，數值分析的運算是必須使時步大小與系統中最小的時間常數調適；並且，一般而言，當各別系統方程式求解的時間常數差別很大，則使相關系統的時步解耦(Decouple)而採取依序解算是較佳的做法[3]。

$$\tau_{loop} = R_{cond} \cdot C_{loop} \quad (1)$$

$$\tau_{cutset} = \frac{L_{cutset}}{R_{block}} \quad (2)$$

- τ_{loop} : 開路切換的時間常數。
- τ_{cutset} : 短路切換的時間常數。
- R_{cond} : 導電電阻。
- R_{block} : 阻斷電阻。 ($R_{block} \gg R_{cond}$)
- L_{cutset} : 阻斷電感。
- C_{loop} : 短路迴路電容。

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[1,3]。一個解決這問題的方法是耦合感應馬達的磁場模型與驅動器的外部電路模型而實施模擬：藉由以磁場模型替代集總參數模型，則各種操作條件對馬達參數的影響，皆可動態地被考慮[1]。而且，現今電機的電力驅動系統多藉由與外部電路結合而運作，因而相關驅動轉換器的數值模擬需要考慮功率電子電路的效應。這不僅基於大部份電機電力轉換器是由磁性元件與電路所組合構成，並且也是為了設計者實施相關系統層次(System Level)模擬的需求[6]。另一方面，在設計階段對於電機動態效能的預估也是必需的，因為這可利於考量系統操作特性以及外部網絡(External Network)匹配效果等[4]。

電機暫態‘場-路-運動’耦合的模擬是現今商業 FEM 電磁分析軟體(如 JMAG-Designer)主要運作的模式之一，能夠進行多種電機動態效能的分析，並且可從相關的後處理所輸出精細的磁場分佈以及磁路徑的數據資料，這對於各式各樣電磁物理現象的研究，提供了有效而紮實的基礎。另一方面，隨著電力電子電源驅動裝置與電機設備結合的普遍趨勢，許多自動化控制的機制已逐漸取代一般線起動(Line Start)的功能，甚至可以伺服、智能專家系統，來控制電機進行各式精緻功能以增進效率，進而達成節能減碳的環境保護要求。一個依據本研習鼠籠感應馬達模型的先前文獻實施例[9]，即是運用 MATLAB/Simulink 探討三相鼠籠式感應馬達驅動系統向量控制的模擬分析；其中採取詳細的功率電子驅動器做為電源，並且結合按照電機的集成參數(Lumped Parameters)所設計的電流、速度控制器，達成對感應馬達的伺服驅動。而且，Simulink 能夠結合相關的電機 FEM 模型，而在單一環境中實施耦合分析。因此，依照以上相關問題的綜述，有必要結合兩者數值工具的優越長處，並且把目標設定為：如何在商用 FEM 電磁分析軟體的基礎上，進一步從外部耦合電路模擬軟體，實施電機動態效能的分析、設計，並且使模擬結果更趨近實際。

本研習延續先前文獻 FT021[9] 和 FT033[10] 所各別涵蓋的兩個主要領域，即感應馬達的磁場導向控制(FOC)，以及相關的暫態‘場-路-運動’耦合 FEA；並且，按照上述耦合模擬的工作目標，結合二維電機 FEM 電磁模型與電源轉換器和閉迴路控制系統而實施間接耦合模擬、分析。本研習內容在 (A) 節中，主要介紹電機耦合模擬是藉由電磁暫態‘場-路’模型的內部電路來與動態模型的外部電路連結，指出兩者模型可以擷長補短地實施全面模擬的做法，達成理論與實用的工作目標。在 (B) 節中，介紹電機與控制系統之間運作的直接、間接耦合模擬的方法，並且比較相關方法的限制及適用情況。在 (C) 節中，按照本研習所採取的輸出電流法，說明 JMAG-Designer 與 Simulink 間接耦合實施的設定內容。在 (D) 節中，採取 FT033 文獻的 JMAG-Designer 2D 籠型感應馬達模型，以及 FT021 文獻的 Simulink 向量控制動態模型，進行如 (C) 節所設定的模擬與分析並展示結果。最後在 (E) 節中提供相關結論。

(B) 電機耦合模擬的方法

如 Fig.(1) 所示，一個用於本研習暫態模擬的完整籠型感應電機模型應包含：(1) 磁場，(2) 把外部輸入電源功率轉移至場域的電路，以及 (3) 與場域交互作用的轉子運

動；並且，依據相關電機暫態場-路-運動的數學統御方程系統可歸納如 Table(2) 所列。其中，場域方程式與定子/轉子相關電路方程式聯立求解後，再與運動方程式間接耦合而構成一個全域系統[10]。如 (A) 節中所述，電機外部電路藉由回授機制與內部電路構成一個閉迴路，由控制器所發展的電壓依一貫方式影響電機系統的運轉；但是，電機系統則對控制器沒有任何作用。這與真實的完整系統運作很接近，因為控制系統總是隔絕於受控目標之外，而符合電磁與控制之間的耦合運作模式，並且可藉由數值方法在時域中連結來實現。因此，可認為這完整的感應馬達模型包含了兩個次級模型，且各自涉及一個積分流程；並且，暫態 FEM 電磁模型可採直接法或非迭代的間接法來與外部電路方程式耦合。兩者差別在於電磁(場、路)系統與外部電路(功率轉換器、控制迴路)系統方程式之間是聯立(Simultaneously)還是順序(Sequentially)求解。

Table(2) 籠型感應電機暫態場-路-運動的統御方程式[10]

系統模型	統御方程式	方程式
場域方程式	$\nabla \left(\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} \right) = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} + \sigma \frac{V_{tz}}{l}$	(3)
定子線圈 電路方程式	$V_s = R_s I_s + L_{se} \frac{dI_s}{dt} + \frac{l}{S} \left(\iint_{S^+} \frac{\partial A}{\partial t} dx dy - \iint_{S^-} \frac{\partial A}{\partial t} dx dy \right)$	(4)
轉子鼠籠 電路方程式	$V_b = R_b I_b + \frac{l_b}{S_b} \iint_{S_b} \frac{\partial A}{\partial t} dx dy$	(5)
	$[I_b] - [M_1][i_{er}] = 0$	(6)
	$[M_2][V_b] + 2 \left(R_{er} + L_{er} \frac{d}{dt} \right) [i_{er}] = 0$	(7)
運動方程式	$J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m = T_e - T_L$	(8)
	$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt}$	(9)

(B-1) 直接耦合法

直接耦合的暫態‘場-路-運動’全域系統與外部電路方程式之間，若按照基本原理來探討兩者系統典型的連結，其可以藉由電阻器(R)、電感器(L)、電容器(C)及各種類型的電力電子開關元件來建模。在多相電機系統中的 R、L、C 基本方程式如下各式：

$$u = Ri \tag{10}$$

$$u = L \frac{di}{dt} \tag{11}$$

$$i = C \frac{du}{dt} \tag{12}$$

u 、 i 分別表示電壓和電流向量。

電路器件與電機之間的連結，可依照不同的接線(Y, Δ)方式而採取各別的連結矩陣建模[1,2,3]。

在直接耦合中，對於每一不同情況，電路方程式都必須運用相同的方法而個別構成，以及完全重新執行一次數值積分及非線性迭代。必然地，在最終的方程式系統中，有多少額外的獨立變量就需要多少額外的方程式；明顯地，感應馬達磁場與電路方程式的直接耦合，子模型之間展現強的物理性交互作用，以及密集的數學運算，並且其結果也比較可靠；但是，當外部電路模型牽涉廣泛且複雜(如：積體電路)，則所有方程式的直接耦合會顯得不實用[1,3,6]。如果，再把控制系統涵括在直接耦合的方程系統中，不僅加劇分析運算的負荷，而且控制的策略不能太複雜，因為暫態 FEA 將必須採取與功率電子電路相同的時步來進行時間離散。若依照當今電腦運算技術的速度能量，這將促使

直接耦合的計算成本非常高昂。如果再採 3D FEM 暫態‘場-路’模型，則必然需要更高階的硬體(如：超級電腦)以及數值演算技術(如：平行運算)的配合運用！

(B-2) 間接耦合法

如前所述，外部電路的積分時步(δt)與內部電路的(Δt)之間，通常是 $\Delta t \gg \delta t$ 。為了避免強(直接)耦合的方程系統必須採取系統中最小的時間常數，因而造成依很小時步的不經濟運算模式，一般可以是按相關次級模型各別的時間常數而進行間接分析，因為這個方法容許場域、電路問題之間的時間常數解耦合，並且可依照模擬結果輸出解析度(Resolution)的目標，而有限度地調節兩者子模型所共同遵循的固定/可變時步規模($\delta t < T_s < \Delta t$)，而達到節省計算的時間[11]。

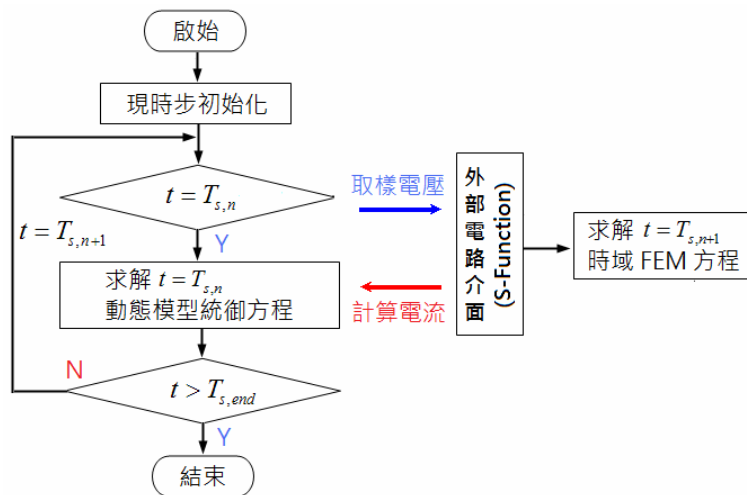


Fig.(4) 間接耦合模擬方法實施的演算流程

間接耦合實施的演算流程，如 Fig.(4) 所示。通常是在電路-系統模擬器(Simulink)環境中，藉由一個外部介面程式(如：S-Function)以及整合相關方程式系統所共同考慮的參數組合，如：電壓/電流或者電感/感應電動勢，而驅策上述兩者子模型系統之間的耦合；而且，在整個暫態模擬的每個時步中，這些參數的結果會在兩者求解器、模擬器之間交流。首先，在外部積分過程中，以 T_s 時隔來取樣(Sampling)計算所得的訊號，並以在各時間點($T_{s,n}$, n 為時間點序)訊號的瞬時值做為輸入到內部積分過程的數據；隨後，在下一時間點($T_{s,n+1}$)，在內部積分過程求算得到的電磁變量會回授到外部求解程序。然後重複這個演算循環直到最終時間點($T_{s,end}$)。一般而言，這並非耦合兩者子模型的統御方程以及進行直接電磁交互作用的數學運算，因而是一個弱耦合。就電機與控制系統之間的運作而言，間接耦合模擬方法的目標，其是從 FEM 暫態模型輸出精確的電機電磁場分析結果，然後由電路-系統模擬器據以求出精準的電源驅動訊息以及達成電機伺服或智能控制的作動要求[5]。

本研習將介紹兩種文獻裡經常採用的方法：電路參數(Circuit Parameter)法及電流輸出(Current Output)法：

(B-2-1) 電路參數法

有關電路參數法的概念有必要就電感的定義進一步區別，並且不同的電感定義導致不同的模擬策略[4]：

$$L^{app} = \frac{\lambda}{i} \quad (13)$$

$$L^{dyn} = \frac{\partial \lambda}{\partial i} \quad (14)$$

L^{app} : 顯式電感(Apparent Inductance)。

L^{dyn} : 動態電感(Dynamic Inductance)。

λ : 磁通鏈。

i : 電流。

如果電感是電流的函數 $L^a(i)$ ，則電機裝置端部的電壓如下：

$$v = \frac{d}{dt}(L^{app}i) = L^{app} \frac{di}{dt} + i \frac{dL^{app}}{dt} = \left(L^{app} + i \frac{dL^{app}}{di} \right) \frac{di}{dt} \quad (15)$$

其中 $\frac{dL^{app}}{dt} = \frac{dL^{app}}{di} \cdot \frac{di}{dt}$

如果磁通鏈是電流的函數 $\lambda(i)$ ，則時變感應電壓如下：

$$v = \frac{d\lambda}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta \lambda}{\Delta t} = \frac{\partial \lambda}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} = L^{dyn} \frac{di}{dt} \quad (16)$$

其中 $\Delta \lambda = \frac{\partial \lambda}{\partial i} \Delta i$

進一步地，把上述動態電感結合到旋轉電機線圈的應用例子；其中，基於磁飽和、凸極和齒槽效應，則磁通鏈同時是電流與角位置的函數， $\lambda(i, \theta, t)$ 。對於時變的電流，其與位置相關，並且也表示轉、定子參考座標之間的交互轉變。因此，依據感應電壓為磁通鏈的時間導數：

$$\begin{aligned} v &= \frac{d\lambda}{dt} = \left(\frac{\partial \lambda}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial \theta}{dt} \right) i + L \left(\frac{\partial i}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial \theta}{dt} + \frac{\partial i}{\partial t} \right) \\ &= \frac{\partial \lambda}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial \theta}{dt} \\ &= L^{dyn} \frac{di}{dt} + e_{\omega} \end{aligned} \quad (17)$$

e : 反電動勢或速度感應電壓。

ω : 角速度。

其中 $e_{\omega} = \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial \theta}{dt} = \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \cdot \omega$

從 (17) 式可知，動態電感與電流時間導數相乘而構成時變感應電壓項，而角速度與磁通鏈時間導數相乘而構成速度感應電壓項，或稱之為反電動勢。其中，磁飽和的效應包含在動態電感(L^{dyn})裡，而與幾何構造有關的凸極和齒槽效應則涵括在反電動勢(e_{ω})中。

比較 (15)、(16) 和 (17) 式可看出：(16) 式具有與常量電感相同的形式，且 (17) 式類似於線性電路模型，因而容易結合到現有的程式編輯中。另外，就一個三相繞組的電機，相關的參數是以矩陣形式定義：

- 動態電感(L^{dyn})：包含所有三相繞組的自感和互感，並形成一個 $[L^{dyn}]_{3 \times 3}$ 矩陣。
- 反電動勢(e_{ω})：包含三分量的 $[e_{\omega}]_{1 \times 3}$ 向量。

電路參數(L^{dyn} 和 e_{ω})是依每一時步的場域解而確定，其暫態 FEA 的實施請參先前文獻[10]的介紹；並且，藉由固定每一元素的 Jacobian 矩陣及磁阻率，以達成模型按導磁鐵心材料($B-H$ 曲線)的操作點而線性化，以及與該時間點的磁場分佈相呼應；然後進行上述參數的計算。相關動態電感矩陣 $[L^{dyn}]_{3 \times 3}$ 的計算，可採取諸如電流擾動法等，推導細節參文獻[3,4,12]。本文中僅列出 L^{dyn} 輸入項的通式，如 (18) 式：

$$L_{ij}^{dyn} = \frac{\lambda_{\omega,i}}{i_{\omega,j}} \quad (18)$$

另外，反電動勢(e_{ω})是藉由總磁通鏈的時間導數減除電流的時間導數的效應而得到，亦即從 (17) 式：

$$e_{\omega} = \frac{d\lambda_{\omega}}{dt} - L^{dyn} \frac{\partial i_{\omega}}{\partial t} \quad (19) \quad \left| \quad \text{其中 } \frac{d\lambda_{\omega}}{dt} \approx \frac{\lambda_{\omega}^k - \lambda_{\omega}^{k-1}}{\Delta t}, \quad \frac{di_{\omega}}{dt} \approx \frac{i_{\omega}^k - i_{\omega}^{k-1}}{\Delta t} \right.$$

採用這個方式是基於 (18) 與 (19) 式之間，在兩者參數矩陣的對角線上，相關磁通鏈導數項沒有互相對應；並且，如果定義 L^{dyn} 和 e_{ω} 參數的方法之間不能相互對應，則依照電壓方程式所算得的相電流，會產生重大誤差[3]。例如，對於三相籠型感應馬達向量伺服驅控模擬的實施例[9]，其動態模型關於轉子鼠籠結構的假設，是以一等效三相集中繞組的形式而取代；明顯地，對照於按 FEM 電磁暫態‘場-路’模型[10]關於鼠籠電路的建模，兩者將產生如上述 L^{dyn} 和 e_{ω} 參數不能相互對應的問題。

就電機與控制系統之間的運作而言，電路參數法依照如 Fig.(4) 而實施的間接耦合流程，其是從 FEM 暫態模型輸出一組動態電感矩陣 $[L^{dyn}]_{3 \times 3}$ 及線圈的速度感應電壓 $[e_{\omega}]_{3 \times 1}$ ，並且在 FEA 的每一時步，輸出給電路-系統模擬器(Simulink)；然後，控制系統便依據這一組參數的結果，決定功率電子轉換器的開關訊號，以及回饋適當的相電壓/相電流給 FEM 暫態場域求解器。一個展現採用電路參數法間接耦合的方塊圖式，如 Fig.(5) 所示。

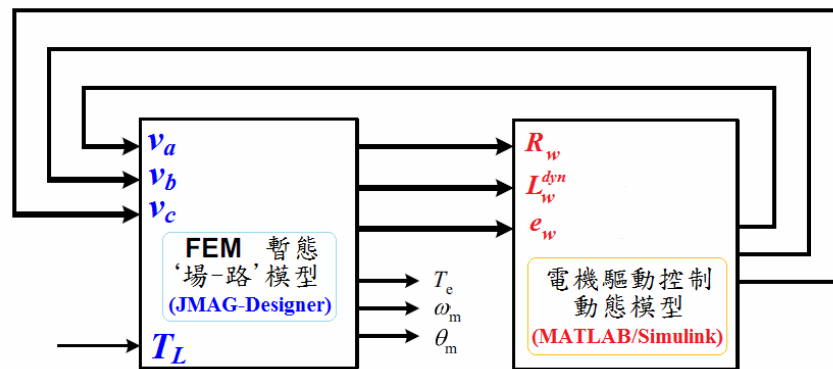


Fig.(5) 電機間接耦合採電路參數法模擬示意圖

(B-2-2) 電流輸出法

電機間接耦合模擬依照所使用的參數，以運用源項做為耦合係數的電流輸出法比較普遍的；而且，通常是採取電壓源的形式，因為相關結果對於磁性元件的耦合比較穩定，且比較不會導致非物理性的條件。類似於電路參數法，在電流輸出法中，一個由 FEM 軟體所提供的一個功能模塊係設置到電路-系統模擬器(如：Simulink)的環境中，除了用以表示電機的 FEM 模型，也是用來耦合兩者軟體以及交互傳遞數據，如 Fig.(4) 所示；其中，S-Function 即是嵌置在 Simulink 中用來延伸 FEM 軟體的功能模塊，用來啟動並執行時、空離散及線性化等數值方法，而求解電機暫態場-路-運動的方程式(如 Table(2))。

在該嵌入的功能模塊中有一組輸出/輸入埠口，分別用來傳輸兩者軟體中所定義的電壓/電流。相繞組的電流(i_a, i_b, i_c)是從場域求解器輸出的參數，其在每一時步更新以反應電機實際的操作點。並且，電路-系統模擬器依相關的電壓方程式而求解相電壓(v_a, v_b, v_c)，然後饋回給 FEM 軟體做為下一時步運算的輸入。此外，除了定常轉速的情形，負載轉矩(T_L)按運動方程式也是一個輸入值。其他的輸出數據包括，電磁轉矩(T_e)、機械轉速(ω)、角位置(θ)等。然而，除了輸入的相電壓及輸出的相電流是固定的，其他的輸出/

輸入數據，可能依不同應用軟體按各別的情況、條件而有所不同。對於籠型轉子而言，其與外部電路沒有直接連結，相關物理量未列入輸出/輸入的項目。一個展現採用電流輸出法間接耦合的方塊圖式，如 Fig.(6) 所示。

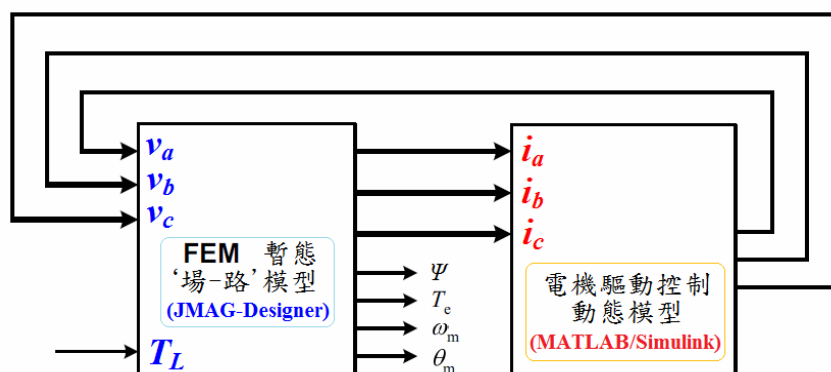


Fig.(6) 電機間接耦合採電流輸出法模擬示意圖

(C) JMAG-Designer 與 Simulink 耦合模擬的設定

本研習進一步地結合 FT021 文獻所採取 Simulink 模擬感應馬達的磁場導向控制，其中包含電機轉換器和控制系統的細節模型，以及 FT033 文獻運用 JMAG-Designer 進行相關的暫態‘場-路-運動’ FEA；並且，置重點於兩者系統的弱耦合操作。模擬是在 Simulink 環境中進行，並藉由一個 S-Function 模塊實現耦合運作，如 Fig.(7) 所示。上述兩個文獻係按照 JMAG 的 JAC161 範例中同一電機模型實施，相關的規格(幾何/繞組/電氣)以及參數(電機/機械/系統)，請參附件(一)和(二)所列數據資料。本節中將說明耦合模擬實施配合中，JMAG-Designer 模型設定，以及 Simulink 模型裡嵌置 S-Function 介面程式的注意事項。

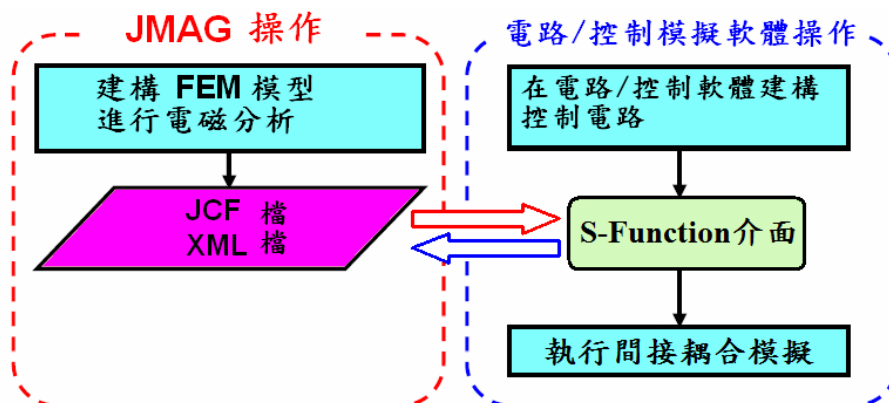


Fig.(7) JMAG-Designer 與 Simulink 耦合模擬的流程圖

(C-1) JMAG-Designer 耦合模型設定

大致上，本研習中的三相籠型感應馬達二維模型，仍採取 JMAG-Designer 的「幾何、材料、條件、網格及電路」五個基本建模程序完成；以下依照其與外部電路直接連結以執行間接耦合模擬的搭配，而僅列出不同於標準建模的項目細節，參 JMAG 的 JAC059[11] 範例並如 Table(3) 說明：

Table(3) JMAG-Designer 電機耦合模型設定注意項目

項目	設定細節 / 說明
Study/Property :	
時步	在 [Step Control][Type :] 選擇 “Step by External Program”。
Conditions :	
運動條件	在 [Displacement Typ] 選擇 “Displacement(Link to External Program)”。
外部電路連結	在 [External Circuit Settings] 設定如 Fig.(8) 內容，採“電流輸出法”的間接耦合模擬。
Circuit :	
電壓源	分別就三相繞組設置 “Electric Potential Source(1 terminal)”，並在 [Type :] 選擇 “External Circuit Simulator”，參 Fig.(9)。
電流偵測器	分別就三相繞組設置 “Current Probes”，參 Fig.(9)。

完成以上各項內部與外部電路之間連結設定之後，JMAG-Designer 必須輸出相關的 FEM 執行檔(*.jcf)，如 Fig.(7) 所示；並且，這會隨同輸出一個包含如 Fig.(8) 所示 JMAG-Designer 與外部電路之間的連結檔(*.xml)。值得注意的是，兩者輸出檔需與如 Fig.(10) 所示 Simulink 的電機動態模型(*.mdl)及其他必要的檔案置於同一資料路徑，如此間接耦合模擬才能展開。

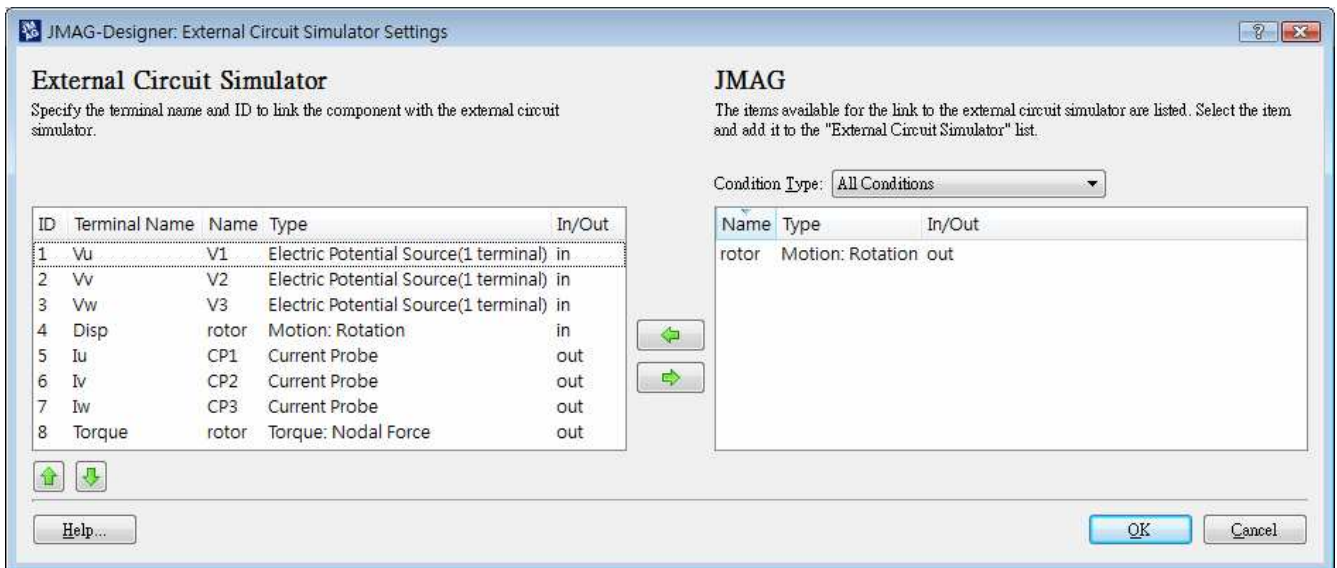


Fig.(8) 本研習中 JMAG-Designer 與外部電路連結設定項目

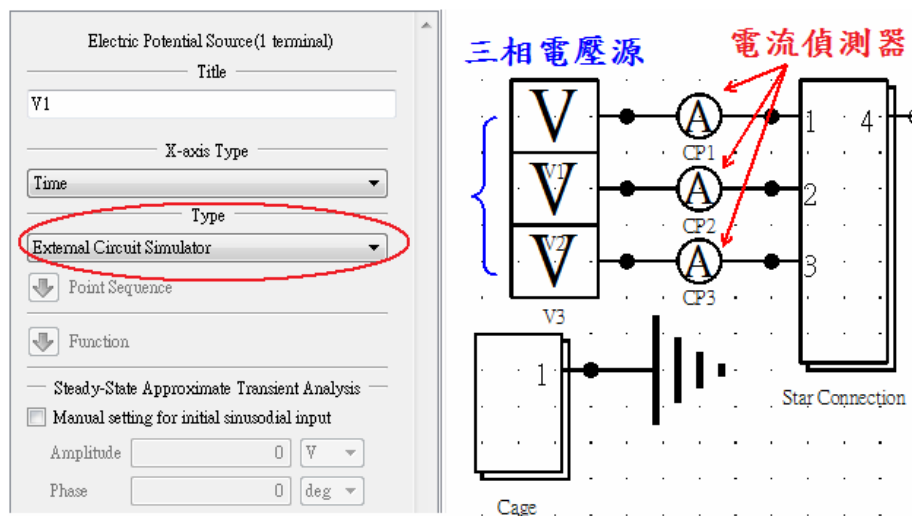


Fig.(9) 本研習中 JMAG-Designer 內部與外部電路之間連結設定項目

(C-2) Simulink 耦合介面設置

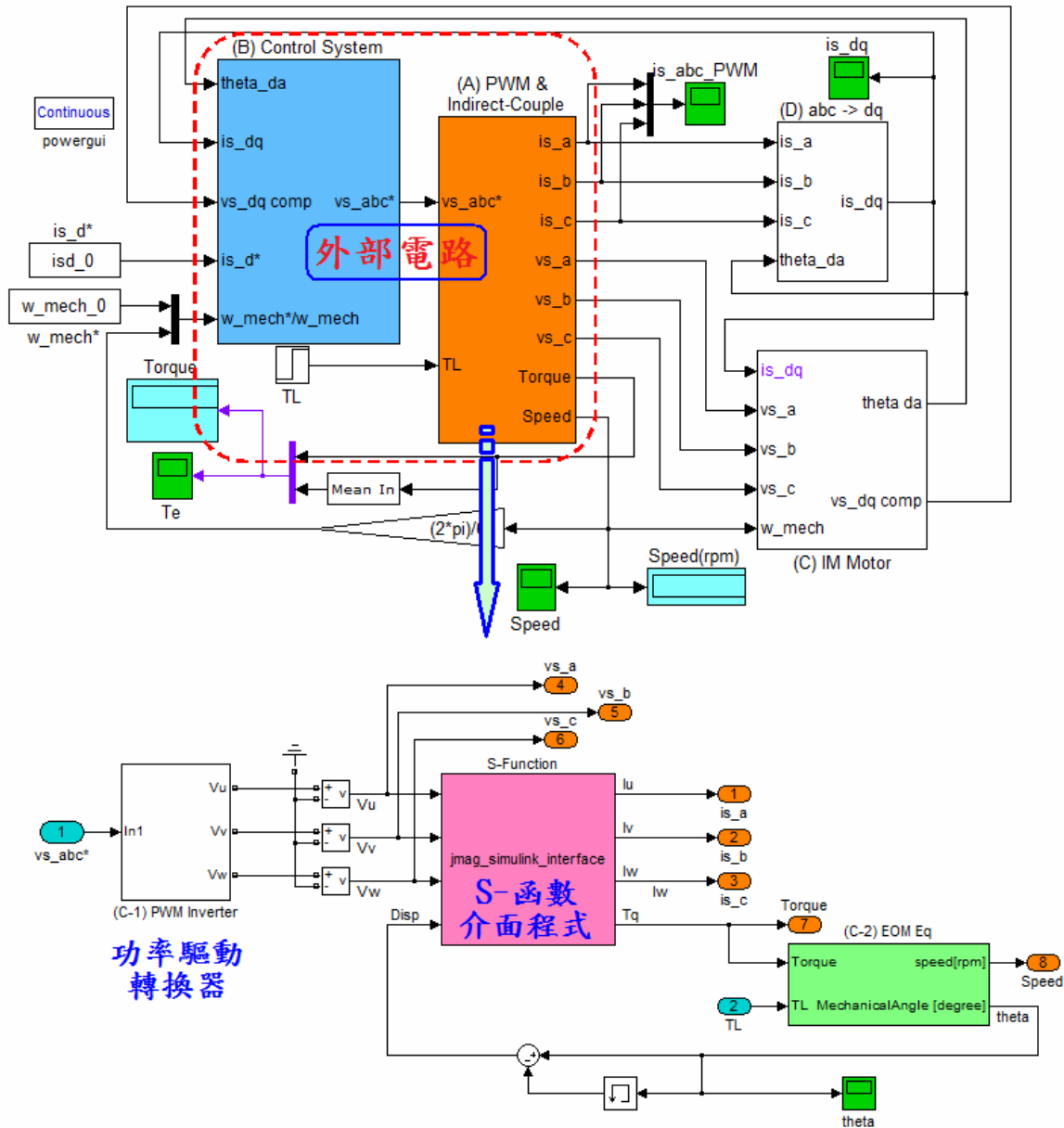


Fig.(10) 電機 Simulink 動態模型：(上) 外部電路與馬達本體模型；(下)：S-函數介面和 PWM 功率驅動轉換單元

本研習中，選擇 MATLAB/Simulink 做為電路-控制模擬器；並且，三相籠型感應馬達將實施向量控制(Vector Control)的動態效能模擬，模型的相關建模可參考 FT021 先前文獻。然而，在兩者軟體的耦合模擬流程裡，其必須將 JMAG 所提供的 S-Function 介面模塊設置進來，如 Fig. (10) 所示。其中，外部電路包含 ‘(A) PWM & Indirect-Couple’ 及 ‘(B) Control System’ 模塊；並且，S-Function 介面程式和 PWM 功率驅動轉換單元的子模塊，即涵括在 ‘(A) PWM & Indirect-Couple’ 中。並且，為能有效達成場域求解器與電路-系統模擬器之間數據的傳輸交流，其必需在 S-Function 介面模塊指定連結檔 (*.xml)，相關設定內容，如 Fig. (11) 所示。

如前所述，耦合實施是由 S-Function 介面程式啟動，暫態模擬的時步則是其依照模擬結果輸出解析度(Resolution)的目標，以及達到節省計算時間的目的，而在 Simulink 中指定兩者子模型所共同遵循的時步大小，如 Fig. (12) 所示，本文後續間接耦合模擬中，採可變時步且最大時步大小為 2.5×10^{-5} 秒。

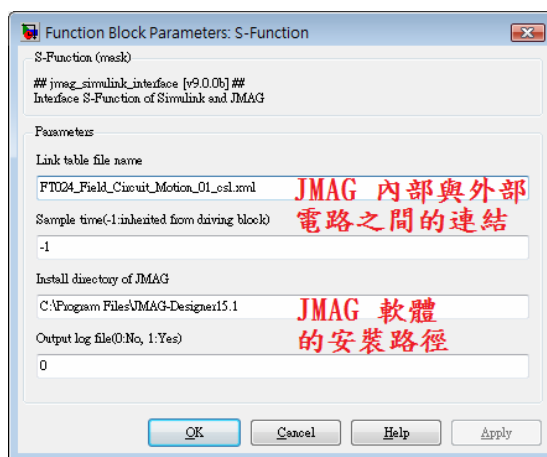


Fig.(11) S-函數介面模塊指定連結檔(*.xml)的設定內容

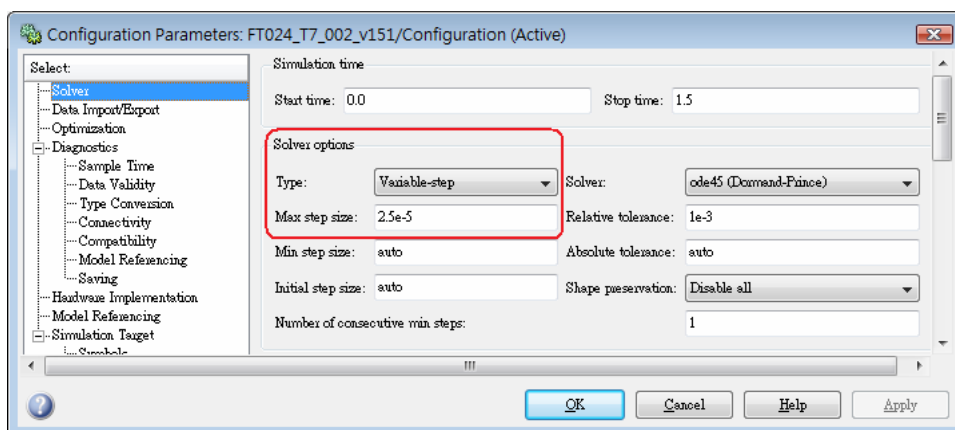


Fig.(12) 本研習間接耦合模擬採可變時步及最大時步(2.5×10^{-5} 秒)的設定

(D) 感應馬達耦合模型的模擬與分析

Table (4) 感應馬達[理想 vs. 趨實]各種模型構成

模型構成	動態馬達模型	控制系統	電力驅動模組	FEM 電磁模型	參考模型
[I]	○	✗	✗	✗	FT021 / Fig. (7)
[II]	○	○	✗	✗	FT021 / Fig. (13)
[III]	○	○	○	✗	FT021 / Fig. (16)
[IV]	○	○	○	○	本研習 Fig. (10)

本節按關於三相鼠籠型感應馬達的各項資料，依不同複雜程度的內容構成而建構如 Table (4) 所列四種 [理想 vs. 趨實] 的組成模型，其中是以 [I] 為理想模型；然後，逐一疊加伺服(電流、轉速)控制系統、功率驅動單元，其分別如 [II]、[III] 模型；最後，再藉由 S-Function 介面將模型 [III] 與相應的 FEM 電磁場模型形成直接連結，而實施間接耦合模擬。本研習中，將模擬、比較馬達從啟始到額定頻率之間的暫態及過程中的動態行為，並且展現相關的電流、轉子速度及電磁轉矩波形。所有模擬所需的輸入資料包括：參數(電機/機械/系統)、規格數據(幾何/繞組/電氣)以及初始條件，並已製作成(*.m)格式檔，提供模擬實施前載入 MATLAB/Simulink 環境，參附件(三)。

(D-1) 感應馬達空載動態特性模擬

首先，實施相關模型空載起動的暫態分析。模擬條件如 Table (5) 所列；並且，感

應馬達運轉的速度、轉矩和定子線圈(A-相)電流波形，如 Fig.(13) 所示。Table (6) 就整個暫態過程列出分析的數據結果。

Table (5) 感應馬達空載啟動的模擬條件

條件	數值		說明
轉速	ω_{ref}	1470 [rpm]	在 0 ~ 1.5 秒期間，模擬馬達從空載靜止啟動，直到滑差 2% 的穩定終速的情形。
負載	T_L	0 [Nm]	

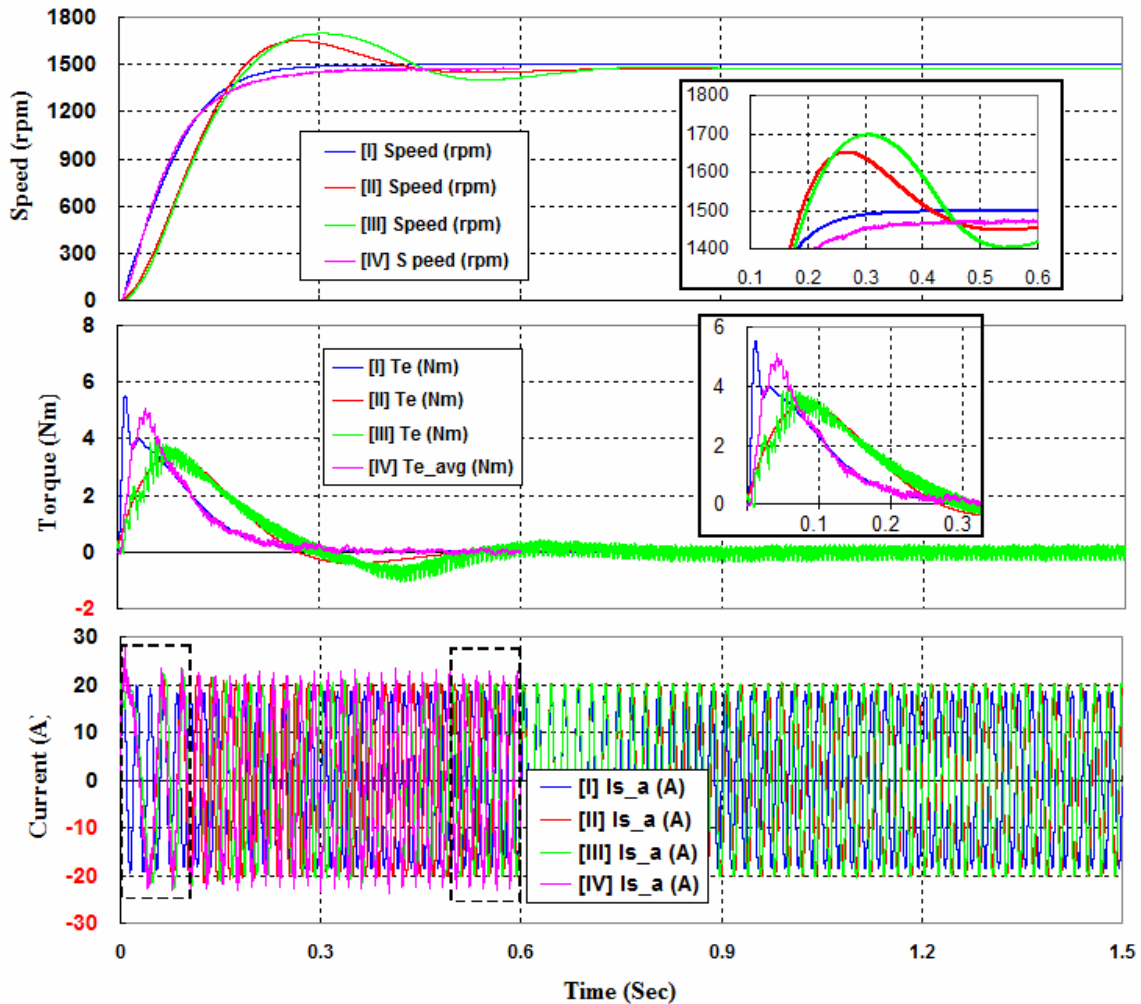


Fig.(13) 感應馬達空載運轉的速度、轉矩和定子線圈(A-相)電流波形

Table (6) 感應馬達空載啟動的模擬結果分析

物理變量	輸出現象
轉速	<p>[I] 模型：轉速無超越量、無振盪情形，安定時間 ~ 0.3 秒。穩定終速 1500 [rpm]。</p> <p>[II] 模型：轉速有超越量、振盪情形，安定時間 ~ 0.6 秒。穩定終速 1470 [rpm]。</p> <p>[III] 模型：轉速有超越量、振盪情形，安定時間 ~ 0.9 秒。穩定終速 1470 [rpm]。</p> <p>[IV] 模型：轉速無超越量、無振盪情形，安定時間 ~ 0.3 秒。穩定終速 1470 [rpm]。</p>
轉矩	<p>[I] 模型：啟動加速過程的轉矩脈沖量，約 5.5 [Nm]；達成穩定終速之前，無超越量。</p> <p>[II] 模型：啟動加速過程的轉矩脈沖量，約 3.8 [Nm]；達成穩定終速之前，有超越量、振盪情形，安定時間 @ 0.6 秒。</p> <p>[III] 模型：啟動加速過程的轉矩脈沖量，約 3.8 [Nm]；達成穩定終速之前，有超越量、振盪情形，安定時間 @ 0.9 秒。</p> <p>[IV] 模型*：啟動加速過程的轉矩脈沖量，約 5 [Nm]；達成穩定終速之前，無超越量。</p>
<p>說明：*模型 [IV] 的轉矩波形(如：[IV] Te_avg (Nm))係按頻率週期取平均而得，以利於比較。各模型的瞬時轉矩波形及模型 [IV] 的相關平均轉矩波形，如 Fig.(15) 所示。</p>	

就控制的觀點，按原始動態方程式的 [I] 模型沒有設置轉速、電流控制器，故只能

按電機運動方程式，而從靜止直接達到同步轉速的 1500 [rpm] 穩態終速；其他三個模型都設置轉速調節器，雖然 [II] 及 [III] 模型歷經些許過調與振盪，最終都達成 1470 [rpm] 速度。此外，啟動過程中，所有模型都有轉矩脈沖量用以加速，但在趨於穩定終速之前，[II] 及 [III] 模型的轉矩有超越量、振盪情形。值得注意的是：模型 [IV] 的瞬時轉矩波形(參 Fig.(15))顯現大的擾動，但相關的速度和定子線圈電流波形則未產生大的擾動。

從 Fig. (14) 左側圖式也可看出：由於模型 [I] 沒有頻率控制的機制，電流波形自始至終都是 50 [Hz] 頻率的正弦波；其他三個模型則能配合轉速控制，而呈現變頻的效應。另一方面，由於模型 [I]、[II] 依據理想假設，特別是穩態電流皆呈弦波，如 Fig. (14) 右側圖式的穩態局部波形細節所示；而 [III] 模型裡因為設置有電力驅動電路，電壓在 PWM 模式下採用空間向量模組成，故呈現明顯諧波式樣。而且，如前所述，模型 [IV] 更從 FEM 模型獲致真實電機中磁極的形狀、齒槽和材料磁飽和的磁化特性等精確的電機磁場分佈結果，並由 Simulink 據以求出精準的電源驅動訊息以達成電機伺服控制，因而展現比較趨近實際的諧波情形。並且，從 Fig.(15) 所展示各模型瞬時轉矩波形的比較，更能看出幾何形狀和材料磁飽和的非線性對於電機動態的影響。

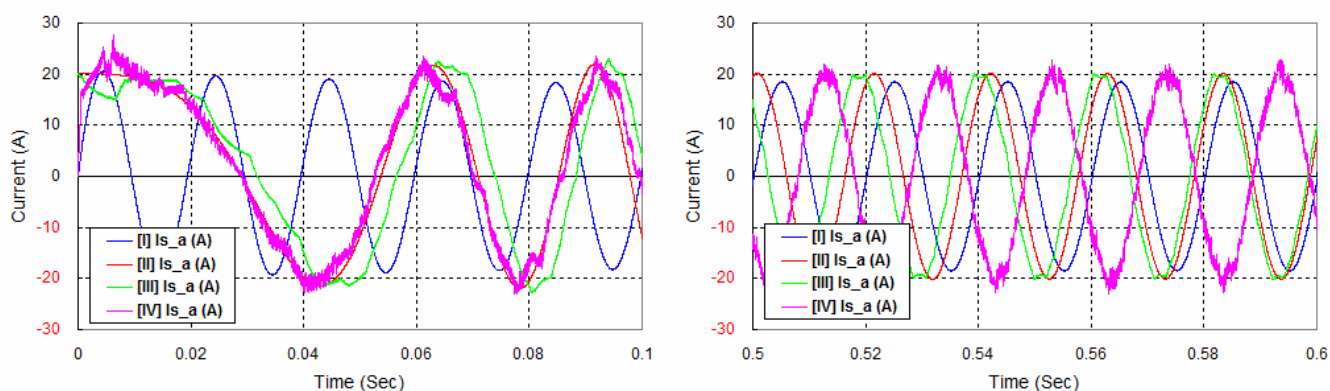


Fig.(14) 定子線圈(A-相)電流在啟始(暫態)、終速(穩態)的波形：(左) 0 ~ 0.10 秒，(右)：0.5 ~ 0.6 秒

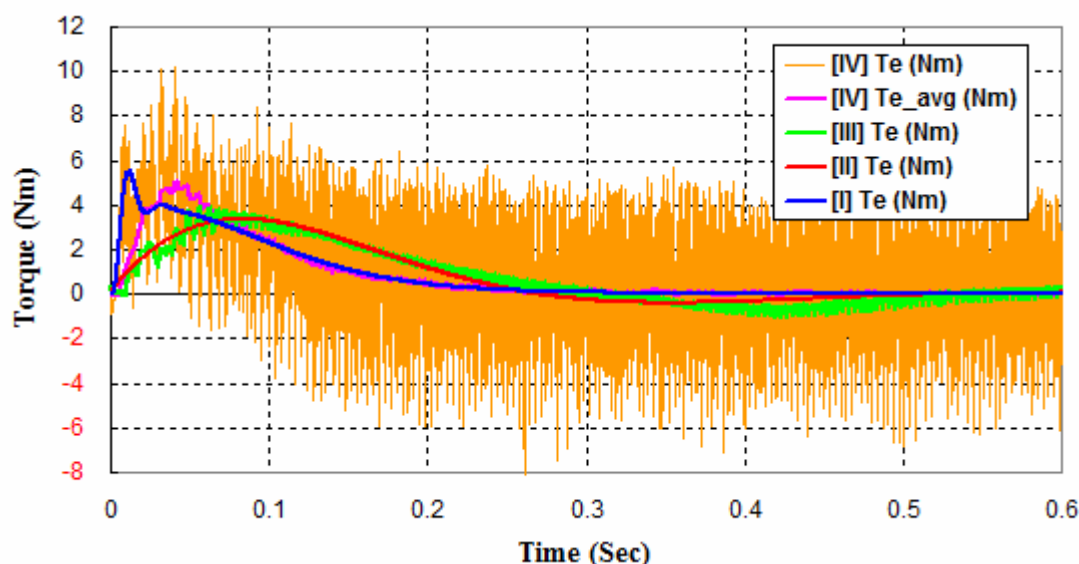


Fig. (15) 各模型瞬時轉矩波形的比較

(D-2) 感應馬達步階負載動態模擬

本節實施模型空載起動及步階負載的暫態分析。模擬條件如 Table (7) 所列；並

且，馬達運轉的速度、轉矩和定子線圈(A-相)電流波形，如 Fig.(16) 所示。Table (8) 就整個暫態過程列出分析的數據結果。

Table (7) 感應馬達步階負載的模擬條件

條件	數值	說明
轉速	ω_{ref} 1470 [rpm]	在 0 ~ 0.6 秒期間，模擬馬達從空載靜止啟動；0.6 ~ 1.5 秒期間，加入一個 1 [Nm] 外載，繼續運轉直到滑差 2% 穩定終速的情形。
負載	T_L (1) 0 ~ 0.6 秒: 0 [Nm] (2) 0.6 ~ 1.5 秒: 1 [Nm]	

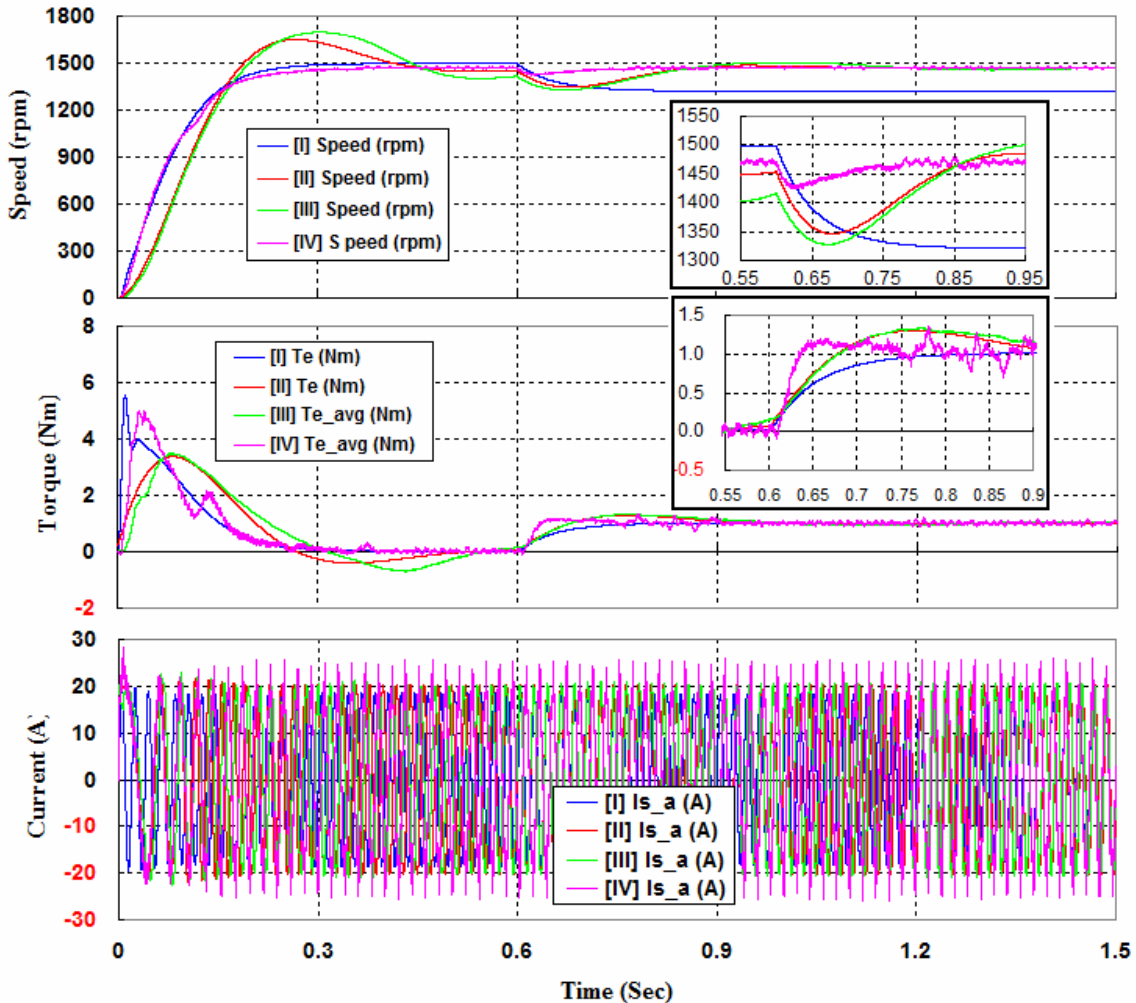


Fig.(16) 感應馬達步階擾動運轉的速度、轉矩和定子線圈(A-相)電流波形

Table (8) 感應馬達加載動態模擬的分析

物理變量	輸出現象
轉速	[I] 模型：接受負載後的轉速未回復原先的參考轉速。穩定終速 1325 [rpm]。
	[II] 模型：承載後，轉速遭遇調降至 1350 [rpm]；在經歷短暫微量過調後，隨即回復至穩定終速 1470 [rpm]。
	[III] 模型：承載後，轉速遭遇調降至 1325 [rpm]；在經歷過調後，回復至穩定終速 1470 [rpm]，其時間比模型 [II] 稍長。
	[IV] 模型：承載後，轉速只微調降至 1425 [rpm]；轉速在無超越量、無振盪情形達到穩定終速 1470 [rpm]。
轉矩	[I] 模型：接受負載後的轉矩無超越量。
	[II] 模型：承載後，轉矩有超越量約 0.25 [Nm]，經歷振盪後，回復達到穩定。
	[III] 模型：承載後，轉矩約有 0.25 [Nm] 超越量，經歷振盪後，回復達到穩定。
	[IV] 模型：承載後，轉矩約有 0.1 [Nm] 超越量，經歷振盪後，回復達到穩定。
說明：*模型 [III] 和 [IV] 的轉矩波形係按頻率週期取平均而得，以利於比較。	

如 Fig. (16) 所示，[I] 模型接受負載後未回復原先的參考轉速，其穩定終速為 1325 (rpm)；而 [II]、[III] 及 [IV] 模型在轉速、電流控制器調節下，經歷轉速下降後，都能夠回復至穩定終速 1470 (rpm)。並且，從 Fig. (13) 和 (16) 可知，有/無加載對於定子線圈 (A-相) 電流影響微小；尤其，所有模型的三相電流 (i_{s_a} , i_{s_b} , i_{s_c}) 響應波形關於馬達是否受到步階負載的變化不明顯。然而，在間接向量控制策略下，定子電流分解成互相獨立的轉矩分量 (i_q) 及勵磁分量 (i_d)，並且以非向量的 DC 值呈現，如 Fig. (17) 所示，從 d- / q- 軸的電流波形則可明確反應出步階負載擾動的動態變化情形；其中， i_q 與轉矩 (T_e) 成正比，故其電流波形與 Fig. (16) 中的轉矩波形一致。

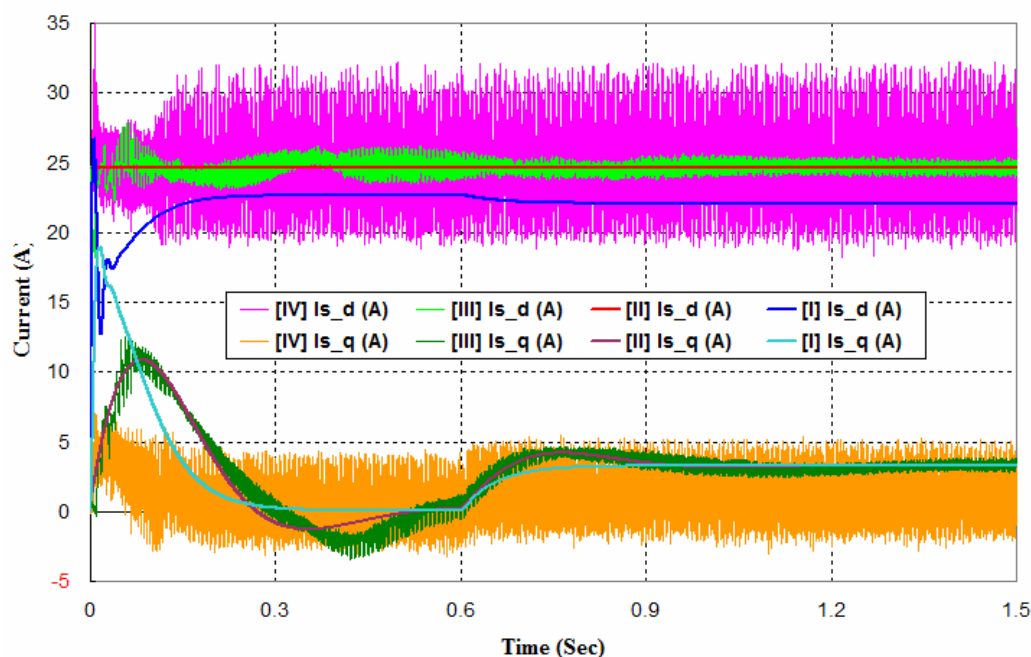


Fig. (17) 感應馬達步階加載的 i_d , i_q 電流波形

此外，明顯地，模型 [IV] 的轉速與轉矩響應比其他三者模型迅捷而有效率；然而，本研習所探討的內容皆依據仿真的數值工具，相關結果或許需要與相對應的實驗數據比較，才能夠確認其模擬的準確性。但是，從近年來眾多相關研究文獻指出，電機耦合模擬的結果與實驗數據之間的契合度高[1,3,4,5,6]。並且，可以確定的是：模型 [IV] 較其他模型能夠展現更詳細且趨近實際狀況的電機特性與效能。而且，從 JMAG-Designer 和 Simulink 各別輸出的模擬結果發現，兩者具有相同步數的資料，且相關數據內容完全一致，例如：經由 S-Function 介面傳遞的相電流、相電壓、轉速、角位置及電磁轉矩等。重要的是，JMAG 更可依照這些數據採用漸色輪廓分層 (Contour)、磁力線 (Flux Line) 等圖式，詳實地展現在外部電路 (功率驅動器和伺服控制系統) 操作下，電機“動態”磁場的分佈、變化。

(E) 結果討論

電機暫態‘場-路-運動’耦合的模擬是現今商業 FEM 電磁分析軟體 (如 JMAG-Designer) 主要運作的模式之一，能夠進行多種電機動態效能的分析，並且可從相關後處理所輸出精細的磁場分佈以及磁路徑的數據資料。另一方面，隨著電力電子電源驅動裝置與電機設備結合的普遍趨勢，許多自動化控制的機制已逐漸取代一般線起動

的功能，甚至可以伺服、智能專家系統，來控制電機進行各式精緻功能以增進效率。對照於後者的技術目標，一般是運用諸如 MATLAB/Simulink 的電路模擬軟體實施設計。有關電機暫態‘場-路’模型與電路、系統動態模型，在其各別領域單獨運作情形的應用比較，整理摘列如 Table(9)。

Table(9) 電機暫態‘場-路’模型與電路、系統動態模型的應用比較

數值工具/系統模型	優勢	缺點	商業軟體
場域求解器 (暫態‘場-路’模型)	<ul style="list-style-type: none"> ● 能夠展現電機氣隙的磁通分佈。 ● 可模擬渦電流、材料非等方性以及磁滯現象等。 	<ul style="list-style-type: none"> ● 相對高的模擬分析的計算時間。 ● 不提供全面模擬所需的各種功率系統元件、控制系統。 	JMAG-Designer
電路-系統模擬器 (動態模型)	<ul style="list-style-type: none"> ● 執行系統分析及整合，只需詳細完整模型的一小部份時間。 	<ul style="list-style-type: none"> ● 不涵括電機中幾何(磁極形狀、齒槽)和材料磁飽和的磁化特性。 	MATLAB/Simulink

傳統上，功率轉換器和電機的設計是分開進行的；然而，為了達成有效率的設計流程並且降低製作成本，電機和電源轉換器逐漸傾向一起開發運作，以確保最佳可能的應用效能。就本研習的範例來看，一個整合的模擬環境是非常實用的。如此，電機和轉換器不僅可以個別量身訂做而且能夠有效聯合運作。並且，按結合上述相關數值工具優越長處的目標，暫態 FEM 電磁模型可採直接法或非迭代的間接法來與外部電路方程式實施耦合模擬，兩者方法比較整理摘列如 Table(10)。

Table(10) 電機直接/間接耦合模擬方法比較

	優勢	缺點
直接耦合	<ul style="list-style-type: none"> ● 展現強的數學運算。 ● 較可靠的收斂結果，較佳的計算效能。 	<ul style="list-style-type: none"> ● 當外部電路模型牽涉廣泛且複雜(如：積體電路)，則所有方程式的直接耦合會顯得不實用。 ● 把控制系統涵括在直接耦合的方程系統中，不僅加劇分析運算的負荷，而且控制的策略不能太複雜。 ● 採 3D FEM 暫態‘場-路’模型，則必然需要更高階的硬體(如：超級電腦)以及數值演算技術(如：平行運算)的配合。
間接耦合	<ul style="list-style-type: none"> ● 容許場域、電路問題之間的時間常數解耦合。 ● 可依照模擬結果輸出解析度(Resolution)的目標，而有限度地調節兩者子模型所共同遵循的固定/可變時步規模($\delta t < T_s < \Delta t$)，而達到節省計算的時間。 ● 場域求解器與電路-系統模擬器建模較具彈性，耦合較易實施。 	<ul style="list-style-type: none"> ● 演算法對於同一時間的取樣電壓與計算所得電流之間會造成一個時步延遲(T_s)。

本研習採用電流輸出的間接耦合方法實施模擬，並且本文中 also 介紹了‘電路參數’及‘電流輸出’兩種間接耦合方法；相關方法的比較及適用情況整理如 Table(11)。

Table(11) 電路參數法及電流輸出法比較及適用情況

	優勢 / 缺點	適用情況
電路參數法	<ul style="list-style-type: none"> ● 所使用參數的處理比較繁複。 ● 如果定義 L^{dm} 和 e_w 參數的方法之間不能相互對應，則依照電壓方程式所算得的相電流，會產生重大誤差。 	<ul style="list-style-type: none"> ● 適用於永磁同步電機；但不適用於籠型感應電機型式，參本文(B-2-1)節內容。
電流輸出法	<ul style="list-style-type: none"> ● 依照所使用的參數，以運用源項做為耦合係數的電流輸出法比較普遍。 ● 通常是採取電壓源的形式，因為相關結果對於磁性元件的耦合比較穩定，且比較不會導致非物理性的條件。 	<ul style="list-style-type: none"> ● 適用各種主要電機型式。

(F) 參考文獻

- [1] Michael Legesse, “Coupled Simulation of an Indirect Field Oriented Controlled Induction Motor Drive,” Thesis, Computational Analysis and Design Laboratory, McGill University, Montreal, 2008.
- [2] Dong Jing, “Computational Analysis of A PMSM Using Numerical Techniques,” Thesis, Department of Electrical & Computer Engineering, National University of Singapore, 2004.
- [3] Sami Kanerva, “Simulation of Electrical Machines, Circuits and Control Systems Using Finite Element Method and System Simulator,” Doctoral Dissertation, Helsinki University of Technology, Espoo 2005.
- [4] E. Melgoza, J. L. Guardado, V. Venegas, “A method for coupling electromagnetic transients programs with finite element magnetic field solvers,” (IPST’05), Montreal, Canada, June 19–23, 2005.
- [5] Mariusz Jagiela, Tomasz Garbiec, “Coupling Electromagnetic (FE) Models to Multidomain Simulator to Analyse Electrical Drives and Complex Control Systems.” Archives of Electrical Engineering, Vol. 59(3-4), 2010.
- [6] P. Zhou, W. N. Fu, D. Lin, S. Stanton, Z. J. Cendes and Longya Xu, “Numerical Modeling of Electrical Machines and Its Application,” Ansoft Corporation, USA.
- [7] Galina Benderskaya, “Numerical Methods for Transient Field-Circuit Coupled Simulations Based on the Finite Integration Technique and a Mixed Circuit Formulation,” Dissertation, Darmstadt 2007.
- [8] 陳桂村, “FT020-三相鼠籠式感應馬達等效電路參數計算,” 勢流科技, 2016.
- [9] 陳桂村, “FT021-三相鼠籠式感應馬達驅動系統向量控制模擬分析,” 勢流科技, 2016.
- [10] 陳桂村, “FT033-感應電機暫態場-路-運動有限元方程系統構成,” 勢流科技, 2017.
- [11] JSOL Co., Ltd. Engineering Technology Division, “Iron Loss Analysis of an IPM Motor Accounting for a PWM -Direct Link,” JMAG Application Catalog JAC-059, 2015.
- [12] JSOL Co., Ltd. Engineering Technology Division, “Inductance Analysis of an IPM Motor -dq-axis Inductance Obtained by Actual Measurement,” JMAG Application Catalog JAC-122, 2013.
- [13] JSOL Co., Ltd. Engineering Technology Division, “Line Start Analysis of a Three-Phase Induction Motor”, JMAG Application Catalog JAC-161, 2011.