

(21) 申請案號：100106817

(22) 申請日：中華民國 100 (2011) 年 03 月 02 日

(51) Int. Cl. : **H02P25/08 (2006.01)**

(71) 申請人：龍華科技大學 (中華民國) LUNGHWA UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY (TW)

桃園縣龜山鄉萬壽路 1 段 300 號

(72) 發明人：王順忠 (TW)

(74) 代理人：林文烽

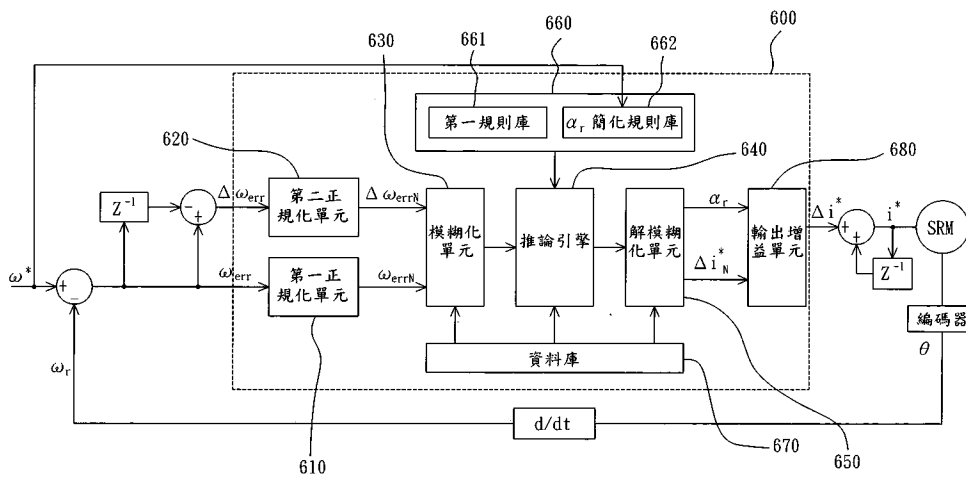
申請實體審查：有 申請專利範圍項數：9 項 圖式數：13 共 28 頁

(54) 名稱

可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器

(57) 摘要

一種可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，其係以一轉速誤差和一轉速誤差變化量為輸入變數及以一電流命令變化量為輸出變數，該控制器具有：一第一正規化單元，用以依該轉速誤差產生一正規化轉速誤差；一第二正規化單元，用以依該轉速誤差變化量產生一正規化轉速誤差變化量；一轉速適應控制參數產生單元，用以依該正規化轉速誤差及該正規化轉速誤差變化量產生一正規化的電流命令變化量及一依轉速改變論域之更新因子；以及一輸出增益單元，用以依該更新因子及該正規化的電流命令變化量產生該電流命令變化量。



600：可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器

610：第一正規化單元

620：第二正規化單元

630：模糊化單元

640：推論引擎

650：解模糊化單元

660：規則庫

661：第一規則庫

662： $\alpha_r$  簡化規則庫

670：資料庫

680：輸出增益單元

## 六、發明說明：

### 【發明所屬之技術領域】

本發明係關於一種修正型模糊PI控制器之馬達驅動控制裝置，特別是一種可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，用以改善馬達之轉速及轉矩漣波，以提升馬達之控制性能與驅動系統的效率。

### 【先前技術】

由於工業快速發展，使得傳統工業面臨轉型局面，而須朝高科技自動化生產邁進。隨著自動化生產設備需求日益增加，電動機乃扮演著關鍵性角色—因其為生產設備的主要驅動裝置，所以多年來，吾人一方面努力研發新型的電動機結構，以期得到更有效率的電能-機械能轉換；另一方面乃就現有的電動機結構研究出更好的控制方法與設計出更適合驅動電路，以使電動機的性能可符合自動化生產設備之伺服控制需求。

切換式磁阻馬達有許多的優點，如轉子無繞組使得結構簡單且堅固耐用，可操作在高溫或具混塵的惡劣環境中；在材料方面因使用非永磁式材料所以取得容易，價格低廉，具高轉舉—慣量比且免維護，具容忍故障強健性與可靠度，廣速度範圍下具高運轉效率、以及沒有滑差的問題等。但因為雙凸極結構，使其磁路參數呈現高度的非線性特性，而增加了設計高性能控制器的困難度，導致馬達在激磁運轉時會產生較高的轉矩漣波與產生較大的噪音，因此應用的範圍受到限制，通常應用在需要高速大轉矩輸出，但精度要求不甚高的場合。但隨著電力電子、進階控制方法、具高速運算與強大計算能力之微控制器的快速發展，切換式磁阻馬達所遭遇的困難，逐漸有專家學者提出改善的方法，使得切換式磁阻馬達(SRM)可被用於如伺服驅動、電動車推進、與噴射引擎啟動發電機等各種需高性能操控的應用中。可變速之SRM驅動系統需具備優異的動態和穩態響應、最小的轉矩漣波(torque ripple)

和低速不振盪、以及高強健性等；但由於其磁路特性之高度非線性與為得高效率運轉之高磁飽和區操作，以及磁通鏈、轉矩、轉子角度間之高度耦合關係，使得要獲得合適的SRM操控特性變得很不容易。

到目前為止已證明比例、積分、微分(PID)控制器於許多的工業驅動應用中有不錯的操控性能—基於受控體(plant)之精確數學模型與系統操作人員之實際經驗，PI、PD、或PID控制器藉由適當調整 $K_p$ 、 $K_i$ 、 $K_d$ 三個主要控制參數，可有效補償驅動系統之變動；但是當系統操作條件變更或是控制參數漂移，比例、積分、微分控制系統之性能可能會嚴重的變差，而要回到原本優異控制特性，必須重新調整 $K_p$ 、 $K_i$ 、 $K_d$ 控制參數，但對不同的受控體而言，PID參數的調控是相當耗時且乏味的工作。為了要達到所要求的精確操控性能，傳統的PID控制之控制法則必須依賴所建立的精確受控體數學模型，當受控體之正確可分析模型不確定或很難建立時，智慧型控制技術如模糊控制器、類神經網路、或基因演算法等控制法則，或許可達成較佳的控制性能。智慧型控制法則會嘗試仿效與學習人類專家經驗，以獲得受控體之最佳控制性能。而其中模糊邏輯控制(fuzzy logic control, FLC)為可將語意控制規則轉換成實際操作機制之最有力控制法之一，而且FLC已被認為很適合用於複雜、非線性且無法精準或不容易建立其正確數學模型之受控系統的控制系統設計—因為它具適應性與有效性，因此FLC乃被廣泛用於各種工程或商業領域中。另一方面，經實際研究與應用指出，FLC可減少控制系統之硬體與成本，相較於傳統的PI、PD、PID控制器，它可提供優異的操控性能。由於模糊控制架構近似於專家直覺操作模式，因而使得FLC成為很具吸引力之控制法則，設計者可以很容易將人類專家之實際經驗合併到控制器之啟發式規則庫中。

請參照圖1，其繪示一習知自調適模糊邏輯控制器100之基本

架構，其具有一第一正規化單元110、一第二正規化單元120、一模糊化單元130、一推論引擎140、一解模糊化單元150、一規則庫160(其包含一第一規則庫161及一 $\alpha$ 規則庫162)、一資料庫170、以及一輸出增益單元180。

第一正規化單元110係用以使轉速誤差 $e$ 正規化為 $e_N (= G_e e)$ ，其中 $e(k) = r(k) - y(k)$ ， $r$ 與 $y$ 分別為參考命令和受控體輸出， $k$ 代表目前時間點， $G_e$ 為第一比例因子。

第二正規化單元120係用以使轉速誤差的變化量 $\Delta e$ 正規化為 $\Delta e_N (= G_{\Delta e} \Delta e)$ ，其中 $G_{\Delta e}$ 為第二比例因子，而 $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$

$$= y(k-1) - y(k)，當r(k) = r(k-1)時，其中$$

$k$ 代表目前時間點， $k-1$ 代表前一個時間點。

模糊化單元130、推論引擎140、解模糊化單元150、規則庫160、及資料庫170係用以依 $e_N$ 及 $\Delta e_N$ 產生增益更新因子 $\alpha$ 及正規化的輸出量 $\Delta u_N$ 。

輸出增益單元180係用以依 $\alpha$ 及 $\Delta u_N$ 產生控制信號 $u$ 之變化增量 $\Delta u = (\alpha G_{\Delta u}) \Delta u_N$ ，其中 $G_{\Delta u}$ 為一輸出比例因子，且 $u(k) = u(k-1) + \Delta u(k)$ 。

相較於傳統模糊類PI控制器，自調適模糊邏輯控制器100多了該 $\alpha$ 規則庫162。模糊控制器具適應性之要求是必須的，有三種常用的方法可使模糊控制器具適應性，即輸入或輸出比例因子(scaling factor, SF)調變、歸屬函數(MF)重定義或位移、和控制規則修正。一自調適模糊邏輯控制器可藉由變更其歸屬函數、比例因子、或兩者，來微調一良好工作之控制器。

自調適模糊邏輯控制器100其輸入與輸出變數歸屬函數之論域皆被定義於正規化定義域(normalized domain)  $[-1, 1]$ 內。如圖2所示，語意值NB、NM、NS、ZE、PS、PM、PB分別代表負的大、負的中、負的小、零、正的大、正的中、正的大。另一方面，增

益更新因子 $\alpha$ (用來微調輸出比例因子)之論域被正規化於區間[0, 1]之間，如圖3所示，語意值ZE、VS、S、SB、MB、B、VB分別代表零、很小、小、小的大、中的大、大、很大。其中除了最外端兩個模糊集合使用梯行歸屬函數，其他歸屬函數選用等基底並與相鄰函數50%重疊的對稱三角形。

圖1中第一正規化單元110、第二正規化單元120、及輸出增益單元180所扮演的角色類似於傳統控制器之增益單元，因而對自調適模糊邏輯控制器100之穩定度和操控性能具有決定性的影響力。自調適模糊邏輯控制器100的兩個正規化輸入( $e_N, \Delta e_N$ )和輸出( $\Delta u_N$ )之歸屬函數係定義於正規化定義域[-1, 1]內。在傳統的模糊邏輯控制器中，正規化的輸出量( $\Delta u_N$ )係藉由輸出比例因子 $G_{\Delta u}$ ，將 $\Delta u_N$ 映射到所對應的實際輸出 $\Delta u$ 領域，然而在自調適模糊邏輯控制器100中，實際的輸出量是來自於有效的比例因子 $\alpha G_{\Delta u}$ 的調變而得到，亦即調整比例因子 $\alpha G_{\Delta u}$ 可以調變控制變數所對應的論域—此作法等效於調控傳統PID控制器之 $K_p$ 、 $K_i$ 、 $K_d$ 三參數。

然而，如果 $G_{\Delta u}$ 已選定，只需要調變 $\alpha$ 值就可達到調整整個控制器增益之目的。合適的 $G_e$ 、 $G_{\Delta e}$ 、和 $G_{\Delta u}$ 數值可來自於專家經驗或對受控體相關知識之認知推導而來，或是透過試誤法(trial and error)不斷嘗試調整到最佳可接受操作性能而得到。用來計算控制器輸出 $\Delta u$ 和增益更新因子 $\alpha$ 的規則庫如圖4和圖5所示。這是設計於二維相位平面(phase plane)上最常使用之規則庫，圖4和圖5內之控制規則是基於受控體之步級響應(step response)特性而建立的，例如若輸出響應往下遠離命令值，則希望有一大的控制信號來調整輸出朝向命令值；而當輸出響應朝命令值靠近且接近穩態值，則需要一小的控制信號以縮短穩態時間和減少穩態誤差。 $\Delta u$ 和 $\alpha$ 的控制規則可描述為

$R_{\Delta u}$ : 若 $e$ 為E且 $\Delta e$ 為 $\Delta E$ ，則 $\Delta u$ 為 $\Delta U$ 。

$R_{\alpha}$ : 若 $e$ 為E且 $\Delta e$ 為 $\Delta E$ ，則 $\alpha$ 為 $\underline{\alpha}$ 。

由於自調適模糊邏輯控制器100其輸入變數 $e$ 和 $\Delta e$ 的歸屬函數均選用七個語意值(模糊集合)，因此用來推導控制器輸出 $\Delta u$ 和 $\alpha$ 的規則庫各有49條控制規則(總共有98條控制規則)。然而，在絕大多數的工業應用中，控制演算法必須實現於具有有限記憶體空間和計算能力之微控制器(MCU)內，在降低成本的考量下，98條控制規則對所使用的DSP或MCU的性能是很大的挑戰。

### 【發明內容】

本發明之一目的在於提出一種可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，其增益更新因子之論域依轉速改變。

本發明之另一目的在於提出一種可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，其增益更新因子具有3個語意值。

本發明之又一目的在於提出一種可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，其可降低所需之模糊規則數以簡化整個控制器之複雜度及減輕微控制器之運算負荷。

為達成上述之目的，一可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器乃被提出，其係以一轉速誤差和一轉速誤差變化量為輸入變數及以一電流命令變化量為輸出變數，該控制器具有：一第一正規化單元，係用以使該轉速誤差正規化為一正規化轉速誤差；一第二正規化單元，係用以使該轉速誤差變化量正規化為一正規化轉速誤差變化量；一轉速適應控制參數產生單元，係用以依該正規化轉速誤差及該正規化轉速誤差變化量產生一更新因子及一正規化的電流命令變化量，其中該更新因子之論域係依轉速改變—隨轉速增加/降低而左移/右移；以及一輸出增益單元，係用以依該更新因子與一輸出比例因子之乘積產生一增益，及依該增益放大該正規化的電流命令變化量，以產生該電流命令變化量。

本發明控制策略的實現是藉由所提出的修正型模糊類PI控制器來滿足變轉速命令的要求。在速度控制器方面，本發明將模糊修正因子與模糊PI控制器的規則庫結合與簡化，並導入模糊速度

控制器內，改善原本規則庫的複雜度及其在穩態時誤差過大的問題，並具有即時自我調適之能力。模糊控制器之控制機制，提供了克服系統非線性特性與降低轉矩漣波的能力，最後利用數位訊號處理器來實現所提出之控制策略，經由不同操作條件(速度追蹤和瞬間負載變動)下之動態測試的響應結果，來驗證所提方法之可行性與操作性能。

為使 貴審查委員能進一步瞭解本發明之結構、特徵及其目的，茲附以圖式及較佳具體實施例之詳細說明如后。

### 【實施方式】

為了在低價且有限處理能力之MCU實現所用的控制法則，本發明先將重點放在 $\alpha$ 規則庫內之模糊控制規則數減少，然後進一步簡化所設計之控制器之記憶體需求和計算複雜度。

請參照圖6，其繪示包含本發明可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器600一較佳實施例之方塊圖。如圖6所示，可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器600，以轉速誤差 $\omega_{err}$ 和轉速誤差變化量 $\Delta\omega_{err}$ 為輸入變數及以電流命令變化量 $\Delta i^*$ 為輸出變數，具有一第一正規化單元610、一第二正規化單元620、一模糊化單元630、一推論引擎640、一解模糊化單元650、一規則庫660(其包含一第一規則庫661及一 $\alpha_r$ 簡化規則庫662)、一資料庫670、以及一輸出增益單元680。

第一正規化單元610係用以使轉速誤差 $\omega_{err}$ 正規化為 $\omega_{errN}$  ( $= G_e\omega_{err}$ )，其中 $\omega_{err}(k) = \omega^*(k) - \omega_r(k)$ ， $\omega^*$ 與 $\omega_r$ 分別為參考命令和受控體輸出， $k$ 代表目前時間點， $G_e$ 為第一比例因子。

第二正規化單元620係用以使轉速誤差變化量 $\Delta\omega_{err}$ 正規化為 $\Delta\omega_{errN}$  ( $= G_{\Delta e}\Delta\omega_{err}$ )，其中 $G_{\Delta e}$ 為第二比例因子，而 $\Delta\omega_{err}(k) = \omega_{err}(k) - \omega_{err}(k-1)$

$= \omega_r(k-1) - \omega_r(k)$ ，當 $\omega^*(k) = \omega^*(k-1)$ 時，其中 $k$ 代表目前時間點， $k-1$ 代表前一個時間點。

模糊化單元630、推論引擎640、解模糊化單元650、規則庫660、及資料庫670係用以形成一轉速適應控制參數產生單元，以依 $\omega^*$ 、 $\omega_{errN}$ 及 $\Delta\omega_{errN}$ 產生更新因子 $\alpha_r$ 及正規化的輸出量 $\Delta i^*_N$ ，其中 $\alpha_r$ 之論域係依轉速改變—隨轉速增加/降低而左移/右移。

輸出增益單元680係用以依 $\alpha_r$ 及 $\Delta i^*_N$ 產生控制信號 $i^*$ 之變化增量 $\Delta i^* = (\alpha_r G_{\Delta u}) \Delta i^*_N$ ，其中 $G_{\Delta u}$ 為一輸出比例因子，且 $i^*(k) = i^*(k-1) + \Delta i^*(k)$ 。

該轉速適應控制參數產生單元所採用的歸屬函數和規則庫說明如下：

歸屬函數：控制器輸出 $\Delta i^*$ 之歸屬函數與 $\Delta u$ 的定義相同(如圖2所示)，其論域範圍被正規化在 $[-1, 1]$  (A)內，輸入變數 $\omega_{err}$ 和 $\Delta\omega_{err}$ 的歸屬函數同樣被定義在 $[-1, 1]$  (rpm)區間內。根據馬達速度響應和它的參考命令之間關係， $\omega_{err}$ 和 $\Delta\omega_{err}$ 的歸屬函數可被簡化成三類，即速度誤差(或誤差變量)為負(N)、零(ZE)、或正(P)，因此選擇此三個模糊集合作為輸入變數之歸屬函數，如圖7所示。同理更新因子 $\alpha_r$ 也可被分成三類，即小(S)、中(M)、大(B)，基於對系統響應的直覺分析，所推導出的控制規則如圖8所示，而且為了獲得好的控制解析度和對命令設定點(setpoint, sp)變動時提供較佳的適應性， $\alpha_r$ 的論域會根據速度命令加以調變，例如，速度命令範圍在2400-3000rpm時，其 $\alpha_r$ 的論域為 $[0, 0.6]$ ，當速度命令每減少600rpm，其論域往右(正)方向位移0.1，因此速度命令範圍在0-600rpm時，其 $\alpha_r$ 的論域為 $[0.4, 1.0]$ ，如圖9所示。基於輸出比例因子 $\alpha_r G_{\Delta u}$ 之連續調變，控制器的輸出將隨著速度命令範圍減少而增加，如此可以克服只用固定輸出比例因子控制所遇到的輸出響應不易調控的問題。

規則庫推導：用來推導控制器輸出變化增量( $\Delta i^*$ )之規則庫，與圖4所示相同—其具有49條控制規則，此處重點在於設計推導更新因子 $\alpha_r$ 之規則庫，為了要減少圖5之控制規則數，有必要對圖10

所示之馬達步級動態響應行為做詳細觀察，由圖10可看出，SRM之速度響應可被劃分為四個操作區 $R_I \sim R_{IV}$ 和兩組特殊點：交越(crossover)點 $(a_2, a_4)$ 和峰點 $(a_3, a_5)$ ，類似於非線性系統之相位平面分析，圖10之時域響應在 $e-\Delta e$ 狀態空間平面之映射如圖11所示。當速度響應曲線通過不同操作區時， $e$ 和 $\Delta e$ 的正、負號會隨著改變，例如，在 $R_{II}$ 和 $R_{IV}$ 區， $(e, \Delta e)$ 的符號分別為 $(-, -)$ 和 $(+, +)$ ，在此兩區域之響應狀態意味著目前馬達速度不僅朝上( $R_{II}$ )或朝下( $R_{IV}$ )遠離速度命令，而且正往遠離命令方向前進，在此情況下，可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器600應該提供大的增益 $(\alpha_r G_{\Delta u})$ 以防止更差速度響應發生，此控制法則可實現為：若誤差和誤差變化量均為負或均為正，則 $\alpha_r$ 為大(B)。

另一方面，當速度響應接近速度命令且正朝著命令前進，此情況下速度曲線位於 $R_I$ 和 $R_{III}$ 區，且 $(e, \Delta e)$ 的正、負符號是相反的，在此時可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器600應該要減少增益以避免造成太大的超越量或過低量(undershoot)並減少安定時間，此控制法則可實現為：

若誤差和誤差變化量互為異號，則 $\alpha_r$ 為小(S)。

此外，當響應接近穩定狀態，亦即 $e$ 或 $\Delta e$ 為零，也就是速度響應剛好到達或離開設定點，且正好快速要遠離或接近設定點，在此情況下，提供適中的增益將可避免超越量或過低量，此種在速度命令附近之增益調變方式，也可避免造成響應的振盪並增加響應到達穩態之收斂率，此控制法則可實現為：

若誤差和誤差變化量有一為零，則 $\alpha_r$ 為中(M)。

最後在穩態時，可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器600應該提供很小增益，以避免造成在設定點附近之顫動(chattering)問題，此情況之控制法則可實現為：

若誤差和誤差變化量均為零，則 $\alpha_r$ 為小(S)。

這些控制規則的推導可用於 $\alpha$ 規則庫162和 $\alpha_r$ 簡化規則庫662

的演繹，而且基於對馬達響應行為和 $\alpha$ 規則庫162架構(圖5)的瞭解和推論，所提出的 $\alpha_r$ 簡化規則庫662架構如圖8所示。

增益調控機制(gain tuning strategy)：不具比例增益調控機制之模糊類PI控制器有一缺點，即當控制器被設計完成，其輸入和輸出變數之論域範圍是固定的，當系統趨近於穩態時，固定的定義域會導致系統到達穩態之安定時間拉長，且在預設的速度點附近會造成振盪，這是由於當速度誤差變小時控制器解析度不夠而無法適時反應所造成。為了要得到滿意的驅動性能，控制器的論域範圍應該要根據操作點來做調整，因此我們提出透過可連續非線性的調整修正因子來調變比例增益，以適當改變輸入和輸出變數論域範圍之模糊控制器，此處我們把重點放在輸出比例增益之調變，因為它等效於一般控制器之增益，而且對自調適模糊類PI控制器而言，輸出比例增益的調整扮演著重要角色，由於它對整個控制器的性能有很大的影響。所提出的模糊控制器之自調適機制如下所述：

a. 輸入與輸出比例因子變動效應：比例因子調變是最常用來提升模糊控制器性能的方法之一，比例因子的設計，特別是輸出比例因子，對模糊控制器是很重要的，因為它們會左右控制器性能，以圖1所示之自調適模糊控制器100為例，藉由比例增益將 $e$ 、 $\Delta e$ 、和 $\Delta u$ 轉換為 $e_N$ 、 $\Delta e_N$ 、和 $\Delta u_N$ ，意味著它們是由實際論域被轉換到 $[-1,1]$ 區間，而此轉換被稱為正規化(normalization)。調整比例因子的效應等效於擴展或縮小輸入與輸出變數之實際論域，比例因子和實際論域間之關係和它們對SRM響應的效應描述如下：

1)若誤差量比先前誤差值大，為了縮短上升時間並減少解析度， $G_e$ 和 $G_{\Delta e}$ 的值應該被調小，如此可保持系統穩定度並使控制效果更平滑。另一方面，應指定較大的值給 $G_{\Delta u}$ 以加速系統響應；2)若誤差量比先前誤差值小，為了縮短安定時間並增加控制解析度

和靈敏度， $G_e$ 和 $G_{\Delta e}$ 的值應該被調大，在此同時，應指定較小的 $G_{\Delta u}$ 值以避免過大的超越量和振盪，也可使系統儘速到達穩定狀態。

b. 自調適機制：為了要達成自調適目的，適應性模糊控制器之輸出必須是可調變的，目前仍無有效且有系統方法可用來作模糊控制器之調變以得到最佳的輸出響應，因為要決定可調參數(比例因子、歸屬函數、控制規則)的最佳值，必須要有受控體的精確數學模型之相關知識；並且由a小節之測試結果得知，輸出比例因子之變動對系統響應性能的影響比輸入比例因子之變動來得大，並且若兩種比例因子皆作調變將會大大增加系統的複雜度和微控制器之計算負荷量，因此本發明所提出的可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器600僅作輸出比例因子之調變。其調變機制如下所述：

Step 1) 設定 $\alpha_r$ 為1(先不作增益調變)，而 $G_e$ 、 $G_{\Delta e}$ 、和 $G_{\Delta u}$ 初始操作條件值為：

$$G_e = 1/\omega_{err,max}(\text{或 } |1/\omega_{err,min}|), G_{\Delta e} = 1/\Delta\omega_{err,max},$$

及 $G_{\Delta u} = \Delta u_{max}$ ，以使正規化的輸入、輸出變數能涵蓋正規化定義域[-1,1]或區間 $[e_{min}, e_{max}]$ ，以提升控制解析度和規則庫之利用率。

Step 2)  $G_e$ 、 $G_{\Delta e}$ 、和 $G_{\Delta u}$ 的值保持在Step 1之初始值，接著開始調變更新因子，在此步驟控制器之輸出和更新因子可以表示如下：

$$\Delta u(k) = \alpha_r(k)(k_{\Delta u}G_{\Delta u})\Delta u_N$$

$$\alpha_r(k) = f_{ar}(e(k), \Delta e(k))$$

，其中 $f_{ar}$ 為一定義於 $e-\Delta e$ 平面上之非線性函數—其係利用圖8及圖9的映射而產生， $k_{\Delta u}$ 為 $G_{\Delta u}$ 之比例常數。此處設定 $k_{\Delta u}$ 的值使得 $G_{\Delta u}$ 為Step 1的好幾倍， $k_{\Delta u}$ 是一個經驗值，例如若系統響應被要求在無超越量下完全追蹤命令值，則 $k_{\Delta u}$ 可設定為較小的值以得到較小的輸出，同時，可藉由改變更新因子來微調輸出比例因子( $G_{\Delta u}$ )以得到一相對小但合適的輸出。另一方面，若要縮短響應的上升時間，應該要將 $k_{\Delta u}$ 調大，在所提出的控制架構中，使用大的( $k_{\Delta u}G_{\Delta u}$ )

值以中和更新因子只能位於 $[0,1]$ 範圍之效應，並且保證在相對小的超越量下仍保有快速的輸出響應。

Step 3) 若有需要則針對所要求的響應和特別操作考量來微調 $\alpha_r$ 以得到所要的控制規則，如此各種操作情況下之適當的更新因子值皆可由線上微調而得到。

圖13所示為包含本發明可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器600之SRM驅動系統方塊圖，其主要具有四個控制器(模糊速度控制器1300、PI電流控制器1310、激磁角度調變控制器1320、與換相邏輯判斷控制器1330)、一閘驅動器1340—其係以光耦合器隔離、一功率變頻器1350、與一SRM 1360—其為四相8/6極。模糊速度控制器1300包含有可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器600，其係用以接受轉速誤差信號及轉速命令，以產生四相電流命令信號，電流命令信號與由霍爾電流感測器所感測到之實際電流作比較得到一電流誤差量，根據此電流誤差量大小，PI電流控制器1310產生所需之PWM閘驅動信號，經由閘驅動器1340去驅動功率變頻器1350的IGBT開關。換相邏輯判斷控制器1330根據轉子角度、激磁導通角、與截止角來推導與決定最佳的SRM 1360換相時機。激磁角度調變控制器1320根據所輸入之實際轉速、轉速誤差、電流、與轉子位置，藉由調控增量激磁導通角與截止角來最小化SRM 1360轉矩漣波和能量轉換，為了簡化系統的複雜度，所有控制器較佳為實現於一DSP控制平台上。

本案所揭示者，乃較佳實施例，舉凡局部之變更或修飾而源於本案之技術思想而為熟習該項技藝之人所易於推知者，俱不脫本案之專利權範疇。

綜上所陳，本案無論就目的、手段與功效，在在顯示其迥異於習知之技術特徵，且其首先發明合於實用，亦在在符合發明之專利要件，懇請 貴審查委員明察，並祈早日賜予專利，俾嘉惠社會，實感德便。

## 【圖式簡單說明】

圖1繪示一習知自調適模糊邏輯控制器之基本架構。

圖2繪示 $e$ 、 $\Delta e$ 、和 $\Delta u$ 的歸屬函數。

圖3繪示增益更新因子 $\alpha$ 的歸屬函數。

圖4繪示 $\Delta u$ 的規則庫表格。

圖5繪示 $\alpha$ 的規則庫表格。

圖6繪示包含本發明可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器一較佳實施例之方塊圖。

圖7繪示本發明 $\omega_{err}$ 和 $\Delta\omega_{err}$ 歸屬函數之一較佳實施例。

圖8繪示本發明 $\alpha_r$ 簡化規則庫的表格。

圖9繪示本發明 $\alpha_r$ 在 $sp=2400-300rpm$ 和 $sp=0-600rpm$ 之歸屬函數之一較佳實施例。

圖10繪示一馬達之步級響應。

圖11繪示圖7響應在 $e-\Delta e$ 平面之映射。

圖12繪示本發明 $\alpha_r$ 簡化規則庫的架構。

圖13繪示包含本發明可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器之SRM驅動系統方塊圖。

## 【主要元件符號說明】

自調適模糊邏輯控制器 100

第一正規化單元 110

第二正規化單元 120

模糊化單元 130

推論引擎 140

解模糊化單元 150

規則庫 160

第一規則庫 161

$\alpha$  規則庫 162

資料庫 170

輸出增益單元 180

可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器 600

第一正規化單元 610

第二正規化單元 620

模糊化單元 630

推論引擎 640

解模糊化單元 650

規則庫 660

第一規則庫 661

$\alpha_r$  簡化規則庫 662

資料庫 670

輸出增益單元 680

模糊速度控制器 1300

PI 電流控制器 1310

激磁角度調變控制器 1320

換相邏輯判斷控制器 1330

閘驅動器 1340

功率變頻器 1350

SRM 1360

# 發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號： 100106817

※申請日： 100. 3. 02

※IPC 分類： H02P25/08 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器

二、中文發明摘要：

一種可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，其係以一轉速誤差和一轉速誤差變化量為輸入變數及以一電流命令變化量為輸出變數，該控制器具有：一第一正規化單元，用以依該轉速誤差產生一正規化轉速誤差；一第二正規化單元，用以依該轉速誤差變化量產生一正規化轉速誤差變化量；一轉速適應控制參數產生單元，用以依該正規化轉速誤差及該正規化轉速誤差變化量產生一正規化的電流命令變化量及一依轉速改變論域之更新因子；以及一輸出增益單元，用以依該更新因子及該正規化的電流命令變化量產生該電流命令變化量。

三、英文發明摘要：

## 七、申請專利範圍：

1. 一種可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，其係以一轉速誤差和一轉速誤差變化量為輸入變數及以一電流命令變化量為輸出變數，該控制器具有：

一第一正規化單元，係用以使該轉速誤差正規化為一正規化轉速誤差；

一第二正規化單元，係用以使該轉速誤差變化量正規化為一正規化轉速誤差變化量；

一轉速適應控制參數產生單元，係用以依該正規化轉速誤差及該正規化轉速誤差變化量產生一更新因子及一正規化的電流命令變化量，其中該更新因子之論域係依轉速改變；以及

一輸出增益單元，係用以依該更新因子與一輸出比例因子之乘積產生一增益，及依該增益放大該正規化的電流命令變化量，以產生該電流命令變化量。

2. 如申請專利範圍第1項之可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，其中該正規化轉速誤差之論域為 $[-1,1]$ 。

3. 如申請專利範圍第2項之可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，其中該正規化轉速誤差變化量之論域為 $[-1,1]$ 。

4. 如申請專利範圍第3項之可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，其中該正規化的電流命令變化量之論域為 $[-1,1]$ 。

5. 如申請專利範圍第4項之可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，其中該更新因子之論域係包含於 $[0,1]$ ，且其係隨轉速增加/降低而左移/右移。

6. 如申請專利範圍第5項之可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，其中該更新因子之歸屬函數包含大、中、以及小。

7. 如申請專利範圍第6項之可動態調整更新因子論域之切換

式磁阻馬達控制器，其中該正規化的電流命令變化量之歸屬函數包含負的大、負的中、負的小、零、正的大、正的中、以及正的大。

8. 如申請專利範圍第7項之可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，其中該轉速適應控制參數產生單元具有一模糊化單元、一推論引擎、一解模糊化單元、一規則庫、以及一資料庫，其中該規則庫具有一第一規則庫及一更新因子簡化規則庫，其中該第一規則庫具有49條控制規則，該更新因子簡化規則庫具有9條控制規則。

9. 如申請專利範圍第8項之可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器，其係實現於一DSP控制平台上。

201238232

八、圖式：  
如附。

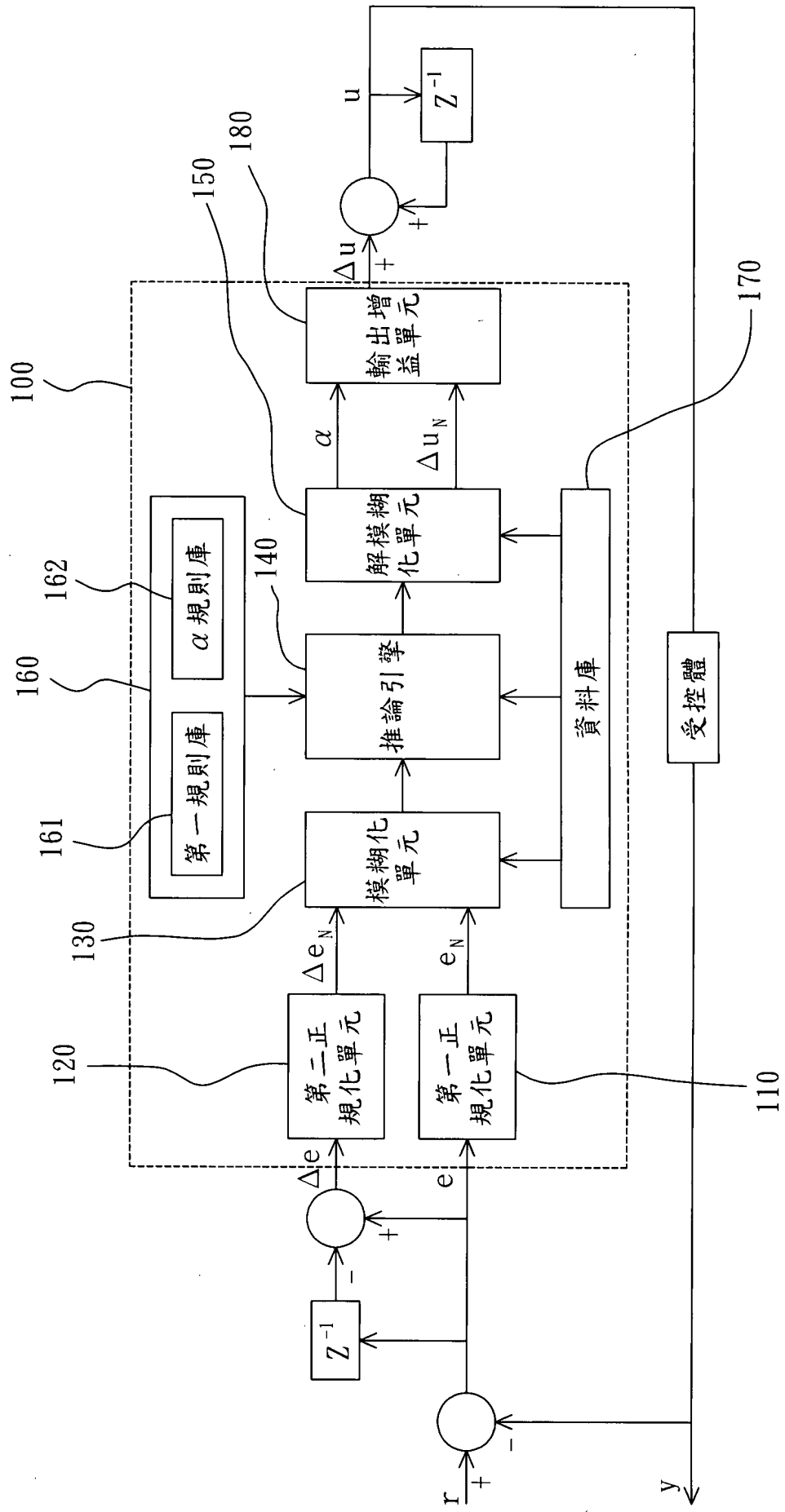


圖 1

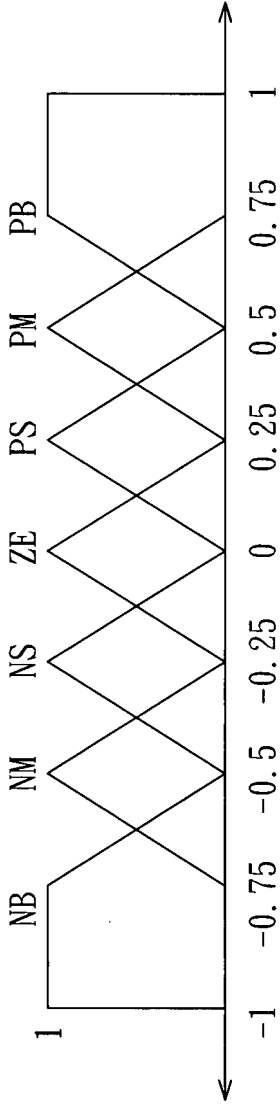


圖 2

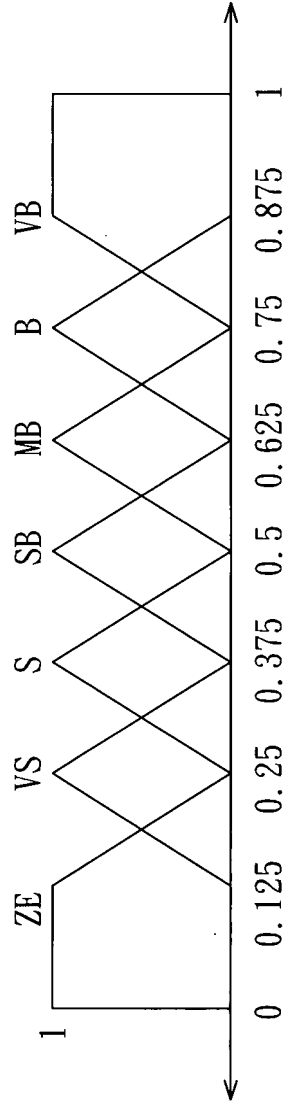


圖 3

| $\begin{matrix} e \\ \Delta e \backslash \Delta u \end{matrix}$ | NB | NM | NS | ZE | PS | PM | PB |
|---|----|----|----|----|----|----|----|
| NB  | NB | NB | NB | NM | NS | NS | ZE |
| NM  | NB | NM | NM | NM | NS | ZE | PS |
| NS  | NB | NM | NS | NS | ZE | PS | PM |
| ZE  | NB | NM | NS | ZE | PS | PM | PB |
| PS  | NM | NS | ZE | PS | PS | PM | PB |
| PM  | NS | ZE | PS | PM | PM | PM | PB |
| PB  | ZE | PS | PS | PM | PB | PB | PB |

圖 4

| $\begin{matrix} e \\ \Delta e \backslash \alpha \end{matrix}$ | NB | NM | NS | ZE | PS | PM | PB |
|---|----|----|----|----|----|----|----|
| NB  | VB | VB | VB | B  | SB | S  | ZE |
| NM  | VB | VB | B  | B  | MB | S  | VS |
| NS  | VB | MB | B  | VB | VS | S  | VS |
| ZE  | S  | SB | MB | MB | MB | SB | S  |
| PS  | VS | S  | VS | VB | B  | MB | VB |
| PM  | VS | S  | MB | B  | B  | VB | VB |
| PB  | ZE | S  | SB | B  | VB | VB | VB |

圖 5

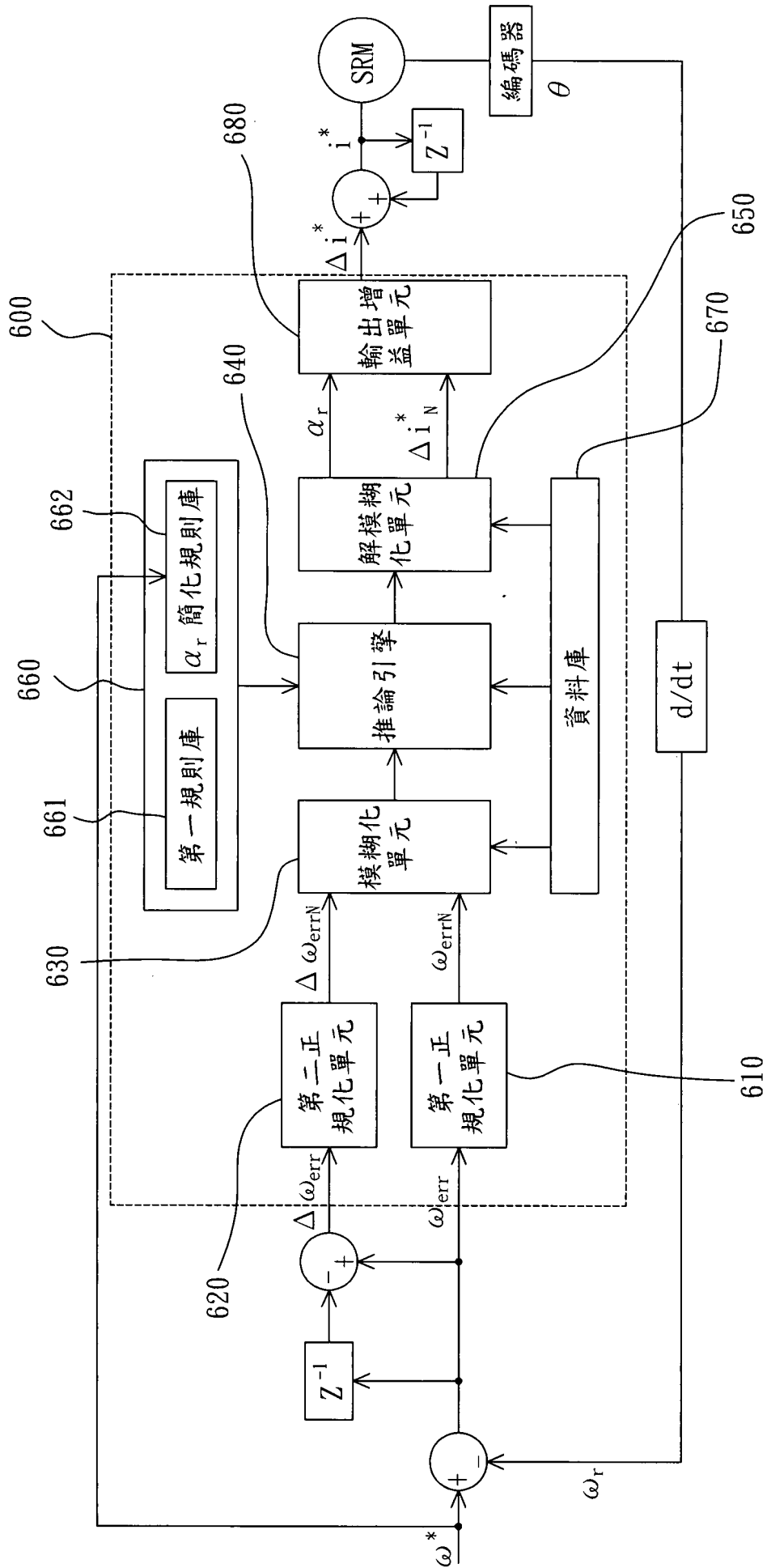


圖 6

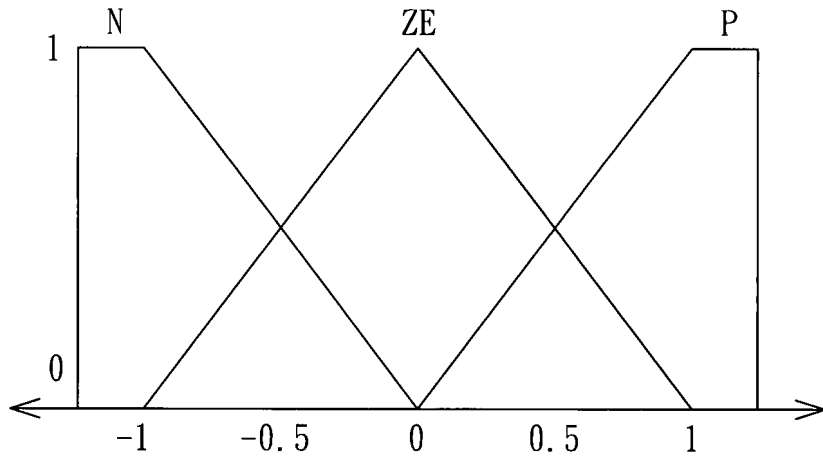


圖 7

|   |   |    |   |
|---|---|----|---|
| $\begin{matrix} \omega_{err} \\ \Delta \omega_{err} \end{matrix}$ | N | ZE | P |
| N   | B | M  | S |
| ZE  | M | S  | M |
| P   | S | M  | B |

圖 8

$sp=2400-3000 \text{ rpm} \rightarrow sp=0-600 \text{ rpm}$

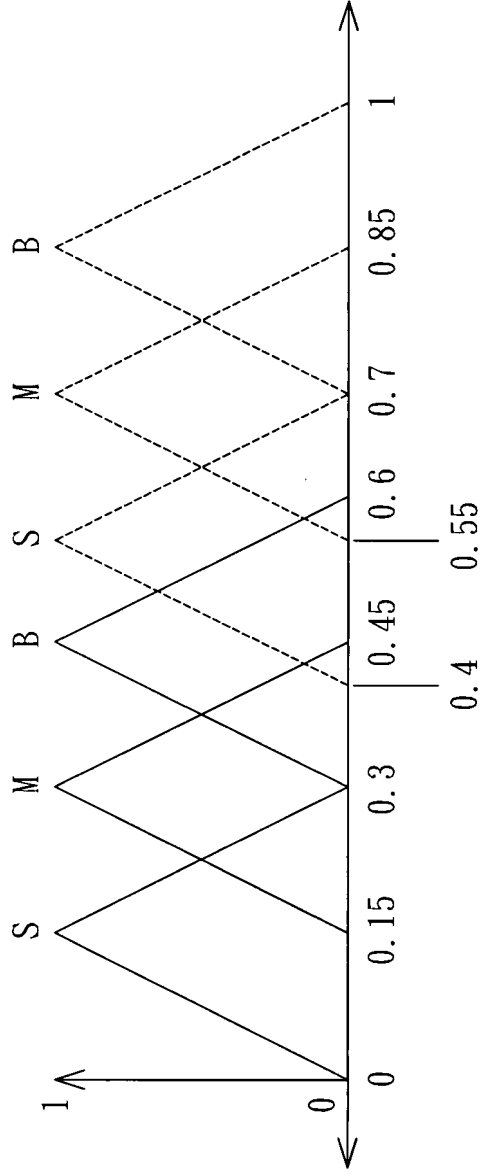


圖 9

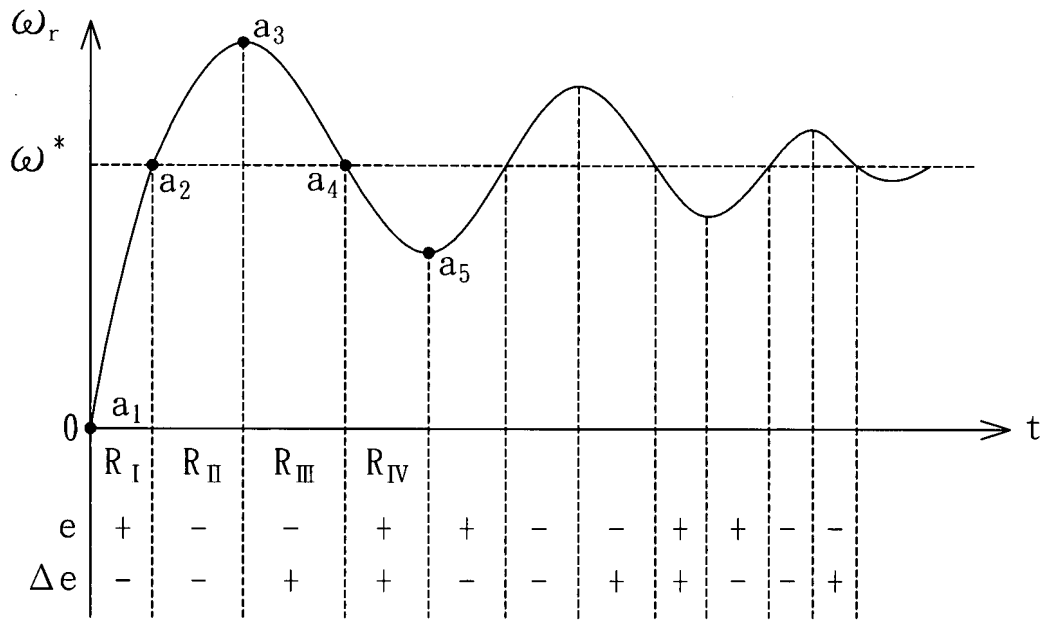


圖 10

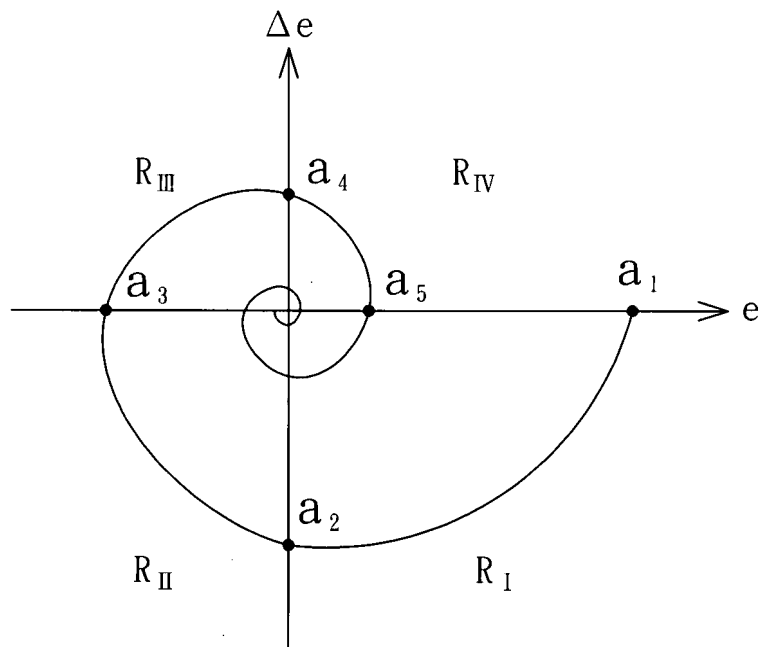


圖 11

| $\frac{\omega_{err}}{\Delta \omega_{err}}$ | NB                        | NM       | NS | ZE       | PS | PM                       | PB    |
|--|---------------------------|----------|----|----------|----|--------------------------|-------|
| NB   |                           |          |    | $a_2$    |    |                          |       |
| NM   |                           | <b>B</b> |    | <b>M</b> |    | <b>S</b>                 |       |
| NS   | $R_{II} (-e, -\Delta e)$  |          |    |          |    | $R_I (+e, -\Delta e)$    |       |
| ZE   | $a_3$                     | <b>M</b> |    | <b>S</b> |    | <b>M</b>                 | $a_5$ |
| PS   |                           |          |    |          |    |                          |       |
| PM   |                           | <b>S</b> |    | <b>M</b> |    | <b>B</b>                 |       |
| PB   | $R_{III} (-e, +\Delta e)$ |          |    | $a_4$    |    | $R_{IV} (+e, +\Delta e)$ |       |

圖 12



四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 ( 6 ) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

可動態調整更新因子論域之切換式磁阻馬達控制器 600

第一正規化單元 610

第二正規化單元 620

模糊化單元 630

推論引擎 640

解模糊化單元 650

規則庫 660

第一規則庫 661

$\alpha_r$  簡化規則庫 662

資料庫 670

輸出增益單元 680

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：