



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本

(11)證書號數：TW I380574B1

(45)公告日：中華民國 101 (2012) 年 12 月 21 日

(21)申請案號：098128466

(22)申請日：中華民國 98 (2009) 年 08 月 25 日

(51)Int. Cl. : **H02P6/08 (2006.01)**

(71)申請人：明新科技大學(中華民國) MING HSIN UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY (TW)

新竹縣新豐鄉新興路 1 號

(72)發明人：蘇信銘(TW)

(74)代理人：林火泉

(56)參考文獻：

TW I277284

TW M271306

US 2008/0152326A1

審查人員：劉彥成

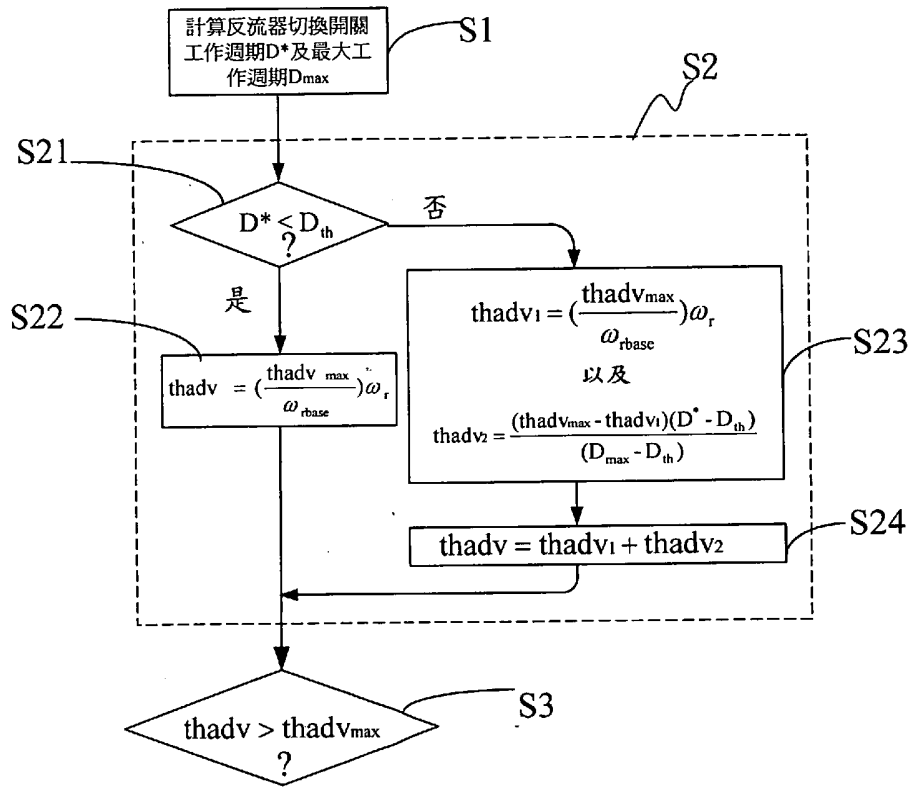
申請專利範圍項數：5 項 圖式數：10 共 25 頁

(54)名稱

凸極無刷直流馬達驅動方法

(57)摘要

本發明係一種凸極無刷直流馬達驅動方法，透過一反流器輸出電壓於一凸極無刷直流馬達，根據凸極無刷直流馬達之轉速與反流器功率開關的工作週期，結合轉子位置資訊，利用一數位化反流器控制裝置控制反流器的功率開關切換，當低轉速高轉矩及高轉速時，均能適時決定馬達超前驅動電壓相角來控制凸極無刷直流馬達運轉，藉此使凸極無刷直流馬達於全部操作區域時，即使是從低轉速高轉矩的重載到弱磁高轉速時，馬達都能發揮學理的高能源轉換效率效能。



第四圖

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關一種無刷直流馬達驅動方法，特別是關於磁場路徑具凸極特性的凸極無刷直流馬達驅動方法。

【先前技術】

在強調節能減碳觀念的同時，提高各式機具的能源轉換效率是非常關鍵的議題之一，尤其眾多工商產業高耗能機器使用的電動馬達更是影響能源轉換效率之關鍵要角。近年來又由於無刷直流馬達製造技術不斷突破，經發展後已具備有高功率密度、高效率、免維護，體積小、重量輕以及結構堅固等諸多優點，是以逐漸取代傳統有刷直流馬達以及部份感應馬達而佔據市場。

一般習用磁路對稱分佈的無刷直流馬達，其驅動方法係採用 120° 導通區間波寬調變法，使反流器開關以固定順序切換，同時間馬達繞組依此順序進行 2 相繞組激磁，以期達到相電流與相反電勢同相位的最佳功率輸出。就如第九圖顯示磁路對稱無刷直流馬達之理想 A 相反電勢電壓 e_{An} 波形及反流器 6 個功率開關習用的切換模式示意圖，理想磁路對稱無刷直流馬達中，其 A 相繞組電流正半週期介於第九圖的 30° 至 150° 之間，負半週期繞組電流介於第九圖的 210° 至 330° 之間，使其能在額定轉速以下驅動馬達運轉；再參照第十圖，顯示一理想 A 相反電勢電壓 e_{An} 波形及反流器 6 個功率開關的弱磁切換模式，此圖裡為了說明方便，係設定切換模式超前第九圖約 15° 相角；第十圖所示，理想無刷直流馬達之 A 相繞組電流正半週期介於第十圖約 15° 至 135° 之間，負半週期繞組電流介於第十圖的 195° 至 315° 之間，使

之能在額定轉速以上驅動馬達高速運轉。

然而，無刷直流馬達固定轉子位置產生驅動信號的驅動方法，並無法在各種轉速下產生最佳轉矩輸出，因而有如我國專利證號 483231 之「依轉速調整換相時機之無刷直流馬達控制方法」所採的相位超前弱磁驅動方法之先前技術被提出，其係根據轉速資訊採用 120° 換向相位超前法驅動技術，這種切換方法可使馬達轉速高於額定轉速，但此方法不適用於凸極無刷直流馬達運轉於低速高轉矩的情況。另一先前技術，如我國專利證號 I259648 之「電動車直流無刷馬達之控制方法及裝置」所採用的相位超前弱磁驅動亦是用 120° 驅動技術，惟，其需要額外的感測器量測直流電壓，以及需要將馬達轉矩命令再結合轉速才能共同決定適當驅動時機進行電動車無刷直流馬達運轉。

近來，有一種磁場路徑具凸極特性的無刷直流馬達，其轉矩成分除電磁轉矩外，還增加一磁阻轉矩，進而能提升輸出轉矩能力，另因其轉子磁石可以嵌入轉子內部，使得磁石不易因高速旋轉飛脫，故目前已廣泛應用於各式電動車以及電動機具領域，此種凸極無刷直流馬達驅動方法基本上與前述習用磁路對稱分佈的無刷直流馬達相近，但仍與學理所證明之最大能源轉換效率有頗大差距存在。

因此，本發明在磁場路徑具凸極特性的無刷直流馬達的驅動中，提供一種創新的凸極無刷直流馬達驅動方法，以達成發揮其較佳性能目的。

【發明內容】

本發明之主要目的在提供一種凸極無刷直流馬達驅動方法，

在低轉速高轉矩的重載到弱磁高轉速時，都可發揮學理的高能源轉換效率。

為達到上述之目的，本發明之凸極無刷直流馬達驅動方法乃根據基本學理分析獲得的知識發現，可藉馬達實際轉速與反流器功率開關的工作週期，結合轉子位置資訊後決定驅動反流器的電壓大小及相位，再透過軟體程式轉換為驅動反流器的控制信號，以驅動凸極無刷直流馬達達到所需的轉速及轉矩。故，首先提供一反流器電連一凸極無刷直流馬達，以用反流器之切換開關控制輸出馬達之電壓大小與相位，接著提供一數位化反流器控制裝置電性連接反流器以及凸極無刷直流馬達，於數位化反流器控制裝置中設定一指定轉速，再擷取凸極無刷直流馬達之一轉速，以利用該轉速與該指定轉速計算反流器之切換開關一工作週期以及一最大工作週期；於上述步驟結束之後，再取該凸極無刷直流馬達之一額定轉速以及一最大超前驅動電壓相角予該數位化反流器控制裝置，藉以配合該工作週期及該最大工作週期計算一超前驅動電壓相角，接著擷取凸極無刷直流馬達之一轉子區域以及一轉子角度，由數位化反流器控制裝置根據轉子區域、轉子角度以及該超前驅動電壓相角間之關係調配一控制訊號，以由反流器接收該控制訊號而驅動凸極無刷直流馬達達到所需的轉速以及轉矩。

本發明之目的或其他目的對於此技藝之通常知識者而言，閱讀以下實施例之詳細內容後係顯而易知的。先前的概述與接下來的詳細敘述都是範例，以便能進一步解釋本發明之專利請求項。

【實施方式】

針對凸極永磁同步馬達驅動方法，在學理上許多文獻已有研究報告，例如刊登於 2008 年元月 IEEE Transactions on Industrial Electronics 國際期刊上的論文“Voltage Constraint Tracking Based Field Weakening Control of IPM Synchronous Motor Drives”已經闡述相關理論基礎，能使凸極永磁同步馬達在高速到低速，小轉矩到大轉矩，同時發揮電磁轉矩及磁阻轉矩（一般磁路對稱同步馬達不具有磁阻轉矩成分），並且達到更高電能轉換效率，然，一般凸極無刷直流馬達的磁路分佈呈現非弦波，在數學上的理論分析有非線性特性，在工程上，其驅動的基本原理仍與磁路弦波分佈的凸極永磁同步馬達近似，故，本方法之研發動機源於要驅動凸極無刷直流馬達而提出，其精神在選擇反流器 6 個功率開關的切換模式與時機須考量馬達在不同運轉需求情況下的轉速資訊及功率開關工作週期資訊。

請參照第一圖，係藉以實現本發明之凸極無刷直流馬達驅動方法之一系統示意圖。如圖示之系統 100，其係包括一凸極無刷直流馬達 11，一反流器 12 耦接凸極無刷直流馬達 11 再外接一電壓源 13，以接收一直流電壓並將其轉成一交流電壓輸出至凸極無刷直流馬達 11，其中反流器 12 係一三相全橋反流器，內有六個功率開關 S1、S2、S3、S4、S5 及 S6，就如第二圖所示，每一功率開關 S1、S2、S3、S4、S5、S6 包括一功率電晶體與一相耦接的背接二極體，故反流器 12 透過開關 S1 至開關 S6 可控制輸出至凸極無刷直流馬達 11 的電壓大小與相位。一轉子位置偵測器 14 耦接凸極無刷直流馬達 11，該轉子位置偵測器 14 可由三個霍爾感測器組成，用以偵測馬達 11 之轉子磁石與定子繞組的相對位置而輸出三個位置信號 u、v、w。

一負載 15 耦接馬達 11 與轉子位置偵測器 14。

一數位化反流器控制裝置 16 耦接轉子位置偵測器 14，且數位化反流器控制裝置 16 為實現本發明方法的中心單元，其包括一轉子位置區域偵測單元 161、一轉速計算單元 162、一速度控制及電流限制單元 163 及一控制信號單元 164；其中，轉子位置區域偵測單元 161 耦接轉子位置偵測器 14 以接收轉子位置信號 u 、 v 、 w ，經辨識及估測後再輸出一轉子區域及一轉子角度 θ_r ；而轉速計算單元 162 一樣耦接轉子位置偵測器 14 而接收三個位置信號 u 、 v 、 w ，藉以計算馬達 11 之轉速 ω_r ；另提供數位化反流器控制裝置 16 一指定轉速 ω_r^* ，並將馬達 11 的轉速 ω_r 以及指定轉速 ω_r^* 與轉速 ω_r 間之一誤差同時傳遞至速度控制及電流限制單元 163 中，此時，速度控制及電流限制單元 163 將根據轉速 ω_r 與該誤差之關係判斷輸出反流器 12 切換開關的一工作週期 D^* 與一最大工作週期 $D_{\max}$ 。控制信號單元 164 耦接轉子位置區域偵測單元 161、轉速計算單元 162、速度控制及電流限制單元 163，以接收轉子區域、轉子角度 θ_r 、轉速 ω_r 、最大工作週期 $D_{\max}$ 與工作週期 D^* 之參數，再獲得控制反流器 12 的六個功率開關控制信號。且該數位化反流器控制裝置 16 是透過數位化方式實現，可採任何市售的單晶片微處理器、數位信號處理器、可規劃邏輯陣列、各種形式電腦或其他相似功能的數位化處理器等。

此外，就凸極無刷直流馬達運轉之動作原理而言，大略可劃分成如下幾種狀況：低速低轉矩時，較佳的繞組電流超前反電勢的相角相對較小，故，低速低轉矩時控制反流器電壓所需超前相角可只由轉速大小決定。而低速高轉矩時，功率開關工作週期增加，較佳的繞組電流超前反電勢的相

角相對較大，故，控制反流器電壓所需超前相角也需加大，此時是由功率開關工作週期配合轉速的大小來決定所需的超前相角。以及，於高速弱磁運轉時，較佳的繞組電流超前反電勢的相角相對較大，功率開關工作週期呈增加趨勢，控制反流器電壓所需超前相角也必須加大，此時反由轉速配合功率開關工作週期決定所需的超前相角。

根據前述系統 100 結構說明，以及凸極無刷直流馬達動作原理，本發明進行凸極無刷直流馬達驅動方法時，主要是當開關工作週期 D^* 低於一臨界工作週期 D_{th} 時，就只由轉速大小決定控制反流器 12 電壓所需超前驅動電壓相角 θ_{adv} 。因此就如第一圖所示般，數位化反流器控制裝置 16 控制反流器 12 輸出至凸極無刷直流馬達 11 的電壓大小與相位，所以本發明之驅動方法首先如第三圖之步驟 S1 所示，提供馬達 11 之指定轉速 ω_r^* 參數予數位化反流器控制裝置 16，以由控制信號單元 164 藉由馬達 11 轉速 ω_r 以及該轉速 ω_r 與該指定轉速 ω_r^* 之誤差參數得到反流器 12 切換開關的工作週期 D^* 以及最大工作週期 D_{max} ，由於所有參數，係包括：轉子區域、轉子角度 θ_r 、轉速 ω_r 、最大工作週期 D_{max} 與工作週期 D^* 終將進入控制信號單元 164 中，故，再配合第四圖本發明控制信號單元 164 之邏輯作動流程示意圖所示，結束步驟 S1 之後進入步驟 S2 時，係先提供一臨界工作週期 D_{th} 予控制信號單元 164，並進行步驟 S21，由控制信號單元 164 判斷開關工作週期 D^* 是否低於臨界工作週期 D_{th} ，若是，進行步驟 S22，利用馬達 11 之一額定轉速 ω_{rbase} 參數以及一最大超前驅動電壓相角 $\theta_{adv_{max}}$ 參數計算馬達 11 之超前驅動電壓相角 θ_{adv} ，其公式 (1) 如下列所示：

$$\text{thadv} = \left(\frac{\text{thadv}_{\max}}{\omega_{\text{rbase}}} \right) \omega_r \quad (1);$$

倘若步驟 S21 答案為否，此時超前驅動電壓相角 thadv 仍為未知者，因此進行步驟 S23 以及步驟 S24，分別計算二暫時超前驅動電壓相角 thadv_1 、 thadv_2 ，再計算該超前驅動電壓相角 thadv ，其中步驟 S23 係先計算第一個暫時超前驅動電壓相角 thadv_1 ，其如公式(2)所示：

$$\text{thadv}_1 = \left(\frac{\text{thadv}_{\max}}{\omega_{\text{rbase}}} \right) \omega_r \quad (2);$$

以及計算第二個暫時超前驅動電壓相角 thadv_2 ，其數學公式(3)如下：

$$\text{thadv}_2 = \frac{(\text{thadv}_{\max} - \text{thadv}_1)(D^* - D_{\text{th}})}{(D_{\max} - D_{\text{th}})} \quad (3);$$

接著步驟 S24，如公式(4)所示，再將兩個暫時超前驅動電壓相角 thadv_1 與 thadv_2 相加，即可得到超前驅動電壓相角 thadv ，其中公式(4)係如下所列：

$$\text{thadv} = \text{thadv}_1 + \text{thadv}_2 \quad (4);$$

回到第三圖示，不論是由步驟 S22 或者是由步驟 S23 與 S24 得到馬達 11 的超前驅動電壓相角 thadv ，還都必須經過步驟 S3 與最大超前驅動電壓相角 $\text{thadv}_{\max}$ 比較的判斷步驟；若在步驟 S3，超前驅動電壓相角 thadv 大於最大超前驅動電壓相角 $\text{thadv}_{\max}$ ，則選擇進入步驟 S4，將超前驅動電壓相角 thadv 限制為最大超前驅動電壓相角 $\text{thadv}_{\max}$ ，並接著進行步驟 S5；反之，若在步驟 S3 中超前驅動電壓相角 thadv 係小於或等於最大超前驅動電壓相角 $\text{thadv}_{\max}$ ，則由步驟 S3 直接進入步驟 S5；再步驟 S5 中根據先前擷取到的轉子區域及轉子角度 θ_r 與步驟 S1 至步驟 S4 計算得到的超前驅動電壓相角 thadv 之關係選擇功率開關控制信號，再經數位化反流器控制裝置 16 的

硬體介面電路送出一控制信號，以控制反流器 12 驅動凸極無刷直流馬達 11。上述實施流程至此為止是一個週期結束，等待下一個週期的開始時再重返步驟 S1，藉由此流程週期之循環而達到較佳驅動凸極無刷直流馬達的效能。依此方法驅動之凸極無刷直流馬達特性例如第五圖所示，圖中表示一凸極無刷直流馬達 11 之 A 相反電勢電壓 e_{An} 、B 相反電勢電壓 e_{Bn} 與轉子位置偵測器 14 所輸出 2 組轉子位置信號 u, v 波形相對位置。

在說明完本發明揭示之凸極無刷直流馬達驅動控制方法之後，更以一實際實施例及代表性實驗結果驗證本發明之優點，係依照第一圖建立一凸極無刷直流馬達速度驅動裝置。設定一四極凸極無刷直流馬達 11 額定電壓是 48V，額定功率是 800W，額定轉速 4500 rev/min，電壓源 13 是 48V~55V，數位化反流器控制裝置 16 採用商用數位信號處理器，實驗設定臨界工作週期 $D_{th}=0.8$ ，超前的驅動電壓相角 $\theta_{adv}=30^\circ$ 。

根據前述條件進行實測，再請參照第六圖之實驗結果，顯示馬達 11 低速 3780 rev/min 且重載時，依據本發明之驅動方法實測之響應波形圖，第六圖中之信號 u 波形與 A 相反電勢電壓原為同相，而圖中所見 A 相電流波形 i_A 已超前信號 u 波形，另，圖中同時顯示出電壓源 13 的電流 i_{DC} 平均值為 12.52 A，以及 i_{DC} 的峰對峰值是 13.8 A；為比較性能，再提供習用一驅動無刷直流馬達方法之實驗結果進行比較，如第七圖習用驅動無刷直流馬達方法之實驗結果所示，相似地顯示馬達在低速 3720 rev/min，且與上述第六圖實驗承受相同重載時之實測響應波形圖，第七圖中之信號 u 波形仍與 A 相反電勢電壓為同相，而圖中所見 A 相電流波形 i_A 並無超前信號 u 波形，另，圖中顯示電壓源 13 的電流 i_{DC} 平均值為 13.85 A，以及 i_{DC} 的峰對峰值是 20.0

A;顯見第六圖所示電流 i_{DC} 平均值低於第七圖所示電流 i_{DC} 平均值差有 1.3 A 大小，意即本發明方法較習用方法消耗更低功率，同時再比較第六圖所示電流 i_{DC} 峰對峰值低於第七圖所示電流峰對峰值約有 6 A，意即本發明方法較習用方法將使馬達產生更小脈動轉矩。另外，第八圖係顯示採用本發明方法使馬達運轉於最高轉速 6480 rev/min 時的實驗波形，在圖中之信號 u 波形仍與 A 相反電勢電壓為同相，而圖中所見 A 相電流波形 i_A 明顯超前信號 u 波形，且圖中同時顯示電壓源 13 的電流 i_{DC} 平均值約為 21 A，以及 i_{DC} 的峰對峰值約是 14 A。

由以上實驗結果更加以驗證本發明方法的性能遠高於習用驅動法的性能。由上述 3 個實驗結果可知，透過本發明所揭示的驅動方法，在低速重載時，較習用方法有較小的 i_{DC} 平均值與峰對峰值，故驗證本方法不但能提高驅動器效率最大達到約 6%，即減少約 48W 功率，並相當程度降低了馬達的脈動轉矩，而同時保持在高速弱磁進行高效率運轉，故，以本發明之驅動方法驅動之凸極無刷直流馬達，其驅動效能與學理更為相近。

綜上所述之實施例僅係為說明本發明之技術思想及特點，其目的在使熟習此項技藝之人士能夠瞭解本發明之內容並據以實施，當不能以之限定本發明之專利範圍，即大凡依本發明所揭示之精神所作之均等變化或修飾，仍應涵蓋在本發明之專利範圍內。

【圖式簡單說明】

第一圖為用以實現本發明驅動方法之一系統示意圖。

第二圖為本發明使用之反流器結構示意圖。

第三圖為本發明驅動方法之方法流程圖。

第四圖為使用本發明計算超前驅動電壓相角之流程圖。

第五圖為採用本發明驅動方法之凸極無刷直流馬達其 A 相反電勢電壓、B 相反電勢電壓與轉子位置信號 u,v 波形相對位置實測波形圖。

第六圖為本發明一實施例，凸極無刷直流馬達驅動方法在低速(3780rev/min)高轉矩時產生相位超前電流實驗波形圖。

第七圖為習用無刷直流馬達驅動法在低速(3720rev/min)高轉矩時無法產生相位超前電流實驗波形圖。

第八圖為本發明另一實施例，凸極無刷直流馬達驅動方法在高速(6480rev/min)時能產生相位超前電流實驗波形圖。

第九圖為習知反流器 6 個功率開關切換模式以及理想 A 相反電勢電壓 e_{An} 波形之示意圖。

第十圖為習知反流器 6 個功率開關弱磁切換模式與理想 A 相反電勢電壓 e_{An} 波形之示意圖。

【主要元件符號說明】

- 100 系統
- 11 凸極無刷直流馬達
- 12 反流器
- 13 電壓源
- 14 轉子位置偵測器
- 15 負載
- 16 數位化反流器控制裝置
- 161 轉子位置區域偵測單元

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： 98/28466

※申請日： 98.8.25

※IPC 分類： H02P6/08 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

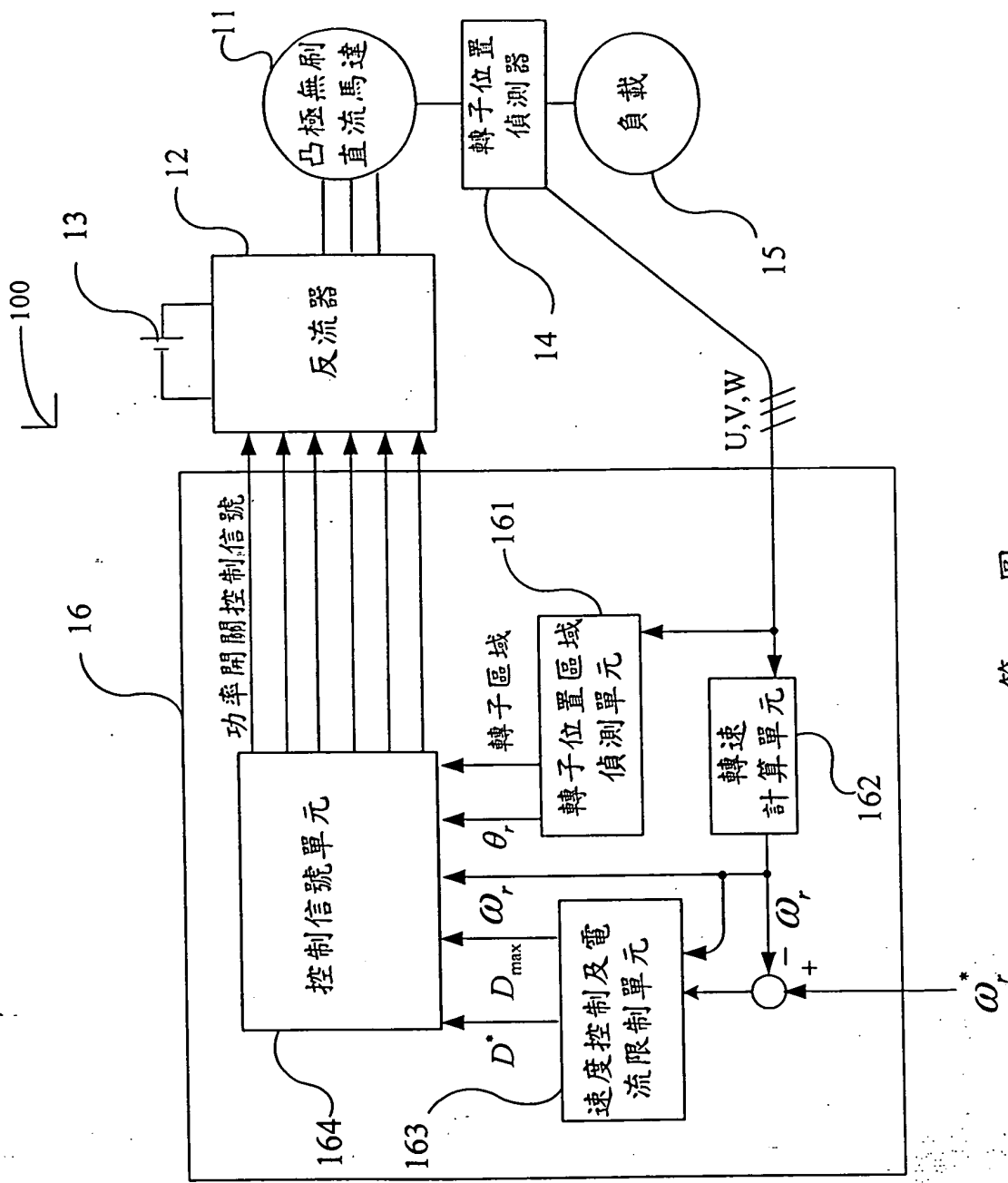
凸極無刷直流馬達驅動方法

二、中文發明摘要：

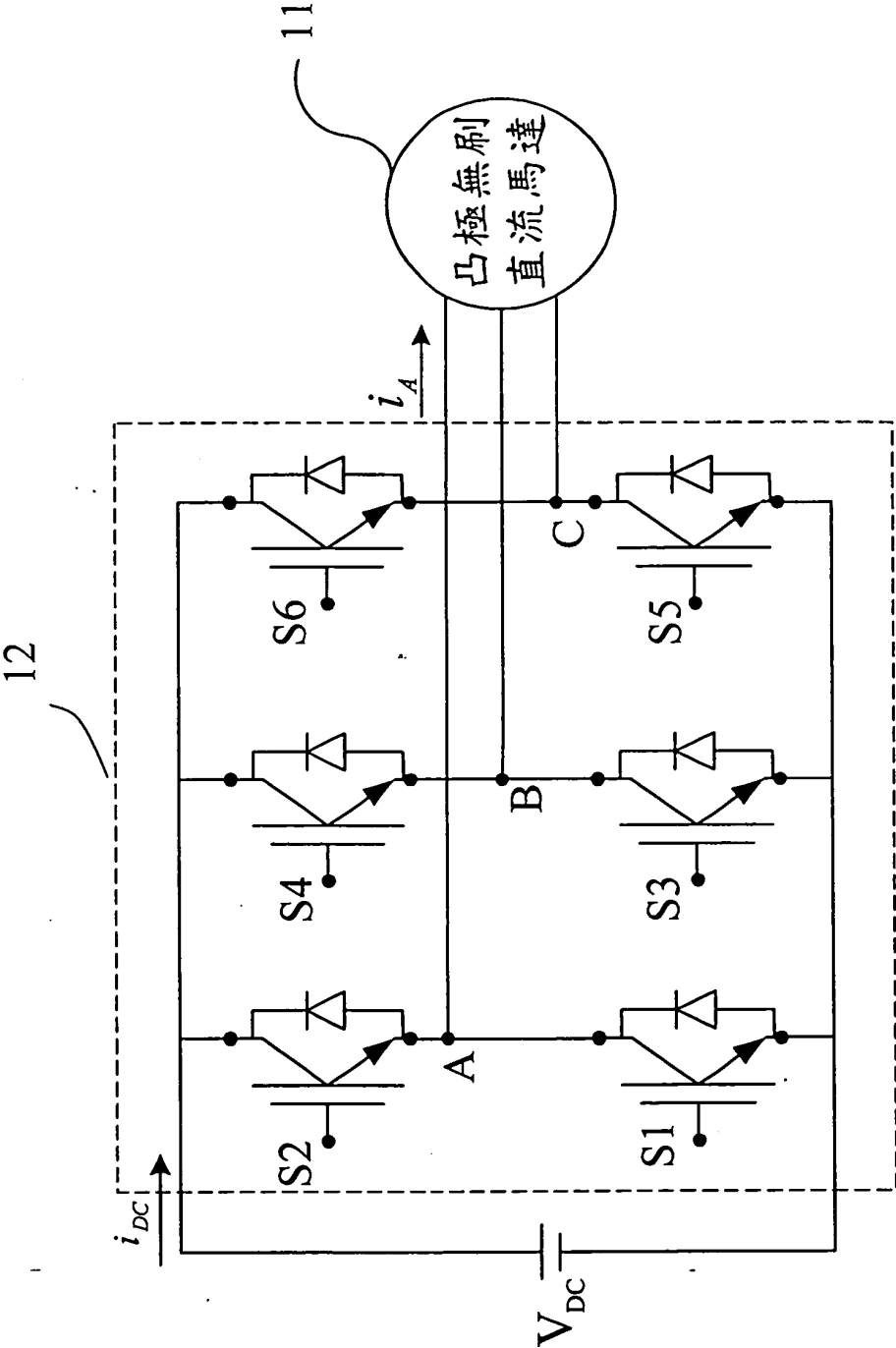
本發明係一種凸極無刷直流馬達驅動方法，透過一反流器輸出電壓於一凸極無刷直流馬達，根據凸極無刷直流馬達之轉速與反流器功率開關的工作週期，結合轉子位置資訊，利用一數位化反流器控制裝置控制反流器的功率開關切換，當低轉速高轉矩及高轉速時，均能適時決定馬達超前驅動電壓相角來控制凸極無刷直流馬達運轉，藉此使凸極無刷直流馬達於全部操作區域時，即使是從低轉速高轉矩的重載到弱磁高轉速時，馬達都能發揮學理的高能源轉換效率效能。

三、英文發明摘要：

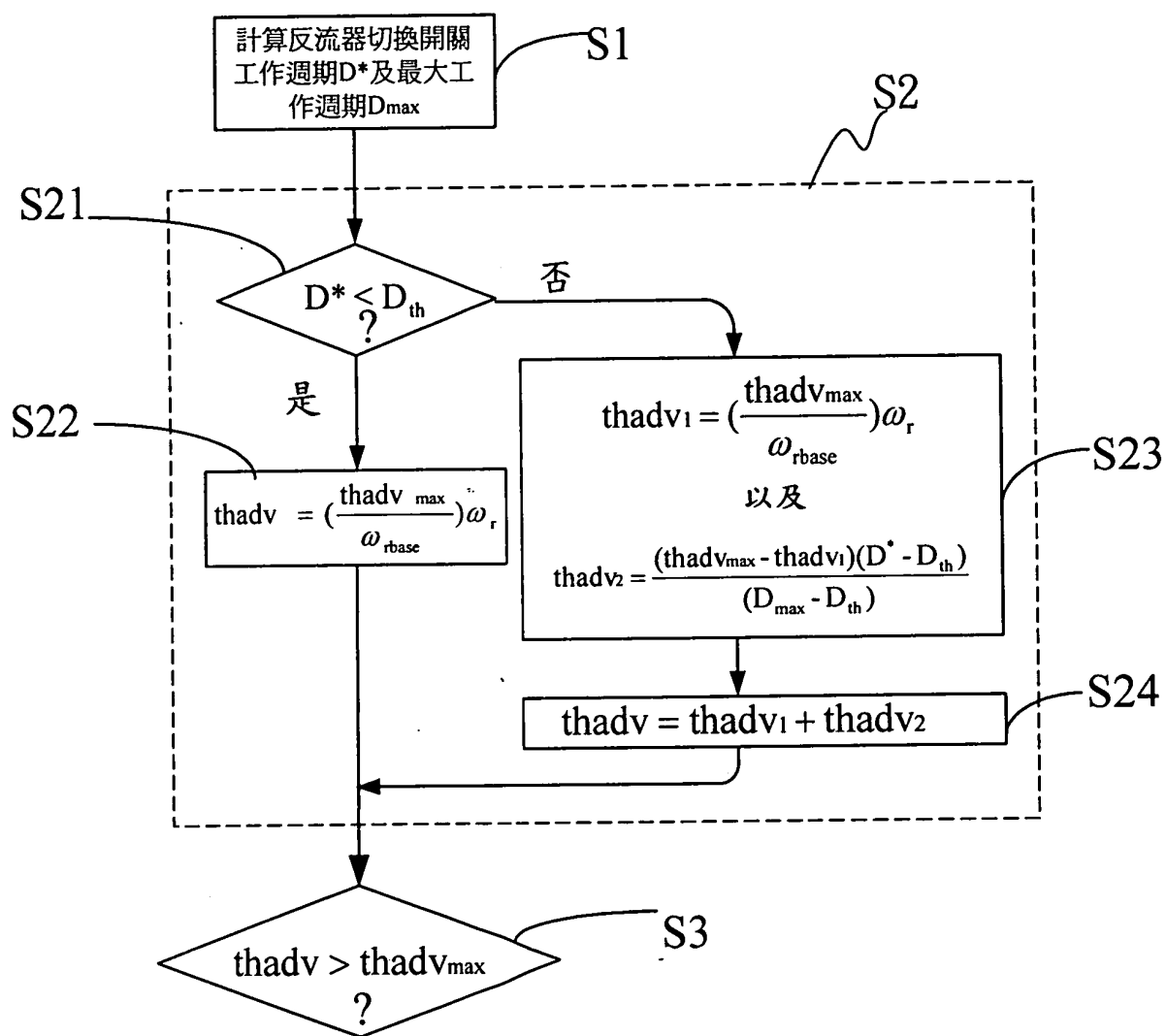
八、圖式：



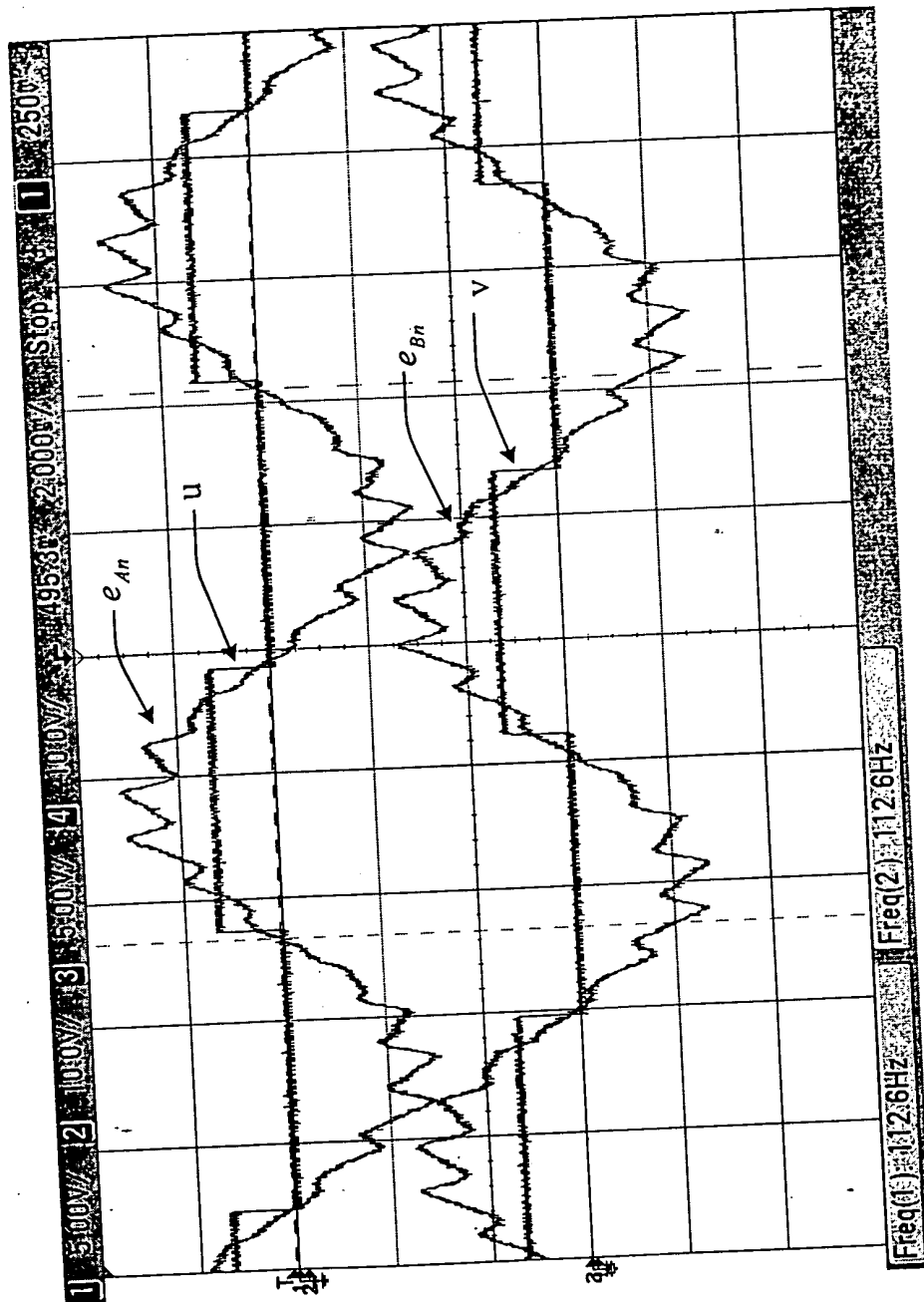
第一圖



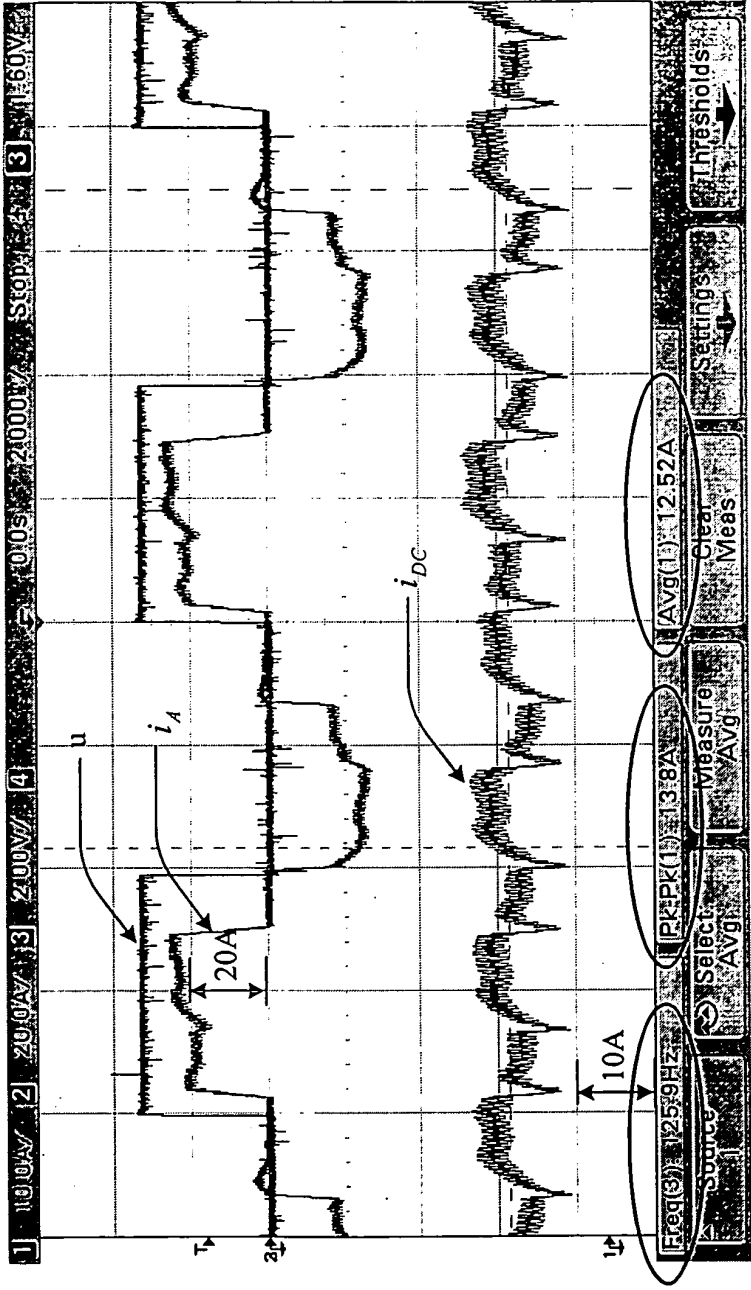
第二圖



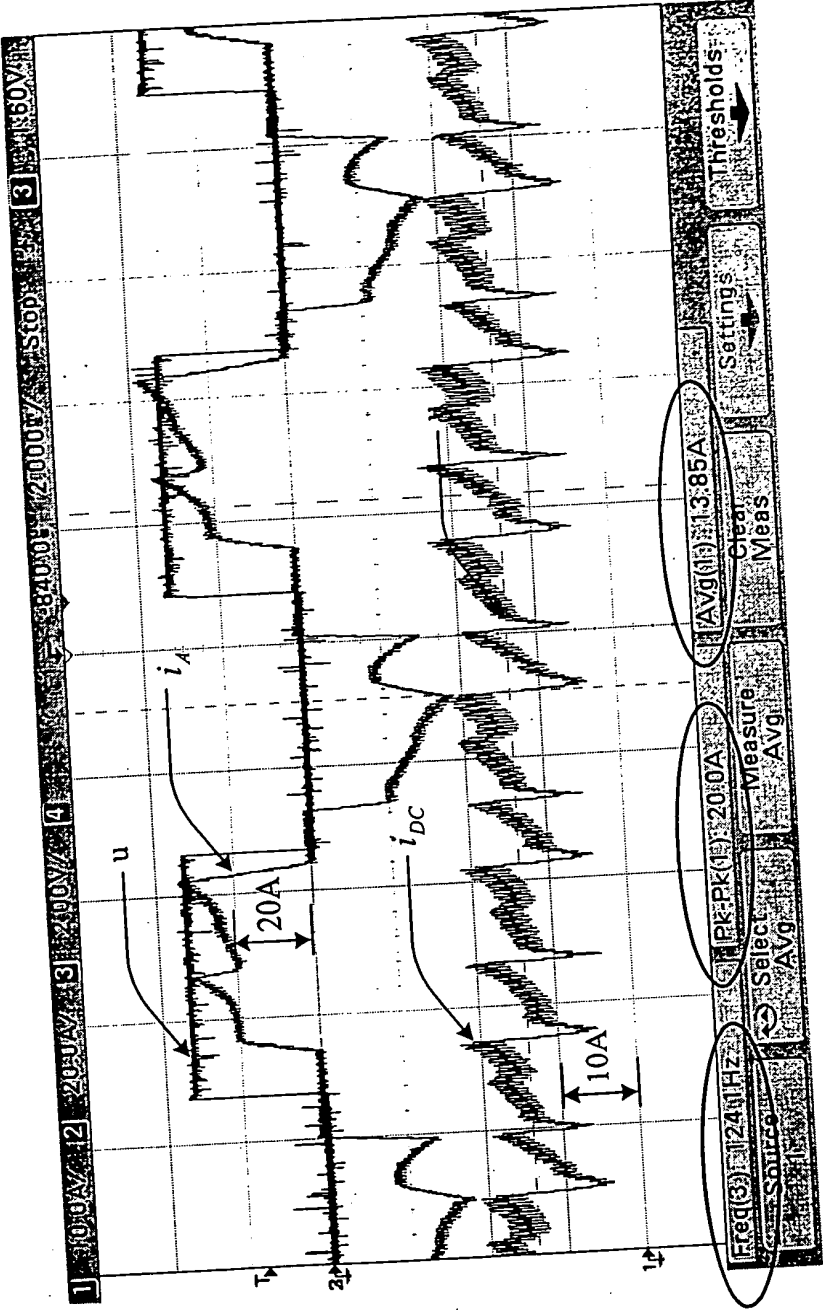
第四圖



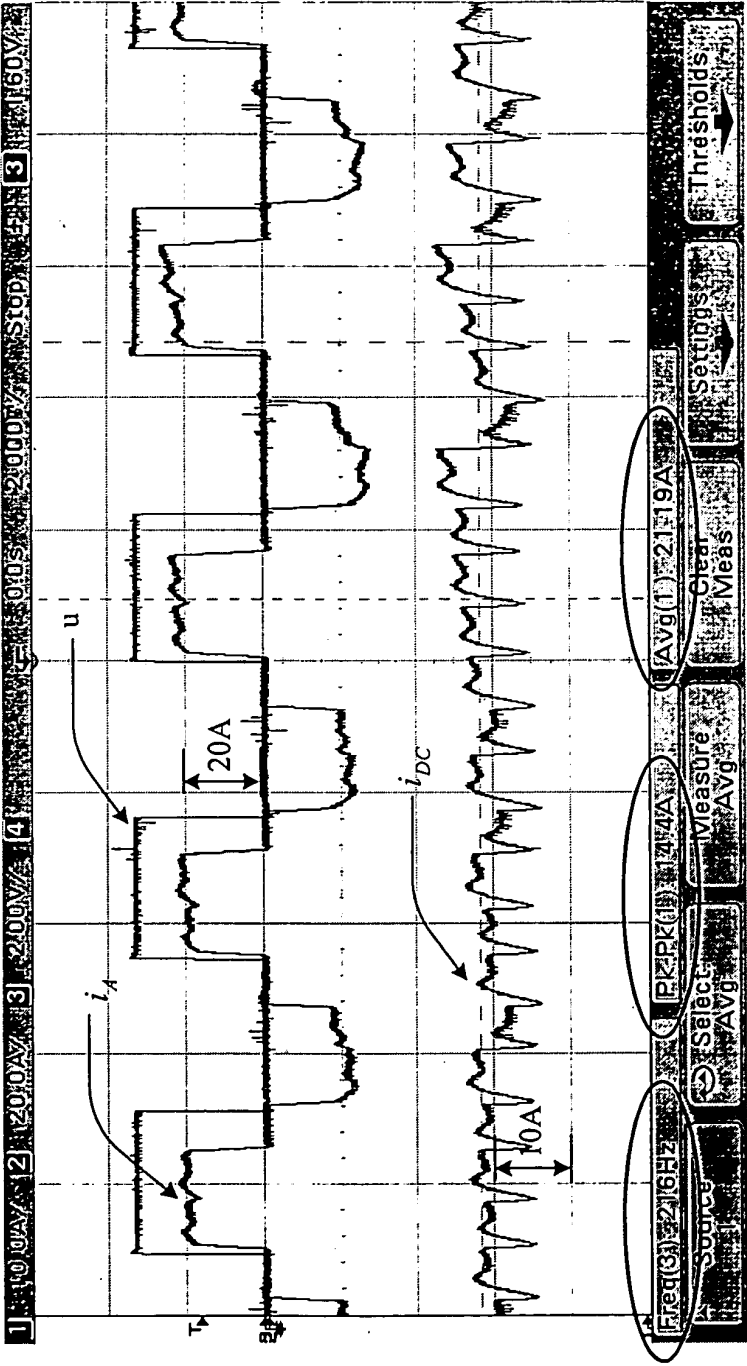
第五圖



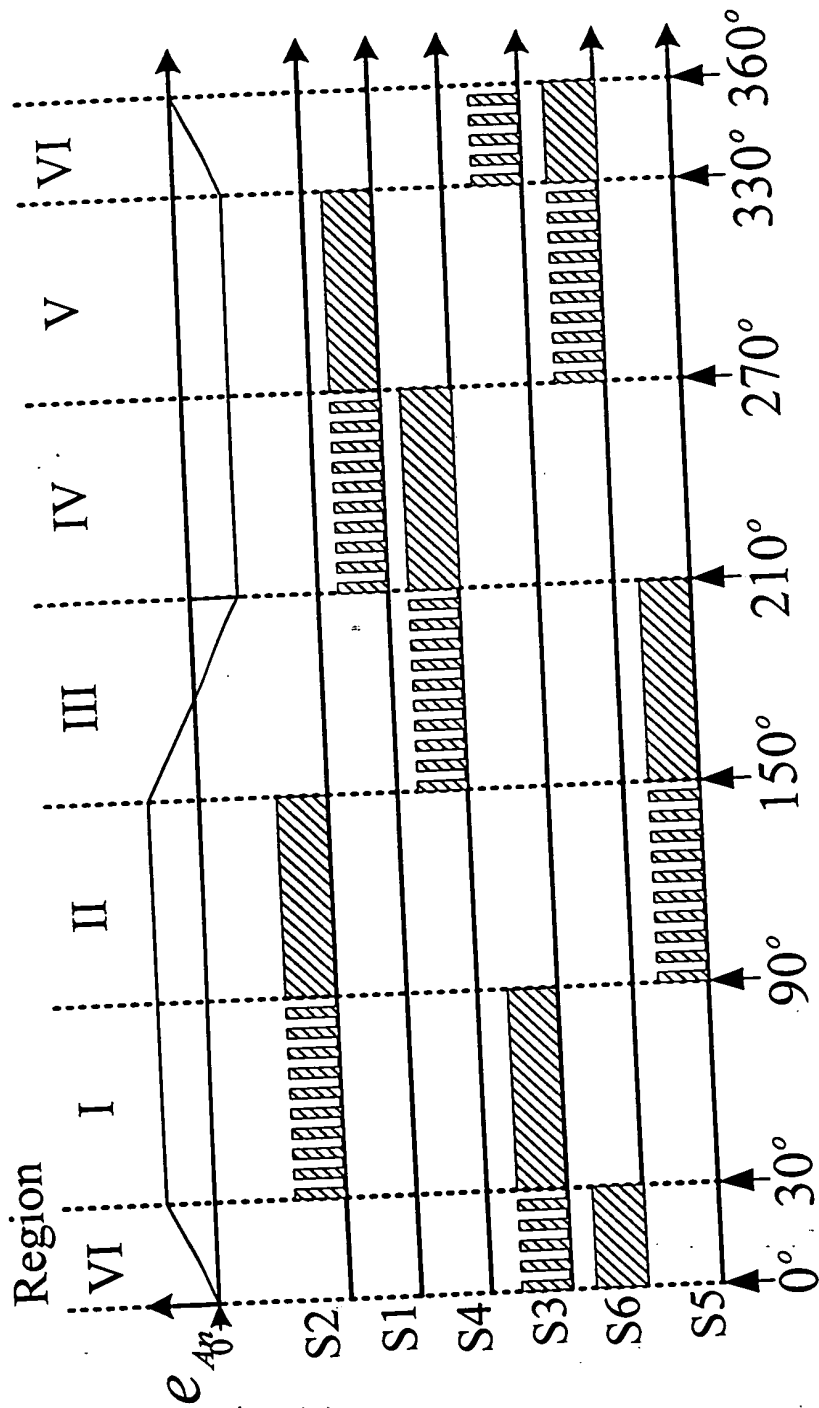
第六圖



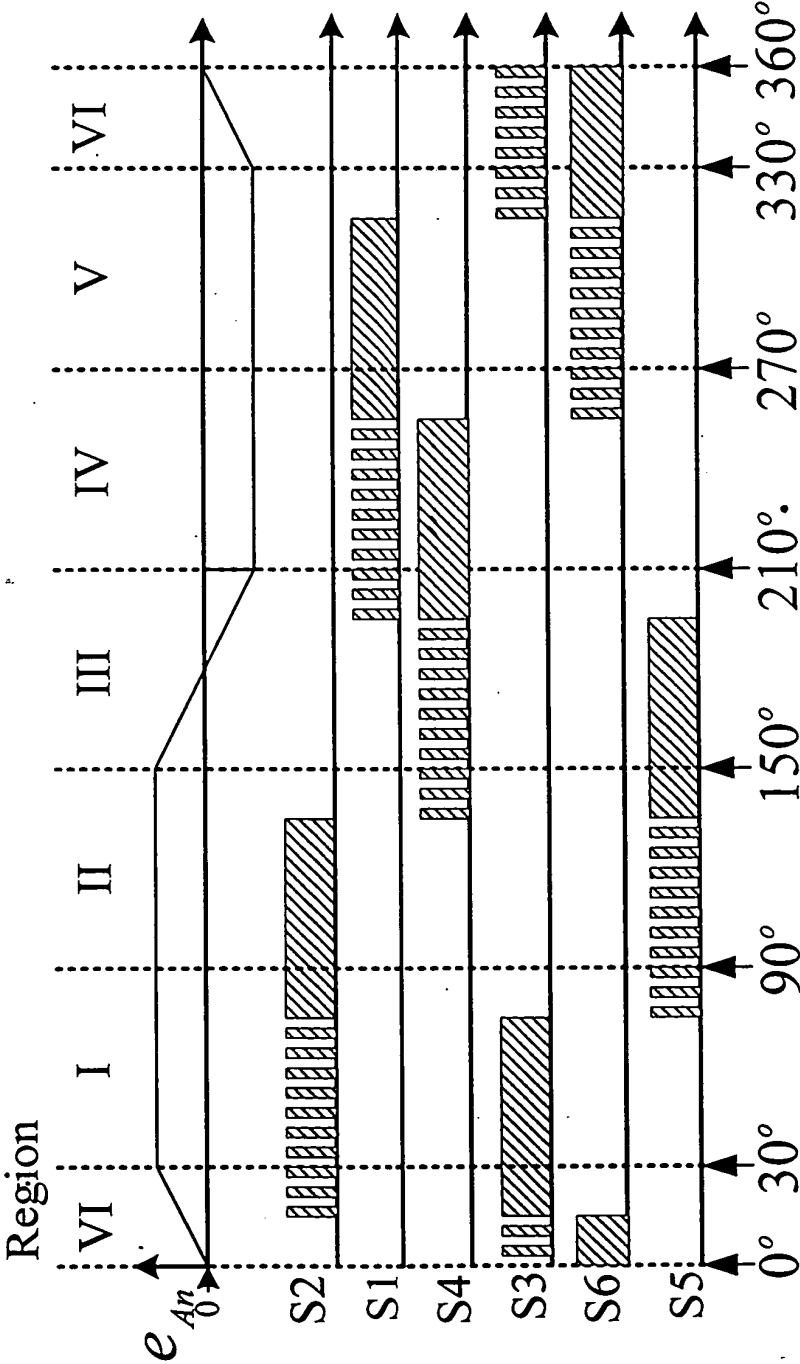
第七圖



第八圖



第九圖



第十圖

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第（四）圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

無。

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

162 轉速計算單元

163 速度控制及電流限制單元

164 控制信號單元

七、申請專利範圍：

1. 一種凸極無刷直流馬達驅動方法，包括以下步驟：

利用一反流器之切換開關控制輸出至一凸極無刷直流馬達之電壓大小與相位；

計算該反流器之切換開關的一工作週期以及一最大工作週期；

提供該反流器之切換開關的一臨界工作週期以及該凸極無刷直流馬達之一額定轉速與一最大超前驅動電壓相角，以利用該臨界工作週期、該額定轉速、該最大超前驅動電壓相角、該工作週期以及該最大工作週期計算一超前驅動電壓相角；

擷取該凸極無刷直流馬達之一轉子區域以及一轉子角度；

根據該轉子區域、該轉子角度以及該超前驅動電壓相角之關係輸出一控制訊號；以及

由該反流器接收該控制訊號，以驅動該凸極無刷直流馬達達到所需轉速以及轉矩。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述之凸極無刷直流馬達驅動方法，其中在計算該工作週期以及該最大工作週期之步驟中，係先給定一指定轉速，再擷取該凸極無刷直流馬達之一轉速，以利用該轉速以及該轉速與該指定轉速之誤差間的關係計算出該工作週期以及該最大工作週期。

3. 如申請專利範圍第 1 項所述之凸極無刷直流馬達驅動方法，其中在輸出該控制訊號之步驟中，係先判斷該工作週期是否低於該臨界工作週期時，若是，係取該轉速、該馬達額定轉速以及該最大超前驅動電壓相角計算該超前驅動電壓相角；若判斷該工作週期等於或高於該臨界工作週

期，則取該最大超前驅動電壓相角 $\text{thadv}_{\max}$ 、該馬達額定轉速 ω_{rbase} 、該轉速 ω_r 、該工作週期 D^* 、該最大工作週期 $D_{\max}$ 以及該臨界工作週期 D_{th} 分別計算二暫時超前驅動電壓相角 thadv_1 及 thadv_2 ，再藉由相加該二暫時超前驅動電壓相角得到該超前驅動電壓相角 thadv 。

4. 如申請專利範圍第 3 項所述之凸極無刷直流馬達驅動方法，其中該工作週期低於該臨界工作週期時，該超前驅動電壓相角 thadv 與該最大超前驅動電壓相角 $\text{thadv}_{\max}$ 、該馬達額定轉速 ω_{rbase} 以及該轉速 ω_r 之關係式為：

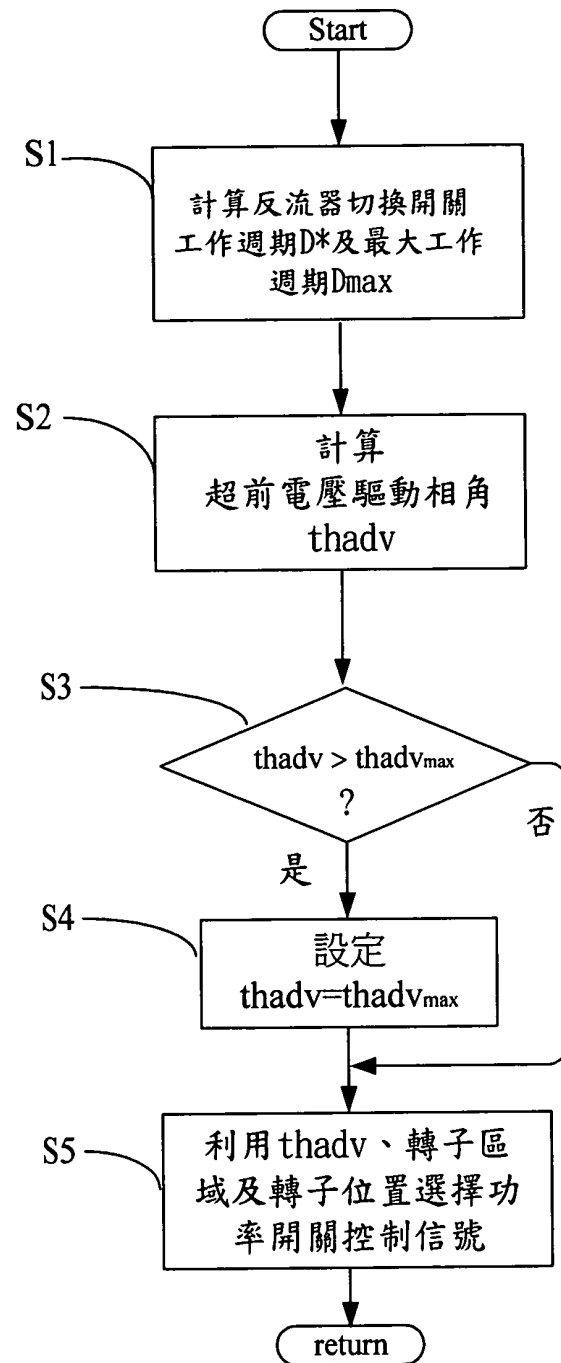
$$\text{thadv} = \left(\frac{\text{thadv}_{\max}}{\omega_{rbase}} \right) \omega_r。$$

5. 如申請專利範圍第 3 項所述之凸極無刷直流馬達驅動方法，其中若判斷該工作週期等於或高於該臨界工作週期時，該二暫時超前驅動電壓相角 thadv_1 、 thadv_2 與該最大超前驅動電壓相角 $\text{thadv}_{\max}$ 、該馬達額定轉速 ω_{rbase} 、該轉速 ω_r 、該工作週期 D^* 、該最大工作週期 $D_{\max}$ 以及該臨界工作週期 D_{th} 之關係式分別為：

$$\text{thadv}_1 = \left(\frac{\text{thadv}_{\max}}{\omega_{rbase}} \right) \omega_r \quad ; \text{ 以及}$$

$$\text{thadv}_2 = \frac{(\text{thadv}_{\max} - \text{thadv}_1)(D^* - D_{th})}{(D_{\max} - D_{th})}。$$

98 8 28



第三圖