



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公開本

(11)公開編號：TW 201031108 A1

(43)公開日：中華民國 99 (2010) 年 08 月 16 日

(21)申請案號：098140970

(22)申請日：中華民國 98 (2009) 年 12 月 01 日

(51)Int. Cl. : *H02P6/18 (2006.01)* *H02P1/18 (2006.01)*

(30)優先權：2008/12/02 日本 2008-307177

2009/10/21 日本 2009-242026

(71)申請人：松下電器產業股份有限公司 (日本) PANASONIC CORPORATION (JP)
日本

(72)發明人：田中秀尚 TANAKA, HIDEHISA (JP)；竹岡義典 TAKEOKA, YOSHINORI (JP)

(74)代理人：憚軼群；陳文郎

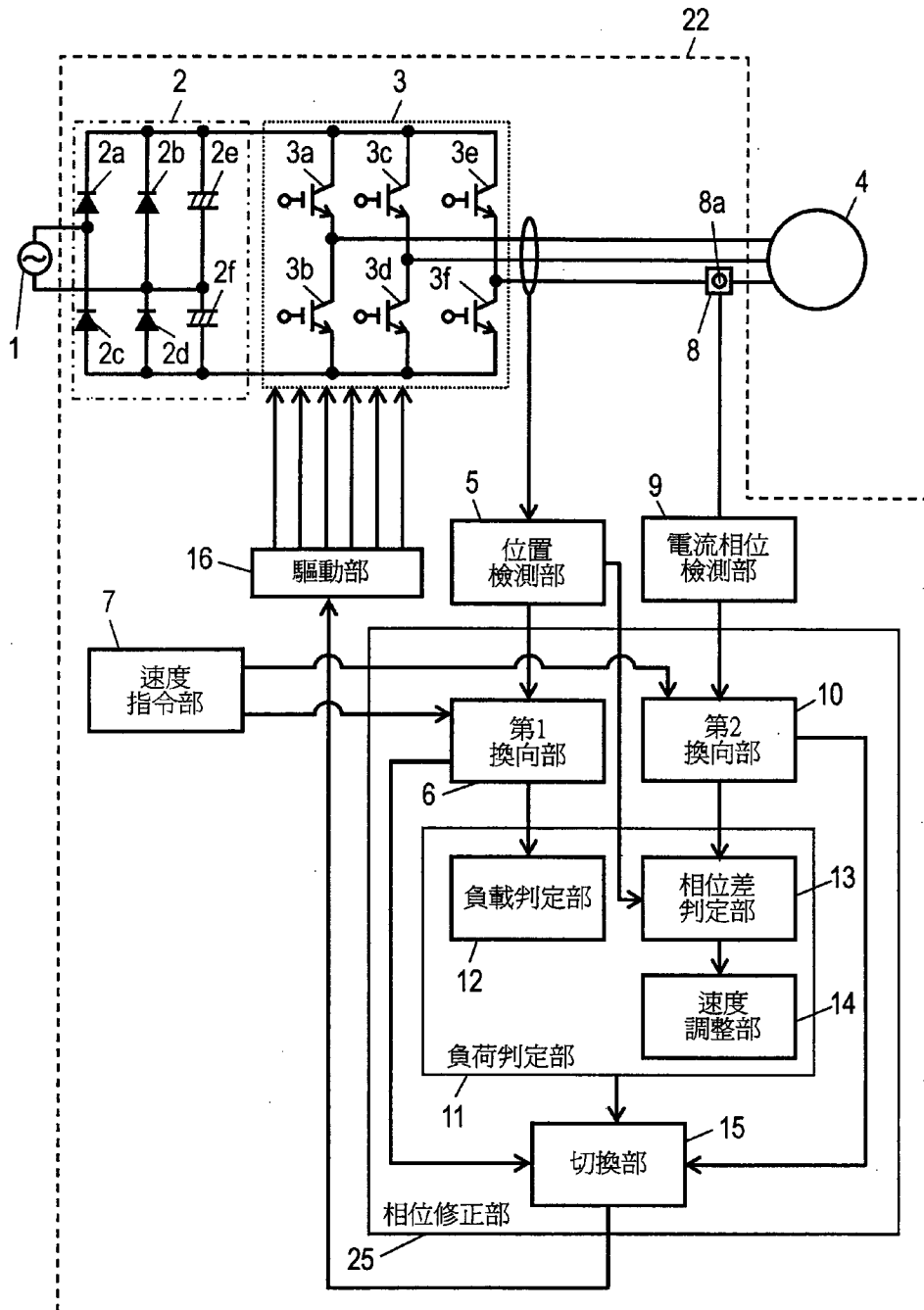
申請實體審查：無 申請專利範圍項數：15 項 圖式數：10 共 49 頁

(54)名稱

馬達驅動裝置與使用其之壓縮機及冰箱

(57)摘要

本發明包含有輸出用以切換通電至 DC 無刷馬達之繞組之換向信號，俾使流至 DC 無刷馬達之預定繞組之電流的相位與電壓之相位保持預定關係的相位修正部、及以從相位修正部所輸出之換向信號為基礎，將用以指示反相器供給至 DC 無刷馬達之電力之供給時間的驅動信號輸出之驅動部，由於可藉保持電流相位與電壓相位之預定關係之信號，驅動 DC 無刷馬達，故可提高在高速高負荷下之驅動之穩定性，而可擴大驅動範圍。



- 1：電源
- 2：整流平流電路
- 2a-2d：整流二極體
- 2e：平流電容器
- 2f：平流電容器
- 3：反相器
- 3a-3f：交換元件
- 4：DC 無刷馬達
- 5：位置檢測部
- 6：第1換向部
- 7：速度指令部
- 8：電流檢測部
- 8a：電流感測器
- 9：電流相位檢測部
- 10：第2換向部
- 11：負荷判定部
- 12：負載判定部
- 13：相位差判定部
- 14：速度調整部
- 15：切換部
- 16：驅動部
- 22：馬達驅動裝置
- 25：相位修正部



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公開本

(11)公開編號：TW 201031108 A1

(43)公開日：中華民國 99 (2010) 年 08 月 16 日

(21)申請案號：098140970

(22)申請日：中華民國 98 (2009) 年 12 月 01 日

(51)Int. Cl. : *H02P6/18 (2006.01)* *H02P1/18 (2006.01)*

(30)優先權：2008/12/02 日本 2008-307177

2009/10/21 日本 2009-242026

(71)申請人：松下電器產業股份有限公司 (日本) PANASONIC CORPORATION (JP)
日本

(72)發明人：田中秀尚 TANAKA, HIDEHISA (JP)；竹岡義典 TAKEOKA, YOSHINORI (JP)

(74)代理人：憚軼群；陳文郎

申請實體審查：無 申請專利範圍項數：15 項 圖式數：10 共 49 頁

(54)名稱

馬達驅動裝置與使用其之壓縮機及冰箱

(57)摘要

本發明包含有輸出用以切換通電至 DC 無刷馬達之繞組之換向信號，俾使流至 DC 無刷馬達之預定繞組之電流的相位與電壓之相位保持預定關係的相位修正部、及以從相位修正部所輸出之換向信號為基礎，將用以指示反相器供給至 DC 無刷馬達之電力之供給時間的驅動信號輸出之驅動部，由於可藉保持電流相位與電壓相位之預定關係之信號，驅動 DC 無刷馬達，故可提高在高速高負荷下之驅動之穩定性，而可擴大驅動範圍。

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

發明領域

本發明係有關於用以驅動DC無刷馬達之馬達驅動裝置與使用其之壓縮機及冰箱。

【先前技術】

發明背景

習知之馬達驅動裝置為了擴大DC無刷馬達之驅動範圍，乃切換在低負荷下之驅動及在高負荷下之驅動而控制。亦即，習知之馬達驅動裝置在低負荷，以脈衝寬度調變(PWM)反饋控制，進行依據DC無刷馬達之旋轉位置之速度控制。又，專利文獻1所揭示之習知馬達驅動裝置在高負荷，進行以一定週期切換DC無刷馬達之通電相的同步驅動。第10圖係顯示記載於專利文獻1之習知馬達驅動裝置之塊圖。

在第10圖，電源101係一般之商用電源，在日本，為有效值100V之50Hz或60Hz之交流電源。整流平流電路102係以交流電源101為輸入，將直流電力整流平流者，由橋接之4個整流二極體102a~102d、平流電容器102e、102f構成。反相器103係將6個交換元件103a~103f三相橋接而構成。反相器103將整流平流電路102之直流電力轉換成交流電力，將任意電壓及頻率之交流電供給至DC無刷馬達104。DC無刷馬達104由具有永久磁鐵之轉子及具有以三相星形結線之繞組的定子構成。

反電動勢檢測電路105從在DC無刷馬達104之定子繞組產生之反電動勢檢測轉子之相對位置。驅動電路106使反向器103之交換元件103a~103f啟動/關閉。換向電路107於DC無刷馬達104以恒定狀態驅動時，依據反電動勢檢測輸出電路105之輸出，決定使交換元件103a~103f哪個交換元件啟動。同步驅動電路108使DC無刷馬達104作為同步馬達而驅動時，輸出預定頻率、預定電壓(預定負載(duty))。

切換電路109將送出至驅動電路106之信號切換成換向路107之信號或同步驅動電路108之信號。PWM控制電路110僅將反相器103之交換元件103a~103f之上側臂或下側臂的交換元件斬波，進行PWM控制。藉使脈衝寬度之負載(脈衝週期中之啟動週期之比例)上下，而使輸出電壓上升或/下降。負荷狀態判定電路111依據反電動勢檢測電路105之信號，判定DC無刷馬達104之負荷狀態，決定切換電路109之驅動模式之切換。負荷狀態判定電路111由第1定時器電路112、負載判定電路113、相位判定電路114構成。第1定時器電路112於開始同步驅動電路108之驅動時，啟用定時器，經過一定時間，使定時器結束。負載判定電路113於負載達到最大(100%)時，檢測為最大負荷。

相位判定電路114檢測反電動勢電路105之信號與同步驅動電路108之信號的相位差，而得知目前之負荷狀態。頻率調整電路115檢測反電動勢檢測電路105之信號與同步驅動電路108之信號的相位差，於其相位差較預定值小時，降低同步驅動電路108之輸出頻率。

具有上述結構之習知馬達驅動裝置因對馬達之負荷增大，而有在維持檢測DC無刷馬達104之轉子之狀態下的反饋控制無法保持預定速度之情形。是故，習知馬達驅動裝置切換成開環控制之同步驅動，而切換成作為目標之旋轉速度一定換向。此外，切換成同步驅動後，於以第1定時器112所計時之一定時間經過後，再返回反饋控制。

因此，馬達之轉子便相對於換向時間延遲。亦即，相對於感應電壓之相位，端子電壓之相位相對地超前，電流之相位亦同樣地，形成比誘起電壓之相位超前之相位。從此可知，同步驅動時由於呈與弱磁控制同樣之狀態，故可簡單地擴大DC無刷馬達104之驅動範圍。

又，即使為謀求馬達之效率之提高，而犧牲了最高轉速之低轉矩馬達，亦可擴大驅動範圍，而可在最大負荷點獲得所期之轉速。此外，在平常負荷下，可以反饋控制更高效地驅動高效率馬達。

然而，上述習知結構藉開環以一定之換向週期同步驅動在高速高負荷下之DC無刷馬達。因此，在一定之低負荷範圍內，相對於施加電壓，感應電壓以對應於負荷之一定延遲相位追隨。即，相對於換向，DC無刷馬達之轉子以對應於負荷之一定延遲相位追隨。再者，從感應電壓與施加電壓之關係決定電流之相位。結果，DC無刷馬達之感應電壓、施加電壓、繞組電流之相位關係以一定之狀態穩定，而可擴大可驅動之負荷範圍。

然而，當負荷大至某程度以上時，因轉子相對於換向

延遲，而呈弱磁狀態。即，當以轉子位置為基準時，施加電壓之相位與電流之相位相對於轉子之感應電壓之相位，形成超前相位，而呈弱磁狀態。在此狀態下，轉子加速成與換向週期同步。之後，因轉子之加速，電流之相位之超前角減少，隨後，轉子減速。此狀態反覆，轉子反覆進行此加速及減速。因此，結果，有驅動狀態(驅動速度)無法收束成穩定狀態之可能性。即，因轉子之速度變動，感應電壓之相位不穩定，而有施加電壓之相位與電流之相位的相位關係變動之可能性。在此種驅動狀態下，由於DC無刷馬達之轉速有變動，故有伴隨速度變動之響聲產生之虞。又，有因週期性之加減速引起之馬達電流的增減脈動之產生或因電流脈動產生而引起之過電流保護停止的可能性，進而，最終有DC無刷馬達之失去同步停止產生之可能性。

為不致產生此種弊端，習知之馬達控制裝置不進行在DC無刷馬達之旋轉不穩定之狀態下的驅動。此係限制DC無刷馬達在高速及高負荷下之驅動。亦即，具有無法擴大驅動範圍(驅動範圍狹小)之課題。

【發明內容】

發明概要

本發明係解決上述習知課題者，係提供提高DC無刷馬達在高速高負荷下之驅動之穩定性，擴大驅動範圍，並且抑制外在主要因素引起之不穩定狀態，且可靠度高之DC無刷馬達之驅動裝置。

本發明之馬達驅動裝置係用以驅動由轉子及具有3相

繞組之定子構成之DC無刷馬達的馬達驅動裝置。進一步，本發明包含有將直流電力轉換成交流電力，並將電力供給至DC無刷馬達之反相器、及檢測流至DC無刷馬達之電流之相位的電流相位檢測部。再者，本發明具有相位修正部，該相位修正部係依據電流相位檢測部之檢測結果，輸出用以切換DC無刷馬達通電之繞組之換向信號，俾使流至DC無刷馬達之預定繞組之電流的相位與電壓之相位保持預定關係者。又，本發明具有依據從相位修正部所輸出之換向信號，將用以指示反相器供給至DC無刷馬達之電力之供給時間的驅動信號輸出至反相器之驅動部。

根據此結構，由於藉相位修正部，保持馬達之電流之相位與電壓之相位的關係，故即使為不檢測馬達之轉子之位置的驅動，且在高速高負荷下之驅動，馬達之旋轉亦可穩定。因而，本發明之馬達驅動裝置可提供提高DC無刷馬達在高速高負荷下之驅動之穩定性，而可擴大驅動範圍，並且抑制外在主要因素引起之不穩定狀態，且可靠度高之DC無刷馬達之驅動裝置。

圖式簡單說明

第1圖係本發明第1實施形態之馬達驅動裝置之塊圖。

第2A圖係說明第1實施形態之馬達驅動裝置之相位關係的圖。

第2B圖係說明第1實施形態之馬達驅動裝置之另一相位關係的圖。

第3圖係顯示第1實施形態之DC無刷馬達之轉矩與相

位之關係的圖。

第4圖係顯示第2實施形態之馬達驅動裝置之動作的流程圖。

第5圖係第2實施形態之馬達驅動裝置之第2換向部的時間表。

第6圖係第2實施形態之馬達驅動裝置之第2換向部之動作的流程圖。

第7圖係第2實施形態之馬達驅動裝置之位置檢測部之時間表。

第8圖係第2實施形態之DC無刷馬達之主要部份截面圖。

第9圖係具有本發明第3實施形態之馬達驅動裝置之冰箱的塊圖。

第10圖係習知馬達驅動裝置之塊圖。

【實施方式】

較佳實施例之詳細說明

以下，就本發明實施形態，一面參照圖式，一面說明。
(第1實施形態)

第1圖係本發明第1實施形態之馬達驅動裝置之塊圖。
在第1圖中，電源1係一般之商用電源，在日本，為有效值100V之50Hz或60Hz之交流電源，馬達驅動裝置22連接於電源1，以驅動DC無刷馬達4。以下，就馬達驅動裝置22作說明。

整流平流電路2係以電源1作為輸入，將交流電力整流平流成直流電力者，由橋接之4個整流二極體2a~2d、平流電容器2e、2f構成。反相器3係以3相全橋接將6個交換元件

3a~3f連接而構成。反相器3將來自整流平流電路2之直流電力轉換成交流電力，將任意之電壓及頻率之交流電力供給至DC無刷馬達4。DC無刷馬達4由具有永久磁鐵之轉子及具有以3相星形結線之繞組(3相繞組)之定子構成。

電流檢測部8係用以檢測DC無刷馬達4之相電流者，在本實施形態中，設置於反相器3之輸出與定子繞組間。檢測相電流之方法有於反相器3之下側交換元件3b、3d、3f與反相器輸入N側、即整流平流電路2之二極體2c、2d之陽極間安裝分流電阻，從於此分流電阻產生之電壓檢測電流的方法。然而，由於產生分流電阻之損失，亦可不使用分流電阻，而使用電流感測器，形成低損失之結構。

電流相位檢測部9從電流檢測部8之輸出檢測相電流之相位，而從DC無刷馬達4之定子之3相繞組中任一相之相位，檢測馬達之電流為最大或最小之相位即可。或者，更簡便之方法亦可為檢測流至任一相之電流之零交越時間等特定相位的時間。

相位修正部25輸出用以切換DC無刷馬達4通電之繞組之時間的信號、即換向信號，俾使流至DC無刷馬達4之電流之相位與電壓之相位保持預定關係。在此，流至DC無刷馬達4之電流之相位可從電流相位檢測部9獲得。換向信號之輸出以以流至DC無刷馬達4之電流之相位為基準的任意時間為基準即可。因而，可使用檢測容易且確實之依據電流之零交越時間之電流相位檢測部9的檢測結果，輸出換向信號。

驅動部16依據從相位修正部25所輸出之換向信號，輸出用以指示反相器3供給至DC無刷馬達4之電力之供給時間的驅動信號。以此驅動信號，將反相器3之交換元件3a~3f啟動/關閉。藉此，可驅動DC無刷馬達4。此外，本實施形態之馬達驅動裝置22未特別檢測DC無刷馬達4之轉子之位置。

接著，就相位修正部25以預定關係保持之流至DC無刷馬達4之電流相位與電壓相位，使用圖式來說明。第2A圖、第2B圖係用以說明本發明動作的圖，顯示以同步驅動電路將DC無刷馬達4開環驅動時之相電流與DC無刷馬達4之端子電壓的相位關係。

在第2A圖、第2B圖，橫軸顯示時間，縱軸顯示以感應電壓之相位為基準之相位(即，與感應電壓之相位差)。在兩圖式中，線A1顯示相電流之相位，線B1顯示端子電壓之相位，線C1顯示相電流與端子電壓之相位差。第2A圖顯示在低負荷穩定之驅動狀態，第2B圖顯示馬達驅動裝置之驅動界限之狀態。又，由於在第2A圖、第2B圖，電流相位皆比端子電壓之相位超前，故可知DC無刷馬達以非常高速驅動，在感應電壓高之狀態。

如第2A圖所示，呈在同步驅動穩定之狀態時，轉子相對於換向，延遲與負荷平衡之狀態之角度量。即，從轉子來看，換向形成超前相位，而保持預定關係。亦即，從感應電壓來看，電壓及電流之相位形成超前相位，而保持預定關係。由於此為與弱磁控制同樣之狀態，故可進行高速之驅動。

另一方面，如第2B圖所示，相對於驅動速度，負荷大時，轉子相對於換向延遲，而形成弱磁狀態，轉子加速成與換向週期同步。之後，因轉子之加速，電流之相位之超前角減少，隨後轉子減速。反覆此狀態，轉子反覆進行此加速及減速。因此，結果，驅動狀態(驅動速度)不穩定。即，如第2B圖所示，相對於以一定週期進行之換向，DC無刷馬達之旋轉變動。因此，以感應電壓之相位為基準時，端子電壓之相位便變動，驅動狀態不穩定。此是因開環驅動之故，馬達之轉子脫離同步時，無法掌握其位置，相對於感應電壓，無法固定端子電壓之相位(即換向時間)之故。因而，在同步驅動狀態下，要使驅動穩定，可平常固定感應電壓與端子電壓之相位關係。相位修正部25輸出保持此種預定關係之換向信號。亦即，輸出DC無刷馬達4之電流之相位(線A1)與電壓之相位(線B1)的相位差(線C1)一定之轉向信號。

此外，相位修正部25藉對修正DC無刷馬達4之3相繞組中任一相之通電時間，亦可輸出相位差一定之換向信號。此特別對DC無刷馬達4之負荷係慣性大之負荷的情形有效。由於慣性大之負荷在短時間之速度之變動非常少，故即使藉修正對任一相之通電時間，輸出相位差一定之信號，速度變動亦不致增大，而可獲得穩定之性能。藉此，可擴大可驅動之負荷範圍。

第3圖係顯示同步驅動DC無刷馬達4時之轉矩與相位之關係的圖。在第3圖中，橫軸顯示馬達轉矩，縱軸顯示以

感應電壓之相位為基準之相位差，顯示相位為正時，相對於感應電壓之相位超前。又，第3圖之線A2顯示DC無刷馬達4之電流之相位，線B2顯示端子電壓之相位，為在同步驅動下之穩定狀態。可知由於電流之相位較端子電壓之相位超前，故為在感應電壓高之高速下之驅動。

從第3圖所示之相電流之相位與端子電壓之相位的關係可明瞭，相對於負荷轉矩，電流之相位之變化非常少。另一方面，由於端子電壓之相位以直線變化，故對應於負荷轉矩，電流與電壓之相位差大致以線形變化。在此如前所述，在同步驅動穩定驅動之狀態下，如第2A圖所示，感應電壓、馬達之電流、端子電壓之相位保持一定關係而穩定。即，馬達之電流之相位與端子電壓之相位對應於負荷以適切之相位關係平衡。因而，特別在高速高負荷下之驅動，如第3圖所示，藉將馬達之電流之相位與電壓之相位平常對應於負荷而保持固定在適切之相位關係，可避免在習知馬達驅動裝置產生之反覆加速減速之現象，而可進一步擴大驅動範圍。

(第2實施形態)

就本發明第2實施形態，使用第1圖等，來說明。此外，關於與在第1實施形態中說明之構件要件相同之構成要件使用相同之標號來說明。

在第1圖，電源1、整流平流電路2、反相器3、DC無刷馬達4係與第1實施形態相同之構成要件。位置檢測部5檢測DC無刷馬達4之轉子之相對位置。用以檢測DC無刷馬達4

之轉子之相對位置的方法可適用任何方法。舉例言之，用以檢測因DC無刷馬達4之旋轉而產生之感應電壓之零交越點的方法所熟知的有於反相器3之任一相之上下兩交換元件(例如U相交換元件3a及3b)之關閉期間，將反相器3之輸出端子的電壓與反相器3之直流電壓之 $1/2$ 比較大小，檢測該大小關係反轉之時間的方法。

第1換向部6依據反饋控制，決定DC無刷馬達4之換向時間，將之作為第1換向信號而輸出。速度指令部7指示DC無刷馬達4之驅動速度。第1換向部6從藉位置檢測部5而得之位置信號之產生週期，檢測DC無刷馬達4目前之驅動速度，從所檢測出之驅動速度與藉速度指令部7指示之指令速度的偏差，決定施加於反相器3之電壓及施加時間、亦即換向時間。具體言之，為120度矩形波驅動時，在從感應電壓之檢測時間點(即，位置檢測時間點))經過電角度30度之時間施加電壓時，感應電壓與端子電壓同相。藉依據馬達之種類或特性或者負荷狀態，調整從位置檢測時間經過之電壓之施加時間，可獲得最適合之時間。又，電壓值之調整可易以PWM控制進行。PWM控制係相對於指令速度，驅動速度慢時，增加PWM負載，俾增加施加電壓，而較指令速度快時，則減少負載。因此，可調整施加於DC無刷馬達4之電壓，此結果轉變成DC無刷馬達4之速度控制，而進行感應電壓檢測之反饋控制。

電流檢測部8係檢測相電流者，設置於反相器3之輸出與定子繞組間。相電流之檢測方法與第1實施形態相同，亦

有從電流檢測用分流電阻之電壓檢測之方法，但電阻之損失增加。因此，在本實施形態中，為藉使用電流感測器8a，而幾乎無損失增加，高效率之馬達驅動裝置22。

電流相位檢測部9與第1實施形態同樣地，從電流檢測部8之輸出檢測相電流之相位，但可僅從DC無刷馬達4之定子之三相繞組任一相之相位，檢測馬達之電流最大或最小之相位。此亦有助於馬達驅動裝置22之小型化及低成本化。或者，更簡便之方法亦可為檢測流至任一相之電流之零交越時間等特定相位之時間。再者，在本實施形態中，以電流檢測部8所得之電流資訊係用於檢測電流之相位者，非檢測電流值者。因此，不需使用直流電流感測器等高精確度之電流檢測部8。因而，在本實施形態中，藉使用藉由匝數 n 次之2次繞組，檢測測量對象之電流之非常低價的交流電流感測器8a，可謀求馬達驅動裝置22之低成本化。

在交流電流感測器8a之選定，藉使用商用電源(50或60Hz)用之一般類型，可更謀求低成本化。又，本實施形態之交流電流感測器8a不用於檢測電流值，乃專門檢測零交越時間。因而，由於也未特別要求輸出精確度，故亦可從不需依據輸出精確度之選擇而引致之產率的良好程度，選定低價格之零件。惟，關於頻率特性，雖然對電流頻率之輸出精確度變化沒有問題，但當然是選定從相電流之最低頻率至最大頻率可穩定地確實取得特定相位的類型。

又，在本實施形態，檢測相電流之零交越點作為相電流之任一相位。藉此，將交流電流感測器8a之輸出輸入至

微電腦等之AD反相器，以定期(例如每 $20\mu s$)之數位採樣，檢測電流之極性反轉(即，方向反轉)之點，而可易以軟體實現零交越點之檢測。又，硬體方面，可易實現將交流電流感測器8a之輸出輸入至光耦合器，檢測光耦合器之輸出信號之上升及衰減邊緣等。

此外，在硬體之常數偏差或零交越檢測之雜訊去除濾波器設置等於檢測時間產生一定偏離時，本發明之馬達驅動裝置只要決定馬達之電流之任意基準相位即可。因此，在本實施形態，可實現對電路偏差等之影響非常少之馬達驅動裝置。

第2換向部10決定DC無刷馬達4之換向時間，將之作為第2換向信號而輸出。此第2換向信號以藉電流相位檢測部9所檢測之相電流之任一相位為基準，依藉速度指令部7所指示之馬達之驅動速度及預定負載決定。

負荷判定部11係判定DC無刷馬達4之負荷狀態者。負荷判定部11以判定PWM負載之狀態之負載判定部12、判定位置檢測時間與藉第2換向部所生成之第2換向信號之相位關係的相位差判定部13、藉相位差判定部13調整DC無刷馬達4之速度之速度調整部14構成。

切換部15依據負荷判定部11之負荷狀態之判定結果，切換第1換向部6之第1換向信號或第2換向部10之第2換向信號。亦即，切換部15切換要採用第1換向信號與第2換向信號之何者作為顯示用以切換通電至DC無刷馬達4之繞組之時間的信號(換向信號)。

驅動部16依據藉切換部15所切換之第1換向信號或第2換向信號之時間，輸出驅動信號，將反相器3之交換元件3a~3f啟動/關閉。藉此，可驅動DC無刷馬達4。

就如以上構成之馬達驅動裝置22，說明其動作。第4圖係顯示本實施形態之動作之流程圖。在第4圖中，步驟1~3係在低負荷下之驅動之情形，係進行第1換向部6之反饋控制之步驟。另一方面，步驟4~7係在依據第1換向部6之驅動，已到達界限之高負荷的驅動之情形，係進行依據第2換向部10之同步驅動之步驟。首先，就步驟1~3之動作、即第1換向部6之反饋控制作說明。

在第4圖中，首先第1步驟以速度指令部7所指示之速度為目標，以PWM反饋控制進行速度控制。此外，速度指令部7依據DC無刷馬達4之驅動環境或負荷之狀態，設定、指示適切之目標速度。PWM反饋控制為進行位置檢測反饋控制，而控制換向時間，俾形成效率更良好之驅動狀態。接著，在步驟2，確認驅動速度是否已到達目標速度。當到達目標速度時，亦即，以目標速度驅動時(步驟2之Yes)，便返回步驟1。未到達目標速度時(步驟2之No)，則前進至步驟3。在步驟3，負荷判定部11內之負載判定部12確認PWM負載是否已到達最大負載(一般為100%)。當PWM負載未到100%時(步驟3之Yes)，為可進行PWM負載控制之速度控制，而返回步驟1。在此，當PWM負載達到最大時(步驟S之No)，無法將對DC無刷電DC馬達之供給電壓再提高。即，在依據第1換向部6之驅動之界限負荷狀態。

如此，當依據第1換向部6之驅動達到界限時，切換部15從第1換向部切換成第2換向部10。藉此，DC無刷馬達4依據第2換向部10驅動。此後之步驟相當於第4圖之步驟4以後，先就依據第2換向部10之驅動作說明。

關於第2換向部10要輸出之第2換向信號之基本考量與在第1實施形態中使用第2A圖、第2B圖、第3圖而說明者相同。具體言之，將DC無刷馬達4之電流之相位與端子電壓之相位的相位差保持一定，亦即，使相位差穩定。

在此，就使對應於負荷狀態之DC無刷馬達4之電流相位與端子電壓之相位的相位差穩定之動作作說明。第5圖係顯示本實施形態之第2換向部10之換向時間的時間表。在第5圖，信號D顯示U相電流之基準相位之時間，特別是U相電流在極性從負變化成正之點，亦即零交越點D0。信號E、信號F、信號G分別顯示U相、V相、W相之上側交換元件3a、3c、3e之啟動/關閉狀態。此外，通電係120度之矩形波通電。換向週期 T_{frq} 係在依據第2換向部10之同步驅動，依據速度指令部7之指令速度的一定週期，以此週期，反覆進行換向。

時間 $T_0 \sim T_m$ 係從相電流之基準相位至任意相換向為止之時間，第2換向部10平常測量此時間。在本實施形態中，為從U相零交越點至U相上側交換元件3a啟動為止之時間。時間 $T_{W0} \sim T_{Wm}$ 係任意相之任意交換元件啟動之期間，亦即通電時間。在本實施形態，為W相上側交換元件3e之通電期間。

在此，就決定此換向之時間之動作，使用第6圖來說

明。第6圖係顯示決定本實施形態之馬達驅動裝置22之第2換向部10之換向時間的動作之流程圖。

首先，在步驟11，取得從電流基準相位至任意相換向為止之時間 T_n 。在本實施形態，為從U相零交越點至U相上側交換元件3a啟動為止的時間。在步驟12，比較所取得之時間 T_n 與過去 n 個資料($T_0 \sim T_{n-1}$)之平均時間 T_{av} ，算出差分。在步驟13，依據所運算之差分，運算換向週期之修正量。修正量之運算使用諸如差分之2分之1等根據馬達特性或負荷特性等最適合之修正式等來決定。在步驟14，以在步驟13所運算之修正量為基礎，於同步驅動之換向週期附加修正量，而決定任意之相之換向週期。在本實施形態，決定W相上側交換元件3e之通電時間 T_{Wn+1} ，即，交換元件3c關閉後，至交換元件3a啟動為止之時間。在步驟15，加進此次所取得之資料 T_n ，更新從相電流之基準相位至任意相之換向週期為止之平均時間 T_{av} 。

由於換向週期之修正量如以上決定，故於負荷等穩定，DC無刷馬達4之驅動亦在穩定狀態時，取得資料 T_n 與過去 n 次之平均時間 T_{av} 之差分非常小。亦即，如第3圖所示，換向時間之修正量亦為非常小之值，幾乎未修正，相位關係便穩定。

另一方面，於從穩定驅動之狀態，負荷增加時，如前述，相對於換向週期，轉子之旋轉延遲。亦即，如第3圖所示，相電流之相位與端子電壓之相位之相位差縮小，第5圖之時間 T_n 縮短。因而，相對於 T_{av} ， T_n 縮小， T_{av} 與 T_n 之差

分增加。此時，使換向週期接近轉子之旋轉。即，將相電流之相位與端子電壓之相位平常保持一定。在本實施形態中，於使W相之換向週期延遲(即，將W相上側交換元件3e之通電時間延長)方向附加依據 T_{av} 與 T_n 之差分之修正量。此外，此時，其他相之換向不進行修正，而反覆進行依據指令速度之換向。此便運作成使從相電流之基準相位至換向為止之時間 T_m 接近平均時間 T_{av} 。

因而，因負荷增大，轉子相對於換向開始延遲，故相電流之相位與端子電壓之相位差減少， T_m 縮短。藉此，作為換向時間之修正量之基準的 T_{av} 亦逐漸縮短， T_m 與 T_{av} 平衡，而保持對應於負荷狀態之相電流之相位與端子電壓之相位的關係，獲得適切之電流及電壓超前角，驅動狀態可穩定。

此外，減輕負荷時， T_{av} 與 T_n 之差分以與負荷增加時相反之符號增加，換向時間之修正亦在相反符號之方向進行，但與負荷增加時之動作相同。

如此，對應於負荷狀態，將換向時間修正，而將相電流與端子電壓之相位關係保持在適切狀態，可將馬達感應電壓(即，馬達之旋轉)之相位與相電流之相位、端子電壓之相位的關係保持在適切狀態。結果，可提高DC無刷馬達4在高速高負荷下之驅動的穩定性，而可擴大在高速高負荷之驅動性能。

如以上，在諸如PWM負載未到100%(第4圖之步驟3之Yes)之低速低負荷之狀態，驅動DC無刷馬達4時，以PWM

反饋控制進行依據第1換向部6之轉子之相對位置的速度控制，而可實現高效率驅動。另一方面，在高速高負荷之狀態下，驅動DC無刷馬達4時，PWM負載達到100%(第4圖之步驟3之No)，第1換向部6呈無法以目標速度驅動之負荷狀態。在此狀態下，可藉第2換向部10所作之保持使相電流及端子電壓之相位配合負荷狀態之相位關係的驅動控制，實現高轉矩驅動。藉此，可較習知之馬達驅動裝置將驅動範圍進一步擴大，而實現不易於干擾等受到影響之穩定高速高負荷之驅動性能。

又，在本實施形態，藉僅以1相進行相電流之位置檢測，馬達驅動裝置22之成本績效可提高。另一方面，若將相電流之相位檢測取得2相或3相所有之相位資訊，進行換向時間修正，亦可進行靈敏度更佳之修正控制。

接著，就負荷判定部11之相位差判定部13之動作作說明。即使進行依據第2換向部10之同步驅動時，可驅動之轉矩亦有界限。於超過轉矩界限時，DC無刷馬達4失去同步。因而，為進一步提高本實施形態之馬達驅動裝置之可靠度，於因失去同步而停止前，附加故障保安動作。

在此，就故障保安動作，使用第7圖來說明。第7圖係驅動DC無刷馬達4時之位置檢測部5之輸出信號的時間圖。第7圖之波形H1係U相之端子電壓之波形。信號J1係位置檢測部5之U相之輸出信號。信號K係U相上之驅動信號。又，區間S1及S2係U相之上下兩方之交換元件關閉之區間，將反相器輸入電壓之1/2作為零交越，感應電壓便顯

現。此外，在本實施形態，就U相作說明，即使為V相、W相，雖然有 ± 120 度之相位偏離，但也相同。

在依據第2換向部10之驅動，不論位置檢測部5之信號為何，藉在一定負荷載及一定時間，反覆進行換向之同步驅動，驅動DC無刷馬達4。因而，於負荷增加時或負荷大時，DC無刷馬達4之轉子相對於換向，以延遲之傾向旋轉。亦即，以感應電壓為基準時，端子電壓之相位形成超前相位。此時，原本之端子電壓之波形(感應電壓)如波形H2所示，移動至下方。藉此，位置檢測部之輸出信號J1亦如信號J2所示，如箭號L，移動至右方。反之，於負荷減少時或負荷小時，相對於換向，DC無刷馬達4之轉子以超前之傾向旋轉。亦即，當以感應電壓為基準時，端子電壓之相位形成延遲相位。此時，原本之端子電壓之波形H1如波形H3所示，移動至上方。藉此，位置檢測部5之輸出信號J1亦如信號J3所示，如箭號M，移動至左方。

第7圖之時間 t 顯示驅動信號之啟動時間與位置檢測部5之輸出信號之上升邊緣的時間差。此包含兩信號之相位差 ϕ 之資訊。例如為 120 度通電時，若從位置檢測信號之上升邊緣至換向為 20 度，相位差 ϕ 便為 10 度。在第2換向部10，如前述，在對應於負荷之相位關係穩定，且適切之超前角狀態下驅動。從此可知，對應於負荷，驅動信號與位置檢測部5之信號(即，感應電壓)之相位關係產生變化。因而，從驅動信號與位置檢測部5之信號之相位差，可得知DC無刷馬達4之負荷狀態。

在此，返回第4圖，就步驟4之後作說明。即，就在步驟3，PWM負載達到最大時，亦即，PWM負載為100%之情形(步驟3之No)作說明。

在依據第2換向部10之驅動，相位差判定部13將U相之驅動信號及位置檢測部5之U相輸出信號的相位差 ϕ 與預定值、亦即預定最小相位差 $\phi_{\min}$ 比較判定(步驟4)。於此相位差為預定最小相位差 $\phi_{\min}$ 以上時(步驟4之No)，在步驟5，進行依據第2換向部10之同步驅動。進一步，在步驟6，相位差判定部13將此相位差 ϕ 與預定值、亦即預定最大相位差 $\phi_{\max}$ 比較判定。於此相位差 ϕ 小於預定最大相位差 $\phi_{\max}$ 時(步驟6之Yes)，便逕自返回步驟4。另一方面，於此相位差大於預定最大相位差 $\phi_{\max}$ 時(步驟6之No)，速度調整部14藉降低DC無刷馬達4之輸出，降低目標轉速，而使驅動速度降低(步驟7)。如此進行，避免因失去同步引起之停止，而可謀求馬達驅動裝置之可靠度之提高。此外，在步驟7使驅動速度降低後，返回步驟4。

另一方面，就在依據第2換向部10之驅動中，負荷狀態非常輕之情形作說明。此時，由於相位差 ϕ 較預定之最小相位差 $\phi_{\min}$ 小(步驟4之Yes)，故返回步驟1。此即判斷為可進行第1換向部6之位置檢測反饋控制。具體言之，判斷為形成可進行依據第1換向部6之驅動之負荷狀態，而藉切換部15從第2換向信號切換成第1換向信號。亦即，DC無刷馬達4從同步驅動控制移至位置檢測反饋控制之驅動。藉此，在第2換向部10之驅動時，負荷減少，而形成可進行第1換

向部6之驅動之負荷狀態時，可準確地檢測此時間，而切換成第1換向部6之高效率驅動。

從以上，本實施形態之馬達驅動裝置22在低速低負荷下之驅動，進行依據第1換向部6之第1換向信號之DC無刷馬達4的驅動，在高速高負荷下之驅動，進行依據第2換向部10之第2換向信號之DC無刷馬達4的驅動。因而，可擴大DC無刷馬達4之驅動範圍，特別是在高速高負荷下之驅動之穩定性可提高。又，藉此，可擴大DC無刷馬達4之負荷範圍，並且因在高速高負荷之狀態下，亦可驅動高效率之馬達，而可刪減機器之耗費電力。

接著，就本實施形態之DC無刷馬達4之構造進行說明。第8圖係對本實施形態之DC無刷馬達4之轉子之轉速顯示垂直截面的截面圖。

轉子4a由鐵心4f及4片磁鐵4b~4e構成。鐵心4f係重疊鑿穿0.35~0.5mm左右之薄矽鋼板者而構成。磁鐵4b~4e埋入鐵心4f。磁鐵4b~4e慣用圓弧形鐵氧體系永久磁鐵，如圖所示，圓弧形凹部以朝向外側之狀態配置成中心對稱。另一方面，磁鐵4b~4e使用釹等稀土類之永久磁鐵時，亦有呈平板形之情形。

在此種構造之轉子4a中，令從轉子4a之中心朝向1個磁鐵(例如4e)中央之軸為d軸，令從轉子4a之中心朝向1個磁鐵(例如4e)及與其相鄰之磁鐵(例如4b)間之軸為q軸。d軸方向之電感 L_d 與q軸方向之電感 L_q 具有逆凸極性，而為不同之電感。亦即，此作為馬達，除了磁鐵之磁束的轉矩(磁轉矩)

以外，可有效地使用利用了逆凸極性之轉矩(磁阻轉矩)。因而，馬達可更有效地利用轉矩。結果，本實施形態可獲得高效率之馬達。

又，當進行本實施形態之控制時，於進行依據第2換向部10之驅動時，電流形成超前相位。因此，由於大幅利用此磁阻轉矩，故可較無逆凸極性之馬達，以高旋轉驅動。

本實施形態之DC無刷馬達4係於轉子4a之鐵心4f埋入永久磁鐵4b~4e而成之轉子，並且具凸極性者。又，除了永久磁鐵之外，亦利用凸極性之磁阻轉矩。藉此，低速時之效率當然可提高，且高速驅動性能進而提高。又，當永久磁鐵採用釹等稀土類磁鐵，使磁轉矩之比例增多，或增大電感 L_d 、 L_q 之差，使磁阻轉矩之比例增多時，藉改變最適合通電角，可更提高效率。

又，DC無刷馬達4有要求驅動之大半部份為低負荷，一時為高負荷之驅動之情形。此時，DC無刷馬達4亦要求從低負荷至高負荷之大範圍的使用。此時，在使用頻率高之低負荷，可使用可進行負載100%之第1換向部6之驅動之轉矩設計的DC無刷馬達4。藉此，在驅動之大半部份之低負荷，進行耗費電力小，且高效率之驅動，對一時之高負荷，進行第2換向部10之驅動，而全體可更高效率化。

(第3實施形態)

第9圖係顯示使用本發明第3實施形態之馬達驅動裝置之冰箱的塊圖。在第9圖，對與第1圖相同之構成要件使用相同之標號來說明。

DC無刷馬達4連接於壓縮要件24，形成壓縮機17。在本實施形態，壓縮機17用於冷凍循環。亦即，從壓縮機17吐出之高溫高壓之冷媒送至冷凝器18予以液化，以毛細管19予以低壓化，以蒸發器20予以蒸發，再返回壓縮機17。再者，在本實施形態，將使用馬達驅動裝置22之冷凍循環用於冰箱21，蒸發器20將冰箱21之內部23冷卻。

如此，在本實施形態中，DC無刷馬達4驅動冷凍循環之壓縮機17之壓縮要件24。在此，壓縮機17為來回運動式(往復型)時，在其結構上，於DC無刷馬達4連接質量大之金屬製曲軸及活塞，而形成非常大之負荷。因此，短時間之速度之變動不憑藉壓縮機17之冷凍循環步驟(吸入步驟、壓縮步驟等)，而非常少。因而，即使僅以任意1相之電流之相位為基礎，決定換向時間，速度變動亦不致增大，而可獲得穩定之驅動性能。再者，在壓縮機17之控制上，由於不要求高精確度之轉速控制或加減速控制，故本發明之馬達驅動裝置22對壓縮機17之驅動為非常有效之用途之一。

又，可較以習知之馬達驅動裝置驅動壓縮機時，擴大驅動範圍。因此，因更高速驅動，而可提高冷凍循環之冷凍能力。藉此，即使為與習知相同之冷卻系統，亦可適用於需要較高之冷凍能力之系統。因而，可將需要高冷凍能力之冷凍循環小型化，而可以低成本提供。又，在使用習知之馬達驅動裝置之冷凍循環中，亦可使用冷凍能力小1等級(例如壓縮機氣筒容積小)之壓縮機，進而，可實現冷卻循環之小型化及低成本化。

在本實施形態中，壓縮機17用於冷卻冰箱21之內部23。冰箱有在早晚之家事時間帶之限定時間帶或夏季頻繁地將門開關的使用實態。反之，其他1天之大半時間帶，門之開關頻率少，冰箱內部之冷卻狀態穩定。此時，DC無刷馬達4在低負荷之狀態下驅動。因而，要刪減冰箱之耗費電力，使DC無刷馬達在低速低負荷下之驅動效率提高為有效。

在此，要使DC無刷馬達在低速低負荷之驅動效率提高，亦即縮小耗費電力，可使定子之繞組數增多。然而，若一直如此，則DC無刷馬達無法因應在高速高負荷下之驅動。另一方面，要使DC無刷馬達在高速高負荷下之驅動性能提高，可減少定子之繞組數，但耗費電力增大。由於本發明可大幅擴大DC無刷馬達4在高速高負荷下之驅動範圍，故即使為在低速低負荷下之驅動效率高，耗費電力小之DC無刷馬達，也可使用。藉此，可提高在冰箱佔去1日之大半之低負荷狀態的DC無刷馬達之驅動效率，結果，可刪減冰箱之耗費電力。

在此，就用於本實施形態之冰箱21之DC無刷馬達4的繞組設計作說明。於冰箱21進行使用頻率最高之轉速及負荷狀態(例如轉速係40Hz，壓縮機輸入電力係80W左右)之驅動時，若為藉第1換向部6，以120至150通電而達100%負載之設計時，可進行DC無刷馬達4之鐵損之減低及反相器3之交損失之減低。藉如此進行，可將馬達效率與電路效率一同引出最高效率。結果，可使冰箱21之耗費電力為最小限度。

又，擴大在高速高負荷下之驅動範圍即係使冷凍循環

之冷凍能力提高。因而，在頻繁地進行冰箱之門之開關時，除霜運轉後或剛設置後之冰箱內部溫度高之高負荷狀態，再者為於將熱食品放入冰箱內部，欲使該食品急速冷卻或凍結時等進行之急速冷凍運轉等，可較使用習知馬達驅動裝置之冷凍循環之冰箱，在短時間冷卻冰箱內部或食品。再者，由於冷凍循環之冷凍能力提高，故可將小冷凍循環用於大容量冰箱。再者，由於冷凍循環小，故冰箱內部容積效率(食品收納部之容積對冰箱全體之體積)亦提高。藉該等，冰箱之低成本化亦可實現。

如以上所說明，本發明係驅動由轉子及具有3相繞組之定子構成之DC無刷馬達的馬達驅動裝置。再者，本發明包含有將直流電力轉換成交流電力，並將電力供給至DC無刷馬達之反相器、檢測流至DC無刷馬達之電流相位之電流相位檢測部。本發明包含有相位修正部，該相位修正部係依據電流相位檢測部之檢測結果，輸出用以切換DC無刷馬達通電之繞組之換向信號，俾使流至DC無刷馬達之預定繞組之電流相位與電壓相位保持預定關係者。再者，本發明包含有依據從相位修正部所輸出之換向信號，將指示反相器供給至DC無刷馬達之電力之供給時間的驅動信號輸出至反相器之驅動部。

藉此，即使為不檢測DC無刷馬達之轉子位置之驅動，馬達之電流之相位與電壓之相位的關係仍穩定。因此，本發明可擴大DC無刷馬達之驅動範圍。

又，本發明之電流相位檢測部檢測流至DC無刷馬達之

定子之3相繞組中任一相之電流的相位。一般在從馬達之電流進行轉子位置之推定之反饋控制中，為將3相之各電流分離，最低需要檢測2相之電流。本發明僅檢測用以檢測特定相之基準相位之1相量即可，可謀求馬達驅動裝置之小型化及低成本化。

又，本發明之相位修正部依據以DC無刷馬達之電流相位為基準之任意時間，輸出用以切換DC無刷馬達通電之繞組之換向信號。藉此，可以檢測容易，且確實之零交越點為基準。因此，本發明可確實保持電流之相位與電壓之相位的關係。

又，本發明之相位修正部藉修正DC無刷馬達之3相繞組之任意1相之通電時間，將DC無刷馬達之電流之相位與電壓之相位保持在預定關係。藉此，可將電流相位與電壓相位之關係保持在對應於負荷狀態之適切狀態。因此，本發明在高速高負荷下之驅動之穩定性提高，而可擴大可驅動之負荷範圍。

又，本發明之電流相位檢測部藉檢測零交越點，進行流至DC無刷馬達之電流之相位的檢測。藉此，電流之相位可以非常簡單之方法確實地檢測。因此，本發明可謀求馬達驅動裝置之簡單化及伴隨簡單化而至之低成本化與可靠度的提高。

又，本發明更包含有用以檢測DC無刷馬達之轉子之相對位置的位置檢測部。再者，本發明之相位修正部具有以位置檢測部之信號為基礎，輸出用以切換DC無刷馬達通電

之繞組之第1換向信號的第1換向部、以以電流相位檢測部所檢測出之電流相位為基礎，輸出用以切換DC無刷馬達通電之繞組之第2換向信號的第2換向部、判定DC無刷馬達之負荷之狀態的負荷判定部。再者，本發明包含有依據負荷判定部之結果，將輸出至驅動部之換向信號切換成第1轉信號或第2轉信號之任一者的切換部。

藉此，可依DC無刷馬達之負荷狀態，切換換向部。因此，本發明於需要高負荷之驅動時，可進行高轉矩之驅動，於低負荷之驅動時，可進行省能源驅動。再者，本發明以流至DC無刷馬達之定子繞組之電流相位為基準，決定施加於DC無刷馬達之電壓之相位。因此，本發明DC無刷馬達之電流相位與電壓相位之關係穩定，第2換向部之驅動之穩定性提高，而可將DC無刷馬達之可驅動之負荷範圍及速度範圍大幅擴大。

又，本發明之負荷判定部更具有判定第1換向信號之負載達到最大的負載判定部。本發明之切換部於負載判定部判定信號之負載達到最大時，將要輸出至驅動部之信號從第1換向信號切換成第2換向信號。

藉此，以低負荷進行第1換向部之驅動時，當負荷大至PWM負載達最大時，切換成第2換向部之驅動。因此，本發明可擴大DC無刷馬達之可驅動負荷範圍。

又，本發明之負荷判定部更具有判定位置檢測部之信號與第2換向信號之相位差的相位差判定部。再者，本發明之切換部於相位差判定部判定相位差不小於預定值時，將要

輸出至驅動部之信號從第2換向信號切換成第1換向信號。

藉此，於以第2換向部進行驅動時，若負荷減少，可進行第1換向部之驅動時，也可切換成第1換向部之高效率之驅動。藉此，本發明可減低電力耗費。

又，本發明之負荷判定部更具有於判定相位差判定部所判定之相位差大於預定之值時，降低第2換向信號之頻率的速度調整部。藉此，本發明可避免第2換向部之相位與位置檢測機構之信號大幅偏離引起之DC無刷馬達的失去同步停止，而可提高可靠度。

又，本發明更包含有用以檢測流至DC無刷馬達之電流的電流檢測部，電流相位檢測部依據以電流檢測部所檢測出之電流，檢測DC無刷馬達之相電流之相位。藉此，本發明可容易且確實地取得DC無刷馬達之電流相位，而可謀求馬達驅動裝置之簡略化。

又，本發明係於電流檢測部使用電流感測器者。藉此，本發明可極力減低電流檢測機構之電路損失，而可提供高效率之馬達驅動裝置。

又，本發明之DC無刷馬達具有於鐵心埋入永久磁鐵而構成之轉子，轉子具有凸極性。藉此，在DC無刷馬達之驅動中，與永久磁鐵之磁轉矩同樣地，凸極性之磁阻轉矩亦可有效地利用。因此，本發明不僅低速之驅動效率可提高，高速之驅動速度也可提高。

又，本發明之DC無刷馬達驅動壓縮機。在壓縮機之驅動控制上，如同工業用伺服馬達控制等，不需高精確度之

轉速控制或加速度控制等。再者，壓縮機為慣性較大之負荷，特別是進行來回運動之往復型在構造上，於轉子連接金屬性且重量大之曲軸或活塞。因此，可謂慣性非常大，短時間之速度之變動非常少的負荷。因而，即使電流之相位之檢測僅為1相，速度變動等控制精確度亦不致惡化。又，藉DC無刷馬達之驅動範圍之擴大，使用與習知馬達驅動裝置相同之壓縮機時，亦可提高冷凍能力。因此，本發明可實現高能力之冷凍循環之小型化及低價格化。

又，本發明係包含有以具有上述結構之馬達驅動裝置驅動之DC無刷馬達的壓縮機。藉此，可擴大壓縮機之可運轉之負荷範圍及速度範圍。亦即，本發明為於負荷小時，可以低速驅動DC無刷馬達，進行高效率之運轉，於負荷大時，可以高速驅動DC無刷馬達，進行冷凍能力高之運轉的壓縮機。

又，本發明係包含有上述壓縮機之冰箱。藉此，隨著壓縮機之可驅動之負荷範圍及速度範圍之擴大，即使是為提高低負荷範圍之效率，而使用增加了定子繞組之匝數之高效率且低轉矩設計的馬達之壓縮機，藉切換成第2換向部之第2換向信號，也可進行在高速高負荷下之驅動。因而，本發明對如冰箱般，在佔據1日大半之穩定冷卻狀態下，要求高效率之運轉，另一方面，於早晚之家事時間帶或夏季等門之開關多時，再者為於除霜運轉後等冰箱內部溫度上升時等，為快速冷卻，而要求一時之高速高負荷之驅動的機器，可同時達成相反之要求。

【圖式簡單說明】

第1圖係本發明第1實施形態之馬達驅動裝置之塊圖。

第2A圖係說明第1實施形態之馬達驅動裝置之相位關係的圖。

第2B圖係說明第1實施形態之馬達驅動裝置之另一相位關係的圖。

第3圖係顯示第1實施形態之DC無刷馬達之轉矩與相位之關係的圖。

第4圖係顯示第2實施形態之馬達驅動裝置之動作的流程圖。

第5圖係第2實施形態之馬達驅動裝置之第2換向部的時間表。

第6圖係第2實施形態之馬達驅動裝置之第2換向部之動作的流程圖。

第7圖係第2實施形態之馬達驅動裝置之位置檢測部之時間表。

第8圖係第2實施形態之DC無刷馬達之主要部份截面圖。

第9圖係具有本發明第3實施形態之馬達驅動裝置之冰箱的塊圖。

第10圖係習知馬達驅動裝置之塊圖。

【主要元件符號說明】

1,101...電源	2e,2f, 102e,102f...平流電容器
2,102...整流平流電路	3, 103...反相器
2a-2d, 102a-102d...整流二極體	3a-3f, 103a-103f...交換元件

4,104...DC無刷馬達	24...壓縮要件
4a...轉子	25...相位修正部
4b-4e...磁鐵	105...反電動勢檢測電路
4f...鐵心	106...驅動電路
5...位置檢測部	107...換向電路
6...第1換向部	108...同步驅動電路
7...速度指令部	109...切換電路
8...電流檢測部	110...PWM控制電路
8a...電流感測器	111...負荷狀態判定電路
9...電流相位檢測部	112...第1定時器電路
10...第2換向部	113...負載判定電路
11...負荷判定部	114...相位判定電路
12...負載判定部	115...頻率調整電路
13...相位差判定部	A1,A2,B1,B2,C1...線
14...速度調整部	D,E,F,G,J1-J3,K,...信號
15...切換部	D0...零交越點
16...驅動部	Tfrq...換向週期
17...壓縮機	T0~Tm,Tn,t...時間
18...冷凝器	Tav...平均時間
19...毛細管	TWn+1...通電時間
20...蒸發器	H1-H3...波形
21...冰箱	S1,S2...區間
22...馬達驅動裝置	L,M...箭號
23...內部	ϕ ...相位差

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：98140970

※申請日：98.12.1

※IPC 分類：

H02P 6/18 (2006.01)

H02P 1/18 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

馬達驅動裝置與使用其之壓縮機及冰箱

二、中文發明摘要：

本發明包含有輸出用以切換通電至DC無刷馬達之繞組之換向信號，俾使流至DC無刷馬達之預定繞組之電流的相位與電壓之相位保持預定關係的相位修正部、及以從相位修正部所輸出之換向信號為基礎，將用以指示反相器供給至DC無刷馬達之電力之供給時間的驅動信號輸出之驅動部，由於可藉保持電流相位與電壓相位之預定關係之信號，驅動DC無刷馬達，故可提高在高速高負荷下之驅動之穩定性，而可擴大驅動範圍。

三、英文發明摘要：

七、申請專利範圍：

1. 一種馬達驅動裝置，係用以驅動由轉子及具有3相繞組之定子構成之DC無刷馬達者，其包含有：

反相器，係將直流電力轉換成交流電力，並將電力供給至前述DC無刷馬達者；

電流相位檢測部，係檢測流至前述DC無刷馬達之電流之相位者；

相位修正部，係依據前述電流相位檢測部之檢測結果，輸出用以切換前述DC無刷馬達通電之繞組之換向信號，俾使流至前述DC無刷馬達之預定繞組之電流的相位與電壓之相位保持預定關係者；及

驅動部，係依據從前述相位修正部輸出之換向信號，將驅動信號輸出至前述反相器，前述驅動信號係用以指示前述反相器供給至前述DC無刷馬達之電力之供給時間者。

2. 如申請專利範圍第1項之馬達驅動裝置，其中前述電流相位檢測部檢測流至前述DC無刷馬達之前述定子之3相繞組中任意1相之電流的相位。
3. 如申請專利範圍第1項之馬達驅動裝置，其中前述相位修正部依據以前述DC無刷馬達之電流之相位為基準的任意時間，輸出用以切換前述DC無刷馬達通電之繞組之換向信號。
4. 如申請專利範圍第1項之馬達驅動裝置，其中前述相位修正部藉修正對前述DC無刷馬達之前述定子之3相繞

組任意1相的通電時間，而將前述DC無刷馬達之電流之相位與電壓之相位保持在預定關係。

5. 如申請專利範圍第1項之馬達驅動裝置，其中前述電流相位檢測部藉檢測零交越點，進行流至前述DC無刷馬達之電流之相位的檢測。

6. 如申請專利範圍第1項之馬達驅動裝置，其更包含有：

位置檢測部，係用以檢測前述DC無刷馬達之轉子之相對位置者；

前述相位修正部具有：

第1換向部，係以前述位置檢測部之信號為基礎，輸出用以切換前述DC無刷馬達通電之繞組之第1換向信號者；

第2換向部，係以以前述電流相位檢測部所檢測出之電流相位為基礎，輸出用以切換前述DC無刷馬達通電之繞組之第2換向信號者；

負荷判定部，係判定前述DC無刷馬達之負荷之狀態者；及

切換部，係依據前述負荷判定部之判定結果，將要輸出至前述驅動部之換向信號切換成前述第1換向信號或前述第2換向信號之任一個者。

7. 如申請專利範圍第6項之馬達驅動裝置，其中前述負荷判定部更具有：

負載(duty)判定部，係判定前述第1換向信號之負載達到最大者；

前述切換部於前述負載判定部判定前述信號之負載達到最大時，將要輸出至前述驅動部之信號從前述第1換向信號切換成前述第2換向信號。

8. 如申請專利範圍第6項之馬達驅動裝置，其中前述負荷判定部更具有：

相位差判定部，係判定前述位置檢測部之信號與前述第2信號之相位差者；

前述切換部於前述相位差判定部判定前述相位差不小於預定值時，將要輸出至前述驅動部之信號從前述第2換向信號切換成前述第1信號。

9. 如申請專利範圍第8項之馬達驅動裝置，其中前述負荷判定部更具有：

速度調整部，係於判定前述相位差判定部所判定之相位差大於預定值時，降低前述第2信號之頻率者。

10. 如申請專利範圍第1項之馬達驅動裝置，其更包含有：

電流檢測部，係用以檢測流至前述DC無刷馬達之電流者；

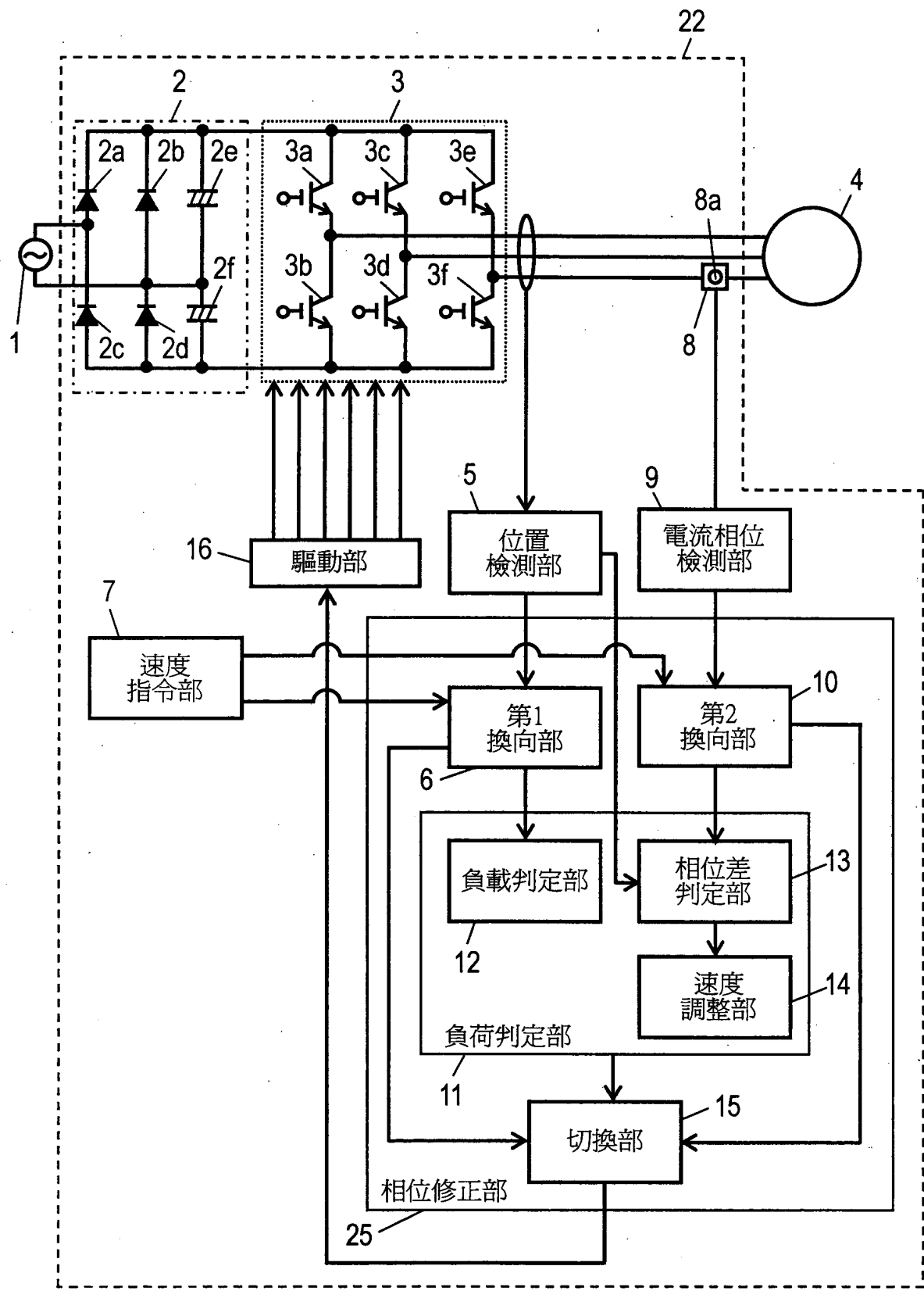
前述電流相位檢測部依據以前述電流檢測部檢測出之電流，檢測前述DC無刷馬達之相電流之相位。

11. 如申請專利範圍第1項之馬達驅動裝置，其中前述電流檢測部係電流感測器。

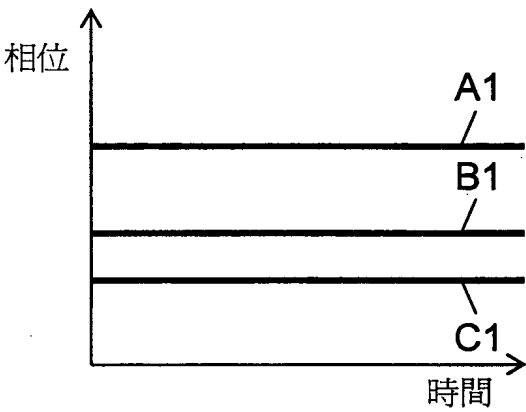
12. 如申請專利範圍第1~11項中任一項之馬達驅動裝置，其中前述DC無刷馬達具有於鐵心埋入永久磁鐵而構成之轉子，前述轉子具有凸極性。

13. 如申請專利範圍第1~11項中任一項之馬達驅動裝置，其中前述DC無刷馬達可驅動壓縮機。
14. 一種壓縮機，係包含有藉申請專利範圍第1~11項中任一項之馬達驅動裝置驅動之DC無刷馬達者。
15. 一種冰箱，係包含有申請專利範圍第14項之壓縮機者。

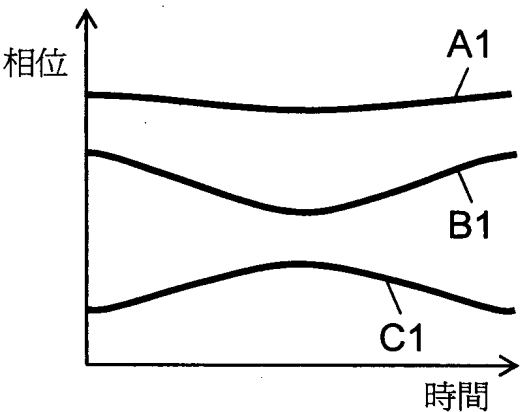
第1圖



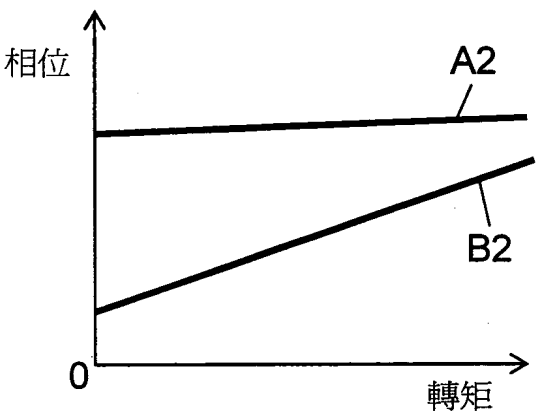
第2A圖



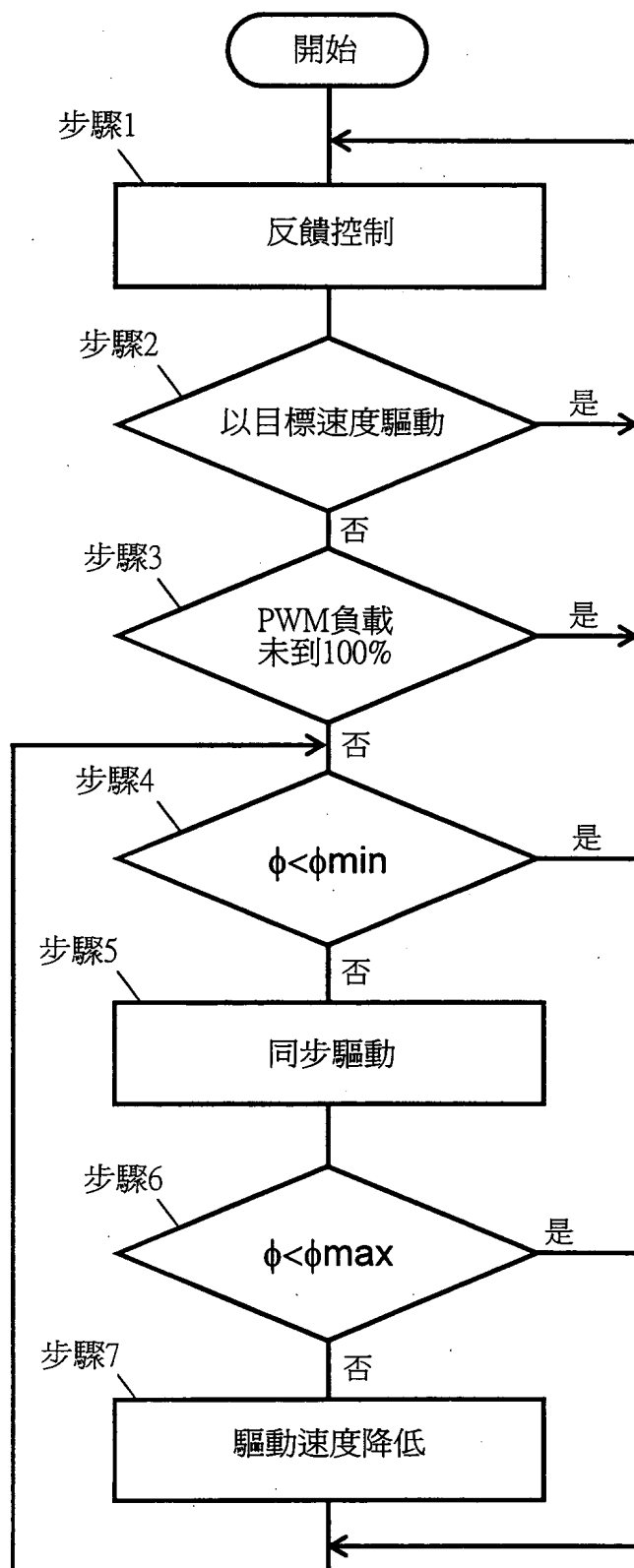
第2B圖



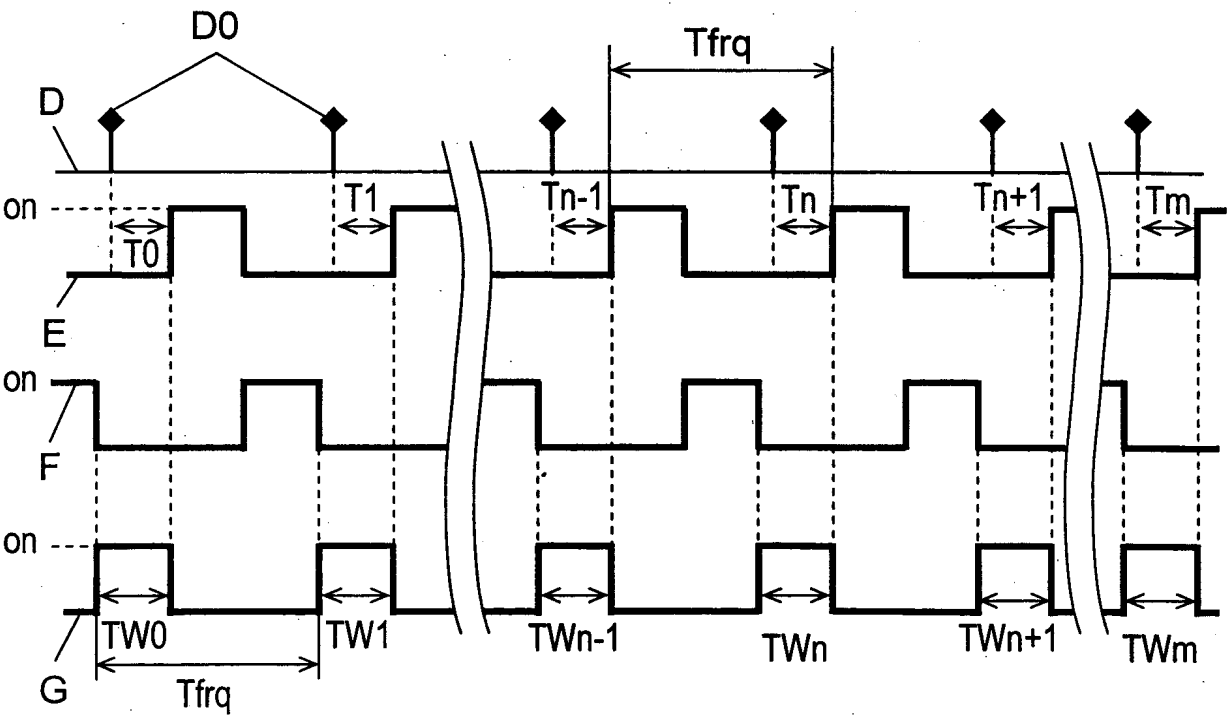
第3圖



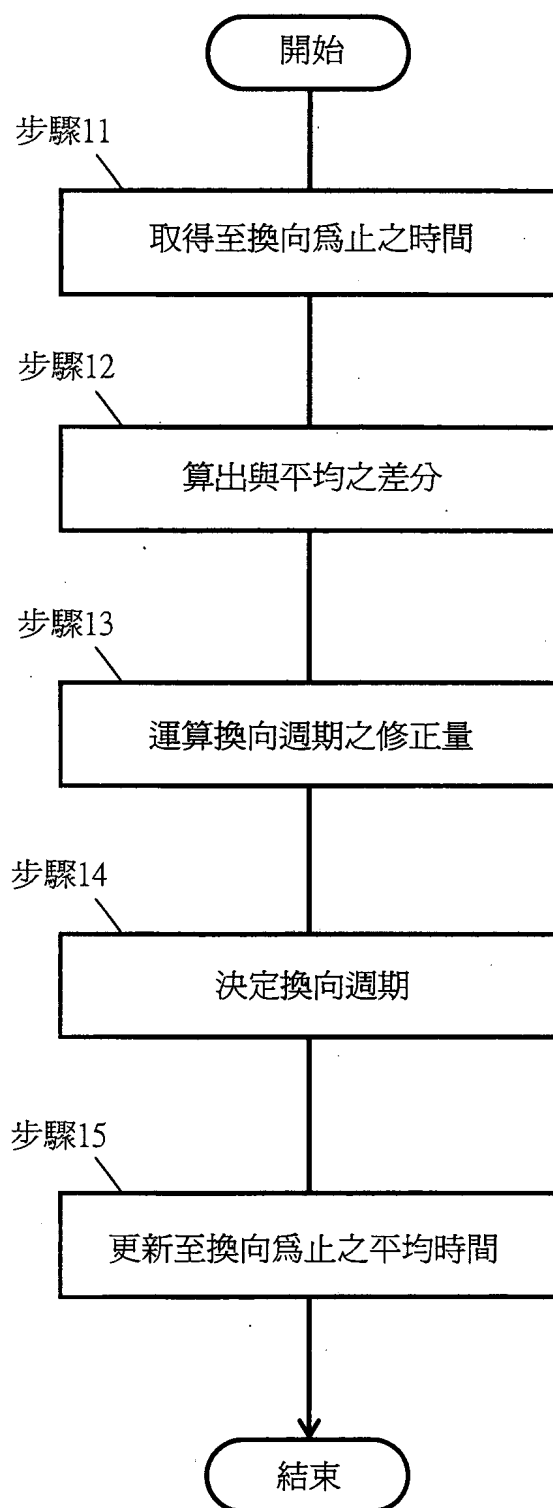
第4圖



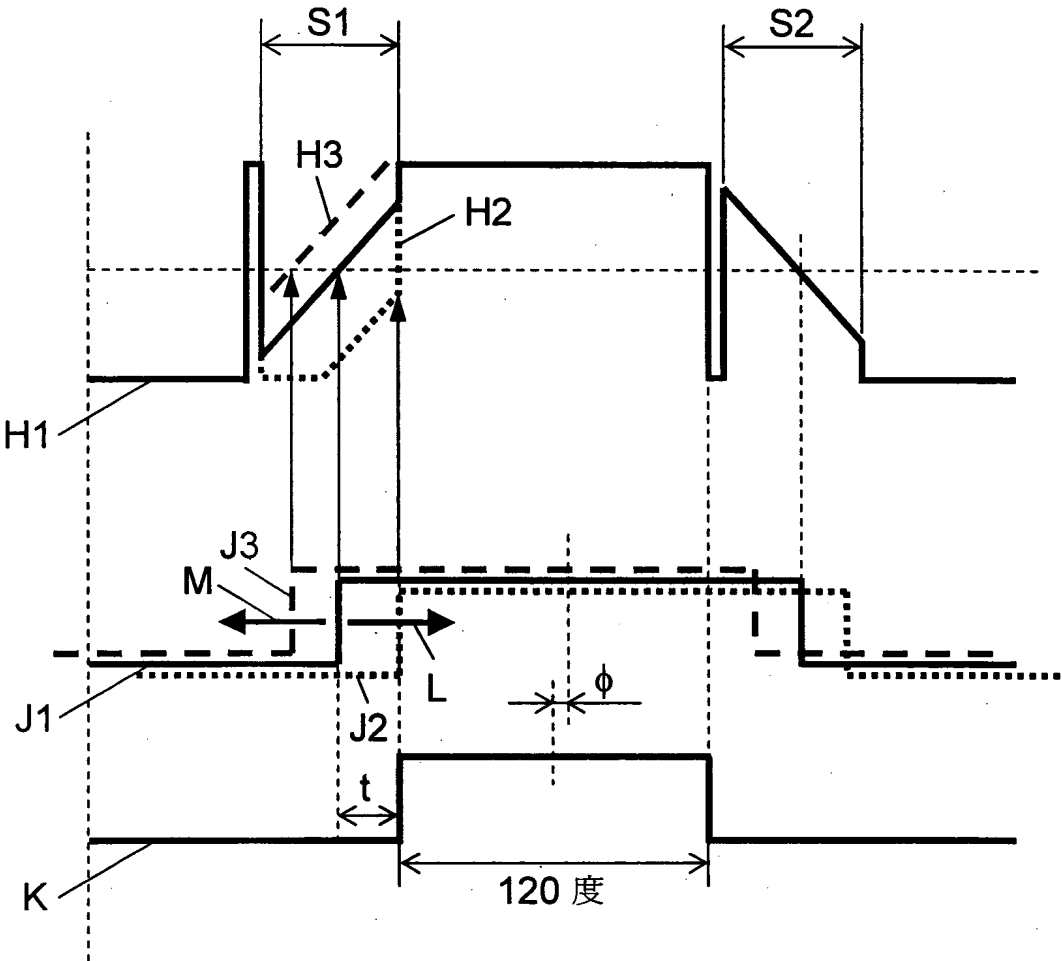
第5圖



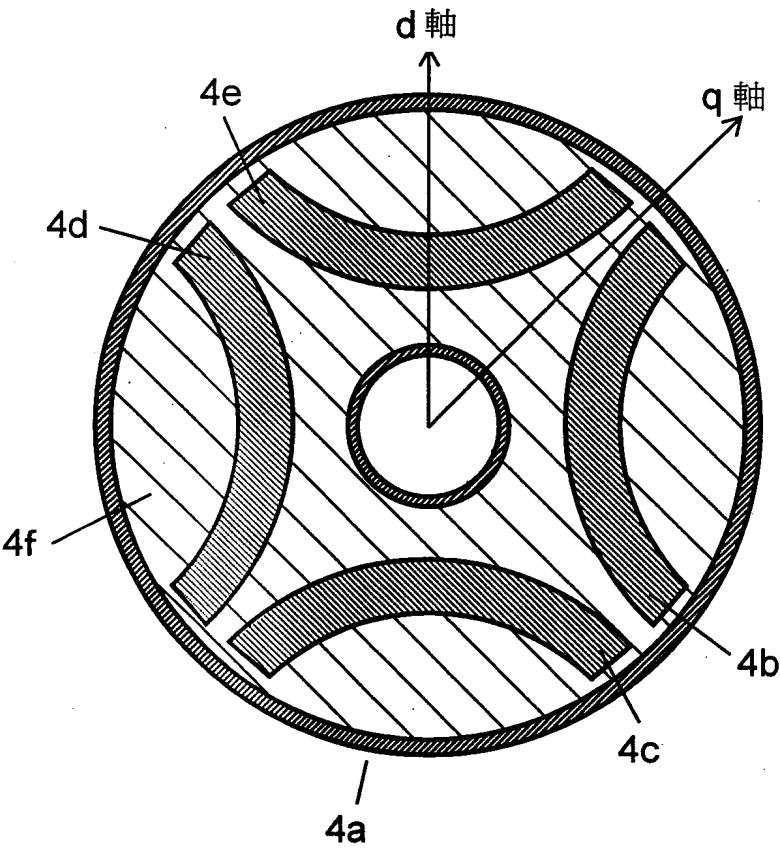
第6圖



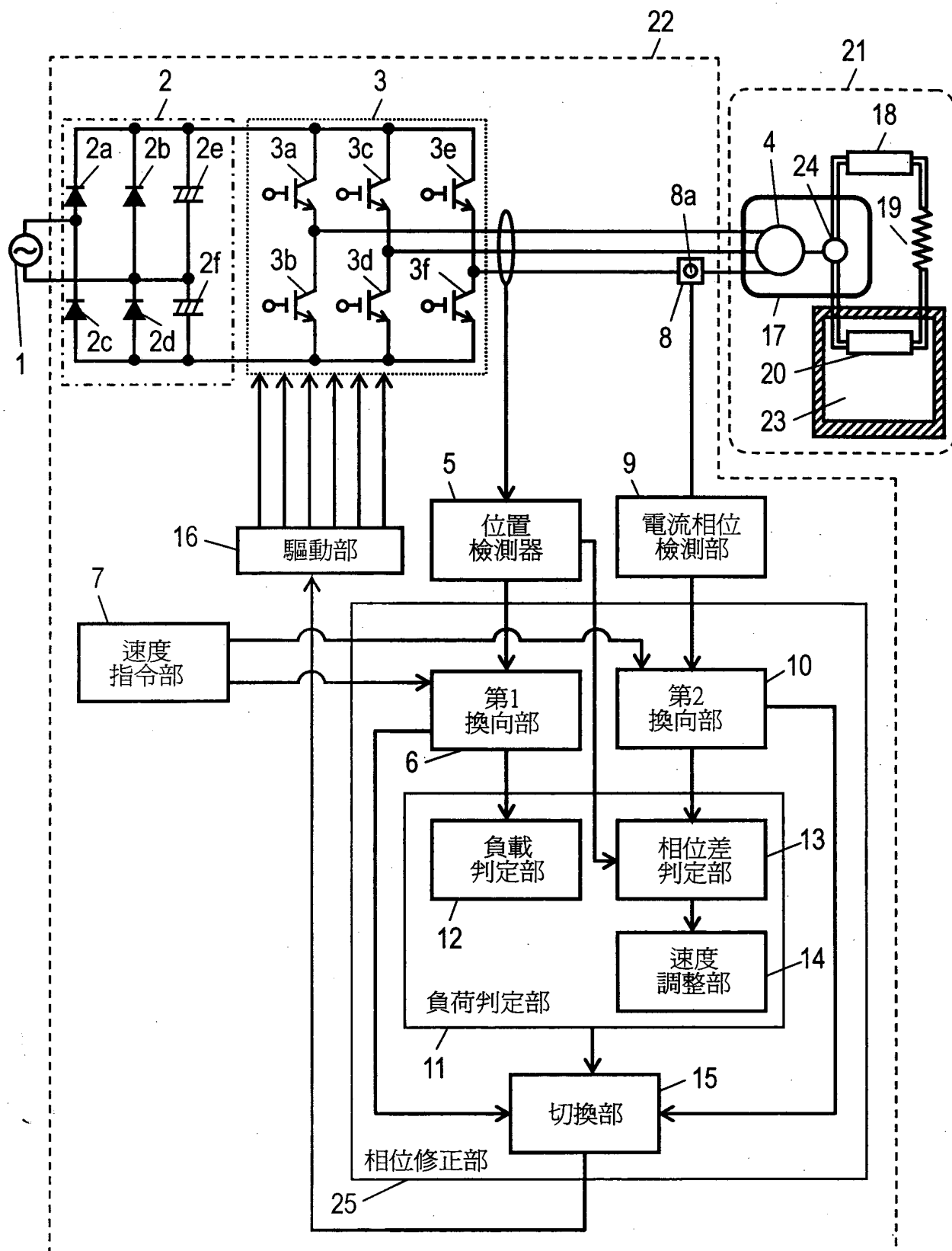
第7圖



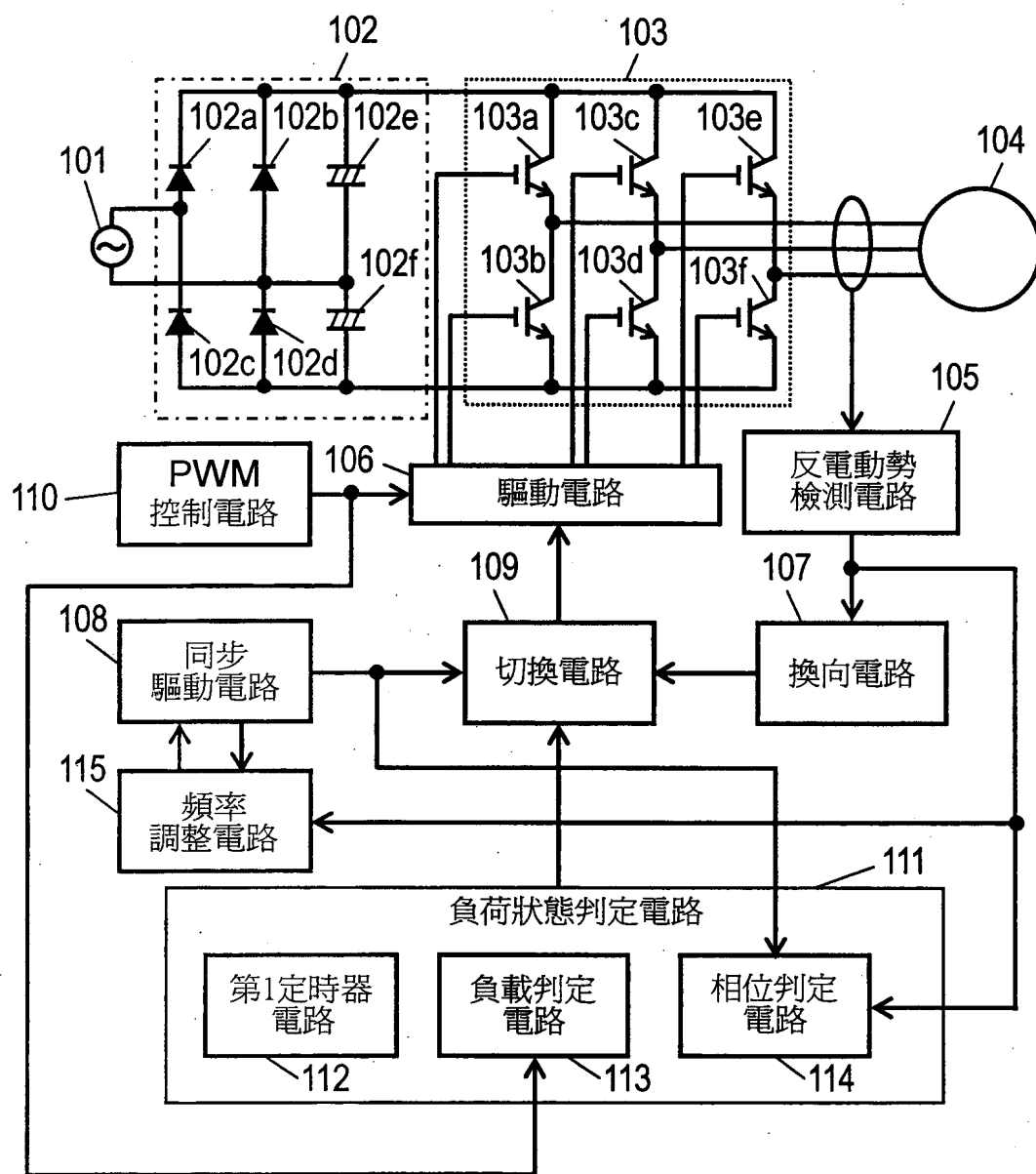
第8圖



第9圖



第10圖



四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第（ 1 ）圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

1...電源	8a...電流感測器
2...整流平流電路	9...電流相位檢測部
2a-2d...整流二極體	10...第2換向部
2e,2f...平流電容器	11...負荷判定部
3...反相器	12...負載判定部
3a-3f...交換元件	13...相位差判定部
4...DC無刷馬達	14...速度調整部
5...位置檢測部	15...切換部
6...第1換向部	16...驅動部
7...速度指令部	22...馬達驅動裝置
8...電流檢測部	25...相位修正部

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：