(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 201110531 A1

(43)公開日： 中華民國 100 (2011) 年 03 月 16 日

(21)申請案號：099117983 (22)申請日： 中華民國 99 (2010) 年 06 月 03 日

(51)Int. Cl.： *H02P6/08 (2006.01)*

(30)優先權：2009/06/12 美國 61/186,623

2009/12/07 美國 12/632,495

(71)申請人：標準微系統股份有限公司 (美國) STANDARD MICROSYSTEMS CORPORATION (US)

美國

(72)發明人：克倫 林恩R KERN, LYNN R. (US)；麥克法蘭 詹姆士P MCFARLAND, JAMES P. (US)

(74)代理人：陳長文

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：26 項 圖式數：14 共 52 頁

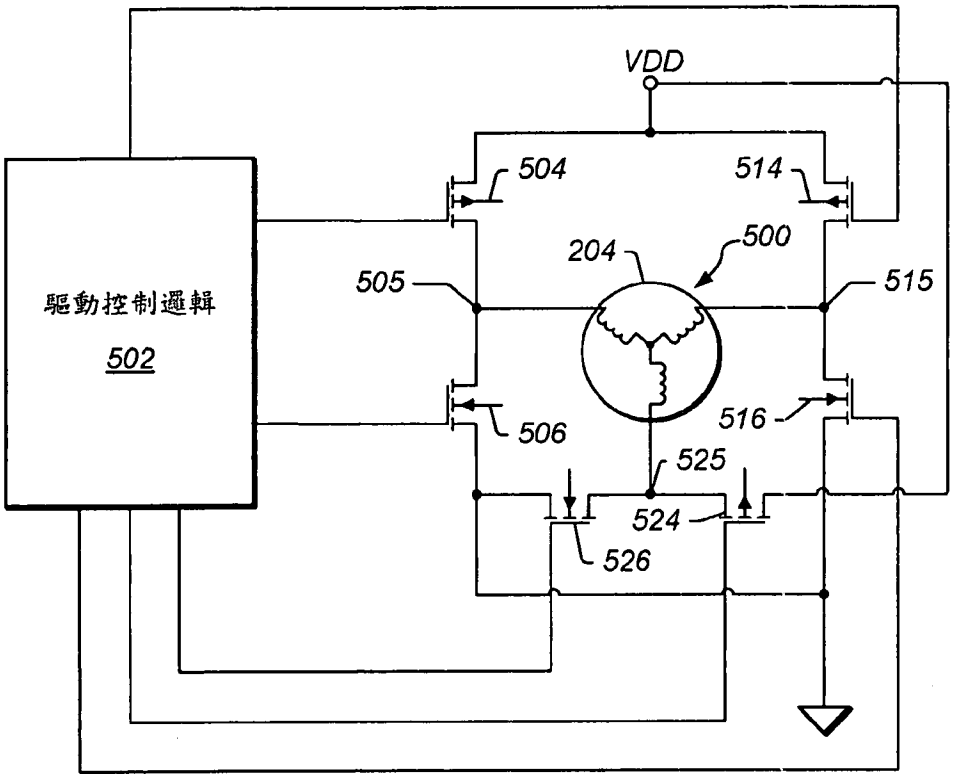
(54)名稱

在三相無刷直流馬達中用以最小化振動及聲音的驅動方法

DRIVE METHOD TO MINIMIZE VIBRATION AND ACOUSTICS IN THREE PHASE BRUSHLESS DC (TPDC) MOTORS

(57)摘要

本發明提供一種用於一無感測器之無刷三相 DC 馬達之控制方法。可在每一電磁體上使用一正弦電流驅動來最小化換向對該馬達之影響。可延遲在一全「H 橋」組態驅動方案中控制該等電磁體之驅動電晶體的「斷開」時間及/或「接通」時間。藉由使該等電磁體之驅動信號相對於一換向命令重疊，可最小化在電磁體之間的切換之影響。此外，該等「接通」及「斷開」時間亦可在該重疊期間加以調整，以進一步確保線圈連續地傳導電流，且確保電流在該切換期間不改變方向。舉例而言，藉由使用數位計時器，可動態地控制該等延遲，且因此控制線圈驅動信號之重疊時間，從而使回應可預測且容易控制。該馬達中之轉子的當前位置可使用組態在該馬達中之霍爾感測器加以判定，或其可在無霍爾感測器之情況下使用一馬達中的未通電之電磁體來判定。



204：定子
500：馬達
502：驅動控制邏輯
504：FET
505：端子
506：FET
514：FET
515：端子
516：FET
524：FET
525：端子
526：FET

(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 201110531 A1

(43)公開日： 中華民國 100 (2011) 年 03 月 16 日

(21)申請案號：099117983 (22)申請日： 中華民國 99 (2010) 年 06 月 03 日

(51)Int. Cl.： *H02P6/08 (2006.01)*

(30)優先權：2009/06/12 美國 61/186,623

2009/12/07 美國 12/632,495

(71)申請人：標準微系統股份有限公司 (美國) STANDARD MICROSYSTEMS CORPORATION (US)

美國

(72)發明人：克倫 林恩R KERN, LYNN R. (US)；麥克法蘭 詹姆士P MCFARLAND, JAMES P. (US)

(74)代理人：陳長文

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：26 項 圖式數：14 共 52 頁

(54)名稱

在三相無刷直流馬達中用以最小化振動及聲音的驅動方法

DRIVE METHOD TO MINIMIZE VIBRATION AND ACOUSTICS IN THREE PHASE BRUSHLESS DC (TPDC) MOTORS

(57)摘要

本發明提供一種用於一無感測器之無刷三相 DC 馬達之控制方法。可在每一電磁體上使用一正弦電流驅動來最小化換向對該馬達之影響。可延遲在一全「H 橋」組態驅動方案中控制該等電磁體之驅動電晶體的「斷開」時間及/或「接通」時間。藉由使該等電磁體之驅動信號相對於一換向命令重疊，可最小化在電磁體之間的切換之影響。此外，該等「接通」及「斷開」時間亦可在該重疊期間加以調整，以進一步確保線圈連續地傳導電流，且確保電流在該切換期間不改變方向。舉例而言，藉由使用數位計時器，可動態地控制該等延遲，且因此控制線圈驅動信號之重疊時間，從而使回應可預測且容易控制。該馬達中之轉子的當前位置可使用組態在該馬達中之霍爾感測器加以判定，或其可在無霍爾感測器之情況下使用一馬達中的未通電之電磁體來判定。

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明大體而言係關於在各種應用中使用之DC(直流)馬達，諸如硬碟驅動馬達、冷卻風扇、用於電氣設備之驅動馬達等。

【先前技術】

馬達用於自電能產生機械能，並用在許多應用中，該等應用包括不同的家用電器、泵、冷卻風扇等。馬達通常被分類為交流(AC)馬達或直流(DC)馬達。

馬達通常包括係馬達的非靜止(移動)部分之轉子及係馬達的靜止部分之定子。定子通常作為與電樞相互作用以誘發轉子中之運動之場磁體(例如，電磁體)而操作。馬達之導線及磁場(通常在定子中)經配置使得圍繞轉子之軸形成扭矩，從而引起轉子之旋轉。馬達通常亦包括換向器，換向器係週期性地使電動馬達中之電流方向反轉，從而有助於在轉子中引起運動之電開關。電樞在馬達中載運電流，且通常定向成與磁場垂直，且因而產生扭矩。電樞之目的為載運電流穿越磁場，因而在馬達中建立軸扭矩，且產生電動勢(EMF)。

在典型有刷DC馬達中，轉子包含纏繞在軸周圍之導線的一或多個線圈。刷用於與轉子上的一組電接點(稱為換向器)進行機械接觸，從而在DC電源及電樞線圈-繞組之間形成電路。當電樞在軸上旋轉時，靜止的刷與旋轉的換向器之不同部分接觸。換向器及刷系統形成一組電開關，每

一電開關順次啟動，使得電力始終流經最接近於靜止定子(永久磁體)的電樞線圈。因此，電源連接到轉子線圈，使電流流動並產生電磁性。刷用於將換向器壓抵在轉子上，並向旋轉的軸提供電流。當轉子轉動時，換向器使線圈中之電流切換，從而阻止轉子之磁極始終與定子場之磁極完全對準，因而維持轉子之旋轉。刷之使用在馬達中產生摩擦，並導致維護問題及減小之效率。

在無刷DC馬達中，換向器/刷-齒輪-總成(其為有效的機械「旋轉開關」)由與轉子之位置同步的外部電子開關代替。無刷DC馬達因此具有電子地控制之換向系統，而非基於刷之機械換向系統。在無刷DC馬達中，電磁體不移動，而是永久磁體旋轉且電樞保持靜止。此避免了必須將電流傳送到移動電樞之問題。無刷DC馬達提供了優於以刷為特徵之DC馬達的許多優點，包括較高的效率及可靠性、減小的雜訊、較長的壽命(無刷腐蝕)、消除來自換向器之電離火花，以及電磁干擾(EMI)之總體減少。

當設計馬達時，更具體而言，設計無刷馬達時，經常考慮之一個問題係操作馬達所需之功率。在一些應用中減小功率之一技術為三相無刷DC(TPDC)馬達之引入。另一方法利用6個驅動電晶體。先前技術文獻描述了用於基本換向之許多不同技術及經設計以在操作下改良風扇之聲學特徵的增強型技術。此等解決方案之架構屬於兩種基本類別：混合信號微控制器單元(MCU)或類比特殊應用積體電路(ASIC)。所有此等解決方案中最簡單者為低側換向方

案。

存在使用目前可用的差分換向方案之許多類比ASIC解決方案。演算法之複雜性之程度變化，試圖藉由各種技術「緩和(soften)」起動電流，直至可偵測到反電動勢(BEMF)信號。類比ASIC解決方案傾向於使用外部組件來產生參考斜波及鋸齒形波形，以用作對馬達線圈回應之參考。雖然更緊湊，但類比解決方案依賴於外部被動組件來控制IC中之操作設定點。

混合信號MCU通常包含具有各種類比至數位轉換器(ADC)模組、比較器及(在一些情況下)濾波器模組之基於8051之微控制器。MCU準確地控制計時，執行複雜之計算及切換，並致能與外部控制器之直接通信。高電壓解決方案使用此等方法中之任一者來分隔電子器件，並使用外部電晶體及隔離。

為了經由給定命令(電壓或者PWM工作循環)控制馬達之速度，形成誤差信號。理論上的方法係當轉子通過定子線圈時量測BEMF信號之斜率，並使用該資訊來判定轉子之位置。自中點偏移之BEMF信號通常指示自電換向偏離之轉子。若BEMF信號過高且過早，則其指示轉子自旋比電換向快，且下一換向週期必須延長。類似地，過低且過晚之BEMF信號將指示轉子自旋比電換向慢，從而需要縮短週期。過去在數位電路中形成此類型之誤差信號需要微控制器或微處理器以及高速類比至數位轉換器(ADC)。一種替代方法包括開發類比電路來產生參考脈衝序列，以及使

用類比組件來將相位鎖定至BEMF信號。

雖然此等解決方案成功地提供了一些功率節約，但在許多情況下，此等功率節約達不到期望值。因為此等解決方案中之大部分(若非全部)係針對特定馬達類型而設計，其無法容易地在應用間轉用或甚至無法容易地在製造商間轉用。每一馬達類型需要轉動電容器以調整換向及起動頻率，以及在換向序列中之交叉及空載時間位置。

先前技術解決方案之主要缺點之一係沒有實現功率節約。所有文獻論述優於其他解決方案之在15%至30%範圍內之功率節約，在被驅動之馬達之中範圍內高達50%。雖然一些技術操作以減少在使用PWM方法切換靜止電磁體時產生之聲學雜訊，但仍然需要額外之功率來以此方式驅動馬達線圈。其思想係減小當驅動電晶體被斷開時引起之總感應尖峰。文獻主張，以比換向頻率高得多之速率切換線圈將「緩和」該切換並減少聲學特徵。視「緩和」上升及下降邊緣所需之時間量而定，所有三個驅動電晶體在高達30%之總時間內傳導，從而使電流消耗增加1/3，因為所有3個線圈均在傳導。

在一些先前技術解決方案中，功率效率低之另一原因係缺乏「差分換向」。換言之，作為控制旋轉速度之方法，高側及低側電晶體同時被關斷。在傳統組態中，馬達之高側直接連接至電源。

一些實施並不控制到達驅動電晶體之PWM信號之頻率或工作循環，而是允許傳入之PWM直接調變信號。不能限制

頻率或工作循環意謂馬達對於給定操作點不能被最佳地驅動而係在外部器件之控制下，該外部器件可或可不知曉馬達限制。此情形將使馬達使用比所需更多的電流，從而產生必須自系統移除之額外的熱。

先前技術解決方案亦不能解決過電流/鎖定轉子之問題。所使用之電流足以損壞馬達繞組，且在無回饋方法之情況下，計時器必須在可偵測到及校正損壞條件之前到期。若對該事件無規定，則馬達將繼續驅動直至毀損。許多解決方案使用強力方法來在起動期間驅動馬達線圈，並可持續數秒鐘，汲取數倍之正常操作電流。此情況出現之時間段通常稱為起旋之強制換向階段，且其為BEMF換向方法之缺點之一。直至馬達自旋地足夠快而足以產生BEMF信號為止，馬達在開環組態中以預定頻率及PWM工作循環被驅動，從而在馬達組件上施加不適當之應力。

關於TPDC馬達存在之另一問題係機械振動的存在及改變風扇葉輪之固有聲學特徵。可使用正弦或梯形電流波形驅動TPDC馬達。傳統驅動方案依賴於產生零電流切換，以便最小化暫態扭矩之變化的影響。扭矩的此等週期性變化出現在線圈被通電及斷電或換向時，從而產生機械振動並改變風扇葉輪之固有聲學特徵。在包括用於PC工業之風扇的許多應用中，該兩種效應皆係不希望有的。

因此，希望改良馬達設計及操作。

【發明內容】

提出了用於控制無刷三相DC馬達之系統及方法的各種

實施例。馬達可為電子馬達，且可包括具有一或多個永久磁體之轉子。該一或多個永久磁體可在實體上定位於稱為定子之馬達的靜止部分的內部或外部，該定子可包括複數個電磁體。該馬達可包括經組態以量測跨該等電磁體中之一或多者兩端所誘發之電壓的電壓感測器。電壓感測器可為電磁體之部分。每一電磁體可包括此種電壓感測器，或替代地，電壓感測器可用來量測該等電磁體中之一些或所有之電壓。替代地，該馬達可包含用於量測電壓之一或多個霍爾感測器(Hall sensor)或其他等效感測器。

系統可包括用於控制馬達之操作的邏輯。該邏輯可為類比的或數位的，例如，該邏輯可包括一或多個基於狀態機之控制器或一或多個特殊應用積體電路。該馬達可替代地(或此外)包括諸如微控制器之處理器及儲存可執行以控制馬達之程式指令之電腦可存取的記憶媒體。處理器可經組態以執行來自該記憶媒體之程式指令以控制馬達。

該邏輯可經組態以迭代地執行某些步驟。脈寬調變(PWM)工作循環可基於最小工作循環及輸入命令加以計算。輸入命令可自最小工作循環擴展到最大工作循環。輸入命令可按可調整之間隔(諸如方法之迭代次數或時間量)加以更新。該可調整之間隔可基於下列項加以調整：1)自方法開始(例如，初始迭代)以來已經出現之間隔的數目；或2)自方法開始以來已經出現之時間量；或3)馬達之所估計或計算之速度。

可在第一預期過零值(zero crossing value)處量測電壓。

在一實施例中，由馬達之旋轉誘發之電壓可在第一預期過零值處加以取樣。電壓可跨複數個電磁體中之未被驅動的電磁體兩端被誘發。對此誘發電壓取樣可產生第一取樣電壓值。可接著計算複數個取樣電壓值之平均值。該複數個取樣電壓值可包括在複數個先前預期過零值及第一取樣電壓處取樣之電壓值。可接著自所計算之平均值減去第一取樣電壓值，以產生差異過零誤差。

差異過零誤差可與第一常數相乘，以產生角速度之表示，其中該第一常數可表示馬達之機電特性。角速度之該表示可除以第二常數，接著被捨位至(例如)整數值。可基於角速度之該表示產生一或多個時間值。該一或多個時間值可包括週期，例如直至複數個電磁體之下次換向時之時間量。該一或多個時間值可指示下一預期過零值。該下一預期過零值可為與該複數個電磁體之下一換向時間相同的時間值，或其可為不同之時間值。

可接著基於該一或多個時間值及PWM工作循環控制馬達之操作。更具體而言，定子上之該複數個電磁體可被電流之週期性從發驅動，該等週期性從發之頻率及功率可由PWM工作循環以如下方式加以指定：以特定之旋轉速度驅動轉子，同時該一或多個時間值可判定定子上之電磁體之換向定時，使得定子之電磁場可保持實質上與轉子最佳地對準，從而實現功率至處於彼特定旋轉速度之轉子的有效傳送。

上面的操作可在多次迭代中重複。在一實施例中，來自

先前迭代之下一過零值用作下一迭代中之第一預期過零值。

在換向點於每一線圈上使用正弦電流驅動可最小化換向之影響。此可藉由使用驅動電晶體作為線性導通器件(liner pass device)來產生正弦電流驅動，或藉由使用變化之PWM工作循環來在每一換向點周圍產生有效的正弦電流來實現。此外，藉由在全「H橋」驅動方案中使驅動電晶體之「接通」及「斷開」時間延遲，可最小化線圈切換之影響。換言之，「接通」及「斷開」時間可相對於換向命令重疊，以最小化線圈切換之影響。重疊時間可使用數位計時器來控制，從而使回應可預測且容易控制。

在一組實施例中，馬達可包括組態在轉子周圍之複數個電磁體，每一電磁體經由各別驅動電晶體對加以控制，至少一各別驅動電晶體對在任一時刻被啟用以使其相應電磁體通電。轉子之當前位置可使用未通電之電磁體作為磁性感測器來判定，且每一各別驅動電晶體對可根據所判定之轉子位置加以控制。各別驅動電晶體對之接通時間及斷開時間可相對於操作以自被通電之第一電磁體切換到未通電之第二電磁體之換向命令而重疊，以使第一電磁體斷電而使第二電磁體通電。除了使斷開時間重疊以外，電流波形可經塑形以最小化在電磁體斷開時產生之暫態旋轉扭矩。藉由使各別驅動電晶體對之接通時間及斷開時間延遲可執行重疊。同樣，藉由使用相同之計時器及波形，可最小化在下一電磁體接通時產生之扭矩。藉由使「斷開」時間相

對於換向命令重疊，有可能最小化線圈斷開之影響。同樣，藉由使用相同的計時器及波形，可最小化藉由接通下一線圈產生之扭矩。

在一組實施例中，可控制包括組態在轉子周圍的複數個電磁體之馬達，以便最小化換向之影響。可向每一電磁體提供各別驅動信號，以在任何時間點使至少一電磁體通電。可發出換向命令來自被通電之第一電磁體切換到未通電之第二電磁體，以使第一電磁體斷電而使第二電磁體通電，同時使提供給第一電磁體及第二電磁鐵的各別驅動信號重疊，以保持第一電磁體至少部分地通電，直至第二電磁體被至少部分地通電。在第一電磁體及第二電磁體之各別線圈中形成之電流的波形亦可經塑形，同時使各別驅動信號重疊，以最小化當第一電磁體斷開時產生之暫態旋轉扭矩。至少一電磁體可在其餘電磁體通電時的時間段之至少一部分內保持未通電，以量測轉子之當前位置。可基於轉子之所判定的當前位置發出換向命令。藉由控制每一電磁體的各別驅動電晶體對，使第一電磁體之各別電晶體對的斷開時間延遲，或使第二電磁體之各別電晶體對的接通時間延遲以使提供給第一電磁體及第二電磁體的各別驅動信號重疊，可產生各別驅動信號。提供給驅動電晶體之控制信號可為PWM信號，且各別PWM信號之工作循環可加以調整，同時使斷開時間或接通時間延遲，以確保在線圈中不存在不連續的電流，同時一次只有一個電晶體被接通。可使用數位計時器控制重疊的持續時間，以獲得可預

測的回應。

【實施方式】

圖1A及圖1B-例示性風扇及風扇馬達

圖1A及圖1B說明根據一實施例之例示性風扇總成110。風扇110可為冷卻風扇，例如用在膝上型電腦或桌上型電腦中之風扇。風扇110可替代地為商用或工業用風扇，或通常由馬達驅動之任何類型的風扇。風扇總成110可包括馬達總成100以及風扇葉片120。馬達總成100可包含馬達(例如，圖5所示之馬達102)以及用於控制馬達102之驅動電路(例如，圖5所示之驅動控制邏輯502)。

雖然圖1A及圖1B說明作為由馬達驅動之負載的風扇，但應注意，如本文中所述之用於控制馬達之系統及方法可適合於驅動各種類型之負載中的任一個，包括(但不限於)硬碟驅動器、用於電器之驅動馬達、葉輪、輪、泵或其他負載。

圖2-無刷四極三相馬達

圖2說明例示性無刷四極三相馬達102之簡化圖。馬達102可用電力供電，例如藉由直流(DC)電供電。馬達102亦可被電子地控制，且可包括轉子202，轉子202可包括一或多個永久磁體。轉子202可如所示具有四個極，北極「N」與南極「S」交替。或者，轉子202可按需要包括兩個、六個或任何其他數目之極。馬達102可包括定子204，定子204包括定位於轉子202周圍的複數個電磁體206。可能有六個電磁體206，其可經配置使得其相對於彼此在定子204

周圍相等地隔開。電磁體206可配置為三對電磁體206，使得每對電磁體可在與其他(其餘)電磁體對不同之相位中被供電。該三對電磁體206可連接成「Y」形組態，從而使馬達102成為三相馬達。馬達102可為無刷的，例如，其可不包括將電流中繼至轉子202的任何刷。此外，馬達102可係無感測器的，例如，其可不包括離散轉子位置感測機構(諸如一或多個霍爾感測器(例如，圖4所示之霍爾感測器))。在另一實施例中，馬達102可包括霍爾感測器。定子204上之三對電磁體206中之兩對可被驅動，以在任何給定時間誘發或維持轉子202之旋轉。馬達102可接著利用定子204之未驅動的電磁體中之一者來間接偵測轉子202之位置(或其可使用霍爾感測器用於偵測)。定子之相位可在理想上經組態以誘發轉子202之旋轉的模式中被驅動。作為此模式之部分，電磁體206之極性可週期性地換向。

圖3-無刷三相馬達之換向模式

圖3說明描繪根據一實施例的無刷三相馬達之換向模式的簡化電路圖。馬達102可為如上所述之無刷三相DC馬達。電磁體206可連接成如所示之「Y」形組態。馬達102亦可為亦如上所述之無感測器的馬達，例如，其可利用未驅動之定子電磁體來間接偵測轉子之位置。在替代實施例中，馬達102可包括霍爾感測器來偵測轉子202之位置。馬達102可根據本文中所述之方法之一實施例判定換向模式之每次換向的定時。為了控制轉子202之旋轉，定子204上的兩對電磁體可在任一時間被驅動。一給定對可在「高

側」或「低側」上被驅動，其指示在被驅動之電磁體對的繞組中，電流在哪個方向上被引導。視轉子202中的極的數目而定，給定電磁體對之電磁體可在相同的方向或相反的方向上纏繞。舉例而言，對於四極轉子(如圖2所示)，繞組可經組態使得電磁體對之相對側可對轉子呈現相同極性(例如，「S」)，而對於兩極轉子，繞組可經組態使得相對側可呈現相反極性(例如，一個「S」，一個「N」)。因此，在一些情況下，用於定義由「高側」及「低側」指示的極性的規範可視轉子202之磁性組態而定。其他命名及/或驅動規範亦係可能的且可預期。

換向循環可包括六個相位。相位可對應於圖3所示之編號箭頭(「1」至「6」)。在圖3中，每一箭頭自高側驅動對指向低側驅動對。因此例如，箭頭「1」可指示在換向循環之第一相位中，「U」電磁體對302可在高側上被驅動，而「V」電磁體對304可在低側上被驅動，「W」電磁體對306保持未驅動。箭頭「2」可接著指示在換向循環之第二相位中，「U」電磁體對306可在高側上被再次驅動，而「W」電磁體對304可在低側上被驅動，「V」電磁體對302保持未驅動。其餘編號之相位(由箭頭「3」到「6」說明)中之每一者將以類似的方式操作，以產生完整換向循環，其可重複以增加、維持或以其他方式影響轉子202之旋轉。

若馬達102係DC供電之馬達，則旋轉速度可藉助於電磁體之脈寬調變(PWM)加以控制。一般來說，PWM工作循環

可指示轉子202應旋轉得多快。更具體而言，PWM工作循環可指定多久驅動定子202之電磁體206一次以及以多少功率驅動轉子202之電磁體206。

如上所述，一對電磁體可在換向循環之每一相位期間保持未驅動。若轉子202正旋轉，則轉子202中之一或多個永久磁體越過未驅動之電磁體之移動可在未驅動之電磁體中引起誘發電壓。因此，在換向循環之每一相位期間，無論哪對電磁體未被驅動，其皆可用於取樣由在彼等電磁體中之一者或兩者中之轉子202中的永久磁體之旋轉所誘發的電壓。此亦稱為反電動勢(BEMF)取樣。取樣的電壓可用於幫助判定轉子202之當前位置及/或旋轉速度。根據不同的實施例，取樣電壓或自取樣電壓推斷出之資訊可用於控制未來換向定時及/或馬達控制之其他方面。如上所述，在馬達102包括霍爾元件(亦即，霍爾效應感測器)以偵測轉子之絕對位置之實施例中，BEMF取樣可能不需要，且因此可能不被使用。

圖4-具有霍爾感測器及霍爾感測放大器之馬達的電路圖

如上所述，一些馬達可包括霍爾元件(或感測器)以偵測轉子202之位置。圖4說明描繪包括霍爾效應感測器402a至402c之無刷DC馬達400之簡化電路圖。無刷馬達之一優點通常係操作馬達所需之功率之減小。圖4說明典型三相無刷DC(TPDC)馬達之一實施例。馬達400之驅動電子器件依賴於霍爾元件(霍爾效應感測器)402a至402c來在所有時間偵測轉子之絕對位置，並依賴於開關驅動電晶體(404a至

404c)來維持馬達旋轉。霍爾效應感測器可為回應於磁場之變化而改變其輸出電壓之換能器。馬達400可電連接成如所示(及如前所述)之「Y」形組態，如此命名係由於該組態與字母「Y」相似。三個線圈404a至404c之共同點可連接至電源VDD，且可操作驅動電子器件410來切換驅動電晶體404a至404c，以維持使馬達400轉動所需之旋轉電磁場。

圖5-具有驅動控制邏輯之馬達之電路圖

圖5說明馬達500(其可類似於圖2所示之馬達102)及其驅動控制邏輯502之簡化電路圖。與圖4所示之馬達400相比，馬達500可使用六個驅動電晶體，如圖5所示。在此組態中，一高側電磁體對及一低側電磁體對可在任何時間點上接通，從而藉由馬達之(Y形組態的)三個分支中之兩者完成電路。如前所述，在此情況下，未通電之線圈可用作磁性感測器來判定轉子位置，此稱為BEMF偵測。圖5所示之馬達系統因此具有消除相對昂貴之霍爾元件及相關聯之電子器件(圖4所示)的增加的益處。

總的來說，馬達500可為如上所述的及在各圖中說明的無感測器之無刷三相馬達。如所示，馬達500可包括定子204，定子204可包括三對電磁體。每對電磁體可具有相應電晶體(例如，場效電晶體(FET))對。該等電晶體可經組態以使得每對電晶體有效地為雙極的，例如，極性係可反轉的。換言之，對於每一電磁體對，一個電晶體可驅動在高側上的對，或另一電晶體可驅動在低側上的對。舉例而

言，FET 504可為「U」對302之高側電晶體，而FET 506可為「U」電磁體對302之低側電晶體。類似地，FET 514及516可為「V」電磁體對304之各別高側及低側電晶體，而FET 524及526可為「W」電磁體對306之各別高側及低側電晶體。除了所示之特定實施例以外，任何數目之其他接線組態(例如，使用不同數目或類型之電晶體)亦係可能的且可預期。

每對電磁體之電晶體可由驅動控制邏輯502控制。驅動控制邏輯502可為電子邏輯，其經組態以執行如本文中所述的各種操作，諸如對跨電磁體兩端誘發之電壓取樣、執行計算(例如，簡單的整數數學運算或更複雜之運算)以判定用於控制電磁體，及/或向電磁體發送控制及/或功率信號之值。驅動控制邏輯502亦可自一或多個外部控制器件(諸如風扇速度控制器件)接收信號。舉例而言，風扇速度控制器件可週期性地發送輸入命令，其指示馬達速度基於某個外部條件(諸如環境溫度)之所要變化，驅動控制邏輯502可將其併入至其控制計算中。亦可設想其他外部控制器件。或者，此等控制器件可併入至驅動控制邏輯502本身中。

除了本文所述的任何穩態或自然換向控制邏輯功能以外，驅動控制邏輯502可具有用於在其他條件下控制馬達的邏輯；例如，驅動控制邏輯502可包括用於DC激勵操作以使轉子在開始旋轉之前對準已知位置的邏輯；用於強制換向操作以開始轉子的旋轉之邏輯；用於停止轉子的旋轉

之邏輯；用於判定停轉條件是否存在之邏輯；及/或用於其他功能之邏輯，以及用於在適當時間自一功能切換至另一功能之邏輯。

驅動控制邏輯502可為各種類型邏輯中之任一個，例如類比邏輯或數位邏輯或其組合。舉例而言，驅動控制邏輯502可實施為執行包含在記憶媒體上之指令的處理器，例如微控制器；基於狀態機之數位控制器；場可程式化閘陣列(FPGA)及/或混合信號特殊應用積體電路(ASIC)。或者，驅動控制邏輯502可包括以上各者之任何組合。驅動控制邏輯502因此可使用各種數位或類比技術中之任一者或其組合來實施，正一般熟習此項技術者所顯而易見的。

如前所述，馬達500可為如上所述的及在各圖中說明之無刷三相馬達。馬達500因此可經結構化且可作為圖2所述的馬達102而操作。馬達500之穩態操作可稱為馬達的自然換向操作。穩態或自然換向可指當轉子已經自旋時馬達之操作。換言之，自然換向可指當轉子已經在運動中時維持或調整轉子之旋轉速度。在一些實施例中，馬達可使用與其可用來維持或調整已經在旋轉的轉子之旋轉速度不同的方法(例如，不同的控制邏輯)來開始靜止轉子之旋轉。

三相無刷馬達(諸如馬達500)可藉由正弦或梯形電流波形來驅動。傳統驅動方案可依賴於產生零電流切換，以便最小化暫態扭矩的變化之影響。扭矩的此等週期性變化出現在線圈被通電及斷電或換向時，從而產生機械振動並改變風扇葉輪之固有聲學特徵。該兩種效應在許多應用(包

括用於PC工業之風扇)中皆係不希望有的。

可使用每一線圈上之正弦電流驅動來最小化在馬達500上換向之影響。此可藉由以下兩種方式中之一者實現：使用驅動電晶體作為線性導通器件來產生正弦電流驅動，或使用變化的PWM工作循環來在每一換向點周圍產生有效正弦電流。然而，此等方法中之每一者皆具有一些限制。若電晶體用作導通元件來在線圈中產生正弦電流，則超過正弦波形產生所需之電壓之任何電壓可能成為藉由耗散而損失之能量。

使用變化之PWM工作循環來在每一換向點周圍產生有效的正弦電流不會遭受線性導通元件之損失，但其可能消耗額外之電流，因為將有最小時間通過任何線圈之電流為零。此可增加在所有三個線圈被驅動之任何時刻處之電流消耗。作為實例，圖6展示由Sanyo半導體LV8800用來確保振動及聲學特徵在可接受的位準之PWM工作循環實施。波形602、604及606分別表示三對電磁體之相對於換向命令信號608之PWM控制信號。如圖6所示，每一PWM信號之工作循環可自非常大的工作循環改變至非常短之工作循環，以產生正弦切換電流。在此時間段期間，用於產生正弦切換之電流增加了功率消耗，而不增加RPM(每分鐘轉數)，從而導致效率之損失。

在一組實施例中，為了最小化線圈切換之影響，可延遲在全「H橋」驅動方案中之驅動電晶體(諸如圖5所示之電晶體)之「接通」時間及/或「斷開」時間。亦即，可延遲

電晶體對504及506、514及516，以及524及526之各別「接通」時間及/或「斷開」時間，使得提供給電磁體(及線圈)之各別驅動信號重疊，在該等驅動信號之間出現換向。藉由使「接通」時間相對於換向命令或使「斷開」時間相對於換向命令重疊，有可能最小化線圈斷開之影響。除了使斷開時間(或接通時間)重疊以外，在電磁體之線圈中感應出的電流之波形可經塑形，以最小化當線圈斷開時產生之暫態旋轉扭矩。重疊時間可由數位計時器控制，從而使回應可預測且容易控制。

圖7描繪圖5之馬達系統之計時器及驅動信號上的延遲之間的關係(U、V及W係指如圖3詳述之三個線圈-應注意，在圖5所揭示的馬達系統中之線圈可實施為圖3所示之線圈U、V、W)。如圖7之圖中所示，波形702表示相對於與相位U線圈相關聯的電晶體之各別高側控制信號(704)及低側控制信號(706)之相位U線圈之驅動信號，波形708表示相對於與相位V線圈相關聯的電晶體之各別高側控制信號(710)及低側控制信號(712)的相位V線圈之驅動信號，且波形714表示相對於與相位W線圈相關聯之電晶體之各別高側控制信號(716)及低側控制信號(718)的相位W線圈之驅動信號。亦如圖7所示，各別高側控制信號及低側控制信號之「接通」及/或「斷開」時間可被延遲，其由波形704、706、710、712、716及718中之陰影區表示，以實現驅動信號702、708及714之間的輕微重疊。在一組實施例中，斷開時間及/或接通時間之延遲可根據時脈循環之數

目來設定，且可在指定之範圍內變化。此外，被延遲之接通時間及斷開時間在圖7中由虛線突出顯示，指出接通時間及/或斷開時間可在哪裡被延遲以彼此重疊，例如相位U Hi之接通時間與相位V Hi之斷開時間重疊，相位U Lo之接通時間與相位V Lo之斷開時間重疊，等等。

圖5之馬達電路之基本驅動方案根據一實施例藉助於表示在線圈U、V及W中之電流量測而展示於圖8中。如圖8所示，跡線802、804及806表示在線圈U、V及W中針對換向信號/命令808而形成之各別電流(如圖3所詳述-亦見上文)。在圖9中展示對於圖8所說明之方案在電源供應器處量測之總電流。在圖9中，跡線902表示電流，且振動感測器之快速傅立葉變換(FFT)由跡線908表示。跡線904表示如在電磁體(線圈)中之一者的端子處所見之驅動信號，且跡線906表示自驅動控制邏輯輸出之轉速計信號。游標(由垂直虛線910及912指示)已置放在不合需要的振動峰值上。圖9所示之波形表示可藉由使用高端示波器處理之感測器獲得之波形。

通常，當風扇以給定RPM自旋時，換向頻率可為固定的，若在線圈電流上存在尖銳之邊緣，則該換向頻率可能導致聲學音調之產生。該等邊緣可能出現在換向之倍數處(每轉或每次旋轉12次換向)，或出現在每次葉片通過時，其可係風扇中葉片之實際數目的倍數。因此，傳音性之頻率可隨著RPM改變。為了進一步說明換向對於風扇傳音性之影響，圖12展示可使用真實聲學效能評估軟體獲得的振

動感測器(事實上，相當或等效於圖9中之跡線908的波形)之FFT。在圖12中突出顯示之諧波表示旋轉之多個頻率(馬達旋轉之頻率，或如上所述之RPM)。在圖12所示之波形中，當執行12次換向以獲得單次機械旋轉時，12x(圓形的)及12的倍數(峰值944對應於24x，峰值946對應於36x，且峰值948對應於48x)係換向之結果，而當葉片撞擊空氣時，17x的倍數(例如，由峰值942表示)係葉片產生的「葉片通過」之頻率。所示之例示性波形係針對具有17個葉片之風扇。

圖10說明如上所述使電磁體之控制信號重疊(但不使用亦如上所述之波塑形)在減小振動中之有效性。如圖10所示，在圖9中之電流跡線902上趨向於零之尖峰在電流跡線922上已最小化，而出現在跡線908上之振動尖峰已減小了25 dBV，如在相應跡線928上所見。此處，再次地，跡線924表示如在電磁體(線圈)中之一者的端子處所見之驅動信號，且跡線926表示自驅動控制邏輯輸出之轉速計信號。如在圖9及10中所見，在圖9所示之結果與圖10所示之結果之間的一個重要不同點係振動特徵的改良，而不犧牲總效率。效能改良之分析展示在RPM與電流之關係曲線中無降級，且最大可達到的RPM增加了約5%，意謂當與基線比較時，可能需要較少的電流來達到給定RPM。關於梯形電流波形與傳統正弦波形的使用，目前在工業中不存在使用梯形驅動器的成功實施，因為振動及/或聲學特徵通常係不可接受的。

再次參考圖8，電流信號802、804及806(在各別電磁體線圈U、V及W中)在其出現時指示梯形電流。如在圖8中所見，三個電流(802、804、806)中之每一者對兩次換向保持為高，對一次換向保持斷開，對兩次換向保持為低，且再次對一次換向保持斷開。接著重複此循環。在電流中不連續之區域表現為方向上的暫態變化，其中一些變化由陡斜率之兩側上之虛線指示，其表示在線圈中流動的電流之方向的清楚變化。每當在電流方向上的此種突然變化出現時，其產生扭矩之變化，此又產生可經由風扇外殼及葉片行進之機械脈衝，從而導致聲學雜訊。

雖然在斷開時間(或接通時間)上之簡單延遲可用於消除不合需要之機械振動頻率，但僅使控制信號重疊可能不能真正消除旋轉扭矩，相反偏移且擴展了振動頻譜，升高了雜訊底限，並可能隱藏可能已經產生的較高頻率音調。此等效應中之一些在先前描述的圖12中(包括可能存在的聲學諧波)說明。在一組實施例中，波塑形演算法可用於獲得具有最小不連續性之連續電流波形，此可提供最小化風扇之聲學及振動特徵之有效方法。可量測個別相位電流以判定電流回應程度。藉由使用圖5所示之基本換向結構且在如圖7的陰影區所表示之控制信號重疊期間修改PWM工作循環，有可能對電流波形塑形以獲得所要的扭矩回應。在一組實施例中，可獲得一組波塑形係數，不同的係數分別對應於所使用之波塑形的類型，且可係基於應用以及聲學及振動要求。隨後，藉由簡單地調諧波塑形係數，可產

生許多不同類型之回應。

圖13展示使所要PWM工作循環值與正規化驅動電壓相關之加權餘弦係數曲線。曲線954對應於8點加權餘弦函數，且曲線952對應於12點加權餘弦函數。圖13中之曲線表示平坦頻率，只是基頻作為電換向的結果而產生，且以固定的RPM行進的轉子中的指定數目之葉片產生「葉片通過音調」。因為彼等基頻可能仍然存在，除了獲得最終的所要PWM值以外，一組相減值亦可用於考量電晶體的延遲時間，以便使電流完全平滑。換言之，圖13所示之餘弦函數可被延遲，且所要PWM值基於所延遲的餘弦函數來獲得。

圖11展示根據一實施例之當電磁體之控制信號重疊而控制信號的特徵被同時調整(例如，藉由調整為電晶體供電的PWM信號的各別工作循環)時對線圈電流之影響。跡線932、934及936分別表示在三個線圈端子(例如，在圖5所示之三個端子505、515及525)處之驅動波形，而跡線938表示在所表示的相位中之一者中的電流。如在圖11中所見，當與圖8之電流波形(802、804及806)中的任一者(或全部)相比時，電流波形938展示較平滑的邊緣，而無在電流波形上之任何位置處明顯的電流方向的突然變化。因為電流938不展現方向之突然變化，所以無扭矩之暫態變化，此可最小化可能自諧波產生之傳音性。

與圖11之信號相關聯的振動特徵962展示於圖14中，且指示當與圖12中之振動特徵對照時，只有初級換向(24x)及葉片通過(17x)頻率保留。換言之，所有的葉片諧波及大部

分換向諧波已被成功消除。如上所詳述，已達成此效應，而不驅動正弦電流，而係驅動梯形電流，其中換向尖峰藉由控制控制信號之特徵加以管理，同時使控制信號相對於換向命令重疊。在一組實施例中，此可藉由在重疊期間調整電晶體之PWM控制信號的各別工作循環來達成，重疊本身可藉由使電晶體的控制信號的斷開時間及/或接通時間延遲來達成。若永久磁體的磁化利用梯形驅動器，則此使得對於相同大小的馬達獲得更多輸出成為可能。

總的來說，控制控制信號的特徵同時使控制信號相對於換向命令重疊提供了正弦電流之益處，而不會由於伴隨未改變的RPM的功率消耗之增加而損失效率。藉由在切換期間只產生正弦電流，可減少振動/聲學特徵，且因為相位線圈電流僅對於相對小的時間段為零，因此可減小功率消耗。在一組實施例中，差分波形可用於對稱地驅動線圈接通及斷開，從而產生正弦回應，同時在相位電流為零時維持相對較長的時間段。

雖然相當詳細地描述了上文之實施例，但一旦充分理解上文之揭示內容，熟習此項技術者將顯而易見許多變化及修改。希望將以下申請專利範圍解釋為包括所有此等變化及修改。

【圖式簡單說明】

圖1A及圖1B說明例示性風扇及風扇馬達之不同視圖；

圖2說明無刷四極三相電動馬達之一實施例之簡化圖；

圖3說明根據一實施例之無刷三相電動馬達之換向模

式；

圖4為具有霍爾感測器及霍爾感測放大器之馬達之一實施例的電路圖；

圖5為具有驅動控制邏輯之馬達之一實施例的電路圖；

圖6為說明根據一實施例之PWM馬達控制信號之圖，該等控制信號經產生以確保振動及聲學特徵在可接受之位準內；

圖7為展示根據一實施例之計時器信號及驅動信號上之延遲之間的關係之圖；

圖8為展示根據一實施例之對於線圈U、V及W之電流量測的圖；

圖9為展示根據一實施例之在電源供應器處量測之總電流的圖；

圖10為展示具有振動特徵之改良的在電源供應器處量測的總電流之圖；

圖11展示根據一實施例之當電磁體之控制信號重疊而控制信號之特徵被同時調整時對線圈電流的影響；

圖12展示根據一實施例之使用真實聲學效能評估軟體獲得的振動感測器之快速傅立葉變換；

圖13展示根據一實施例之使所要PWM工作循環值與正規化驅動電壓相關之加權餘弦係數曲線；及

圖14展示根據一實施例之與圖11之信號相關聯的振動特徵。

雖然本發明容許各種修改及替代形式，但其特定實施例

作為實例在圖式中展示並在本文中加以詳細描述。然而應理解，圖式及其詳細描述不意欲將本發明限制至所揭示的特定形式，而相反，本發明涵蓋落在如由所附申請專利範圍界定的本發明之精神及範疇內的所有修改、等效物及替代物。

【主要元件符號說明】

100	馬達總成
102	馬達
110	風扇總成
120	風扇葉片
202	轉子
204	定子
206	電磁體
302	「U」電磁體對
304	「V」電磁體對
306	「W」電磁體對
400	無刷DC馬達
402a	霍爾效應感測器
402b	霍爾效應感測器
402c	霍爾效應感測器
404a	開關驅動電晶體
404b	開關驅動電晶體
404c	開關驅動電晶體
410	驅動電子器件

500	馬達
502	驅動控制邏輯
504	FET
505	端子
506	FET
514	FET
515	端子
516	FET
524	FET
525	端子
526	FET
602	波形
604	波形
606	波形
608	換向命令信號
702	波形
704	高側控制信號
706	低側控制信號
708	波形
710	高側控制信號
712	低側控制信號
714	波形
716	高側控制信號
718	低側控制信號

802	跡線/電流信號
804	跡線/電流信號
806	跡線/電流信號
808	換向信號/命令
902	跡線
904	跡線
906	跡線
908	跡線
910	虛線
912	虛線
922	電流跡線
924	跡線
926	跡線
928	跡線
932	跡線
934	跡線
936	跡線
938	跡線
942	峰值
944	峰值
946	峰值
948	峰值
952	曲線
954	曲線
962	振動特徵

發明專利說明書

（本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫）

※ 申請案號： 99117983

※ 申請日： 99.6.3 ※IPC 分類： H02P 6/08 (2006.01)

一、發明名稱：（中文/英文）

最小化三相無刷直流(TPDC)馬達中的振動及傳音性之驅動方法

DRIVE METHOD TO MINIMIZE VIBRATION AND ACOUSTICS IN THREE PHASE BRUSHLESS DC (TPDC) MOTORS

二、中文發明摘要：

本發明提供一種用於一無感測器之無刷三相DC馬達之控制方法。可在每一電磁體上使用一正弦電流驅動來最小化換向對該馬達之影響。可延遲在一全「H橋」組態驅動方案中控制該等電磁體之驅動電晶體的「斷開」時間及/或「接通」時間。藉由使該等電磁體之驅動信號相對於一換向命令重疊，可最小化在電磁體之間的切換之影響。此外，該等「接通」及「斷開」時間亦可在該重疊期間加以調整，以進一步確保線圈連續地傳導電流，且確保電流在該切換期間不改變方向。舉例而言，藉由使用數位計時器，可動態地控制該等延遲，且因此控制線圈驅動信號之重疊時間，從而使回應可預測且容易控制。該馬達中之轉子的當前位置可使用組態在該馬達中之霍爾感測器加以判定，或其可在無霍爾感測器之情況下使用一馬達中的未通電之電磁體來判定。

三、英文發明摘要：

A control method for a sensor-less, brushless, three-phase DC motor. The effects of commutation on the motor may be minimized using a sinusoidal current drive on each electromagnet. The "off" times and/or the "on" times of the drive transistors controlling the electromagnets in a full "H-bridge" configuration drive scheme may be delayed. By overlapping the drive signals to the electromagnets with respect to a commutation command, the effects of switching between electromagnets may be minimized. In addition, the "on" and "off" times may also be adjusted during the overlapping to further ensure that the coils continuously conduct current, and that the current does not change direction during the switching. The delays, and hence the overlap times of the coil drive signals may be dynamically controlled, for example by using digital timers, making the response predictable and easily controlled. The present position of the rotor in the motor may be determined using Hall sensors configured in the motor, or it may be determined using the un-energized electromagnets in a motor without Hall sensors.

七、申請專利範圍：

1. 一種用於操作一馬達之方法，其中該馬達包含組態於一轉子周圍之複數個電磁體，該方法包含：

藉由一各別驅動電晶體對來控制該複數個電磁體中之每一電磁體，其中至少一各別驅動電晶體對在任何時間點被啟用，以使其對應電磁體通電；

判定該轉子之一當前位置；

根據該判定來控制每一各別驅動電晶體對；

使該等各別驅動電晶體對之接通時間及斷開時間相對於操作以自該複數個電磁體中之一第一電磁體切換至該複數個電磁體中之一第二電磁體的換向命令而重疊，其中該第一電磁體被通電，且該第二電磁體未通電，且其中自該第一電磁體切換至該第二電磁體經執行以使該第一電磁體斷電而使該第二電磁體通電；及

在該重疊期間調整該等各別驅動電晶體對的該等接通時間及該等斷開時間，以防止該第一電磁體中及該第二電磁體中之各別電流在自該第一電磁體切換到該第二電磁體時改變方向。

2. 如請求項1之方法，其中該判定係使用以下各者中之一者來執行：

作為磁性感測器之未通電的電磁體；及

組態在該馬達中之霍爾感測器(Hall sensor)。

3. 如請求項1之方法，其中該重疊係藉由使下列各者中之一或多者延遲來執行：

該等各別驅動電晶體對之該等接通時間；或

該等各別驅動電晶體對之該等斷開時間。

4. 如請求項3之方法，其中該延遲包含依一指定數目個切換時脈循環而延遲。

5. 如請求項1之方法，其中該複數個電磁體連接成一Y形組態。

6. 如請求項1之方法，其中該等各別驅動電晶體對連接成一全H橋組態。

7. 一種用於操作一馬達之方法，其中該馬達包含組態在一轉子周圍之複數個電磁體，該方法包含：

向該複數個電磁體中之每一電磁體提供一各別驅動信號，以使該複數個電磁體中之至少一電磁體在任何時間點通電；及

回應於一換向命令，自該複數個電磁體中之被通電的一第一電磁體切換至該複數個電磁體中之未通電的一第二電磁體，以使該第一電磁體斷電且使該第二電磁體通電，其中該切換包含：

使提供至該第一電磁體及該第二電磁體之該等各別驅動信號重疊，以保持該第一電磁體至少部分地通電，直至該第二電磁體至少部分地通電；及

在該重疊期間調整該等各別驅動信號，以防止該第一電磁體中及該第二電磁體中之各別電流在自該第一電磁體切換至該第二電磁體時改變方向。

8. 如請求項7之方法，其進一步包含保持該複數個電磁體

中之至少一電磁體在該複數個電磁體中的其餘電磁體通電時之一時間段之至少一部分內未通電。

9. 如請求項8之方法，其進一步包含使用該複數個電磁體中之未通電的該至少一電磁體來判定該轉子之一當前位置。

10. 如請求項9之方法，其進一步包含基於該判定發出該換向命令。

11. 如請求項7之方法，其中該提供包含控制該複數個電磁體中之每一電磁體之一各別驅動電晶體對，以產生該等各別驅動信號。

12. 如請求項11之方法，其中該重疊包含使下列各者中之一者延遲：

該第一電磁體之該各別電晶體對之該斷開時間；或

該第二電磁體之該各別電晶體對之該接通時間。

13. 如請求項11之方法，其中該控制包含向每一各別驅動電晶體對中的每一驅動電晶體提供一各別脈寬調變(PWM)控制信號；

其中該調整該等各別驅動信號包含調整該等各別PWM控制信號中之一或多者。

14. 如請求項7之方法，其進一步包含動態地控制該重疊之一持續時間。

15. 如請求項14之方法，其中該動態地控制係使用數位計時器來執行。

16. 一種系統，其包含：

一馬達，其包含：

一轉子，其經組態以繞一軸旋轉；及

複數個電磁體，其經組態在該轉子周圍以提供一電磁力來使該轉子旋轉；

一驅動電路，其經組態以向該複數個電磁體中之每一電磁體提供一各別驅動信號，以使該複數個電磁體中之至少一電磁體在任何時間點通電；及

一驅動控制區塊，其經組態以控制該驅動電路自該複數個電磁體中之被通電的一第一電磁體切換至該複數個電磁體中之未通電的一第二電磁體，以使該第一電磁體斷電且使該第二電磁體通電；

其中該驅動控制區塊進一步經組態以使提供至該第一電磁體及該第二電磁體之該等各別驅動信號重疊，以保持該第一電磁體至少部分地通電，直至該第二電磁體至少部分地通電；且

其中該驅動控制區塊進一步經組態以調整該等各別驅動信號同時使該等各別驅動信號重疊，以防止該第一電磁體中及該第二電磁體中之各別電流在自該第一電磁體切換至該第二電磁體時改變方向。

17. 如請求項16之系統，其中該驅動控制區塊進一步經組態以：

保持該複數個電磁體中之至少一電磁體在該複數個電磁體中之其餘電磁體通電時的一時間段之至少一部分內未通電；及

基於在該複數個電磁體中之未通電的該至少一電磁體中之一誘發的電壓來判定該轉子之一當前位置。

18. 如請求項17之系統，其中該驅動控制區塊進一步經組態以基於該轉子之該所判定的當前位置自該第一電磁體切換至該第二電磁體。

19. 如請求項16之系統，其中該驅動電路包含該複數個電磁體中之每一電磁體的一各別驅動電晶體對，以產生該等各別驅動信號。

20. 如請求項19之系統，其中為了控制該驅動電路，該驅動控制區塊進一步經組態以向每一各別驅動電晶體對中的每一驅動電晶體提供一各別脈寬調變(PWM)控制信號，以控制每一驅動電晶體之各別接通時間及斷開時間。

21. 如請求項19之系統，其中為了使提供至該第一電磁體及該第二電磁體之該等各別驅動信號重疊，該驅動控制區塊經組態以執行以下操作中之一者：

使該第一電磁體之該各別電晶體對之該斷開時間延遲；及

使該第二電磁體之該各別電晶體對的該接通時間延遲。

22. 如請求項16之系統，其中該驅動控制區塊經組態以動態地控制提供至該第一電磁體及該第二電磁體之該等各別驅動信號之該重疊之一持續時間。

23. 如請求項16之系統，其中該驅動控制區塊包含經組態以控制提供至該第一電磁體及該第二電磁體之該等各別驅

動信號之該重疊之一持續時間之數位計時器。

24. 如請求項16之系統，其中該馬達及該驅動電路係組態在一單個馬達外殼中。

25. 如請求項24之系統，其中該驅動控制區塊亦包含在該單個馬達外殼中。

26. 如請求項16之系統，其中該驅動電路及該驅動控制區塊係組態在一積體電路上。

八、圖式：

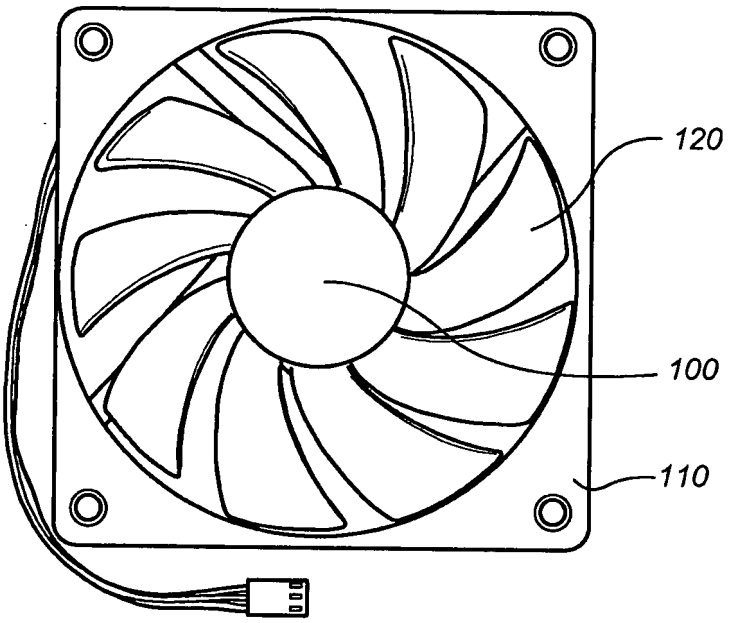


圖1A

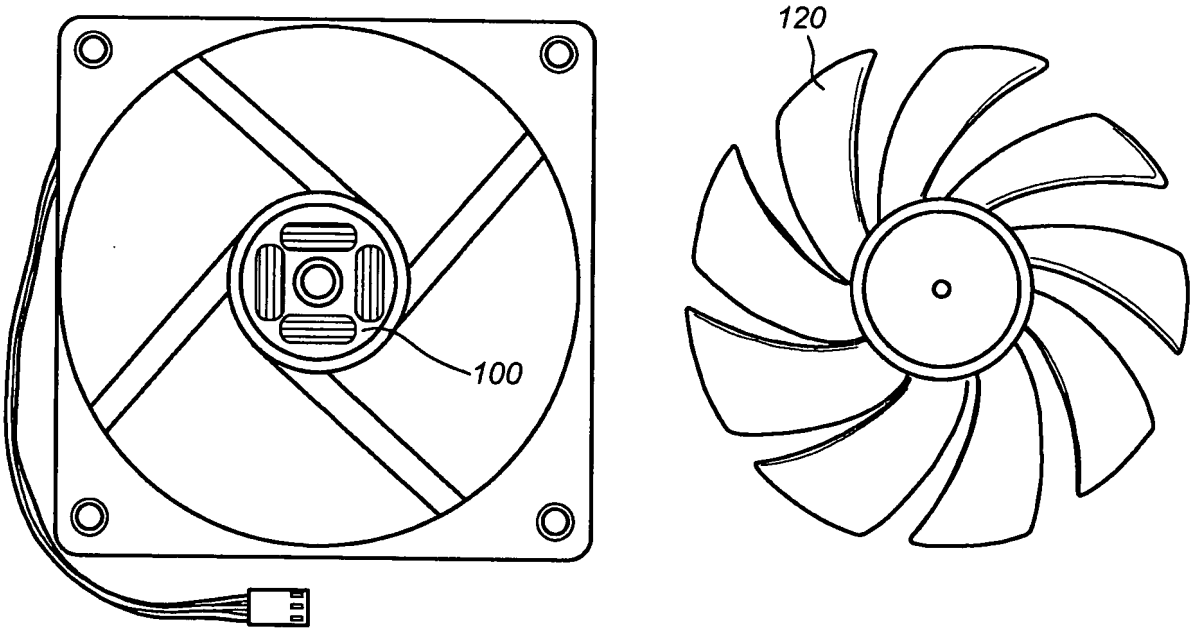


圖1B

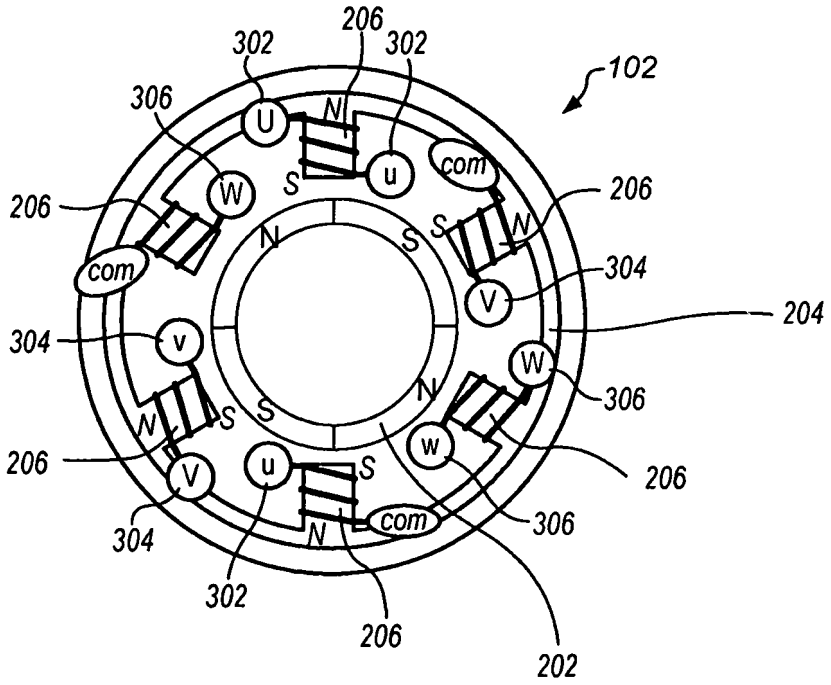

102
206
302
302
306
U
N
u
S
W
com
206
206
N
S
S
N
304
V
204
304
v
W
306
N
S
S
N
206
V
u
S
w
206
304
N
com
306
302
206
202

圖2

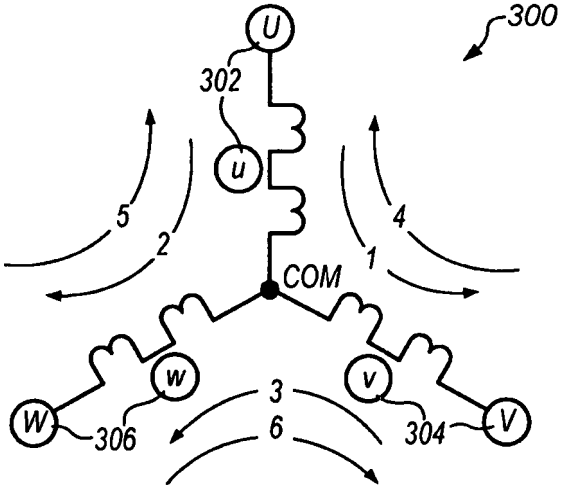

300
U
302
u
5
2
4
1
COM
w
v
3
W
306
6
304
V

圖3

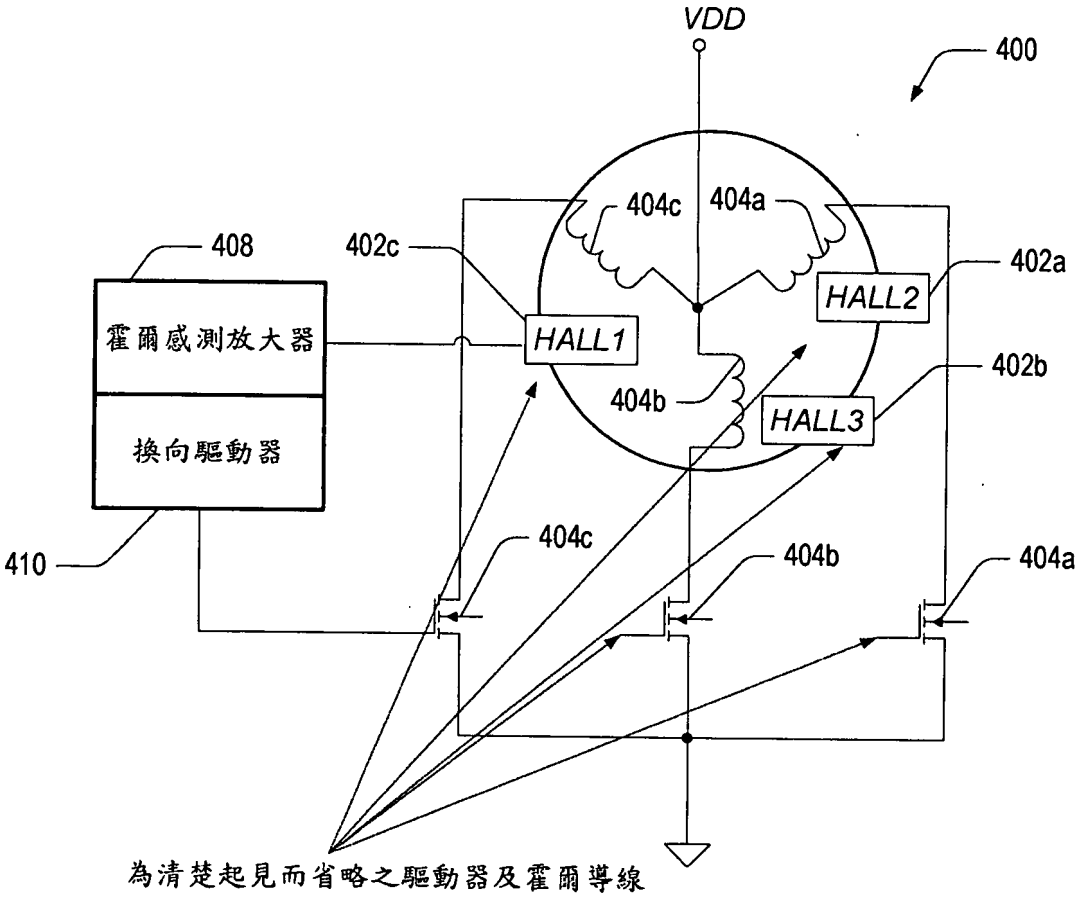

VDD
400
404c
404a
408
402c
402a
HALL2
霍爾感測放大器
HALL1
402b
404b
HALL3
換向驅動器
404c
404b
404a
410
為清楚起見而省略之驅動器及霍爾導線

圖4

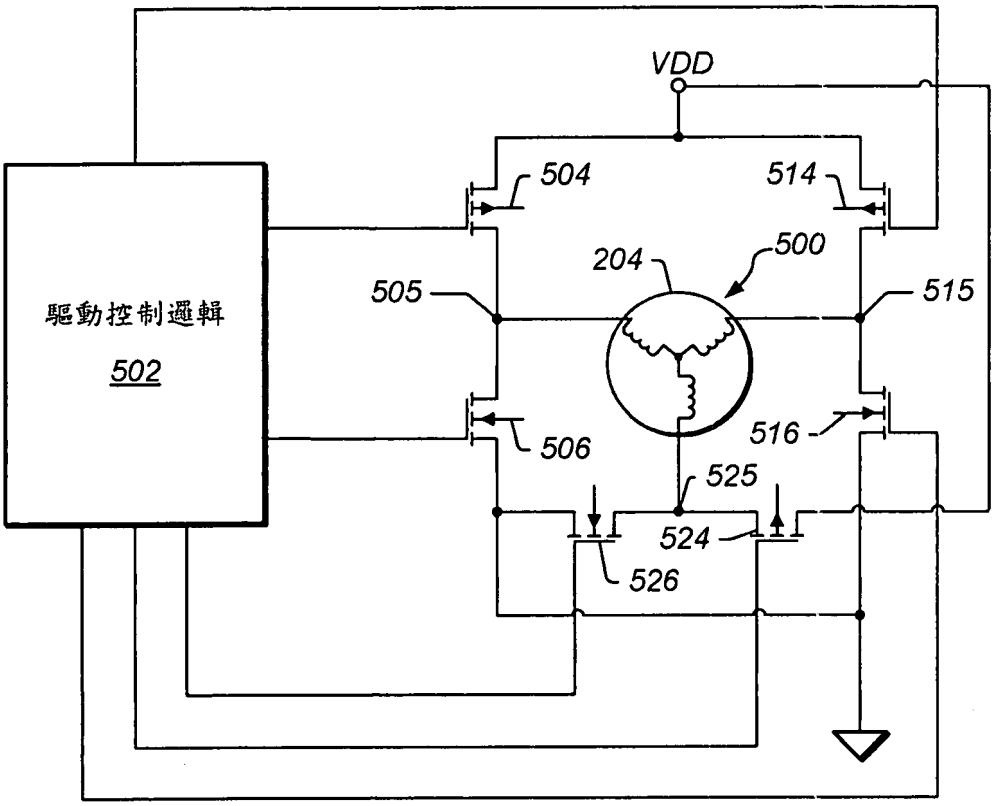


圖5

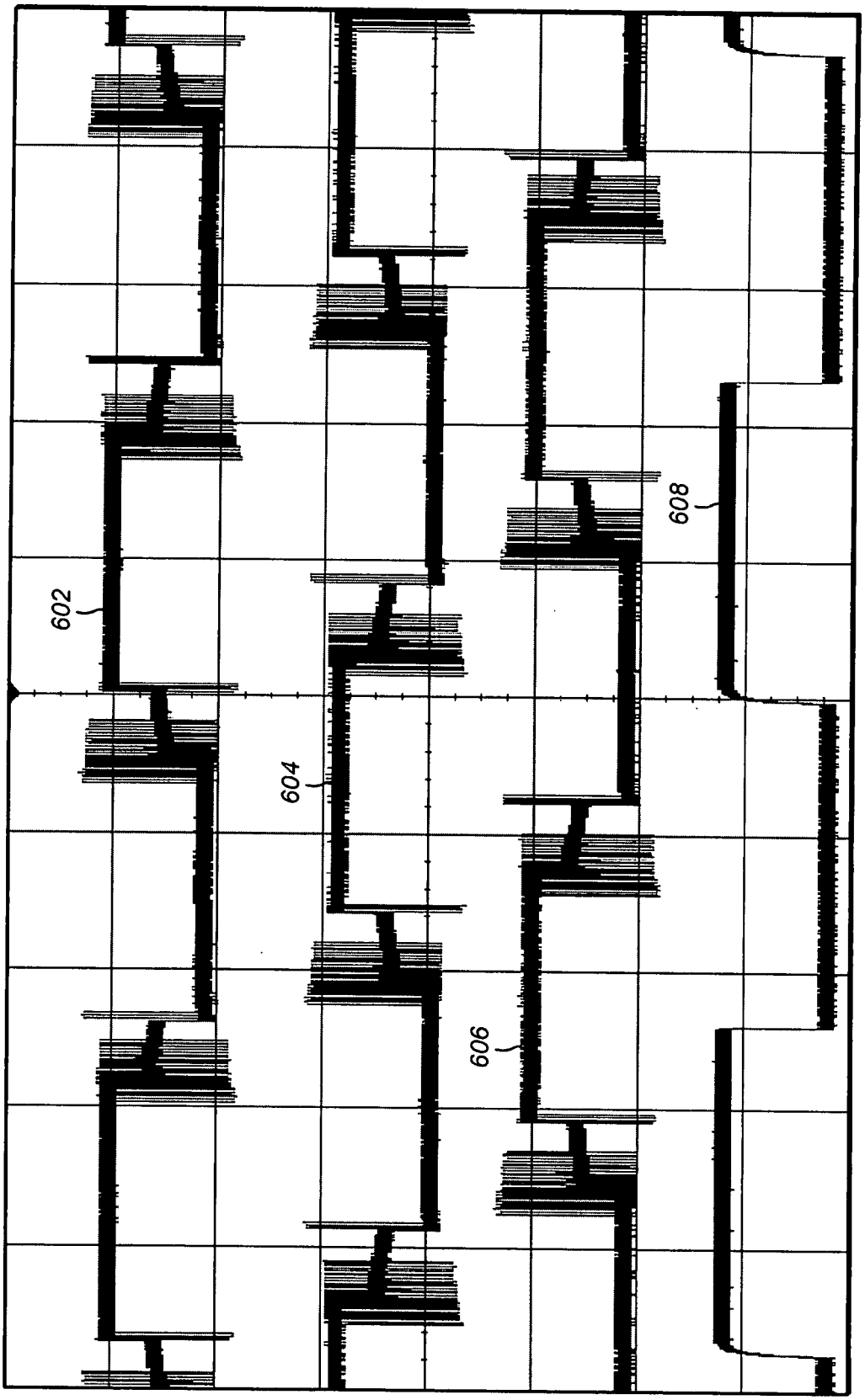


圖6

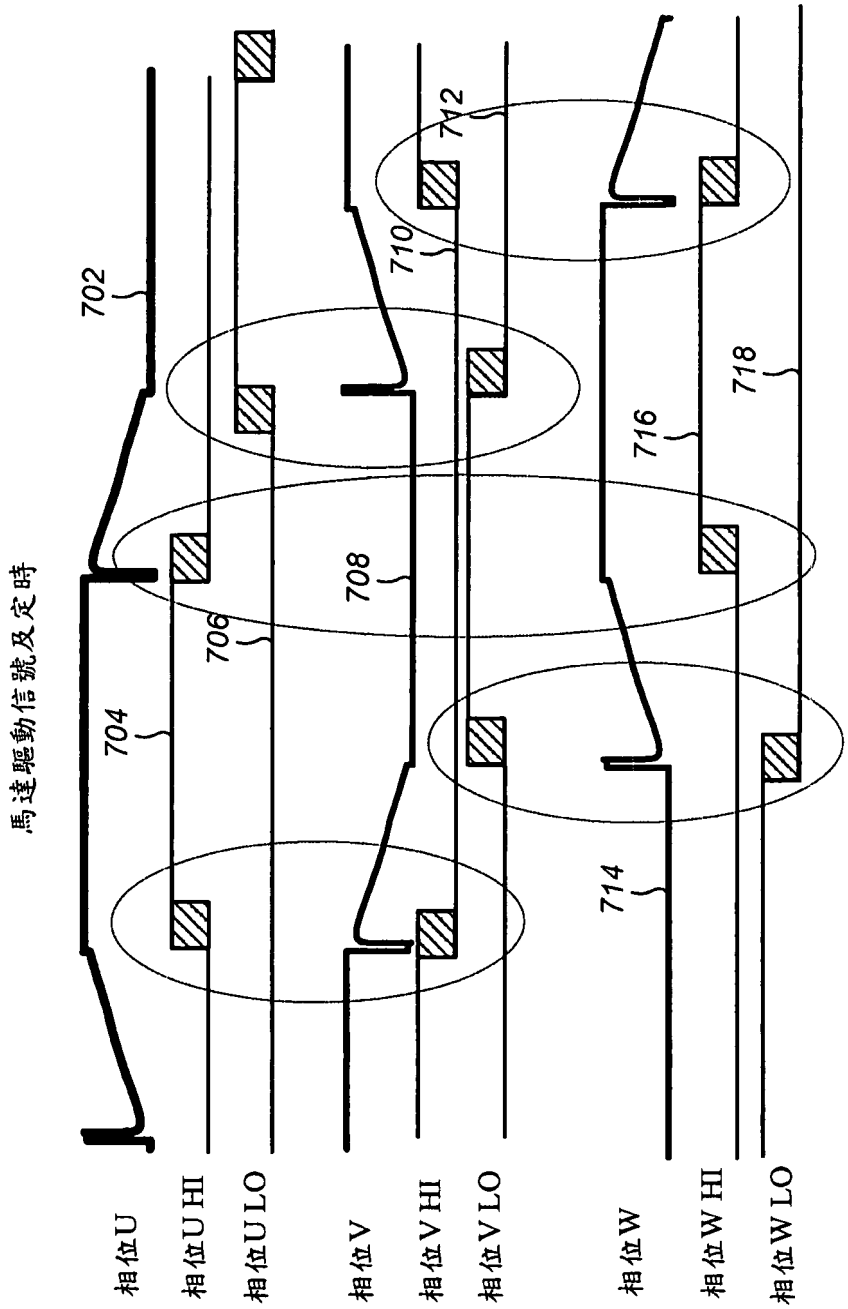

馬達驅動信號及定時
702
704
706
708
710
712
714
716
718
相位U
相位U HI
相位U LO
相位V
相位V HI
相位V LO
相位W
相位W HI
相位W LO

圖7

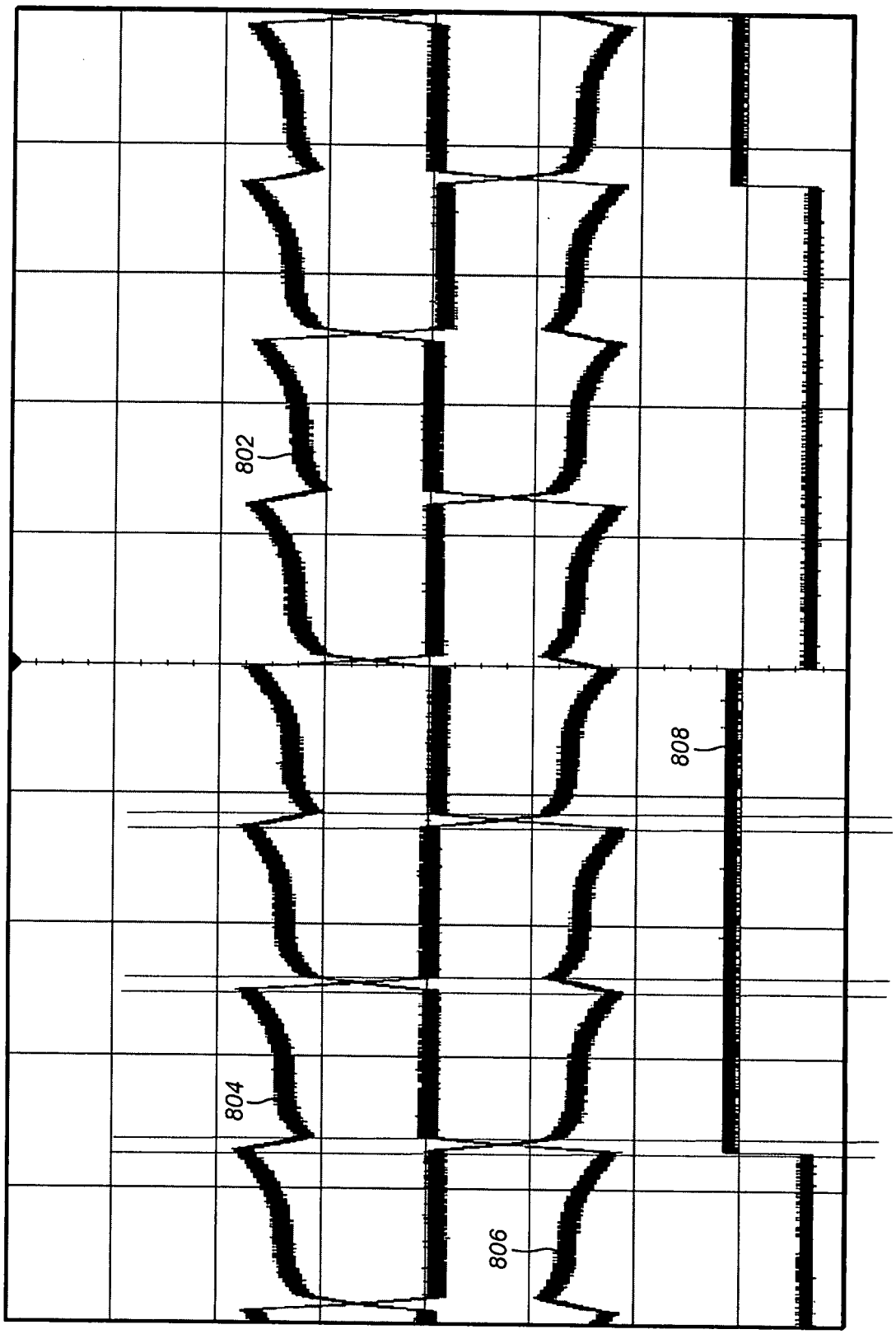


圖 8

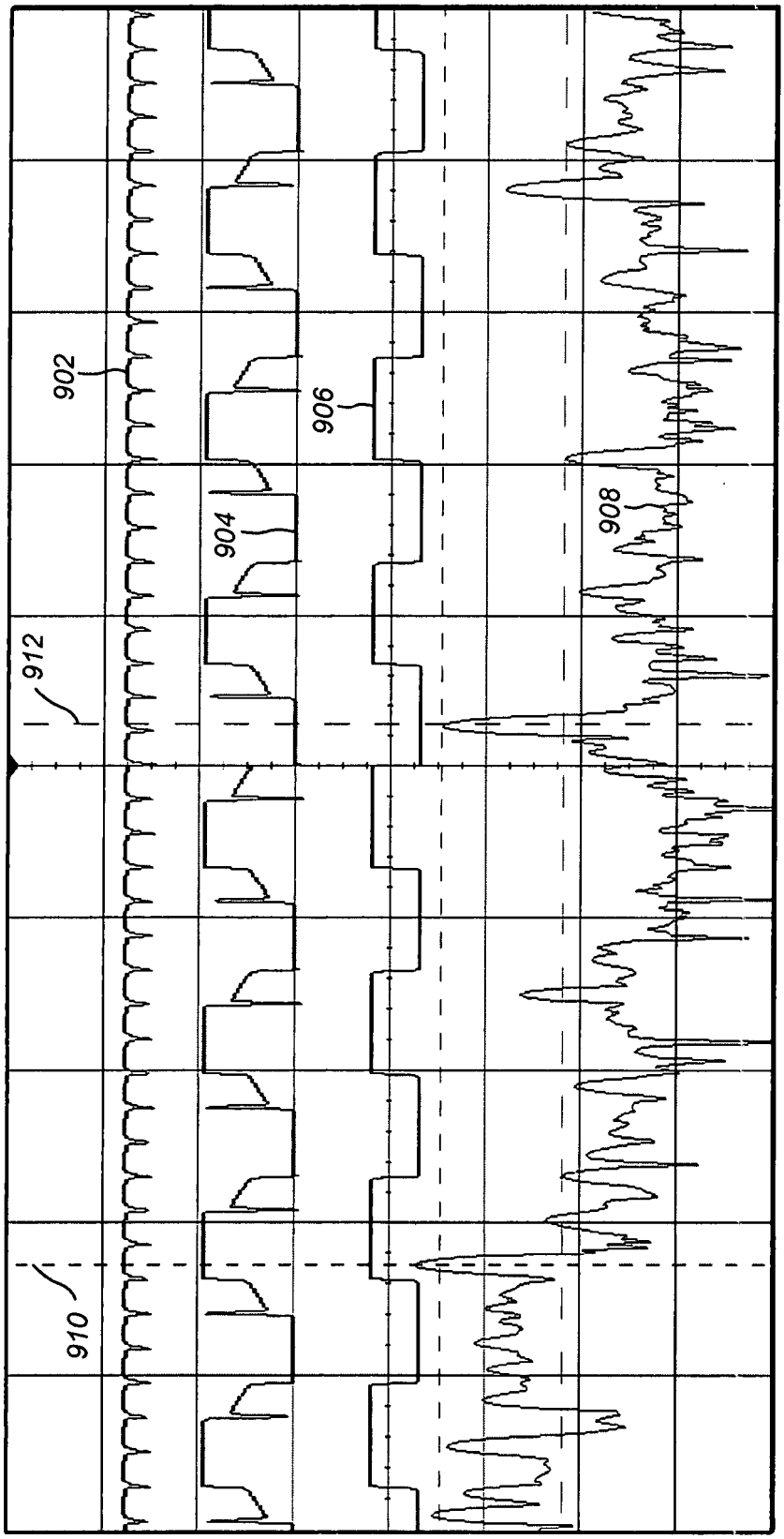


圖 6

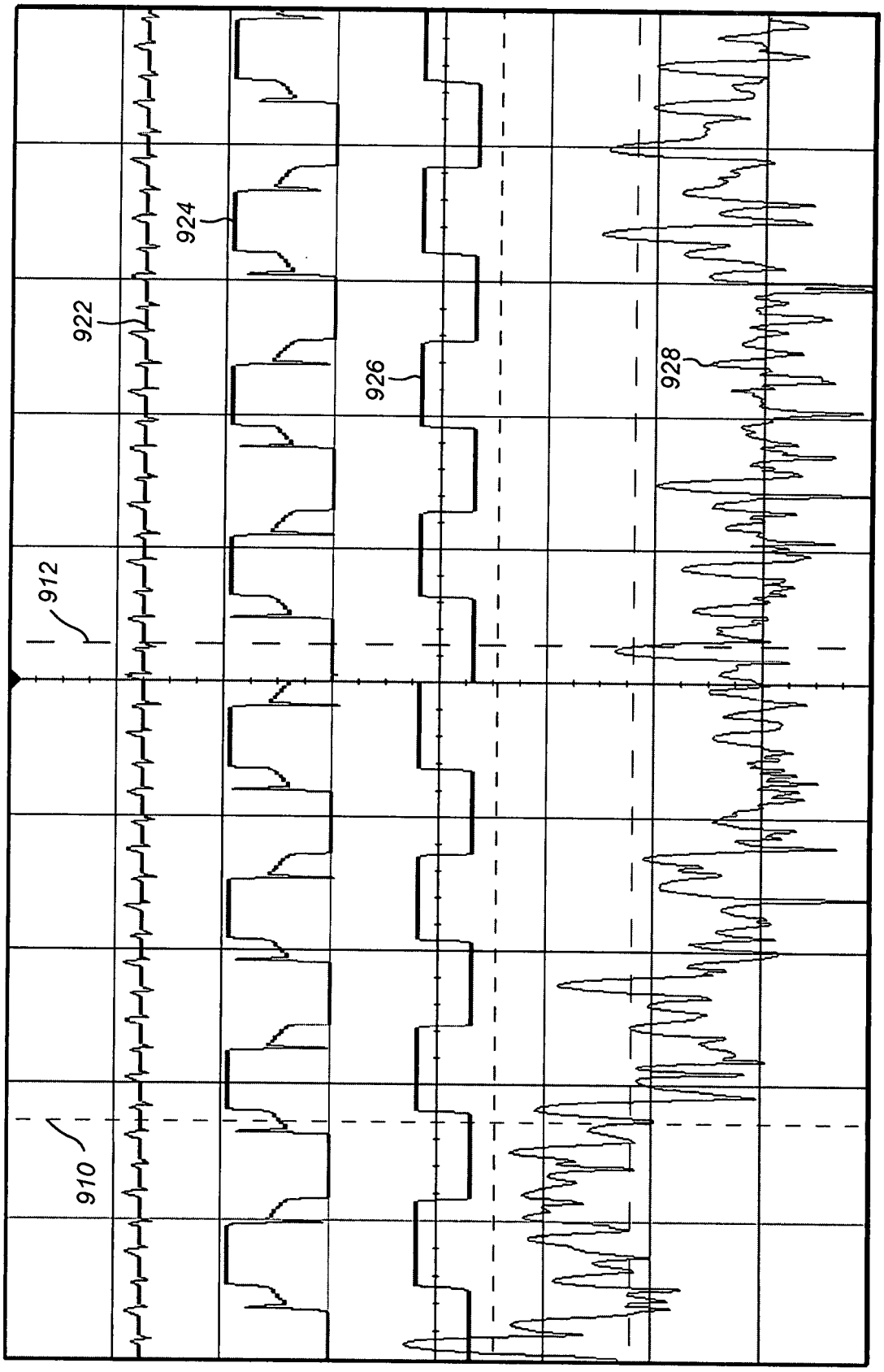


圖10

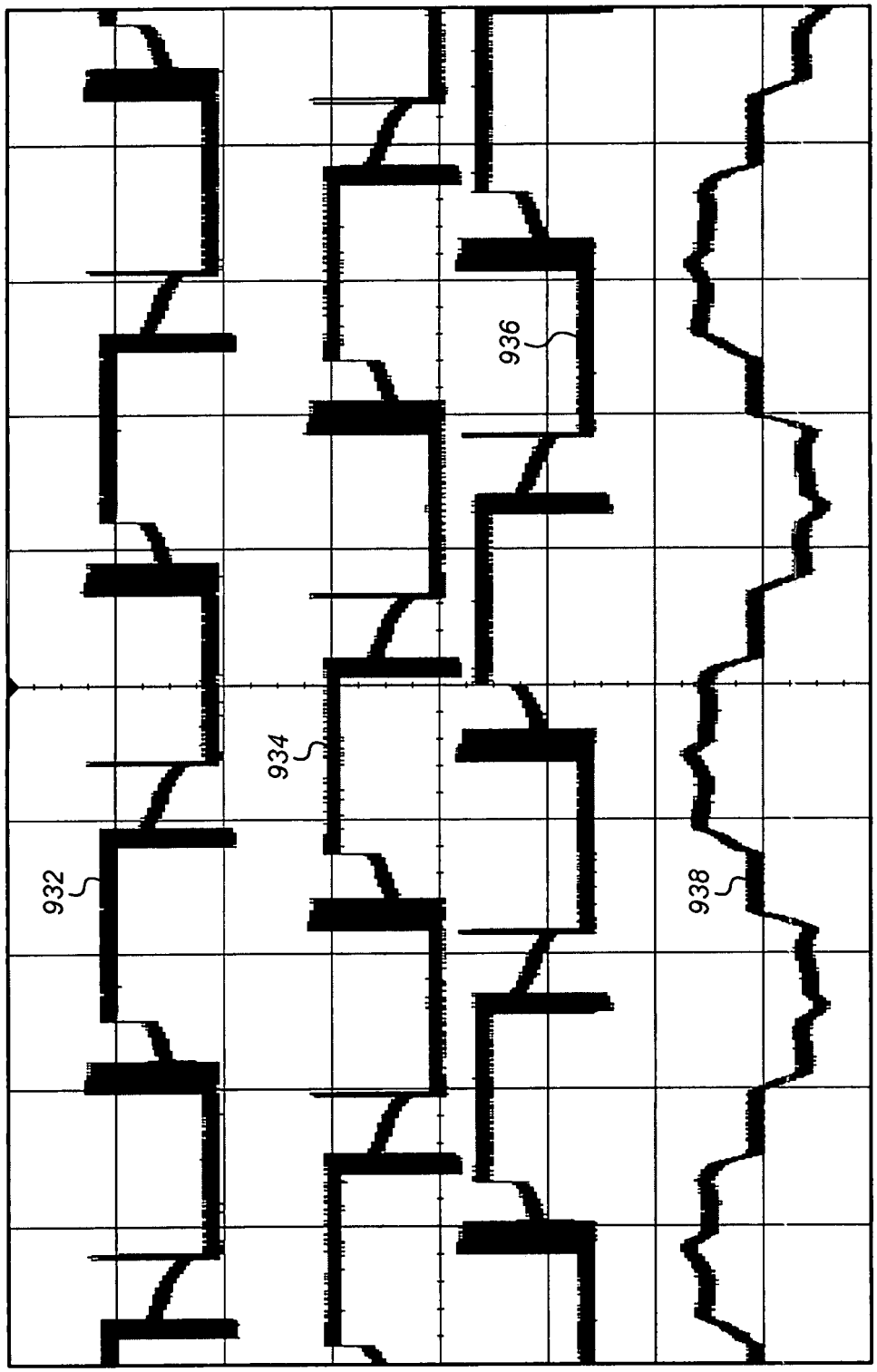


圖11

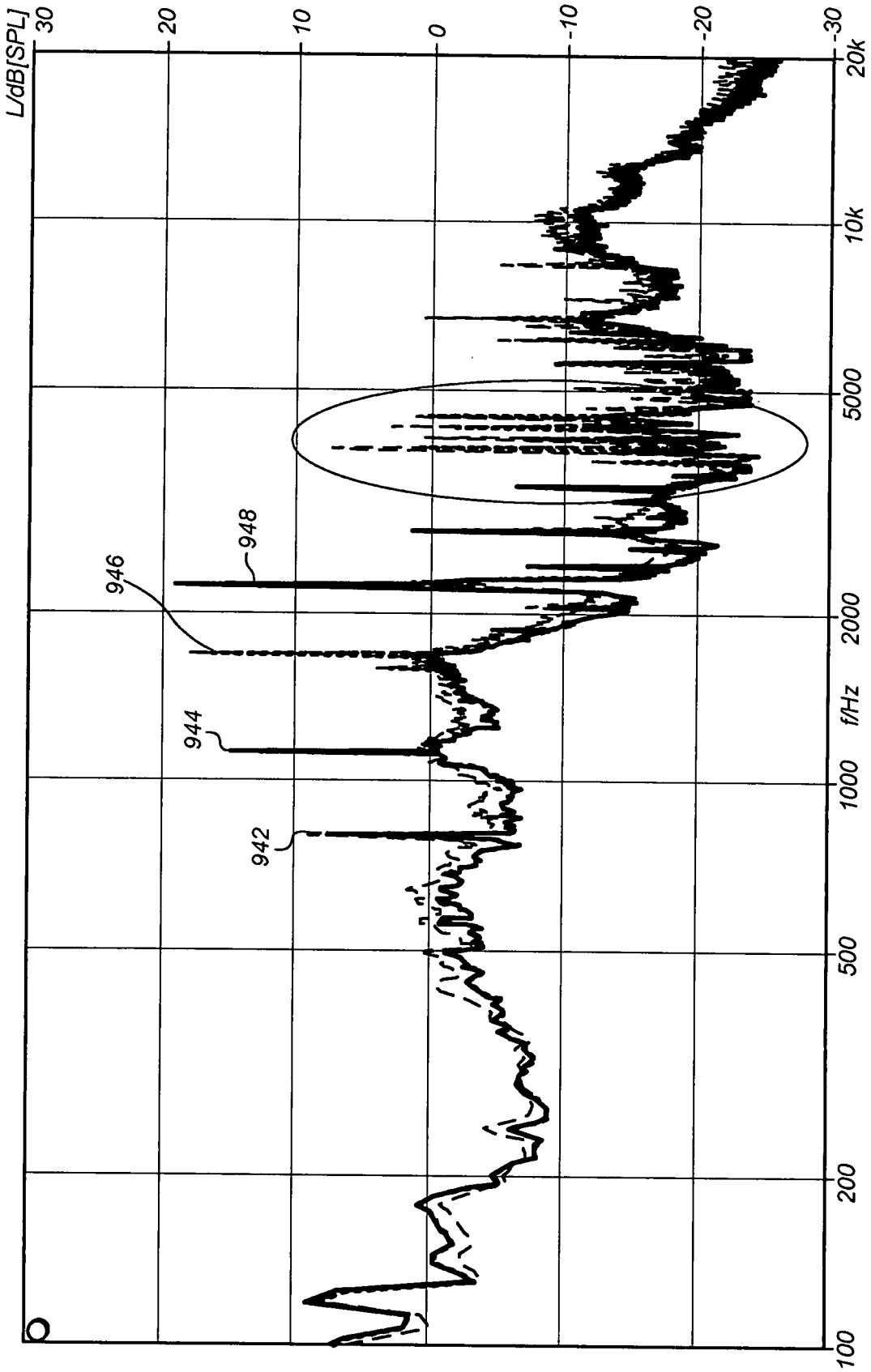

L/dB[SPL]
30
20
10
0
-10
-20
-30
100
200
500
1000
2000
5000
10k
20k
f/Hz
942
944
946
948

圖12

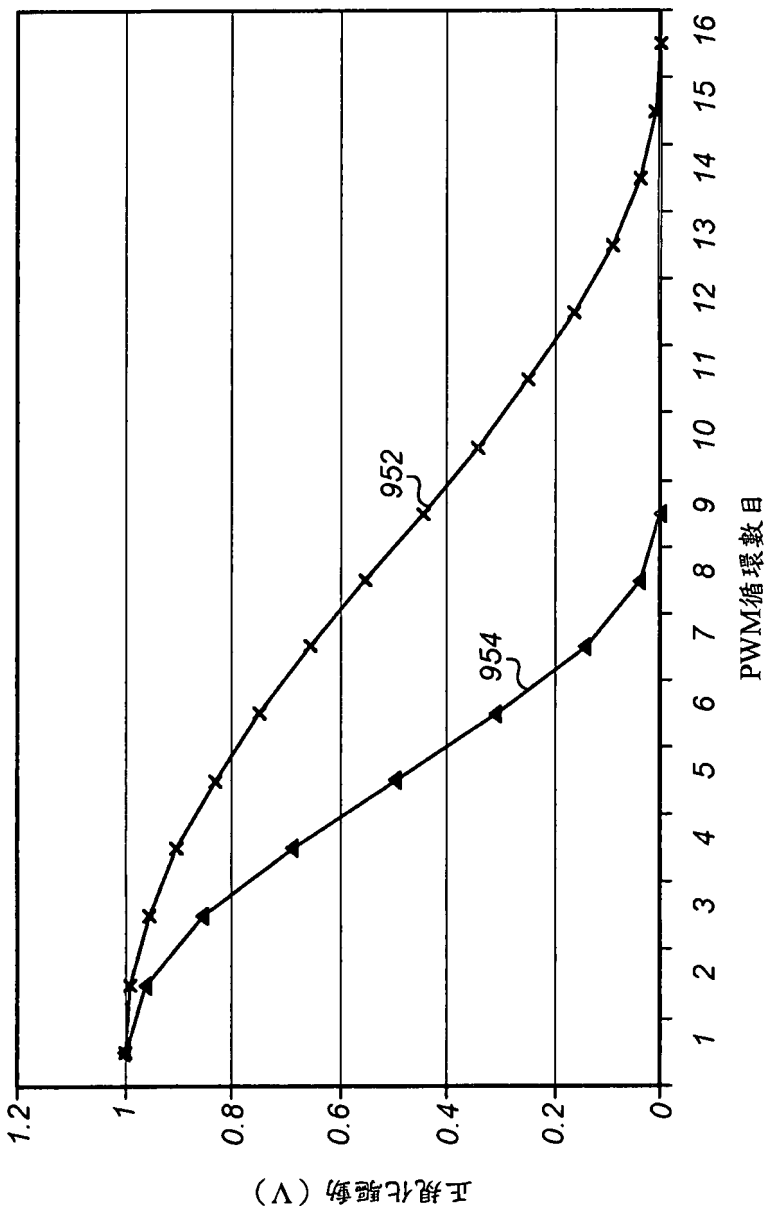

正規化脈動（V）
1.2
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
PWM循環數目
952
954

圖13

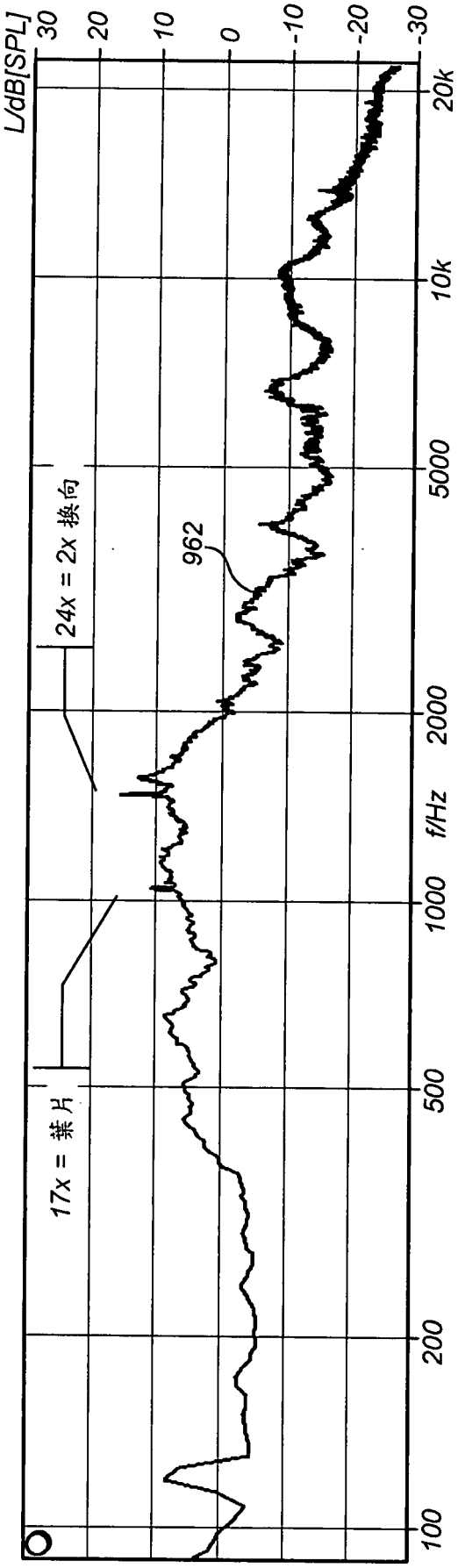

L/dB[SPL]
30
20
10
0
-10
-20
-30
100
200
500
1000
2000
5000
10k
20k
f/Hz
17x = 葉片
24x = 2x 換向
962

圖14

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第（5）圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

204	定子
500	馬達
502	驅動控制邏輯
504	FET
505	端子
506	FET
514	FET
515	端子
516	FET
524	FET
525	端子
526	FET

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

（無）