

發明專利說明書

200306059

(填寫本書件時請先行詳閱申請書後之申請須知，作※記號部分請勿填寫)

※申請案號： 92107406 ※IPC分類： H02P7/00
※申請日期： 92年04月01日

壹、發明名稱：

(中文) 交流電動機的無感測器控制裝置及控制方法
(英文) 交流電動機のセンサレス制御装置および制御方法

貳、發明人(共 2 人)

發明人 1

姓 名：(中文) 河延稷
(英文) ハ ジュンイク
住居所地址：(中文) 日本國福岡縣北九州市八幡西區黒崎城石二
番一號株式会社安川電機内
(英文)

參、申請人(共 1 人)

申請人 1

姓名或名稱：(中文) 安川電機股份有限公司
(英文) 株式会社安川電機
住居所地址：(中文) 日本國福岡縣北九州市八幡西區黒崎城石二
番一號
(或營業所) (英文) _____
國 籍：(中文) 日本 (英文) JAPAN
代 表 人：(中文) 1. 中山真
(英文) _____

發明人 2

姓 名：(中文) 井手耕三
(英文) 井手耕三

住居所地址：(中文) 日本國福岡縣北九州市八幡西區黑崎城石二
番一號株式会社安川電機內
(英文)

捌、聲明事項

■主張專利法第二十四條第一項優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；日期；案號 順序註記】

1.日本 ; 2002/04/02 ; 2002-100259

(1)

玖、發明說明**【發明所屬之技術領域】**

本發明乃關於，在同步電動機與感應電動機等的交流電動機當中，於包含零點速度及零點輸出頻率區之所有驅動範圍中，不需採用位置及速度感測器，而可以實現穩定的轉矩、速度、及位置的控制之無感測器控制方法及其控制裝置。

【先前技術】

以往，於未裝設速度感測器的環境下，或是在控制系統的低成本化的目的之下，無速度感測器控制乃具有多種用途。目前，在不要求高速應答性的用途中，採用 V/F 控制，而在要求高速應答性的用途中，則採用無感測器向量控制。無感測器向量控制為一種並未採用位置及速度感測器來推測速度，而可以與具感測器控制相同，來實現轉矩、速度控制之控制。同步電動機等的速度推測方法，主要是採用因應旋轉所產生的感生電壓的方法（感生電壓法）。除了感生電壓法之外，有採用狀態觀測器的方法，例如於「Lang, U S Pat No 5,296,793, issued March. 22, 1994」所述者。該手法為檢測出同步電動機的相電壓及相電流，並將之輸入於基於電動機的電氣機械方程式之數學公式所構成的狀態觀測器，來推測同步電動機的轉子的相位角之方法。此外，基於無刷直流馬達的電壓・電流方程式之無感測器控制，於「Matsui 他, "Sensorless operation

(2)

of brushless DC motor drives,” Proc IEEE International Conference on Industrial Electronics, Controls, and Instrumentation, vol 2, pp. 739-744, 1993」中有詳細敘述。然而，因為這些手法乃以電動機模式來構成，其對電動機參數變動的敏感度較高，因而具有電壓誤差產生控制惡化的問題。因此，無法推測在感生電壓極低之包含零點速度的極低速區域中之速度。

於推測包含零點速度的極低速中的速度的情況下，有利用電動機的磁凸極性（Magnetic Saliency）的方法。此乃將具有電動機的輸出頻率數以外的頻率成分之電壓或是電流信號，施加於電動機，並觀測依據磁凸極性的定子繞組的電感或是阻抗的變化，來檢測出位置及速度的方法。

於此方法中，具有如「Ogasawara 他， “Implementation and position control performance of a position sensorless IPM motor drive system based on magnetic saliency,” IEEE Trans Ind Appl, vol 34, pp 806-812, Jul /Aug 1998」所述者。因為此手法於極短的取樣時間內，採用電壓信號來檢測出電感，因此具有容易受參數變動或觀測雜訊之影響的問題。其他手法則有，採用與電動機的旋轉數同步旋轉的高頻信號來觀測磁通量位置者，如「Jansen 他， “Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines,” IEEE Trans Ind Appl., vol 31, pp 240-247, Mar /Apr 1995」所述者。然而，由於採用與電動機的旋

(3)

轉數同步旋轉的高頻信號，因此其動態特性受到限制。此外，將高頻重疊於感應電動機來推測速度的方法，有如「Ha 他，Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection,” IEEE Trans Ind Appl, vol. 35, pp, 45-51, Jan /Feb 1999」所述者，此手法亦可應用於同步電動機。而適用於磁阻馬達（Reluctance Motor）的例子有「Ha 他，Position-controlled synchronous reluctance motor without any rotational,” IEEE Trans Ind Appl., vol 35, pp 1393-1398, Nov /Dec. 1999」，而適用於永久磁石內部埋入型電動機的例子有「Ha 他，Sensorless position control and initial position estimation of an interior permanent magnet,” Proc IEEE Industry Applications Conference, 2001」所述者。

此手法乃將高頻重疊，並從電動機的一次電壓及電流來推測磁通量者。所重疊的信號乃重疊於與輸出頻率數同步旋轉的磁通量軸上，此與先前所示之與電動機的旋轉數同步旋轉的高頻信號者不同，重疊頻率數為獨立於反相器輸出頻率數之頻率數。磁通量位置的推測，可藉由抽出產生磁凸極性的高頻阻抗來進行。因為將高頻重疊於磁通量軸上，因此其轉矩波動相對較少，亦可降低噪音。藉由本手法，可實現於零點速度、零點輸出頻率數中之轉矩、速度、及位置的控制。

此外，感應電動機的速度推測及向量控制方法的例

(4)

子，有「Schauder, U S Pat No 4,862,054, issued Aug 29, 1989」所述者。在此，乃搭載了基於電動機的電氣線路方程式之 2 個規範模式。1 個是基於電動機的初級方程式之電壓模式，另 1 個是基於電動機的次級方程式之電流模式。各個模式構成於直交座標系統。速度推測乃採用 PI 控制器來適應性的推測，使各個模式所計算的 2 個磁通量偏差為零。此外，採用磁通量觀測器來適應性的推測速度之手法，如「Kubota et al, “Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation,” IEEE Trans. On Ind Appl, Vol 30, No 5, pp 1219-1224. Sep./Oct 1994」所述者。於此文獻當中，乃提出了一種適應性的推測速度的手法，在進行磁通量推測的同時，使相當於觀測器的轉矩誤差之觀測器與系統的輸出誤差、及與磁通量推測值的誤差的外積值為零。

然而，因為這些手法乃以電動機模式來構成，其對電動機參數變動的敏感度較高，因而具有電壓誤差產生控制惡化的問題。尤其是在零點速度、零點輸出頻率數區域中不穩定。關於無感測器控制的穩定問題之調查，可參照「Harnefors, “Instability Phenomena and Remedies in Sensorless Indirect Field Oriented Control,” IEEE Trans. On Power Elec, Vol 15, No 4, pp 733-743, July, 2000」，及「Sugimoto et al, “A Consideration about Stability of Vector Controlled Induction Motor Systems

(5)

Using Adaptive Secondary Flux Observer,” Trans Of IEE Japan, Vol 119-10, No 10, pp 1212-1222, 1999.」所述。

做為在零點速度、零點輸出頻率數區域中解決無感測器控制的課題之方法，有「Sul et al, “Sensorless Field Orientation Control Method of an Induction Machine by High Frequency Signal Injection,” U. S. Pat No 5,886,498, issued Mar 23, 1999」所述者。在此，與同步電動機的情況相同，乃將高頻重疊，並從電動機的一次電壓及電流來推測磁通量的位置。所重疊的信號乃重疊於與輸出頻率數同步旋轉的磁通量軸上，因此重疊頻率數為獨立於反相器輸出頻率數之頻率數。磁通量位置的推測，可藉由抽出產生磁凸極性的高頻阻抗來進行。關於磁凸極性的原理，於「Ha et al, “Physical understanding of high frequency injection method to sensorless drives of an induction machine,” Proc IEEE Industry Applications Conference, Vol. 3, pp 1802-1808, 2000」中有詳細說明，其乃藉由有限元素法來說明由高頻重疊所引起的物理現象，並提出於零點速度、零點輸出頻率數區域中之安定的無感測器控制方法。在此，所謂的磁凸極性，是指由於磁通量方向或轉子位置的不同，電感亦有所不同之性質。

然而，此手法亦具有下列問題點。首先，因為是將高頻重疊於基本電壓上，因此當限制電壓的情況下則無法使用，亦即，其控制區域受到限制。其次，此與基於感生電

(6)

壓的電動機模式不同，乃以所近似的高頻模式為基本之磁通量位置推測方法，因此具有因重疊高頻所產生之電壓誤差及雜訊之轉矩振動要素的問題。

因此，本發明的目的在於，可以提供即使重疊高頻，亦不會產生電壓誤差及雜訊之轉矩振動要素，並於包含零點速度及零點輸出頻率區域的所有驅動範圍中，進行穩定的轉矩、速度、及位置控制之交流電動機的無感測器控制裝置及其控制方法。

【發明內容】

為了達成上述目的，申請專利範圍第 1 項的發明為一種交流電動機的無感測器控制裝置，其並未採用位置及速度感測器，而基於同步電動機的磁通量位置的推測位置，將電動機電流分離為磁通量成分及轉矩成分，藉由獨立控制個別成分，來實現同步電動機之高性能的控制性能，其特徵為，具備將高頻信號重疊於電動機的推測磁通量軸上之高頻生成器；以及從與上述高頻信號同樣頻率成分的電壓或是電流檢測信號當中，抽出磁通量位置的誤差信號之高頻成分抽出器，其中，該磁通量位置的誤差信號乃基於，由依據主磁通量的磁飽和或是依據高頻的集膚效應（Skin Effect）所產生之高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性（Magnetic Saliency）而獲得；以及從電動機輸入電壓、檢測電流、及速度推測值當中，推測磁通量的大小及位置之磁通量觀測器；以及適應性的調整做為上述高頻

(7)

成分抽出器的輸出之磁通量位置的誤差信號之第 1 適應調整器；以及適應性的調整於上述磁通量觀測器當中，由磁通量推測值及觀測器輸出的誤差值所計算之誤差信號之第 2 適應調整器；以及因應速度，於極低速之際切換為上述第 1 適應調整器，於低速之際切換為上述第 1 及上述第 2 適應調整器，於高速之際切換為上述第 2 適應調整器之混成器；以及從上述混成器的輸出值當中來生成速度推測值之速度推測器。

此外，申請專利範圍第 2 項的發明為，如申請專利範圍第 1 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，具備以磁通量電平的調整、及高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性的調整、及效率的調整為目的之磁通量調整器；以及對於推測磁通量、及推測轉子速度、及推測轉子位置當中所產生的推測誤差，進行校正之推測誤差校正器；以及從磁通量觀測器中所推測出的磁通量，來計算磁通量的位置之磁通量位置運算器；以及採用所推測的磁通量位置，將檢測電流分離為磁通量方向成分及轉矩成分，各自反饋之後，將之與上述磁通量方向成分及轉矩成分的電流指令值加以比較，來實施電流控制，使各個偏差為零之電流控制器；以及比較所推測的速度及指令速度，來實施速度控制使其偏差為零，並輸出轉矩指令值或是相當於轉矩指令值的電流指令值之速度控制器；以及於啓動之前推測初始磁極位置之初始磁極位置推測器。

此外，申請專利範圍第 3 項的發明的特徵為，上述高

(8)

頻生成器具備，用於調整因應磁通量的旋轉速度或是轉子速度而重疊的高頻信號之裝置。

此外，申請專利範圍第 4 項的發明的特徵為，上述高頻生成器將高頻信號重疊於電壓指令值。

此外，申請專利範圍第 5 項的發明的特徵為，上述高頻生成器將高頻信號重疊於電流指令值。

此外，申請專利範圍第 6 項的發明的特徵為，上述磁通量觀測器具備因應輸出頻率或速度，從電動機輸入電壓當中消除上述高頻信號之功能。

此外，申請專利範圍第 7 項的發明的特徵為，於上述高頻成分抽出器中所得到的磁通量位置的誤差信號，乃基於所重疊的高頻信號之阻抗或是導納（Admittance）。

此外，申請專利範圍第 8 項的發明的特徵為，上述混成器具備，於包含零點速度之極低速區域中，消除上述第 2 適應調整器的輸出的功能；以及於中高速區域中，消除上述第 1 適應調整器的輸出的功能。

此外，申請專利範圍第 9 項的發明的特徵為，上述速度推測器適應性的推測速度，使為混成器輸出值的誤差信號為零。

此外，申請專利範圍第 10 項的發明的特徵為，上述磁通量調整器在可維持電動機的特性，亦即高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性之際，以及在可維持高效率之際，調整磁通量向量，而上述推測誤差校正器，對於高頻中之磁凸極性降低的情況下所產生的推測磁通量、及推測

(9)

轉子速度、及推測轉子位置，進行誤差的校正。

此外，申請專利範圍第 11 項的發明的特徵為，上述電流控制器，在上述重疊的高頻信號為電壓的情況下，具備從反饋的電流當中消除重疊高頻成分之功能，而在上述重疊的高頻信號為電流的情況下，則可設定控制器的應答頻率比重疊頻率數成分還高。

此外，申請專利範圍第 12 項的發明的特徵為，上述初始磁極位置推測器，具備從上述重疊高頻的 2 的 N 次方倍（ $N = -1、1、2、3、\dots、n$ ）的高諧波當中，抽出至少一個頻率之信號處理部，並判別磁極的 N 極或是 S 極。

此外，申請專利範圍第 13 項的發明為一種交流電動機的無感測器控制方法，其並未採用位置及速度感測器，而基於同步電動機的磁通量位置的推測位置，將電動機電流分離為磁通量成分及轉矩成分，藉由獨立控制個別成分，來實現同步電動機之高性能的控制性能，其特徵為，具備將高頻信號重疊於電動機的推測磁通量軸上之手段；以及從與上述高頻信號同樣頻率成分的電壓或是電流檢測信號當中，抽出磁通量位置的誤差信號之手段，其中，該磁通量位置的誤差信號乃基於，由依據主磁通量的磁飽和或是依據高頻的集膚效應所產生之高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性而獲得；以及從電動機輸入電壓、檢測電流、及速度推測值當中，以磁通量觀測器來推測磁通量的大小及位置之手段；以及適應性的調整做為上述高頻成分

(10)

抽出器的輸出之磁通量位置的誤差信號之第 1 適應規則手段；以及適應性的調整於上述磁通量觀測器當中，由磁通量推測值及觀測器輸出的誤差值所計算之誤差信號之第 2 適應規則手段；以及因應速度，切換上述第 1 及第 2 適應規則手段之手段；以及從上述適應規則手段的輸出信號當中來推測速度的手段。

此外，申請專利範圍第 14 項的發明為，如申請專利範圍第 13 項之交流電動機的無感測器控制方法，其中，具備為了維持高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性並維持高效率，而調整磁通量之手段；以及對於推測磁通量、及推測轉子速度、及推測轉子位置當中所產生的推測誤差，進行校正之推測誤差校正器；以及從磁通量觀測器中所推測出的磁通量向量，來計算磁通量的位置之手段；以及採用所推測的磁通量位置，將檢測電流分離為磁通量方向成分及轉矩成分，各自反饋之後，將之與上述磁通量方向成分及轉矩成分的電流指令值加以比較，來實施電流控制，使各個偏差為零之手段；以及比較所推測的速度及指令速度，來實施速度控制使其偏差為零，並輸出轉矩指令值或是相當於轉矩指令值的電流指令值之手段；以及於啟動之前判別磁極的 N 極或是 S 極之初始磁極推測手段。

此外，申請專利範圍第 15 項的發明的特徵為，因應速度來切換上述適應規則手段之手段，於包含零點速度或零點頻率之極低速區域中，消除上述第 2 適應規則手段的輸出信號的功能；以及於中高速區域中，消除上述第 1 適

(11)

應規則手段的輸出信號的功能。

此外，申請專利範圍第 16 項的發明的特徵為，用於抽出上述基於電動機物理量的磁凸極性所獲得的磁通量位置的誤差信號之手段，其所採用的電動機物理量，為電動機輸入電壓指令值與檢測電流，或是檢測電壓與檢測電流。

此外，申請專利範圍第 17 項的發明的特徵為，上述重疊高頻之手段具有，調整因應輸出頻率或是速度而重疊的高頻信號之手段。

此外，申請專利範圍第 18 項的發明的特徵為，上述調整磁通量之手段，於包含零點速度或零點頻率之極低速區域中，因應電動機的固有特性來調整磁通量的大小，使得到可以檢測出磁通量位置的程度之電動機物理量的磁凸極性，此外，因負載所產生的磁通量位置的誤差，乃以重疊高頻的磁通量位置來調整，而該調整手段乃藉由推測誤差與定子（一次）電流或是指令電流來調整。

此外，申請專利範圍第 19 項的發明的特徵為，上述初始磁極推測手段，具備從上述重疊高頻的 2 的 N 次方倍（ $N = -1、1、2、3、\dots、n$ ）的高諧波當中，抽出至少一個頻率之信號處理部，並判別磁極的 N 極或是 S 極。

此外，申請專利範圍第 20 項的發明為一種交流電動機的無感測器控制裝置，其並未採用速度感測器，而基於感應電動機的磁通量位置的推測值，將電動機電流分離為

(12)

磁通量成分及轉矩成分，藉由獨立控制個別成分，來實現感應電動機之高性能的控制性能，其特徵為，具備將高頻信號重疊於電動機的推測磁通量軸上之高頻生成器；以及從與上述高頻信號同樣頻率成分的電壓或是電流檢測信號當中，抽出磁通量位置的誤差信號之高頻成分抽出器，其中，該磁通量位置的誤差信號乃基於，由依據主磁通量的磁飽和或是依據高頻的集膚效應所產生之高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性而獲得；以及從電動機輸入電壓、檢測電流、及速度推測值當中，推測磁通量的大小及位置之磁通量觀測器；以及適應性的調整做為上述高頻成分抽出器的輸出之磁通量位置的誤差信號之第 3 適應調整器；以及適應性的調整於上述磁通量觀測器當中，由磁通量推測值及觀測器輸出的誤差值所計算之誤差信號之第 4 適應調整器；以及因應速度，於極低速之際切換為上述第 3 適應調整器，於低速之際切換為上述第 3 及上述第 4 適應調整器，於高速之際切換為上述第 4 適應調整器之混成器；以及從上述混成器的輸出值當中來生成速度推測值之速度推測器。

此外，申請專利範圍第 21 項的發明為，如申請專利範圍第 20 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，具備為了調整高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性，而調整重疊磁通量指令及高頻信號的磁通量位置之磁通量調整器；以及從磁通量觀測器中所推測出的磁通量，來計算磁通量的位置之磁通量位置運算器；以及採用所計算的磁

(13)

通量位置，將檢測電流分離為磁通量方向成分及轉矩成分，各自反饋之後，將之與上述磁通量方向成分及轉矩成分的電流指令值加以比較，來實施電流控制，使各個偏差為零之電流控制器；以及比較所推測的速度及指令速度，來實施速度控制使其偏差為零，並輸出轉矩指令值或是相當於轉矩指令值的電流指令值之速度控制器。

此外，申請專利範圍第 22 項的發明的特徵為，上述高頻生成器具備，用於調整因應輸出頻率或是速度而重疊的高頻信號之裝置。

此外，申請專利範圍第 23 項的發明的特徵為，上述高頻生成器將高頻信號重疊於電壓指令值。

此外，申請專利範圍第 24 項的發明的特徵為，上述高頻生成器將高頻信號重疊於電流指令值。

此外，申請專利範圍第 25 項的發明的特徵為，上述磁通量觀測器具備因應輸出頻率或速度，從電動機輸入電壓當中消除上述高頻信號之功能。

此外，申請專利範圍第 26 項的發明的特徵為，於上述高頻成分抽出器中所得到的磁通量位置的誤差信號，乃基於所重疊的高頻信號之阻抗或是導納。

此外，申請專利範圍第 27 項的發明的特徵為，上述混成器具備，於包含零點速度之極低速區域中，消除上述第 4 適應調整器的輸出的功能；以及於中高速區域中，消除上述第 3 適應調整器的輸出的功能。

此外，申請專利範圍第 28 項的發明的特徵為，上述

(14)

速度推測器適應性的推測速度，使為混成器輸出值的誤差信號為零。

此外，申請專利範圍第 29 項的發明的特徵為，上述磁通量調整器，具備：因應電動機固有的特性來調整磁通量的大小，來得到可進行磁通量位置檢測的程度的電動機物理量的磁凸特性之機能，以及以重疊高頻率的磁通量位置來調整由於負荷所產生的磁通量位置的誤差的機能。

此外，申請專利範圍第 30 項的發明的特徵為，上述電流控制器，在上述重疊的高頻信號為電壓的情況下，具備從反饋的電流當中消除重疊高頻成分之功能，而在上述重疊的高頻信號為電流的情況下，則可設定控制器的應答頻率比重疊頻率數成分還高。

此外，申請專利範圍第 31 項的發明為一種交流電動機的無感測器控制方法，其並未採用速度感測器，而基於感應電動機的磁通量位置的推測值，將電動機電流分離為磁通量成分及轉矩成分，藉由獨立控制個別成分，來實現感應電動機之高性能的控制性能，其特徵為，具備將高頻信號重疊於電動機的推測磁通量軸上之手段；以及從與上述高頻信號同樣頻率成分的電壓或是電流檢測信號當中，抽出磁通量位置的誤差信號之手段，其中，該磁通量位置的誤差信號乃基於，由依據主磁通量的磁飽和或是依據高頻的集膚效應所產生之高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性而獲得；以及從電動機輸入電壓、檢測電流、及推測速度值當中，以磁通量觀測器來推測磁通量的大小及位置

(15)

之手段；以及適應性的調整做為上述高頻成分抽出器的輸出之磁通量位置的誤差信號之第 3 適應規則手段；以及適應性的調整於上述磁通量觀測器當中，由磁通量推測值及觀測器輸出的誤差值所計算之誤差信號之第 4 適應規則手段；以及以速度或是輸出頻率，來切換上述第 3 及第 4 適應規則手段之手段；以及從上述適應規則手段的輸出信號當中來推測速度之手段。

此外，申請專利範圍第 32 項的發明為，如申請專利範圍第 31 項之交流電動機的無感測器控制方法，其中，具備為了調整高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性，而調整磁通量之手段；以及從磁通量觀測器中所推測出的磁通量，來計算磁通量的位置之手段；以及採用所推測的磁通量位置，將檢測電流分離為磁通量方向成分及轉矩成分，各自反饋之後，將之與上述磁通量方向成分及轉矩成分的電流指令值加以比較，來實施電流控制，使各個偏差為零之手段；以及比較所推測的速度及指令速度，來實施速度控制使其偏差為零，並輸出轉矩指令值或是相當於轉矩指令值的電流指令值之手段。

此外，申請專利範圍第 33 項的發明的特徵為，切換上述適應規則手段之手段，於包含零點速度或零點頻率之極低速區域中，消除上述第 4 適應規則手段的輸出信號的功能；以及於中高速區域中，消除上述第 3 適應規則手段的輸出信號的功能。

此外，申請專利範圍第 34 項的發明的特徵為，用來

(16)

抽出上述基於電動機物理量的磁凸極性所獲得的磁通量位置的誤差信號之手段，及以磁通量觀測器來推測磁通量的大小及位置之手段，其所採用的電動機物理量，為電動機輸入電壓指令值與檢測電流，或是檢測電壓與檢測電流。

此外，申請專利範圍第 35 項的發明的特徵為，上述重疊高頻之手段具有，調整因應輸出頻率或是速度而重疊的高頻信號之手段。

此外，申請專利範圍第 36 項的發明的特徵為，於包含零點速度或零點頻率之極低速區域中，因應電動機的固有特性來調整磁通量的大小，使得到可以檢測出磁通量位置的程度之電動機物理量的磁凸極性，此外，因負載所產生的磁通量位置的誤差，乃以重疊高頻的磁通量位置來調整，而該調整手段乃藉由推測誤差與定子（一次）電流或是指令電流來調整。

【實施方式】

接下來參照圖面，說明本發明的第 1 實施型態。

第 1 圖係顯示本發明的第 1 實施型態之交流電動機的無感測器控制裝置的構成圖。

第 2 圖係顯示於第 1 圖中所示之磁通量觀測器的詳細圖示。

第 3 圖係顯示於第 1 圖中所示之高頻成分抽出器的詳細圖示。

第 4 圖係顯示於第 1 圖中所示之混成器與速度推測器

(17)

的詳細圖示。

第 5 圖係顯示於第 1 圖中所示之高頻生成器與磁通量調整器的詳細圖示。

第 6 圖係顯示於第 1 圖中所示之交流電動機的高頻區域的阻抗與運轉頻率數的關係的詳細圖示。

第 7 圖係顯示於第 1 圖中所示之交流電動機的高頻區域的阻抗與負載的關係的詳細圖示。

第 1 圖所示之無感測器控制裝置，為重疊高頻電壓信號的方式，關於重疊高頻電壓信號的方式將於之後詳細敘述。

此外，第 1 圖所示之控制方塊，可藉由數位運算，來實現採用電壓型反相器 102 驅動電動機的方式。此外，亦可藉由類比電路，或是合併使用類比電路及數位電路來實現。

於第 1 圖中，無感測器控制裝置 100 具備高頻生成器及磁通量調整器 110，高頻生成器將高頻信號重疊於電動機的推測磁通量軸上。而磁通量調整器調整高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性，並調整用於補償磁通量推測誤差之磁通量指令。此外，以重疊高頻的磁通量位置，來調整由負載所產生的磁通量位置的誤差。

磁通量觀測器 120 從電動機輸入電壓、檢測電流、及速度推測值當中，推測磁通量的大小及位置。

高頻成分抽出器 130 從與高頻信號同樣頻率成分的電壓或是電流檢測信號當中，抽出磁通量位置的誤差信號，

(18)

該磁通量位置的誤差信號乃基於，由依據主磁通量的磁飽和或是依據高頻的集膚效應所產生之高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性而獲得。轉子位置推測器 135 輸入依據磁通量觀測器 120 之磁通量位置 122 及磁極位置校正器 113，來推測轉子位置。初始磁極位置推測器 136 輸入檢測電流與重疊頻率指令 w_i ，於啟動之前，在停止狀態下推測初始磁極位置。

混成器 140 因應速度，在不產生震動的情況下，從低速至高速來切換適應性的調整做為高頻成分抽出器的輸出之磁通量位置的誤差信號之適應調整器，以及適應性的調整於磁通量觀測器當中，由磁通量推測值及觀測器輸出的誤差值所計算之誤差信號之適應調整器。速度推測器 150 適應性的推測速度，使做為混成器 140 輸出值的誤差信號為零。

此外，無感測器控制裝置 100 具有速度控制器 160 及電流控制器 170。

此外，必須具有從反饋於電流控制器 170 的電流當中，消除重疊高頻成分的重疊頻率消除器 180。消除重疊高頻成分的重疊頻率消除器 180，以低通濾波器或是陷波濾波器構成。藉此，使電流控制器 170 的輸出之電壓指令值 171 當中，不包含重疊的頻率成分。

座標轉換器 190 及 191 採用所推測的磁通量位置，各自實施如接下來的第（1）式及第（2）式般之向量座標轉換。

(19)

$$V_s^{s*} = e^{j\hat{\theta}_e} V_s^{e*} \quad (1)$$

$$V_s^{e*} = e^{-j\hat{\theta}_e} V_s^{s*} \quad (2)$$

在此， v_s^{s*} 為靜止座標系統（相電壓的 U 相基準）中之電壓指令向量， v_s^{e*} 為旋轉座標系統（以推測磁通量軸基準，與輸出頻率數同步來旋轉）中之電壓指令向量。

以下，參照各個圖示來說明各部的動作。

第 2 圖係顯示於第 1 圖中所示之磁通量觀測器 120 的內部構成。靜止座標系統中之同步電動機的數學公式可以下列來表示。

$$\dot{x} = A(\omega_r, \theta_r) x + B(\theta_r) u \quad (3)$$

$$i_s^s = Cx \quad (4)$$

於第（3）式及第（4）式中，

$$x = [i_{ds}^s \quad i_{qs}^s \quad \lambda_{dr}^s \quad \lambda_{qr}^s]^T,$$

$$A(\omega_r, \theta_r) = \begin{bmatrix} A1(\omega_r, \theta_r) & B1(\theta_r) \\ 0 & \omega_r J \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} B1(\theta_r) \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$u = v_s^s = [v_{ds}^s \quad v_{qs}^s]^T,$$

$$\lambda_r = [\lambda_{dr}^s \quad \lambda_{qr}^s]^T,$$

系統行列式（以 A 來表示）、輸出行列式（以 C 來表示）、行列式 I、J 各表示如下。

(20)

$$A_1(\omega_r, \theta_r) = L_1^{-1}(-R_s I - p L_1),$$

$$B(\theta_r) = L_1^{-1},$$

$$L^1 = \frac{1}{2}(L_d + L_q) I + \frac{1}{2}(L_d - L_q) \begin{bmatrix} \cos 2\theta_r & \sin 2\theta_r \\ \sin 2\theta_r & -\cos 2\theta_r \end{bmatrix},$$

$$C = [I \quad 0]$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

狀態變數為

i_{ds}^s = 靜止座標中之一二次電流的 d 軸成分

i_{qs}^s = 靜止座標中之一二次電流的 q 軸成分

λ_{dr}^s = 靜止座標中之二次磁通量的 d 軸成分

λ_{qr}^s = 靜止座標中之二次磁通量的 q 軸成分

v_{ds}^s = 靜止座標中之一二次電壓的 d 軸成分

v_{qs}^s = 靜止座標中之一二次電壓的 q 軸成分

ω_r = 轉子速度

θ_r = 轉子位置

對第 (3) 式及第 (4) 式之觀測器 210 如以下構成。

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bv_s^s + G(\hat{i}_s^s - i_s^s)$$

$$\hat{i}_s^s = C\hat{x}$$

$$\hat{\lambda}_r^s = C_1\hat{x}$$

在此當中，狀態變數為

(21)

$$\begin{aligned}\hat{x} &= \begin{bmatrix} \hat{i}_s^s & \hat{\lambda}_r^s \end{bmatrix}^T, \\ \hat{i}_s^s &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^s & \hat{i}_{qs}^s \end{bmatrix}^T, \\ \hat{\lambda}_r^s &= \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{dr}^s & \hat{\lambda}_{qr}^s \end{bmatrix}^T,\end{aligned}$$

其他行列式

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & I \end{bmatrix}$$

G = 觀測器增益行列式

於狀態觀測器 210 中，反饋信號 233 及輸入信號 234 藉由重疊頻率數成分消除器 230，來消除重疊頻率並輸出。這是因為要消除高頻重疊所造成的影響。推測磁通量 227 藉由磁通量量運算器 223 及磁通量位置運算器 224，轉換為磁通量量 225 及相位角 226。

初始磁通量推測器輸出 241 係顯示在啟動之前推測磁極位置為 0 或是 π 之後，決定 N 極或是 S 極的符號，並乘上接下來所示之行列式 N，來校正初始磁通量。

$$N = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & -I \end{bmatrix}$$

第 3 圖係顯示於第 1 圖中之高頻成分抽出器 130 的詳細圖示。高頻成分抽出器乃從與所重疊的高頻信號同樣頻率成分的電壓或是電流檢測信號當中，抽出磁通量位置的誤差信號，其中，該磁通量位置的誤差信號乃基於，由依據主磁通量的磁飽和或是依據高頻的集膚效應所產生之高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性而獲得。高頻成分抽

(22)

出器乃由，從檢測電壓或是電流當中抽出所重疊的高頻成分之重疊頻率數成分抽出部 310，以及運算磁通量位置的誤差信號之磁通量位置誤差信號運算部 320 所構成。

推測磁通量位置 301 與實際值不一致的情況下，則藉由重疊於旋轉座標系統的 d 軸的高頻電壓，使於 q 軸產生高頻電流。因此，爲了推測磁通量位置，而將高頻信號重疊於推測磁通量位置 301 上。於電動機啓動之際，假定任意的軸爲推測磁通量位置 301。此外，爲了檢測所重疊的高頻的影響，而設置與之直交的檢測座標系統 302。此座標系統設置在比推測磁通量位置 301 晚了 $\pi/4$ 的相位上。若是推測磁通量位置 301 位於實際的磁通量軸及與其直交的軸之間的位置上的話，則由於高頻阻抗的磁凸極性，而使檢測座標系統 302 所檢測的高頻成分，與在檢測座標的基準軸（d 軸）及與其直交的軸（q 軸）上的值產生差異。若假設於重疊頻率上的導納（Admittance）呈曲折分布，且對實際的磁通量軸爲對稱的話，則任意相位角中之重疊頻率上的導納的大小，以下式來表示。

$$Y(\Delta\theta) = -Y_1 \cos(2\Delta\theta) + Y_2$$

$$\Delta\theta = \hat{\theta}_e - \theta_e$$

在此，

$\hat{\theta}_e$ 爲推測磁通量位置

θ_e 爲實際磁通量位置

若將頻率數爲 ω_i 、振幅爲 v_{dsi}^* 的高頻電壓重疊於推

(23)

測磁通量軸的話，則檢測座標系統 302 中之電壓與電流的關係以下式表示。

$$|i_{dsi}^m| = \left[-Y_1 \cos\left(2\Delta\theta - \frac{\pi}{2}\right) + Y_2 \right] \frac{v_{dsi}^*}{\sqrt{2}}$$

$$|i_{qsi}^m| = \left[-Y_1 \cos\left(2\Delta\theta + \frac{\pi}{2}\right) + Y_2 \right] \frac{v_{qsi}^*}{\sqrt{2}}$$

在此，

i_{dsi}^m 為檢測座標系統的 d 軸電流的重疊頻率數成分

i_{qsi}^m 為檢測座標系統的 q 軸電流的重疊頻率數成分

於本發明中，一次電流 303 藉由座標轉換器 311 轉換為檢測座標系統，而轉換後的電流 305 則藉由波帶匯流排濾波器 312，僅僅抽出重疊頻率數成分。於 DEMUX（串聯・並聯轉換）部 321 中，針對抽出後的電流信號 306 的振幅，將其信號分配至振幅運算器 322 與 323，並於振幅運算器 322 與 323 中求取其 2 次方值，並個別輸出該值 333 與 334。相當於檢測座標系統中之導納的 2 次方值之 q 軸及 d 軸中之值的差異之誤差信號，以下式來定義。

$$\varepsilon_{i0} = |i_{qsi}^m|^2 - |i_{dsi}^m|^2 = 2Y_1Y_2 v_{dsi}^{*2} \sin(2\Delta\theta) \quad (5)$$

為了維持推測誤差的補償或是磁凸極性，乃以補償器輸出 K_{ci} 337，如以下方式來校正誤差信號。

$$\varepsilon_i = \varepsilon_{i0} - K_{ci} \quad (6)$$

(24)

關於 K_{ci} 337，將於之後所述的第 5 圖中說明。

第 4 圖係顯示於第 1 圖中之混成器 140（第 4 圖中為 410）與速度推測器 150（第 4 圖中為 450）的詳細圖示。相當於速度推測誤差的誤差信號 ε_i ，於觀測器中藉由狀態推測量來構成如下。

$$\varepsilon_i = G_2(s) \left(i_{ds}^s - \hat{i}_{ds}^s \right) G_1(s) \lambda_{qr}^s - G_2(s) \left(i_{qs}^s - \hat{i}_{qs}^s \right) G_1(s) \lambda_{dr}^s$$

在此， $G_1(s)$ 與 $G_2(s)$ 係顯示，於零點速度、零點頻率數區域中消除輸入信號之傳達函數。

於高速區域中，因為從第（5）式及第（6）式中所計算的誤差信號 ε_i 412 當中，無法藉由電壓限制來得到正確的磁通量位置資訊，因此必須因應速度來消除信號。因此，於第（5）式中所計算的誤差信號 412 乃採用 $G_3(s)$ 433 的傳達函數，來產生新的誤差信號。

$$\varepsilon_2 = G_3(s) \varepsilon_i$$

在此， $G_3(s)$ 係顯示於中高速區域中消除輸入信號之傳達函數。

速度推測器 450 具有比例積分（PI）調整器 460，並對誤差信號 ε_1 411 預先進行增益調整，使誤差信號 ε_2 412 為零。因為誤差信號 ε_1 411 與誤差信號 ε_2 412 的應答性及調整增益有所不同，因此可個別調整對應誤差信號 ε_1 411（觀測器側的誤差信號）的增益 470，以及對應誤差信號 ε_2 412（基於高頻重疊的誤差信號）的增益 480。

(25)

PI 調整器 460 在調整誤差信號使之為零的同時，亦推測速度 451。

第 5 圖係顯示於第 1 圖中之高頻生成器與磁通量調整器 110 的詳細圖示。高頻生成器與磁通量調整器 110 輸出重疊於推測磁通量軸的高頻信號 v_{si}^* 515，以及用於調整磁通量的大小，使得到針對負荷條件可以檢測出磁通量位置的程度之電動機物理量的磁凸極性之磁通量指令調整值 λ_{rc}^* 521，以及用於調整重疊高頻的磁通量位置之調整增益 K_{ci} 531。

高頻信號的振幅大小 511，從經由下式所得到的條件 541 當中，藉由預先對照的對照表 510 來決定。

$$\hat{\omega}_{r1} = \hat{\omega}_r + K_{c1} \cdot i_{qs}^*$$

磁通量指令調整值 λ_{rc}^* 521 乃以預先對照的對照表 520 來決定。雖然磁通量指令調整電平的最大值為得到最大的電動機物理量的磁凸極性之條件，然而，此乃依據電動機的固有特性。調整條件為下式所決定的條件 545。

$$\hat{\omega}_{r2} = \hat{\omega}_r + K_{c2} \cdot i_{qs}^*$$

依據高頻重疊的磁通量位置檢測法乃基於同步電動機的高頻區域之阻抗或是導納的特性。第 6 圖及第 7 圖係顯示高頻區域之阻抗的凸極性產生損失的條件。

第 6 圖係顯示，一旦運轉頻率數增加的話，則顯示阻抗的凸極性的程度之角度，乃因同步電動機的阻抗特性而

(26)

產生相位延遲的情形。第 7 圖係顯示，一旦負載增加（ q 軸電流增加）的話，則顯示阻抗的凸極性的程度之角度，乃因同步電動機的一次漏電感的飽和而產生相位延遲的情形。用於校正此現象所造成的角度誤差之調整增益 K_{ci531} ，乃藉由下式而決定。

$$K_{ci} = K_{c3} \cdot \hat{\omega}_r + K_{c4} \cdot i_{ds}^* + K_{c5} \cdot i_{qs}^*$$

在此，會有磁通量位置與轉子位置不同的情況，因此具有因電動機特性的不同而校正磁通量位置與轉子位置的誤差之對照表 560。

接下來參照圖面，說明本發明的第 2 實施型態。

第 8 圖係顯示本發明的第 2 實施型態之交流電動機的無感測器控制裝置的構成圖。

第 9 圖係顯示於第 8 圖中所示之高頻成分抽出器的詳細圖示。

第 10 圖係顯示於第 8 圖中所示之高頻生成器與磁通量調整器的詳細圖示。

第 11 圖係顯示於第 8 圖中所示的初始磁極推測器當中，於重疊電壓高頻的情況下之 2 倍頻率的特性的圖示。

第 12 圖係顯示於第 1 圖及第 8 圖中所示之初始磁極推測器的說明圖。

第 8 圖係顯示本發明的第 2 實施型態之交流電動機的無感測器控制裝置的構成圖，其顯示重疊高頻電流的方式。雖然與第 1 圖之重疊高頻電壓的方式類似，但是關於

(27)

將高頻信號重疊於電流控制器 870 的輸入部這點，以及關於從檢測電流反饋部當中消除重疊信號消除器（相當於第 1 圖的符號 180）這點上則有所不同。關於其他與第 1 圖具有相同構成者，則省略其說明。

接下來藉由各個圖示來說明動作。

第 9 圖係顯示於第 8 圖中所示之高頻成分抽出器 830 的詳細圖示。若假設於重疊頻率上的阻抗呈曲折分布，且對實際的磁通量軸為對稱的話，則任意相位角中之重疊頻率數上的阻抗的大小，以下式來表示。

$$Z(\Delta\theta) = Z_1 \cos(2\Delta\theta) + Z_2$$

若將頻率數為 ω_i 、振幅為 i_{dsi}^{e*} 的高頻電壓重疊於推測磁通量軸的話，則檢測座標系統 302 中之電壓與電流的關係以下式表示。

$$\begin{aligned} |v_{dsi}^m| &= \left[Z_1 \cos\left(2\Delta\theta - \frac{\pi}{2}\right) + Z_2 \right] \frac{i_{dsi}^{e*}}{\sqrt{2}} \\ v_{qsi}^m &= \left[Z_1 \cos\left(2\Delta\theta + \frac{\pi}{2}\right) + Z_2 \right] \frac{i_{qsi}^{e*}}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

在此，

v_{dsi}^m 為檢測座標系統的 d 軸電壓的重疊頻率數成分

v_{qsi}^m 為檢測座標系統的 q 軸電壓的重疊頻率數成分

於本發明中，一次電壓 903 藉由座標轉換器 911 轉換為檢測座標系統，而轉換後的電流 905 則藉由波帶匯流排濾波器 912，僅僅抽出重疊頻率數成分。於振幅運算器

(28)

921 及 922 中，計算抽出後的電壓信號 906 的振幅的 2 次方值 933 及 934。相當於檢測座標系統中之阻抗的 2 次方值之 q 軸及 d 軸中之值的差異之誤差信號，以下式來定義。

$$\epsilon_{i0} = \left| v_{qsi}^m \right|^2 - \left| v_{dsi}^m \right|^2 = 2Z_1 Z_2 i_{dsi}^{*2} \sin(2\Delta\theta)$$

第 10 圖係顯示於第 8 圖中所示之高頻生成器與磁通量調整器 810 的詳細圖示。高頻生成器與磁通量調整器 810（第 8 圖）輸出重疊於推測磁通量軸的高頻信號 i_{si}^{*965} ，以及用於調整磁通量的大小，使得到針對負荷條件可以檢測出磁通量位置的程度之電動機物理量的磁凸極性之磁通量指令調整值 λ_{rc}^{*971} ，以及用於調整重疊高頻的磁通量位置之調整增益 $K_{ci} 981$ 。

接下來，於採用永久磁石同步電動機來進行無感測器控制的情況下，由於啓動方法的不同而有可能產生逆轉的情況，因此必須在啓動前的停止狀態下推測初始磁極位置。於以往的方法中，較常利用鐵芯磁通量的飽和特性。於本發明中，乃重疊高頻，並利用所重疊的頻率數成分中之關於電動機物理量的信號。N 磁極位置可藉由鐵芯磁通量的磁飽和中之磁滯（Hysteresis），以及依據轉子位置之電動機物理量的變化來推測。

一旦將高頻重疊於推測磁通量軸（d 軸）上的話，則由於磁滯的影響而產生歪斜，該歪斜波形的週期對重疊頻率數，產生偶數倍的頻率數。於重疊電壓的情況下，該現

(29)

象會顯現於電流上。而在重疊電流的情況下，則該現象會顯現於電壓上。在此，針對採用重疊頻率的 2 倍高頻，來進行初始磁極推測的情況來說明。

第 11 圖係顯示，於重疊電壓高頻的情況下，為重疊頻率的 2 倍頻率之高頻電流（以下稱為 2 倍諧波）的特性的圖示。於第 11 圖中，'A'區域顯示，將高頻信號重疊於磁石的 N 極方向，亦即重疊於 d 軸方向的情況之 2 倍諧波的軌跡，'B'區域顯示，將高頻信號重疊於磁石的 S 極方向，亦即重疊於 -d 軸方向的情況之 2 倍諧波的軌跡。此時，2 倍諧波可藉由以下來檢測出。

$$\begin{aligned} i'_{dsh} &= \text{BPF}(i'_{ds}) \\ I_{d\sin 2\omega_h} &= 2\text{LPF}(i'_{dsh} \cdot \sin 2\omega_h t) \\ I_{d\cos 2\omega_h} &= 2\text{LPF}(i'_{dsh} \cdot \cos 2\omega_h t) \\ \phi &= \tan^{-1} \frac{I_{d\sin 2\omega_h}}{I_{d\cos 2\omega_h}} \end{aligned}$$

在此，

i'_{ds} ：旋轉座標系列（與磁通量同步旋轉之座標系列）中的一次電流的 d 軸成分

i'_{dsh} ：重疊信號的 2 倍諧波成分電流

BPF：抽出重疊信號的 2 倍諧波之波帶匯流排濾波器

$I_{d\sin 2\omega_h}$ ：重疊信號的 2 倍諧波的無效振幅

$I_{d\cos 2\omega_h}$ ：重疊信號的 2 倍諧波的實效振幅

LPF：消除高頻成分之低通濾波器

ϕ ：重疊信號的 2 倍諧波的相位角

(30)

如第 11 圖所示，於重疊信號的 2 倍諧波的相位角位於 ϕ [弧度] 與 $\phi + \pi$ [弧度] 的情況下，則顯示 +d 軸方向，若否，則顯示 -d 軸方向。因此，可判別初始磁極為 N 極或是 S 極。

第 12 圖係顯示本發明的初始磁極位置推測方法的說明圖。於啓動之前藉由依據高頻重疊的磁通量位置推測，來推測初始磁通量位置。與其同時進行，利用重疊頻率數的 2 倍諧波成分之特性，來推測初始磁極位置。初始磁極位置的推測，可藉由以下單一步驟的信號處理來計算。

$$I_{d\sin 2\omega_h\phi} = 2 \cdot \text{LPF}(\text{BPF}(I_{ds}^r) \cdot \sin(2\omega_h t + \phi))$$

若是 $I_{d\sin 2\omega_h\phi}$ 為正，則 N 極與 d 軸一致。相反的，若是 $I_{d\sin 2\omega_h\phi}$ 為負，則 N 極與 d 軸反方向。因此，在 $I_{d\sin 2\omega_h\phi}$ 為負的情況下，若是於初始狀態所推測的磁通量位置上加上 π ，則 N 極與 d 軸一致。而校正磁通量位置的極性的時間 (TIME) 可任意設定。一旦 d 軸與 N 極一致的話，則依據高頻重疊的磁通量位置推測法，於低速驅動中，亦幾乎可完全推測出磁極位置。

以上，本實施型態乃敘述了本發明的基本特徵。雖然可能有部分的改良或是功能的取代之存在，但是所提出的申請專利範圍，亦將這些部分改良或是功能取代，包含於基本概念中。

接下來參照圖面，說明本發明的第 3 實施型態。

第 13 圖係顯示本發明的第 3 實施型態之交流電動機

(31)

的無感測器控制裝置的構成圖。

第 14 圖係顯示於第 13 圖中所示之磁通量觀測器的詳細圖示。

第 15 圖係顯示於第 13 圖中所示之混成器與速度推測器的詳細圖示。

第 16 圖係顯示於第 13 圖中所示之高頻生成器與磁通量調整器的詳細圖示。

於之前的實施型態中，乃以交流電動機（同步電動機）為例來說明，於本實施型態中，則以感應電動機為例來說明。如第 13 圖所示之控制方塊，可藉由數位運算，來實現與第 1 圖相同之採用電壓型反相器 102 來驅動交流電動機（同步電動機）101 的方式。此外，亦可藉由類比電路，或是合併使用類比電路及數位電路來實現。

於第 13 圖中，無感測器控制裝置 100 與第 1 圖的構成相同，具備高頻生成器及磁通量調整器 110，高頻生成器將高頻信號重疊於電動機的推測磁通量軸上。而磁通量調整器調整高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性，並調整用於補償磁通量推測誤差之磁通量指令。此外，以重疊高頻的磁通量位置，來調整由負載所產生的磁通量位置的誤差。

磁通量觀測器 120 從電動機輸入電壓、檢測電流、及速度推測值當中，推測磁通量的大小及位置。而頻率成分抽出器 130 從與高頻信號同樣頻率成分的電壓或是電流檢測信號當中，抽出磁通量位置的誤差信號，該磁通量位置

(32)

的誤差信號乃基於，由依據主磁通量的磁飽和或是依據高頻的集膚效應所產生之高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性而獲得。混成器 140 因應速度，在不產生震動的情況下，從低速至高速來切換適應性的調整做為高頻成分抽出器的輸出之磁通量位置的誤差信號之適應調整器，以及適應性的調整於磁通量觀測器當中，由磁通量推測值及觀測器輸出的誤差值所計算之誤差信號之適應調整器。

速度推測器 150 適應性的推測速度，使做為混成器輸出值的誤差信號為零。此外，無感測器控制裝置 100 具有速度控制器 160 及電流控制器 170。再者，必須具有從反饋於電流控制器 170 的電流當中，消除重疊頻率成分的重疊頻率消除器 180。消除重疊頻率成分的裝置 180，以低通濾波器或是陷波濾波器構成。藉此，使電流控制器 170 的輸出之電壓指令值 171 當中，不包含重疊的頻率成分。座標轉換器 190 及 191 採用所推測的磁通量位置，各自實施如接下來的第（1）式及第（2）式般之向量座標轉換。

$$v_s^{s*} = e^{j\hat{\theta}_e} v_s^{e*} \quad (1)$$

$$v_s^{e*} = e^{-j\hat{\theta}_e} v_s^{s*} \quad (2)$$

在此， v_s^{s*} 為靜止座標系統（相電壓的 U 相基準）中之電壓指令向量， v_s^{e*} 為旋轉座標系統（以推測磁通量軸基準，與輸出頻率數同步來旋轉）中之電壓指令向量。

如此，於第 13 圖所示之本實施型態中，乃藉由與第 1 圖所示之控制方塊相同的構成及控制方法來控制，但是

(33)

與第 1 圖不同處為，其消除了轉子位置推測器 135 及初始磁極位置推測器 136。

第 14 圖係顯示於第 13 圖中所示之磁通量觀測器 120 的內部構成。靜止座標系統中之感應電動機的數學公式可以下列來表示。

$$\dot{x} = A(\omega_r) x + Bu \quad (7)$$

$$i_s^s = Cx \quad (4)$$

於第 (7) 式及第 (4) 式中，

$$\begin{aligned} x &= [i_{ds}^s \ i_{qs}^s \ \lambda_{dr}^s \ \lambda_{qr}^s]^T, \\ A(\omega_r) &= \begin{bmatrix} A_{11} & A(\omega_r)_{12} \\ A_{21} & A(\omega_r)_{11} \end{bmatrix}, \\ B &= \begin{bmatrix} 1/(\sigma L_s) I \\ 0 \end{bmatrix}, \\ u = v_s^s &= [v_{ds}^s \ v_{qs}^s]^T, \\ \lambda_r &= [\lambda_{dr}^s \ \lambda_{qr}^s]^T, \end{aligned}$$

系統行列式（以 A 來表示）、輸出行列式（以 C 來表示）、行列式 I、J 各表示如下。

$$A_{11} = - \left\{ R_s / (\sigma L_s) + (1 - \sigma) / (\sigma \tau_r) \right\} I,$$

$$A(\omega_r)_{12} = L_m / (\sigma L_s L_r) \left\{ (1/\tau_r) I - \omega_r J \right\},$$

$$A_{21} = (L_m / \tau_r) I,$$

$$A(\omega_r)_{22} = - (1/\tau_r) I + \omega_r J,$$

$$C = [I \ 0]$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

(34)

狀態變數為

i_{ds}^s = 靜止座標中之一次電流的 d 軸成分

i_{qs}^s = 靜止座標中之一次電流的 q 軸成分

λ_{dr}^s = 靜止座標中之二次磁通量的 d 軸成分

λ_{qr}^s = 靜止座標中之二次磁通量的 q 軸成分

v_{ds}^s = 靜止座標中之一次電壓的 d 軸成分

v_{qs}^s = 靜止座標中之一次電壓的 q 軸成分

ω_r = 轉子速度

對第 (3) 式及第 (4) 式之觀測器 210 如以下構成。

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bv_s^s + G(\hat{i}_s^s - i_s^s)$$

$$\hat{i}_s^s = C\hat{x}$$

$$\hat{\lambda}_r^s = C_1\hat{x}$$

在此當中，狀態變數為

$$\begin{aligned}\hat{x} &= \begin{bmatrix} \hat{i}_s^s & \hat{\lambda}_r^s \end{bmatrix}, \\ \hat{i}_s^s &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^s & \hat{i}_{qs}^s \end{bmatrix}, \\ \hat{\lambda}_r^s &= \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{dr}^s & \hat{\lambda}_{qr}^s \end{bmatrix},\end{aligned}$$

其他行列式

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & I \end{bmatrix}$$

(35)

G = 觀測器增益行列式

於狀態觀測器 210 中，反饋信號 233 及輸入信號 234 藉由重疊頻率數成分消除器 230，來消除重疊頻率並輸出。這是因為要消除高頻重疊所造成的影響。推測磁通量 227 藉由磁通量運算器 223 及磁通量位置運算器 224，轉換為磁通量 225 及相位角 226。

於第 14 圖中，省略初始磁通量推測器輸出。

接下來，關於第 13 圖中之高頻成分抽出器 130 的說明，因為具有相同構成，因此共用上述實施型態的第 3 圖來說明。高頻成分抽出器乃從與所重疊的高頻信號同樣頻率成分的電壓或是電流檢測信號當中，抽出磁通量位置的誤差信號，其中，該磁通量位置的誤差信號乃基於，由依據主磁通量的磁飽和或是依據高頻的集膚效應所產生之高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性而獲得。

在此從電流檢測信號當中抽出。高頻成分抽出器乃由，從檢測電壓或是電流當中抽出所重疊的高頻成分之重疊頻率數成分抽出部 310，以及運算磁通量位置的誤差信號之磁通量位置誤差信號運算部 320 所構成。

推測磁通量位置 301 與實際值不一致的情況下，則藉由重疊於旋轉座標系統的 d 軸的高頻電壓，使於 q 軸產生高頻電流。因此，為了推測磁通量位置，而將高頻信號重疊於推測磁通量位置 301 上。於電動機啓動之際，假定任意的軸為推測磁通量位置 301。此外，為了檢測所重疊的高頻的影響，而設置與之直交的檢測座標系統 302。此座

(36)

標系統設置在比推測磁通量位置 301 晚了 $\pi/4$ 的相位上。若是推測磁通量位置 301 位於實際的磁通量軸及與其直交的軸之間的位置上的話，則由於高頻阻抗的磁凸極性，而使檢測座標系統 302 所檢測的高頻成分，與在檢測座標的基準軸（d 軸）及與其直交的軸（q 軸）上的值產生差異。若假設於重疊頻率上的導納呈曲折分布，且對實際的磁通量軸為對稱的話，則任意相位角中之重疊頻率上的導納的大小，以下式來表示。

$$Y(\Delta\theta) = -Y_1 \cos(2\Delta\theta) + Y_2$$

$$\Delta\theta = \hat{\theta}_e - \theta_e$$

在此，

$$\hat{\theta}_e \text{ 爲推測磁通量位置}$$

$$\theta_e \text{ 爲實際磁通量位置}$$

若將頻率數為 ω_i 、振幅為 v_{dsi}^* 的高頻電壓重疊於推測磁通量軸的話，則檢測座標系統 302 中之電壓與電流的關係以下式表示。

$$|i_{dsi}^m| = \left[-Y_1 \cos\left(2\Delta\theta - \frac{\pi}{2}\right) + Y_2 \right] \frac{v_{dsi}^*}{\sqrt{2}}$$

$$|i_{qsi}^m| = \left[-Y_1 \cos\left(2\Delta\theta + \frac{\pi}{2}\right) + Y_2 \right] \frac{v_{qsi}^*}{\sqrt{2}}$$

在此，

i_{dsi}^m 為檢測座標系統的 d 軸電流的重疊頻率數成分

i_{qsi}^m 為檢測座標系統的 q 軸電流的重疊頻率數成分

(37)

於本發明中，一次電流 303 藉由座標轉換器 311 轉換為檢測座標系統，而轉換後的電流 305 則藉由波帶匯流排濾波器 312，僅僅抽出重疊頻率數成分。然後於振幅運算器 322 與 323 中，求取抽出後的電流信號 306 的振幅的 2 次方值 333 與 334。相當於檢測座標系統中之導納的 2 次方值之 q 軸及 d 軸中之值的差異之誤差信號，以下式來定義。

$$\varepsilon_{i0} = \left| i_{qsi}^m \right|^2 - \left| i_{dsi}^m \right|^2 = 2Y_1 Y_2 v_{dsi}^{*2} \sin(2\Delta\theta) \quad (5)$$

爲了維持推測誤差的補償或是磁凸極性，乃以補償器輸出 K_{ci} 337，如以下方式來校正誤差信號。

$$\varepsilon_i = \varepsilon_{i0} - K_{ci} \quad (6)$$

關於 K_{ci} 337，將於之後所述的第 16 圖中說明。

第 15 圖係顯示於第 13 圖中之混成器 140（第 15 圖中爲 410）與速度推測器 150（第 15 圖中爲 450）的詳細圖示。相當於速度推測誤差的誤差信號 ε_i ，於觀測器中藉由狀態推測量來構成如下。

$$\varepsilon_i = \left(i_{ds}^s - \hat{i}_{ds}^s \right) G_1(s) \lambda_{qr}^s - G_2(s) \left(i_{qs}^s - \hat{i}_{qs}^s \right) G_1(s) \lambda_{dr}^s$$

在此， $G_1(s)$ 係顯示，於零點速度、零點頻率數區域中消除輸入信號之傳達函數。

於中、高速區域中，因爲從第（5）式及第（6）式中所計算的誤差信號 ε_i 412 當中，無法藉由電壓限制來得到

(38)

正確的磁通量位置資訊，因此必須因應速度來消除信號。因此，於第（6）式中所計算的誤差信號 ε_{i412} 乃採用 $G_2(s)$ 的傳達函數，來產生新的誤差信號 ε_2 。

$$\varepsilon_2 = G_2(s) \varepsilon_i$$

在此， $G_2(s)$ 係顯示於中高速區域中消除輸入信號之傳達函數。

速度推測器 450 具有比例積分（PI）調整器 460，並對誤差信號 ε_{i411} 預先進行增益調整，使誤差信號 ε_{2412} 爲零。因爲誤差信號 ε_{i411} 與誤差信號 ε_{2412} 的應答性及調整增益有所不同，因此可個別調整對應誤差信號 ε_{i411} （觀測器側的誤差信號）的增益 470，以及對應誤差信號 ε_{2412} （基於高頻重疊的誤差信號）的增益 480。PI 調整器 460 在調整誤差信號使之爲零的同時，亦推測速度 451。

第 16 圖係顯示於第 13 圖中之高頻生成器與磁通量調整器 110 的詳細圖示。高頻生成器與磁通量調整器 110 輸出重疊於推測磁通量軸的高頻信號 v_{si}^* 515，以及用於調整磁通量的大小，使得到針對負荷條件可以檢測出磁通量位置的程度之電動機物理量的磁凸極性之磁通量指令調整值 λ_{rc}^* 521，以及用於調整重疊高頻的磁通量位置之調整增益 K_{ci} 531。

高頻信號的振幅大小 511，從經由下式所得到的條件 541 當中，藉由預先對照的對照表 510 來決定。

(39)

$$\hat{\omega}_{\pi 1} = \hat{\omega}_r + K_{c1} \cdot i_{qs}^*$$

磁通量指令調整值 λ_{rc}^{*521} 乃以預先對照的對照表 520 來決定。雖然磁通量指令調整電平的最大值為得到最大的電動機物理量的磁凸極性之條件，然而，此乃依據電動機的固有特性。調整條件為下式所決定的條件 545。

$$\hat{\omega}_{\pi 2} = \hat{\omega}_r + K_{c2} \cdot i_{qs}^*$$

依據高頻重疊的磁通量位置檢測法，乃基於感應電動機的高頻區域之阻抗或是導納的特性。關於高頻區域之阻抗的凸極性產生損失的條件。乃藉由上述實施型態的第 6 圖及第 7 圖來說明。第 6 圖係顯示，一旦運轉頻率數增加的話，則顯示阻抗的凸極性的程度之角度，乃因同步電動機的阻抗特性而產生相位延遲的情形。第 7 圖係顯示，一旦負載增加（q 軸電流增加）的話，則顯示阻抗的凸極性的程度之角度，乃因同步電動機的一次漏電感的飽和而產生相位延遲的情形。用於校正此現象所造成的角度誤差之調整增益 K_{ci}^{531} ，乃藉由下式而決定。

$$K_{ci} = K_{c3} \cdot \hat{\omega}_r + K_{c4} \cdot i_{ds}^* + K_{c5} \cdot i_{qs}^*$$

接下來參照圖面，說明本發明的第 4 實施型態。

第 17 圖係顯示本發明的第 4 實施型態之交流電動機的無感測器控制裝置的構成圖。

(40)

第 18 圖係顯示於第 17 圖中所示之高頻生成器與磁通量調整器的詳細圖示。

第 17 圖係顯示本發明的第 4 實施型態之重疊高頻電流的方式。雖然與第 13 圖之重疊高頻電壓的方式類似，但是關於將高頻信號 812 重疊於電流控制器 870 的輸入部這點，以及關於從檢測電流反饋部當中消除重疊信號消除器這點上則有所不同。

因為第 17 圖中之高頻成分抽出器 830 的詳細圖示與第 2 實施型態的第 9 圖相同，因此參照第 9 圖來說明。若假設於重疊頻率上的阻抗呈曲折分布，且對實際的磁通量軸為對稱的話，則任意相位角中之重疊頻率數上的阻抗的大小，以下式來表示。

$$Z(\Delta\theta) = Z_1 \cos(2\Delta\theta) + Z_2$$

若將頻率數為 ω_i 、振幅為 i_{dsi}^* 的高頻電壓重疊於推測磁通量軸的話，則檢測座標系統 902 中之電壓與電流的關係以下式表示。

$$\begin{aligned} |v_{dsi}^m| &= \left[Z_1 \cos\left(2\Delta\theta - \frac{\pi}{2}\right) + Z_2 \right] \frac{i_{dsi}^*}{\sqrt{2}} \\ v_{qsi}^m &= \left[Z_1 \cos\left(2\Delta\theta + \frac{\pi}{2}\right) + Z_2 \right] \frac{i_{qsi}^*}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

在此，

v_{dsi}^m 為檢測座標系統的 d 軸電壓的重疊頻率數成分

v_{qsi}^m 為檢測座標系統的 q 軸電壓的重疊頻率數成分

(41)

於本發明中，一次電壓 903 藉由座標轉換器 911 轉換為檢測座標系統，而轉換後的電流 905 則藉由波帶匯流排濾波器 912，僅僅抽出重疊頻率數成分。於振幅運算器 921 及 922 中，計算抽出後的電壓信號 906 的振幅的 2 次方值 933 及 934。相當於檢測座標系統中之阻抗的 2 次方值之 q 軸及 d 軸中之值的差異之誤差信號，以下式來定義。

$$\varepsilon_{i0} = \left| v_{qs}^m \right|^2 - \left| v_{ds}^m \right|^2 = 2Z_1 Z_2 i_{ds}^{*2} \sin(2\Delta\theta)$$

第 18 圖係顯示於第 17 圖中之高頻生成器與磁通量調整器 810 的詳細圖示。高頻生成器與磁通量調整器 810 輸出重疊於推測磁通量軸的高頻信號 i_{si}^* 965，以及用於調整磁通量的大小，使得到針對負荷條件可以檢測出磁通量位置的程度之電動機物理量的磁凸極性之磁通量指令調整值 λ_{rc}^* 971，以及用於調整重疊高頻的磁通量位置之調整增益 K_{ci} 981。

以上，本實施型態乃敘述了本發明的基本特徵。雖然可能有部分的改良或是功能的取代之存在，但是於本發明的申請專利範圍，亦將這些部分改良或是功能取代，包含於基本概念中。

以上，乃參照了詳細說明或是特定的實施型態來說明本發明，但是，在不脫離本發明的精神及範圍下，可以進行種種的變更或是修正，而這也是該領域的各業者所明瞭的。

(42)

本申請案乃基於 2002 年 4 月 2 日所申請之日本專利申請案（日本特願 2002-100259），在此，納入其內容以做為參考。

〔產業上的可利用性〕

如以上所說明般，根據本發明，可以提供即使重疊高頻，亦不會產生電壓誤差及雜訊之轉矩振動要素，並於包含零點速度及零點輸出頻率區域的所有驅動範圍中，進行穩定的轉矩及速度控制之交流電動機的無感測器控制方法及其控制裝置。

【圖式簡單說明】

第 1 圖係顯示本發明的第 1 實施型態之交流電動機的無感測器控制裝置的構成圖。

第 2 圖係顯示於第 1 圖中所示之磁通量觀測器的詳細圖示。

第 3 圖係顯示於第 1 圖中所示之高頻成分抽出器的詳細圖示。

第 4 圖係顯示於第 1 圖中所示之混成器與速度推測器的詳細圖示。

第 5 圖係顯示於第 1 圖中所示之高頻生成器與磁通量調整器的詳細圖示。

第 6 圖係顯示於第 1 圖中所示之交流電動機的高頻區域的阻抗與運轉頻率數的關係的詳細圖示。

(43)

第 7 圖係顯示於第 1 圖中所示之交流電動機的高頻區域的阻抗與負載的關係的詳細圖示。

第 8 圖係顯示本發明的第 2 實施型態之交流電動機的無感測器控制裝置的構成圖。

第 9 圖係顯示於第 8 圖中所示之高頻成分抽出器的詳細圖示。

第 10 圖係顯示於第 8 圖中所示之高頻生成器與磁通量調整器的詳細圖示。

第 11 圖係顯示於第 8 圖中所示的初始磁極推測器當中，於重疊電壓高頻的情況下之 2 倍頻率的特性的圖示。

第 12 圖係顯示於第 8 圖中所示之初始磁極推測器的說明圖。

第 13 圖係顯示本發明的第 3 實施型態之交流電動機的無感測器控制裝置的構成圖。

第 14 圖係顯示於第 13 圖中所示之磁通量觀測器的詳細圖示。

第 15 圖係顯示於第 13 圖中所示之混成器與速度推測器的詳細圖示。

第 16 圖係顯示於第 13 圖中所示之高頻生成器與磁通量調整器的詳細圖示。

第 17 圖係顯示本發明的第 4 實施型態之交流電動機的無感測器控制裝置的構成圖。

第 18 圖係顯示於第 17 圖中所示之高頻生成器與磁通量調整器的詳細圖示。

(44)

【 符 號 說 明 】

100、800：無感測器控制裝置

101、801：交流電動機

102、802：電壓型反相器

110、810：高頻生成器與磁通量調整器

120、820：磁通量觀測器

130、830：高頻成分抽出器

135：轉子位置推測器

136、836：初始磁極位置推測器

140、840：混成器

150、850：速度推測器

160、860：速度控制器

170、870：電流控制器

180：重疊頻率消除器

190、191、890、891：座標轉換器

肆、中文發明摘要

發明之名稱：交流電動機的無感測器控制裝置及控制方法

本發明之課題在於，提供可以於包含零點速度及零點輸出頻率區域的所有驅動範圍中，進行穩定的控制之交流電動機的無感測器控制裝置。

本發明的交流電動機的無感測器控制裝置具備：於推測磁通量軸上重疊高頻信號之高頻生成器（110）；以及從與高頻信號同樣頻率成分的電壓、電流檢測信號當中，抽出磁通量位置的誤差信號之高頻成分抽出器（130）；以及推測磁通量大小及位置之磁通量觀測器（120）；以及適應性的調整高頻重疊側的誤差信號之第1適應調整器；以及適應性的調整磁通量觀測器側的誤差信號之第2適應調整器；以及因應速度，於極低速之際切換為第1適應調整器，於低速之際切換為第1、第2適應調整器，於高速之際切換為第2適應調整器之混成器（140）；以及從混成器的輸出當中來推測速度之速度推測器（150）。

伍、英文發明摘要

發明之名稱：

(1)

拾、申請專利範圍

1、一種交流電動機的無感測器控制裝置，其並未採用位置及速度感測器，而基於同步電動機的磁通量位置的推測位置，將電動機電流分離為磁通量成分及轉矩成分，藉由獨立控制個別成分，來實現同步電動機之高性能的控制性能，其特徵為：具備：將高頻信號重疊於電動機的推測磁通量軸上之高頻生成器；以及

從與上述高頻信號同樣頻率成分的電壓或是電流檢測信號當中，抽出磁通量位置的誤差信號之高頻成分抽出器，其中，該磁通量位置的誤差信號乃基於，由依據主磁通量的磁飽和或是依據高頻的集膚效應所產生之高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性而獲得；以及

從電動機輸入電壓、檢測電流、及速度推測值當中，推測磁通量的大小及位置之磁通量觀測器；以及

適應性的調整做為上述高頻成分抽出器的輸出之磁通量位置的誤差信號之第 1 適應調整器；以及

適應性的調整於上述磁通量觀測器當中，由磁通量推測值及觀測器輸出的誤差值所計算之誤差信號之第 2 適應調整器；以及

因應速度，於極低速之際切換為上述第 1 適應調整器，於低速之際切換為上述第 1 及上述第 2 適應調整器，於高速之際切換為上述第 2 適應調整器之混成器；以及

從上述混成器的輸出值當中來生成速度推測值之速度推測器。

(2)

2、如申請專利範圍第 1 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，具備：以磁通量電平的調整、及高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性的調整、及效率的調整為目的之磁通量調整器；以及

對於推測磁通量、及推測轉子速度、及推測轉子位置當中所產生的推測誤差，進行校正之推測誤差校正器；以及

從磁通量觀測器中所推測出的磁通量，來計算磁通量的位置之磁通量位置運算器；以及

採用所推測的磁通量位置，將檢測電流分離為磁通量方向成分及轉矩成分，各自反饋之後，將之與上述磁通量方向成分及轉矩成分的電流指令值加以比較，來實施電流控制，使各個偏差為零之電流控制器；以及

比較所推測的速度及指令速度，來實施速度控制使其偏差為零，並輸出轉矩指令值或是相當於轉矩指令值的電流指令值之速度控制器；以及

於啓動之前推測初始磁極位置之初始磁極位置推測器。

3、如申請專利範圍第 1 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述高頻生成器具備，用於調整因應磁通量的旋轉速度或是轉子速度而重疊的高頻信號之裝置。

4、如申請專利範圍第 1 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述高頻生成器將高頻信號重疊於電壓指令值。

(3)

5、如申請專利範圍第 1 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述高頻生成器將高頻信號重疊於電流指令值。

6、如申請專利範圍第 1 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述磁通量觀測器具備因應輸出頻率或速度，從電動機輸入電壓當中消除上述高頻信號之功能。

7、如申請專利範圍第 1 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，於上述高頻成分抽出器中所得到的磁通量位置的誤差信號，乃基於所重疊的高頻信號之阻抗或是導納（*Admittance*）。

8、如申請專利範圍第 1 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述混成器具備：於包含零點速度之極低速區域中，消除上述第 2 適應調整器的輸出的功能；以及於中高速區域中，消除上述第 1 適應調整器的輸出的功能。

9、如申請專利範圍第 1 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述速度推測器適應性的推測速度，使為混成器輸出值的誤差信號為零。

10、如申請專利範圍第 2 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述磁通量調整器在可維持電動機的特性，亦即高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性之際，以及在可維持高效率之際，調整磁通量向量，而上述推測誤差校正器，對於高頻中之磁凸極性降低的情況下所產生的推測磁通量、及推測轉子速度、及推測轉子位置，進行誤

(4)

差的校正。

11、如申請專利範圍第 2 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述電流控制器，在上述重疊的高頻信號為電壓的情況下，具備從反饋的電流當中消除重疊高頻成分之功能，而在上述重疊的高頻信號為電流的情況下，則可設定控制器的應答頻率比重疊頻率數成分還高。

12、如申請專利範圍第 2 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述初始磁極位置推測器，具備從上述重疊高頻的 2 的 N 次方倍（ $N = -1、1、2、3、\dots、n$ ）的高諧波當中，抽出至少一個頻率之信號處理部，並判別磁極的 N 極或是 S 極。

13、一種交流電動機的無感測器控制方法，其並未採用位置及速度感測器，而基於同步電動機的磁通量位置的推測位置，將電動機電流分離為磁通量成分及轉矩成分，藉由獨立控制個別成分，來實現同步電動機之高性能的控制性能，其特徵為：具備：將高頻信號重疊於電動機的推測磁通量軸上之手段；以及

從與上述高頻信號同樣頻率成分的電壓或是電流檢測信號當中，抽出磁通量位置的誤差信號之手段，其中，該磁通量位置的誤差信號乃基於，由依據主磁通量的磁飽和或是依據高頻的集膚效應所產生之高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性而獲得；以及

從電動機輸入電壓、檢測電流、及速度推測值當中，以磁通量觀測器來推測磁通量的大小及位置之手段；以及

(5)

適應性的調整做為上述高頻成分抽出器的輸出之磁通量位置的誤差信號之第 1 適應規則手段；以及

適應性的調整於上述磁通量觀測器當中，由磁通量推測值及觀測器輸出的誤差值所計算之誤差信號之第 2 適應規則手段；以及

因應速度，切換上述第 1 及第 2 適應規則手段之手段；以及

從上述適應規則手段的輸出信號當中來推測速度的手段。

14、如申請專利範圍第 13 項之交流電動機的無感測器控制方法，其中，具備：為了維持高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性並維持高效率，而調整磁通量之手段；以及

對於推測磁通量、及推測轉子速度、及推測轉子位置當中所產生的推測誤差，進行校正之推測誤差校正器；以及

從磁通量觀測器中所推測出的磁通量向量，來計算磁通量的位置之手段；以及

採用所推測的磁通量位置，將檢測電流分離為磁通量方向成分及轉矩成分，各自反饋之後，將之與上述磁通量方向成分及轉矩成分的電流指令值加以比較，來實施電流控制，使各個偏差為零之手段；以及

比較所推測的速度及指令速度，來實施速度控制使其偏差為零，並輸出轉矩指令值或是相當於轉矩指令值的電

(6)

流指令值之手段；以及

於啟動之前判別磁極的 N 極或是 S 極之初始磁極推測手段。

15、如申請專利範圍第 13 項之交流電動機的無感測器控制方法，其中，因應速度來切換上述適應規則手段之手段，具備：於包含零點速度或零點頻率之極低速區域中，消除上述第 2 適應規則手段的輸出信號的功能；以及於中高速區域中，消除上述第 1 適應規則手段的輸出信號的功能。

16、如申請專利範圍第 13 項之交流電動機的無感測器控制方法，其中，用於抽出上述基於電動機物理量的磁凸極性所獲得的磁通量位置的誤差信號之手段，其所採用的電動機物理量，為電動機輸入電壓指令值與檢測電流，或是檢測電壓與檢測電流。

17、如申請專利範圍第 13 項之交流電動機的無感測器控制方法，其中，上述重疊高頻之手段具有，調整因應輸出頻率或是速度而重疊的高頻信號之手段。

18、如申請專利範圍第 14 項之交流電動機的無感測器控制方法，其中，上述調整磁通量之手段，於包含零點速度或零點頻率之極低速區域中，因應電動機的固有特性來調整磁通量的大小，使得到可以檢測出磁通量位置的程度之電動機物理量的磁凸極性，此外，因負載所產生的磁通量位置的誤差，乃以重疊高頻的磁通量位置來調整，而該調整手段乃藉由推測誤差與定子（一次）電流或是指令

(7)

電流來調整。

19、如申請專利範圍第 14 項之交流電動機的無感測器控制方法，其中，上述初始磁極推測手段，具備：從上述重疊高頻的 2 的 N 次方倍（ $N = -1、1、2、3、\dots、n$ ）的高諧波當中，抽出至少一個頻率之信號處理部，並判別磁極的 N 極或是 S 極。

20、一種交流電動機的無感測器控制裝置，其並未採用速度感測器，而基於感應電動機的磁通量位置的推測值，將電動機電流分離為磁通量成分及轉矩成分，藉由獨立控制個別成分，來實現感應電動機之高性能的控制性能，其特徵為：具備將高頻信號重疊於電動機的推測磁通量軸上之高頻生成器；以及

從與上述高頻信號同樣頻率成分的電壓或是電流檢測信號當中，抽出磁通量位置的誤差信號之高頻成分抽出器，其中，該磁通量位置的誤差信號乃基於，由依據主磁通量的磁飽和或是依據高頻的集膚效應所產生之高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性而獲得；以及

從電動機輸入電壓、檢測電流、及速度推測值當中，推測磁通量的大小及位置之磁通量觀測器；以及

適應性的調整做為上述高頻成分抽出器的輸出之磁通量位置的誤差信號之第 3 適應調整器；以及

適應性的調整於上述磁通量觀測器當中，由磁通量推測值及觀測器輸出的誤差值所計算之誤差信號之第 4 適應調整器；以及

(8)

因應速度，於極低速之際切換為上述第 3 適應調整器，於低速之際切換為上述第 3 及上述第 4 適應調整器，於高速之際切換為上述第 4 適應調整器之混成器；以及

從上述混成器的輸出值當中來生成速度推測值之速度推測器。

21、如申請專利範圍第 20 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，具備：為了調整高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性，而調整重疊磁通量指令及高頻信號的磁通量位置之磁通量調整器；以及

從磁通量觀測器中所推測出的磁通量，來計算磁通量的位置之磁通量位置運算器；以及

採用所計算的磁通量位置，將檢測電流分離為磁通量方向成分及轉矩成分，各自反饋之後，將之與上述磁通量方向成分及轉矩成分的電流指令值加以比較，來實施電流控制，使各個偏差為零之電流控制器；以及

比較所推測的速度及指令速度，來實施速度控制使其偏差為零，並輸出轉矩指令值或是相當於轉矩指令值的電流指令值之速度控制器。

22、如申請專利範圍第 20 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述高頻生成器具備：用於調整因應輸出頻率或是速度而重疊的高頻信號之裝置。

23、如申請專利範圍第 20 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述高頻生成器將高頻信號重疊於電壓指令值。

(9)

24、如申請專利範圍第 20 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述高頻生成器將高頻信號重疊於電流指令值。

25、如申請專利範圍第 20 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述磁通量觀測器具備因應輸出頻率或速度，從電動機輸入電壓當中消除上述高頻信號之功能。

26、如申請專利範圍第 20 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，於上述高頻成分抽出器中所得到的磁通量位置的誤差信號，乃基於所重疊的高頻信號之阻抗或是導納。

27、如申請專利範圍第 20 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述混成器具備：於包含零點速度之極低速區域中，消除上述第 4 適應調整器的輸出的功能；以及於中高速區域中，消除上述第 3 適應調整器的輸出的功能。

28、如申請專利範圍第 20 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述速度推測器適應性的推測速度，使為混成器輸出值的誤差信號為零。

29、如申請專利範圍第 21 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述磁通量調整器，具備：因應電動機固有的特性來調整磁通量的大小，來得到可進行磁通量位置檢測的程度的電動機物理量的磁凸特性之機能，以及以重疊高頻率的磁通量位置來調整由於負荷所產生的磁通

(10)

量位置的誤差的機能。

30、如申請專利範圍第 21 項之交流電動機的無感測器控制裝置，其中，上述電流控制器，在上述重疊的高頻信號為電壓的情況下，具備從反饋的電流當中消除重疊高頻成分之功能，而在上述重疊的高頻信號為電流的情況下，則可設定控制器的應答頻率比重疊頻率數成分還高。

31、一種交流電動機的無感測器控制方法，其並未採用速度感測器，而基於感應電動機的磁通量位置的推測值，將電動機電流分離為磁通量成分及轉矩成分，藉由獨立控制個別成分，來實現感應電動機之高性能的控制性能，其特徵為：具備：將高頻信號重疊於電動機的推測磁通量軸上之手段；以及

從與上述高頻信號同樣頻率成分的電壓或是電流檢測信號當中，抽出磁通量位置的誤差信號之手段，其中，該磁通量位置的誤差信號乃基於，由依據主磁通量的磁飽和或是依據高頻的集膚效應所產生之高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性而獲得；以及

從電動機輸入電壓、檢測電流、及推測速度值當中，以磁通量觀測器來推測磁通量的大小及位置之手段；以及

適應性的調整做為上述高頻成分抽出器的輸出之磁通量位置的誤差信號之第 3 適應規則手段；以及

適應性的調整於上述磁通量觀測器當中，由磁通量推測值及觀測器輸出的誤差值所計算之誤差信號之第 4 適應規則手段；以及

(11)

以速度或是輸出頻率，來切換上述第 3 及第 4 適應規則手段之手段；以及

從上述適應規則手段的輸出信號當中來推測速度之手段。

32、如申請專利範圍第 31 項之交流電動機的無感測器控制方法，其中，具備：爲了調整高頻區域中之電動機物理量的磁凸極性，而調整磁通量之手段；以及

從磁通量觀測器中所推測出的磁通量，來計算磁通量的位置之手段；以及

採用所推測的磁通量位置，將檢測電流分離爲磁通量方向成分及轉矩成分，各自反饋之後，將之與上述磁通量方向成分及轉矩成分的電流指令值加以比較，來實施電流控制，使各個偏差爲零之手段；以及

比較所推測的速度及指令速度，來實施速度控制使其偏差爲零，並輸出轉矩指令值或是相當於轉矩指令值的電流指令值之手段。

33、如申請專利範圍第 31 項之交流電動機的無感測器控制方法，其中，切換上述適應規則手段之手段，具備：於包含零點速度或零點頻率之極低速區域中，消除上述第 4 適應規則手段的輸出信號的功能；以及於中高速區域中，消除上述第 3 適應規則手段的輸出信號的功能。

34、如申請專利範圍第 31 項之交流電動機的無感測器控制方法，其中，用來抽出上述基於電動機物理量的磁凸極性所獲得的磁通量位置的誤差信號之手段、及以磁通

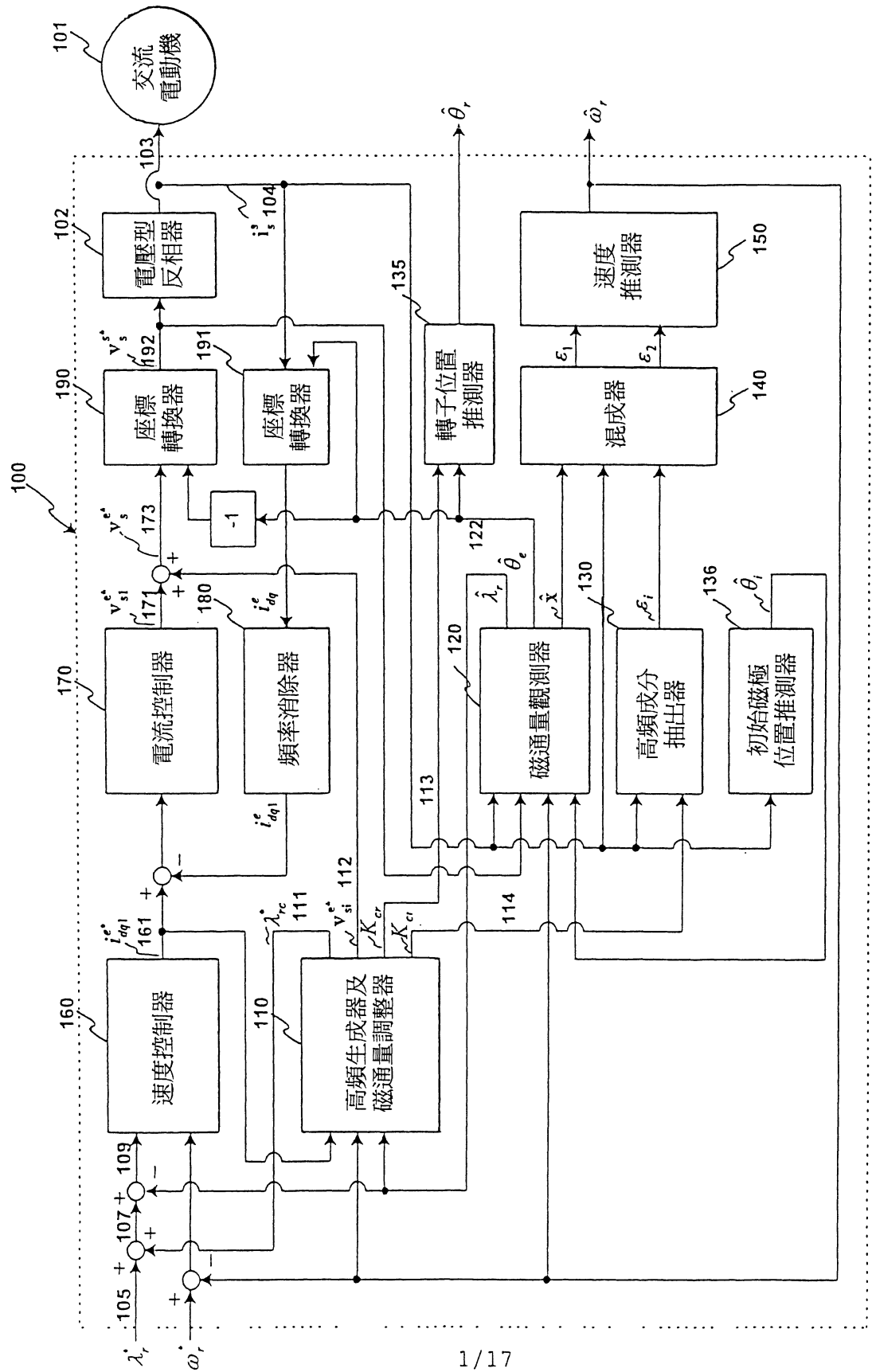
(12)

量觀測器來推測磁通量的大小及位置之手段，其所採用的電動機物理量，為電動機輸入電壓指令值與檢測電流、或是檢測電壓與檢測電流。

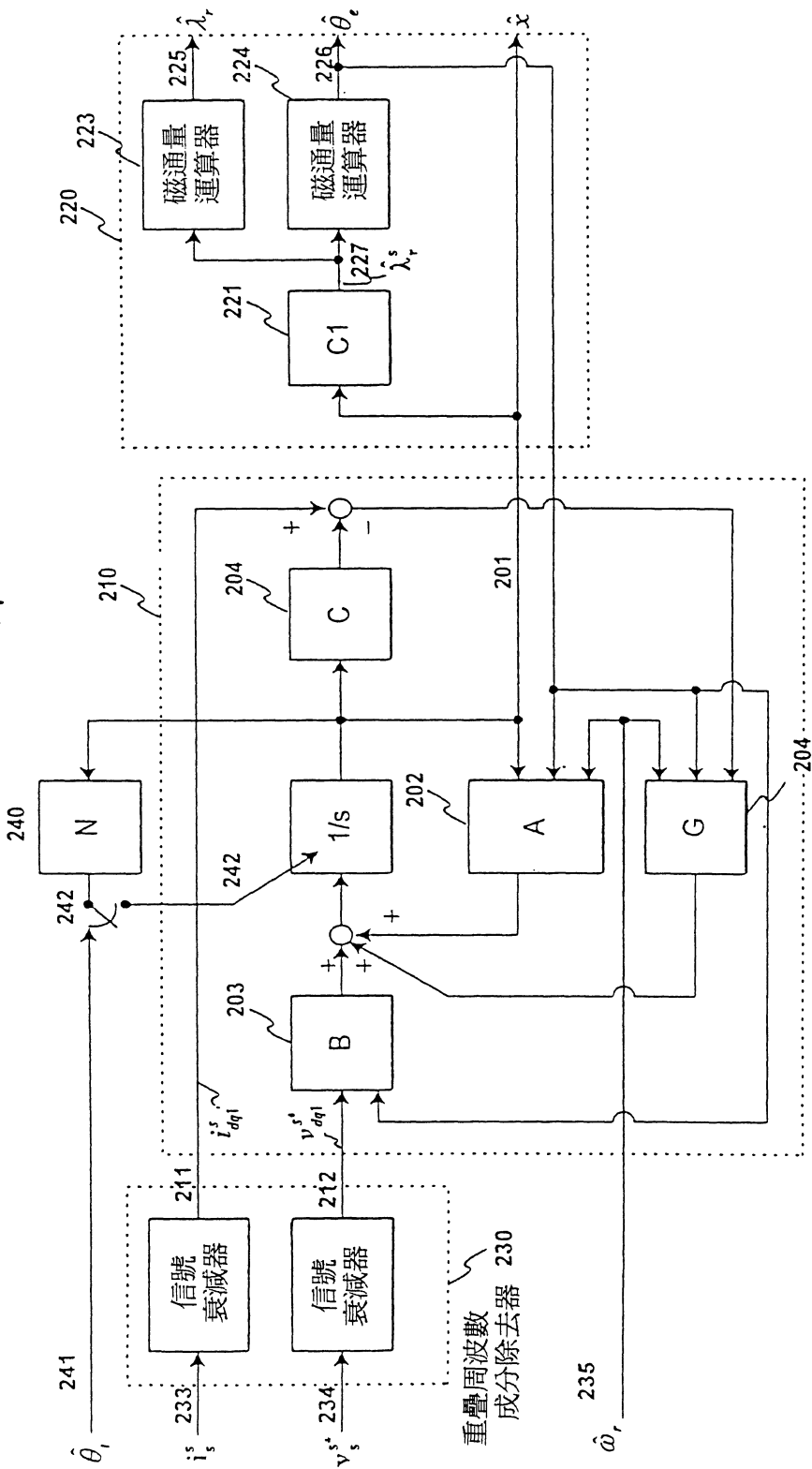
35、如申請專利範圍第31項之交流電動機的無感測器控制方法，其中，上述重疊高頻之手段具有：調整因應輸出頻率或是速度而重疊的高頻信號之手段。

36、如申請專利範圍第32項之交流電動機的無感測器控制方法，其中，於包含零點速度或零點頻率之極低速區域中，因應電動機的固有特性來調整磁通量的大小，使得到可以檢測出磁通量位置的程度之電動機物理量的磁凸極性，此外，因負載所產生的磁通量位置的誤差，乃以重疊高頻的磁通量位置來調整，而該調整手段乃藉由推測速度與定子（一次）電流或是指令電流來調整。

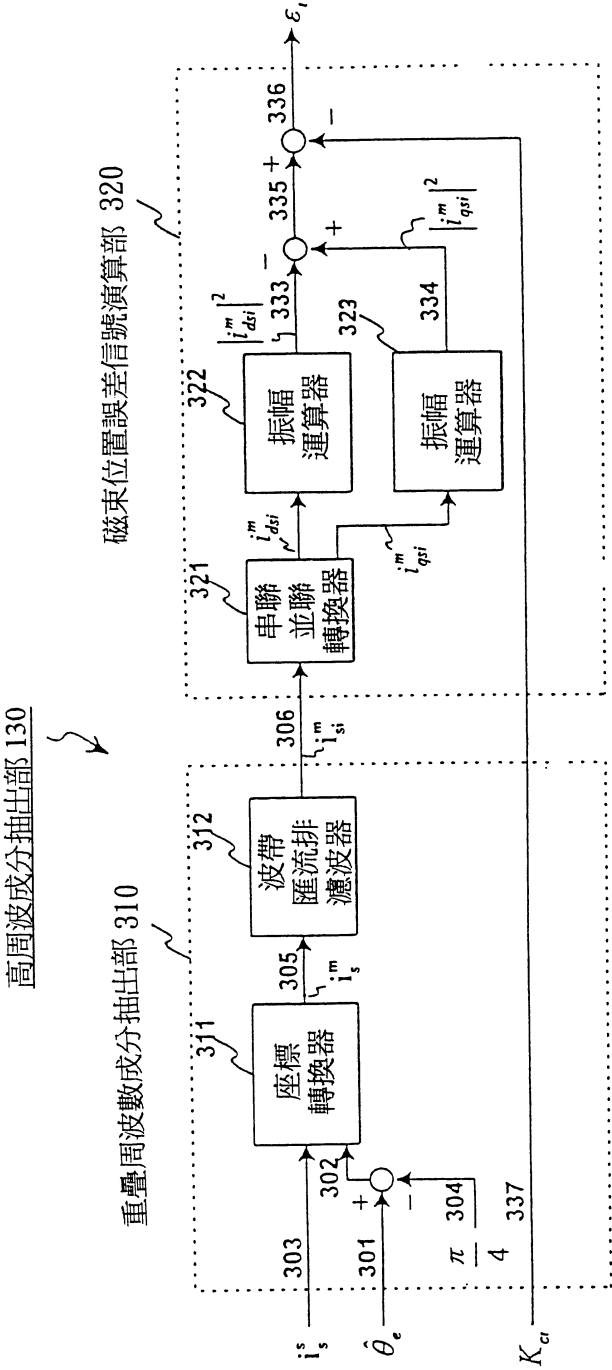
第 1 圖



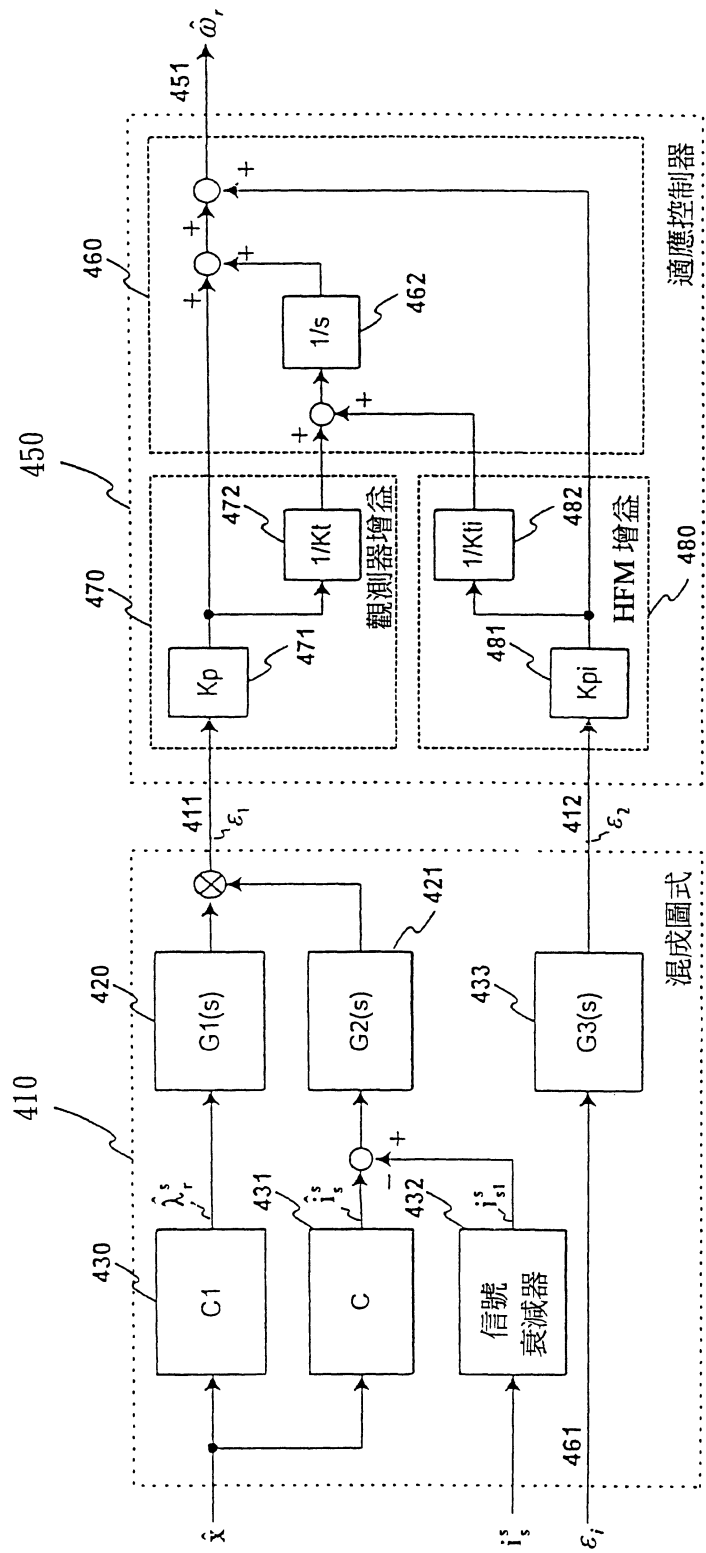
第 2 圖



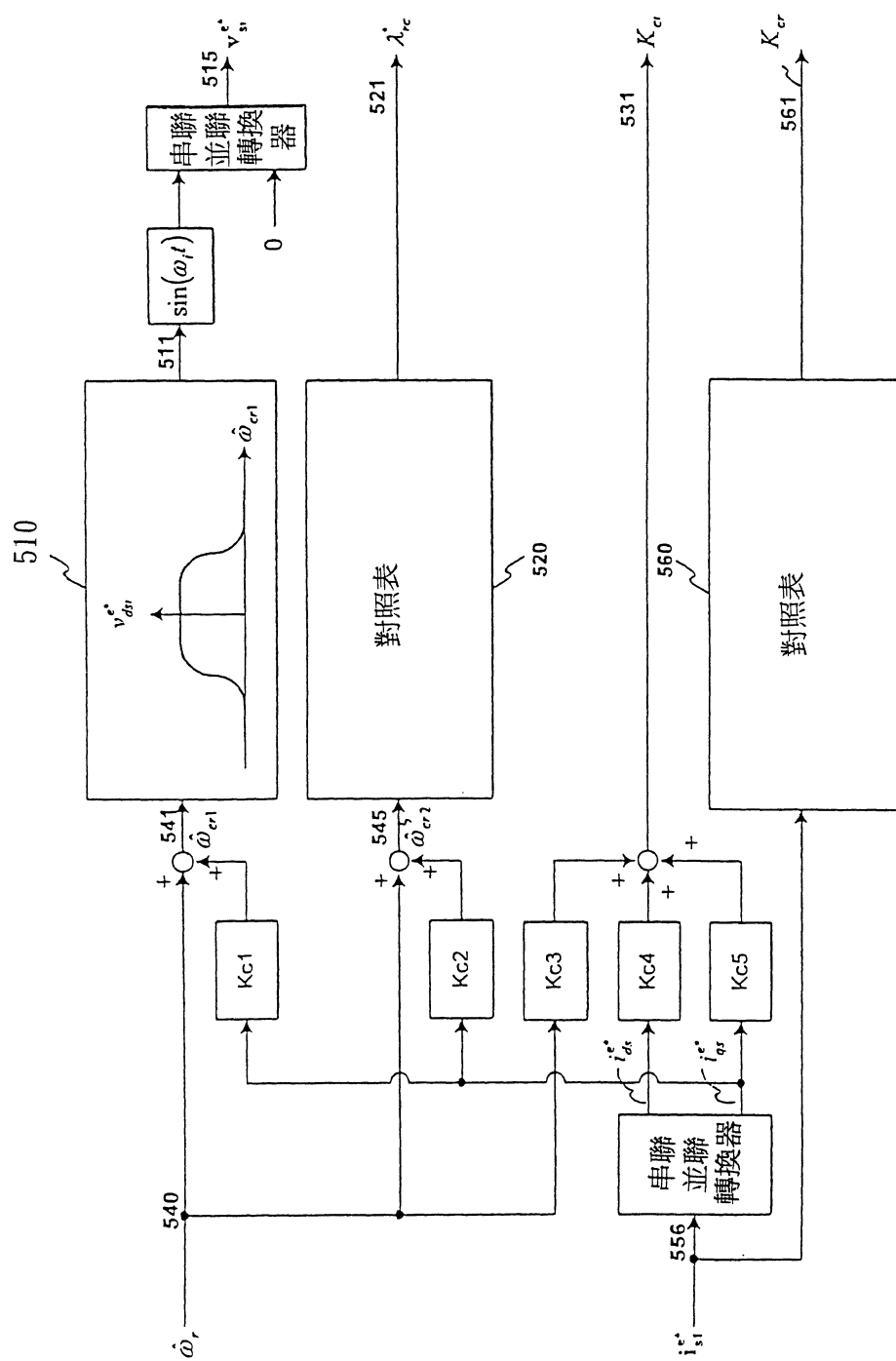
第 3 圖



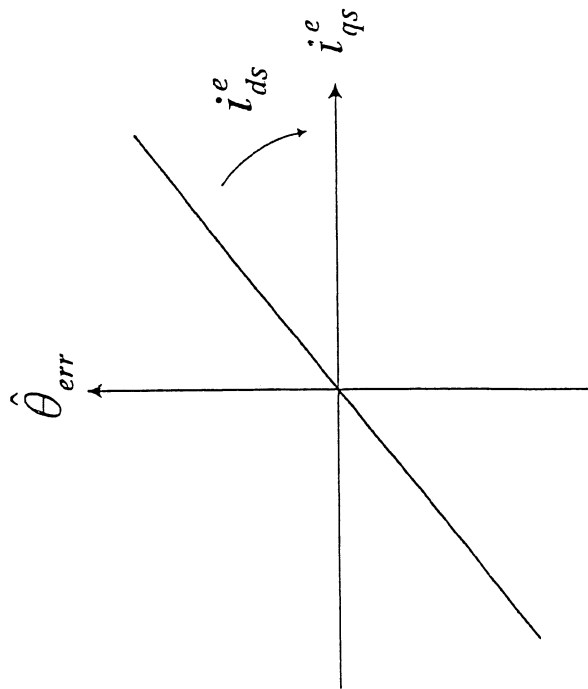
第 4 圖



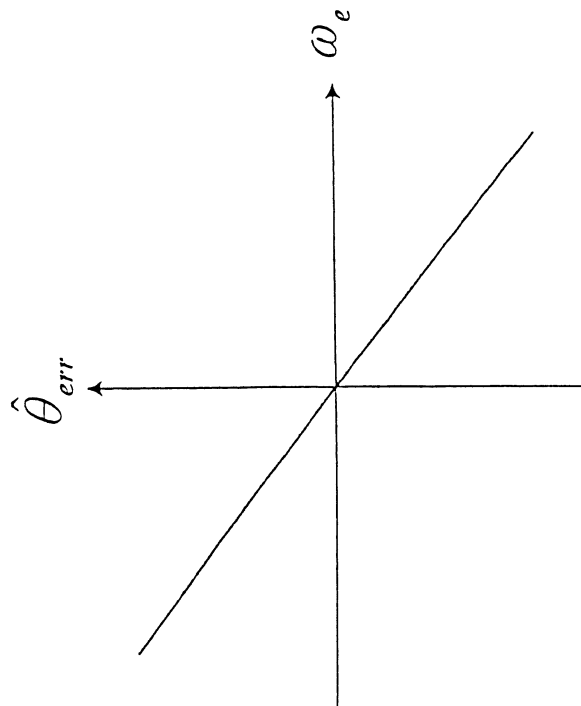
樂5圖



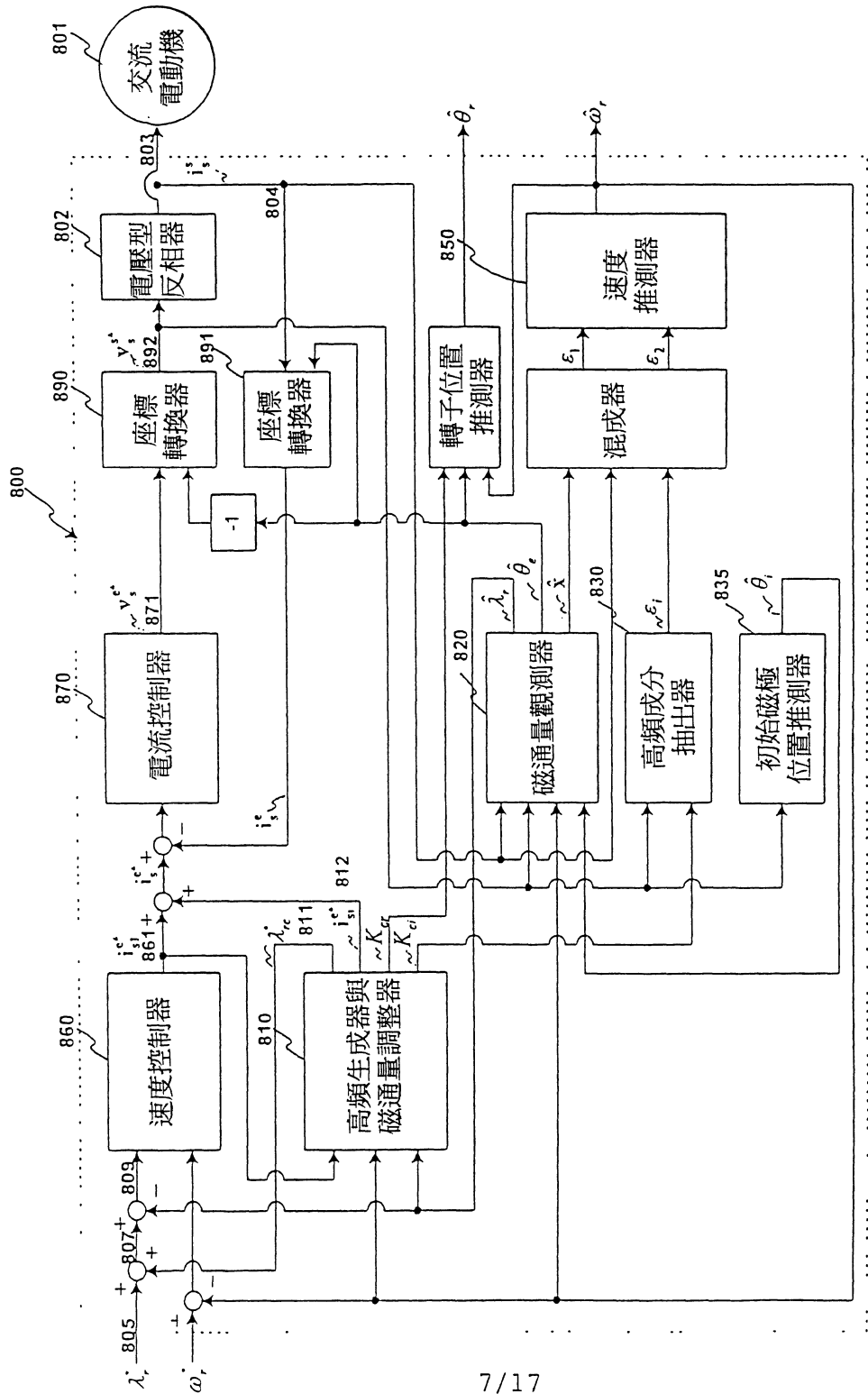
第 7 圖



第 6 圖



第 8 圖



第9圖

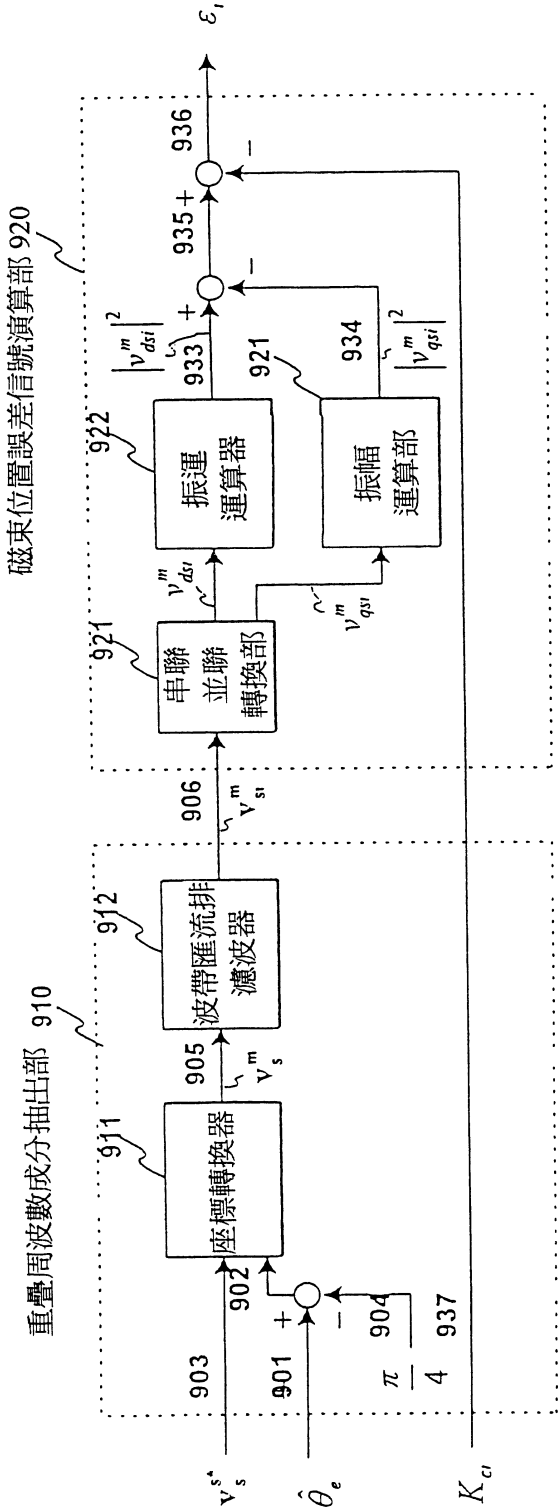
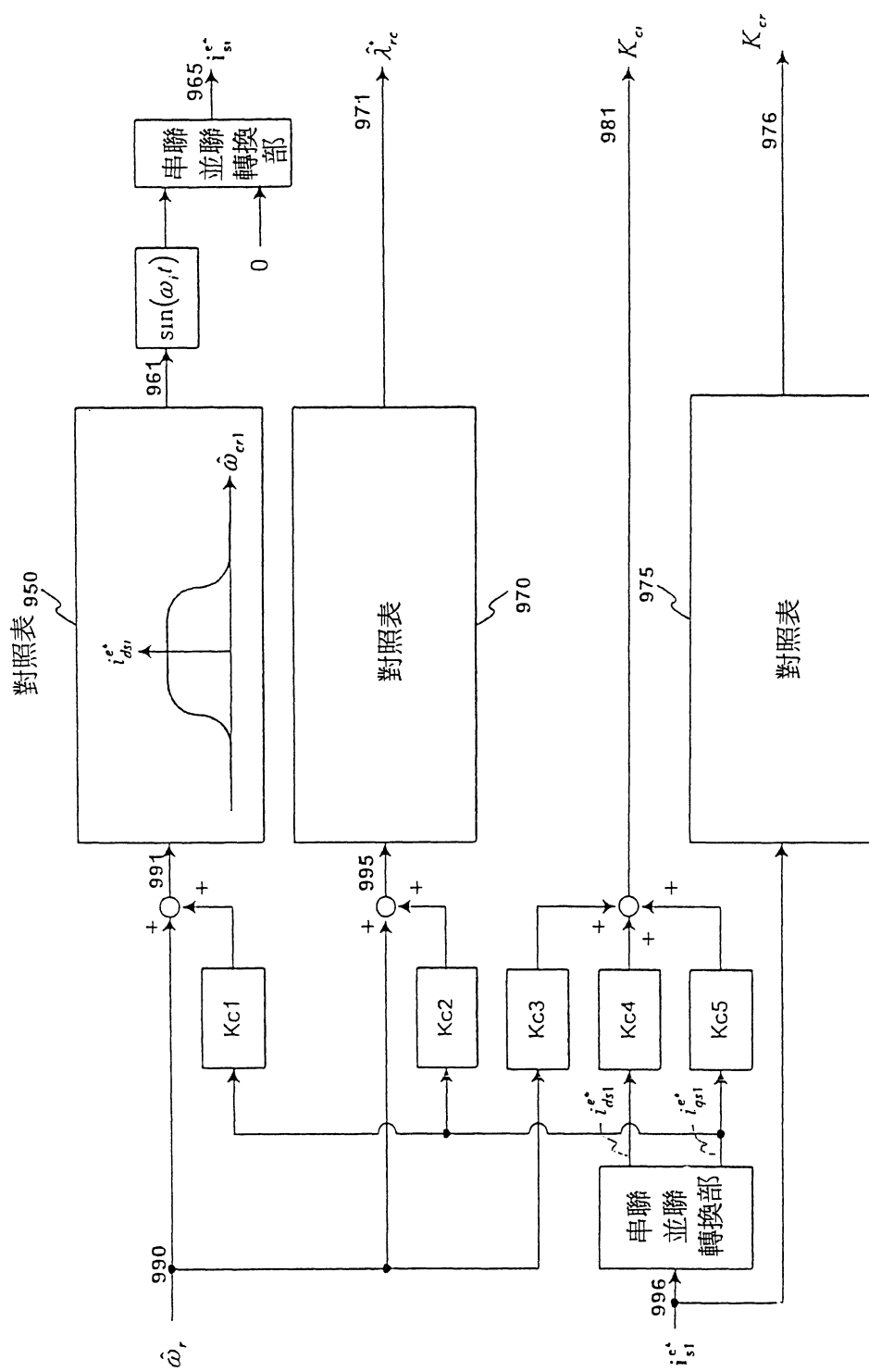
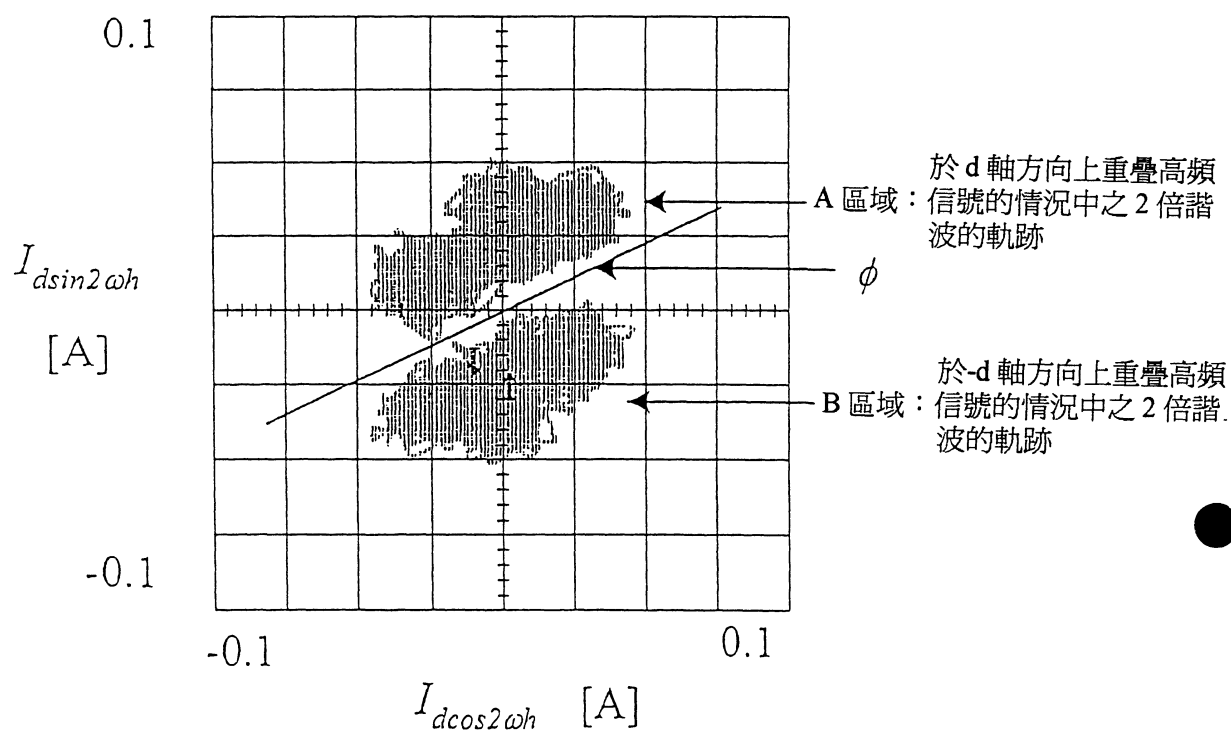


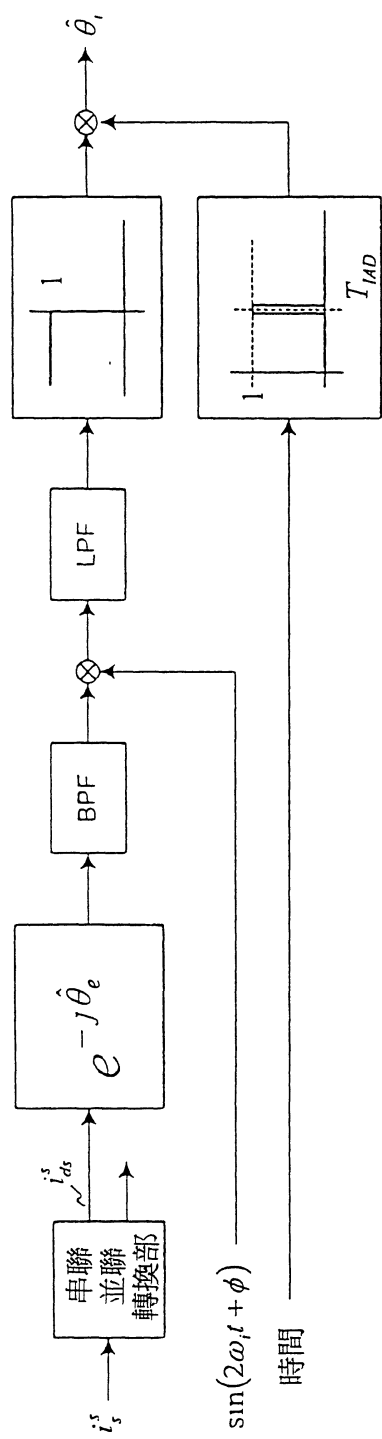
圖 10 第

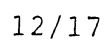


第 11 圖

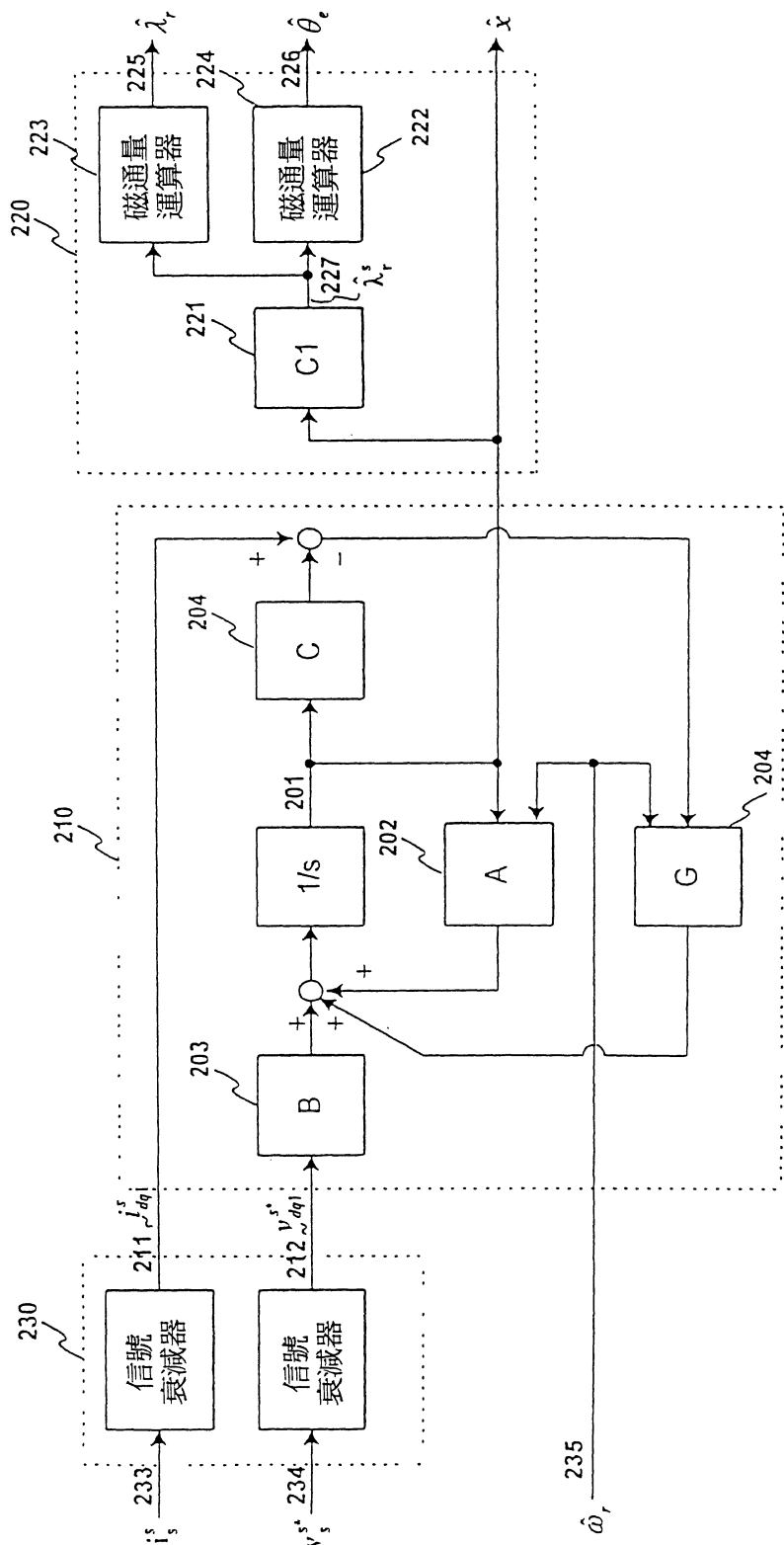


第 12 圖

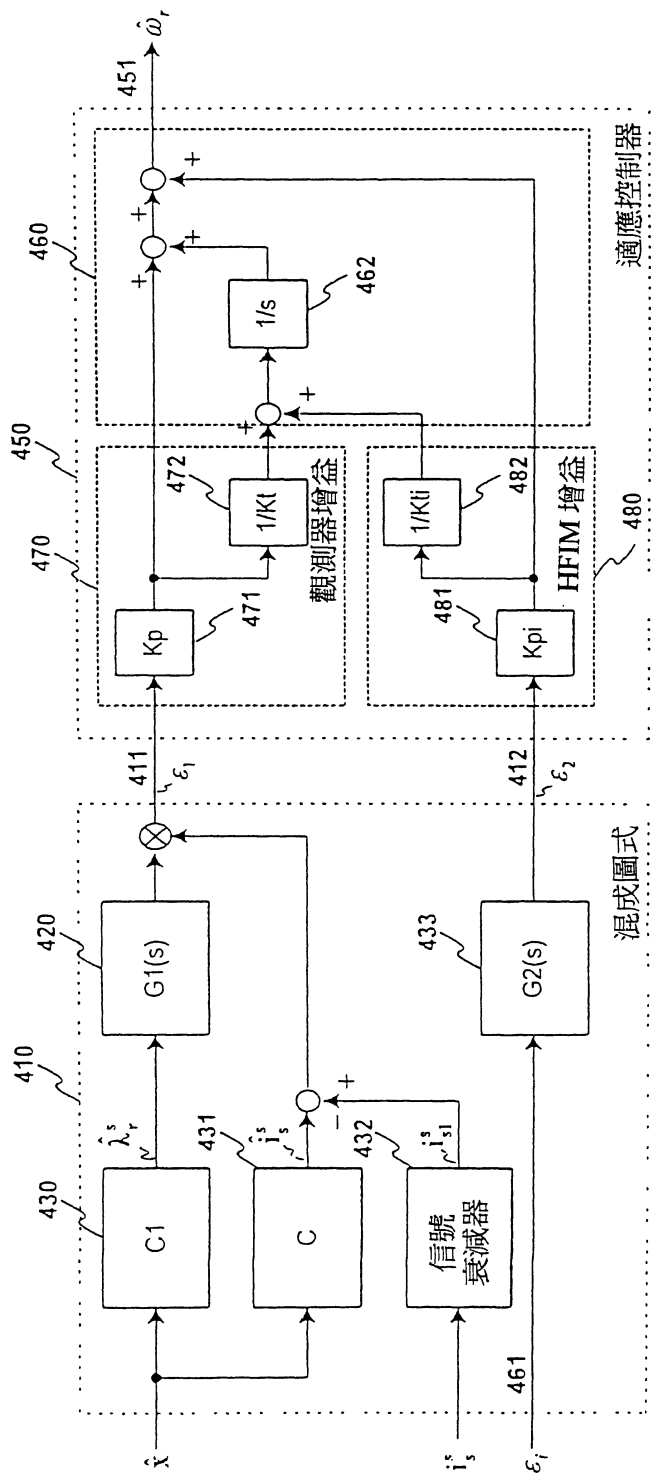




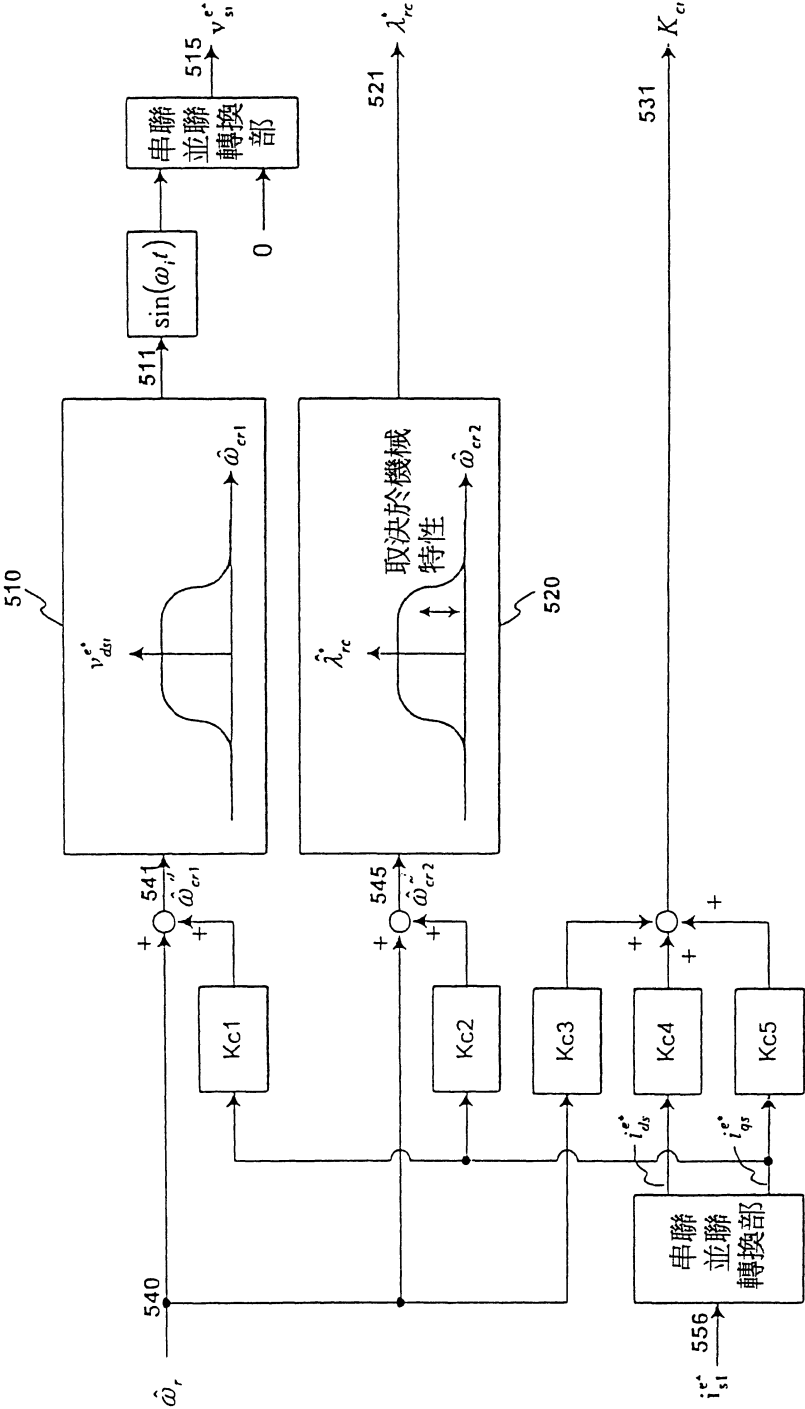
第 14 圖



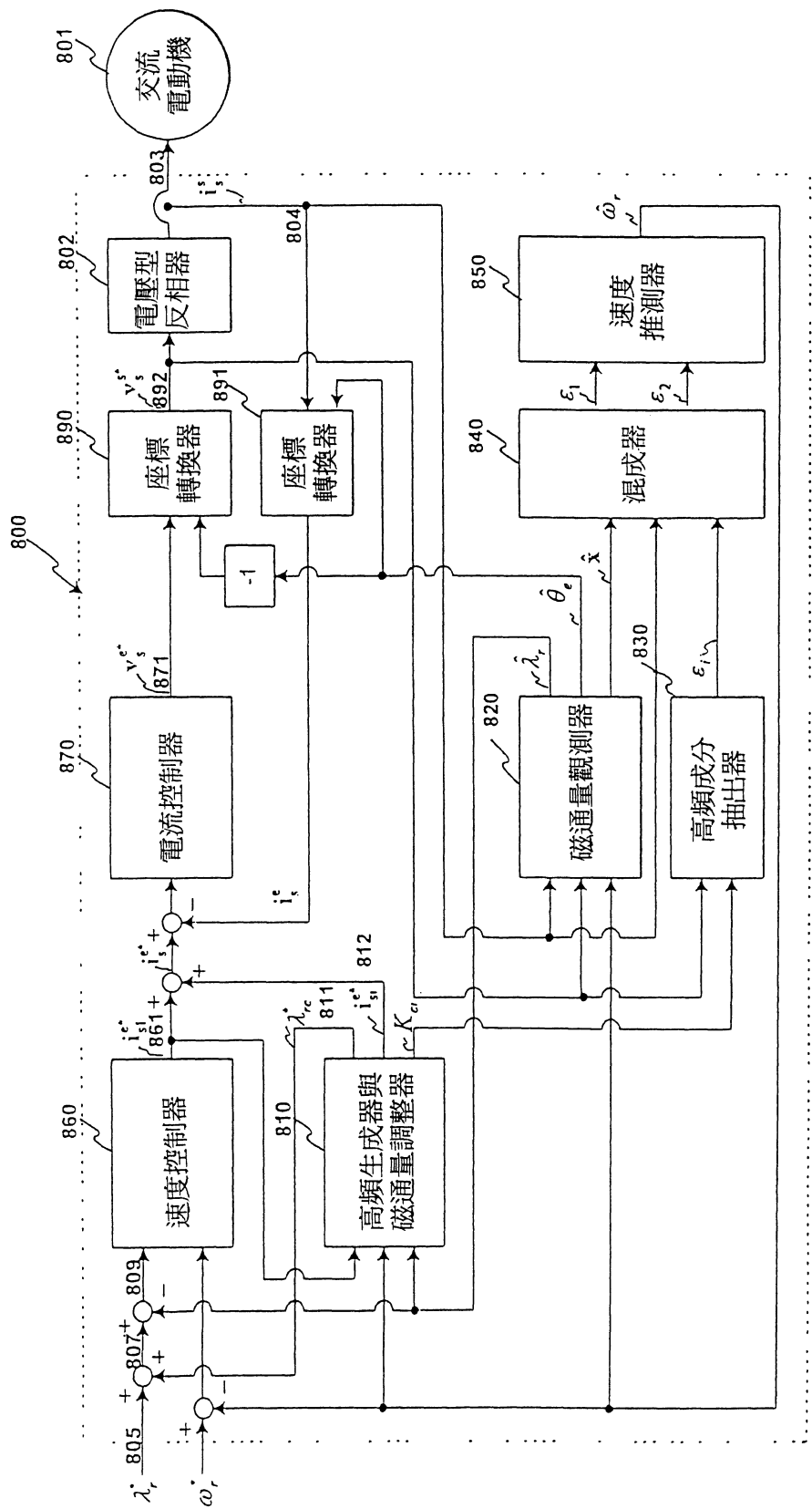
第 15 圖



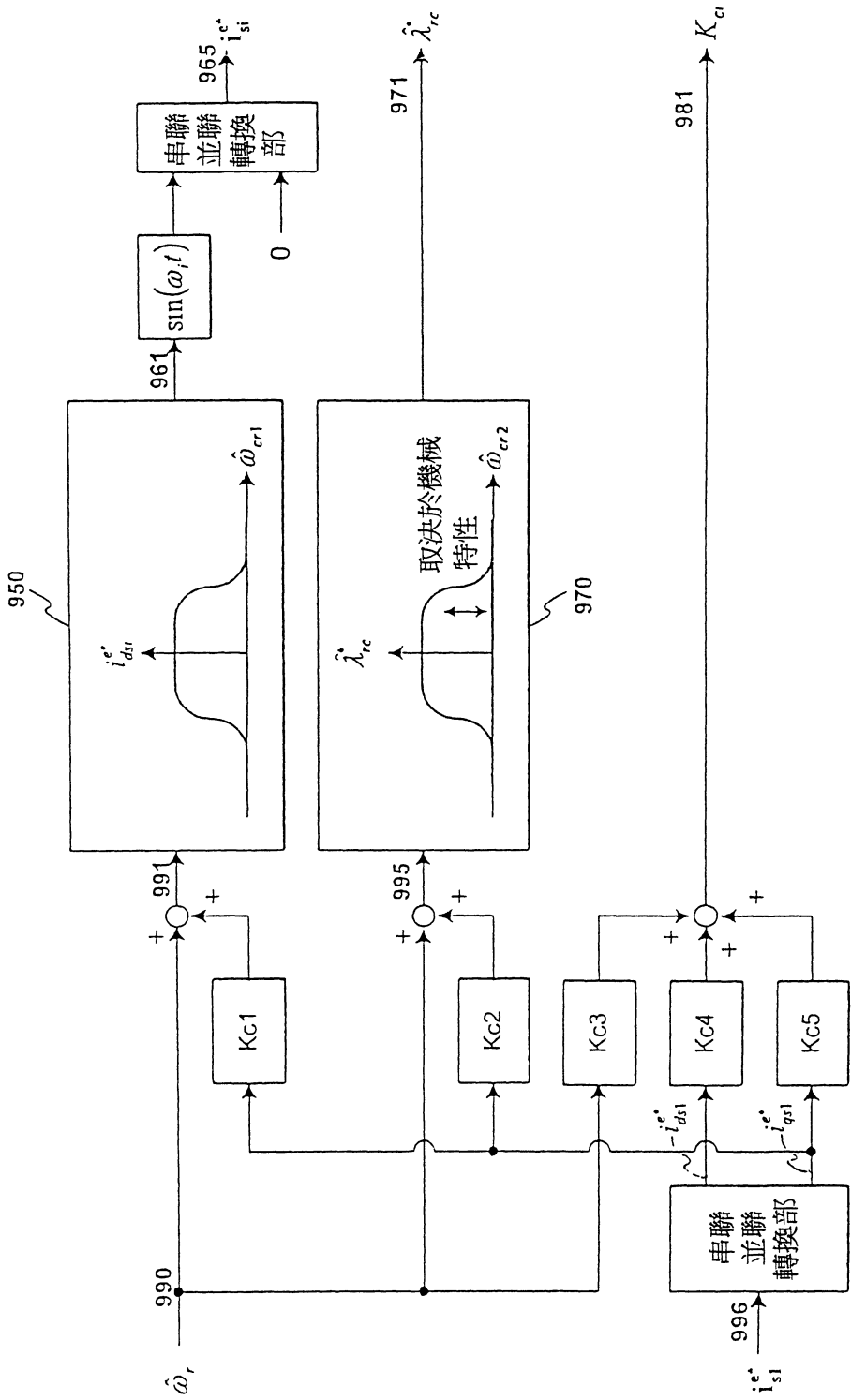
第 16 圖



第 17 圖



第18圖



陸、（一）、本案指定代表圖為：第 1 圖

（二）、本代表圖之元件代表符號簡單說明：

- 100：無感測器控制裝置
- 101：交流電動機
- 102：電壓型反相器
- 110：高頻生成器與磁通量調整器
- 113：磁極位置校正器
- 120：磁通量觀測器
- 122：磁通量位置
- 130：高頻成分抽出器
- 135：轉子位置推測器
- 136：初始磁極位置推測器
- 140：混成器
- 150：速度推測器
- 160：速度控制器
- 170：電流控制器
- 180：重疊頻率消除器
- 190：座標轉換器

柒、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：