

(此處由本局於收
文時黏貼條碼)

公告本

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： 91132348

※ 申請日期： 97.8.25

※IPC 分類： H02P6/08 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

旋轉電動機的控制裝置

CONTROL DEVICE FOR ROTATING MOTOR

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

三菱電機股份有限公司

MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION

代表人：(中文/英文)(簽章) 下村節宏/SHIMOMURA, SETSUHIRO

住居所或營業所地址：(中文/英文)

日本國東京都千代田區丸之內二丁目 7 番 3 號

7-3, Marunouchi 2-chome, Chiyoda-ku, TOKYO, JAPAN

國 籍：(中文/英文) 日本國/JAPAN

三、發明人：(共 3 人)

姓 名：(中文/英文)

1. 伊藤正人 / ITO, MASATO

2. 金原義彥 / KIMPARA, YOSHIHIKO

3. 小島鐵也(小島鉄也) / KOJIMA, TETSUYA

國 籍：(中文/英文) 1. 至 3. 日本國/JAPAN

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關一種在感應電動機或同步電動機等旋轉電動機中無須使用旋轉位置感測器即能獲得轉子位置資訊並進行旋轉控制之旋轉電動機的控制裝置。

【先前技術】

為了精度佳地控制旋轉電動機的旋轉動作，需要旋轉電動機的轉子位置資訊與流通於旋轉電動機的電流資訊。以往，在旋轉電動機另外設置旋轉位置感測器，藉此取得轉子位置資訊。然而，由於從成本降低、省空間、提高可靠性的觀點來看，另外設置旋轉位置感測器的缺點很多，因此尋求旋轉位置感測器的無感測器化。

作為旋轉電動機中的旋轉位置感測器的無感測器化之控制方法，主要有從旋轉電動機的感應電壓來推定旋轉電動機的轉子位置之方法、以及利用突極性來推定旋轉電動機的轉子位置之方法。使用前者的方法之感應電壓的大小由於具有與旋轉電動機的速度成比例的特徵，因此在零速和低速區中感應電壓變小， S/N 比劣化，難以推定旋轉電動機的轉子位置。另一方面，後者的利用突極性的方法雖然必須將用以推定旋轉電動機的轉子位置之轉子位置推定用信號注入旋轉電動機，但具有與旋轉電動機的速度無關，能推定旋轉電動機的轉子位置之優點。因此，在零速和低速區中，進行位置檢測係採用利用突極性之無感測器控制法。

以往，在利用這種突極性的無感測器控制法中，為了產生與旋轉電動機的驅動頻率不同的高頻信號(藉由該高頻進行磁極轉子位置檢測)以作為轉子位置推定用的信號，將載波信號產生器所產生的具有任意頻率之三相分的載波信號在移相器(phase shifter)中以 U 相基準將 V 相的相位錯開角度 $\Delta \theta$ 、將 W 相錯開 $2\Delta \theta$ ，以比較器比較載波信號與電壓指令值，產生切換信號並輸入至反相器電路。接著，在反相器電路中藉由切換信號驅動旋轉電動機，以 BPF(Band Pass Filter; 帶通濾波器)抽出產生於旋轉電動機的三相分的高頻電流，接著以座標轉換器將這些三相分的高頻電流轉換成 α 軸、 β 軸、 α' 軸、 β' 軸，取出電流的峰值，藉由絕對值運算器與低通濾波器進行平均化處理，藉由磁極位置運算器推定 θ (參照例如專利文獻 1)。

此外，以往作為其他利用突極性的方法，已知有一種方法，係將與轉子或磁通向量同步旋轉的 d-q 軸正交座標系作為控制座標來使用，將高頻信號重疊至 d 軸勵磁分電流指令值，檢測出流通於旋轉電動機的電流，並計算屬於將該電流進行三相／二相轉換所獲得之二相電流的二次方和之檢測電流向量的振幅的二次方，計算 d 軸勵磁分電流指令值的二次方與 q 軸轉矩分電流指令值的二次方之和(亦即指令值電流向量的振幅的二次方)，根據從檢測電流向量的振幅的二次方減去指令值電流向量的振幅的二次方所得之值來運算與控制座標之誤差，藉此推定旋轉電動機的轉子位置(參照例如專利文獻 2)。

另一方面，流通至旋轉電動機的電流資訊，以往係於反相器等電壓施加手段與旋轉電動機之間設置複數個電流感測器，藉由電流感測器檢測流通於電壓施加手段與旋轉電動機之間的旋轉電動機電流。例如，在三相交流旋轉電動機的情形中，藉由兩個電流感測器檢測出三相旋轉電動機電流內的至少二相。然而，設置複數個電流感測器會增加多餘的成本。因此，已知有一種方法，為了降低電流感測器的成本，係僅使用一個電流感測器檢測流通於屬於反相器等電壓施加手段的輸入之直流電壓源與反相器之間的直流母線電流之電流值，並根據檢測時反相器等電壓施加手段各相開關的切換模式的差異來運算電流流通於旋轉電動機的哪一相。

此方法雖能降低電流感測器的成本，但相反地存在有：電壓指令值重疊或接近時，例如在用以驅動旋轉電動機之基本波的調變率較小或三相電壓指令值內有二相的指令值重疊時等，由於反相器等電壓施加手段各相的切換元件幾乎同時切換，切換模式變得幾乎沒有差異，因此變得無法判別電流流通於旋轉電動機的哪一相之問題。

作為解決此問題的手法，在習知技術中已提案有一種運算流通於旋轉電動機的電流之方法作為與無感測器控制組合之方法，其係準備三相載波，藉由三相載波調變所產生的高頻電流來推定轉子位置，並利用用於位置推定的三相載波，藉此即使在驅動旋轉電動機的基本波的調變率較小時，亦使反相器等電壓施加手段各相的切換元件的切換

模式產生差異以檢側直流母線電流，藉此能判別電流流通於旋轉電動機的哪一相(參照例如非專利文獻 1)。

專利文獻 1：日本特開 2003-52193 號公報

專利文獻 2：日本特開 3707528 號公報

非專利文獻 1：利用直流匯流排電流的 PWM 諧波的磁極位置／無電流感測器之 IPM 馬達的初期位置推定特性(平成 17 年電氣學會產業應用大會 1-100)

【發明內容】

(發明所欲解決之課題)

在旋轉電動機的控制用的市售泛用微電腦中，雖藉由一個載波信號將三相分的電壓指令予以 PWM 調變(pulse width modulation；脈波寬度調變)，然而在專利文獻 1 中，為了產生位置推定用信號以及為了運算從直流母線電流流通於旋轉電動機的電流，必須準備三相分的載波信號。如此，在習知技術中，由於必須準備三相分的載波信號，因此存在有難以利用市售泛用的微電腦，而無法以低成本構成之問題。

此外，由於使用三相分的載波信號，因此在各個載波信號的波峰與波谷附近進行取樣時，會有電流取樣的時刻與其他相的切換時序一致之情形，且會有電流的取樣受到反相器的 ON(導通)與 OFF(切斷)之影響而無法正確地取樣之情形。

此外，在專利文獻 2 的位置推定法中，由於使用電流指令與檢測電流這兩個資訊來進行位置推定，因此存在有

用以處理兩個資訊以求出推定位位置的運算處理變多之問題。

本發明乃為解決上述問題而研創者，其目的在於提供一種旋轉電動機的控制裝置，係僅使用單一的載波信號，且尤其無需使用旋轉位置感測器亦能檢測出流通於旋轉電動機的電流資訊，藉此能精度佳地推定旋轉電動機的轉子位置來進行控制。

此外，本發明的目的係在從直流母線電流判別電流流通於旋轉電動機的哪一相之情形中，利用僅以一個載波信號所產生的位置推定用信號這種簡單的構成，藉此在電壓指令值重疊或接近時這種習知無法處理的情形中，亦能從直流母線電流運算流通於旋轉電動機的電流。

(解決課題的手段)

本發明的旋轉電動機的控制裝置係用以進行旋轉電動機的旋轉控制，該旋轉電動機的控制裝置係具備有：電流檢測手段，係檢測流通於前述旋轉電動機的旋轉電動機電流；位置推定手段，係根據前述電流檢測手段所檢測出的旋轉電動機電流來推定轉子位置；控制手段，係根據前述位置推定手段所推定的轉子位置而輸出電壓指令；脈波寬度調變手段，係根據來自前述控制手段的前述電壓指令以及使用於脈波寬度調變控制之切換週期，輸出經過脈波寬度調變的邏輯信號；以及電壓施加手段，係根據前述脈波寬度調變手段所輸出的邏輯信號，對前述旋轉電動機施加驅動用的交流電壓；前述控制手段所輸出的前述電壓指令

係對前述旋轉電動機的驅動用的基本波電壓重疊位置檢測用電壓，該位置檢測用電壓係相等於前述切換週期的 m 倍 (m 為 3 以上的整數) 之週期，且各相間的相位不同。

在此情形中，取代前述電流檢測手段亦可構成為具備有：母線電流檢測手段，檢測流通於前述電壓施加手段以及用以供給直流電力至該電壓施加手段之直流電壓源之間的母線電流；以及旋轉電動機電流運算手段，係根據前述母線電流檢測手段所檢測出的母線電流以及前述邏輯信號與前述電壓指令兩者或其中的任一者，運算流通於前述旋轉電動機的前述旋轉電動機電流。

(發明之效果)

本發明的旋轉電動機的控制裝置，由於在控制手段對脈波寬度調變手段所輸出的電壓指令中，對前述旋轉電動機的驅動用的基本波電壓重疊相等於與使用於脈波寬度調變控制的切換週期的 m 倍 (m 為 3 以上的整數) 之週期、且各相間的相位不同的位置檢測用電壓，因此在對前述旋轉電動機施加驅動用的交流電壓時，在流通於旋轉電動機的旋轉電動機電流含有對應前述位置檢測用電壓的頻率之位置檢測用交流電流。因此，能在以電流檢測手段檢測出旋轉電動機電流後，藉由位置推定手段抽出該旋轉電動機電流所含有的位置檢測用交流電流，藉此推定轉子位置。

因此，即使僅使用單一的載波信號且尤其不使用旋轉位置感測器，亦能藉由檢測流通於旋轉電動機的旋轉電動機電流而精度佳地推定旋轉電動機的轉子位置以進行控

制。

此外，只要以母線電流檢測手段檢測母線電流，並藉由旋轉電動機電流運算手段根據母線電流及邏輯信號與電壓指令兩者或其中一方來計算流通於旋轉電動機的旋轉電動機電流，即能削減電流檢測手段的數目而謀求降低成本。並且，在該情形中，如上所述利用相等於切換週期的 m 倍(m 為3以上的整數)之週期且各相的相位不同之三相交流電壓作為使用於位置推定的位置檢測用電壓，藉此即使在使用以驅動旋轉電動機的三相基本波電壓幾乎為相同值時(調變率小時或三相中的兩相重疊時)，亦能以簡單的構成從直流母線電流運算流通於旋轉電動機的電流。

此外，由於控制手段的運算週期大多設定成與切換週期相同或為切換週期的倍數，因此在使用於位置推定的三相交流的位置檢測用電壓的週期非為切換頻率的倍數時，位置檢測用電壓變得不連續，其時間平均值變成非為零，而會產生波動。然而，在本發明中，由於將使用於位置推定的三相交流的位置檢測用電壓的週期設定成相等於切換週期的 m 倍(m 為3以上的整數)之週期，因此能使位置檢測用電壓連續地變化，而能抑制波動的產生。

【實施方式】

實施形態一

第1圖至第7圖係顯示本發明的實施形態一。第1圖係顯示旋轉電動機的控制裝置的整體構成圖。第2圖係顯示第1圖的位置推定手段的詳細構成圖。第3圖至第7圖

係用以說明動作之說明圖。

在實施形態一中，旋轉電動機 1 係例如為埋入磁鐵型的同步電動機，該旋轉電動機 1 係連接有作為用以施加預定控制電壓的電壓施加手段之反相器 6。本發明的旋轉電動機的控制裝置係設置有：電流檢測手段 2，係檢測流通於反相器 6 與旋轉電動機 1 之間的二相分的旋轉電動機電流 i_u 、 i_v ；位置推定手段 3，係求出旋轉電動機 1 的轉子位置；控制手段 4，係輸出施加至旋轉電動機 1 的驅動電壓指令用的電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* (容後詳述)；以及脈波寬度調變控制手段 5，係根據來自控制手段 4 的電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 來輸出經過脈波寬度調變的邏輯信號 V_{ul} 、 V_{vl} 、 V_{wl} (容後詳述)。

前述控制手段 4 係具有減法運算器 42、d 軸電流控制器 7、q 軸電流控制器 8、座標轉換器 9、作為電壓指令手段的二相／三相轉換器 10、三相／二相轉換器 11、座標轉換器 12、位置檢測用電壓產生器 14、以及加法運算器 41。脈波寬度調變手段 5 係具有作為切換週期產生部之切換週期產生器 13、以及脈波寬度調變控制器 15。

該實施形態一中的電流檢測手段 2 係例如由變流器等所構成，係從連結旋轉電動機 1 與反相器 6 的電力線檢測 U 相電流 i_u 與 V 相電流 i_v 之二相分的電流。然而，除了這些電流以外亦可檢測出 U 相電流、V 相電流、W 相電流中任意兩相分的電流。此外，電流檢測手段 2 亦可為檢測 U 相電流、V 相電流、W 相電流的三相電流之方法。或者，

作為電流檢測手段 2 者，亦可為使用利用了屬於後述之反相器 6 的輸入之直流母線電流之手法的運算來檢測。

如之後所詳述，係將位置檢測用電壓產生器 14 所輸出的三相的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 重疊至旋轉電動機驅動用的基本波電壓 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* ，藉此於電流檢測手段 2 所檢測出的旋轉電動機 1 的 U 相電流 i_u 與 V 相電流 i_v 的二相分的旋轉電動機電流係含有具有對應位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的頻率之位置檢測用交流電流成分。

因此，位置推定手段 3 係用以抽出產生於旋轉電動機 1 之旋轉電動機所含有的高頻的位置檢測用交流電流，並根據該位置檢測用電流求出轉子位置的資訊 θ_p 且予以輸出之手段，如第 2 圖所示，位置推定手段 3 係依序連接有三相／二相轉換器 19、傅立葉轉換(Fourier transform)器 20、兩個乘法運算器 21、減法運算器 22、以及位置運算器 23 而構成。設置三相／二相轉換器 19 的原因為只要轉換成二相電流即能減少後續的位置推定所需的資訊量，使運算簡單化之故。傅立葉轉換器 20 係用以抽出旋轉電動機電流所含有的位置檢測用交流電流。

d 軸電流控制器 7 係使用比例積分控制等，輸出使減法運算器 42 所獲得的 d 軸電流指令值 i_d^* 與屬於座標轉換器 12 的輸出之 i_d 的偏差 Δi_d 會消失之 d 軸基本波電壓 V_d^* 。q 軸電流控制器 8 係使用比例積分控制等，輸出使減法運算器 42 所獲得的 q 軸電流指令值 i_q^* 與屬於座標轉換

器 12 的輸出之 i_q 的偏差 Δi_q 會消失之 q 軸基本波電壓 V_q^* 。座標轉換器 9 係使用位置推定手段 3 所輸出的轉子位置，將 d 軸基本波電壓 V_d^* 與 q 軸基本波電壓 V_q^* 轉換成固定二軸 ($\alpha - \beta$ 軸) 上的基本波電壓 V_α^* 與 V_β^* 。二相 / 三相轉換器 10 係將基本波電壓 V_α^* 與 V_β^* 轉換成三相分的正弦波波形等之基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 。

另一方面，三相 / 二相轉換器 11 係將電流檢測手段 2 所檢測出的 U 相電流 i_u 與 V 相電流 i_v 轉換成固定二軸 ($\alpha - \beta$ 軸) 上的電流 i_α 與 i_β 。座標轉換器 12 係使用位置推定手段 3 所輸出的轉子位置的資訊 θ_p ，將 i_α 、 i_β 轉換成旋轉二軸 ($d - q$ 軸) 電流 i_d 、 i_q 。

切換週期產生器 13 係將切換週期 T_c 的值輸出至脈波寬度調變控制器 15 與位置檢測用電壓產生器 14。該切換週期 T_c 係具有比三相分的各基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 的週期更短之週期，且該切換週期 T_c 係考量旋轉電動機 1 的電性特性和反相器驅動所產生的電磁噪音之頻率等而預先設定於最佳值。

位置檢測用電壓產生器 14 係產生相等於切換週期產生器 13 所提供的切換週期 T_c 的 m 倍 (m 為 3 以上的整數，將 m 設為 3 以上的理由係於後述之) 之週期 $m \times T_c$ 且相位不同的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} ，並輸出至加法運算器 41。

加法運算器 41 係將位置檢測用電壓產生器 14 所輸出的頻率 (週期 $m \times T_c$) 的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 重

疊至二相／三相轉換器 10 所輸出的基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* ，並將重疊後之電壓作為電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 輸出至脈波寬度調變控制器 15。在此，如上所述，將 m 設為 3 以上的整數之理由為當 m 為 1 或 2 時，在相等於切換週期 T_c 的 m 倍的週期 $m \times T_c$ 之三相的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的各相無法具有相位差，或甚至無法精度佳地求出位置推定手段 3 所推定出的轉子位置的資訊 θ_p 之故。

在上述構成中，藉由控制手段 4 的加法運算器 41 分別將位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 重疊至三相的基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* ，並施加至旋轉電動機 1。在此情形中，屬於位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 之向量和的電壓向量非為交變電壓，而是變成旋轉電壓。在此，所謂交變電壓係指將三相交流電壓一週期中屬於三相交流電壓的各相的向量和之電壓向量施加至兩方向以下之電壓。所謂旋轉電壓係指將三相交流電壓一週期中屬於三相交流電壓的各相的向量和之電壓向量施加至三方向以上之電壓。

第 3 圖(a)係顯示位置檢測用電壓產生器 14 所輸出的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 之一例，且將 $m=4$ 時的電壓波形設為切換週期 T_c 、位置檢測用電壓的週期 $T_{hv}(=4 \times T_c)$ 。第 3 圖(b)係顯示屬於位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的向量和之電壓向量 V_{sum} 的向量圖。在第 3 圖(a)中，每兩個區間交替輸出任意值的 $+V_h$ 與 $-V_h$ ，各相的相位差係以一區間輸出。在此情形中，屬於位置檢測用電壓

V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的向量和之電壓向量 V_{sum} 係如第 3 圖(b)所示在三相交流電壓一週期中、在各區間 $K1$ 至 $K4$ (第 3 圖(a))中變成依序成為 V_{sum1} 至 V_{sum4} 之旋轉電壓。

此外，亦可不將各位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 為 $+V_h$ 或 $-V_h$ 之區間設為兩區間，而設為一區間或如第 4 圖所示的三區間等。然而，在輸出相等於切換週期的 m 倍之頻率且相位不同的三相交流電壓之情形中，屬於 $+V_h$ 或 $-V_h$ 之區間必須為 1 至 $(m-1)$ 之間的值，且屬於 $+V_h$ 之區間與屬於 $-V_h$ 之區間總合必須為 m 區間。此外，各相的相位差亦可不設為第 3 圖(a)所示的一區間，而可設為二區間或三區間。然而，在輸出相等於切換週期的 m 倍之週期且相位不同的三相交流電壓之情形中，各相的相位差必須為 1 至 $(m-1)$ 之間的值。此外，位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 亦可不為第 3 圖與第 4 圖所示的方波，而可為正弦波。

脈波寬度調變控制器 15 係根據控制手段 4 所輸出的電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 以及切換週期產生器 13 所輸出的切換頻率 T_c 的值，產生用以供給至反相器 6 之經過脈波寬度調變的邏輯信號 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 。在此，作為脈波寬度調變控制法，係可使用：(a)作為載波信號之三角波 C_s 所進行的脈波寬度調變控制法、(b)作為載波信號之鋸齒波 W_{st} 所進行的脈波寬度調變控制法、(c)以及作為瞬間空間電壓向量 V_s 所進行的脈波寬度調變控制法等之任一種脈波寬度調變控制法。

首先，說明以三角波 C_s 所進行的脈波寬度調變控制法。第 5 圖係使用三角波 C_s 所進行的脈波寬度調變控制法時的脈波寬度調變動作波形。在以該三角波 C_s 所進行的脈波寬度調變控制法中，例如將三角波 C_s 的週期 T_{cs} 設定成切換週期產生器 13 所輸出的切換週期 T_c 的兩倍(亦即 $T_{cs} = 2T_c$)。

使用第 5 圖說明脈波寬度調變控制器 15 所進行之具體的脈波寬度調變動作。在第 5 圖中，電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 雖為正弦波信號，但由於頻率低於三角波 C_s 的載波信號和位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的頻率，因此表示為直線狀。此外，雖然實際上於電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 重疊有位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} ，但由於在此係針對脈波寬度調變動作來作說明，故省略其圖示。

如第 5 圖所示，分別比較三角波 C_s 與電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的大小關係，當電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的大小大於三角波 C_s 的大小時輸出 Hi 的邏輯信號，當電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的大小小於三角波 C_s 的大小時輸出 Low 的邏輯信號。此外，亦可為分別比較三角波 C_s 與電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的大小關係，當電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的大小大於三角波 C_s 的大小時輸出 Low 的邏輯信號，當電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的大小小於三角波 C_s 的大小時輸出 Hi 的邏輯信號。

接著，說明以鋸齒波 W_{st} 所進行的脈波寬度調變控制法。第 6 圖係使用鋸齒波 W_{st} 所進行的脈波寬度調變控制

法時的脈波寬度調變動作波形。在以鋸齒波 Wst 所進行的脈波寬度調變控制法中，將鋸齒波 Wst 的週期 T_{wst} 設成與切換週期產生器 13 所輸出的切換週期 T_c 相同。

使用第 6 圖具體地說明脈波寬度調變動作。

如第 6 圖所示，分別比較鋸齒波 Wst 與電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的大小關係，當電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的大小大於鋸齒波 Wst 的大小時輸出 Hi 的邏輯信號，當電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的大小小於鋸齒波 Wst 的大小時輸出 Low 的邏輯信號。此外，亦可構成為分別比較鋸齒波 Wst 與電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的大小關係，當電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的大小大於鋸齒波 Wst 的大小時輸出 Low 的邏輯信號，當電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的大小小於鋸齒波 Wst 的大小時輸出 Hi 的邏輯信號。

接著，說明以瞬間空間電壓向量 V_s 所進行的脈波寬度調變控制法。該脈波寬度調變控制法係將控制手段 4 所輸出的電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的向量和設為瞬間空間電壓向量 V_s ，以與該瞬間空間電壓向量 V_s 的大小及方向一致之方式，在任意時間 T_f 內將邏輯信號 V_{ul} 、 V_{vl} 、 V_{wl} 予以時間分割並予以組合，藉此使在邏輯信號的向量和的任意時間 T_f 內的平均與瞬間空間電壓向量 V_s 一致。在本實施形態中，將任意時間 T_f 設為與切換頻率產生器 13 所輸出的切換週期 T_c 相同。

使用第 7 圖具體地說明脈波寬度調變動作。

第 7 圖係用以說明瞬間空間電壓向量控制法的動作之說明圖。第 7 圖(a)係顯示脈波寬度調變控制器 15 所輸出的邏輯信號的組合之圖。第 7 圖(b)係顯示第 7 圖(a)的邏輯信號的組合所產生的八個電壓向量之圖。由於第 7 圖(a)及(b)中的向量 V_0 與向量 V_7 係所有的開關變成 Low 或 Hi，且不具有大小及方向，因此稱為零電壓向量。例如，如第 7 圖(c)所示，考量供給屬於控制手段 4 所輸出的電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的向量和之瞬間空間電壓向量 V_s ，且在任意時間 T_f 間輸出該瞬間空間電壓向量 V_s 之情形。瞬間空間電壓向量 V_s 係能分割成向量 V_1 方向與向量 V_2 方向，將瞬間空間電壓向量 V_s 分割成向量 V_1 方向時的大小設為 V_{1s} ，將瞬間空間電壓向量 V_s 分割成向量 V_2 方向時的大小設為 V_{2s} 。

接著，根據 V_{1s} 、 V_{2s} 並藉由下述數式(1)、(2)計算出在任意時間 T_f 間的向量 V_1 的輸出時間 T_1 與向量 V_2 的輸出時間 T_2 。

$$T_1 = V_{1s} \div V_1 \times T_f \quad \dots \dots (1)$$

$$T_2 = V_{2s} \div V_2 \times T_f \quad \dots \dots (2)$$

此外，以任意時間 T_f 間的零電壓向量所進行的輸出時間 T_3 係藉由下述數式(3)來計算。

$$T_3 = T_f - T_1 - T_2 \quad \dots \dots (3)$$

如上所述，計算輸出時間 T_1 、 T_2 、 T_3 ，如第 7 圖(d)所示根據各輸出時間 T_1 至 T_3 從脈波寬度調變控制器 15 輸出向量 V_1 、向量 V_2 、向量 V_0 或向量 V_7 的邏輯信號的

組合，藉此將任意時間 T_f 間的輸出時間平均設成與瞬間空間電壓向量 V_s 一致。

此外，在輸出零電壓向量的情形中，雖可使用向量 V_0 與向量 V_7 這兩個邏輯信號的組合，但由於從旋轉電動機 1 的中性點觀看各相電壓時，不論是向量 V_0 與向量 V_7 的任一方，旋轉電動機 1 的各相電壓皆會變成相同電位而無差異，因此無須使用向量 V_0 與向量 V_7 兩者，可僅使用任何一方的組合。

接著，說明位置推定手段 3 的動作。

如第 2 圖所示，三相／二相轉換器 19 係將電流檢測手段 2 所檢測出的旋轉電動機電流 i_u 、 i_v 轉換成 $\alpha - \beta$ 軸系的二相電流 $i_{\alpha s}$ 、 $i_{\beta s}$ 。如上所述，由於係將高頻的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 重疊至三相的基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* ，藉此於電流檢測手段 2 所檢測出的旋轉電動機電流產生對應位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 之高頻的位置檢測用交流電流，因此下一構件的傅立葉轉換器 20 係從屬於三相／二相轉換器 19 的輸出之二相電流 $i_{\alpha s}$ 、 $i_{\beta s}$ 抽出位置檢測用交流電流的振幅(大小) $I_{\alpha s}$ 、 $I_{\beta s}$ 。接著，為了容易進行運算處理，乘法運算器 21 係分別將屬於傅立葉轉換器 20 的輸出之 $I_{\alpha s}$ 、 $I_{\beta s}$ 予以二次方，而輸出 $(I_{\alpha s} \cdot I_{\alpha s})$ 與 $(I_{\beta s} \cdot I_{\beta s})$ 。接著，減法運算器 22 係從 $(I_{\beta s} \cdot I_{\beta s})$ 減去 $(I_{\alpha s} \cdot I_{\alpha s})$ 並輸出兩者的差分 $\Delta I_{\alpha \beta}$ 。接著，位置運算器 23 係從屬於減法運算器 22 的輸出之差分 $\Delta I_{\alpha \beta}$ 運算轉子位置 θ_p 。

以上述方式所求出的轉子位置 θ_p 並非使用感測器等直接檢測轉子位置，而是藉由運算求出的推定值。亦即，在本發明中所謂求出轉子位置 θ_p 係指以無感測器之方式而能正確地推定轉子位置。以下，更具體說明藉由位置推定手段 3 求出轉子位置 θ_p 之處理內容。

在旋轉電動機 1 例如為埋入磁鐵型同步電動機的情形中，在固定正交座標 ($\alpha - \beta$ 軸) 的電壓方程式係能以下述數式 (4) 表示。

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + PL_{\alpha} & PL_{\alpha\beta} \\ PL_{\alpha\beta} & R + PL_{\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \omega \phi \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中，

$[V_{\alpha s} \ V_{\beta s}]^T$ ：在固定正交座標中的電壓

$[i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T$ ：在固定正交座標中的電流(二相電流)

R ：定子電阻

P ：微分運算子

L_d ：d 軸電感

L_q ：q 軸電感

ω ：旋轉角速度(電性角)

θ ： α 軸與磁極的相位差

$$\begin{cases} L = (L_d + L_q)/2 \\ l = (L_d - L_q)/2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} L_{\alpha} = L + l \cos 2\theta \\ L_{\beta} = L - l \cos 2\theta \\ L_{\alpha\beta} = l \sin 2\theta \end{cases}$$

假設旋轉電動機 1 為停止時或低速運轉， $\omega = 0$ ，當將微分運算子置換成拉普拉斯運算子(Laplace operator)時，在固定正交座標的電流 $i\alpha s$ 、 $i\beta s$ 變成下述數式(5)。

$$\begin{bmatrix} i\alpha s \\ i\beta s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + sL\alpha & sL\alpha\beta \\ sL\alpha\beta & R + L\beta \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v\alpha s \\ v\beta s \end{bmatrix} \quad (5)$$

此時，當從位置檢測用電壓產生器 14 施加比用以驅動旋轉電動機 1 之交流電壓的角頻率充分地高之角頻率 ωh 的位置檢測用電壓 Vuh 、 Vvh 、 Vwh 時，成立 $R \ll L\alpha \times \omega h$ 以及 $R \ll L\beta \times \omega h$ ($s = j\omega h$ (j 為虛數單位) 時)，當無視定子電阻 R 的影響時，上述數式(5)係變成下述數式(6)。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i\alpha s \\ i\beta s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} sL\alpha & sL\alpha\beta \\ sL\alpha\beta & sL\beta \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v\alpha s \\ v\beta s \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{s^2(L\alpha L\beta - L\alpha\beta^2)} \begin{bmatrix} sL\beta & -sL\alpha\beta \\ -sL\alpha\beta & sL\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v\alpha s \\ v\beta s \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{(L^2 - l^2)s} \begin{bmatrix} L - l\cos 2\theta & -l\sin 2\theta \\ -l\sin 2\theta & L + l\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v\alpha s \\ v\beta s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

此外，從位置檢測用電壓產生器 14 所施加的位置檢測用電壓 Vuh 、 Vvh 、 Vwh 在固定正交座標中係能以下述數式(7)表示。

$$\begin{cases} V\alpha sh = V\alpha\beta h \cdot \sin\omega h \cdot t \\ V\beta sh = V\alpha\beta h \cdot \cos\omega h \cdot t \end{cases} \quad (7)$$

其中，

$[V\alpha sh \quad V\beta sh]^T$ ：在固定正交座標中的位置檢測用電壓

$V\alpha\beta h$ ：在固定正交座標中的位置檢測用電壓的振幅

ωh ：位置檢測用電壓的角頻率

在數式(7)的固定正交座標中的位置檢測用電壓係以下述數式(8)表示。

$$[V \alpha \text{ sh} \quad V \beta \text{ sh}]^T \dots \dots (8)$$

因此，當將數式(8)的位置檢測用電壓的值代入數式(6)中的固定正交座標系的 $[V \alpha s \quad V \beta s]$ ，且設 $s=j\omega h$ (j 為虛數單位)時，變成下述數式(9)。

$$\left. \begin{aligned} i\alpha s &= \frac{V\alpha\beta h}{(L^2 - l^2)j\omega h} \{ (L - l\cos 2\theta)\sin \omega h \cdot t - l\sin 2\theta \cos \omega h \cdot t \} \\ &= -j \frac{V\alpha\beta h}{(L^2 - l^2)\omega h} \sqrt{L^2 + l^2 - 2Ll\cos 2\theta} \cdot \sin(\omega h \cdot t - \varphi\alpha) \\ i\beta s &= \frac{V\alpha\beta h}{(L^2 - l^2)j\omega h} \{ -l\sin 2\theta \sin \omega h \cdot t + (L + l\cos 2\theta)\cos \omega h \cdot t \} \\ &= -j \frac{V_{\alpha\beta}}{(L^2 - l^2)\omega h} \sqrt{L^2 + l^2 + 2Ll\cos 2\theta} \cdot \cos(\omega h \cdot t + \varphi\beta) \end{aligned} \right\} (9)$$

其中，

$$\varphi\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{l\sin 2\theta}{L - l\cos 2\theta} \right) \quad \varphi\beta = \tan^{-1} \left(\frac{l\sin 2\theta}{L + l\cos 2\theta} \right)$$

如數式(9)所示，可知於固定正交座標中的電流 $i\alpha s$ 、 $i\beta s$ 的振幅含有轉子位置資訊 θ (=轉子位置 θp)。因此，藉由傅立葉轉換器 20 抽出在固定正交座標中的電流 $i\alpha s$ 、 $i\beta s$ 的振幅 $I\alpha s$ 、 $I\beta s$ 。亦即，藉由傅立葉轉換器 20 抽出旋轉電動機電流中的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 關連的高頻電流 $i\alpha s$ 、 $i\beta s$ ，且求出其振幅 $I\alpha s$ 、 $I\beta s$ 。接著，根據所抽出的振幅 $I\alpha s$ 、 $I\beta s$ ，進行下述數式(10)所示的運算，藉此能僅抽出含有轉子位置資訊 θ 的項。為了實現該運算，使用將振幅 $I\alpha s$ 、 $I\beta s$ 分別予以二次方之乘法運算器 21、以及從屬於乘法運算器 21 的輸出之 $(I\beta s \times I$

βs) 減去 $(I\alpha s \times I\alpha s)$ ，而輸出僅含有轉子位置 θ 的資訊之 $\Delta I\alpha\beta$ 的減法運算器 22。

$$\Delta I\alpha\beta = I\beta s^2 - I\alpha s^2 = \left\{ \begin{aligned} & -j \frac{V\alpha\beta h}{(L^2 - l^2)\omega h} \sqrt{L^2 + l^2 + 2Ll \cos 2\theta} \\ & - \left\{ -j \frac{V\alpha\beta h}{(L^2 - l^2)\omega h} \sqrt{L^2 + l^2 - 2Ll \cos 2\theta} \right\}^2 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$= \frac{4V\alpha\beta h^2 Ll}{(L^2 - l^2)^2 \omega h^2} \cos 2\theta$$

在位置運算器 23 中，以下述數式(11)除上述數式(10)的 $\Delta I\alpha\beta$ ，藉此抽出 $\cos 2\theta$ 。接著，運算 $\cos 2\theta$ 的反餘弦，藉此計算 θ (轉子位置 θ_p)。轉子位置 θ_p 的運算亦可非為反餘弦運算，而可為準備儲存有 $\cos 2\theta$ 的值之列表，並根據該儲存裝置所儲存的 $\cos 2\theta$ 的值求出轉子位置 θ_p 。

$$\frac{4V\alpha\beta h^2 Ll}{(L^2 - l^2)^2 \omega h^2} \quad (11)$$

如上所述，在實施形態一中，係設成為根據切換週期 T_c ，將相等於切換週期 T_c 的 m 倍 (m 為 3 以上的整數) 之週期 mT_c 、且彼此相位不同的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 重疊至基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 並予以輸出，因此無須產生習知的三相分的載波信號，而能容易地輸出位置檢測用電壓(位置檢測用電壓指令)，且能僅使用旋轉電動機電流求出轉子位置，故能以簡單的構成來推定旋轉電動機 1 的轉子位置，且計算簡單而能減少運算量。再者，即使在三角波或鋸齒波等載波信號的波峰與波谷附近進行電流取樣時，由於無須產生三相分的載波信號，因此亦能降低反相器的切換所造成的切換雜訊等之影響來進行電流

取樣。

實施形態二

第 8 圖係顯示本發明實施形態二的旋轉電動機的控制裝置中的位置推定手段的構成圖。

在上述實施形態一的位置推定手段 3 中，係藉由反餘弦運算或準備儲存有 $\cos 2\theta$ 的值之列表並根據儲存的值來運算轉子位置 θ_p ，然而在這些方法中會有運算量變多的情形。因此，在本實施形態二中，係構成為與實施形態一相比會減少運算量，而簡單地求出轉子位置 θ_p 。

在第 8 圖中，位置推定手段 3 係具備有合計三組的電路：第一電路，係由三相／二相轉換器 24、傅立葉轉換器 20、乘法運算器 21、以及減法運算器 22 所構成；第二電路，係由三相／二相轉換器 25、傅立葉轉換器 20、乘法運算器 21、以及減法運算器 22 所構成；以及第三電路，係由三相／二相轉換器 26、傅立葉轉換器 20、乘法運算器 21、以及減法運算器 22 所構成；各減法運算器 22 的輸出係輸出至位置運算器 27。

在此，第一個三相／二相轉換器 24 係以令定子 U 相方向與轉換後的二相電流的 α 方向一致之方式進行三相／二相轉換，並輸出二相電流 $i_{\alpha su}$ 、 $i_{\beta su}$ 。第二個三相／二相轉換器 25 係以令定子 V 相方向與轉換後的二相電流的 α 方向一致之方式進行三相／二相轉換，並輸出二相電流 $i_{\alpha sv}$ 、 $i_{\beta sv}$ 。第三個三相／二相轉換器 26 係以令定子 W 相方向與轉換後的二相電流的 α 方向一致之方式進行三

相／二相轉換，並輸出二相電流 $i_{\alpha sw}$ 、 $i_{\beta sw}$ 。

接著，與實施形態一相同，從各三相／二相轉換器 24、25、26 所輸出的二相電流係藉由各傅立葉轉換器 20 抽出振幅，並以乘法運算器 21 分別予以二次方。接著，藉由各減法運算器 22 從屬於乘法運算器 21 的輸出之 β 電流的振幅的二次方求出 α 電流的振幅的二次方的差分 $\Delta I_{\alpha \beta u}$ 、 $\Delta I_{\alpha \beta v}$ 、 $\Delta i_{\alpha \beta w}$ ，此時的各差分 $\Delta I_{\alpha \beta u}$ 、 $\Delta I_{\alpha \beta v}$ 、 $\Delta i_{\alpha \beta w}$ 係成為下述的數式(12)。

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{\alpha \beta u} &= \frac{4V_{\alpha \beta} h^2 L l}{(L^2 - l^2)^2 \omega h^2} \cos 2\theta \\ \Delta I_{\alpha \beta v} &= \frac{4V_{\alpha \beta} h^2 L l}{(L^2 - l^2)^2 \omega h^2} \cos(2\theta + 2/3\pi) \\ \Delta I_{\alpha \beta w} &= \frac{4V_{\alpha \beta} h^2 L l}{(L^2 - l^2)^2 \omega h^2} \cos(2\theta - 2/3\pi) \end{aligned} \right\} (12)$$

其中，定子 U 相方向 $\theta = 0$ 。

位置運算器 27 係根據 $\Delta I_{\alpha \beta u}$ 、 $\Delta I_{\alpha \beta v}$ 、 $\Delta i_{\alpha \beta w}$ 的大小關係劃分成第 9 圖所示的 I 至 VI 區間。在各區間中，係將 $\Delta I_{\alpha \beta u}$ 、 $\Delta I_{\alpha \beta v}$ 、 $\Delta i_{\alpha \beta w}$ 內零交叉者作為線形近似，從下述數式(13)求出轉子位置 θ_p 。此外，數式(13)的 $\Delta I_{\alpha \beta}_{uvw}$ 係表示 $\Delta I_{\alpha \beta u}$ 、 $\Delta I_{\alpha \beta v}$ 、 $\Delta i_{\alpha \beta w}$ 內零交叉者的值， $|\Delta I_{\alpha \beta}_{uvw}|$ 係表示 $\Delta I_{\alpha \beta u}$ 、 $\Delta I_{\alpha \beta v}$ 、 $\Delta i_{\alpha \beta w}$ 內零交叉者的振幅。 $|\Delta I_{\alpha \beta}_{uvw}|$ 亦可從 $\Delta I_{\alpha \beta u}$ 、 $\Delta I_{\alpha \beta v}$ 、 $\Delta i_{\alpha \beta w}$ 的二次方的和的平方根求出。

$$\theta_p = \Delta I_{\alpha \beta}_{uvw} / |\Delta I_{\alpha \beta}_{uvw}| \dots\dots (13)$$

藉由上述構成，無須進行如實施形態一的反餘弦運

算、或使用儲存有餘弦的值之列表，而能簡單地求出轉子位置 θ_p ，且能減少運算量。

關於其他構成與作用效果，由於與實施形態一相同，故在此省略詳細的說明。

實施形態三

第 10 圖係顯示本實施形態三的旋轉電動機的控制裝置的構成之構成圖，與實施形態一對應的構成部分係附上相同的符號。

在本實施形態三中，旋轉電動機的控制裝置之特徵係具備有用以輸入旋轉電動機 1 的常數(例如旋轉電動機 1 的電感值等)之旋轉電動機常數輸入手段 16，控制手段 4 的位置檢測用電壓產生器 14 係根據從該旋轉電動機常數輸入手段 16 所獲得的旋轉電動機常數，決定相等於切換週期 T_{c1} 的 m 倍(m 為 3 以上的整數)之週期($=m \times T_{c1}$)且相位不同的三相的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 。

亦即，在本實施形態三中，從旋轉電動機常數輸入手段 16 分別將旋轉電動機常數輸入至切換週期產生器 13 與位置檢測用電壓產生器 14。切換週期產生器 13 係根據所輸入的旋轉電動機常數決定最佳的切換週期 T_{c1} ，並輸出至脈波寬度調變控制器 15 及位置檢測用電壓產生器 14。

另一方面，位置檢測用電壓產生器 14 係根據所輸入的旋轉電動機常數來決定最佳的倍數 m ，求出切換頻率產生器 13 所輸出的切換頻率 T_{c1} 與倍數 m 的積，並輸出週期 $m \times T_{c1}$ 且相位不同的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 。接

著，藉由加法運算器 31 將該位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 重疊至基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* ，並作為電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 供給至脈波寬度調變控制器 15。與實施形態一的情況相同，脈波寬度調變控制器 15 係使用脈波寬度控制法，根據切換週期 T_c 對反相器 6 輸出邏輯信號 V_{ul} 、 V_{vl} 、 V_{wl} 。

由於從旋轉電動機所檢測出的旋轉電動機電流中含有高頻電流的振幅(大小)係取決於相等於切換週期 T_c 的 m 倍 ($=m \times T_c$) 之週期且相位不同的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} ，因此當無視旋轉電動機 1 的特性且 m 或 T_c 經常為一定值時，根據情況，有時會因為施加位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 導致產生於旋轉電動機 1 的高頻電流的振幅(大小)變小，結果因為電流檢測手段 2 所檢測出的高頻電流精度劣化，而有轉子位置推定的精度亦變差之虞。

相對於此，在本實施形態三中，由於根據對應旋轉電動機 1 的種類之旋轉電動機常數計算出倍數 m 或切換週期 T_c 至少一方的最佳值，而以會相等於切換週期 T_c 的 m 倍之方式決定相位不同的各位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的週期，因此即使在驅動旋轉電動機常數不同的旋轉電動機 1 之情形中，亦能精度佳地推定旋轉電動機 1 的轉子位置。

關於其他構成及作用效果，由於與實施形態一相同，故在此省略詳細的說明。

實施形態四

第 11 圖係顯示本實施形態四的旋轉電動機的控制裝置的構成之構成圖，與實施形態一對應的構成部分係附上相同的符號。

在本實施形態四中，旋轉電動機的控制裝置係具備有位置檢測用電壓週期輸入手段 17。該位置檢測用電壓週期輸入手段 17 係為了變更位置檢測用電壓產生器 14 所輸出的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的週期或頻率的任一者，而設定輸入該週期或頻率之手段，藉此，在位置檢測用電壓產生器 14 中，決定以切換週期產生器 13 所設定的切換週期 T_c 的倍數 m (m 為 3 以上的整數)。

亦即，在本實施形態四中，位置檢測用電壓週期輸入手段 17 係決定位置檢測用電壓產生器 14 所輸出的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的週期或頻率的任一者。例如，當使用者將任意的週期輸入至位置檢測用電壓週期輸入手段 17 時，位置檢測用電壓產生器 14 係根據從位置檢測用電壓週期輸入手段 17 所獲得的週期，決定將位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的週期設定成切換週期 T_c 的幾倍之倍數 m (m 為 3 以上的整數)。此外，當使用者將任意的頻率輸入至位置檢測用電壓週期輸入手段 17 時，位置檢測用電壓產生器 14 係運算從位置檢測用電壓週期輸入手段 17 所獲得的頻率的倒數，藉此求出位置檢測用電壓的週期，並根據所求得週期來決定將位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的週期設定成切換週期 T_c 的幾倍之倍數 m (m 為 3 以上的整數)。

如此，在本實施形態四中，由於能藉由設置位置檢測用電壓週期輸入手段 17 而任意地變更施加至旋轉電動機 1 的各位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的週期或頻率，因此能改變所產生的噪音頻率而減少噪音所造成的不舒服感。

關於其他構成及作用效果，由於與實施形態一相同，故在此省略詳細的說明。

實施形態五

在前述實施形態一中，位置檢測用電壓產生器 14 輸出相等於切換週期產生器 13 所輸出的切換週期 T_c 的 m 倍之週期且相位不同的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} ，其中， m 雖設為 3 以上的整數，但並未具體特別界定 m 的值。

在本實施形態五中，將 m 的值限定成 $6n$ (n 為自然數)。亦即，將位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的週期 T_{hv} 限定成切換週期 T_c 的 $6n$ 倍 (n 為自然數)。藉此，各個位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 彼此的相位差變成 120° ，而能將位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 作成三相平衡電壓指令。

作為一例，第 12 圖係顯示就切換週期 T_c 、位置檢測用電壓的週期 T_{hv} 而言， $n=1$ 時的電壓波形。在第 12 圖中，每三個區間交互任意值的 $+V_h$ 與 $-V_h$ ，位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的相位差係設成兩個區間。在此情形中，由於位置檢測用電壓的週期 T_{hv} 為六個區間，因此兩個區間的相位差為 $360^\circ / 6 \text{ 個區間} \times 2 \text{ 個區間} = 120^\circ$ ，位

置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 變成三相平衡交流電壓。因此，能減少不平衡三相交流電壓的施加導致對旋轉電動機 1 的影響，與施加不平衡三相交流電壓的情形相比，能簡單地進行位置推定所需的傅立葉轉換等之運算。

關於其他構成及作用效果，由於與實施形態一相同，故在此省略詳細的說明。

實施形態六

第 13 圖係顯示實施形態六的旋轉電動機的控制裝置的構成之構成圖，與實施形態一對應的構成部分係附上相同的符號。

在本實施形態六中，控制手段 4 係具有速度運算器 18，該速度運算器 18 係根據位置運算手段 3 所輸出的轉子位置 θ_p 來運算旋轉電動機 1 的旋轉速度。而且，速度運算器 18 所運算的旋轉速度的資訊係供給至位置檢測用電壓產生器 14。

當旋轉電動機 1 的旋轉速度變成某程度的高速時，即使不將位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 重疊至基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* ，亦可容易地從旋轉電動機 1 的感應電壓推定旋轉電動機 1 的轉子位置。因此，在本實施形態六中，位置檢測用電壓產生器 14 係在速度運算器 18 所輸出的旋轉電動機 1 的旋轉速度變成預定速度以上時將位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 設為零，以使位置檢測用電壓不會對基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 造成影響。同時，切換成從旋轉電動機 1 的感應電壓推定旋轉電動機的轉子位置

之方法。

藉由採用此種構成，能消除因為將包含有相等於切換週期的 m 倍之週期且相位不同的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 之高頻電壓施加至旋轉電動機 1 所造成的過多能量損失。

關於其他構成及作用效果，由於與實施形態一相同，故在此省略詳細第說明。

實施形態七

首先，在說明本發明實施形態七的旋轉電動機的控制裝置前，先說明下述的習知技術：如在先前技術的項目中所述，為了刪減電流感測器的成本，使用一個電流感測器檢測流通於用以供給直流電壓至反相器之直流電壓源以及反相器之間的直流母線電流，藉由該直流母線電流檢測時反相器的各相開關的切換時序之不同，來運算該時間點電流流通於旋轉電動機 1 的哪一相。

第 14 圖係顯示旋轉電動機的控制裝置之習知的構成圖，該旋轉電動機的控制裝置係使用一個母線電流檢測手段(電流感測器)29 檢測直流母線電流，並具有用以從該檢測出的直流母線電流 I_{dc} 運算出旋轉電動機電流之旋轉電動機電流運算手段 30。在第 14 圖中雖未設置位置推定手段而是於旋轉電動機 1 安裝用以檢測旋轉電動機的旋轉位置之旋轉位置感測器 31，但由於與旋轉電動機電流運算手段 30 所進行的旋轉電動機電流的運算沒有直接關係，因此省略此點說明。

第 14 圖所示的旋轉電動機的控制裝置係具備有：母線電流檢測手段 29，係由用以檢測流通於直流電壓源 28 以及反相器 6 之間的直流母線電流 I_{dc} 之單一個電流感測器所構成；以及旋轉電動機電流運算手段 30，係根據該母線電流檢測手段 29 所檢測出的直流母線電流 I_{dc} 與屬於脈波寬度調變手段 5 的輸出之邏輯信號 V_{ul} 、 V_{vl} 、 V_{wl} ，運算流通至旋轉電動機 1 的旋轉電動機電流 i_u 、 i_v 。

第 15 圖係顯示使用以三角波 C_s 所進行的脈波寬度調變控制法時從二相／三相轉換器 10 所輸出的基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 以及三角波 C_s 之時間變化的模樣(第 15 圖(a))、以及從脈波寬度調變控制器 15 所輸出的邏輯信號 V_{ul} 、 V_{vl} 、 V_{wl} 的時間變化的模樣(第 15 圖(b))。脈波寬度調變控制器 15 係分別在各基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 比三角波 C_s 還大時輸出「Hi」的邏輯信號 V_{ul} 、 V_{vl} 、 V_{wl} ，比三角波 C_s 還小時輸出「Low」的邏輯信號 V_{ul} 、 V_{vl} 、 V_{wl} 。

第 16 圖係顯示對於直流電壓源 28 之母線電流檢測手段 29 以及反相器 6 的連接狀態之構成圖。

反相器 6 的開關 UP 、 VP 、 WP 、 UN 、 VN 、 WN 係根據屬於脈波寬度調變手段 5 的輸出之邏輯信號 V_{ul} 、 V_{vl} 、 V_{wl} ，藉由閘極驅動電路 31 予以導通(ON)或切斷(OFF)。例如開關 UP 係在邏輯信號 V_{ul} 為「Hi」時導通，在邏輯信號 V_{ul} 為「Low」時切斷。開關 UN 係在邏輯信號 V_{ul} 為「Low」時導通，在邏輯信號 V_{ul} 為「Hi」時切斷。開

關 VP 係在邏輯信號 Vv1 為「Hi」時導通，在邏輯信號 Vv1 為「Low」時切斷。開關 VN 係在邏輯信號 Vv1 為「Low」時導通，在邏輯信號 Vv1 為「Hi」時切斷。開關 WP 係在邏輯信號 Vw1 為「Hi」時導通，在邏輯信號 Vw1 為「Low」時切斷。開關 WN 係在邏輯信號 Vw1 為「Low」時導通，在邏輯信號 Vw1 為「Hi」時切斷。

接著，說明從直流母線電流 Idc 運算旋轉電動機電流之動作原理。

如第 15 圖(b)所示輸出邏輯信號時，由於在區間 T1 中開關 UP、VP、WP 變成導通，其他開關變成切斷，因此在區間 T1 的切換時序中，流通於旋轉電動機 1 的 W 相之電流 iw 以及母線電流檢測手段 29 所檢測出的電流 Idc 變成相同。接著，在區間 T2 中，開關 UP、VN、WN 變成導通，其他開關變成切斷。因此在區間 T2 的切換時序中，流通於旋轉電動機 1 的 U 相之電流 iu 以及母線電流檢測手段 29 所檢測出的電流 Idc 變成相同。亦即，能分別在區間 T1 中求出 W 相的旋轉電動機電流 iw，以及在區間 T2 求出 U 相的旋轉電動機電流 iu。關於剩下之 V 相的旋轉電動機電流 iv，由於三相電流的和變成零，因此能從下述的數式(14)求出。如此，母線電流檢測手段 29 係能於三角波 Cs 的半週期(切換週期 Tc)之間檢測三相的各旋轉電動機電流 iu、iv、iw。

$$iv = -(iu + iw) \quad \dots\dots(14)$$

如此，旋轉電動機電流檢測手段 30 係藉由屬於脈波寬

度調變手段 5 的輸出之邏輯信號 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 的切換時序的不同、以及該時間點母線電流檢測手段 29 所檢測出的直流母線電流 I_{dc} ，來判別該檢測出的直流母線電流 I_{dc} 係對應流通於旋轉電動機 1 的哪一相之電流，而運算各相的旋轉電動機電流。

此外，三相電流檢測雖然原本較佳為以相同的時序同時檢測三相分的旋轉電動機電流，但由於在此使用邏輯信號 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 的切換時序的不同，故無法同時以相同的時序檢測三相分的旋轉電動機電流。具體而言，由於在第 15 圖(b)的開關區間 T1 檢測 W 相的旋轉電動機電流，在開關區間 T2 檢測 U 相的旋轉電動機電流，且從數式(14)求出 V 相的旋轉電動機電流，因此產生從在開關區間 T1 檢測 W 相的旋轉電動機電流後至在開關區間 T2 檢測 U 相的旋轉電動機電流為止之時間差。因此，雖有在該時間差之間因三相的各旋轉電動機電流的值發生變化而產生檢測誤差之可能性，但由於開關區間 T1 與開關區間 T2 係鄰接的區間，且時間差幾乎很微小，因此實際上能無視因為在該時間差間的電流變化所造成的檢測誤差。

在第 14 圖所示的構成中，旋轉電動機電流運算手段 30 係根據母線電流檢測手段 29 所檢測出的直流母線電流 I_{dc} 以及屬於脈波寬度調變手段 5 的輸出之邏輯信號 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} 來運算流通至旋轉電動機 1 的旋轉電動機電流 i_u 、 i_v ，但如第 17 圖所示，旋轉電動機電流運算手段 30 亦能根據母線電流檢測手段 29 所檢測出的直流母線電流

I_{dc} 以及屬於二相／三相轉換器 10 的輸出之基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 來運算流通至旋轉電動機 1 的旋轉電動機電流。亦即，在第 14 圖的構成中，輸入至旋轉電動機電流運算手段 30 的信號為直流母線電流 I_{dc} 以及屬於脈波寬度調變手段 5 的輸出之邏輯信號 V_{u1} 、 V_{v1} 、 V_{w1} ，相對於此，在第 17 圖所示的構成中，輸入至旋轉電動機電流運算手段 30 的信號為直流母線電流 I_{dc} 以及基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 。

參照第 18 圖說明藉由第 17 圖的構成從直流母線電流運算旋轉電動機電流之旋轉電動機電流運算手段 30 的動作原理。

第 18 圖係顯示與第 15 圖同樣使用以三角波 C_s 所進行的脈波寬度調變控制法時，藉由屬於二相／三相轉換器 10 的輸出之基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 與三角波 C_s 的時間變化的模樣(第 18 圖(a))、邏輯信號的時間變化的模樣、以及各邏輯信號的不同，能求出母線電流檢測手段 29 所檢測出的直流母線電流 I_{dc} 為旋轉電動機電流的哪一相(第 18 圖(b))之圖。

如第 18 圖(a)所示，將基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 中大小最大者稱為最大相(在第 18 圖(a)中為 V_u^*)，將大小最小者稱為最小相(在第 18 圖(a)中為 V_w^*)，將處於最大者與最小者之間者稱為中間相(在第 18 圖(a)中為 V_v^*)。在使用以三角波 C_s 所進行的脈波寬度調變控制法的情形時，在從直流母線電流 I_{dc} 運算旋轉電動機電流之方法中，在

三角波 C_s 的半週期(切換週期 T_c)期間中能求出的旋轉電動機電流為最大相與最小相的旋轉電動機電流，所能檢測的時間點為中間相與三角波 C_s 重疊之前後(參照第 18 圖(b))。

此外，當三角波 C_s 朝右上升時，能在中間相與三角波 C_s 重疊前求出最小相的旋轉電動機電流(在第 18 圖中，在區間 $T1$ 時能檢測出者為 W 相)，在中間相與三角波 C_s 重疊後求出最大相的旋轉電動機電流(在第 18 圖中，在區間 $T2$ 時能檢測出者為 U 相)。此外，當三角波 C_s 朝右下降時，能在中間相與三角波 C_s 重疊前求出最大相的旋轉電動機電流(在第 18 圖中，在區間 $T4$ 時能檢測出者為 U 相)，在中間相與三角波 C_s 重疊後求出最小相的旋轉電動機電流(在第 18 圖中，在區間 $T5$ 時能檢測出者為 W 相)。由於能用以從基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 與直流母線電流求出的旋轉電動機電流 I_{dc} 存在有這種關係，因此能藉由使用從直流母線電流 29 所檢測出的直流母線電流 I_{dc} 與基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* ，從直流母線電流 I_{dc} 求出旋轉電動機電流。

如此，具有下述優點：如第 14 圖至第 18 圖所示，當構成為利用直流母線電流 I_{dc} 、以及該直流母線電流 I_{dc} 檢測時反相器的各相開關的切換時序的不同，來運算該時間點電流通於旋轉電動機 1 的哪一相時，由於如實施形態一至六所示，只要設置用以檢測直流母線電流 I_{dc} 之單一個電流感測器即可，無須設置用以直接檢測至少二相分

的旋轉電動機電流之複數個電流感測器，因此能削減電流感測器的成本。

然而，由於根據直流母線電流 I_{dc} 運算旋轉電動機電流之方法係如上所述利用直流母線電流 I_{dc} 檢測時反相器的各相開關的切換時序的不同，因此例如第 19 圖(a)所示，當基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 為接近的值或變成相同的值時，各相的切換時序變成彼此接近或相同。結果，在第 14 圖或第 17 圖所示的構成中，如第 19 圖(b)所示，由於 T1、T2 等之各開關區間的時間變成非常短或變成無時間，因此極難以判別母線電流檢測手段 29 所檢測的電流變成與旋轉電動機 1 的哪一相電流相同。因此，為了判別直流母線電流 I_{dc} 變成與哪一相的電流相同，必須確保開關區間的時間為某預定值以上。

此外，由於實施形態一至六的控制裝置並未以電流感測器等直接檢測至少二相分的旋轉電動機電流並利用各相的切換時序的不同，因此即使基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 為接近的值或變成相同的值，亦能確實地檢測旋轉電動機 1 的各相的旋轉電動機電流，不會產生上述的問題。

在根據直流母線電流 I_{dc} 運算旋轉電動機電流之情形中，例如第 19 圖(a)所示，為了設成即使在基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 為接近的值或變成相同的值時亦能判斷直流母線電流 I_{dc} 變成與哪一相的電流相同，係藉由將前述位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 重疊至二相／三相轉換器 10 所輸出的基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 來解決。以下，

說明本發明的實施形態七，實施形態七係構成為能利用位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 從直流母線電流 I_{dc} 運算旋轉電動機電流。

第 20 圖係顯示本實施形態七的旋轉電動機的控制裝置的構成圖，與實施形態一對應的構成部分係附上相同符號。

第 20 圖係顯示實施形態七的旋轉電動機的控制裝置的構成圖，與實施形態一對應的構成部分係附上相同的符號。

本實施形態七的旋轉電動機的控制裝置係以第 1 圖所示的實施形態一所構成的控制裝置為前提，省略第 1 圖的電流檢測手段 2，取而代之的是設置有：母線電流檢測手段 29，係檢測流通於反相器 6 與用以供給直流電力至該反相器 6 之直流電壓源 28 之間的母線電流 I_{dc} ；以及旋轉電動機電流運算手段 30，係根據該母線電流檢測手段 29 所檢測出的母線電流 I_{dc} 以及脈波寬度調變手段 5 所輸出的邏輯信號 V_{ul} 、 V_{vl} 、 V_{wl} 來運算旋轉電動機電流。此外，與第 17 圖所示相同，採用將二相／三相轉換器 10 所輸出的基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 讀入旋轉電動機電流運算手段 30 之構成來取代將脈波寬度調變手段 5 所輸出的邏輯信號 V_{ul} 、 V_{vl} 、 V_{wl} 讀入旋轉電動機電流運算手段 30 之構成，亦能達到相同的效果。

在此，如第 19 圖(a)所示，在二相／三相轉換器 10 所輸出的基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 彼此接近的情形中，當

藉由第 20 圖的控制手段 4 的加法運算器 41 重疊例如具有實施形態五所說明的第 12 圖所示的波形(週期 $T_{hv} = 6n \times T_c$, $n=1$)之位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 時，屬於加法運算器 41 之輸出的電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 係變成第 21 圖(a)所示的波形。此外，由於電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的平均值係變成與第 19 圖(a)所示的各基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 相同，因此只要將位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的頻率設定成不會對旋轉電動機 1 的控制造成影響之程度以上，即能與不重疊位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的情形同等地控制旋轉電動機 1。

當控制手段 4 所輸出的電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 為第 21 圖(a)所示的波形時，對應此波形，脈波寬度調變控制器 15 所輸出的邏輯信號 V_{ul} 、 V_{vl} 、 V_{wl} 係變成如第 21 圖(b)所示。亦即，能在第 21 圖(b)中將第 19 圖(b)中短的開關區間 $T1$ 與 $T4$ 的時間設長。由於開關區間 $T1$ 與 $T4$ 變長，因此在開關區間 $T1$ 中能檢測出 W 相的旋轉電動機電流 i_w ，在開關區間 $T4$ 中能檢測出 U 相的旋轉電動機電流 i_u ，而剩下的 V 相的旋轉電動機電流 i_v 能使用前述數式(14)來運算。亦即，藉由重疊位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} ，能於三角波 C_s 的一週期(切換頻率 T_c 的兩倍)內檢測三相的旋轉電動機電流。然而，由於開關區間 $T2$ 與 $T5$ 係與第 19 圖(b)相同，因此在開關區間 $T2$ 與 $T5$ 中無法求出旋轉電動機電流。

位置檢測用電壓產生器 14 所輸出的位置檢測用電壓

V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的振幅 V_h 的最大值係從反相器 6 所能輸出的最大電壓將用以驅動旋轉電動機 1 所需的電壓予以減法運算的值，而振幅 V_h 的最小值係設定在用以防止反相器 6 中的切換元件短路之無感時間(dead time)所招致的誤差電壓以上，藉此發揮從直流母線電流運算旋轉電動機電流之效果。

如上所述，在本實施形態七中，由於預先將相位不同的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 重疊至基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* ，並根據直流母線電流 I_{dc} 運算旋轉電動機電流，因此能以單一個電流感測器等之母線電流檢測手段來構成以降低成本，且即使基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 為接近的值或變成相同的值，亦能運算並求出三相的旋轉電動機電流。

實施形態八

如上述實施形態七之說明，具有只要預先將相位不同的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 重疊至基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* ，並根據直流母線電流 I_{dc} 運算旋轉電動機電流，即使基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 為接近的值或變成相同的值，亦能運算並求出三相的各旋轉電動機電流之優點。

然而，在利用第 12 圖所示的波形(週期 $T_{hv} = 6n \times T_c$ ， $n = 1$)的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 從直流母線電流運算旋轉電動機電流之情形中，該三相的旋轉電動機電流的檢測間隔係如第 21 圖所示為三角波 C_s 的週期 $T_{cs}(=$

$2T_c$ ，亦即為切換周期 T_c 的兩倍)。相對於此，在前述第 14 圖或第 17 圖所示的構成中，可檢測三相的旋轉電動機電流時(無基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 為接近或相同的值時)的三相的旋轉電動機電流的檢測間隔係如第 15 圖(b)或第 18 圖(b)所示為三角波 C_s 的半週期(=切換週期 T_c)。亦即，在直接利用第 12 圖所示的波形的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 從直流母線電流 I_{dc} 運算旋轉電動機電流之情形中，三相的旋轉電動機電流的檢測間隔變成切換頻率 T_c 的兩倍。

此外，在利用第 12 圖所示的波形的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 從直流母線電流運算旋轉電動機電流之方法中，如第 21 圖(b)所示，為了在開關區間 T_1 檢測出 V 相的旋轉電動機電流、在開關區間 T_4 檢測出 U 相的旋轉電動機電流、以數式(14)求出 W 相的旋轉電動機電流，會產生從在開關區間 T_1 檢測出 V 相的旋轉電動機電流後至在開關區間 T_4 檢測出 U 相的旋轉電動機電流為止之時間差。亦即，在第 14 圖與第 17 圖所示的構成中，從直流母線電流運算旋轉電動機電流時的時間差為第 15 圖(b)或第 18 圖(b)所示之鄰接的開關區間 T_1 與開關區間 T_2 的時間差，然而利用第 12 圖所示的波形的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 從直流母線電流運算旋轉電動機電流之方法，由於時間差為第 21 圖(b)所示之兩個開關區間分離之開關區間 T_1 與開關區間 T_4 的時間差，因此有在該時間差之間變動的三相旋轉電動機電流值的變動變大，而無法無視檢

測誤差之可能性。

因此，在本實施形態八中，係改善實施形態七所產生的上述不期望的狀況。亦即，關於重疊至基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 之位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} ，在第 12 圖所示的波形的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 中分別僅具有 $+V_h$ 與 $-V_h$ 這兩個值，相對於此，例如如第 22 圖所示，設定成位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 分別具有 $+V_h$ 、 $-V_h$ 、 0 這三個值，而能從直流母線電流運算旋轉電動機電流。除此之外的整體構成係與第 20 圖所示的實施形態七的情形相同。

在此，當藉由第 20 圖的控制手段 4 的加法運算器 41 重疊具有第 22 圖所示的三個值的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 時，屬於加法運算器 41 的輸出之電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 係變成第 23 圖(a)所示的波形。而且，對應這些電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* ，從脈波寬度調變控制器 15 所輸出的邏輯信號 V_{ul} 、 V_{vl} 、 V_{wl} 係變成如第 23 圖(b)所示。

如此，藉由利用具有第 22 圖所示的 $+V_h$ 、 $-V_h$ 、 0 這三個值的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} ，而能改善實施形態七的不期望的狀況，並將三相的旋轉電動機電流的檢測間隔縮短至切換週期 T_c 。

此外，即使在利用具有第 22 圖所示的 $+V_h$ 、 $-V_h$ 、 0 這三個值的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 之情形中，有時亦會有因為基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 的值使電壓指

令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 彼此接近而產生無法檢測旋轉電動機電流之開關區間的情形。在此情形中，將位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的值設成具有 $+2V_h$ 、 $+V_h$ 、 $-2V_h$ 、 $-V_h$ 這四個值的大小，或如正弦波等地將大小連續性變化的位置檢測用電壓設成 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 等，並將位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的值設成複數個，藉此能檢測旋轉電動機電流。

此外，在本實施形態八中，雖然為了從直流母線電流 I_{dc} 運算旋轉電動機電流而將位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 設成具有三個值，但由於位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的週期係設定成恆長地相等於切換週期 T_c 的 m 倍 (m 為 3 以上的整數) 之週期 $m \times T_c$ ，因此不會對位置推定手段 3 所進行的轉子位置的推定運算造成任何不良影響。因此，由於在利用位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 從直流母線電流 I_{dc} 運算旋轉電動機電流時，無須安裝位置感測器且可刪減電流感測器的數目，因此能簡單且低成本地構成旋轉電動機 1 的控制裝置。

實施形態九

第 24 圖係顯示本發明實施形態九的旋轉電動機的控制裝置之構成圖，與實施形態七(第 20 圖)對應的構成部分係附上相同的符號。

本實施形態九的旋轉電動機的控制裝置係以實施形態七(第 20 圖)的構成為基本架構，並在控制手段 4 中的位置檢測用電壓運算部 14 與加法運算器 41 之間設置位置檢測

用電壓變更器 34。

該位置檢測用電壓變更器 34 係輸入有三相轉換器 10 所輸出之用以驅動旋轉電動機 1 之基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* ，根據該基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 輸出變更位置檢測用電壓 V_{uh2} 、 V_{vh2} 、 V_{wh2} ，該變更位置檢測用電壓 V_{uh2} 、 V_{vh2} 、 V_{wh2} 係將位置檢測用電壓產生器 14 所輸出的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的振幅大小經過變更。而且，藉由加法運算器 41 將該位置檢測用電壓變更器 34 所輸出的變更位置檢測用電壓 V_{uh2} 、 V_{vh2} 、 V_{wh2} 加法運算至基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 。

在前述實施形態七(第 20 圖)所示的構成之情形中，當電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 接近或變成相同值時，會變得極難以判別直流母線電流變成與哪一相的旋轉電動機電流相同，且電流的檢測間隔變長，或有可能發生電流檢測誤差。為了解決發生這種不期望的狀況，在上述實施形態八中，係設定成位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 分別具有 $+V_h$ 、 $-V_h$ 、 0 這三個值，而能從直流母線電流運算旋轉電動機電流，而在本實施形態九中，為了能比實施形態八的情形更動態地進行對應，係根據基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 的值來變更位置檢測用電壓產生器 14 所輸出的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的振幅。以下說明此動作原理。

第 25 圖係位置檢測用電壓變更器 34 的動作說明圖。
第 25 圖(a)係顯示位置檢測用電壓產生器 14 所輸出的位置

檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的輸出波形。第 25 圖(b)係顯示位置檢測用電壓變更器 34 所輸出的變更位置檢測用電壓 V_{uh2} 、 V_{vh2} 、 V_{wh2} 的輸出波形。第 25 圖(a)所示的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 係與第 12 圖所示的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的波形(週期 $T_{hv} = 6n \times T_c$, $n = 1$)相同，因此第 12 圖的 K1 至 K3 與第 25 圖(a)的 K1 至 K3 相互對應。

不經由位置檢測用電壓變更器 34，直接將位置檢測用電壓產生器 14 所輸出之第 25 圖(a)所示的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 重疊至基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 時會變成第 25 圖(c)所示的波形，此波形與第 21 圖(a)所示的波形相同。

在該第 25 圖(c)中，由於將位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 重疊至基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 所獲得之電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 在區間 K1 中 V_{up}^* 與 V_{vp}^* 接近，因此開關區間 T2 的時間變短，無法判別直流母線電流變成與哪一相的旋轉電動機電流相同。此外，由於在區間 K2 中 V_{vp}^* 與 V_{wp}^* 接近，因此開關區間 T5 的時間變短，無法判別直流母線電流變成與哪一相的旋轉電動機電流相同。

因此，在本實施形態九中，位置檢測用電壓變更器 34 係根據基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 預先進行運算而求出位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的開關區間 T1、T2... 的時間，而求出有無因為 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 變成彼此接近或

相同的值且各開關區間 $T1$ 、 $T2$... 的時間變短造成無法判斷直流母線電流變成與哪一相的旋轉電動機電流相同的狀態(以下稱為不能判斷狀態)。

上述所謂不能判斷狀態，係指各開關區間 $T1$ 、 $T2$... 的時間變成比旋轉電動機電流運算手段 30 的運算時間還短之狀態，由於各開關區間 $T1$ 、 $T2$... 的時間係與各電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的値之差成比例，因此能從基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 與位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 之和(=電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^*)求出各開關區間 $T1$ 、 $T2$... 的時間。

因此，在運算所求出的各開關區間 $T1$ 、 $T2$... 的時間變成不能判斷狀態時，位置檢測用電壓變更器 34 係於每個切換週期 T_c 以不會變成不能判斷狀態之方式將位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的振幅值變更達 ΔV 分，並輸出變更位置檢測用電壓 V_{uh2} 、 V_{vh2} 、 V_{wh2} 。

接著，位置檢測用電壓變更器 34 係在下一個切換週期輸出變更位置檢測用電壓 V_{uh2} 、 V_{vh2} 、 V_{wh2} ，該變更位置檢測用電壓 V_{uh2} 、 V_{vh2} 、 V_{wh2} 係以返還原先在前一個切換週期所變更的 ΔV 分之方式變更位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 。第 25 圖(d)係顯示變更位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的値之後的各相的電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的變化。此外，變更位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 之値係以可確保能判斷直流母線電流變成與哪一相的旋轉電動機電流相同的時間之方式(亦即變成旋轉電動機電流

運算手段 30 的運算時間以上)，藉由下述數式(15)運算求出。

$$\Delta V \geq K_t \times \Delta V_p \quad \dots\dots(15)$$

其中， ΔV 為位置檢測用電壓的變更量， K_t 為比例常數， ΔV_p 為 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 各相的差。

例如，在第 25 圖(c)的情形中，位置檢測用電壓變更器 34 係預先藉由運算求出開關區間 T1、T2 的時間，判斷開關區間 T2 是否變成不能判斷狀態。接著，當判斷開關區間 T2 在該情況下變成不能判斷狀態時，如第 25 圖(d)的區間 K1 所示，係以不會變成不能判斷狀態之方式，根據數式(15)將 W 相的位置檢測用電壓 V_{wh} 的值降低達下述數式(16)的 ΔV 分。

$$\Delta V = K_t \times (V_{up}^* - V_{wp}^*) \quad \dots\dots(16)$$

接著，在下一個切換週期的區間 K2 中，將 W 相的位置檢測用電壓 V_{wh} 的值提升達 ΔV 分。如第 25 圖(c)所示，由於在區間 K2 中 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 接近而變成不能判斷狀態，因此在區間 K2 中將 W 相的位置檢測用電壓 V_{wh} 上升達在區間 K1 所變更的 ΔV 分。如此，即使在第 25 圖(d)的區間 K2 中，亦能避免變成不能判斷狀態。

此外，在第 25 圖(d)所示的例子中，雖然在區間 K1、K2 中將 W 相的位置檢測用電壓 V_{wh} 變更達 ΔV ，但即使不變更 W 相的位置檢測用電壓 V_{wh} ，而將 U 相的位置檢測用電壓 V_{uh} 變更達 ΔV ，或者以 W 相的位置檢測用電壓 V_{wh} 與 U 相的位置檢測用電壓 V_{uh} 彼此分離之方式來變更

值(例如以各 $\Delta V/2$ 之方式分離)，亦可獲得相同的效果。然而，在此情形中，由於在區間 K2 中存在有 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 接近的情形，因此需要重新變更 V 相或 W 相的位置檢測用電壓 V_{vh} 、 V_{wh} 。

如上所述，在本實施形態九中，在位置檢測用電壓運算部 14 與加法運算器 41 之間設置位置檢測用電壓變更器 34，以該位置檢測用電壓變更器 34 根據基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 的值來預測各相的電壓指令 V_{up}^* 、 V_{vp}^* 、 V_{wp}^* 的差，從所預測的各相的差來求出有無不能判斷狀態，當有產生不能判斷狀態之虞時，變更位置檢測用電壓產生器 14 所輸出的位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的振幅，因此不會使旋轉電動機 1 的驅動性能劣化，能從直流母線電流運算旋轉電動機電流，並能比實施形態八的情形進一步動態對應。此外，由於不使基本波電壓 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 產生任何的變化，僅使位置檢測用電壓 V_{uh} 、 V_{vh} 、 V_{wh} 的振幅變化，因此能從直流母線電流 I_{dc} 運算旋轉電動機電流。

(產業上的可利用性)

本發明係能應用於感應電動機或同步電動機等旋轉電動機的控制裝置，且無須使用旋轉位置感測器即能獲得轉子位置資訊並進行旋轉控制。

【圖式簡單說明】

第 1 圖係顯示本發明實施形態一的旋轉電動機的控制裝置之構成圖。

第 2 圖係顯示第 1 圖的控制裝置所具備的位置推定手段的詳細構成圖。

第 3 圖(a)及(b)係用以說明實施形態一的動作之說明圖。

第 4 圖係用以說明實施形態一的動作之說明圖。

第 5 圖係用以說明實施形態一的動作之說明圖。

第 6 圖係用以說明實施形態一的動作之說明圖。

第 7 圖(a)至(d)係用以說明實施形態一的動作之說明圖。

第 8 圖係顯示本發明實施形態二的控制裝置所具備的位置推定手段的詳細構成圖。

第 9 圖係用以說明第 8 圖的位置推定手段的動作之說明圖。

第 10 圖係顯示本發明實施形態三的旋轉電動機的控制裝置之構成圖。

第 11 圖係顯示本發明實施形態四的旋轉電動機的控制裝置之構成圖。

第 12 圖係用以說明本發明實施形態五的控制裝置的動作之說明圖。

第 13 圖係顯示本發明實施形態六的旋轉電動機的控制裝置之構成圖。

第 14 圖係顯示用以從直流母線電流運算旋轉電動機電流之習知的旋轉電動機的控制裝置之構成圖。

第 15 圖(a)及(b)係用以說明具有第 14 圖的構成之旋轉

電動機的控制裝置的動作之說明圖。

第 16 圖係顯示第 14 圖所示的旋轉電動機的控制裝置的電壓施加手段之構成圖。

第 17 圖係顯示用以從直流母線電流運算旋轉電動機電流之習知其他的旋轉電動機的控制裝置之構成圖。

第 18 圖(a)及(b)係用以說明具有第 17 圖的構成之旋轉電動機的控制裝置的動作之說明圖。

第 19 圖(a)及(b)係用以說明在具有第 14 圖或第 17 圖所示構成的旋轉電動機的控制裝置中從直流母線電流運算旋轉電動機電流時產生缺失時的動作之說明圖。

第 20 圖係顯示本發明實施形態七的旋轉電動機的控制裝置之構成圖。

第 21 圖(a)及(b)係用以說明第 20 圖所示的旋轉電動機的控制裝置的動作之說明圖。

第 22 圖係用以說明本發明實施形態八中的控制裝置的動作之說明圖。

第 23 圖(a)及(b)係用以說明本發明實施形態八的動作之說明圖。

第 24 圖係顯示本發明實施形態九中的旋轉電動機的控制裝置之構成圖。

第 25 圖(a)至(d)係用以說明具有第 24 圖的構成之旋轉電動機的控制裝置的動作之說明圖。

【主要元件符號說明】

- | | | | |
|---|-------|---|--------|
| 1 | 旋轉電動機 | 2 | 電流檢測手段 |
|---|-------|---|--------|

- | | | | |
|----------------|-----------------|-------|------------|
| 3 | 位置推定手段 | 4 | 控制手段 |
| 5 | 脈波寬度調變手段 | | |
| 6 | 電壓施加手段(反相器) | | |
| 7 | d 軸電流控制器 | 8 | q 軸電流控制器 |
| 9、12 | 座標轉換器 | 10 | 二相／三相轉換器 |
| 11、19、24、25、26 | 三相／二相轉換器 | | |
| 13 | 切換週期產生器 | 14 | 位置檢測用電壓產生器 |
| 15 | 脈波寬度調變控制器 | | |
| 16 | 旋轉電動機常數輸入手段 | | |
| 17 | 位置檢測用電壓週期輸入手段 | | |
| 18 | 速度運算器 | 20 | 傅立葉轉換器 |
| 21 | 乘法運算器 | 22、42 | 減法運算器 |
| 23、27 | 位置運算器 | 28 | 直流電壓源 |
| 29 | 母線電流檢測手段(電流感測器) | | |
| 30 | 旋轉電動機電流運算手段 | | |
| 31 | 旋轉位置感測器 | 33 | 位置檢測用電壓運算部 |
| 41 | 加法運算器 | | |

五、中文發明摘要：

本發明提供一種旋轉電動機的控制裝置，其特徵為具備有：
 電流檢測手段(2)，係檢測產生於旋轉電動機(1)的旋轉電動機電流；位置推定手段(3)，係根據前述旋轉電動機電流而輸出推定位置 θ_p ；控制手段(4)，係根據前述推定位置 θ_p 而輸出電壓指令；脈波寬度調變手段(5)，係根據前述電壓指令以及使用於脈波寬度調變控制的切換週期而輸出經過脈波寬度調變的邏輯信號；以及電壓施加手段(6)，係根據前述邏輯信號而施加旋轉電動機的驅動用交流電壓；控制手段(4)所輸出的電壓指令係對旋轉電動機驅動用的基本波電壓重疊位置檢測用電壓，該位置檢測用電壓係相等於前述切換週期的 m 倍(m 為 3 以上的整數)的週期，且各相間的相位不同。

六、英文發明摘要：

Provided is a control device for rotating motor, which includes a current detection means (2) detecting rotating motor current occurred in a rotating motor (1), a position estimation means (3) outputting an estimated position θ_p based on the rotating motor current, a control means (4) outputting a voltage instruction based on the estimated position θ_p , a pulse modulation means (5) outputting a logic signal which has been pulse-modulated based on the voltage instruction and a switching period used in the pulse modulation control, and a voltage applying means (6) applying alternative current for driving rotating motor based on the logic signal, the voltage instruction outputted by the control means (4) being obtained by overlapping a position detection voltage, which has a period equal to m times of the switching period (m is an integer equal to or more than 3) and has phase difference between each phase, on a basic wave voltage for driving rotating motor.

十、申請專利範圍：

1. 一種旋轉電動機的控制裝置，係用以進行旋轉電動機的旋轉控制，該旋轉電動機的控制裝置係具備有：

電流檢測手段，係檢測流通於前述旋轉電動機的旋轉電動機電流；

位置推定手段，係根據前述電流檢測手段所檢測出的旋轉電動機電流來推定轉子位置；

控制手段，係根據前述位置推定手段所推定的轉子位置而輸出電壓指令；

脈波寬度調變手段，係根據來自前述控制手段的前述電壓指令以及使用於脈波寬度調變控制之切換週期，輸出經過脈波寬度調變的邏輯信號；以及

電壓施加手段，係根據前述脈波寬度調變手段所輸出的邏輯信號，對前述旋轉電動機施加驅動用的交流電壓；

前述控制手段所輸出的前述電壓指令係對前述旋轉電動機的驅動用的基本波電壓重疊位置檢測用電壓，該位置檢測用電壓係相等於前述切換週期的 m 倍(m 為 3 以上的整數)之週期，且各相間的相位不同。

2. 如申請專利範圍第 1 項之旋轉電動機的控制裝置，其中，前述控制手段係包含有：

位置檢測用電壓產生器，係產生前述位置檢測用電壓；以及

加法運算器，係將前述位置檢測用電壓產生器所輸

出的位置檢測用電壓重疊至前述基本波電壓，並作為電壓指令對前述脈波寬度調變手段輸出。

3. 如申請專利範圍第 1 項或第 2 項之旋轉電動機的控制裝置，具備有：

母線電流檢測手段，係取代前述電流檢測手段，檢測流通於前述電壓施加手段以及用以供給直流電力至該電壓施加手段之直流電壓源之間的母線電流；以及

旋轉電動機電流運算手段，係根據前述母線電流檢測手段所檢測出的母線電流以及前述邏輯信號與前述電壓指令兩者或其中的任一者，運算流通於前述旋轉電動機的前述旋轉電動機電流。

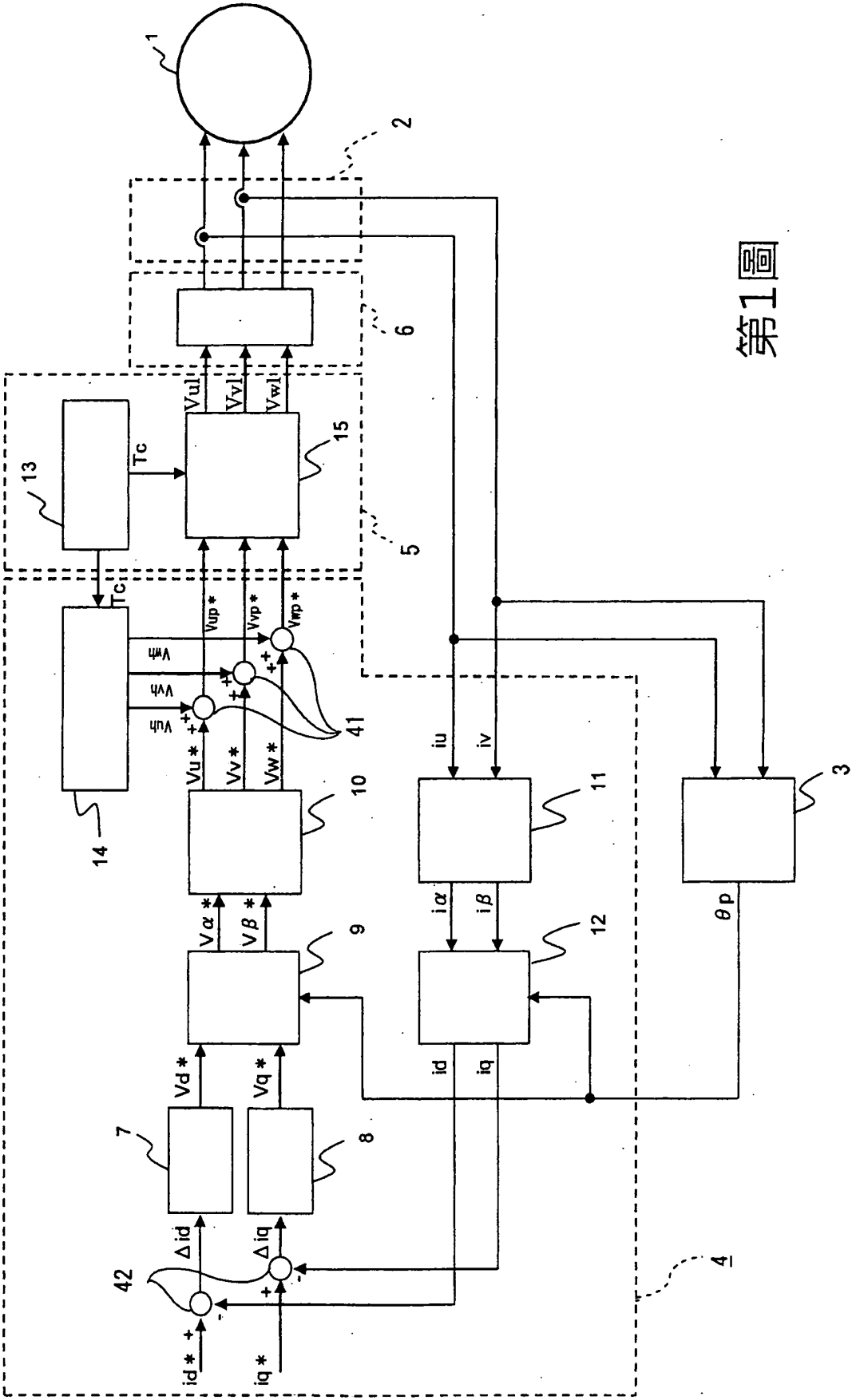
4. 如申請專利範圍第 3 項之旋轉電動機的控制裝置，其中，從前述位置檢測用電壓產生器所產生的前述位置檢測用電壓係於前述切換週期的期間中至少具有三個振幅。

5. 如申請專利範圍第 3 項之旋轉電動機的控制裝置，其中，前述控制手段係具備有位置檢測用電壓變更器，該位置檢測用電壓變更器係因應前述基本波電壓，產生使前述位置檢測用電壓產生器所產生的位置檢測用電壓的振幅變化後之變更位置檢測用電壓，並予以輸出至前述加法運算器。

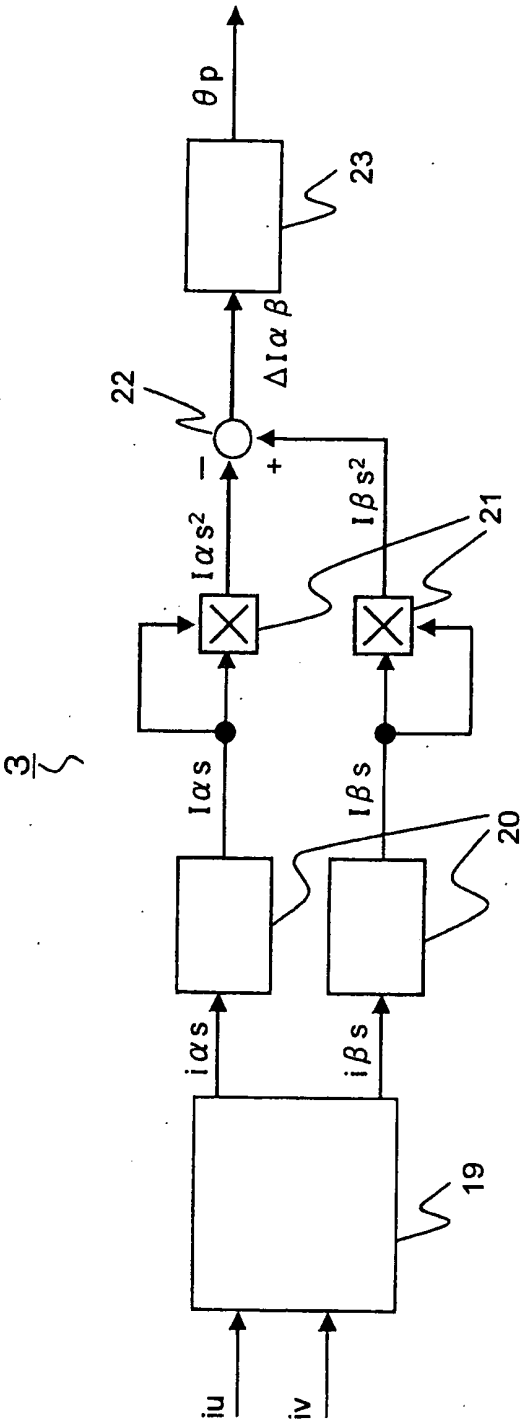
6. 如申請專利範圍第 2 項之旋轉電動機的控制裝置，其中，前述位置檢測用電壓產生器所輸出的前述位置檢測用電壓的週期係設定成前述切換週期的 $6n$ 倍 (n 為自然

數)。

7. 如申請專利範圍第 1 項或第 2 項之旋轉電動機的控制裝置，其中，前述位置推定手段係從前述旋轉電動機電流中抽出藉由將前述位置檢測用電壓或前述變更位置檢測用電壓重疊至前述基本波電壓所產生的位置檢測用交流電流，並根據該所抽出的位置檢測用交流電流來推定前述轉子位置。
8. 如申請專利範圍第 7 項之旋轉電動機的控制裝置，其中，前述位置推定手段包含有：
 - 三相／二相轉換器，係將流通於前述旋轉電動機之三相的旋轉電動機電流予以三相／二相轉換；
 - 傅立葉轉換器，係從屬於前述三相／二相轉換器的輸出之二相電流抽出位置檢測用交流電流；
 - 乘法運算器，係將前述傅立葉轉換器所抽出的二相的位置檢測用交流電流分別予以平方運算；以及
 - 位置運算器，係根據各乘法運算器的輸出來輸出轉子位置。
9. 如申請專利範圍第 2 項之旋轉電動機的控制裝置，其中，前述控制手段係具有用以根據前述位置推定手段所推定的轉子位置來運算前述旋轉電動機的旋轉速度之速度運算器，且在該速度運算器所運算出的旋轉速度變成預先設定的預定值以上時，使前述位置檢測用電壓產生器停止產生位置檢測用電壓。

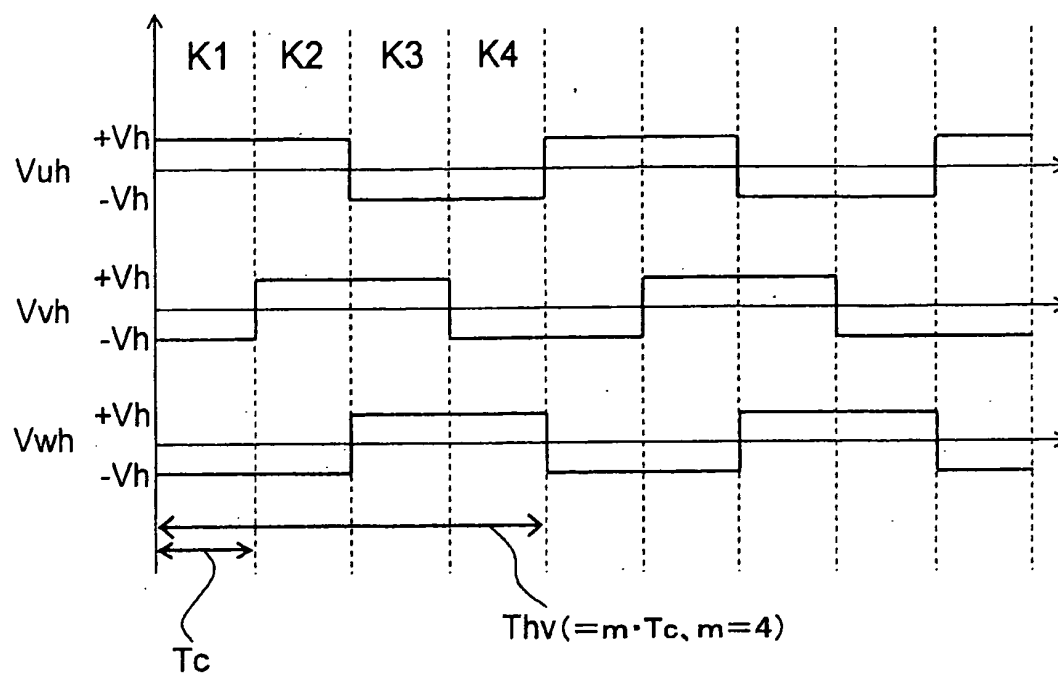


第1圖

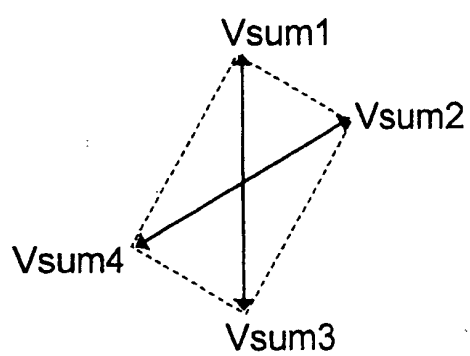


第2圖

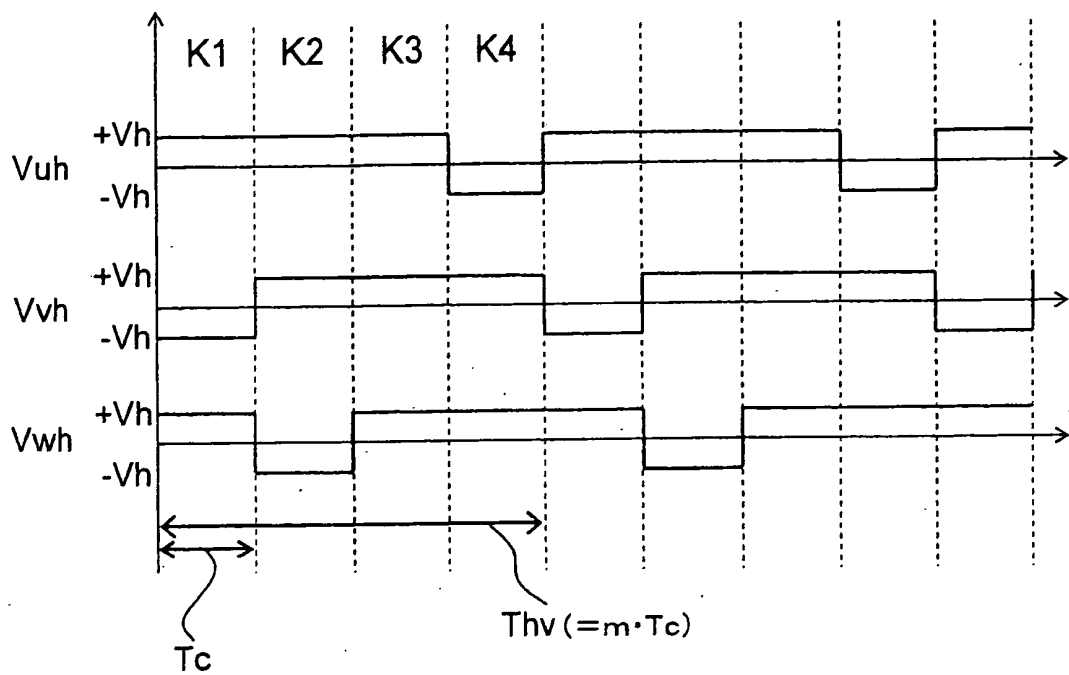
(a)



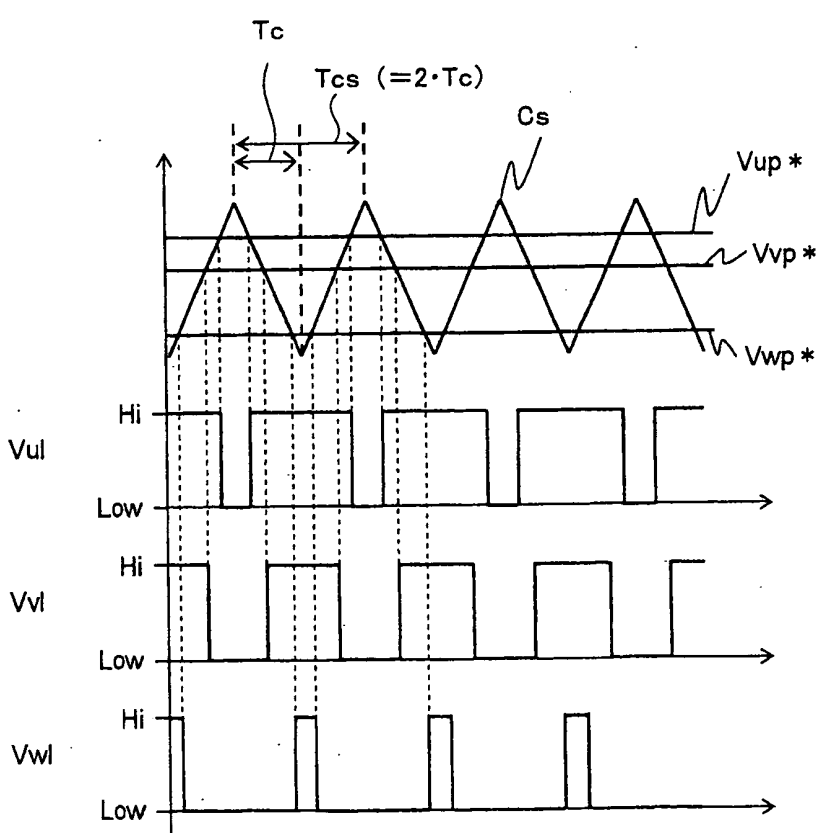
(b)



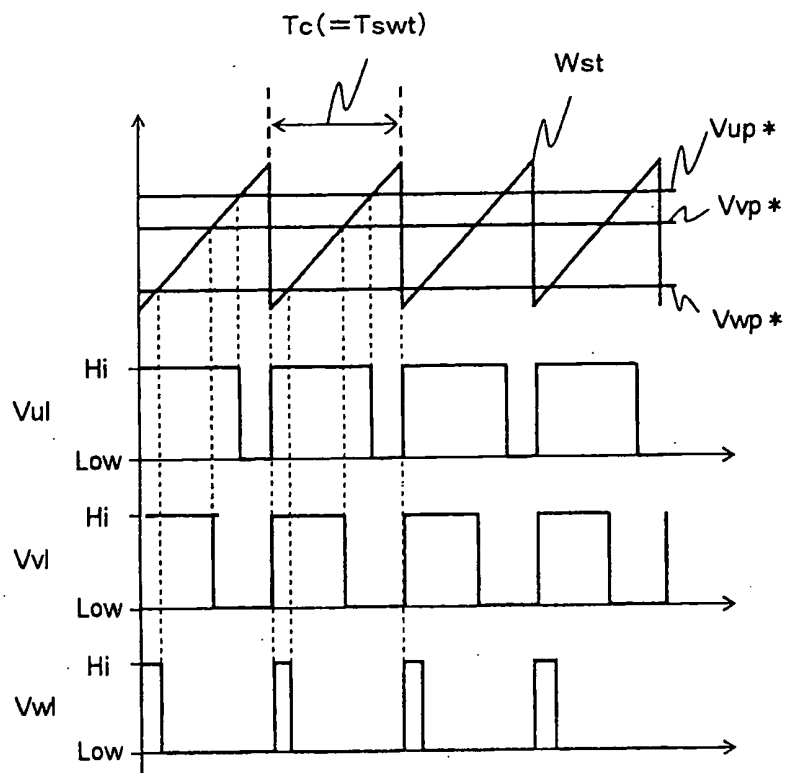
第3圖



第4圖



第5圖

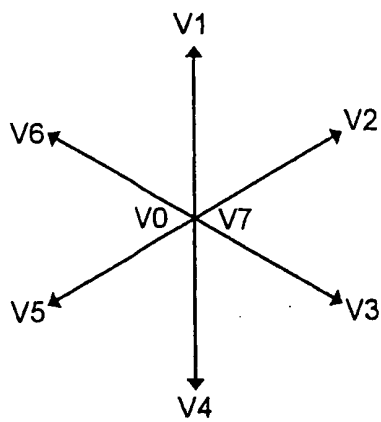


第6圖

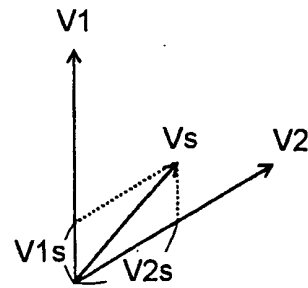
(a)

	V0	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7
Vul	Low	Hi	Hi	Low	Low	Low	Hi	Hi
Vvl	Low	Low	Hi	Hi	Hi	Low	Low	Hi
Vwl	Low	Low	Low	Low	Hi	Hi	Hi	Hi

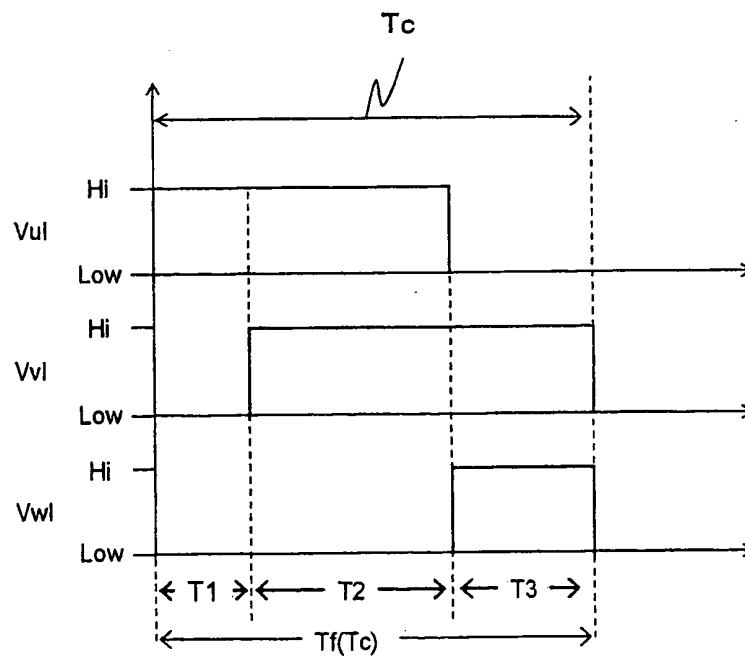
(b)



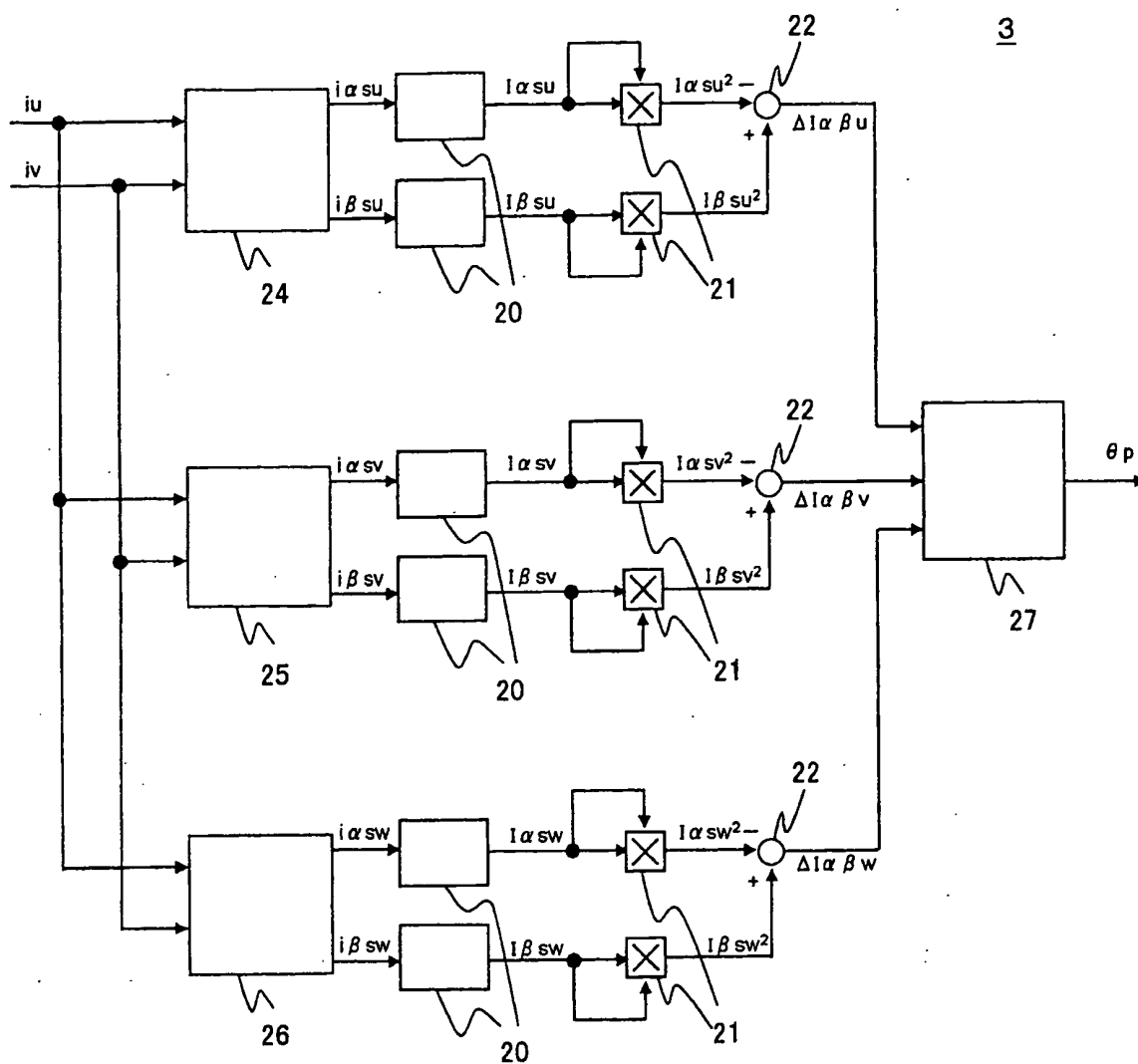
(c)



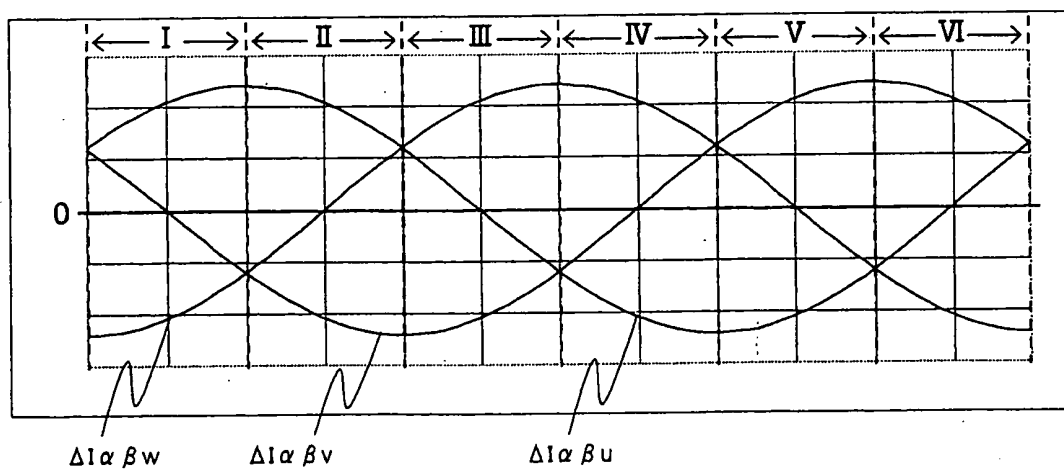
(d)



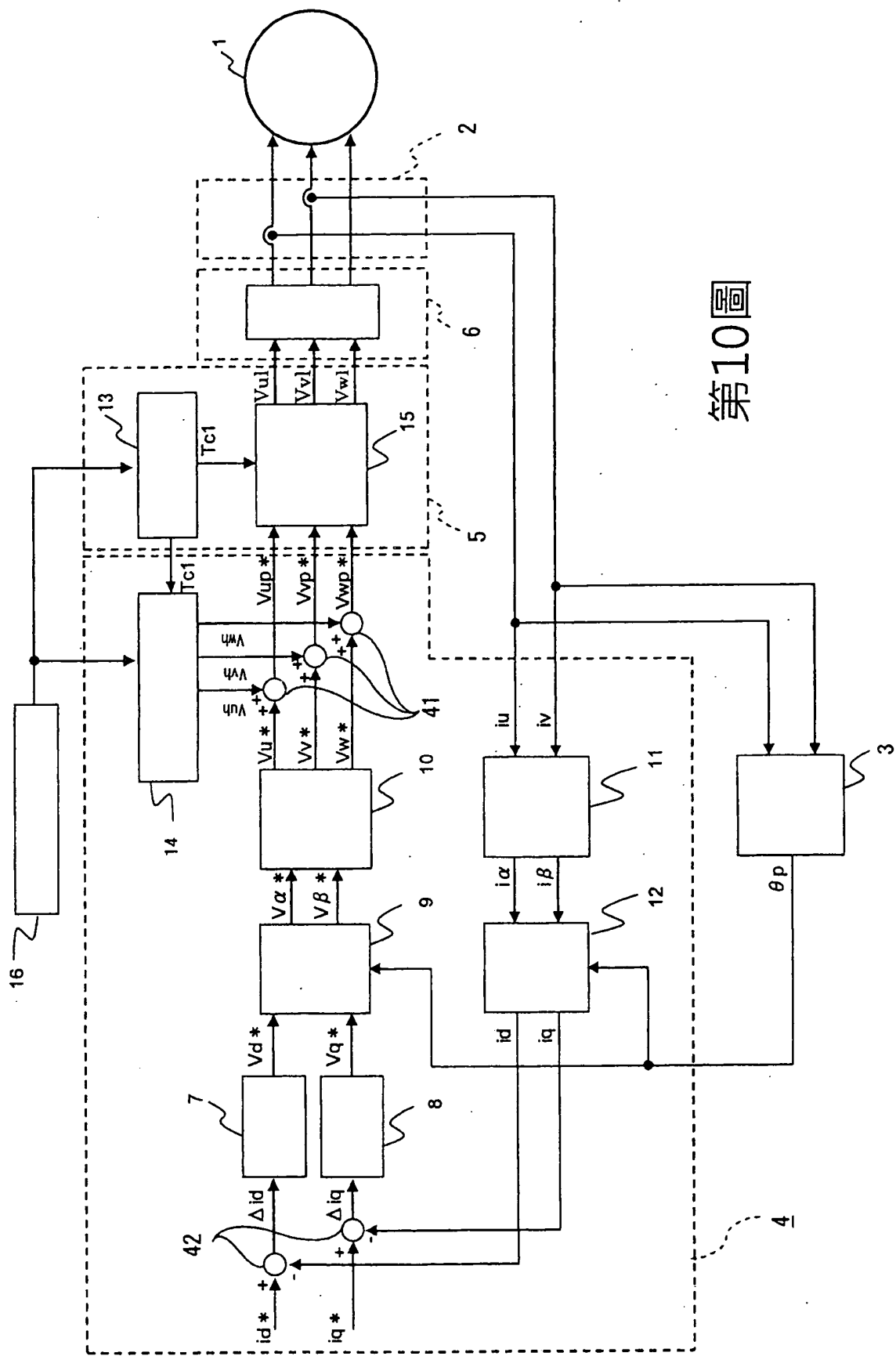
第7圖



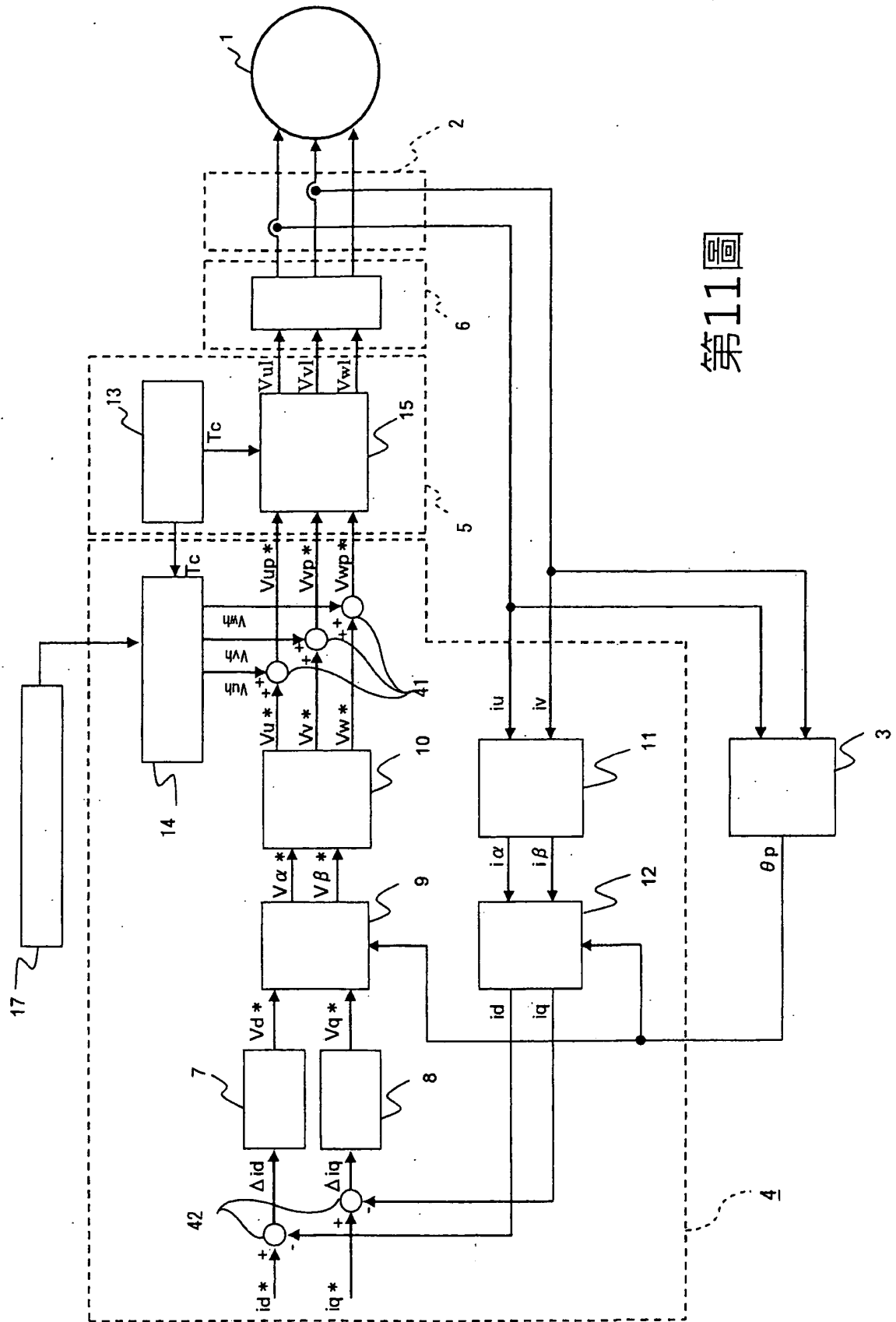
第8圖



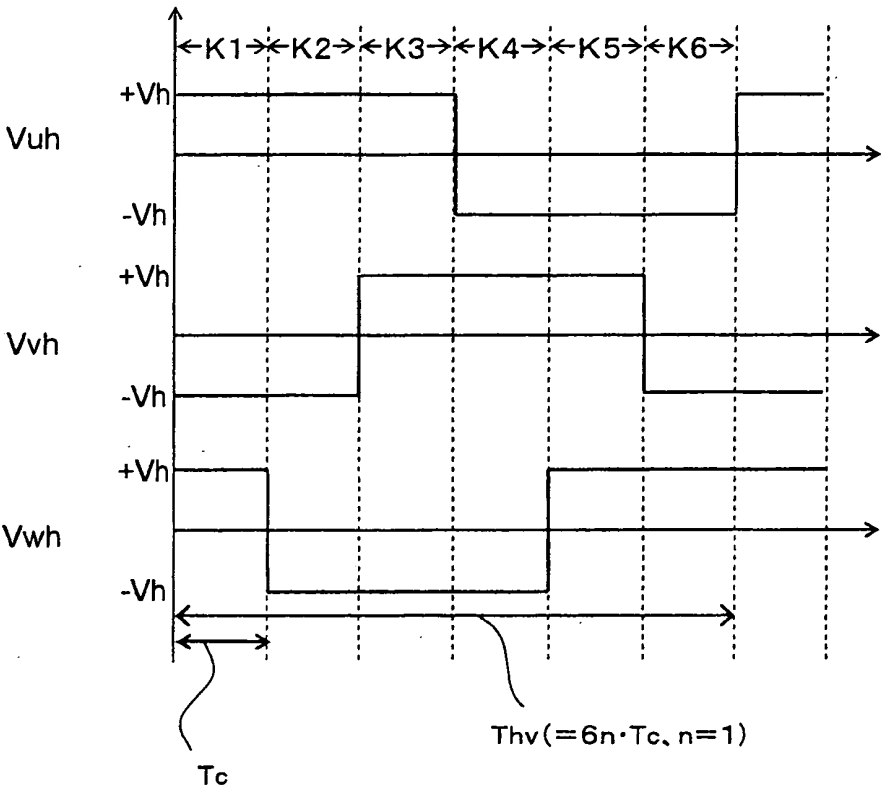
第9圖



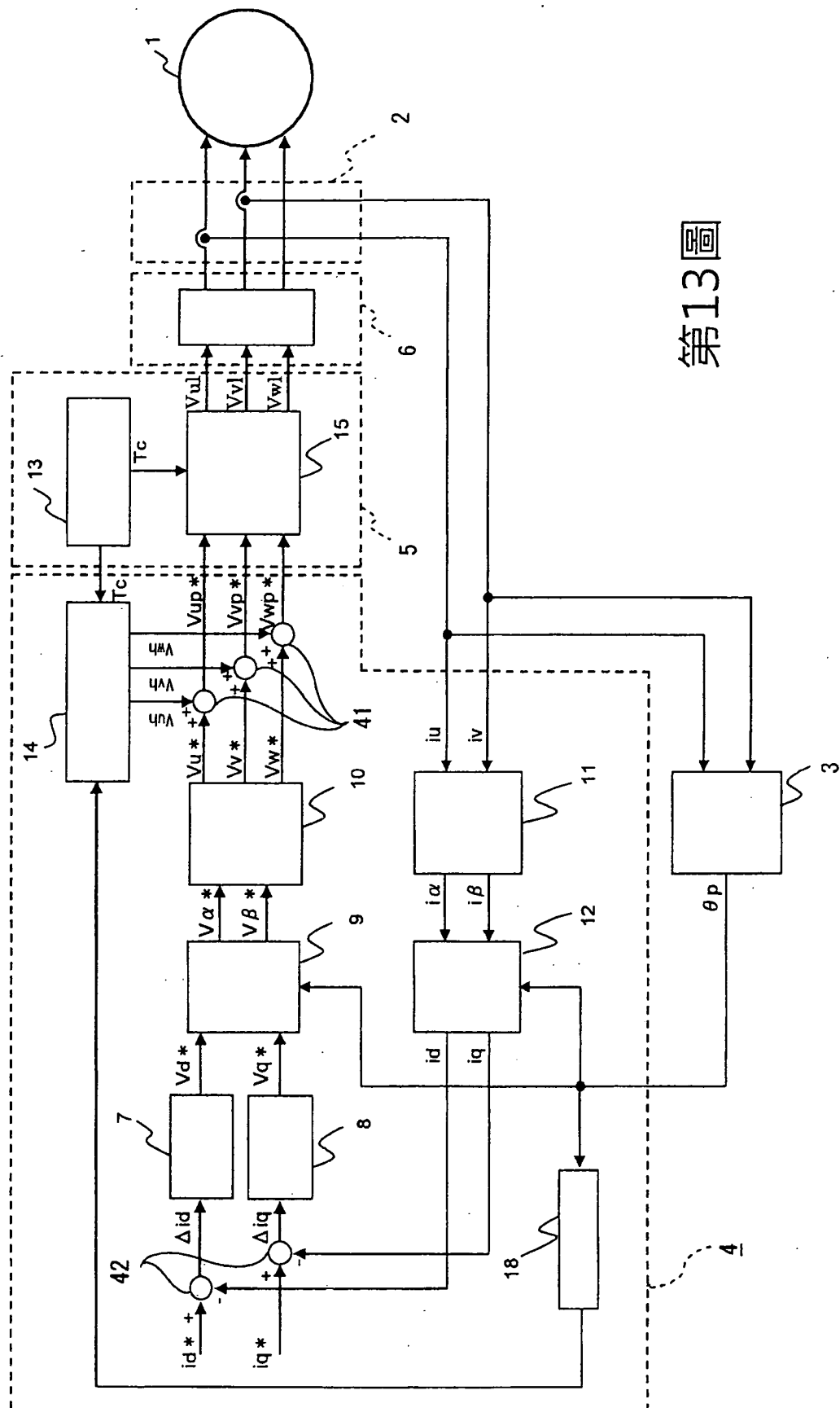
第10圖



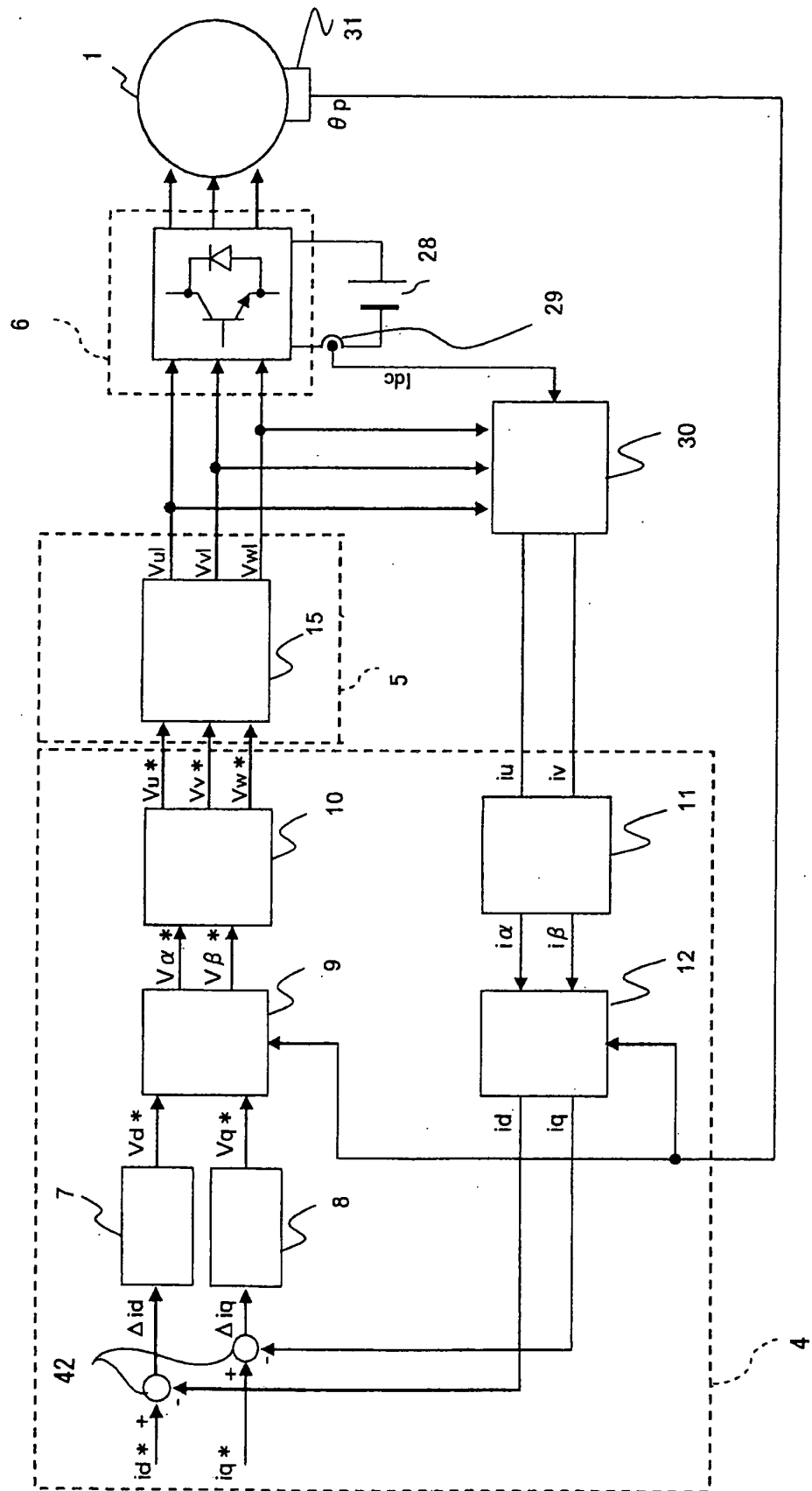
第11圖



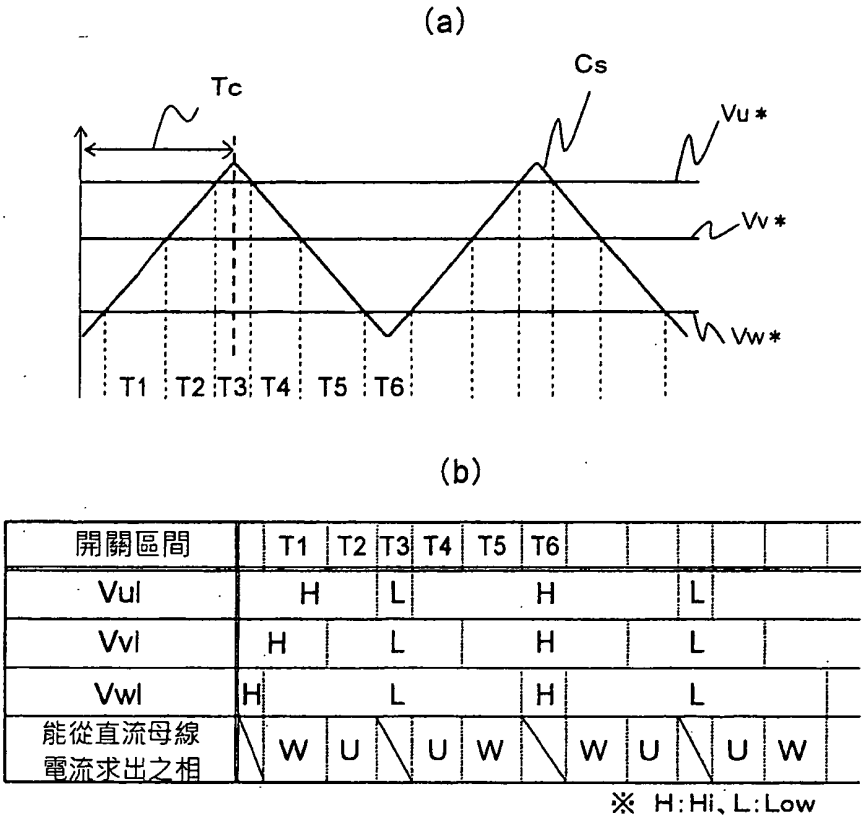
第12圖



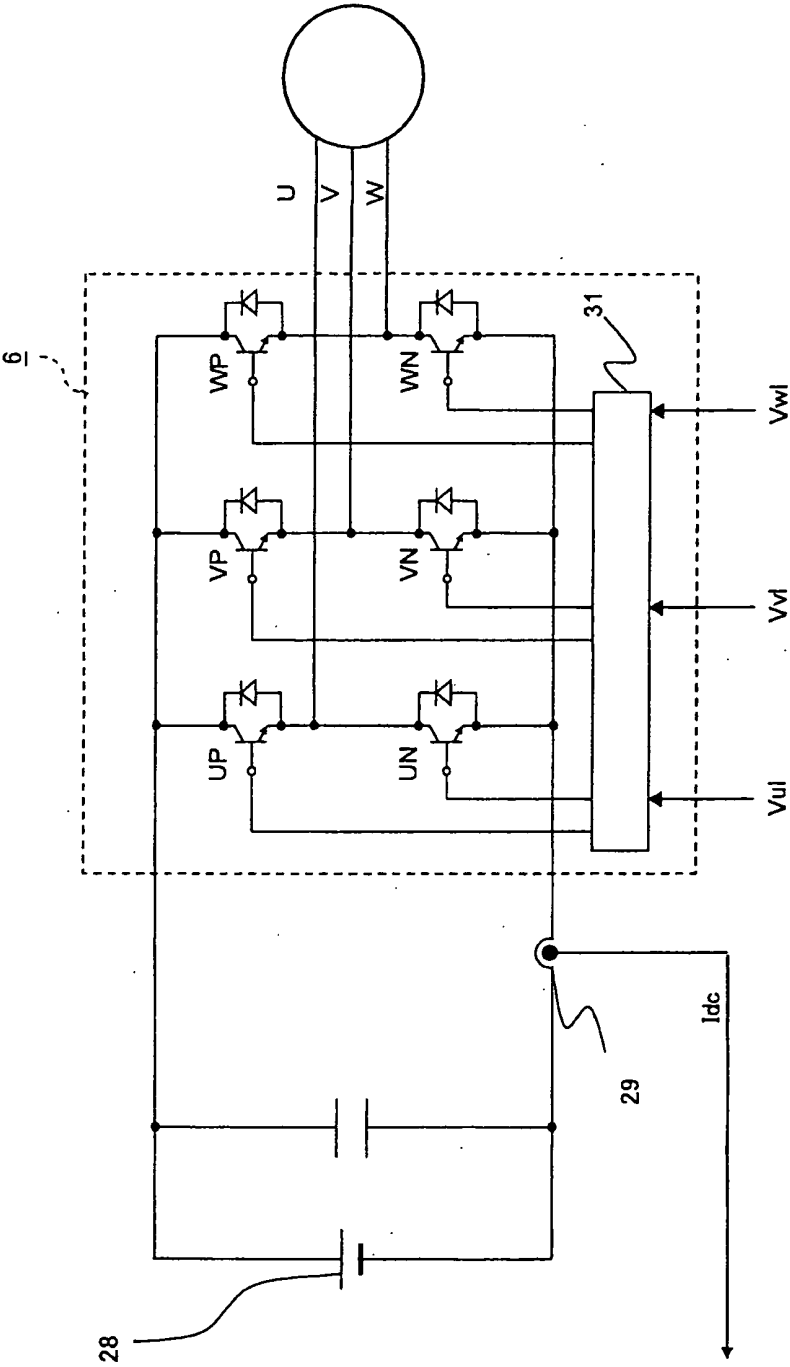
第13圖



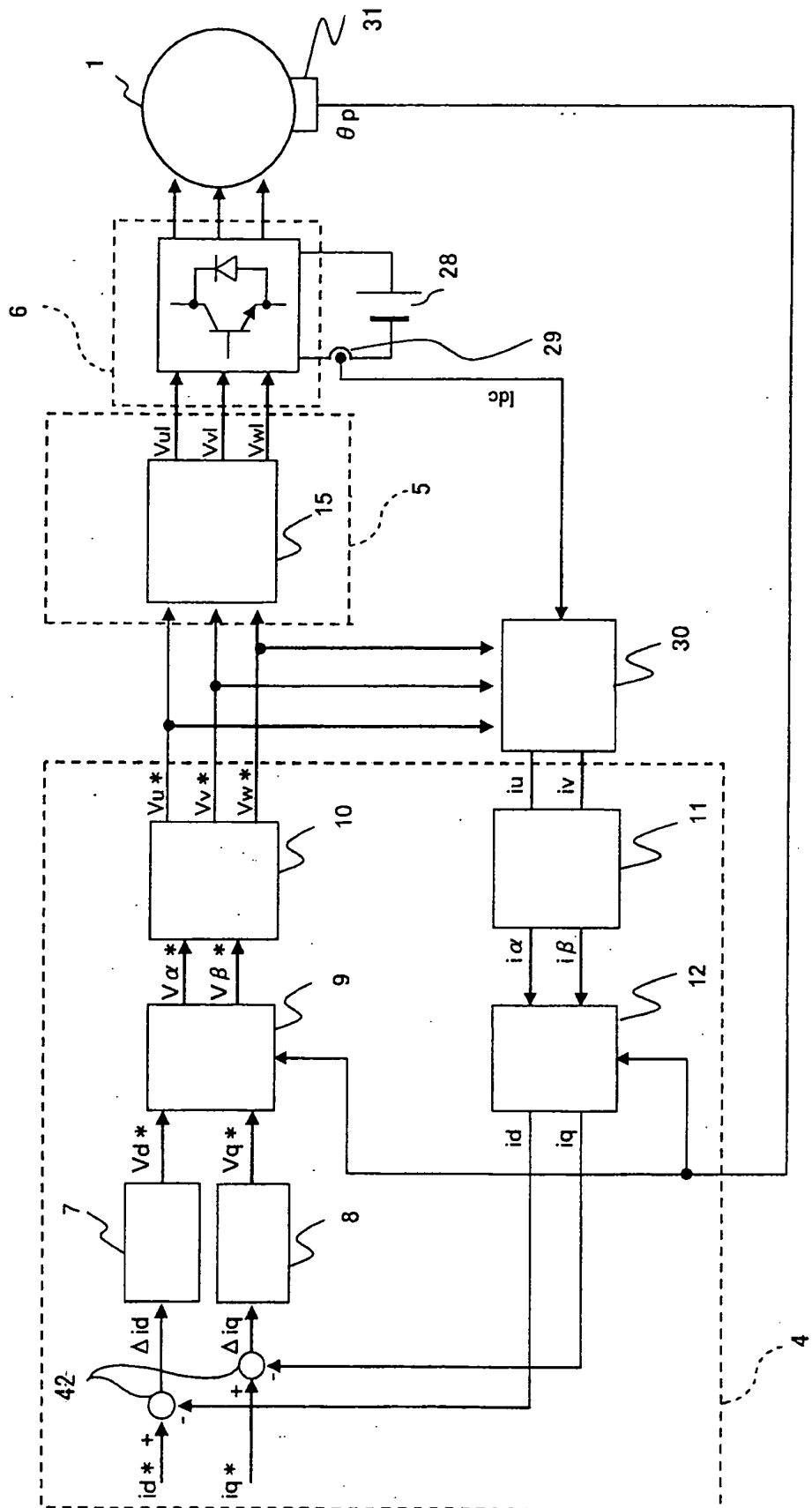
第14圖



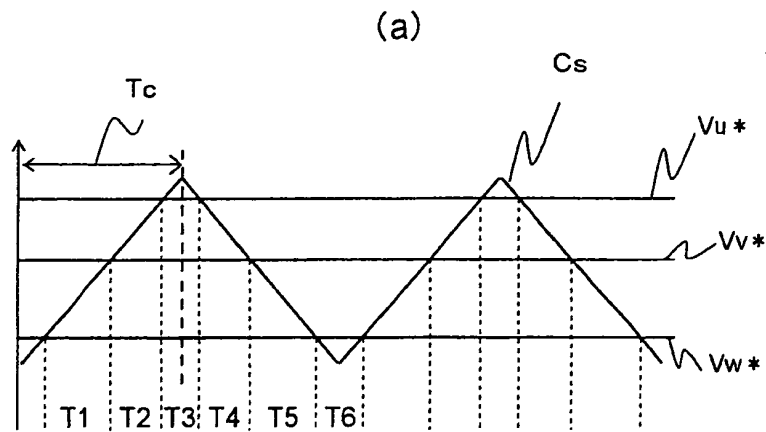
第15圖



第16圖



第17圖

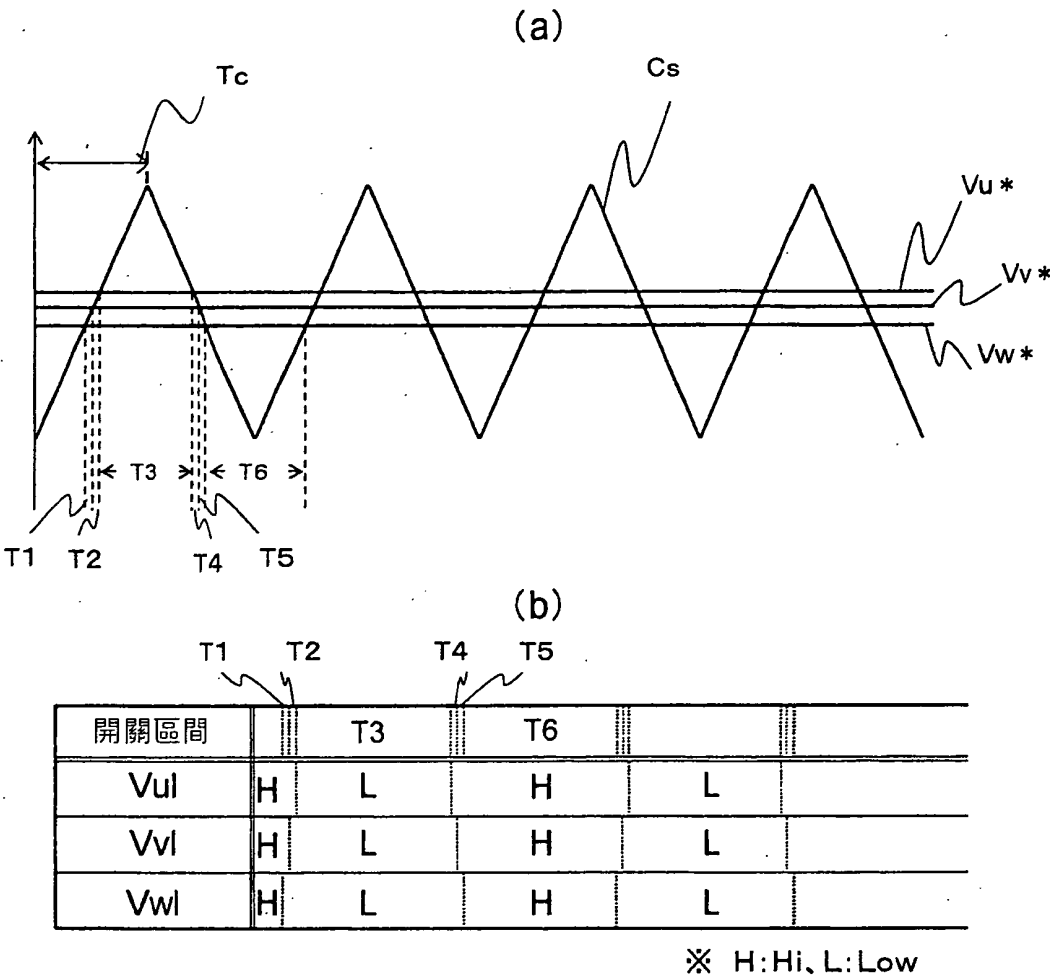


(b)

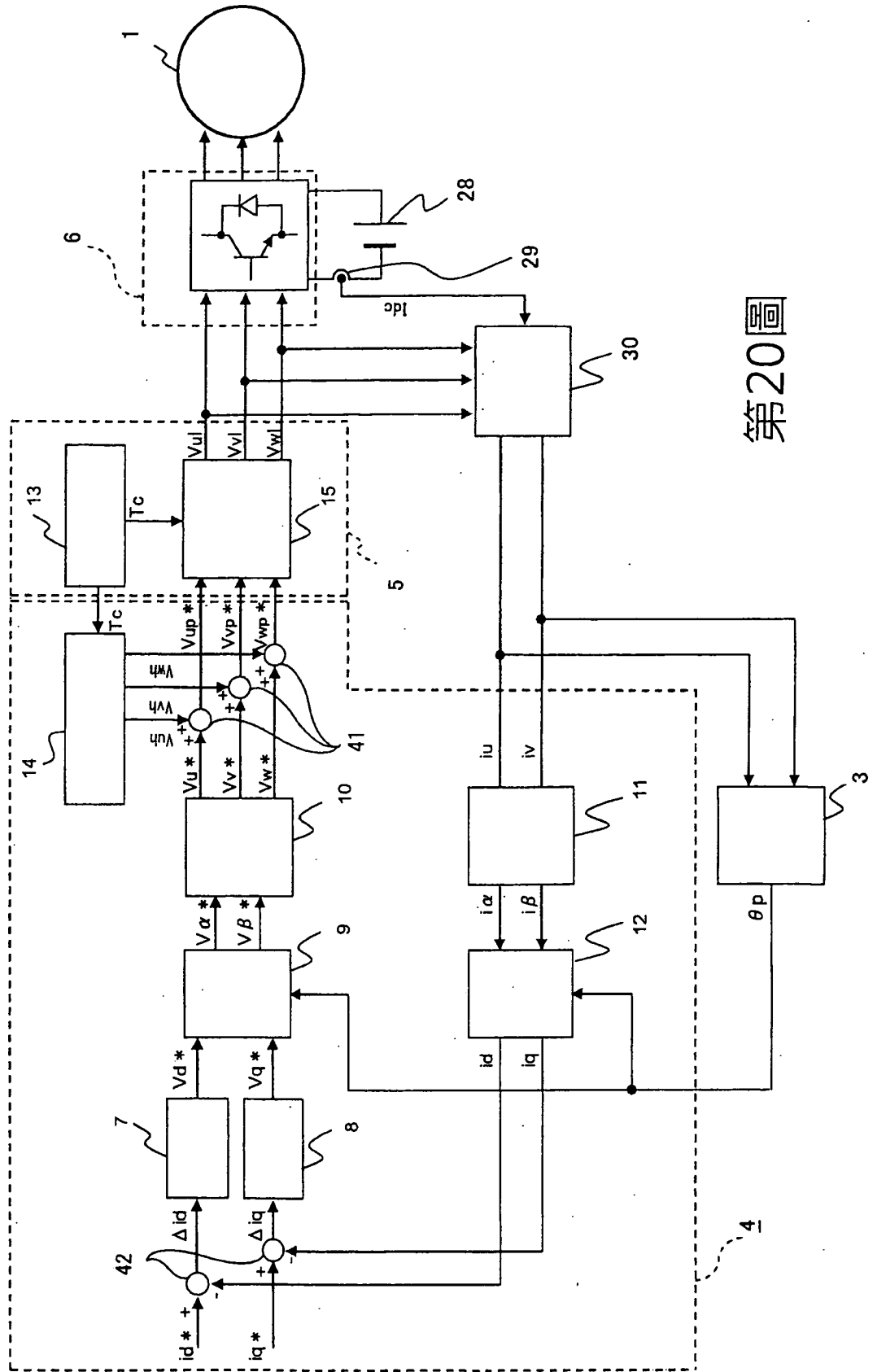
開關區間	T1	T2	T3	T4	T5	T6						
VuI	H		L			H				L		
VvI	H		L			H				L		
VwI	H		L			H				L		
能從直流母線 電流出之相	W	U	W	U	W	U	W	U	W	U	W	

※ H:Hi、L:Low

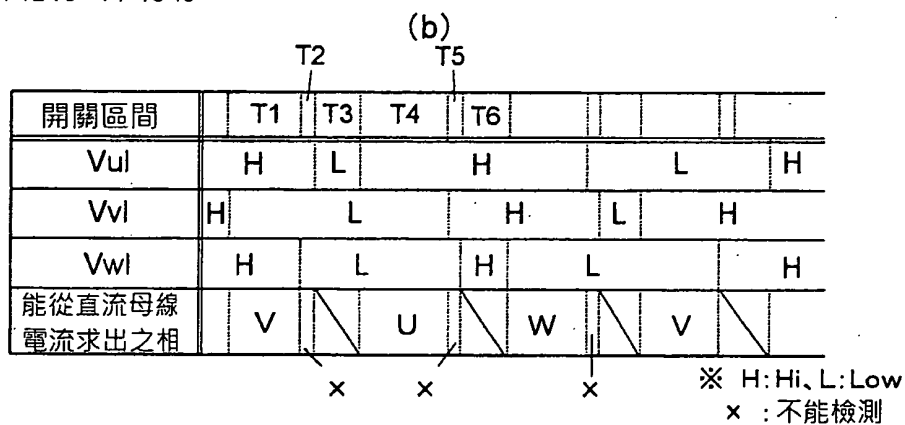
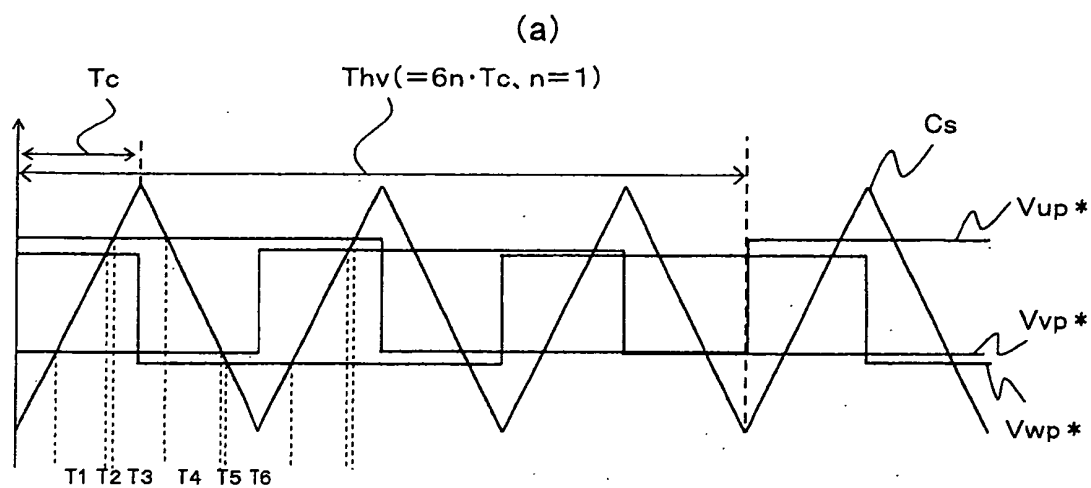
第18圖



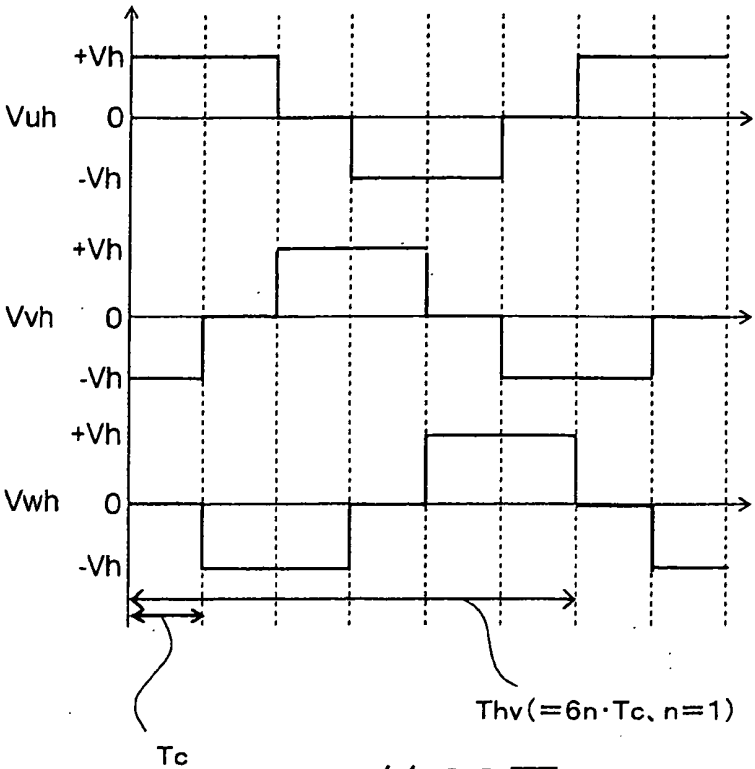
第19圖



第20圖

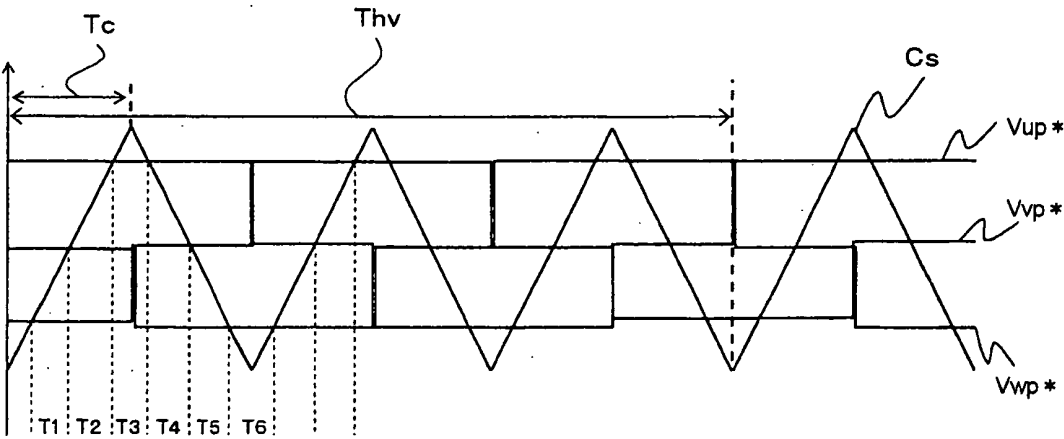


第21圖



第22圖

(a)

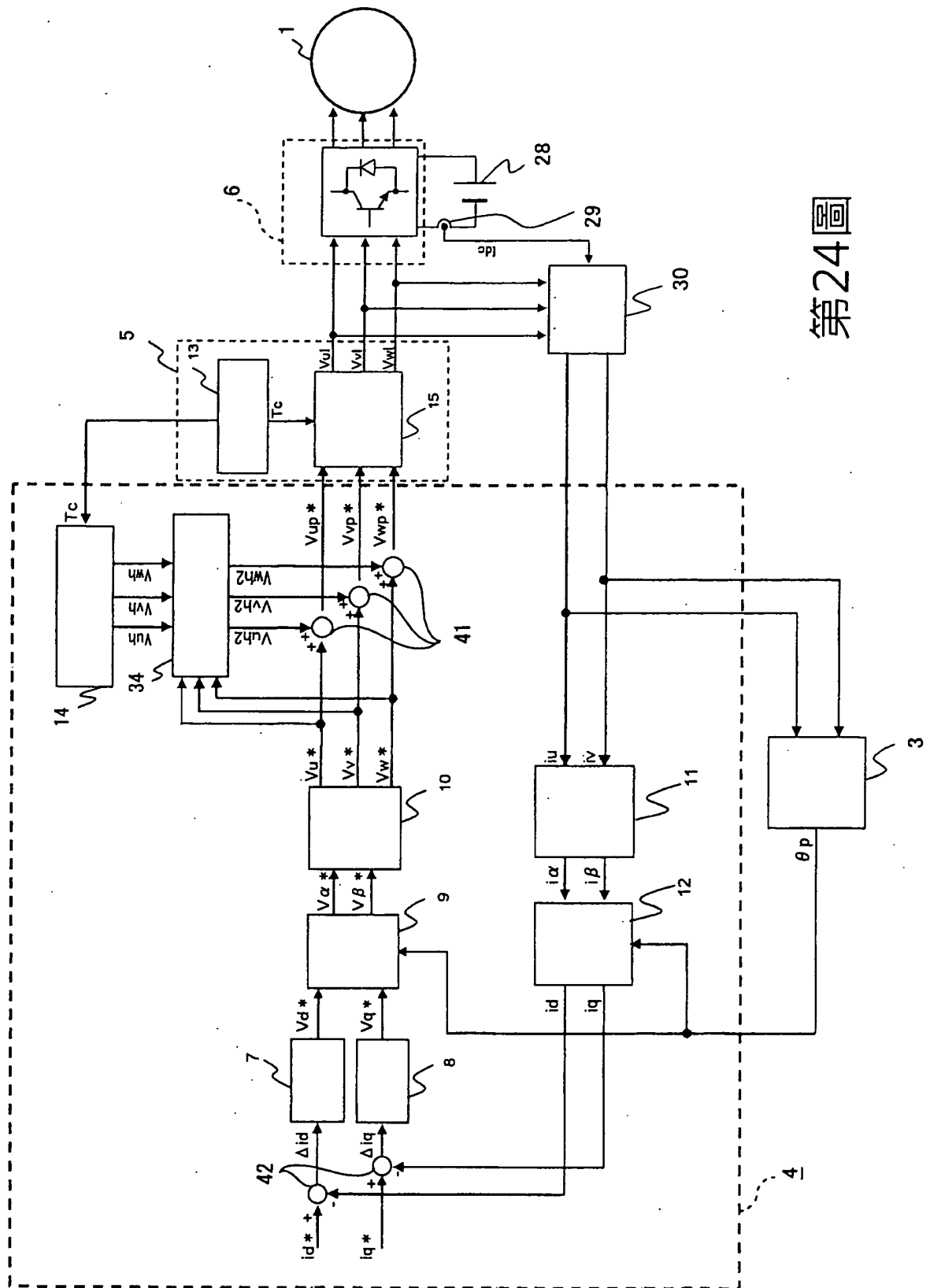


(b)

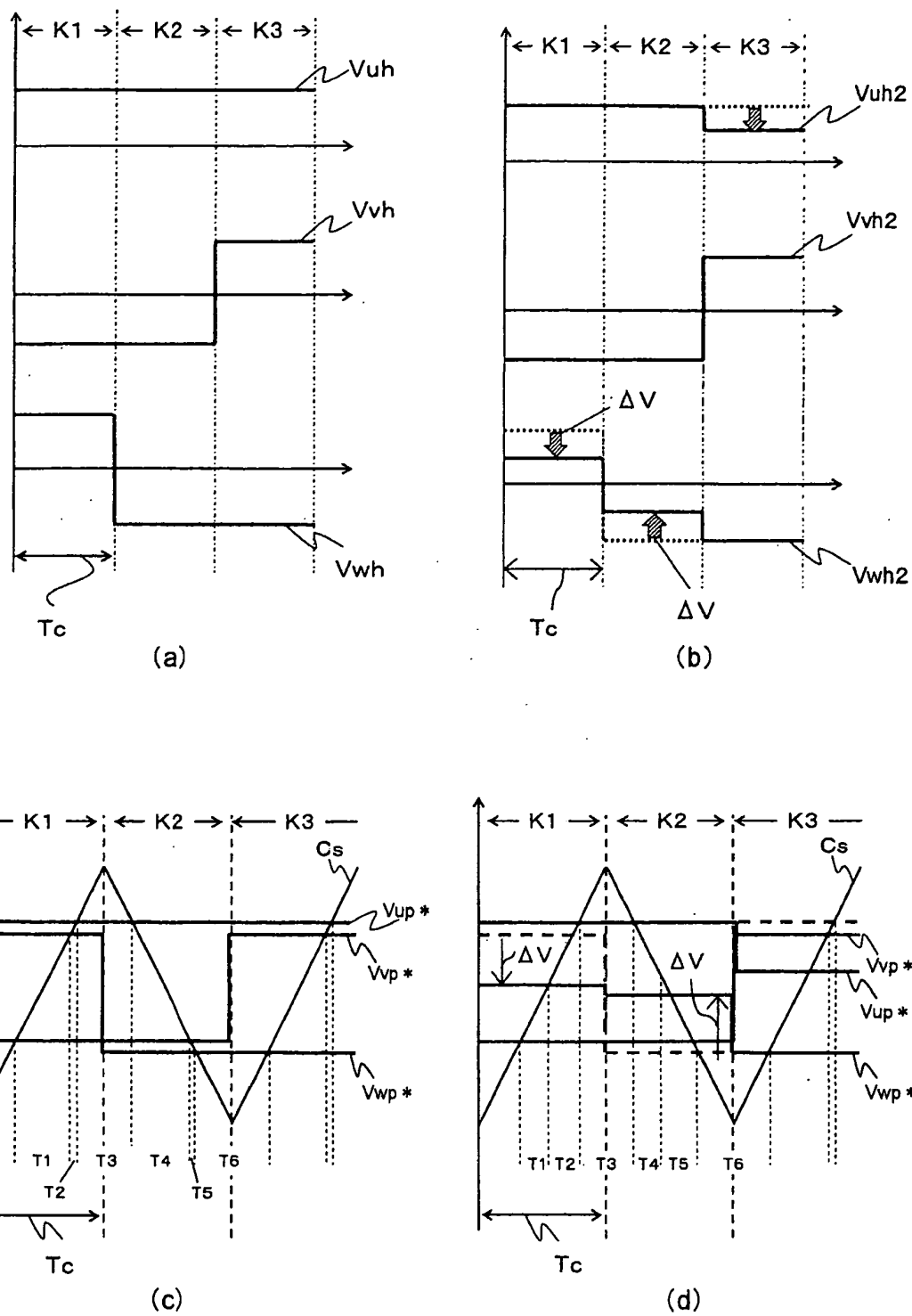
開關區間	T1	T2	T3	T4	T5	T6			
V_{ul}	H		L		H			L	
V_{vl}	H		L		H		L	H	
V_{wl}	H		L		H		L		
能從直流母線 電流求出之相	V	U	U	W	W	V	V		

第23圖

※ H:Hi, L:Low



第24圖



第25圖

七、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	旋轉電動機	2	電流檢測手段
3	位置推定手段	4	控制手段
5	脈波寬度調變手段	6	電壓施加手段(反相器)
7	d 軸電流控制器	8	q 軸電流控制器
9、12	座標轉換器	10	二相／三相轉換器
11	三相／二相轉換器	13	切換週期產生器
14	位置檢測用電壓產生器		
15	脈波寬度調變控制器	41	加法運算器
42	減法運算器		

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

本案無代表化學式

四、聲明事項：

☐ 主張專利法第二十二條第二項 ☐ 第一款或 ☐ 第二款規定之事實，其事實發生日期為： 年 月 日。

☒ 申請前已向下列國家（地區）申請專利：

【格式請依：受理國家（地區）、申請日、申請案號 順序註記】

☒ 有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1. 日本國 2007 年 9 月 27 日 特願 2007-250428 （主張優先權）

2. WO 2008 年 5 月 9 日 PCT/JP2008/001168 （主張優先權）

☐ 無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

☐ 主張專利法第二十九條第一項國內優先權：

【格式請依：申請日、申請案號 順序註記】

☐ 主張專利法第三十條生物材料：

☐ 須寄存生物材料者：

國內生物材料 【格式請依：寄存機構、日期、號碼 順序註記】

國外生物材料 【格式請依：寄存國家、機構、日期、號碼 順序註記】

☐ 不須寄存生物材料者：

所屬技術領域中具有通常知識者易於獲得時，不須寄存。