

(此處由本局於收  
文時黏貼條碼)

# 發明專利說明書

公告本

(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：96116222

※申請日期：96.5.8

※IPC 分類：H02M 7/537 (2006.01)

H02M 7/48 (2007.01)

H02P 27/06 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

電力變換器

ELECTRICAL POWER CONVERTER

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. 小林貴彥 / KOBAYASHI, TAKAHIKO

2. 金原義彥 / KIMPARA, YOSHIHIKO

3. 吉村學(吉村学) / YOSHIMURA, MANABU

國籍：(中文/英文)

1. 至 3. 日本國 / JAPAN

#### 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. PCT；2006年10月31日；PCT/JP2006/321780（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。

## 九、發明說明：

### 【發明所屬之技術領域】

本發明係關於供應交流電力給交流負載之電力變換器。

### 【先前技術】

在電力變換器中，構成設置在輸出段的電力變換手段之上下臂的功率元件(power device)，係根據電壓指令進行切換動作產生交流電壓，並輸出到交流負載，且以防止上下臂的功率元件的同時導通所引起之短路為目的而設置有同時將上下臂的功率元件控制在關閉動作狀態的期間。此期間雖被稱為空檔時間(dead time)，但因此空檔時間，而在電力變換手段接收之電壓指令與根據該指令電力變換手段實際輸出到負載的電壓之間會產生誤差的情形已為人所知。起因於此空檔時間的誤差電壓係成為與電力變換手段的輸出相電流的極性為相反極性之電壓。

因此，一種為人熟知的方法，係為了補正起因於此空檔時間的電壓誤差，而利用電力變換器所具備之電流檢測手段來檢測電力變換手段的輸出相電流，並將與所檢測出之前述輸出相電流的極性為相同的極性之電壓施加在電壓指令且將補正過的電壓指令提供予電力變換手段(例如非專利文獻 1)。再者，以電流檢測之方法而言，於直接檢測電力變換手段的輸出相電流之外，由電力變換器之直流鏈(DC-link)電流進行檢測的方法亦為人熟知(例如非專利文獻 2)。

但是，在輸出相電流的極性切換之電流零交越(Zero Cross)附近，由於輸出相電流的絕對值小，故難以藉著電流檢測手段來正確地檢測前述輸出相電流的極性。此外，在電流零交越附近，由於前述輸出相電流引起顫動(chattering)，故於利用施加與輸出相電流的極性相同的極性之電壓在電壓指令之前述的補正方法中，會發生施加於電壓指令的補正電壓之極性錯誤，或發生補正電壓的極性正負交替地連續切換之現象。

因此，向來，為了規避前述輸出相電流之絕對值小的電流零交越附近之空檔時間補正的問題，提議有種種的提案(例如專利文獻 1 至 4 等)。

亦即，在專利文獻 1 中，揭示有一種例子，其係由下列手段構成用以補正起因於反相器裝置的輸出電壓之防止短路期間的輸出電壓誤差之反相器裝置的輸出電壓誤差補正裝置，該等手段包含：檢測反相器裝置的輸出電流之電流檢測手段；辨別利用此電流檢測手段所檢測之輸出電流的極性之電流極性辨別手段；以及相對於針對輸出電流設定之閾值，若反相器裝置的輸出電流為閾值外，則依據所辨別之輸出電流的極性進行輸出電壓誤差的補正，若為閾值內便利用電壓指令的極性進行輸出電壓補正之電壓誤差補正手段。

此外，在專利文獻 2 中，揭示有一種由下列手段構成之脈寬調變控制反相器之控制電路例，橋接其乃為半導體開關元件的臂以構成將直流變換成交流之反相器，並將比

較電壓指令訊號與載波訊號之大小關係所得到之脈寬調變的電壓訊號提供給前述橋接的上側臂元件或下側臂元件而控制前述反相器時，設置有防止上側臂元件與下側臂元件的同時導通(ON)之導通延遲時間，而該等手段包含：前述反相器之輸出電流超過正或負的預定值時輸出辨別該輸出電流的極性之訊號的電流極性辨別手段；輸出辨別前述電壓指令訊號的極性之訊號的電壓極性辨別手段；運算用以補償因前述導通延遲時間而導致在該反相器的輸出電壓產生之誤差電壓的量之第 1 補償量運算手段；使此第 1 補償量運算值的極性對應前述電流極性與電壓極性並予以輸出之補償量分配手段；以及將已加算有此補償量分配手段的輸出值於前述電壓指令訊號之值設為新的電壓指令訊號之加算手段。

再者，在專利文獻 3 中，揭示有一種 AC 馬達驅動裝置例，其具備：檢測流通到 AC 馬達的電流之電流檢測手段；由指令電流與檢測電流計算偏差電流之偏差電流運算手段；由前述偏差電流進行指令電壓的運算之電流控制部；具有決定電流極性之電流極性判斷手段，並輸出空檔時間補償電壓之空檔時間補償手段；將前述空檔時間補償電壓加算到由前述電流控制部所計算的指令電壓來運算最終指令電壓之電壓加算運算手段；以及使用由前述電壓加算運算手段所得到之最終指令電壓的資訊來進行從直流電壓變換成交流電壓之 PWM(Pulse-width Modulation, 脈寬調變)電力變換裝置，而上述 AC 馬達驅動裝置中，前述空

檔時間補償手段由下列手段所構成：由指令電流來判斷指令電流極性之指令電流極性判斷手段；從檢測電流判斷檢測電流極性之檢測電流極性判斷手段；以及從前述指令電流極性與檢測電流極性之資訊來判斷最終電流極性之最終電流極性判斷手段。

此外，在專利文獻 4 中，揭示有一種 PWM 控制反相器裝置例，其藉著使用上下臂防止短路期間、PWM 載波頻率以及直流電壓算出之誤差電壓來補正反相器輸出電壓之電壓補正手段，係於反相器輸出電流的絕對值比預定值大時因應反相器輸出電流的極性來補正反相器輸出電壓，而於反相器輸出電流的絕對值比預定值小時因應反相器輸出電壓的極性來補正反相器輸出電壓，而在 PWM 控制反相器裝置中，以下列方式來構成用以設定前述 PWM 載波頻率之 PWM 載波設定手段，其係於誤差電壓比反相器輸出電壓小時將 PWM 載波頻率保持於其值，而於誤差電壓比反相器輸出電壓變大時以將誤差電壓與反相器輸出電壓的比保持於固定之方式而使 PWM 載波頻率產生變化。

專利文獻 1：日本專利第 2756049 號公報(第 16 頁，第 11 圖)

專利文獻 2：日本專利第 3245989 號公報(第 12 頁，第 7 圖)

專利文獻 3：日本特開 2004-112879 號公報(第 6 頁，第 2 圖)

專利文獻 4：日本專利第 3287186 號公報(第 8 頁，第

3 圖)

非專利文獻 1：杉本，小山，玉井：AC 伺服系統之理論與設計之實際：總合電子出版社(第 55 頁第 9 行至第 57 頁第 5 行)

非專利文獻 2：“Three-Phase Current-Waveform-Detection on PWM Inverters from DC Link Current-Steps” IPEC-Yokohama '95 p.p.271-275)

### 【發明內容】

(發明所欲解決之課題)

但是，在上述已知所提議之補正方法中，由於在前述輸出相電流之零交越中無法確實地切換補正電壓的極性，且其極性反轉的瞬間會偏離於前述輸出相電流的零交越之前後，故在輸出相電流之零交越附近，輸入到電力變換手段之補正過的電壓指令、亦即加算了補正電壓之電壓指令與來自電力變換手段的輸出電壓之間會產生電壓誤差。

尤其，此電壓誤差在由電力變換手段輸出低頻率之交流電力時變得顯著。連接至旋轉電機時，因此電壓誤差使得旋轉不均變大，且驅動性能降低。此外，於低速驅動時有旋轉不均變得顯著等之問題。

本發明係鑑於上述問題而研創者，其目的在於得到一種電力變換器，可對起因於輸出電流的零交越附近之空檔時間的電壓誤差精確度佳地進行補正，且電力變換手段能因應電壓指令輸出交流電力。

(解決課題之手段)

為了達成上述目的，本發明係一種電力變換器，係具備：依照輸入之交流電壓指令產生供應給交流負載之交流電力的電力變換手段；運算應供應給前述電力變換手段的頻率  $f$  之交流電壓指令的電壓指令運算手段；以及得到前述電力變換手段供應給前述交流負載的交流電力中做為電流成分的輸出電流之電流檢測手段；其中，於前述電力變換手段與前述電壓指令運算手段之間，設置電壓指令補正手段，用以根據前述輸出電流運算用以補正電壓指令運算手段求得之交流電壓指令的補正電壓，並將前述補正電壓加算到前述電壓指令運算手段求得之交流電壓指令且提供給前述電力變換手段，而前述電壓指令補正手段係針對前述輸出電流設置包含其零位準之預定的電流範圍，而於前述輸出電流的值由前述電流範圍的外部進入到內部之第 1 時刻，使用前述第 1 時刻與前述頻率  $f$  求取前述輸出電流的零交越時序 (timing)，且將切換前述補正電壓的極性之時刻設定為所求得之前述零交越時序。

依據本發明，由於在所檢測之輸出電流變為零之瞬間，可切換用以補正交流電壓指令之補正電壓的極性，亦即，在輸出電流的零交越之前後藉著與輸出電流的極性為相同極性之補正電壓來補正交流電壓指令，故可降低在輸出電流的零交越附近起因於提供予電力變換手段之補正過的交流電壓指令與電力變換手段輸出的電壓之間的空檔時間之電壓誤差，而電力變換手段係依照交流電壓指令而形成可輸出交流電力。因此，提供電力變換手段的輸出給旋

轉電機時，可降低該旋轉電機的旋轉不均，且可提升運轉性能。

(發明之功效)

依據本發明，由於可精確度佳地補正起因於輸出電流的零交越附近之空檔時間的電壓誤差，故電力變換手段可達到按照電壓指令輸出交流電力之效果。

### 【實施方式】

以下參照圖式，詳細說明本發明之電力變換器的較佳的實施形態。

第 1 實施形態。

第 1 圖係表示本發明第 1 實施形態之電力變換器的構成之方塊圖。此外，在此第 1 實施形態及以下所示之各實施形態中，舉例說明輸出三相交流電力的電力變換器，而該內容同樣亦可適用於輸出單相交流電力的電力變換器。

第 1 圖所示之電力變換器 1a 係具備：連接三相的交流負載 2a 之電力變換手段 3；電流檢測手段 4；以及控制電力變換手段 3 且執行從電力變換手段 3 到交流負載 2a 之交流電力的供應控制之控制裝置 5a；而控制裝置 5a 係由電壓指令運算手段 6a 以及電壓指令補正手段 7a 所構成。電壓指令補正手段 7a 係設置在電壓指令運算手段 6a 的輸出側與電力變換手段 3 的輸入側之間。

關於電力變換手段 3，上下臂的功率元件係根據從控制裝置 5a 輸入之交流電壓指令(在第 1 圖中，電壓指令補正手段 7a 所輸出之交流電壓指令  $v_u^{**}$ ,  $v_v^{**}$ ,  $v_w^{**}$ )來進行

切換動作而產生交流電壓，且予以輸出到交流負載 2a，而控制裝置 5a 係以防止上下臂的功率元件之同時導通所引起的短路為目的，而在提供給電力變換手段 3 之交流電壓指令(在第 1 圖中，電壓指令補正手段 7a 所輸出之交流電壓指令  $v_u^{**}, v_v^{**}, v_w^{**}$ )中，包含有將下臂的功率元件同時控制在關閉(off)動作狀態之空檔時間電壓指令。

電流檢測手段 4 係在本發明中所稱的檢測手段之一例，其係得到電力變換器 1a(控制裝置 5a)實施本發明時所需的電流資訊。而且，在本說明書中係以說明設置在控制裝置 5a 之電壓指令補正手段 7a 為主要目的，故電流檢測手段 4 之輸出(三相的輸出電流  $i_u, i_v, i_w$ )係設為提供給電壓指令補正手段 7a。

以下描述用以得到電力變換器 1a(控制裝置 5a)實施本發明時所需的電流資訊之本發明所謂的電流檢測手段之具體內容。在第 1 圖中，作為具體的一例，表示有從電力變換手段 3 直接檢測輸出電流之電流檢測手段 4。而在直接檢測時，在第 1 圖中，電流檢測手段 4 係表示以檢測來自電力變換手段 3 之所有的三相的輸出電流  $i_u, i_v, i_w$  之方式而配置在所有的三相輸出線之情況，但由於並不一定需要配置在所有的三相輸出線，且有  $i_u + i_v + i_w = 0$  之關係，故亦可為在三相中的二相輸出線配置電流檢測手段 4 並檢測該二相的輸出電流，再運算剩餘的一相之輸出電流的方法。

又，在第 1 圖中，雖表示直接檢測各相的電流之情況，但除此之外，例如亦可使用從在非專利文獻 2 所介紹的電

力變換手段 3 之直流鏈電流檢測前述輸出電流之方法。另外，電力變換器 1a(控制裝置 5a)實施本發明時所需之電流資訊係與電壓指令運算手段 6a 的構成法有關連而有種種的態樣，故予以說明。

首先，電壓指令運算手段 6a 雖運算原本應提供給電力變換手段 3 之頻率  $f$  的(三相)交流電壓指令  $v_u^*, v_v^*, v_w^*$ ，但可採取將電流檢測手段 4 求得之三相的輸出電流  $i_u, i_v, i_w$  和由電力變換手段 3 所欲輸出之電流指令  $i_u^*, i_v^*, i_w^*$  之間的偏差予以放大而輸出此交流電壓指令  $v_u^*, v_v^*, v_w^*$  之構成。此時，電力變換器 1a(控制裝置 5a)實施本發明時所需之電流資訊係可為輸出電流  $i_u, i_v, i_w$  或亦可為電流指令  $i_u^*, i_v^*, i_w^*$ 。

再者，電壓指令運算手段 6a 於交流負載 2a 為三相旋轉電機時，亦可採用一種構成，亦即在內部構成磁通觀測器(magnetic flux observer)，並利用使用所推算的前述旋轉電機內部之磁通與前述旋轉電機的常數加以換算之輸出電流  $i_u, i_v, i_w$ ，來運算交流電壓指令  $v_u^*, v_v^*, v_w^*$ 。以此種運算求取之輸出電流  $i_u, i_v, i_w$  亦包含在電力變換器 1a(控制裝置 5a)實施本發明時所需之電流資訊。

利用以上說明之各種的方法所得到之輸出電流  $i_u, i_v, i_w$  與電流指令  $i_u^*, i_v^*, i_w^*$ ，係表示電力變換手段 3 供應給交流負載 2a 的交流電力中之電流成分的資訊，而在本發明所稱的電流檢測手段係包含得到以上說明的輸出電流  $i_u, i_v, i_w$  與電流指令  $i_u^*, i_v^*, i_w^*$  之所有手段。此種情形即使

電力變換器 1a 為輸出單相交流電力者亦相同。在以下，為了容易理解，依照第 1 圖所示之構成，係當作將電流檢測手段 4 直接檢測之三相信輸出電流  $i_u, i_v, i_w$  提供給電壓指令補正手段 7a 之情形來加以說明。

其次，電壓指令運算手段 6a 使用之頻率  $f$  係交流電壓指令  $v_u^*, v_v^*, v_w^*$  之頻率，亦即，係從電力變換手段 3 輸出之交流電力的頻率。在穩定狀態下，係與輸出電流  $i_u, i_v, i_w$ 、電流指令  $i^*, i^*, i^*$ 、及來自電力變換手段 3 之輸出電壓  $v_u, v_v, v_w$  的頻率相同。交流負載 2a 為同步機時，旋轉頻率(電角度)皆變為相同。

此外，交流負載 2a 為感應電動機時，由電力變換手段 3 輸出之交流電力的頻率、與前述感應電動機的旋轉頻率(電角度)，係以轉差頻率(slip frequency)之程度而產生差異。亦可使用一般熟知的技術算出轉差頻率，並加上該轉差頻率到旋轉頻率且求取從電力變換手段 3 輸出之交流電力的頻率，而將之設為頻率  $f$ 。

接著，電壓指令補正手段 7a 係對補正電壓指令運算手段 6a 求得之交流電壓指令  $v_u^*, v_v^*, v_w^*$  的補正電壓  $\Delta v_u, \Delta v_v, \Delta v_w$  進行運算，並將該補正電壓  $\Delta v_u, \Delta v_v, \Delta v_w$  對與交流電壓指令  $v_u^*, v_v^*, v_w^*$  相對應之各相進行加算且將經補正之交流電壓指令  $v_u^{**}, v_v^{**}, v_w^{**}$  輸出到電力變換手段 3。亦即交流電壓指令  $v_u^{**}$ ，係  $v_u^{**} = v_u^* + \Delta v_u$ ，而交流電壓指令  $v_v^{**}$  係  $v_v^{**} = v_v^* + \Delta v_v$ ，且交流電壓指令  $v_w^{**}$  係  $v_w^{**} = v_w^* + \Delta v_w$ 。

此時，電壓指令補正手段 7a 例如係以第 2 圖所示之程序，根據輸出電流  $i_u, i_v, i_w$  來執行精確度佳地降低電壓誤差之處理，其中該電壓誤差係起因於以防止構成電力變換手段 3 的上下臂之功率元件的同時導通所引起之短路為目的而設定之空檔時間的輸出電流  $i_u, i_v, i_w$  之零交越附近的電壓誤差。

以下，參照第 1 圖至第 7 圖，就起因於此第 1 實施形態之電壓指令補正手段 7a 進行的空檔時間之電壓誤差的補正動作加以說明。其中，補正動作係因應各個  $u, v, w$  之相位來實施，故為容易說明起見，將  $u, v, w$  之各相標記為  $x$  加以說明。亦即，各相的電流標記為  $i_x$ ，且各相的電壓標記為  $v_x$  加以說明。

第 2 圖係說明電壓指令補正手段 7a 的補正動作程序之流程圖。在第 2 圖中，表示處理程序之步驟係縮寫為 ST。第 3 圖係說明第 2 圖所示之於 ST10 至 ST16 之處理內容的圖。第 4 圖係表示第 2 圖所示之於 ST16 的處理使用之頻率與補正係數  $K1$  之關係特性表的一例之圖。第 5 圖係表示第 2 圖所示之於 ST16 的處理所使用之輸出電流與補正係數  $K2$  的關係特性表之一例的圖。第 6 圖係表示第 2 圖所示之於 ST16 的處理中使用於負載為感應電動機時之頻率與時間變化量  $t_a$  的關係特性表之一例的圖。第 7 圖係彙總說明第 2 圖所示之起因於藉著補正處理達成之空檔時間的電壓誤差之補正動作的時間圖。

在第 2 圖中，於 ST10 中，電壓指令補正手段 7a 係於

電流檢測手段 4 所檢測之三相的輸出電流中，選取一相的輸出電流  $i_x$ ，並檢測其電流值。在第 3 圖中，橫軸表示時間  $t$ 、相位  $\theta$ ，縱軸係表示所檢測之一相的輸出電流  $i_x$  之振幅(有效值  $I_{rms}$ )，第 3 圖所示之符號 29 係表示以此方式檢測之一相的輸出電流  $i_x$  之 1 週期的波形。

在 ST11 中，電壓指令補正手段 7a 係在第 3 圖所示之一相的輸出電流 29 的 1 週期中，藉由分別調整/設定從零位準到正極側之上限值  $\Delta I1$  以及從零位準到負極側之下限值  $-\Delta I2$  來訂定包含零位準之預定的電流範圍 30。此外，上限值  $I1$  及下限值  $-\Delta I2$  的值(絕對值)亦可設定在相同的值。又，鑒於依據電流檢測手段 4 的性能而有將偏移置(offset)加在輸出電流  $i_x$  而被檢測的情形，上限值  $\Delta I1$  及下限值  $-\Delta I2$  的值(絕對值)亦可調整為各為不同的值。總之，重要的是將電流範圍 30 之上下限值調整成，不會有因為於電流檢測手段 4 中將偏移值重疊在輸出電流  $i_x$  而進行檢測之現象、或者因為電流的零交越附近之電流顫動現象，而錯誤檢測輸出電流  $i_x$  的極性之情形。至於包含零位準之預定的電流範圍 30 之具體性調整/設定方法，因有各種方法，故將其彙總而說明如後。

在 ST12 中，電壓指令補正手段 7a 係判定輸出電流  $i_x$  的值是否為上限值  $\Delta I1$  以上，或是否為下限值  $-\Delta I2$  以下，亦即，判定於該取樣時序所檢測之輸出電流  $i_x$  的值是否在電流範圍 30 之範圍外。結果，於輸出電流  $i_x$  的值在電流範圍 30 的範圍外時(ST12: Yes)，將該輸出電流  $i_x$  的極性

記錄在極性設定訊號  $\text{sign}(\text{ST13})$ ，並執行 ST21 至 ST23 之各個處理，且藉由於該取樣時序所檢測之輸出電流  $i_x$  的值來更新於上次取樣時序所檢測之輸出電流  $i_x$  的值，再移到下一個取樣時序之 ST10 的處理。

在之後之某一取樣時序之已執行過 ST10,ST11 的 ST12 中，當於該取樣時序所檢測之輸出電流  $i_x$  的值在電流範圍 30 之範圍內時 (ST12:No)，電壓指令補正手段 7a 係在 ST14 中，判定 1 取樣前之輸出電流  $i_x$  的檢測值  $i_x[N-1]$  之值，是否為上限值  $\Delta I1$  以上，或者，是否為下限值  $-\Delta I2$  以下，亦即，判定 1 取樣前之輸出電流  $i_x$  的值是否在電流範圍 30 之範圍外。

亦即，在 ST14 中，電壓指令補正手段 7a 係調查於該取樣時序所檢測之輸出電流  $i_x$  的值在電流範圍 30 之範圍內時 (ST12:No)，是否意味著，檢測到該輸出電流值於該取樣時序首次由電流範圍 30 之範圍外進入到範圍內，或者，是否意味著檢測到該輸出電流值於 1 取樣前之時序已經從電流範圍 30 之範圍外進入到範圍內，並於該取樣時序維持著已進入到電流範圍 30 的範圍內之狀態。

然後，電壓指令補正手段 7a 在判定了於該取樣時序所檢測之輸出電流  $i_x$  的值係為於該取樣時序首次由電流範圍 30 之範圍外進入到範圍內時 (ST14:Yes)，將輸出電流值由電流範圍 30 之範圍外進入到範圍內之時刻予以檢測為第 1 時刻 (第 3 圖所示之符號 32,34)，且執行 ST15,ST16 之各個處理。ST15 與 ST16 之處理順序亦可更換，而在 ST15

中，將 1 取樣前之輸出電流  $i_x$  的檢測值  $i_x[N-1]$  之極性記錄在極性設定訊號  $sign$ ，而在 ST16 中，於做為從電流範圍 30 之範圍外進入到範圍內之時刻的第 1 時刻(第 3 圖所示之符號 32,34)，並將用以切換用來補正交流電壓指令  $v_x^*$  之補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻以如下方式設定。

起因於在輸出電流  $i_x$  的零交越附近發生之空檔時間的交流電壓指令  $v_x^*$  與來自電力變換手段 3 的輸出電壓  $v_x$  之電壓誤差，由於主要是發生在與因輸出電流  $i_x$  的極性為逆極性的電壓，故為了要精確度佳地進行電壓補正，只要在第 3 圖中，於輸出電流  $i_x$  之零交越 31 的前後，將具有與輸出電流  $i_x$  的極性相同的極性之補正電壓  $\Delta v_x$  加算於交流電壓指令  $v_x^*$  即可。亦即，輸出電流  $i_x$  之零交越 31 係理想的補正電壓極性切換時刻。在 ST16 中，根據上述，於第 1 時刻 32,34 中，根據第 1 時刻 32 與頻率  $f$  以及輸出電流  $i_x$  來求取輸出電流  $i_x$  的極性切換之時刻、亦即輸出電流  $i_x$  的零交越 31，且以配合輸出電流  $i_x$  的極性進行切換之電流零交越 31 的時序之方式，來設定切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻。

於切換此補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻的設定中，首先，必須正確地求取從第 1 時刻 32,34 到輸出電流  $i_x$  的極性進行切換之電流零交越 31 為止之時間變化量乃至相位變化量，故如下地作為理論值來求取。

在第 3 圖中，輸出電流  $i_x$  為正極性時從其值(有效值  $I_{rms}$ )由電流範圍 30 的範圍外進入到範圍內時之第 1 時刻

32 到輸出電流  $i_x$  的極性切換之電流零交越 31 為止的相位變化量  $\theta_a$ ，係將輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )與上限值  $\Delta I_1$  適用於式(1)而求得。再者，在求取式(1)時，由第 1 時刻 32 到輸出電流  $i_x$  的極性切換之電流零交越 31 為止的期間，係假設相對於交流的週期相當短。

【數式 1】

$$\theta_a \cong \sin \theta_a = \frac{\Delta I_1}{\sqrt{2} I_{rms}} \quad [\text{rad}] \quad \dots (1)$$

然後，進行從使用式(1)得到之相位變化量  $\theta_a$  換算為由在頻率  $f$  之第 1 時刻 32 變化成輸出電流  $i_x$  的極性進行切換之時刻 31 為止之時間變化量  $t_a$  時，可得到式(2)。其中， $\pi$  係表示圓周率。

【數式 2】

$$t_a = \frac{\theta_a}{2\pi f} \cong \frac{\Delta I_1}{2\sqrt{2}\pi f I_{rms}} \quad [\text{sec}] \quad \dots (2)$$

此外，求取輸出電流  $i_x$  為負極性時其值(有效值  $I_{rms}$ )由從電流範圍 30 的範圍外進入到範圍內時之第 1 時刻 34 到輸出電流  $i_x$  的極性切換之電流零交越 31 為止的相位變化量  $\theta_b$  之式子，係變為將式(1)中的上限值  $\Delta I_1$  替換為下限值  $-\Delta I_2$  之式子，而求取從第 1 時刻 32 到輸出電流  $i_x$  的極性切換之電流零交越 31 為止的時間變化量  $t_b$  之式子，變為分別替換式(2)中的  $\theta_a$  為  $\theta_b$ ，且替換上限值  $I_1$  為下限值  $-\Delta I_2$  之式子。

切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻的設定，係可使用式

(1)或式(2)來進行。首先，說明使用式(2)設定之方法。亦即，於輸出電流  $i_x$  為正極性時將第 1 時刻 32 設為時刻  $t_1$ ，而以此時刻  $t_1$  為基準，並將以式(2)求得的時間變化量  $t_a$  之後的時刻  $t_1+t_a$ ，設定為切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻  $t_2$ 。輸出電流  $i_x$  為負極性時，將第 1 時刻 34 設為時刻  $t_1$ ，且將時間變化量  $t_b$  之後的時刻  $t_1+t_b$ ，設定為切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻  $t_2$ 。若以此種方法設定切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻，則可精確度佳地使切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻與輸出電流  $i_x$  的極性切換之零交越 31 的時刻一致。其中，於之後，第 1 時刻只要不必區別，則僅以符號 32 來表示。

其次，就使用式(1)的設定方法加以說明。此時，將為第 1 時刻 32 之時刻  $t_1$  換算為任意的相位，且反覆執行將時間經過設為相位變化之計算，並將可確認到由式(1)得到的相位變化量  $\theta_a$  之相位的時刻設定為切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻。使用相位變化量  $\theta_b$  時亦相同。

例如，輸出電流  $i_x$  為正極性時，若將為第 1 時刻 32 之時刻  $t_1$  的相位設定為 0，則與切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻  $t_2$  對應之相位，即變為以式(1)得到之相位變化量  $\theta_a$ 。因此，將由時刻  $t_1$  到時刻  $t_2$  為止之間的任意之時刻設為  $t_x$  時，時刻  $t_x$  之相位  $\theta_x$  若使用頻率  $f$  來標記時，便成為  $\theta_x = 2\pi f \cdot (t_x - t_1)$ 。其中，頻率  $f$  假設為固定。藉由逐次求取此任意的時刻  $t_x$  之相位  $\theta_x$  而將時間經過看作相位變化而反覆執行到相位  $\theta_x$  與相位變化量  $\theta_a$  一致為止。若

相位  $\theta_x$  與相位變化量  $\theta_a$  一致，則由於可判斷達到切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻  $t_2$ ，故可將相位  $\theta_x$  與相位變化量  $\theta_a$  一致之時刻  $t_2$  設定為切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻。

如此，於使用式(1)之設定方法，便不需式(2)之換算，而可利用與使用式(2)的設定方法相同的精確度來設定切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻。此外，亦可將第 1 時刻 32 之相位設定成不為 0，而設定為與輸出電流  $i_x$  或電壓指令  $v_x^*$  的相位相同的值。此時，便將時間變化看作輸出電流  $i_x$  之相位的變化，或者，看作電壓指令  $v_x^*$  之相位的變化。

以上係切換補正電壓  $\Delta v_x$  之極性的時刻之基本性的設定方法，其次，說明 2 個使用式(2)時之具體的設定方法例。首先，在式(2)的運算中，由於分母包含有頻率  $f$ 、輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )，故必須使用除法之運算。因此，以降低在控制裝置 5a 之運算量為目的，亦可使用一種方法，亦即使因應頻率  $f$  而變化之補正係數  $K_1$  的特性表(參照第 4 圖)、以及因應輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )而變化之補正係數  $K_2$  的特性表(參照第 5 圖)記憶在電壓指令補正手段 7a，且根據使雙方或一方的特性表適用於式(2)之下一個式(3)來設定切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻。

### 【數式 3】

$$t_a \cong \frac{\Delta I}{2\sqrt{2}\pi} K_1 K_2 \quad [\text{sec}] \quad \dots (3)$$

第 4 圖係因應頻率  $f$  而變化之補正係數  $K_1$  的特性表之

一例。此外，第 5 圖係按照輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )而變化之補正係數  $K_2$  的特性表之一例。從式(2)與式(3)，頻率  $f$  與補正係數  $K_1$  之關係變為「 $K_1=1/f$ 」，故描繪第 4 圖所示之理論值的曲線。又，輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )與補正係數  $K_2$  之關係變為「 $K_2=1/\text{輸出電流 } i_x \text{ 的值(有效值 } I_{rms})$ 」，故描繪第 5 圖所示之理論值的曲線。然後，亦以降低記憶在電壓指令補正手段 7a 之資料量為目的，亦可將與補正係數  $K_1, K_2$  有關之特性表予以簡單化，而替換為如第 4 圖或第 5 圖所示之近似直線。

其次，說明將切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻的設定予以簡化之方法。此係不將輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )使用在切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻的設定，而從頻率  $f$  求取上述時間變化量  $t_a$  之方法。

例如，使用一般熟知的向量運算將輸出電流  $i_x$ (三相電流  $i_u, i_v, i_w$ )分割為：根據頻率  $f$  與對應於電壓指令  $v_u^*, v_v^*, v_w^*$  之三相電流  $i_u, i_v, i_w$  的相位而產生磁通所需之勵磁電流  $i_d$ (d 軸電流)、以及與交流負載 2a 為旋轉電機時之負載轉矩成比例的轉矩電流  $i_q$ (q 軸電流)時，輸出電流  $i_x$  的值(實效值  $I_{rms}$ )與勵磁電流  $i_d$  以及轉矩電流  $i_q$  之關係，係以式(4)表示。

【數式 4】

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{3}(i_d^2 + i_q^2)} \quad [A] \quad \cdots (4)$$

交流負載 2a 為感應電動機時，勵磁電流  $i_d$  只要設定為無負載運轉時流動之固定電流值(把此值設為  $i_{d0}$ )即可。此固定電流值  $i_{d0}$  係在各個旋轉電機(感應電動機)之固有的值且為既知的常數。此時，由勵磁電流  $i_d$  成為固定電流值  $i_{d0}$ ，可知輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )係依按照由交流負載(感應電動機)2a 產生的轉矩而流動之轉矩電流  $i_q$  而變化。但是，在此，係將轉矩電流  $i_q$  的變化視為取決於頻率  $f$  的值，且不使用從輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )、勵磁電流  $i_d$ 、轉矩電流  $i_q$  等、由輸出電流  $i_x$  求得之有關電流的資訊，而根據頻率  $f$  求取前述時間變化量  $t_a$  的方法表示於下。

第 6 圖係在額定容量為 3.7kW，額定轉差頻率為 3Hz 之感應電動機中，將對於以 ● 記號表示之無負載時( $i_d=i_{d0}, i_q=0$ )、以及以 ○ 記號表示之額定負載時( $i_d=i_{d0}, i_q=$  額定轉矩電流(功率運轉, power running)的 2 種驅動條件之頻率  $f$  的時間變化量  $t_a$  之值加以繪圖的圖。於繪製第 6 圖時，上限值  $\Delta I_1$ (下限值  $-\Delta I_2$ )係設為額定電流之 6%(固定值)，但並非一定得為固定值，上限值  $\Delta I_1$ (下限值  $-\Delta I_2$ )之值因應交流負載(感應電動機)2a 的輸出狀態逐次變化時，亦可將時間變化量  $t_a$  的值因應上限值  $\Delta I_1$ 、並將時間變化量  $t_b$  的值因應下限值  $-\Delta I_2$  來分別進行調整。

在第 6 圖以 ○ 記號表示之額定負載時中，雖然頻率  $f$  成為額定轉差頻率 3Hz 以下之範圍亦有繪圖，但在實際的感應電動機中，若額定轉差頻率為 3Hz，則由於額定功率

運轉負載時之頻率  $f$  成為 3Hz 以上，故頻率  $f$  在額定轉差頻率(3Hz)以下之範圍，無法進行額定功率運轉負載驅動。因此，頻率  $f$  在額定轉差頻率(3Hz)以下之範圍，負載變小，轉矩電流  $i_q$  亦變得比額定轉矩電流還小。亦即，在負載驅動時，負載係比額定還小，故比起在第 6 圖以 ○ 記號表示之額定負載時的特性，時間變化量  $t_a$  變大，而更接近以 ● 記號表示之無負載時的特性。

因此，在具體性的實施中，大體上係以來自無負載時與額定負載時的各個特性之誤差變小的方式，設定在第 6 圖以 ■ 記號表示之近似折線，並使電壓指令補正手段 7a 記憶相對於頻率  $f$  產生變化的時間變化量  $t_a$  之特性表，且由該特性表按照頻率  $f$  求取時間變化量  $t_a$ 。

如此一來，不使用從輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )、勵磁電流  $i_d$ 、轉矩電流  $i_q$  等、從輸出電流  $i_x$  求得之有關電流的資訊，而可使用頻率  $f$  求取時間變化量  $t_a$ ，且可設定切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻。

此外，在第 6 圖以 ■ 記號表示之近似折線，係設為與以 ● 記號表示之無負載時及以 ○ 印表示之額定負載時的各個特性的誤差變小之形式的設定，但求取前述近似折線之基準不一定非得為無負載時、或額定負載時，而亦可因應負載範圍改變求取前述近似折線的基準。再者，前述近似折線亦可因應電壓指令補正手段 7a 的記憶容量而增加資料點數，而設為近似曲線。並且，使用式(1)且利用相位變化量  $\theta_a$  來設定切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻時，可由

從前述近似折線求取之時間變化量  $t_a$  使用  $\theta_a = 2\pi f t_a$  的關係來進行換算。

由於不使用從輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )、勵磁電流  $i_d$ 、轉矩電流  $i_q$  等、輸出電流  $i_x$  所求得之與電流有關的資訊，而使用頻率  $f$  求取時間變化量  $t_a$ ，而可藉此降低藉控制裝置 5a 進行之運算量，故可得到降低以儲存在控制裝置 5a 之微電腦為首的計算機之負載的效果。以上係在 ST16 之切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻的設定方法。當結束設定時，執行 ST21 至 ST23 之各項處理，並執行必要的更新處理再轉移到下一個取樣時序之處理。

另一方面，在 ST14 中，當判定於該取樣時序所檢測之輸出電流  $i_x$  的值係維持著於該取樣時序進入到電流範圍 30 之範圍內的狀態時(ST14: No)，由於電壓指令補正手段 7a 如上述已經設定切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻，故係判定是否經過切換該補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻(ST17)。

結果，沒經過切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻時(ST17: No)，由於不進行補正電壓  $\Delta v_x$  的極性切換，故使補正電壓  $\Delta v_x$  的極性為與第 1 時刻 32 以前一致的相同極性。亦即，在 ST15 使記錄在極性設定訊號  $sign_x$  之極性與此次的補正電壓  $\Delta v_x$  之極性(ST20)一致。結束時，執行 ST21 至 ST23 之各項處理，且執行必要的更新處理再轉移到下一個取樣時序之處理。

然後，當在經過了由第 1 時刻 32 到經過切換補正電壓  $\Delta v_x$  之極性的時刻之瞬前為止的期間之 ST17 中，判定已

經過切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻時 (ST17: Yes), 電壓指令補正手段 7a 係執行 ST18 與 ST19 之各項處理。ST18 與 ST19 之處理順序雖亦可替換, 但在 ST18 中, 係作為輸出電流  $i_x$  的值 (有效值  $I_{rms}$ ) 超出到電流範圍 30 之外為止之期間的處理, 而將補正電壓  $\Delta v_x$  的極性設定為與在 ST15 中記錄在極性設定訊號  $sjgnx$  之極性為反轉之極性, 並在 ST19 中, 重設 (reset) 先前所設定之對補正電壓  $\Delta v_x$  的極性進行切換之時刻。結束時, 執行 ST21 至 ST23 之各項處理, 且執行必要的更新處理再轉移到下一個取樣時序之處理。

在 ST21 至 ST23 中, 進行如下的處理。亦即, 在 ST21 中, 設定補正電壓  $\Delta v_x$  的振幅  $|\Delta v_x|$ 。在交流電壓指令  $v_x^*$  與來自電力變換手段 3 的輸出電壓  $v_x$  之間起因於空檔時間而產生之誤差的大小 (絕對值), 理論上, 係可由載波頻率 [Hz] 與電力變換手段 3 的直流鏈電壓 [V] 以及空檔時間 [sec] 的積得到。根據此, 將由上述 3 者的積得到之值設為  $|V_{err}|$  時, 只要根據值  $|V_{err}|$  來設定補正電壓的振幅  $|\Delta v_x|$  即可。

在 ST22 中, 將具有設定在極性設定訊號  $signx$  之極性的電壓振幅  $|\Delta v_x|$  之補正電壓  $\Delta v_x$  加算於交流電壓指令  $v_x^*$ , 而求取交流電壓指令  $v_x^{**}$ 。然後在 ST23 中, 將加算後的交流電壓指令  $v_x^{**}$  輸出到電力變換手段 3。

電壓指令補正手段 7a 係將以上說明的 ST10 至 ST23 之一系列的處理, 因應  $u, v, w$  的各相逐次實施, 且將補正起因於空檔時間的電壓誤差之交流電壓指令  $v_u^{**}, v_v^{**},$

$v_w^{**}$  分別輸出到電力變換手段 3。

其次，參照第 7 圖具體說明電壓指令補正手段 7a 切換補正電壓的極性之狀況。在第 7 圖中，表示有於 ST10 中從電流檢測手段 4 接收之一相的輸出電流  $i_x$ 、電壓指令運算手段 6a 輸出之一相的交流電壓指令  $v_x^*$ 、以及電壓指令補正手段 7a 以上述順序所訂定之補正電壓的極性之關係。在輸出電流  $i_x$  與交流電壓指令  $v_x^*$  之間，存在著某相位差。

在 ST11 中針對輸出電流  $i_x$  設定包含 0 位準之電流範圍 30，而在輸出電流  $i_x$  的值與電流範圍 30 的上限值  $\Delta I_1$  及下限值  $-\Delta I_2$  一致之時刻 35,32,36,34,37 中，時刻 35,37 係輸出電流  $i_x$  的值超過上限值  $\Delta I_1$  而出去到電流範圍 30 的上方側外部之時刻，而時刻 36 係輸出電流  $i_x$  的值超過下限值  $-\Delta I_2$  而出去到電流範圍 30 的下方側外部之時刻。又，時刻 32 係輸出電流  $i_x$  的值從電流範圍 30 的上方側外部進入到電流範圍 30 的內側之第 1 時刻，而時刻 34 係輸出電流  $i_x$  的值從電流範圍 30 的下方側外部進入到電流範圍 30 的內側之第 1 時刻。

期間(1)係輸出電流  $i_x$  的值位於電流範圍 30 的上限值  $\Delta I_1$  及下限值  $-\Delta I_2$  的外側之期間。此期間(1)係由根據在 ST11 設定之電流範圍 30 的上限值  $\Delta I_1$  及下限值  $-\Delta I_2$ 、以及在 ST12 使用之輸出電流  $i_x$  的在此次取樣時之值所判斷之時刻 35,32,36,34 所界定，而在此期間(1)之補正電壓  $\Delta v_x$  的極性，係設定為與在 ST13、及在 ST12 使用的輸出電  $i_x$  之於此次取樣時的值相同的極性。

期間(2)係輸出電流  $i_x$  之於此次取樣時的值從第 1 時刻 32 到達切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 的瞬前為止之期間，且在到達切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 時，進行補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之切換。在此期間(2)，進行 ST12, ST14, ST15 及 ST16 之各項處理。亦即，在此期間(2)的補正電壓  $\Delta v_x$  的極性，由於在 ST12 中係判斷為輸出電流  $i_x$  之於此次取樣時的值進入到電流範圍 30 的內側，而在 ST14 中判斷為輸出電流  $i_x$  之 1 取樣前的值係沒進入到電流範圍 30 的內側，故與期間(1)相同，設定為與在 ST12 使用之輸出電流  $i_x$  之於此次取樣時的值相同的極性 (ST15)。同時，切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38，係根據第 1 時刻 32 與頻率  $f$  (雖並非必要，但亦可另外再根據輸出電流  $i_x$  的在此次取樣時的值) 而設定為極接近電流零交越 31 之時刻 (ST16)。於之前所示之專利文獻 1,2 等中，由於此期間(2)不存在而使誤差補正之精確度不佳。

期間(3)係為，輸出電流  $i_x$  之於此次取樣時的值從切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 後的電流零交越 31 到達超出到電流範圍 30 外之時刻 35, 36, 37 為止之期間。關於此期間(3)，係在 ST17 確認期間(2)的經過後，將補正電壓  $\Delta v_x$  的極性設定為與期間(1)相反的極性 (ST18)，同時，重設先前所訂定之對補正電壓  $\Delta v_x$  的極性已進行過切換之時刻 38 (ST19)。

如以上，依據第 1 實施形態，設置在電力變換手段 3 與運算輸出被傳送到此電力變換手段 3 之交流電壓指令的

電壓指令運算手段 6a 之間的電壓指令補正手段 7a，係以補正起因於提供給構成電力變換手段 3 之上下臂的功率元件之空檔時間電壓而發生的前述電壓指令與來自電力變換手段 3 之輸出電壓的誤差為目的，而針對所檢測的輸出電流設置包含零位準之預定的電流範圍，且於前述輸出電流的值由前述電流範圍的外部進入到內部之第 1 時刻，根據前述第 1 時刻與頻率  $f$ ，將切換用以補正前述交流電壓指令的補正電壓之極性的時刻設定為前述輸出電流之零交越的時序(時刻或相位)，亦即，在前述輸出電流的零交越實施用以補正起因於空檔時間之電壓誤差的補正電壓之極性切換，並在前述輸出電流的零交越之前後藉由與前述輸出電流的極性為相同極性的補正電壓來實施前述交流電壓指令的補正，故可精確度佳地降低起因於前述輸出電流的零交越附近之空檔時間的前述電壓誤差。藉此方式，連接旋轉電機於電力變換器時，可降低於前述輸出電流的零交越附近之旋轉不均，故達到驅動性能提升之以往沒有的顯著效果。

然後，若將切換補正電壓的極性之時刻，設成亦加上前述輸出電流而予以求取的話，由於可直接求得前述輸出電流之零交越的時序，故可更精確度佳地求得前述輸出電流的零交越，且可得到更降低前述輸出電流的零交越附近的電壓誤差之效果。

此外，前述電流範圍係針對所檢測的輸出電流設定包含零位準之預定的電流範圍，亦即，設定為由從所檢測之

輸出電流的零位準到正極側的上限值及負極側的下限值所包圍之電流範圍，故不受到在電流零交越附近產生的顫動現象之電流極性檢測錯誤的影響，而可得到可正確設定前述補正電壓的極性之效果。

第 2 實施形態。

第 8 圖係說明本發明第 2 實施形態之電力變換器所具備之電壓指令補正手段的補正動作程序之流程圖。此外，在第 8 圖中，在為與第 2 圖所示之處理程序相相同或相等的處理程序標示有相同的符號。在此，以與此第 2 實施形態有關之部分為主加以說明。

如第 8 圖所示，此第 2 實施形態之電力變換器所具備之電壓指令補正手段，係在第 2 圖所示之處理程序中，於從 ST14 到 ST17 之轉移過程中，在 ST14 之判定為否定(No)時，實施 ST30 的處理後，再前進到 ST17。

在 ST30 中，參照第 7 圖說明時，從第 1 時刻 32 到補正電壓極性切換時刻 38 之期間(2)中，係因應輸出電流  $i_x$  的值而實施補正電壓極性切換時刻 38 的補正處理。其中，輸出電流  $i_x$  的值係亦可使用有效值、振幅值、瞬時值之任何一個。此外，亦可取代輸出電流  $i_x$  而使用前述的電流指令  $i_x^*$ 。

輸出電流  $i_x$  非一定而其值(有效值  $I_{rms}$ )有變化時，其值(有效值  $I_{rms}$ )係成為時間  $t$  的函數。亦即，成為  $I_{rms}=I_{rms}(t)$ 。

因此，在此第 2 實施形態中，此時係取代式(2)而使用

式(5)，並對輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )從第 1 時刻 32 到達切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 為止的時間變化量  $t_a$ ，以在固定頻率  $f$  之下逐次乘算輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )的變化之形態來進行運算，且根據該運算結果來補正切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38。其中，式(5)所示之時刻  $t_x$  係存在於從時刻  $t_1$ (第 1 時刻)到時刻  $t_2$ (補正電壓極性切換時刻)間之任意的時刻。

【數式 5】

$$t_a = \frac{\Delta I I_{tx}}{2\sqrt{2}\pi f \int_0^{t_x} I_{rms}(t) dt} \quad [\text{sec}] \quad \dots (5)$$

如以上，依據此第 2 實施形態，於切換補正電壓的極性前，因應所檢測之輸出電流的值逐次補正切換補正電壓的極性之時刻，並據此來切換補正電壓的極性，故即使於依負載變動、速度變動而輸出電流變動時，亦可更精確度佳地切換補正電壓的極性，而可獲得更可降低在輸出電流的零交越附近之電壓誤差之效果。

第 3 實施形態。

第 9 圖係說明本發明第 3 實施形態之電力變換器所具備之電壓指令補正手段的補正動作程序之流程圖。此外，在第 9 圖中，在為與第 2 圖所示之處理程序相同或相等之處理程序係標示有相同的符號。在此，以與此第 3 實施形態有關部分為主加以說明。

如第 9 圖所示，此第 3 實施形態之電力變換器所具備

的電壓指令補正手段，係在第 2 圖所示之處理程序中，於從 ST14 到 ST17 之轉移過程中，在 ST14 之判定為否定(No)時，於實施 ST40 的處理後，再前進到 ST17。

在 ST40 中，參照第 7 圖加以說明時，從第 1 時刻 32 到補正電壓極性切換時刻 38 之期間(2)中，係因應各個取樣時序的頻率  $f$  來實施補正電壓極性切換時刻 38 的補正處理。此外，頻率  $f$  係在穩定狀態下，與輸出電流  $i_x$ 、電流指令  $i_x^*$ 、輸出電壓  $v_x$ 、電壓指令  $v_x^*$  的頻率相同，故亦可使用任何的頻率來補正。

頻率  $f$  並非固定而其值有變化時，頻率  $f$  係成為時間  $t$  的函數。亦即，成為  $f=f(t)$ 。因此，在此第 3 實施形態中，此時，取代式(2)使用式(6)，並對輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )由第 1 時刻 32 到達切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 為止之時間變化量  $t_a$ ，以輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )設為一定且逐次乘算各個取樣時序的頻率  $f$  之變化之形態來進行運算，且根據該運算結果來補正切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38。其中，式(6)所示之時刻  $t_x$  係存在於從時刻  $t_1$ (第 1 時刻)到時刻  $t_2$ (補正電壓極性切換時刻)間之任意的時刻。

#### 【數式 6】

$$t_a = \frac{\Delta I I_{tx}}{2\sqrt{2}\pi I_{rms} \int_0^{t_x} f(t) dt} \quad [\text{sec}] \quad \cdots (6)$$

如以上，依據此第 3 實施形態，在切換補正電壓的極

性之前，係因應頻率的變化而逐次補正切換補正電壓的極性之時刻，並據此來切換補正電壓的極性，故即使因負載變動、速度變動而頻率變動時，亦可更精確度佳地切換補正電壓的極性，且可得到可更降低於輸出電流的零交越附近之電壓誤差的效果。

#### 第 4 實施形態.

第 10 圖係表示本發明第 4 實施形態之電力變換器的構成之方塊圖。再者，在第 10 圖中，在為與第 1 圖(第 1 實施形態)所示之構成要素相同或相等的構成要素標示有相同的符號。在此，以與此第 4 實施形態有關之部分為主加以說明。

如第 10 圖所示，此第 4 實施形態之電力變換器 1b，係在第 1 圖(第 1 實施形態)所示之構成中，取代交流負載 2a 而設置旋轉電機 2b 作為其一例，此外，取代控制裝置 5a 而設置有控制裝置 5b。在控制裝置 5b 中，設置有用以提供轉矩指令  $\tau^*$  給改變符號之電壓指令運算手段 6b 及電壓指令補正手段 7b 之轉矩指令設定手段 8。

在此第 4 實施形態中，電壓指令補正手段 7b 係進行下列雙方或任何一方之處理，亦即：作為相當於第 2 圖的 ST16 之處理，而根據第 1 時刻 32、頻率  $f$  以及轉矩指令  $\tau^*$  來設定切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 的處理(1)；以及作為相當於第 8 圖的 ST30 或第 9 圖的 ST40 之處理，而因應轉矩指令  $\tau^*$  來補正以第 1 實施形態(第 2 圖)所示的方法設定之切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 的處理(2)。在

此，就實施雙方之情況加以說明。

首先，就根據第 1 時刻 32、頻率  $f$  以及轉矩指令  $\tau^*$  來設定切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 的處理(1)加以說明。在第 1 實施形態中，係已說明過以式(4)表示輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )、勵磁電流  $i_d$  及轉矩電流  $i_q$  之關係，而轉矩電流  $i_q$  與旋轉電機 2b 的負載轉矩  $\tau$  之關係則係以式(7)表示。其中，式(7)所示之  $K_t$  係旋轉電機 2b 固有的轉矩常數。

【數式 7】

$$\tau = K_t \cdot i_q \quad [N \cdot m] \quad \cdots (7)$$

旋轉電機 2b 為感應電動機時，如在第 1 實施形態說明勵磁電流  $i_d$  地，對各個旋轉電機設定固有的固定值，或旋轉電機 2b 為永久磁石同步機時，將勵磁電流  $i_d$  設定為 0，且以一般熟知的最大效率控制方式等控制勵磁電流  $i_d$  在固定值。然後，在第 10 圖所示之電力變換器 1b 中，設為以令旋轉電機 2b 的負載轉矩與轉矩指令  $\tau^*$  一致之方式進行控制時，由式(4)與式(7)得知下一個式(8)的關係成立。

【數式 8】

$$I_{rms} \cong \sqrt{\frac{1}{3} \left\{ i_d^2 + \left( \frac{\tau^*}{K_t} \right)^2 \right\}} \quad [A] \quad \cdots (8)$$

在式(8)中，由於變數僅有轉矩指令  $\tau^*$ ，故輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )係因應轉矩指令  $\tau^*$  而變化。由此可

知，因應轉矩指令  $\tau^*$  來設定切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 時，亦能夠以與於第 2 圖的 ST16 說明過之因應輸出電流  $i_x$  來進行設定之情形相同的精確度來求取輸出電流的零交越 31 以設定切換時刻 38，故可精確度佳地降低在輸出電流的零交越附近之電壓誤差。

此外，在處理(1)中，雖係說明了因應轉矩指令  $\tau^*$  來設定切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 的方法，但另外地，亦可例如以某種方法來檢測旋轉電機 2b 的負載轉矩  $\tau$ ，且因應負載轉矩  $\tau$  進行調整，或者，亦可為根據式(4)或式(7)求取轉矩電流  $i_q$ ，並因應該轉矩電流  $i_q$  來進行設定之方法。

其次，針對因應轉矩指令  $\tau^*$  來補正以第 1 實施形態(第 2 圖)所示之方法設定之切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 的處理(2)加以說明。由於輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )係以式(8)所示之關係因應轉矩指令  $\tau^*$  而變化，故在第 2 圖的 ST14 之判定為否定(No)時，在因應轉矩指令  $\tau^*$  對利用上述處理(1)說明過的此第 4 實施形態之方法所設定之對補正電壓  $\Delta v_x$  之極性進行切換的時刻進行補正後，再前進到 ST17 的處理。

依據此，於切換補正電壓的極性之前，因應轉矩指令  $\tau^*$  而按各個取樣時序逐次補正切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻，並根據此來切換補正電壓的極性，故與第 2 實施形態、第 3 實施形態相同，即使因負載變動、速度變動而使輸出電流變動時，亦可更精確度佳地切換補正電壓的極

性，故可得到可更降低於輸出電流的零交越附近的電壓誤差。

再者，在處理(2)中，雖已表示有因應轉矩指令  $\tau^*$  補正對補正電壓  $\Delta v_x$  的極性進行切換之時刻的方法，但另外地，亦可例如以某種方法檢測旋轉電機 2b 之負載轉矩  $\tau$ ，並因應負載轉矩  $\tau$  進行補正，或者，亦可為根據式(4)或式(7)求取轉矩電流  $i_q$ ，並因應該轉矩電流  $i_q$  來設定之方法。

第 11 圖係說明將以上說明之處理(1)與處理(2)的雙方引用到第 2 圖之此第 3 實施形態的電壓指令補正手段 7b 之補正動作程序的流程圖。在第 11 圖中，於取代第 2 圖所示之 ST16 的 ST50 中，利用在處理(1)說明過的方法而因應轉矩指令  $\tau^*$  來設定切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38。此外，於設置在 ST14 與 ST17 之間的 ST51，利用在處理(2)說明過的方法，因應轉矩指令  $\tau^*$  來補正切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38。

如以上，依據此第 4 實施形態，由於可因應轉矩指令而以與第 1 實施形態相同的精確度來求取輸出電流的零交越 31，故可精確度使地降低輸出電流之於零交越附近的電壓誤差。再者，與第 2 實施形態、第 3 實施形態相同，可更精確度佳地切換補正電壓的極性，故可得到更可降低輸出電流之於零交越附近的電壓誤差之效果。

第 5 實施形態。

第 12 圖係說明本發明第 5 實施形態之電力變換器所具備之電壓指令補正手段的補正動作程序之流程圖。此外，

在第 12 圖中，於為與第 2 圖所示之處理程序相同或相等之處理程序係標示有相同的符號。在此，以有關此第 5 實施形態的部分為主加以說明。

此第 5 實施形態之電力變換器，其構成要素雖與第 1 圖(第 1 實施形態)所示之電力變換器 1a 或第 10 圖(第 4 實施形態)所示之電力變換器 1b 相同，但此第 5 實施形態之電力變換器所具備的電壓指令補正手段係進行與電壓指令補正手段 7a,7b 若干不同的動作。亦即，在第 12 圖中，此第 5 實施形態之電力變換器所具備的電壓指令補正手段，係在第 2 圖(第 11 圖)所示之處理程序中，取代 ST16(ST50)的處理進行 ST60 的處理，且取代 ST17 進行 ST61 的處理，並取代 ST18 進行 ST62 的處理，且取代 ST19 進行 ST63 的處理。

在 ST60 中，係使用與第 1 實施形態所說明過之對用以補正交流電壓指令  $v_x^*$  的補正電壓  $\Delta v_x$  的極性進行切換之時刻的設定方法為相同之方法來設定第 2 時刻。在 ST61 中，判定是否經過第 2 時刻。在 ST62 中，將交流電壓指令  $v_x^*$  的極性記錄於極性設定訊號  $signx$ 。在 ST63 中，重設第 2 時刻。

亦即，此第 5 實施形態之電壓指令補正手段係判定於該取樣時序所檢測之輸出電流  $i_x$  的值，於該取樣時序首次由電流範圍 30 的範圍外進入到範圍內時(ST14: Yes)，執行 ST15,ST60 之各項處理，且前進到 ST21。ST15 與 ST60 之處理順序係亦可調換，但在 ST15 中，係將 1 取樣前之輸

出電流  $i_x$  的檢測值  $i_x[N-1]$  之極性記錄在極性設定訊號  $sign$ ，而在 ST60，於做為從電流範圍 30 的範圍外進入到範圍內之時刻的第 1 時刻(第 3 圖所示之符號 32,34)，利用與在第 1 實施形態說明過之對用以補正交流電壓指令  $v_x^*$  的補正電壓  $\Delta v_x$  之極性進行切換的時刻(第 7 圖所示之符號 38)之設定方法為相同的方法來設定第 2 時刻。

此外，在 ST14 中，此第 5 實施形態之電壓指令補正手段係在判定成於該取樣時序所檢測之輸出電流  $i_x$  的值乃於該取樣時序維持為進入到電流範圍 30 的範圍內之狀態時(ST14: No)，由於如上述因已設定有第 2 時刻，故判定是否經過此第 2 時刻(ST61)。

結果，沒經過第 2 時刻時(ST61: No)，因不進行補正電壓  $\Delta v_x$  的極性切換，故使補正電壓  $\Delta v_x$  的極性與第 1 時刻 32 以前相同的補正電壓  $\Delta v_x$  之極性為一致。亦即，使於 ST15 中記錄在極性設定訊號  $sign_x$  之極性與補正電壓  $\Delta v_x$  的極性一致(ST20)。

接著，第 1 時刻 32 之後，於經過直到經過第 2 時刻之瞬前為止的期間之 ST61 中，當判定為已經過第 2 時刻時(ST61: Yes)，此第 5 實施形態之電壓指令補正手段係將交流電壓指令  $v_x^*$  的極性記錄在極性設定訊號  $sign_x$ (ST62)，而作為輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )超出到電流範圍 30 之外為止的期間之處理。亦即，使補正電壓  $\Delta v_x$  的極性與交流電壓指令  $v_x^*$  的極性一致。然後，重設先前所設定的第 2 時刻(ST63)。

其次，第 13 圖係彙總說明起因於在第 12 圖所示之補正處理實現的空檔時間之電壓誤差的補正動作之時間圖。再者，在第 13 圖中，表示有與第 7 圖所示者相同的內容。不同之點係為：第 7 圖所示的補正電壓極性切換時刻 38 在第 13 圖中係成為第 2 時刻 40 之點；以及在期間(3)的補正電壓  $\Delta v_x$  的極性在第 7 圖中為將期間(1)中所設定之極性予以反轉的極性，而相對於此，在第 13 圖中為與交流電壓指令  $v_x^*$  的極性相同之點。

在此第 5 實施形態之處理程序中，於判斷輸出電流  $i_x$  的值是否已到達第 2 時刻 40 時，係比較第 2 時刻 40 之補正電壓  $\Delta v_x$  的極性及交流電壓指令  $v_x^*$  的極性。結果，於交流電壓指令  $v_x^*$  的極性係反轉時，於經過第 2 時刻 40 時切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性。另一方面，於相同極性時，交流電壓指令  $v_x^*$  的極性進行切換時，補正電壓  $\Delta v_x$  的極性亦進行切換。因此，切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之動作係落後於第 2 時刻 40。藉此方式，於輸出電流  $i_x$  與交流電壓指令  $v_x^*$  (輸出電壓  $v_x$ ) 的相位差大時，能夠與第 1 實施形態或第 4 實施形態相同地，於輸出電流  $i_x$  的零交越附近切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性。

因此，依據此第 5 實施形態，輸出電流與交流電壓指令(輸出電壓)之相位差大時，可降低在電流的零交越附近之電壓誤差，故連接旋轉電機時，可降低旋轉不均，而可得到提升驅動性能之效果。

第 6 實施形態。

第 14 圖係說明本發明第 6 實施形態之電力變換器所具備的電壓指令補正手段之補正動作程序之流程圖。再者，在第 14 圖中，在為與第 12 圖所示的處理程序相同或相等之處理程序標示有相同的符號。在此，以有關此第 6 實施形態之部分為主加以說明。

如第 14 圖所示，此第 6 實施形態之電力變換器所具備的電壓指令補正手段係於第 12 圖所示之處理程序中，在由 ST14 到 ST61 之轉移過程中，於 ST14 之判定為否定(No)時，實施 ST70 的處理後，再前進到 ST61。

在 ST70 中，參照第 13 圖說明時，在由第 1 時刻 32 到第 2 時刻 40 之期間(2)中，因應輸出電流  $i_x$  的值實施第 2 時刻 40 的補正處理。此外，輸出電流  $i_x$  的值係亦可使用有效值、振幅值、瞬時值之任何一個。又，亦可使用前述的電流指令  $i_x^*$  來取代輸出電流  $i_x$ 。

因應輸出電流  $i_x$  的值之第 2 時刻 40 的補正，係可利用與於第 8 圖之 ST30 中說明過的補正電壓切換時刻之補正方法相同的想法來實施。亦即，輸出電流  $i_x$  非一定而其值(有效值  $I_{rms}$ )有變化時，同樣使用式(5)而對輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )從第 1 時刻 32 到達第 2 時刻 40 為止的時間變化量  $t_a$ ，以在一定頻率  $f$  之下逐次乘算輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )之變化的方式進行運算，再根據其運算結果補正第 2 時刻 40。其中，式(5)所示之時刻  $t_x$  係存在於從時刻  $t_1$ (第 1 時刻)到時刻  $t_2$ (第 2 時刻)間之任意的時刻。

如以上，依據此第 6 實施形態，於切換補正電壓的極性前，因應所檢測之輸出電流的值逐次補正第 2 時刻，且根據該補正來切換補正電壓的極性，故即使在因負載變動、速度變動而輸出電流變動時，亦可更精確度佳地切換補正電壓的極性，且可得到可更降低於輸出電流之零交越附近的電壓誤差之效果。

第 7 實施形態。

第 15 圖係說明本發明第 7 實施形態的電力變換器所具備之電壓指令補正手段的補正動作程序之流程圖。此外，在第 15 圖中，在為與第 12 圖所示之處理程序相同或相等處理程序係標示有相同的符號。在此，以有關此第 7 實施形態之部分為主加以說明。

如第 15 圖所示，此第 7 實施形態之電力變換器所具備的電壓指令補正手段係在第 12 圖所示的處理程序中，由 ST14 到 ST61 之轉移過程中，在 ST14 之判定為否定(No)時，實施 ST80 的處理後，再前進到 ST61。

在 ST80 中，參照第 13 圖加以說明時，於由第 1 時刻 32 到第 2 時刻 40 之期間(2)中，因應各個取樣時序的頻率  $f$  實施第 2 時刻 40 的補正處理。再者，頻率  $f$  在穩定狀態下係與輸出電流  $i_x$ 、電流指令  $i_x^*$ 、輸出電壓  $v_x$ 、電壓指令  $v_x^*$  的頻率相同，故亦可使用任何的頻率來補正。

因應頻率  $f$  之第 2 時刻 40 的補正，係可利用與在第 9 圖之 ST40 中說明過之補正電壓切換時刻的補正方法相同的想法來實施。亦即，頻率  $f$  非一定而其值有變化時，同

樣地使用式(6)，對輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )從第 1 時刻 32 到達第 2 時刻 40 為止的時間變化量  $t_a$ ，以輸出電流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )設為一定而逐次乘算按各個取樣時序之頻率  $f$  的變化之方式進行運算，並根據該運算結果來補正第 2 時刻 40。其中，式(6)所示之時刻  $t_x$ ，係存在於從時刻  $t_1$ (第 1 時刻)到時刻  $t_2$ (第 2 時刻)間之任意的時刻。

如以上，依據此第 7 實施形態，在切換補正電壓的極性前，因應頻率的變化逐次補正第 2 時刻，且根據該補正來切換補正電壓的極性，故即使在因負載變動、速度變動而頻率變動時，亦可更精確度佳地切換補正電壓的極性，且可得到可更降低於輸出電流之零交越附近的電壓誤差之效果。

第 8 實施形態。

在此第 8 實施形態中，參照第 16 圖與第 17 圖，就以上說明之電壓指令補正手段調整其產生的補正電壓之振幅的方法加以說明。再者，第 16 圖係以本發明第 8 實施形態說明進行補正電壓的振幅調整之必要性的圖。第 17 圖係表示於補正電壓的振幅調整使用之補正電壓的振幅與輸出電流的值之關係特性表的一例之圖。

如於第 1 實施形態所說明過者，起因在電壓指令運算手段 6a 輸出之交流電壓指令  $v_x^*$  與電力變換手段 3 的輸出電壓  $v_x$  之間產生之空檔時間的誤差之大小(絕對值)，理論上，可由載波頻率[Hz]與電力變換手段 3 的直流鏈電壓[V]與空檔時間[sec]的積[Verr]而得到。但是，前述的理論之

前提，係有構成電力變換手段 3 的上下臂之功率元件的實際導通/不導通動作之時序、與驅動訊號所指定之所欲之時序一致之假設。

在第 16 圖中，表示有為驅動訊號之上下臂導通(ON)訊號與實際進行之上下臂的 ON 動作之關係、及所設定之空檔時間 42 與實際發生之空檔時間 43 的關係。如第 16 圖所示，空檔時間 42,43 係規定為上臂的不導通動作時與下臂的導通動作時之間的時間間隔。

由於構成電力變換手段 3 之上下臂的功率元件中有切換延遲，故如第 16 圖所示，相對於做為驅動訊號之上下臂 ON 訊號所指定之導通(ON)/不導通(OFF)的動作時序，實際進行之上下臂的導通/不導通的動作時序係落後達切換時間份。此切換延遲的時間，係因導通動作時與不導通動作時而多有不同，且，因輸出電流  $i_x$  的大小而變化。因此，如第 16 圖所示，於所設定之空檔時間 42 與實際發生的空檔時間 43 之間會發生誤差。

因此，當將補正電壓  $\Delta v_x$  的振幅  $|\Delta v_x|$  設定為與積  $|V_{err}|$  相同的大小時，相對於實際發生之電壓誤差會有補正過剩或補正不足的情形，而產生電壓補正引起的誤差。

因此，為了降低電壓補正引起的誤差，例如如第 17 圖所示，預先將因應輸出電流  $i_x$  而變化之補正電壓  $\Delta v_x$  的振幅  $|\Delta v_x|$  之特性表記憶在電壓指令補正手段 7a,7b，而可因應各個取樣時序之輸出電流  $i_x$  對補正電壓  $\Delta v_x$  的振幅  $|v_x|$  逐次進行運算而加以調整。

如此一來，可對補正電壓  $\Delta v_x$  的振幅  $|\Delta v_x|$  按各個取樣時序而調整到最適值，故可降低起因於構成電力變換手段 3 之上下臂的功率元件之切換延遲的補正電壓之振幅誤差，使電壓誤差的補正精確度更加提升。此外，亦可取代輸出電流  $i_x$  使用電流指令  $i_x^*$  製作成如第 17 圖所示之特性表，而按照電流指令  $i_x^*$  來調整補正電壓  $\Delta v_x$  的振幅  $|\Delta v_x|$ 。

其次，第 2 圖、第 8 圖、第 9 圖、第 11 圖、第 12 圖，第 14 圖及第 15 圖之 ST11 的處理中，可採用各種的態樣，故參照第 3 圖將該等態樣加以彙總說明。

(A) 在 ST11 設定之電流範圍 30 的上限值  $\Delta I_1$  及下限值  $-\Delta I_2$ ，係亦可按照輸出電流  $i_x$  來進行調整/設定。在第 1 實施形態中，係說明了切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 可根據第 1 時刻 32 與式(1)至式(3)之任一種式子來調整。但是，從適用式(1)或式(2)求取之第 1 時刻 32 到輸出電流  $i_x$  的極性切換之零交越 31 為止的期間，係如前述在假設對交流的週期為十分短之前提下所求取之理論時間。

由此得知，輸出電流  $i_x$  小時，以減小電流範圍 30 的上限值  $\Delta I_1$  及下限值  $-\Delta I_2$  之方式來進行調整/設定，且以不使由第 1 時刻 32 到切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 為止的期間長過於交流的週期之方式為佳。

因此，若因應各個取樣時序的輸出電流  $i_x$  而逐次運算而增減調整電流範圍 30 的上限值  $\Delta I_1$  及下限值  $-\Delta I_2$  以設定電流範圍 30，則不管輸出電流  $i_x$  的值多少，從第 1 時

刻 32 到輸出電流  $i_x$  的極性切換之時刻的零交越 31 為止之期間相對於交流的週期不會變得過長，而可調整/設定具有最適的上限值  $\Delta I_1$  及下限值  $-\Delta I_2$  之電流範圍 30，以便可將切換補正電壓  $\Delta i_x$  的極性之時刻 38 精確度佳地設定在零交越 31。

再者，調整電流範圍 30 的上限值  $\Delta I_1$  與下限值  $-\Delta I_2$  時之輸出電流  $i_x$  的值，係可為有效值、振幅值、瞬時值之任何一個。或者，亦可使用電流指令  $i_x^*$ 。

(B) 在 ST11 設定之電流範圍 30 的上限值  $\Delta I_1$  及下限值  $-\Delta I_2$ ，係亦可因應頻率  $f$  來調整/設定。此時，由於頻率  $f$  在定常狀態中為與輸出電流  $i_x$ 、電流指令  $i_x^*$ 、輸出電壓  $v_x$ 、電壓指令  $v_x^*$  的頻率相同，故亦可使用任何一個頻率。

例如，以交流電壓指令  $v_x^*$  與頻率  $f$  之比成為固定之方式來控制電壓指令運算手段 6a,6b 時，隨著頻率  $f$  變大輸出電壓  $v_x$  亦變大。相對於此，補正電壓  $\Delta v_x$  係與頻率  $f$  無關，幾乎成為固定值，故相對地對於輸出電壓  $v_x$  之補正電壓  $\Delta v_x$  變小。因此，於補正電壓  $\Delta v_x$  的極性切換之時刻 38，補正電壓  $\Delta v_x$  的變化量變小，且輸出電流  $i_x$  的變化小，而在電流的零交越 31 附近有容易產生電流顫動現象的傾向。

因此，若將電流範圍 30 的上限值  $\Delta I_1$  及下限值  $-\Delta I_2$ ，因應各個取樣時序之例如交流電壓指令  $v_x^*$  的頻率  $f$  逐次運算而增減調整來設定電流範圍 30，便可隨著頻率  $f$  變大而擴大電流範圍 30 以進行調整，故可抑制於電流的零交越

31 產生之顫動現象。

(C)在 ST11 設定之電流範圍 30 的上限值  $\Delta I1$  及下限值  $-\Delta I2$  係亦可設定在固定值。此時，上限值  $\Delta I1$  及下限值  $-\Delta I2$  的值可設定在相同的固定值，亦可鑑於會有因電流檢測手段 4 的性能在輸出電流  $i_x$  加上偏移值而被檢測的情形，而將上限個  $A11$  與下限值  $-\Delta I2$  之各值，分別設定為不同的值。

最好是藉由利用電流檢測手段 4 來檢測在輸出電流  $i_x$  重疊偏差值之現象，或者，藉由電流的零交越 31 附近之電流顫動現象，而藉由事先測定等來預先求取不會錯誤檢測輸出電流  $i_x$  的極性之電流範圍 30，而設定上限值  $\Delta I1$  及下限值  $-\Delta I2$  之各值。

此外，若知道不會有誤檢測輸出電流  $i_x$  之極性的電流範圍 30 與電力變換器 1a,1b 的額定或者交流負載 2a,2b 的額定之關係，就亦可依上述額定為基準來設定上限值  $\Delta I1$  及下限值  $-\Delta I2$  之各值。

如此將電流範圍 30 の上限值  $\Delta I1$  及下限值  $-\Delta I2$  設為固定值時，只要一旦將上限值  $\Delta I1$  及下限值  $-\Delta I2$  記憶在電壓指令補正手段 7a,7b，於電力變換器 1a,1b 的動作中，便不須常常運算電流範圍 30 的上限值  $\Delta I1$  及下限值  $-\Delta I2$ 。因此，可減低在電力變換器 1a,1b 之控制裝置 5a,5b 所進行之運算量，且可降低設在控制裝置 5a,5b 之微電腦等計算機的負荷。

(D)在第 4 實施形態 4 中，已利用式(8)說明了輸出電

流  $i_x$  的值(有效值  $I_{rms}$ )因應轉矩指令  $\tau^*$  產生變化的情形。由此得知，於第 11 圖(第 4 實施形態)之 ST11 設定的電流範圍 30 之上限值  $\Delta I_1$  及下限值  $-\Delta I_2$ ，係亦可因應各個取樣時序之轉矩指令  $\tau^*$  逐次進行運算來調整/設定。

藉由此方法，亦可調整/設定具有最適的上限值  $\Delta I_1$  及下限值  $-\Delta I_2$  之電流範圍 30，以便可設定成由第 1 時刻 32 到切換為輸出電流  $i_x$  的極性之時刻的零交越 31 為止之期間相對於交流的週期不會變得太長，且可將切換補正電壓  $\Delta v_x$  的極性之時刻 38 精確度佳地設定在零交越 31 附近。

再者，與第 11 圖(第 4 實施形態)之 ST50,ST41 相同，亦可取代轉矩指令  $\tau^*$  而利用某種方法進行檢測旋轉電機 2b 的負載轉矩  $\tau$ ，且按照負載轉矩  $\tau$  來進行調整，或者，亦可根據式(4)或式(7)求取轉矩電流  $i_q$ ，且按照該轉矩電流  $i_q$  來調整電流範圍 30 的上限值  $\Delta I_1$  及下限值  $-\Delta I_2$ 。

(產業上之可運用性)

如以上，本發明之電力變換器係作為一種電力變換器而有用於減小起因於輸出電流的零交越附近之空檔時間的電壓誤差且電力變換手段按照交流電壓指令輸出交流電力。

### 【圖式簡單說明】

第 1 圖係表示本發明的第 1 實施形態之電力變換器的構成之方塊圖。

第 2 圖係說明第 1 圖所示之電壓指令補正手段的補正

動作程序之流程圖。

第 3 圖係說明第 2 圖所示之於 ST10 至 ST16 的處理內容之圖。

第 4 圖係表示第 2 圖所示之於 ST16 的處理所使用之頻率與補正係數  $K1$  的關係特性表之一例的圖。

第 5 圖係表示第 2 圖所示之於 ST16 的處理所使用之輸出電流與補正係數  $K2$  的關係特性表之一例的圖。

第 6 圖係表示第 2 圖所示之於 ST16 的處理中使用於負載為感應電動機時之頻率與時間變化量  $t_a$  的關係特性表之一例的圖。

第 7 圖係彙總說明第 2 圖所示之起因於藉著補正處理達成之空檔時間的電壓誤差之補正動作的時間圖。

第 8 圖係說明本發明第 2 實施形態之電力變換器具備的電壓指令補正手段之補正動作程序的流程圖。

第 9 圖係說明本發明第 3 實施形態之電力變換器具備的電壓指令補正手段之補正動作程序的流程圖。

第 10 圖係表示本發明第 4 實施形態之電力變換器的構成之方塊圖。

第 11 圖係說明第 10 圖所示之電壓指令補正手段的補正動作程序之流程圖。

第 12 圖係說明本發明第 5 實施形態之電力變換器具備的電壓指令補正手段之補正動作程序的流程圖。

第 13 圖係彙總說明起因於在第 12 圖所示之補正處理達成的空檔時間之電壓誤差的補正動作之時間圖。

第 14 圖係說明本發明第 6 實施形態之電力變換器具備的電壓指令補正手段之補正動作程序的流程圖。

第 15 圖係說明本發明第 7 實施形態之電力變換器具備的電壓指令補正手段之補正動作程序的流程圖。

第 16 圖係以本發明第 8 實施形態說明進行補正電壓的振幅調整之必要性的圖。

第 17 圖係表示於補正電壓的振幅調整使用之補正電壓的振幅與輸出電流的值之關係特性表的一例之圖。

● 【主要元件符號說明】

- 1a、1b 電力變換器
- 2a 交流負載
- 2b 作為交流負載的一例之旋轉電機
- 3 電力變換手段
- 4 電流檢測手段
- 5a、5b 控制裝置
- 6a、6b 電壓指令運算手段
- 7a、7b 電壓指令補正手段
- 8 轉矩指令設定手段
- 29 輸出電流
- 30 電流範圍

## 五、中文發明摘要：

本發明係以獲得一種電力變換器為目的，該電力變換器係構成為可精確度佳地補正起因於輸出電流的零交越附近之空檔時間的電壓誤差，且電力變換手段可依照交流電壓指令輸出交流電力，其中，設置在電力變換手段與電壓指令運算手段之間的電壓指令補正手段係針對所檢測之輸出電流設置包含其零位準之預定的電流範圍，且於前述輸出電流的值從前述電流範圍的外部進入到內部之第1時刻，根據前述第1時刻與頻率 $f$ （以及前述輸出電流），將對用以補正前述電壓指令運算手段所運算輸出之交流電壓指令之補正電壓的極性進行切換之時刻設定於前述輸出電流的零交越之時序，亦即，藉由在前述輸出電流的零交越中實施用以補正起因於空檔時間的電壓誤差的補正電壓之極性切換，藉此可於前述輸出電流的零交越之前後利用與前述輸出電流的極性為同極性的補正電壓進行前述交流電壓指令的補正。

## 六、英文發明摘要：

Provided is an electrical power converter capable of accurately compensating a voltage error due to dead time near zero-cross of output current, to allow an electrical power converting means to output alternative power in accordance to an alternative voltage instruction. A voltage instruction compensating means is provided between the electrical power converting means and a voltage instruction calculating means, and provides a predetermined current range containing zero level of a detected output current. In a first moment when the value of said output current enters the inside of said current range from the outside, the moment for switching the polarity of a compensation voltage for compensating the alternative current instruction calculated by said voltage instruction calculating means is set to be the timing of zero-cross of said output current, based on said first moment and a frequency  $f$  (and said output current additionally). In other words, the polarity switching of the compensation voltage for compensating the voltage error due to dead time is performed at the zero-cross of said output current, whereby said alternative voltage instruction can be compensated with a compensation voltage having the same polarity with the polarity of said output current around the zero-cross of said output current.

## 十、申請專利範圍：

### 1. 一種電力變換器，係具備：

依照輸入之交流電壓指令產生供應給交流負載之交流電力的電力變換手段；

運算應供應給前述電力變換手段的頻率  $f$  之交流電壓指令的電壓指令運算手段；以及

得到前述電力變換手段供應給前述交流負載的交流電力中做為電流成分的輸出電流之電流檢測手段；

而於前述電力變換手段與前述電壓指令演算手段之間，設置電壓指令補正手段以運算用以補正前述電壓指令運算手段所求得之交流電壓指令的補正電壓，且將該補正電壓加算在前述電壓指令運算手段所求得之交流電壓指令並提供給前述電力變換手段，

而前述電壓指令補正手段係針對前述輸出電流設置包含其零位準之預定的電流範圍，而於前述輸出電流的值由前述電流範圍的外部進入到內部之第 1 時刻，使用前述第 1 時刻與前述頻率  $f$  求取前述輸出電流的零交越時序，且將切換前述補正電壓的極性之時刻設定為該求得之前述零交越時序。

2. 如申請專利範圍第 1 項之電力變換器，其中，前述電壓指令補正手段除了使用前述第 1 時刻、前述頻率  $f$  外還使用前述輸出電流來求取前述輸出電流的零交越時序。

3. 如申請專利範圍第 1 項之電力變換器，其中，前述電壓指令補正手段係針對前述電流範圍的前述零位準因應

前述輸出電流來調整/設定正極側的上限值及負極側的下限值。

4. 如申請專利範圍第 1 項之電力變換器，其中，前述電壓指令補正手段係針對前述電流範圍的前述零位準因應前述頻率  $f$  來調整/設定正極側的上限值及負極側的下限值。
5. 如申請專利範圍第 1 項之電力變換器，其中，前述電壓指令補正手段係針對前述電流範圍的前述零位準，將正極側的上限值及負極側的下限值，調整/設定在固定值。
6. 如申請專利範圍第 1 項之電力變換器，其中，前述電壓指令補正手段係在前述第 1 時刻後，到到達切換前述補正電壓的極性之時刻為止的期間中，將切換前述補正電壓的極性之時刻因應前述輸出電流來補正。
7. 如申請專利範圍第 1 項之電力變換器，其中，前述電壓指令補正手段係在前述第 1 時刻後，到到達切換前述補正電壓的極性之時刻為止的期間中，將切換前述補正電壓的極性之時刻因應前述頻率  $f$  來補正。
8. 如申請專利範圍第 1 項之電力變換器，其中，前述電壓指令補正手段係於運算用以補正前述電壓指令運算手段所求得之交流電壓指令的前述補正電壓時，因應前述輸出電流來調整前述補正電壓的振幅。
9. 一種電力變換器，係具備：

依照輸入之交流電壓指令產生供應給做為交流負載之旋轉電機的交流電力之電力變換手段；

依照提供前述旋轉電機的控制參數之轉矩指令，運算應供應給前述電力變換手段的頻率  $f$  之交流電壓指令的電壓指令運算手段；

產生前述轉矩指令之轉矩指令設定手段；以及

得到前述電力變換手段供應給前述旋轉電機的交流電力中做為電流成分的輸出電流之電流檢測手段；

而於前述電力變換手段與前述電壓指令運算手段之間，設置電壓指令補正手段以運算用以補正前述電壓指令運算手段所求得之交流電壓指令的補正電壓，並將前述補正電壓加算在前述電壓指令運算手段所求得之交流電壓指令且提供給前述電力變換手段，

而前述電壓指令補正手段係針對前述輸出電流設置包含其零位準之預定的電流範圍，而於前述輸出電流的值由前述電流範圍的外部進入內部之第 1 時刻，使用前述第 1 時刻、前述頻率  $f$  以及前述轉矩指令求取前述輸出電流的零交越時序，且將切換前述補正電壓的極性之時刻設定為所求得之前述零交越時序。

#### 10. 一種電力變換器，係具備：

依照輸入之交流電壓指令產生供應給交流負荷之交流電力的電力變換手段；

運算應供應給前述電力變換手段的頻率  $f$  之交流電壓指令的電壓指令運算手段；以及

得到前述電力變換手段供應給前述交流負載的交流電力中做為電流成分的輸出電流之電流檢測手段；

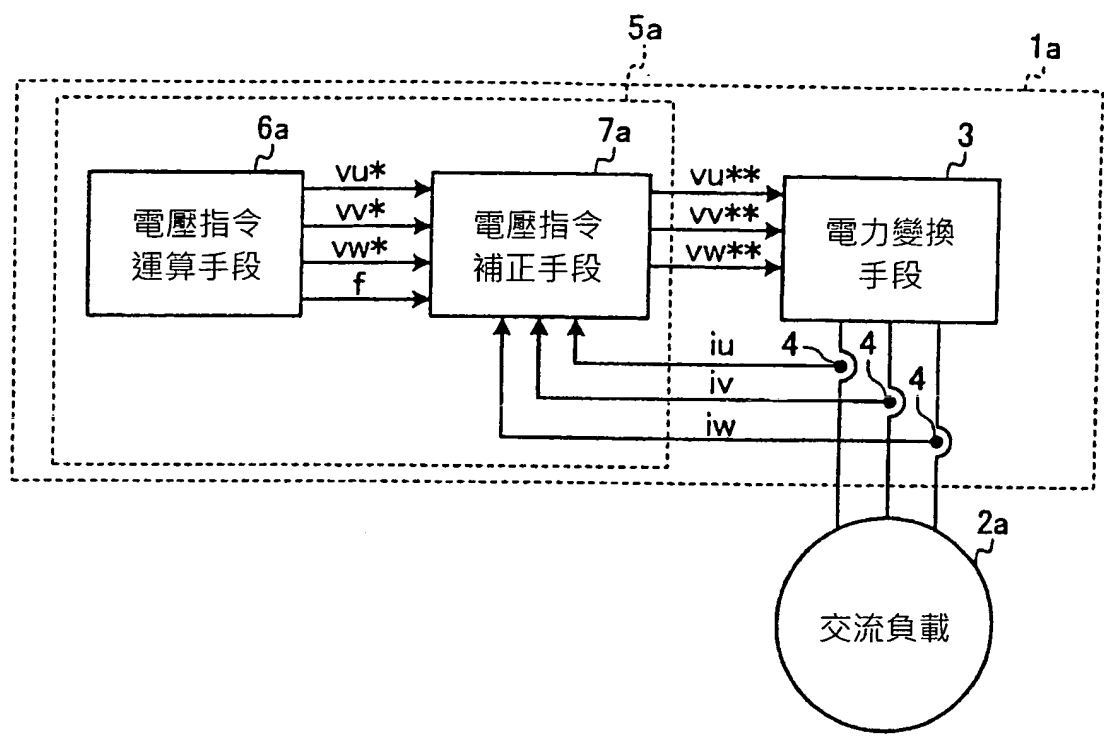
而於前述電力變換手段與前述電壓指令運算手段之間，設置電壓指令補正手段以運算用以補正前述電壓指令運算手段所求得之交流電壓指令的補正電壓，並將該補正電壓加算在前述電壓指令運算手段所求得之交流電壓指令且提供給前述電力變換手段，

而前述電壓指令補正手段係針對前述輸出電流設置包含其零位準之預定的電流範圍，而於前述輸出電流的值由前述電流範圍的外部進入內部之第 1 時刻，使用前述第 1 時刻與前述頻率  $f$  求取前述輸出電流的零交越時序，且將第 2 時刻設定為所求得之前述零交越時序，於前述第 2 時刻之前述補正電壓的極性與前述電壓指令運算手段所求得之交流電壓指令的極性不同時，於前述第 2 時刻切換前述補正電壓的極性，另一方面，在前述第 2 時刻之前述補正電壓的極性與前述電壓指令運算手段求得之交流電壓指令的極性相同時，於前述電壓指令運算手段求得之交流電壓指令的極性切換時切換前述補正電壓的極性。

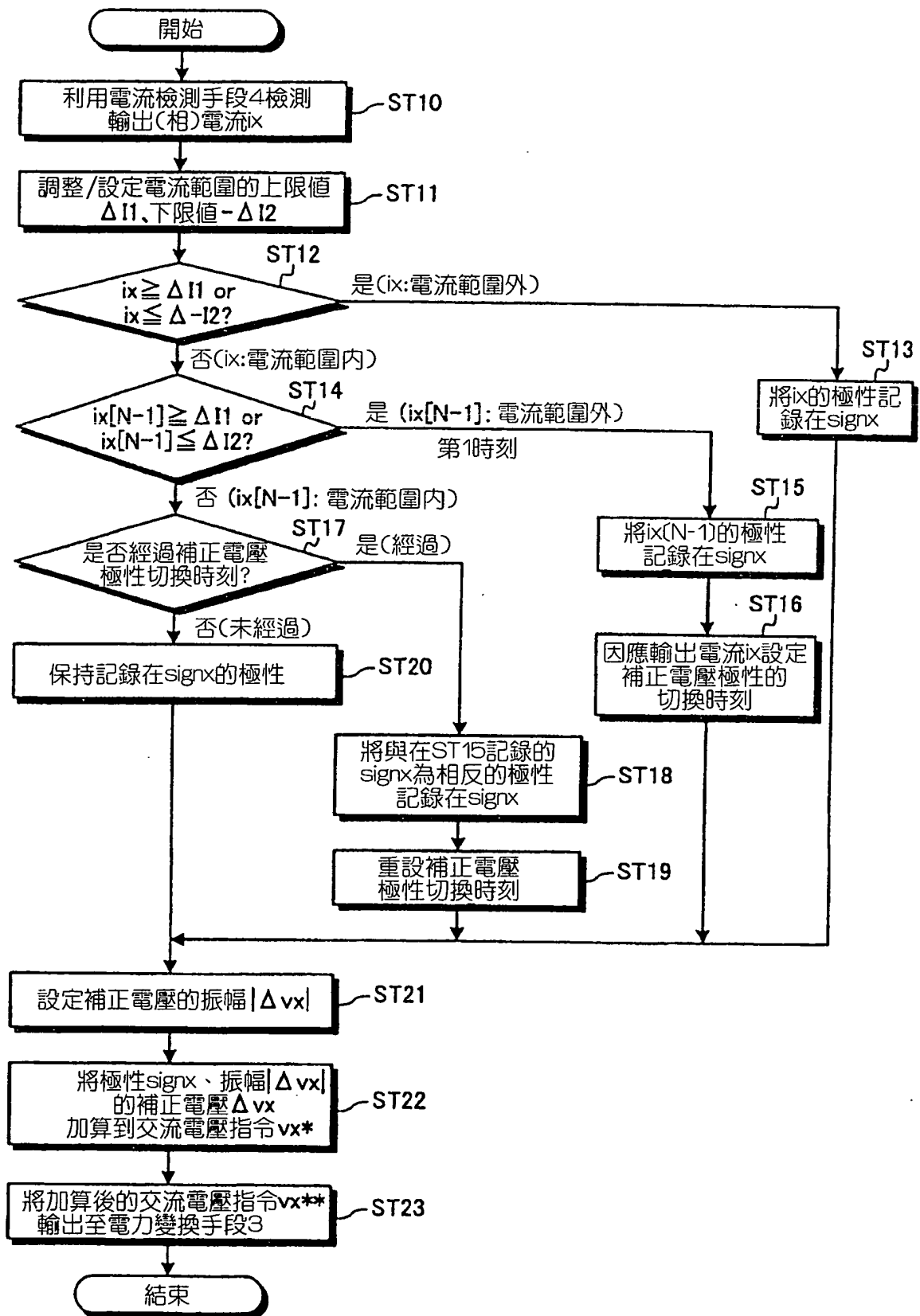
11. 如申請專利範圍第 10 項之電力變換器，其中，前述電壓指令補正手段除了使用前述第 1 時刻、前述頻率  $f$  以外還使用前述輸出電流來求取前述輸出電流的零交越時序。
12. 如申請專利範圍第 10 項之電力變換器，其中，前述電壓指令補正手段係針對前述電流範圍的前述零位準因應前述輸出電流來調整/設定正極側的上限值及負極側

的下限值。

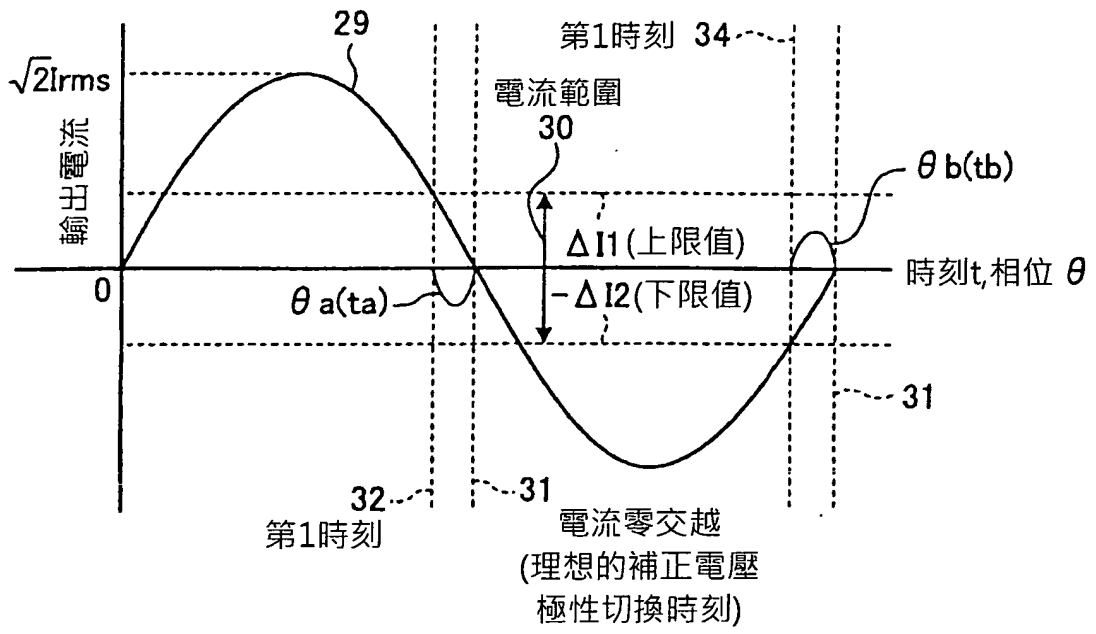
13. 如申請專利範圍第 10 項之電力變換器，其中，前述電壓指令補正手段係針對前述電流範圍之前述零位準因應前述頻率  $f$  來調整/設定正極側的上限值及負極側的下限值。
14. 如申請專利範圍第 10 項之電力變換器，其中，前述電壓指令補正手段係針對前述電流範圍之前述零位準將正極側的上限值及負極側的下限值，調整/設定在固定值。
15. 如申請專利範圍第 10 項之電力變換器，其中，前述電壓指令補正手段係在前述第 1 時刻後，到到達前述第 2 時刻為止之期間，因應前述輸出電流來補正切換前述補正電壓的極性之時刻。
16. 如申請專利範圍第 10 項之電力變換器，其中，前述電壓指令補正手段係在前述第 1 時刻後，到到達前述第 2 時刻為止之期間，按照前述頻率  $f$  來補正切換前述補正電壓的極性之時刻。



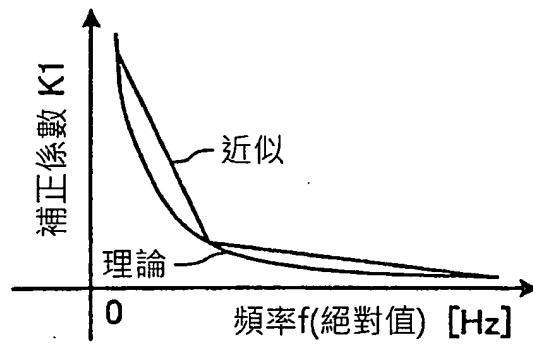
第1圖



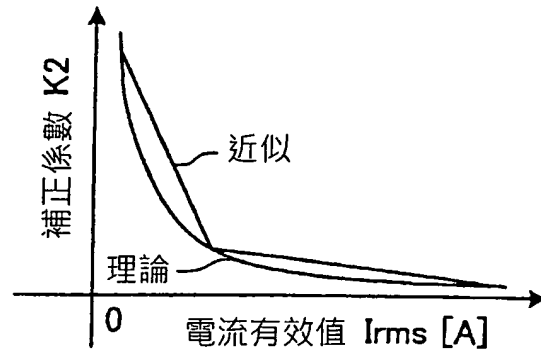
第2圖



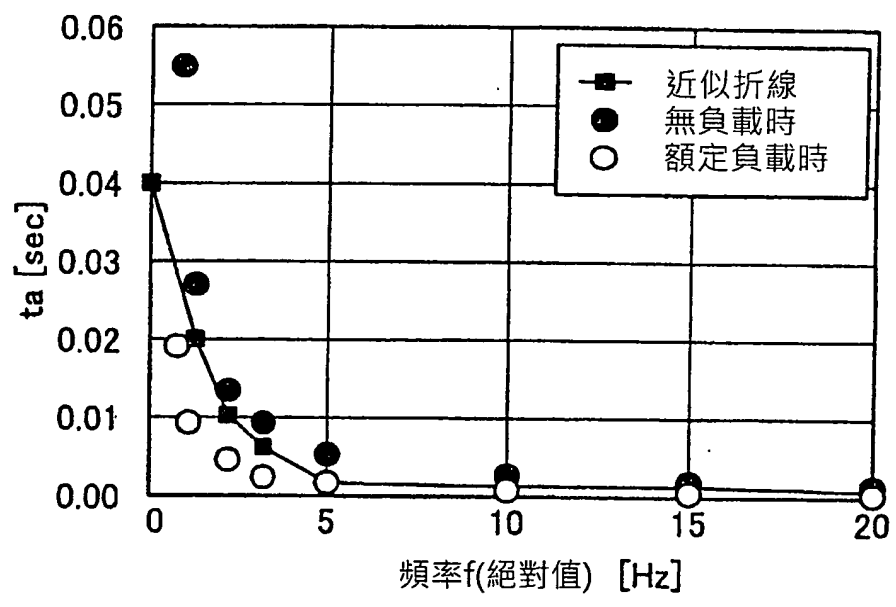
第3圖



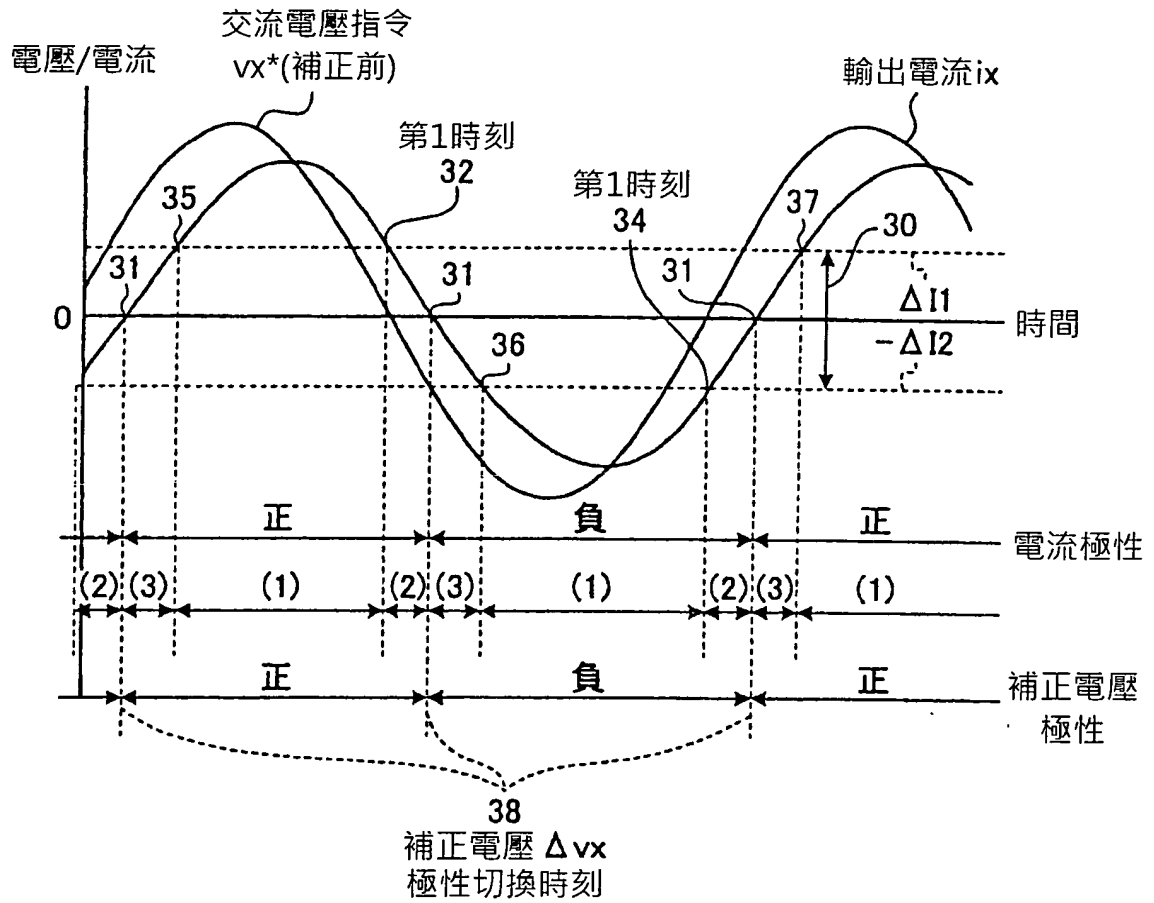
第4圖



第5圖

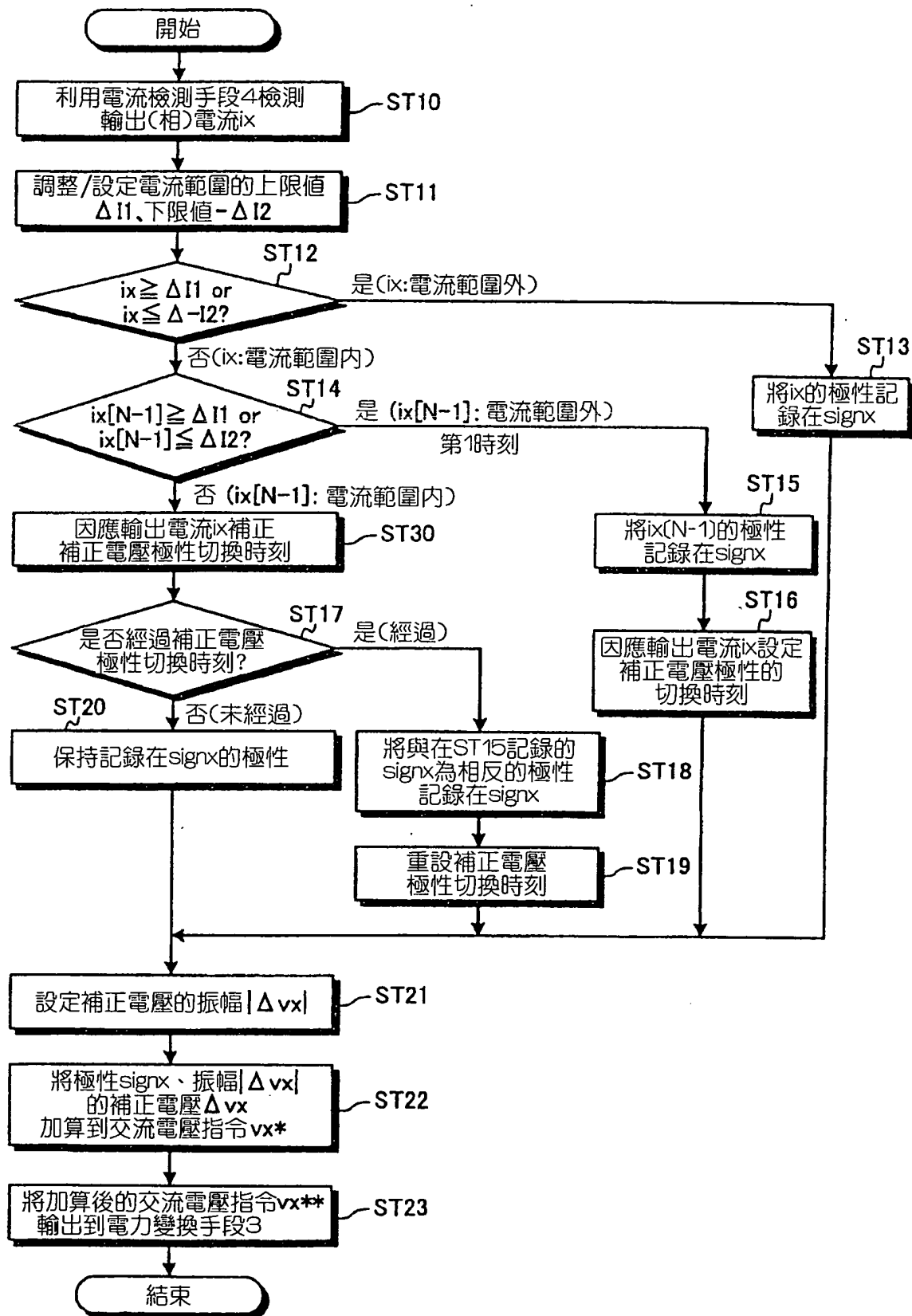


第6圖

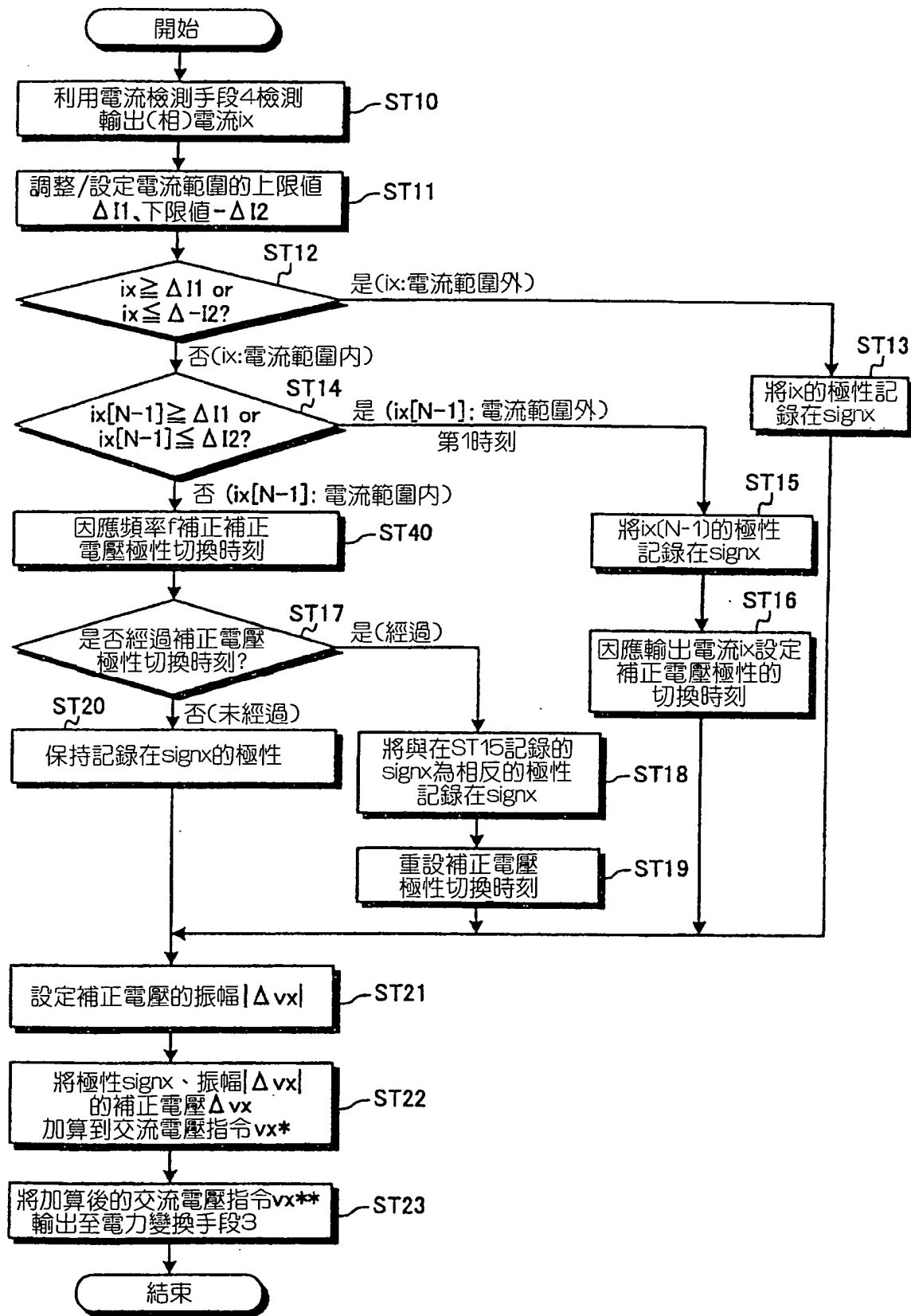


- (1) 將補正電壓極性設定為與電流的極性相同之期間
- (2) 將補正電壓極性設定為與(1)的期間相同之期間
- (3) 將補正電壓極性設定為與(1)的期間相反之期間

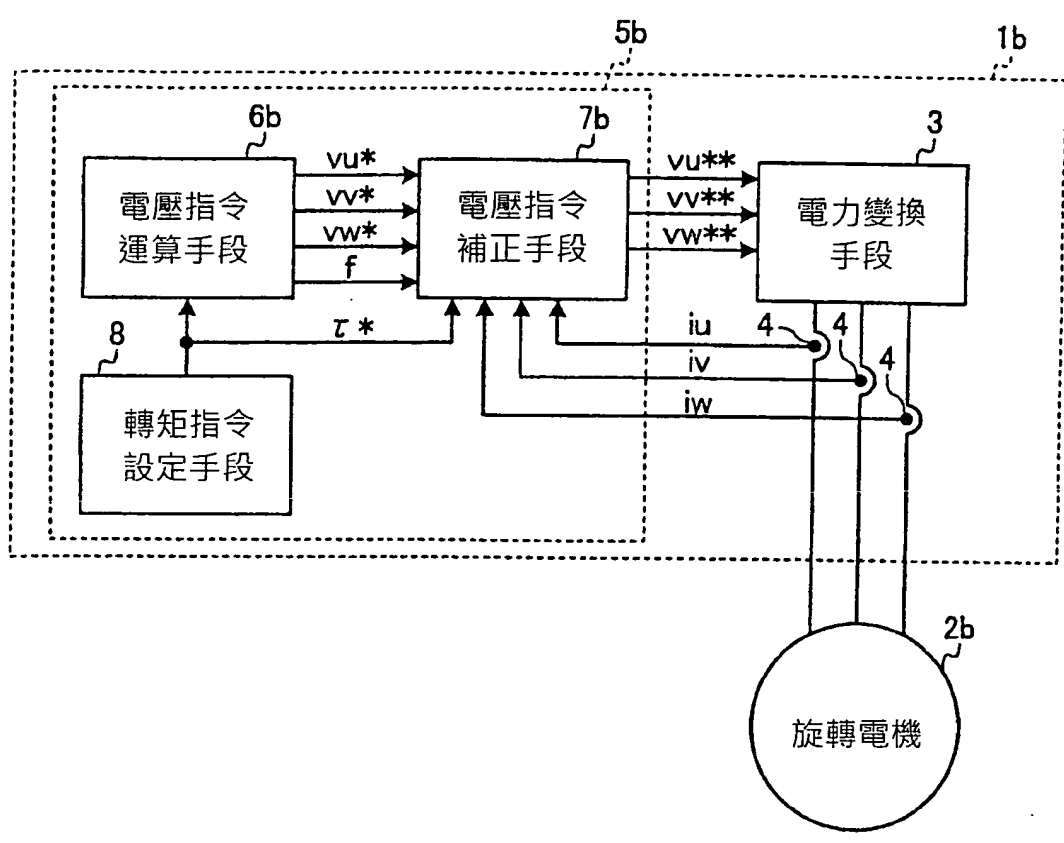
第7圖



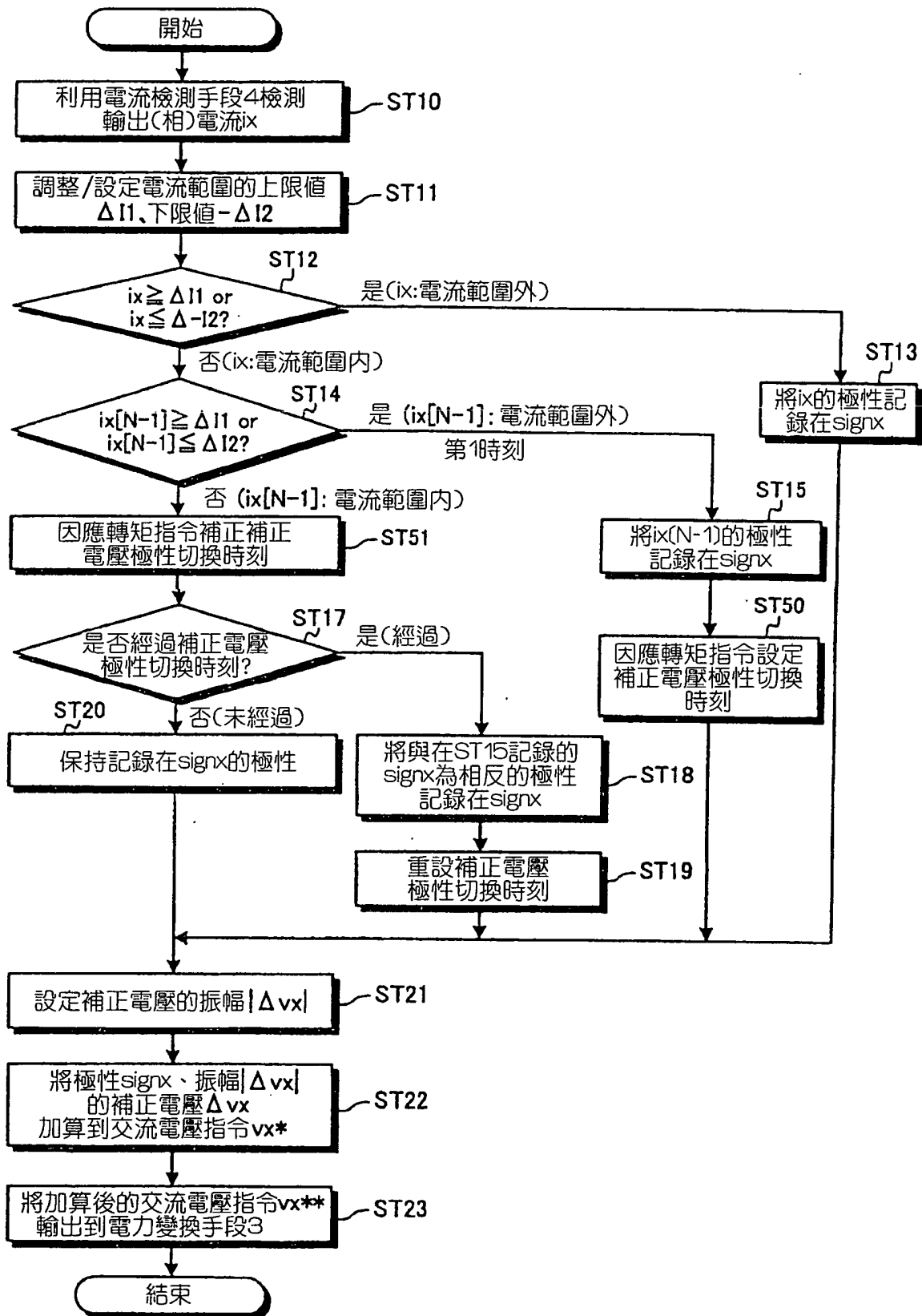
第8圖



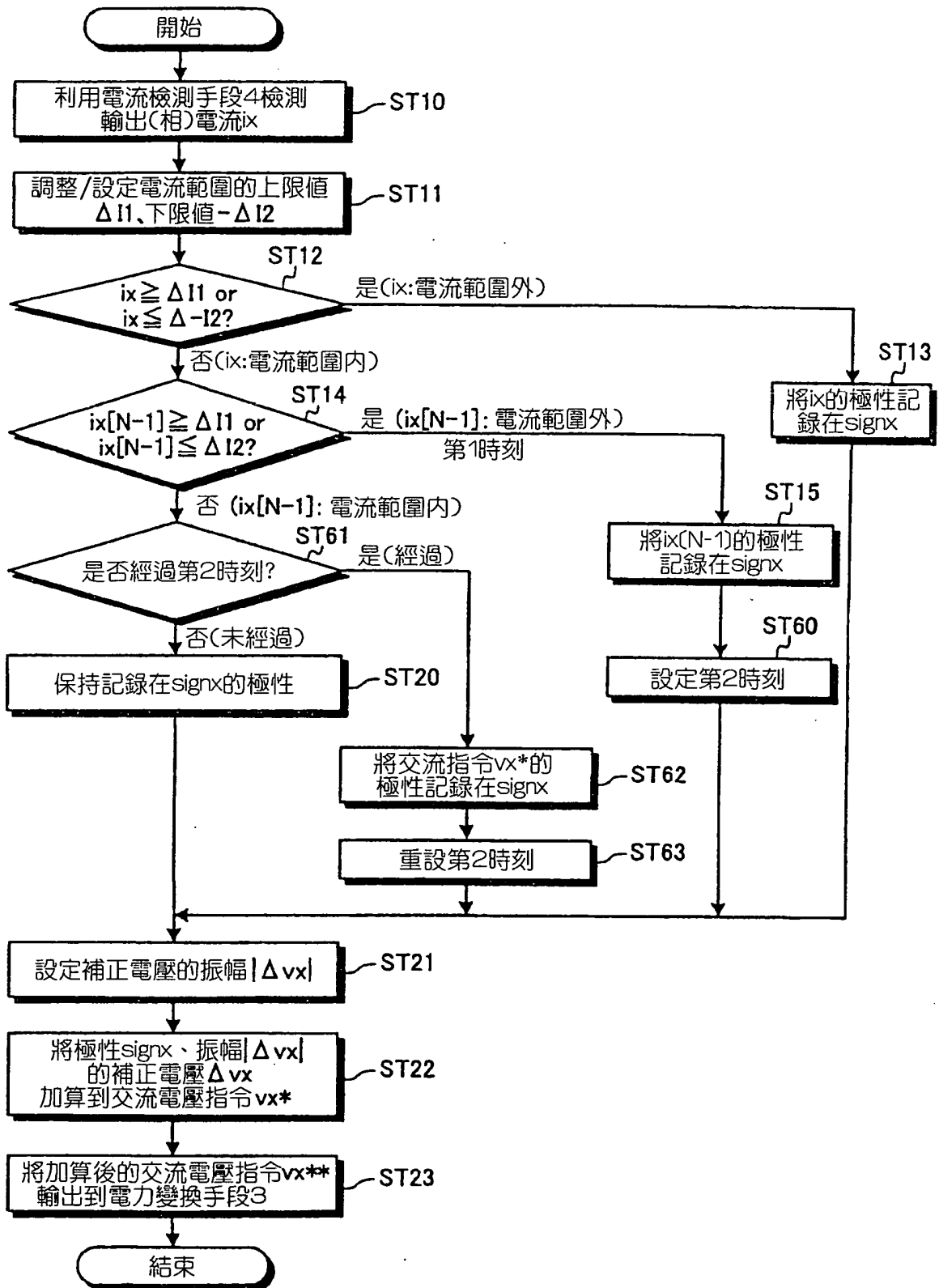
第9圖



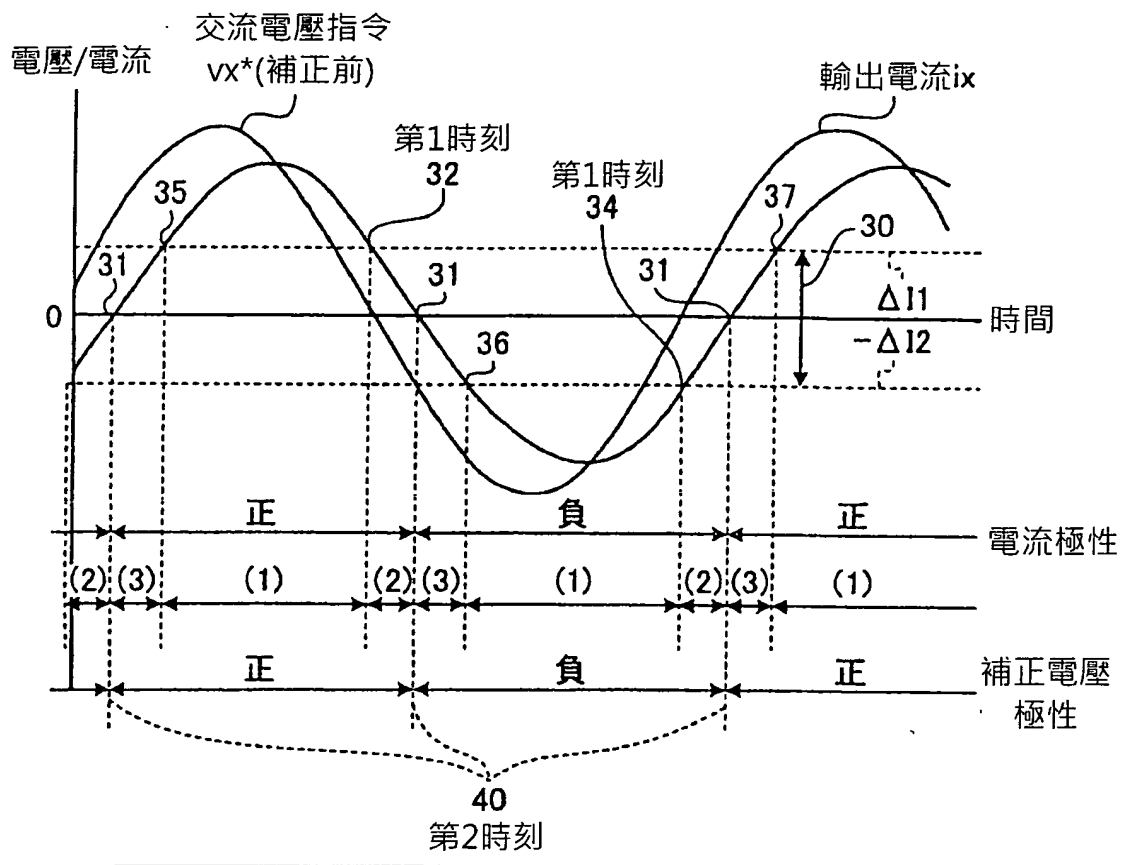
第10圖



第11圖

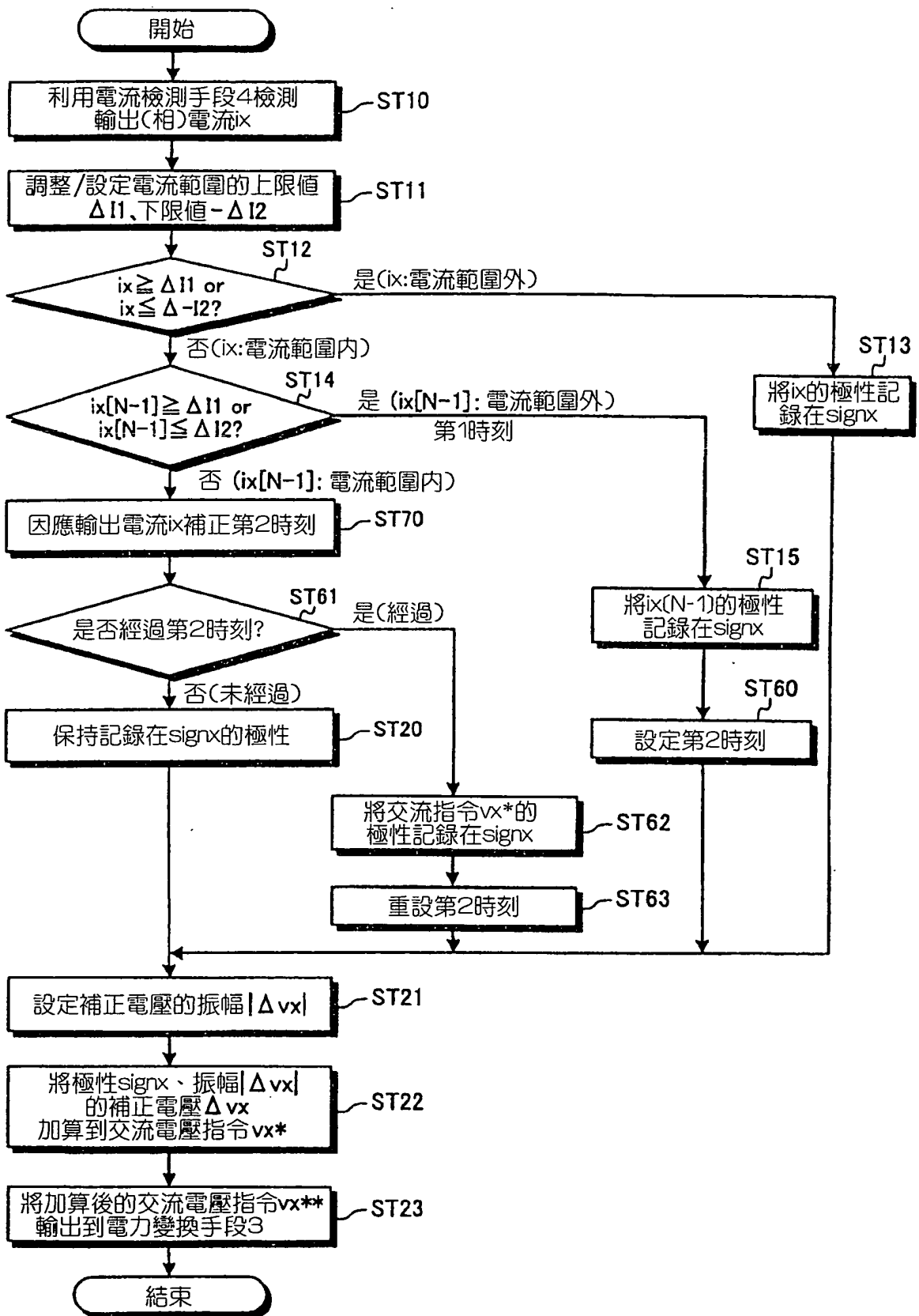


第12圖

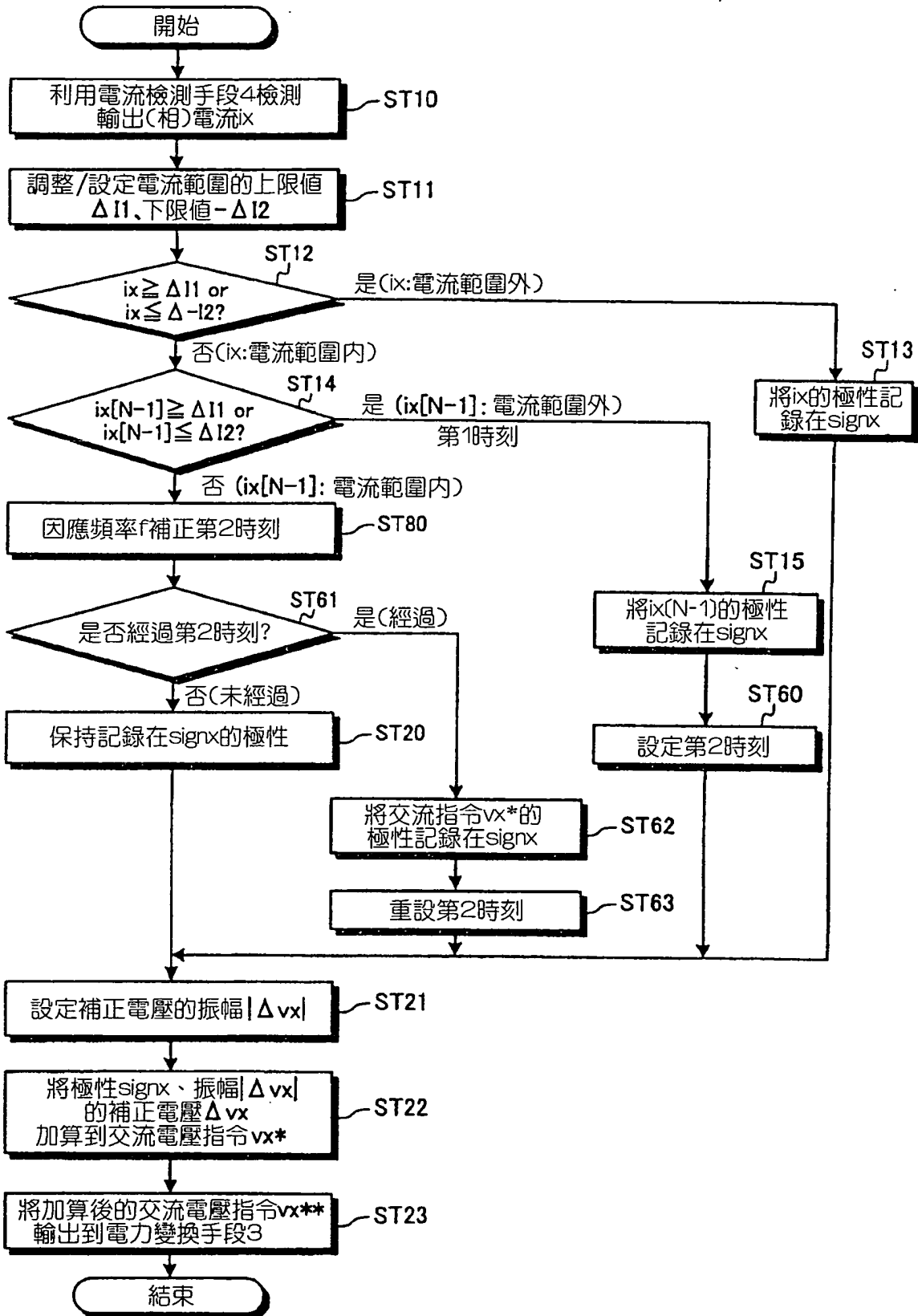


- |  |
|--|
| <p>(1) 將補正電壓極性設定為與電流的極性相同之期間</p> <p>(2) 將補正電壓極性設定為與(1)的期間相同之期間</p> <p>(3) 將補正電壓極性設定為與電壓指令的極性為相同之期間</p> |
|--|

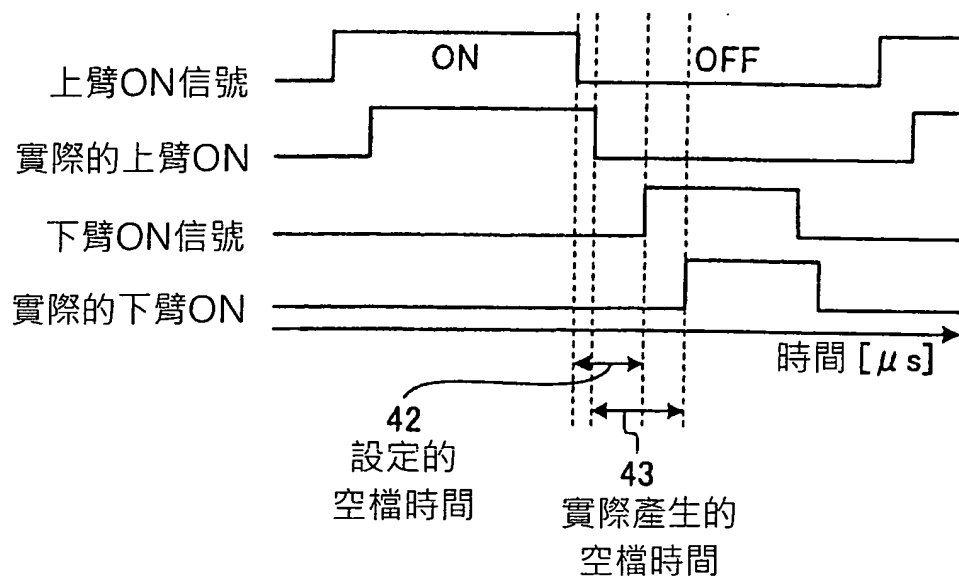
第13圖



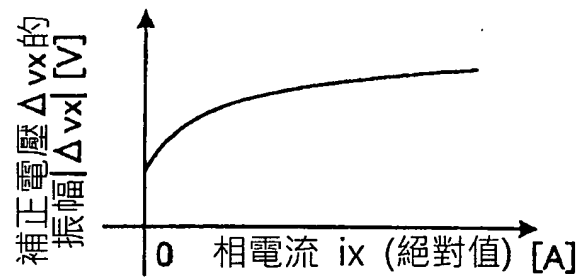
第14圖



第15圖



第16圖



第17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：

- 1a 電力變換器
- 2a 交流負載
- 3 電力變換手段
- 4 電流檢測手段
- 5a 控制裝置
- 6a 電壓指令運算手段
- 7a 電壓指令補正手段

**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