

(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： 97102296

※申請日期： 97.1.22

※IPC 分類： G01R 25/00 (2006.01)

H02P 6/00 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

相位檢測方法及裝置、同步電動機的控制方法及裝置

PHASE DETECTION METHOD, PHASE DETECTING APPARATUS,

SYNCHRONOUS-MOTOR CONTROL METHOD AND APPARATUS THEREFOR

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

富士通將軍股份有限公司

FUJITSU GENERAL LIMITED

代表人：(中文/英文)(簽章) 大石 侑弘/OOISHI, MITSUHIRO

住居所或營業所地址：(中文/英文)

日本國神奈川縣川崎市高津區末長 1116 番地

1116, Suenaga, Takatsu-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa, Japan

國籍：(中文/英文) 日本國/JAPAN

三、發明人：(共 2 人)

姓名：(中文/英文)

1. 一木敏 / ICHIKI, SATOSHI

2. 川口直樹 / KAWAGUCHI, NAOKI

國籍：(中文/英文) 1.2. 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. 日本國 2007年2月8日 特願 2007-029620 （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。

五、中文發明摘要：

本發明提供一種相位檢測方法及裝置、同步電動機的控制方法及裝置。根據本發明，可以以簡單的結構即時且高精度地檢測向量相位。在本發明中，判斷位於連續的 6 個區間中的哪一個區間，在上述各區間中，所輸入的 3 相信號的各相信號振幅的大小關係不同，然後與該判斷出的區間對應而在該區間內對各相之間進行規定的減法處理，使用該減法處理結果在該區間內求出歸一化後的歸一化振幅值，與判斷出的區間對應，將該求得的歸一化振幅值換算為以規定相為基準的 1 個周期的向量相位並輸出。

六、英文發明摘要：

It is determined which of six continuous sections having different magnitude correlation of signal amplitude of each phase of an input three-phase signal a section is. Predetermined subtraction is performed between respective phases in the section, to obtain a normalized amplitude value normalized in the section, using the subtraction result. The normalized amplitude value is converted to a vector phase for one cycle based on a predetermined phase and output corresponding to the determined section.

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(5)圖。

(二)本代表圖之元件代表符號簡單說明：

1	信號源	100	區間判斷電路
2 至 4	比較器	5 至 7	NOT 元件
8 至 13	AND 元件	101	減法電路
14 至 16	減法器	17 至 19	極性反轉器
20 至 31	乘法器	102	歸一化電路
32 至 37	加法器	38	除法器
103	換算相位輸出電路		
39 至 45、51	乘法器	46 至 49、52	加法器
50	比較器		

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

本案無化學式。

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明涉及可以即時檢測多相信號的相位的相位檢測方法和相位檢測裝置，以及使用上述相位檢測方法、相位檢測裝置，無需使用感測器即可對同步電動機進行同步控制的同步電動機控制方法以及同步電動機控制裝置。

【先前技術】

目前，同步電動機的控制裝置，例如，具有：交流電流檢測器，其檢測電動機電流，設置在從逆變電路向電動機的一條供電線路上；電動機電流相位檢測單元，其檢測電流過零時的電動機電壓相位，並以該電流過零時的電動機電壓相位作為基準，檢測電動機電流相位；以及運算單元，其用於運算逆變電路的電壓指令或頻率指令，以使該電動機電流相位成為所希望的電動機電流相位，並且該控制裝置基於該運算結果控制逆變電路(參照專利文獻 1)。

此外，作為同步電動機的無感測器控制方法，具有使用電動機的電壓方程而推定轉子位置的方法。該控制方法需要高精度的電動機常數，並且必須進行複雜的控制(參照專利文獻 2)。

專利文獻 1：特開平 5-236789 號公報

專利文獻 2：特開 2006-223085 號公報

專利文獻 3：特開 2004-336876 號公報

【發明內容】

然而，上述專利文獻 1 示出的技術中存在下述問題，

即，由於在電流過零時檢測電動機電流相位與電動機電壓相位的相位差，因此是每隔 180° 進行相位檢測，檢測精度差，無法進行暫態相位的檢測。

此外，通常在即時檢測相位差的情況下，是對 3 相信號進行 3 相/2 相轉換而求得向量相位。例如，如果對第 1 圖上部所示的 3 相信號進行 3 相/2 相轉換，則如第 4 圖的上段所示，可以得到實軸成分及虛軸成分的波形，如果使用該實軸成分和虛軸成分進行反正切轉換，則如第 4 圖下段所示，可以求得向量相位。然而，該種普通的向量相位檢測方法存在這樣的問題，即，獲得檢測結果前的處理複雜，在即時進行相位檢測的情況下，需要具有較高運算能力的裝置。

此外，在專利文獻 3 中記載了可以在任意時刻進行相位檢測的技術，但即使是該種相位檢測方法，對離散的暫態相位進行檢測這一點沒有變化，仍存在檢測精度差，無法進行即時的相位檢測這一問題。

本發明就是鑒於上述情況而提出的，目的在於提供通過簡單的結構就可以即時進行高精度向量相位檢測的相位檢測方法以及相位檢測裝置，同時提供使用上述相位檢測方法和相位檢測裝置對同步電動機進行同步控制的同步電動機控制方法以及同步電動機控制裝置。

為了解決上述問題並實現上述目的，本發明所涉及的相位檢測方法的特徵在於，包括：區間判斷步驟，在該步驟中基於輸入的多相信號振幅值，判斷位於連續的多個區

間中的哪一個區間，其中，在上述多個區間中各相信號振幅的大小關係不同；振幅歸一化處理步驟，在該步驟中，分別針對在前述區間判斷步驟中判斷出的區間，對前述各個相之間的信號振幅進行規定的減法處理，並使用該減法處理結果在該區間內求出歸一化後的歸一化振幅值；以及換算相位輸出步驟，在該步驟中，與通過前述區間判斷步驟判斷出的區間對應，將通過前述振幅歸一化處理步驟求得的歸一化振幅值換算為以規定相為基準的 1 個周期的向量相位並輸出。

此外，本發明所涉及的相位檢測方法的特徵在於，在上述技術方案中，在前述換算相位輸出步驟中，在前述區間中包含前述向量相位的起點和終點的情況下，將終點以後的向量相位值換算為起點以後的向量相位值。

此外，本發明所涉及的相位檢測方法的特徵在於，在上述技術方案中，在前述振幅歸一化處理步驟中，將第二減法處理結果的值除以第一減法處理結果的值而獲得的值，作為歸一化振幅值輸出，該第二減法處理是前述區間內各相的信號振幅間的減法處理結果為線性特性的減法處理，該第一減法處理是前述區間內各相的信號振幅間的減法處理結果為大致平坦特性的減法處理。

另外，本發明所涉及的相位檢測方法的特徵在於，包含：區間判斷步驟，在該步驟中，判斷位於下述第 1 至第 6 區間這 6 個連續的區間中的哪一個區間，在上述第 1 至第 6 區間中，輸入的 R 相、S 相、T 相這 3 相信號的信號振

幅值的大小關係分別為 R 相的值 > T 相的值 > S 相的值、R 相的值 > S 相的值 > T 相的值、S 相的值 > R 相的值 > T 相的值、S 相的值 > T 相的值 > R 相的值、T 相的值 > S 相的值 > R 相的值、T 相的值 > R 相的值 > S 相的值；振幅歸一化處理步驟，在該步驟中，以下述方式進行運算處理而在各區間內求出歸一化後的歸一化振幅值，即，在前述第 1 區間按照 $(R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 2 區間按照 $(S \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 3 區間按照 $(S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S \text{ 相的值} - T \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 4 區間按照 $(T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 5 區間按照 $(T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 6 區間按照 $(R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理；以及換算相位輸出步驟，在該步驟中，將前述第 1 至第 6 區間的歸一化振幅值分別乘以相位 60° ，將前述第 1 至第 6 區間的乘法值分別加上相位 30° 、 90° 、 150° 、 210° 、 270° 、 330° 而計算出相位值，並在前述第 6 區間的相位值大於或等於 360° 的情況下，從該相位值中減去相位 360° 而求出相位值，由此換算並輸出 1 個周期的向量相位。

此外，本發明所涉及的相位檢測方法的特徵在於，在上述技術方案中，還包括校正步驟，在該步驟中，預先存儲前述換算相位輸出步驟輸出的向量相位與相位誤差之間的關係，基於該關係，對前述向量相位加上或減去相位誤

差量而對該向量相位進行校正，前述相位誤差是前述換算相位輸出步驟輸出的向量相位與真實向量相位之間的誤差。

此外，本發明所涉及的相位檢測裝置的特徵在於，具有：區間判斷電路，其基於輸入的多相信號振幅值，判斷位於連續的多個區間中的哪一個區間，其中，在上述多個區間中各相信號振幅的大小關係不同；振幅歸一化處理電路，其分別針對由前述區間判斷電路判斷出的區間，對前述各個相之間的信號振幅進行規定的減法處理，並使用該減法處理結果在該區間內求出歸一化後的歸一化振幅值；以及換算相位輸出電路，其與由前述區間判斷電路判斷出的區間對應，將通過前述振幅歸一化處理電路求得的歸一化振幅值換算為以規定相為基準的1個周期的向量相位並輸出。

此外，本發明所涉及的相位檢測裝置的特徵在於，在上述技術方案中，前述換算相位輸出電路，在前述區間中包含前述向量相位的起點和終點的情況下，將終點以後的向量相位值換算為起點以後的向量相位值。

此外，本發明所涉及的相位檢測裝置的特徵在於，在上述技術方案中，前述振幅歸一化處理電路，將第二減法處理結果的值除以第一減法處理結果的值而獲得的值，作為歸一化振幅值輸出，該第二減法處理是前述區間內各相的信號振幅間的減法處理結果為線性特性的減法處理，該第一減法處理是前述區間內各相的信號振幅間的減法處理

結果為大致平坦特性的減法處理。

另外，本發明所涉及的相位檢測裝置的特徵在於，具備：區間判斷電路，其判斷位於下述第 1 至第 6 區間這 6 個連續的區間中的哪一個區間，在上述第 1 至第 6 區間中，輸入的 R 相、S 相、T 相這 3 相信號的信號振幅值的大小關係分別為 R 相的值 > T 相的值 > S 相的值、R 相的值 > S 相的值 > T 相的值、S 相的值 > R 相的值 > T 相的值、S 相的值 > T 相的值 > R 相的值、T 相的值 > S 相的值 > R 相的值、T 相的值 > R 相的值 > S 相的值；振幅歸一化處理電路，其以下述方式進行運算處理而求出歸一化振幅值，即，在前述第 1 區間按照 $(R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 2 區間按照 $(S \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 3 區間按照 $(S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S \text{ 相的值} - T \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 4 區間按照 $(T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 5 區間按照 $(T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 6 區間按照 $(R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理；以及換算相位輸出電路，其將前述第 1 至第 6 區間的歸一化振幅值分別乘以相位 60° ，將前述第 1 至第 6 區間的乘法值分別加上相位 30° 、 90° 、 150° 、 210° 、 270° 、 330° 而計算出相位值，並在前述第 6 區間的相位值大於或等於 360° 的情況下，從該相位值中減去相位 360° 而求出相位值，由此換算並輸出 1 個周期的向量相位。

另外，本發明所涉及的相位檢測裝置的特徵在於，在上述技術方案中，還具有校正電路，其預先存儲前述換算相位輸出電路輸出的向量相位與相位誤差之間的關係，基於該關係，對前述向量相位加上或減去相位誤差量而對該向量相位進行校正，前述相位誤差是前述換算相位輸出電路輸出的向量相位與真實向量相位之間的誤差。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制方法，其特徵在於，包含功率因數運算步驟，在該步驟中，根據上述技術方案中任一項所記載的相位檢測方法求出施加於同步電動機上的電壓的向量相位和電流的向量相位，並即時地運算電壓的向量相位和電流的向量相位間的相位差、即功率因數，在該控制方法中，根據該求得的功率因數而控制前述同步電動機。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制方法的特徵在於，在上述技術方案中，包含反饋控制步驟，在該步驟中，設定前述功率因數的目標值，進行使前述功率因數運算步驟運算出的功率因數接近前述目標值的反饋控制。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制方法的特徵在於，在上述技術方案中，在前述反饋控制步驟中，通過對施加於前述同步電動機上的電壓振幅值進行振幅調節，而進行使前述功率因數接近前述目標值的控制。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制方法的特徵在於，在上述技術方案中，在前述反饋控制步驟中，通過進行相位調節以使前述功率因數運算步驟中運算出的功率

因數與前述目標值間的誤差減小，而進行使前述功率因數接近前述目標值的控制。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制方法的特徵在於，在上述技術方案中，在前述反饋控制步驟中，與基於各相的電壓值及各相的電流值而求出的前述同步電動機的扭矩對應，使前述振幅調節及/或前述相位調節的增益改變。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制方法的特徵在於，在上述技術方案中，前述反饋控制步驟包括目標功率因數變換步驟，在該步驟中基於根據各相的電壓值和各相的電流值求得的扭矩、與該扭矩時的功耗效率高的功率因數之間的關係，而輸出與各相電壓值和各相電流值對應的功率因數目標值，在該反饋控制步驟中，使用該目標值，進行使前述功率因數運算步驟中運算出的功率因數接近前述目標值的反饋控制。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制方法的特徵在於，在上述技術方案中，在目標功率因數變換步驟中，通過反饋各相電壓值和各相電流值，而輸出與扭矩對應的功耗效率高的功率因數的目標值。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制方法的特徵在於，在上述技術方案中，在前述功率因數運算步驟中，基於施加於前述同步電動機上的驅動控制信號，檢測施加於前述同步電動機上的前述電壓的向量相位。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制裝置的特徵

在於，具備：電壓相位檢測單元，其利用上述技術方案中任一項所述的相位檢測裝置，求出施加於同步電動機上的電壓的向量相位；電流相位檢測單元，其利用上述技術方案中任一項所述的相位檢測裝置，求出施加於前述同步電動機上的電流的向量相位；功率因數運算單元，其實時地運算由前述電壓相位檢測單元檢測出的電壓向量相位和由前述電流相位檢測單元檢測出的電流向量相位間的相位差、即功率因數；以及控制單元，其基於前述功率因數運算單元求得的功率因數對前述同步電動機進行同步控制。

此外，本發明所涉及의同步電動機的控制裝置的特徵在於，具備：電流相位檢測單元，其利用上述技術方案中任一項所述的相位檢測裝置，求出施加於前述同步電動機上的電流的向量相位；功率因數運算單元，其實時地運算電壓的向量相位與由前述電流相位檢測單元檢測出的電流的向量相位之間的相位差、即功率因數；以及控制單元，其基於前述功率因數運算單元求得的功率因數對前述同步電動機進行同步控制，輸入至前述功率因數運算單元的電壓向量相位是電壓驅動信號的相位，該電壓驅動信號由前述控制單元控制，用於生成施加於前述同步電動機上的交流信號。

此外，本發明所涉及의同步電動機的控制裝置的特徵在於，在上述技術方案中，具備進行前述功率因數的目標值設定的目標功率因數設定機構，前述控制機構進行使通過前述功率因數運算機構求得的功率因數接近通過前述目

- 標功率因數設定機構設定的目標值的反饋控制。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制裝置的特徵在於，在上述技術方案中，前述控制單元，通過對施加於前述同步電動機上的電壓振幅值進行振幅調節，而進行使前述功率因數接近前述目標值的控制。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制裝置的特徵在於，在上述技術方案中，前述控制單元，通過進行相位調節以使由前述功率因數運算單元運算出的功率因數與前述目標值間的誤差減小，而進行使前述功率因數接近前述目標值的控制。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制裝置的特徵在於，在上述技術方案中，前述控制單元，與基於各相的電壓值及各相的電流值而求出的前述同步電動機的扭矩對應，使前述振幅調節及/或前述相位調節的增益改變。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制裝置的特徵在於，在上述技術方案中，具備目標功率因數變換單元，其基於根據各相的電壓值和各相的電流值求得的扭矩與該扭矩時的功耗效率高的功率因數之間的關係，而輸出與各相電壓值和各相電流值對應的功率因數目標值，前述目標功率因數設定單元，設定為從前述目標功率因數變換單元輸出的功率因數。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制裝置的特徵在於，在上述技術方案中，前述目標功率因數變換單元，通過反饋各相電壓值和各相電流值，而輸出前述功率因數

的目標值。

(發明的效果)

本發明所涉及的相位檢測方法以及相位檢測裝置，基於輸入的多相信號的振幅值，判斷位於連續的多個區間中的哪一個區間，在上述多個區間中各相信號振幅的大小關係不同，然後，分別針對該判斷出的區間而在前述各個相之間對信號振幅進行規定的減法處理，使用該減法處理結果在該區間內求出歸一化後的歸一化振幅值，與通過前述區間判斷步驟判斷出的區間對應，將求得的歸一化振幅值換算為以規定相為基準的 1 個周期的向量相位並輸出，因此無需進行反正切運算等複雜且大負荷的運算處理，就能夠即時進行簡易且高精度的相位檢測。

此外，本發明所涉及的同步電動機的控制方法及同步電動機的控制裝置，使用上述相位檢測方法或相位檢測裝置，求出施加於同步電動機上的電壓的向量相位及電流的向量相位，即時運算電壓向量相位和電流向量相位間的相位差、即功率因數，因此可以以簡單的結構實現高精度的同步電動機的同步運行控制。

【實施方式】

以下，說明用於實施本發明的最佳實施方式即相位檢測方法、相位檢測裝置、同步電動機的控制方法及同步電動機的控制裝置。

(實施方式 1)

第 1 圖和第 2 圖是表示本發明的實施方式 1 的相位檢

測方法的概念的圖。第 1 圖上段的圖表示 R 相、S 相、T 相這 3 相的信號。信號可以是電壓也可是電流。各相信號的大小關係不同的區域存在 6 種，隨著相位前進，按照 R 相信號>T 相信號>S 相信號、R 相信號>S 相信號>T 相信號、S 相信號>R 相信號>T 相信號、S 相信號>T 相信號>R 相信號、T 相信號>S 相信號>R 相信號、T 相信號>R 相信號>S 相信號的順序反復。此外，相位每前進 60° 就發生該大小關係的改變，在 3 相信號中的任意 2 個交叉的點處改變。

如果將這 6 個區域分別作為區間「0」至「5」，則與各區間對應的 3 相信號的相位，如第 1 圖的中段所示，區間「0」為 30° 至 90° ，區間「1」為 90° 至 150° ，區間「2」為 150° 至 210° ，區間「3」為 210° 至 270° ，區間「4」為 270° 至 330° ，區間「5」為 330° 至 360° 和 0° 至 30° 。

這裏，如果仔細觀察各區間則會發現，例如，如區間「0」的 T 相所示，中間相的值相對於相位的變化是接近線性的波形變化。因此，考慮根據該中間相的值的變化作為近似值而求出相位的變化，但由於該中間相的值隨著 3 相的振幅變化而變化，因此無法使用該中間相的值自身求出相位的近似值。

於是，在本發明的實施方式 1 中，首先，如第 1 圖的下段所示，進行下述處理：第 1 減法處理，在該處理中針對各區間，從最大相的值中減去最小相的值；以及第 2 減法處理，在該處理中，在區間「0」、「2」、「4」，從最大相的值中減去中間相的值，在區間「1」、「3」、「5」，從中間

相的值中減去最小相的值。第 2 減法處理結果相對於相位的變化具有接近線性的關係，第 1 減法處理結果相對於相位的變化，變化較小。例如，如第 1 圖的下段所示，在區間「0」中，從 R 相的值中減去 T 相的值而得到的第 2 減法處理結果，相對於相位的變化具有接近線性的特性，從 R 相的值中減去 S 相的值而獲得的第 1 減法處理結果，相對於相位的變化具有變化較小的平坦的特性。

然後，針對各個區間分別進行將第 2 減法處理結果除以第 1 減法處理結果的歸一化處理。例如，在區間「0」，進行 $(R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 的除法而進行歸一化處理。其結果，如第 2 圖的中段所示，在各區間，成為相對於相位的變化而從 0 至 1 大致線性變化的歸一化後的值，並且不依賴於 3 相的振幅。

然後，由於各區間的相位寬度為 60° ，因此，在各區間，分別將歸一化值乘以 60，向該乘法值在區間「0」至「5」分別加上相位 30° 、 90° 、 150° 、 210° 、 270° 、 330° 而計算出換算相位值，隨後，在區間「5」的相位值大於或等於 360° 的情況下，從該相位值中減去相位 360° 而求得換算相位值，從而計算 1 個周期的向量相位。其結果，如第 2 圖的下段所示，可以求出相對於相位的變化而在 360° 內線性變化的向量相位。

具體地說，得到的區間「1」(30° 至 90°) 中每隔 1° 的換算相位值，如第 3A 圖及第 3B 圖所示。在這裏，例如第 4 圖所示，進行反正切運算求得的實際相位值與本實施方

- 式 1 求出的換算相位值間的誤差為約 1.1° 以內的精度。其他區間也同樣是約 1.1° 以內的精度，在全部區間中都可以以高精度而簡單地求出向量相位。

在這裏，說明將上述相位檢測方法具體化的相位檢測裝置。第 5 圖是表示本發明實施方式 1 的相位檢測裝置的結構的電路圖。第 5 圖中，該相位檢測裝置大體具有 3 相信號源 1、區間判斷電路 100、減法電路 101、歸一化電路 102、以及換算相位輸出電路 103。

3 相信號源 1 輸出 R 相、S 相、T 相這 3 相的信號。區間判斷電路 100 根據 R 相、S 相、T 相的大小關係而判斷處於實施方式 1 所示的區間「0」至「5」這 6 個區間中的哪一個區間，並輸出其判別結果。區間判斷電路 100 具有比較器 2 至 4，比較器 2 至 4 分別在 R 相的值 $>$ S 相的值時、S 相的值 $>$ T 相的值時、T 相的值 $>$ R 相的值時，各自輸出「1」。與各比較器 2 至 4 的輸出分支連接的 NOT 元件 5 至 7 分別在 R 相的值 $<$ S 相的值時、S 相的值 $<$ T 相的值時、T 相的值 $<$ R 相的值時，各自輸出「1」。各比較器 2 至 4 及 NOT 元件 5 至 7 的輸出與 AND 元件 8 至 13 連接。使 NOT 元件 6、7 的輸出輸入至 AND 元件 8，在 R 相的值 $>$ T 相的值 $>$ S 相的值時，也就是位於區間「0」時輸出「1」。使比較器 2、3 的輸出輸入至 AND 元件 9，當 R 相的值 $>$ S 相的值 $>$ T 相的值時，也就是位於區間「1」時輸出「1」。使 NOT 元件 5、7 的輸出輸入至 AND 元件 10，當 S 相的值 $>$ R 相的值 $>$ T 相的值時，也就是位於區間「2」時輸出「1」。使比較器 3、4

的輸出輸入至 AND 元件 11，當 S 相的值 $>$ T 相的值 $>$ R 相的值時，也就是位於區間「3」時輸出「1」。使 NOT 元件 5、6 的輸出輸入至 AND 元件 12，當 T 相的值 $>$ S 相的值 $>$ R 相的值時，也就是位於區間「4」時輸出「1」。使比較器 2、4 的輸出輸入至 AND 元件 13，當 T 相的值 $>$ R 相的值 $>$ S 相的值時，也就是位於區間「5」時輸出「1」。

減法電路 101 進行如第 1 圖下段或第 2 圖上段所示的減法處理。也就是說，減法電路 101 具有減法器 14 至 16，分別進行(R 相的值 - S 相的值)、(S 相的值 - T 相的值)、(T 相的值 - R 相的值)的減法運算，與各減法器 14 至 16 分支連接的極性反轉器 17 至 19，對減法器 14 至 16 的輸出分別乘以(-1)，輸出(S 相的值 - R 相的值)、(T 相的值 - S 相的值)、(R 相的值 - T 相的值)。乘法器 20、21，22、23，24、25，26、27，28、29，30、31，分別將與區間「0」至「5」對應的第 1 減法處理結果和第 2 減法處理結果輸出至歸一化電路 102。具體地講，乘法器 20 至 31 將各減法器 14 至 16 及極性反轉器 17 至 19 乘以來自區間判斷電路 100 的輸出，僅將與從區間判斷電路輸出「1」的區間「0」至「5」對應的第 1 減法處理結果和第 2 減法處理結果向歸一化電路 102 輸出。例如，在區間「0」的情況下，從乘法器 20 輸出(R 相的值 - S 相的值)，從乘法器 21 輸出(R 相的值 - T 相的值)，從其他的乘法器 22 至 31 不輸出任何值。

歸一化電路 102 進行如第 2 圖中段所示的振幅歸一化處理。歸一化電路 102 具有加法器 32 至 37，上述加法器

32 至 37 承擔分支輸出歸一化運算即除法處理的分母和分子的功能，加法器 32 至 34 分支輸出分母，加法器 35 至 37 分支輸出分子。除法器 38 將分支輸出至分子側的值除以分支輸出至分母側的值，作為歸一化振幅值 A 輸出至換算相位輸出電路 103。例如，位於區間「0」時，使從乘法器 20 輸出的(R相的值 - S相的值)經由加法器 32、34 輸入至除法器 38 的分母側，使從乘法器 21 輸出的(R相的值 - T相的值)經由加法器 35、37 輸入至除法器 38 的分子側，而進行區間「0」的振幅歸一化運算。

換算相位輸出電路 103，進行如第 2 圖下段所示的換算相位值的輸出處理。乘法器 39 將從歸一化電路 102 輸出的歸一化值乘以 60，輸出至加法器 49。另一方面，分別將區間判斷電路 100 的 AND 元件 8 至 13 的輸出輸入至乘法器 40 至 45，在從各 AND 元件 8 至 13 輸出「1」的情況下，分別將 30、90、150、210、270、330 這些值經由加法器 46 至 48 輸出至加法器 49。加法器 49 對從乘法器 39 輸出的值和從乘法器 40 至 45 的任一個輸出的值進行加法運算，作為向量相位即換算相位值 B 輸出。在這裏，與加法器 49 分支連接的比較器 50，比較加法器 49 的輸出是否大於或等於 360，在大於或等於的情況下，向乘法器 51 輸出「1」，乘法器 51 將該「1」乘以 360，向加法器 52 輸出使其加上(-360)，將從加法器 49 輸出的值中減去 360 而得到的值作為換算相位值 B 輸出。也就是說，進行區間「5」的換算相位值 B 的輸出處理。

本實施方式 1 能夠以簡單的結構，即時地以與真實向量相位間的誤差在約 1.1° 以內的高精度求得向量相位。

此外，也可以如第 6 圖所示，設置對換算相位值 B 進行相位校正的校正部 104。具體地講，校正部 104 只要針對所有區間設置下述校正表，進行消除其誤差的加減運算處理即可，在上述校正表中存儲有如第 3A 圖及第 3B 圖所示的換算相位值與誤差間的關係。這樣，可以確保各區間中相位的線性特性，進行精度更高的向量相位的檢測。此外，在使用校正表的情況下，在值處於存儲在校正表中的值區間中時進行校正處理即可。

此外，上述第 2 減法處理為，在區間「0」、「2」、「4」中，從最大相的值中減去中間相的值，在區間「1」、「3」、「5」中從中間相的值中減去最小相的值，但區間「0」、「2」、「4」的減法處理和區間「1」、「3」、「5」的減法處理也可以進行相反的減法處理。也就是說，也可以在區間「0」、「2」、「4」中，從中間相的值中減去最小相的值，在區間「1」、「3」、「5」中，從最大相的值中減去中間相的值。在這種情況下，例如，可以通過再從 1 中減去該第 2 運算處理結果，執行上述換算相位值的輸出處理。

此外，在上述實施方式 1 中，以 3 相信號作為一個例子進行了說明，但並不僅限於此，也同樣適合於多相信號。此種情況下，在各相信號中兩個相信號交叉的位置進行區間分割，在各區間通過進行獲得線性特性的減法處理和獲得大致平坦特性的減法處理而求出歸一化值。

· (實施方式 2)

下面，說明本發明的實施方式 2。在上述實施方式 1 中，由硬體構成相位檢測裝置，但是在本實施方式 2 中，是通過軟體實現上述實施方式 1 中示出的相位檢測方法。該軟體是作為程式存儲在 ROM 或 RAM 中，通過由 CPU 讀入而執行的，通過微型電腦等實現。

第 7 圖是表示本發明的實施方式 2 的相位檢測方法的處理流程的流程圖。在第 7 圖中，首先讀入 3 相信號源 1 的 R 相、S 相、T 相的各值(步驟 S101)，基於上述讀入的三個值對 6 種大小關係進行判斷(步驟 S102)。

在滿足 R 相的值 > T 相的值 > S 相的值這一大小關係(區間「0」)的情況下，求出歸一化振幅值 $P0 = (R - T) / (R - S)$ (步驟 S103)，然後求出換算相位值 $Ph = 30 + P0 \times 60$ (步驟 S104)，將該求出的換算相位值 Ph 作為向量相位輸出，並結束本處理。

在滿足 R 相的值 > S 相的值 > T 相的值這一大小關係(區間「1」)的情況下，求出歸一化振幅值 $P1 = (S - T) / (R - T)$ (步驟 S105)，然後求出換算相位值 $Ph = 90 + P1 \times 60$ (步驟 S106)，將該求出的換算相位值 Ph 作為向量相位輸出，並結束本處理。

在滿足 S 相的值 > R 相的值 > T 相的值這一大小關係(區間「2」)的情況下，求出歸一化振幅值 $P2 = (S - R) / (S - T)$ (步驟 S107)，然後求出換算相位值 $Ph = 150 + P2 \times 60$ (步驟 S108)，將該求出的換算相位值 Ph 作為向量相位輸出，並

· 結束本處理。

在滿足 S 相的值 > T 相的值 > R 相的值這一大小關係(區間「3」)的情況下，求出歸一化振幅值 $P3=(T-R)/(S-R)$ (步驟 S109)，然後求出換算相位值 $Ph=210+P3 \times 60$ (步驟 S110)，將該求出的換算相位值 Ph 作為向量相位輸出，並結束本處理。

在滿足 T 相的值 > S 相的值 > R 相的值這一大小關係(區間「4」)的情況下，求出歸一化振幅值 $P4=(T-S)/(T-R)$ (步驟 S111)，然後求出換算相位值 $Ph=270+P4 \times 60$ (步驟 S112)，將該求出的換算相位值 Ph 作為向量相位輸出，並結束本處理。

在滿足 T 相的值 > R 相的值 > S 相的值這一大小關係(區間「5」)的情況下，求出歸一化振幅值 $P5=(R-S)/(T-S)$ (步驟 S113)，然後求出換算相位值 $Ph=330+P5 \times 60$ (步驟 S114)。然後，判斷該求得的換算相位值 Ph 是否大於或等於 360(步驟 S115)，在換算相位值 Ph 大於或等於 360 的情況下，從該換算相位值 Ph 中減去 360(步驟 S116)，將該減法運算出的換算相位值 Ph 作為向量相位輸出，在換算相位值 Ph 小於 360 的情況下，將該換算相位值 Ph 直接作為向量相位輸出，並結束本處理。

另外，如第 8 圖所示，也可進行下述校正處理(步驟 S201)，將該校正處理後的值作為向量相位輸出，上述校正處理是對按照第 7 圖所示的處理流程求出的換算相位值 Ph 的誤差進行校正。而且，該校正處理與第 6 圖所示的校正

- 部 104 相同，使用校正表進行校正處理。由此，可以以簡單的結構，即時進行更高精度的相位檢測。

(實施方式 3)

下面，說明本發明的實施方式 3。實施方式 3 中使用上述實施方式 1、2 所示的相位檢測裝置或相位檢測方法而實現同步電動機的控制裝置。

首先，對同步運行中的同步電動機，例如永磁型 (PM) 電動機進行說明。第 9 圖是同步運行中的 PM 電動機在旋轉坐標系中的感應電壓、電流、電壓的向量圖。在這裏， L_d 是 d 軸電抗， L_q 是 q 軸電抗， Φ 是電動機的感應電壓常數， I 是電流， V 是電壓。此外， ϕ_I 是電流相位， ϕ_V 是電壓相位， ϕ_{pf} 是電流與電壓的相位差，表示功率因數。產生的扭矩為 T 。

參照第 9 圖，由於

$$\phi_I = \arctan(I_q/I_d)$$

$$\phi_V = \arctan((\Phi + L_d I_d)/L_q I_q), \text{ 因此}$$

$$\phi_{pf} = \phi_V - \phi_I$$

$$= \arctan((\Phi + L_d I_d)/L_q I_q) - \arctan(I_q/I_d) \dots (1)$$

的關係式成立。而且

$$V = \omega((\Phi + L_d I_d)^2 + (L_q I_q)^2)^{1/2} \dots (2)$$

扭矩 T 如眾所周知那樣，滿足下式

$$T = \Phi I_q + (L_q - L_d) I_d I_q \dots (3)$$

式 (1) 至 (3) 如果在運行中持續同時成立，則持續同步。運行中，扭矩 T 由負載決定，在短時間內是恒定的。

此外，角頻率 ω 在短時間內也是恒定的。因此，如果功率因數 ϕ_{pf} 恒定，則根據式(1)及式(3)，可唯一確定 I_d 、 I_q ，電壓 V 的大小也可以唯一確定。因此，對於功率因數 ϕ_{pf} ，只要控制電壓 V 以使式(2)成立，就可以使式(1)至(3)在運行中成立，由此保持運行的同步。

由於第 9 圖所示的向量圖是旋轉坐標系，功率因數 ϕ_{pf} 是電壓與電流間的相對相位差，所以並不必須是旋轉坐標系的相位差，使用固定坐標系同樣可以檢測。另外，由於電壓 V 的大小在旋轉坐標系和固定坐標系中也是不變的，所以使用固定坐標系也可以檢測。

因此，根據利用固定坐標系檢測出的功率因數，通過控制電壓的振幅，就可實現運行的同步。也就是說，不需要檢測位置就可以實現無感測器的同步運行。

在這裏，對根據電壓振幅的相位差進行同步電動機控制的方法進行說明。第 10 圖是簡化表示電壓變化與電流和電壓的相位差變化間關係的說明圖。第 10 圖中，在扭矩 T 恒定時，可以認為 I_q 大致恒定，因此電流 I 的向量終點平行於 d 軸移動。另一方面，電壓 V 的向量終點平行於 q 軸垂直地移動。其方向為隨著電流 I 的向量終點在圖中從右向左移動，電壓 V 的向量終點在圖中從上向下移動。這時，電壓 V 的振幅變小。

另外，如果對電壓 V 的向量相位變化和電流 I 的向量相位變化進行比較，則可知電流 I 的相位變化量比電壓 V 的相位變化量大，如第 10 圖所示，相位差從相位差 ϕ_{pfa}

減小至相位差 φ_{pf} 。也就是說，電壓 V 的振幅與相位差 φ_{pf} 的關係為，如果電壓 V 的振幅變大，則相位差 φ_{pf} 也變大，如果電壓 V 的振幅變小，則相位差 φ_{pf} 也變小。因此，只要利用該電壓 V 的振幅與相位差 φ_{pf} 的關係，控制與相位差 φ_{pf} 相對應的控制電壓 V 的振幅，就可滿足上述式(1)至(3)。

其結果，在要增大相位差 φ_{pf} 時，使電壓 V 的振幅變大，在要減小相位差 φ_{pf} 時，使電壓 V 的振幅變小，由此可以使式(1)至(3)成立，進行同步電動機的同步控制(第1控制方法)。

但是，在負載急劇變化或進行速度控制的情況下，僅通過電壓 V 的振幅控制，使上述式(1)至(3)成立需要時間，會產生不穩定的狀態。因此，必須在式(1)至(3)成立前的期間使相位差 φ_{pf} 穩定化，優選對相位差 φ_{pf} 的變化進行反饋，直接控制電壓相位，以阻礙相位差 φ_{pf} 變化(第2控制方法)。

使式(1)至(3)成立的電壓 V 的振幅與相位差 φ_{pf} 的關係依賴於扭矩、角速度。因此，作為最佳的調節增益，優選相應於扭矩、角速度，而改變調節器的增益(第3控制方法)。

通過使用上述第1至第3控制方法，可以在起動時、負載改變時、速度控制時無感測器地進行穩定且高精度的同步電動機的同步控制。

第11圖是表示本發明的實施方式3的同步電動機控

制裝置的結構的框圖。該同步電動機的控制裝置是所謂的逆變裝置，由開關元件 202 至 207 構成電橋電路，各開關元件 202 至 207 通過由驅動電路 213 進行驅動控制，而將來自直流電源 201 的直流輸入轉換為 3 相交流信號，作為同步電動機 211 的交流電源而供給該 3 相交流信號。此外，同步電動機 211 驅動負載 212。

電壓檢測器 214 從同步電動機 211 的輸入端檢測 3 相電壓振幅值，在該輸入端輸入由電橋電路輸出的 3 相交流信號。電壓相位運算器 215 基於該 3 相電壓振幅值運算電壓的向量相位、即電壓相位 ϕV 。另一方面，在同步電動機 211 的輸入端設置電流檢測器 208 至 210，檢測 3 相的電流振幅值。電流相位運算器 216 基於由電流檢測器 208 至 210 檢測出的 3 相電流振幅值運算電流的向量相位、即電流相位 ϕI 。在這裏，電壓相位運算器 215 及電流相位運算器 216 分別是由上述實施方式 1、2 所示的相位檢測裝置或使用相位檢測方法的裝置實現的。此外，電壓相位運算器 215 及電流相位運算器 216，可以由實施方式 1 所示的電路實現，也可以由實施方式 2 所示的軟體實現。無論實現方式如何，都可以使電壓相位運算器 215 及電流相位運算器 216 分別以簡單的結構即時且高精度地檢測電壓相位 ϕV 、電流相位 ϕI 。

此外，第 9 圖和第 10 圖所示的電壓相位 ϕV 和電流相位 ϕI 為旋轉坐標系中的相位，但由於電壓相位運算器 215 及電流相位運算器 216 分別運算出的電壓相位 ϕV 和電流

相位 φ_I 是用於運算相位差 φ_{pf} 的相位，因此並不必須是旋轉座標中的相位，也可以是固定座標中的相位運算結果。

功率因數運算器 217 對功率因數 φ_{pf} 進行運算，並輸出至減法器 220，該功率因數 φ_{pf} 是從電壓相位運算器 215 及電流相位運算器 216 分別輸出的電壓相位 φ_V 和電流相位 φ_I 之間的相位差。另一方面，目標功率因數設定器 218 將所設定的功率因數目標值輸出至減法器 220。減法器 220 從由功率因數運算器 217 輸出的功率因數 φ_{pf} 中減去功率因數目標值，將得到的功率因數偏差 $\Delta\varphi$ 輸出至振幅·相位調節器 224。

另一方面，目標頻率設定器 219 將目標頻率 ω 輸出至積分器 225，由積分器 225 對目標頻率 ω 進行積分而轉換為基準相位 φ_{e0} ，並輸出至振幅·相位調節器 224。

振幅·相位調節器使用第 1 至第 3 控制方法，在相位誤差 $\Delta\varphi$ 小幅擴大時，作為輸出使電壓 V 振幅變大的電壓振幅 V_s 這樣的控制單元，具有例如通過可變增益的 I 調節器和 PI 調節器使振幅增益變化等振幅調節功能，在相位誤差 $\Delta\varphi$ 大幅擴大時，作為輸出使電壓 V 的基準相位 φ_{e0} 延遲的相位量 Φ_e 這樣的控制單元，具有例如通過可變增益的 I 調節器和 PI 調節器的輸出對基準相位 φ_{e0} 進行微調等相位調節功能。

正弦波發生器 221 基於從振幅·相位調節器 224 輸出的電壓振幅 V_s 及相位量 φ_e 而生成正弦波，並輸出至比較器 223 的正端子。將來自三角波發生器 222 的三角波輸入

至比較器 223 的負端子，比較器 223 將基於該三角波進行調製後的 PWM 控制信號輸出至驅動電路 213，驅動電路 213 驅動控制各開關元件 202 至 207 而輸出 3 相交流信號。

在本實施方式 3 中，利用振幅·相位調節器 224 的振幅調節功能，將電壓 V 調節至滿足式(1)至(3)而實現同步運行，利用相位調節功能直接控制相位，保持過渡的穩定性，可以實現速度變化時、負載變化時以及啓動時的運行。此外，可以進行這種高精度的同步運行的原因在於，電壓相位運算器 215 及電流相位運算器 216 可以即時進行相位檢測。並且，不需要進行同步電動機的轉子位置推定這樣複雜的處理，就能夠以簡單的結構進行高精度的同步電動機的同步運行控制。

此外，由於根據本控制方法或本控制裝置，在電動機的控制中與電動機常量(線圈電抗(L_d 、 L_q)、感應電壓常數、線圈電阻值、慣性矩等)的依賴性很小，因此可以縮短當前使用的各種電動機必需的用於對電動機常量進行控制適應性檢測的時間，具有降低作業成本、容易應用於不同種類電動機的優點。

此外，電壓相位運算器 215 通過設置電壓檢測器 214 而檢測實際的 3 相電壓，但是，上述 3 相電壓由來自電橋電路的輸出而確定，所以如第 12 圖所示，也可以構成為直接使用正弦波發生器 221 的輸出相位。此種情況下，將電壓檢測器 214 及電壓相位運算器 215 這一結構省去，使結構更為簡單。

另外，如第 13 圖所示，也可以構成為將第 11 圖所示的振幅·相位調節器 224 分離成振幅調節器 226 和相位調節器 227。此種情況下，振幅調節器 226 向正弦波發生器 221 輸出用以將功率因數偏差 $\Delta\phi$ 調小的電壓振幅 V_s ，相位調節器 227 向加法器 228 輸出用以將功率因數偏差 $\Delta\phi$ 調小的相位調整量，加法器 228 將在基準相位 ϕ_{e0} 中加上相位調整量而得到的相位量 ϕ_e 輸出至正弦波發生器 221。

此外，也可以如第 14 圖所示，使用第 1 控制方法，僅調整電壓 V 的振幅以使功率因數偏差 $\Delta\phi$ 變小。此種情況下，由於不設置第 13 圖所示的相位調整器 227 和加法器 228，因此結構更加簡單。此外，來自積分器 225 的基準相位 ϕ_{e0} 直接輸出至正弦波發生器 221。該第 14 圖所示的同步電動機控制裝置，適用於速度變動或負載變動較小的同步電動機的控制。

(實施方式 4)

下面，對本發明的實施方式 4 進行說明。本實施方式 4 能夠以最佳功率因數進行同步運行，從而能夠提高功耗效率。

由於同步電動機的驅動狀態由功率因數、扭矩大致唯一地確定，因此通過將扭矩和與其對應的功耗效率高的最佳功率因數間的關係表格化，並設定為最佳功率因數，可以實現與驅動目的相匹配的同步運行。

第 15 圖是表示以扭矩作為參數的情況下功耗效率高的最佳功率因數特性的圖。第 15 圖的上段表示以扭矩作為

參數，與電流 I_d 變化相對應的功率因數的變化，第 15 圖的下段表示以扭矩作為參數，與電流 I_d 變化相對的電流大小的變化。從第 15 圖上段可以看出，能夠使用的功率因數 ϕ_{pf} 的範圍由扭矩大小限制。例如，當扭矩為 1Nm 時，將功率因數 ϕ_{pf} 設定為小於或等於 50° 就可以運行，但是如果扭矩為 10Nm ，則不設定為小於或等於 -30° 就無法運行。也就是說，必須與扭矩值配合地設定功率因數。

此外，由於第 15 圖下段的電流大小相當於電阻損耗，因此在該電流為最小的情況下電阻損耗最小，功耗效率最高。如果將該功耗效率最高的多個點 $P1$ ，分別描繪為與第 15 圖的上段對應的扭矩曲線上的點 $P2$ ，則可以求得效率最高曲線 L 。也就是說，求出功耗效率最高的功率因數與扭矩間的關係。

因此，如第 16 圖所示，在第 11 圖所示的結構中設置目標功率因數變換部 229，該目標功率因數變換部 229 使用存儲有上述功耗效率最高的功率因數與上述扭矩間關係的表，與輸入的扭矩對應向目標功率因數設定器 218 輸出功耗效率最高的功率因數。對於輸入的扭矩，只要在監視由電壓檢測器 214 檢測的 R 相、S 相、T 相的電壓 V_r 、 V_s 、 V_t 的同時，監視由電流檢測器 208 至 210 檢測的 R 相、S 相、T 相的電流 I_r 、 I_s 、 I_t ，而進行扭矩運算即可。

在本實施方式 4 中，由於檢測各相的電壓和電流，根據上述檢測出的值計算扭矩，與該計算出的扭矩對應地設定使功耗效率最高的功率因數的目標值，因此可以進行功

耗效率高的同步運行。

此外，在上述實施方式 4 中，與扭矩對應地設定使功耗效率最高的功率因數的目標值，但是由於扭矩與同步電動機的角頻率 ω 成反比，所以也可以構成為檢測該角頻率 ω ，與基於該檢測出的角頻率得出的扭矩對應地設定使功耗效率最高的功率因數的目標值。

【圖式簡單說明】

第 1 圖是說明本發明的實施方式 1 的相位檢測方法的概念的說明圖(之一)。

第 2 圖是說明本發明的實施方式 1 的相位檢測方法的概念的說明圖(之二)。

第 3A 圖是表示使用本發明的實施方式 1 的相位檢測方法檢測出的相位與誤差之間關係的圖(之一)。

第 3B 圖是表示使用本發明的實施方式 1 的相位檢測方法檢測出的相位與誤差之間關係的圖(之二)。

第 4 圖是說明使用通過 3 相 / 2 相轉換求得的實軸成分和虛軸成分進行反正切變換而計算向量相位的說明圖。

第 5 圖是表示本發明的實施方式 1 的相位檢測裝置結構的電路圖。

第 6 圖是表示本發明的實施方式 1 的相位檢測裝置變形例的結構的電路圖。

第 7 圖是表示本發明的實施方式 2 的相位檢測方法的處理流程的流程圖。

第 8 圖是表示本發明的實施方式 2 的變形例的相位檢

測方法的處理流程的流程圖。

第 9 圖是表示旋轉坐標系中電壓與電流間關係的圖。

第 10 圖是表示旋轉坐標系中電壓變化、電流變化以及相位差變化間關係的圖。

第 11 圖是表示本發明的實施方式 3 的同步電動機控制裝置的結構的框圖。

第 12 圖是表示本發明的實施方式 3 的同步電動機控制裝置的第一變形例的結構的框圖。

第 13 圖是表示本發明的實施方式 3 的同步電動機控制裝置的第二變形例的結構的框圖。

第 14 圖是表示本發明的實施方式 3 的同步電動機控制裝置的第三變形例的結構的框圖。

第 15 圖是表示扭矩與功耗效率最高的功率因數之間關係的圖。

第 16 圖是表示本發明的實施方式 4 的同步電動機控制裝置的結構的框圖。

【主要元件符號說明】

1	信號源	100	區間判斷電路
2 至 4	比較器	5 至 7	NOT 元件
8 至 13	AND 元件	101	減法電路
14 至 16	減法器	17 至 19	極性反轉器
20 至 31	乘法器	102	歸一化電路
32 至 37	加法器	38	除法器
103	換算相位輸出電路		

39 至 45、51	乘法器	46 至 49、52	加法器
50	比較器	104	校正部
S101 至 S116, S201			步驟
201	直流電源	202 至 207	開關元件
208 至 210	電流檢測器		
211	同步電動機	212	驅動負載
213	驅動電路	214	電壓檢測器
215	電壓相位運算器	216	電流相位運算器
217	功率因數運算器	218	目標功率因數設定器
219	目標頻率設定器	220	減法器
221	正弦波發生器	222	三角波發生器
223	比較器	224	相位調節器
225	積分器	226	振幅調節器
227	相位調節器	228	加法器
229	目標功率因數變換部		

十、申請專利範圍：

1. 一種相位檢測方法，其特徵在於，包括：

區間判斷步驟，在該步驟中基於輸入的多相信號振幅值，判斷位於連續的多個區間中的哪一個區間，其中，在上述多個區間中各相信號振幅的大小關係不同；

振幅歸一化處理步驟，在該步驟中，分別針對在前述區間判斷步驟中判斷出的區間，對前述各個相之間的信號振幅進行規定的減法處理，並使用該減法處理結果在該區間內求出歸一化後的歸一化振幅值；以及

換算相位輸出步驟，在該步驟中，與通過前述區間判斷步驟判斷出的區間對應，將通過前述振幅歸一化處理步驟求得的歸一化振幅值換算為以規定相為基準的 1 個周期的向量相位並輸出。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述的相位檢測方法，其特徵在於：

在前述換算相位輸出步驟中，在前述區間中包含前述向量相位的起點和終點的情況下，將終點以後的向量相位值換算為起點以後的向量相位值。

3. 如申請專利範圍第 1 或 2 項所述的相位檢測方法，其特徵在於：

在前述振幅歸一化處理步驟中，將第二減法處理結果的值除以第一減法處理結果的值而獲得的值，作為歸一化振幅值輸出，該第二減法處理是前述區間內各相信號振幅間的減法處理結果為線性特性的減法處理，該

第一減法處理是前述區間內各相的信號振幅間的減法處理結果為大致平坦特性的減法處理。

4. 如申請專利範圍第 1 項所述的相位檢測方法，其特徵在於：

還包括校正步驟，在該步驟中，預先存儲前述換算相位輸出步驟輸出的向量相位與相位誤差之間的關係，基於該關係，對前述向量相位加上或減去相位誤差量而對該向量相位進行校正，前述相位誤差是前述換算相位輸出步驟輸出的向量相位與真實向量相位之間的誤差。

5. 一種相位檢測方法，其特徵在於，包含：

區間判斷步驟，在該步驟中，判斷位於下述第 1 至第 6 區間這 6 個連續的區間中的哪一個區間，在上述第 1 至第 6 區間中，輸入的 R 相、S 相、T 相這 3 相信號的信號振幅值的大小關係分別為 R 相的值 > T 相的值 > S 相的值、R 相的值 > S 相的值 > T 相的值、S 相的值 > R 相的值 > T 相的值、S 相的值 > T 相的值 > R 相的值、T 相的值 > S 相的值 > R 相的值、T 相的值 > R 相的值 > S 相的值；

振幅歸一化處理步驟，在該步驟中，以下述方式進行運算處理，以在各區間內求出歸一化後的歸一化振幅值，即，在前述第 1 區間按照 $(R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 2 區間按照 $(S \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 3 區間按照 $(S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S$

相的值 - T 相的值) 進行運算處理，在前述第 4 區間按照 $(T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 5 區間按照 $(T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 6 區間按照 $(R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理；以及

換算相位輸出步驟，在該步驟中，將前述第 1 至第 6 區間的歸一化振幅值分別乘以相位 60° ，將前述第 1 至第 6 區間的乘法值分別加上相位 30° 、 90° 、 150° 、 210° 、 270° 、 330° 而計算出相位值，並在前述第 6 區間的相位值大於或等於 360° 的情況下，從該相位值中減去相位 360° 而求出相位值，由此換算並輸出 1 個周期的向量相位。

6. 如申請專利範圍第 5 項所述的相位檢測方法，其特徵在於：

還包括校正步驟，在該步驟中，預先存儲前述換算相位輸出步驟輸出的向量相位與相位誤差之間的關係，基於該關係，對前述向量相位加上或減去相位誤差量而對該向量相位進行校正，前述相位誤差是前述換算相位輸出步驟輸出的向量相位與真實向量相位之間的誤差。

7. 一種相位檢測裝置，其特徵在於，具有：

區間判斷電路，其基於輸入的多相信號振幅值，判斷位於連續的多個區間中的哪一個區間，其中，在上述

多個區間中各相信號振幅的大小關係不同；

振幅歸一化處理電路，其分別針對由前述區間判斷電路判斷出的區間，對前述各個相之間的信號振幅進行規定的減法處理，並使用該減法處理結果在該區間內求出歸一化後的歸一化振幅值；以及

換算相位輸出電路，其與由前述區間判斷電路判斷出的區間對應，將通過前述振幅歸一化處理電路求得的歸一化振幅值換算為以規定相為基準的 1 個周期的向量相位並輸出。

8. 如申請專利範圍第 7 項所述的相位檢測裝置，其特徵在於：

前述換算相位輸出電路，在前述區間中包含前述向量相位的起點和終點的情況下，將終點以後的向量相位值換算為起點以後的向量相位值。

9. 如申請專利範圍第 7 或 8 項所述的相位檢測裝置，其特徵在於：

前述振幅歸一化處理電路，將第二減法處理結果的值除以第一減法處理結果的值而獲得的值，作為歸一化振幅值輸出，該第二減法處理是前述區間內各相的信號振幅間的減法處理結果為線性特性的減法處理，該第一減法處理是前述區間內各相的信號振幅間的減法處理結果為大致平坦特性的減法處理。

10. 如申請專利範圍第 7 項所述的相位檢測裝置，其特徵在於：

還具有校正電路，其預先存儲前述換算相位輸出電路輸出的向量相位與相位誤差之間的關係，基於該關係，對前述向量相位加上或減去相位誤差量而對該向量相位進行校正，前述相位誤差是前述換算相位輸出電路輸出的向量相位與真實向量相位之間的誤差。

11. 一種相位檢測裝置，其特徵在於，具備：

區間判斷電路，其判斷位於下述第 1 至第 6 區間這 6 個連續的區間中的哪一個區間，在上述第 1 至第 6 區間中，輸入的 R 相、S 相、T 相這 3 相信號的信號振幅值的大小關係分別為 R 相的值 > T 相的值 > S 相的值、R 相的值 > S 相的值 > T 相的值、S 相的值 > R 相的值 > T 相的值、S 相的值 > T 相的值 > R 相的值、T 相的值 > S 相的值 > R 相的值、T 相的值 > R 相的值 > S 相的值；

振幅歸一化處理電路，其以下述方式進行運算處理，以求出歸一化振幅值，即，在前述第 1 區間按照 $(R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 2 區間按照 $(S \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 3 區間按照 $(S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S \text{ 相的值} - T \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 4 區間按照 $(T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 5 區間按照 $(T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 6 區間按照 $(R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理；以及

換算相位輸出電路，其將前述第 1 至第 6 區間的歸一化振幅值分別乘以相位 60° ，將前述第 1 至第 6 區間的乘法值分別加上相位 30° 、 90° 、 150° 、 210° 、 270° 、 330° 而計算出相位值，並在前述第 6 區間的相位值大於或等於 360° 的情況下，從該相位值中減去相位 360° 而求出相位值，由此換算並輸出 1 個周期的向量相位。

12. 如申請專利範圍第 11 項所述的相位檢測裝置，其特徵在於：

還具有校正電路，其預先存儲前述換算相位輸出電路輸出的向量相位與相位誤差之間的關係，基於該關係，對前述向量相位加上或減去相位誤差量而對該向量相位進行校正，前述相位誤差是前述換算相位輸出電路輸出的向量相位與真實向量相位之間的誤差。

13. 一種同步電動機的控制方法，其特徵在於：

包含功率因數運算步驟，在該步驟中，基於相位檢測方法求出施加於同步電動機上的電壓的向量相位和電流的向量相位，並即時地運算電壓的向量相位和電流的向量相位間的相位差，即功率因數，

在該控制方法中，根據該求得的功率因數而控制前述同步電動機，

而在前述相位檢測方法中，包括：

區間判斷步驟，在該步驟中基於輸入的多相信號振幅值，判斷位於連續的多個區間中的哪一個區間，其中，在上述多個區間中各相信號振幅的大小關係不同；

振幅歸一化處理步驟，在該步驟中，分別針對在前述區間判斷步驟中判斷出的區間，對前述各個相之間的信號振幅進行規定的減法處理，並使用該減法處理結果在該區間內求出歸一化後的歸一化振幅值；以及

換算相位輸出步驟，在該步驟中，與通過前述區間判斷步驟判斷出的區間對應，將通過前述振幅歸一化處理步驟求得的歸一化振幅值換算為以規定相為基準的 1 個周期的向量相位並輸出。

14. 如申請專利範圍第 13 項所述的同步電動機的控制方法，其特徵在於：

包含反饋控制步驟，在該步驟中，設定前述功率因數的目標值，進行使前述功率因數運算步驟運算出的功率因數接近前述目標值的反饋控制。

15. 如申請專利範圍第 14 項所述的同步電動機的控制方法，其特徵在於：

在前述反饋控制步驟中，通過對施加於前述同步電動機上的電壓振幅值進行振幅調節，而進行使前述功率因數接近前述目標值的控制。

16. 如申請專利範圍第 13 或 14 項所述的同步電動機的控制方法，其特徵在於：

在前述反饋控制步驟中，通過進行相位調節以使前述功率因數運算步驟中運算出的功率因數與前述目標值間的誤差減小，而進行使前述功率因數接近前述目標值的控制。

17. 如申請專利範圍第 14 項所述的同步電動機的控制方法，其特徵在於：

在前述反饋控制步驟中，與基於各相的電壓值及各相的電流值而求出的前述同步電動機的扭矩對應，使前述振幅調節及/或前述相位調節的增益改變。

18. 如申請專利範圍第 13 項所述的同步電動機的控制方法，其特徵在於：

前述反饋控制步驟包括目標功率因數變換步驟，在該步驟中基於根據各相的電壓值和各相的電流值求得的扭矩與該扭矩時的功耗效率高的功率因數之間的關係，而輸出與各相電壓值和各相電流值對應的功率因數目標值，

在該反饋控制步驟中，使用該目標值，進行使前述功率因數運算步驟中運算出的功率因數接近前述目標值的反饋控制。

19. 如申請專利範圍第 18 項所述的同步電動機的控制方法，其特徵在於：

在目標功率因數變換步驟中，通過反饋各相電壓值和各相電流值，而輸出與扭矩對應的功耗效率高的功率因數的目標值。

20. 如申請專利範圍第 13 項所述的同步電動機的控制方法，其特徵在於：

在前述功率因數運算步驟中，基於施加於前述同步電動機上的驅動控制信號，檢測施加於前述同步電動機

上的前述電壓的向量相位。

21. 一種同步電動機的控制方法，其特徵在於：

包含功率因數運算步驟，在該步驟中，基於相位檢測方法求出施加於同步電動機上的電壓的向量相位和電流的向量相位，並即時地運算電壓的向量相位和電流的向量相位間的相位差，即功率因數，

在該控制方法中，根據該求得的功率因數而控制前述同步電動機，

而在前述相位檢測方法中，包含：

區間判斷步驟，在該步驟中，判斷位於下述第 1 至第 6 區間這 6 個連續的區間中的哪一個區間，在上述第 1 至第 6 區間中，輸入的 R 相、S 相、T 相這 3 相信號的信號振幅值的大小關係分別為 R 相的值 > T 相的值 > S 相的值、R 相的值 > S 相的值 > T 相的值、S 相的值 > R 相的值 > T 相的值、S 相的值 > T 相的值 > R 相的值、T 相的值 > S 相的值 > R 相的值、T 相的值 > R 相的值 > S 相的值；

振幅歸一化處理步驟，在該步驟中，以下述方式進行運算處理，以在各區間內求出歸一化後的歸一化振幅值，即，在前述第 1 區間按照 $(R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 2 區間按照 $(S \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 3 區間按照 $(S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S \text{ 相的值} - T \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 4 區間按照 $(T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運

算處理，在前述第 5 區間按照 $(T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 6 區間按照 $(R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理；以及

換算相位輸出步驟，在該步驟中，將前述第 1 至第 6 區間的歸一化振幅值分別乘以相位 60° ，將前述第 1 至第 6 區間的乘法值分別加上相位 30° 、 90° 、 150° 、 210° 、 270° 、 330° 而計算出相位值，並在前述第 6 區間的相位值大於或等於 360° 的情況下，從該相位值中減去相位 360° 而求出相位值，由此換算並輸出 1 個周期的向量相位。

22. 如申請專利範圍第 21 項所述的同步電動機的控制方法，其特徵在於：

包含反饋控制步驟，在該步驟中，設定前述功率因數的目標值，進行使前述功率因數運算步驟運算出的功率因數接近前述目標值的反饋控制。

23. 如申請專利範圍第 22 項所述的同步電動機的控制方法，其特徵在於：

在前述反饋控制步驟中，通過對施加於前述同步電動機上的電壓振幅值進行振幅調節，而進行使前述功率因數接近前述目標值的控制。

24. 如申請專利範圍第 22 或 23 項所述的同步電動機的控制方法，其特徵在於：

在前述反饋控制步驟中，通過進行相位調節以使前

述功率因數運算步驟中運算出的功率因數與前述目標值間的誤差減小，而進行使前述功率因數接近前述目標值的控制。

25. 如申請專利範圍第 22 項所述的同步電動機的控制方法，其特徵在於：

在前述反饋控制步驟中，與基於各相的電壓值及各相的電流值而求出的前述同步電動機的扭矩對應，使前述振幅調節及/或前述相位調節的增益改變。

26. 如申請專利範圍第 21 項所述的同步電動機的控制方法，其特徵在於：

前述反饋控制步驟包括目標功率因數變換步驟，在該步驟中基於根據各相的電壓值和各相的電流值求得的扭矩與該扭矩時的功耗效率高的功率因數之間的關係，而輸出與各相電壓值和各相電流值對應的功率因數目標值，

在該反饋控制步驟中，使用該目標值，進行使前述功率因數運算步驟中運算出的功率因數接近前述目標值的反饋控制。

27. 如申請專利範圍第 26 項所述的同步電動機的控制方法，其特徵在於：

在目標功率因數變換步驟中，通過反饋各相電壓值和各相電流值，而輸出與扭矩對應的功耗效率高的功率因數的目標值。

28. 如申請專利範圍第 21 項所述的同步電動機的控制方

法，其特徵在於：

在前述功率因數運算步驟中，基於施加於前述同步電動機上的驅動控制信號，檢測施加於前述同步電動機上的前述電壓的向量相位。

29. 一種同步電動機的控制裝置，其特徵在於，具備：

電壓相位檢測單元，其利用相位檢測裝置，求出施加於同步電動機上的電壓的向量相位；

電流相位檢測單元，其利用前述相位檢測裝置，求出施加於前述同步電動機上的電流的向量相位；

功率因數運算單元，其實時地運算由前述電壓相位檢測單元檢測出的電壓向量相位和由前述電流相位檢測單元檢測出的電流向量相位間的相位差，即功率因數；以及

控制單元，其基於前述功率因數運算單元求得的功率因數對前述同步電動機進行同步控制；

而前述相位檢測裝置，其具有：

區間判斷電路，其基於輸入的多相信號振幅值，判斷位於連續的多個區間中的哪一個區間，其中，在上述多個區間中各相信號振幅的大小關係不同；

振幅歸一化處理電路，其分別針對由前述區間判斷電路判斷出的區間，對前述各個相之間的信號振幅進行規定的減法處理，並使用該減法處理結果在該區間內求出歸一化後的歸一化振幅值；以及

換算相位輸出電路，其與由前述區間判斷電路判斷

出的區間對應，將通過前述振幅歸一化處理電路求得的歸一化振幅值換算為以規定相為基準的 1 個周期的向量相位並輸出。

30. 如申請專利範圍第 29 項所述的同步電動機的控制裝置，其特徵在於：

具備目標功率因數設定單元，其設定前述功率因數的目標值，

前述控制單元進行下述反饋控制，即，使由前述功率因數運算單元求得的功率因數接近由前述目標功率因數設定單元設定的目標值。

31. 如申請專利範圍第 29 項所述的同步電動機的控制裝置，其特徵在於：

前述控制單元，通過對施加於前述同步電動機上的電壓振幅值進行振幅調節，而進行使前述功率因數接近前述目標值的控制。

32. 如申請專利範圍第 29 項所述的同步電動機的控制裝置，其特徵在於：

前述控制單元，通過進行相位調節以使由前述功率因數運算單元運算出的功率因數與前述目標值間的誤差減小，而進行使前述功率因數接近前述目標值的控制。

33. 如申請專利範圍第 30 至 32 項中任一項所述的同步電動機的控制裝置，其特徵在於：

前述控制單元，與基於各相的電壓值及各相的電流

值而求出的前述同步電動機的扭矩對應，使前述振幅調節及/或前述相位調節的增益改變。

34. 如申請專利範圍第 29 至 32 項中任一項所述的同步電動機的控制裝置，其特徵在於，

具備目標功率因數變換單元，其基於根據各相的電壓值和各相的電流值求得的扭矩與該扭矩時的功耗效率高的功率因數之間的關係，而輸出與各相電壓值和各相電流值對應的功率因數目標值，

前述目標功率因數設定單元，設定為從前述目標功率因數變換單元輸出的功率因數。

35. 如申請專利範圍第 34 項所述的同步電動機的控制裝置，其特徵在於：

前述目標功率因數變換單元，通過反饋各相電壓值和各相電流值，而輸出前述功率因數的目標值。

36. 一種同步電動機的控制裝置，其特徵在於，具備：

電壓相位檢測單元，其利用相位檢測裝置，求出施加於同步電動機上的電壓的向量相位；

電流相位檢測單元，其利用前述相位檢測裝置，求出施加於前述同步電動機上的電流的向量相位；

功率因數運算單元，其實時地運算由前述電壓相位檢測單元檢測出的電壓向量相位和由前述電流相位檢測單元檢測出的電流向量相位間的相位差，即功率因數；以及

控制單元，其基於前述功率因數運算單元求得的功

率因數對前述同步電動機進行同步控制；

而前述相位檢測裝置，具備：

區間判斷電路，其判斷位於下述第 1 至第 6 區間這 6 個連續的區間中的哪一個區間，在上述第 1 至第 6 區間中，輸入的 R 相、S 相、T 相這 3 相信號的信號振幅值的大小關係分別為 R 相的值 > T 相的值 > S 相的值、R 相的值 > S 相的值 > T 相的值、S 相的值 > R 相的值 > T 相的值、S 相的值 > T 相的值 > R 相的值、T 相的值 > S 相的值 > R 相的值、T 相的值 > R 相的值 > S 相的值；

振幅歸一化處理電路，其以下述方式進行運算處理，以求出歸一化振幅值，即，在前述第 1 區間按照 $(R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 2 區間按照 $(S \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 3 區間按照 $(S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S \text{ 相的值} - T \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 4 區間按照 $(T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 5 區間按照 $(T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 6 區間按照 $(R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理；以及

換算相位輸出電路，其將前述第 1 至第 6 區間的歸一化振幅值分別乘以相位 60° ，將前述第 1 至第 6 區間的乘法值分別加上相位 30° 、 90° 、 150° 、 210° 、 270° 、 330° 而計算出相位值，並在前述第 6 區間的相位值大於

或等於 360° 的情況下，從該相位值中減去相位 360° 而求出相位值，由此換算並輸出 1 個周期的向量相位。

37. 如申請專利範圍第 36 項所述的同步電動機的控制裝置，其特徵在於：

具備目標功率因數設定單元，其設定前述功率因數的目標值，

前述控制單元進行下述反饋控制，即，使由前述功率因數運算單元求得的功率因數接近由前述目標功率因數設定單元設定的目標值。

38. 如申請專利範圍第 37 項所述的同步電動機的控制裝置，其特徵在於：

前述控制單元，通過對施加於前述同步電動機上的電壓振幅值進行振幅調節，而進行使前述功率因數接近前述目標值的控制。

39. 如申請專利範圍第 37 項所述的同步電動機的控制裝置，其特徵在於：

前述控制單元，通過進行相位調節以使由前述功率因數運算單元運算出的功率因數與前述目標值間的誤差減小，而進行使前述功率因數接近前述目標值的控制。

40. 如申請專利範圍第 37 至 39 項中任一項所述的同步電動機的控制裝置，其特徵在於：

前述控制單元，與基於各相的電壓值及各相的電流值而求出的前述同步電動機的扭矩對應，使前述振幅調

節及/或前述相位調節的增益改變。

41. 如申請專利範圍第 36 至 39 項中任一項所述的同步電動機的控制裝置，其特徵在於，

具備目標功率因數變換單元，其基於根據各相的電壓值和各相的電流值求得的扭矩與該扭矩時的功耗效率高的功率因數之間的關係，而輸出與各相電壓值和各相電流值對應的功率因數目標值，

前述目標功率因數設定單元，設定為從前述目標功率因數變換單元輸出的功率因數。

42. 如申請專利範圍第 41 項所述的同步電動機的控制裝置，其特徵在於：

前述目標功率因數變換單元，通過反饋各相電壓值和各相電流值，而輸出前述功率因數的目標值。

43. 一種同步電動機的控制裝置，其特徵在於，具備：

電流相位檢測單元，其利用相位檢測裝置，求出施加於前述同步電動機上的電流的向量相位；

功率因數運算單元，其實時地運算電壓的向量相位與由前述電流相位檢測單元檢測出的電流的向量相位之間的相位差，即功率因數；以及

控制單元，其基於前述功率因數運算單元求得的功率因數對前述同步電動機進行同步控制；

輸入至前述功率因數運算單元的電壓向量相位是電壓驅動信號的相位，該電壓驅動信號由前述控制單元控制，用於生成施加於前述同步電動機上的交流信號；

而前述相位檢測裝置，具有：

區間判斷電路，其基於輸入的多相信號振幅值，判斷位於連續的多個區間中的哪一個區間，其中，在上述多個區間中各相信號振幅的大小關係不同；

振幅歸一化處理電路，其分別針對由前述區間判斷電路判斷出的區間，對前述各個相之間的信號振幅進行規定的減法處理，並使用該減法處理結果在該區間內求出歸一化後的歸一化振幅值；以及

換算相位輸出電路，其與由前述區間判斷電路判斷出的區間對應，將通過前述振幅歸一化處理電路求得的歸一化振幅值換算為以規定相為基準的 1 個周期的向量相位並輸出。

44. 一種同步電動機的控制裝置，其特徵在於，具備：

電流相位檢測單元，其利用相位檢測裝置，求出施加於前述同步電動機上的電流的向量相位；

功率因數運算單元，其實時地運算電壓的向量相位與由前述電流相位檢測單元檢測出的電流的向量相位之間的相位差，即功率因數；以及

控制單元，其基於前述功率因數運算單元求得的功率因數對前述同步電動機進行同步控制；

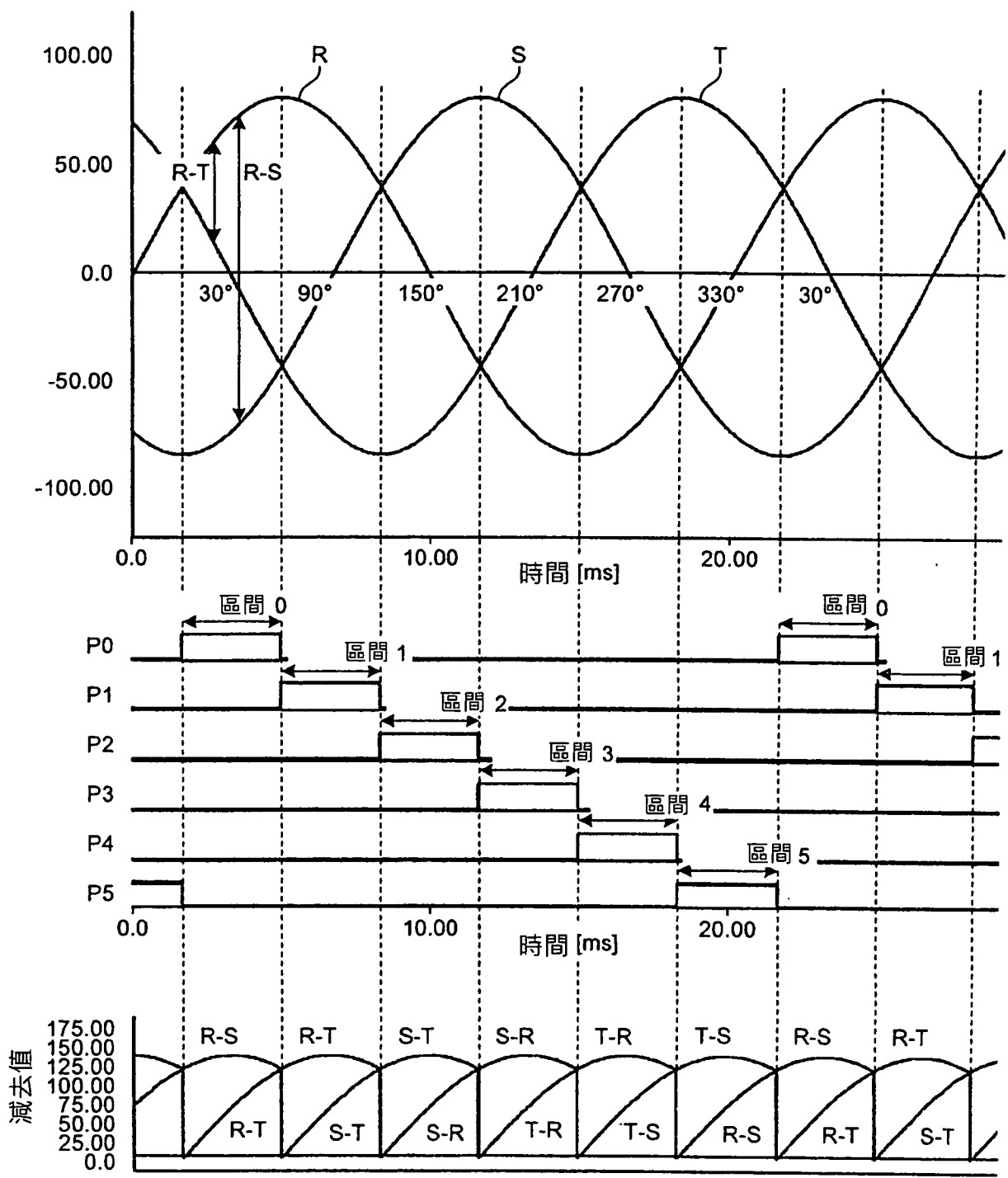
輸入至前述功率因數運算單元的電壓向量相位是電壓驅動信號的相位，該電壓驅動信號由前述控制單元控制，用於生成施加於前述同步電動機上的交流信號；

而前述相位檢測裝置，具備：

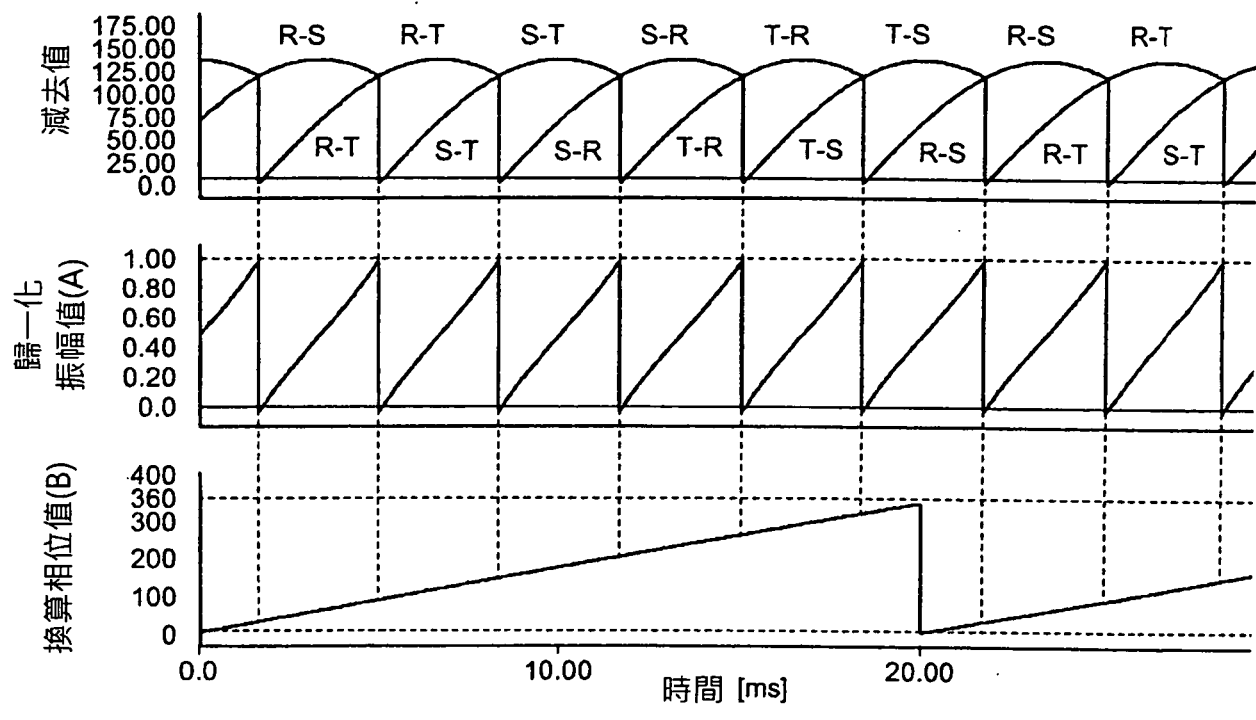
區間判斷電路，其判斷位於下述第 1 至第 6 區間這 6 個連續的區間中的哪一個區間，在上述第 1 至第 6 區間中，輸入的 R 相、S 相、T 相這 3 相信號的信號振幅值的大小關係分別為 R 相的值 > T 相的值 > S 相的值、R 相的值 > S 相的值 > T 相的值、S 相的值 > R 相的值 > T 相的值、S 相的值 > T 相的值 > R 相的值、T 相的值 > S 相的值 > R 相的值、T 相的值 > R 相的值 > S 相的值；

振幅歸一化處理電路，其以下述方式進行運算處理，以求出歸一化振幅值，即，在前述第 1 區間按照 $(R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 2 區間按照 $(S \text{ 相的值} - T \text{ 相的值}) / (R \text{ 相的值} - T \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 3 區間按照 $(S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S \text{ 相的值} - T \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 4 區間按照 $(T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值}) / (S \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 5 區間按照 $(T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - R \text{ 相的值})$ 進行運算處理，在前述第 6 區間按照 $(R \text{ 相的值} - S \text{ 相的值}) / (T \text{ 相的值} - S \text{ 相的值})$ 進行運算處理；以及

換算相位輸出電路，其將前述第 1 至第 6 區間的歸一化振幅值分別乘以相位 60° ，將前述第 1 至第 6 區間的乘法值分別加上相位 30° 、 90° 、 150° 、 210° 、 270° 、 330° 而計算出相位值，並在前述第 6 區間的相位值大於或等於 360° 的情況下，從該相位值中減去相位 360° 而求出相位值，由此換算並輸出 1 個周期的向量相位。



第1圖



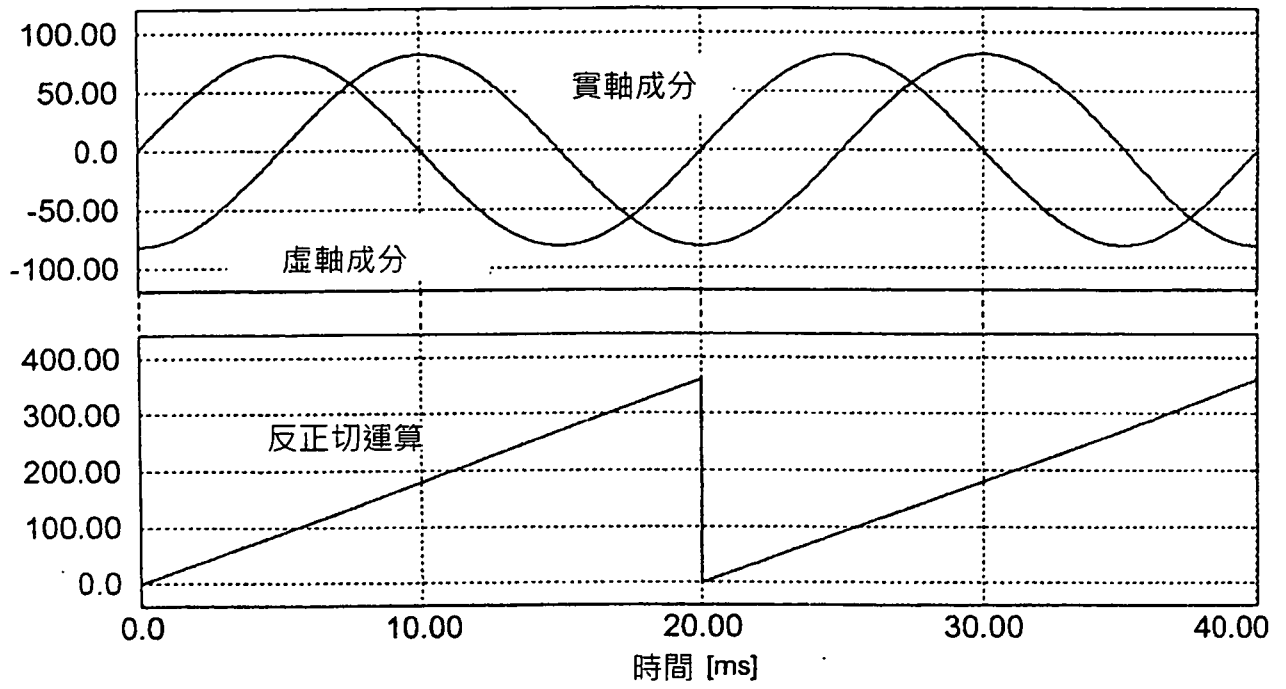
第2圖

真值	單一化值	換算相位值	誤差
30	0.00	30.00	0.00
31	0.02	31.20	-0.20
32	0.04	32.37	-0.37
33	0.06	33.52	-0.52
34	0.08	34.66	-0.66
35	0.10	35.77	-0.77
36	0.11	36.87	-0.87
37	0.13	37.94	-0.94
38	0.15	39.01	-1.01
39	0.17	40.05	-1.05
40	0.18	41.09	-1.09
41	0.20	42.11	-1.11
42	0.22	43.12	-1.12
43	0.24	44.11	-1.11
44	0.25	45.10	-1.10
45	0.27	46.08	-1.08
46	0.28	47.04	-1.04
47	0.30	48.00	-1.00
48	0.32	48.96	-0.96
49	0.33	49.90	-0.90
50	0.35	50.84	-0.84
51	0.36	51.77	-0.77
52	0.38	52.70	-0.70
53	0.39	53.62	-0.62
54	0.41	54.54	-0.54
55	0.42	55.45	-0.45
56	0.44	56.37	-0.37
57	0.45	57.28	-0.28
58	0.47	58.19	-0.19
59	0.48	59.09	-0.09
60	0.50	60.00	0.00

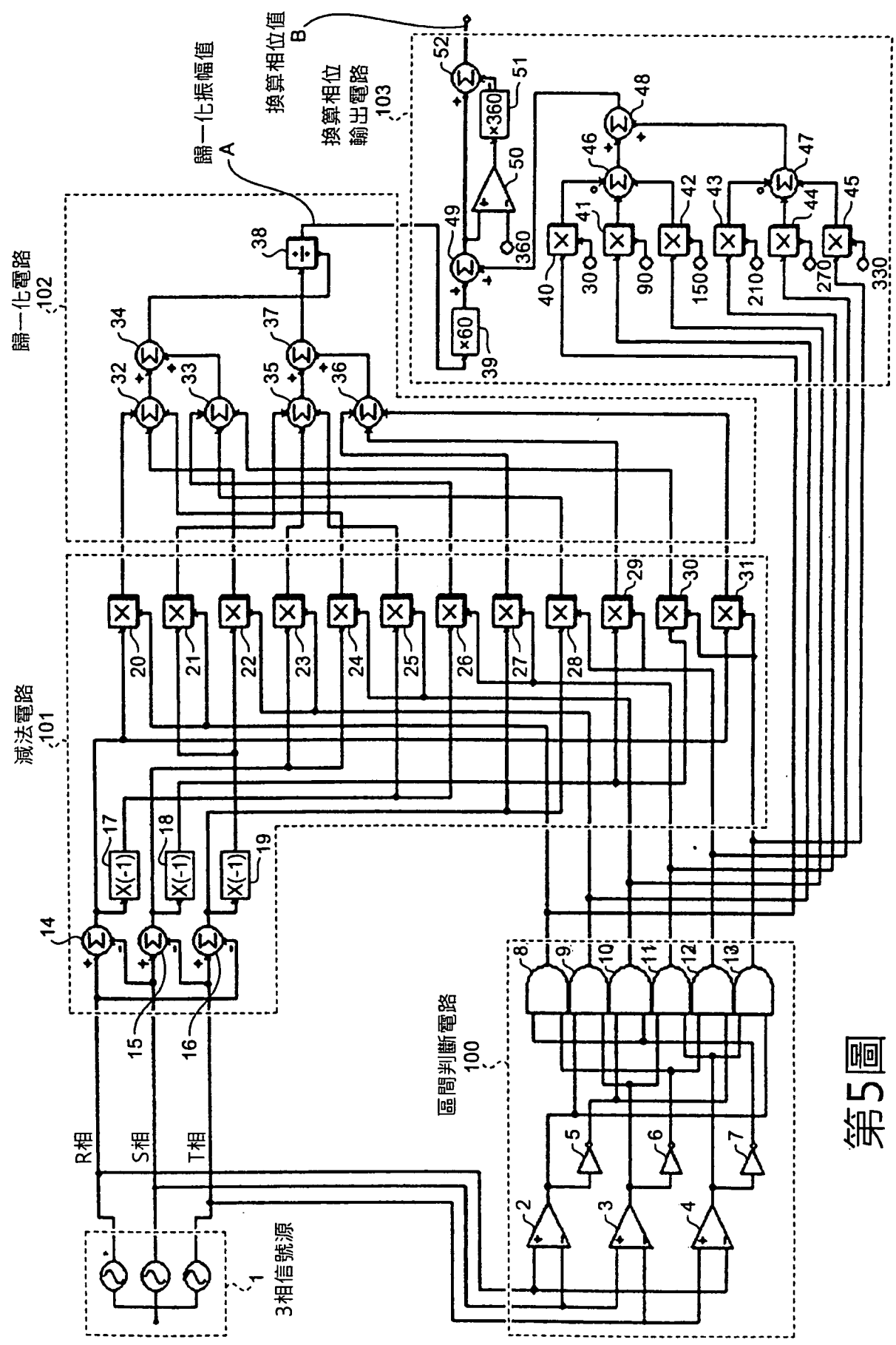
第3A圖

真值	單一化值	換算相位值	誤差
61	0.52	60.91	0.09
62	0.53	61.81	0.19
63	0.55	62.72	0.28
64	0.56	63.63	0.37
65	0.58	64.55	0.45
66	0.59	65.46	0.54
67	0.61	66.38	0.62
68	0.62	67.30	0.70
69	0.64	68.23	0.77
70	0.65	69.16	0.84
71	0.67	70.10	0.90
72	0.68	71.04	0.96
73	0.70	72.00	1.00
74	0.72	72.96	1.04
75	0.73	73.92	1.08
76	0.75	74.90	1.10
77	0.76	75.89	1.11
78	0.78	76.88	1.12
79	0.80	77.89	1.11
80	0.82	78.91	1.09
81	0.83	79.95	1.05
82	0.85	80.99	1.01
83	0.87	82.06	0.94
84	0.89	83.13	0.87
85	0.90	84.23	0.77
86	0.92	85.34	0.66
87	0.94	86.48	0.52
88	0.96	87.63	0.37
89	0.98	88.80	0.20
90	1.00	90.00	0.00

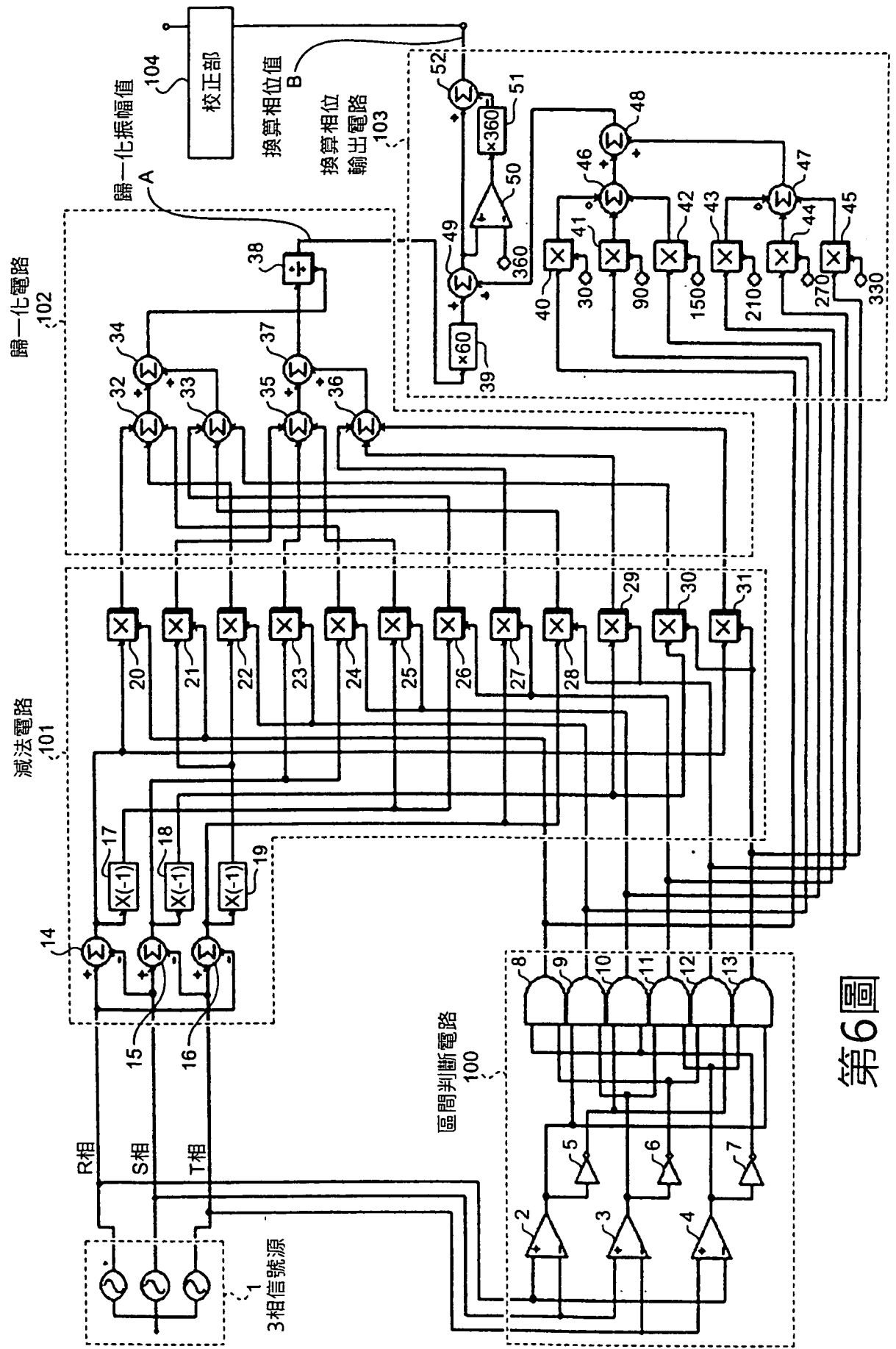
第3B圖



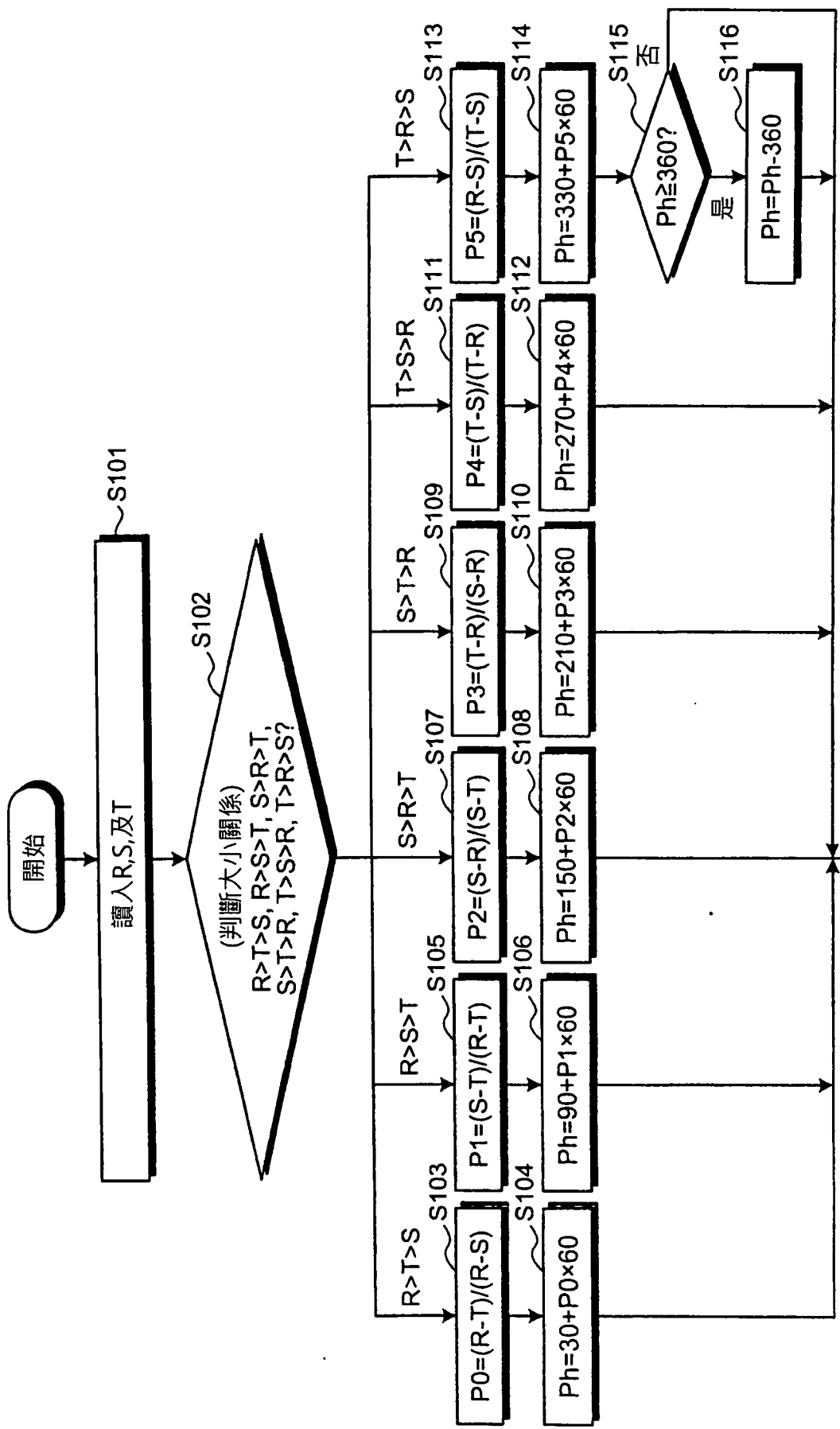
第4圖



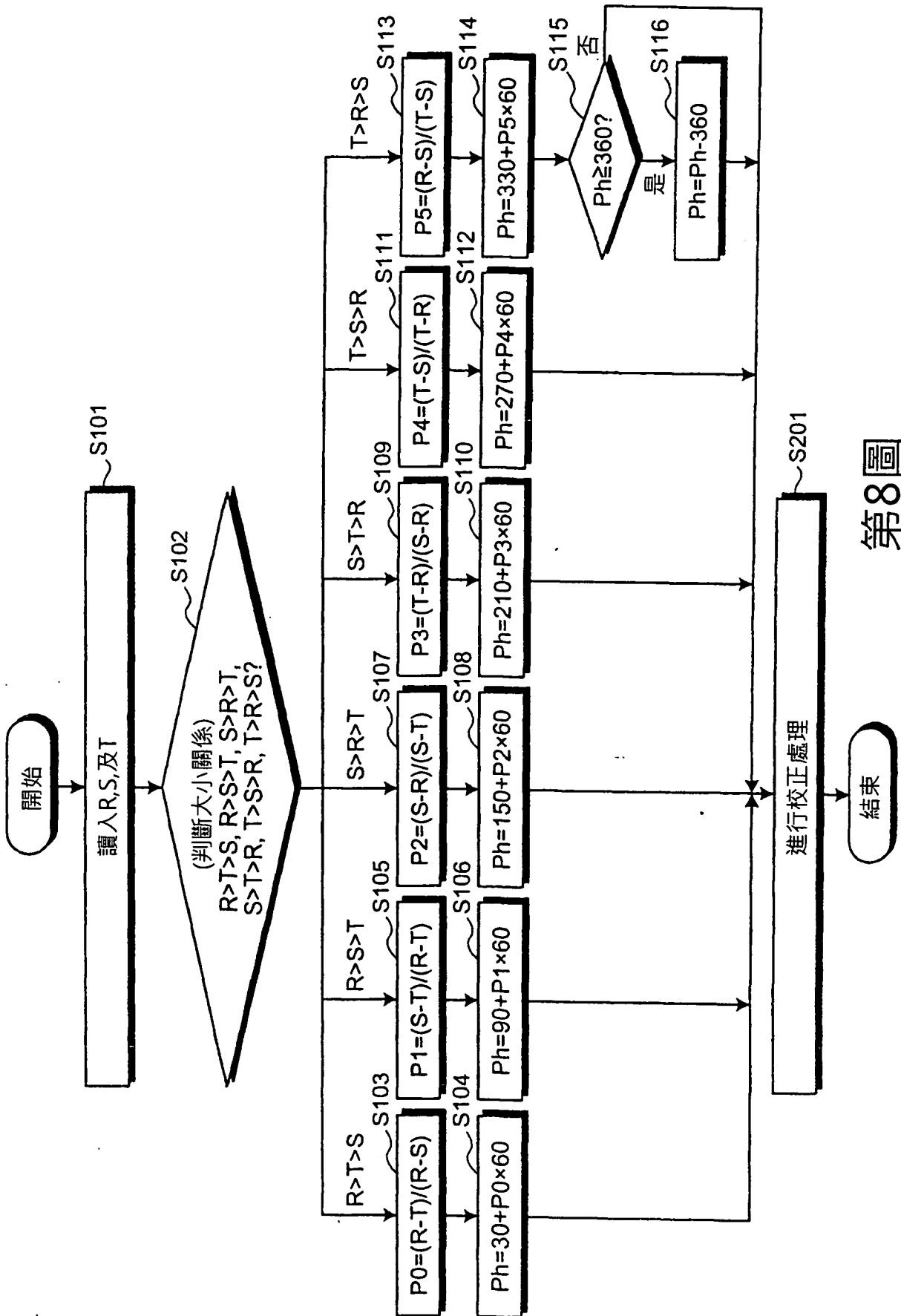
第5圖



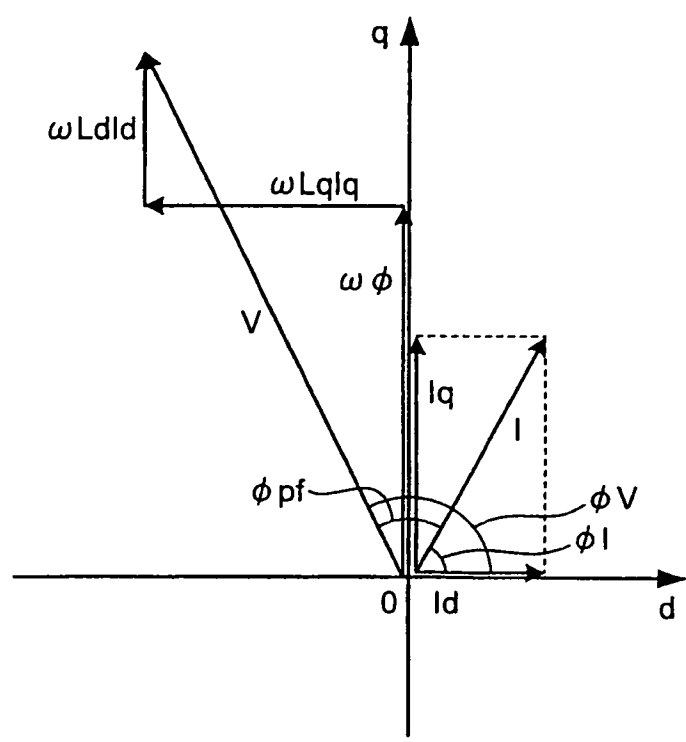
第6圖



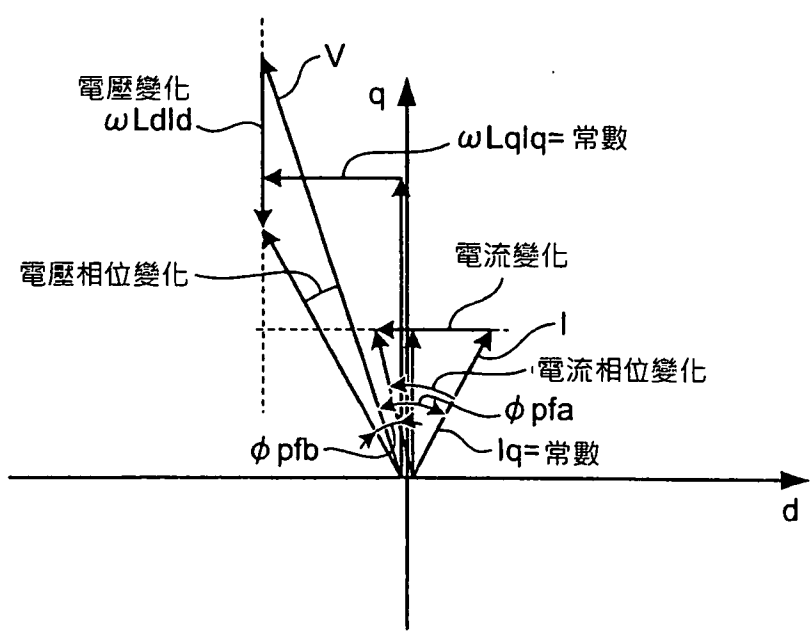
第7圖



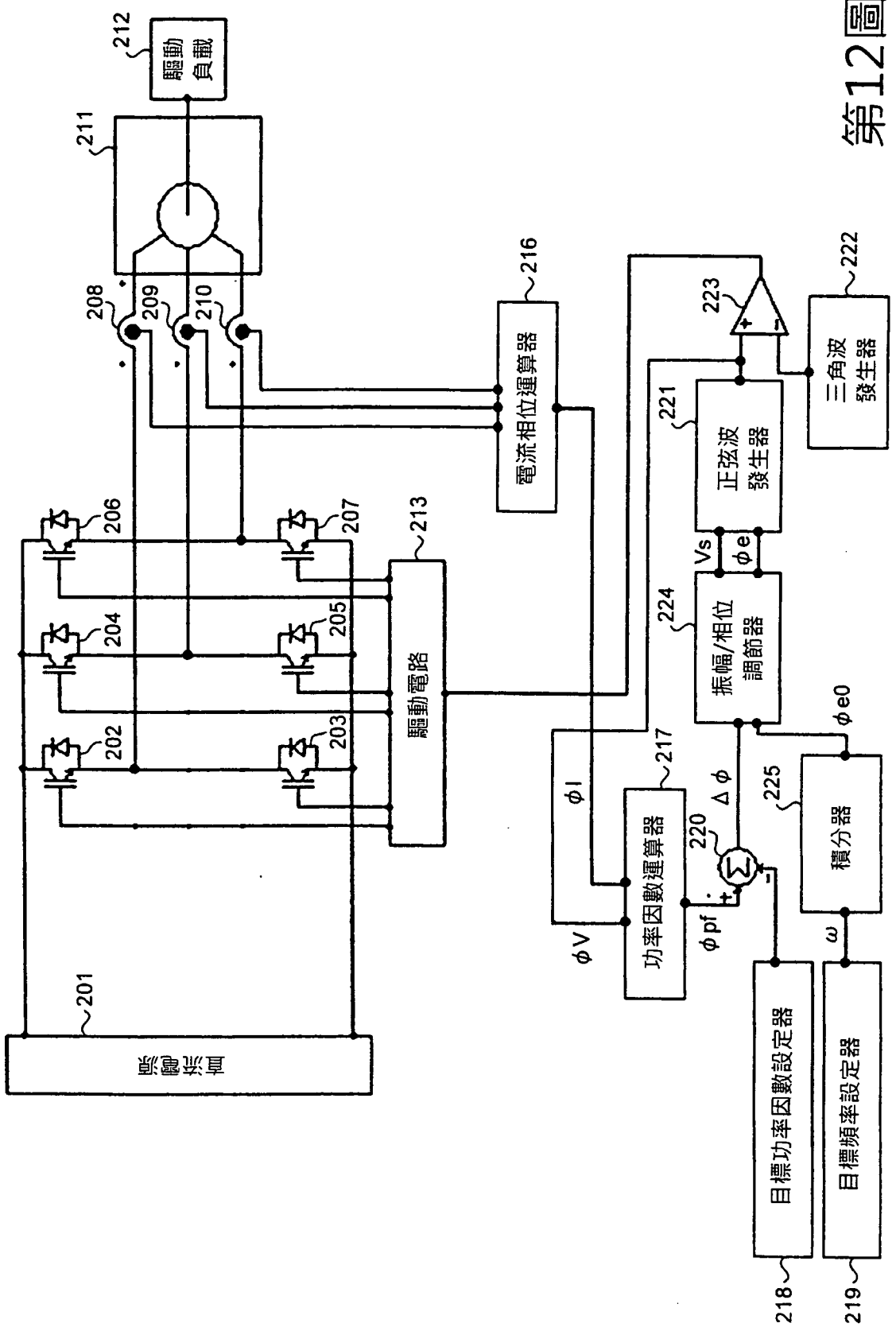
第8圖



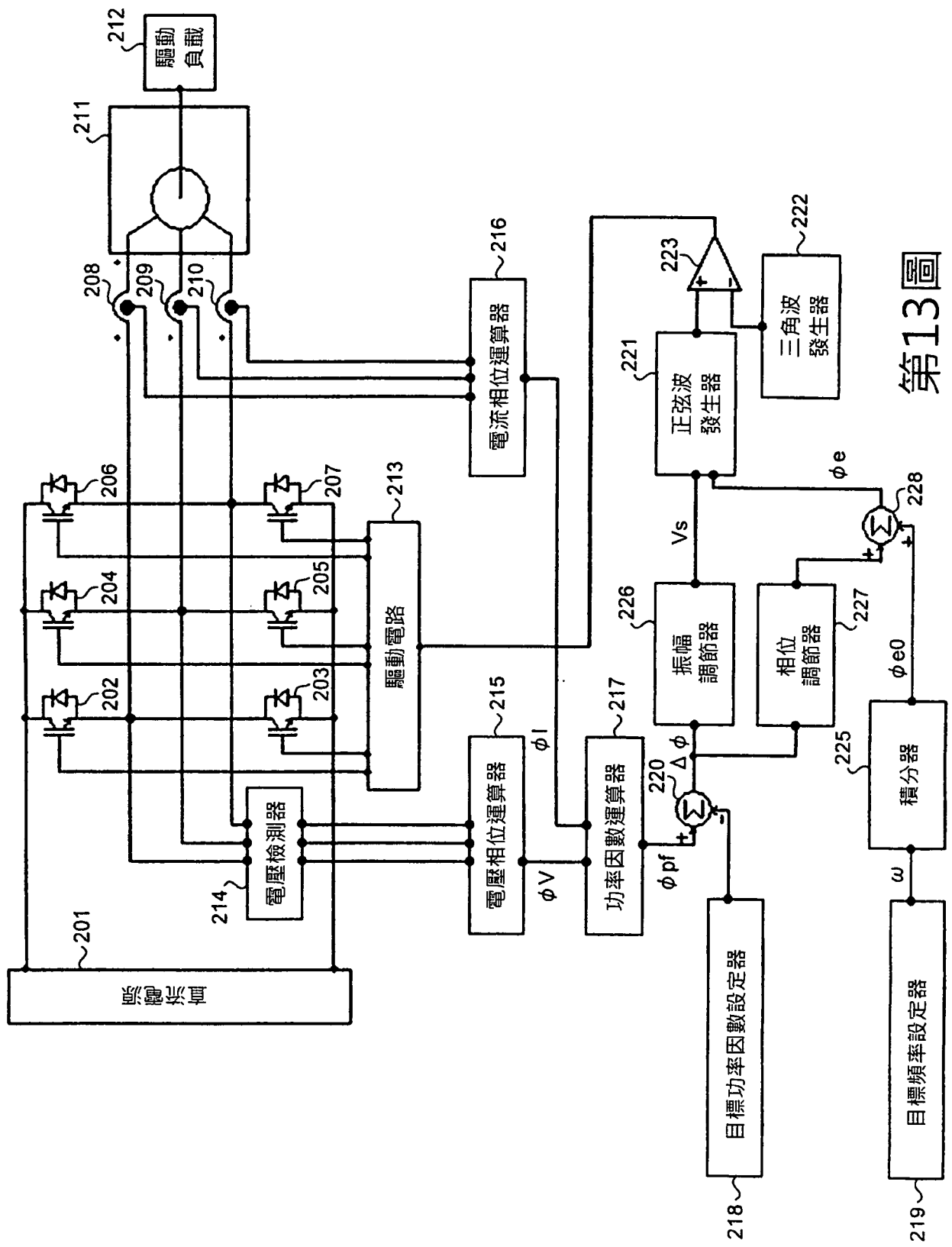
第9圖



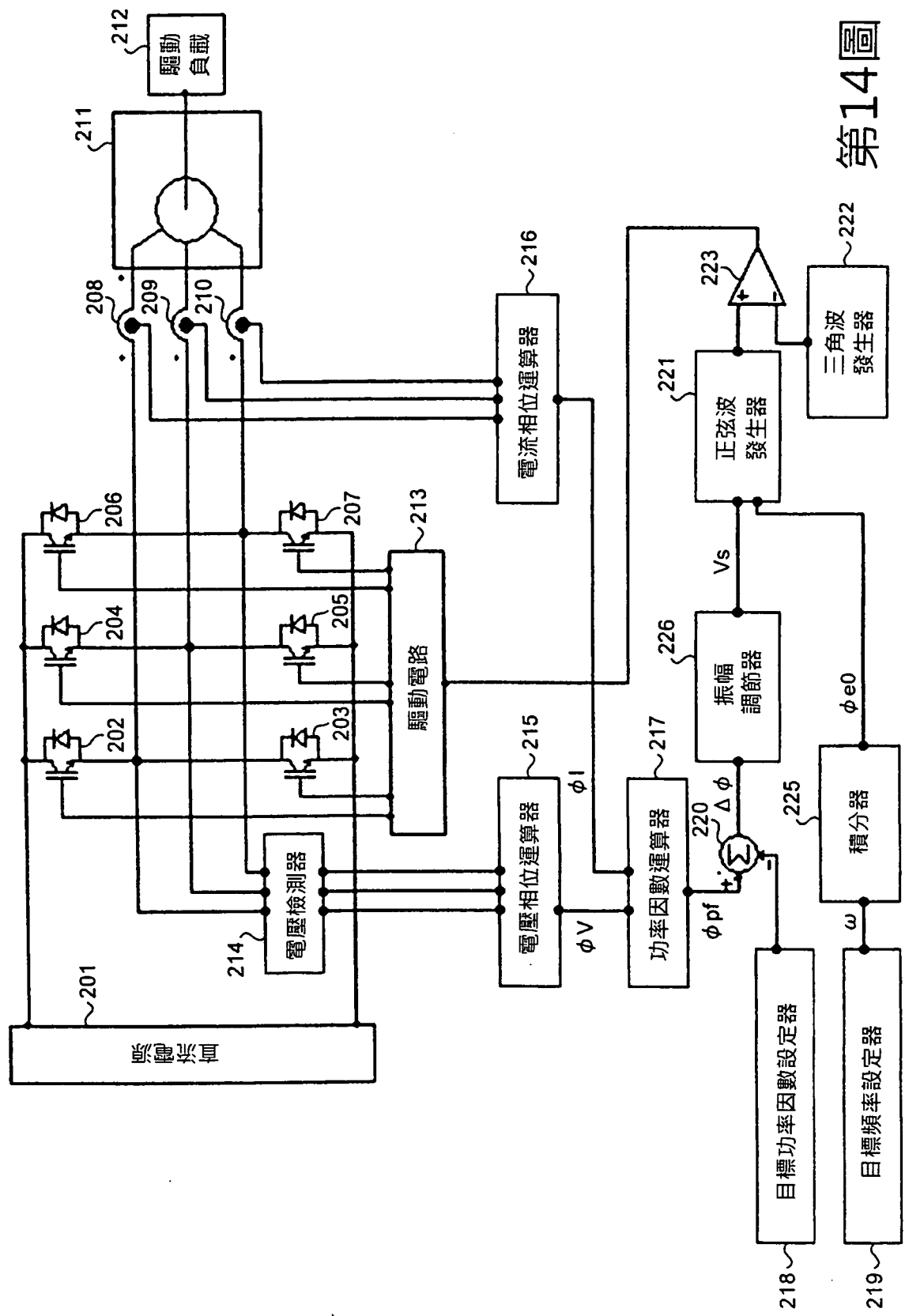
第10圖



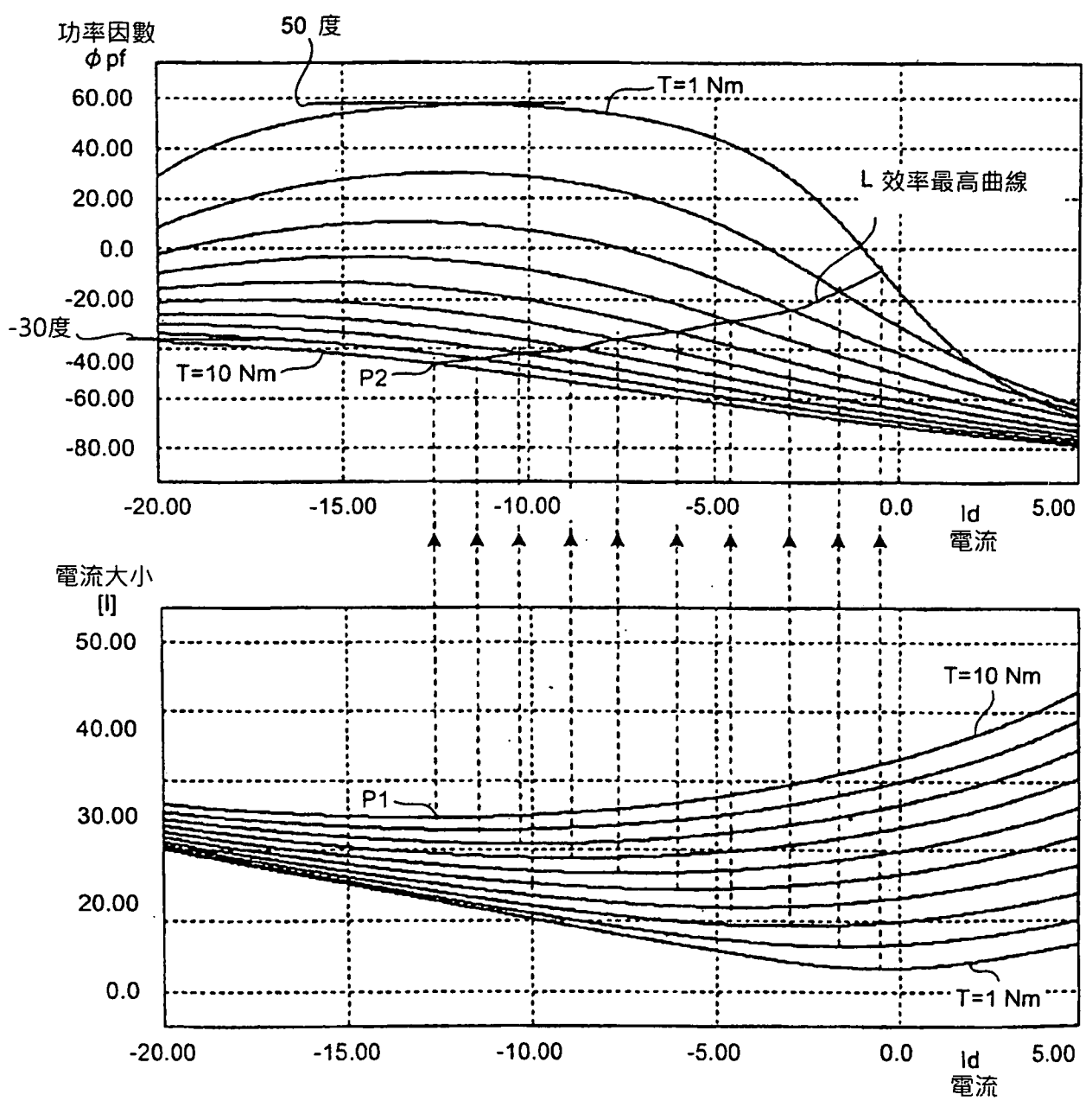
第12圖



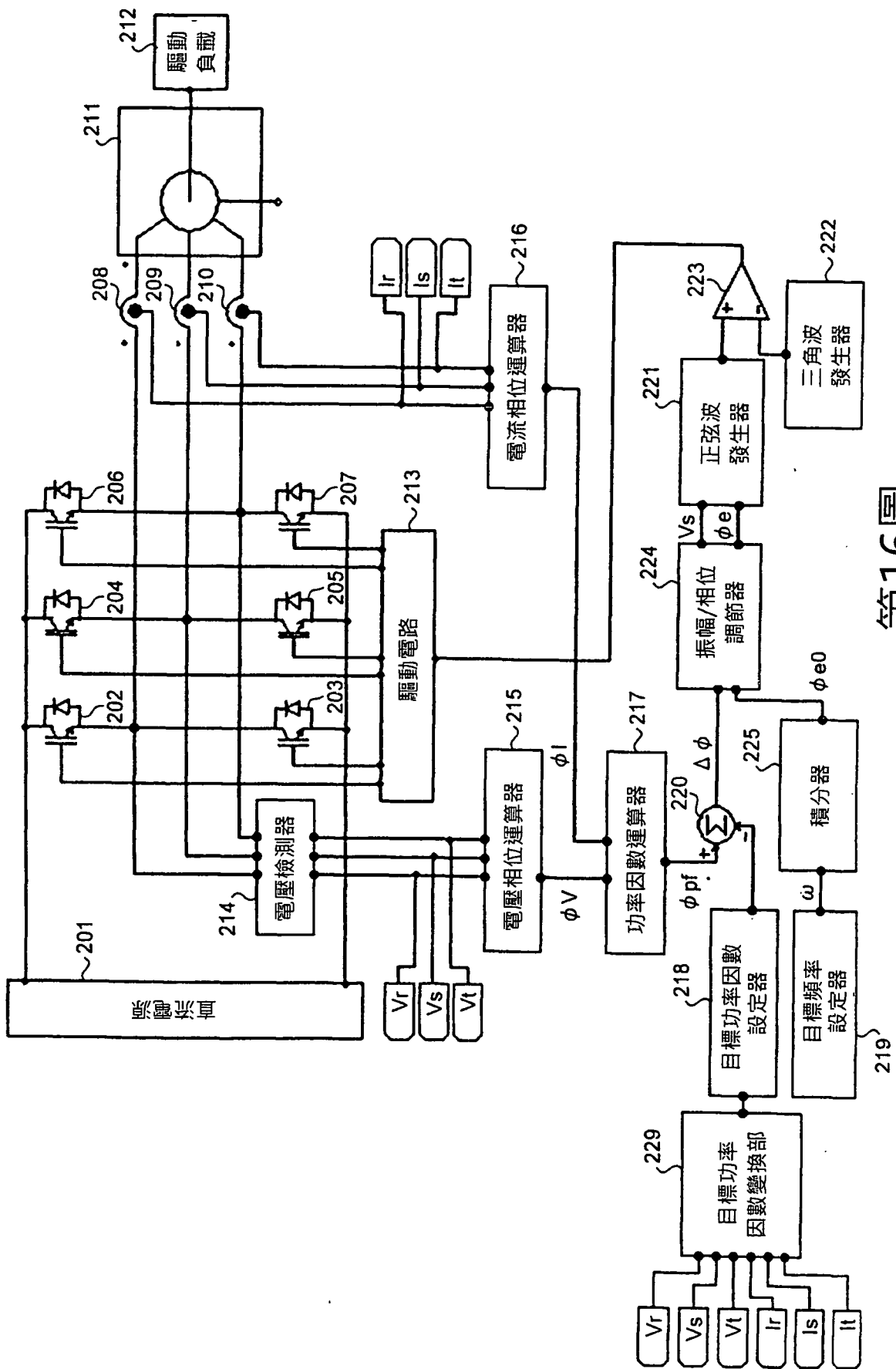
第13圖



第14圖



第15圖



第16圖