

(1)

九、發明說明

【發明所屬之技術領域】

本發明係關於同步電動機之控制裝置、電器及模組。

【先前技術】

交流電動機之速度或者不使用位置感測器之控制方式，至目前為止，公開有各種手法。例如，在以交流電動機之代表例的永久磁鐵同步電動機為對象之例子中，有日本專利特開 2001-251889 號公報等之方式為所周知。此控制方式係不使用位置感測器，代之在控制器內部進行磁極位置的推測運算的方式。

另外，電動機之負載裝置所產生之週期性轉矩干擾的控制方法，則有日本專利特開平 10-174488 號公報、日本專利特開 2002-34290 號公報等。日本專利特開平 10-174488 號公報所記載之方式，係抽出包含在電動機之速度檢測值之脈動成分，在換流器輸出電壓加上補正以將其抵消之方式。在此方式之實現上，需要速度資訊。

日本專利特開 2002-34290 號公報之方式，係檢測包含在轉矩電流成分之脈動成分，藉由在旋轉速度加上補正，以穩定地控制電動機之方式。

[專利文獻 1]日本專利特開 2001-251889 號公報

[專利文獻 2]日本專利特開平 10-174488 號公報

[專利文獻 3]日本專利特開 2002-34290 號公報

(2)

【發明內容】

[發明所欲解決之課題]

在日本專利特開 2001-251889 號公報之方式中，雖可實現無位置感測器，但是，在負載裝置連接壓縮機等之週期性干擾所伴隨之負載的情形，無法抑制該週期性干擾。其結果為，產生旋轉脈動，而有變成裝置之振動、噪音的原因之課題。

日本專利特開平 10-174488 號公報之方式，雖可抑制週期性干擾，但是，需要電動機之旋轉速度資訊。因此，需要某種之速度檢測器。原理上，雖可安裝全 IC 等之位置感測器，使用於電動機之速度檢測，但是，在負載裝置為空調等之壓縮機的情形，由於周圍環境之問題，感測器之安裝有困難。

代替位置感測器，檢測電動機之中性點電位，由其之變動成分以獲得速度資訊之方法雖也為所周知，但是，速度資訊以電氣角而言，只能每 60 度獲得，高速、高精度之速度檢測有困難。特別是，基於驅動電動機之換流器之導通延遲（空載期間）之影響所致之週期性干擾，對於電動機之驅動頻率，係以 6 倍之頻率變動故，以電氣角 60 度間隔之速度檢測，不可能抑制此干擾。另外，獲得中性點電位用之配線，則有需要多 1 條線之課題。

日本專利特開 2002-34290 號公報之方式係因應包含在轉矩電流之脈動，改變旋轉速度本身，以提升控制裝置整體之穩定性之方式。因此，旋轉脈動進一步增加，振

(3)

動、噪音的課題無法解決。另外，對象為感應電動機故，照這樣，則難於適用在同步電動機。

本發明之目的在於提供：可以抑制週期性干擾所引起之振動、噪音之電動機之控制裝置。

[解決課題用手段]

本發明之特徵之一為具有，在同步電動機之控制裝置中，依據軸誤差推算值，求得前述電動機或者負載之某一方，或者雙方所產生的週期性干擾成分之週期性干擾推算器。

[發明之效果]

如依據本發明，可以實現能抑制週期性干擾所引起之振動、噪音之電動機之控制裝置。

【實施方式】

接著，參照第 1 圖至第 15 圖，說明依據本發明之交流電動機之控制裝置的實施例。另外，在以下之實施例中，電動機雖使用永久磁鐵型同步電動機（以下，省略為 PM 電動機）做說明，但是，關於其他之同步電動機（例如，繞線型同步電動機、磁阻電動機等），也可同樣地加以實現。

[實施例 1]

(4)

第 1 圖係顯示依據本發明之交流電動機控制裝置之實施例 1 之系統構造方塊圖。本實施例 1 之控制裝置係由：藉由上位控制裝置之指令 100，對電動機給予旋轉數指令 ω_r^* 之旋轉數指令產生器 1，及運算電動機之交流施加電壓，轉換為脈波寬度調變波訊號（PWM 訊號）而予以輸出之控制器 2，及藉由此 PWM 訊號所驅動之換流器 3，及對換流器 3 供給電力之轉換器 4，及控制對象之 PM 電動機 5，及 PM 電動機之負載之壓縮機 6，及檢測轉換器 4 對換流器 3 供給之電流 10 之電流檢測器 7 所形成。

控制器 2 係依據藉由電流檢測器 7 所檢測之電流 10，在控制器內部運算流經 PM 電動機 5 之三相交流電流 I_u 、 I_v 、 I_w 而加以再現之電流再現器 8，及將所再現之三相交流電流 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} 藉由相位角 θ_{dc} （在控制器內部所假定之 PM 電動機的磁鐵磁通之位置）予以座標轉換為各軸上之成分 I_{dc} 、 I_{qc} 之 dq 座標轉換器 9，及對於 q 軸上之電流成分，給予指令 I_{q*} 之 I_{q*} 產生器 10，及同樣地，對於 d 軸上之電流成分，給予指令 I_{d*} 之 I_{d*} 產生器 11，及依據 I_{d*} 、 I_{q*} 、以及電氣角頻率指令 ω_1^* ，運算電壓指令 V_{dc*} 、 V_{qc*} 之電壓指令運算器 12，及將 V_{dc*} 、 V_{qc*} 轉換為三相交流電壓指令 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} 之 dq 逆轉換器 13，及依據三相交流電壓指令，產生開關換流器 3 用之脈波寬調變訊號（PWM 訊號）之 PWM 脈波產生器 14，及推算相當於 PM 電動機 5 之磁鐵磁通位置 θ_d 與在控制器 2 內部所假定之位置 θ_{dc} 之誤差的角度（軸誤差） $\Delta\theta$ 之

(8)

此處，考慮在電壓干擾 V_D 或者負載轉矩 T_L 包含有週期性成分。

週期性之電壓干擾 V_D ，例如在 PM 電動機之磁鐵磁通不均勻，有導磁偏差之情形，或者捲線之相位間偏差之情形，等效性成為週期性電壓干擾而造成影響。或者基於換流器之臂短路防止期間（空載時間）之影響所致之干擾等，也以換流器之驅動頻率的 6 倍頻率而產生。

另外，週期性負載轉矩干擾例如可以思考在冷凍庫或空調等所使用之往復式壓縮機，或單旋轉式壓縮機等之負載。在往復式壓縮機之情形，以電動機之一旋轉為一週期，負載激烈變動。

為了控制性地抑制這些振動、噪音，如構成前述之週期性轉矩變動成為零之控制系統即可。在習知的發明中，係以某種手段檢測旋轉速度資訊，控制施加電壓令該旋轉脈動成為零而加以對應。在空調等之壓縮機中，難於直接獲得速度資訊故，所以檢測電動機之中性點電位的變動，獲得以電氣角 60 度刻度之資訊，以推算速度。

但是，在此方式中，對於電氣角週期，只能獲得 6 點之資訊，作為速度資訊並不充分。在此狀態下，產生 60 度份之延遲的影響，或在速度檢測精度出現問題。或者對於基於電動機之感應電動勢電壓之畸變所產生之脈動，成為比電氣角週期短之週期（主要為 $1/6$ 週期）故，要將其抑制有其困難。

另外，雖也可考慮驅使控制理論，構築附在干擾觀測

(9)

器等，以推算脈動轉矩之手法，但是，在此情形，觀測器本身之響應頻率變成課題。脈動轉矩之頻率高之情形，因應其，也需要提高觀測器之設定響應。脈動轉矩之頻率成分變得愈高，則觀測器之高響應性更被要求，結果為，需要高速運算處理。因此，作為目前為止之週期性干擾之抑制方法，一般在低速領域之振動抑制雖屬可能，但是，高速旋轉時之抑制很難。

舉其一例，考察利用泛用微電腦以構成觀測器之情形。在設觀測器響應時間為 1ms ($1000\text{rad/s} \rightarrow$ 約 150Hz) 之情形，可檢測之脈動轉矩為 30Hz 之程度。如將其設為 4 極之電動機時，則變成 $900[\text{r/min}]$ 。在壓縮機之情形，最高旋轉數多數在 $3000[\text{r/min}]$ 以上故，如不在 30% 程度之速度以下，則變得無法適用。

在本發明中，著眼於第 4 圖之方塊圖，提出由軸誤差 $\Delta\theta$ 以推算轉矩脈動成分 ΔT_m 之手法。軸誤差 $\Delta\theta$ 係瞬間可運算瞬間值故，可不受到運算延遲之影響，而做高精度之推算。另外，對於驅動頻率，對於高的頻率成分（例如，6 倍之振動成分），也可以檢測為其特徵。此結果為，與習知之週期性干擾控制方法相比，大幅至高速領域之推算變成可能。

在此種週期性干擾產生之情形，電動機轉矩 T_m 與負載轉矩 T_L 之差，係變成週期性之轉矩變動，成為振動、噪音之原因。在抑制此振動、噪音上，例如，需要以吸音材包圍裝置整體等之對策，變成裝置之大型化，以及成本

(10)

增加，係一種需要解決之課題。

在控制性地抑制振動、噪音上，如構成令前述之週期性轉矩變動成為零之控制系統即可。在習知的發明中，以某種手段檢測旋轉速度，控制施加電壓以令該旋轉脈動成為零而加以對應。但是，在空調等之壓縮機中，電動機係組裝在壓縮機內部故，難於簡單地獲得速度資訊，另外，即使可以獲得，頂多只能獲得相當於電氣角 60 度刻度之資訊。因此，高精度化有其困難。

在本發明中，著眼於第 4 圖之方塊圖，提出由軸誤差 $\Delta \theta$ 以推算轉矩脈動成分 ΔT_m 之手法。軸誤差 $\Delta \theta$ 係瞬間可運算瞬間值故，可不受到運算延遲之影響，而做高精度之推算。另外，對於驅動頻率，對於高的頻率成分（例如，6 倍之振動成分），也可以檢測為其特徵。

第 5 圖係分別顯示負載轉矩 T_L 以角頻率 ω_d 而在正弦波狀包含振動之成分的情形之轉矩脈動成分（ ΔT_m ）、旋轉速度變動（ $\Delta \omega_r$ ）、軸誤差（ $\Delta \theta$ ）。如考慮穩定狀態時， T_m 與 T_L 之平均值係一致， ΔT_m 只是振動成分而已（第 5 (b) 圖）。包含於旋轉速度之振動成分 $\Delta \omega_r$ 係積分此 ΔT_m 者，與 ΔT_m 相比，變成相位延遲 90 度之波形。振動之大小本身雖依據慣量 J 而變化，但是，相位可認為幾乎延遲 90 度。軸誤差 $\Delta \theta$ 係變成進而積分 $\Delta \omega_r$ ，令符號反轉者（以第 2 圖所示定義之關係，反轉符號）故，相位變成前進 90 度（以積分而延遲 90 度，符號反轉故，變成前進 90 度）。即 ΔT_m 之變動成分，在

(11)

$\Delta \theta$ 中，係變成同相位之振動波形而被觀測到。如由方塊線圖導出此關係時，變成如下。

第 6 (a) 圖係顯示由 ΔT_m 至 $\Delta \theta$ 之方塊圖。藉由逆轉換此方塊圖，可以求得由 $\Delta \theta$ 至 ΔT_m 之傳達函數，變成如同圖 (c) 般。

依據第 6 (c) 圖而求得 ΔT_m 時，由 $\Delta \theta_{dc}$ ($\Delta \theta$ 之推算值) 可直接推算轉矩之脈動成分。但是，二階微分 $\Delta \theta_{dc}$ 實際上不可能。 $\Delta \theta_{dc}$ 原本為推算值，也多數包含有檢測值之雜訊等故，使用微分會增加推算誤差，另外，也有來自運算週期之界限。

因此，著眼於「干擾成分為週期函數」之點，將 $s = j\omega_d$ 代入第 6 (c) 圖。如此一來，如第 6 (d) 圖所示般，變成可推算將 $\Delta \theta$ 予以常數倍者會成為 ΔT_m 。此結果為，與第 5 圖之 (b) 與 (d) 之波形的關係一致。

具體化第 6 (d) 圖之構造係第 7 圖所示之 ΔT_m 推算器 21 (週期性干擾推算器)。 ΔT_m 推算器 21 (週期性干擾推算器) 係由將 $\Delta \theta_{dc}$ 予以 $2J/P$ 倍之比例增益 211，及 2 個乘法器 212 所形成，實施第 6 (d) 圖之運算。

依據第 7 圖，由 $\Delta \theta_{dc}$ 可以推算包含在 ΔT_m 之角速度 ω_d 之週期性干擾成分。

接著，說明抑制此 ΔT_m 之轉矩控制器 22 (第 8 圖)。

轉矩控制器所必要之條件為，

(1) 對於週期性干擾成分，追從性高，

(16)

脈動成分 ΔT_{mc} 在以（數學式 1）被座標轉換後，成為直流量故，可以積分控制器 225 去掉偏差。即此轉矩控制器如來外部來看，在角頻率 ω_d 中，與增益變成無限大之補償要素為等效。即變成具有與實施例 1 之轉矩控制器 22 同等之頻率特性。

在轉矩控制器 22C 之情形，與第 8 圖或第 9 圖之轉矩控制器相比，調整處所成為一次延遲濾波器之時間常數 T_{ATR} 與積分控制器 225 之增益 K_{iATR} 之 2 處。但是， T_{ATR} 對於 ω_d 可以選擇充分大之時間常數故，調整方法並不特別難。另外， K_{iATR} 之值係直接變成決定脈動成分抑制之響應時間，控制響應時間對於 K_{iATR} 之值，成為線性。此結果為，可以獲得增益設定變得容易之效果。

[實施例 4]

接著，利用第 11 圖，說明依據本發明之實施例 4。

在實施例 3 中，提供對於振動頻率 ω_d ，增益變成無限大之轉矩控制器。此係動作上與實施例 1 之轉矩控制器（第 8 圖）等效。因此，產生與實施例 2 中所記載者相同之課題。即包含在轉矩脈動之 ω_d 成分雖被去除，代之，PM 電動機的驅動電流之畸變變大，容易產生 PM 電動機之效率劣化，或者基於峰值電流之過電流跳脫等之不良。

因此，與實施例 2 相同，提出將角頻率 ω_d 之增益由無限大變成有限之方法。

第 11 圖係顯示實施例 4 之轉矩控制器 22D 的構造。

(17)

藉由代替第 1 圖之轉矩控制器 22 而使用本轉矩控制器 22D，實施例 4 得以實現。

第 11 圖之轉矩控制器 22D 與第 10 圖之轉矩控制器 22C 之差異為，積分控制器 225 被變更為不完全積分控制器 225D 之點。依據不完全積分器 225D 內之時間常數 T_i 與增益 K_{iATR} ，峰值受到抑制。此結果為，變成可調整 ω_d 成分之干擾抑制效果，在噪音、振動與 PM 電動機相電流之畸變的最佳點之驅動變成可能。

[實施例 5]

接著，利用第 12 圖，說明依據本發明之實施例 5。

在實施例 1 ~ 4 中，敘述了依據軸誤差 $\Delta \theta$ 之推算值，以推算、抑制週期性轉矩脈動成分之方法。主要之脈動成分雖出現於 I_{qc} 或軸誤差推算值，但是，對於 I_{dc} 也會產生影響。

d 軸電流雖然對於轉矩沒有貢獻，但是，依據轉矩脈動，旋轉軸產生偏差，在 d 軸方向也產生基於脈動之電流。實施例 5 便是利用此以進而降低轉矩脈動之實施例。

第 12 圖中，控制器 2E 係與實施例 1 之控制器 2 幾乎相同。新追加進行 d 軸 (dc 軸) 之電流控制之 d 軸電流控制器 I_{dACR} ($22C$)。 $22C$ 例如係導入與第 10 圖所示之轉矩控制器 22C 完全相同者（增益 K_{iATR} 需要調整），輸入 I_{dc} 以代替 ΔT_{mc} ，將輸出加在 I_d^* 。在電壓指令運算器 12 中，將 I_d^{**} 當成新的指令值，進行電壓指令之運算。

(20)

另外，實施例雖以空調為例做說明，但是，在其他之電器，例如套裝空調或冷凍庫等之情形，也可以獲得同樣的效果。

如前述般，如依據本發明，不使用檢測同步電動機之旋轉速度或旋轉軸位置之感測器，可以實現抑制負載裝置或電動機本身所產生之週期性轉矩干擾之高性能的電動機驅動。另外，即使在有檢測同步電動機之旋轉速度或旋轉軸位置之感測器的情形，也可以同樣地加以實現。

【圖式簡單說明】

第 1 圖係顯示依據本發明之同步電動機控制裝置之實施例 1 的系統構造方塊圖。

第 2 圖係顯示依據本發明之同步電動機控制裝置之實施例的軸誤差 $\Delta \theta$ 之定義向量圖。

第 3 圖係顯示依據本發明之同步電動機控制裝置之實施例 1 的軸誤差推算器之內部構造方塊圖。

第 4 圖係說明依據本發明之交流電動機控制裝置之實施例 1 之由對於電動機之施加電壓至軸誤差發生之原理的方塊圖。

第 5 圖係顯示依據本發明之交流電動機控制裝置之實施例 1 的週期性干擾轉矩，以及其所引起產生之旋轉脈動、軸誤差變動的原理之波形圖。

第 6 圖係說明依據本發明之交流電動機控制裝置之實施例 1 的脈動轉矩成分之推算原理方塊圖。

(21)

第 7 圖係顯示依據本發明之同步電動機控制裝置之實施例 1 的 ΔT_m 推算器之內部構造方塊圖。

第 8 圖係顯示依據本發明之同步電動機控制裝置之實施例 1 的轉矩控制器之內部構造方塊圖。

第 9 圖係顯示依據本發明之同步電動機控制裝置之實施例 2 之轉矩控制器的內部構造方塊圖。

第 10 圖係顯示依據本發明之同步電動機控制裝置之實施例 3 之轉矩控制器的內部構造方塊圖。

第 11 圖係顯示依據本發明之同步電動機控制裝置之實施例 4 之轉矩控制器的內部構造方塊圖。

第 12 圖係顯示依據本發明之同步電動機控制裝置之實施例 5 的控制器之內部構造方塊圖。

第 13 圖係顯示適用依據本發明之同步電動機控制裝置之實施例 6 的外觀構造圖。

第 14 圖係顯示將依據本發明之同步電動機控制裝置適用於空調之實施例 7 之外觀構造圖。

第 15 圖係顯示在啟動依據本發明之空調的壓縮機，令旋轉速度改變之情形，噪音的變化及電流波形之變化的一例圖。

【主要元件符號說明】

1：旋轉數指令產生器，2：控制器，3：換流器，4：轉換器，5：PM 電動機，6：壓縮機，7：電流檢測器，8：電流再現器，9：dq 座標轉換器，10： I_q^* 產生器，

(22)

11： I_d^* 產 生 器，12：電 壓 指 令 運 算 器，13： dq 逆 轉 換
器，14：P W M 脈 波 產 生 器，15： $\Delta \theta$ 推 算 器，16：加 減
法 器，17：零 指 令 產 生 器，18：比 例 補 償 器，19：轉 換 增
益，20：積 分 器，21： ΔT_m 推 算 器，22：轉 矩 控 制 器，
41：交 流 電 源，42：二 極 體 橋，43：平 滑 電 容 器

五、中文發明摘要

發明之名稱：同步電動機之控制裝置，電器及模組

提供：在不具有直接檢測交流同步電動機之轉子位置以及旋轉速度之手段的驅動裝置中，於驅動裝置內部或者負載裝置產生週期性干擾之情形，可抑制此週期性干擾，實現低振動、低噪音之可變速驅動之電動機之控制裝置。

[解決手段]

運算交流同步電動機之磁通軸的位置，與在控制器內所假定之磁通軸之位置的差（軸誤差），藉由使其成為零而補正旋轉速度，以實現無感測器驅動，進而，藉由設置：依據此軸誤差之運算值，以抽出電動機或者負載裝置所產生之轉矩的脈動成分之手段，以及補償其之手段而可以達成。

六、英文發明摘要

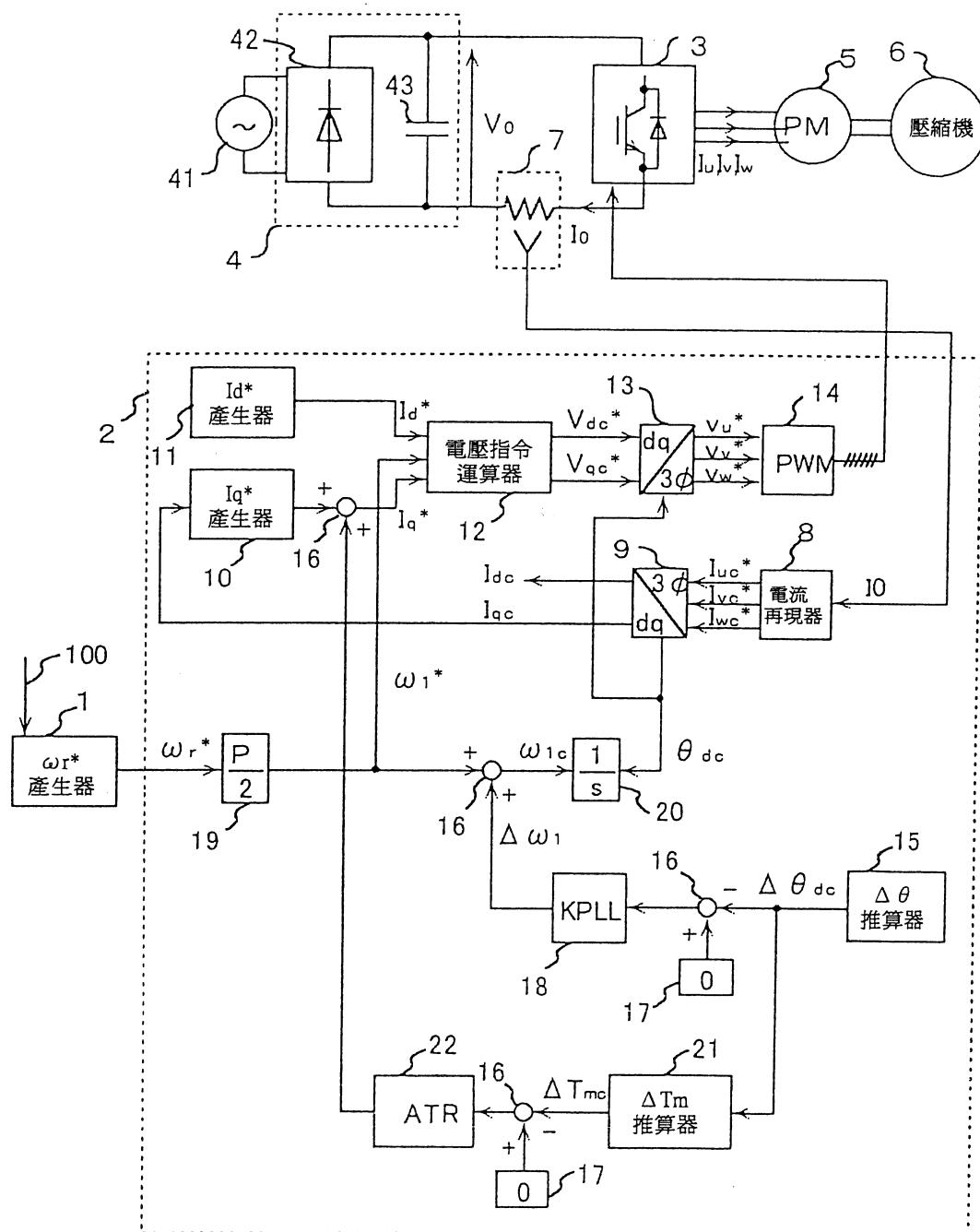
發明之名稱：

I282209

93138591

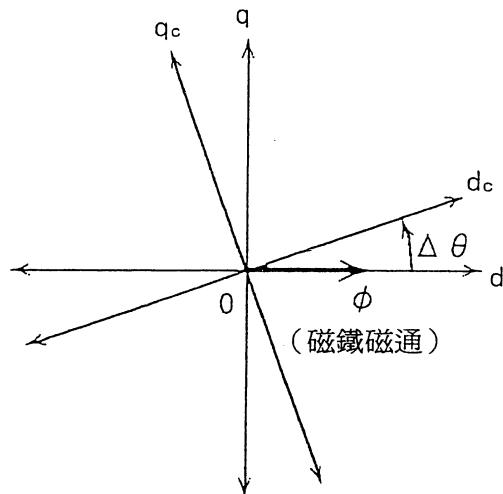
第1圖

755382

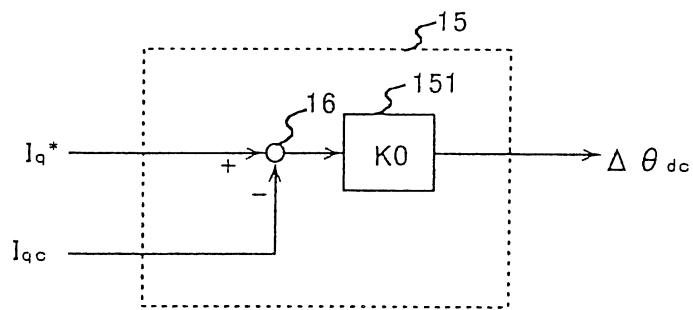


I282209

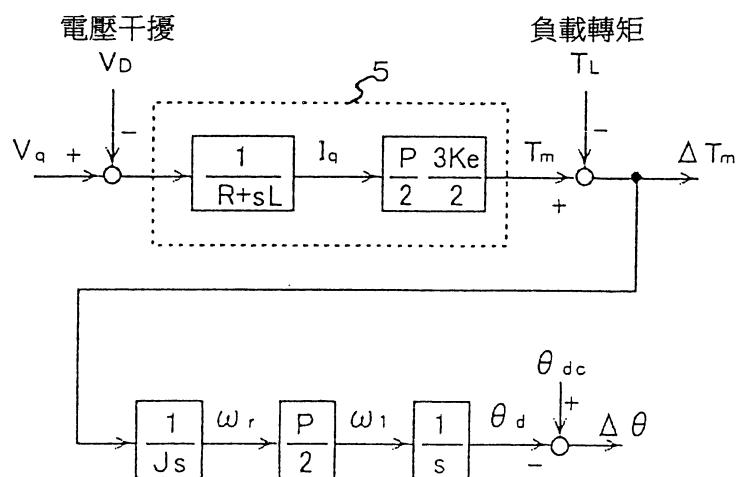
第2圖



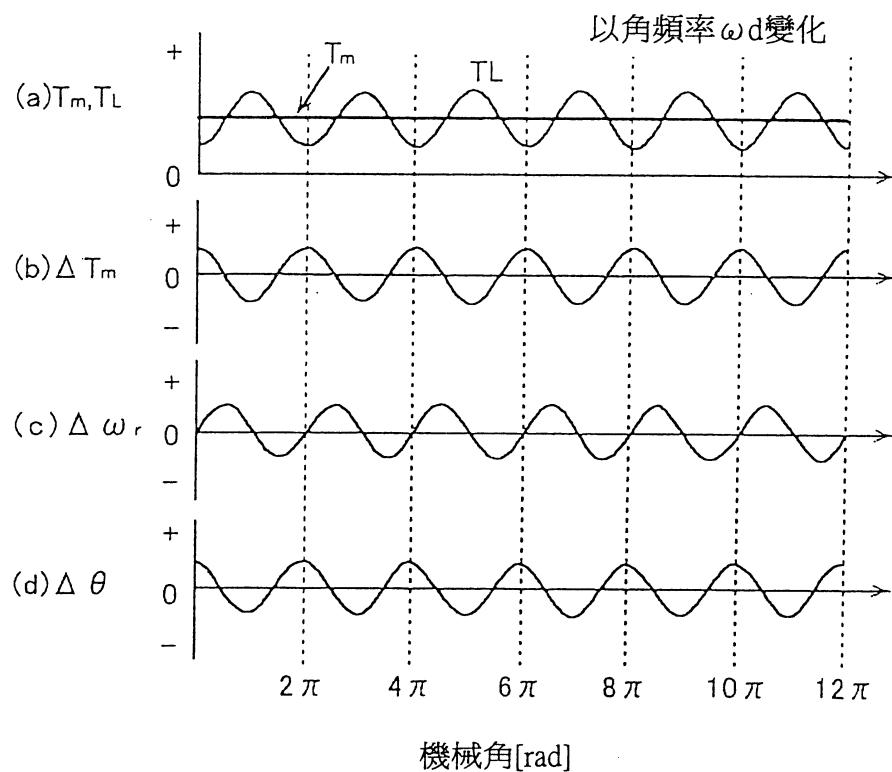
第3圖



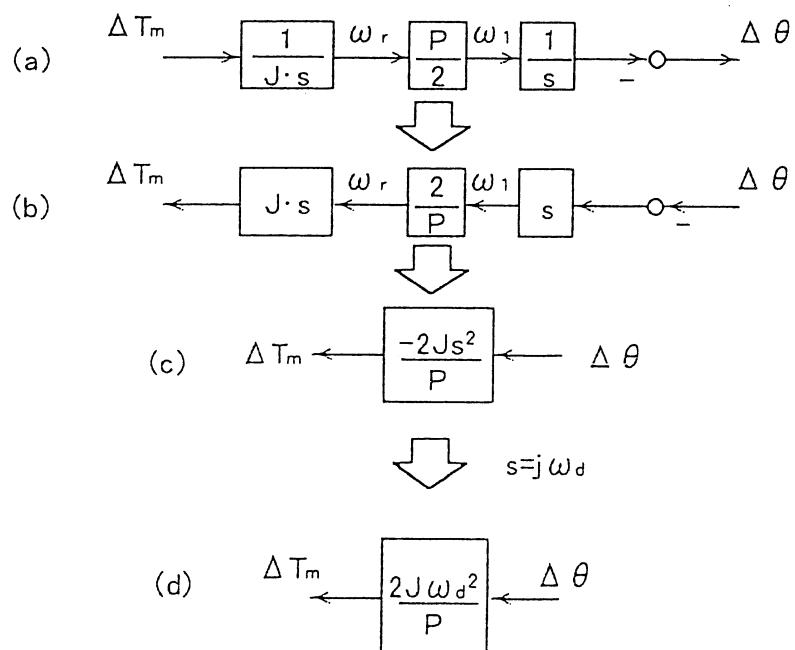
第4圖



第5圖

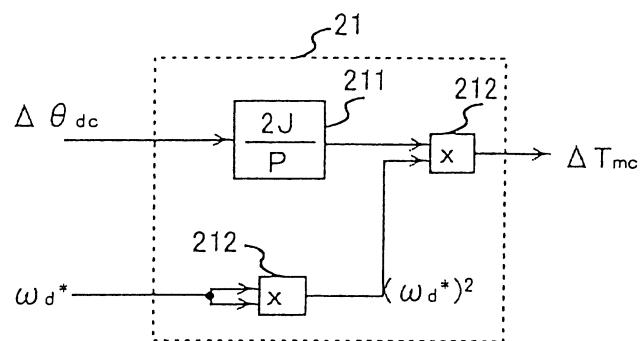


第6圖

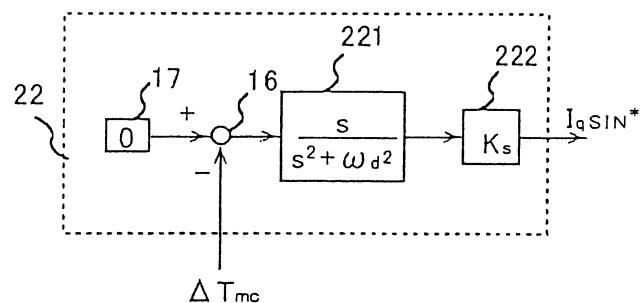


I282209

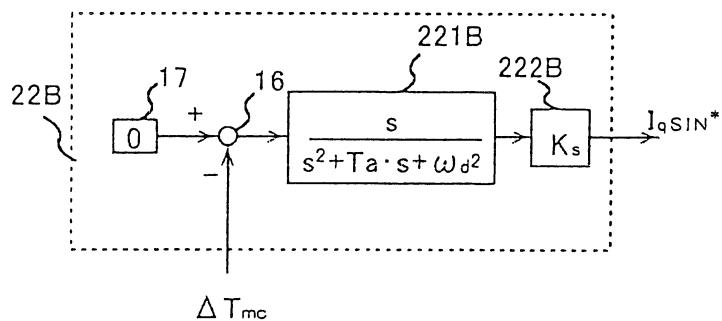
第7圖



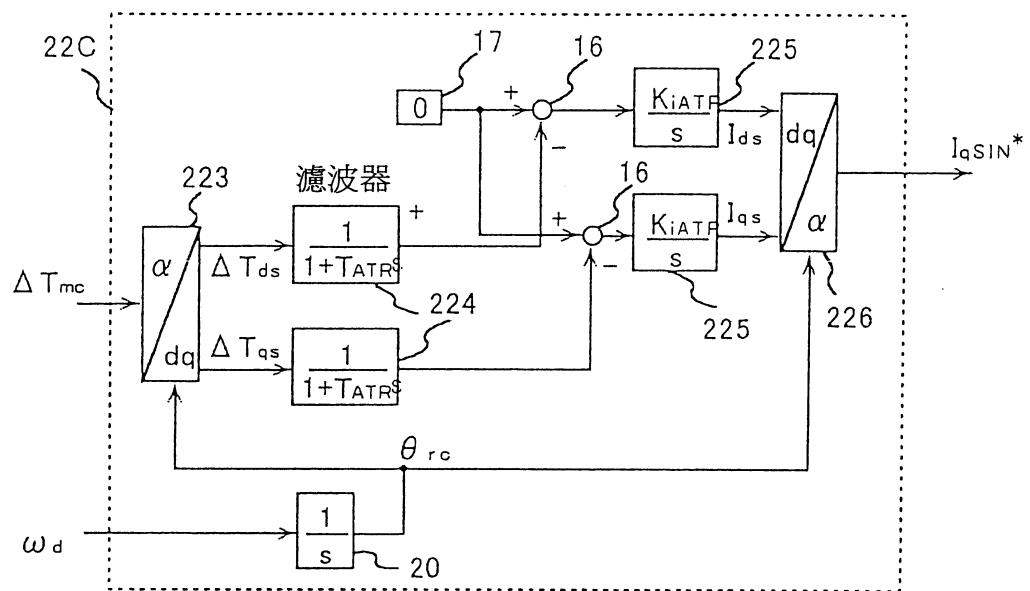
第8圖



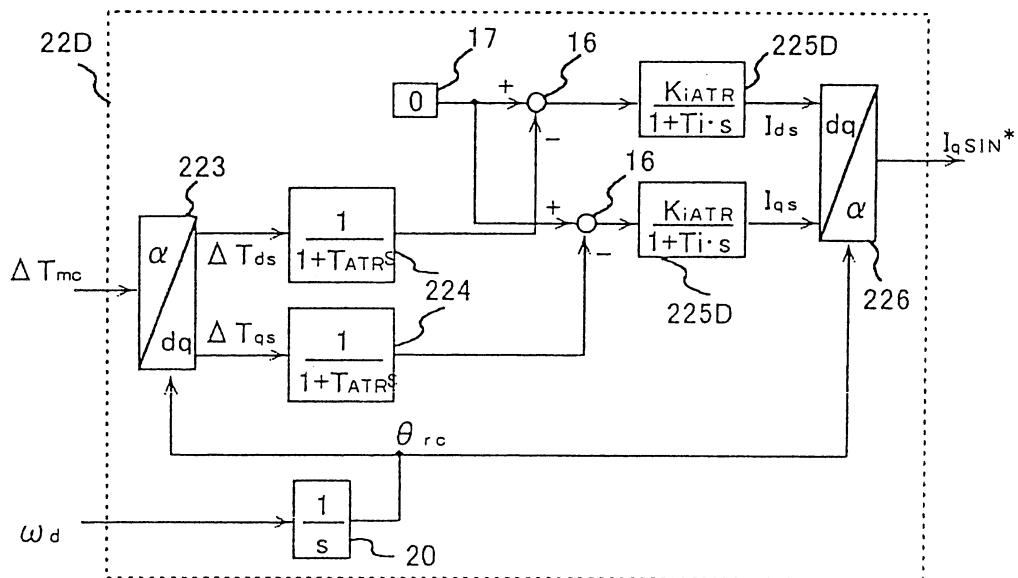
第9圖



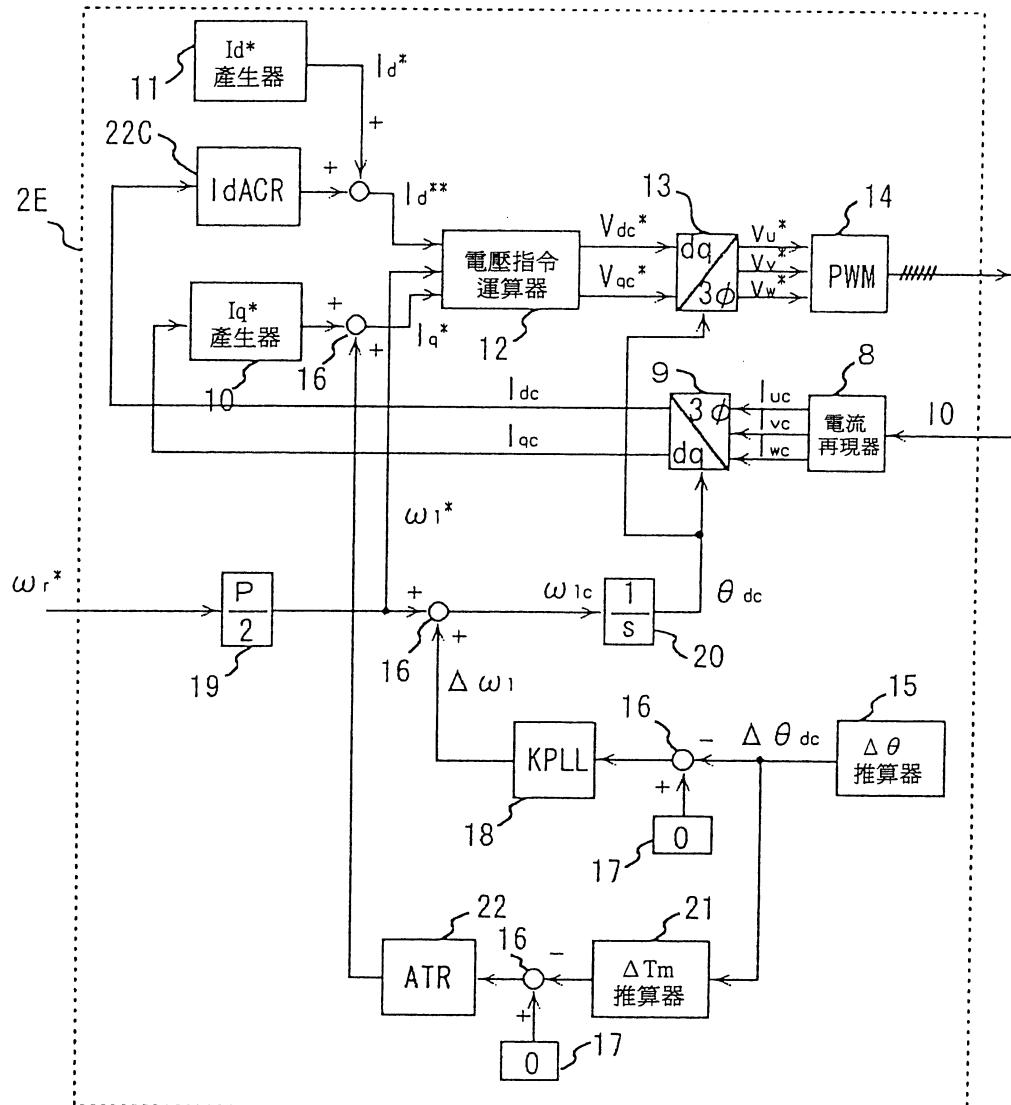
第10圖



第11圖

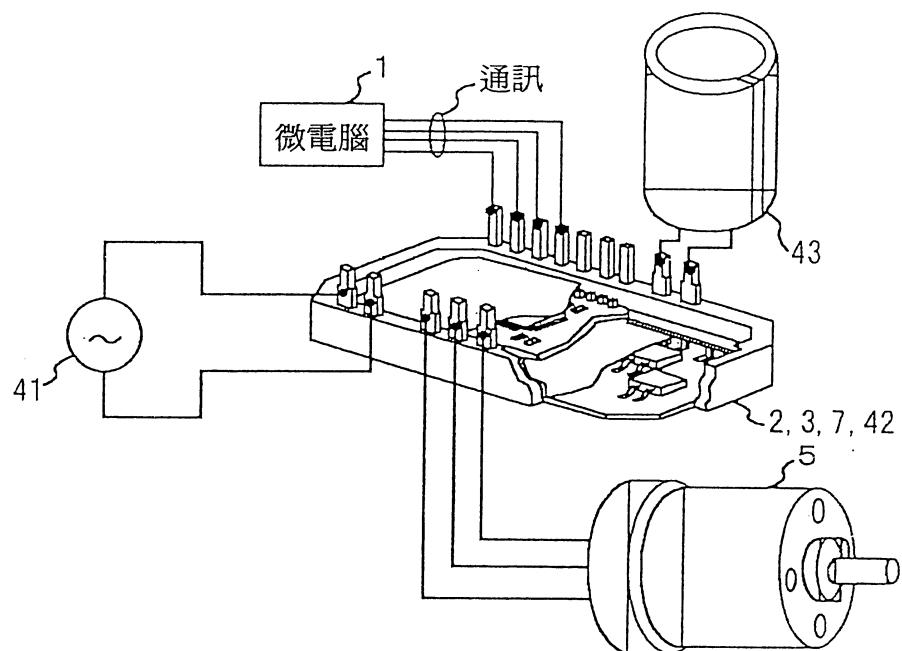


第12圖

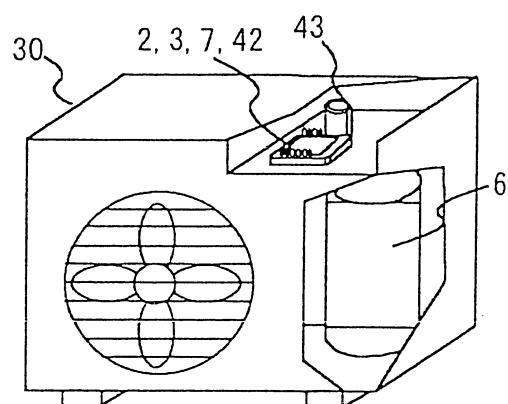


I282209

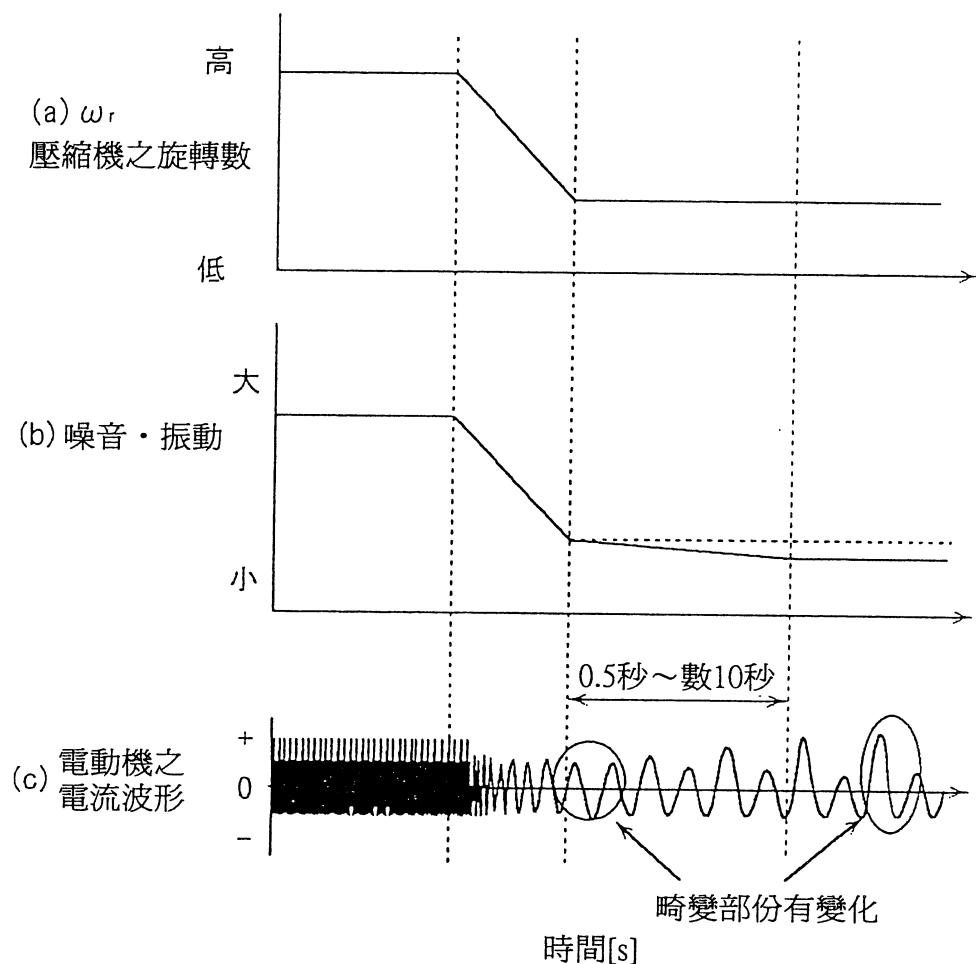
第13圖



第14圖



第15圖



七、指定代表圖：

(一)、本案指定代表圖為：第(1)圖。

(二)、本代表圖之元件代表符號簡單說明：

1 : 旋轉數指令產生器	2 : 控制器
3 : 換流器	4 : 轉換器
5 : PM 電動機	6 : 壓縮機
7 : 電流檢測器	8 : 電流再現器
9 : dq 座標轉換器	10 : I_q^* 產生器
11 : I_d^* 產生器	12 : 電壓指令運算器
13 : dq 逆轉換器	14 : PWM 脈波產生器
15 : $\Delta \theta$ 推算器	16 : 加減法器
17 : 零指令產生器	18 : 比例補償器
19 : 轉換增益	20 : 積分器
21 : ΔT_m 推算器	22 : 轉矩控制器
41 : 交流電源	42 : 二極體橋
43 : 平滑電容器	100 : 上位控制裝置之指令

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

公告本

(此處由本局於收文時黏貼條碼)

96. 2. - 7 日修(更)正替換

I282209

755382

發明專利說明書

(本申請書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：93138591

※申請日期：93年12月13日

※IPC分類：H02P 6/10

一、發明名稱：

(中) 同步電動機之控制裝置，電器及模組

(英)

二、申請人：(共1人)

1. 姓 名：(中) 日立空調 家用電器股份有限公司

(英) HITACHI APPLIANCES, INC.

代表人：(中) 1. 石津尚澄

(英) 1. ISHIZU, TAKAZUMI

地 址：(中) 日本國東京都港區海岸一丁目一六番一號

(英) 16-1, Kaigan 1-chome, Minato-ku, Tokyo, 105-0022 Japan

國籍：(中英) 日本 JAPAN

三、發明人：(共4人)

1. 姓 名：(中) 岩路善尚

(英)

國 籍：(中) 日本

(英) JAPAN

2. 姓 名：(中) 遠藤常博

(英)

國 籍：(中) 日本

(英) JAPAN

3. 姓 名：(中) 能登原保夫

(英)

國 籍：(中) 日本

(英) JAPAN

4. 姓 名：(中) 高倉雄八

(英)

國 籍：(中) 日本

I282209

年 月 日修(更)正替換頁
96. 2. - 7

(英) JAPAN

755382

四、聲明事項：

◎本案申請前已向下列國家（地區）申請專利 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；申請日；申請案號數 順序註記】

1. 日本 ; 2004/01/07 ; 2004-001547 有主張優先權

I282209

年 月 日修(更)正替換頁
96. 2. - 7

(英) JAPAN

755382

四、聲明事項：

◎本案申請前已向下列國家（地區）申請專利 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；申請日；申請案號數 順序註記】

1. 日本 ; 2004/01/07 ; 2004-001547 有主張優先權

(5)

95年3月13日修(更)正替換頁
本

$\Delta \theta$ 推算器 15，及進行加法，以及減法之加減法器 16，及對於軸誤差推算值 $\Delta \theta_{dc}$ ，給予指令之零指令產生器 17，及為了將 $\Delta \theta$ 控制為零，對電氣角頻率指令 ω_1^* 加上補償之比例補償器 18，及利用 PM 電動機之極數 P，將旋轉數指令 ω_r^* 轉換為電動機之電氣頻率指令 ω_1^* 之轉換增益 19，及積分電氣角頻率，運算磁鐵磁通位置 θ_{dc} 之積分器 20，及依據軸誤差推算值 $\Delta \theta_{dc}$ ，推算週期性干擾轉矩成分之 ΔT_m 之 ΔT_m 推算器 21（週期性干擾推算器），及依據 ΔT_m 之推算值 ΔT_{mc} ，於 q 軸電流指令 I_{q^*} 加上補正之轉矩控制器（ATR）22 所形成。

對換流器 3 供給電力之轉換器 4 係以：交流電源 41，及整流交流電之二極體橋 42，及抑制包含在直流電壓之脈動成分之平滑電容器 43 所構成。

接著，利用第 1 圖說明本實施例 1 之動作原理。轉換增益 19 係依據來自旋轉數指令產生器 1 之旋轉數指令 ω_r^* ，運算 PM 電動機之電氣角頻率 ω_1^* 予以輸出。進而，利用積分器 20 來積分 ω_1^* ，運算交流相位 θ_{dc} 。在電流再現器 8 中，依據以電流檢測器 7 所檢測之電源電流 10，藉由日本專利特開平 8-19236 號公報等所記載之手法，藉由運算 PM 電動機之三相交流電流而加以再現。接著，在 dq 座標轉換器 9 中，藉由 θ_{dc} 而將所再現之交流電流 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} 轉換為以角頻率 ω_1^* 旋轉之旋轉座標軸（dq 軸）上之電流成分 I_{dc} 、 I_{qc} 。 I_{qc} 係在 I_{q^*} 產生器 10 中被處理，成為 q 軸上之電流指令 I_{q^*} 。另外， I_d^* 產生

(6)

器 11 係產生 d 軸上之電流指令 I_d^* (在非凸極型轉子之 PM 電動機中，通常 $I_d^* = 0$)。在電壓指令運算器 12 中，依據這些指令 (I_d^* 、 I_q^*) 與角頻率指令 ω_1^* ，運算對於 PM 電動機之施加電壓 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* 、 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* 係藉由 dq 逆轉換器 13 而再度被轉換為交流量，進而，在 PWM 脈波產生器 14 中，被轉換為脈波寬調變波訊號，被送往換流器 3。關於這些之基本動作，係與日本專利特開 2002-272194 號公報所記載之手法相同。

在 $\Delta \theta$ 推算器 15 中，進行 PM 電動機內之磁鐵磁通的位置 θ_d 以及控制器內之位置 θ_{dc} 之誤差 $\Delta \theta$ 之推算。 $\Delta \theta$ 係藉由第 2 圖所示之向量圖所定義。設 PM 電動機內部之實際的磁鐵磁通 φ 之位置為 d 軸，與其正交之軸為 q 軸。對於此，將在控制器內所假定之 dq 軸定義為 dc-qc 軸，兩者之偏差係相當於軸誤差 $\Delta \theta$ 。

如求得 $\Delta \theta$ ，藉由對其加以修正，可使 d-q 軸與 dc-qc 軸一致，能實現 PM 電動機之無感測器控制。 $\Delta \theta$ 之推算例如如第 3 圖所示般，在 i_{q^*} 與 I_{qc} 之差乘上比例增益 K_0 ，可以當成 $\Delta \theta$ 之推算值 $\Delta \theta_{dc}$ 。 I_{qc} 係依據負載變動等，於 θ_d 與 θ_{dc} 產生偏差而變動故，由 I_{qc} 之動向，可以反推 $\Delta \theta$ 。但是，在第 3 圖之構造的情形，要高精度求得 $\Delta \theta$ 有困難。在提升精度上，例如，可以依據日本專利特開 2002-272194 號公報之數學式 (3) 等加以運算。

依據基於 $\Delta \theta$ 推算器 15 所運算之軸誤差推算值 $\Delta \theta_{dc}$ ，進行令其成為零之反饋控制。藉由加減法器 16 來求

(7)

得零指令產生器 17 之指令（零）與 $\Delta \theta_{dc}$ 之差，藉由比例補償器 18 而在角頻率 ω_1^* 加上補償。如第 2 圖之向量圖所示般，在 $\Delta \theta$ 為正之情形， $dc-qc$ 軸比 $d-q$ 軸更前進故，藉由降低 ω_1^* ，可令 $\Delta \theta$ 減少。反之，在 $\Delta \theta$ 為負之情形，提升 ω_1^* ，可使 $d-q$ 軸與 $dc-qc$ 軸一致。藉由如此控制，可以不使用 PM 電動機之磁極軸的位置感測器，使控制器內部之相位角 $\Delta \theta_{dc}$ 與實際的 PM 電動機內之磁鐵磁通位置 θ_d 一致，能實現無位置感測器控制。

接著，詳細說明本發明之特徵部份之 ΔT_m 推算器 21（週期性干擾推算器），及轉矩控制器 22。關於圖之各區塊，R 係表示 PM 電動機之繞線電阻，L 係 PM 電動機的電感，P 係 PM 電動機的極數，Ke 係 PM 電動機的發電常數（磁鐵磁通），J 係 PM 電動機與負載裝置之整體慣量，s 係拉普拉斯轉換所使用之微分運算元。

如第 4 圖所示般， q 軸電流 I_q 係依據施加在 PM 電動機之施加電壓 V_q ，及電壓干擾 V_D ，及電動機之電氣常數 R、L 之關係所產生。 I_q 係正交於 PM 電動機的磁鐵磁通（ d 軸）之成分，藉由乘以發電常數 Ke ，變成電動機轉矩 T_m 。PM 電動機之旋轉速度 ω_r 係積分電動機轉矩 T_m 與負載轉矩 T_L 之差者。此處，負載轉矩 T_L 係依據負載裝置之種類或用途，具有各種之特性。於 ω_r 乘以極對數（ $P/2$ ），可以獲得電動機之電氣角頻率 ω_1 ，其之積分值係變成 PM 電動機之位置 θ_d 。軸誤差 $\Delta \theta$ 係作為與控制器內之相位 θ_{dc} 之差而可以獲得。

(12)

(2) 對於週期性干擾以外之成分，感度低之 2 種。(1) 係爲了抑制週期性干擾，最爲重要之條件。

(2) 係在過渡時，產生直流之 $\Delta \theta$ 之情形，防止轉矩控制器影響控制整體所必要之條件。如前述般，本補償器係以「週期性干擾」爲前提，第 6 圖所示之等效轉換並不適用於直流干擾等。因此，對於週期性干擾以外之成分，需要降低感度。

第 8 圖所示之轉矩控制器係由：對於 ΔT_m 之推算值 ΔT_{mc} ，給予零指令之零指令產生器 17，及以角頻率 ω_d 持有峰值之餘弦波傳達函數 221，及轉矩控制增益 222 所構成。此時，令餘弦波傳達函數 221 之角頻率 ω_d 與週期性干擾轉矩之變動頻率一致。在壓縮機等之情形，週期性干擾之變動頻率係成爲與驅動頻率一致之頻率故，容易使 ω_d 與脈動頻率一致。另外，對於週期性之電壓干擾，也幾乎都成爲驅動頻率之整數倍故，此 ω_d 之設定比較容易。

另外，本轉矩控制器係滿足前述條件 (1)、(2) 之雙方。餘弦波傳達函數在角頻率 ω_d 中，增益變成無限大，可使只包含在 ΔT_m 之 ω_d 成分之要素的偏差成爲零，關於其以外之頻率成分，並不具有感度。關於餘弦波傳達函數之詳細，例如顯示在日本專利特開平 7-20906 號公報等。

藉由使用第 8 圖之轉矩控制器 22，角頻率 ω_d 之正弦

(13)

波狀的訊號 $I_{q \sin^*}$ 被加在 I_q^* ，可以抑制轉矩脈動成分 ΔT_m 。

以上，雖以週期性干擾負載為例而說明本發明之第 1 實施例，但是，關於週期性電壓干擾，也可同樣地採取對策。另外，電流檢測法雖使用由轉換器 4 之電流值 I_O 以再現電動機電流之方法，但是也可直接以全 CT 或分激阻抗來檢測各相電流。

[實施例 2]

接著，利用第 9 圖，說明依據本發明之實施例 2。在實施例 1 中，導入了對於轉矩脈動之振動頻率 ω_d ，增益變成無限大之餘弦波傳達函數。此結果為，包含在轉矩脈動之 ω_d 成分雖被去除，代之，PM 電動機之驅動電流的畸變會變大。為了瞬間追從負載轉矩變動，無法避免瞬間電流之變動變大，此會成為 PM 電動機之效率劣化，或者基於峰值電流之過電流跳脫等之不良發生的原因。因此，調整為整體性緩和振動、噪音之降低效果，反之，防止電流畸變之妥協點，可以說較為實用。

實施例 2 係對於週期性干擾之抑制效果，附加調整抑制能力之功能的實施例。

第 9 圖係顯示本實施例 2 之轉矩控制器 22B 之構造。藉由代替第 1 圖之轉矩控制器 22 而使用本轉矩控制器 22，實施例得以實現。

在第 9 圖之轉矩控制器 22B 中，係由：具有峰值抑制

年 月 日修(更)正替換
 (94) 8 13

功能之餘弦波傳達函數 221B，及控制增益 222B，及零指令產生器 17，及加減法器 16 所構成。具有峰值抑制功能之餘弦波傳達函數 221B 係在分母具有 $T_a \cdot s$ 項目，藉由 T_a 之大小，使得函數之峰值之數值可以改變。

此結果為，變成可以調整 ω_d 成分之干擾抑制效果，在噪音、振動與 PM 電動機相電流之畸變的最佳點的驅動變成可能。

[實施例 3]

接著，利用第 10 圖，說明依據本發明之實施例 3。

在實施例 1 及 2 中，作為轉矩控制器，係導入對於轉矩脈動之振動頻率 ω_d ，增益變成最大（在實施例 1 中，為無限大）之傳達函數。在這些控制器中，最終，脈動成分之收斂響應由輸出段之控制增益（控制增益 222 或者控制增益 222B）的大小所決定。

但是，這些控制增益之設定值以及實際響應時間之關係複雜，變成要製作波得線圖而做檢討，或者藉由模擬、實測而求得。因此，調整作業要非常多勞力。

在實施例 3 中，提供簡化調整作業用之轉矩控制器。

第 10 圖係顯示本實施例 3 之轉矩控制器 22C 的構造例。藉由代替第 1 圖之轉矩控制器 22 而使用本轉矩控制器 22C，實施例 3 得以實現。

在第 10 圖之轉矩控制器 22C 中，係由：單相-dq 座標轉換器 223、一次延遲濾波器 224、積分控制器 225、dq-

95.3.13
(15)

單相逆轉換器 226、及積分器 20、加減法器 16、零指令產生器 17 所構成。接著，說明此轉矩控制器 22C 之動作。

將 ΔT_m 推算器之輸出 ΔT_{mc} 於單相-dq 座標轉換器 223 中分解為 SIN 成分與 COS 成分。另外，單相-dq 座標轉換器 223 之轉換式係如下述：

[數學式 1]

$$\begin{bmatrix} \Delta T_{ds} \\ \Delta T_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_d t) \\ -\sin(\omega_d t) \end{bmatrix} \Delta T_{mc} \quad \dots \text{ (數學式 1)}$$

依據（數學式 1）， ΔT_{mc} 如含有 ω_d 之頻率成分，則因應其量， ΔT_{ds} 、 ΔT_{qs} 之平均值變成非零之值。此平均值分別與包含在 ΔT_{mc} 之 COS 成分、以及 SIN 成分一致。但是， ΔT_{ds} 、 ΔT_{qs} 中多量含有 ω_d 之 2 倍成分故，需要以一次延遲濾波器 224 消除交流成分。此結果為， ΔT_{ds} 、 ΔT_{qs} 變成包含在 ΔT_{mc} 之脈動成分的 COS 成分以及 SIN 成分。接著，令此各成分成為零，由零指令產生器 17 紿予指令「零」訊號，以加減法器 16 運算與指令之偏差。依據這些之偏差，積分控制器 225 進行積分補償，將脈動成分控制為零。最後，將 I_{ds} 、 I_{qs} 之值逆轉換為單相訊號，輸出 I_{qSIN^*} 。此逆轉換係依據下述式子所運算。

[數學式 2]

$$I_{qSIN^*} = [\cos(\omega_d t) - \sin \omega_d t] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad \dots \text{ (數學式 2)}$$

年 月 日修(更)正
 (18) 3. 12

藉由追加 IdACR，可去除包含在 Idc 之脈動成分，結果為，可以降低轉矩脈動成分。

[實施例 6]

接著，利用第 13 圖說明依據本發明之實施例 6。

第 13 圖中，零件號碼 1、2、3、5、7、41、42、43 分別與實施例 1 的號碼之零件為相同。在本實施例中，係做成將換流器 3、電流檢測器 7、二極體橋 42 一體化於功率模組，使其小型化之實施例。作為旋轉數指令產生器 1 係使用外部之微電腦，藉由通訊而送來速度指令。其他，藉由在功率模組配線交流電源 41、平滑電容器 43、PM 電動機 5，可以實現能過抑制週期性轉矩脈動之同步電動機的控制裝置。

本發明之目的係在於，藉由降低系統之噪音、振動，以減少防音、防振材料，可以實現裝置的小型化。在實施例 6 中，藉由將控制器或換流器予以模組化，具有可進一步實現裝置整體之小型化的效果。

[實施例 7]

接著，利用第 14 圖說明依據本發明之實施例 7。

第 14 圖中，零件號碼 2、3、6、7、42、46 係分別與實施例 1（第 1 圖）以及實施例 6（第 13 圖）之相同號碼之零件為相同。本實施例係利用組裝有控制器 2、換流器 3、電流檢測器 7、二極體橋 42 之功率模組，構成空調之

I282209

年月日修(更)正替換
(19) 95.3.13

室外機 30。在空調等之壓縮機中，係於密閉狀態之壓縮機內部組裝有 PM 電動機，PM 電動機的旋轉數或磁鐵磁通之位置等之檢測有困難。

但是，藉由組裝有依據本發明之控制裝置，可不檢測 PM 電動機之旋轉數或位置而降低壓縮機所產生之振動、噪音。

第 15 圖係顯示啓動依據本發明之空調的壓縮機，令旋轉速度改變時，噪音的變化及電流波形之變化的一例。

第 15 圖中，令旋轉速度由高速往低速改變故，整體之噪音會降低。

壓縮機之旋轉數改變化後，噪音、振動雖還殘留，但是，噪音在數秒至數十秒以內降低。此時，在噪音降低之前後，電流之畸變波形改變。此係壓縮機之旋轉數改變，週期性干擾之發生條件改變故，而產生過渡現象。對於此過渡現象，控制器逐漸加以反應，造後令噪音降低故，電流之波形（畸變）也改變。

在本發明之情形，瞬間依據瞬間之軸誤差運算，週期性干擾之抑制變成可能故，即使在旋轉速度高之情形，此種現象也可觀測到。在驅動壓縮機之頻率的最高頻率為 100% 之情形，在超過最高頻率之 30% 的範圍中，也可以低噪音化、低振動化。

另外，如第 15 圖之電流波形般，不單比驅動頻率低之頻率的干擾，對於比驅動頻率高之頻率成分，也可以獲得同樣的效果。

96. 1. -5

十、申請專利範圍

第 93138591 號專利申請案

中文申請專利範圍修正本

民國 96 年 1 月 5 日修正

1. 一種同步電動機之控制裝置，是針對具有藉由換流器之輸出電壓以控制伴隨負載之同步電動機之控制器之同步電動機之控制裝置，其特徵為：

在前述控制器中，具有依據軸誤差推算值，以求得前述電動機或負載之其中一方，或者雙方所產生之週期性干擾成分之週期性干擾推算器。

2. 如申請專利範圍第 1 項所記載之同步電動機之控制裝置，其中，前述軸誤差推算值，係依據流經前述同步電動機之交流電流，或者電源所供給之電流的至少其中一方之檢測值所運算。

3. 如申請專利範圍第 1 項所記載之同步電動機之控制裝置，其中，具有藉由在週期性干擾之變動頻率或變動頻率附近具有峰值之頻率特性補償器，以消除前述週期性干擾之轉矩控制器。

4. 如申請專利範圍第 1 項所記載之同步電動機之控制裝置，其中，前述軸誤差推算值係相當於前述同步電動機之磁極軸的相位角，與前述同步電動機之磁極軸的推算相位角之誤差的量。

5. 如申請專利範圍第 1 項所記載之同步電動機之控制裝置，其中，前述負載係壓縮機。

6. 如申請專利範圍第 1 項所記載之同步電動機之控制裝置，其中，前述週期性干擾推算器係依據前述軸誤差推算值，及週期性干擾之變動頻率，及前述同步電動機以及前述負載裝置之常數，以運算前述週期性干擾成分。

7. 如申請專利範圍第 3 項所記載之同步電動機之控制裝置，其中，依據前述轉矩控制器之輸出，對前述控制器之輸出電壓施加補正。

8. 如申請專利範圍第 3 項所記載之同步電動機之控制裝置，其中，具備有，變更前述峰值，令週期性干擾之抑制效果可以變更之手段。

9. 如申請專利範圍第 3 項所記載之同步電動機之控制裝置，其中，前述轉矩控制器係以前述週期性干擾為輸入，乘上以前述週期性干擾之頻率改變之 SIN 函數以及 COS 函數，求得個別之平均值，導出前述週期性干擾之 SIN 成分、COS 成分，對於前述控制器之輸出電壓施加令前述 SIN 成分以及前述 COS 成分成為零之藉由積分控制或者不完全積分控制之補正。

10. 如申請專利範圍第 1 項所記載之同步電動機之控制裝置，其中，具備有，對於前述同步電動機之磁極軸相位，運算與其同步之電流成分的激磁電流成分之手段；

具備有，去除包含在前述激磁電流成分之脈動份的手段。

11. 一種冷凍庫，具備有藉由換流器之輸出電壓以控制同步電動機的控制器之同步電動機的控制裝置；其特徵

I282209

年月日修(更)正替換頁
96.1.-5

爲：

在前述控制器中，具有依據軸誤差推算值，以求得前述電動機或負載之其中一方，或者雙方所產生之週期性干擾成分之週期性干擾推算器；

藉由前述同步電動機之控制裝置，以驅動壓縮機。

12. 一種空調機，具備有藉由換流器之輸出電壓以控制同步電動機的控制器之同步電動機的控制裝置；其特徵爲：

在前述控制器中，具有依據軸誤差推算值，以求得前述電動機或負載之其中一方，或者雙方所產生之週期性干擾成分之週期性干擾推算器；

藉由前述同步電動機之控制裝置，以驅動壓縮機。

13. 一種模組，是針對具備有，

對連接於負載之同步電動機施加電壓之換流器，及對換流器供給電流之轉換器，及

控制前述電壓之控制器之模組，其特徵爲：

在前述控制器中，具有依據軸誤差推算值，以求得前述電動機或負載之其中一方，或者雙方所產生之週期性干擾成分之週期性干擾推算器。