

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2015 年 4 月 2 日(02.04.2015)



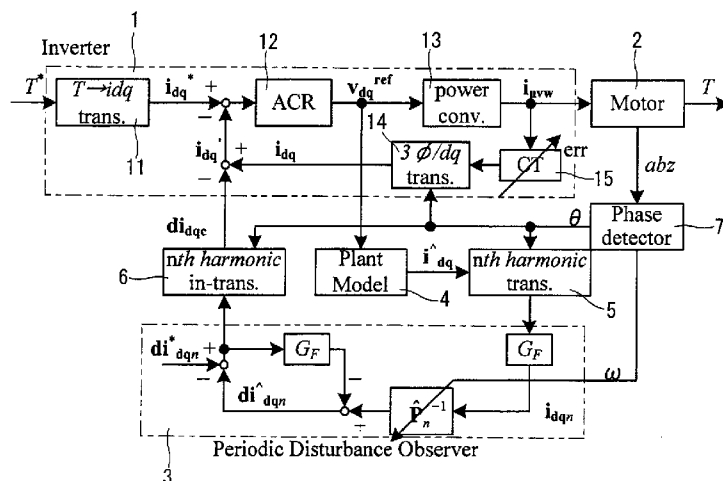
(10) 国際公開番号
WO 2015/046286 A1

- (51) 国際特許分類:
G05B 13/02 (2006.01) **H02P 27/04** (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2014/075351
- (22) 国際出願日: 2014 年 9 月 25 日(25.09.2014)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2013-203386 2013 年 9 月 30 日(30.09.2013) JP
- (71) 出願人: 株式会社明電舎(MEIDENSHA CORPORATION) [JP/JP]; 〒1416029 東京都品川区大崎 2 丁目 1 番 1 号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: 山口 崇(YAMAGUCHI, Takashi); 〒1416029 東京都品川区大崎 2 丁目 1 番 1 号 株式会社明電舎内 Tokyo (JP). 只野 裕吾(TADANO, Yugo); 〒1416029 東京都品川区大崎 2 丁目 1 番 1 号 株式会社明電舎内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 小林 博通, 外(KOBAYASHI, Hiromichi et al.); 〒1040044 東京都中央区明石町 1 番 2 9 号 掖済会ビル S H I G A 内外国特許事務所内 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- 添付公開書類:
— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

[続葉有]

(54) Title: CONTROL DEVICE

(54) 発明の名称: 制御装置



(57) Abstract: The present invention addresses the problem of periodic disturbances occurring in current, etc., due to offset error and gain error of a current sensor which is used in a control device. In the present invention, a voltage command value is generated by a current control unit from a current command value and a current detection value given by a current sensor. The generated voltage command value is inputted into a plant model unit and a virtual current value is computed. The virtual current value is inputted into a periodic disturbance observer via a coordinate transform unit and a correction value is computed. The correction value is superpositioned upon the detected current value via a coordinate inverse transform unit, correcting the detected current value from the current sensor.

(57) 要約: 制御装置に用いられる電流センサのオフセット誤差、ゲイン誤差によって電流等に周期外乱を発生させる。電流指令値と、電流センサによる電流検出値から、電流制御部によって電圧指令値を生成する。生成された電圧指令値をプラントモデル部へ入力して仮想電流値を演算する。仮想電流値は、座標変換部を介して周期外乱オブザーバに入力して補償値を算出する。補償値は、座標逆変換部を介して検出電流値に重畳して、電流センサの検出電流値を補正する。

WO 2015/046286 A1



— 補正された請求の範囲（条約第 19 条(1)）

明 細 書

発明の名称： 制御装置

技術分野

[0001] 本発明は、電流センサの誤差補正機能を備えた制御装置に関するものである。

背景技術

[0002] 周期外乱の発生抑制制御としては、受変電設備での電力系統制御、ロボットによる位置決め制御、ダイナモメータシステムの軸トルク共振抑制、モータ筐体の振動抑制（電気自動車、エレベータなどの乗り心地に関連するもの）等が存在し、これら各製品での周期外乱を高精度に抑制することが要望されている。

[0003] 例えば、モータは原理的にトルクリプルを発生し、振動、騒音、乗り心地への悪影響、電気・機械共振等の種々の問題を引き起こす。特に、埋込磁石形のPMモータは、コギングトルクリプルとリラクタンストルクリプルが複合的に発生する。その対策として、トルクリプルを抑制する制御方式として周期外乱オブザーバ補償法が提案されている。

[0004] 図8は、特許文献1及び非特許文献によって公知となっている周期外乱オブザーバの n 次トルクリプル周波数成分に関する制御ブロック図を示したものである。

1はトルクリプル補償値演算部で、正弦波／余弦波の制御指令 r_n (通常は0) と周期外乱オブザーバ3による推定値 dT_A^n , dT_B^n との差分にそれぞれ正弦波／余弦波値を乗算してそれを加算することでトルクリプル補償指令 Tc^n を生成し制御対象2に出力される。制御対象2では、周期の外乱（以下周期外乱 dT_n という）が発生することがある。例えば、制御対象がモータであればコギングトルなどによる回転数に同期した外乱であるトルクリプルがこれに相当し、振動や騒音の要因となる。

[0005] 周期外乱オブザーバ3は周期外乱 dT_n を抑制するもので、周波数成分毎に複

素ベクトルで表現したシステム同定モデルを外乱オブザーバの逆システムモデルを用いることで、制御対象とする周波数の外乱を直接的に推定して補償する。

これにより比較的単純な制御構成でありながら、対象とした周波数に対しては次数に関係なく高い抑制効果が得られる。

[0006] システム同定モデル $\hat{P}^n$ の取得に関して、制御に先立って制御対象のプラント $P_n (= P_{An} + j P_{Bn})$ に対して予めシステム同定を行い、1次元複素ベクトルの形で(1)式として表現する。

$$\hat{P}^n = \hat{P}_{An} + j \hat{P}_{Bn} \quad \dots (1)$$

ただし、添字の n は n 次成分、変数は何れも $X_n = X_{An} + j X_{Bn}$ と表現される複素ベクトルである。

[0007] 例えば、1～1000Hzまでのシステム同定結果を1Hz毎に複素ベクトルで表現した場合、1000個の1次元複素ベクトルの要素からなるテーブルでシステムを表現できる。または、同定結果を数式化してシステムを表現することも可能である。何れの手法も、特定の周波数成分については簡素な1次元複素ベクトルでシステムモデルの表現は可能となる。

なお、システム同定モデルに限らず文中記載の $\hat{P}^n$, r_n , dT_n , $d\hat{T}^n$, T_n も $X_n = X_{An} + j X_{Bn}$ と表現される複素ベクトルである。

[0008] モータのトルクリプルは回転位相 θ [rad] に準じて周期的に発生する外乱であることから、周期外乱オブザーバ3の制御としてはトルク脈動周波数成分抽出手段を用いて任意次数 n (電氣的回転周波数の整数倍) の余弦係数 T_{An} , 正弦係数 T_{Bn} に変換する。周波数成分の厳密な計測手段にはフーリエ変換などがあるが、図8では簡易性を重視し、プラント出力に対してフーリエ変換を簡易化した低域通過フィルタ $G_F(s)$ を通すことで、周期外乱 dT_n の抑制対象とする周波数成分を抽出する。これに上記抽出したシステム同定モデルの逆数 $\hat{P}^{n-1}$ で表現される逆システムを乗算し、低域通過フィルタ $G_F(s)$ を通した制御指令値との差分から周期外乱 dT_n を推定し、周期外乱推定値 $d\hat{T}^n (= d\hat{T}_{An} + j d\hat{T}_{Bn})$ としてトルクリプル補償値演算部1に出力して制御指令 r_n か

ら差っ引いて周期外乱 dT_n を抑制する。

[0009] 特許文献1：国際公開WO 2010/024195 A 1

[0010] 非特許文献1：複素ベクトル表現を用いた周期外乱オブザーバに基づくPMモータのトルクリプル抑制制御法、電気学会論文誌D、Vol.132, No.1, p.84-93(2012)

発明の概要

[0011] 制御装置としてのインバータ駆動の装置における周期外乱の発生要因は多々あるが、電流センサのオフセットおよびゲイン誤差もその一つである。オフセット誤差は主に同期周波数の $1f$ に、ゲイン誤差は主に $2f$ の周期外乱を発生させる。

[0012] 本発明が目的とするところは、電流センサ誤差のゲインおよびオフセットの誤差補正機能を備えた制御装置を提供することである。

[0013] 本発明の1つの観点によれば、電流指令値と、電流センサによる電流検出値から、電流制御部によって電圧指令値を生成する制御装置において、前記電圧指令値をプラントモデル部へ入力して仮想電流値を演算し、仮想電流値は座標変換部を介して周期外乱オブザーバに入力して、周期外乱オブザーバにて補償値を算出し、算出された補償値を座標逆変換部を介して前記検出電流値に重畳して、電流センサの検出電流値を補正することを特徴としたものである。

[0014] 本発明の他の観点によれば、オフセット誤差演算部とゲイン誤差演算部を有する電流センサ誤差推定部を設け、前記検出電流値と前記補償値の重畳された値と、前記検出電流値をそれぞれオフセット誤差演算部とゲイン誤差演算部に入力してオフセット誤差とゲイン誤差を算出し、算出された各誤差信号に基づいて前記電流センサの誤差の推定をおこなうことを特徴としたものである。

[0015] 本発明の別の観点によれば、前記電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記電流センサ誤差推定部の出力側にスイッチを介して電流センサ誤差推定値を保存するメモリを設け、前記周期外乱オブザーバによる補償値の

出力側にスイッチを接続し、前記メモリに保存された電流センサ誤差推定値と周期外乱オブザーバによる補償値を切替えて出力するよう構成し、前記電流誤差演算部は、前記メモリに接続されたスイッチがオン状態となったときメモリに保存された電流センサ誤差推定値に基づいて検出電流値を補正することを特徴としたものである。

[0016] 本発明の更に別の観点によれば、電流指令値と、電流センサによる電流検出値から、電流制御部によって電圧指令値を生成する制御装置において、前記電流センサは2相検出とし、電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記電圧指令値をプラントモデル部へ入力して仮想電流値を演算し、前記仮想電流値は関数成分検出部を介して周期外乱オブザーバに入力し、この周期外乱オブザーバにて算出された補償値と前記仮想電流値を補償値／誤差変換部へ入力して電流センサ誤差推定値を算出し、この電流センサ誤差推定値を前記電流誤差演算部に入力して、電流センサの検出電流値を補正することを特徴としたものである。

[0017] 本発明の他の観点によれば、前記周期外乱オブザーバの出力側は、スイッチを介して前記電流誤差演算部に接続すると共に、周期外乱オブザーバの出力側に補償値を保存するメモリを設け、振動の抑制制御が収束したとき、前記メモリに保存された補償値に基づいて検出電流値を補正することを特徴としたものである。

[0018] 本発明の更に他の観点によれば、前記電流指令値をトルク制御指令値に基づいて生成するとともに、前記電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記プラントモデル部は出力トルクの推定値を出力して前記トルク制御指令値と比較して誤差を低減するように前記電流誤差演算部に出力することを特徴としたものである。

[0019] 本発明の別の観点によれば、前記電流指令値をトルク制御指令値に基づいて生成し、前記プラントモデル部は出力トルクの推定値を出力して前記トルク制御指令値と比較して誤差を低減するように前記電流誤差演算部に出力することを特徴としたものである。

図面の簡単な説明

- [0020] [図1]本発明の実施形態を示す電流検出誤差補正の制御ブロック図。
 [図2]本発明の他の実施例による電流検出誤差補正の制御ブロック図。
 [図3]本発明の他の実施例による電流検出誤差補正の制御ブロック図。
 [図4]本発明の他の実施例による電流検出誤差補正の制御ブロック図。
 [図5]本発明の他の実施例による電流検出誤差補正の制御ブロック図。
 [図6]本発明の他の実施例による電流検出誤差補正の制御ブロック図。
 [図7]本発明の他の実施例による電流検出誤差補正の制御ブロック図。
 [図8]周期外乱オブザーバ制御ブロック図。

発明を実施するための形態

- [0021] 本発明の説明に先立って、電流センサ誤差によるidq電流への影響と、対象がモータである場合のトルクへの影響について説明する。

なお、インバータ駆動において、電流制御のための3相交流電流検出方法については、3相それぞれに検出器を設ける場合と2相に検出器を設けて残りを演算から求める2つの場合がある。それぞれの形態について、センサ誤差の影響に若干の差異があるため、分けて説明する。

- [0022] 1-1. 3相検知におけるセンサ誤差の影響について

- [0023] 3相検知方式における、電流センサのオフセット及びゲイン誤差によるidqおよびトルクへの影響は次の通りである。

まず、一般的に電流 i_u 、 i_v 、 i_w からidqへのdq座標変換式は(2)式に表せる。ここで $C_n\theta$ 、 $S_n\theta$ は $\cos(n\theta)$ 、 $\sin(n\theta)$ を示す。

- [0024] [数1]

$$\begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{1\theta} & -S_{1\theta} \\ S_{1\theta} & C_{1\theta} \end{pmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 ϕ を位相角、 I を電流ピーク値として電流 i_u 、 i_v 、 i_w をそれぞれ(3)式とする。

[0025] [数2]

$$\begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I \sin(\theta + \varphi) \\ I \sin(\theta + \varphi - \frac{2}{3}\pi) \\ I \sin(\theta + \varphi + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

[0026] 次にオフセット誤差 Δi_u , Δi_v , Δi_w とゲイン誤差 α 、 β 、 γ が生じているとして検出誤差のある3相電流 i'_u , i'_v , i'_w を(4)式で表す。

[0027] [数3]

$$\begin{pmatrix} i'_u \\ i'_v \\ i'_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta i_u \\ \Delta i_v \\ \Delta i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (\alpha-1) \cdot i_u \\ (\beta-1) \cdot i_v \\ (\gamma-1) \cdot i_w \end{pmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

[0028] (2)～(4)式からオフセット及びゲイン誤差の存在する id' , iq' に関して(5)式に展開することができる。

[0029] [数4]

$$\begin{pmatrix} id' \\ iq' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \left(\Delta i_u - \frac{1}{2} \Delta i_v - \frac{1}{2} \Delta i_w \right) C_{1\theta} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_v - \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_w \right) S_{1\theta} \\ \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_v - \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_w \right) C_{1\theta} + \left(\Delta i_u - \frac{1}{2} \Delta i_v - \frac{1}{2} \Delta i_w \right) S_{1\theta} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

$$+ \sqrt{\frac{1}{6}} I \cdot \begin{pmatrix} (\alpha + \beta + \gamma - 3) S_\varphi C_{2\theta} + (\alpha + \beta + \gamma - 3) C_\varphi S_{2\theta} \\ -(\alpha + \beta + \gamma - 3) C_\varphi C_{2\theta} + (\alpha + \beta + \gamma - 3) S_\varphi S_{2\theta} \end{pmatrix}$$

$$+ \sqrt{\frac{1}{6}} I \cdot \begin{pmatrix} (\alpha - 1) S_\varphi + (\beta - 1) \sin(\varphi - \frac{4}{3}\pi) + (\gamma - 1) \sin(\varphi + \frac{4}{3}\pi) \\ (\alpha - 1) C_\varphi + (\beta - 1) \cos(\varphi - \frac{4}{3}\pi) + (\gamma - 1) \cos(\varphi + \frac{4}{3}\pi) \end{pmatrix}$$

[0030] (5)式は回転同期周波数 $1f$ の項を id_{1f} , iq_{1f} 、 $2f$ の項を id_{2f} , iq_{2f} 、定数項を Dd , Dq として(6)式で表すことができる。

[0031]

[数5]

$$\begin{pmatrix} id' \\ iq' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} id_{1f} \\ iq_{1f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} id_{2f} \\ iq_{2f} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D_d \\ D_q \end{pmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

[0032] 以上よりidqに対して（５）（６）式からオフセット誤差は同期周波数1fの振動を発生させ、ゲイン誤差は2fの振動および直流成分を発生させることがわかる。

1－2. 2相検知におけるセンサ誤差の影響について

[0033] 次に2相検知方式における、電流センサのオフセット及びゲイン誤差によるidq およびトルクへの影響について説明する。

検出相はU, V相とした2相検知時の i_u , i_v からid, iqへのdq座標変換式は（7）式に表せる。

[0034] [数6]

$$\begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{1\theta} & -S_{1\theta} \\ S_{1\theta} & C_{1\theta} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \end{pmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

[0035] 次にオフセット誤差 Δi_u , Δi_v にゲイン誤差 α , β が存在するとき誤差によるU, V相の影響は（4）式と同様になる。ただし、 i_w については i_u と i_v から（8）式で算出される。

[0036] [数7]

$$i_w' = -(i_u' + i_v') \dots\dots\dots (8)$$

[0037] （３），（４），（７），（８）式からオフセットおよびゲイン誤差の存在するid',
iq' に関して展開すると（９）式となる。また（９）式も（６）式として表すことができる。

[0038] [数8]

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} id' \\ iq' \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} id \\ iq \end{pmatrix} \\
&+ \sqrt{2} \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_u C_{1\theta} - \left(\frac{1}{2} \Delta i_u + \Delta i_v \right) S_{1\theta} \\ \left(\frac{1}{2} \Delta i_u + \Delta i_v \right) C_{1\theta} + \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta i_u S_{1\theta} \end{pmatrix} \\
&+ \frac{I}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} - \left((\alpha-1) \cos(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1) \cos(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) C_{2\theta} + \left((\alpha-1) \sin(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1) \sin(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) S_{2\theta} \\ - \left((\alpha-1) \sin(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1) \sin(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) C_{2\theta} - \left((\alpha-1) \cos(\varphi + \frac{2}{3}\pi) - (\beta-1) \cos(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \right) S_{2\theta} \end{pmatrix} \quad (9) \\
&+ \frac{I}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} (\alpha-\beta) \cos(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \\ -(\alpha-\beta) \sin(\varphi - \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

[0039] 以上より2相検知の場合においても、 idq に対して(6)(9)式からオフセット誤差は同期周波数1fの振動を発生させ、ゲイン誤差は2fの振動および直流成分を発生させることがわかる。

[0040] 2-1. センサ誤差によるトルクへの影響について

[0041] 適用対象がモータである場合、この振動状態の idq によるトルクへの影響について説明する。

(6)式の idq が通電されているとして、PMモータの一般的なトルク式である(10)式から出力トルクを(11)式と表すことができる。

[0042] [数9]

$$\begin{aligned}
T &= iq(\Phi + \Delta L id) \quad \dots \dots \dots (10) \\
\Delta L &= L_d - L_q
\end{aligned}$$

[0043]

[数10]

$$\begin{aligned}
T &= iq'(\Phi + \Delta L id') \\
&= \Phi(iq + iq_{1f} + iq_{2f} + D_q) \\
&\quad + \Delta L(id + id_{1f} + id_{2f} + D_d)(iq + iq_{1f} + iq_{2f} + D_q) \dots\dots\dots (11) \\
&= \Phi(iq + iq_{1f} + iq_{2f} + D_q) \\
&\quad + \Delta L(\begin{matrix} id_{1f}iq_{1f} & + id_{1f}iq_{2f} & + id_{1f}D_q & + id_{1f}iq \\ id_{2f}iq_{1f} & + id_{2f}iq_{2f} & + id_{2f}D_q & + id_{2f}iq \\ D_diq_{1f} & + D_diq_{2f} & + D_dD_q & + D_diq \\ idi_{1f} & + idi_{2f} & + idD_q & + idiq \end{matrix})
\end{aligned}$$

[0044] ここで、 L_d : d軸インダクタンス、 L_q : q軸インダクタンス、 Φ : 磁束鎖交数である。

[0045] このとき、 $id \times iq$ 項において $1f \times 1f$ の乗算では (12) 式より $2f$ を、 $2f \times 1f$ の乗算では (13) 式より $1, 3f$ を、 $2f \times 2f$ の乗算では (12) 式より $4f$ を生じるため、 idq 自体の $1, 2f$ に加えて高次トルクリプルも発生する。

[0046] (a) . $nf \times nf$ の乗算に関して、 $A \sim E$ を定数として

[0047] [数11]

$$\begin{aligned}
(AC_n + BS_n)(DC_n + ES_n) &= ADC_n^2 + (AE + BD)S_nC_n + BES_n^2 \\
&= AD\left(\frac{C_{2n} + 1}{2}\right) + (AE + BD)\left(\frac{S_{2n}}{2}\right) + BE\left(\frac{1 - S_{2n}}{2}\right) \dots\dots\dots (12)
\end{aligned}$$

[0048] (b) . $nf \times mf$ の乗算に関して、

[0049] [数12]

$$\begin{aligned}
(AC_n + BS_n)(DC_m + ES_m) &= ADC_nC_m + AEC_nS_m + BDS_nC_m + BES_nS_m \\
&= AD\left(\frac{C_{n-m} + C_{n+m}}{2}\right) + AE\left(\frac{S_{n+m} - S_{n-m}}{2}\right) + BD\left(\frac{S_{n+m} + S_{n-m}}{2}\right) + BE\left(\frac{C_{n-m} - C_{n+m}}{2}\right) \dots\dots\dots (13)
\end{aligned}$$

[0050] 以上のことをまとめると、周期外乱を低減する手法として特許文献1や非特許文献1において周期外乱オブザーバなどで提案されている。これら従来

の手法によれば、例えば制御対象がモータである場合、トルクを制御対象として補償信号を生成してトルクリプルを抑制する。これによりトルクリプルは低減可能であるが、外部にトルクセンサを設置する必要がある。制御機器内部のセンサ誤差が要因であるので、センサゲインとオフセットもしくは検出電流を適切に調整出来れば、余計な計測器を用いることなくトルクリプルを低減できると考えられる。

[0051] また(11)式のとおり、トルクには1, 2f以上の高次トルクリプルも発生し、これをトルク補償にて抑制するには周期外乱オブザーバPD0の対象周波数に1, 2fに加えて3, 4fも加えなければならず、演算負荷が増大する。

[0052] そこで本発明では、トルクセンサを用いず演算負荷の増加も抑えて、電流センサ誤差による周期外乱の抑制を行うものである。

[0053] なお、上記の電流センサによる振動発生はインバータとモータの組み合わせに限らず、電流センサを用いた制御機器一般（電力系統機器など）に当てはまる問題である。よって、以下で示す各実施例はインバータとモータの例で説明するが、一般的な制御機器に対して適用可能なものである。

[0054] 図1は、電流検出誤差補正の制御ブロック図を示したものである。1は制御装置となるインバータ、2は制御対象となるモータ、3は周期外乱オブザーバである。インバータ1は、トルク指令値 T^* をd, q軸の電流指令値 i_{dq}^* (i_d, i_q)に変換する変換部11と、この変換部の出力 i_{dq}^* と電流センサ15及び3相/2相の座標変換部14を介して検出された信号 i_{dq} との差分に基づいて電圧指令値 v_{dq}^{ref} を算出する電流制御部12を有している。

[0055] 4はプラントモデル部、5は座標変換部、6は座標逆変換部、7は回転位置センサで、エンコーダ波形abzからロータ回転角度 θ と回転角速度 ω を検出し、回転角度 θ は座標変換部5と座標逆変換部6及び3相/2相変換部14に出力し、角速度 ω は周期外乱オブザーバ3へ出力する。なお、周期外乱オブザーバにおける G_F はローパスフィルタ、 $d i_{dq}$ は補償 i_d, i_q 値、 $d i_{dq}^*$ は補償 i_d, i_q 指令値である。

[0056] プラントモデル部4は、電流制御部12の出力 v_{dq}^{ref} 指令を入力してモータ

の回路方程式により仮想電流値 $\hat{i}_{dq}$ ($\hat{i}_d$, $\hat{i}_q$) を算出し、これを振動抑制対象とする。電流センサに誤差が生じている場合、電流制御部 12 の応答範囲内においては検出した $\hat{i}_{dq}$ 上の振動を電流制御部 12 が抑制する。振動分は v_{dq}^{ref} 指令に重畳され、これにより出力電流が振動することで周期外乱となって現れる。このためインバータ内部において $\hat{i}_{dq}$ に振動は観測されない。しかし、 v_{dq}^{ref} 指令をプラントモデル部 4 の回路方程式を通すことで振動状態の仮想電流値 $\hat{i}_{dq}$ の観測が可能となる。プラントモデル部 4 における回路方程式は、対象が PM モータである場合は (14) 式を用いる。

[0057] [数13]

$$\begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R+sL_d} \cdot (v_d + \omega \hat{i}_q L_q) \\ \frac{1}{R+sL_q} \cdot (v_q - \omega \hat{i}_d L_d - \omega \Phi) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (14)$$

[0058] ここで、R：電気子抵抗、Ld：d軸インダクタンス、Lq：q軸インダクタンス、 Φ ：磁束鎖交数である。

[0059] プラントモデル部 4 における回路方程式に用いるパラメータ精度については、高精度なものは必要ではなく周期外乱オブザーバ 3 のロバスト性範囲内であれば良い。このため設計値などを適用し、周期外乱オブザーバ 3 の内部のシステムモデルもこれに従いあらかじめ計算可能であり、実測などによる正確な取得は必ずしも必要ではない。

[0060] 次に仮想電流値 $\hat{i}_{dq}$ の対象周波数成分抽出のために座標変換部 5 では (15) 式の高調波 dq 変換を行う。

[0061] [数14]

$$\begin{pmatrix} i_{dn} \\ i_{qn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos n\theta & -\sin n\theta \\ \sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \dots\dots\dots (15)$$

[0062] 電流 i_d , i_q が常に直交することを利用し、周期外乱オブザーバ 3 で抑制対象とする複素数形式の周波数成分には i_{dn} , i_{qn} をそれぞれ実部、虚部に設定し、

$i_{dq} = i_{dn} + j i_{qn}$ として扱う。ここからは通常の周期外乱オブザーバ 3 の制御則に従い補償値を算出する。

最後に座標逆変換部 6 では、補償値を (16) 式の座標系逆変換により dq 座標系に変換する。

[0063] [数15]

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos n\theta & \sin n\theta \\ -\sin n\theta & \cos n\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{dn} \\ i_{qn} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (16)$$

[0064] これにより得られる補償電流検出値 i_{dq} を検出電流 i_{dq} に重畳して補償値 i_{dq}' とし、更に i_{dq}^* との差分を得て電流制御部 12 に入力する。

[0065] したがって、この実施例によれば、電流センサ誤差による周期外乱を低減することで電流検出値を直接補償することが可能となる。

[0066] 図 2 は第 2 の実施例を示した電流検出誤差補正のブロック図を示したものである。図 1 で示す第 1 の実施例では振動抑制は達成できるが、電流センサの誤差値を直接求めることはできない。センサ誤差が頻繁に変動しない場合などは誤差値を学習し、センサの出力に対して直接補正を行った方が演算負荷、制御応答性の面から有用であることから、この実施例は図 1 の機能に電流センサ誤差の誤差値を詳細に推定する機能を付加したものである。

[0067] 図 2 において 20 は電流センサ誤差推定部で、オフセット誤差演算部 21 とゲイン誤差演算部 22 を備えている。なお、周期外乱オブザーバ 30 には、図 1 で示す変換部 5, 6 が含まれた電流センサ誤差補償用の周期外乱オブザーバとなっており、また、8 は 2 相／3 相の座標変換部である。

[0068] 図 2 に示す制御ブロック図により、電流 i_d , i_q の補償値 i_{dq}' と電流センサ 15 の出力で補正前の i_{uvw}^{sens} 値を比較することでセンサ誤差を推定する。

オフセット誤差演算部 21 では、十分に振動が抑制されセンサ誤差を補正している状態において、電流 i_{uvw}^{sens} と座標変換部 8 により 3 相に変換した i_{dq}' に対し、その直流成分と 1 f 成分の絶対値を抽出する。十分にセンサ誤差が補正された状態では、 i_{dq}' にセンサ誤差は生じなく、逆に i_{uvw}^{sens} は真値にセンサ誤差が生じた状態で観測される。よって両者を比較することでセンサ誤差を推定することが可能である。オフセット誤差については両者の差分をとることで得られる。

また、ゲイン誤差演算部 22 についても同様の演算を行い、ゲイン誤差については除算により誤差値を求める。

[0069] したがって、この実施例によれば、センサ誤差が頻繁に変動しない場合などでは誤差値を学習し、求めた誤差値に基づいて電流センサ 15 の検出値に対して直接補正を加えることで、演算負荷の軽減、制御の応答性の向上が図られるものである。

[0070] 図 3 は第 3 の実施例を示した電流検出誤差補正の制御ブロック図を示したものである。

図 2 で示した実施例において、電流センサ誤差を推定して直接電流センサ 15 の出力が補正できれば、周期外乱オブザーバ 30 を常に動作させる必要はない。よって実施例 3 では、電流センサ誤差補償用の周期外乱オブザーバ 30 による補償電流値を用いるか、メモリに保存した誤差推定値により直接センサ出力に補正を行うかをスイッチにより切り替えるように構成したものである。

[0071] 図 3 において、9 はメモリ、16 は電流誤差演算部、SW1～SW3 はスイッチである。電流センサ誤差推定部 20 による誤差値の学習により、センサ誤差が変動しないと推定されたときのスイッチ SW2, SW3 をオン状態にして誤差値をメモリ 9 に記憶する。インバータにおける電流誤差演算部 16 は、メモリ 9 に記憶された推定誤差値を参照して電流センサ 15 の出力値 i_{uvw}^{sens} に対する補正演算を実行して座標変換部 14 に出力する。

[0072] スイッチ SW2, SW3 がオン状態のときには、スイッチ SW1 がオフ状

態となっており、したがって周期外乱オブザーバ30からの電流 i_d , i_q の補償値 $d i_{dq}$ はインバータには入力されず、座標変換部14の出力 i_{dq} が入力されて指令値 i_{dq}^* との差分が得られる。

[0073] 一方、センサ誤差が頻繁に発生して振動が十分に抑制されていない場合は

スイッチSW2, SW3はオフ状態となり、スイッチSW1がオン状態となる。

この状態では、周期外乱オブザーバ30からの補償値 $d i_{dq}$ と検出値 i_{dq} との差演算を行って i_{dq}' を求め、この i_{dq}' と指令値 i_{dq}^* との差分が得られる。

[0074] したがって、この実施例によれば、一度電流センサ誤差が推定出来れば、以降は演算負荷を低減させることができる。同時に、補償の応答性に関して周期外乱オブザーバによる出力の補償値では周期外乱オブザーバの応答性により限界があるが、誤差推定値により直接補償すれば応答良く電流センサ誤差を補正できるものである。

[0075] 前記各実施例では、電流センサの検出相数については3相検出の例（3相検知のみが有効な手法ではなく2相検知時でも適用可能である）であるが、2相検知の場合には振動抑制の補償値からセンサ誤差値を直接推定可能となる。

[0076] 汎用的な制御機器においては、コスト面から電流センサは2相検知である場合が多い。2相検知の場合、直接センサ誤差値が得られる点において有用である。

[0077] 図4で示す第4の実施例において10は関数成分検出部で、プラントモデル部4の出力 i_q^* を抑制対象として入力して周期外乱オブザーバ3に出力する。また、 i_q^* は補償値を誤差分に変換する補償／誤差変換部6aにも入力され、補償／誤差変換部6aから電流誤差演算部16に対して補正信号が出力される。

[0078] 図4の構成に基づき、 i_q^* を抑制対象として周期外乱オブザーバを適用すると、1fに対する補償値 $d i_{c,1f}$ は $d i_{a1}$, $d i_{b1}$ を定数として(17)式の形式

で出力される。

オフセット誤差について（９）式との係数比較により（１８）式を導く。

[0079] [数16]

$$\mathbf{diq}_{c,1f} = \mathbf{diq}_{a1} \cdot C_1 + \mathbf{diq}_{b1} \cdot S_1 \quad \dots\dots\dots (17)$$

[0080] [数17]

$$\begin{pmatrix} \Delta iu \\ \Delta iv \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mathbf{diq}_{b1} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\mathbf{diq}_{a1} - \frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{diq}_{b1} \right) \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (18)$$

[0081] 同様に 2 f に対する補償値 $\mathbf{diq}_{c,2f}$ は $\mathbf{diq}_{a2}$, $\mathbf{diq}_{b2}$ を定数として（１９）式の形式で出力される。

ゲイン誤差について（９）式との係数比較により（２１）式を導く。ただし、この時ゲイン誤差に平衡分はなく、（２０）式の条件を満たしているものとする。

（２０）式の条件を非平衡分と平衡分が混在する場合に適用すると、非平衡分の誤差は補償されて振動は抑制されるが平衡分の直流誤差が残留する。なお、ここで、平衡誤差とは、各センサの同一方向誤差（２つのセンサ誤差が ± x % と同じ）と、非平衡誤差を各センサの異方向誤差（２つのセンサ誤差が + x %, − y % と異なる）と定義する。

[0082] [数18]

$$\mathbf{diq}_{c,2f} = \mathbf{diq}_{a2} \cdot C_2 + \mathbf{diq}_{b2} \cdot S_2 \quad \dots\dots\dots (19)$$

[0083]

[数19]

$$\alpha + \beta = 2 \quad \dots\dots\dots (20)$$

[0084] [数20]

$$\begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2\sin(z - \frac{2}{3}\pi) - \frac{\sqrt{2}}{I} diq_{a2}}{\sin(z + \frac{2}{3}\pi) + \sin(z - \frac{2}{3}\pi)} \\ 2 - \alpha \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (21)$$

[0085] (18), (21) 式により周期外乱オブザーバ3出力 di_{qcn} の補償値を変換部6aによって変換することでセンサ誤差値を求め、センサ出力の検出値に対して直接補正を行いセンサ誤差による周期外乱を抑制する。なお、本実施例ではU, V相検知について説明したが、それ以外の相の組み合わせでは(9)式の形態が変わるのみで基本的な手法は同様である。

また、上記ではq軸を抑制対象としたが、d軸としても同様に行える。

[0086] したがって、この実施例によれば、電流センサ誤差によって周期外乱が発生する制御対象に対し、2相検知式の制御器において電流センサ誤差による振動を抑制するセンサ誤差値の推定機能を備えたことで、直接に電流センサ誤差の推定が可能となるものである。

[0087] 図4で示した実施例において、電流センサ誤差を推定して直接電流センサ15の出力が補正できれば、周期外乱オブザーバ3を常に動作させる必要はない。よって実施例5では、周期外乱オブザーバ3による補償電流値を用いるか、この補償電流値をメモリに保存した固定値を適用するかスイッチSWにより切替えるように構成したものである。

[0088] 図5はこの実施例の周期外乱オブザーバの制御ブロックを示したもので、電流センサ誤差補償用の周期外乱オブザーバ30aには、図4で示す関数成

分検出部 10 と変換部 6a の機能が組み込まれている。周期外乱オブザーバ 30a で算出した誤差推定値（オフセット誤差、ゲイン誤差）はメモリ 9 に記憶されると共に、スイッチ SW の接点 b を通して電流誤差演算部 16 に入力される。

[0089] 一方、メモリ 9 に記憶された誤差推定値は、スイッチ SW の接点 a を通して電流誤差演算部 16 に入力される。スイッチ SW は、振動の抑制制御が収束されたと判断されたときに、接点 b より接点 a 側に切り替わる。

[0090] したがって、この実施例によれば、一度電流センサ誤差が推定出来れば、以降は演算負荷を低減させることができる。同時に、補償の応答性に関して周期外乱オブザーバ出力の補償値では周期外乱オブザーバの応答性には限界があるが、誤差推定値により直接補償すれば応答良く電流センサ誤差を補正することが可能となる。

[0091] この実施例は、センサ誤差による平均トルクに与える影響を補正するものである。実施例 1 ～ 4 においては、ゲイン誤差の平衡誤差が平均トルクに与える影響については振動を伴わないため、補正を行うことができない。また実施例 1（図 1）の手法では（5）式で示したゲイン誤差による直流誤差については補正されない。

[0092] 第 6 の実施例は、センサ誤差による平均トルクに与える影響も補正するものである。図 6 は、図 1 で示す実施例 1 に平均トルク補正機能を付加した場合を示したものであり、図 7 は、図 4 で実施例 4 に平均トルク補正機能を付加した場合を示したもので、図 6、7 に設けられた電流誤差演算部 16a、16b が図 1 及び図 4 と異なる部分である。

[0093] 図 6、図 7 において、まず、モータの回路方程式に適用する各パラメータ精度が平均トルクに対して十分とする。プラントモデル部 4 の回路方程式から得られる仮想電流値 $\hat{i}_{dq}$ 値を（10）式に適用すれば、出力トルク T を $T^{\wedge}$ として推定することができる。出力トルク $T^{\wedge}$ とトルク指令値 T^* を比較して誤差を低減するように電流センサ全相のゲインに対して補正を行う。誤差低減について例えば図 6 に示す PI 制御部 40 を適用する。なお、この誤差

低減演算についてはP I 演算以外の手法を用いても達成可能である。

[0094] したがって、この実施例によれば、電流センサによる振動を抑制した上、平均トルクに影響を与えるゲインの平衡誤差の補正が可能となるものである。

[0095] 以上のとおり、本発明によれば、電流センサのゲインおよびオフセットの誤差を補正することが可能となるものである。

請求の範囲

- [請求項1] 電流指令値と、電流センサによる電流検出値から、電流制御部によって電圧指令値を生成する制御装置において、
前記電圧指令値をプラントモデル部へ入力して仮想電流値を演算し、仮想電流値は座標変換部を介して周期外乱オブザーバに入力して、周期外乱オブザーバにて補償値を算出し、算出された補償値を座標逆変換部を介して前記検出電流値に重畳して、電流センサの検出電流値を補正することを特徴とした制御装置。
- [請求項2] オフセット誤差演算部とゲイン誤差演算部を有する電流センサ誤差推定部を設け、前記検出電流値と前記補償値の重畳された値と、前記検出電流値をそれぞれオフセット誤差演算部とゲイン誤差演算部に入力してオフセット誤差とゲイン誤差を算出し、算出された各誤差信号に基づいて前記電流センサの誤差の推定を行うことを特徴とした請求項1記載の制御装置。
- [請求項3] 前記電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記電流センサ誤差推定部の出力側にスイッチを介して電流センサ誤差推定値を保存するメモリを設け、前記周期外乱オブザーバによる補償値の出力側にスイッチを接続し、前記メモリに保存された電流センサ誤差推定値と周期外乱オブザーバによる補償値を切替えて出力するよう構成し、
前記電流誤差演算部は、前記メモリに接続されたスイッチがオン状態となったときメモリに保存された電流センサ誤差推定値に基づいて検出電流値を補正することを特徴とした請求項2記載の制御装置。
- [請求項4] 電流指令値と、電流センサによる電流検出値から、電流制御部によって電圧指令値を生成する制御装置において、
前記電流センサは2相検出とし、電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記電圧指令値をプラントモデル部へ入力して仮想電流値を演算し、前記仮想電流値は関数成分検出部を介して周期外乱オブザーバに入力し、この周期外乱オブザーバにて算出された補償値と前記

仮想電流値を補償値／誤差変換部へ入力して電流センサ誤差推定値を算出し、この電流センサ誤差推定値を前記電流誤差演算部に入力して、電流センサの検出電流値を補正することを特徴とした制御装置。

[請求項5] 前記周期外乱オブザーバの出力側は、スイッチを介して前記電流誤差演算部に接続すると共に、周期外乱オブザーバの出力側に補償値を保存するメモリを設け、振動の抑制制御が収束したとき、前記メモリに保存された補償値に基づいて検出電流値を補正することを特徴とした請求項4記載の制御装置。

[請求項6] 前記電流指令値をトルク制御指令値に基づいて生成すると共に、前記電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記プラントモデル部は出力トルクの推定値を出力して前記トルク制御指令値と比較して誤差を低減するように前記電流誤差演算部に出力することを特徴とした請求項1又は2記載の周期外乱自動抑制装置。

[請求項7] 前記電流指令値をトルク制御指令値に基づいて生成し、前記プラントモデル部は出力トルクの推定値を出力して前記トルク制御指令値と比較して誤差を低減するように前記電流誤差演算部に出力することを特徴とした請求項4記載の周期外乱自動抑制装置。

補正された請求の範囲
[2015年2月4日 (04.02.2015) 国際事務局受理]

【請求項 1】(補正後)

電流指令値と、電流センサによる電流検出値から、電流制御部によって電圧指令値を生成する制御装置において、
前記電圧指令値をプラントモデル部へ入力して仮想電流値を演算し、仮想電流値は座標変換部を介して周期外乱オブザーバに入力して、周期外乱オブザーバにて補償値を算出し、算出された補償値を座標逆変換部を介して前記電流検出値に重畳して、電流センサの電流検出値を補正することを特徴とした制御装置。

【請求項 2】(補正後)

オフセット誤差演算部とゲイン誤差演算部を有する電流センサ誤差推定部を設け、前記電流検出値と前記補償値の重畳された値と、前記電流検出値をそれぞれオフセット誤差演算部とゲイン誤差演算部に入力してオフセット誤差とゲイン誤差を算出し、算出された各誤差信号に基づいて前記電流センサの誤差の推定を行うことを特徴とした請求項 1 記載の制御装置。

【請求項 3】(補正後)

前記電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記電流センサ誤差推定部の出力側にスイッチを介して電流センサ誤差推定値を保存するメモリを設け、前記周期外乱オブザーバによる補償値の出力側にスイッチを接続し、前記メモリに保存された電流センサ誤差推定値と周期外乱オブザーバによる補償値を切替えて出力するよう構成し、
前記電流誤差演算部は、前記メモリに接続されたスイッチがオン状態となったときメモリに保存された電流センサ誤差推定値に基づいて電流検出値を補正することを特徴とした請求項 2 記載の制御装置。

【請求項 4】(補正後)

電流指令値と、電流センサによる電流検出値から、電流制御部によって電圧指令値を生成する制御装置において、
前記電流センサは 2 相検出とし、電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記電圧指令値をプラントモデル部へ入力して仮想電流値を演算し、前記仮想電流値は関数成分検出部を介して周期外乱オブザーバに入力し、この周期外乱オブザーバにて算出された補償値と前記仮想電流値を補償値／誤差変換部へ入力して

電流センサ誤差推定値を算出し、この電流センサ誤差推定値を前記電流誤差演算部に入力して、電流センサの電流検出値を補正することを特徴とした制御装置。

【請求項 5】（補正後）

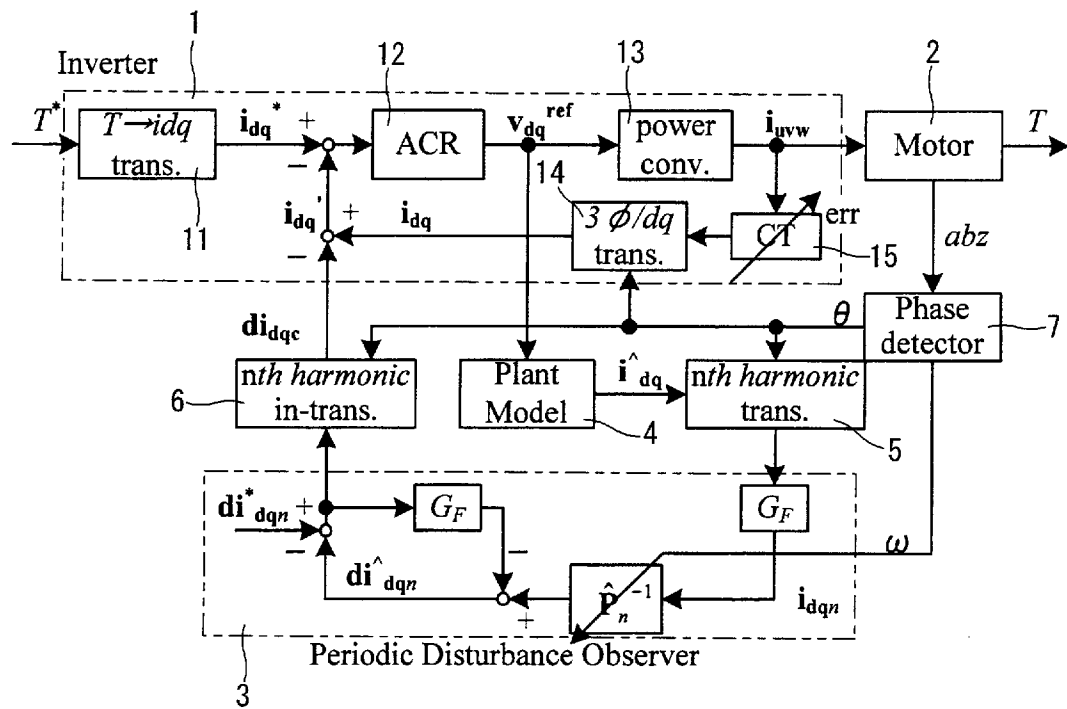
前記周期外乱オブザーバの出力側は、スイッチを介して前記電流誤差演算部に接続すると共に、周期外乱オブザーバの出力側に補償値を保存するメモリを設け、振動の抑制制御が収束したとき、前記メモリに保存された補償値に基づいて電流検出値を補正することを特徴とした請求項 4 記載の制御装置。

【請求項 6】

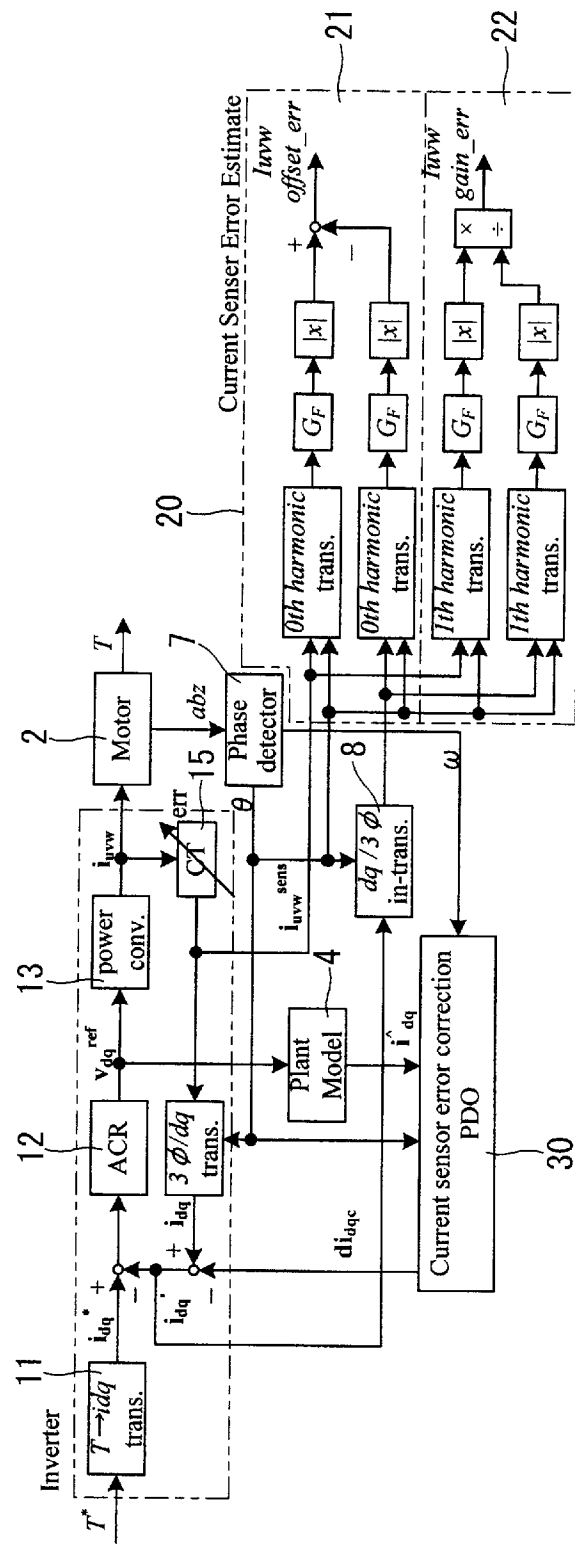
前記電流指令値をトルク制御指令値に基づいて生成すると共に、前記電流センサの出力側に電流誤差演算部を設け、前記プラントモデル部は出力トルクの推定値を出力して前記トルク制御指令値と比較して誤差を低減するように前記電流誤差演算部に出力することを特徴とした請求項 1 又は 2 記載の周期外乱自動抑制装置。

【請求項 7】

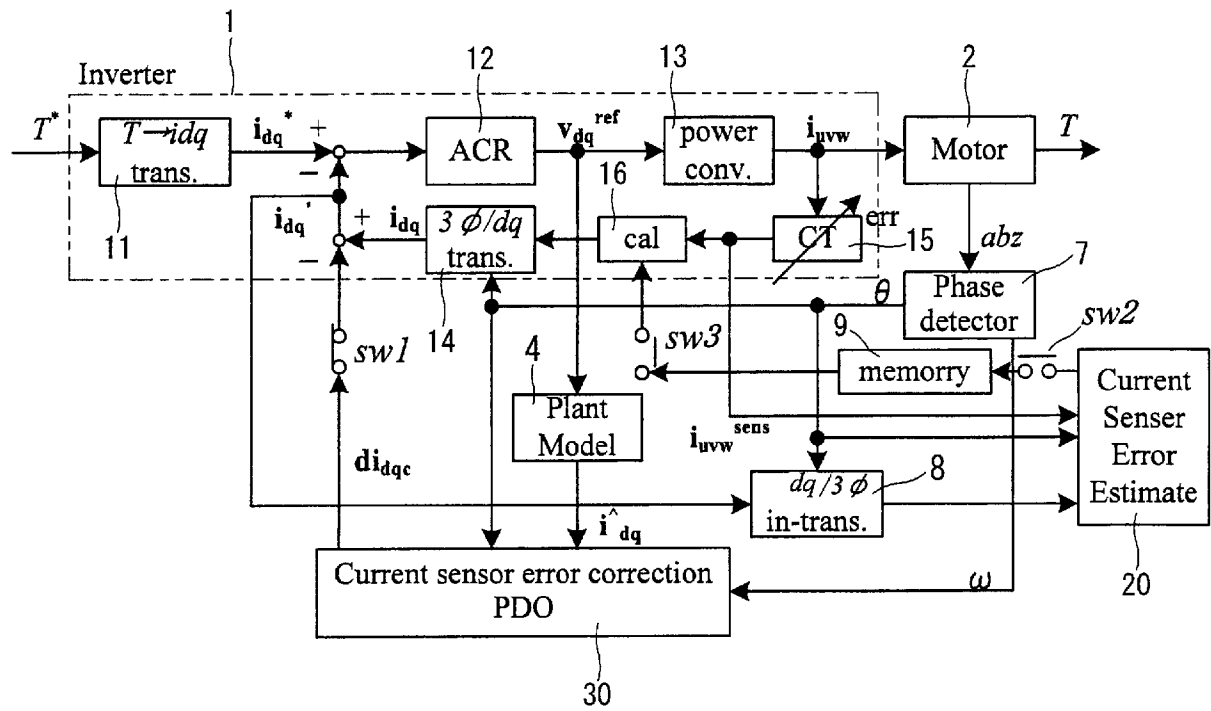
前記電流指令値をトルク制御指令値に基づいて生成し、前記プラントモデル部は出力トルクの推定値を出力して前記トルク制御指令値と比較して誤差を低減するように前記電流誤差演算部に出力することを特徴とした請求項 4 記載の周期外乱自動抑制装置。



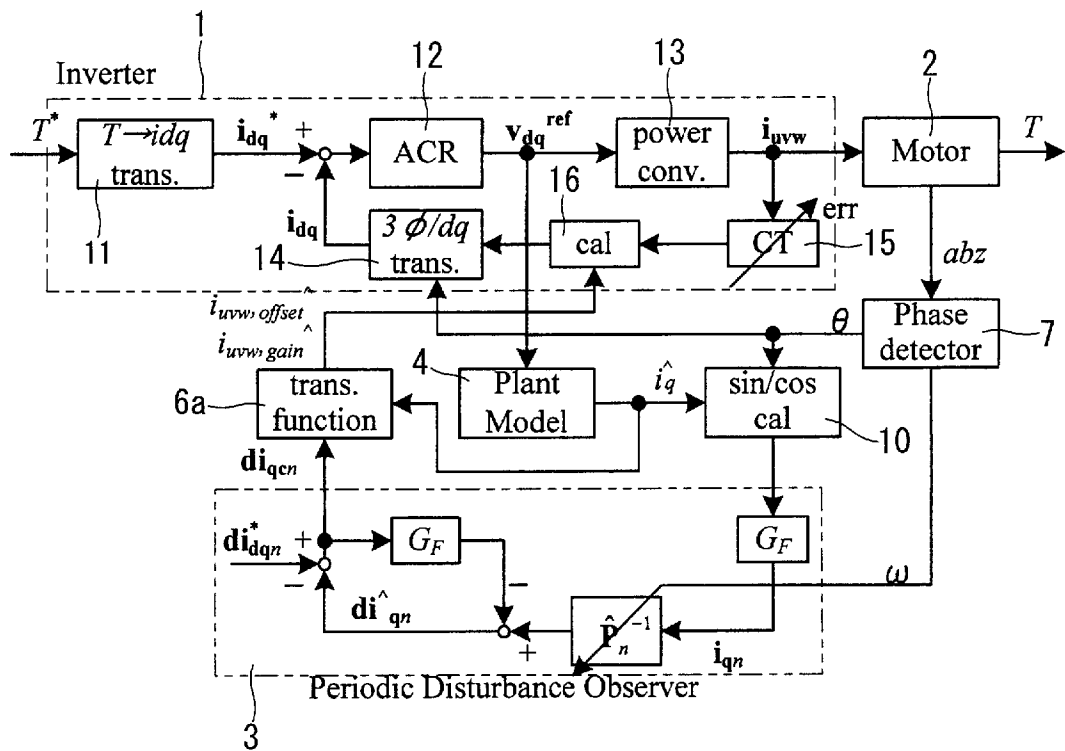
[図2]



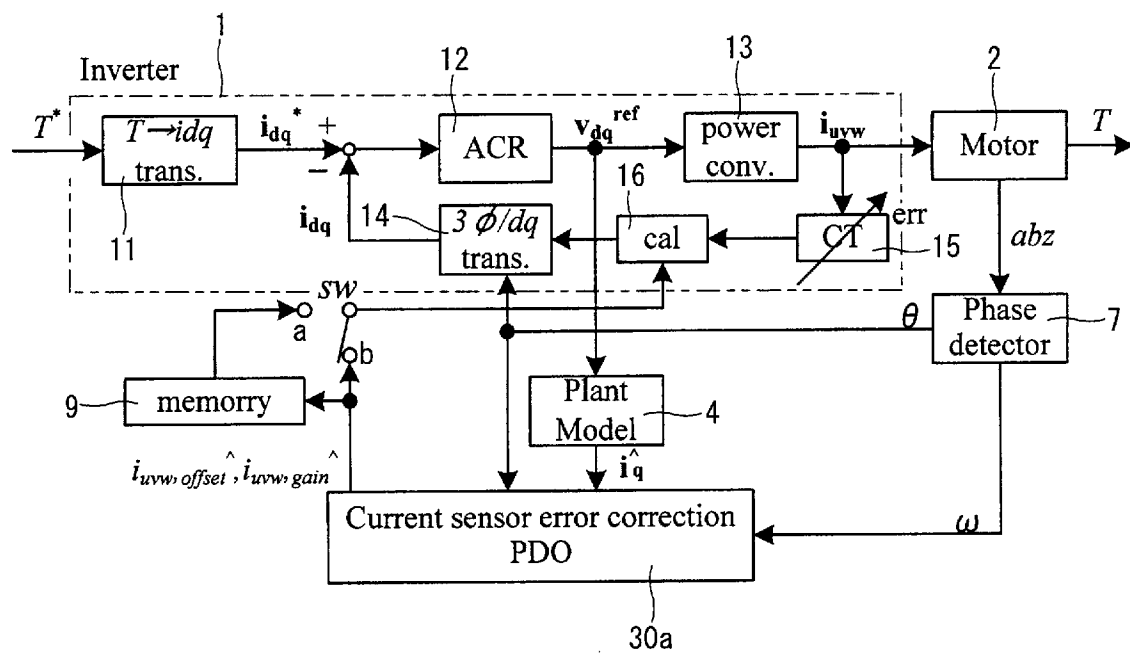
[図3]



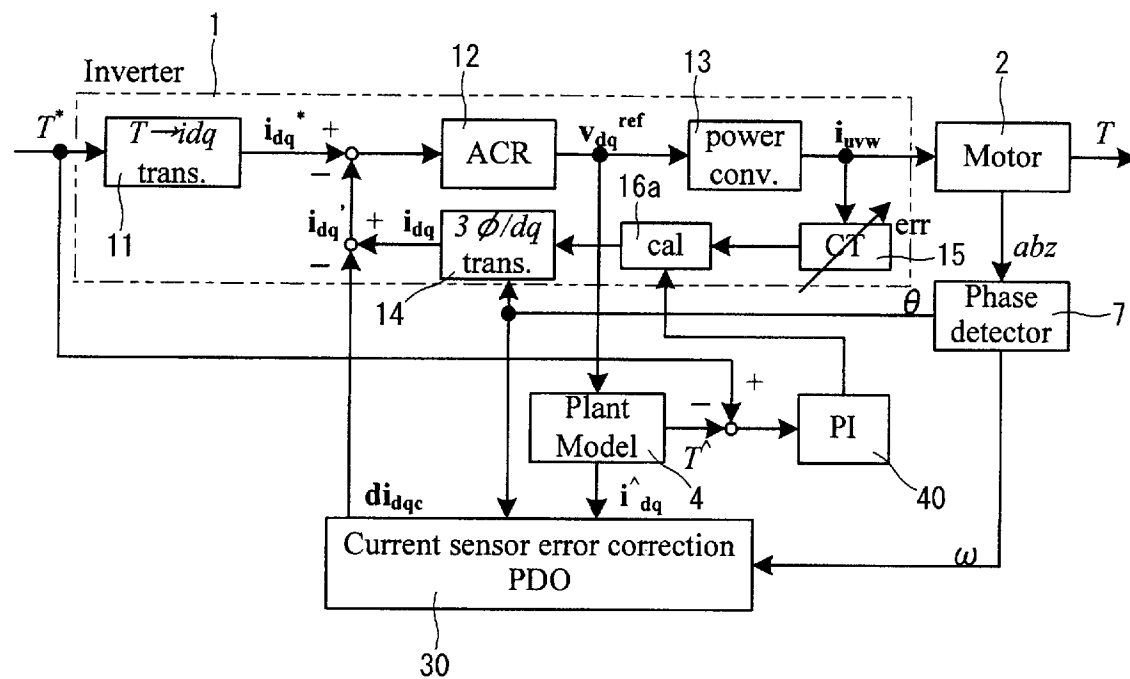
[図4]



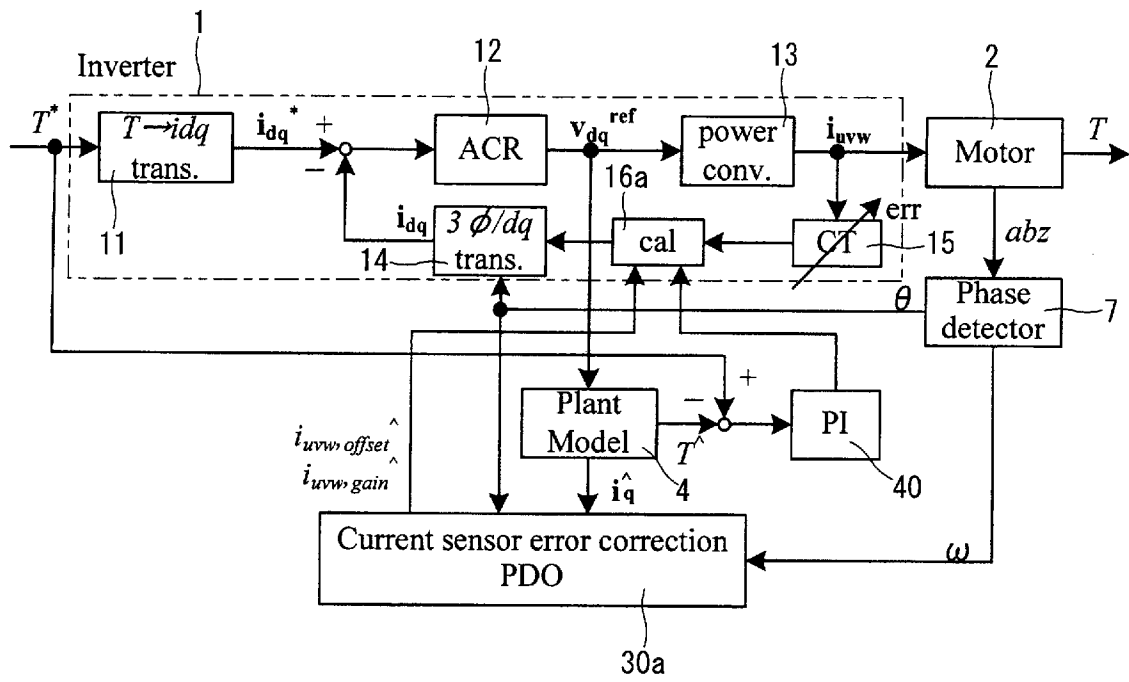
[図5]



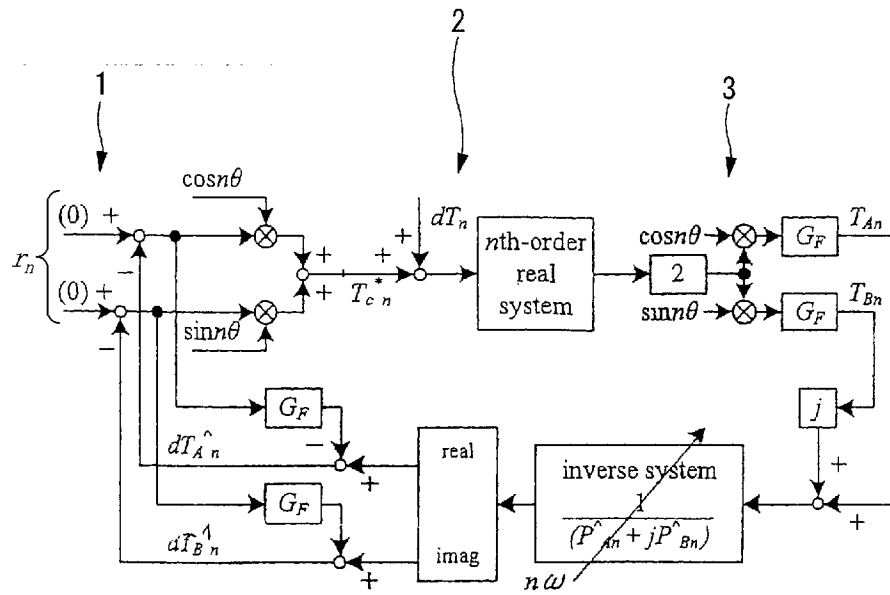
[図6]



[図7]



[図8]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/075351

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

G05B13/02(2006.01)i, H02P27/04(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

G05B13/02, H02P27/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2014
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2014	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2014

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 3813637 B2 (Mitsubishi Electric Corp.), 23 August 2006 (23.08.2006), page 5, left column, line 40 to page 11, right column, line 23; fig. 1 to 13 & US 6259226 B1 & DE 19882569 B & WO 2000/014866 A1	1-7
A	JP 2013-183558 A (Aisin Seiki Co., Ltd.), 12 September 2013 (12.09.2013), paragraphs [0009] to [0046]; fig. 1 to 3 (Family: none)	1-7
A	JP 2002-252991 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 06 September 2002 (06.09.2002), entire text; all drawings (Family: none)	1-7

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
04 December, 2014 (04.12.14)

Date of mailing of the international search report
16 December, 2014 (16.12.14)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/075351

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 4-299085 A (Omron Corp.), 22 October 1992 (22.10.1992), paragraphs [0043] to [0048]; fig. 5 (Family: none)	1-7

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. G05B13/02(2006.01)i, H02P27/04(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. G05B13/02, H02P27/04

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 4 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 4 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 4 年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 3813637 B2（三菱電機株式会社）2006.08.23, 第5頁左欄第40行から第11頁右欄第23行, 図1-13 & US 6259226 B1 & DE 19882569 B & WO 2000/014866 A1	1-7
A	JP 2013-183558 A（アイシン精機株式会社）2013.09.12, 【0009】-【0046】, 図1-3（ファミリーなし）	1-7
A	JP 2002-252991 A（松下電器産業株式会社）2002.09.06, 全文, 全図（ファミリーなし）	1-7

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

0 4 . 1 2 . 2 0 1 4

国際調査報告の発送日

1 6 . 1 2 . 2 0 1 4

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）
郵便番号100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

青山 純

3 U

4 4 8 0

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 6 4

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 4-299085 A (オムロン株式会社) 1992. 10. 22, 【0 0 4 3】－【0 0 4 8】, 図5 (ファミリーなし)	1－7