

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2004年8月26日 (26.08.2004)

PCT

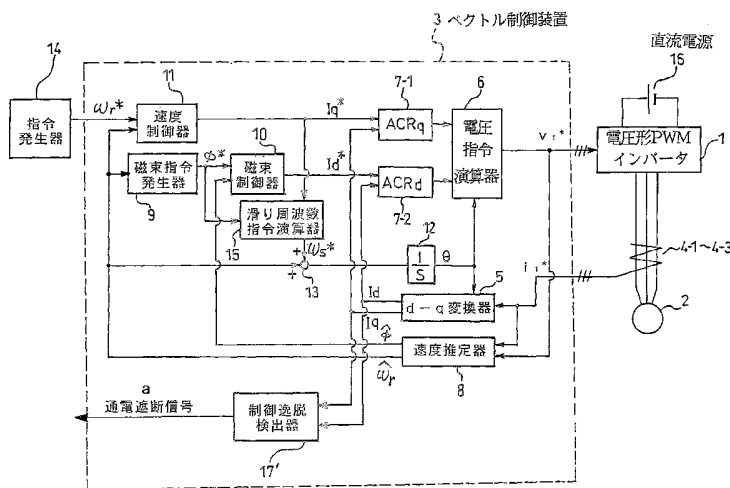
(10) 国際公開番号  
WO 2004/073152 A2

- (51) 国際特許分類: H02P 市八幡西区黒崎城石2番1号株式会社安川電機内 Fukuoka (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2004/001277
- (22) 国際出願日: 2004年2月6日 (06.02.2004)
- (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2003-033742 2003年2月12日 (12.02.2003) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 株式会社安川電機 (KABUSHIKI KAISHA YASKAWA DENKI) [JP/JP]; 〒806-0004 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号 Fukuoka (JP).
- (74) 代理人: 小栗 昌平, 外(OGURI, Shohei et al.); 〒107-6013 東京都港区赤坂一丁目1番3号2号 アーク森ビル13階 栄光特許事務所 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, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, 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, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH,

[続葉有]

(54) Title: MOTOR CONTROLLER AND OUT-OF-CONTROL DETECTING METHOD

(54) 発明の名称: 電動機制御装置および制御逸脱検出方法



- 14...COMMAND GENERATOR
- 11...SPEED CONTROLLER
- 9...MAGNETIC FLUX COMMAND GENERATOR
- 10...MAGNETIC FLUX CONTROLLER
- 15...SLIP FREQUENCY COMMAND CALCULATOR
- a...ENERGIZATION CUT-OFF SIGNAL
- 17...OUT-OF-CONTROL DETECTOR
- 3...VECTOR CONTROLLER
- 6...VOLTAGE COMMAND CALCULATOR
- 5...d-q CONVERTOR
- 8...SPEED ESTIMATOR
- 16...DC POWER SUPPLY
- 1...VOLTAGE PWM INVERTER

(57) Abstract: A motor controller by which out-of-control can be correctly detected in a short time by a simple calculation using a controlled variable of a motor and the safety of a machine such as a crane can be improved. The coordinate system of the voltage and current of an AC motor are converted into a coordinate system of two axes (d, q) to control the AC motor, and out-of-control is detected from the d- and q-components of the voltage or current. Using the exciting current feedback value  $I_d$  which is the d-component of the current and the torque current feedback value  $I_q$  which is the q-component, if a value computed according to  $\theta_i = \tan^{-1}(I_q/I_d)$  increases above a predetermined value, the motor is judged to be out of control.

(57) 要約: 本発明の課題は、電動機の制御量を用いた簡単な演算により制御逸脱状態を正確に短時間で検出して、クレーン等の安全性を向上できる電動機制御装置を提供することである。本発明によれば、交流電動機の電圧、電流をd、qの2軸に座標変換して制御し、電圧あるいは電流のd、q成分から制御逸脱状態を検出するものにおいて、電流のd成分である励磁電流帰還値  $I_d$ 、q成分であるトルク電流帰還値  $I_q$  を用いて  $\theta_i = \tan^{-1}(I_q/I_d)$  を基に演算された値が、所定値以上となったときに制御逸脱状態であると判断するようにした。

WO 2004/073152 A2



CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU,  
MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG,  
CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される  
各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語  
のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:

- 国際調査報告書なし；報告書を受け取り次第公開される。

## 明細書

## 電動機制御装置および制御逸脱検出方法

## 〈技術分野〉

本発明は、パルスエンコーダ等の速度検出器を不要とする制御方式での交流電動機の制御逸脱状態を検出する制御装置に関するものである。

## 〈背景技術〉

従来より、交流電動機を駆動する制御装置として、可変電圧可変周波数による速度制御が知られていて、交流電動機に供給される一次電流を、トルクに直接関与する励磁電流（磁束を発生させる電流）とトルク電流（トルクを発生させる電流）とに分けて制御するベクトル制御方式が実用化されている。ベクトル制御方式は周知であるので、説明は省略する。

こうした誘導モータの脱調（制御逸脱状態）の検知を行なうセンサレス制御装置として、例えば、特許文献では特開平11-8990号公報（段落[0014]～[0046]）に「誘導モータのセンサレス制御装置」が開示されている。

これは瞬間空間磁束ベクトル制御法に、また、誘導モータの少なくとも2つの相に電圧センサが取り付けられ、U、V、W各相の瞬時の一次電圧を検出する制御装置に適用されており、一次磁束の角速度が加速し回転子の角速度の制御範囲を大きく越えてしまうと、すべりが増大し必要なトルクが得られず誘導モータが脱調することに基づいて、一次磁束の角速度の大きさが判定値より大きい場合に、制御逸脱状態を判定するものである。

また、従来、パルスエンコーダ等の速度検出器を不要とするすべり周波数形の制御方式での交流電動機の制御逸脱状態を検出する制御装置として、図4に示すPGレスベクトル制御装置がある。

図において、電圧形インバータ 1 は直流電源 16 から加えられる直流電圧を PWM 制御方式により任意の周波数と電圧の交流に変換する。電圧形インバータ 1 の各相 U, V, W の交流出力端に交流電動機 2 が接続されている。交流電動機 2 の各相に流れる電流は電流検出器 4-1 ~ 4-3 により検出される。

ベクトル制御装置 3 には、交流電動機 2 の一次電流を検出して座標変換を行ないトルク電流帰還値  $I_q$  および励磁電流帰還値  $I_d$  を送出する d-q 変換器 5 が設けられている。さらに、指令発生器 14 から入力された速度指令値  $\omega_r^*$  と、速度推定器 8 からの速度推定値  $\omega_r^{\wedge}$  (傘マーク「 $\wedge$ 」の直前の記号は「推定値」を表す。以後、同じ) が一致するように設けられた速度制御回路 (ASR) 11 の出力値をトルク電流指令値  $I_q^*$  とし、この  $I_q^*$  と d-q 変換器 5 が出力するトルク電流帰還値  $I_q$  とが一致するように制御するためのトルク電流制御回路 (ACR<sub>q</sub>) 7-1、磁束制御器 10 からの励磁電流指令値  $I_d^*$  と d-q 変換器 5 からの励磁電流帰還値  $I_d$  とが一致するように励磁電流方向電圧を制御する励磁電流制御回路 (ACR<sub>d</sub>) 7-2 が設けられている。

また、交流電動機 2 で発生した誘起電圧や、一次抵抗  $r_1$  や漏れインダクタンス 1 による逆起電力の電圧を補償する回路は省略している。電圧指令演算器 6 では、トルク電流制御回路 7-1 と、励磁電流制御回路 7-2 の出力と、各逆起電力の電圧補償値との和 ( $V_{qref}$ ,  $V_{dref}$ ) を、積分器 12 出力の位相  $\theta$  で座標変換し、U, V, W 各相毎の電圧指令 ( $V_u^*$ ,  $V_v^*$ ,  $V_w^*$ ) を演算し、電圧指令ベクトル  $[v_1]$  となる ([ ] 内は「ベクトル」を表す。以後、同じ)。

なお、d-q 変換器 5、電圧指令演算器 6 は、それぞれ次の 1 式、2 式で演算される。

$$\begin{pmatrix} I_{dfb} \\ I_{qfb} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_w \\ I_u \\ I_v \end{pmatrix} \quad \dots(1)$$

$$\begin{pmatrix} V_w^* \\ V_u^* \\ V_v^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dref} \\ V_{qref} \end{pmatrix} \quad \dots(2)$$

また、滑り周波数指令演算器 15 は、磁束指令発生器 9 出力  $\phi^*$ 、トルク電流指令値  $I_q^*$  と、設定された二次抵抗  $r_2$  (図示せず) から、滑り周波数指令値  $\omega_s^*$  を求め、加算器 13 で速度推定器 8 からの速度推定値  $\omega_r^{\wedge}$  と加算して、一次周波数指令値  $\omega_1^*$  を演算し、積分器 12 を介して位相  $\theta$  を演算する。

速度推定器 8 は上述した電圧指令ベクトル  $[v_1]$ 、一次電流ベクトル  $[i_1]$  を基に交流電動機の磁束  $\phi$ 、速度  $\omega_r$  を推定演算する。交流電動機磁束  $\phi$  は、例えば、次の 3 式のようにして求められる。

$$\Phi^{\wedge} = \int ([v_1^*] - r_1 \cdot [i_1] - \omega \cdot l \cdot [i_1]) dt \quad \dots (3)$$

制御逸脱検出器 17 は、3 式で求めた交流電動機磁束  $\Phi^{\wedge}$  (推定値を表す) を用い、

1、交流電動機磁束  $\Phi^{\wedge}$  が、磁束指令値  $\Phi^*$  に対して所定値以上の偏差をもった状態が所定時間以上継続した。

2、交流電動機磁束  $\Phi^{\wedge}$  が、単位時間あたりに所定回数以上、所定値を超えて振動した。

といった、検出した交流電動機磁束  $\Phi^{\wedge}$  の挙動を基にして、制御逸脱状態を判断し、制御逸脱状態と判断されれば、通電遮断信号を出力し運転を停止させていた。

これは、ベクトル制御が成立していれば、交流電動機磁束  $\Phi^{\wedge}$  の大きさは過渡状態を除き、指令値  $\Phi^*$  によく一致するものであるから、これを満足しない交流電動機磁束が検出されれば、制御逸脱した状態になったと判断されるという考えに基づくものである。

しかしながら、上記従来技術においては、特許文献 1 記載の誘導モータのセンサレス制御装置では、推定した速度にすべり周波数を加えた一次周波数を出力周波数とするすべり周波数形の制御方式には適用できないこと、U、V、W 各相の

瞬時の一次電圧を検出する電圧センサを具備しない制御装置には適用できないこと、および低速領域での制御逸脱状態を検出できないという問題があった。

また、第2の従来の電動機制御装置では、交流電動機磁束を演算で求めない、あるいは求める必要のない制御方法には適用できないという問題や、制御逸脱状態と判断するために決定しなければならない所定値の数が多いこと、誤検出しないようにするためには検出時間を長めにすることになり、結果としてクレーンのような垂直方向に用いる用途で吊落し要因となるといった問題があった。

そこで、本発明は、電圧センサを必要とせず、交流電動機磁束を求めない制御方法でも適用できて、短時間に確実に制御逸脱状態の検出を低速・高速域に関わらず、検出可能とする電動機制御装置および制御逸脱検出方法を提供することを目的としている。

#### <発明の開示>

上記目的を達成するため、本発明1は、交流電動機の電圧、電流をd、qの2軸に座標変換して制御し、電圧、あるいは電流のd、q成分から制御逸脱状態を検出する制御逸脱状態検出器を備え、かつパルスエンコーダ等の速度検出器を用いない電動機制御装置において、前記制御逸脱状態検出器が、電流のd成分である励磁電流帰還値 $I_d$ と、q成分であるトルク電流帰還値 $I_q$ を用いて、 $\theta_i = \tan^{-1}(I_q / I_d)$ を基に演算された値が所定値以上となったときに制御逸脱状態であると判断することを特徴としている。

この電動機制御装置によれば、パルスエンコーダ等の速度検出器を用いないで行なう制御方式における交流電動機の制御逸脱状態を、次に示すようにして検出することができる。

すなわち、交流電動機の一次電流ベクトル $[i_1]$ の座標変換を制御位相 $\theta$ で行なったトルク電流帰還値 $I_q$ および励磁電流帰還値 $I_d$ は、交流電動機位相 $\theta_M$ に対し制御位相 $\theta$ が正しく制御できていれば、本来、直流量で検出されるべきものである。ところが、トルク電流帰還値 $I_q$ および励磁電流帰還値 $I_d$ が交流量で検出され、d-q軸上を回転するように検出されるとき、この回転速度は交

流電動機位相  $\theta_M$  と制御位相  $\theta$  の時間変化分である。この時間変化分の積算量が、制御位相  $\theta$  と交流電動機の実位相  $\theta_M$  の乖離量であるので、この積算量が所定値を超えたか否かで制御逸脱状態を検出することができる。

また、本発明 2 は、交流電動機の電圧、電流を  $d$ 、 $q$  の 2 軸に座標変換して制御し、電圧、あるいは電流の  $d$ 、 $q$  成分から制御逸脱状態を検出する制御逸脱状態検出器を備え、かつパルスエンコーダ等の速度検出器を用いない電動機制御装置において、制御逸脱状態検出器が、電圧の  $d$  成分である励磁電流方向電圧指令値  $V_d^*$  と、 $q$  成分であるトルク電流方向電圧指令値  $V_q^*$  を用いて、 $\theta_v = \tan^{-1}(V_q^*/V_d^*)$  を基に演算された値が所定値以上となったときに、制御逸脱状態であると判断することを特徴としている。

この電動機制御装置によれば、発明 1 と同様にして、 $I_q$  と  $I_d$  の代わりに励磁電流方向電圧指令値  $V_d^*$  とトルク電流方向電圧指令値  $V_q^*$  を用いて、交流電動機の制御逸脱状態を検出することができる。

また、本発明 3 は、電動機制御装置の制御逸脱検出方法に係るもので、交流電動機の電圧、電流を  $d$ 、 $q$  の 2 軸に座標変換して制御し、電圧あるいは電流の  $d$ 、 $q$  成分から制御逸脱状態を検出する電動機制御装置の制御逸脱検出方法において、電流の  $d$  成分である励磁電流帰還値  $I_d$  と、 $q$  成分であるトルク電流帰還値  $I_q$  を用いて、 $\theta_i = \tan^{-1}(I_q/I_d)$  を基に演算された値が所定値以上となったときに制御逸脱状態であると判断することを特徴とする。

この電動機制御装置の制御逸脱検出方法によれば、本来直流量として検出されるべき電流帰還値  $I_q$ 、 $I_d$  が交流量として  $d-q$  軸上を回転するように検出されるとき、その回転速度は交流電動機位相  $\theta_M$  と制御位相  $\theta$  の時間変化分であって、この時間変化分の積算量が、制御位相  $\theta$  と交流電動機の実位相  $\theta_M$  の乖離量なので、この積算量が所定値を超えたか否かで制御逸脱状態を検出出来る。

また、本発明 4 は、電動機制御装置の制御逸脱検出方法に係るもので、交流電動機の電圧、電流を  $d$ 、 $q$  の 2 軸に座標変換して制御し、電圧あるいは電流の  $d$ 、 $q$  成分から制御逸脱状態を検出する電動機制御装置の制御逸脱検出方法において、

電圧の d 成分である励磁電流方向電圧指令値  $V_d^*$  と、 q 成分であるトルク電流方向電圧指令  $V_q^*$  を用いて、  $\theta_v = \tan^{-1}(V_q^*/V_d^*)$  を基に演算された値が所定値以上となったときに、制御逸脱状態と判断することを特徴とする。

この電動機制御装置の制御逸脱方法によれば、発明 3 と同様にして、  $I_q$  と  $I_d$  の代わりに、励磁電流方向電圧指令値  $V_d^*$  とトルク電流方向電圧指令値  $V_q^*$  を用いて、交流電動機の制御逸脱状態を検出することができる。

#### <図面の簡単な説明>

図 1 は、本発明の第 1 実施の形態に係る電動機制御装置のブロック図である。

図 2 は、図 1 に示す電動機制御装置における制御逸脱状態の検出アルゴリズムを示す図である。

図 3 は、本発明の第 2 の実施の形態に係る電動機制御装置における制御逸脱状態の検出アルゴリズムを示す図である。

図 4 は、従来の電動機制御装置のブロック図である。

なお、図中の符号、1 は電圧形 PWM インバータ、2 は交流電動機、3 はベクトル制御装置、4 は電流検出器、5 は d-q 変換器、6 は電圧指令演算器、7 は電流制御器、8 は速度推定器、9 は磁束指令発生器、11 は速度制御器、10 は磁束制御器、12 は積分器、13 は加算器、14 は指令発生器、15 は滑り周波数指令演算器、16 は直流電源、17, 17' は制御逸脱検出器である。

#### <発明を実施するための最良の形態>

以下、本発明の第 1 の実施の形態について図を参照して説明する。

図 1 は本発明の第 1 の実施の形態に係る電動機制御装置のブロック図である。

図 1 において、従来例の図 3 と異なる所は、制御逸脱検出器 17 を 17' に変更したことである。

変更された制御逸脱検出器 17' は、d-q 変換器 5 からトルク電流帰還値  $I_q$ 、励磁電流帰還値  $I_d$  を入力値として、交流電動機内の回転磁界の位相、つまり、交流電動機位相  $\theta_M$  と、積分器 12 から出力される制御位相  $\theta$  に差が発生していることで制御逸脱状態であると判断する。

なお、図1中、その他の図3と同一構成には同一符号を付して重複する説明は省略する。

つぎに動作について説明する。

まず、図2に示す検出アルゴリズムを用いて、制御逸脱状態の検出手順を説明する。

制御状態がベースブロック中でなければ、つまり制御中であれば、

$$\theta_i = \tan^{-1} (I_q / I_d)$$

を演算し、単位時間あたりの変化量(前回値との差)を積算する(ステップ2.0)。上述したように、この積算量は交流電動機位相 $\theta_M$ と制御位相 $\theta$ の差であるので、この積算量の絶対値が所定値以上になったときに制御逸脱状態と判断する(ステップ3.0)。

また、所定値以下であれば、 $\theta_i$ を保存する(ステップ4.0)。なお、制御状態が、ベースブロック中であれば、偏差量と $\theta_i$ の前回値をクリアする(ステップ5.0)。

この所定値は、 $\theta_i$ が正常動作で取り得る値の範囲という点と、制御逸脱と判断するまでに交流電動機が、何回転動くことが許容されるかという点から決められ、通常、後者により、電気角で1周期~2周期(360度~720度)、4ポールの電動機では機械角で1回転以下程度に設定される。

以上により、制御逸脱状態の検出を実現することができる。

次に、本発明の第2の実施の形態について図を参照して説明する。

図3は本発明の第2の実施の形態に係る電動機制御装置における制御逸脱状態の検出アルゴリズムを示す図である。

なお、第2の実施の形態と、第1の実施の形態の異なるところは、第1の実施の形態が、電流 $I_q$ 、 $I_d$ 入力を基に演算を行うのに対して、第2の実施の形態では電圧指令値 $V_q^*$ 、 $V_d^*$ を基に演算を行うもので、図1の制御逸脱検出器17'に対して、第2の実施の形態での制御逸脱検出器を、仮に、17"とすれば、

この場合の相違は演算方法のみなので、第2の実施の形態についてのブロック図は図1と共通として、特に図示しない。

つぎに動作について説明する。

一般に、ベクトル制御が成立しているとき、トルク電流方向電圧指令値 $V_{q^*}$ とトルク電流方向電圧の実値 $V_q$ 、励磁電流方向電圧指令値 $V_{d^*}$ と励磁電流方向電圧の実値 $V_d$ は一致しているとすれば、以下の式(4)、式(5)が成立する。

$$V_{q^*} = E + \sqrt{3} \cdot R_1 \cdot I_q + \sqrt{3} \cdot \omega_1 \cdot l \cdot I_d + ACR_q \cdots (4)$$

$$V_{d^*} = \sqrt{3} \cdot R_1 \cdot I_d - \sqrt{3} \cdot \omega_1 \cdot l \cdot I_q + ACR_d \cdots (5)$$

なお、 $ACR_q$ 、 $ACR_d$ は、トルク電流制御回路( $ACR_q$ )7-1、励磁電流制御回路( $ACR_d$ )7-2の出力値を示している。

トルク電流帰還値 $I_q$ 、励磁電流帰還値 $I_d$ が交流量になれば、4式、5式からもわかるように、トルク電流方向電圧指令値 $V_{q^*}$ と励磁電流方向電圧指令値 $V_{d^*}$ も交流量となるので、 $\tan^{-1}(V_{q^*}/V_{d^*})$ は、 $\tan^{-1}(I_q/I_d)$ と同様にd-q軸上を交流電動機の $\theta_M$ と $\theta$ の時間変化分で回転する。

このように、 $\tan^{-1}(V_{q^*}/V_{d^*})$ を用いても制御逸脱状態を検出することができるので、第1の実施の形態での制御逸脱検出器17'において、 $\tan^{-1}(I_q/I_d)$ の代わりに、 $\tan^{-1}(V_{q^*}/V_{d^*})$ を用いても、全く同様に実現できる。

次に、図3を参照して、その検出手順について説明する、

まず、制御中であれば、 $\theta_v = \tan^{-1}(V_{q^*}/V_{d^*})$ を演算し、単位時間当たりの変化量を積算する(ステップ120)。

この積算量の絶対値が所定値以上になったときを制御逸脱状態と判断する(ステップ130)。

また、所定値以下であれば $\theta_v$ を保存する(ステップ140)。

また、最初の判断で、制御状態がベースブロック中であれば、偏差量と前回値

をクリアする（ステップ150）。

ここまでは、本発明のベクトル制御方式を適用した電動機制御装置で説明したが、必ずしも、 $I_q$  はトルク電流値、 $I_d$  は励磁電流値である必要はないため、検出した一次電流を  $d-q$  軸に座標変換して、 $I_d$ 、 $I_q$  を求める制御方式であれば、全く同様に適用可能である。 $V_d$ 、 $V_q$  についても同様である。

また、交流電動機の例として、誘導電動機に適用した制御装置について説明したが、磁石内蔵形の電動機にも全く同様に適用可能である。

#### <産業上の利用可能性>

以上説明したように、本発明によれば、電流の  $d$  成分の励磁電流帰還値  $I_d$  と電流の  $q$  成分のトルク電流帰還値  $I_q$ 、あるいは、励磁電流方向電圧指令値  $V_d^*$  とトルク電流方向電圧指令値  $V_q^*$  という、電動機の制御量を用いた簡単な演算により、制御逸脱状態を正確に短時間で判断できるので、特にクレーンのように垂直方向に動く機械の安全性を向上することができるという効果がある。

## 請 求 の 範 囲

1. 交流電動機の電圧、電流を d、q の 2 軸に座標変換して制御し、電圧あるいは電流の d、q 成分から制御逸脱状態を検出する制御逸脱状態検出器を備え、かつパルスエンコーダ等の速度検出器を用いない電動機制御装置において、

前記制御逸脱状態検出器が、電流の d 成分である励磁電流帰還値  $I_d$  と、q 成分であるトルク電流帰還値  $I_q$  を用いて、 $\theta_i = \tan^{-1}(I_q / I_d)$  を基に演算された値が所定値以上となったときに制御逸脱状態であると判断することを特徴とする電動機制御装置。

2. 交流電動機の電圧、電流を d、q の 2 軸に座標変換して制御し、電圧あるいは電流の d、q 成分から制御逸脱状態を検出する制御逸脱状態検出器を備え、かつパルスエンコーダ等の速度検出器を用いない電動機制御装置において、

前記制御逸脱状態検出器が、電圧の d 成分である励磁電流方向電圧指令値  $V_d^*$  と、q 成分であるトルク電流方向電圧指令値  $V_q^*$  を用いて、 $\theta_v = \tan^{-1}(V_q^* / V_d^*)$  を基に演算された値が所定値以上となったときに、制御逸脱状態であると判断することを特徴とする電動機制御装置。

3. 交流電動機の電圧、電流を d、q の 2 軸に座標変換して制御し、電圧あるいは電流の d、q 成分から制御逸脱状態を検出する電動機制御装置の制御逸脱検出方法において、

電流の d 成分である励磁電流帰還値  $I_d$  と、q 成分であるトルク電流帰還値  $I_q$  を用いて、 $\theta_i = \tan^{-1}(I_q / I_d)$  を基に演算された値が所定値以上となったときに制御逸脱状態であると判断することを特徴とする電動機制御装置の制御逸脱検出方法。

4. 交流電動機の電圧、電流を d、q の 2 軸に座標変換して制御し、電圧あるいは電流の d、q 成分から制御逸脱状態を検出する電動機制御装置の制御逸脱検出方法において、

電圧の d 成分である励磁電流方向電圧指令値  $V_d^*$  と、q 成分であるトルク電流

方向電圧指令  $V_q^*$  を用いて、 $\theta_v = \tan^{-1}(V_q^*/V_d^*)$  を基に演算された値が所定値以上となったときに、制御逸脱状態と判断することを特徴とする電動機制御装置の制御逸脱検出方法。

図 1

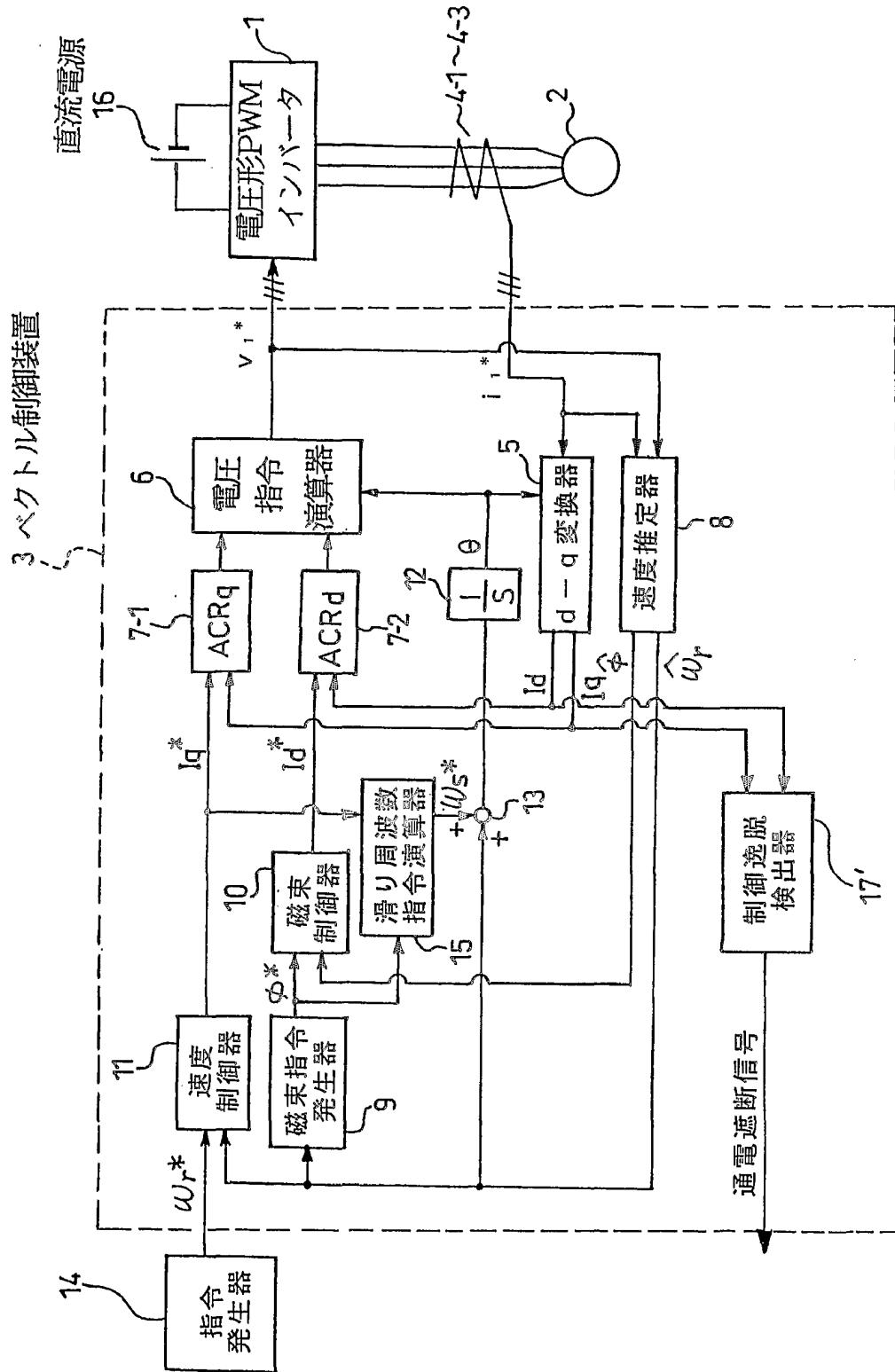


図 2

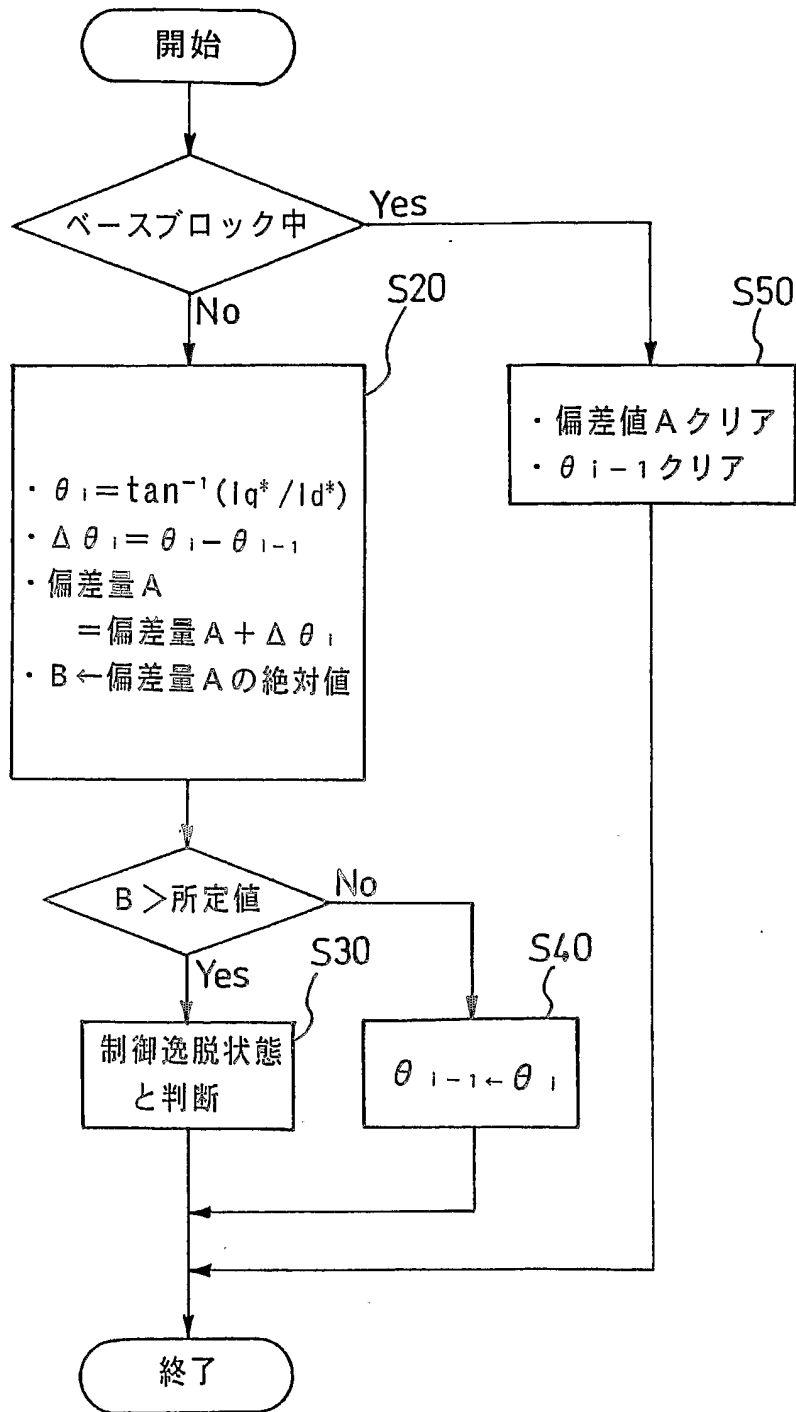


図 3

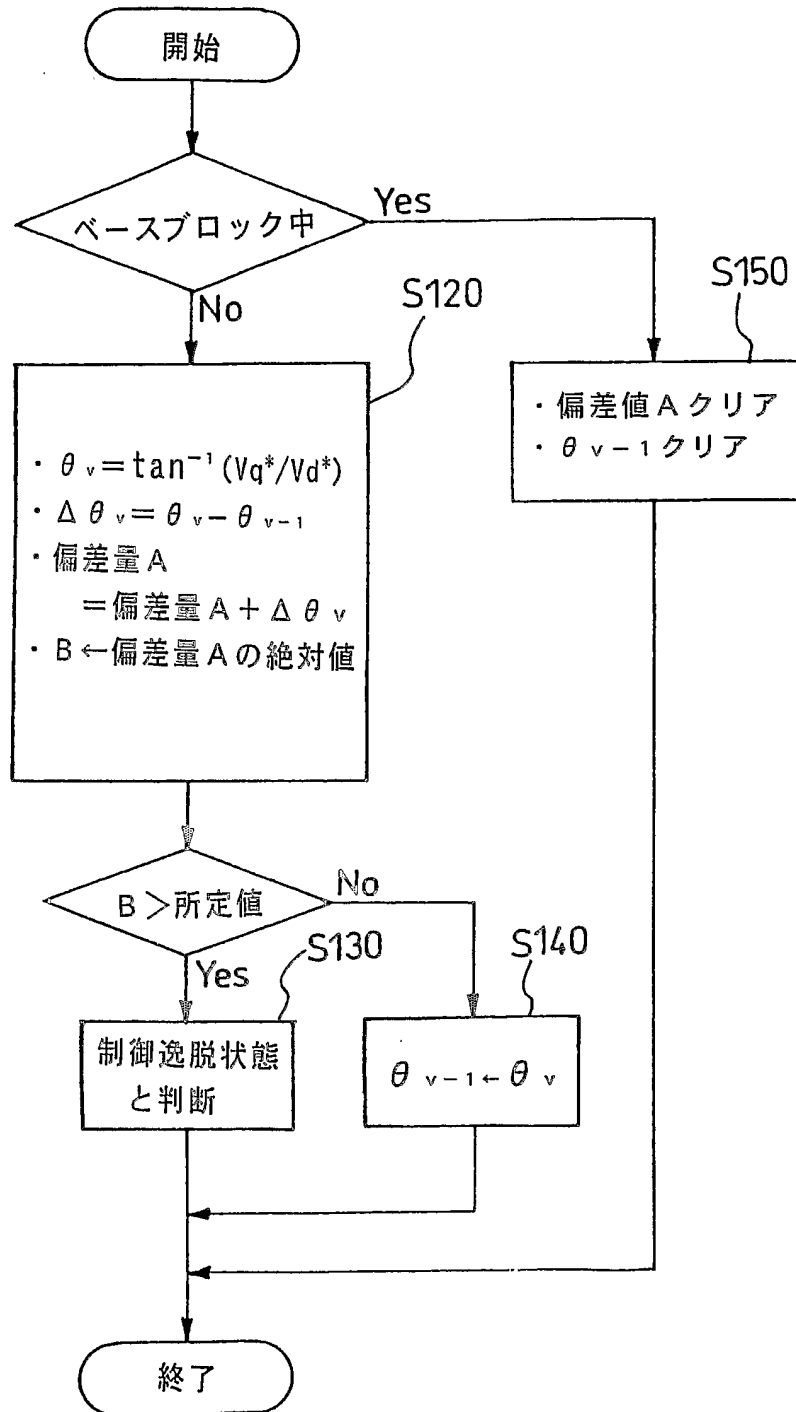


図 4

