

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3687331号
(P3687331)

(45) 発行日 平成17年8月24日(2005.8.24)

(24) 登録日 平成17年6月17日(2005.6.17)

(51) Int.Cl.⁷

F I

H O 2 P 21/00

H O 2 P 5/408

A

H O 2 P 7/74

H O 2 P 7/74

E

請求項の数 5 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平10-65337
 (22) 出願日 平成10年3月16日(1998.3.16)
 (65) 公開番号 特開平11-266595
 (43) 公開日 平成11年9月28日(1999.9.28)
 審査請求日 平成15年2月14日(2003.2.14)

前置審査

(73) 特許権者 591083244
 富士電機システムズ株式会社
 東京都千代田区三番町6番地17
 (74) 代理人 100091281
 弁理士 森田 雄一
 (72) 発明者 松本 康
 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
 富士電機株式会社内

審査官 川端 修

(56) 参考文献 特開平09-271200(JP, A)
 特開平07-303399(JP, A)
 特開平06-178593(JP, A)
 特開平04-312382(JP, A)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】誘導機可変速駆動装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

インバータと、

このインバータにより駆動される誘導機と、

一次磁束指令ベクトルの向きを基準としてベクトル制御を行うベクトル制御手段と、

前記誘導機の一次電流を検出する電流検出器と、

前記電流検出器による検出電流を前記一次磁束指令ベクトルと平行なd軸成分とこれに直交するq軸成分とに分解する検出電流ベクトル回転手段と、

前記ベクトル制御に使用するために、前記検出電流のd軸成分及びq軸成分、一次角周波数指令値、磁化電流及び誘導機定数を用いて、誘導機の回転速度を演算する第1の回転速度演算手段と、

を備えたことを特徴とする誘導機可変速駆動装置。

【請求項2】

請求項1記載の誘導機可変速駆動装置において、

前記誘導機の回転速度に比例する周波数のパルスを出力するパルス発生器と、

前記ベクトル制御に使用するために、このパルス発生器からのパルスを所定時間カウントすることにより誘導機の回転速度を演算する第2の回転速度演算手段と、

を備えたことを特徴とする誘導機可変速駆動装置。

【請求項3】

請求項2記載の誘導機可変速駆動装置において、

10

20

前記第 2 の回転速度演算手段による演算値が基準値以下である場合に、前記第 1 の回転速度演算手段による演算値を前記ベクトル制御手段に与える選択手段を備えたことを特徴とする誘導機可変速駆動装置。

【請求項 4】

請求項 2 記載の誘導機可変速駆動装置において、

前記第 1 の回転速度演算手段による演算頻度を前記第 2 の回転速度演算手段による演算頻度よりも高くし、前記第 2 の回転速度演算手段による演算と演算との合間を前記第 1 の回転速度演算手段による演算結果で補間することを特徴とする誘導機可変速駆動装置。

【請求項 5】

請求項 2 記載の誘導機可変速駆動装置において、

前記第 1 の回転速度演算手段による演算結果が前記第 2 の回転速度演算手段による演算結果と一致するように、前記第 1 の回転速度演算手段において演算に使用される誘導機定数を補正することを特徴とする誘導機可変速駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、ベクトル制御により誘導機を駆動するための誘導機可変速駆動装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

一般に、インバータを使用する可変周波数電源によって誘導電動機を速度制御する方式は、可変速電動機を必要とする分野に広く用いられている。特に、直流電動機と同等の特性を持っている上に、保守が容易であって超高速回転にも向いており、1 台のインバータを用いて複数台の並列接続された誘導電動機を同時運転することも行われている。そして、誘導電動機を正確に制御するために、ベクトル制御による誘導機可変速駆動装置も、使用されるようになってきている。

【0003】

このような装置においては、誘導機の速度制御のために、その回転速度を検出する必要がある。

図 9 は、本出願人による特願平 9 - 201709 号に示された誘導機可変速駆動装置である。図において、1 台のインバータ 1 により並列運転される複数の誘導機 $2_1, 2_2, \dots, 2_N$ の回転速度は、パルス発生器 $4_1, 4_2, \dots, 4_N$ を使用して検出される。パルス発生器 $4_1, 4_2, \dots, 4_N$ は、各誘導機 $2_1, 2_2, \dots, 2_N$ の回転速度に比例した周波数のパルス信号 P_1, P_2, \dots, P_N を回転速度演算手段 $22_1, 22_2, \dots, 22_N$ に出力する。

【0004】

回転速度演算手段 $22_1, 22_2, \dots, 22_N$ は、所定時間内に入力されるパルスのカウンタ値から回転速度を演算し、回転速度演算値 r_1', r_2', \dots, r_N' を出力する。この回転速度演算値 r_1', r_2', \dots, r_N' は、所定時間おきに更新されるようになっている。入力パルスをカウントする所定時間は、電動機の低速運転時にも十分なパルス数を得ることができるような時間に設定されている。このような構成とすることにより、広い速度範囲について、精度の高い回転速度演算値を得るようにしている。

【0005】

なお、図 9 において、 $3_U, 3_V, 3_W$ は電流検出器、5 は検出電流ベクトル回転手段、6 は基準角周波数演算手段、7 は一次磁束・二次電流指令位相差演算手段、8 はすべり角周波数指令演算手段、9 は磁化電流指令演算手段、10 は d 軸電流調節手段、11 は q 軸電流調節手段、12 は二次無効電流指令演算手段、13 は積分手段、14, 15, 16 は加算手段、17 は乗算手段、18 は指令電圧ベクトル回転手段である。これらの動作については本発明の実施形態において説明する。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、上述したようなパルス信号に基づいて回転速度演算値を得る方法においては、入

10

20

30

40

50

力パルスのカウントする所定時間を比較的長く設定しているために、回転速度の演算頻度が少なくなっている。従って、速度演算と速度演算との合間にたとえば負荷の急激な変動により回転速度が急変した場合、これを検出することができず、速度制御を迅速にตอบสนองさせることができないという問題があった。

【 0 0 0 7 】

そこで本発明は、回転速度の演算を高頻度で行い、回転速度の急変にも迅速に対応することが可能な誘導機可変速駆動装置を提供しようとするものである。

【 0 0 0 8 】

【課題を解決するための手段】

上述した従来技術の課題を解決するために、請求項 1 に記載した発明は、インバータと、このインバータの出力により駆動される誘導機と、一次磁束指令ベクトルの向きを基準としてベクトル制御を行うベクトル制御手段と、前記誘導機の一次電流を検出する電流検出器と、前記電流検出器による検出電流を前記一次磁束指令ベクトルと平行な d 軸成分とこれに直交する q 軸成分とに分解する検出電流ベクトル回転手段と、前記ベクトル制御に使用するために、前記検出電流の d 軸成分及び q 軸成分、一次角周波数指令値、磁化電流及び誘導機定数を用いて、誘導機の回転速度を演算する第 1 の回転速度演算手段とを備えたものである。

【 0 0 0 9 】

本発明は、一次磁束を基準として誘導機のベクトル制御を行う場合、誘導機の二次電流ベクトルの向きがすべりに依存することに着目してなされたものである。

本発明において使用される回転子角周波数（回転速度） ω_r の演算式は、以下に述べるようにして導かれる。

【 0 0 1 0 】

図 5 は、1 台の誘導機についての L 形等価回路を示す。 R_1 は一次抵抗、 R_2 は二次抵抗、 L_1 は一次インダクタンス、 L は二次漏れインダクタンス、 s はすべり、 i_1 は一次電流、 i_2 は二次電流、 i_m は磁化電流、 e_1 は誘起電圧である。図 5 の等価回路から、二次電流 i_2 は数式 1 によって表すことができる。

【 0 0 1 1 】

【数 1】

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{e_1}{\frac{R_2}{s} + j\omega_1 L_\sigma} \\ &= \frac{s \cdot e_1}{R_2 + j\omega_s L_\sigma} \\ (\omega_s &= s \cdot \omega_1) \end{aligned}$$

【 0 0 1 2 】

数式 1 において、 ω_1 はインバータ角周波数（一次角周波数）、 ω_s はすべり角周波数である。ここで、二次電流 i_2 と誘起電圧 e_1 との位相差 θ は、数式 1 から導かれ、数式 2 で表される。

【 0 0 1 3 】

【数 2】

10

20

30

40

$$\begin{aligned}\beta &= \arg\left(\frac{1}{R_2 + j\omega_s L_\sigma}\right) \\ &= \tan^{-1}\left(\frac{\omega_s L_\sigma}{R_2}\right)\end{aligned}$$

10

【 0 0 1 4 】

図 6 は、図 5 の等価回路に示された電流を磁化電流 i_M を基準として表したベクトル図である。ここで、d 軸は磁化電流 i_M の方向、すなわち一次磁束の方向であり、q 軸は磁化電流 i_M と直交する方向、すなわち誘起電圧 e_1 の方向である。角度 β は、二次電流の有効成分と無効成分とがなす角度、すなわち二次電流の d 軸成分 i_{2d} と q 軸成分 i_{2q} とがなす角度であり、数式 3 によって表される。

【 0 0 1 5 】

【 数 3 】

$$\begin{aligned}\alpha &= \tan^{-1}\left(\frac{i_{2q}}{i_{2d}}\right) \\ &= \tan^{-1}\left(\frac{i_{1q}}{i_{1d} - i_M}\right)\end{aligned}$$

20

【 0 0 1 6 】

数式 3 において、 i_{1d} は一次電流の d 軸成分、 i_{1q} は一次電流の q 軸成分である。なお、数式 3 及び図 6 のベクトル図から明らかなように、 $i_{2q} = i_{1q}$ 、 $i_{2d} = i_{1d} - i_M$ の関係がある。角度 β 、 α の和は常に 90° となるので、すべり角周波数 ω_s は数式 2 及び数式 3 から導かれ、数式 4 で表される。

30

【 0 0 1 7 】

【 数 4 】

$$\omega_s = \frac{R_2}{L_\sigma} \cdot \frac{i_{1d} - i_M}{i_{1q}}$$

40

【 0 0 1 8 】

なお、回転子角周波数（回転速度） ω_r 、すべり角周波数 ω_s 及び一次角周波数 ω_1 の間には、 $\omega_r = \omega_1 - \omega_s$ の関係がある。また、磁化電流 i_M は、d 軸電流調節動作によって磁化電流指令値 i_M^* と一致するように制御されるので、 $i_M = i_M^*$ と考えて良い。従って、回転子角周波数（回転速度） ω_r は、数式 5 により表される。

【 0 0 1 9 】

50

【数 5】

$$\omega_r = \omega_1^* - \frac{R_2}{L_\sigma} \cdot \frac{i_{1d} - i_M^*}{i_{1q}}$$

【0020】

10

そこで、誘導機の一次電流 i_1 を電流検出器により検出し、これを d 軸成分及び q 軸成分に分解して i_{1d} , i_{1q} を得れば、回転子角周波数（回転速度） ω_r を数式 5 から演算により得ることができる。電流検出器による電流検出及びその他の演算は、ほとんど瞬時に行うことができるので、この発明によれば、誘導機の回転速度を高頻度で得ることができる。また、パルス信号のカウントによる回転速度演算と異なり、検出誘導機電流検出の精度は、誘導機の回転速度の高低と無関係に、高頻度で行うことができる。

【0021】

また、この発明を、並列接続された複数の誘導機を 1 台のインバータにより並列運転する誘導機可変速駆動装置に適用する場合にも、電流検出器を各誘導機ごとに設けてその一次電流を検出し、前記数式 5 の演算を誘導機ごとに行うことにより、各誘導機の回転速度を

20

【0022】

更に、請求項 2 に記載した発明は、誘導機電流に基づいて回転速度を演算する手段に加えて、パルス信号に基づく回転速度演算手段を備えたものである。

誘導機電流から回転速度を演算する手段から得られる演算値は、パルス信号に基づく回転速度演算手段により得られる演算値よりも精度が低いという欠点があるが、この発明によれば、この欠点を補うことができる。すなわち、誘導機電流に基づく回転速度演算手段及びパルス信号に基づく回転速度演算手段の両者を備えることにより、それぞれが有する利点を生かすことができ、高頻度かつ高精度に回転速度演算を行うことができる。

【0023】

30

請求項 3 に記載した発明は、パルス信号からの回転速度演算値が基準値以下の場合に、誘導機電流からの回転速度演算値をベクトル制御に使用し、基準値を超える場合に、パルス信号からの回転速度演算値をベクトル制御に使用するための選択手段を備えたものである。

この発明では、誘導機の低速域において誘導機電流に基づく回転速度演算を行うようにしたので、中・高速域でのパルス信号に基づく演算頻度を高く設定することが可能となる。パルス信号に基づく演算頻度を高く設定したとしても、パルス信号の周波数が高い回転速度領域では、演算の精度を確保するために十分なパルス数を得ることができる。したがって、この発明によれば、低速域から高速域まで高頻度の回転速度演算を行うことができ、特に中・高速域での高精度の演算が実現可能である。

40

【0024】

請求項 4 に記載した発明は、誘導機電流に基づく回転速度演算の頻度をパルス信号に基づく回転速度演算の頻度よりも高く設定しておき、パルス信号に基づく回転速度演算値が更新される時点では、これを使用し、それ以外の時点では、誘導機電流に基づく回転速度演算値を使用するための選択手段を備えたものである。

すなわち、パルス信号に基づく回転速度演算の合間を、誘導機電流に基づく回転速度演算の演算値により補間する。このようにすることにより、定常的に、パルス信号に基づく高精度の回転速度を得ることができ、回転速度の急変は、誘導機電流に基づく回転速度演算によって瞬時に検出可能となる。

【0025】

50

請求項 5 に記載した発明は、誘導機電流に基づく回転速度の演算結果が、パルス信号に基づく回転速度の演算結果と一致するように、誘導機電流に基づく回転速度演算に使用する誘導機定数を補正する手段を備えたものである。これにより、高頻度かつ高精度の回転速度演算を実現することができる。

【 0 0 2 6 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施形態を図に沿って説明する。

まず、本発明の第 1 実施形態による誘導機可変速駆動装置の構成を図 1 を参照しながら説明する。この実施形態は、1 台のインバータ 1 によって 2 台の誘導機 2₁, 2₂ を並列運転する例を示している。なお、図 9 と同一の構成要素には同一符号を付してある。

10

【 0 0 2 7 】

図 1 において、磁化電流指令演算手段 9 は、入力される一次磁束指令値 ϕ_1^* から、数式 6 に従って磁化電流指令値 i_M^* を演算する。この数式 6 において、 L_1 は誘導機 1 台あたりの一次インダクタンス、 N は並列運転される誘導機の台数である。

【 0 0 2 8 】

【数 6】

$$i_M^* = \frac{N \cdot \phi_1^*}{L_1}$$

20

【 0 0 2 9 】

一次磁束・二次電流指令位相差演算手段 7 は、入力されるトルク電流指令値 (q 軸電流指令値) i_{1q}^* 、一次磁束指令値 ϕ_1^* から、数式 7 に従って位相差 α を演算する。この数式 7 において、 L は誘導機 1 台あたりの二次漏れインダクタンス値である。

【 0 0 3 0 】

【数 7】

$$\alpha = 90^\circ - \frac{1}{2} \left\{ \sin^{-1} \left(\frac{2 \cdot L_\sigma \cdot i_{1q}^*}{N \cdot \phi_1^*} \right) \right\}$$

30

【 0 0 3 1 】

すべり角周波数指令演算手段 8 には、一次磁束・二次電流指令位相差演算手段 7 から位相差 α が入力されており、数式 8 に従ってすべり角周波数指令値 ω_s^* を演算する。この数式 8 において、 R_2 は誘導機 1 台あたりの二次抵抗値である。

40

【 0 0 3 2 】

【数 8】

$$\omega_s^* = \frac{R_2}{L_\sigma} \cdot \tan(90^\circ - \alpha)$$

50

【 0 0 3 3 】

二次無効電流指令演算手段 1 2 には、トルク電流指令値 i_{1q}^* と一次磁束・二次電流指令位相差演算手段 7 からの位相差 α が入力されており、数式 9 に従って二次無効電流指令値 i_{2d}^* を演算する。

【 0 0 3 4 】

【 数 9 】

$$i_{2d}^* = i_{1q}^* \cdot \tan(90^\circ - \alpha)$$

10

【 0 0 3 5 】

加算手段 1 6 は、磁化電流指令値 i_m^* と二次無効電流指令値 i_{2d}^* とを加算し、d 軸電流指令値 i_{1d}^* を算出する。加算手段 1 4 は、すべり角周波数指令演算手段 8 からのすべり角周波数指令値 ω_s^* と基準角周波数演算手段 6 からの基準角周波数 ω_r とを加算することにより、インバータ 1 の角周波数指令値（一次角周波数指令値） ω_1^* を算出する。積分手段 1 3 は、一次角周波数指令値 ω_1^* を積分して位相指令値 θ^* を算出する。

20

【 0 0 3 6 】

誘導機 2₁, 2₂ に対応して設けられた電流検出器 3_{1U}, 3_{1V}, 3_{1W} 及び 3_{2U}, 3_{2V}, 3_{2W} は、それぞれ誘導機 2₁, 2₂ の一次電流を検出する。検出電流ベクトル回転手段 5₁, 5₂ は、積分手段 1 3 からの位相指令値 θ^* と電流検出器 3_{1U}, 3_{1V}, 3_{1W} 及び 3_{2U}, 3_{2V}, 3_{2W} からの検出電流 i_{1U} , i_{1V} , i_{1W} 及び i_{2U} , i_{2V} , i_{2W} とを入力して、数式 10 に従って三相二相変換を行う。

【 0 0 3 7 】

【 数 10 】

$$\begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta^* & \cos\left(\theta^* - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta^* - \frac{4}{3}\pi\right) \\ -\sin \theta^* & -\sin\left(\theta^* - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta^* - \frac{4}{3}\pi\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{pmatrix}$$

30

【 0 0 3 8 】

上記変換の結果、検出電流ベクトル回転手段 5₁, 5₂ は、一次電流の d 軸成分及び q 軸成分を、それぞれ i_{1d1} , i_{1q1} 及び i_{1d2} , i_{1q2} として出力する。

40

【 0 0 3 9 】

加算手段 1 9 は、検出電流ベクトル回転手段 5₁, 5₂ からの一次電流の d 軸成分 i_{1d1} , i_{1d2} を加算して、一次電流の d 軸成分の総和 i_{1d} を得る。同様にして加算手段 2 0 は、検出電流ベクトル回転手段 5₁, 5₂ からの一次電流の q 軸成分 i_{1q1} , i_{1q2} を加算して、一次電流の q 軸成分の総和 i_{1q} を得る。

【 0 0 4 0 】

d 軸電流調節手段 1 0 には、d 軸電流指令値 i_{1d}^* と d 軸電流総和 i_{1d} とが入力され、d 軸電流総和 i_{1d} を d 軸電流指令値 i_{1d}^* に一致させる調節動作を行い、d 軸電圧指令値 v_1

50

i_{1q}^* を出力する。同様にして q 軸電流調節手段 11 には、q 軸電流指令値 i_{1q}^* と q 軸電流総和 i_{1q} とが入力され、q 軸電流総和 i_{1q} を q 軸電流指令値 i_{1q}^* に一致させる調節動作を行う。

【0041】

乗算手段 17 は、加算手段 14 から得られた一次角周波数指令値 ω_1^* と一次磁束指令値 ψ_1^* とを乗算して出力する。加算手段 15 は、乗算手段 17 の出力と q 軸電流調節手段 11 の出力とを加算し、q 軸電圧指令値 v_{1q}^* を算出する。指令電圧ベクトル回転手段 18 は、q 軸電圧指令値 v_{1q}^* 、d 軸電圧指令値 v_{1d}^* 、位相指令値 θ^* から、三相電圧指令値 V_U^*, V_V^*, V_W^* を数式 11 に従って演算し、インバータ 1 に与える。

10

【0042】

【数 11】

$$\begin{pmatrix} v_U^* \\ v_V^* \\ v_W^* \end{pmatrix} = \frac{3}{2} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta^* & -\sin \theta^* \\ \cos \left(\theta^* - \frac{2}{3}\pi \right) & -\sin \left(\theta^* - \frac{2}{3}\pi \right) \\ \cos \left(\theta^* - \frac{4}{3}\pi \right) & -\sin \left(\theta^* - \frac{4}{3}\pi \right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{1d}^* \\ v_{1q}^* \end{pmatrix}$$

20

【0043】

回転速度演算手段 21₁、21₂ は、前述の数式 5 に従い、誘導機 2₁、2₂ の一次電流から、それぞれの回転角周波数（回転速度） $\omega_{r1}^{\#}$ 、 $\omega_{r2}^{\#}$ を演算し、基準角周波数演算手段 6 に出力する。基準角周波数演算手段 6 は回転角周波数 $\omega_{r1}^{\#}$ 、 $\omega_{r2}^{\#}$ に基づき、力行時は速度が最も遅い誘導機の回転子角周波数を、回生時は、得度が最も速い誘導機の回転子角周波数を、基準角周波数 ω_R として出力する。

30

回転速度演算手段 21₁ には、検出電流ベクトル回転手段 5₁ からの一次電流の d 軸成分 i_{1d1} 及び q 軸成分 i_{1q1} 、加算手段 14 からの一次角周波数指令値 ω_1^* 、磁化電流指令値 i_m^* が入力される。

一方、回転速度演算手段 21₂ には、検出電流ベクトル回転手段 5₂ からの一次電流の d 軸成分 i_{1d2} 及び q 軸成分 i_{1q2} 、加算手段 14 からの一次角周波数指令値 ω_1^* 、磁化電流指令値 i_m^* が入力される。また、回転速度演算手段 21₁、21₂ には、数式 5 における誘導機定数 R_2/L が設定されている。

【0044】

40

このように構成された誘導機可変速駆動装置において、回転速度は、前記数式 5 に従って誘導機電流に基づいて演算される。そして、その演算のために必要な電流検出器 3₁、3₂ による電流検出、及び検出電流ベクトル回転手段 5₁、5₂ によるベクトル演算などは、誘導機の回転速度と無関係に、高頻度で行うことができる。したがって、パルス発生器が出力するパルス信号から回転速度を演算する従来の方式に比べて演算頻度を高くすることができるので、回転速度の急変を瞬時に検出し、誘導機を応答性良く駆動することが可能となる。

【0045】

この第 1 実施形態では、1 台のインバータ 1 で 2 台の誘導機 2₁、2₂ を駆動する場合を説明したが、より多くの誘導機（並列接続した N 台の誘導機）を駆動する場合にも、本発明

50

が適用できることは言うまでもない。

並列接続されたN台の誘導機をL形等価回路で示すと、図7のようになる。この図7において、 R_{11}, R_{12}, R_{1N} は一次抵抗、 R_{21}, R_{22}, R_{2N} は二次抵抗、 L_{11}, L_{12}, L_{1N} は一次インダクタンス、 L_{1}, L_{2}, L_{N} は二次漏れインダクタンス、 s_1, s_2, s_N はすべり、 i_{11}, i_{12}, i_{1N} は一次電流、 i_{21}, i_{22}, i_{2N} は二次電流、 i_{M1}, i_{M2}, i_{MN} は磁化電流である。

【0046】

各誘導機間で、一次抵抗 R_{11}, R_{12}, R_{1N} 、一次インダクタンス L_{11}, L_{12}, L_{1N} にほとんど差がないと仮定すると、全誘導機の磁化電流を常に指令値と一致させることができる。すなわち、各誘導機ごとの電流を電流検出器で検出し、数式5の演算を各誘導機ごとに行うことで、各誘導機の回転速度を得ることができる。

10

【0047】

次に、本発明の第2実施形態について、図2を参照しつつ説明する。図2において、図1と共通する構成要素については、重複を避けるために説明を省略する。

図2において、パルス発生器 $4_1, 4_2$ は、それぞれ誘導機 $2_1, 2_2$ の回転子に結合されており、その回転速度に比例する周波数のパルス信号 P_1, P_2 を出力する。回転速度演算手段 $22_1, 22_2$ は、入力されたパルス信号 P_1, P_2 に基づき、回転速度演算値 r_1', r_2' を出力する。

【0048】

選択手段 23_1 には、回転速度演算値 r_1' 及び回転速度演算手段 21_1 からの回転速度演算値 $r_1^{\#}$ が入力される。また、選択手段 23_2 には、回転速度演算値 r_2' 及び回転速度演算手段 21_2 からの回転速度演算値 $r_2^{\#}$ が入力される。そして、これらの選択手段 $23_1, 23_2$ は、回転速度演算手段 $22_1, 22_2$ による回転速度演算値 r_1', r_2' のいずれかが基準値以下の場合には、回転速度演算手段 $21_1, 21_2$ の出力を選択し、その他の場合には回転速度演算手段 $22_1, 22_2$ の出力を選択する。

20

【0049】

図2に示す装置では、回転速度演算手段 $21_1, 21_2$ での誘導機電流に基づく回転速度演算と、回転速度演算手段 $22_1, 22_2$ でのパルス信号に基づく回転速度演算とが行われるようになっているが、これら2種類の回転速度演算には、それぞれ一長一短がある。すなわち、演算頻度の点では、誘導機電流に基づく回転速度演算は、パルス信号に基づく回転速度演算の場合のような制約を受けることなく演算頻度を高くでき、回転速度の急変に対する応答性に優れている。一方、演算値の精度の点では、パルス信号に基づく回転速度演算の方が高精度と言える。

30

【0050】

回転速度演算手段 $22_1, 22_2$ における速度演算は、パルス発生器 $4_1, 4_2$ の出力を所定期間カウンタして回転速度を得ているので、誘導機 $2_1, 2_2$ の回転速度をほぼ直接的に検出していることになり、その演算値の誤差は非常に小さい。一方、回転速度演算手段 $21_1, 21_2$ からの回転速度演算値は、数式5の演算によるものであり、式中の誘導機定数 R_2/L の設定に起因する誤差を含むことになる。

【0051】

このような構成においては、パルス発生器 $4_1, 4_2$ が出力するパルス信号 P_1, P_2 の周波数が比較的高い領域でのみ、回転速度演算手段 $22_1, 22_2$ での回転速度演算値 r_1', r_2' を制御に使用することになる。したがって、回転速度演算手段 $22_1, 22_2$ の演算頻度を上げることが可能となり、中・高速域において、高精度かつ高頻度の回転速度演算が可能となる。また、低速域においては、誘導機電流に基づく回転速度演算により、高頻度の演算が可能である。

40

【0052】

この第2実施形態では、第1実施形態における高頻度の回転速度演算が可能になるという効果に加えて、中・高速域における高精度の回転速度演算が可能になる。また、パルス発生器 $4_1, 4_2$ のいずれか一方が故障して、対応する回転速度演算手段 21_1 、または 21_2 が

50

らの回転速度演算値が常時ゼロとなった場合でも、回転速度演算手段 2 2₁, 2 2₂ の出力が選択されて回転速度演算値 $r_1^{\#}$, $r_2^{\#}$ による制御が行われ、運転継続が可能となる。

【0053】

次に、本発明の第3実施形態を、図3を参照して説明する。図3において、図2の実施形態と異なる点は、図2における選択手段 2 3₁, 2 3₂ の代わりに、別の機能を有する選択手段 2 4₁, 2 4₂ を設けたことである。

選択手段 2 4₁ には、回転速度演算値 r_1' 及び回転速度演算手段 2 1₁ からの回転速度演算値 $r_1^{\#}$ が入力される。また、選択手段 2 4₂ には、回転速度演算値 r_2' 及び回転速度演算手段 2 1₂ からの回転速度演算値 $r_2^{\#}$ が入力される。これらの選択手段 2 4₁, 2 4₂ は、パルス信号に基づく回転速度演算値 r_1' , r_2' が更新される瞬間は、回転速度演算手段 2 2₁, 2 2₂ の出力を選択し、それ以外の時は、回転速度演算手段 2 1₁, 2 1₂ からの出力を選択するようになっている。

【0054】

このように構成したことにより、所定時間ごとに、パルス信号に基づく回転速度演算値が選択手段 2 4₁, 2 4₂ により選択される。これは、精度の高い演算値である。一方、回転速度演算手段 2 1₁, 2 1₂ による誘導機電流に基づく回転速度演算は高頻度で行うようにしており、パルス信号に基づく回転速度演算値を得ることができない演算の合間においても、その演算結果が出力されている。この演算の合間においては、誘導機電流に基づく回転速度演算値が選択手段 2 4₁, 2 4₂ により選択されることになる。

【0055】

本実施形態では、定常的には、高頻度ではないが高精度のパルス信号に基づく回転速度演算による演算値を制御に利用でき、その合間を誘導機電流に基づく回転速度演算によって補間することにより、回転速度の急変を瞬時に検知することができる。

【0056】

次に、本発明の第4実施形態を、図4を参照して説明する。この実施形態は、図3に示した装置に対して誘導機定数補正手段 2 5₁, 2 5₂ が追加されている。

誘導機定数補正手段 2 5₁ には、回転速度演算手段 2 2₁ の出力 r_1' 及び回転速度演算手段 2 1₁ の出力 $r_1^{\#}$ が入力されており、補正された誘導機定数を回転速度演算手段 2 1₁ に与えるように構成されている。同様に、誘導機定数補正手段 2 5₂ には、回転速度演算手段 2 2₂ の出力 r_2' 及び回転速度演算手段 2 1₂ の出力 $r_2^{\#}$ が入力されており、補正された誘導機定数を回転速度演算手段 2 1₂ に与えるように構成されている。

【0057】

誘導機定数補正手段 2 5₁, 2 5₂ は、例えば図8に示すように構成されている。

すなわち、図8において、絶対値演算手段 2 6 は、入力される r' の絶対値を出力し、絶対値演算手段 2 7 は、入力される $r^{\#}$ の絶対値を出力する。減算手段 2 8 は、これら2つの絶対値の差を出力し、積分調節手段 2 9 は、この差を積分し、ゲイン倍 (K 倍) した値を積分調節演算結果として出力する。ゲイン手段 3 0 は、前記の積分調節演算結果を二次抵抗設定値と漏れインダクタンス設定値との比 (R_{2N}/L_N) に乗じることで、誘導機定数、すなわち二次抵抗値と漏れインダクタンス値との比 (R_2/L) の補正值を得る。図中、K は制御ゲイン、s はラプラス演算子である。

【0058】

このような構成とすることにより、回転速度演算手段 2 2₂ の出力 r_2' 及び回転速度演算手段 2 1₂ の出力 $r_2^{\#}$ を一致させることができる。すなわち、誤差を含む可能性のある誘導機電流に基づく演算結果 $r_1^{\#}$, $r_2^{\#}$ を、精度の高い演算結果 r_1' , r_2' に一致させることができる。したがって、誘導機電流に基づく回転速度演算の精度を向上させることができるので、高頻度かつ高精度の回転速度演算を行うことができる。

【0059】

【発明の効果】

以上述べたように本発明によれば、回転速度の演算値を高頻度で得ることができる誘導機可変速駆動装置を提供することができる。このような誘導機可変速駆動装置を使用するこ

10

20

30

40

50

とにより、誘導機の回転速度の急変にも迅速に応答する制御を行うことが可能である。
また、パルス信号に基づく回転速度演算と組み合わせることにより、回転速度の演算値を高頻度かつ高精度に得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 実施形態を示すブロック図である。

【図 2】本発明の第 2 実施形態を示すブロック図である。

【図 3】本発明の第 3 実施形態を示すブロック図である。

【図 4】本発明の第 4 実施形態を示すブロック図である。

【図 5】誘導機 1 台についての等価回路を示す図である。

【図 6】図 5 に示した電流に関するベクトル図である。

10

【図 7】複数台の誘導機についての等価回路を示す図である。

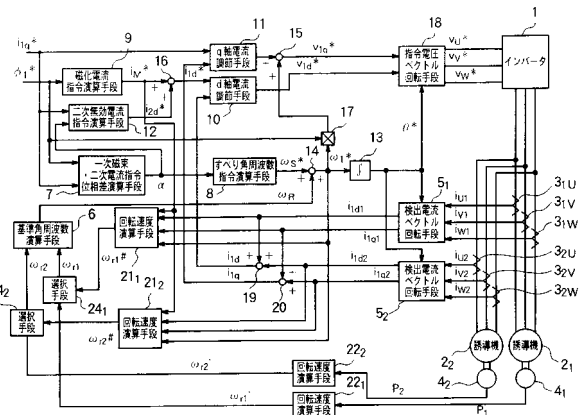
【図 8】図 4 における誘導機定数補正手段の構成を示す図である。

【図 9】従来技術の一例を示すブロック図である。

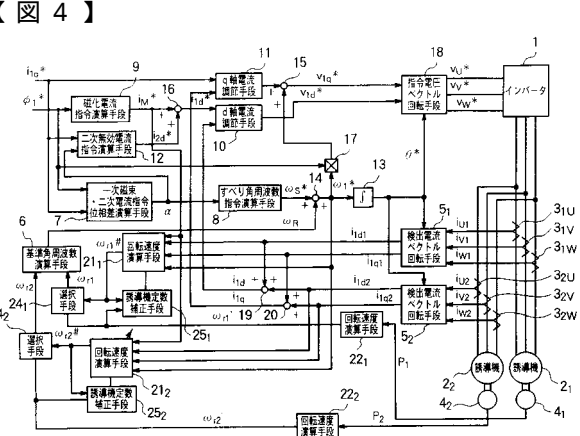
【符号の説明】

- | | | |
|-----------------|--------------------|----|
| 1 | インバータ | |
| 2 | 誘導機 | |
| 3 | 電流検出器 | |
| 4 | パルス発生器 | |
| 5 | 検出電流ベクトル回転手段 | |
| 6 | 基準角周波数演算手段 | 20 |
| 7 | 一次磁束・二次電流指令位相差演算手段 | |
| 8 | すべり角周波数指令演算手段 | |
| 9 | 磁化電流指令演算手段 | |
| 10 | d 軸電流調節手段 | |
| 11 | q 軸電流調節手段 | |
| 12 | 二次無効電流指令演算手段 | |
| 13 | 積分手段 | |
| 14 ~ 16, 19, 20 | 加算手段 | |
| 17 | 乗算手段 | |
| 18 | 指令電圧ベクトル回転手段 | 30 |
| 21, 22 | 回転速度演算手段 | |
| 23, 24 | 選択手段 | |
| 25 | 誘導機定数補正手段 | |
| 26, 27 | 絶対値演算手段 | |
| 28 | 減算手段 | |
| 29 | 積分調節手段 | |
| 30 | ゲイン手段 | |

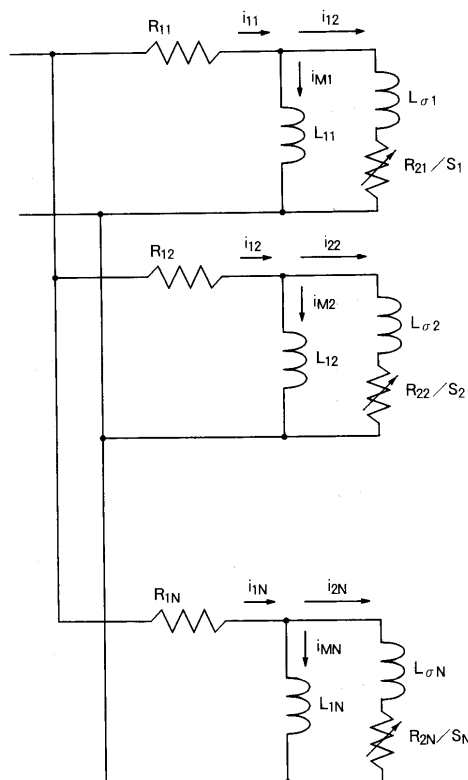
【 図 3 】



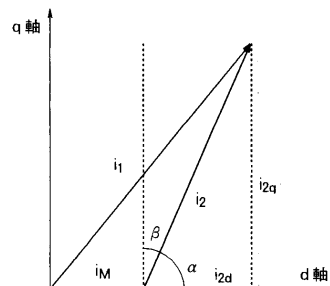
【 図 4 】



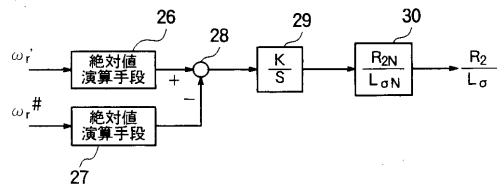
【 図 7 】



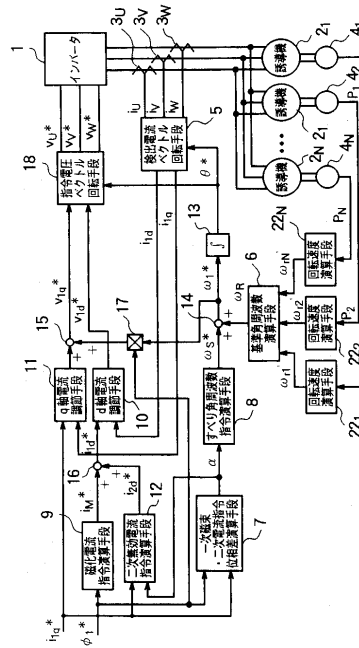
1



【図 8】



【図 9】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, D B 名)

H02P 21/00

H02P 7/74