

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2007-282467  
(P2007-282467A)

(43) 公開日 平成19年10月25日(2007.10.25)

(51) Int. Cl. F I テーマコード (参考)  
H02P 27/06 (2006.01) H02P 7/63 303V 5H505

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2006-143655 (P2006-143655)	(71) 出願人	503361927 富士電機機器制御株式会社 東京都品川区大崎一丁目11番2号
(22) 出願日	平成18年5月24日(2006.5.24)	(74) 代理人	100075166 弁理士 山口 巖
(31) 優先権主張番号	特願2006-67766 (P2006-67766)	(74) 代理人	100076853 弁理士 駒田 喜英
(32) 優先日	平成18年3月13日(2006.3.13)	(74) 代理人	100085833 弁理士 松崎 清
(33) 優先権主張国	日本国(JP)	(72) 発明者	佐藤 道彦 東京都日野市富士町1番地 富士電機アド バンストテクノロジー株式会社内
		(72) 発明者	鳥羽 章夫 東京都日野市富士町1番地 富士電機アド バンストテクノロジー株式会社内 最終頁に続く

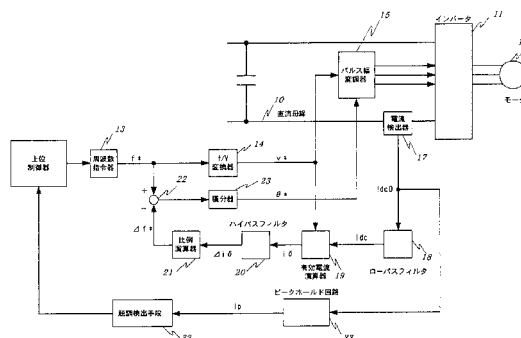
(54) 【発明の名称】 同期モータの駆動装置

(57) 【要約】

【課題】位置検出器や交流電流検出器を用いることなく同期モータを安定に制御でき、かつ簡単な構成で脱調検出ができるようにする。

【解決手段】同期モータ脱調の検出を行なうための基準電流値として、インバータ11からモータ12に与える電圧を、インバータが駆動するモータの駆動周波数におけるモータ巻線の抵抗およびインダクタンスからなるモータ電気回路のインピーダンスにより除算して求め、これと電流検出器17を介して求められるインバータ出力電流検出値とを比較し、この検出値が基準電流値を超えたら脱調として判定する。

【選択図】 図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

直流を交流に変換するインバータを介して同期モータを駆動する同期モータの駆動装置において、

前記インバータが同期モータに印加する電圧を、インバータが同期モータを駆動する周波数における同期モータ巻線の抵抗、およびインダクタンスからなる同期モータ電気回路のインピーダンスにより除算した値に基づき、脱調判定のための基準電流値を演算する演算手段を設け、インバータ出力電流の検出値が前記基準電流値を超えたときに、同期モータを脱調と判定することを特徴とする同期モータの駆動装置。

## 【請求項 2】

直流を交流に変換するインバータを介して同期モータを駆動する同期モータの駆動装置において、

前記インバータが同期モータに印加する電圧を、インバータが同期モータを駆動する周波数における同期モータ巻線の抵抗、およびインダクタンスからなる同期モータ電気回路のインピーダンスにより除算した値に基づき、脱調判定のための基準電流値を演算する演算手段と、インバータ出力電流の検出値が前記基準電流値を超える時間を計測するタイマとを設け、このタイマによる計測時間が予め定めた基準時間を超えたとき同期モータを脱調と判定することを特徴とする同期モータの駆動装置。

## 【請求項 3】

前記インバータ出力電流の検出値を、インバータ直流母線を通る電流のピーク値から求めることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の同期モータの駆動装置。

## 【請求項 4】

前記電流のピーク値を検出するピークホールド回路を設けたことを特徴とする請求項 3 に記載の同期モータの駆動装置。

## 【請求項 5】

前記基準電流値を、インバータが同期モータに印加する電圧の周波数をパラメータとするテーブルまたは近似関数から求めることを特徴とする請求項 1 ~ 4 のいずれかに記載の同期モータの駆動装置。

## 【請求項 6】

前記基準電流値から通常駆動時のインバータ出力電流を減算した値が、予め定めた電流差基準値よりも大きくなるように、インバータから同期モータに印加する電圧を制御する電圧制御手段を設けることを特徴とする請求項 1 ~ 5 のいずれかに記載の同期モータの駆動装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

この発明は、例えば表面磁石型永久磁石電動機（単にモータとも言う）などの同期モータの駆動装置、特に回転子位置や相電流の検出器を持たない同期モータの駆動装置に関するものである。

## 【背景技術】

## 【0002】

回転子位置や相電流の検出器を持たない永久磁石形同期モータの制御方式として、例えば特許文献 1 に示すように、インバータ母線上に設けた直流電流検出器のみの検出値に基づき、同期モータに印加する電圧と周波数とを調整してモータを制御するものがある。この方式は、構成が簡素で制御も簡単であるという特徴がある。

## 【0003】

図 3 は上記特許文献 1 に開示された方式を示すブロック図である。

同図において、10 は直流母線、11 は 3 相インバータ、12 は永久磁石形同期電動機（モータ）、13 は周波数指令器、14 は周波数 / 電圧（ $f/v$ ）変換器、15 はパルス幅（PWM）変調器、17 は電流検出器、18 は低域周波数成分を通過させるローパスフ

10

20

30

40

50

フィルタ、19は有効電流演算器、20は高域周波数成分を通過させるハイパスフィルタ、21は比例演算器、22は加減算器、23は積分器を示す。

【0004】

周波数指令器13には、上位制御器からモータ12の同期速度(周波数指令 $f^*$ )が設定され、 $f/v$ 変換器14は周波数指令 $f^*$ に応じた電圧指令 $v^*$ を出力する。積分器23は、周波数指令 $f^*$ と比例演算器21で求められた周波数補正量 $f^*$ との偏差を積分し、同期モータ12の固定子巻線に印加する電圧の位相 $\theta^*$ を演算する。パルス幅変調器15は電圧指令 $v^*$ および位相 $\theta^*$ に基づきパルス幅変調(PWM)をして駆動パルスを生成し、3相インバータ11のスイッチング素子をオン、オフ制御する。3相インバータ11からはパルス幅制御された3相の交流電圧が出力され、この電圧はモータ12の巻線に印加されて回転磁界を発生させる。

10

【0005】

電流検出器17は、インバータの入力直流電流(母線電流ともいう)を検出する。インバータ母線電流はパルス幅変調器15のスイッチングによりパルス状の電流となるため、電流検出器17から得られるインバータ母線電流検出信号 $I_{dc0}$ から、ローパスフィルタ18によって高周波帯域成分を除去し、インバータ母線電流平均値 $I_{dc}$ を求める。有効電流演算器19は、インバータ母線電流平均値 $I_{dc}$ から有効電流 $i$ を求める。その求め方は、以下のとおりである。

【0006】

インバータ出力電力 $W_{inv}$ は、インバータ直流電圧を $E_{dc}$ とすると、次の(1)式のように示される。

20

$$W_{inv} = E_{dc} \cdot I_{dc} \quad \dots (1)$$

また、モータに入力される電力 $W_{mot}$ は、次の(2)式で表わされる。

$$W_{mot} = 3 \cdot I_{rms} \cdot (v^* / \sqrt{2}) \cdot \cos \theta \quad \dots (2)$$

$I_{rms}$  : 1相当りのモータ相電流の実効値

$v^*$  : インバータに与える電圧振幅の指令値

【0007】

また、 $\theta$ は力率角で、次の(3)式で与えられる。

$$\cos \theta = i / I_{rms} \quad \dots (3)$$

インバータ出力電力 $W_{inv}$ と、モータに入力される電力 $W_{mot}$ とは等しいから、上記(1)、(2)式より、

30

$$i = \sqrt{2} \cdot I_{dc} \cdot E_{dc} / (3 \cdot v^*) \quad \dots (4)$$

となり、インバータ母線電流平均値 $I_{dc}$ から有効電流 $i$ が求められる。

【0008】

上記有効電流 $i$ は定常状態では直流量となるが、定常状態からの同期速度のずれが生じると $i$ に減衰のない振動が発生し、系が不安定になる。そこで、 $i$ の変動分 $\Delta i$ を、ハイパスフィルタ20により $i$ から直流分を除去して求め、比例演算器21で $\Delta i$ に所定のゲインを乗じることで周波数補正量 $f^*$ を求め、先の周波数指令 $f^*$ に負帰還する。これにより $i$ の変動を減少させ、系の状態を定常状態に近づけ、制御系を安定させるようにしている。

40

【0009】

ところで、モータの制御では、印加電圧の位相と、電動機回転子位置の位相とのずれが過大になるとモータの制御ができなくなる、いわゆる脱調状態に陥ることがある。このとき、モータ回転子位置の検出器、または電気角の検出器を有するシステムでは、この脱調状態を容易に検出することができる。しかし、上記のような母線電流のみを検出する方式では、印加電圧の位相と、モータ回転子位置の位相とのずれを小さくし、安定な駆動はできるものの、位相のずれそのものを検出することはできない。つまり、突発的な負荷の印加など、想定外の外乱による脱調の対策は施されていない。

【0010】

脱調が生じた場合、その直後はインバータの出力電圧は、脱調前とほぼ同じ周波数に維

50

持される。一方、モータは脱調によってトルクを維持できなくなる。モータは通常負荷に抗するように駆動されているため、トルクの消滅により回転速度が低下する。従って、インバータの出力電圧とモータの誘起電圧が非同期となり、これが擾乱となってモータの相電流が乱れ、これがインバータ直流母線電流に振動成分となって現われる。

#### 【0011】

このような点に鑑み、インバータ直流母線電流をフィルタ処理し、母線電流が振動によって所定のスレッシュホールド値を超えることを検出するか、または振動成分をフィルタで抽出し積算した値が所定のスレッシュホールド値を超えることを検出することにより、モータの脱調を検出する方式を、出願人は既に提案している（特願2005-119398号参照：提案方式ともいう）。

10

【特許文献1】特開2005-218273号公報

#### 【発明の開示】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0012】

しかしながら、上記提案方式では、検出の基準となる電流のスレッシュホールド値を実験によって求めているため、異なる種類のモータを駆動するときは改めて実験を行なう必要が生じるという別の問題が発生する。また、振動成分をフィルタで抽出する場合は、部品点数の増加を抑えるべくフィルタをCPUなどの演算処理装置のソフトウェアによって構成すると、演算処理装置の電流サンプリング周波数の制約のため、少なくともサンプリング周波数より小さいカットオフ周波数を持つローパスフィルタを通す必要が生じることから

20

、特に低速時は検出される電流が小さくなり、検出が困難になるという問題がある。

したがって、この発明の課題は、簡単かつ安価な構成で確実に脱調の検出ができるようにすることにある。

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0013】

このような課題を解決するため、請求項1の発明では、直流を交流に変換するインバータを介して同期モータを駆動する同期モータの駆動装置において、

前記インバータが同期モータに印加する電圧を、インバータが同期モータを駆動する周波数における同期モータ巻線の抵抗、およびインダクタンスからなる同期モータ電気回路のインピーダンスにより除算した値に基づき、脱調判定のための基準電流値を演算する演算手段を設け、インバータ出力電流の検出値が前記基準電流値を超えたときに、同期モータを脱調と判定することを特徴とする。

30

#### 【0014】

請求項2の発明では、直流を交流に変換するインバータを介して同期モータを駆動する同期モータの駆動装置において、

前記インバータが同期モータに印加する電圧を、インバータが同期モータを駆動する周波数における同期モータ巻線の抵抗、およびインダクタンスからなる同期モータ電気回路のインピーダンスにより除算した値に基づき、脱調判定のための基準電流値を演算する演算手段と、インバータ出力電流の検出値が前記基準電流値を超える時間を計測するタイマとを設け、このタイマによる計測時間が予め定めた基準時間を超えたとき同期モータを脱調と判定することを特徴とする。

40

#### 【0015】

請求項1または2の発明においては、前記インバータ出力電流の検出値を、インバータ直流母線を通る電流のピーク値から求めることができ（請求項3の発明）、この請求項3の発明においては、前記電流のピーク値を検出するピークホールド回路を設けることができる（請求項4の発明）。

また、請求項1～4のいずれかの発明においては、前記基準電流値を、インバータが同期モータに印加する電圧の周波数をパラメータとするテーブルまたは近似関数から求めることができ（請求項5の発明）、これら請求項1～5のいずれかの発明においては、前記基準電流値から通常駆動時のインバータ出力電流を減算した値が、予め定めた電流差基準

50

値よりも大きくなるように、インバータから同期モータに印加する電圧を制御する電圧制御手段を設けることができる（請求項6の発明）。

【発明の効果】

【0016】

請求項1の発明によれば、母線電流のみを検出し、印加電圧の位相とモータ回転子位置の位相とのずれを小さくして、安定な駆動が可能なシステムに、インバータが同期モータに印加する電圧を、インバータが同期モータを駆動する周波数における同期モータ巻線の抵抗およびインダクタンスからなる同期モータ電気回路のインピーダンスにより除算した値から、脱調判定のための基準電流値を決定する一方、インバータ母線電流のピーク値からインバータ出力電流の検出値を求め、この検出値が基準電流値を超えたら脱調と判断するようにしたので、異なる種類のモータに対しても簡単に適用することができる。

10

また、請求項2の発明によれば、脱調の検出をより確実にこなうことができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

図1はこの発明の実施の形態を示す構成図である。

これは、図3に示すものに対し、脱調検出手段32およびピークホールド回路33を付加した点が特徴と言える。なお、脱調検出手段32は先の提案方式にも設置されているが、その具体的な構成または機能は提案方式のそれと異なっているのは、言うまでもない。以下、主として従来例との相違点について説明する。

【0018】

20

まず、図1に示すシステムの電流、電圧に関して成り立つ関係について考察する。

このシステムにおけるモータの状態方程式は、次式のようになる。

$$v = (R + pL) i - \omega L i + m \sin = 0 \dots (5)$$

$$v = \omega L i + (R + pL) i + m \cos = V^* \dots (6)$$

$$I^2 = i^2 + i^2 \dots (7)$$

【0019】

上記の各記号の意味は、次の通りである。また、ここでモータの種類としては、表面磁石型永久磁石モータとする。

$v$ ,  $v$  : 軸電圧  $i$ ,  $i$  : 軸電流

$I$  : インバータ出力電流（瞬時値）  $L$  : モータ巻線の相インダクタンス

$R$  : モータ巻線の相抵抗  $m$  : 電機子最大鎖交磁束

$\omega$  : 駆動周波数指令  $\omega$  : モータ軸電気角速度

$V^*$  : インバータ出力電圧指令  $\theta$  : 負荷角  $p$  : 微分演算子

30

【0020】

なお、ここで直交座標  $d$ - $q$  軸は、 $d$  軸をインバータ出力電圧の方向とする座標系である。また負荷角  $\theta$  はインバータ出力電圧とモータ誘起電圧のなす角である。また、ここでは  $d$ ,  $q$  軸の電流及び電圧は、インバータ出力電流、電圧と振幅が等しくなるように変換を行なうものとする。これらの関係を、図2に示す。

【0021】

重ね合わせの定理を用いると、図1のシステムにおける脱調時の電流は、

40

(1) 電源からの電圧のみが印加されていて誘起電圧がない、すなわちモータ軸が停止している場合の電流と、

(2) 電圧が電源より印加されておらず、誘起電圧のみが印加されている場合の電流と、を合成したものと考えることができる。

【0022】

$d$ ,  $q$  軸上で考えれば、上記(1)の場合は印加電圧は直流電圧であるから、 $d$ ,  $q$  軸電流は直流値となる。上記(2)の場合は停止した  $d$ ,  $q$  軸に対し、位相が90度異なった正弦波状の誘起電圧のみが印加されており、この電流が脱調時の振動分となる。

上記(1)の場合においては  $\omega = 0$  で、 $i_d = \text{const}$ ,  $i_q = \text{const}$  である。したがって、このときの  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $I$  をそれぞれ  $i_{d0}$ ,  $i_{q0}$ ,  $I_0$  とおくと、上記

50

(5) ~ (7) 式から、次の(8) ~ (10) 式ようになる。

【0023】

$$i_D = \frac{1}{\omega} \frac{L V^*}{(\omega^2 L^2 + R^2)} \dots \quad (8)$$

$$i_D = \frac{R V^*}{(\omega^2 L^2 + R^2)} \dots \quad (9)$$

$$I_D = \frac{V^*}{(\omega^2 L^2 + R^2)} \dots \quad (10)$$

【0024】

また、上記(1)と(2)の電流を合成した場合は、

$$i = A \sin(\omega t + \theta) + i_D \dots \quad (11)$$

$$i = A \cos(\omega t + \theta) + i_D \dots \quad (12)$$

$$= \dots \quad (13)$$

10

と表わすことができる。ただし、

$t$  : 時刻  $A$  : 電流振動分の振幅  $\omega$  : 電流振動分の角周波数

$\theta$  : 電流位相の初期値  $\phi$  : 負荷角の初期値

である。

【0025】

(11) ~ (13) 式を(5) ~ (7) 式に代入すると、

$$A = \frac{m}{\omega} \frac{m}{(\omega^2 L^2 + R^2)} \dots \quad (14)$$

$$I = \{ A^2 + 2 A \frac{m}{\omega} \frac{m}{(\omega^2 L^2 + R^2)} (i_D^2 + i_D^2) \sin(\omega t + \theta) + i_D^2 + i_D^2 \}$$

$$\text{ただし、} \theta = \tan^{-1} (i_D / i_D) \dots \quad (15)$$

が得られる。

20

【0026】

したがって、 $I$ の最大値  $I_{max}$  は、

$$I_{max} = \{ A^2 + 2 A \frac{m}{\omega} \frac{m}{(\omega^2 L^2 + R^2)} (i_D^2 + i_D^2) + i_D^2 + i_D^2 \}^{1/2}$$

$$= A + I_D = \frac{m}{\omega} \frac{m}{(\omega^2 L^2 + R^2)} + \frac{V^*}{(\omega^2 L^2 + R^2)} \dots \quad (16)$$

)

となる。

【0027】

したがって、(16) 式から、モータの脱調時には最低でも  $I_D = \frac{V^*}{(\omega^2 L^2 + R^2)}$  の電流が流れると言える。

一方、非脱調時のインバータ出力電流  $I_s$  は(5) ~ (7) 式より、 $i_1 = \frac{m}{\omega}$  とすると 30

$$I_s = \{ (V^* - \frac{m}{\omega} \cos \theta)^2 + (\frac{m}{\omega} \sin \theta)^2 \} / (\omega^2 L^2 + R^2) \dots \quad (17)$$

のように求められる。安定駆動可能な負荷に対し、 $I_s$  は  $I_D$  に比べて通常は小さい値となる。

【0028】

以上のことから、上記  $I_D$  を脱調検出の基準電流とし、インバータ出力電流を検出して比較すれば、漏れなく脱調を検出可能になる。ここで、 $I_D$  の分子はインバータがモータを駆動する周波数  $\omega$  におけるモータ巻線の抵抗  $R$  とインダクタンス  $L$  からなるモータ電気回路のインピーダンスである。したがって、脱調検出の基準電流値は、モータ巻線の抵抗およびインダクタンスが分かれば定めることができる。 40

なお、以上ではモータの種類を非突極機(表面磁石型永久磁石モータ)としたが、埋込磁石型永久磁石モータ等の突極機でも、電流が突極性による影響で非突極機の場合よりも振動的になるものの、上記と同様にして脱調検出を行なうことができる。

【0029】

また、インバータ出力電流の検出は以下のように行なう。

すなわち、電流検出器 17 により検出した  $I_{dc}$  から、インバータ直流母線電流のピーク値  $I_p$  を検出する。このピーク値は、サンプリング値からソフトウェア的に求めるか、またはピークホールド回路によって求めることができる。 $I_{dc}$  は PWM スイッチングによりパルス状電流となるが、この  $I_{dc}$  のパルス状電流の振幅は、常に 3 相のうちいずれ 50

か 1 相電流の瞬時値に等しく、またそのピーク値  $I_p$  は 3 相電流のピーク値に等しい。

【0030】

したがって、 $I_{dc}$  のピーク値  $I_p$  から、インバータ出力電流実効値  $I_{rms}$  を求めることができる。すなわち、

$$I_{rms} = I_p / \sqrt{2} \dots (18)$$

である。このように、インバータ直流母線 10 上の電流検出器 17 のみから、インバータ出力電流を求めることができる。

【0031】

また、脱調検出の基準電流値  $I_D$  を求めるとき、安価な演算器では負担が大きい場合がある。ここで、インバータの制御において  $V/f$  制御を行なう場合に、モータ周波数に対して印加電圧が定められ、このモータ周波数に対して  $I_D$  も定まることになる。そこで、この値を予め求めておいて例えばテーブルとしてメモリ等に格納しておけば、モータ周波数に対する  $I_D$  を容易に求めることができる。または、モータ周波数に対する  $I_D$  を簡単な演算式で近似して求めるようにしても良い。このようにすれば、安価な演算器でも軽い演算負荷で  $I_D$  を求めることができる。

【0032】

ところで、上記インバータ出力電流  $I_p$  は、制御装置への電氣的ノイズの印加や、モータまたはモータが駆動する負荷の突発的な外乱等により一時的に急増したりして、脱調を誤検出することが考えられる。そこで、検出される出力電流  $I_p$  が基準電流値  $I_D$  を超える時間を計測し、この計測時間が予め定めた基準時間を超えたとき脱調を検出することで、脱調検出をより確実に行なうことが可能となる。なお、出力電流  $I_p$  が基準電流値  $I_D$  を超える時間としては、一定時間内に超える時間の総和に着目しても良い。

【0033】

また、インバータのモータへの印加電圧の大きさの制御が不適切で、モータの負荷や速度の条件により基準電流値  $I_D$  と、検出出力電流  $I_p$  との電流差が極めて小さくなって脱調判定が困難となる場合が想定される。そこで、上記電流差が一定値以上となるように印加電圧を制御し、定常駆動時のインバータの出力電流を小さくなるようにして、誤検出を防止し確実な脱調検出ができるようにすることができる。

【図面の簡単な説明】

【0034】

【図1】この発明の実施の形態を示す構成図

【図2】インバータ出力電流とその  $x$  軸、 $y$  軸成分の関係説明図

【図3】従来例を示す構成図

【符号の説明】

【0035】

10 ... 直流母線、11 ... インバータ、12 ... 永久磁石型同期モータ（モータ）、13 ... 周波数指令器、14 ...  $f/v$  変換器、15 ... パルス幅変調器、17 ... 交流電流検出器、18 ... ローパスフィルタ、19 ... 有効電流演算器、20 ... ハイパスフィルタ、21 ... 比例演算器、22 ... 加減算器、23 ... 積分器、32 ... 脱調検出手段、33 ... ピークホールド回路。

。

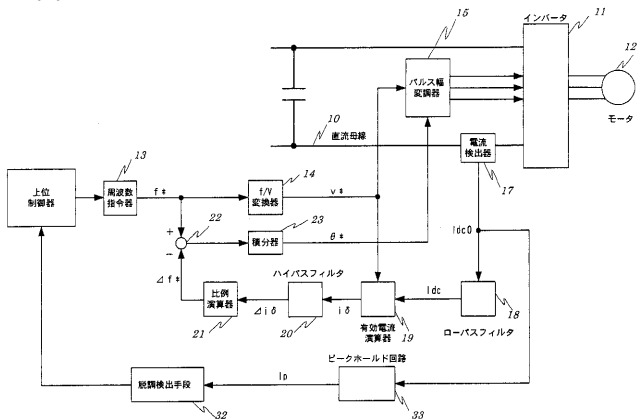
10

20

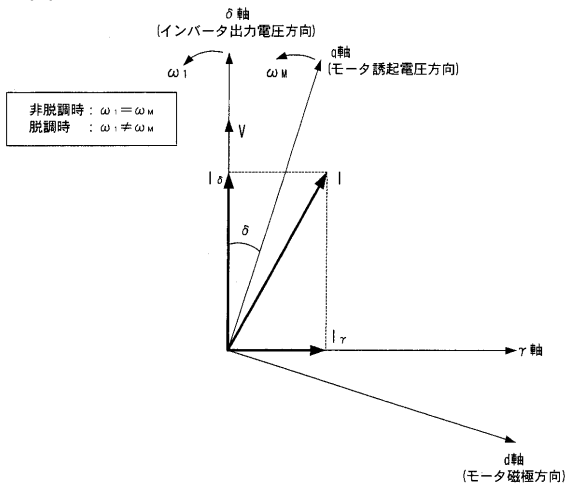
30

40

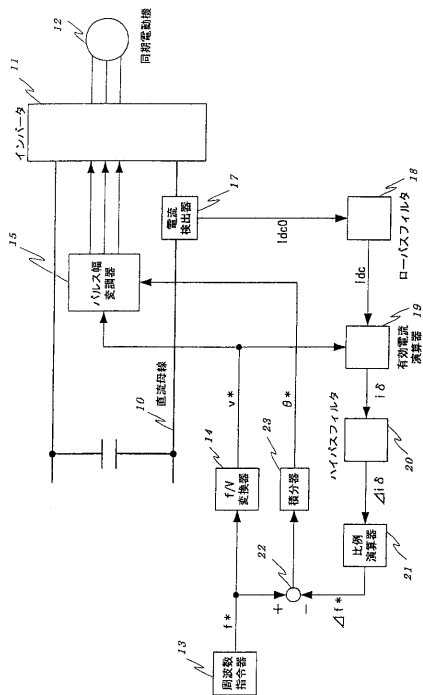
【図1】



【図2】



【図3】



---

フロントページの続き

(72)発明者 稲玉 繁樹

東京都品川区大崎一丁目1番2号 富士電機システムズ株式会社内

Fターム(参考) 5H505 BB10 CC01 DD08 EE41 EE49 FF05 GG04 HB01 JJ08 JJ18  
JJ22 JJ26 LL14 LL22 LL55 LL60 MM10