

(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2009-148017

(P2009-148017A)

(43) 公開日 平成21年7月2日(2009.7.2)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO2P 6/18 (2006.01)	HO2P 6/02 371S	5H505
HO2P 21/00 (2006.01)	HO2P 5/408 C	5H560
HO2P 27/04 (2006.01)		

審査請求 未請求 請求項の数 12 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2007-320419 (P2007-320419)
 (22) 出願日 平成19年12月12日 (2007.12.12)

(71) 出願人 000004260
 株式会社デンソー
 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
 (74) 代理人 100121821
 弁理士 山田 強
 (72) 発明者 高橋 友哉
 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
 社デンソー内
 Fターム(参考) 5H505 AA16 BB10 CC04 DD08 EE41
 EE49 GG04 GG05 HB01 JJ26
 LL13 LL24 LL41
 5H560 AA08 BB04 BB12 DA14 DB20
 DC12 DC13 EB01 RR10 SS02
 TT08 UA01 XA02 XA03 XA12
 XA13

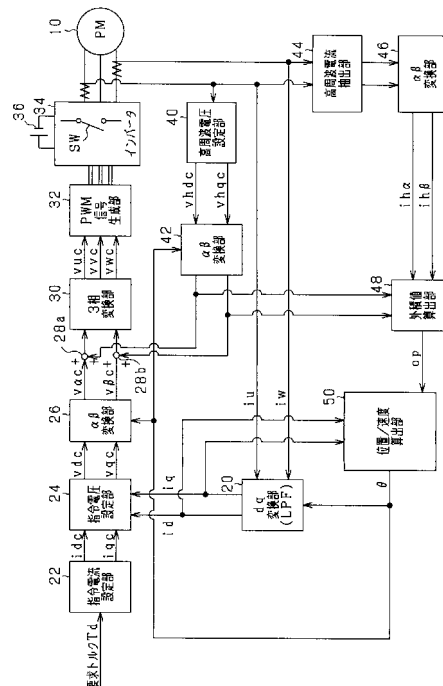
(54) 【発明の名称】 回転機の制御装置

(57) 【要約】

【課題】 インバータ34のスイッチング素子SWを操作することで突極性を有する電動機10を駆動するに際し、電動機10の高トルク領域において、電動機10の電気的な状態量に基づき電動機10の回転角度を推定することが困難なこと。

【解決手段】 高周波電圧設定部40によって高周波電圧信号(vhdc、vhqc)が重畳される際に電動機10を実際に伝播する高周波電流信号(ih、ih)が、高周波電流抽出部44、変換部46を介して抽出される。位置/速度算出部50では、これら2つのベクトル信号の外積値を誤差パラメータとして用いることで回転角度が算出される。高周波電圧設定部40では、高周波電圧信号の重畳方向を、電動機10の運転状態に応じて可変とする。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

インバータのスイッチング素子を操作することで突極性を有する回転機を駆動するに際し、前記回転機の電気角の回転周期とは異なる周期を有して且つ任意の位相角方向に振動する周波数信号を前記インバータの出力信号に重畳する重畳手段と、前記重畳によって前記回転機を実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき、前記回転機の回転角度を算出する角度算出手段とを備えて前記回転機の回転角度を推定する回転機の制御装置において

、
前記重畳手段は、前記推定される回転角度に基づき前記周波数信号の重畳方向を設定するに際し、前記回転機の運転状態に応じて前記重畳方向を可変設定する可変手段を備えることを特徴とする回転機の制御装置。

10

【請求項 2】

前記可変手段は、前記磁気飽和度合いが所定以上となる際、前記周波数信号の重畳方向を前記インダクタンスが最小となる方向側よりも最大となる方向側に偏向させることを特徴とする請求項 1 記載の回転機の制御装置。

【請求項 3】

前記可変手段は、前記回転機に対するトルクの指令値、前記回転機の実トルク、前記回転機を駆動するための電流の指令値、前記回転機を駆動するための電流の検出値の少なくとも 1 つを入力パラメータとして前記可変設定を行うことを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の回転機の制御装置。

20

【請求項 4】

前記角度算出手段は、前記実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき算出される誤差パラメータ値が目標値となるように前記回転角度を算出するものであって且つ、前記目標値を前記回転機の運転状態に応じて可変設定することを特徴とする請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項に記載の回転機の制御装置。

【請求項 5】

前記角度算出手段は、前記回転機に対するトルクの指令値、前記回転機の実トルク、前記回転機を駆動するための電流の指令値、前記回転機を駆動するための電流の検出値の少なくとも 1 つに応じて前記目標値を可変設定することを特徴とする請求項 4 記載の回転機の制御装置。

30

【請求項 6】

前記角度算出手段は、前記回転角度を推定する際に用いるゲインを、前記回転機の運転状態に応じて可変設定することを特徴とする請求項 1 ~ 5 のいずれか 1 項に記載の回転機の制御装置。

【請求項 7】

前記角度算出手段は、前記回転機に対するトルクの指令値、前記回転機の実トルク、前記回転機を駆動するための電流の指令値、前記回転機を駆動するための電流の検出値の少なくとも 1 つに応じて前記ゲインを可変設定することを特徴とする請求項 6 記載の回転機の制御装置。

【請求項 8】

前記角度算出手段は、前記重畳手段によって重畳される周波数信号と前記実際に伝播する周波数信号との 2 つのベクトル信号の外積及び前記実際に伝播する周波数信号についての前記推定される回転角度に基づく q 軸方向の電流成分のいずれかを誤差パラメータ値として、これを目標値とするように前記回転角度を算出するものであって且つ、前記目標値を前記回転機の運転状態に応じて可変設定することを特徴とする請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 項に記載の回転機の制御装置。

40

【請求項 9】

前記角度算出手段は、前記実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき算出される誤差パラメータ値が目標値となるように前記回転角度を算出するものであり、

前記角度算出手段の算出する回転角度を出力として且つ前記誤差パラメータ値と前記目

50

標値との差を入力とする伝達関数が3次以上の伝達系であることを特徴とする請求項1～8のいずれか1項に記載の回転機の制御装置。

【請求項10】

前記角度算出手段は、前記実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき算出される誤差パラメータ値が目標値となるように前記回転角度を算出するものであり、

前記角度算出手段は、前記回転機の回転角度を出力するのに先立ち、出力対象とする回転角度を前記誤差パラメータ値の高周波成分に基づき補正することを特徴とする請求項1～9のいずれか1項に記載の回転機の制御装置。

【請求項11】

前記角度算出手段は、前記実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき算出される誤差パラメータ値が目標値となるように前記回転角度を算出するものであり、

前記可変手段による重畳方向は、前記推定される回転角度の実際の誤差と前記誤差パラメータ値との関係を示すモデル式を用いて、前記実際の誤差が所定の領域内に入る場合について、前記誤差パラメータ値と前記実際の誤差とが1対1の対応関係を有するように適合されてなることを特徴とする請求項1～10のいずれか1項に記載の回転機の制御装置。

10

【請求項12】

前記角度算出手段は、前記実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき算出される誤差パラメータ値が目標値となるように前記回転角度を算出するものであり、

前記可変手段による重畳方向は、前記推定される回転角度の実際の誤差と前記誤差パラメータ値との関係を前記重畳方向毎に計測することで、前記実際の誤差が所定の領域内に入る場合について、前記誤差パラメータ値と前記実際の誤差とが1対1の対応関係を有するように適合されてなることを特徴とする請求項1～10のいずれか1項に記載の回転機の制御装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、インバータのスイッチング素子を操作することで突極性を有する回転機を駆動するに際し、前記回転機の電気角の回転周期とは異なる周期を有して且つ任意の位相角方向に振動する周波数信号を前記インバータの出力信号に重畳する重畳手段と、前記重畳によって前記回転機を実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき、前記回転機の回転角度を算出する角度算出手段とを備えて前記回転機の回転角度を推定する回転機の制御装置に関する。

30

【背景技術】

【0002】

この種の制御装置としては、例えば下記特許文献1に見られるように、突極性を有する3相電動機に対するインバータの出力信号の推定d軸方向に電圧信号を重畳し、このとき実際に伝播する電流信号のq軸成分の変化に基づき回転角度を算出するものも提案されている。これは、3相電動機においてd軸方向のインダクタンスが最小であるため、q軸方向と比較してd軸方向に電流が流れやすいという性質に着目したものである。更に、上記特許文献1では、上記電流信号の変化に基づき算出される量が目標値となるように回転角度を算出することも提案されている。これにより、電動機のトルクが増大し磁気飽和現象が生じる場合であれ、回転角度の推定誤差を抑制することができる。

40

【特許文献1】特許第3692046号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

ところで、近年、例えば車載動力発生装置として用いる電動機等において、小型化の要求と高トルク化の要求とがますます高まってきている。こうした状況下、電動機を小型化していきつつトルクを更に増大させる場合、一層顕著な磁気飽和現象が生じる。そしてこ

50

の場合、上記目標値となるように回転角度を算出する処理を行ったとしても、回転角度の算出誤差が増大していくことが発明者らによって見出されている。

【0004】

本発明は、上記課題を解決するためになされたものであり、その目的は、インバータのスイッチング素子を操作することで突極性を有する回転機を駆動するに際し、回転機の駆動状態にかかわらず、回転機の電気的な状態量に基づき回転機の回転角度についてのより高精度な情報を取得することのできる回転機の制御装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0005】

以下、上記課題を解決するための手段、及びその作用効果について記載する。

10

【0006】

請求項1記載の発明は、インバータのスイッチング素子を操作することで突極性を有する回転機を駆動するに際し、前記回転機の電気角の回転周期とは異なる周期を有して且つ任意の位相角方向に振動する周波数信号を前記インバータの出力信号に重畳する重畳手段と、前記重畳によって前記回転機を実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき、前記回転機の回転角度を算出する角度算出手段とを備えて前記回転機の回転角度を推定する回転機の制御装置において、前記重畳手段は、前記推定される回転角度に基づき前記周波数信号の重畳方向を設定するに際し、前記回転機の運転状態に応じて前記重畳方向を可変設定する可変手段を備えることを特徴とする。

【0007】

20

上記発明では、回転機が突極性を有するため、位相角によってインダクタンスが異なり、ひいては電流の流れやすさが異なる。このため、実際に伝播する周波数信号は、重畳した周波数信号の位相角にかかわらず電流の流れやすい方向に偏向したものとなる。このため、この偏向態様に基づき、回転角度を算出することができる。

【0008】

ただし、回転機に磁気飽和が生じて且つ磁気飽和度合いが大きくなるにつれて上記偏向態様に基づく回転角度の算出精度が低下し、更に磁気飽和度合いが大きくなると、上記偏向態様に基づく回転角度の算出自体が不可能となるおそれがあることが発明者らによって見出されている。そして、発明者らによれば、この要因は、上記推定される回転角度の実際の誤差と、上記実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき算出される誤差パラメータ値とが1対1の関係を有しなくなることにある。

30

【0009】

ここで、上記発明では、推定される回転角度にて設定(定義)される重畳方向の角度を可変とすることで、これを固定した場合と比較して、上記実際の誤差と上記誤差パラメータ値との関係を調節するための自由度を増大させることができる。そしてこれによれば、これら実際の誤差と誤差パラメータ値との1対1の対応関係を保つこともできることが発明者らによって見出されている。上記発明では、この点に着目することで、回転機の駆動状態にかかわらず回転角度についてのより高精度な情報を取得することができる。

【0010】

なお、回転機とは、電動機や発電機のことである。また、回転機を実際に伝播する周波数信号とは、重畳手段が電圧信号を重畳する場合には、回転機の電流の検出値に基づく電流信号のこととし、重畳手段が電流信号を重畳する場合には、回転機の電流の検出値に基づく電圧信号のこととすることが望ましい。

40

【0011】

請求項2記載の発明は、請求項1記載の発明において、前記可変手段は、前記磁気飽和度合いが所定以上となる際、前記周波数信号の重畳方向を前記インダクタンスが最小となる方向側よりも最大となる方向側に偏向させることを特徴とする。

【0012】

周波数信号の重畳方向を可変とする際、所定の磁気飽和度合いとなる場合の重畳方向をインダクタンスが最小となる方向側よりも最大となる方向側に偏向させる場合に特に上記

50

1対1の関係を保ちやすいことが発明者らによって見出されている。上記発明ではこの点に着目することで、重畳方向を適切に設定することができる。

【0013】

請求項3記載の発明は、請求項1又は2記載の発明において、前記可変手段は、前記回転機に対するトルクの指令値、前記回転機の実トルク、前記回転機を駆動するための電流の指令値、前記回転機を駆動するための電流の検出値の少なくとも1つを入力パラメータとして前記可変設定を行うことを特徴とする。

【0014】

上述したように、回転機の磁気飽和度合いが大きくなると、実際の誤差と誤差パラメータ値との1対1の対応関係を保つことが困難となる。このため、磁気飽和を生じさせるパラメータに応じて重畳方向を可変とすることが望ましい。また、上記1対1の関係を保つ上で要求される重畳方向は、回転機を駆動するための電流の位相角に応じても変化することが発明者らによって見出されている。この点、上記発明では、磁気飽和度合いと相関を有するパラメータや、駆動電流の位相角と相関を有するパラメータを用いることで、重畳方向を適切に設定することができる。

10

【0015】

請求項4記載の発明は、請求項1～3のいずれか1項に記載の発明において、前記角度算出手段は、前記実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき算出される誤差パラメータ値が目標値となるように前記回転角度を算出するものであって且つ、前記目標値を前記回転機の運転状態に応じて可変設定することを特徴とする。

20

【0016】

上記重畳方向を可変とすることで実際の誤差と誤差パラメータ値との1対1の対応関係を保った場合であっても、これは、実際の誤差がゼロである場合に誤差パラメータ値がゼロとなることを保障するものではなく、実際の誤差がゼロである場合の誤差パラメータ値は変動し得ることが発明者らによって見出されている。この点、上記発明では、目標値を可変とすることで、誤差パラメータ値が目標値となるように回転角度を算出することで回転角度の実際の誤差をゼロとすることができる。

【0017】

請求項5記載の発明は、請求項4記載の発明において、前記角度算出手段は、前記回転機に対するトルクの指令値、前記回転機の実トルク、前記回転機を駆動するための電流の指令値、前記回転機を駆動するための電流の検出値の少なくとも1つに応じて前記目標値を可変設定することを特徴とする。

30

【0018】

上記発明では、回転角度をゼロとすることができるようにするために要求される目標値について、その変動要因となるパラメータに基づき目標値を設定することで、目標値を適切に設定することができる。

【0019】

請求項6記載の発明は、請求項1～5のいずれか1項に記載の発明において、前記角度算出手段は、前記回転角度を推定する際に用いるゲインを、前記回転機の運転状態に応じて可変設定することを特徴とする。

40

【0020】

上述した実際の誤差と誤差パラメータ値との関係を1対1に保つ場合であっても、実際の誤差に対する誤差パラメータ値の感度は、回転機の運転状態によって変化することが発明者らによって見出されている。このため、回転角度を推定する際に用いるゲインは、回転機の運転状態に依存する。この点、上記発明では、回転角度を推定する際に用いるゲインを可変設定することで、回転機の運転状態にかかわらず、適切なゲインを設定することができる。

【0021】

請求項7記載の発明は、請求項6記載の発明において、前記角度算出手段は、前記回転機に対するトルクの指令値、前記回転機の実トルク、前記回転機を駆動するための電流の

50

指令値、前記回転機を駆動するための電流の検出値の少なくとも1つに応じて前記ゲインを可変設定することを特徴とする。

【0022】

上記発明によれば、上記実際の誤差に対する誤差パラメータ値の感度の変動要因となるパラメータに基づきゲインを可変設定することで、ゲインの可変設定を適切に行うことができる。

【0023】

請求項8記載の発明は、請求項1～7のいずれか1項に記載の発明において、前記角度算出手段は、前記重畳手段によって重畳される周波数信号と前記実際に伝播する周波数信号との2つのベクトル信号の外積及び前記実際に伝播する周波数信号についての前記推定される回転角度に基づくq軸方向の電流成分のいずれかを誤差パラメータ値として、これを目標値とするように前記回転角度を算出するものであって且つ、前記目標値を前記回転機の運転状態に応じて可変設定することを特徴とする。

10

【0024】

外積値は、上記実際に伝播する周波数信号と重畳した信号との位相差と相関を有する。一方、回転機のインダクタンスが最小となる位相角は、回転機の運転状態に応じて定まる。このため、上記外積値を、上記誤差パラメータ値として利用することができる。同様に、上記特許文献1によれば、上記q軸方向の電流成分も、上記誤差パラメータ値として利用することができる。ただし、実際の誤差がゼロである場合の誤差パラメータ値は変動し得ることが発明者らによって見出されている。この点、上記発明では、これら各誤差パラメータ値を、運転状態に応じて可変設定される目標値とすることで、回転角度を適切に算出することができる。

20

【0025】

請求項9記載の発明は、請求項1～8のいずれか1項に記載の発明において、前記角度算出手段は、前記実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき算出される誤差パラメータ値が目標値となるように前記回転角度を算出するものであり、前記角度算出手段の算出する回転角度を出力として且つ前記誤差パラメータ値と前記目標値との差を入力とする伝達関数が3次以上の伝達系であることを特徴とする。

【0026】

上記発明では、周知の内部モデル原理に基づき、3次以上の伝達系を用いることで、回転速度がランプ状に変化する場合等においても、回転角度に定常的な誤差が生じることを回避することができる。

30

【0027】

請求項10記載の発明は、請求項1～9のいずれか1項に記載の発明において、前記角度算出手段は、前記実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき算出される誤差パラメータ値が目標値となるように前記回転角度を算出するものであり、前記角度算出手段は、前記回転機の回転角度を出力するのに先立ち、出力対象とする回転角度を前記誤差パラメータ値の高周波成分に基づき補正することを特徴とする。

【0028】

上記誤差パラメータ値には、高周波成分(高次の誤差量)が混入するおそれがある。このため、推定される回転角度にも、高次の誤差が重畳するおそれがある。この点、上記発明では、誤差パラメータ値の高周波成分に基づき回転角度を補正することで、上記角度算出手段の出力から高次の誤差量を好適に除去することができる。

40

【0029】

請求項11記載の発明は、請求項1～10のいずれか1項に記載の発明において、前記角度算出手段は、前記実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき算出される誤差パラメータ値が目標値となるように前記回転角度を算出するものであり、前記可変手段による重畳方向は、前記推定される回転角度の実際の誤差と前記誤差パラメータ値との関係を示すモデル式を用いて、前記実際の誤差が所定の領域内に入る場合について、前記誤差パラメータ値と前記実際の誤差とが1対1の対応関係を有するように適合されてなることを特

50

徴とする。

【0030】

発明者らは、電圧方程式等のモデルを用いることで、実際の誤差と誤差パラメータ値との関係を示すモデルを生成可能であることを見出した。上記発明では、この点に鑑み、実際の誤差と誤差パラメータ値との関係を示すモデルを用いることで、上記適合を簡易且つ適切に行うことができる。

【0031】

請求項12記載の発明は、請求項1～10のいずれか1項に記載の発明において、前記角度算出手段は、前記実際に伝播する周波数信号の振動方向に基づき算出される誤差パラメータ値が目標値となるように前記回転角度を算出するものであり、前記可変手段による重畳方向は、前記推定される回転角度の実際の誤差と前記誤差パラメータ値との関係を前記重畳方向毎に計測することで、前記実際の誤差が所定の領域内に入る場合について、前記誤差パラメータ値と前記実際の誤差とが1対1の対応関係を有するように適合されてなることを特徴とする。

10

【0032】

上記発明では、上記関係を実際に計測することで、上記適合を適切に行うことができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0033】

(第1の実施形態)

以下、本発明にかかる回転機の制御装置をハイブリッド車に搭載される3相電動機の制御装置に適用した第1の実施の形態について、図面を参照しつつ説明する。

20

【0034】

図1に、本実施形態にかかる制御システムの全体構成を示す。

【0035】

図示される電動機10は、埋め込み磁石同期モータ(IPMSM)である。すなわち、図2に示すように、電動機10のロータ10aは、鉄のボディに永久磁石が埋め込まれて構成されている。

【0036】

先の図1に示すdq変換部20は、電動機10を実際に流れる電流のうちのU相の実電流 i_u 及びW相の実電流 i_w に基づき、電動機10を流れる電流を、回転2相座標系の電流、すなわちd軸及びq軸の電流ベクトル成分に変換する部分である。この変換に際しては、電動機10の出力軸の回転角度を用いる。より正確には、回転角度は、電気角であり、軸を基準としたd軸正方向の回転角度である。この際、ローパスフィルタにより、実電流 i_u 、 i_w から後述する高周波成分を除去する処理をも行なう。このため、dq変換部20は、電動機10を実際に流れる電流のうち、電動機10を駆動する際に使用されるd軸成分及びq軸成分の電流を抽出することとなる。

30

【0037】

指令電流設定部22は、電動機10に対する要求トルク T_d に基づき、d軸上での指令電流 i_{dc} 及びq軸上での指令電流 i_{qc} を設定する部分である。

40

【0038】

指令電圧設定部24は、指令電流 i_{dc} 及び指令電流 i_{qc} 並びに実電流 i_d 及び実電流 i_q に基づき、d軸上での指令電圧 v_{dc} 及びq軸上での指令電圧 v_{qc} を算出する部分である。この変換は、基本的には、d軸上での実電流 i_d の指令電流 i_{dc} へのフィードバック制御、及びq軸上での実電流 i_q の指令電流 i_{qc} へのフィードバック制御によって行われる。このフィードバック制御は、例えば比例積分制御とすればよい。

【0039】

変換部26では、d軸上での指令電圧 v_{dc} 及びq軸上での指令電圧 v_{qc} を、軸上での指令電圧 v_c と軸上での指令電圧 v_c とに変換する。この変換に際しては、回転角度が用いられる。

50

【0040】

3相変換部30は、軸上の指令電圧 v_c に応じた加算器28aの出力と、軸上の指令電圧 v_c に応じた加算器28bの出力とを、u相の指令電圧 v_{uc} 、v相の指令電圧 v_{vc} 、及びw相の指令電圧 v_{wc} に変換する部分である。

【0041】

PWM信号生成部32は、指令電圧 v_{uc} 、 v_{vc} 、 v_{wc} を電動機10に印加するためのインバータ34の操作信号を生成する部分である。これにより、インバータ34のスイッチング素子SWが操作され、高圧バッテリー36の電圧が電動機10に印加されるようになる。

【0042】

次に、本実施形態にかかる電動機10の回転角度の取得にかかる処理について説明する。

【0043】

本実施形態では、電動機10を駆動をする際、電動機10の電気角の回転周期よりも短い周期の高周波信号をインバータ34の出力に重畳する。換言すれば、上記指令電流 i_{dc} 、 i_{qc} に応じて実際に電動機10を流れる電流の周期よりも短い周期の高周波信号を重畳する。そして、これにより電動機10を実際に伝播する高周波信号に基づき、電動機10の回転角度を算出する。これは、電動機10が突極性を有することに鑑みてなされるものである。

【0044】

具体的には、高周波電圧設定部40では、dq軸上にて表現された高周波電圧信号(v_{hd} 、 v_{hq})を、変換部42に出力する。変換部42では、高周波電圧信号(v_{hd} 、 v_{hq})を、軸上の高周波電圧信号 v_h と軸上の高周波電圧信号 v_c とに変換し、上記加算器28a、28bに出力する。このため、3相変換部30には、指令電圧 v_{dc} 、 v_{qc} に高周波電圧信号(v_{hd} 、 v_{hq})が重畳された信号が入力されることとなる。

【0045】

一方、高周波電流抽出部44は、実電流 i_u 、 i_w の高周波成分のみを抽出する。すなわち、電動機10に実際に伝播する高周波信号としてのU相上の高周波電流信号 i_{hu} とW相上の高周波電流信号 i_{hw} とを生成し出力する。そして、変換部46では、高周波電流信号 i_{hu} 、 i_{hw} を、軸上の高周波電流信号 i_h と軸上の高周波電流信号 i_c とに変換する。外積値算出部48では、上記変換部42の出力するベクトル信号(高周波電圧信号 v_h 、 v_c)と変換部46の出力するベクトル信号(高周波電流信号 i_h 、 i_c)とに基づき、これらの外積値 op を算出する。この外積値 op は、高周波電圧信号(v_{hd} 、 v_{hq})と高周波電流信号 i_h 、 i_c との2つのベクトル信号のなす角と相関を有するパラメータである。このため、外積値 op をゼロとすれば、高周波電圧設定部40の出力する高周波電圧信号(v_{hd} 、 v_{hq})を、インダクタンスが最小の方向に重畳することができる。

【0046】

すなわち、上記電動機10は、その構造上、d軸方向のインダクタンスが最小であり、q軸方向のインダクタンスが最大となっている。したがって、q軸方向よりもd軸方向の方が電流が流れやすいために、上記高周波信号を重畳する際、電動機10を実際に伝播する高周波信号は、d軸方向に偏向する。具体的には、図3(a)に示すように、推定されるd軸(推定d軸)が実際のd軸(実d軸)に対して進角している場合には、推定d軸方向に高周波信号(図中、1点鎖線)を重畳する際、実際に伝播する高周波信号の方向(図中、実線)は、実d軸側に偏向するために、推定d軸に対して遅角側にずれる。また、図3(b)に示すように、推定d軸と実d軸とが一致する場合には、推定d軸方向に高周波信号(図中、1点鎖線)を重畳する際、実際に伝播する高周波信号の方向(図中、実線)は、推定d軸と一致する。更に、図3(c)に示すように、推定d軸が実d軸に対して遅角している場合には、推定d軸方向に高周波信号(図中、1点鎖線)を重畳する際、実際

10

20

30

40

50

に伝播する高周波信号の方向（図中、実線）は、実 d 軸側に偏向するために、推定 d 軸に対して進角側にずれる。

【 0 0 4 7 】

上記性質を利用すれば、d 軸を推定算出することができ、ひいては回転角度を算出することができる。すなわち、実際に高周波電圧信号が伝播する方向を推定 d 軸方向としつつ高周波電圧信号の重畳を繰り返すことで、重畳する高周波電流信号の位相角を実際に伝播する高周波電流信号の位相角に一致させることができ、ひいては、推定 d 軸を実 d 軸と一致させることができる。

【 0 0 4 8 】

ところで、電動機 10 のトルクが増大すると、電動機 10 における電流の流通態様によっては部分的に磁気飽和が生じることがある。以下、図 4 に基づきこれについて説明する。図 4 (b) は、図 4 (a) に示すように振幅を一定としつつあらゆる方向に高周波信号を重畳したときに実際に伝播する高周波信号を示している。すなわち、図 4 (b) は、電動機 10 の駆動用の電流ベクトル（指令電流 i_{dc} , i_{qc} ）が q 軸上の電流ベクトルとなったとき、インダクタンスが最小となる方向が d 軸方向から上記駆動用電流ベクトル方向側にずれる現象が生じる例を示している。この場合、高周波信号の重畳によって電動機 10 を実際に伝播するベクトル信号が駆動用の電流ベクトル側に偏向する。図 4 (b) に示す現象が生じると、高周波信号の重畳方向と実際に伝播するベクトル信号の方向とを一致させる回転角度が d 軸方向からずれる。以下、モデルを用いてこの現象を解析する。

【 0 0 4 9 】

上記高周波信号に関する解析に関しては、電動機 10 の電圧方程式から回転速度に関する項等を見捨てることのできるため、電圧方程式として下記の式 (1) を用いることができる。

【 0 0 5 0 】

【 数 1 】

$$\begin{pmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} pL_d & pL_{dq} \\ pL_{dq} & pL_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{pmatrix} \quad \dots(c1)$$

上記の式 (c 1) において、d 軸上のインダクタンス L_d 、q 軸上のインダクタンス L_q 、クロスカップリングインダクタンス L_{dq} 、高周波電圧ベクトル (v_{dh} , v_{qh})、高周波電流ベクトル (i_{dh} , i_{qh})、及び微分演算子 p を用いた。ただし、インダクタンス L_d 、 L_q 及びクロスカップリングインダクタンス L_{dq} は、いずれも電動機 10 の動作点でのものとする。

【 0 0 5 1 】

ここで、センサレス制御では、実際の d 軸方向を検出することができないため、実際には、実際の d 軸に対して誤差を有した方向を d 軸方向として高周波電圧が重畳されることとなる。ここで、誤差を有した推定 d q 軸上における高周波電圧ベクトル (v_{dhe} , v_{qhe}) と高周波電流ベクトル (i_{dhe} , i_{qhe}) とを関係付ける電圧方程式は、下記の式 (c 2) にて定義される回転行列を用いることで、下記の式 (c 3) となる。

【 0 0 5 2 】

10

20

30

40

【数 2】

$$C \equiv \begin{pmatrix} \cos \Delta & \sin \Delta \\ -\sin \Delta & \cos \Delta \end{pmatrix} \quad \dots(c2)$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} vdhe \\ vqhe \end{pmatrix} &= C \begin{pmatrix} Vdh \\ Vqh \end{pmatrix} = C \begin{pmatrix} pLd & pLdq \\ pLdq & pLq \end{pmatrix} C^{-1} C \begin{pmatrix} idh \\ iqh \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} pM11 & pM12 \\ pM21 & pM22 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} idhe \\ iqhe \end{pmatrix} \quad \dots(c3) \end{aligned}$$

10

$$M11 \equiv Lave + Ldiff \cos 2\Delta + Ldq \sin 2\Delta$$

$$M12 \equiv -Ldiff \sin 2\Delta + Ldq \cos 2\Delta$$

$$M21 \equiv -Ldiff \sin 2\Delta + Ldq \cos 2\Delta$$

$$M22 \equiv Lave - Ldiff \cos 2\Delta - Ldq \sin 2\Delta$$

$$Lave \equiv \frac{Ld + Lq}{2}$$

$$Ldiff \equiv \frac{Ld - Lq}{2}$$

20

ここで、推定 d 軸上に高周波電圧を印加する場合、重畳する高周波電圧信号 (vdhe, vqhe) は、(Vh, 0) となる。そして、この高周波電圧信号と実際に伝播する高周波電流信号 (idhe, iqhe) との 2 つのベクトル信号のなす角と相関を有するこれらの外積値は、下記の式 (c4) となる。

【0053】

【数 3】

$$(vdhe, vqhe) \times (idhe, iqhe) = -A \sin 2(\Delta - \varepsilon) \quad \dots(c4)$$

$$A \equiv \frac{\sqrt{Ldiff^2 + Ldq^2}}{(LdLq - Ldq^2)} Vh^2 T$$

30

$$\varepsilon \equiv -\frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2Ldq}{Lq - Ld} \right)$$

40

ただし、上記の式 (c4) の導出に際して、高周波電圧信号を、パルス幅 T のパルス信号とした。上記パラメータは、電動機 10 の磁気飽和が小さい領域では、略ゼロとなる。このため、この場合には、高周波電圧信号と高周波電流信号との 2 つのベクトル信号の方向を一致させることで、誤差をゼロとすることができる。しかし、磁気飽和が無視できなくなると、誤差がゼロとなる際の高周波電圧信号と高周波電流信号との 2 つのベクトル信号の外積値は、ゼロではなく、「A sin」となる。これは、磁気飽和が無視できなくなると、高周波電圧信号と高周波電流信号との 2 つのベクトル信号の方向を一致させることによっては、回転角度の実際の誤差をゼロとすることができないことを意味する。

【0054】

ここで、上記外積値が目標値 A sin となるように回転角度を算出するならば、回転角度を精度よく算出することができる。ただし、電動機 10 の磁気飽和が更に顕著となる領域においては、この手法によっても回転角度を推定することができなくなることが発明者らによって見出された。これは、上記の式 (c4) の値が、磁気飽和が進むことで、図 5 (a) に示すものから、図 5 (b) に示すものに移行するためである。

50

【 0 0 5 5 】

すなわち、図 5 (a) においては、誤差 がゼロとなる際の外積値がゼロとはならないものの、誤差 のゼロ近傍の領域において、誤差 と外積値との関係は 1 対 1 の対応関係を有する。このため、外積値が目標値となるように回転角度 を算出することで、回転角度 を高精度に推定することが可能である。一方、図 5 (b) においては、誤差 のゼロ近傍の領域において、誤差 と外積値との関係は、 1 対 1 の対応関係を有しない。このため、外積値を誤差 を定量化するパラメータとして用いることができない。換言すれば、高周波電圧信号と高周波電流信号との 2 つのベクトル信号の方向の相違によって、誤差 を定量化することはできない。

【 0 0 5 6 】

ここで発明者らは、高周波電圧信号の重畳方向を推定 d 軸からずらすことで、高周波電圧信号と高周波電流信号との 2 つのベクトル信号の方向の相違を、誤差 を定量化するパラメータとすることができることを見出した。すなわち、重畳方向 を用いると、高周波電圧信号は、「 $v_h \cdot \cos$ 、 $v_h \cdot \sin$ 」となり、外積値は、下記の式 (c 5) となる。

【 0 0 5 7 】

【 数 4 】

$$(vdhe, vqhe) \times (idhe, iqhe) = -A \sin\{2(\Delta - \varepsilon) + \delta\} + B \sin \delta \quad \dots(c5)$$

ここで、振幅 A 及びパラメータ は、上記の式 (c 4) と同一であり、また、パラメータ B は、インダクタンス L_d 、 L_q 及びクロスカップリングインダクタンス L_{dq} の関数である。上記の式 (c 5) を上記の式 (c 4) と比較すると、外積値が重畳方向 に依存する点が相違している。本実施形態では、この点に着目し、外積値と誤差 との間に 1 対 1 の関係を保つように、重畳方向 を調節する。

【 0 0 5 8 】

具体的には、図 6 に示す態様にて、重畳方向 を適合する。すなわち、モデル 6 0 では、上記の式 (c 5) を、誤差 と外積値とを関係付けるモデルとして採用することで、重畳方向設定部 6 2 によって指令される重畳方向 を用いて、誤差 と外積値との関係を出力する。これに対し、重畳方向設定部 6 2 では、モデル 6 0 の出力に基づき、誤差 のゼロ近傍の領域において、誤差 と外積値との関係が 1 対 1 の関係を満足するか否かを評価する。そして、上記関係を満足すれば、そのときの重畳方向 を実際の重畳方向 として設定する。これに対し、満足しなければ、重畳方向 として別の値をモデル 6 0 に出力する。こうした試行錯誤によって、重畳方向 を適合することができる。なお、図 6 には、上記 1 対 1 の対応関係を保つことが仕様によって要求される領域を、誤差 がプラスマイナス 2 0 ° 程度である場合を例示している。また、図 6 においては、モデル 6 0 の出力を、誤差 がゼロとなる際の外積値がゼロとなるようにオフセット補正をして表記している。

【 0 0 5 9 】

ちなみに、上記適合システムにて重畳方向 を適合するに際しては、電動機 1 0 の動作点毎のインダクタンス L_d 、 L_q 及びクロスカップリングインダクタンス L_{dq} の値が必要であるため、重畳方向 は、電動機 1 0 を駆動するための駆動用電流ベクトルに依存することとなる。すなわち、上記適合は、先の図 1 に示した指令電流設定部 2 2 の指令電流 i_{dc} 、 i_{qc} の設定情報に基づき行われる。

【 0 0 6 0 】

上記態様にて適合された重畳方向 に高周波電圧信号を設定することで、外積値 o_p を、誤差 を適切に定量化するパラメータとすることができ、ひいては回転角度 を好適に推定することができる。以下、本実施形態にかかる回転角度 の推定手法について更に詳述する。

【 0 0 6 1 】

10

20

30

40

50

図7(a)に、先の図1に示した高周波電圧設定部40の処理に関するブロック図を示す。振幅算出部40aは、実電流 i_u に基づき、電動機10を流れる電流の振幅（駆動用の電流の振幅）を算出する。重畳方向設定部40bは、電動機10を流れる電流の振幅と重畳方向との関係についての先の図6に示した適合システムにて適合されたデータをマップとして有している。そして、重畳方向設定部40bは、振幅算出部40aの出力する振幅を入力として、重畳方向を設定する。

【0062】

重畳方向設定部40bの設定する重畳方向の一例を図7(b)に示す。図7(b)に示す例では、駆動用の電流ベクトルがq軸よりも進角側とされる際、重畳方向がインダクタンスが最小となる方向側よりも最大となる方向側に偏向している。これは、上記適合の結果である。すなわち、突極機において磁気飽和が無視できる領域においてインダクタンスが最小となるd軸方向に周波数信号を重畳するという基本技術にルーツをたどる角度推定手法を用いているのであるが、磁気飽和が進む領域において、意外にも周波数信号をインダクタンスが最大となる側に偏向させることで回転角度を高精度に算出することができることを見出された。

10

【0063】

高周波電圧設定部40は、先の図7(a)に示すように、更に電圧設定部40cを備えている。電圧設定部40cは、高周波電圧振幅値 V_h と重畳方向とを入力として、高周波電圧信号(v_{hd}, v_{hq})を($v_h \cdot \cos$ 、 $v_h \cdot \sin$)として出力する。

20

【0064】

図8に、先の図1に示した位置/速度算出部50の処理に関するブロック図を示す。電流振幅算出部51は、上記実電流 i_d 、 i_q を入力として、電動機10を流れる電流の振幅（駆動用の電流の振幅）を算出する。目標値設定部52は、上記電流振幅算出部51の出力する振幅値に基づき、外積値 o_p の目標値を設定する。この設定は、上記重畳方向の適合と関連付けて行われる。すなわち、重畳方向が適合されることで、電動機10の実際の誤差がゼロであるときの外積値 o_p の値が定まるため、この値を目標値とする。誤差相関量算出部53は、目標値に対する外積値 o_p の差として誤差相関量を算出する。

30

【0065】

速度算出部54は、誤差相関量を入力とする比例要素、積分要素、及び2重積分要素による演算によって回転速度を算出する。そして、角度算出部55では、回転速度の積分演算によって回転角度を算出する。上記速度算出部54が2重積分要素を有するのは、回転角度を入力とし誤差相関量を出力とする伝達関数を3次以上の伝達関数とするためである。周知の内部モデル原理によれば、これにより、回転速度がランプ状に変化する場合であっても、回転角度の定常的な誤差（定常偏差）をゼロとすることができる。

【0066】

位置/速度算出部50は、更にゲイン変更指令部56を備えている。ゲイン変更指令部56は、電流振幅算出部51の出力する振幅に基づき、速度算出部54のゲイン（比例ゲイン、積分ゲイン、2重積分ゲインの少なくとも1つ）を可変設定する。これは、図9(a)に示すように、回転角度の実際の誤差の変化に対する誤差相関量の変化が、磁気飽和度合い（電動機10を流れる電流）に依存して変化することに鑑みてなされるものである。図9(a)では、電流が大きくなるほど実際の誤差の変化に対する誤差相関量の変化が大きくなり、誤差相関量が実際の誤差を定量化する際の感度が増加することを示している。このため、電流が大きくなるほど、ゲインを小さくすることが望ましい。

40

【0067】

ちなみに、図9(b)には、高周波電圧信号の重畳方向を推定d軸方向に固定した場合であって且つ外積値が目標値となるように回転角度を算出する場合についての誤差相関

50

量 と実際の誤差との関係を示している。図示されるように、この場合には電動機 10 を流れる電流が大きくなると、実際の誤差と誤差相関量との間の 1 対 1 の関係が崩れる。このため、回転角度 を推定することができない。

【0068】

図 10 (a) に、本実施形態にかかる回転角度 の推定結果を示す。図示されるように、本実施形態によれば、低トルク領域から高トルク領域まで回転角度 を推定することができる。これに対し、図 10 (b) に、高周波電圧信号の重畳方向を推定 d 軸方向に固定した場合であって且つ外積値が目標値となるように回転角度 を算出する場合を示した。図示されるように、トルクが増大することで、回転角度を推定することができなくなる。

【0069】

図 11 (a) に、電動機 10 の回転速度をゼロから上昇させる場合についての回転角度 の推定結果を示す。図示されるように、回転速度 をランプ上に上昇させたとしても、回転角度 を適切に推定することができる。図 11 (b) は、電動機 10 の回転速度をゼロに低下させる場合についての回転角度 の推定結果を示す。図示されるように、回転速度 をランプ上に低下させたとしても、回転角度 を適切に推定することができる。

【0070】

以上詳述した本実施形態によれば、以下の効果が得られるようになる。

【0071】

(1) 推定される回転角度 に基づき高周波電圧信号 (v h d c、v h q c) の重畳方向を設定するに際し、電動機 10 の運転状態に応じて重畳方向を可変設定した。これにより、重畳方向を固定した場合と比較して、実際の誤差と誤差相関量 との関係調節するための自由度を増大させることができ、ひいては、これらの間に 1 対 1 の対応関係を保つことが可能となる。

【0072】

(2) 磁気飽和度合いが所定以上となる際、高周波電圧信号の重畳方向をインダクタンスが最小となる方向側よりも最大となる方向側に偏向させた。これにより、上記 1 対 1 の対応関係を好適に保つことが可能となる。

【0073】

(3) 電動機 10 を駆動するための電流の検出値に基づき重畳方向 を可変設定した。これにより、重畳方向を適切に設定することができる。

【0074】

(4) 外積値 o_p が目標値となるように回転角度 を算出して且つ、目標値を電動機 10 の運転状態に応じて可変設定した。これにより、外積値 o_p が目標値となるように回転角度 を算出することで回転角度 の実際の誤差 をゼロとすることができる。

【0075】

(5) 電動機 10 を駆動するための電流の検出値に基づき目標値を可変設定した。これにより、目標値を適切に設定することができる。

【0076】

(6) 回転角度を推定する際に用いるゲイン (速度算出部 54 のゲイン) を、電動機 10 の運転状態に応じて可変設定した。これにより、電動機 10 の運転状態にかかわらず、適切なゲインを設定することができる。

【0077】

(7) 電動機 10 を駆動するための電流の検出値に応じてゲインを可変設定した。これにより、ゲインの可変設定を適切に行うことができる。

【0078】

(8) 重畳される高周波電圧信号と実際に伝播する高周波電流信号との 2 つのベクトル信号の外積値 o_p を誤差パラメータ値として、これを目標値とするように回転角度 を算出した。このように、外積値 o_p を用いることで、回転角度 の誤差パラメータ値を簡易且つ適切に定量化することができる。

【0079】

10

20

30

40

50

(9) 推定される回転角度 θ を出力として且つ誤差相関量 σ を入力とする伝達関数を 3 次以上の伝達系とした。これにより、回転速度がランプ状に変化する場合等においても、回転角度に定常的な誤差が生じることを回避することができる。

【 0 0 8 0 】

(1 0) 推定される回転角度 θ の実際の誤差 δ と誤差パラメータ値 (外積値 $o p$) との関係を示すモデル式を用いて、実際の誤差 δ が所定の領域内に入る場合について、誤差パラメータ値と実際の誤差とが 1 対 1 の対応関係を有するように重畳方向 θ を適合した。これにより、上記適合を簡易且つ適切に行うことができる。

【 0 0 8 1 】

(第 2 の実施形態)

以下、第 2 の実施形態について、先の第 1 の実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。

【 0 0 8 2 】

図 1 2 に、本実施形態にかかる位置 / 速度算出部 5 0 の処理に関するブロック図を示す。なお、図 1 2 において、先の図 8 に示した処理と対応する処理については、便宜上同一の符号を付している。

【 0 0 8 3 】

図示されるように、本実施形態では、ハイパスフィルタ 5 7 を備え、誤差相関量 σ から高周波成分のみを抽出する。特にここでは、回転角度 θ の周波数の 6 倍の高周波である 6 次の誤差成分を抽出する。そして、減算部 5 8 において、ハイパスフィルタ 5 7 の出力によって、角度算出部 5 5 の出力を減算することで、最終的な回転角度 θ を算出する。

【 0 0 8 4 】

すなわち、先の第 1 の実施形態によって算出される回転角度 θ には、その周波数の 6 倍の高次の角度誤差が重畳する。この高次の誤差は、誤差相関量 σ が含んでいるものである。このため、角度算出部 5 5 の出力する回転角度を、ハイパスフィルタ 5 7 の出力で減算することで、角度算出部 5 5 の出力から 6 次の誤差を除去することができると考えられる。なお、6 次の高周波は、回転速度 ω に応じて変化するため、ハイパスフィルタ 5 7 においては、回転速度 ω に応じてその遮断周波数が可変設定される。

【 0 0 8 5 】

以上詳述した本実施形態によれば、先の第 1 の実施形態の上記各効果に加えて、更に以下の効果が得られるようになる。

【 0 0 8 6 】

(1 1) 位置 / 速度算出部 5 0 から回転角度 θ を出力するのに先立ち、出力対象とする回転角度 θ を誤差相関量 σ の高周波成分に基づき補正した。これにより、位置 / 速度算出部 5 0 の出力から高次の誤差量を好適に除去することができる。

【 0 0 8 7 】

(第 3 の実施形態)

以下、第 3 の実施形態について、先の第 1 の実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。

【 0 0 8 8 】

図 1 3 に、本実施形態にかかる制御システムの全体構成を示す。なお、図 1 3 において、先の図 1 に示したものと対応するものについては、便宜上同一の符号を付している。

【 0 0 8 9 】

図示されるように、本実施形態では、 $d q$ 変換部 4 6 a において、高周波電流抽出部 4 4 にて抽出された U 相及び W 相の高周波電流を、 $d q$ 軸上の高周波電流に変換する。そして、 q 軸成分算出部 4 8 a において、上記 $d q$ 変換部 4 6 a から出力される高周波電流の q 軸成分から、電動機 1 0 を実際に伝播する高周波電流のうちの q 軸の電流成分の変化量 $d i q$ を算出し、これを誤差パラメータ値として位置 / 速度算出部 5 0 に出力する。位置 / 速度算出部 5 0 では、目標値に対する変化量 $d i q$ の差として誤差相関量 σ を算出し、これに基づき回転速度 ω 及び回転角度 θ を算出する。

10

20

30

40

50

【 0 0 9 0 】

このように、本実施形態では、誤差パラメータ値として、外積値 $o p$ の代わりに、変化量 $d i q$ を用いた。本実施形態によっても、先の第 1 の実施形態の上記 (1) ~ (7)、(9)、(1 0) の効果に準じた効果を得ることができる。

【 0 0 9 1 】

(その他の実施形態)

なお、上記各実施形態は、以下のように変更して実施してもよい。

【 0 0 9 2 】

・上記第 2 の実施形態では、誤差相関量をハイパスフィルタ 5 7 の入力信号としたが、これに限らず、外積値を入力信号として且つその出力信号から目標値を減算したもので角度算出部 5 5 の出力を補正してもよい。また、第 1 の実施形態に対する第 2 の実施形態の変更点にて先の第 3 の実施形態を変更する場合においても、誤差相関量をハイパスフィルタ 5 7 の入力信号とするものに限らず、変化量 $d i q$ を入力信号としてもよい。

10

【 0 0 9 3 】

・上記各実施形態では、電動機 1 0 に実際に流れる電流 (電動機 1 0 を駆動するための電流の検出値) の振幅に基づき、高周波信号の重畳方向を設定したがこれに限らない。例えば図 1 4 に示すように、要求トルク $T d$ や、電動機 1 0 の実際のトルク、電動機 1 0 に対する電流の指令値 (指令電流 $i d c$, $i q c$ 等) に基づき重畳方向を設定してもよい。ここで、実際のトルクとは、電動機 1 0 の出力軸にトルクセンサを取り付ける場合にはその検出値とすればよいが、電動機 1 0 に流れる電流から周知の式に基づき算出した値としてもよい。また、電動機 1 0 の電流としては、その振幅値に限らず、例えば位相角であってもよい。更に、上記重畳方向を設定するために用いるパラメータを、単一のパラメータとするものにも限らず、例えば、上記各パラメータを 2 つ以上組み合わせ用いてもよい。

20

【 0 0 9 4 】

・上記各実施形態では、電動機 1 0 に実際に流れる電流 (電動機 1 0 を駆動するための電流の検出値) の振幅に基づき、誤差相関量の目標値を設定したがこれに限らない。例えば図 1 5 に示すように、要求トルク $T d$ や、電動機 1 0 の実際のトルク、電動機 1 0 に対する電流の指令値 (指令電流 $i d c$, $i q c$ 等) に基づき目標値を設定してもよい。また、電動機 1 0 の電流としては、その振幅値に限らず、例えば位相角であってもよい。更に、上記目標値を設定するために用いるパラメータを、単一のパラメータとするものにも限らず、例えば、上記各パラメータを 2 つ以上組み合わせ用いてもよい。ただし、上記目標値を設定するために用いるパラメータを、上記重畳方向を設定するために用いるパラメータと一致させることが望ましい。

30

【 0 0 9 5 】

・上記各実施形態では、電動機 1 0 に実際に流れる電流 (電動機 1 0 を駆動するための電流の検出値) の振幅に基づき、速度算出部 5 4 のゲインを可変設定したが、これに限らない。例えば図 1 5 に示すように、要求トルク $T d$ や、電動機 1 0 の実際のトルク、電動機 1 0 に対する電流の指令値 (指令電流 $i d c$, $i q c$ 等) に基づき設定してもよい。また、電動機 1 0 の電流としては、その振幅値に限らず、例えば位相角であってもよい。更に、上記ゲインを可変設定するために用いるパラメータを、単一のパラメータとするものにも限らず、例えば、上記各パラメータを 2 つ以上組み合わせ用いてもよい。ただし、上記ゲインを可変設定するために用いるパラメータを、上記重畳方向を設定するために用いるパラメータと一致させることが望ましい。

40

【 0 0 9 6 】

更に、これらに加えて、回転速度を加味してもよい。これによれば、回転速度が大きいほど実際の処理に遅延が生じやすくなることに鑑み、処理の遅延を補償するようにしてゲインの可変設定タイミングを定めることができる。

【 0 0 9 7 】

・速度算出部 5 4 の処理としては、上記比例演算、積分演算及び 2 重積分演算によって

50

誤差相関量から回転速度を算出するものに限らない。例えば、比例演算及び2重積分演算によって誤差相関量から回転速度を算出するものであってもよい。また、例えば、3重積分演算によって誤差相関量から回転速度を算出するものであってもよい。更に、回転角度を入力として誤差相関量を出力とする伝達関数が2次の伝達系であっても、定常状態において回転角度を高精度に算出することはできる。

【0098】

・高周波電圧信号の重畳方向の適合手法としては、上記の式(c5)によって表現されるモデルを用いるものに限らず、対象となる回転機等に応じて適宜モデルを変形してもよい。また、モデルを用いて適合するものにも限らず、例えば、図16に示すように、設定された重畳方向に応じて計測用の回転機に高周波電圧信号を重畳することで実際の誤差と外積値との関係を計測してもよい。図16においては、先の図6に示した処理と同一の処理については便宜上同一の符号を付している。ここで、計測システム60aは、回転機の出力軸に連結されたレゾルバ等の回転角度検出手段(ハードウェア手段)と、回転機の制御手段とを備える。これにより、制御手段によって認識される回転角度と回転角度検出手段の検出する回転角度との差に基づき、実際の誤差を算出することができ、また、重畳方向に応じて高周波電圧信号を重畳した際の回転機を実際に伝播する信号に応じて外積値を算出することで、上記関係を計測することができる。

10

【0099】

・上記第1及び第2の実施形態では、外積値を固定座標系にて算出したが、これに限らず、回転座標系にて算出してもよい。

20

【0100】

・誤差パラメータ値の算出手法としては、上記各実施形態で例示したものに限らない。例えば、上記外積値の算出に用いる2つのベクトル信号に基づき逆三角関数を用いてこれらベクトル信号間の角度差を誤差パラメータ値として算出してもよい。

【0101】

・上記各実施形態では、高周波電圧の振幅値 V_h を固定値としたが、これを電動機10の運転状態に応じて可変としてもよい。ここで、先の図9(a)に示したように、上記各実施形態で例示した設定によれば、高トルク領域ほど実位置誤差の変化に対する誤差相関量の変化が大きくなることに鑑み、高トルク領域ほど振幅値 V_h を小さくするようにしてもよい。これによっても、速度算出部54のゲインを可変とする処理による効果に準じた効果を得ることができる。

30

【0102】

・上記各実施形態では、低トルク領域から高トルク領域まで一貫して上記処理によって回転角度を算出したが、これに限らない。例えばトルクが所定以上となる領域等において、別の手法にて回転角度を算出するようにしてもよい。

【0103】

・構造上、突極性を有する電動機としては、上記電動機10に限らない。例えば同期リラクタンスモータ(SynRM)でもよい。

【0104】

・回転機としては、電動機に限らず、発電機であってもよい。

40

【0105】

・上記各実施形態では、ハイブリッド車に本発明にかかる制御装置を適用したが、これに限らず、例えば電気自動車に適用してもよい。更には内燃機関を動力源とする車両におけるパワーステアリング等の動力伝達手段としての電動機に本発明の制御装置を適用してもよい。

【図面の簡単な説明】

【0106】

【図1】第1の実施形態にかかるシステム構成図。

【図2】同実施形態にかかる電動機のロータを示す図。

【図3】回転角度の検出に関する問題点を示す図。

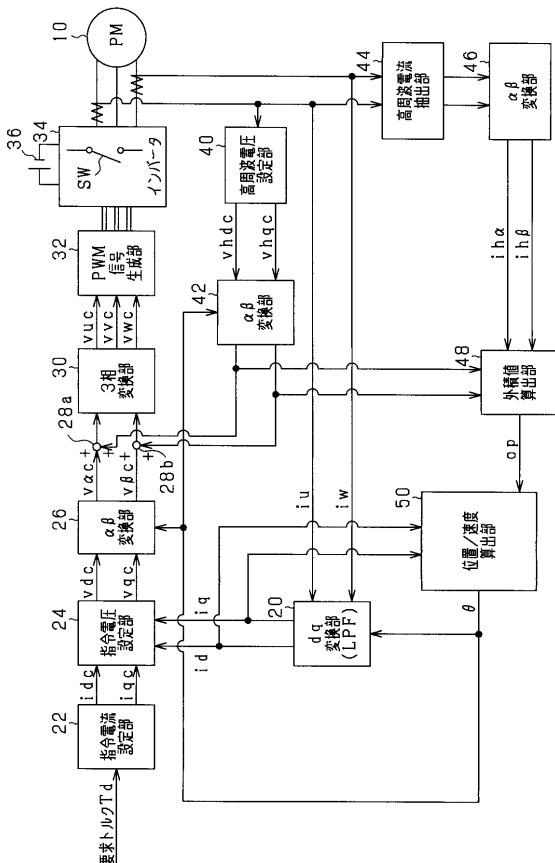
50

- 【図4】 電動機内の電流の偏向を利用した回転角度の算出手法の孕む問題点を示す図。
 - 【図5】 高トルク領域において回転角度の推定に伴う問題を説明するための図。
 - 【図6】 上記実施形態にかかる高周波電圧信号の重畳方向の適合処理を示すブロック図。
 - 【図7】 同実施形態にかかる高周波電圧設定部の処理の詳細を示すブロック図。
 - 【図8】 同実施形態にかかる位置/速度算出部の処理の詳細を示すブロック図。
 - 【図9】 同実施形態にかかる実際の誤差と誤差相関量との関係を示す図。
 - 【図10】 同実施形態にかかる回転角度の推定精度を示すタイムチャート。
 - 【図11】 同実施形態にかかる回転角度の推定精度を示すタイムチャート。
 - 【図12】 第2の実施形態にかかる位置/速度算出部の処理の詳細を示すブロック図。
 - 【図13】 第3の実施形態にかかるシステム構成図。
 - 【図14】 上記第1の実施形態の変形例における高周波電圧設定部の処理を示すブロック図。
 - 【図15】 上記第1の実施形態の変形例における位置/速度算出部の処理を示すブロック図。
 - 【図16】 上記各実施形態の変形例における高周波電圧信号の重畳方向の適合処理を示すブロック図。
- 【符号の説明】
- 【0107】
- 10... 電動機、 40... 高周波電圧設定部、 48... 外積値算出部、 50... 位置/速度算出部。

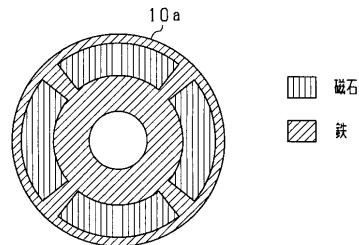
10

20

【図1】

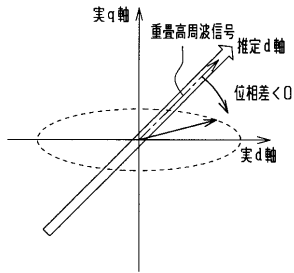


【図2】

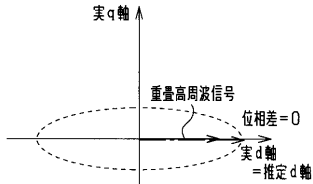


【 図 3 】

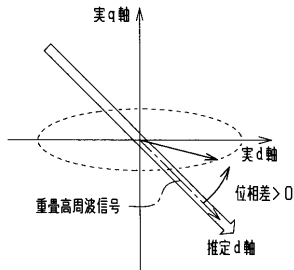
(a) 位置誤差>0の時



(b) 位置誤差=0の時

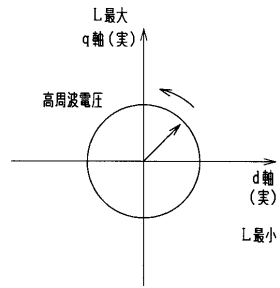


(c) 位置誤差<0の時

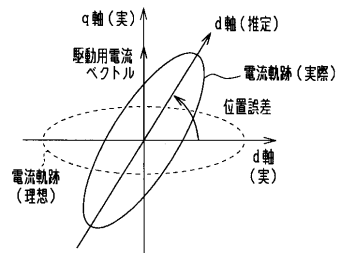


【 図 4 】

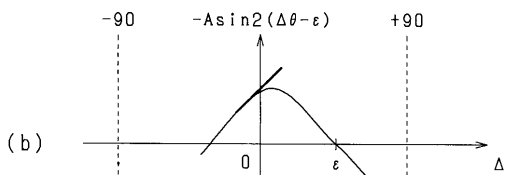
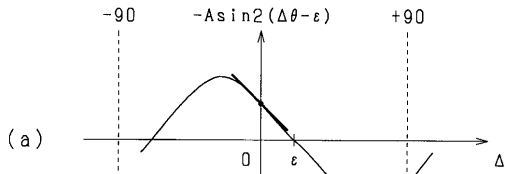
(a)



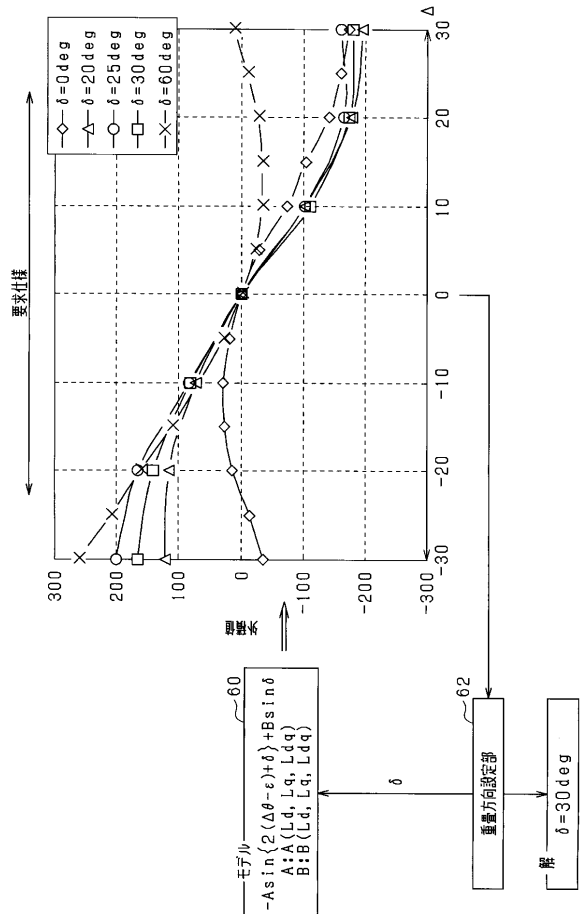
(b)



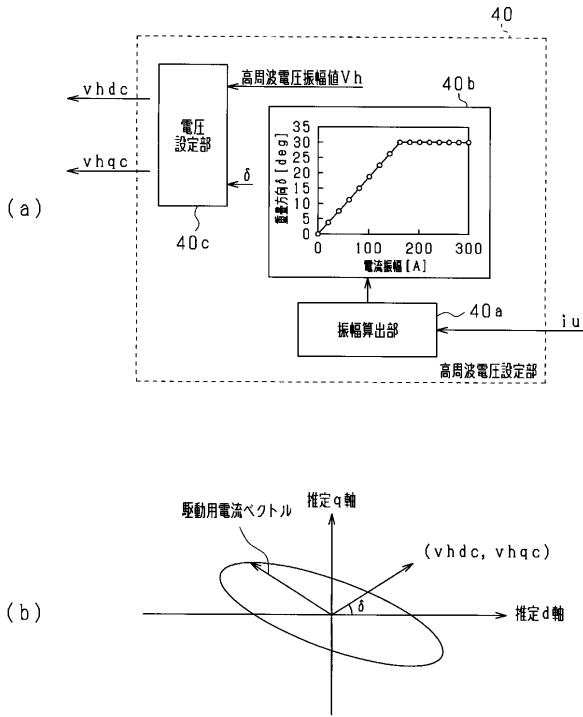
【 図 5 】



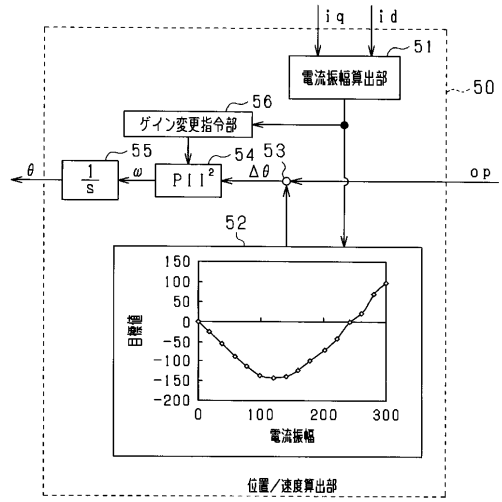
【 図 6 】



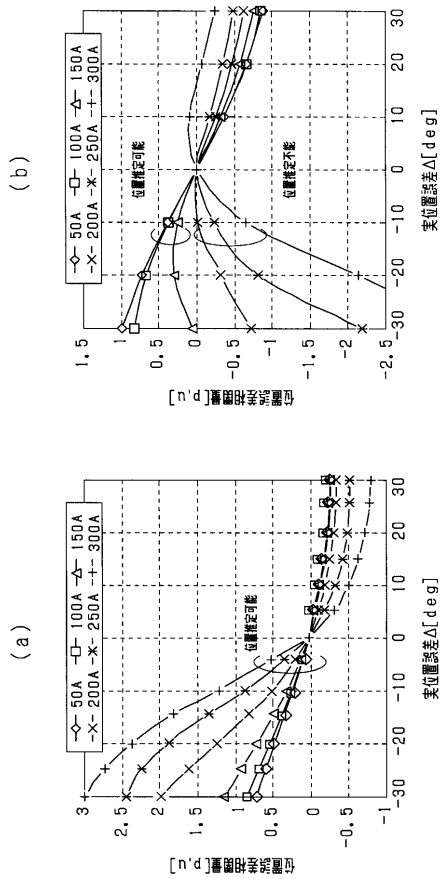
【 図 7 】



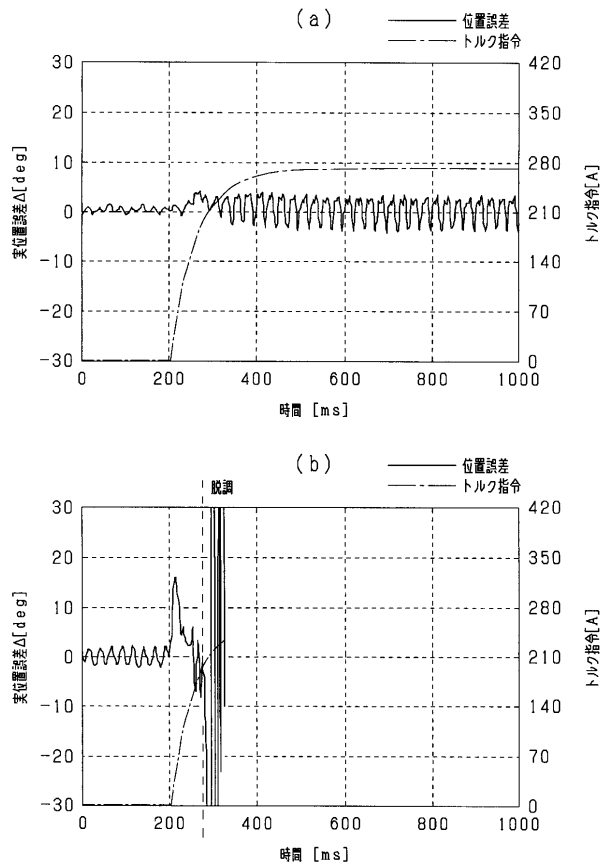
【 図 8 】



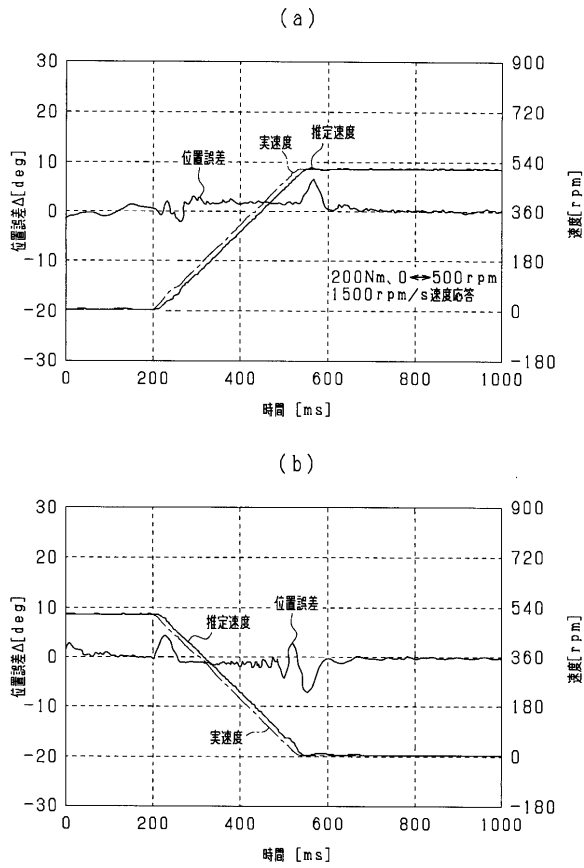
【 図 9 】



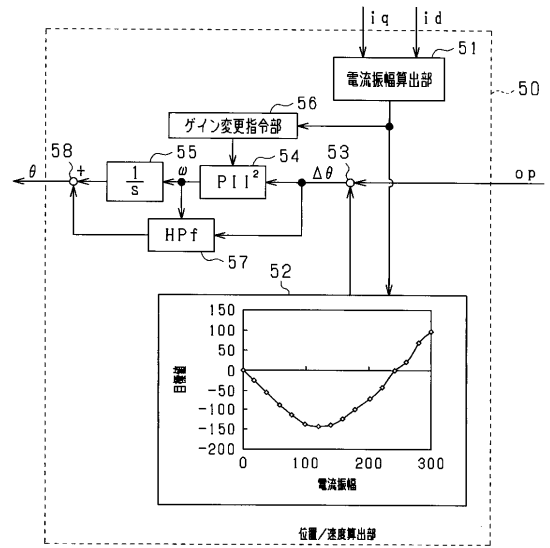
【 図 10 】



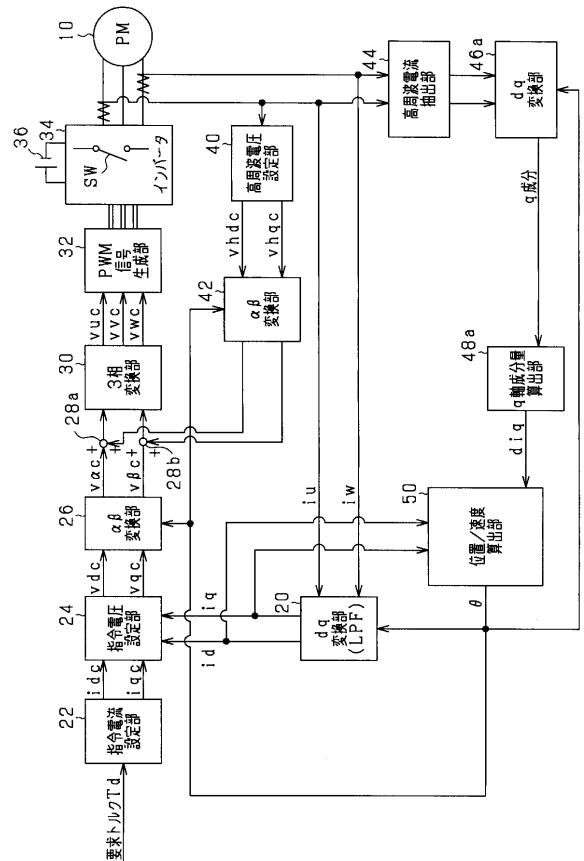
【 図 1 1 】



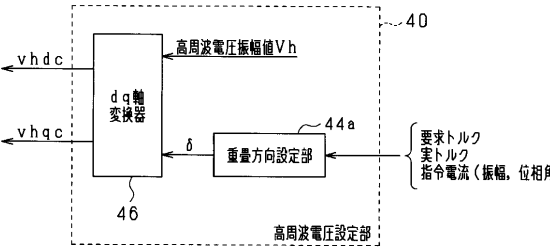
【 図 1 2 】



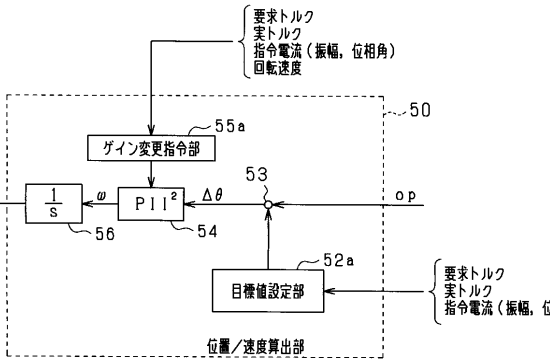
【 図 1 3 】



【 図 1 4 】



【 図 1 5 】



【図 16】

