

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4685509号
(P4685509)

(45) 発行日 平成23年5月18日 (2011.5.18)

(24) 登録日 平成23年2月18日 (2011.2.18)

(51) Int. Cl. F I
HO2P 6/16 (2006.01) HO2P 6/02 351N
HO2P 21/00 (2006.01) HO2P 5/408 C
HO2P 27/04 (2006.01)

請求項の数 12 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2005-151165 (P2005-151165)	(73) 特許権者	000003609 株式会社豊田中央研究所 愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1 番地の1
(22) 出願日	平成17年5月24日 (2005.5.24)	(73) 特許権者	000003207 トヨタ自動車株式会社 愛知県豊田市トヨタ町1番地
(65) 公開番号	特開2006-54995 (P2006-54995A)	(74) 代理人	100075258 弁理士 吉田 研二
(43) 公開日	平成18年2月23日 (2006.2.23)	(74) 代理人	100096976 弁理士 石田 純
審査請求日	平成20年5月16日 (2008.5.16)	(72) 発明者	稲熊 幸雄 愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1 番地の1 株式会社豊田中央研究所内
(31) 優先権主張番号	特願2004-204792 (P2004-204792)		
(32) 優先日	平成16年7月12日 (2004.7.12)		
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流電動機の駆動制御装置および駆動制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

矩形電圧の印加で回転駆動する交流電動機を制御する駆動制御装置であって、
 交流電動機から出力される実トルク値を検出する実トルク値検出手段と、
 交流電動機を模して設定された電動機モデルに基づいて推定トルク値を算出する推定トルク値算出手段と、

実トルク値と推定トルク値と所与の指令トルク値とに基づいて指令電圧の電圧位相を算出する電圧位相算出手段であって、電圧位相の算出過程で算出される実トルク値に基づく実パラメータと推定トルク値に基づく推定パラメータとを所定の比率で加算し、得られた値に基づいて電圧位相を算出する電圧位相算出手段と、

を有し、

推定トルク値算出手段は、電動機に供給される供給電流値をインダクタンスと指令電圧値と角速度とで近似した数学モデルに基づいて、供給電流値の推定値である推定電流値を算出する推定電流値算出手段を有し、算出された推定電流値に基づいて推定トルク値を算出する、

ことを特徴とする駆動制御装置。

【請求項2】

請求項1に記載の駆動制御装置であって、

実パラメータは、実トルク値と指令トルク値との偏差を無くす電圧位相である第一電圧位相であって、

推定パラメータは、推定トルク値と指令トルク値との偏差を無くす電圧位相である第二電圧位相であって、

電圧位相算出手段は、第一電圧位相と第二電圧位相を所定の比率で加算した値を電圧位相として算出することを特徴とする駆動制御装置。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の駆動制御装置であって、

第一電圧位相および第二電圧位相は、いずれも、指令トルク値との偏差を入力、電圧位相を出力とする制御系で算出されることを特徴とする駆動制御装置。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の駆動制御装置であって、

制御系は、比例積分 (P I) 制御系であることを特徴とする駆動制御装置。

10

【請求項 5】

請求項 1 から 4 のいずれか 1 項に記載の駆動制御装置であって、

推定トルク値算出手段は、電池電圧と電圧位相から算出された d q 軸指令電圧値を用いて推定トルク値を算出することを特徴とする駆動制御装置。

【請求項 6】

請求項 5 に記載の駆動制御装置であって、

推定電流値算出手段の数学モデルは、実測値と推定値との誤差を逐次評価するオブザーバを含むことを特徴とする駆動制御装置。

【請求項 7】

請求項 1 から 6 のいずれか 1 項に記載の駆動装置であって、

実パラメータと推定パラメータとの加算の比率は、交流電動機の運転状況に応じて変動する可変値であることを特徴とする駆動制御装置。

20

【請求項 8】

請求項 7 に記載の駆動制御装置であって、

実パラメータと推定パラメータとの加算の比率は、指令トルク値の変化速度が大きいほど、推定パラメータの割合を高くすることを特徴とする駆動制御装置。

【請求項 9】

矩形電圧の印加で回転駆動する交流電動機を制御する駆動制御装置であって、

交流電動機を模して設定された電動機モデルと、インバータ出力電圧と、に基づいて推定トルク値を算出する推定トルク値算出手段と、

算出された推定トルク値と所与の指令トルク値とに基づいて指令電圧の電圧位相を算出する電圧位相算出手段と、

を有し、

推定トルク値算出手段は、電動機に供給される供給電流値をインダクタンスと前記インバータ出力電圧から算出された指令電圧値と角速度とで近似した数学モデルに基づいて、供給電流値の推定値である推定電流値を算出する推定電流値算出手段を有し、算出された推定電流値に基づいて推定トルク値を算出する、

ことを特徴とする駆動制御装置。

30

【請求項 10】

請求項 9 に記載の駆動制御装置であって、

推定トルク値算出手段は、

インバータ出力電圧と電圧位相と回転子角度に基づいて指令電圧値を算出し、算出された指令電圧値を電動機モデルに適用することにより推定トルク値を算出することを特徴とする駆動制御装置。

40

【請求項 11】

請求項 9 または 10 に記載の駆動制御装置であって、さらに、

電動機モデルは、実測値と推定値との誤差を逐次評価するオブザーバを含むことを特徴とする駆動制御装置。

【請求項 12】

50

矩形波電圧の印加で回転駆動する交流電動機を制御する駆動制御方法であって、
交流電動機から出力される実トルク値を検出する実トルク値検出工程と、
交流電動機を模して設定された電動機モデルに基づいて推定トルク値を算出する推定トルク値算出工程と、

実トルク値と推定トルク値と所与の指令トルク値とに基づいて指令電圧の電圧位相を算出する電圧位相算出工程であって、電圧位相の算出過程で算出される実トルク値に基づく実パラメータと推定トルク値に基づく推定パラメータとを所定の比率で加算し、得られた値に基づいて電圧位相を算出する電圧位相算出工程と、

を有し、

推定トルク値算出工程は、電動機に供給される供給電流値をインダクタンスと指令電圧値と角速度とで近似した数学モデルに基づいて、供給電流値の推定値である推定電流値を算出する推定電流値算出工程を含み、算出された推定電流値に基づいて推定トルク値を算出する、

10

ことを特徴とする駆動制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、矩形波電圧の印加で回転駆動する交流電動機を制御する駆動制御装置および駆動制御方法に関する。

【背景技術】

20

【0002】

電動機から所与の指令トルクを出力するために、電動機への印加電圧を制御する技術が広く知られている。例えば、特許文献1には、電動機の実出力トルク値をフィードバックし、出力トルク値と指令トルク値との偏差がなくなるような電圧位相を算出する駆動制御装置が開示されている。なお、特許文献1では、検出器により検出した各相電流値と、指令電圧値と、角速度とに基づいて出力トルク値を取得している。特許文献2では、トルクセンサにより出力トルク値を取得している。

【0003】

また、下記特許文献3には、指令トルク値が出力できるようにインバータ位相角度を制御する電動機の制御装置が開示されている。これは、出力トルク値と指令トルク値との偏差に基づきトルク補正角を、モータを模したモータモデルと指令トルク値を利用して電圧ベクトルの磁束軸方向に対する角度（電圧ベクトル角度）を、取得する。そして、取得したトルク補正角や電圧ベクトル角度などに基づいてインバータ位相を算出している。

30

【0004】

【特許文献1】特開2001-28892号公報

【特許文献2】特開2000-50689号公報

【特許文献3】特開平10-14273号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

40

ところで、通常、出力トルクの検出過程には、ノイズを除去するローパスフィルタが設けられている。特に、各相電流値の検出値に基づいて出力トルク値を算出する場合は、電流の検出値に高調波成分が含まれているため、ローパスフィルタによるノイズ除去が必須となる。しかし、ローパスフィルタを用いた場合、得られる出力トルク値に時間遅れが発生し、トルク応答性を低下させる。そのため、特許文献1, 2に開示の駆動制御装置のように、出力トルクをフィードバックするだけの制御装置では、電動機のトルク応答性が低いという問題がある。

【0006】

特許文献3の制御装置は、フィードバック制御とフィードフォワード制御とを併用しており、出力トルクの時間遅れの影響は低減される可能性はある。しかし、特許文献3では

50

、トルク指令値から電圧ベクトル角度を算出する。つまり、この電圧ベクトルは電動機の状態量を考慮していないパラメータと言える。そのため、指令トルク値がステップ状に変化した場合、電圧ベクトル角度もステップ状に変化し、電動機の実出力トルクがオーバーシュートする問題があった。つまり、従来の電動機の駆動制御では、応答性の低さや、オーバーシュートが原因で、制御誤差、特に、過渡領域における制御誤差が大きいという問題があった。

【 0 0 0 7 】

そこで、本発明では、制御誤差をより低減できる駆動制御装置および駆動制御方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

10

【 0 0 0 8 】

本発明の駆動制御装置は、矩形波電圧の印加で回転駆動する交流電動機を制御する駆動制御装置であって、交流電動機から出力される実トルク値を検出する実トルク値検出手段と、交流電動機を模して設定された電動機モデルに基づいて推定トルク値を算出する推定トルク値算出手段と、実トルク値と推定トルク値と所与の指令トルク値とに基づいて電圧位相を算出する電圧位相算出手段であって、電圧位相の算出過程で算出される実トルク値に基づく実パラメータと推定トルク値に基づく推定パラメータとを所定の比率で加算し、得られた値に基づいて電圧位相を算出する電圧位相算出手段と、を有し、推定トルク値算出手段は、電動機に供給される供給電流値をインダクタンスと指令電圧値と角速度とで近似した数学モデルに基づいて、供給電流値の推定値である推定電流値を算出する推定電流値算出手段を有し、算出された推定電流値に基づいて推定トルク値を算出する、ことを特徴とする。

20

【 0 0 0 9 】

好適な態様では、実パラメータは、実トルク値と指令トルク値との偏差を無くす電圧位相である第一電圧位相であって、推定パラメータは、推定トルク値と所与の指令トルク値との偏差を無くす電圧位相である第二電圧位相であって、電圧位相算出手段は、第一電圧位相と第二電圧位相を所定の比率で加算した値を指令電圧の電圧位相とする。望ましくは、第一電圧位相および第二電圧位相は、いずれも、指令トルク値との偏差を入力、電圧位相を出力とする制御系で算出される。より望ましくは、制御系は、比例積分 (P I) 制御系である。

30

【 0 0 1 0 】

別の好適な態様では、推定トルク値算出手段は、電池電圧と電圧位相から算出された d q 軸指令電圧値を用いる。別の好適な態様では、推定電流値算出手段の数学モデルは、実測値と推定値との誤差を逐次評価するオブザーバを含む。別の好適な態様では、実パラメータと推定パラメータとの加算の比率は、交流電動機の運転状況に応じて変動する可変値である。望ましくは、実パラメータと推定パラメータとの加算の比率は、指令トルク値の変化速度が大きいほど、推定パラメータの割合を高くする。

【 0 0 1 1 】

他の本発明である駆動制御装置は、矩形波電圧の印加で回転駆動する交流電動機を制御する駆動制御装置であって、交流電動機を模して設定された電動機モデルと、インバータ出力電圧と、に基づいて推定トルク値を算出する推定トルク値算出手段と、算出された推定トルク値と所与の指令トルク値とに基づいて指令電圧の電圧位相を算出する電圧位相算出手段と、を有し、推定トルク値算出手段は、電動機に供給される供給電流値をインダクタンスと前記インバータ出力電圧から算出された指令電圧値と角速度とで近似した数学モデルに基づいて、供給電流値の推定値である推定電流値を算出する推定電流値算出手段を有し、算出された推定電流値に基づいて推定トルク値を算出する、ことを特徴とする。

40

【 0 0 1 2 】

好適な態様で、推定トルク値算出手段は、インバータ出力電圧と電圧位相と回転子角度に基づいて指令電圧値を算出し、算出された指令電圧値を電動機モデルに適用することにより推定トルク値を算出する。他の好適な態様では、さらに、電動機モデルは、実測値と

50

推定値との誤差を逐次評価するオブザーバを含む。

【0013】

他の本発明である駆動制御方法は、矩形波電圧の印加で回転駆動する交流電動機を制御する駆動制御方法であって、交流電動機から出力される実トルク値を検出する実トルク値検出工程と、交流電動機を模して設定された電動機モデルに基づいて推定トルク値を算出する推定トルク値算出工程と、実トルク値と推定トルク値と所与の指令トルク値とに基づいて指令電圧の電圧位相を算出する電圧位相算出工程であって、電圧位相の算出過程で算出される実トルク値に基づく実パラメータと推定トルク値に基づく推定パラメータとを所定の比率で加算し、得られた値に基づいて電圧位相を算出する電圧位相算出工程と、を有し、推定トルク値算出工程は、電動機に供給される供給電流値をインダクタンスと前記インバータ出力電圧から算出された指令電圧値と角速度とで近似した数学モデルに基づいて、供給電流値の推定値である推定電流値を算出する推定電流値算出工程を含み、算出された推定電流値に基づいて推定トルク値を算出する、ことを特徴とする。

10

【発明の効果】

【0014】

本発明によれば、実トルク値に基づく実パラメータと、推定トルク値に基づく推定パラメータとを所定の比率で加算し、得られた値に基づいて電圧位相を算出する。したがって、時間遅れを有する実トルク値の影響を低減できるのでトルク応答性をより向上できる。また推定パラメータおよび実パラメータは、いずれも、モータの状態量を反映したパラメータであるため、オーバーシュートを防止できる。つまり、本発明によれば、制御誤差をより低減できる。

20

【0015】

また、他の本発明によれば、インバータ出力電圧を用いて推定トルク値を算出しているため、リップル等のない、安定した推定トルク値が得られる。そのため、ローパスフィルタ等が不要となり、応答性の高いモータ制御が可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

以下、本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。図1に本発明の実施の形態である交流モータ12の駆動制御装置10の基本的構成図を示す。なお、図1で示す各部の入出力関係は代表的な一例であり、図示以外の入出力関係であってもよい。この駆動制御装置10は、矩形波電圧により駆動する交流モータ12を制御するもので、所与の指令トルク値 T^* に応じた電圧位相 v を算出し、この電圧位相 v に応じた矩形波電圧を交流モータ12に印加する。

30

【0017】

交流モータ12にはインバータ14が接続されている。インバータ14は、図示しない電源からの電力供給を受けて、交流モータ12のU、V、W各相の固定子巻線に電流を流す。インバータ14から交流モータ12への電力供給ライン上には電流センサ28が設けられており、交流モータ12の各相巻線に現在供給されている電流値が検出される。インバータ14には矩形波発生部16が接続されており、この矩形波発生部16が各相毎に矩形波電圧のSW信号を発生し、このSW信号によってインバータ14がスイッチング制御される。

40

【0018】

矩形波発生部16は、後述する電圧位相算出部24にて求められる電圧位相 v と交流モータ12に隣接して設けられたレゾルバ26からの出力である回転子角度 θ に基づき、SW信号の位相を制御する。

【0019】

実トルク値検出部20は、モータから実際に出力されるトルク値、実トルク値 T を検出する。実トルク値 T の検出は、種々の形態をとることができる。好適な態様では、電流センサ28で検出された電流値に基づいて実トルク値 T を算出する。例えば、検出電流値および指令電圧値を積和して供給電力を算出し、これを角速度で割った値を実トルク値 T と

50

する。また、別の方法として、検出電流値から磁石トルクおよびインダクタンストルクを算出し、これらの和を実トルク値 T とすることもできる。また、別の形態として交流モータ 12 にトルクセンサを設け、トルクセンサの出力値を実トルク値 T としてもよい。

【0020】

この実トルク値検出部 20 では、実トルク値 T の検出の過程でローパスフィルタによるノイズ除去が行われる。これは、交流モータ 12 から検出された検出値にはノイズが含まれるためである。特に、電流センサ 28 で検出した電流値には高周波成分が含まれているため、検出電流値に基づいて実トルク値 T を算出する場合は、ローパスフィルタが必須となる。このノイズ除去は、検出電流値に直接行ってもよいし、検出電流値から算出された実トルク値 T に対して行ってもよい。

10

【0021】

ここで、通常、ローパスフィルタには一定の時定数が存在する。したがって、ローパスフィルタを通過した実トルク値 T には、常に、ローパスフィルタの時定数に対応した時間遅れが存在することになる。この時間遅れは、モータ制御のトルク応答性低下の原因となる。そこで本実施の形態では、以下で説明する推定トルク値算出部 22 や電圧位相算出部 24 を設け、応答性向上を図っている。

【0022】

推定トルク値算出部 22 は、交流モータ 12 の推定トルク値 T_m を取得する。この推定トルク値 T_m は、交流モータ 12 を模して設定されたモータモデルに基づいて算出される。モータモデルは、交流モータ 12 に供給される電流値を、指令電圧値とインダクタンスと角速度とで近似した数学モデルを有している。この数学モデルに、指令電圧値とインダクタンスと角速度を入力することにより、交流モータ 12 に供給される電流値の推定値（以下、「推定電流値」という）が算出できる。この推定電流値を算出する数学モデルは、好適な態様では、カルマンフィルタで構築されたオブザーバである。すなわち、オブザーバに、検出電流値も入力し、推定電流値と検出電流値との誤差を逐次評価しながら、推定電流値を算出する。そして、この推定電流値と指令電圧値との積和を角速度で割ることにより、交流モータ 12 の推定トルク値 T_m が得られる。また、別の形態として、推定電流値に基づいて磁石トルクおよびインダクタンストルクを算出し、これらの和を推定トルク値 T_m としてもよい。

20

【0023】

なお、いずれの場合であっても、推定電流値、および、推定トルク値の算出に用いる指令電圧値は電池電圧と電圧位相から算出された dq 軸指令電圧値の値である。すなわち、実際に交流モータ 12 に入力される電圧値とは異なる値で推定電流値および推定トルク値を算出する。また、推定電流値および推定トルク値算出に用いるインダクタンスは、一定値でもよいし、可変値でもよい。特に磁束飽和が発生するモータの場合は、磁束飽和によるインダクタンス変化を推定値に反映させるために、モータ定数変化に対応して変動するインダクタンスを用いることが望ましい。また、指令電圧値および角速度は、瞬時値を用いてもよいし、基本波成分を用いてもよい。

30

【0024】

次に、電圧位相算出部 24 について図 2 を用いて説明する。図 2 は電圧位相算出部 24 の詳細図である。電圧位相算出部 24 は、交流モータ 12 が指令トルク値 T^* を出力できるような電圧位相 v を算出する。

40

【0025】

具体的には、実トルク値 T と指令トルク値 T^* との偏差 T を無くすような電圧位相である第一電圧位相 f_b を算出する。また、推定トルク値 T_m と指令トルク値 T^* との偏差 T_m を無くすような電圧位相である第二電圧位相 f_f を算出する。そして、この第一電圧位相 f_b と第二電圧位相 f_f を、所定の比率で重み付け加算した値を電圧位相 v とする。

【0026】

ここで、この第一電圧位相 f_b は、フィードバック制御により得られる電圧位相と言

50

える。したがって、この第一電圧位相 f_b だけでは、ローパスフィルタの時定数に対応した時間遅れが発生する。そこで、時間遅れのない推定トルク値から算出された第二電圧位相 f_f と重み付け加算し、トルク応答性の向上を図っている。また、第二電圧位相 f_f は、推定トルク値から算出されており、モータの状態量を考慮した電圧位相といえる。したがって、指令トルク値 T^* がステップ状に変化しても、第二電圧位相 f_f はモータの状態量に応じて連続的に変化する。そのため、この第二電圧位相 f_f と第一電圧位相 f_b とを重み付け加算した電圧位相 v も連続的な変化となり、オーバーシュートを防止できる。つまり、第一電圧位相 f_b と第二電圧位相 f_f を重み付け加算することで、トルクのオーバーシュートを防止しつつ、応答性を向上でき、ひいては、制御誤差を低減できる。

10

【0027】

ここで第一電圧位相 f_b 、第二電圧位相 f_f の算出方法は、従来から多数提案されている種々の制御の技術を用いることができる。例えば、P制御やPI制御、PID制御などの手法を用いることができる。

【0028】

また、重み付け加算の比率は、固定値でもよいが、望ましくは、運転状況、例えば、指令トルク値の変化速度や大きさなどに応じて変動する可変値であることが望ましい。例えば、指令トルク値の変化速度が大きいほど、第二電圧位相 f_f の比率が大きくなるような値であることが望ましい。

【0029】

20

また、2種類の電圧位相 f_f 、 f_b の算出前に重み付け加算を行ってもよい。すなわち、図3に示すように実トルク値 T と推定トルク値 T_m とを重み付け加算し、この加算後のトルク値 T_p の値と指令トルク値 T^* との偏差 T_p に基づいて電圧位相 v を算出してもよい。また、図4に示すように、実トルク値 T と指令トルク値 T^* との偏差 T_p 、および、推定トルク値 T_m と指令トルク値 T^* との偏差 T_m を重み付け加算し、加算後の偏差 T_p に基づいて電圧位相 v を算出してもよい。

【0030】

また、電圧位相 v の算出後に、位相リミッタを設けてもよい。位相リミッタは、電圧位相 v の値を所定の範囲、例えば $90^\circ \sim -90^\circ$ に制限する。そして、算出された電圧位相 v が 90° を超えていた場合は、これを 90° にクリッピングする。

30

【0031】

次に、駆動制御装置のより具体的な一例を図5を用いて説明する。図5は、駆動制御装置の一例を示す図である。この駆動制御装置10では、実トルク値 T は、3相供給電流値（検出値） I_u 、 I_v 、 I_w 、3相指令電圧値 V_{uref} 、 V_{vref} 、 V_{wref} 、角速度 から算出される。したがって、実トルク値検出部20には、電流センサ28から3相電流値 I_u 、 I_v 、 I_w が、角速度演算部18から角速度 が入力される。また、実トルク値検出部20には、3相指令電圧値算出部30が設けられており、3相指令電圧値 V_{uref} 、 V_{vref} 、 V_{wref} が電池電圧 V_{batt} 、電圧位相 v (q 軸上を 0° とする) から算出される。この3相指令電圧値 V_{uref} 、 V_{vref} 、 V_{wref} は、次式で算出できる。

40

【0032】

【数1】

$$\begin{aligned} V_{uref} &= -(\sqrt{6}/\pi) \cdot V_{batt} \cdot \sin(\theta + \phi_v) \\ V_{vref} &= -(\sqrt{6}/\pi) \cdot V_{batt} \cdot \sin(\theta + \phi_v - 2\pi/3) \\ V_{wref} &= -(\sqrt{6}/\pi) \cdot V_{batt} \cdot \sin(\theta + \phi_v + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (1)$$

【0033】

算出された3相指令電圧値 V_{uref} 、 V_{vref} 、 V_{wref} は、実トルク値算出部32に入力される。実トルク値算出部32は、3相指令電圧値 V_{uref} 、 V_{vref} 、 V_{wref} と3相供給電流値 I_u 、 I_v 、 I_w の積和（電力値）を角速度 で割ることに

50

より実トルク値を算出する。すなわち、実トルク値 T は、次式で算出される。

【 0 0 3 4 】

【数 2】

$$T = (V_{uref} \cdot I_u + V_{vref} \cdot I_v + V_{wref} \cdot I_w) / \omega \quad (2)$$

【 0 0 3 5 】

算出された実トルク値 T は、ローパスフィルタ 34 でノイズ除去された後、電圧位相算出部 24 に入力される。

【 0 0 3 6 】

推定トルク値 T_m は、モータモデルに基づいて算出される。具体的には、式 (3) で示す数学モデルに基づいて dq 軸推定電流値 I_{dsim} 、 I_{qsim} を算出し、さらに、この dq 軸推定電流値を式 (4) に代入して推定トルク値 T_m を算出する。

【 0 0 3 7 】

【数 3】

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{dsim} &= \frac{1}{L_d} (V_{dref} - R \cdot I_{dsim} + \omega \cdot L_q \cdot I_{qsim}) \\ \frac{d}{dt} I_{qsim} &= \frac{1}{L_q} (V_{qref} - R \cdot I_{qsim} - \omega \cdot L_d \cdot I_{dsim} - \omega \cdot \phi) \end{aligned} \quad (3)$$

$$T_m = (V_{dref} \cdot I_{dref} + V_{qref} \cdot I_{qref}) / \omega \quad (4)$$

【 0 0 3 8 】

ここで、 V_d 、 V_q は、 dq 軸指令電圧値、 L_d 、 L_q は dq 軸インダクタンス、 R は巻線抵抗、 ϕ は励起定数である。本実施の形態では、 dq 軸インダクタンス L_d 、 L_q は、モータ定数変化に対応して可変する値を用いる。すなわち、予め、モータの磁界解析を行い、その磁界解析結果から得られた dq 軸電流値とインダクタンスマップで得られる値を用いる。これにより、磁束飽和などが原因のインダクタンス変化が生じて、推定電流値の誤差を低減できる。また、 dq 軸指令電圧値 V_{dref} 、 V_{qref} は、 dq 軸指令電圧値算出部 36 において、次式で算出された値を用いる。

【 0 0 3 9 】

【数 4】

$$\begin{aligned} V_{dref} &= (\sqrt{6} / \pi) \cdot V_{batt} \cdot \sin(\phi_v) \\ V_{qref} &= (\sqrt{6} / \pi) \cdot V_{batt} \cdot \cos(\phi_v) \end{aligned} \quad (5)$$

【 0 0 4 0 】

算出された推定トルク値 T_m は、実トルク値 T 、指令トルク値 T^* とともに電圧位相算出部 24 に入力される。指令トルク値 T^* は、図示しない電子制御装置にて生成されたトルクの目標値である。

【 0 0 4 1 】

電圧位相算出部 24 では、実トルク値 T と指令トルク値 T^* との偏差 T を算出し、この偏差 T を無くす第一電圧位相 f_b を算出する。また、同じく、推定トルク値 T_m と指令トルク値 T^* との偏差 T_m に基づき、偏差 T_m を無くす第二電圧位相 f_f が算出される。第一電圧位相 f_b および第二電圧位相 f_f は、いずれも、PI (比例積分) 制御で、次式により算出される。

【 0 0 4 2 】

10

20

30

40

【数5】

$$\phi_{fb} = K_{pfb}(T^* - T) + \frac{K_{ifb}}{s}(T^* - T) \quad (6)$$

$$\phi_{ff} = K_{pff}(T^* - T_m) + \frac{K_{iff}}{s}(T^* - T_m) \quad (7)$$

【0043】

ここで、 K_{pfb} 、 K_{pff} は比例ゲイン、 K_{ifb} 、 K_{iff} は積分ゲインである。得られた第一電圧位相 ϕ_{fb} 、第二電圧位相 ϕ_{ff} は、重み付け加算部40において、所定の比率で重み付け加算される。この加算後の値が、指令電圧の電圧位相 ϕ_v となる。つまり電圧位相 ϕ_v は、次式で算出される。

10

【0044】

【数6】

$$\begin{aligned} \phi_v &= \alpha \cdot \phi_{ff} + \beta \phi_{fb} \\ \alpha + \beta &= 1 \end{aligned} \quad (8)$$

【0045】

ここで、 α 、 β は、重み係数である。この α および β の比率は、指令トルク値 T^* の変化速度 dT が大きいほど、第二電圧位相 ϕ_{ff} の比率 () が大きくなるように変化させる。換言すれば、変化速度 dT が大きく高い応答性が求められる領域では、第一電圧位相 ϕ_{fb} の比率を下げる。一方、変化速度 dT が小さく、高い応答性が求められない領域では、第一電圧位相 ϕ_{fb} の比率を上げる。そして、このように変化速度 dT に応じて重み付け加算の比率を変化させることで、制御誤差をより低減できる。特に、従来に比べ、過渡領域での制御誤差を低減できる。

20

【0046】

この重み付け加算の比率 α 、 β の算出方法の一例を式(9)に示す。この算出方法では、指令トルク値 T^* の変化速度 dT の大きさに比例して、 β (第二電圧位相 ϕ_{ff} の比率) を上げる。また、指令トルク値 T^* の変化速度 dT について上限閾値 dT_{max} と下限閾値 dT_{min} を設け、変化速度 dT が上限閾値 dT_{max} を超えれば α (第一電圧位相 ϕ_{fb} の比率) を0に、変化速度 dT が下限閾値 dT_{min} を下回れば β (第二電圧位相 ϕ_{ff} の比率) を0にする。

30

【0047】

【数7】

$$\begin{aligned} \text{if } dT > dT_{max} & \quad \alpha = 1, \quad \beta = 0 \\ \text{if } dT < dT_{min} & \quad \alpha = 0, \quad \beta = 1 \\ \text{else } & \quad \alpha = 1 / (dT_{max} - dT_{min}) \cdot (dT - dT_{min}) \\ & \quad \beta = 1 - \alpha \end{aligned} \quad (9)$$

【0048】

また、別のこの重み付け加算方法の一例を図6に示す。図6は、重み付け加算部40の構成を示す図である。この加算方法でも、指令トルク値 T^* の変化速度 dT が大きいほど、換言すれば、指令トルク値 T^* の周波数が高くなるほど第二電圧位相 ϕ_{ff} の比率が大きくなるようにしている。具体的には、第一電圧位相 ϕ_{fb} にローパスフィルタ54を、第二電圧位相 ϕ_{ff} にハイパスフィルタ52を適用し、その出力値を加算している。ここで、指令トルク値 T^* の周波数が高い場合(変化速度 dT が大きい場合)は、当然、2つの電圧位相 ϕ_{ff} 、 ϕ_{fb} の周波数も高くなる。この場合、第二電圧位相 ϕ_{ff} はハイパスフィルタ52を通過できるのに対し、第一電圧位相 ϕ_{fb} はローパスフィルタ54で殆どカットされる。したがって、図6の構成によれば、指令トルク値 T^* の周波数が高い場合には、第二電圧位相 ϕ_{ff} の比率が高くなる。逆に指令トルク値 T^* の周波数が低い場

40

50

合は、第一電圧位相 $f b$ の比率を上げることができる。この重み付け加算の方法によっても、式(9)を用いた場合と同様に制御誤差を低減できる。

【0049】

重み付け加算された電圧位相 v は、位相リミッタ42によって所定の範囲内にクリッピングされた後、矩形波発生部16に入力される。矩形波発生部16では記述したように電圧位相 v と回転子角度に基づいて、インバータ14のSW信号を生成する。そして、式(10)に示すようなインバータ14からの出力電圧をモータ12に印加して、交流モータ12を回転駆動させる。

【0050】

【数8】

$$\begin{array}{ll}
 0 \leq \theta - \phi v < \pi/3 & V_u = 0, V_v = V_{bat} t, V_w = 0 \\
 \pi/3 \leq \theta - \phi v < 2\pi/3 & V_u = 0, V_v = V_{bat} t, V_w = V_{bat} t \\
 2\pi/3 \leq \theta - \phi v < \pi & V_u = 0, V_v = 0, V_w = V_{bat} t \\
 \pi \leq \theta - \phi v < 4\pi/3 & V_u = V_{bat} t, V_v = 0, V_w = V_{bat} t \\
 4\pi/3 \leq \theta - \phi v < 5\pi/3 & V_u = V_{bat} t, V_v = 0, V_w = 0 \\
 5\pi/3 \leq \theta - \phi v < 2\pi & V_u = V_{bat} t, V_v = 0, V_w = 0
 \end{array} \quad (10)$$

10

【0051】

以上、説明したように、本実施の形態によれば、実トルク値から求まる第一電圧位相 $f b$ と推定トルク値から求まる第二電圧位相 $f f$ とを重み付け加算することにより、制御誤差をより低減した電圧位相 v を得ることができる。特に、過渡領域でのトルク応答性を向上でき、かつ、オーバーシュートを防止できる。なお、推定トルク値 T の算出は、式(4)に代えて、次式で算出してもよい。

20

【0052】

【数9】

$$T_m = p \cdot \phi \cdot I_{qs} \text{sim} + p (L_d - L_q) I_{ds} \text{sim} \cdot I_{qs} \text{sim} \quad (11)$$

【0053】

ここで p は極対数、 ϕ は励起定数である。また、右辺第1項 $p \cdot \phi \cdot I_{qs} \text{sim}$ は、磁石トルクを表し、 $p (L_d - L_q) I_{ds} \text{sim} \cdot I_{qs} \text{sim}$ は、インダクタンスが作るトルクを表す。

30

【0054】

また、本実施の形態では、実トルク値 T の算出に用いる電流値として3相電流値、3相指令電圧値を用いているが、当然ながら、 dq 軸電流値、 dq 軸指令電圧値を用いてもよい。その場合は、図7に示すように、実トルク値検出部20に3相/ dq 軸変換部48、 dq 軸指令電圧値算出部50を設け、 dq 軸に変換した電流値、電圧値を実トルク値算出部32に入力する。また、ローパスフィルタは、図8に示すように検出された電流値に適用してもよい。

【0055】

40

次に他の実施の形態について図9を用いて説明する。図9は、他の実施の形態の構成を示す図である。この実施の形態では、推定トルク値算出部22以外の構成は上述の実施の形態と同様であるため、その説明は省略する。

【0056】

本実施の形態では、推定電流値 $I_{ds} \text{sim}$ 、 $I_{qs} \text{sim}$ は、カルマンフィルタで構築したオブザーバで算出される。カルマンフィルタは、周知のように、計測値と推定値との誤差を逐次評価して推定精度を改善していくアルゴリズムである。したがって、このカルマンフィルタによるオブザーバで電流値 I_d 、 I_q を推定する場合は、モータモデル38に、電流センサ28で検出された検出電流値 I_u 、 I_v 、 I_w が入力される。ただし、検出電流値 I_u 、 I_v 、 I_w は3相電流値であるため、推定トルク値算出部22に3相/ dq

50

軸変換部 4 4 を設け、3 相電流値を d q 軸電流値に変換した値をモータモデルに入力する。このオブザーバによる推定電流値 $I_{d\text{sim}}$ 、 $I_{q\text{sim}}$ は、次式で表すことができる。

【 0 0 5 7 】

【 数 1 0 】

$$\frac{d}{dt}I_{d\text{sim}} = \frac{1}{Ld}(Vd - R \cdot I_{d\text{sim}} + \omega \cdot Lq \cdot I_{q\text{sim}}) + K_{11}(Id - I_{d\text{sim}}) + K_{12}(Iq - I_{q\text{sim}})$$

$$\frac{d}{dt}I_{q\text{sim}} = \frac{1}{Ld}(Vq - R \cdot I_{q\text{sim}} - \omega \cdot Ld \cdot I_{d\text{sim}} - \omega \cdot \phi) + K_{21}(Iq - I_{q\text{sim}}) + K_{22}(Id - I_{d\text{sim}}) \quad (12)$$

10

【 0 0 5 8 】

ここで、 K_{11} 、 K_{12} 、 K_{21} 、 K_{22} はカルマンゲインである。式 (11) では、右辺の 3 項目、4 項目に推定値 $I_{d\text{sim}}$ 、 $I_{q\text{sim}}$ と検出値 I_d 、 I_q との誤差を評価する項があるため、推定誤差が逐次修正される。そのため、より迅速に推定電流値、ひいては、推定トルク値を推定することができる。なお、オブザーバに入力される検出電流値 I_d 、 I_q は、ノイズ除去以前、ノイズ除去後のいずれでもよいが、ノイズを除去した値のほうが推定収束時間を短縮できる。

【 0 0 5 9 】

このオブザーバの利用、および、ノイズ除去の効果を図 10 を用いて説明する。図 10 (A) は実トルク値 (ノイズ除去前) を、図 10 (B) は標準のモータモデル (式 (3) と式 (4)) で算出した推定トルク値を、図 10 (C)、(D) はオブザーバ利用のモータモデル (式 (12) と式 (4)) で算出した推定トルク値を示している。なお、図 10 (C) はノイズ除去前の検出電流値を、図 10 (D) はノイズ除去後の検出電流値をオブザーバに入力して、求めた推定トルク値である。

20

【 0 0 6 0 】

図 10 から明らかのように、標準のモータモデル (B) では、推定値収束までに約 130 msec を要する。これに対し、オブザーバ利用のモータモデル (C、D) では、約 10 msec で推定値が収束する。つまり、オブザーバを利用することにより、標準のモータモデルに比べ、推定収束時間を大幅に短縮できる。そして、この推定トルク値を用いて電圧位相 v を算出することにより、より迅速に制御誤差の少ない制御が実現できる。

30

【 0 0 6 1 】

また、オブザーバにノイズ除去前の検出値を入力した場合 (図 10 (C)) は、検出電流値に含まれる高調波成分の影響で、推定トルク値に微小な振動が残留する。一方、オブザーバに高調波成分を除去した検出値を入力した場合 (図 10 (D)) では、振動のない、好適な推定トルク値を得ることができる。そして、この振動がない推定トルク値を用いて電圧位相 v を算出することにより、制御誤差をより低減できる。なお、ノイズ除去前の検出値をオブザーバに入力した場合、算出された推定電流値から高周波成分を除去すれば、図 10 (D) と同様に振動の少ない推定トルク値が得られる。

【 0 0 6 2 】

以上、説明から分かるように、モータモデル 38 にオブザーバを設けることにより、より迅速に制御誤差の少ない制御が実現できる。また、推定誤差評価用の検出値としてノイズ除去後の値を用いることにより、制御誤差をより低減できる。

40

【 0 0 6 3 】

次に、他の実施形態について図 11 を用いて説明する。図 11 において、上述の実施形態と同じ要素には同じ符号を付している。この駆動制御装置 10 は、実トルク値 T は検出せず、推定トルク値 T_m と所与の指令トルク値 T^* に基づいて、交流モータ 12 に印加する電圧位相 v を算出している。

【 0 0 6 4 】

推定トルク値 T_m は、推定トルク値算出部 22 において算出される。推定トルク値算出部 22 は、図 5 に図示した駆動制御装置の推定トルク値算出部とほぼ同様の構成となって

50

おり、 dq 軸指令電圧値算出部36と、モータモデル38と、を備えている。

【0065】

dq 軸指令電圧値算出部36には、電池電圧 V_{batt} と電圧位相 v (q 軸上を 0° とする)が入力される。そして、この両パラメータを式(5)に代入し、 dq 軸指令電圧値 V_{dref} 、 V_{qref} を算出する。算出された電圧指令値は、モータモデル38に入力される。なお、電池電圧 V_{batt} は矩形波変換前の電圧であり、正弦波電圧である。

【0066】

モータモデル38は、モータ12の出力トルクを、角速度、電圧指令値、電流値で近似した数学モデルである。具体的には、式(4)で示す数学モデルである。推定トルク値 T_m の算出に必要な角速度は、角速度演算部18で算出され、入力される。また、電圧指令値は、 dq 軸指令電圧値算出部36で算出された dq 軸指令電圧値 V_{dref} 、 V_{qref} が代入される。電流値は、式(3)によって算出される dq 軸推定電流値 I_{dsim} 、 I_{qsim} が代入される。

【0067】

推定トルク値算出部22で算出された推定トルク値 T_m は、指令トルク値 T^* との差分が得られる。得られた差分値 T は、PI制御系に入力され、電圧位相 v が算出される。この電圧位相 v は、式(7)に基づいて算出される。そして、算出された電圧位相 v は、位相リミッタ42に入力されて、必要に応じて、クリッピングされた後、矩形波発生部16に入力される。矩形波発生部16では、得られた電圧位相 v 、および、回転子角度に基づいて、インバータ14のSW信号を生成する。インバータ14は、このSW信号に基づいて、スイッチングして矩形波電圧を生成し、交流モータ12に印加する。

このように、モータモデル38に基づいて推定トルク値 T_m を算出し、この推定トルク値 T_m に基づいて電圧位相 v を算出することにより、応答性の高いモータ制御が可能となる。特に、指令トルク値 T^* の変動が大きい場合、本実施形態の駆動制御装置10によれば、迅速にその変動に追従できるため、制御誤差を低減できる。

【0068】

また、本実施形態では、 dq 軸指令電圧値 V_{dref} 、 V_{qref} を正弦波電圧である電池電圧 V_{batt} に基づいて算出している。換言すれば、 dq 軸推定電流値 I_{dsim} 、 I_{qsim} や推定トルク値 T_m は、この dq 軸指令電圧値 V_{dref} 、 V_{qref} を正弦波電圧に基づいて算出していると言える。このように、正弦波電圧を用いることでリップルのない好適な推定トルク値 T_m を得られる。これについて、図12を用いて説明する。図12は、推定トルク値算出部に入力される電池電圧の形態と算出される推定トルク値との関係を示す図で、(A)は矩形波電圧を用いた場合を、(B)は正弦波電圧を用いた場合を示す。

【0069】

図12から明らかなように、矩形電圧を用いた場合、各相電圧の立ち上がり、および、立ち下りに対応して、推定トルク値 T_m に急峻な変動、いわゆるリップルが発生する。かかるリップルが存在する推定トルク値 T_m は、そのまま、モータ制御に用いることはできず、リップル除去等の処理を施した後で電圧位相 v を算出するか、算出できない。そのため、高周波成分を除去するためのノイズ除去用フィルタ(例えば、ローパスフィルタ等)が必要となる。しかし、フィルタを用いた場合、得られる出力トルク値に時間遅れが発生し、トルク応答性を低下させる。

【0070】

一方、インバータ出力電圧(正弦電圧)に基づいて推定トルク値 T_m を算出した場合は、リップルのない安定した推定トルク値 T_m が算出される。したがって、この場合は、得られた推定トルク値 T_m を、そのままモータ制御、すなわち、電圧位相 v の算出に用いることができる。その結果、ノイズ除去フィルタ等を用いる必要が無く、応答性の高いモータ制御が可能となる。

【0071】

図13は、モータの制御結果を示す図であり、(A)は正弦波電圧を用いてモータ制御

10

20

30

40

50

(推定トルク値算出)した結果を、(B)は矩形波電圧を用いてモータ制御した結果を示している。また、各図において、上段は算出された推定トルク値にローパスフィルタを適用して高周波成分を除去した場合の結果を、下段はノイズ除去することなく算出された推定トルク値をそのまま制御に適用した結果を示している。さらに、グラフにおいて、実線は実トルク値を、破線は指令トルク値を示している。

【0072】

図13(A)から明らかなように、正弦波電圧を用いてモータ制御を行った場合、実トルクは、迅速に指令トルクに追従できることがわかる。また、ローパスフィルタを用いなくても、高精度でのモータ制御が実現されていることがわかる。

【0073】

一方、矩形波電圧を用いた場合は、ローパスフィルタを適用しないと、実トルク値は高周波成分の影響を受けて、大きく変動することがわかる((B)上段)。一方、ローパスフィルタを適用すれば、実トルク値の高周波成分は低減できる((B)下段)。しかし、この場合は、ローパスフィルタの影響により、トルク応答性が大幅に低下する。つまり、矩形波電圧を用いた場合には、高精度でのモータ制御が困難になる。

【0074】

以上の説明からわかるとおり、正弦波電圧を用いて推定トルク値 T_m を算出する本実施形態によれば、より応答性の高い高精度のモータ制御が可能となる。なお、本実施形態では、単純なモータモデルに基づいて推定トルク値 T_m を算出しているが、このモータモデルに、カルマンフィルタ等で構成されたオブザーバを設けてもよい。この場合、推定値の

【図面の簡単な説明】

【0075】

【図1】本発明の実施の形態である駆動制御装置の基本的構成を示す図である。

【図2】図1における電圧位相算出部の詳細図である。

【図3】電圧位相算出部の他の構成を示す図である。

【図4】電圧位相算出部の他の構成を示す図である。

【図5】駆動制御装置のより具体的な構成を示す図である。

【図6】加算部の他の構成を示す図である。

【図7】実トルク値検出部の他の構成を示す図である。

【図8】実トルク値検出部の他の構成を示す図である。

【図9】駆動制御装置のより具体的な構成を示す図である。

【図10】トルク値の推定結果を示すグラフである。

【図11】他の実施形態である駆動制御装置の構成を示す図である。

【図12】推定トルク値算出部に入力される電池電圧の形態と算出される推定トルク値との対応を示す図であり、(A)は矩形電圧を入力した場合を、(B)は正弦波電圧を入力した場合を示す。

【図13】モータの制御結果を示す図であり、(A)は正弦波電圧を、(B)は矩形波電圧を、それぞれ用いてモータ制御した結果を示している。

【符号の説明】

【0076】

10 駆動制御装置、12 交流モータ、14 インバータ、16 矩形波発生部、18 角速度演算部、20 実トルク値検出部、22 推定トルク値算出部、24 電圧位相算出部、26 レゾルバ、28 電流センサ、30 相指令電圧値算出部、32 実トルク値算出部、34 ローパスフィルタ、36 軸指令電圧値算出部、38 モータモデル、40 加算部、42 位相リミッタ、44 軸変換部、48 軸変換部、50 軸指令電圧値算出部、52 ハイパスフィルタ、54 ローパスフィルタ。

10

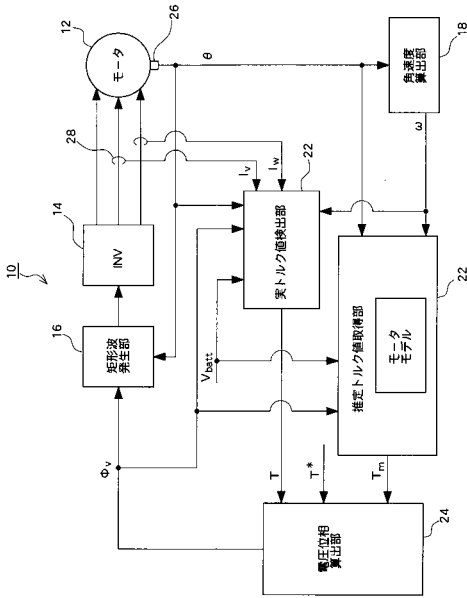
20

30

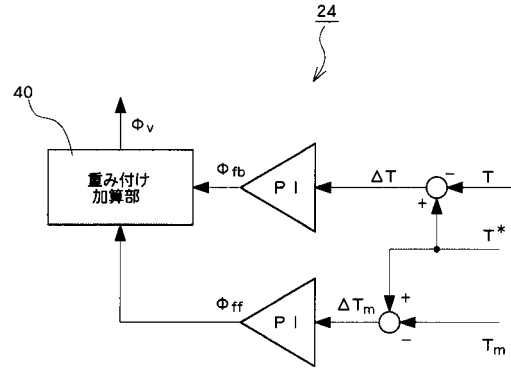
40

50

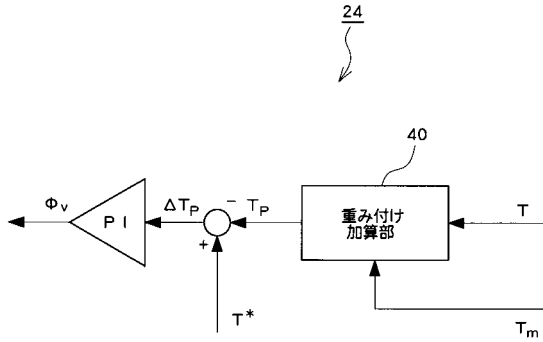
【図1】



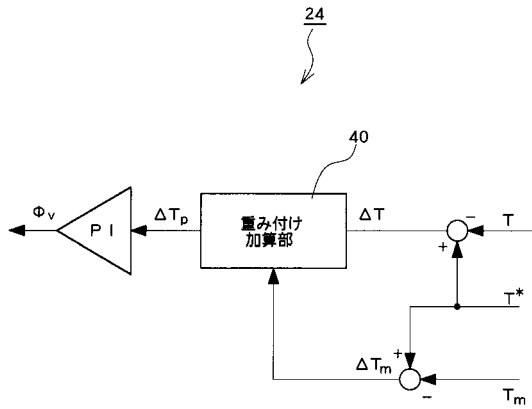
【図2】



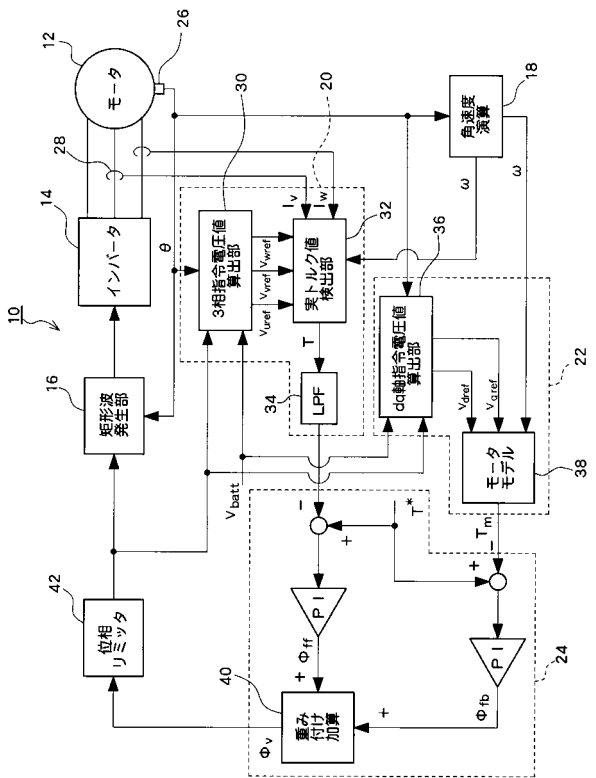
【図3】



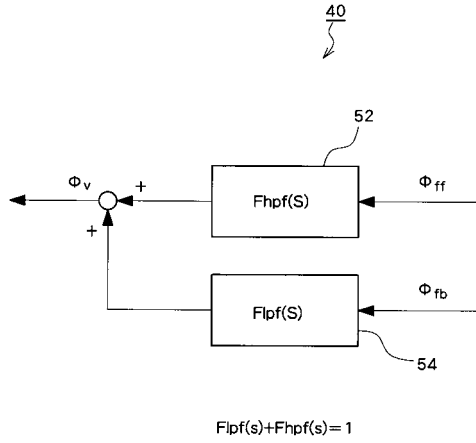
【図4】



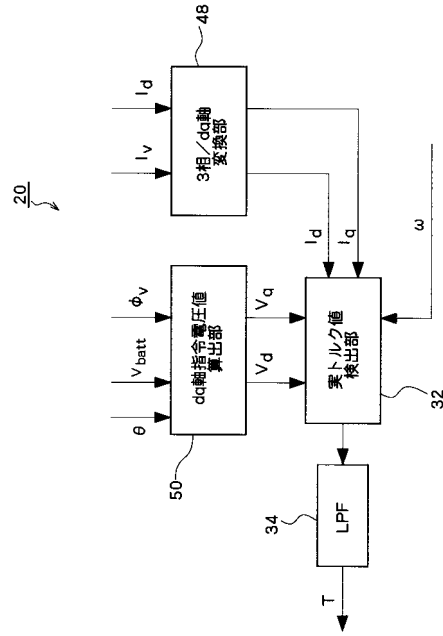
【図5】



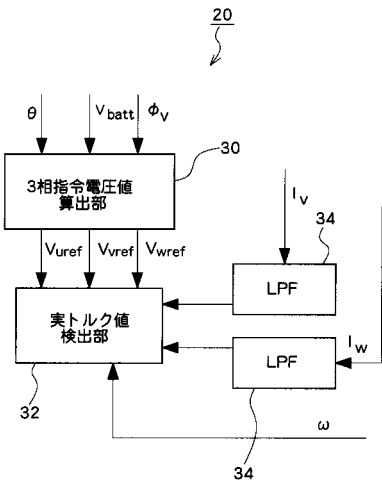
【図6】



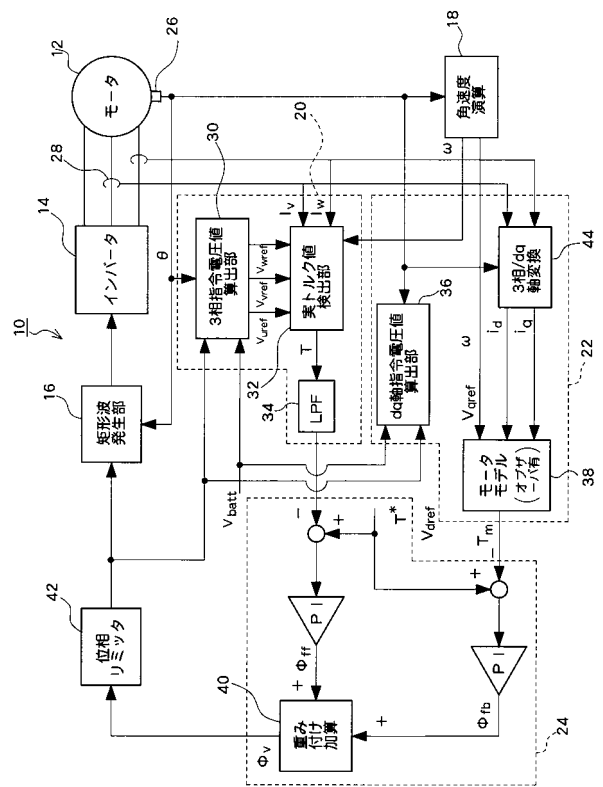
【図7】



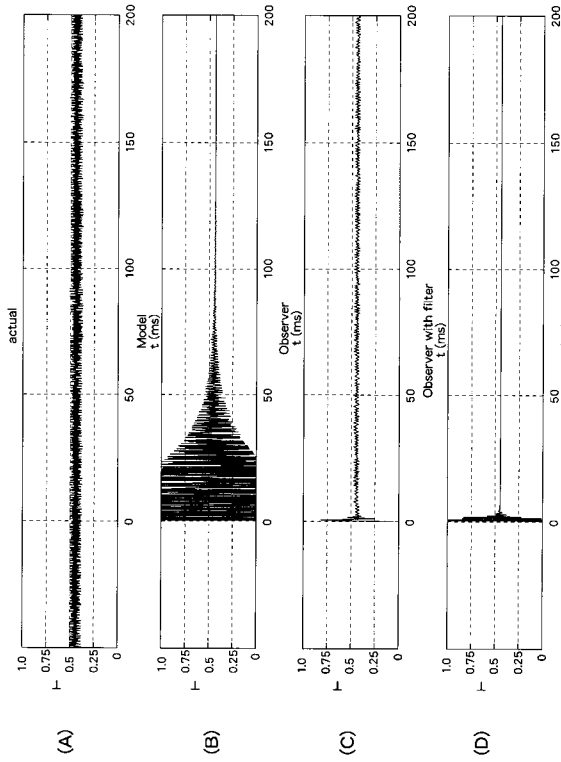
【図8】



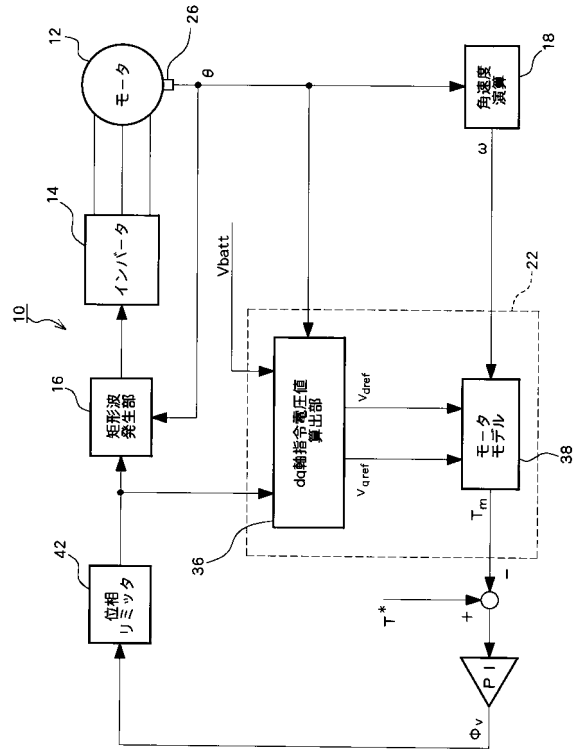
【図9】



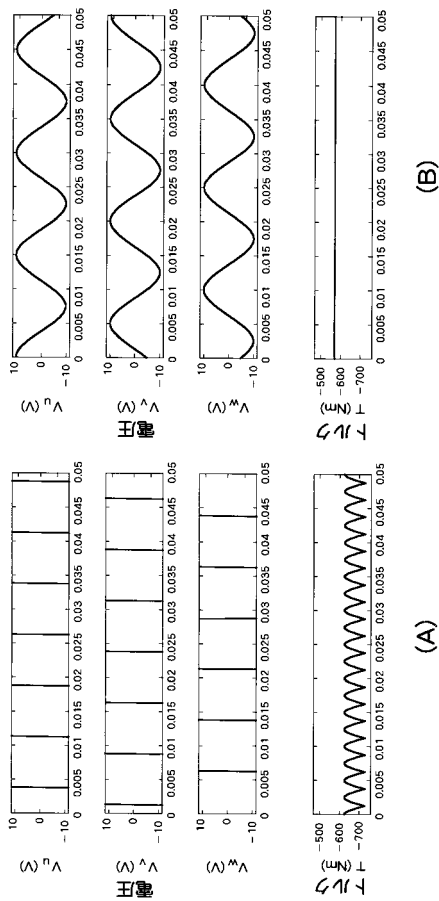
【図10】



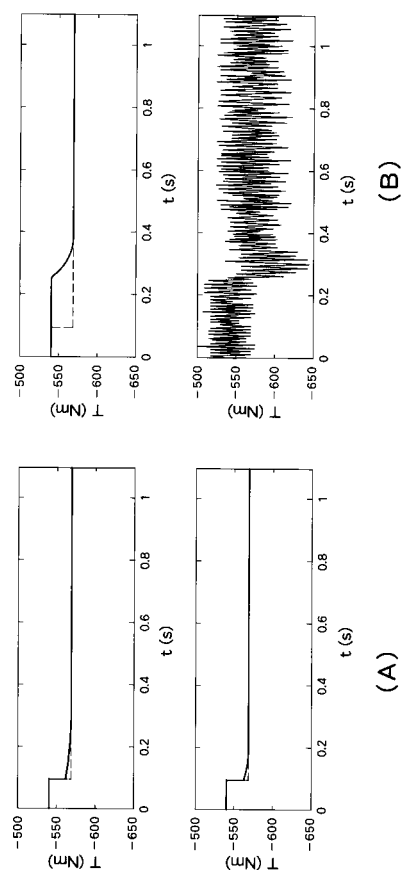
【図11】



【図12】



【図13】



フロントページの続き

- (72)発明者 中井 英雄
愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4番地の1 株式会社豊田中央研究所内
- (72)発明者 大谷 裕樹
愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4番地の1 株式会社豊田中央研究所内
- (72)発明者 岡村 賢樹
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

審査官 齋藤 健児

- (56)参考文献 特開平10-014273(JP,A)
特開2002-359996(JP,A)
特開2002-233199(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|------|-------------|
| H02P | 5/00 - 7/00 |
| H02P | 21/00 |
| H02P | 27/04 |