

(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2004-201487

(P2004-201487A)

(43) 公開日 平成16年7月15日(2004.7.15)

(51) Int.Cl.⁷

H02P 21/00

B62D 5/04

H02P 6/10

F I

H02P 5/408

B62D 5/04

H02P 5/408

H02P 6/02 371G

テーマコード (参考)

3D033

5H560

5H576

審査請求 未請求 請求項の数 18 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2003-376428 (P2003-376428)
 (22) 出願日 平成15年11月6日 (2003.11.6)
 (31) 優先権主張番号 特願2002-345135 (P2002-345135)
 (32) 優先日 平成14年11月28日 (2002.11.28)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)
 (31) 優先権主張番号 特願2002-354632 (P2002-354632)
 (32) 優先日 平成14年12月6日 (2002.12.6)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(71) 出願人 000004204
 日本精工株式会社
 東京都品川区大崎1丁目6番3号
 (74) 代理人 100078776
 弁理士 安形 雄三
 (72) 発明者 タ カオ ミン
 群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内
 (72) 発明者 遠藤 修司
 群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内
 Fターム(参考) 3D033 CA03

最終頁に続く

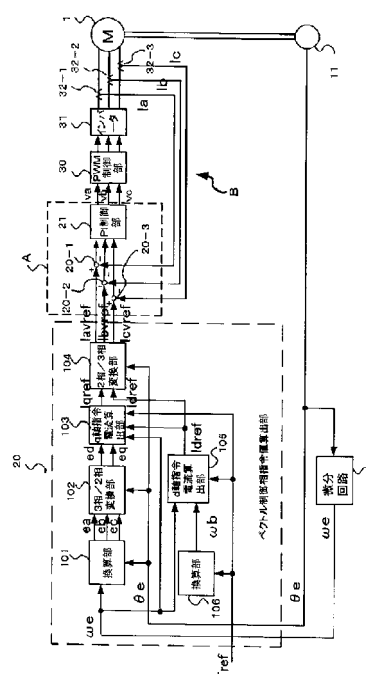
(54) 【発明の名称】 モータ及びその駆動制御装置

(57) 【要約】

【課題】 台形波電流を通電させてもトルクリップルが小さく、小型で、モータ騒音の少ないブラシレスDCモータのためのモータ及びその駆動制御装置並びにそれを用いた電動パワーステアリング装置を提供する。

【解決手段】 ベクトル制御を基に各相電流指令値を算出し、電流フィードバック制御は各相個別に制御する疑似ベクトル制御を用いて達成する。

【選択図】 図8



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

3 以上の相を有するモータを制御するモータ駆動制御装置において、ベクトル制御を用いて前記モータの各相の相電流指令値を算出するベクトル制御相指令値算出部と、前記モータの各相のモータ相電流を検出するモータ電流検出回路と、前記相電流指令値及び前記モータ相電流に基づいて前記モータの相電流を制御する電流制御部とを具備したことを特徴とするモータ駆動制御装置。

【請求項 2】

前記ベクトル制御相指令値算出部が各相逆起電圧を算出する各相逆起電圧算出部と、前記各相逆起電圧から逆起電圧の d 軸及び q 軸成分である電圧 e_d 及び e_q を算出する d-q 電圧算出部と、前記電圧 e_d 及び e_q から q 軸成分である電流指令値 I_{qref} を算出する q 軸指令電流算出部と、d 軸成分である電流指令値 I_{dref} を算出する d 軸指令電流算出部と、前記電流指令値 I_{qref} 及び I_{dref} から各相の相電流指令値を算出する各相電流指令算出部とを有する請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置。 10

【請求項 3】

前記モータが 3 相の場合、相電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} が前記電流指令値 I_{dref} , I_{qref} 及び前記モータの回転角度 θ_e に依存する定数によって算出されるようになっている請求項 2 に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 4】

前記電流制御部が積分制御を含んでいる請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置。 20

【請求項 5】

前記モータがブラシレス DC モータである請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 6】

前記モータの電流波形又は誘起電圧が矩形波若しくは擬似矩形波である請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 7】

請求項 1 乃至 6 のいずれかに記載のモータ駆動制御装置が用いられる電動パワーステアリング装置。

【請求項 8】

ベクトル制御を用いて算出された電流指令値 I_{dref} 及び I_{qref} に基づいてモータの電流を制御するモータ駆動制御装置において、前記モータの検出された機械角速度 ω_m が前記モータのベース角速度 ω_b より高速である場合に、前記電流指令値 I_{dref} が、前記モータのトルク指令値 T_{ref} 、前記ベース角速度 ω_b 及び前記機械角速度 ω_m により算出されることを特徴とするモータ駆動制御装置。 30

【請求項 9】

前記電流指令値 I_{dref} は、前記トルク指令値 T_{ref} 及び $\sin\Phi$ の関数で求められ、進角 Φ は前記ベース角速度 ω_b 及び前記機械角速度 ω_m から導かれるようになっている請求項 8 に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 10】

前記電流指令値 I_{qref} は、モータ出力方程式に前記電流指令値 I_{dref} を代入して算出される請求項 8 又は 9 に記載のモータ駆動制御装置。 40

【請求項 11】

前記モータが 3 以上の相を有するブラシレス DC モータである請求項 8 乃至 10 のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 12】

前記ブラシレス DC モータの電流波形又は誘起電圧が矩形波若しくは擬似矩形波である請求項 11 に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項 13】

請求項 8 乃至 12 のいずれかに記載のモータ駆動制御装置が用いられた電動パワーステア 50

リング装置。

【請求項 14】

モータの誘起電圧波形が矩形波若しくは擬似矩形波であり、前記矩形波若しくは擬似矩形波を周波数分析した際の次数波成分を n ($= 2, 3, 4, \dots$) とした場合、振幅成分の 5 % 以上の次数波成分 n を、 P を極数、 ω を実回転数として

$$n \times P / 2 \times \omega \leq \text{電流制御の応答周波数の上限値}$$

としたことを特徴とするモータ。

【請求項 15】

角度センサを備え、少なくとも前記矩形波若しくは擬似矩形波の誘起電圧波形の関数で電流波形を与えるようになっている請求項 14 に記載のモータ。

【請求項 16】

モータ相関の電氣的時定数が制御周期以上である請求項 14 に記載のモータ。

【請求項 17】

角度推定手段を有し、前記角度推定手段からの推定角度でモータ電流波形を与えるようになっている請求項 14 に記載のモータ。

【請求項 18】

前記電流制御の応答周波数の上限値が 1000 Hz である請求項 14 に記載のモータ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電動パワーステアリング装置に用いるに最適なモータ及びその駆動制御装置の改良並びにそれらを用いた電動パワーステアリング装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来電動パワーステアリング装置に使用されるモータは一般的には永久磁石同期モータ (PMSM) であり、永久磁石同期モータは 3 相の正弦波電流で駆動されている。また、モータを駆動する制御方式としては、ベクトル制御と称する制御方式が広く使用されている。しかし、電動パワーステアリング装置の小型化の要望が強く、小型化に適したモータとしてブラシレス DC モータを用いる傾向にある。

【0003】

このような状況の下で、従来の電動パワーステアリング装置用モータのベクトル制御方式を用いたモータ駆動制御装置について、図 1 を参照して説明する。

【0004】

その構成はモータ 1 の電流を制御する電流指令値算出部 100 の後に、電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} とモータ電流 I_a , I_b , I_c との誤差を検出する減算器 20-1, 20-2, 20-3 と、減算器 20-1, 20-2, 20-3 からの各誤差信号を入力する PI 制御部 21 と、PI 制御部 21 からの電圧 v_a , v_b , v_c を入力する PWM 制御部 30 と、直流を交流に変換するインバータ 31 とを介してモータ 1 に至る主経路が接続されている。インバータ 31 とモータ 1 との間にはモータ電流 I_a , I_b , I_c を検出する電流検出回路 32-1, 32-2, 32-3 が配され、検出されたモータ電流 I_a , I_b , I_c がそれぞれ減算器 20-1, 20-2, 20-3 にフィードバックされるフィードバック制御系 B が構成されている。

【0005】

次に、電流指令値算出部 100 について説明する。先ずその入力に関して、図示しないトルクセンサで検出されたトルクから算出されたトルク指令値 T_{ref} と、モータ 1 に接続された位置検出センサ 11 で検出されたモータ 1 内のロータの回転角 θ_e と、微分回路 24 で演算された電気角速度 ω_e とを入力している。電気角速度 ω_e 及びロータの回転角 θ_e を入力とし、換算部 101 で逆起電圧 e_a , e_b , e_c を算出する。次に、3 相 / 2

10

20

30

40

50

相変換部102でd軸成分電圧 e_d 、q軸成分電圧 e_q に変換し、このd軸成分電圧 e_d 、q軸成分電圧 e_q を入力としてq軸指令電流算出部108でq軸の電流指令値 I_{qref} が算出される。ただし、この場合、d軸の電流指令値 $I_{dref} = 0$ として演算される。即ち、モータの出力方程式

[数1]

$$T_{ref} \times \omega_m = 3/2 (e_d \times I_d + e_q \times I_q)$$

において、 $I_d = I_{dref} = 0$ を入力すると、

[数2]

$$I_q = I_{qref} = 2/3 (T_{ref} \times \omega_m / e_q)$$

10

として算出される。電流指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} は、q軸指令電流算出部108からの電流指令値 I_{qref} と後述する進角制御の進角 Φ に基づいて算出される。即ち、q軸指令電流算出部108は進角算出部107で算出された進角 Φ と電流指令値 I_{qref} を入力し、2相/3相変換部109にて電流指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} が算出される。

【0006】

なお、 $\Phi = \arccos(\omega_b / \omega_m)$ 或いは $\Phi = K(1 - (\omega_b / \omega_m))$ などの関数が経験的に用いられる(“ $\arccos$ ”は $\cos^{-1}$ を表わす)。また、モータのベース角速度 ω_b とは、弱め界磁制御を用いずにモータ1を駆動させた際のモータの限界角速度である。図2にトルク T とモータの回転数 n (角速度 ω_e)の関係を示し、弱め界磁制御がない場合の限界角速度 ω_b の一例を示す。

20

【0007】

次に、進角制御について説明する。

【0008】

モータ1が高速回転でない間、つまりモータ1の機械角速度 ω_m がモータのベース角速度 ω_b より低速の間は、電流指令値 I_{avref} 、 I_{bvref} 、 I_{cvref} は進角 Φ に関係なく、電流指令値 I_{qref} から2相/3相変換部109で算出された値に従って制御すれば、トルク指令値 T_{ref} に従ったトルクを出力することができる。つまり、電動パワーステアリング装置としては、運転手のハンドル操作がスムーズに実行されている

30

【0009】

ところが、モータ1が高速回転、即ちモータの機械角速度 ω_m がモータのベース角速度 ω_b より高速になると、進角 Φ を加味した制御を実行しないとベース角速度 ω_b より高速の角速度を実現することができなくなる。このモータの高速回転を電動パワーステアリング装置に置き換えると、駐車時の切り返しや緊急避難のためのハンドル急操舵の場合に、ハンドル操作にモータ1が追従しないために運転者の操舵フィーリングを悪化させてしまうのである。

【0010】

モータの高速回転時のトルク制御として弱め界磁制御という制御方式があり、その具体的な手法として進角制御がある。この進角制御方式の詳細は、特許文献1や非特許文献1に記載されている。進角制御方式の特徴は、電流指令値 I_{qref} の位相を角度 Φ だけ進めて界磁弱めの成分を作成することである。図10(B)において、電流指令値 I_{qref} を角度 Φ だけ進めるとd軸成分として $I_{qref} \times \sin \Phi$ が、q軸成分として $I_{qref} \times \cos \Phi$ が発生する。ここで、 $I_{qref} \times \sin \Phi$ が界磁弱め成分として作用し、 $I_{qref} \times \cos \Phi$ がトルク成分として作用する。

40

【0011】

また、電動パワーステアリング装置に使用されるモータの駆動制御方式として、ロータの回転位置に基づいて、制御器からインバータを介して回転磁界を発生させ、ロータの回転を駆動制御させるようにしたベクトル制御が採用される。即ち、ベクトル制御は、ロー

50

タの外周面に所定角度の間隔で配された複数の励磁コイルに、ロータ位置に応じて制御回路によって各励磁コイルの励磁を順次切り換えることにより、ロータの回転駆動を制御するようになっている。

【0012】

この種のベクトル制御は、例えば特許文献2などに開示されている。図3は、ベクトル制御によるモータ56の駆動制御の一例を示すブロック構成である。

【0013】

図3において、モータ56の制御指令値を決定する指令電流決定部51から、PI制御部52、2相／3相座標変換部53、PWM電圧発生部54、インバータ55を介してモータ56に至る指令信号の主経路が形成されている。また、インバータ55とモータ56との間に電流センサ571、572が配され、これら電流センサ571、572で検出されたモータ電流を3相／2相座標変換部59で2相に変換し、2相電流成分 I_q 、 I_d を指令電流決定部51とPI制御部52との間に配された減算回路581、582にフィードバックさせるフィードバック経路が形成されている。

【0014】

この制御系により、指令電流決定部51では、トルクセンサで検出されたトルクから算出されるトルク指令値 T_{ref} や、位置検出センサで検出されたロータの回転角 θ と電気角 ω を受け、電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} が決定される。これら電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} はそれぞれ減算回路581、582において、フィードバック経路の3相／2相座標変換部59で2相に変換された2相電流成分 I_q 、 I_d によってフィードバック補正される。即ち、2相電流成分 I_d 、 I_q と、電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} との誤差が減算回路581、582で演算される。その後、PI制御部521、522で、PWM制御のデューティを示す信号がd成分及びq成分の形で指令値 V_d 及び V_q として算出され、2相／3相座標変換部53によってd成分及びq成分から3相成分 V_a 、 V_b 、 V_c に逆変換される。そして、インバータ55は、3相の指令値 V_a 、 V_b 、 V_c に基づいてPWM制御され、モータ56にインバータ電流が供給されてモータ56の回転を制御するようになっている。

【0015】

なお、61は車速センサ、62は感応領域判定回路、63は係数発生回路、64は基本アシスト力計算回路、65は戻し力計算回路、66は電気角変換部、67は角速度変換部、68は非干渉制御補正值計算部である。

【0016】

上述のようなベクトル制御の場合、トルク指令値 T_{ref} 及び電気角 ω 、回転角 θ に基づいて電流指令値 I_{dref} 、 I_{qref} が決定される。また、モータ56のフィードバック電流 I_u 、 I_w が3相電流 I_u 、 I_v 、 I_w に変換された後、2相電流成分 I_d 、 I_q に変換され、その後、減算回路582及び581で2相電流成分 I_d 及び I_q と、電流指令値 I_{dref} 及び I_{qref} との誤差が演算され、その誤差がPI制御による電流制御を実行することによってインバータ55への指令値 V_d 、 V_q が求められる。そして、指令値 V_d 、 V_q が2相／3相座標変換部53で再び3相の指令値 V_a 、 V_b 、 V_c に逆変換され、インバータ55が制御されてモータ56の駆動制御を行うようになっている。

【特許文献1】米国特許第5677605号明細書

【特許文献2】特開2001-18822号公報

【非特許文献1】C. C. Chan et al 「Novel Permanent Magnet Motor Drives for Electric Vehicles」 IEEE Transaction on Industrial Electronics Vol 43 No. 2 April 1996 page 335 Fig. 5

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0017】

ところで、進角制御により発生するd軸成分及びq軸成分は、電流指令値 I_{qref} を位相 Φ だけ進めるだけなので、d軸の $I_{qref} \times \sin \Phi$ とq軸の $I_{qref} \times \cos \Phi$ が一定関係に縛られ、必ずしも量的なバランスが最適化されていないのである。その結果、高速回転時にモータ端子電圧が飽和し、電流指令値にモータ電流が追従できず、トルクリップルが大きくなったり、モータ騒音も大きくなる。このため、電動パワーステアリング装置としては、急速なハンドル操舵時に、ハンドルを通して異常な振動を感じたり、モータ騒音を引起し運転手に不快感を与えるなどの不具合が生じる。

【0018】

また、上述したようなベクトル制御の場合、モータ56の検出電流やインバータ55の出力は3相であり、フィードバック制御系は2相である。このように2相／3相座標変換部53で再び2相から3相に逆変換することによって、モータ56を駆動制御する必要があり、2相／3相変換及び3相／2相変換が混在しているために制御系全体が複雑になってしまう問題がある。

【0019】

そして、モータ56の制御は、制御系の線形性を維持することができれば制御応答性が良好になり、制御が容易で制御目標も達成しやすい。ところが、モータ56の駆動制御には様々な非線形性の要因が含まれる。モータ駆動の非線形性を発生させる要因として、例えばインバータ制御のデッドタイムがある。即ち、インバータのスイッチング素子としてFETが使用されるが、FETは理想的なスイッチング素子ではなく、上下アームにおける短絡を防止するために、上下アームのFETを共にオフ状態にする期間（デッドタイム）が設けられる。このようなデッドタイムを有するFETのスイッチングにより発生するモータ電流には、スイッチング過渡状態の非線形要素が含まれることになる。また、モータ電流を検出する検出素子や検出回路などにも非線形要素が含まれる。

【0020】

このことは、例えばa相電流 I_a に発生する非線形要素が、フィードバック系の3相／2相座標変換部59におけるd-q変換によって、d軸電流成分 I_d 及びq軸電流成分 I_q に含有されてしまう。そのため、電流成分 I_d 、 I_q に基づいて電流制御が行われ、PI制御部522及び521からインバータ55への指令値 V_d 及び V_q が算出され、更に2相／3相座標変換部53でd相及びq相からa相、b相及びc相に逆変換され、3相の指令値 V_a 、 V_b 、 V_c が算出される。これにより、当初a相電流 I_a に含まれていた非線形要素が、d-q変換によってインバータ55の指令値 V_a 、 V_b 、 V_c に拡散され、a相だけでなく、b相及びc相の指令値にも非線形要素が含まれてしまう。つまり、上記従来の制御方式の場合、モータを3相で駆動しているにも拘わらず、フィードバックの電流制御を2相で演算し、2相で決定された指令値 V_d 、 V_q を形式的に3相指令値 V_a 、 V_b 、 V_c に変換して制御しているため、非線形要素が拡散してしまうのである。

【0021】

従って、上記従来のモータ制御によるとトルクリップルが大きく、モータの騒音も大きいという問題があった。また、このようなモータ制御を電動パワーステアリング装置に適用すると、ハンドル操作に追従して、正確かつ円滑にアシストすることができず、操舵時に振動を感じたり、騒音が大きくなるという問題が生じてしまう。

【0022】

本発明は上述のような事情よりなされたものであり、本発明の目的は、モータ制御に含まれる非線形要素を各相に分離した状態で制御することにより、トルクリップルが小さく、騒音ノイズの小さいモータ及びその駆動制御装置を提供すると共に、このモータ及び駆動制御装置を電動パワーステアリング装置に採用し、操舵性能を向上させ、良好な操舵感を備えた電動パワーステアリング装置を提供することにある。

【0023】

更に本発明の目的は、モータの高速回転時にもモータ端子電圧が飽和せず、トルクリップルが小さく、モータ騒音も小さく、電動パワーステアリング装置にあってはハンドルの急速な操舵時にも、騒音も小さく、ハンドル操作が滑らかに追従できるモータ駆動制御装

10

20

30

40

50

置及び電動パワーステアリング装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0024】

本発明はモータに関し、本発明の上記目的は、モータの誘起電圧波形が矩形波若しくは擬似矩形波であり、前記矩形波若しくは擬似矩形波を周波数分析した際の次数波成分を n ($= 2, 3, 4, \dots$) とした場合、振幅成分の 5 % 以上の次数波成分 n を、 P を極数、 ω を実回転数として

$$n \times P / 2 \times \omega \leq \text{電流制御の応答周波数の上限値}$$

10

とすることにより達成される。

【0025】

また、本発明は 3 以上の相を有するモータを制御するモータ駆動制御装置に関し、ベクトル制御を用いて前記モータの各相の相電流指令値を算出するベクトル制御相指令値算出部と、前記モータの各相のモータ相電流を検出するモータ電流検出回路と、前記相電流指令値及び前記モータ相電流に基づいて前記モータの相電流を制御する電流制御部とを有することによって達成される。また、前記ベクトル制御相指令値算出部が、各相逆起電圧を算出する各相逆起電圧算出部と、前記各相逆起電圧から逆起電圧の d 軸及び q 軸成分である電圧 e_d 及び e_q を算出する $d-q$ 電圧算出部と、前記電圧 e_d 及び e_q から電流指令値の q 軸成分である電流指令値 I_{qref} を算出する q 軸指令電流算出部と、電流指令値の d 軸成分である電流指令値 I_{dref} を算出する d 軸指令電流算出部と、前記電流指令値 I_{qref} , I_{dref} から各相の相電流指令値を算出する各相電流指令算出部とを有することによって達成される。また、前記モータが 3 相の場合、相電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} が、前記電流指令値 I_{dref} , I_{qref} 及び前記モータの回転角度 θ_e に依存する定数によって算出されることによって達成される。

20

【0026】

本発明の上記目的は、前記電流制御回路が積分制御を含むことによって、或いは前記モータがブラシレス DC モータであることによって、或いは前記モータの電流が矩形波若しくは擬似矩形波であることによって、或いは前記モータ駆動制御装置が用いられる電動パワーステアリング装置によって、より効果的に達成される。

30

【0027】

更に、本発明は、ベクトル制御を用いて算出された電流指令値 I_{dref} 及び I_{qref} に基づきモータの電流を制御するモータ駆動制御装置に関し、前記モータの検出された機械角速度 ω_m が前記モータのベース角速度 ω_b より高速である場合に、前記電流指令値 I_{dref} が、前記モータのトルク指令値 T_{ref} 、前記ベース角速度 ω_b 及び前記機械角速度 ω_m により算出されることによって達成される。

【0028】

本発明の上記目的は、前記電流指令値 I_{dref} が前記トルク指令値 T_{ref} 及び $\sin \Phi$ の関数で求められ、進角 Φ が前記ベース角速度 ω_b 及び前記機械角速度 ω_m から導かれることによって、或いは前記トルク指令値 I_{qref} がモータ出力方程式に前記トルク指令値 I_{dref} を代入して算出されることによって、或いは前記ブラシレス DC モータのモータ電流が矩形波電流若しくは擬似矩形波電流であることによって、より効果的に達成される。

40

【発明の効果】

【0029】

上述のように、本発明のモータによれば、モータの高速回転時にもモータの端子電圧が飽和せず、トルクリップルが少なく、またモータ騒音が小さい効果があり、さらに、電動パワーステアリング装置にあっては、ハンドルの急速操舵にも滑らかに追従してハンドル操作に違和感がなく、騒音の少ない電動パワーステアリング装置を提供できる優れた効果がある。

50

【0030】

また、本発明に係る電動パワーステアリング装置によると、ベクトル制御を基に各相電流指令値を算出し、電流フィードバック制御は各相個別に制御するPVC制御を用いることにより、ブラシレスDCモータを小型で、トルクリップルが小さく、モータ騒音も小さくなるように制御できるモータ駆動制御装置を提供でき、ハンドル操作がスムーズで騒音の小さい電動パワーステアリング装置を提供できる。

【0031】

更に本発明のモータによれば、 n 次高調波の周波数が電流制御の応答周波数の上限値以下となっているため、矩形波電流若しくは擬似矩形波電流又は矩形波電圧若しくは擬似矩形波電圧で駆動してもトルクリップルが小さく、小型で騒音の小さいものとなる。

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0032】

以下に、本発明の実施の形態を図面を参照して説明する。

【0033】

本例では3相ブラシレスDCモータについて説明するが、本発明はこれに限定されるものではなく、他のモータについても同様に本発明を適用することができる。

【0034】

図4に示すように本発明に係る3相ブラシレスDCモータ1は、円筒形のハウジング2と、このハウジング2の軸心に沿って配設され、上下端部の軸受3a、3bにより回転自在に支持された回転軸4と、この回転軸4に固定されたモータ駆動用の永久磁石5と、この永久磁石5を包囲するようにハウジング2の内周面に固定され、かつ3相の励磁コイル6a、6b及び6cが巻き付けられたステータ6とを具備し、回転軸4及び永久磁石5によってロータ7を構成している。このロータ7の回転軸4の一端近傍には、位相検出用のリング状永久磁石8が固定され、この永久磁石8は、周方向に等間隔で交互にS極とN極に着磁されている。

20

【0035】

ハウジング2内の軸受3bが配設された側の端面には、ステータ9を介してリング状の薄板で成る支持基板10が配設されている。この支持基板10には、永久磁石8に対向するように、レゾルバやエンコーダなどのロータ位置検出器11が固定されている。なお、ロータ位置検出器11は図5に示すように、実際には励磁コイル6a～6cの駆動タイミングに対応して周方向に適宜離間して複数設けられている。ここで、励磁コイル6a～6cは、ロータ7の外周面を電気角で120度ずつ離隔して取り囲むように配設され、各励磁コイル6a～6cのコイル抵抗は全て等しくなるようになっている。

30

【0036】

また、ロータ位置検出器11は、対向する永久磁石8の磁極に応じて位置検出信号を出力するようになっている。ロータ位置検出器11は、永久磁石8の磁極によって変化することを利用してロータ7の回転位置を検知するようになっている。この回転位置に応じて、後述するベクトル制御相電流指令値算出部20が、3相励磁コイル6a～6cに対して2相同時に通電しながら、励磁コイル6a～6cを1相ずつ順次切り換える2相励磁方式によって、ロータ7を回転駆動させるようになっている。

40

【0037】

そして、モータ1の駆動制御は、モータ電流として矩形波電流若しくは擬似矩形波電流又はモータ誘起電圧として矩形波電圧若しくは擬似矩形波電圧を用いて制御する。

【0038】

ここで、矩形波電流若しくは擬似矩形波電流又は誘起電圧の矩形波電圧若しくは擬似矩形波電圧で制御するのは、正弦波電流又は正弦波電圧と比較すると、電流ピーク値又は電圧ピーク値が同じであれば、矩形波電流又は矩形波電圧の方が実効値が大きくなるため、大きな出力値（パワー）を得ることができるからである。その結果、同性能のモータを製作する場合、モータ電流として矩形波電流若しくは擬似矩形波電流又はモータ誘起電圧として矩形波電圧若しくは擬似矩形波電圧を用いた方が、モータの小型化を図れるという長

50

所がある。その反面、矩形波電流若しくは擬似矩形波電流又は誘起電圧の矩形波電圧若しくは擬似矩形波電圧による制御は、正弦波電流又は正弦波電圧による制御に比べて、トルクリップルを小さくするのが困難であるという短所もある。

【0039】

電流（ I_d ）制御によって制御されるモータ電流波形の一例を図6に示す。図6（A）は、比較的モータ1が低速回転で電流（ I_d ）制御による弱め界磁制御が無い場合（ $I_{dref} = 0$ ）のモータ電流波形を示し、図6（B）はモータ1が高速回転で電流（ I_d ）制御による弱め界磁制御が有る場合のモータ電流波形を示している。図6（A）はモータ電流波形であり、これに対応する誘起電圧の波形は図7（A）に示すような矩形（台形）波となっている。図7（A）の誘起電圧の波形に対して、 $I_d = 0$ のときの実際の電流波形は図7（B）（図6（A）に対応）になり、 $I_d = 10[A]$ のときの実際の電流波形は図7（C）（図6（B）に対応）になる。本発明で意味する矩形波電流又は矩形波電圧とは、な完全な矩形波（台形波）とは異なり、図6（A）又は図7（B）のような凹部や図6（B）又は図7（C）のようなピークを持った波形、或いは図7（A）のような電流波形（擬似矩形波電流）又は電圧波形（擬似矩形波電圧）を含むものである。

10

【0040】

本発明に係るモータは n （ $= 2, 3, 4, \dots$ ）次高調波の電流又は電圧で駆動され、 n 次高調波の周波数が電流制御の応答周波数の上限値（例えば1000Hz）以下となっている。即ち、モータの誘起電圧波形が矩形波若しくは擬似矩形波であり、矩形波若しくは擬似矩形波を周波数分析した際の次数波成分を n （ $= 2, 3, 4, \dots$ ）とした場合、振幅成分の5%以上の次数波成分 n が、下記数3で表わされる、

20

[数3]

$$n \times P / 2 \times \omega \leq \text{電流制御の応答周波数の上限値}$$

P は極数、 ω は実回転数である。

この場合、角度センサを設け、少なくとも矩形波又は擬似矩形波の誘起電圧波形の関数で電流波形を与えるようにする。モータ相関の電氣的時定数を制御周期以上としても良く、角度推定手段を設け、この角度推定手段からの推定角度でモータ電流波形を与えるようにしても良い。

【0041】

30

振幅成分の5%以上の次数波成分 n に対して、上記数3で設定する理由は下記による。電流指令値に電流制御部で応答できない次数波成分 n が乗ると、モータのトルクリップルとして現れる。モータのトルクリップルが10%以内であれば、トルク制御系でハンドルに感じないようにすることは知られている（例えば特許第3298006号）。従って、電流値（トルク）で10%以下になるように、逆起電圧の高次数波成分を決めることができる。逆起電圧と電流に含まれる高次数波成分の関係は、ベクトル制御（又は擬似ベクトル制御）の態様によって一意には求められないが、実験的に振幅成分の5%以下であれば電流値（トルク）で10%以下になることが知見された。

【0042】

また、電動パワーステアリングでは通常20KHzのPWM制御を行っているが、20KHzより低周波になるとモータ騒音が問題になり、20KHzより高周波になると電磁放射ノイズや発熱の問題が生じる。これは駆動手段としてのFETの性能に左右され、20KHzのPWM制御では $1/20$ の1000Hzが電流制御の応答周波数の上限値となり、40KHzのPWM制御では $1/20$ の2000Hzが電流制御の応答周波数の上限値となる。

40

【0043】

このような特性のモータ（極数 P ）に対して、本発明では図8に示すようなモータ駆動制御装置を構成する。即ち、本発明のモータ駆動制御装置はベクトル制御相電流指令値算出部20と、ベクトル制御相電流指令値算出部20からの電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} と、電流検出回路32-1, 32-2, 32-3からのモータ相

50

電流 I_a , I_b , I_c とに基づいて各相電流誤差を求める減算回路 20-1, 20-2, 20-3 と、比例積分制御を行う P I 制御部 21 とを備え、P W M 制御部 30 の P W M 制御によってインバータ 31 からモータ 1 に各相指令電流が供給され、モータ 1 の回転駆動を制御するようになっている。破線で示す領域 A は電流制御部を構成している。

【0044】

本実施例ではベクトル制御相指令値算出回路 20 において、ベクトル制御の優れた特性を利用してベクトル制御 d、q 成分の電流指令値を決定した後、この電流指令値を各相電流指令値に変換すると共に、フィードバック制御部で d、q 制御ではなく、全て相制御で閉じるような構成にしている。よって、電流指令値を算出する段階ではベクトル制御の理論を利用しているので、本制御方式を擬似ベクトル制御 (Pseudo Vector Control。以下、「PVC 制御」とする。) と呼ぶ。 10

【0045】

なお、本実施例の電流制御部 A は、モータ 1 の各相電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} とモータ相電流 I_a , I_b , I_c とから各相電流誤差を求める減算回路 20-1, 20-2, 20-3 と、その各相電流誤差を入力とする P I 制御部 21 とで構成されている。また、インバータ 31 とモータ 1 との間に、モータ電流検出回路として電流検出回路 32-1, 32-2, 32-3 が配され、電流検出回路 32-1, 32-2, 32-3 で検出したモータの各相電流 I_a , I_b , I_c を減算回路 20-1, 20-2, 20-3 に供給するフィードバック回路 B が形成されている。

【0046】

また、ベクトル制御相電流指令値算出部 20 は、各相逆起電圧算出部としての換算部 101 と、d 軸及び q 軸電圧算出部としての 3 相 / 2 相変換部 102 と、q 軸の電流指令値 I_{qref} を算出する q 軸指令電流算出部 103 と、各相電流指令算出部としての 2 相 / 3 相変換部 104 と、d 軸の電流指令値 I_{dref} を算出する d 軸指令電流算出部 105 と、トルク指令値 T_{ref} からモータのベース角速度 ω_b を換算する換算部 106 とを備え、レゾルバなどのロータ位置検出器 11 によって検出されたロータ 7 の回転角度 θ_e と、回転角度 θ_e を微分回路 24 で算出した電気角速度 ω_e とで成るロータ位置検出信号と、図示しないトルクセンサで検出されたトルクに基づいて決定されたトルク指令値 T_{ref} とを受け、ベクトル制御による相指令値信号を算出するようになっている。ロータ位置検出器 11 は角度センサとしての機能を有しており、角度推定手段に置き換えることも可能である。 30

【0047】

トルク指令値 T_{ref} は q 軸指令電流算出部 103、換算部 106 及び d 軸指令電流算出部 105 に入力され、回転角度 θ_e は換算部 101、3 相 / 2 相変換部 102 及び 2 相 / 3 相変換部 104 に入力され、電気角速度 ω_e は換算部 101、q 軸指令電流算出部 103 及び d 軸指令電流算出部 105 に入力される。

【0048】

このような PVC 制御を用いたモータ駆動制御装置の構成において、モータ 1 の駆動制御は以下のように行われる。

【0049】

まず、ベクトル制御相電流指令値算出部 20 でロータ 7 の回転角度 θ_e 及び電気角速度 ω_e を換算部 101 に入力し、換算部 101 に格納されている換算表に基づいて各相の逆起電圧 e_a , e_b , e_c が算出される。逆起電圧 e_a , e_b , e_c は n 次高調波の矩形波若しくは擬似矩形波であり、n 次高調波の周波数はモータの電気角速度に n を乗じたものである。モータの電気角速度は、モータの実速度を ω とすると、 $P/2 \times \omega$ で表わされる。次に、逆起電圧 e_a , e_b , e_c は d-q 電圧算出部としての 3 相 / 2 相変換部 102 で、下記数 4 及び数 5 に基づいて、d 軸及び q 軸成分の電圧 e_d 及び e_q に変換される。

【0050】

10

20

30

40

$$\begin{bmatrix} \text{ed} \\ \text{eq} \end{bmatrix} = C1 \begin{bmatrix} \text{ea} \\ \text{eb} \\ \text{ec} \end{bmatrix}$$

【0051】

【数5】

$$C1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\cos(\theta_e) & -\cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

10

次に、本発明の重要なポイントであるd軸の電流指令値 I_{dref} の算出方法について説明する。

20

【0052】

d軸電流指令値 I_{dref} は、換算部106からのベース角速度 ω_b 、微分回路24からの電気角速度 ω_e 、トルクセンサからのトルク指令値 T_{ref} を入力としてd軸指令電流算出部105で下記数6に従って算出される。ただし、 K_t はトルク係数、 ω_b はモータのベース角速度で、ベース角速度 ω_b はトルク指令値 T_{ref} を入力として換算部106で求めている。

[数6]

$$I_{dref} = -|T_{ref}/K_t| \cdot \sin(\arccos(\omega_b/\omega_m))$$

上記数6の $\arccos(\omega_b/\omega_m)$ の項に関し、モータの回転速度が高速回転でない場合、つまりモータ1の機械角速度 ω_m がベース角速度 ω_b より低速時の場合は、 $\omega_m < \omega_b$ となるので $\arccos(\omega_b/\omega_m) = 0$ となり、よって $I_{dref} = 0$ となる。しかし、高速回転時、つまり機械角速度 ω_m がベース角速度 ω_b より高速になると、電流指令値 I_{dref} の値が現れて、弱め界磁制御を始める。数6に表わされるように、電流指令値 I_{dref} はモータ1の回転速度によって変化するため、高速度回転時の制御をつなぎめなく円滑に行うことが可能であるという優れた効果がある。

30

【0053】

また、別の効果として、モータ端子電圧の飽和の問題に関しても効果がある。モータの相電圧 V は、一般的に

[数7]

$$V = E + R \cdot I + L (di/dt)$$

40

で表わされる。ここで、 E は逆起電圧、 R は固定抵抗、 L はインダクタンスであり、逆起電圧 E はモータが高速回転になるほど大きくなり、バッテリー電圧などの電源電圧は固定であるから、モータの制御に利用できる電圧範囲が狭くなる。この電圧飽和に達する角速度がベース角速度 ω_b で、電圧飽和が生じるとPWM制御のデューティ比が100%に達し、それ以上は電流指令値に追従できなくなり、その結果トルクリプルが大きくなる。

【0054】

しかし、数6で表わされる電流指令値 I_{dref} は極性が負であり、上記数6の $L (di/dt)$ に関する電流指令値 I_{dref} の誘起電圧成分は、逆起電圧 E と極性が反対と

50

なる。よって、高速回転になるほど値が大きくなる逆起電圧 E を、電流指令値 I_{dref} によって誘起される電圧で減じる効果を示す。その結果、モータ 1 が高速回転になっても、電流指令値 I_{dref} の効果によってモータを制御できる電圧範囲が広がる。つまり、電流指令値 I_{dref} の制御による弱め界磁制御によってモータの制御電圧は飽和せず、制御できる範囲が広くなり、モータの高速回転時にもトルクリップルが大きくなることを防止できる効果がある。

【0055】

上述の電流指令値 I_{dref} の算出に関する回路系のブロック構成が図 9 である。図 9 において、トルク指令値 T_{ref} は換算部 106 及びトルク係数部 105d に入力され、モータの電気角速度 ω_e は機械角算出部 105a に入力される。機械角算出回路 105a はモータの電気角速度 ω_e からモータの機械角速度 $\omega_m (= \omega_e / P)$ を算出し、 $\cos$ 算出部 105b に入力する。また、換算部 106 は、トルク指令値 T_{ref} をベース角速度 ω_b に換算して $\cos$ 算出部 105b に入力し、トルク係数部 105d はトルク指令値 T_{ref} を係数 $I_{qb} (= T_{ref} / K_t)$ に換算して絶対値部 105e に入力する。 $\cos$ 算出部 105c は入力された機械角速度 ω_m 及びベース角速度 ω_b を基に、進角 $\Phi = \cos(\omega_b / \omega_m)$ を算出して $\sin$ 算出部 105c に入力する。 $\sin$ 算出部 105c は、入力された進角 Φ から $\sin \Phi$ を求めて -1 倍する乗算器 105f に入力し、乗算器 105f は $\sin$ 算出部 105c からの進角 Φ と、絶対値部 105e からの絶対値 $|I_{qb}|$ とを乗算して -1 倍して電流指令値 I_{dref} を求める。下記数 8 によって電流指令値 I_{dref} が求められ、これが d 軸指令電流算出部 105 の出力となる。
[数 8]

$$I_{dref} = - |I_{qb}| \times \sin(\cos(\omega_b / \omega_m))$$

上記数 8 に従って算出された電流指令値 I_{dref} は、q 軸指令電流算出部 103 及び 2 相 / 3 相変換部 104 に入力される。

【0056】

一方、q 軸の電流指令値 I_{qref} は q 軸指令電流算出部 103 において、2 相電圧 e_d 及び e_q 、電気角速度 $\omega_e (= \omega_m \times P)$ 、d 軸の電流指令値 I_{dref} を基に下記数 9 及び数 10 で示すモータ出力方程式に基づいて算出される。即ち、モータ出力方程式は
[数 9]

$$T_{ref} \times \omega_m = 3 / 2 (e_d \times I_d + e_q \times I_q)$$

である。従って、この数 9 に $I_d = I_{dref}$ 、 $I_q = I_{qref}$ を代入すると
[数 10]

$$I_{qref} = 2 / 3 (T_{ref} \times \omega_m - e_d \times I_{dref}) / e_q$$

となる。また、電流指令値 I_{dref} には数 8 で算出した値を代入すれば良い。

【0057】

数 10 で示されるように、電流指令値 I_{qref} は、モータの出力は電力に相当するというモータの出力方程式から導びかれているため、電流指令値 I_{qref} を容易に演算することができる。また、必要な指令トルク T_{ref} を得るための電流指令値 I_{dref} とバランスのとれた最適な電流指令値 I_{qref} を演算することができる。従って、モータの高速回転時にもモータの端子電圧が飽和せず、トルクリップルを最小にする制御が可能となる。

【0058】

以上説明したような本発明の電流指令値 I_{dref} 及び I_{qref} の関係を図示すると、図 10 (A) のようになる。図 10 (B) は従来の進角制御方式の場合の関係を示している。

【0059】

電流指令値 I_{dref} 及び I_{qref} は各相電流指令値算出部としての 2 相 / 3 相変換

部 1 0 4 に入力され、各相の電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} に変換される。即ち、数 1 2 及び数 1 3 のように表わされる。ここで、添え字は、例えば電流指令値 I_{avref} の “ $avref$ ” は、ベクトル制御によって決定された a 相の電流指令値を表わしている。なお、行列式 C 2 は数 1 3 に示すように、モータの回転角度 θ_e によって決定される定数である。

【 0 0 6 0 】

【 数 1 2 】

$$\begin{bmatrix} I_{avref} \\ I_{bvref} \\ I_{cvref} \end{bmatrix} = C2 \begin{bmatrix} I_{dref} \\ I_{qref} \end{bmatrix}$$

10

【 0 0 6 1 】

【 数 1 3 】

$$C2 = \begin{bmatrix} -\cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\cos(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ -\cos(\theta_e + 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

20

従来は電流指令値 I_{qref} と進角 Φ を用いて、図 1 の 2 相 / 3 相変換部 1 0 9 で電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} を算出していたが、本発明では上述したように電流指令値 I_{dref} 及び I_{qref} を入力として 2 相 / 3 相変換部 1 0 4 で電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} を算出している。そして、電流検出回路 3 2 - 1, 3 2 - 2, 3 2 - 3 で検出されたモータの各相電流 I_a , I_b , I_c と、電流指令値 I_{avref} , I_{bvref} , I_{cvref} とを減算回路 2 0 - 1, 2 0 - 2, 2 0 - 3 で減算して各々の誤差を算出する。次に、各相電流の誤差を P I 制御部 2 1 で制御してインバータ 3 1 の指令値、即ち P W M 制御部 3 0 のデューティを表わす電圧値 v_a , v_b , v_c を算出し、その電圧値 v_a , v_b , v_c に基づいて P W M 制御部 3 0 がインバータ 3 1 を P W M 制御することによりモータ 1 は駆動され、所望のトルクが発生する。

30

【 0 0 6 2 】

以上説明したように、本発明のモータ及びその駆動制御装置は、モータの高速回転時にもモータの端子電圧が飽和せず、トルクリップルを最小にする制御が可能となる。このため、本発明を電動パワーステアリング装置に適用した場合、急速ハンドル操舵が滑らかに実行可能となり、運転手にハンドルの振動などの違和感を与えないという優れた効果がある。

40

【 0 0 6 3 】

本発明は、従来技術の d、q 制御によるフィードバック制御と異なり、フィードバック制御が各相制御のみで実行されている点で全く異なる。この結果、従来技術では、a 相で発生した非線形要素が、従来の d、q 制御によるフィードバック制御を実行する過程で、b、c 各相まで分散して正しく補正制御できなくなる問題があったが、本発明では a 相の非線形要素は a 相のみでフィードバック制御され、b 相、c 相には分散されないの、正しく補正制御できる。

【 0 0 6 4 】

このような P V C 制御を使用することにより、制御に含まれる非線形要素を各相に分離

50

した状態でモータを制御でき、その結果トルクリップルの少ない、騒音が小さいモータ制御が可能になる。このため、電動パワーステアリング装置に適用した場合には、駐車時や緊急操舵においても騒音が小さく、スムーズで振動の少ないハンドル操作が可能になる。

【0065】

なお、上記実施例では相電圧 e_a , e_b , e_c を用いたが、線間電圧 e_{ab} , e_{bc} , e_{ca} などに換算して制御しても同じ効果が得られる。

【産業上の利用可能性】

【0066】

本発明によれば、モータの高速回転時にもモータの端子電圧が飽和せず、トルクリップルが少なく、モータ騒音が小さいので、電動パワーステアリング装置に適用すれば、ハンドルの急速操舵にも滑らかに追従してハンドル操作に違和感がなく、騒音の少ない電動パワーステアリング装置を提供できる。 10

【0067】

また、本発明に係る電動パワーステアリング装置によると、ベクトル制御を基に各相電流指令値を算出し、電流フィードバック制御は各相個別に制御する P V C 制御を用いることにより、ブラシレス D C モータを小型で、トルクリップルが小さく、モータ騒音も小さくなるように制御できるモータ駆動制御装置を提供でき、ハンドル操作がスムーズで騒音の小さい電動パワーステアリング装置を提供できる。

【図面の簡単な説明】

【0068】

20

【図1】従来の進角制御を基にした制御ブロック図である。

【図2】弱め界磁制御を用いない場合の限界角速度であるベース角速度を示す図である。

【図3】従来のベクトル制御の制御方式を示す制御ブロック図である。

【図4】本発明の制御対象であるブラシレス D C モータの一例を示す断面構造図である。

【図5】ロータ位置検出の原理を示す図である。

【図6】台形波電流（電圧）の定義の説明に関する図である。

【図7】誘起電圧波形（矩形波）の一例を示す図である。

【図8】本発明に係るブラシレス D C モータの制御系の一例を示すブロック図である。

【図9】本発明の弱め界磁制御に係る電流指令値 I_{dref} 算出の構成例を示すブロック図である。 30

【図10】本発明の制御方式と従来の進角制御方式による電流指令値 I_{dref} 及び I_{qref} のベクトル関係を示す図である。

【符号の説明】

【0069】

1	モータ
2	ハウジング
3	軸受
4	回転軸
5	永久磁石
6	ステータ
7	ロータ
8	リング状永久磁石
9	ステー
10	支持基板
11	ロータ位置検出器
20	ベクトル相指令値算出部
20-1, 20-2, 20-3	減算回路
21	P I 制御部
24	微分回路
30	P W M 制御部

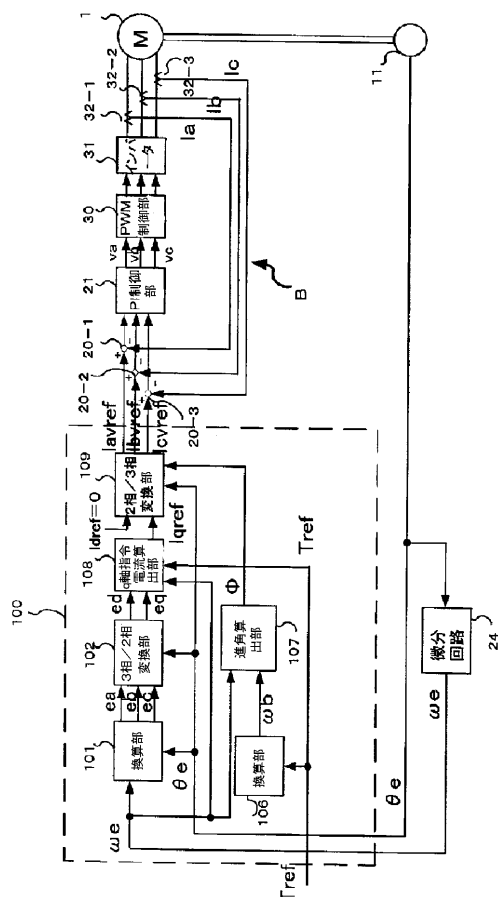
40

50

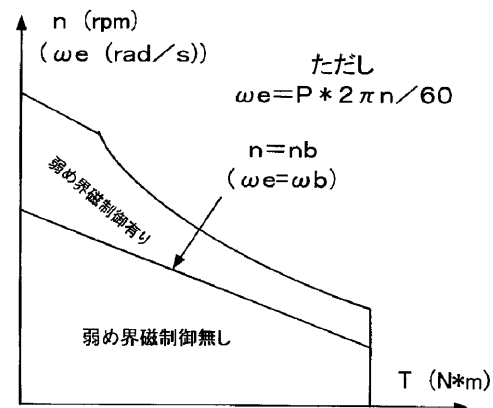
- 3 1 インバータ
 3 2 - 1, 3 2 - 2, 3 2 - 3 電流検出器
 1 0 0 電流指令値算出部
 1 0 1、1 0 6 換算部
 1 0 2 3 相 / 2 相変換部
 1 0 3 q 軸指令電流算出部
 1 0 4 2 相 / 3 相変換部
 1 0 5 d 軸指令電流算出部
 1 0 5 a 機械角算出部
 1 0 5 b a c o s 算出部
 1 0 5 c s i n 算出部
 1 0 5 d トルク係数部
 1 0 5 e 絶対値部
 1 0 5 f 乗算器

10

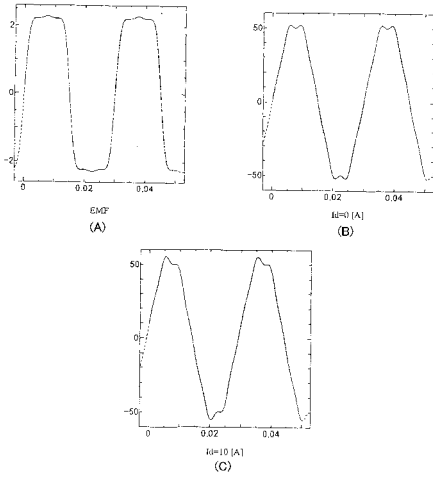
【図 1】



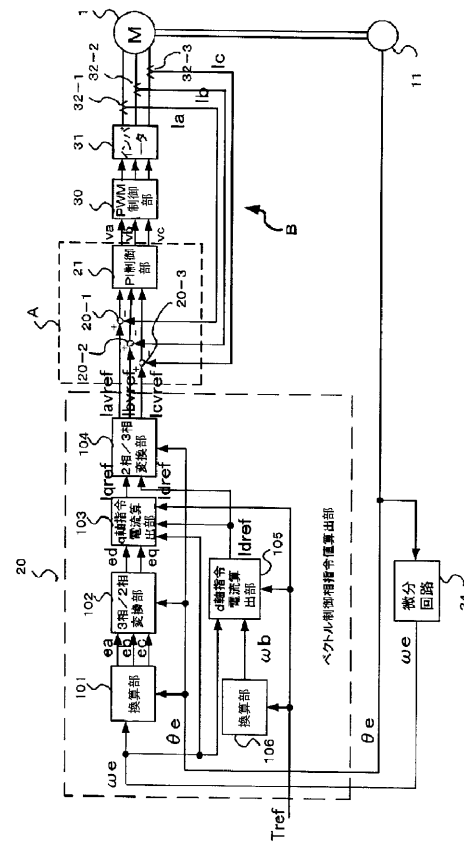
【図 2】



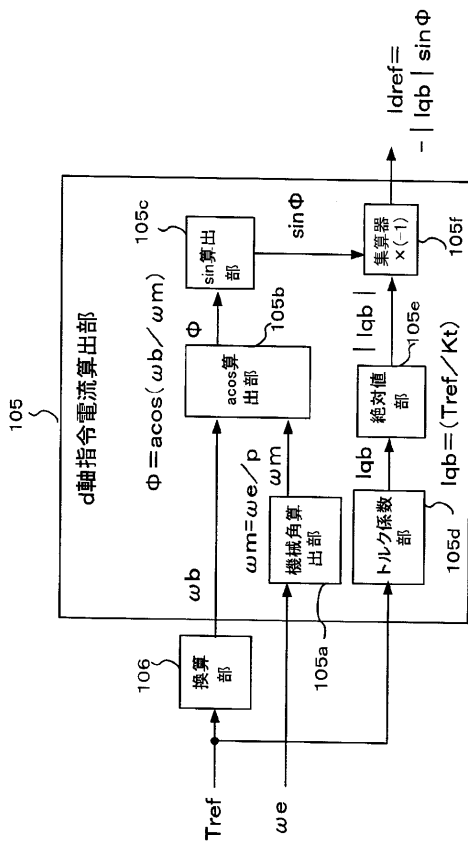
【図 7】



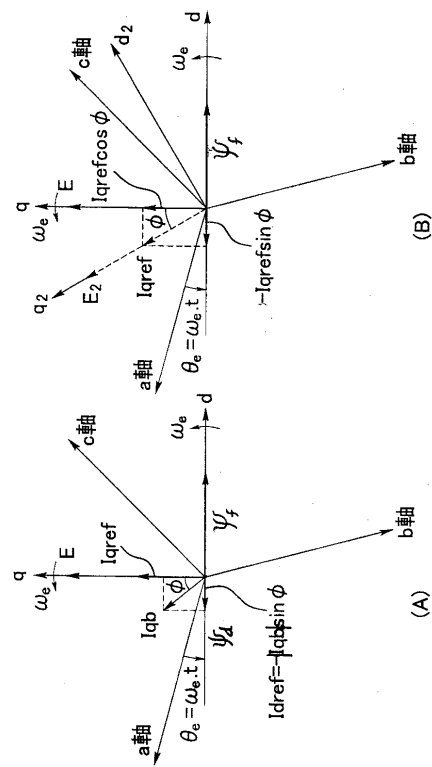
【図 8】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

Fターム(参考)	5H560	AA10	BB04	BB05	BB12	DA07	DA10	DB20	DC12	EB01	EC02
		EC04	RR01	SS02	TT20	UA05	XA02	XA12	XA13	XA15	
	5H576	AA15	BB04	CC04	DD02	DD07	EE01	EE02	EE11	EE19	GG04
		HA03	HB02	JJ03	JJ22	JJ24	KK06	LL06	LL22	LL41	LL58