



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

ロータおよび複数相のステータ巻線を有するステータを具備するブラシレスモータと、各相の前記ステータ巻線への通電を切換制御する通電切換手段とを備えるブラシレスモータの制御装置であって、

d q 座標系に対して位相差を有する座標系を設定し、軸に発生する誘起電圧成分の二乗と軸に発生する誘起電圧成分の二乗との和に基づき、前記ブラシレスモータの回転および停止を判定する判定手段を備えることを特徴とするブラシレスモータの制御装置。

## 【請求項 2】

前記ブラシレスモータが回転している時の回転角を推定して推定回転角信号を出力する回転角推定手段を有し、

前記判定手段により前記ブラシレスモータが停止していると判定された場合には、前記回転角推定手段とは異なる処理により前記回転角を推定して前記ブラシレスモータを駆動制御する駆動制御手段を備えることを特徴とする請求項 1 に記載のブラシレスモータの制御装置。

## 【請求項 3】

ロータおよび複数相のステータ巻線を有するステータを具備するブラシレスモータと、各相の前記ステータ巻線への通電を切換制御する通電切換手段とを備えるブラシレスモータの制御装置であって、

d q 座標系に対して位相差を有する座標系を設定し、前記位相差をゼロに収束させる収束演算に基づき、前記ブラシレスモータの回転角を推定して推定回転角信号を出力する回転角推定手段と、

前記回転角推定手段から出力される前記推定回転角信号に基づき、前記座標系を用いたベクトル制御により通電を制御する電流制御手段と、

軸に発生する誘起電圧成分の二乗と軸に発生する誘起電圧成分の二乗との和に基づき、前記ブラシレスモータの回転および停止を判定する判定手段とを備えることを特徴とするブラシレスモータの制御装置。

## 【請求項 4】

前記判定手段により前記ブラシレスモータが停止していると判定された場合に、前記回転角推定手段とは異なる処理により前記回転角を推定して停止時推定回転角信号を出力する停止時回転角推定手段を備えることを特徴とする請求項 3 に記載のブラシレスモータの制御装置。

## 【請求項 5】

請求項 1 から請求項 4 の何れか 1 つに記載のブラシレスモータの制御装置と、

操舵トルクを検出して操舵トルク信号を出力する操舵トルク検出手段と、

前記操舵トルク検出手段から出力される前記操舵トルク信号と、前記制御装置から出力される前記推定回転角信号または前記停止時推定回転角信号とに応じて、前記ブラシレスモータを駆動制御し、前記操舵トルクを補助する補助トルクを前記ブラシレスモータから発生させる操舵制御手段とを備えることを特徴とする電動ステアリング装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、ブラシレスモータの制御装置および電動ステアリング装置に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

従来、例えばブラシレスモータが回転している状態での回転角を推定する際に、誘起電圧の変動から回転角を推定する方法が知られている（例えば、非特許文献 1 参照）。

また、従来、例えばブラシレスモータが停止している状態での磁極位置つまり所定の基準回転位置からのロータの磁極の回転角を推定する際に、ロータの回転には寄与しない程

10

20

30

40

50

度のパルス電圧をブラシレスモータに印加し、このときブラシレスモータに通電される電流および印加される電圧からフーリエ変換によって自己インダクタンスを求め、ロータの突極性によってロータの回転角に応じて自己インダクタンスが変化することを用いて、ロータ角度つまり所定の基準回転位置からのロータの磁極の回転角を推定する方法が知られている（例えば、非特許文献 2 参照）。

また、従来、例えばブラシレスモータの回転角を推定する 2 つの異なる推定演算処理、つまり、ブラシレスモータに高周波電圧（または高周波電流）を印加した際の応答電流（または応答電圧）に応じて回転角を推定する処理と、ブラシレスモータの誘起電圧および通電電流に応じて回転角を推定する処理と、により得られる 2 つの推定値の何れか一方を、車両の操舵トルク、速度、エンジン回転数、舵角などに応じて、切り替えて選択する電動パワーステアリング装置が知られている（例えば、特許文献 1 参照）。

【非特許文献 1】新中、「永久磁石同期モータの最小 D 因子状態オブザーバとこれを用いたセンサレスベクトル制御法の提案」、I E E J Trans. I A, Vol. 123, No. 12, 2003, p 1446 - 1460

【非特許文献 2】山本、他 1 名、「パルス電圧を用いた表面磁石同期モータの初期磁極位置推定法」、I E E J Trans. I A, Vol. 125, No. 3, 2005, p 253 - 258

【特許文献 1】特開 2007 - 307940 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、上記従来技術の特許文献 1 に係る電動パワーステアリング装置のように、車両の運転状態に応じて、ブラシレスモータが回転している状態で好適な推定演算処理とブラシレスモータが停止している状態で好適な推定演算処理とを切り替える場合に、適切な切り替えが出来ずに回転角の推定精度が低下してしまうという問題が生じる虞がある。

例えば、車両走行中の小幅な車線変更をおこなうような場合には、操舵トルクが相対的に小さくてもブラシレスモータ（つまりステアリングハンドル）が回転しており、一方、一定曲率のカーブを一定速度で定常円旋回するような場合には、操舵トルクが相対的に大きくてもブラシレスモータ（つまりステアリングハンドル）が停止している。

操舵トルクが小さいときにブラシレスモータが停止していると判定して、回転しているにもかかわらず、停止している状態において好適な推定演算処理による回転角の推定値が採用されると、精度のよい回転角を得ることができずに的確なアシストトルクを付与することが困難になって操舵性能が低下してしまうという問題が生じる。

これは、停止している状態において好適な推定演算処理はブラシレスモータに高周波電圧（または高周波電流）を印加した際の応答電流（または応答電圧）に基づくものであるが、この応答にモータが回転することにより生じる誘起電圧の影響が加わって、精度のよい回転角を得ることができなくなるためである。

【0004】

本発明は上記事情に鑑みてなされたもので、ブラシレスモータの回転角を迅速かつ精度良く推定しつつ、ブラシレスモータが脱調して過剰なトルク変動が生じたり、ブラシレスモータが停止してしまうことを防止することが可能なブラシレスモータの制御装置を提供すること、および、回転センサを用いないことで車両搭載性を向上させると共に信頼性が高く、所望の静粛性を確保しつつ運転者が操舵フィーリングに違和感を感じてしまうことを防止することが可能な電動ステアリング装置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】

【0005】

上記課題を解決して係る目的を達成するために、本発明の第 1 態様に係るブラシレスモータの制御装置は、ロータ（例えば、実施の形態の図 3 でのロータ 63）および複数相のステータ巻線（例えば、実施の形態の図 3 でのステータ巻線 64a）を有するステータ（例えば、実施の形態の図 3 でのステータ 64）を具備するブラシレスモータ（例えば、実

10

20

30

40

50

施の形態の図3でのモータ31)と、各相の前記ステータ巻線への通電を切換制御する通電切換手段(例えば、実施の形態の図4でのPWM信号生成部94およびFETブリッジ72)とを備えるブラシレスモータの制御装置であって、dq座標系に対して位相差を有する座標系を設定し、軸に発生する誘起電圧成分の二乗と軸に発生する誘起電圧成分の二乗との和に基づき、前記ブラシレスモータの回転および停止を判定する判定手段(例えば、実施の形態の図14での停止判定器163)とを備える。

【0006】

さらに、本発明の第2態様に係るブラシレスモータの制御装置は、前記ブラシレスモータが回転している時の回転角を推定して推定回転角信号を出力する回転角推定手段(例えば、実施の形態の図4での回転時推定器96b)を有し、前記判定手段により前記ブラシレスモータが停止していると判定された場合には、前記回転角推定手段とは異なる処理により前記回転角を推定して前記ブラシレスモータを駆動制御する駆動制御手段(例えば、実施の形態の図4での停止時推定器96aおよび制御部73)を備える

10

【0007】

また、本発明の第3態様に係るブラシレスモータの制御装置は、ロータ(例えば、実施の形態の図3でのロータ63)および複数相のステータ巻線(例えば、実施の形態の図3でのステータ巻線64a)を有するステータ(例えば、実施の形態の図3でのステータ64)を具備するブラシレスモータ(例えば、実施の形態の図3でのモータ31)と、各相の前記ステータ巻線への通電を切換制御する通電切換手段(例えば、実施の形態の図4でのPWM信号生成部94およびFETブリッジ72)とを備えるブラシレスモータの制御装置であって、dq座標系に対して位相差を有する座標系を設定し、前記位相差をゼロに収束させる収束演算に基づき、前記ブラシレスモータの回転角を推定して推定回転角信号を出力する回転角推定手段(例えば、実施の形態の図4での回転時推定器96b)と、前記回転角推定手段から出力される前記推定回転角信号に基づき、前記座標系を用いたベクトル制御により通電を制御する電流制御手段(例えば、実施の形態の図4での制御部73)と、軸に発生する誘起電圧成分の二乗と軸に発生する誘起電圧成分の二乗との和に基づき、前記ブラシレスモータの回転および停止を判定する判定手段(例えば、実施の形態の図14での停止判定器163)とを備える。

20

【0008】

さらに、本発明の第4態様に係るブラシレスモータの制御装置は、前記判定手段により前記ブラシレスモータが停止していると判定された場合に、前記回転角推定手段とは異なる処理により前記回転角を推定して停止時推定回転角信号を出力する停止時回転角推定手段(例えば、実施の形態の図4での停止時推定器96a)を備える。

30

【0009】

また、本発明の第5態様に係る電動ステアリング装置では、第1態様から第4態様の何れか1つに記載のブラシレスモータの制御装置と、操舵トルクを検出して操舵トルク信号を出力する操舵トルク検出手段(例えば、実施の形態の図1での操舵トルクセンサ40)と、前記操舵トルク検出手段から出力される前記操舵トルク信号と、前記制御装置から出力される前記推定回転角信号または前記停止時推定回転角信号とに応じて、前記ブラシレスモータを駆動制御し、前記操舵トルクを補助する補助トルクを前記ブラシレスモータから発生させる操舵制御手段(例えば、実施の形態の図4での制御部73)とを備える。

40

【発明の効果】

【0010】

本発明の第1態様に係るブラシレスモータの制御装置によれば、ブラシレスモータが発生する誘起電圧を精度よく検出することができ、この誘起電圧が所定値より小さい場合にはブラシレスモータが停止していると適切に判定することができる。

【0011】

詳細には、実際のブラシレスモータのq軸(トルク電流軸)に発生する誘起電圧の絶対値 $E_{ex}$ により、dq座標系に対して位相差 $e$ を有する座標系では、軸に発生する誘起電圧は $(E_{ex} \times \sin e)$ であり、軸に発生する誘起電圧は $(E_{ex} \times \cos e)$ である。

50

n e)である。

軸に発生する誘起電圧 ( $E e x x s i n e$ ) の二乗と 軸に発生する誘起電圧 ( $E e x x c o s e$ ) の二乗との和を観測することにより、位相差  $e$  に関わらずに、誘起電圧を精度よく検出することができ、ブラシレスモータの回転および停止を適切に判定することができる。そして、この判定結果に応じて、精度のよい回転角の推定値を得ることができる。

【0012】

さらに、本発明の第2態様に係るブラシレスモータの制御装置によれば、ブラシレスモータが停止時している場合であっても、回転時している場合であっても、精度の良い回転角を推定することができ、ブラシレスモータを脱調させたり、トルク変動を生じさせたりすること無しに、滑らかに駆動制御することができる。

10

【0013】

本発明の第3態様に係るブラシレスモータの制御装置によれば、回転角の推定演算の実行途中で位相差がゼロに収束していない場合（特に、ブラシレスモータが発生する誘起電圧が小さく位相差がゼロに収束し難い場合など）であっても、ブラシレスモータが発生する誘起電圧を精度よく検出することができ、この誘起電圧が所定値より小さい場合にはブラシレスモータが停止していると適切に判定することができる。

【0014】

詳細には、実際のブラシレスモータの  $q$  軸（トルク電流軸）に発生する誘起電圧の絶対値  $E e x$  により、 $dq$  座標系に対して位相差  $e$  を有する 座標系では、 軸に発生する誘起電圧は ( $E e x x s i n e$ ) であり、 軸に発生する誘起電圧は ( $E e x x c o s e$ ) である。

20

ブラシレスモータが回転している状態での回転角の推定処理では、 軸に発生する誘起電圧 ( $E e x x s i n e$ ) と、 軸に発生する誘起電圧 ( $E e x x c o s e$ ) とを推定し、これらの誘起電圧の成分の比 ( $(E e x x s i n e) / (E e x x c o s e)$ ) を求めることにより、( $t a n e$ ) を演算し、この逆演算により位相角  $e$  を推定している。位相角  $e$  は、例えば図23に示すように、( $-180^\circ$ ) から ( $+180^\circ$ ) の間の適宜の初期値から、ゼロに収束するように推定演算がおこなわれる。したがって、

軸もしくは 軸に発生する誘起電圧成分を観測しても、位相角  $e$  がゼロに収束していない場合には、精度のよい誘起電圧を検出することができないという問題が生じる。

30

【0015】

また、ブラシレスモータが発生する誘起電圧が相対的に高い場合には、例えば図24に示すように、収束演算により十分な時間が経過すると位相差  $e$  はゼロに収束するが、回転数が低い場合には十分な時間が経過しても位相差  $e$  はゼロに収束しない場合があり、

軸に発生する誘起電圧成分もしくは 軸に発生する誘起電圧成分も収束していないことから、ブラシレスモータが停止しているのか否かの判定をすることができないという問題が生じる。

【0016】

これらに対して、本発明の第3態様に係るブラシレスモータの制御装置によれば、 軸に発生する誘起電圧 ( $E e x x s i n e$ ) の二乗と 軸に発生する誘起電圧 ( $E e x x c o s e$ ) の二乗との和を観測することにより、位相差  $e$  に関わらずに、誘起電圧を精度よく検出することができ、ブラシレスモータの回転および停止を適切に判定することができる。そして、この判定結果に応じて、精度のよい回転角の推定値を得ることができる。

40

【0017】

さらに、本発明の第4態様に係るブラシレスモータの制御装置によれば、ブラシレスモータの停止時及び回転時において、精度の良い回転角を推定することができ、ブラシレスモータを脱調させたり、トルク変動を生じさせたりすること無しに、滑らかに駆動制御することができる。

【0018】

50

また、本発明の第5態様に係る電動ステアリング装置によれば、例えばレゾルバ等の回転角度センサを備える必要無しに、装置構成の簡略化および装置の小型化を図ることができ、車両搭載性を向上させることができると共に、例えばブラシレスモータが脱調してトルク変動が生じ、操舵フィーリングが低下してしまうことや、例えばブラシレスモータが脱調して停止してしまうなどの不具合が生じることを防止し、運転者が操舵フィーリングに違和感を感じてしまうことを防止することができるのと共に、車両の走行挙動が不安定となることを抑制することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0019】

以下、本発明のブラシレスモータの制御装置および電動ステアリング装置の一実施形態について添付図面を参照しながら説明する。

本実施の形態によるブラシレスモータの制御装置70は、図1に示す車両用操舵装置としての電動ステアリング装置1のECU(Electronic Control Unit)50に搭載されている。

【0020】

この電動ステアリング装置1は、例えば図1に示すように、車両のステアリングホイール2に連結されたステアリングシャフト3およびステアリングシャフト3に連結された自在軸継手4から操舵輪(車輪)5、5に至るステアリング系において、ステアリングギヤボックスを構成するハウジング6内に収容された操舵機構7と、この操舵機構7に操舵補助力を発生させる操舵補助機構8とを備えている。

【0021】

操舵機構7は、ラックアンドピニオン機構10を備え、このラックアンドピニオン機構10のピニオン軸11は自在軸継手4に連結されている。

そして、ピニオン軸11に具備されるピニオン12と、車幅方向に往復動可能なラック軸13に具備されるラック14とは、互いに噛み合わされている。

【0022】

ピニオン軸11は、例えば下部、中間部、上部を各軸受15a、15b、15cによって回転可能に支持されており、ピニオン12はピニオン軸11の下端部に設けられている。

ラック軸13は、ハウジング6の車幅方向に延びる略円筒状のラックハウジング6a内において、軸受16を介して軸長手方向に往復動可能に支持されている。

【0023】

ラックハウジング6aの両端は開口する開口部を備え、開口部からラック軸13の端部13aが突出している。

ラック軸13の各端部13aにはラック軸13よりも大きな外径のラックエンドプレート17が固定され、さらに、ラックエンドプレート17にはラックエンドヘッド18が固定されている。

ラックエンドヘッド18はボールジョイント19を備え、このボールジョイント19にタイロッド20が連結され、タイロッド20に操舵輪(前輪)5が連係されている。

【0024】

ラックハウジング6aの両端の開口部近傍の外周面上には、径方向内方に突出する円環凹溝6bが形成されている。

そして、ラックハウジング6aの円環凹溝6bにはラック軸13の軸長手方向に伸縮可能な蛇腹状のラックエンドカバー21の端部が装着され、ラック軸13の端部13aと、ラックエンドプレート17と、ラックエンドヘッド18と、ボールジョイント19とは、ラックエンドカバー21内に収容され、タイロッド20はラックエンドカバー21を貫通して外方に突出している。

【0025】

操舵補助機構8は、ステアリングホイール2による操舵力を軽減するための操舵補助力を発生させるブラシレスモータからなるモータ31と、ウォームギヤ32と、ウォームホ

10

20

30

40

50

イールギヤ 3 3 とを備えて構成され、ウォームギヤ 3 2 およびウォームホイールギヤ 3 3 は、ステアリングギヤボックスを構成するハウジング 6 内に收容されている。

モータ 3 1 はハウジング 6 に軸支されたウォームギヤ 3 2 に連結され、このウォームギヤ 3 2 は、ピニオン軸 1 1 に一体的に設けられたウォームホイールギヤ 3 3 に嚙合している。ウォームギヤ 3 2 およびウォームホイールギヤ 3 3 は減速機構を構成し、モータ 3 1 で発生したトルクは、ウォームギヤ 3 2 とウォームホイールギヤ 3 3 により倍力されてピニオン軸 1 1 に伝達される。

#### 【 0 0 2 6 】

また、ピニオン軸 1 1 において中間部の軸受 1 5 b と上部の軸受 1 5 c との間には、磁歪に起因する磁気特性の変化に基づいて操舵トルク（操舵入力）を検出する磁歪式の操舵トルクセンサ 4 0 が配置されている。

操舵トルクセンサ 4 0 は、ピニオン軸 1 1 の外周面に軸方向所定間隔をおいて互いに逆方向の異方性となるように設けられた 2 つの磁歪膜（例えば、Ni - Fe めっきなどの磁気異方性を有する磁歪膜）4 1 , 4 2 と、各磁歪膜 4 1 , 4 2 に対向配置された 2 つの検出コイル 4 3 , 4 4 と、各検出コイル 4 3 , 4 4 に接続された検出回路 4 5 , 4 6 を備えている。各検出回路 4 5 , 4 6 は、各磁歪膜 4 1 , 4 2 に操舵トルクが作用したときに発生する逆磁歪特性に起因して生じる各検出コイル 4 3 , 4 4 のインダクタンスの変化を電圧変化に変換して E C U (Electric Control Unit) 5 0 に出力する。E C U 5 0 は各検出回路 4 5 , 4 6 の出力に基づいてステアリングシャフト 3 に作用する操舵トルクを算出する。

#### 【 0 0 2 7 】

そして、E C U 5 0 は、操舵トルクセンサ 4 0 で検出される操舵トルク（つまり運転者によってステアリングホイール 2 から入力される操舵トルク）の大きさに応じて、モータ 3 1 に供給すべき目標電流を決定し、モータ 3 1 に流れる電流が目標電流と一致するようにして、例えば P I D 制御等の制御を行うことにより、操舵トルクに応じた補助トルクをモータ 3 1 から発生させ、この補助トルクを減速機構を介してピニオン軸 1 1 に伝達する。これにより、運転者による操舵入力と同方向にモータ 3 1 による操舵補助力が作用し、運転者の操舵トルクにモータ 3 1 の補助トルクが加算された複合トルクによって、操舵輪 5 が操舵される。

#### 【 0 0 2 8 】

モータ 3 1 は、例えば図 2 に示すように、ハウジング 6 の側部にボルトによりハウジング 6 より突出して取付けられ、ハウジング 6 の側部開口を閉塞するリッド 6 1 と、リッド 6 1 にボルトにより取付けられた有底筒状のモータケース 6 2 と、回転軸 O 周りに回転可能に設けられ、永久磁石 6 3 a を有するロータ 6 3 と、ロータ 6 3 の外周部を覆うようにして径方向で対向配置され、ロータ 6 3 を回転させる回転磁界を発生する複数相のステータ巻線 6 4 a を有するステータ 6 4 とを備えて構成されている。

ステータ 6 4 は、例えばモータケース 6 2 内に圧入等により收容され、ロータ 6 3 の内周部には回転軸 O と同軸に配置された出力軸 6 5 が固定されている。

そして、モータ 3 1 のリッド 6 1 およびモータケース 6 2 は、出力軸 6 5 を 2 つの軸受 6 6 を介して回転可能に支持している。

#### 【 0 0 2 9 】

なお、モータ 3 1 のステータ 6 4 は、例えば図 3 に示すように、環状に配列された複数の分割コア 6 4 b と、絶縁性のポビン 6 4 c と、ポビン 6 4 c に多重に巻回されたステータ巻線 6 4 a とを備えて構成され、例えばプレス成型等により成型されたモータケース 6 2 内に圧入等によって收容されている。

分割コア 6 4 b は、例えば略 T 字型の複数の珪素鋼板が回転軸 O 方向に積層されて構成され、外周側のヨーク部 6 4 b 1 と内周側のティース部 6 4 b 2 とにより構成されている。ヨーク部 6 4 b 1 の周方向の両端面において、一方の端面上には周方向に突出する凸部が設けられ、他方の端面上には凸部が嵌合可能な凹部が設けられ、周方向で隣り合う分割コア 6 4 b , 6 4 b の一方のヨーク部 6 4 b 1 の凸部が他方のヨーク部 6 4 b 1 の凹部に

10

20

30

40

50

嵌合することで円環状のヨークが形成されている。ティース部 6 4 b 2 は、ヨーク部 6 4 b 1 よりも小さな周方向幅を有し、ヨーク部 6 4 b 1 から径方向内方のロータ 6 3 に向かい突出している。そして、ティース部 6 4 b 2 には、例えば絶縁性樹脂材等からなるボビン 6 4 c が装着されている。

【 0 0 3 0 】

また、モータ 3 1 のロータ 6 3 は、例えば永久磁石 6 3 a と、磁石カバー 6 3 b と、バックヨーク 6 3 c と、出力軸 6 5 とを備えて構成されている。

略筒状のバックヨーク 6 3 c は、例えば略環状の複数の珪素鋼板が回転軸 O 方向に積層されて構成され、内周部に出力軸 6 5 が装着され、外周面上には周方向に所定間隔をおいて複数の永久磁石 6 3 a が配置されている。そして、磁石カバー 6 3 b は、複数の永久磁石 6 3 a の外周面を覆うようにして配置されている。

10

【 0 0 3 1 】

モータ 3 1 の出力軸 6 5 は、例えば図 2 に示すように、カップリング 6 7 を介してウォームギヤ 3 2 のウォーム軸 3 2 a に連結されている。

ウォーム軸 3 2 a は、モータ 3 1 の出力軸 6 5 と同軸に配置され、2つの軸受 6 8 を介してハウジング 6 に回転可能に支持されている。なお、ハウジング 6 内に装着された2つの軸受 6 8 のうち、モータ 3 1 側の一方の軸受 6 8 は止め輪 6 9 によって軸長手方向でのモータ 3 1 側への移動が規制されている。

【 0 0 3 2 】

本実施の形態による電動ステアリング装置 1 において、ブラシレスモータの制御装置 7 0 は、例えば図 4 に示すように、バッテリー 7 1 を直流電源とする F E T ブリッジ 7 2 と、制御部 7 3 とを備えて構成され、E C U 5 0 に具備されている。

20

【 0 0 3 3 】

このブラシレスモータの制御装置 7 0 において、モータ 3 1 の駆動は制御部 7 3 から出力される制御指令を受けて F E T ブリッジ 7 2 により行われる。

F E T ブリッジ 7 2 は、例えば図 5 に示すように、F E T (例えば、M O S F E T : Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor) を複数用いてブリッジ接続してなるブリッジ回路を具備し、このブリッジ回路がパルス幅変調 ( P W M ) された信号によって駆動される。

このブリッジ回路は、例えば各相毎に対をなすハイ側およびロー側 U 相トランジスタ U H , U L と、ハイ側およびロー側 V 相トランジスタ V H , V L と、ハイ側およびロー側 W 相トランジスタ W H , W L とをブリッジ接続して構成され、各トランジスタ U H , V H , W H はドレインがバッテリー 7 1 ( + B ) に接続されてハイサイドアームを構成し、各トランジスタ U L , V L , W L はソースが接地されてローサイドアームを構成しており、各相毎にハイサイドアームの各トランジスタ U H , V H , W H のソースとローサイドアームの各トランジスタ U L , V L , W L のドレインとが接続されている。

30

【 0 0 3 4 】

F E T ブリッジ 7 2 は、例えばモータ 3 1 の駆動時等において制御部 7 3 から出力されて各トランジスタ U H , V H , W H , U L , V L , W L のゲートに入力されるスイッチング指令であるゲート信号 (つまり、P W M 信号) に基づき、各相毎に対をなす各トランジスタのオン (導通) / オフ (遮断) 状態を切り替えることによって、バッテリー 7 1 から供給される直流電力を 3 相交流電力に変換し、3 相のステータ巻線 6 4 a への通電を順次転流させることで、各相のステータ巻線 6 4 a に交流の U 相電流 I u および V 相電流 I v および W 相電流 I w を通電する。

40

【 0 0 3 5 】

なお、昇圧回路 7 4 は、例えばコンデンサと、トランジスタからなるチャージポンプ回路とを備え、各トランジスタのオン (導通) / オフ (遮断) 状態を切り替えるゲート信号 (つまり、昇圧回路 7 4 の昇圧動作を指示する信号) が制御部 7 3 から入力されている。

そして、昇圧回路 7 4 は、F E T ブリッジ 7 2 のハイサイドアームを構成する各トランジスタ U H , V H , W H のゲート電圧を昇圧する。

50

また、バッテリー71とFETブリッジ72および昇圧回路74との間、および、FETブリッジ72とモータ31の3相のうちの何れか2相（例えば、U相およびV相）のステータ巻線64a, 64aとの間には、リレー駆動回路75aにより開閉駆動されるリレー75bが設けられている。そして、リレー駆動回路75aには、リレー75bの開閉動作を制御するためのリレー駆動信号が制御部73から入力されている。

#### 【0036】

制御部73は、回転直交座標をなす座標上で電流のフィードバック制御（ベクトル制御）を行うものであり、例えば運転者によってステアリングホイール2から入力される操舵トルクに応じて操舵トルクセンサ40が出力する信号（トルク検出信号Tq）および車速センサ78が出力する車速Vなどから目標軸電流I<sub>c</sub>および目標軸電流I<sub>c</sub>を演算し、目標軸電流I<sub>c</sub>及び目標軸電流I<sub>c</sub>に基づいて3相の各相出力電圧V<sub>u</sub>, V<sub>v</sub>, V<sub>w</sub>を算出し、各相出力電圧V<sub>u</sub>, V<sub>v</sub>, V<sub>w</sub>に応じてFETブリッジ72へゲート信号であるPWM信号を入力すると共に、実際にFETブリッジ72からモータ31に供給される各相電流I<sub>u</sub>, I<sub>v</sub>, I<sub>w</sub>の検出値を座標上に変換して得た軸電流I<sub>u</sub>及び軸電流I<sub>v</sub>と、目標軸電流I<sub>c</sub>及び目標軸電流I<sub>c</sub>との各偏差がゼロとなるように制御を行う。座標上での電流のフィードバック制御の詳細については後述する。

10

#### 【0037】

例えばモータ31の起動時に、制御部73は、正弦波状の電流を通電するために、各相出力電圧V<sub>u</sub>, V<sub>v</sub>, V<sub>w</sub>と、三角波等のキャリア信号とを比較して、FETブリッジ72の各トランジスタU<sub>H</sub>, V<sub>H</sub>, W<sub>H</sub>, U<sub>L</sub>, V<sub>L</sub>, W<sub>L</sub>をオン/オフ駆動させるゲート信号（つまり、PWM信号）を生成する。そして、FETブリッジ72において3相の各相毎に対をなす各トランジスタのオン（導通）/オフ（遮断）状態を切り替えることによって、バッテリー71から供給される直流電力を3相交流電力に変換し、3相のモータ31の各ステータ巻線64aへの通電を順次転流させることで、各ステータ巻線64aに交流のU相電流I<sub>u</sub>およびV相電流I<sub>v</sub>およびW相電流I<sub>w</sub>を通電する。

20

なお、各トランジスタU<sub>H</sub>, U<sub>L</sub>およびV<sub>H</sub>, V<sub>L</sub>およびW<sub>H</sub>, W<sub>L</sub>を、パルス幅変調（PWM）によりオン/オフ駆動させるためのPWM信号のデューティ、つまりオン/オフの比率のマップ（データ）は予め制御部73に記憶されている。

#### 【0038】

制御部73には、FETブリッジ72からモータ31の各相のステータ巻線64a毎に供給される各相電流I<sub>u</sub>, I<sub>v</sub>, I<sub>w</sub>の少なくとも何れか2つ（例えば、U相電流I<sub>u</sub>, W相電流I<sub>w</sub>等）を検出する電流センサ76から出力される検出信号（例えば、U相検出電流I<sub>us</sub>, W相検出電流I<sub>ws</sub>等）と、例えば座標変換の処理等において用いられるモータ31のロータ63の停止時の回転角θ<sub>m</sub>（つまり、所定の基準回転位置からのロータ63の磁極の回転角度であって、モータ31の出力軸65の回転位置）を推定するために必要とされる各相電圧V<sub>u</sub>, V<sub>v</sub>, V<sub>w</sub>の少なくとも何れか2つ（例えば、U相電圧V<sub>u</sub>, V相電圧V<sub>v</sub>等）およびモータ31の複数相のステータ巻線64aが接続される中点の電圧（中点電圧）V<sub>n</sub>を検出する電圧センサ77から出力される検出信号（例えば、U相電圧V<sub>u</sub>, V相電圧V<sub>v</sub>, 中点電圧V<sub>n</sub>等）と、車両の速度（車速）Vを検出する車速センサ78から出力される検出信号とが入力されている。

30

40

#### 【0039】

この制御部73は、例えば、位相補正部81と、目標電流設定部82と、第1補正演算部83と、イナーシャ補正部84と、微分演算部85と、第2補正演算部86と、ダンパー補正部87と、界磁制御部88と、電流偏差算出部89と、電流制御部90と、非干渉制御器91と、電圧補正部92と、3相変換部93と、PWM信号生成部94と、第1及び第2相間電圧算出部95a, 95bと、回転角推定器96と、切換部97と、3相変換部98とを備えて構成されている。

#### 【0040】

位相補正部81は、操舵トルクセンサ40が出力するトルク検出信号Tqに対して、車

50

速センサ 78 から出力される車速  $V$  毎に、位相補正の処理を行う。

【0041】

目標電流設定部 82 は、位相補正部 81 にて位相補正の処理が行われたトルク検出信号  $Tq$  と、車速センサ 78 から出力される車速  $V$  とに基づき、FETブリッジ 72 からモータ 31 に供給される各相電流  $I_u, I_v, I_w$  を指定するための電流指令を演算しており、この電流指令は、回転する直交座標上での 軸目標電流  $I_c$  及び 軸目標電流  $I_c$  のうち、特に、 軸目標電流  $I_c$  である。

【0042】

なお、回転直交座標をなす - 座標は、例えばロータ 63 の永久磁石による界磁極の磁束方向を 軸（界磁軸）とし、この 軸と直交する方向を 軸（トルク軸）としており、ロータ 63 の回転位相に同期して回転している。これにより、FETブリッジ 72 からモータ 31 の各相に供給される交流信号に対する電流指令として、直流的な信号である 軸目標電流  $I_c$  および 軸目標電流  $I_c$  を与えるようになっている。

10

【0043】

第 1 補正演算部 83 は、目標電流設定部 82 にて算出された 軸目標電流  $I_c$  にイナーシャ補正部 84 から出力されるイナーシャ補正項を加算して得た値を、新たに 軸目標電流  $I_c$  として出力する。

イナーシャ補正部 84 は、例えば操舵トルクセンサ 40 が出力するトルク検出信号  $Tq$  および車速センサ 78 から出力される車速  $V$  および微分演算部 85 から出力される回転速度  $m (= d m / d t)$  の時間微分値  $(= d m / d t)$  に基づき、慣性モーメントに係るイナーシャ補正項を演算する。

20

なお、回転速度  $m$  としては、後述する回転時推定器 96b から出力される推定回転数  $r$  が採用される。

【0044】

第 2 補正演算部 86 は、第 1 補正演算部 83 にて補正された 軸目標電流  $I_c$  からダンパー補正部 87 から出力されるダンパー補正項を減算して得た値を、新たに 軸目標電流  $I_c$  として出力する。

ダンパー補正部 87 は、例えば操舵トルクセンサ 40 が出力するトルク検出信号  $Tq$  および車速センサ 78 から出力される車速  $V$  および微分演算部 85 から出力される回転速度  $m (= d m / d t)$  に基づき、ダンピング係数に係るダンパー補正項を演算する。

30

【0045】

界磁制御部 88 は、例えばモータ 31 の回転速度  $m$  の増大に伴う逆起電圧の増大を抑制するためにロータ 63 の界磁量を等価的に弱めるようにして電流位相を制御する弱め界磁制御の弱め界磁電流に対する目標値を 軸補正電流とし、第 2 補正演算部 86 にて補正された 軸目標電流  $I_c$  に基づき算出した 軸目標電流  $I_c$  を、さらに回転速度  $m$  に基づいて補正した 軸補正電流を、新たに 軸目標電流  $I_c$  として出力する。

【0046】

電流偏差算出部 89 は、 軸目標電流  $I_c$  と 軸電流  $I$  との偏差  $I$  を算出する 軸電流偏差算出部 89a と、 軸目標電流  $I_c$  と 軸電流  $I$  との偏差  $I$  を算出する 軸電流偏差算出部 89b とを備えて構成されている。

40

なお、 軸電流  $I$  および 軸電流  $I$  は、各相電流  $I_u, I_v, I_w$  の検出値を - 座標上に変換して 軸電流  $I$  及び 軸電流  $I$  を演算する 3 相 - 変換部 98 から出力される。

【0047】

電流制御部 90 は、例えば PID（比例積分微分）動作により、偏差  $I$  を制御増幅して 軸電圧指令値  $V$  を算出する 軸電流 PI 制御器 90a と、偏差  $I$  を制御増幅して 軸電圧指令値  $V$  を算出する 軸電流 PI 制御器 90b とを備えて構成されている。

【0048】

また、非干渉制御器 91 は、例えば 軸電流  $I$  および 軸電流  $I$  と、予め記憶され

50

ている 軸インダクタンス  $L$  (後述する  $d$  軸インダクタンス  $L_d$  で代用してもよい) および 軸インダクタンス  $L$  (後述する  $q$  軸インダクタンス  $L_q$  で代用してもよい) と、後述する回転角推定器 96 の回転時推定器 96b から出力される回転速度  $m$  (推定回転数  $r$  と同等) とに基づき、 軸と 軸との間で干渉し合う速度起電力成分を相殺して 軸及び 軸を独立して制御するために、 軸及び 軸に対する各干渉成分を相殺する 軸補償項  $V_c (= r \cdot L_q \cdot I)$  及び 軸補償項  $V_c (= r \cdot L_q \cdot I)$  を算出する。

【0049】

電圧補正部 92 は、 軸電圧指令値  $V$  に 軸補償項  $V_c$  を加算して得た値を 軸電圧指令値  $V$  とする 軸電圧演算部 92a と、 軸電圧指令値  $V$  に 軸補償項  $V_c$  を加算して得た値を 軸電圧指令値  $V$  とする 軸電圧演算部 92b とを備えて構成されている。

10

【0050】

- 3 相変換部 93 は、切換部 97 から出力されるモータ 31 の回転位置に相当する回転角  $m$  により、 - 座標上での 軸電圧指令値  $V$  および 軸電圧指令値  $V$  を、静止座標である 3 相交流座標上での電圧指令値である  $U$  相出力電圧  $V_u$  および  $V$  相出力電圧  $V_v$  および  $W$  相出力電圧  $V_w$  に変換する。

【0051】

PWM 信号生成部 94 は、例えばモータ 31 の駆動時に、正弦波状の電流を通電するために、各相出力電圧  $V_u, V_v, V_w$  と、三角波等のキャリア信号とを比較して、FETブリッジ 72 の各トランジスタ  $U_H, V_H, W_H, U_L, V_L, W_L$  をオン/オフ駆動させるゲート信号 (つまり、PWM 信号) を生成する。

20

【0052】

また、PWM 信号生成部 94 は、例えばモータ 31 の停止状態での回転角推定時において、後述する回転角推定器 96 の停止時推定器 96a から出力される指令信号  $V_{sa}$  に応じて、FETブリッジ 72 の各トランジスタ  $U_H, V_H, W_H, U_L, V_L, W_L$  をオン/オフ駆動させる各パルスからなる所定のゲート信号を出力する。この所定のゲート信号は、モータ 31 の相端子間 (例えば、 $U$  相 -  $V$  相端子間等) に、図 6 (a) および (b) に示すような通電パターンで所定矩形波、例えば可聴周波数外の周波数として、モータ 31 の駆動時の PWM 周波数 (例えば、20 kHz 等) の 2 倍の周波数 (例えば、40 kHz 等) を有する所定電圧値 (例えば、12 V 等) の矩形波の交流電圧や、パルス状 (例えば、10  $\mu$ sec 程度) の矩形波の交流電圧 (例えば、12 V など) を印加することを FETブリッジ 72 に指示する。

30

【0053】

また、PWM 信号生成部 94 は、例えばモータ 31 の停止状態での回転角推定時において、後述のように、回転角  $m$  の複数の候補から単一の推定値を選択する際にも、後述する回転角推定器 96 の停止時推定器 96a から出力される指令信号  $V_{sb}$  の入力があった際には、操舵トルクに応じて生成された各相出力電圧  $V_u, V_v, V_w$  に応じて、FETブリッジ 72 の各トランジスタ  $U_H, V_H, W_H, U_L, V_L, W_L$  をオン/オフ駆動させる各パルスからなる所定のゲート信号を出力する。

40

詳細には、この所定のゲート信号は、後述する回転角  $m$  の複数の候補から、単一の推定値  $m$  を仮推定値とし、この仮推定値を用いて、アシスト不感帯内において所定微小電流を通電してモータ 31 を駆動することを FETブリッジ 72 に指示し、運転者による操舵入力と同方向にモータ 31 による操舵補助力が作用するか否かによって、仮推定値が正しいか否かを決定する。仮推定値が正しい場合には、操舵トルクがアシスト不感帯内の範囲を超えた時点より、この推定値を用いてモータを駆動制御しアシストを行う。正しくない場合には、もう一方の推定値を用いてモータを駆動制御しアシストを行う。詳細は後述する。

【0054】

また、PWM 信号生成部 94 は、昇圧回路 74 の昇圧動作を指示する信号 (例えば、昇

50

圧回路 74 に具備されるチャージポンプ回路の各トランジスタのオン（導通）/オフ（遮断）状態を切り替えるゲート信号など）を出力する。

【0055】

第1及び第2相間電圧算出部 95a, 95b は作動アンプを備え、各電圧センサ 77 により検出された各相電圧  $V_u$ ,  $V_v$  および中点電圧  $V_n$  により、第1相間電圧算出部 95a はU相間電圧  $V_{un} (= V_u - V_n)$  を算出し、第2相間電圧算出部 95b はV相間電圧  $V_{vn} (= V_v - V_n)$  を算出する。

【0056】

回転角推定器 96 は、停止時推定器 96a および回転時推定器 96b を備えている。

そして、切換部 97 は、モータ 31 の状態に応じて、停止時推定器 96a または回転時推定器 96b を選択し、停止時推定器 96a から出力される停止時回転角  $s$  または回転時推定器 96b から出力される回転時推定回転角  $r$  を、回転角  $m$  として出力する。

例えば、切換部 97 は、モータ 31 の停止時には停止時推定器 96a を選択し、モータ 31 の回転時には回転時推定器 96b を選択する。

【0057】

切換部 97 は、回転時推定器 96b 内にある後述する図 15 中の停止判定器 163 が出力する切換信号に基づいて、停止時推定器 96a からの出力と回転時推定器 96b からの出力を切り換える。詳しくは、図 15 中に示す起電圧の大きさ（軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \cos e$  の二乗と軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \sin e$  の二乗との和  $(E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e)$ ）が所定の値よりも小さいときには、モータ 31 が停止していると判断して停止時推定器 96a を選択する信号を発生し、前述の起電圧の大きさ（軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \cos e$  の二乗と軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \sin e$  の二乗との和  $(E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e)$ ）が所定の値よりも大きいときには、モータ 31 が回転していると判断して回転時推定器 96b を選択する信号を発生する。

【0058】

回転角推定器 96 の停止時推定器 96a は、モータ 31 の停止時に、モータ 31 のインダクタンスが回転角  $m$  によって変化することを利用して、停止時回転角  $s$  を推定する。

また、回転角推定器 96 の回転時推定器 96b は、モータ 31 の回転時にはモータ 31 が発生する誘起電圧が回転速度  $m$  によって変化することを利用して、回転時推定回転角  $r$  を推定する。

【0059】

詳細には、回転角推定器 96 の停止時推定器 96a は、第1及び第2相間電圧算出部 95a, 95b から出力される各相間電圧  $V_{un}$ ,  $V_{vn}$  により、停止時回転角  $s$  の複数の候補を選定する。この複数の候補から単一の推定値を仮推定値とし、この仮推定値を用いて、アシスト不感帯内において所定微小電流を通電してモータ 31 を駆動することを FETブリッジ 72 に指示し、このとき操舵トルクセンサ 40 から出力されるトルク検出信号  $Tq$  から、運転者による操舵入力と同方向にモータ 31 による操舵補助力が作用するかどうかによって、仮推定値が正しいか否かを決定する。仮推定値が正しい場合には、この値を停止時回転角  $s$  の推定値として出力し、操舵トルクがアシスト不感帯内の範囲を超えた時点より、この推定値を用いてモータ 31 を駆動制御しアシストを行う。正しくない場合には、もう一方の推定値を出力し、操舵トルクがアシスト不感帯内の範囲を超えた時点より、この推定値を用いてモータ 31 を駆動制御しアシストを行う。

【0060】

詳細には、回転時推定器 96b 内にある後述する図 15 中の軸誘起電圧推定部 151 が出力する軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \cos e$  の二乗と軸誘起電圧推定部 150 が出力する軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \sin e$  の二乗との和  $(E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e)$  による起電圧の大きさに基づいて、モータ 31 が回転することによって生じる誘起電圧の値が所定値よりも小さいときには、図 15 中の停止判定器 163 はモータ

10

20

30

40

50

31が停止していると推定し、切換信号を出力する。

そして、切換部97は停止時推定器96aによる回転角推定を選択する。

【0061】

例えばモータ31の停止状態での回転角推定時において、FETブリッジ72の各トランジスタUH, VH, WH, UL, VL, WLを、例えば図6(a)に示すように、ハイ側U相トランジスタUHおよびロー側V相トランジスタVLをオン、かつ、他のトランジスタVH, WH, UL, WLをオフとする状態と、例えば図6(b)に示すように、ハイ側U相トランジスタUHをオン、かつ、他のトランジスタVH, WH, UL, VL, WLをオフとする状態との2つの状態を繰り返して、駆動させることでモータ31のU相-V相端子間に所定矩形波(例えば、40kHzかつ12V)の交流電圧を印加することを指示する指令信号Vsaを出力する。

10

もしくは、図6(a)に示す通電パターンの状態を1回行った後に、図6(b)に示す通電パターンの状態を1回行うことにより、パルス状(例えば、10μsec程度)の矩形波の交流電圧(例えば、12Vなど)を印加することを指示する指令信号Vsaを出力する。

【0062】

そして、モータ31のU相-V相端子間に所定矩形波が印加されている際のU相間電圧VunとV相間電圧Vvnとの比(相間電圧比) $Vun/Vvn$ に基づき、例えば予め設定された所定の第1マップに対するマップ検索により、停止時回転角 $s$ を取得する。

なお、この第1マップは、例えば相間電圧比 $Vun/Vvn$ と、停止時回転角 $s$ との所定の対応関係を示すマップであって、例えば図7に示すように、電気角(edeg)での $0^\circ$ から $360^\circ$ の範囲内において、相間電圧比 $Vun/Vvn$ の適宜の単一の値に対して、停止時回転角 $s$ の4つの値 $1, \dots, 4$ が対応するようになっている。つまり、相間電圧比 $Vun/Vvn$ の2周期が電気角(edeg)での $360^\circ$ となっている。例えば相間電圧比 $Vun/Vvn = 1.5$ の場合、停止時回転角 $s = 1 (= 100^\circ)$ ,  $2 (= 150^\circ)$ ,  $3 (= 280^\circ)$ ,  $4 (= 330^\circ)$ が対応している。

20

【0063】

そして、停止時推定器96aは、モータ31のU相-V相端子間に所定矩形波が印加されている際のV相間電圧Vvnに基づき、例えば予め設定された所定の第2マップに対するマップ検索により、第1マップにより検索された停止時回転角 $s$ の4つの値 $1, \dots, 4$ のうち何れか2つを選択する。

30

この第2マップは、例えばV相間電圧Vvnと、停止時回転角 $s$ との所定の対応関係を示すマップであって、例えば図8に示すように、電気角(edeg)での $0^\circ$ から $360^\circ$ の範囲内において、V相間電圧Vvnの適宜の単一の値に対して、停止時回転角 $s$ の4つの値 $1, \dots, 4$ が対応するようになっている。つまり、各相間電圧Vvnの2周期が電気角(edeg)での $360^\circ$ となっている。

【0064】

なお、バッテリー電圧(つまり、FETブリッジ72の電源電圧)が変動しても正確な停止時回転角 $s$ を得るために、バッテリー電圧Vbを検出して、この値を用いて検出したV相間電圧Vvnを補正し、補正後のV相間電圧Vvnを用いて第2マップを検索し、停止時回転角 $s$ の4つの値 $1, \dots, 4$ を得ている。このため、停止時推定器96aとバッテリー71(+B)の間には、例えば図4に示すように、作動アンプを備えるボルテージフォロア回路71aが設けられ、このボルテージフォロア回路71aの出力が停止時推定器96aに入力されている。

40

例えば相間電圧比 $Vun/Vvn = 1.5$ が得られるときのV相間電圧Vvnが $Vvn = 2.3(V)$ であったとすると、これを満たす回転角は、停止時回転角 $s = 1 (= 100^\circ)$ ,  $2 (= 175^\circ)$ ,  $3 (= 280^\circ)$ ,  $4 (= 355^\circ)$ が対応している。

このため、停止時回転角 $s$ の4つの値 $1 (= 100^\circ)$ ,  $2 (= 150^\circ)$ ,  $3 (= 280^\circ)$ ,  $4 (= 330^\circ)$ が第1マップにより検索された場合に、第2マッ

50

プの検索結果と等しくなる値  $1 (= 100^\circ)$  ,  $3 (= 280^\circ)$  の2つが停止時回転角  $s$  の推定値候補として選択される。

【0065】

なお、FETブリッジ72による通電切換において、例えば図6(a), (b)に示すようにU相およびV相の各ステータ巻線64aに通電される場合には、U相およびV相の各ステータ巻線64aに流れる電流の大きさは等しくなることから、相間電圧比  $V_{un} / V_{vn}$  は、下記数式(1)に示すように、インピーダンス比  $Z_{un} / Z_{vn}$  に等しくなる。そして、各インピーダンス  $Z_{un} (= R_{un} + j \cdot \omega \cdot L_{un})$  ,  $Z_{vn} (= R_{vn} + j \cdot \omega \cdot L_{vn})$  において、角周波数  $\omega (= 2\pi f)$  ,  $f = 40\text{kHz}$  )が高く、角周波数が十分に大きいため、各巻線抵抗  $R_{un}$  ,  $R_{vn}$  が各リアクタンス  $(\omega \cdot L_{un})$  ,  $(\omega \cdot L_{vn})$  に比べて十分に小さいので、相間電圧比  $V_{un} / V_{vn}$  は、相間インダクタンス比  $L_{un} / L_{vn}$  にほぼ等しくなる。

10

もしくは、パルス幅  $t$  が短いので ( $10\mu\text{sec}$ )、電流の変化率  $(dI/dt)$  が大きく、各巻線抵抗  $R_{un}$  ,  $R_{vn}$  における電圧降下が、各インダクタンス  $L_{un}$  ,  $L_{vn}$  における電圧降下に比べて十分に小さいので、相間電圧比  $V_{un} / V_{vn}$  は、下記数式(2)に示すように相間インダクタンス比  $L_{un} / L_{vn}$  にほぼ等しくなる。

【0066】

【数1】

$$\frac{V_{un}}{V_{vn}} = \frac{Z_{un}}{Z_{vn}} = \frac{R_{un} + j \cdot \omega \cdot L_{un}}{R_{vn} + j \cdot \omega \cdot L_{vn}} \approx \frac{L_{un}}{L_{vn}} \quad \dots(1)$$

20

【0067】

【数2】

$$\frac{V_{un}}{V_{vn}} = \frac{I \cdot R_{un} + \frac{dI}{dt} \cdot L_{un}}{I \cdot R_{vn} + \frac{dI}{dt} \cdot L_{vn}} \approx \frac{L_{un}}{L_{vn}} \quad \dots(2)$$

30

【0068】

各相間インダクタンス  $L_{un}$  ,  $L_{vn}$  ,  $L_{wn}$  は、モータ31の突極性に起因して、例えば図9に示すように、電気角 (edeg) で  $120^\circ$  の位相差を有しつつ、停止時回転角  $s$  に応じて変化し、この変化の2周期が電気角 (edeg) での  $360^\circ$  となっている。

モータ31のインダクタンス変化を示す図9において、例えば、各相間インダクタンス  $L_{un}$  ,  $L_{vn}$  ,  $L_{wn}$  の平均値は約  $72\mu\text{H}$  であり、各相間インダクタンス  $L_{un}$  ,  $L_{vn}$  ,  $L_{wn}$  は、最小値 (例えば、 $58\mu\text{H}$ ) と最大値 (例えば、 $86\mu\text{H}$ ) との間で変動している。

40

したがって、相間インダクタンス比  $L_{un} / L_{vn}$  に近似される相間電圧比  $V_{un} / V_{vn}$  から停止時回転角  $s$  を検知することができる。

【0069】

例えば、モータ31の巻線抵抗  $R_{un}$  (例えば、 $10\text{m}\Omega$ ) と、角周波数  $\omega$  (例えば、 $2\pi \times 40 \times 10^3 \text{rad/sec}$ ) とに対して、巻線抵抗  $R_{un} (= 10 \times 10^{-3} \Omega) \ll$  インピーダンス  $\omega \cdot L_{un} (= 18100 \times 10^{-3} \Omega)$  となり、上記数式(1)に示すように、巻線抵抗  $R_{un}$  を無視することができる。

また、バッテリー71の電圧に対して、各インピーダンス  $Z_{un}$  ,  $Z_{vn}$  が相対的に高いことから、U相およびV相の各ステータ巻線64aに流れる電流の大きさ (例えば、 $0.1\text{A}$ )

50

1 A程度)は相対的に小さくなり、回転角推定時においてモータ31の相端子間に印加される矩形波の通電によりモータ31に不必要なトルクが発生することは防止されている。

【0070】

さらに、停止時推定器96aは、操舵トルクセンサ40から出力される操舵トルク $T_q$ により、例えば図7に示す第1マップおよび例えば図8に示す第2マップに基づき選択された停止時回転角 $s$ の2つの値(例えば、 $s_1$ ,  $s_3$ )のうちの何れか1つを仮推定値として選択する。

選択された停止時回転角 $s$ の2つの推定値候補(例えば、 $s_1$ ,  $s_3$ )は、電気角(deg)で $180^\circ$ の位相差を有することから、各値(例えば、 $s_1$ ,  $s_3$ )に対応するロータ63の界磁方向つまり磁極の向きは互いに逆方向となる。

このため、2つの各推定値候補(例えば、 $s_1$ ,  $s_3$ )においてモータ31に同一の通電を行うと、一方では運転者の操舵トルクを補助するようにして、運転者の操舵方向と同一の方向にモータ31による補助トルクが発生し、他方では運転者の操舵トルクを増加させるようにして、運転者の操舵方向の反対方向にモータ31による補助トルクが発生するからである。これにより、操舵トルクを観察することによって推定値候補が適正か否かを判定することができる。

【0071】

例えば、図10または図11のタイムチャートに示すように、操舵トルクセンサ40により検出される操舵トルク(トルク検出信号) $T_q$ がゼロである期間(つまり、時刻 $t_1$ 以前の期間)において、モータ31は停止状態であって、停止時推定器96aは第1マップおよび第2マップに基づき停止時回転角 $s$ として2つの推定値候補(例えば、 $s_1$ ,  $s_3$ )を取得している。ここで、停止時推定器96aは、停止時回転角 $s$ の2つの推定値候補(例えば、 $s_1$ ,  $s_3$ )のうち何れか一方(例えば、 $s_1$ )を、いわば一時的な停止時回転角 $s$ の推定値(仮推定値)として選択する。なお、図10または図11に示す例では、検出される操舵トルク(トルク検出信号) $T_q$ がゼロである期間においてモータ31は停止状態であったが、微小なトルクが生じている場合において、モータ31が停止している場合も同様である。

【0072】

そして、例えば図10または図11に示す時刻 $t_1$ 以降のように、運転者の操舵入力に応じて操舵トルクセンサ40により検出される操舵トルク(トルク検出信号) $T_q$ がゼロから増大傾向に変化を開始すると、停止時推定器96aは、停止時回転角 $s$ の仮推定値に応じて運転者による操舵入力と同方向にモータ31による操舵補助力が作用するようにして、FETブリッジ72を介してモータ31に所定微小電流を一時的(時刻 $t_2$ ~時刻 $t_3$ の期間)に通電することを指示する指令信号 $V_{sb}$ をPWM信号生成部94に出力する。

なお、この所定微小電流の通電は、操舵トルクセンサ40により検出される操舵トルク(トルク検出信号) $T_q$ が所定の補助下限トルク(アシスト不感帯)以下である状態(例えば、図10または図11に示す時刻 $t_1$ から時刻 $t_4$ に亘る期間)で実行される。

【0073】

そして、停止時推定器96aは、例えば図10または図11に示す時刻 $t_2$ から時刻 $t_3$ に亘る期間のように、モータ31に所定微小電流(モータ電流)が通電されたことに起因して、例えば図10に示すように、操舵トルクセンサ40により検出される操舵トルク(トルク検出信号) $T_q$ の増大速度が低下あるいは操舵トルク(トルク検出信号) $T_q$ が減少した場合には、運転者の操舵方向と同一の方向にモータ31による補助トルクが発生しており、停止時回転角 $s$ の仮推定値(例えば、 $s_1$ )の設定が適正であると判断し、この仮推定値(例えば、 $s_1$ )を、所定微小電流の通電前のモータ31の停止状態での停止時回転角 $s$ の推定値として設定する。

【0074】

一方、例えば図11に示すように、モータ31に所定微小電流(モータ電流)が通電されたことに起因して、操舵トルクセンサ40により検出される操舵トルク(トルク検出信

10

20

30

40

50

号)  $Tq$  の増大速度が増大した場合には、運転者の操舵方向と異なる(つまり反対)の方向にモータ 31 による補助トルクが発生しており、停止時回転角  $s$  の仮推定値(例えば、1)の設定が適正ではないと判断し、この仮推定値(例えば、1)以外、つまり停止時回転角  $s$  の 2 つの値(例えば、1, 3)のうち何れか他方(例えば、3)を停止時回転角  $s$  の推定値として設定することが適正であると判断し、例えば図 11 に示す時刻  $t_3$  以降のように、モータ 31 の駆動方向を反転させることを指示する駆動方向反転フラグのフラグ値に「1」を設定し、停止時回転角  $s$  の 2 つの値(例えば、1, 3)のうち何れか他方(例えば、3)を、所定微小電流の通電前のモータ 31 の停止状態での停止時回転角  $s$  の推定値として設定する。

【0075】

また、例えば図 10 または図 11 に示す時刻  $t_4$  以降のように、操舵トルク(トルク検出信号)  $Tq$  が補助下限トルクを超えた場合には、設定した停止時回転角  $s$  を用いてモータ 31 を起動する。

【0076】

モータ 31 の回転速度  $m$  が所定速度以上となる駆動状態では、U 相間電圧  $V_{un}$  または V 相間電圧  $V_{vn}$  は、モータ 31 が回転することによる誘起電圧により、停止中の所定値より増大するので、モータ 31 の回転角  $m$  によって変化するインダクタンスを、モータ 31 の線間に交流電圧を印加したときの相間電圧比を用いて検出する方法では誤差が生じ、推定が困難になる。従って、この場合には、回転角推定器 96 の回転時推定器 96b は、モータ 31 が回転していると推定し、切換部 97 が停止時推定器 96a による回転角推定を選択する。そして回転時推定器 96b はロータ 63 の磁極位置に応じて変動する誘起電圧に基づいて回転時推定回転角  $r$  を推定する。

【0077】

この推定原理は例えば図 12 に示す回転センサ(レゾルバ) 201 を用いた従来の d-q 軸を用いたベクトル制御ブロック 200 において、実際のモータ 31 が有する d-q 軸に対して、例えば図 13 および下記数式(3)に示すような位相差  $e$  (= 実回転角 - 回転時推定回転角  $r$ ) および回転速度  $e$  を有する  $-$  軸を設定する。

そして、d 軸および q 軸とは位相差  $e$  の位相角を有する、 $-$  軸および  $-$  軸に発生する誘起電圧を図 15 に示すように推定し、推定した  $-$  軸および  $-$  軸に発生する誘起電圧より位相差  $e$  を図 15 のように求め、この位相差  $e$  がゼロに収束するようにして図 14 のように、実際の回転角(実回転角)  $\theta$  と回転時推定回転角  $r$  とが等しくなるように制御をおこなう。

【0078】

【数 3】

$$\theta_e = \theta - \theta_r \quad \dots(3)$$

【0079】

また、d-q 軸上の電流(d 軸電流  $I_d$  および q 軸電流  $I_q$ ) および電圧(d 軸電圧指令値  $V_d$  および q 軸電圧指令値  $V_q$ ) と、 $-$  軸上の電流( $-$  軸電流  $I_{-}$  および  $-$  軸電流  $I_{-}$ ) および電圧( $-$  軸電圧  $V_{-}$  および  $-$  軸電圧  $V_{-}$ ) とは、下記数式(4), (5) に示すように記述される。

【0080】

【数 4】

$$\begin{bmatrix} V_\gamma \\ V_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad \dots(4)$$

【0081】

10

20

30

40

50

【数 5】

$$\begin{bmatrix} I\gamma \\ I\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} \quad \dots(5)$$

【0082】

モータ31の回転時に回転角（回転時推定回転角） $r$ を推定し、この回転時推定回転角 $r$ を用いてモータ31をベクトル制御するための制御ブロックを図14に示す。これは図4に示す制御部73内のベクトル制御部の詳細である。

10

回転時推定器96bは、軸誘起電圧推定器150と、軸誘起電圧推定部151と、 $\tan e$ 演算部152と、 $e$ 演算部153と、偏差演算部154と、PI制御器155と、微分器156と、 $Ld$ 乗算部157と、回転数演算部158と、積分器159と、乗算器160および161と、加算器162と、停止判定器163と、二乗和演算器164とからなる。

【0083】

軸誘起電圧推定器150と軸誘起電圧推定部151は、軸電流 $I$ および軸電流 $I$ と、軸電圧 $V$ および軸電圧 $V$ と、値 $(-e \cdot Ld \cdot I)$ および値 $(e \cdot Ld \cdot I)$ より図15に示すブロック図のように、軸に現れる誘起電圧である軸誘起電圧 $E_{ex} \cdot \sin e$ と軸に現れる誘起電圧である軸誘起電圧 $E_{ex} \cdot \cos e$ を演算し出力する。

20

$\tan e$ 演算部152は得られた軸誘起電圧 $E_{ex} \cdot \sin e$ と軸誘起電圧 $E_{ex} \cdot \cos e$ の比である比 $\tan e$ を演算し出力する。

$e$ 演算部153は比 $\tan e$ の値の逆正接値 $\tan^{-1}$ を求める事により位相差 $e$ を演算し出力する。

【0084】

偏差演算部154は、このようにして演算した位相差 $e$ と、位相差 $e$ の収束目標値である位相差 $e = 0$ の偏差を演算し、この偏差がゼロになるようにPI制御部155でPI制御を行い、制御量 $\gamma$ を出力する。

また、微分器156は、このようにして演算した位相差 $e$ を微分して回転速度 $e$ を演算して出力する。

30

さらに、 $Ld$ 乗算部157は、回転速度 $e$ とd軸インダクタンス $Ld$ を乗算して出力する。

【0085】

一方、二乗和演算器164は、軸誘起電圧推定部151が出力する軸誘起電圧 $E_{ex} \cdot \cos e$ の二乗と軸誘起電圧推定部150が出力する軸誘起電圧 $E_{ex} \cdot \sin e$ の二乗との和 $(E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e)$ を演算して出力する。

回転数演算部158は、二乗和演算器164から出力される値 $(E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e)$ の平方根 $(\sqrt{E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e}) = E_{ex}$ 、つまり誘起電圧の値を予め記憶してある誘起電圧定数 $k_e$ で割る事により、推定回転数 $r$ を演算して出力する。

40

さらに、積分器159は、停止時推定器96aから出力される初期回転角 $\theta_0$ に基づき、推定回転数 $r$ を積分して回転角（実回転角） $\theta$ を演算して出力する。

また、乗算器160は、回転速度 $e$ とd軸インダクタンス $Ld$ との乗算値 $(e \cdot Ld)$ と軸電流 $I$ とを乗算して得た値 $(-e \cdot Ld \cdot I)$ を出力する。

【0086】

乗算器161は、回転速度 $e$ とd軸インダクタンス $Ld$ との乗算値 $(e \cdot Ld)$ と軸電流 $I$ とを乗算して得た値 $(-e \cdot Ld \cdot I)$ を出力する。

加算器162は、制御量 $\gamma$ と回転角 $\theta$ を加算し、これを回転時推定回転角 $r$ として

50

出力する。

以降、回転時推定回転角  $r$  および推定回転数  $r$  を用いて、位相差  $e$  がゼロに収束するように図 14 に示すブロック図のベクトル制御を行う。

【0087】

図 14 および図 15 においては、制御量  $u$  を回転角  $r$  に加算し、これを回転時推定回転角  $r$  として出力してベクトル制御を行うことにより、位相差  $e$  をゼロに収束させる例を示したが、これに限定されず例えば図 25 に示す様に、制御量  $u$  を用いて軸誘起電圧推定器 150 および軸誘起電圧推定器 151 の特性を変更することにより、位相差  $e$  をゼロに収束させてもよい。

【0088】

たとえば図 26 に示す様に、軸誘起電圧推定器 150 と、軸誘起電圧推定部 151 中の抵抗値  $R$  と  $d$  軸インダクタンス  $L_d$  の一方もしくは双方を、制御量  $u$  によって変更する。具体的には、制御量  $u$  に対する抵抗値  $R$  および  $d$  軸インダクタンス  $L_d$  のマップを予め準備し、このマップを検索することにより抵抗値  $R$  および  $d$  軸インダクタンス  $L_d$  を変更する。

【0089】

なお、図 14 および図 15 中、さらに図 25 および図 26 中の値 ( $E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e$ )、つまり軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \cos e$  の二乗と軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \sin e$  の二乗との和は、( $\sin^2 e + \cos^2 e = 1$ ) であることから、例えば図 16 に示すように、位相角  $e$  に関わらずにモータ 31 の誘起電圧  $E_{ex}$  の二乗値を示す。

停止判定器 163 は、例えば図 17 (a) に示すように、値 ( $E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e$ ) と予め記憶している所定値  $C_1$  とを比較し、値 ( $E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e$ ) が所定値  $C_1$  未満である場合には、モータ 31 が停止していると判定する。

また、停止判定器 163 は、例えば図 17 (b) に示すように、値 ( $E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e$ ) の平方根と予め記憶している所定値  $C_2$  とを比較し、値 ( $E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e$ ) の平方根が所定値  $C_2$  未満である場合には、モータ 31 が停止していると判定する。

停止判定器 163 は、モータ 31 が停止していると判定した場合には、切換部 97 に切換信号  $V_c$  を出力する。

【0090】

この実施の形態による電動ステアリング装置 1 は上記構成を備えており、次に、この電動ステアリング装置 1 の動作、特に、回転角推定器 96 および切換部 97 の動作について説明する。

まず、例えば図 18 に示すステップ  $S_01$  においては、車両のイグニッションスイッチがオン (IG ON) とされているか否かを判定する。

この判定結果が「YES」の場合には、ステップ  $S_02$  に進む。

一方、この判定結果が「NO」の場合には、処理は進行しない。

【0091】

そして、ステップ  $S_02$  においては、各検出電流 (つまり、軸電流  $I_a$  および軸電流  $I_b$ )、および各電圧指令値 (つまり、軸電圧  $V_a$  および軸電圧  $V_b$ ) を取得する。

そして、ステップ  $S_03$  においては、取得した軸電流  $I_a$  および軸電流  $I_b$  および軸電圧  $V_a$  および軸電圧  $V_b$  より、軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \sin e$  と軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \cos e$  を演算する。

そして、ステップ  $S_04$  においては、軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \cos e$  の二乗と軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \sin e$  の二乗との和 ( $E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e$ ) を演算し、この値 ( $E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e$ ) に基づいて、モータ 31 が停止状態であるか否かを判定する。

10

20

30

40

50

これは例えば図17(a), (b)に示すように、値  $(E e x^2 \cdot \cos^2 e + E e x^2 \cdot \sin^2 e)$  が所定値  $C1 (= (C2)^2)$  よりも小さい時には、モータ31が回転することによる誘起電圧が発生しておらず、モータ31が停止していると判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、後述するステップS24に進む。

一方、この判定結果が「YES」の場合には、ステップS05に進む。

そして、ステップS05においては、モータ31の相端子間(例えば、U相-V相端子間等)に所定矩形波の交流電圧の印加を開始し、停止時回転角  $s$  の推定処理を開始する。

そして、ステップS06においては、各電圧センサ77により検出された各相電圧  $Vu$ ,  $Vv$  および中点電圧  $Vn$  に基づき算出されるU相間電圧  $Vun (= Vu - Vn)$  およびV相間電圧  $Vvn (= Vv - Vn)$  を取得する。

【0092】

そして、ステップS07においては、相間電圧比  $Vun / Vvn$  を算出する。

そして、ステップS08においては、相間電圧比  $Vun / Vvn$  に基づく第1マップに対するマップ検索により、停止時回転角  $s$  の4つの値  $1, \dots, 4$  を取得する。

そして、ステップS09においては、V相間電圧  $Vvn$  に基づく第2マップに対するマップ検索により、停止時回転角  $s$  の4つの値  $1, \dots, 4$  を取得する。

そして、ステップS10においては、4つの値  $1, \dots, 4$  のうちから、4つの値  $1, \dots, 4$  の何れかと同等の2つの値を推定値候補として選択する。

【0093】

そして、ステップS11においては、所定矩形波の交流電圧の印加を終了する。

そして、図19に示すステップS12においては、停止時回転角  $s$  の2つの推定値候補のうち何れか一方を仮推定値として選択する。

そして、ステップS13においては、操舵トルクセンサ40により検出される操舵トルク  $Tq$  がゼロよりも大きいか否かを判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、このステップS13の判定処理を繰り返し実行する。

一方、この判定結果が「YES」の場合、つまり運転者の操舵入力開始された場合には、ステップS14に進む。

【0094】

そして、ステップS14においては、操舵トルク  $Tq$  が、補助下限トルクよりも小さい所定の設定トルク ( $<$  補助下限トルク) であるか否かを判定する。

この判定結果が「YES」の場合には、ステップS15に進む。

一方、この判定結果が「NO」の場合には、このステップS14の判定処理を繰り返し実行する。

そして、ステップS15においては、操舵トルクセンサ40により検出される操舵トルク  $Tq$  および停止時回転角  $s$  の仮推定値に応じて、運転者による操舵入力と同方向にモータ31による操舵補助力が作用するようにして、FETブリッジ72を介してモータ31を所定微小電流により駆動制御する。

【0095】

そして、ステップS16においては、モータ31に所定微小電流が通電されたことに起因して、操舵トルクセンサ40により検出される操舵トルク  $Tq$  の増大速度が低下したか否かを判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、後述するステップS18に進む。

一方、この判定結果が「YES」の場合には、停止時回転角  $s$  の仮推定値の設定が適正であると判断してステップS17に進み、このステップS17においては、停止時回転角  $s$  の仮推定値を、所定微小電流の通電前のモータ31の停止状態での停止時回転角  $s$  の推定値として設定し、後述するステップS20に進む。

【0096】

また、ステップS18においては、モータ31に所定微小電流が通電されたことに起因

10

20

30

40

50

して、操舵トルクセンサ 40 により検出される操舵トルク  $T_q$  の増大速度が増大したか否かを判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、上述したステップ S 16 に戻る。

一方、この判定結果が「YES」の場合には、停止時回転角  $\theta_s$  の仮推定値の設定が適正ではないと判断してステップ S 19 に進み、このステップ S 19 においては、2つの推定値候補のうち何れか他方を、所定微小電流の通電前のモータ 31 の停止状態での停止時回転角  $\theta_s$  の推定値として設定する。これは、前述の駆動方向反転フラグに相当する。

そして、ステップ S 20 においては、所定微小電流によるモータ 13 の駆動制御の実行を終了し、停止時回転角  $\theta_s$  の推定値を回転角  $\theta_m$  として設定し、停止時回転角  $\theta_s$  の推定処理を終了する。

10

【0097】

そして、図 20 に示すステップ S 21 においては、再び各検出電流（つまり、軸電流  $I_a$  および 軸電流  $I_b$  ）、および各電圧指令値（つまり、軸電圧  $V_a$  および 軸電圧  $V_b$  ）を取得する。

そして、ステップ S 22 においては、取得した取得した 軸電流  $I_a$  および 軸電流  $I_b$  および 軸電圧  $V_a$  および 軸電圧  $V_b$  、予め既知とされる、モータ抵抗  $R$  と、d 軸インダクタンス  $L_d$ 、および後述の位相差速度（回転速度）  $\omega_e$  より、軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \sin \theta_e$  と 軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \cos \theta_e$  を演算する。

そして、ステップ S 23 においては、軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \cos \theta_e$  の二乗と 軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \sin \theta_e$  の二乗との和（ $E_{ex}^2 \cdot \cos^2 \theta_e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 \theta_e$ ）を演算し、この値（ $E_{ex}^2 \cdot \cos^2 \theta_e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 \theta_e$ ）に基づいて、モータ 31 の回転状態であるか否かを判定する。

20

この判定結果が「NO」の場合には、エンドに進み、一連の処理を終了する。

一方、この判定結果が「YES」の場合には、ステップ S 24 に進む。

【0098】

そして、ステップ S 24 においては、得られた 軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \sin \theta_e$  と 軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \cos \theta_e$  の比（ $\tan \theta_e$ ）を求めて、この結果の比（ $\tan \theta_e$ ）の値の逆正接値  $\tan^{-1}$  を求める事により位相差  $\theta_e$  を演算し、さらに位相差  $\theta_e$  を微分して位相差速度（回転速度）  $\omega_e$  を演算する。

そして、ステップ S 25 においては、位相差  $\theta_e$  と位相差  $\theta_e$  の収束目標であるゼロの偏差を演算し、PI 制御器 155 を介して、制御量  $u$  を演算する。

30

そして、ステップ S 26 においては、軸誘起電圧  $E_{ex} \cdot \cos \theta_e$  を予め既知の誘起電圧定数  $k_e$  で割る事によって推定回転数  $r$  を演算し、さらに、この推定回転数  $r$  を積分して回転角（実回転角）  $\theta$  を求める。

ステップ S 27 においては、前述の回転角  $\theta$  と制御量  $u$  を加算して、回転時推定回転角  $r$  を演算する。そして、この回転時推定回転角  $r$  を用いて、位相差  $\theta_e$  がゼロになるようにブラシレスモータ駆動制御を行う。

【0099】

そして、ステップ S 28 においては、モータ 31 の起動直後か否かを判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、後述するステップ S 30 に進む。

40

一方、この判定結果が「YES」の場合には、ステップ S 29 に進む。

そして、ステップ S 29 においては、停止時回転角  $\theta_s$  と回転時推定回転角  $r$  との間に所定値を超える差が存在するか否かを判定することによって、停止時回転角  $\theta_s$  と回転時推定回転角  $r$  とがほぼ等しいか否かを判定する。

この判定結果が「YES」の場合には、ステップ S 30 に進み、このステップ S 30 においては、通常時制御として、回転時推定回転角  $r$  に基づくモータ 31 の駆動制御を実行し、一連の処理を終了する。

一方、この判定結果が「NO」の場合には、ステップ S 31 に進み、このステップ S 31 においては、所定の異常時制御として、例えば回転駆動されるモータ 31 の停止を指示力したり、例えば回転時推定回転角  $r$  の推定値を回転角  $\theta_m$  として出力することを禁止

50

するとともに、電流センサ 76 から出力される検出信号（例えば、U 相検出電流  $I_{us}$ 、W 相検出電流  $I_{ws}$  等）には拘らずに電圧センサ 77 から出力される検出信号に基づき回転角  $\theta$  を推定する他の公知の推定処理の実行を指示して、一連の処理を終了する。

モータ 31 をベクトル制御する制御ループのなかで、ステップ S01 ~ ステップ S31 の一連の処理を繰り返してモータ 31 の回転角  $\theta$  を推定し、モータ 31 の制御を行う。

【0100】

上述したように、本実施の形態によるブラシレスモータの制御装置 70 によれば、回転角  $\theta$  の推定演算の実行途中で位相差  $e$  がゼロに収束していない場合（特に、モータ 31 が発生する誘起電圧が小さく位相差  $e$  がゼロに収束し難い場合など）であっても、モータ 31 が発生する誘起電圧を位相差  $e$  に関わらずに精度よく検出することができ、この誘起電圧が所定値より小さい場合にはモータ 31 が停止していると適切に判定することができる。

10

【0101】

詳細には、 $d$  軸に発生する誘起電圧 ( $E_{ex} \sin e$ ) の二乗と  $q$  軸に発生する誘起電圧 ( $E_{ex} \cos e$ ) の二乗との和を観測することにより、位相差  $e$  に関わらずに、誘起電圧を精度よく検出することができ、モータ 31 の回転および停止を適切に判定することができる。そして、この判定結果に応じて、精度のよい回転角  $\theta$  の推定値を得ることができ、モータ 31 を脱調させたり、トルク変動を生じさせたりすること無しに、滑らかに駆動制御することができる。

20

【0102】

また、本実施の形態による電動ステアリング装置 1 によれば、例えばレゾルバ等の回転角度センサを備える必要無しに、装置構成の簡略化および装置の小型化を図ることができ、車両搭載性を向上させることができると共に、例えばモータ 31 が脱調してトルク変動が生じ、操舵フィーリングが低下してしまうことや、例えばモータ 31 が脱調して停止してしまうなどの不具合が生じることを防止し、運転者が操舵フィーリングに違和感を感じてしまうことを防止することができると共に、車両の走行挙動が不安定となることを抑制することができる。

【0103】

なお、上述した実施の形態では、回転時推定器 96b は、 $d$  軸電流  $I_d$  および  $q$  軸電流  $I_q$  および  $d$  軸電圧指令値  $V_d^*$  および  $q$  軸電圧指令値  $V_q^*$  と、予め既知とされる、モータ抵抗  $R$  と、 $d$  軸インダクタンス  $L_d$  と、 $q$  軸インダクタンス  $L_q$  と、に基づき、位相差  $e$  を算出し、位相差  $e$  がゼロとなるように収束制御を実行して、回転時推定回転角  $\theta$  を推定するとしたが、これに限定されず、例えば図 21 に示す第 1 変形例に係る電動ステアリング装置 1 のブラシレスモータの制御装置 70 ように、作動アンプを具備する第 1 相間電圧算出部 95a により算出される U - N 相線間電圧  $V_{un}$  ( $= V_u - V_n$ ) と、電流センサ 76 から出力される U 相検出電流  $I_{us}$  と、予め既知とされる U - N 相インダクタンス  $L_{un}$ 、および抵抗  $R_{un}$  とに基づき、下記数式 (6) により、誘起電圧  $V_e$  を算出し、誘起電圧  $V_e$  がモータ 31 の回転速度に比例することを利用して、誘起電圧  $V_e$  より回転速度  $\omega$  を推定し、これを時間積分して得た値を、回転時推定回転角  $\theta$  の推定値としてもよい。そして、推定した回転時推定回転角  $\theta$  を用いて図 21 に示すように  $d$  -  $q$  軸での制御を行う。

30

40

【0104】

【数 6】

$$V_e = V_{uv} - L_{uv} \frac{dI_{us}}{dt} - R_{un} I_{us} \quad \dots (6)$$

【0105】

この第 1 変形例において、上述した実施の形態と異なる主要な点として、目標電流設定

50

部 8 2 は q 軸目標電流  $I_{qc}$  を出力する。そして、電流制御部 9 0 は、偏差  $I_d$  を制御増幅して d 軸電圧指令値  $V_d$  を算出する d 軸電流 PI 制御器 9 0 c と、偏差  $I_q$  を制御増幅して q 軸電圧指令値  $V_q$  を算出する q 軸電流 PI 制御器 9 0 e とを備えている。そして、3 相変換部 9 3 に換わる d q - 3 相変換部 9 3 A は、d - q 座標上での d 軸電圧指令値  $V_d$  および q 軸電圧指令値  $V_q$  を、静止座標である 3 相交流座標上での電圧指令値である U 相出力電圧  $V_u$  および V 相出力電圧  $V_v$  および W 相出力電圧  $V_w$  に変換して出力する。また、3 相変換部 9 8 に換わる 3 相変換部 9 8 A は、各相電流  $I_u, I_v, I_w$  の検出値を d - q 座標上に変換して d 軸電流  $I_d$  及び q 軸電流  $I_q$  を演算して出力する。また、回転時推定器 9 6 b に換わる回転時推定器 9 6 c は、例えば、第 1 相間電圧算出部 9 5 a から出力される U 相間電圧  $V_{un} (= V_u - V_n)$  と電流センサ 7 6 から出力される U 相検出電流  $I_{us}$  に基づき、推定回転数  $r$  および回転時推定回転角  $\theta_r$  を演算して出力する。

10

#### 【0106】

なお、上述した実施の形態では、停止時推定器 9 6 a は、相間電圧比  $V_{un} / V_{vn}$  に基づき停止時回転角  $\theta_s$  の 2 つの推定値候補（例えば、 $\theta_{s1}, \theta_{s3}$ ）を推定するとしたが、これに限定されず、例えば線間電圧比  $V_{uv} / V_{wu}$  に基づき停止時回転角  $\theta_s$  の 2 つの推定値候補（例えば、 $\theta_{s1}, \theta_{s3}$ ）を推定してもよい。

この第 2 変形例に係るブラシレスモータの制御装置 7 0 では、例えば図 2 2 に示すように、停止時推定器 9 6 a には、各相電圧  $V_u, V_v, V_w$  を検出する電圧センサ 7 7 から出力される検出信号が入力されている。

20

#### 【0107】

そして、停止時推定器 9 6 a は、各線間電圧  $V_{uv} (= V_u - V_v), V_{wu} (= V_w - V_u)$  を算出すると共に、線間電圧比  $V_{uv} / V_{wu}$  は線間インダクタンス比  $L_{uv} / L_{wu}$  にほぼ等しくなることを利用して、線間電圧比  $V_{uv} / V_{wu}$  と、停止時回転角  $\theta_s$  との所定の対応関係を示す第 3 マップに対するマップ検索により停止時回転角  $\theta_s$  を取得する。

なお、この第 3 マップは、例えば線間電圧比  $V_{uv} / V_{wu}$  と、停止時回転角  $\theta_s$  との所定の対応関係を示すマップであって、電気角 (e deg) での  $0^\circ$  から  $360^\circ$  の範囲内において、線間電圧比  $V_{uv} / V_{wu}$  の適宜の単一の値に対して、停止時回転角  $\theta_s$  の 4 つの値  $\theta_{s1}, \dots, \theta_{s4}$  が対応するようになっている。つまり、線間電圧比  $V_{uv} / V_{wu}$  の 2 周期が電気角 (e deg) での  $360^\circ$  となっている。

30

そして、停止時推定器 9 6 a は、第 3 マップにより検索された停止時回転角  $\theta_s$  の 4 つの値  $\theta_{s1}, \dots, \theta_{s4}$  のうちの何れか 2 つを選択するために、線間電圧  $V_{wu}$  と、停止時回転角  $\theta_s$  との所定の対応関係を示す第 4 マップに対するマップ検索により停止時回転角  $\theta_s$  を取得する。

この第 4 マップは、例えば線間電圧  $V_{wu}$  と、停止時回転角  $\theta_s$  との所定の対応関係を示すマップであって、電気角 (e deg) での  $0^\circ$  から  $360^\circ$  の範囲内において、線間電圧  $V_{wu}$  の適宜の単一の値に対して、停止時回転角  $\theta_s$  の 4 つの値  $\theta_{s1}, \dots, \theta_{s4}$  が対応するようになっている。つまり、各線間電圧  $V_{uv}, V_{wu}$  の 2 周期が電気角 (e deg) での  $360^\circ$  となっている。

40

そして、第 3 マップにより検索された停止時回転角  $\theta_s$  の 4 つの値  $\theta_{s1}, \dots, \theta_{s4}$  のうち、線間電圧  $V_{wu}$  に対応する停止時回転角  $\theta_s$  の 4 つの値  $\theta_{s1}, \dots, \theta_{s4}$  の何れか 2 つと同等の 2 つの値を停止時回転角  $\theta_s$  の推定値候補として選択する。

なお、バッテリー電圧（つまり FET ブリッジ 7 2 の電源電圧）が変動しても正確な停止時回転角  $\theta_s$  を得るために、バッテリー電圧  $V_b$  を検出して、この値を用いて検出した線間電圧  $V_{wu}$  を補正し、補正後の線間電圧  $V_{wu}$  を用いて第 4 マップを検索し、停止時回転角  $\theta_s$  の 4 つの値  $\theta_{s1}, \dots, \theta_{s4}$  を得ている。このため、停止時推定器 9 6 a とバッテリー 7 1 (+B) との間には、例えば図 2 2 に示すように、作動アンプを備えるボルテージフォロア回路 7 1 a が設けられ、このボルテージフォロア回路 7 1 a の出力が停止時推定器 9 6 a に入力されている。

50

## 【0108】

なお、この第2変形例に係る各線間電圧  $V_{uv}$  ( $= V_u - V_v$ )、 $V_{vw}$  ( $= V_v - V_w$ )、 $V_{wu}$  ( $= V_w - V_u$ ) は、例えば下記数式(7)に示すように、上述した実施の形態での各相間電圧  $V_{un}$ 、 $V_{vn}$ 、 $V_{wn}$  に対して、大きさが3倍されて、位相が( $\pi/6$ )だけ遅れる。

## 【0109】

## 【数7】

$$\left. \begin{aligned} V_{uv} &= \sqrt{3} \times V_{un} \times \varepsilon^{-j \cdot \frac{\pi}{6}} \\ V_{vw} &= \sqrt{3} \times V_{vn} \times \varepsilon^{-j \cdot \frac{\pi}{6}} \\ V_{wu} &= \sqrt{3} \times V_{wn} \times \varepsilon^{-j \cdot \frac{\pi}{6}} \end{aligned} \right\} \dots(7)$$

10

## 【0110】

20

なお、上述した実施の形態において、停止時推定器96aはモータ31に所定微小電流が通電された際に停止時回転角  $s$  の仮推定値(例えば、1)の設定が適正ではないと判断したときに、駆動方向反転フラグのフラグ値に「1」を設定し、第2マップに基づき選択された停止時回転角  $s$  の2つの推定値候補(例えば、1、3)のうち何れか他方(例えば、3)を、所定微小電流の通電前のモータ31の停止状態での停止時回転角  $s$  の推定値として設定するとしたが、これに限定されず、例えば停止時回転角  $s$  の仮推定値(例えば、1)の設定が適正ではないと判断した場合であっても、この仮推定値を所定微小電流の通電前のモータ31の停止状態での停止時回転角  $s$  の推定値として設定し、図10および図11に示すように駆動方向反転フラグのフラグ値に「1」を設定し、操舵トルクセンサ40により検出される操舵トルク  $T_q$  が所定の補助下限トルク以上となった時刻以降において操舵トルク  $T_q$  に応じてモータ31から補助トルクを発生させる際に、補助トルクの大きさは変更せずに補助トルクの発生方向のみを反転させてもよい。

30

## 【図面の簡単な説明】

## 【0111】

【図1】本発明の一実施形態に係る電動ステアリング装置の構成図である。

【図2】本発明の一実施形態に係る電動ステアリング装置の操舵補助機構の構成図である。

【図3】図2に示すA-A線断面図である。

【図4】本発明の一実施形態に係るブラシレスモータの制御装置の構成図である。

【図5】図4に示すFETブリッジの構成図である。

40

【図6】図4に示すFETブリッジの各トランジスタのオン(導通)/オフ(遮断)状態を示す図である。

【図7】本発明の一実施形態に係る相間電圧比  $V_{un}/V_{vn}$  と回転角  $m$  との対応関係を示すグラフ図である。

【図8】本発明の一実施形態に係る相間電圧  $V_{vn}$  と回転角  $m$  との対応関係を示すグラフ図である。

【図9】本発明の一実施形態に係る各相間インダクタンス  $L_{un}$ 、 $L_{vn}$ 、 $L_{wn}$  と回転角  $m$  との対応関係を示すグラフ図である。

【図10】本発明の一実施形態に係る操舵トルク  $T_q$  とモータ電流と駆動方向反転フラグのフラグ値との変化の一例を示すグラフ図である。

50

【図11】本発明の一実施形態に係る操舵トルク $T_q$ とモータ電流と駆動方向反転フラグのフラグ値との変化の一例を示すグラフ図である。

【図12】本発明の実施形態に対する比較例として従来技術の一例に係るモータ制御ブロックの構成を示す図である。

【図13】本発明の一実施形態に係るd-q軸と - 軸との対応関係の一例を示す図である。

【図14】本発明の一実施形態に係るモータ制御ブロックの構成を示す図である。

【図15】本発明の一実施形態に係る回転時推定器のブロック構成図である。

【図16】本発明の一実施形態に係る 軸誘起電圧 $E_{ex} \cdot \cos e$ と 軸誘起電圧 $E_{ex} \cdot \sin e$ との一例を示す図である。

【図17】本発明の一実施形態に係るモータ回転数（回転速度）と、二乗和演算器から出力される値 $(E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e)$ および平方根 $(\sqrt{E_{ex}^2 \cdot \cos^2 e + E_{ex}^2 \cdot \sin^2 e}) = E_{ex}$ との対応関係の一例を示すグラフ図である。

【図18】本発明の一実施形態に係る電動ステアリング装置の動作、特に、回転角推定器および切換部の動作を示すフローチャートである。

【図19】本発明の一実施形態に係る電動ステアリング装置の動作、特に、回転角推定器および切換部の動作を示すフローチャートである。

【図20】本発明の一実施形態に係る電動ステアリング装置の動作、特に、回転角推定器および切換部の動作を示すフローチャートである。

【図21】本発明の一実施形態の第1変形例に係るブラシレスモータの制御装置の構成図である。

【図22】本発明の一実施形態の第2変形例に係るブラシレスモータの制御装置の構成図である。

【図23】本発明の実施形態に係る位相差 $e$ および 軸誘起電圧 $E_{ex} \cdot \cos e$ の収束状態の一例を示すグラフ図である。

【図24】本発明の実施形態に係るモータ回転数（回転速度）と位相差 $e$ との対応関係の一例を示すグラフ図である。

【図25】本発明の一実施形態の変形例に係るモータ制御ブロックの構成を示す図である。

【図26】本発明の一実施形態の変形例に係る回転時推定器のブロック構成図である。

【符号の説明】

【0112】

1 電動ステアリング装置

31 モータ

40 操舵トルクセンサ（操舵トルク検出手段）

63 ロータ

64 ステータ

64a ステータ巻線

70 ブラシレスモータの制御装置

72 FETブリッジ（通電切換手段）

73 制御部（電流制御手段、操舵制御手段、駆動制御手段）

76 電流センサ

77 電圧センサ

94 PWM信号生成部（通電切換手段）

96a 停止時推定器（停止時回転角推定手段、駆動制御手段）

96b 回転時推定器（回転角推定手段）

163 停止判定器（判定手段）

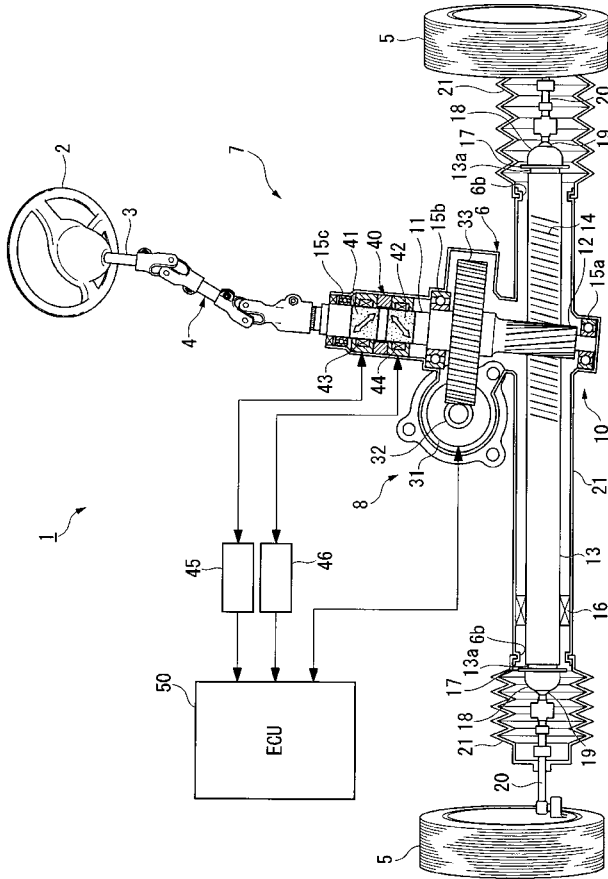
10

20

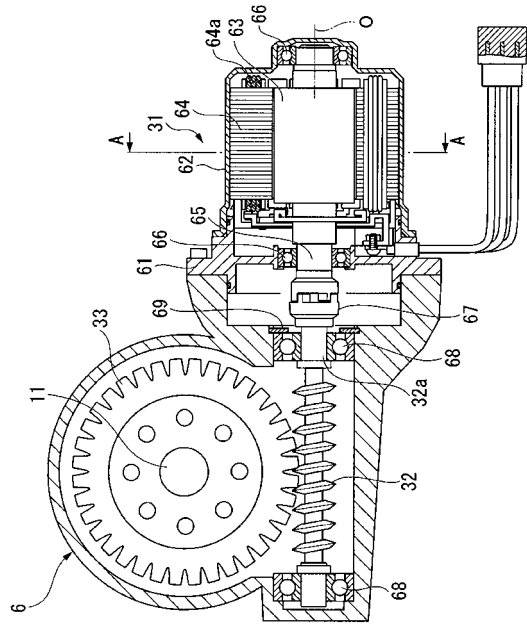
30

40

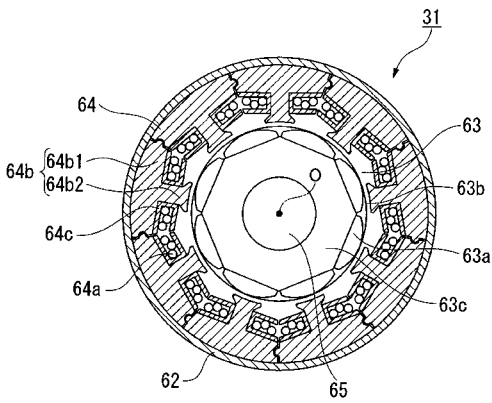
【図1】



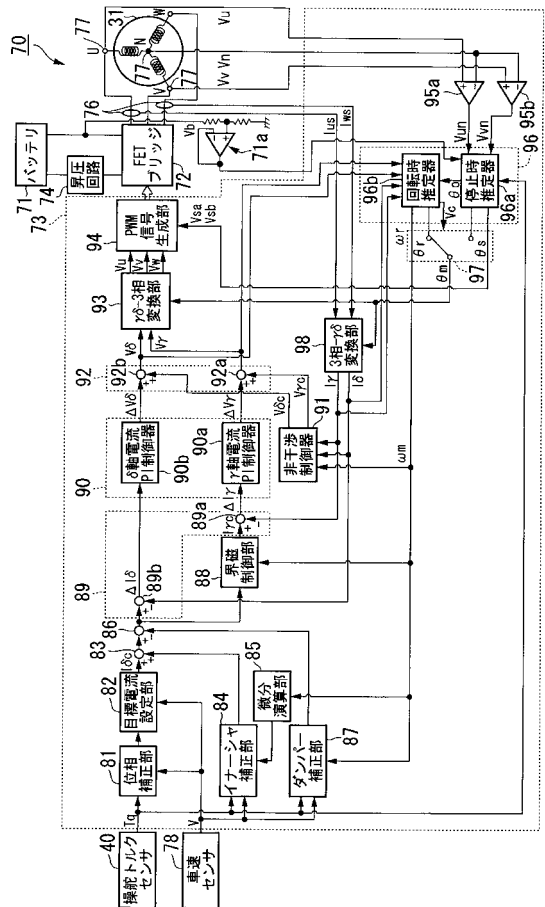
【図2】



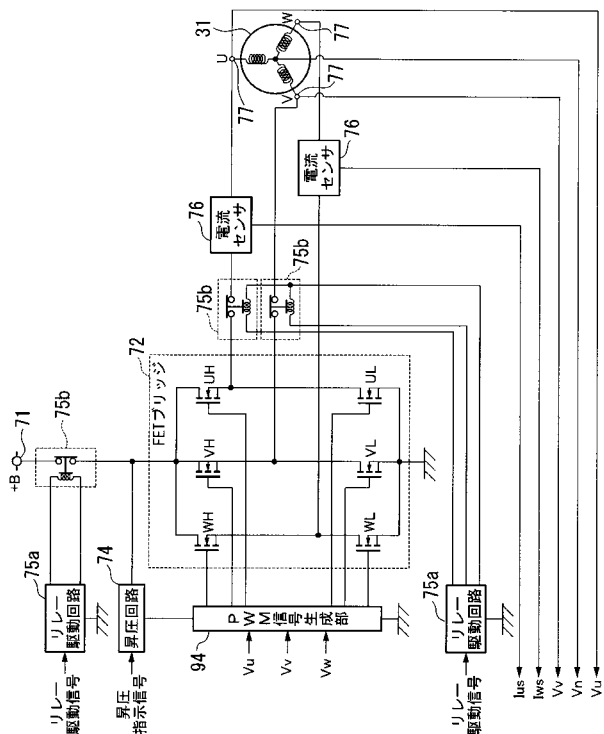
【図3】



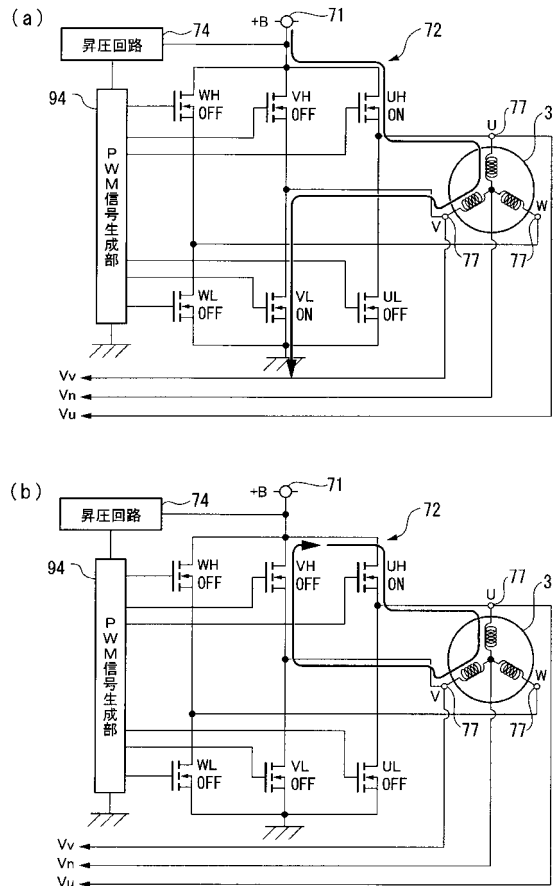
【図4】



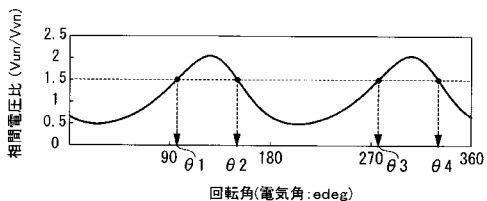
【 図 5 】



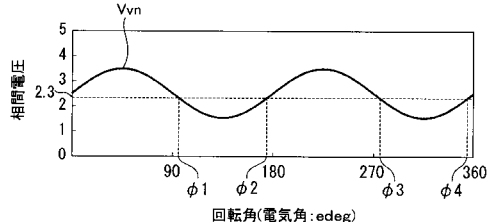
【 図 6 】



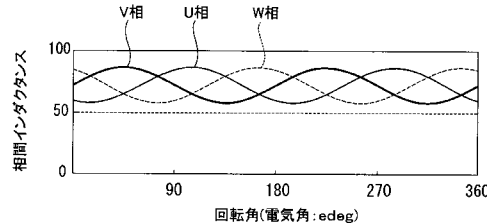
【 図 7 】



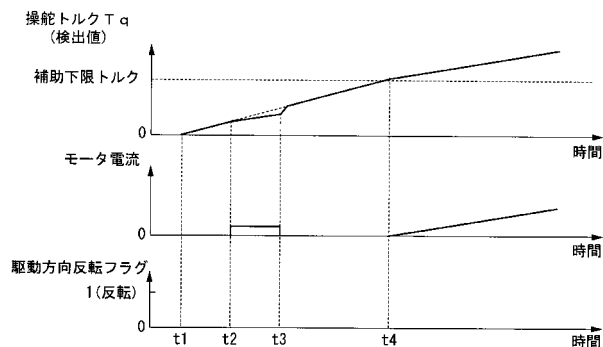
【 図 8 】



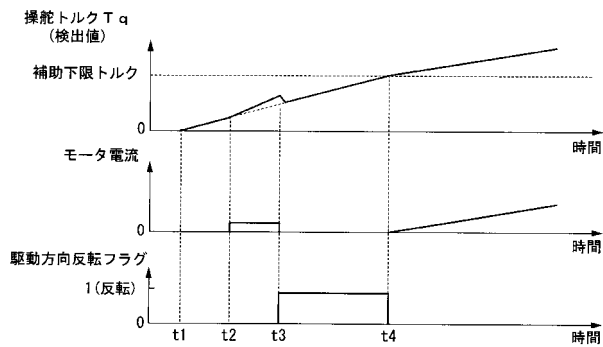
【 図 9 】



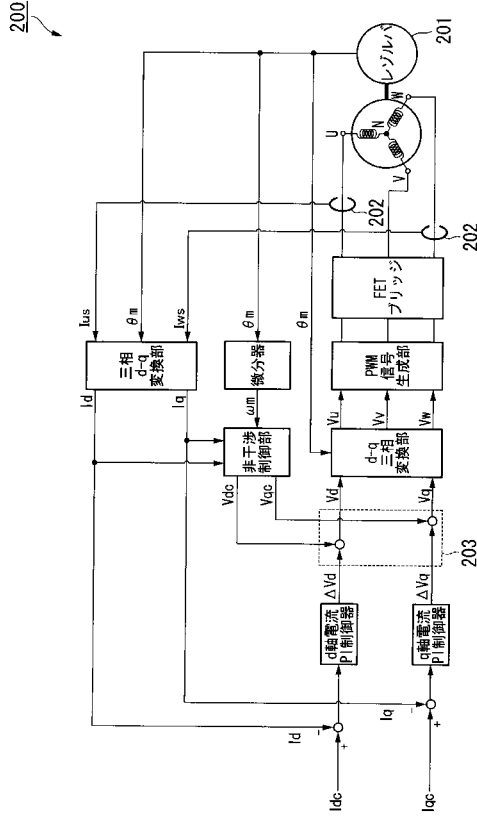
【 図 10 】



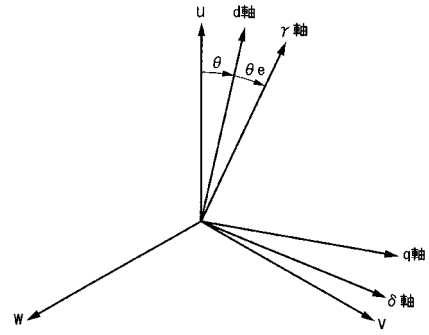
【 図 11 】



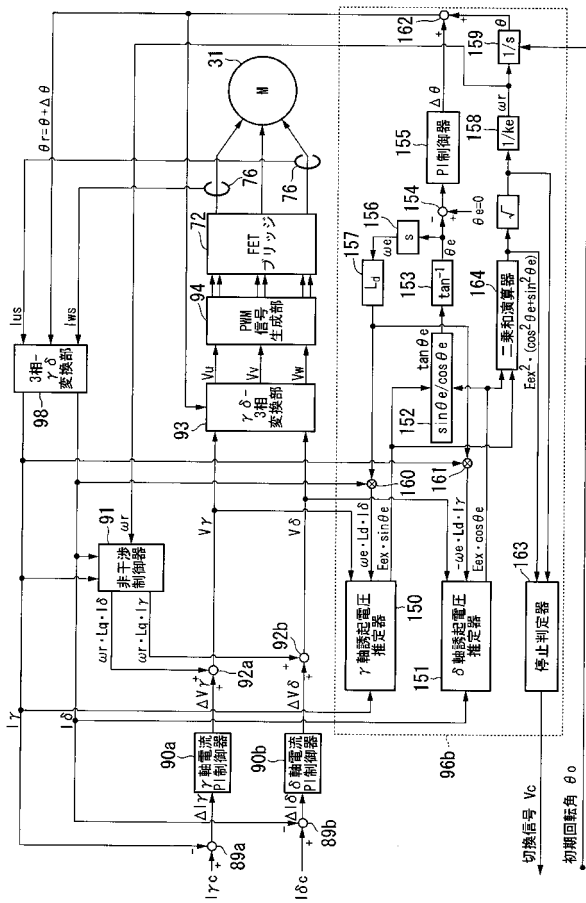
【 図 1 2 】



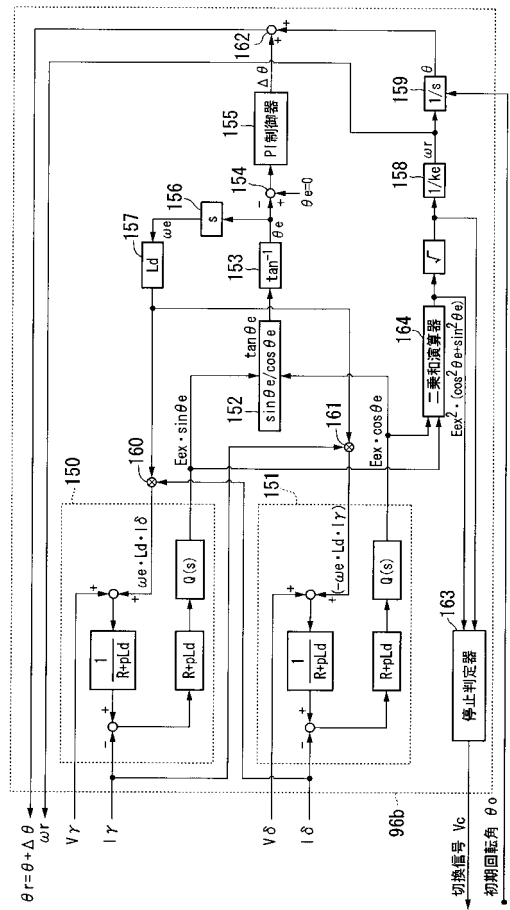
【 図 1 3 】



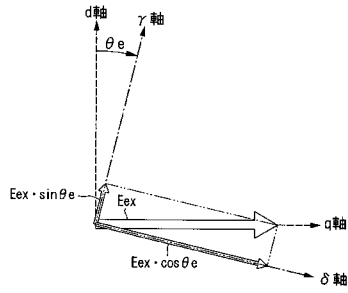
【 図 1 4 】



【 図 1 5 】

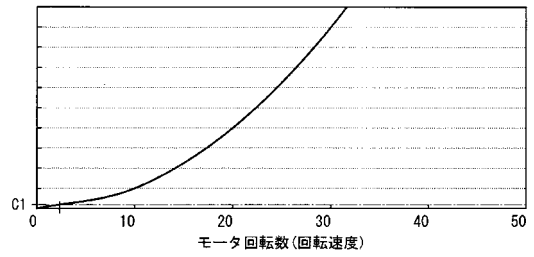


【図16】

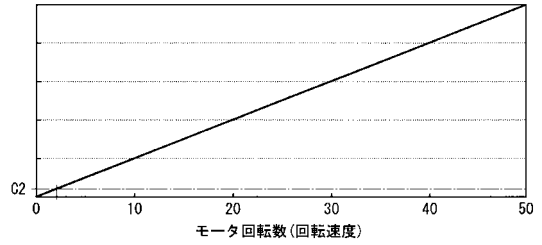


【図17】

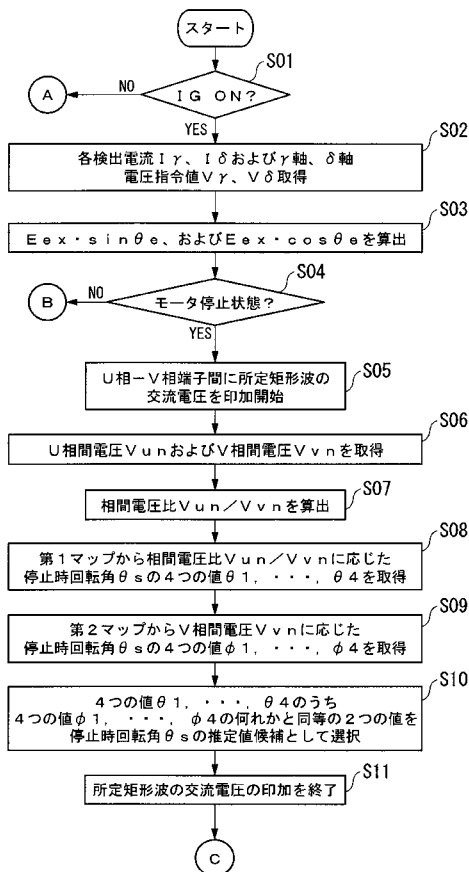
(a)  $E_{ex}^2(\cos^2\theta_e + \sin^2\theta_e)$



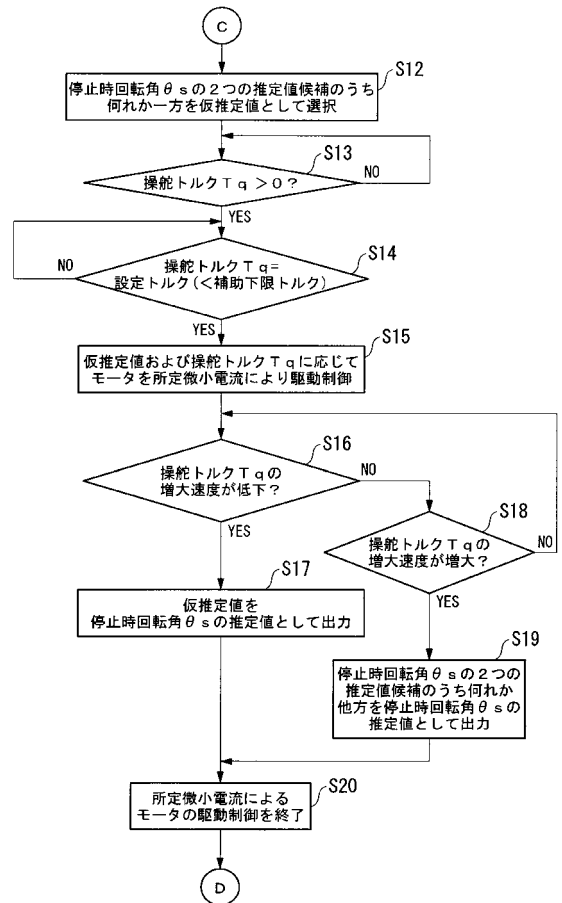
(b)  $\sqrt{E_{ex}^2(\cos^2\theta_e + \sin^2\theta_e)}$



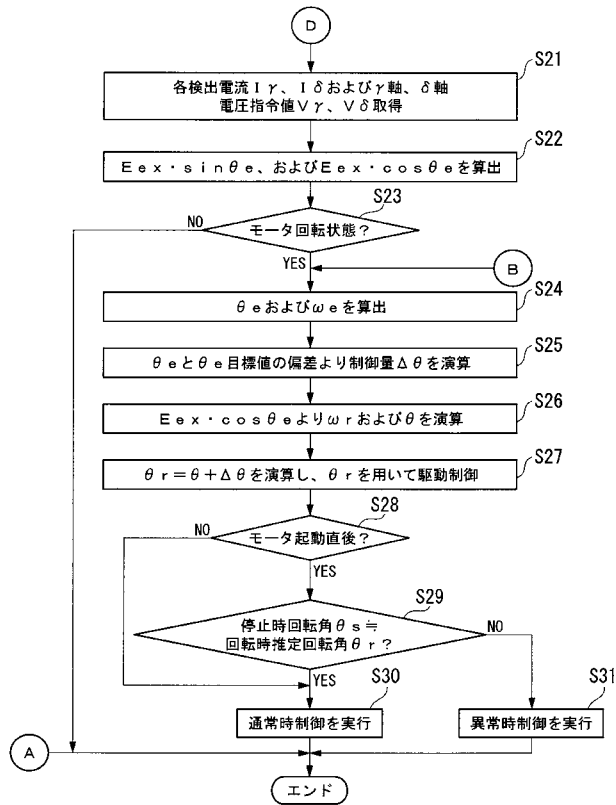
【図18】



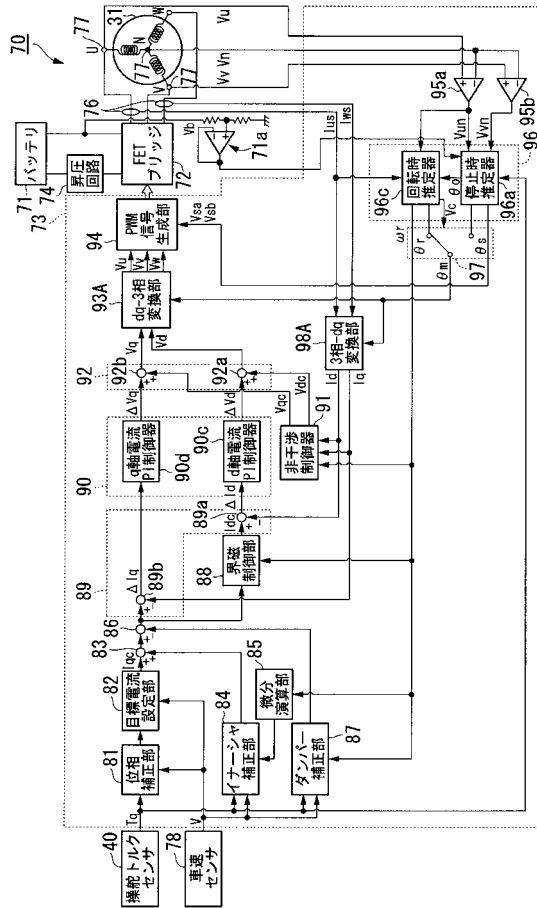
【図19】



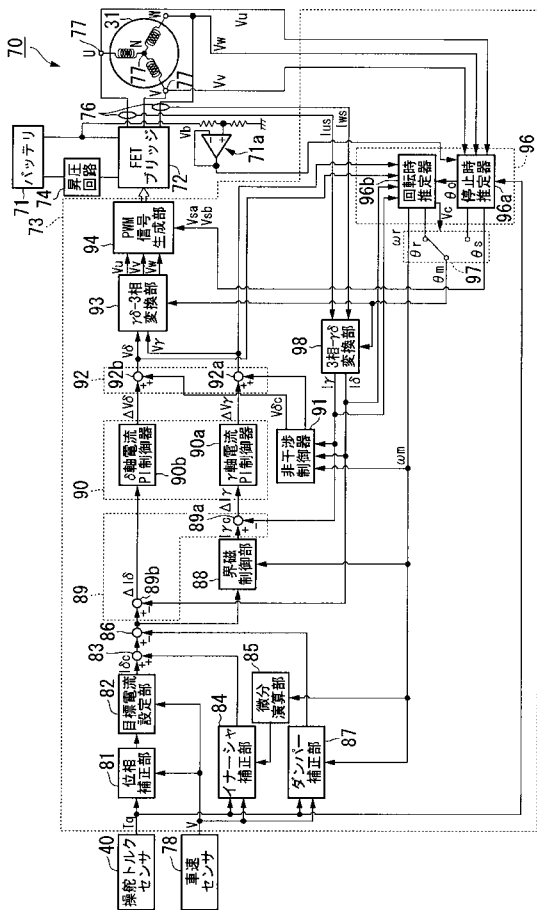
【図20】



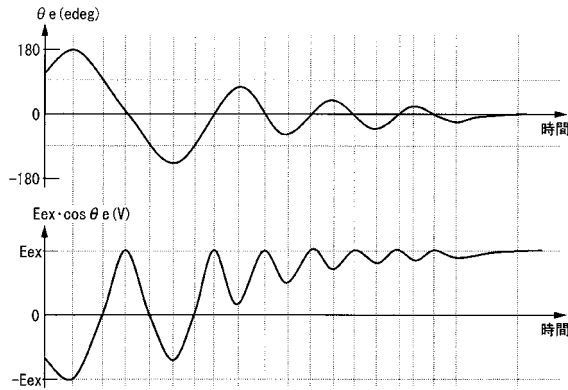
【図21】



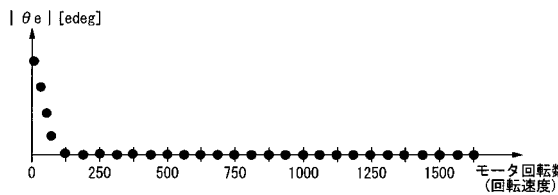
【図22】



【図23】



【図24】





## フロントページの続き

(51)Int.Cl.		F I	テーマコード(参考)
B 6 2 D 101/00	(2006.01)	B 6 2 D 119:00	
B 6 2 D 119/00	(2006.01)		

(72)発明者 米田 篤彦

埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内

(72)発明者 三好 尚

埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内

Fターム(参考) 3D232 CC08 CC21 DA15 DA23 DA64 DA65 DC01 DC02 DC03 DC08  
DD01 DD02 DD10 DD17 EC23 EC24 GG01  
3D233 CA03 CA13 CA16 CA20 CA21  
5H505 AA16 BB04 BB06 CC02 DD08 EE41 EE49 FF05 FF07 GG04  
HA06 HA09 HB02 JJ03 JJ04 JJ17 JJ24 JJ25 JJ29 KK06  
LL16 LL22 LL25 LL41 MM10  
5H560 AA10 BB04 BB07 BB12 DA13 DB13 DC12 DC13 EB01 EC01  
EC02 GG04 RR01 SS02 SS03 TT07 TT15 UA05 XA02 XA12  
XA13 XA15