

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2009-44846

(P2009-44846A)

(43) 公開日 平成21年2月26日(2009.2.26)

| (51) Int.Cl.          | F I            | テーマコード (参考) |
|-----------------------|----------------|-------------|
| H02P 6/10 (2006.01)   | H02P 6/02 341G | 3D232       |
| B62D 5/04 (2006.01)   | B62D 5/04      | 3D233       |
| B62D 6/00 (2006.01)   | B62D 6/00      | 5H560       |
| B62D 101/00 (2006.01) | B62D 101:00    |             |
| B62D 119/00 (2006.01) | B62D 119:00    |             |

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 25 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2007-206668 (P2007-206668)  
 (22) 出願日 平成19年8月8日(2007.8.8)

(71) 出願人 00004204  
 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 100074170  
 弁理士 秋山 修  
 (72) 発明者 森 堅史  
 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 リリット ゴーウツェィクンランシー  
 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) 3D232 CC08 DA15 DA23 DA63 DA64  
 DA66 DC08 DD01 DD10 EA01  
 EC23 EC24 GG01  
 3D233 CA03 CA13 CA16 CA20  
 最終頁に続く

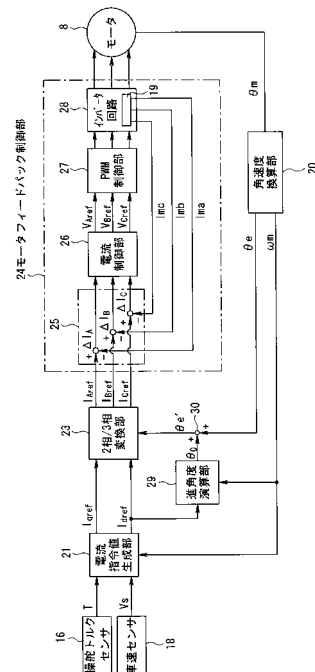
(54) 【発明の名称】 モータ駆動制御装置及びモータ駆動制御装置を使用した電動パワーステアリング装置

(57) 【要約】

【課題】比較的簡単な構成で、トルクリップル及び騒音を所定値以下とすることができるモータ駆動制御装置を提供する。

【解決手段】相数が3以上の電動モータ8をベクトル制御部31でベクトル制御するモータ駆動制御装置であって、前記電動モータ8の電気角を検出する電気角検出手段及びモータ角速度を検出する角速度検出手段20とを有し、前記ベクトル制御部31は、前記角速度検出手段20で検出したモータ角速度とd軸電流とに基づいて進角度を演算する進角度演算部29と、該進角度演算部29で演算した進角度で前記電気角検出手段20で検出した電気角を補正する電気角補正部30と、該電気角補正部30で補正した電気角に基づいてベクトル制御を行う制御演算部21, 23とを備えている。

【選択図】 図2



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

相数が 3 以上の電動モータをベクトル制御部でベクトル制御するモータ駆動制御装置であって、

前記電動モータの電気角を検出する電気角検出手段及びモータ角速度を検出する角速度検出手段とを有し、前記ベクトル制御部は、前記角速度検出手段で検出したモータ角速度と d 軸電流とに基づいて進角度を演算する進角度演算部と、該進角度演算部で演算した進角度で前記電気角検出手段で検出した電気角を補正する電気角補正部と、該電気角補正部で補正した電気角に基づいてベクトル制御を行う制御演算部とを備えていることを特徴とするモータ駆動制御装置。

10

## 【請求項 2】

前記ベクトル制御部は、電動モータの d - q 軸電流指令値を生成する電流指令値生成部を有し、該電流指令値生成部で生成した d 軸電流指令値を前記進角度演算部に供給するように構成されていることを特徴とする請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置。

## 【請求項 3】

前記進角度演算部は、d 軸電流有り時のモータ角速度と進角度との関係を表す第 1 の記憶テーブルと、d 軸電流無し時のモータ角速度と進角度との関係を表す第 2 の記憶テーブルとを備え、d 軸電流の有無に応じて前記第 1 の記憶テーブル及び第 2 の記憶テーブルを選択するように構成されていることを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のモータ駆動制御装置。

20

## 【請求項 4】

前記進角度演算部は、d 軸電流量に応じてモータ角速度と進角度との関係を表す記憶テーブルを変化させることを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のモータ駆動制御装置。

## 【請求項 5】

前記記憶テーブルは、検出遅れと電流波形の基本波形に対する電流制御の応答遅れと電機子反作用による誘起電圧の位相ずれとを補償する値をもとに作成されていることを特徴とする請求項 2 乃至 4 の何れか 1 項に記載のモータ駆動制御装置。

## 【請求項 6】

前記記憶テーブルは、夫々のモータ角速度及び d 軸電流において、モータトルクリップル及び騒音を所定値以下に抑制する値を設定して作成されていることを特徴とする請求項 2 乃至 4 の何れか 1 項に記載のモータ駆動制御装置。

30

## 【請求項 7】

前記電動モータの誘起電圧は、矩形波、及び正弦波に高調波成分が含有されている疑似矩形波誘起電圧であることを特徴とする請求項 1 乃至 6 の何れか 1 項に記載のモータ駆動制御装置。

## 【請求項 8】

操舵系に対して操舵補助力を発生する電動モータを前記請求項 1 乃至 7 の何れか 1 項に記載のモータ駆動制御装置で駆動制御するようにしたことを特徴とする電動パワーステアリング装置。

## 【発明の詳細な説明】

40

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、相数が 3 以上の電動モータをベクトル制御部でベクトル制御するモータ駆動制御装置及びこれを使用し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、モータの駆動制御装置として、ブラシレスモータのモータ角度の検出遅れに起因する出力トルクの低下を防止するため、三相分相処理部で、モータ角度補正部による補正後のモータ角度を与えるようにし、モータ角度補正部はサンプリング部によって取得されるモータ角度に対してモータ角速度に応じた補正值を加算する補正を行うことにより、実

50

際のモータ角度の変化にほぼ追従して変化するモータ角度を生成するようにしたものが知られている（例えば、特許文献 1 参照）。

【 0 0 0 3 】

また、回転数に応じた電流制御の応答遅れを考慮して進角度を算出し、この進角度を検出した電気角に加算して補正するようにした電動パワーステアリング装置の制御装置も知られている（例えば、特許文献 2 参照）。

ところで、近年、電動パワーステアリング装置の出力に対する要求はますます厳しくなっており、モータの高出力化、高効率化、高回転化の要求に対応するため、モータの誘起電圧に高調波を含ませる構造とし、そのモータを制御するにあたって、ベルトルク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行うようにしたモータ駆動制御装置が提案されている（例えば、特許文献 3 参照）。

【特許文献 1】特開 2 0 0 4 - 3 3 6 9 1 3 号公報

【特許文献 2】特開 2 0 0 5 - 1 9 9 7 3 5 号公報

【特許文献 3】特開 2 0 0 6 - 1 5 8 1 9 8 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 4 】

しかしながら、一般的に電動モータを駆動するためには、各相に電圧を印加して各相コイルに電流による電機子起磁力を発生させ、回転子に取り付けられている永久磁石との引力・斥力を利用し回転子を回転させ駆動を行うが、電機子電流により発生する起磁力により、永久磁石より発生しているギャップ磁束が歪み、その結果誘起電圧が歪む現象が発生する。これを電機子反作用と言う。電機子反作用には直軸電機子反作用と横軸電機子反作用がある。

【 0 0 0 5 】

直軸電機子反作用はモータの回転子磁束ベクトルに対し電機子起磁力ベクトルが同軸方向に配置される場合に発生し、図 1 5 ( a ) に示すように、前記 2 つのベクトルが逆方向に配置される場合即ち d 軸電流による電機子起磁力の影響は減磁作用(弱め界磁)が発生することになるが、直軸電機子反作用の影響では誘起電圧のベクトル位相はずれないため、誘起電圧に高調波が含有されていてもトルク変動の要因とはならない。

【 0 0 0 6 】

これに対し、横軸電機子反作用(交さ磁化作用)即ち q 軸電流による電機子起磁力の影響は、図 1 5 ( b ) に示すように、モータの回転子磁束ベクトルに対し電機子起磁力ベクトルが直軸方向に配置される場合に発生し、特に力率 = 1 の時には強く発生する。電機子電流により発生する電機子起磁力により永久磁石より発生する回転子磁束との合成磁束が q 軸方向に歪むため、誘起電圧上で回転方向へ磁石が進角するように見える。誘起電圧及び相電流が正弦波である場合には位相ずれによるトルクリップルは発生しにくい、誘起電圧及び相電流が矩形波または擬似矩形波(正弦波 + 高調波成分)である場合には、誘起電圧の位相ずれにより高調波成分にて発生するトルクリップルを抑制することができず、トルクリップルが発生する要因となる。

【 0 0 0 7 】

さらに、d 軸電流と q 軸電流による合成電機子起磁力の影響も、図 1 5 ( c ) に示すように、電機子電流により発生する電機子起磁力により永久磁石より発生する回転子磁束との合成磁束が q 軸方向に歪むため、誘起電圧上で回転方向へ磁石が進角するように見えることになり、図 1 5 ( b ) と同様のトルクリップルが発生する要因となる。

したがって、q 軸電流のみを電動モータに流す場合と、q 軸電流と d 軸電流とを電動モータに流す場合とで、合成磁束の位相が変化することによって、トルクリップルを抑えるための最適電流位相が変化してしまうことになる。ゆえに、q 軸電流と d 軸電流との双方を指令電流として用いて制御する場合に、q 軸電流のみで制御する際のトルクリップル及び騒音所定値以下とする進角度(以下、適切進角度と称す)を用いた進角制御では、実電流

10

20

30

40

50

が適切電流位相からずれてしまい、トルクリップルを発生し、騒音を発生してしまうという未解決の課題がある。

【0008】

また、特に誘起電圧に高調波を含むような電動モータを制御する場合、流すべき相電流において、基本波成分と高調波成分とで必要な電流制御応答が異なる（高調波の方がより高い制御応答性を求められる）ため、基本波成分と高調波成分とで夫々、制御応答性を考慮した適切進角度が異なることになる。これを基本波成分の進角のみで補償する場合には、トルクリップル及び騒音を所定値以下にできるバランスの取れた進角度を適切進角度として設定する必要がある。

【0009】

さらに、q軸電流のみで制御する場合と、q軸電流及びd軸電流で制御する場合とで、前述したようなトルクリップル及び騒音を所定値以下にできるバランスの取れた適切進角度が異なる場合がある。このとき、q軸電流のみのときに使用する適切進角度のテーブルだけでは、q軸電流に合わせてd軸電流を流して制御する際に、適切進角度を保つことはできず、トルクリップルが発生し、騒音を発生してしまうという未解決の課題がある。

【0010】

そこで、本発明では、比較的簡単な構成で、特に高回転時にq軸電流に合わせてd軸電流を用いて電動モータを制御する場合でも、トルクリップル及び騒音を所定値以下とすることができるモータ駆動制御装置及びモータ駆動制御装置を使用した電動パワーステアリング装置を提供することを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0011】

上記目的を達成するために、請求項1に係るモータ駆動制御装置は、相数が3以上の電動モータをベクトル制御部でベクトル制御するモータ駆動制御装置であって、前記電動モータの電動モータの電気角を検出する電気角検出手段及びモータ角速度を検出する角速度検出手段とを有し、前記ベクトル制御部は、前記角速度検出手段で検出したモータ角速度とd軸電流とに基づいて進角度を演算する進角度演算部と、該進角度演算部で演算した進角度で前記電気角検出手段で検出した電気角を補正する電気角補正部と、該電気角補正部で補正した電気角に基づいてベクトル制御を行う制御演算部とを備えていることを特徴としている。

【0012】

また、請求項2に係るモータ駆動制御装置は、請求項1に係る発明において、前記ベクトル制御部は、電動モータのd-q軸電流指令値を生成する電流指令値生成部を有し、該電流指令値生成部で生成したd軸電流指令値を前記進角度演算部に供給するように構成されていることを特徴としている。

さらに、請求項3に係るモータ駆動制御装置は、請求項1又は2に係る発明において、前記進角度演算部は、d軸電流有り時のモータ角速度と進角度との関係を表す第1の記憶テーブルと、d軸電流無し時のモータ角速度と進角度との関係を表す第2の記憶テーブルとを備え、d軸電流の有無に応じて前記第1の記憶テーブル及び第2の記憶テーブルを選択するように構成されていることを特徴としている。

【0013】

さらにまた、請求項4に係るモータ駆動制御装置は、請求項1又は2に係る発明において、前記進角度演算部は、d軸電流量に応じてモータ角速度と進角度との関係を表す記憶テーブルを変化させることを特徴としている。

なおさらに、請求項5に係るモータ駆動制御装置は、請求項2乃至4の何れか1つに係る発明において、前記記憶テーブルは、検出遅れと電流波形の基本波形に対する電流制御の応答遅れと電機子反作用による誘起電圧の位相ずれとを補償する値をもとに作成されていることを特徴としている。

【0014】

また、請求項6に係るモータ駆動制御装置は、請求項2乃至4の何れか1つに係る発明

10

20

30

40

50

において、前記記憶テーブルは、夫々のモータ角速度及びd軸電流において、モータトルクリップル及び騒音を所定値以下に抑制する値を設定して作成されていることを特徴としている。

さらに、請求項7に係るモータ駆動制御装置は、請求項1乃至6の何れか1つに係る発明において、前記電動モータの誘起電圧は、矩形波及び正弦波の何れか一方に高調波成分が勧誘されている疑似矩形波誘起電圧であることを特徴としている。

【0015】

さらにまた、請求項8に係る電動パワーステアリング装置は、操舵系に対して操舵補助力を発生する電動モータを前記請求項1乃至7の何れか1項に記載のモータ駆動制御装置で駆動制御するようにしたことを特徴としている。

【発明の効果】

【0016】

本発明によれば、ベクトル制御部で使用する電動モータの電気角を進角度で補正する場合に、進角度演算部で、モータ角速度とd軸電流とに基づいて進角度を演算することにより、d軸電流量に応じた最適な進角度を設定することができ、この進角度で電気角を補正することにより、簡易な構成で、トルクリップル及び騒音を所定値以下に抑制することが可能なベクトル制御を行うことができるという効果が得られる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

図1は、本発明の第1の実施形態を示す全体構成図であって、図中、1はステアリング機構であり、このステアリング機構1はステアリングホイール2が装着されたステアリングシャフト3と、このステアリングシャフト3のステアリングホイール2とは反対側に連結されたラックピニオン機構4と、このラックピニオン機構4にタイロッド等の連結機構5を介して連結された左右の転舵輪6とを備えている。

【0018】

そして、ステアリングシャフト3には、減速機7を介して電動モータ8が連結されている。この電動モータ8は、例えば三相交流駆動されるスター(Y)結線されたブラシレスモータで構成され、電動パワーステアリング装置の操舵補助力を発生する操舵補助力発生用モータとして動作する。

そして、電動モータ8は車両に搭載されたバッテリー11から出力されるバッテリー電圧Vbがヒューズ12及びイグニッションスイッチ71を介して供給されるベクトル制御を行う制御装置13によって駆動制御される。

【0019】

この制御装置13には、ステアリングシャフト3に配設された操舵トルク検出部としての操舵トルクセンサ16で検出されたステアリングホイール2に入力される操舵トルクTが入力されていると共に、電動モータ8に配設されたレゾルバなどのモータ角度検出器17で検出されたモータ回転角 $\theta_m$ が入力され、さらに車速検出部としての車速センサ18で検出した車速検出値Vsが入力されると共に、モータ電流検出部19で検出した電動モータ8の各相電流Ima、Imb及びImcが入力されている。

【0020】

ここで、操舵トルクセンサ16は、ステアリングホイール2に付与されてステアリングシャフト3に伝達された操舵トルクTを検出するもので、例えば、操舵トルクを図示しない入力軸及び出力軸間に介挿したトーションバーの捩れ角変位に変換し、この捩れ角変位を磁気信号で検出し、それを電気信号に変換するように構成されている。

制御装置13は、図2に示すように、モータ角度検出器17の検出信号に基づいて電気角 $e$ 及びモータ角速度 $\omega_m$ を演算する角速度換算部20と、操舵トルクセンサ16で検出した操舵トルクT及び車速センサ18で検出した車速Vsが入力されこれらに基づいて電動モータ8に対する電流指令値 $I_{ref}$ を生成し、生成した電流指令値及びモータ角速度に基づいて電動モータ8のd-q軸座標系のd軸電流指令値 $I_{dref}$ 及びq軸電流指令値I

10

20

30

40

50

$i_{qref}$  を演算する電流指令値生成部 21 と、この電流指令値生成部 21 で生成した d 軸電流指令値  $I_{dref}$  及び q 軸電流指令値  $I_{qref}$  を後述する補正電気角  $e$  に基づいて 2 相 / 3 相変換して各相電流指令値  $I_{Aref}$ 、 $I_{Bref}$  及び  $I_{Cref}$  を算出する 2 相 / 3 相変換部 23 と、この 2 相 / 3 相変換部 23 から出力される相電流指令値  $I_{Aref}$ 、 $I_{Bref}$  及び  $I_{Cref}$  とモータ電流検出部 19 で検出された各相電流  $I_{ma}$ 、 $I_{mb}$  及び  $I_{mc}$  とに基づいて電動モータ 8 の駆動制御するモータフィードバック制御部 24 とを備えている。

#### 【0021】

角速度換算部 20 の一例としては、図 3 に示すように、モータ角度検出器 17 の出力信号が入力されてモータ回転角  $m$  を検出するモータ回転角検出部 20a と、このモータ回転角検出部 20a で検出したモータ回転角  $m$  に基づいて電気角  $e$  を算出する電気角演算部 20b と、モータ回転角検出部 20a で算出したモータ回転角  $m$  を微分してモータ角速度  $\dot{m}$  を算出するモータ角速度演算部 20c とを備えている。

10

#### 【0022】

電流指令値生成部 21 は、操舵トルクセンサ 16 から入力される操舵トルク  $T$  と車速検出値  $V_s$  とに基づいて図 4 に示す電流指令値  $I_{ref}$  を算出する電流指令値算出用記憶テーブルを参照して電流指令値  $I_{ref}$  を算出し、算出した電流指令値  $I_{ref}$  及びモータ角速度  $\dot{m}$  に基づいて電動モータ 8 の d - q 軸座標系の d 軸電流指令値  $I_{dref}$  及び q 軸電流指令値  $I_{qref}$  を演算する。

#### 【0023】

ここで、電流指令値算出用記憶テーブルは、図 4 に示すように、横軸に操舵トルク  $T$  をとり、縦軸に電流指令値  $I_{ref}$  をとると共に、車速  $V_s$  をパラメータとした放物線状の曲線で表される特性線図で構成され、操舵トルク  $T$  が “0” からその近傍の設定値  $T_{s1}$  までの間は電流指令値  $I_{ref}$  が “0” を維持し、操舵トルク  $T$  が設定値  $T_{s1}$  を超えると最初は電流指令値  $I_{ref}$  が操舵トルク  $T$  の増加に対して比較的緩やかに増加するが、さらに操舵トルク  $T$  が増加すると、その増加に対して電流指令値  $I_{ref}$  が急峻に増加するように設定され、この特性曲線が車速の増加に従って傾きが小さくなるように設定されている。

20

#### 【0024】

そして、角速度換算部 20 から出力されるモータ角速度  $\dot{m}$  及び電流指令値生成部 21 で生成された d 軸電流指令値  $I_{dref}$  が進角度演算部 29 に供給され、この進角度演算部 29 で演算された進角度  $\theta_0$  が角速度換算部 20 から出力される電気角  $e$  が入力された電気角補正部としての加算器 30 に供給され、この加算器 30 の加算出力が 2 相 / 3 相変換部 23 に入力される。

30

#### 【0025】

ここで、進角度演算部 29 は、モータ角速度  $\dot{m}$  と d 軸電流指令値  $I_{dref}$  が入力され、これらに基づいて図 5 に示す d 軸電流指令値  $I_{dref}$  をパラメータとしてモータ角速度  $\dot{m}$  と進角度  $\theta_0$  の関係を表す進角度算出用記憶テーブルを参照して最適な進角度  $\theta_0$  を算出する。進角度算出用記憶テーブルは、d 軸電流指令値  $I_{dref}$  が零近傍の閾値以下であるときに選択する特性曲線 L1 で表される第 1 の進角度算出用記憶テーブルと、d 軸電流指令値  $I_{dref}$  が上記閾値を超えているときに選択する特性曲線 L2 で表される第 2 の進角度算出用記憶テーブルとを有する。

40

#### 【0026】

この進角度算出用記憶テーブルの特性曲線 L1 及び L2 は、検出遅れ、電流制御応答性の遅れ、及び電機子反作用による誘起電圧の位相ずれを考慮した値として設定することが望ましい。電機子反作用による誘起電圧の位相ずれを補償する値は、磁気解析により予め把握できれば、その値を基にした値として設定するようにしてもよい。さらには、予め電動モータ 8 のモータ角速度  $\dot{m}$  及び d 軸電流指令値  $I_{dref}$  を変位させたときに、トルクリップル及び騒音を所定値以下とすることが可能な進角度を求める実験により求めた値で設定するようにしてもよい。ここで、進角度算出用記憶テーブルの特性曲線 L1 及び L2 は一例であって、特性曲線の形状や算出される最適な進角度  $\theta_0$  の値の大小は、電動モータの仕様及び採用する制御仕様に依りて変化するものである。

50

## 【0027】

そして、電流指令値生成部21、2相/3相変換部23、進角度演算部29、加算器30でベクトル制御部31が構成され、このうち電流指令値生成部21及び2相/3相変換部23で制御演算部32が構成されている。

また、モータフィードバック制御部24は、2相/3相変換部23から出力される相電流指令値 $I_{Aref}$ 、 $I_{Bref}$ 及び $I_{Cref}$ からモータ電流検出部19で検出した実相電流 $I_{ma}$ 、 $I_{mb}$ 及び $I_{mc}$ を減算して電流偏差 $I_A$ 、 $I_B$ 及び $I_C$ を算出する減算部25と、この減算部25から出力される電流偏差 $I_A$ 、 $I_B$ 及び $I_C$ に基づいて比例積分制御を行って電圧指令値 $V_{Aref}$ 、 $V_{Bref}$ 及び $V_{Cref}$ を算出する電流制御部26と、この電流制御部26から出力される電圧指令値 $V_{Aref}$ 、 $V_{Bref}$ 及び $V_{Cref}$ に基づいてパルス幅変調(PWM)信号を形成するPWM制御部27と、図6に示すように、PWM制御部27から出力されるパルス幅変調信号によって6個の電界効果トランジスタ $Q_{au} \sim Q_{cd}$ のゲートが制御されて、2相/3相変換部23で変換された相電流指令値 $I_{Aref}$ 、 $I_{Bref}$ 及び $I_{Cref}$ に応じた相電流 $I_{ma}$ 、 $I_{mb}$ 及び $I_{mc}$ を電動モータ8に供給するインバータ回路28とを備えている。

10

## 【0028】

ここで、PWM制御部27は、電流制御部26から出力される各相電圧指令値 $V_{Aref}$ 、 $V_{Bref}$ 及び $V_{Cref}$ に基づいて決定されるデューティ比 $D_a$ 、 $D_b$ 及び $D_c$ のPWM(パルス幅変調)信号によって後述するインバータ回路28の電界効果トランジスタ $Q_{au} \sim Q_{cd}$ をON/OFFすることにより、実際に電動モータ8に流れる電流 $I_{ma}$ 、 $I_{mb}$ 及び $I_{mc}$ の大きさが制御される。ここで、デューティ比 $D_a$ 、 $D_b$ 及び $D_c$ の大きさに伴って上アームを構成する電界効果トランジスタ $Q_{au}$ 、 $Q_{bu}$ 及び $Q_{cu}$ と下アームを構成する電界効果トランジスタ $Q_{ad}$ 、 $Q_{bd}$ 及び $Q_{cd}$ は、夫々アームショートを避けるためのデッドタイムを持ってPWM駆動される。

20

## 【0029】

さらに、インバータ回路28は、図6に示すように、2つの電界効果トランジスタ $Q_{au}$ 及び $Q_{ad}$ が直列に接続された直列回路と、この直列回路と並列に接続された同様に2つの電界効果トランジスタ $Q_{bu}$ 及び $Q_{bd}$ の直列回路、電界効果トランジスタ $Q_{cu}$ 及び $Q_{cd}$ の直列回路とで構成されている。このインバータ回路28の電界効果トランジスタ $Q_{au}$ 及び $Q_{ad}$ の接続点、電界効果トランジスタ $Q_{bu}$ 及び $Q_{bd}$ の接続点並びに電界効果トランジスタ $Q_{cu}$ 及び $Q_{cd}$ の接続点が電動モータ8のスター結線された各励磁コイル $L_a$ 、 $L_b$ 並びに $L_c$ に接続されている。さらにインバータ回路28の電界効果トランジスタ $Q_{ad}$ 、 $Q_{bd}$ 及び $Q_{cd}$ と接地との間にモータ駆動電流 $I_{ma}$ 、 $I_{mb}$ 及び $I_{mc}$ を検出するモータ電流検出部19が配設されている。

30

## 【0030】

次に、上記第1の実施形態の動作を説明する。

今、図1及び図6に示すイグニッションスイッチ71をオン状態とすることにより、制御装置13にバッテリー11からの電源が投入されて、制御装置13での操舵補助制御処理が開始されると共に、図6に示すリレー72が通電状態となってインバータ回路28にバッテリー電圧 $V_b$ が供給されて電動モータ8を駆動可能な状態となる。

40

## 【0031】

このとき、電流指令値生成部21では、操舵トルクセンサ16で検出した操舵トルク $T$ を読み込み、この操舵トルク $T$ と車速センサ18から入力される車速 $V_s$ とに基づいて図4に示す電流指令値算出マップを参照して電流指令値 $I_{ref}$ を算出し、算出した電流指令値 $I_{ref}$ 及びモータ角速度 $m$ に基づいて電動モータ8の誘起電圧波形を高調波成分を含まない正弦波とする $d-q$ 軸座標系の $d$ 軸電流指令値 $I_{dref}$ 及び $q$ 軸電流指令値 $I_{qref}$ を算出する。

## 【0032】

一方、角速度換算部20では、モータ回転角検出部20aでモータ回転角 $m$ を検出し、検出したモータ回転角 $m$ に基づいて電気角演算部20bで電気角 $e$ を算出すると共

50

に、モータ角速度演算部 20c でモータ回転角  $\theta_m$  を微分することによりモータ角速度  $\omega_m$  を算出する。

そして、電流指令値生成部 21 で生成した d 軸電流指令値  $I_{dref}$  及び q 軸電流指令値  $I_{qref}$  が 2 相 / 3 相変換部 23 に供給されて 3 相の相電流指令値  $I_{Aref}$ 、 $I_{Bref}$  及び  $I_{Cref}$  を算出する。

【0033】

このとき、電流指令値生成部 21 で生成される d 軸電流指令値  $I_{dref}$  が進角度演算部 29 に供給されるので、この進角度演算部 29 で d 軸電流指令値  $I_{dref}$  の値が零近傍の閾値以下であるときには第 1 の進角度算出用記憶テーブルが選択され、d 軸電流指令値  $I_{dref}$  の値が閾値を超えているときには第 2 の進角度算出用記憶テーブルが選択されて、モータ角速度  $\omega_m$  と d 軸電流指令値  $I_{dref}$  とに応じた最適な進角度  $\theta_0$  が算出される。

10

【0034】

そして、算出された進角度  $\theta_0$  が加算器 30 に供給されて角速度換算部 20 から出力される電気角  $e$  に進角度  $\theta_0$  を加算して補正電気角  $e'$  を算出するので、d 軸電流指令値  $I_{dref}$  に応じた最適な値の補正電気角  $e'$  を算出することができ、この補正電気角  $e'$  を 2 相 / 3 相変換部 23 に供給して d 軸電流指令値  $I_{dref}$  及び q 軸電流指令値  $I_{qref}$  を 3 相の電流指令値  $I_{Aref}$ 、 $I_{Bref}$  及び  $I_{Cref}$  に変換する。

【0035】

このため、得られる 3 相の電流指令値  $I_{Aref}$ 、 $I_{Bref}$  及び  $I_{Cref}$  は、トルクリップル及び騒音の発生を抑制する電流指令値となり、これがモータフィードバック制御部 24 に供給される。

20

このモータフィードバック制御部 24 では、減算部 25 で、2 相 / 3 相変換部 23 から出力される相電流指令値  $I_{Aref}$ 、 $I_{Bref}$  及び  $I_{Cref}$  からモータ電流検出部 19 で検出されたモータ駆動電流  $I_{ma}$ 、 $I_{mb}$  及び  $I_{mc}$  が減算されて電流偏差  $I_A$ 、 $I_B$  及び  $I_C$  が算出され、これら電流偏差  $I_A$ 、 $I_B$  及び  $I_C$  が電流制御部 26 に供給されてこの電流制御部 26 で比例、積分処理を行って電圧指令値  $V_{Aref}$ 、 $V_{Bref}$  及び  $V_{Cref}$  を算出する。

【0036】

そして、電流制御部 26 で算出された各相電圧指令値  $V_{Aref}$ 、 $V_{Bref}$  及び  $V_{Cref}$  が PWM 制御部 27 に供給されることにより、この PWM 制御部 27 で各相電圧指令値  $V_{Aref}$ 、 $V_{Bref}$  及び  $V_{Cref}$  に応じた 6 個のパルス幅変調 (PWM) 信号を形成し、これらパルス幅変調信号をインバータ回路 28 の各電界効果トランジスタ  $Q_{au} \sim Q_{cd}$  に供給することにより、このインバータ回路 28 から電動モータ 8 に 3 相の駆動電流  $I_{ma} \sim I_{mc}$  が供給されて電動モータ 8 が回転駆動され、ステアリングホイール 2 に加えられた操舵トルク  $T$  及び車速  $V_s$  に応じた操舵補助力を発生する。

30

【0037】

この電動モータ 8 で発生された操舵補助力は、減速機 7 を介してステアリングシャフト 3 に伝達されることにより、ステアリングホイール 2 を軽い操舵力で操舵することができる。

このとき、車両が停車している状態でステアリングホイール 2 を操舵する所謂据え切り状態では、車速  $V_s$  が零であって、図 4 に示す電流指令値算出用記憶テーブルの特性線の勾配が大きいことにより、小さい操舵トルク  $T$  で大きな電流指令値  $I_{ref}$  を算出するので、電動モータ 8 で大きな操舵補助力を発生して軽い操舵を行うことができる。

40

【0038】

この車両の停車状態から車両を発進させて走行状態とし、この状態でステアリングホイール 2 を操舵する通常操舵状態では、車速の増加に応じて操舵補助トルクが小さくする必要がある。ステアリングホイール 2 に伝達される操舵トルクが操舵トルクセンサ 16 で検出されて制御装置 13 の電流指令値生成部 21 に入力される。図 4 に示すように、高い車速の記憶テーブルを参照することになるため、電流指令値  $I_{ref}$  も小さい値となり、電動モータ 8 で発生される操舵補助トルクは据え切り時の操舵補助トルクに比較して小さくなる

50



。

## 【0039】

このように上記第1の実施形態によると、高調波成分を含まない正弦波の誘起電圧波形をする電動モータ8をベクトル制御する場合に、d軸電流指令値 $I_{dref}$ 及びモータ角速度 $m$ を進角度演算部29に入力し、この進角度演算部29で、d軸電流指令値 $I_{dref}$ に応じて第1の進角度算出用記憶テーブル及び第2の進角度算出用記憶テーブルを選択するので、d軸電流指令値 $I_{dref}$ 及びモータ角速度 $m$ に応じた最適な進角度 $\theta_0$ を演算することができ、この進角度 $\theta_0$ で電気角 $e$ を補正し、補正した電気角 $e$ を2相/3相変換部23に供給して、d軸電流指令値 $I_{dref}$ 及びq軸電流指令値 $I_{qref}$ を3相の電流指令値 $I_{Aref}$ 、 $I_{Bref}$ 及び $I_{Cref}$ に変換するので、d軸電流指令値 $I_{dref}$ を参照して進角度 $\theta_0$ を算出するだけの簡易な構成でトルクリップル及び騒音を所定値以下に抑制する電流指令値を算出することができる。この結果、良好な操舵補助制御性能を確保することができる。

10

。

## 【0040】

次に、本発明の第2の実施形態を図7及び図8について説明する。

この第2の実施形態では電動モータ8の誘起電圧波形に高調波を含むベクトル制御を行う場合にトルクリップル及び騒音を所定値以下に抑制するようにしたものである。

すなわち、第2の実施形態では、図7に示すように、電流指令値生成部21が電流指令値 $I_{ref}$ とこの電流指令値 $I_{ref}$ 及びモータ角速度 $m$ に基づいて算出されるd軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ とを出力するように構成されている。

20

## 【0041】

ここで、d軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ は、まず、モータ角速度 $m$ 及び電流指令値 $I_{ref}$ をもとに予めd軸電流が“0”である場合に電動モータ8が出力可能な最大のモータ角速度 $m$ と電流指令値 $I_{ref}$ との関係から設定された図8に示すd軸直流電流指令値有無判断テーブルを参照して、d軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ が必要であるか否かを判断する。

このd軸直流電流指令値有無判断テーブルは、図8に示すように、モータ角速度 $m$ が“0”から第1の所定値 $m_1$ までの間では電流指令値 $I_{ref}$ が最大値 $I_{refmax}$ で一定値となり、モータ角速度 $m$ が第1の所定値 $m_1$ を超えるとモータ角速度 $m$ の増加に応じて電流指令値 $I_{ref}$ が減少し、モータ角速度 $m$ が第2の所定値 $m_2$ に達すると電流指令値 $I_{ref}$ が“0”となるように特性線 $L_0$ が設定されている。

30

## 【0042】

この図8において、横軸及び縦軸と特性線 $L_0$ で囲まれるハッチング領域がd軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ を設定する必要がない領域即ち $I_{dDC} = 0$ の領域となり、それ以外の領域がd軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ を設定する必要がある領域となる。

そして、この図8のd軸直流電流指令値有無判断テーブルに基づく判断結果がd軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ が必要であるときには、電流指令値 $I_{ref}$ を基に、図9に示す電流指令値 $I_{ref}$ とd軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ との関係を表すd軸直流電流指令値算出用記憶テーブルを参照してd軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ を算出する。このd軸直流電流指令値算出用記憶テーブルは、図9に示すように、電流指令値 $I_{ref}$ が“0”から所定値 $I_{ref1}$ の間ではd軸直流成分 $I_{dDC}$ が一定値 $I_{d1}$ をとり、電流指令値 $I_{ref}$ が所定値 $I_{ref1}$ を超えると、電流指令値 $I_{ref}$ の増加に応じてd軸直流成分 $I_{dDC}$ が一定値 $I_{d1}$ より徐々に減少して電流指令値 $I_{ref}$ が最大値 $I_{ref2}$ に達するとd軸直流成分 $I_{dDC}$ が“0”となるように特性線が設定されている。

40

## 【0043】

また、電流指令値生成部21から出力される電流指令値 $I_{ref}$ 及びd軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ がd-q軸電流指令値生成部22に供給される。このd-q軸電流指令値生成部22は、図10に示すように、電流指令値 $I_{ref}$ にモータトルク定数を $K_t$ としたとき $(2/3)K_t$ を乗算する演算器41と、後述する補正電気角 $e$ に基づいて $m/e_q(e)$ を算出する演算器42と、同様に補正電気角 $e$ に基づいて $e_d(e)/e_q(e)$ を算出する演算器43と、演算器41の出力と演算器42の出力とを乗算

50

する乗算器 44 と、演算器 43 の出力に d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  を d 軸電流指令値  $I_{dref}$  として乗算する乗算器 45 と、乗算器 44 及び 45 の乗算出力を加算して q 軸電流指令値  $I_{qref}$  を算出する加算器 46 とを備えており、入力される d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  が d 軸電流指令値  $I_{dref}$  としてそのまま出力される。

【0044】

d - q 軸電流指令値生成部 22 で、演算器 41 ~ 43、乗算器 44、45 及び加算器 46 で q 軸電流指令値  $I_{qref}$  を算出できる理由は、電動モータ 8 のエネルギー一定式によるトルク一定式に基づいて q 軸電流指令値  $I_{qref}$  は、下記 (1) で算出することができる。

【0045】

【数 1】

$$I_{ref} = \frac{\frac{2}{3} Kt I_{ref} \omega_m - e_d(\theta e') I_{dref}}{e_q(\theta e')} = \frac{2}{3} Kt I_{ref} \frac{\omega_m}{e_q(\theta e')} - \frac{e_d(\theta e')}{e_q(\theta e')} I_{dref} \dots\dots (1)$$

10

【0046】

この (1) 式で、右辺第 1 項の  $m / e_q(\theta e')$  は、 $e_q(\theta e')$  の大きさがモータ角速度  $m$  の大きさに比例するため、正規化されて  $e$  の関数となり、右辺第 2 項の  $e_d(\theta e') / e_q(\theta e')$  についても補正電気角  $e$  の関数であるので、これら  $m / e_q(\theta e')$  及び  $e_d(\theta e') / e_q(\theta e')$  を予めオフラインで演算して、関数算出テーブルとして演算器 42 及び 43 に実装することにより、補正電気角  $e$  に基づいて  $m / e_q(\theta e')$  及び  $e_d(\theta e') / e_q(\theta e')$  を算出することができる。

20

【0047】

したがって、前記 (1) 式の右辺第 1 項を乗算器 44 で演算し、右辺第 2 項を乗算器 45 で演算し、乗算器 44 の出力から乗算器 45 の出力を減算器 46 で減算することにより、(1) 式に従って q 軸電流指令値  $I_{qref}$  を算出することができる。

一方、電流指令値生成部 21 から出力される d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  とモータ角速度  $m$  とが進角度演算部 29 に入力され、この進角度演算部 29 で前述した第 1 の実施形態における d 軸電流指令値  $I_{dref}$  に代えて d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  パラメータとする特性曲線 L1 及び L2 を有する進角度算出用記憶テーブルを参照して進角度  $\theta_0$  を算出し、算出した進角度  $\theta_0$  を加算器 30 に供給して、角速度換算部 20 から出力される電気角  $e$  を補正し、この加算器 30 から出力される補正電気角  $e$  が d - q 軸電流指令値生成部 22 及び 2 相 / 3 相変換部 23 に供給される。

30

【0048】

この第 2 の実施形態によると、d - q 軸電流指令値生成部 22 で、電流指令値生成部 21 から出力される d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  に基づいて d 軸電流指令値  $I_{dref}$  を算出すると共に、電流指令値  $I_{ref}$ 、補正電気角  $e$  及び d 軸電流指令値  $I_{dref}$  に基づいて q 軸電流指令値  $I_{qref}$  を算出する。このとき、補正電気角  $e$  に基づいて関数算出テーブルを参照して  $m / e_q(\theta e')$  及び  $e_d(\theta e') / e_q(\theta e')$  を算出するので、演算処理が容易となる。

40

【0049】

そして、算出した d 軸電流指令値  $I_{dref}$  及び q 軸電流指令値  $I_{qref}$  を 2 相 / 3 相変換部 23 に供給して 3 相の電流指令値  $I_{Aref}$ 、 $I_{Bref}$  及び  $I_{Cref}$  を算出する。

この第 2 の実施形態でも、電流指令値生成部 21 から入力される d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  は、図 8 に示すように、電流指令値  $I_{ref}$  が所定値  $I_{ref1}$  以下であるときには比較的大きな所定値  $I_{d1}$  に固定されるので、この状態では、進角度演算部 29 で第 2 の進角度算出用記憶テーブルが選択され、電流指令値  $I_{ref}$  が所定値  $I_{ref1}$  より増加して所定値  $I_{ref2}$  の近傍となると、d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  が零近傍の閾値以下となって進角度演算部 2

50

9で第1の進角度算出用記憶テーブルが選択されることになり、電流指令値生成部21から入力されるd軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ に基づいて最適な進角度 $\theta_0$ を算出することができる。

【0050】

そして、進角度演算部29で演算された進角度 $\theta_0$ が加算器30に入力されて、この進角度 $\theta_0$ で電気角 $e$ を補正した補正電気角 $e_c$ を算出し、この補正電気角 $e_c$ をd-q軸電流指令値生成部22及び2相/3相変換部23に供給するので、前述した第1の実施形態と同様にトルクリプル及び騒音の発生を所定値以下に抑制することができる。

次に、本発明の第3の実施形態を図11～図20について説明する。

【0051】

この第3の実施形態では、電動モータの誘起電圧波形が高調波を含み且つ交流d軸制御を行う場合にトルクリプル及び騒音を所定値以下に抑制するようにしたものである。

すなわち、第3の実施形態においては、図11に示すように、前述した第2の実施形態における図7の構成において、電流指令値生成部21が、電流指令値 $I_{ref}$ 、d軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ 及びd軸振幅指令値 $I_{dAMP}$ を生成するように変更されていると共に、d-q軸電流指令値生成部22がd軸振幅指令値 $I_{dAMP}$ 及びエネルギー一定式によるトルク一定式に基づいてq軸電流指令値演算を行うように変更されている。

【0052】

そして、電流指令値生成部21から出力されるd軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ とモータ角速度 $m$ とに基づいて進角度演算部29で前述した図5に示す記憶テーブルを参照して進角度 $\theta_0$ を算出し、算出した進角度 $\theta_0$ を加算器30に供給してこの加算器30で角速度換算部20から出力される電気角 $e$ に進角度 $\theta_0$ を加算して補正電気角 $e_c$ を算出し、算出した補正電気角 $e_c$ をd-q軸電流指令値生成部22及び2相/3相変換部23に供給する。

【0053】

ここで、電流指令値生成部21は、電流指令値 $I_{ref}$ とこの電流指令値 $I_{ref}$ 及びモータ角速度 $m$ に基づいて算出されるd軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ 及びd軸振幅指令値 $I_{dAMP}$ とを出力するように構成されている。ここで、d軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ は、前述した第2の実施形態と同様に図8に示すd軸直流電流指令値算出用記憶テーブルを参照して算出する。

【0054】

また、d軸振幅指令値 $I_{dAMP}$ は、入力される電流指令値 $I_{ref}$ をもとに図12に示すd軸振幅指令値算出用記憶テーブルを参照してd軸電流の振幅を決定するd軸振幅指令値 $I_{dAMP}$ を算出する。ここで、d軸振幅指令値算出用記憶テーブルは、図12に示すように、特性線が設定されている。このd軸振幅指令値算出用記憶テーブルは、後述する(14)式における各変数を基本とし、各回転数においてモータ出力が最大となるようにシミュレーションしたときの電流指令値 $I_{ref}$ とd軸振幅指令値 $I_{dAMP}$ との関係を特性線図としたものである。

【0055】

また、d-q軸電流指令値生成部22が、図13に示すように構成されている。このd-q軸電流指令値生成部22は、電流指令値生成部21から出力される電流指令値 $I_{ref}$ とd軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ とd軸振幅指令値 $I_{dAMP}$ とが入力されて、補正電気角 $e_c$ 及び後述するパラメータ設定部61から出力される歪みパラメータ $K_1$ 、 $K_5$ 、 $\alpha_1$ 、 $\alpha_5$ に基づいてd軸及びq軸誘起電圧 $e_{d0E}$ 及び $e_{q0E}$ を算出するd-q軸誘起電圧演算部51と、操舵補助電流指令値 $I_{ref}$ 、誘起電圧 $e_{d0E}$ 、 $e_{q0E}$ 及び後述するd軸電流指令値 $I_{dref}$ に基づいてq軸電流指令値 $I_{qref}$ を演算するq軸電流指令値演算部52と、電流指令値 $I_{ref}$ と誘起電圧 $e_{d0E}$ 及び $e_{q0E}$ とd軸直流電流指令値 $I_{dDC}$ 及びd軸電流振幅指令値 $I_{dAMP}$ とに基づいてd軸電流指令値 $I_{dref}$ を算出するd軸電流指令値演算部53とを備えている。

【0056】

10

20

30

40

50

ここで、d - q 軸誘起電圧演算部 5 1 では、d 軸誘起電圧算出式及び q 軸誘起電圧算出式を表す下記 ( 2 ) 及び ( 3 ) 式の演算を行うことにより、誘起電圧の歪みを考慮した d 軸誘起電圧  $e_{d0E}$  及び q 軸誘起電圧  $e_{q0E}$  を算出する。

$$e_{d0E} = e_{dE} / \omega_m = K_1 E_1 \sin(\theta) + K_5 E_5 \sin(5\theta + \phi) \dots \dots \dots ( 2 )$$

$$e_{q0E} = e_{qE} / \omega_m = K_1 E_1 \cos(\theta) + K_5 E_5 \cos(5\theta + \phi) \dots \dots \dots ( 3 )$$

$E_k$  : 角速度  $\omega$  [ r a d / s ] における k 次高調波の無通電時の誘起電圧波高値 ( k=1, 5)

$K_k$  : k 次高調波波高値歪みゲイン ( k=1, 5)

$\phi_k$  : k 次高調波歪み位相角 ( k=1, 5)

$$e_{aE} = K_1 E_1 \omega_m \sin(\theta + \phi) + K_5 E_5 \omega_m \sin(5\theta + \phi) \dots \dots \dots ( 2 )$$

$$e_{bE} = K_1 E_1 \omega_m \sin(\theta - (2/3) + \phi) + K_5 E_5 \omega_m \sin(5(\theta - (2/3)) + \phi)$$

$$e_{cE} = K_1 E_1 \omega_m \sin(\theta + (2/3) + \phi) + K_5 E_5 \omega_m \sin(5(\theta + (2/3)) + \phi)$$

$$e_{dE} = (2/3) \{ e_{aE} \cos(\theta) + e_{bE} \cos(\theta - (2/3)) + e_{cE} \cos(\theta + (2/3)) \}$$

$$e_{qE} = (2/3) \{ e_{aE} \sin(\theta) + e_{bE} \sin(\theta - (2/3)) + e_{cE} \sin(\theta + (2/3)) \}$$

【 0 0 5 7 】

これら ( 2 ) 式及び ( 3 ) 式では、誘起電圧の歪みの考慮の可否を区別するために添え字 E を付加している。そして、上記 ( 2 ) 式及び ( 3 ) 式におけるパラメータ  $K_1$ 、 $K_5$ 、 $\phi_1$ 、 $\phi_5$  は d - q 軸誘起電圧演算部 5 1 に含まれる例えばマイクロコンピュータで構成されるパラメータ設定部 6 1 によって設定される。このパラメータ設定部 6 1 には電流検出部 1 9 にて検出した電動モータ 8 の各電流検出値  $I_{aref}$ 、 $I_{bref}$  及び  $I_{cref}$  を、3 相 / 2 相変換処理して d 軸電流値  $I_d$  及び q 軸電流値  $I_q$  を算出する 3 相 / 2 相変換部 6 2 からの d 軸電流値  $I_d$  及び q 軸電流値  $I_q$  が入力され、後述するパラメータ設定処理を行ってパラメータ  $K_1$ 、 $K_5$ 、 $\phi_1$ 、 $\phi_5$  を設定する。

【 0 0 5 8 】

また、q 軸電流指令値演算部 5 2 では、トルク一定式をもとに q 軸電流指令値  $I_{qref}$  を算出する。このトルク一定式とはモータのエネルギー方程式より算出された下記 ( 4 ) 式及び ( 5 ) 式で表される関係式である。

$$T_m \omega_m = K_t I_{ref} \omega_m = I_a e_{aE} + I_b e_{bE} + I_c e_{cE} = (2/3)(I_q e_{qE} + I_d e_{dE}) \dots \dots ( 4 )$$

$$I_{qref} = \{ (2/3) K_t I_{ref} \omega_m - e_{dE} I_{dref} \} / e_{qE}$$

$$= \{ (2/3) K_t I_{ref} \omega_m - e_{d0E} I_{dref} \} / e_{q0E} \dots \dots \dots ( 5 )$$

ここで、 $T_m$  はモータトルク、 $\omega_m$  はモータ機械角速度、 $K_t$  はモータトルク定数、 $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$  は 3 相の各相電流値、 $e_{aE}$ 、 $e_{bE}$ 、 $e_{cE}$  は各相誘起電圧、 $I_d$ 、 $I_q$  は d 軸、q 軸電流、 $e_{dE}$ 、 $e_{qE}$ 、 $e_{d0E}$ 、 $e_{q0E}$  は下記 ( 6 ) 式及び ( 7 ) 式で算出される歪みを考慮した d 軸、q 軸誘起電圧である。

【 0 0 5 9 】

$$e_{d0E} = e_{dE} / \omega_m \dots \dots \dots ( 6 )$$

$$e_{q0E} = e_{qE} / \omega_m \dots \dots \dots ( 7 )$$

また、d 軸電流指令値演算部 5 3 では、d - q 軸誘起電圧演算部 5 1 から出力される d 軸誘起電圧  $e_{d0E}$  及び q 軸誘起電圧  $e_{q0E}$  と電流指令値生成部 2 1 から出力される d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  及び d 軸電流振幅指令値  $i_{dAMP}$  に基づいて下記 ( 8 ) 式の演算を行って d 軸電流指令値  $I_{dref}$  を算出する。

【 0 0 6 0 】

$$I_d = I_{dDC} - i_{dAMP} \{ i_{qc} \cos(\theta) - i_{qs} \sin(\theta) \} \dots \dots \dots ( 8 )$$

この ( 8 ) 式の  $I_{dDC}$  は任意に決定できるパラメータであり、 $i_{dAMP}$ 、 $i_{qc}$ 、 $i_{qs}$  はモータ印加電圧の有効利用率を向上させるために決定されるパラメータである。

【 0 0 6 1 】

ここで、上記 ( 8 ) 式で d 軸電流値  $I_d$  を算出する理由は以下の通りである。

モータ印加電圧の有効利用率を最大にするためには、図 1 4 に示すように、横軸に d 軸電圧  $V_d$  をとり、縦軸に q 軸電圧  $V_q$  をとったときに、矢印 Y 0 で表す d 軸電圧  $V_d$  及び q 軸電圧  $V_q$  の合成ベクトル  $|V|$  のベクトル軌跡が原点 ( 0 , 0 ) を中心とする円 C 0

10

20

30

40

50

上を移動させることが望ましいが、これを実現するのは計算が複雑で、解を求めるのは困難であるため、円条件に近い状態で電圧合成ベクトル | V | を略一定とする d 軸電流値を求める。

【 0 0 6 2 】

このためには、説明を簡単にするために、d 軸電流値 I<sub>d</sub> 及び q 軸電流値 I<sub>q</sub> が互いに正の場合即ち回転方向が一方向となるようにした場合について説明すると、図 1 4 において、電圧合成ベクトル | V | と円 C 0 との交点での接線 (ベクトル | V | の法線 L<sub>n</sub>) 上を推移するように d 軸電流値 I<sub>d</sub> 及び q 軸電流値 I<sub>q</sub> を設定する。

このように、電圧合成ベクトル | V | が法線 L<sub>n</sub> 上を移動するためには、図 1 4 に示すように、d 軸電圧 V<sub>d</sub> ( ) と q 軸電圧 V<sub>q</sub> ( ) とが正值を取る場合、180 度位相がずれた逆位相とする必要があり、両者の振幅条件としては、図 1 4 における電圧合成ベクトル | V | を構成する d 軸電圧 V<sub>d</sub> の直流成分 V<sub>dDC</sub> と q 軸電圧 V<sub>q</sub> の直流成分 V<sub>qDC</sub> で構成されるハッチング図示の三角形 T 1 と、法線 L<sub>n</sub> と d 軸電圧 V<sub>d</sub> の交流成分 V<sub>dAC</sub> の振幅及び q 軸電圧 V<sub>q</sub> の交流成分 V<sub>qAC</sub> の振幅で構成されるハッチング図示の三角形 T 2 とが相似形であることから、d 軸電圧 V<sub>d</sub> 及び q 軸電圧 V<sub>q</sub> の直流制限と交流成分との比が下記 ( 9 ) 式で表される法線条件を満足する必要がある。

$$V_{qAC} / V_{dAC} = (V_{qc}^2 + V_{qs}^2) / (V_{dc}^2 + V_{ds}^2) = V_{dDC} / V_{qDC} \dots \dots \dots ( 9 )$$

そして、トルク一定の条件から q 軸電流値 i<sub>q</sub> ( ) は前記 ( 1 ) 式で一意に決定されることから、円条件に近い状態に電圧構成ベクトル | V | を略一定とする条件を満足するように d 軸電流値 i<sub>d</sub> ( ) を設定する必要がある。

【 0 0 6 3 】

ところで、d 軸電圧 V<sub>d</sub> 及び q 軸電圧 V<sub>q</sub> は、下記 ( 1 0 ) 式で d 軸電流値 i<sub>d</sub> 及び q 軸電流値 i<sub>q</sub> とモータ諸元である電気角速度 ω<sub>e</sub>、モータ抵抗 R、モータインダクタンス L に基づいて算出することができるが、前記 ( 1 ) 式を ( 1 0 ) 式に代入して d 軸電圧 V<sub>d</sub> 及び q 軸電圧 V<sub>q</sub> を求めても前記 ( 1 1 ) 式に微分項が含まれていると共に前記 ( 1 ) 式の分母に ω<sub>e</sub> があるため、q 軸電流値 i<sub>q</sub> には無限の高調波成分が含まれてしまい単純な形式では計算することができない。

【 0 0 6 4 】

【 数 2 】

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt} L & \omega_e L \\ -\omega_e L & R + \frac{d}{dt} L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \dots \dots ( 1 0 )$$

【 0 0 6 5 】

このため、d 軸電圧 V<sub>d</sub> 及び q 軸電圧 V<sub>q</sub> を求めるために、q 軸電流値 i<sub>q</sub> ( ) の振動成分の中で、6 次の高調波成分が支配的であることを利用すると、d 軸電流値 i<sub>d</sub> ( ) 及び q 軸電流値 i<sub>q</sub> ( ) は下記 ( 1 1 ) 及び ( 1 2 ) 式で近似することができる。

【 0 0 6 6 】

## 【数 3】

$$i_d(\theta) = I_{dDC} + i_{dc} \cos(6\theta) + i_{ds} \sin(6\theta) \quad \dots\dots (11)$$

$$i_q(\theta) = I_{qDC} + i_{qc} \cos(6\theta) - i_{qs} \sin(6\theta) \quad \dots\dots (12)$$

但し、

$$I_{qDC} = \frac{2K_t i_{ref}}{3pE_{qDC0}} \quad i_{qc} = \frac{2K_t i_{ref} e_{qAC0}}{3pE_{qDC0}^2} \quad i_{qs} = \frac{I_{dDC} e_{qAC0}}{E_{qDC0}}$$

10

## 【0067】

ここで、上記(12)式は、前記(1)式をさらにテイラー展開し(直流+電気角 $\theta$ の6倍の振動項)の形に近似している。

そして、d軸電流値 $i_d(\theta)$ に対して、前述した逆位相の条件を満足するために、前記(12)式で定義されるd軸電流モデルの逆位相とする。すなわち、d軸電流値 $i_d(\theta)$ は、前記(12)式を用いて、前述した(8)式の形で定義すれば、q軸電流値 $i_q(\theta)$ の逆位相成分を持つd軸電流値 $i_d(\theta)$ として表現できる。

## 【0068】

そして、前述した(10)式のd軸電流値 $i_d$ 、q軸電流値 $i_q$ 、d軸誘起電圧 $e_{d0}$ 及びq軸誘起電圧 $e_{q0}$ の全てが「直流+電気角 $\theta$ の6倍の振動項」として近似できるので、これらを前記(10)式に代入することにより、d軸電圧 $V_d(\theta)$ 及びq軸電圧 $V_q(\theta)$ は下記(13)式で近似することができる。

20

## 【0069】

## 【数 4】

$$V_d(\theta) = V_{dDC} + v_{dc} \cos(6\theta) + v_{ds} \sin(6\theta) \quad \dots\dots (13)$$

$$V_q(\theta) = V_{qDC} + v_{qc} \cos(6\theta) + v_{qs} \sin(6\theta)$$

30

但し、

$$V_{dDC} = R \cdot I_{dDC} + \omega \cdot L \cdot I_{qDC}$$

$$V_{qDC} = R \cdot I_{qDC} - \omega \cdot L \cdot I_{dDC} + E_q$$

$$V_{dAC} = v_{dc} \cos(6\theta) + v_{ds} \sin(6\theta)$$

$$V_{qAC} = v_{qc} \cos(6\theta) + v_{qs} \sin(6\theta)$$

$$v_{dc} = I_{dAMP} (-R \cdot i_{qc} - 6\omega \cdot L \cdot i_{qs}) + \omega \cdot L \cdot i_{qc}$$

$$v_{ds} = I_{dAMP} (-R \cdot i_{qc} - 6\omega \cdot L \cdot i_{qc}) + \omega \cdot L \cdot i_{qs} + e_{dAC}$$

$$v_{qc} = -(-R \cdot i_{qc} - 6\omega \cdot L \cdot i_{qs}) + I_{dAMP} \cdot \omega \cdot L \cdot i_{qc} - e_{qAC}$$

40

$$v_{qs} = -(-R \cdot i_{qs} - 6\omega \cdot L \cdot i_{qc}) + I_{dAMP} \cdot \omega \cdot L \cdot i_{qs}$$

## 【0070】

ところで、前記(8)式における未決定の変数は、d軸電流値 $I_d(\theta)$ の振幅指令値 $i_{dAMP}$ のみである。前記(11)式のd軸電圧 $V_d$ 及びq軸電圧 $V_q$ の振幅の関係式が法線を表す前記(9)式を満足するようにd軸電流値 $I_d(\theta)$ の振幅指令値 $i_{dAMP}$ を算出すると、例えば時計方向(CW)回転では、下記(14)式のようになり、これによって電圧構成ベクトルの絶対値が略一定値となり、電源電圧の $\sqrt{3}/2$ 倍の値を含む近傍値に一

50

致するように d 軸電流値  $i_d$  ( ) の直流成分、振幅、位相を決定することができる。

【 0 0 7 1 】

【 数 5 】

$$I_{dAMP} = \left[ \begin{array}{l} \frac{1}{V_{dDC}^2 (W^2 + Y^2) - V_{dDC}^2 (X^2 + Z^2)} \\ \left\{ (V_{qDC}^2 ((e_q + W)X + YZ) + V_{dDC}^2 (WX + Y(e_d + Z))) \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \sqrt{4(e_q V_{qDC}^2 X + V_{qDC}^2 (WX + YZ) + V_{dDC}^2 (WX + Y(e_d + Z)))^2} \right. \\ \left. - 4(V_{dDC}^2 (W^2 + Y^2) - V_{qDC}^2 (X^2 + Z^2)) (-V_{qDC}^2 ((e_q + W)^2 + Y^2) + V_{dDC}^2 (X^2 + (e_d + Z)^2)) \right\} \\ \frac{1}{V_{dDC}^2 (W^2 + Y^2) - V_{dDC}^2 (X^2 + Z^2)} \\ \left\{ (V_{qDC}^2 ((e_q + W)X + YZ) + V_{dDC}^2 (WX + Y(e_d + Z))) \right. \\ \left. - \frac{1}{2} \sqrt{4(e_q V_{qDC}^2 X + V_{qDC}^2 (WX + YZ) + V_{dDC}^2 (WX + Y(e_d + Z)))^2} \right. \\ \left. - 4(V_{dDC}^2 (W^2 + Y^2) - V_{qDC}^2 (X^2 + Z^2)) (-V_{qDC}^2 ((e_q + W)^2 + Y^2) + V_{dDC}^2 (X^2 + (e_d + Z)^2)) \right\} \end{array} \right]$$

..... (14)

但し、

$W = (-Ri_{qc} - 6\omega Li_{qs})X = \omega Li_{qc}$

$Y = (-Ri_{qs} + 6\omega Li_{qc})Z = \omega Li_{qs}$

10

20

30

40

【 0 0 7 2 】

また、d - q 軸誘起電圧演算部 5 1 では、d - q 軸誘起電圧算出式に基づいて誘起電圧を算出する。ここで、誘起電圧の歪みを考慮しない場合には、d 軸誘起電圧  $e_{d0}$  及び q 軸誘起電圧  $e_{q0}$  を算出する d - q 軸誘起電圧算出式は、下記 (15) 式及び (16) 式で表される。

【 0 0 7 3 】

$e_{d0} = e_d / m = E_5 \sin(6 \quad ) \quad \dots \dots \dots (15)$

$e_{q0} = e_q / m = E_1 - E_5 \cos(6 \quad ) \quad \dots \dots \dots (16)$

$E_k$  : 角速度 1 [ r a d / s ] における k 次高調波の無通電時の誘起電圧波高値 ( 50

k=1,5)

$$\begin{aligned} e_a &= E_1 \sin \theta + E_5 \sin 5\theta \\ e_b &= E_1 \sin(\theta - (2/3)\pi) + E_5 \sin 5(\theta - (2/3)\pi) \\ e_c &= E_1 \sin(\theta + (2/3)\pi) + E_5 \sin 5(\theta + (2/3)\pi) \\ e_d &= (2/3) \{ e_a \cos \theta + e_b \cos(\theta - (2/3)\pi) + e_c \cos(\theta + (2/3)\pi) \} \\ e_q &= (2/3) \{ e_a \sin \theta + e_b \sin(\theta - (2/3)\pi) + e_c \sin(\theta + (2/3)\pi) \} \end{aligned}$$

【0074】

この(15)式及び(16)式は、誘起電圧に高調波が含まれた場合の式であり、その高調波次数kは、実際に7次以降が制御応答性の上限などの影響により制御が困難となる場合が多い。そのため、誘起電圧の高次成分は5次までとすることが多いため、5次までの記述としている。また、3次高調波は、トルクに変換されないため、上記(15)式及び(16)式では考慮しておらず、上記条件において十分な性能が得られることは、別途確認済みである。なお、誘起電圧が正弦波である場合は $E_5$ を零とすればよく、7次以上の高調波が含まれる場合でも同様の展開が可能である。

10

【0075】

ところで、誘起電圧に歪みが発生すると前述した「発明が解決しようとする課題」の項で説明した横軸電機子反作用(交差磁化作用)によるトルクリップルを生じることになる(これを要因Aとする)。また、ステータ磁化特性の非線形性によるトルクリップルがある。ステータの磁化特性が線形であれば通電による電機子起磁力は理想的な起磁力波形を発生できるが、実際にステータに使用される電磁鋼板の磁化特性は線形特性を持っていないため、高電流領域では理想的な電機子起磁力が発生できず、合成波形のピーク部が歪み、結果トルクリップルの発生及び高電流領域でのトルクのへたりにつながる(これを要因Bとする)。

20

【0076】

上記2つの要因A及びBは、発生メカニズムは異なるがモータ相電流に関連する誘起電圧の歪みとして捉えることが可能である。

このように、誘起電圧は電機子起磁力により歪みが発生してしまうため、上述した(15)式及び(16)式の誘起電圧 $e_{d0}$ 及び $e_{q0}$ を基に後述するようにq軸電流指令値演算部45で、トルク一定式より算出されたq軸電流指令値 $I_{qref}$ を使用しても効果的にトルクリップルを抑制できない場合がある。

30

【0077】

そこで、本実施形態では、相電流による誘起電圧の歪みを考慮し、各次数の波高値と位相が変化すると仮定し、前述した(2)式及び(3)式のようにd-q軸誘起電圧算出式を定義する。

上記(2)式及び(3)式で高調波波高値歪みゲイン $K_1$ 、 $K_5$ 及び高調波歪み位相角 $\theta_1$ 、 $\theta_5$ は相電流値により決定する歪みパラメータであり、このパラメータをパラメータ設定部61で相電流毎に決定することで歪みを考慮したd軸誘起電圧 $e_{d0E}$ 及びq軸誘起電圧 $e_{q0E}$ を生成することが可能となる。

【0078】

以下に本実施形態でのパラメータ設定部61で行う歪みパラメータの推定原理と推定方法とを説明する。

40

電動モータ82の通電状態での誘起電圧を直接測定することは非常に困難であるため、無通電状態の誘起電圧より上記歪みパラメータの推定を行う。

最初に(15)式及び(16)式の歪みを考慮しない誘起電圧にて制御系を構成し、実モータにて平均トルク及びトルクリップルの測定を行う。すなわち、(5)式の $e_{d0E}$ 、 $e_{q0E}$ を(15)式及び(16)式の $e_{d0}$ 、 $e_{q0}$ に置き換え構成する。

【0079】

トルクリップルは電気角 $\theta$ の6次成分 $6\theta$ が支配的であることが知見されていることにより、ある相電流時におけるモータトルクは下記(17)式のような近似式で表すことができる。

50



$$T_m = T_0 + T_{6c} \cos(6\theta) + T_{6s} \sin(6\theta) \dots\dots\dots (17)$$

この(17)式において、右辺第一項 $T_0$ は平均トルクで、右辺第二項の $T_{6c}$ 及び第三項の $T_{6s}$ は、トルクリップル6次成分を $\cos$ と $\sin$ に分解した時の各振幅値である。上記3つのパラメータはトルクリップル測定の結果を高速フーリエ変換(FFT)することで求めることができる。

【0080】

上記測定結果は誘起電圧の歪みを考慮しない誘起電圧での制御で測定したトルクリップル波形であり、前記(2)式、(3)式及び前記(17)式により下記(18)式が成立する。

$$T_m = (2/3)(e_{q0E} I_q + e_{d0E} I_d) = T_0 + T_{6c} \cos(6\theta) + T_{6s} \sin(6\theta) \dots\dots\dots (18) \tag{10}$$

ここで、q軸電流値 $I_q$ はトルク一定式によって算出されたq軸電流値 $I_{qref}$ であるが、トルクを一定とするためのq軸電流算出式である前記(5)式の分母にq軸誘起電圧 $e_{q0}$ が含まれ $I_q$ の次数成分が無限となるため、このままでは歪みパラメータの解を求めることができない。

【0081】

そこで、実際に使用されるq軸電流 $I_q$ は直流成分と電気角6次成分の振幅成分が支配的であることが実測により知見されているので、テーラー展開を利用し6次成分までの近似式として下記(19)式で算出する。

$$I_q = I_{qDC} + i_{qc} \cos(6\theta) - i_{qs} \sin(6\theta) \dots\dots\dots (19) \tag{20}$$

$$I_{qDC} = 2 K_t I_{ref} / 3 E_1$$

$$i_{qc} = (E_5 / E_1) I_{qDC}$$

$$i_{qs} = (E_5 / E_1) I_{dDC}$$

また、d軸電流 $I_d$ は、前記(9)式で定義されている。

【0082】

一方、上記(18)式、(19)式及び前記(8)式より平均トルク $T_0$ 、 $\cos$ 振幅 $T_{6c}$ 、 $\sin$ 振幅 $T_{6s}$ は下式のように算出される。

$$T_0 = (2/3) E_1 (I_{qDC} K_{1c} + I_{dDC} K_{1s}) \dots\dots\dots (20)$$

$$T_{6c} = (2/3) E_5 (I_{qDC} (K_{1c} - K_{5c} - i_{dAMP} K_{1s}) + I_{dDC} K_{5s}) \dots\dots (21)$$

$$T_{6s} = (2/3) E_5 (-I_{dDC} (K_{1c} - K_{5c} - i_{dAMP} K_{1s}) + I_{qDC} K_{5s}) \dots (22) \tag{30}$$

$$K_{1s} = K_1 \sin(\theta)$$

$$K_{1c} = K_1 \cos(\theta)$$

$$K_{5s} = K_5 \sin(5\theta)$$

$$K_{5c} = K_5 \cos(5\theta)$$

【0083】

上式では、求める4つの歪みパラメータ( $K_1$ 、 $K_5$ 、 $\theta$ 、 $5\theta$ )を新たな4つのパラメータ( $K_{1s}$ 、 $K_{1c}$ 、 $K_{5s}$ 、 $K_{5c}$ )に変換しており、この新たな4つのパラメータが推定できれば、求める歪みパラメータ全てを算出可能である。上記新たな4つのパラメータはq軸電流値 $I_q$ 及びd軸電流値 $I_d$ を各々変化させてトルクリップル測定を繰り返し行い、求められたデータよりq軸電流値及びd軸電流値と歪みパラメータとの関係として決定する。

【0084】

そして、決定した歪みパラメータをパラメータ設定部61に設定し、d-q軸誘起電圧演算部51の算出式を、歪みを考慮した誘起電圧算出式(2)及び(3)式に変更し、実機にてトルクリップル測定を行い、測定結果を見ながらより効果的な値を最終的に決定する。この際、前述したd軸電流指令値 $I_{dref}$ を算出するために必要な値である $i_{qc}$ 、 $i_{qs}$ の算出にも誘起電圧の情報が用いられているため、歪みを考慮した誘起電圧で下記(22)式及び(23)式のように再構築し、d軸電流振幅指令値 $i_{dAMP}$ の記憶テーブルについても再構築する。

【0085】

$$i_{qc} = (K_5 E_5 / K_{1c}^2 E_1) I_{qDC} = (K_{1s} K_5 E_5 / K_{1c}^2 E_1) I_{dDC} \dots\dots (22) \tag{50}$$

$$i_{qs} = (K_5 E_5 / K_{1C} E_1) I_{dDC} \quad \dots \dots (23)$$

そして、決定した歪みパラメータ  $K_1$ 、 $K_5$ 、 $\theta_1$  及び  $\theta_5$  をパラメータ設定部 61 に設定する。

#### 【0086】

次に、上記第3の実施形態の動作を説明する。

先ず、前述した決定手法にて決定した歪みパラメータをパラメータ設定部 61 に設定する。

この状態で、ステアリングホイール 2 を操舵すると、そのときの操舵トルク  $T$  が操舵トルクセンサ 16 で検出されると共に、車速  $V$  が車速センサ 18 で検出される。そして、検出された操舵トルク  $T$  及び車速  $V$  が電流指令値生成部 21 に入力されることにより、この電流指令値生成部 21 で、図 4 の電流指令値算出マップを参照して電流指令値  $I_{ref}$  を算出すると共に、算出した電流指令値  $I_{ref}$  に基づきマップを参照して d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  及び d 軸電流振幅指令値  $I_{dAMP}$  を算出する。

#### 【0087】

そして、算出された電流指令値  $I_{ref}$  が d 軸電流指令値演算部 53 及び q 軸電流指令値演算部 52 に供給される。

一方、モータ角度検出器 17 で検出されたモータ回転角  $\theta_m$  が角速度換算部 20 に供給されて電気角  $\theta_e$  及びモータ角速度  $\omega_m$  が算出される。

このとき、電流指令値生成部 21 で算出された d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  及び角速度換算部 20 で算出されたモータ角速度  $\omega_m$  が進角度演算部 29 に供給されて、図 5 に示す進角度算出用記憶テーブルを参照して進角度  $\theta_0$  が算出され、この進角度  $\theta_0$  が加算器 30 に供給されて電気角  $\theta_e$  に加算されて補正電気角  $\theta_{e0}$  が算出され、この補正電気角  $\theta_{e0}$  が d - q 軸電流指令値生成部 22 及び 2 相 / 3 相変換部 23 に供給される。

#### 【0088】

このため、電流指令値生成部 21 で算出された電流指令値  $I_{ref}$ 、d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$ 、d 軸電流振幅指令値  $I_{dAMP}$  及び補正電気角  $\theta_{e0}$  がベクトル制御演算を行う d - q 電流指令値生成部 22 に供給される。

一方、電流検出部 19 で検出された  $I_{ma}$ 、 $I_{mb}$  及び  $I_{mc}$  が 3 相 / 2 相変換部 62 にて d 軸電流値  $I_d$  及び q 軸電流値  $I_q$  に変換されて d - q 軸誘起電圧演算部 51 に含まれるパラメータ設定部 61 に入力され、入力された d 軸電流値  $I_d$  及び q 軸電流値  $I_q$  に従い歪みパラメータ  $K_1$ 、 $K_5$ 、 $\theta_1$ 、 $\theta_5$  を出力し、d - q 軸誘起電圧演算部 51 は出力された歪みパラメータ  $K_1$ 、 $K_5$ 、 $\theta_1$ 、 $\theta_5$  及び電気角  $\theta_e$  に基づき歪みを考慮した誘起電圧である d 軸誘起電圧  $e_{d0E}$  及び q 軸誘起電圧  $e_{q0E}$  を算出し、これらを d 軸電流指令値演算部 53 及び q 軸電流指令値演算部 52 に供給する。

#### 【0089】

このため、d 軸電流指令値演算部 53 では、操舵補助電流指令値  $I_{ref}$ 、d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  及び d 軸電流振幅指令値  $i_{dAMP}$  と d 軸誘起電圧  $e_{d0E}$  及び q 軸誘起電圧  $e_{q0E}$  とに基づいて前述した (8) 式の演算を行って d 軸電流指令値  $I_{dref}$  を算出する。

一方、q 軸電流指令値演算部 52 では、d 軸電流指令値  $I_{dref}$ 、操舵補助電流指令値  $I_{ref}$  及び誘起電圧  $e_{d0E}$ 、 $e_{q0E}$  に基づいて前記 (5) 式の演算を行ってトルク変動を生じない q 軸電流指令値  $I_{qref}$  を算出する。

#### 【0090】

そして、d 軸電流指令値  $I_{dref}$  及び q 軸電流指令値  $I_{qref}$  が 2 相 / 3 相変換部 23 に供給されることにより、3 相電流指令値  $I_{Aref}$ 、 $I_{Bref}$  及び  $I_{Cref}$  に変換されて、これら 3 相電流指令値  $I_{Aref}$ 、 $I_{Bref}$  及び  $I_{Cref}$  が減算部 25 に供給されて、電流検出部 19 で検出された  $I_{ma}$ 、 $I_{mb}$  及び  $I_{mc}$  を減算することにより、電流偏差  $I_A$ 、 $I_B$  及び  $I_C$  が算出される。これら電流偏差  $I_A$ 、 $I_B$  及び  $I_C$  が電流制御部 26 で P I 制御されて電圧指令値  $V_{Aref}$ 、 $V_{Bref}$  及び  $V_{Cref}$  に変換され、これら電圧指令値  $V_{Aref}$ 、 $V_{Bref}$  及び  $V_{Cref}$  に基づいて PWM 制御部 27 で、パルス幅変調信号が形成され、これがインバータ回路 28 に供給されて 3 相電流が電動モータ 8 に供給されることにより、電動モータ

10

20

30

40

50

タ 8 が駆動されて操舵補助電流指令値  $I_{ref}$  に応じた操舵補助力を発生する。そして、電動モータ 8 で発生された操舵補助力が減速機 7 を介してステアリングシャフト 3 に伝達されて、ステアリングホイール 2 を軽い操舵力で操舵することができる。

【 0 0 9 1 】

このとき、前述したように、d - q 軸電流指令値生成部 2 2 の d - q 軸誘起電圧演算部 5 1 で、d 軸電流値及び q 軸電流値を利用して d 軸誘起電圧  $e_{d0E}$  及び q 軸誘起電圧  $e_{q0E}$  を算出するので、電機子起磁力による誘起電圧の歪みを考慮した d 軸誘起電圧  $e_{d0E}$  及び q 軸誘起電圧  $e_{q0E}$  を算出することができ、誘起電圧の歪みに対してもトルクリップルを効果的に抑制することができる。

【 0 0 9 2 】

また、パラメータ設定部 6 1 に供給する d 軸電流値及び q 軸電流値を、2 相電流検出値から残りの 1 相電流検出値を推定し、3 相 / 2 相変換して算出するようにしているので、相電流検出部の数を減少させて製造コストを低減することができる。また、パラメータ設定部 6 1 に供給する d 軸電流値及び q 軸電流値については、電流検出値から求める代わりに、d 軸電流値として図 9 で算出される d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  を、q 軸電流値として操舵補助電流指令値  $I_{ref}$  を夫々用いるようにしてもよい。

【 0 0 9 3 】

また、上記第 3 の実施形態のように、d 軸電流指令値  $I_{dref}(e)$  を算出する際に使用する d 軸振幅指令値  $I_{dAMP}$  を振幅指令値算出用記憶テーブルを参照して算出することにより、前述した ( 1 3 ) 式の複雑な演算を行うことなく、容易に d 軸振幅指令値  $I_{dAMP}$  を算出することができる。

そして、この第 3 の実施形態においても、前述した第 2 の実施形態と同様に、電流指令値生成部 2 1 から出力される d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  が進角度演算部 2 9 に供給され、この進角度演算部 2 9 で d 軸直流電流指令値  $I_{dDC}$  及びモータ角速度  $m$  に基づいて最適な進角度  $\theta_0$  が算出され、算出された進角度  $\theta_0$  で補正された補正電気角  $e$  が d - q 軸電流指令値生成部 2 2 の d 軸電流指令値演算部 5 3 及び q 軸電流指令値演算部 5 2 でトルクリップル及び騒音を所定値以下に抑制する d 軸電流指令値  $I_{dref}(e)$  及び q 軸電流指令値  $I_{qref}(e)$  を算出することができる。

【 0 0 9 4 】

なお、上記第 1 ~ 第 3 の実施形態においては、進角度算出用記憶テーブルが d 軸電流の有無に応じた特性曲線 L 1 及び L 2 で構成される第 1 の進角度算出用記憶テーブル及び第 2 の進角度算出用記憶テーブルで構成されている場合について説明したが、これに限定されるものではなく、d 軸電流量に応じた 3 以上の進角度算出用記憶テーブルを設け、d 軸電流値に応じた進角度算出用記憶テーブルを選択するようにしてもよい。この場合には、d 軸電流量に応じたより最適な進角度  $\theta_0$  を算出することができる。

【 0 0 9 5 】

また、上記第 1 ~ 第 3 の実施形態においては、モータ電流検出部 1 9 で電動モータ 8 の A ~ C 相のモータ電流  $I_{ma} \sim I_{mc}$  を検出する場合について説明したが、これに限定されるものではなく、A ~ C 相におけるモータ電流のうち 2 相分を検出し、残りの 1 相分を検出した 2 相分から推定するようにしてもよい。

さらに、上記第 1 ~ 第 3 の実施形態においては、モータ角速度  $m$  をモータ角度検出器 1 7 の回転角検出信号に基づいて算出する場合について説明したが、これに限定されるものではなく、電動モータ 8 の端子電圧からモータ逆起電圧を推定し、推定したモータ逆起電圧に基づいてモータ角速度  $m$  を推定するようにしてもよい。

【 0 0 9 6 】

さらにまた、上記第 1 ~ 第 3 の実施形態においては、d - q 軸電流指令値生成部 2 2 の q 軸電流指令値算出部 4 5 で前述した ( 1 ) 式における  $m / e_q(e)$  及び  $e_d(e) / e_q(e)$  の関数テーブルを参照して算出する場合について説明したが、これに限定されるものではなく、誘起電圧モデル算出部で高調波を含む台形状の矩形波 ( 疑

10

20

30

40

50

似矩形波)となる誘起電圧波形と補正電気角  $e$  に基づいて誘起電圧  $e_a(e)$ 、 $e_b(e)$  及び  $e_c(e)$  を発生させ、これを 3 相 / 2 相変換部で、補正電気角  $e$  に基づいて発生した誘起電圧  $e_a \sim e_c$  を d 軸誘起電圧  $e_d(e)$  及び q 軸誘起電圧  $e_q(e)$  に変換し、これら誘起電圧  $e_d(e)$ 、 $e_q(e)$ 、電流指令値  $I_{ref}$ 、モータ角速度  $m$ 、d 軸電流指令値  $I_{dref}$  に基づいて前記 (1) 式の演算を行って q 軸電流指令値  $I_{qref}$  を算出するようにしてもよい。

【0097】

さらに、上記第 1 ~ 第 3 の実施形態においては、本発明を電動パワーステアリング装置に適用した場合について説明したが、これに限定されるものではなく、電動ブレーキ装置、電動テレスコ装置、電動チルト装置や、車載機器以外の任意の機器に使用する電動モータの駆動制御に本発明を適用することができる。

10

【図面の簡単な説明】

【0098】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態を示す概略構成図である。

【図 2】第 1 の実施形態における制御装置の具体的構成を示すブロック図である。

【図 3】図 2 のモータ角速度検出部の具体的構成を示すブロック図である。

【図 4】操舵補助電流指令値生成部で使用する操舵トルクと電流指令値との関係を表す電流指令値算出用記憶テーブルを示す説明図である。

【図 5】進角度算出用記憶テーブルを示す特性線図である。

【図 6】インバータ回路を示す回路図である。

20

【図 7】本発明の第 2 の実施形態を示す制御装置の具体的構成を示すブロック図である。

【図 8】電流指令値有無判断テーブルを示す特性線図である。

【図 9】d 軸直流電流指令値算出用記憶テーブルを示す特性線図である。

【図 10】第 2 の実施形態における d - q 軸電流指令値生成部の具体的構成を示すブロック図である。

【図 11】本発明の第 3 の実施形態を示す制御装置の具体的構成を示すブロック図である。

【図 12】d 軸振幅指令値算出用記憶テーブルを示す特性線図である。

【図 13】第 3 の実施形態における d - q 軸電流指令値生成部の具体的構成を示すブロック図である。

30

【図 14】第 3 の実施形態の基本原理の説明に供する波形図である。

【図 15】電機子反作用の説明に供する説明図である。

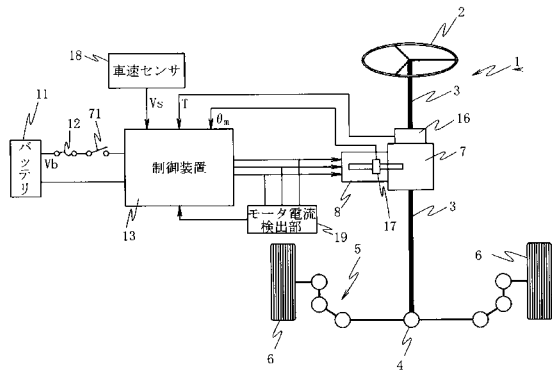
【符号の説明】

【0099】

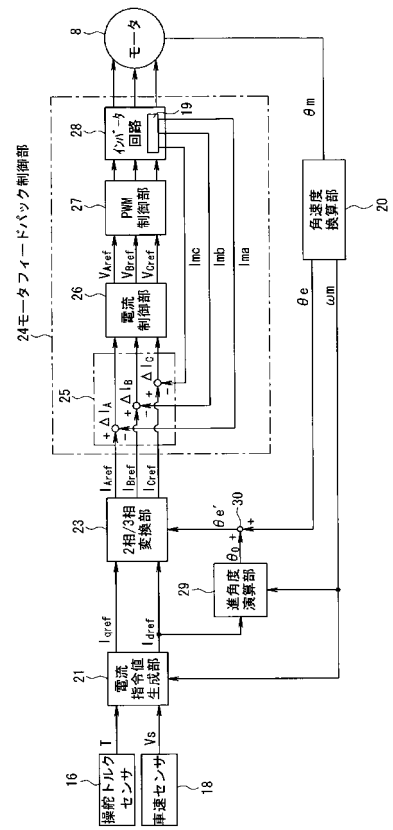
1 ... ステアリング機構、2 ... ステアリングホイール、3 ... ステアリングシャフト、7 ... 減速機、8 ... 電動モータ、13 ... 制御装置、16 ... 操舵トルクセンサ、17 ... モータ角度検出器、18 ... 車速センサ、19 ... モータ電流検出部、20 ... 角速度演算部、21 ... 電流指令値生成部、22 ... d - q 軸電流指令値生成部、23 ... 2 相 / 3 相変換部、24 ... モータフィードバック制御部、25 ... 減算部、26 ... 電流制御部、27 ... PWM 制御部、28 ... インバータ回路、29 ... 進角度演算部、30 ... 加算器、41 ~ 43 ... 演算部、44、45 ... 乗算器、46 ... 加算器、51 ... d - q 誘起電圧演算部、52 ... q 軸電流指令値演算部、53 ... d 軸電流指令値演算部、61 ... パラメータ設定部、62 ... 3 相 / 2 相変換部

40

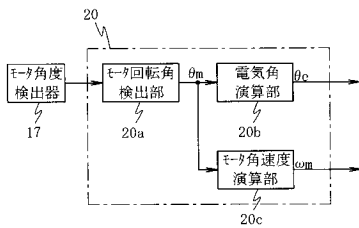
【図1】



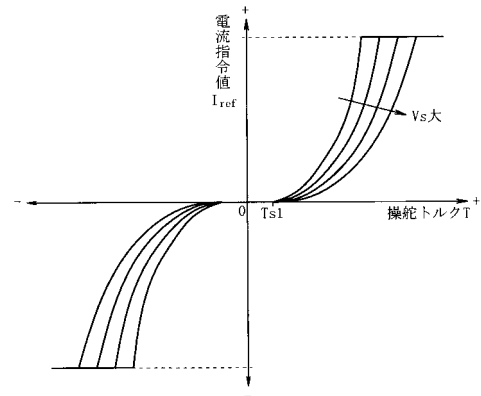
【図2】



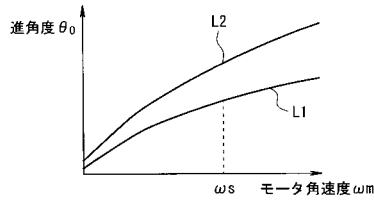
【図3】



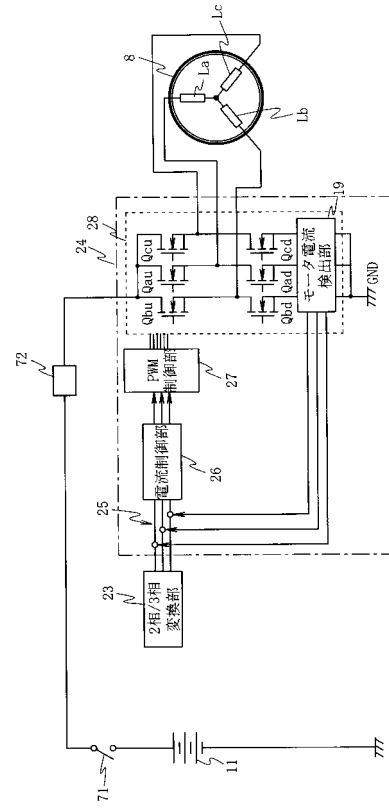
【図4】



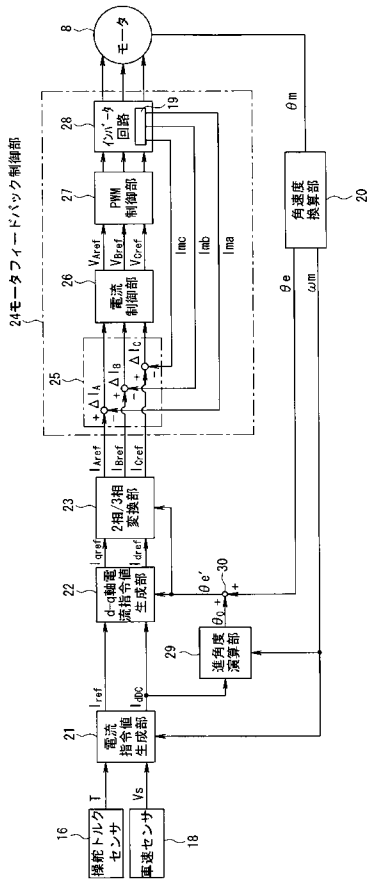
【 図 5 】



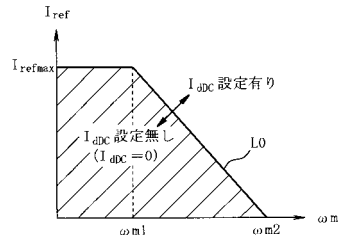
【 図 6 】



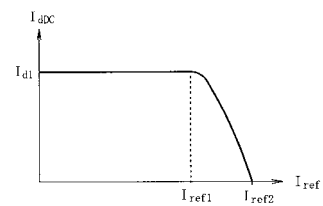
【 図 7 】



【 図 8 】

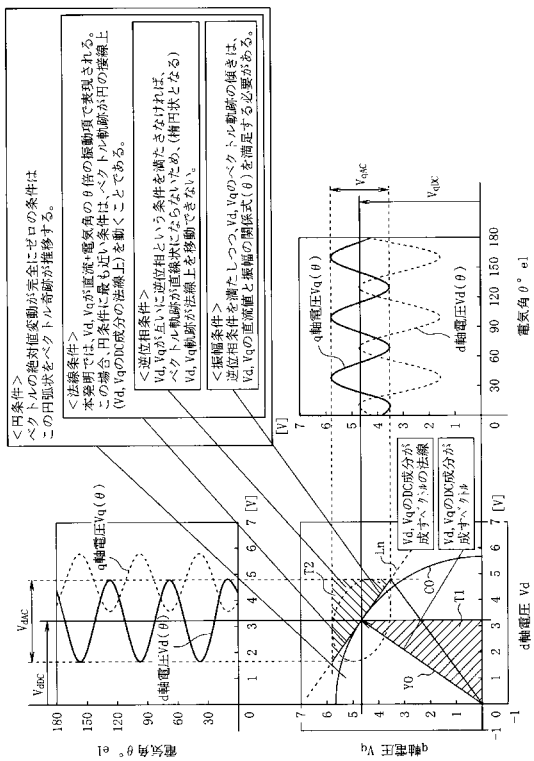


【 図 9 】

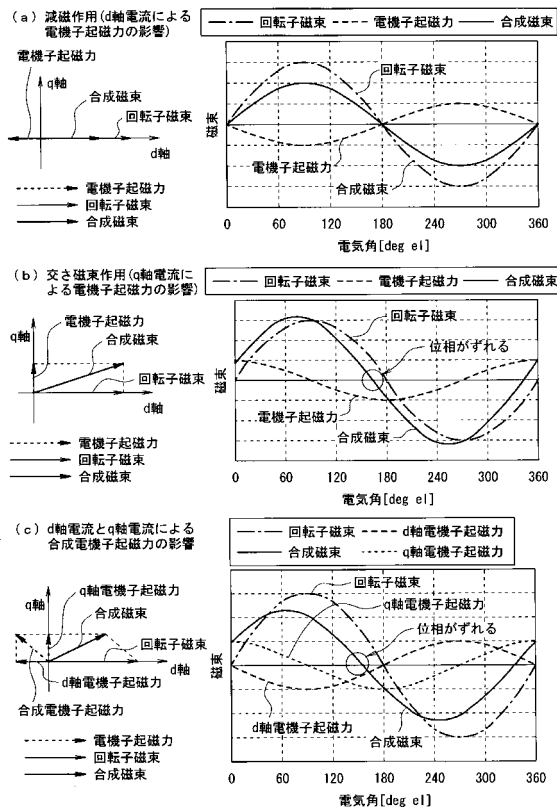




【 図 1 4 】



【 図 1 5 】





---

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 137/00 (2006.01) B 6 2 D 137:00

Fターム(参考) 5H560 AA10 BB04 BB12 DA00 DB20 DC03 DC12 EB01 RR01 SS02  
TT15 XA02 XA04 XA05 XA13