

(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2005-210764

(P2005-210764A)

(43) 公開日 平成17年8月4日(2005.8.4)

(51) Int.CI.⁷**H02P 6/10**
B62D 5/04
H02P 6/14

F 1

H02P 6/02 371G
B62D 5/04
H02P 6/02 371Q

テーマコード(参考)

3D033
3D233
5H560

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号
(22) 出願日特願2004-11416 (P2004-11416)
平成16年1月20日 (2004.1.20)

(71) 出願人 000004204
日本精工株式会社
東京都品川区大崎1丁目6番3号

(71) 出願人 302066629
N S Kステアリングシステムズ株式会社
東京都品川区大崎1丁目6番3号

(74) 代理人 100078776
弁理士 安形 雄三

(74) 代理人 100114269
弁理士 五十嵐 貞喜

(74) 代理人 100093090
弁理士 北野 進

(74) 代理人 100119194
弁理士 石井 明夫

最終頁に続く

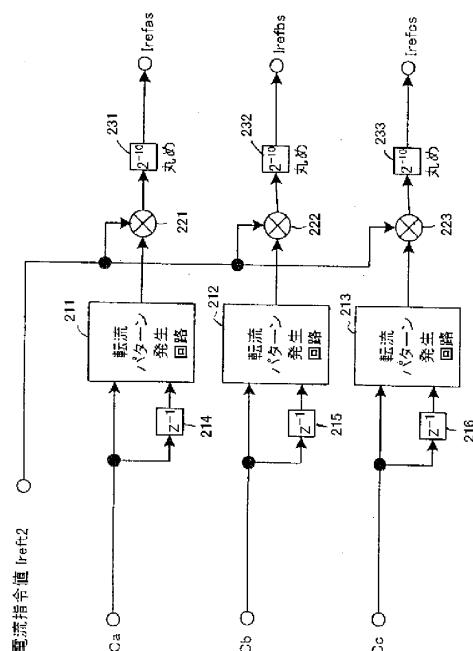
(54) 【発明の名称】 ブラシレスモータの駆動制御装置

(57) 【要約】

【課題】 ブラシレスモータにおける電流変動、トルク変動及び騒音の発生を確実に抑制することができ、電動パワーステアリング装置のトルクアシスト装置として適用した場合に、低騒音で操舵フィーリングの良い電動パワーステアリング装置が構築できるブラシレスモータの駆動制御装置を提供する。

【解決手段】 矩形波状の励磁電流で駆動される複数の励磁相を有するブラシレスモータの駆動制御装置において、前記ブラシレスモータへの電流指令値を算出する電流指令値算出手段と、転流時に予め定められた数値で与えられる各相の転流パターンを生成する転流パターン発生部とを設け、前記転流パターン及び電流指令値に基づいて、前記ブラシレスモータの各相への電流指令値を算出する各相電流指令値算出手段を設ける。

【選択図】 図3



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

矩形波状の励磁電流で駆動される複数の励磁相を有するブラシレスモータの駆動制御装置において、前記ブラシレスモータへの電流指令値を算出する電流指令値算出手段と、転流時に予め定められた数値で与えられる各相の転流パターンを生成する転流パターン発生部とを設け、前記転流パターン及び電流指令値に基づいて、前記ブラシレスモータの各相への電流指令値を算出する各相電流指令値算出手段を具備したことを特徴とするブラシレスモータの駆動制御装置。

【請求項 2】

前記転流パターンの2相の和が1又は-1となる数値の組であり、前記転流パターンと前記電流指令値とを乗じて前記各相への電流指令値を算出する請求項1に記載のブラシレスモータの駆動制御装置。10

【請求項 3】

前記転流パターンが正弦波波形である請求項2に記載のブラシレスモータの駆動制御装置。。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は複数の励磁相を有するブラシレスモータの駆動制御装置に関し、特に電動式パワーステアリング装置の駆動源に好適なブラシレスモータの駆動制御装置に関する。20

【背景技術】**【0002】**

自動車のパワーステアリング装置の駆動源として用いられているブラシレスモータは、3相以上の励磁相を有するモータであり、その駆動は矩形波状の励磁電流によって行われている。

【0003】

例えば5相ブラシレスモータの場合、モータ駆動回路は、モータのロータの外周面を電気角で72度ずつ離隔して取り囲むように配設された5相（以下、これらをa相～e相という）の励磁コイルa～eに対し、マイクロコンピュータ等の制御回路による制御下で、4相同時に励磁する4相励磁方式により、コイルを1相ずつ順次切替えて矩形波電流で励磁することにより、ロータを回転駆動させている。この4相励磁方式では、モータ電流は5相のうちの4つの相に流れることになるが、各相にバランスよく電流を流すために、各励磁コイルの抵抗は全て等しくなるように形成されている。30

【0004】

このようなモータ駆動回路は、通常10個の電界効果トランジスタ（FET）で構成されている。これら10個のトランジスタは、対応する2個のトランジスタを直列接続して5つの直列トランジスタ回路を形成し、それぞれを電源の正負両端子間に接続すると共に、各直列トランジスタ回路の2個のトランジスタの接続部をそれぞれY字形にスター結線した5個の励磁コイルa～eの外端に接続することにより、モータのコイル回路と接続している。40

【0005】

このモータ駆動回路から各励磁コイルへ供給される励磁電流（矩形波）の方向及び長さは、ロータの回転角（電気角）の値に対して例えば図8に示すようになる。即ち、電気角で36度毎に順次1相ずつ励磁コイルを切替え、1つの相コイルを電気角で144度の間励磁することにより、ロータを連続して回転させるようになっている。この図8では、電気角をとしたとき、 $0^\circ < 36^\circ$, $36^\circ < 72^\circ$, $72^\circ < 108^\circ$, $108^\circ < 144^\circ$, $144^\circ < 180^\circ$, $180^\circ < 216^\circ$, $216^\circ < 252^\circ$, $252^\circ < 288^\circ$, $288^\circ < 324^\circ$, $324^\circ < 360^\circ$ の区間をそれぞれ(1), ..., (10)で表わしている。

【0006】

10

20

30

40

50

本例の場合、a相の電流は区間(1)及び(2)で正方向に流れ、区間(3)で0、区間(4)～(7)で負方向に流れ、区間(8)で0、区間(9)から(10)を経て再び区間(1)で正方向に流れる。b相の電流は、区間(1)～(4)で正方向に流れ、区間(5)で0、区間(6)～(9)で負方向に流れ、区間(10)で0、そして再び区間(1)で正方向に流れる。c相の電流は、区間(1)で負方向に流れ、区間(2)で0、区間(3)～(6)で正方向に流れ、区間(7)で0、区間(8)～(10)を経て再び区間(1)で負方向に流れる。d相の電流は、区間(1)～(3)で負方向に流れ、区間(4)で0、区間(5)～(8)で正方向に流れ、区間(9)で0、そして区間(10)から再び負方向に流れる。e相の電流は、区間(1)で0、区間(2)～(5)で負方向に流れ、区間(6)で0、区間(7)～(10)で正方向に流れ、再び区間(1)で0となる。従って、区間(1)～(10)の各境界(電気角で36度毎の切替え時)では、5つの励磁コイルのうちの2つが互いに逆向きに切替えられることになる。

【0007】

このような励磁電流の切替えは、原理的には、図8に示すような矩形波の立ち上がり又は立ち下がりで表わされるが、実際にはその立ち上がり又は立ち下がり波形は横軸(時間若しくは回転角)に対し直角に変化するのではなく、励磁電流が正方向に立ち上がるまで或いは負方向に立ち下がるまで、ある程度の時間 t (モータ回路の時定数の3倍位) かかる。例えば、図8の区間(8)と(9)の境界(電気角で288度)では、a相の電流が0から正の一定値まで立ち上がる一方、d相の電流が正の一定値から0に立ち下がり、b相及びc相の電流は共に“負”的一定値、e相の電流は“正”的一定値であるが、この境界部分の波形の変化を拡大すると図9に示すようになる。そして、5つの相の電流を i_a, i_b, i_c, i_d, i_e で表わしたとき、これらの電流の間には下記(1)式の関係がある。

$$i_a + i_d + i_e = - (i_b + i_c) = I \quad \dots (1)$$

このため、例えばa相とd相の電流が変化すると、b, c, e相の電流も変化する。この場合、a相とd相の電流変化率が異なるため、2つの相の電流の合計値が定常値にならず、図9に示すようにb相, c相の電流が変動し、e相の電流も時間 t の間変化する。これらの電流変動により、過度的なトルク変動が生じてしまう。

【0008】

このように2つの相の電流の立ち上がりと立ち下がりの電流変化率が異なるのは、次の理由による。

【0009】

先ず、モータ駆動回路に供給される電源電圧を V_b 、スター結線した励磁コイルa～eの中心接続点の電圧を V_n とする。次に、図9において、時間 t_1 の区間を(a)、時間 $t_2 (= t - t_1)$ の区間を(b)とする。

【0010】

区間(a)では、正から0に切替えられるd相(OFF相)の電流 i_d は、 $-V_n$ 、コイルの逆起電圧 E_d 及びモータ回路の時定数に応じた変化率で、モータ駆動回路からモータへの通電電流 I の半分($I/2$)から零(0)まで下がる。このとき、OFF相の等価回路に加えられる電圧を V_{OFF} とすると、 $V_{OFF} = -V_n - E_d < 0$ であり、 V_n は近似的に $V_b/2$ となる。一方、0から正に切替えられるa相(ON相)の電流 i_a は、電圧 V_b 、 $-V_n$ 、コイルの逆起電圧 E_a 及びモータ回路の時定数に応じた変化率で零(0)から上昇するが、このときON相の等価回路に加えられる電圧を V_{ON} とすると、 $V_{ON} = V_b + D_{ut}y_1(\text{PWMのデューティ}) - V_n - E_a$ である。

【0011】

式で説明すると、OFF相の等価回路により電流 i_d は次の(2)式で表わされる。

$$i_d(t) = (I/2) e^{-t/T} + (V_{OFF}/R) (1 - e^{-t/T}) \quad \dots (2)$$

$t = 0$ のとき、 $i_d = I/2$

但し、Tは等価回路の電気的時定数、Rは等価回路の抵抗である。

一方、ON相の等価回路により、電流 i_a は次の(3)式で表わされる。

【0012】

$$i_a(t) = (V_{ON} / R) (1 - e^{-t/T}) \quad \dots (3)$$

$t = 0$ のとき、 $i_a = 0$ 、 t で、 $i_a = V_{ON} / R = I / 2$

従って、OFF相、ON相の各電流 i_d 、 i_a の変化率は、それぞれ次のようになる。

$$\begin{aligned} di_d(t)/dt &= -(1/T)(I/2)e^{-t/T} + (1/T)(V_{OFF}/R)e^{-t/T} \\ &= -(I/2 - V_{OFF}/R)(1/T)e^{-t/T} \\ &= -(I/2 + Vn/R + Ed/R)(1/T)e^{-t/T} \quad \dots (4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} di_a(t)/dt &= (1/T)(V_{ON}/R)e^{-t/T} \\ &= (I/2)(1/T)e^{-t/T} \quad \dots (5) \end{aligned}$$

上記(4)式及び(5)式において、 $(I/2 + Vn/R + Ed/R) > I/2$ であるから、OFF相の電流変化率の方がON相の電流変化率より大きい。特に等価回路の抵抗 R が小さい場合、電源電圧 Vb ($> 2Vn$) が大きい場合、或いは高速回転時で逆起電圧 Ed が大きい場合には、OFF相の電流変化率はON相の電流変化率よりかなり大きくなる。従って、OFF相の電流 i_d が $I/2$ から 0 まで下がる時間 (t_1) よりも、ON相の電流 i_a が 0 から $I/2$ まで上がる時間 (t) の方が長い。その後、区間 (b) において、ON相の電流 i_a が最終的に定常値 ($I/2$) に到達するが、それまでに時間 t_2 (モータ回路の時定数の 2 ~ 3 倍) を要する。従って、切替えられる 2 つの相の電流の立ち上がりと立ち下がりでは、電流変化率が異なっている。

【特許文献1】特開2001-268879

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

上述のように従来のモータ駆動回路による励磁電流の制御では、切替える 2 つの相 (例えば図8の a 相及び d 相) の電流の立ち上がりと立ち下がりの変化率が異なるため、切替えられない相 (例えば図8の b 相、c 相、e 相) の電流が変動し、それらの電流変動により過度的なトルク変動が生じてしまう。

【0014】

このような問題を解決するものとして、特許文献1 (特開2001-268879) に示すものがある。特許文献1では、転流時の電流変化率を制御する電流変化率制御手段を有すると共に、複数の励磁相を有するブラシレスモータの駆動制御装置において、電流変化率制御手段は、転流動作において相電流が過渡状態になっている時間である転流の過渡時間を、ある転流の開始時間から次の転流の開始時間までに要する時間である転流間隔時間の 1/2 以内に終了させるようにしている。

【0015】

しかしながら、上述したように立ち上がり相電流と立ち下がり相電流が異なり、転流していない相電流が変化してしまうために各相電流の和が 0 となり、転流動作において相電流が過渡状態になっている転流の過渡時間を、ある転流の開始時間から次の転流の開始時間までに要する転流間隔時間の 1/2 以内に終了させるようにモータを駆動制御するだけでは、振動や騒音が発生してしまう問題がある。

【0016】

本発明は上述のような事情からなされたものであり、本発明の目的は、ブラシレスモータにおける電流変動、トルク変動及び騒音の発生を確実に抑制することができ、電動パワーステアリング装置のトルクアシスト装置として適用した場合に、低騒音で操舵フィーリングの良い電動パワーステアリング装置を構築することができるブラシレスモータの駆動

制御装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0017】

本発明は、矩形波状の励磁電流で駆動される複数の励磁相を有するブラシレスモータの駆動制御装置に関し、本発明の上記目的は、前記ブラシレスモータへの電流指令値を算出する電流指令値算出手段と、転流時に予め定められた数値で与えられる各相の転流パターンを生成する転流パターン発生部とを設け、前記転流パターン及び電流指令値に基づいて、前記ブラシレスモータの各相への電流指令値を算出する各相電流指令値算出手段を設けることにより達成される。

【0018】

また、本発明の上記目的は、前記転流パターンの2相の和が1又は-1となる数値の組であり、前記転流パターンと前記電流指令値とを乗じて前記各相への電流指令値を算出することにより、或いは前記転流パターンを正弦波波形とすることにより、より効果的に達成される。

【発明の効果】

【0019】

本発明のブラシレスモータの駆動制御装置によれば、転流時の転流パターンの2相の和が1又は-1となる数値の組であり、転流パターンと電流指令値とを乗じて各相への電流指令値を算出してあり、更には転流パターンを正弦波波形で与えるようにしているので、ブラシレスモータの振動や騒音の低い電流指令値を与えることができる。従って、本発明によれば、ブラシレスモータにおける電流変動、トルク変動及び騒音の発生を確実に抑制することができる。

【0020】

また、本発明に係るブラシレスモータの駆動制御装置を電動式パワーステアリング装置のアシストモータ駆動制御装置として用いれば、低騒音でかつ操舵フィーリングの良い高級な電動式パワーステアリング装置を構築することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0021】

本発明に係るブラシレスモータの駆動制御装置は、転流時の振動や騒音の発生を抑制するため、転流時に生成された正弦波（若しくは擬似正弦波）の転流パターンで電流指令値を与える。その際、転流パターンの2相の和が1（整数では1024）又は-1（整数では-1024）となる数値の組であり、転流パターンと電流指令値とを乗算してブラシレスモータ各相への電流指令値を算出するようにしている。これにより、ブラシレスモータを矩形波制御する場合でも、低振動及び低騒音の駆動制御を実現することができる。

【0022】

以下、本発明の実施の形態を、図面を参照して説明する。

【0023】

先ず本発明に係るモータ駆動制御装置20を、5相ブラシレスモータについて図1に示して説明する。モータ駆動制御装置20は制御回路21、FETゲート駆動回路22、モータ駆動回路23、電流検出回路24及びロータ位置検出回路25で構成されている。制御回路21は例えばマイクロコンピュータで構成され、定電圧源26から一定電圧が供給される。制御回路21には外部回路27から電流指令 I_{ref} が入力され、電流検出回路24からモータ電流検出値 I 、ロータ位置検出回路25からロータ位置信号 S_{a-e} (= S_a, \dots, S_e)がそれぞれ入力される。制御回路21は、これらの入力信号に基づいて、モータ駆動回路23からブラシレスモータ1のコイル回路12に供給される駆動電流を制御する。

【0024】

ここで、電動パワーステアリング装置の駆動源として5相ブラシレスモータ1を用いる場合、外部回路27は、自動車の変速機の出力軸回転数に応じたパルス信号を発生する車速センサの出力から求められる車速検出値 V と、ステアリングホイールの入力軸に加えら

10

20

30

40

50

れた操舵トルクを検出するトルクセンサの出力から求められるトルクの方向を含む検出値 T とから、所定の特性線図を参照して対応するモータ電流値を検索し、これを電流指令 I_{ref}として出力するように構成される。

【0025】

モータ駆動回路 23 は、電源供給側（上段側）に 5 個、アース側（下段側）に 5 個の合計 10 個のトランジスタ（電界効果トランジスタ FET）Ta1～Te1, Ta2～Te2 で構成されている。これら 10 個のトランジスタ Ta1～Te1, Ta2～Te2 は、上段側と下段側とで対応するトランジスタが直列接続され、これら直列接続のトランジスタ対（Ta1 - Ta2, Tb1 - Tb2, Tc1 - Tc2, Td1 - Td2, Te1 - Te2）の各々の上段側端子は制御回路 21 に、下段側端子は電流検出回路 24 にそれぞれ接続されると共に、各トランジスタ対の接続部は、各励磁コイル 6a～6e の外端（スター結線の中心側とは逆側）と接続されている。そして、トランジスタ Ta1～Te2 の各々のゲート電圧は、ロータ位置検出回路 25 からの検出信号 Sa-e に基づいて制御回路 21 により制御される。

【0026】

モータ駆動回路 23 から各励磁コイル 6a～6e への励磁電流の方向及び大きさは、基本的には従来と同様に図 8 に示すようになり、各トランジスタ Ta1～Te2 のオン / オフのタイミングは、下記の表 1 のゲート信号（上段）Ga1～Ge1 及びゲート信号（下段）Ga2～Ge2 に示すようになる。なお、表 1 では、各トランジスタ Ta1～Te2 をオン / オフするゲート信号 Ga1～Ge2 を、それぞれ “1”, “0” で表わしている。

【0027】

【表 1】

区間	位置検出信号 S _a S _b S _c S _d S _e					ゲート信号（上段） Ga1 Gb1 Gc1 Gd1 Ge1					ゲート信号（下段） Ga2 Gb2 Gc2 Gd2 Ge2				
	H	H	L	H	L	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0
(1)	H	L	L	H	L	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1
(2)	H	L	H	H	L	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1
(3)	H	L	H	H	L	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1
(4)	H	L	H	L	L	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1
(5)	H	L	H	L	H	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1
(6)	L	L	H	L	H	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0
(7)	L	H	H	L	H	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0
(8)	L	H	L	L	H	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0
(9)	L	H	L	H	H	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0
(10)	L	H	L	H	L	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0

図 8 において、ロータが例えば区間(1)の状態にあるものとすると、これは表 1 の区間(1)に該当し、上段側のトランジスタ Ta1, Tb1 及び下段側のトランジスタ Tc2, Td2 がオン状態、これら以外のトランジスタはオフ状態であるので、励磁コイル 6a 及び 6b には外端側から電流が流れ、励磁コイル 6c 及び 6d には結線側から電流が流れ。これにより、ロータの N 極又は S 極とその周囲に発生した N 極又は S 極との間に磁気吸引力及び反発力が生じ、ロータが回転する。そして、ロータが、図 8 の区間(2)の状態に移行すると、これは表 1 の区間(2)に該当し、上段側のトランジスタ Ta1, Tb1 及び下段側のトランジスタ Td2, Te2 がオン状態、これ以外のトランジスタがオフ状態であるので、励磁コイル 6a 及び 6b には外端側から電流が流れ、励磁コイル 6d 及び 6e には結線側から電流

10

20

30

40

50

が流れる。これにより、ロータが更に回転する。

【0028】

以上の操作を繰り返し行うと、表1に示すタイミングで各トランジスタが駆動され、図8に示すように電気角で36度毎に順次1相ずつ励磁コイルを切替え、1つの相を電気角で144度の間励磁する。これにより、ステータに発生するN極又はS極が順次移動し、ロータが連続回転する。FETゲート駆動回路22は、制御回路21から出力されたゲート駆動信号G1-10に基づき、指定されたトランジスタのゲート端子に所定の電圧供給を行う。

【0029】

一方、モータ駆動制御装置20が駆動制御するブラシレスモータの一例(5相ブラシレスモータ1)は図2に示すようになっており、この5相ブラシレスモータ1は円筒形のハウジング2と、このハウジング2の軸心に沿って配設され、軸受3a, 3bにより回転自在に支持された回転軸4と、この回転軸4に固定されたモータ駆動用の永久磁石5と、この永久磁石5を包囲するようにハウジング2の内周面に固定され且つ5相の励磁コイル6a, 6b, 6c, 6d及び6eが巻き付けられたステータ6とを具備し、回転軸4及び永久磁石5によってロータ7を構成している。

【0030】

ロータ7の回転軸4の一端部の近傍には位相検出用のリング状の永久磁石8が固定され、この永久磁石8は周方向に等間隔で交互にS極とN極に着磁されている。また、ロータ7の永久磁石5も、S極及びN極が周方向に交互に等間隔で着磁されている。ハウジング2内の軸受3bが配設された側の端面には、ステー9を介してリング状の薄板から成る支持基板10が、その内側の絶縁部分が永久磁石8に対向するように配設されている。この支持基板10の永久磁石8側の面には、永久磁石8に対向するように例えばホール素子から成る位相検出素子(ホールセンサ)11が固定されている。なお、位相検出素子11は、実際には励磁コイル6a～6eの駆動タイミングに対応して周方向に適宜離して5個(11a～11e)設けられているが、図2はそのうちの1つのみを示している。

【0031】

上記位相検出素子11a～11eは、各々に対向する永久磁石8の磁極が、N極の場合には位置検出信号として“H”のセンサ信号を、S極の場合には“L”のセンサ信号をそれぞれ出力する。これら各位相検出素子11a～11eの出力は、各素子に対向する永久磁石8の磁極によって変化することを利用してロータ7の回転位置を検知できる。その回転位置に応じて、モータ駆動制御装置20が5相の励磁コイル6a～6eに対して4相同時に通電しながら、通電する励磁コイルを1相ずつ順次切替える4相励磁方式により、ロータ7を回転駆動するようになっている。

【0032】

また、5相の励磁コイル6a～6eは、ロータ7の外周面を電気角で72度ずつ離隔して取り囲むように配設され、図1に示すようにY字型にスター結線されて、このモータのコイル回路12を構成している。なお、4相励磁方式では、モータ電流は4つの相に流れることになるが、電流はコイル抵抗に反比例するので、各相にバランスよく電流を流すために各励磁コイル6a～6eのコイル抵抗は全て等しくなるように形成されている。また、ステータ6は、例えば図示しないステータコア内周面に等間隔に30個のスロットを有すると共に、これらスロット間に同数の凸部を有し、そのうち5個の凸部を1組として、各組に各励磁コイル6a～6eを巻き付けるように構成されている。各励磁コイル6a～6eの一端はまとめて結線され、他端はモータ駆動制御装置20に接続されている。

【0033】

本発明は、モータ駆動制御装置20内の制御回路21に設けた転流パターン発生部で転流時に所定条件に従った転流パターン1～4(図8参照)を発生し、各相の電流指令値 I_{refas} , I_{refbs} , I_{refcs} としてブラシレスモータ1に与えるようになっており、図3にその構成例を示す。なお、図1のブラシレスモータ1は5相となっているが、転流については3相で説明する。

【0034】

10

20

30

40

50

本発明では、先ず正弦波波形を元にした転流時の電流指令値を定義する。この際、各相の電流指令値が正か負か、若しくは0であるかは、モータの位置により決められる。例えば非転流の時、正負又は0の電流指令値は次のように計算される。

$$1 \times 2^{10} \quad I_{ref t2} \times (1 \times 2^{10}) \\ I_{ret2} \times (1 \times 2^{10}) / 2^{10} \quad \cdots \text{正相の電流指令値}$$

$$0 \times 2^{10} \quad I_{ref t2} \times (0 \times 2^{10}) \\ I_{ret2} \times (0 \times 2^{10}) / 2^{10} \quad \cdots \text{ゼロ相の電流指令値}$$

$$-1 \times 2^{10} \quad I_{ref t2} \times (-1 \times 2^{10}) \\ I_{ret2} \times (-1 \times 2^{10}) / 2^{10} \quad \cdots \text{負相の電流指令値}$$

10

20

30

40

即ち、転流でない場合、3相の電流指令値は $I_{ref t2}, 0, -I_{ref t2}$ である。

【0035】

転流の場合、計算方法は非転流の場合と同一である。ただし、乗算の値は 1, 0, -1 ではなく、経過時間により正弦波波形の値と乗算する。ここでは 12 ポイントの例を示す。転流がゼロ相から正相への転流だとすると、 $12 \times$ サンプリング時間を経過すると、乗算の値は 0 から 1 まで変化し、その間の値は 0, 0.017037, ..., 0.98296, 1 となる。電流指令値の計算は次のようにする。

$$\begin{array}{ll} \text{転流前} & ia = [I_{ref t2} \times (0 \times 2^{10})] / 2^{10} \\ \text{ステップ1} & ia = [I_{ref t2} \times (0.01737 \times 2^{10})] / 2^{10} \\ & \cdot \\ & \cdot \\ & \cdot \\ \text{ステップ11} & ia = [I_{ref t2} \times (0.98296 \times 2^{10})] / 2^{10} \\ \text{ステップ12} & ia = [I_{ref t2} \times (1 \times 2^{10})] / 2^{10} \end{array}$$

転流パターン発生部には、転流を表わすパラメータとしての C_a, C_b, C_c がそれぞれ転流パターン発生回路 211, 212, 213 に入力されると共に、それぞれディジタル制御における Z^{-1} 回路 214, 215, 216 (1サンプリング遅れ) を経て転流パターン発生回路 211, 212, 213 に入力される。また、電流指令値 $I_{ref t2}$ は乗算回路に入力され、それぞれ転流パターン発生回路 211, 212, 213 の出力と乗算され、各乗算結果が係数回路 (2^{-10}) 231, 232, 233 を経て電流指令値 $I_{ref as}, I_{ref bs}, I_{ref cs}$ として出力される。

【0036】

転流パターン発生回路 211, 212, 213 は図 4 に示すような 4 種類の転流パターンを発生するようになっている。即ち、転流パターン 1 は “0 1” の正弦波波形であり、転流パターン 2 は “-1 0” の正弦波波形であり、転流パターン 3 は “1 0” の正弦波波形であり、転流パターン 4 は “0 -1” の正弦波波形である。転流パターン 1 ~ 4 は擬似正弦波波形であっても良い。転流パターン発生回路 211, 212, 213 のそれぞれが、所定の入力の条件に従って転流パターン 1 ~ 4 を生成して出力する。

【0037】

なお、転流パラメータ C_a, C_b, C_c は位相検出素子 (ホールセンサ) に基づいて生成され、表 2 に示すような関係で生成出力される。

【0038】

【表2】

ホールセンサ信号			電気角	コミュニケーション			ホールセンサ信号名
Ha	Hb	Hc		Ca	Cb	Cc	
1	0	1	330° ~ 30°	0	-1	1	H0
1	0	0	30° ~ 90°	1	-1	0	H1
1	1	0	90° ~ 150°	1	0	-1	H2
0	1	0	150° ~ 210°	0	1	-1	H3
0	1	1	210° ~ 270°	-1	1	0	H4
0	0	1	270° ~ 330°	-1	0	1	H5
0	0	0		0	0	0	信号異常
1	1	1		0	0	0	信号異常

上述のような関係で生成出力される転流パラメータ C_a , C_b , C_c が、それぞれ転流パターン発生回路 211, 212, 213 に入力される。転流パターン発生回路 211, 212, 213 は転流パラメータ C_a , C_b , C_c の入力条件に従って、それぞれ転流パターン 1 ~ 4 を生成して出力する。例えば転流パターン発生回路 211 に入力する転流パラメータ C_a について説明すると、次のようになる。パラメータ C_a の現在値を $C_a(k)$ 、その 1 サンプル前のパラメータ C_a を $C_a(k-1)$ とする。

10

 $C_a(k) = 1$ のとき、

転流パターン 1 を発生

 $C_a(k) = 0$ で $C_a(k-1) = -1$ のとき

転流パターン 2 を発生

 $C_a(k) = 0$ で $C_a(k-1) = 1$ のとき

転流パターン 3 を発生

 $C_a(k) = -1$ のとき

転流パターン 4 を発生

20

転流パターン発生回路 212 及び 213 についても同様であり、 $C_b(k)$ 及び $C_b(k-1)$ 、 $C_c(k)$ 及び $C_c(k-1)$ に基づいてそれぞれ転流パターン 1 ~ 4 を発生する。転流パターン発生回路 211 の構成は、転流パラメータ $C_a(k-1)$ と 1 サンプリング (Z^{-1}) 遅れた転流パラメータ $C_a(k)$ を比較手段で比較し、両者が同じであれば非転流状態と判断し、ある瞬間で両者の出力が相違すれば転流の開始と判断し、その条件に従って予め登録されている転流パターンデータを読み出して出力する。転流パターン発生回路 212 及び 213 についても同様である。

30

【0039】

転流時間を例えば 6 ミリ秒としたとき、転流パターン 1 ~ 4 は下記表 3 の数値で演算出力される。ここにおいて、転流パターン 1 ~ 4 の最大値は “1” であり、最小値は “-1” であり、その間は小数となるが、小数はソフト演算できない。このため、精度を考慮して、 2^{10} を乗算して整数になるようにしている。そのため、転流パターンのグラフ(図 4)では “-1, -0.98296, ..., 0, ..., 0.98296, 1” となっている数値をソフトでは事前計算し、“-1024, -1007, -955, -874, -768, -645, -512, -380, -256, -150, -69, -17, 0” としている。このように事前に 2^{10} で拡大しているので、出力では事前の 2^{10} 因数を排除するため、 2^{-10} を係数として乗算している。

40

【0040】

【表3】

転流パターン	転流時間 6mSEC.
1	[0 17 69 150 256 380 512 645 768 874 955 1007 1024]
2	[-1024 -1007 -955 -874 -768 -645 -512 -380 -256 -150 -69 -17 0]
3	[1024 1007 955 874 768 645 512 380 256 150 69 17 0]
4	[0 -17 -69 -150 -256 -380 -512 -645 -768 -874 -955 -1007 -1024]

50

なお、転流パターン1～4の発生はホールセンサ信号が変化した場合、転流中でもいつでも受け付けるようになっている。転流中に新たな転流を受けないようにすると、ソフトウェアとして構造が複雑になり、ソフトウェアとしてのロバスト性が低下するからである。ホールセンサ信号が変化したということは、モータの位置パターンが変化したということであり、電流はモータ位置パターンにより流さないと、モータの制御ができないことになる。

【0041】

転流パターン発生回路211～213から出力された転流パターンは、それぞれ乗算回路221～223で乗算され、係数回路231～233を経て電流指令値 $I_{ref\,fas}$, $I_{ref\,bs}$, $I_{ref\,cs}$ として出力される。転流波形を図示すると一般的には図5(C)のようになるが、本発明では、1相では図5(A)のようになり、3相では図5(B)のようになる。10

【0042】

本発明では、転流時の転流パターンを生成する転流パターン発生部を設け、転流パターンに基づいて、転流時の電流指令値を予め定められて数値、つまり、転流パターンの2相の和が1又は-1となる数値の組とし、転流パターンと電流指令値とを乗じてブラシレスモータ各相への電流指令値を算出している。例えば転流ポイント12の場合、転流時間は $12 \times$ サンプリング時間となり、その間に $1/4$ 周期の正弦波波形で12等分すると、図4及び表3で示すように

20

```
[ 0 . 0 1 7 0 3 7 , 0 . 0 6 6 9 8 7 , 0 . 1 4 6 4 5 , 0 . 2 5 , 0 . 3 7 0 5 9
, 0 . 5 , 0 . 6 2 9 4 1 , 0 . 7 5 , 0 . 8 5 3 5 5 , 0 . 9 3 3 0 1 , 0 . 9 8 2 9
6 , 1 ]
= [ 1 7 , 6 9 , 1 5 0 , 2 5 6 , 3 7 9 , 5 1 2 , 6 4 5 , 7 6 8 , 8 7 4 , 9 5 5 ,
1 0 0 7 , 1 0 2 4 ]
```

となる。そして、転流パターンの2相の和が1(整数では1024)又は-1(整数では-1024)となる数値の組とする。転流中でも3相電流の和は0であるので、転流相の電流は変化しても、非転流相の電流を変化しないようにするために、転流相電流の和は転流の間、いつでも非転流相の大きさと同一で、方向が逆でなければならない。なお、正弦波形に限らず、転流パターンの2相の和が1又は-1となれば、トルクリップルを発生させることなく滑らかに転流することができる。30

【0043】

図6は転流パターンの2相の和が1又は-1となる直線波形の例を示しており、転流パターン1は“0 1”的直線波形であり、転流パターン2は“-1 0”的直線波形であり、転流パターン3は“1 0”的直線波形であり、転流パターン4は“0 -1”的直線波形である。また、図7は転流パターンの2相の和が1又は-1となるべき乗関数($1 - e^{-t/T}$)波形の例を示しており、転流パターン1は“0 1”的べき乗関数波形であり、転流パターン2は“-1 0”的べき乗関数波形であり、転流パターン3は“1 0”的べき乗関数波形であり、転流パターン4は“0 -1”的べき乗関数波形である。こののような転流パターン波形を用いることも可能である。40

【0044】

上述の実施例では3相のブラシレスモータに本発明を適用した例を示したが、本発明はこれに限定されるものではなく、他の複数の励磁相(例えば5相)のブラシレスモータについても本発明を適用することができる。また、上述の実施例では、図8に示すように、上段側のトランジスタ(例えばTa1)と下段側のトランジスタ(例えばTa2)とが同じPMWデューティで駆動される例を示したが、本発明はこれに限定されるものではなく、上段側のトランジスタ(例えばTa1)と下段側のトランジスタ(例えばTa2)とが異なるPMWデューティで駆動されるものについても本発明を適用することができる。

【産業上の利用可能性】

50

【0045】

本発明によれば、ブラシレスモータに対する転流時の振動や騒音の発生を抑制するため、転流時に正弦波波形（若しくは擬似正弦波波形）で電流指令値を与えると共に、転流パターンの2相の和が1（整数では1024）又は-1（整数では-1024）となる数値のペアで与えると共に、転流パターンと電流指令値とを乗算してブラシレスモータ各相への電流指令値を算出するようにしている。これにより、ブラシレスモータを矩形波で制御する場合でも、低振動及び低騒音を実現することができ、自動車や車両の高性能電動パワーステアリングに適用することが可能である。

【図面の簡単な説明】

【0046】

10

【図1】本発明の実施例に係るモータ駆動制御装置の一例（5相ブラシレスモータの例）を示す回路図である。

【図2】本発明を適用できる5相ブラシレスモータの断面図である。

【図3】本発明の転流パターン発生部の構成例（3相ブラシレスモータ）を示すブロック図である。

【図4】転流パターン（正弦波波形）の例を示す波形図である。

【図5】3相ブラシレスモータにおける転流波形の例を示す波形図である。

【図6】転流パターン（直線波形）の例を示す波形図である。

【図7】転流パターン（べき乗関数波形）の例を示す波形図である。

【図8】5相ブラシレスモータの各相の励磁電流例を示す波形図である。

20

【図9】従来の励磁電流切替え時の各相の電流変化及び電磁トルク変化の一例を示す波形図である。

【符号の説明】

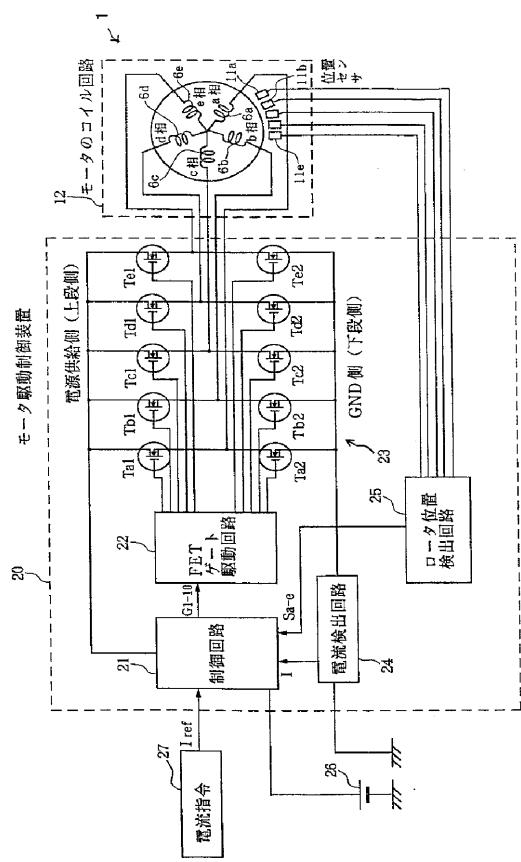
【0047】

30

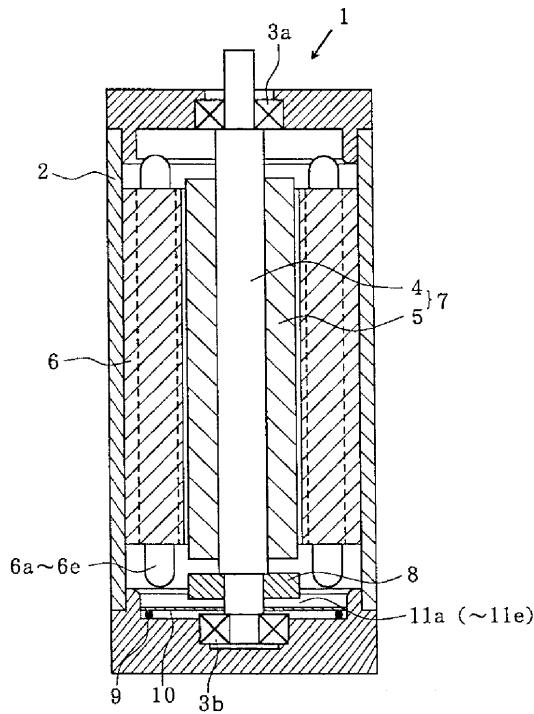
1	ブラシレスモータ
2	ハウジング
3 a , 3 b	軸受
4	回転軸
5	永久磁石
6	ステータ
7	ロータ
1 1	位相検出素子（ホールセンサ）
2 0	モータ駆動制御装置
2 1	制御回路
2 2	FETゲート駆動回路
2 3	モータ駆動回路
2 4	電流検出回路
2 5	ロータ位置検出回路
2 7	外部回路
2 1 1 ~ 2 1 3	転流パターン発生回路
2 2 1 ~ 2 2 3	乗算回路
2 3 1 ~ 2 3 3	係数回路

40

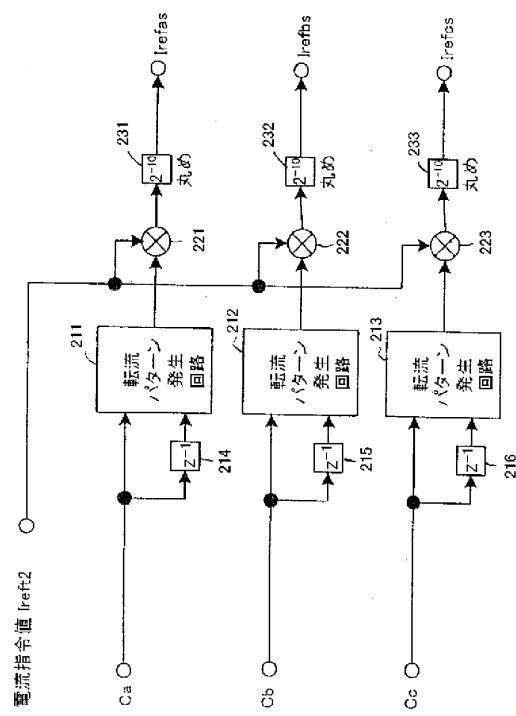
【図1】



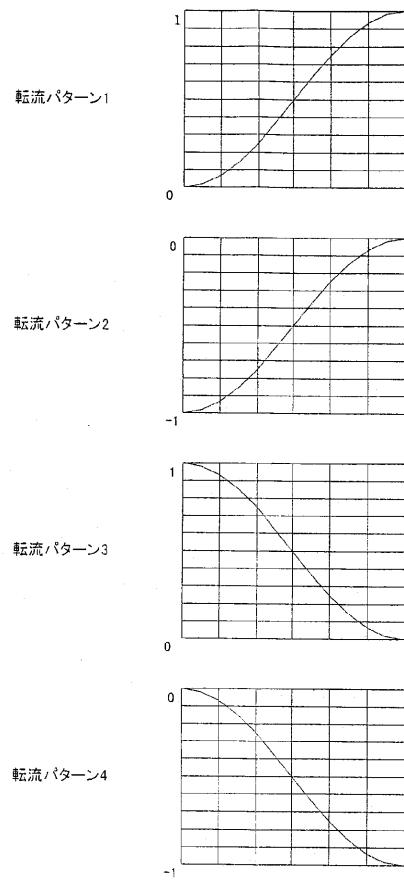
【図2】



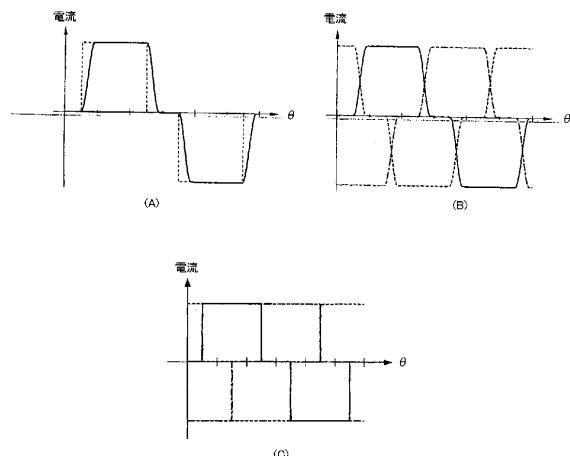
【図3】



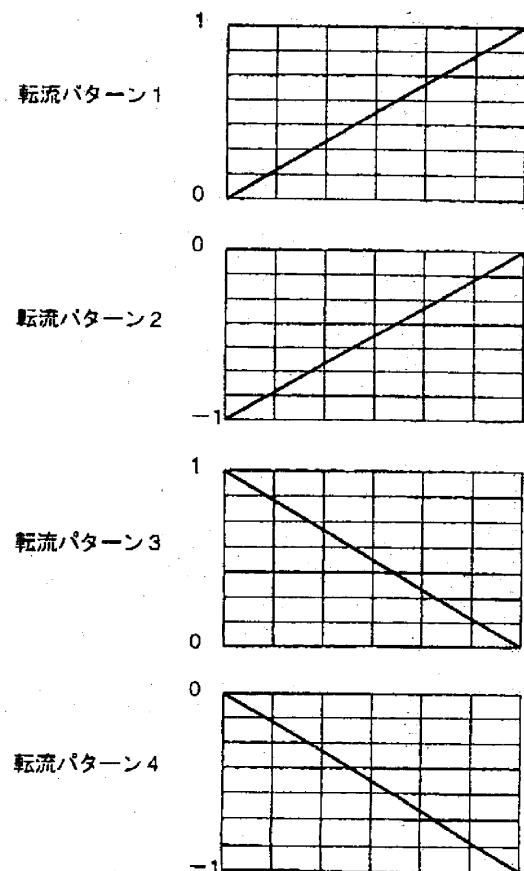
【図4】



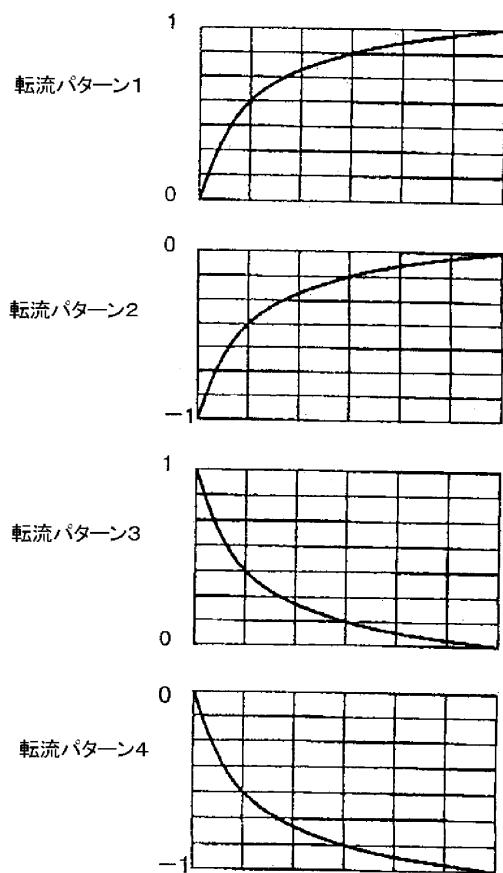
【図5】



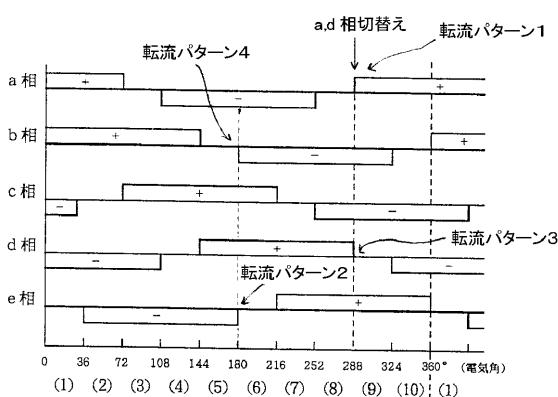
【図6】



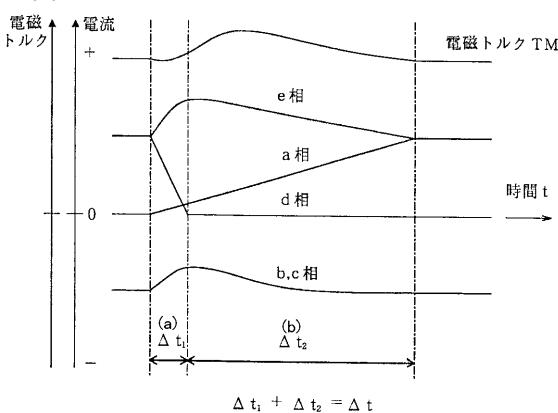
【図7】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

(74)代理人 100128679

弁理士 星 公弘

(72)発明者 江 春浩

群馬県前橋市鳥羽町78番地 NSKステアリングシステムズ株式会社内

(72)発明者 遠藤 修司

群馬県前橋市鳥羽町78番地 NSKステアリングシステムズ株式会社内

F ターム(参考) 3D033 CA03 CA20

3D233 CA03 CA20

5H560 AA10 BB05 BB12 DA02 DC12 EB07 EC02 RR01 RR02 UA05

XA02