

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4168287号
(P4168287)

(45) 発行日 平成20年10月22日(2008.10.22)

(24) 登録日 平成20年8月15日(2008.8.15)

(51) Int.Cl.		F I			
HO2P 6/18	(2006.01)	HO2P	6/02	371T	
HO2P 6/16	(2006.01)	HO2P	6/02	371N	
HO2P 21/00	(2006.01)	HO2P	5/408	C	
HO2P 27/04	(2006.01)				

請求項の数 2 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2006-153176 (P2006-153176)	(73) 特許権者	000006622
(22) 出願日	平成18年6月1日(2006.6.1)		株式会社安川電機
(62) 分割の表示	特願平8-343684の分割		福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
原出願日	平成8年12月24日(1996.12.24)	(72) 発明者	上田 英史
(65) 公開番号	特開2006-271197 (P2006-271197A)		福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
(43) 公開日	平成18年10月5日(2006.10.5)		株式会社 安川電機内
審査請求日	平成18年6月5日(2006.6.5)		審査官 天坂 康種
		(56) 参考文献	特開平03-207290 (JP, A)
			特開平07-059386 (JP, A)
			特開昭60-261379 (JP, A)
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ブラシレスDCモータの駆動装置および同期運転引き込み方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

非同期回転状態にあるブラシレスDCモータの同期運転引き込み方法において、
 ブラシレスDCモータの既知の回転子速度および回転子位相並びに設定されたdq軸の各
 目標電流および回転子速度一定とみなせる程度の所定期間に基づいて、q軸電流をゼロか
 ら正方向におよびd軸電流をゼロから負方向に、前記所定期間でかつ前記所定期間中一定
 増加率で前記各目標電流まで増加させ、
 前記ブラシレスDCモータを回転状態のまま起動させることを特徴とするブラシレスDC
 モータの同期運転引き込み方法。

【請求項2】

非同期回転状態にあるブラシレスDCモータの駆動装置において、
 ブラシレスDCモータの回転子速度検出手段と、
 ブラシレスDCモータの回転子位相検出手段と、
 前記回転子速度検出手段および回転子位相検出手段の各検出値並びに設定されたdq軸の
 各目標電流及び回転子速度一定とみなせる程度の所定期間に基づいて、q軸電流をゼロか
 ら正方向におよびd軸電流をゼロから負方向に、前記所定期間でかつ前記所定期間中一定
 増加率で前記各目標電流まで増加させる手段を備えたことを特徴とするブラシレスDCモ
 ータの駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【 0 0 0 1 】

本発明は、モータに直結した回転子位置検出手段を持たないブラシレスDCモータの駆動装置であり、かつブラシレスDCモータの非同期回転中における回転子速度および回転子位相（相誘起電圧位相）検出手段を備えたブラシレスDCモータの駆動装置によりブラシレスDCモータを駆動する装置及び方法に関する。

【 背景技術 】

【 0 0 0 2 】

図13は特開平3-207290に記載された従来のブラシレスDCモータの駆動装置の構成図である。このブラシレスDCモータ駆動装置は、複数極の磁極を有する回転子10と3相Y結線に接続された電機子コイル7, 8, 9を有する固定子から構成され、モータに直結した回転位置検出手段を持たないブラシレスDCモータ14を駆動するものであって、半導体スイッチング素子群2と位置検出回転制御装置15とマイクロコンピュータ16と時間検出器17で構成されている。

10

【 0 0 0 3 】

時間検出器17は位置検出回転制御装置15から半導体スイッチング素子群2の回転信号の一部を入力し、ある回転信号の出力時からその次の回転信号の出力までの時間を計測してマイクロコンピュータ16にそのデータを送る。マイクロコンピュータ16は時間検出器17より送られたデータを判断し、所定の時間より短いときに脱調と判断し、その後脱調の再起動の制御を行う。

【 発明の開示 】

20

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 4 】

しかしながら、前記従来の構成では、モータに直結した回転子位置検出手段を持たないブラシレスDCモータが脱調した際には、ブラシレスDCモータが停止するのを待ってから再度立ち上げる必要があり、したがって回転中のモータに対し停止させることなくそのまま同期運転に引き込むことはできないという問題点があった。

【 0 0 0 5 】

本発明の目的は、非同期回転中の、モータに直結した回転子位置検出手段を持たないブラシレスDCモータに対し、回転を停止させることなくそのまま同期運転に引き込むことのできる、ブラシレスDCモータの駆動方法を提供することである。

30

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 6 】

本発明のブラシレスDCモータの駆動方法は、非同期回転中にあるブラシレスDCモータの既知の回転子速度および回転子位相並びに設定されたdq軸の各目標電流および回転子速度一定とみなせる程度の所定期間に基づいて、q軸電流をゼロから正方向におよびd軸電流をゼロから負方向に、前記所定期間でかつ前記所定期間中一定増加率で前記各目標電流まで増加させて非同期回転中のブラシレスDCモータを同期運転に引き込む。

【 0 0 0 7 】

本発明の実施態様によれば、無通電状態からモータ電流を起動する際にモータ電流を相誘起電圧と同一方向成分であるq軸電流と電気角で $-\pi/2$ ずれた方向成分であるd軸電流とに分けた場合、q軸電流は正方向に一定の増加率で、d軸電流は負方向に一定の増加率で駆動する。モータ電流とモータ電圧とは、q軸とd軸とに分けて設定（図5参照）される以下の電圧方程式（1）、（2）を満たす関係にある。

40

【 0 0 0 8 】

$$E_q = E_o \cdot \cos \theta + R \cdot I_q + P \cdot \omega \cdot L_d \cdot I_d + L_q \cdot \{ d(I_q) / dt \} \quad \dots (1)$$

$$E_d = R \cdot I_d - P \cdot \omega \cdot L_q \cdot I_q + L_d \cdot \{ d(I_d) / dt \} \quad \dots (2)$$

E_q : モータへの出力電圧のq軸成分

E_d : モータへの出力電圧のd軸成分

E_o : モータの誘起電圧定数

50

ω : モータの回転子速度
 P : 回転子磁極対数
 R : モータの電機子巻き線抵抗値
 L_q : モータのq軸インダクタンス
 L_d : モータのd軸インダクタンス
 I_q : モータのq軸電流
 I_d : モータのd軸電流

永久磁石同期モータが同期状態で大きな正出力トルクを発生するためには、モータ電流が図2の丸印で示す位置にあることが必要である。

【0009】

10

したがって、モータを瞬時に同期状態に引き込むためには、モータ電流を瞬時に上記位置まで起動させ、そこで安定させることが必要になる。起動開始時はモータ電流はゼロなので、図2に示す位置 P_0 となる。この起動開始位置から目標とする位置までの電流の経路については安定性を考え、図2に示すように、直線的に一定に増加させる。この経路からわかるように

q軸電流増加率： $d(I_q)/dt = \text{一定} > 0$

d軸電流増加率： $d(I_d)/dt = \text{一定} < 0$

となる。

【0010】

したがって、モータ電流をこのように起動しようとするれば、点 P_0 においては、(1), (2)式で $I_d = I_q = 0$ を代入して得られる電圧

20

$E_{q1} = E_o \cdot \quad + L_q \cdot \{d(I_q)/dt\} \cdot \dots$ 出力電圧q軸成分初期値

$E_{d1} = L_d \cdot \{d(I_d)/dt\} \cdot \dots$ 出力電圧d軸成分初期値

をモータに印加すればよいことになる。

【0011】

また、点 P_1 においては、時間の経過を t_1 とすると、ここでは I_q, I_d は

$I_q = \{d(I_q)/dt\} \cdot t_1$

$I_d = \{d(I_d)/dt\} \cdot t_1$

となっている。これを(1), (2)式に代入すると、印加電圧 E_q, E_d は

$E_q = E_o \cdot \quad + R \cdot \{d(I_q)/dt\} \cdot t_1 + P \cdot \quad \cdot L_d \cdot \{d(I_d)/dt\} \cdot t_1 + L_q \cdot \{d(I_q)/dt\}$

30

$E_d = R \cdot d\{d(I_d)/dt\} \cdot t_1 - P \cdot \quad \cdot L_q \cdot \{d(I_q)/dt\} \cdot t_1 + L_d \cdot \{d(I_d)/dt\}$

となる。

【0012】

ここで、 t_1 は非常に短い時間で、 E_{q1} の式中の \quad と E_q の式中の \quad とは等しくみなせるので、

$E_q = [E_o \cdot \quad + L_q \cdot \{d(I_q)/dt\}] + P \cdot \quad \cdot L_d \cdot \{d(I_d)/dt\} \cdot t_1 + R \cdot \{d(I_q)/dt\} \cdot t_1 = E_{q1} + [P \cdot \quad \cdot L_d \cdot \{d(I_d)/dt\} + R \cdot \{d(I_q)/dt\}] \cdot t_1$

40

$E_d = L_d \cdot \{d(I_d)/dt\} - P \cdot \quad \cdot L_q \cdot \{d(I_q)/dt\} \cdot t_1 + R \cdot \{d(I_d)/dt\} \cdot t_1 = E_{d1} + [-P \cdot \quad \cdot L_q \cdot \{d(I_q)/dt\} + R \cdot \{d(I_d)/dt\}] \cdot t_1$

となる。

【0013】

点 P_1, P_2 間、点 P_2, P_3 間、点 P_3, P_4 間も十分に短い時間なので、 \quad はこの間一定であるとみなすことができ、したがって各点 P_2, P_3, P_4 で印加すべき電圧 E_q, E_d は同様に表わすことができる。つまり、

$E_q = E_{q1} + [R \cdot \{d(I_q)/dt\} + P \cdot \quad \cdot L_d \cdot \{d(I_d)/dt\}] \cdot t$

50

$$E_d = E_{d_1} + \{ R \cdot \{ d(I_d) / dt \} - P \cdot L_q \cdot \{ d(I_q) / dt \} \} \cdot t$$

となる。

【0014】

この式からわかるように、 E_q については E_{q_1} を初期値として一定の増加率 $P \cdot L_d \cdot \{ d(I_d) / dt \} + R \cdot \{ d(I_q) / dt \}$ で負方向に増加させ、 E_d については E_{d_1} を初期値として一定の増加率 $-P \cdot L_q \cdot \{ d(I_q) / dt \} + R \cdot \{ d(I_d) / dt \}$ (ここで、 $R \cdot \{ d(I_d) / dt \}$ は値が小さいので負となる)で負方向に増加させればよいことになる。

【0015】

これを図示すると、図3のようになる。さらに、点 P_4 以降はモータ電流が目標位置に到達しているので、電流をそこに固定するため、 E_q 、 E_d を以下のように変えることになる。点 P_4 における印加電圧 E_q 、 E_d をそれぞれ E_{q_4} 、 E_{d_4} とすると、 E_q 、 E_d は、点 P_4 までの電流の増加率を $d(I_q) / dt$ 、 $d(I_d) / dt$ として、

$$\begin{aligned} E_q &= E_{q_4} - L_q \cdot \{ d(I_q) / dt \} \\ &= E_o \cdot \quad + R \cdot I_{q'} + P \cdot \quad \cdot L_d \cdot I_{d'} \quad E_d = E_{d_4} - L_d \cdot \{ d(I_d) / dt \} \\ &= R \cdot I_{d'} - P \cdot \quad \cdot L_q \cdot I_{q'} \end{aligned}$$

となる。ここで、 $I_{q'}$ 、 $I_{d'}$ は目標地点 P_4 に達したときの電流値である。

【0016】

しかしながら、各点ごとに E_q 、 E_d を変えていくこと、具体的に言うと、各点ごとにモータへの印加電圧実効値と印加電圧周波数を変えていくことは高速な演算装置ならば実現できるが、安価な低速の演算装置では不可能である。

【0017】

まず、起動開始時点における回転子速度 ω と、回転子位相(誘起電圧位相) θ は既知であるとする。ここで、起動目標とする $I_{q'}$ 、 $I_{d'}$ および起動時間 t_0 を設定すれば、 $d(I_q) / dt = I_{q'} / t_0$ 、 $d(I_d) / dt = I_{d'} / t_0$ が決定される。

【0018】

ここから、起動開始時におけるモータへの印加電圧 E_{q_1} 、 E_{d_1} が(1)、(2)式より次のように算出される。

$$\begin{aligned} E_{q_1} &= E_o \cdot \quad + L_q \cdot (I_{q'} / t_0) \\ E_{d_1} &= L_d \cdot (I_{d'} / t_0) \end{aligned}$$

さらに、目標(点 P_4)到達時でのモータへの印加電圧 $E_{q'}$ 、 $E_{d'}$ も(1)、(2)式により次のように算出される。

【0019】

$$\begin{aligned} E_{q'} &= E_{q_1} + R \cdot I_{q'} + P \cdot \quad \cdot L_d \cdot I_{d'} \\ E_{d'} &= E_{d_1} + R \cdot I_{d'} - P \cdot \quad \cdot L_q \cdot I_{q'} \end{aligned}$$

ここまでは、低速演算装置も高速演算装置も同じである。高速演算装置の場合、例えば、点 P_0 ではモータへの印加電圧実効値 E_{rms} は $E_{rms} = (E_{q_1}^2 + E_{d_1}^2)^{1/2}$ 、モータのU相の誘起電圧位置が θ_1 ならば、U相への印加電圧 E_u は、

$$E_u = 2^{1/2} \cdot E_{rms} \cdot \sin \{ P \cdot \quad \cdot t + (\theta_1 / t) \cdot t + \theta_{0+} \}$$

V相への印加電圧 E_v は

$$E_v = 2^{1/2} \cdot E_{rms} \cdot \sin \{ P \cdot \quad \cdot t + (\theta_1 / t) \cdot t + \theta_{0+} + 2 / 3 \}$$

同様に、点 P_1 では、点 P_1 に到達するまでの時間を t_1 としてモータへの印加電圧実効値 $E_{rms} = (E_{q_2}^2 + E_{d_2}^2)^{1/2}$

U相への印加電圧 E_u は

$$E_u = 2^{1/2} \cdot E_{rms} \cdot \sin \{ P \cdot \quad \cdot t + (\theta_2 / t) \cdot (t - t_1) + \theta_{1+} + \theta_{0+} \}$$

10

20

30

40

50

V相への印加電圧 E_v は

$$E_v = 2^{1/2} \cdot E_{rms} \cdot \sin \left[P \cdot t + \left(\frac{2}{3} \right) \cdot (t - t_1) + \theta_1 + \theta_0 + 2 \cdot \frac{2\pi}{3} \right]$$

以上、各点ごとに同様の処理を行うことになる。

【0020】

削除

【0021】

削除

【0022】

削除

10

【0023】

削除

【0024】

削除

【0025】

削除

【0026】

削除

【0027】

削除

20

【0028】

直列に接続された両半導体スイッチング素子のオン・オフ比率を制御することで確定されるモータへの出力端子電圧値を3相とも同一となるように制御してモータへ電圧出力することで、ブラシレスDCモータへの線間出力電圧値はゼロとなり、同様に相出力電圧値もゼロ（以下、これをゼロ電圧出力とする）にできる。これによりモータ電流とモータへの出力電圧とを前記のq軸とd軸とに分けて設定（図5参照）される（1）、（2）式において、左辺側の E_q 、 E_d が共にゼロとなる。これにより（1）、（2）式は次の（3）、（4）式に変更される。

【0029】

$$0 = E_0 \cdot \cos \theta + R \cdot I_q + P \cdot L_d \cdot I_d + L_q \cdot \left\{ \frac{d(I_q)}{dt} \right\} \dots (3)$$

30

$$0 = R \cdot I_d - P \cdot L_q \cdot I_q + L_d \cdot \left\{ \frac{d(I_d)}{dt} \right\} \dots (4)$$

ここで、無通電回転中のブラシレスDCモータに対しゼロ電圧出力した場合のモータ電流の動きは上記（3）、（4）式において I_q と I_d の初期値を共にゼロとした場合の電流の動きとなる。

【0030】

この I_q と I_d の時間経過による変化の様子を示したものが図11および図12である。図11はゼロ電圧出力開始当初の両軸電流波形の動きを示したものであり、必ず I_q が先にマイナス値から立ち上り I_d はやや遅れてから立ち上がる。その後両軸電流は共に振動しながら徐々に収束してゆき、 I_q はゼロに、 I_d は回転子速度に対応したマイナス値に収束していく様子を図12に示している。

40

【0031】

ここで、電流検出器を例えばV相電流（ I_v ）とW相電流（ I_w ）を検出するように配置したとすれば、図11に示したゼロ電圧出力開始当初の両軸電流の動きから演算装置により算出したモータ電流実効値 I_{rms} において、

$$I_{rms} = \left\{ I_w \cdot I_w / 2 + (I_w + 2 \cdot I_v) \cdot (I_w + 2 \cdot I_v) / 6 \right\}^{1/2} = (I_q \cdot I_q + I_d \cdot I_d)^{1/2} - I_q \quad (I_d = 0)$$

とみなすことができ、さらには

$$\frac{d(I_q)}{dt} = \frac{d(-I_{rms})}{dt}$$

とみなすこともできる。

【0032】

50

上記の算出値 (I_q , $d(I_q)/dt$, I_d) をブラシレスDCモータの各特性値 (E_o , P , R , L_d , L_q) を使用して式(3)に代入すればブラシレスDCモータの回転子速度()が検出できる。さらに、3相とも全て同一となる電圧出力を開始した初期における3相のうち少なくとも2相分の電流検出器により得られるモータ電流値から演算装置により算出される各相電流位相値に対し、このモータ電流は図11に示すようにq軸のマイナス電流とみなせることから、回転子位相値(相誘起電圧位相値)は各相のモータ電流位相値に対し電気角で進んだまたは遅れた位置にくるので回転子位相値(相誘起電圧位相値)も検出できる。

【0033】

以上、前記記載の方法により脱調回転中のモータに直結した回転子位置検出手段をもたないブラシレスDCモータにおいて回転を停止することなくそのまま同期運転に引き込むために必要な情報であるブラシレスDCモータの回転子速度および回転子位相値(相誘起電圧位相値)を検出することができる。あるいは、前記記載の手段により3相とも全て同一となる電圧出力を、q軸電流とd軸電流とに分けられたモータ電流の振動がq軸電流はゼロに、d軸電流は回転子速度に対応したマイナス値に収束するまで継続し、この収束した際の3相のうち少なくとも2相分の電流検出器から得られたモータ電流値から演算装置により算出される各相電流位相値に対し、この各相電流位相値の変化率から回転子速度は検出できる。あるいはまた、前記記載の手段により3相のうち少なくとも2相分の電流検出器から得られたモータ電流値から演算装置により算出されるモータ電流実効値に対し、図12に示すようにこれを全てd軸電流のマイナス電流とみなせるので、

$$d(I_q)/dt = 0$$

$$I_q = 0$$

とみなせること、およびブラシレスDCモータの各特性値 (E_o , P , R , L_d , L_q) を使用して式(3)に代入すればブラシレスDCモータの回転子速度()が検出できる。

【0034】

さらに、前記記載の方法により3相のうち少なくとも2相分の電流検出器から得られたモータ電流値から演算装置により算出される各相電流位相値に対し、このモータ電流は図12に示すようにd軸のマイナス電流とみなせることから、回転子位相値(相誘起電圧位相値)は各相のモータ電流位相値に対し電気角で $\pi/2$ 遅れたまたは $3\pi/2$ 進んだ位置にくるので回転子位相値(相誘起電圧位相値)も検出できる。

【0035】

以上前記記載の方法により、または前記記載の手段によっても脱調回転中のモータに直結した回転子位置検出手段を持たないブラシレスDCモータにおいて回転を停止することなくそのまま同期運転に引き込むために必要な情報であるブラシレスDCモータの回転子速度および回転子位相値(相誘起電圧位相値)を検出することができる。

【発明の効果】

【0036】

以上説明したように、本発明は下記のような効果がある。

非同期回転中のモータに直結した回転子位置検出手段を持たないブラシレスDCモータに対し、短時間で安定したモータ電流を起動でき、ブラシレスDCモータの回転を停止することなくそのまま起動して同期運転に引き込むことができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0037】

削除

【0038】

次に、本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。

【0039】

図1は低速演算装置の場合でのブラシレスDCモータの駆動装置の構成図である。本ブラシレスDCモータの駆動装置は、3相Y結線に接続されたそれぞれU相、V相、W相電

10

20

30

40

50

機子コイル 7, 8, 9 からなる固定子と複数極の磁石を有する回転子 10 からなり、モータ軸に直結された回転子位置検出手段を持たないブラシレス DC モータ 14 を駆動するもので、直流電源 1 と、トランジスタ $S_1 \sim S_6$ からなる半導体スイッチング素子群 2 と、演算装置 3 A と、演算装置 3 A から半導体スイッチング素子群 2 へのオン・オフ命令をドライブ信号として半導体スイッチング素子群 2 へ伝送するドライブ回路部 4 と、モータ電流を検出する電流検出器 5, 6 と、U, V, W 各相の出力端子 11, 12, 13 で構成されている。ここで、回転子速度と回転子位相は演算装置 3 A と電流検出器 5, 6 によって前もって検出されている。

【 0 0 4 0 】

削除

10

【 0 0 4 1 】

図 6 は本発明の実施形態のブラシレス DC モータの駆動装置の構成図、図 7 ~ 図 10 は図 6 中の各相の出力端子 11, 12, 13 の電圧値を同一とするための半導体スイッチング素子群 2 へのオン/オフドライブ信号の状態を示す図である。演算装置 3 B のみが高速演算装置、低速演算装置いずれの場合もあり得るという点で、図 1 中のドライブ装置 3 A と異なっている。

【 0 0 4 2 】

演算装置 3 B は、無通電回転中のブラシレス DC モータ 14 の回転子速度および回転子位相（相誘起電圧位相）を検出する際に、電流検出器 5, 6 から得られたモータ電流値を利用して、ブラシレス DC モータ 14 への出力端子電圧値が 3 相とも同一となるように、図 7 ~ 図 10 に示すように、直列に接続されたトランジスタ S_1 と S_4 、 S_2 と S_5 、 S_3 と S_6 のオン/オフのデューティ比を算出し、そのデューティ比に基づいた、半導体スイッチ素子群 2 のオン/オフ命令をドライブ信号としてドライブ回路部 4 に出力する。

20

【 0 0 4 3 】

また、図 9、図 10 においては各相の上下両トランジスタ S_1 と S_4 、 S_2 と S_5 、 S_3 と S_6 の同時オンを防止するために各キャリア周期において設定されている上下両トランジスタ S_1 と S_4 、 S_2 と S_5 、 S_3 と S_6 の同時オフ時間（以下、これをデッドタイムとする）の影響（ドライブ信号のデューティ比から決定される出力電圧よりも常に（デッドタイム） $\times V_{DC} / T$ （ V_{DC} は直流電源 1 の電圧、 T はキャリア周期）だけ実際の電圧がずれること）を修正するために、電流検出器 5, 6 により検出した各相電流の正負極性値をもとに演算装置 3 B により上下両トランジスタ S_1 と S_4 、 S_2 と S_5 、 S_3 と S_6 のオン/オフ比率を修正し、各相の出力端子電圧値をより正確に同一にすることもできる。すなわち、モータ電流の極性により出力電圧がプラス側、マイナス側のどちらにずれるのかを判断できるので、電流検出器 5, 6 によりその相のモータ電流が正極性と判別されれば、マイナス側にデッドタイム分だけ出力電圧がずれるので、逆に上段側トランジスタのオン幅をデッドタイム分増加させてそのずれ分をキャンセルし、モータ電流が負極性と判別されれば、逆に上段側トランジスタのオン幅をデッドタイム分減少させる。

30

【 0 0 4 4 】

以上によりブラシレス DC モータ 14 へのゼロ電圧出力を行い、このゼロ電圧出力開始当初の電流検出器 5, 6 により検出した、例えば V 相と W 相の同一時間におけるそれぞれの瞬時検出電流値をもとに、〔課題を解決するための手段〕の項において説明した方法によりブラシレス DC モータ 14 の回転子速度および回転子位相値（相誘起電圧位相値）を検出する。検出後は、検出した回転子速度と回転子位相値（相誘起電圧位相値）に基づき演算装置 3 B により適切な出力電圧を算出し、ブラシレス DC モータ 14 に電圧出力して同期運転に引き込めばよい。

40

【 産業上の利用可能性 】

【 0 0 4 5 】

削除

【 0 0 4 6 】

削除

50

【0047】

削除

【0048】

本発明によればブラシレスDCモータの駆動装置において、脱調回転中のモータに直結した回転子位置検出手段を持たないブラシレスDCモータに対し、無通電状態からモータへの出力端子電圧値を3相とも同一となるように制御してモータへ電圧出力し、かつこのときの3相のうち少なくとも2相分の電流検出器から得られたモータ電流値を利用することで、ブラシレスDCモータの回転を停止させることなくそのまま同期運転に引き込むために必要な情報であるブラシレスDCモータの回転子速度および回転子位相値（相誘起電圧位相値）を検出することができ、また、短時間で安定したモータ電流を起動できるので、脱調回転中のブラシレスDCモータに対し回転を停止させることなくそのまま起動して同期運転に引き込むという用途に適用できる。

10

【図面の簡単な説明】

【0049】

【図1】低速演算装置の場合でのブラシレスDCモータの駆動装置の構成図である。

【図2】モータ電流を安定に起動させる際のq軸電流とd軸電流の動きを示す図である。

【図3】モータ電流を安定に起動させる際の出力電圧q軸成分とd軸成分の動きを示す図である。

【図4】図1の実施形態における出力電圧q軸成分とd軸成分の動きを示す図である。

【図5】モータ電流と各電圧とをq軸とd軸に分けたベクトル図である。

20

【図6】本発明の実施形態の、ブラシレスDCモータの駆動装置の構成図である。

【図7】図6中における出力端子11, 12, 13の電圧値を同一とするための半導体スイッチング素子群2へのオン/オフドライブ信号の状態を示す図である。

【図8】図6中における出力端子11, 12, 13の電圧値を同一とするための半導体スイッチング素子群2へのオン/オフドライブ信号の状態を示す図である。

【図9】図6中における出力端子11, 12, 13の電圧値を同一とするための半導体スイッチング素子群2へのオン/オフドライブ信号の状態を示す図である。

【図10】図6中における出力端子11, 12, 13の電圧値を同一とするための半導体スイッチング素子群へのオン/オフドライブ信号の状態を示す図である。

【図11】ゼロ電圧出力開始当初のq軸電流波形とd軸電流波形を示す図である。

30

【図12】ゼロ電圧出力時のq軸電流波形とd軸電流波形の収束していく様子を示す図である。

【図13】従来のブラシレスDCモータの駆動装置の構成例を示す図である。

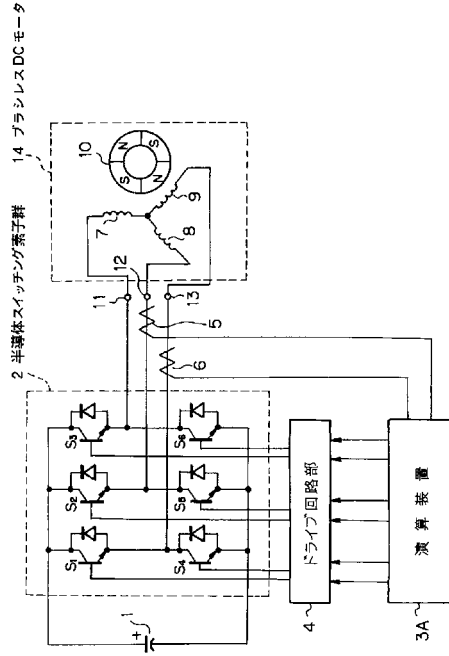
【符号の説明】

【0050】

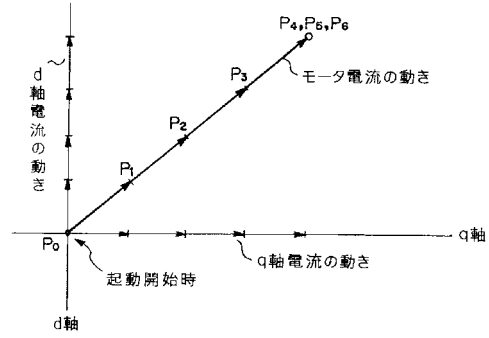
- 1 直流電源
- 2 半導体スイッチング素子群
- 3 A, 3 B 演算装置
- 4 ドライブ回路部
- 5, 6 電流検出器
- 7, 8, 9 電機子コイル
- 10 回転子
- 11, 12, 13 出力端子
- 14 ブラシレスDCモータ
- S₁ ~ S₆ トランジスタ

40

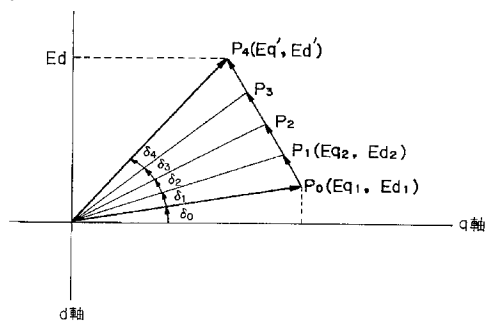
【図1】



【図2】

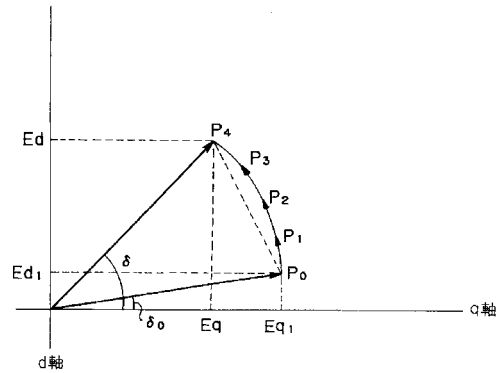


【図3】



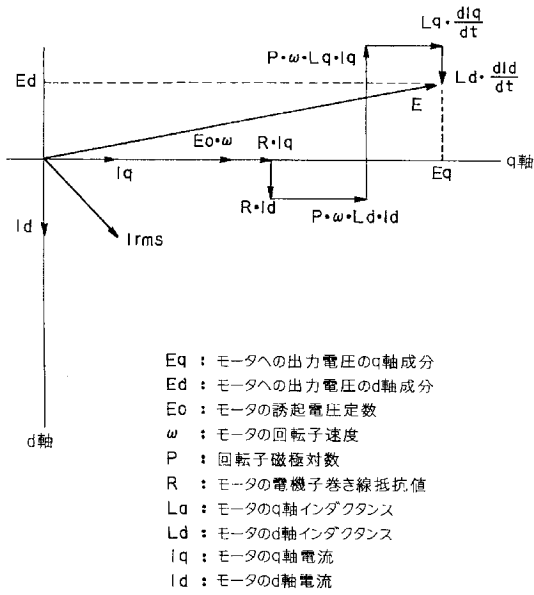
- Eq₁ : 出力電圧のq軸成分初期値
- Ed₁ : 出力電圧のd軸成分初期値
- Eq : 起動時間t₀の出力電圧のq軸成分
- Ed : 起動時間t₀の出力電圧のd軸成分
- δ_i : $\tan \delta_i = -Ed_{i+1} / Eq_{i+1}$
- δ : $\tan \delta = -Ed / Eq$

【図4】

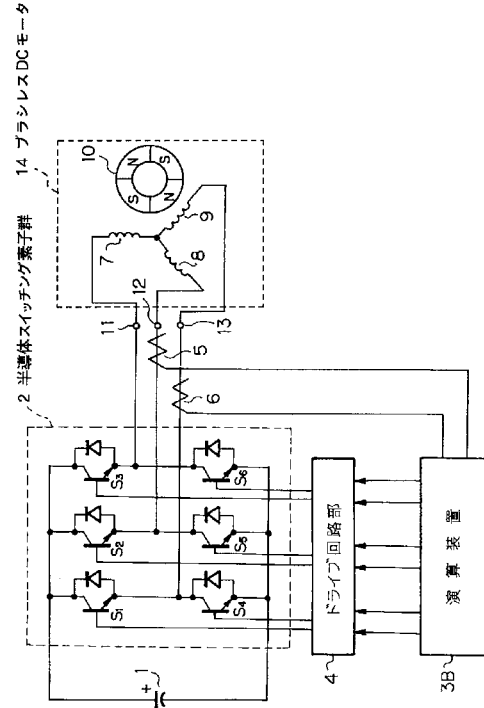


- Eq₁ : 出力電圧のq軸成分初期値
- Ed₁ : 出力電圧のd軸成分初期値
- Eq : 起動時間t₀の出力電圧のq軸成分
- Ed : 起動時間t₀の出力電圧のd軸成分
- δ_0 : $\tan \delta_0 = -Ed_{i+1} / Eq_{i+1}$
- δ : $\tan \delta = -Ed / Eq$

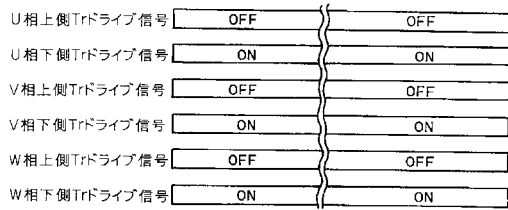
【図5】



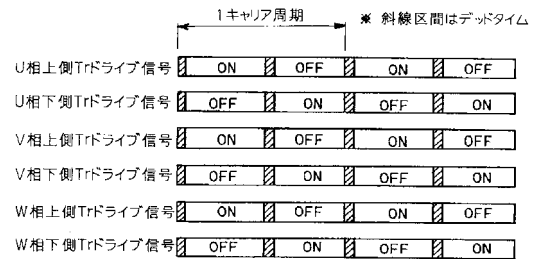
【図6】



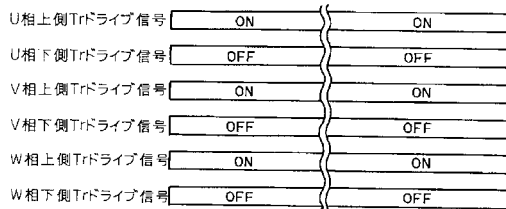
【図7】



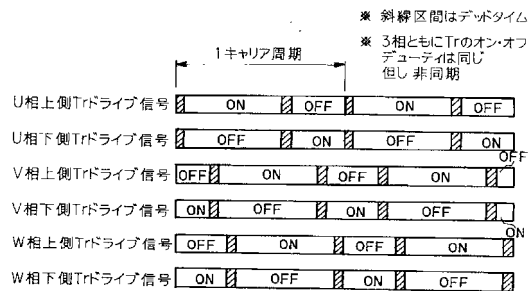
【図9】



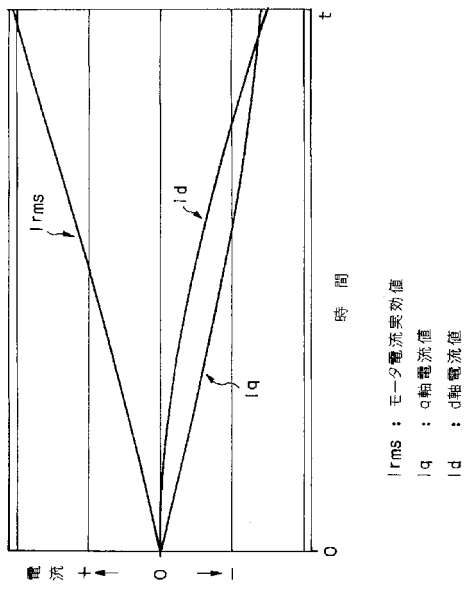
【図8】



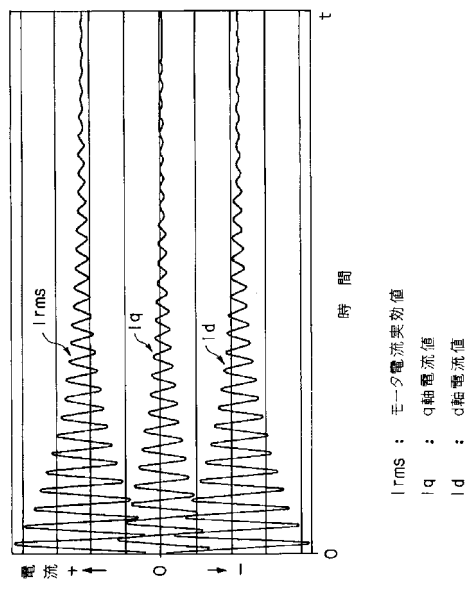
【図10】



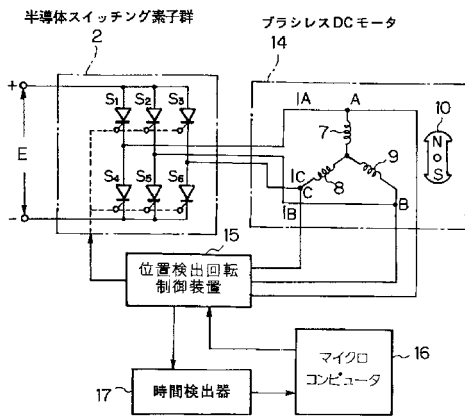
【図 1 1】



【図 1 2】



【図 1 3】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H 0 2 P	6 / 1 8
H 0 2 P	6 / 1 6
H 0 2 P	2 1 / 0 0
H 0 2 P	2 7 / 0 4