

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4415552号
(P4415552)

(45) 発行日 平成22年2月17日(2010.2.17)

(24) 登録日 平成21年12月4日(2009.12.4)

(51) Int.Cl.

F I

H02P 6/08 (2006.01)

H02P 6/02 371J

H02P 6/02 371A

請求項の数 8 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2003-73916 (P2003-73916)	(73) 特許権者	000002853
(22) 出願日	平成15年3月18日 (2003.3.18)		ダイキン工業株式会社
(65) 公開番号	特開2004-282954 (P2004-282954A)		大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号
(43) 公開日	平成16年10月7日 (2004.10.7)		梅田センタービル
審査請求日	平成18年2月23日 (2006.2.23)	(74) 代理人	100088672
			弁理士 吉竹 英俊
		(74) 代理人	100088845
			弁理士 有田 貴弘
		(72) 発明者	小林 直人
			滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の
			2 株式会社ダイキン空調技術研究所内
		(72) 発明者	佐藤 俊彰
			大阪府堺市金岡町1304番地 ダイキン
			工業株式会社 堺製作所 金岡工場内
最終頁に続く			

(54) 【発明の名称】 モータの駆動装置及び駆動方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

インバータ(1)と、

前記インバータによってモータ(2)を、120度通電角制御方式と180度通電角制御方式とを切り替えて駆動するスイッチング信号(J)を生成するパルス幅変調制御部(3)と

を備え、

前記パルス幅変調制御部は、

前記120度通電角制御方式におけるデューティ(v_duty)を、前記180度通電角制御方式におけるデューティ(v_amp)に補正係数()を乗じて求め通電角制御用デューティ算出部(3b)と、

前記120度通電角制御方式が採用される場合には前記120度通電角制御方式における前記デューティを採用し、前記180度通電角制御方式が採用される場合には前記180度通電角制御方式におけるデューティを採用し、それぞれ前記スイッチング信号を生成する駆動切り替え部(3c)と

を有し、

前記180度通電方式におけるデューティは、指令回転数とモータ回転数に基づいて回転数制御を行うことにより生成される電圧指令を基に生成され、

前記補正係数は、前記180度通電角制御方式における前記デューティの増加に対して減少し、前記180度通電角制御方式における前記デューティが所定の値以下の場合にお

10

20

いて、前記補正係数は一定である、モータの駆動装置。

【請求項 2】

前記モータ(2)の回転速度(N)に基づいて、前記120度通電角制御方式と前記180度通電角制御方式とを切り替えて駆動する、請求項1記載のモータの駆動装置。

【請求項 3】

インバータ(1)と、

前記インバータによってモータ(2)を、120度通電角制御方式と180度通電角制御方式とを切り替えて駆動するスイッチング信号(J)を生成するパルス幅変調制御部(3)と

を備え、

前記パルス幅変調制御部は、

前記120度通電角制御方式におけるデューティ(v_duty)を、前記180度通電角制御方式におけるデューティ(v_amp)に補正係数()を乗じて求める通電角制御用デューティ算出部(3b)と、

前記120度通電角制御方式が採用される場合には前記120度通電角制御方式における前記デューティを採用し、前記180度通電角制御方式が採用される場合には前記180度通電角制御方式におけるデューティを採用し、それぞれ前記スイッチング信号を生成する駆動切り替え部(3c)と

を有し、

前記180度通電方式におけるデューティは、指令回転数とモータ回転数に基づいて回転数制御を行うことにより生成される電圧指令を基に生成され、

起動後の一定期間において前記補正係数は一定であり、その後前記補正係数は時間の経過と共に減少する、モータの駆動装置。

【請求項 4】

前記モータ(2)の回転速度(N)に基づいて、前記120度通電角制御方式と前記180度通電角制御方式とを切り替えて駆動する、請求項3記載のモータの駆動装置。

【請求項 5】

インバータ(1)によってモータ(2)を、120度通電角制御方式と180度通電角制御方式とを切り替えて駆動するモータの駆動方法であって、

前記120度通電角制御方式におけるデューティ(v_duty)を、前記180度通電角制御方式におけるデューティ(v_amp)に補正係数()を乗じて求める第1の工程と、

前記120度通電角制御方式が採用される場合には前記120度通電角制御方式における前記デューティを採用し、前記180度通電角制御方式が採用される場合には前記180度通電角制御方式におけるデューティを採用し、前記インバータによってモータ(2)を駆動するスイッチング信号(J)をそれぞれ生成する第2の工程と、

前記180度通電方式におけるデューティを、指令回転数とモータ回転数に基づいて回転数制御を行うことにより生成される電圧指令を基に生成する第3の工程と

を有し、

前記第1の工程において、前記補正係数は、前記180度通電角制御方式における前記デューティの増加に対して減少し、

前記180度通電角制御方式における前記デューティが所定の値以下の場合において、前記補正係数は一定である、モータの駆動方法。

【請求項 6】

前記モータ(2)の回転速度(N)に基づいて、前記120度通電角制御方式と前記180度通電角制御方式とを切り替えて駆動する、請求項5記載のモータの駆動方法。

【請求項 7】

インバータ(1)によってモータ(2)を、120度通電角制御方式と180度通電角制御方式とを切り替えて駆動するモータの駆動方法であって、

前記120度通電角制御方式におけるデューティ(v_duty)を、前記180度通電角制御方式におけるデューティ(v_amp)に補正係数()を乗じて求める第1の工程と、

10

20

30

40

50

前記 120 度通電角制御方式が採用される場合には前記 120 度通電角制御方式における前記デューティを採用し、前記 180 度通電角制御方式が採用される場合には前記 180 度通電角制御方式におけるデューティを採用し、前記インバータによってモータ(2)を駆動するスイッチング信号(J)をそれぞれ生成する第2の工程とを有し、

前記 180 度通電方式におけるデューティは、指令回転数とモータ回転数に基づいて回転数制御を行うことにより生成される電圧指令を基に生成され、

起動後の一定期間において、前記補正係数は一定であり、その後前記補正係数は時間の経過と共に減少する、モータの駆動方法。

【請求項 8】

10

前記モータ(2)の回転速度(N)に基づいて、前記 120 度通電角制御方式と前記 180 度通電角制御方式とを切り替えて駆動する、請求項 7 記載のモータの駆動方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、インバータによってモータを、まず 120 度通電角制御方式で駆動し、その後 180 度通電角制御方式で駆動するモータの駆動装置及び駆動方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

インバータを用いてブラシレスモータの速度を制御技術として、いわゆる 120 度通電角制御方式と 180 度通電角制御方式とがある。いずれの方式も、例えばのこぎり波と正弦波とに基づいて PWM (パルス幅変調) 制御を行う。

20

【0003】

120 度通電角制御方式では、インバータの片アームのみをチョッピングしている。これにより、各相のモータ電流の波形は電気角 120 度で通電する矩形波となる。一方、180 度通電角制御方式では、インバータの上下アームともチョッピングを行って、各相のモータ電流は正弦波形となる。そこで、以下ではこれらをそれぞれ矩形波駆動、正弦波駆動と呼ぶことにする。

【0004】

インバータでブラシレスモータを駆動するに際し、回転速度に応じて、正弦波駆動から矩形波駆動へあるいは矩形波駆動から正弦波駆動へ適宜切り換える技術が特許文献 1 に公開されている。

30

【0005】

【特許文献 1】

特開 2002 - 233183 号公報

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、矩形波駆動と正弦波駆動とでは、モータに流れる電流波形が異なることから、両方式を切り換える際には、それぞれの PWM デューティを調整し、切り換えの際にモータに流れる相電流が急激に変化しないことが望ましい。そこで、例えば矩形波駆動用の PWM デューティ v_duty と、正弦波駆動用の PWM デューティ「 v_amp 」との関係を次の(1)式とすることが望ましい。

40

【0007】

$$v_duty = v_amp \times \dots (1)$$

この(1)式を利用して、矩形波駆動方式と正弦波駆動方式とを切り換える際に、それらの PWM デューティ v_duty 、 v_amp を相互に変換することが可能である。

【0008】

ところで、発明者は、 v_duty / v_amp は一定ではなく、正弦波駆動用の PWM デューティ v_amp の関数になることを発見した。

【0009】

50

そこで、この発明の課題は、回転速度に応じて正弦波駆動と矩形波駆動とを切り換えるに際して、補正係数を最適化して適正な出力電流を実現するブラシレスモータの駆動装置及び駆動方法を提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決すべく、請求項1に記載の発明は、インバータ(1)と、前記インバータによってモータ(2)を、120度通電角制御方式と180度通電角制御方式とを切り替えて駆動するスイッチング信号(J)を生成するパルス幅変調制御部(3)とを備え、前記パルス幅変調制御部は、前記120度通電角制御方式におけるデューティ(v_duty)を、前記180度通電角制御方式におけるデューティ(v_amp)に補正係数()を乗じて求め、通電角制御用デューティ算出部(3b)と、前記120度通電角制御方式が採用される場合には前記120度通電角制御方式における前記デューティを採用し、前記180度通電角制御方式が採用される場合には前記180度通電角制御方式におけるデューティを採用し、それぞれ前記スイッチング信号を生成する駆動切り替え部(3c)とを有する。前記180度通電方式におけるデューティは、指令回転数とモータ回転数に基づいて回転数制御を行うことにより生成される電圧指令を基に生成され、前記補正係数は、前記180度通電角制御方式における前記デューティの増加に対して減少し、前記180度通電角制御方式における前記デューティが所定の値以下の場合において、前記補正係数は一定である。ここで言う「デューティ」とは、いわゆる変調率と言い換えても良い。

10

【0011】

請求項2に記載の発明は、前記モータ(2)の回転速度(N)に基づいて、前記120度通電角制御方式と前記180度通電角制御方式とを切り替えて駆動するものである。

20

【0013】

請求項3に記載の発明は、インバータ(1)と、前記インバータによってモータ(2)を、120度通電角制御方式と180度通電角制御方式とを切り替えて駆動するスイッチング信号(J)を生成するパルス幅変調制御部(3)とを備え、前記パルス幅変調制御部は、前記120度通電角制御方式におけるデューティ(v_duty)を、前記180度通電角制御方式におけるデューティ(v_amp)に補正係数()を乗じて求める180度通電角制御用デューティ算出部(3b)と、前記120度通電角制御方式が採用される場合には前記120度通電角制御方式における前記デューティを採用し、前記180度通電角制御方式が採用される場合には前記180度通電角制御方式におけるデューティを採用し、それぞれ前記スイッチング信号を生成する駆動切り替え部(3c)とを有する。前記180度通電方式におけるデューティは、指令回転数とモータ回転数に基づいて回転数制御を行うことにより生成される電圧指令を基に生成され、起動後の一定期間において前記補正係数は一定であり、その後前記補正係数は時間の経過と共に減少するものである。

30

【0014】

請求項4に記載の発明は、前記モータ(2)の回転速度(N)に基づいて、前記120度通電角制御方式と前記180度通電角制御方式とを切り替えて駆動するものである。

【0016】

請求項5に記載の発明は、インバータ(1)によってモータ(2)を、120度通電角制御方式と180度通電角制御方式とを切り替えて駆動するモータの駆動方法であって、前記120度通電角制御方式におけるデューティ(v_duty)を、前記180度通電角制御方式におけるデューティ(v_amp)に補正係数()を乗じて求める第1の工程と、前記120度通電角制御方式が採用される場合には前記120度通電角制御方式における前記デューティを採用し、前記180度通電角制御方式が採用される場合には前記180度通電角制御方式におけるデューティを採用し、前記インバータによってモータ(2)を駆動するスイッチング信号(J)をそれぞれ生成する第2の工程と、前記180度通電方式におけるデューティを、指令回転数とモータ回転数に基づいて回転数制御を行うことにより生成される電圧指令を基に生成する第3の工程とを有し、前記第1の工程において、前記補正係数は、前記180度通電角制御方式における前記デューティの増加に対して減少す

40

50

るものである。そして前記 180 度通電角制御方式における前記デューティが所定の値以下の場合において、前記補正係数は一定である。

【0017】

請求項6に記載の発明は、前記モータ(2)の回転速度(N)に基づいて、前記120度通電角制御方式と前記180度通電角制御方式とを切り替えて駆動するものである。

【0019】

請求項7に記載の発明は、インバータ(1)によってモータ(2)を、120度通電角制御方式と180度通電角制御方式とを切り替えて駆動するモータの駆動方法であって、前記120度通電角制御方式におけるデューティ(v_duty)を、前記180度通電角制御方式におけるデューティ(v_amp)に補正係数()を乗じて求める第1の工程と、前記120度通電角制御方式が採用される場合には前記120度通電角制御方式における前記デューティを採用し、前記180度通電角制御方式が採用される場合には前記180度通電角制御方式におけるデューティを採用し、前記インバータによってモータ(2)を駆動するスイッチング信号(J)をそれぞれ生成する第2の工程とを有する。前記180度通電方式におけるデューティは、指令回転数とモータ回転数に基づいて回転数制御を行うことにより生成される電圧指令を基に生成され、起動後の一定期間において、前記補正係数は一定であり、その後前記補正係数は時間の経過と共に減少するものである。

【0020】

請求項8に記載の発明は、前記モータ(2)の回転速度(N)に基づいて、前記120度通電角制御方式と前記180度通電角制御方式とを切り替えて駆動するものである。

【0022】

【発明の実施の形態】

図1はこの発明の一の実施の形態に係るブラシレスモータの駆動装置を示す図である。このブラシレスモータの駆動装置は、図1の如く、直流出力Eを用いてインバータ1がブラシレスモータ(M)2に通電を行い、このブラシレスモータ2を駆動する。直流出力Eは例えば整流回路等から与えられる。

【0023】

ここで、インバータ1は、PWM制御部(制御部)3によって制御されている。即ち、PWM制御部3は、ブラシレスモータ2の回転速度Nに応じて、矩形波駆動と正弦波駆動とを切り換える。そして、PWM制御部3は、正弦波駆動用のPWMデューティv_ampを演算し、矩形波駆動用のPWMデューティv_dutyを(1)式に基づいて演算する。

【0024】

ブラシレスモータ2の回転速度Nは、例えばホール素子等を用いて実際にブラシレスモータ2の回転速度Nを検出したり、ブラシレスモータ2に供給される駆動電流を検出してこの駆動電流からブラシレスモータ2の回転速度Nを推測したりして得られる。

【0025】

具体的には、PWM制御部3は、正弦波駆動用デューティ算出部3a、矩形波駆動用デューティ算出部3b、及び矩形波駆動/正弦波駆動切換部3cを備えている。正弦波駆動用デューティ算出部3aにはPI制御部4から電圧基準Kが与えられ、これに基づいて正弦波駆動用デューティ算出部3aが正弦波駆動用のPWMデューティv_ampを生成する。この正弦波駆動用のPWMデューティv_ampは矩形波駆動用デューティ算出部3bに与えられ、(1)式に基づいて矩形波駆動用のPWMデューティv_dutyを生成する。

【0026】

図2は正弦波駆動と矩形波駆動とでブラシレスモータ2の回転速度Nが等しい場合における(v_duty/v_amp)の値をv_ampに対して示したグラフである。(v_duty/v_amp)の値はv_ampの増加に対して減少する。

【0027】

これは、ブラシレスモータ2について初期的に弱い昇磁を補正するために電流位相の進み/遅れを行ったり、整流回路における正負間でのアーム短絡を避けるために正側と負側の切り替え時間に時間差(デッドタイム)を予め設定したりすることが行われていることに

10

20

30

40

50

起因すると考えられる。

【 0 0 2 8 】

起動時にはブラシレスモータ 2 のロータの位置が検出しにくいために矩形波駆動が適しており、運転時にはトルクリップルを抑制するために正弦波駆動が適している。

【 0 0 2 9 】

図 3 は、経過時間が進行するに従ってブラシレスモータ 2 の回転速度 N が増大する様子を
示す図であり、図 3 中の線 1 は正弦波駆動のみを採用した場合の回転速度 N 、線 2 a
, 2 b は矩形波駆動のみを採用した場合の回転速度 N を示している。起動時には、矩形
波駆動を採用する方が回転速度 N が早期に増大することがわかる。

【 0 0 3 0 】

モータの特性や駆動回路の特性などによって、例えば矩形波駆動の回転速度 N の上昇率は
線 2 a , 2 b のように異なることがあるため、正弦波駆動と矩形波駆動との切換タイ
ミングを起動時からの経過時間 T_1 , T_2 で一律に設定するよりは、モータの回転速度 N
が 0 になった時点で切り換える方が、低速回転時の矩形波駆動の利点と、高速回転時の
正弦波駆動の利点を有効に機能させることができる。したがって、矩形波駆動 / 正弦波駆
動切換部 3 c はブラシレスモータ 2 の回転速度 N が所定値 0 以下である場合には矩形波
駆動に基づいて、所定値 0 を越える場合には正弦波駆動に基づいて、それぞれ各方式用
の P W M デューティ v_duty , v_amp を用いてスイッチング信号 J を生成する。スイッチ
ング信号 J は、インバータ 1 を構成するスイッチング素子 (例えばトランジスタ) のオン /
オフを制御する。

【 0 0 3 1 】

補正係数 は、正弦波駆動用の P W M デューティ V_amp に応じて変化する値として設定さ
れており、具体的には例えば、次の表 1 に励磁されたテーブルデータ (データ) としてフ
ラッシュ R O M 等の記憶媒体に予め保有された複数の値の中から、駆動方式の切換時点
での正弦波駆動用の P W M デューティ v_amp を参照キーとして選択される。

【 0 0 3 2 】

【表 1】

10

20

v_amp	補正係数 α
0.000	2.40
0.022	2.40
0.044	2.40
0.067	2.40
0.089	2.08
0.111	1.93
0.133	1.82
0.155	1.71
0.177	1.62
0.200	1.56
0.222	1.53
0.244	1.50
0.266	1.48
0.288	1.46
0.310	1.46

10

20

【 0 0 3 3 】

基本的な考え方としては、図 2 に示された (v_duty / v_amp) を補正係数 として採用すれば、両駆動方式を切り換える際にもブラシレスモータ 2 に流れる相電流に不要なリングングを発生させない。

【 0 0 3 4 】

図 3 に示したように矩形波駆動から正弦波駆動への切り換えは、線 2 a , 2 b に示されるような回転速度 N の上昇率が異なる場合においても共通に回転速度 N に基づいて行っており、PWM デューティに基づいて行われるのではない。よって、例えばブラシレスモータ 2 にファンが取り付けられている場合、これに風が当たっているか否かによって、矩形波駆動から正弦波駆動への切り換えの際の PWM デューティは異なる。

30

【 0 0 3 5 】

図 4 及び図 5 のいずれもブラシレスモータ 2 にファンを取り付けており、ファンにあたる風によって回転させたい方向とは逆に 3 0 0 r p m で回転している状態から、回転させたい方向に 9 2 0 r p m まで回転速度を上昇させる場合を示している。時刻 t_1 , t_2 , t_3 はそれぞれ起動開始、矩形波駆動から正弦波駆動への切り換え、及び定常回転となった時点を示す。ただし 0 は 2 0 0 r p m とした。図 4 は無風時においてリングングが生じないように設定された の値 0 を用いた場合を示し、図 5 は図 2 に示された v_duty / v_amp の値を用いた場合を示している。

40

【 0 0 3 6 】

ある方向に回転するモータを逆方向に駆動するのであるから、無風時よりも起動時に必要なデューティは大きい。よって図 2 からわかるように、本来必要とする v_duty よりも、 $0 \cdot v_amp$ の方が大きくなる。よって図 4 に示されるように、補正係数 として無風時の値 0 を用いた場合には、矩形波駆動から正弦波駆動へ切り換える時刻 t_2 においてリングング Q が発生する。

【 0 0 3 7 】

これに対して図 5 では、本来必要とされる v_duty / v_amp の値を補正係数として採用する

50

ので、時刻 t_2 におけるリングングの発生は見られない。

【0038】

ただし、正弦波駆動用のPWMデューティ v_{amp} が小さい領域ほど、補正係数の値が大きくなってしまふ。補正係数を大きく設定した場合は、矩形波駆動用のPWMデューティ v_{duty} が非常に高まってしまい、時刻 t_1 において過電流が流れてしまうおそれがある。

【0039】

そこで、図6に示すように正弦波駆動用のPWMデューティ V_{amp} を低域D1と高域D2とに二分して補正係数を設定する。例えば、低域D1と高域D2との境界でのPWMデューティ v_{amp} の値は「6.7」に選定される。そして、図2において「 $v_{amp} = 6.7$ 」の際の v_{duty} / v_{amp} の値「2.40」を以て、低域D1の補正係数とする。高域D2の補正係数は、図2に示された v_{duty} / v_{amp} の値を採用する。参考のため、図6には図2のグラフのうち、低域D1に対応する部分を破線で示している。図6で示された補正係数は、図2で示された v_{duty} / v_{amp} の値を、低域D1と高域D2との境界における v_{duty} / v_{amp} の値でクリッピングしたものと把握することができる。表1は図6のグラフを離散化して得られるデータである。補正係数も v_{duty} / v_{amp} と同様、 v_{amp} の増加に対して減少すると言える。

【0040】

図7は、図6中の低域D1における破線部分（即ち v_{duty} / v_{amp} をそのまま補正係数として適用した場合）のブラシレスモータ2の回転速度Nと相電流の推移を示す図であって、経過時間を横軸とし、ブラシレスモータ2の回転速度L1及び相電流L2の変化を示している。図7において、時刻 T_a でブラシレスモータ2を矩形波駆動を以て起動した結果、相電流にリングングRが生じており、この期間で過電流が流れるおそれがある。かかる過電流の発生は、図6中の低域D1における（ v_{duty} / v_{amp} ）をそのまま補正係数として適用した結果、ブラシレスモータ2に与える出力電流が過大となったことが原因と考えられる。かかる過電流は、ブラシレスモータやその駆動回路の耐久性を損なうおそれがある。

【0041】

そこで、表1及び図6の実線に示した補正係数は、正弦波駆動用のPWMデューティ v_{amp} が小さい低域D1において、 v_{duty} / v_{amp} に拘わらず、過電流を防止できる程度に小さな値に設定される。換言すれば、そのような小さな値を v_{duty} / v_{amp} がとるような v_{amp} を以て低域D1と高域D2の境界とする。

【0042】

図8は、図6中の低域D1（即ち、180度通電角制御方式におけるデューティ v_{amp} が所定の値以下の場合）において補正係数を一定値（2.4）に抑制した場合のブラシレスモータの回転速度Nと相電流の推移を示す図である。ここでは、経過時間を横軸とし、ブラシレスモータの回転速度N L1及び相電流L2の変化を示している。図8において、時刻 T_a でブラシレスモータを矩形波駆動を以て起動した結果、相電流の振幅が経時的に徐々に増大している。よって図7に示されたようなリングングRが発生していない。したがって、表1や図6のような補正係数を採用することにより過電流を防止でき、ブラシレスモータやその駆動回路の耐久性を損なう事態を防止できる。

【0043】

図9のフローチャートに沿って、このブラシレスモータの駆動装置の動作を説明する。

【0044】

まず図9のステップS01で、PI制御部4によりブラシレスモータ2の回転速度Nに基づいてPI（比例・積分）制御が開始され、電圧基準Kが生成される。これにより、ブラシレスモータ2の回転速度Nは、起動直後から経時的に増大していく。

【0045】

ここで、PWM制御部3は、ブラシレスモータ2の回転速度Nが所定の基準回転速度0（例えば200rpm）以下の低速回転時は矩形波駆動（120度通電角制御方式）を行

10

20

30

40

50

い、回転速度 N が上昇して所定の基準回転速度 0 を越えた時点で、正弦波駆動（ 180 度通電角制御方式）を行う（図 3 参照）。

【0046】

即ち、ステップ $S02$ において、矩形波駆動 / 正弦波駆動切替部 $3c$ が、ブラシレスモータ 2 の回転速度 N を基準回転速度 0 と比較し、その比較結果に応じて正弦波駆動であるか矩形波駆動であるかを選択する。初期的には、ブラシレスモータ 2 の回転速度 N は低い
ため、矩形波駆動を選択することになる。この場合には、次のステップ $S03$ に進む。

【0047】

ステップ $S03$ では、矩形波駆動用デューティ算出部 $3b$ において、正弦波駆動用の PWM デューティ v_amp に応じて、表 1 に示したデータテーブルから補正係数 が読み出され、この読み出された補正係数 を上記の（1）式に従って正弦波駆動用の PWM デューティ v_amp に乗算する。そして、その乗算結果を、矩形波駆動（ 120 度通電角制御方式）用の PWM デューティ v_duty として適用して（ステップ $S04$ ）する。これを受けて矩形波駆動 / 正弦波駆動切替部 $3c$ は、インバータの出力波形を生成するためのスイッチング信号 J を出力して（ステップ $S05$ ）、ブラシレスモータ 2 がインバータ制御により駆動される（ステップ $S06$ ）。こうして、与えられた正弦波駆動用の PWM デューティ v_amp に基づいて、インバータ 1 によってブラシレスモータ 2 が矩形波駆動で駆動制御される。
かかるステップ $S01 \sim$ ステップ $S05$ が繰り返される。

【0048】

ブラシレスモータ 2 の回転速度 N が経時的に上昇し、その回転速度 N が所定の基準回転速度 0 を越えると、ステップ $S02$ においてその旨が判断され、その判断結果に応じて、ステップ $S07$ に移行する。

【0049】

ステップ $S07$ では、矩形波駆動 / 正弦波駆動切替部 $3c$ が、正弦波駆動を選択する。そして正弦波駆動用の PWM デューティ v_amp をそのまま適用して、インバータの出力波形を生成して（ステップ $S05$ ）、ブラシレスモータ 2 がインバータ制御により駆動される（ステップ $S06$ ）。以後、正弦波駆動により、ブラシレスモータ 2 が駆動されることになる。

【0050】

ところで、上記のステップ $S06$ において適用される補正係数 は、表 1 及び図 6 の実線に示すように、正弦波駆動用の PWM デューティ v_amp が小さい（ 6.7 以下）の低域 $D1$ において、図 6 中の右下がりの破線の特性に拘わらず、過電流を防止できる程度に小さな値、即ち、この低域 $D1$ における最小値（即ち、低域 $D1$ と高域 $D2$ との境界における値 $= 2.4$ ）に設定されている。したがって、ブラシレスモータ 2 に与える出力電流の過大が原因となって過電流が発生するのを防止できる。

【0051】

尚、起動後は、ブラシレスモータ 2 の回転速度 N を増大させていくが、その際には正弦波駆動用の PWM デューティ v_amp も時間の経過とともに大きくなる。よって起動後の一定時間について補正係数 を小さくなるよう抑制してもよい。

【0052】

【発明の効果】

請求項 1 及び請求項 5 に記載の発明によれば、モータの回転速度に基づいて 120 度通電角制御方式と 180 度通電角制御方式とを切り替えても、補正係数が切り替え時のデューティに依存しているので、モータに供給される電流における切り替え時のリングングを発生を抑えることができる。更にモータに供給される電流における起動時のリングングを発生を抑えることができる。

【0053】

請求項 2 及び請求項 6 に記載の発明によれば、モータの回転速度の上昇率が異なっても、低速回転時の 120 度通電角制御方式の利点と、高速回転時の 180 度通電角制御方式の利点とを有効に機能させることができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 5 】

請求項 3 及び請求項 7 に記載の発明によれば、デューティは時間の経過と共に減少するので、時間の経過と共に減少する補正係数を用いることにより、モータに供給される電流においてリングングの発生を抑えることができる。更に、モータに供給される電流における起動時のリングングを発生を抑えることができる。

【 0 0 5 6 】

請求項 4 及び請求項 8 に記載の発明によれば、モータの回転速度の上昇率が異なっても、低速回転時の 120 度通電角制御方式の利点と、高速回転時の 180 度通電角制御方式の利点とを有効に機能させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】この発明の一の実施の形態に係るブラシレスモータの駆動装置を示すブロック図である。

【図 2】正弦波駆動時の PWM デューティによって、矩形波駆動時の PWM デューティと正弦波駆動時の PWM デューティとの比率が変化する様子を示す図である。

【図 3】経過時間が進行するに従ってモータの回転速度 N が増大する様子を示す図である。

【図 4】無風時においてリングングが生じないように設定された補正係数を用いた場合のブラシレスモータの回転速度と相電流との関係を示す図である。

【図 5】補正係数として図 2 に示された v_duty / V_amp の値を用いた場合のブラシレスモータの回転速度と相電流との関係を示す図である。

【図 6】この発明の一の実施の形態に係るブラシレスモータの駆動装置において、正弦波 PWM デューティから 120 度通電波形の PWM デューティを求めるための補正係数を示す図である。

【図 7】ブラシレスモータの回転速度 N に伴って相電流が推移する際に過電流が発生している様子を示す図である。

【図 8】この発明の一の実施の形態に係るブラシレスモータの駆動装置において補正係数を調整することで、駆動方式の切り換え直後の過電流が防止された様子を示す図である。

【図 9】この発明の一の実施の形態に係るブラシレスモータの駆動装置の動作を示すフローチャートである。

【符号の説明】

- 1 インバータ
- 2 ブラシレスモータ
- 3 PWM 制御部
- 3 b 補正係数

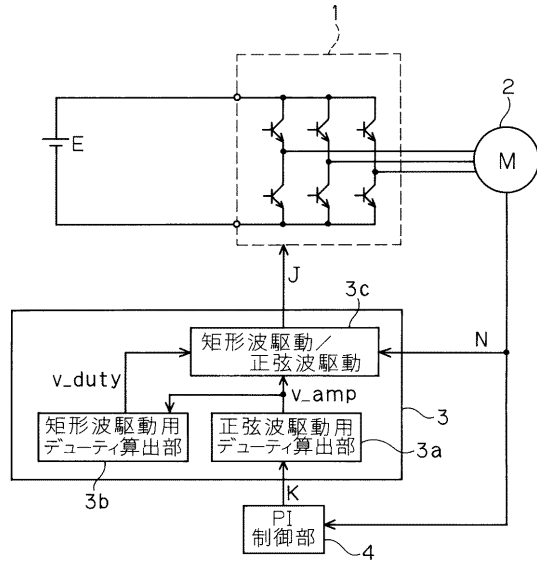
V_amp 正弦波 PWM デューティ

10

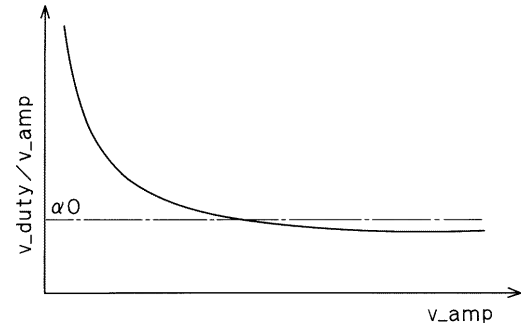
20

30

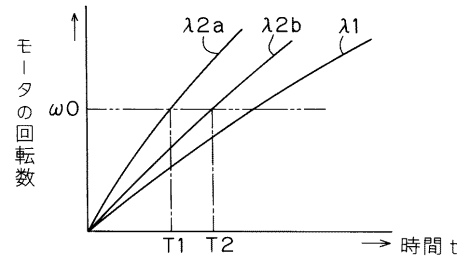
【図 1】



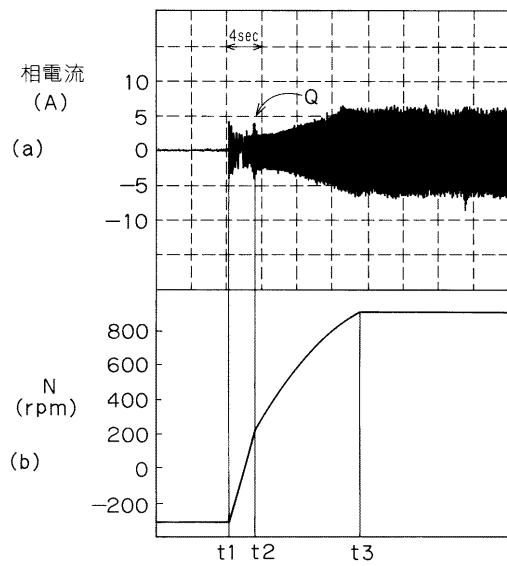
【図 2】



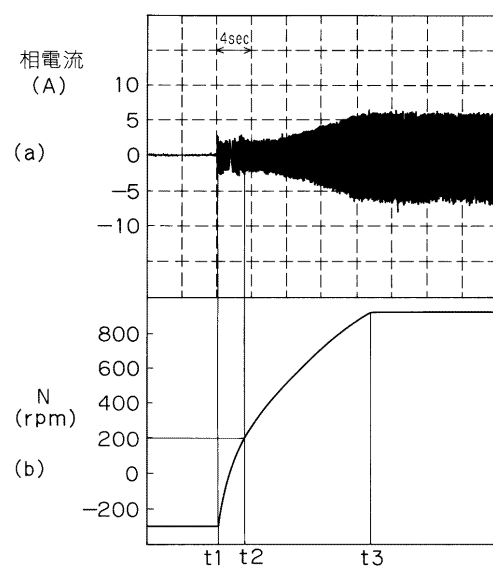
【図 3】



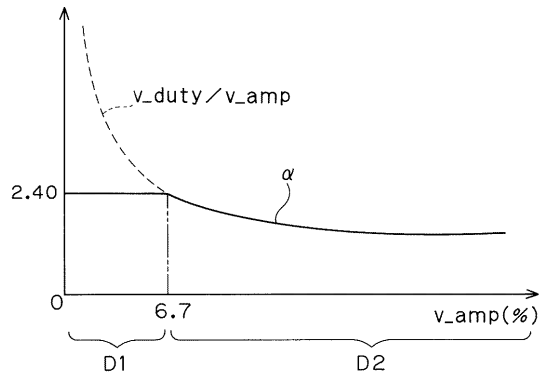
【図 4】



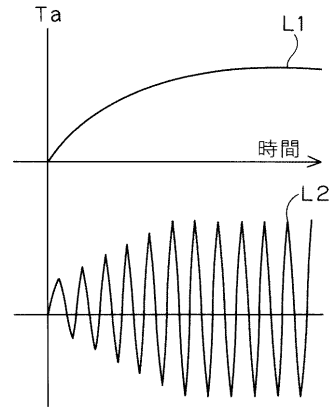
【図 5】



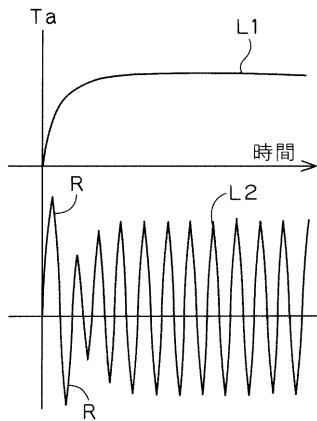
【図 6】



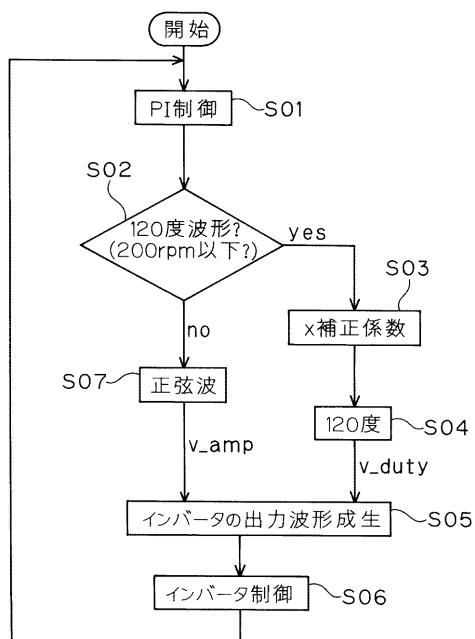
【図 8】



【図 7】



【図 9】



フロントページの続き

(72)発明者 橋本 雅文

大阪府堺市金岡町 1 3 0 4 番地 ダイキン工業株式会社 堺製作所 金岡工場内

審査官 天坂 康種

(56)参考文献 特開平 1 0 - 1 4 6 0 9 0 (J P , A)

特開 2 0 0 0 - 2 3 2 7 9 7 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H02P 6/00- 6/24