

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5558125号
(P5558125)

(45) 発行日 平成26年7月23日(2014.7.23)

(24) 登録日 平成26年6月13日(2014.6.13)

(51) Int.Cl.	F 1
HO2P 6/18 (2006.01)	HO2P 6/02 371T
HO2P 1/46 (2006.01)	HO2P 1/46
HO2P 6/12 (2006.01)	HO2P 6/02 371D

請求項の数 6 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2010-16912 (P2010-16912)	(73) 特許権者	000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号
(22) 出願日	平成22年1月28日(2010.1.28)	(74) 代理人	100117787 弁理士 勝沼 宏仁
(65) 公開番号	特開2011-155802 (P2011-155802A)	(74) 代理人	100082991 弁理士 佐藤 泰和
(43) 公開日	平成23年8月11日(2011.8.11)	(74) 代理人	100096921 弁理士 吉元 弘
審査請求日	平成24年2月13日(2012.2.13)	(74) 代理人	100103263 弁理士 川崎 康
		(72) 発明者	中川原 智 賢 東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社 東芝内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】モータの制御装置および制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

モータの駆動電流を生成するための駆動信号を、過電流検出信号に応じたデューティ比で生成する駆動信号出力部と、

前記駆動電流により前記モータの回転子が回転して生じる誘起電圧と所定の基準電圧とを比較して、前記モータの動作状態を判別するための位置検出信号を生成する位置検出部と、

前記位置検出信号に基づいて、前記回転子の回転周波数が所定値より小さい始動状態であるか、前記回転子の回転周波数が前記所定値以上の定常状態か、を判定する判定部と、

前記判定部の判定結果に応じて、前記始動状態であるときは第1の過電流検出電圧と前記モータの駆動電流に対応する電圧とを比較し、前記定常状態であるときは前記第1の過電流検出電圧より低い第2の過電流検出電圧と前記駆動電流に対応する電圧とを比較し、比較結果を前記過電流検出信号として出力する過電流検出部と、を備えることを特徴とするモータの制御装置。

【請求項2】

前記過電流検出部は、

前記判定部の判定結果に応じて、前記始動状態であるときは前記第1の過電流検出電圧に対応する第1のデジタル信号を生成し、前記定常状態であるときは前記第2の過電流検出電圧に対応する第2のデジタル信号を生成するデジタル信号生成部と、

前記第1および第2のデジタル信号を前記第1および第2の過電流検出電圧にそれぞれ

10

20

変換する D A コンバータと、

前記第 1 または第 2 の過電流検出電圧と前記駆動電流に対応する電圧とを比較して前記過電流検出信号を生成する比較部と、を有することを特徴とする請求項 1 に記載のモータの制御装置。

【請求項 3】

前記過電流検出部は、

前記第 1 の過電流検出電圧と前記駆動電流に対応する電圧とを比較する第 1 の比較部と

、
前記第 2 の過電流検出電圧と前記駆動電流に対応する電圧とを比較する第 2 の比較部と

、
前記判定結果に応じて、前記始動状態であるときは前記第 1 の比較部の比較結果を選択し、前記定常状態であるときは前記第 2 の比較部の比較結果を選択して、前記過電流検出信号として出力する選択部と、を有することを特徴とする請求項 1 に記載のモータの制御装置。

【請求項 4】

前記判定部の判定結果に応じて、前記駆動信号出力部は、前記始動状態であるときは時間の経過とともに周波数が高くなる前記駆動信号を生成し、前記定常状態であるときは前記位置検出信号に基づいて前記駆動信号を生成することを特徴とする請求項 1 乃至 3 のいずれかに記載の制御装置。

【請求項 5】

前記位置検出部は、前記誘起電圧と前記所定の基準電圧との比較結果に応じて、パルス状の波形の前記位置検出信号を生成し、

前記判定部は、前記位置検出信号のパルス数をカウントして、判定を行うことを特徴とする請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載のモータの制御装置。

【請求項 6】

モータの駆動電流を生成するための駆動信号を、過電流検出信号に応じたデューティ比で生成するステップと、

前記駆動電流により前記モータの回転子が回転して生じる誘起電圧と所定の基準電圧とを比較して、前記モータの動作状態を判別するための位置検出信号を生成するステップと

、
前記位置検出信号に基づいて、前記回転子の回転周波数が所定値より小さい始動状態であるか、前記回転子の回転周波数が前記所定値以上の定常状態か、を判定するステップと

、
前記判定結果に応じて、前記始動状態であるときは第 1 の過電流検出電圧と前記モータの駆動電流に対応する電圧とを比較し、前記定常状態であるときは前記第 1 の過電流検出電圧より低い第 2 の過電流検出電圧と前記駆動電流に対応する電圧とを比較し、比較結果を前記過電流検出信号として出力するステップと、を備えることを特徴とするモータの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、センサレス DC モータを駆動するモータの制御装置および制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

センサレス DC モータは回転子の位置を検出する位置センサを内蔵しておらず、小型化が可能である。そのため、センサレス DC モータは車載向けや家電製品向けに広く用いられる。

【0003】

センサレス DC モータは例えば PWM (Pulse Width Modulation) 信号により駆動され

10

20

30

40

50

る。センサレスDCモータの制御装置はセンサレスDCモータの駆動電流を検出する機能を有し、駆動電流が閾値を超えると過電流である判断として、PWM信号のデューティ比を下げる。これにより、センサレスDCモータの焼損を防ぐことができる。

【0004】

一般に、過電流を検出する閾値は一定であるため、センサレスDCモータの始動時に以下のようないくつかの不具合を生じるおそれがある。例えば、重いイナーシャ（慣性）で小さなトルク特性を持つセンサレスDCモータを駆動する場合には、始動時に大きな駆動電流を流す必要がある。しかしながら、センサレスDCモータの焼損を防ぐために、過電流検出の閾値を低く設定しておくと、始動時にセンサレスDCモータが強制転流周波数に追従するまでに時間がかかることがある。逆に、軽いイナーシャで大きなトルク特性を持つセンサレスDCモータを駆動する場合、必要以上に過電流が検出されるのを防ぐために、過電流検出の閾値を高く設定しておくと、始動時に大きな駆動電流が流れ、回転子の回転周波数が強制転流周波数を大きく超えるオーバードライブが生じてしまうおそれがある。10

【0005】

特許文献1には、始動時に過電流検出の閾値を超えないようにセンサレスDCモータを駆動する手法が開示されている。しかしながら、この手法では重いイナーシャで小さなトルク特性を持つセンサレスDCモータを駆動する場合、素早く定常状態にすることは困難である。

【0006】

また、特許文献2には、センサレスDCモータの起動時に生じるバックモーションを最小にするために、センサレスDCモータを起動するときの自起動周波数を高周波数から低周波数に遷移させる手法が開示されている。しかしながら、特許文献2では、起動直後の自起動周波数が高いため、オーバードライブを生じるおそれがある。20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】特開2001-275392号公報

【特許文献2】特開平4-317587号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

本発明は、確実にセンサレスDCモータを始動できるモータの制御装置および制御方法を提供するものである。

【課題を解決するための手段】

【0009】

本発明の一態様によれば、モータの駆動電流を生成するための駆動信号を、過電流検出信号に応じたデューティ比で生成する駆動信号出力部と、前記駆動電流により前記モータの回転子が回転して生じる誘起電圧と所定の基準電圧とを比較して、前記モータの動作状態を判別するための位置検出信号を生成する位置検出部と、前記位置検出信号に基づいて、前記回転子の回転周波数が所定値より小さい始動状態であるか、前記回転子の回転周波数が前記所定値以上の定常状態か、を判定する判定部と、前記判定部の判定結果に応じて、前記始動状態であるときは第1の過電流検出電圧と前記モータの駆動電流に対応する電圧とを比較し、前記定常状態であるときは前記第1の過電流検出電圧より低い第2の過電流検出電圧と前記駆動電流I_sに対応する電圧とを比較し、比較結果を前記過電流検出信号として出力する過電流検出部と、を備えることを特徴とするモータの制御装置が提供される。40

【0010】

また、本発明の一態様によれば、モータの駆動電流を生成するための駆動信号を、過電流検出信号に応じたデューティ比で生成するステップと、前記駆動電流により前記モータの回転子が回転して生じる誘起電圧と所定の基準電圧とを比較して、前記モータの動作状50

態を判別するための位置検出信号を生成するステップと、前記位置検出信号に基づいて、前記回転子の回転周波数が所定値より小さい始動状態であるか、前記回転子の回転周波数が前記所定値以上の定常状態か、を判定するステップと、前記判定結果に応じて、前記始動状態であるときは第1の過電流検出電圧と前記モータの駆動電流に対応する電圧とを比較し、前記定常状態であるときは前記第1の過電流検出電圧より低い第2の過電流検出電圧と前記駆動電流 I_s に対応する電圧とを比較し、比較結果を前記過電流検出信号として出力するステップと、を備えることを特徴とするモータの制御方法が提供される。

【発明の効果】

【0011】

本発明によれば、確実にセンサレスDCモータを始動できる。

10

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】本発明の第1の実施形態に係るモータの制御装置およびモータMの概略ブロック図。

【図2】図1の制御装置の処理動作の一例を示すフロー図。

【図3】制御装置の各部の電圧波形図。

【図4】PWM駆動信号生成部34およびPWM駆動信号出力部35の処理動作を示す電圧波形図。

【図5】図3の時刻 t_{21} 付近を拡大した電圧波形図。

【図6】始動状態および過電流検出電圧 V_{th} の設定例。

20

【図7】始動状態および過電流検出電圧 V_{th} の別の設定例。

【図8】始動状態および過電流検出電圧 V_{th} の別の設定例。

【図9】本発明の第2の実施形態に係る制御装置およびモータMの概略ブロック図。

【図10】本発明の第3の実施形態に係る制御装置およびモータMの概略ブロック図。

【図11】LPF15の有無で過電流検出電圧 V_{th} および駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s , V_{s1pf} の電圧波形図を比較した図。

【図12】PWM駆動信号生成部34が生成するPWM信号 $V_{upin} \sim V_{winin}$ の強制転流周波数と回転数との関係を示す図。

【発明を実施するための形態】

【0013】

30

以下、本発明に係るモータの制御装置の実施形態について、図面を参照しながら具体的に説明する。

【0014】

(第1の実施形態)

図1は、本発明の第1の実施形態に係るモータの制御装置(以下、制御装置)およびセンサレスDCモータM(以下、モータM)の概略ブロック図である。制御装置は、過電流検出部1と、位置検出部2と、制御部3と、ドライバ4とを備えている。制御装置の各部は1チップに内蔵されてもよいし、少なくとも一部をディスクリート部品を用いて構成してもよい。例えば、ドライバ4が大電流を流す必要がある場合は、ドライバ4をディスクリート部品を用いて構成し、他を1チップに内蔵してもよい。また、制御装置の全てをハードウェアで構成してもよいし、少なくとも一部、例えば制御部3をソフトウェアで構成してもよい。

40

【0015】

図1の制御装置およびモータMは、例えば自動車に搭載され、ウォータポンプを回転させるために用いられる。

【0016】

過電流検出部1は、抵抗 R_s と、デジタル信号生成部11と、DAC(Digital to Analog Converter)12と、過電流検出比較部(COMP)13とを有し、ドライバ4に過電流が流れているか否かを検出する。抵抗 R_s はドライバ4に流れる駆動電流 I_s に比例する電圧 V_s を生成する。デジタル信号生成部11は、制御部3から出力される判定信号

50

V_j に応じて、デジタル信号 V_d を生成し、D A C 1 2 はこのデジタル信号 V_d をアナログ電圧である過電流検出電圧 $V_{t h}$ に変換する。

【 0 0 1 7 】

より具体的には、デジタル信号生成部 1 1 は、後述する始動状態であるときは始動状態用デジタル信号（第 1 のデジタル信号） $V_{d 1}$ を生成し、定常状態であるときは定常状態用デジタル信号 $V_{d 2}$ （第 2 のデジタル信号）を生成する。そして、D A C 1 2 は始動状態用過電流検出電圧（第 1 の過電流検出電圧） $V_{t h 1}$ または定常状態用過電流検出電圧（第 2 の過電流検出電圧） $V_{t h 2}$ を生成する。このように、本実施形態の特徴の 1 つは、始動状態と定常状態とで異なる過電流検出電圧 $V_{t h}$ を生成する点である。

【 0 0 1 8 】

過電流検出比較部 1 3 は駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s と過電流検出電圧 $V_{t h}$ とを比較し、駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s が過電流検出電圧 $V_{t h}$ を超える場合は過電流検出信号 $V_{o c}$ をハイに設定し、そうでない場合はロウに設定する。

【 0 0 1 9 】

位置検出部 2 は、抵抗 R_u , R_v , R_w と位置検出比較部（C O M P）2 1 とを有し、モータ M が始動状態か定常状態かを判断するための位置検出信号 V_p を生成する。抵抗 R_u , R_v , R_w の各一端はモータ M の U, V, W 端子にそれぞれ接続され、これら抵抗 R_u , R_v , R_w の各他端は共通に接続されて位置検出比較部 2 1 に接続される。抵抗 R_u , R_v , R_w の各他端の電圧は、モータ M の U, V, W 端子の電圧を合成した合成電圧 V_{uvw} になる。本実施形態では $R_u = R_v = R_w$ とする。位置検出比較部 2 1 は、合成電圧 V_{uvw} と基準電圧 V_{ref} とを比較し、合成電圧 V_{uvw} が基準電圧 V_{ref} を超える場合は位置検出信号 V_p をハイに設定し、そうでない場合はロウに設定する。合成電圧 V_{uvw} はアナログ電圧であるが、位置検出信号 V_p はデジタル信号である。

【 0 0 2 0 】

制御部 3 は、マスク部 3 1 と、パルス数カウント部 3 2 と、パルス数比較部 3 3 と、P W M 駆動信号生成部 3 4 と、P W M 駆動信号出力部 3 5 とを有し、上記の過電流検出信号 $V_{o c}$ および位置検出信号 V_p と、外部から入力される駆動指令信号 I N に基づいて、6 つの P W M 駆動信号 V_{up} , V_{vp} , V_{wp} , V_{un} , V_{vn} , V_{wn} を生成する。

【 0 0 2 1 】

マスク部 3 1 は駆動相が切り替わる際に位置検出信号 V_p に生じる不要パルスを除去するマスク処理を行い、認識信号 V_q を生成する。パルス数カウント部 3 2 は認識信号 V_q のパルス数をカウントする。パルス数比較部 3 3 はパルス数のカウント値 V_{cnt} が閾値 V_{cnt_th} 以上で場合は判定信号 V_j をハイに設定し、そうでない場合はロウに設定する。判定信号 V_j がハイである場合は定常状態に対応し、ロウである場合は始動状態に対応する。本実施形態では、閾値 V_{cnt_th} が 2 である例を示す。

【 0 0 2 2 】

以上の、マスク部 3 1 、パルス数カウント部 3 2 およびパルス数比較部 3 3 は判定部 3 6 を構成する。

【 0 0 2 3 】

P W M 駆動信号生成部 3 4 には、始動状態であるか定常状態であるかを示す判定信号 V_j が入力される。P W M 駆動信号生成部 3 4 は、始動状態では、所定の強制転流周波数にて 6 つの P W M 駆動信号 $V_{up} \sim V_{wn}$ に対応する P W M 信号 $V_{up_in} \sim V_{wn_in}$ を生成する。本実施形態では強制転流周波数は一定であり、例えば、1 0 0 0 r p m (round per minute) である。その後、判定信号 V_j が定常状態になったことを示すと、P W M 駆動信号生成部 3 4 は認識信号 V_q に同期して P W M 信号 $V_{up_in} \sim V_{wn_in}$ を生成する。

【 0 0 2 4 】

このように、センサレス D C モータは始動状態と定常状態とで駆動方式が異なる。センサレス D C モータは回転子の位置を検出するための位置センサを有しないため、制御装置は、回転子の回転によって生じる誘起電圧に基づいて、回転子の位置を検出する。しかし

10

20

30

40

50

ながら、始動状態では、回転子が回転していないか、回転周波数が極めて低いため、その位置を検出できない。よって、PWM駆動信号生成部34は強制転流周波数でPWM信号V_{up_in}～V_{wn_in}を生成する。

【0025】

一方、回転子が回転を始めると、モータMのU,V,W端子のうち、後述するハイインピーダンスに設定された端子に誘起電圧が生じる。回転周波数が所定値より大きくなると、誘起電圧に同期して、認識信号V_qの値が切り替わる定常状態になる。定常状態では、認識信号V_qの切り替わりタイミングを基準として、PWM駆動信号生成部34はPWM信号V_{up_in}～V_{wn_in}を生成する。このように、定常状態では、回転子の回転によって生じる誘起電圧に同期してPWM信号V_{up_in}～V_{wn_in}が生成されるため、安定して回転子が回転するようになる。10

【0026】

PWM駆動信号出力部35は、過電流検出信号V_{oc}がロウであればPWM信号V_{up_in}～V_{wn_in}をPWM駆動信号V_{up}～V_{wn}としてそのままドライバ4に出力し、ハイであれば、デューティ比を下げたPWM駆動信号V_{up}～V_{wn}をドライバ4に出力する。

【0027】

ドライバ4は、3つのPMOSトランジスタQ_{up}, Q_{vp}, Q_{wp}と、3つのNMOSトランジスタQ_{un}, Q_{vn}, Q_{wn}とを有し、PWM駆動信号V_{up}～V_{wn}に基づいて、モータMのU,V,W端子をハイ、ロウまたはハイインピーダンスに設定して、モータMを駆動する。MOSトランジスタQ_{up}, Q_{un}は電源端子V_{dd}と抵抗R_sとの間に縦属接続され、その接続ノードOUT-UはモータMの端子Uに接続される。他のMOSトランジスタQ_{vp}～Q_{wn}も同様である。また、各トランジスタQ_{up}～Q_{wn}のゲート端子にはPWM駆動信号V_{up}～V_{wp}がそれぞれ入力される。20

【0028】

モータMは、例えばU,V,W各端子間に星型結線される3つのコイルと、回転子(不図示)とを有する。PWM駆動信号V_{up}～V_{wp}は、PMOSトランジスタQ_{up}～Q_{wp}のうちの1つと、NMOSトランジスタQ_{un}～Q_{wn}のうちの1つをオンさせる。例えば、PMOSトランジスタQ_{up}およびNMOSトランジスタQ_{vn}がオンした場合、モータMのコイルにU端子からV端子へ駆動電流I_sが流れ(以下、この駆動電流I_sをUV相の駆動電流I_sと呼ぶ)。PWM駆動信号V_{up}～V_{wp}に基づいて、例えば、UV相、UW相、VW相、VU相、WU相、VV相の順に6相の駆動電流I_sをコイルに流すことにより、ドライバ4は回転子を回転させる。30

【0029】

図2は、図1の制御装置の処理動作の一例を示すフローチャートである。図3は、制御装置の各部の電圧波形図であり、縦軸は各部の電圧、横軸は時間である。図2および図3を用いて、制御装置の処理動作を説明する。

【0030】

まず、駆動指令信号INがモータMの始動を指示すると、パルス数比較部33は判定信号V_jをロウに設定する。これにより、デジタル信号生成部11は始動状態用デジタル信号V_{d1}を設定し、DAC12は始動状態用過電流検出電圧V_{th1}を生成する(ステップS1)。40

【0031】

次に、PWM駆動信号生成部34は、判定信号V_jに基づいて、モータMが始動状態であるか定常状態であるかを判定する(ステップS2)。始動直後は判定信号V_jがロウ、つまり、始動状態であるため(ステップS2がYes)、PWM駆動信号生成部34は強制転流周波数でPWM信号V_{up_in}～V_{wn_in}を生成する(ステップS3)。

【0032】

PWM駆動信号出力部35は、過電流検出信号V_{oc}に基づいて、過電流が流れたか否かを判断する。より具体的には、始動状態では、駆動電流I_sに対応する電圧V_sと始動50

状態用過電流検出電圧 $V_{t h 1}$ とを比較して得られる過電流検出信号 $V_{o c}$ により、過電流が流れたか否かを判断する（ステップ S 5）。

【0033】

過電流が流れていらない場合（ステップ S 5 が N o）、PWM 駆動信号生成部 3 4 は PWM 駆動信号生成部 3 4 が生成した PWM 信号 $V_{u p_in} \sim V_{w n_in}$ をそのまま PWM 駆動信号 $V_{u p} \sim V_{w n}$ としてドライバ 4 に出力する（ステップ S 7）。過電流が流れている場合（ステップ S 5 が Y e s）、PWM 駆動信号生成部 3 4 は、PWM 駆動信号生成部 3 4 が生成した PWM 信号 $V_{u p_in} \sim V_{w n_in}$ のデューティ比を小さくした PWM 駆動信号 $V_{u p} \sim V_{w n}$ を生成してドライバ 4 に出力する（ステップ S 8）。

【0034】

10

図 4 は、PWM 駆動信号生成部 3 4 および PWM 駆動信号出力部 3 5 の処理動作を示す電圧波形図であり、図 3 の時刻 $t_1 \sim t_4$ に対応する。図 4 では、PWM 信号 $V_{u p_in}$ および PWM 駆動信号 $V_{u p}$ と、過電流検出信号 $V_{o c}$ のみを示している。PWM 駆動信号生成部 3 4 は、時刻 $t_1 \sim t_3$ の間、周期 T のうち期間 t_{on} だけがロウである PWM 信号 $V_{u p_in}$ を生成する。デューティ比とは t_{on} / T をいい、この期間 t_{on} に駆動電流 I_s が断続的に流れれる。

【0035】

20

同図では、時刻 $t_1 \sim t_3$ では、過電流検出信号 $V_{o c}$ がロウであるので、PWM 駆動信号出力部 3 5 は、PWM 信号 $V_{u p_in}$ をそのまま PWM 駆動信号 $V_{u p}$ としてドライバ 4 に出力する。時刻 t_3 で過電流検出信号 $V_{o c}$ がハイになると、PWM 駆動信号出力部 3 5 は PWM 駆動信号 $V_{u p}$ をハイに設定し、PMOS トランジスタ Q_{up} をオフにする。これにより、時刻 t_3 で UV 相の駆動電流 I_s は流れなくなる。このように、過電流が検出されると、PWM 駆動信号出力部 3 5 はデューティ比を下げた PWM 駆動信号 $V_{u p}$ を生成するため、モータ M の焼損を防ぐことができる。その後、次の周期 T が経過した時刻 t_3 で再び PWM 信号出力部は PWM 駆動信号 $V_{u p}$ をロウに設定する。

【0036】

図 4において、デューティ比 t_{on} / T を 100% とし、過電流検出信号 $V_{o c}$ が常にロウであると仮定した場合が、図 3 の時刻 $t_1 \sim t_4$ に相当する。実際はデューティ比を 100% 未満に設定する場合が多いが、図 3 では簡略化のためにデューティ比を 100% として図示している。

30

【0037】

そして、PWM 駆動信号出力部 3 5 により PWM 駆動信号 $V_{u p} \sim V_{w n}$ が生成されると、ドライバ 4 はトランジスタ $Q_{up} \sim Q_{wp}$ をオン・オフ制御して駆動電流 I_s を生成し、モータ M を駆動する（図 2 のステップ S 9）。図 3 は過電流が検出されない場合の例であり、PWM 駆動信号 $V_{u p}, V_{vp}, V_{wp}$ がロウのときに図 1 の PMOS トランジスタ Q_{up}, Q_{vp}, Q_{wp} がそれぞれオンし、PWM 駆動信号 V_{un}, V_{vn}, V_{wn} がハイのときに NMOS トランジスタ Q_{un}, Q_{vn}, Q_{wn} がそれぞれオンする。

【0038】

例えば、図 3 の時刻 $t_1 \sim t_2$ では、PMOS トランジスタ Q_{up} および NMOS トランジスタ Q_{vn} がオンであり、UV 相に駆動電流 I_s が流れる。その後、各相に順繰りに駆動電流 I_s が流れ、始動状態が維持されるとすると、時刻 $t_7 \sim t_8$ で再び UV 相に駆動電流 I_s が流れる。図 2 のステップ S 3 の強制転流周波数とは時刻 $t_1 \sim t_7$ の逆数をいう。

40

【0039】

時刻 $t_1 \sim t_2$ では、PMOS トランジスタ Q_{up} がオンなので、図 1 の接続ノード O U T - U はハイである。また、NMOS トランジスタ Q_{vn} がオンなので、接続ノード O U T - V はロウである。さらに、PMOS トランジスタ Q_{wp} および NMOS トランジスタ Q_{wn} が共にオフなので、接続ノード O U T - W はハイインピーダンスである。このとき、回転子はまだほとんど回転していないため、接続ノード O U T - W に誘起電圧は生じない。よって、抵抗 R_u, R_v, R_w により接続ノード O U T - U, O U T - V の電圧が

50

合成され、合成電圧 V_{uvw} は $V_{dd}/2$ となる。この電圧 $V_{dd}/2$ がハイインピーダンスである接続ノード OUT-W に生じる。なお、時刻 t_1 の直後に瞬間的に接続ノード OUT-W がロウになっているが、これは駆動電流 I_s を切り替えた直後に生じる逆起電力による。

【0040】

合成電圧 V_{uvw} は位置検出比較部 21 に入力される。比較部は $V_{dd}/2$ より高い基準電圧 V_{ref} を閾値としてデジタル信号である位置検出信号 V_p を生成する（図 2 のステップ S10）ため、時刻 $t_1 \sim t_2$ では、位置検出信号 V_p はロウである。このとき、マスク部 31 は位置検出信号 V_p をそのまま認識信号 V_q として出力する。この場合、パルス数のカウント値 V_{cnt} は 0 のままなので、カウント値 V_{cnt} は閾値 V_{cnt_th} より小さく（ステップ S12 が NO）、パルス数比較部 33 はモータ M を始動状態と判定する。すなわち、判定信号 V_j はロウのままである。（ステップ S14）。

【0041】

図 3 の時刻 $t_2 \sim t_3$ では、PWM 駆動信号 $V_{up} \sim V_{wn}$ により、接続ノード OUT-U はハイ、OUT-V はハイインピーダンス、OUT-W はロウにそれぞれ設定される。時刻 t_2 の直後、逆起電力により端子 OUT-V がハイになるため、合成電圧 V_{uvw} の電圧が高くなる。その結果、合成電圧 V_{uvw} が基準電圧 V_{ref} を超えるため、位置検出比較部 21 は一時的に位置検出信号 V_p をハイに設定する。その後は、やはり回転子はまだほとんど回転していないため、合成電圧 V_{uvw} は $V_{dd}/2$ となる。よって、位置検出比較部 21 は位置検出信号 V_p をロウに設定する。マスク部 31 は、時刻 t_2 の直後、位置検出信号 V_p に生じた一時的なハイ期間をマスクし、時刻 $t_2 \sim t_3$ を通して認識信号 V_q をロウに設定する。時刻 $t_3 \sim t_4$ も同様である。

【0042】

このように、マスク部 31 は逆起電力に起因して生じる瞬間的な不要パルスを除去する。逆起電力は電流相を切り替える時に生じるので、電流相切り替え時には、位置検出信号 V_p の論理反転を無視して認識信号 V_q を生成することにより、マスク部 31 は不要パルスを除去できる。

【0043】

時刻 $t_4 \sim t_5$ では、接続ノード OUT-V はハイ、OUT-U はロウにそれぞれ設定される。また、接続ノード OUT-W はハイインピーダンスに設定される。この時刻で回転子が回転し始めるとすると、接続ノード OUT-W に誘起電圧が生じ、図 3 に示すように、接続ノード OUT-W の電圧は徐々に上昇する。しかし、まだ回転周波数が低いため、誘起電圧は小さく、合成電圧 V_{uvw} は基準電圧 V_{ref} を超えない。したがって、認識信号 V_q はロウのままであり、やはり始動状態と判定される（図 2 のステップ S14）。時刻 $t_5 \sim t_6$ も同様である。

【0044】

時刻 $t_6 \sim t_7$ では、PMOS トランジスタ Q_{wp} および NMOS トランジスタ Q_{vn} がオンである。また、回転子の回転周波数が高くなるため、図 3 に示すように、ハイインピーダンスである接続ノード OUT-U の電圧が大きく上昇する。その結果、合成電圧 V_{uvw} も大きく上昇し、合成電圧 V_{uvw} は時刻 t_2 で基準電圧 V_{ref} を超える。その結果、位置検出信号 V_p がハイになり、認識信号 V_q もハイになる。

【0045】

図 5 は、図 3 の時刻 t_2 付近を拡大した電圧波形図である。図 3 はデューティ比を 100% として図示しているが、図 5 ではデューティ比を約 50% とした例を図示している。

【0046】

デューティ比が 100% でない場合、時刻 $t_6 \sim t_7$ でも PMOS トランジスタ Q_{wp} および NMOS トランジスタ Q_{vn} はオン・オフを断続的に繰り返している。そのため、図 5 に示すように、合成電圧 V_{uvw} も非連続に上昇する。その結果、位置検出信号 V_p は時刻 t_2 以降ずっとハイであるわけではなく、パルス状の波形となる。例えば、時刻

t_{21} で位置検出信号 V_p がハイに設定されたあと一旦ロウになり、その後、時刻 t_{22} で再度ハイに設定される。ここで、時刻 t_{21} 付近では上記の逆起電力は生じないため、マスク部 31 は位置検出信号 V_p をそのまま認識信号 V_q として出力する。

【0047】

パルス数カウント部 32 はこのパルス状の認識信号 V_q のパルス数をカウントする。時刻 t_{21} で合成電圧 V_{uvw} が基準電圧 V_{ref} を超え（図 2 のステップ S10 が YES）、認識信号 V_q に 1 つ目のパルスが生成される。よって、パルス数カウント部 32 はカウント値 V_{cnt} に 1 を加算して、カウント値 V_{cnt} を 1 に更新する（ステップ S11）。

【0048】

このカウント値 V_{cnt} はまだ閾値 $V_{cnt_th}(2)$ より小さい（ステップ S12 が NO）ため、始動状態と判定される（ステップ S14）。

【0049】

図 5 の時刻 t_{22} で認識信号 V_q に 2 つ目のパルスが生成される（図 2 のステップ S10 が YES）と、パルス数カウント部 32 はカウント値 V_{cnt} を 2 に更新する（ステップ S11）。このカウント値 V_{cnt} は閾値 V_{cnt_th} と等しい（ステップ S12 が YES）ため、パルス数比較部 33 はモータ M を定常状態と判定し、判定信号 V_j をハイに設定する（ステップ S13）。時刻 t_{22} 以降は定常状態と判定されるようになる。

【0050】

判定信号 V_j がハイに設定されると、デジタル信号生成部 11 はデジタル信号 V_d を定常状態用デジタル信号 V_{d2} に設定し、DAC 12 はこれをアナログ電圧に変換して定常状態用過電流検出電圧 V_{th2} を生成する（ステップ S15）。

【0051】

判定信号 V_j がハイであると、PWM 駆動信号生成部 34 はモータ M が定常状態であると判断し（ステップ S2 が NO）、認識信号 V_q に基づいて、以下のように PWM 信号 $V_{up_in} \sim V_{wn_in}$ を生成する（ステップ S4）。図 3 の時刻 t_{23} で認識信号 V_q がロウに設定されると、PWM 駆動信号生成部 34 は時刻 t_{23} から一定時間経過後の時刻 t_8 に PWM 信号 $V_{up_in} \sim V_{wn_in}$ の値を切り替える。さらに、 t_{23} から所定の期間内に認識信号 V_q の変化が検出されると（図 3 では時刻 t_{24} ）、この時刻 t_{24} から一定時間経過後の時刻 t_9 に PWM 信号 $V_{up_in} \sim V_{wn_in}$ の値を切り替える。以下、同様に認識信号 V_q の切り替わりタイミングを基準にして PWM 信号 $V_{up_in} \sim V_{wn_in}$ を生成する。

【0052】

このように、定常状態では、回転子の回転に同期して認識信号 V_q が生成され、制御装置はこの認識信号 V_q に基づいて PWM 駆動信号を生成する。すなわち、回転子の回転周波数に同期して PWM 駆動信号が生成されるため、制御装置は安定して回転子を回転させることができる。

【0053】

一方、過電流検出部 1 は、モータ M が定常状態であるため、始動状態用過電流検出電圧 V_{th1} ではなく、定常状態用過電流検出電圧 V_{th2} と駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s とを比較して、過電流を検出する（図 2 のステップ S6）。

【0054】

制御装置は、駆動指令信号 IN からモータ M の停止を指示されるまで（ステップ S16）、以上の処理動作を行う。このようにして、本実施形態では、モータ M が始動状態か定常状態かを判定し、モータ M の動作状態に応じて異なる過電流検出電圧 V_{th} で駆動電流 I_s が過電流か否かを判定できる。

【0055】

図 6 は、始動状態および定常状態用過電流検出電圧 V_{th} の設定例であり、縦軸は過電流検出電圧 V_{th} および駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s 、横軸は時間である。同図は、重いイナーシャで小さなトルク特性を持つモータ M を駆動することを念頭に置いている。

10

20

30

40

50

このようなモータMを駆動する場合、始動時に大きな駆動電流I_sを流す必要があるので、始動状態では過電流検出電圧V_{t h 1}を大きく設定する。一方、定常状態では確実に過電流を検出できるよう過電流検出電圧V_{t h 2}を小さく設定する。

【0056】

曲線g1は上記のように過電流検出電圧V_{t h}を設定した場合の駆動電流I_sに対応する電圧V_sを示している。ここで、駆動電流I_sに対応する電圧V_sは駆動電流I_sと比例する。図6に示すように、始動状態(時刻t1～t22)では、過電流検出電圧V_{t h 1}が大きいため、制御部3は大きな駆動電流I_sを生成することができ、モータMは時刻t22で素早く定常状態になる。また、定常状態では過電流検出電圧V_{t h 2}が小さいため、例えばデッドロック等が原因で過電流が流れ始めた場合でも、時刻t41で駆動電流I_sに対応する電圧V_sが過電流検出電圧V_{t h 2}に達する。このように、すぐに過電流を検出でき、モータMの焼損を防ぐことができる。10

【0057】

始動状態と定常状態とで、一定の過電流検出電圧V_{t h}しか設定できないとすると、以下のような不具合を生じるおそれがある。

【0058】

モータMの焼損を防ぐために、仮に過電流検出電圧V_{t h}を一定の電圧V_{t h 2}に設定すると、駆動電流I_sに対応する電圧V_sは曲線g2のようになる。この場合、始動後の時刻t51ですぐに駆動電流I_sに対応する電圧V_sが過電流検出電圧V_{t h 2}に達してしまい、制御部3はそれ以上大きな駆動電流I_sを生成することはできない。その結果、モータMが定常状態になるまでに長時間を要してしまう。同図の例では、時刻t22よりかなり遅い時刻t52で漸く定常状態となる。20

【0059】

また、素早くモータMを定常状態にするために、仮に過電流検出電圧V_{t h}を一定の電圧V_{t h 1}に設定すると、駆動電流I_sに対応する電圧V_sは図6の曲線g3のようになる。この場合、曲線g1の場合と同様に、時刻t22で定常状態になる。しかしながら、過電流が流れた場合、時刻t41より遅い時刻t42になって初めて初めて過電流が検出される。時刻t41～t42の間に大きな駆動電流I_sが流れているため、モータMが焼損するおそれがある。

【0060】

これに対し、本実施形態では、始動状態では過電流検出電圧V_{t h}を高く設定し(V_{t h 1})、定常状態では過電流検出電圧V_{t h}を低く設定する(V_{t h 2})ため、モータMを確実に始動でき、かつ、モータMの焼損を防ぐことができる。30

【0061】

図7は、始動状態および過電流検出電圧V_{t h}の別の設定例である。同図では、始動状態用過電流検出電圧V_{t h 1}が時間の経過とともに定常状態用過電流検出電圧V_{t h 2}に近づく例である。駆動電流I_sの相切り替え等に同期して、デジタル信号生成部11が始動状態用デジタル信号V_{d 1}を徐々に定常状態用デジタル信号V_{d 2}に近づけていくことで、このような過電流検出電圧V_{t h}が実現できる。

【0062】

この場合、図6と同様の時刻t22でモータMが定常状態になるとともに、時刻t22より前に大きな駆動電流I_sが流れた場合でも、素早く過電流を検出できる。

【0063】

図8は、始動状態および過電流検出電圧V_{t h}の別の設定例である。同図は、図6および図7と異なり、軽いイナーシャで大きなトルク特性を持つモータMを駆動することを念頭に置いている。このようなモータMを駆動する場合、始動時の駆動電流I_sが大きくなりすぎるとオーバードライブが生じるおそれがある。よって、定常状態用過電流検出電圧V_{t h 2}より始動状態用過電流検出電圧V_{t h 1}を小さく設定する。

【0064】

これにより、始動状態での駆動電流I_sを所定値より小さく保つことができ、オーバド40

50

ライブを生じることなく、確実にモータMを駆動できる。

【0065】

このように、第1の実施形態では、制御部3でモータMが始動状態か定常状態かを判定し、モータMの動作状態に応じて異なる過電流検出電圧V_{t h}を閾値として駆動電流I_sが過電流か否かを判定する。そのため、モータMの始動時の不具合および過電流によるモータMの焼損を防ぐことができ、イナーシャおよびトルク特性によらず、モータMを確実に駆動することができる。

【0066】

(第2の実施形態)

上述した第1の実施形態はD A C 1 2を用いて過電流検出電圧V_{t h}を生成するが、以下に説明する第2の実施形態では複数の過電流検出比較部13により過電流を検出するものである。

10

【0067】

図9は、本発明の第2の実施形態に係る制御装置およびモータMの概略ブロック図である。図9では、図1と共に構成部分には同一の符号を付してあり、以下では相違点を中心に説明する。

【0068】

図9の制御装置は、過電流検出部1aの内部構成が図1の制御装置と異なる。図9の過電流検出部1aは、デジタル信号生成部11およびD A C 1 2の代わりに、第1および第2の過電流検出比較部(COMP)13a, bと、選択部14とを有する。

20

【0069】

第1の過電流検出比較部(第1の比較部)13aは駆動電流I_sに対応する電圧V_sと始動状態用過電流検出電圧V_{t h}1とを比較し、駆動電流I_sに対応する電圧V_sが過電流検出電圧V_{t h}1を超える場合は始動状態用過電流検出信号V_{o c}1をハイに設定し、そうでない場合はロウに設定する。第2の過電流検出比較部(第2の比較部)13bは駆動電流I_sに対応する電圧V_sと定常状態用過電流検出電圧V_{t h}2とを比較し、駆動電流I_sに対応する電圧V_sが過電流検出電圧V_{t h}2を超える場合は定常状態用過電流検出信号V_{o c}2をハイに設定し、そうでない場合はロウに設定する。

【0070】

選択部14は、判定信号V_jがロウの場合は始動状態用過電流検出信号V_{o c}1を選択し、ハイの場合は定常状態用過電流検出信号V_{o c}2を選択して、過電流検出信号V_{o c}を生成する。

30

【0071】

図9の制御装置において、モータMのイナーシャおよびトルク特性に応じて、図6または図8のように始動状態用過電流検出電圧V_{t h}1および定常状態用過電流検出電圧V_{t h}2を設定することにより、始動状態と定常状態とで過電流検出電圧を切り替えることができる。したがって、第1の実施形態と同様に、モータMを確実に駆動することができる。しかも、D A C 1 2を用いないため、第1の実施形態より回路規模を小さくすることができる。

【0072】

40

また、始動状態用比較部を2つ以上設けることで、図7と同様に、始動状態での過電流検出電圧V_{t h}1をより細かく設定できる。ただし、この場合は、始動状態用比較部の数を増やすことで回路規模が大きくなるので、第1の実施形態のようにD A C 1 2を用いた場合と始動状態用比較部の数を増やす場合のいずれが回路規模を小さくできるかに応じて、図1または図9の構成とするのが望ましい。

【0073】

このように、第2の実施形態では、複数の過電流検出用比較部を設けて、モータMの動作状態に応じて異なる過電流検出電圧V_{t h}で駆動電流I_sが過電流か否かを判定する。そのため、第1の実施形態と同様にモータMの始動時の不具合および過電流によるモータMの焼損を防ぐことができ、モータMを確実に駆動することができる。また、D A C 1 2

50

に代えて比較部を用いるため、第1の実施形態より回路規模を小さくすることができる。

【0074】

(第3の実施形態)

以下に説明する第3の実施形態は、駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s にロウパスフィルタ(LPF)処理を行うものである。

【0075】

図10は、本発明の第3の実施形態に係る制御装置およびモータMの概略ブロック図である。図10では、図1と共に構成部分には同一の符号を付しており、以下では相違点を中心に説明する。

【0076】

図10の過電流検出部1bは、図1の過電流検出部1に加えて、LPF15をさらに有する。LPF15には駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s が入力され、その出力である電圧 V_s_{-1pf} が過電流検出比較部13に入力される。LPF15は、例えば、LPF15の入出力端子間に接続される抵抗 R_{1pf} と、出力端子と接地端子との間に接続される容量 C_{1pf} とを有する。

【0077】

LPF15は駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s にロウパスフィルタ処理を行って高周波成分を除去することにより、急激な変化を抑えた電圧 V_s_{-1pf} を生成する。

【0078】

図11は、LPF15の有無で過電流検出電圧 V_{th} および駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s , V_s_{-1pf} の電圧波形図を比較した図であり、図11(a)は、本実施形態によるLPF15がある場合、図11(b)は、LPF15がないとした場合である。縦軸および横軸は図6と同様である。また、過電流検出電圧 V_{th} は図6と同様に設定される例を示している。

【0079】

時刻 t_{61} で何らかの原因により、瞬間的に大きな駆動電流 I_s が流れ、駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s が過電流検出電圧 V_{th1} に達する。この場合に、LPF15を設けないと、図11(b)に示すように、過電流が検出される。すると、制御部3が生成するPWM駆動信号 $V_{up} \sim V_{wn}$ のデューティ比が低くなり、結果として定常状態になる(同図では時刻 t_{62})までの時間が長くなってしまう。

【0080】

実際は、駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s が過電流検出電圧 V_{th} を超える期間が極めて短い場合、モータMが焼損することはない。

【0081】

そこで、本実施形態では、LPF15が駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s の急激な変化を抑えた電圧 V_s_{-1pf} を生成し、過電流検出部1bは、電圧 V_s_{-1pf} に基づいて、過電流が流れたか否かを判断する。そのため、瞬間的に時刻 t_{61} で駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s が過電流検出電圧 V_{th1} に達しても、図11(a)に示すように、電圧 V_s_{-1pf} は過電流検出電圧 V_{th1} に達しない。したがって、PWM生成部が生成するPWM信号 $V_{up_in} \sim V_{wn_in}$ のデューティ比を低下させることなく、PWM駆動信号出力部35はPWM駆動信号 $V_{up} \sim V_{wn}$ を生成でき、図6と同様に時刻 t_{22} でモータMは定常状態になる。

【0082】

なお、図10では、図1の過電流検出部1にLPF15を追加したが、図9の過電流検出部1aにLPF15を追加してもよい。

【0083】

このように、第3の実施形態では、LPF15を設けて駆動電流 I_s に対応する電圧 V_s の急激な変化を抑えた電圧 V_s_{-1ps} に基づいて過電流検出を行うため、極めて短い時間だけ過電流が流れた場合でも短時間で確実にモータMを定常状態にすることができます。

【0084】

(第4の実施形態)

上述した第1～第3の実施形態は、強制転流周波数は一定で、始動状態と定常状態とで過電流検出電圧を切り替えるものであった。これに対し、以下に説明する第4の実施形態は、始動状態の強制転流周波数を徐々に高くするものである。

【0085】

第4の実施形態に係るモータの制御装置の概略構成は図1の制御装置と同様であるが、PWM駆動信号生成部34の処理動作が異なる。

【0086】

図12は、PWM駆動信号生成部34が生成するPWM信号 $V_{up_in} \sim V_{wn_in}$ の強制転流周波数と回転数との関係を示す図である。¹⁰回転数とは、例えば図3の時刻 $t_1 \sim t_6$ を1回転とする回転数である。図12の例では、PWM駆動信号生成部34は、始動直後は強制転流周波数を600 rpmとしてPWM信号を生成する。その後、回転数が増すごとに強制転流周波数を高くなり、最終的には1400 rpmとする。すなわち、始動状態において強制転流周波数を時間の経過とともに高くする。

【0087】

特に、重いイナーシャで小さなトルク特性のモータMを駆動する場合に、このような手法が有効である。初めから高い強制転流周波数のPWM信号で駆動しても、トルクが小さいと回転子は追従できない。そのため、始動直後は低い強制転流周波数（図12では600 rpm）のPWM信号で回転子を回転させ、回転子の回転周波数が高くなるのに合わせて、強制転流周波数の周波数も高くしていく。回転子の回転周波数が高くなると、第1の実施形態で説明したように、誘起電圧により認識信号 V_q にパルス波形が発生し（図5）、定常状態となって認識信号 V_q に基づいてPWM信号が生成される。このようにして、重いイナーシャで小さなトルク特性のモータMも確実に駆動することができる。²⁰

【0088】

PWM駆動信号生成部34は、始動直後の強制転流周波数をさらに低くし（例えば100 rpm）、徐々に強制転流周波数を高くしていくことで、より重いイナーシャで小さなトルク特性のモータMも確実に駆動することができる。逆に、軽いイナーシャで大きなトルク特性のモータMを駆動する場合、始動直後の強制転流周波数を高い強制転流周波数（例えば1000 rpm）とすることにより、より短時間でモータMを定常状態にすること³⁰ができる。ただし、始動直後の強制転流周波数が高すぎるとオーバードライブを生じるおそれがあるので、PWM駆動信号生成部34はモータMに応じた強制転流周波数でPWM信号を生成する必要がある。

【0089】

なお、図12では、1回転ごとに強制転流周波数を1ステップ高くしている例を図示しているが、複数回転ごとに強制転流周波数を高くしても良いし、電流相の切り替えなどに同期して、1回転内に強制転流周波数を複数ステップ高くしてもよい。

【0090】

なお、過電流検出電圧 V_{th} はモータMの動作状態によらず一定として、本実施形態に示す強制転流周波数の制御を行ってもよい。また、図1、図9および図10に示すいずれかの制御装置で上述のような強制転流周波数の制御を行うことで、第1～第3の実施形態よりさらに確実にモータMを駆動することができる。⁴⁰

【0091】

このように、第4の実施形態では、モータMの始動時、強制転流周波数を徐々に高めていくため、確実にモータMを始動することができる。

【0092】

図1等の制御装置内の各部は一例に過ぎず、種々の変形が可能である。例えば、ドライバ4内のMOSトランジスタの少なくとも一部を、バイポーラトランジスタやBi-CMOS等の他の半導体素子を用いて構成してもよい。また、トランジスタの導電型を逆にし、それに応じてPWM駆動信号 $V_{up} \sim V_{wn}$ の極性を適宜変更した構成としてもよい。⁵⁰

この場合も基本的な動作原理は同じである。

【0093】

本発明に係る制御装置は、回路全体を同一の半導体基板上に形成してもよいし、回路の一部を別の半導体基板上に形成してもよい。また、本発明に係る制御装置は、プリント基板等にディスクリート部品を用いて実装してもよい。

【0094】

上述した実施形態で説明した制御装置の少なくとも一部は、ハードウェアで構成してもよいし、ソフトウェアで構成してもよい。

【0095】

上記の記載に基づいて、当業者であれば、本発明の追加の効果や種々の変形を想到できるかもしれないが、本発明の態様は、上述した個々の実施形態には限定されるものではない。特許請求の範囲に規定された内容およびその均等物から導き出される本発明の概念的な思想と趣旨を逸脱しない範囲で種々の追加、変更および部分的削除が可能である。10

【符号の説明】

【0096】

1, 1a, 1b 過電流検出部

2 位置検出部

1 1 デジタル信号生成部

1 2 D A C

1 3, 1 3a, 1 3b 過電流検出比較部

1 4 選択部

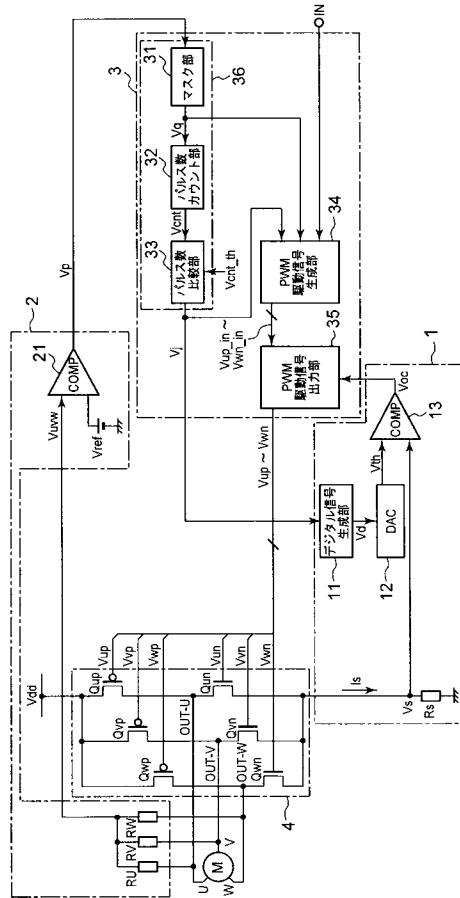
3 5 P W M 駆動信号出力部

3 6 判定部

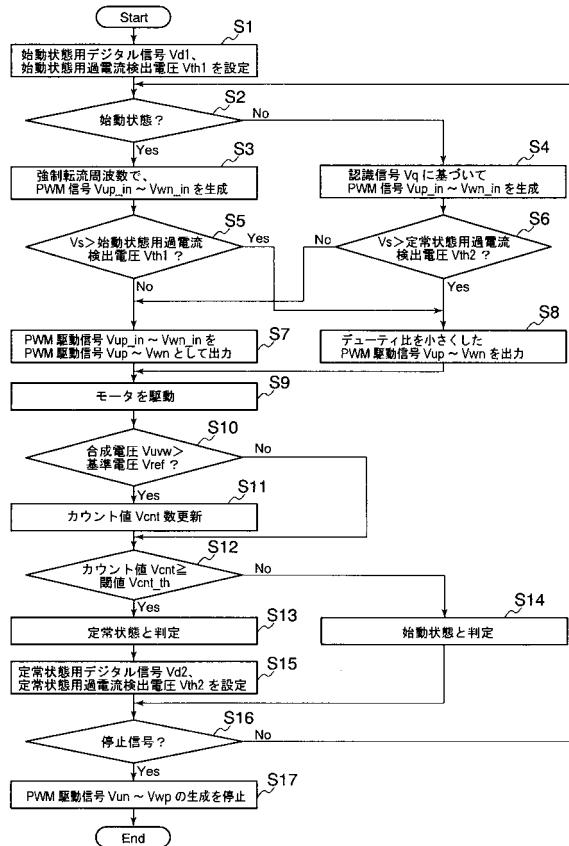
10

20

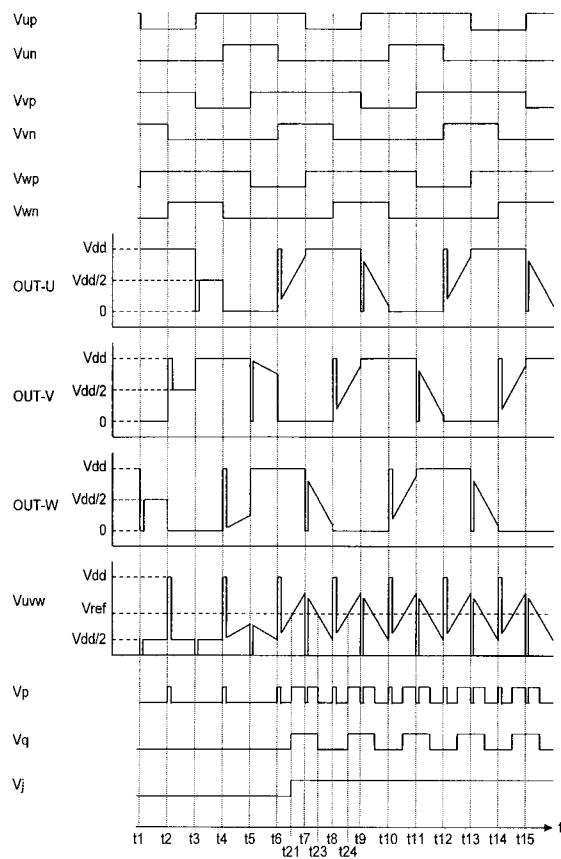
【図1】



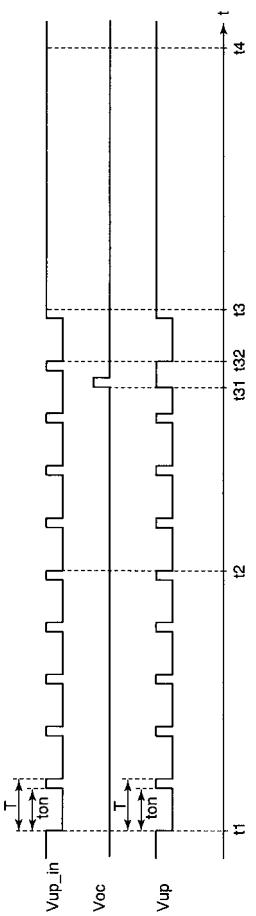
【図2】



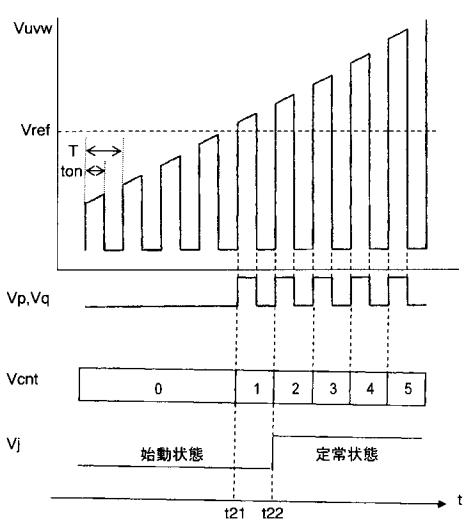
【図3】



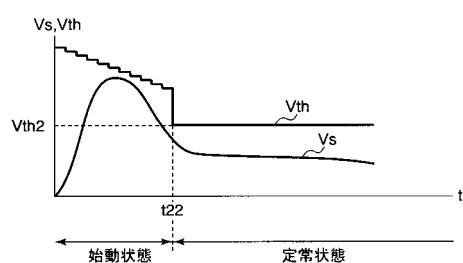
【図4】



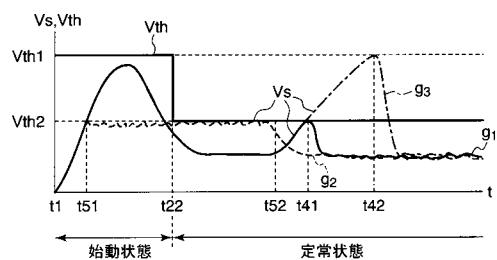
【図5】



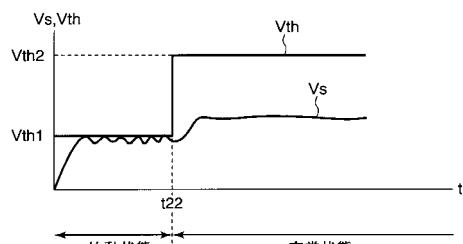
【図7】



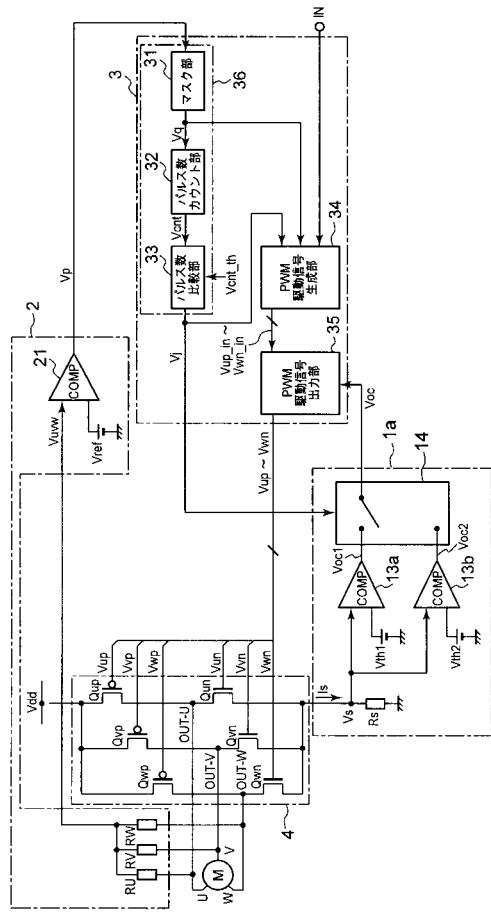
【図6】



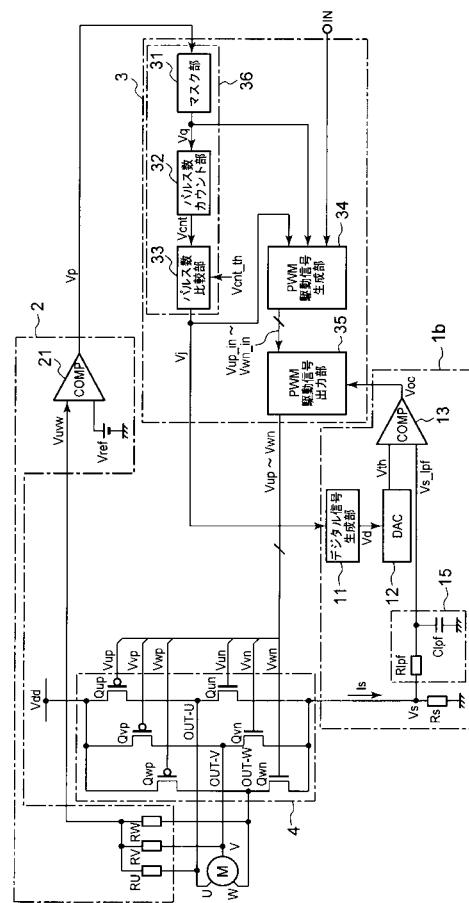
【図8】



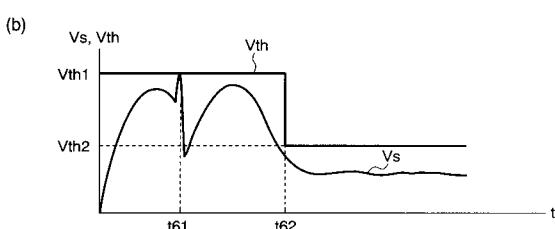
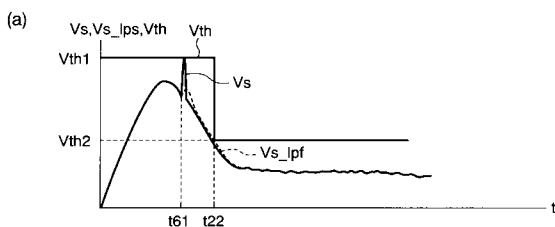
【図9】



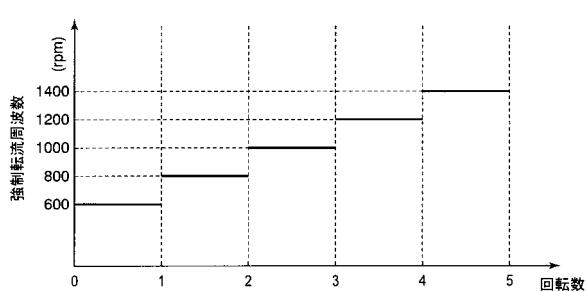
【図10】



【図11】



【図12】



フロントページの続き

審査官 塩治 雅也

- (56)参考文献 特開平09-140185(JP,A)
特開平07-327394(JP,A)
特開2007-202330(JP,A)
特開平10-337079(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H 02 P	6 / 18
H 02 P	1 / 46
H 02 P	6 / 12