

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7256043号
(P7256043)

(45)発行日 令和5年4月11日(2023.4.11)

(24)登録日 令和5年4月3日(2023.4.3)

(51)国際特許分類 F I
H 0 2 P 8/12 (2006.01) H 0 2 P 8/12

請求項の数 12 (全15頁)

(21)出願番号	特願2019-53186(P2019-53186)	(73)特許権者	000116024 ローム株式会社 京都府京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地
(22)出願日	平成31年3月20日(2019.3.20)	(74)代理人	100105924 弁理士 森下 賢樹
(65)公開番号	特開2020-156225(P2020-156225 A)	(74)代理人	100133215 弁理士 真家 大樹
(43)公開日	令和2年9月24日(2020.9.24)	(72)発明者	土橋 正典 京都府京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 ローム株式会社内
審査請求日	令和4年2月9日(2022.2.9)	(72)発明者	大和 奨 京都府京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 ローム株式会社内
		(72)発明者	橋本 浩樹 京都府京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 最終頁に続く

(54)【発明の名称】 ステッピングモータの駆動回路およびその制御方法、それを用いた電子機器

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ステッピングモータの駆動回路であって、
前記ステッピングモータのコイルに生ずる逆起電力を検出する逆起電力検出回路と、
前記ステッピングモータの回転数を取得する回転数検出回路と、
前記回転数が安定したことを検出すると、そのときの回転数および前記逆起電力にもとづいて、逆起電力定数 K_E を算出する演算部と、
を備え、

前記逆起電力定数 K_E は、前記駆動回路の電源投入のたびに算出されることを特徴とする駆動回路。

【請求項 2】

前記逆起電力定数 K_E の算出のために前記逆起電力を取得する際に、前記ステッピングモータは、第 1 所定量の駆動電流で駆動されることを特徴とする請求項 1 に記載の駆動回路。

【請求項 3】

前記第 1 所定量は、前記ステッピングモータに始動時の駆動電流である第 2 所定量の 0.4 ~ 0.6 倍であることを特徴とする請求項 2 に記載の駆動回路。

【請求項 4】

前記コイルに流れるコイル電流の目標値を示す電流設定値を生成する電流値設定回路と、前記コイルに流れるコイル電流の検出値が前記電流設定値にもとづく目標値に近づくよ

うにパルス変調されるパルス変調信号を生成する定電流チョッパ回路と、

前記パルス変調信号に応じて、前記コイルに接続されるブリッジ回路を制御するロジック回路と、

をさらに備えることを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれかに記載の駆動回路。

【請求項 5】

前記電流値設定回路は、前記ステッピングモータを高効率モードで駆動する際に、前記逆起電力および前記逆起電力定数 K_E にもとづいて、前記電流設定値をフィードバックにより生成することを特徴とする請求項 4 に記載の駆動回路。

【請求項 6】

前記電流値設定回路は、

前記逆起電力および前記逆起電力定数 K_E にもとづいて負荷角を推定する負荷角推定部と、

推定された前記負荷角が所定の目標角に近づくように、前記電流設定値を生成するフィードバック制御器と、

を含むことを特徴とする請求項 5 に記載の駆動回路。

【請求項 7】

前記定電流チョッパ回路は、

前記コイル電流の検出値を、前記電流設定値にもとづくしきい値と比較するコンパレータと、

所定の周波数で発振するオシレータと、

前記コンパレータの出力に応じてオフレベルに遷移し、前記オシレータの出力に応じてオンレベルに遷移する前記パルス変調信号を出力するフリップフロップと、

を含むことを特徴とする請求項 4 から 6 のいずれかに記載の駆動回路。

【請求項 8】

ひとつの半導体基板に一体集積化されたことを特徴とする請求項 1 から 7 のいずれかに記載の駆動回路。

【請求項 9】

ステッピングモータと、

前記ステッピングモータを駆動する請求項 1 から 8 のいずれかに記載の駆動回路と、

を備えることを特徴とする電子機器。

【請求項 10】

ステッピングモータの制御方法であって、

前記ステッピングモータの回転数が安定した状態を検出するステップと、

前記回転数が安定した状態において、前記ステッピングモータのコイルに生ずる逆起電力を検出するステップと、

前記ステッピングモータを駆動する駆動回路の電源投入のたびに、安定した前記回転数および前記逆起電力にもとづいて、逆起電力定数 K_E を算出するステップと、

を備えることを特徴とする制御方法。

【請求項 11】

前記ステッピングモータの通常駆動時において、前記逆起電力定数 K_E を用いて、前記ステッピングモータの負荷角を算出するステップをさらに備えることを特徴とする請求項 10 に記載の制御方法。

【請求項 12】

前記ステッピングモータの通常駆動時において、前記負荷角が所定の目標値に近づくように電流設定値を生成するステップと、

前記コイルに流れるコイル電流を、前記電流設定値に基づく目標量に安定化するステップと、

をさらに備えることを特徴とする請求項 11 に記載の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

20

30

40

50

【 0 0 0 1 】

本発明は、ステッピングモータの駆動技術に関する。

【 背景技術 】

【 0 0 0 2 】

ステッピングモータは、電子機器、産業機械、ロボットにおいて広く採用される。ステッピングモータは、ホストコントローラが生成する入力クロックに同期して回転する同期モータであり、起動、停止、位置決めに優れた制御性を持っている。さらにステッピングモータは、オープンループでの位置制御が可能であり、またデジタル信号処理に適するという特性を有する。

【 0 0 0 3 】

図 1 は、従来のステッピングモータとその駆動回路を備えるモータシステムのブロック図である。ホストコントローラ 2 は、駆動回路 4 に対して、入力クロック C L K を供給する。駆動回路 4 は、入力クロック C L K と同期して、励磁位置を変化させる。

【 0 0 0 4 】

図 2 は、励磁位置を説明する図である。励磁位置は、ステッピングモータ 6 の 2 個のコイル L 1 , L 2 に流れるコイル電流（駆動電流） I_{OUT1} , I_{OUT2} の組み合わせとして把握される。図 2 には、8 個の励磁位置 1 ~ 8 が示されている。1 相励磁では、第 1 コイル L 1 と第 2 コイル L 2 に交互に電流が流れ、励磁位置 2 , 4 , 6 , 8 を遷移する。2 相励磁では、第 1 コイル L 1 と第 2 コイル L 2 の両方に電流が流れ、励磁位置 1 , 3 , 5 , 7 を遷移する。1 - 2 相励磁は、1 相励磁と 2 相励磁の組み合わせであり、励磁位置 1 ~ 8 を遷移する。マイクロステップ駆動では、さらに励磁位置が細かく制御される。

【 0 0 0 5 】

通常状態において、ステッピングモータのロータは、入力クロック C L K のパルス数に比例したステップ角ずつ同期して回転する。ところが、急な負荷変動や速度変化が生ずると同期が失われる。これを脱調という。ひとたび脱調すると、その後、ステッピングモータを正常に駆動するために特別な処理が必要となるため、脱調を防止することが望まれる。

【 0 0 0 6 】

そこで、脱調の可能性が高い加速時および減速時においては、速度変化に対して脱調が起こらない程度に十分大きい出力トルクが得られるように、駆動電流の目標値 I_{REF} を、固定的な値 I_{FULL} に設定する（高トルクモード）。

【 0 0 0 7 】

特許文献 5 には、脱調を防止しつつ、出力トルク（すなわち電流量）をフィードバックし最適化することにより、消費電力を低減して効率を改善する技術が提案されている。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 8 】

【 文献 】 特開平 9 - 1 0 3 0 9 6 号公報
 特開 2 0 0 4 - 1 2 0 9 5 7 号公報
 特開 2 0 0 0 - 1 8 4 7 8 9 号公報
 特開 2 0 0 4 - 1 8 0 3 5 4 号公報
 特許第 6 2 5 8 0 0 4 号公報

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 9 】

特許文献 5 に記載の技術では、コイル電流（駆動電流ともいう） I_{OUT1} , I_{OUT2} の振幅 I_{REF} を、フィードバック制御によって最適化し、脱調しない範囲で小さくすることにより、消費電力を低減している。より詳しくは、逆起電力にもとづいて負荷角 を推定し、推定した負荷角 が所定の目標値に近づくように、駆動電流の目標値 I_{REF} がフィードバック制御される。

【 0 0 1 0 】

10

20

30

40

50

負荷角 θ と逆起電力 V_{BEMF} の関係式は、式 (1) で与えられる。

$$V_{BEMF} = \cos \theta \cdot \omega \cdot K_E \quad \dots (1)$$

K_E は逆起電力定数、 ω は角速度 (回転数、回転周波数) である。逆起電力定数 K_E はモータに固有の定数であり、予め測定して駆動回路のメモリに保持しておく必要がある。

【0011】

しかしながらステッピングモータの種類ごと、あるいは固体ごとの逆起電力定数 K_E を予め測定しておくことは容易ではない。また、経年変化によって逆起電力定数 K_E が変化した場合に、負荷角 θ が誤って推定されることとなる。

【0012】

本発明はかかる課題に鑑みてなされたものであり、そのある態様の例示的な目的のひとつは、逆起電力定数 K_E を測定可能な駆動回路の提供にある。

10

【課題を解決するための手段】

【0013】

本発明のある態様は、ステッピングモータの駆動回路に関する。駆動回路は、ステッピングモータのコイルに生ずる逆起電力を検出する逆起電力検出回路と、ステッピングモータの回転数を取得する回転数検出回路と、回転数が安定したことを検出すると、そのときの回転数および逆起電力にもとづいて、逆起電力定数 K_E を算出する演算部と、を備える。

【0014】

この態様によると、逆起電力定数 K_E を駆動回路において算出でき、予め測定する必要がなくなる。また経年変化で逆起電力定数 K_E が変化した場合も、変化後の値を取得することができる。

20

【0015】

逆起電力定数の算出のために逆起電力を取得する際に、ステッピングモータは、第1所定量の駆動電流で駆動されてもよい。これによりステッピングモータを一定トルクで駆動し、逆起電力および回転数を安定化することができ、逆起電力定数 K_E の検出精度を高めることができる。

【0016】

第1所定量は、ステッピングモータに始動時に供給される第2所定量の $0.4 \sim 0.6$ 倍であってもよい。第1所定量を、負荷角 θ が所定値となるような値に設定することにより、逆起電力定数 K_E を正確に測定できる。起動時の第2所定量は、フルトルクに対応する電流量であってもよく、この場合、第1所定量はフルトルクの電流の $0.4 \sim 0.6$ 倍程度となる。

30

【0017】

第1所定量は、 $\cos \theta = 1$ となるように規定するとよい。 θ は負荷角である。これにより逆起電力定数 K_E の計算処理を簡略化でき、ハードウェア構成を簡素化できる。

【0018】

駆動回路は、コイルに流れるコイル電流の目標量を示す電流設定値を生成する電流値設定回路と、コイルに流れるコイル電流の検出値が電流設定値にもとづく目標量に近づくようにパルス変調されるパルス変調信号を生成する定電流チョッパ回路と、パルス変調信号に応じて、コイルに接続されるブリッジ回路を制御するロジック回路と、をさらに備えてもよい。

40

【0019】

電流値設定回路は、ステッピングモータを高効率モードで駆動する際に、逆起電力および逆起電力定数 K_E にもとづいて、電流設定値をフィードバックにより生成してもよい。

【0020】

電流値設定回路は、逆起電力および逆起電力定数 K_E にもとづいて負荷角を推定する負荷角推定部と、推定された負荷角が所定の目標角に近づくように、電流設定値を生成するフィードバック制御器と、を含んでもよい。

【0021】

逆起電力定数 K_E は、駆動回路の電源投入のたびに算出されてもよい。

50

【 0 0 2 2 】

定電流チョップ回路は、コイル電流の検出値を、電流設定値にもとづくしきい値と比較するコンパレータと、所定の周波数で発振するオシレータと、コンパレータの出力に応じてオフレベルに遷移し、オシレータの出力に応じてオンレベルに遷移するパルス変調信号を出力するフリップフロップと、を含んでもよい。

【 0 0 2 3 】

駆動回路は、ひとつの半導体基板に一体集積化されてもよい。「一体集積化」とは、回路の構成要素のすべてが半導体基板上に形成される場合や、回路の主要構成要素が一体集積化される場合が含まれ、回路定数の調節用に一部の抵抗やキャパシタなどが半導体基板の外部に設けられていてもよい。回路を1つのチップ上に集積化することにより、回路面積を削減することができるとともに、回路素子の特性を均一に保つことができる。

10

【 0 0 2 4 】

なお、以上の構成要素の任意の組み合わせや本発明の構成要素や表現を、方法、装置、システムなどの間で相互に置換したものもまた、本発明の態様として有効である。

【発明の効果】

【 0 0 2 5 】

本発明のある態様によれば、駆動回路により、逆起電力定数 K_E を取得できる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 6 】

【図1】従来のステッピングモータとその駆動回路を備えるモータシステムのブロック図である。

20

【図2】励磁位置を説明する図である。

【図3】実施の形態に係る駆動回路を備えるモータシステムのブロック図である。

【図4】図3の駆動回路の動作波形図である。

【図5】駆動回路の構成例を示す回路図である。

【図6】電流値設定回路の別の構成例を示す図である。

【図7】図7(a)～(c)は、駆動回路を備える電子機器の例を示す斜視図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 2 7 】

以下、本発明を好適な実施の形態をもとに図面を参照しながら説明する。各図面に示される同一または同等の構成要素、部材、処理には、同一の符号を付するものとし、適宜重複した説明は省略する。また、実施の形態は、発明を限定するものではなく例示であって、実施の形態に記述されるすべての特徴やその組み合わせは、必ずしも発明の本質的なものであるとは限らない。

30

【 0 0 2 8 】

本明細書において、「部材Aが、部材Bと接続された状態」とは、部材Aと部材Bが物理的に直接的に接続される場合のほか、部材Aと部材Bが、それらの電気的な接続状態に実質的な影響を及ぼさない、あるいはそれらの結合により奏される機能や効果を損なわない、その他の部材を介して間接的に接続される場合も含む。

【 0 0 2 9 】

40

同様に、「部材Cが、部材Aと部材Bの間に設けられた状態」とは、部材Aと部材C、あるいは部材Bと部材Cが直接的に接続される場合のほか、それらの電気的な接続状態に実質的な影響を及ぼさない、あるいはそれらの結合により奏される機能や効果を損なわない、その他の部材を介して間接的に接続される場合も含む。

【 0 0 3 0 】

本明細書において参照する波形図やタイムチャートの縦軸および横軸は、理解を容易とするために適宜拡大、縮小したものであり、また示される各波形も、理解の容易のために簡略化され、あるいは誇張もしくは強調されている。

【 0 0 3 1 】

(実施の形態)

50

図3は、実施の形態に係る駆動回路200を備えるモータシステム100のブロック図である。駆動回路200は、ステッピングモータ102およびホストコントローラ2とともにモータシステム100を構成する。ステッピングモータ102は、PM (Permanent Magnet) 型、VR型 (Variable Reluctance) 型、HB (Hybrid) 型であるとを問わない。

【0032】

駆動回路200の入力ピンINには、ホストコントローラ2から入力クロックCLKが入力される。また駆動回路200の方向指示ピンDIRには、時計回り(CW)、反時計回り(CCW)を指示する方向指示信号DIRが入力される。

【0033】

駆動回路200は、入力クロックCLKが入力されるたびに、方向指示信号DIRに応じた方向に、ステッピングモータ102のロータを所定角、回転させる。

【0034】

駆動回路200は、ブリッジ回路202__1, 202__2、電流値設定回路210、逆起電力検出回路230、回転数検出回路232、定電流チョッパ回路250__1, 250__2、ロジック回路270、演算部290を備え、ひとつの半導体基板上に一体集積化される。

【0035】

本実施の形態において、ステッピングモータ102は2相モータであり、第1コイルL1と第2コイルL2を含む。駆動回路200の駆動方式は特に限定されず、1相励磁、2相励磁、1-2相励磁、あるいはマイクロステップ駆動(W1-2相駆動、2W1-2相駆動など)のいずれであってもよい。

【0036】

第1チャンネルCH1のブリッジ回路202__1は、第1コイルL1と接続される。第2チャンネルCH2のブリッジ回路202__2は、ステッピングモータ102の第2コイルL2と接続される。

【0037】

ブリッジ回路202__1, 202__2はそれぞれ、4つのトランジスタM1~M4を含むHブリッジ回路である。ブリッジ回路202__1のトランジスタM1~M4は、ロジック回路270からの制御信号CNT1にもとづいてスイッチングされ、それにより、第1コイルL1の電圧(第1コイル電圧ともいう)VOU1がスイッチングされる。

【0038】

ブリッジ回路202__2は、ブリッジ回路202__1と同様に構成され、そのトランジスタM1~M4は、ロジック回路270からの制御信号CNT2にもとづいてスイッチングされ、それにより、第2コイルL2の電圧(第2コイル電圧ともいう)VOU2がスイッチングされる。

【0039】

電流値設定回路210は、電流設定値IREFを生成する。ステッピングモータ102の始動直後は、電流設定値IREFはある所定値(フルトルク設定値という)IFULLに固定される。所定値IFULLは、電流設定値IREFが取り得る範囲の最大値としてもよく、この場合、ステッピングモータ102はフルトルクで駆動される。この状態をフルトルクモードと称する。

【0040】

ステッピングモータ102が安定的に回転しはじめると、言い換えると脱調のおそれが低下すると、高効率モードに遷移する。電流値設定回路210は高効率モードにおいて、電流設定値IREFを、フィードバック制御により調整し、これにより消費電力を削減する。

【0041】

逆起電力検出回路230は、ステッピングモータ102のコイルL1(L2)に生ずる逆起電力VBEMF1(VBEMF2)を検出する。逆起電力の検出方法は特に限定されず

10

20

30

40

50

、公知技術を用いればよい。一般的には逆起電力は、ある検出窓（検出区間）を設定し、コイルの両端をハイインピーダンスとし、そのときのコイルの電圧をサンプリングすることにより得ることができる。たとえば1相励磁や1 - 2相励磁では、逆起電力 V_{BEMF1} (V_{BEMF2}) を、監視対象のコイルの一端（ブリッジ回路の出力）がハイインピーダンスとなる励磁位置（図2の2, 4, 6, 8）ごとに、すなわち所定の励磁位置ごとに測定することができる。

【0042】

定電流チョッパ回路250__1は、第1コイルL1の通電中に、第1コイルL1に流れるコイル電流 I_{L1} の検出値 I_{NF1} が電流設定値 I_{REF} にもとづく目標量に近づくようにパルス変調されるパルス変調信号 S_{PWM1} を生成する。定電流チョッパ回路250__2は、第2コイルL2に通電中に、第2コイルL2に流れるコイル電流 I_{L2} の検出値 I_{NF2} が電流設定値 I_{REF} に近づくようにパルス変調されるパルス変調信号 S_{PWM2} を生成する。

10

【0043】

ブリッジ回路202__1, 202__2はそれぞれ、電流検出抵抗 R_{NF} を含み、電流検出抵抗 R_{NF} の電圧降下が、コイル電流 I_L の検出値となる。なお、電流検出抵抗 R_{NF} の位置は限定されず、電源側に設けてもよいし、ブリッジ回路の2つの出力の間に、コイルと直列に設けてもよい。

【0044】

ロジック回路270は、パルス変調信号 S_{PWM1} に応じて、第1コイルL1に接続されるブリッジ回路202__1を制御する。またロジック回路270は、パルス変調信号 S_{PWM2} に応じて、第2コイルL2に接続されるブリッジ回路202__2を制御する。

20

【0045】

ロジック回路270は、入力クロックCLKが入力される度に、励磁位置を変化させ、電流を供給するコイル（もしくはコイルのペア）を切り替える。励磁位置は、第1コイルL1のコイル電流と第2コイルL2それぞれのコイル電流の大きさと向きを組み合わせて把握される。励磁位置は、入力クロックCLKのポジエッジのみに応じて遷移してもよいし、ネガエッジのみに応じて遷移してもよいし、それらの両方に応じて遷移してもよい。

【0046】

電流値設定回路210は、モータの始動直後は、コイル電流の振幅を規定する電流設定値 I_{REF} を、フルトルクに相当する大きな値に固定し、モータが安定的に回転し始めると、言い換えると脱調のおそれが低下すると、その後、高効率モードに遷移し、電流設定値 I_{REF} を、フィードバック制御により調整する。

30

【0047】

逆起電力検出回路230は、ステッピングモータ102のコイルL1(L2)に生ずる逆起電力 V_{BEMF1} (V_{BEMF2}) を検出する。

【0048】

回転数検出回路232は、ステッピングモータ102の回転数()を取得し、回転数を示す検出信号を生成する。たとえば回転数検出回路232は、回転数の逆数に比例する周期 T ($= 2 /$)を測定し、周期 T を検出信号として出力してもよい。脱調が生じていない状況では、入力クロックCLKの周波数(周期)は、ステッピングモータ102の回転数(周期)と比例する。したがって回転数検出回路232は、入力クロックCLK、またはそれにもとづいて生成される内部信号の周期を測定し、検出信号としてもよい。

40

【0049】

演算部290は、回転数(周期 T) が安定したことを検出すると、そのときの回転数および逆起電力 V_{BEMF} にもとづいて、逆起電力定数 K_E を算出する。式(1)を変形すると、式(2)を得る。

$$K_E = V_{BEMF} \cdot \dots^{-1} \cdot (\cos \dots)^{-1} \\ = V_{BEMF} \cdot T / 2 \cdot (\cos \dots)^{-1} \dots (2)$$

50

逆起電力定数 K_E の算出に必要な量 V_{BEMF} および T は、負荷角 θ が所定値となるような状況において測定するとよい。周期 T を用いることで、除算を乗算に置き換えることができ、回路を簡素化できる。

【0050】

好ましくは負荷角 $\theta = 0^\circ$ 、すなわち $\cos \theta = 1$ の状況において、逆起電力定数 K_E を算出するとよい。この場合、式(2)は式(3)に簡略化される。

$$K_E = V_{BEMF} \cdot T / 2 \quad \dots (3)$$

【0051】

負荷角 $\theta = 0^\circ$ とするためには、ある程度大きなトルクでステッピングモータ 102 を駆動すればよい。そのために、定電流チョッパ回路 250_1, 250_2 は、逆起電力定数 K_E を取得するための期間(パラメータ測定モードという)において、電流設定値 I_{REF} を、逆起電力定数 K_E の取得用の第1所定量(検出用設定値という) I_{MEAS} に設定するとよい。この値 I_{MEAS} は、始動時に使用される第2所定量(フルトルク設定値という) I_{FULL} より小さく定めればよい。たとえば I_{MEAS} は、 I_{FULL} の $0.4 \sim 0.6$ 倍とすることができ、 $I_{MEAS} = 0.5 \times I_{FULL}$ としてもよい。

【0052】

演算部 290 が算出した逆起電圧定数 K_E は、高効率モードでステッピングモータ 102 を駆動するときのパラメータとして用いてもよい。また駆動回路 200 は、逆起電圧定数 K_E を、ホストコントローラ 2 やその他の回路に出力可能であってもよい。

【0053】

以上が駆動回路 200 の構成である。続いて、その動作を説明する。図4は、図3の駆動回路 200 の動作波形図である。駆動回路 200 は、電源投入のたびに、逆起電力定数 K_E を測定してもよい。あるいはホストコントローラからの指示に応じて、逆起電力定数 K_E を測定するモードに移行してもよい。

【0054】

時刻 t_0 に、ホストコントローラ 2 から、入力クロック CLK が供給される。入力クロック CLK の周波数は、0 から、ステッピングモータ 102 の目標回転数に応じた値に向かって増大していく(これを台形波駆動ともいう)。

【0055】

ステッピングモータ 102 の始動直後において、フルトルクモードが選択され、電流値設定回路 210 は、電流設定値 I_{REF} をフルトルク設定値 I_{FULL} とする。これにより、ステッピングモータ 102 がフルトルクで駆動され、入力クロック CLK の周波数 f の増加にともなって、ステッピングモータ 102 の回転数も増加していく。

【0056】

時刻 t_1 以降、入力クロック CLK の周波数 f が一定となる。演算部 290 は、回転数検出回路 232 によって検出される周期 T (回転数) が一定であるか否かを判定する。たとえば連続して測定される複数 N 個の周期 T の誤差が所定範囲に含まれるときに、周期 T が一定と判定し、キャプチャ信号 $CAPTURE$ をアサート(ハイ)する。時刻 t_2 に、周期 T が一定であると判定されると、電流値設定回路 210 は電流設定値 I_{REF} を、検出用設定値 I_{MEAS} に切り替える。これにより $\cos \theta$ が 1 近傍に維持される。

【0057】

演算部 290 は、このときの周期 T (回転数) と逆起電力 V_{BEMF} をキャプチャし、式(3)にもとづいて逆起電力定数 K_E を算出する。演算部 290 は、連続して測定される複数個の逆起電力 V_{BEMF} の平均値を用いて、逆起電力定数 K_E を算出してもよい。

【0058】

以上が駆動回路 200 の動作である。この駆動回路 200 によれば、逆起電力定数 K_E を高い精度で算出でき、予め測定する必要がなくなる。このことは、モータシステム 100 の設計者の負担の軽減を意味する。

【0059】

また経年変化で逆起電力定数 K_E が変化した場合も、変化後の値を取得することができ

10

20

30

40

50

る。後述のように逆起電力定数 K_E を利用して、負荷角 θ を推定する駆動回路においては、この利点は特に重要である。

【 0 0 6 0 】

図 5 は、駆動回路 2 0 0 の構成例を示す回路図である。図 5 には、第 1 コイル L_1 に関連する部分のみが示される。

【 0 0 6 1 】

ロジック回路 2 7 0 は、入力クロック CLK と同期して励磁位置を変化させる。ロジック回路 2 7 0 において、いくつかの中間信号が生成される。それらのうち、タイミング信号 $PHASE_A$ 、 $PHASE_B$ は、出力 OUT_1A がハイインピーダンスとなる期間あるいはタイミング、出力 OUT_1B がハイインピーダンスとなる期間あるいはタイミングを示す信号として利用できる。

10

【 0 0 6 2 】

逆起電力検出回路 2 3 0 は、タイミング信号 $PHASE_A$ 、 $PHASE_B$ に応答して、逆起電力 V_{BEMF1} を測定する。

【 0 0 6 3 】

回転数検出回路 2 3 2 は、カウンタ 2 3 4 を含む。カウンタ 2 3 4 は、タイミング信号 $PHASE_A$ 、 $PHASE_B$ の少なくとも一方の周期 T を測定する。タイミング信号 $PHASE_A$ 、 $PHASE_B$ の周期 T は、ステッピングモータ 1 0 2 の回転数に反比例する。

【 0 0 6 4 】

演算部 2 9 0 は、判定部 2 9 1、メモリ 2 9 3、平均回路 2 9 5、演算器 2 9 7 を含む。判定部 2 9 1 は、回転数検出回路 2 3 2 による検出値 T を監視し、一定値に安定化したか否かを判定し、検出値 T の安定を検出すると、判定信号 DET をアサートする。判定信号 DET は、電流値設定回路 2 1 0 に供給される。電流値設定回路 2 1 0 は、この判定信号 DET のアサートをトリガーとして、電流設定値 I_{REF} を、 I_{FULL} から I_{MEAS} に切り替える。また、安定化したときの検出値 T を、検出値 T_s として出力する。

20

【 0 0 6 5 】

判定信号 DET のアサートをトリガーとして、所定回数分の逆起電力の検出信号 V_{BEMF1} がメモリ 2 9 3 に取り込まれる。メモリ 2 9 3 は、たとえば 3 回分の検出信号 V_{BEMF1} を保持してもよい。平均回路 2 9 5 は、メモリ 2 9 3 に格納される 3 個の検出信号 V_{BEMF1} の平均値 $V_{BEMF1(AVE)}$ を算出する。演算器 2 9 7 は、検出信号 V_{BEMF1} の平均値 $V_{BEMF1(AVE)}$ と判定部 2 9 1 において取得される周期 T_s にもとづいて、逆起電力定数 K_E を算出する。

30

$$K_E = A \times V_{BEMF(AVE)} \cdot T_s \quad \dots (3)$$

A は適切にスケールリングするための定数である。

【 0 0 6 6 】

電流値設定回路 2 1 0 は、フィードバックコントローラ 2 2 0、フィードフォワードコントローラ 2 4 0、マルチプレクサ 2 1 2 を含む。フィードフォワードコントローラ 2 4 0 は、始動開始直後のフルトルクモード、あるいはパラメータ測定モードにおいて使用される固定的な電流設定値 I_x ($= I_{FULL}$ or I_{MEAS}) を出力する。フィードフォワードコントローラ 2 4 0 は、判定部 2 9 1 からの判定信号 DET に応じて、出力 I_x の値を I_{FULL} から I_{MEAS} に切り替える。

40

【 0 0 6 7 】

フィードバックコントローラ 2 2 0 は、高効率モードにおいてアクティブとなり、逆起電力 V_{BEMF} にもとづいてフィードバック制御される電流設定値 I_y を出力する。図 5 の駆動回路 2 0 0 において、逆起電力定数 K_E は、高効率モードにおける電流設定値 I_{REF} の生成に利用される。

【 0 0 6 8 】

マルチプレクサ 2 1 6 は、駆動回路 2 0 0 の動作モードに応じて、2 つの信号 I_x 、 I_y の一方を選択し、電流設定値 I_{ref} として出力する。

50

【 0 0 6 9 】

フィードバックコントローラ 2 2 0 は、負荷角推定部 2 2 2、減算器 2 2 4、P I 制御器 2 2 6 を含む。

【 0 0 7 0 】

負荷角推定部 2 2 2 は、逆起電力 V_{BEMF1} にもとづいて負荷角 θ を推定する。負荷角 θ は、第 1 コイル L_1 に流れる駆動電流で定まる電流ベクトル（つまり位置指令）と、ロータ（可動子）の位置の差に相当する。上述のように、逆起電力 V_{BEMF1} は、以下の式で与えられる。

$$V_{BEMF1} = K_E \cdot \omega \cdot \cos \theta$$

K_E は逆起電力定数、 ω は回転数である。したがって、逆起電力 V_{BEMF} を測定することで、負荷角 θ と相関を有する検出値を生成することができる。たとえば、 $\cos \theta$ を検出値としてもよく、この場合、検出値は式（4）で表される。

$$\begin{aligned} \cos \theta &= V_{BEMF1} \cdot \omega^{-1} / K_E \\ &= V_{BEMF1} \cdot (T / 2\pi)^{-1} \cdot K_E^{-1} \quad \dots (4) \end{aligned}$$

【 0 0 7 1 】

フィードバックコントローラ 2 2 0 は、推定された負荷角 θ が所定の目標角 θ_{REF} に近づくように、電流設定値 I_y を生成する。具体的には減算器 2 2 4 は、負荷角 θ にもとづく検出値 $\cos \theta$ とその目標値 $\cos(\theta_{REF})$ の誤差 E_{RR} を生成する。P I（比例・積分）制御器 2 3 6 は、誤差 E_{RR} がゼロとなるように P I 制御演算を行い、電流設定値 I_y を生成する。P I 制御器に代えて、P（比例）制御演算を行う P 制御器、P I D（比例・積分・微分）制御演算を行う P I D 制御器を用いてもよい。あるいはフィードバックコントローラ 2 2 0 の処理は、誤差増幅器を用いたアナログ回路でも実現可能である。

【 0 0 7 2 】

定電流チョッパ回路 2 5 0_1 は、D / A コンバータ 2 5 2、PWM コンパレータ 2 5 4、オシレータ 2 5 6、フリップフロップ 2 5 8 を含む。D / A コンバータ 2 5 2 は、電流設定値 I_{REF} をアナログ電圧 V_{REF} に変換する。PWM コンパレータ 2 5 4 は、フィードバック信号 I_{NF1} を基準電圧 V_{REF} と比較し、 $I_{NF1} > V_{REF}$ となると、オフ信号 S_{OFF} をアサート（ハイ）する。オシレータ 2 5 6 は、チョッピング周波数を規定する周期的なオン信号 S_{ON} を生成する。フリップフロップ 2 5 8 は、オン信号 S_{ON} に応じてオンレベル（たとえばハイ）に遷移し、オフ信号 S_{OFF} に応じてオフレベル（たとえばロー）に遷移する PWM 信号 S_{PWM1} を出力する。

【 0 0 7 3 】

以上が図 5 の駆動回路 2 0 0 の構成である。経年変化にかかわらず、常に同じ値の逆起電力定数 K_E を用いると、負荷角 θ が誤って計算されるため、トルク不足による脱調が生じたり、反対に過トルクとなって消費電力が増加し、効率が低下する可能性がある。これに対して、図 5 の駆動回路 2 0 0 によれば、実測した逆起電力定数 K_E をパラメータとして利用して、高効率モードにおける電流設定値 I_{REF} を生成するため、脱調や効率低下を抑制できる。

【 0 0 7 4 】

図 6 は、電流値設定回路 2 1 0 の別の構成例を示す図である。フィードバックコントローラ 2 2 0 は、高効率モードにおいてアクティブとなり、負荷角 θ が目標値 θ_{REF} に近づくように値が調節される電流補正值 I_c を生成する。電流補正值 I_c は、フルトルクモードおよびパラメータ測定モードにおいてゼロである。

【 0 0 7 5 】

フィードフォワードコントローラ 2 4 0 は、高効率モードにおいて、所定の高効率設定値 I_{LOW} を出力する。 $I_{FULL} > I_{MEAS} > I_{LOW}$ の関係が成り立っていてもよい。電流値設定回路 2 1 0 は、図 5 のマルチプレクサ 2 1 2 に代えて加算器 2 1 4 を含み、加算器 2 1 4 は、フィードフォワードコントローラ 2 4 0 が生成する高効率設定値 I_{LOW} に、電流補正值 I_c を加算する。これにより負荷角 θ が目標値 θ_{REF} に近づくように、電流設定値 $I_{REF} = I_{LOW} + I_c$ が調節される。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 6 】

最後に、駆動回路 2 0 0 の用途を説明する。駆動回路 2 0 0 は、さまざまな電子機器に利用される。図 7 (a) ~ (c) は、駆動回路 2 0 0 を備える電子機器の例を示す斜視図である。

【 0 0 7 7 】

図 7 (a) の電子機器は、光ディスク装置 5 0 0 である。光ディスク装置 5 0 0 は、光ディスク 5 0 2 と、ピックアップ 5 0 4、を備える。ピックアップ 5 0 4 は、光ディスク 5 0 2 にデータを書き込み、読み出すために設けられる。ピックアップ 5 0 4 は、光ディスク 5 0 2 の記録面上を、光ディスクの半径方向に可動となっている(トラッキング)。また、ピックアップ 5 0 4 と光ディスクの距離も可変となっている(フォーカシング)。ピックアップ 5 0 4 は、図示しないステッピングモータにより位置決めされる。駆動回路 2 0 0 は、ステッピングモータを制御する。この構成によれば、脱調を防止しながら高効率で、ピックアップ 5 0 4 を高精度に位置決めできる。

10

【 0 0 7 8 】

図 7 (b) の電子機器は、デジタルスチルカメラやデジタルビデオカメラ、携帯電話端末など、撮像機能付きデバイス 6 0 0 である。デバイス 6 0 0 は、撮像素子 6 0 2、オートフォーカス用レンズ 6 0 4 を備える。ステッピングモータ 1 0 2 は、オートフォーカス用レンズ 6 0 4 の位置決めを行う。駆動回路 2 0 0 はステッピングモータ 1 0 2 を駆動するこの構成によれば、脱調を防止しながら高効率で、オートフォーカス用レンズ 6 0 4 を高精度に位置決めできる。オートフォーカス用レンズの他、手ぶれ補正用のレンズの駆動に駆動回路 2 0 0 を用いてもよい。あるいは駆動回路 2 0 0 は、絞り制御に用いてもよい。

20

【 0 0 7 9 】

図 7 (c) の電子機器は、プリンタ 7 0 0 である。プリンタ 7 0 0 は、ヘッド 7 0 2、ガイドレール 7 0 4 を備える。ヘッド 7 0 2 は、ガイドレール 7 0 4 に沿って位置決め可能に支持されている。ステッピングモータ 1 0 2 は、ヘッド 7 0 2 の位置を制御する。駆動回路 2 0 0 は、ステッピングモータ 1 0 2 を制御する。この構成によれば、脱調を防止しながら高効率で、ヘッド 7 0 2 を高精度に位置決めできる。ヘッド駆動用のほか、用紙送り機構用のモータの駆動に、駆動回路 2 0 0 を用いてもよい。

【 0 0 8 0 】

以上、本発明について、実施の形態をもとに説明した。この実施の形態は例示であり、それらの各構成要素や各処理プロセスの組み合わせにいろいろな変形例が可能なこと、またそうした変形例も本発明の範囲にあることは当業者に理解されるところである。以下、こうした変形例について説明する。

30

【 0 0 8 1 】

(変形例 1)

ロジック回路 2 7 0 は、負荷角 θ が目標角 θ_{REF} に近づくように、パルス変調信号 S_2 のデューティ比を調節することに代えて、あるいはそれと組み合わせて、ブリッジ回路 2 0 2 に供給される電源電圧 V_{DD} を調節してもよい。電源電圧 V_{DD} を変化させることにより、ステッピングモータ 1 0 2 のコイル L_1 、 L_2 に供給される電力を変化させることができる。

40

【 0 0 8 2 】

(変形例 2)

実施の形態では、ブリッジ回路 2 0 2 がフルブリッジ回路(Hブリッジ)で構成される場合を説明したが、それには限定されず、ハーフブリッジ回路で構成されてもよい。またブリッジ回路 2 0 2 は、駆動回路 2 0 0 とは別チップであってもよいし、ディスクリート部品であってもよい。

【 0 0 8 3 】

(変形例 3)

高効率モードにおける電流設定値 I_{REF} (I_y) の生成方法は、実施の形態で説明したものに限定されない。たとえば逆起電力 V_{BEMF1} の目標値 $V_{BEMF(REF)}$ を定めて

50

おき、逆起電力 V_{BEMF1} が目標値 $V_{BEMF(REF)}$ に近づくように、フィードバックループを構成してもよい。

【0084】

(変形例4)

図2では、励磁位置にかかわらず、2つのコイルの電流 I_{OUT1} 、 I_{OUT2} が一定であるが、励磁位置に応じて、トルクが一定となるように電流 I_{OUT1} 、 I_{OUT2} を修正してもよい。たとえば1-2相励磁では、励磁位置2, 4, 6, 8における電流 I_{OUT1} 、 I_{OUT2} の量を、励磁位置1, 3, 5, 7における電流の量の2倍としてもよい。

【0085】

実施の形態にもとづき、具体的な語句を用いて本発明を説明したが、実施の形態は、本発明の原理、応用を示しているにすぎず、実施の形態には、請求の範囲に規定された本発明の思想を逸脱しない範囲において、多くの変形例や配置の変更が可能である。

10

【符号の説明】

【0086】

L1 第1コイル

L2 第2コイル

2 ホストコントローラ

100 モータシステム

102 ステッピングモータ

200 駆動回路

202 ブリッジ回路

210 電流値設定回路

212 マルチプレクサ

214 加算器

R_{NF} 検出抵抗

220 フィードバックコントローラ

222 負荷角推定部

224 減算器

226 制御器

230 逆起電力検出回路

232 回転数検出回路

234 カウンタ

240 フィードフォワードコントローラ

250 定電流チョッパ回路

252 D/Aコンバータ

254 PWMコンパレータ

256 オシレータ

258 フリップフロップ

270 ロジック回路

280 インタフェース回路

288 D/Aコンバータ

290 演算部

291 判定部

293 メモリ

295 平均回路

297 演算器

20

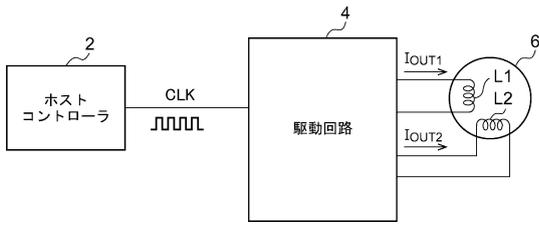
30

40

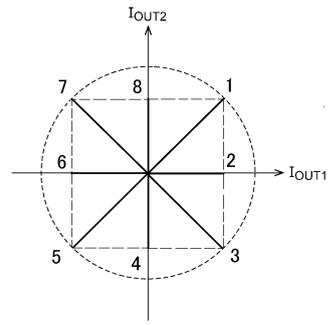
50

【図面】

【図 1】

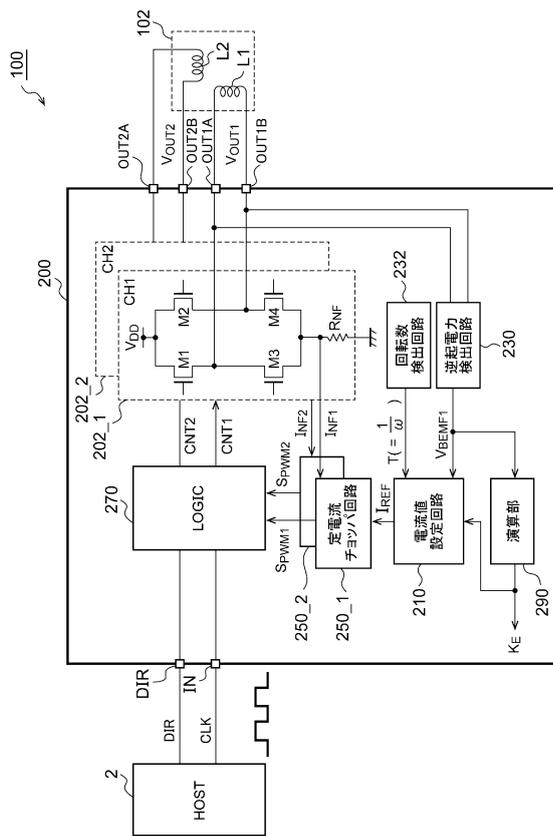


【図 2】

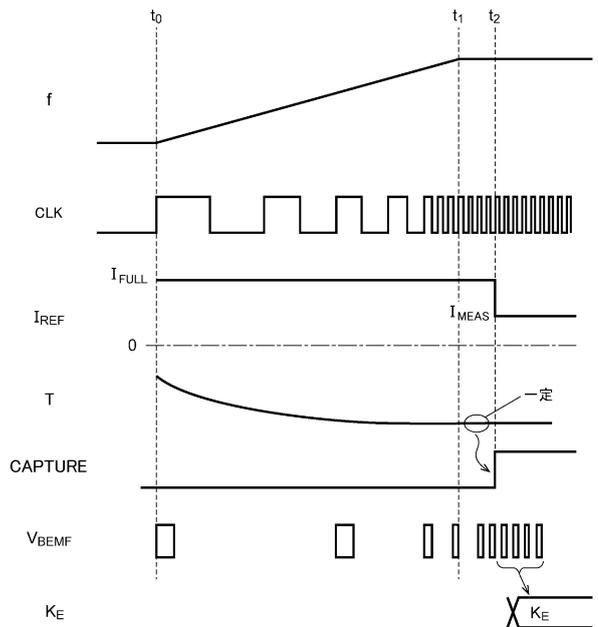


10

【図 3】



【図 4】



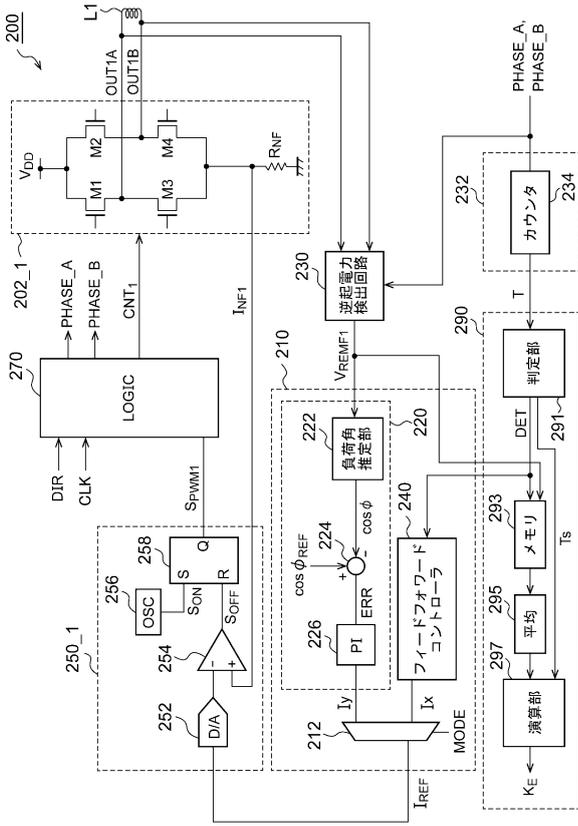
20

30

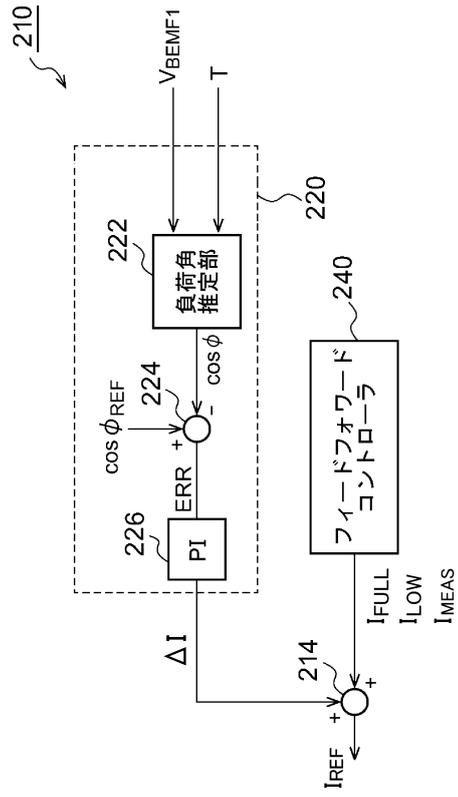
40

50

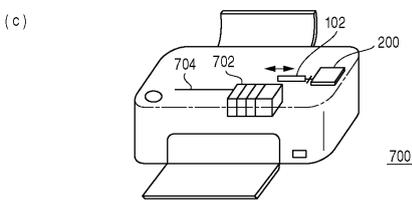
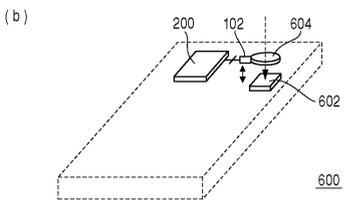
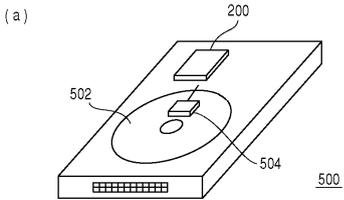
【図 5】



【図 6】



【図 7】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

ローム株式会社内

審査官 島倉 理

- (56)参考文献 特開2014-158357(JP,A)
特開2015-220803(JP,A)
特許第6258004(JP,B2)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H02P 8/12