(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第4584253号
(P4584253)
(45)発行日　平成22年11月17日(2010.11.17)　(24)登録日　平成22年9月10日(2010.9.10)

(51)Int.Cl.　F I
H02P 8/18 (2006.01)　H02P 8/00 N

請求項の数 29 (全 14 頁)

(21)出願番号	特願2006-525548 (P2006-525548)
(86)(22)出願日	平成16年9月7日 (2004.9.7)
(65)公表番号	特表2007-504797 (P2007-504797A)
(43)公表日	平成19年3月1日 (2007.3.1)
(86)国際出願番号	PCT/US2004/029545
(87)国際公開番号	WO2005/025048
(87)国際公開日	平成17年3月17日 (2005.3.17)
審査請求日	平成19年5月23日 (2007.5.23)
(31)優先権主張番号	10/656,517
(32)優先日	平成15年9月5日 (2003.9.5)
(33)優先権主張国	米国(US)

(73)特許権者　503170499
エレクトロニック　シアター　コントロールス　インコーポレイテッド
アメリカ合衆国　ウィスコンシン州　５３５６２－０９７９　ミドルトン　プレザント　ヴィュー　ロード　３０３１　ピーオーボックス　６２０９７９
(74)代理人　100082005
弁理士　熊倉　禎男
(74)代理人　100067013
弁理士　大塚　文昭
(74)代理人　100086771
弁理士　西島　孝喜
(74)代理人　100109070
弁理士　須田　洋之

最終頁に続く

(54)【発明の名称】ステッパモータをドライブする回路及びステッパモータドライバを制御する方法

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
ＰＷＭ信号を出力するプロセッサと接続されるステッパモータ用のドライバ回路であって、
第１及び第２の入力を有するＨブリッジ回路であって、第２のＨブリッジ入力は前記プロセッサから出力されたＰＷＭ信号に接続するようになっているＨブリッジ回路と、
入力及び出力を有するスイッチング回路であって、スイッチング入力は前記プロセッサから出力されたＰＷＭ信号に接続するようになっており、スイッチング出力は前記第２のＨブリッジ入力に接続するようになっているスイッチング回路と、を備え、
前記スイッチング回路は、前記ＰＷＭ信号が存在する場合には前記ＰＷＭ信号のデューティサイクルの反転を実行し、前記ＰＷＭ信号が存在しない場合には前記デューティサイクルの非反転を実行することを特徴とするドライバ回路。
【請求項２】
前記ドライバ回路は、開ループであるように構成されることを特徴とする請求項１に記載のドライバ回路。
【請求項３】
前記スイッチング回路は、排他的ＯＲゲートを含むことを特徴とする請求項１に記載のドライバ回路。
【請求項４】
前記スイッチング回路は、チャージポンプを含むことを特徴とする請求項１に記載のド

ライバ回路。
【請求項５】
前記チャージポンプは、前記ＰＷＭ信号が存在しない場合にはシャットダウンすることを特徴とする請求項４に記載のドライバ回路。
【請求項６】
ステッパモータと、
前記ステッパモータをドライブするためのモータドライバ回路であって、第１及び第２のドライバ入力を有するモータドライバ回路と、
スイッチング入力とスイッチング出力を有するスイッチング回路であって、前記スイッチング入力は前記第１のドライバ入力に接続するようになっており、前記スイッチング出力は前記第２のドライバ入力に接続するようになっているスイッチング回路と、
ＰＷＭ信号を前記第１のドライバ入力及び前記スイッチング入力に出力するプロセッサと、を備え、
前記スイッチング回路は、前記ＰＷＭ信号が存在する場合には反転回路として機能し、前記ＰＷＭ信号が存在しない場合には前記モータドライバ回路に対するバッファ回路として機能するステッパモータシステム。
【請求項７】
前記システムは、開ループシステムとして機能することを特徴とする請求項６に記載のステッパモータシステム。
【請求項８】
前記プロセッサは、前記ステッパモータのシャフトの低速スピードで前記ＰＷＭ信号を動的に訂正することを特徴とする請求項７に記載のステッパモータシステム。
【請求項９】
前記モータシャフトの回転位置は、前記システムの初期化時又は起動時に較正されることを特徴とする請求項８に記載のステッパモータシステム。
【請求項１０】
前記モータドライバ回路は、Ｈブリッジを備えていることを特徴とする請求項６に記載のステッパモータシステム。
【請求項１１】
前記スイッチング回路は、排他的ＯＲゲートを備えていることを特徴とする請求項６に記載のステッパモータシステム。
【請求項１２】
さらに、前記プロセッサによってアクセス可能なプログラムメモリと、前記プロセッサによってアクセス可能な正弦テーブルとを備えていることを特徴とする請求項６に記載のステッパモータシステム。
【請求項１３】
前記正弦テーブルは、近似された純粋な正弦波を記憶することを特徴とする請求項１２に記載のステッパモータシステム。
【請求項１４】
前記バッファ回路は、前記ＰＷＭ信号が存在しない場合に前記モータドライバ回路及び前記ステッパモータの巻線を通る電流の流れを実質的に妨げることを特徴とする請求項６に記載のステッパモータシステム。
【請求項１５】
前記ＰＷＭ信号はデューティサイクルを含み、
５０パーセントの前記デューティサイクルは、前記ステッパモータの巻線を横切るゼロ電圧を表し、
ゼロパーセントの前記デューティサイクルは、第１の方向に前記巻線を通る最大電流を表し、
１００パーセントの前記デューティサイクルは、前記第１の方向と反対の第２の方向に前記巻線を通る最大電流を表すことを特徴とする請求項６に記載のステッパモータシステ

ム。
【請求項１６】
第１及び第２の電流方向は、およそ１９．５ｋＨｚの割合で切り替えられることを特徴とする請求項１５に記載のステッパモータシステム。
【請求項１７】
前記モータドライバ回路は、直流電圧ドライブ回路であることを特徴とする請求項６に記載のステッパモータシステム。
【請求項１８】
さらに、安定水晶発振器から導出されるＰＷＭマスタークロックを備えている請求項６に記載のステッパモータシステム。
【請求項１９】
前記ステッパモータの１つのステップは、正弦波の１サイクルに等しく、ステップごとに１０２４マイクロステップを含むことを特徴とする請求項６に記載のステッパモータシステム。
【請求項２０】
ステッパモータをドライブするためにモータドライブ回路を有しているステッパモータをドライブする方法であって、
前記モータの回転シャフトの回転加速度を予測するステップと、
予測されたシャフト加速度に基づいてシャフト回転位置を算出するステップと、
算出されたシャフト位置に基づいて算出されたシャフト位置の所望の値からの現在の偏差を予測するステップと、
予測されたシャフト加速度に基づいてモータシャフトの回転スピードを算出するステップと、
算出されたシャフトスピードに基づいて予測された現在の偏差を調整するステップと、
ゼロ交差不整合に対して調整された偏差値を訂正するステップと、
訂正された偏差値を前記モータドライブ回路に出力するステップと、を備えている方法。
【請求項２１】
前記訂正された偏差値は、前記出力するステップにおけるＰＷＭ信号として出力されることを特徴とする請求項２０に記載のドライブの方法。
【請求項２２】
前記訂正するステップの訂正量は、前記算出されたシャフトスピードが上昇するにつれて減少することを特徴とする請求項２０に記載のドライブの方法。
【請求項２３】
前記訂正された偏差値は、高い回転シャフトスピードで前記調整された偏差値に等しいことを特徴とする請求項２２に記載のドライブの方法。
【請求項２４】
前記加速度を予測するステップにおいて、前記加速度は、位置コントローラの予測の外れたシャフト角度に対する少なくとも１つの所望のシャフト角度と、スピードコントローラの予測の外れたシャフトスピードに対する所望のシャフトスピードとに基づいて決定されることを特徴とする請求項２０に記載のドライブの方法。
【請求項２５】
前記予測の外れたシャフト角度及びスピードは経験的に決定されることを特徴とする請求項２４に記載のドライブの方法。
【請求項２６】
前記シャフト位置を算出するステップにおいて、前記シャフト位置は、前のシャフト位置と、予測されたシャフトスピードと時間の積と、前記予測されたシャフト加速度と時間二乗の積の二分の一との合計に等しいように計算されることを特徴とする請求項２０に記載のドライブの方法。
【請求項２７】

前記算出されたシャフト位置は、正弦テーブルルックアップインデックスをドライブするために４０９６に分割されることを特徴とする請求項２６に記載のドライブの方法。
【請求項２８】
前記調整するステップにおいて、前記算出されたシャフトスピードは、ゼロシャフトスピードでステッパモータの巻線を通る少なくとも１つの電流量及び前記巻線の誘導分に対して最初に補償されることを特徴とする請求項２０に記載のドライブの方法。
【請求項２９】
前記ステッパモータのトルクは、回転シャフトスピードの連続的な範囲にわたって概して一定に保たれていることを特徴とする請求項２８に記載のドライブの方法。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、概して、ステッパモータシステムに関し、より詳細には、ステッパモータをドライブするための改善された回路、及び前記回路とドライバを制御する方法に関する。
【背景技術】
【０００２】
ステッパモータシステム及びドライバは技術的に知られている。従来のステッパモータシステムは、ステッパモータ及びモータ用ドライバを含んでおり、モータドライバは、典型的には、Ｈブリッジ回路を含んでいる。図１は、ステッパモータを駆動するための従来型回路１０を例証する。
【０００３】
アナログ電圧信号は、発振器１４によってクロック発生される電圧デューティサイクルコンバータ１２に送り込まれる。コンバータ１２の出力は、その後、第１のＡＮＤゲート２０の第１の入力部１８に送り込まれ、第２のゲートＡＮＤゲート２４の第１の入力部２２に送り込まれる。位相信号は、第１及び第２のＡＮＤゲート２０、２４の第２のそれぞれの入力部２６、２８に送り込まれる。第２の入力部２６に対する位相信号は、初めにインバータ３０を通る。第１のＡＮＤゲート２０の出力は、その後、Ｈブリッジの第２のハーフ３８の入力部３２に送り込まれる。Ｈブリッジのハーフ３４、３８のそれぞれの出力は、モータ巻線４０を駆動する。
【０００４】
従来型回路１０は、正弦曲線手法で代わるがわる連続したコイル電流をアクティブに選択することによってモータ巻線４０の電流を変化させ、一連の離散的なマイクロステップによってモータを駆動させるように機能する。任意の所定のモーメントで、選択されたコイル電流は、別個の集積回路（示されていない）を介して積極的に制御される。集積回路は、モータコイル電流の閉ループ制御及びフィードバックを用いることによって動的に所望のコイル電流に達する。従って、従来型のステッパモータドライブ回路は、一般には、それらがステッパモータに接続する点に関しては閉ループシステムである。上記の従来型の回路は、動作上、幾つかの不利益を被るものである。
【０００５】
従来型の回路１０によって受ける１つの不利益はノイズである。一定のマイクロステップ値で、パルス幅変調（“ＰＷＭ”）発生のサンプリング特質は、発振器１４の可聴の低調波を生じさせる。発振器の不正確な周波数制御は、望ましくない可聴の周波数ジッタすなわち“めざましく速い（fizzing）”波を生じさせる。さらに、ステッパモータ巻線に接続されているフィードバック回路の長いワイヤは、可聴でもある不必要な電気的なリンギングノイズを生じさせる。
【０００６】
回路１０によって受ける別の不利益は、位相制御が切り替えられるときに生じる。典型的には、位相はモータ巻線を通る電流４０がゼロであるときに切り替えられるべきである。しかしながら、モータの典型的な動作スピードでは、巻線の誘導的性質のために巻線４０を通って流れる少なくとも有限な量の電流が存在する。電流が実際にゼロでないときに

電流極性を切り替えることは、モータのシャフト（示されていない）が一様でなく回転することを引き起こす。一様でない回転は、結果として、モータの大きな振動を生じさせ、被る可聴ノイズをさらに増大させる。

【０００７】

それでも、回路１０を用いて受ける別の不利益は、モータ巻線４０を駆動させる電圧がゼロを横切るときに電圧Ｈブリッジが“デッドゾーン”を経験するという事実から生じる。デッドゾーンは、ゆっくりとしたシャフトスピードのモータ動作の顕著な望ましくない中断を引き起こす。中断は、結果として、モータの断続的なシャフト回転を生じさせ、困難であったデッドゾーン位置でのモータシャフトの正確な位置取りを不可能なものにする。また、デッドゾーン横断は、さらに、モータによって受ける発生ノイズを増大させる。

【０００８】

【特許文献１】米国特許番号第５，４４０，２１４号

【０００９】

ステッパモータからのノイズを低減するための方法例は、Peetersに与えた特許すなわち特許文献１に記載されている。Peetersは、ＰＷＭタイミングを用いて正弦曲線ドライブ信号を発生させる電圧ＰＷＭドライブを記載しており、離散的なレベルを用いて正弦波を近似する。各ＰＷＭタイミングステップの直線的コーディングは、所望の正弦波形に対応する近似のＰＷＭパルスを発生させるために中央処理ユニット（“ＣＰＵ”）で実装される。Peetersは、静かな動作のために単一の駆動スピードを用い、そしてステッパモータを動的に計測し制御するために閉ループフィードバックシステムを用いている。

【００１０】

ＰＷＭ信号のデューティサイクルのバランスを取るのに有用だが、Peetersによって説明される離散の単一スピード動作方法は、別の又は可変の動作中の駆動スピードを補償することができない。また、この方法は、駆動ステップ内のデッドゾーン偏差を補償することができず、そのため、より低い駆動スピードのモータを正確に位置付けることができず、この場合、システムの慣性がより軟弱であり、デッドゾーン偏差をマスクできない。

【００１１】

【特許文献２】米国特許番号第５，９７７，７３７号

【００１２】

別のステッパモータ駆動回路が、Labriolaの特許すなわち特許文献２に記載されている。Labriolaは、Ｈブリッジ駆動回路を使用し、予測されるモータ電流値を利用する閉ループフィードバックシステムを用いて回路を制御する。予測されるモータ電流は、モータそれ自体の経験的に導かれる特性及び計測されるモータ角速度及び物理的な角度の値に基づいて計算される。Peetersと同様であるが、Labriolaはまた、望ましくないノイズを生成し得る閉ループフィードバックシステムを用いた幾つかの変化の動的な計測を必要とする。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【００１３】

従って、動作中のモータのノイズを低減させるステッパモータシステム用の駆動回路を構成する一方で、また、閉ループフィードバック、デッドゾーン異常に関連する問題を回避し、電流制限の波形を切り替えることが望ましい。所望の回路は、モータシャフトの連続的な範囲の回転スピードに対して操作可能であるべきである。

【課題を解決するための手段】

【００１４】

上記で列挙された対象は、ステッパモータシステム用の本駆動回路によって適えられ乗り越えられる。この回路の大きな利点は、開ループシステム、及び回路それ自体のハードウェアを介したＰＷＭ位相反転とＰＷＭ損失保護の両方を提供し得るスイッチング回路を含むことにある。モータに対する駆動方法は、従来型のモータシステムによって経験される重大な偏差を付加的に訂正する。

【００１５】
より詳細には、本発明は、ＰＷＭ信号を出力するプロセッサを利用するステッパモータ用の駆動回路を提供する。駆動回路は、第１と第２の入力を有するＨブリッジ回路、及び入力と出力を有するスイッチング回路を含んでいる。第１のＨブリッジ入力及びスイッチング入力は、プロセッサから出力されるＰＷＭ信号に接続しており、スイッチング出力は、第２のＨブリッジ入力に接続している。スイッチング回路は、ＰＷＭ信号が存在する場合にはＰＷＭ信号のデューティサイクルの反転を実行し、ＰＷＭ信号が存在しない場合にはデューティサイクルの非反転を実行する。
【００１６】
別の実施形態では、ステッパモータシステムが提供され、ステッパモータと、前記ステッパモータを駆動するためのモータ駆動回路と、スイッチング回路と、プロセッサとを含む。前記モータ駆動回路は、第１と第２のドライバ入力を有しており、前記スイッチング回路は、スイッチング入力とスイッチング出力とを有している。前記スイッチング入力は、前記第１のドライバ入力に接続しており、前記スイッチング出力は、前記第２のドライバ入力に接続している。前記プロセッサは、ＰＷＭ信号を前記第１のドライバ入力及び前記スイッチング入力に出力し、前記スイッチング回路は、前記ＰＷＭ信号が存在する場合には反転する回路として機能し、前記ＰＷＭ信号が存在しない場合には前記モータ駆動回路に対するバッファ回路として機能する。
【００１７】
さらなる実施形態では、モータ駆動回路を有するステッパモータを駆動するための方法が提供される。前記方法は、回転可能なモータのシャフトの回転加速度を予測し、予測されたシャフトの加速度に基づいてシャフトの回転位置を計算する。計算されたシャフト位置の現在の偏差値は、その後、計算されたシャフト位置に基づいて予測される。また、モータシャフトの回転スピードは、予測されるシャフト加速度に基づいて計算され、予測される現在の偏差値は、ゼロ交差の不整合に対して訂正され、その後、前記モータ駆動回路に出力される。
【００１８】
通常のモータ負荷及び標準的な駆動スピードの下では、本発明は、連続的な範囲の動作スピードを通してモータを滑らかに動作することもできるようにする一方で、モータから動作中のノイズを除去する際に特に効果的である。
【発明を実施するための最良の形態】
【００１９】
ここで、図２及び３を参照とすると、本発明で利用するのに適当なタイプのステッパモータシステムは、概して指示される５０であり、ステッパモータ５２とそのステッパモータを駆動するためのモータドライバ５４を含んでいる。ステッパモータ５２は、望ましくは２相モータであり、モータドライバ５４は、望ましくは技術的に知られているＨブリッジ回路である。モータドライバ５４は、２相モータ５２のモータ巻線６０のそれぞれ両端を駆動させるために、別個の第１と第２のドライバ５６と５８をそれぞれ含んでいる。ＰＷＭ電圧制御信号は、図３に最良に示されるモータドライバ５４の第１のドライバ５６の入力６４に駆動制御ＣＰＵ６２から直接的に与えられる。
【００２０】
また、同様のＰＷＭ信号は、ＣＰＵ６２からスイッチング回路６８の入力６６に直接的に与えられる。スイッチング回路６８は、望ましくは、その主要なコンポーネントとして排他的ＯＲゲート７０及びチャージポンプ７２を含んでいる。排他的ＯＲゲート７０の第１の入力７４は、スイッチング回路入力６６に加えて与えられたＰＷＭ信号に直接的に接続する。排他的ＯＲゲート７０の第１の入力７４は、チャージポンプ７２の２つの部分である入力キャパシタ７８及び第１のステアリングダイオード８０の直列接続を介して排他的ＯＲゲートの第２の入力７６に接続する。残りのチャージポンプ７２は、望ましくは、グランドと第１のステアリングダイオード８０に対する第１の入力キャパシタ７８の接続の間に第２のステアリングダイオード８２を含み、出力キャパシタ８４及びブリーダー抵

抗器８６は両方とも、第２の排他的ＯＲゲート入力７６とグランドの間に並列に接続される。排他的ＯＲゲートの出力８８は、望ましくはその後、第２のドライバ５８の入力９０に直接接続する。

【００２１】

モータドライバ５４及びスイッチング回路６８を動作させるためのドライブ制御ソフトウェアは、ＣＰＵ６２によってプログラムメモリ９２から実行される。モータドライバ５４の正弦波は、プログラムメモリ９２の一部である又はＣＰＵ６２によってアクセス可能な別個のメモリコンポーネントである正弦テーブル９４に記憶される（図２）。駆動制御ソフトウェア及びＣＰＵ６２とメモリコンポーネントの動作は、さらに以下で図４に関して述べられる。

【００２２】

スイッチング回路６８は、有利な点として、モータドライバ５４に対して幾つかの機能を実行できる。この好ましい回路構成によると、スイッチ回路６８は、第１及び第２のドライバ５６、５８のそれぞれに対するＰＷＭ位相反転回路として機能し、ＰＷＭ信号が存在する場合にはモータ巻線６０のどちらか一端を位相の異なるその他端を用いて駆動する。ＰＷＭ信号は、それが関連するデューティサイクルと共に周期的な割合でスイッチングを提供する場合に与えられることが考慮される。また、スイッチング回路６８は、ＰＷＭ信号が存在しない場合にモータドライバ５４を動作不能にするＰＷＭ損失保護回路として機能する。モータドライバ５４を動作不能にすることによって、大きな過度の電流が、モータドライバ及びステッパモータ５２を介して流れないようにされ得る。

【００２３】

従来的に行われるように、正弦波の半サイクルごとにＨブリッジ方向（すなわち、Ｈブリッジに接続されるモータ巻線に電流が流れる方向）を切り替える代わりに、本発明は、非常に高い周波数であって望ましくは１９．５ｋＨｚでＨブリッジの方向を切り替えるように動作する。１９．５ｋＨｚの周波数は、純粋な正弦波形を近似するためにステップの最大数を許容するほど低いが、それでも、人間の聴力の可聴範囲を超えるほど十分に高い。１９．５ｋＨｚのスイッチング波形のデューティサイクルは、このように、モータ巻線の電流の方向と大きさの両方を制御するのに用いられる。５０パーセントデューティサイクルの１９．５ｋＨｚ方向制御波形は、その後、望ましくは、コイル電流がゼロに一致する。同様に、ゼロパーセントデューティサイクルは、その後、一方向で最大巻線電流に一致し、１００パーセントデューティサイクルは、その後、その他の方向で最大巻線電流に一致する。

【００２４】

本発明は、正弦曲線を描く手法で、１９．５ｋＨｚのＨブリッジスイッチング波形のデューティサイクルを変化させることによってステッパモータ巻線６０における正弦電流を生成し、この場合、５０パーセントデューティサイクルはまた、巻線を横切るゼロ電圧を表す。５０パーセントからデューティサイクル正弦のずれ（“変動”）の量は、正弦波形の大きさに対応する。他方、デューティサイクルの正弦のずれの周波数は、ステッパモータドライブシャフトの回転スピードに対応し、この場合、１つの正弦波サイクルは１つのステップに対応する。Ｈブリッジ制御波形の正弦変化の周波数が高くなるにつれて、モータシャフトのスピードは速くなる。この構成により、モータドライバ５４及びスイッチング回路６８の直流電圧ドライブを可能にし、また本発明はモータの任意のスピードに対して効率的に機能し得る。

【００２５】

直流バイポーラ電圧ドライブは、ステッパモータ巻線６０の各端部を位相の異なるその他の端部を使ってドライブし、ＰＷＭ信号の５０パーセントデューティサイクルをゼロ電圧ドライブ状況として与えることによって遂行される。５０パーセントデューティサイクル以上は、正電流が巻線６０を介して流れるようにする一方で、５０パーセント以下は、負電流が流れるようにする。この構成によって、巻線電流の位相を切り替えるための付加的な必要性が存在しない。巻線６０の一方が、（第１のドライバ５６を介して）直接的に

ＰＷＭ信号によって駆動される一方で、他方は、ＰＷＭが存在する場合にはスイッチング回路６８からの反転されたＰＷＭ信号によって（第２のドライバ５８を介して）駆動される。この構成により、本発明は、単純化されたハードウェア回路すなわち典型的には従来型の手法でＣＰＵソフトウェアにエンコードされることを必要とするものを介して反転を遂行できる。

【００２６】

本発明に従って直流電圧が駆動するとき、電圧はＰＷＭが存在する場合にはモータ巻線６０を横切って生成され、巻線の各端部は逆位相である。しかしながら、ＰＷＭが存在しない（し損なう）場合、スイッチング回路６８の有利な構成はまた、ＰＷＭ損失保護回路を実現する。

【００２７】

ＣＰＵが初期化し、瞬時電流が非常に高い場合に、又は単純にモータドライバソフトウェアが何らかの理由のために停止する場合に、ＰＷＭは失敗する。結果として生じる高い電流からステッパモータ５２及びモータドライバ５４を保護することが上記のような場合には特に重要である。従って、スイッチング回路６８及びチャージポンプ７２の望ましい構成により、チャージポンプは、ＰＷＭが存在しない場合に機能することを中止できる。上記のような場合には、排他的ＯＲゲートの第２の入力７６は、“ロー”になり、回路６８はストレートバッファとして動作する。従って、巻線６０の各端部に与えられる電圧（ハイ又はロー）は同じであり、それゆえ、電流は巻線を横切って流れることはなく、それによって、特に過度の電流がモータ５２を害することがないようにする。

【００２８】

また、直流電圧は、ＰＷＭマスタークロック（示されていない）を安定した水晶発振器から導出するが、一般的には、従来手法に従うような様式では使用できない。上述のように、望ましくないノイズは、本発明に従ってさらに低減され、特に駆動電圧として、以下で議論される純粋な正弦波をより厳密に近似する。また、本発明の開ループ構成は、モータ５２からＣＰＵ６２へ又はモータからモータドライバ５４へのフィードバックが必ずしも必要ないことを意味する。

【００２９】

また、直流電圧の開ループ駆動は、本発明が電流フィードバックを有する閉ループシステムの利用と協働する問題を回避することを可能にする。フィードバックのために必要とされる過度の配線は回避される。デッドゾーン偏差は、５０パーセントデューティサイクル（ゼロ）点を介した変遷が低いシャフトスピードでより迅速に発生するように、デューティサイクルで正弦波のずれを事前に歪ませることによってＣＰＵ６２で訂正される。モータシャフトスピードが増大するにつれて、この影響は減少し、結局、それは不必要になるので取り除かれる。上記のプレディストーションは、モータシャフトスピードの関数としてモータが動作している実時間に発生する。モータシャフトスピードがステッパモータ駆動ソフトウェアによって予測され、実際には物理的なモータから計測されないので、この実時間関数は、閉ループ又はフィードバック制御を構成しないということに注目すべきである。

【００３０】

予測されるシャフトスピードは、本発明によって識別されるステッパモータドライバを備えた他の問題を補償するのに有用である。１つの上記の問題は、効果的な正弦波駆動アンプは、巻線６０のインダクタンス特性によって引き起こされる増加した巻線インピーダンスを回復するために駆動周波数と共に大きくされなければならないということである。周波数が増大するにつれて、巻線インピーダンスは増大する。駆動振幅が周波数と共に増大しない場合、シャフトスピードの増大は、結果として、望ましくないモータ５２のトルクの増大を生じる。本発明は、モータドライバ５４（Ｈブリッジ）のデューティサイクル変動を自動的に調整するために予測されるモータシャフトスピードを用いることによって自動的にかつ有利にこのトルク損失を補償する。

【００３１】

ここで、図４を参照すると、モータドライバ５４（及びスイッチング回路６８）に与えられるＰＷＭ信号に対する調整の計算は、望ましくは、ＣＰＵ６２、プログラムメモリ９２、及び／又は正弦テーブル９４のソフトウェアコーディングによって実行されるものとして示される。ＰＷＭ電圧制御信号は、望ましくは、フルモータステップごとに１０２４の離散的なステップを有するマイクロステップに対して、ステッパモータ５２が、滑らかに純粋な正弦波を近似できるようにする。

【００３２】

ステップＳ１では、モータ５２のモータシャフト（示されていない）の回転加速度（アルファ）が予測される。アルファの予測値は、位置コントローラの予測のはずれたシャフト角度に対する所望のシャフト角度又は速度コントローラの予測のはずれたシャフト速度に対する所望のシャフト速度のいずれかの分析によって決定される。予測のはずれた値は、経験的には、モータ５２それ自体の期待される既知の特性に従って決定され、望ましくは、ＣＰＵ６２によるプログラムメモリ９２又は正弦テーブル９４からアクセスされる。

【００３３】

これらの所望の値（位置又は速度）は、ステッパモータシステム５０が動作上達するべき理想値を表している。これに対して、予測値は、これらのタイプのモータシステムに対して見受けられる予測のずれを表している。だが、本発明の発明者は、上記のステッパモータシステムの通常の駆動速度及び駆動負荷の下で、これらの予測値が、実際の動的に計測された回転位置及び／又は速度の値に適切にかつ正確に取って代わることを発見した。本発明が上記の装置の動作中の必要ないずれかの実際の動的な計測を取り除く一方で、１つの実際の較正計測は、望ましくは、初期化の時又は装置の起動時に通常の動作より前に装置を物理的に検知して較正するように実行される。

【００３４】

ステップＳ２では、シャフト回転角度又は位置（シータ）が計算される。シャフト位置計算は、現在の回転速度（オメガ）、その前の回転位置（シータ$_{ラスト}$）及び所望の加速度アルファに基づいている。以下の計算式は、新たな位置を計算するための基本的な運動方程式に対応する。

【００３５】

シータ＝シータ$_{ラスト}$＋オメガ＊ｔ＋１／２アルファ＊ｔ^{2}

【００３６】

ステップＳ３では、ステッパ正弦テーブルルックアップインデックスが、計算された新たなシャフト位置シータから導出される。望ましい実施形態では、モータシャフト位置に対する内部変化のシータは、大きさが実際に2^{12}（すなわち４０９６）倍に拡大される。また、シータの単位は、望ましくは、度の単位よりもむしろマイクロステップである。この実施形態によると、シータは、シータを単純に４０９６に分割する（又はステップごとにマイクロステップの数を４倍する）ことによって正弦テーブル９４からインデックスに直接的に変換され得る。

【００３７】

ステップＳ４では、シャフト位置の現在のずれが予測される。（モータ巻線６０のいずれかの位相に対する）所望のモータコイル電圧は、正弦テーブル９４からアクセスされる。このアクセスされる電圧は、振幅と称される数によって表される。振幅は、８ビット符号付きの（正又は負の）数であり、上述のデューティサイクルの振動に対応している。換言すれば、振幅は以下の範囲内に決定される。

【００３８】

－２５５＜振幅＜２５５

【００３９】

従って、シャフト位置シータの有する振幅の変化は、純粋な（近似された）正弦波を表す。それゆえ、正弦テーブル９４には、ステッパモータ５２の全ステップごとに１０２４の入力が存在する。換言すれば、ステッパモータ５２は、フルステップにつき１０２４マイクロステップでマイクロステップされる。

【００４０】
ステップＳ５では、現在の回転シャフトスピードオメガは、予測されるシャフト加速度アルファに従って計算され、予測されるシャフト位置のずれ（ＰＷＭ値）は、計算されたスピードオメガに基づいて調整される。第１に、ＰＷＭ周波数調整は、正弦テーブル９４から得られる振幅を計算されるスケールファクタと乗算することによって決定される。スケールファクタは、計算されたシャフトスピードオメガに基づいており、以下の式に従うシャフトスピードの関数として動的に変化する。
【００４１】
スケールファクタ＝ベースレベル＋（スロープ＊オメガ）
【００４２】
スケールファクタは、スピードが変化するときモータのトルクを通常は一定に保つように上述したトルク損失を補償する。ベースレベル及びスロープは両方とも、経験的にはステッパモータ５２それ自体の特性を決定される。ベースレベルは、シャフトスピードがゼロでモータ電流を決定する。スロープは、巻線６０を介したインピーダンスの誘導分を補償するためのファクタである。このインピーダンスは、ドライブ周波数が上昇するに連れて上昇するものであり、巻線インダクタンスの一次関数である。それゆえ、スロープの影響は、スピードが変化するときにコイル電流を相対的に一定に保つことである。従って、計算されたスケールファクタは、モータ回転シャフトスピードの一次関数であり、インピーダンス誘導に対して調整され、一定のモータトルクに基準化される。
【００４３】
最大コイル電流の正確な値は電源電圧とシャフトスピードオメガの両方に依存していることに注目することが重要である。このタイプのドライバに対する電子的な特性は、特定の電源電圧で、モータコイルの電流は、モータ巻数の誘導分のため、シャフトスピードが減少するに連れて典型的には増加するようになっている。一方、ここに示されるソフトウェア計算は、シャフトスピードオメガの関数としてスケールファクタを調整することによってこの電流影響を“オン・ザ・フライ”に自動的に訂正する。スケールファクタは、最小値ベースレベルとして開始し、その後、シャフトスピードの関数として増加する。
【００４４】
ＰＷＭ周波数調整は、その後、以下の式に従って計算され得る。
【００４５】
ＰＷＭ周波数調整＝振幅＊スケールファクタ
【００４６】
調整されたＰＷＭ値は、その後、以下のようなＰＷＭ周波数調整から容易に決定される。
【００４７】
調整後のＰＷＭ値＝ＰＷＭ中間値＋ＰＷＭ周波数調整
【００４８】
ＰＷＭ中間値は、上述した５０パーセントデューティサイクル（ゼロ変動）でのＰＷＭ値である。ＰＷＭ周波数調整は、それゆえ、５０パーセントデューティサイクル中間点からの変動量を表す正負の数である。
【００４９】
ステップＳ６では、調整されたＰＷＭ値は、ゼロ交差偏差に対して訂正される。この訂正は、ステッパモータの電圧波形がゼロ点又は５０パーセントデューティサイクルを横切るときに生じる上述のデッドゾーン偏差を補償する。ゼロ交差訂正（Ｚ－Ｆｉｘ）は、モータドライバ５４（及びスイッチング回路６８）に出力される前に、調整されたＰＷＭ値に対して“オン・ザ・フライ”に動的に与えられる作為的な歪ファクタである。Ｚ－Ｆｉｘ訂正ファクタは、（デューティサイクルを逆転させる）ゼロ点を交差するときに低速回転スピードでモータシャフトによって受ける顕著な滞留の影響を補償する。
【００５０】
第１に、ゼロスケールファクタは、以下の式に従って決定される。

【００５１】
ゼロスケールファクタ＝ゼロベースレベル－（ゼロスロープ＊オメガ）
【００５２】
ゼロベースレベル及びゼロスロープの特性は、ステップ５におけるベースレベル及びスロープと同様にモータ５２それ自体に対して経験的に決定される。だが、ゼロスケールファクタは負の数があり得ない。ゼロスケールファクタは、オメガ及びゼロスロープの積がゼロベースレベルファクタに等しいか又はそれ以上であるときはいつでも、通常、ゼロに等しい。換言すれば、ゼロスケールファクタは、高回転シャフトスピード（大きなオメガ）では現れない。
【００５３】
実際のゼロ交差訂正ファクタＺ－Ｆｉｘは、その後、振幅及びゼロスケールファクタの関数として計算され得る。
【００５４】
Ｚ－Ｆｉｘ＝ゼロスケールファクター（（ゼロスケールファクタ／２５５）＊振幅）
【００５５】
式に示されているように、ゼロスケールファクタは、振幅と乗算される前に、最初に（正弦テーブル９４の最大値である）２５５に分割される。訂正ファクタＺ－Ｆｉｘは、それゆえ、正弦テーブル９４及びシャフトスピードオメガからの両ルックアップ値の関数であるが、上記で述べたように、Ｚ－Ｆｉｘは、スピードが上昇するに連れて減少し、非常に高いシャフト回転スピードでゼロになる。
【００５６】
Ｚ－Ｆｉｘは、その後、訂正後のＰＷＭ値を得るために調整後のＰＷＭ値に加算される。
【００５７】
訂正後のＰＷＭ値＝調整後のＰＷＭ値＋Ｚ－Ｆｉｘ
【００５８】
高い回転スピードでは、それゆえ、訂正されたＰＷＭ値は、単純に、調整されたＰＷＭ値に等しい。出力ソフトウェアは、ここで、ゼロ交差点近傍の波形を前もって歪ませることによって低速のゼロ交差影響を訂正する。この訂正は低速で必要とされるだけであるので、事前に歪ませることは、結局は、モータシャフトスピードが上昇するにつれて取り除かれる。
【００５９】
ステップＳ７では、訂正されたＰＷＭ値は、現在のＰＷＭ信号としてモータドライブ５４（及びスイッチング回路６８）に出力される。
【００６０】
上記で例証されるように、本発明のこの実施形態は、利点として、これらのタイプのモータ及びドライバで典型的に出くわす幾つかの偏差を訂正する。ＣＰＵ６２のソフトウェア制御を介して、本発明は、巻線電流をシャフトスピードに対して相対的に一定に保つことによって巻線電流の上昇を効果的に補償できる。また、本発明は、低い動作スピードのモータで特に顕著であるゼロ交差デッドゾーン偏差を効果的に補償する。また、この中で述べられている訂正の特徴により、前記装置が自然な共振を生成するスピードで動作するときに現れる顕著な影響を訂正する。
【００６１】
本発明のこれらの特徴によって、ステッパモータは、動作スピードの連続的な範囲にわたって平穏にかつ円滑に駆動され得る。演算子は、他の従来の装置によって事前に決定される単一の又は別個の動作スピード又は周波数に限定されるものではない。
【００６２】
本発明の駆動回路及び方法についての特定の実施形態が、この中では示されて述べられてきたが、その広範な態様の本発明を逸脱することなく、特許請求の範囲に述べられるように、変化及び改変がなされ得るということは当業者によって評価されるであろう。

【図面の簡単な説明】

【００６３】

【図１】従来型の駆動回路の概略図である。

【図２】本発明の実施形態に従うステッパモータシステムのブロック図である。

【図３】図２に例証されるスイッチング回路の概略図である。

【図４】本発明の別の実施形態に従うＰＷＭ値を計算する方法のフローチャート図である。

【図１】

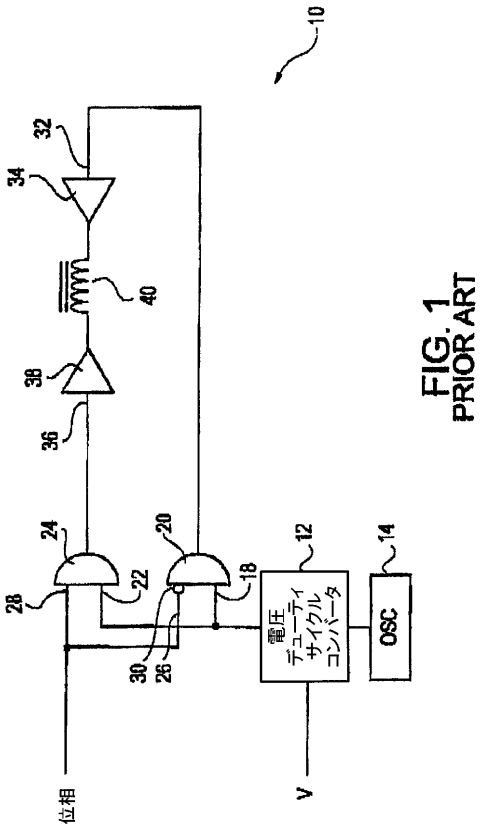

FIG. 1
PRIOR ART

【図２】

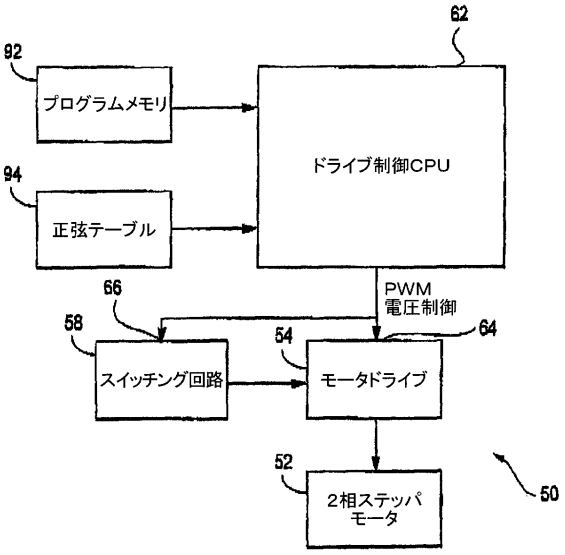

FIG. 2

【図３】

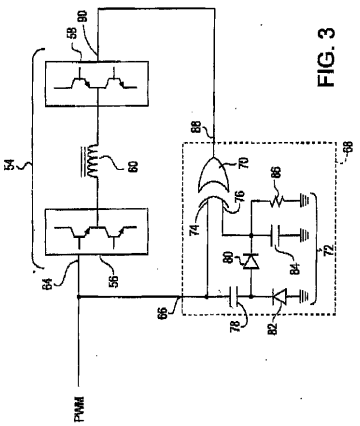

FIG. 3

【図４】

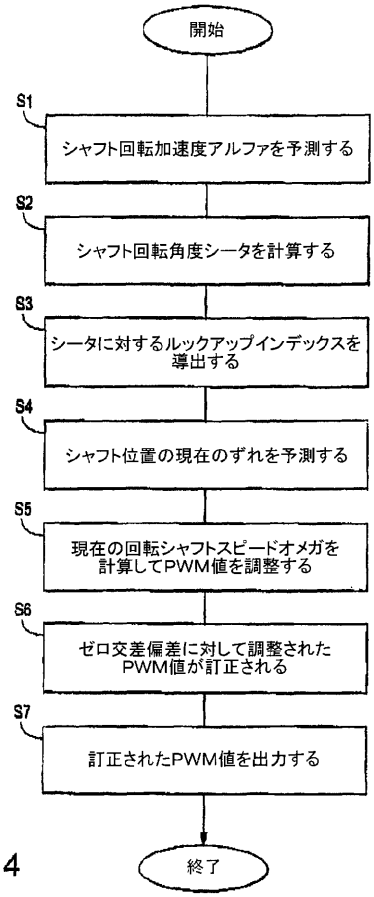

FIG. 4

フロントページの続き

(72)発明者　スオミ　エリック　ダブリュー
アメリカ合衆国　ウィスコンシン州　５３７０５　マディソン　ドア　ドライヴ　５１１７
(72)発明者　スタンキー　トーマス　エム
アメリカ合衆国　ウィスコンシン州　５３５９０　サン　プレイリー　ペブルブルック　トレイル　１６１０

審査官　森山　拓哉

(56)参考文献　特開昭６０－１６０３９３（ＪＰ，Ａ）
特開昭６３－２４５２９８（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H02P 8/00-8/42