

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4688285号
(P4688285)

(45) 発行日 平成23年5月25日(2011.5.25)

(24) 登録日 平成23年2月25日(2011.2.25)

(51) Int.Cl.

HO2P 25/08 (2006.01)
HO2P 6/18 (2006.01)

F 1

HO2P 7/00 501
HO2P 6/02 371S

請求項の数 24 (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願2000-379466 (P2000-379466)
 (22) 出願日 平成12年12月13日 (2000.12.13)
 (65) 公開番号 特開2001-197775 (P2001-197775A)
 (43) 公開日 平成13年7月19日 (2001.7.19)
 審査請求日 平成19年12月12日 (2007.12.12)
 (31) 優先権主張番号 GB9929655.0
 (32) 優先日 平成11年12月15日 (1999.12.15)
 (33) 優先権主張国 英国(GB)

(73) 特許権者 596039176
 スウィッチド リラクタンス ドライブズ
 リミテッド
 S w i t c h e d R e l u c t a n c e
 D r i v e s L i m i t e d
 イギリス国 エイチジー3 1ピーアール
 ノース ヨークシャー ハロゲイト オ
 ツリー ロード イースト パーク ハウ
 ス(番地なし)
 E a s t P a r k H o u s e , O t t
 e y R o a d , H a r r o g a t e , N
 o r t h Y o r k s h i r e H G 3
 1 P R , E n g l a n d
 (74) 代理人 100075557
 弁理士 西教 圭一郎

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】リラクタンス駆動装置の回転子位置の監視

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

リラクタンス駆動装置内の回転子位置を決定する方法において、
 相電流をサンプリングし、
前記相電流のサンプルの大きさが時間とともに減少することを示す相電流の複数のサン
プル間の比較から、前記相電流がピークをいつ通過したのかを検出し、
前記相電流がピークをいつ通過したのかに関する情報を用いて、前記ピーク相電流がい
つ発生したのかを計算し、
ピーク相電流がいつ発生したのかに基づいて、回転子位置を決定することを含むことを
特徴とする方法。

10

【請求項 2】

前記相電流がピークをいつ通過したのかを検出することが、時間に対する電流の変化率
 を監視することを含むことを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

時間に対する電流の変化率における少なくとも 1 つの負の勾配が、前記電流がピーク値
を通過したことを示すことを特徴とする請求項 2 記載の方法。

【請求項 4】

サンプル率は回転子速度に依存することを特徴とする請求項 2 記載の方法。

【請求項 5】

前記回転子速度を監視し、計測された速度に依存する前記サンプル率を変化させること

20

を含むことを特徴とする請求項4記載の方法。

【請求項 6】

アナログ／デジタル変換器を用いてサンプリングを行うことを特徴とする請求項4または5記載の方法。

【請求項 7】

相電流をサンプリングすることは、抵抗器を含むセンサを使用することを含むことを特徴とする請求項1～6のいずれか1項に記載の方法。

【請求項 8】

前記抵抗器を介してゼロ電圧線に接続される少なくとも1つのスイッチを有する電力変換器から電流が供給される駆動装置において用いられる方法において、10

電流の前記サンプリングは、前記スイッチの切換周期と同期することを特徴とする請求項7記載の方法。

【請求項 9】

前記駆動装置は切換式リラクタンス駆動装置であることを特徴とする請求項1～8のいずれか1項に記載の方法。

【請求項 10】

前記駆動装置は、電動機モードまたは発電機モードで動作することを特徴とする請求項1～9のいずれか1項に記載の方法。

【請求項 11】

リラクタンス駆動装置において、20

固定子と、

前記固定子上の相巻線と、

前記固定子に関して移動可能な回転子と、

前記相巻線に電流を印加する制御器と、

前記相巻線内の相電流をサンプリングして相電流のサンプルを得る手段と、

前記相電流のサンプルの大きさが時間とともに減少することを示す相電流の複数のサンプル間の比較から、前記相電流がピークをいつ通過したのかを検出するように構成された手段と、

前記相電流がピークをいつ通過したのかに関する情報を用いて、前記相電流がいつ発生したのかを計算する手段と、30

ピーク相電流がいつ発生したのかに基づいて、回転子位置を決定する手段とを含むことを特徴とするリラクタンス駆動装置。

【請求項 12】

前記相電流がピークをいつ通過したのかを検出するように構成された手段は、時間に対する相電流の変化率を監視するように動作可能であることを特徴とする請求項11記載のリラクタンス駆動装置。

【請求項 13】

時間に対する相電流の変化率における少なくとも1つの負の勾配が、前記電流がピーク値を通過したことを示すことを特徴とする請求項12記載のリラクタンス駆動装置。

【請求項 14】

前記サンプル率は、前記回転子速度に依存することを特徴とする請求項12または13記載のリラクタンス駆動装置。40

【請求項 15】

前記回転子速度を監視し、計測された速度にしたがって前記サンプル率を変化させる手段を含むことを特徴とする請求項14記載のリラクタンス駆動装置。

【請求項 16】

前記相電流をサンプリングする手段は、アナログ／デジタル変換器であることを特徴とする請求項10～15のいずれか1項に記載のリラクタンス駆動装置。

【請求項 17】

前記相電流がピークをいつ通過したのかを検出するように構成された手段は、マイクロ50

プロセッサ内に設けられることを特徴する請求項1_1～1_6のいずれか1項に記載のリラクタンス駆動装置。

【請求項18】

前記相電流をサンプリングする手段は抵抗器を含むことを特徴とする請求項1_1～1_7のいずれか1項に記載のリラクタンス駆動装置。

【請求項19】

前記駆動装置は、前記抵抗器を介してゼロ電圧線に接続される少なくとも1つのスイッチを有する電力変換器から電流が供給される切換式リラクタンス駆動装置であり、

前記相電流をサンプリングする手段は、前記スイッチの切換周期と同期することを特徴とする請求項1_8記載のリラクタンス駆動装置。 10

【請求項20】

リラクタンス機械における回転子位置を決定するコンピュータプログラムが記録されたコンピュータ読取可能な記録媒体であって、

該コンピュータプログラムは、

相電流のサンプリングを制御する命令と、

前記相電流のサンプルの大きさが時間とともに減少することを示す相電流の複数のサンプル間の比較から、前記相電流がピークをいつ通過したのかを検出する命令と、

前記相電流がいつピークを通過したのかに関する情報を用いて、前記ピーク相電流がいつ発生したのかを計算する命令と、

ピーク相電流がいつ発生したのかに基づいて、回転子位置を決定する命令とを有することを特徴とする記録媒体。 20

【請求項21】

前記相電流がいつピークを通過したのかを検出する命令は、時間に対する電流の変化率を監視することを含むことを特徴とする請求項2_0記載の記録媒体。

【請求項22】

制御命令は、前記回転子速度に依存するサンプル率を設定することを特徴とする請求項2_1記載の記録媒体。

【請求項23】

前記コンピュータプログラムは、計測された前記回転子速度を記録する命令と、前記計測された速度に依存する前記サンプル率を変化させる命令とを含むことを特徴とする請求項2_2記載の記録媒体。 30

【請求項24】

前記コンピュータプログラムが抵抗電流センサを介してゼロ電圧線に接続される少なくとも1つのスイッチを有する電力変換器から電流が供給される駆動装置を制御するように構成され、

前記スイッチの切換周期と同期するように前記電流のサンプリングを制御するように構成されたことを特徴とする請求項2_3記載の記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、リラクタンス機械、特に切換式リラクタンス機械におけるセンサーレス回転子位置監視に関する。 40

【0002】

【従来の技術】

切換式リラクタンス機械の制御および動作は、概して1993年6月21日～24日にドイツのニュルンベルクで開催されたP C I M ' 93会議および展示会の際、J M Stephens onおよびR J Blakeによって発表され、参照によって本明細書に組み込まれる論文 "The Characteristics, Design and Applications of Switched Reluctance Motors and Drivers" において述べられる。この論文の中で、切換式リラクタンス機械の通電の「チョッピング」モードおよび「単一パルス」モードは、低速時および高速時それぞれでの機械動作

として記載されている。

【0003】

典型的な従来技術の駆動装置は、図1に概略的に示される。この駆動装置は、バッテリまたは整流および濾波された交流電源のいずれかであってもよい直流電源11を含む。電源11によって供給される直流電圧は、電子制御部14の制御下にある電力変換器13によって、モータ12の相巻線16の両端で切換えられる。駆動装置が正常に動作するために、切換は回転子の回転角度と正確に同期しなければならない。多数の周知の変換器トポロジーのうちの1つを図2に示し、抵抗器28は、電流フィードバック信号を供給するため、低電位側のスイッチ22と直列に接続される。

【0004】

切換式リラクタンス機械の性能は、回転子位置に関する位相の通電の正確なタイミングに部分的に依存する。回転子位置の検出は従来、図1に概略的に示される、機械回転子上に取付けられた回転する鋸歯状ディスクなどのトランスデューサ15を用いることによって達成され、該変換器は、固定子上に取付けられた光学センサまたは磁気センサと協働する。固定子を基準とする回転子位置を示すパルス列が生成され、制御回路に供給され、正確な位相の通電を可能にする。

【0005】

このシステムは簡素であり、多くの用途で充分動作する。しかしながら回転子位置トランスデューサは、アセンブリの全体的なコストを増大させ、機械への余分な電気接続を増設するので、信頼性のないポテンシャルソースである。さらに高速時において、ベインと関連付けられる相巻線はさらなる損失の原因となる。

【0006】

回転子位置変換器を不要にする様々な方法が提案されてきた。いくつかの方法は、1993年9月13日～16日、イギリスのブライトンでの欧洲パワーエレクトロニクス会議の中で発行された、W F RayおよびI H Al-Bahadlyによる“Sensorless Methods for Determining the Rotor Position of Switched Reluctance Motors” の第6巻第7ページ～第13ページに記載されている。

【0007】

回転子位置判断のために提案された方法の多くは、位相磁束結合（つまり時間に関する印加電圧の積分）および1以上の相電流の計測を用いる。位置は、角度と電流との関数として機械のインダクタンスにおける変化に関する知識を用いて計算される。この特性は、磁束結合／角度／電流テーブルとして記憶可能であり、図3に示される。このデータの記憶は、大容量のメモリアレイおよび／または記憶された点の間で、データ補間のためのさらなるシステムオーバーヘッドの使用を含む。

【0008】

いくつかの方法は低速時でこのデータを使用し、「チョッピング」電流制御は、発達したトルクを変化させるための主流の制御方法である。チョッピング制御は図4(a)に示され、図4(a)には電流波形とインダクタンス波形とは、位相インダクタンス期間にわたって示される（インダクタンスの変化は理想形に示されていることに注目されたい）。これらの方法は通常、非トルク生産位相（すなわち、特定の瞬間ににおいて、電源から直接通電されない位相）において診断通電パルスを採用する。低速動作に適する方法は、1991年、イタリアのフィレンツェでの欧洲パワーエレクトロニクス会議において発行された、N M MvungiおよびJ M Stephensonによる“Accurate Sensorless Rotor Position Detection in an SR Motor” の第1巻第390ページ～第393ページに記載されている。

【0009】

その他の方法は、高速時に「単一パルス」モードの通電で動作する。このモードは電動機モードとして図4(b)に示され、図4(b)には電流波形とインダクタンス波形は、位相インダクタンス期間にわたって示される。発電機モードとしての電流波形は、電動機モード波形の鏡像である。これらの方法は、正常動作と干渉することなく有効位相の動作電圧および動作電流を監視する。典型的な高速時での方法は、国際特許公報WO91/02

401号に記載されている。

【0010】

上述のチョッピングモードおよび単一パルスモードは通常、変換器が一定の供給電圧値を相巻線に印加するときに用いられる。さらなる制御モードは、パルス幅変調（P W M）モードであり、1以上のスイッチがP W M波形の負荷周期に比例する巻線電圧を有効に生成するために、急速に切換えられる。このモードは、充分な供給電圧時に考え得る速度よりも大幅に低速なときにおいて、単一パルスタイプの電流波形が使用可能となる。電流波形は一見、図4(b)に示されるものと同一であるように見えるが、より詳細に考察すると、スイッチおよびダイオードそれぞれによって伝えられた電流に対応して、大量のセグメントからなることがわかる。こういった動作は当該技術分野において既知であり、さらに詳細には記載しない。10

【0011】

位置センサなしに動作するために機械データの2次元アレイを記憶しなければならないことは、明らかな短所である。大多数の角度に関する情報の必要性を避け、代わりに唯一の角度の時のデータを記憶する他の方法が提案されてきた。そのような方法は、欧州特許公報E P - A - 0 5 7 3 1 9 8号(Ray)に記載されている。この方法は、所望の点から離れた計算された偏差を介して診断点を調整することによって、ある予め定められた角度における位相磁束結合および電流を検知することを目的とする。好適な実施形態において2つの1次元テーブルが記憶されており、1つは、関連する回転子角度における磁束結合と電流とのテーブルであり、他方は、回転子角度と電流とに関する磁束結合の差分のテーブルである。相電圧および相電流を監視することによって、予測された角度との偏差が参照テーブルの助けによって評価され、したがってシステム動作が調整される。しかしながら、このような方法は、記憶されなければならない情報量が軽減されるにもかかわらず、ある特定の回転子角度における磁束結合を検出し、または計算しなければならず、機械の再現性または製造公差に敏感に反応するであろう。20

【0012】

同様のアプローチが米国特許公報5 7 9 3 1 7 9号(Watkins)でも開示されており、インダクタンスプロファイルのピーク時における回転子の到着が予測され、システムは、電流の勾配が計測される間フリー・ホールモードに入る。勾配ゼロが計測されると、予測された点が到着したことを表示する。これはノイズがない場合に充分に動作するが、ノイズ電流波形によって生成される読み違いを無視するほど充分強力ではない。電流波形は、誘導されたノイズに比較的影響を受けないが、P W M電源を用いる駆動装置は、滑らかな変動に重ね合わされた鋸歯状波形を有する電流波形を生成する。この波形の形状は、事実上大きなノイズを含む。いかなる場合にも前記公報5 7 9 3 1 7 9号の方法は、フリー・ホールが使用不可能な変換器回路とともに用いることはできない。30

【0013】

他の立案者は、これらの不備を克服しようとした。ある1つの方法は、1997年9月8日～10日、ノルウェイのトロントハイムでの第7回欧州パワーエレクトロニクス会議で発行された、Gallegos-Lopez、G、Kjaer、PC&MillerおよびTJEらによって発表され、参照によって本明細書に組み込まれる“A New Rotor Position Estimation Method for Switched Reluctance Motors using PWM Voltage Control”的第3巻第580ページ～第585ページに記載されている。これは、連続的に電流波形をサンプリングし、磁極の重なり始めと位相のインダクタンスにおける結果として生じる急上昇(図4(b)参照)とによって生成される勾配の変化を検出しようとする方法について述べている。Gallegos-Lopezらによって記載された基本的な方法は、時間に関してどこが電流波形の変化率がゼロであるかを検出することによって、電動機用の磁極が重なる点(または発電機用の磁極が離れる点)を検出することを含む。検出方法は、個別の回路を用いており、微分器、比較器およびシングルショットマルチバイブレータを含む。微分器は電流信号を微分し、d i / d tがゼロの点において、微分器の出力はゼロになる。比較器は、微分器からのゼロの出力を検出し、状態をフリップするように設定される。4050

【0014】**【発明が解決しようとする課題】**

システムは、記憶された磁化データおよびフリー・ホイールの間隔を必要としないが、良質な電流フィードバックの形状を必要とし、位置の偽推定値 (spurious estimates of position) を生成するノイズが存在する場合に、確実には動作しないことが実際にわかった。さらに、電流検知の安価な形状、たとえば、図2の位相鉄心脚の低電位側にある抵抗器28は、信頼性をおいて用いることはできない。なぜなら電流情報は、スイッチが開放された時に消滅するからである。

【0015】

したがってなんらかの制御方法を用いて、いかなる電力変換器回路を用いても動作可能であるセンサーレス制御方法が必要であることは明らかである。また、大容量の記憶データまたは高価な電流フィードバックを必要とせず、位置を波形から推測できる波形上にノイズが存在する場合でも強力な方法が必要である。いかなる記憶された磁化データを必要としないことが好ましい。

10

【0016】

本発明の目的は、回転子位置トランステューサを用いずに、記憶されたデータ量を低減して、強力かつコストパフォーマンスの良い回転子位置監視方法を提供することである。

【0017】**【課題を解決するための手段】**

本発明は、添付の独立クレームに定義されている。いくつかの好適な特徴は、従属クレームの中で述べられている。

20

【0018】

本発明が具体化されている方法は、電動機において、回転子磁極が固定子磁極に重なり始める位置（発電機において磁極が離れ始める位置と同じ）を検出する。その点での相電流におけるゼロ勾配を検出する既知の方法に従うというよりもむしろ、ピークに達した電流が下がり始める点が検出される。

【0019】

電流の充分なサンプルは、真の電流挙動が検出され、次いで磁極の重なる点または離れる点が計算されることを確実にするように抽出される。サンプリング率と計算時間とは一定であるので、通電されるべき次の位相における磁極の重なりを（機械速度が与えられれば）正確に予測可能である。電流のサンプリングは、安価な電流センサで実行可能であり、必要ならば、PWM動作が用いられるとき、サンプリングは特定の切換状態で同期可能であり、電流検知抵抗器近傍のスイッチによってショッピングを可能にする。

30

【0020】

さらに詳しくは、本発明は、リラクタンス駆動装置内の回転子位置を決定する方法について、

相電流をサンプリングし、

前記相電流のサンプルの大きさが時間とともに減少することを示す相電流の複数のサンプル間の比較から、前記相電流がピークを一つ通過したのかを検出し、

前記相電流がピークを一つ通過したのかに関する情報を用いて、前記ピーク相電流が一つ発生したのかを計算し、

40

ピーク相電流が一つ発生したのかに基づいて、回転子位置を決定することを含むことを特徴とする方法である。

【0021】

また本発明は、前記相電流がピークを一つ通過したのかを検出することが、時間に対する電流の変化率を監視することを含むことを特徴とする。

また本発明は、時間に対する電流の変化率における少なくとも1つの負の勾配が、前記電流がピーク値を通過したことを示すことを特徴とする。

【0022】

また本発明は、サンプル率は回転子速度に依存することを特徴とする。

50

また本発明は、前記回転子速度を監視し、計測された速度に依存する前記サンプル率を変化させることを含むことを特徴とする。

【0023】

また本発明は、アナログ／デジタル変換器を用いてサンプリングを行うことを特徴とする。

【0024】

また本発明は、相電流をサンプリングすることは、抵抗器を含むセンサを使用することを含むことを特徴とする。

また本発明は、前記抵抗器を介してゼロ電圧線に接続される少なくとも1つのスイッチを有する電力変換器から電流が供給される駆動装置において用いられる方法において、

電流の前記サンプリングは、前記スイッチの切換周期と同期することを特徴とする。

【0025】

また本発明は、前記駆動装置は切換式リラクタンス駆動装置であることを特徴とする。

【0026】

また本発明は、前記駆動装置は、電動機モードまたは発電機モードで動作することを特徴とする。

【0027】

また本発明は、リラクタンス駆動装置において、

固定子と、

前記固定子上の相巻線と、

前記固定子に関して移動可能な回転子と、

前記相巻線に電流を印加する制御器と、

前記相巻線内の相電流をサンプリングして相電流のサンプルを得る手段と、

前記相電流のサンプルの大きさが時間とともに減少することを示す相電流の複数のサンプル間の比較から、前記相電流がピークをいつ通過したのかを検出するように構成された手段と、

前記相電流がピークをいつ通過したのかに関する情報を用いて、前記相電流がいつ発生したのかを計算する手段と、

ピーク相電流がいつ発生したのかに基づいて、回転子位置を決定する手段とを含むことを特徴とするリラクタンス駆動装置である。

【0028】

また本発明は、前記相電流がピークをいつ通過したのかを検出するように構成された手段は、時間に対する相電流の変化率を監視するように動作可能であることを特徴とする。

【0030】

また本発明は、時間に対する相電流の変化率における少なくとも1つの負の勾配が、前記電流がピーク値を通過したことを示すことを特徴とする。

【0031】

また本発明は、前記サンプル率は、前記回転子速度に依存することを特徴とする。

【0032】

また本発明は、前記回転子速度を監視し、計測された速度にしたがって前記サンプル率を変化させる手段を含むことを特徴とする。

【0033】

また本発明は、前記相電流をサンプリングする手段は、アナログ／デジタル変換器であることを特徴とする。

【0034】

また本発明は、前記相電流がピークをいつ通過したのかを検出するように構成された手段は、マイクロプロセッサ内に設けられることを特徴する。

【0036】

また本発明は、前記相電流をサンプリングする手段は抵抗器を含むことを特徴とする。

また本発明は、前記駆動装置は、前記抵抗器を介してゼロ電圧線に接続される少なくと

10

20

30

40

50

も1つのスイッチを有する電力変換器から電流が供給される切換式リラクタンス駆動装置であり、

前記相電流をサンプリングする手段は、前記スイッチの切換周期と同期することを特徴とする。

【0037】

また本発明は、リラクタンス機械における回転子位置を決定するコンピュータプログラムが記録されたコンピュータ読取可能な記録媒体であって、

該コンピュータプログラムは、

相電流のサンプリングを制御する命令と、

前記相電流のサンプルの大きさが時間とともに減少することを示す相電流の複数のサンプル間の比較から、前記相電流がピークをいつ通過したのかを検出する命令と、

10

前記相電流がいつピークを通過したのかに関する情報を用いて、前記ピーク相電流がいつ発生したのかを計算する命令と、

ピーク相電流がいつ発生したのかに基づいて、回転子位置を決定する命令とを有することを特徴とする記録媒体である。

【0038】

また本発明は、前記相電流がいつピークを通過したのかを検出する命令は、時間に対する電流の変化率を監視することを含むことを特徴とする。

【0039】

また本発明は、制御命令は、前記回転子速度に依存するサンプル率を設定することを特徴とする。

20

【0040】

また本発明は、該コンピュータプログラムは、計測された前記回転子速度を記録する命令と、前記計測された速度に依存する前記サンプル率を変化させる命令とを含むことを特徴とする。

【0041】

また本発明は、前記コンピュータプログラムが抵抗電流センサを介してゼロ電圧線に接続される少なくとも1つのスイッチを有する電力変換器から電流が供給される駆動装置を制御するように構成され、

前記スイッチの切換周期と同期するように前記電流のサンプリングを制御するように構成されたことを特徴とする。

30

【0042】

【発明の実施の形態】

本発明は、数々の方法で実際に用いられ、そのうちのいくつかを実施例を用いて添付の図を参照して説明する。

【0043】

切換式リラクタンス機械の位相インダクタンス周期は、回転子磁極と関連する各固定子磁極とが完全に一列に並ぶときの、たとえば最大間での、位相または各位相のインダクタンス変化の期間である。記載される図示された実施形態は、電動機モードにおいて3相切換式リラクタンス駆動装置を用いるが、電動機モードまたは発電機モードのいずれかにおいて駆動装置をともなってあらゆる位相数が使用可能である。

40

【0044】

図5は、発明が具体化された方法を実施するためのシステムを示す。この中で、図2に示されたものと典型的に同様である電力変換器13は、切換式リラクタンス機械を制御するために設けられる。電力変換器13を制御するのは、マイクロコントローラ17である。シングルチップ化のために、マイクロコントローラ17は、少なくとも1つのオンチップアナログ/デジタル変換器(以下、単にA/D変換器と称する場合がある)を有さなければならない。適切な構成要素は、マイクロチップP I C 1 6 C 7 2 A(マイクロチップテクノロジー社製)である。このマイクロチップは、8ビット4チャネルのA/D変換器を有し、安価でかつ、多目的マイクロコントローラである。図5に示される回路は、安価な

50

電流検知および低電位側スイッチショッピングをともなう PWM動作が用いられる場合の使用に適する。相電流を表す信号は、信号線 18 上でマイクロコントローラ 17 の 8 ビット A / D 変換器チャネルの 1 つの入力に直接供給される。必要ならば、ノイズ排除用のフィルタを付加してもよい。

【 0 0 4 5 】

図 5 のシステムは、相電流をサンプリングし、相電流がピークを通過したときを検出し、時間に対する電流のプロットの勾配を監視することによってピーク電流が発生したときを計算することによって回転子位置を検出するように適合される。勾配が負になったとき、これはピークを通過したことを示し、回転子位置の計測を可能にする。これは先行技術の短所を克服する強力な方法である。

10

【 0 0 4 6 】

図 5 のシステムにおける相電流情報は、たとえばホール効果素子または低電位側スイッチ 22 と直列する抵抗センサ 28 から供給される。相電流情報がホール効果素子から供給されるか、機械が正確な単一パルスモードで動作しているとき、電流の大きさを表す情報は常に存在し、サンプルは導電期間内でどこからでも抽出することができる。しかしながら、電流フィードバックが低電位側スイッチ 22 と直列する抵抗センサ 28 から供給され、機械が低電位側スイッチショッピングを用いて PWM 供給で動作するならば、スイッチがオン状態で電流情報が存在するとき、サンプリングが期間に同期することが重要である。

【 0 0 4 7 】

図 6 は、図 5 の機械からの波形を示す。明瞭化のために、図の時間軸は大幅に拡大されている。低電位側スイッチ 22 の電流が示され、この実施例での PWM 周波数は 20 kHz である。スイッチ 22 がオン状態になり、相電流がダイオード 23, 24 から取出されたとき、電流が急速に上昇するのが明らかである。一旦オン状態になると、スイッチ 22 の電流は相電流と等しくなり、これは電流サンプルまたは多数のサンプルが正しい読み取りを得るために必要な領域である。タイミングパルスは信号であり、信号の立ち上がりがサンプルが実際に抽出される点を定義するために用いられる。サンプルがスイッチ 22 がオンになるのと同期し、スイッチがオン状態になった後、予め定められた時間量をサンプリングすることを明確に示している。サンプリング前のこの遅延は考慮され、調整可能である。より好都合であろう他の実施形態は、タイミングパルスを省き、サンプルが抽出された後、マイクロプロセッサがスイッチの始動パルスから引きこされたプリセット遅延を時間切れにすることが可能になる。

20

【 0 0 4 8 】

図 6 に示される実施例において、2 つの切換電流パルスは大きさが等しく、磁極の重なりに達したことを示す。最下段の図は、マイクロプロセッサ 17 によって生成された実際のセンサーレス検出パルスを示す。この図中の遷移は、A / D 変換器が変換を終了するためと、PIC が所望の位置に達したか否かを決定するためとに必要な計算時間のために、サンプル点から遅れていることがわかる。

30

【 0 0 4 9 】

PIC 内での最も簡略な実施形態は、論理微分器を用いることである。サンプルが抽出される度に、前のサンプルと比較される。両サンプルが等しい場合、電流の波形の振幅に変化はない。したがって Gallegos - Lopez の論文の中で記載されたように、機械が電動機モードか発電機モードかによって、磁極が重なる点または離れる点であると考えられる di / dt がゼロの点に到達する。しかしながら上述のように、di / dt がゼロであることを検出することは、センサレスの点に対する理想的な解決手段かのように思えるが、実際には制限があり、信頼性に欠ける。図 5 のシステムにおいてこの方法を使用する問題点は、A / D 変換器の制限によるものである。高速時においては、一定の周波数での導電期間内に抽出できるサンプルの数には制限がある。したがって、プロセッサアルゴリズムが 2 つの等しい振幅を得て、磁極が重なる点で差異がゼロになることを検出するために充分なサンプルである可能性はほとんどない。低速時では、たった 8 ビットである A / D 変換器の振幅変換のために、アルゴリズムが機能しなくなる。サンプルが相互に接

40

50

近して抽出されてもよく、サンプル時間および周波数に関して電流が変化する割合は低いけれども、緩やかな変化の波形は、振幅の1最下位ビット値によって変化しないであろうし、A/D変換器は連続するサンプルで同じレベルの振幅を検出するであろう。したがって回路は、 d_i/dt がゼロの点を推測し、磁極の重なりを示す検出パルスを出力する。最初のパルスが複数のパルスを停止するように与えられた後、 d_i/dt がゼロの検出をロックアウトすることは容易であるが、この最初のパルスは全く異なる位置にある可能性が高い。より高い変換（およびより高価な）A/D変換器は性能を向上させるが、いくつかの低速時において同じ問題を抱える。

【0050】

上述のように、より強力なアプローチは、ピーク電流が到達した後、下降勾配の開始を検出する勾配検出方法を用いることである。この方法では、磁極が重なる点の検出において遅延が発生するのは不可避であるが、遅延は実際一定であり、制御器内で補償される。したがって制御器は、磁極の重なる次の点がいつ発生するかを正確に予測することができる。

10

【0051】

勾配検出を行うために、マイクロプロセッサ17は、サンプルを前のサンプルと比較するアルゴリズム（上述の実施例で述べたように）を含む。しかしながら、2つの等しいサンプルを検索することよりもむしろ、前のサンプルと等しい、またはより大きいサンプル全てを無視する（すなわち波形が増加しているとき、または水平であるとき）。一旦、現在のサンプルが前のサンプルより小さいところに点が到達すると、ピーク（ d_i/dt がゼロ）の点に到達したと考えられ、波形は負の勾配をもって下降する。この技術は、真のピーク後の典型的には2つのサンプルのパルスを一定の既知量のサンプリング時間でセンサーレスで検出する。2つのサンプル期間の既知の時間は、角度制御ソフトウェア内で補償可能である。図7は、アルゴリズムが動作する典型的な波形を示す。すなわち図は2つの等しい大きさの電流パルスを示し、この2つのパルスの後、徐々に減少するパルスを示しており、電流がピークを過ぎ、勾配は負になっていることを示す。

20

【0052】

このアプローチは、実際良好に動作し、Gallegos-Lopezによって用いられる方法よりも明らかに良いが、システムは、電流検出信号に充分なノイズがある場合、時々間違った点を検出する可能性があることがわかった。電流波形のピーク後、最初の計算された負の勾配が真の最初のサンプルであると考えることよりもむしろ、いくつかのサンプルにわたって連続的な負の勾配を検出するようにアルゴリズムを修正することによって、向上された性能が得られる。サンプルに起因する2以上の負の勾配を検索することと、あらゆるゼロ変化の結果を無視すること（低速時の緩やかな変化率と、不完全なA/D変換とのために）とによって、勾配が下降しているに違いないと考えることは安全である。3つのサンプルの最小値によって d_i/dt がゼロの点の後、検出パルスはさらに遅延するが、それが既知の時間量であるときには、これはSR制御において補償される。

30

【0053】

この方法は、波形がゆっくりと変化し、同一レベルの複数のサンプルが（不完全なA/D変換のために）生じ得る場合には、低速時にわずかな不正確さを潜在的に付加する可能性があり、こうして真の d_i/dt がゼロの点からのパルスの遅延が増大する。しかしながらこのことが発生するためには、ゆっくりと変化するように、波形の速度は非常に低速であり、実際の遅延は回転子角度に関して無視してよく、位置検出のわずかな不正確さは問題ではなくなる。実際には、アルゴリズムは、強力な方法で一貫して動作する。理論的には、「n」負勾配検出が用いられる。ここで「n」は2から d_i/dt がゼロの点の後、導電領域に適合可能なサンプルの最大までの整数値で、実際にはn=4または5のとき、非常に強力なシステムを生み出し、電流信号に多量のノイズが存在しても正確な検出を行うことができる。しかしながら、n=2でも8ビットA/D変換で良好に動作する。

40

【0054】

高速時では別の問題が発生する。機械の速度が非常に高速である場合、サンプル率はピー

50

クが正確に検出されることを保証するためには、導電領域における充分なサンプルを与えないであろう。しかしながらこの点で、高速になるにつれて、強力さは増大された速度範囲と引換えに負勾配検出数を連続的に減少させることによってなされ得る。制御器は、速度が以下の実施例に従って、存在する領域に従って負勾配検出数を変化するようにプログラム可能である。

【0055】

【表1】

速度範囲	検出
200-1000	5
1000-2000	4
2000-10000	3
10000-15000	2

10

【0056】

当然ながら正確な値は、駆動装置の位相数、PWM周波数、全体の速度範囲など当業者にとって容易に理解できるものに依存する。

【0057】

上述のすべての実施形態において、ピーク電流の発見された位置から回転子位置を計算するステップは比較的簡単である。磁極が重なる位置は機械の磁極の円弧形状によって固定され、上述のようにこの位置は実質的にピーク電流が発生する位置であることは周知である。したがって実際の回転子位置は、回転子速度とサンプリングを完了するために必要である周知の時間とに対応する位置変位を単純な加算によって与えられる。

20

【0058】

上述の実施例は、電動機モードとしての動作に関するものである。この技術は発電機モードにおいても同様な効果を与えるために使用可能であることは理解される。この場合、ダイオードが導電している間、電流の計測をフィードバックすることは理解されるので、図8に示されるような位相鉄心脚のトポロジーが適する。この回路は図2の回路に類似しているが、ダイオードD4と直列状態にあるさらなる電流センサS9を含む。センサS9からのフィードバック信号は、マイクロプロセッサ内の第2A/Dチャネルに供給されるか、既知の技術を用いて図5の信号線18に多重化される。ダイオードD4内の電流をサンプリングすることによって、制御器は上述の方法を用いて磁極の離れる点を検出可能であり、これによって回転子位置を決定する。

30

【0059】

該技術は、図8の配置に限定されない。電流波形が、全位相の組合せられた電流を検知するように配置された電流センサが、各電流をそれぞれ識別できる信号を供給する、そのようなものである場合には、本発明はこの配置に適用可能である。

【0060】

本発明で実施された切換式リラクタンス駆動装置は、物理的回転子位置検出器を用いずに制御可能であることは、理解されるであろう。このことは、制御方法が簡略な非絶縁電流センサからの電流フィードバックを用いて電流波形を連続的にサンプリングし、電流波形の勾配が負になる点を検出し、この情報を用いて勾配がゼロであった点を計算し、計算されたゼロ勾配の点を用いて回転子位置を計算することによってなされる。これは簡略かつ強力な方法である。

40

【0061】

開示された配置の変形は、本発明から逸脱することなく、特にマイクロプロセッサでのアルゴリズムの実行の詳細において可能であることを当業者は理解するであろう。したがっていくつかの実施形態の上述の記載は、実施例を手段としてなされており、限定を目的とするものではない。上述の動作に大きな変更を加えずに駆動回路に小さな変更を加えるこ

50

とができるることは当業者にとって明らかである。本発明は、クレームの範囲内によってのみ限定される。

【0062】

【発明の効果】

本発明によれば、リラクタンス機械内の回転子位置を決定する方法において、相電流をサンプリングし、前記相電流がピークを通過したときを検出し、前記相電流がピークを通過したときの情報を用いて、前記ピーク相電流が発生したときを計算し、前記計算されたピーク相電流を用いて、回転子位置を決定することを含むので、回転子位置トランスデューサを用いずに、記憶されたデータ量を低減して、強力かつコストパフォーマンスの良い回転子位置監視方法を提供することができる。

10

【図面の簡単な説明】

【図1】典型的な従来技術の切換式リラクタンス駆動装置を示す。

【図2】図1の変換器の一位相の周知のトポロジーを示す。

【図3】パラメータとして回転子位置を用いて、典型的な磁束結合 - 相電流曲線を示す。

【図4】図4(a)は、チョッピング制御における典型的な電動機電流波形を示し、図4(b)は、単一パルス制御における典型的な電動機電流波形を示す。

【図5】本発明が具体化される切換リラクタンス駆動装置の概略図を示す。

【図6】図5の駆動装置における電流波形およびパルス波形を示す。

【図7】電流がピークに達し、減少していく電流波形を示す。

【図8】電動機モードおよび発電機モードでの動作に適する図5の駆動装置用の変換器トポロジーを示す。

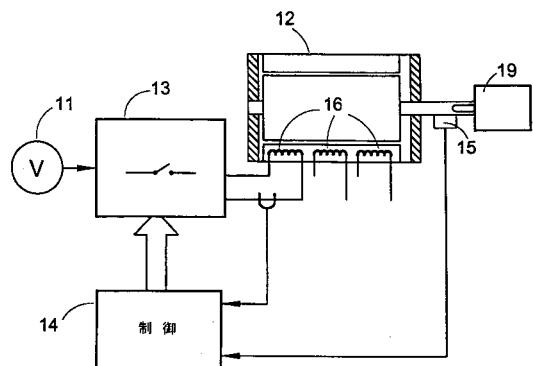
20

【符号の説明】

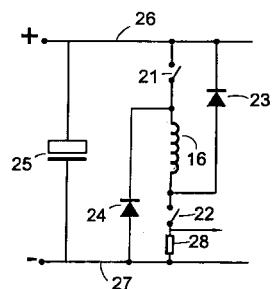
- 1 1 電源
- 1 2 モータ
- 1 3 電力変換器
- 1 4 電子制御部
- 1 5 変換器
- 1 6 相巻線
- 1 7 マイクロコントローラ
- 1 8 信号線
- 2 2 低電位側スイッチ
- 2 3 , 2 4 ダイオード
- 2 8 抵抗器

30

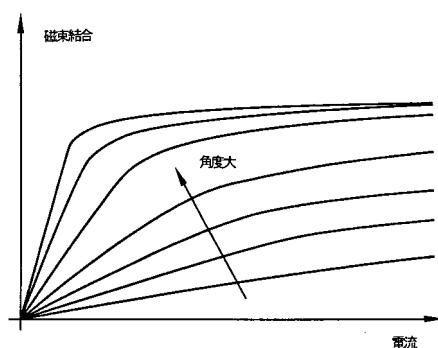
【図1】



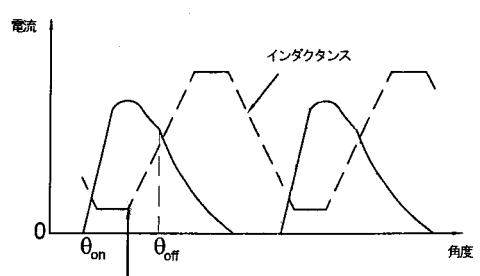
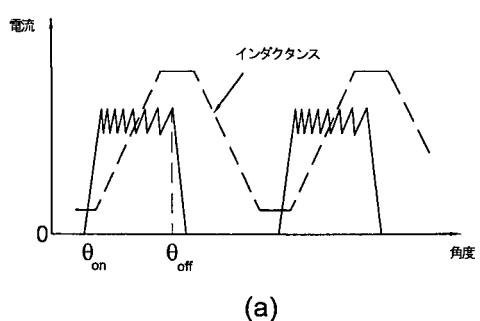
【図2】



【図3】

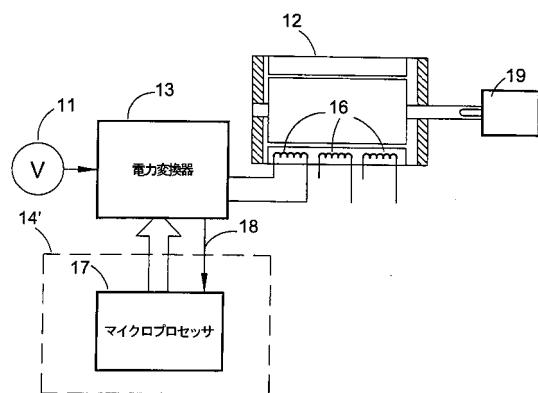


【図4】

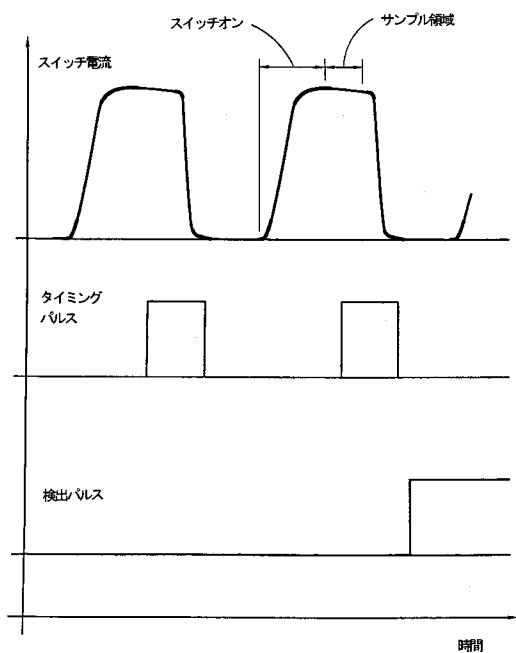


(b)

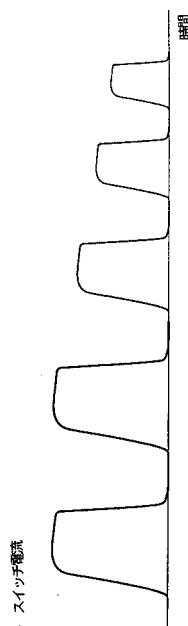
【図5】



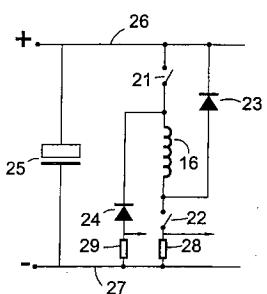
【図 6】



【図 7】



【図 8】



フロントページの続き

(74)代理人 100072235

弁理士 杉山 毅至

(74)代理人 100101638

弁理士 廣瀬 峰太郎

(74)代理人 100100479

弁理士 竹内 三喜夫

(72)発明者 モリアーティ,ピーター マーク

イギリス国 ノース ヨークシャー ナレスボロー マナー クレッセント 14

審査官 尾家 英樹

(56)参考文献 特開平08-214583(JP,A)

特開平11-146677(JP,A)

特開平08-009676(JP,A)

Gabriel-Lopez, A New Sensorless Method for Switched Reluctance Motor Drives, IEEE Transaction on Industry Applications, 1998年, 34(4), 832-840

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 4/00-29/00