

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2014-166137

(P2014-166137A)

(43) 公開日 平成26年9月8日(2014.9.8)

(51) Int.Cl.
H02P 25/08 (2006.01)F I
H02P 7/00 501テーマコード (参考)
5H501

審査請求 未請求 請求項の数 16 O L 外国語出願 (全 29 頁)

(21) 出願番号 特願2014-34285 (P2014-34285)
 (22) 出願日 平成26年2月25日 (2014.2.25)
 (31) 優先権主張番号 1303417.8
 (32) 優先日 平成25年2月26日 (2013.2.26)
 (33) 優先権主張国 英国 (GB)
 (31) 優先権主張番号 61/769,456
 (32) 優先日 平成25年2月26日 (2013.2.26)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 511124080
 ニデック エスアール ドライブズ リミ
 テッド
 Nidec SR Drives Lim
 ited
 イギリス国 エイチジー 3 1 ビーアール
 ノース ヨークシャー ハロギット オ
 ッリー ロード イースト パーク ハウ
 ス (番地なし)
 East Park House, Ot
 ley Road, Harrogate, N
 orth Yorkshire, HG3
 1PR, United Kingdom

(74) 代理人 100110847
 弁理士 松阪 正弘

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ブラシレス電気機械を制御する方法、制御システム、および駆動装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 電流を制御するために用いられるデバイスの電流定格を必要以上に大きくせずに、より円滑なトルクが得られる制御装置を提供する。

【解決手段】 ブラシレス電気機械は、トルクを生成して負荷を駆動する少なくとも一つの相巻線を有する。機械の制御システムは、ある相に供給される磁束および電流を変化させて、ロータ位置の関数としてトルク出力を変更することができる。特定の角度で励磁を減少させてトルクプロファイルに低下部を生じさせることにより、駆動装置が失速する際に、所定位置、例えば、駆動装置の損失が最小となる位置、で失速するようにする。

【選択図】 図 1 2

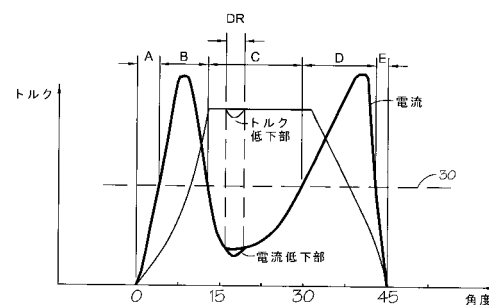


Fig 12

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ブラシレス電気機械を制御して出力を生成する方法であって、前記出力はトルクまたは力であり、前記方法は、スイッチオン点とスイッチオフ点との間の導通領域内において出力要求に応じて前記機械の第 1 の相を励磁して、前記出力要求より高い出力上限と前記出力要求より低い出力下限との間の出力を生成し、それによって前記ブラシレス電気機械の前記出力と前記第 1 の相の電流との間の非線形関係を補償する工程を備え、前記第 1 の相が励磁されて、前記導通領域の初めからディテント領域までと前記ディテント領域から前記導通領域の終わりまでとで前記出力上限と前記出力下限との間の前記出力を生成し、前記ディテント領域内において前記下限より低いディテントレベルで出力を生成することによって、前記機械が前記ディテント領域内のディテント位置で失速しやすくする。

10

【請求項 2】

出力要求が一定の場合、前記第 1 の相によって流れる電流は、前記導通領域の第 2 部分および第 4 部分では或るレベルより高く、前記第 2 部分は前記導通領域の第 1 部分と第 3 部分との間にあり、前記第 4 部分は前記導通領域の前記第 3 部分と第 5 部分との間にあり、前記電流は、前記導通領域の前記第 1 部分、前記第 3 部分および前記第 5 部分では前記レベルより低く、前記ディテント位置は、前記導通領域の前記第 3 部分内にある、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記レベルは、前記導通領域の最大電流と前記第 3 部分の最小電流との平均を超えない、請求項 2 に記載の方法。

20

【請求項 4】

前記第 3 部分の最小電流は、前記ディテント領域で生じる、請求項 2 または 3 に記載の方法。

【請求項 5】

前記ディテントレベルは、前記出力要求の 96%未満である、請求項 1 ないし 4 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 6】

前記方法は、前記ディテント領域より前の前記導通領域の第 1 部分および前記ディテント領域より後の前記導通領域の第 2 部分において、前記第 1 の相と共に、第 2 の相および第 3 の相をそれぞれ励磁して、前記上限と前記下限との間の前記出力を生成する工程をさらに備える、請求項 1 ないし 5 のいずれか 1 項に記載の方法。

30

【請求項 7】

前記ブラシレス電気機械は複数の相を有し、各相は先行請求項のいずれか 1 項に記載の前記第 1 の相として励磁され、前記方法は、前記機械が異なるディテント位置で失速するように、少なくとも 2 つのレベル間で前記出力要求を変更する工程を備え、前記異なるディテント位置のそれぞれは、異なる相にある、請求項 1 ないし 6 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 8】

前記出力要求は、前記機械の失速が検出されたことを受けて変更される、請求項 7 に記載の方法。

40

【請求項 9】

前記異なる相は互いに隣接する、請求項 7 または 8 に記載の方法。

【請求項 10】

前記ブラシレス電気機械は n 個の相を有し、前記出力要求は n 個のレベルの間で変更される、請求項 7 または 8 に記載の方法。

【請求項 11】

前記方法は、前記機械の速度を決定して、前記速度が第 1 の値を下回る場合は前記ディテント領域において前記ディテントレベルで出力を生成し、前記速度が第 2 の値を超える場合は前記ディテント領域において下レベル以上のレベルで出力を生成する工程を備え、

50

前記第 2 の値は、前記第 1 の値以上である、請求項 1 ないし 10 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 12】

前記ブラシレス電気機械は、トルクまたは力の出力を有し、負荷に前記出力を伝達するコンプライアント伝達機構を介して前記負荷に連結される、請求項 1 ないし 11 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 13】

前記ブラシレス電気機械は、車両の 1 つ以上のトラクションホイールに連結される、請求項 1 ないし 12 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 14】

前記ブラシレス電気機械は、スイッチドリラクタンス機械である、請求項 1 ないし 13 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 15】

請求項 1 ないし 14 のいずれか 1 項に記載されるブラシレス電気機械を制御する手段を備えた制御システム。

【請求項 16】

ブラシレス電気機械と、前記ブラシレス電気機械に連結された制御システムとを備える駆動装置であって、前記制御システムは、前記制御システムに請求項 1 ないし 14 のいずれか 1 項に記載された方法によって前記ブラシレス電気機械を制御させるよう構成されたプロセッサを備える、駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、ブラシレス電気機械の制御に関する。本発明は、特に、スイッチドリラクタンス機械に関するが、それに限定されるものではない。

【背景技術】

【0002】

スイッチドリラクタンス機械は、ブラシレス電気機械の一種である。機械は、複数のロータポールを定めるロータと、複数のステータポールを定めるステータと、ステータポールに関連して配置され 1 つ以上の個別に励磁可能な相を定める一組の巻線とを備える。リラクタンス機械において、1 つ以上の相巻線を励磁すると、対応付けられたステータポールを含む回路に磁束が発生し、回路のリラクタンスが最小となる（また、対応する相巻線のインダクタンスが最大となる）位置にロータが動かされる。モータリング動作では、ロータ位置によって巻線を順次励磁するタイミングを調節することにより、ロータの動作が引き起こされる。スイッチドリラクタンス機械が組み込まれた電気駆動装置の一般的な取り扱いについては、例えば「Electronic Control of Switched Reluctance Machines」、TJE Miller 編、Newnes, 2001 等の様々な本に載っており、この内容は参照することにより本出願に組み込まれるものとする。より詳細な内容は、the PCIM '93 Conference and Exhibition at Nurnberg, Germany, June 21-24, 1993 で発表された Stephenson と Blake による論文「The Characteristics, Design and Applications of Switched Reluctance Motors and Drives」に記載されており、この内容も参照することにより本明細書に組み込まれるものとする。当技術で周知のように、これらの機械は、相巻線を励磁するタイミングを変えることによって、電動機または発電機として動作させることができる。

【0003】

電流がステータコイルを流れてロータの永久磁石によって場が発生する、いわゆるブラシレス直流機械等の従来の誘導同期式「電磁」機械と異なり、スイッチドリラクタンス機械は、純粋に「磁気」機械であり、磁気回路のリラクタンスが変化する際に、トルクは磁場によってのみ生成される。したがって、これら二種類の機械を制御する方法は、制御がトルクの生成方法に関連しているため、全く異なる。一般に、正弦波で給電される従来の機械に用いられる制御方法は、スイッチドリラクタンス機械には適さない。

【0004】

図1は、典型的なスイッチドリラクタンス機械の断面を示す。この例では、強磁性ステータ10は、6個のステータポール12を有する。強磁性ロータ14は、4個のロータポール16を有する。各ステータポールは、コイル18を有している。径方向に反対側に位置するポールのコイルはそれぞれ直列に接続され、これにより、3相巻線が設けられる。分かりやすいように、1つの相巻線のみが示されている。スイッチドリラクタンス機械の制御は、当業者に周知の様々な方法で実行可能である。ロータの角位置に関する情報が位置検出器等から入手可能であれば、励起を位置の関数として与えることが可能である。このような機械は、「ロータポジションスイッチド機械」と呼ばれることが多い。

【0005】

典型的なスイッチドリラクタンス駆動装置を図2に示す。この例で、機械36は、図1に示された機械に対応する。3相巻線A、B、Cは、一組のパワー電子スイッチ48によって順番に直流電源Vに切り換えられる。スイッチが作動する時点（つまり、ロータ位置）はコントローラ38によって決定される。コントローラは、ハードウェアとして、またはマイクロコントローラやデジタル信号処理装置などの処理デバイスのソフトウェアとして実現されてよい。制御信号は、データバス46を介してスイッチに送られる。電流センサ44で相電流を検知し、要求電流 i_D と比較される相電流に比例する信号をフィードバックすることによって、閉ループ電流フィードバックが行われる。制御アルゴリズムは、比例（P）、比例積分（P+I）、時間最適、フィードバック線形化、比例・積分・微分（PID）の機能、または当業界でよく知られているその他の多くの機能のうちの一つを含んでいてもよい。また、位置検出器40からロータ位置信号をフィードバックすることによって、位置または速度の外部制御ループが行われることも一般的である。

【0006】

動作中、電流要求42に対応する信号がコントローラに与えられる。これによって、採用されている特定の制御方式に従って巻線内の電流が調整され、機械から所望の出力が生成される。

【0007】

スイッチドリラクタンス機械の性能は、ロータ位置を基準にした相励磁のタイミングの精度に部分的に依存する。ロータ位置検出は、従来、ステータに取り付けられた光学または磁気センサ等と協働して作動する、図2に模式的に示される物理的なロータ位置変換器（RPT）40、例えば、機械のロータに搭載される歯付き回転ディスク等、を用いて実現される。ステータに対するロータ位置を示すパルス列が生成されて処理デバイスに供給されることにより、正確な相励磁が可能となる。別の位置検出方法としては、いわゆる「センサレス」方法がある。この方式では、物理的な位置変換器は設けられず、機械の1つ以上の他のパラメータの測定値から位置が推定される。

【0008】

巻線内の電流は比較的簡単に測定できるため、機械の閉ループ制御は、従来、巻線内の励磁電流を監視および制御することによって実現される。しかし、機械で要求される出力は通常、トルクや位置、あるいは速度であり、電流はこれら全てと極めて非線形的関係にある。その結果、電流制御手法を用いると、一般に、トルクリプルや位置誤差および／または速度誤差等の出力が不正確となる。これらの短所に対処するために、後述するように多くの電流制御方式が考案された。

【0009】

多くの異なる電力コンバータにおけるトポロジーが知られており、前記Stephensonの論文にその幾つかが述べられている。最も一般的な構成の一つを、多相システムの1つの相を用いて図3に示す。図では、機械の相巻線32がバスバー26、27間で2つのスイッチ装置21、22に直列に接続されている。バスバー26、27を、コンバータの「DCリンク」と総称する。エネルギーリカバリーダイオード23、24は、スイッチ21、22が開放されたときに巻線電流がDCリンクへと逆流するよう、巻線に接続される。「DCリンクコンデンサ」として知られるコンデンサ25は、DCリンクの間に接続され、電

10

20

30

40

50

源から流れない又は電源に戻ることをできないDCリンク電流（いわゆる「リップル電流」）のあらゆる交流成分を供給したり吸収したりする。実際面では、コンデンサ25は、直列および／または並列に接続された複数のコンデンサを備えていてもよい。並列接続の場合、構成要素の一部をコンバータ中に分散させてもよい。多相システムでは、通常、図3に示された幾つかの「相端子」を並列接続したものをを用いて、電気機械の相を個別に励磁している。

【0010】

スイッチドリラクタンス機械の相インダクタンス周期は、連続する周期における共通ポイント間（例えば、ロータポールとそれに対応するステータポールとが完全に整列している場合のインダクタンス最大値間）における当該相または各相のインダクタンス変動期間である。上記Stephensonの論文で説明されているように、最大インダクタンス領域は、一対のロータポールが一対のステータポールと完全に整列しているロータ位置を中心としている。同様に、最小インダクタンス領域は、図1に示すように、ロータポール間軸がステータポール軸と整列する位置を中心としている。

【0011】

低速では、スイッチドリラクタンスシステムは、一般に、電流制御モードまたは「チョッピング」モードで動作する。前記Stephensonの論文で説明されているように、「ハード」チョッピングを用いるヒステリシス電流制御装置が使用されることが多い。これを図4（a）に示す。図では、相が励磁されるスイッチオン角度 θ_{on} と消磁されるスイッチオフ角度 θ_{off} との間において注目している相の導通領域において、電流が高ヒステリシスレベル I_u と低ヒステリシスレベル I_l との周期を繰り返す。別の制御方式としては、「ソフト」チョッピングがある。この場合、電流が高レベルに達するとスイッチが一つだけ開放される。電流はその後、巻線と第2スイッチと一つのダイオードとを介してさらにゆるやかに減衰する。これを図4（b）に示す。スイッチや電流制御装置の能力によっては、電流が事実上平坦となるまでヒステリシスバンドの幅を減少させることができる。ロータの角速度が遅い場合、スイッチオンから所望のレベルに達するまでにロータが移動する角度は非常に小さくなり、電流波形は後述するように矩形状となる。他の種類の電流制御装置も当技術では周知であり、その例として、EP-A-0769844に記載される電流制御装置、その内容は参照することにより本出願に組み込まれるものとする、や、オフタイム制御装置、定周波数制御装置等があるが、これ以上の説明はここでは省略する。

【0012】

高速では、スイッチドリラクタンスシステムは、通常、チョッピングモードではなく、「シングルパルス」励磁モードで動作する。これも前記Stephensonの論文で説明されている。

【0013】

このように、システムは一般に、低速ではチョッピングモードを用い、高速ではシングルパルスモードを用いる。チョッピング電流の高低レベルは、通常、シングルパルスモードの予想ピーク電流より大きい値に設定されるので、これらパラメータはシングルパルス動作の妨げにならない。また、高電流レベルを「セーフティネット」となる値に設定することが知られている。そうすることによって、駆動装置が故障した場合に、電流がこの高レベルを超えて1つ以上のスイッチ装置が開放され、電流を安全値に抑えることができる。

【0014】

上記はモータリング動作を想定して説明されたが、スイッチドリラクタンス機械は、電流波形が一般にモータリング波形の鏡像となる生成モードでも同様に動作することは周知である。

【0015】

他の何種類かの電気機械と異なり、スイッチドリラクタンス機械では一般に、トルクと電流は線形関係にない。これについての理由は、前記Millerの本やStephensonの論文により詳細に述べられている。上記関係を図5に示す。図では、ロータ角45度を超えるまで

定電流が印加された場合の図 1 の 3 相機械の一つの相に関するいわゆる静トルクが示されている。機械の動作範囲において低い（例えば、10%未満）電流の場合、トルクはほぼ矩形状となる。しかし、磁束や電流レベルが上がるにつれ、磁束を保持する鉄の磁気特性は著しく非線形となり、トルクの形状は丸くなる。図示されるトルク曲線の形状は、機械において定格電流の場合によくみられるものである。

【0016】

実際の波形では、通常、図示の平均電流にチョッピングリップルが重畳されるので、当業者であれば図 5 に示される電流波形が理想化されたものであるということは分かるであろう。

【0017】

図 6 は、機械の異なる相におけるトルク曲線の関係を示す。6 個のステータポールと 4 個のロータポールを備える機械において、曲線間の角変位（いわゆる ε 角度）は 30 度である。回転する機械から連続トルクを発生させる最も簡単な方法は、トルク曲線が交差するときに一つの相をオンに切り換え、 ε 角度回転した後にこの相をオフに切り換えて次の相をオンに切り換えるものである。これを図 7 に示す。ここでも相電流は一定とする。これは簡単に実現できる制御方式であるが、大きなトルクリップルが生じるという明らかな欠点がある。どの角度でも利用できる最小トルクは ε トルクと呼ばれ、これを図 7 に示す。 ε 角度で生成される平均トルクは、曲線の正確な形にもよるが、ピークトルクと ε トルクとの間である。しかし、この方法では、各相を相周期の $1/3$ しか利用することができず、ステータや電子制御装置が十分に活用できないという欠点もある。

【0018】

これらのデメリットを解消するために、各相が所望の方向にトルクを生成し得る時に必ず当該相を励起する方法が知られている。図示の 3 相機械の場合、励起パターンは、15 度の間は A 相のみ、次の 15 度では A 相と B 相、次の 15 度では B 相のみ等となる。これを図 8 に示す（ここでは、相間のいかなる相互作用も無視する）。このパターンは、「相重複」や「 $1^{1/2}$ フェーズオン」等として知られている。 ε トルクは事実上 2 倍になることが分かる（2 つの相が前回の交錯点で同一のトルクを生成しており、トルク曲線の傾斜がほぼ同じ大きさになるためである）。ピークトルクは変わらないので、トルクリップルははるかに小さくなり、平均トルクは大幅に増加する。各相は相周期の半分の期間で使用されるので、ステータの利用率が高くなる。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0019】

この励起方式は多くのデバイスに採用されるが、電流を制御するために用いられるデバイスの電流定格を必要以上に犠牲にすることなく、より円滑なトルクが必要となる利用分野もある。

【課題を解決するための手段】

【0020】

本発明の一局面では、請求項 1 に定められるようなブラシレス電気機械を制御する方法が提供される。本発明のさらに別の局面では、請求項 15 に定められるような制御システムおよび請求項 16 に定められるような駆動装置が提供される。

【0021】

一実施の形態において、ブラシレス電気機械を制御して出力を生成する方法が提供される。出力はトルクまたは力である。この方法は、スイッチオンポイントとスイッチオフポイントとの間の導通領域内において機械の第 1 の相を励磁する工程を備える。機械は出力要求に応じて励磁され、出力要求より高い出力上限と出力要求より低い出力下限との間の出力を生成して、ブラシレス電気機械の出力と第 1 の相の電流との間の非線形関係を補償する。上限および下限出力の間の出力は、導通領域の初めからディテント領域までとディテント領域から導通領域の終わりまでとで、出力要求に応じて生成される。ディテント領域においては、ディテントレベルで出力が生成される。ディテントレベルは、下限よりも

低い。このように、機械がディテント領域内のディテント位置で失速しやすくする。

【0022】

好適には、ブラシレス電気機械を制御して、ディテント領域外では出力上限許容値と出力下限許容値との間の出力を生成し、出力が下限許容値よりも低くなるよう機械を制御することによって、機械が失速しやすいディテント領域を定義することができる。これによって、機械の失速動作を制御することができる。

【0023】

理想的条件では、導通領域で出力が理想的に円滑または平坦になるよう、出力上限および出力下限は同じである（出力要求と等しくなる）。実際の状況では、上記出力変動を完全に補償することはできないため、機械は、出力要求で出力を生成するよう制御され、出力要求は、実質的に円滑または平坦であり、補償されていない出力変動に起因して上限と下限との間で変動する。例えば、上限および下限は、出力要求のいずれ側においても5%であってもよく、より平坦な出力を得るようするために、例えば、上限および下限を出力要求のいずれ側においても（出力要求に対して）3%、さらには1%や2%としてもよい。実質的に円滑または平坦な出力を得るためには、いかなる公知の出力調整手法を用いてもよく、例えば、電流（または磁束等の他の制御量）のプロファイリングを行うことによって、出力の所望の平滑度を実現してもよい。制御および／またはプロファイリングは、機械の特性に基づくフィードフォワード制御や、出力やその変動のような好適なフィードバック量に基づくフィードバック制御に基づいて行われてもよい。フィードフォワード制御およびフィードバック制御を組み合わせることも同様に可能である。実現可能な様々な制御手法では、ロータ位置の検出にセンサレス方式、あるいはロータ位置検出ハードウェアを用いる位置検出が採用されてもよい。また、ロータ位置の検出は、センサレス方式とハードウェア方式を組み合わせることによっても同様に可能である。

【0024】

いくつかの実施の形態では、ディテントレベルは出力要求の96%未満である。例えば、ディテントレベルは95%でもよい。ディテントレベルにはより低いあるいはより高い値も同様に可能であるが、より高い値ではディテント効果は減少し、より低くなると好ましくないトルクリップルが発生してしまう。

【0025】

いくつかの実施の形態では、方法は、第1の相と共に第2および第3の相をそれぞれ励磁する工程を備える。第2の相は、ディテント領域より前の導通領域の第1部分で第1の相と共に励磁され、第3の相は、ディテント領域より後の導通領域の第2部分で第1の相と共に励磁されて、上限と下限との間の出力を生成する。これら実施の形態では、図8を参照して説明した上記励磁方式を用いて出力の平滑化を容易にしてもよい。

【0026】

いくつかの実施の形態では、実質的に円滑な出力を生成するよう機械を制御した結果、ある一定の出力要求の場合に第1の相によって流れる電流が、導通領域の第2および第4部分において想定レベルより高くなる。導通領域の第2および第4部分は、導通領域の第1、第3および第5部分の間にあり、これらの部分では電流は想定レベルよりも低い。したがって、電流プロファイルには、（直流電流制御または例えば磁束制御の結果として）谷を挟む2つピークがある。いくつかの実施の形態では、ディテント位置は第3部分内にあり、第3部分は電流プロファイルの2つのピーク間の谷部分である。このように、ディテント領域は、第1の相によって流れる電流が比較的低い領域にディテント位置が位置するように配置される。これは、失速中に相によって流れる電流に対応する熱負荷は、流れる電流がより高い場合に比べて減少することを意味する。想定レベルは、第1の相の導通領域内の最大電流と第1の相の導通領域の第3部分内の最小電流との平均より低くてもよい。想定レベルは、第1の相の導通領域内における最小電流の90%と最大電流の10%との和より低くてもよい。いくつかの実施の形態では、第1の相の導通領域の第3部分内の最小電流は、ディテント領域内で生じる。この結果、ディテント領域内で失速する時に、相によって最小電流（あるいは最小電流に近い電流）が流れる。

10

20

30

40

50

【0027】

いくつかの実施の形態では、該ブラシレス電気機械は、コンプライアントトルク伝達機構によって負荷に連結される。伝達機構のコンプライアンスは、負荷の移動なく、機械がディテント領域内の失速位置へ移動する可能性があることを意味する。いくつかの実施の形態では、ブラシレス電気機械は、車両の1つ以上のトラクションホイール、例えば、後述のようなローダ、に連結されている。

【0028】

いくつかの実施の形態では、該ブラシレス電気機械は複数の相を有し、該方法は、機械が異なるディテント位置で失速するように少なくとも2つのレベル間で出力要求を変化させる工程を含む。ディテント位置のそれぞれは、異なる相にある。これにより、失速電流に伴う熱負荷を複数の相で共有することができ、失速状態における機械の加熱を低減することができる。特に、いくつかの実施の形態では、出力要求は、機械の失速が検出されたことを受けて変更される。異なる相は互いに隣接していてもよく、 n 個の相を有するブラシレス電気機械の場合、出力要求は n 個のレベル間で変更されてもよい（これにより、 n 個の相それぞれに対応する失速位置に到達するようにする）。

【0029】

いくつかの実施の形態では、該ブラシレス電気機械はロータを有する。つまり、該機械は、トルクを出力する回転機械である。しかし、本開示は、機械が、静止部に対して直線運動するよう配置された移動部を有し、力の出力を生成するこのような直線機械である実施の形態にも同様に適用可能である。

【0030】

いくつかの実施の形態では、該ブラシレス電気機械は、スイッチドリラクタンス機械である。別の実施の形態では、該ブラシレス電気機械は、ブラシレス直流機や他の好適な種類のブラシレス電気機械であってもよい。

【0031】

いくつかの実施の形態では、ディテントレベルの出力となるディテント領域の導入は、速度に左右される。これを達成するため、例えば、機械の速度が決定され、速度が第1の値を下回る場合はディテント領域においてディテントレベルで出力が生成され、速度が第2の値を超える場合は下レベル以上で出力を生成してもよい。第2の値は第1の値と同じであってもよく、閾値レベルの役割を果たしてもよい。あるいは、例えば、速度が第1の値から第2の値に増加するにつれ、ディテントレベルから出力低下が全くなくなるまでレベルを徐々に遷移させることによって、第2の値を第1の値より大きくしてもよい。この場合、出力がディテント領域でディテントレベルまで周期的に低下することに伴って起こるトルクリップルによって機械や駆動装置に共鳴が誘発されるリスクが低くなる。

【0032】

他の実施の形態では、上記方法や手法に従ってブラシレス電気機械を制御する手段を備える制御システムを提供している。さらに別の実施の形態では、ブラシレス電気機械とこれに連結される制御システムとを備える駆動装置を提供している。制御システムは、上記方法や手法に従って制御システムにブラシレス電気機械を制御させるように構成されたプロセッサを備えている。

【0033】

本発明は、様々な形で実施することができ、以下、添付図面を参照しながらそのいくつかを例に挙げて説明する。

【図面の簡単な説明】

【0034】

【図1】図1は、スイッチドリラクタンス機械の概略軸交差断面を示す。

【図2】図2は、スイッチドリラクタンス機械駆動システムの概略を示す。

【図3】図3は、スイッチドリラクタンス機械に適した電力変換回路の一部を示す。

【図4(a)】図4(a)は、チョッピング電流波形およびそのインダクタンスプロファイルとの角関係を示す。

10

20

30

40

50

【図 4 (b)】図 4 (b) は、フリーホイーリングを加味したチョッピング電流波形を示す。

【図 5】図 5 は、機械の一つの相に関するトルクおよび電流波形を示す。

【図 6】図 6 は、機械の他の相を重ね合わせた図 5 の波形を示す。

【図 7】図 7 は、一度に一つの相を励起することによって生成されたトルク波形を示す。

【図 8】図 8 は、複数の相を重ね合わせるによって生成されたトルク波形を示す。

【図 9】図 9 は、あるロータ角で滑らかなトルクを生成するための相電流プロファイルを示す。

【図 10】図 10 は、別のものと重なった滑らかなトルクを与える相電流プロファイルを示す。

10

【図 11】図 11 は、駆動トルクおよび負荷トルクを示す。

【図 12】図 12 は、トルク波形および電流波形を示す。

【図 13】図 13 は、本発明の一局面に係るトルク波形を示す。

【図 14】図 14 は、本発明の別の一局面に係るトルク波形を示す。

【発明を実施するための形態】

【0035】

負荷のうち何種類かは、原動機により発生したトルクリップルの影響を特に受けやすく、「滑らかな」トルク、つまり、ロータ位置によって著しく変動しないトルクを発生させる多くの手法が提案されている。そのうちのいくつかの手法では、例えば E P O 9 3 0 6 9 4 (Randall) に開示されているように、ロータおよび／またはステータポールのプロファイルを調整する等の機械的な解法に注力している。別の方法では、米国特許第 6 9 2 2 0 3 6 号(Ehsani)に開示されているように、電流をロータ角の関数とすることによって、電流の大きさを、一定(図 5 ないし 8 参照)ではなく、導通角度にある間は変化させるようにしている。後者の手法は、一般に「電流プロファイリング」と呼ばれる。

20

【0036】

電流プロファイリングは様々な方法で実現可能である。最も簡単な方法の一つは、図 7 に従って、一度に一つの相を用いる。いずれの相でも ε 角の間は、電流はトルク波形とは逆に変調され、 ε 角の間ずっとトルクは一定に保たれる。これを図 9 に示す。しかし実用上は、この手法には 3 つのデメリットがある。第一に、電流を瞬時に相に対して与えたり取り除いたりすることはできない。第二に、既に図 7 を参照して述べたように、一度に一つの相だけを励磁する場合の ε トルクはかなり低いため、機械からの出力は図 7 の平均トルク(実際の波形にもよるが、 ε トルクのおよそ二倍)から ε トルクにまで減少してしまう。第三に、電流は電気周期のほんの一部にしか存在せず、しかも複数の高いピーク値を有するため、R M S が比較的高くなり、生成されたトルクに対して比較的高い巻線損となる。

30

【0037】

これらデメリットは、上記図 8 で示されたのと同様に、いくつかのロータ角で 2 つ(またはそれ以上の)相を励磁することによって、少なくとも部分的に解決することができる。相電流の立ち上がりおよび立ち下がりエッジは、立ち下がり相によって生成されたトルクが立ち上がり相によって生成されたトルクと調和して、必要とされる一定のトルク値を付与するようなプロファイルとなる。これを、一つの相の場合について図 10 に示す。図では、一定でリップルのないトルクが、図 9 の構成よりも小さい電流で実現可能である。

40

【0038】

図 10 の ε トルクは理想的に平坦または滑らかなトルクに対応する直線として示されているが、実際には、例えば、機種による誤差や制限されたフィードバック利得により、あるトルク要求に対するトルク出力は、許容可能トルク変動の上下限範囲の間においてトルク要求付近である程度変動する。結果として、実際の実施装置では、トルク出力は、制御工程でのノイズや不正確さや設計上の制約を見越しつつ、実質的に平坦または滑らかになる。

【0039】

50

このように滑らかなトルクを実現する電流のプロファイルを選択する方法としては、個々の相電流に固有の解決策がないため、いろいろな方法が利用可能である。例えば、Hung, JYによる「Torque ripple minimisation for variable reluctance motors」, *Mechatronics*, Vol. 4, No. 8, 1994, pp. 785-794、では、磁気回路の飽和に関する問題を無視した非常に簡単な方法が記載されている。Schramm, DS、Williams, BW、Green TCによる「Optimum commutation-current profile on torque linearization of switched reluctance motors」, *the Proceedings of the International Conference on Electrical Machines*, 15-17, Sept 1992, Manchester, UK, Vol. 2, pp. 484-488、では、ルックアップテーブルを用いたより複雑な方法が開示されている。さらに、Gobbi, R & Sahoo, NCによる「A fuzzy iterative approach for determination of current waveform for switched reluctance motors using a torque sharing function at positive and negative torque production regions」, *the Proceedings of the 30th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, 02-06 Nov 04, Busan, Korea, Vol. 4, pp. 3172-3177、では、個々の相電流に対する解決に向けてファジィ論理方法を繰り返し実施している。

10

【0040】

これらの方法全てに共通するのは、相がロータ位置によって変化する電流を流すことによって、相電流と当該相によって生成されるトルクとの非線形関係が（できるだけ完全または部分的に）補償されるよう、相を励磁するという点である。一般に、結果として得られる電流波形には谷を挟んで2つのピークがあり、相導通領域の中央領域で或る電流に対して高いトルクを生成するトルク生成特性を反映している。

20

【0041】

電氣的な駆動システムを必要とする応用例では、実質的にリップルのないトルクの生成が最善の解決法とされることが多いが、意外なことに、常にこれが全体的に見て最善な解決法とは言えない応用分野もある。負荷に必要なトルクが駆動装置で得ることのできるトルクを超えており、システムが失速してしまうことは珍しいことではない。これは偶然に起こりうることもあるし、負荷を特定位置に保持するために作為的に引き起こすことも可能である。例えば、ホイストが駆動システムによって駆動されており、負荷を特定の高さに保持したい場合、負荷をある位置まで動かし、その位置で負荷が保持されるまでトルクを減少させることができ、このようにして、ブレーキをかける必要がなくなる。さらに別の例としては、ローダ等のばら材料をすくい上げる車両用のトラクション駆動装置が挙げられる。この場合、車両は積み上げられた材料まで駆動され、別の操作が行われる間そこで保持される。この種のシステムは、駆動システムのトルクを地面に伝えるゴム製タイヤにおいて大きなコンプライアンスがあるため、より複雑になっている。滑らかで一定の傾斜を有する表面を車両が安定した速度で進む場合、トルクを伝達する際のコンプライアンスは駆動装置に全く影響を与えない。しかし、失速時には、駆動装置がトルクを与え続けるのに対して車両は動かないため、タイヤが「ワインドアップ」してしまう。

30

【0042】

これを図11に示す。ここでは、滑らかなトルクが駆動装置から供給されて、タイヤが駆動トルクと同等のトルクを生じるようになるまで（ポイントX）タイヤのコンプライアンスをワインドアップする。典型的には、車両のギアを入れるということは、モータがワインドアップ工程で多くの相サイクルを経て、場合によっては数回転する、ということである。そのため、コンプライアンスの変動が非常に小さい場合（これは、例えば、周辺温度の変化で簡単に起こりうる）、ロータが停止する相周期の特定位置に大きな差が生じる可能性がある。図9および図10を参照することで、それによって失速電流がいかに関数に2倍や3倍に変化するかが示される。そのため、巻取り装置や切り替え装置の付随損失は大きく変動し、駆動装置の温度管理が難しくなる。

40

【0043】

駆動装置が失速するロータ位置を制御または左右するために、相巻線の電流プロファイルを導通領域のディテント領域内で変化させて、相電流が最低値あるいはそれに近い値になる時点（またはディテント位置）で駆動装置が失速するようにし、それによって駆動シ

50

システムの付随損失を最小限に抑える。図12は、ディテント領域DR内のディテント位置で駆動装置が失速するように、図10に示す電流プロファイルのディテント領域に導入された僅かな低下部を示す図である。これにより、図示するように、対応する低下部がトルクにも生じる。このトルク波形がタイヤのコンプライアンスに適用されると、図13から、最低電流に対応するトルクの低下部で駆動装置が失速することが分かる。これによって、駆動装置が失速するロータ角を制御可能とするだけでなく、失速を確実に電流プロファイルの最低点のディテント領域内で起こさせるという有益な効果が得られる。また、駆動装置が3相駆動装置の場合、図8ないし12から、電流の低下部が電流波形の中央にある第3部分に位置するため、その時点で隣接相には電流が流れていないことが分かる。これにより、駆動装置の温度管理がさらに容易となる。

10

【0044】

この手法は、反直感的な手法である。なぜなら、通常避けるべきものと考えられるトルクリップルを機械の出力に再導入しているためである。しかし、上記から分かるように、図9や図10の滑らかなトルクからあえて脱却し、失速状態で温度管理することの難しさを大幅に軽減することによって、駆動システムにとって全体的なメリットとなる。

【0045】

必要なトルクの低下量は、とりわけ、トルク伝達機構のコンプライアンス量および機械の電気周期と負荷との連結に左右されるが、大きな産業車両の場合の一般的な値としては、出力トルクの約5%のトルク低下が導入されることになる。

【0046】

概念的には、図12に理論上の電流レベル30を描き、導通領域を5つの部分、つまり、2つの側方部分A、Eと、電流が理論レベルよりも低い中央部分Cと、電流が理論レベルよりも高い2つの中間部分B、Dと、に分けることができる。失速電流の減少によるメリットの一部は、中間部分よりも電流が低い中央部分で電流の（したがって、トルクの）低下部が導入される場合に実現可能である。理論レベルが低いほど、メリットは大きくなる。中央部分の最低点を含むようにディテント領域が選択されると、最適にまたは最適に近い失速電流の減少が実現される。中央部分で電流低下が起こるよう選択することにより、何らかの励磁方式で隣接する相によって流れる電流もまた、低下部の位置設定や励磁方式や機械の相数にもよるが、減少する。

20

【0047】

速度に依存するディテント領域を導入することが有用な場合もあり、そのため、駆動装置が低速で動作する場合や速度がゼロに近づいてほぼ失速しそうな場合にのみ、ディテント領域を導入してもよい。これにより、トルクのリップルによって駆動列の共鳴が誘発される可能性が低下する。

30

【0048】

上記手法を用いて失速状態における温度管理の問題を大幅に軽減することができるが、損失は、依然として一つの相巻線と当該相を供給するコンバータの相端子とに集中する。駆動装置が長時間失速する場合、温度限度は、依然として懸念事項である。そこで、駆動システムを有益により向上させる本発明の別の局面について説明する。図12および13を検証すると、隣接するトルク低下部（したがって、隣接するディテント／失速位置）は、機械の隣接する相と関連していることが分かる。トルク出力が比較的小さく変動する場合、タイヤトルク線は、異なる低下部上で駆動トルクプロファイルと交わることになる。これを図14に示す。図14は図13の部分拡大図である。

40

【0049】

図14において、駆動トルクは、最初の値Tから増加した値T_iおよび減少した値T_rに変化している。負荷は、発生するトルクに依存してシステムを新しいディテント位置X_iおよびX_rで失速させることが分かる。位置X_i、X、X_rはそれぞれ、本例に用いられる機械の3つの相の位置に対応している。より多くの相を有するシステムの場合は、それに応じた効果が得られることは明らかである。このように、失速状態の熱負荷は、駆動装置のいくつかまたは全ての相に分散させることができる。分かりやすいように、図14

50

では、角スケールの動きを誇張して示しているが、実際の動きは比較的小さく、負荷に悪影響を及ぼすことはない。プロファイルされた相電流を用いないシステムでも同様の効果は得られるであろうが、上記実施の形態では一つの相から別の相への制御された遷移ができ、駆動装置が停止する点の全てを、駆動装置で得ることのできる最小の熱負荷に対応させることができる。

【0050】

これまでは、導通角の間における電流プロファイリングの利用例について説明した。これは、駆動システムで共通に用いられる電流制御装置で実現可能である。しかし、本発明は別のパラメータを用いて機械の励磁レベルを制御することによっても実現可能である。例えば、駆動装置は磁束制御装置を備えていてもよく、機械の磁束を監視し所定のプロファイルになるよう制御することによって励磁制御を行ってもよい。

【0051】

以上が、ステータに対して相対的に回転して出力トルクを生成するよう配置されたロータを有する回転機の一例についての説明である。上記説明は、静止部材に対して相対的に直線状に移動可能であり、出力の力を生成する移動部材を有する直動電機にも同様に適用可能である。この場合、「ロータ」、「回転」、「トルク」、「角度」等への言及は適宜置き換え可能であることは理解されるであろう。

【0052】

本発明は、異なる実施の形態において様々な種類の電氣的スイッチドブラシレス機械用トルク制御技術を提供しており、特に、スイッチドリラクタンス機械に適している。本発明は、駆動システムの熱挙動を閉制御することを可能にしている。開示された実施の形態では、最小限の変更で追加的な制御方式を既存の制御システムに組み込むことができるという大きな利点が示されている。詳細に開示された本実施の形態を本発明から逸脱することなく様々な変形または変更が可能であることは、当業者にとって自明である。本発明は、以下に記載される請求項の範囲にのみによって限定されるものである。

【図1】

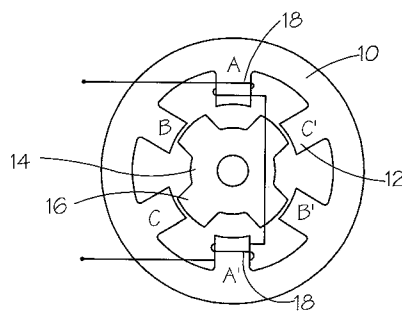


Fig 1
(Prior Art)

【図3】

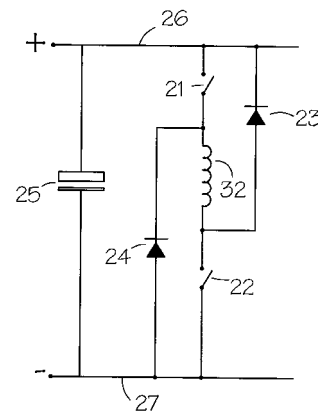


Fig 3
Prior Art

【図2】

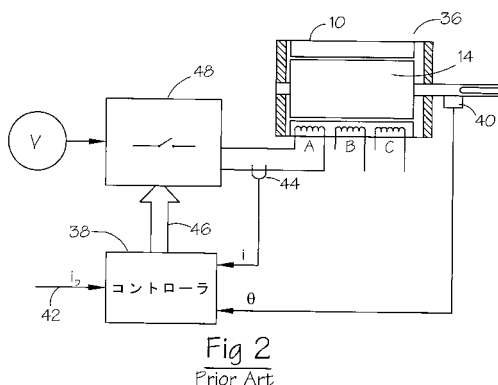


Fig 2
Prior Art

【図 5】

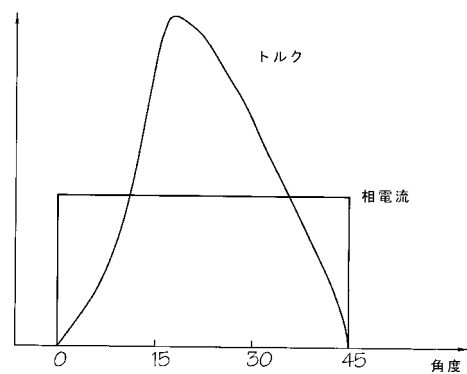


Fig 5

【图 6】

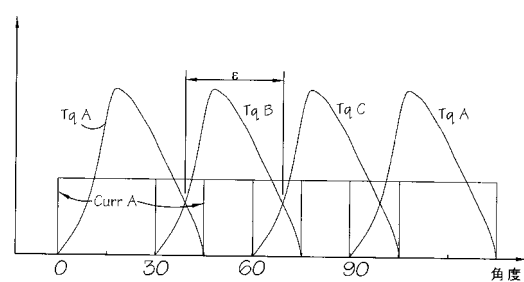


Fig 6

【图 9】

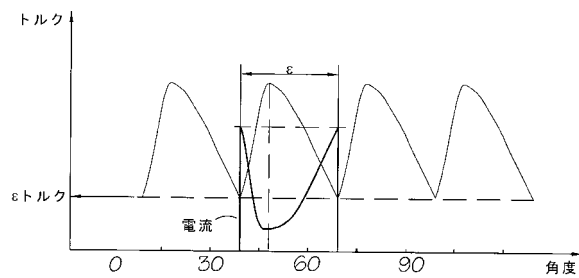


Fig 9

【 図 1 0 】

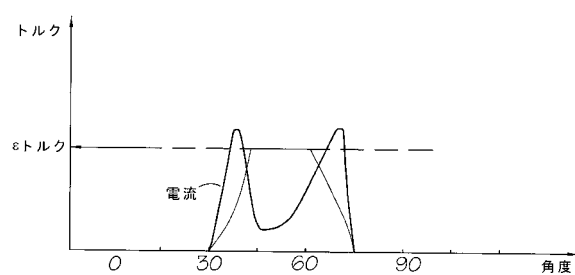


Fig 10

【図 1 1】

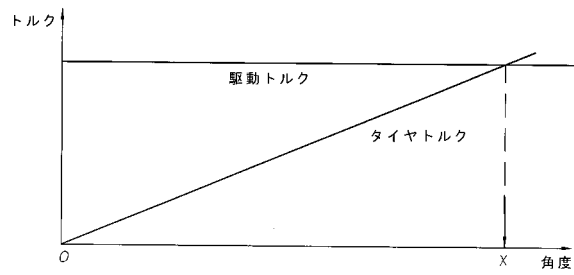


Fig 11

【図 1 3】

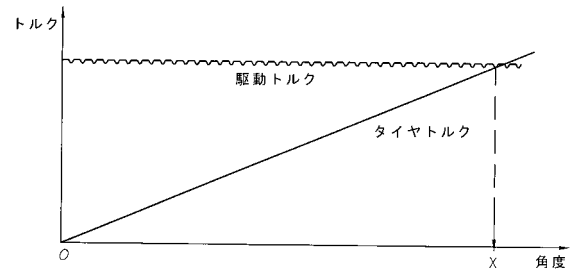


Fig 13

【図 1 2】

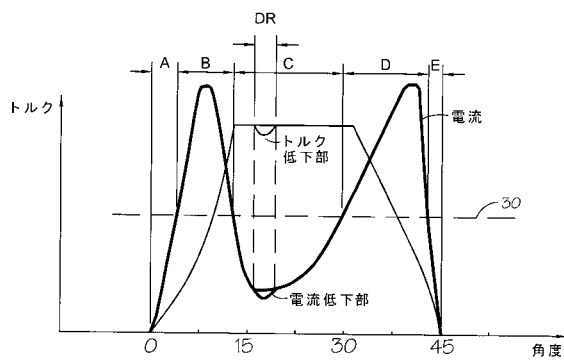


Fig 12

【図 1 4】

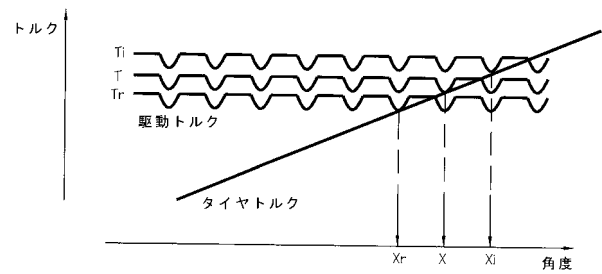


Fig 14

フロントページの続き

(74)代理人 100136526

弁理士 田中 勉

(74)代理人 100136755

弁理士 井田 正道

(72)発明者 スティーブ ポール, ランドール

イギリス国 エルエス 1 6 8 ビーエス リーズ セント ヘレンズ レーン 4 0

(72)発明者 マーク ジョン, チャーニー

アメリカ合衆国 ウィスコンシン州 5 3 8 2 0 ポトシ ダッチ ホロー ロード 5 4 0 4

Fターム(参考) 5H501 BB05 DD09 LL22 LL35

【外国語明細書】

Title of Invention

Method of Controlling a Brushless Electrical Machine, Control System and Drive

Technical Field

This invention relates to the control of brushless electrical machines. The invention particularly, but not exclusively, relates to switched reluctance machines.

Background Art

The switched reluctance machine is a type of brushless electrical machine. It comprises a rotor, defining rotor poles, a stator, defining stator poles, and a set of windings arranged in relation to the stator poles to define one or more independently energisable phases. In a reluctance machine, energisation of one or more phase windings sets up magnetic flux in a circuit which includes the associated stator poles, urging the rotor into a position where the reluctance of the circuit is a minimum (and the inductance of the associated phase winding is a maximum). In motoring operation, timing the sequential energisation of the windings according to rotor position induces rotor movement. A general treatment of electrical drives which incorporate switched reluctance machines can be found in various textbooks, e.g. "Electronic Control of Switched Reluctance Machines" by TJE Miller, Newnes, 2001 which is incorporated herein by reference. More detail is provided in the paper 'The Characteristics, Design and Applications of Switched Reluctance Motors and Drives' by Stephenson and Blake, presented at the PCIM '93 Conference and Exhibition at Nurnberg, Germany, June 21-24, 1993 which is incorporated herein by reference. As is well known in the art, these machines can be operated as motors or generators by altering the timing of the application of the energisation to the phase windings.

Unlike conventional induction and synchronous 'electromagnetic' machines, e.g., so-called brushless DC machines, in which the current is in stator coils and the field is produced by permanent magnets on the rotor, switched reluctance machines are purely 'magnetic' machines. The torque is produced solely by the magnetic field as the reluctance of the magnetic circuit changes. It follows that the methods of controlling the two types of machine are quite different, since the control is related to the method of torque production. In general, the control methods used for sinusoidally fed conventional machines are inappropriate for switched reluctance machines.

Figure 1 shows a typical switched reluctance machine in cross section. In this example, the ferromagnetic stator 10 has six stator poles 12. The ferromagnetic rotor 14 has four rotor poles 16. Each stator pole carries a coil 18. The coils on diametrically opposite poles are connected in series to provide three phase windings. Only one phase winding is shown, for clarity. The control of the switched reluctance machine can be achieved in a variety of ways well known to the person skilled in the art. If information on the angular position of the rotor is available, e.g. from a position transducer, the excitation can be applied as a function of the position. Such machines are often referred to as "rotor position switched machines".

A typical switched reluctance drive is shown in Figure 2. In this example, the machine 36 corresponds to that shown in Figure 1. The three phase windings, A, B and C, are switched in turn onto a DC supply V by a set of power electronic switches 48. The moments (i.e., the rotor positions) at which the switches

operate are determined by the controller 38, which may be implemented either in hardware or in the software of a processing device such as a microcontroller or digital signal processor. The control signals are sent to the switches via a data bus 46. Closed loop current feedback is provided by sensing the phase currents using a current sensor 44 and feeding back a signal proportional to phase current which is compared to a demanded current i_D . The control algorithms may include a proportional (P), proportional-plus-integral (P+I), time optimal, feedback linearised, proportional/integral/derivative (PID) function, or one of many others as is well understood in the art. It is also common for an outer control loop of position or speed to be provided by feeding back a rotor position signal from a position detector 40.

In operation, a signal corresponding to current demand 42 is provided to the controller. This regulates the current in the windings, according to the particular control scheme adopted, to produce the desired output from the machine.

The performance of a switched reluctance machine depends, in part, on the accurate timing of phase energisation with respect to rotor position. Detection of rotor position is conventionally achieved by using a physical rotor position transducer (RPT) 40, shown schematically in Figure 2, such as a rotating toothed disk mounted on the machine rotor, which co-operates, for example, with an optical or magnetic sensor mounted on the stator. A pulse train indicative of rotor position relative to the stator is generated and supplied to the processing device, allowing accurate phase energisation. Alternative methods of position detection include the so-called "sensorless" methods, in which there is no physical position transducer and the position is deduced from measurements of one or more other parameters of the machine.

Since current in the windings is relatively easy to measure, closed-loop control of the machine is conventionally accomplished by monitoring and controlling the energising current in the windings. However, the desired output of the machine is usually torque, position or speed, and current has a highly non-linear relationship to all of these. The result is that current control techniques generally incur inaccuracies in the output, such as torque ripple, position error and/or speed error. Many current control schemes have been devised to address these shortcomings, as will be discussed further below.

Many different power converter topologies are known, several of which are discussed in the Stephenson paper cited above. One of the most common configurations is shown for a single phase of a polyphase system in Figure 3, in which the phase winding 32 of the machine is connected in series with two switching devices 21 and 22 across the busbars 26 and 27. Busbars 26 and 27 are collectively described as the "DC link" of the converter. Energy recovery diodes 23 and 24 are connected to the winding to allow the winding current to flow back to the DC link when the switches 21 and 22 are opened. A capacitor 25, known as the "DC link capacitor", is connected across the DC link to source or sink any alternating component of the DC link current (i.e. the so-called "ripple current") which cannot be drawn from, or returned to, the supply. In practical terms, the capacitor 25 may comprise several capacitors connected in series and/or parallel.

Where parallel connection is used, some of the elements may be distributed throughout the converter. A polyphase system typically uses several "phase legs" of Figure 3 connected in parallel to energise the phases of the electrical machine independently.

The phase inductance cycle of a switched reluctance machine is the period of

the variation of inductance for the, or each, phase between common points in successive cycles (for example between inductance maxima when the rotor poles and the relevant respective stator poles are fully aligned). As explained in the Stephenson paper cited above, the maximum inductance region is centred around the rotor position where a pair of rotor poles are fully aligned with a pair of stator poles. Similarly, the minimum inductance region is centred around the position where the interpolar axis on the rotor is aligned with the stator pole axis, as shown in Figure 1.

At low speeds, switched reluctance systems generally operate in a current-controlled or "chopping" mode. A hysteresis current controller using "hard" chopping is often used, as explained in the Stephenson paper referred to above. This is illustrated in Figure 4(a) where the current cycles between an upper hysteresis level I_u and a lower hysteresis level I_l in a conduction region of the phase in question, between the switch-on angle θ_{on} at which the phase is energised and the switch-off angle θ_{off} at which energisation is removed. An alternative control regime is "soft" chopping in which only one switch is opened when the current reaches its upper level. The current then decays much more slowly through the winding, the second switch and one diode. This is shown in Figure 4(b). Depending on the capability of the switches and the current controller, the width of the hysteresis band can be reduced until the current effectively becomes flat. If the angular speed of the rotor is slow, then the angle traversed by the rotor between switch-on and reaching the desired level is very small, so that the current waveshape appears to be rectangular, as will be discussed below. Other types of current controllers are well known in the art, for example those described in EP-A-0769844, which is incorporated herein by reference, off-time controllers, constant frequency controllers, etc., and will not be further described here.

At higher speeds, switched reluctance systems typically operate in the "single-pulse" mode of energisation instead of the chopping mode. This is also explained in the Stephenson paper referred to above.

Thus, systems generally use a chopping mode at low speeds and a single-pulse mode at higher speeds. The upper and lower chopping current levels are normally set to values above the expected peak current of the single pulse mode, so that these parameters do not interfere with single-pulse operation. It is known to set the upper current level to a value which would act as a "safety net" so that if a fault condition developed in the drive, the current would exceed this upper level and cause one or more switching devices to be opened, thereby limiting the current to a safe value.

While motoring operation has been assumed in the above discussions, it is well-known that switched reluctance machines operate equally well in the generating mode, in which the current waveforms are generally mirror images of the motoring waveforms.

Unlike some other types of electrical machine, the switched reluctance machine does not generally have a linear relationship between torque and current. The reasons for this are discussed in greater detail in the Miller book and the Stephenson paper cited above. The relationship is illustrated in Figure 5, where the so-called static torque for one phase of the three-phase machine of Figure 1 is shown for a constant current applied over a rotor angle of 45° . For a current low in the working range of the machine (say below 10%), the torque would be almost rectangular. However, as the flux and current levels are raised, the ma

netic properties of the iron carrying the flux become significantly non-linear and the shape of the torque becomes rounded. The shape of torque curve shown is typical for the rated current for the machine.

It will be realised by those skilled in the art that the current waveform shown in Figure 5 is idealised, since the practical waveform would typically have some chopping ripple superimposed on the average current shown.

Figure 6 shows the relationships between the torque curves of the different phases of the machine. For the machine with 6 stator poles and 4 rotor poles, the angular displacement of the curves (the so-called “ ϵ angle”) is 30° . The simplest method of providing continuous torque from the machine as it rotates is to switch on a phase when the torque curves cross and to switch it off and switch on the next phase after the ϵ angle has been traversed. This is illustrated in Figure 7, again for a constant phase current. While this is a simple control regime to implement, it has the obvious drawback of producing a large torque ripple. The minimum torque available at any angle is called the ϵ torque and is shown in Figure 7. The average torque produced over the ϵ angle will be somewhere between the peak torque and ϵ torque, depending on the exact shape of the curve. This method has another drawback in that each phase is only being used for one third of the phase period, so the utilisation of the stator and the electronic controller is poor.

To overcome these disadvantages, it is known to excite every phase whenever it has the potential to produce torque in the desired direction. For the 3-phase machine shown, this gives an excitation pattern of Phase A alone for 15° , followed by A+B for 15° , followed by Phase B alone for 15° , etc. It is illustrated in Figure 8 (which neglects any mutual interaction between the phases). This pattern is known variously as phase overlap or as “ $1\frac{1}{2}$ phases on”. It will be seen that the ϵ torque has been effectively doubled (because two phases are now producing identical torque at the previous crossover point and the slopes of the torque curves have approximately the same magnitude). Because the peak torque is unchanged, the torque ripple is much smaller and the average torque has significantly increased. Each phase is now used for one half of the phase period, so the stator utilisation is increased.

Summary of Invention

Technical Problem

Although this excitation regime is adopted for many drives, there are some applications where a smoother torque is required without undue penalty on the current rating for the devices used to control the currents.

Solution to Problem

In one aspect of the invention there is provided a method of controlling a brushless electrical machine as defined in claim 1. Further aspects of the invention provide a control system as defined in claim 15 and a drive as defined in claim 16.

In one embodiment, there is provided a method of controlling a brushless electrical machine to produce an output, wherein the output is torque or force. The method comprises energising a first phase of the machine in a conduction region between a switch-on point and a switch-off point. The machine is energised in response to an output demand to produce an output between an upper and a lower output limit, respectively higher or lower than the output demand, compensating for a non-linear relationship between the output of the brushless electrical machine and current in the first phase. The output between an upper and a lower ou

output limit is produced in response to the output demand from a beginning of the conduction region to a detent region and from the detent region to an end of the conduction region. In the detent region, an output is produced at a detent level. The detent level is below the lower limit. In this way, stalling of the machine at a detent position within the detent region is favoured.

Advantageously, by controlling the brushless electrical machine to produce an output between upper and lower output tolerance limits outside the detent region and to control the machine to drop the output below the lower tolerance limit, a detent region within which the machine is more likely to stall can be defined. This provides control over the stalling behaviour of the machine.

In ideal conditions, the upper and lower output limits would be the same (equal to the output demand) so that the output would be ideally smooth or flat in the conduction region. In a real world context, the output fluctuations described above cannot be fully compensated so that the machine is controlled to produce an output at the output demand, which is substantially smooth or flat and varies between upper and lower limits due to uncompensated output fluctuations. For example, the upper and lower limits may be 5% on either side of the output demand, with flatter output potentially achievable, for example with upper and lower limits of 3% or even 1% or 2% on either side of the output demand (relative to the output demand). To achieve the substantially smooth or flat output any known output conditioning technique may be used, for example profiling of the current (or other controlled quantity, such as flux) to achieve the desired smoothness of the output. The control and/or profiling may be based on feed forward control based on the characteristics of the machine or feedback control based on a suitable feedback quantity, such as the output or variation of the output. A combination of feed forward and feedback control is equally possible. The various possible control schemes may employ sensorless forms of rotor position detection, or position detection using rotor position detector hardware. A combination of sensorless and hardware forms of rotor position detection is equally possible.

In some embodiments, the detent level is less than 96% of the output demand. For example, the detent level may be 95%. Lower or higher values for the detent level are equally possible, although the detent effect is reduced for higher values, while lower levels may introduce undesirable torque ripple.

In some embodiments, the method may comprise energising respective second and third phases together with the first phase. The second phase is energised together with the first phase for a first portion of the conduction region before the detent region and the third phase is energised together with the first phase for a second portion of the conduction region after the detent region to produce the output between the upper and lower limits. These embodiments may use the energisation scheme described above with reference to Figure 8 to facilitate smoothing the output.

In some embodiments, as a result of controlling the machine to produce a substantially smooth output, the current drawn by the first phase for a constant output demand is above a notional level in a second and fourth portion of the conduction region. The second and fourth portions of the conduction region are located between first, third and fifth portions of the conduction region in which the current is below the notional level. Thus, the current profile (whether as result of direct current control or, for example, flux control) has two peaks with a trough in between. In some embodiments, the detent position is within the third portion, that is the trough portion between the two peaks of the current pro

file. In this way, the detent region is placed such that the detent position is within a region in which the current drawn by the first phase is relatively low. This means that the thermal load corresponding to the current drawn by the phase while stalling is reduced as compared to a situation in which the current drawn would be higher. The notional level may be less than the average of the maximum current in the conduction region of a first phase and the minimum current in the third portion of the conduction region of the first phase. The notional level may be less than the sum of 90% of the minimum current and 10% of the maximum current in the conduction region of the first phase. In some embodiments, the minimum of current in the third portion of the conduction region of the first phase occurs in the detent region. This results in the phase drawing minimum current (or close to minimum current) when stalling in the detent region.

In some embodiments, the brushless electrical machine is coupled to a load by a compliant torque transmission arrangement. The compliance of the transmission arrangement means that the machine may move to a stall position within the detent region without movement of the load. In some embodiments, the brushless electrical machine is coupled to one or more traction wheels of a vehicle, for example a loader as discussed below.

In some embodiments, the brushless electrical machine has more than one phase and the method comprises varying the output demand between at least two levels to cause the machine to stall at different detent positions, wherein each detent position is in a different phase. This allows the thermal load associated with the stall current to be shared between phases and thus can reduce heating of the machine in a stall condition. In particular, in some embodiments, the output demand is varied in response to detecting that the machine has stalled. The different phases may be mutually adjacent and for brushless electrical machines which have n phases, the output demand may be varied between n levels (to cause stall positions associated with each of the n phases to be visited).

In some embodiments, the brushless electrical machine has a rotor, that is it is a rotating machine with a torque output. However, the present disclosure is equally applicable to embodiments in which the machine has a movable part arranged for linear motion relative to a stationary part and is thus a linear machine with an output of force.

In some embodiments, the brushless electrical machine is a switched reluctance machine. In other embodiments, the brushless electrical machine may be a brushless DC machine or any other suitable type of brushless electrical machine.

In some embodiments, the introduction of a detent region with an output at a detent level is made speed-dependent. To this end, for example, a speed of the machine is determined and an output produced in the detent region at the detent level if the speed is below a first value and at or above the lower level if the speed is above a second value. The second value may be the same as the first value and act as a threshold level. Alternatively, the second value could be larger than the first value, for example by implementing a gradual transition from the detent level to no output reduction at all as the speed increases from the first to the second value. This would reduce the risk of resonances being introduced in the machine/drive by the torque ripple associated with the periodic reduction in output to the detent level in the detent region.

In other embodiments, there is provided a control system comprising means for controlling a brushless electrical machine in accordance with the methods and techniques described above. In yet further embodiments, there is provided a dri

ve comprising a brushless electrical machine and a control system coupled to the brushless electrical machine. The control system comprises a processor configured to cause the control system to control the brushless electrical machine in accordance with the methods and techniques described above.

The present invention can be put into practice in various ways, some of which will now be described by way of example with reference to the accompanying drawings.

Brief Description of Drawings

Figure 1 shows a schematic axial cross-section of a switched reluctance machine; Figure 2 shows a schematic diagram of a switched reluctance machine drive system;

Figure 3 shows part of a power converter circuit suitable for a switched reluctance machine;

Figure 4(a) shows a chopping current waveform and its angular relationship to an inductance profile;

Figure 4(b) shows a chopping current waveform incorporating freewheeling;

Figure 5 shows torque and current waveforms for one phase of a machine;

Figure 6 shows the waveforms of Figure 5 overlaid for the other phases of the machine;

Figure 7 shows a torque waveform produced by exciting one phase at a time;

Figure 8 shows a torque waveform produced by overlapping phases;

Figure 9 shows a phase current profile for producing smooth torque over a given rotor angle;

Figure 10 shows a phase current profile which overlaps with another to give smooth torque;

Figure 11 shows drive and load torques;

Figure 12 shows torque and current waveforms;

Figure 13 shows torque waveforms according to one aspect of the invention; and

Figure 14 shows torque waveforms according to another aspect of the invention.

Description of Embodiments

Some types of load are particularly susceptible to torque ripple produced by the prime mover and there are many techniques advocated for producing “smooth” torque, i.e. torque which has no significant variation with rotor position.

Some of these techniques concentrate on mechanical solutions, e.g. modifying the profile of the rotor and/or stator poles, as disclosed in EP 0930694 (Randall). Other methods make the current a function of rotor angle, so that instead of being constant (as was shown in Figures 5 to 8), the magnitude of the current is varied during the conduction angle, as disclosed in US 6922036 (Ehsani). These latter techniques are generally described as “current profiling”.

The current profiling can be achieved in a variety of ways. One of the simplest methods follows from Figure 7 and uses one phase at a time. During the ϵ angle for any phase, the current is modulated inversely to the shape of the torque to keep the torque constant across the ϵ angle. This is shown in Figure 9.

In practice, however, there are three disadvantages to this approach. Firstly, it is not possible to apply or remove the current to the phase instantaneously. Secondly, as already discussed above with reference to Figure 7, the ϵ torque is quite low when only one phase is energised at a time, so the output from the machine has been reduced from the average torque of Figure 7 (approximately twice the ϵ torque, depending on the actual wave shape) to the ϵ torque. Thirdly, because the current is only present over a small part of the electrical cycle

le and because it has high peaks, it has a relatively high RMS value, leading to relatively high winding losses for the torque produced.

These disadvantages can be at least partly overcome by having two (or more) phases energised at some rotor angles, in the same manner as was illustrated in Figure 8 above. The rising and falling edges of the phase currents are now profiled in such a way that the torque produced by the outgoing phase is co-ordinated with the torque produced by the incoming phase to give the constant value of torque required. This is illustrated for one phase in Figure 10, where a constant, ripple-free torque can be achieved for a much smaller current than for the arrangement in Figure 9.

While the ϵ torque in Figure 10 is shown as a straight line corresponding to an ideally flat or smooth torque, in practice the torque output for a given torque demand will fluctuate somewhat about the torque demand, between an upper and lower level of acceptable torque fluctuation, for example due to model inaccuracies or limited feedback gains. As a result, in a real-world implementation, the torque output will be substantially flat or smooth, allowing for noise, inaccuracies or design constraints in the control process.

There are many different methods available for choosing the profile of the current to achieve this smooth torque, since there is no unique solution for the individual phase currents. For example: the paper "Torque ripple minimisation for variable reluctance motors", by Hung, JY in *Mechatronics*, Vol 4, No 8, 1994, pp 785 - 794 discusses a very simple method, which ignores the problem of saturation in the magnetic circuits; "Optimum commutation-current profile on torque linearization of switched reluctance motors" by Schramm, DS, Williams, BW & Green TC, in the *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines*, 15-17 Sept 1992, Manchester, UK, Vol 2, pp 484 - 488 discloses a more complex method using look-up tables; and "A fuzzy iterative approach for determination of current waveform for switched reluctance motors using a torque sharing function at positive and negative torque production regions" by Gobbi, R & Sahoo, NC in the *Proceedings of the 30th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, 02-06 Nov 04, Busan, Korea, Vol 4, pp 3172 - 3177 invokes fuzzy logic methods to iterate towards a solution for the individual phase currents.

Common to all these methods is the energisation of a phase such that it carries a current that varies with rotor position to compensate (as fully as possible or partially) for the nonlinear relationship between the phase current and torque generated by the phase. Generally, the resulting current waveform will have two peaks with a trough in between to reflect torque generation characteristics which produce a higher torque for a given current in a middle region of the phase conduction region.

While the production of essentially ripple-free torque is often regarded as the best solution for applications requiring electrical drive systems, there is a class of applications where, surprisingly, this is not always the best overall solution. It is not uncommon that the torque required by the load exceeds that available from the drive, causing the system to stall. This can happen accidentally, or can be a deliberate event used to hold the load at a particular position. For example, if a hoist is being driven by a drive system and it is desired to hold the load at a particular height, then the load could be driven to a position and the torque reduced until the load is held at that position, thus avoiding the need to apply a brake. A further example is a traction drive for a veh

icle which is scooping up loose material, e.g. a loader, where the vehicle is driven into a pile of material and held there while another operation is performed. This type of system is made more complicated by the presence of significant compliance in the rubber tyres which transmit the torque of the drive system to the ground. When the vehicle is moving along a smooth, constant gradient surface at steady speed, the compliance in the transmission of torque has no effect on the drive. However, if a stall condition is encountered, the tyres “wind up” as the drive continues to apply torque but the vehicle is prevented from moving.

This is illustrated in Figure 11, where a smooth torque is supplied by the drive and winds up the compliance of the tyre until the tyre develops a torque equal to the drive torque, Point X. Typically, the gearing of a vehicle is such that the motor will have gone through many phase cycles, and possibly have turned several revolutions, in the wind-up process. It follows that a very small variation in the compliance (which could easily be caused by a change in ambient temperature, for example) could make a large difference to the particular position in the phase cycle where the rotor stops. Reference to Figure 9 or Figure 10 shows how the stall current could therefore easily change by a factor of 2 or 3. It follows that the associated losses in the winding and switching devices vary greatly, which leads to difficulty with the thermal management of the drive.

In order to control or influence the rotor position at which the drive stalls, the current profile of the phase winding is altered in a detent region in the conduction region to ensure that the drive will stall at a point (or detent position) where the phase current is at or near its lowest value, thus minimising the associated losses in the drive system. Figure 12 shows a small dip introduced to the current profile of Figure 10 in a detent region DR to encourage stalling of the drive at a detent position within the detent region. This produces a corresponding dip in the torque, as shown. When this torque waveform is applied to the tyre compliance, it will be seen from Figure 13 that the drive stalls at the torque dip, corresponding to the lowest current. This has the beneficial effects of not only controlling the rotor angle at which the drive stalls, but ensuring that the stall point is in the detent region at the lowest point in the current profile. Further, if the drive is a 3-phase drive, inspection of Figures 8 and 12 will show that, since the dip is placed in the middle third of the current waveform, there is no current in the adjacent phases at that point. This further eases the thermal management of the drive.

This technique is counter-intuitive, since it re-introduces some torque ripple to the output of the machine, which would normally be considered something to avoid. However, it is seen from the description above that the controlled departure from the smooth torque of Figure 9 or Figure 10 can be used to bring an overall benefit to the drive system by greatly easing the difficulties of thermal management under stall conditions.

The amount of torque dip needed will depend, inter alia, on the amount of compliance in the transmission of torque and the gearing between an electrical cycle of the machine and the load, but a typical value for a large industrial vehicle would be to introduce a torque dip of around 5% of the output torque.

Conceptually, a notional current level 30 can be drawn in Figure 12 to divide the conduction region into five portions: two flanking portions A and E; a middle portion C in which the current is below the notional level; and two in-between portions B and D in which the current is above the notional level. Some benefit of stall current reduction can be achieved where the current (and hence torque)

ue) dip is introduced in the middle portion, where the current is lower than in the in-between portions. The benefit is higher, the lower the notional level. Optimum or near optimum stall current reduction may be achieved if the detent region is chosen to include the lowest point of the middle portion. By choosing the dip to occur in the middle portion, the current drawn by adjacent phases in some energisation schemes may also be reduced, depending on the positioning of the dip, the energisation scheme and the number of phases in the machine.

It may be useful to make the introduction of a detent region speed-dependent, so that a detent region is only introduced when the drive is operating at low speeds or when the speed is approaching zero and a stall condition is likely. This would reduce any possibility of the ripple in the torque causing resonances in the drive train.

While the technique described above can be used to greatly reduce the problem of thermal management in the stall condition, the loss is still concentrated in one phase winding and the phase leg of the converter supplying that phase. If the drive is stalled for a prolonged period, thermal limits may still be a consideration. A further aspect of the invention will now be described which can beneficially further improve the drive system. Inspection of Figures 12 and 13 will show that adjacent torque dips (and hence adjacent detent/stall positions) are associated with adjacent phases of the machine. It will be seen that, if the torque output is varied by a relatively small amount, the tyre torque line will intersect the drive torque profile on different dips. This is illustrated in Figure 14, which shows an enlarged portion of Figure 13.

In Figure 14, the drive torque has been varied from its original value T to an increased value T_i and to a reduced value T_r . It will be seen that the load now causes the system to stall at new detent positions X_i and X_r , depending on the torque developed. The positions X_i , X and X_r each correspond to a position in the three phases of the machine used in this example. It will be clear that, for a system with a higher number of phases, a corresponding effect will be produced. In this way, the thermal load of the stall condition can be spread over some or all of the phases in the drive. For clarity, Figure 14 has shown an exaggerated view of the movement on the angular scale but in practice the movement is relatively small and would not produce adverse effects on the load. While a similar effect might be obtained with a system which does not use profiled phase currents, the embodiment described above enables a controlled movement from one phase to another and ensures that the points at which the drive settles all correspond to the lowest obtainable thermal load on the drive.

The description above has illustrated the use of current profiling throughout the conduction angle. This can be implemented with the current controllers commonly used in drive systems. The invention, however, can be put into effect by using other parameters to control the level of energisation in the machine, e.g., the drive may include a flux controller and the energisation may be controlled by monitoring the flux in the machine and controlling it to follow a predetermined profile.

The description above has been made in terms of the example of a rotating machine having a rotor arranged for rotation relative to a stator to produce an output torque. The above description is equally applicable to linear machines having a moveable member linearly moveable relative to stationary member to produce an output force. It will be understood that in such a case reference to "rotor", "rotation", "torque", "angle", etc, can be replaced accordingly.

The invention in its various embodiments provides a torque control technique for electronically switched brushless machines of various types, and is particularly suited to switched reluctance machines. It allows close control of the thermal behaviour of the drive system. The disclosed embodiments illustrate a significant benefit, in that the additional control scheme can be incorporated into an existing control system with minimal modification. It will be apparent to the skilled person that various modifications and changes can be made to the specifically disclosed embodiments without departing from the invention. The invention is to be limited only by the scope of the following claims.

1. A method of controlling a brushless electrical machine to produce an output, wherein the output is torque or force, the method comprising energising a first phase of the machine, in a conduction region between a switch-on point and a switch-off point, in response to an output demand, compensating for a nonlinear relationship between the output of the brushless electrical machine and current in the first phase to produce an output between an upper and a lower output limit, respectively higher and lower than the output demand, wherein the first phase is energised to produce the output between the upper and lower output limits from a beginning of the conduction region to a detent region and from the detent region to an end of the conduction region and to produce an output at a detent level in the detent region below the lower limit, thereby favouring stalling of the machine at a detent position within the detent region.
2. A method as claimed in claim 1, wherein, for a constant output demand, the current drawn by the first phase is above a level in a second and fourth portion of the conduction region between, respectively, a first and third portion of the conduction region and the third portion and a fifth portion of the conduction region, the current being below the level in the first, third and fifth portion of the conduction region, and wherein the detent position is within the third portion of the conduction region.
3. A method as claimed in claim 2, in which the level does not exceed the average of the maximum current in the conducting region and the minimum current in the third portion.
4. A method as claimed in claim 2 or claim 3, in which the minimum current in the third portion occurs in the detent region.
5. A method as claimed in any one of claims 1 to 4, in which the detent level is less than 96% of the output demand.
6. A method as claimed in any one of claims 1 to 5, the method further comprising energising respective second and third phases together with the first phase for a first portion of the conduction region before the detent region and for a second portion of the conduction region after the detent region to produce the output between the upper and lower limits.
7. A method as claimed in any one of claims 1 to 6, wherein the brushless electrical machine has more than one phase, each phase being energised as the first phase in any one of the preceding claims, the method comprising varying the output demand between at least two levels to cause the machine to stall at different detent positions, wherein each of the different detent positions is in a different phase.
8. A method as claimed in claim 7, wherein the output demand is varied in response to detecting that the machine has stalled.
9. A method as claimed in claim 7 or claim 8, in which the different phases are mutually adjacent.

10. A method as claimed in claim 7 or claim 8, wherein the brushless electrical machine has n phases and the output demand is varied between n levels.
11. A method as claimed in any one of claims 1 to 10, wherein the method comprises determining a speed of the machine and producing an output in the detent region at the detent level if the speed is below a first value and producing an output in the detent region at a level at or above the lower level if the speed is above a second value, wherein the second value is equal to or greater than the first value.
12. A method as claimed in any one of claims 1 to 11, wherein the brushless electrical machine has an output of torque or force and is coupled to a load through a compliant transmission arrangement for transmitting the output to the load.
13. A method as claimed in any one of claims 1 to 12, wherein the brushless electrical machine is coupled to one or more traction wheels of a vehicle.
14. A method as claimed in any one of claims 1 to 13, wherein the brushless electrical machine is a switched reluctance machine.
15. A control system comprising means for controlling a brushless electrical machine in accordance with any one of claims 1 to 14.
16. A drive comprising a brushless electrical machine and a control system coupled to the brushless electrical machine, the control system comprising a processor configured to cause the control system to control the brushless electrical machine in accordance with a method as claimed in any one of claims 1 to 14.

1. Abstract

A brushless electrical machine has at least one phase winding which produces torque to drive a load. The control system for the machine is able to vary the flux and current supplied to a phase so as to vary the torque output as a function of the rotor position. The energisation is reduced at particular angles to produce a dip in the torque profile, thus ensuring that, if the drive stalls, it does so at a predetermined position, for example where the losses in the drive are minimised.

2. Representative Drawing

Figure 12

【図 1】

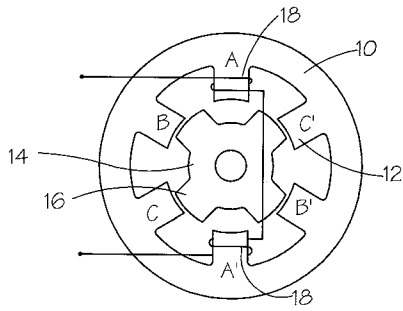


Fig 1
(Prior Art)

【図 2】

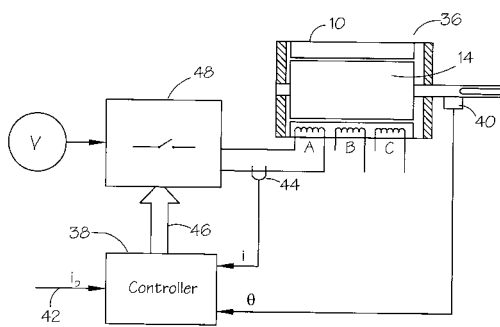


Fig 2
Prior Art

【図 4 (a)】

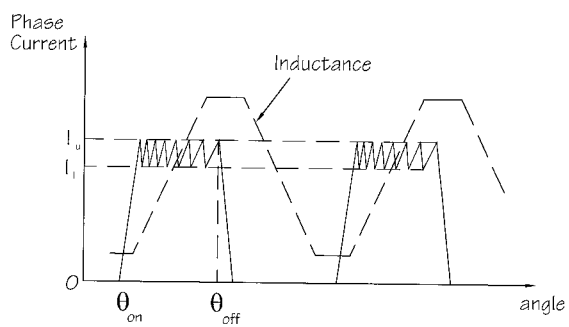


Fig 4(a)
Prior Art

【図 4 (b)】

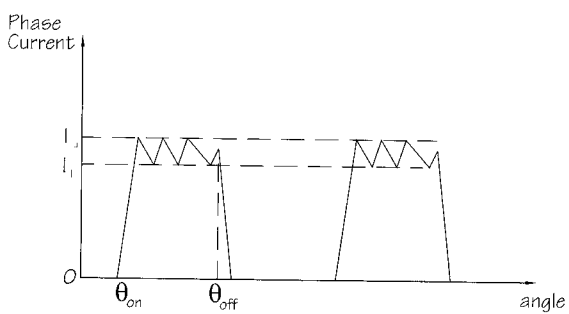


Fig 4(b)
Prior Art

【図 3】

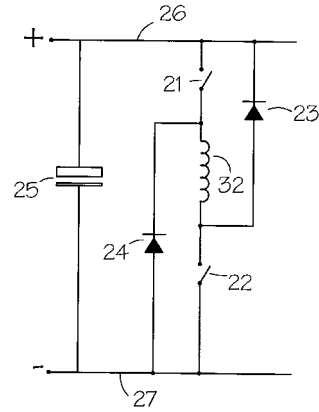


Fig 3
Prior Art

【図 5】

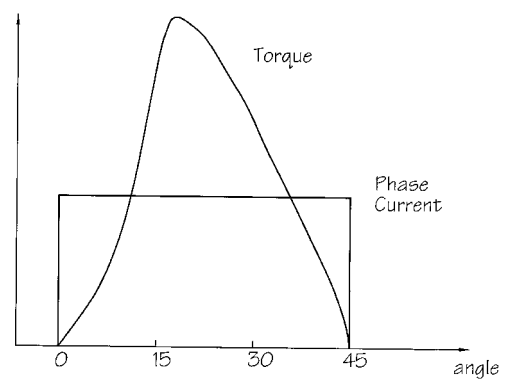


Fig 5

【図 6】

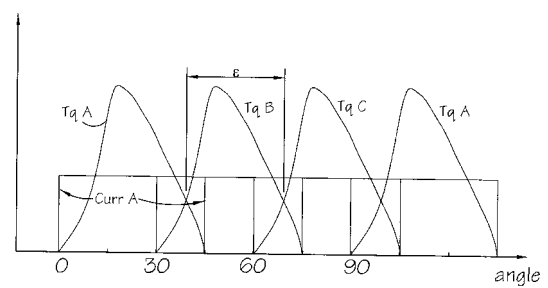


Fig 6

【図 7】

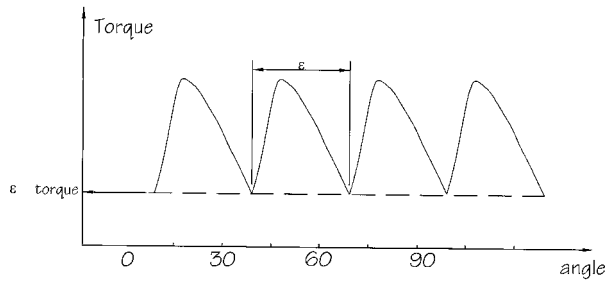


Fig 7

【図 9】

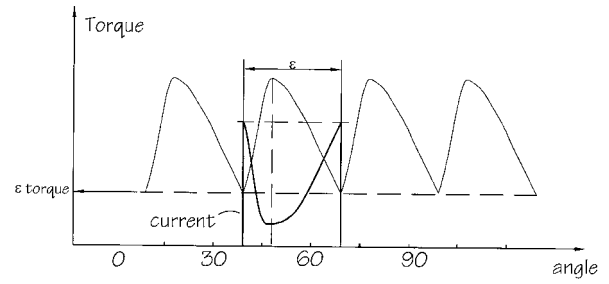


Fig 9

【図 8】

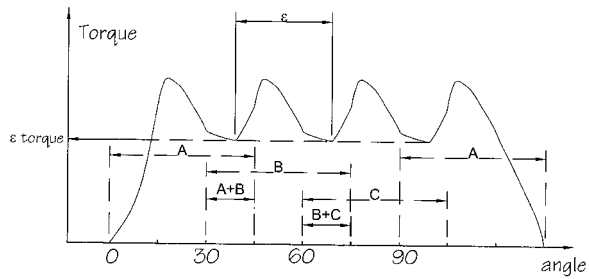


Fig 8

【図 10】

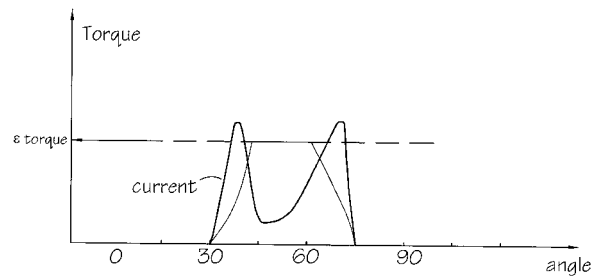


Fig 10

【図 11】

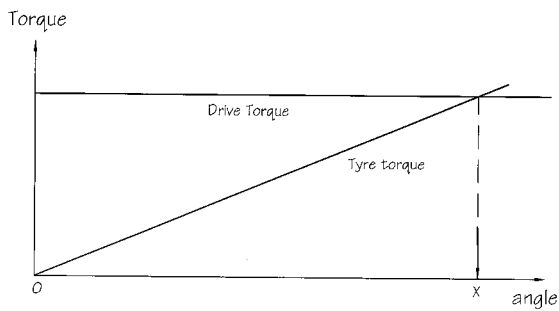


Fig 11

【図 13】

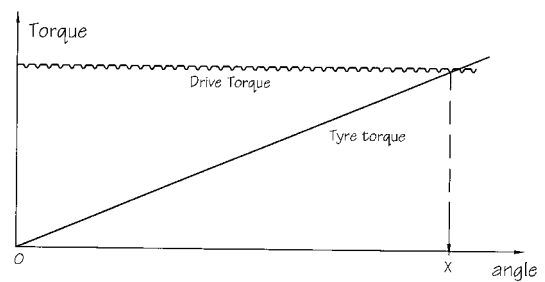


Fig 13

【図 12】

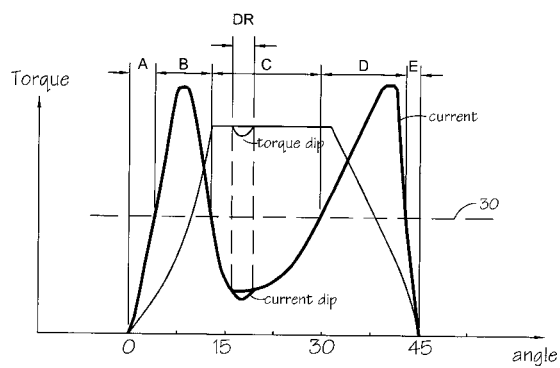


Fig 12

【図 14】

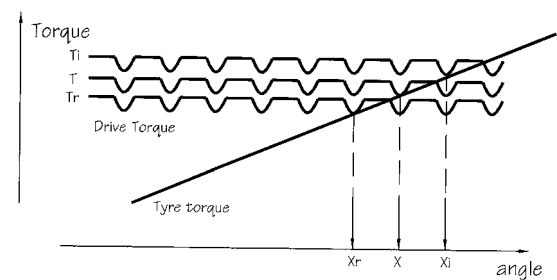


Fig 14