

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5674383号
(P5674383)

(45) 発行日 平成27年2月25日 (2015. 2. 25)

(24) 登録日 平成27年1月9日 (2015. 1. 9)

(51) Int. Cl.

F I

H O 2 P 27/06 (2006.01)

H O 2 P 7/63 3 O 2 N

請求項の数 10 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2010-186779 (P2010-186779)	(73) 特許権者	390041542
(22) 出願日	平成22年8月24日 (2010. 8. 24)		ゼネラル・エレクトリック・カンパニイ
(65) 公開番号	特開2011-50237 (P2011-50237A)		アメリカ合衆国、ニューヨーク州 1 2 3
(43) 公開日	平成23年3月10日 (2011. 3. 10)		4 5、スケネクタデイ、リバーロード、1
審査請求日	平成25年8月16日 (2013. 8. 16)		番
(31) 優先権主張番号	12/549, 437	(74) 代理人	100137545
(32) 優先日	平成21年8月28日 (2009. 8. 28)		弁理士 荒川 聡志
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100105588
			弁理士 小倉 博
		(74) 代理人	100129779
			弁理士 黒川 俊久
		(72) 発明者	アーメド・モスタファ・エルアンタブリー
			アメリカ合衆国、インディアナ州、カーメル、サファイア・ドライブ、528番

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電気機械を非制限電流波形で励起させるシステム及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電源に接続可能な入力と、複数の分数スロット集中巻線を有する電気機械 (2 6) の入力端子に接続可能な入力とを有するモータドライブ (1 0) であって、前記モータドライブ (1 0) は、

前記電気機械 (2 6) 内の電流の流れと端子電圧とを制御する複数のスイッチ (2 0) を内蔵するインバータ (2 4) と、

前記インバータ (2 4) に接続されるコントローラ (2 8) であって、

初期正弦波電流によって生成された電気機械内の空隙磁界の検知信号を受け、

受領した前記空隙磁界の検知信号から前記空隙磁界の瞬間基本成分を生成し、

前記空隙磁界の前記瞬間基本成分に修正を加えて最適な基本成分を生成し、

前記最適な基本成分に基づいて非正弦波電流需要を生成し、

前記非正弦波電流需要を前記インバータ (2 4) に入力することによって前記インバータ (2 4) に非正弦波電流を出力させるようにプログラムされているコントローラ (2 8) とを備えるモータドライブ。

【請求項 2】

前記コントローラ (2 8) は更に、前記初期正弦波入力電流に調整係数を適用してその振幅を修正し、前記調整係数を除去することにより前記非正弦波電流を生成するようにプログラムされる、請求項 1 に記載のモータドライブ (1 0) 。

【請求項 3】

10

20

前記コントローラ(28)は、
前記空隙磁界の瞬間基本成分と瞬間調波成分とを生成し、
前記空隙磁界の前記瞬間基本成分に修正を加えて最適な基本成分を生成するようにプログラムされる、請求項1または2に記載のモータドライブ(10)。

【請求項4】

前記コントローラ(28)は更に、前記空隙磁界の検知信号に高速フーリエ変換を行って、前記瞬間基本成分と瞬間調波成分とを生成するようにプログラムされる、請求項1乃至3のいずれかに記載のモータドライブ(10)。

【請求項5】

前記コントローラ(28)は更に、前記空隙磁界の検知信号の瞬間調波成分を除去するようにプログラムされる、請求項1乃至4のいずれかに記載のモータドライブ(10)。

10

【請求項6】

前記コントローラ(28)は更に、
複数の正弦波電流需要の各々に関連する空隙磁界の最適な基本成分が保存されている参照用テーブルにアクセスし、前記最適な基本成分は前記複数の正弦波電流需要の各々について最適の基本成分を含み、
前記初期正弦波電流需要に関連する前記瞬間基本成分を、前記初期正弦波電流需要に関連する前記最適な基本成分と比較し、
前記瞬間基本成分に前記修正を加えて前記最適な基本成分を生成するようにプログラムされる、請求項1乃至5のいずれかに記載のモータドライブ(10)。

20

【請求項7】

前記コントローラ(28)は更に、前記空隙磁界のラプラス伝達関数を適用するようにプログラムされ、前記空隙磁界の前記ラプラス伝達関数は、前記初期正弦波入力電流及び前記空隙磁界の前記最適な基本成分から導出される、請求項1乃至6のいずれかに記載のモータドライブ(10)。

【請求項8】

前記コントローラ(28)は更に、
前記電気機械(26)の前記分数スロット集中巻線のラプラス伝達関数を適用し、前記分数スロット集中巻線の前記ラプラス伝達関数は、前記初期正弦波入力電流及び前記空隙磁界の前記最適な基本成分から導出され、
前記空隙磁界の前記ラプラス伝達関数を、前記分数スロット集中巻線の前記ラプラス伝達関数に適用するようにプログラムされる、請求項1乃至7のいずれかに記載のモータドライブ(10)。

30

【請求項9】

前記コントローラ(28)は更に、前記電気機械(26)の前記分数スロット集中巻線の逆ラプラス伝達関数を適用して、前記非正弦波電流需要を生成し、前記非正弦波電流需要は、前記空隙磁界の前記最適な基本成分に必要な非正弦波電流を前記インバータ(24)に出力させるようにプログラムされる、請求項8に記載のモータドライブ(10)。

【請求項10】

前記コントローラ(28)は更に、前記非正弦波電流需要に応じて前記電源から入力電流のタイミングを調整して、前記インバータ(24)から前記非正弦波電流出力を生成するようにプログラムされる、請求項9に記載のモータドライブ(10)。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、概して電気機械に関し、特に瞬間的な非制限電流波形で電気機械を励起させる制御方式に関する。

【背景技術】

【0002】

50

様々な産業での電気機械の使用は、長期間にわたって多くの工業、商業及び運送業により広く普及し続けている。このような電気機械のパワーエレクトロニクス及び制御技術の分野では眼を見張る進展と大きな成果を達成し、その結果、エネルギーの節減及び管理の柔軟性が高まっている。このような成果によってデジタル・テクノロジーによるコンピュータ・テクノロジーが不断に進展してきた。デジタル・テクノロジーによってコンピュータのサイズとコストが極めて大幅に縮小され、旧式でかさばり、比較的高価な機械システムにとって代わることが可能になった。

【 0 0 0 3 】

デジタル強化された制御システム及びコンピュータの能力は進歩したが、このような制御システムと共に使用される電気機械の構造のほとんどは変わっていない。例えば図 1 A 及び 1 B に示すように、多くの分野全体にわたって、特にハイブリッドの用途で現在使用されている従来の電気機械 6 は、A C 電流によって励起されると、空隙に純正弦波回転磁界を生ずる整数スロット分布巻線を備えている。図 1 A は 2 4 個のスロットを有する重複分布配置の巻線 8 を示し、一方、図 1 B は公知の構成の 1 2 個のスロットを有する重複分布配置の巻線 8 を示す。現在も使用されているこのような整数スロット分布巻線は、6 0 H z の主電源で使用するために 1 0 0 年前に設計された旧来の機械に基づく、最適な正弦波形用に設計されている。従って、これらの巻線に正弦波形を供給するために使用される既存の電気機械のインバータは、パルス幅変調 (P W M) 技術を使用して設計されている。これらの P M W 技術は極めて高周波の搬送波信号を使用するので、インバータデバイスに多くのスイッチング損失を生じるだけでなく、電気機械のステータ絶縁システムの寿命が大幅に短縮する結果を招く。

【 0 0 0 4 】

パッキング密度が高いという制約があるハイブリッドの用途の電気機械の使用について特に言及すると、電力密度が高い機械を得ることが必要であるため、これらの機械は高速度で運転される必要がある。それによって高い基本励起周波数が必要となり、これは高い調波周波数を生じ、その結果、ステータ積層に大きい渦電流損失を生ずる。これらの損失を縮減するために、設計者は薄い積層を使用しなければならないが、これは高価過ぎて実用的ではないことがある。

【 0 0 0 5 】

従来の電気機械の設計に伴う欠点を克服するため、代替の巻線構造の設計が開発されている。例えば、分数スロット集中巻線 (歯巻線とも称する) が代替構造として開発されている (例えば図 3 A 及び 3 B 参照)。このような巻線は簡単に製造し易く、機械の電力密度を高めるのに役立つ。しかし、歯巻線は空間調波のレベルを高め、そのため機械の空隙内に非正弦波の回転磁界を生じる。これらの非正弦波回転磁界はステータとロータの両方に損失を生じ、それ故機械の効率を低下させる。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 6 】

【 特許文献 1 】 米国特許第 6 2 6 2 5 5 0 B 1 号明細書

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 7 】

従って、非正弦波電流波形を直接受けることができ、しかも高い電力密度と高い効率を保つ電気機械を設計することが望ましい。更に、典型的には歯巻線に伴う追加の調波成分の作用を抑制する、機械を制御するための制御方式を提供することが望ましい。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 8 】

本発明は、瞬間的な非正弦波電流波形で電気機械を励起する方法及び装置に向けられている。

【 0 0 0 9 】

本発明の一態様によれば、電源に接続可能な入力と、複数の分数スロット集中巻線を有する電気機械の入力端子に接続可能な入力とを有するモータドライブが提供される。モータドライブは、電気機械の電流の流れと端子電圧とを制御する複数のスイッチを内蔵するインバータと、インバータに接続され、インバータに初期正弦波電流需要を入力するようにプログラムされ、それによってインバータに初期正弦波入力電流を出力させるコントローラとを含む。コントローラは更に、初期正弦波電流需要によって生成された電気機械内の空隙磁界でフィードバックを受け、空隙磁界の瞬間基本成分と瞬間調波成分とを判定し、空隙磁界の瞬間基本成分に修正を加えて最適な基本成分を生成するようにもプログラムされている。コントローラは更に、最適な基本成分に基づいて非正弦波電流需要を生成し、非正弦波電流需要をインバータに入力することによってインバータに非正弦波電流を出力させるようにプログラムされている。

10

【0010】

本発明の別の態様によれば、複数の分数スロット集中巻線を有する電気機械の励起方法が提供される。この方法は、テスト正弦波電流需要をインバータに入力するステップと、テスト正弦波電流需要に応じて初期正弦波電流波形を生成するステップとを含み、初期正弦波電流波形は、内蔵されているロータとステータとの間に回転磁界を生成するために電気機械に出力される。この方法は更に、回転磁界の基本成分と調波成分とを決定するステップと、テスト正弦波電流需要及び基本成分から空隙回転磁界に最適な基本成分を決定するステップと、最適な基本成分に基づいて所望の電流波形を決定するステップとを含む。この方法は更に、電流波形に基づいて所望の非正弦波電流需要を生成するステップと、非正弦波電流需要をインバータに入力することによって、インバータに非正弦波電流波形を電気機械に出力して正弦波回転磁界を生成させるステップとを含む。

20

【0011】

本発明の更に別の態様によれば、電流コマンドをインバータに印加して、電気機械内の電流の流れと端子電圧とを制御するモータドライブコントローラが提供される。モータドライブコントローラは、初期正弦波電流需要をインバータに入力することによって、インバータが初期正弦波電流を出力するように構成される。モータドライブコントローラは更に、初期正弦波電流需要に応じて、電気機械内に生成された瞬間回転磁界のデータを含む入力信号を受信し、瞬間回転磁界の瞬間基本成分と瞬間調波成分とを決定し、初期正弦波電流需要と瞬間基本成分とに基づいて、回転磁界にとって最適な基本成分を特定するように構成される。モータドライブコントローラは更に、最適な基本成分に基づいて瞬間非正弦波電流需要を生成し、瞬間非正弦波電流需要をインバータに入力することによって、インバータが非正弦波電流を出力して、電気機械が最適な基本成分を有する回転磁界を生成するように構成される。

30

【0012】

更に別の特徴と利点は、以下の詳細な説明及び図面によって明らかにされる。

【0013】

図面は、本発明を実施するために現在考えられる好適な実施形態を示す。

【図面の簡単な説明】

【0014】

40

【図1A】ACモータ用の従来型のステータ巻線構造の概略図である。

【図1B】ACモータ用の従来型のステータ巻線構造の概略図である。

【図2】本発明の実施形態によるACモータドライブの概略図である。

【図3A】本発明の実施形態によるACモータ用のステータ巻線構造の概略図である。

【図3B】本発明の実施形態によるACモータ用のステータ巻線構造の概略図である。

【図4】本発明の実施形態によるACモータドライブを制御するためのコントローラ実装技術の流れ図である。

【図5】本発明の実施形態による、モータドライブを組み込んだ牽引力を生成する装置の概略ブロック図である。

【発明を実施するための形態】

50

【 0 0 1 5 】

本発明の実施形態は、瞬間非正弦波電流波形で電気機械を励起するシステム及び方法に向けられている。基本成分だけの回転空隙磁界を発生し、全ての磁界高調波を削除する瞬間非正弦波電流コマンドを生成して、ひいてはステータからロータへの最良のエネルギー転換を行い、つまり効率の良い高トルクを生ずるために、インバータに印加された初期正弦波電流コマンドを処理する制御方式が実現される。

【 0 0 1 6 】

本発明の実施形態は、複数の構造を含むモータドライブと、モータドライブを動作させる制御方式とに向けられている。本発明の一実施形態による交流モータドライブ 10 の基本構造を図 2 に示す。モータドライブ 10 は、例えば 3 相交流電源入力を受け、交流入力を整流し、整流されたセグメントを負荷に供給される可変速度と可変周波数の 3 相交流電圧に DC / AC 変換するように設計された速度調整可能ドライブ (ASD) として構成される。代替実施形態によれば、モータドライブ 10 は、直流電源入力を受け、直流電力を負荷に供給される可変速度と可変周波数の 3 相交流電圧に DC / AC 変換するように設計される。好適な実施形態では、ASD は例示的な電圧 / ヘルツ特性に基づいて動作する。これに関連して、モータドライブは、全高調波ひずみが 3 % 未満で、出力周波数が ± 0.1 Hz で、全負荷範囲にわたって高速動的ステップの負荷応答を伴う定常状態で、 ± 1 % の電圧調整を行う。

【 0 0 1 7 】

例示的实施形態では、3 相交流入力 12 a ~ 12 c が 3 相整流器ブリッジ 14 に送られる。線間入力インピーダンスは 3 相の全てにおいて等しい。整流器ブリッジ 14 は交流電源入力を直流電源入力に変換して、整流器ブリッジ 14 とスイッチアレイ 16 との間に直流母線電圧があるようにする。母線電圧は、直流母線コンデンサバンク 18 によって平滑化される。スイッチアレイ 16 は、直流の IGBT スイッチ 20 と、統合してインバータ 24 を形成する逆並列ダイオード 22 とからなる。インバータ 24 は、以下により詳細に説明するように、モータドライブコントローラ 28 によって生成される電流需要に応じて、交流モータなどの負荷 26 に供給するための交流電圧波形を合成する。コントローラ 28 は電流需要信号を介して、又、(例えば電圧センサ 34 により) 直流母線電圧及び極電流を検知することによってインバータ 24 にインターフェースして、直流母線電圧を検知できるようにする。これらの電圧変化は過渡負荷状態であると解釈することができ、準定常状態の負荷状態が保持されるように、インバータ 24 への瞬間電流需要の生成 / 入力に利用される。

【 0 0 1 8 】

本発明の実施形態によれば、負荷 26 は、図 3 A 及び 3 B に示すように、公知の構造の電動モータ又は発電機などの電気機械の形態である。電気機械 26 は、永久磁石電動機、誘導電動機、同期リラクタンス電動機及びスイッチドリリラクタンス電動機のいずれの形態でも良いことを理解されたい。図 3 A 及び 3 B に示すように、電気機械 26 はステータ 36 と、ステータ 36 に回転自在に取り付けられたロータ 38 とを内蔵する。ステータ 36 は、ステータ鉄芯 40 と、ステータ鉄芯 40 に巻回された巻線 42 とを有する。ステータ鉄芯 40 は、電磁鋼板からなる多数の環の薄板と、鉄芯本体 44 の軸端面上に設けられた絶縁体 (絶縁部材) 46 との積層によって形成された鉄芯本体 44 を有する。ステータ鉄芯 40 には、周囲方向に沿って所定のピッチで複数の歯 48 が設けられる。例示的实施形態によれば、巻線 42 はそれぞれの歯 48 に巻回されるので、分数スロット集中巻線、又は「歯巻線」の形態のものである。スロット 50 は、周囲方向に沿って隣接する歯 48 の間に形成される。本発明の実施形態によれば、図 3 A に示すように、ステータ 36 の一実施形態は 6 つのスロット 50 を含み、非重複巻線 42 が全ての歯に巻回される。本発明の別の実施形態によれば、図 3 B に示すように、ステータ 36 の別の実施形態は 6 つのスロットを含み、非重複巻線 42 は交互の歯 48 に巻回される。別の構成の集中巻線を含む負荷 26 も本発明の実施形態で使用でき、従って図 3 A 及び 3 B の巻線構造は一例であるに過ぎないことを理解されたい。

【 0 0 1 9 】

次に図 4 を参照すると、例えばコントローラ 2 8 (図 2) によって実施される、モータドライブ 1 0 (図 2) を動作させる制御方式 5 2 を表すブロック図が示されている。図 4 の制御方式は、高い電力密度、高い効率、及び電気機械 2 6 とインバータ 2 4 の双方のコスト節減を達成する分数スロット集中ステータ巻線 4 2 (図 3 A 及び 3 B) を有する電気機械 2 6 と共に使用される電子処理の詳細 (E P D) を実行する。すなわち、制御方式 5 2 は、基本成分だけで空隙回転磁界を生成し、全ての高調波を除去し、それによってステータからロータへの最良のエネルギー転換を行い、つまり高い効率で高トルクを得るための瞬間非正弦波電流コマンドを生成するために実施される。

【 0 0 2 0 】

10

最初に、制御方式 5 2 のブロック 5 4 は、受けた第 1 の入力電流 5 6 と、受けた第 2 の入力電流 5 8 とで選択的に「同期時間関数」演算を行う。第 1 の入力電流 5 6 は、電源 (図示せず) からブロック 5 4 に入力される初期電流入力又はテスト電流入力であり、計算された正弦波電流需要の形態を呈する。初期 / テスト正弦波電流需要は、例えば電気機械 2 6 によって生成されるべき所望のトルクを要求するオペレータからの入力に基づいて計算される。初期の反復、又はテスト / 準備運転では、第 2 の入力電流 5 8 はない。

【 0 0 2 1 】

第 1 の入力 5 6 の初期 / テスト電流需要は、作用を受けないまま (すなわち第 1 の入力 5 6 に時間の同期化がなされずに) ブロック 5 4 を通過し、インバータ 2 4 への正弦波電流需要を示す。初期 / テスト正弦波電流需要に応動して、インバータ 2 4 は初期電流を生成、又は発生し、初期電流がそこから出力される。初期出力電流はブロック 6 0 に送られ、これは初期正弦波電流需要に従って電流の振幅を調整する機能を果たして、以下に説明するように、容易に検知できる電気機械 2 6 の空隙 (すなわち図 3 A と 3 B のロータ 3 6 とステータ 3 8 の間の空隙) 内に、(トルクの要求基準を満たす) 回転磁界を生成する。ブロック 6 0 によって加えられた調整係数は、後に使用されるために記憶される。

20

【 0 0 2 2 】

ブロック 6 0 からの電流出力は電気機械 2 6 の機械端子に印加され、電気機械はそれに応動して、空隙内の回転磁界を生成する。

【 0 0 2 3 】

電気機械 2 6 によって生成される回転磁界は例えば、電気機械 2 6 に組み込まれた高温ホールプローブ 6 2 によって、又は好ましくはステータの中心にあるサーチコイル (図示せず) によって検知される。サーチコイル / ホールプローブの出力はブロック 6 4 に伝送され、空隙磁界の磁界強度のフィードバックとしてブロック 6 4 によって受信される (すなわちコントローラによって受信される) 。ブロック 6 4 で高速フーリエ転換 (F F T) が行われて、空隙回転磁界の基本成分と高調波成分の判定 / 分析がなされる。すなわち、空隙回転磁界の基本成分と高調波成分の瞬間値が判定される。

30

【 0 0 2 4 】

ブロック 6 4 で判定された空隙回転磁界の瞬間基本成分及び瞬間高調波成分の値は、ブロック 6 6 に送られ、このブロックは空隙磁界の高調波成分を除去する役割を果たす。このようにして空隙磁界の基本成分が分離され、ブロック 6 8 に送られる。図 4 に示すように、空隙磁界の分離された瞬間基本成分は、第 1 の入力 5 6 (すなわち、初期正弦波電流需要) と共にブロック 6 8 に入力される。複数の正弦波入力電流需要、及び複数の正弦波入力電流需要の各々から生成された最適な基本成分を保存した参照用テーブルが、ブロック 6 8 に保存されている。各々の正弦波入力電流需要に関連する回転磁界の「最適な」基本成分は、正弦波巻線を有する電気機械に正弦波入力電流需要を入力することによって、生成された最高の基本成分として電流参照用テーブル内で定義される。

40

【 0 0 2 5 】

空隙磁界の分離された瞬間基本成分と第 1 の入力の初期正弦波電流需要とは、ブロック 6 8 の参照用テーブルと対比して分析される。より詳細には、空隙磁界の瞬間基本成分と初期正弦波電流需要とは、参照用テーブルに関して分析され、空隙磁界の瞬間基本成分を

50

生成するためには、正弦波巻線を有する電気機械にいずれの電流需要を印加する必要があるかを判定する。この判定に基づいて、必要な正弦波電流需要のための最適な基本成分が実現されるように、回転磁界の瞬間基本成分に修正が加えられる。

【 0 0 2 6 】

なお図 4 を参照すると、回転磁界の最適な基本成分を決定した後、最適な基本成分がブロック 70 に入力される。ブロック 70 では、以前になされた調整を取り消すために、ブロック 60 からブロック 70 に入力されることによって、ブロック 60 で初期正弦波電流需要に前もって適用された調整係数が除去される。このようにして、「真の」信号がブロック 70 から出力され、ブロック 72 によって受信される。ブロック 72 で、ブロック 70 からの信号のラプラス変換が行われる。

10

【 0 0 2 7 】

ブロック 74 は、電気機械内の分数スロット集中巻線のラプラス伝達関数を示す。ブロック 74 の伝達関数は、電気機械端子への電流入力と、サーチコイル / ホールプローブによって測定された回転磁界との間で得られる。これは、制御産業で知られている標準の小信号摂動技術を用いて、電気機械の全速度範囲にわたって測定される。分数スロット集中巻線のラプラス変換は、空隙磁界の基本成分であるホールサーチコイル / ホールプローブの出力と、入力電流需要の基本成分である入力信号との間で行われる。

【 0 0 2 8 】

瞬間空隙磁界のラプラス伝達であるブロック 72 の出力は、分数スロット集中巻線の伝達関数であるブロック 74 の入力であるとみなされる。次に、ブロック 76 で、インバータに印加されると、所望の瞬間電流を生成する正確な瞬間低電圧電流波形を再構成するために、逆ラプラス変換がブロック 74 の出力に適用される。従って、回転磁界の最適な基本成分を生成する所望の電流波形は、ブロック 72、74、及び 76 で決定される。所望の電流波形に基づいて、インバータに印加されると所望の電流波形を生成する瞬間非正弦波電流需要が生成される。

20

【 0 0 2 9 】

図 4 に示すように、ブロック 76 から生成された瞬間非正弦波電流需要は、第 2 の入力電流 58 としてブロック 54 に送られる。ブロック 54 は、第 1 の正弦波入力電流 56 をゼロにし、電源（図示せず）からの第 2 の入力電流 58 に同期化時間関数演算を行い、第 2 の入力電流のタイミングを調整する。調整された（すなわち瞬間）非正弦波電流需要がインバータ 24 に送られることで、インバータに非正弦波電流を出力させ、電気機械 26 に最適な基本成分を有する回転磁界を生成させる。回転磁界の最適な基本成分は、高調波が除去されるので電気機械 26 に最小の損失で高トルクを発生させる。

30

【 0 0 3 0 】

次に図 5 を参照すると、図 4 に示すような制御方式 / 電子処理を実施するモータドライブ 78 が、本発明の実施形態によって牽引力を生ずるハイブリッド電気自動車（HEV）の交流推進システム 80 に組み込まれているものとして示されている。図 5 の実施形態では、モータドライブ 78 は入力として直流電力又は電圧を受ける。推進システム 80 は、モータドライブ 78、エネルギー源 82、及び分数スロット集中巻線又は歯巻線を有する交流モータとして構成されたモータ 84 を含む。動作時には、エネルギー源 82 は直流の高電圧 86 を発生する。モータドライブ 78 は、直流の高電圧 86 からモータ電圧 88 を発生し、モータ 84 は、モータ電圧 88 から牽引力を生成する。本明細書で用いられるモータ 84 とは、それに限定されないが単相又は多相交流モータを含む、電力から機械的な動力を生成できる交流モータのことである。

40

【 0 0 3 1 】

図 5 の実施形態では、エネルギー源 82 は、熱エンジン 90、オルタネータ 92、整流器 94、牽引 / エネルギー用バッテリー 96、及び牽引ブーストコンバータ 98 からなるハイブリッド電気エネルギー源として構成される。牽引ブーストコンバータ 98 は、双方向直流 - 直流コンバータ、又は効率的な伝達力を保ちつつデバイスの入力と出力との間の電圧を減結合する機能を果たす双方向ブースト / バックコンバータと呼ばれることもある。動作時

50

には、熱エンジン 90 は燃料の燃焼により機械的動力 100 を発生する。オルタネータ 92 は機械的動力 100 から交流電圧 102 を発生し、整流器 94 が交流電圧 102 を整流して直流の低電圧 104 を生成する。エネルギーバッテリ 96 は、直流の低電圧 104 から導出したエネルギーを蓄積し、かつ供給し、牽引ブーストコンバータ 98 は直流の低電圧 104 を昇圧して直流の高電圧 86 を生成する。直流電圧に関して本明細書で用いる「低」及び「高」は相対的な用語であるものに過ぎず、特定の絶対的な電圧レベルを示唆するものではない。直流の高電圧 86 はモータドライブ 78 に伝達され、モータドライブ 78 は、直流の高電圧 86 を受け、それに応動して運転動作中に直流の高電圧 86 からモータ電圧 88 を受ける牽引コンバータ 106 (すなわちインバータ) を含む。また、牽引コンバータ 106 は、ブレーキ動作中にモータ電圧 88 から直流の高電圧 86 を発生する。ブレーキ動作中、直流の高電圧 86 がモータ電圧 88 から生成され、電力は、「バック」動作モードによって、双方向直流 - 直流コンバータ 98 の高電圧側 86 から双方向直流 - 直流コンバータ 98 の低電圧側 104 に流れる。

【0032】

動作時、モータドライブ 78 は、交流モータ 84 の要求されたトルク出力に応じて、初期正弦波電流需要 (すなわち第 1 の入力) を生成する。図 4 に関連して詳細に記載したように、モータドライブ 78 (すなわちモータドライブ 78 内のコントローラ) は、交流モータ 84 に送るための初期電流を生成するため、初期正弦波電流需要を牽引インバータ 106 に送る。交流モータは、初期正弦波電流需要に応じて回転磁界を生成し、そこからモータドライブ 78 は基本成分と高調波成分とを判定する。空隙磁界の高調波成分は除去され、モータドライブ 78 は最適な基本成分を生成するために、基本成分に修正を加える。交流モータ 84 内に最適な基本成分を生成するために必要な瞬間電流、及び牽引インバータ 106 に印加されると必要な瞬間電流を生成する正確な瞬間低電圧電流波形は、モータドライブ 78 によって決定される。所望の電流波形に基づいて、モータドライブ 78 は、牽引インバータ 106 に印加されると所望の電流波形を生成する瞬間非正弦波電流需要を発生する。従って、牽引インバータ 106 は、モータドライブ 78 からの瞬間非正弦波電流需要に基づいて、所望の電流波形を有するモータ電圧 88 を発生する。

【0033】

モータドライブ 78 及び付随する電気機械 (すなわち交流モータ 84) は、図 5 では牽引力を生成する H E V 交流牽引システム 80 に組み込まれたものとして記載されているが、瞬間非正弦波電流波形で電気機械を励起する技術を実施するように構成されたモータドライブは、他の様々な種類の電気機械にも応用できることを理解されたい。従って、モータドライブ及びモータドライブコントローラに向けられた本発明の実施形態は、多くの工業、商業、及び運輸産業の電気機械にも応用できる。

【0034】

開示した方法及び装置の技術的な貢献は、瞬間非正弦波電流波形で電気機械を励起するコントローラ実装技術を提供することにある。基本成分のみで空隙回転磁界を生成し、全ての磁界高調波を除去する瞬間非正弦波電流需要を生成するために、インバータに印加される初期正弦波電流コマンドを処理して、ステータからロータへの最良のエネルギー変換を生じ、すなわち高い効率で高トルクを生じるようにする制御方式が提供される。

【0035】

従って、本発明の一実施形態よれば、電源に接続可能な入力と、複数の分数スロット集中巻線を有する電気機械の入力端子に接続可能な入力とを有するモータドライブが提供される。モータドライブは、電気機械の電流の流れと端子電圧とを制御する複数のスイッチを内蔵するインバータと、インバータに接続され、インバータに初期正弦波電流需要を入力するようにプログラムされ、それによってインバータに初期正弦波入力電流を出力させるコントローラとを含む。コントローラは更に、初期正弦波電流需要によって生成された電気機械内の空隙磁界でフィードバックを受け、空隙磁界の瞬間基本成分と瞬間調波成分とを判定し、空隙磁界の瞬間基本成分に修正を加えて最適な基本成分を生成するようにもプログラムされている。コントローラは更に、最適な基本成分に基づいて非正弦波電流需

10

20

30

40

50

要を生成し、非正弦波電流需要をインバータに入力することによってインバータに非正弦波電流を出力させるようにプログラムされている。

【 0 0 3 6 】

本発明の別の態様によれば、複数の分数スロット集中巻線を有する電気機械の励起方法が提供される。この方法は、テスト正弦波電流需要をインバータに入力するステップと、テスト正弦波電流需要に応じて初期正弦波電流波形を生成するステップとを含み、初期正弦波電流波形は、内蔵されているロータとステータとの間に回転磁界を生成するために電気機械に出力される。この方法は更に、回転磁界の基本成分と調波成分とを決定するステップと、テスト正弦波電流需要及び基本成分から空隙回転磁界に最適な基本成分を決定するステップと、最適な基本成分に基づいて所望の電流波形を決定するステップとを含む。この方法は更に、電流波形に基づいて所望の非正弦波電流需要を生成するステップと、非正弦波電流需要をインバータに入力することによって、インバータに非正弦波電流波形を電気機械に出力して正弦波回転磁界を生成させるステップとを含む。

10

【 0 0 3 7 】

本発明の更に別の態様によれば、電流コマンドをインバータに印加して、電気機械内の電流の流れと端子電圧とを制御するモータドライブコントローラが提供される。モータドライブコントローラは、初期正弦波電流需要をインバータに入力することによって、インバータが初期正弦波電流を出力するように構成される。モータドライブコントローラは更に、初期正弦波電流需要に応じて、電気機械内に生成された瞬間回転磁界のデータを含む入力信号を受信し、瞬間回転磁界の瞬間基本成分と瞬間調波成分とを決定し、初期正弦波電流需要と瞬間基本成分とに基づいて、回転磁界にとって最適な基本成分を特定するように構成される。モータドライブコントローラは更に、最適な基本成分に基づいて瞬間非正弦波電流需要を生成し、瞬間非正弦波電流需要をインバータに入力することによって、インバータが非正弦波電流を出力して、電気機械が最適な基本成分を有する回転磁界を生成するように構成される。

20

【 0 0 3 8 】

本明細書は、本発明を開示するために、且つ当業者がいずれかのデバイス又はシステムを製造し、使用でき、組み込まれたいずれかの方法を実行できるようにするために、最良の態様を含む実施例を用いている。本発明の特許可能な範囲は特許請求の範囲によって定義され、当業者が想到する他の実施例を含んでも良い。このようなその他の実施例は、特許請求の範囲の文言と相違しない構造要素を有し、又は特許請求の範囲の文言と本質的でない相違を有する等価の構造を含む場合は、特許請求の範囲内にあるものとする。

30

【 符号の説明 】

【 0 0 3 9 】

- 1 0 交流モータドライブ
- 1 2 a 3 相交流入力
- 1 2 c 3 相交流入力
- 1 4 3 相整流器ブリッジ
- 1 6 スイッチアレイ
- 1 7 回転磁界
- 1 8 直流母線コンデンサバンク
- 2 0 直流の I G B T スイッチ
- 2 2 逆並列ダイオード
- 2 4 インバータ
- 2 6 負荷
- 2 8 モータドライブコントローラ
- 3 4 電圧センサ
- 3 6 ステータ
- 3 8 ロータ
- 4 0 ステータ鉄芯

40

50

- 4 2 巻線
- 4 4 鉄芯本体
- 4 6 板
- 4 8 複数の歯
- 5 0 スロット
- 5 2 制御方式
- 7 8 モータドライブ
- 8 0 推進システム
- 8 2 エネルギー源
- 8 4 モータ
- 8 6 直流の高電圧
- 8 8 モータ電圧
- 9 0 熱エンジン
- 9 2 オルタネータ
- 9 4 整流器
- 9 6 牽引／エネルギー用バッテリー
- 9 8 牽引ブーストコンバータ
- 1 0 0 機械的動力
- 1 0 2 交流電圧
- 1 0 4 直流の低電圧
- 1 0 6 牽引コンバータ

10

20

【図 1 A】

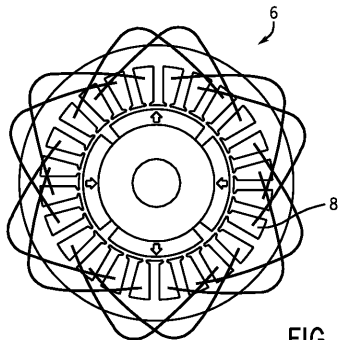


FIG. 1A

【図 1 B】

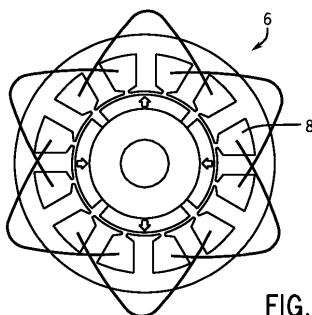


FIG. 1B

【図 2】

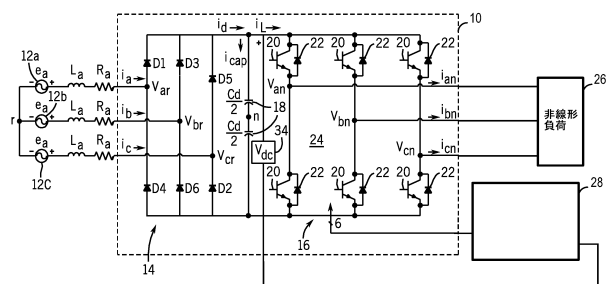


FIG. 2

【図 3 A】

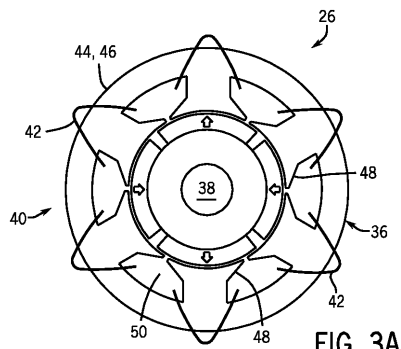
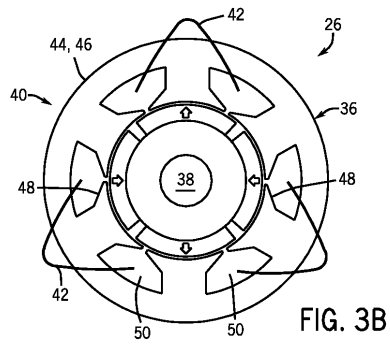
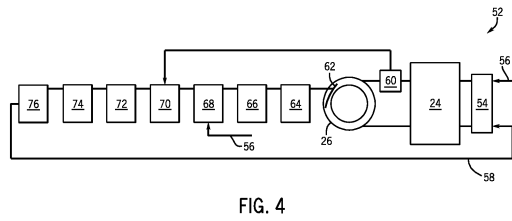


FIG. 3A

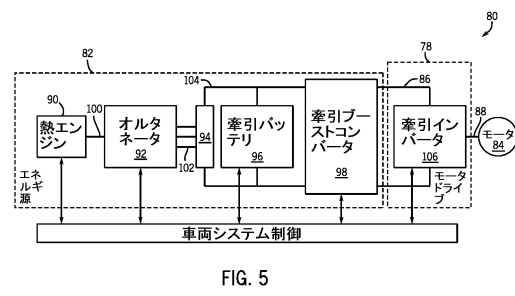
【図 3 B】



【図 4】



【図 5】



フロントページの続き

- (72)発明者 アイマン・モハメド・ファウジ・エルラファイ
アメリカ合衆国、ニューヨーク州、ニスカユナ、リサーチ・サークル、1番
- (72)発明者 ロバート・ディーン・キング
アメリカ合衆国、ニューヨーク州、ニスカユナ、リサーチ・サークル、1番、イーピー 114

審査官 森山 拓哉

- (56)参考文献 特開昭59-025592(JP,A)
特開2002-078370(JP,A)
特開2002-315264(JP,A)
特表2008-514167(JP,A)
米国特許第06262550(US,B1)
国際公開第2008/074910(WO,A1)

- (58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)
H02P 21/00-29/04