

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第5802134号
(P5802134)

(45) 発行日 平成27年10月28日 (2015. 10. 28)

(24) 登録日 平成27年9月4日 (2015. 9. 4)

(51) Int. Cl.	F I
H O 2 P 21/00 (2006. 01)	H O 2 P 5/408 A
H O 2 P 27/04 (2006. 01)	F O 2 N 11/00 Z
F O 2 N 11/00 (2006. 01)	F O 2 N 11/04 A
F O 2 N 11/04 (2006. 01)	F O 2 N 11/08 Z
F O 2 N 11/08 (2006. 01)	F O 2 N 11/08 L
請求項の数 16 (全 18 頁) 最終頁に続く	

(21) 出願番号 特願2011-543558 (P2011-543558)	(73) 特許権者 390041542 ゼネラル・エレクトリック・カンパニイ アメリカ合衆国、ニューヨーク州 1 2 3 4 5、スケネクタデイ、リバーロード、1 番
(86) (22) 出願日 平成21年12月10日 (2009. 12. 10)	(74) 代理人 100137545 弁理士 荒川 聡志
(65) 公表番号 特表2012-514447 (P2012-514447A)	(74) 代理人 100105588 弁理士 小倉 博
(43) 公表日 平成24年6月21日 (2012. 6. 21)	(74) 代理人 100129779 弁理士 黒川 俊久
(86) 国際出願番号 PCT/US2009/067497	(72) 発明者 シュー, ロンギヤ アメリカ合衆国、オハイオ州・4 3 0 1 7 、コロンバス、ヘザーウッド・レーン、7 5 1 1 番
(87) 国際公開番号 W02010/077766	最終頁に続く
(87) 国際公開日 平成22年7月8日 (2010. 7. 8)	
審査請求日 平成24年12月4日 (2012. 12. 4)	
(31) 優先権主張番号 12/347, 616	
(32) 優先日 平成20年12月31日 (2008. 12. 31)	
(33) 優先権主張国 米国 (US)	

(54) 【発明の名称】 エンジンスタータ／発電機のための方法およびシステム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

三相かご形誘導機と、
第 1 の電気経路を介して前記三相かご形誘導機に動作可能に結合された第 1 の三相インバータ／コンバータ／コントローラ（I C C）ユニットと、
を備え、
前記 I C C が、
前記三相かご形誘導機に電気結合された三相インバータ／コンバータと、
前記三相インバータ／コンバータに電気結合された複数の双方向 D C－D C コンバータと、
前記双方向 D C－D C コンバータに電気結合された E M I フィルタと、
始動モードの間、前記誘導機に対する複数の相電流から、センサを使用することなく回転子角度を決定するように構成されたデジタル制御基板と、
を備え、
前記複数の双方向 D C－D C コンバータは、電圧リップルを最小化し、リップル周波数を 2 倍にするように、ゲートドライバ制御によりインターリーブされ、
始動モードの間、前記デジタル制御基板内の論理が前記スタータ／発電機システムを誘導電動機、三相 D C－A C インバータおよび D C－D C 昇圧コンバータの組合せに構成し、
発電モードの間、前記デジタル制御基板内の論理が前記スタータ／発電機システムを

誘導発電機、三相 A C - D C コンバータおよび D C - D C バックコンバータの組合せに構成する

スタータ／発電機システム。

【請求項 2】

前記三相インバータ／コンバータの整流がセンサレス機構を使用して決定される、請求項 1 に記載のスタータ／発電機システム。

【請求項 3】

前記 D C - D C 昇圧コンバータが、入力電力を第 1 の電圧値から第 2 の電圧値に昇圧するように構成され、前記第 2 の値の大きさが前記第 1 の値より大きい、請求項 1 または 2 に記載のスタータ／発電機システム。

10

【請求項 4】

前記デジタル制御基板が、

前記誘導電動機の三相電流のうちの 2 つ、すなわち i_a および i_b を測定し、

相電流 i_a および i_b の相毎の量を、回転子鎖交磁束と整列している電流である電流 i_d 、および前記回転子鎖交磁束に対して直交する電流である電流 i_q に変換し、

i_d を使用して前記誘導電動機の磁界を制御し、

i_q を使用して前記誘導電動機のトルクを制御する

ように構成されている、請求項 1 から 3 のいずれかに記載のスタータ／発電機システム。

【請求項 5】

前記デジタル制御基板が、前記電流 i_a および i_b 、ならびに第 1 の電圧コマンド v^*_{α} および第 2 の電圧コマンド v^*_{β} を使用して前記誘導電動機の回転子角度を決定するようにさらに構成されている、請求項 4 に記載のスタータ／発電機システム。

20

【請求項 6】

前記デジタル制御基板が、鎖交磁束方法を使用して前記誘導電動機の回転子角度を決定するようにさらに構成されている、請求項 4 に記載のスタータ／発電機システム。

【請求項 7】

前記第 1 の電気経路と平行の第 2 の電気経路を介して前記三相かご形誘導機に動作可能に結合された第 2 の三相インバータ／コンバータ／コントローラ (I C C) ユニットをさらに備え、

前記第 2 の I C C が、

前記三相かご形誘導機に電気結合された三相インバータ／コンバータと、

前記三相インバータ／コンバータおよび前記 E M I フィルタに電気結合された双方向 D C - D C コンバータと、

始動モードの間、前記誘導機に対する複数の相電流から、センサを使用することなく回転子角度を決定するように構成されたデジタル制御基板と、

を備えた、

請求項 1 から 6 のいずれかに記載のスタータ／発電機システム。

30

【請求項 8】

デジタル制御基板が、推定回転子速度とすべり速度の合計を積分することによって回転子角度を決定するように構成されている、請求項 1 から 7 のいずれかに記載のスタータ／発電機システム。

40

【請求項 9】

デジタル制御基板が、出力電圧調整器の出力からすべり速度を決定するように構成されている、請求項 1 から 8 のいずれかに記載のスタータ／発電機システム。

【請求項 10】

前記デジタル制御基板が、第 1 の事前設定の電圧コマンド v^*_d および第 2 の事前設定の電圧コマンド v^*_q を、回転子角度を使用して前記 A C - D C コンバータをゲーティングするためのそれぞれの電圧コマンドに変換するように構成されている、請求項 1 から 9 のいずれかに記載のスタータ／発電機システム。

【請求項 11】

50

エンジンを始動させ、かつ、前記エンジンを使用して発電するためのエンジンスタータ／発電機システムを制御する方法であって、

始動モードの間、

複数のDC-DCコンバータを使用して、EMIフィルタを介して入力された入力電圧を昇圧するステップと、

昇圧されたDC電圧を、前記エンジンを回転させるように構成された誘導電動機を駆動する三相AC出力に変換するステップと、

三相電流のうちの2つ、すなわち i_a および i_b を測定するステップと、

相電流 i_a および i_b を i_d および i_q に変換するステップであって、 i_d が回転子鎖交磁束と整列している電流であり、 i_q が前記回転子鎖交磁束に対して直交する電流であるステップと、

i_d を使用して前記スタータ／発電機システムの誘導機の磁界を制御するステップと、

i_q を使用して前記スタータ／発電機システムの誘導機のトルクを制御するステップと、

を含み、

前記複数のDC-DCコンバータは、電圧リプルを最小化し、リプル周波数を2倍にするように、ゲートドライバ制御によりインターリーブされ、

発電モードの間、

三相AC電圧を生成するために、前記誘導機の三相出力を三相コンバータの入力に印加するステップと、

前記三相AC電圧を前記スタータ／発電機システムの所定の大きさの出力電圧より大きい第1の大きさの電圧のDC電圧に変換するステップと、

前記DC電圧を縦続DC-DCコンバータを使用して前記スタータ／発電機システムの前記所定の大きさの出力電圧までバッキングして前記EMIフィルタに出力するステップと、

を含む、

方法。

【請求項12】

推定回転子速度とすべり速度の合計を積分することによって回転子角度を決定するステップをさらに含み、前記すべり速度が出力電圧調整器の出力である、請求項11に記載の方法。

【請求項13】

第1の事前設定の電圧コマンド v_d^* および第2の事前設定の電圧コマンド v_q^* を、回転子角度を使用して前記AC-DCコンバータをゲーティングするためのそれぞれの電圧コマンドに変換するステップをさらに含む、請求項11または12に記載の方法。

【請求項14】

デジタル制御基板を使用して前記DC-DCコンバータをゲーティングするステップをさらに含む、請求項11から13のいずれかに記載の方法。

【請求項15】

相電流 i_a および i_b を i_d および i_q に変換するステップが、前記誘導機の回転子の鎖交磁束位置を使用して相電流 i_a および i_b を i_d および i_q に変換するステップを含む、請求項11から14のいずれかに記載の方法。

【請求項16】

電流 i_α および i_β ならびに電圧コマンド v_α^* および v_β^* を使用して、鎖交磁束方法によって、センサを使用することなく前記誘導機の回転子の位置を決定するステップをさらに含む、請求項11から15のいずれかに記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明の分野は、一般に、航空機エンジンスタータおよび航空機発電機の組合せに関し、より具体的には、誘導機をベースとするセンサレス航空機エンジンスタータ／発電機に関する。

【背景技術】

【0002】

通常、航空機には、航空機エンジンを始動させるために使用され、航空機エンジンが作動した後は発電するために使用される機械が含まれる。この電気機械は、この機械を駆動するための外部から供給される電力を受け取るように構成されており、次いで航空機エンジンを始動させる。例えば、この電気機械は、ガスタービンサイクルを開始するために使用され、サイクルが開始された後で航空機エンジンが作動する。航空機エンジンは、航空機エンジンが作動している状態になった後で、発電を促進するこの電気機械に動力を供給するように構成されている。

10

【0003】

知られている航空機エンジンスタータには、ブラシを含む直流（DC）機が含まれる。ブラシ付きDC機の利点は、エンジンアイドル速度の2倍乃至3倍の速度で、エンジンを始動させるための大きいトルク、および発電するための大きい出力を共にもたらすことができることである。しかしながら、ブラシ付きDC機の欠点は、一部の応用例にとって保守頻度が高く、また、耐用年数が短いことである。保守には、電流を搬送するブラシおよびばねの定期的な交換、ならびに整流子の洗浄または交換が含まれる。

20

【0004】

上述の欠点を克服するために少なくともいくつかの知られているブラシレス法が試行されている。1つの方法は、永久磁石ブラシレス機械法であるが、ブラシ付き機械の場合と比較して、競合できる重量および大きさの場合、3～1速度範囲にわたって始動時に大きいトルクが達成できず、大きい発電することもできないため、その性能は満足すべきものではない。知られている第2の方法は、スイッチ磁気抵抗機械をベースとする手法である。このスイッチ磁気抵抗機械の性能も、永久磁石ブラシレス機械手法の場合と同じ理由で満足すべきものではない。第3の方法は、誘導機をベースとする手法であるが、この手法は、その実装方法のため、適切に対処されない問題があるので、満足すべき性能を達成しておらず、したがって従来の誘導機をベースとする手法は、永久磁石ブラシレス機械およびスイッチ磁気抵抗機械の場合と同じ問題を抱えている。第4の方法は、同期巻線磁界機械手法であり、大きい始動トルク能力および大きい電力発電能力の2つの重要な基準を単一の機械で達成するのにある程度成功している。しかしながら機械のコストが高いことにより、多くのコスト競争の激しい航空宇宙産業用において、特にビジネスジェット用エンジンにこの方法を直ちに適用することはできない。さらに、同期巻線磁界機械には、シャフト内の回転整流器である回転電子アセンブリが含まれており、また、別の機械であるエキサイタを持たせなければならず、そのため、システムの信頼性を著しく低下させる部品要件および複雑性が増す。その上、これらの方法では、機械式位置センサが導入され、それがさらに信頼性を低下させ、かつ、エンジンのコストをさらに上昇させる。

30

【先行技術文献】

40

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】米国特許第6487998号

【発明の概要】

【課題を解決するための手段】

【0006】

一実施形態では、エンジンスタータ／発電機のための方法およびシステムが提供される。スタータ／発電機システムには、三相かご形誘導機と、該三相かご形誘導機に電気結合された三相インバータ／コンバータが含まれる。スタータ／発電機システムには、さらに、三相インバータ／コンバータに電気結合された二重双方向DC-DCコンバータと、始

50

動モードの間、誘導機に対する複数の相電流から、センサを使用することなく回転子角度を決定するように構成されたデジタル制御基板が含まれる。始動モードの間、デジタル制御基板内の論理は、スタータ／発電機システムを誘導電動機、三相DC-ACインバータおよびDC-DC昇圧コンバータの組合せに構成し、また、発電モードの間、デジタル制御基板内の論理は、スタータ／発電機システムを誘導発電機、三相AC-DCコンバータおよびソフトスイッチングDC-DCバックコンバータの組合せに構成する。

【0007】

他の実施形態では、エンジンを始動させ、かつ、該エンジンを使用して発電するためのエンジンスタータ／発電機システムを制御する方法には、始動モードの間、DC-DCコンバータを使用して入力電圧を昇圧するステップと、昇圧されたDC電圧を、エンジンを回転させるように構成された誘導電動機を駆動する三相AC出力に変流するステップと、三相電流のうちの2つ、すなわち i_a および i_b を測定するステップが含まれる。この方法には、さらに、相電流 i_a および i_b を i_d および i_q に変換するステップであって、 i_d が回転子鎖交磁束と整列している電流であり、 i_q が回転子鎖交磁束に対して直交する電流であるステップと、 i_d を使用してスタータ／発電機システムの誘導機の磁界を制御するステップと、 i_q を使用してスタータ／発電機システムの誘導機のトルクを制御するステップが含まれる。この方法には、発電モードの間、誘導機の三相AC電圧出力を三相コンバータの入力に印加するステップと、三相AC電圧をスタータ／発電機システムの所定の大きさの出力電圧より大きい第1の大きさの電圧のDC電圧に変換するステップと、DC電圧を継続DC-DCコンバータを使用してスタータ／発電機システムの所定の大きさの出力電圧までバッキングするステップが含まれる。

【0008】

さらに他の実施形態では、エンジンを始動させ、かつ、該エンジンから発電するためのブラシレススタータ／発電機(BS/G)および補機ギヤボックス(AGB)アセンブリには、オーバハングギヤボックスシャフトの周りに回転させることができるかご形回転子、少なくとも部分的に回転子を取り囲んでいる固定子、および回転子および固定子を密閉しているハウジングを含む誘導電磁機械が含まれる。このアセンブリには、さらに、オーバハングギヤボックスシャフトに同軸結合されたエンジン補機ギヤボックス(AGB)と、BS/G内で生成される熱を、AGBへの対流および伝導のうちの少なくともいずれかを介してエンジンに結合されている潤滑油システムに伝達するように構成されたドライ空胴オイルシステムが含まれる。

【0009】

図1～9は、本明細書において説明されている方法およびシステムの例示的な実施形態を示したものである。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】本発明の例示的な実施形態によるブラシレススタータ／発電機(BS/G)システムのブロック図である。

【図2】図1に示されている、本発明の例示的な実施形態によるスタータ／発電機誘導機の側面図である。

【図3】本発明の例示的な実施形態による、図2に示されている回転子および固定子を冷却するために使用することができるオイル回路の略ブロック図である。

【図4】図1に示されている、本発明の例示的な実施形態によるスタータ／発電機誘導機の可変周波数動作のトルク速度特性グラフである。

【図5】図1に示されている、本発明の例示的な実施形態によるICCユニットの略ブロック図である。

【図6】本発明の例示的な実施形態による回転子磁束推定方法のためのアルゴリズムの略線図である。

【図7】本発明の例示的な実施形態によるスタータ／発電機誘導機の始動モードのシステムブロック図である。

【図 8】本発明の例示的な実施形態によるスタータ／発電機誘導機のセンサレス制御のためのシステムブロック図（発電モードにおける）である。

【図 9】本発明の代替実施形態による I C C ユニットの略ブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

本書は、例を使用し、最良の形態を含む本発明を開示し、また、デバイスまたはシステムを製造し使用すること、および組み込まれている方法を実施することを含めて、当業者が本発明を実施することができるようにする。本発明の特許性のある範囲は特許請求の範囲で定義されており、当業者に思いつく他の例を含むことができる。このような他の例は、特許請求の範囲の文字通りの文言と同じ構造構成要素を有する場合であれ、あるいは特許請求の範囲の文字通りの文言とわずかしかな異なる等価の構造構成要素を含んでいる場合であれ、特許請求の範囲の範疇であることが意図されている。

10

【0012】

以下の詳細な説明は、本発明の実施形態を一例として示したものであり、本発明を何ら制限するものではない。本発明は、産業用、商用、および住宅用における回転機械類のシステムおよび方法実施形態に広く適用されることが企図されている。

【0013】

本明細書において使用されているように、単数形で表現され、「a」または「an」という語が先行する構成要素またはステップは、単数であることが明確に示されていない限り、複数の構成要素またはステップを排他するものではないことを理解されたい。さらに、本発明の「一実施形態」という表現の参照には、記載されている特徴が同じく組み込まれている追加実施形態の存在を排他するものとしてこの表現を解釈すべきことは意図されていない。

20

【0014】

図 1 は、本発明の例示的な実施形態によるブラシレススタータ／発電機（B S / G）システム 100 のブロック図である。この例示的な実施形態では、システム 100 には、スタータ／発電機誘導機 102 およびインバータ／コンバータ／コントローラ（I C C）ユニット 104 が含まれる。この例示的な実施形態の場合、スタータ／発電機機械 102 は、定格 47, 000 r p m の 4 極油冷誘導機であり、始動速度は約 0 r p m から 29, 140 r p m、発電機の色度は約 29, 140 r p m から 47, 000 r p m である。

30

【0015】

インバータ／コンバータ／コントローラ（I C C）ユニット 104 の接続形態は双方向性であり、始動モードではバッテリー 106 からスタータ／発電機誘導機 102 へ、また、発電機モードではスタータ／発電機誘導機 102 から例えば航空機の 28 V D C メインバスにそれぞれ電力を流すことができる。スタータ／発電機誘導機 102 およびインバータ／コンバータ／コントローラ（I C C）ユニット 104 のアーキテクチャは、インバータ／コンバータ／コントローラ（I C C）ユニット 104 の胴体設置を可能にする。

【0016】

図 2 は、本発明の例示的な実施形態によるスタータ／発電機誘導機 102 の側面図である。この例示的な実施形態では、スタータ／発電機誘導機 102 は、システムの重量を軽くし、かつ信頼性を高くするためにエンジン補機ギヤボックス（A G B）（図 2 には示されていない）と共に高度に統合される誘導機を備える。スタータ／発電機誘導機 102 は、高速かご形回転子 202、固定子 204 およびハウジング 206 を備える。回転子 202 には、比較的重量が軽く、かつ、比較的小型の設計を提供するオーバハングギヤボックスシャフト 208 が含まれる。共有オイルシステムである「ドライ空胴」構造により、発電機絶縁材料および／またはワニス材料が老化すると「ウェット空胴／噴霧オイル冷却」システム内で遭遇することになるギヤボックスのオイル汚染が除去される。

40

【0017】

固定子 204 はハウジング内に設置された静止部分であり、この固定子 204 には、多相銅コイル（図 2 には示されていない）を担持する鋼成層スロット付き鉄心 210 が含ま

50

れる。例示的な実施形態では、コイルは固定数の磁極を生成するように構成されている。コイルのリード線は電源に接続されている。かご形回転子202は、鋼成層スロット付き鉄心および複数のアルミニウムバーまたは銅バーを含むシャフト208に取り付けられている。これらのすべてのバーは、各端部でまとめて短絡される。

【0018】

回転子202は、AGBシャフト（図2には示されていない）のオーバハング部分の上に取り付けられており、AGBの必要不可欠の部分になっている。回転子202の構造には、鋼積層の鉄心、および積層中に円周状に取り付けられた複数の銅バーが含まれる。回転子積層材料は、強い物理的応力環境に対して最適化される。シャフト208は、AGBおよびBS/Gの内部圧迫によって支持される。

10

【0019】

固定子204と回転子202の間のギャップ212は、効率が最大化され、かつ、温度応力に対する適切な機械的クリアランスが維持されるようにサイズ設定される。固定子204の構造には、鋼鉄心積層および銅磁石ワイヤコイルが含まれる。

【0020】

AGBの外部に取り付けられているハウジング206は、固定子204、回転子202および電気コネクタ214を保持する。例示的な実施形態では、ハウジング206は、極めて軽い重量を達成するためにマグネシウム合金製である。

【0021】

BS/G100には、エンジンからの共有オイルおよび「ドライ空胴」冷却原理が使用されている。BS/G100内で生成される熱は、AGBへの対流および伝導を介してエンジン潤滑油システム（図2には示されていない）によって除去される。共有オイルドライ空胴システムの特徴には、重量が比較的軽いシステム（ギヤボックス、ポンプ、フィルタおよび熱交換器構成部品を含む）の達成を容易にする共有オイルが含まれる。さらに、冷却油とBS/G100内で使用されている絶縁システムが接触することはなく、また、冷却油がギャップ212に流入することもない。オイルが絶縁材料などの非金属材料と接触する典型的なウェット空胴設計と比較して、このドライ空胴システムによって信頼性が改善される。ドライ空胴システムの場合、熱いオイルが巻線に直接衝突することがないため、絶縁システムが劣化することはない。さらに、腐食した絶縁材料がオイル中に懸濁することなく、したがってオイルの汚染が防止され、この汚染の防止は、共有オイルシステムの場合、特に重要である。オイルは、霧状になることも、空気と混ざることなく、したがって泡立つことがないため、空気分離装置は不要である。また、「自由オイル」がないため、回転子202に関わる風損が抑制される。回転子鉄心は、シャフト208の中心を流れるオイルからの対流によって冷却される。AGBから供給されるオイルは、シャフト208の中に統合されている内部管216の内側のシャフト208内に流入し、内部管216の外側のAGBへ戻る。

20

30

【0022】

図3は、本発明の例示的な実施形態による、固定子204を冷却するために使用することができるオイル回路300の略ブロック図である。例示的な実施形態では、固定子オイル回路300には、固定子204の外部周囲と少なくとも部分的に外接するオイルジャケット302が組み込まれている。オイルジャケット302には、単一通過、平行オイルフローのための軸方向通路304を使用した押出しアルミニウム管熱交換器設計が含まれる。両側の端部部分のマニホールド306および307は、それぞれオイル入口308分配およびオイル出口310分配を提供しており、周囲全体にわたって一様な流れを供給するように設計される。各マニホールド306のアウトボード端には、オイルの漏れを防止するためのリングシール312が設けられている。オイルは、BS/G100のフランジ（図示せず）の中に取り付けられたオイルフィッティングを介して駆動端マニホールド306に供給される。オイルは、次に、平行固定子冷却通路304を通してBS/G100の非駆動端のリターンマニホールド307へ軸方向に流れた後、オイル入口308とは約180°反対側に流出する。入口308および出口310を互いに約180°反対側に提供するこ

40

50

とにより、通路 3 0 4 を通るすべてのオイル経路の長さが本質的に同じ長さになり、オイルが比較的一様に分配される。オイルは、B S / G 取付けフランジの中に配置されるオイルフィッティングによって A G B へ戻る。また、固定子鉄心は、エンジンギヤボックスハウジングへの伝導によっても冷却される。

【0 0 2 3】

三相スタータ／発電機誘導機 1 0 2 の場合、固定子コイルの接続は、Y 接続であるか、あるいは Δ 接続のいずれかである。固定子コイルが一定の電圧および一定の周波数の A C 電源に接続されると、これらの固定子コイルは、ギャップ 2 1 2 中に、回転子バーとリンクする回転磁界を展開し、それにより回転子逆起電力 (E M F) が生成される。ギャップ 2 1 2 中の回転磁界は、電源周波数 f および誘導機極数 $2 p$ で決まる同期速度 n_s で回転し、 $n_s = 6 0 f / p$ である。

10

【0 0 2 4】

すべての回転子バーは短絡されるため、それらの内側を電流が循環し、導体にローレンツ力を展開して回転子を加速させることになる。回転子の速度が速くなると、無負荷状態の場合、絶対すべりと呼ばれる回転磁界と回転子の間の相対速度が、始動時の n_s から極めて小さい値に低下する。この条件の下では、回転子電流は極めて小さく、回転子摩擦および風損に打ち勝つだけの十分なトルクを展開するのに必要な電流にすぎない。固定子 2 0 4 は、この電流および回転磁界を展開させるのに必要な励起電流を搬送する。この無負荷電流は、機械の設計によっては固定子全負荷電流に対して高い割合に達することがあるが、一般的には無負荷百分率電流は、機械の電力定格が小さいほど大きく、また、その逆も真である。負荷が大きくなると回転子の速度が若干遅くなり、したがってその負荷トルクに打ち勝つだけの十分なトルクを展開するための十分な電流を回転子および固定子に流すことができる。全負荷状態下における回転子の速度は、定格および設計に応じて同期速度の 9 5 % から 9 9 . 5 % までの範囲である。例示的な実施形態では、スタータ／発電機誘導機 1 0 2 は、スタータ／発電機誘導機 1 0 2 自体が自身の励起を提供しなければならないため、常に遅れ力率電流を引き出すことになる。

20

【0 0 2 5】

図 4 は、本発明の例示的な実施形態によるスタータ／発電機誘導機 1 0 2 の可変周波数動作のトルク速度特性グラフである。例示的な実施形態では、グラフ 7 0 0 には、定トルク領域 7 0 2 および定電力領域 7 0 4 が含まれる。

30

【0 0 2 6】

始動モードでは、加速速度要件を満足するためには比較的大きいトルクモータ出力が望ましい。例示的な実施形態では、スタータ／発電機誘導機 1 0 2 は、励起電流を制御してスタータ／発電機誘導機 1 0 2 中の磁束密度をほぼその飽和限界に等しい密度に維持することにより、所定の速度範囲にわたって最大定トルクを提供するように制御される。スタータ／発電機誘導機 1 0 2 中の磁束密度は、単純に V_1 / f に比例する。この比率が実質的に一定に維持される場合、ある周波数で電圧が電源電圧限界に到達し、もはやこの比率を維持することができなくなるまでの間、トルクを実質的に一定に維持することができる。周波数が高くなると比率 V_1 / f が小さくなり、また、トルクが小さくなるが、電力は実質的に一定を維持する。この周波数に対応する回転子の速度はベース速度と呼ばれており、図 4 に示されている 1 P U 速度である。図には、始動モードおよび発電モードに関連する定トルク領域および定電力領域が示されている。図に示されているように、速度が 0 p u から 2 p u までであり、かつ、トルクがゼロより大きい場合、機械は始動モードにある。一方、速度が 2 p u から 4 p u までであり、かつ、トルクがゼロ未満である場合、機械は発電モードにある。言及したように、定電力領域は、回転子の速度がベース速度に到達した後に生じる。明らかに、領域には部分始動モードおよび全発電モードが含まれる。本文書に使用されている慣習によれば、始動モードにおける電力は正であり、一方、発電モードにおける電力は負である。

40

【0 0 2 7】

スタータ／発電機誘導機 1 0 2 によって展開される最大トルクは、近似的に $V I_2 /$

50

x (V Iは機械の電圧であり、xは漏れリアクタンスである)に比例することは解析によって示すことができ、より速い高速(ベース速度より速い速度)での過負荷状態は、電圧を高くして定トルク領域702を拡張するか、あるいは機械の漏れリアクタンスを小さくしない限り達成することができないことを示している。一実施形態では、スタータ/発電機誘導機102は特大化されており、スタックの長さ、つまり回転子ODが大きくなり、かつ、巻き数が少なくなっている。他の実施形態では、スタータ/発電機誘導機102には、始動モードの間、2p個の極が含まれ、また、過負荷状態の間、p個の極が含まれる。例示的な実施形態では、より高い電圧を達成して電圧を高くするために、インバータとバッテリーバスの上に電力コンバータ段が結合されている。

【0028】

図5は、本発明の例示的な実施形態によるICCユニット104の略ブロック図である。例示的な実施形態では、ICCユニット104には、電磁的干渉(EMI)フィルタ802、双方向コンバータ804、高周波絶縁変圧器およびIGBT三相インバータ808が含まれる。EMIフィルタ802は、始動モードならびに発電モードの間、EMI磁化率を最小化するようにフィルタリングする。双方向コンバータ804には、互いに位相がシフトしている2つの交互配置コンバータが含まれる。交互配置コンバータのこの構成により、電圧リップルが最小化され、リップル周波数が高くなる。リップル周波数が低いほど、必要なフィルタリングが著しく削減され、その結果、EMIフィルタ802の重量がより軽くなり、また、より小型化され、電力品質が改善される。制御基板810には、同期空間ベクトルパルス幅変調(SVPWM)および保護のためのデジタル信号プロセッサ812が含まれる。ゲートドライバ基板814および電源816は、独立形構成部品として提供することができ、あるいは制御基板810の中またはICCユニット104の他の構成部品の中に組み込むことも可能である。

【0029】

例示的な実施形態では、EMIフィルタ802は、雑音干渉を最小化し、かつ、EMIイミュニティを提供するために、残りの電気回路から個別のコンパートメントの中に隔離されている。二重並列コンバータ段は、リップル電圧を最小化し、かつ、リップル周波数を2倍にするために、適切なゲートドライバ制御によって交互配置される。このような構成にすることにより、EMIフィルタ802の構成部品の重量を軽くし、かつ、サイズを小さくすることができ、また、その一方で電力品質を改善することができる。

【0030】

発電モードの間、コンバータ段電力スイッチのゼロ電圧スイッチングがスイッチのより広い帯域幅を促進しており、それによりシステムの動的性能を著しく改善している。制御基板810は、発電モードおよび始動モードの間、三相絶縁ゲートバイポーラトランジスタ(IGBT)スイッチを制御するための高水準空間ベクトルパルス幅変調(SVPWM)を提供している。

【0031】

ICCユニット104には、熱管理のための熱クラッド基板が含まれる。熱クラッド基板は、熱インピーダンスを最小化し、また、標準のプリント配線回路基板と比較して熱をより有効かつ効果的に伝導させる。この熱クラッド基板構成によれば、有効な機械的パッケージングおよび比較的より高い電力密度が提供される。電力スイッチは、熱クラッド基板タイプの回路基板の上に取り付けられている。ゲートドライバ基板は、ゲートまでの配線の長さを最短化するために、電力スイッチの上に互い違いに配置される。

【0032】

コールドプレート/ヒートシンクは、シャシのための主構造の一部を形成している。コールドプレートと電力基板の間に熱インタフェース材料が配置される。電力基板は絶縁金属基板(IMS)であり、一般的には熱伝達を良好にするための銅ベース材料を備える。FR4をベースとする、電力デバイスのためのインタフェースおよびドライバ回路を含む回路カードアセンブリがIMSの上に直接配置される。

【0033】

双方向コンバータ804は、スタートアップ段階の間、昇圧コンバータとして作用し、バッテリーの28VDC電力を200～230VDCの高電圧に変換する。この高電圧は、双方向コンバータ804内の絶縁通昇変圧器を介してバッテリー電力から分離されている。始動モードの間、ICCユニット104は電流源インバータとして作用する。双方向コンバータ804の出力段からの高DC電圧は、IGBT三相インバータ808に供給され、また、SVPWMを使用してIGBTスイッチが制御され、それにより可変三相AC電圧および周波数がスタータ／発電機誘導機102に提供される。スタータ／発電機誘導機102の始動トルクは、双方向コンバータ804の電圧および周波数によって制御され、この制御によって始動モードの間に必要なバッテリー電流が制御され、それによりバッテリーエネルギーの利用が改善される。IGBT三相インバータ808には、FPGA／DSPを

10

【0034】

発電モードの間、IGBT三相インバータ808は、エンジンによって動力が供給される誘導発電機として作用する。スタータ／発電機誘導機102の速度が最小発電モード速度に到達すると、電力の流れの方向が変化し、スタータ／発電機誘導機102は発電機として作用して三相インバータ808に電力を供給する。三相インバータ808は6パルスダイオードブリッジとして作用し、スタータ／発電機誘導機102の三相電圧を200～325VDCに変換する。三相インバータ808DC電圧は、高入力DC電圧を調整28VDCに変換するバックコンバータとして作用する双方向コンバータ804に供給される。双方向コンバータ804からの出力はEMIフィルタ802を通過し、航空機のDCバスに28VDCが提供される。ゼロ電圧スイッチング（ZVS）を使用することにより、システムは、高い効率、高いスイッチング周波数および小さいスイッチング損失で動作する。また、このコンバータ接続形態によれば、コンバータの帯域幅および動的応答が改善される。二重交互配置コンバータ段を使用することにより、28VDCのリプルをより小さくし、かつ、リプル周波数を2倍にすることができる。したがってフィルタの重量およびサイズが著しく軽減され、電力品質が改善される。

20

【0035】

図6は、本発明の例示的な実施形態による回転子磁束推定方法900のためのアルゴリズムの略線図である。例示的な実施形態では、始動モード動作の間、間接的磁界配向（IFO）ベクトル制御が使用される。IFOにより、トルクおよび磁束の独立した制御が保証される。回転子磁束角度を推定するための電圧－モデル磁束－オブザーバ原理が設計されており、回転子磁束角度から回転子の位置が決定される。図9では、

30

【0036】

【数 1】

R_s は固定子抵抗を表す;
 L_s は固定子自己インダクタンスを表す;
 L_r は回転子自己インダクタンスを表す;
 $\mu_{\alpha s}$; 静止 α 軸電圧
 $\mu_{\beta s}$ は静止 β 軸電圧を表す;
 $i_{\alpha s}$ は α 軸における固定子電流を表す;
 $i_{\beta s}$ は β 軸における固定子電流を表す;
 $\hat{\theta}_{as}$; 推定回転子磁束角度;
 $\hat{E}_{\alpha s}$; α 軸における推定逆起電力;
 $\hat{E}_{\beta s}$; β 軸における推定逆起電力;
 $\hat{\lambda}_{\alpha s}$; α 軸における推定固定子鎖交磁束;
 $\hat{\lambda}_{\beta s}$; β 軸における推定固定子鎖交磁束;
 $\hat{\lambda}_{\alpha r}$; α 軸における推定回転子鎖交磁束,
 $\hat{\lambda}_{\beta r}$; β 軸における推定回転子鎖交磁束.

10

20

【0037】

図7は、本発明の例示的な実施形態によるスタータ／発電機誘導機102の始動モードのシステムブロック図である。始動モードの間、スタータ／発電機誘導機102は、エンジン抗力トルクに打ち勝ち、かつ、エンジンを加速させるだけの十分なトルクを提供する。スタータ／発電機誘導機102の始動トルクはプラトー状態に達し、次に、エンジンが着火すると低下し始める。スタータ／発電機誘導機102の始動モード動作では、最初に入力電圧がDC-DCコンバータを介してより高い望ましい電圧まで昇圧される。昇圧コンバータのゲート動作は、デジタル制御基板によって提供される。ここでの電圧昇圧器の利点は、縦続三相インバータに流れる電流が小さくなり、かつ、DC-ACインバータと三相誘導機との間のケーブルが短くなることである。デジタル制御基板によって制御されるインバータは、昇圧されたDC電圧を誘導電動機を駆動する三相AC出力に変流する。デジタル制御基板810は、三相電流のうちの2つ、すなわち i_a および i_b を測定し、相毎の量を i_d および i_q に変換する。 i_d は回転子鎖交磁束と整列している電流であり、また、 i_q は回転子鎖交磁束に対して直交する電流である。この変換の大きな利点は、ブラシDC機のような誘導機を制御するための最適方法が提供されることであり、つまり、ちょうど界磁巻線翼ブラシDC機の電流を制御するように i_d によって機械の磁界が制御され、一方、ちょうどブラシDC機の電機子巻線の電流を制御するように i_q によって機械のトルクが制御される。2つの電流の直交性により、デジタル制御基板は誘導機の実出力トルクを最適化することができ、延いてはシステムの効率を最大化することができる。変換には、 i_a および i_b から i_d および i_q への変換を実現するための鎖交磁束位置、いわゆる回転子角度が必要である。従来、回転子角度は、機械のシャフトの上に取り付けられた機械式位置センサによって獲得されている。例示的なセンサレス手法では、回転子の位置は、電流 i_{α} および i_{β} ならびに電圧コマンド v^*_{α} および v^*_{β} を使用し、鎖交磁束

30

40

50

方法を使用して決定される。エンジンを始動させるためのこの全体的な手法により、始動モードの間、最小電流および最大効率のシステム性能が独自に提供される。

【0038】

図8は、本発明の例示的な実施形態によるスタータ／発電機誘導機102のセンサレス制御のためのシステムブロック図（発電モードにおける）である。発電モードの間、スタータ／発電機誘導機102は、磁束弱化領域で高速で動作する。このシステムの場合、より高いDCバス電圧を得るために、始動モードの間、昇圧コンバータ段を使用してバッテリー電圧が昇圧される。コンバータ電圧は、速度に比例した逆起電力の増加に伴って、高い電圧まで変化させることができる。この場合、より大きい電流を生成し、かつ、200%過負荷などのより大きいトルクを出力するためには、全DCバス電圧を利用しなければならない。すべりが0とプルアウトすべりの間で変化する場合、全DCバス電圧を使用することにより、すべりが大きいほど、大きいトルクが生成される。この関係に基づいて、ロバストな間接的磁界配向制御アルゴリズムが実施される。フィードバックを使用してDCバス電圧が、一定の値、例えばそれには限定されないが30VDCに制御され、DCバス電圧P1コントローラの出力がすべり速度である。始動モードの場合と同様、それと同時に回転子の位置および速度が同じく電圧-モデル磁束-オブザーバによって推定される。システム同期速度は、すべり速度と推定回転子速度の合計である。この同期速度を積分すると、磁界配向を制御するために使用されるパラメータである同期磁束回転角度が得られる。

【0039】

動作中、スタータ／発電機誘導機102は、スタータ／発電機誘導機102がデジタル制御基板810によって提供される適切なゲート信号によって発電機として動作するように制御される。スタータ／発電機誘導機102の三相出力は三相コンバータ804の入力に印加される。三相AC-DCコンバータ804は、デジタル制御基板810によってゲーティングされると、三相AC電圧をBS/Gシステム100の所望の出力電圧より高いDC電圧に変換する。縦続DC-DCは、次に、コンバータ804の出力部分で、この内部DCバスを所望のDCバス電圧にバックする。従来のベクトル制御三相AC-DCコンバータとは異なり、回転子角度は、例示的な実施形態では、推定回転子速度とすべり速度の合計を積分することによって得られる。すべり速度は、図に示されているように出力電圧調整器の出力である。次に、回転子角度を使用して事前設定の電圧コマンド $v^* \alpha$ および $v^* \beta$ が、いつでもゲート信号に変換することができる電圧コマンドに変換される。他の方法とは異なり、この例示的な実施形態によれば、システムは、特に動作速度の上限端で発電機の出力を最大化することができる。

【0040】

AC-DC電圧の出力のDC電圧は、DC-DCコンバータが縦続されているため、出力DCバス電圧よりはるかに高くすることができ、したがってDC-DCコンバータとAC-DCコンバータの間のケーブルの重量を著しく軽くすることができ、また、より高い動作効率が得られる。DC-DCコンバータは、内蔵ソフトスイッチング機構を使用して構築されており、したがってシステムの効率がさらに高くなる。回転子角度は、推定速度とすべり速度の合計を積分することによって間接的に計算されるため、位置センサを必要とすることなく、発電機モードにおけるスタータ／発電機誘導機102の出力を最大化するために適したロバストなセンサレス方法が提供される。

【0041】

スタータ／発電機誘導機102およびICCユニット104の始動モード要件は、それぞれのエンジンのトルク要件によって駆動される。速度範囲が広範囲にわたるセンサレス制御システムの場合、スタータ／発電機誘導機102のパラメータは、動作条件毎に変化する。通常、電流はインダクタンスに影響を及ぼし、一方、抵抗は温度によって変化する。回転子位置の推定はスタータ／発電機誘導機102のパラメータに基づいており、したがって温度による抵抗の変化は補償される。システムをよりロバストにするために、コントローラには、適応パラメータシステムおよび自己同調が含まれる。

【0042】

バッテリーのAh（アンペア時）定格は、スタートアップ電力要件または非常電力要件によって決定される。航空機配電アーキテクチャに応じて、バッテリースタートアップ要件がバッテリーサイズを駆動している場合、BS/Gシステムは、バッテリーのサイズを小さくし、かつ、重量を軽くする可能性、ならびにバッテリーの寿命／信頼性を改善する可能性を有する。BS/Gは、さらに、スタートアップの間、バッテリーのピーク電流を制御するための、ブラシ形システムに匹敵する利点を提供している。BS/GシステムのICCユニット104には、コンバータ／インバータ段、および始動モードの間、必要なトルク（V／Hz）を制御するDSPベーススタートアップモードトルク制御アルゴリズムが含まれる。この接続形態および制御アルゴリズムによれば、バッテリー電流は、始動モードの間、制御されたピーク電流を確実に有することになる。ブラシ形DCシステムの場合、バッテリーからのピーク電流は制御されないため、ブラシレスシステムと比較して、より大きい応力がバッテリーにかかることになる。

10

【0043】

ブラシレスシステムの場合、バッテリーの代わりに外部地上電力が使用される場合、外部源からのピーク電流は、ICCユニット104内のプログラムされたトルク制御アルゴリズムによって制御される。したがってエンジンが複数回にわたる試行で始動しない場合、ICCユニット104およびスタータ／発電機誘導機102は、ブラシ形システムの場合と比較して、受ける加熱問題が少なくなる。

20

【0044】

図9は、本発明の代替実施形態によるICCユニット900の略ブロック図である。図に示されているように、2つの三相セットA1、B1、C1およびA2、B2、C2が存在している。A1、B1、C1セット902は、ICCの上側のセット906に接続されており、一方、A2、B2、C2セット904は、ICCの下側のセット908に接続されている。この手法によれば、EMIのためのフィルタリングが軽減されるだけでなく、輪郭、重量およびサイズが最適化されたICC全体のパッケージングがより達成可能になる。

【0045】

プロセッサという用語は、本明細書において使用されているように、中央処理装置、マイクロプロセッサ、マイクロコントローラ、縮小命令セット回路（RISC）、特定用途向け集積回路（ASIC）、論理回路、および本明細書において説明されている機能を実行することができる他の任意の回路またはプロセッサを意味する。

30

【0046】

本明細書において使用されているように、「ソフトウェア」および「ファームウェア」という用語は互いに交換可能であり、これらの用語には、プロセッサによる実行のために、RAMメモリ、ROMメモリ、EPROMメモリ、EEPROMメモリおよび不揮発性RAM（NVRAM）メモリを始めとするメモリに記憶される任意のコンピュータプログラムが含まれる。上記のメモリタイプは、単に例示的なものにすぎず、したがってコンピュータプログラムを記憶するために使用することができるメモリのタイプについて限定するものではない。

40

【0047】

以上の明細書に基づいて理解されるように、本開示の上述の実施形態は、コンピュータソフトウェア、ファームウェア、ハードウェアまたはそれらの任意の組合せあるいはサブセットを含むコンピュータプログラミングまたはエンジニアリング技法を使用して実施ことができ、その技術的効果は、センサレス整流を使用したブラシレススタータ／発電機の構成および動作を制御するためのものである。結果として得られる、コンピュータ可読コード手段を有する任意のこのようなプログラムは、1つまたは複数のコンピュータ可読媒体の中で具体化し、あるいはこれらの中に提供することができ、それにより、本開示の上述の実施形態に従ってコンピュータプログラム製品、つまり製造物品を製造することができる。コンピュータ可読媒体は、例えば、それらに限定されないが、固定（ハード）

50

ドライブ、ディスク、光ディスク、磁気テープ、読取り専用メモリ（ROM）などの半導体記憶装置、および／またはインターネットまたは他の通信ネットワークあるいはリンクなどの任意の送信／受信媒体であってもよい。コンピュータコードを含む製造物品は、1つの媒体からコードを直接実行することによって、もしくは1つの媒体から他の媒体へコードをコピーすることによって、またはネットワークを介してコードを転送することによって製造および／または使用することができる。

【0048】

上述の、エンジンスタータ／発電機のための方法およびシステムの実施形態によれば、エンジンを始動させ、かつ、運転中、エンジンから発電するための比較的軽量のシステムのための費用効果的、かつ信頼性の高い手段が提供される。より具体的には、本明細書において説明されている方法およびシステムによれば、始動モードの間、スタータ／発電機の始動電流およびトルクを容易に制御することができる。さらに、上述の方法およびシステムによれば、回転子位置センサを使用することなく容易に回転子角度を決定することができる。さらに、第2のICCの追加によってリプル周波数が2倍になり、インタフェース位相変圧器（IPT）を使用することなくPWMに起因するリプルの大きさが約半分になる。したがってこの手法によれば、EMIのためのフィルタリングが最小限に抑えられるだけでなく、輪郭、重量およびサイズが最適化されたICC全体のパッケージングがより達成可能になる。したがって本明細書において説明されている方法およびシステムによれば、費用効果的、かつ信頼性の高い方法で容易にエンジンを始動させることができ、かつ、エンジンから発電することができる。

【0049】

上では、フローモデルを使用してガス制御弁入口における燃料ガスの物理的特性を自動的かつ連続的に決定し、また、ガス燃料フロー利得に対する修正を決定するための例示的な方法および装置が詳細に説明されている。実例で示されている装置は、本明細書において説明されている特定の実施形態に限定されず、各構成部品は、本明細書において説明されている他の構成部品とは独立して、個々に利用することができる。また、各システム構成部品は、他のシステム構成部品と組み合わせて使用することも可能である。

【0050】

以上、本開示について、様々な特定の実施形態の形で説明したが、本開示は、特許請求の範囲の精神および範囲の範疇で修正を加えて実践することができることは認識されよう。

【符号の説明】

【0051】

- 100 ブラシレススタータ／発電機（BS/G）システム
- 102 スタータ／発電機誘導機
- 104、900 インバータ／コンバータ／コントローラ（ICC）ユニット
- 106 バッテリ
- 202 高速かご形回転子
- 204 固定子
- 206 ハウジング
- 208 オーバハングギヤボックスシャフト
- 210 鋼成層スロット付き鉄心
- 212 固定子と回転子の間のギャップ
- 214 電気コネクタ
- 216 シャフトの中に統合されている内部管
- 300 オイル回路
- 302 オイルジャケット
- 304 軸方向通路（固定子冷却通路）
- 306、307 マニホルド
- 308 オイル入口

10

20

30

40

50

- 310 オイル出口
- 312 Oリングシール
- 700 トルク速度特性グラフ
- 702 定トルク領域
- 704 定電力領域
- 802 電磁的干渉（EMI）フィルタ
- 804 双方向コンバータ
- 808 IGBT三相インバータ
- 810 制御基板（デジタル制御基板）
- 812 デジタル信号プロセッサ
- 814 ゲートドライバ基板
- 816 電源
- 900 回転子磁束推定方法
- 902 三相A1、B1、C1セット
- 904 三相A2、B2、C2セット
- 906 ICCの上側のセット
- 908 ICCの下側のセット

10

【図1】

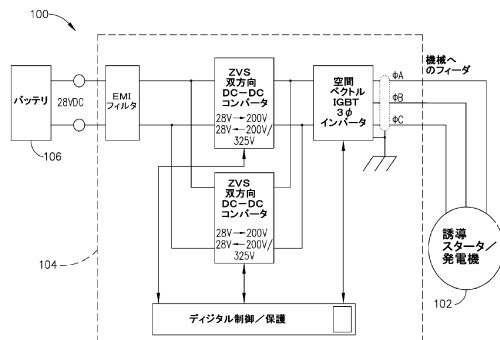


FIG. 1

【図2】

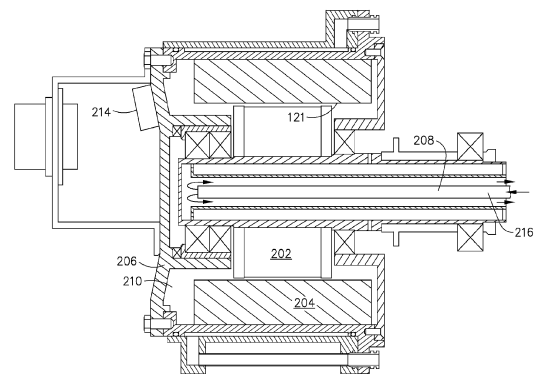


FIG. 2

【図 3】

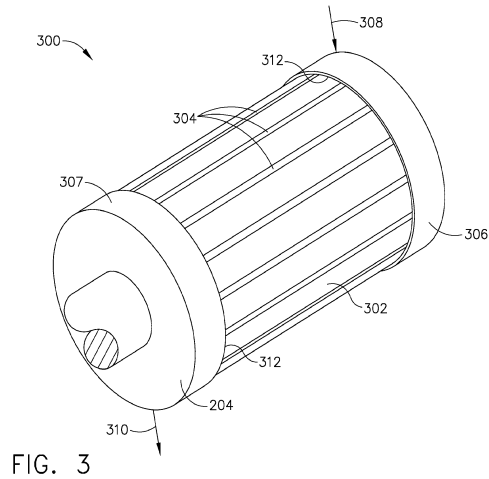


FIG. 3

【図 4】

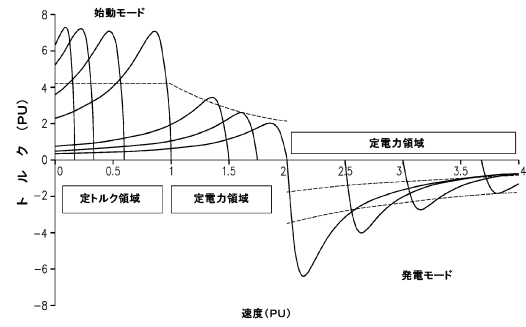


FIG. 4

【図 5】

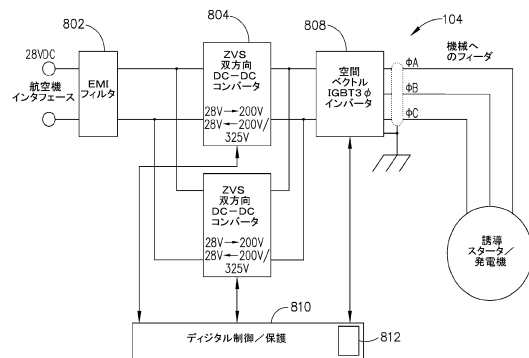


FIG. 5

【図 6】

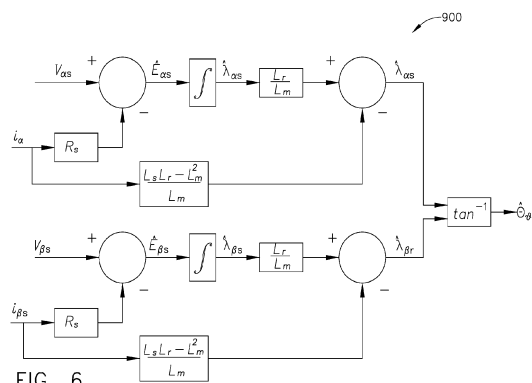


FIG. 6

【図 8】

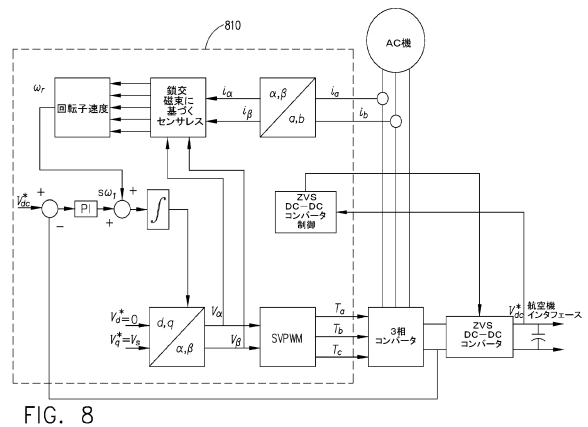


FIG. 8

【図 7】

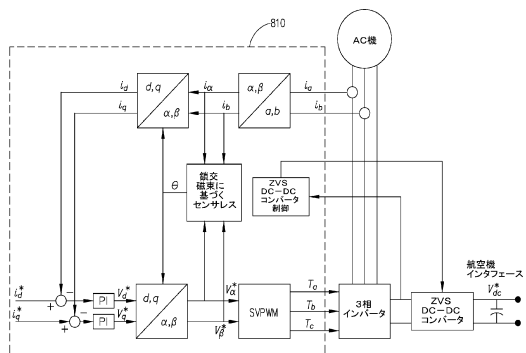


FIG. 7

【図 9】

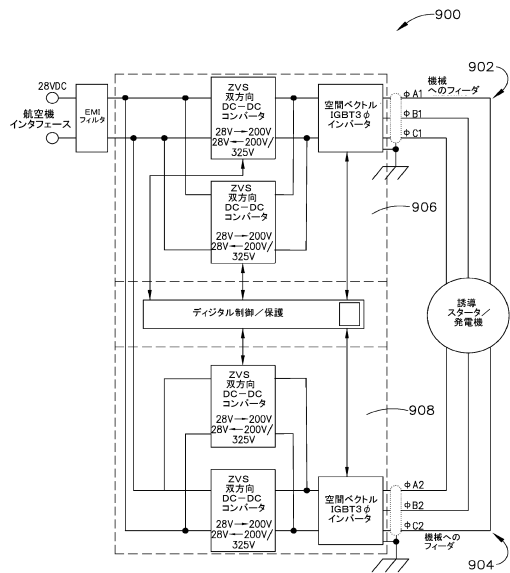


FIG. 9

フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
H02M 7/48 (2007.01) H02M 7/48 H

(72)発明者 カリピデス, デビッド・キミトリ
アメリカ合衆国、オハイオ州・45312、キャスタウン、エヌ・アルコニー・コノーヴァー・ロード、195番

(72)発明者 アッバス, モハメッド
アメリカ合衆国、オハイオ州・45459、デイトン、レイントゥリー・ロード、7796番

(72)発明者 ホアン, ハオ
アメリカ合衆国、オハイオ州・45373、トロイ、カントリーサイド・ドライブ・ノース、358番

審査官 高橋 祐介

(56)参考文献 特開平05-260610 (JP, A)
特開2005-012856 (JP, A)
特開2006-203957 (JP, A)
特表2008-503200 (JP, A)
特表平11-511639 (JP, A)
特開2005-045996 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 21/00
F02N 11/00
F02N 11/04
F02N 11/08
H02M 7/48
H02P 27/04