

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5209708号
(P5209708)

(45) 発行日 平成25年6月12日 (2013. 6. 12)

(24) 登録日 平成25年3月1日 (2013. 3. 1)

(51) Int. Cl.	F I
FO2G 1/043 (2006.01)	FO2G 1/043 F
HO2P 9/04 (2006.01)	FO2G 1/043 B
	HO2P 9/04 J

請求項の数 9 (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願2010-512222 (P2010-512222)	(73) 特許権者	507036371
(86) (22) 出願日	平成20年3月28日 (2008. 3. 28)		サンパワー・インコーポレーテッド
(65) 公表番号	特表2010-530041 (P2010-530041A)		アメリカ合衆国オハイオ州45701、ア
(43) 公表日	平成22年9月2日 (2010. 9. 2)		テンズ、イー・ステート・ストリート10
(86) 国際出願番号	PCT/US2008/058590		55
(87) 国際公開番号	W02008/154057	(74) 代理人	100096725
(87) 国際公開日	平成20年12月18日 (2008. 12. 18)		弁理士 堀 明▲ひこ▼
審査請求日	平成23年3月17日 (2011. 3. 17)	(74) 代理人	100119231
(31) 優先権主張番号	11/760, 842		弁理士 井上 克己
(32) 優先日	平成19年6月11日 (2007. 6. 11)	(72) 発明者	ホリデイ、エゼキエル・エス
(33) 優先権主張国	米国 (US)		アメリカ合衆国オハイオ州45714、ベ
			ルプレ、コンGRESS・ロード404
		審査官	後藤 泰輔

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 線形オルタネータを駆動するフリーピストンスターリングエンジンを制御するための仮想同調コンデンサーを計算する制御器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

インダクタンス L_{alt} をもつオルタネータの巻き線を有する線形オルタネータを駆動するフリーピストンスターリングエンジンと、電気的エネルギー蓄積手段を有する出力回路にオルタネータの巻き線を接続するスイッチングモード整流器と、整流器のスイッチングデューティーサイクルを制御するパルス幅変調器とを含む電力生成源のための制御システムであって、パルス幅変調器を制御するために接続された出力部を有するフォワードループを備えた制御システムであって、

(a) スターリングエンジン及びオルタネータに対して動作周波数 ω の正弦波を生成する、フォワードループ内にある正弦波生成器、および

(b) フィードバックループ

を有してなり、

該フィードバックループが、

(i) オルタネータ電流 i に比例する信号を検知するための、オルタネータ回路に接続された電流センサーと、

(i i) フォワードループにある仮想コンデンサー加算器であって、正弦波生成器により生成された正弦波を入力するように、かつ入力された正弦波と加算器に入った第二の入力との差である信号を出力するように接続された仮想コンデンサー加算器と、

(i i i) 仮想コンデンサーの両側の電圧 v を計算し、 v を表す信号を仮想コンデンサー加算器の第二の入力に適用する、電流センサーに接続された計算回路であって、

10

20

【数 1 1】

$$v = L_{alt} \omega^2 \int i(dt)$$

以上の操作を実行する計算回路と、
を含む、改良された制御システム。

【請求項 2】

制御システムが、さらに

(a) フォワードループ内に設けられた除算部であって、仮想コンデンサー加算器からの信号を受信するために接続される除算部への入力、およびパルス幅変調器に接続される除算部からの出力を有する除算部と、

10

(b) 電氣的エネルギー蓄積手段の両側の電圧を検知する電圧センサー及び検知された電圧が適用されるスケーリング化マルチプライヤーを含むフィードフォワードループと、を含む、

フィードフォワードループは、電氣的エネルギー蓄積手段の両側の検知された電圧のスケーリング化された比率を表すフィードフォワード信号を、除算部が有する除算部への入力に適用する、

請求項 1 に記載の制御システム。

【請求項 3】

制御システムがさらに、電氣的エネルギー蓄積手段の両側の電圧を制御するための、閉じた、負のフィードバック制御ループを含み、該電圧制御ループが、電圧制御加算部に適用される命令入力を有し、

20

該電圧制御ループが、

(a) 電氣的エネルギー蓄積手段の両側の電圧を検知し、第二の電圧を表すフィードバック信号を電圧制御加算部に適用する電圧センサーを含むフィードバックループと、

(b) 電圧制御加算部からの入力と正弦波発生器の振幅を制御するために接続された出力とを有するフォワード制御要素と、

を含む、請求項 1 に記載の制御システム。

【請求項 4】

制御システムがさらに、

30

(a) フォワードループ内に設けられた除算部であって、仮想コンデンサー加算器からの信号を受信するために接続される除算部への入力、およびパルス幅変調器に接続された除算部からの出力を有する除算部と、

(b) 電氣的エネルギー蓄積手段の両側の電圧を検知する電圧センサー及び検知された電圧が適用されるスケーリング化マルチプライヤーを含むフィードフォワードループと、を含む、

フィードフォワードループは、電氣的エネルギー蓄積手段の両側の検知された電圧のスケーリング化された比率を表すフィードフォワード信号を、除算部が有する除算部への入力に適用する、

を含む、請求項 3 に記載の制御システム。

40

【請求項 5】

制御システムがさらに、フリーピストンスターリングエンジンのヒートアクセプターの温度を制御する閉じた、負のフィードバック制御ループを含み、該温度制御ループが温度制御加算部に適用された命令入力を含み、さらに、

(a) フリーピストンスターリングエンジンのヒートアクプターの温度を表すフィードバック信号を温度制御加算部に適用する温度センサーを含むフィードバックループと、

(b) 温度制御加算部からの入力及び正弦波発生器の振幅を制御するために接続された出力を有するフォワード制御要素と、

を含む、請求項 1 に記載の制御システム。

【請求項 6】

50

制御システムがさらに、

(a) フォワードループ内に設けられた除算部であって、仮想コンデンサー加算器からの信号を受信するために接続される除算部への入力、およびパルス幅変調器に接続される除算部からの出力を有する除算部と、

(b) 電氣的エネルギー蓄積手段の両側の電圧を検知する電圧センサー及び検知された電圧が適用されるスケーリング化マルチプライヤーを含むフィードフォワードループと、を含む、

フィードフォワードループは、電氣的エネルギー蓄積手段の両側の検知された電圧のスケーリング化された比率を表す、フィードフォワード信号を、除算部が有する除算部への入力に適用する、

を含む、請求項 5 に記載の制御システム。

【請求項 7】

インダクタンス L_{alt2} をもつ第二のオルタネータの巻き線を有する第二の線形オルタネータを駆動する第二のフリーピストンスターリングエンジンと、出力回路に第二のオルタネータの巻き線を接続する第二のスイッチングモード整流器と、第二の整流器のスイッチングデューティサイクルを制御する第二のパルス幅変調器を含む第二の電力発生源をさらに制御する請求項 1 に記載の制御システムであって、第二のパルス幅変調器を制御するために接続された第二の出力を有する第二のフォワードループを含み、制御システムがさらに、

(a) 動作周波数 ω の正弦波を生成する、第二のフォワードループ内にある第二の正弦波生成器、および

(b) 第二のフィードバックループを有してなり、

該第二のフィードバックループが、

(i) オルタネータ電流 i_2 に比例する信号を検知するための、第二のオルタネータ回路に接続された第二の電流センサーと、

(ii) 第二のフォワードループにある第二の仮想コンデンサー加算器であって、第二の正弦波生成器により生成された第二の正弦波を入力するように、かつ入力された正弦波と加算器に入った第二の入力との差である信号を出力するように接続された第二の仮想コンデンサー加算器と、

(iii) 第二の仮想コンデンサーの両側の電圧 v_2 を計算し、 v_2 を表す信号を仮想コンデンサー加算器の第二の入力に適用する、第二の電流センサーに接続された第二の計算回路であって、

【数 12】

$$v = L_{alt} \omega^2 \int i(dt)$$

以上の操作を実行する第二の計算回路と、

を含む、改良された制御システム。

【請求項 8】

インダクタンス L_{alt} 及び抵抗 R_{ac} をもつオルタネータの巻き線を有する線形オルタネータを、動作周波数 ω で駆動するフリーピストンスターリングエンジンと、電氣的エネルギー蓄積手段を有する出力回路にオルタネータの巻き線を接続するスイッチングモード整流器と、整流器のスイッチングデューティサイクルを制御するパルス幅変調器とを含む電力発生源であって、パルス幅変調器の制御する入力に接続された出力を有するフォワードループを備えた電力生成源を制御する方法であって、

(a) 電力生成源又は出力回路の制御された変数の命令値をフィードバック制御ループに適用し、動作周波数 ω でのオルタネータの巻き線の抵抗 R_{ac} の両側の電圧とオルタネータに誘導される電圧 V_g の代数和である電圧 $V_{interenal}$ の命令値を表す信号を展開するために、制御された変数の検知された値をフィードバック制御ループのフィードバック信号と

10

20

30

40

50

して検知し、適用する工程と、

(b) オルタネータ電流 i に比例する信号を生成するためにオルタネータの巻き線における電流を検知する工程と、

(c) 検知した電流から

【数 12】

$$v = L_{alt} \omega^2 \int i(dt)$$

を計算することにより、仮想コンデンサの両側の電圧 v を表す信号を生成する工程と、

(d) オルタネータターミナル電圧 V_T を表す信号を生成するために、電圧 $V_{internal}$ から、電圧 v を表す信号を減算する工程と、

(e) 電圧 V_T を表す信号をパルス幅変調器の制御入力に適用する工程と、を含む方法。

【請求項 9】

さらに、動作周波数 ω の値を制御して変化させる工程を含む、請求項 8 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

発明の分野

【0002】

この発明は、一般的に電力を生成するための線形オルタネータを駆動するフリーピストンスターリングエンジンに関し、特に、電力生成源のための閉ループ、負のフィードバック制御システムの改良に関する。

【背景技術】

【0003】

従来技術の説明

【0004】

本発明は、熱エネルギーを電力に変換するための線形オルタネータを駆動するフリーピストンスターリングエンジンを制御する制御システムの改良に関する。この改良は、エンジンから線形オルタネータに移されたパワーに等しいエンジンにより生成された機械的なパワーを維持するためにピストンのストロークを制御するための新規な制御ループを含み、また DC 出力電圧またはヘッド温度のような他の変数を制御するための制御ループを含む。本発明の実施例は、エンジン / オルタネータの複数の組を制御し、同期して維持することに利用される。

【0005】

制御回路

【0006】

制御システムの技術の当業者には知られているように、閉ループの、負のフィードバック制御システムは、フォワードループと少なくとも一つのフィードバックループを有する。フォワードループは、加算部（又は加算連結部）に適用される命令入力をもつ。命令入力は、制御されている動作出力変数パラメータの所望の（命令された）値を表す信号で、基準信号を与える

【0007】

フォワードループはまたは少なくとも一つをもち、フォワードループにそって通過する信号に数学的な操作を実行する一連のフォワード制御要素（“ダイナミックユニット”として知られている）を有してもよい。各フォワード制御要素は、入力信号を出力信号に関連づける数式であるフォワード伝達関数をもつ。

【0008】

閉ループ、負のフィードバック制御システムのフィードバックループが制御されている変数パラメータの実際の値を測定するセンサーを有し、実際の値を表す信号を加算部に適

10

20

30

40

50

用する。フィードバックループはまた、測定信号を加算部に適用する前に、その測定信号に対して一つ以上の数学的操作を実行する。加算部の出力は、制御されたパラメータの測定値と望ましい値の間の違いを表すエラー信号を与える。

【 0 0 0 9 】

閉ループ、負のフィードバック制御システムは一つのフィードバックループ、一つの加算部、または一つのフォワード制御要素に限定されない。閉ループ制御システムが、フォワードループにそって直列に接続される複数のフォワード制御ループの間に配置される複数の加算部を有してもよい。複数のフィードバックループ（それぞれが異なる検知された変数パラメータを表す信号を検知して、フィードバックする）が、これら加算部に接続される。その結果、各加算部は、命令入力を表す入力、検知された変数パラメータを表すフィードバック信号を表す入力及び加算部への入力の間の違いを表す出力をもつ。各加算部はまた、たとえば、乱れ、外部力、トルク負荷を表す入力をもってもよい。違いは、出力変数の命令された値と、同じ変数の検知された値との間の違い（“エラー”）を示すことがあるが、違いはまた単に、数学的に記述された他方の信号による一方の信号の変更である場合もある。フィードフォワードループのような他のタイプの回路接続もある。制御回路の要素は便宜、入力信号について実行される操作の数学的式として、制御回路図において表される。数学的式はラプラス変換式で、当業者に制御システムの要素の操作特徴、したがって要素のハードウェア上の実行をどのように構成するかを示す。通常、数学的式により記述される伝達関数を実行する限り、制御システムの各要素を実施する、当業者には知られた多数の計算回路がある。

【 0 0 1 0 】

この制御システムは、アナログ又はデジタル計算回路、これらの組み合わせにより実施できることは当業者には分かるであろう。制御システムの図で記述された数学的操作は、種々の市販のマイクロプロセッサ、マイクロコントローラまたは他の計算回路により所望に実施できる。当業者には明らかなように、アナログ回路及び数学的式は、アナログ回路をシミュレートし、数学的な操作を実行または計算するソフトウェアアルゴリズムを有するプログラムされたデジタル回路により経済的に実行される。これらの操作の多くは、個別論理プログラム可能論理アレー（P L A）、プログラム可能ゲートアレー（P G A）、又はデジタル信号プロセッサ（D S P）の実行、並びにマイクロプロセッサ又はマイクロコントローラにより達成される。したがって、用語“制御回路”、“制御器回路”は、回路図に示された制御回路を実施するのに使用できる、知られたどのタイプのアナログ及びデジタル論理制御回路も含む。用語“計算回路”は数学的操作又はアルゴリズムにしたがって電気信号を変換する回路を利用する回路を示す。

【 0 0 1 1 】

フリーピストンスターリングエンジン及びオルタネータ

【 0 0 1 2 】

線形オルタネータを駆動するフリーピストンスターリングエンジン（F P S E）は魅力的な発電源で、このような発電源は、効率的で、コンパクト、軽量なもので、種々の燃料により供給される熱エネルギーから電力を生成する。フリーピストンスターリングエンジンは、比較的暖かなヒートアクセプターと比較的冷たいヒートリジェクターとの間で限定した量のワーキングガスを移動させることにより、熱を仕事に変換する閉サイクルの可逆的な熱機関である。内部ワーキングガスの交互に繰り返す膨張と圧縮が振動圧力波となり、これが適切なバネ付きピストンを駆動し、実質的に正弦的に線形往復運動させる。ピストンには永久磁石のリングが機械的に連結され、磁石は、線形のオルタネータの巻き線又はコイル内で往復動し、これにより巻き線の両端に電圧が誘導される。典型的に、エンジンのピストンはピストンの後部のフランジにより、軸対称に配列された磁石列（たとえばリング条に）に直接連結され、エンジン及びオルタネータは、共通の密封されたハウジング内に組み込まれている。

【 0 0 1 3 】

このタイプの多くの従来技術の発電源は、オルタネータの出力ターミナルを電氣的な負

10

20

30

40

50

荷に接続する整流器回路を含み、またスターリングエンジン及びオルタネータの動作パラメータ並びに出力電気のパラメータを制御する制御システムである制御器を含む。フリーピストンスターリングエンジンの動作、線形オルタネータとの連結は、特許文献1（米国特許第6871495号明細書）（ここに参照文献として組み込まれる）を含む多くの文献に説明されている。

【0014】

F P S Eを駆動するためのエネルギーは、燃料の燃焼、ソーラーエネルギー、または放射性同位体源からの熱のような外部熱源から供給され、熱はエンジンのアクセプター（“ホットエンド”）に供給される。熱エネルギーはエンジンにより機械的な仕事エネルギー（これは線形オルタネータを駆動し、機械的エネルギーを電氣的エネルギーに変換する）に変換される。F P S Eにより生成された機械的なパワーが、F P S Eから線形オルタネータに移されるパワーに等しいことが非常に望ましいが、結局は、殆どが負荷に移る。このバランスがとれたパワー条件はエンジン動作において重大な問題を回避する。オルタネータに移ったパワーがF P S Eにより生成されたパワーを越えると、エンジンはエンストを起こす。オルタネータに移ったパワーがF P S Eにより生成されたパワーより小さいと、ピストンのストロークは、制御不能に増加し、内部衝突による損傷を引き起こし、エンジンの温度はいずれ上昇する。ピストンのストロークは往復動するときの限界の間でのピストンの移動距離である。時間の関数となるピストンの運動は、ピストンの振幅 X_p をもつフェーザ法で表され、ピストンの変位を記述するために時々使用される。ピストンの振幅 X_p はピストンのストロークの半分であり、これらの用語は動作を定量的に記述するときに使用される。

【0015】

このタイプの電力生成システムの燃料燃焼システムは一般的に、エンジンのヒートアクセプターの温度を制御する温度制御システムを有する。その結果、比較的長い期間の制御に対して、エンジンからオルタネータに移った機械的なパワーは、エンジンヘッド（温度の変化をもたらす）への熱入力パワーの増減により調節することができる。しかし、少なくとも二つに理由で十分な制御とならない。第一に、行える温度変化のレートは比較的遅く、エンジンのエンストやピストンの過剰なストロークを防止するには応答時間があまりにも遅すぎる。第二に、エンジンの効率はアクセプターの温度に非常に依存する。エンジンヘッドのヒートアクセプターの温度が高いほど、エンジンがより効率的となる。したがって、熱入力パワー及び温度の調節はあまりにも遅いだけでなく、入力ヘッドの温度を最も高く維持できないためにエネルギー効率を悪くする。したがって、エンジンとオルタネータとの間の熱の移動バランスを維持するために、エンジンの出力パワーを制御する方法を提供することは望ましいが、エンジン効率を最大にするために、一定で最大の温度に維持するようにしてF P S Eの温度を熱くすることが望ましい。本発明の実施例は、エンジン材料が耐え得る熱さの一定の温度に維持する燃料燃焼制御システムを適宜含むが、エンジンのパワー出力及びピストンのストロークを制御し、上述のパワーバランスを維持できるオプションというわけでない。

【0016】

従来技術の例

【0017】

図1は、フリーピストンスターリングエンジンによって駆動されるリニアオルタネータ10を有し、オルタネータAC出力を負荷12に適用する従来技術の電力発生源の電気回路を説明する略示回路図である。オルタネータは、等価集中素子回路として示されている。この等価回路では、直列に接続し、オルタネータの巻き線のインダクタンスを表すインダクタンス L_{alt} をインダクタ14と、オルタネータの抵抗を表す集中抵抗 R_{ac} 、誘導起電力 V_g をもつAC電源16とが直列に接続されている。電圧 V_g は、フリーピストンスターリングエンジンによって往復駆動されている磁石によってオルタネータの巻き線に誘導される開路電圧である。

【0018】

同調コンデンサー 18 が、巻き線のインダクタンスを調節するために、オルタネータの巻き線と直列に接続されている。同調コンデンサーの容量は、オルタネータとエンジンの動作周波数において、巻き線の誘導性リアクタンスおよび同調コンデンサーの容量性リアクタンスが直列の共振回路を形成するように、選択される。このような直列共振回路は、ゼロまたは抵抗性インピーダンスを示す。同調コンデンサーは、オルタネータから電気負荷への電力伝達を最大にし、抵抗による熱損失を最小にする 1 またはほぼ 1 の力率を与える。しかし、そのような同調コンデンサーはかさばり、高価なので、同調用コンデンサーを除去することが望ましい。また、同調コンデンサーのインピーダンスと直列のインダクタのインピーダンスは、単一周波数で整合する。したがって、同調コンデンサーでは、出力の力率はエンジンの動作周波数によって変化する。本発明のコントローラは、広い範囲の周波数にわたって補償することができ、1 の力率または固定周波数動作を行う。

10

【0019】

図 1 に示されているように、オルタネータの出力は、利用できる電力グリッド 20 に接続し、そのグリッドに電力を供給するために使用することができる。当業者には明らかなように、同調用コンデンサー 18 が、オルタネータの巻き線の誘導性リアクタンスと均衡を図るように、またはなくすように使用される場合では、フリーピストンスターリングエンジンは同じ周波数で動作し、実質的に電気グリッドと同調する。スターリングエンジンが、往復動する永久磁石とオルタネータの巻き線との間の磁気結合によって、オルタネータと結合されるので、同期した動作が生じる。往復動する磁石の磁束と、オルタネータの電流から生ずる磁束との結合により、オルタネータの電流に影響を与え、フリーピストンスターリングエンジンに複雑な減衰力として作用する。これらの力（エンジンに戻ってくる）は、質量、スプリングおよび減衰力の組み合わせのように、エンジンのピストンに作用する。同調用コンデンサーが使用されると、オルタネータに生成される磁気力は、スターリングエンジンのピストンに作用し、二つの回転する磁場をもつ回転同期電気モータが同期し続けるように、ピストンがオルタネータと同期して往復動するようにする。往復動する磁石からの磁場が、オルタネータの電流による磁場から進み又は遅れると、それらを一緒に引っ張る磁気力が存在する。線形に往復動するエンジン及びオルタネータでは、F P S E の往復動ピストンが電力グリッド周波数またはそれに非常に接近した周波数に機械的に共振するように、かつコンデンサーがオルタネータの巻き線との直列共振するために同期するように設計されると、F P S E の往復動するピストンが電力グリッド電圧と同期して動作する結果となる。

20

30

【0020】

図 2 は図 1 と同様の電力源で、従来技術として知られてはいるが D C 出力を与えるために H ブリッジに配置された四つのダイオードを使用して、一般的で、受動的な全波整流器 22 をもつ電力源を示す。この従来技術の電力源では、図 2 の全波ダイオード整流器が、アクティブな整流器としてしられている全波、切り替えモード整流器と入れ替えられ、種々の技術で同調コンデンサー 24 が除去されている。このような構成の例では、上記引用文献 1（米国特許第 6871495 号明細書）に示されている。

【0021】

モード整流器スイッチング

40

【0022】

従来技術として知られ、多数の文献に記述されたタイプの回路に、スイッチモード整流器がある。これは典型的に、H ブリッジ構成を持つものであるが、図 2 のダイオードの代わりに、制御可能な電子スイッチ、一般的には M O S F E T を有している。アクティブな整流器コントローラまたは制御回路が、各電子スイッチのゲートに接続され、対角的に向かい合った一方の組を O N , 他の組を O F F に切り替え、他の組が O F F である間、O N である組を交換することにより、スイッチを O N 、O F F に切り替える。このスイッチング動作は、F P S E およびオルタネータの正弦波周波数より高い周波数で行われる。たとえば、F P S E および、オルタネータが 60 H z から 120 H z で動作しているとき、電子スイッチは 10 k H z または 20 k H z の割合で切り替えを行ってもよい。スイッチン

50

グ制御は上記のように電子スイッチをON、OFFに切り替えることのみならず、変調入力信号に応答して電子スイッチのデューティサイクルを変化させる。スイッチングモード整流器のスイッチング制御は、本質的に、向かい合うスイッチの組を交互に切り替える高周波数発信器を含み、また高周波数でスイッチングされるONとOFFのスイッチング状態のデューティサイクルを変調するパルス幅変調器である。スイッチングの位相は、パルス幅変調器を制御する信号の位相の関数であり、スイッチの組のデューティサイクルは、制御信号の振幅の関数である。結果として、スイッチングモード整流器のスイッチングの位相は、オルタネータのターミナル電圧に対して、Hブリッジの電流の位相を制御する。しかし、スイッチングモード整流器の位相制御が共振に依存しないことから（周波数に依存する）、スイッチングモード整流器が、エンジンの動作周波数範囲で所望の位相関係を維持することができる。パルス幅回路と変調関数は、アナログ回路ばかりでなく、好適なマイクロプロセッサ又はマイクロコントローラ、さらに、パルス幅変調関数を実行するために、ソフトウェアでもって、プログラムされた他のデジタルロジックおよび処理回路をより重要に使用して、実施される。上述したように、スイッチングモード整流器は、スイッチモード電源、スイッチモータインバータ、スイッチモードモータドライバに関する技術的な本、文献に説明されていることから、スイッチングモード整流器については、ここでは詳説しない。

10

【0023】

バリエーション

図1は、ピストンのストロークを制御し、エンジンとオルタネータとの間の電力均衡を維持する従来方法として、“ダンプ”抵抗26を使用していることを示す。抵抗26は、回路に切り替えることができる、またはエンジンによって生成された本質的に無駄な余剰電力に対して、抵抗を変化させる追加的な電氣的負荷である。しかし、これは、電力均衡を維持するためにエンジンにより生成された余剰電力を単に消散させ、その結果として熱エネルギーを浪費し、燃料を無駄にして効率を低下させることから、明らかに望ましくない。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0024】

【特許文献1】米国特許第6871495号明細書

30

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0025】

先行技術において、FPSEにより生成される電力がピストンのストロークの二乗にほぼ比例するため、FPSEからの電力がピストンストロークを制御することによって制御できることは認められていた。ただし、オルタネータに誘導される電圧はストロークに比例し、ほとんどの電氣的負荷は、24vdcまたは28vdc又は115vacのように安定した、一定の電圧を必要とする。したがって、(1)FPSEによりオルタネータに伝えられる電力を電氣的負荷と電氣的損失とにより要求される電力に一致させること、(2)一定の出力電圧を維持することの両方を達成する制御システムを設計することに問題がある。この問題は、電氣的負荷の電力需要が減少し、ストロークがFPSE電力を減少させるために減少すると、誘導される電圧は降下する。逆に、電力需要の結果が、FPSEからより多くの電力を与えるために増加したストロークをもたらし、出力電圧もまた増加する。したがって、FPSEからの電力を電氣的負荷の電力と一致するように調節するとともに、負荷電力の需要に変化をもたらず電氣的負荷における電圧の変化を減少又は除去することが望ましい。

40

【0026】

さらに、ピストンのストロークに不所望の変化をもたらしシステムの乱れから生ずる動作パラメータにおける変化を素早く検出し、実際のストロークがより厳しい境界内に維持されるように、検出された変化に素早く応答できるフィードバック制御システムによって

50

ピストンストロークを制御する方法が必要とされている。

【0027】

同様に、電力出力負荷需要の変化に応答してピストンのストロークを素早く変化させることができ、スターリングエンジンが生成した電力出力とオルタネータにより吸収された電力との均衡を維持できるピストンストロークを制御する方法が必要とされている。

【0028】

したがって、本発明の目的及び特徴は、エンジンにより生成される機械的電力と、本質的にユーザーの負荷より要求されるオルタネータ電力によりエンジンから吸収される機械的電力とを一致させるために、ピストンストロークを制御する改善方法を提供することである。

10

【0029】

さらに、本発明の目的及び特徴は、ピストンのストローク、電力の均衡を厳しい許容範囲内で制御するために、より容易でかつ素早く制御され得る動作パラメータに基づいてピストンのストロークを制御することである。

【0030】

さらに、本発明の目的及び特徴は、F P S E が、オルタネータに伝送されるエンジンの電力の均衡を維持するためにピストンのストロークの広範囲にわたって動作でき、比較的一定で、非常によく規制された出力電圧を電氣的負荷に、広範囲な負荷電力の消費にわたって、与えられるように、改良された電圧規則を与えるために、ピストンのストローク制御回路とフィードバック制御ループとを組み合わせることである。

20

【0031】

さらに、本発明の目的及び特徴は、線形オルタネータを駆動するフリーピストンスターリングエンジンを含んでなる電力発生源を制御するための、単純で安定した効果的な制御器を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0032】

本発明の重要な点は、エンジン制御器が、瞬時のオルタネータ電流を連続して検知し、同調コンデンサーが回路にあり、オルタネータのインダクタンスとその同調コンデンサーの容量が直列共振状態にあるならば同調コンデンサーの両側に存在する瞬時の電圧を連続して計算するフィードバックループを含むことである。制御器は、フォワードループ制御信号の振幅及び位相を変更するために、したがって、あたかも同調コンデンサーが存在するかのように制御の回路が、オルタネータの回路の動作をまねるように、スイッチングモード整流器により制御された電流を変更するために、計算されたコンデンサー電圧を使用する。同調コンデンサーは実際に回路内にないが、スイッチングモード整流器からの経路出力が、同調コンデンサーがあるときと同じとなるために、コンデンサーの容量は仮想同調コンデンサーのように説明される。上述のとおり、同調コンデンサーは、オルタネータの動作周波数 ω で、その容量性共振がオルタネータの巻き線の誘導性共振と振幅で等しく、位相で 180 度反対となるので、有効である。本発明の制御システムは、以下の計算にしたがってこの共振での仮想コンデンサー電圧 v を連続してかつ繰り返して計算する。

30

【数1】

40

$$v = L_{alt} \omega^2 \int i(dt)$$

ここで、 L_{alt} はオルタネータのインダクタンスで、 i はオルタネータの電流で、 t は時間で、 ω はエンジン / オルタネータの動作周波数（ラジアン）である。同期した同調コンデンサー電圧信号は、仮想同調コンデンサーの効果を与える。計算された仮想コンデンサー電圧 v を、フォワードループ内で生成し、スイッチングモード整流器の位相及びデューティサークルを制御するパルス幅変調器に適用される信号から連続してかつ繰り返して減算することによりパルス幅変調器を制御する信号を変更するために、制御システムはこ

50

の計算された仮想コンデンサー電圧を使用する。

【 0 0 3 3 】

特に、本発明は、インダクタンス L_{alt} をもつオルタネータの巻き線を有する線形オルタネータを駆動するフリーピストンスターリングエンジンと、オルタネータ巻き線を、電氣的エネルギー蓄積手段を含む出力回路に接続するスイッチングモード整流器と、デューティサイクルを切り替える整流器を制御するパルス幅変調器とを含んでなる電力生成源のための改良された制御システムである。制御システムは、パルス幅変調器を制御するために接続された出力部を有するフォワードループを含む。改良した点としては、エンジン及びオルタネータに対して、動作周波数 ω の正弦波を生成するフォワードループ内にある正弦波発生器を使用する。本発明はフィードバックループを有し、そのフィードバックループは、(i) オルタネータの電流 i に比例する信号を検知するための、オルタネータ回路内に接続された電流センサー、(i i) フォワードループ内の仮想コンデンサー加算部であって、正弦波発生器により生成された正弦波を入力し、入力された正弦波と、該加算部への第二の入力との間の違いである信号を出力するために接続された仮想コンデンサー加算部、及び(i i i) 仮想コンデンサーの両側の電圧 v を計算し、コンデンサー電圧 v を表す信号を仮想コンデンサーの加算部の第二の入力部に適用するための、電流センサーに接続された計算回路を含む。計算回路はつぎの動作を実行する。

【 数 2 】

$$L_{alt}\omega^2 \int i(dt) = \frac{L\omega^2}{s} i$$

仮想同調コンデンサーの両側の電圧を計算するための改良に加え、回路はまた、DC出力電圧又はスターリングエンジンのヘッド温度のような、電力生成源の他の変数を制御するための、少なくとも一つのフィードバック制御ループを有する。

【 0 0 3 4 】

上述のタイプの電力生成源を制御する改良された方法は、(a) 電力生成源又は出力回路の制御された変数の命令値をフィードバック制御ループに適用し、電圧 $V_{internal}$ (電圧 $V_{internal}$ は動作周波数 ω でのオルタネータの巻き線の抵抗 R_{ac} の両側の電圧とオルタネータに誘導される電圧 V_g の代数和である) の命令された値 $V_{internal_cmd}$ を表す信号を展開するために、制御された変数の検知された値をフィードバック制御ループのフィードバック信号として検知し、適用する工程と、(b) オルタネータ電流 i に比例する信号を生成するためにオルタネータの巻き線における電流を検知する工程と、(c) 検知した電流から

【 数 3 】

$$v = L_{alt}\omega^2 \int i(dt)$$

を計算することにより、仮想コンデンサーの両側の電圧 v を表す信号を生成する工程と、(d) オルタネータターミナル電圧 V_T を表す信号を生成するために、電圧 $V_{internal_cmd}$ から電圧 v を表す信号を減算する工程と、(e) 電圧 V_T を表す信号をパルス幅変調器の制御入力部に適用する工程と、を含む。制御システムは、スイッチングモード整流器の位相及びデューティサークルを制御するためのパルス幅変調器に適用するように展開された信号から、計算された仮想コンデンサー電圧を連続してかつ繰り返して減算する。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 3 5 】

図 1 は、AC 電力出力を供給するための従来技術のオルタネータ、オルタネータ出力回路及び負荷の略示ブロック図である。

【 0 0 3 6 】

図 2 は、DC 電力出力を供給するための従来技術のオルタネータ、オルタネータ出力回路及び負荷の略示ブロック図である。

【 0 0 3 7 】

図 3 は、電力発生源を制御する制御回路を有する、線形オルタネータを駆動するフリーピストンスターリングエンジンを含む、本発明を実施した電力発生源の略示ブロック図である。

【 0 0 3 8 】

図 4 は図 3 の中間段階の電圧制御回路 5 0 の略図である。

【 0 0 3 9 】

図 5 は、本発明の原理を説明するためにレベルが張られ、ユーティリティ・グリッドに接続された同調コンデンサーを使用するベース均衡回路の略示である。

【 0 0 4 0 】

図 6 は、本発明を実施し、本発明の原理を説明するためのラベルが付けられた仮想同調コンデンサーを利用するベース均衡回路の略示図である。

【 0 0 4 1 】

図 7 は、本発明の好適な実施例を図示する負のフィードバック（負帰還）制御システムのブロック図である。

【 0 0 4 2 】

図 8 は、スターリングエンジンのヘッド温度を制御する制御ループをもつことを除き、図 5 の制御システムに似た、本発明を実施する負のフィードバック制御システムのブロック図である。

【 0 0 4 3 】

図 9 は、二つのスターリングエンジン / オルタネータの組み合わせを制御し、同期するための二つのブランチを有することを除き、図 5 の制御システムに似た、本発明を実施する負のフィードバック制御システムのブロック図である。

【 0 0 4 4 】

図 1 0 は、オルタネータとスイッチングモード整流器の H ブリッジのスイッチとの間に、LC フィルターを挿入することを除き、図 3 と同じ他の実施例である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 4 5 】

図示された本発明の好適実施例を説明するとき、特別な用語が内容を明確にするために使用されている。しかし、本発明を選択された特定の用語に限定する意図はなく、各特別な用語が、同様の目的を達成するために、同様の方法で動作するすべての技術的に等価なものを含むことは理解されよう。たとえば、接続された又はそれに似た用語がしばしば使用されている。それら用語は、直接の接続に限定されるのではなく、他の回路要素を介して接続されること（当業者には等価なものと認識されている）も含む。さらに、電気信号で周知の動作を行う多くの回路が図示されている。信号で同じ動作を行う、等価なものと認められる現在の回路のほか、将来の回路もまた含まれる。

【 0 0 4 6 】

本発明の装置は、スイッチングモード整流器により制御される出力電流を有する、フリーピストンスターリングエンジンを駆動する線形オルタネータのための改良された制御システムである。本発明の概念は、図 7 に図示されているように、フィードバックの制御にかかる当業者には普通のタイプのフィードバック制御システム図に関連して図示され、記述されている。しかし、フィードバック制御図は、制御システムを含み、これにより制御される回路の実施例を通してよりよく理解されよう。本発明の記述は、種々の変数及びパラメータを含み、それらはこの明細書の最後にまとめて定義されている。

【 0 0 4 7 】

回路

【 0 0 4 8 】

図 3 は、発明を含む回路の略示図である。フリーピストンスターリングエンジンにより駆動されるオルタネータは、その等価なものとして図 1、図 2 に示されているように、 V_g 、 R_{ac} 及びターミナル電圧 V_T を有する L_{alt} を含む集中素子オルタネータ回路で

10

20

30

40

50

ある。電圧 V_g の瞬時値は、瞬間のピストン速度に正比例し、それらは、比例定数（開回路の線形オルタネータモータ定数 α ）に関連する。ピストンの速度はピストンのストロークに正比例する。ターミナル電圧 V_T は、図示されている電流と電圧の規則をもつインバーダンス R_{ac} 及び L_{alt} の両端の電圧の合計だけ、 V_g より大きい。

【0049】

四つのパワー MOSFET 34、36、38 及び 40、トランジスタや他のスイッチング素子並びにアクティブな整流器 42 として識別された制御回路 42 を含む全波モード整流器 32 の Hブリッジにオルタネータのターミナルは接続されている。図 3 には図示されていないが、アクティブな整流器（制御回路）42 は、制御回路 42 内にパルス幅変調器を含む。パルス幅変調器のスイッチング制御は、当業者には明らかで、上述した方法で、四つの MOSFET 34、36、38 及び 40 のスイッチングを制御する。結果として、オルタネータのターミナル電圧 V_T は、スイッチングモード整流器により制御されるデューティサイクルと、下述するが、エネルギーを貯蔵するコンデンサ 44 の両端の DC 電圧のほぼ等しい振幅をもつ一連の方形パルスである。オルタネータ電流フィードバック信号が、オルタネータの電流を表す信号をエンジン制御回路 52 に適用するオルタネータ電流センサ 43 から得られる。効果的ではないが、半波、スイッチモード整流器も代わりに使用することができる。

【0050】

スイッチングモード整流器 32 からの出力は、好ましい実施形態では、エネルギー蓄積コンデンサ 44 に適用される。しかし、ストレージバッテリーが、コンデンサ 44 に代えて使用されてもよく、または並列に使用されてもよい。他のタイプのデバイスも、電荷の形態のような静的な条件の下で、電気エネルギーを保存することができるならば、使用することができる。現在、使用することができるものとして知られている二つの最も実用的なデバイスは、コンデンサ及びバッテリーである。さらに他のデバイスも、電流がそのデバイスを通して流れ、蓄積されたエネルギーを徐々に増加させることができ、そのエネルギーがそのデバイスに取り付けられた負荷を通る電流の形態で戻ることができるならば、使用することができる。たとえば、このようなデバイスは、エネルギーを蓄積するフライホイールをもつモータ/オルタネータである。使用することができるエネルギー蓄積デバイスがあることから、用語“電気エネルギー蓄積手段”は、本発明の他の実施例のための基準を満たすデバイスを意味するものとして使用される。

【0051】

エネルギー蓄積コンデンサ 44 に加えて、出力回路もまた、従来の電流調整回路 30（DC/DC 電源である）（エネルギー蓄積コンデンサ 44 に両端に接続される入力部を有する）を有する。電圧調整回路 30 は、エネルギー蓄積コンデンサ 44 の両端の中間段階での電圧の変動にもかかわらず、一定の電圧で出力を提供するように、当業者には知られた方法で動作する。種々の特性をもつ出力電力を提供するために、調整回路 30 を代替する様々な従来の回路がある。たとえば、有用な負荷に対して AC 出力を与えるために、インバータ 45 が代替でき、送電グリッドに出力部を接続するために、グリッドタイ回路 47 が代替できる。さらに、調整回路は、バッテリーを充電するといった、さほど調整されていない DC 電源を供給する場合には、除去することができる。

【0052】

図 3 の回路は、さらに、エネルギー蓄積コンデンサ 44 に平行に接続されたパワーダンピング回路を有し、そのダンピング回路は、パワー MOSFET 48 に直列に接続された過渡ダンピング抵抗 46 からなる。中間段階の電圧制御回路 50 はまた、エネルギー貯蔵コンデンサ 44 の両端に接続され、そのコンデンサの両端の電圧を検知する。中間段階の電圧制御回路 50 の機能の 1 つは、コンデンサ 44 の両端の電圧が、スターリングエンジンから転送された過剰なエネルギーが消費でき、コンデンサ 44 の両端の中間段階の電圧が過剰になった場合に、スターリングエンジンが過剰にストロークを行わないように、さらに衝突しないように、予め定め、選択された（95 vdc のような）過剰水準をこえたときに、MOSFET 48 を ON にすることである。電氣的負荷が、突然に除去され

10

20

30

40

50

、消費電力においてステップ関数のような減少が生じたときに、このような過剰な中間段階電圧が生ずる。このパワーダンピング回路は、出力負荷におけるステップ関数のような変化がある過渡的な期間の間で、他の制御回路が順応し、安定した状態になるまでのみ必要となる。

【0053】

図3において、空間的な制限のために、中間段階電圧制御回路50は図4におおて別に示されている。抵抗R5及びR6は、エネルギー蓄積コンデンサ44(図3)の両端の中間段階電圧 V_{DCBUS} を最大3.3V程度に分割する分圧器を形成する。抵抗R5及びR6により形成される電圧分圧器は、動作パラメータの測定値、この場合は電圧 V_{DCBUS} を表す信号を与えるので、センサとして機能する。この減少した電圧は二カ所で使用される。

10

【0054】

まず、減少した電圧は、パワーMOSFET48に直列に接続された過渡ダンプ抵抗46を含んで成る過電圧保護パワーダンピング回路を制御するために使用される。減少した中間段階電圧が約3.0V(95Vdcの中間段階電圧に対応)より大きいと、比較器49の出力は、ハイからローに変化する。この信号は、反転して、MOSFET48及び抵抗46をオンにする(エネルギー蓄積コンデンサ44(図3)の放電を行い、パワー要素が過電圧により損傷することを防止する)。比較器49の出力がローとなると、減少した中間段階電圧が約2.7Vより下がるまで、そのローは維持される。比較器の出力は、次にハイに変わり、MOSFET48はオフになる。

20

【0055】

第二に、本発明の好適な実施例により V_{DCBUS} の調整が可能となるようにするために、抵抗R5及R6により形成される分圧器からの、減少した電圧は、エネルギー蓄積コンデンサ44の両端の V_{DCBUS} を示すフィードバック信号を与える。このフィードバック信号は、図7に関連して説明される本発明を実施する閉ループ、負のフィードバック制御器52に適用される。

【0056】

本発明の基本的な原理

【0057】

本発明の原理は図5及び図6に図示されている。図5は図1-3と似たもので、オルタネータを、図1-3に関連して説明した、インピーダンス L_{alt} を有するインダクタンス、集中抵抗 R_{ac} 、及び誘導起電力 V_g をもつAC電源が直接に接続された等価な集中素子回路要素回路として示している。オルタネータの巻線の誘導性リアクタンスのため、出力ターミナル電圧 V_T は、1に満たない望ましくない力率をもたらすオルタネータ電流と位相がずれている。当業者に明らかで、上述したように、同調コンデンサCは、巻線インダクタンスを調整するために、オルタネータの巻線に直列に接続できる。同調コンデンサの容量は、オルタネータとエンジンの動作周波数において、巻線の誘導性リアクタンス及び同調コンデンサの容量性リアクタンスが直列共振回路を形成するように、選択される。このような直列共振回路は、オルタネータの動作周波数 ω で、容量性リアクタンスが、オルタネータの巻線の誘導性リアクタンスと振幅が同じで、位相が180度ずれていることから、ゼロ又は抵抗インピーダンスを示す。同調コンデンサCは、その結果、オルタネータから電気負荷 Z_L への電力転送を最大化し、抵抗の熱損失を最小限にする単一の周波数で、1又はそれに近い力率を提供する。

30

40

【0058】

当業者に明らかで、上述したように、この直列に接続されたオルタネータと同調コンデンサの出力は、実用の電力グリッドに接続でき、その電力グリッドに電力を供給するために使用できる。実用の電圧の周波数と振幅は基本的に、一定で、それに接続されたエンジン/オルタネータにより影響を受けない。このような接続では、フリーピストンスターリングエンジンとオルタネータは、電力グリッドの電圧 $V_{utility}$ と同期(同じ周波数で、実質的に同じ位相で)して稼働する。この同期の条件の下、オルタネータ電圧 V_g は、実

50

用の $V_{utility}$ と実質的に等しく、位相があっている。

【 0 0 5 9 】

ピストンの位相が V_g 及び $V_{utility}$ と同期するばかりか、ピストンの速度及びストロークも、 V_g の振幅に比例し、それらは、線形オルタネータのモータの定数である、比例定数 α により関連付けられる。ピストンのストローク及び速度は V_g に比例し、ピストンは V_g と同調する。その理由は、ピストンに支持された磁石と、オルタネータの巻線の電流により形成される磁場との間で相互に磁気的な連結があり、オルタネータの巻線に電圧 V_g を誘導するのが磁石の磁場であるからである。

【 0 0 6 0 】

電圧 V_g が $V_{utility}$ に追従することから、電圧 $V_{utility}$ は、その電圧 $V_{utility}$ がそれ自身制御されるならば、ピストンストロークを制御するために使用することができる。もちろん、実際の実用の電圧は一人の消費者によっては制御することはできない。しかし、本発明は、スイッチングモード整流器を適切に制御することにより、仮想 $V_{utility}$ を形成し、その結果、仮想 $V_{utility}$ の振幅及び位相は制御可能に変化させることができる。 $V_{utility}$ 、 V_g とピストンストロークとの間の上述の関係から、スイッチングモード整流器はそのピストンストロークを制御できる。さらに、本発明では、スイッチモード整流器のスイッチングは同時にまた、オルタネータの巻線のインダクタンスが同調する仮想同調コンデンサー C を形成するように制御することができる。直列共振同調容量は、エンジン / オルタネータの位相及びストロークの制御を維持するため、実用の電圧には必要である。本発明では、回路内のこの仮想同調コンデンサーを維持することが、エンジン / オルタネータを実用の電力 グリッド に接続することと同様の条件を形成する。

【 0 0 6 1 】

スイッチングモード整流器に携わる当業者には知られているように、スイッチングモード整流器はそれを流れる電流の位相と振幅の両方を制御することができる。スイッチングモード整流器を流れる電流の位相は、その電流信号の位相、典型的には、動作周波数 ω の正弦波を制御することにより、制御される。スイッチングモード整流器の電流の振幅は、スイッチングモード整流器のスイッチングのデューティサイクルを制御する制御信号の振幅により制御される。本発明を実施する制御器が、図 5 のような回路に似たスイッチングモード整流器を制御する制御信号を形成する。

【 0 0 6 2 】

本発明の一般的な概念が図 6 に示されている。スイッチングモード整流器が、パルス幅変調器により制御される H ブリッジ 3 2 を含んで成る。本発明では、制御器 4 2 の入力 6 4 に適用される制御信号により H ブリッジ 3 2 は切り替わり、この H ブリッジ 3 2 が、オルタネータには、仮想ユーティリティ電圧、 $V^*_{internal}$ と直接に接続される仮想同調コンデンサー C のように見えるようにする。言い換えると、本発明は、オルタネータのターミナルにおけるオルタネータターミナル電圧 V_T 及びオルタネータ電流（これはスイッチングモード整流器の電圧及び電流である）がオルタネータターミナル電圧及び電流（同調コンデンサー及び直列共振条件があるならば）と同じであるように、スイッチングモード整流器を切り替えるのである。それがスイッチングモード整流器であると、その電流の位相及び振幅は、その制御入力 6 4 に適用される制御信号により制御される。その結果、図 6 のスイッチングモード整流器は、オルタネータ電流 I の位相及び振幅を制御する。スイッチングモード整流器はオルタネータ電流の位相及び振幅を広範囲に制御可能に変化させる。

【 0 0 6 3 】

$V_{internal}$ の使用

【 0 0 6 4 】

本発明が同調コンデンサーをもつ回路を実行する方法の説明する前に、スターリングエンジンの動作の他の態様を議論することが望ましい。スイッチングモード整流器（オルタネータ電流を制御する）は、エンジン / オルタネータの動作周波数 ω よりも非常に高い周波数でスイッチングする。したがって、典型的に、エンジン及びオルタネータの各低周波

数サイクルにわたって、80から400のオーダのスイッチングモード整流器のスイッチングサイクルがあり（もっと大きい場合もある）、各高い周波数のスイッチングサイクルのデューティサイクルは、制御入力64に適用される正弦波制御信号の瞬間振幅により決定される。結果として、制御回路は、高周波スイッチングレート、すなわち、エンジンとオルタネータの動作周波数よりも非常に高いレートに応答し、調整することができる。調節は、低周波数サイクルの短い間隔内で行われる。

【0065】

ピストンストロークは、ピストンストロークを変更できるように、オルタネータの電流を一時的に増減することで制御される。オルタネータ電流は、ピストンに支持された磁石、したがってピストンに力を加える磁場を生成する。特に、減衰力は、オルタネータ電流に正比例してピストンに加わり、その比例定数はモータ定数 α である。一時的に、オルタネータ電流を減少させると、減衰力が生じ、したがってピストンのストロークを減少せるピストンへの機械的な負荷が減る。ストロークの変化の後、システムはピストンのストロークの増減に関して、したがって、エンジンからの出力が高くまたは低くなり、エンジンからオルタネータに移送されたパワーに再度等しくなる。しかし、これらの変化が、エンジンの動作周波数よりも非常に高いレート、すなわち、エンジンの往復動の周期より遙かに小さな期間の間に生ずることが望ましい。

【0066】

以下の説明では、電圧 $V_{internal}$ と他の電圧は複素数で、フェーザ法で表すことができる、制御システムにより変化させることができる振幅と位相角をもち、スターリングエンジン及びオルタネータの低周波数サイクルにわたって、瞬時値を変化させる時間を有するものである。前述のように、スターリングエンジンのピストンの動きは、 V_g と同期し、ピストンのストロークはオルタネータ電流により制御される。図6に示されているように、 $V_g + V_{Rac}$ のフェーザ和である電圧 $V_{internal}$ がある。本発明では、電圧 $V_{internal}$ が使用される。 $V_{internal}$ の成分として、 R_{ac} の両側の電圧 V_{Rac} を含むこと、さらに V_g に代えて $V_{internal}$ に基づいてエンジン/オルタネータを制御することにより、制御システムは、非常に素早く応答し、したがって、ピストンを狭い境界内に維持できる。制御システムが、変数 $V_{internal\ cmd}$ により表される命令された $V_{internal}$ を発信する。

【0067】

$V_{internal}$ からの制御が $V_{internal\ cmd}$ の周囲のより近い境界内でピストンのストロークの素早い応答、厳密な制御を行える理由は、 $V_{internal}$ 及び V_g の乱れに対する応答性を比較することによって説明することができる。 V_g における変化は V_g がピストンの速度に比例するために緩やかに変化し、ピストンの速度はピストンの質量及び慣性、ピストンに取り付けられた磁石及び磁石支持部、並びにそれらに作用するスプリングのために緩やかに変化する。この振動するピストンの質量のため、ピストンの瞬時速度（エンジンサイクルの対応する点において）が顕著に変化するのには、エンジンサイクルの一つ又は二つを要する。したがって、PWMスイッチングの数サイクルにわたって、 V_g は基本的に一定である。

【0068】

しかし、オルタネータ電流におけるどの変化も、オルタネータの抵抗 R_{ac} の両端の電圧 V_{Rac} の変化にすぐさま反映される。その結果、 $V_{internal} = V_g + V_{Rac}$ 、であることから、オルタネータ電流におけるどの変化も、 V_g がエンジン動作のサイクルの一つ又は二つの間一定であるが、 $V_{internal}$ の変化にすぐさま反映される。オルタネータ電流における変化への感度は、オルタネータ電流がピストンのストロークを制御しているために重要である。抵抗 R_{ac} の両端の電圧 V_{Rac} の変化は、エンジンの動作周波数の周期の非常に小さな期間内で、制御ループが応答するには十分である。このことは、制御ループが検知し、応答するのに十分な変化が V_g に生ずるのにエンジン動作周期の一つか二つを必要とすることとは対照的である。 $V_{internal}$ が V_g と V_{Rac} の合計であることから、電流、したがってストロークを制御するために、 $V_{internal}$ を使用することで、負のフィードバック制御ループは、低周波数のエンジン動作周波数で生ずる変化に応答するのではなく

10

20

30

40

50

、高周波数スイッチングレートで生ずる変化に応答する。その結果、本発明は、オルタネータ電流における僅かな変化に素早く応答し、狭くより厳しい境界内でピストンのストロークの制御を可能とする。V_{internal}制御ループは、数kHzの速度で応答する。

【0069】

V_{internal} 制御信号の変化がオルタネータ電流において変化する仕方は図6に図示されたオルタネータのような等価回路からわかるであろう。V_g、R_{ac}及びV_{internal} からなる回路ループの電圧の合計は、クリホフの第二の法則にしたがって、ゼロでなければならない。その結果、V_{internal}の減少が、V_gがスイッチングモード整流器の高スイッチング周波数のサイクルにわたって基本的に一定であることから、R_{ac}を通る電流が増加することを意味する。逆に、V_{internal}の増加は、R_{ac}を通る電流が減少することを意味する。したがって、V_{internal}がV_gより早く応答することから、V_{internal}に基づく制御は、エンジンの低周波数サイクルの僅かな間で生ずる僅かな変化に応答でき、ピストンストローク及びパワー均衡の厳格な制御を維持する回路を提供する。

10

【0070】

V_{internal}を使用する仮想同調コンデンサーエミュレーション

【0071】

図6は、V_{internal}とオルタネータターミナル電圧V_Tとの関係は以下の通りであることを示す。

【0072】

【数4】

20

$$V_T = V_{\text{internal}} + V_{\text{Lalt}}$$

式1

【0073】

共振のとき、

【0074】

【数5】

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \text{ and}$$

30

式2

【0075】

コンデンサー電圧（誘導電圧と等しく、正逆が反対）は次のとおりである。

【0076】

【数6】

$$v = \frac{1}{C} \int i(dt)$$

40

式3

【0077】

Cに対して、式2を解いて、式3に代入すると、

【0078】

【数7】

$$v = L_{alt} \omega^2 \int i(dt) = \frac{L \omega^2}{s} i$$

式4

【0079】

50

仮想コンデンサー電圧 $v = -V_{Lalt}$ 式 5

【 0 0 8 0 】

したがって、式 1、4 及び 5 から

【 0 0 8 1 】

【 数 8 】

$$V_T = V_{\text{internal}} - v = V_{\text{internal}} - \frac{L\omega^2}{s}i$$

式 6

10

【 0 0 8 2 】

式 6 は、共振同調コンデンサーの場合と同様に、オルタネータターミナル電圧 V_T を得るために、 V_{internal} は、実際に回路内にコンデンサーがないとき、以下の仮想コンデンサー電圧についての変更を受けることを示している。

【 数 9 】

$$v = \frac{L\omega^2}{s}i$$

【 0 0 8 3 】

好適な制御システム

20

【 0 0 8 4 】

図 7 は、図 3 及び図 4 の回路において、エンジン制御器 5 2 を形成する（もちろん、他の種々のハードウェアを実装して実施される）閉ループ、負のフィードバック制御システムの図である。図 7 に示されているように、フォワード要素にそって図の上部を通過するフォワードループ信号の最終的な出力は、前述したように、スイッチングモード整流器のスイッチ 3 2 のデューティサイクル及び位相を制御するパルス幅変調器 4 2 に適用される。

【 0 0 8 5 】

図 7 の実施例は、負のフィードバック制御原理にしたがって、中間段階電圧 V_{DCBus} （図 3）を制御する最も外側の制御ループを有する。中間段階電圧 V_{DCBus} は、エネルギー蓄積コンデンサー 4 4 又は他の電気エネルギー蓄積手段の両端の電圧である。最も外側の制御ループは、電圧制御加算部 7 0 に適用される命令入力、 V_{cmd} を有する。命令入力、 V_{cmd} は、中間段階電圧 V_{DCBus} の所望の値を表す信号である。回路は V_{cmd} を手動で選択できるように設計され、又は好適に、その値は、特定の適用例、及び中間段階電圧 V_{cmd} の所望の設計値に基づいて回路又はソフトウェアにおいて固定されている。

30

【 0 0 8 6 】

この外側で、中間段階の電圧、制御ループのためのフィードバックは、前述のように電圧センサーから得られ、その電圧センサーは DC 電圧制御回路 5 0（図 3 及び図 4）内の電圧検知回路であり、DC 電圧制御回路は、電氣的エネルギー蓄積手段 4 4 の両側の電圧 V_{DCBus} を検知し、 V_{DCBus} で表されるフォードバック信号を定マルチプライヤ 7 2 を通して加算部 7 0 に適用する。加算部 7 0 からのエラー信号は、在来の PI 制御器のフォワード制御要素 7 4 により積分され増幅（増倍）される。その PI 制御器は、在来の PID 制御器で代えてもよい。中間段階電圧制御ループは、許容範囲内でバス電圧 V_{DCBus} を制御し、維持することにより電圧制御機能を実行する。フォワード制御要素 7 4 の出力は、フォワード制御要素 7 4 からの信号により変調される変調可能な振幅を有す正弦関数発生器 7 6 に適用される。正弦関数発生器 7 6 の正弦波出力の周波数 ω は、スターリングエンジンの共振周波数にまたはその近傍に固定され、図示の実施例では、スターリングエンジン及びオルタネータの設計された動作周波数である。これらの動作は、好適に、在来のプログラムアルゴリズムを使用してデジタル的に実行されるが、その効果は、エンジン/オルタネータ動作周波数 ω でフォワード制御要素 7 4 からの出力信号に比例する振幅をもつ正

40

50

弦波を生成することである。この正弦波は回路パラメータ $V_{internal}$ の命令された値 $V_{internal_cmd}$ である。この $V_{internal_cmd}$ は、修正の後、スイッチングモード整流器を制御する。その結果、オルタネータ電流、したがってピストンのストロークは、 $V_{internal_cmd}$ の関数である。結果として、外側の、中間段階電圧、制御ループは、エネルギー蓄積コンデンサ（図 3）から負荷に伝えられる電力により多かれ少なかれ引き起こされる V_{DC_Bus} 内の検知された変化に応答して、ピストンのストロークを増減することにより、バス電圧 V_{DC_Bus} を維持する。

【 0 0 8 7 】

オルタネータのインダクタンスと共振するように調整されたコンデンサの存在をエミュレートするオルタネータのターミナル電圧を生成するために、 $V_{internal}$ は、上述したように、仮想コンデンサ電圧 v を減算することにより、変更する必要がある。この変更を行うために、 $V_{internal_cmd}$ の正弦波は、正弦波コンデンサ加算部 7 8 に適用される。仮想コンデンサ加算部 7 8 の出力は、入力点 X に適用された正弦波入力 $V_{internal_cmd}$ と入力点 Y に適用された第二の入力との差の信号である。

【 0 0 8 8 】

フィードバック信号が、入力点 Y で仮想コンデンサ加算部 7 8 に適用される。フィードバック信号は、複素数の時間とともに変化する信号 v （仮想コンデンサ（図 6）の両端の電圧の計算された瞬間振幅及び位相を表す）である。フィードバック信号 v は、オルタネータ電流 i に比例する信号を検知する電流センサー 4 3（図 3）から導かれる。電流信号 i は、仮想コンデンサの両端の電圧 v を計算するため、さらに、 v を表す信号を、仮想コンデンサ加算部 8 0 の第二の入力部 Y に適用するために、計算回路又はブロック 8 0 に適用される。計算回路 8 0 は以下の計算を行う。

【 0 0 8 9 】

【 数 1 0 】

$$L_{air} \omega^2 \int i(dt) = \frac{L \omega^2}{s} i$$

【 0 0 9 0 】

加算部 7 8 からの結果出力は、仮想コンデンサの両端の電圧 v を減算することにより変更される所望の $V_{internal_cmd}$ を表す信号である。

【 0 0 9 1 】

スケーリング化及び正規化ブロック 8 1 が、計算回路又はブロック 8 0 の出力部と加算部 7 8 の入力部との間に設けられている。スケーリング化及び正規化ブロック 8 1 は、電圧計算ブロック 8 0 の出力に定マルチプライヤ 7 2 の $K_{fb,1}$ を単に掛け算をする。これは、計算回路ブロック 8 0 の出力は電圧の単位であるが、正弦波関する発生器 7 6 からの $V_{internal_cmd}$ は、加算部 7 0 で $K_{fb,1}$ の適用のために、無単位であるために、行われる。特に、命令入力 V_{cmd} は電圧の単位をもち、 $K_{fb,1}$ は単位電圧の単位（ノボルト）をもつ。したがって、加算部 7 0 からの出力の単位はボルト／ボルト、すなわち無単位（正規化）である。加算部 7 8 に適用される正弦波関数発生器 7 6 の出力は正規化された（無単位）値となっている。マルチプライヤブロック 8 1 は加算部 7 8 への他の入力に同じ因子 $K_{fb,1}$ を掛け、これにより、加算点 7 8 への入力と同じスケーリングで正規化されている。その結果、ブロック 8 1 は加算部 7 8 への両入力と同じスケーリング及び単位をもつようにする。

【 0 0 9 2 】

回路の動作が次に説明されている。第一に、図 7 の制御が参照されるが、ここで正弦関数発生器 7 6 の出力が、パルス幅変調器 4 2 へ直接入力される。結果としてこの制御は、出力回路電圧 V_{DC_Bus} を V_{cmd} 値へともっていく単純で、一つのループの負のフィードバック制御システムとなる。不所望の力率及びピストン制御の問題はあるが、これらの問題はこの解析には考慮する必要がない。

【 0 0 9 3 】

しかし、図 6 に示されているように、スイッチングモード整流器の H ブリッジ 3 2 が位相及び振幅（振幅はデューティサイクルの関数である）について切り替わり、その H ブリッジ 3 2 が、仮想同調コンデンサの容量がオルタネータと直列に接続され、そのコンデンサ（インダクタ電圧 V_{alt} と等しくて反対）の両側で電圧 v をもつというふうに見える、回路は図 5 の回路のように動作する。仮想コンデンサの容量はスイッチングモード整流器をスイッチングすることにより出現することから、オルタネータターミナル電圧 V_T は、同調コンデンサが回路にあるとすると存在であろうオルタネータ電圧である。存在するであろうターミナル電圧 V_T は上述のように、 $V_{internal} - v$ である。したがって、図 7 の回路は、 $V_{internal_cmd}$ からコンデンサ電圧 v を減算することにより、制御信号 $V_{internal_cmd}$ を変更し、その結果、制御システムは、同調コンデンサが存在するときのターミナル電圧 V_T をもたらす振幅及び位相へと $V_{internal}$ をもっていく。仮想同調コンデンサの容量 C でもって、電圧 $V_{internal}$ は、インダクタ L_{alt} 及び仮想コンデンサの容量 C の直列のインピーダンスが、共振時にゼロのインピーダンスであるために、 $V *_{internal}$ （図 6）に等しい。その結果、 $V *_{internal}$ はパルス幅変調器 4 2 により制御される仮想ユーティリティ電圧になり、図 5 のように $V_{internal}$ を制御するように動作する。

10

【 0 0 9 4 】

図 7 の好適な制御回路はさらに、フィードフォワードループを含む。フィードフォワードループの動作は当業者には知られている。図 7 に図示のフィードフォワードループは本発明に必須ではないが、好適な実施例の動作をよりよくする。一般的に、フィードフォワードループの目的は、一つ以上の回路の乱れを検知し、制御された変数における変化を予想し、検知された信号を使用して、制御された変数が乱れにより影響を受ける前に処理や動作を変更することである。フィードフォワードループは、そのフォワードループに除算部 8 2 を有し、その除算部は、仮想コンデンサ加算部 7 8 からの信号を受信するために接続された除算部への入力 8 4 及びパルス幅変調 4 2 に接続された除算部からの出力 8 6 を有する。このフィードフォワードループは、電気エネルギー蓄積手段の両側の電圧 V_{DC} Busを検知する上記電圧センサー、及び検知された電圧が適用されるスケリング化マルチプライヤー 7 2 を使用する。このフィードフォワードループは、除算部 8 2 の除算部への入力部 9 0 に、電気エネルギー蓄積手段の両側の測定された電圧 V_{DC} Busのスケール化された部分を表すフィードフォワード信号を適用する。

20

30

【 0 0 9 5 】

除算部からの出力 8 6 は基本的にデューティサイクル及び位相を表す。その結果、このフィードフォワードループは $V_{DC\ Bus}$ における変化という乱れを検知し、デューティサイクル、したがってオルタネータ電流を変更し、加算部 7 0 を含み $V_{DC\ Bus}$ を制御する外側、フィードバック電流制御ループの応答を待つことなく、同じ $V_{DC\ Bus}$ を維持する。除算部 8 2 は、 $V_{DC\ Bus}$ の増加がデューティサイクルを減少させ、したがって、 $V_{DC\ Bus}$ が増加しても定数 V_T を維持することを示す。かけ算するスケール値 $K_{fb,1}$ は、1 未満で、その結果不安定性を引き起こさないように $V_{DC\ Bus}$ の一部のみを正方向送りさせ、さらに $V_{DC\ Bus}$ の値に対するデューティサイクルの比を決定する特定のハードウェアを表す。

40

【 0 0 9 6 】

フィードフォワードループの除算部から（フィードフォワードループが省略されているときは、加算部 7 8 から）の出力 6 4 は、パルス幅変調器 4 2 に適用される周波数でもって制御信号を与え、高周波数レートで、スイッチングモード整流器のスイッチングのデューティサイクルを制御する。スイッチングモード整流器のスイッチ 3 2 のデューティサイクルは、スイッチングの各時間における、この正弦波制御信号の瞬時値に比例する。スイッチングモード整流器の高周波数スイッチングの ON 及び OFF 状態のデューティサイクルは、スイッチングモード整流器にかかわる当業者には知られているように、パルス幅変調器 4 2 に適用される正弦波出力信号の瞬時値に比例して、オルタネータ動作周波

50

数 ω の低周波数サイクルにわたって変化する。特に(図3を参照)、低周波数 ω の二分の一サイクルでは、向かい合った一組のスイッチ36及び40に対して、ONとなるデューティサイクルは、正弦波制御信号のゼロをまたがるところで50%から正弦波制御信号のピーク時のところで最大に変化する。次の二分の一サイクルでは、向かい合った他の組のスイッチ34及び38に対してONとなるデューティサイクルは正弦波制御信号のゼロをまたがるところで50%から正弦波制御信号のピーク時のところで最大に変化する。

【0097】

図8、他の実施例

【0098】

図8は本発明の実施例を図示するが、これは、(1)フリーピストンスターリングエンジンのヘッド温度を制御する負のフィードバック制御ループを有する点と、(2)VDC Busを制御するための電圧制御ループを図示していない点を除き、図7の実施例と同じである。もちろん、回路は、当業者には明らかなように、温度制御ループと電圧制御ループの両方をもつことができ、フィードバックシステムは多数の変数を制御できる複数の、ネスト化された制御ループをもつことができる。

【0099】

当業者には明らかなように、スターリングエンジンのヘッド温度はエンジンに移された熱エネルギーの関数で、オルタネータのような負荷によりエンジンから引き出されたパワーの関数のようにになる。ヘッド温度は熱パワーからヘッドへ移された結果高くなり、パワーをエンジンの負荷に移された結果低くなる。スターリングエンジンが、要素が損傷なしに引き出すことができる最も高い温度で動作するとき、最も高い効率で動作することから、ヘッド温度を制御することは望ましい。

【0100】

図8の温度制御ループは、スターリングエンジンのヘッドの温度を連続して検知するために備えられた温度センサーを有し、検知された温度信号 T_H を与える。図8の温度制御はまた、命令入力 T_{cmd} を有する。在来の方法では、 T_H と T_{cmd} の両方が加算部100に適用される。図の簡単化のために、エンジン、オルタネータ、スイッチングモード整流器及び出力回路は連結され、エンジン102として図示されている。

【0101】

図8の実施例は、負のフィードバック制御の原理にしたがって温度命令入力 T_{cmd} によりセットされたヘッド温度を維持するために、温度制御ループがスターリングエンジンを駆動することを除き、図示し上述した方法で動作する。

【0102】

図9、他の実施例

【0103】

発電機の適用例では、電力を生成する複数組のスターリング/オルタネータを使用し、生成された各組の発電を一つの出力回路又は負荷に与えることには利点がある。複数の発電機からの電力の一つの出力への適用は、オルタネータが同期して動作することを必要とし、その結果、同期し又は同期に近い状態となり、したがって出力において加えあわされることになる。さらに、当業者には明らかなように、複数の、実質的に同じ往復動機械が共通の支持部に取り付けられると、これらの往復動機械から生ずる振動の振幅は、機械が実質的に釣り合うと、減少し得る。このような釣り合いは、機械の取付により達成でき、その結果、往復動する部分は共通の軸線にそって往復動するが、その動きは物理的に180度位相がずれている。

【0104】

図9は本発明の実施例を示し、ここでは、二つの形式的に同じエンジン/オルタネータの組が、同期の維持を図るように動作する一方、各組は本発明の利点及び特徴を達成するように動作する。好適に、エンジン1及びオルタネータ1は、それらの往復動要素がエンジン2及びオルタネータ2の往復動要素と同じ軸線にそって往復動するように配置されるが、エンジン1及びオルタネータ1は、エンジン2及びオルタネータ2に関して、物理的

にミラー対称となっている。それらのスイッチングモード整流器 201 及び 202 の出力は、図 3 に図示のエネルギー蓄積コンデンサー又はバッテリーのような同じエネルギー蓄積手段に連結され、ここで、一組の出力回路 206 はスイッチングモード整流器 201 及び 202 に連結されている。

【0105】

図 9 の制御システムは二つの制御システムを有し、それぞれは、出力をスイッチングモード整流器 201 及び 202 のそれぞれに適用する。図 7 の実施例のように、検知された $V_{DC\ Bus}$ のフィードバックが、出力回路にあるエネルギー蓄積手段から導かれる。しかし、スケール化された $V_{DC\ Bus}$ は平行な制御システムの両方の除算部 208 及び 210 に適用される。二つの平行な制御システムは、以下を除いて、図 7 の制御システムと同じである。

10

【0106】

電流センサー 1 がオルタネータ 1 の電流を検知し、電流センサー 2 がオルタネータ 2 の電流を検知する。その結果、二つの平行な制御システムのそれぞれは、制御するエンジン / オルタネータの組の電流に基づき、仮想同調コンデンサーの両側の電圧を計算する。

【0107】

効果として、二つの平行な制御システムの一つの正弦波発電機は、他の正弦波発電機により生成されたものとは異なる振幅及び異なる位相をもつ正弦波を生成するための能力をもつ。このことは、二つの平行な制御システムの一方の振幅及び位相を他方のものに関して調節を可能にする。正弦波発電機 214 は、正弦波発電機 216 の出力から異なる位相 ϕ_2 を有する。二つの正弦波の相対的な位相の調節は、制御回路が、二つのオルタネータのインダクタンスの違いを補償すること、さらに、二つのオルタネータ又はエンジンの間の質量及びスプリングの僅かな違いのような、機械的な同調において違いを生じさせる僅かな機械的な違いを補償することを可能にする。正弦波発電機 216 の振幅と異なる振幅 A_2 を正弦関数の発電機 214 がもつことで、二つのオルタネータの磁石の強さの間違いのような違いに基づいて他の大きさが補償される。もちろん、これらの違いは、二つのエンジン / オルタネータの組が、もし望むならば、異なる位相各及び / 又は異なる振幅で動作することを可能にする。たとえば、二つのエンジン / オルタネータの組を、物理的にミラー対称に配置することに代え、それらは、並んでかつ空間の節約のために同じ向きとなるが、物理的に 180 度の位相のずれをもって動作するように取り付けることもでき、電気的な出力が同期するように、一方の巻き線の連結を他方の巻き線の連結と逆になるようにしてもよい。

20

30

【0108】

図 10、他の実施例

【0109】

本発明の前述した実施例の動作では、オルタネータターミナルの両側の（すなわち、スイッチングモード整流器へのオルタネータの連結での）電圧は、高スイッチング周波数でのパルス列である。パルス列のパルスは、オルタネータ周波数 ω の各サイクルで変化するデューティーサイクルを有するパルスをもち、エネルギー蓄積コンデンサーの両側の電圧に実質的に等しいパルス高さをもち、スイッチングが行われると、オルタネータは、電流を維持し、エネルギーを回路に与える。

40

【0110】

しかし、比較的高いスイッチング周波数が非常に高いと、不所望の放射干渉やノイズが入ってくる RF エネルギーの放射を生じさせる。したがって、問題が生ずる場合には、LC フィルターが、オルタネータターミナル（電圧 V_T ）とスイッチングモード整流器の H ブリッジ 32 のスイッチ 34、36、38 及び 40 との間に挿入されてもよい。スイッチングモード整流器のオルタネータ側の電圧は、パルス列の高スイッチング周波数に代わり、オルタネータの動作周波数 ω をもつ正弦曲線となる。インダクター 302 は、たとえば、100 マイクロヘンリーのインダクタンスをもち、コンデンサー 304 の容量は、たとえば 0.015 マイクロファラッドをもち、オルタネータの巻き線に加え、フィルター

50

のインダクター 302 はまた、エネルギーを供給し、スイッチングの間エネルギーを供給することにより電流を維持する。この LC フィルターは、発生し、高スイッチング周波数で放射するノイズを減少させる。しかし、LC フィルターは、説明された制御スイッチの実行に必須ではなく、装置を大きくし、重量のあるものにするという望ましくない効果をとともなう。特定の応用例において、高周波数の放射及びノイズを抑制するという重要な点と、大きさを大きくし重量を重くするという点とがトレードオフの関係となる。

【0111】

周波数制御

【0112】

スターリングエンジンの動作周波数 ω を種々に制御することが望ましい場合がある。たとえば、エンジン及び / 又はオルタネータがエンジン要素の温度を変化させる周囲温度の変化の影響を受けると、これらの温度変化は、スターリングエンジンの共振周波数を公称設計周波数から外れるようにする。このような温度はたとえば、外部空間に装置がある場合に生ずる。本発明の制御システムでは、動作周波数は、値 ω を変化させることにより変化させることができる。このことは、マイクロプロセッサの制御又は他のコンピュータに基づく制御を使用して適宜実施できる。本発明は仮想コンデンサーの両側の電圧（動作周波数 ω の関数）を計算するので、本発明の実施例は、この計算を行うとき、動作周波数 ω の新しい値を使用することにより、この周波数の変化を容易に調整する。

【0113】

したがって、要約すると、本発明を実施する制御システムは、動作周波数 ω を正弦関数発電機の周波数として維持することにより、定動作周波数を維持することができる。しかし、この動作周波数は ω を変化させることにより変化させることができ、制御が維持される。本発明は同時に、一定の出力 DC 電圧および一定のヘッド温度を維持するために、機械のピストンのストロークを調節する。重要なことに、本発明はまた、ピストンの位置センサー、ピストンの位置制御ループ、または負のフィードバックオルタネータ電流制御ループを必要とすることなく、ピストンのストロークの厳密な制御を維持する。

【0114】

K 定数の代表値

【0115】

図 4 に図示の本発明は、K 定数のいろいろな値をもついろいろな回路で実施されている。しかし、例示ではあるが、代表的な値のセットは以下の通りである。

【0116】

$$K_{1,2} = 14.648 / \text{秒} \text{ (単位秒当たり)}$$

【0117】

$$K_{p,2} = 0$$

【0118】

$$K_{fb,1} = 0.00941 / \text{V} \text{ (単位ボルト当たり)}$$

【0119】

パラメータの定義

【0120】

α 線形オルタネータモータ定数で、ピストン速度に対する開回路オルタネータ電圧に関し、オルタネータ電流に対するピストンに作用する力で、以下のとおりである。

【0121】

$$\begin{aligned} \alpha &= [v \text{ (オルタネータ - 電圧) (ボルト)}] / \\ &[V \text{ (ピストン - 速度) (メートル / 秒)}] \\ &= \text{力 (ニュートン)} / \text{電流 (アンペア)} \end{aligned}$$

【0122】

実際のターミナル電圧は、オルタネータのコイルの内部インピーダンスによる、オルタネータを流れる電流の関数である。ピストンストロークがピストンの速度に比例することから、電圧は一定の周波数のストロークに比例する。

【 0 1 2 3 】

 V_{cmd} エネルギー蓄積コンデンサーの両側の、命令された電圧 $V_{DC Bus}$

【 0 1 2 4 】

 $V_{DC Bus}$ 蓄積コンデンサー又はバッテリーの両側の D C 電圧

【 0 1 2 5 】

 V_g オルタネータの巻き線に誘導される瞬時の開回路電圧（逆起電力の電圧）

【 0 1 2 6 】

 V_{Rac} オルタネータの集中抵抗の両側の瞬時電圧

【 0 1 2 7 】

 V_{Lalt} オルタネータのインダクタンスの瞬時電圧

10

【 0 1 2 8 】

 V_T オルタネータターミナル電圧

【 0 1 2 9 】

 $V_{internal cmd}$ 命令された $V_{internal}$

【 0 1 3 0 】

 $V_{internal}$ $V_g + V_{Rac}$ の瞬時の合計

【 0 1 3 1 】

 i オルタネータの電流

【 0 1 3 2 】

 v 仮想コンデンサーの電圧

20

【 0 1 3 3 】

 s 微分を指定するラプラス演算子

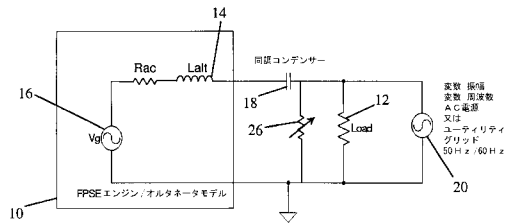
【 0 1 3 4 】

 $1 / s$ 積分を指定するラプラス演算子

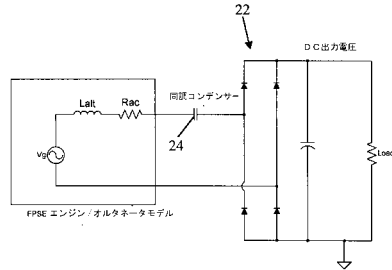
【 0 1 3 5 】

本発明の好適実施例が詳述されているが、本発明の思想又は以下の特許請求の範囲の範囲から逸脱することなく、種々の変更をなし得ることは当業者には分かるであろう。

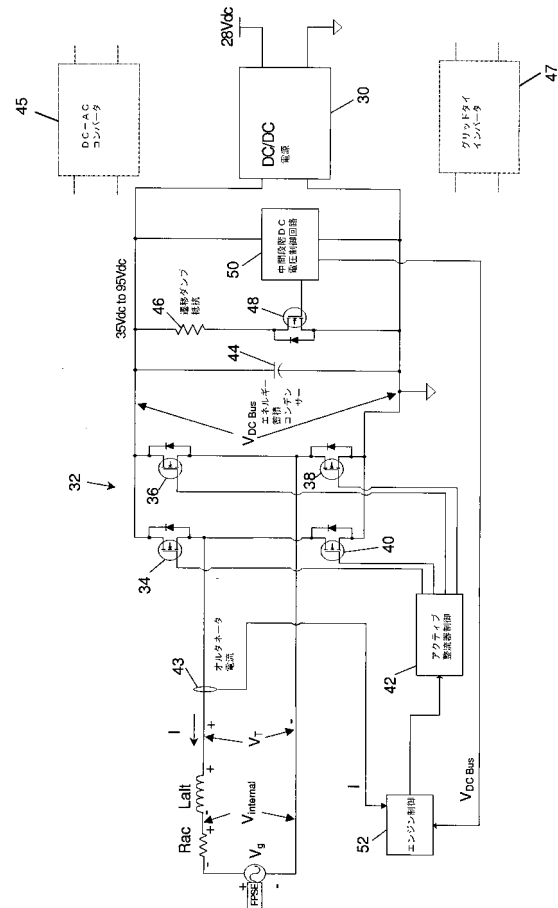
【図 1】



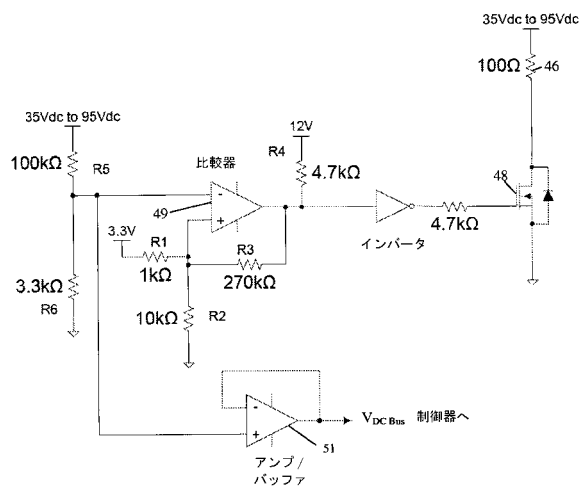
【図 2】



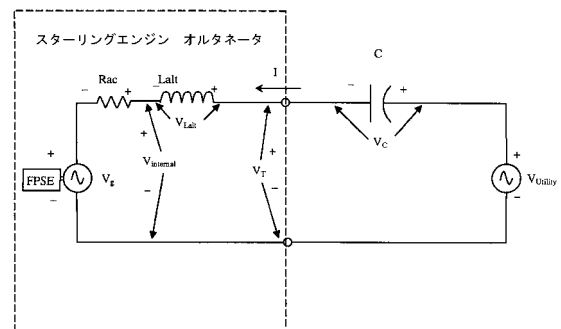
【図 3】



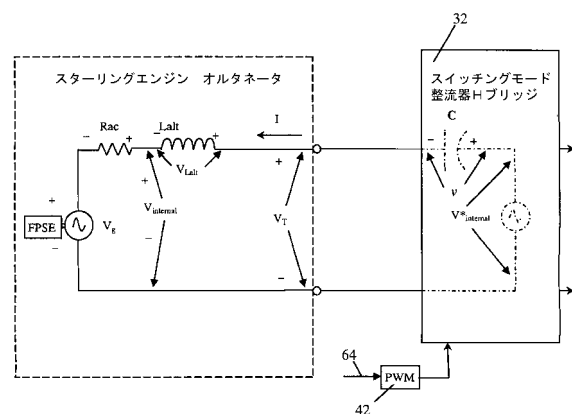
【図 4】



【図 5】



【図 6】



フロントページの続き

(56)参考文献 米国特許第06050092(US,A)
米国特許出願公開第2002/0121816(US,A1)
特開2005-009353(JP,A)
特表2002-503938(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)
F02G 1/043 - 1/057
H02P 9/00 - 9/48