

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2011-507463

(P2011-507463A)

(43) 公表日 平成23年3月3日(2011.3.3)

(51) Int.Cl.

HO2M 7/48 (2007.01)
HO2P 27/06 (2006.01)

F 1

HO2M 7/48
HO2P 7/63

テーマコード(参考)

F 5H007
Z 5H505

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 36 頁)

(21) 出願番号 特願2010-536504 (P2010-536504)
 (86) (22) 出願日 平成20年12月4日 (2008.12.4)
 (85) 翻訳文提出日 平成22年8月4日 (2010.8.4)
 (86) 国際出願番号 PCT/FR2008/001695
 (87) 国際公開番号 WO2009/101292
 (87) 国際公開日 平成21年8月20日 (2009.8.20)
 (31) 優先権主張番号 07/08562
 (32) 優先日 平成19年12月7日 (2007.12.7)
 (33) 優先権主張国 フランス (FR)

(71) 出願人 509019750
 ヴァレオ システム ドゥ コントロール
 モトゥール
 フランス国 エフ-95892 セルジ
 ポントワーズ アヴェニュ デ ベギース
 14 ボワトゥ ポスタル 68532
 (74) 代理人 100060759
 弁理士 竹沢 荘一
 (74) 代理人 100087893
 弁理士 中馬 典嗣
 (74) 代理人 100086726
 弁理士 森 浩之
 (72) 発明者 ギヨーム コーベール
 フランス国 75015 パリ リュ デ
 ュ ドクトゥー フアンレ 25
 最終頁に続く

(54) 【発明の名称】電気制御部材を流れる電流又は電気制御部材の端子間の電圧を制御する回路

(57) 【要約】

【課題】 電気制御部材における電流及び制御部材の端子間の電圧を制御する回路を提供する。

【解決手段】 電気制御部材(110)において電流を制御するための回路300であって、電気制御部材(110)は、4つの端子(105, 106, 107, 108)備えるブリッジと、4つの制御スイッチ(AH, AL, BH, BL)と、電源(109)と、4つのスイッチのうち少なくとも2つのスイッチに対するPWM制御手段とを備えている。制御回路は、第1のスイッチ(AH)及び第4のスイッチ(BL)は閉じてあり、第2のスイッチ(BH)及び第3のスイッチ(AL)は開いている第1の状態、第2のスイッチ(BH)及び第3のスイッチ(AL)は閉じてあり、第1のスイッチ(AH)及び第4のスイッチ(BL)は開いている第2の状態、及び次の2つの状態のうち少なくとも1つの状態であることを示す。すなわち、第3のスイッチ(AL)及び第4のスイッチ(BL)は閉じており、第1のスイッチ(AH)及び第2のスイッチ(BH)は開いている第3の状態、及び/又は第1のスイッチ(AH)及び第2のス

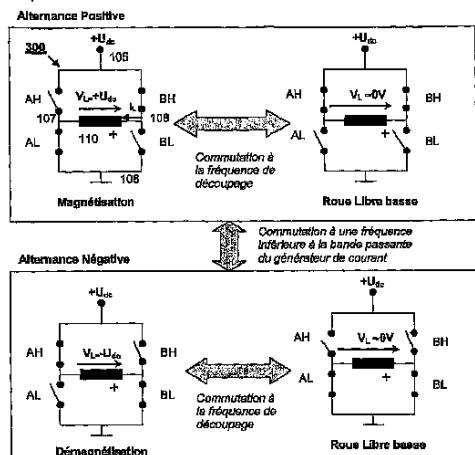


Figure 8

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電気制御部材(110)における電流、又は前記電気制御部材の端子間の電圧を制御する回路(100, 200, 300, 400, 600, 700)であって、

- 4つの端子(105, 106, 107, 108)と、4つの制御スイッチ(AH, AL, BH, BL)を備えるブリッジと、

- 前記ブリッジのための電源(109)と、

- パルス幅変調によって、前記4つのスイッチの中の少なくとも2つを制御する手段とを備え、

前記電源(109)は、前記ブリッジの第1の端子(105)及び第2の端子(106)の間で接続され、

前記電気制御部材(110)は、前記ブリッジの第3の端子(107)及び第4の端子(108)の間で接続され、

前記第1のスイッチ(AH)は、前記ブリッジの前記第1の端子(105)及び前記第3の端子(107)の間で接続され、

前記第2のスイッチ(BH)は、前記ブリッジの前記第1の端子(105)及び前記第4の端子(108)の間で接続され、

前記第3のスイッチ(AL)は、前記ブリッジの前記第3の端子(107)及び前記第2の端子(106)の間で接続され、

前記第4のスイッチ(BL)は、前記ブリッジの前記第4の端子(108)及び前記第2の端子(106)の間で接続されている前記回路において、

この回路は、

- 前記第1(AH)及び第4(BL)のスイッチが閉じ、前記第2(BH)及び第3(AL)のスイッチが開いている第1の状態、

- 前記第2(BH)及び第3(AL)のスイッチが閉じ、前記第1(AH)及び第4(BL)のスイッチが開いている第2の状態、

- 以下の2つの状態のうちの少なくとも1つの状態、

前記第3(AL)及び第4(BL)のスイッチは閉じ、前記第1(AH)及び第2(BH)のスイッチは開いている第3の状態、

前記第1(AH)及び第2(BH)のスイッチは閉じ、前記第3(AL)及び第4(BL)のスイッチは開いている第4の状態を取り、

前記パルス幅変調制御手段は、

- 前記第1の状態から、前記第3又は第4の状態のうち少なくとも1つの状態への遷移、

- 前記第2の状態から、前記第3又は第4の状態のうち少なくとも1つの状態への遷移、

- 前記第3又は第4の状態のうち少なくとも1つの状態から、前記第1の状態への遷移、

- 前記第3又は第4の状態のうち少なくとも1つの状態から、前記第2の状態への遷移を許容するようになっていることを特徴とする回路(100, 200, 300, 400, 600, 700)。

【請求項 2】

前記パルス幅変調制御手段は、以下を許可する特性を有する制御回路であって、

- 第1の、いわゆる負の交番フェーズは、前記第1の状態から前記第3の状態への遷移及び前記第3の状態から前記第1の状態への遷移を許容し、前記第1(AH)及び第3(AL)のスイッチは、振幅レッグ(A)と呼ばれる第1のレッグを形成し、いわゆるチョッピング周波数で切り替わり、前記第2(BH)及び第4(BL)のトランジスタは、符合レッグ(B)と呼ばれる第2のレッグを形成し、それぞれ閉じておりかつ開いており、

- 第2の、いわゆる正の交番フェーズは、前記第2の状態から前記第4の状態への遷移及び前記第4の状態から前記第1の状態への遷移を許容し、前記第1(AH)及び第3(AL)のスイッチは、振幅レッグ(A)と呼ばれる第1のレッグを形成し、いわゆるチョッピング周波数で切り替わり、前記第2(BH)及び第4(BL)のトランジスタは、符合レッグ(B)と呼ばれる第2のレッグを形成し、それぞれ閉じておりかつ開いており、

10

20

30

40

50

A L) のスイッチは、前記いわゆるチョッピング周波数で切り替わり、前記第 2 (B H) 及び第 4 (B L) のスイッチは前記符号レッグ (B) の前記第 2 (B H) 及び第 4 (B L) スイッチを切り替え、これにより、前記チョッピング周波数未満の周波数で前記負及び正の交番間の遷移を確実にすることを特徴とする、請求項 1 に記載の制御回路 (3 0 0 , 4 0 0 , 6 0 0 , 7 0 0) 。

【請求項 3】

前記電気制御部材 (1 1 0) 及び前記第 4 端子 (1 0 8) の間に直列接続される分流レジスタ (2 0 1) を備えることを特徴とする、請求項 2 に記載の制御回路 (4 0 0) 。

【請求項 4】

演算増幅器 (2 0 2) と、

前記演算増幅器の反転入力、及び非反転入力を形成する前記分流レジスタ (2 0 1) の端子とを備えることを特徴とする請求項 3 に記載の制御回路 (4 0 0) 。

【請求項 5】

- 充電した際に、前記第 2 のスイッチ (B H) へ制御電圧を供給するのに適したチャージポンプキャパシタ (5 0 3) と、

- 前記第 4 のスイッチ (B L) が閉じた際に前記チャージポンプキャパシタを充電するに適し、前記第 1 の電源によって供給される電圧よりも低い電圧を供給する第 2 の電源 (5 0 1) と、

- 前記チャージポンプキャパシタが前記第 2 の電源から再充電されるために前記制御回路が正の交番フェーズにあるとき、前記第 4 の状態から前記第 3 の状態への遷移を強いる手段とを備えることを特徴とする請求項 2 ~ 4 のいずれか 1 項に記載の制御回路 (4 0 0) 。

【請求項 6】

前記制御手段は、

- 負荷サイクル を有するパルス幅変調信号を生成するための手段 (7 0 1 , 7 0 2 , 7 0 3) と、

- 前記負荷サイクル を有する前記パルス幅変調信号を前記第 3 のトランジスタ (A L) に適用し、負荷サイクル 1 - を有するパルス幅変調信号を前記第 1 のトランジスタ (A H) に適用するための手段 (7 0 5 , 7 0 6) と、

- 次の状態装置を実装し、前記正及び負の交番フェーズの間を通過するための手段 (7 0 8) とを備え、

前記状態装置は、

前記ブリッジが正の交番フェーズにあり、負荷サイクル が取り消されるとき、前記装置は状態の変化を検出し、負の交番フェーズに変更し、

前記ブリッジが負の交番フェーズにあり、負荷サイクル が 1 0 0 % に等しいとき、前記装置は状態の変化を検出し、正の交番フェーズに変更するようになっていることを特徴とする、請求項 2 ~ 5 のいずれか 1 項に記載の制御回路 (7 0 0) 。

【請求項 7】

前記電源は、 D C 電圧 + U DC を供給し、

- 前記正の交番フェーズの間、 積 × U DC と等しい平均電圧を、前記電気制御部材に適用するための手段 (7 0 5) と、

- 前記負の交番フェーズの間、 (1) × U DC と等しい平均電圧を、前記電気制御部材に適用するための手段 (7 0 6) とを備えることを特徴とする、請求項 6 に記載の制御回路 (7 0 0) 。

【請求項 8】

前記制御手段は、

- 負荷サイクル を有する前記パルス幅変調信号を生成する手段 (8 0 1 , 8 0 2 , 8 0 3) と、

- 負荷サイクル を有する前記パルス幅変調信号を、負荷サイクル 2 = 1 を有するパルス幅変調信号に変換するための手段 (8 0 9) と、

10

20

30

40

50

- 負荷サイクル'を有する前記パルス幅変調信号を、前記第3のトランジスタ(A L)に適用し、前記正の交番フェーズの間、負荷サイクル1-''を有するパルス幅変調信号を、前記第1のトランジスタ(A H)に適用するための手段(805)と、

- 負荷サイクル1-''を有する前記パルス幅変調信号を、前記第3のトランジスタ(A L)に適用し、前記負の交番フェーズの間、前記負荷サイクル'を有する前記パルス幅変調信号を、前記第1のトランジスタ(A H)に適用するための手段(806)と、

- 次の状態装置を実装し、前記正及び負の交番フェーズの間を通過するための手段(808)とを備え、

前記状態装置は、

前記プリッジが前記正の交番フェーズにあり、前記負荷サイクル'が正確に50%未満であるとき、前記装置は状態の変化を検出し、前記負の交番フェーズに変更し、

前記プリッジが前記負の交番フェーズにあり、前記負荷サイクル'が50%以上であるとき、前記装置は状態の変化を検出し、前記正の交番フェーズに変更するようになっていることを特徴とする、請求項2~5のいずれか1項に記載の制御回路(800)。

【請求項9】

前記電源は、DC電圧+U_{DC}を供給し、

積(2-1)×U_{DC}に等しい平均電圧を、前記正及び負の交番フェーズの間、前記電気制御部材に適用するための手段を備えていることを特徴とする、請求項8に記載の制御回路(800)。

【請求項10】

負荷サイクル'を有する前記パルス幅変調信号を負荷サイクル' = 2-1を有する前記パルス幅変調信号に変換するための前記手段は、

- 負荷サイクルが50%に等しい信号と前記負荷サイクル'の信号との間で減算を実行するための手段と、

- 前記減算によって得られる信号を倍増させるための手段とを備えることを特徴とする、請求項7又は8に記載の制御回路。

【請求項11】

負荷サイクルが、50%に等しい信号と前記負荷サイクル'の信号との間で減算を実行するための前記手段は、それぞれ、前記負荷サイクル50%の信号及び前記負荷サイクル'の信号である2つの入力を有する排他的論理和論理機能を実行する手段であることを特徴とする、請求項10に記載の制御回路。

【請求項12】

前記減算によって得られる信号を倍増させるための手段は、少なくとも1つのカウンタを備えていることを特徴とする、請求項10又は11に記載の制御回路。

【請求項13】

前記制御手段はプログラマブル論理回路に含まれていることを特徴とする、請求項1~12のいずれか1項に記載の制御回路。

【請求項14】

前記スイッチは、MOSFETトランジスタであることを特徴とする、請求項1~13のいずれか1項に記載の制御回路。

【請求項15】

請求項1~14のいずれか1項に記載の制御回路を使用する方法であって、可変インダクタンスを伴う誘導負荷によって形成されている電気部材用に用いられる使用方法。

【請求項16】

前記電気部材は、動作部分を有するアクチュエータに含まれ、前記電気部材は、動作部分変位幅を制御することを特徴とする、請求項15に記載の使用方法。

【請求項17】

前記アクチュエータは、自動車用の電磁気バルブアクチュエータであることを特徴とする、請求項16に記載の使用方法。

【発明の詳細な説明】

10

20

30

40

50

【技術分野】

【0001】

本発明は、電気制御部材を流れる電流又は電気制御部材の端子間の電圧を制御する回路に関する。本発明の特に好ましい用途は、自動車におけるいわゆる電磁気バルブ（“カム無し”システム）に使用されるアクチュエータのような可変インダクタンスを伴う電流又は電気機械を制御する分野にある。

【背景技術】

【0002】

バルブの電磁気的作動には、電気エネルギーが必要である。この電気エネルギーは、車に搭載の回路から取り出される。電磁気バルブシステムの性能は、車載回路の電気エネルギー消費の最小化に関係する。実際には、クランクシャフトの出力部において使用可能なパワーは、ヒートエンジンによって生み出される全パワーから、補助装置の正確な動作（バルブの動作、水及びオイルポンプの駆動、その他）に対して必要なパワーを減じたものに等しい。

【0003】

一般に、正又は負の電流制御電気機械は、頻繁にH型パワーブリッジによって制御されることが多く、機械の構造により単相又は多相である“フォー・クオドラント”ブリッジ（又は、“フル・ブリッジ チョッパー”）とも呼ばれている。“フォー・クオドラント”ブリッジという語は、電圧・電流特性の全ての象限において機能するブリッジ制御を意味するものとされている。一般に、制御電子機器は、パワーブリッジへ固定周波数を伴うPWM（パルス幅変調）型制御を適用することにより、電流を設定値とする。“フォー・クオドラント”ブリッジ1の電子構造の一例を、図1に示してある。ブリッジ1は、次の要素を備えている。

- 4端子5, 6, 7及び8、
- ブリッジ1の第1及び第2端子5及び6に接続されたDC電源9（これは、例えば、バッテリー、DC-DCパワーコンバータ、又はAC-DCパワーコンバータである）
- アクチュエータを制御するために用いられ、ブリッジ回路1の第3及び第4の端子7及び8の間に接続されている（可変インダクタンスによる電気的負荷のような）電子制御部材10、
- 第1及び第3の端子5及び7の間に接続されている第1スイッチC₁、
- 第1及び第4の端子5及び8の間に接続されている第2スイッチC₂、
- 第2及び第3の端子6及び7の間に接続されている第3スイッチC₃、
- 第2及び第4の端子6及び8の間に接続される第4スイッチC₄。

【0004】

従って、ブリッジ1は、直列のスイッチC₁及びC₃、直列のスイッチC₂及びC₄によってそれぞれ形成されている2つのレッグB1及びB2を備えている。

【0005】

パワースイッチC₁及びC₄は、MOSFET（モス電界効果トランジスタ）、又はIGBT（接続ゲートバイポーラトランジスタ）であるのがよい。

【0006】

その堅牢性のために使用される最も一般的な方法は、パルス幅変調（PWM）によってスイッチの制御を行うことにより、平均電流を制御することである。その最も大きな利点は、ノイズに対するその免疫である。実際には、レギュレーションループは、瞬時電流ではなく、フィルタ処理した値を必要とする。このフィルタリングは、高帯域幅を探す際に遅延を起こすので、使用上の制限が大である。極めて制限的であることがわかる遅延を起こす。“カム無し”システムアクチュエータの場合、数値の管理は、磁気回路の端子に適用しなければならない電圧設定値V^{*}を算出する。パルス幅変調方式は、電圧設定値をパワー電子機器（この場合、それら4つ）の電子スイッチを開閉するための指令に変換する。パワー電子機器は、それ自身の制約（デッドタイム、ホールタイム、その他）を監視する

10

20

30

40

50

一方で、P W M方式の指令を出す。もし S_{C_i} を、スイッチ C_i のスイッチング関数を示すために使用すると、次式が得られる。

【数1】

$$S_{C_i} = \begin{cases} 0 & \text{if } C_i \text{ is open} \\ 1 & \text{if } C_i \text{ is closed} \end{cases}$$

全く同一のブリッジレッグ (C_i 及び C_{i+2}) の 2 つのスイッチを制御することは、電源の短絡を回避する上で相容れないことである。従って、D C 電圧 U_{DC} により磁気回路 1 0 の端子における電圧 U_{act} を決定するために、2 つのスイッチング関数 (それぞれのレッグについて 1 つずつ) に時間上の傾向を与えるべきである。便宜上、ハイスイッチのスイッチング関数が通常選ばれる。伝導性要素における電圧降下、及びスイッチの開閉時間を無視すれば、次式を得ることができる。

【数2】

$$U_{act} = (S_{C_1} - S_{C_2})U_{DC}$$

簡略にするため、スイッチング関数 S_{C_1} 及び S_{C_2} の時間傾向は、基準電圧設定値 V^* の値と周波数 f_{pwm} の単一の三角形キャリア $V_p(t)$ とを比較することで決定される。三角形の関数は、最小値 V_{pmin} と最大値 V_{pmax} の間の値を取るいかなる関数であってもよい。そのため基準設定値電圧 V^* は、次式のようになる。

【数3】

$$V^* = \frac{V_{pmax} - V_{pmin}}{2U_{DC}} \cdot (V^* - U_{DC}) + V_{pmax}$$

次式によって関数 $sign(x)$ を定めることにより、

【数4】

$$sign(x) = \begin{cases} 0 & \text{if } x \leq 0 \\ 1 & \text{if } x > 0 \end{cases}$$

スイッチング関数 $S_{C_1}(t)$ は、次式のように決定される。

【数5】

$$S_{C_1}(t) = sign(V^* - V_p(t))$$

関数 $S_{C_2}(t)$ は、次式によって算出し得る $S_{C_1}(t)$ の補完的な関数である。

【数6】

$$S_{C_2}(t) = sign(V_p(t) - V^*)$$

【0007】

図 2 は、スイッチング関数 $S_{C_1}(t)$ 及び $S_{C_2}(t)$ の決定要領を示している。このようにして、第 1 の曲線は、基準設定値電圧 V^* 及び三角形キャリア $V_p(t)$ の時間の関数としての傾向を示す。これにより、第 2 の曲線は、時間の関数として、 S_{C_1} の傾向及び第 3 の曲線を示し、第 2 の曲線の補数を作成し、時間の関数として、 S_{C_2} を示すことにより推定される。第 4 の曲線は、 $+U_{DC}$ から $-U_{DC}$ に変更し、一定間隔ごとに断続する周期 f_{pwm} の間の平均値 V^* を有する磁気回路 1 0 の端子における電圧 U_{act} の傾向を示す。電圧 U_{act} は、明確に異なる 2 つの値のみを取ることができるため、これは 2 値状態 P W M方法と言われる。

【0008】

図 3 は、このタイプの P W M方法によって、負荷 1 0 の制御に対し、図 1 において示されているようなブリッジ 1 のトランジスタ C_2 , C_1 , C_4 及び C_3 と、それぞれ同一である 4 つのスイッチ AH , BH , AL 及び BL を備えるフォー・クオドラントブリッジ 1

10

20

30

40

50

1で誘導される切り替えについて説明している。

【0009】

ブリッジ11は、次の2つの可能な状態を有する。

- スイッチB H及びA Lが閉じてあり、スイッチA H及びB Lが開いている磁化状態(アクチュエータに適用される電圧 $V_L = + U_{dc}$)。
- スイッチB H及びA Lが開いており、スイッチA H及びB Lが閉じている消磁状態(アクチュエータに適用される電圧 $V_L = - U_{dc}$)。

【0010】

しかし、このようなPWM制御をフォー・クオドランツブリッジに対して実施すると、若干の問題が生じる。

10

【0011】

その第1の問題は、切り替え損失についてである。スイッチが切り替え状態を変更(閉いた状態から閉じた状態への変更又は閉じた状態から開いた状態への変更)した際、それを流れる電流及び端子間の電圧が同時に存在するために損失を起こす。ついで消えるエネルギーは、DC電圧 U_{dc} の細断された電流 I_{act} の値、及び切り替えの速度の値(切り替え時間は、例えば、使用されるMOSFETトランジスタのゲート抵抗の値によって設定される)に依存する。このように、それぞれの一定間隔ごとに断続する周期に対して、各ブリッジレッグの2つのスイッチのうちの1つに流れる電流の方向に問わらず、2つの開放及び2つの閉鎖がある。それぞれの一定間隔ごとに断続する周期に対するこの2重の切り替えにより、明らかに、周波数が増加するのに従って、損失はより大きくなる。効率および帯域の幅を調整することが重要であることが分かる。PWM制御の場合、PWM周波数は、一般的に、数十又は数百キロヘルツである。これらの高周波数において、切り替え損失は、他の伝導損失に比して小である。磁化状態にから消磁状態へ変化する際に、それぞれの一定間隔ごとに断続する周期に対する4つの切り替え動作のうち、2つはハード切り替え動作であり、2つはソフト切り替え動作である。すなわち、第1の段階は、最初は閉じている2つのトランジスタを開くことであり(ハード切り替え)、それからデッドタイムの後、最初に開いている2つのトランジスタは閉じられる。全く同一のレッグを有する2つのスイッチを同時に閉じることは、このようにして回避される。デッドタイムの間(ソフト切り替えの前)、MOSFETスイッチに固有のダイオード(“フリーホイーリング”と呼ばれる)を処理し、ソフト切り替えの間、MOSFETの電位をゼロに近い状態で維持することを可能にする。

20

【0012】

さらに、繰り返される切り替えにより、制御電子回路の効率に影響が及ぼされるだけではなく、駆動する電気機械の効率にも影響が及ぶ。電圧の一定間隔ごとの断続は、電気機械において損失を引き起こす高周波高調波を生成する。これらの電気機械は、一般的に、渦電流を生じる磁性材料(例えば、鉄-Si)から成っている。誘起電圧はプレート間ににおいて誘発される。プレートは、それらの固有抵抗のために、しばしば大きな渦電流を発生する。最後にプレートを切断し、別々に分離しても、そこで流れる電流は、ジュール効果により損失を生成する。上述のように、図2の第4の曲線は、電源9が U_{dc} の値を有しているように、図1に示してあるように、負荷10の端子間において電圧 U_{act} を示す。ブリッジの制御は、負荷サイクルを伴うPWM型のものである。電圧 U_{dc} は、スイッチの電気抵抗による電圧効果を無視して負荷10に適用される。負荷サイクルが何であれ、後者が一定であれば、負荷10に適用される電圧の実効値(U_{eddy})は、電圧 U_{dc} (ピーク電圧を示す電圧 U_{act})と等しく、 $U_{dc} = U_{eddy}$ である。最終的に、一定間隔ごとに断続する周波数を超える周波数を有し、一定の負荷サイクルを考慮可能な渦電流によって生成される損失は、実質的に、ピーク電圧に比例しており、 $P_{eddy} = k \cdot U_{eddy} = k \cdot U_{dc}$ である。

30

【0013】

さらに、電子機器の制御、特にそれらのスイッチは、一定間隔ごとの断続のために、高周波共通モード電流を生成する。負荷は、一般的に地面に対して静電結合を有する。例え

40

50

ば、コイルを巻きつけられた電気機械の場合、共通モード電圧がかけられたコイルと、接地したフレームとの間には大きな結合がある。共通モード電流は、このようにして生成され、それらは、電源によってループされる。これらの高周波電流ループは、現在の EMC（電磁両立性）規格に準拠する点で影響があるような電磁放射を引き起こす。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0014】

本発明は、電気制御部材における電流及び制御部材の端子間の電圧を制御し、電源スイッチの切り替え損失、及び磁気回路における渦電流と関連した損失を減らす経済的方法を提供し、上述した EMC 問題を未然に防ぐ“フォー・クオドラント”ブリッジ回路を提供することを目的としている。

10

【課題を解決するための手段】

【0015】

この目的を達成するために、本発明は、電気制御部材における電流又は電気制御部材の端子間の電圧を制御する回路であって、

- 4つの端子と、4つの制御スイッチを備えるブリッジと、
- ブリッジのための電源と、
- パルス幅変調によって4つのスイッチのうち少なくとも2つを制御する手段とを備え、

電源は、ブリッジの第1の端子及び第2の端子の間で接続され、

20

電気制御部材は、ブリッジの第3の端子及び第4の端子の間で接続され、

第1のスイッチは、ブリッジの第1の端子及び第3の端子の間で接続され、

第2のスイッチは、ブリッジの第1の端子及び第4の端子の間で接続され、

第3のスイッチは、ブリッジの第3の端子及び第2の端子の間で接続され、

第4のスイッチは、ブリッジの第4の端子及び第2の端子の間で接続されており、

制御回路は、

- 第1の状態は、第1及び第4のスイッチが閉じ、第2及び第3のスイッチが開いており、

- 第2の状態は、前記第2及び第3のスイッチが閉じ、前記第1及び第4のスイッチが開いており、

30

- 以下の2つの状態のうちの少なくとも1つであり、

- 第3の状態は、第3及び第4のスイッチが閉じ、第1及び第2のスイッチが開いており、

第4の状態は、第1及び第2のスイッチが閉じ、第3及び第4のスイッチが開いていることを特徴とし、

パルス幅変調制御手段は、

- 第1の状態から、第3又は第4の状態のうち少なくとも1つの状態への遷移、
- 第2の状態から、第3又は第4の状態のうち少なくとも1つの状態への遷移、
- 第3又は第4の状態のうち少なくとも1つの状態から、第1の状態への遷移、
- 第3又は第4の状態のうち少なくとも1つの状態から、第2の状態への遷移

40

を許すことを特徴とする回路を提供するものである。

【0016】

本発明によると、制御回路を、PWM方法によって制御される“フォー・クオドラント”ブリッジ（すなわち、回路は、3つ又は4つの異なる状態へ切り替えることによって可能である）の3つ又は4つの状態の管理に使用することが可能である。上記の PWM 方法は、負荷（電気制御部材）の端子に適用された電圧 V_L は、3つの段階、すなわち、 $-U_{DC}$ 、0及び U_{DC} （ U_{DC} は電源によって供給される電圧を表す）に基づいているため、3状態と言われる。第3の状態の導入は、1つのハード切り替え（及び1つのソフト切り替え）を軽減する。2つのハード切り替えを導く、“磁化”状態及び“消磁”状態間における直接の遷移を回避するために、本発明に係る回路は、“磁化”状態から、いわゆる“フリー

50

ホイーリング”状態（第3又は第4の状態のに対応する）への遷移、及び“消磁”状態から、“フリー・ホイーリング”状態への遷移を可能とする。従って、切り替えの数は、2つの要因によって減らすことが可能である。このような現象は、パワーエレクトロニクスの設計に重大な影響を及ぼし、次のことを可能にする。

- 既存のパワーエレクトロニクスの信頼性における改善。
- 使用される構成部品の小型化。
- コストの削減。

【0017】

さらに、渦電流を通した損失について、実効値は、ブリッジを2つの状態に切り替えるフォード・クオドラントブリッジの従来の制御と、3つ又は4つの状態の間で、ブリッジを切り替える本発明によって提供される制御との間で、大いに異なっている。3つ又は4つの状態に制御することは、同じ電流を制御するのに、必要な電圧を減少させる。換言すると、すなわち、同じ平均電圧を供給することになる。

10

【0018】

さらに、上述したように、電気部材によって制御されるアクチュエータは、フレームに関して論理的に誤った電気容量を有している。電圧の断続は、制御電子回路において、地上を経て戻る高周波高調波を生成する。これは、共通モード外乱である。EMC規格は、この雑音レベルを制限している。本発明によれば、3状態制御によって生成される電圧は、2状態制御のものよりも、より少ない高調波を生成する。共通モード電流における6dBの低減は、このようにして達成される。

20

【0019】

本発明に係るシステムも、個別又は技術的に可能な組み合わせの全てにおいて考えられる、次の特徴を備えている。

【0020】

パルス幅変調制御方法は、次のことを可能としていると有利である。

- 第1の、いわゆる、負の交番フェーズは、第1の状態から第3の状態への遷移、第3の状態から第1への状態への遷移を許容し、第1及び第3の切り替えは第1のレッグ、いわゆる、振幅レッグを形成し、いわゆる、一定間隔ごとに断続する周波数で切り替わり、第2及び第4のトランジスタは、符号レッグと呼ばれる第2のレッグを形成し、それぞれのレッグは閉じてあり、開いている。
- 第2の、いわゆる、正の交番フェーズは、第2の状態から第4の状態への遷移、第4の状態から第1への遷移を許容し、第1及び第3のスイッチは、いわゆる、一定間隔ごとに断続する周波数で切り替わり、前記第2（BH）及び第4（BL）のスイッチも同様に切り替わり、符号レッグの第2及び第4のスイッチの切り替えは、一定間隔ごとに断続する周波数未満の周波数において、負及び正の交番間の遷移を確実にする。

30

【0021】

本発明に係る制御回路は、電気制御部材及び第4の端子の間で連続して接続される分流器を備えていると有利である。

【0022】

この場合、制御回路は、必須のものとして、演算増幅器を備え、分流器の端子は、演算増幅器の反転及び非反転の入力を形成している。

40

【0023】

本発明に係る制御回路は、次の要素を備えていると有利である。

- 充電された際に、第2のスイッチに対して制御電圧を供給するのに適するチャージポンプキャパシタ。
- 第1の電源から供給される電圧よりも少ない電圧を供給する第2の電源であって、第4のスイッチが閉じている際、チャージポンプキャパシタを充電するのに適する第2の電源。
- チャージポンプキャパシタが第2の電源から再充電するために制御回路が正の交番フェーズにあるとき、第4の状態から第3の状態への遷移を強いるための手段。

50

【0024】

本発明の第1の実施の形態によれば、制御手段は、次の要素を備えている。

- 負荷サイクル₁を有するパルス幅変調信号を生成するための手段。
- 負荷サイクル₁を有するパルス幅変調信号を第3のトランジスタに適用し、負荷サイクル₁を有するパルス幅変調信号を第1のトランジスタに適用するための手段。
- 次のような状態を実現するために、正及び負の交番フェーズの間を通過するための手段であって、

ブリッジが正の交番フェーズにあり、負荷サイクル₁が取り消されるとき、装置は状態の変化を検出し、正の交番フェーズに変更し、

ブリッジが負の交番フェーズにあり、負荷サイクル₁が100%に等しいとき、装置は状態の変化を検出し、正の交番フェーズに変更するようになっているもの。

【0025】

電源は、DC電圧+U_{DC}であって、制御回路は、次の要素を備えていると有利である。

- 正の交番フェーズの間、積(1)×U_{DC}に等しい平均電圧を電気制御部材に適用するための手段。
- 負の交番フェーズの間、(1)×U_{DC}と等しい平均電圧を電気制御部材に適用するための手段。

【0026】

第2の実施の形態によれば、制御手段は、次の諸要素を備えている。

- 負荷サイクル₁を有するパルス幅変調信号を生成するための手段。
- 負荷サイクル₁を有するパルス幅変調信号を、負荷サイクル₁'=21を有するパルス幅変調信号に変換するための手段。
- 負荷サイクル₁'を有するパルス幅変調信号を第3のトランジスタ(AL)に適用し、正の交番フェーズの間、負荷サイクル₁-₁'を有するパルス幅変調信号を第1のトランジスタ(AH)に適用するための手段。
- 負荷サイクル₁-₁'を有するパルス幅変調信号を第3のトランジスタ(AL)に適用し、負の交番フェーズの間、負荷サイクル₁'を有するパルス幅変調信号を第1のトランジスタ(AH)に適用するための手段。
- 次の状態の装置を実装する正及び負の交番フェーズの間を通過させるための手段であって、

ブリッジが正の交番フェーズにあり、負荷サイクル₁が正確に50%未満であるとき、装置は状態の変化を検出し、負の交番フェーズに変更し、

ブリッジが負の交番フェーズにあり、負荷サイクル₁が50%以上であるとき、装置は状態の変化を検出し、正の交番フェーズに変更するようになっているもの。

【0027】

電源はDC電圧+U_{DC}を供給し、制御回路は、積(21)×U_{DC}に等しい平均電圧を、正及び負の交番フェーズの間、電気制御部材に適用するための手段を備えていると有利である。

【0028】

負荷サイクル₁を有するパルス幅変調信号を、負荷サイクル₁'=21を有するパルス幅変調信号に変換するための手段は、

- 負荷サイクルが50%に等しい信号及び負荷サイクル₁の信号の間で減算を実行するための手段と、

- 減算によって得られる信号を倍増させるための手段とを備えていると有利である。

【0029】

負荷サイクルが50%に等しい信号、及び負荷サイクル₁の信号の間で減算を実行するための手段は、それぞれ、負荷サイクル50%の信号、及び負荷サイクル₁の信号である2つの入力を有する排他的論理和論理機能を実行する手段であるのが好ましい。

【0030】

減算によって得られる信号を倍増させるための手段は、少なくとも1つのカウンタを備え

10

20

30

40

50

ていることが好ましい。

【0031】

制御手段はプログラマブル論理回路に含まれていると有利である。

【0032】

スイッチはMOSFETトランジスタであると有利である。

【0033】

本発明の別の課題は、可変インダクタンスと共に誘導負荷によって形成される電気部材による制御回路の使用方法である。

【0034】

電気部材は、動作部分を有するアクチュエータに含まれ、電気部材は、動作部分変位幅を制御するようになっていると有利である。 10

【0035】

アクチュエータは、自動車用の電磁気バルブアクチュエータであるのが好ましい。

【図面の簡単な説明】

【0036】

本発明の上記以外の特徴及び効果は、添付図面を参照して以下に述べる本発明の非限定的な例に関する説明により、明白になると思う。

【図1】従来技術を説明するためのフォー・クオドラントブリッジの電子構造の概略図である。

【図2】図1に示すフォー・クオドラントブリッジのスイッチの切り替え関数 $S_{C1}(t)$ 及び $S_{C2}(t)$ の測定結果を示すグラフである。 20

【図3】フォー・クオドラントブリッジの技術に係るPWM方法によって誘発される切り替えを説明する図である。

【図4】本発明の第1の実施の形態に係る制御回路の説明図である。

【図5】2状態を使用する技術に係るPWM制御の場合、及び3状態を使用する本発明に係る制御回路の場合のそれぞれにおいて、図4におけるような負荷の端子に適用される電圧、及びこの負荷における電流の時間関数としての傾向を説明する図である。

【図6】2状態を使用する技術に係るPWM制御の場合、及び3状態を使用する本発明に係る制御回路の場合のそれぞれにおいて、図4におけるような負荷の端子に適用される電圧、及びこの負荷における電流の時間関数としての傾向を説明する図である。 30

【図7】負荷回路を直接測定するための回路図である。

【図8】本発明の第2の実施の形態に係る制御回路の状態を示す図である。

【図9】分流器を内蔵する本発明の第3の実施の形態に係る制御回路の状態を説明する図である。

【図10】測定電流、及び図9で示す回路に対する時間の関数としての負荷電流の傾向を説明する図である。

【図11】本発明に係る制御回路で使用されるスイッチのチャージポンプ回路を示す図である。

【図12】従来技術に係る制御回路のために使用されるレギュレーションループを示す図である。 40

【図13】図12のレギュレーションループによって構成され、使用されるパルス幅変調信号の構造を示す図である。

【図14】図12のレギュレーションループの場合における負荷によって観察される主電圧を示す図である。

【図15】本発明の第1の実施形態に係る4状態制御回路において使用されるレギュレーションループを説明する図である。

【図16】図15によるレギュレーションループを実装するための状態装置を示す図である。

【図17】図15のレギュレーションループの場合において、負荷によって観察される平均電圧を示す図である。 50

【図18】測定電流、電流設定値、PWM信号、符号信号及び図15に係るレギュレーションループの異なる構造における時間の関数として、負荷の端子間の電圧を示す図である。

【図19】測定電流、電流設定値、PWM信号、符号信号及び図15に係るレギュレーションループの異なる構造における時間の関数として、負荷の端子間の電圧を示す図である。

【図20】測定電流、電流設定値、PWM信号、符号信号及び図15に係るレギュレーションループの異なる構造における時間の関数として、負荷の端子間の電圧を示す図である。

【図21】測定電流、電流設定値、PWM信号、符号信号及び図15に係るレギュレーションループの異なる構造における時間の関数として、負荷の端子間の電圧を示す図である。

【図22】本発明の第2の実施の形態に係る4状態制御回路において使用されるレギュレーションループを説明する図である。

【図23】実施の形態に係る図22のレギュレーションループにおいて使用される減算手段を示す図である。

【図24】実施の形態に係る図22のレギュレーションループにおいて使用される倍増手段を示す図である。

【図25】図22に係るレギュレーションループを実装するための状態装置を示す図である。

【図26】図22のレギュレーションループの場合において負荷によって観察される平均電圧を示す図である。

【0037】

すべての図において、共通の要素には、同じ符号を付してある。

【発明を実施するための形態】

【0038】

図1～図3については、従来技術の説明のために既に上述した。

【0039】

図4は、本発明に係る制御回路の3状態を示している。

【0040】

回路100は、

- 4つの端子105, 106, 107及び108と、
 - 例えは、電池又はブリッジ1の第1の端子105及び第2の端子106間で接続されるDC-DC電力変換装置（又は、AC-DC電力変換装置）である、電圧+U_{DC}を供給するDC電源109と、
 - アクチュエータを制御するための誘導負荷のようであり、第3の端子107及び第4の端子108間で接続される電気制御部材110と、
 - 第1の端子105及び第3の端子107の間で接続される第1のスイッチA Hと、
 - 第1の端子105及び第4の端子108の間で接続される第2のスイッチB Hと、
 - 第2の端子106及び第3の端子107の間で接続される第3のスイッチA Lと、
 - 第2の端子106及び第4の端子108の間で接続される第4のスイッチB L
- とを備えている。

【0041】

電源スイッチA H、B H、A L及びB Lは、例えは、MOSFETトランジスタである。各々のトランジスタは、逆並列取り付けダイオード（MOSFETトランジスタの場合における構造を有する）を備えている。

【0042】

電気制御部材（以下、負荷とも呼ぶ）110は、この場合、電磁バルブのアクチュエータ（電磁石）を制御するのに使用される可変インダクタンスである。可変インダクタンスは明らかに完全ではなく、抵抗部分を含んでいる。電気制御部材110における電流は、

10

20

30

40

50

例えば、バルブ（開閉それぞれの位置でバルブを維持するパドルを経由して）の開閉を制御するために使用される。バルブの位置は、設定値電流に対応する設定値によって決められる。

【0043】

図4は、3状態（磁化、フリーホイーリング、消磁）を示している。

- 磁化状態は、トランジスタB H及びA Lが閉じてあり、トランジスタA H及びB Lが開いている場合に相当する。この場合、負荷110の端子に適用される電圧 V_L は電圧 $+U_{DC}$ である。

- フリーホイーリング状態は、トランジスタA L及びB Lが閉じてあり、トランジスタA H及びB Hが開いている状態に相当する。この状態は、下記で“低”フリーホイーリング状態と呼ばれる。これは、ここでは示されていない別のフリーホイーリング状態である“高”フリーホイーリング状態と呼ばれる状態と対比される。“高”フリーホイーリング状態は、トランジスタA H及びB Hが閉じてあり、トランジスタA L及びB Lが開いている状態である。高又は低フリーホイーリングの場合、負荷110の端子に適用される電圧 V_L は電圧0である。

- 消磁状態は、トランジスタA H及びB Lが閉じてあり、トランジスタA L及びB Hが開いている状態に相当する。この場合、負荷110の端子に適用される電圧 V_L は電圧 $-U_{DC}$ である。

【0044】

これら3つ（又は4つの）状態を導入する利点は、それぞれの周期において、切り替えの数を減らす方法を提供することである。磁化状態から消磁状態への変化は（逆の場合も同様に）、2回の切り替えを必要とする。その一方で、磁化状態又は消磁状態から（高又は低の）フリーホイーリング状態への変化には、1回の切り替えを必要とする。実際に、第1の場合において、2つのレッグは、同時にスイッチするが、他の場合には、1つだけのレッグがスイッチする。下記において、2つの低又は高フリーホイーリング状態を使用することが有利であることを示す。しかしながら、これら2つの状態（高又は低フリーホイーリング状態）は、同じ機能を実現し、2つのフリーホイーリング状態の内、1つの状態だけを使用することが可能である。低フリーホイーリング状態だけが使用されるため、この構成については図4に示してある。

【0045】

切り替えの数を軽減するため、磁化状態及び消磁状態の間に直接の状態変化はない。そのため、既定の切り替え回数の頻度に対して、切り替えの数を2回に減らすことが可能である。

【0046】

図5及び図6は、図4に示す負荷110のような負荷の端子に適用される電圧 V_L 、及びこの負荷における電流 I_L の傾きを、それぞれ、2状態を使用する技術の状態によるPWM制御の場合、及び3つの状態を使用する本発明に係る制御回路の場合をそれぞれ説明している。

【0047】

負荷における正又は負の電流 I_L を維持することは、2状態制御の場合、2つのクオードラント（磁化状態及び消磁状態にそれぞれ対応する正及び負の電圧交番 $+U_{DC}$ 及び $-U_{DC}$ ）での動作を伴う。その結果、3状態を伴う電流の同じ制御は、ちょうど1つのクオードラント（正又は負の電圧交番であり、制御されている正又は負の電流に依存しているか否かに関わらず、フリーホイーリング状態に対応するほとんどゼロの電圧である）での本質的な稼働を可能にする。

【0048】

図4で示す様態では、低フリーホイーリング状態のみが使用され、2つのレッグA及びBは、PWM制御（通常数十又は数百kHz）の周波数で切り替わるようになっている。

【0049】

このような設定は、直接負荷電流測定において、いくつかの共通モード障害を引き起

10

20

30

40

50

こす。まず図7を参照して、そのような測定を行うための回路200について簡単に述べる。

【0050】

回路200は、既に図4を参照して上述した構成要素に加えて、負荷110と直列に接続される分流器201を備えている。この分流器は、回路200の端子108及び演算増幅器202の非反転入力に連結される端子203、負荷110及び演算増幅器202の反転入力に連結される端子204を有する。

【0051】

負荷における電流測定を直接行う利点は、平均電流制御を実装する際、平均電流のイメージを得るために電流を再構成する必要がないことである。また、分流器が安価な解決法であるため、高共通モード電圧を受ける演算増幅器の使用は重要である。このようにして、地面を基準とする測定方法が得られる。一方、位相は地面に対して強い電位変化を受ける。これは、高同相信号除去比(高CMRR)が、増幅器の出力で、ノイズの影響を受けない測定方法を有するために必要な理由である。測定方法のフィルタリングにより、共通モードノイズを減らすことができるが、帯域幅及び安定性について不利な状況にする。高帯域幅を有することが必要であり、かつ迅速な切り替えが必要な際には、特別の測定を行うことは困難である。

【0052】

このようにして、2状態PWM制御を伴う回路200を使用することにより、電流の測定方法は、電流のレギュレーションを妨げる複数のスイッチそれぞれの切り替えにおいて、共通モードによるピークによってノイズの影響を受ける。

【0053】

この問題を未然に防ぐための方法は、4つの可能な状態(磁化、消磁、高フリーホイーリング、低フリーホイーリング)の順序を定めすることにある。そのため、電流測定分流器201に連結されるレッグブリッジ(この場合レッグB)は、一定間隔ごとに断続する周波数において切り替わらない。

【0054】

この方法については、図4で示す回路100におけるのと同一の構成要素によって形成されている制御回路300の4状態の順序を示す図8を参照して説明する。

【0055】

以後、フォー・クオドラント制御回路300の2つの巨視的な状態を区別する。

- “正の交番”という用語は、制御回路300が、スイッチAH, AL, BH及びBLを切り替える際、負荷110によって観察される平均電圧が正であるために、適用する。
- “負の交番”という用語は、制御回路がスイッチを切り替える際、負荷110によって観察される平均電圧が負であるために、適用する。正の平均電圧は、負荷において正の電流 I_L を導くこととなる。

【0056】

レッグAのみの切り替えによって得られる正の交番は、AH及びALをスイッチし、レッグBは、いつも同じ状態(BHは閉じており、BLは開いている)のまま切り替わる。すなわち、このようにして、磁化状態(AHは開いており、ALは閉じている)から高フリーホイーリング状態(AHは閉じており、ALは開いている)への正の交番の場合における変化があり、2つの状態間のその変化は、一定間隔ごとに断続する周波数(通常、数十あるいは数百kHz)で発生する。したがって、正の交番の間、レッグAのみが、高周波数(一定間隔ごとに断続する周波数)で切り替わり、レッグBは切り替わらない。

【0057】

正の交番から負の交番への変化は、レッグB(BHは開いており、BLは閉じている)を切り替えることによって得られる。

【0058】

負の交番は、スイッチAH及びALのみを切り替えることによって得られ、レッグBはいつも同じ状態(BHは開いており、BLは閉じている)のまま切り替わる。このように

して、磁化状態（A Hは閉じており、A Lは開いている）から、低フリー ホイーリング状態（A Hは開いており、A Lは閉じている）への負の交番の場合における変化があり、2つの状態間のその変化は、一定間隔ごとに断続する周波数（通常、数十あるいは数百kHz）で発生する。負の交番の間では、正の交番の間のように、レッグAのみは、高周波数（一定間隔ごとに断続する周波数）に切り替わり、レッグBは切り替わらない。

【0059】

磁化状態の継続時間、及び低フリー ホイーリング状態の継続時間の間の比率がどうであれ、負荷110によって得られる平均電圧は正である。これは、“正の交番”という用語が、これら2つの状態間の切り替えを示すのに使用されるためである。

【0060】

同様に、消磁状態の継続時間及びフリー ホイーリング状態の継続時間の間の比率に關係なく、負荷110によって得られる平均電圧は負である。これは、“負の交番”という用語が、これら2つの状態間の切り替えを示すのに使用されるためである。

【0061】

低フリー ホイーリングと高フリー ホイーリングとを区別することによって、同じ交番に対し、制御回路300の1つのレッグのみを切り替えることが可能である。

【0062】

正の交番の間、レッグB（B Hは閉じており、B Lは開いている）は切り替わらず、それに対して、レッグAは、一定間隔ごとに断続する周波数で切り替わる。同様に、負の交番の間、レッグB（B Hは開いており、B Lは閉じている）は切り替わらず、それに対して、レッグAは、一定間隔ごとに断続する周波数で切り替わる。

【0063】

したがって、2つの交番の間、レッグBは切り替わらない。レッグBの切り替えは、負荷110に適用する平均電圧の符号が変化した際の交番の変更の場合にのみ発生する。2つの交番間における切り替わりは、一定間隔ごとに断続する周波数よりも十分下の周波数、及び電流レギュレーションの帯域幅よりも下の周波数で発生する。その周波数は、論理上は、一定間隔ごとに断続する周波数の2分の1未満であるが、一般的には一定間隔ごとに断続する周波数（通常、数kHz）の10分の1未満である。

【0064】

そのため、電圧の振幅（絶対値）を調節するために切り替わる高周波ヘブリッジのレッグ（この場合はレッグA）が貢献することは可能であり、負荷に適用される電圧の極性に対して切り替わる低周波ヘ他のレッグ（この場合はレッグB）が貢献することは可能である

【0065】

以下において、振幅を調節するための振幅レッグ（レッグA）と、負荷に適用する電圧の極性に対する符号レッグ（レッグB）とを対比する。

【0066】

振幅レッグ及び符号レッグを使用することは、分流器を組み込んでいる制御回路の構成において、特に重要である。

【0067】

回路400のような正及び負の交番について、図9を参照して説明する。回路400は、図4を参照して既に述べた構成要素に加え、負荷110、回路200の端子108及び演算増幅器202の非反転入力に連結する端子203、及び負荷110及び演算増幅器202の反転入力に連結する端子204と直列に接続されている分流器201を備えている。スイッチA H及びA Lによって形成されるレッグAは、一定間隔ごとに断続する周波数でスイッチし、負荷110の電流の絶対値を設定するのに使用される振幅レッグである。スイッチB H及びB Lによって形成されるレッグBは、符号レッグであり、正及び負の交番の間で変化を実行するのに使用される。

【0068】

共通モード障害の発生は、先行技術における2段階構成のものよりも小さいため、この

10

20

30

40

50

構成は特に重要である。障害は、符号交番の間でのみ発生する。物理的に、符号の変化は、電流の傾斜が実質的に反転した際に発生する。図10は、その動作を説明している。すなわち、付加の端子間にわたる電圧 V_L 及び負荷（分流器201及び演算増幅器202を経由した）で測定される電流 I_L は、時間の関数として表わされる。正の交番A P (B Lが処理する間、B Lは閉じている)は、負の交番A N (B Hが処理する間、B Lは閉じている)によって、次のようになる。共通モード障害（ピーク電流が測定電流を阻害している）は、交番が変化するときにのみ発生する。上記で導かれるように、先行技術による2状態の構成と共に、それぞれの切り替えにおいて、ピークが観察される。

【0069】

図9及び図10に示す実施例は、交番の変化がない限り、符号レッグBの2つのトランジスタのうちの1つを常に閉じたままにすること意味している。したがって、符号レッグのトランジスタB Hの閉鎖の制御は、正の定電流のレギュレーションの場合において、永続する可能性がある。MOSFET又は、IGBTトランジスタをこの閉鎖状態で維持するために、制御電圧は、そのゲートに適用されなければならない。トランジスタに制御電圧を適用する1つの解決方法は、いわゆるチャージポンプ技術を使用することにある。図11は、本発明に係る制御回路で使用され、トランジスタB H（レッグBのみ図11で示される）の制御電圧の維持を可能にするスイッチのチャージポンプ回路500を示している。回路500は、次の要素を備えている。すなわち、

- 主電源からの電圧 U_{DC} よりも低い電圧（通常、12～15Vの順序によって、MOSFETトランジスタのゲートを制御するために使用される標準的な値に対応するこれらの電圧値）を供給する補助電源装置501。

- そのアノードが補助電源装置501に連結されているダイオード502。

- ダイオード502のカソードに連結される第1の端子、及びトランジスタB H、及びB Lの共通端子に連結される第2の端子を有するキャパシタ503。

- ダイオード502のカソードに連結される第1の端子及びトランジスタB Hのゲートに連結される第2の端子を有する第1のスイッチ504。

- 第1のスイッチ504の第2の端子に連結し、そのため、トランジスタB Hのゲートに連結する第1の端子、及びトランジスタB H及びB Lの共通端子に連結される第2の端子を有する第2のスイッチ505。

【0070】

キャパシタ503は、補助電源501を経由してトランジスタB Lを閉じることによってチャージされる。

【0071】

チャージされたキャパシタ503は、スイッチ504が閉じている際、トランジスタB Hのゲートを制御する電圧を供給する。

【0072】

トランジスタB Hを制御するためにチャージポンプ技術を使用すると、再充電することなく、ゲートでの電圧を恒久的に維持することができる。正の交番の継続時間が、一定の時間（正の電流を調整する際に可能な状態）を超える際には、符号レッグのトランジスタB Hの閉鎖は、チャージポンプのキャパシタ503は徐々にトランジスタB Hのゲートへ放電されるため、もはや保障されない。

【0073】

このMOSFETの不要な開放を避けるための、1つの解決法として、符号レッグのトランジスタB Lの閉鎖により、チャージドポンプのキャパシタ503の充電を保証する方法がある。

【0074】

負荷制御への阻害を避けるために、遷移は、高フリーホイーリング状態（ゼロ平均電圧が負荷によって観察される）の間で発生し、強制状態は、低フリーホイーリング状態（ゼロ平均電圧が負荷によって観察される）となる。負荷の制御は、高フリーホイーリング状態及び低フリーホイーリング状態が完全に負荷制御に関して等価であるため、そのような

10

20

30

40

50

動作によっては阻害されない。このように、チャージポンプの再充電は、負荷（電気制御部材）に関して分かりやすい動作である。

【0075】

チャージポンプのキャパシタ503は、このようにして、トランジスタB_Hで十分な制御電圧を維持するために再充電される。これに対して、符号レッグは、キャパシタ503がチャージポンプ回路500のダイオード502を通して、補助電源501により再充電されるのを可能にするトランジスタB_Lの制御に戻る。

【0076】

次に、4状態（その2つである高フリーホイーリング、及び低フリーホイーリングは、負荷の観点から等価である）に伴う制御の2つの実施例について述べる。

10

【0077】

その前に、フォー・クオドラントブリッジの2状態制御のレギュレーションループの動作について、簡単に再考しておく。ループ600は、図12に示されている。ループ600は、次の要素を備えている。

- 相殺器601。
- 増幅器602。
- 負荷サイクルを有するPWM（パルス幅変調）信号の発生器603。
- 細断された電圧を負荷（通常、誘導負荷）605に供給するために、測定電流 I_{mes} は、ループ600によって閉ざされた電流を形成している、フォー・クオドラントブリッジ604。

20

【0078】

ブリッジ604の2状態制御のレギュレーションループ600は、次のように動作する。すなわち、電流設定値 I_{ref} を、閉ざされた電流 I_{mes} の測定値と比較する。相殺器601によって決定される電流設定値 I_{ref} と、閉ざされた電流 I_{mes} の測定値との差分 E は、増幅された差分 E_a （増幅率 G は、比例ゲイン、積分ゲイン及び微分ゲインの組み合わせであり得る）を供給するための増幅率 G の増幅器602によって増幅する。増幅された誤差 E_a は、キャリア、通常、振幅 A の三角形状又は鋸歯状の信号と比較する。それは、増幅された誤差によって変調されたパルス幅を伴うPWM信号を作り出すためである。フォー・クオドラントブリッジの切り替えは、このPWM信号（あるいは、PWM信号を補完する信号）によって、全く同一のレッグのスイッチの閉鎖及び開放の間のデッドタイムを監視することにより制御する。キャリア周波数で細断された電圧 V_L は、そのため、負荷605に適用される。負荷605に適用される平均電圧[数7]は、直接、負荷サイクルに依存する。インダクタンスがL（線抵抗は無視される）である負荷605の電流 I_L は、この電圧を積分する。負荷における電流は、このようにして、増加させることができるが、あるいは電流の偏り、又は設定値の変化に対する逆の反応において減少させることができる。

30

【0079】

【数7】

\hat{V}_L

40

【0080】

図13は、図12のレギュレーションループによって構成されている負荷サイクルのPWM信号の構成を示す。PWM信号は、振幅 A （この場合、鋸歯状の信号であるが、三角形状の信号でもよい）のキャリアと、増幅された誤差 E_a によって示される有用な信号（変調装置）とを比較して構成される。キャリアは、一定間隔ごとに断続する周波数の設定に使用される。ブリッジ604に対する制御設定値を形成するPWM信号は、変調装置がキャリアよりも上、すなわちゼロよりも上にある限り、正のパルスを示す。PWM信号は、そのパルス長が誤差に依存する固定参照信号（キャリア信号）である。すなわち、負荷における電流を制御可能にするPWM信号の負荷サイクルである。この負荷サイクルは、[数8]の値（すなわち、負荷サイクルを得るために、発生器603は増幅率1/A

50

を増幅された誤差 E_a に適用する) を有する。

【0081】

【数8】

$$\alpha = \frac{Ea}{A}$$

【0082】

磁化状態及び消磁状態を説明する図3を参照すると、負荷サイクルのPWM信号は、スイッチAL及びBHに適用され、PWM信号を補完する負荷サイクル1-の信号は、スイッチAH及びBLに適用される。このようにして、磁化状態の間、DC電圧+ U_{dc} は継続時間Tの間、負荷に適用され、消磁状態の間、DC電圧- U_{dc} は継続時間(1-)Tの間、負荷に適用される。負荷10によって観察される平均電圧[数7]はそれ故、(2

1) U_{dc} となる。図14は、図12に示されているような、2状態のレギュレーションループの場合における負荷サイクルの関数として、負荷によって観察される平均電圧[数7]の線形の傾きを示している。

【0083】

2状態のレギュレーションループに関する先行技術について検討したので、次に、図15を参照して、本発明によって、4状態の制御回路を有効にするレギュレーションループ700の第1の実施例について述べる。

【0084】

レギュレーションループ700は、次の要素を備えている。

- 相殺器701。
- 増幅器702。
- 負荷サイクルを有するPWM(パルス幅変調)信号の発生器703。
- 正の交番状態705又は負の交番状態706において、細断された電圧を負荷(通常、誘導負荷)707に供給し、その測定された電流 I_{mes} がループ700によって閉ざされた電流を形成するフォードラントブリッジ。
- 正の交番705及び負の交番706の間で変化させるための制御手段708。

【0085】

レギュレーションループ700は、次のように動作する。すなわち、電流設定値 I_{ref} は、閉ざされた測定電流 I_{mes} と比較される。電流設定値 I_{ref} 及び相殺器701によって決定される閉ざされた測定電流 I_{mes} 間の差異 E は、増幅された差異 E_a (増幅率Gは、比例ゲイン、積分ゲイン及び微分ゲインの組み合わせであり得る)を供給するための増幅率がGである増幅器702によって増幅される。増幅された誤差 E_a は、発生器703によって増幅された誤差(は、PWM信号の負荷サイクルを示す)によって変調されたパルス幅を伴うPWM信号を生成するために、振幅Aが通常、三角形状又は鋸歯状の信号であるキャリアと比較される。また、従来のPWM制御の場合のように、クオドラントブリッジの制御は、電流設定値及び電流測定値の間の誤差の関数であるとも言える。この差異はPWM関数内に存在し、ブリッジ状態は、PWM信号から決定されるサインに依存する。

【0086】

正の交番705と負の交番706との間で変更するための制御手段708は、次の作用(図16で説明する)を実行する。

- ブリッジが正の交番705にあり、負荷サイクルが中止されたとき、機械は状態の変化を検出し、負の交番にスイッチする。すなわち、符号レッグは切り替わる。

- ブリッジが負の交番706にあり、負荷サイクルが1に等しいとき、機械は状態の変化を検出し、正の交番にスイッチする。すなわち、符号レッグは切り替わる。

【0087】

図8に示すように、負荷サイクルのPWM信号は、スイッチALに適用され、負荷サイクル(1-)の補完PWM信号は、スイッチAHに正及び負の両方の交番の間におい

10

20

30

40

50

て適用される。ブリッジが正の交番にあり、負荷サイクルが中止されたとき、手段 708 は、スイッチ B H の開放及びスイッチ B L の閉鎖を制御する。反対に、ブリッジが正の交番にあり、負荷サイクルが中止されたとき、手段 708 は、スイッチ B L の開放及びスイッチ B H の閉鎖を制御する。

【0088】

手段 708 は符号レッグ B を制御し、レッグが正の交番（正の符号信号）から負の交番（負の符号信号又はゼロ符号信号を選択することが可能）への切り替えを可能にする符号信号を使用すると有利である。

【0089】

ブリッジの伝達機能は、正の交番にあるか、又は負の交番にあるかによって算出される 10

。

- 正の交番

磁化状態：電圧 $+ U_{dc}$ は、継続時間 T （ T は PWM 信号の周期を示す）の間で負荷に適用される。

高フリーホイーリング状態：継続時間 $(1 - \alpha)T$ の間で負荷に適用される負荷ゼロ電圧。

その結果として、負荷によって観察される平均電圧は、正の交番の間では [数 9] である。

【0090】

【数 9】

20

$$\hat{V}_L = \alpha U_{DC}$$

- 負の交番

消磁状態：電圧 $- U_{dc}$ は継続時間 $(1 - \alpha)T$ の間で負荷に適用される。

低フリーホイーリング状態：継続時間 T の間で負荷に適用される負荷ゼロ電圧。

その結果として、負荷によって観察される平均電圧は、負の交番の間では [数 10] である。

【0091】

【数 10】

30

$$\hat{V}_L = -(1 - \alpha) U_{DC}$$

【0092】

すなわち、本発明のこの実施の形態に係る制御回路は、次の手段を備えている。

- 正の交番 705 の間、平均電圧を積 $\times U_{DC}$ に等しい負荷に適用する手段。
- 負の交番 706 の間、平均電圧を積 $(1 - \alpha) \times U_{DC}$ に等しい負荷に適用する手段

。

【0093】

図 17 は、フォー・クオドラントブリッジの伝達機能を示している。すなわち、平均電圧 [数 7] は、図 15 で示すような 2 状態のレギュレーションループの場合、負荷サイクル に従って、負荷により観察される。平均電圧の線形の挙動は、交番のそれぞれにおいて、一方の交番から、他方の交番（負荷サイクルが中止され制御回路が正の交番にあるとき、又は負荷サイクルが 1 に等しく制御回路が負の交番にあるときのいずれか）への切り替えが可能になることが明確に観察される。

【0094】

図 18 ~ 図 21 は、測定電流 I_{mes} 、電流設定値 I_{ref} 、負荷サイクル の PWM 信号、符号レッグ B が正の交番（正の符号信号）から、負の交番（負の符号信号）に切り替えることを可能にする符号信号、異なる設定において、時間の関数として負荷の端子における電圧 V_L を示し得る。

40

50

【0095】

図18は、電流設定値が突然降下する際、設定値と測定値との差が増加することを示している。この差は負である。誤差は増幅される。PWM信号の負荷サイクルは、その最小値(0%)まで誤差に応じて減少する。符号信号は、最初は正(正の交番)であり、負荷サイクルはゼロであるため、状態機械は状態の変化を検出する。符号信号は切り替わって、負になる。図17の伝達関数は、ゼロの負荷サイクル及び負の交番に対して、誘導負荷に適用された平均電圧が負であり、その振幅は最大であることを示している。測定電流は、設定値に向かって収束するために、急激に減少する。測定電流が設定値に近づくにつれて、誤差は減少し、負荷サイクルは増加する。そのため、電圧の振幅の減少を引き起こす。

10

【0096】

図19に示すように、電流設定値が突然上昇する際、設定値と測定値との差は増加している。この差は正である。誤差は増幅される。負荷サイクルは、増幅された誤差に応じて増加し、その最大値に到達する。符号信号は、最初は正(正の交番)であり、負荷サイクルは最大であるため、機械は、いかなる状態の変化も検出しない。負荷に適用された電圧は、このようにして、電流が設定値に向かって収束可能なその最大値に到達する。増幅された誤差は、測定電流が設定値に近づくにつれて減少する。

20

【0097】

図20に示すように、設定値が突然上昇する際、設定値と測定値との差は増加している。この差は正である。誤差は増幅される。負荷サイクルは誤差に応じて増加し、最大値に到達する。状態機械は、符号信号が最初は負であったことに対し、負荷サイクルが最大値(100%)であることを検出する。符号信号は切り替わり、正になる。図17のフォー・クオドラントブリッジの伝達関数は、最大振幅が正の電圧を表している。この電圧は、測定電流が増加して、設定値に追いつくことを可能にする。電流が設定値に近づくにつれて、誤差は減少し、そのため負荷サイクルは減少する。

30

【0098】

図21に示すように、設定値が突然減少する際、設定値と測定値との差は増加している。この差は負である。誤差は増幅される。負荷サイクルは、増幅された誤差に応じて減少し、最小値に到達する。符号信号は最初は負であるため、状態機械はいかなる変化も検出しない。フォー・クオドラントブリッジの伝達関数は、適用された平均電圧が負であることを表している。誘導負荷の端子間における負の電圧の振幅は、電流を急激に減少させる最大値となる。測定電流が設定値に近づくにつれ、誤差は減少し、負荷サイクルは再度増加する。負荷に適用された電流もまた、電流が設定値に向かって収束可能なその最大値に到達する。増幅された誤差は、測定電流が設定値に近づくにつれて減少する。この例では、符号の変化はない。

30

【0099】

図15～図21に関する解の場合、静誤差は、正の交番と負の交番との間で異なる。このようにして、負荷の端子間において全く同一の平均電圧[数7]を生成するために、誤差は2つの交番の場合において異なる。

40

正の交番の場合においては、[数11]である。

【0100】

【数11】

$$\alpha = \frac{\hat{V}_L}{U_{DC}} \Rightarrow E_a^+ = A \frac{\hat{V}_L}{U_{DC}}$$

ここで、[数12]は、正の交番の場合において増幅された誤差を示す。

【0101】

【数12】

 E_a^+

負の交番の場合においては、【数13】である。

【0102】

【数13】

$$\alpha = 1 + \frac{\hat{V}_L}{U_{DC}} \Rightarrow E_a^- = A \left(1 + \frac{\hat{V}_L}{U_{DC}} \right)$$

10

ここで、【数14】は、負の交番の場合において増幅された誤差を示す。

【0103】

【数14】

 E_a^-

従って、誤差の比率は、【数15】となる。

【0104】

【数15】

$$\frac{E_a^-}{E_a^+} = \frac{U_{DC} + \hat{V}_L}{\hat{V}_L}$$

20

【0105】

負の静誤差は、正の静誤差よりも大きく、例えば、もし電源電圧が49Vであり、1Vが負荷の端子間で設定された場合、比率は50である。これは、電圧変動範囲において不連続であることを示している。それ以後、交番間の変化の間での電流の脱同期化が発生するおそれがある。この主要な静誤差は、しかしながら、静的増幅率における増加によって相殺される。

【0106】

図22は、本発明に係る4状態制御回路を実装するため、及びこの静誤差問題を未然に防ぐためのレギュレーションループ800の第2の実施の形態を示す。

30

【0107】

レギュレーションループ800は、次の要素を備えている。

- 相殺器801。
- 増幅器802。
- 負荷サイクルを有するPWM(パルス幅変調)信号の発生器803。
- 負荷サイクルのPWM信号を負荷サイクル'に変換するため(及び負荷サイクル'のPWM信号を補完する負荷サイクル【数16】のPWM信号を供給するため)の変換器809。

【0108】

40

【数16】

 $\bar{\alpha}'$

- 負荷(通常、誘導負荷)807に鋸歯状電圧、ループ800によって閉じられた電流を形成する測定電圧 I_{mes} の供給を行う正の交番状態805又は負の交番状態806におけるフォー・クオドラントブリッジ。

- 正の交番805及び負の交番806の間で切り替えるための制御手段808。

【0109】

レギュレーションループ800は、次のように動作する。すなわち、電流設定値 I_{ref} を、閉じられた電流 I_{mes} の測定値と比較する。相殺器801によって決定される電流設

50

定値 I_{ref} と、閉じられた電流の測定値 I_{mes} との間における差異 E を、増幅された差異 E_a (増幅率 G は、比例ゲイン、積分ゲイン及び微分ゲインの組み合わせであり得る) を供給するための増幅率が G である増幅器 802 によって増幅する。増幅された誤差 E_a を、キャリア、通常、三角形状又は鋸歯状の信号と比較する。それにより、発生器 803 を経由して、パルス幅が増幅された誤差 (は PWM 信号の負荷サイクルを示す) によって変調された PWM 信号が作り出される。

【 0110 】

負荷サイクル の PWM 信号は、[数 17] と等しい負荷サイクル ' と同じ周波数の別の PWM 信号を得るために、変換器 809 によって変換される。

【 0111 】

【 数 17 】

$$|2\alpha - 1|$$

【 0112 】

変換器 809 は、例えば、50% の負荷サイクルの PWM 信号と、負荷サイクル の PWM 信号との間で減算を実行するための手段を備えている。得られた PWM 信号は、負荷サイクル [数 18] を有する。

【 0113 】

【 数 18 】

$$\left| \alpha - \frac{1}{2} \right|$$

10

【 0114 】

この減算は、図 23 で示すように、排他的論理和論理機能によって得ることができる。排他的論理和機能の入力は、50% の負荷サイクル、及び負荷サイクル の PWM 信号を有する同期化 PWM 信号であり、負荷サイクル [数 18] の PWM 信号は、出力において直接得られる。

【 0115 】

変換器 809 もまた、負荷サイクル [数 18] の PWM 信号を倍増する手段を有する。すなわち、得られた信号は、パルス幅が 2 倍に増えた PWM 信号である。従って、負荷サイクルは、[数 17] である。最終的に変換器 809 は、負荷サイクル の PWM 信号を、負荷サイクル [数 19] と同じ周波数の PWM 信号に変換する。

30

【 0116 】

【 数 19 】

$$\alpha' = |2\alpha - 1|$$

【 0117 】

PWM 信号を倍増させるのに使用されるこれらの手段は、2 つのカウンタを使用して形成することができる。これらのカウンタの使用は、図 24 で説明される。

【 0118 】

負荷サイクル (1 / 2) の処理可能な信号から始まり、処理可能な信号の上昇端で得られた信号 (倍増された信号) は、高い状態に変化し、第 1 のカウンタは、クロックにより調整されて、パルス幅の継続時間中増加し、それから停止する。落下端では、第 2 のカウンタが増加する (第 1 のカウンタと同じクロックにより調整されて)。この第 2 のカウンタの値が、第 1 のカウンタの値と等しくなったとき、得られた信号は取り消される。得られた信号は、処理可能な信号のパルス幅の 2 倍のパルス幅を有する。

40

【 0119 】

正の交番 805 と負の交番 806 とを切り替えるための制御手段 808 は、次の状態 (図 25 で説明した) を取る。

- ブリッジが正の交番 805 にあり、負荷サイクル が正確に 50% 未満であるとき

50

、状態の変化を検出し、負の交番に切り替える。すなわち、符号レッグは切り替わる。

- ブリッジが負の交番 8 0 6 にあり、負荷サイクル が 50 % 以上のとき、状態の変化を検出し、正の交番に切り替える。すなわち、符号レッグは切り替わる。

【0 1 2 0】

図 8 に示すように、正の交番 (は 50 % 以上) の間、負荷サイクル 1 の PWM 信号は、スイッチ A L に送られ、負荷サイクル (1 - 2) の補完的な PWM 信号は、スイッチ A H に送られる。

【0 1 2 1】

負の交番 (は正確に 50 % 未満である) の間、負荷サイクル 1 - 2 の PWM 信号は、スイッチ A L に送られ、負荷サイクル 2 の補完的な PWM 信号は、スイッチ A H に送られる。

10

【0 1 2 2】

ブリッジが正の交番にあり、負荷サイクル 1 が正確に 50 % 未満のとき、手段 8 0 8 は、スイッチ B H の開放及びスイッチ B L の閉鎖を制御する。反対に、ブリッジが正の交番にあり、負荷サイクル 1 が 50 % 以上のとき、手段 8 0 8 は、スイッチ B L の開放及びスイッチ B H の閉鎖を制御する。

20

【0 1 2 3】

手段 8 0 8 は、レッグを正の交番 (正の符号信号) から、負の交番 (負の符号信号、又はゼロの符号信号が選択可能) に切り替え可能にすることによって、符号レッグ B を制御するための符号信号を使用すると有利である。

【0 1 2 4】

ブリッジの伝達関数は、正の交番にあるか、又は負の交番にあるかによって算出される。

- 正の交番 :

・磁化状態 : バス電圧 $+ U_{dc}$ は、継続時間 [数 2 0] の間、負荷に供給される。

【0 1 2 5】

【数 2 0】

$$\alpha' T$$

30

・高フリー ホイーリング状態 : ゼロ電圧は、継続時間 [数 2 1] の間、負荷に供給される。

。

【0 1 2 6】

【数 2 1】

$$(1-\alpha')T$$

・従って、負荷によって得られる平均電圧は、[数 2 2] である。

【0 1 2 7】

【数 2 2】

$$\hat{V}_L = \alpha' U_{DC} = (2\alpha - 1) U_{DC}$$

40

- 負の交番 :

・磁化状態 : バス電圧 $- U_{dc}$ は、継続時間 [数 2 3] の間、負荷に供給される。

【0 1 2 8】

【数 2 3】

$$(1-2\alpha)T$$

・低フリー ホイーリング状態 : ゼロ電圧は、継続時間 [数 2 4] の間、負荷に供給される。

【0 1 2 9】

50

【数24】

$2\alpha T$

・従って、負荷によって得られる平均電圧は、【数25】である。

【0130】

【数25】

$$\hat{V}_L = -(1-2\alpha)U_{DC} = (2\alpha-1)U_{DC}$$

【0131】

すなわち、本発明のこの実施の形態に係る制御回路は、積(2 1) $\times U_{DC}$ と等しい平均電圧を正の交番805、及び負の交番806の間、負荷に適用する手段を備えている。

【0132】

図26は、フォー・クオドラントブリッジの伝達関数、すなわち、図22において示されるような4状態のレギュレーションループの場合における負荷サイクルに従う負荷によって観察される平均電圧【数7】を示す。平均電圧の線形の挙動を、明確に観察することができる。すなわち、この伝達関数は、負荷サイクルの変換がなされているという事実を除いて、既知の2状態フォー・クオドラントブリッジのための制御のものと同一である。この伝達関数によって静誤差問題は解決可能であることが、その対称性によって、容易に理解し得ると思う。

10

20

【0133】

制御戦略(図15によるレギュレーションループを使用する制御回路の場合及び図22によるレギュレーションループを使用する制御回路の場合の両方)を可能にする多様な制御手段は、例えば、FPGA(field programmable gate array)に組み込まれた論理手段である。

【0134】

本発明は、上に記載した実施の形態だけに限定されるものではないことは言うまでもない。

【0135】

以上、本発明を、電磁気バルブアクチュエータへ適用した場合について説明したが、本発明は、例えば、電気モータのような誘導負荷によって制御されるいかなる種類の電気機械にも適用し得るものである。

30

【0136】

電気機械へ適用した場合、その機械は、単相でも三相でもよい。

【0137】

さらに、本発明の実施の形態として、誘導負荷における電流の制御に関して説明してきたが、本発明は、この同じ負荷の端子間における電圧の制御にも適用し得ることは明らかである。

【0138】

さらに、FPGAが、状態機械を実装するためにプログラムされている適用例について述べたが、この状態機械を、結線論理を使用することにより実装することも可能である。

40

【0139】

以上本発明を、MOSFETトランジスタを使用している場合について詳しく述べた。しかし、他のタイプのトランジスタ(たとえば、IGBT)もまた、本発明の技術思想から逸脱することなく適用し得ることは言うまでもない。

【0140】

最後に、前記したいかなる構成要素も、等価の要素と、置換えできることは言うまでもない。

【符号の説明】

【0141】

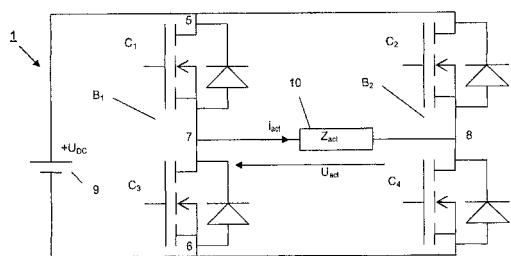
50

1 0 ... 磁気回路 (負荷)
1 0 0 ... 制御回路
1 0 9 ... DC 電源
1 1 0 ... 電気制御部材
2 0 1 ... 電流測定分流器
2 0 2 ... 演算増幅器、
5 , 6 , 7 , 8 , 1 0 5 , 1 0 6 , 1 0 7 , 1 0 8 , 2 0 3 , 2 0 4 ... 端子、
3 0 0 ... フォー・クオドラント制御回路、
4 0 0 ... 回路、
5 0 0 ... チャージポンプ回路、
5 0 1 ... 補助電源装置、
5 0 2 ... ダイオード、
5 0 3 ... キャパシタ、
5 0 4 , 5 0 5 ... スイッチ、
6 0 0 , 7 0 0 , 8 0 0 ... レギュレーションループ、
6 0 1 , 7 0 1 , 8 0 1 ... 相殺器、
6 0 2 , 7 0 2 , 8 0 2 ... 増幅器、
6 0 3 , 7 0 3 , 8 0 3 ... 発生器、
6 0 4 ... フォー・クオドラントブリッジ、
6 0 5 ... 負荷、
7 0 8 , 8 0 8 ... 制御手段、
8 0 9 ... 変換器、
9 ... 電源
A H ... 第 1 のスイッチ
B H ... 第 2 のスイッチ
A L ... 第 3 のスイッチ
B L ... 第 4 のスイッチ

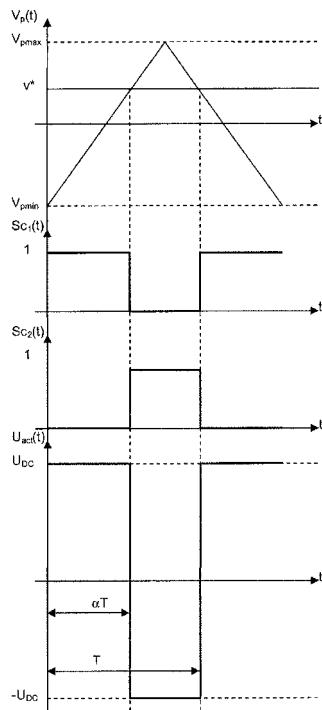
10

20

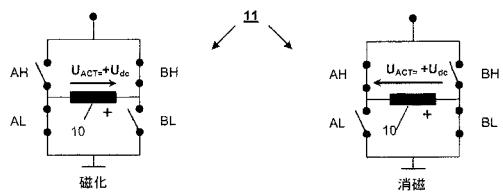
【図1】



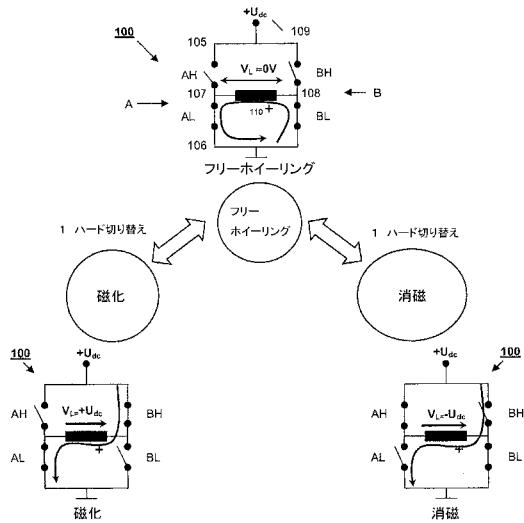
【図2】



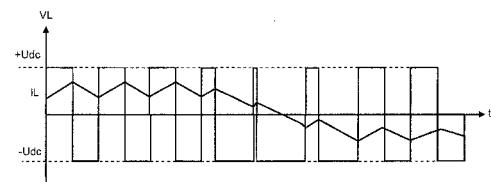
【図3】



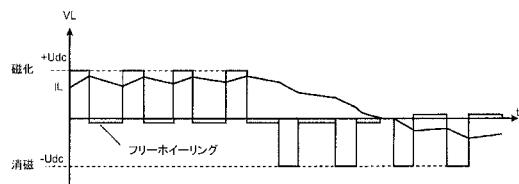
【図4】



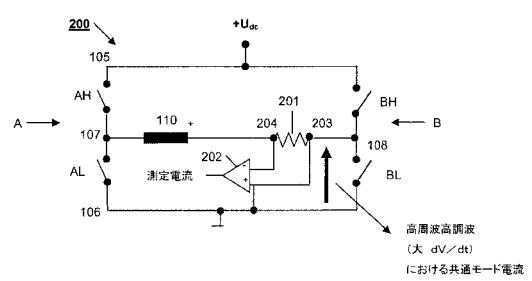
【図5】



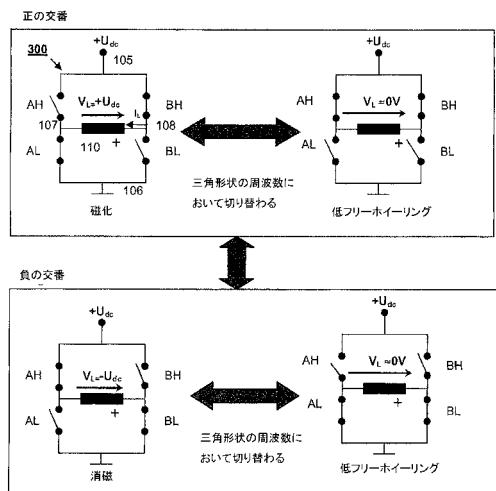
【図6】



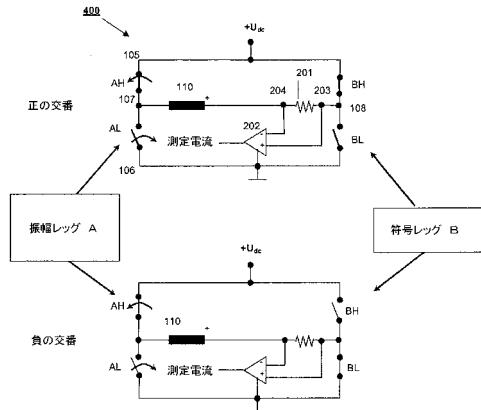
【図7】



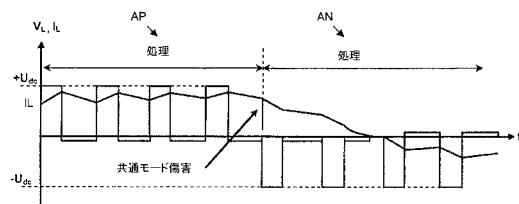
【 図 8 】



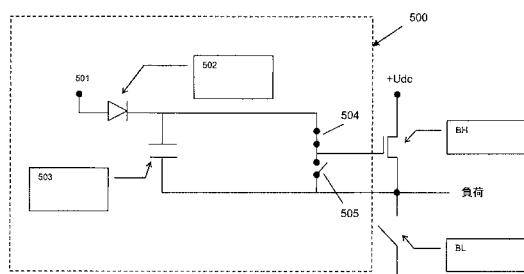
【図9】



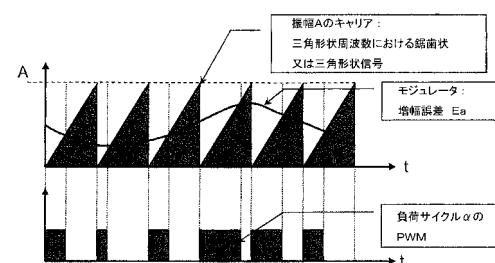
【図10】



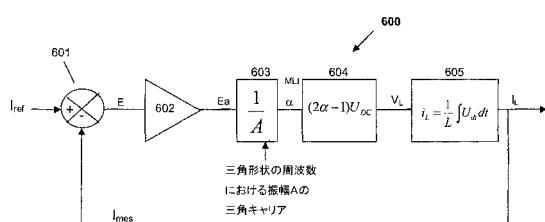
【 义 1 1 】



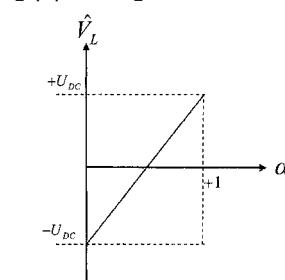
【 13 】



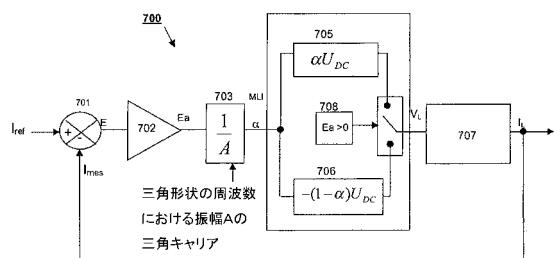
【 1 2 】



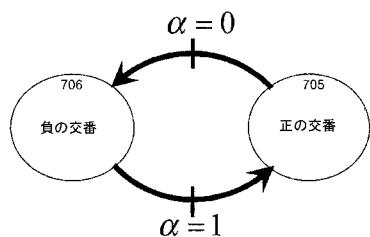
【 14 】



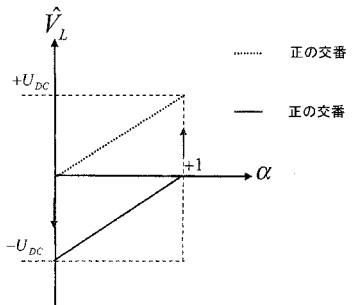
【図 1 5】



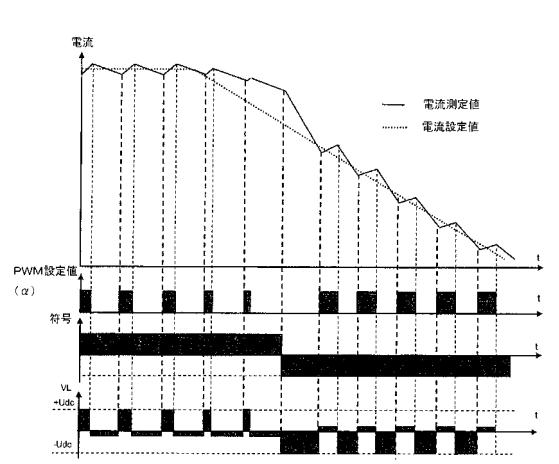
【図 1 6】



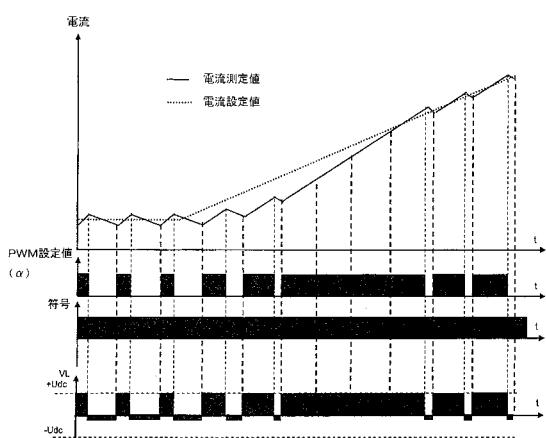
【図 1 7】



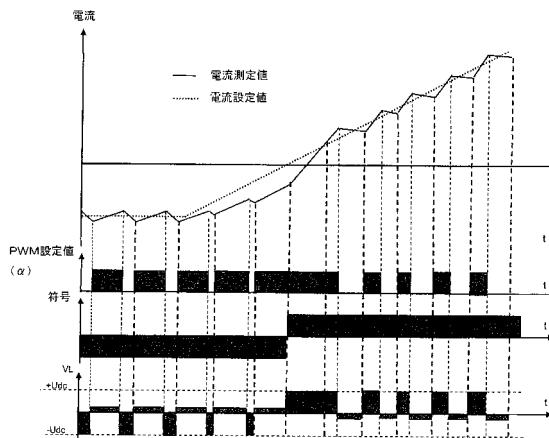
【図 1 8】



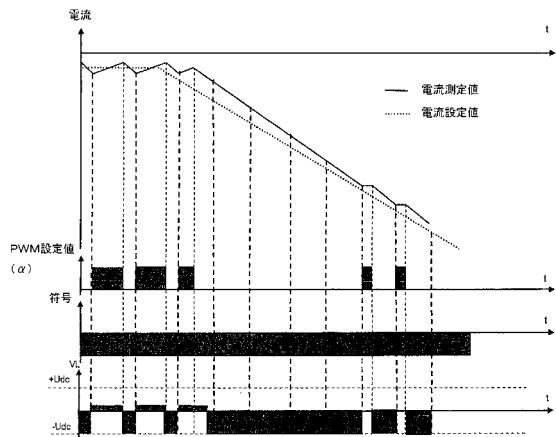
【図 1 9】



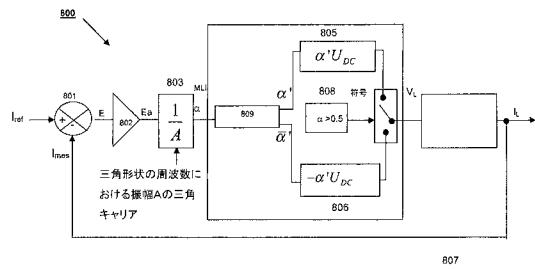
【図 2 0】



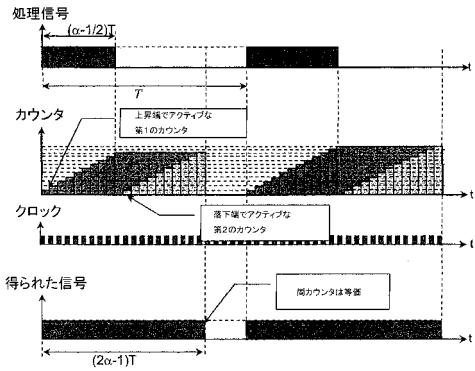
【図2-1】



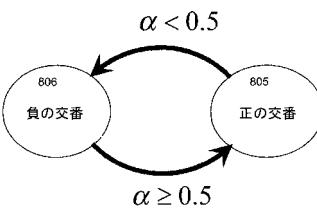
【図2-2】



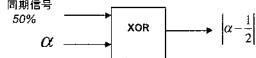
【図2-4】



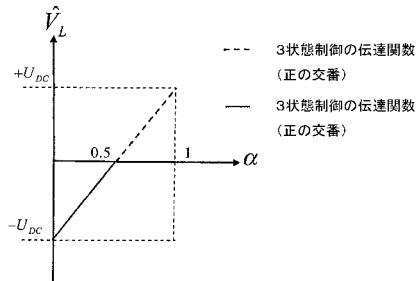
【図2-5】



【図2-3】



【図2-6】



【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No PCT/FR2008/001695
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER INV. H02M7/5387		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) H02M		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the International search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, WPI Data		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 2006/221648 A1 (LIU) 5 October 2006 (2006-10-05) page 1, left-hand column, line 1 - page 5, right-hand column, line 16; figures 1-21	1,13-15
Y	US 2005/276581 A1 (FURUKI) 15 December 2005 (2005-12-15) page 1, left-hand column, line 1 - page 6, left-hand column, line 23; figures 1-6	2,4,16, 17
Y	DE 197 04 089 A1 (DEUTSCHES ZENTRUM FÜR LUFT UND RAUMFAHRT) 6 August 1998 (1998-08-06) column 1, line 1 - column 4, line 63; figures 1-5	2,4,16
A		1,14
		3
		-/-
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C.		<input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.
<p>* Special categories of cited documents :</p> <p>"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>"E" earlier document but published on or after the international filing date</p> <p>"L" document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p> <p>"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.</p> <p>"&" document member of the same patent family</p>		
Date of the actual completion of the international search 2 juillet 2009		Date of mailing of the International search report 10/07/2009
Name and mailing address of the ISA/ European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL-2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax. (+31-70) 340-3016		Authorized officer Calarasanu, Petre

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/FR2008/001695

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	DE 103 28 623 A1 (SIEMENS) 27 January 2005 (2005-01-27) page 1, left-hand column, line 1 - page 5, left-hand column, line 31; figure 1	17
A	US 2004/239401 A1 (LIAO) 2 December 2004 (2004-12-02) page 1, left-hand column, line 1 - page 2, right-hand column, line 18; figures 1-6	1,2,4, 13-15
A	WO 03/065561 A (PHILIPS) 7 August 2003 (2003-08-07) page 1, line 1 - page 9, line 26; figures 1-4	1,2

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No
PCT/FR2008/001695

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)		Publication date	
US 2006221648	A1 05-10-2006	NONE			
US 2005276581	A1 15-12-2005	JP 4125265 B2	30-07-2008 22-12-2005		
		JP 2005354873 A			
DE 19704089	A1 06-08-1998	SE 519737 C2	01-04-2003 05-08-1998 12-09-2000		
		SE 9800131 A			
		US 6119046 A			
DE 10328623	A1 27-01-2005	NONE			
US 2004239401	A1 02-12-2004	NONE			
WO 03065561	A 07-08-2003	AT 306143 T	15-10-2005 18-05-2005 10-11-2005 13-07-2006 11-03-2009 02-06-2005 02-06-2005		
		CN 1618165 A			
		DE 60206528 D1			
		DE 60206528 T2			
		JP 4237632 B2			
		JP 2005516575 T			
		US 2005116762 A1			

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande Internationale n°
PCT/FR2008/001695

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
INV. H02M7/5387

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)
H02M

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si cela est réalisable, termes de recherche utilisés)
EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS

Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	US 2006/221648 A1 (LIU) 5 octobre 2006 (2006-10-05) page 1, colonne de gauche, ligne 1 - page 5, colonne de droite, ligne 16; figures 1-21	1,13-15
Y	US 2005/276581 A1 (FURUKI) 15 décembre 2005 (2005-12-15) page 1, colonne de gauche, ligne 1 - page 6, colonne de gauche, ligne 23; figures 1-6	2-4,16, 17
Y	DE 197 04 089 A1 (DEUTSCHES ZENTRUM FÜR LUFT UND RAUMFAHRT) 6 août 1998 (1998-08-06) colonne 1, ligne 1 - colonne 4, ligne 63; figures 1-5	2,4,16
A	-----	1,14
Y	-----	3
	-----	-/-

Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

- *A* document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- *E* document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- *L* document pouvant éclairer un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- *O* document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- *P* document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

- *T* document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention
- *X* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément
- *Y* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier
- *&* document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

2 juillet 2009

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

10/07/2009

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL-2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Calarasanu, Petre

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°
PCT/FR2008/001695

C(suite). DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie ¹	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
Y	DE 103 28 623 A1 (SIEMENS) 27 janvier 2005 (2005-01-27) page 1, colonne de gauche, ligne 1 – page 5, colonne de gauche, ligne 31; figure 1 _____	17
A	US 2004/239401 A1 (LIAO) 2 décembre 2004 (2004-12-02) page 1, colonne de gauche, ligne 1 – page 2, colonne de droite, ligne 18; figures 1-6 _____	1, 2, 4, 13-15
A	WO 03/065561 A (PHILIPS) 7 août 2003 (2003-08-07) page 1, ligne 1 – page 9, ligne 26; figures 1-4 _____	1, 2

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande Internationale n°
PCT/FR2008/001695

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)		Date de publication
US 2006221648	A1	05-10-2006	AUCUN		
US 2005276581	A1	15-12-2005	JP	4125265 B2	30-07-2008
			JP	2005354873 A	22-12-2005
DE 19704089	A1	06-08-1998	SE	519737 C2	01-04-2003
			SE	9800131 A	05-08-1998
			US	6119046 A	12-09-2000
DE 10328623	A1	27-01-2005	AUCUN		
US 2004239401	A1	02-12-2004	AUCUN		
WO 03065561	A	07-08-2003	AT	306143 T	15-10-2005
			CN	1618165 A	18-05-2005
			DE	60206528 D1	10-11-2005
			DE	60206528 T2	13-07-2006
			JP	4237632 B2	11-03-2009
			JP	2005516575 T	02-06-2005
			US	2005116762 A1	02-06-2005

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW,GH,GM,KE,LS,MW,MZ,NA,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT,BE,BG,CH,CY,CZ,DE,DK,EE,ES,FI,FR,GB,GR,HR,HU,IE,IS,IT,LT,LU,LV,MC,MT,NL,NO,PL,PT,RO,SE,SI,SK,T
R),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AO,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BH,BR,BW,BY,
BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DO,DZ,EC,EE,EG,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,GT,HN,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,K
G,KM,KN,KP,KR,KZ,LA,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LY,MA,MD,ME,MG,MK,MN,MW,MX,MY,MZ,NA,NG,NI,NO,NZ,OM,PG,PH,PL,PT
,RO,RS,RU,SC,SD,SE,SG,SK,SL,SM,ST,SV,SY,TJ,TM,TN,TR,TT,TZ,UA,UG,US,UZ,VC,VN,ZA,ZM,ZW

(72)発明者 ドミニク デュピュワ

フランス国 95820 ブリュイエール シュル オワーズ リュ ドゥ ボラン 28

(72)発明者 ジュリアン オブレーシュ

フランス国 60710 シエヴリエール リュ ギヌメ 297

F ターム(参考) 5H007 AA01 BB06 CA02 CB02 CB05 DA05 DB02 DC02 EA15
5H505 AA16 BB10 CC01 DD01 EE49 GG04 HA08 HB01 LL22

【要約の続き】

イッチ(B H)は閉じており、第3のスイッチ(A L)及び第4のスイッチ(B L)は開いている第4の状態である。

【選択図】図 8