

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5534139号
(P5534139)

(45) 発行日 平成26年6月25日(2014.6.25)

(24) 登録日 平成26年5月9日(2014.5.9)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 3/155 (2006.01) HO2M 3/155 H
 HO2M 3/155 F

請求項の数 3 (全 16 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2009-128853 (P2009-128853) (22) 出願日 平成21年5月28日 (2009.5.28) (65) 公開番号 特開2010-279151 (P2010-279151A) (43) 公開日 平成22年12月9日 (2010.12.9) 審査請求日 平成24年4月17日 (2012.4.17)</p>	<p>(73) 特許権者 000003207 トヨタ自動車株式会社 愛知県豊田市トヨタ町1番地 (74) 代理人 100079108 弁理士 稲葉 良幸 (74) 代理人 100109346 弁理士 大貫 敏史 (74) 代理人 100117189 弁理士 江口 昭彦 (72) 発明者 南井 俊彦 愛知県豊田市花本町井前1番地21 トヨタ テクニカルディベロップメント株式会社 内</p>
--	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 平均リアクトル電流検出装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

リアクトルとスイッチング素子とを備え、前記スイッチング素子の周期的なスイッチング制御によって前記リアクトルに流れる電流を制御して入力電圧を所定の出力電圧に変換する電圧変換器に用いられる装置であって、

前記スイッチング制御の周期において前記リアクトルの電流が非線形的に変化する期間が存在するか否かを判定する判定部と、

前記判定部にて前記非線形的に変化する期間が存在すると判定された場合に、前記の入力電圧、出力電圧、前記リアクトルの値、および、前記スイッチング素子のON期間とOFF期間との比率に基づいて、前記周期におけるリアクトルの電流の平均値を推定する平均値推定部と、

を備え、

前記判定部は、

前記入力電圧V_L、前記出力電圧V_H及び前記スイッチング素子のON期間とOFF期間との比率Dに基づいて、

$$V_H / (V_H - V_L) \times D > 1$$

で表される条件が満たされない場合に、前記非線形的に変化する期間が存在すると判定する、平均リアクトル電流検出装置。

【請求項2】

前記判定部にて前記非線形的に変化する期間が存在しないと判定された場合に、前記ス

スイッチング素子のON期間又はOFF期間の中心タイミングにおける前記リアクトルの電流を前記周期における平均値として検出する平均値検出部を備えた、請求項1記載の平均リアクトル電流検出装置。

【請求項3】

リアクトルとスイッチング素子とを備え、前記スイッチング素子の周期的なスイッチング制御によって前記リアクトルに流れる電流を制御して入力電圧を所定の出力電圧に変換する電圧変換器に用いられる装置であって、

前記スイッチング素子のON期間又はOFF期間の中心タイミングにおける前記リアクトルの電流を前記周期における平均値として検出する平均値検出部と、

前記スイッチング制御の周期において前記リアクトルの電流が非線形的に変化する期間が存在するか否かを判定する判定部と、

前記判定部にて前記非線形的に変化する期間が存在すると判定された場合に、前記の入力電圧、出力電圧、前記リアクトルの値、および、前記スイッチング素子のON期間とOFF期間との比率に基づいて、前記平均値検出部で得られた平均値を補正する平均値補正部と、

を備え、

前記判定部は、

前記入力電圧 V_L 、前記出力電圧 V_H 及び前記スイッチング素子のON期間とOFF期間との比率 D に基づいて、

$$V_H / (V_H - V_L) \times D > 1$$

で表される条件が満たされない場合に、前記非線形的に変化する期間が存在すると判定する、平均リアクトル電流検出装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、リアクトルとスイッチング素子とを備えた電圧変換器に関わる技術に関する。

【背景技術】

【0002】

電圧変換器として、直流(DC)電圧を昇圧及び/又は降圧するDC-DCコンバータが知られている。DC-DCコンバータは、パーソナルコンピュータや、AV機器、携帯電話機、電源システム等の、電気回路を含む電気機器に幅広く用いられている。近年では、燃料電池自動車、電気自動車、ハイブリッド自動車等の車両の電源システムにDC-DCコンバータが用いられる例もある。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】国際公開2006/098376号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

DC-DCコンバータは、例えば、スイッチング素子とリアクトルとを備え、スイッチング素子のスイッチング制御によって、入力DC電圧(例えば、燃料電池の出力電圧)を所定の出力DC電圧に変換(昇圧又は降圧)することができる。

【0005】

スイッチング制御は、例えば、リアクトルに電気エネルギーを蓄積する過程と、リアクトルに蓄積された電気エネルギーを放出する過程とが交互に繰り返されるように行なわれる。スイッチング素子がONの期間では、リアクトルに流れる電流(以下、「リアクトル電流」という。)は線形的に徐々に増加し、スイッチング素子がOFFの期間では、リアクトル電流は線形的に徐々に減少する。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 6 】

したがって、スイッチング素子のON期間及びOFF期間を制御する制御信号（パルス信号）のデューティ比を制御することで、平均的なリアクトル電流量（電気エネルギーの蓄積／解放）を制御して、DC-DCコンバータの平均的な昇圧比又は降圧比を制御することができる。

【 0 0 0 7 】

このようなスイッチング制御においては、スイッチング素子に与えるスイッチングパターン（デューティ比）によってはリアクトル電流が線形的に変化しない期間が生じ得る。これを考慮せずにリアクトル電流量の平均値を求めてしまうと、平均値の信頼性が劣化する。その結果、信頼性の低い平均値に基づいてリアクトル電流量（デューティ比）がフィードバック制御されてしまい、コンバータの昇圧比又は降圧比の制御精度が劣化して制御が不安定になるおそれがある。

10

【 0 0 0 8 】

そこで、本発明の目的の一つは、リアクトル電流が線形的に変化しない期間があったとしても、より信頼性の高いリアクトル電流の平均値を検出し、ひいてはリアクトル電流制御の安定性を向上できるようにすることにある。

【 0 0 0 9 】

なお、前記目的に限らず、後述する発明を実施するための形態に示す各構成により導かれる作用効果であって、従来技術によっては得られない作用効果を奏することも本発明の他の目的の一つとして位置付けることができる。

20

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 0 】

本発明の平均リアクトル電流検出装置の一態様は、リアクトルとスイッチング素子とを備え、前記スイッチング素子の周期的なスイッチング制御によって前記リアクトルに流れる電流を制御して入力電圧を所定の出力電圧に変換する電圧変換器に用いられる装置であって、前記スイッチング制御の周期において前記リアクトルの電流が非線形的に変化する期間が存在するか否かを判定する判定部と、前記判定部にて前記非線形的に変化する期間が存在すると判定された場合に、前記の入力電圧、出力電圧、前記リアクトルの値、および、前記スイッチング素子のON期間とOFF期間との比率に基づいて、前記周期におけるリアクトルの電流の平均値を推定する平均値推定部と、を備え、前記判定部は、前記入力電圧 V_L 、前記出力電圧 V_H 及び前記スイッチング素子のON期間とOFF期間との比率 D に基づいて、 $V_H / (V_H - V_L) \times D > 1$ で表される条件が満たされない場合に、前記非線形的に変化する期間が存在すると判定する。

30

【 0 0 1 1 】

ここで、当該平均リアクトル電流検出装置は、前記判定部にて前記非線形的に変化する期間が存在しないと判定された場合に、前記スイッチング素子のON期間又はOFF期間の中心タイミングにおける前記リアクトルの電流を前記周期における平均値として検出する平均値検出部を備えてもよい。

【 0 0 1 4 】

また、本発明の平均リアクトル電流検出装置のさらに別の態様は、リアクトルとスイッチング素子とを備え、前記スイッチング素子の周期的なスイッチング制御によって前記リアクトルに流れる電流を制御して入力電圧を所定の出力電圧に変換する電圧変換器に用いられる装置であって、前記スイッチング素子のON期間又はOFF期間の中心タイミングにおける前記リアクトルの電流を前記周期における平均値として検出する平均値検出部と、前記スイッチング制御の周期において前記リアクトルの電流が非線形的に変化する期間が存在するか否かを判定する判定部と、前記判定部にて前記非線形的に変化する期間が存在すると判定された場合に、前記の入力電圧、出力電圧、前記リアクトルの値、および、前記スイッチング素子のON期間とOFF期間との比率に基づいて、前記平均値検出部で得られた平均値を補正する平均値補正部と、を備え、前記判定部は、前記入力電圧 V_L 、前記出力電圧 V_H 及び前記スイッチング素子のON期間とOFF期間との比率 D に基づい

40

50

て、 $VH / (VH - VL) \times D > 1$ で表される条件が満たされない場合に、前記非線形的に変化する期間が存在すると判定する。

【発明の効果】

【0015】

本発明によれば、リアクトルの電流量が非線形的に変化する期間が存在する場合において、リアクトル電流量の平均値の信頼性を向上することができる。

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】一実施形態に係る電源システム及び当該電源システムを搭載した車両の構成例を模式的に示す図である。

10

【図2】図1に示すFC昇圧コンバータ及びECUの構成例を示す図である。

【図3】連続モードにおけるリアクトル電流量の時間変化の一例を示す図である。

【図4】不連続モードにおけるリアクトル電流量の時間変化の一例を示す図である。

【図5】不連続モードにおけるリアクトル電流量の平均値推定方法を説明する図である。

【図6】連続モード及び不連続モードにおけるリアクトル電流量の平均値の偏差を例示するグラフである。

【図7】連続/不連続モードの判定条件を説明する図であって、(A)は不連続モードにおけるリアクトル電流量の時間変化の一例、(B)は連続モードにおけるリアクトル電流量の時間変化の一例をそれぞれ示す。

【図8】図2に例示するECUの変形例を示すブロック図である。

20

【図9】不連続モードにおけるリアクトル電流量の平均値補正方法を説明する図である。

【図10】不連続モードにおけるリアクトル電流量の平均値補正量を説明すべく連続モード及び不連続モードにおけるリアクトル電流量の平均値の偏差を例示するグラフである。

【発明を実施するための形態】

【0017】

以下、図面を参照して本発明の実施の形態を説明する。ただし、以下に説明する実施形態は、あくまでも例示であり、以下に明示しない種々の変形や技術の適用を排除する意図はない。即ち、本発明は、その趣旨を逸脱しない範囲で種々変形（各実施例を組み合わせる等）して実施することができる。また、以下の図面の記載において、同一又は類似の部分には同一又は類似の符号を付して表している。図面は模式的なものであり、必ずしも実際の寸法や比率等とは一致しない。図面相互間においても互いの寸法の関係や比率が異なる部分が含まれていることがある。

30

【0018】

〔1〕一実施形態

図1は、一実施形態に係る電源システム10及び当該電源システム10を搭載した車両1の構成例を模式的に示す図である。

【0019】

電源システム10は、例示的に、燃料電池(FC)11を有する燃料電池システムであり、車両1は、燃料電池システム10を駆動電力の供給源とする電気機器の一例としての燃料電池自動車である。ただし、車両1は、電気自動車やハイブリッド自動車であってもよい。

40

【0020】

車両1は、駆動輪2を駆動するモータ16や、電子制御ユニット(ECU)20、アクセルペダルの開度を検出するアクセルペダルセンサ21等を備える。アクセルペダルセンサ21は、電子制御ユニット20に電気的に接続されており、例えば、検出したアクセルペダルの開度に応じてモータ16(駆動輪2)の回転速度がECU20によって制御される。

【0021】

燃料電池システム10は、前記燃料電池(FC)11のほか、非限定的な一例として、FC昇圧コンバータ12、バッテリー13、バッテリー昇圧コンバータ14、インバータ15

50

等を備える。

【 0 0 2 2 】

F C 1 1 は、電気化学反応を利用して発電する装置である。F C 1 1 には、固体高分子型、磷酸型、熔融炭酸塩型、固体酸化物型、アルカリ電解質型等の種々のタイプの燃料電池が適用可能である。F C 1 1 が発電した電力は、車両 1 の駆動輪 2 を駆動するモータ 1 6 の駆動電力や、バッテリー 1 3 の充電に用いられる。

【 0 0 2 3 】

バッテリー 1 3 は、充放電可能な二次電池であり、リチウムイオン、ニッケル水素、ニッケルカドミウム等の種々のタイプの二次電池を適用可能である。バッテリー 1 3 は、車両 1 や F C 1 1 の運転時に使用される種々の電気機器に電力を供給することができる。ここでいう電気機器には、例えば、車両 1 の照明機器、空調機器、油圧ポンプ、F C 1 1 の燃料ガスや改質原料を供給するポンプ、改質器の温度を調整するヒータ等が含まれる。

10

【 0 0 2 4 】

これらの F C 1 1 及びバッテリー 1 3 は、図 1 に例示するように、インバータ 1 5 に対して電氣的に並列に接続されている。F C 1 1 からインバータ 1 5 に至る電気経路には、F C 昇圧コンバータ 1 2 が設けられている。F C 昇圧コンバータ 1 2 は、入力 D C 電圧を昇圧する D C - D C コンバータであり、F C 1 1 で発生した D C 電圧を変換可能な範囲で所定の D C 電圧に変換（例えば昇圧）して、インバータ 1 5 に印加することができる。このような昇圧動作により、F C 1 1 の出力電力が低くても、モータ 1 6 の駆動に要する駆動電力を確保することが可能となる。

20

【 0 0 2 5 】

一方、バッテリー 1 3 からインバータ 1 5 に至る電気経路には、バッテリー昇圧コンバータ 1 4 が、F C 昇圧コンバータ 1 2 とインバータ 1 5 との間の電気経路に対して並列に接続されている。当該コンバータ 1 4 も、D C - D C コンバータであり、バッテリー 1 3 又はインバータ 1 5 から印加された D C 電圧を変換可能な範囲で所定の D C 電圧に変換することができる。

【 0 0 2 6 】

コンバータ 1 4 には、昇圧及び降圧の双方が可能な昇降圧型のコンバータを適用でき、例えば、バッテリー 1 3 からの入力 D C 電圧を制御（昇圧）してインバータ 1 5 側に出力する一方、F C 1 1 又はモータ 1 6 からの入力 D C 電圧を制御（降圧）してバッテリー 1 3 に出力することが可能である。これにより、バッテリー 1 3 の充放電が可能となる。

30

【 0 0 2 7 】

また、コンバータ 1 4 は、出力電圧が制御されることで、インバータ 1 5 の端子電圧を制御することが可能である。当該制御は、インバータ 1 5 に対して並列に接続された各電源（F C 1 1 及びバッテリー 1 3）の相対的な出力電圧差を制御して、両者の電力を適切に使い分けることを可能にする。

【 0 0 2 8 】

インバータ 1 5 は、F C 1 1 からコンバータ 1 2 を介して、また、バッテリー 1 3 からコンバータ 1 4 を介して、D C 電圧の入力を受け、当該入力 D C 電圧を交流（A C）電圧に変換し、これをモータ 1 6 の駆動電圧として供給する。その際、E C U 2 0 は、要求動力に応じた A C 電圧がモータ 1 6 に供給されるよう、インバータ 1 5 の動作（スイッチング）を制御する。

40

【 0 0 2 9 】

E C U 2 0 は、既述の制御のほか、車両 1 及び燃料電池システム 1 0 の動作（運転）を統括的に制御する。E C U 2 0 は、例示的に、演算処理装置の一例としての C P U、記憶装置の一例としての R A M、R O M 等を備えたマイクロコンピュータとして実現できる。E C U 2 0 は、モータ 1 6 や燃料電池システム 1 0 の各要素、種々のセンサ群と電氣的に接続され、各種センサ値の受信、演算処理、指令（制御信号）の送信等を適宜に実施する。センサ群には、アクセルペダルセンサ 2 1 のほか、例示的に、バッテリー 1 3 の充電状態（S O C : State Of Charge）を検出する S O C センサ、車速（モータ 1 6 の回転数）を

50

検出する車速センサ、コンバータ 1 2 におけるリアクトル電流量を検出（モニタ）する電流センサ等が含まれ得る。

【 0 0 3 0 】

〔 2 〕昇圧コンバータ 1 2

次に、昇圧コンバータ 1 2 の電気回路図の一例を図 2 に示す。図 2 に示す昇圧コンバータ 1 2 は、例示的に、リアクトル（コイル）L と、出力ダイオード D 1 と、コンデンサ C 1 及び C 2 と、ダイオード D 2 及びスイッチング素子 S 1 を有するスイッチ回路 S W と、を備える。なお、図 2 において、1 2 1 は電流センサを表わし、1 2 2 及び 1 2 3 はそれぞれ電圧センサを表わしており、いずれについても詳細は後述する。

【 0 0 3 1 】

スイッチング素子 S 1 には、非限定的な一例として、絶縁ゲートバイポーラトランジスタ（I G B T）を適用可能である。

【 0 0 3 2 】

リアクトル L は、一端が直流電源（F C 1 1）の正極に直列に接続されるとともに、他端が出力ダイオード D 1 のアノードに直列に接続されている。なお、図 2 において、電源電圧（F C 1 1 の出力電圧）は、V L で表わしている。

【 0 0 3 3 】

リアクトル L と F C 1 1 との間には、コンデンサ C 1 の一端が接続され、当該コンデンサ C 1 の他端は、F C 1 1 の負極に接続されており、F C 1 1 の出力電圧 V L が両端に印加される。コンデンサ C 1 は、F C 1 1 の出力電流を平滑化してリップルを低減する入力平滑コンデンサとして機能する。

【 0 0 3 4 】

リアクトル L とダイオード D 1 との間には、スイッチング素子 S 1 のコレクタが接続され、スイッチング素子 S 1 のエミッタは、F C 1 1 の負極に接続されている。また、スイッチング素子 S 1 のコレクタには、ダイオード D 2 のカソードが接続され、スイッチング素子 S 1 のエミッタには、ダイオード D 2 のアノードが接続されている。

【 0 0 3 5 】

ダイオード D 1 のカソードには、コンデンサ C 2 の一端が接続され、当該コンデンサ C 2 の他端は、F C 1 1 の負極に接続されている。コンデンサ C 2 は、ダイオード D 1 からインバータ 1 5 を介してモータ 1 6 へ供給される出力電流を平滑化してリップルを低減する出力平滑コンデンサとして機能する。当該コンデンサ C 2 の両端電圧（V H）が、昇圧後の電圧である。

【 0 0 3 6 】

スイッチング素子 S 1 は、そのゲート電圧が例えば E C U 2 0 から周期的に O N / O F F 制御される。スイッチングの周期（キャリア周波数）は、非限定的な一例として、1 0 0 m s（1 0 k H z）程度である。

【 0 0 3 7 】

スイッチング素子 S 1 が O N の期間、F C 1 1 の出力電流は、リアクトル L 及びスイッチング素子 S 1 を経由して F C 1 1 の負極へ還流し、リアクトル L に電気エネルギーが蓄積される。一方、スイッチング素子 S 1 が O F F の期間では、それまでにリアクトル L に蓄積された電気エネルギーが F C 1 1 の出力電圧に重畳されて出力ダイオード D 1 経由で出力される。このようにしてコンバータ 1 2 は、昇圧動作を実施する。

【 0 0 3 8 】

図 3 に、昇圧動作時のリアクトル電流の時間変化の一例を示す。図 3 に実線 1 0 0 で示すように、リアクトル電流は、スイッチング素子 S 1 の O N / O F F 制御に応じて、線形的な増減（電気エネルギーの蓄積及び解放）を交互に繰り返す。すなわち、スイッチング素子 S 1 が O N の期間において、リアクトル電流は線形的に徐々に増加し、スイッチング素子 S 1 が O F F の期間において、リアクトル電流は線形的に徐々に減少する。

【 0 0 3 9 】

スイッチング周期の 1 周期において O N 時間が占める割合を「デューティ（Duty）比」

10

20

30

40

50

あるいは単に「デューティ」という。例えば、スイッチング素子S1のON時間を T_{ON} 、OFF時間を T_{OFF} でそれぞれ表わすと、デューティDは、 $D = T_{ON} / (T_{ON} + T_{OFF})$ で表わすことができる。

【0040】

ECU20は、スイッチング素子S1のゲートに与える制御信号のパルスパターン（デューティD）を制御することで、スイッチング周期における平均的なリアクトル電流量、ひいては、リアクトルLの平均的な蓄積及び解放エネルギー量を制御できる。当該制御によって、コンバータ12の昇圧比、すなわち、入力電圧 V_L に対する、インバータ15に印加されるコンバータ12の出力電圧 V_H 、ひいては負荷（例えばモータ16）への平均的な供給電力を制御できる。

10

【0041】

〔3〕リアクトル電流量の平均値検出

当該制御は、例えば、スイッチング周期の1周期における平均的なリアクトル電流量をモニタしながら、要求される出力電圧（昇圧比）に応じて実施することができる。リアクトル電流のモニタには、例えば電流センサを用いることができる。

【0042】

ここで、図3に例示したように、リアクトル電流はスイッチング素子S1のON/OFFに応じて線形的に増減を繰り返す三角波形（実線100参照）となるから、スイッチング周期の1周期あたりの平均リアクトル電流量（図3の点線300参照）は、スイッチング素子S1のON期間（又はOFF期間）の中心タイミングにおけるリアクトル電流量として等価的に扱うことができる。

20

【0043】

したがって、図3に例示するように、スイッチング周期の中でリアクトル電流量が連続的に（線形的に）変化し零になる期間（換言すれば、非線形に変化する期間）がない場合（これを「連続モード」という）、ECU20は、スイッチング素子S1の前記中心タイミングにおける電流センサ値を等価的に平均値として平均リアクトル電流量の制御（フィードバック制御）に用いることができる。なお、「連続モード」は、例えば、スイッチング素子S1がOFFからONに切り替わる（スイッチング制御信号の立ち上がり）時のリアクトル電流量が非零となるような高出力電圧で負荷（例えばモータ16）を駆動（高出力運転）する場合に相当する。

30

【0044】

具体的に、リアクトル電流量は、図2に例示するようにリアクトルLの入力側に電流センサ121を設けることで検出できる。電流センサ121は、電流検出部の一例であり、例示的に、磁気比例式のセンサを適用可能である。磁気比例式の電流センサは、測定すべき電流が導体を流れた時の磁界を測定することにより、電流の大きさを間接的に測定する。例えば、電流に応じた磁界をホール素子により電圧信号に変換し、その出力電圧を増幅回路にて増幅し、電流に応じた出力電圧をセンサ値として出力する。

【0045】

したがって、ECU20は、「連続モード」時では、スイッチング素子S1のON期間（又はOFF期間）の中心タイミングで電流センサ121のセンサ値（以下、「電流センサ値」ともいう。）をサンプリングすれば、リアクトル電流の平均値を得ることができる。

40

【0046】

これに対して、例えば、モータ16が低出力運転される場合のように、「連続モード」でのスイッチングパターン（デューティ比）よりも平均的なリアクトル電流量が低下するスイッチングパターンを用いてコンバータ12が制御されることがある。

【0047】

このような場合、図4に例示するように、スイッチング周期の中でリアクトル電流量が零になる期間が生じ、リアクトルLに間欠的に電流が流れる（これを「不連続モード」という）。「不連続モード」では、スイッチング周期内のリアクトル電流波形（三角波形）

50

に非線形に変化する期間が存在するため、「連続モード」の場合と同じ方法、つまりスイッチング素子 S 1 の ON 期間の中心タイミングでリアクトル電流をサンプリング（平均値モニタ）すると、実際の平均値（点線 400 参照）よりも大きな値（点線 300 参照）が平均値として検出されてしまう。その結果、実際の平均値とは異なる（信頼性の低い）平均値に基づいてコンバータ 12 のリアクトル電流制御が実施され、昇圧制御が不安定になるおそれがある。

【0048】

そこで、本実施形態の ECU 20 は、「不連続モード」では、「連続モード」における前記中心タイミングでの平均値モニタとは異なる方法でリアクトル電流量の平均値を検出する。その方法の一例としては、コンバータ 12 の入力電圧（昇圧前電圧）VL [V]、出力電圧（昇圧後電圧）VH [V]、リアクトル値 L0 [H]、デューティ D 及びキャリア周波数 f を基に、「不連続モード」時の実際のリアクトル電流量の平均値を推定する方法が挙げられる。このような推定平均値を用いることで、「不連続モード」においても、リアクトル電流の平均値の信頼性を向上して、安定した電流制御が可能となる。

【0049】

具体的に、「不連続モード」におけるリアクトル電流の平均値 (Lavr) は、次式 (1) により求める（推定する）ことができる。

【数 1】

$$Lavr = \frac{D^2}{2 \times L0 \times f} \times \left(\frac{VH \times VL}{VH - VL} \right) \dots (1)$$

この式 (1) の導出方法について、図 5 を参照しながら説明する。

【0050】

「不連続モード」においてリアクトル電流の平均値を求めるには、図 5 に示す領域（直角三角形）500 及び 600 の面積の合計を求めて、1 周期で平均すればよい。

【0051】

まず、直角三角形 500 の面積を求める。直角三角形 500 の高さに相当する、リアクトル電流のピーク値 (di) は、次式 (2) により求めることができる。

【数 2】

$$v = L0 \frac{di}{dt1} \text{ より}$$

$$di = \frac{VL \times dt1}{L0} [A] \dots (2)$$

【0052】

直角三角形の底辺の長さに相当する、スイッチング素子 S 1 の ON 時間 (dt1) は、次式 (3) により求めることができる。

【数 3】

$$dt1 = \frac{D}{f} [s] \dots (3)$$

【0053】

式 (2) 及び式 (3) より、リアクトル電流のピーク値 (di) は、次式 (4) により求めることができる。なお、直角三角形 500 と直角三角形 600 とは高さを共通にするから、当該ピーク値 (di) は、他方の直角三角形 600 の高さにも相当する。

【数 4】

$$di = \frac{VL \times D}{L0 \times f} [A] \dots (4)$$

【0054】

一方、直角三角形 600 の底辺に相当する、スイッチング素子 S 1 が OFF になった時からリアクトル電流が 0 [A] になるまでの時間 (dt2) は、次式 (5) により求めることができる。

10

20

30

40

【数5】

$$v = L0 \frac{di}{dt2} \text{ より}$$

$$dt2 = \frac{L0 \times di}{VH - VL} = \frac{L0}{VH - VL} \times \frac{VL \times D}{L0 \times f} \quad \dots (5)$$

$$= \frac{VL \times D}{(VH - VL) \times f} [s]$$

【0055】

したがって、リアクトル電流の平均値Lav_rは、次式(6)により求めることができる。 10

つまり、前記の式(1)が導出される。

【数6】

$$Lav_r = \frac{\text{三角形500の面積} + \text{三角形600の面積}}{\text{1周期の時間}}$$

$$= \frac{di \times (dt1 + dt2)}{2 \times \frac{1}{f}} = \frac{\frac{VL \times D}{f} \times \left(\frac{D}{f} + \frac{VL \times D}{(VH - VL) \times f} \right)}{\frac{2}{f}}$$

$$= \frac{\frac{VL \times D^2}{L0 \times f^2} + \frac{VL \times D^2}{L0 \times f^2 \times (VH - VL)}}{\frac{2}{f}} \quad \dots (6)$$

$$= \frac{VL \times D^2}{2 \times L0 \times f} \times \left(1 + \frac{VL}{VH - VL} \right)$$

$$= \frac{D^2}{2 \times L0 \times f} \times \left(\frac{VH \times VL}{VH - VL} \right) [A]$$

20

【0056】

E C U 2 0 は、「不連続モード」時には、式(1)によりリアクトル電流の平均値Lav_rを求め、当該平均値Lav_rを平均リアクトル電流量のフィードバック制御等に用いることができる。 30

【0057】

そのため、図2に例示するように、コンバータ12には、リアクトル電流量を検出する電流センサ121以外に、昇圧前電圧VLを検出する電圧センサ122、昇圧後電圧VHを検出する電圧センサ123が設けられる。

【0058】

各センサ122及び123は、いずれも電流センサ121と同様にE C U 2 0に電氣的に接続されており、それぞれのセンサ値(VL及びVH)がE C U 2 0に入力される。リアクトル値L0は設計値として、デューティD及びキャリア周波数fは指令値として、E C U 2 0においてそれぞれ既知の値である。 40

【0059】

また、E C U 2 0には、図2中に例示するように、モード判定部201、平均値検出部202、平均値推定部203及び電流制御部204としての機能をそれぞれ備える。

【0060】

モード判定部201は、所定の判定条件に基づいてコンバータ12のモードが「連続モード」及び「不連続モード」のいずれであるかを判定する。判定条件は、例示的に、昇圧前電圧VL、昇圧後電圧VH及びデューティDを基に決定できる。例えば図7(A)と図7(B)との比較で示すように、「連続モード」〔図8(B)参照〕においては、「dt1 50

+ dt2 > 1 / f」の関係が成立する。

【 0 0 6 1 】

ここで、dt1 (スイッチング素子 S 1 の ON 時間) は前記式 (3)、dt2 (スイッチング素子 S 1 が OFF になってからリアクトル電流が 0 になるまでの時間) は前記式 (5) でそれぞれ表わすことができるから、判定条件は、下記の式 (7) で表わすことができる。

【 数 7 】

$$dt1 + dt2 > \frac{1}{f}$$

$$\therefore \frac{D}{f} + \frac{VL \times D}{(VH - VL) \times f} > \frac{1}{f}$$

$$\therefore \frac{D \times (VH - VL) + VL \times D}{(VH - VL) \times f} > \frac{1}{f}$$

$$\therefore \frac{VH}{VH - VL} \times D > 1 \quad \dots (7)$$

10

【 0 0 6 2 】

したがって、モード判定部 2 0 1 は、電圧センサ 1 2 2 及び 1 2 3 のセンサ値 VL 及び VH とデューティ D とをそれぞれパラメータとして、式 (7) で表わされる条件が満たされる場合に「連続モード」と判定し、満たさない場合に「不連続モード」と判定する。

【 0 0 6 3 】

20

平均値検出部 2 0 2 は、モード判定部 2 0 1 での判定結果が「連続モード」である場合に、スイッチング素子 S 1 の ON (又は OFF) 期間の中心タイミングで電流センサ 1 2 1 にて得られたセンサ値をリアクトル電流の平均値として検出する。なお、図 6 の実線 7 0 0 で、デューティ D に対する当該中心タイミングでのリアクトル電流の平均値の変化の一例を示す。

【 0 0 6 4 】

平均値推定部 2 0 3 は、モード判定部 2 0 1 での判定結果が「不連続モード」である場合に、上述したように式 (1) による演算にて、リアクトル電流の平均値を推定する。なお、図 6 に実線 8 0 0 で、デューティ D に対する推定平均値の変化の一例を示す。図 6 の実線 7 0 0 及び 8 0 0 で示す特性の差分が「連続モード」及び「不連続モード」におけるリアクトル電流量の平均値の偏差 (点線 9 0 0 参照) に相当する。

30

【 0 0 6 5 】

電流制御部 2 0 4 は、「連続モード」では平均値検出部 2 0 2 で得られた平均値、「不連続モード」では平均値推定部 2 0 3 で得られた平均値に基づいて、平均リアクトル電流のフィードバック制御 (デューティ D の制御) 等を実施する。

【 0 0 6 6 】

以上のように、本例によれば、「不連続モード」において、スイッチング素子 S 1 の前記中心タイミングで得られた電流センサ値がリアクトル電流の平均値として信頼できない場合に、他のパラメータ (コンバータ 1 2 の昇圧前電圧 VL、昇圧後電圧 VH、リアクトル値 L 0、デューティ D 及びキャリア周波数 f) を基に、電流センサ値よりも信頼性の高い平均値を推定できるので、不連続モードにおいても安定した電流制御が可能となる。

40

【 0 0 6 7 】

〔 4 〕 変形例

(4 . 1) 変形例 1

「不連続モード」において、ECU 2 0 は、上述した平均値推定部 2 0 3 に代えて、電流センサ 1 2 1 のセンサ値をサンプリング速度や CPU の処理能力が許容される範囲で複数サンプリングし、各サンプリング値をソフトウェアにてスイッチング周期の 1 周期で平均する平均値実測部 2 0 3 a (図 2 参照) を備えてもよい。これにより、「不連続モード」において、リアクトル電流量の平均値を正確に実測することができる。したがって、スイッチング素子 S 1 の ON (又は OFF) 期間の中心タイミングで得られる平均値よりも

50

信頼性の高い平均値を得ることが可能である。

【 0 0 6 8 】

(4 . 2) 変形例 2

また、「不連続モード」において、平均値実測部 2 0 3 a による実測は、代替的に、電流センサ 1 2 1 のセンサ値を、電流の過渡応答特性が劣化し制御性が悪化しない程度にフィルタリング処理（例えば、ローパスフィルタ処理）することで行なってもよい。これにより、リアクトル電流の振幅成分を積分して、図 5 に例示した領域 5 0 0 及び 6 0 0 の面積、つまりはリアクトル電流量の平均値を得ることができる。したがって、スイッチング素子 S 1 の ON（又は OFF）期間の中心タイミングで得られる平均値よりも信頼性の高い平均値を得ることが可能である。

10

【 0 0 6 9 】

ローパスフィルタ（積分）処理は、電流センサ 1 2 1 から ECU 2 0 に至る電気経路にハードウェアのローパスフィルタを設けることで実施してもよいし、ECU 2 0 内でソフトウェアによる処理で実施してもよい。ハードウェアのローパスフィルタを用いれば、ECU 2 0（CPU）の処理負荷を軽減可能である。

【 0 0 7 0 】

(変形例 3)

さらに、ECU 2 0 は、「不連続モード」において、「連続モード」の場合と同様にスイッチング素子 S 1 の ON（又は OFF）期間の中心タイミングで電流センサ 1 2 1 のセンサ値をサンプリングし、そのサンプリング値を補正して実際のリアクトル電流量の平均値を求めるようにしてもよい。

20

【 0 0 7 1 】

この場合、ECU 2 0 は、図 8 に例示するように、モード判定部 2 0 1、平均値検出部 2 0 2、平均値補正部 2 0 5 及び電流制御部 2 0 4 としての機能をそれぞれ備える。

【 0 0 7 2 】

モード判定部 2 0 1 は、前記の式（ 9 ）で表わされる判定条件に従って連続 / 不連続モードを判定する。

【 0 0 7 3 】

平均値検出部 2 0 2 は、モード判定部 2 0 1 での判定結果が連続モード及び不連続モードのいずれであるかに関わらず（いずれの場合であっても）、図 9 に例示するように、スイッチング素子 S 1 の ON（又は OFF）期間の中心タイミングで電流センサ 1 2 1 のセンサ値をサンプリングし、そのサンプリング値をリアクトル電流量の平均値として検出する。

30

【 0 0 7 4 】

平均値補正部 2 0 5 は、モード判定部 2 0 1 での判定結果が「不連続モード」であった場合に、平均値検出部 2 0 2 で検出された電流センサ値（平均値）X を実際の平均リアクトル電流量 Z に補正する（図 1 0 の矢印 9 1 0 参照）。当該補正は、図 6 にて既述の特性 7 0 0 及び 8 0 0 の差分に相当する偏差を無くす方向に特性 7 0 0 を補正することに相当する。

【 0 0 7 5 】

ここで、実際の平均リアクトル電流量 Z は、補正量を Y とすると、 $Z = X - Y$ で求めることができ、補正量 Y は、スイッチング素子 S 1 の ON 期間の中心タイミングにおける推定リアクトル電流値を Y 1、推定リアクトル平均電流 Y 2 として、 $Y = Y 1 - Y 2$ により求めることができる。

40

【 0 0 7 6 】

推定リアクトル電流値 Y 1 は、既述の式（ 4 ）で表わされるリアクトル電流のピーク値（di）の 1 / 2 と考えることができるから、次式（ 8 ）により求めることができ、推定リアクトル平均電流 Y 2 は、前記の式（ 1 ）で求めることができる。

【数 8】

$$Y1 = di \times \frac{1}{2} = \frac{VL \times D}{2 \times L0 \times f} [A] \quad \dots (8)$$

【0077】

したがって、補正量 Y は、次式 (9) により求めることができる。

【数 9】

$$Y = \left(\frac{VL \times D}{2 \times L0 \times f} \right) - \left\{ \frac{D^2}{2 \times L0 \times f} \times \left(\frac{VH \times VL}{VH - VL} \right) \right\} \quad \dots (9)$$

$$= \frac{D}{2 \times L0 \times f} \left\{ VL - \left[D \times \left(\frac{VH \times VL}{VH - VL} \right) \right] \right\} [A]$$

10

【0078】

なお、モード判定部 201 での判定結果が「連続モード」であった場合、平均値補正部 205 は、上記補正量 Y による補正は実施せず、平均値検出部 202 で検出された平均値をそのまま出力する。また、平均値補正部 205 は、式 (9) の実際に演算してもよいし、各入力パラメータを可変した場合の Y の値を ECU 20 内のメモリ等に予めテーブル形式やマップ形式のデータとして記憶しておき、必要に応じて当該データを参照することで、補正処理の高速化を図ってもよい。

【0079】

電流制御部 204 は、「連続モード」時には平均値検出部 202 で得られた平均値、「不連続モード」時には平均値補正部 205 により補正された前記平均値に基づいて、リアクトル電流のフィードバック制御 (デューティ D の制御) 等を実施する。

20

【0080】

以上のように、本例によれば、「不連続モード」において信頼性の低い電流センサ 121 のセンサ値を、他のパラメータ (コンバータ 12 の昇圧前電圧 VL、昇圧後電圧 VH、リアクトル値 L0、デューティ D 及びキャリア周波数 f) に基づいて補正することができる。したがって、より信頼性の高いリアクトル電流の平均値を得ることができ、「不連続モード」においても安定した電流制御が可能となる。

【0081】

〔5〕その他

30

上述した実施形態は、降圧コンバータに適用してもよい。降圧コンバータの場合、昇圧コンバータの出力電圧 (昇圧後電圧) VH が降圧コンバータの入力電圧 (降圧前電圧)、昇圧コンバータの入力電圧 (昇圧前電圧) VL が降圧コンバータの出力電圧 (降圧後電圧) とそれぞれ考えればよい。また、上述した実施形態は、車載の DC-DC コンバータに限らず、パーソナルコンピュータや、オーディオビジュアル (AV) 機器、携帯端末等の電気機器に搭載されている DC-DC コンバータに適用することも可能である。

【符号の説明】

【0082】

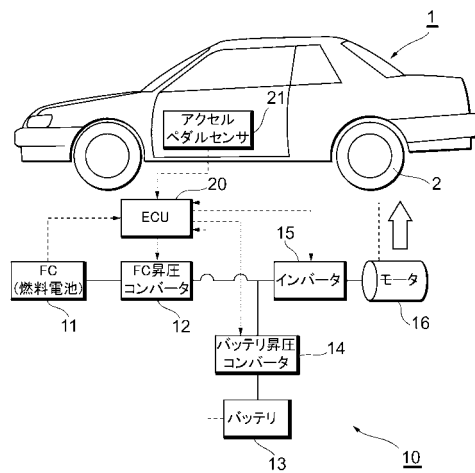
- 1 車両
- 2 駆動輪
- 10 電源システム (燃料電池システム)
- 11 燃料電池 (FC)
- 12 昇圧コンバータ
- 13 バッテリ
- 14 バッテリ昇圧コンバータ
- 15 インバータ
- 16 モータ
- 20 電子制御ユニット (ECU)
- 21 アクセルペダルセンサ
- 121 電流センサ

40

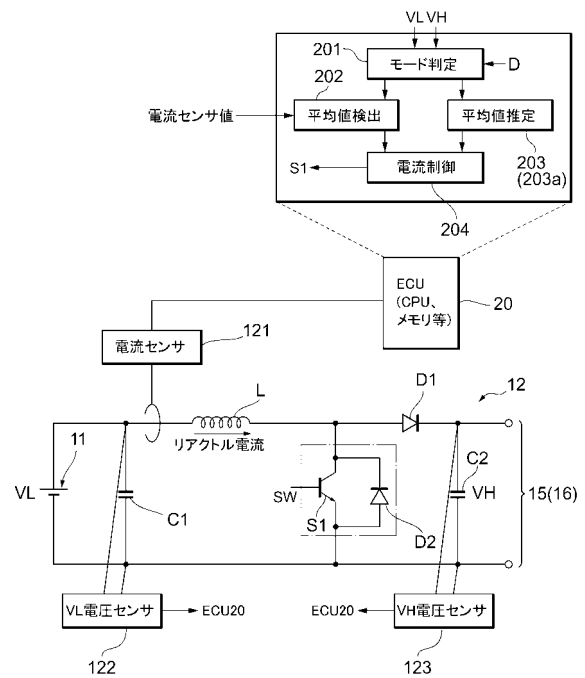
50

- 1 2 2 , 1 2 3 電圧センサ
- 2 0 1 モード判定部
- 2 0 2 平均値検出部
- 2 0 3 平均値推定部
- 2 0 4 電流制御部
- 2 0 5 平均値補正部
- C 1 , C 2 コンデンサ
- D 1 , D 2 ダイオード
- S 1 スwitching素子
- S W スwitch回路

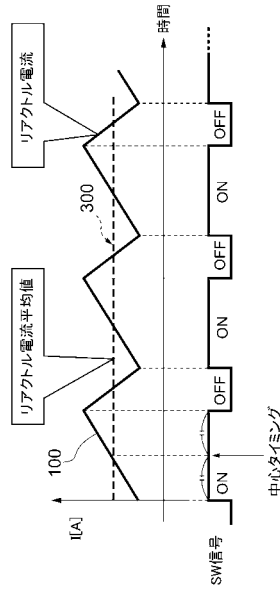
【図1】



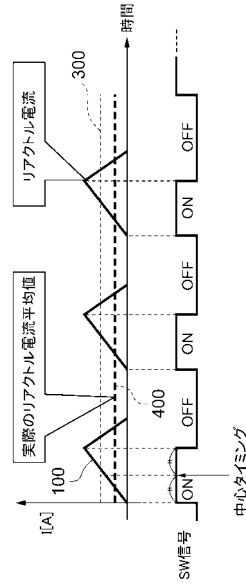
【図2】



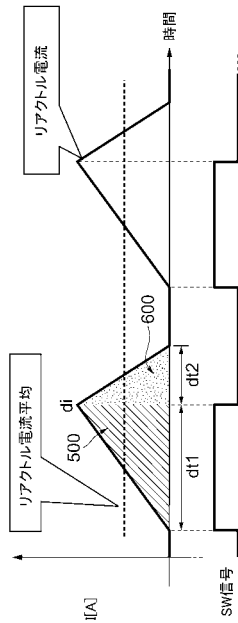
【 図 3 】



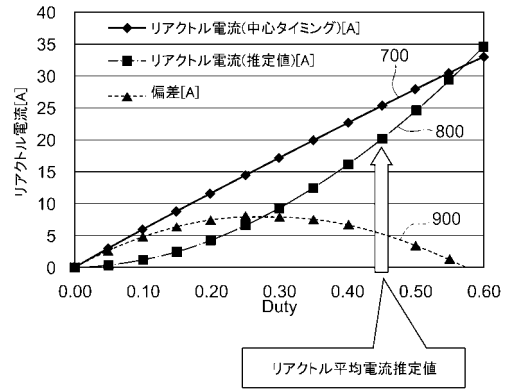
【 図 4 】



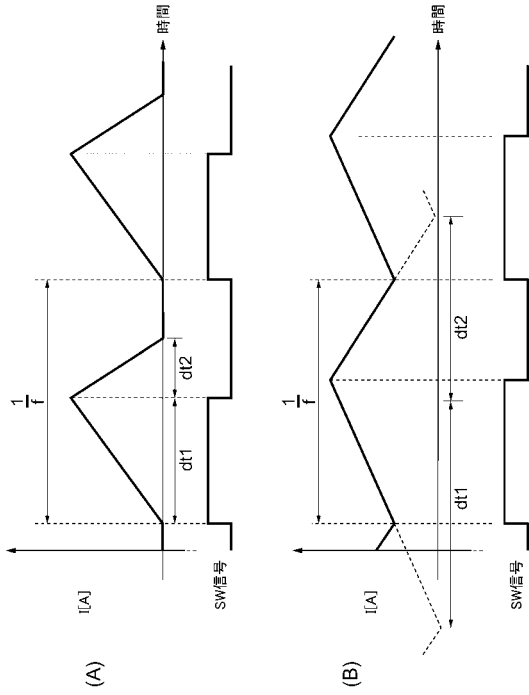
【 図 5 】



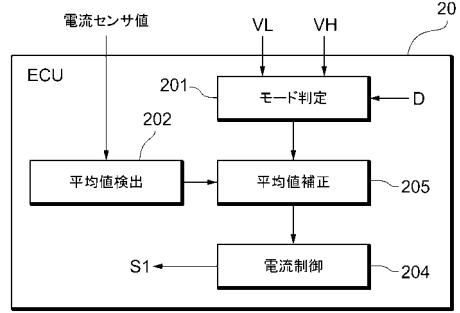
【 図 6 】



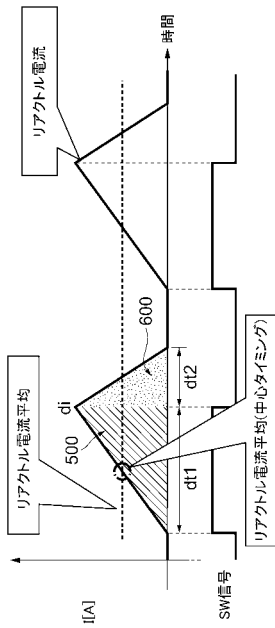
【図7】



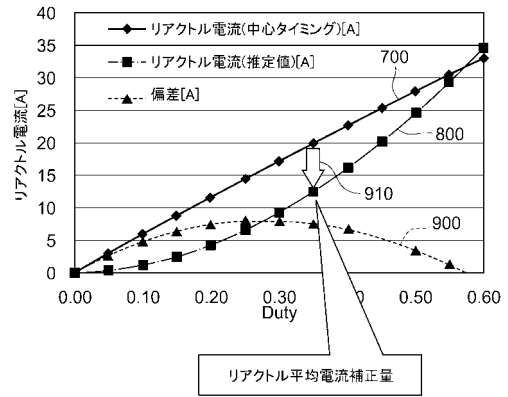
【図8】



【図9】



【図10】



フロントページの続き

(72)発明者 長谷川 貴彦
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

審査官 神山 貴行

(56)参考文献 特開2008-104244(JP,A)
特開平07-015965(JP,A)
特開2006-087261(JP,A)
特開2000-193687(JP,A)
国際公開第2009/004847(WO,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/00~3/44