

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2017-143686

(P2017-143686A)

(43) 公開日 平成29年8月17日(2017.8.17)

(51) Int. Cl. F I テーマコード (参考)  
 H02M 3/28 (2006.01) H02M 3/28 P 5H730

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2016-24526 (P2016-24526)  
 (22) 出願日 平成28年2月12日 (2016.2.12)

(71) 出願人 000004260  
 株式会社デンソー  
 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地  
 (74) 代理人 100121821  
 弁理士 山田 強  
 (74) 代理人 100139480  
 弁理士 日野 京子  
 (74) 代理人 100125575  
 弁理士 松田 洋  
 (74) 代理人 100175134  
 弁理士 北 裕介  
 (72) 発明者 倉内 修司  
 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

最終頁に続く

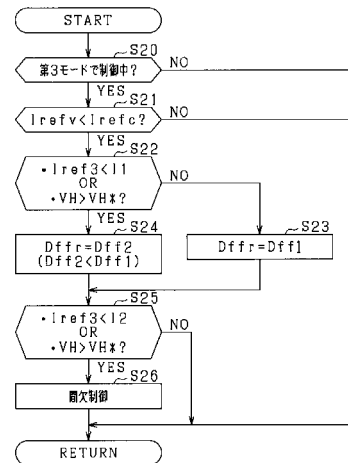
(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】平均電流モード制御が行われる電力変換装置において、チョークコイルに流れる電流値を指令電流値に迅速に追従させることができる電力変換装置を提供する。

【解決手段】電力変換装置を構成する制御部は、入力側のチョークコイルに流れる電流値を実電流値として取得し、取得した実電流値を指令電流値 I r e f 3 にフィードフォワード制御するためのフィードフォワード時比率 D f f r を算出する。制御部は、指令電流値 I r e f 3 が所定電流値 I 1 よりも小さいとの第1条件、及び出力側のコンデンサの電圧 V H が所定電圧値 V H \* よりも高いとの第2条件のうちいずれかの条件が成立していると判定した場合、フィードフォワード時比率 D f f r を低下させる切替処理を行う。

【選択図】 図 6



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

直流電源（100）に接続される入力側から、スイッチング素子（ $Q_1$ 、 $Q_2$ ）及びトランス（ $Tr$ ）を有する電力変換回路（20）を介して、出力側の回路を構成するコンデンサ（201）へと電力を供給する電力変換装置であって、

前記電力変換回路と前記直流電源との間に設けられるチョークコイル（ $L_3$ ）と、

前記直流電源を電力供給源とした前記チョークコイルの磁気エネルギーの蓄積、及び前記チョークコイルに蓄積された磁気エネルギーの放出を交互に繰り返すことで前記入力側から前記コンデンサへと電力を供給すべく、平均電流モード制御により前記スイッチング素子をオンオフ操作する操作部（30）と、を備え、

10

前記操作部は、

前記チョークコイルに流れる電流値を実電流値（ $I_{in}$ ）として取得する電流取得部（30）と、

前記電流取得部により取得された実電流値及び指令電流値（ $I_{ref3}$ ）を入力として、前記実電流値を前記指令電流値にフィードバック制御するためのフィードバック操作量を算出する第1操作量算出部（30）と、

前記電流取得部により取得された実電流値を前記指令電流値にフィードフォワード制御するためのフィードフォワード操作量を算出する第2操作量算出部（30）と、

前記第1操作量算出部により算出された前記フィードバック操作量、及び前記第2操作量算出部により算出された前記フィードフォワード操作量に基づいて、前記スイッチング素子をオンオフ操作するためのPWM信号を生成して前記スイッチング素子に対して出力する出力部（30）と、

20

前記指令電流値が所定電流値（ $I_1$ ）よりも小さいとの第1条件、及び前記コンデンサの電圧が所定電圧値（ $V_{H*}$ ）よりも高いとの第2条件のうち少なくとも一方の条件が成立している場合、前記出力部において前記PWM信号の生成に用いられて、かつ、前記第2操作量算出部により算出された前記フィードフォワード操作量を低下させる低下部（30）と、を含むことを特徴とする電力変換装置。

## 【請求項 2】

前記操作部は、

前記コンデンサの電圧を出力電圧値として取得する電圧取得部（30）と、

30

前記電圧取得部により取得された出力電圧値を指令電圧値（ $V_{H*}$ ）にフィードバック制御するための操作量として、前記チョークコイルに流す電流の指令値である定電圧指令値（ $I_{refv}$ ）を設定する定電圧設定部（30）と、

前記定電圧設定部により設定された前記定電圧指令値と、前記チョークコイルに流す電流の指令値である定電流指令値（ $I_{refc}$ ）とのうち、小さい方を前記操作部において用いられる前記指令電流値として選択する選択部（30）と、を含み、

前記所定電圧値は、前記指令電圧値に設定されており、

前記低下部は、前記選択部により前記定電圧指令値が選択されていることを条件として、前記フィードフォワード操作量を低下させる請求項1に記載の電力変換装置。

40

## 【請求項 3】

前記指令電流値が停止閾値（ $I_2$ ）よりも小さくなるとの条件が成立している場合、前記スイッチング素子の操作を停止させて前記入力側から前記コンデンサへの電力の供給を停止する供給停止部（30）を備え、

前記所定電流値は、前記停止閾値よりも大きい値に設定されている請求項1又は2に記載の電力変換装置。

## 【請求項 4】

前記供給停止部は、前記指令電流値が前記停止閾値よりも小さくなるとの条件、又は前記コンデンサの電圧が前記所定電圧値よりも高いとの条件のうち、いずれかの条件が成立している場合、前記コンデンサへの電力の供給を停止する請求項3に記載の電力変換装置

50

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、電力変換装置に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

従来、直流電源に接続される入力側から、スイッチング素子及びトランスを有する電力変換回路を介して、出力側の回路を構成するコンデンサへと電力を供給する電力変換装置が知られている（例えば、下記特許文献1参照）。

## 【0003】

また、電力変換装置としては、電力変換回路と直流電源との間にチョークコイルが設けられるものも知られている。この電力変換装置では、スイッチング素子がオンオフ操作されることにより、直流電源を電力供給源としたチョークコイルの磁気エネルギーの蓄積、及びチョークコイルに蓄積された磁気エネルギーの放出が交互に繰り返され、入力側からコンデンサへと電力が供給される。

## 【先行技術文献】

## 【特許文献】

## 【0004】

【特許文献1】特開2015-149815号公報

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0005】

チョークコイルが設けられる電力変換装置としては、チョークコイルに流れる電流値を指令電流値に制御すべく、平均電流モード制御によりスイッチング素子がオンオフ操作されるものもある。ここで、この電力変換装置において、チョークコイルに流れる電流値が指令電流値よりも大きくなる状態が継続され、チョークコイルに流れる電流値を指令電流値にまで迅速に低下させることができなくなるおそれがある。

## 【0006】

本発明は、平均電流モード制御が行われる電力変換装置において、チョークコイルに流れる電流値を指令電流値に迅速に追従させることができる電力変換装置を提供することを主たる目的とする。

## 【課題を解決するための手段】

## 【0007】

以下、上記課題を解決するための手段、及びその作用効果について記載する。

## 【0008】

本発明は、直流電源（100）に接続される入力側から、スイッチング素子（Q1, Q2）及びトランス（Tr）を有する電力変換回路（20）を介して、出力側の回路を構成するコンデンサ（201）へと電力を供給する電力変換装置であって、前記電力変換回路と前記直流電源との間に設けられるチョークコイル（L3）と、前記直流電源を電力供給源とした前記チョークコイルの磁気エネルギーの蓄積、及び前記チョークコイルに蓄積された磁気エネルギーの放出を交互に繰り返すことで前記入力側から前記コンデンサへと電力を供給すべく、平均電流モード制御により前記スイッチング素子をオンオフ操作する操作部（30）と、を備える。

## 【0009】

前記操作部は、前記チョークコイルに流れる電流値を実電流値（ $I_{in}$ ）として取得する電流取得部（30）と、前記電流取得部により取得された実電流値及び指令電流値（ $I_{ref3}$ ）を入力として、前記実電流値を前記指令電流値にフィードバック制御するためのフィードバック操作量を算出する第1操作量算出部（30）と、前記電流取得部により取得された実電流値を前記指令電流値にフィードフォワード制御するためのフィードフォワード操作量を算出する第2操作量算出部（30）と、前記第1操作量算出部により算出

10

20

30

40

50

された前記フィードバック操作量、及び前記第2操作量算出部により算出された前記フィードフォワード操作量に基づいて、前記スイッチング素子をオンオフ操作するためのPWM信号を生成して前記スイッチング素子に対して出力する出力部(30)と、前記指令電流値が所定電流値( $I_1$ )よりも小さいとの第1条件、及び前記コンデンサの電圧が所定電圧値( $V_{H^*}$ )よりも高いとの第2条件のうち少なくとも一方の条件が成立している場合、前記出力部において前記PWM信号の生成に用いられて、かつ、前記第2操作量算出部により算出された前記フィードフォワード操作量を低下させる低下部(30)と、を含むことを特徴とする。

#### 【0010】

平均電流モード制御は、チョークコイルに電流が常時流れている電流連続モード(CCM)であることを仮定した制御である。このため、平均電流モード制御では、電流連続モードであることを前提として、チョークコイルに流れる電流値を指令電流値にフィードフォワード制御するためのフィードフォワード操作量が設定されている。したがって、チョークコイルに断続的に電流が流れたり、チョークコイルに電流が常時流れるもののその電流値が小さくなったりする場合には、実際のフィードフォワード操作量が、フィードフォワード制御する上で適切なフィードフォワード操作量よりも大きくなりやすい。その結果、チョークコイルに流れる電流値を指令電流値にフィードバック制御するためのフィードバック操作量が、チョークコイルに流れる電流値と指令電流値との乖離を解消しようとする方向に変化する場合であっても、チョークコイルに流れる電流値が指令電流値よりも大きくなる状態が継続される。このため、チョークコイルに流れる電流値を指令電流値まで迅速に低下させることができなくなるおそれがある。

10

20

#### 【0011】

そこで上記発明では、実際のフィードフォワード操作量が適切なフィードフォワード操作量よりも大きくなりやすい状況において、PWM信号を生成するために用いられるフィードフォワード操作量を低下させる。詳しくは、指令電流値が所定電流値よりも小さいとの第1条件、及びコンデンサの電圧が所定電圧値よりも高いとの第2条件のうち少なくとも一方の条件が成立している場合、フィードフォワード操作量を低下させる。このため、平均電流モード制御が行われる電力変換装置において、チョークコイルに断続的に電流が流れたり、チョークコイルに電流が常時流れるもののその電流値が小さくなったりする場合であっても、フィードフォワード制御する上で適切なフィードフォワード操作量と、実際のフィードフォワード操作量との乖離を抑制できる。これにより、チョークコイルに流れる電流値を指令電流値まで迅速に追従させることができる。

30

40

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0012】

【図1】車載電源システムの全体構成図。

【図2】第1～第3モード制御を示すブロック図。

【図3】第1～第3モードのPWM信号の推移を示すタイムチャート。

【図4】モード選択処理の手順を示すフローチャート。

【図5】関連技術に係る過電流及び応答遅れの発生態様を示すタイムチャート。

【図6】フィードフォワード操作量の切替処理の手順を示すフローチャート。

【図7】切替処理の効果を示すタイムチャート。

【図8】切替処理の効果を示すタイムチャート。

【図9】低負荷状態におけるリアクトル電流値とその指令値との乖離を示す図。

【図10】その他の実施形態に係る車載電源システムの全体構成図。

#### 【発明を実施するための形態】

#### 【0013】

以下、本発明の電力変換装置を車載DCDCコンバータとして具体化した一実施形態について、図面を参照しつつ説明する。

#### 【0014】

図1に示すように、本実施形態に係る電力変換装置10は、入力側及び出力側の間を電

50

氣的に絶縁しつつ、入力側に接続される直流電源としての低圧電池100の電圧を昇圧し、電力変換回路20を介して出力側へと供給する絶縁型のものである。本実施形態において、低圧電池100は、2次電池である。

**【0015】**

電力変換回路20は、トランスTrと、MOSFETである第1～第6スイッチング素子Q1～Q6とを備えている。トランスTrは、互いに磁気結合される第1コイルL1及び第2コイルL2を有し、第1コイルL1は、センタータップを有している。本実施形態において、第2コイルL2の巻数は、第1コイルL1の巻数のN/2倍である。すなわち、第2コイルL2の巻数が、第1コイルL1のいずれか一方の端からセンタータップまでの巻数のN倍となっている。なお以降、第1コイルL1のいずれか一方の端からセンター

10

**【0016】**

第1コイルL1の第1端は、第1スイッチング素子Q1のドレインに接続され、第1コイルL1の第2端は、第2スイッチング素子Q2のドレインに接続されている。一方、第1スイッチング素子Q1のソースと第2スイッチング素子Q2のソースとが接続されている。

**【0017】**

低圧電池100は、正極側入力端子100a、負極側入力端子100b及びチョークコイルL3を介して、電力変換回路20と接続されている。具体的には、チョークコイルL3の第1端には、正極側入力端子100aを介して低圧電池100の正極が接続され、

20

**【0018】**

第2コイルL2の第1端には、第3スイッチング素子Q3のソース及び第4スイッチング素子Q4のドレインが接続されている。第2コイルL2の第2端には、第5スイッチング素子Q5のソース及び第6スイッチング素子Q6のドレインが接続されている。第3スイッチング素子Q3のドレイン及び第5スイッチング素子Q5のドレインには、正極側出力端子200aが接続されている。第4スイッチング素子Q4のソース及び第6スイッチング素子Q6のソースには、負極側出力端子200bが接続されている。第3～第6スイッチング素子Q3～Q6により、第2コイルL2から出力される交流電流を直流電流に変換して出力する整流回路が構成されている。正極側出力端子200aには、第2コンデンサ201の第1端が接続され、第2コンデンサ201の第2端には、負極側出力端子200bが接続されている。

30

**【0019】**

車両には、電力変換装置10とともに、高圧電池300及びその周辺構成が備えられている。本実施形態において、高圧電池300は、2次電池であり、その端子電圧が低圧電池100の端子電圧よりも高いものである。

40

**【0020】**

高圧電池300には、システムメインリレー302を介して第3コンデンサ301が並列接続されている。第3コンデンサ301の第1端には、正極側出力端子200aが接続され、第3コンデンサ301の第2端には、負極側出力端子200bが接続されている。なお本実施形態において、第3コンデンサ301の静電容量は、第2コンデンサ201の静電容量よりも大きく設定されている。

**【0021】**

電力変換装置10は、低圧電池100(第1コンデンサ101)の電圧を入力電圧値 $V_{in}$ として検出する入力電圧検出部102と、チョークコイルL3に流れる電流をリアク

50

トル電流値  $I_{in}$  として検出する入力電流検出部 103 とを備えている。本実施形態において、入力電圧検出部 102 は、負極側入力端子 100b と第 1 コイル L1 とを接続する電気経路のうち、第 1 コンデンサ 101 の第 2 端との接続点よりも第 1 コイル L1 側に設けられている。

#### 【0022】

電力変換装置 10 は、電力変換回路 20 から出力される電流を出力電流値  $I_H$  として検出する出力電流検出部 104 と、第 2 コンデンサ 201 の電圧を出力電圧値  $V_H$  として検出する出力電圧検出部 202 とを備えている。本実施形態において、出力電流検出部 104 は、第 4 スイッチング素子 Q4 及び第 6 スイッチング素子 Q6 のそれぞれのソースの接続点と負極側出力端子 200b とを接続する電気経路のうち、第 2 コンデンサ 201 の第 2 端との接続点よりも第 4 スイッチング素子 Q4 及び第 6 スイッチング素子 Q6 側に設けられている。

10

#### 【0023】

検出された入力電圧値  $V_{in}$ 、出力電圧値  $V_H$ 、リアクトル電流値  $I_{in}$  及び出力電流値  $I_H$  は、制御部 30 (「操作部」に相当) に入力される。制御部 30 は、入力された各検出値  $V_{in}$ 、 $V_H$ 、 $I_{in}$ 、 $I_H$  に基づいて演算を行い、各スイッチング素子 Q1 ~ Q6 に対して、オンオフを指示する制御信号を出力する。特に制御部 30 は、第 1、第 2 スイッチング素子 Q1、Q2 に対して制御信号としての第 1、第 2 PWM 信号を出力する。これにより、システムメインリレー 302 がオンされるのに先立ち、第 2 コンデンサ 201 を充電するプリチャージ制御を行う。プリチャージ制御は、第 1、第 2 スイッチング素子 Q1、Q2 のオンオフ操作により、チョークコイル L3 の磁気エネルギーの蓄積、及びチョークコイル L3 に蓄積された磁気エネルギーの放出を交互に繰り返すことで低圧電池 100 から第 2 コンデンサ 201 へと電力を供給するものである。詳しくは、制御部 30 は、第 2 コンデンサ 201 への充電の進行度合いに応じて、第 1 ~ 第 3 モードのいずれかを選択してプリチャージ制御を行う。

20

#### 【0024】

続いて、図 2 を用いて、制御部 30 が実行するプリチャージ制御について説明する。

#### 【0025】

まず、第 1 モードのプリチャージ制御を行う第 1 モード制御部 400 について説明する。第 1 モード制御部において、コンパレータ 401 の反転入力端子には、第 1 モードにおけるリアクトル電流値  $I_{in}$  の指令値である第 1 指令電流値  $I_{ref1}$  が入力される。コンパレータ 401 の非反転入力端子には、リアクトル電流値  $I_{in}$  が入力される。

30

#### 【0026】

コンパレータ 401 は、反転入力端子に入力された第 1 指令電流値  $I_{ref1}$  と、非反転入力端子に入力されたリアクトル電流値  $I_{in}$  との比較を行う。コンパレータ 401 の出力信号は、RS フリップフロップ 402 の R 端子に入力される。RS フリップフロップ 402 の S 端子には、クロック 403 からクロック信号が入力される。

#### 【0027】

RS フリップフロップ 402 の出力信号は、Duty 制限部 404 により第 1、第 2 時比率  $D_1$ 、 $D_2$  の上限値及び下限値が設定された上で、モード選択部 410 に入力される。本実施形態において、第 1 時比率  $D_1$  とは、第 1 スイッチング素子 Q1 の 1 制御周期  $T_s$  に対するオン操作期間  $T_{on1}$  の比率「 $T_{on1} / T_s$ 」のことである。また、第 2 時比率  $D_2$  とは、第 2 スイッチング素子 Q2 の 1 制御周期  $T_s$  に対するオン操作期間  $T_{on2}$  の比率「 $T_{on2} / T_s$ 」のことである。

40

#### 【0028】

モード選択部 410 は、出力電圧値  $V_H$  及び入力電圧値  $V_{in}$  に基づいて、第 1 ~ 第 3 モードのそれぞれで算出された第 1、第 2 時比率  $D_1$ 、 $D_2$  の中から、いずれかのモードの第 1、第 2 時比率  $D_1$ 、 $D_2$  を選択し、第 1、第 2 スイッチング素子 Q1、Q2 に対して第 1、第 2 PWM 信号を出力する。なお本実施形態において、モード選択部 410 が出力部に相当する。

50

## 【 0 0 2 9 】

図 3 ( a ) に、第 1 モードでプリチャージ制御を行う場合の P W M 信号を示す。図 3 では、スイッチング素子のオン操作を指示する論理 H の信号を「 O N 」にて示し、スイッチング素子のオフ操作を指示する論理 L の信号を「 O F F 」にて示している。

## 【 0 0 3 0 】

本実施形態の第 1 モードでは、第 1 時比率 D 1 及び第 2 時比率 D 2 として、R S フリップフロップ 4 0 2 の出力信号に基づいて算出された共通の時比率が設定されている。また、第 1 モードでは、第 1 P W M 信号と第 2 P W M 信号との位相差が「 T s / 2 」に設定されている。第 1 P W M 信号及び第 2 P W M 信号は、共に、長さ T 1 のオン操作期間と、長さ「 T s - T 1 」のオフ操作期間とにより 1 制御周期 T s が構成され、オン操作期間の長さ T 1 は「 T s / 2 」未満に設定されている。すなわち、「 T 1 / T s 」により示される各時比率 D 1 , D 2 は、0 . 5 未満である。したがって、第 1 モードでは、長さが T 1 の期間 と、長さが「 T s / 2 - T 1 」の期間 が交互に繰り返されることとなる。

10

## 【 0 0 3 1 】

第 1 モードでは、期間 において第 2 コンデンサ 2 0 1 への充電が行われるとともに、チョークコイル L 3 に流れる電流が増加する。一方、期間 においては、期間 において増加した電流が回路中で消費される。なお、オン操作期間の長さ T 1 は、期間 においてチョークコイル L 3 に流れる電流がゼロとなるように設定されている。

## 【 0 0 3 2 】

続いて、第 2 モードのプリチャージ制御を行う第 2 モード制御部 4 2 0 について説明する。図 2 に示す第 2 モード制御部 4 2 0 において、演算部 4 2 1 には、入力電圧値 V i n が入力される。演算部 4 2 1 は、下式 ( 1 ) により第 2 時比率 D 2 を算出する。

20

## 【 0 0 3 3 】

## 【 数 1 】

$$D2 = \frac{I_{ref2} \cdot L}{V_{in} \cdot T_s} \quad \dots \quad (1)$$

上式 ( 1 ) において、I r e f 2 は、第 2 モードにおけるリアクトル電流値 I i n の指令値である第 2 指令電流値を示し、L は、チョークコイル L 3 の自己インダクタンスを示す。第 2 指令電流値 I r e f 2 は、第 1 指令電流値 I r e f 1 と同じ値に設定されてもよいし、異なる値に設定されてもよい。

30

## 【 0 0 3 4 】

演算部 4 2 1 の出力値は、D u t y 制限部 4 2 2 により第 2 時比率 D 2 の上限値が設定された上で、モード選択部 4 1 0 に入力される。なお、D u t y 制限部 4 2 2 では、第 2 時比率 D 2 が 0 . 5 未満の値となるような上限値 (例えば 0 . 4 5 ) が設定されている。一方、本実施形態において、第 2 モード制御部 4 2 0 からは、0 . 5 ( 5 0 % ) に固定された第 1 時比率 D 1 がモード選択部 4 1 0 へと出力される。

## 【 0 0 3 5 】

図 3 ( b ) に、第 2 モードでプリチャージ制御を行う場合の P W M 信号を示す。第 2 モードにおいて、第 1 P W M 信号は、長さ T 2 h ( = T s / 2 ) のオン操作期間と、長さ ( T s - T 2 h ) のオフ操作期間とが交互に繰り返される。また、第 2 P W M 信号は、長さ T 2 l ( < T s / 2 ) のオン操作期間と、長さ ( T s - T 2 l ) のオフ操作期間とが交互に繰り返される。第 1 P W M 信号の論理 H への立ち上がりタイミングと、第 2 P W M 信号の論理 H への立ち上がりタイミングとは同期されている。

40

## 【 0 0 3 6 】

第 2 モードでは、第 1 スwitchング素子 Q 1 及び第 2 スwitchング素子 Q 2 の双方がオンされる期間 と、第 1 スwitchング素子 Q 1 及び第 2 スwitchング素子 Q 2 のうち第 2 スwitchング素子 Q 2 のみがオフされる期間 と、第 1 スwitchング素子 Q 1 及び第 2 スwitchング素子 Q 2 の双方がオフされる期間 とが、順に繰り返される。第 2 モードでは、期間 において、チョークコイル L 3 に流れる電流が増加し、期間 において、チョー

50

クコイルL3に流れる電流が増加若しくは減少する。そして、期間において、期間及び期間において増加した電流、又は、期間においてゼロとならなかった電流が回路中で消費される。なお、オン操作期間の長さT2h及びT2lは、期間においてチョークコイルL3に流れる電流がゼロとなるように設定されている。

【0037】

続いて、第3モードのプリチャージ制御を行う第3モード制御部430について説明する。図2に示す第3モード制御部430において、加算器431は、指令電圧値VH\*から出力電圧値VHを減算することにより、電圧偏差を算出する。本実施形態において、プリチャージ制御中における指令電圧値VH\*は、固定値(例えば230V)に設定されている。

10

【0038】

PI制御器432は、算出された電圧偏差に基づく比例積分制御により、定電圧指令値Irefvを算出する。定電圧指令値Irefvは、定電圧制御を行うために設定される。算出された定電圧指令値Irefvは、選択部433に入力される。一方、選択部433には、定電流制御についての指令値である定電流指令値Irefcも入力される。本実施形態において、定電流指令値Irefcは、固定値に設定されている。なお本実施形態において、加算器431及びPI制御部432が定電圧設定部に相当する。

【0039】

選択部433は、定電圧指令値Irefv及び定電流指令値Irefcのうち小さい方を第3指令電流値Iref3として出力する。加算器434は、第3指令電流値Iref3からリアクトル電流値Iinを減算することにより、電流偏差を算出する。なお、リアクトル電流値Iinに代えて、出力電流値IH、入力電圧値Vin及び出力電圧値VHに基づいて算出されたリアクトル電流値を加算器434に入力してもよい。これは、損失を無視すると、「 $Vin \times Iin = VH \times IH$ 」の関係が成立することに基づく。

20

【0040】

算出された電流偏差を入力として、平均電流モード制御により第1,第2時比率D1,D2が算出される。詳しくは、算出された電流偏差は、比例積分制御が行われるPI制御器435に入力される。PI制御器435の出力値には、乗算器436において「 $N / (2 \times VH)$ 」が乗算される。乗算器436の出力値がフィードバック時比率Dfbrとなる。フィードバック時比率Dfbrは、リアクトル電流値Iinを第3指令電流値Iref3にフィードバック制御するためのフィードバック操作量となる。

30

【0041】

加算器437は、フィードバック時比率Dfbrとフィードフォワード時比率Dffrとを加算することにより、第1,第2時比率D1,D2を算出する。フィードフォワード時比率Dffrは、第1FF算出部438又は第2FF算出部439によって算出される。第1FF算出部438は、下式(2)により、第1フィードフォワード時比率Dff1を算出して出力する。

【0042】

【数2】

$$Dff1 = 1 - \frac{N \cdot Vin}{2 \cdot VH} \quad \dots \quad (2)$$

40

第2FF算出部439は、第1フィードフォワード時比率Dff1よりも小さい第2フィードフォワード時比率Dff2を出力する。第2フィードフォワード時比率Dff2は、0.5以上の値に設定され、本実施形態では、0.55(55%)に設定されている。なお、第2フィードフォワード時比率Dff2を0.5以上の値に設定するのは、第3モード制御において、第1スイッチング素子Q1及び第2スイッチング素子Q2のうち少なくとも一方をオン操作するためである。これにより、チョークコイルL3に流れる電流が行き場を失い、入力側においてアバランシェ損失が発生することを回避する。

【0043】

50

加算器 437 から出力された第 1, 第 2 時比率  $D_1$ ,  $D_2$  は、Duty 制限部 440 に入力される。Duty 制限部 440 には、上限値設定部 441 で求められた上限値  $D_{max}$  も入力される。この上限値  $D_{max}$  は、入力電圧値  $V_{in}$  及び出力電圧値  $V_H$  で定まるものである。Duty 制限部 440 では、算出された第 1, 第 2 時比率  $D_1$ ,  $D_2$  が上限値  $D_{max}$  よりも大きければ、第 1, 第 2 時比率  $D_1$ ,  $D_2$  を上限値  $D_{max}$  として出力する。Duty 制限部 440 の出力値は、モード選択部 410 に入力される。

【0044】

図 3(c) に、第 3 モードでプリチャージ制御を行う場合の PWM 信号を示す。第 3 モードでは、第 1 PWM 信号と第 2 PWM 信号との位相差が「 $T_s / 2$ 」に設定されている。第 1 PWM 信号と第 2 PWM 信号とは、共に、長さ  $T_3$  のオン操作期間と、長さ「 $T_s - T_3$ 」のオフ操作期間とにより、1 制御周期  $T_s$  が構成され、オン操作期間の長さ  $T_3$  は、半制御周期「 $T_s / 2$ 」より大きい。すなわち、「 $T_3 / T_s$ 」により示される第 1, 第 2 時比率  $D_1$ ,  $D_2$  は、0.5 よりも大きい。したがって、第 3 モードでは、長さ「 $T_3 - T_s / 2$ 」である期間 と、長さ「 $T_s - T_3$ 」である期間 とが、交互に繰り返されることとなる。

10

【0045】

第 3 モードでは、期間 においてチョークコイルに流れる電流が増加する。一方、期間 において、チョークコイルに流れる電流が減少し、電流の減少に伴い、第 2 コンデンサ 201 への充電が行われる。

【0046】

20

第 3 モードにおいて、オン操作期間の長さ  $T_3$ 、すなわち上式(2)から定まる第 1 フィードフォワード時比率  $D_{ff1}$  は、期間 におけるチョークコイル  $L_3$  に流れる電流の増加量と、期間 におけるチョークコイル  $L_3$  に流れる電流の減少量とが等しくなるとの条件を満たすように設定されている。

【0047】

続いて、図 4 を用いて、モード選択部 410 により実行されるモード選択処理について説明する。

【0048】

この一連の処理では、まずステップ S10 において、起動要求を取得したか否かを判定する。この起動要求の指令信号は、例えば、上位の制御装置である ECU 等から送信される。

30

【0049】

ステップ S10 において起動要求を取得していないと判定した場合には、一連の制御を行わず、待機状態を継続する。

【0050】

一方、起動要求を取得したと判定した場合には、ステップ S11 に進み、出力電圧値  $V_H$  を取得する。その後ステップ S12 において、取得した出力電圧値  $V_H$  が第 1 所定値  $V_1$  以下であるか否かを判定する。なお第 1 所定値  $V_1$  は、入力電圧値  $V_{in}$  に基づいて可変設定される。

【0051】

40

ステップ S12 において出力電圧値  $V_H$  が第 1 所定値  $V_1$  以下であると判定した場合には、ステップ S13 に進み、第 1 モードでの制御を行う。一方、ステップ S12 において否定判定した場合には、ステップ S14 に進み、出力電圧値  $V_H$  が第 2 所定値  $V_2 (> V_1)$  以下であるか否かを判定する。

【0052】

ステップ S14 において出力電圧値  $V_H$  が第 2 所定値  $V_2$  以下であると判定した場合には、ステップ S15 に進み、第 2 モードで制御を行う。一方、ステップ S14 において出力電圧値  $V_H$  が第 2 所定値  $V_2$  よりも大きいと判定した場合には、ステップ S16 に進み、第 3 モードで制御を行う。

【0053】

50

ステップS13, S15, S16の完了後、ステップS17に進み、制御の終了判定を行う。制御を終了すると判定した場合には、一連の処理を終了して起動要求がなされるまで待機する。制御を終了すると判定しない場合には、ステップS18に進み、終了要求を取得したか否かを判定する。この終了要求の指令信号は、ECU等の上位の制御装置から送信される。終了要求を取得したと判定した場合には、プリチャージ制御を終了して起動要求がなされるまで待機する。一方、ステップS18において終了要求を取得しなければ、ステップS11に戻る。

#### 【0054】

続いて、制御部30が行う間欠制御について説明する。この制御は、第3モードが選択されている場合において、出力電圧値 $V_H$ が指令電圧値 $V_H^*$ よりも高いとの条件、又は第3指令電流値 $I_{ref3}$ が停止閾値 $I_2$ よりも小さいとの条件のうちいずれかが成立している場合、第1スイッチング素子 $Q_1$ 及び第2スイッチング素子 $Q_2$ の双方をオフ操作してプリチャージ制御を一時的に停止させるものである。間欠制御は、プリチャージ制御中において、第2コンデンサ201の電圧が上昇しやすいことに鑑みて行われる。つまり、プリチャージ制御中においては、システムメインリレー302がオフ操作されているため、第2コンデンサ201から持ち出される電力が小さい。このため、第2コンデンサ201の充電電流が小さい場合であっても、出力電圧値 $V_H$ が指令電圧値 $V_H^*$ を超えるおそれがある。このため、間欠制御が行われる。

#### 【0055】

ただし、第3モード制御中において間欠制御が行われると、電力変換装置10の信頼性が低下するおそれがある。つまり、第3モード制御は、平均電流モード制御に基づくものであり、平均電流モード制御は、電流連続モード(CCM)であることを仮定した制御である。このため、第3モード制御では、上述したように、電流連続モードであることを前提として、リアクトル電流値 $I_{in}$ を第3指令電流値 $I_{ref3}$ にフィードフォワード制御するための第1フィードフォワード時比率 $Dff1$ が設定されている。したがって、常時「 $Dffr = Dff1$ 」とされる構成では、チョークコイル $L_3$ に断続的に電流が流れたり、チョークコイル $L_3$ に電流が常時流れるもののその電流値が小さくなったりする場合、実際の第1フィードフォワード時比率 $Dff1$ が、フィードフォワード制御する上で適切な時比率よりも大きくなりやすい。その結果、フィードバック時比率 $Dfbr$ が、リアクトル電流値 $I_{in}$ と第3指令電流値 $I_{ref3}$ との乖離を解消しようとする方向に変化する場合であっても、リアクトル電流値 $I_{in}$ が第3指令電流値 $I_{ref3}$ よりも大きくなる状態が継続される。このため、リアクトル電流値 $I_{in}$ を第3指令電流値 $I_{ref3}$ まで迅速に低下させることができなくなる。

#### 【0056】

そして、リアクトル電流値 $I_{in}$ が第3指令電流値 $I_{ref3}$ よりも大きくなる状態において、間欠制御が行われると、チョークコイル $L_3$ に流れている電流が行き場を失い、電力変換装置10の入力側の回路に過電流が流れる。その結果、アバランシェ損失が発生し、第1, 第2スイッチング素子 $Q_1, Q_2$ 等の電力変換装置10の構成部品の信頼性が低下するおそれがある。またこの場合、チョークコイル $L_3$ や第1コイル $L_1$ における急激な鎖交磁束の変化により、磁気部品であるチョークコイル $L_3$ やトランス $Tr$ が振動し、異音が発生するおそれもある。ここで図5(a)に、常時「 $Dffr = Dff1$ 」とされる構成において間欠制御が行われる場合の各波形の推移を示す。なお図5において、 $I_L$ はチョークコイル $L_3$ に流れる電流の交流成分を示し、 $I_C$ は第2コイル $L_2$ 側に流れる電流を示す。図5(a)に示すように、第3モード制御中に間欠制御が行われることにより、リアクトル電流値 $I_{in}$ が過度に大きくなっている。

#### 【0057】

アバランシェ損失の発生を回避するために、例えば、フィードフォワード時比率 $Dffr$ を常時第1フィードフォワード時比率 $Dff1$ よりも小さい値に設定することも考えられる。ただしこの場合、第2モード制御から第3モード制御への移行直後におけるリアクトル電流値の立ち上がりが遅れるといった不都合が生じる。図5(b)には、第3モード

10

20

30

40

50

制御への移行直後におけるリアクトル電流値  $I_{in}$  の立ち上がりが遅れることを示した。

【0058】

こうした問題を解決すべく、本実施形態では、図6に示すフィードフォワード時比率の切替処理を行う。この処理は、制御部30によって例えば所定の制御周期毎に繰り返し実行される。

【0059】

この一連の処理では、まずステップS20において、現在の制御モードが第3モード制御であるか否かを判定する。

【0060】

ステップS20において肯定判定した場合には、ステップS21に進み、定電圧指令値  $I_{refv}$  が定電流指令値  $I_{refc}$  よりも小さいか否かを判定する。この処理は、定電流制御から定電圧制御に切り替えられる状況であるか否かを判定するための処理である。

10

【0061】

ステップS21において肯定判定した場合には、ステップS22に進み、第3指令電流値  $I_{ref3}$  が所定電流値  $I_1$  よりも小さいとの条件、又は出力電圧値  $V_H$  が指令電圧値  $V_H * 未満$  であるとの条件のいずれかが成立しているか否かを判定する。

【0062】

ステップS22において否定判定した場合には、ステップS23に進み、加算器437に出力するフィードフォワード時比率  $D_{ff}$  を、第1FF算出部438により算出された第1フィードフォワード時比率  $D_{ff1}$  とする。

20

【0063】

一方、ステップS22において肯定判定した場合には、ステップS24に進み、加算器437に出力するフィードフォワード時比率  $D_{ff}$  を、第2FF算出部439により算出された第2フィードフォワード時比率  $D_{ff2}$  とする。ステップS22～S24の処理によれば、第2モード制御から第3モード制御への移行直後の電流応答性の低下を回避しつつ、リアクトル電流値  $I_{in}$  が第3指令電流値  $I_{ref3}$  よりも大きくなりやすい第3モード制御中においても、リアクトル電流値  $I_{in}$  を第3指令電流値  $I_{ref3}$  まで迅速に低下させることができる。なお本実施形態において、ステップS22、S24の処理が低下部に相当する。

【0064】

ステップS23、S24の処理の完了後、ステップS25に進む。ステップS25では、出力電圧値  $V_H$  が指令電圧値  $V_H * 未満$  よりも高いとの条件、又は第3指令電流値  $I_{ref3}$  が停止閾値  $I_2$  よりも小さいとの条件のうちいずれかが成立しているか否かを判定する。この処理は、間欠制御を行う状況であるか否かを判定するための処理である。本実施形態において、停止閾値  $I_2$  は、所定電流値  $I_1$  よりも小さい値に設定されている。これにより、間欠制御が開始される前において、フィードフォワード時比率  $D_{ff}$  を的確に低下させることができる。なお、出力電圧値  $V_H$  に関する条件は、以下に説明する理由のために設定されている。

30

【0065】

例えば第2コンデンサ201が電力変換回路20から外れてしまった場合等、電力変換回路20の出力側の負荷が急減することがある。この場合、電力変換回路20の出力電流の行き場がなくなることから、出力電圧値  $V_H$  が急激に上昇する。この急激な上昇を、定電圧制御が第3指令電流値  $I_{ref3}$  の値を絞ることにより抑制しようとするものの、定電圧制御の応答遅れにより、第3指令電流値  $I_{ref3}$  は急減しない。したがって、第3指令電流値  $I_{ref3}$  に関する条件のみでは、間欠制御に迅速に移行できないことがある。このため、出力電圧値  $V_H$  を直接モニタして間欠制御を行う。これにより、出力電圧値  $V_H$  の急激な上昇を回避する。

40

【0066】

ステップS26において肯定判定した場合には、ステップS26に進み、間欠制御を行う。なお本実施形態において、間欠制御中は第3指令電流値  $I_{ref3}$  を0に設定する。

50

なお本実施形態において、ステップ S 2 5 , S 2 6 の処理が供給停止部に相当する。

【 0 0 6 7 】

図 7 ( a ) を用いて、第 3 モード制御時における切替処理の効果について説明する。

【 0 0 6 8 】

図示されるように、時刻  $t_1$  まで、第 3 指令電流値  $I_{ref3}$  ( $= I_{refc}$ ) にリアクトル電流値  $I_{in}$  を制御する定電流制御が行われる。そして時刻  $t_1$  において、定電流制御から定電圧制御に切り替えられる。その後時刻  $t_2$  において、第 3 指令電流値  $I_{ref3}$  が所定電流値  $I_1$  未満となる。これにより、加算器 4 3 7 に出力されるフィードフォワード時比率  $D_{ffr}$  が、第 1 フィードフォワード時比率  $D_{ff1}$  から第 2 フィードフォワード時比率  $D_{ff2}$  に切り替えられる。その結果、その後間欠制御が開始される時刻  $t_3$  までに、リアクトル電流値  $I_{in}$  を第 3 指令電流値  $I_{ref3}$  まで低下させることができる。

10

【 0 0 6 9 】

ここで図 7 ( b ) に、第 3 モード制御中において、加算器 4 3 7 に出力されるフィードフォワード時比率  $D_{ffr}$  が常時第 1 フィードフォワード時比率  $D_{ff1}$  とされる例を示す。この場合、フィードフォワード時比率  $D_{ffr}$  が大きいため、間欠制御が開始される時刻  $t_3$  においても、リアクトル電流値  $I_{in}$  が第 3 指令電流値  $I_{ref3}$  よりも大きい。このため、間欠制御が行われることにより、過電流が発生し、電力変換装置 1 0 の信頼性が低下する。

【 0 0 7 0 】

続いて図 8 に、実機での計測結果を示す。図示されるように、本実施形態によれば、第 2 モード制御から第 3 モード制御への移行直後の電流応答性の低下を回避できる。また、リアクトル電流値  $I_{in}$  が第 3 指令電流値  $I_{ref3}$  よりも大きくなりやすい第 3 モード制御中においても、間欠制御に起因した過電流が発生しない。

20

【 0 0 7 1 】

以上詳述した本実施形態によれば、以下の効果が得られるようになる。

【 0 0 7 2 】

第 3 モード制御中において、第 3 指令電流値  $I_{ref3}$  が所定電流値  $I_1$  よりも小さいとの条件、又は出力電圧値  $V_H$  が指令電圧値  $V_H^*$  未満であるとの条件のいずれかが成立していると判定された場合、加算器 4 3 7 に出力されるフィードフォワード時比率  $D_{ffr}$  を、第 1 フィードフォワード時比率  $D_{ff1}$  から第 2 フィードフォワード時比率  $D_{ff2}$  ( $< D_{ff1}$ ) に切り替えた。このため、平均電流モード制御が行われる電力変換装置 1 0 において、リアクトル電流値  $I_{in}$  を第 3 指令電流値  $I_{ref3}$  まで迅速に追従させることができる。

30

【 0 0 7 3 】

所定電流値  $I_1$  を、停止閾値  $I_2$  よりも大きい値に設定した。このため、間欠制御の開始前において、リアクトル電流値  $I_{in}$  と第 3 指令電流値  $I_{ref3}$  との乖離を小さくすることができる。アバランシェ損失の発生を回避できる。

【 0 0 7 4 】

( その他の実施形態 )

なお、上記実施形態は、以下のように変更して実施してもよい。

40

【 0 0 7 5 】

・上記実施形態では、第 3 モード制御中に間欠制御が行われる場合に発生する過電流の回避を 1 つの目的として、フィードフォワード時比率  $D_{ffr}$  の切替処理が行われることを説明したが、この目的に限らない。図 9 ( a ) に示すようにチョークコイル  $L_3$  に流れる電流が不連続になる等、低負荷になる状況においては、図 9 ( b ) に示すように第 3 指令電流値  $I_{ref3}$  に対してリアクトル電流値  $I_{in}$  が定常的に乖離する現象が生じ得る。この場合であっても、第 3 指令電流値  $I_{ref3}$  が所定電流値  $I_1$  未満である場合にフィードフォワード時比率  $D_{ffr}$  を第 2 フィードフォワード時比率  $D_{ff2}$  に切り替えることにより、第 3 指令電流値  $I_{ref3}$  とリアクトル電流値  $I_{in}$  との定常的な乖離を回

50

避できる。

【 0 0 7 6 】

・入力電流検出部の設置位置としては、上記実施形態に例示したものに限らない。例えば、図 10 に示すように、正極側入力端子 1 0 0 a とチョークコイル L 3 とを接続する電気経路のうち、第 1 コンデンサ 1 0 1 の第 1 端との接続点よりも正極側入力端子 1 0 0 a 側に入力電流検出部 1 1 0 を設けたり、チョークコイル L 3 側に入力電流検出部 1 1 1 を設けたりしてもよい。

【 0 0 7 7 】

・リアクトル電流値の算出手法としては、入力側に設けられた入力電流検出部の検出値に基づくものに限らない。例えば以下に説明するものであってもよい。第 3 , 第 5 スイッチング素子 Q 3 , Q 5 のドレイン同士の接続点と正極側出力端子 2 0 0 a とを接続する電気経路のうち、第 2 コンデンサ 2 0 1 の第 1 端との接続点よりも第 3 , 第 5 スイッチング素子 Q 3 , Q 5 側に電流検出部 1 1 2 を設ける。この構成において、電流検出部 1 1 2 の検出値、出力電圧値 V H 及び入力電圧値 V i n に基づいて、リアクトル電流値を算出してもよい。

10

【 0 0 7 8 】

・先の図 6 のステップ S 2 2 において、出力電圧値 V H と比較する閾値を、指令電圧値 V H \* に代えて、指令電圧値 V H \* よりも大きい値又は小さい値としてもよい。

【 0 0 7 9 】

・先の図 6 のステップ S 2 2 の処理を、第 3 指令電流値 I r e f 3 に関する条件、及び出力電圧値 V H に関する条件の双方が成立しているか否かを判定する処理に置き換えてもよい。

20

【 0 0 8 0 】

また、ステップ S 2 2 において、第 3 指令電流値 I r e f 3 に関する条件、又は出力電圧値 V H に関する条件のうち、いずれかを除いてもよい。

【 0 0 8 1 】

・上記実施形態では、フィードフォワード時比率 D f f r を 2 段階に切り替えたがこれに限らず、3 段階以上に切り替えてもよい。この場合、例えば、ステップ S 2 2 において肯定判定されていることを条件として、第 3 指令電流値 I r e f 3 が小さかったり、又は出力電圧値 V H が高かったりするほど、フィードフォワード時比率 D f f r をその値が小さくなるように切り替えてもよい。また、フィードフォワード時比率 D f f r の切替手法としては、段階的に切り替えるものに限らず、連続的に切り替えるものであってもよい。

30

【 0 0 8 2 】

・先の図 6 のステップ S 2 5 において、出力電圧値 V H に関する条件を除いてもよい。

【 0 0 8 3 】

・上記実施形態では、昇圧機能を有する電力変換装置を用いたがこれに限らず、昇圧機能とともに、入力側の電圧を降圧して出力側に供給する降圧機能を備えるものであってもよい。

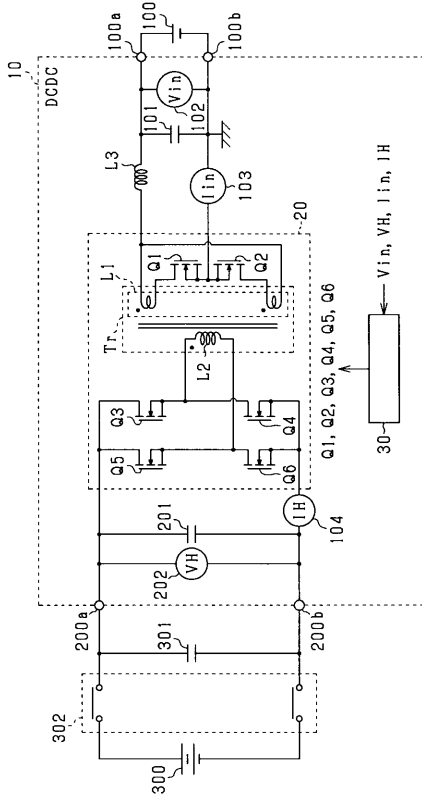
【 符号の説明 】

【 0 0 8 4 】

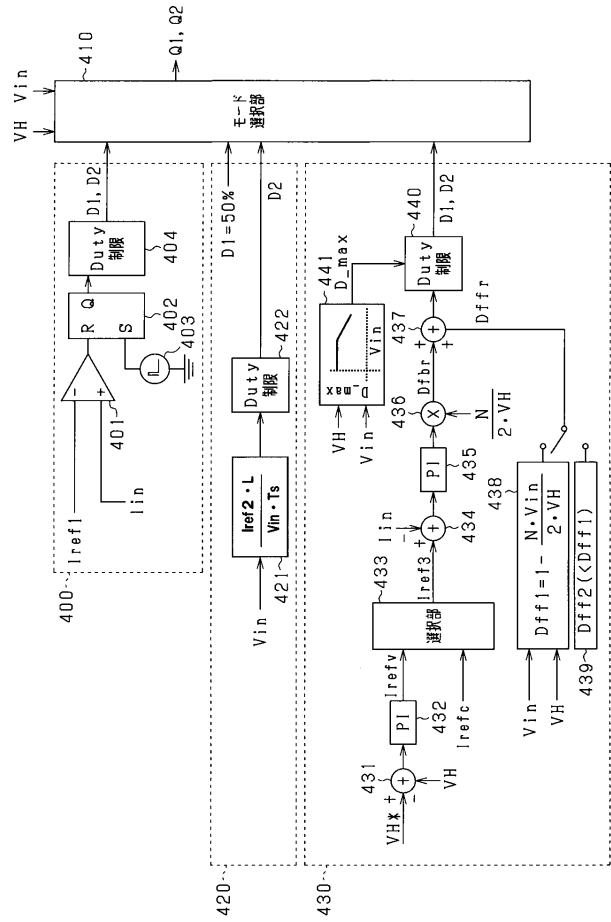
2 0 ... 電力変換回路、 3 0 ... 制御部、 1 0 0 ... 低圧電池、 2 0 1 ... 第 2 コンデンサ、 L 3 ... チョークコイル。

40

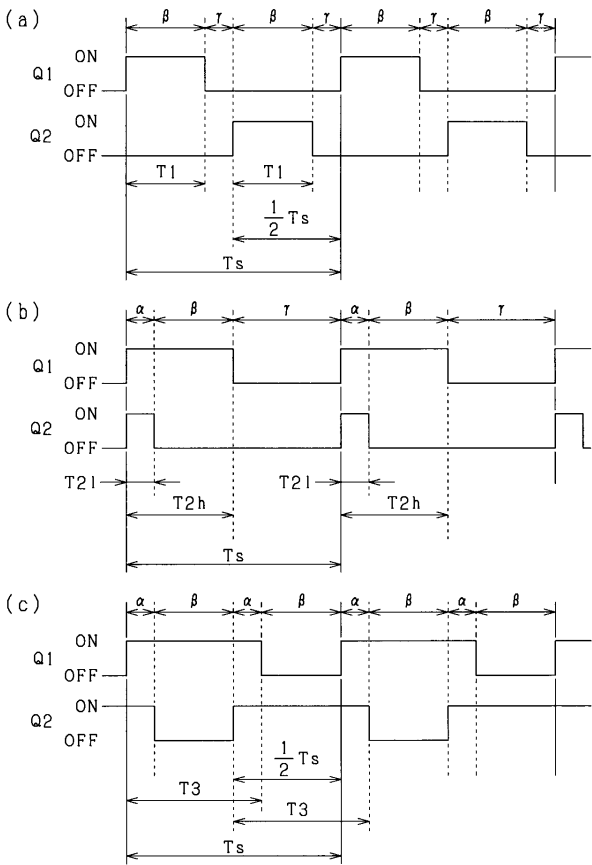
【図1】



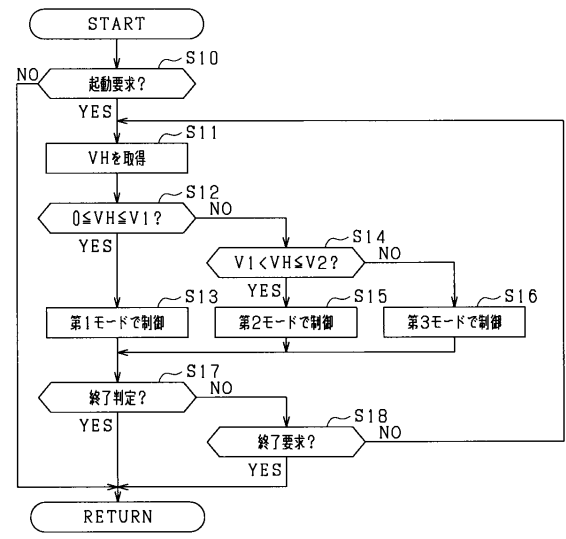
【図2】



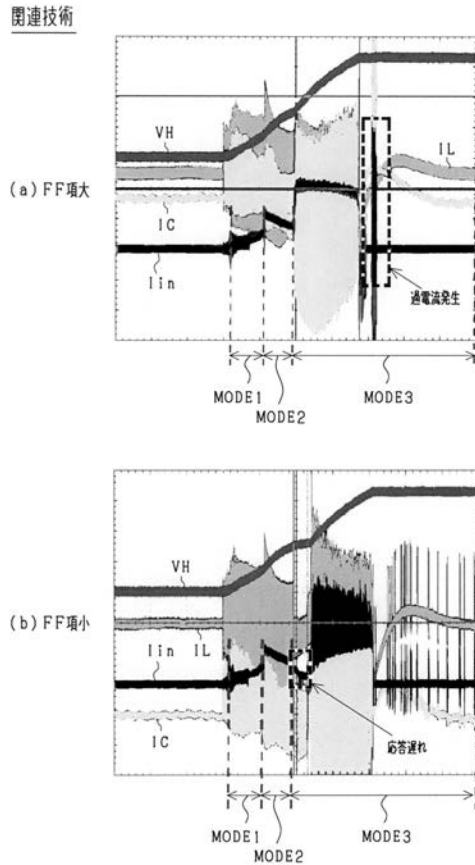
【図3】



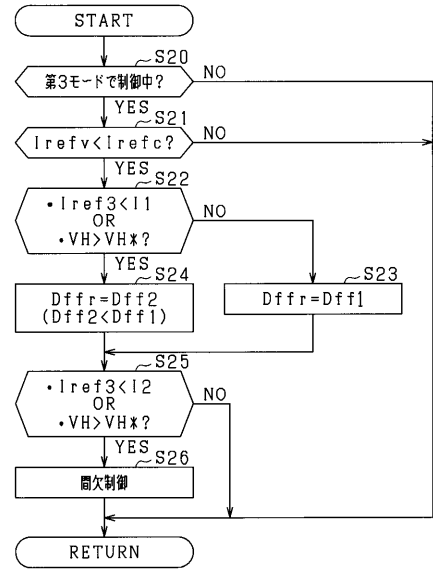
【図4】



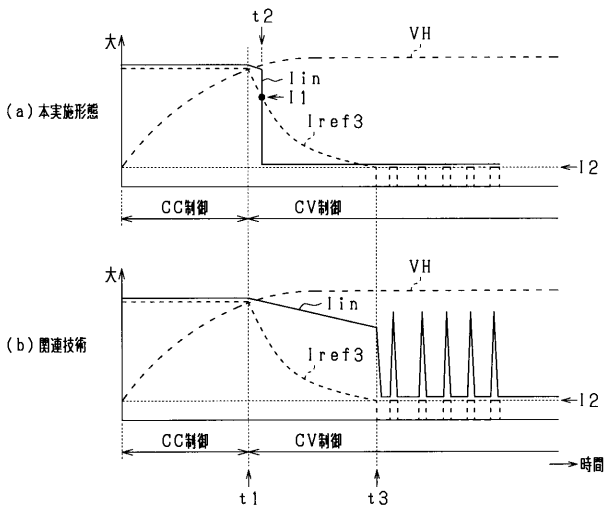
【 図 5 】



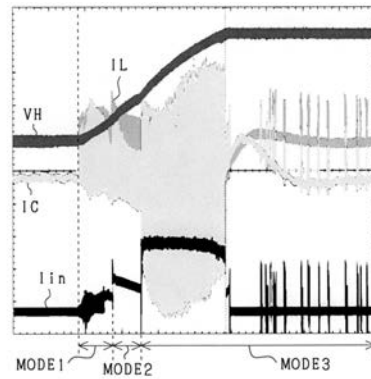
【 図 6 】



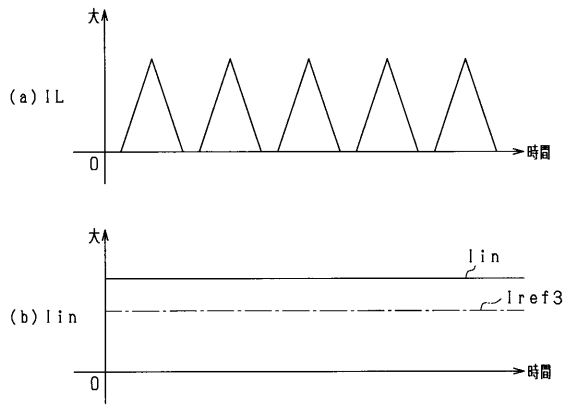
【 図 7 】



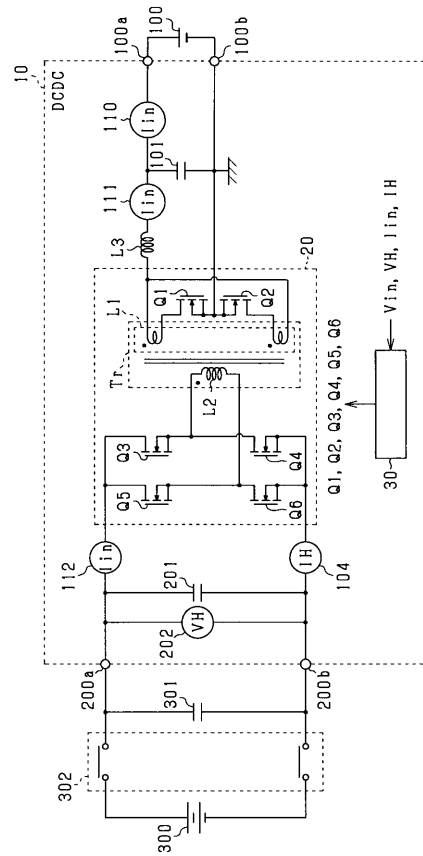
【 図 8 】



【 図 9 】



【 図 10 】



---

フロントページの続き

(72)発明者 居安 誠二

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

Fターム(参考) 5H730 AS17 BB25 DD04 EE04 EE07 EE13 EE57 EE59 EE60 FD01  
FD11 FD31 FD41 FF01 FF09 FG05 FG12