

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号

特許第7243839号

(P7243839)

(45)発行日 令和5年3月22日(2023.3.22)

(24)登録日 令和5年3月13日(2023.3.13)

(51)国際特許分類

H 0 2 M 3/28 (2006.01)

F I

H 0 2 M 3/28

Q

H 0 2 M 3/28

F

請求項の数 7 (全13頁)

(21)出願番号	特願2021-539749(P2021-539749)	(73)特許権者	000002945
(86)(22)出願日	令和1年8月13日(2019.8.13)		オムロン株式会社
(86)国際出願番号	PCT/JP2019/031870		京都府京都市下京区塩小路通堀川東入南
(87)国際公開番号	WO2021/029018		不動堂町8 0 1 番地
(87)国際公開日	令和3年2月18日(2021.2.18)	(74)代理人	100145403
審査請求日	令和4年1月12日(2022.1.12)		弁理士 山尾 憲人
		(74)代理人	100189555
			弁理士 徳山 英浩
		(74)代理人	100091524
			弁理士 和田 充夫
		(72)発明者	徳崎 裕幸
			京都府京都市下京区塩小路通堀川東入南
			不動堂町8 0 1 番地 オムロン株式会社内
		(72)発明者	兵頭 貴志
			京都府京都市下京区塩小路通堀川東入南
			最終頁に続く

(54)【発明の名称】 D C D C変換装置の制御装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力された直流電圧を交流電圧に変換する一次側変換部と、
一次巻線と第1及び第2の二次巻線を有し、前記交流電圧を2つの交流電圧に変換する
トランスと、

前記第1の二次巻線と負荷との間に接続される第1のスイッチと、前記第2の二次巻線
と負荷との間に接続される第2のスイッチとを有する二次側変換部とを備える絶縁共振型
D C D C変換装置を制御するための制御装置において、

(A) 前記第1の二次巻線と負荷との間に流れる第1の電流と、前記第2の二次巻線と負
荷との間に流れる第2の電流とを検出し、制御動作の1サイクルのうち、前記第1及び第
2の電流がそれぞれ所定値以上である第1及び第2のオン期間を検出し、もしくは

(B) 前記第1の二次巻線と負荷との間に挿入された第1の検出抵抗の両端の第1の電圧
と、前記第2の二次巻線と負荷との間に挿入された第2の検出抵抗の両端の第2の電圧と
を検出し、制御動作の1サイクルのうち、前記第1及び第2の電圧がそれぞれ所定値以上
である第1及び第2のオン期間を検出するオン期間検出部と、

現在のサイクルの直前までの少なくとも1つのサイクルにおける前記第1のオン期間に
対応する、もしくは前記第1のオン期間の開始タイミングを所定時間だけ遅らせかつ終了
タイミングを所定時間だけ進めた期間に対応する前記現在のサイクル内の期間において、
前記第1のスイッチをオンし、前記少なくとも1つのサイクルの前記第2のオン期間に対
応する、もしくは前記第2のオン期間の開始タイミングを所定時間だけ遅らせかつ終了タ

イミングを所定時間だけ進めた期間に対応する前記現在のサイクル内の期間において、前記第2のスイッチをオンするスイッチ制御部とを備える、絶縁共振型DCDC変換装置の制御装置。

【請求項2】

前記第1の検出抵抗は前記第1のスイッチのオン抵抗であり、前記第2の検出抵抗は前記第2のスイッチのオン抵抗である、請求項1に記載の制御装置。

【請求項3】

前記現在のサイクルの直前までの少なくとも1つのサイクルは、前記現在のサイクルの直前の1つのサイクルである、請求項1又は2に記載の制御装置。

【請求項4】

前記スイッチ制御部は、前記絶縁共振型DCDC変換装置の入力電圧、出力電流、出力電圧、前記第1及び第2のスイッチの温度のうち少なくとも1つの監視値に基づいて、1サイクルの間の監視値の変動が所定値よりも大きい場合には、前記第1及び第2の電流が前記監視値によらず流れる所定の共通オン期間に、第1及び第2のスイッチをオンする、請求項1～3のうちのいずれか1つに記載の制御装置。

【請求項5】

前記第1のスイッチに並列に接続された第1のダイオードと、前記第2のスイッチに並列に接続された第2のダイオードとをさらに備え、直前のサイクルにおいて前記監視値が所定のしきい値よりも小さい場合には、前記監視値によらず第1及び第2のスイッチを常にオフする、請求項4に記載の制御装置。

【請求項6】

請求項1～5のいずれか1つに記載の制御装置を備える絶縁共振型DCDC変換装置。

【請求項7】

入力された直流電圧を交流電圧に変換する一次側変換部と、一次巻線と第1及び第2の二次巻線を有し、前記交流電圧を2つの交流電圧に変換するトランスと、

前記第1の二次巻線と負荷との間に接続される第1のスイッチと、前記第2の二次巻線と負荷との間に接続される第2のスイッチとを有する二次側変換部とを備える絶縁共振型DCDC変換装置を制御する制御装置の制御方法において、

前記制御装置が、(A)前記第1の二次巻線と負荷との間に流れる第1の電流と、前記第2の二次巻線と負荷との間に流れる第2の電流とを検出し、制御動作の1サイクルのうち、前記第1及び第2の電流がそれぞれ所定値以上である第1及び第2のオン期間を検出し、もしくは(B)前記第1の二次巻線と負荷との間に挿入された第1の検出抵抗の両端の第1の電圧と、前記第2の二次巻線と負荷との間に挿入された第2の検出抵抗の両端の第2の電圧とを検出し、制御動作の1サイクルのうち、前記第1及び第2の電圧がそれぞれ所定値以上である第1及び第2のオン期間を検出するステップと、

前記制御装置が、現在のサイクルの直前までの少なくとも1つのサイクルにおける前記第1のオン期間に対応する、もしくは前記第1のオン期間の開始タイミングを所定時間だけ遅らせかつ終了タイミングを所定時間だけ進めた期間に対応する前記現在のサイクル内の期間において、前記第1のスイッチをオンし、前記少なくとも1つのサイクルの前記第2のオン期間に対応する、もしくは前記第2のオン期間の開始タイミングを所定時間だけ遅らせかつ終了タイミングを所定時間だけ進めた期間に対応する前記現在のサイクル内の期間において、前記第2のスイッチをオンするステップとを含む、絶縁共振型DCDC変換装置の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、絶縁共振型 D C D C 変換装置の制御装置及び制御方法、並びに絶縁共振型 D C D C 変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

特許文献 1 は、同期整流が行われるときに整流部で発生する損失の低減効果の低下を抑制することができる電力変換回路の制御装置を提供する。特許文献 1 に記載の制御装置は、変換回路、トランス及び整流部を備え、整流部において各出力端子側から二次コイル側への電流の逆流を検出する。制御装置は、電流の逆流を検出した場合、電流の逆流が生じなくなるように、ブリッジ接続された第 1 ～第 4 のスイッチング素子とは別の、整流部の第 5 及び第 6 のスイッチのオフタイミングを補正する。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【文献】特開 2018-182882 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

特許文献 1 に示すような、絶縁共振型の D C D C 変換装置において、同期整流方式で二次側のスイッチのオンオフをデジタル制御する場合、例えばマイコンによる電流の検出、コンパレータの状態切り替え、レジスタ書き込み、PWM 信号の生成等に時間がかかる。これにより、二次側に電流が流れ始めてから、電流が流れ始めたことを検出して二次側のスイッチをオンするまでの間に遅延が生じてしまう。同様に、二次側の電流が 0 以下となつてから、二次側のスイッチをオフするまでの間にも遅延が生じる。これは、一次側と二次側で制御のタイミングに差を生じ、電流の逆流を発生させる原因となり、電力変換効率の低下、並びに発熱、故障等を招くため、好ましくない。

20

【0005】

本開示は、従来技術に比較して発熱が小さい、絶縁共振型 D C D C 変換装置をデジタル制御するための制御装置及び制御方法、並びに絶縁共振型 D C D C 変換装置を開示する。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本開示の一態様に係る絶縁共振型 D C D C 変換装置の制御装置は、(A) 第 1 の二次巻線と負荷との間に流れる第 1 の電流と、第 2 の二次巻線と負荷との間に流れる第 2 の電流とを検出し、制御動作の 1 サイクルのうち、第 1 及び第 2 の電流がそれぞれ所定値以上である第 1 及び第 2 のオン期間を検出し、もしくは (B) 前記第 1 の二次巻線と負荷との間に挿入された第 1 の検出抵抗の両端の第 1 の電圧と、前記第 2 の二次巻線と負荷との間に挿入された第 2 の検出抵抗の両端の第 2 の電圧とを検出し、制御動作の 1 サイクルのうち、前記第 1 及び第 2 の電圧がそれぞれ所定値以上である第 1 及び第 2 のオン期間を検出するオン期間検出部と、現在のサイクルの直前までの少なくとも 1 つのサイクルにおける第 1 のオン期間に対応する、もしくは前記第 1 のオン期間の開始タイミングを所定時間だけ遅らせかつ終了タイミングを所定時間だけ進めた期間に対応する前記現在のサイクル内の期間において、前記第 1 のスイッチをオンし、前記少なくとも 1 つのサイクルの第 2 のオン期間に対応する、もしくは前記第 2 のオン期間の開始タイミングを所定時間だけ遅らせかつ終了タイミングを所定時間だけ進めた期間に対応する前記現在のサイクル内の期間において、第 2 のスイッチをオンするスイッチ制御部とを備える。

30

40

【発明の効果】

【0007】

本開示の制御装置等によれば、絶縁共振型 D C D C 変換装置を、従来技術に比較して小さい発熱でデジタル制御することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0008】

50

【図 1】実施の形態 1 に係る共振型コンバータ 1 の構成例を示すブロック図である。

【図 2】図 1 の制御部 110 の詳細構成例を示すブロック図である。

【図 3】図 1 の共振型コンバータ 1 の各部における信号等の動作波形を示すタイミングチャートである。

【図 4】実施の形態 2 に係る共振型コンバータ 1 A の構成例を示すブロック図である。

【図 5】図 4 の制御部 110 A の詳細構成例を示すブロック図である。

【図 6】出力電流 I_{out} を変動させた場合の、電流 I_{d1} の波形の例を示すグラフである。

【図 7】図 4 の制御部 110 A によるスイッチ制御動作の例を示すフローチャートである。

【図 8】実施の形態 3 に係る共振型コンバータ 1 B の構成例を示すブロック図である。

【図 9】実施の形態 4 に係る共振型コンバータ 1 C の構成例を示すブロック図である。

【図 10】実施の形態 5 に係る共振型コンバータ 1 D の構成例を示すブロック図である。

【図 11】実施の形態 6 に係る共振型コンバータ 1 E の構成例を示すブロック図である。

【図 12】図 11 の共振型コンバータ 1 E の各部における信号等の動作波形を示すタイミングチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0009】

以下、本発明に係る実施の形態を、図面に基づいて説明する。ただし、以下で説明する各実施の形態は、あらゆる点において本発明の例示に過ぎない。本発明の範囲を逸脱することなく種々の改良や変形を行うことができることは言うまでもない。つまり、本発明の実施にあたって、実施の形態に応じた具体的構成が適宜採用されてもよい。また、添付の図面において、同一又は類似の構成には同一の符号を付している。

【0010】

(実施の形態 1)

図 1 は、実施の形態 1 に係る共振型コンバータ 1 の構成例を示すブロック図である。図 1 において、共振型コンバータ 1 は、直流電圧源 120 から入力された直流の入力電圧 V_{in} を交流に変換して共振させた後、再度直流の出力電圧 V_{out} に整流して変換する、絶縁共振型 DCDC 変換装置である。

【0011】

図 1 において共振型コンバータ 1 は、フルブリッジインバータ 140 と、トランス 100 と、整流部 150 と、負荷 $R1$ と、抵抗 $R2$ と、コンデンサ $C1$ 、 $C2$ と、電流検出部 131、132 と、制御部 110 とを備える。フルブリッジインバータ 140 は、スイッチング素子 $G1 \sim G4$ を含む。トランス 100 は、一次巻線 101 と、第 1 の二次巻線 102 と、第 2 の二次巻線 103 とを含む。整流部 150 は、本開示の「二次側変換部」の一例であり、並列に接続されたスイッチ $S1$ 及びダイオード $D1$ と、並列に接続されたスイッチ $S2$ 及びダイオード $D2$ とを含む。スイッチ $S1$ 、 $S2$ は、例えば MOS トランジスタ等のスイッチ素子である。

【0012】

直流電圧源 120 は、直流電圧 V_{in} を発生してフルブリッジインバータ 140 に供給する。フルブリッジインバータ 140 のスイッチング素子 $G1 \sim G4$ は、制御部 110 からのゲート制御信号 $Sg1$ 、 $Sg2$ によりオンオフ制御される。このとき、スイッチング素子 $G1$ 、 $G4$ と、スイッチング素子 $G2$ 、 $G3$ とは周期的かつ交互にオンとなるよう制御される。これにより直流電圧源 120 からの入力電圧 V_{in} はスイッチングされてコンデンサ $C1$ により平滑化され、交流電圧がトランス 100 の一次巻線 101 に出力される。

【0013】

一次巻線 101 に流れる交流電圧による電磁誘導により、第 1 及び第 2 の二次巻線 102、103 には励磁電圧が発生する。第 1 及び第 2 の二次巻線 102、103 からの励磁電圧は、スイッチ $S1$ 、 $S2$ により同期整流方式で全波整流され、抵抗 $R2$ 及びコンデンサ $C2$ により平滑化されて、直流の出力電圧 V_{out} が出力される。

【0014】

10

20

30

40

50

電流検出部 131 は、第 1 の二次巻線 102 から流れる電流 I_{d1} を示す信号 S_{Id1} を制御部 110 に出力し、電流検出部 132 は、第 2 の二次巻線 103 から流れる電流 I_{d2} を示す信号 S_{Id2} を制御部 110 に出力する。制御部 110 は、スイッチング素子 $G1$ 、 $G4$ を制御するゲート制御信号 S_{g1} と、スイッチング素子 $G2$ 、 $G3$ をオンオフ制御するゲート制御信号 S_{g2} と、スイッチ $S1$ 、 $S2$ をオンオフ制御するスイッチ制御信号 S_{s1} 、 S_{s2} とを出力する。

【0015】

図 2 は、図 1 の制御部 110 の詳細構成例を示すブロック図である。図 2 において、制御部 110 は、クロック発振器 111 と、オン期間検出部 112 と、ゲート制御部 113 と、スイッチ制御部 114 とを備える。スイッチ制御部 114 は記憶部 114m を含む。クロック発振器 111 は、オン期間検出部 112、ゲート制御部 113 及びスイッチ制御部 114 の各々にクロック信号 S_{clk} を出力して、オン期間検出部 112、ゲート制御部 113 及びスイッチ制御部 114 に、周期がサイクル時間 T_c で共通でありかつ、位相が一致した周期的動作を行わせる。以下、この共通の周期的動作の 1 周期を「1 サイクル」と呼ぶ。

【0016】

図 2 において、オン期間検出部 112 は、電流検出部 131、132 からの信号 S_{Id1} 、 S_{Id2} に基づいて、1 サイクルのうち電流 I_{d1} が流れている第 1 のオン期間 $T1$ と、電流 I_{d2} が流れている第 2 のオン期間 $T2$ とを検出し、第 1 及び第 2 のオン期間 $T1$ 、 $T2$ の情報をスイッチ制御部 114 に出力する。ゲート制御部 113 は、1 サイクルのうち前半分（サイクル開始から $T_c/2$ の長さ）の期間だけオンであり、残りの期間はオフであるようなゲート制御信号 S_{g1} と、1 サイクルのうち前半分の期間だけオフであり、残りの期間はオンであるようなゲート制御信号 S_{g2} とを発生して出力する。

【0017】

スイッチ制御部 114 は、オン期間検出部から出力された第 1 及び第 2 のオン期間 $T1$ 、 $T2$ の情報を記憶部 114m に格納する。また、スイッチ制御部 114 は、記憶部 114m から直前のサイクルにおける第 1 のオン期間 $T1$ を読み出し、1 サイクルのうち、直前のサイクルにおける第 1 のオン期間 $T1$ ではオンであり、残りの期間ではオフであるようなスイッチ制御信号 S_{s1} を生成する。同様に、スイッチ制御部 114 は、1 サイクルのうち直前のサイクルにおける第 2 のオン期間 $T2$ ではオンであり、他の期間ではオフであるようなスイッチ制御信号 S_{s2} を生成する。スイッチ制御部 114 は、スイッチ制御信号 S_{s1} 、 S_{s2} をそれぞれ第 1 及び第 2 のスイッチ $S1$ 、 $S2$ に出力する。

【0018】

図 3 は、図 1 の共振型コンバータ 1 の各部における信号等の動作波形を示すタイミングチャートである。図 3 に示すように、スイッチ $S1$ を制御するスイッチ制御信号 S_{s1} は電流 I_{d1} が流れている期間にのみオンになり、他の期間ではオフになっている。スイッチ制御信号 S_{s2} も同様に、電流 I_{d2} が流れている期間にのみオンになり、他の期間ではオフになっている。

【0019】

以上のように、実施の形態 1 に係る共振型コンバータ 1 は、直前のサイクルにおける第 1 及び第 2 のオン期間に、スイッチ $S1$ 、 $S2$ をそれぞれオンする。これにより、スイッチ $S1$ 、 $S2$ を電流が逆流することを防ぎ、電力変換効率の低下及び発熱を低減することができる。また、第 1 及び第 2 のオン期間 $T1$ 、 $T2$ を検出してから制御信号 S_{s1} 、 S_{s2} を生成するまでに時間の猶予があるため、デジタル制御により生じるスイッチ制御の遅延の影響を低減することができる。

【0020】

（実施の形態 2）

図 4 は、実施の形態 2 に係る共振型コンバータ 1A の構成例を示すブロック図である。また、図 5 は、図 4 の制御部 110A の詳細構成例を示すブロック図である。図 4 及び図 5 において、共振型コンバータ 1A は、以下の点で図 1 の共振型コンバータ 1 と異なる。

(1) 制御部 110 に代えて制御部 110 A を備える。

(2) 出力電圧 V_{out} を検出する電圧検出部 133 と、出力電流 I_{out} を検出する電流検出部 134 とをさらに備える。

(3) 制御部 110 A は、スイッチ制御部 114 に代えてスイッチ制御部 114 A を備え、出力電流 I_{out} の値により制御動作を変更する。

出力電流 I_{out} が変化する場合の動作原理を以下説明する。

【0021】

図 6 は、出力電流 I_{out} を変動させた場合の、電流 I_{d1} の波形の例を示すグラフである。図 6 において、出力電流 I_{out} が大きい（例えば 175 A）場合の波形を曲線 410 に示し、出力電流 I_{out} が小さい（例えば 10 A）場合の波形を曲線 430 に示し、出力電流 I_{out} が中程度の大きさ（例えば 80 A）の場合の波形を曲線 420 に示す。図 6 において、曲線 410 に対応するオン期間 T_h 、曲線 420 に対応するオン期間 T_m と、曲線 430 に対応するオン期間 T_l と、3つのオン期間 T_h 、 T_m 、 T_l に共通している期間である共通オン期間 T_c とを示している。

【0022】

図 6 に示すように、実施の形態 1 でスイッチ S_1 、 S_2 を制御するために検出した第 1 及び第 2 のオン期間 T_1 、 T_2 は、出力電流 I_{out} の値によって変化し、出力電流 I_{out} が小さいほど第 1 及び第 2 のオン期間 T_1 、 T_2 の開始及び終了は遅くなる。従って、出力電流 I_{out} が 1 サイクルの間に大きく変動した場合、実施の形態 1 のような制御を行うと、実際に電流 I_{d1} 、 I_{d2} が順方向に流れている期間と、スイッチ S_1 、 S_2 がオンされる期間とが一致せず、電流の逆流が発生してしまう。

【0023】

図 7 は、図 4 の制御部 110 A によるスイッチ制御動作の例を示すフローチャートである。図 7 において、スイッチ制御動作は、ステップ $S_{401} \sim S_{407}$ を含む。

【0024】

図 7 において、ステップ S_{401} では、制御部 110 A は、実施の形態 1 と同様に、直前のサイクルの第 1 及び第 2 のオン期間 T_1 、 T_2 に従って、スイッチ S_1 、 S_2 をオンする。ステップ S_{401} の後、スイッチ制御動作はステップ S_{402} に進む。

【0025】

ステップ S_{402} では、制御部 110 A は、1 サイクルの間に出力電流 I_{out} が所定値よりも大きい差で変動したか否かを判断する。出力電流 I_{out} が変動している場合、スイッチ制御動作はステップ S_{403} に進む。変動していなかった場合、スイッチ制御動作はステップ S_{401} を繰り返す。従って、出力電流 I_{out} の変動が十分に小さい場合、スイッチは実施の形態 1 と同じように制御される。

【0026】

ステップ S_{403} では、制御部 110 A は、図 6 の共通オン期間 T_c に従ってスイッチ S_1 、 S_2 をオンする。前述の通り、出力電流 I_{out} が大きく変動すると、第 1 のオン期間 T_1 も前後する。ここで、図 6 の共通オン期間 T_c では、出力電流 I_{out} の値にかかわらず電流 I_{d1} が流れる。従って、出力電流 I_{out} が大きく変動している場合でも、共通オン期間 T_c においてのみスイッチ S_1 をオンすることにより、逆流を防ぐことができる。ステップ S_{403} の後、スイッチ制御動作はステップ S_{404} に進む。

【0027】

ステップ S_{404} では、制御部 110 A は、出力電流 I_{out} が所定のしきい値 I_{th} よりも小さいかどうか、すなわち $I_{out} < I_{th}$ が成立するか否かを判断する。成立するならばスイッチ制御動作は、ステップ S_{405} に進み、成立しないならばスイッチ制御動作はステップ S_{406} に進む。

【0028】

ステップ S_{405} では、制御部 110 A は、1 サイクルの間、スイッチ S_1 、 S_2 をオフのままにする。すなわち、絶縁共振型コンバータを非同期整流方式で動作させる。出力電流 I_{out} が十分に小さい場合、出力電流 I_{out} の変動を検出するのが難しい。また

10

20

30

40

50

、電流 I_{d1} , I_{d2} の値が小さいため、ダイオード $D1$, $D2$ の抵抗による電力の消費が小さい。従って、スイッチ $S1$, $S2$ を常にオフにして、非同期整流を行っても、同期整流を行った場合と同等の効果が得られる。ステップ $S405$ が終了すると、スイッチ制御動作はステップ $S404$ に戻る。従って、出力電圧 I_{out} が所定のしきい値 I_{th} よりも小さい限り、制御部 $110A$ はステップ $S405$ を繰り返す。

【0029】

ステップ $S406$ では、制御部 $110A$ は、所定のサイクル数の期間、出力電流 I_{out} が変動していないかどうかを判断する。出力電流 I_{out} が変動している場合、スイッチ制御動作はステップ $S404$ に戻る。変動していなかった場合、スイッチ制御動作はステップ $S407$ に進む。ステップ $S407$ では、制御部 $110A$ は、所定のサイクル数の期間、ステップ $S401$ と同様に、1サイクル前の第1及び第2のオン期間にスイッチ $S1$, $S2$ をオンする。所定のサイクル数の期間が経過すると、スイッチ制御動作はステップ $S401$ に戻る。換言すると、ステップ $S407$ では制御部 $110A$ は、出力電流 I_{out} が安定するまで、出力電流 I_{out} の変動を監視せずに、ステップ $S401$ と同様の動作を行う。

【0030】

以上のように、実施の形態2に係る共振型コンバータ1Aは、出力電流 I_{out} の値に応じてスイッチ制御動作を変更する。これにより、出力電流 I_{out} が大きく変化する場合でも、スイッチ $S1$, $S2$ を電流が逆流することを防ぎ、電力変換効率の低下及び発熱を低減することができる。

【0031】

なお、スイッチ制御動作を変更するのに監視する監視値は出力電流 I_{out} に限定されず、例えば出力電流 I_{out} 、電圧検出部137により計測した入力電圧 V_{in} 、出力電圧 V_{out} 、温度検出部135, 136により計測したスイッチ $S1$, $S2$ の温度 $tmp1$, $tmp2$ のうちの少なくとも1つを監視値とし、スイッチ制御動作を変更する基準としてもよい。

【0032】

(実施の形態3)

図8は、実施の形態3に係る共振型コンバータ1Bの構成例を示すブロック図である。図8において、共振型コンバータ1Bは、図1の共振型コンバータ1と比較して以下の点で異なる。

(1) 電流検出部131, 132に代えて、それぞれ電流検出部131, 132の位置に挿入された検出抵抗 R_{d1} , R_{d2} と、検出抵抗 R_{d1} , R_{d2} の両端の検出電圧 V_{d1} , V_{d2} を検出して信号 S_{Vd1} , S_{Vd2} を制御部110Bに出力する電圧検出部131B, 132Bを備える。

(2) 制御部110Bは、電流の信号 S_{Id1} , S_{Id2} に代えて電圧の信号 S_{Vd1} , S_{Vd2} に基づいてオン期間 $T1$, $T2$ を検出する。

【0033】

検出抵抗 R_{d1} , R_{d2} は、それぞれを流れる電流 I_{d1} , I_{d2} により検出電圧 V_{d1} , V_{d2} を発生する。従って、電流 I_{d1} , I_{d2} にそれぞれ対応する検出電圧 V_{d1} , V_{d2} が所定値以上である期間をオン期間 $T1$, $T2$ とすることで、実施の形態1と同様の第1及び第2のオン期間 $T1$, $T2$ を検出することができる。

【0034】

(実施の形態4)

図9は、実施の形態4に係る共振型コンバータ1Cの構成例を示すブロック図である。共振型コンバータ1Cは、図4の共振型コンバータ1Aと比較して、以下の点で異なる。

(1) 電流検出部131, 132に代えて、それぞれ電流検出部131, 132の位置に挿入された検出抵抗 R_{d1} , R_{d2} と、検出抵抗 R_{d1} , R_{d2} の両端の検出電圧 V_{d1} , V_{d2} を検出して信号 S_{Vd1} , S_{Vd2} を制御部110Cに出力する電圧検出部131B, 132Bを備える。

(2) 制御部 110C は、電流の信号 $SId1$, $SId2$ に代えて電圧の信号 $SVd1$, $SVd2$ に基づいてオン期間 $T1$, $T2$ を検出する。

これにより電流 $Id1$, $Id2$ に対応する検出電圧 $Vd1$, $Vd2$ を検出し、実施の形態 3 と同様に、第 1 及び第 2 のオン期間 $T1$, $T2$ を検出することができる。

【0035】

(実施の形態 5)

図 10 は、実施の形態 5 に係る共振型コンバータ 1D の構成例を示すブロック図である。図 10 において、共振型コンバータ 1D は、図 1 の共振型コンバータ 1 と比較して以下の点で異なる。

(1) スイッチ $S1D$, $S2D$ は、オンされているときに所定のオン損失抵抗を有する。

(2) 電流検出部 131 , 132 に代えて、スイッチ $S1D$, $S2D$ の両端電圧を $Vd1$, $Vd2$ を計測し、信号 $SVd1$, $SVd2$ を制御部 110D に出力する電圧検出部 131D , 132D を備える。

(3) 制御部 110D は、電流の信号 $SId1$, $SId2$ に代えて電圧の信号 $SVd1$, $SVd2$ に基づいてオン期間 $T1$, $T2$ を検出する。

【0036】

図 10 において、スイッチ $S1D$, $S2D$ におけるオン損失抵抗が無視できない大きさのとき、スイッチ $S1D$, $S2D$ の両端電圧を計測することで、実施の形態 3 及び 4 と同様に電流 $Id1$, $Id2$ を検出し、オン期間 $T1$, $T2$ を検出することができる。

【0037】

(実施の形態 6)

図 11 は、実施の形態 6 に係る共振型コンバータ 1E の構成を示すブロック図である。図 11 の共振型コンバータ 1E は、図 1 の共振型コンバータ 1 と比較して、以下の点で異なる。

(1) 電流検出部 131 , 132 に代えて電圧検出部 131D , 132D を備える。

(2) 制御部 110 に代えて、制御部 110E を備える。

(3) 制御部 110E は、スイッチ $S1$, $S2$ に制御信号 $Ss1E$, $Ss2E$ を出力する。

【0038】

図 12 は、図 11 の共振型コンバータ 1E の各部における信号等の動作波形を示すタイミングチャートである。図 12 において、オン期間 $T1p$ は直前のサイクルにおけるオン期間を示し、オン期間 $T1m$ は現在のサイクルにおいてスイッチ $S1$ をオンするように制御する期間を示す。また、オン期間 $T2p$ は直前のサイクルにおけるオン期間を示し、オン期間 $T2m$ は現在のサイクルにおいてスイッチ $S2$ をオンするように制御する期間を示す。ここで、期間 $Tdon$, $Tdoff$ はそれぞれ所定の微小時間 ($\ll T1p$, $T2p$) を有する期間である。図 12 に示すように、制御部 110E は、直前のサイクルにおけるオン期間 $T1p$, $T1p$ よりもそれぞれ、開始タイミングを期間 $Tdon$ だけ遅らせ、かつ終了タイミングを期間 $Tdoff$ だけ進めるように設定された期間 $T1m$, $T2m$ においてそれぞれ、スイッチ $S1$, $S2$ をオンする。なお、終了タイミングを進めるのは、電流の逆流を防止するためである。

【0039】

ここで、期間 $Tdon$, $Tdoff$ において、スイッチ $S1$, $S2$ はオンされていない。期間 $Tdon$, $Tdoff$ において図 3 の場合と同様の電圧が二次巻線 102 からスイッチ $S1$, $S2$ に印加されるとそれぞれ、ダイオード $D1$, $D2$ に電流 $Id1$, $Id2$ が流れる。従って、例えば図 10 の電圧検出部 131D , 132D を用いてスイッチ $S1$, $S2$ の両端電圧、すなわちダイオード $D1$, $D2$ の各両端電圧を計測することで、電流 $Id1$, $Id2$ を検出し、オン期間 $T1$, $T2$ の開始タイミング及び終了タイミングを実質的に検出することができる。

【0040】

以上説明したように、スイッチ $S1$, $S2$ を、直前のサイクルのオン期間 $T1p$, $T2p$ の開始タイミングを期間 $Tdon$ だけ遅らせかつ終了タイミングを期間 $Tdoff$ だけ

10

20

30

40

50

進めた期間においてオンし、ダイオード D 1, D 2 の各両端電圧を計測することにより、オン期間 T 1, T 2 の開始及び終了タイミングを検出し、オン期間 T 1, T 2 を実質的に検出することができる。

【0041】

(他の実施の形態)

実施の形態 1～6 では、制御部 110, 110A は、現在のサイクルの直前の 1 サイクルにおける第 1 及び第 2 のオン期間に基づいてスイッチ S 1, S 2 をオンしている。しかしながら、これは現在のサイクルの直前の 1 サイクルに限定されず、現在のサイクルの直前までの少なくとも 1 つのサイクルにおけるオン期間 T 1, T 2 であってよい。例えば、現在のサイクルの 2 つ前のサイクルのオン期間において、又は 1 サイクル前のオン期間 T 1, T 2 と 2 サイクル前のオン期間 T 1, T 2 の平均においてスイッチ S 1, S 2 をオンするよう制御する。

10

【0042】

また、実施の形態 1～6 では、直流電圧を交流電圧に変換する一次側変換部としてフルブリッジインバータ 140 を用いたが、これに限らず、ハーフブリッジインバータ又は LLC インバータ等の他の一次側変換部を用いてもよい。

【産業上の利用可能性】

【0043】

本開示の制御装置等は、デジタル制御かつ同期整流方式の DCDC 変換装置に適用可能である。

20

【符号の説明】

【0044】

1, 1A～1E 共振型コンバータ

100 トランス

101 一次巻線

102, 103 二次巻線

110, 110A～110E 制御部

111 クロック発振器

112 オン期間検出部

113 ゲート制御部

114, 114A スイッチ制御部

114m 記憶部

120 直流電圧源

131, 132, 134 電流検出部

131B, 131D, 131E, 132B, 132D, 132E 電圧検出部

133, 137 電圧検出部

135, 136 温度検出部

140 フルブリッジインバータ

150 整流部

C1, C2 コンデンサ

D1, D2 ダイオード

R1 負荷

R2 抵抗

Rd1, Rd2 検出抵抗

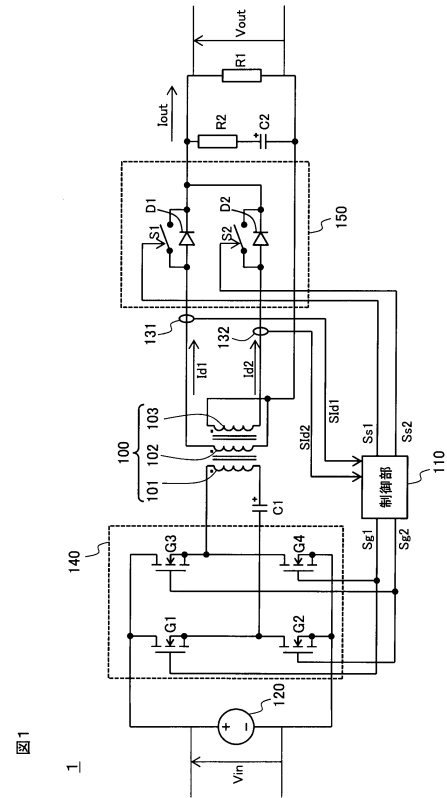
S1, S1D, S2, S2D スイッチ

30

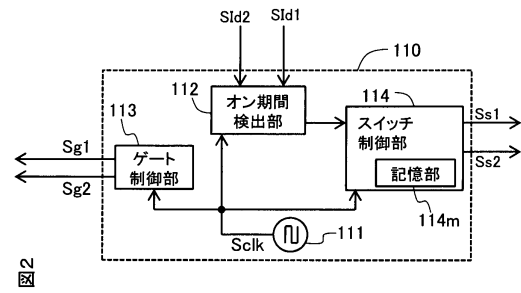
40

50

【図面】
【図 1】



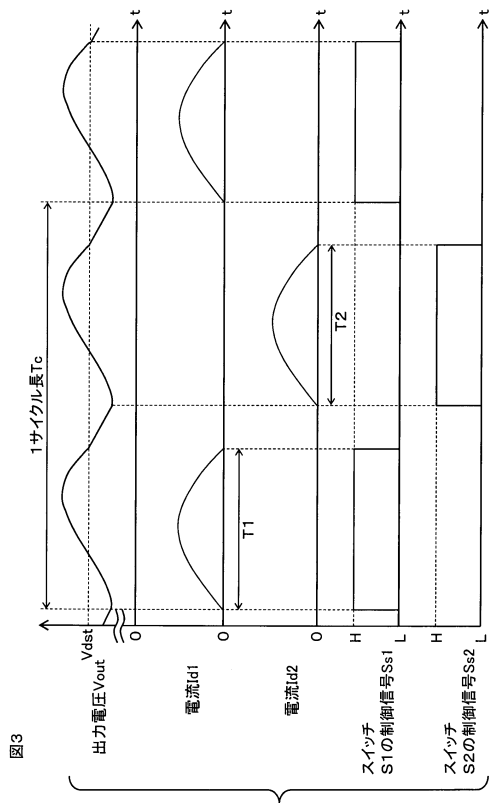
【図 2】



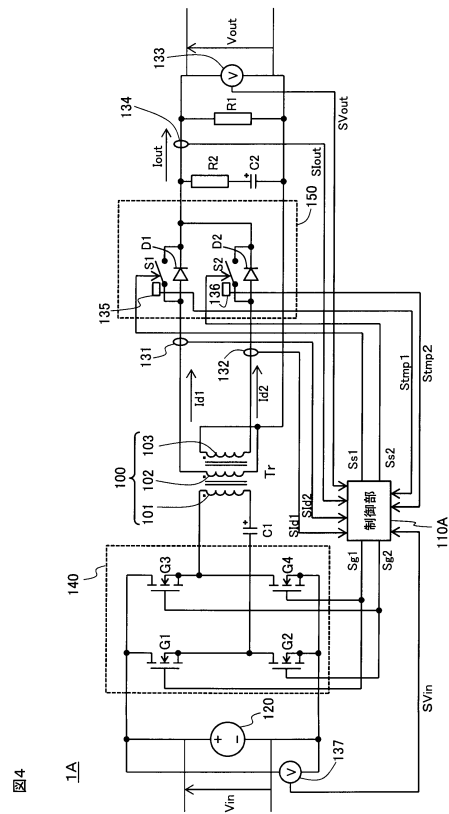
10

20

【図 3】



【図 4】



30

40

50

【図 5】

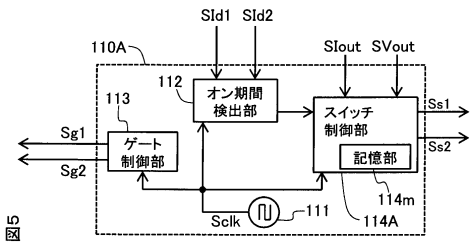


図5

【図 6】

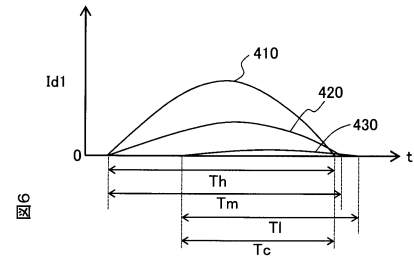


図6

【図 7】

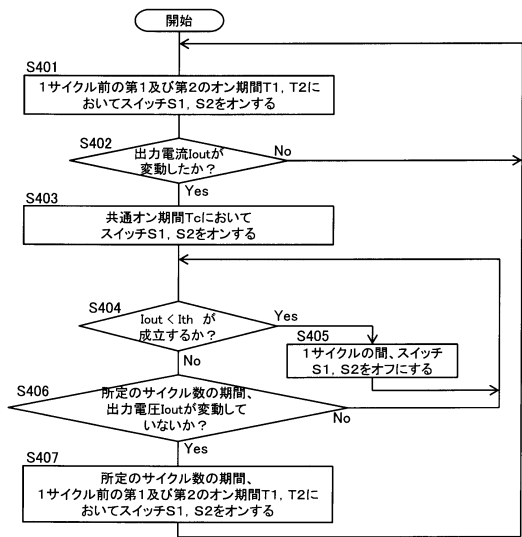


図7

【図 8】

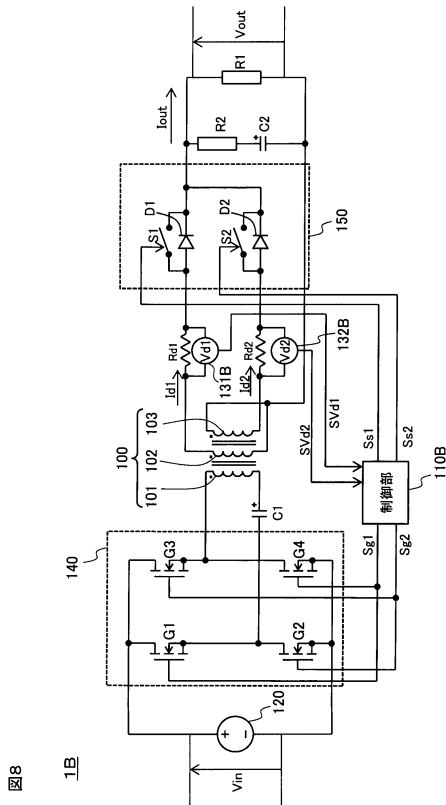


図8

10

20

30

40

50

【図 9】

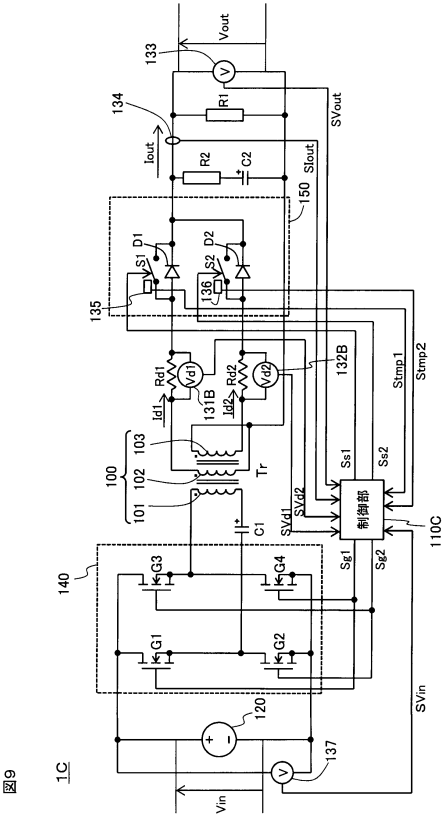


図9

【図 11】

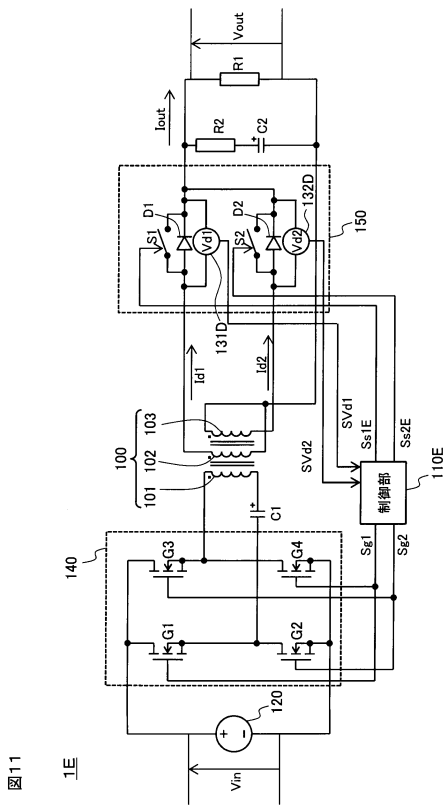


図11

【図 10】

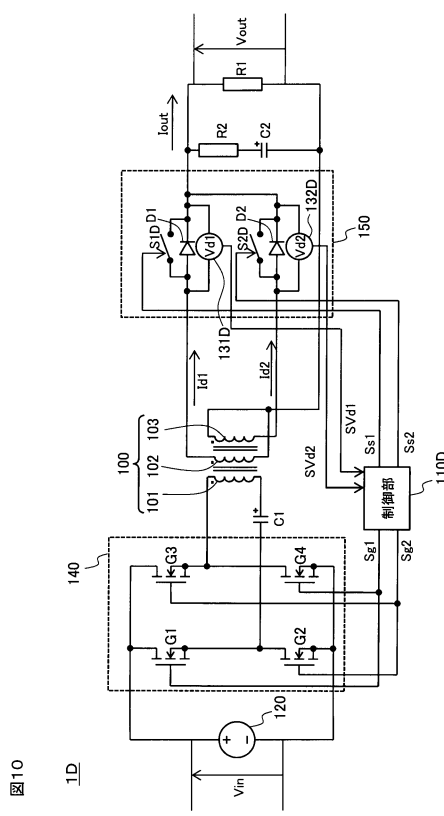


図10

【図 12】

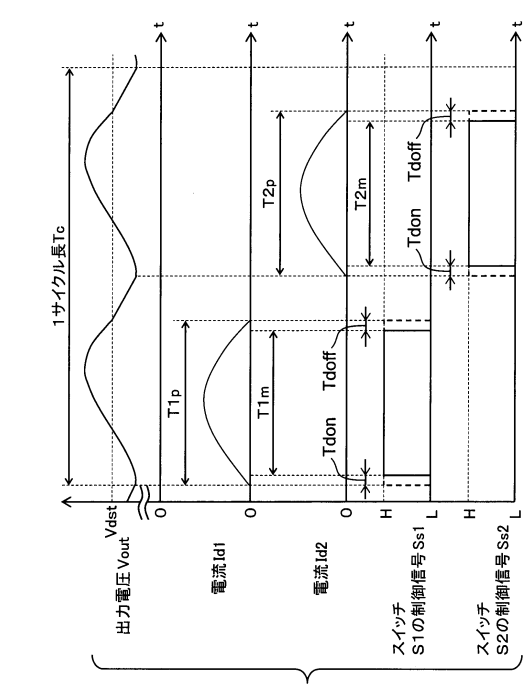


図12

10

20

30

40

50

フロントページの続き

不動産町 8 0 1 番地 オムロン株式会社内

(72)発明者 上松 武

京都府京都市下京区塩小路通堀川東入南不動産町 8 0 1 番地 オムロン株式会社内

審査官 東 昌秋

(56)参考文献 特開 2 0 1 8 - 5 7 1 3 2 (J P , A)

特開 2 0 0 8 - 3 5 6 4 1 (J P , A)

特開 2 0 1 8 - 1 8 2 8 8 2 (J P , A)

特開 2 0 0 1 - 3 0 9 5 8 0 (J P , A)

米国特許出願公開第 2 0 1 5 / 0 2 2 9 2 2 6 (U S , A 1)

(58)調査した分野 (Int.Cl., D B 名)

H 0 2 M 3 / 0 0 - 3 / 4 4