(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第6565770号
(P6565770)
(45)発行日　令和1年8月28日(2019.8.28)　(24)登録日　令和1年8月9日(2019.8.9)

(51)Int.Cl.　F I
H02M 3/28 (2006.01)　H02M 3/28 H

請求項の数 3　(全 22 頁)

(21)出願番号　特願2016-75649(P2016-75649)
(22)出願日　平成28年4月5日(2016.4.5)
(65)公開番号　特開2017-189001(P2017-189001A)
(43)公開日　平成29年10月12日(2017.10.12)
審査請求日　平成30年6月18日(2018.6.18)

(73)特許権者　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　100093779
弁理士　服部　雅紀
(72)発明者　徳舛　彰
愛知県刈谷市昭和町１丁目１番地　株式会社デンソー内
(72)発明者　白川　和博
愛知県刈谷市昭和町１丁目１番地　株式会社デンソー内
(72)発明者　瀧　浩志
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】プッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
電源（Ｂｔ）及び負荷（Ｌｄ）の間に接続され直流電力を変換するプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータであって、
トランス（２０）の励磁インダクタを構成する複数の一次コイル（３１、３２）、及び複数の二次コイル（３３、３４）と、
前記複数の一次コイルと前記電源との間に接続され、且つ還流ダイオードが並列に接続されており、交互に動作する複数の一次側スイッチング素子（ＳＷ１、ＳＷ２）と、
前記複数の二次コイルに接続され、前記二次コイルに流れる電流を整流可能な複数の二次側整流素子（ＤＩ３、ＤＩ４、ＳＷ３、ＳＷ４）と、
前記二次側整流素子と前記負荷との間に接続される平滑インダクタ（７）と、
いずれかの前記一次側スイッチング素子がターンオンし前記負荷及び前記平滑インダクタに流れる負荷電流（i_L）が理論的に増加する時間である理論オン時間（Ｔｏｎ）、及び、すべての前記一次側スイッチング素子がターンオフし前記負荷電流が理論的に減少する時間である理論オフ時間（Ｔｏｆｆ）を算出するスイッチング時間算出部（１３）と、
前記スイッチング時間算出部が算出した前記理論オン時間及び前記理論オフ時間に基づいて前記一次側スイッチング素子を操作し、前記二次側整流素子がスイッチング素子の場合にさらに二次側スイッチング素子を操作するスイッチング操作部（１８）と、
を備え、
前記一次側スイッチング素子がすべてオフ時の前記負荷電流が前記二次側整流素子を還

流する期間において、前記二次側整流素子一つ当たりに還流する前記負荷電流を素子当負荷電流（$i_L/2$）とし、前記トランスの励磁インダクタに流れる励磁電流について、前記二次側整流素子一つ当たりに流れる電流に換算した励磁電流を換算励磁電流（$i_{Lm}/2N$）とすると、

前記スイッチング操作部は、

前記素子当負荷電流の絶対値が前記換算励磁電流の絶対値以上である通常状態から、前記素子当負荷電流の絶対値が前記換算励磁電流の絶対値を下回る逆転状態に移行した後、当該逆転状態の間に、次にオンする順番の前記一次側スイッチング素子をターンオンし、

前記理論オフ時間をＴｏｆｆ、前記素子当負荷電流の山値を（$i_L/2$）、前記トランスの一次側と二次側との巻線比が１：Ｎの構成において前記一次側スイッチング素子がすべてオフ時の前記換算励磁電流を（$i_{Lm}/2N$）、前記一次側スイッチング素子がすべてオフ時に前記負荷に出力される出力電圧をv_{out}、前記平滑インダクタのインダクタンスをＬと表すと、

前記スイッチング時間算出部は、下式により前記理論オフ時間を算出するプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ。

【数１】

$$T_{off} = \frac{i_L - i_{Lm}/N}{2v_{out}} L$$

【請求項２】

前記スイッチング操作部は、

前記一次側スイッチング素子のドレイン－ソース間電圧が降下しゼロ電圧に到達した後、次にオンする順番の前記一次側スイッチング素子をターンオンする請求項１に記載のプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ。

【請求項３】

前記スイッチング時間算出部は、前記理論オフ時間に所定の延長時間（Ｔａｄｄ）を加算した調整オフ時間（Ｔｏｆｆ＊）をさらに算出し、

前記スイッチング操作部は、

前記調整オフ時間が経過した時、次にオンする順番の前記一次側スイッチング素子をターンオンする請求項２に記載のプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明は、複数の一次側スイッチング素子を交互に動作させ、トランスを介して電力を変換するプッシュプル方式の絶縁型ＤＣ／ＤＣコンバータに関する。

【背景技術】

【０００２】

従来、複数のスイッチング素子のオンオフを切り替えて電力を変換する電力変換装置が知られている。この種の電力変換装置において、スイッチング素子のドレイン－ソース間電圧が低下しないうちにスイッチング素子をオンし通電を開始すると、電流と電圧との積によるターンオン損失が発生する。

例えば特許文献１に開示されたプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータは、補助スイッチを操作し、一次側の漏洩インダクタンスを用いて外付けコンデンサの電荷を充放電することにより、メインスイッチの電圧が低下してからターンオンする構成を採用している。

【先行技術文献】

【特許文献】

【０００３】

【特許文献１】国際公開ＷＯ２００８／０２０６２９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の技術では、外付けコンデンサの電荷を充放電するために補助スイッチが必要となり、部品点数が増加し、体格が増加するという問題がある。
本発明はこのような点に鑑みて創作されたものであり、その目的は、補助スイッチを用いずに一次側スイッチング素子のターンオン損失を低減するプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータを提供することにある。
【課題を解決するための手段】
【０００５】
本発明は、電源（Ｂｔ）と負荷（Ｌｄ）との間に接続され直流電力を変換するプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータに係る発明である。このプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータは、トランス（２０）の励磁インダクタを構成する複数の一次コイル（３１、３２）及び複数の二次コイル（３３、３４）と、複数の一次側スイッチング素子（ＳＷ１、ＳＷ２）と、複数の二次側整流素子（ＳＷ３、ＳＷ４、ＤＩ３、ＤＩ４）と、二次側整流素子と負荷との間に接続される平滑インダクタ（７）と、スイッチング時間算出部（１３）と、スイッチング操作部（１８）とを備える。
【０００６】
複数の一次側スイッチング素子は、複数の一次コイルと電源との間に接続され、且つ還流ダイオードが並列に接続されており、交互に動作する。
複数の二次側整流素子は、複数の二次コイルに接続され、二次コイルに流れる電流を整流可能である。例えば二次側整流素子は、ダイオード又はスイッチング素子である。
なお、二次側整流素子がスイッチング素子の構成では、後述の通常状態から逆転状態に移行する前にオン状態の二次側スイッチング素子はターンオフされることを前提とする。
【０００７】
スイッチング時間算出部は、「いずれかの一次側スイッチング素子がターンオンし負荷及び平滑インダクタに流れる負荷電流（i_L）が理論的に増加する時間」である理論オン時間（Ｔｏｎ）、及び、「すべての一次側スイッチング素子がターンオフし負荷電流が理論的に減少する時間」である理論オフ時間（Ｔｏｆｆ）を算出する。
ここで、「理論オフ時間を算出する」とは、固定値として設定されたスイッチング周期から単純に理論オン時間を差し引いた残りを理論オフ時間とするのでなく、何らかの技術的思想に基づいて、負荷電流が理論的に減少する時間を算出することを意味する。
スイッチング操作部は、スイッチング時間算出部が算出した理論オン時間及び理論オフ時間に基づいて一次側スイッチング素子を操作し、二次側整流素子がスイッチング素子の場合にさらに二次側スイッチング素子を操作する。
【０００８】
以下、一次側スイッチング素子がすべてオフ時の負荷電流が二次側整流素子を還流する期間において、二次側整流素子一つ当たりに還流する負荷電流を素子当負荷電流（$i_L／2$）とする。また、トランスの励磁インダクタに流れる励磁電流について、二次側整流素子一つ当たりに流れる電流に換算した励磁電流を換算励磁電流（$i_{Lm}／２Ｎ$）とする。
また、素子当負荷電流の絶対値が換算励磁電流の絶対値以上である状態を「通常状態」と定義し、素子当負荷電流の絶対値が換算励磁電流の絶対値を下回る状態を「逆転状態」と定義する。
【０００９】
スイッチング操作部は、通常状態から逆転状態に移行した後、当該逆転状態の間に、次にオンする順番の一次側スイッチング素子をターンオンする。
二次側を流れる励磁電流が一次側へ転流し始めると、一次側スイッチング素子のドレイン－ソース間の容量の電荷が放電され、ドレイン－ソース間電圧が降下する。また、理論オフ時間が経過したタイミングには逆転状態となっている。
そこで、本発明のスイッチング操作部は、スイッチング時間算出部が算出した理論オン時間及び理論オフ時間に基づいて、逆転状態の間に一次側スイッチング素子をターンオン

することにより、通電開始直後の電圧を低く抑えることができる。つまり、本発明では、励磁電流を利用することにより、従来技術のように別の部品である補助スイッチを追加することなく、簡易な構成でターンオン損失を低減することができる。

【００１０】

ところで、理論オフ時間から判定する以外に逆転状態を判定する構成として、例えば、一次側スイッチング素子又は二次側整流素子に流れる電流や両端電圧の変化を検出して判定することも考えられる。しかし、それらの電流や電圧を検出するためには、逆転状態の検出専用に電流センサや電圧センサを追加する必要がある。また、センサ精度を確保する必要がある。

【００１１】

それに対し、本発明では、スイッチング時間算出部は、下式により理論オフ時間を算出する。

$$Toff=[\{(i_L-i_{Lm})/N\}/2v_{out}]\times L$$

各記号の意味は、以下の通りである。

Ｔｏｆｆ：理論オフ時間

（i_L／２）：素子当負荷電流の山値

（i_{Lm}／２Ｎ）：トランスの一次側と二次側との巻線比が１：Ｎの構成において一次側スイッチング素子がすべてオフ時の換算励磁電流

v_{out}：一次側スイッチング素子がすべてオフ時に負荷に出力される出力電圧

Ｌ：平滑インダクタのインダクタンス

これらの情報は、プッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータの基本的な動作を制御するために元々必要な情報である。したがって、これらの情報により算出された理論オフ時間に基づいて逆転状態を判定することにより、検出専用のセンサを追加する必要がなく、また、センサ精度の影響を考慮する必要もなくなる。

【００１２】

好ましくは、スイッチング操作部は、一次側スイッチング素子のドレイン－ソース間電圧が降下しゼロ電圧に到達した後、次にオンする順番の一次側スイッチング素子をターンオンする。これにより、「ゼロ電圧スイッチング」を実現し、ターンオン損失を特に低減することができる。

そのために、スイッチング時間算出部は、理論オフ時間に所定の延長時間（Ｔａｄｄ）を加算した調整オフ時間（$Toff^*$）をさらに算出し、スイッチング操作部は、調整オフ時間が経過した時、次にオンする順番の一次側スイッチング素子をターンオンすることが好ましい。延長時間を適切に設定することにより、ゼロ電圧スイッチングを確実に実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【００１３】

【図１】各実施形態に用いられる二次側整流素子がダイオードであるプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータの構成図。

【図２】各実施形態に用いられる二次側整流素子がスイッチング素子であるプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータの構成図。

【図３】プッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータの動作を示すタイムチャート。

【図４】二次側整流素子がダイオード、又は、スイッチング素子であり逆転開始時刻前に同期整流制御を停止する構成で、一次側スイッチング素子オン移行時（負荷電流最小領域）における各部の電流、電圧の変化を示すタイムチャート。

【図５】図４の構成でのモード（ａ）、（ｂ）の電流経路の図。

【図６】図４の構成でのモード（ｄ）、（ｅ）、（ｆ）の電流経路の図。

【図７】二次側整流素子がスイッチング素子であり逆転開始時刻後に同期整流制御を継続する構成で、一次側スイッチング素子オン移行時（負荷電流最小領域）における各部の電流、電圧の変化を示すタイムチャート。

【図８】図７の構成でのモード（ａ）、（ｂ）、（ｃ）の電流経路の図。
【図９】［Ａ］：図６のモード（ｄ）に電圧記号を追加した図。［Ｂ］：回路モデル図。
【図１０】（ａ）第１実施形態のスイッチング時間算出部のブロック図。（ｂ）負荷電流の変化と理論オン時間及び理論オフ時間計との関係を示す図。
【図１１】周知技術のＤｕｔｙ制御を説明するブロック図。
【図１２】第２実施形態のスイッチング時間算出部のブロック図。
【図１３】延長時間を設定しない場合の負荷電流の変化を示すタイムチャート。
【図１４】延長時間を設定した場合の負荷電流の変化を示すタイムチャート。
【図１５】ゼロ電圧スイッチングの効果を示す図。
【図１６】ゼロ電圧スイッチングの効果を示す図。
【発明を実施するための形態】
【００１４】
以下、本発明の実施形態を図面に基づいて説明する。複数の実施形態において、実質的に同一の構成には同一の符号を付して説明を省略する。また、以下に説明する第１、第２実施形態を包括して「本実施形態」という。
最初に、プッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータの二通りの構成図を図１、図２に示す。これらは二次側整流素子の構成のみが異なり、その他の構成は共通である。図１に示すプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ１０１は、二次側整流素子としてダイオードＤＩ３、ＤＩ４が用いられる。一方、図２に示すプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ１０２は、二次側整流素子としてスイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４が用いられる。
【００１５】
ただし、各実施形態の特徴は、二次側整流素子の構成そのものではなく、スイッチング時間算出部」が特に理論オフ時間Ｔｏｆｆを算出する構成にある。そして、二次側整流素子がダイオードの構成、及びスイッチング素子の構成共に、いずれの実施形態にも適用可能である。そこで、最初に二通りのプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ１０１、１０２の構成を説明した後、各実施形態の説明に移る。
【００１６】
まず図１を参照し、二次側整流素子がダイオードＤＩ３、ＤＩ４の構成のプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ１０１について説明する。プッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ１０１は、電源Ｂｔと負荷Ｌｄとの間に接続され、直流電力を変換する。
プッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ１０１は、トランス２０の励磁インダクタを構成する二組の一次コイル３１、３２及び二次コイル３３、３４、二つの一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２、二つの二次側ダイオードＤＩ３、ＤＩ４、及び、平滑インダクタ７等を備える。また、プッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ１０１は、一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２を操作するスイッチング操作部（図中、「ＳＷ操作部」）１８、及び、スイッチング時間算出部（図中、「ＳＷ時間算出部」）１３を備える。
【００１７】
トランス２０は、一次側と二次側との巻数比が「１：Ｎ」となるように構成され、励磁インダクタに励磁電流I_{Lm}が流れる。励磁電流I_{Lm}は、各コイル３１、３２、３３、３４を流れる電流I_{t1}、I_{t2}、$N\times I_{t3}$、$N\times I_{t4}$の和に等しい。本実施形態では、主に巻数比が１：１の場合を想定して説明する。
一次コイル３１、３２の一端同士は一次側センタタップＣＴ１で接続されており、センタタップＣＴ１は、電源Ｂｔの正極に接続されている。一次コイル３１、３２の他端は、それぞれ一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２を介して電源Ｂｔの負極に接続されている。電源Ｂｔから入力される入力電圧を「v_{in}」と表す。
【００１８】
二次コイル３３、３４の一端同士は二次側センタタップＣＴ２で接続されており、センタタップＣＴ２は、負荷Ｌｄの一方の端子Ｐｐに接続されている。二次コイル３３、３４の他端は、それぞれダイオードＤＩ３、ＤＩ４のカソードに接続されている。二次側整流素子としてのダイオードＤＩ３、ＤＩ４は、二次コイル３３、３４に流れる電流を整流す

る。
【００１９】
ダイオードＤＩ３、ＤＩ４のアノードと負荷Ｌｄの他方の端子Ｐｎとの間には、通電により磁気エネルギを蓄積する平滑インダクタ７が接続されている。平滑インダクタ７のインダクタンスを「Ｌ」と表す。
負荷Ｌｄ及び平滑インダクタ７に流れる電流を負荷電流i_Lという。負荷電流i_Lは、負荷Ｌｄから平滑インダクタ７を経由してダイオードＤＩ３、ＤＩ４に向かう方向を正方向とする。また、負荷Ｌｄと並列に、二次側平滑コンデンサ８が接続されている。
負荷Ｌｄに出力される出力電流を「i_{out}」、出力電圧を「v_{out}」と表す。
【００２０】
一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２は、一次コイル３１、３２と電源Ｂｔの負極との間に接続され、且つ還流ダイオードが並列に接続されており、一次コイル３１、３２に正負の電圧を交互に印加するように交互に動作する。
本実施形態では、一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２として、ボディダイオードを有するＭＯＳＦＥＴを用いる。この構成でのボディダイオードは、「還流ダイオード」に含まれるものと解釈する。また、図中、ドレインソース間に存在する容量を容量成分として記号で示す。この容量は、トランジスタ、ダイオードの接合容量と、並列に接続されたコンデンサとの合成容量である。この容量記号は、必ずしも独立したコンデンサ素子を意味しない。
【００２１】
一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２は、ドレインが一次コイル３１、３２に接続され、ソースが電源Ｂｔの負極に接続されている。一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２のゲートには、スイッチング操作部１８からゲート信号が入力される。
なお、他の実施形態では、スイッチング素子としてＩＧＢＴ等のトランジスタを用いてもよい。その場合、トランジスタのベース、コレクタ、エミッタを、それぞれゲート相当電極、ドレイン相当電極、ソース相当電極として解釈する。
【００２２】
次に図２を参照し、二次側整流素子がスイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４の構成のプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ１０２について、ダイオード構成との相違点を説明する。
プッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ１０２では、二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４が、二次コイル３３、３４に流れる電流を整流する。二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４もまた、還流ダイオードが並列に接続されている。
本実施形態では、一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２と同様に、二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４としても、ボディダイオードを有するＭＯＳＦＥＴを用いる。
【００２３】
二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４は、ドレインが二次コイル３３、３４に接続され、ソースが平滑インダクタ７に接続されている。二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４のゲートには、スイッチング操作部１８からゲート信号が入力される。
スイッチング操作部１８は、一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２に加え、さらに二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４を操作する。具体的には、ＳＷ３、ＳＷ４の通電期間に通電による損失(すなわち、導通損)を低減するため、ＳＷ３、ＳＷ４をオン状態とする「同期整流」を実行する。
【００２４】
なお、一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２と同様に、他の実施形態では、二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４としてＩＧＢＴ等のトランジスタを用いてもよい。その場合、やはり、トランジスタのベース、コレクタ、エミッタを、それぞれゲート相当電極、ドレイン相当電極、ソース相当電極として解釈する。
以下、適宜「スイッチング素子」を省略し、単に「ＳＷ１～ＳＷ４」と記す。
【００２５】
次に図３を参照し、プッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ１０１、１０２の動作の概要

について説明する。
一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２のオン、オフ状態に基づき、三通りの区間を定義する。区間ＩではＳＷ１がオン、ＳＷ２がオフである。区間ＩＩでは、ＳＷ１がオフ、ＳＷ２がオンである。区間ＩＩＩでは、ＳＷ１、ＳＷ２共にオフである。プッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ１０１、１０２は、区間Ｉ→ＩＩＩ→ＩＩ→ＩＩＩ→Ｉ・・・というように、ＳＷ１とＳＷ２とが、共にオフの期間を間に挟みながら交互にオンする。
区間ＩＩＩでは、平滑インダクタ７に蓄積された磁気エネルギが減少し、負荷電流i_Lが減少する。一方、区間Ｉ及び区間ＩＩでは、平滑インダクタ７に磁気エネルギが蓄積され、負荷電流i_Lが増加する。

【００２６】
二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４を用い同期整流を行う構成の場合、ＳＷ３は、区間Ｉから区間ＩＩＩに移行した後、ターンオンし、区間ＩＩを過ぎ、区間ＩＩＩから区間Ｉに移行する前にターンオフする。ＳＷ４は、区間ＩＩから区間ＩＩＩに移行した後、ターンオンし、区間Ｉを過ぎ、区間ＩＩＩから区間ＩＩに移行する前にターンオフする。
ここで、一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２の切替タイミングに対し、二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４の切替タイミングを少しずらしているのは、短絡を防止するためのデッドタイムを確保するためである。

【００２７】
以下、負荷電流i_Lが減少から増加に転じる谷の領域、すなわち、区間ＩＩＩから区間Ｉ又は区間ＩＩに移行する領域を「負荷電流最小領域」という。
最小領域における負荷電流i_Lの最小値は、一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２をターンオンするタイミングによって決まる。例えば、ＳＷ１、ＳＷ２のドレインーソース間（以下、「ＤＳ間」）電圧がまだ高いうちにＳＷ１、ＳＷ２をオンした場合、ターンオン損失が発生する。また、ＳＷ１、ＳＷ２のターンオン時に、各種寄生成分による共振により二次側ダイオードにサージ電圧が発生するという課題がある。

【００２８】
本実施形態は、プッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータの負荷電流最小領域における動作に関し、励磁電流を利用して簡易な構成でターンオン損失を低減することを特徴とする。
以下、負荷電流最小領域における動作を詳しく説明するにあたり、図３に丸印で囲んだ「区間ＩＩＩから区間Ｉに移行する場面」、すなわち、一次側スイッチング素子ＳＷ１をターンオンする場面を代表として説明する。二次側で同期整流を行う構成では、二次側スイッチング素子ＳＷ３をターンオフした後、一次側スイッチング素子ＳＷ１をターンオンする場面となる。

【００２９】
したがって、以下の説明では、二次側スイッチング素子ＳＷ３及び一次側スイッチング素子ＳＷ１の電流、電圧変化について主に言及する。逆の「区間ＩＩＩから区間ＩＩに移行する場面」では、二次側スイッチング素子ＳＷ４及び一次側スイッチング素子ＳＷ２について、電流方向の符号等を適宜設定しつつ、同様に解釈可能である。

【００３０】
次に、図４～図９を参照し、二通りの構成のプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータについて、負荷電流最小領域における動作を説明する。詳しくは、二次側整流素子がダイオード、又は、スイッチング素子であり逆転開始時刻前に同期整流制御を停止する構成について、図４のタイムチャート、及び図５、図６の電流経路図を参照する。なお、図５、図６では、二次側整流素子がスイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４である構成について図示する。また、二次側整流素子がスイッチング素子であり逆転開始時刻後に同期整流制御を継続する構成について、図７のタイムチャート、及び図８の電流経路図を参照する。
以下の図中、後述の数式に用いられる電流、電圧、インダクタンス等の物理量を斜字体で記載する。一方、時間変数である「Ｔｏｎ、Ｔｏｆｆ、Ｔｓｗ、Ｔａｄｄ」は、図中、正体で記載する。また、「ｏｎ、ｏｆｆ、ｓｗ、ａｄｄ」の添字部分について、数式では下付文字で記載し、本文中では通常文字で記載する。

【００３１】
まず、二次側整流素子がダイオードＤＩ３、ＤＩ４、又は、スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４であり逆転開始時刻ｔｂ前に同期整流制御を停止する構成について説明する。
図４には、上から順に、負荷電流i_L及び励磁電流i_{Lm}、ＳＷ１電流i_{sw1}、ＳＷ１電圧v_{sw1}、ＳＷ３電圧v_{sw3}、及び、各スイッチング素子ＳＷ１～ＳＷ４のゲート電圧、すなわち、スイッチング操作部１８からのオン信号の入力変化を示す。二次側整流素子については、ダイオードＤＩ３、ＤＩ４を用いる構成の場合、ゲート電圧を常に０として示す。また、二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４を用いて同期整流を行う構成の場合、ゲート電圧を破線で示す。
【００３２】
ここで、本明細書で用いる用語を定義する。
一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２がすべてオフ時の負荷電流が二次側整流素子ＳＷ３、ＳＷ４を還流する期間において、負荷Ｌｄ及び平滑インダクタ７を経由して二次側整流素子一つ当たりに還流する電流を「素子当負荷電流」とし、トランス２０の励磁インダクタに流れる励磁電流i_{Lm}について、区間Ｉ及び区間ＩＩで蓄積される励磁電流値に対し、区間ＩＩＩでの励磁電流変化はないものとし、二次側整流素子一つ当たりに流れる電流に換算した励磁電流i_{Lm}を「換算励磁電流」とする。
また、素子当負荷電流の絶対値が換算励磁電流の絶対値以上である状態を「通常状態」と定義し、素子当負荷電流の絶対値が換算励磁電流の絶対値を下回る状態を「逆転状態」と定義する。そして、素子当負荷電流と換算励磁電流との大小関係に注目する。
【００３３】
本実施形態の説明において特に断らない限り、二次側整流素子は、電気的仕様が同等のものを二つ備えており、トランス一次側と二次側との巻線比は１：１とする。この場合、素子当負荷電流は（i_L／２）で表され、換算励磁電流は（i_{Lm}／２）で表される。
つまり、素子当負荷電流と換算励磁電流とを比較する場合、負荷電流i_L及び励磁電流i_{Lm}の２分の１の電流同士を比較することになるため、負荷電流i_L及び励磁電流i_{Lm}そのものを比較しても大小関係の判断は同じとなる。そこで図４では、負荷電流i_L及び励磁電流i_{Lm}を用いて、両者の大小関係を示している。
【００３４】
図４では、負荷電流最小領域において、（ａ）、（ｂ）、（ｄ）、（ｅ）、（ｆ）の５つのモードを定義する。なお、モード（ｃ）は存在しない。
図５、図６に、各モードにおける負荷電流i_Lを実線で、励磁電流i_{Lm}を破線で示す。また、各電流、電圧の正負を以下のように定義する。
【００３５】
負荷電流i_Lは、トランスの二次センタタップＣＴ２から平滑インダクタ７を経由して二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４に向かう方向を正方向とする。
励磁電流i_{Lm}は、各図中の破線矢印の向きを正方向とする。
スイッチング素子に流れるＳＷ１電流i_{sw1}等は、ドレインからソースに向かう順方向、すなわち図の下向きを正方向とする。負方向の電流は、図の矢印とは反対向き、すなわち図の上向きに流れる。
ＳＷ１電圧v_{sw1}、ＳＷ３電圧v_{sw3}等は、スイッチング素子のＤＳ間電圧を意味し、図の矢印のように、ソース電位を基準としたときのドレイン電位を正の電圧と定義する。ＳＷ２電圧v_{sw2}は、ＳＷ１電圧v_{sw1}と相補的な関係にあり、破線で示す。
【００３６】
続いて、各モードについて順に説明する。
モード（ａ）では、一次側スイッチング素子ＳＷ２がオン、スイッチング素子ＳＷ１がオフしている。このとき、負荷電流i_Lが励磁電流i_{Lm}以上である通常状態であり、且つ負荷電流i_Lは次第に増加する。二次側で同期整流を行う構成の場合、破線で示すように二次側スイッチング素子ＳＷ３がオンしている。
モード（ａ）では、一次側に、スイッチング素子ＳＷ２を経由して負荷電流i_L及び励

磁電流i_{Lm}が流れる。また、二次側に、スイッチング素子ＳＷ３又はダイオードＤＩ３を経由して負荷電流i_Lが流れる。

【００３７】

負荷電流最大時刻ｔａに一次側スイッチング素子ＳＷ２がオフすると、モード（ｂ）に移行し、負荷電流i_Lは増加から減少に転じる。モード（ｂ）では、一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２はいずれもオフ状態であり、負荷電流i_Lは、次第に減少するが、励磁電流i_{Lm}以上の通常状態の範囲である。

二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４により同期整流を行う構成では、モード（ｂ）へ移行したら、ＳＷ４がターンオンされる。また、逆転開始時刻ｔｂの前にＳＷ３がターンオフされる。

モード（ｂ）では、負荷電流i_L及び励磁電流i_{Lm}は、二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４又はダイオードＤＩ３、ＤＩ４を経由して還流し、一次側には流れない。

【００３８】

負荷電流i_Lが励磁電流i_{Lm}と等しくなる逆転開始時刻ｔｂを過ぎると、逆転状態であるモード（ｄ）に移行する。モード（ｄ）への移行時には、一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２はいずれもオフのままである。また、二次側で同期整流を行う構成の場合、スイッチング素子ＳＷ３は既にオフしている。

【００３９】

ここで、図９を参照し、以下の説明で用いる「ダイオード導通不可電流ｉ」、「一次側転流電流i_p」及び「二次側残留電流i_s」の用語について説明する。

図９［Ａ］には、図６のモード（ｄ）の電流経路図を基に、一次側トランス電圧ｖ１及び二次側トランス電圧ｖ２の記号を付記する。一次側トランス電圧ｖ１は、一次コイル３２のセンタタップＣＴ１側でない一方端の電位を基準として一次コイル３１のセンタタップＣＴ１側でない一方端の電位を表した電圧である。二次側トランス電圧ｖ２は、二次コイル３３のセンタタップＣＴ２側でない一方端の電位を基準として二次コイル３４のセンタタップＣＴ２側でない一方端の電位を表した電圧である。

【００４０】

なお、二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４はダイオードＤＩ３、ＤＩ４に置き換えてもよい。一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２、及び、二次側スイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４又は二次側ダイオードＤＩ３、ＤＩ４は、それぞれ電気的仕様が同等の素子が二つ並列に設けられている構成を前提とする。

図９［Ｂ］は、図９［Ａ］、すなわち図６のモード（ｄ）の等価回路を示す回路モデルである。ｉは素子当負荷電流（i_L／２）から換算励磁電流（i_{Lm}／２）を減算したダイオード導通不可電流である。i_pは一次側転流電流、i_sは二次側残留電流を示す。

C_{ds1}、C_{ds2}、C_{ds3}は、各スイッチング素子のＤＳ間容量である。

【００４１】

二次側の負荷電流i_Lが励磁電流i_{Lm}を下回ると、励磁電流i_{Lm}は二次側スイッチング素子ＳＷ３のボディダイオードを導通することができなくなる。そのため、素子当負荷電流（i_L／２）から換算励磁電流（i_{Lm}／２）を減算したダイオード導通不可電流ｉの内、一次側スイッチング素子経路と二次側スイッチング素子経路のインピーダンス比を乗算した一次側転流電流i_pが二次側から一次側に転流する。

【００４２】

この一次側転流電流i_pは一次側スイッチング素子ＳＷ１と並列に存在するコンデンサの電荷をスイッチング素子ＳＷ２と並列に存在するコンデンサに充電する方向に流れるため、ＳＷ１電流i_{sw1}が負となる。転流電流i_pが流れることにより、ＳＷ１電圧v_{sw1}は次第に低下し、ＳＷ２電圧v_{sw2}は次第に増加する。そのため、図４の構成では逆転開始時刻ｔｂにＳＷ１電圧v_{sw1}の電圧降下が開始する。また、ダイオード導通不可電流ｉから一次側転流電流i_pを減算した電流を二次側残留電流i_sとすると、二次側残留電流i_sによりＳＷ３電圧に並列に存在するコンデンサを充電するため、二次側スイッチング素子ＳＷ３のＤＳ間電圧v_{sw3}は上昇する。

【００４３】
ゼロ電圧到達時刻ｔｄにＳＷ１電圧v_{sw1}はゼロ電圧まで降下する。
ゼロ電圧到達時刻ｔｄの後の逆転状態の期間であるモード（ｅ）では、ＳＷ１、ＳＷ２、ＳＷ３の電圧は区間Ｉの定常電圧に達しているため、各ＳＷと並列に存在するコンデンサの充放電電流は流れなくなる。負荷電流i_Lとの差分に相当する励磁電流i_{Lm}は、すべて一次側を流れ、電源Ｂｔに回生する。
一次側スイッチング素子ＳＷ１のオンオフに関わらず、ＳＷ１電圧v_{sw1}がゼロ電圧であるため、トランス２０のコイル３１には区間ＩＩとは逆向きの電圧が印加される。このため、ＳＷ１電流i_{sw1}が順方向に増加する。
【００４４】
図１、図２に示すように、スイッチング時間算出部１３は、入力電圧v_{in}、出力電圧v_{out}、出力電流i_{out}及び負荷電流i_L等の情報を取得し、これらの情報に基づいて、後述する「理論オン時間Ｔｏｎ」及び「理論オフ時間Ｔｏｆｆ」を算出する。理論オフ時間Ｔｏｆｆに誤差が無いと仮定すると、ゼロ電圧到達時刻ｔｄは、理論オフ時間Ｔｏｆｆが経過したタイミングに相当する。
スイッチング操作部１８は、スイッチング時間算出部１３が算出した理論オン時間Ｔｏｎ及び理論オフ時間Ｔｏｆｆに基づいて、逆転状態の間、すなわちモード（ｄ）又はモード（ｅ）の期間中に、「次にオンする順番の一次側スイッチング素子」であるＳＷ１をターンオンする。具体的な理論オフ時間Ｔｏｆｆの算出構成については後述する。
【００４５】
好ましくは、スイッチング時間算出部１３は、モード（ｅ）の期間未満の「延長時間Ｔａｄｄを理論オフ時間Ｔｏｆｆに加算した「調整オフ時間$Toff^*$」を算出する。理論オフ時間Ｔｏｆｆの経過タイミングが理想的にゼロ電圧到達時刻ｔｄに一致する場合、調整オフ時間$Toff^*$が経過したタイミングは、モード（ｅ）の期間内となる。
したがって、調整オフ時間$Toff^*$が経過したタイミングでスイッチング操作部１８が一次側スイッチング素子ＳＷ１をターンオンすることにより、ＳＷ１電圧v_{sw1}がゼロ電圧状態での「ゼロ電圧スイッチング」を確実に実現することができる。
【００４６】
ゼロ電圧到達時刻ｔｄから一次側スイッチング素子ＳＷ１がターンオンするまでの期間は、スイッチング素子ＳＷ１がオフであるにもかかわらず、オンのときと同様に負荷電流i_Lが増加するという回路動作が行われる。つまり、この期間は、回路動作上、一次側スイッチング素子Ｓｗ１のオン期間と等価であり、この期間内に一次側スイッチング素子ＳＷ１をターンオンすればゼロ電圧スイッチングを実現可能であると考えられる。したがって、理論オフ時間Ｔｏｆｆに延長時間Ｔａｄｄを加算することにより、スイッチング素子の動作タイミングのずれやばらつきに対してロバスト性を確保することができる。
【００４７】
また、理論オフ時間Ｔｏｆｆの算出誤差により、理論オフ時間Ｔｏｆｆの経過タイミングがゼロ電圧到達時刻ｔｄからずれる可能性がある場合には、その誤差を考慮して、調整オフ時間$Toff^*$の経過タイミングがモード（ｅ）の期間内となるように、延長時間Ｔａｄｄを適切に設定することが好ましい。
さらに、二次側スイッチング素子ＳＷ３のターンオフから一次側スイッチング素子ＳＷ１のターンオンまでの時間であるデッドタイムＤＴは、素子の特性による最小限の時間が確保されるように設定される。
【００４８】
モード（ｅ）でＳＷ１電流i_{sw1}が順方向に増加し、一次側の電源Ｂｔに流れる電流値と等しくなる通常状態復帰時刻ｔｅを過ぎると、通常状態であるモード（ｆ）に移行する。モード（ｆ）では、一次側スイッチング素子ＳＷ１がオン状態で、ＳＷ１電流i_{sw1}が順方向に流れる。以後、正のＳＷ１電流i_{sw1}が次第に増加する。
【００４９】
次に、二次側整流素子がスイッチング素子ＳＷ３、ＳＷ４であり逆転開始時刻ｔｂ後に

同期整流制御を継続する構成について、負荷電流最小領域における動作を説明する。
二次側スイッチング素子ＳＷ３の動作について、上記構成の図４に破線で示す動作では、二次側スイッチング素子ＳＷ３は、負荷電流最大時刻ｔａから逆転開始時刻ｔｂまでのモード（ｂ）の間にターンオフされる。
これに対し、図７の構成では、二次側スイッチング素子ＳＷ３は、逆転開始時刻ｔｂを過ぎてから継続時間T_{cont}の間、オン状態が維持され、同期整流を継続する。この継続時間T_{cont}中の状態を、図４には存在しないモード（ｃ）とする。

【００５０】
図８に、同期整流動作におけるモード（ａ）、（ｂ）、（ｃ）の電流経路を示す。図８のモード（ａ）及びモード（ｂ）は、図５のモード（ａ）、モード（ｂ）に対し、電流が二次側スイッチング素子ＳＷ３のＤＳ間を通過している点が異なる。そのため、図８では、電流経路を示す矢印がＤＳ間を通るように記載している。
モード（ｃ）で負荷電流i_Lが励磁電流i_{Lm}を下回ったときでも、励磁電流i_{Lm}は、オン状態の二次側スイッチング素子ＳＷ３のＤＳ間を経由して流れることができる。したがって、モード（ｃ）の電流経路は、モード（ｂ）と同様となる。

【００５１】
逆転開始時刻ｔｂから継続時間T_{cont}が経過した時点である同期整流停止時刻ｔｃに、二次側スイッチング素子ＳＷ３がターンオフされると、励磁電流i_{Lm}はスイッチング素子ＳＷ３を導通することができなくなる。そのため、素子当負荷電流（i_L／２）から換算励磁電流（i_{Lm}／２）を減算したダイオード導通不可電流ｉの内、一次側スイッチング素子経路と二次側スイッチング素子経路とのインピーダンス比を乗算した一次側転流電流i_pが二次側から一次側に転流する。そして、モード（ｄ）に移行する。

【００５２】
このように、同期整流制御を継続する構成では、同期整流停止時刻ｔｃからＳＷ１電圧v_{sw1}の電圧降下が開始する。また、電圧降下開始時点でのダイオード導通不可電流ｉの初期値がゼロでなく、継続時間T_{cont}に比例して電流初期値が増加する。
モード（ｄ）では、一次側転流電流i_pによって、ＳＷ１電圧v_{sw1}がスロープ状に降下し、ゼロ電圧到達時刻ｔｄにゼロとなる。また、ＳＷ１電圧v_{sw1}が低下する一方で、二次側スイッチング素子ＳＷ３の電圧v_{sw3}は上昇する。

【００５３】
図７における理論オフ時間Ｔｏｆｆの経過タイミングとゼロ電圧到達時刻ｔｄとの関係や延長時間Ｔａｄｄの設定、また、モード（ｅ）、（ｆ）での各電流、電圧の変化に関する説明は図４と同様である。また、モード（ｄ）、（ｅ）、（ｆ）での電流経路は、ほぼ図６と同様に示される。厳密には、オン状態の二次側スイッチング素子ＳＷ４のＤＳ間を還流電流が通過可能である点が図６と異なるが、全体の動作に影響しないため図示を省略する。

【００５４】
以上のように、本実施形態では、スイッチング時間算出部１３が算出した理論オン時間Ｔｏｎ及び理論オフ時間Ｔｏｆｆに基づいて、逆転状態の間に、スイッチング操作部１８が「次にオンする順番の一次側スイッチング素子」をターンオンすることを特徴とする。これにより、ターンオン損失を低減するための適切なスイッチングタイミングを簡易な構成で決定することができる。
次に、スイッチング時間算出部１３の具体的構成を、第１及び第２実施形態として説明する。以下、各実施形態のスイッチング時間算出部の符号を「１３１、１３２」とする。

【００５５】
（第１実施形態）
第１実施形態のスイッチング時間算出部１３１の構成について、図１０を参照して説明する。図１０（ａ）に示すように、スイッチング時間算出部１３１は、Ｄｕｔｙ制御部１４、理論オフ時間算出（図中、「Ｔｏｆｆ算出」）部１５１及び調整オフ時間算出（図中、「T_{off}^{*}算出」）部１６を含む。

Ｄｕｔｙ制御部１４は、出力電流i_{out}又は出力電圧v_{out}の少なくとも一方を取得し、これらについてのフィードバック制御により理論オン時間Ｔｏｎを算出する。出力電流i_{out}の代わりに負荷電流i_Lを用いてもよい。

【００５６】

ここで、図１１を参照し、スイッチング周期Ｔｓｗが固定値として設定される周知技術のＤｕｔｙ制御について説明する。Ｄｕｔｙ制御部１４は、出力電流i_{out}又は出力電圧v_{out}を目標値に一致させるようにＰＩ制御等により、スイッチング周期Ｔｓｗに対するオン時間Ｔｏｎの比率であるＤｕｔｙを演算し、スイッチング操作部１８に出力する。スイッチング操作部１８は、Ｄｕｔｙをキャリアと比較し、ＰＷＭ変調により一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２のゲート信号を生成する。オフ時間Ｔｏｆｆは、固定値であるスイッチング周期Ｔｓｗからオン時間Ｔｏｎを差し引いて算出される。

第１実施形態のスイッチング時間算出部１３１は、Ｄｕｔｙ制御部１４がＤｕｔｙを演算し、オン時間Ｔｏｎの情報として出力する点は、図１１の周知技術と同様である。しかし、スイッチング周期Ｔｓｗは固定値でなく、オン時間Ｔｏｎに加えてオフ時間Ｔｏｆｆについても算出する点が周知技術とは異なる。

【００５７】

次に、図３及び図１０（ｂ）を参照し、「理論オン時間Ｔｏｎ」、「理論オフ時間Ｔｏｆｆ」を定義する。図１０（ｂ）には「素子当負荷電流（i_L／２）」を示しているが、本文中、絶対的な電流値を換算励磁電流（i_{Lm}／２）と比較して論じる部分以外では、単に「負荷電流i_L」と記す。後述の図１３、図１４においても同様とする。

上述の通り、図３において、一次側スイッチング素子ＳＷ１又はＳＷ２のいずれか一方がオンである区間Ｉ及び区間ＩＩでは負荷電流i_Lが増加し、一次側スイッチング素子ＳＷ１及びＳＷ２が共にオフである区間ＩＩＩでは負荷電流i_Lが減少する。

図１０（ｂ）に示すように、負荷電流i_Lが理論的に増加する時間を理論オン時間Ｔｏｎといい、負荷電流i_Lが理論的に減少する時間を理論オフ時間Ｔｏｆｆという。理論オン時間Ｔｏｎと理論オフ時間Ｔｏｆｆとの合計がスイッチング周期Ｔｓｗである。

【００５８】

スイッチング周期Ｔｓｗは、図３における区間Ｉ又は区間ＩＩと区間ＩＩＩとの合計に相当する。つまり、ここで定義するスイッチング周期Ｔｓｗは、一次側スイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２の個々についてのオン／オフ周期ではなく、「いずれか一方の一次側スイッチング素子のオン時間」と、「全ての一次側スイッチング素子が共にオフする時間」との合計である。

【００５９】

また、本実施形態では、算出した理論オフ時間Ｔｏｆｆをそのまま出力するのでなく、さらに延長時間Ｔａｄｄを加算した調整オフ時間T_{off}^{*}を出力することが好ましい。そこで、この調整オフ時間T_{off}^{*}と区別するため、理論的に算出されるオフ時間に、接頭語として「理論」を付す。また、「理論オフ時間Ｔｏｆｆ」とのバランスを考慮し、理論的に算出されるオン時間についても「理論オン時間Ｔｏｎ」という。

【００６０】

理論オン時間Ｔｏｎにおける負荷電流i_Lの増加量Δｉ、及び、理論オフ時間Ｔｏｆｆにおける負荷電流i_Lの減少量Δｉは、入力電圧v_{in}、出力電圧v_{out}、及び平滑インダクタ７のインダクタンスＬを用いて、式（１．１）、（１．２）で表される。

【数１】

$$\Delta i = \frac{(v_{in} - v_{out})\mathrm{T_{on}}}{L} \quad \cdots (1.1)$$

$$\Delta i = \frac{v_{out}\mathrm{T_{off}}}{L} \quad \cdots (1.2)$$

【００６１】
この部分の説明では、負荷電流ｉ$_L$について、「素子当負荷電流（ｉ$_L$／２）」と記す。一次側スイッチング素子ＳＷ１又はＳＷ２がオフし、増加から減少に転じるタイミングでの素子当負荷電流（ｉ$_L$／２）の山値を初期値とすると、素子当負荷電流（ｉ$_L$／２）の変化量Δｉは、素子当負荷電流（ｉ$_L$／２）の初期値と換算励磁電流（ｉ$_{LM}$／２）との差に等しい。すなわち、トランスの巻数比が１：Ｎの場合、式（２．１）が成り立つ。なお、本文中では、Ｎ＝１として記載する。
また、式（１．２）と式（２．１）とから式（２．２）が得られる。
【数２】

$$\Delta i = \frac{i_L}{2} - \frac{i_{Lm}}{2N} \quad \cdots (2.1)$$

$$T_{off} = \frac{i_L - i_{Lm}/N}{2v_{out}} L \quad \cdots (2.2)$$

【００６２】
第１実施形態の理論オフ時間算出部１５１は、式（２．２）を用いて、素子当負荷電流（ｉ$_L$／２）が初期値から、換算励磁電流（ｉ$_{LM}$／２）より小さくなるまでの時間を理論オフ時間Ｔｏｆｆとして算出する。
このとき、理論オフ時間算出部１５１は、Ｄｕｔｙ制御部１４の情報として既に検出されている負荷電流ｉ$_L$及び出力電圧ｖ$_{out}$を重ねて取得する。ただし、励磁電流ｉ$_{LM}$については検出が容易でないため、回路定数等を用いて推定された推定値を用いてもよい。
【００６３】
続いて、調整オフ時間算出部１６は、式（３）により、理論オフ時間Ｔｏｆｆに延長時間Ｔａｄｄを加算した調整オフ時間Ｔｏｆｆ*を算出し、スイッチング操作部１８に出力する。この技術的意義については、第２実施形態で一緒に説明する。
【数３】

$$T_{off}^{*} = T_{off} + T_{add} \quad \cdots (3)$$

【００６４】
こうして、スイッチング時間算出部１３１からスイッチング操作部１８に対し、理論オン時間Ｔｏｎ及び調整オフ時間Ｔｏｆｆ*が出力される。なお、スイッチング時間算出部１３１は、理論オン時間Ｔｏｎと調整オフ時間Ｔｏｆｆ*とを加算してスイッチング周期Ｔｓｗを算出し、このスイッチング周期Ｔｓｗと理論オン時間Ｔｏｎとをスイッチング操作部１８に出力するようにしてもよい。
【００６５】
（第２実施形態）
第２実施形態のスイッチング時間算出部１３２の構成について、図１２を参照して説明する。スイッチング時間算出部１３２は、第１実施形態の理論オフ時間算出部１５１とは異なる構成の理論オフ時間算出部１５２を有している。また、Ｄｕｔｙ制御部１４が算出した理論オン時間Ｔｏｎは、スイッチング操作部１８に直接出力されると共に、理論オフ時間算出部１５２にも出力される。
【００６６】
上述の式（１．１）、（１．２）より、式（４）が得られる。第２実施形態の理論オフ時間算出部１５２は、理論オン時間Ｔｏｎ、入力電圧ｖ$_{in}$及び出力電圧ｖ$_{out}$を取得し、式（４）を用いて、理論オフ時間Ｔｏｆｆを算出する。

【数４】

$$T_{off} = \frac{v_{in} - v_{out}}{v_{out}} T_{on} \quad \cdots (4)$$

【００６７】

第１実施形態と同様に、調整オフ時間算出部１６は、理論オフ時間Ｔｏｆｆに延長時間Ｔａｄｄを加算して調整オフ時間Ｔｏｆｆ*を算出する。そして、スイッチング時間算出部１３２は、理論オン時間Ｔｏｎ及び調整オフ時間Ｔｏｆｆ*をスイッチング操作部１８に対して出力する。

【００６８】

次に、延長時間Ｔａｄｄの技術的意義について、図１３、図１４を参照して説明する。

図１３に示すように、延長時間Ｔａｄｄを設定しない場合、定常状態ではスイッチング周期Ｔｓｗが一定となり、負荷電流i_Lの谷値及び山値は同じ値を繰り返す。このとき、基本的に「素子当負荷電流（i_L／２）＞換算励磁電流（i_{Lm}／２）」の領域での動作となり、逆転状態は発生しない。

【００６９】

これに対し、延長時間Ｔａｄｄを設定した場合の挙動を図１４に示す。

（ａ）に示す「素子当負荷電流（i_L／２）＞換算励磁電流（i_{Lm}／２）」の条件下では、理論オフ時間Ｔｏｆｆより長い調整オフ時間Ｔｏｆｆ*を用いるため、オフ時間の負荷電流減少量Δｉ（Ｔｏｆｆ）がオン時間の増加量Δｉ（Ｔｏｎ）よりも大きくなる。その結果、素子当負荷電流（i_L／２）の谷値及び山値は次第に低下する。

【００７０】

素子当負荷電流（i_L／２）の谷値が換算励磁電流（i_{Lm}／２）を下回った後、（ｂ）に示すように、「素子当負荷電流（i_L／２）＜換算励磁電流（i_{Lm}／２）」の条件中、すなわち逆転状態中にスイッチング素子ＳＷ１、ＳＷ２をオンする。

すると、Ｄｕｔｙ制御部１４による出力電流i_{out}又は出力電圧v_{out}のフィードバック制御により理論オン時間Ｔｏｎが増加する。また、理論オン時間Ｔｏｎの増加に伴い、式（４）により理論オフ時間算出部１５２が算出する理論オフ時間Ｔｏｆｆも増加する。したがって、スイッチング周期Ｔｓｗが可変となる。

【００７１】

その結果、各周期でのオン時間の増加量Δｉ（Ｔｏｎ）とオフ時間の負荷電流減少量Δｉ（Ｔｏｆｆ）とが等しくなり、動作が安定する。

つまり、スイッチング操作部１８が、毎周期、延長時間Ｔａｄｄが加算された調整オフ時間Ｔｏｆｆ*が経過した時に、次にオンする順番の一次側スイッチング素子をターンオンすることにより、逆転状態でのターンオンを安定して行うことができる。

【００７２】

また、図４、図７を参照すると、理論オフ時間Ｔｏｆｆが経過したタイミングは、モード（ｄ）からモード（ｅ）に移行するゼロ電圧到達時刻ｔｄに相当する。ただし、現実には、理論オフ時間Ｔｏｆｆの誤差を考慮すると、理論オフ時間Ｔｏｆｆが経過したタイミングは、逆転状態であるモード（ｄ）又はモード（ｅ）に含まれると考えられる。

スイッチング操作部１８がモード（ｄ）で一次側スイッチング素子ＳＷ１をターンオンする場合には、ＳＷ１電圧v_{sw1}が０まで下がっていないため、ゼロ電圧スイッチングは実現されない。

【００７３】

そこで、理論オフ時間Ｔｏｆｆに対して想定される誤差以上の延長時間Ｔａｄｄを理論オフ時間Ｔｏｆｆに加算すると、調整オフ時間Ｔｏｆｆ*が経過したタイミングは、ゼロ電圧到達時刻ｔｄよりも後になる。さらに、調整オフ時間Ｔｏｆｆ*の経過時が通常状態復帰時刻ｔｅを超えないように延長時間Ｔａｄｄを設定することにより、一次側スイッチング素子ＳＷ１は、必ずモード（ｅ）でターンオンする。したがって、ゼロ電圧スイッチングを確実に実現することができる。

なお、第１実施形態で延長時間Ｔａｄｄを設定する場合、理論オン時間Ｔｏｎの増加に伴って理論オフ時間Ｔｏｆｆが増加するという作用は発生しない。しかし、理論オフ時間Ｔｏｆｆの誤差によりターンオンタイミングがゼロ電圧到達時刻ｔｄよりも前になることを回避することができる点では、第２実施形態と同様の効果が得られる。

【００７４】

（効果）

上記第１、第２実施形態を含む本実施形態の効果について記載する。ここでは、一次側スイッチング素子ＳＷ１をターンオンする場合を例として記載する。

（１）スイッチング操作部１８は、スイッチング時間算出部１３１、１３２が算出した理論オン時間Ｔｏｎ及び理論オフ時間Ｔｏｆｆに基づいて、逆転状態の間に一次側スイッチング素子ＳＷ１をターンオンする。理論オフ時間Ｔｏｆｆの誤差を考慮したとしても、一次側スイッチング素子ＳＷ１は、少なくとも、逆転状態であるモード（ｄ）又はモード（ｅ）でターンオンすることになる。

【００７５】

まず、モード（ｄ）で一次側スイッチング素子ＳＷ１をターンオンする場合でも、ＳＷ１電圧v_{sw1}が低下し始めた後にターンオンするため、モード（ｂ）又はモード（ｃ）の期間中にターンオンする場合に比べ、ターンオン損失を低減することができる。また、ゼロ電圧到達時刻ｔｄ以後のモード（ｅ）で一次側スイッチング素子ＳＷ１をターンオンする場合、ゼロ電圧スイッチングを実現することができ、ターンオン損失を特に低減することができる。

このように、本実施形態では、特許文献１のように補助スイッチ等を設けることなく、励磁電流i_{Lm}の転流作用を利用した簡易な構成で、一次側スイッチング素子ＳＷ１のターンオン損失を低減することができる。

【００７６】

（２）さらに本実施形態では、スイッチング時間算出部１３１、１３２が理論オフ時間Ｔｏｆｆに延長時間Ｔａｄｄを加算した調整オフ時間$Toff^{*}$を算出し、スイッチング操作部１８は、調整オフ時間$Toff^{*}$が経過した時に一次側スイッチング素子ＳＷ１をターンオンする。延長時間Ｔａｄｄを適切に設定することにより、ゼロ電圧スイッチングを確実に実現することができる。したがって、スイッチング素子の動作タイミングのずれやばらつきに対してロバスト性を確保することができる。

【００７７】

また、第２実施形態では、延長時間Ｔａｄｄを設定した結果、出力電流i_{out}又は出力電圧v_{out}のフィードバック制御による理論オン時間Ｔｏｎの増加に伴って、理論オフ時間算出部１５２が算出する理論オフ時間Ｔｏｆｆが増加する。これにより、各周期でのオン時間の増加量Δｉ（Ｔｏｎ）とオフ時間の負荷電流減少量Δｉ（Ｔｏｆｆ）とが等しくなり、動作が安定する。

【００７８】

図１５、図１６を参照し、通常の連続モード及びゼロ電圧スイッチングモードでプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータを動作させたときの挙動を比較する。各図において横軸、縦軸の目盛数値は記載しない。ただし、（ａ）連続モードと（ｂ）ゼロ電圧スイッチングモードとのスケールは同一であるものとする。

図１５に、一次側スイッチング素子ＳＷ１のＤＳ間電圧v_{sw1}及び電流i_{sw1}を示す。比較例の連続モードでは、ＤＳ間電圧v_{sw1}が０まで下がらないうちにＳＷ１をターンオンして電流i_{sw1}を流すため、電流i_{sw1}と電圧v_{sw1}との積によるターンオン損失が発生する。これに対し、ゼロ電圧スイッチングモードでは、ＤＳ間電圧v_{sw1}が０まで下がってからＳＷ１をターンオンするため、ターンオン損失を０にすることができる。

【００７９】

図１６に、一次側スイッチング素子ＳＷ１及び二次側スイッチング素子ＳＷ３のＤＳ間電圧v_{sw1}、v_{sw3}を示す。比較例の連続モードでは、一次側スイッチング素子ＳＷ１の電圧降下速度（dv_{sw1}／ｄｔ）が比較的大きく、二次側スイッチング素子ＳＷ３のサージ

電圧が大きくなる。これに対し、ゼロ電圧スイッチングモードでは、一次側スイッチング素子ＳＷ１の電圧降下速度（dv_{sw1}/dt）を低減し、二次側スイッチング素子ＳＷ３のサージ電圧を小さくすることができる。

【００８０】

（３）第１、第２実施形態のスイッチング時間算出部１３１、１３２が理論オフ時間Ｔｏｆｆの算出に用いる各情報は、プッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ１０１、１０２の基本的な動作を制御するために元々必要な情報である。したがって、これらの情報により算出された理論オフ時間に基づいて逆転状態を判定することにより、検出専用のセンサを追加する必要がなく、また、センサ精度の影響を考慮する必要もなくなる。

特に第２実施形態では、第１実施形態のように励磁電流i_{Lm}を推定する必要がないため、より精度良く理論オフ時間Ｔｏｆｆを算出することができる。

【００８１】

（その他の実施形態）

上記実施形態では、ゼロ電圧スイッチングを確実に実現するため、スイッチング操作部１８は、理論オフ時間Ｔｏｆｆに延長時間Ｔａｄｄを加算した調整オフ時間$Ｔｏｆｆ^{*}$が経過した時、一次側スイッチング素子ＳＷ１をターンオンする。しかし、例えば、理論オフ時間Ｔｏｆｆの終期における負荷電流ＩＬが常にゼロとなるようにＤｕｔｙを調整するプログラムを構築し、延長時間Ｔａｄｄを加算することなく、理論オフ時間Ｔｏｆｆが経過した時、一次側スイッチング素子ＳＷ１をターンオンするようにしてもよい。

【００８２】

第１実施形態では、式（１．２）と式（２．１）とから得られる式（２．２）により、素子当負荷電流（$i_L/2$）、換算励磁電流（$i_{Lm}/2$）、及び出力電圧V_{out}に基づいて、理論オフ時間Ｔｏｆｆを算出する。これと同様に、式（１．１）と式（２．１）とから得られる式（５）により、理論オン時間Ｔｏｎを算出してもよい。

【数５】

$$\mathrm{T_{on}} = \frac{i_L - i_{Lm}/N}{2(v_{in} - v_{out})} L \quad \cdots (5)$$

【００８３】

上記では、二次側整流素子が二つ並列接続された構成においてトランス一次側と二次側との巻線比が１：１の場合について説明しているため、全励磁電流i_{Lm}を１とすると、二次側整流素子一つ当たりに流れる換算励磁電流は（$i_{Lm}/2$）となる。

これに対し、二次側整流素子が二つ並列接続され、巻線比が１：Ｎの場合、換算励磁電流は（$i_{Lm}/2N$）となる。また、一般に二次側整流素子がＭ個並列接続された構成では、換算励磁電流は（１／（Ｍ×Ｎ））となる。

【００８４】

図４、図７のタイムチャートでは、負荷電流i_L及び励磁電流i_{Lm}の符号を反転することなく直接比較できるように、正負方向を設定している。ただし、電流方向の定義によっては、適宜、符号を反転して比較することが必要となる場合もある。一般化して言うと、「通常状態」及び「逆転状態」の判定は、「素子当負荷電流の絶対値」と「換算励磁電流の絶対値」との比較に基づいて行われるものである。

【００８５】

本発明において、電源Ｂｔや負荷Ｌｄの具体的な種類、或いは、入力電圧v_{in}、出力電圧v_{out}の具体的な数値範囲は問わない。

以上、本発明は、上記実施形態になんら限定されるものではなく、発明の趣旨を逸脱しない範囲において種々の形態で実施可能である。

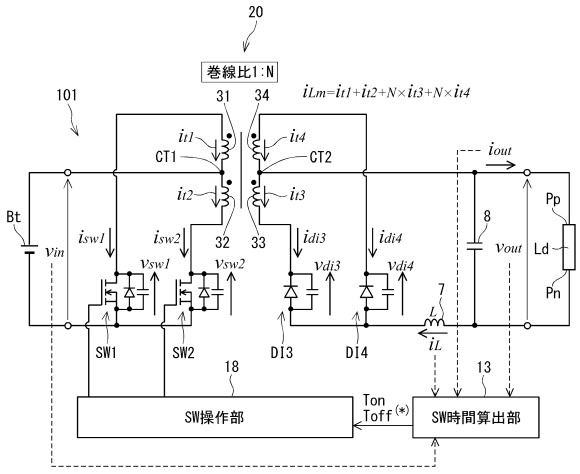
【符号の説明】

【００８６】

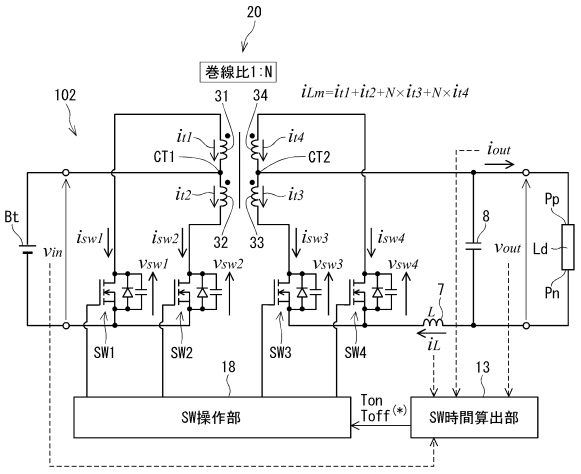
１０１、１０２・・・プッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ、

１３（１３１、１３２）・・・スイッチング時間算出部、
１８・・・スイッチング操作部、
２０・・・トランス、
３１、３２・・・一次コイル、
３３、３４・・・二次コイル
７　・・・平滑インダクタ、
ＳＷ１、ＳＷ２・・・一次側スイッチング素子、
ＤＩ３、ＤＩ４・・・ダイオード（二次側整流素子）、
ＳＷ３、ＳＷ４・・・二次側スイッチング素子（二次側整流素子）。

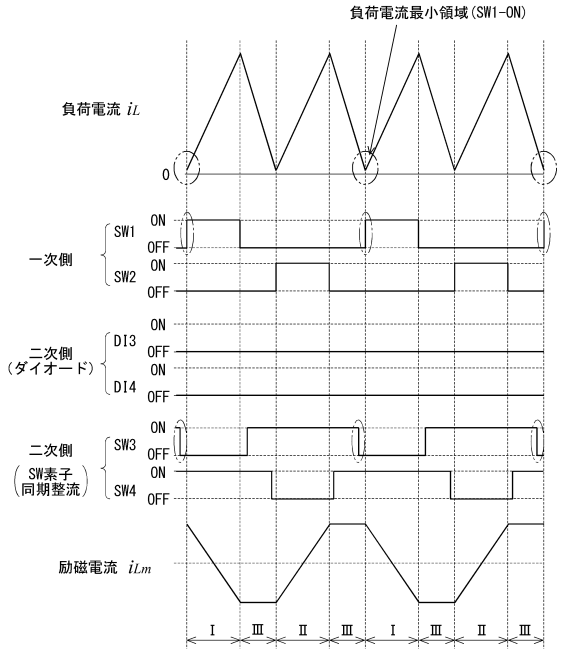
【図１】



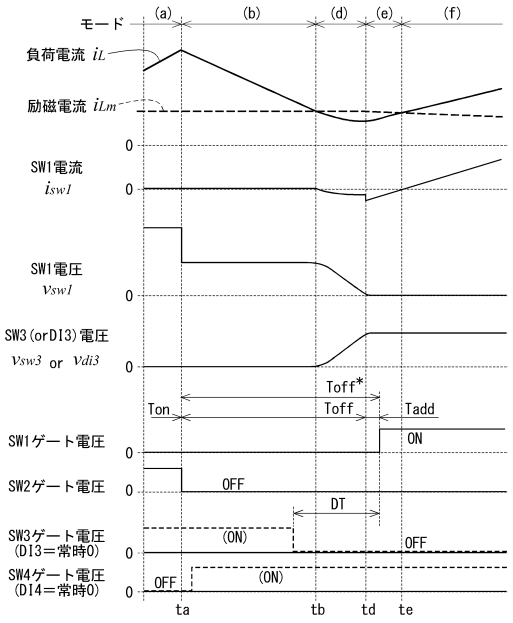
【図２】



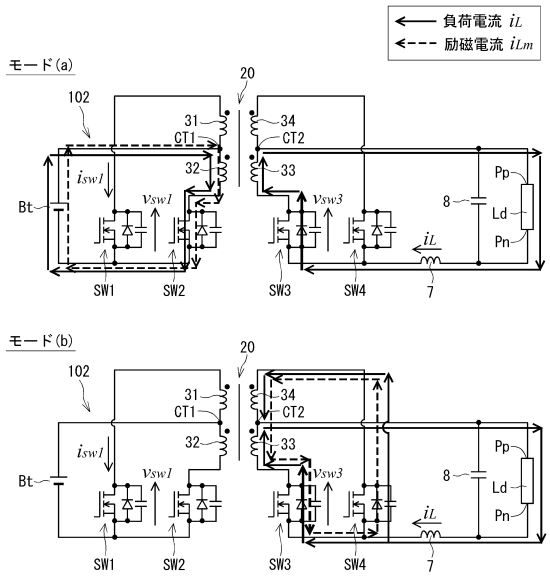
【図３】


負荷電流最小領域(SW1-ON)
負荷電流 iL
0
一次側
SW1
SW2
二次側
(ダイオード)
DI3
DI4
二次側
(SW素子
同期整流)
SW3
SW4
ON
OFF
励磁電流 iLm
I
III
II
III
I
III
II
III

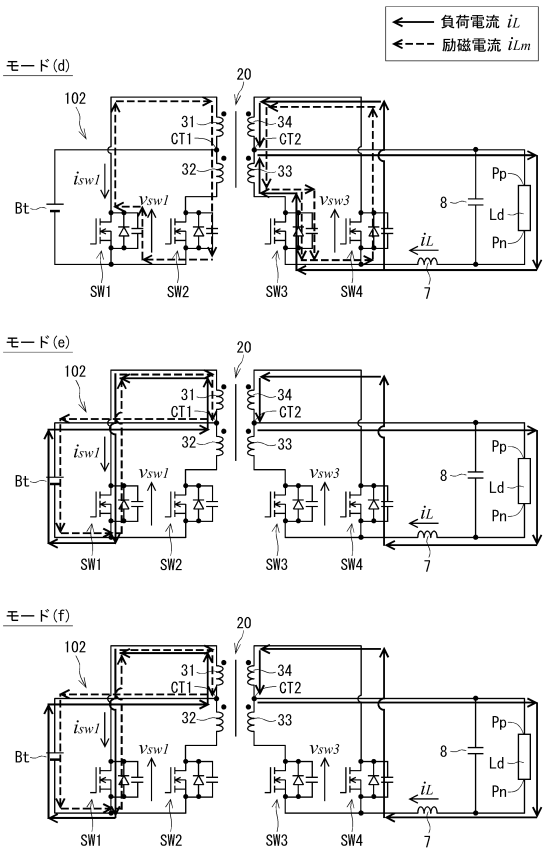
【図４】


モード
(a)
(b)
(d)
(e)
(f)
負荷電流 iL
励磁電流 iLm
SW1電流
isw1
SW1電圧
vsw1
SW3(orDI3)電圧
vsw3 or vdi3
Toff*
Ton
Toff
Tadd
SW1ゲート電圧
SW2ゲート電圧
SW3ゲート電圧
(DI3＝常時0)
SW4ゲート電圧
(DI4＝常時0)
ON
OFF
DT
(ON)
ta
tb
td
te

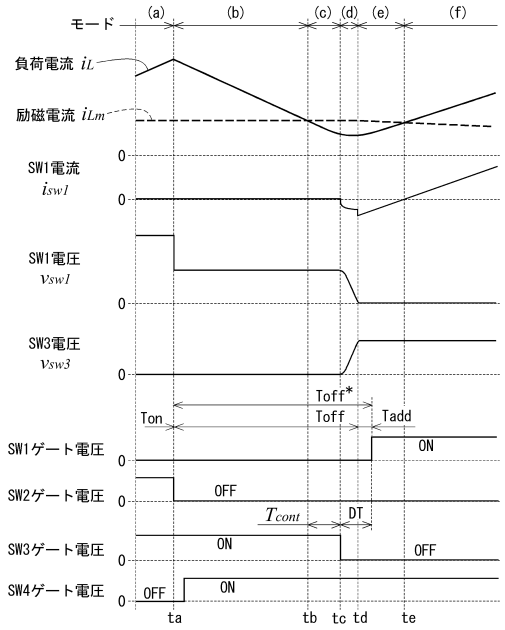
【図５】


負荷電流 iL
励磁電流 iLm
モード(a)
モード(b)
102
20
31
CT1
34
CT2
32
33
isw1
vsw1
vsw3
Bt
8
Pp
Ld
Pn
iL
7
SW1
SW2
SW3
SW4

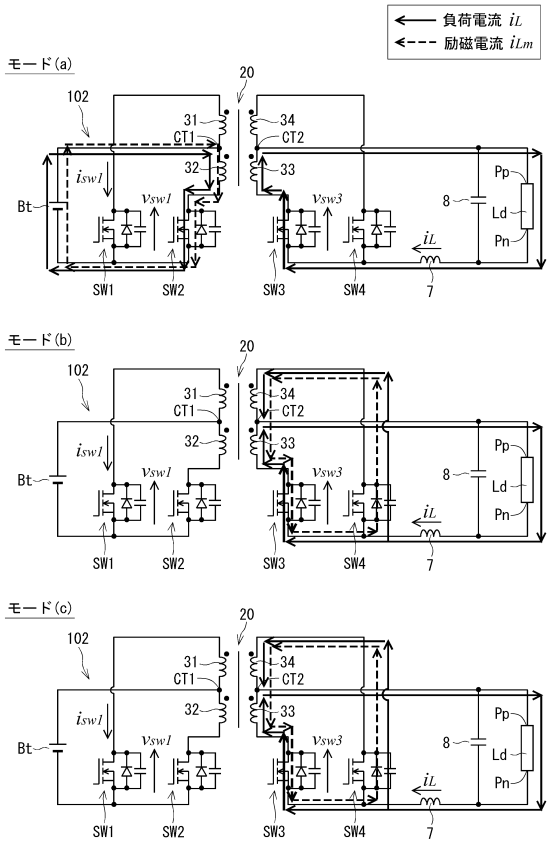
【図６】


負荷電流 iL
励磁電流 iLm
モード(d)
モード(e)
モード(f)
102
20
31
CT1
34
CT2
32
33
isw1
vsw1
vsw3
Bt
8
Pp
Ld
Pn
iL
7
SW1
SW2
SW3
SW4

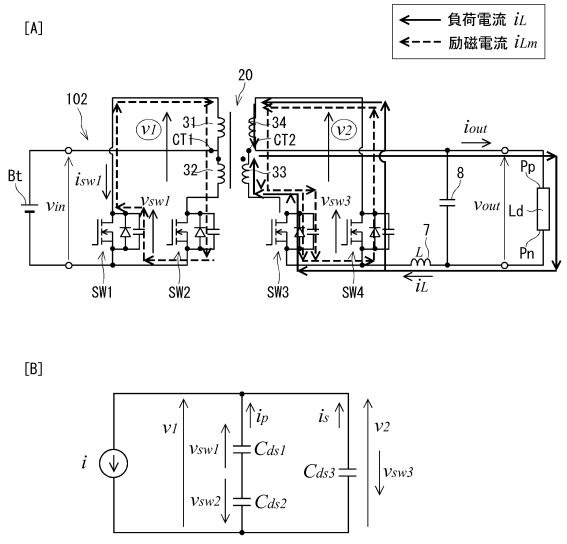
【図７】


モード
(a)
(b)
(c)
(d)
(e)
(f)
負荷電流 iL
励磁電流 iLm
SW1電流 isw1
SW1電圧 vsw1
SW3電圧 vsw3
Toff*
Toff
Ton
Tadd
SW1ゲート電圧
SW2ゲート電圧
SW3ゲート電圧
SW4ゲート電圧
ON
OFF
Tcont
DT
0
ta
tb
tc
td
te

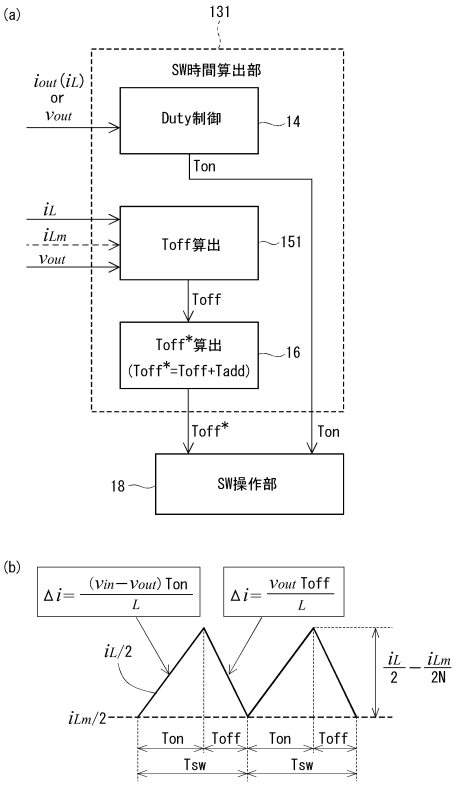
【図８】


負荷電流 iL
励磁電流 iLm
モード(a)
モード(b)
モード(c)
102
20
31
CT1
34
CT2
32
33
Bt
isw1
vsw1
vsw3
Pp
8
Ld
Pn
iL
SW1
SW2
SW3
SW4
7

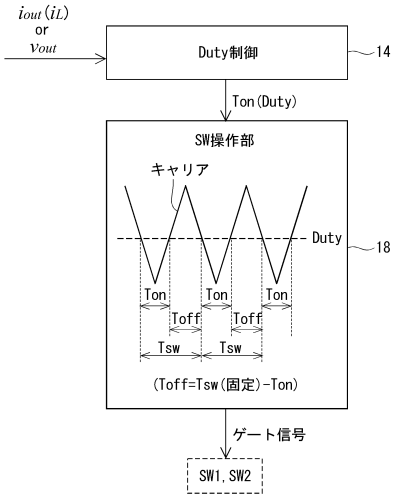
【図９】


[A]
負荷電流 iL
励磁電流 iLm
102
20
v1
v2
31
CT1
34
CT2
32
33
Bt
vin
isw1
vsw1
vsw3
iout
8
vout
Pp
Ld
Pn
7
L
iL
SW1
SW2
SW3
SW4
[B]
i
ip
is
v1
v2
vsw1
vsw2
Cds1
Cds2
Cds3
vsw3

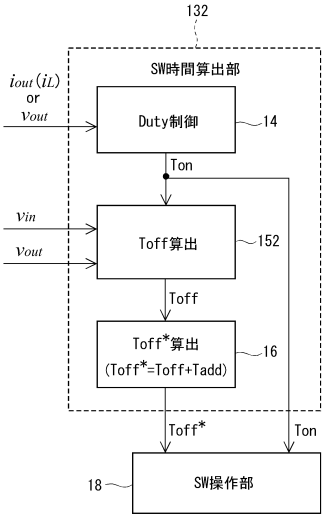
【図１０】


(a)
131
SW時間算出部
iout(iL)
or
vout
Duty制御
14
Ton
iL
iLm
vout
Toff算出
151
Toff
Toff*算出
(Toff*=Toff+Tadd)
16
Toff*
Ton
18
SW操作部
(b)
Δi=(vin−vout) Ton / L
Δi=vout Toff / L
iL/2
iLm/2
iL/2 − iLm/2N
Ton
Toff
Ton
Toff
Tsw
Tsw

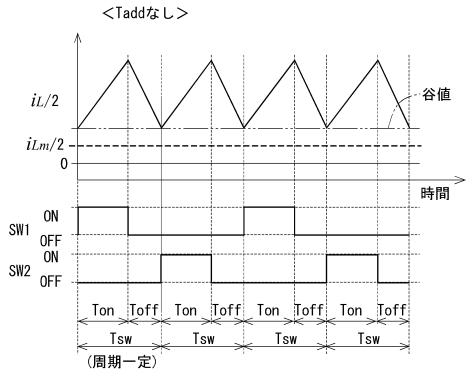
【図１１】



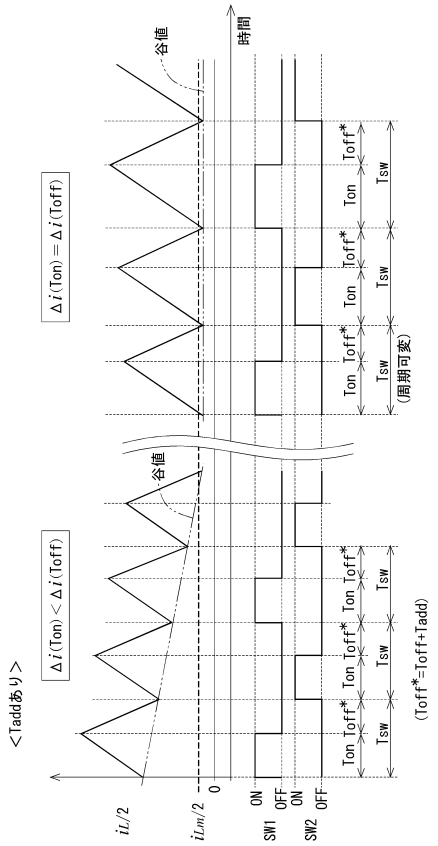
【図１２】



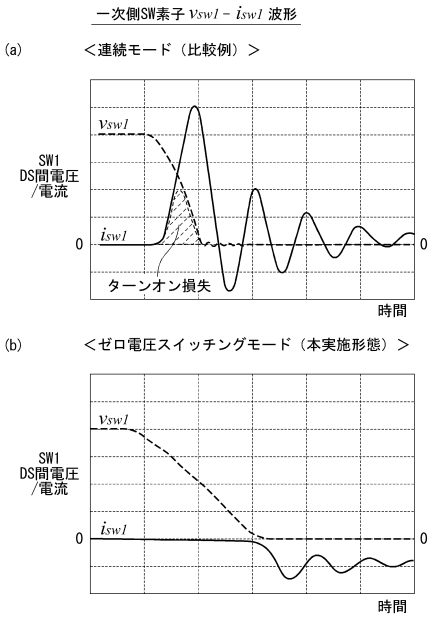
【図１３】



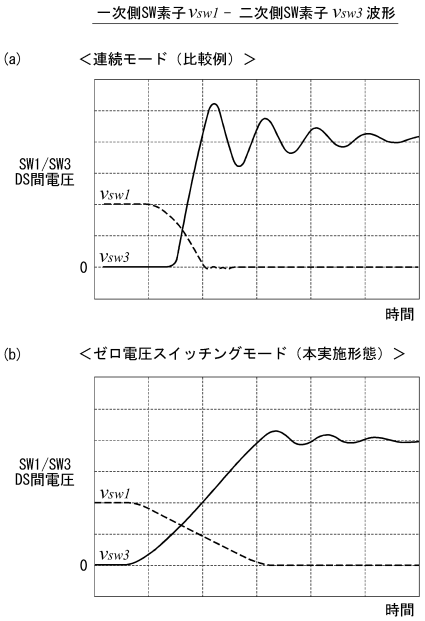
【図１４】



【図１５】


一次側SW素子 v_{sw1} - i_{sw1} 波形
(a)
＜連続モード（比較例）＞
SW1
DS間電圧
/電流
v_{sw1}
i_{sw1}
0
0
ターンオン損失
時間
(b)
＜ゼロ電圧スイッチングモード（本実施形態）＞
SW1
DS間電圧
/電流
v_{sw1}
i_{sw1}
0
0
時間

【図１６】


一次側SW素子 v_{sw1} - 二次側SW素子 v_{sw3} 波形
(a)
＜連続モード（比較例）＞
SW1/SW3
DS間電圧
v_{sw1}
v_{sw3}
0
時間
(b)
＜ゼロ電圧スイッチングモード（本実施形態）＞
SW1/SW3
DS間電圧
v_{sw1}
v_{sw3}
0
時間

フロントページの続き

審査官　小林　秀和

(56)参考文献　特開２００３－１３４８１７（ＪＰ，Ａ）
特開２０１６－０３９７０９（ＪＰ，Ａ）
特表平０３－５０１９１７（ＪＰ，Ａ）
米国特許出願公開第２００５／００２４９０１（ＵＳ，Ａ１）
米国特許出願公開第２０１６／００２０７０１（ＵＳ，Ａ１）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｈ０２Ｍ　　３／２８