

(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2017-103873

(P2017-103873A)

(43) 公開日 平成29年6月8日(2017.6.8)

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

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2015-233946 (P2015-233946)
(22) 出願日 平成27年11月30日 (2015.11.30)(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 100093779
弁理士 服部 雅紀
(72) 発明者 徳舩 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 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
(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

最終頁に続く

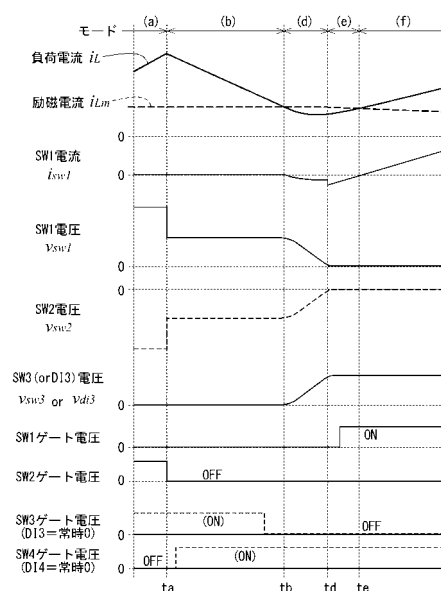
(54) 【発明の名称】 プッシュプル型DC/DCコンバータ

(57) 【要約】

【課題】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。

【解決手段】一次側スイッチング素子SW1、SW2が交互に動作するプッシュプル型DC/DCコンバータのスイッチング操作部は、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 i_L が二次側整流素子を還流する期間において、負荷電流 i_L が励磁電流 i_{Lm} 以上である通常状態のモード(b)から、負荷電流 i_L が励磁電流 i_{Lm} を下回る逆転状態のモード(d)に移行した後、次にオンする順番の一次側スイッチング素子SW1をターンオンする。逆転状態に移行した後には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下させることができる。つまり、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。

【選択図】図4



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電源（B t）及び負荷（L d）の間に接続され直流電力を変換するプッシュプル型 D C / D C コンバータであって、

トランス（2 0）の励磁インダクタを構成する複数の一次コイル（3 1、3 2）、及び複数の二次コイル（3 3、3 4）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（S W 1、S W 2）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（D I 3、D I 4、S W 3、S W 4）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、

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（1 6）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、前記負荷及び前記平滑インダクタを経由して前記二次側整流素子一つ当たりには還流する電流を素子当負荷電流とし、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は流れる電流に換算した励磁電流を換算励磁電流とすると、

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、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プッシュプル型 D C / D C コンバータ。

【請求項 2】

前記スイッチング操作部は、

前記逆転状態中に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 D C / D C コンバータ。

【請求項 3】

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、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 D C / D C コンバータ。

【請求項 4】

前記通常状態から前記逆転状態に移行し、二次側を流れる励磁電流が一次側へ転流したことを一次側又は二次側の電流又は電圧に基づいて判定する状態判定部（1 4）をさらに備え、

前記スイッチング操作部は、前記状態判定部による判定後、所定の時間範囲内に、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する請求項 1 ～ 3 のいずれか一項に記載のプッシュプル型 D C / D C コンバータ。

【請求項 5】

前記二次側整流素子に流れる電流を検出する二次側電流センサ（6 3、6 4）をさらに備え、

前記状態判定部は、いずれかの前記二次側整流素子に流れる電流がゼロになったことを前記二次側電流センサが検出したとき、前記逆転状態に移行したことを判定する請求項 4 に記載のプッシュプル型 D C / D C コンバータ。

【請求項 6】

前記一次側スイッチング素子に流れる電流、又は、前記電源と前記トランスの一次側センタタップとの間に流れる電流を検出する一次側電流センサ（6 1、6 2、6 0）をさらに備え、

前記状態判定部は、二次側から一次側に転流した励磁電流を前記一次側電流センサが検出したとき、前記逆転状態に移行したことを判定する請求項４に記載のプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ。

【請求項７】

前記一次側スイッチング素子のドレインソース間電圧を検出する一次側電圧センサ（６５、６６）をさらに備え、

前記状態判定部は、複数の前記一次側スイッチング素子がいずれもオフ期間中に、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低下又は上昇したことを前記一次側電圧センサが検出したとき、前記逆転状態に移行したことを判定する請求項４に記載のプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ。

10

【請求項８】

前記二次側整流素子の両端電圧を検出する二次側電圧センサ（６７、６８）をさらに備え、

前記状態判定部は、複数の前記一次側スイッチング素子がいずれもオフ期間中に、いずれかの前記二次側整流素子の両端電圧が上昇したことを前記二次側電圧センサが検出したとき、前記逆転状態に移行したことを判定する請求項４に記載のプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ。

【請求項９】

前記複数の二次側整流素子は、ダイオードである請求項１～８のいずれか一項に記載のプッシュプル型ＤＣ／ＤＣコンバータ。

20

【請求項１０】

前記複数の二次側整流素子は、還流ダイオードが並列に接続された複数の二次側スイッチング素子であり、

前記スイッチング操作部は、

前記通常状態から前記逆転状態に移行する前にオン状態の前記二次側スイッチング素子をターンオフする請求項１～８のいずれか一項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】

30

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。

40

【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。

50

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、スイッチング操作部（16）とを備える。

10

【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。

スイッチング操作部は、一次側スイッチング素子进行操作する。また、二次側整流素子がスイッチング素子の場合、さらに二次側スイッチング素子进行操作する。

20

【0007】

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、以下のように用語を定義する。

負荷及び平滑インダクタ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」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。

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、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。

30

【0008】

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。そこで、逆転状態に移行した後、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下させることができる。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。

【0009】

好ましくは、スイッチング操作部は、逆転状態中に一次側スイッチング素子をターンオンする。

40

より好ましくは、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、一次側スイッチング素子をターンオンする。これにより「ゼロボルトスイッチング」を実現し、ターンオン損失を特に低減することができる。

【0010】

本発明のスイッチング操作部は、「決め打ち」やフィードフォワード制御によって逆転状態の時期を判断してもよい。しかし、逆転状態に移行したことを確実に判断するため、本発明は、状態判定部をさらに備えることが好ましい。状態判定部は、「通常状態から逆転状態に移行し、二次側を流れる励磁電流が一次側へ転流した」ことを一次側又は二次側

50

の電流又は電圧に基づいて判定する。

スイッチング操作部は、状態判定部による判定後、所定の時間範囲内に、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。

【0011】

通常状態から逆転状態に移行したことを状態判定部が判定するための情報として、回路の電流又は電圧を検出する構成には、次のような構成が挙げられる。

〔1〕二次側電流センサ（63、64）により、二次側整流素子に流れる電流がゼロになったことを検出する。

〔2〕一次側電流センサ（61、62、60）により、一次側スイッチング素子に流れる電流、又は、電源とトランスの一次側センタタップ間とのに流れる電流について、二次側から一次側に転流した励磁電流を検出する。

【0012】

〔3〕一次側電圧センサ（65、66）により、複数の一次側スイッチング素子がいずれもオフ期間中に、一次側スイッチング素子のドレインソース間電圧が低下又は上昇したことを検出する。

〔4〕二次側電圧センサ（67、68）により、複数の一次側スイッチング素子がいずれもオフ期間中に、いずれかの二次側整流素子の両端電圧が上昇したことを検出する。

【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】各実施形態の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】モード（a）、モード（b）での電流経路の図。

【図6】モード（d）、モード（e）、モード（f）での電流経路の図。

【図7】〔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8】第1実施形態による状態移行判定構成を示す模式図。

【図9】第2実施形態による状態移行判定構成を示す模式図。

【図10】第3実施形態による状態移行判定構成を示す模式図。

【図11】第4実施形態による状態移行判定構成を示す模式図。

【図12】スイッチング素子のターンオン損失を説明する図。

【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4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、後述する負荷電流最小領域において、通常状態から逆転状態への移行を「状態判定部」が判定するための電流又は電圧の検出構成にある。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D I 3、D I 4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B tと負荷L d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D I 3、D I 4、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16（図中、「SW操作部」と記載）及び状態判定部14を備える。

10

【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C T 1で接続されており、センタタップC T 1は、電源B t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B tの負極に接続されている。

20

【0018】

二次コイル33、34の一端同士は二次側センタタップC T 2で接続されており、センタタップC T 2は、負荷L dの一方の端子P p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D I 3、D I 4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D I 3、D I 4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D I 3、D I 4のアノードと負荷L dの他方の端子P nとの間には、通電により磁気エネルギーを蓄積する平滑インダクタ7が接続されている。負荷L d及び平滑インダクタ7を流れる電流を負荷電流という。負荷電流 i_L は、負荷L dから平滑インダクタ7を経由してダイオードD I 3、D I 4に向かう方向を正方向とする。

30

また、負荷L dと並列に、二次側平滑コンデンサ8が接続されている。

【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B t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。

40

【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B t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16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】

50

次に図 2 を参照し、二次側整流素子がスイッチング素子 SW 3、SW 4 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 SW 3、SW 4 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 SW 3、SW 4 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 SW 1、SW 2 と同様に、二次側スイッチング素子 SW 3、SW 4 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 SW 3、SW 4 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 SW 3、SW 4 のゲートには、スイッチング操作部 16 からゲート信号が入力される。

スイッチング操作部 16 は、一次側スイッチング素子 SW 1、SW 2 に加え、さらに二次側スイッチング素子 SW 3、SW 4 を操作する。具体的には、SW 3、SW 4 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、SW 3、SW 4 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 SW 1、SW 2 と同様に、他の実施形態では、二次側スイッチング素子 SW 3、SW 4 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「SW 1～SW 4」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 SW 1、SW 2 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 SW 1 がオン、SW 2 がオフである。区間 II では、SW 1 がオフ、SW 2 がオンである。区間 III では、SW 1、SW 2 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 → II → III → II → I … というように、SW 1 と SW 2 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ーが減少し、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 に磁気エネルギーが蓄積され、負荷電流 i_L が増加する。

【0026】

二次側スイッチング素子 SW 3、SW 4 を用い同期整流を行う構成の場合、SW 3 は、区間 I から区間 II に移行した後、ターンオンし、区間 II を過ぎ、区間 II から区間 I に移行する前にターンオフする。SW 4 は、区間 II から区間 III に移行した後、ターンオンし、区間 III 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 SW 1、SW 2 の切替タイミングに対し、二次側スイッチング素子 SW 3、SW 4 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 SW 1、SW 2 をターンオンするタイミングによって決まる。

仮に図 12 に示すように、スイッチング素子のドレイン－ソース間(以下、「DS 間」)電圧 v_{ds} がまだ高いうちにスイッチング素子をオンし、電流 i_{sw} が流れ始めると、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。

10

【0030】

続いて、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し、本実施形態の負荷電流最小領域における動作を説明する。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。以下の図中では、後述の数式に用いられる物理量を斜字体で記載する。

【0031】

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} 、SW2電圧 v_{sw2} 、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16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。

20

【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 L_d 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は還流する電流を「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は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。

30

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、電氣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。

40

【0034】

本実施形態では、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。

50

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 t_a 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 t_b 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 t_b 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7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7 [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 v_1 及び二次側トランス電圧 v_2 の記号を付記する。一次側トランス電圧 v_1 は、一次コイル32のセンタタップ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 v_2 は、二次コイル33のセンタタップ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、それぞれ電氣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7 [B] は、図7 [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】

10

20

30

40

50

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、第1実施形態では逆転開始時刻 t_b に $SW1$ 電圧 v_{sw1} の電圧降下を開始する。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 t_d 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 t_d 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 B_t 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】

本実施形態の状態判定部 14 は、負荷電流最小領域において通常状態から逆転状態に移行したこと、すなわち、モード (b) からモード (d)、(e) に移行したことを、一次側又は二次側の電流又は電圧の情報に基づいて判定し、スイッチング操作部 16 に通知する。

スイッチング操作部 16 は、状態判定部 14 による判定後、所定の時間範囲内に、「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。「所定の時間範囲内」の意味は、各実施形態の説明で後述する。

スイッチング操作部 16 は、モード (d) 又はモード (f) で $SW1$ をターンオンしてもよいが、好ましくは、モード (e) の期間中に $SW1$ をターンオンする。これにより、 $SW1$ 電圧 v_{sw1} がゼロ電圧状態での「ゼロ電圧スイッチング」が実現される。

【0045】

モード (e) で $SW1$ 電流 i_{sw1} が順方向に増加し、一次側の電源 B_t に流れる電流値と等しくなる通常状態復帰時刻 t_e 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。

【0046】

以上のように、本実施形態では、状態判定部 14 による「逆転状態への移行判定」に基づくタイミングで、スイッチング操作部 16 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の特徴とする。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、状態判定部 14 が通常状態から逆転状態への移行を判定するための電流又は電圧の検出構成に係る具体的な実施形態を、図 8～図 11 を参照して説明する。図 8～図 11 では、代表として二次側整流素子がスイッチング素子の構成であるプッシュプル型 DC/DC コンバータ 102 を図示する。また、各実施形態で検出される電流又は電圧の記号を追記する。

【0047】

(第1実施形態)

第1実施形態による状態判定の構成について、図8を参照して説明する。

図8に示す構成では、二次側整流素子を通る電流経路に二次側電流センサ63、64が設けられている。電流センサ63、64は、それぞれ、二次側スイッチング素子SW3、SW4に流れる電流 i_{sw3} 、 i_{sw4} を検出する。また、二次側整流素子がダイオードDI3、DI4の構成では、二次側電流センサ63、64は、ダイオードDI3、DI4に流れる電流 i_{di3} 、 i_{di4} をそれぞれ検出する。以下の説明では、「SW3電流 i_{sw3} 及びSW4電流 i_{sw4} 」を、適宜「DI3電流 i_{di3} 及びDI4電流 i_{di4} 」と読み替えるものとする。

【0048】

図6に示す逆転状態のモード(d)に移行すると、励磁電流 i_{Lm} が一次側に転流し、一次側スイッチング素子SW1に負方向のSW1電流 i_{sw1} が流れ始める。さらにモード(e)に移行すると、二次側に流れる励磁電流 i_{Lm} がゼロとなる。電流センサ63は、二次側スイッチング素子SW3に流れる電流 i_{sw3} がゼロとなったことを検出する。同様に、図3の区間IIIから区間IIへの移行時には、電流センサ64が、二次側スイッチング素子SW4に流れる電流 i_{sw4} がゼロとなったことを検出する。

【0049】

状態判定部14は、いずれかの二次側整流素子SW3、SW4又はDI3、DI4に流れる電流がゼロになったことを二次側電流センサ63、64が検出したとき、逆転状態に移行したことを判定する。スイッチング操作部16は、状態判定部14による判定後、所定の時間範囲内に、一次側スイッチング素子SW1又はSW2をターンオンする。

【0050】

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について記載する。

モード(e)に移行したタイミングで逆転状態への移行を判定する第1実施形態では、判定時点で既にSW1電圧 v_{sw1} がゼロ電圧まで降下している。したがって、判定直後にSW1をターンオンすれば、ゼロ電圧スイッチングを実現することができる。

また、少なくとも、モード(d)で逆転状態になり、SW1電圧 v_{sw1} が低下し始めた後にSW1をターンオンすることにより、通常状態であるモード(b)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。

【0051】

したがって、以下の第2～第4実施形態を含めた本実施形態では、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、SW2のターンオン損失を低減することができる。

【0052】

(第2実施形態)

第2実施形態による状態判定の構成について、図9を参照して説明する。

図9に示す構成では、一次側の電流経路に一次側電流センサ61、62、60が設けられている。電流センサ61、62は、それぞれ、一次側スイッチング素子SW1、SW2に流れる電流 i_{sw1} 、 i_{sw2} を検出する。電流センサ60は、電源Btとトランス20の一次側センタタップCT1との間に流れる電流 i_{bt} を検出する。電流センサ61、62の組と電流センサ60とは、少なくともいずれか一方が設けられればよい。

【0053】

図6に示す逆転状態のモード(d)に移行すると、励磁電流 i_{Lm} が一次側に転流し、一次側スイッチング素子SW1に負方向のSW1電流 i_{sw1} が流れ始める。電流センサ61は、励磁電流 i_{Lm} の転流によって生じたSW1電流 i_{sw1} をモード(d)、(e)にわたって検出する。同様に、図3の区間IIIから区間IIへの移行時には、電流センサ62が、励磁電流 i_{Lm} の転流によって生じたSW2電流 i_{sw2} をモード(d)、(e)にわたって検出する。また、モード(e)では、電流センサ60は、一次側に転流し電源Btに回生する励磁電流 i_{Lm} を検出する。

【0054】

10

20

30

40

50

状態判定部 14 は、二次側から一次側に転流した励磁電流 i_{Lm} を一次側電流センサ 61、62、60 が検出したとき、逆転状態に移行したことを判定する。スイッチング操作部 16 は、状態判定部 14 による判定後、所定の時間範囲内に、一次側スイッチング素子 SW1 又は SW2 をターンオンする。

【0055】

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について記載する。

電流センサ 61、62 を用いる場合、モード (d) に移行したタイミングで逆転状態への移行を判定可能である。このようにモード (d) 移行タイミングで判定する場合、判定直後に SW1 をターンオンしても、モード (b) 期間中にターンオンする場合に比べて SW1 電圧 v_{sw1} が低下しているため、ターンオン損失を低減することができる。

10

【0056】

より好ましくは、実験やシミュレーション等によって求めた SW1 電圧 v_{sw1} の降下時間を「遅延時間」として予め記憶しておき、モード (d) 移行タイミングでの判定から、遅延時間後に SW1 をターンオンするとよい。

或いは、モード (d) からモード (e) への移行時における SW1 電流 i_{sw1} の値を判定閾値として設定し、電流センサ 61 による SW1 電流 i_{sw1} の検出値が判定閾値に達した時点で、逆転状態に移行したことを判定するようにしてもよい。

【0057】

これにより、SW1 電圧 v_{sw1} がゼロ電圧まで降下し、モード (e) に移行した時点で SW1 をターンオンし、ゼロ電圧スイッチングを実現することができる。よって、ターンオン損失を特に低減することができる。

20

なお、電流センサ 60 を用い、モード (e) に移行したタイミングで逆転状態への移行を判定する場合には、第 1 実施形態と同様に、判定直後に SW1 をターンオンすれば、ゼロ電圧スイッチングを実現することができる。

【0058】

(第 3 実施形態)

第 3 実施形態による状態判定の構成について、図 10 を参照して説明する。

図 10 に示す構成では、一次側スイッチング素子 SW1、SW2 の DS 間電圧 v_{sw1} 、 v_{sw2} をそれぞれ検出する一次側電圧センサ 65、66 が設けられている。ここで、「電圧センサ」とは、独立した計器に限らず、分圧抵抗を用いた検出回路等の電圧検出手段全般を含む。電圧センサ 65、66 は、少なくともいずれか一方が設けられればよい。

30

【0059】

図 6 に示す逆転状態のモード (d) に移行するとき、一次側スイッチング素子 SW1、SW2 はいずれもオフしている。そして、モード (d) に移行すると、励磁電流 i_{Lm} が一次側に転流し、一次側スイッチング素子 SW1 の DS 間電圧 v_{sw1} が低下し始めると共に、一次側スイッチング素子 SW2 の DS 間電圧 v_{sw2} が上昇し始める。その後、モード (e) になると、SW1 電圧 v_{sw1} 及び SW2 電圧 v_{sw2} は一定値となる。

このとき、電圧センサ 65 は SW1 電圧 v_{sw1} の低下を検出し、電圧センサ 66 は SW2 電圧 v_{sw2} の上昇を検出する。図 3 の区間 III から区間 II への移行時には、逆に、電圧センサ 66 が SW2 電圧 v_{sw2} の低下を検出し、電圧センサ 65 が SW1 電圧 v_{sw1} の上昇を検出する。

40

【0060】

状態判定部 14 は、モード (d) で一次側に転流した励磁電流 i_{Lm} による一次側スイッチング素子 SW1、SW2 の電圧低下又は上昇を電圧センサ 65、66 が検出したとき、逆転状態に移行したことを判定する。スイッチング操作部 16 は、状態判定部 14 による判定後、所定の時間範囲内に、一次側スイッチング素子 SW1 又は SW2 をターンオンする。ターンオンタイミングの考え方は、第 2 実施形態と同様である。

【0061】

(第 4 実施形態)

第 4 実施形態による状態判定の構成について、図 11 を参照して説明する。

50

図 1 1 に示す構成では、二次側スイッチング素子 $SW3$ 、 $SW4$ の DS 間電圧 v_{sw3} 、 v_{sw4} をそれぞれ検出する二次側電圧センサ 6 7、6 8 が設けられている。また、二次側整流素子がダイオード $DI3$ 、 $DI4$ の構成では、二次側電圧センサ 6 7、6 8 は、ダイオード $DI3$ 、 $DI4$ の両端電圧 v_{di3} 、 v_{di4} をそれぞれ検出する。以下の説明では、「 $SW3$ 電圧 v_{sw3} 及び $SW4$ 電圧 v_{sw4} 」を、適宜「 $DI3$ 電圧 v_{di3} 及び $DI4$ 電圧 v_{di4} 」と読み替えるものとする。スイッチング素子の DS 間電圧を含めて「二次側整流素子の両端電圧」という。また、「電圧センサ」とは、独立した計器に限らず、分圧抵抗を用いた検出回路等の電圧検出手段全般を含む。

【0062】

図 6 に示す逆転状態のモード (d) に移行するとき、一次側スイッチング素子 $SW1$ 、 $SW2$ はいずれもオフしている。そして、モード (d) に移行すると、励磁電流 i_{Lm} が一次側に転流し、一次側スイッチング素子 $SW1$ の DS 間電圧 v_{sw1} が低下し始めると共に、二次側スイッチング素子 $SW3$ の DS 間電圧 v_{sw3} が上昇し始める。その後、モード (e) になると、 $SW3$ 電圧 v_{sw3} は上昇後の値で一定となる。このとき、電圧センサ 6 7 は、 $SW3$ 電圧 v_{sw3} の上昇を検出する。同様に、図 3 の区間 III から区間 II への移行時には、電圧センサ 6 8 が $SW4$ 電圧 v_{sw4} の上昇を検出する。

【0063】

状態判定部 1 4 は、モード (d) で一次側に転流した励磁電流 i_{Lm} による二次側整流素子 $SW3$ 、 $SW4$ 又は $DI3$ 、 $DI4$ の電圧上昇を電圧センサ 6 7、6 8 が検出したとき、逆転状態に移行したことを判定する。スイッチング操作部 1 6 は、状態判定部 1 4 による判定後、所定の時間範囲内に、一次側スイッチング素子 $SW1$ 又は $SW2$ をターンオンする。ターンオンタイミングの考え方は、第 2 実施形態と同様である。

【0064】

(その他の実施形態)

上記第 1～第 4 実施形態では、スイッチング操作部 1 6 は、状態判定部 1 4 による判定に基づいて、通常状態から逆転状態に移行したことを確実に判断し、一次側スイッチング素子 $SW1$ 又は $SW2$ をターンオンする。

しかし、本発明のプッシュプル型 DC/DC コンバータは状態判定部を備えなくてもよい。その場合、スイッチング操作部 1 6 が「決め打ち」やフィードフォワード制御によって逆転状態の時期を判断し、逆転状態中、又は逆転状態以後に、一次側スイッチング素子 $SW1$ 又は $SW2$ をターンオンする。

【0065】

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あたりに流れる換算励磁電流は $(1/2)$ 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 $(1/2N)$ 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 $(1/(M \times N))$ となる。

【0066】

図 4 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。

【0067】

本発明において、電源 B_t や負荷 L_d 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】

10

20

30

40

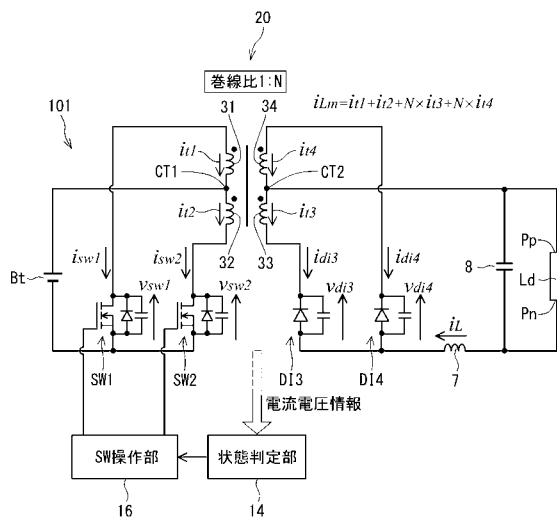
50

【 0 0 6 8 】

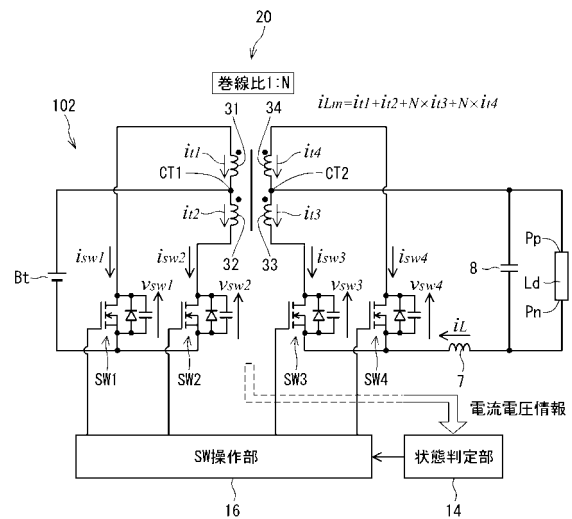
101、102・・・プッシュプル型DC／DCコンバータ、
 14・・・状態判定部、
 16・・・スイッチング操作部、
 20・・・トランス、
 31、32・・・一次コイル、
 33、34・・・二次コイル
 7・・・平滑インダクタ、
 SW1、SW2・・・一次側スイッチング素子、
 DI3、DI4・・・ダイオード（二次側整流素子）、
 SW3、SW4・・・二次側スイッチング素子（二次側整流素子）。

10

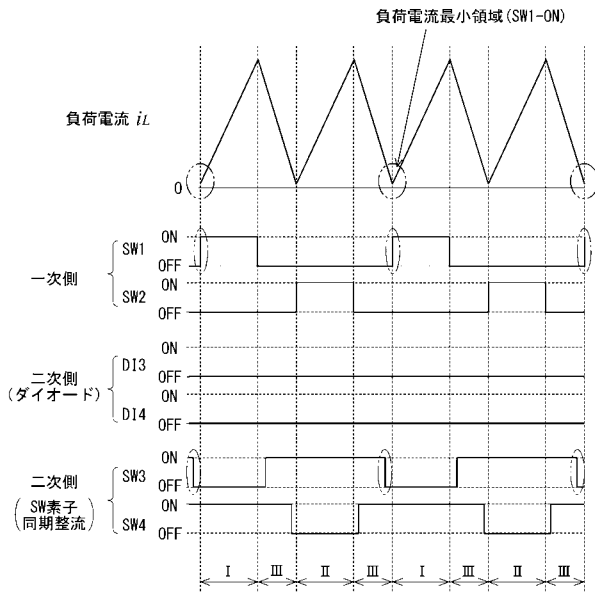
【 図 1 】



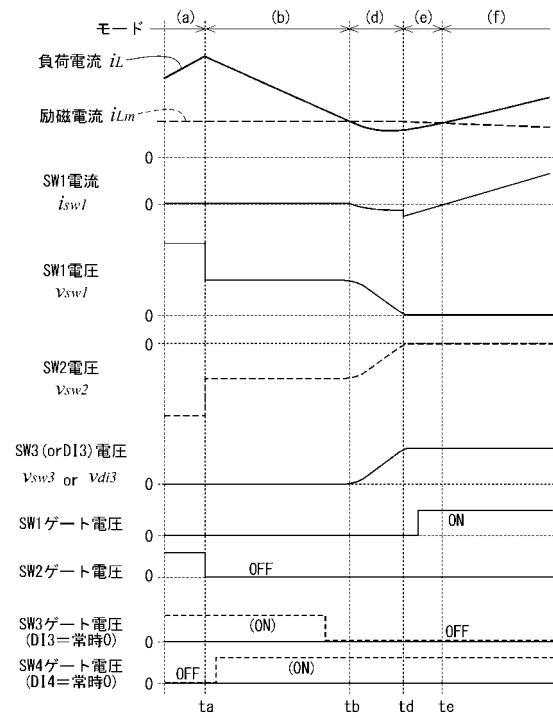
【 図 2 】



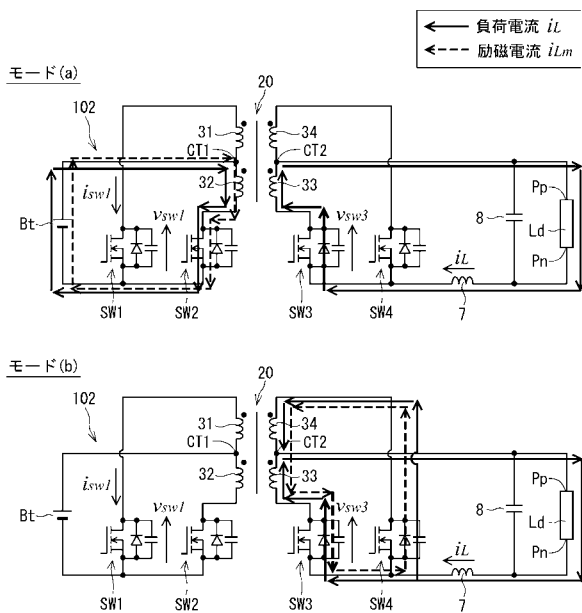
【図 3】



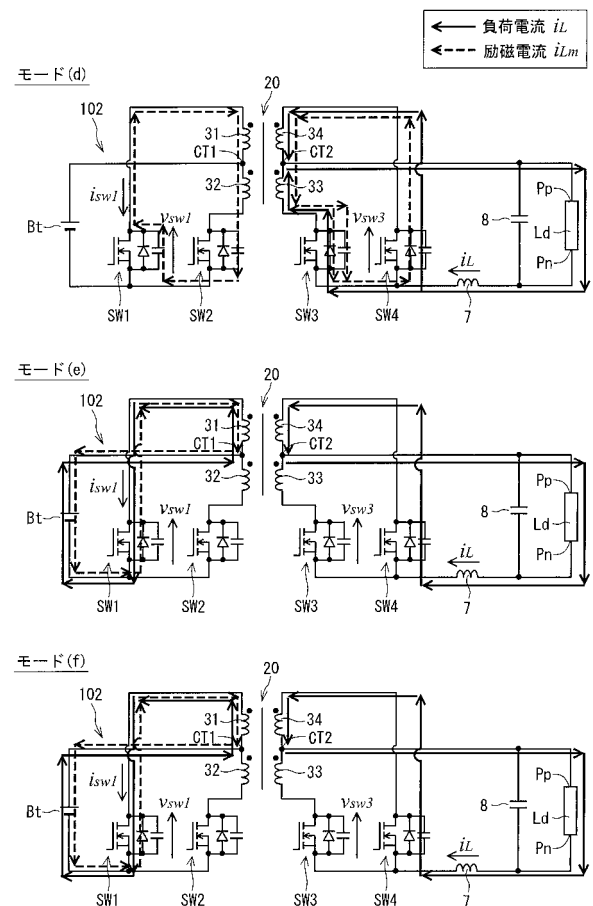
【図 4】



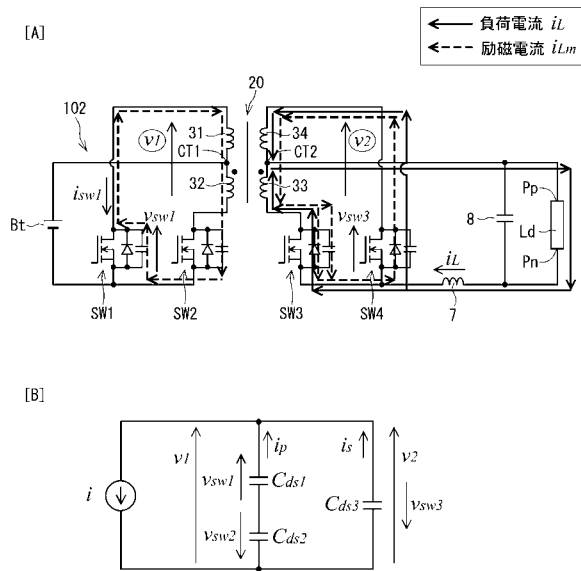
【図 5】



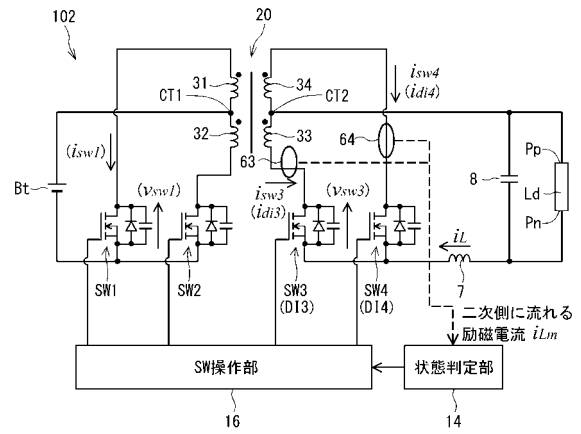
【図 6】



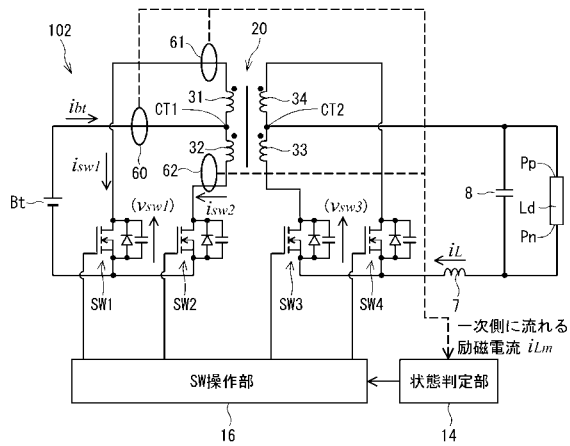
【図 7】



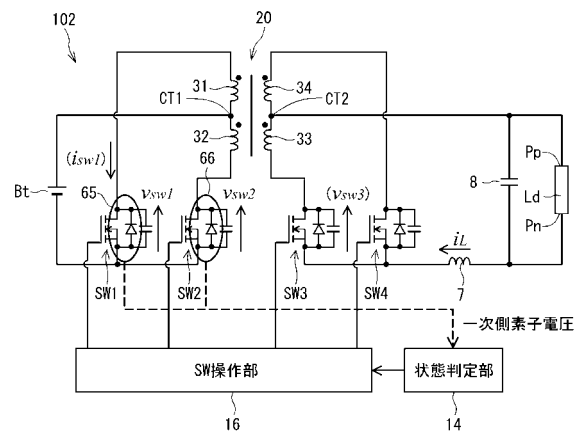
【図 8】



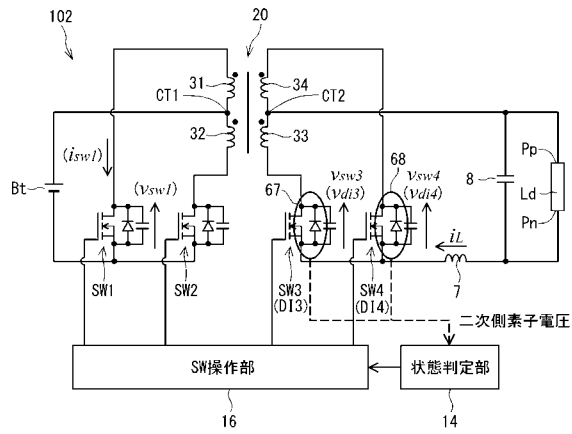
【図 9】



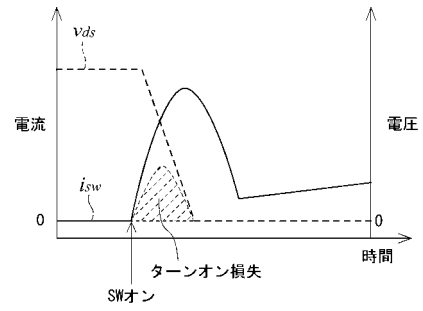
【図 10】



【図 1 1】



【図 1 2】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H730 AA14 AS01 BB25 BB61 DD04 EE03 EE08 EE13 EE57 EE59
FD21 FD31 FD41 FD51