(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2019-122132
(P2019-122132A)
(43)公開日　令和1年7月22日(2019.7.22)

(51)Int.Cl.			F I			テーマコード（参考）
H02M	***3/335***	***(2006.01)***	H02M	3/335	E	5H730
H02M	***3/28***	***(2006.01)***	H02M	3/28	H	

審査請求 未請求　請求項の数 7　ＯＬ　（全 13 頁）

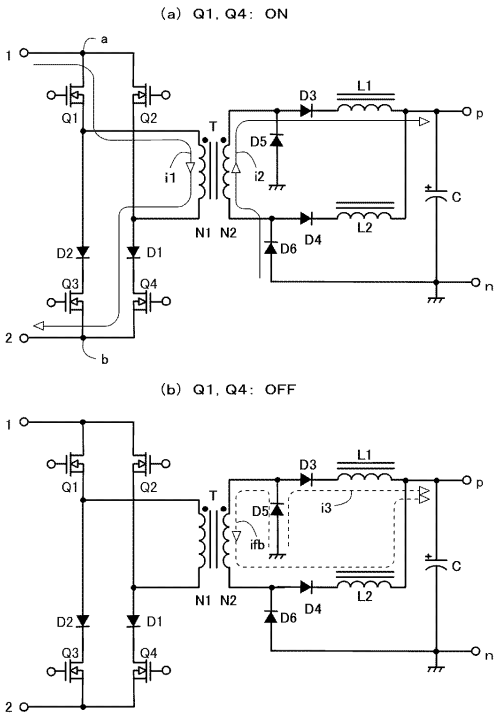
(21)出願番号　特願2018-159(P2018-159)
(22)出願日　平成30年1月4日(2018.1.4)

(71)出願人　000102692
ＮＴＮ株式会社
大阪府大阪市西区京町堀１丁目３番１７号
(74)代理人　100095267
弁理士　小島　高城郎
(74)代理人　100124176
弁理士　河合　典子
(72)発明者　羽田　正二
滋賀県近江八幡市安土町常楽寺９７５

Ｆターム(参考)　5H730 AA15　AA18　BB26　BB27　DD04
DD16　EE02

(54)【発明の名称】絶縁型スイッチング電源

(57)【要約】
【課題】ワンコンバータ方式の絶縁型スイッチング電源において、大出力化を図れるフォワード方式を採用しかつ力率を良好とする。
【解決手段】一次コイルと二次コイルとを有するトランスと、入力電圧により前記一次コイルに流れる電流を導通又は遮断するべくそれぞれオンオフ制御される複数のスイッチング素子を有するスイッチング部と、前記二次コイルに接続された整流部と、前記整流部に接続されかつ少なくとも１つのリアクトルと平滑コンデンサとを含む平滑部と、を有する絶縁型スイッチング電源において、前記スイッチング素子を通して前記一次コイルに流れる電流を阻止するために、該スイッチング素子と該一次コイルとの間に直列接続された逆流防止素子を有する。
【選択図】図１



【特許請求の範囲】
【請求項１】
一次コイルと二次コイルとを有するトランスと、
入力電圧により前記一次コイルに流れる電流を導通又は遮断するべくそれぞれオンオフ制御される複数のスイッチング素子を有するスイッチング部と、
前記二次コイルに接続された整流部と、
前記整流部に接続されかつ少なくとも１つのリアクトルと平滑コンデンサとを含む平滑部と、を有する絶縁型スイッチング電源において、
前記スイッチング部において前記スイッチング素子がオンからオフになったときに該スイッチング素子を通して前記一次コイルに流れる電流を阻止するために、該スイッチング素子に直列接続された逆流防止素子を有することを特徴とする絶縁型スイッチング電源。
【請求項２】
前記スイッチング部における複数のスイッチング素子が、少なくとも１つのスイッチング素子を含む第１グループと、少なくとも１つのスイッチング素子を含む第２グループとからなり、前記第１グループと前記第２グループのスイッチング素子は、同じ長さのオン期間で交互に一定のインターバルを空けてオンオフ制御されることを特徴とする請求項１に記載の絶縁型スイッチング電源。
【請求項３】
前記逆流防止素子が、前記第１グループのスイッチング素子のオン期間の電流が専ら流れる電流路上、及び、前記第２グループのスイッチング素子のオン期間の電流が専ら流れる電流路上に、それぞれ直列接続されていることを特徴とする請求項２に記載の絶縁型スイッチング電源。
【請求項４】
前記スイッチング部が、フルブリッジ回路、プッシュプル回路又はハーフブリッジ回路のいずれかを基本構成とすることを特徴とする請求項１～３のいずれかに記載のスイッチング電源。
【請求項５】
前記第１グループ及び前記第２グループのスイッチング素子のそれぞれのオン期間に前記一次コイルに電流が流れると共に前記二次コイルにフォワード電流が流れ、かつ、前記スイッチング素子がオンからオフになり前記一次コイルの電流が遮断されたとき、該一次コイルに発生した逆起電力による電流が前記逆流防止素子により阻止されると共に前記二次コイルに発生した逆起電力により該二次コイルにフライバック電流が流れるように構成されていることを特徴とする請求項１～４のいずれかに記載の絶縁型スイッチング電源。
【請求項６】
前記整流部が、２対の直列接続された正側ダイオードと負側ダイオードを有し、直列接続された各対のダイオードの接続点が二次コイルの各端とそれぞれ接続されており、
２つの前記正側ダイオードの各々のカソードに２つのリアクトルの各々の一端がそれぞれ接続されると共に、２つの該リアクトルの各々の他端が前記平滑コンデンサの正極端に接続されており、かつ、
２つの前記負側ダイオードの各々のアノードが前記平滑コンデンサの負極端に接続されていることを特徴とする請求項１～５のいずれかに記載の絶縁型スイッチング電源。
【請求項７】
前記整流部が、２対の直列接続された正側ダイオードと負側ダイオードを有し、直列接続された各対のダイオードの接続点が二次コイルの各端とそれぞれ接続されており、
２つの前記負側ダイオードの各々のアノードに２つのリアクトルの各々の一端がそれぞれ接続されると共に、２つの該リアクトルの各々の他端が前記平滑コンデンサの負極端に接続されており、かつ、
２つの前記正側ダイオードの各々のカソードが前記平滑コンデンサの正極端に接続されていることを特徴とする請求項１～５のいずれかに記載の絶縁型スイッチング電源。
【発明の詳細な説明】

【技術分野】
【０００１】
本発明は、スイッチング電源に関し、特に力率改善機能を備えたワンコンバータ方式の絶縁型スイッチング電源に関する。
【背景技術】
【０００２】
交流を直流に電力変換するスイッチング電源の入力段に、特許文献１～３等の力率改善回路を用いたものが知られている。力率改善回路は、例えば正弦波の入力電圧に対してできるだけ位相の一致した正弦波の電流を入力させる回路である。力率改善回路は、通常、非絶縁型の昇圧コンバータで構成されている。従って、力率改善回路の後段に絶縁型ＤＣ／ＤＣコンバータを配置したツーコンバータ方式で１つの絶縁型スイッチング電源を構成することが一般的である。絶縁型ＤＣ／ＤＣコンバータの代表的な方式として、フォワード方式とフライバック方式がある。大出力電源にはフォワード方式が適している。
【０００３】
一方、特許文献４、５等のように、力率改善機能を備えた絶縁型ＤＣ／ＤＣコンバータであるワンコンバータ方式も知られている。ワンコンバータ方式の絶縁型ＤＣ／ＤＣコンバータは、昇圧コンバータと実質的に同じ動作をするフライバック方式で構成されている。フライバック方式は力率改善機能を有するが、大出力電源には適していない。
【０００４】
また、絶縁型ＤＣ／ＤＣコンバータの一次側のスイッチング素子は原理的には１つでよいが、大出力化やスイッチング素子の耐圧特性の軽減のために、特許文献６等のように複数のスイッチング素子からなるフルブリッジ回路やプッシュプル回路等も知られている。
【先行技術文献】
【特許文献】
【０００５】
【特許文献１】特開平５－１１１２４６号公報
【特許文献２】特開２００７－３７２９７号公報
【特許文献３】特開２０１５－２３７２２号公報
【特許文献４】特開平５－２３６７４９号公報
【特許文献５】特開２００２－３００７８０号公報
【特許文献６】特開２０１５－７０７１６号公報
【発明の概要】
【発明が解決しようとする課題】
【０００６】
力率の良好なワンコンバータ方式の絶縁型ＤＣ／ＤＣコンバータ（以下、本明細書では、絶縁型ＤＣ／ＤＣコンバータを絶縁型スイッチング電源と称する）は、通常、フライバック方式であるが、大出力化を図るためにはフォワード方式を採用することが望ましい。しかしながら、これには幾つかの問題点がある。それらの問題点を図８、図９を参照して説明する。
【０００７】
図８は、従来のフォワード方式の絶縁型スイッチング電源の一例を概略的に示している。入力端子１、２には、例えば正弦波の交流を全波整流した入力電圧が入力される。トランスＴの一次側に４個のＭＯＳＦＥＴ（以下、単に「ＦＥＴ」とする）Ｑ１～Ｑ４からなるフルブリッジ回路からなるスイッチング部が配置され、トランスＴの二次側に４個のダイオードＤ１～Ｄ４からなるブリッジ整流回路が配置され、その後段にリアクトルＬとコンデンサＣからなる平滑回路が配置され、コンデンサＣの両端ｐ、ｎから直流が出力される。フルブリッジ回路は、入力交流の周波数よりも高い周波数でオンオフ制御される。図８の回路中の矢印付きの実線はスイッチング素子のオン期間の電流を、矢印付き点線はオフ期間の電流を、それぞれ概略的に示している。
【０００８】

図９は、図８の回路の動作の概略的なタイミング図である。図９（ａ）（ｂ）は、第１グループのＦＥＴＱ１、Ｑ４と第２グループのＦＥＴＱ２、Ｑ３のオンオフを模式的に示している。第１グループのＦＥＴと第２グループのＦＥＴは、同じ長さのオン期間で交互にかつ一定のインターバルを空けてオンオフ制御される。

【０００９】

図９（ｃ）（ｄ）（ｅ）は、図８の回路のトランスＴの一次コイルＮ１、二次コイルＮ２及びリアクトルＬを流れる電流の一例を模式的に示している。第１グループのＦＥＴＱ１、Ｑ４のオン期間には一次コイルに電流ｉ１が流れ、それに応じて二次コイルＮ２に電流ｉ２が流れ、リアクトルＬを通して出力される。第１グループのＦＥＴＱ１、Ｑ４がオフになると、二次側ではリアクトルＬに蓄積された磁気エネルギーが電流ｉ３として出力される。同様に第２グループのＦＥＴＱ２、Ｑ３のオン期間には、一次コイルＮ１に電流ｉ４が流れ、二次コイルＮ２に電流ｉ５が流れて出力され、オフになると電流ｉ６が出力される。これは、フォワード方式の動作である。

【００１０】

ここで、図８の回路では、第１グループのＦＥＴＱ１、Ｑ４がオンからオフになった瞬間に一次コイルＮ１に逆起電力が生じる。この逆起電力は、ＦＥＴＱ１、Ｑ４のボディダイオードに対して順バイアスであるため、図８及び図９（ｃ）に示す電流ｉＡが流れる。同様に、第２グループのＦＥＴＱ２、Ｑ３がオンからオフになった瞬間には、電流ｉＢが流れる。電流ｉＡ及びｉＢは、トランスＴの磁気リセットの役割を果たしている。しかしながら、電流ｉＡ及びｉＢは入力側への還流であるので、トランスの二次側に伝達されないエネルギーであり、電力変換効率を低下させているとも言える。

【００１１】

さらに、フォワード方式では、オン期間におけるトランスＴの二次側電流ｉ２、ｉ５は、二次コイルＮ２に生じる起電力が平滑コンデンサＣの電圧を超えたときにのみ流れる。従って、二次コイルＮ２の起電力が小さい範囲では電流が出力されず、このことが力率を悪化させる。

【００１２】

大出力電源には、フライバック方式よりもフォワード方式の方が適しているが、上述した問題点があるためワンコンバータ方式の絶縁型スイッチング電源では、通常、フライバック方式が採用されている。

【００１３】

以上の現状から、本発明は、ワンコンバータ方式の絶縁型スイッチング電源において、大出力化を図れるフォワード方式を採用しかつ力率を良好とすることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【００１４】

上記の目的を達成するべく、本発明は、以下の構成を提供する。

・　本発明の態様は、

一次コイルと二次コイルとを有するトランスと、

入力電圧により前記一次コイルに流れる電流を導通又は遮断するべくそれぞれオンオフ制御される複数のスイッチング素子を有するスイッチング部と、

前記二次コイルに接続された整流部と、

前記整流部に接続されかつ少なくとも１つのリアクトルと平滑コンデンサとを含む平滑部と、を有する絶縁型スイッチング電源において、

前記スイッチング部において前記スイッチング素子がオンからオフになったときに該スイッチング素子を通して前記一次コイルに流れる電流を阻止するために、該スイッチング素子に直列接続された逆流防止素子を有することを特徴とする。

・　上記態様において、前記スイッチング部における複数のスイッチング素子が、少なくとも１つのスイッチング素子を含む第１グループと、少なくとも１つのスイッチング素子を含む第２グループとからなり、前記第１グループと前記第２グループのスイッチング素子は、同じ長さのオン期間で交互に一定のインターバルを空けてオンオフ制御されること

を特徴とする。
・　上記態様において、前記逆流防止素子が、前記第１グループのスイッチング素子のオン期間の電流が専ら流れる電流路上、及び、前記第２グループのスイッチング素子のオン期間の電流が専ら流れる電流路上に、それぞれ直列接続されていることを特徴とする。
・　上記態様において、前記スイッチング部が、フルブリッジ回路、プッシュプル回路又はハーフブリッジ回路のいずれかを基本構成とすることを特徴とする。
・　上記態様において、前記第１グループ及び前記第２グループのスイッチング素子のそれぞれのオン期間に前記一次コイルに電流が流れると共に前記二次コイルにフォワード電流が流れ、かつ、前記スイッチング素子がオンからオフになり前記一次コイルの電流が遮断されたとき、該一次コイルに発生した逆起電力による電流が前記逆流防止素子により阻止されると共に前記二次コイルに発生した逆起電力により該二次コイルにフライバック電流が流れるように構成されていることを特徴とする。
・　上記態様において、前記整流部が、２対の直列接続された正側ダイオードと負側ダイオードを有し、直列接続された各対のダイオードの接続点が二次コイルの各端とそれぞれ接続されており、
　２つの前記正側ダイオードの各々のカソードに２つのリアクトルの各々の一端がそれぞれ接続されると共に、２つの該リアクトルの各々の他端が前記平滑コンデンサの正極端に接続されており、かつ、
　２つの前記負側ダイオードの各々のアノードが前記平滑コンデンサの負極端に接続されていることを特徴とする。
・　上記態様において、前記整流部が、２対の直列接続された正側ダイオードと負側ダイオードを有し、直列接続された各対のダイオードの接続点が二次コイルの各端とそれぞれ接続されており、
　２つの前記負側ダイオードの各々のアノードに２つのリアクトルの各々の一端がそれぞれ接続されると共に、２つの該リアクトルの各々の他端が前記平滑コンデンサの負極端に接続されており、かつ、
　２つの前記正側ダイオードの各々のカソードが前記平滑コンデンサの正極端に接続されていることを特徴とする。
【発明の効果】
【００１５】
　本発明による絶縁型スイッチング電源は、ワンコンバータ方式のスイッチング電源であって、フォワード方式を採用することにより大出力化を実現すると共に、一次側のエネルギーを無駄なく二次側に伝達することで電力変換効率を高め、さらに二次コイルの起電力が小さい範囲でも電流の出力が可能であることにより力率も良好とすることができる。
【図面の簡単な説明】
【００１６】
【図１】図１は、本発明の絶縁型スイッチング電源の実施形態の回路例を概略的に示した図であり、（ａ）は第１グループＦＥＴのオン期間の電流を、（ｂ）は第１グループＦＥＴのオフ期間の電流を合わせて示している。
【図２】図２は、図１の回路例において、（ａ）は第２グループＦＥＴのオン期間の電流を、（ｂ）は第２グループＦＥＴのオフ期間の電流を合わせて示している。
【図３】図３は、図１及び図２に示した各電流のタイミングチャートの一例を模式的に示した図である。
【図４】図４は、本発明のスイッチング電源のトランスの一次側の別の構成例を概略的に示した図である。
【図５】図５は、本発明のスイッチング電源のトランスの一次側のさらに別の構成例を概略的に示した図である。
【図６】図６は、本発明のスイッチング電源のトランスの二次側のさらに別の構成例を概略的に示した図である。
【図７】図７は、本発明におけるトランスの好適例を概略的に示した図である。

【図８】図８は、従来のフォワード方式の絶縁型スイッチング電源の一例を概略的に示した図である。
【図９】図９は、図８の回路の概略的なタイミング図である。
【発明を実施するための形態】
【００１７】
以下、例として示した図面を参照して本発明の実施の形態を説明する。本発明の絶縁型スイッチング電源は、ワンコンバータ方式をターゲットとしている。その典型的な入力電圧は、正弦波の交流電圧を整流したものである。しかしながら、本発明の絶縁型スイッチング電源は、入力電圧が、正弦波以外の方形波若しくは三角波の電圧、又は一定電圧のときも、同様に機能するものである。
【００１８】
（１）第１実施形態
（１－１）第１実施形態の回路例
図１（ａ）は、本発明の絶縁型スイッチング電源の実施形態の回路例を概略的に示した図である。図１（ａ）には第１グループのＦＥＴのオン期間の電流も合わせて示しているが、これについては後述する。上述した図８の従来のフォワード方式の絶縁型スイッチング電源と同一又は類似の構成要素には同一又は類似の符号を付している。
【００１９】
図１の絶縁型スイッチング電源は、交流電圧を全波整流した入力電圧が入力端子１、２に入力される。ここでの交流電圧は、例えば、系統電源の５０Ｈｚ若しくは６０Ｈｚ又は各種の発電装置で生成される数Ｈｚ～数十Ｈｚ程度の周波数を有する正弦波である。しかしながら、入力電圧の波形は正弦波に限られず、正電位の任意の波形とすることができる。
【００２０】
トランスＴは、一次コイルＮ１と二次コイルＮ２が同極性に巻かれたフォワードトランスである（コイルの巻き始端を黒丸で示す）。トランスＴの一次側には、入力電圧により一次コイルＮ１に流れる電流を導通又は遮断するべくそれぞれオンオフ制御される複数のスイッチング素子、ここではＭＯＳＦＥＴを有するスイッチング部が設けられている。
【００２１】
図１の構成例では、スイッチング部は、スイッチング素子として４個のＮチャネルＭＯＳＦＥＴ（以下、単に「ＦＥＴ」とする）Ｑ１～Ｑ４を有し、基本的にフルブリッジ回路を構成している。フルブリッジ回路は、大出力のスイッチング電源に好適である。さらに、各ＦＥＴに印加される電圧は、単一ＦＥＴによるスイッチング部の半分となる。ＦＥＴＱ１とＦＥＴＱ４が、同時にオンオフ制御される第１グループを構成し、ＦＥＴＱ２とＦＥＴＱ３が、同時にオンオフ制御される第２グループを構成する。各ＦＥＴは、ゲートに印加される制御電圧によりオンオフ制御される。その制御電圧の周波数は、入力交流の周波数よりも高い数十ｋＨ～数百ｋＨである。
【００２２】
正の入力端子１と一次コイルＮ１の一端の間にＦＥＴＱ１が直列接続されている。一次コイルＮ１の他端と負の入力端子２の間に、逆流防止ダイオードＤ１とＦＥＴＱ４が直列接続されている。基本的なフルブリッジ回路とは異なり、逆流防止ダイオードＤ１が挿入されている。逆流防止ダイオードＤ１の極性は、ＦＥＴＱ１及びＦＥＴＱ４のボディダイオードのそれとは逆方向である。
【００２３】
同様に、正の入力端子１と一次コイルＮ１の他端との間にＦＥＴＱ２が直列接続されている。一次コイルＮ１の一端と負の入力端子２との間に、逆流防止ダイオードＤ２とＦＥＴＱ３が直列接続されている。基本的なフルブリッジ回路とは異なり、逆流防止ダイオードＤ２挿入されている。逆流防止ダイオードＤ２の極性は、ＦＥＴＱ２及びＦＥＴＱ３のボディダイオードのそれとは逆方向である。
【００２４】

別の例として、逆流防止ダイオードＤ１は、図１に示した位置以外に、ａ点→ＦＥＴＱ１→一次コイルＮ１→ＦＥＴＱ４→ｂ点の電流路上のいずれかの位置に直列に挿入することができる。同様に、逆流防止ダイオードＤ２は、図１に示した位置以外に、ａ点→ＦＥＴＱ２→一次コイルＮ１→ＦＥＴＱ３→ｂ点の電流路上のいずれかの位置に直列に挿入することができる。

【００２５】

言い換えると、逆流防止ダイオードＤ１は、第１グループのＦＥＴのオン期間電流が専ら流れる電流路上に直列に挿入され、一方、逆流防止ダイオードＤ２は、第２グループのＦＥＴのオン期間電流が専ら流れる電流路上に挿入されることが好適である。いずれの場合も、逆流防止ダイオードＤ１、Ｄ２の極性は、各ＦＥＴのボディダイオードとは逆方向とする。

【００２６】

なお、入力端子１とａ点との間、又は、入力端子２とｂ点との間の電流路にダイオードを挿入した場合も逆流防止機能は有するが、これらの電流路に挿入された逆流防止ダイオードは、ＦＥＴがオンからオフとなったときにリカバリ電流を生じる点で不利である。但し、ファーストリカバリダイオード（ＦＲＤ）、シリコンカーバイト（ＳＩＣ）を用いたショットキーダイオード等を用いた場合は、これらの入力ラインの電流路に逆流防止ダイオードを挿入することも可能である。

【００２７】

トランスＴの二次側には、整流部及びその後段の平滑部が配置されている。図１の構成例における整流部は、４つのダイオードＤ３～Ｄ６からなるブリッジ整流回路を基本とする形態である。第１の対の正側ダイオードＤ３と負側ダイオードＤ５が直列接続され、第２の対の正側ダイオードＤ４と負側ダイオードＤ６が直列接続されている。直列接続された第１の対のダイオードＤ３、Ｄ５の接続点は二次コイルＮ２の一端に接続され、直列接続された第２の対のダイオードＤ４、Ｄ６の接続点は二次コイルＮ２の他端に接続されている。

【００２８】

通常のブリッジ整流回路とは異なり、図１の構成例では、正側ダイオードＤ３、Ｄ４のカソードが互いに接続されていない。一方の正側ダイオードＤ３のカソードは、第１のリアクトルＬ１の一端に接続され、他方の正側ダイオードＤ４のカソードは、第２のリアクトルＬ２の一端に接続されている。第１のリアクトルＬ１と第２のリアクトルＬ２の各々のインダクタンスは、実質的に同じ値とする。

【００２９】

第１のリアクトルＬ１及び第２のリアクトルＬ２の各々の他端は、平滑コンデンサＣの正極端に接続されており、この点は正の出力端子ｐでもある。

【００３０】

また、２つの負側ダイオードＤ５、Ｄ６の各々のアノードは、平滑コンデンサＣの負極端に接続されており、この点は負の出力端子ｎでもある。

【００３１】

（１－２）第１実施形態の動作

図１～図３を参照して、第１の実施形態の回路の動作を説明する。

図１（ａ）は、第１グループのＦＥＴのオン期間の電流を矢印付き実線で、（ｂ）は第１グループのＦＥＴのオフ期間の電流を矢印付き点線で示している。

図２（ａ）は、第２グループのＦＥＴのオン期間の電流を矢印付き実線で、（ｂ）は第２グループのＦＥＴのオフ期間の電流を矢印付き点線で示している。

図３は、図１及び図２に示した各電流のタイミングチャートの一例を模式的に示した図である。

【００３２】

＜第１グループのＦＥＴのオンオフ制御による動作＞

図１（ａ）及び図３を参照する。第１グループのＦＥＴＱ１、Ｑ４がオンになると、一

次コイルＮ１に電流ｉ１が流れる（図３（ｃ）参照）。この電流ｉ１は、逆流防止ダイオードＤ１の順方向に流れる。一次コイルに電流ｉ１が流れる結果、相互誘導により二次コイルＮ２に起電力（電圧を意味する）が発生し、電流ｉ２が流れる。電流ｉ２は、ダイオードＤ６→二次コイルＮ２→ダイオードＤ３→リアクトルＬ１の経路で流れ、出力端子ｐから出力され負荷に供給される（図３（ｄ）（ｅ）参照）。電流ｉ２は、トランスＴの相互誘導によるフォワード電流である。電流ｉ２により第１のリアクトルＬ１は励磁されて磁気エネルギーが蓄積される。ダイオードＤ４、Ｄ５は逆バイアスとなるため電流が流れない。

【００３３】

ここで、定常状態における平滑コンデンサＣは、リップル変動を除いてほぼ一定の電圧で充電されている。従って、電流ｉ２は、二次コイルＮ２の起電力が平滑コンデンサの電圧を超えたときにのみ流れる。入力端子１、２に、例えば正弦波の入力電圧が印加される場合、入力電圧の小さい範囲では、二次コイルＮ２の起電力も小さいため、フォワード電流ｉ２は出力端子ｐ、ｎに出力されない。これはフォワード動作の特徴であり、力率を低下させることとなる。このことが、従来、力率改善機能を備えたワンコンバータとしてフォワード方式が採用されなかった理由である。

【００３４】

次に、図１（ｂ）及び図３を参照する。第１グループのＦＥＴＱ１、Ｑ４がオフになると、一次コイルＮ１の電流ｉ１が遮断され、一次コイルＮ１及び二次コイルＮ２に逆起電力が発生する。一次コイルＮ１の逆起電力は、ＦＥＴＱ１、Ｑ４のボディダイオードに対して順バイアスであるが、逆流防止ダイオードＤ１が電流路に挿入されているため電流は流れない。すなわち、前述した図８の通常のフルブリッジ回路とは異なり、入力側への還流は阻止される。この結果、通常のフルブリッジ回路では、入力側に戻されるエネルギーがトランスＴに留まる。

【００３５】

一方、二次コイルＮ２の逆起電力により、巻き始端が低電位、巻き終端が高電位となる。第１のリアクトルＬ１はオン期間と同方向の電流を維持しようとするので、ダイオードＤ５→ダイオードＤ３→リアクトルＬ１の経路で電流ｉ３が流れ、出力端子ｐに出力され負荷に供給される（図３（ｄ）（ｅ）参照）。これにより、オン期間に第１のリアクトルＬ１に蓄積された磁気エネルギーが放出される。ダイオードＤ６は逆バイアスとなる。

【００３６】

さらに、二次コイルＮ２の逆起電力により、ダイオードＤ４が順バイアスとなり、ダイオードＤ５→二次コイルＮ２→ダイオードＤ４→リアクトルＬ２の経路で電流ｉｆｂが流れ、出力端子ｐに出力され負荷に供給される（図３（ｄ）（ｆ）参照）。電流ｉｆｂは、トランスＴの相互誘導によるものではなく、一次側の逆流防止ダイオードＤ１により還流が阻止されたためにトランスＴに留められた磁気エネルギーの放出によるものである。従って電流ｉｆｂは、フライバック電流と言うことができる。

【００３７】

フライバック電流ｉｆｂは、フォワード電流ｉ２とは異なり、入力電圧が小さく二次コイルＮ２に発生する逆起電力が小さいときであっても、逆起電力の大きさに応じた大きさで出力端子ｐへ出力される。従って、例えば正弦波の入力電圧の場合、入力電圧が小さい範囲においてもフライバック電流ｉｆｂが流れることによって力率が改善される。本回路は、基本的にフォワード形式であるが、フライバック電流ｉｆｂも流れることができるので力率改善機能を備えている。これは、一次側に逆流防止ダイオードＤ１を設けたことにより実現されている。

【００３８】

図８の通常のフルブリッジ回路では、オフ時の入力側への還流がトランスＴの磁気リセットの役割を果たしていたが、本回路では入力側への還流が無い替わりに二次コイルにフライバック電流ｉｆｂが流れることにより、トランスＴの磁気リセットが行われる。従って、本回路においてもトランスＴの磁気飽和を回避することができる。

【００３９】
＜第２グループのＦＥＴのオンオフ制御による動作＞
次に、図２（ａ）及び図３を参照する。第２グループのＦＥＴＱ２、Ｑ３は、第１グループのＦＥＴＱ１、Ｑ４がオフになってから一定のインターバルを空けてオンになる。第２グループのＦＥＴＱ２、Ｑ３がオンになると、一次コイルＮ１に電流ｉ４が流れる（図３（ｃ）参照）。この電流ｉ４は、逆流防止ダイオードＤ２の順方向に流れる。一次コイルＮ１における電流ｉ４の向きは、第１グループのＦＥＴのオン期間の電流ｉ１とは逆である。
【００４０】
一次コイルに電流ｉ４が流れる結果、相互誘導により二次コイルＮ２に起電力が発生し、電流ｉ５が流れる。電流ｉ５は、ダイオードＤ５→二次コイルＮ２→ダイオードＤ４→リアクトルＬ２の経路で流れ、出力端子ｐから出力され負荷に供給される（図３（ｄ）（ｆ）参照）。電流ｉ５は、トランスＴの相互誘導によるフォワード電流である。これにより第２のリアクトルＬ２は励磁されて磁気エネルギーが蓄積される。ダイオードＤ３、Ｄ６は逆バイアスとなるため電流が流れない。
【００４１】
上述した通り、入力端子１、２に、例えば正弦波の入力電圧が印加される場合、入力電圧の小さい範囲では、二次コイルＮ２の起電力も小さいため、フォワード電流ｉ５は出力されない。
【００４２】
次に、図２（ｂ）及び図３を参照する。第２グループのＦＥＴＱ２、Ｑ３がオフになると、一次コイルＮ１の電流ｉ４が遮断され、一次コイルＮ１及び二次コイルＮ２に逆起電力が発生する。一次コイルＮ１の逆起電力は、ＦＥＴＱ２、Ｑ３のボディダイオードに対して順バイアスであるが、逆流防止ダイオードＤ２が電流路に挿入されているため電流は流れない。この結果、エネルギーがトランスＴに留まる。
【００４３】
一方、二次コイルＮ２の逆起電力により、巻き始端が高電位、巻き終端が低電位となる。第２のリアクトルＬ２はオン期間の電流を維持しようとするので、ダイオードＤ６→ダイオードＤ４→リアクトルＬ２の経路で電流ｉ６が流れ、出力端子ｐに出力され負荷に供給される（図３（ｄ）（ｆ）参照）。これにより、オン期間に第２のリアクトルＬ２に蓄積された磁気エネルギーが放出される。ダイオードＤ５は逆バイアスとなる。
【００４４】
さらに、二次コイルＮ２の逆起電力により、ダイオードＤ３が順バイアスとなり、ダイオードＤ６→二次コイルＮ２→ダイオードＤ３→リアクトルＬ１の経路で電流ｉｆｂが流れ、出力端子ｐに出力され負荷に供給される（図３（ｄ）（ｅ）参照）。電流ｉｆｂは、トランスＴの相互誘導によるものではなく、一次側の逆流防止ダイオードＤ２により還流が阻止されたためにトランスＴに留められた磁気エネルギーの放出によるフライバック電流である。上述した通り、電流ｉｆｂは、二次コイルＮ２の逆起電力の大きさによらず出力されるため、力率が改善される。
【００４５】
図３（ｅ）（ｆ）では、第１のリアクトルＬ１及び第２のリアクトルＬ２にそれぞれ流れるフライバック電流ｉｆｂの終わり部分が、次のオン期間のフォワード電流ｉ２、ｉ５の立ち上がり部分と重なる連続モードとなっている。これは一例であり、この部分が重ならない不連続モードでもよい。
【００４６】
（２）トランス一次側の別の実施形態
図４は、図１の回路における一次側のスイッチング部の別の構成例である。二次側回路は図示を省略するが、図１の構成例と同じでもよい。図４の構成例は、プッシュプル回路を基本とする。プッシュプル回路では、一次コイルを第１一次コイルＮ１１と第２一次コイルＮ１２の２つの部分に分割して用いる。この場合、複数のＦＥＴの第１グループはＦ

ＥＴＱ１のみを含み、第２グループはＦＥＴＱ２のみを含む。ＦＥＴＱ１とＦＥＴＱ２は、同じ長さのオン期間で交互に、一定のインターバルを空けてオンオフ制御される。各ＦＥＴと一次コイルＮ１１、Ｎ１２との間に、各ＦＥＴのボディダイオードに対して逆方向に直列接続された逆流防止ダイオードＤ１、Ｄ２が挿入配置されている。回路動作については、一次側及び二次側のいずれも図１の回路と同様である。

【００４７】

図５は、図１の回路における一次側のスイッチング部のさらに別の構成例である。二次側回路は図示を省略するが、図１の構成例と同じでもよい。図５の構成例は、ハーフブリッジ回路を基本とする。ハーフブリッジ回路では、複数のＦＥＴの第１グループはＦＥＴＱ１のみを含み、第２グループはＦＥＴＱ２のみを含む。ＦＥＴＱ１とＦＥＴＱ２は、同じ長さのオン期間で交互に、一定のインターバルを空けてオンオフ制御される。各ＦＥＴと一次コイルとの間に、各ＦＥＴのボディダイオードに対して逆方向に直列接続された逆流防止ダイオードＤ１、Ｄ２が挿入配置されている。回路動作については、一次側及び二次側のいずれも図１の回路と同様である。

【００４８】

（３）トランス二次側の別の実施形態

図６は、図１の回路における二次側の整流部及び平滑部の別の構成例である。図６の構成例における整流部も、図１と同様に４つのダイオードＤ３～Ｄ６からなるブリッジ整流回路を基本とする形態である。第１の対の正側ダイオードＤ３と負側ダイオードＤ５が直列接続され、第２の対の正側ダイオードＤ４と負側ダイオードＤ６が直列接続されている。直列接続された第１の対のダイオードＤ３、Ｄ５の接続点は二次コイルＮ２の一端に接続され、直列接続された第２の対のダイオードＤ４、Ｄ６の接続点は二次コイルＮ２の他端に接続されている。

【００４９】

図６の構成例では、負側ダイオードＤ５、Ｄ６のアノードが、通常のブリッジ整流回路とは異なり互いに接続されていない。一方の負側ダイオードＤ５のアノードは、第１のリアクトルＬ１の一端に接続され、他方の負側ダイオードＤ６のアノードは、第２のリアクトルＬ２の一端に接続されている。第１のリアクトルＬ１と第２のリアクトルＬ２の各々のインダクタンスは、実質的に同じ値とする。

【００５０】

第１のリアクトルＬ１及び第２のリアクトルＬ２の各々の他端は、平滑コンデンサＣの負極端に接続されており、この点は負の出力端子ｎでもある。

【００５１】

また、２つの正側ダイオードＤ３、Ｄ４の各々のカソードは、平滑コンデンサＣの正極端に接続されており、この点は正の出力端子ｐでもある。

【００５２】

本発明の絶縁型スイッチング電源の二次側回路は、図１及び図６に示した回路以外にも多様に構成することができる。二次側回路は、基本的にフォワード形式で構成することが好適である。オン期間にフォワード電流が流れ、オフ期間に外付けリアクトルの磁気エネルギーを放出するリアクトル電流が流れると共に、二次コイルに生じる逆起電力によりフライバック電流が流れることができる構成を備えていればよい。図８に示した従来のフォワード方式の二次側回路も採用できる。二次コイルに流れるフライバック電流は、一次側のスイッチング部に逆流防止ダイオードを設けたことによりトランスＴに留められた磁気エネルギーが放出されることによるものである。

【００５３】

（４）トランスの構成

図７は、本発明の絶縁型スイッチング電源で用いるトランスＴの好適例を示す断面図である。

【００５４】

トランスＴのコアは、基本形としては、中央脚１１と２つの外脚１２、１２とを有する

Ｅ型コア１０と、Ｉ型コア２０を突き合わせて形成されたＥＩ型コアである。２つの外脚１２、１２の各端面とＩ型コア２０との間にギャップ１４、１４をそれぞれ設けることが好適である。ギャップ１４、１４を設けることにより、透磁率を小さくして磁気飽和を回避することができる。

【００５５】

さらに、中央脚１１に一次コイルＮ１と二次コイルＮ２が密結合となるように重ね巻きされている。中央脚１１とＩ型コア２０の間にはギャップはない。一般的にギャップの箇所においては磁束が漏れやすいが、このトランスＴでは、一次コイルＮ１と二次コイルＮ２の周囲には磁束が漏れやすいギャップがなく、ギャップ１４、１４は各コイルから遠い位置に設けられている。これにより一次コイルＮ１と二次コイルＮ２の密結合を確保することができ、高い電力変換効率を維持できる。

【００５６】

（５）まとめ

本発明の絶縁型スイッチング電源は、基本的にフォワード方式の動作を有することにより大出力に適用可能であると共に、フライバック電流が流れることにより力率が改善される。よって、大出力のワンコンバータ方式の絶縁型スイッチング電源として好適である。力率改善機能を備えかつ回路の構成を簡素化できると共に、絶縁型であるので安全性が確保される。

【００５７】

図１、図４及び図５に示したように、トランスの一次側において２つのＭＯＳＦＥＴグループを交互にスイッチングすることにより、単一スイッチング素子をスイッチングする場合に比べて大出力が得られる。なお、上述した各実施形態おいて、スイッチング部におけるスイッチング素子は、ＭＯＳＦＥＴ以外にＩＧＢＴ又はバイポーラトランジスタでもよい。

【００５８】

また、スイッチング部に設けた逆流防止ダイオードは、入力側への還流を防ぐ目的であるのでＦＥＴを用いてもよい。その場合、逆流防止ＦＥＴは、還流阻止対象の対応するＦＥＴと同じタイミングでオンオフ制御されるが、逆流防止ＦＥＴのボディダイオードは、対応するＦＥＴのそれとは逆向きとなるように接続される。本明細書では、これらの逆流防止ダイオード及び逆流防止ＦＥＴをまとめて、「逆流防止素子」と称する。

【００５９】

また図１及び図６に示したように、トランスの二次側において、通常のフォワード方式におけるリアクトルを並列な２回路に分割することにより、電流供給能力が増えると共に、一次側の駆動負担が軽減される。なお、二次側の回路構成におけるダイオードは、同等の機能を有する整流素子に置き換えることができ、そのような整流素子もダイオードの概念に含まれるものとする。

【００６０】

以上に説明した本発明の絶縁型スイッチング電源は、図示の構成例に限られず、本発明の主旨に沿う範囲において多様な変形が可能である。

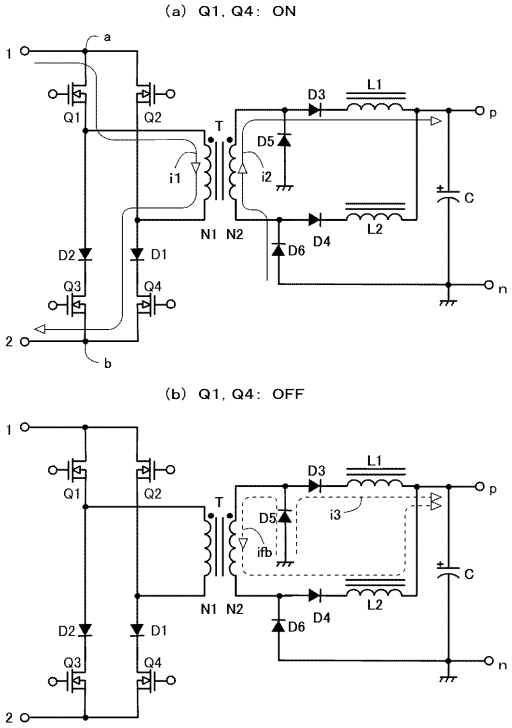
【符号の説明】

【００６１】

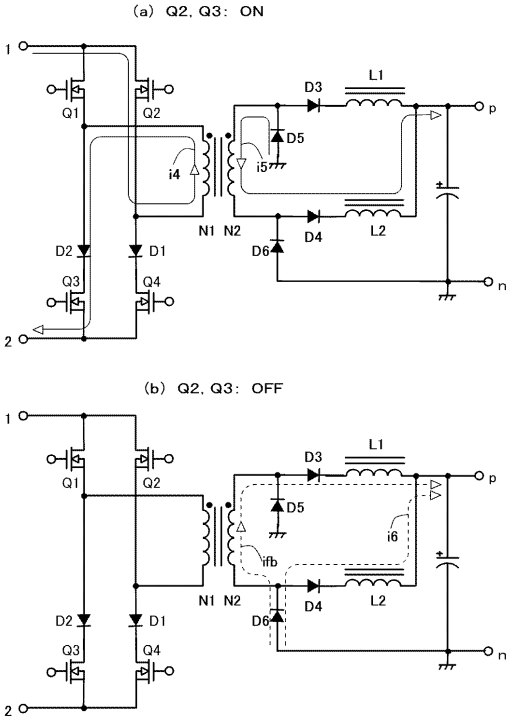
ｐ　正の出力端
ｎ　負の出力端
Ｔ　トランス
Ｎ１、Ｎ１１、Ｎ１２　一次コイル
Ｎ２　二次コイル
Ｑ１、Ｑ２、Ｑ３、Ｑ４　ＭＯＳＦＥＴ
Ｄ１、Ｄ２　逆流防止ダイオード
Ｄ３～Ｄ６　ダイオード
Ｌ１　第１のリアクトル

Ｌ２　第２のリアクトル
Ｃ　平滑コンデンサ

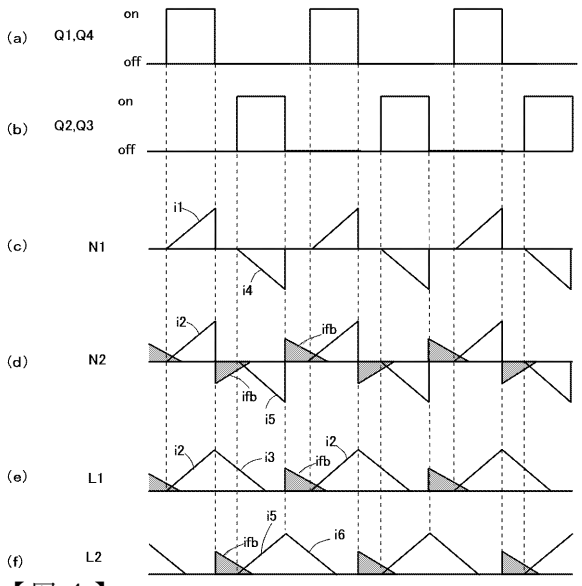
【図１】



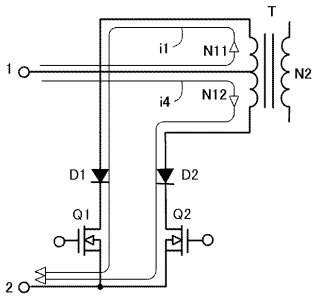
【図２】



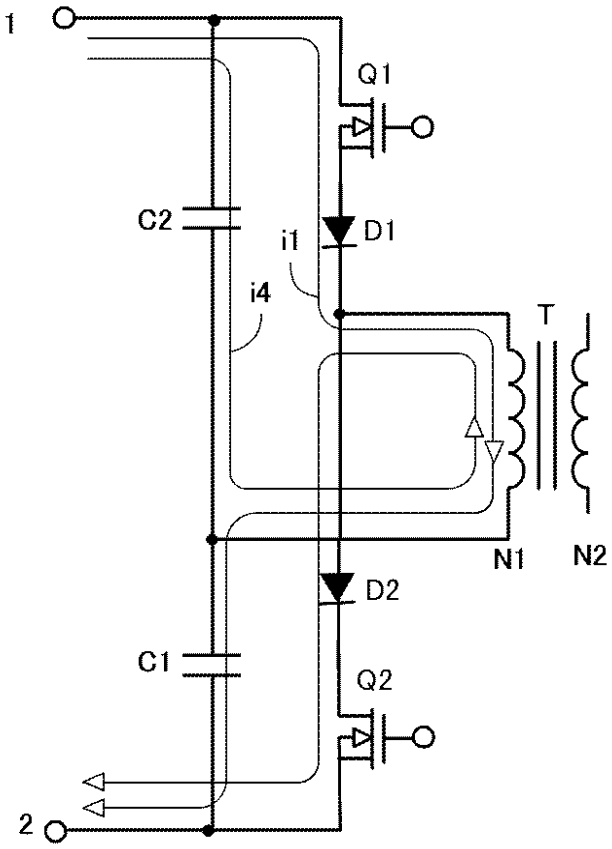
【図３】



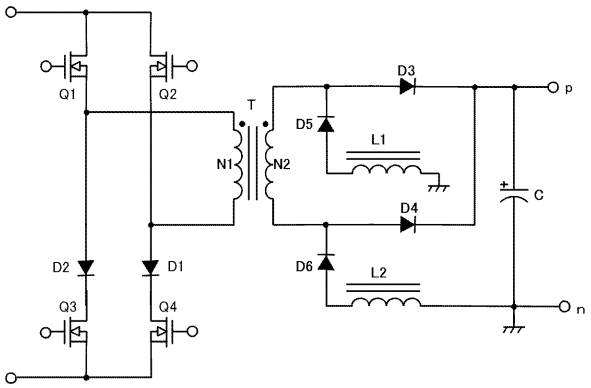
【図４】



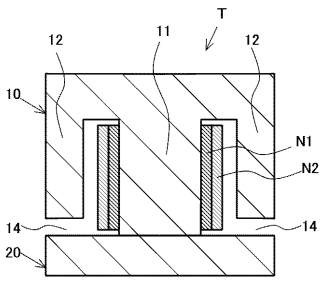
【図５】



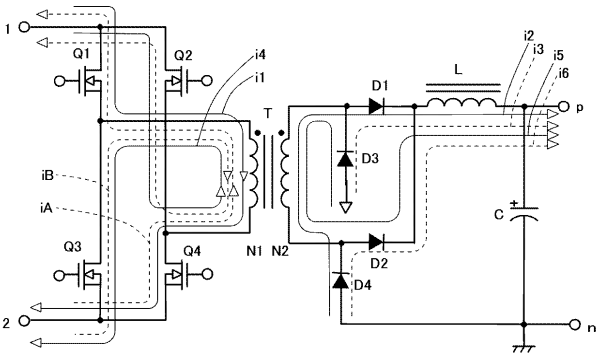
【図６】



【図７】



【図８】



【図９】

