

(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2014-143911

(P2014-143911A)

(43) 公開日 平成26年8月7日(2014.8.7)

(51) Int. Cl. F I テーマコード (参考)
 HO2M 3/28 (2006.01) HO2M 3/28 R 5H730

審査請求 未請求 請求項の数 20 O L 外国語出願 (全 49 頁)

(21) 出願番号 特願2014-9009 (P2014-9009)
 (22) 出願日 平成26年1月21日 (2014.1.21)
 (31) 優先権主張番号 1301075.6
 (32) 優先日 平成25年1月22日 (2013.1.22)
 (33) 優先権主張国 英国 (GB)

(71) 出願人 512006527
 ティーディーケーラムダ ユーケー リ
 ミテッド
 TDK-Lambda UK Limited
 イギリス国 イーエックス34 8イーエ
 ス デヴォン イルフラコンブ キングス
 レイ アヴェニュー
 Kingsley Avenue Ilf
 racombe Devon EX34
 8ES United Kingdom
 (74) 代理人 100137095
 弁理士 江部 武史
 (74) 代理人 100173532
 弁理士 井上 彰文

最終頁に続く

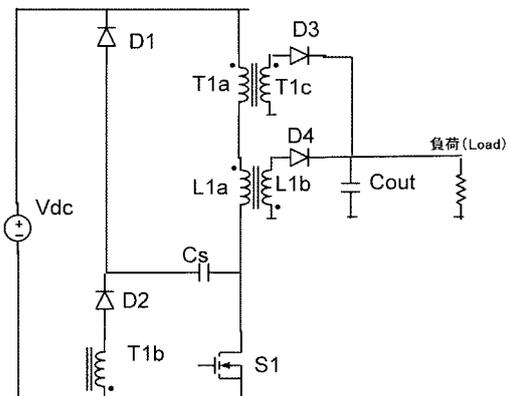
(54) 【発明の名称】 コンバーター

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 損失および電流ストレスを大幅に減少させることができるコンバータを提供する。

【解決手段】 電圧源から出力へエネルギーを伝達するコンバーターは、変圧器 T 1、結合インダクタ L 1、スイッチ S 1、エネルギー回収コンデンサー C、エネルギー回収巻線 T 1 b を備える。変圧器 T 1 では、1 次巻線 T 1 a が電圧源に接続されたとき、2 次巻線 T 1 c が電圧源から出力へエネルギーを伝達する。インダクタ L 1 では、2 次巻線 L 1 b は、1 次巻線 L 1 a が電圧源に接続されたとき電圧源からのエネルギーを蓄積し、1 次巻線が電圧源から分離されたときエネルギーを出力へ伝達する。スイッチ S 1 は、オン状態とオフ状態とを切り替える。スイッチ S 1 のオフ状態において、変圧器 T 1 の漏れインダクタンスおよび消磁に関連するエネルギーがコンデンサー C s 内に伝達され、コンデンサー C s 内に蓄積されたエネルギーが巻線 T 1 c を介して出力に伝達される。

【選択図】 図 5



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電圧源から 1 つ以上の出力へエネルギーを伝達するコンバーターであって、

1 次巻線 T 1 a と、前記 1 次巻線が前記電圧源に接続されたときに前記電圧源から前記それぞれの出力へエネルギーを伝達するよう接続された少なくとも 1 つの 2 次巻線 T 1 c とを有する第 1 の誘導性コンポーネント T 1 と、

1 次巻線 L 1 a と、前記 1 次巻線が前記電圧源に接続されたときに前記電圧源からエネルギーを蓄積し、その後前記 1 次巻線が前記電圧源から分離されたときに前記蓄積されたエネルギーを前記それぞれの出力に伝達するよう接続された少なくとも 1 つの 2 次巻線 L 1 b とを有する第 2 の誘導性コンポーネント L 1 と、

前記第 1 および前記第 2 の誘導性コンポーネントの前記 1 次巻線 T 1 a、L 1 a が前記電圧源に接続されているオン状態と、前記第 1 および前記第 2 の誘導性コンポーネントの前記 1 次巻線が前記電圧源から分離されているオフ状態とを周期的に切り替えるスイッチ S 1 と、

前記電圧源と、前記 1 次巻線 T 1 a、L 1 a との間の電流経路を提供するよう接続されたエネルギー回収コンデンサー C s と、

前記第 1 の誘導性コンポーネント T 1 の前記 2 次巻線 T 1 c に誘導結合され、前記オフ状態の間に前記コンデンサー C s 内に蓄積されたエネルギーの少なくとも一部を、前記オン状態の間、前記巻線 T 1 c を介して前記出力に伝達するように、前記オン状態の間、前記コンデンサー C s に電氣的に接続されるエネルギー回収巻線 T 1 b と、を備え、

前記エネルギー回収コンデンサー C s は、前記オフ状態の間、前記第 1 の誘導性コンポーネント T 1 の消磁に関連するエネルギーと、前記第 1 の誘導性コンポーネント T 1 の漏れインダクタンスに係るエネルギーとの少なくとも一部が前記コンデンサー C s に伝達され、前記コンデンサー C s 内に蓄積されるよう接続されていることを特徴とするコンバーター。

【請求項 2】

前記コンデンサー C s は、前記オフ状態の間、前記第 1 の誘導性コンポーネント T 1 の消磁に関連するエネルギーと、前記第 1 および前記第 2 の誘導性コンポーネント T 1、L 1 の漏れインダクタンスに係るエネルギーとの少なくとも一部が前記コンデンサー C s に伝達され、前記コンデンサー C s 内に蓄積されるよう、前記電圧源と、前記 1 次巻線 T 1 a、L 1 a との間の電流経路を提供するよう接続されている請求項 1 に記載のコンバーター。

【請求項 3】

前記コンデンサー C s の一方のプレートは、前記巻線 L 1 a に沿った任意の点における接続点に接続されている請求項 1 または 2 に記載のコンバーター。

【請求項 4】

前記オフ状態の間に前記コンデンサー C s 内に蓄積された前記エネルギーの少なくとも一部は、前記コンデンサー C s の両端間の電圧 $V(Cs)$ が前記巻線 T 1 b の両端間の電圧 $V(T1b)$ を超えたとき、前記オン状態の間、前記巻線 T 1 c を介して前記出力に伝達される請求項 1 ないし 3 のいずれかに記載のコンバーター。

【請求項 5】

前記オン状態の間、 $V(T1b) = V_{out} * T1b / T1c$ であり、

上記式中、 $T1b / T1c$ は、 $T1b$ の巻き数を $T1c$ の巻き数で割った数である請求項 1 ないし 4 のいずれかに記載のコンバーター。

【請求項 6】

前記コンデンサー C s の両端間の電圧 $V(Cs)$ は、初期化期間が終了した後、実質的に一定となり、以下の式で与えられ、

$$V(Cs) = V_{out} * T1b * T1c \quad (4)$$

上記式中、 $T1b / T1c$ は、 $T1b$ の巻き数を $T1c$ の巻き数で割った数である請求項 1 ないし 5 のいずれかに記載のコンバーター。

10

20

30

40

50

【請求項 7】

前記巻き数比 $T1b / T1c$ は、前記式 (4) で決定される $V(Cs)$ が $100 \sim 150$ V となるよう選択される請求項 6 に記載のコンバーター。

【請求項 8】

巻き数比 $L1a / L1b$ は、巻き数比 $T1a / T1c$ と実質的に等しい請求項 1 ないし 7 のいずれかに記載のコンバーター。

【請求項 9】

前記巻き数比 $L1a / L1b = T1a / T1c = N$ は、以下の式にしたがって選択され、

$$V_{out} * N / (V(Cs) - V_{out} * N) < (V_{in} - V_{out} * N) / (V_{out} * N) \quad (3)$$

上記式中、 V_{out} は前記コンバーターの出力電圧であり、 $V(Cs)$ は前記コンデンサー Cs の両端間の電圧であり、 V_{in} は最小要求入力電圧である請求項 8 に記載のコンバーター。

【請求項 10】

前記巻線 $T1a$ のインダクタンスは、前記巻線 $L1a$ のインダクタンスよりも大きい請求項 1 ないし 9 のいずれかに記載のコンバーター。

【請求項 11】

前記巻線 $T1a$ は、前記オフ状態の間、前記巻線 $L1a$ より前に消磁するよう選択される請求項 1 ないし 10 のいずれかに記載のコンバーター。

【請求項 12】

整流器 $D1$ は、前記コンデンサー Cs と前記電圧源の一方のレールとの間に接続され、前記 1 次巻線 $T1a$ および $L1a$ から前記コンデンサー Cs へのエネルギー伝達に対応する方向に流れる電流を許可し、その反対方向に流れる電流を実質的に遮断するよう接続されている請求項 1 ないし 11 のいずれかに記載のコンバーター。

【請求項 13】

整流器 $D2$ は、前記コンデンサー Cs と、前記巻線 $T1b$ との間に接続され、前記コンデンサー Cs の両端間の電圧が前記巻線 $T1b$ の両端間の電圧を超えたとき、前記巻線 $T1b$ 内を流れる電流を許可し、逆方向に流れる電流を実質的に遮断するよう配向されている請求項 1 ないし 12 のいずれかに記載のコンバーター。

【請求項 14】

前記巻線 $T1b$ および整流器 $D1$ および $D2$ は、直列に接続されており、前記整流器 $D1$ および $D2$ は、前記オフ状態の間に前記巻線 $T1b$ 内を流れる電流に関連するエネルギーが前記電圧源に戻ることが可能なように、流れる電流を許可するよう配向されている請求項 12 または 13 に記載のコンバーター。

【請求項 15】

前記 2 次巻線 $T1c$ は、整流器 $D3$ を介して前記それぞれの出力に接続されており、前記整流器 $D3$ は、前記 1 次巻線 $T1a$ が前記電圧源に接続されたときに前記巻線 $T1c$ 内を流れる電流を許可し、反対方向に流れる電流を実質的に遮断するよう配向されている請求項 1 ないし 14 のいずれかに記載のコンバーター。

【請求項 16】

前記 2 次巻線 $L1b$ は、整流器 $D4$ を介して前記それぞれの出力に接続されており、前記整流器 $D4$ は、前記 1 次巻線 $L1a$ が前記電圧源に接続されたときに前記巻線 $L1b$ 内を流れる電流を実質的に遮断し、反対方向に流れる電流を許可するよう配向されている請求項 1 ないし 15 のいずれかに記載のコンバーター。

【請求項 17】

前記それぞれの出力は、共通の出力コンデンサー C_{out} を含む請求項 1 ないし 16 のいずれかに記載のコンバーター。

【請求項 18】

前記スイッチ $S1$ は、MOSFET である請求項 1 ないし 17 のいずれかに記載のコン

10

20

30

40

50

バーター。

【請求項 19】

前記巻線 T 1 b および前記コンデンサー C s は、前記オン状態において共振回路を形成するように接続されている請求項 1 ないし 18 のいずれかに記載のコンバーター。

【請求項 20】

電圧源から 1 つ以上の出力にエネルギーを伝達するコンバーターであって、
実質的に、添付図面の図 5 ~ 図 8 を参照して説明されたコンバーターであることを特徴とするコンバーター。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、コンバーター、より具体的には、エネルギー スナバ回路を有するフライフォワード (fly-forward) コンバーターに関する。

【背景技術】

【0002】

絶縁型フライバック (flyback) コンバーター トポロジー (topology; 回路の接続形態) は、その部品点数の少なさおよび単純さから、スイッチモード電源装置 (SMPS: Switch Mode Power Supply) 用に広く用いられている。その基本トポロジーが、図 1 に示されている。コンバーターは、1 次巻線 L a と、各出力用の 2 次巻線 L b とを有する結合インダクタ L を含む。スイッチ S は、典型的には、金属酸化物半導体電界効果トランジスタ (MOSFET) であり、入力電圧に 1 次巻線を周期的に接続するために設けられている。この 2 次巻線は、ダイオード D を介して、出力コンデンサー C に接続されている。

20

【0003】

図 2 は、図 1 に示された回路の典型的な電流波形を示す。スイッチ S がクローズされると、1 次巻線中に電流が流れる。これにより、2 次巻線の両端間の電圧が誘導され、ダイオードへ逆バイアスする。よって、2 次巻線内には電流が流れず、エネルギーが 1 次巻線内に蓄積される。スイッチ S がオープンされると、1 次巻線中の電流が急速に低下し、2 次巻線の両端間の電圧が誘導され、ダイオードを順バイアスする。その結果、スイッチ S が閉じられていた間にインダクタ中に蓄積されたエネルギーが伝達し終わるまで、電流が 2 次巻線中を流れる。

30

【0004】

図 2 からわかるように、スイッチ S がオープンされた直後から、いくつかの電流が双方の巻線内を流れている間に、転流期間 (commutation interval) が発生している。1 次巻線から 2 次巻線への電流の転流が行われている間、スイッチを保護するために、1 次電流が流れることができる代替的な経路を提供する必要がある。

【0005】

この代替的な経路は、損失スナバ (dissipative snubber) の形態を取ることができる。しかしながら、このようなスナバは、電力変換効率を低下させる。例えば、100W デザイン用の損失スナバは、電力変換効率を 1 ~ 3 % 低下させる。

【0006】

40

あるいは、後続のスイッチングプロセスの中で、エネルギーの大部分を回収し、負荷 (load) に電力を供給する電圧源に戻すエネルギー回収スナバ回路が設けられていてもよい。米国特許第 4, 130, 862 号は、これを達成するためにインダクタに結合された追加的な巻線を用いる回路を開示している。しかしながら、このアプローチでは、MOSFET をスイッチングすることにより見られるピーク電圧が入力電圧の所定の多重度 (defined multiple of the input voltage) に限定されてしまう (この例では 2 x)。

【0007】

上述の問題に加え、フライバックコンバーターの更なる欠点は、スイッチがオープンされたときに、電力 (power) が 2 次回路に伝達のみされるという点である。高い非連続性の波形は、スイッチが導通している間、フル出力電流を供給しなければならない出力コン

50

デンサー内に、高いR M S 電流を引き起こす。

【 0 0 0 8 】

図 3 は、いわゆる「フライフォワード (fly-forward) 」コンバータトポロジーを示す。該トポロジー中において、フライバックコンバータトポロジーの機能 (functional ity) は、フォワードコンバータトポロジーの機能と組み合わせられている。フライフォワードコンバーターは、フライバックコンバーターと比較して、出力コンデンサー内の電流ストレスを大幅に低減する。

【 0 0 0 9 】

フライフォワードコンバーターは、フライバックコンバーターと、変圧器 (Transforme r) T の追加という共通点がある。変圧器 T は、一次巻線 T a と、各出力用の二次巻線 T b とを有する。変圧器の一次巻線 T 1 a は、結合インダクタの一次巻線 L a と直列に接続されている。変圧器の各 2 次巻線は、追加的なダイオード D _T を介して、出力コンデンサー C に接続されている。

10

【 0 0 1 0 】

スイッチ S がクローズされたとき、電流は、1 次巻線 L a および T a の双方の内部を流れる。スイッチがクローズされたとき、T b 内に誘導された電圧は、出力コンデンサーへ流れる電流を発生させる。一方、結合インダクタ L は、スイッチ S がその後にオープンされたとき、上述のフライバックコンバーターのように、出力コンデンサーにエネルギーを伝達する。

【 0 0 1 1 】

図 4 は、図 3 に示された回路における、典型的な電流波形を示す。図示の目的のため、T 1 b を通過する電流と、1 次電流とを区別可能なように、1 / 1 ではない巻数比を仮定している。スイッチのオンおよびオフ双方の間、2 次回路内に電流が流れていることが見て取れ、さらに、適切なコンポーネント区間を用いて、電流を連続的に流すことができる。これにより、2 次回路内の損失および電流ストレスを大幅に減少させることができる。

20

【 0 0 1 2 】

フライフォワードコンバータトポロジーに関連する欠点は、スイッチ S 1 がクローズしている間に T 1 内に蓄積された磁化エネルギーが、スナバ内で消散 (dissipate) してしまう、または追加的な回路を用いて回収しなければならない点にある。

【 0 0 1 3 】

T D K ラムダ (TDK Lambda) の p シリーズでは、エネルギー回収を実現するため、アクティブクランプパワーステージ (active-clamp power stage) が用いられている。しかしながら、これは、2 つのパワー M O S F E T を要する比較的高コストの解決法である。日本国特許第 8 , 0 2 3 , 6 7 6 号では、T 1 内に蓄えられた磁化エネルギーを回収するために、共振リセットコンデンサー (resonant-reset capacitor) が用いられている。しかしながら、共振リセットコンデンサーによって回収されたエネルギーのいくらかは、M O S F E T スイッチがオンに切り替わった際、消散してしまう。さらに、共振リセットコンデンサーは、典型的には、M O S F E T 用のより高いオフ状態電圧をもたらす。このようなより高いオフ状態電圧は、より高い O N 状態損失に繋がる。

30

【 発明の概要 】

40

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 1 4 】

本発明の目的は、上述した従来技術における問題点を解決することにある。

【 0 0 1 5 】

本発明によれば、電圧源から出力へエネルギーを伝達するコンバーターが提供される。該コンバーターは、

1 次巻線 T 1 a と、1 次巻線が電圧源に接続されたときに電圧源から出力へエネルギーを伝達するよう接続された 2 次巻線 T 1 c とを有する第 1 の誘導性コンポーネント T 1 と

、1 次巻線 L 1 a と、1 次巻線が電圧源に接続されたときに電圧源からのエネルギーを蓄

50

積し、その後1次巻線が電圧源から分離されたときに蓄積されたエネルギーを出力に伝達するよう接続された2次巻線L1bとを有する第2の誘導性コンポーネントL1と、

第1および第2の誘導性コンポーネントの1次巻線T1a、L1aが電圧源に接続されているオン状態と、第1および第2の誘導性コンポーネントの1次巻線が前記電圧源から分離されているオフ状態とを周期的に切り替えるスイッチS1と、

電圧源と、1次巻線T1a、L1aとの間の電流経路を提供するよう接続されたエネルギー回収コンデンサーCsと、

第1の誘導性コンポーネントT1の2次巻線T1cに誘導結合され、オフ状態の間にコンデンサーCs内に蓄積されたエネルギーの少なくとも一部を、オン状態の間、巻線T1cを介して出力に伝達するように、前記オン状態の間、電氣的に接続されるエネルギー回収巻線T1bと、を備え、

前記エネルギー回収コンデンサーCsは、オフ状態の間、第1の誘導性コンポーネントT1の消磁に関連するエネルギーと、第1の誘導性コンポーネントT1の漏れインダクタンスに関連するエネルギーとの少なくとも一部がコンデンサーCsに伝達され、コンデンサーCs内に蓄積されるよう接続されている。

【0016】

コンデンサーCsは、オフ状態の間、第1の誘導性コンポーネントT1の消磁に関連するエネルギーと、第1および第2の誘導性コンポーネントT1、L1の漏れインダクタンスに関連するエネルギーとの少なくとも一部がコンデンサーCsに伝達され、コンデンサーCs内に蓄積されるよう、電圧源と、1次巻線T1a、L1aとの間の電流経路を提供するよう接続されていることが好ましい。

【0017】

2つの誘導性コンポーネントT1、L1およびスイッチS1は、フライフォワードコンバーターを構成している。すなわち、第2の誘導性コンポーネントがフライバックコンバーター中の変圧器/結合インダクタとして動作する間、第1の誘導性コンポーネントは、フォワードコンバーター中の変圧器として動作する。

【0018】

エネルギー回収コンデンサーCsおよびエネルギー回収巻線T1bは、第1の誘導性コンポーネントT1に関連するエネルギーと、第1の誘導性コンポーネントT1に関連する漏れインダクタンスと、好ましくは、第2の誘導性コンポーネントの漏れインダクタンスに関連するエネルギーとを回収可能とするエネルギー回収スナバを構成している。

【0019】

スイッチS1がオン状態からオフ状態に切り替えたとき、巻線T1a中を流れる電流と、好ましくは巻線L1a中を流れる電流は、これらの影響によって、コンデンサーCsを介して電圧源に戻っていく。これは、コンデンサーCsの充電効果を有する。

【0020】

最初に、エネルギーは、電圧源に戻っていく。しかしながら、一度コンデンサーCsの両端間の電圧V(Cs)が、オン状態でのエネルギー回収巻線の両端間の電圧V(T1b)である電圧V(T1b)を超えると、エネルギーは、オン状態の間、出力に伝達される。コンデンサーCsは、コンデンサーCsの両端間の電圧がこのレベルに到達するまで、複数のスイッチングサイクルにわたって充電される。

【0021】

この点に関し、オン状態の間、エネルギー回収巻線T1bの両端間の電圧V(T1b)は、 $V(T1b) = V_{out} * T1b / T1c$ に従って、コンバーターの出力電圧V(out)および巻線T1bと巻線T1cとの巻き数比によって決定される。ここで、T1b/T1cは、T1bの巻き数をT1cの巻き数で割った数である。

【0022】

オン状態において、コンデンサーCsおよび巻線T1bは、V(Cs)がV(T1b)を越えている間、電流が巻線T1b内を流れるように、互いに接続されている。次に、これは、誘導結合された2次巻線T1c内を流れる電流を発生させる。実際、誘導結合され

10

20

30

40

50

た巻線 T 1 b および T 1 c の漏れインダクタンスは、オン状態の間、コンダクター C s と共に共振回路を形成する。これは、C s の両端間の電圧を、おおよそ固定された電圧である $V_{out} * T 1 b / T 1 c$ に保つ。この結果、オン状態の間、巻線 T 1 c 内に共振波形を有する追加的な電流が発生する。したがって、オフ状態の間にコンデンサー C s によって蓄積されたエネルギーは、オン状態の間、巻線 T 1 c を介して出力に伝達される。

【 0 0 2 3 】

コンデンサー C s の一方のプレートは、巻線 L 1 a に沿った任意の点における接続点に接続されていてもよい。接続点は、巻線 T 1 a に接続された端部に対して反対側の端部側に存在することが好ましい。この場合、L 1 の漏れインダクタンスに関連するエネルギーの実質的全てが、オフ状態の間にコンデンサー C s に伝達され得る。代替的に、接続点は、巻線 L 1 a の途中 (part way along winding L1a) に位置していてもよい。この場合、L 1 の漏れインダクタンスに関連するエネルギーのある割合が、オフ状態の間にコンデンサー C s に伝達され得る。1つの実施形態では、接続点は、巻線 T 1 a に接続された巻線 L 1 a の端部側に位置していてもよい。この場合、L 1 の漏れインダクタンスに関連するエネルギーは、回収されない。コンデンサー C s は、巻線タップを用いて、巻線 L 1 a に接続することができる。

10

【 0 0 2 4 】

巻線 T 1 b は、オン状態の間、コンデンサー C s と共に共振回路を形成するよう接続されていることが好ましい。

【 0 0 2 5 】

オン状態の間、 $V(T 1 b) = V_{out} * T 1 b / T 1 c$ であることが好ましい。式中、 $T 1 b / T 1 c$ は、T 1 b の巻き数を T 1 c の巻き数で割った数である。

20

【 0 0 2 6 】

コンデンサー C s の両端間の電圧 $V(C s)$ は、初期化期間が終了した後、実質的に一定となり、以下の式 (4) で与えられることが好ましい。

$$V(C s) = V_{out} * T 1 b / T 1 c \quad (4)$$

式中、 $T 1 b / T 1 c$ は、T 1 b の巻き数を T 1 c の巻き数で割った数である。

【 0 0 2 7 】

巻き数比 $T 1 b / T 1 c$ は、上記式 (4) で決定される $V(C s)$ が $100 V \pm 10 \%$ 以上となるよう選択されることが好ましい。巻き数比 $T 1 b / T 1 c$ は、上記式 (4) で与えられる $V(C s)$ が $150 V \pm 10 \%$ 以下となるよう選択されることが好ましい。このような範囲は、単相電源 (single-phase power supply)、汎用入力 (universal input) 用の低 R D S O N ジャンクション M O S F E T の使用を可能とする。三相電源用には、電圧は、比例的により高くなる。

30

【 0 0 2 8 】

巻き数比 $T 1 b / T 1 c$ は、上記式 (4) で与えられる $V(C s)$ が $1.5 * V_{out} * N$ 以上となるよう選択されることが好ましい。式中、N は巻き数比 $L 1 a / L 1 b = T 1 a / T 1 c$ であり、 V_{out} はそれぞれの出力用のコンバーターの出力電圧である。巻き数比 $T 1 b / T 1 c$ は、 $2.5 * V_{out} * N$ 以下であることが好ましい。このような範囲は、M O S F E T 上の電圧ストレスと、動作デューティサイクルとの間の合理的な折衷 (compromise) を与える。

40

【 0 0 2 9 】

巻き数比 $L 1 a / L 1 b$ は、巻き数比 $T 1 a / T 1 c$ と実質的に等しいことが好ましい。

【 0 0 3 0 】

巻き数比 $L 1 a / L 1 b = T 1 a / T 1 c = N$ は、以下の式 (3) に従って、選択されることが好ましい。

$$V_{out} * N / (V(C s) - V_{out} * N) < (V_{in} - V_{out} * N) / (V_{out} * N) \quad (3)$$

式中、 V_{out} は (それぞれの出力用の) コンバーターの出力電圧であり、 $V(C s)$

50

はコンデンサー C_s の両端間の電圧であり、 V_{in} は最小要求入力電圧である。

【0031】

巻線 T_{1a} のインダクタンスは、巻線 L_{1a} のインダクタンスよりも大きいことが好ましい。より好ましくは、巻線 T_{1a} のインダクタンスは、巻線 L_{1a} のインダクタンスよりも少なくとも5倍大きい。さらに好ましくは、巻線 T_{1a} のインダクタンスは、巻線 L_{1a} のインダクタンスよりも少なくとも10倍大きい。巻線 T_{1a} のインダクタンスは、最大、巻線 L_{1a} のインダクタンスの30倍大きいことが好ましい。

【0032】

巻線 T_{1a} は、オフ状態の間、巻線 L_{1a} より前に消磁するよう選択されることが好ましい。

【0033】

これにより、磁化を検出するための、第2の誘導性コンポーネント上の追加的な巻線を可能にすることができる。また、これは、擬似共振 (quasi-resonant) フライバックトポロジープ用に設計された制御 IC の使用を可能とする。

【0034】

整流器 D_1 は、コンデンサー C_s と、電圧源との間に接続され、1次巻線 T_{1a} および L_{1a} からコンデンサー C_s へのエネルギー伝達に対応する方向に流れる電流を許可し、反対方向に流れる電流を実質的に遮断するよう配向されていることが好ましい。

【0035】

整流器 D_2 は、コンデンサー C_s と、巻線 T_{1b} との間に接続され、 C_s の両端間の電圧が巻線 T_{1b} の両端間の電圧を超えたとき、巻線 T_{1b} 内を流れる電流を許可し、反対方向に流れる電流を実質的に遮断するよう配向されていることが好ましい。

【0036】

巻線 T_{1b} 並びに整流器 D_1 および D_2 は、直列に接続されており、整流器 D_1 および D_2 は、オフ状態の間に巻線 T_{1b} 内を流れる電流に関連するエネルギーが電圧源に戻るものが可能なように、流れる電流を許可するよう配向されていることが好ましい。

【0037】

巻線 T_{1c} は、整流器 D_3 を介して出力に接続されており、整流器 D_3 は、1次巻線 T_{1a} が電圧源に接続されたときに巻線 T_{1c} 内を流れる電流を許可し、反対方向に流れる電流を実質的に遮断するよう配向されていることが好ましい。

【0038】

2次巻線 L_{1b} は、整流器 D_4 を介して出力に接続されており、整流器 D_4 は、1次巻線 L_{1a} が電圧源に接続されたときに巻線 L_{1b} 内を流れる電流を実質的に遮断し、反対方向に流れる電流を許可するよう配向されていることがさらに好ましい。よって、第2の誘導性コンポーネント L_1 は、オン状態の間、エネルギーを蓄積し、該エネルギーは、その後1次巻線 L_{1a} が電圧源から分離 (disconnect) されたときに、2次巻線 L_{1b} 内を流れる電流として放出される。

【0039】

出力は、共通の出力コンデンサー C_{out} を含むことが好ましい。コンバーターの出力電圧 V_{out} は、 C_{out} の両端間の電圧であることが好ましい。スイッチ S_1 は、MOSFET であることが好ましい。

【0040】

用語「整流器」は、それを通過する電流が一方向にのみ流れるようにする電気デバイスを意味する。その各整流器は、単一のダイオードの形態をとることが好ましい。特に、同期整流器を整流器 D_3 および D_4 の双方または一方として用いることができる。

【0041】

疑義が生じるのを避けるため、コンポーネントが電圧源に接続されているとして説明する場合、これは、電圧源が電圧 V または回路内における2点間 (または、等価な、回路の2つのレール間) の電位差を生じさせること、および、これらの点間に接続されたコンポーネントの両端間に電圧 V が供給されるよう、(複数または単一の) コンポーネントが、

10

20

30

40

50

これらの点間に電氣的に接続されていることを意味する。複数のコンポーネントは、直列または並列で、同時に電圧源に接続されてもよい。このような場合、第1および第2の誘導性コンポーネントの1次巻線T1a、L1aは、互いに直列で接続されていることが好ましい。

【0042】

コンポーネントが他のコンポーネントに接続されているとして説明する場合、他の状態にない限り、電氣的接続を前提とすべきである。接続されているとして説明されるコンポーネントは、互いに直接接続されている。または、追加的なコンポーネントがそれらの間に接続されていてもよい。

【0043】

コンバーターは複数の出力を有していてもよいことは、理解されるであろう。一般的に、コンバーターは、電圧源からn個の出力にエネルギーを伝達するよう構成することができる。ここで、nは1以上の整数である。n個の出力のうち少なくとも1つ用に、誘導性コンポーネントT1、L1のそれぞれは、それぞれの出力を供給するためのそれぞれの2次巻線を含んでいる。さらに追加の出力のため、誘導性コンポーネントT1、L1の一方または双方のそれぞれは、それぞれの出力を供給するためのそれぞれの2次巻線を含んでいる。

【0044】

コンバーターは、n個の出力コンデンサーCout、Cout2、・・・を含んでおり、それぞれのコンデンサーは、n個の出力のそれぞれに関連付けられている。

【図面の簡単な説明】

【0045】

以下、本発明を添付の図面を参照しつつ説明する。

【図1】図1は、フライバックコンバータートポロジーを示す図である。

【図2】図2は、不連続モード動作の図1の回路用の典型的な電流波形を示す図である。

【図3】図3は、フライフォワードトポロジーを示す図である。

【図4】図4は、図2の回路用の典型的な電流波形を示す図である。

【図5】図5は、本発明の第1実施形態にかかるエネルギー回収スナバを備えるフライフォワードコンバーターを示す図である。

【図6】図6は、本発明の第2実施形態にかかるエネルギー回収スナバを備えるフライフォワードコンバーターを示す図である。

【図7】図7は、本発明の第3実施形態にかかるエネルギー回収スナバを備えるフライフォワードコンバーターを示す図である。

【図8】図8は、本発明の第4実施形態にかかるエネルギー回収スナバを備えるフライフォワードコンバーターを示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0046】

異なる実施形態に共通するコンポーネントは、各実施形態において、同じ参照番号を用いてラベル付されている。

【0047】

本明細書中において、A/Bという記法は、(Aの巻き数)/(Bの巻き数)を意味する。

【0048】

図5は、本発明の第1実施形態にかかるエネルギー回収スナバを有するフライフォワードコンバータートポロジーを示す。

【0049】

フライフォワードコンバーターは、変圧器T1と、結合インダクタL1とを含む。変圧器および結合インダクタのそれぞれは、互いに直列に接続された1次巻線T1a、L1aを有している。スイッチS1は、典型的にはMOSFETであり、直列接続された1次巻

10

20

30

40

50

線 T 1 a、L 1 a を、d c 電圧源 V d c から供給される高電圧レールと低電圧レールとの間で周期的に接続するよう設けられている。また、電圧源 V d c は、回路の高電圧レールと低電圧レールとの間に、入力電圧 V i n を供給する。T 1 a の一方の端部は、高電圧レールに接続されており、T 1 a の他方の端部は、L 1 a の一方の端部に接続されている。スイッチ S 1 は、L 1 a の他方の端部と低電圧レールとの間に接続されており、その結果、スイッチをクローズすると回路が完成され、スイッチをオープンすると回路が遮断される。この方式において、回路は、1 次巻線が電圧源に接続されているオン状態と、1 次巻線が電圧源から分離されているオフ状態との間で切り替えられる。スイッチ S 1 は、電圧源の他方の側において代替的に用いられてもよいことは理解されるであろう。

【0050】

変圧器 T 1 は、2 次巻線 T 1 c を有している。T 1 c の一方の端部は、第 1 の出力ダイオード D 3 のアノードに接続されている。D 3 のカソードは、出力コンデンサー C o u t の第 1 のプレートに接続されている。C o u t の第 2 のプレートは、T 1 c の他方の端部に接続されている。巻線 T 1 c は、スイッチ S 1 がクローズされたときに、T 1 a 内を流れる電流によって誘導された電圧がダイオード D 3 に順バイアス (forward bias) するよう、1 次巻線 T 1 a およびダイオード D 3 に対して配向している。

【0051】

結合インダクタ L 1 は、2 次巻線 L 1 b を有している。L 1 b の一方の端部は、第 2 の出力ダイオード D 4 のアノードに接続されている。D 4 のカソードもまた、出力コンデンサー C o u t の第 1 のプレートに接続されている。C o u t の第 2 のプレートは、L 1 b の第 2 の端子に接続されている。巻線 L 1 b は、スイッチ S 1 がクローズされたときに、L 1 a 内を流れる電流によって誘導された電圧がダイオード D 4 に逆バイアスし、スイッチ S 1 が続いてオープンされたときに、誘導された電圧がダイオード D 4 に順バイアスするよう、1 次巻線 L 1 a およびダイオード D 4 に対して配向している。

【0052】

エネルギー回収スナバは、変圧器 T 1 の追加巻線 T 1 b、2 つのダイオード D 1 および D 2、並びにスナバコンデンサー C s を含む。

【0053】

スナバコンデンサー C s の一方のプレートは、巻線 L 1 a とスイッチ S 1 との間における回路内のノードに接続されている。コンデンサー C s の他方のプレートは、ダイオード D 2 のカソードおよびダイオード D 1 のアノードに接続されている。ダイオード D 2 のアノードは、巻線 T 1 b の一方の端部に接続されており、巻線 T 1 b の他方の端部は、電圧源によって供給される低電圧レールに接続されている。ダイオード D 1 のカソードは、電圧源によって供給される高電圧レールに接続されている。

【0054】

巻線 T 1 b は、T 1 b 内を流れる電流が T 1 c 内に電流を発生させるよう、巻線 T 1 c およびダイオード D 3 に対して配向している。

【0055】

電流臨界 (boundary conduction) モードにおける回路の動作は、以下に詳述される。

【0056】

スイッチ S 1 は、2 つの状態を含む周期的なスイッチングサイクルで動作される。すなわち、S 1 がクローズ (導通) されているオン状態 (時間間隔 1) および S 1 がオープン (非導通) されているオフ状態 (時間間隔 2) である。

【0057】

< 時間間隔 (time interval) 1 >

時間間隔 1 の間、巻線 T 1 a の両端間の電圧は、 $V(T 1 a) = (T 1 a / T 1 c) * V o u t$ に従って、出力電圧 V o u t と、巻線 T 1 a および T 1 b 間の巻き数比とによって決定される。よって、T 1 a の両端間の電圧は、実質的に一定であり、出力電圧 V o u t に比例する。L 1 a の両端間の電圧は、入力電圧 V i n から T 1 a の両端間の電圧を引いた値に等しい。その結果、L 1 a 内の磁化電流が、ゼロから一定比率で増加 (線形に増

10

20

30

40

50

加)する。

【0058】

巻線 T 1 b の両端間の電圧は、 $V(T 1 b) = (T 1 b / T 1 c) * V_{out}$ に従って、出力電圧 V_{out} と、巻線 T 1 b および T 1 c 間の巻き数比とによって決定される。時間間隔 1 の間、スナバコンデンサー C s の両端間の電圧が巻線 T 1 b の両端間の電圧よりも大きければ、ダイオード D 2 は、順バイアスとなり、T 1 b 内に電流が流れる。そうでなければ、T 1 b 内の電流は、実質的にゼロとなる。よって、巻線 T 1 b 内を流れる電流は、変圧器巻線 T 1 b および T 1 c 間の漏れインダクタンスと、コンデンサー C s とによって決定される特性を有する共振波形を有する。

【0059】

時間間隔 1 の間、T 1 c 内の電流は、巻線 T 1 a および T 1 b 内を流れる電流によって決定され、これら 2 つの巻線内を流れるアンペアターン (ampere-turn) (巻線の巻き数によって乗じられた電流) を実質的に打ち消す。T 1 および L 1 は、T 1 b 内のアンペアターンが T 1 a 内のアンペアターンよりも大幅に小さい間、巻き数比 T 1 c / T 1 a が L 1 b / L 1 a と同じになるよう、選択される。よって、T 1 c 内の電流は、直線傾斜 (linear ramp) に少量の正弦電流 (これは、スナバコンデンサー C s から回収されたエネルギーを示す) を加算した状態のように増加する。

【0060】

時間間隔 1 の間、L 1 b 内の電流は、実質的にゼロである。

【0061】

定常状態において、おおよそ $V(C s) = (T 1 b / T 1 c) * V_{out}$ の電圧まで充電されたコンデンサー C s は、時間間隔 1 を終了させる。

【0062】

< 時間間隔 2 >

時間間隔 2 は、4 つの連続する部分 2 . 1、2 . 2、2 . 3 および 2 . 4 に分割可能である。

【0063】

時間間隔 2 . 1 の間、電流は、以下に示すようにダイオード D 3 から D 4 へ転流 (commutate) する。S 1 は、時間間隔 2 . 1 の開始時点においてオフ状態に切り替える。T 1 および L 1 の漏れインダクタンスおよび磁化に蓄積されているエネルギーによって、電流は、最初に T 1 a および L 1 a 内を流れ続ける。この電流は、スナバコンデンサー C s およびダイオード D 1 を介して、電圧源に戻るよう高電圧レール上を流れていく。時間間隔 2 . 1 の開始時点において、T 1 b 内の電圧がゼロでなければ、この巻線内の電流は、ダイオード D 2 および D 1 を介して、電圧源に戻るよう高電圧レール上を流れていく。

【0064】

時間間隔 2 . 1 の間、電流は、T 1 および L 1 の漏れインダクタンスによって制限される有限比率で、ダイオード D 3 内において一定比率で減少し、同時に、ダイオード D 4 内において一定比率で増加する。このインダクタンス内に蓄積されているエネルギーは、時間間隔 2 . 1 の間、コンデンサー C s に伝達される。

【0065】

時間間隔 2 . 1 の開始時点において、巻線 T 1 b 内に電流が流れ続けている場合、この電流もまた、この時間間隔の間、ゼロにまで一定比率で減少する。

【0066】

時間間隔 2 . 1 の終了時点において、ダイオード D 2 内の電流はゼロであり、出力は、時間間隔 1 の間にダイオード D 4 を介してインダクタ L 1 内に蓄積されたエネルギーによって供給される。

【0067】

時間間隔 2 . 2 の間、少量の電流が T 1 a 内を流れ続ける。これは、変圧器 T 1 の減衰磁化エネルギー (decaying magnetising energy) を表す。T 1 は、コンデンサー C s 上の電圧および L 1 a 上の反射電圧 (reflected voltage) によって決定される比率で消磁

10

20

30

40

50

する。T 1 は、時間間隔 2 が終了する前に消磁するよう選択される。ダイオード D 1 は、T 1 a 内で電流が減衰している間、順バイアスを維持する。

【0068】

時間間隔 2 . 2 の間、L 1 は、出力電圧 V_{out} (V_{out} は、L 1 a および L 1 b 間の巻き数比によって決定される) と、L 1 b のインダクタンスによって決定される比率で消磁する。

【0069】

時間間隔 2 . 2 は、T 1 が消磁し、ダイオード D 1 内の電流がゼロまで低下すると終了し、逆バイアス (reverse bias) となる。T 1 および L 1 a の漏れインダクタンスおよび磁化内に蓄積されたエネルギーが C_s に伝達するため、この時点において、スナバコンデンサー C_s は、その最大電圧まで充電されている。コンデンサー C_s によって蓄積されたエネルギーは、時間間隔 1 の間、消散 (dissipate) または電圧源に戻るといよりは、上述のように負荷 (load) に伝達される。

10

【0070】

時間間隔 2 . 3 の間、大量の (significant) 電流 (L 1 b およびダイオード D 4 内を流れる電流) のみが負荷に流れる。L 1 は、消磁し続ける。この時間間隔の間、T 1 a は、寄生キャパシタンス (parasitic capacitance) と共振し、わずかな (insignificant) 量の電流を T 1 a および L 1 a 内に発生させる。

【0071】

L 1 は、時間間隔 2 が終了する前に、L 1 b 内の電流がゼロまで低下するよう、選択される。時間間隔 2 . 3 は、L 1 b およびダイオード D 4 内の電流がゼロまで低下すると終了する。

20

【0072】

時間間隔 2 . 4 の間、L 1 b の両端間の電圧は、ダイオード D 4 内にもはや電流が流れていないことから、反転 (reverse) を開始する。L 1 b 内の電流がゼロに低下し、ダイオード D 4 が逆バイアスとなると、スイッチ S 1 は、再度オン状態になるよう動作させられる。これは、時間間隔 2 の終了を意味し、時間間隔 1 が繰り返される。

【0073】

電流臨界モードにおけるコンバーターの動作については、上述のように詳述した。しかしながら、インダクタ L 1 は、既知の如何なる動作モードにおいても動作することができる。すなわち、連続モード、電流臨界モード (臨界導通 (critical conduction) モードとしても知られる)、または不連続モードである。

30

【0074】

連続モードにおける動作では、時間間隔 2 は、L 1 b 内の電流がゼロに低下する前に、終了する。不連続モードにおける動作では、L 1 b 内の電流がでゼロに低下するタイミングと、S 1 が動作するタイミング間で時間遅延が存在する。

【0075】

以下、本発明を具体化する回路のためのキーパラメータ選択の例について述べる。

【0076】

説明のため、以下の事項を仮定する。

40

- 電流臨界モードでの動作

- T 1 a のインダクタンスは、L 1 a のインダクタンスよりも大幅に大きい

- 巻き数比 L_{1a} / L_{1b} および T_{1a} / T_{1c} は同じ、すなわち、 $L_{1a} / L_{1b} =$

$T_{1a} / T_{1c} = N$

- スナバコンデンサー C_s 上の電圧は d_c

- T 1 a は、L 1 上の追加的な巻線を磁化の検出用に用いることができるように、L 1 a より前に消磁するよう選択されている。これにより、擬似共振フライバックトポロジー用に設計された制御 IC の使用が可能となる。

【0077】

2 次の漏れインダクタンス効果を無視すれば、L 1 a および T 1 a 用のボルト - 秒バラ

50

ンス方程式 (Volt-second balance equation) は、以下で与えられる。

$$L1a: (V_{in} - V_{out} * N) * T_{on} = V_{out} * N * T_{off} \quad (1)$$

$$T1a: V_{out} * N * T_{on} = (V(Cs) - V_{out} * N) * T_{off} \quad (2)$$

式中、 V_{in} は入力電圧であり、 V_{out} は出力電圧であり、 N は巻き数比 $L1a / L1b = L1a / L1c$ であり、 T_{on} は時間間隔 1 においてスイッチ $S1$ がオンである持続時間であり、 T_{off} はそれぞれの巻線が消磁するのに要する時間であり、 $V(Cs)$ はコンデンサー Cs 上の電圧である。

【0078】

$T1a$ を最初に消磁させるために、式 (2) 中の T_{off} は、式 (1) 中の T_{off} よりも小さい値でなければならない。よって、以下の関係式が成立する。

$$V_{out} * N / (V(Cs) - V_{out} * N) < (V_{in} - V_{out} * N) / (V_{out} * N) \quad (3)$$

【0079】

理想波形のため、MOSFET スイッチ $S1$ 用のピークドレインソース電圧 (peak drain-source voltage) は、 $V_{dc} + V(Cs)$ とされる。ここで、 V_{dc} は、入力電圧である。 $V(Cs)$ は、出力電圧と巻き数比 $T1b / T1c = N2$ とに依存し、以下の式が成立する。

$$V(Cs) = N2 * V_{out} \quad (4)$$

【0080】

$V(Cs)$ は、使用する MOSFET のドレインソース電圧に基づいて選択される。650 または 700 V の MOSFET では、 $V(Cs)$ を、公称 400 V の電圧源用に、約 150 V に制限するのが好ましい。

【0081】

$V(Cs)$ が与えられると、最小要求入力電圧 V_{in} で式 (3) を満足するように、 N の値が選択される。例えば、 $V_{out} = 24$ V、 $V(Cs) = 150$ V および $N = 3$ であり、ダイオードのオン状態電圧を考慮にいれ、 $V_{out} * N = 75$ V となり、そして、 $V_{in} > 150$ V 用に式 (3) が満足されることとなる。同じ電圧で、 $N = 3.5$ の場合、 $V_{in} > 210$ V 用に式 (3) が満足されることとなる。

【0082】

N のより大きな値は、1 次サイド電流ストレスを減少させるが、所与の保圧時間 (hold-up time) 用に、より高い値の入力コンデンサーおよびより高い低電圧ロックアウト (under-voltage lockout) を必要とする。 $V(Cs)$ の増加は、低い入力電圧での動作を可能とするが、MOSFET 上の電圧ストレスを増加させる。

【0083】

N および $N2$ の最終的な選択は、利用可能な MOSFET のレーティング (rating) およびコストに依存する。所与の現在利用可能な技術において、650 または 700 V の MOSFET は、達成される最小コストおよび最高性能を提供可能なものと考えられている。

【0084】

N および $N2$ が選択されると、 $L1a$ のインダクタンスは、ピーク 1 次電流 I_{pk} から決定することができる。出力電力 P_{out} は、 I_{pk} から決定することができる。

$$I_{pk} = (V_{in} - V_{out} * N) * T_{on} / L1a \quad (5)$$

$$P_{out} = V_{in} * I_{pk} * T_{on} / (2 * T) \quad (6)$$

$$T_{off} = I_{pk} * L1a / (V_{out} * N) \quad (7)$$

ここで、 $T = T_{on} + T_{off}$ である。

【0085】

式 (5)、式 (6) および式 (7) を再整理し、効率性の評価をと取ると、以下の式が与えられる。

$$P_{out} = * (V_{in} - V_{out} * N) * (V_{out} * N) * T_{on} / (2 * L1a) \quad (8)$$

10

20

30

40

50

【0086】

式(8)から、 T_{on} が与えられると、 L_{1a} の値を決定することができる。

【0087】

T_{1a} および L_{1a} の磁化インダクタンスが $T_{1a} \gg L_{1a}$ であることが与えられた場合、 T_1 のインダクタンスは、自由に選択することができる。より低い値は、より高い値の循環VA(ボルトアンペア)という結果をもたらす。 T_1 のインダクタンスを安定化させる小さなギャップが、好ましい。 T_1 の磁化インダクタンスのより低い値は、 C_s 上のリップル電圧を増加させる。

【0088】

C_s は、様々な基準にしたがって選択されてもよい。しかしながら、巻線 T_{1b} を介して C_s から回収されるエネルギーは、より高い電力レベルにおいて、共振的に回収されることが好ましい。これを達成するため、 C_s は、 T_{1b} および T_{1c} の漏れインダクタンスと C_s との間の共振周波数が、より高い電力レベルにおいて、 T_{on} よりも短い半周期(half-period)を有するよう、選択される。この場合、 T_{1b} 内の電流は、MOSFETのオンタイム(on-time)終了前にゼロまで低下し、MOSFETターンオフ損失(turn-off loss)に寄与しない。 T_1 が非常に大きな漏れインダクタンスを有する場合、非常に小さく、さらに高いリップル電圧を有する C_s を用いないのであれば、共振周波数が T_{on} よりも短い半周期を有することはできないであろう。この場合、 C_s の値は増加し、追加的なMOSFET内のターンオフ損失が許容される必要がある。

【0089】

また、式(8)は、出力電力 P_{out} が、電流臨界モードにおいて、 T_{on} に比例することを示している。軽負荷動作において、動作の最大周波数を制限すること、および不連続モードでの動作することが必要となる。

【0090】

図6は、本発明の第2実施形態にかかるエネルギー回収スナバを有するフライフォワードコンバーターを示す。このコンバーターは、ダイオード D_2 が同期MOSFET整流器に置き換えられていることを除き、図5に示したコンバーターと同様である。MOSFET整流器は、MOSFETスイッチ S_2 と、ダイオード D_7 とを含む。ダイオード D_7 は、MOSFETの寄生ダイオードであってもよい。

【0091】

第1実施形態と同様に、スナバコンデンサー C_s の一方のプレートは巻線 L_{1a} とスイッチ S_1 との間の回路内のノードに接続されている。コンデンサー C_s の他方のプレートは、巻線 T_{1b} の一方の端部に接続されている。 S_2 のソースが低電圧レールに接続されている間、 T_{1b} の他方の端部は、MOSFETスイッチ S_2 のドレインに接続されている。ダイオード D_7 は、MOSFETスイッチに並列に接続され、そのアノードは、低電圧レールに接続されている。

【0092】

同期MOSFET整流器は、第1実施形態におけるダイオード D_2 に相当する役割を果たす。よって、コンバーターの動作は、第1実施形態における動作と実質的に等しい。

【0093】

スイッチ S_2 は、スイッチ S_1 と同期して切り替えられてもよい。このような配置は、 D_7 中の導電損失を減少させることができる。

【0094】

第2実施形態の別の様態は、第1実施形態に関する部分で説明したものと同様である。

【0095】

図7は、本発明の第3実施形態にかかるフライフォワードコンバーターの複数出力バージョンを示す。このコンバーターは、変圧器 T_1 および結合インダクタ L_1 のそれぞれが、図7において負荷(load)2によって表示されている第2の出力を供給するため、1次巻線 T_{1a} 、 L_{1a} にそれぞれ誘導的に接続された追加的な2次巻線 T_{1d} 、 L_{1c} を有している点を除き、図5に示したコンバーターと同様である。

【0096】

この点において、巻線T1dの一方の端部は、出力ダイオードD5のアノードに接続されている。D5のカソードは、第2の出力コンデンサーCout2の第1のプレートに接続されている。Cout2の第2のプレートは、T1dの他方の端部に接続されている。巻線T1dは、スイッチS1がクローズされる時T1a内を流れる電流によって誘導される電圧がダイオードD5へ順バイアスするよう、1次巻線T1aおよびダイオードD5に対して配向している。

【0097】

巻線L1cの一方の端部は、出力ダイオードD6のアノードに接続されている。D6のカソードもまた、第2の出力コンデンサーCout2の第1のプレートに接続されている。Cout2の第2のプレートは、L1cの第2の端子に接続されている。巻線L1cは、スイッチS1がクローズされているときにL1a内を流れる電流によって誘導された電圧がダイオードD6へ逆バイアスし、さらに、その後S1がオープンされたときに誘導される電圧がダイオードD6へ順バイアスするよう、1次巻線L1aおよびダイオードD6に対して配向している。

10

【0098】

第2の出力負荷2に関連する負荷が小さければ(Cout2のリプル電流レーティングによって決定される)、T1dおよびD5またはL1cおよびD6のいずれかを省略することができ、回路は動作を継続できる。しかしながら、良好な調整を保つため、最小(最低限の)負荷が第1の出力上に必要とされる。

20

【0099】

追加的な出力が同様に方法によって提供されてもよく、そのような場合も本発明の範囲内であることは理解されるであろう。

【0100】

第3実施形態の他の様態は、第1および第2実施形態に関する部分で説明したものと同様である。

【0101】

図8は、本発明の第4実施形態にかかるエネルギー回収スナバを有するフライフォワードコンバーターを示す。

【0102】

コンデンサーCsは、巻線L1aに沿った経路(巻線L1aの途中)に配置されている巻線タップに接続されている。L1の漏れインダクタンスに関係するエネルギーの大部分は、このようにL1aにタップする(繋ぐ)ことによって回収することができる。この巻線タップは、各端部を含む巻線L1aに沿った任意の点に配置することができる。

30

【0103】

第4実施形態の他の様態は、第1、第2および第3実施形態に関する部分で説明したものと同様である。

【0104】

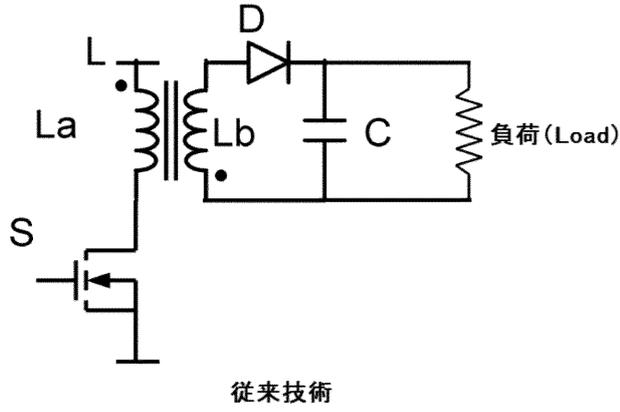
全ての実施形態において、出力ダイオードD3、D4、D5およびD6は、特定の配向で接続されているように説明された。負の出力(negative output)用には、このダイオードの配向が反転されることは理解されるであろう。

40

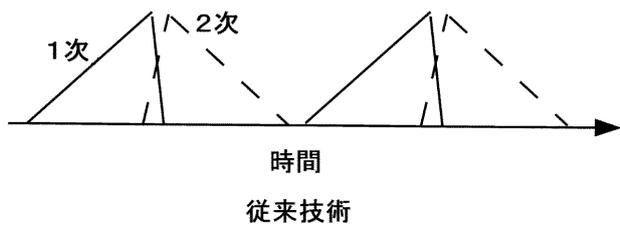
【0105】

全ての実施形態において、巻線T1bは、例えば、追加のスイッチの使用によって、オン状態間の任意の時間、コンデンサーCsに接続できる。これにより、Cs上の電圧の変調または制御、もしくはオン状態の間のCs内の電流用の導電期間の制御が可能となる。

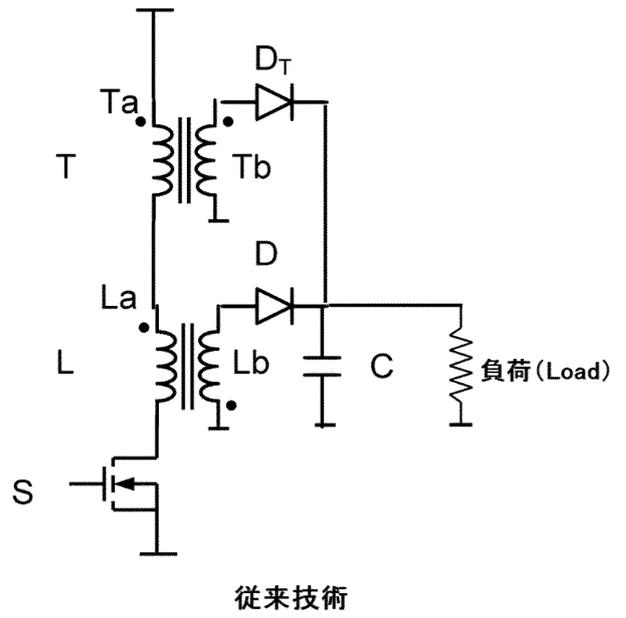
【図1】



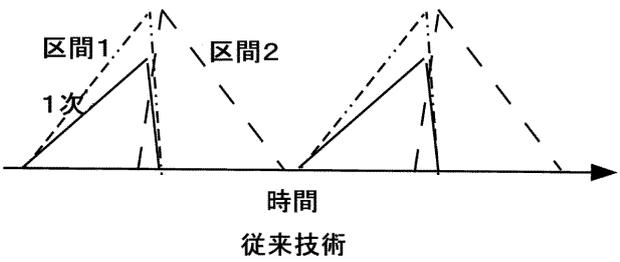
【図2】



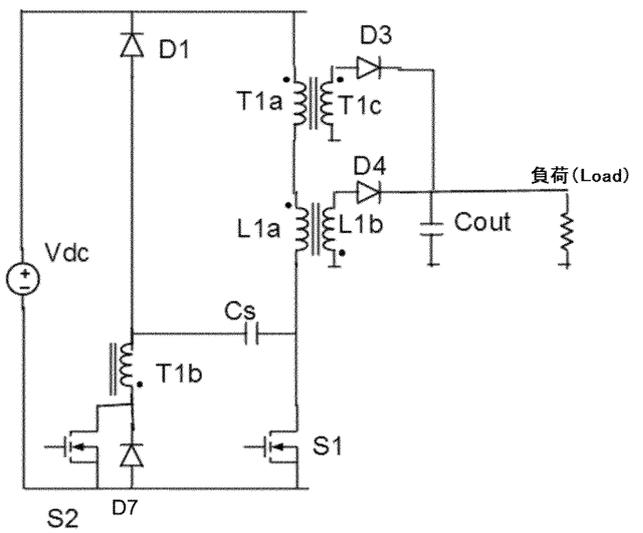
【図3】



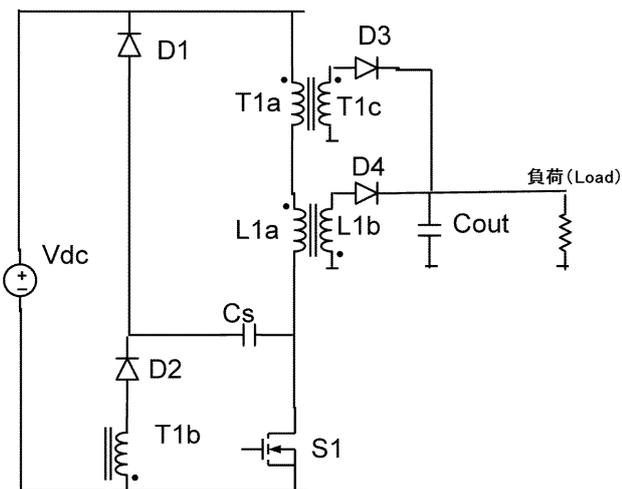
【図4】



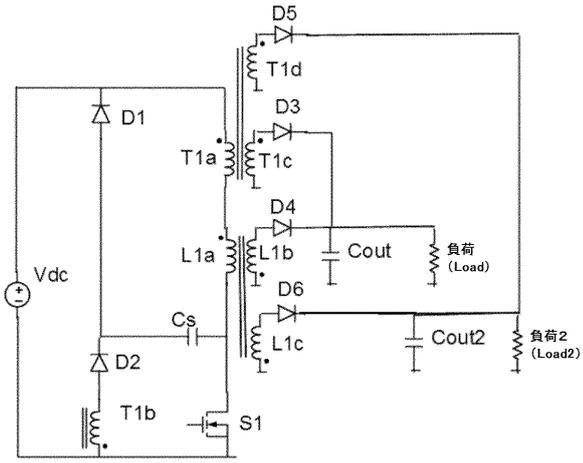
【図6】



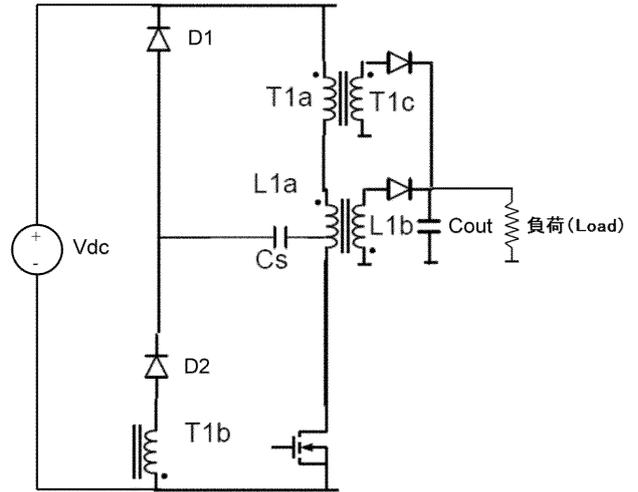
【図5】



【 図 7 】



【 図 8 】



フロントページの続き

(74)代理人 100091627

弁理士 朝比 一夫

(72)発明者 アンドリュー ジョン スキナー

イギリス国 イーエックス34 7エイチビー デヴォン ウーラコンブ ハートランド ビュー
ロード 16

Fターム(参考) 5H730 AA14 AA20 BB23 BB42 BB57 BB66 DD04 DD43 EE02 EE07
XX04 XX12

【外国語明細書】

- 1 -

CONVERTER

[001] The present invention relates to a converter, and more particularly to a fly-forward converter with an energy
5 recovery snubber.

[002] The isolated flyback converter topology is widely used for switch mode power supplies (SMPS) due to its low parts count and simplicity. The basic topology is shown in
10 figure 1. The converter comprises a coupled inductor L, which has a primary winding La and a secondary winding Lb for each output. A switch S, typically a metal oxide semiconductor field effect transistor (MOSFET), is provided for periodically connecting the primary winding to an input
15 voltage. The/each secondary winding is connected via a diode D to an output capacitor C.

[003] Figure 2 shows typical current waveforms for the circuit illustrated in figure 1. When switch S is closed,
20 current flows in the primary winding. This induces a voltage across the secondary winding which reverse biases the diode. Thus, no current flows in the secondary winding and energy is stored in the primary winding. When switch S is opened, the current in the primary winding drops rapidly, inducing
25 a voltage across the secondary winding which forward biases the diode, so that current flows in the secondary winding until the energy stored in the inductor whilst switch S1 was closed is transferred.

30 [004] As can be seen from figure 2, there is a commutation interval immediately after switch S is opened, during which some current flows in both windings. Whilst this commutation of current from the primary winding to the secondary winding takes place, the primary current has to be given an
35 alternative path in which to flow, in order to protect the

- 2 -

switch.

[005] This alternative path may take the form of a dissipative snubber. However, such snubbers reduce the power conversion efficiency. For example, for a 100W design, a dissipative snubber will reduce power conversion efficiency by between 1 and 3%.

[006] Alternatively, an energy recovery snubber circuit may be provided, which recovers most of the energy back to the supply for delivery to the load in a subsequent switching cycle. US 4,130,862 describes a circuit which uses an additional winding coupled to the inductor to achieve this. However, in this approach, the peak voltage seen by the switching MOSFET becomes limited to a defined multiple of the input voltage (2 x in this case).

[007] In addition to the above issues, a further drawback of the flyback converter is that power is only transferred to the secondary circuit when the switch is open. The highly discontinuous waveform leads to high RMS currents in the output capacitor which must supply the full output current whilst the switch is conducting.

[008] Figure 3 illustrates a so-called "fly-forward" converter topology, in which the functionality of the flyback converter topology is combined with that of a forward converter topology. The fly-forward converter significantly reduces the current stress in the output capacitor, as compared with a flyback converter.

[009] The fly-forward converter resembles a flyback converter, with the addition of a transformer T. Transformer T has a primary winding T_a and a secondary winding T_b for each output. The primary winding T_{1a} of the transformer is

- 3 -

connected in series with the primary winding L_a of the coupled inductor. The/each secondary winding of the transformer is connected via an additional diode D_p to the output capacitor C .

5

[0010] When switch S is closed, current flows in both primary windings L_a and T_a . The voltage induced in T_b causes current to flow to the output capacitor when the switch is closed, whereas the coupled inductor L transfers
10 energy to the output capacitor when switch S is subsequently opened, as described above for the flyback converter.

[0011] Figure 4 shows typical current waveforms for the circuit illustrated in figure 3. For the purposes of
15 illustration, a turns ratio which is not 1/1 is assumed so that the current through T_b can be distinguished from the primary current. It can be seen that current flows in the secondary circuit whilst the switch is both on and off, and can, with appropriate component selection, be made to flow
20 continuously. This lowers the losses and current stress in the secondary circuit considerably.

[0012] A drawback associated with the fly-forward converter topology is that the magnetising energy stored in T_1 whilst
25 switch S_1 is closed must be dissipated in a snubber, or recovered using an additional circuit.

[0013] In the TDK Lambda p-series, an active-clamp power stage is used to enable energy recovery. However, this is
30 a relatively high cost solution which requires 2 power MOSFETs. In JP8,023,676, a resonant-reset capacitor is used to recover the magnetising energy stored in T_1 . However, some of the energy recovered by the resonant-reset capacitor is dissipated when the MOSFET switches on. Moreover, the
35 resonant-reset capacitor will typically result in a higher

- 4 -

off-state voltage for the MOSFET, which leads to higher on-state losses.

[0014] It is an object of the present invention to overcome
5 the problems associated with the prior art.

[0015] According to the present invention there is provided a converter for transferring energy from a voltage supply to an output, the converter comprising:-

10 a first inductive component T1 having a primary winding T1a and a secondary winding T1c, connected to transfer energy from the voltage supply to the output when the primary winding is connected to the voltage supply;

15 a second inductive component L1 having a primary winding L1a and a secondary winding L1b connected to store energy from the voltage supply when the primary winding is connected to the voltage supply and to transfer the stored energy to the output when the primary winding is subsequently disconnected from the voltage supply;

20 a switch S1 for periodically switching between an on-state in which the primary windings T1a, L1a of the first and second inductive components are connected to the voltage supply, and an off-state in which the primary windings are disconnected from the voltage supply;

25 an energy recovery capacitor Cs connected to provide a current path between the voltage supply and the primary windings T1a, L1a such that, during the off-state, energy associated with demagnetization of the first inductive component T1 and energy associated with leakage inductance
30 of the first inductive components T1 is, at least in part, transferred to and stored in capacitor Cs; and

an energy recovery winding T1b inductively coupled to the secondary winding T1c of the first inductive component T1, and electrically connected during the on-state, such that
35 energy stored in capacitor Cs during the off-state is, at

- 5 -

least in part, transferred to the output via winding T1c during the on-state.

[0016] Preferably, capacitor Cs is connected to provide a
5 current path between the voltage supply and the primary
windings T1a, L1a such that, during the off-state, energy
associated with demagnetization of the first inductive
component T1 and energy associated with leakage inductance
of the first and second inductive components T1, L1 is, at
10 least in part, transferred to and stored in capacitor Cs.

[0017] The two inductive components T1, L1 and the switch S1
form a fly-forward converter. That is to say, the first
inductive component operates in the manner of a transformer
15 in a forward converter whilst the second inductive component
operates in the manner of a transformer/coupled inductor in
a fly-back converter.

[0018] The energy recovery capacitor Cs and the energy
20 recovery winding T1b form an energy recovery snubber which
allows energy associated with demagnetization of the first
inductive component T1, leakage inductance associated with
the first inductive component T1 and, preferably, energy
associated with leakage inductance of the second inductive
25 component to be recovered.

[0019] When switch S1 switches from the on-state to the off-
state, current flowing in winding T1a, and preferably winding
L1a, due to these effects passes back to the voltage supply
30 via capacitor Cs. This has the effect of charging the
capacitor Cs.

[0020] Initially, energy is transferred back to the voltage
supply. However, once the voltage $V(Cs)$ across capacitor Cs
35 exceeds a voltage $V(T1b)$, which is the voltage across the

- 6 -

energy recovery winding $V(T1b)$ in the on-state, energy is transferred to the output during the on-state. Capacitor Cs may be charged over several switching cycles until the voltage across the capacitor Cs reaches this level.

5

[0021] In this respect, during the on-state, the voltage $V(T1b)$ across energy recovery winding $T1b$, is determined by the output voltage of the converter $V(out)$ and the turns ratio between winding $T1b$ and winding $T1c$, according to
10 $V(T1b) = Vout * T1b / T1c$, where $T1b / T1c$ is the number of turns on $T1b$ divided by the number of turns on $T1c$.

[0022] In the on-state, capacitor Cs and winding $T1b$ are connected together such that, whilst $V(Cs)$ exceeds $V(T1b)$,
15 current will flow in winding $T1b$. This will, in turn, cause current to flow in secondary winding $T1c$ with which it is inductively coupled. In effect, the leakage inductance of inductively coupled windings $T1b$ and $T1c$ forms a resonant circuit with capacitor Cs during the on-state. This maintains
20 the voltage across Cs at an approximately fixed voltage of $Vout * T1b / T1c$. The result is an additional current with a resonant waveform in winding $T1c$ during the on-state. Thus, energy stored by the capacitor Cs during the off-state is transferred to the output via winding $T1c$ during the on-
25 state.

[0023] One plate of capacitor Cs may be connected to a connection point at any point along winding $L1a$. Preferably, the connection point is at the opposite end of winding $L1a$
30 to the end connected to winding $T1a$. In this case, substantially all of the energy associated with the leakage inductance of $L1$ may be transferred to the capacitor Cs during the off-state. Alternatively, the connection point may be located part way along winding $L1a$. In this case, a
35 proportion of the energy associated with the leakage

- 7 -

inductance of L1 may be transferred to the capacitor Cs during the off-state. In one embodiment, the connection point may be at the end of winding L1a connected to winding T1a. In this case, energy associated with the leakage inductance
5 of L1 will not be recovered. Capacitor Cs may be connected to winding L1a by means of a winding tap.

[0024] Preferably, winding T1b is connected to form a resonant circuit with capacitor Cs in the on-state.

10

[0025] Preferably, in the on-state, $V(T1b) = V_{out} * T1b / T1c$, where $T1b / T1c$ is the number of turns on T1b divided by the number of turns on T1c.

15 [0026] Preferably, the voltage $V(Cs)$ across capacitor Cs is, after an initialisation period, substantially constant and given by

$$V(Cs) = V_{out} * T1b / T1c \quad (4)$$

20

where $T1b / T1c$ is the number of turns on T1b divided by the number of turns on T1c.

[0027] Preferably, the turns ratio $T1b / T1c$ is selected such
25 that $V(Cs)$ as determined by equation (4) is at least $100V \pm 10\%$. Preferably, the turns ratio $T1b / T1c$ is selected such that $V(Cs)$ as determined by equation (4) is up to $150V \pm 10\%$. For a universal input, single-phase power supply, this range allows for the use of low R_{dsON} super-
30 junction MOSFETS. For a three phase power supply, the voltages would be proportionally higher.

[0028] Preferably, the turns ratio $T1b / T1c$ is selected such that $V(Cs)$ as determined by equation (4) is at least
35 $1.5 * V_{out} * N$, where N is the turns ratio $L1a / L1b = T1a / T1c$ and

- 8 -

Vout is the output voltage of the converter for the respective output. Preferably, the turns ratio T1b/T1c is up to $2.5 \cdot V_{out} \cdot N$. This range gives a reasonable compromise between voltage stress on the MOSFET and operating duty cycle.

[0029] Preferably, the turns ratio L1a/L1b is substantially equal to the turns ratio T1a/T1c.

10 [0030] Preferably, the turns ratio $L1a/L1b = T1a/T1c = N$ is selected according to

$$V_{out} \cdot N / (V(Cs) - V_{out} \cdot N) < (V_{in} - V_{out} \cdot N) / (V_{out} \cdot N) \quad (3)$$

15 where Vout is the output voltage of the converter (for the respective output), V(Cs) is the voltage across capacitor Cs, and Vin is the minimum required input voltage.

[0031] Preferably, the inductance of winding T1a is greater than that of winding L1a. More preferably, the inductance of winding T1a is at least 5 times greater than that of winding L1a. More preferably, the inductance of winding T1a is at least 10 times greater than that of winding L1a. The inductance of winding T1a is preferably up to 30 times greater than the inductance of winding L1a.

[0032] Preferably, winding T1a is selected to demagnetise before winding L1a during the off-state.

30 [0033] This allows for an additional winding on the second inductive component for detecting magnetisation. This in turn allows for the use of control ICs designed for quasi-resonant flyback topologies.

35 [0034] Preferably, a rectifier D1 is connected between

- 9 -

capacitor Cs and the voltage supply, oriented to allow current flow in a direction corresponding to the transfer of energy from the primary windings T1a and L1a to the capacitor Cs, and to substantially block current flow in the opposite
5 direction.

[0035] Preferably, a rectifier D2 is connected between capacitor Cs and winding T1b, oriented to allow current flow in winding T1b when the voltage across Cs exceeds the voltage
10 across winding T1b, and to substantially block current flow in the opposite direction.

[0036] Preferably, winding T1b and rectifiers D1 and D2 are connected in series, rectifiers D1 and D2 being oriented to
15 allow current flow such that energy associated with current flow in winding T1b during the off-state passes back to the supply.

[0037] Preferably, winding T1c is connected to the output
20 via a rectifier D3, wherein rectifier D3 is oriented to allow current flow in winding T1c when the primary winding T1a is connected to the voltage supply, and to substantially block current flow in the opposite direction.

25 [0038] Further preferably, secondary winding L1b is connected to the output via a rectifier D4, wherein rectifier D4 is oriented to substantially block current flow in winding L1b when the primary winding L1a is connected to the voltage supply, and to allow current flow in the opposite direction.
30 Thus, the second inductive component L1 stores energy during the on-state, which is released as current flow in the secondary winding L1b when the primary winding L1a is subsequently disconnected from the voltage supply.

35 [0039] The output preferably comprises a common output

- 10 -

capacitor C_{out} . The output voltage V_{out} of the converter is preferably the voltage across C_{out} . Switch $S1$ is preferably a MOSFET.

5 [0040] The term rectifier refers to an electrical device that allows current to flow through it in one direction only. Preferably, the or each rectifier takes the form of a single diode. In particular, a synchronous rectifier may be used for either or both of rectifiers $D3$ and $D4$.

10

[0041] For the avoidance of doubt, when components are described as connected to a voltage supply, this means that the voltage supply creates a voltage V or potential difference between two points in the circuit (or, 15 equivalently, between two rails of the circuit), and the component(s) are electrically connected between those points such that the voltage V is applied across the component(s) connected therebetween. Multiple components may be simultaneously connected to a voltage supply in series or in 20 parallel. In the present case, the primary windings $T1a$, $L1a$ of the first and second inductive components are preferably connected to one another in series.

[0042] Where components are described as connected to other 25 components, electrical connection should be assumed, unless otherwise stated. Components described as connected may be directly connected together, or additional component(s) may be connected therebetween.

30 [0043] It will be appreciated that the converter may have multiple outputs. In general, the converter may be configured for transferring energy from a voltage supply to n outputs, where n is an integer value greater than or equal to 1. For at least one of the n outputs, the inductive components $T1$, 35 $L1$ each comprise a respective secondary winding for supplying

- 11 -

the respective output. For any further outputs, one or both of the inductive components T1, L1 each comprise a respective secondary winding for supplying the respective output.

5 [0044] The converter preferably comprises n output capacitors Cout, Cout2, ..., one output capacitor being associated with each of the n outputs.

[0045] The present invention will now be described with
10 reference to the accompanying drawings in which:-

Figure 1 shows a flyback converter topology;

Figure 2 shows typical current waveforms for the circuit of figure 1 for discontinuous mode operation;

Figure 3 shows a fly-forward converter topology;

15 Figure 4 shows typical current waveforms for the circuit of figure 2;

Figure 5 shows a fly forward converter with an energy recovery snubber according to a first embodiment of the present invention;

20 Figure 6 shows a fly forward converter with an energy recovery snubber according to a second embodiment of the present invention;

Figure 7 shows a fly forward converter with an energy recovery snubber according to a third embodiment of the
25 present invention;

Figure 8 shows a fly forward converter with an energy recovery snubber according to a fourth embodiment of the present invention.

30 [0046] Components common to the different embodiments are labelled using the same reference numerals in relation to each embodiment.

[0047] In the specification, the notation A/B means the
35 (number of turns of A)/(number of turns of B).

- 12 -

[0048] Figure 5 shows a fly forward converter topology with an energy recovery snubber according to a first embodiment of the present invention.

5

[0049] The fly-forward converter comprises a transformer T1 and a coupled inductor L1, The transformer and the coupled inductor each have a primary winding T1a, L1a which are connected to one another in series. A switch S1, typically
10 a MOSFET, is provided for periodically connecting the series connected primary windings T1a, L1a between high and low voltage rails supplied by a dc voltage supply Vdc. In this respect, the supply Vdc supplies an input voltage Vin between a high voltage rail and a low voltage rail of the circuit.
15 One end of T1a is connected to the high voltage rail, and its other end is connected to one end of L1a. Switch S1 is connected between the other end of L1a and the low voltage rail, such that closing the switch completes the circuit and opening the switch breaks the circuit. In this way, the
20 circuit is switched between an on-state in which the primary windings are connected to the supply and an off-state in which the primary windings are disconnected from the supply. It will be appreciated that switch S1 may alternatively be referenced to the other side of the supply.

25

[0050] Transformer T1 has a secondary winding T1c. One end of T1c is connected to the anode of a first output diode D3. The cathode of D3 is connected to a first plate of an output capacitor Cout. A second plate of Cout is connected to the
30 other end of T1c. Winding T1c is oriented relative to the primary winding T1a and diode D3 such that the voltage induced by current flow in T1a when switch S1 is closed forward biases diode D3.

35 [0051] The coupled inductor L1 has a secondary winding L1b.

- 13 -

One end of L1b is connected to the anode of a second output diode D4. The cathode of D4 is also connected to the first plate of output capacitor Cout. The second plate of Cout is connected to the second terminal of L1b. Winding L1b is
5 oriented relative to the primary winding L1a and diode D4 such that the voltage induced by current flow in L1a when switch S1 is closed reverse biases diode D4, and such that the voltage induced when S1 is subsequently opened forward biases diode D4.

10

[0052] The energy recovery snubber comprises a further winding T1b of the transformer T1, two diodes D1 and D2, and a snubber capacitor Cs.

15 [0053] One plate of the snubber capacitor Cs is connected to a node in the circuit between winding L1a and switch S1. The other plate of capacitor Cs is connected to the cathode of diode D2 and to the anode of diode D1. The anode of diode D2 is connected to one end of winding T1b, whose other
20 end is connected to the low voltage rail supplied by the voltage supply. The cathode of diode D1 is connected to the high voltage rail supplied by the voltage supply.

[0054] Winding T1b is oriented relative to winding T1c and
25 diode D3 such that current flow in T1b causes current flow in T1c.

[0055] Operation of the circuit in boundary conduction mode is described below.

30

[0056] Switch S1 is operated with a periodic switching cycle which contains 2 states. Namely, an on-state (time interval 1) in which S1 is closed (conducting), and an off-state (time interval 2) in which S1 is open (non-conducting).

35

- 14 -

Time Interval 1

[0057] During time interval 1, the voltage across winding T1a is determined by the output voltage Vout and the turns ratio between windings T1a and T1c, according to
5 $V(T1a) \approx (T1a/T1c) \cdot Vout$. Thus, the voltage across T1a is substantially constant and proportional to the output voltage Vout. The voltage across winding L1a is equal to the input voltage Vin minus the voltage across T1a. As a result, the magnetising current in L1a ramps up (increases linearly) from
10 zero.

[0058] The voltage across winding T1b is determined by the output voltage Vout and the turns ratio between windings T1b and T1c according to $V(T1b) = (T1b/T1c) \cdot Vout$. During time
15 interval 1, if the voltage across snubber capacitor Cs is greater than the voltage across winding T1b, diode D2 will be forward biased and current will flow in T1b. Otherwise, the current in T1b will be substantially zero. Thus, current flow in winding T1b will have a resonant waveform with a
20 characteristic determined by the leakage inductance between the transformer windings T1b and T1c, and by capacitor Cs.

[0059] During time interval 1, the current in T1c is determined by the current flowing in windings T1a and T1b,
25 and will substantially cancel the ampere-turns (current multiplied by the number of turns for the winding) flowing in these two windings. T1 and L1 are selected such that the turns ratio T1c/T1a is the same as L1b/L1a, whilst the ampere-turns in T1b is significantly lower than that in T1a.
30 Thus, the current in T1c rises as a linear ramp plus a small sinusoidal current which represents energy recovered from the snubber capacitor Cs.

[0060] During time interval 1, the current in L1b is
35 substantially zero.

- 15 -

[0061] In steady state, capacitor Cs ends time interval 1 charged to a voltage of approximately $V(Cs) = (T1b/T1c)*Vout$.

5 Time Interval 2

[0062] Time interval 2 can be split into 4 contiguous parts: 2.1, 2.2, 2.3, and 2.4.

[0063] During time interval 2.1, current commutates from
10 diode D3 to D4 as follows. S1 switches to the off-state at the start of time interval 2.1. Due to the energy stored in the magnetising and leakage inductances of T1 and L1, current will initially continue to flow in T1a and L1a. This current flows back to the supply on the high voltage rail
15 via the snubber capacitor Cs and diode D1. If the current in T1b is non-zero at the start of time interval 2.1, the current in this winding will flow back to the supply on the high voltage rail via diodes D2 and D1.

20 [0064] During time interval 2.1, current ramps down in diode D3 and simultaneously ramps up in diode D4 at a finite rate limited by the leakage inductances of T1 and L1. The energy stored in this inductance is transferred to capacitor Cs during time interval 2.1.

25

[0065] If current is still flowing in winding T1b at the start of time interval 2.1, this current will also ramp down to zero during this time interval.

30 [0066] At the end of time interval 2.1, the current in diode D2 is zero, and the output is supplied by energy stored in inductor L1 during time interval 1 via diode D4.

[0067] During time interval 2.2, a small current continues
35 to flow in T1a. This represents the decaying magnetising

- 16 -

energy of transformer T1. T1 demagnetises at a rate determined by the voltage on capacitor Cs and the reflected voltage on L1a. T1 is selected to demagnetise before the end of time interval 2. Diode D1 remains forward biased whilst
5 current decays in T1a.

[0068] During time interval 2.2, L1 demagnetises at a rate determined by the output voltage Vout (determined by the turns ratio between L1a and L1b) and the inductance of L1b.
10

[0069] Time interval 2.2 ends once T1 has demagnetised and current falls to zero in diode D1 and it becomes reverse biased. At this point, the snubber capacitor Cs is charged to its maximum voltage, since the energy stored in the
15 magnetising and leakage inductances of T1 and L1a has transferred to Cs. The energy stored by capacitor Cs is transferred to the load during time interval 1, as described above, rather than being dissipated or passed back to the supply.

20 [0070] During time interval 2.3, the only significant current is that flowing in L1b and diode D4, which flows to the load. L1 continues to demagnetise. During this time interval T1a resonates with parasitic capacitances, causing
25 an insignificant amount of current to flow in T1a and L1a.

[0071] L1 is selected such that the current in L1b will fall to zero before the end of time interval 2. Time interval 2.3 ends once the current in L1b and diode D4 falls to zero.
30

[0072] During time interval 2.4, the voltage across L1b will start to reverse since there is no longer current flowing in diode D4. Switch S1 will be re-triggered into the on-state once the current in L1b falls to zero and diode D4 is
35 reverse biased. This represents the end of time interval 2,

- 17 -

whereupon time interval 1 is repeated.

[0073] Operation of a converter in boundary conduction mode is described above. However, inductor L1 may be operated in any of the known operating modes. Namely, continuous mode, boundary conduction mode (also known as critical conduction mode), or discontinuous mode.

[0074] For operation in continuous mode, time interval 2 would be terminated before the current in L1b has fallen to zero. For operation in discontinuous mode, a time delay would exist between the current falling to zero in L1b and S1 being triggered.

[0075] There follows an explanation of key parameter selection for a circuit which embodies the present invention.

[0076] For the purposes of this explanation, the following assumptions are made:-

- 20 - operation in boundary conduction mode
 - that the inductance of T1a is significantly greater than that of L1a
 - turns ratio L1a/L1b and T1a/L1c are the same, ie $L1a/L1b = T1a/T1c = N$
- 25 - the voltage on the snubber capacitor Cs is dc
 - T1a is selected to demagnetise before L1a so that an additional winding on L1 may be used for detection of magnetisation. This allows for the use of control ICs designed for quasi-resonant flyback topologies.

30 [0077] Ignoring second-order leakage inductance effects, the volt-second balance equations for L1a and T1a give:-

$$L1a: \quad (V_{in} - V_{out} * N) * T_{on} = V_{out} * N * T_{off} \quad (1)$$

35

- 18 -

$$T_{1a}: \quad V_{out} * N * T_{on} = (V(Cs) - V_{out} * N) * T_{off} \quad (2)$$

where V_{in} is the input voltage, V_{out} is the output voltage, N is the turns ratio $L_{1a}/L_{1b} = L_{1a}/L_{1c}$, T_{on} is the duration of time interval 1 when switch S_1 is on, T_{off} is time taken by the respective winding to demagnetise and $V(Cs)$ is the voltage on capacitor C_s .

[0078] In order for T_{1a} to demagnetise first, T_{off} in equation 2 must be shorter than that in equation 1. Thus:

$$V_{out} * N / (V(Cs) - V_{out} * N) < (V_{in} - V_{out} * N) / (V_{out} * N) \quad (3)$$

[0079] For ideal waveforms, the peak drain-source voltage for the MOSFET switch S_1 will be $V_{dc} + V(Cs)$, where V_{dc} is the input voltage. $V(Cs)$ depends on the output voltage and the turns ratio $T_{1b}/T_{1c} = N_2$, according to:

$$V(Cs) = N_2 * V_{out} \quad (4)$$

20

[0080] $V(Cs)$ will be selected based on the drain-source voltage of the MOSFET used. For a 650 or 700V MOSFET, it is desirable to limit $V(Cs)$ to approximately 150V for a nominal 400V voltage supply.

25

[0081] Given $V(Cs)$, a value of N can be selected that allows condition (3) to be satisfied at the minimum required input voltage V_{in} . For example, if $V_{out}=24V$, $V(Cs)=150V$ and $N=3$, taking diode on-state voltage into account, $V_{out} * N=75V$, then condition (3) would be satisfied for $V_{in}>150V$. For the same voltages and $N=3.5$, condition (3) would be satisfied for $V_{in}>210V$.

[0082] A higher value of N will reduce the primary side current stress, but will also require a higher under-voltage

35

- 19 -

lockout voltage and higher value input capacitor for a given hold-up time. Increasing V(Cs) allows for operation with a lower input voltage, but increases the voltage stress on the MOSFET.

5

[0083] The final choice of N and N2 depends on the ratings and cost of available MOSFETs. It is considered that, given currently available technology, 650 or 700V MOSFET will allow for the lowest cost and highest performance to be achieved.

10

[0084] Once N and N2 are selected, the inductance of L1a can be determined from the peak primary current Ipk. The output power Pout can be determined from Ipk.

$$15 \quad I_{pk} = (V_{in} - V_{out} * N) * T_{on} / L_{1a} \quad (5)$$

$$P_{out} = V_{in} * I_{pk} * T_{on} / (2 * T) \quad (6)$$

$$T_{off} = I_{pk} * L_{1a} / (V_{out} * N) \quad (7)$$

where $T = T_{on} + T_{off}$.

20

[0085] Rearranging equations(5), (6) and (7) and taking account of efficiency, η , gives:

$$25 \quad P_{out} = \eta * (V_{in} - V_{out} * N) * (V_{out} * N) * T_{on} / (2 * L_{1a}) \quad (8)$$

25

[0086] From equation (8), the value of L1a can be determined given Ton.

[0087] Provided that the magnetising inductance of T1 \gg L1a, 30 the inductance of T1 can be freely chosen. A lower value will result in higher values of circulating VA (volt-ampere). A small gap that stabilises the inductance of T1 is preferred. A lower value of magnetising inductance for T1 will increase the ripple voltage on Cs.

35

- 20 -

[0088] Cs may be selected according to various criteria. Preferably, however, the energy recovered from Cs via winding T1b is recovered resonantly at higher power levels. To achieve this, Cs is selected so that the resonant frequency
5 of the leakage inductance between T1b and T1c and Cs has a half-period less than Ton at higher power levels. In this case, the current in T1b falls to zero before the end of the MOSFET on-time and does not contribute to MOSFET turn-off losses. If T1 has a very high leakage inductance, it may
10 not be possible for the resonant frequency to have a half-period less than Ton, without Cs being too small and having a high ripple voltage. In this case, the value of Cs would be increased and additional turn-off losses in the MOSFET would need to be allowed for.

15

[0089] Equation (8) also shows that the output power Pout is proportional to Ton in boundary conduction mode. At light load operation, it would be necessary to limit the maximum frequency of operation, and operate in discontinuous mode.

20

[0090] Figure 6 shows a fly forward converter with an energy recovery snubber according to a second embodiment of the present invention. The converter is similar to the converter shown in figure 5, except that diode D2 is replaced by a
25 synchronous MOSFET rectifier. The MOSFET rectifier comprises a MOSFET switch S2 and a diode D7, which may be the parasitic diode of the MOSFET.

[0091] As in the first embodiment, one plate of the snubber
30 capacitor Cs is connected to a node in the circuit between winding L1a and switch S1. The other plate of capacitor Cs is connected to one end of winding T1b. The other end of T1b is connected to the drain of MOSFET switch S2, whilst the source of S2 is connected to the low voltage rail.
35 Diode D7 is connected in parallel with the MOSFET switch,

- 21 -

which its anode connected to the low voltage rail.

[0092] The synchronous MOSFET rectifier performs an equivalent role to diode D2 in the first embodiment. Thus, operation of the converter is substantially identical to that of the first embodiment.

[0093] Switch S2 may be switched synchronously with switch S1. This arrangement would reduce the conduction losses in D7.

[0094] Other aspects of the second embodiment are as described in relation to the first embodiment.

[0095] Figure 7 shows a multiple output version of the fly forward converter according to a third embodiment of the present invention. The converter is similar to the converter shown in figure 5, except that the transformer T1 and the coupled inductor L1 each comprise an additional secondary winding T1d, L1c inductively coupled to the respective primary windings T1a, L1a, for supplying a second output represented in figure 7 by Load2.

[0096] In this respect, one end of winding T1d is connected to the anode of an output diode D5. The cathode of D5 is connected to a first plate of a second output capacitor Cout2. A second plate of Cout2 is connected to the other end of T1d. Winding T1d is oriented relative to the primary winding T1a and diode D5 such that the voltage induced by current flow in T1a when switch S1 is closed forward biases diode D5.

[0097] One end of winding L1c is connected to the anode of an output diode D6. The cathode of D6 is also connected to the first plate of the second output capacitor Cout2. The

- 22 -

second plate of Cout2 is connected to the second terminal of L1c. Winding L1c is oriented relative to the primary winding L1a and diode D6 such that the voltage induced by current flow in L1a when switch S1 is closed reverse biases diode D6, and such that the voltage induced when S1 is subsequently opened forward biases diode D6.

[0098] If the load associated with the second output Load2 is small (determined by the ripple current rating of Cout2), then either T1d and D5, or L1c and D6 could be omitted, and the circuit will still operate. Although a minimum load may be required on the first output to maintain good regulation.

[0099] It will be appreciated that additional outputs may be provided in a similar manner, within the scope of the present invention.

[00100] Other aspects of the third embodiment are as described in relation to the first or second embodiments.

20

[00101] Figure 8 shows a fly forward converter with an energy recovery snubber according to a fourth embodiment of the present invention.

25 [00102] Capacitor Cs is connected to a winding tap located part way along winding L1a. Most of the energy associated with leakage inductance of L1 may be captured by tapping L1a in this way. The winding tap may be located at any point along winding L1a, including each end.

30

[00103] Other aspects of the fourth embodiment are as described in relation to the first, second or third embodiments.

35 [00104] In all embodiments, the output diodes D3, D4, D5

- 23 -

and D6 are described as connected in a particular orientation. It will be appreciated that for negative outputs, the orientation of the diodes would be reversed.

5 [00105] In all embodiments, winding T1b could be connected to capacitor Cs at any time during the on-state, for example, by means of a further switch. This would enable control or modulation of the voltage on Cs, or control of the conduction interval for current in Cs during the on-
10 state.

- 24 -

CLAIMS

1. A converter for transferring energy from a voltage supply to one or more outputs, the converter comprising:-
a first inductive component T1 having a primary
5 winding T1a and at least one secondary winding T1c, the secondary winding T1c being connected to transfer energy from the voltage supply to a respective output when the primary winding is connected to the voltage supply;
a second inductive component L1 having a primary
10 winding L1a and at least one secondary winding L1b, the secondary winding L1b being connected to store energy from the voltage supply when the primary winding is connected to the voltage supply and to transfer the stored energy to a respective output when the primary winding is subsequently
15 disconnected from the voltage supply;
a switch S1 for periodically switching between an on-state in which the primary windings T1a, L1a of the first and second inductive components are connected to the voltage supply, and an off-state in which the primary windings are
20 disconnected from the voltage supply;
an energy recovery capacitor Cs connected to provide a current path between the voltage supply and the primary windings T1a, L1a such that, during the off-state, energy associated with demagnetization of the first inductive
25 component T1 and energy associated with leakage inductance of the first inductive component T1 is, at least in part, transferred to and stored in capacitor Cs; and
an energy recovery winding T1b inductively coupled to the secondary winding T1c of the first inductive component
30 T1, and electrically connected to capacitor Cs during the on-state, such that energy stored in capacitor Cs during the off-state is, at least in part, transferred to the output via winding T1c during the on-state.
- 35 2. A converter as claimed in claim 1 wherein capacitor

- 25 -

Cs is connected to provide a current path between the voltage supply and the primary windings T1a, L1a such that, during the off-state, energy associated with demagnetization of the first inductive component T1 and energy associated with leakage inductance of the first and second inductive components T1, L1 is, at least in part, transferred to and stored in capacitor Cs.

3. A converter as claimed in claim 1 or claim 2 wherein one plate of capacitor Cs is connected to a connection point located anywhere along winding L1a.

4. A converter as claimed in any preceding claim wherein energy stored in capacitor Cs during the off-state is, at least in part, transferred to the output via winding T1c during the on-state, when voltage V(Cs) across capacitor Cs exceeds voltage V(T1b) across winding T1b.

5. A converter as claimed in any preceding claim wherein, in the on-state, $V(T1b) = V_{out} * T1b / T1c$, where T1b/T1c is the number of turns on T1b divided by the number of turns on T1c.

6. A converter as claimed in any preceding claim wherein the voltage V(Cs) across capacitor Cs is, after an initialisation period, substantially constant and given by

$$V(Cs) = V_{out} * T1b / T1c \quad (4)$$

where T1b/T1c is the number of turns on T1b divided by the number of turns on T1c.

7. A converter as claimed in claim 6 wherein the turns ratio T1b/T1c is selected such that V(Cs) as determined by equation (4) is in the range 100-150V.

- 26 -

8. A converter as claimed in any preceding claim wherein the turns ratio L_{1a}/L_{1b} is substantially equal to the turns ratio T_{1a}/T_{1c} .

5 9. A converter as claimed in claim 8 wherein the turns ratio $L_{1a}/L_{1b} = T_{1a}/T_{1c} = N$ is selected according to

$$V_{out} * N / (V(C_s) - V_{out} * N) < (V_{in} - V_{out} * N) / (V_{out} * N) \quad (3)$$

10 where V_{out} is the output voltage of the converter, $V(C_s)$ is the voltage across capacitor C_s , and V_{in} is the minimum required input voltage.

10. A converter as claimed in any preceding claim wherein
15 the inductance of winding T_{1a} is greater than that of winding L_{1a} .

11. A converter as claimed in any preceding claim wherein winding T_{1a} is selected to demagnetise before winding L_{1a}
20 during the off-state.

12. A converter as claimed in any preceding claim wherein a rectifier D_1 is connected between capacitor C_s and one rail of the voltage supply, oriented to allow current flow in a
25 direction corresponding to the transfer of energy from the primary windings T_{1a} and L_{1a} to the capacitor C_s , and to substantially block current flow in the opposite direction.

13. A converter as claimed in any preceding claim wherein
30 a rectifier D_2 is connected between capacitor C_s and winding T_{1b} , oriented to allow current flow in winding T_{1b} when the voltage across C_s exceeds the voltage across winding T_{1b} , and to substantially block current flow in the opposite direction.

35

- 27 -

14. A converter as claimed in claim 12 or 13 wherein winding T1b and rectifiers D1 and D2 are connected in series, rectifiers D1 and D2 being oriented to allow current flow such that energy associated with current flow in winding T1b during the off-state passes back to the supply.
15. A converter as claimed in any preceding claim wherein the or each secondary winding T1c is connected to the respective output via a respective rectifier D3, wherein the or each rectifier D3 is oriented to allow current flow in winding T1c when the primary winding T1a is connected to the voltage supply, and to substantially block current flow in the opposite direction.
16. A converter as claimed in any preceding claim wherein the or each secondary winding L1b is connected to the respective output via a respective rectifier D4, wherein the or each rectifier D4 is oriented to substantially block current flow in winding L1b when the primary winding L1a is connected to the voltage supply, and to allow current flow in the opposite direction.
17. A converter as claimed in any preceding claim wherein the or each output comprises a common output capacitor Cout.
18. A converter as claimed in any preceding claim wherein switch S1 is a MOSFET.
19. A converter as claimed in any preceding claim wherein winding T1b and capacitor Cs are connected such that they form a resonant circuit in the on-state.
20. A converter for transferring energy from a voltage supply to one or more outputs, substantially as hereinbefore described, with reference to the accompanying drawings in figures 5-8.

ABSTRACT

A converter for transferring energy from a voltage supply to an output includes transformer T1, coupled inductor L1, switch S1, energy recovery capacitor C, and energy recovery winding T1b. In transformer T1, a secondary winding T1c transfers energy from the supply to the output when a primary winding T1a is connected to the voltage supply. In inductor L1, a secondary winding L1b stores energy from the supply when a primary winding L1a is connected to the supply, and transfers that energy to the output when the primary winding is disconnected from the supply. Switch S1 switches between an on-state in which windings T1a, L1a are connected to the supply, and an off-state in which the windings T1a, L1a are disconnected from the supply. Capacitor Cs provides a current path between the supply and windings T1a, L1a such that, in the off-state, energy associated with demagnetization and leakage inductance of transformer T1 is transferred to and stored in capacitor Cs. Winding T1b is inductively coupled to winding T1c, and connected to capacitor Cs in the on-state, such that energy stored in capacitor Cs is transferred to the output via winding T1c.

[Fig 5]

【 図 1 】

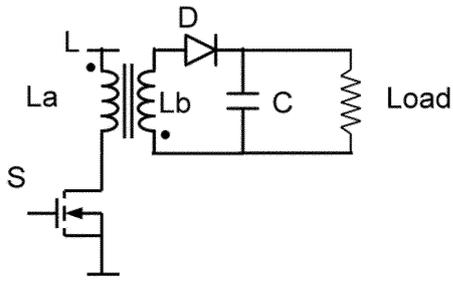


Figure 1 (Prior Art)

【 図 3 】

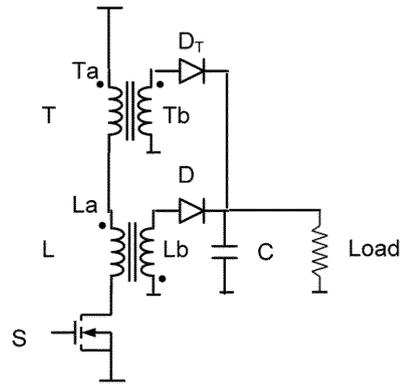


Figure 3 (Prior Art)

【 図 2 】

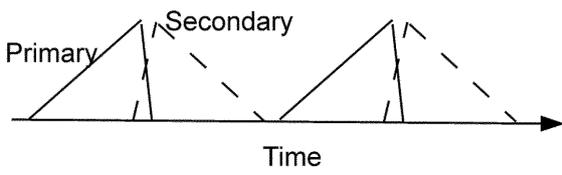


Figure 2 (Prior Art)

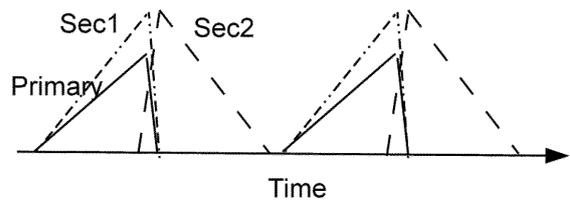


Figure 4 (Prior Art)

【 図 4 】

【 図 5 】

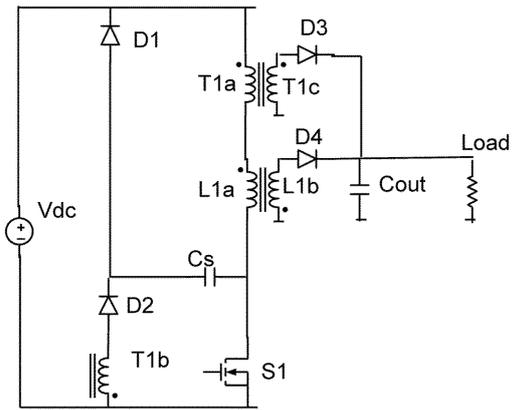


Figure 5

【 図 6 】

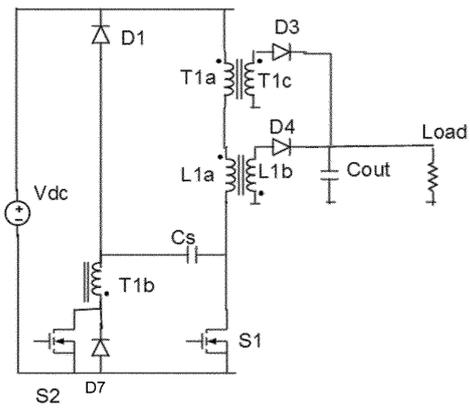


Figure 6

【 図 7 】

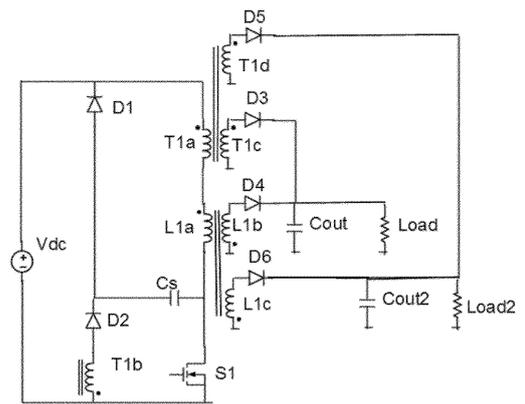


Figure 7

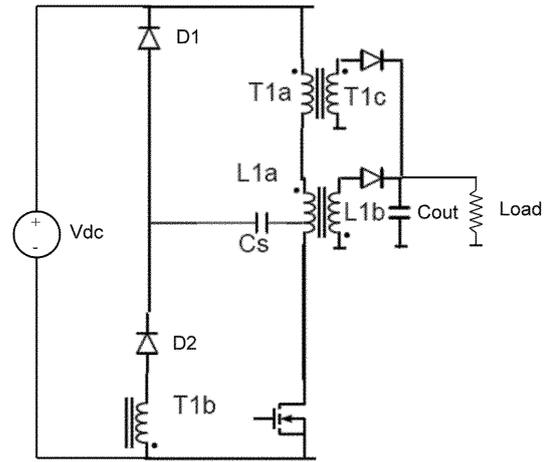


Figure 8

【 図 8 】