

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2013-520148
(P2013-520148A)

(43) 公表日 平成25年5月30日(2013.5.30)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO2M 3/155 (2006.01)	HO2M 3/155 Q	5H730
HO2M 3/28 (2006.01)	HO2M 3/28 Q	

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 24 頁)

(21) 出願番号 特願2012-553160 (P2012-553160)
 (86) (22) 出願日 平成23年2月18日 (2011. 2. 18)
 (85) 翻訳文提出日 平成24年10月19日 (2012. 10. 19)
 (86) 国際出願番号 PCT/CA2011/000185
 (87) 国際公開番号 W02011/100827
 (87) 国際公開日 平成23年8月25日 (2011. 8. 25)
 (31) 優先権主張番号 61/305, 590
 (32) 優先日 平成22年2月18日 (2010. 2. 18)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 512216229
 レーン ピーター ヴァルダマー
 カナダ エム5エヌ 1エヌ7 オンタリ
 オ トロント ヒルハースト ブールヴァ
 ード 155
 (74) 代理人 100092093
 弁理士 辻居 幸一
 (74) 代理人 100082005
 弁理士 熊倉 禎男
 (74) 代理人 100067013
 弁理士 大塚 文昭
 (74) 代理人 100086771
 弁理士 西島 孝喜
 (74) 代理人 100109070
 弁理士 須田 洋之

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高入力対出力電圧変換のためのDC-DCコンバータ回路

(57) 【要約】

本発明は、高い入力対出力電圧変換を提供する一連のDC-DCコンバータ回路設計、及びそのような回路設計に基づくDC-DCコンバータを提供する。これらのコンバータは、共振タンクと、タンク電流を中断させて、電力伝達量に対する制御を提供しながらゼロ電流及び/又はゼロ電圧スイッチングが提供されるほぼゼロ損失の「保持」状態をもたらすための手段とを含む。この回路設計による高い昇圧比のための共振DC-DCコンバータは、(a) 低電圧DC-ACコンバータと、(b) 共振タンクと、(c) 高電圧AC-DCコンバータと、(d) (i) 変圧器を用いない入力及び出力上の共通接地及び/又は(ii) 共振タンク内の単一の高電圧制御可能スイッチとを含む。

【選択図】 図1

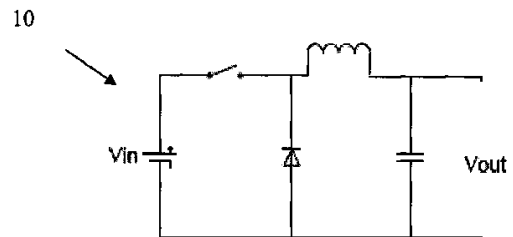


FIG. 1
PRIOR ART

【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

高い昇圧比のための共振 dc - dc コンバータであって、
(a) 低電圧フルブリッジ又はハーフブリッジ dc - ac コンバータ、
(b) 共振タンク、
(c) 高電圧 ac - dc 整流器、及び
(d) スイッチの両端の高電圧を維持することによって前記共振タンク内の電流を中断させるように作動可能である該共振タンク内の高電圧制御可能スイッチ、
を含むことを特徴とする共振 dc - dc コンバータ。

【請求項 2】

前記高電圧制御可能スイッチは、電流を 1 つの方向にのみ阻止することを特徴とする請求項 1 に記載の高い昇圧比のための共振 dc - dc コンバータ。

【請求項 3】

前記高電圧制御可能スイッチは、逆阻止特性を持たない高電圧スイッチであることを特徴とする請求項 2 に記載の高い昇圧比のための共振 dc - dc コンバータ。

【請求項 4】

無損失スナバ回路が、
(a) 高電圧 MOSFET である前記高電圧スイッチのドレイン、
(b) IGBT である前記高電圧スイッチのコレクター、又は
(c) サイリスタである前記高電圧スイッチのアノード、
のいずれかからダイオードを高昇圧比のための共振 dc - dc コンバータの出力端子に接続することにより、高い昇圧比のための共振 dc - dc コンバータに導入されることを特徴とする請求項 2 に記載の高い昇圧比のための共振 dc - dc コンバータ。

【請求項 5】

入力及び出力間に電気絶縁を設けるように作動可能である変圧器を組み込むことを特徴とする請求項 2 に記載の高い昇圧比のための共振 dc - dc コンバータ。

【請求項 6】

出力整流器が、バイポーラ（正及び負）dc 出力を供給するように作動可能であるように接続されることを特徴とする請求項 5 に記載の高い昇圧比のための共振 dc - dc コンバータ。

【請求項 7】

無損失スナバ回路が、1 つ又はそれよりも多くの電圧スパイクが前記高電圧制御可能スイッチの両端で制限されるように、該高電圧制御可能スイッチの端子のダイオードを高い昇圧比のための共振 dc - dc コンバータの出力端子に接続することにより、高い昇圧比のための共振 dc - dc コンバータに導入されることを特徴とする請求項 1 に記載の高い昇圧比のための共振 dc - dc コンバータ。

【請求項 8】

前記高電圧制御可能スイッチは、前記低電圧フルブリッジ又はハーフブリッジ ac - dc コンバータと同期して作動可能であり、かつそれによって 1 つ又はそれよりも多くの dc - ac コンバータスイッチの 1 つ又はそれよりも多くのスイッチングイベントが、それぞれの該 1 つ又はそれよりも多くの dc - ac コンバータスイッチの電流のゼロ交差において発生することを特徴とする請求項 1 に記載の高い昇圧比のための共振 dc - dc コンバータ。

【請求項 9】

前記高電圧制御可能スイッチは、該高電圧制御可能スイッチの 1 つ又はそれよりも多くのスイッチングイベントが該高電圧制御可能スイッチの電流のゼロ交差において発生するように作動可能であることを特徴とする請求項 8 に記載の高い昇圧比のための共振 dc - dc コンバータ。

【請求項 10】

前記高電圧制御可能スイッチの非導通の持続時間が、入力から出力への電力の流れを調

10

20

30

40

50

整するために可変であることを特徴とする請求項 8 に記載の高い昇圧比のための共振 d c - d c コンバータ。

【請求項 1 1】

高い昇圧比のための共振 d c - d c コンバータであって、

- (a) 低電圧 d c - a c コンバータ、
 - (b) 共振タンク、
 - (c) 高電圧 a c - d c コンバータ、及び
 - (d) (i) 変圧器を用いない入力及び出力上の共通接地、及び
 - (i i) 前記共振タンク内の単一の高電圧制御可能スイッチ、
- のうちの 1 つ又はそれよりも多く、
を含むことを特徴とする共振 d c - d c コンバータ。

10

【請求項 1 2】

高い昇圧比のための共振 d c - d c コンバータであって、

- (a) 低電圧 d c - a c コンバータ、
 - (b) 共振タンク、
 - (c) 高電圧 a c - d c コンバータ、及び
 - (d) 前記共振タンクの回路内の高電圧制御可能スイッチ、
- を含み、

高い昇圧比のための共振 d c - d c コンバータが、(i) 入力及び出力のための共通接地平面、及び (i i) 入力及び出力間の変圧器のうちの 1 つ又はそれよりも多くを提供するように作動可能である、

20

ことを特徴とする共振 d c - d c コンバータ。

【請求項 1 3】

高い昇圧比のための共振 d c - d c コンバータであって、

- (a) 低電圧 d c - a c コンバータ、
 - (b) 共振タンク、
 - (c) 高電圧 a c - d c コンバータ、
 - (d) 前記共振タンクの回路内の高電圧制御可能スイッチ、及び
 - (e) 変圧器の使用を必要としない入力及び出力のための共通接地平面、
- を含むことを特徴とする共振 d c - d c コンバータ。

30

【請求項 1 4】

前記高電圧制御可能スイッチは、前記共振タンクの前記回路の電流を中断させるように作動可能であることを特徴とする請求項 1 3 に記載の高い昇圧比のための共振 d c - d c コンバータ。

【請求項 1 5】

- (a) 高い入力対出力電圧変換を提供するように作動可能であり、
 - (i) 低電圧側のフルブリッジコンバータ、
 - (i i) 高電圧側の半波整流器、及び
 - (i i i) 入力及び出力の両方に共通である接地、
- を含む無変圧器 D C - D C コンバータ回路、
を含むことを特徴とする共振 D C - D C コンバータ。

40

【請求項 1 6】

変圧器を有する D C - D C コンバータであって、

- (a) 共振タンク、
- (b) 逆阻止なしの高電圧スイッチにわたる高電圧スイッチを維持することによって共振の高電圧阻止を実施するために変圧器を有する D C - D C コンバータの回路と共に作動可能である高電圧スイッチ、

- (c) 低電圧側のフルブリッジコンバータ、及び
 - (d) 高電圧側の出力整流器、
- を含むことを特徴とする D C - D C コンバータ。

50

【請求項 17】

バイポーラ出力を供給する変圧器を有する共振 DC - DC 昇圧コンバータであって、
 (a) 変圧器上の高電圧巻線と、
 (b) (i) 電流を正の出力電圧端子に供給するように作動可能な第 1 の半波整流器、
 及び
 (i i) 負の出力電圧端子から電流を引き出すように作動可能な第 2 の半波整流器、
 を含む 2 つの半波整流器と、
 を含むことを特徴とする共振 DC - DC 昇圧コンバータ。

【請求項 18】

入力 DC - AC 変換が、フルブリッジ又はハーフブリッジのいずれかによって行われることを特徴とする請求項 17 に記載のバイポーラ出力を供給する変圧器を有する共振 DC - DC 昇圧コンバータ。

10

【請求項 19】

前記共振タンクは、容量性要素、誘導性要素、及び低励磁インダクタンスを有する変圧器、又は均等物の直列の組合せを収容することを特徴とする請求項 18 に記載のバイポーラ出力を供給する変圧器を有する共振 DC - DC 昇圧コンバータ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

一般的に本発明は、電力変換装置に関し、より具体的には高い入力対出力電圧変換のための DC - DC コンバータに関する。

20

【背景技術】

【0002】

直流 (DC) アーキテクチャは、例えば、送電及び配電に関して公知である。一般的に DC アーキテクチャは、交流 (AC) アーキテクチャと比較して効率的な (低損失の) 配電を提供する。

【0003】

DC アーキテクチャの重要性は、(1) 計算機器及び遠距離通信機器の DC 入力電力への依存性、(2) 可変速度の AC ドライブ及び DC ドライブの DC 入力電力への依存性、及び (3) 光電池ソーラーパネルのような様々な再生可能エネルギー源による DC 電力の生成を含むファクタから高まっている。

30

【0004】

普及した DC アーキテクチャの使用は、DC - DC 電力コンバータ回路の必要性も拡大した。更に、効率的で廉価な DC - DC 電力コンバータ回路の更に別の必要性が存在する。

【0005】

コスト低減は、DC - DC 電力コンバータの構成要素を低減すること、例えば、変圧器なしの DC - DC コンバータを提供することによって部分的に達成される。最も一般的な無変圧器 dc / dc コンバータのうち 2 つは、図 1 に示すような電圧を下げるためのバックコンバータ 10、及び図 2 に示すような電圧を上げるためのブーストコンバータ 12

40

【0006】

入力対出力電圧比が 1 に近い場合には、これらの回路の両方は、非常に高い変換効率を得ることができるが、これらの効率は、電圧比が高くなった場合は最適とは言えない。効率の損失は、他の作動的問題と共に、ダイオード順電圧の降下、スイッチ及びダイオードの導通損失、スイッチング損失、スイッチのキャパシタンス、誘導子巻線のキャパシタンス、及びリード及びトレースのインダクタンスのような回路効果を含む回路の寄生要素によって引き起こされる。

【0007】

更に、特にブーストコンバータは、寄生作用影響を受け易く、高効率の作動が低い昇圧

50

比、例えば、1 : 2又は1 : 3を必要とすることは従来技術で公知である。1 : 10又はそれよりも大きい範囲のような高い昇圧比は、例えば、N. Mohan、T. Undeland、W. Robbins著「電力電子工学：コンバータ、用途、及び設計 (Power electronics: converters, applications, and design)」、Wiley、1995年に説明されているように、コスト及び効率の制約条件を踏まえると全く非実用的である。

【0008】

B. Buti、P. Bartal、I. Nagy著「共振周波数よりも上で作動する共振ブーストコンバータ (Resonant boost converter operating above its resonant frequency)」、EPE、ドレスデン、2005年は、共振DC-DC電力コンバータの例であり、共振タンクがその共振周波数で励起され、変圧器を用いずに高い昇圧/降圧変換比が得られる。Hブリッジベースの共振DC-DC電力コンバータは、(D. Jovcic著「MWサイズ用途のための昇圧MWdc-dcコンバータ (Step-up MW dc-dc converter for MW size applications)」、Institute of Engineering Technology、論文IET-2009-407)によって提案されており、かつ拡張モジュール性に向けてA. Abbas及びP. Lehnによって修正されている(A. Abbas、P. Lehn著「dcからdcへの高電圧コンバータのための電力電子回路 (Power electronic circuits for high voltage dc to dc converters)」、トロント大学、発明開示RIS#10001913、2009-03-31)。

10

20

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0009】

【非特許文献1】N. Mohan、T. Undeland、W. Robbins著「電力電子工学：コンバータ、用途、及び設計 (Power electronics: converters, applications, and design)」、Wiley、1995年

【非特許文献2】B. Buti、P. Bartal、I. Nagy著「共振周波数よりも上で作動する共振ブーストコンバータ (Resonant boost converter operating above its resonant frequency)」、EPE、ドレスデン、2005年

30

【非特許文献3】D. Jovcic著「MWサイズ用途のための昇圧MWdc-dcコンバータ (Step-up MW dc-dc converter for MW size applications)」、Institute of Engineering Technology、論文IET-2009-407

【非特許文献4】A. Abbas、P. Lehn著「dcからdcへの高電圧コンバータのための電力電子回路 (Power electronic circuits for high voltage dc to dc converters)」、トロント大学、発明開示RIS#10001913、2009-03-31

40

【非特許文献5】R. Erickson、D. Maksimovic著「電力電子工学の基礎 (Fundamentals of Power Electronics)」、Kluwer Academic Publishers、2001年

【非特許文献6】P. Lehn著「高い入力対出力電圧変換比のための低スイッチ全数の共振dcdコンバータ (A low switch-count resonant dc/d converter circuit for high input-to-output voltage conversion ratios)」、トロント大学、発明開示RIS#10001968、2009-08-13

50

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

これらの従来技術のトポロジーにはいくつかの欠点がある。

【0011】

B. Buti、P. Bartal、I. Nagy 著「共振周波数よりも上で作動する共振ブーストコンバータ (Resonant boost converter operating above its resonant frequency)」、EPE、ドレスデン、2005年に開示されているコンバータは、正しく機能するのに、各々が半分の時間しか利用しない2つの完全又はほぼ完全に整合する誘導子を必要とする。完全な整合は、多くの用途において実施不能である。更に、誘導子が半分の時間しか利用しないということにより、回路の誘導要件が実質的に2倍になる。一般的に誘導子は、電力回路内で飛び抜けて最も高価な構成要素であるので、これは望ましくない。更に、B. Buti、P. Bartal、I. Nagy 著「共振周波数よりも上で作動する共振ブーストコンバータ (Resonant boost converter operating above its resonant frequency)」、EPE、ドレスデン、2005年は、正と負の両方の入力供給を必要とする。多くの場合にこの入力供給は利用不能である。

10

【0012】

D. Jovcic 著「MWサイズ用途のための昇圧MWdc-dcコンバータ (Step-up MW dc-dc converter for MW size applications)」、Institute of Engineering Technology、論文IET-2009-407、及びA. Abbas、P. Lehn 著「dcからdcへの高電圧コンバータのための電力電子回路 (Power electronic circuits for high voltage dc to dc converters)」、トロント大学、発明開示RIS#10001913、2009-03-31に開示されているコンバータは、4つの高電圧逆阻止スイッチングデバイスを使用する。中程度の周波数の用途 (約20kHz~100kHz) では、そのようなデバイスは容易に利用可能ではなく、従って、これらのデバイスは、絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (IGBT) とダイオード、又はMOSFETとダイオードの直列組合せから作成する必要がある。それによってシステムコストが更に増大するだけでなく、コンバータのデバイス導通損失もほぼ2倍になる。

20

30

【課題を解決するための手段】

【0013】

一態様では、本発明は、高い昇圧比のための共振dc-dcコンバータであり、高い昇圧比のための共振dc-dcコンバータは、低電圧フルブリッジ又はハーフブリッジdc-acコンバータと、共振タンクと、高電圧ac-dc整流器と、スイッチの両端の高電圧を維持することによって共振タンク内の電流を中断させるように作動可能である共振タンク内の高電圧制御可能スイッチとを含むことを特徴とする。

【0014】

別の態様では、本発明は、高い昇圧比のための共振dc-dcコンバータであり、高い昇圧比のための共振dc-dcコンバータは、低電圧dc-acコンバータと、共振タンクと、高電圧ac-dcコンバータと、以下のもの、すなわち、変圧器を用いない入力及び出力上の共通接地、及び共振タンク内の単一の高電圧制御可能スイッチのうちの1つ又はそれよりも多くとを含むことを特徴とする。

40

【0015】

更に別の態様では、本発明は、高い昇圧比のための共振dc-dcコンバータであり、高い昇圧比のための共振dc-dcコンバータは、低電圧dc-acコンバータと、共振タンクと、高電圧ac-dcコンバータと、共振タンク回路内の高電圧制御可能スイッチとを含むことを特徴とし、高い昇圧比のための共振dc-dcコンバータは、以下のもの、すなわち、(i)入力及び出力に対する共通接地平面、及び(ii)入力及び出力間の

50

変圧器のうちの1つ又はそれよりも多くを提供するように作動可能である。

【0016】

更に別の態様では、本発明は、高い昇圧比のための共振dc-dcコンバータであり、高い昇圧比のための共振dc-dcコンバータは、低電圧dc-acコンバータと、共振タンクと、高電圧ac-dcコンバータと、共振タンクの回路内の高電圧制御可能スイッチと、変圧器の使用を必要としない入力及び出力に対する共通接地平面とを含むことを特徴とする。

【0017】

別の態様では、本発明は、共振DC-DCコンバータであり、共振DC-DCコンバータは、高い入力対出力電圧変換を提供するように作動可能である無変圧器DC-DCコンバータ回路を含むことを特徴とし、無変圧器DC-DCコンバータ回路は、低電圧側のフルブリッジコンバータと、高電圧側の半波整流器と、入力及び出力の両方に対して共通である接地とを含む。

10

【0018】

更に別の態様では、本発明は、変圧器を有するDC-DCコンバータであり、変圧器を有するDC-DCコンバータは、共振タンクと、逆阻止なしの高電圧スイッチの両端の高電圧スイッチを維持することによって共振の高電圧阻止を実施するように変圧器を有するDC-DCコンバータの回路と共に作動可能である高電圧スイッチと、低電圧側のフルブリッジコンバータと、高電圧側の出力整流器とを含むことを特徴とする。

【0019】

別の態様では、本発明は、バイポーラ出力を供給する変圧器を有する共振DC-DC昇圧コンバータであり、DC-DC昇圧コンバータは、変圧器上の高電圧巻線と、以下のもの、すなわち、電流を正の出力電圧端子に供給するように作動可能な第1の半波整流器及び負の出力電圧端子から電流を引き出すように作動可能な第2の半波整流器を含む2つの半波整流器とを含むことを特徴とする。

20

【0020】

更に別の態様では、本発明は、(a)低電圧dc-acコンバータと、(b)共振タンクと、(c)高電圧ac-dcコンバータと、(d)共振タンク内の単一の高電圧制御可能スイッチとを含む高昇圧比に対して備えられた共振dc-dcコンバータである。本発明の実施形態では、単一の高電圧電圧制御可能スイッチは、同調して作動する2つの並列MOSFET又は直列MOSFETとすることができる。

30

【0021】

コンバータ回路は、変圧器を用いず実施することができる。変圧器は、望ましい場合に及び/又はシステム要件に従って含めることができる。例えば、電気絶縁の必要性は、変圧器の使用によって対処することができると考えられる。

【0022】

別の態様では、本発明は、(a)低電圧側のフルブリッジdc-acコンバータと、(b)高電圧側のハーフブリッジac-dcコンバータと、(c)入力及び出力の両方に共通である接地とを含む変圧器なしのDC-DCコンバータ回路を含む共振DC-DCコンバータであり、コンバータ回路は、高い入力対出力電圧変換を提供するように作動可能である。

40

【0023】

本発明の更に別の態様では、(a)低電圧側のフルブリッジ又はハーフブリッジdc-acコンバータと、(b)高電圧側のac-dc整流器と、(c)共振タンクと、(d)主共振タンク電流を中断させる高電圧スイッチとを含む変圧器を有するDC-DCコンバータ回路を含む共振DC-DCコンバータ回路を提供し、コンバータ回路は、高電圧スイッチが、逆阻止スイッチを用いて又は用いずに高電圧スイッチの両端で高電圧を維持することによって高電圧阻止を実施することを可能にするように作動可能である。

【0024】

この点に関して、本発明の少なくとも1つの実施形態を詳細に説明する前に、本発明は

50

、その用途において以下に続く説明に開示するか又は図面に例示する構成の詳細及び構成要素の配列に限定されないことは理解されるものとする。本発明は、他の実施形態が可能であり、かつ様々な方法で実施及び実行することができる。また、本明細書に使用する表現及び用語は説明目的のものであり、限定的なものとは見なすべきではないことは理解されるものとする。

【0025】

以下に続く本発明の詳細説明を吟味することにより、本発明は、より明快に理解され、本発明の目的が明らかになるであろう。そのような説明は、添付図面を参照する。

【0026】

図面には本発明の実施形態を一例として示している。本明細書及び図面は、例示目的のもの及び理解を助けるものでしかなく、本発明の制限の定義を意図したものではないことは明確に理解されるものとする。

10

【図面の簡単な説明】

【0027】

【図1】従来技術のバックコンバータを示す回路図である。

【図2】従来技術のブーストコンバータを示す回路図である。

【図3a】単一の高電圧スイッチを有する本発明のハーフブリッジ共振DC-DCコンバータの代表的な実施の図である。

【図3b】単一の高電圧スイッチを有する本発明のハーフブリッジ共振DC-DCコンバータの代表的な実施の図である。

20

【図3c】単一の高電圧スイッチを有する本発明のハーフブリッジ共振DC-DCコンバータの代表的な実施の図である。

【図4】単一の高電圧スイッチを有する本発明のフルブリッジ共振DC-DCコンバータの実施を示す回路図である。

【図5a】単一の高電圧スイッチ及び入力及び出力上の共通接地を有する本発明のフルブリッジ共振DC-DCコンバータの代表的な実施の図である。

【図5b】単一の高電圧スイッチ及び入力及び出力上の共通接地を有する本発明のフルブリッジ共振DC-DCコンバータの代表的な実施の図である。

【図5c】単一の高電圧スイッチ及び入力及び出力上の共通接地を有する本発明のフルブリッジ共振DC-DCコンバータの代表的な実施の図である。

30

【図5d】単一の高電圧スイッチ及び入力及び出力上の共通接地を有する本発明のフルブリッジ共振DC-DCコンバータの代表的な実施の図である。

【図6】MOSFETスイッチとIGBTスイッチの組合せを用いた図3aのハーフブリッジ共振DC-DCコンバータの特定の実施の図である。

【図7】作動時に図6の回路に付随する電圧波形及び電流波形の図である。

【図8】スナバダイオードが追加されてMOSFETスイッチとIGBTスイッチの組合せを用いる図5aのフルブリッジ共振DC-DCコンバータの特定の実施の図である。

【図9】作動時に図8の回路に付随する電圧波形及び電流波形の図である。

【図10a】入力及び出力に対する共通接地を有するが高電圧スイッチを持たない本発明のフルブリッジ共振DC-DCコンバータの代替的な実施を示す回路図である。

40

【図10b】入力及び出力に対する共通接地を有するが高電圧スイッチを持たない本発明のフルブリッジ共振DC-DCコンバータの代替的な実施を示す回路図である。

【図11a】変圧器を含む本発明の回路設計の代替的な実施の代表的な回路の図である。

【図11b】変圧器を含む本発明の回路設計の代替的な実施の代表的な回路の図である。

【図11c】変圧器を含む本発明の回路設計の代替的な実施の代表的な回路の図である。

【図12】スナバダイオードが追加されてMOSFETスイッチを用いる図11dの実施の図である。

【図13】作動時に図12の回路に付随する電圧波形及び電流波形の図である。

【発明を実施するための形態】

【0028】

50

本発明は、高い入力対出力電圧変換を提供するように作動可能な共振コンバータ回路設計である。特に、本発明は、高い入力対出力電圧変換を可能にし、高い効率の作動を提供する一連のコンバータ回路トポロジーを含むことができる。コンバータ回路トポロジーは、共振タンクと、タンク電流を中断させて、電力伝達量に対する制御を提供しながらゼロ電流及び/又はゼロ電圧スイッチングが提供されるほぼゼロ損失の「保持」状態をもたらすための手段とを含むことができる。特に、これらのコンバータ回路トポロジーは、ほぼゼロ損失の「保持」の持続時間を制御することによってエネルギー伝達を制御することができる。このエネルギー電力伝達制御は、単一の高電圧制御可能スイッチを用いて達成することができる。

【0029】

本発明は、低電力作動中の不要な循環電流を回避することができ、それによってタンク構成要素及び低電圧DC/ACコンバータ内の損失を低減し、更に低電圧DC/ACコンバータのゼロ電圧スイッチング及び低電圧DC/ACコンバータのゼロ電流スイッチングに基づいてスイッチング損失を低減する。また、タンク内の高電圧制御可能スイッチのゼロ電流スイッチングを提供することができ、それによってこのスイッチ自体のスイッチング損失を低く保つことができる。

【0030】

本明細書に説明するように、本発明は、高い入力対出力電圧変換を可能にし、高い効率の作動を提供するコンバータ回路トポロジーを呈示するいくつかの実施形態を有することができる。本明細書では、これらの実施形態の例を開示するが、当業者は、これらの例が本発明の範囲を限定することはなく、本発明の他の実施形態も可能であることを認識するであろう。

【0031】

明瞭化のために、本発明の開示では「低電圧」という用語を入力定格電圧と同等の定格電圧を有する成分を指すために用い、「高電圧」という用語を共振タンクコンデンサの両端に見られるピーク電圧レベルと同等又はそれよりも大きい定格電圧を有する成分を指すために使用する。

【0032】

本発明の実施形態では、ほぼゼロ損失の保持状態の適切な実施は、ゼロ電圧スイッチング又はゼロ電流スイッチングを回路内の全ての制御可能なスイッチに対して達成させることができる。

【0033】

本発明の実施形態は、高い入力対出力電圧変換比のコンバータに対して低い損失のコンバータ回路を提供することができる。

【0034】

本発明の回路設計は、様々な要素を含むことができる。一実施形態では、これらの要素は、(1)入力DC/ACコンバータ、(2)共振タンク、(3)タンク中断手段(本明細書に説明するスイッチ等)、及び(4)出力整流器を含むことができる。出力整流器は、例えば、出力ダイオード内の電流増大率を制限するフィルタ誘導子を含むことができる。入力DC/ACに関しては、当業者は、例えば、ハーフブリッジ型又はフルブリッジ型のインバータのようないくつかの異なる種類のインバータを適切なものとするすることができることを認識するであろう。更に、当業者は、出力整流器が、例えば、ハーフブリッジ整流器又はフルブリッジ整流器のようないずれかの出力整流器段を含むことができることを認識するであろう。本発明の一部の実施形態では、回路内で出力整流段の前に変圧器を含めることができる。

【0035】

本発明の一実施形態では、回路設計は、(1)フルブリッジDC/ACコンバータ、(2)2つのL構成要素及び1つのC構成要素から構成される共振タンク、(3)タンク中断スイッチ、及び(4)出力整流器段(フルブリッジ又はハーフブリッジ)を含む回路とすることができ、入力電圧と出力電圧の両方に対して共通である接地を設けることができ

10

20

30

40

50

る。回路は、変圧器を含んでも含まなくてもよい。フルブリッジ出力整流器が利用される本発明の実施形態では、変圧器を必要とする場合もある。変圧器を含む本発明の実施形態では、共振L構成要素を変圧器設計の中に統合することができる。そのような回路設計を含む本発明の可能な実施形態を図5 a から図5 d に示している。

【0036】

本明細書に説明するように、当業者は、本発明の実施形態が変圧器を含むことができ、又は無変圧器のものとして行うことができることを認識するであろう。本発明の実施形態内に変圧器を含めるという選択は、本発明の実施形態の回路仕様、又は他の優先度又は考察に基づくとすることができる。本明細書は、変圧器要素を含む本発明の実施形態と、変圧器要素を含まない、従って、無変圧器のものである本発明の実施形態との両方の一部の例を開示して説明する。

10

【0037】

図11 a、図11 b、及び図11 cは、付加的な巻線が主誘導子の磁気コアに追加され、従って、スイッチ S_x に対する電圧ストレスを低下させる代替的な実施を含む回路42、44、及び46それぞれである本発明の実施形態を示している。巻線の追加は、誘導子Lを絶縁された変圧器に変換することができ、それによって付加的な回路実施の選択肢が与えられる。図11 cに示す本発明の実施形態は、バイポーラ出力を供給することができ、それによって電圧をレベル V_2 の接地に維持しながら $2 \times V_2$ の差動出力を得ることが可能になる。

【0038】

図12に示すように、回路48は、図11 cに示す回路の1つの実際的な実施とすることができる。変圧器の励磁分岐は、主共振タンクインダクタンス「L」を与えることができる。適切な変圧器設計により、フィルタインダクタンス「 L_f 」を変圧器内に統合することができる。この統合は、変圧器を値「 L_f 」の漏れインダクタンスを有するように設計することによって行うことができる。図12に示すように、全てのスイッチは、MOSFETを用いて実施することができる。導通期間の終了時点における高電圧MOSFETの両端の過渡電圧を制限するために、スナバ回路を使用することができる。電圧 V_2 が高電圧MOSFETの定格電圧よりも低い場合には、スナバは、MOSFETのドレインから正の出力 V_2 への単一のダイオードで構成することができる。それによって通常スナバ回路内で失われるエネルギーを出力に伝達することを可能にすることができ、それによってほぼ無損失のスナバがもたらされる。それによって全体的なコンバータ効率を改善することができる。

20

30

【0039】

図13に示すように、本発明の実施形態は、図12のコンバータに対するゲート信号を重要な電圧及び電流の波形と共に含む特定の結果50を生成することができる。以下は、可能なスイッチングサイクル方法の説明である。

1. 時間0.900msにおいて、スイッチ S_1 、 S_{2p} 、及び S_x の導通によってサイクルを始めることができる。その後、正の電圧 V_{in} 及び正のタンク入力電流 I_1 によって見られるように、エネルギーを共振タンク内に伝達することができる。

2. タンク電流 I_1 がゼロに達すると、スイッチ S 及び S_{2p} を遮断することができ、その殆ど直後にスイッチ S_2 及び S_{1p} を導通させることができる。それによって電流が負になると同時に入力電圧の極性を負にすることができる。

40

3. S_1 及び S_{20} と同時にスイッチ S_x を遮断することができるが、MOSFET寄生ダイオードは、負の電流の導通を可能にすることができる。MOSFET導通チャンネル内の損失が寄生ダイオードの導通損失よりも低いと計算される場合には、導通損失を低減するためにMOSFETを負の電流パルスの持続時間にわたって導通状態に保たなければならない。

4. 電流がゼロに達すると、スイッチ S_x を遮断すべきである。それによってタンク電流を中断させることができ、回路が、コンバータ作動が休止されてほぼ無損失状態に保持されるほぼゼロ損失の「保持状態」に入ることを可能にすることができる。

50

5. 入力から出力への平均電力伝達量を制御するために、保持状態の持続時間を変更することができる。保持状態に続いて、別の類似の作動サイクルを続けることができる。

【0040】

共振タンクから出力への電力伝達は、正のdc出力に対して一度、負のdc出力に対して一度、期間毎に2度発生させることができる。正の出力に対する電力伝達は、スイッチS1及びS2pの導通の直後に発生させることができる。負の出力に対する電力伝達は、スイッチS1及びS1pの導通の直後に発生させることができる。

【0041】

本発明の一実施形態では、DC-ACコンバータに回路に単一の制御可能高電圧スイッチを有する(並列)共振タンクが続き、それにAC-DCコンバータが続く構成の回路を提供することができる。

10

【0042】

提案する「ハーフブリッジ浮遊タンク」共振DC-DCコンバータ構成を含む本発明の実施形態を図3a、図3b、及び図3cに3つの特定の代表的な実施に示している。図3aに示す本発明の実施形態は、出力フィルタ誘導子を含まない回路14とすることができる。図3aは、本発明の基本的な回路設計の概念を示しており、本発明によるハーフブリッジ浮遊タンクコンバータを提供している。図3bに示す本発明の実施形態は、出力フィルタ誘導子を含む回路16とすることができる。本発明の殆どの実施では、フィルタ誘導子を含むことは実際的な要件である。一般的には、フィルタ誘導子を追加するのに好ましい2つの場所が存在する。第1のものを図3bに例示している。第2のものを図3cに示しており、この図は、タンク内に統合されたフィルタ誘導子を含む回路18とすることができる本発明の実施形態を示している。

20

【0043】

図4に示すように、本発明の一実施形態では、回路20は、図3a、図3b、及び図3cに示す回路設計の「フルブリッジ浮遊タンク」構成とすることができる。図4は、図3a、図3b、及び図3cに示すコンバータの拡張とすることができる。当業者は、図4に示す回路20が、図5a、図5b、図5c、及び図5dにそれぞれ示す回路22、24、及び26と比較して、例えば、入力及び出力上の共通接地を欠く可能性があり、従って、多くの無変圧器用途に対して望ましくないものである可能性があることを認識するであろう。本発明の実施形態では、入力及び出力の両方の電圧供給源の接地を可能にするために、コンデンサとダイオード整流器の間に絶縁変圧器を追加することができる。

30

【0044】

図5a、図5b、図5c、及び図5dに示す本発明の実施形態は、本発明のフルブリッジ共振DC-DCコンバータの変形を表すことができ、単一の高電圧スイッチ、及び入力及び出力上の共通接地を含むことができる。より具体的には、図5aに示す本発明の実施形態は、誘導子電流を単一の高電圧スイッチ(Sx)によって切り換えることができる回路22とすることができる。図5bに示す本発明の実施形態は、コンデンサ電流を単一の高電圧スイッチ(Sx)によって切り換えることができる回路24とすることができる。図5cに示す本発明の実施形態は、図5aに示す回路22と類似の回路26とすることができる。図5cに示す回路26は、Sxによって切り換えることができる誘導子電流を含むことができ、かつフィルタ誘導子をタンク内に統合することができる。図5dに示す本発明の実施形態は、図5bに示す回路24と類似の回路28とすることができる。図5dに示す回路28は、Sxによって切り換えることができるコンデンサ電流を含むことができ、かつフィルタ誘導子をタンク内に統合することができる。

40

【0045】

図5a、図5b、図5c、及び図5dに示す本発明のDC-DCコンバータは、ハーフブリッジ回路の従来技術のフルブリッジ拡張と比較して、有意な非対称度を示す場合があることを理解すべきである。特に、この非対称性は、接地が非対称であること、入力スイッチ構成が非対称であること、及び出力段が非対称であることにおいて示される場合がある。

50

【 0 0 4 6 】

当業者は、本発明の他の変形及び実施形態が可能であることを認識するであろう。例えば、本発明の実施形態は、最先端の逆阻止 I G B T デバイスを使用することができ、この場合は S x を排除することができるが、S 1 及び S 2 の各々は、高電圧逆阻止 I G B T で構成する必要がある場合がある。本発明のそのような実施形態は、タンク内と出力回路内とで厳密に同じ電圧波形及び電流波形をもたらすことができる。多くの他の変形が可能である。

【 0 0 4 7 】

本発明の実施形態では、回路設計は、高電圧スイッチが逆阻止のものである必要はなく、従って、例えば、サイリスタ（スイッチング周波数を過度に低い値に制限する）又は M O S F E T - ダイオードの直列組合せ / I G B T - ダイオードの直列組合せの代わりに、M O S F E T 又は I G B T を使用することができるようなものとすることができる。

10

【 0 0 4 8 】

また、本発明の実施形態では、以下により詳しく説明するように、回路設計は、電気浮遊タンクを使用することができる。

【 0 0 4 9 】

以下に本発明のある一定の態様をより詳細に説明するが、これらの詳細内容は、本発明の範囲を何らかの形に限定するものとしてではなく、本発明の実施形態の例として読解すべきである。

【 0 0 5 0 】

ハーフブリッジ浮遊タンクコンバータ

本発明の実施形態には、ハーフブリッジ浮遊タンクコンバータを含めることができる。本発明のそのような実施形態では、使用されるスイッチの種類及びタンク回路内での高電圧スイッチ（S x）の場所 / 向きに基づいて、スイッチング処理を若干変更することができる。本明細書では、本発明の実施形態に対して使用すべき可能なスイッチング処理の説明は、図 6 に示すように S 1 及び S 2 が M O S F E T を用いて実施され、S x が高電圧 I G B T を用いて実施されるトポロジー 3 0 を参照して提供する。

20

【 0 0 5 1 】

本発明の一実施形態では、図 7 に示すように、この実施形態の使用波形結果 3 2 は、ハーフブリッジ浮遊タンクコンバータに付随する特定の電圧波形及び電流波形を示す場合がある。例えば、コンバータは、誘導子電流が連続的に振動するのではなく、単一の高電圧スイッチ S x によって各期間に一度中断されるモードで作動させることができる。

30

【 0 0 5 2 】

回路の作動の例は、以下の通りとすることができる。

1 . S 1 及び S x を L C 共振振動の 1 つのサイクルを開始するように始動することができる。I G B T (S x) の所定の向きに対して、コンデンサ電圧に対する初期条件を約 - V 2 とすることができる。

2 . サイクルの半分に対して電流 I 1 を正とすることができ、入力電圧 V i n を正とすることができ、エネルギーが回路内に伝達される。

3 . V c g が V 2 に達すると、出力ダイオードは導通し、I 1 を出力に伝達することができ、出力電力伝達が完了する（出力電流の急激な増大率は、出力ダイオード又はタンクコンデンサのいずれかと直列で配置される付加的な電流変化率制限誘導子の導入によって低減することができる）。

40

4 . 入力電流のゼロ交差において S 1 を遮断し、S 2 を導通させることができる。この時点で出力ダイオードを遮断することができ、I G B T 逆導通ダイオードを導通させることができる。それによってタンクの振動を継続することが可能になり、それによって次のサイクルへの準備としてコンデンサが - V 2 まで再充電される。

5 . 電流 I 1 が再度正になることを試行する時に、I G B T は、「オフ」状態にすることができ、従って、電流のゼロ交差においてタンクの振動が中断される。

6 . 次に、新しいエネルギーパルスを必要とするまで、回路を「保持状態」にすることが

50

できる。

【0053】

共通接地を有するフルブリッジ浮遊タンクコンバータ

本発明の実施形態は、共通接地を有するフルブリッジ浮遊タンクコンバータを含むことができる。本発明のそのような実施形態では、使用されるスイッチの種類及びタンク回路内での高電圧スイッチ（ S_x ）の場所／向きに基づいて、スイッチング処理を若干変更することができる。共通接地を有するフルブリッジ浮遊タンクコンバータを含む本発明の一実施形態は、図8に示すように、4つのスイッチ S_1 、 S_{1p} 、 S_2 、及び S_{2p} がMOSFETを用いて実施され、 S_x が高電圧IGBTを用いて実施されるトポロジー34を含むことができる。共通接地を有するフルブリッジ浮遊タンクコンバータを含む本発明の実施形態では、導通期間の終了時点における高電圧MOSFETの両端の過渡電圧を制限するために、スナバ回路を使用することができる。スナバは、IGBTのコレクターから出力への単一のダイオードで構成することができる。それによって通常スナバ回路内で失われるエネルギーを出力に伝達することを可能にすることができ、それによってほぼ無損失のスナバがもたらされる。本発明のそのような実施形態は、全体的なコンバータ効率を改善することができる。

10

【0054】

本発明の一実施形態では、図9に示すように、実施形態の使用波形結果36は、共通接地を有するこのフルブリッジ浮遊タンクコンバータに付随する特定の電圧波形及び電流波形を示す場合がある。コンバータは、誘導子電流が連続的に振動するのではなく、単一の高電圧スイッチ S_x によって各期間に一度中断されるモードで作動させることができる。

20

【0055】

回路の作動の例は、以下の通りとすることができる。

1. IGBT（ S_x ）の所定の向きに対して、 S_1 、 S_{2p} 、及び S_x をLC共振振動の1つのサイクルを開始するように始動することができる。
2. サイクルの半分に対して電流 I_1 を正とすることができ、入力電圧 V_{in} を正とすることができ、エネルギーが回路内に伝達される。
3. I_1 がゼロを交差すると、 S_1 、 S_{2p} を遮断することができ、 S_2 及び S_{1p} を導通させることができる。負の I_1 の間のいずれかの時点でスイッチ S_x を無損失で遮断することができ、これは、電流が逆並列ダイオード内を流れていることによる。
4. V_{cg} が V_2 に達すると、電力を出力に伝達し始めることができる。この伝達は、電流 I_2 がゼロに減衰するまで継続させることができる。
5. 次に、新しいエネルギーパルスを必要とするまで、コンデンサー電圧を「保持状態」にすることができる。

30

【0056】

共通接地及びシリコンカーバイドデバイスを有するフルブリッジコンバータ

本発明の実施形態は、多くの用途において必要とされるように入力及び出力上の共通接地を維持しながら、変圧器を使用することなく、タンク電流の正と負の両方の半サイクル中にエネルギーを伝達するように作動可能である共通接地を有するフルブリッジ浮遊タンクコンバータを含むことができる。この回路内の S_x の目的は、ゼロ電流／ゼロ電圧スイッチングを提供しながら、依然として電力伝達量に対する制御を与えることとすることができる。従って、電力伝達量に対する制御を与えると同時に、ほぼゼロのスイッチング損失を得ることができる。

40

【0057】

シリコンカーバイドスイッチングデバイスはより費用効果的になるので、最終的には S_x を排除することを価値のあることとすることができる。それにも関わらず、タンク電流の正と負の両方の半サイクル中にエネルギーを伝達することができる共通接地構成は、依然として望ましい場合がある。図10a及び図10bの電流トポロジー38及び40は、これを提供するものである。これらのトポロジーは、図5a及び図5cに示す回路設計に関連する場合がある。シリコンカーバイドデバイスは、非常に低いスイッチング損失（特に

50

、ダイオード逆回復電流の除去)をもたらすことができるので、効率に悪影響を及ぼすことなく、ゼロ電流/ゼロ電圧スイッチングを維持する段階を犠牲にすることができる。この場合、電力伝達は、他の共振コンバータにおいて一般的であるように、周波数制御によって達成することができ、R. Erickson、D. Maksimovic 著「電力電子工学の基礎 (Fundamentals of Power Electronics)」、Kluwer Academic Publishers、2001年を参照されたい。

【0058】

R. Erickson、D. Maksimovic 著「電力電子工学の基礎 (Fundamentals of Power Electronics)」、Kluwer Academic Publishers、2001年に概説されているように、共通接地を有するフルブリッジコンバータは、従来の共振コンバータと比較して重要な利点をもたらすことができる。特に、共通接地を有するフルブリッジコンバータを含む本発明の実施形態のトポロジーは、高い昇圧比と共に入力及び出力における共通接地をもたらすことができ、タンク電流の正と負の両方の半サイクルの間のタンク内への電力伝達をもたらすことができる。

10

【0059】

本発明の実施形態の例及びこれらの実施形態がもたらす従来技術に優る利点として、2つの主要な回路配列(ハーフブリッジ浮遊タンクコンバータ、及び共通接地を有するフルブリッジ浮遊タンクコンバータ)の特定の特徴の従来技術に優る利点を以下に説明する。当業者は、以下に解説する特徴及び利点が、一例として提供しているものに過ぎず、他の実施形態及び利点も同様に可能であることを認識するであろう。

20

【0060】

ハーフブリッジ浮遊タンクコンバータ

ハーフブリッジ浮遊タンクコンバータを含む本発明の実施形態は、従来技術に優る特定の利点をもたらすことができる。これらの利点のうちの一部は、以下のものを含む。

1. A. Abbas、P. Lehn 著「dcからdcへの高電圧コンバータのための電力電子回路 (Power electronic circuits for high voltage dc to dc converters)」、トロント大学、発明開示RIS#10001913、2009-03-31の回路、又はD. Jovcic 著「MWサイズ用途のための昇圧MWdc-dcコンバータ (Step-up MW dc-dc converter for MW size applications)」、Institute of Engineering Technology、論文IET-2009-407の回路と比較して、本発明のハーフブリッジ回路は、Sxとラベル付けしている1つの高電圧デバイスしか用いないとすることができる。更に、Sxは、逆阻止デバイスとする必要はない場合がある。

30

2. 本発明の実施形態では、単一の高電圧スイッチは、コンバータの共振作動を中断するように作動可能にすることができ、それによってエネルギー伝達が制御される。

3. 本発明の実施形態では、低電圧構成要素のみを用いてS1及びS2を実施することができ、損失が低減する。

40

4. B. Buti、P. Bartal、I. Nagy 著「共振周波数よりも上で作動する共振ブーストコンバータ (Resonant boost converter operating above its resonant frequency)」、EPE、ドレスデン、2005年と比較すると、本発明の実施形態は、単一の電力源及び単一のタンク誘導子しか必要としないとすることができる。

5. 本発明の実施形態は、入力AC/DCコンバータのゼロ電流ゼロ電圧スイッチングを可能にすることができる。

【0061】

共通接地を有するフルブリッジ浮遊タンクコンバータ

共通接地を有するフルブリッジ浮遊タンクコンバータを含む本発明の実施形態は、従来

50

技術に優る特定の利点をもたらすことができる。これらの利点のうちの一部は、以下のものを含む。

1. A. Abbas, P. Lehn 著「dc から dc への高電圧コンバータのための電力電子回路 (Power electronic circuits for high voltage dc to dc converters)」、トロント大学、発明開示 R I S # 1 0 0 0 1 9 1 3、2 0 0 9 - 0 3 - 3 1 の回路、又は D. Jovcic 著「MW サイズ用途のための昇圧 MW dc - dc コンバータ (Step-up MW dc - dc converter for MW size applications)」、Institute of Engineering Technology、論文 I E T - 2 0 0 9 - 4 0 7 の回路と比較して、本発明の実施形態の回路は、図 3 a、図 3 b、図 3 c、及び図 3 d に示すように S x とラベル付けしている 1 つの高電圧デバイスのみを用いて作動させることができる。更に、S x は、逆阻止デバイスとする必要はない場合がある。

10

2. P. Lehn 著「高い入力対出力電圧変換比のための低スイッチ全数の共振 dc/dc コンバータ (A low switch-count resonant dc/dc converter circuit for high input-to-output voltage conversion ratios)」、トロント大学、発明開示 R I S # 1 0 0 0 1 9 6 8、2 0 0 9 - 0 8 - 1 3 の回路、又は本発明のハーフブリッジ回路と比較すると、本発明の実施形態のフルブリッジ DC - DC コンバータは、タンク電流の正と負の両方の半サイクル中に電力源からタンクにエネルギーを伝達することができるので、ほぼ 2 倍の電力伝達を可能にすることができる。

20

3. 本発明の実施形態は、入力 ac/dc コンバータのゼロ電流/ゼロ電圧スイッチングを可能にすることができる。

4. 本発明の実施形態では、入力電圧供給源と出力電圧供給源の間に共通接地を設けることができる。

5. 本発明の実施形態では、単一の高電圧スイッチは、コンバータの共振作動を中断するように作動可能にすることができ、それによってエネルギー伝達が制御される。

【0062】

当業者は、本発明の技術の多くの実施が可能であることを認識するであろう。本発明の実施形態の回路設計は、モジュール構造を提供することができ、従って、上述のような設計の機能を可能にしながら、構成要素を追加又は削除することができる。例えば、本発明の DC - DC コンバータの特定のな実施形態は、無変圧器のものとしてすることができる。本発明の他の実施形態では、図 4 に示す回路のような回路内に変圧器を含むことを望ましいとすることができる。例えば、図 4 に示す回路内の共振タンク誘導子とダイオード整流器の間、又は共振タンクコンデンサーとダイオード整流器の間のいずれかに変圧器を含めることができる。また、本発明の一部の実施形態において S x の使用を説明したが、この構成要素は、例えば、最先端の逆阻止 IGBT デバイスを使用することによって排除ことができ、この場合、S 1 及び S 2 の各々は、高電圧逆阻止 IGBT で構成することが必要になる。

30

【0063】

当業者は、本発明の実施形態において本明細書に説明して図示したトポロジーの特定のな態様は、これらのトポロジーの本質、本質的な要素、及び本質的な機能から逸脱することなく修正することができることを認識するであろう。例えば、図 1 1 (b) に示す回路設計 4 2 では、L f と C が、いずれの midpoint も伴わずに直列にある場合に、L f と C を交換することを可能にすることができる。同様に、変圧器との併用時には、同じ目的を実現するために、幾つもの公知の出力巻線及び整流器の構成を適用することができる。

40

【0064】

本発明の一実施形態では、例えば、図 1 0 (b) に示すようなスイッチング要素は、シリコンカーバイドデバイスを使用することができる。スイッチングは、タンク回路への + V 1 と - V 1 の間の矩形波電圧スイッチングを可能にするように実施することができる。

50

矩形波電圧を供給するように実施されるスイッチングは、タンク回路への + V 1 と 0 の間（又は 0 と - V 1 の間）のスイッチングとすることができる。タンク入力電圧スイッチングは、定格電力の近くで作動する時にかつ低電力下で + V 1 と 0 の間（又は 0 と - V 1 の間）で作動する時に、+ V 1 と - V 1 の間で発生させることができる。代替的に、この段落に説明している要素は、誘導子 L f が出力経路に移動される（図 1 0 a に示すように）トポロジーに対して使用することができる。

【 0 0 6 5 】

本明細書に説明する実施形態の他の変形を本発明の範囲から逸脱することなく実施することができることは、当業者によって認められるであろう。従って、他の修正も可能である。当業者は、説明した DC - DC コンバータ技術に対して多くの用途が存在することを認識するであろう。本発明の DC - DC コンバータは、高い入力対出力電圧変換を提供する多くの構成要素に対する効率的で廉価な代替を提供することができる。更に、本発明の実施形態である高い増幅比を有する DC - DC コンバータは、再生可能 / 代替エネルギー用途において固定電圧の DC バスを作成するのに使用することができる。

10

【 符号の説明 】

【 0 0 6 6 】

1 0 バックコンバータ

【 図 1 】

10

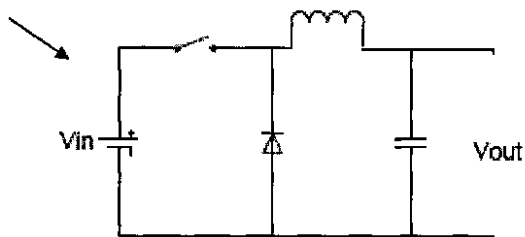


FIG. 1
PRIOR ART

【 図 2 】

12

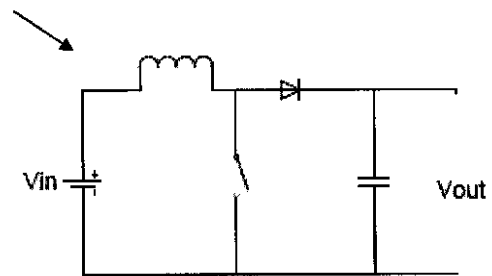


FIG. 2
PRIOR ART

【 図 3 (a) 】

14

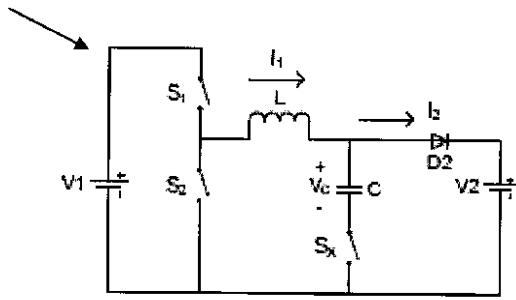


FIG. 3(a)

【 図 3 (b) 】

16

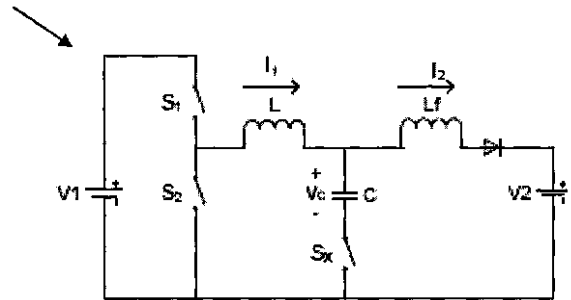


FIG. 3(b)

【 図 3 (c) 】

18

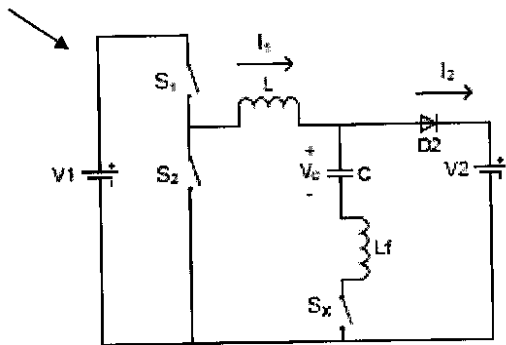


FIG. 3(c)

【 図 5 (a) 】

22

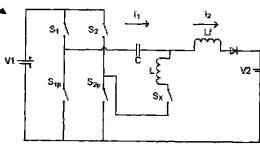


FIG. 5(a)

【 図 5 (b) 】

24

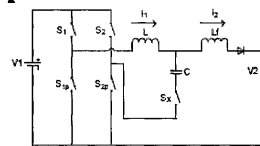


FIG. 5(b)

【 図 4 】

20

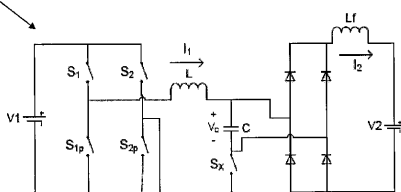


FIG. 4

【 図 5 (c) 】

26

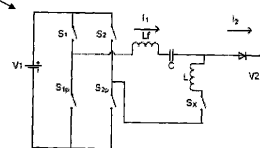


FIG. 5(c)

【 図 5 (d) 】

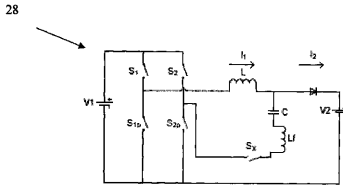


FIG. 5(d)

【 図 6 】

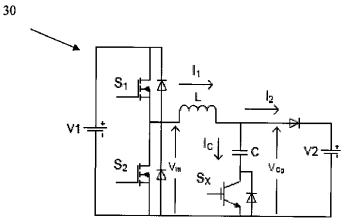


FIG. 6

【 図 7 】

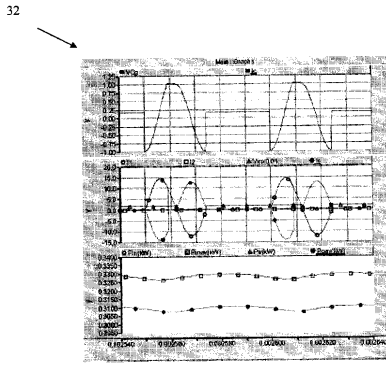


FIG. 7

【 図 8 】

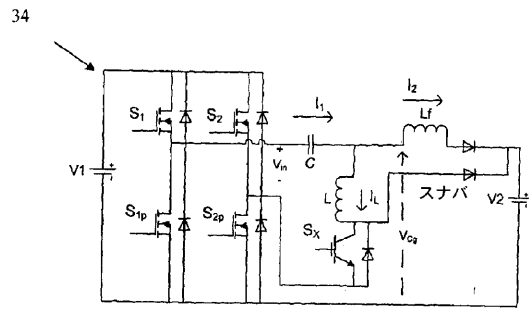


FIG. 8

【 図 9 】

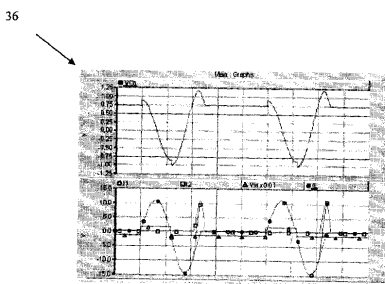


FIG. 9

【 図 11 (a) 】

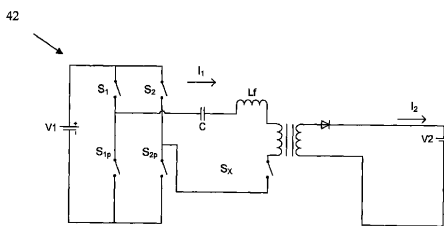


FIG. 11(a)

【 図 10 (a) 】

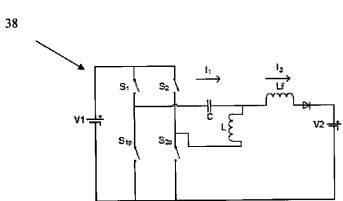


FIG. 10(a)

【 図 11 (b) 】

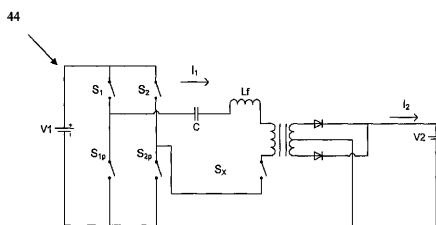


FIG. 11(b)

【 図 10 (b) 】

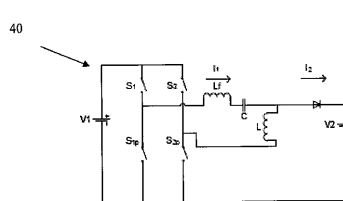


FIG. 10(b)

【 図 1 1 (c) 】

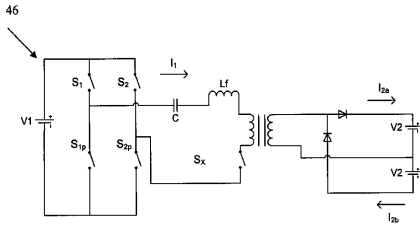


FIG. 11(c)

【 図 1 2 】

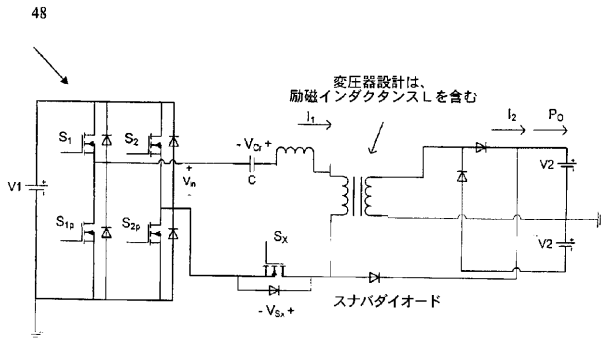


FIG. 12

【 図 1 3 】

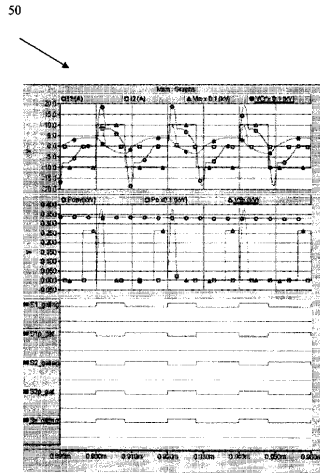


FIG. 13

【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/CA2011/000185															
<p>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC: H02M 3/24 (2006.01) , H02M 3/305 (2006.01) , H02M 3/335 (2006.01) According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC</p>																	
<p>B. FIELDS SEARCHED</p> <p>Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) H02M 3/24 (2006.01) , H02M 3/305 (2006.01) , H02M 3/335 (2006.01) , H02M* (2006.01)</p> <p>Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched</p> <p>Electronic database(s) consulted during the international search (name of database(s) and, where practicable, search terms used) Databases searched: Canadian Patent Database, TotalPatent, European Patent Database (EPOQUE), Abstracts of Japan, US Patent Database, WIPO-PCT Publications (Full text) and IEEE publications:</p> <p>Keywords: resonant, (dc-dc or "dc to dc"), "high voltage," converter, "tank circuit," "common ground," rectifier, switch.</p>																	
<p>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</p> <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="width: 10%;">Category*</th> <th style="width: 60%;">Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages</th> <th style="width: 30%;">Relevant to claim No.</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="text-align: center;">X</td> <td>US2009/0034298A1 (Liu et al.), 05 February 2009 (05-02-2009) -see abstract</td> <td style="text-align: center;">1 - 19</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">A</td> <td>-see paras. [0017, 0032, 0034, 0042]; -see figs. 4, 9; -see whole document.</td> <td></td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">A</td> <td>US6,370,050 (Peng et al.), 09 April 2002 (09-04-2002) -see abstract -see figs. 6, 9; -see whole document.</td> <td style="text-align: center;">1 - 19</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">A</td> <td>WO2009/109902 (Hattrup et al.), 11 September 2009 (11-09-2009) -see abstract -see fig. 4. -see whole document.</td> <td style="text-align: center;">1 - 19</td> </tr> </tbody> </table>			Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.	X	US2009/0034298A1 (Liu et al.), 05 February 2009 (05-02-2009) -see abstract	1 - 19	A	-see paras. [0017, 0032, 0034, 0042]; -see figs. 4, 9; -see whole document.		A	US6,370,050 (Peng et al.), 09 April 2002 (09-04-2002) -see abstract -see figs. 6, 9; -see whole document.	1 - 19	A	WO2009/109902 (Hattrup et al.), 11 September 2009 (11-09-2009) -see abstract -see fig. 4. -see whole document.	1 - 19
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.															
X	US2009/0034298A1 (Liu et al.), 05 February 2009 (05-02-2009) -see abstract	1 - 19															
A	-see paras. [0017, 0032, 0034, 0042]; -see figs. 4, 9; -see whole document.																
A	US6,370,050 (Peng et al.), 09 April 2002 (09-04-2002) -see abstract -see figs. 6, 9; -see whole document.	1 - 19															
A	WO2009/109902 (Hattrup et al.), 11 September 2009 (11-09-2009) -see abstract -see fig. 4. -see whole document.	1 - 19															
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C.		<input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.															
<p>* Special categories of cited documents :</p> <p>"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date</p> <p>"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p>	<p>"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>"&" document member of the same patent family</p>																
Date of the actual completion of the international search 13 May 2011 (13-05-2011)	Date of mailing of the international search report 24 May 2011 (24-05-2011)																
Name and mailing address of the ISA/CA Canadian Intellectual Property Office Place du Portage I, C114 - 1st Floor, Box PCT 50 Victoria Street Gatineau, Quebec K1A 0C9 Facsimile No.: 001-819-953-2476	Authorized officer Rajiv Agarwal (819) 997-2304																

INTERNATIONAL SEARCH REPORTInternational application No.
PCT/CA2011/000185**Box No. II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 2 of the first sheet)**

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons :

1. Claim Nos. :
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely :

2. Claim Nos. :
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically :

3. Claim Nos. :
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box No. III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows :

Group I: Claims 1-4, 7-11 and 13-15 are directed to a transformerless resonant dc-dc converter comprising a dc-ac converter, a resonant tank circuit, an ac-dc rectifier and a controllable switch.

Group II: Claims 5-6, 12 and 16-19 are directed to a resonant dc-dc converter with a transformer and further comprising a resonant tank circuit, a plurality of rectifiers and a high voltage switch.

1. As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.

2. As all searchable claims could be searched without effort justifying additional fees, this Authority did not invite payment of additional fees.

3. As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claim Nos. :

4. No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claim Nos. :

- Remark on Protest** The additional search fees were accompanied by the applicant's protest and, where applicable, the payment of a protest fee.
- The additional search fees were accompanied by the applicant's protest but the applicable protest fee was not paid within the time limit specified in the invitation.
- No protest accompanied the payment of additional search fees.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CA2011/000185

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US5,875,103 (Bhagwat et al.), 23 February 1999 (23-02-1999) -see abstract -see fig. 5. -see whole document.	1 - 19

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CA2011/000185

Patent Document Cited in Search Report	Publication Date	Patent Family Member(s)	Publication Date
US2009/0034298A1	05 February 2009 (05-02-2009)	None	
US6,370,050	09 April 2002 (09-04-2002)	None	
WO2009/109902	11 September 2009 (11-09-2009)	CN101960708A EP2263302A2 US2011002445A1 WO2009109902A3	26 January 2011 (26-01-2011) 22 December 2010 (22-12-2010) 06 January 2011 (06-01-2011) 05 November 2009 (05-11-2009)
US5,875,103	23 February 1999 (23-02-1999)	None	

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW

(74)代理人 100109335

弁理士 上杉 浩

(72)発明者 レーン ピーター ヴァルダマー

カナダ エム5エヌ 1エヌ7 オンタリオ トロント ヒルハースト ブールヴァード 155
Fターム(参考) 5H730 AA14 AS04 BB11 BB13 BB14 BB26 BB27 BB37 BB65 BB75
DD03 DD04 EE02 EE07