

(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2018-530985

(P2018-530985A)

(43) 公表日 平成30年10月18日(2018.10.18)

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

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 30 頁)

(21) 出願番号 特願2018-519415 (P2018-519415)
 (86) (22) 出願日 平成28年10月13日 (2016.10.13)
 (85) 翻訳文提出日 平成30年4月25日 (2018.4.25)
 (86) 国際出願番号 PCT/EP2016/074641
 (87) 国際公開番号 W02017/064220
 (87) 国際公開日 平成29年4月20日 (2017.4.20)
 (31) 優先権主張番号 1559844
 (32) 優先日 平成27年10月16日 (2015.10.16)
 (33) 優先権主張国 フランス (FR)

(71) 出願人 517123977
 ヴアレオ システムズ デ コントロール
 モトゥール
 フランス国 95892 セルジー ポン
 トワーズ, ビービー 68532 セデッ
 クス, アヴェニュー デ ブギンヌ 14
 (74) 代理人 110002572
 特許業務法人平木国際特許事務所
 (72) 発明者 デ ソウザ, ルイス
 フランス国 95670 エラニー シュ
 ル オワーズ, ラ ダンヌ プルンヌ 5
 Fターム(参考) 5H730 AA15 AS01 BB26 BB72 DD04
 EE07 EE13 FD01 FD31 FG09
 ZZ16

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 絶縁DC/DCコンバータ

(57) 【要約】

本発明は、絶縁回路(3)を備えた絶縁DC/DCコンバータ(1)であって、前記絶縁回路(3)は：

一第2スイッチ(MA2)と直列接続された第1スイッチ(MA1)を有する第1アーム(A)；

一少なくとも1つの絶縁バリアによって分離された2つの主回路(101、101')と1つの副回路(102)を有する磁気部品(100)であって、前記磁気部品(100)は、前記絶縁DC/DCコンバータに対する入力電圧(Ve)を出力電圧(Vo)へ変換している間に、前記主回路(101、101')から前記副回路(102)への変圧器として動作するとともに、前記主回路(101、101')におけるエネルギーを蓄積するインピーダンスとして動作するように構成されている、磁気部品(100)；

を有し、

一前記第1アーム(A)は、前記2つのスイッチ(MA1、MA2)と直列接続され前記2つのスイッチ(MA1、MA2)の間に配置された第1キャパシタンス(C1)を有し、

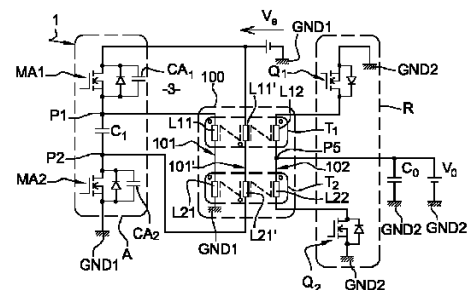


Fig. 2

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

絶縁回路 (3) を備えた絶縁 DC / DC コンバータ (1) であって、前記絶縁回路 (3) は：

－第 2 スイッチ (MA 2) と直列接続された第 1 スイッチ (MA 1) を有する第 1 アーム (A) ；

－少なくとも 1 つの絶縁バリアによって分離された 2 つの主回路 (101、101') と 1 つの副回路 (102) を有する磁気部品 (100) であって、前記磁気部品 (100) は、前記絶縁 DC / DC コンバータに対する入力電圧 (Ve) を出力電圧 (Vo) へ変換している間に、前記主回路 (101、101') から前記副回路 (102) への変圧器として動作するとともに、前記主回路 (101、101') におけるエネルギーを蓄積するインピーダンスとして動作するように構成されている、磁気部品 (100) ；

を有し、

－前記第 1 アーム (A) は、前記 2 つのスイッチ (MA 1、MA 2) と直列接続され前記 2 つのスイッチ (MA 1、MA 2) の間に配置された第 1 キャパシタンス (C 1) を有し、

－前記 2 つの主回路の一方である第 2 主回路 (101') は、前記第 1 アーム (A) の第 1 終端部と、前記接続点である第 2 接続点 (P 2) との間に接続されており、前記第 2 接続点 (P 2) は、前記第 1 アーム (A) の前記第 2 スイッチ (MA 2) と前記第 1 キャパシタンス (C 1) との間の接続点であり、前記第 1 アーム (A) の前記第 1 終端部は、前記第 1 キャパシタンス (C 1) に対して接続されていない前記第 1 スイッチ (MA 1) の端部に対応し、

前記主回路の他方である第 1 主回路 (101) は、前記第 1 アーム (A) の第 2 終端部と、前記接続点である第 1 接続点 (P 1) との間に接続されており、前記第 1 接続点 (P 1) は、前記第 1 スイッチ (MA 1) と前記第 1 キャパシタンス (C 1) との間の接続点であり、前記第 1 アーム (A) の前記第 2 終端部は、前記第 1 キャパシタンス (C 1) に対して接続されていない前記第 2 スイッチ (MA 2) の端部に対応する

ことを特徴とするコンバータ。

【請求項 2】

前記磁気部品 (100) は、

－前記コンバータの動作期間の第 1 部分において、各前記主回路 (101、101') の第 1 部分 (L 11、L 11') は前記副回路 (102) の第 1 部分 (L 12) に対してエネルギーを伝搬し、各前記主回路 (101、101') の第 2 部分 (L 21) はエネルギーを蓄積するインダクタンスを生成し；

－前記コンバータの動作期間の第 1 部分において、各前記主回路 (101、101') の前記第 2 部分 (L 21、L 21') は前記副回路 (102) の第 2 部分 (L 22) に対してエネルギーを伝搬し、各前記主回路 (101、101') の前記第 1 部分 (L 11、L 11') はエネルギーを蓄積するインダクタンスを生成する

ように構成されている

ことを特徴とする請求項 1 記載のコンバータ。

【請求項 3】

前記絶縁回路 (3) の入力は、前記第 1 アーム (A) の前記第 1 終端部である

ことを特徴とする請求項 1 または 2 記載のコンバータ。

【請求項 4】

前記コンバータは、前記第 1 アーム (A) の前記第 1 終端部に接続されるとともに、前記第 1 アーム (A) に対して伝搬される電圧 (U) を調整するように構成された、レギュレータ回路 (2) を備え、

前記レギュレータ回路 (2) は、前記第 1 アーム (A) に対して伝搬される電圧 (U) を変更することにより、前記絶縁 DC / DC コンバータの前記出力電圧 (Vo) を制御するように構成されており、このとき前記第 1 アーム (A) のデューティサイクル (α_A)

は実質的に一定である

ことを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれか 1 項記載のコンバータ。

【請求項 5】

第 2 キャパシタンス (C 2) が、前記第 1 アーム (A) の前記第 1 終端部と前記第 1 アーム (A) の前記第 2 終端部との間に接続されている

ことを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれか 1 項記載のコンバータ。

【請求項 6】

前記コンバータは：

一直列接続された第 1 スイッチ (MB 1) と第 2 電子素子 (MB 2、DB) を有する第 2 アーム (B) であって、前記第 2 電子素子 (MB 2、DB) の自由端は前記第 1 アーム (A) の前記第 2 終端部に接続されている、第 2 アーム (B)；

前記第 2 接続点 (P 2) と第 3 接続点 (P 3) との間に接続されたインダクタンス (L 3) であって、前記第 3 接続点 (P 3) は、前記第 2 アーム (B) の前記第 1 スイッチに近い前記第 2 電子素子 (MB 2、DB) の端部に対応する、インダクタンス (L 3)；

前記第 1 アーム (A) の前記第 1 終端部と前記第 1 アーム (A) の前記第 2 終端部との間に接続された第 2 キャパシタンス (C 2)；

を備え、

前記第 2 電子素子は、第 2 スイッチ (MB 2) またはカソードが前記第 3 接続点 (P 3) に接続されたダイオード (DB) であり、

前記第 2 アーム (B) のスイッチの開閉動作が連続することにより、入力電圧 (V e) は前記磁気部品 (100) によって出力電圧 (V o) に変換される

ことを特徴とする請求項 1 または 2 記載のコンバータ。

【請求項 7】

前記第 2 アーム (B) は、前記インダクタンス (L 3) を流れる信号の電気パラメータ (I') を変更することにより、前記絶縁 DC/DC コンバータ (1) の出力電圧 (V o) を制御するように構成されている

ことを特徴とする請求項 1 から 6 のいずれか 1 項記載のコンバータ。

【請求項 8】

前記電気パラメータは平均電流 (I') である

ことを特徴とする請求項 7 記載のコンバータ。

【請求項 9】

前記第 1 アーム (A) は、デューティサイクルが公称値 (α_N) を有し、前記インダクタンス (L 3) を流れる信号の電気パラメータの値 (I'_{L3}) と、前記磁気部品 (100) を流れる信号の電気パラメータの値 (I'_T) との間の差分にしたがって、デューティサイクルが前記公称値 (α_N) 周辺で変動するように構成されている

ことを特徴とする請求項 7 または 8 記載のコンバータ。

【請求項 10】

前記第 1 アーム (A) は、デューティサイクルが公称値 (α_N) を有し、前記インダクタンス (L 3) を流れる信号の電気パラメータの値 (I'_{L3}) と、前記磁気部品 (100) を流れる信号の電気パラメータの値 (I'_T) とが等しくなるように、デューティサイクルが前記公称値 (α_N) 周辺で変動するように構成されている

ことを特徴とする請求項 9 記載のコンバータ。

【請求項 11】

前記第 1 アーム (A) のデューティサイクルは、実質的に公称値 (α_N) において一定である

ことを特徴とする請求項 6 から 8 のいずれか 1 項記載のコンバータ。

【請求項 12】

前記コンバータはさらに：

前記第 2 アーム (B) の前記第 1 スイッチ (MB 1) と前記第 2 アーム (B) の前記第 2 電子素子 (MB 1、DB) との間に直列接続された第 3 キャパシタンス (C 3) であ

って、前記第3接続点(P3)と、前記第2アーム(B)の前記第2電子素子(MB1、DB)に近い前記第1スイッチ(MDB1)の端部に対応する第4接続点(P4)との間に接続されている、第3キャパシタンス(C3)；

ー前記第1接続点(P1)と前記第4接続点(P4)との間に接続された別インダクタンス(L4)；

を備えることを特徴とする請求項6から11のいずれか1項記載のコンバータ。

【請求項13】

前記絶縁回路(3)はさらに、少なくとも1つの第3アーム(E)を備え、前記第3アーム(E)は、第1スイッチ(ME1)、第2スイッチ(ME2)、および前記2つのスイッチ(ME1、ME2)と直列接続され前記2つのスイッチ(ME1、ME2)の間に配置された第4キャパシタンス(CE)を有し、前記磁気部品(100)は、互いに分離されるとともに少なくとも1つの絶縁バリアによって前記副回路(102)から分離された少なくとも2つの補助主回路(101E、101'E)を備え、

前記補助主回路(101E、101'E)の一方、すなわち第1補助主回路(101E)は、前記第3アーム(E)の第1終端部と、前記第3アーム(E)の前記第2スイッチ(ME2)と前記第4キャパシタンス(CE)との間の中間点との間に接続されており、前記第3アーム(E)の前記第1終端部は、前記第4キャパシタンス(CE)に接続されていない前記第3アーム(E)の前記第1スイッチ(ME1)の端部に対応し、

前記補助主回路(101E、101'E)の他方、すなわち第2補助主回路(101'E)は、前記第3アーム(A)の第2終端部と、前記第3アーム(E)の前記第1スイッチ(ME1)と前記第4キャパシタンス(CE)との間の中間点との間に接続されており、前記第3アーム(E)の前記第2終端部は、前記第4キャパシタンス(CE)に接続されていない前記第3アーム(E)の前記第2スイッチ(ME2)の端部に対応し、

前記第1(A)および第3アーム(E)の各前記終端部は、それぞれ互いに接続されている

ことを特徴とする請求項1から12のいずれか1項記載のコンバータ。

【請求項14】

請求項6から10のいずれか1項記載の絶縁DC/DCコンバータを用いた電圧変換方法であって、前記絶縁DC/DCコンバータ(1)の出力電圧(Vo)の制御は：

ー前記第2アーム(B)のデューティサイクル(α_B)を変動させることにより、前記インダクタンス(L3)を流れる信号の電気パラメータを変更するステップ；

ー前記インダクタンス(L3)を流れる信号の電気パラメータの値(I'_{L3})と前記磁気部品(100)を流れる信号の電気パラメータの値(I'_T)との間の差分にしたがって、前記第1アーム(A)のデューティサイクル(α_A)を公称値(α_N)周辺で変動させるステップ；

を有することを特徴とする方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、絶縁DC/DCコンバータ、および本発明に係るコンバータを用いた電圧変換方法に関する。

【背景技術】

【0002】

本願の文脈において、高電圧とは60V超の電圧を意味し、例えば100Vオーダまたは数百ボルトを意味する；低電圧とは60V未満の電圧を意味し、例えば12Vオーダまたは数十ボルトを意味する。

【0003】

絶縁DC/DC(直流/直流)コンバータは、ゼロ電圧スイッチング(ZVS)またはゼロ電流スイッチング(ZCS)機能を有し、これにより電圧変換におけるスイッチング損失を抑制することができる。したがってこれらコンバータは、エネルギーリソースが限

10

20

30

40

50

られている自動車用途において特に有用である。自動車において、電圧コンバータを用いて、自動車上の複数の電気システム間で電圧レベルを調整し、または自動車が搭載する電源と電気負荷との間で電圧を変換することができる。

【0004】

絶縁DC/DCコンバータは、米国特許US5754413号に記載されており、これを図1に示す。コンバータは2つのスイッチQ1、Q2を備え、これらスイッチは中間点を備え、中間点は2つの直列接続された変圧器T、T'への分岐路へ接続されている。コンバータはハーフブリッジとして設計されている。スイッチは変圧器を通過するエネルギー伝搬を制御し、これによりコンバータの入力電圧を出力電圧へ変換する。変圧器の2次側に接続されたダイオードにより、出力信号を整流することができる。出力電圧は、スイッチのデューティサイクルを制御することにより得られる。デューティサイクルを変更して目標出力電圧を得ることにより、コンバータのゲインを調整して目標出力電圧を得る。

10

【0005】

コンバータは、2つの変圧器T、T'と直列接続されたキャパシタンスC'を備える。キャパシタンスC'により、2つの変圧器T、T'が受け取る電流のDC成分が除去される。この回路構成において、キャパシタンスC'は変圧器T、T'を流れる電流を搬送する。高圧アプリケーション（特に自動車用途のもの）のなかには、変圧器を流れる電流が大きい（例えば20Aオーダ）ものがある。例えば400から12Vの間で変換する3kWの電圧コンバータにおいて、キャパシタンスは以下の特性を有する： $10\mu\text{F}/300\text{V}/20\text{Arms}$ 。この特性によりキャパシタンスが大型になり、コンバータを自動車へ搭載する際に影響がある。

20

【0006】

したがって、絶縁DC/DCコンバータの性能を向上させて、自動車において用いることができるようにする手段が模索されている。

【発明の概要】

【課題を解決するための手段】

【0007】

上記課題を解決するため、本発明は絶縁回路を備えた絶縁DC/DCコンバータに関するものであり、前記絶縁回路は：

－第2スイッチと直列接続された第1スイッチを有する第1アーム；

30

－少なくとも1つの絶縁バリアによって分離された2つの主回路と1つの副回路を有する磁気部品であって、前記磁気部品は、前記絶縁DC/DCコンバータに対する入力電圧を出力電圧へ変換している間に、前記主回路から前記副回路への変圧器として動作するとともに、前記主回路におけるエネルギーを蓄積するインピーダンスとして動作するように構成されている、磁気部品；

を有し、

－前記第1アームは、前記2つのスイッチと直列接続され前記2つのスイッチの間に配置された第1キャパシタンスを有し、

－前記2つの主回路の一方である第2主回路は、前記第1アームの第1終端部と、前記接続点である第2接続点との間に接続されており、前記第2接続点は、前記第1アーム（A）の前記第2スイッチと前記第1キャパシタンスとの間の接続点であり、前記第1アームの前記第1終端部は、前記第1キャパシタンスに対して接続されていない前記第1スイッチの端部に対応し、

40

前記主回路の他方である第1主回路は、前記第1アームの第2終端部と、前記接続点である第1接続点との間に接続されており、前記第1接続点は、前記第1スイッチと前記第1キャパシタンスとの間の接続点であり、前記第1アームの前記第2終端部は、前記第1キャパシタンスに対して接続されていない前記第2スイッチの端部に対応する。

【0008】

前記第1アームの前記スイッチの開閉動作が連続することにより、前記磁気部品によって入力電圧が出力電圧へ変換される。

50

【0009】

前記第2終端部は、前記絶縁DC/DCコンバータのアースに対して接続されており、特に前記絶縁DC/DCコンバータの1次側に接続されている。

【0010】

前記絶縁DC/DCコンバータの前記出力電圧は、前記磁気部品の前記副回路の端子から取り出される。

【0011】

本願の文脈において、絶縁回路は、コンバータの基本素子間における少なくとも1つの電気絶縁バリアを備える回路を意味する。

【0012】

前記絶縁DC/DCコンバータの前記磁気部品と前記第1キャパシタンスの構成により、前記第1キャパシタンスを流れる電流は従来技術のものよりも小さくなり、これによりキャパシタンスのサイズを抑制することができる。特に前記磁気部品の1次側を流れる電流は、第1主回路と第2主回路の間で分散し、これにより前記第1キャパシタンスを流れる電流を従来技術よりも減少させることができる。

【0013】

1実施形態において、前記磁気部品は以下のように構成されている：

－前記コンバータの動作期間の第1部分において、各前記主回路の第1部分は前記副回路の第1部分に対してエネルギーを伝搬し、各前記主回路の第2部分はエネルギーを蓄積するインダクタンスを生成し；

－前記コンバータの動作期間の第1部分において、各前記主回路の前記第2部分は前記副回路の第2部分に対してエネルギーを伝搬し、各前記主回路の前記第1部分はエネルギーを蓄積するインダクタンスを生成する。

【0014】

具体的には、各前記主回路の前記第1部分と前記副回路は完全結合され；各前記主回路の前記第2部分と前記副回路は完全結合している。

【0015】

具体的には、前記第1アームはパルス幅変調を用いて制御され；前記第1動作期間は前記変調期間の第1部分に対応し；前記動作期間の第2部分は前記変調期間の第2部分に対応する。これら第1および第2部分は、前記第1アームのデューティサイクルによって定められる。

【0016】

変形例において、前記磁気部品は少なくとも直列接続された第1および第2絶縁変圧器を備え、各前記変圧器は2つの1次側を有し、

－前記第1変圧器の各前記1次側は各前記主回路の前記第1部分を形成し、前記第1変圧器の2次側は前記副回路の前記第1部分を形成し；

－前記第2変圧器の各前記1次側は各前記主回路の前記第1部分を形成し、前記第2変圧器の2次側は前記副回路の前記第2部分を形成する。

【0017】

変形例において、前記磁気部品の各前記主回路は、主巻線を備え；前記磁気部品の前記副回路は、少なくとも1つの第1副巻線と少なくとも1つの第2副巻線を備え、前記第1副巻線と前記第2副巻線は互いに磁気結合しておらず、前記第1および第2副巻線は前記主巻線に対して磁気結合している。

【0018】

具体的には、前記磁気部品は、前記主巻線からの、前記第1副巻線に対する、または前記第2副巻線に対する変圧器として動作するように構成されており；これは前記主巻線におけるエネルギーを蓄積するインピーダンスとして動作する間に実施される。

【0019】

1実施形態において、前記絶縁回路の入力（前記絶縁DC/DCコンバータの入力）は、前記第1アームの前記第1終端部において入力される。前記絶縁回路の入力電圧（前記

10

20

30

40

50

絶縁 DC / DC コンバータの入力電圧) は、前記第 1 および第 2 終端部の間で分配される。

【0020】

1 実施形態において、前記コンバータは、前記第 1 アームの前記第 1 終端部に接続され前記第 1 アームに対して伝搬される電圧を調整するように構成されたレギュレータ回路を備える。前記レギュレータ回路は、前記第 1 アームに対して伝搬される電圧を変更することにより、前記絶縁 DC / DC コンバータの前記出力電圧を制御するように構成されており、このとき前記第 1 アームのデューティサイクルは実質的に一定である。前記レギュレータ回路は、前記終端部間において前記第 1 アームに対して電圧を伝搬する。前記レギュレータ回路は例えば DC / DC コンバータであり、例えば SEPIC, Cuk、ステップダウン、ステップアップ、またはステップアップ / ステップダウンなどのコンバータである。

10

【0021】

したがって、前記絶縁 DC / DC コンバータの出力における所望の出力電圧値は、前記第 1 アームのデューティサイクルを変更することなく得られる。したがって前記第 1 アームのデューティサイクルは、ある値に固定することができ、これにより前記磁気部品を介したエネルギー伝搬について前記絶縁 DC / DC コンバータからの最大出力が得られる。

【0022】

前記絶縁 DC / DC コンバータの所与の出力電圧において、前記レギュレータ回路により、前記第 1 アームは任意の入力電圧に対して一定のデューティサイクルで、特に前記絶縁 DC / DC コンバータの動作範囲で、動作することができる。例えば前記絶縁 DC / DC コンバータの入力電圧の最小値と最大値との間の差分は、150 から 500 V の間であり；例えば入力電圧の最小値は 150 から 200 V の間であり；入力電圧の最大値は 400 から 500 V の間であり、さらには 400 から 650 V の間である。

20

【0023】

変形例において、第 2 キャパシタンスは前記第 1 アームの前記第 1 終端部と前記第 1 アームの前記第 2 終端部との間に接続されている。

【0024】

1 実施形態において、前記コンバータは：

— 直列接続された第 1 スイッチと第 2 電子素子を有する第 2 アームであって、前記第 2 電子素子の自由端は前記第 1 アームの前記第 2 終端部に接続されている、第 2 アーム；

30

— 前記第 2 接続点と第 3 接続点との間に接続されたインダクタンスであって、前記第 3 接続点は、前記第 2 アームの前記第 1 スイッチに近い前記第 2 電子素子の端部に対応する、インダクタンス；

— 前記第 1 アームの前記第 1 終端部と前記第 1 アームの前記第 2 終端部との間に接続された第 2 キャパシタンス；

を備え、

前記第 2 電子素子は、第 2 スイッチまたはカソードが前記第 3 接続点に接続されたダイオードであり、

前記第 2 アームのスイッチの開閉動作が連続することにより、入力電圧は前記磁気部品によって出力電圧に変換される。

40

【0025】

前記絶縁 DC / DC コンバータの入力は、前記第 2 アームの終端部において入力される。

【0026】

前記第 2 アーム、前記第 2 キャパシタンス、および前記インダクタンスは、前記磁気部品を介したエネルギー伝搬の制御を補助する。前記第 2 アームのデューティサイクルは、前記磁気部品を介したエネルギー伝搬の制御における補助パラメータを構成する。したがって、前記磁気部品を介したエネルギー伝搬に関する限りにおいて、制御を精密に実施して性能を改善できる絶縁 DC / DC コンバータが得られる。

50

【0027】

前記絶縁DC/DCコンバータの出力における所望の出力電圧値は、前記第1アームのデューティサイクルを変更することなく得られる。したがって前記第1アームのデューティサイクルは、ある値に固定することができ、これにより前記磁気部品を介したエネルギー伝搬について前記絶縁DC/DCコンバータからの最大出力が得られる。

【0028】

前記絶縁DC/DCコンバータの所与の出力電圧において、前記第2アームにより、前記第1アームは任意の入力電圧に対して一定のデューティサイクルで、特に前記絶縁DC/DCコンバータの動作範囲で、動作することができる。例えば前記絶縁DC/DCコンバータの入力電圧の最小値と最大値との間の差分は、150から500Vの間であり；例えば入力電圧の最小値は150から200Vの間であり；入力電圧の最大値は400から500Vの間であり、さらには400から650Vの間である。

10

【0029】

変形例において、前記第2アームは、前記インダクタンスを流れる信号の電気パラメータを変更することにより、前記絶縁DC/DCコンバータの出力電圧を制御するように構成されている。

【0030】

したがって、前記絶縁DC/DCコンバータの所望の出力電圧値は、前記インダクタンスを流れる信号の電気パラメータを調整することにより得られる。前記絶縁DC/DCコンバータの所望の各出力電圧値は、前記インダクタンスを流れる信号の電気パラメータの対応する値を有する。

20

【0031】

変形例において、前記第1アームは、デューティサイクルが公称値を有し、前記インダクタンスを流れる信号の電気パラメータの値と、前記磁気部品を流れる信号の電気パラメータの値との間の差分にしたがって、デューティサイクルが前記公称値周辺で変動するように構成されている。

【0032】

変形例において、前記第1アームは、デューティサイクルが公称値を有し、前記インダクタンスを流れる信号の電気パラメータの値と、前記磁気部品を流れる信号の電気パラメータの値とが等しくなるように、デューティサイクルが前記公称値周辺で変動するように構成されている。

30

【0033】

変形例において、前記第1アームのデューティサイクルが増加すると、前記磁気部品の前記電気パラメータの値は増加する。前記第1アームのデューティサイクルが減少すると、前記磁気部品の前記電気パラメータの値は減少する。

【0034】

変形例において、前記第1アームのデューティサイクルは前記公称値周辺において前記公称値に対して2%以内の範囲で増加または減少する。

【0035】

変形例において、前記電気パラメータは平均電流である。換言すると前記磁気部品の電気パラメータは、前記インダクタンスを流れる平均電流であり；前記磁気部品の電気パラメータは、前記磁気部品を流れる平均電流である。具体的には、前記主回路を流れる電流の和である。前記電気パラメータは、平均電圧であってもよい。

40

【0036】

1実施形態において、前記コンバータはさらに以下を備える：

—前記第2アームの前記第1スイッチと前記第2アームの前記第2電子素子との間に直列接続された第3キャパシタンスであって、前記第3接続点と、前記第2アームの前記第2電子素子に近い前記第1スイッチの端部に対応する第4接続点との間に接続されている、第3キャパシタンス；

—前記第1接続点（P1）と前記第4接続点との間に接続された別インダクタンス。

50

【0037】

1 実施形態において、前記第1アームのデューティサイクルは、公称値において実質的に一定である。

【0038】

1 実施形態において、前記公称値は50%である。

【0039】

1 実施形態において、前記絶縁回路はさらに、少なくとも1つの第3アームを備え、前記第3アームは、第1スイッチ、第2スイッチ、および前記2つのスイッチと直列接続され前記2つのスイッチの間に配置された第4キャパシタンスを有し、前記磁気部品は、互いに分離されるとともに少なくとも1つの絶縁バリアによって前記副回路から分離された少なくとも2つの補助主回路を備え、

10

前記補助主回路の一方、すなわち第1補助主回路は、前記第3アームの第1終端部と、前記第3アームの前記第2スイッチと前記第4キャパシタンスとの間の中間点との間に接続されており、前記第3アーム(E)の前記第1終端部は、前記第4キャパシタンスに接続されていない前記第3アームの前記第1スイッチの端部に対応し、

前記補助主回路の他方、すなわち第2補助主回路は、前記第3アームの第2終端部と、前記第3アームの前記第1スイッチと前記第4キャパシタンスとの間の中間点との間に接続されており、前記第3アーム(E)の前記第2終端部は、前記第4キャパシタンスに接続されていない前記第3アームの前記第2スイッチの端部に対応し、

前記第1および第3アームの各前記終端部は、それぞれ互いに接続されている。

20

【0040】

本発明はさらに、本発明に係る絶縁DC/DCコンバータを用いた電圧変換方法に関する。前記絶縁DC/DCコンバータの出力電圧の制御は、以下のステップを有する：

ー前記第2アームのデューティサイクルを変動させることにより、前記インダクタンスを流れる信号の電気パラメータを変更するステップ；

ー前記インダクタンスを流れる信号の電気パラメータの値と前記磁気部品を流れる信号の電気パラメータの値との間の差分にしたがって、前記第1アームのデューティサイクルを公称値周辺で変動させるステップ。

【0041】

本発明に係る方法は、本発明に係る前記絶縁DC/DCコンバータに関する上述の特徴を有する。

30

【0042】

本発明は、以下の図面を参照することにより、より理解されるであろう。

【図面の簡単な説明】

【0043】

【図1】従来技術における絶縁DC/DCコンバータの例を示す。

【図2】実施形態1に係る絶縁DC/DCコンバータの例を示す。

【図3】動作期間の2点における図2のコンバータの状態を示す。

【図4】動作期間の2点における図2のコンバータの状態を示す。

【図5】実施形態2に係るコンバータの例を示す。

40

【図6】実施形態2に係るコンバータの例を示す。

【図7】実施形態2に係るコンバータの例を示す。

【図8】本発明に係るコンバータの実施形態3を示す。

【図9】図8の回路の動作中における等価図を示す。

【図10】図8の回路の動作中における等価図を示す。

【図11】図8の回路の動作中における等価図を示す。

【図12】本発明に係るコンバータの実施形態4を示す。

【図13】本発明に係るコンバータの他の実施形態と互換する実施形態5を示す。

【図14】本発明に係るコンバータのスイッチを置き換えることができるダイオードを示す。

50

【発明を実施するための形態】

【0044】

本発明に係るコンバータは、図2を参照するとより理解されるであろう。図2は、実施形態1に係る絶縁DC/DCコンバータ1の例を示す。

【0045】

絶縁DC/DCコンバータ1は、直列接続されたスイッチの第1アームAを備える。アームAはスイッチMA1、MA2を備え、これらの開閉動作が連続することにより、絶縁DC/DCコンバータ1の出力を制御することができる。スイッチMA2を以下では第2スイッチまたは低圧側スイッチと呼ぶ。スイッチMA2は、電圧源Veの低圧端子に接続されている。この低圧端子は、絶縁DC/DCコンバータ1の第1アースGND1に対応している。さらに他方のスイッチMA1を以下では第1スイッチまたは高圧側スイッチと呼ぶ。スイッチMA1は、第1アームAの終端部において入力電圧Veに接続されている。

10

【0046】

各スイッチMA1、MA2は、フリーホイーリングダイオードおよび/またはキャパシタンスCA1、CA2と並列接続されたトランジスタを備える。これらキャパシタンスCA1、CA2を用いて、スイッチMA1、MA2が開いているとき、ゼロ電圧スイッチング（またはZVS）を実施する。スイッチMA1、MA2が開いているとき、インダクタンス（以下に説明する磁気部品100の漏れインダクタンス）を用いて、スイッチの端部におけるキャパシタンスCA1、CA2の充放電を実施する。電圧が0Vに近くなると、スイッチが制御され、これによりゼロ電圧スイッチングが実施される。これによりスイッチング損失を大幅に抑制できる。キャパシタンスCA1、CA2は、スイッチMA1、MA2を製造する半導体構造において、寄生要素として内在的に存在するものである。したがってこれらスイッチMA1、MA2の寄生容量は、補助キャパシタンスを追加することなく、ゼロ電圧スイッチングを実施するのに十分なものである。スイッチMA1、MA2はキャパシタンスCA1、CA2を備えていないものであってもよい。

20

【0047】

第1キャパシタンスC1は、2つのスイッチMA1、MA2と直列接続され、これらの間に配置されている。したがって第1キャパシタンスC1は、接続点P1において第1スイッチMA1に接続されている第1端子と、第2接続点P2において第2スイッチMA2に接続されている第2端子とを有する。第1キャパシタンスC1は、第1スイッチMA1のソース電極において第1スイッチMA1に接続され、第2スイッチMA2のドレイン電極において第2スイッチMA2に接続されている。

30

【0048】

絶縁DC/DCコンバータ1はさらに、磁気部品100を備える。磁気部品100は、第1主回路101、第2主回路101'、副回路102を有する。これら回路は絶縁バリアによって互いに分離されている。第1主回路101は分岐を形成し、その一端は第1接続点P1に接続され、他端は第1アームAの終端部（第2終端部）に接続されている。第2終端部は、第2スイッチMA1の端部に対応し、これは第1キャパシタンスC1に接続されていない。さらに第2主回路101'は分岐を形成し、その一端は第2接続点P2に接続され、他端は第1アームAの終端部（第1終端部）に接続されている。第1終端部は、第1スイッチMA1の端部に対応し、これは第1キャパシタンスに接続されていない。

40

【0049】

第1主回路101は、第2インダクタンスL21と直列接続された第1インダクタンスL11を有する。第1インダクタンスL11の正端子は第1接続点P1に接続され、第2インダクタンスL21の正端子は第1インダクタンスL11の負端子に接続されている。第2主回路101'は、第2インダクタンスL21'と直列接続された第1インダクタンスL11'を有する。第1インダクタンスL11'の負端子はアームAの第1終端部に接続され、第2インダクタンスL21'の負端子は第1インダクタンスL11'の正端子に接続されている。副回路102は、第2インダクタンスL22と直列接続された第1イン

50

ダクタンス L_{12} を有する。第1インダクタンス L_{12} の正端子は第1の2次側スイッチ Q_1 に接続され、第2インダクタンス L_{22} の正端子は第1インダクタンス L_{12} の負端子に接続されている。

【0050】

主回路101、101'の第1インダクタンス L_{11} 、 L_{11}' と副回路102の第1インダクタンス L_{12} は、互いに完全結合されている。同様に主回路101、101'の第2インダクタンス L_{21} 、 L_{21}' と副回路102の第2インダクタンス L_{22} は、互いに完全結合されている。ただし、主回路101、101'の第1インダクタンス L_{11} 、 L_{11}' 、 L_{12} と副回路102は、主回路101、101'と副回路102の第2インダクタンス L_{21} 、 L_{21}' 、 L_{22} から完全に分離されている。

10

【0051】

第1主回路101の第1インダクタンス L_{11} と副回路102の第1インダクタンス L_{12} との間の変圧比 N_1 は、例えば第2主回路101'の第1インダクタンス L_{11}' と副回路102の第1インダクタンス L_{12} との間の変圧比 N_1' に等しい。ただしこれら2つの変圧比 N_1 、 N_1' は異なる値であってもよい。第1主回路101の第2インダクタンス L_{21} と副回路102の第2インダクタンス L_{21} との間の変圧比 N_2 は、例えば第2主回路101'の第2インダクタンス L_{21}' と副回路102の第2インダクタンス L_{22} との間の変圧比 N_2' に等しい。ただしこれら2つの変圧比 N_2 、 N_2' は異なる値であってもよい。以下の説明において、変圧比は N であるものとする。変圧比が異なるケースは、以下の説明から推測することができる。

20

【0052】

第2回路102は、副回路102によって伝搬される信号を整流する回路 R に接続されている。これにより絶縁 DC/DC コンバータ1の出力において DC 電圧 V_o が得られる。第1スイッチ Q_1 は、副回路102の第1インダクタンス L_{12} の第1端部と、2次側アース GND_2 との間に配置されている。第2スイッチ Q_2 は、副回路102の第2インダクタンス L_{22} の第1端部と、2次側アース GND_2 との間に配置されている。第12次インダクタンス L_{12} と第22次インダクタンス L_{22} の第2端部は、接続点 P_5 に接続されている。接続点 P_5 は、絶縁 DC/DC コンバータ1の出力電圧 V_o を伝搬する。例えばスイッチ Q_1 、 Q_2 により、磁気部品100の出力において同期整流を実施することができる。

30

【0053】

副回路102が伝搬する信号の整流も、ダイオードによって既知の態様で同様に実施することができる。副回路102における高電流アプリケーションについて、ダイオードに代えてスイッチ Q_1 、 Q_2 を用いることにより、絶縁 DC/DC コンバータ1からの出力全般を改善することができる。

【0054】

電圧コンバータ1はさらに、キャパシタンス C_o を備え、副回路102が出力する信号をフィルタリングすることができる。

【0055】

絶縁 DC/DC コンバータ1によって入力電圧 V_e を変換している間、磁気部品100は、主回路101、101'から副回路102への変圧器として動作するとともに、主回路101、101'内にエネルギーを蓄積するインピーダンスとして動作する。これは、図3と図4に示す動作例を参照するとよりよく理解できる。同図において瞬時電圧と電流を矢印で示している。

40

【0056】

第1アーム A のスイッチ MA_1 、 MA_2 が有するデューティサイクルにより、磁気部品100を介してエネルギーが伝搬される。スイッチ MA_1 、 MA_2 は、変調周期 T のパルス幅変調によって制御される。動作期間の第1部分と第2部分の長さは、スイッチ MA_1 、 MA_2 のデューティサイクル α_A によって規定される。

【0057】

50

動作期間の第 1 部分、すなわち変調周期 T の第 1 部分を図 3 に示す。高圧側スイッチ $MA1$ は開き、低圧側スイッチ $MA2$ は閉じている。動作期間の第 1 部分は期間 $(1 - \alpha_A)T$ であり、 α_A は第 1 アーム A の第 1 スwitch $MA1$ のデューティサイクルであり、 T は変調期間である。第 1 スwitch $MA1$ は、第 2 スwitch $MA2$ が ON であるとき開いている。

【0058】

このフェーズにおいて、入力電圧 V_e の反転である電圧 $-V_e$ が磁気部品 100 に対して印加される。副回路 102 における電圧も同様に負電圧であり、これにより整流回路 R の第 1 スwitch $Q1$ の第 1 ダイオード $D1$ は ON になり、このとき整流回路 R の第 2 スwitch $Q2$ の第 2 ダイオード $D2$ は OFF になる。副回路 102 の第 2 部分 $L22$ は、オープンスイッチのように動作する。副回路 102 の第 1 部分 $L12$ の端部における電圧は、出力電圧 V_o の反転である $-V_o$ に等しい；したがって第 1 磁気回路の第 1 部分 $L11$ の端部の電圧は $-N \times V_o$ であり、第 2 主回路 101' の第 1 部分 $L11'$ の端部における電圧は $N \times V_o$ である。したがって主回路 101、101' の第 1 部分 $L11$ 、 $L11'$ により、副回路 102 に対してエネルギーが伝搬される。

10

【0059】

第 1 主回路 101 の第 2 部分 $L21$ の端部における電圧は $-(V_e - N \times V_o)$ に等しく、第 2 副回路 101' の第 2 部分 $L21'$ の端部の電圧は $(V_e - N \times V_o)$ に等しい。このエネルギーは、磁気部品 100 の第 2 部分の磁化インダクタンスに蓄積される。

20

【0060】

この第 1 部分の安定状態において、第 1 キャパシタンス $C1$ は入力電圧 V_e に等しい電圧 V_{C1} を有する。平均すると、この動作期間の第 1 部分の間の第 1 キャパシタンス $C1$ の端部における電圧 V_{C1} は、 $(1 - \alpha_A) \times V_e$ である。

【0061】

したがって、動作期間の第 1 部分において、第 1 インダクタンス $L11$ によって実装される第 1 主回路 101 の第 1 部分と、第 2 インダクタンス $L11'$ によって実装される第 2 主回路 101' の第 1 部分は、副回路 102 に対してエネルギーを伝搬する。具体的には、副回路 102 の第 1 インダクタンス $L12$ によって実装される副回路 102 の第 1 部分に対して、エネルギーを伝搬する。第 2 インダクタンス $L21$ によって実装される第 1 主回路 101 の第 2 部分と、第 2 インダクタンス $L21'$ によって実装される第 2 主回路 101' の第 2 部分は、エネルギーを蓄積する。

30

【0062】

動作期間の第 2 部分、すなわち変調期間 T の第 2 部分を図 4 に示す。高圧側スイッチ $MA1$ は閉じ、低圧側スイッチ $MA2$ は開いている。動作期間の第 2 部分は長さ $\alpha_A T$ であり、 α_A は第 1 アーム A の第 1 スwitch $MA1$ のデューティサイクルであり、 T は変調期間である。

【0063】

この第 2 部分において、第 1 接続点 $P1$ における電圧は入力電圧 V_e に等しい。第 1 主回路 101、101' に対する印加電圧は、入力電圧 V_e に等しい。この電圧は正電圧であり、これにより 2 次側 102 における電圧も正電圧になり、整流回路 R の第 1 スwitch $Q1$ の第 1 ダイオード $D1$ を OFF する。したがって副回路 102 の第 1 部分 $L12$ は、オープンスイッチとして動作する。ただし、整流回路 R の第 2 スwitch $Q2$ のダイオード $D2$ は ON なので、副回路 102 の第 2 部分 $L22$ の端部の電圧は、出力電圧 V_o に等しい。したがって第 2 主回路 101' の第 2 部分 $L21'$ の端部における電圧は $N \times V_o$ であり、第 1 主回路 101 の第 2 部分 $L21$ の端部における電圧は $-N \times V_o$ である。主回路 101、101' の第 2 部分 $L21$ 、 $L21'$ の端部におけるエネルギーは、副回路 102 へ伝搬される。

40

【0064】

第 1 主回路 101 の第 1 部分 $L11$ の端部における電圧は $V_e - N \times V_o$ に等しく、第 2 主回路 101' の第 1 部分 $L11'$ の端部における電圧は $-(V_e - N \times V_o)$ に等し

50

く、これにより磁気部品 100 の第 1 部分の磁化インダクタンスにおいてエネルギーが蓄積される。

【0065】

この第 2 動作期間中の第 1 キャパシタ C 1 の端部における電圧 V_{C1} は、平均で $\alpha_A \times V_e$ である。

【0066】

したがって、動作期間の第 2 部分において、第 2 インダクタンス L_{21} によって実装される第 1 主回路 101 の第 2 部分と、第 2 インダクタンス L_{21}' によって実装される第 2 主回路 101' の第 2 部分は、副回路 102 に対してエネルギーを伝搬する。具体的には、副回路 102 の第 2 インダクタンス L_{22} によって実装される副回路 102 の第 2 部分に対してエネルギーを伝搬する。第 1 インダクタンス L_{11} によって実装される第 1 主回路 101 の第 1 部分と、第 2 インダクタンス L_{11}' によって実装される第 2 主回路 101' の第 1 部分は、エネルギーを蓄積する。

【0067】

第 1 インダクタンス L_{11} 、 L_{11}' 、 L_{12} の端部の電圧は、以下の関係を有する。

【0068】

【数 1】

$$(1 - \alpha_A) \times N \times V_o = \alpha_A \times (V_e - N \times V_o)$$

$$V_o = \frac{1}{N} \times \alpha_A \times V_e$$

【0069】

第 2 インダクタンス L_{21} 、 L_{21}' 、 L_{22} の端部の電圧は、以下の関係を有する。

【0070】

【数 2】

$$\alpha_A \times N \times V_o = (1 - \alpha_A) (V_e - N \times V_o)$$

$$V_o = \frac{1}{N} \times (1 - \alpha_A) \times V_e$$

【0071】

第 1 アーム A のデューティサイクル α_A は、実質的に一定の公称値 α_N を維持し、これにより磁気部品 100 において非ゼロ平均電流を得ることができる。これについては後述する。

【0072】

磁気部品 100 における平均電流を避けるため、第 1 インダクタンス L_{11} 、 L_{11}' 、 L_{12} の端部における電圧と、第 2 インダクタンス L_{21} 、 L_{21}' 、 L_{22} の端部における電圧は、動作期間の 2 つの部分にわたってバランスされる。

【0073】

実施形態 1 の変形例において、デューティサイクル α_A は、50% の一定公称値を有する。第 1 インダクタンス L_{11} 、 L_{11}' 、 L_{12} のバランスと第 2 インダクタンス L_{21} 、 L_{21}' 、 L_{22} のバランスにより、絶縁 DC/DC コンバータの損失を抑制することができる。

【0074】

さらに、50% のデューティサイクルにおいて、絶縁 DC/DC コンバータ 1 の出力における電流、具体的には磁気部品 100 の出力における電流は、小さいリップルを有する。これは、絶縁 DC/DC コンバータの磁化インダクタンスにおける（具体的には磁気部品 100 のもの）電流リップルが補償されるからである。

【0075】

副回路 102 のスイッチ Q 1、Q 2 のダイオード D 1、D 2 の端部における電圧ストレスは、デューティサイクル α_A に依拠し、以下の数式により表される。

【 0 0 7 6 】

【 数 3 】

$$V(D1) = V_o / (1 - \alpha_A) \text{ and } V(D2) = V_o / \alpha_A$$

【 0 0 7 7 】

50%のデューティサイクル α_A により、2つのダイオードD1、D2の端部における電圧ストレスは等しくなり、ダイオード間の消耗も等しい。

【 0 0 7 8 】

以下のテーブルは、図1に示すような従来技術における絶縁DC/DCコンバータと、図2に示す絶縁DC/DCコンバータとの比較を示す。図1のコンバータの変圧器の変圧比Nを2とし、図2のコンバータにおいては4とし、入力電圧 V_e が200V、出力電圧 V_o が25V、出力電流 I_o 、デューティサイクル α_A は50%とすると、以下の特性が得られる。

【 0 0 7 9 】

【 表 1 】

	図 1	図 2
第1および第2スイッチの端部における電圧V	$V = 200V$	$V = V_e + VC1 = 400V$
副回路 102 における電圧V	$V = \alpha_A \times V_o = 40V$	$V = \alpha_A \times V_o = 40V$
キャパシタンスC'、C1の端部における電圧	$VC' = \alpha_A \times V_e = 100V$	$VC1 = V_e = 200$
磁気部品の1次側における合計電流 I_t	$I_t = \frac{I_o}{2N} = \frac{I_o}{4}$	$I_t = \frac{I_o}{2N} = \frac{I_o}{8}$
キャパシタンスC'、C1を流れるピーク電流	$I_{C'} = \frac{I_o}{4}$	$I_{C1} = \frac{I_o}{16}$

【 0 0 8 0 】

図2において、1次側の合計電流 I_t は、第1主回路101と第2主回路101'を流れる電流の和に対応する。

【 0 0 8 1 】

したがって、従来技術の絶縁DC/DCコンバータにおいては、変圧器T、T'と直列接続されているキャパシタンスC'において、本発明に係る絶縁DC/DCコンバータ1の第1キャパシタンスC1よりも大きい電流が流れる。図2のコンバータにおけるキャパシタンスC1を流れる電流 I_{C1} は、図1のコンバータにおけるキャパシタンスC'を流れる電流 $I_{C'}$ の半分である。これは、図2のコンバータにおける変圧比は4であり、図1のコンバータにおける変圧比は2だからである。より一般的には、本発明に係る絶縁DC/DCコンバータ1の磁気部品100の主回路101、101'を流れる電流は、従来技術よりも小さい。図2のコンバータ1のキャパシタンスC1を流れる電流は、単一の主回路の電流のみであり、これにより図1の回路と比較して電流が4つに分離される。したがって本発明に係るコンバータ1により、従来技術と比較して、電流に起因する損失を減

小さらせることができる。

【0082】

図5から7に示す実施形態2において、コンバータ1は、図2に示す絶縁回路3と、回路3に対して伝搬される入力電圧 U を規制する回路2を備える。レギュレータ回路2は、第1アームAの第1終端部に接続されている。

【0083】

レギュレータ回路2は、第1アームAに対して伝搬される電圧 U を変更することにより、絶縁DC/DCコンバータ1からの出力電圧 V_o を制御する。したがって、絶縁DC/DCコンバータ1の出力電圧 V_o は、第1アームAのデューティサイクル α_A が一定であり公称値 α_N に等しい場合であっても、変更することができる。したがって、回路2、3のスイッチM21、M22、MA1、MA2が開閉動作を連続することにより、絶縁DC/DCコンバータ1の出力信号を制御できる。

【0084】

図5に示す例において、レギュレータ回路2はステップダウンDC/DCコンバータであるが、図6と7に示すようにその他タイプのDC/DCコンバータであってもよい。レギュレータ回路2は、直列接続された2つのスイッチM21、M22を備える。スイッチM21を高圧側スイッチと呼び、これは入力電圧 V_e を出力する電圧源（図示せず）の高圧端子に接続されている。スイッチM22を低圧側スイッチと呼び、これは電圧源の低圧端子に接続されている。低圧端子は、コンバータ1の第1アースGND1に対応する。各スイッチM21、M22は、フリーホイーリングダイオードと並列接続されたトランジスタを備える。

【0085】

各スイッチM21、M22は、並列接続されたキャパシタンスC21、C22を備える。キャパシタンスC21、C22を用いて、スイッチが開いているときゼロ電圧スイッチング（またはZVS）を実施することができる。スイッチM21、M22が開いているとき、インダクタンスに蓄積されているエネルギーを復元して、スイッチの端部におけるキャパシタンスC21、C22を充放電することができる。電圧が0Vに近くなると、スイッチが制御され、これによりゼロ電圧スイッチングが実施され、スイッチング損失を大幅に低減することができる。

【0086】

インダクタンスL2は、2つのスイッチM21、M22の中心点に接続された第1端部と、絶縁回路3の入力に接続された第2端部を有する。

【0087】

第2キャパシタンスC2は、第1アームAのデューティサイクルの第1終端部と、第1アームAの第2終端部との間に接続することができる。したがって第2キャパシタンスC2は、同様にインダクタンスL2の第2端部と、コンバータ1の第1アースGND1との間に接続することができる。第2キャパシタンスC2により、例えば回路2、3間のインターフェースを提供することができる。

【0088】

この実施形態において、第1アームAのスイッチMA1、MA2はさらに、変動しないデューティサイクル α_A で動作する。すなわち時間経過にともなうデューティサイクルは一定を維持し、公称値 α_N に等しい。コンバータ1の動作中、絶縁回路3の出力電圧 V_o 、すなわち絶縁DC/DCコンバータ1の出力電圧は、絶縁回路3の入力においてレギュレータ回路2が伝搬する電圧により制御される。

【0089】

これを実現するため、コンバータ1は、レギュレータ回路2の制御ユニット5を備える。制御ユニット5は、パルス幅変調（PWM）信号S2を出力する。信号S2は、レギュレータ回路2のスイッチM21、M22の開閉を制御して、レギュレータ回路2が出力する電気信号を制御する。スイッチM21、M22は、絶縁回路3の入力に対して伝搬される電圧 U （すなわちレギュレータ回路2の出力）により、絶縁DC/DCコンバータの出

力において所望の電圧値 V_o が得られるように制御される。したがって、所望の出力電圧 V_o を得るために、絶縁回路 3 のデューティサイクル α_A を変動させる必要はない。したがって絶縁回路 3 は、最も効果の高いデューティサイクル（例えば 50%）で動作することができる。制御ユニット 5 は、レギュレータ回路 2 が出力する電流の測定結果 I_{2ms} を用いて、パルス幅変調信号 S_2 の精度を改善することができる。

【0090】

電圧コンバータ 1 の入力電圧 V_e が変動したとき、レギュレータ回路 2 により、絶縁回路 3 の入力における電圧 U が、所望の出力電圧 V_o を得るように調整することができる。したがって、コンバータ 1 の入力電圧 V_e が値を変えると、制御ユニット 5 はこれに対応してレギュレータ回路 2 のスイッチ M_{21} 、 M_{22} のデューティサイクルの制御を変更して、レギュレータ回路 2 の出力（すなわち絶縁回路 3 の入力）における電圧 U を維持する。これは、バッテリーの充電レベルが時間経過にともなう変動する電気自動車において特に有用である。

【0091】

第 1 アーム A のデューティサイクル 50% において、磁気部品 100 の平均電流はゼロであり、これにより実施形態 1 で説明したように、絶縁 DC/DC コンバータの出力における電流リップルを抑制できる。

【0092】

制御ユニット 5 はさらに、絶縁回路 3 を保護することができる。例えば絶縁 DC/DC コンバータ 1 の出力における負荷の短絡の場合、制御ユニット 5 は、レギュレータ回路 2 からの制御信号 S_2 に応じて絶縁回路 3 の入力における電圧 U をキャンセルすることにより、絶縁回路 3 を保護することができる。

【0093】

コンバータ 1 は、動作範囲をカバーするように設計できる。動作範囲は、コンバータ 1 の入力電圧 V_e の最小値 V_{emin} と最大値 V_{emax} の間に対応し、出力電圧 V_o の最小値 V_{omin} と最大値 V_{omax} に対応する。例えば入力電圧 V_e は 170 から 450 V の間であり、絶縁回路 1 の出力における目標電圧 V_o は 12 から 16 V の間である。例えば出力電圧 V_{omin} の最小値 V_{omin} は 8 から 14 V の間であり、出力電圧の最大値 V_{omax} は 15 から 16 V の間である。

【0094】

図 5 の例において、レギュレータ回路 2 はステップダウン DC/DC コンバータである。コンバータ 1、特にレギュレータ回路 2 は、最小電圧 V_{emin} で最大出力電圧 V_{omax} を出力するように構成されている。図 6 と図 7 に示すコンバータの例は、図 5 と同様のものであるが、レギュレータ回路 2 が異なる。図 6 は、レギュレータ回路 2 がステップアップ回路であるコンバータ 1 の例である。コンバータ 1、特にレギュレータ 2 は、最大入力電圧 V_{emax} で最小出力電圧 V_{omin} を出力するように構成されている。図 7 は、レギュレータ回路 2 がステップアップ/ステップダウン SEPIC 回路である例である。この例においてレギュレータ回路 2 は、電圧を増減することができる。これによりレギュレータ回路 2 の使用を促すことができる。

【0095】

図 8 に示す実施形態 3 において、絶縁 DC/DC コンバータ 1 は、スイッチが直列接続された第 2 アーム B を備える。第 2 アーム B は、直列接続された 2 つのスイッチ MB_1 、 MB_2 を備える。第 1 スイッチ MB_1 は高圧側スイッチと呼ばれ、入力電圧 V_e を出力する電圧源（図示せず）の高圧端子に接続されている。第 2 スイッチ MB_2 は低圧側スイッチと呼ばれ、第 1 アーム A の第 2 終端部に接続されている。第 2 スイッチ MB_2 はさらに、電圧源の低圧端子に接続されている。したがってこの低圧端子は、絶縁 DC/DC コンバータ 1 の第 1 アース GND_1 に対応する。各スイッチ MB_1 、 MB_2 は、フリーホイーリングダイオードと並列に接続されたトランジスタを備える。

【0096】

第 3 インダクタンス L_3 は、第 2 アーム B の中心点に接続された第 1 端部と、第 2 接続

10

20

30

40

50

点 P 2 に接続された第 2 端部とを備える。第 2 キャパシタンス C 2 は、第 1 アーム A の終端部間に接続されている。第 2 アーム B は同様に、スイッチ M B 1、M B 2 をソフトスイッチングするキャパシタンスを備える。ただしこれにより、第 3 インダクタンス L 3 における電流リップルが生じ、損失が生じる可能性がある。その結果、第 2 アーム B のスイッチ M B 1、M B 2 のソフトスイッチングの利点が失われる。

【0097】

第 1 アーム A と第 2 アーム B のスイッチ M A 1、M A 2、M B 1、M B 2 の開閉動作が連続することにより、絶縁 D C / D C コンバータ 1 の出力を制御できる。図 2 に示す例において、磁気部品 100 を介したエネルギー伝搬は、第 1 アーム A のスイッチ M A 1、M A 2 によって制御される。この実施形態における絶縁 D C / D C コンバータ 1 において、第 2 アーム B により同様に、エネルギー伝搬を制御できる。その理由は以下の通りである。図 2 に示す例において、第 1 アーム A の終端部間の電圧は、絶縁 D C / D C コンバータ 1 の入力電圧 V_e に等しい。これに対して、図 8 に示す絶縁 D C / D C コンバータ 1 において、第 1 アーム A の端部（すなわち第 2 キャパシタンス C 2 の端部）における電圧 U は、以下の式により与えられる。 α_A は第 1 アーム A のデューティサイクルであり、 α_B は第 2 アーム B のデューティサイクルである。

【0098】

【数 4】

$$U = \frac{\alpha_B}{\alpha_A} \times V_e$$

【0099】

したがって、図 8 に示す絶縁 D C / D C コンバータ 1 において、第 2 アーム B のデューティサイクル α_B は、図 2 に示す例に対して、磁気部品 100 を介したエネルギー伝搬制御における補助パラメータを構成する。したがって、絶縁 D C / D C コンバータ 1 の制御は実施形態 3 においてより精密になっている。

【0100】

さらに、第 1 アーム A の端部における電圧 U が到達することができる値範囲は、図 2 に示すコンバータの第 1 アーム A の端部における電圧が到達できる値範囲を超えている。その理由は以下の通りである。 α_B / α_A が 1 を超えている場合、第 1 分岐 A の端部における電圧 U は入力電圧 V_e を超える。具体的には、電圧 U は入力電圧 V_e の最大値 V_{emax} を超える。したがって第 1 分岐 A の端部における電圧 U は、図 2 に示すコンバータの場合とは異なり、絶縁 D C / D C コンバータ 1 の入力電圧 V_e を超える。同様に、 α_B / α_A が 1 を下回ると、第 1 分岐 A の端部における電圧 U は入力電圧 V_e を下回る。具体的には、電圧 U は入力電圧 V_e の最小値 V_{emin} を下回る。したがって第 1 アーム A の端部における電圧 U は、図 2 に示すコンバータの場合とは異なり、絶縁 D C / D C コンバータ 1 の入力電圧 V_e を下回る。

【0101】

入力電圧 V_e を増減するこの特性は、ステップアップ／ステップダウンコンバータとしてのレギュレータ回路 2 を用いることにより、実施形態 2 に係る絶縁 D C / D C コンバータ 1 において実装することができる。これにより得られるコンバータ 1 は、第 1 アーム A に対して、スイッチの補助アームを 2 つ有する。したがってスイッチのアームの総数は、コンバータ 1 の 1 次側において 3 つである。これに対してこの実施形態に係るコンバータにおいて、入力電圧を増減させる特性は、コンバータ 1 の 1 次側におけるスイッチ M A 1、M A 2、M B 1、M B 2 の 2 つのアーム A、B によって得られる。

【0102】

この実施形態の第 1 変形例において、第 1 アーム A のスイッチ M A 1、M A 2 は、変動しないデューティサイクル α_A で動作する。すなわち時間経過にともなって一定を維持する。デューティサイクル α_A は、実質的に公称値 α_N を維持する。絶縁 D C / D C コンバータ 1 の動作中、出力電圧 V_o は、第 3 インダクタンス L 3 を流れる電流によって制御さ

れる。この電流は第2アームBによって制御される。これを実現するため、絶縁DC/DCコンバータ1は、第2アームBの制御ユニット5を備える。制御ユニット5は、パルス幅変調信号S2を出力する。信号S2は、第2アームBのスイッチMB1、MB2の開閉動作を制御して、第3インダクタンスL3を流れる電流を制御する。第2アームBのスイッチMB1、MB2は、第3インダクタンスL3を流れる電流によって絶縁DC/DCコンバータ1の出力において所望の電圧値Voが得られるように制御される。したがって、第1アームAのスイッチMA1、MA2のデューティサイクル α_A を変動させる必要はない。したがって第1アームAは、磁気部品100によるエネルギー伝搬のために、最も効果的なデューティサイクル α_A （例えば50%）で動作することができる。

【0103】

第1アームAのデューティサイクル50%において、磁気部品100の平均電流はゼロであり、これにより実施形態1で説明したように、絶縁DC/DCコンバータの出力における電流リップルを減少させることができる。

【0104】

第1分岐Aの端部における電圧Uは、 $2\alpha_B V_e$ である。第2アームBのデューティサイクル α_B において、第1アームAの端部の電圧Uを変動させることができる。第2アームBのデューティサイクル α_B が50%を下回ると、第1アームAの端部における電圧Uは $2V_e$ を下回る。第2アームBのデューティサイクル α_B が50%を超えると、第1アームAの端部における電圧Uは $2V_e$ を超える。したがって第1アームAのデューティサイクル α_A により、絶縁DC/DCコンバータ1のシンプルな制御を実施できる。

【0105】

電圧コンバータ1の入力電圧 V_e が変動すると、第2アームBにより、出力電圧Voが所望値を維持するようにできる。したがって絶縁DC/DCコンバータ1の入力電圧が値を変え、制御ユニット5は同様の態様で、第2アームBのスイッチMB1、MB2のデューティサイクル α_B の制御を変更して、第3インダクタンスL3を流れる電流が所望値を維持するようにする。これは、時間経過にともなってバッテリーの充電レベルが変動する電気自動車において、特に有用である。

【0106】

制御ユニット5は第1フィードバックを生成し、これにより、第1アームAと第2アームBの間に接続された第3インダクタンスL3を流れる電流について、絶縁DC/DCコンバータ1の出力電圧の値 V_{o_mes} と、絶縁DC/DCコンバータ1の出力の所望電圧Voとの間の差分を抑制する。これを実現するため、制御ユニット5は、絶縁DC/DCコンバータ1の出力において測定された電圧 V_{o_mes} を受け取る。これはゲインK1によって乗算される。制御ユニット5は、セットポイント電圧 V^* を測定電圧 V_{o_mes} と比較する。セットポイント電圧 V^* は、絶縁DC/DCコンバータ1の出力における所望電圧Voに対応する。比較の結果、制御器51は第2アームBに対してセットポイント電流 I_{3cons} を出力する。この電流は第3インダクタンスL3を流れる。

【0107】

セットポイント電流 I_{3cons} は、制御器52に対して直接伝搬することができる。制御器52は、セットポイント電流 I_{3cons} からPWM信号S2を第2アームBに対して出力する。制御ユニット5は、第2ループを生成することができる。これにより、第3インダクタンスL3を流れる電流について、第3インダクタンスL3を流れる電流の値 I_{3mes} と、セットポイント電流 I_{3cons} との間の差分を抑制する。制御ユニット5は、第1ループが出力するセットポイント電流 I_{3cons} を、第3インダクタンスL3において測定した電流 I_{3mes} と比較する。電流 I_{3cons} に対して、比較前にゲインK2を乗算する。比較の結果にしたがって、制御器52は、第2アームBのスイッチMB1とMB2のデューティサイクル α_B を制御する信号S2を決定し、これにより第3インダクタンスL3を流れる電流を調整する。電圧ループを用いてもよい。ただし電流ループのほうが実装容易である。小さい信号レベルにおいて、電流ループにより1次の伝達関数が得られるのに対して、電圧ループは2次だからである。さらに、絶縁DC/DCコ

10

20

30

40

50

ンバータ 1 は、第 2 ループを用いずに第 1 ループを実装してもよい。

【0108】

実施形態 2 と同様に、実施形態 3 に係る絶縁 DC / DC コンバータ 1 は、動作範囲をカバーするように設計できる。動作範囲は、絶縁 DC / DC コンバータ 1 の入力電圧 V_e の最小値 V_{emin} と最大値 V_{emax} の間に対応するとともに、出力電圧 V_o の最小値 V_{omin} と最大値 V_{omax} の間に対応する。例えば入力電圧 V_e は 170 から 450 V の間であり、絶縁 DC / DC コンバータ 1 の出力における目標電圧 V_o は 12 から 16 V の間である。例えば出力電圧の最小値 V_{omin} は 8 から 14 V の間であり、出力電圧の最大値 V_{omax} は 15 から 16 V の間である。

【0109】

実施形態 3 の第 2 変形例において、第 1 アーム A のデューティサイクル α_A は、第 3 インダクタンス L_3 を流れる信号の電気パラメータ I' にしたがって、公称値 α_N 周辺で変動する。この変形例の利点は、以下の説明から理解できるであろう。

【0110】

図 3 に示すものと同様の動作期間 T の第 1 部分において、第 1 アーム A の第 2 スイッチ MA_2 は閉じており、第 1 アーム A の第 1 スイッチ MA_1 は開いている。第 2 スイッチ MA_2 は、第 3 インダクタンス L_3 からの電流を搬送するとともに、磁気部品 100 からの電流 I_t を搬送する。これら電流は、同じ方向に流れるので合算される。図 4 に示すものと同様の動作期間 T の第 2 部分において、第 1 アーム A の第 2 スイッチ MA_2 は開いており、第 1 スイッチ MA_1 は閉じている。第 1 スイッチ MA_1 は、第 3 インダクタンス L_3 からの電流を搬送するとともに、磁気部品 100 からの電流 I_t を搬送する。これら電流は、同じ方向に流れないので、互いに減算される。

【0111】

したがって第 1 スイッチ MA_1 と第 2 スイッチ MA_2 において、絶縁 DC / DC コンバータ 1 の動作中、同じ電流は流れない。第 2 スイッチ MA_2 は、第 1 スイッチ MA_1 よりも大きい電流を搬送する。これにより、第 1 スイッチ MA_1 が閉じているときの損失と、第 2 スイッチ MA_2 が閉じているときの損失との間でバランスがとれなくなる。第 2 スイッチ MA_2 は、電流がより大きいので、第 1 スイッチ MA_1 よりも速く消耗する。

【0112】

1 つの解決手段は、第 2 スイッチ MA_2 を 2 重化すること、すなわち第 2 スイッチ MA_2 を 2 つの並列接続スイッチで置き換えることである。ただしこれは回路を複雑にし、必ずしも並列接続された 2 つのスイッチ間で同じ方向が流れるものではない。

【0113】

第 1 アーム A の 2 つのスイッチ MA_1 、 MA_2 間の損失をバランスする 1 手法は、磁気部品 100 の電気パラメータ（例えば平均電流 I'_T ）を用いて、第 1 スイッチ MA_1 と第 2 スイッチ MA_2 を流れる電流を再バランスすることである。

【0114】

図 9 は、絶縁回路 3 の安定状態の等価図を示す。第 1 キャパシタンス C_1 における平均電流はゼロである。第 1 スイッチ MA_1 を流れる平均電流 I'_{MA_1} は、第 1 主回路 101 を流れる平均電流 $I'_T / 2$ に等しい。 I'_T は、2 つの主回路 101、101' を流れる総平均電流である。第 2 スイッチ MA_2 を流れる平均電流 I'_{MA_2} は、第 3 インダクタンス L_3 を流れる平均電流 I'_{L_3} に等しく、第 2 主回路 101' を流れる平均電流 $I'_T / 2$ よりも小さい。第 3 インダクタンス L_3 を流れる平均電流 I'_{L_3} が 2 つの主回路 101、101' を流れる総平均電流 I'_T に等しければ、第 1 スイッチ MA_1 と第 2 スイッチ MA_2 を流れる平均電流 I'_{MA_1} 、 I'_{MA_2} は等しい。

【0115】

図 10 は、動作期間 T の第 1 部分における絶縁回路 3 の等価図を示す。図 11 は、第 2 動作期間 T における絶縁回路 3 の等価図を示す。以下の関係が成り立つ。 γ_A は、各スイッチにおいて等しいと仮定したときの各スイッチ MA_1 、 MA_2 の等価抵抗である。 γ_T は、磁気部品 100 の等価抵抗であり、主回路 101、101' の等価抵抗 γ_w から得ら

10

20

30

40

50

れる。 $\gamma_T = \gamma_w / 2$ である。 U は第 1 アーム A の第 1 終端部における電圧である。

【 0 1 1 6 】

【 数 5 】

$$I'_t = \frac{2 \times r_A}{r_T + r_A} \times (1 - \alpha_A) \times I'_{L3} + (2\alpha_A - 1) \times \frac{U}{r_T + r_A}$$

【 0 1 1 7 】

したがって、第 1 アーム A のデューティサイクル α_A にしたがって、磁気部品 100 を流れる平均電流 I'_T の値を変更して、第 3 インダクタンス L_3 が第 2 接続点 P2 に対して出力する平均電流 I'_{L3} と等しくなるようにできる。第 1 アーム A のデューティサイクル α_A を増やすことにより、磁気部品 100 を流れる平均電流 I'_T は増える。第 1 アーム A のデューティサイクル α_A を減らすことにより、磁気部品 100 を流れる平均電流 I'_T は減る。

【 0 1 1 8 】

第 1 アーム A のデューティサイクル α_A の公称値 α_N 周辺の微小変動は、磁気部品 100 を流れる平均電流 I'_T を調整するのに充分である。デューティサイクルは、この公称値 α_N 近傍で、公称値 α_N に対して 2 % 変動する。公称値 α_N は、上述の利点に鑑みて、例えば 50 % である。

【 0 1 1 9 】

磁気部品 100 を流れる平均電流 I'_T の調整は、磁気部品 100 を流れる平均電流 I'_T と、第 3 インダクタンス L_3 が第 2 接続点 P2 に対して出力する平均電流 I'_{L3} との間の差分にしたがって、フィードバックループが第 1 アーム A のデューティサイクル α_A を調整することにより、実施できる。例えばカットオフ周波数 300 kHz において、フィードバックループは 2 から 3 kHz の周波数で動作する。磁気部品 100 を流れる電流の測定と第 3 インダクタンス L_3 を流れる電流の測定は、周波数 20 kHz で実施される。

【 0 1 2 0 】

磁気部品 100 を流れる平均電流 I'_T は、第 1 アーム A の連続カットオフ期間にわたって測定される。第 3 インダクタンス L_3 が出力する平均電流 I'_{L3} は、第 2 アーム B の連続カットオフ期間にわたって測定される。

【 0 1 2 1 】

図 12 は、実施形態 4 に係る絶縁 DC / DC コンバータ 1 を示す。図 12 に示すコンバータ 1 は、図 8 に示すものと同様であるが、第 3 キャパシタンス C_3 と第 4 インダクタンス L_4 を備える点異なる。第 3 キャパシタンス C_3 は、第 2 アーム B の第 1 スイッチ MB1 と、第 2 アーム B の第 2 スイッチ MB2 との間に接続されている。したがって第 3 キャパシタンス C_3 は、第 2 アーム B の第 1 スイッチ MB1 と第 2 スイッチ MB2 に対して直列接続されている。第 3 インダクタンス L_3 は、第 3 キャパシタンス C_3 と第 2 スイッチ MB2 との間の接続点 P3 に接続されている。第 4 インダクタンス L_4 は、第 1 接続点 P1 と、第 1 スイッチ MB1 と第 3 キャパシタンス C_3 との間の接続点 P4 との間に接続されている。

【 0 1 2 2 】

第 3 キャパシタンス C_3 と第 4 インダクタンス L_4 を追加することにより、絶縁 DC / DC コンバータ 1 が実現する電圧範囲が、図 8 に示すコンバータよりも増える。実施形態 4 に係る絶縁 DC / DC コンバータ 1 は、ステップアップ / ステップダウン DC / DC コンバータを形成する。これは以下の説明からより理解できるであろう。

【 0 1 2 3 】

コンバータにおいて、インダクタンスの平均電圧はゼロである。その結果、第 1 接続点 P1 における平均電圧は、第 4 接続点 P4 の平均電圧に等しく、第 3 接続点 P3 の平均電圧は第 2 接続点 P2 の平均電圧に等しい。したがって第 3 キャパシタンスの端部における

10

20

30

40

50

平均電圧は、第 1 キャパシタンス C 1 の端部における平均電圧に等しい。

【0124】

さらにこの結果として、第 1 接続点 P 1 における平均電圧も同様にゼロとなる。第 2 接続点 P 2 における平均電圧は、第 2 キャパシタンス C 2 の端部における平均電圧 V_{C2}' に等しい。したがって、第 2 キャパシタンス C 2 の端部における平均電圧 V_{C2}' は、第 1 キャパシタンス C 1 の平均電圧 V_{C1}' に等しい。

【0125】

第 2 アーム B のスイッチ MB 1、MB 2 をデューティサイクル α_B で制御することにより、第 4 接続点 P 4 における平均電圧 V_{P4}' は以下の間関係により与えられる。

【0126】

【数 6】

$$V_{P4}' = \alpha \times V_e - (1 - \alpha) \times V_{C3}'$$

したがって、

$$V_{C3}' = V_{C2} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \times V_e$$

【0127】

この関係は、キャパシタンス C 2 の端部における電圧 V_{C2} を、第 2 アーム B のデューティサイクル α_B によって制御できることを示している。したがって、第 2 アーム B のデューティサイクル α_B が 1 未満であるとき、コンバータ 1 は電圧ステップダウンコンバータとして動作し、デューティサイクル α_B が 1 超であるとき、コンバータ 1 は電圧ステップアップコンバータとして動作する。

【0128】

実施形態 4 に係るコンバータは、実施形態 3 に係るコンバータと同様に動作することができる。実施形態 4 に係るコンバータにより、実施形態 3 に係るコンバータよりも広い動作範囲が得られる。その理由は以下の通りである。実施形態 3 において、絶縁 DC/DC コンバータ 1 の入力において許容できる最小電圧は、第 2 キャパシタンス C 2 の電圧によって制限され、第 2 キャパシタンス C 2 の電圧は出力電圧 V_o に依拠する。これに対して実施形態 4 において、最小電圧は第 2 キャパシタンス C 2 の端部における電圧により制限

【0129】

本発明に係るコンバータにおいて、磁気部品 100 は直列接続された第 1 変圧器 T 1 と第 2 変圧器 T 2 を備える。各変圧器 T 1、T 2 は 2 つの 1 次側を有する。第 1 変圧器 T 1 の 1 次側は、第 1 主回路 101 の第 1 部分 L 11 と第 2 主回路 101' の第 1 部分 L 11' を形成する。第 1 変圧器 T 1 の 2 次側は、副回路 102 の第 1 部分 L 12 を形成する。第 2 変圧器 T 2 の 1 次側は、第 1 主回路 101 の第 2 部分 L 21 と第 2 主回路 101' の第 2 部分 L 21' を形成する。第 2 変圧器 T 2 の 2 次側は、副回路 102 の第 2 部分 L 22 を形成する。

【0130】

磁気部品 100 は別の形態で実装することもできる。例えば第 1 主回路 101 は単一の第 1 主巻線の実装し、第 2 主回路 101' は同様に単一の第 2 主巻線の実装できる。副回路 102 は、2 つの副巻線の実装できる。これら巻線は、共通磁気コアに巻かれている。2 つの副巻線は主巻線と磁気結合しているが、互いには磁気結合していない。第 1 主回路 101 の第 1 部分 L 11 と第 2 部分 L 21 は、第 1 主巻線の第 1 および第 2 部分によって実装される。第 2 主回路 101' の第 1 部分 L 11' と第 2 部分 L 21' は、第 2 主巻線の第 1 および第 2 部分によって実装される。磁気部品 100 をこのように実装することにより、フェライトを有する部品数が減ってコンバータ 1 のコストが減るのみならず、より小型のコンバータが得られるのでコンバータ 1 のサイズも減る。

【0131】

10

20

30

40

50

実施形態において、第2アームBの第2スイッチMB2は、ダイオードDB（図14に示す）によって置き換えることができる。ダイオードDBのカソードは第3接続点P3に接続される。第2アームBが第2スイッチMB2を備える場合、双方向コンバータに代えて単方向コンバータが得られる。

【0132】

図13は、実施形態5に係るコンバータの例を示す。図13のコンバータ1は、図2のコンバータに対して、スイッチの第3アームEと2つの主回路101E、101'Eを追加することにより得られる。これらは図2のコンバータの第1アームAと2つの主回路101、101'と同様のものである。第3アームEは、キャパシタンスCEと直列接続された第1スイッチME1と、第2スイッチME2を備える。第3アームEの第1終端部は、キャパシタンスCEに接続されていない第1スイッチME1の端部に対応する。第3アームEの第2終端部は、キャパシタンスCEに接続されていない第2スイッチME2の端部に対応する。第3アームEの第1終端部は第1アームAの第1終端部に接続され、第3アームEの第2終端部は第1アームAの第2終端部に接続されている。第3アームEと2つの主回路101E、101'Eを図2のコンバータに対して追加することにより、絶縁DC/DCコンバータ1が到達できる電圧範囲が2倍になる。コンバータ1は、必要な数の補助アームEと主回路101E、101'Eを備えることができる。この実施形態は他の実施形態と互換するものである。

【0133】

本発明に係る絶縁DC/DCコンバータ1の例は、自動車搭載アプリケーションにおいて第1車載電源と第2車載電源との間の電圧変換に適している。例えば電気自動車またはハイブリッド自動車である。

【0134】

絶縁DC/DCコンバータ1は、第1電源システムから自動車の電気機器へ電力を供給するように構成されたAC/DCコンバータを備えるシステムに含めることができる。キャパシタンスをAC/DCコンバータの入力端子に接続して、第1電源システムとAC/DCコンバータとの間のインターエースを形成することができる。絶縁DC/DCコンバータ1をこのキャパシタンスに接続して、キャパシタンスの充放電動作を実施できる。例えばそのようなシステムは、欧州特許公開EP2012338A1に記載されている。図12に示す実施形態4に係るコンバータは、この充放電動作に適している。キャパシタンスが端子においてゼロ初期電圧から充電され、ゼロ最終電圧へ放電できるからである。

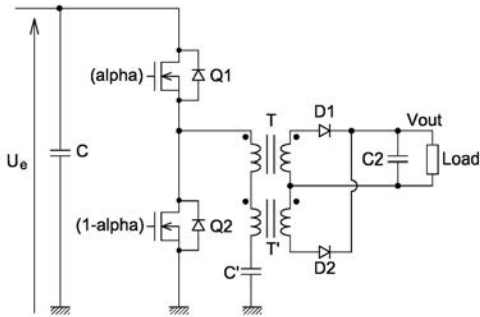
【0135】

本発明は以上の例に限定されるものではない。電圧ループは電流ループに置き換えることができる。絶縁DC/DCコンバータは、AC電圧とDC電圧へ変換するように構成されたAC/DCコンバータにおいて用いることもでき、その反対も可能である。AC/Aコンバータにおいて用いることもできる。絶縁DC/DCコンバータは、実施形態1または5における第1アームAの上流側の、または実施形態2におけるレギュレータ回路2の上流側の、または実施形態3または4における第2アームBの上流側の、AC/DCコンバータによって、および/または、絶縁DC/DCコンバータの下流側のDC/Aコンバータによって、補完することができる。

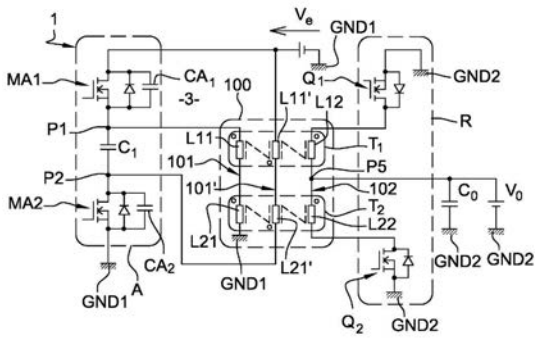
【0136】

スイッチは例えばMOSFET、IGBT、その他のトランジスタであってもよい。回路は例えばシリコン(Si)、窒化ガリウム(GaN)、炭化ケイ素(SiC)、その他任意の半導体材料から製造することができる。

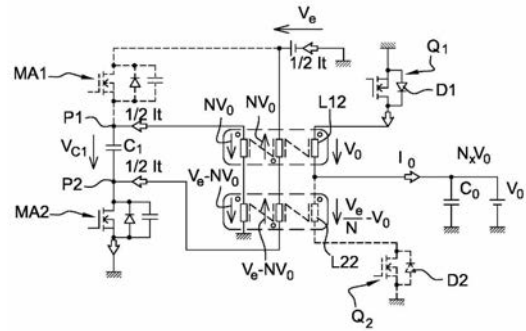
【図 1】



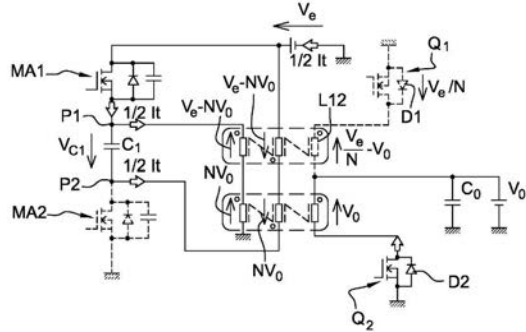
【図 2】



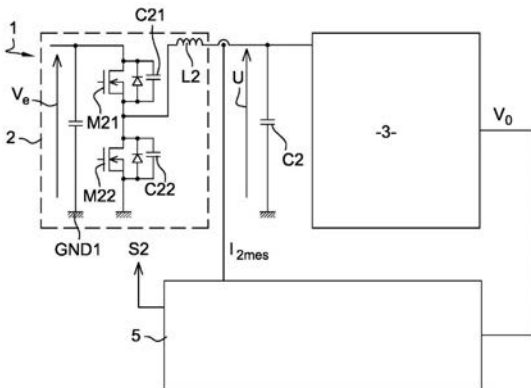
【図 3】



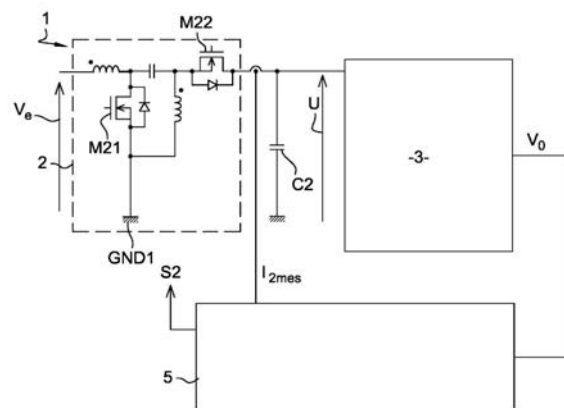
【図 4】



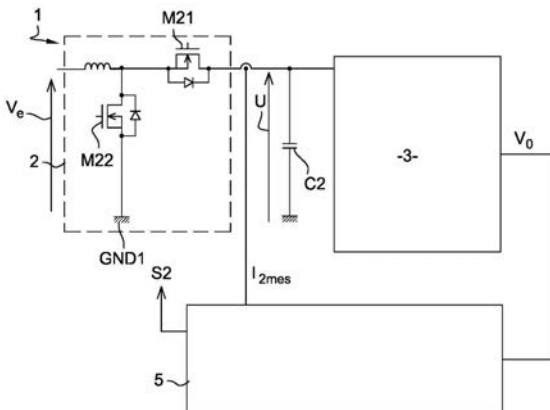
【図 5】



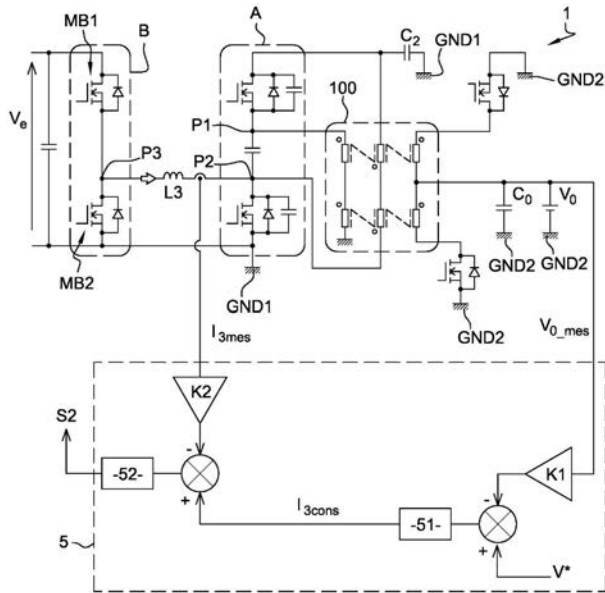
【図 7】



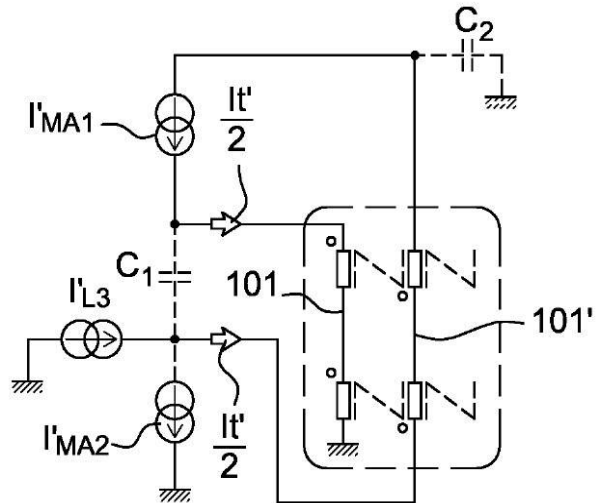
【図 6】



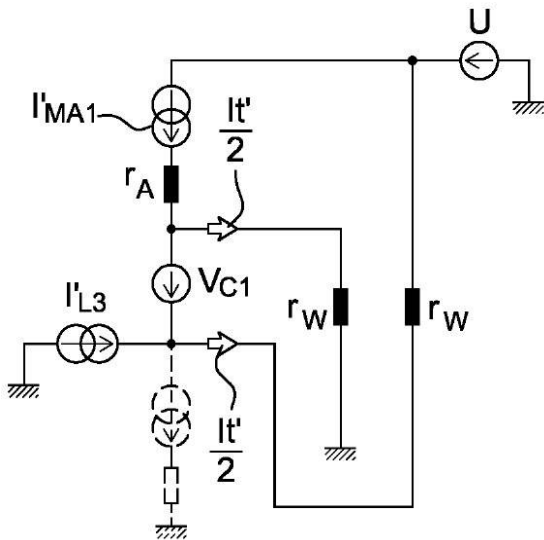
【図 8】



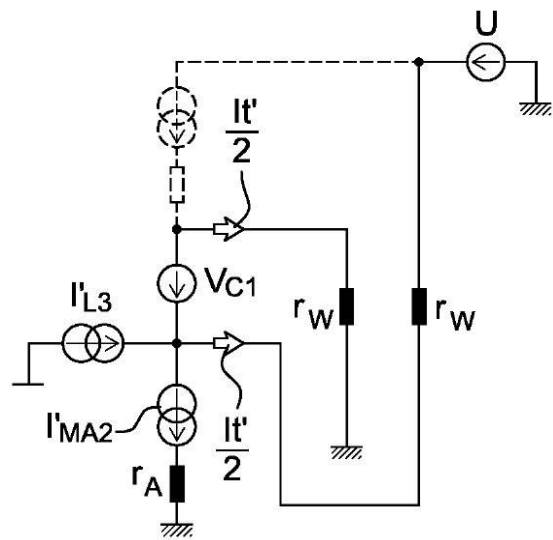
【図 9】

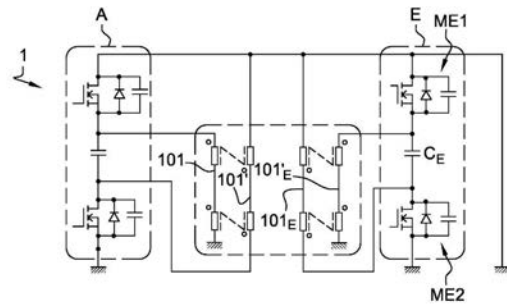


【図 10】



【図 11】





【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/EP2016/074641

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. H02M3/335

ADD. H02M1/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5 754 413 A (FRAIDLIN SIMON [US] ET AL) 19 May 1998 (1998-05-19) figure 2	1-14
A	----- CLAUDIO MANOEL C DUARTE ET AL: "A Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Converters: Synthesis, Analysis, Design, and Experimentation", IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS PART 1: REGULAR PAPERS, IEEE SERVICE CENTER, NEW YORK, NY, US, vol. 44, no. 8, 1 August 1997 (1997-08-01) , XP011011595, ISSN: 1057-7122 the whole document	1-14
A	----- US 4 257 087 A (CUK SLOBODAN M) 17 March 1981 (1981-03-17) figure 5	1-14

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"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)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"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

"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

"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

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

3 January 2017

Date of mailing of the international search report

11/01/2017

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Madouroglou, E

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/EP2016/074641

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5754413	A	19-05-1998	NONE	

US 4257087	A	17-03-1981	NONE	

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°

PCT/EP2016/074641

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE

INV. H02M3/335

ADD. H02M1/00

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)
H02M

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si cela est réalisable, termes de recherche utilisés)

EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	US 5 754 413 A (FRAIDLIN SIMON [US] ET AL) 19 mai 1998 (1998-05-19) figure 2 -----	1-14
A	CLAUDIO MANOEL C DUARTE ET AL: "A Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC-to-DC Converters: Synthesis, Analysis, Design, and Experimentation", IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS PART I: REGULAR PAPERS, IEEE SERVICE CENTER, NEW YORK, NY, US, vol. 44, no. 8, 1 août 1997 (1997-08-01), XP011011595, ISSN: 1057-7122 le document en entier -----	1-14
A	US 4 257 087 A (CUK SLOBODAN M) 17 mars 1981 (1981-03-17) figure 5 -----	1-14



Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents



Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

A document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent

E document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date

L document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)

O document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens

P document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

T document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention

X document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément

Y document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier

Z document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

3 janvier 2017

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

11/01/2017

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale

Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Madouroglou, E

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande internationale n°

PCT/EP2016/074641

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 5754413	A	19-05-1998	AUCUN	

US 4257087	A	17-03-1981	AUCUN	

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, 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, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA

【要約の続き】

—前記2つの主回路の一方である第2主回路(101')は、前記第1アーム(A)の第1終端部と、前記接続点である第2接続点(P2)との間に接続されており、前記第2接続点(P2)は、前記第1アーム(A)の前記第2スイッチ(MA2)と前記第1キャパシタンス(C1)との間の接続点であり、前記第1アーム(A)の前記第1終端部は、前記第1キャパシタンス(C1)に対して接続されていない前記第1スイッチ(MA1)の端部に対応し、

前記主回路の他方である第1主回路(101)は、前記第1アーム(A)の第2終端部と、前記接続点である第1接続点(P1)との間に接続されており、前記第1接続点(P1)は、前記第1スイッチ(MA1)と前記第1キャパシタンス(C1)との間の接続点であり、前記第1アーム(A)の前記第2終端部は、前記第1キャパシタンス(C1)に対して接続されていない前記第2スイッチ(MA2)の端部に対応する

ことを特徴とするコンバータ

に関するものである。

【選択図】図2